

DOI: 10.31319/2519-2884.47.2025.8

УДК 62-83:681.513.5

Клюєв О.В., к.т.н., доцент, ORCID: 0000-0003-4542-3317, e-mail: kluev2006@ukr.net
Садовой О.В., д.т.н., професор, ORCID: 0000-0001-9739-3661, e-mail: sadovoyav@ukr.net
Сохіна Ю.В., к.т.н., доцент, ORCID: 0000-0002-4329-5182, e-mail: jvsokhina@gmail.com
Ящук О.О., здобувач третього (доктор філософії) рівня вищої освіти,
ORCID: 0009-0007-3841-8997, e-mail: olehyashchuk@gmail.com
Дніпровський державний технічний університет, м. Кам'янське

Kliuiev Oleh, Candidate of technical sciences, Associate professor Electrotechnical and electromechanical department

Sadovoi Oleksandr, Doctor of technical sciences, Professor Electrotechnical and electromechanical department

Sokhina Yuliya, Candidate of technical sciences, Associate professor Electrotechnical and electromechanical department

Yashchuk Oleh, Postgraduate Student
Dniprovsky State Technical University, Kamianske

СПОСТЕРІГАЧ ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ СТАТОРА ДЛЯ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ З ІДЕНТИФІКАЦІЄЮ АКТИВНИХ ОПОРІВ

Здійснено аналіз стійкості розімкненого спостерігача потокозчеплення статора, призначеного для реалізації векторної системи керування машиною подвійного живлення (МПЖ). Записана позитивно визначена квадратична форма збуреного руху спостерігача при відхиленнях параметрів активних опорів статора та ротора МПЖ. Досліджено умови негативної визначеності повної похідної за часом від цієї квадратичної форми на траєкторіях руху спостерігача. У силу достатності умов стійкості, що формулюються другою теоремою Ляпунова, два доданки повної похідної прирівнюються нулю, що дозволило записати рівняння, розв'язанням яких є алгоритми ідентифікації активних опорів обмоток МПЖ. У результаті дослідження динаміки нелінійної системи, яка складається з МПЖ та її системи керування зі спостерігачем потокозчеплення статора, визначено, за яких значень змінних стану МПЖ алгоритми ідентифікації опорів її обмоток мають локальну стійкість.

Ключові слова: машина подвійного живлення; квадратична форма; стійкість системи; параметрична ідентифікація; алгоритм адаптації.

In the paper an analysis of the stability of the open observer of the flux coupling of the stator intended for the implementation of the vector control system of the doubly fed machine (DFM) was carried out. A positive definite quadratic form of the disturbed motion of an observer is recorded with deviations in the parameters of the active resistances of the stator and rotor of the DFM. The conditions of negative definiteness of the total derivative with respect to time from this quadratic form on the trajectories of the observer's motion are investigated. Due to the sufficiency of the stability conditions formulated by the second Lyapunov theorem, two terms of the total derivative are equated to zero, which made it possible to write down equations whose solution are algorithms for identifying the active resistances of the DFM windings. As a result of the study of the dynamics of a nonlinear system consisting of a DFM and its control system with a stator flux linkage observer, it was determined at what values of the state variables of the DFM the algorithms for identifying the resistances of its windings have local stability.

Keywords: doubly fed machine; quadratic form; system stability; parametric identification; adaptation algorithm.

Постановка проблеми

У векторних полеорієнтованих системах керування асинхронними машинами (АМ) виникає задача визначення модуля та кута повороту опорного вектора потокозчеплення. При прямому вимірі використовують датчики Холу, які дозволяють визначити проекції вектора потокозчеплення повітряного зазору на ортогональні осі, зв'язані зі статором АМ. Однак далі необхідно застосовувати розв'язувальні пристрої для перерахування проекцій вектора потокозчеплення повітряного зазору в проекції векторів потокозчеплень статора або ротора, що використовуються в системах векторного керування. Таке технічне рішення не забезпечує необхідної надійності і точності ідентифікації опорного вектора потокозчеплення. Тому останнім часом найчастіше використовують спостерігач вектора потокозчеплення ротора при керуванні АМ за статором або спостерігач вектора потокозчеплення статора при керуванні АМ за ротором, що здійснюється в машинах подвійного живлення. Розімкнені спостерігачі потокозчеплення являють собою диференціальні рівняння електромагнітних процесів в електричній машині, що розв'язуються у реальному часі. Однак такі спостерігачі чутливі до зміни параметрів АМ у процесі її експлуатації й, у першу чергу, до зміни активних опорів фазних обмоток статора та ротора АМ. Тому для підвищення точності ідентифікації вектора потокозчеплення в його спостерігачах можливо реалізувати параметричний зворотний зв'язок за зазначеними параметрами. Один з підходів до реалізації параметричного зворотного зв'язку дає теорія безпошукових градієнтних самонастроювальних систем, з використанням якої в статті [1] у складі спостерігача потокозчеплення ротора синтезовано контур ідентифікації активного опору фазних обмоток ротора. У таких системах потрібно обчислювати градієнт від цільової функції за параметром, для чого розв'язуються диференціальні рівняння моделі чутливості спостерігача, що призводить до громіздких обчислень і ускладнює спостерігач. Інший підхід складається у формуванні на основі другої теореми Ляпунова про стійкість руху функції адаптації, інтеграл від якої є оцінкою поточного значення активного опору обмоток АМ. Цим методом у статті [2] синтезовано спостерігач потокозчеплення ротора з ідентифікацією активних опорів АМ. Структура й обчислювальний алгоритм такого спостерігача істотно простіше, ніж при використанні першої методики.

Аналіз останніх досліджень і публікацій

У статті [3] розглядається двоканальна векторна система керування машиною подвійного живлення, що працює в режимі генератора і приводиться в рух вітровою турбіною. Статорне коло АМ підключене до мережі, а в роторному колі транзисторний перетворювач частоти з проміжною ланкою постійного струму формує керувальні впливи. Сигнали широтно-імпульсного перетворювача, що модулюють, розраховуються системою керування. Ці сигнали визначаються із системи рівнянь МПЖ, до складу яких входить такий змінний параметр, як активний опір роторних обмоток АМ. Тому для точного розрахунку керувальних напруг у роторі з метою оптимізації енергетичних характеристик генератора синтезується спостерігач активного опору ротора МПЖ. Структура спостерігача визначається на основі другої теореми Ляпунова про стійкість руху. Отримана в такий спосіб функція адаптації піддається перетворенню ПІ-регулятором, у якому коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових розраховуються генетичним алгоритмом. У статті [4] розглядається система векторного керування МПЖ, що працює в режимі генерації активної потужності в мережу. У каналі реактивної потужності її регулятор забезпечує нульове значення реактивної потужності в статорному колі МПЖ. Спостерігач швидкості з еталонною моделлю забезпечує асимптотичну збіжність оцінки швидкості до її фактичного значення за допомогою функції адаптації, що одержується на основі теорем про стійкість руху. Для підвищення точності визначення швидкості ротора МПЖ спостерігач у своєму складі використовує алгоритм ідентифікації активного опору фазних обмоток ротора МПЖ. У [5] досліджується відома структура спостерігача швидкості ротора АМ при векторному керуванні на знижених частотах обертання ротора. У процесі пуску траєкторія наростання швидкості має складний вигляд, який відрізняється від лінійного або експонентного. Моделювання проводилося при сталості параметрів АМ. Це обставина, а також достатньо значна тривалість перехідного процесу пуску забезпечує високу точність ідентифікації швидкості ротора АМ. У статті [6] на основі фільтра Калмана синтезовано спостерігач потокозчеплення та параметрів АМ при вимірі струмів і швидкості ротора. У [7] пропонується адаптивний спостерігач

для визначення стану та параметрів електричної частини асинхронних двигунів. Вимірюються механічна швидкість ротора, струми та напруги статора. Для одержання закону адаптації спостерігача використовується метод Ляпунова. У статті [8] у векторній системі керування АМ на знижених швидкостях за допомогою спостерігача здійснюється оцінка активного опору фазних обмоток статора АМ, пропорційно якій приймається оцінка активного опору ротора.

Формулювання мети дослідження

Завдання статті полягає в синтезі замкненого спостерігача потокозчеплення статора в складі релейно-векторної системи керування МПЖ із контурами спостереження за змінами активних опорів обмоток статора або ротора МПЖ, у яких функції адаптації параметричних зворотних зв'язків визначаються з використанням методики, заснованої на другій теоремі Ляпунова про стійкість руху.

Виклад основного матеріалу

Моделі спостерігачів потокозчеплень містять рівняння проекцій векторів струмів і потокозчеплень. Система рівнянь розімкнутого спостерігача потокозчеплення статора МПЖ із вимірюваною швидкістю має вигляд [9]:

$$\begin{aligned} p\hat{I}_{rd} &= -\frac{(R_r + k_s^2 R_s)L_s}{L_s L_r - L_m^2} \hat{I}_{rd} + \frac{k_s R_s}{L_s L_r - L_m^2} \hat{\Psi}_{sd} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \omega \hat{\Psi}_{sq} + \frac{L_s u_{rd} - L_m u_{sd}}{L_s L_r - L_m^2}; \\ p\hat{I}_{rq} &= -\frac{(R_r + k_s^2 R_s)L_s}{L_s L_r - L_m^2} \hat{I}_{rq} + \frac{k_s R_s}{L_s L_r - L_m^2} \hat{\Psi}_{sq} + \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \omega \hat{\Psi}_{sd} + \frac{L_s u_{rq} - L_m u_{sq}}{L_s L_r - L_m^2}; \\ p\hat{\Psi}_{sd} &= -\frac{R_s}{L_s} \hat{\Psi}_{sd} + k_s R_s \hat{I}_{rd} + \omega \hat{\Psi}_{sq} + u_{sd}; \quad p\hat{\Psi}_{sq} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{\Psi}_{sq} + k_s R_s \hat{I}_{rq} - \omega \hat{\Psi}_{sd} + u_{sq}. \end{aligned} \quad (1)$$

У матричній формі система (1) запишеться в такий спосіб

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = A\hat{X} + BU, \quad (2)$$

де $\hat{X} = (\hat{I}_{rd} \quad \hat{I}_{rq} \quad \hat{\Psi}_{sd} \quad \hat{\Psi}_{sq})^T$; $U = (u_{rd} \quad u_{rq} \quad u_{sd} \quad u_{sq})^T$;

$$A = \begin{pmatrix} -a_{11} & 0 & a_{13} & a_{14}\omega \\ 0 & -a_{22} & -a_{23}\omega & a_{24} \\ a_{31} & 0 & -a_{33} & -\omega \\ 0 & a_{42} & \omega & -a_{44} \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} b_{11} & 0 & -b_{13} & 0 \\ 0 & b_{22} & 0 & -b_{24} \\ 0 & 0 & b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{44} \end{pmatrix}. \quad (3)$$

У матрицях (3) значення коефіцієнтів виражаються через параметри АМ:

$$\begin{aligned} a_{11} = a_{22} &= \frac{R_r L_s}{L_s L_r - L_m^2} + \frac{K_s^2 R_s L_s}{L_s L_r - L_m^2}; \quad a_{13} = a_{24} = \frac{K_s R_s}{L_s L_r - L_m^2}; \quad a_{31} = a_{42} = K_s R_s; \\ a_{23} = a_{14} &= \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2}; \quad a_{33} = a_{44} = R_s / L_s; \quad b_{11} = b_{22} = \frac{L_s}{L_s L_r - L_m^2}; \\ b_{13} = b_{24} &= \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2}; \quad b_{33} = b_{44} = 1. \end{aligned} \quad (4)$$

Введемо позначення

$$e = X - \hat{X} = (I_{rd} - \hat{I}_{rd} \quad I_{rq} - \hat{I}_{rq} \quad \Psi_{sd} - \hat{\Psi}_{sd} \quad \Psi_{sq} - \hat{\Psi}_{sq})^T = (\Delta I_{rd} \quad \Delta I_{rq} \quad \Delta \Psi_{sd} \quad \Delta \Psi_{sq})^T. \quad (5)$$

Вважаємо, що швидкість вимірюється, а параметри МПЖ, крім активних опорів фазних обмоток, не змінюються та дорівнюють номінальним значенням. Тоді матриця параметричних відхилень приймає вигляд:

$$\Delta A = \hat{A} - A = \begin{pmatrix} -\bar{a}_{11}'\Delta R_r - \bar{a}_{11}''\Delta R_s & 0 & \bar{a}_{13}\Delta R_s & 0 \\ 0 & -\bar{a}_{11}'\Delta R_r - \bar{a}_{11}''\Delta R_s & 0 & \bar{a}_{13}\Delta R_s \\ \bar{a}_{31}\Delta R_s & 0 & -\bar{a}_{33}\Delta R_s & 0 \\ 0 & \bar{a}_{31}\Delta R_s & 0 & -\bar{a}_{33}\Delta R_s \end{pmatrix} = \Delta R_r \Delta A_r + \Delta R_s \Delta A_s, \quad (6)$$

де

$$\Delta A_r = \begin{pmatrix} -\bar{a}_{11}' & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\bar{a}_{11}' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \Delta A_s = \begin{pmatrix} -\bar{a}_{11}'' & 0 & \bar{a}_{13} & 0 \\ 0 & -\bar{a}_{11}'' & 0 & \bar{a}_{13} \\ \bar{a}_{31} & 0 & -\bar{a}_{33} & 0 \\ 0 & \bar{a}_{31} & 0 & -\bar{a}_{33} \end{pmatrix}; \quad (7)$$

$$\bar{a}_{11}' = \frac{L_s}{L_s L_r - L_m^2}; \bar{a}_{11}'' = \frac{K_s^2 L_s}{L_s L_r - L_m^2}; \bar{a}_{33} = 1/L_s; \bar{a}_{13} = \frac{K_s}{L_s L_r - L_m^2}; \bar{a}_{31} = K_s. \quad (8)$$

Віднімаємо з рівнянь електромагнітних процесів МПЖ рівняння спостерігача вектора X :

$$\begin{aligned} \frac{dX}{dt} - \frac{d\hat{X}}{dt} &= \frac{de}{dt} = AX + BU - \hat{A}\hat{X} - BU = AX - \hat{A}\hat{X} = AX - \hat{A}\hat{X} - \Delta A\hat{X} = \\ &= A(X - \hat{X}) - \Delta A\hat{X} = Ae - \Delta A\hat{X} = Ae - \Delta R_r \Delta A_r \hat{X} - \Delta R_s \Delta A_s \hat{X}. \end{aligned} \quad (9)$$

Запишемо квадратичну форму, яка може бути функцією Ляпунова для синтезованого спостерігача

$$V = e^T e + \frac{\Delta R_s^2}{\lambda_s} + \frac{\Delta R_r^2}{\lambda_r} = \Delta I_{rd}^2 + \Delta I_{rq}^2 + \Delta \Psi_{sd}^2 + \Delta \Psi_{sq}^2 + \frac{\Delta R_s^2}{\lambda_s} + \frac{\Delta R_r^2}{\lambda_r} > 0. \quad (10)$$

З урахуванням (9) записуємо повну похідну за часом від функції (10):

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \left(\frac{de^T}{dt} \right) e + e^T \left(\frac{de}{dt} \right) + \frac{2\Delta R_s}{\lambda_s} \frac{d\hat{R}_s}{dt} + \frac{2\Delta R_r}{\lambda_r} \frac{d\hat{R}_r}{dt} = e^T A^T e - (\Delta A\hat{X})^T e + e^T Ae - e^T \Delta A\hat{X} + \\ &+ \frac{2\Delta R_s}{\lambda_s} \frac{d\hat{R}_s}{dt} + \frac{2\Delta R_r}{\lambda_r} \frac{d\hat{R}_r}{dt} = e^T (A^T + A) e - \hat{X}^T (\Delta R_r \Delta A_r + \Delta R_s \Delta A_s)^T e - \\ &- e^T (\Delta R_r \Delta A_r + \Delta R_s \Delta A_s) \hat{X} + 2 \frac{\Delta R_s}{\lambda_s} \frac{d\hat{R}_s}{dt} + 2 \frac{\Delta R_r}{\lambda_r} \frac{d\hat{R}_r}{dt} = S_1 + S_2 + S_3. \end{aligned} \quad (11)$$

Представимо вираз (11) у вигляді суми трьох доданків

$$\frac{dV}{dt} = S_1 + S_2 + S_3, \quad (12)$$

де

$$S_1 = e^T [A^T + A] e; \quad (13)$$

$$S_2 = -\hat{X}^T (\Delta R_r \Delta A_r)^T e - e^T (\Delta R_r \Delta A_r) \hat{X} + \frac{2\Delta R_r}{\lambda_r} \frac{d\hat{R}_r}{dt}; \quad (14)$$

$$S_3 = -\hat{X}^T (\Delta R_s \Delta A_s)^T e - e^T (\Delta R_s \Delta A_s) \hat{X} + \frac{2\Delta R_s}{\lambda_s} \frac{d\hat{R}_s}{dt}. \quad (15)$$

Дорівнюємо складові S_2 і S_3 нулю й одержуємо

$$S_2 = -e^T \Delta A_r \hat{X} + \frac{1}{\lambda_r} \frac{d\hat{R}_r}{dt} = 0, \quad S_3 = -e^T \Delta A_s \hat{X} + \frac{1}{\lambda_s} \frac{d\hat{R}_s}{dt} = 0. \quad (16)$$

Досліджуємо на негативну визначеність квадратичну форму (13), для чого використовуємо критерій Сильвестра для її матриці, яка з урахуванням (3) і (4) приймає вигляд

$$K = A^T + A = \begin{pmatrix} -2a_{11} & 0 & a_{13} + a_{31} & -a_{23}\omega \\ 0 & -2a_{11} & a_{23}\omega & a_{31} + a_{13} \\ a_{13} + a_{31} & a_{23}\omega & -2a_{33} & 0 \\ -a_{23}\omega & a_{13} + a_{31} & 0 & -2a_{33} \end{pmatrix}. \quad (17)$$

Розглянемо головні мінори цієї матриці, які у загальному випадку будуть функціями швидкості. Головні мінори першого та другого порядку наступні

$$\Delta_1 = -2a_{11} < 0; \quad \Delta_2 = \begin{vmatrix} -2a_{11} & 0 \\ 0 & -2a_{11} \end{vmatrix} = 4a_{11}^2 > 0. \quad (18)$$

Третій головний мінор запишеться так

$$\Delta_3(\omega) = \begin{vmatrix} -2a_{11} & 0 & a_{13} + a_{31} \\ 0 & -2a_{11} & a_{23}\omega \\ a_{13} + a_{31} & a_{23}\omega & -2a_{33} \end{vmatrix} = 2a_{11}a_{23}^2\omega^2 + 2a_{11}(a_{13} + a_{31})^2 - 8a_{11}^2a_{33}. \quad (19)$$

Вираз (19) являє собою параболу, у якій коефіцієнти позитивні, а її графік розташовується вище осі абсцис, з чого випливає, що $\Delta_3(\omega) > 0$ для будь-яких значень швидкості ω .

Четвертий головний мінор має вигляд

$$\Delta_4(\omega) = a\omega^4 + b\omega^2 + c, \quad (20)$$

де $a = a_{23}^4 > 0$; $b = 2a_{31}^2a_{23}^2 + 4a_{13}a_{31}a_{23}^2 + 2a_{13}^2a_{23}^2 - 8a_{11}a_{33}a_{23}^2 > 0$;

$$c = a_{13}^4 + a_{31}^4 + 4a_{13}a_{31}^3 + 4a_{13}^3a_{31} + 6a_{13}^2a_{31}^2 + 16a_{11}^2a_{33}^2 - 8a_{11}a_{33}a_{13}^2 - 8a_{11}a_{33}a_{31}^2 - 16a_{11}a_{33}a_{13}a_{31} > 0. \quad (21)$$

З нерівностей (21) випливає, що четвертий головний мінор позитивний $\Delta_4(\omega) > 0$.

Проведений аналіз дозволяє зробити висновок, що квадратична форма S_1 не є негативно визначеною, оскільки для цього необхідно, щоб третій головний мінор був негативний, а він позитивний в усій області визначення. З цього випливає, що повна похідна за часом (12) не є знаковизначеною функцією й, якщо прийняти умови (16), то з функції (11) неможливо зробити ніяких висновків про стійкість спостерігача. Однак, як відомо, друга теорема Ляпунова про стійкість руху вказує на достатні умови стійкості динамічної системи, тобто якщо ці умови виконуються (функція (12) у такому випадку має бути негативно визначеною), то система однозначно стійка, а, якщо не виконуються (функція (12) не є знаковизначеною), то ніяких висновків про стійкість зробити неможливо і потрібні додаткові дослідження.

Для аналізу стійкості розімкненої системи потрібно визначити власні числа матриці стану A , які знаходяться з її характеристичного рівняння з урахуванням (3), набуває вигляду:

$$\begin{vmatrix} -a_{11} - \lambda & 0 & a_{13} & a_{14}\omega \\ 0 & -a_{22} - \lambda & -a_{23}\omega & a_{24} \\ a_{31} & 0 & -a_{33} - \lambda & -\omega \\ 0 & a_{42} & \omega & -a_{44} - \lambda \end{vmatrix} = 0. \quad (22)$$

Після розкриття визначника та зведення подібних доданків приходимо до наступного характеристичного рівняння

$$\lambda^4 + a_3\lambda^3 + a_2\lambda^2 + a_1\lambda + a_0 = 0, \quad (23)$$

де коефіцієнти a_i з урахуванням тотожностей (4) будуть дорівнювати:

$$a_3 = 2a_{11} + 2a_{33}; \quad a_2 = 4a_{11}a_{33} - 2a_{13}a_{31} + a_{11}^2 + a_{33}^2 + \omega^2;$$

$$a_1 = 2a_{11}a_{33}^2 + 2a_{33}a_{11}^2 + 2a_{11}\omega^2 - 2a_{11}a_{13}a_{31} - 2a_{13}a_{31}a_{33} - 2a_{31}a_{23}\omega^2; \quad (24)$$

$$a_0 = a_{11}^2a_{33}^2 + a_{11}^2\omega^2 - 2a_{11}a_{31}a_{23}\omega^2 - 2a_{11}a_{13}a_{31}a_{33} + a_{13}^2a_{31}^2 + a_{31}^2a_{23}^2\omega^2.$$

Корені рівняння (23) не залежать від знака швидкості, тому що в коефіцієнти (24) величина швидкості входить тільки в квадрати. Дослідження показало, що рівняння (23) має дві пари комплексно сполучених коренів з негативними дійсними частинами, тобто поліном четвертого ступеня (23) можна розкласти на добуток двох квадратних тричленів з дійсними коефіцієнтами.

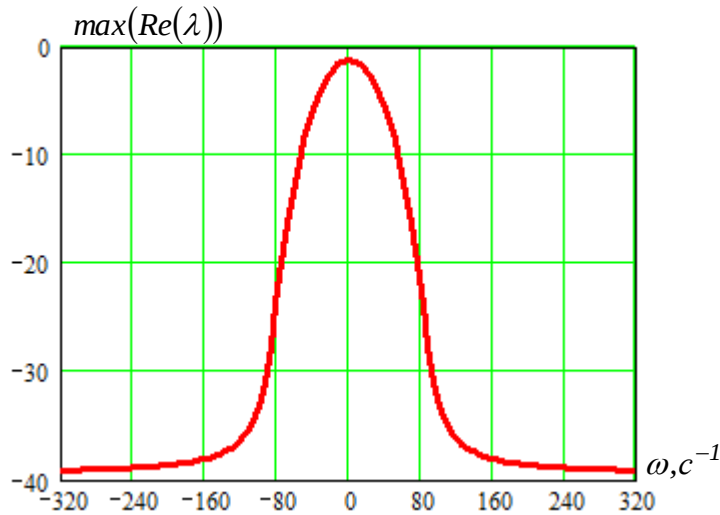


Рис. 1. Залежність найбільшої дійсної частини коренів характеристичного рівняння (23) від швидкості ротора АМ

При нульовій швидкості усі корені рівняння (23) є дійсними негативними числами. Для оцінки ступеня стійкості розімкненого спостерігача (1) для різних швидкостей ротора ω визначалися корені рівняння (23), з яких виділялася найбільша дійсна частина як кількісна міра ступеня стійкості спостерігача. Графік на рис. 1 побудований для АМ з фазним ротором типу 4AK160S4Y3 потужністю 11 кВт. Для інших АМ графіки практично такі ж унаслідок того, що вихідними даними для розрахунку є параметри Т-подібної схеми заміщення АМ, які у відносних одиницях для АМ будь-якої потужності відрізняються незначно. Видно, що ступінь стійкості спостерігача

(1) не залежить від знака швидкості, істотно залежить від неї до половини синхронної швидкості, зменшуючись у міру наближення до нульового значення швидкості. Ступінь стійкості залишається практично незмінною в діапазоні від половини синхронної швидкості до номінальної та далі при швидкостях вище синхронної. Отримані результати справедливі для всіх АМ з фазним ротором, з керуванням за ротором. Унаслідок стійкості розімкненого спостерігача (1) доцільно прийняти умови (16) для одержання законів ідентифікації активних опорів АМ і дослідити динаміку МПЖ із системою керування, замкнутою через спостерігач, який містить у своєму складі алгоритми ідентифікації опорів.

З (16) випливають закони ідентифікації активних опорів:

$$\hat{R}_r = \lambda_r \int (e^T \Delta A_r \hat{X}) dt, \quad (25)$$

$$\hat{R}_s = \lambda_s \int (e^T \Delta A_s \hat{X}) dt. \quad (26)$$

Матричні підінтегральні вирази запишемо в скалярній формі. Для цього поетапно перемножимо матриці. Для алгоритму (25) буде

$$\Delta A_r \hat{X} = \begin{pmatrix} -\hat{a}'_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\hat{a}'_{11} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{I}_{rd} \\ \hat{I}_{rq} \\ \hat{\Psi}_{sd} \\ \hat{\Psi}_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\hat{a}'_{11} \hat{I}_{rd} \\ -\hat{a}'_{11} \hat{I}_{rq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (27)$$

Підінтегральний вираз в алгоритмі (25) буде наступним

$$e^T \Delta A_r \hat{X} = \begin{bmatrix} \Delta I_{rd} & \Delta I_{rq} & \Delta \Psi_{sd} & \Delta \Psi_{sq} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} -\bar{a}_{11}' \hat{I}_{rd} \\ -\bar{a}_{11}' \hat{I}_{rq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = -\bar{a}_{11}' (\hat{I}_{rd} \Delta I_{rd} + \hat{I}_{rq} \Delta I_{rq}). \quad (28)$$

Тоді алгоритм ідентифікації активного опору фази ротора

$$\hat{R}_r = -\lambda_r \bar{a}_{11}' \int \left[(\hat{I}_{rd} - \bar{I}_{rd}) \hat{I}_{rd} + (\hat{I}_{rq} - \bar{I}_{rq}) \hat{I}_{rq} \right] dt. \quad (29)$$

Для алгоритму (26) проведемо наступні обчислення

$$\Delta A_s \hat{X} = \begin{pmatrix} -\bar{a}_{11}'' & 0 & \bar{a}_{13} & 0 \\ 0 & -\bar{a}_{11}'' & 0 & \bar{a}_{13} \\ \bar{a}_{31} & 0 & -\bar{a}_{33} & 0 \\ 0 & \bar{a}_{31} & 0 & -\bar{a}_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{I}_{rd} \\ \hat{I}_{rq} \\ \hat{\Psi}_{sd} \\ \hat{\Psi}_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\bar{a}_{11}'' \hat{I}_{rd} + \bar{a}_{13} \hat{\Psi}_{sd} \\ -\bar{a}_{11}'' \hat{I}_{rq} + \bar{a}_{13} \hat{\Psi}_{sq} \\ \bar{a}_{31} \hat{I}_{rd} - \bar{a}_{33} \hat{\Psi}_{sd} \\ \bar{a}_{31} \hat{I}_{rq} - \bar{a}_{33} \hat{\Psi}_{sq} \end{pmatrix}. \quad (30)$$

Підінтегральний вираз в алгоритмі (26) буде наступним

$$e^T \Delta A_s \hat{X} = \begin{bmatrix} \Delta I_{rd} & \Delta I_{rq} & \Delta \Psi_{sd} & \Delta \Psi_{sq} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} -\bar{a}_{11}'' \hat{I}_{rd} + \bar{a}_{13} \hat{\Psi}_{sd} \\ -\bar{a}_{11}'' \hat{I}_{rq} + \bar{a}_{13} \hat{\Psi}_{sq} \\ \bar{a}_{31} \hat{I}_{rd} - \bar{a}_{33} \hat{\Psi}_{sd} \\ \bar{a}_{31} \hat{I}_{rq} - \bar{a}_{33} \hat{\Psi}_{sq} \end{pmatrix} = -\bar{a}_{11}'' \hat{I}_{rd} \Delta I_{rd} + \bar{a}_{13} \hat{\Psi}_{sd} \Delta I_{rd} - \quad (31)$$

$$-\bar{a}_{11}'' \hat{I}_{rq} \Delta I_{rq} + \bar{a}_{13} \hat{\Psi}_{sq} \Delta I_{rq} + \bar{a}_{31} \hat{I}_{rd} \Delta \Psi_{sd} - \bar{a}_{33} \hat{\Psi}_{sd} \Delta \Psi_{sd} + \bar{a}_{31} \hat{I}_{rq} \Delta \Psi_{sq} - \bar{a}_{33} \hat{\Psi}_{sq} \Delta \Psi_{sq}.$$

Алгоритм ідентифікації (26) з підінтегральною функцією (31) не має практичного значення, оскільки вимірити відхилення поточозчеплень $\Delta \Psi_{sd}$ і $\Delta \Psi_{sq}$ не є можливим. У виразі (31) усіма доданками з відхиленнями поточозчеплень можливо знехтувати, якщо прийняти, що при зміні активного опору статора МПЖ відхилення поточозчеплень істотно менше відхилень струмів.

Тоді алгоритм ідентифікації активного опору статора (26) набуде вигляду:

$$\hat{R}_s = \lambda_s \int \left(\bar{a}_{13} \hat{\Psi}_{sd} \Delta I_{rd} + \bar{a}_{13} \hat{\Psi}_{sq} \Delta I_{rq} - \bar{a}_{11}'' \hat{I}_{rd} \Delta I_{rd} - \bar{a}_{11}'' \hat{I}_{rq} \Delta I_{rq} \right) dt. \quad (32)$$

Введемо позначення для функцій адаптації алгоритмів (29) і (32):

$$Q_r = \hat{I}_{rd} (\hat{I}_{rd} - \bar{I}_{rd}) + \hat{I}_{rq} (\hat{I}_{rq} - \bar{I}_{rq}), \quad (33)$$

$$Q_s = (\bar{a}_{13} \hat{\Psi}_{sd} - \bar{a}_{11}'' \hat{I}_{rd}) (\hat{I}_{rd} - \bar{I}_{rd}) + (\bar{a}_{13} \hat{\Psi}_{sq} - \bar{a}_{11}'' \hat{I}_{rq}) (\hat{I}_{rq} - \bar{I}_{rq}). \quad (34)$$

Прийmemo, що процес ідентифікації починається з номінального рівня опору фазних обмоток і додамо до виразів (29) і (32) пропорційні складові. У цьому випадку алгоритми визначення активних опорів фазних обмоток ротора та статора МПЖ запишуться виразами

$$\hat{R}_r = R_{rH} - \lambda_{r1} Q_r - \lambda_{r2} \int Q_r dt; \quad (35)$$

$$\hat{R}_s = R_{sH} + \lambda_{s1} Q_s + \lambda_{s2} \int Q_s dt. \quad (36)$$

Структура ідентифікаторів у вигляді ПІ-регуляторів (35), (36) задається виразами функцій адаптації (33), (34). Параметри $\lambda_{r1}, \lambda_{r2}, \lambda_{s1}, \lambda_{s2}$ синтезованих ПІ-регуляторів більше нуля. Ці регулятори входять до складу параметричного зворотного зв'язку спостерігача поточозчеплення статора МПЖ, а їх параметри підбираються в процесі настроювання алгоритму ідентифікації при багаторазовому розрахунку математичної моделі динаміки замкнутої системи керування.

У середовищі Matlab методом математичного моделювання досліджувалася динаміка МПЖ із полеорієнтованою релейно-векторною системою керування, у контури зворотного зв'язку якої включений спостерігач поточозчеплення статора з алгоритмом ідентифікації активного

опору ротора (35). Пуск МПЖ із вентиляторним навантаженням на валу відбувається до номінальної швидкості 150 рад/с при замкненому коротко статорі та живленні ротора від перетворювача частоти (рис. 2). Після досягнення ротором номінальної швидкості в 0.4 с статорне коло підключається до мережі на номінальну напругу. Цей процес викликає загасаючі коливання помилки ідентифікації модуля вектора потокозчеплення статора $\Delta\Psi_s = \Psi_s - \hat{\Psi}_s$ та оцінки активного опору ротора $\hat{R}_r$ при тому, що початкові умови алгоритму ідентифікації опору збігаються з фактичним значенням опору обмотки ротора МПЖ. У 0.8 с при номінальній швидкості та моменті навантаження опір ротора МПЖ триразово збільшується для дослідження динаміки алгоритму ідентифікації (35). Коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових ПІ-регулятора від функції адаптації (33) приймалися однаковими для всіх режимів роботи МПЖ і дорівнюють: $\lambda_{r1} = 0.01$, $\lambda_{r2} = 0.2$. З графіка $\hat{R}_r$ (червона лінія) видно, що при високих швидкостях і номінальному навантаженні ідентифікація протікає швидко і процес асимптотично стійкий, тобто $\hat{R}_r \rightarrow R_r$. Помилка ідентифікації модуля потокозчеплення статора $\Delta\Psi_s$ в сталому режимі прямує до нуля. Далі в 1.2 с починається гальмування до половини номінальної

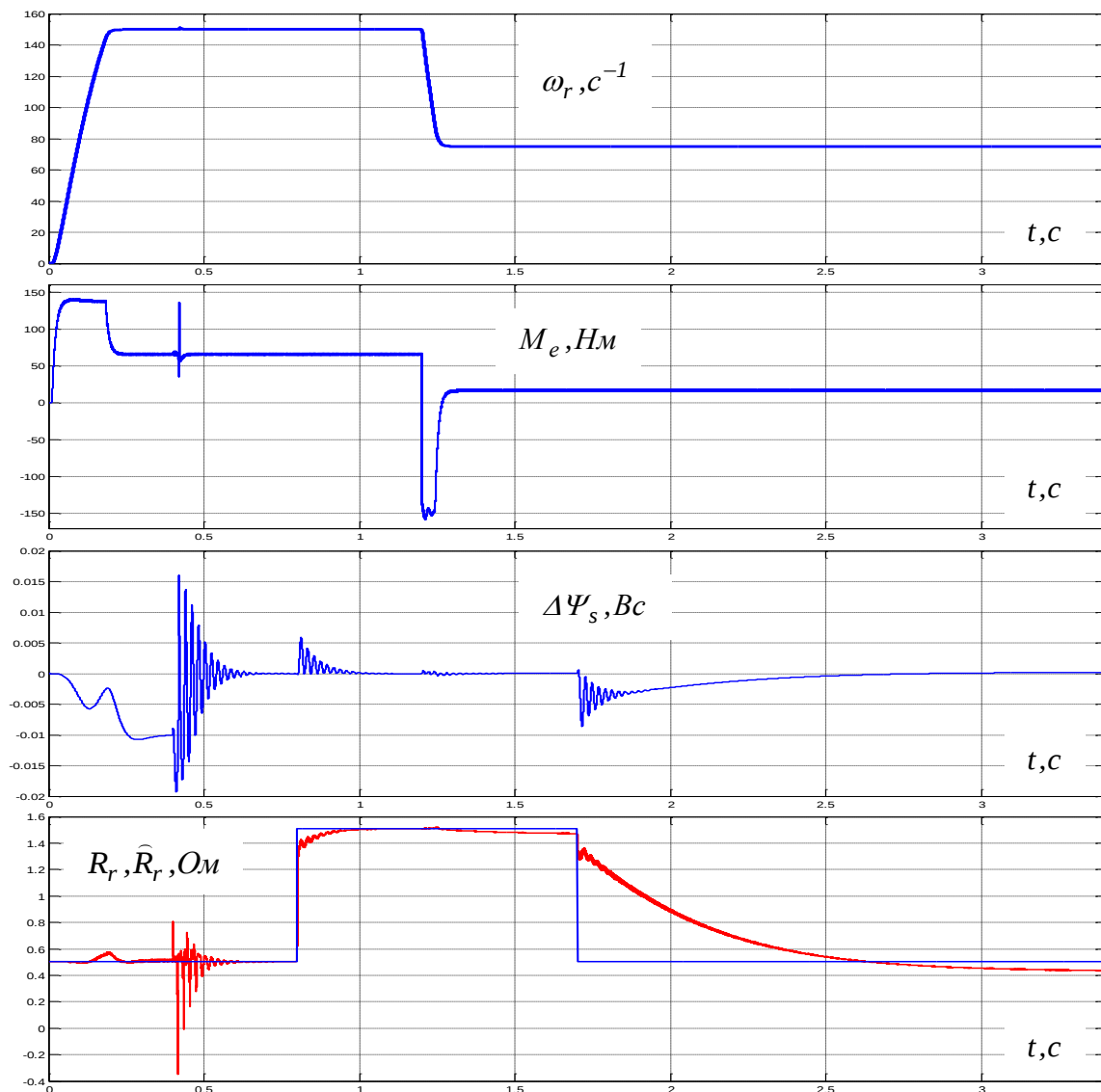


Рис. 2. Перехідні процеси в МПЖ зі спостерігачем потокозчеплення статора й ідентифікацією активного опору фазних обмоток ротора

швидкості (75 рад/с), що призводить до виникнення незначної статичної помилки ідентифікації активного опору ротора, тобто після закінчення гальмування при знижених швидкості та моменті навантаження буде $\hat{R}_r \neq R_r$, де оцінка трохи менше оцінюваного параметра. Далі, в 1.7 с стрибком скидається опір ротора МПЖ до вихідного номінального рівня. З графіка $\hat{R}_r$ видно, що при низьких швидкостях і малих навантаженнях властивості процесу ідентифікації істотно інші, ніж при великих швидкостях і навантаженнях. У даному випадку процес ідентифікації затягнутий у часі, протікає плавно, стійкий у цілому, але не має асимптотичної стійкості, тобто в статиці помилка ідентифікації не прямує до нуля. Таким чином, перехідні процеси виявили, що динамічні властивості процесу ідентифікації за алгоритмом (35), отриманим з першої умови (16), істотно залежать від початкових умов, з яких починається відпрацювання параметричного збурення, та від поточних значень змінних стану МПЖ, у першу чергу швидкості й електромагнітного моменту.

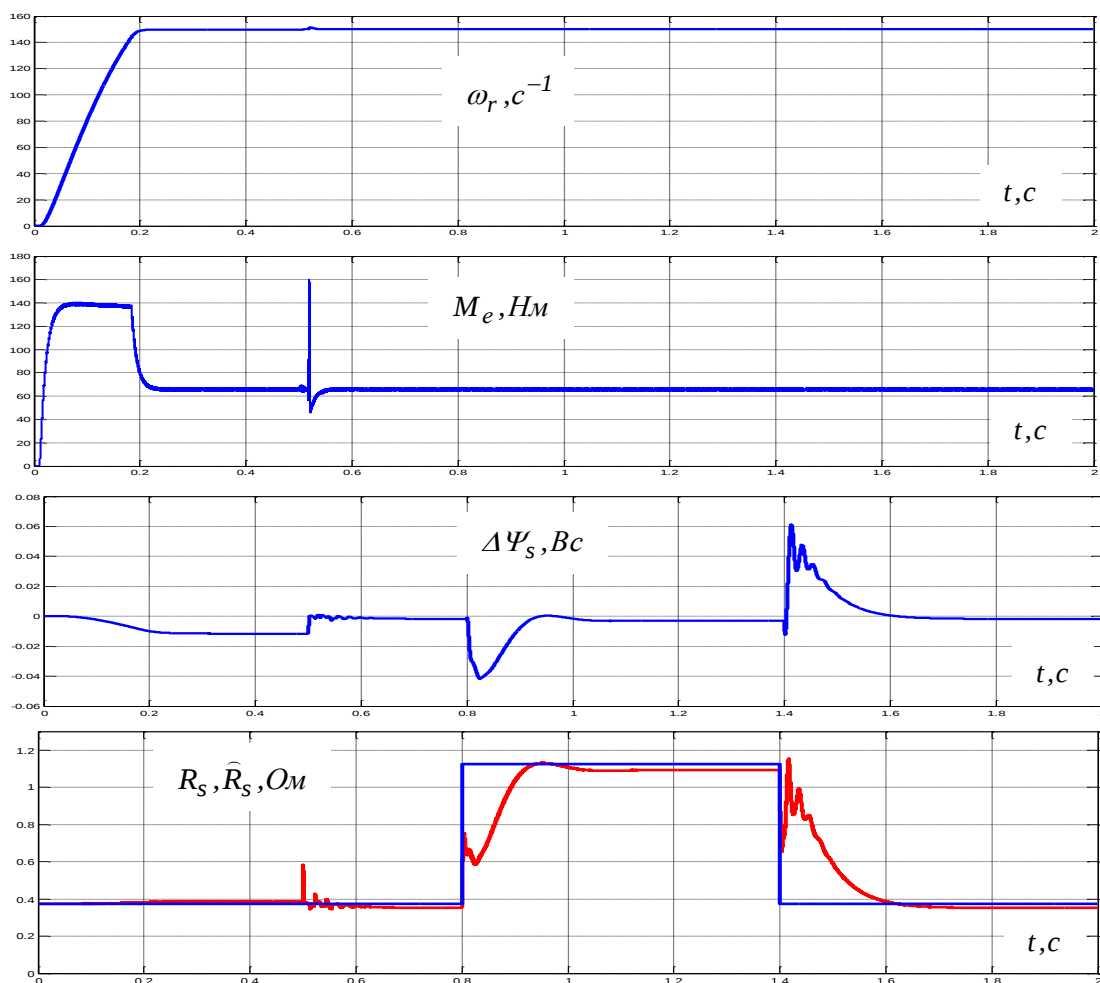


Рис. 3. Перехідні процеси в МПЖ зі спостерігачем потокозчеплення статора й ідентифікацією активного опору фазних обмоток статора

На рис. 3 наведено перехідні процеси в МПЖ зі спостерігачем потокозчеплення статора, який містить алгоритм ідентифікації активного опору фазних обмоток статора (36) з функцією адаптації (34). На валу МПЖ вентиляторний момент навантаження, при якому номінальний швидкості відповідає номінальний момент навантаження. Дослідження динаміки цієї системи показує, що ідентифікація активного опору статора стійка тільки при швидкостях і моментах навантаження на валу близьких до номінальних значень. При цьому ідентифікація стійка в цілому, але не асимптотично. Робота алгоритму (36) тестується при троекратному нарощуванні

фактичного опору статора R_s з наступним поверненням його до номінального значення. Оцінка $\hat{R}_s$ формується на виході ПІ-регулятора з наступними параметрами: $\lambda_{s1} = 5 \cdot 10^{-5}$; $\lambda_{s2} = 4 \cdot 10^{-3}$. Через статичну помилку оцінювання активного опору статора присутня незначна статична помилка визначення модуля вектора потокозчеплення статора, яка обчислюється на основі даних спостерігача (1) цього потокозчеплення.

Висновки

У статті на основі другої теореми Ляпунова про стійкість руху записані апіорні умови (16), з яких випливають алгоритми ідентифікації (35), (36) активних опорів фазних обмоток ротора і статора МПЖ відповідно. Унаслідок недотримання негативної визначеності квадратичної форми (13), умови другої теореми Ляпунова про стійкість руху для спостерігача потокозчеплення статора (1) не виконуються. Однак, у силу достатності умови стійкості, сформульованої в цій теоремі, для нелінійних систем має сенс проводити додаткові дослідження, спрямовані на визначення локальних областей стійкості. Такі дослідження проведені для алгоритмів ідентифікації (35), (36) активних опорів обмоток МПЖ. У результаті з'ясовано, що стійкість дотримується в цілому, але стійкість не асимптотична, тобто існує статична помилка ідентифікації активних опорів, яка, наприклад, відсутня при керуванні АМ за статором. Показники якості перехідних процесів ідентифікації опорів для обох алгоритмів залежать від змінних стану МПЖ і значно вище при моментах навантаження і швидкостях ротора, близьких до номінальних значень у порівнянні з режимами МПЖ, що характеризуються зниженими швидкостями та моментами навантаження.

Список використаної літератури

1. Ключев О.В., Садовой О.В., Сохіна Ю.В. Спостерігач потокозчеплення ротора з контуром параметричного зворотного зв'язку/ *Збірник наукових праць Дніпровського державного технічного університету (технічні науки)*. Кам'янське, Вип. 2 (45), 2024, С. 89–97. DOI: 10.31319/2519-2884.45.2024.9
2. Ключев О.В., Садовой О.В., Сохіна Ю.В., Ящук О.О., Бородай І.В. Спостерігач потокозчеплення з ідентифікацією активних опорів асинхронної машини/ *Збірник наукових праць Дніпровського державного технічного університету (технічні науки)*, Кам'янське. 2025. Вип. 1 (46), С. 84–94. DOI: 10.31319/2519-2884.46.2025.10
3. Hind Elaimani, Ahmed Essadki, Nouredine Elmouhi, Fadoua Bahja, Adaptive doubly fed induction generator's control driven wind turbine using luenberger observer optimized by genetic algorithm, *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, Vol. 29, No. 1, January 2023, pp. 120–132, DOI: 10.11591/ijeecs.v29.i1.pp120–132.
4. Nouredine Boumalha, Djillali Kouchih, Mohamed Seghir Boucherit, Sensorless speed and reactive power control of a double-feed induction generator using adaptive in wind turbine power plant/ *Algerian journal of signals and systems*, Vol. 3, Issue 2, 2018, pp. 54–64, DOI:10.51485/ajss.v3i2.59
5. Сінолиций А.П., Осадчук Ю.Г., Козакевич І.А. Дослідження спостерігача Люенбергера для бездатчикового векторного керування при роботі на низькій швидкості/ *Електротехнічні та комп'ютерні системи*, № 3, 2011, С.38–39.
6. Ticlea A., Besançon, G. Observer Scheme for State and Parameter Estimation in Asynchronous Motors with Application to Speed Control/ *European Journal of Control*, Vol.12, № 4, 2006, pp. 400–412, DOI:10.3166/ejc.12.400–412
7. Castaldi P., Geri W., Montanari M., Tilli A. A new adaptive approach for on-line parameter and state estimation of induction motors/ *Control Engineering Practice*, Vol. 13, № 1, 2005, pp. 81–94, DOI: 10.1016/j.conengprac.2004.02.008
8. Akatsu K., Kawamura A. Sensorless very low-speed and zero-speed estimations with online rotor resistance estimation of induction motor without signal injection/ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, № 3, 2000, pp. 764–771, DOI:10.1109/28.845051

9. Ключев О.В. Спостерігач швидкості в системі векторного керування машиною подвійного живлення/ *International scientific journal «Internauka»*, Київ, 2023, № 3(137), С. 50–57. DOI: 10.25313/2520-2057-2023-3-8619

STATOR FLUX LINKAGE OBSERVER FOR DOUBLY FED MACHINE WITH ACTIVE RESISTANCE IDENTIFICATION

Abstract

To construct a vector field-oriented control system in the rotor circuit of a doubly fed machine (DFM) it is necessary to determine the spatial position of the reference vector of the stator flux linkage. Recently instead of sensors flux linkage observers have been used for these purposes, which are systems of differential equations of electromagnetic processes of an asynchronous machine (AM), which are solved in real time relative to the projections of current vectors and flux linkages. The accuracy of identification is affected by the change in the AM parameters during its operation and, first of all, by the change in the active resistances of the phase windings of the stator and rotor of the DFM. To increase the robustness of the observer to the change in internal parameters it is possible to apply negative feedback on the deviations of actual currents from their measured values, which leads to signal compensation of parametric disturbances. However an approach is possible consisting in the implementation of parametric feedback on the parameters that are most susceptible to change. In this case the equations of the disturbed motion of the observer are written down and on the trajectories of his motion the total derivative with respect to time is taken from a positively defined quadratic form, which claims to be a Lyapunov function. If the negative definiteness of the total derivative with respect to time is ensured, then the algorithms for identifying parameters are obtained that are asymptotically stable in all modes of operation of the DFM. If the negative definiteness of the total derivative with respect to time is not achieved then due to the sufficiency of the stability conditions formulated by Lyapunov's second theorem on the stability of motion, it is necessary to conduct additional studies. These studies consist in determining the initial conditions and ranges of change of the state variables of the DFM under which the parameter identification algorithms retain local stability as a whole without the property of asymptotic stability. It is this case that is studied in this paper, where the areas of local stability of the algorithms of identification of active resistances of the windings of the DFM were determined, as parameters included in the stator flux linkage observer.

References

- [1] Kliuiev O.V. & Sadovoi O.V. & Sokhina Yu.V. (2024) «Sposterihach potokozcheplennia rotora z konturom parametrychnoho zvorotnoho zviazku» [*Rotor flux linkage observer with parametric feedback loop*] Collection of scholarly papers of Dniprovsky State Technical University (Technical sciences). Kamianske, 2024, Vol. 2 (45), pp. 89–97. DOI: 10.31319/2519-2884.45.2024.9 [in Ukrainian].
- [2] Kliuiev O.V. & Sadovoi O.V. & Sokhina Yu.V. & Yashchuk O.O. & Boroday I.V. (2025) «Sposterihach potokozcheplennia z identyfikatsiieiu aktyvnykh oporiv asynkhronnoi mashyny» [*Flux coupling observer with identification of active resistances of an asynchronous machine*] Collection of scholarly papers of Dniprovsky State Technical University (Technical sciences). Kamianske, 2025, Vol. 1 (46), pp. 84–94. DOI: 10.31319/2519-2884.46.2025.10 [in Ukrainian].
- [3] Hind Elaimani & Ahmed Essadki & Nouredine Elmouhi & Fadoua Bahja (2023) *Adaptive doubly fed induction generator's control driven wind turbine using luenberger observer optimized by genetic algorithm*. Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science, Vol. 29, No. 1, 2023, pp. 120–132, DOI: 10.11591/ijeecs.v29.i1.pp120-132
- [4] Nouredine Boumalha & Djillali Kouchih & Mohamed Seghir Boucherit (2018) *Sensorless speed and reactive power control of a double-feed induction generator using adaptive in wind turbine power plant*. Algerian journal of signals and systems, Vol. 3, Issue 2, 2018, pp. 54–64, DOI:10.51485/ajss.v3i2.59
- [5] Sinolitsii A.P. & Osadchuk Y.G. & Kozakevich I.A. (2011) «Doslidzhennia sposterihacha Liuenberhera dlia bezdatchkovoho vektornoho keruvannia pry roboti na nyzkii shvydkosti »

- [Research on the Luenberger observer for sensorless vector control at low speed operation]. Electrical and computer systems, 2011, №3, pp.38-39 [in Ukrainian].
- [6] Ticlea A.& Besançon G. (2006) *Observer Scheme for State and Parameter Estimation in Asynchronous Motors with Application to Speed Control*. European Journal of Control, Vol.12, № 4, 2006, pp. 400–412, DOI:10.3166/ejc.12.400-412
- [7] Castaldi P.& Geri W.& Montanari M.& Tilli A. (2005) *A new adaptive approach for on-line parameter and state estimation of induction motors*. Control Engineering Practice, Vol. 13, № 1, 2005, pp. 81–94, DOI: 10.1016/j.conengprac.2004.02.008
- [8] Akatsu K. & Kawamura A. (2000) *Sensorless very low-speed and zero-speed estimations with online rotor resistance estimation of induction motor without signal injection*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, № 3, 2000, pp. 764–771, DOI:10.1109/28.845051
- [9] Kliuiev O.V. (2023) «Sposterihach shvydkosti v systemi vektornoho keruvannia mashynoiu podviinoho zhyvlennia» [*Speed observer in a vector control system of a doubly fed machine*] International scientific journal «Internauka», Kyiv, 2023, № 3(137), pp. 50–57. DOI: 10.25313/2520-2057-2023-3-8619 [in Ukrainian].

Надійшла до редколегії 19.06.2025

Прийнята після рецензування 14.10.2025

Опублікована 23.10.2025