

КЛЮЄВ ОЛЕГ

Дніпровський державний технічний університет

<https://orcid.org/0000-0003-4542-3317>e-mail: kluev2006@ukr.net

СИНТЕЗ СПОСТЕРІГАЧА ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ СТАТОРА В СИСТЕМІ КЕРУВАННЯ МАШИНОЮ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ

У статті рівняння розімкнутого спостерігача потокозчеплення статора для машини подвійного живлення (МПЖ) досліджені на стійкість. Виявлено, що квадратична форма повної похідної за часом від функції Ляпунова на траєкторіях руху розімкнутого спостерігача не є негативно визначеною і тому для нього не виконуються умови стійкості. Унаслідок цього була запропонована структура замкнутого спостерігача потокозчеплення статора МПЖ із коригувальними зв'язками за струмами ротора. Коефіцієнти цих зв'язків підбиралися з умови діагональності матриці квадратичної форми повної похідної за часом від функції Ляпунова вже для замкнутого спостерігача. Діагональна матриця квадратичної форми, у якій всі коефіцієнти негативні, задовольняє умовам негативної визначеності, що забезпечує стійкість спостерігача потокозчеплення у всіх режимах роботи МПЖ. Перевірялася стійкість системи векторного керування МПЖ зі спостерігачем при параметричних збуреннях різних знаків за активними опорами статора і ротора. Дослідження динаміки МПЖ підтвердили, що синтезований замкнений спостерігач стійкий при відхиленнях активних опорів асинхронної машини (АМ) від цих параметрів спостерігача.

Ключові слова: машина подвійного живлення, векторне керування, спостерігач потокозчеплення, функція Ляпунова, квадратична форма.

KLIUIEV OLEH

Dniprovsk State Technical University

SYNTHESIS OF A STATOR FLUX LINKAGE OBSERVER IN THE CONTROL SYSTEM OF A DOUBLY FED MACHINE

The paper presents the structural and parametric synthesis of a stator flux linkage observer as part of a vector control system for a doubly fed machine (DFM). The observer model is based on the electromagnetic equations of the DFM, supplemented with corrective feedback based on current mismatches. The equations of the open-loop stator flux linkage observer for the DFM are analyzed for stability. It is revealed that the quadratic form of the total time derivative of the Lyapunov function along the observer trajectories is not negative definite, and therefore the conditions for stability are not fulfilled. As a result, a structure of a closed-loop stator flux linkage observer with corrective feedback based on rotor currents is proposed. The coefficients of these feedbacks were selected to ensure that the matrix of the quadratic form of the total time derivative of the Lyapunov function becomes diagonal. A diagonal matrix whose all coefficients are negative satisfies the conditions of negative definiteness, which ensures the stability of the flux linkage observer in all operating modes of the DFM. The structure and parameters of the corrective feedbacks were determined using the conditions of Lyapunov's second stability theorem. The stability of the vector control system with the observer was tested under parametric disturbances of different signs in the stator and rotor resistances. As a result, an observer with feedback based on rotor current mismatches was obtained, which has significantly greater stability margin than the open-loop observer and lower sensitivity to parametric disturbances. The dynamic performance of the DFM confirmed that the synthesized closed-loop observer remains stable under deviations of the machine's active resistances from those used in the observer model. The analytical results presented in the article were validated through mathematical modeling.

Keywords: doubly fed machine, vector control, flux linkage observer, Lyapunov function, quadratic form.

Стаття надійшла до редакції / Received 11.07.2025

Прийнята до друку / Accepted 15.08.2025

Постановка проблеми

У статті [1] здійснений синтез і дослідження розімкнутого спостерігача опорного вектора потокозчеплення статора в системі векторного керування машиною подвійного живлення. Отримано умови асимптотичної стійкості ідентифікатора у вигляді граничного кута між векторами потокозчеплення статора і напруги статора МПЖ. Фактичні величини цього кута в сталих режимах близькі за значенням до граничного рівня, а в динамічних режимах можуть короткочасно потрапляти в область нестійкості. У формулу граничного значення кута входить активний опір статора. Отримані результати вказують на те, що синтезований спостерігач знаходиться близько до границі стійкості навіть при повному збігу параметрів ідентифікатора і МПЖ, властивість його стійкості полягає у високій чутливості до зміни активних опорів обмоток МПЖ і результати моделювання підтверджують ці результати. Такий ідентифікатор потокозчеплення статора не може одержати широкого практичного застосування через те, що незначні параметричні збурення у вигляді відхилень активних опорів обмоток МПЖ від їх номінальних значень, приводять до втрати стійкості ідентифікатора потокозчеплення статора і всієї системи керування МПЖ. Тому доцільно змінити структуру спостерігача шляхом введення в його склад зворотних зв'язків за неузгодженостями змінних, що, як правило, підвищує запас стійкості пристроїв, що спостерігають, і забезпечують їх меншу чутливість до параметричних збурень.

Аналіз досліджень та публікацій

У статті [2] викладена методика синтезу замкнутого спостерігача потокозчеплення ротора в системі векторного керування АМ за статором на основі другої теореми Ляпунова про стійкість руху. Як зворотні зв'язки в спостерігачі використовуються сигнали неузгодженості струмів статора та їх оцінок. Коефіцієнти коригувальних зв'язків підбираються, виходячи з умови негативної визначеності квадратичної форми повної похідної за часом від функції Ляпунова на траєкторіях збуреного руху спостерігача. Синтезований спостерігач з колами сигнальної корекції зберігає достатню точність і стійкість також при параметричних збуреннях за активними опорами фазних обмоток АМ. У статті [3] пропонується спостерігач потокозчеплень статора і ротора для прямого керування електромагнітним моментом двофазного синхронного двигуна з постійними магнітами. Пропонований метод поліпшує керування електромагнітним моментом без датчика положення ротора. Проекції вектора потокозчеплення статора, що ідентифікуються, використовуються для розрахунку значення електромагнітного моменту, а проекції вектора потокозчеплення ротора застосовують для визначення кута повороту ротора, інформація про який потрібна для алгоритму комутації транзисторів статорного інвертора. У [4] для синхронних машин з постійними магнітами розроблений спостерігач потокозчеплення статора з ковзним режимом, що реалізується за допомогою запропонованої гіперболічної функції. У [5] розроблений фільтр Калмана для ідентифікації вектора потокозчеплення статора в системі керування синхронним двигуном. Вказується, що за допомогою алгоритму дискретного фільтру Калмана вдається уникнути операцій чистого інтегрування ЕРС статора, що призводять до накопичення похибки, а також придушувати завади вимірювання струмів і напруг. При цьому в [6] вказується, що в системах векторного керування синхронними двигунами мотор-колів електромобілів для ідентифікації вектора потокозчеплення достатньо точності методу інтегрування ЕРС статора. Підвищення точності спостерігача потокозчеплення можна досягти введенням параметричного зворотного зв'язку, який реалізується ідентифікаторами активних опорів фазних обмоток АМ [7].

Формулювання цілей статті

Завдання статті полягає в структурному і параметричному синтезі замкнутого спостерігача потокозчеплення статора в системі векторного керування МПЖ, у якому структура і параметри сигнальних коригувальних зв'язків визначаються на основі другої теореми Ляпунова про стійкість руху, з наступним дослідженням чутливості синтезованого спостерігача до параметричних збурень.

Виклад основного матеріалу

Система рівнянь розімкнутого спостерігача потокозчеплення статора МПЖ із вимірюваною швидкістю має вигляд [8]:

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

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 машини:

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

Введемо позначення

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

Матричне рівняння динаміки об'єкта керування, в даному випадку МПЖ, запишеться так

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU. \quad (6)$$

Для запису рівняння збуреного руху спостерігача з рівняння (6) віднімаємо рівняння (2):

$$\frac{dX}{dt} - \frac{d\hat{X}}{dt} = \frac{de}{dt} = AX + BU - A\hat{X} - BU = AX - A\hat{X} = A(X - \hat{X}) = Ae. \quad (7)$$

Рівняння (7) описує збурений рух спостерігача (2). Для аналізу стійкості збуреного руху спостерігача застосуємо другий метод Ляпунова. Для цього запишемо позитивно визначену квадратичну форму відхилень реальних координат МПЖ від їх обчислених значень, тобто

$$V = e^T e = \Delta I_{rd}^2 + \Delta I_{rq}^2 + \Delta \Psi_{sd}^2 + \Delta \Psi_{sq}^2. \quad (8)$$

Візьмемо повну похідну за часом від функції (8) на траєкторіях збуреного руху системи (2):

$$\frac{dV}{dt} = \frac{d}{dt}(e^T e) = \frac{de^T}{dt} e + e^T \frac{de}{dt} = (Ae)^T e + e^T (Ae) = (e^T A^T) e + e^T (Ae) = e^T (A^T + A) e. \quad (9)$$

Матриця коефіцієнтів цієї квадратичної форми, з урахуванням позначень (4), набуває вигляду

$$K = A^T + A = \begin{pmatrix} -2a_{11} & 0 & a_{13} + a_{31} & -a_{23}\omega \\ 0 & -2a_{11} & a_{23}\omega & a_{31} + a_{13} \\ a_{13} + a_{31} & a_{23}\omega & -2a_{33} & 0 \\ -a_{23}\omega & a_{13} + a_{31} & 0 & -2a_{33} \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Дослідження показали, що умови негативної визначеності матриці (10) (умови Сильвестра) не виконуються, оскільки третій головний мінор цієї матриці позитивний при будь-яких значеннях швидкості. При цьому перший головний мінор негативний. Таким чином, матриця (10) не є знаковизначеною і розімкнутий спостерігач (1) не має стійкості у всіх режимах МПЖ, що підтверджується також результатами статті [1]. Тому до матриці стану A потрібно додати таку матрицю коефіцієнтів зворотних зв'язків, що їх сума буде негативно визначеною матрицею, що, у свою чергу, забезпечує виконання умов стійкості у відповідності з другою теоремою Ляпунова. Як коригувальні зв'язки візьмемо струми ротора. Тоді матричне рівняння спостерігача приймає вигляд:

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = \hat{A}\hat{X} + BU + G(\hat{I}_r - I_r) = \hat{A}\hat{X} + BU + GC(\hat{X} - X), \quad (11)$$

де $G = \begin{pmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \\ g_{31} & g_{32} \\ g_{41} & g_{42} \end{pmatrix}$ – матриця коефіцієнтів зворотних зв'язків; $C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$ – матриця

узгодження числа змінних стану з тими змінними, за якими організуються зворотні зв'язки.

Одиничні коефіцієнти в матриці C розставлені таким чином, що коригувальні зворотні зв'язки реалізуються за відхиленнями обчислених проекцій вектора струму ротора на осі d, q від їх реальних вимірюваних значень. Збурений рух спостерігача (11) запишеться так

$$\frac{d\hat{X}}{dt} - \frac{dX}{dt} = \frac{d\hat{X}}{dt} - \frac{dX}{dt} = \hat{A}\hat{X} + BU - \hat{A}\hat{X} - BU - GC(\hat{X} - X) = \hat{A}\hat{X} - \hat{A}\hat{X} + GC(\hat{X} - X) = (A + GC)e. \quad (12)$$

Тоді повна похідна за часом від функції (8) на траєкторіях руху системи (12) буде наступною

$$\frac{dV}{dt} = e^T (A + GC)^T e + e^T (A + GC) e = e^T [(A + GC)^T + (A + GC)] e. \quad (13)$$

Стійкість руху спостерігача (11) забезпечується негативною визначеністю квадратичної форми (13). Матриця цієї квадратичної форми з урахуванням позначень (4) приймає наступний вигляд

$$K = (A + GC)^T + (A + GC) = \begin{pmatrix} -2a_{11} + 2g_{11} & g_{12} + g_{21} & a_{13} + a_{31} + g_{31} & -a_{23}\omega + g_{41} \\ g_{21} + g_{12} & -2a_{11} + 2g_{22} & a_{23}\omega + g_{32} & a_{13} + a_{31} + g_{42} \\ a_{31} + a_{13} + g_{31} & a_{23}\omega + g_{32} & -2a_{33} & 0 \\ -a_{23}\omega + g_{41} & a_{31} + a_{13} + g_{42} & 0 & -2a_{33} \end{pmatrix}. \quad (14)$$

Матриця (14) буде негативно визначеною, якщо коефіцієнти зворотних зв'язків g_{ij} підібрати таким чином, що ця матриця стане діагональною з негативними елементами по головній діагоналі. Тоді непарні головні мінори будуть негативні, а парні – позитивні. Виходячи з цієї вимоги, можна відразу покласти нульовими коефіцієнти зворотних зв'язків у рівняннях струмів, тобто приймаємо

$$g_{11} = g_{22} = g_{12} = g_{21} = 0. \quad (15)$$

Матриця (14) симетрична, що обумовлює достатність кількості коефіцієнтів g_{ij} , що залишилися, для того, щоб зробити цю матрицю діагональною. Щоб матриця (14) стала діагональною на її коефіцієнти потрібно накласти наступні умови:

$$K_{13} = K_{31} = a_{13} + a_{31} + g_{31} = 0; \quad (16)$$

$$K_{24} = K_{42} = a_{13} + a_{31} + g_{42} = 0; \quad (17)$$

$$K_{23} = K_{32} = a_{23}\omega + g_{32} = 0; \quad (18)$$

$$K_{14} = K_{41} = -a_{23}\omega + g_{41} = 0. \quad (19)$$

З умов (16) і (17) випливає

$$g_{31} = g_{42} = -a_{13} - a_{31}. \quad (20)$$

З умов (18) і (19) отримуємо

$$g_{41} = -g_{32} = a_{23}\omega. \quad (21)$$

Тоді розімкнутий спостерігач (1) доповнюється коригувальними зворотними зв'язками і стає спостерігачем вигляду (11), який з урахуванням позначень (3) і (4), а також формул (20) і (21), набуває вигляду

$$\begin{aligned} p\hat{I}_{rd} &= -a_{11}\hat{I}_{rd} + a_{13}\hat{\Psi}_{sd} - a_{14}\omega\hat{\Psi}_{sq} + b_{11}u_{rd} - b_{13}u_{sd}; \\ p\hat{I}_{rq} &= -a_{22}\hat{I}_{rq} + a_{24}\hat{\Psi}_{sq} + a_{23}\omega\hat{\Psi}_{sd} + b_{22}u_{rq} - b_{24}u_{sq}; \\ p\hat{\Psi}_{sd} &= a_{31}\hat{I}_{rd} - a_{33}\hat{\Psi}_{sd} + \omega\hat{\Psi}_{sq} + (a_{13} + a_{31})(\hat{I}_{rd} - \hat{I}_{rd}) + a_{23}\omega(\hat{I}_{rq} - \hat{I}_{rq}) + b_{33}u_{sd}; \\ p\hat{\Psi}_{sq} &= a_{42}\hat{I}_{rq} - a_{44}\hat{\Psi}_{sq} - \omega\hat{\Psi}_{sd} - a_{23}\omega(\hat{I}_{rd} - \hat{I}_{rd}) + (a_{13} + a_{31})(\hat{I}_{rq} - \hat{I}_{rq}) + b_{44}u_{sq}. \end{aligned} \quad (22)$$

Структурна схема спостерігача, побудована за його системою рівнянь (22), представлена на рисунку 1. Спостерігач ідентифікує проекції вектора потокозчеплення статора на ортогональні осі d, q , зв'язані з ротором МПЖ. В алгоритмі ідентифікації як відомі вимірювані величини використовуються

напруги статора і ротора МПЖ, струми ротора і його кутова швидкість в електричних рад/с. У структурній схемі на рисунку 1 можна виділити дві підсистеми другого порядку по осях d та q , на виході яких знімаються сигнали проєкцій вектора потокозчеплення статора $\hat{\Psi}_{sd}$ і $\hat{\Psi}_{sq}$, що обчислюються. Між прямими каналами існують внутрішні перехресні зв'язки за ЕРС обертання, сигнали яких прикладаються до всіх чотирьох інтеграторів спостерігача. Коригувальні зв'язки вводяться в спостерігач для додавання йому більшого запасу стійкості і меншої чутливості до параметричних збурень за опорами обмоток. Зі структури коригувальних зв'язків видно, які перетворення перетерплюють сигнали відхилення оцінок струмів ротора від їх реальних значень перед тим, як вони подаються на входи інтеграторів потокозчеплень.

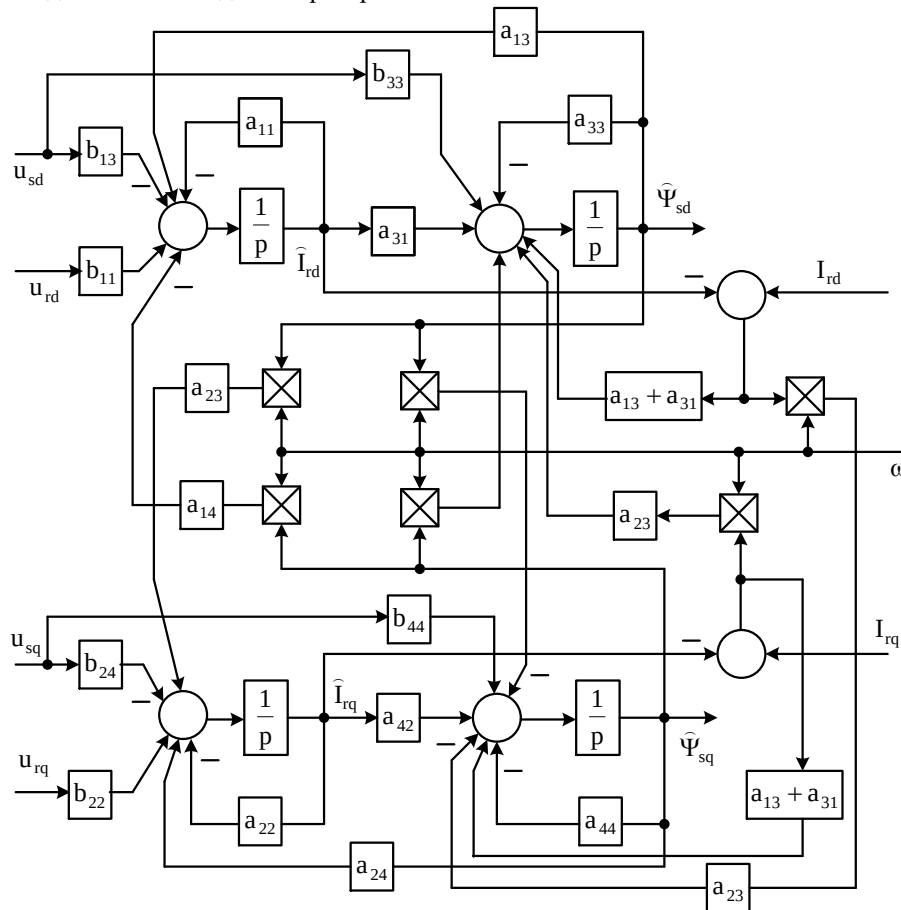


Рис.1. Структура спостерігача потокозчеплення статора

У складі релейно-векторної системи керування МПЖ досліджувався синтезований спостерігач опорного вектора потокозчеплення статора. Статор МПЖ прямо підключається до мережі, а перетворювач частоти включається в коло АМ з фазним ротором, з наступними технічними даними: $P_n = 11\text{кВт}$, $U_{1л} = 380\text{В}$, $U_{2л} = 305\text{В}$, $n_c = 1500\text{об/хв}$. На рисунках 2 і 3 представлені перехідні процеси регулювання швидкості за каналом активної потужності. Процес збудження МПЖ, який складається в створенні магнітного потоку і досягненні модулем вектора потокозчеплення статора номінального значення, не показаний і пуск МПЖ здійснюється вже при номінальному потоці. У каналі реактивної потужності працює один релейний регулятор струму намагнічування, що стабілізує його на рівні, при якому коефіцієнт потужності статорного кола дорівнює одиниці. У каналі активної потужності регулятор активної складової струму ротора I_{rv} підпорядкований релейному регулятору швидкості ω_r . Крім зазначених величин, представлені ще графіки електромагнітного моменту, модуля потокозчеплення статора Ψ_s (крива синього кольору), обчислена спостерігачем оцінка потокозчеплення $\hat{\Psi}_s$ (крива червоного кольору) і помилка ідентифікації потокозчеплення статора $\Delta\Psi_s$ при варіюванні активних опорів фазних обмоток МПЖ. Момент статичного навантаження на валу МПЖ задавався пропорційним квадрату швидкості, що відповідає вентиляторній механічній характеристиці турбомеханізму. Досліджувалася робота спостерігача потокозчеплення статора в колі зворотного зв'язку векторної системи керування МПЖ при її пуску до номінальної швидкості з наступним гальмуванням до зниженої швидкості ротора.

Якщо для визначення проєкцій вектора потокозчеплення статора на осі d, q використовувати рівняння розімкнутого спостерігача (1), то при відхиленнях реальних опорів статора або ротора R_s і R_r від їх значень у спостерігачі $\hat{R}_s$, $\hat{R}_r$ вже на 10% від їхнього номінального рівня, у системі керування розвиваються автоколивання і вона втрачає асимптотичну стійкість. При наявності коригувальних

зв'язків у спостерігачі (22) діапазон збурень активних опорів фазних обмоток, при якому система зберігає стійкість без автоколивань, значно більший. На рисунку 2 показана помилка ідентифікації потокозчеплення статора для позитивних прирощень активних опорів:

$$\Delta\Psi_s = \Psi_s - \hat{\Psi}_s = \sqrt{\Psi_{sd}^2 + \Psi_{sq}^2} - \sqrt{\hat{\Psi}_{sd}^2 + \hat{\Psi}_{sq}^2}, \text{ при } R_s = 1.4R_{sH}, \hat{R}_s = R_{sH}, R_r = 1.4R_{rH}, \hat{R}_r = R_{rH}, \quad (23)$$

де R_{sH}, R_{rH} – номінальні значення активних опорів фазних обмоток статора і ротора МПЖ.

На рисунку 3 для тих же режимів регулювання швидкості, які показані на рисунку 2, представлені графіки потокозчеплення, його оцінки і помилки оцінювання для негативних прирощень активних опорів:

$$\Delta\Psi_s = \Psi_s - \hat{\Psi}_s = \sqrt{\Psi_{sd}^2 + \Psi_{sq}^2} - \sqrt{\hat{\Psi}_{sd}^2 + \hat{\Psi}_{sq}^2}, \text{ при } \hat{R}_s = 1.4R_{sH}, R_s = R_{sH}, \hat{R}_r = 1.4R_{rH}, R_r = R_{rH}. \quad (24)$$

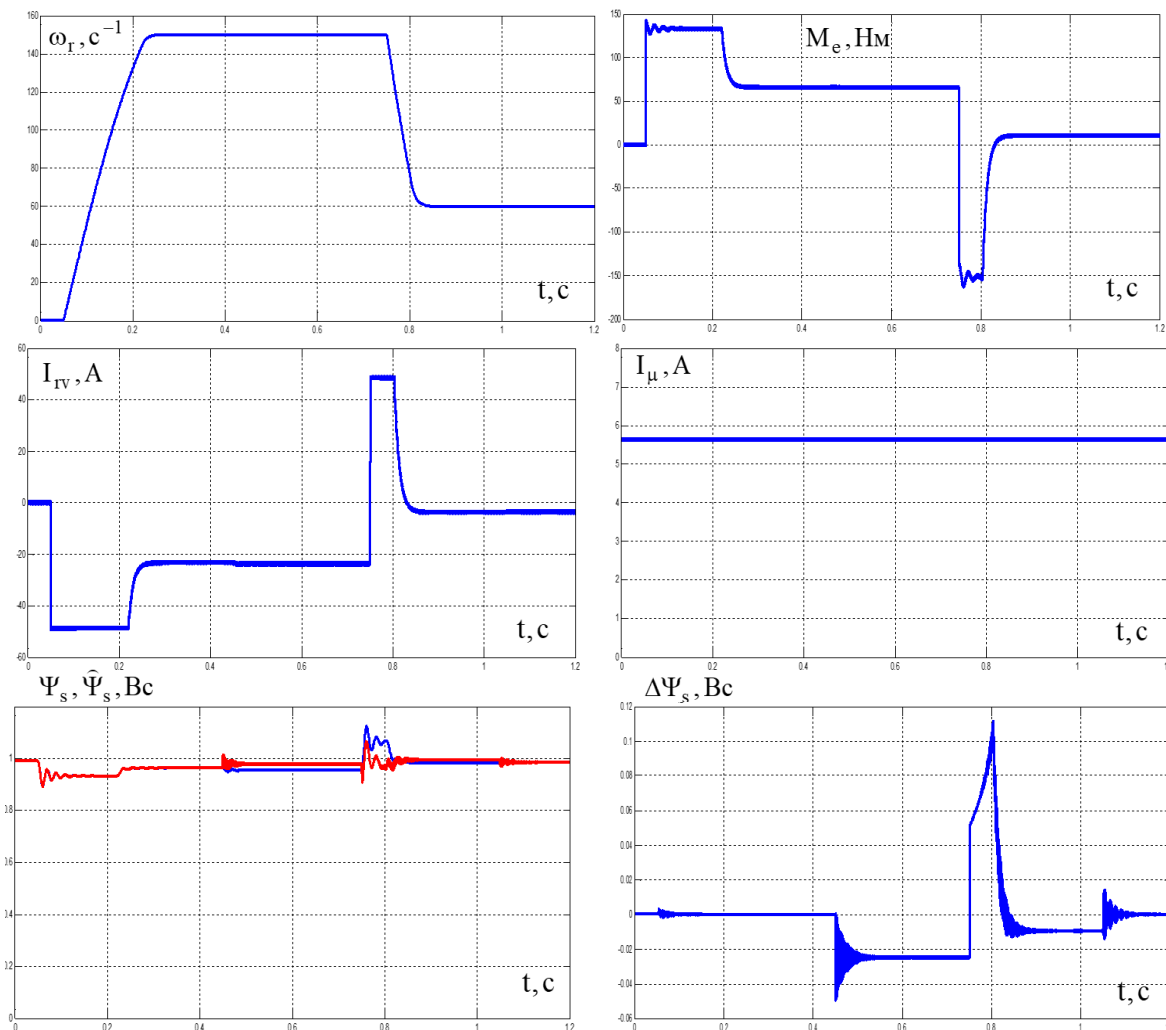


Рис. 2. Графіки перехідних процесів в МПЖ з векторним керуванням і спостерігачем потокозчеплення статора

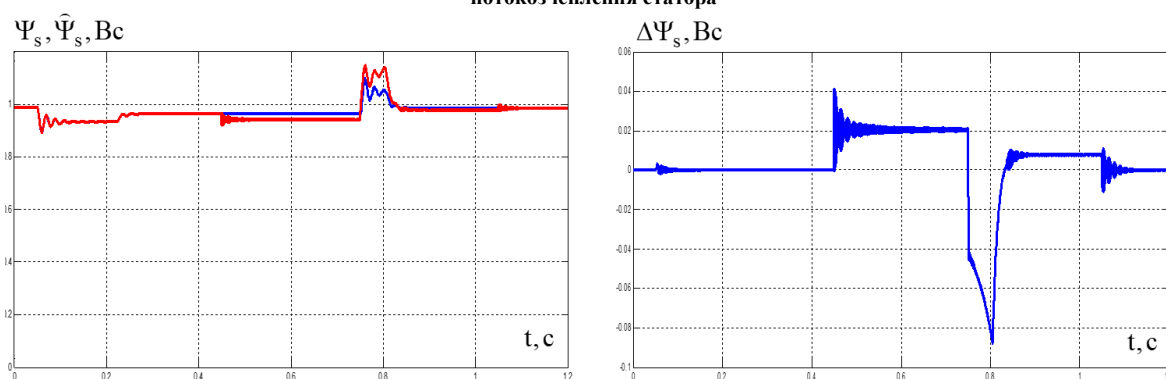


Рис. 3. Графіки перехідних процесів потокозчеплення статора МПЖ та похибки його визначення

З графіків випливає, що при параметричних збуреннях за активними опорами, які відповідають значенням, що зустрічаються на практиці, система керування залишається стійкою не тільки в сталих режимах, але й у перехідних процесах. У динамічних режимах при варіюванні активних опорів у

зазначеному вище діапазоні, помилка ідентифікації модуля вектора потокозчеплення статора більша, ніж у статистиці, але не перевищує 8% від номінального рівня потокозчеплення і практично не впливає на якість регулювання електромагнітного моменту і швидкості. Як видно з перехідних процесів, при параметричних збуреннях у сталих режимах помилка ідентифікації потокозчеплення статора не прямує до нуля, тобто спостерігач зберігає стійкість у цілому, але не асимптотичну.

Висновки

У статті здійснений структурний і параметричний синтез спостерігача потокозчеплення статора в складі векторної системи керування МПЖ, в основу моделі якого покладені рівняння електромагнітних процесів МПЖ із додаванням у їхній склад коригувальних зв'язків за неузгодженостями струмів. Структура і параметри коригувальних зв'язків визначалися з використанням умов другої теореми Ляпунова про стійкість руху. У результаті отриманий спостерігач зі зворотними зв'язками, запас стійкості якого значно більший, ніж у розімкнутого спостерігача, а чутливість до параметричних збурень менше. Представлені у статті аналітичні викладки перевірені методом математичного моделювання.

Література

1. Садовой О. В., Ключев О. В., Сохина Ю. В. Идентификатор потокозчепления статора у системі векторного керування машиною подвійного живлення // Вісник Національного університету «Львівська політехніка». Серія: «Електроенергетичні та електромеханічні системи». – 2024. – Вип. 6, № 1. – С. 84–94. – DOI: 10.23939/sepes2024.01.084.
2. Sadovoi A. V., Klyuyev O. V., Pletenets V. R., Rybalka O. O. Information support for process observing flux linkage of the rotor asynchronous motor // Herald of Advanced Information Technology. – Odesa, 2021. – Vol. 4, No. 1. – P. 57–66. – DOI: 10.15276/haite.01.2021.5.
3. Qiu X., Ji J., Zhou D., Zhao W., Chen Y., Huang L. A modified flux observer for sensorless direct torque control of dual three-phase PMSM considering open-circuit fault // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2022. – Vol. 37, No. 12. – P. 15356–15369. – DOI: 10.1109/TPEL.2022.3195495.
4. Hai Lin, Kyu-Yun Hwang, Byung Kwon. An improved flux observer for sensorless permanent magnet synchronous motor drives with parameter identification // Journal of Electrical Engineering and Technology. – 2013. – Vol. 8, No. 3. – P. 516–523. – DOI: 10.5370/JEET.2013.8.3.516.
5. Lang B., Liu W., Luo G. A new observer of stator flux linkage for permanent magnet synchronous motor based on Kalman filter // Second IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. – 2007. – DOI: 10.1109/ICIEA.2007.4318723.
6. Ilten E., Demirtas M. Permanent magnet synchronous motor flux observer implementation with TI F28335 DSP for electric vehicle system // 1st International Conference on Modern and Advanced Research. – 2023. – P. 89–92. – DOI: 10.59287/icmar.1262.
7. Jeon S. H., Oh K. K., Choi J. Y. Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2002. – Vol. 49, No. 3. – P. 653–664. – DOI: 10.1109/TIE.2002.1005393.
8. 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.

References

1. Sadovoi O.V., Klyuyev O.V., Sokhina Yu.V. (2024) «Identifikator potokozchepлення statora u systemi vektornoho keruvannya mashynoiu podviinoho zhyvlennia» [Identifier of stator flux linkage in the vector control system of a doubly fed machine]. Bulletin of the National University "Lviv Polytechnic". Series: "Electropower and Electromechanical Systems". Issue 6 - Number 1 - P. 84-94. - DOI: 10.23939/sepes2024.01.084. [in Ukrainian]
2. Sadovoi A.V., Klyuyev O. V., Pletenets V. R., Rybalka O. O. (2021) Information support for process observing flux linkage of the rotor asynchronous motor// Herald of advanced information technology - Odessa - Vol. 4- No.1- P. 57-66.- DOI: 10.15276/haite.01.2021.5
3. Qiu, X., Ji, J., Zhou, D., Zhao, W., Chen, Y., Huang, L. (2022) A Modified Flux Observer for Sensorless Direct Torque Control of Dual Three-Phase PMSM Considering Open-Circuit Fault// IEEE Transactions on Power Electronics - 37(12) - 15356-15369. - DOI:10.1109/TPEL.2022.3195495
4. Hai Lin, Kyu-Yun Hwang, Byung Kwon (2013) An Improved Flux Observer for Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drives with Parameter Identification// Electrical Engineering and Technology - Vol. 8 - No. 3 - P. 516-523. - DOI: 10.5370/JEET.2013.8.3.516
5. Baohua Lang, Weiguo Liu, Guangzhao Luo (2007) A New Observer of Stator Flux Linkage for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Kalman Filter// Second IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. - DOI: 10.1109/ICIEA.2007.4318723
6. Erdem Ilten, Metin Demirtas (2023) Permanent Magnet Synchronous Motor Flux Observer Implementation with TI F28335 DSP for Electric Vehicle System// 1st International Conference on Modern and Advanced Research - P.89-92. - DOI:10.59287/icmar.1262
7. Seok Ho Jeon, Kwang Kyo Oh, Jin Young Choi (2002) Flux Observer With Online Tuning of Stator and Rotor Resistances for Induction Motors// IEEE transactions on industrial electronics - Vol. 49 - No. 3- P. 653-664. - DOI: 10.1109/TIE.2002.1005393
8. Klyuyev O.V. (2023) «Sposterihach shvydkosti v systemi vektornoho keruvannya mashynoiu podviinoho zhyvlennia» [Speed observer in the vector control system of a doubly fed machine]. International scientific journal «Internauka» - Kyiv - No. 3(137) - P. 50–57. - DOI: 10.25313/2520-2057-2023-3-8619. [in Ukrainian]