

С. М. ПЕРЕСАДА, д-р техн. наук, проф. НТУУ «КПІ»;
В. О. БЛАГОДІР, асп. НТУУ «КПІ»

БЕЗДАВАЧЕВЕ КЕРУВАННЯ В СИСТЕМАХ НА ОСНОВІ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ: КОРОТКИЙ АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

Вступ. Використання асинхронного двигуна з фазним ротором, що включений по схемі машини подвійного живлення (МПЖ) дозволяє досягти високої ефективності електромеханічного перетворення енергії в системах, де діапазон регулювання кутової швидкості складає $\pm (20 - 30) \%$ відносно номінальної [1]. До таких систем відносяться вітрові турбіни, дизель-генератори, насоси, вентилятори, компресори, рольганги, підйомно-транспортні механізми та інші потужні установки.

Існує тенденція побудови систем на основі МПЖ без використання давачів механічних координат, оскільки фізичні давачі мають недоліки, такі як обмежена чутливість, похибки вимірювання та низька завадостійкість через наявність кабелю між давачем і контролером, що може погіршити показники якості керування, а деякі величини в машині взагалі є невимірними. Використання спостерігачів дозволяє відмовитися від встановлення давачів швидкості або підвищити їх точність, а також оцінювати невимірювані змінні з достатньою для досягнення цілей керування точністю.

Постановка задачі. За останні 25 років [2] в літературі з'явився масив алгоритмів керування МПЖ без використання давачів механічних координат (кутового положення та швидкості ротора), що потребує класифікації та виокремлення основних напрямків розвитку для вибору найбільш перспективних для подальших досліджень.

Матеріали дослідження. В умовах стандартних припущень математична модель МПЖ у векторно-матричній формі в системі координат, що обертається з довільною кутовою швидкістю ω_k , має вигляд [1]

$$u_1 = R_1 i_1 + \dot{\psi}_1 + \omega_k J \psi_1, \quad (1)$$

$$u_2 = R_2 i_2 + \dot{\psi}_2 + (\omega_k - \omega) J \psi_2,$$

$$\psi_1 = L_1 i_1 + L_m i_2, \quad (2)$$

$$\psi_2 = L_2 i_2 + L_m i_1,$$

де u_1, u_2 – вектори напруги статора і ротора; i_1, i_2 – вектори струму статора і ротора; ψ_1, ψ_2 – вектори потокозчеплень статора і ротора; R_1, R_2, L_1, L_2 – активні опори та індуктивності статора і ротора відповідно; L_m – індуктивність контуру намагнічування; ω – кутова швидкість ротора; $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ – косиметрична матриця.

Рівняння динаміки механічної частини системи та електромагнітного моменту МПЖ мають вигляд

$$\begin{aligned} M &= L_m i_1^T J i_2, \\ \dot{\omega} &= (M - M_c) / J \\ \dot{\varepsilon} &= \omega, \end{aligned} \quad (3)$$

де ε – кутове положення ротора; M_c – момент навантаження; J – момент інерції.

Представлені в світовій літературі алгоритми оцінювання кутової швидкості МПЖ використовують математичну модель електромеханічних процесів, що проходять в електричній машині. В більшості випадків разом з розрахунком оцінки кутової швидкості ротора в алгоритмах виконується розрахунок модуля і кутового положення вектора потокозчеплення статора або ротора. Основними відмінностями в існуючих алгоритмах є точність розрахунку положення (швидкості) ротора, чутливість до зміни параметрів, що входять в математичну модель спостерігача, особливості роботи в певних областях механічної характеристики асинхронного двигуна та в певних режимах роботи електромережі. Існуючі підходи до оцінювання кутової швидкості (положення) ротора МПЖ можна поділити на основні три групи: розімкнені алгоритми, адаптивні методи та методи з введенням високочастотних сигналів.

Розімкнені алгоритми. Перші роботи, що присвячені бездавачевому керуванню МПЖ ґрунтуються на розімкнутих алгоритмах. При такому підході кутове положення ротора отримують шляхом порівняння виміряного і розрахованого струму ротора [3]. З першого рівняння струм ротора розраховують в системі координат статора (a-b) використовуючи значення потокозчеплення та струму статора

$$\hat{i}_2^{a-b} = \frac{\psi_1^{a-b} - L_1 i_1^{a-b}}{L_m}, \quad (4)$$

де $\hat{i}_2^{a-b}$ – оцінений вектор струму ротора в системі координат статора; i_1^{a-b} – виміряний вектор струму статора; $\psi_1^{a-b} = (\psi_{1a}, \psi_{1b})^T$ – розрахований вектор потокозчеплення статора.

Компоненти вектора потокозчеплення статора розраховують наступним чином

$$\begin{aligned} \psi_{1a} &= U_1 / \omega_1, \\ \psi_{1b} &= 0, \end{aligned} \quad (5)$$

© С. М. Пересада, В. О. Благодір, 2015 де U_1, ω_1 – амплітуда та кутова частота напруги статора.

В свою чергу вимірний струм ротора використовуючи оцінене значення кутового положення ротора перетворюється з системи координат ротора (dr-qr) в систему координат статора (a-b)

$$\begin{aligned} i_2^{(a-b)} &= e^{-j\hat{\epsilon}_s} i_2^{(dr-qr)}, \quad i_2^{(a-b)} = e^{-j\hat{\epsilon}_s} i_2^{(dr-qr)}, \\ \hat{\epsilon}_s &= \epsilon_1 - \hat{\epsilon}, \quad \hat{\epsilon}_s = \epsilon_1 - \hat{\epsilon}, \end{aligned} \quad (6)$$

де $i_2^{(a-b)} = (i_{2dr}, i_{2qr})$ – вимірний вектор струму ротора; $i_2^{(a-b)}$ – вектор струму ротора в системі координат статора; $\hat{\epsilon}_s$ – оцінене значення кута ковзання; $\hat{\epsilon}$ – оцінене значення кутового положення ротора; ϵ_1 – кут, що визначає просторове положення вектора напруги статора.

Оцінене значення кута ковзання розраховується у вигляді

$$\hat{\epsilon}_s = \text{ctg} \left(\frac{i_{2qr}}{i_{2dr}} \right) - \text{ctg} \left(\frac{\hat{i}_{2a}}{\hat{i}_{2b}} \right). \quad (7)$$

Оцінене значення кутового положення ротора $\hat{\epsilon}$ визначається відповідно до виразу

$$\hat{\epsilon} = \epsilon_1 - \hat{\epsilon}_s. \quad (8)$$

В роботі [4] запропоновано розімкнений алгоритм, дія якого ґрунтується на отриманому з рівнянь динаміки кіл ротора і статора значенні струму намагнічування, однак в роботі представлено тільки результати математичного моделювання. В [5] запропоновано бездавачевий алгоритм, що ґрунтується на використанні потокозчеплення ротора, яке отримано шляхом інтегрування електрорушійної сили роторного кола. Такий алгоритм при роботі на швидкостях близьких до синхронної має низьку точність, оскільки частота напруги ротора близька до нуля.

Серед недоліків розімкнених методів можна виділити те, що кутова швидкість отримується шляхом диференціювання оціненого кута ковзання, що може призводити до підсилення високочастотного шуму в сигналі.

Адаптивні методи. Адаптивні спостерігачі Model Reference Adaptive System (MRAS) вперше запропоновані для бездавачевого керування асинхронним двигуном з короткозамкненим ротором в [6], де наведена процедура синтезу та модель в малих сигналах (small-signal model). Більшість адаптивних спостерігачів MRAS, які представлені в літературі, ґрунтуються на оцінюванні потокозчеплення ротора.

В загальному випадку адаптивний спостерігач містить дві моделі [6]: задану та адаптивну. Оцінена швидкість і положення ротора використовується для налаштування адаптивної моделі, компенсуючи похибку оцінювання ϵ_m . Ця похибка часто розраховується шляхом перемноження компонент заданого $x = (x_d, x_q)^T$ та оціненого $\hat{x} = (\hat{x}_d, \hat{x}_q)^T$ векторів

$$\epsilon_m = x \otimes \hat{x} = \hat{x}_d x_q - x_d \hat{x}_q = |x| |\hat{x}| \sin(\alpha), \quad (9)$$

де α – кут між векторами $(x, \hat{x})$.

В [7] представлено модель в малих сигналах та процедуру синтезу спостерігача кутової швидкості ротора, що включає наступну задану і адаптивну моделі ($x = \psi_1^{(a-b)}$)

$$\begin{aligned} \psi_1^{(a-b)} &= \int u_1^{(a-b)} - R i_1^{(a-b)} dt, \\ \hat{\psi}_1^{(a-b)} &= L_1 i_1^{(a-b)} + L_m i_2^{(dr-qr)} e^{j\hat{\epsilon}}, \end{aligned} \quad (10)$$

де $\hat{\epsilon}$ – оцінене значення кутового положення ротора, що використовується для зведення похибки оцінювання ϵ_m в нуль за допомогою ПІ регулятора.

При такому способі оцінювання потокозчеплення, який відомий в літературі як SFMO, можлива втрата стійкості системи при нульових намагнічуючих струмах ротора, що може виникати, наприклад, у вітрогенераторах, що працюють на мережу.

В [8] представлено позбавлений недоліків попереднього спостерігача SFMO спостерігач RCMO, що використовує для компенсації похибки оцінювання ϵ_m струму ротора. В якості заданого вектора використовується вимірний струм ротора $x = i_2^{(dr-qr)}$, а оцінений вектор струму ротора ($\hat{x} = \hat{i}_2^{(dr-qr)}$) розраховується як

$$\hat{i}_2^{(dr-qr)} = \frac{1}{L_m} \left(\hat{\psi}_1^{(a-b)} - L_1 i_1^{(a-b)} \right) e^{-j\hat{\epsilon}}. \quad (11)$$

Детальний аналіз такого спостерігача проведено в [9], де представлено методологію підключення МПЖ до мережі, модель в малих сигналах та алгоритм керування для початку оцінювання швидкості при ненульових початкових умовах (при роботі МПЖ).

В [10] пропонується модифікувати функції розрахунку похибки оцінювання (9) виключивши нелінійну функцію $\sin(\alpha)$ наступним чином

$$\epsilon_m = \text{ctg} \left(\frac{\hat{i}_2^{(dr-qr)} \otimes i_2^{(dr-qr)}}{\hat{i}_2^{(dr-qr)} \cdot i_2^{(dr-qr)}} \right), \quad (12)$$

де $\hat{i}_2^{(dr-qr)} \otimes i_2^{(dr-qr)}$ – векторний добуток між вимірним $i_2^{(dr-qr)}$ і оціненим за допомогою спостерігача Лютенберга струмом ротора $\hat{i}_2^{(dr-qr)}$ [10].

Використання виразу (12) як нормованої похибки дозволяє отримати лінійну залежність похибки

пропорційної куту між векторами $i_2^{(dr-qr)}$ та $\hat{i}_2^{(dr-qr)}$, що спрощує синтез ПІ регулятора та покращує динамічну поведінку.

Якість оцінювання за допомогою представлених у літературі спостерігачів MRAS суттєво залежить від коректних значень індуктивностей МПЖ. При роботі МПЖ в генераторному режимі на мережу амплітуда напруги статора може змінюватися в межах ± 10 від номінального значення, змінюючи рівень насичення магнітопроводу машини, що призводить до варіації індуктивностей. Для забезпечення спостереження кутового положення в цих режимах в [11] запропоновано алгоритм ідентифікації індуктивності статорного кола МПЖ, який ґрунтується на умові рівності амплітудних значень виміряного і оціненого струму ротора при правильній ідентифікації параметрів машини. В [11] наведено результати експериментального тестування розробленого алгоритму ідентифікації, які показуються, що при коректно спроектованому алгоритмі можлива компенсація варіації індуктивності статорного кола.

Інший підхід до синтезу спостерігачів MRAS, який представлено в [12], відомий як спостерігач TNMO. За умови, що система векторного керування орієнтована за потокозчепленням статора, компоненти заданого вектора $(x = i_2^{(d-q)})$ спостерігача MRAS запишуться у вигляді

$$i_{2q} = \frac{L_1}{L_m} \frac{|\psi_1^{(a-b)} \otimes i_1^{(a-b)}|}{|\psi_1^{(a-b)}|} = \frac{L_1}{L_m} \frac{M}{|\psi_1^{(a-b)}|}, \quad (13)$$

$$i_{2d} = \text{sign}(i_{2d}^*) \sqrt{|i_2^{(dr-qr)}|^2 - i_{2q}^2},$$

де i_{2q} , i_{2d} – моментна і потокова складова струму ротора; i_{2d}^* – завдання струму ротора i_{2d} .

Оцінений вектор струму ротора $(\hat{x} = \hat{i}_2^{(d-q)})$ розраховується як

$$\hat{i}_2^{(d-q)} = i_2^{(dr-qr)} e^{-J(\varepsilon_0 - \varepsilon)}, \quad (14)$$

де ε_0 – кутове положення системи координат $(d-q)$.

Головна перевага спостерігача TNMO [12] полягає в тому, що сигнали (15) можуть бути використані як сигнали зворотного зв'язку для системи керування, що дозволяє підвищити швидкодію та покращити стійкість всієї системи.

Алгоритм бездавачевого керування з використанням PLL запропоновано в [13]. Принцип роботи спостерігача PLL схожий до MRAS, оскільки похибка (9) дорівнює нулю коли відсутній фазовий зсув між заданим вектором і вектором, що спостерігається. Однак, в [13] відсутня інформація стосовно процедури синтезу ПІ регулятора і смуги пропускання спостерігача кутового положення ротора.

В [14] представлено спостерігач, що схожий до RCMO [8], в якому ПІ регулятор замінено на гістерезисний. Такий спостерігач має кращу якість оцінювання в системах де обмежена інформація про об'єкт регулювання, оскільки синтез гістерезисного регулятора потребує меншої кількості інформації. Однак гістерезисний регулятор формує на виході сигнал зі змінною частотою, тому необхідна деяка інформація про об'єкт керування щоб обмежити діапазон зміни частоти.

Спостерігач, що використовує активну та реактивну потужності в повітряному зазорі МПЖ, запропоновано в [15]. Спостерігач є дещо схожим на спостерігач TNMO [12], оскільки моментна та потокова компоненти струму ротора розраховуються в координатах ротора $(dr-qr)$ без використання оціненого кутового положення ротора. За умови, що система векторного керування орієнтована за потокозчепленням статора, компоненти оціненого вектора $(\hat{x} = \hat{i}_2^{(d-q)})$ спостерігача MRAS запишуться

$$i_{2d} = \frac{P}{|u_1 - R_1 i_1|}, \quad (16)$$

$$i_{2q} = \frac{Q}{|u_1 - R_1 i_1|},$$

де P , Q – активна та реактивна потужності, що передаються через повітряний зазор.

Головною перевагою цього спостерігача є те, що для його роботи не потрібна інформація про вектор потокозчеплення статора. Одна для розрахунку P та Q потрібно оцінювати втрати в магнітопроводі та магнітну реактивну потужність, що може викликати похибки оцінювання кутового положення ротора при роботі МПЖ з малим навантаженням.

Методи з введенням високочастотних сигналів. МПЖ можна розглядати як обертовий трансформатор, в якому положення між обмотками статора і ротора змінюється при обертанні ротора. Якщо в ротор машини ввести високочастотний сигнал, то відповідний сигнал в статорі буде містити інформацію про положення ротора. Вперше для МПЖ метод оцінювання кутового положення ротора шляхом введення високочастотного сигналу High Frequency Signal Injection (HFI) запропоновано в [16]. Кутова швидкість ротора розраховується як

$$\omega = p(\omega_1 - \omega_2) = 2\pi p(f_1 - f_2) \quad \omega = p(\omega_1 - \omega_2) = 2\pi p(f_1 - f_2), \quad (17)$$

де p – кількість пар полюсів; f_1 , f_2 – частота введенного сигналу в напрузі статора та ротора.

В [17] представлено процедуру синтезу спостерігача HFI, а також результати математичного моделювання та експериментальних досліджень, які свідчать про достатню точність оцінювання кутового положення ротора навіть при роботі на синхронній швидкості та коротких замикань в мережі. В [18] в якості високочастотного си-

гнала використовується п'ята гармоніка напруги мережі живлення, яка завжди присутня в електричних мережах. Результати тестів в [18] показують, що оцінювання швидкості може відбуватися при амплітуді п'ятої гармоніки 1.6% від амплітуди першої.

Головною перевагою спостерігачів з використанням НФІ є те, що вони не потребують інформації про параметри МПЖ, окрім кількості пар полюсів. Однак виникають труднощі з введенням височастотних сигналів для машин великої потужності.

Висновки. З проведеного аналізу представлених в літературі бездавачевих алгоритмів керування МПЖ можна виділити як найбільш розповсюджені – адаптивні алгоритми зі спостерігачами MRAS та їх різновидами. Адаптивні алгоритми забезпечують високу якість оцінювання кутової швидкості ротора, однак є чутливими до точності параметрів машини і часто потребують ідентифікації параметрів під час роботи. Цього недоліку позбавлені алгоритми з введенням височастотних сигналів, що дозволяють отримувати кутову швидкість без інформації про параметри МПЖ, однак їх застосування ускладнюється для машин великої потужності. Проведений аналіз свідчить, що відомі методи ґрунтуються на суттєвих припущеннях, мають обмеження у використанні, тому розробка та дослідження бездавачевих алгоритмів керування координатами МПЖ є актуальною науковою задачею.

Список літератури: 1. Leonhard, Werner. Control of Electrical Drives. 3rd ed. New York, NY, USA: Springer-Verlag, 2001. Print. 2. Cardenas, R., R. Pena, S. Alepuz, et al. "Overview of Control Systems for the Operation of DFIGs in Wind Energy Applications." IEEE Trans. on Ind. Electron. 60.7 (2013): 2776–2798. Web. 3. Hopfensperger, B., D.J. Atkinson, and R. A. Lakin. "Stator-Flux-Oriented Control of a Doubly-Fed Induction Machine with and without Position Encoder." Proc. Inst. Electron. Eng.–Electron. Power Appl. 147.4 (2000): 241–250. Web. 4. Mohammed, O.A., Z. Liu, and S. Liu. "A Novel Sensorless Control Strategy of Doubly Fed Induction Motor and Its Examination with the Physical Modeling of Machines." IEEE Trans. on Magn. 41.5 (2005): 1852–1855. Web. 5. Xu, Longya, and Wei Cheng. "Torque and Reactive Power Control of a Doubly Fed Induction Machine by Position Sensorless Scheme." IEEE Trans. on Ind. Appl. 31.3 (1995): 636–642. Web. 6. Schauder, C. "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers." IEEE Trans. on Ind. Appl. 28.5 (1992): 1054–1061. Web. 7. Cardenas, R., R. Pena, J. Probst, et al. "MRAS Observer for Sensorless Control of Standalone Doubly Fed Induction Generators." IEEE Trans. on Energy Conv. 20.4 (2005): 710–718. Web. 8. Pena, R. et al. "Sensorless Control of a Slip Ring Induction Generator Based on Rotor Current MRAS Observer." Power Electron. Spec. Conf., 2005. 2508–2513. Web. 9. Pena, R. et al. "Sensorless Control of Doubly-Fed Induction Generators Using a Rotor-Current-Based MRAS Observer." IEEE Trans. on Ind. Elec. 55.1 (2008): 330–339. Web. 10. Forchetti, D.G., G.O. Garcia, and M.I. Valla. "Adaptive Observer for Sensorless Control of Stand-Alone Doubly Fed Induction Generator." IEEE Trans. on Industrial Electronics 56.10 (2009): 4174–4180. Web. 11. Iacchetti, M.F. "Adaptive Tuning of the Stator Inductance in a Rotor-Current-Based MRAS Observer for Sensorless Doubly Fed Induction-Machine Drives." IEEE Trans. on Ind. Electron. 58.10 (2011): 4683–4692. Web. 12. Dezza, F.C. et al. "An MRAS Observer for Sensorless DFIM Drives With Direct Estimation of the Torque and Flux Rotor Current Components." IEEE Trans. on Power Electron. 27.5 (2012): 2576–2584. Web. 13. Mwinyiwiwa, B. et al. "Rotor Position Phase-Locked Loop for Decoupled Control of DFIG for Wind Power Generation." IEEE Trans. on Energy Conv. 24.3 (2009): 758–765. Web. 14. Marques, G.D. et al. "A DFIG Sensorless Rotor-Position Detector Based on a Hysteresis Controller." IEEE Trans. on Energy Conv. 26.1 (2011): 9–17. Web. 15. Marques, G.D., and D.M. Sousa. "Air-Gap-Power-Vector-Based Sensorless Method for DFIG Control Without Flux Estimator." IEEE Trans. on Ind. Electron. 58.10 (2011): 4717–4726. Web. 16. Georges, S. et al. "A Comparison of Sensorless Speed Estimation for a Doubly Fed Induction Machine." Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl., 2005. p. 9. Web. 17. Xu, Longya et al. "A New High-Frequency Injection Method for Sensorless Control of Doubly Fed Induction Machines." IEEE Trans. on Ind. Appl. 48.5 (2012): 1556–1564. Web. 18. Castelli-Dezza, F., M.F. Iacchetti, and R. Perini. "An Observer for Sensorless DFIM Drives Based on the Natural Fifth Harmonic of the Line Voltage, Without Stator Current Measurement." IEEE Trans. on Ind. Electron. 60.10 (2013): 4301–4309. Web.

Надійшла (received) 15.07.2015