УДК 621.5:62-83

С. М. Пересада, д. т. н., проф.; В. М. Трандафілов

ОБҐРУНТУВАННЯ СТРУКТУРИ СПОСТЕРІГАЧА, ІНВАРІАНТНОГО ДО ВАРІАЦІЙ АКТИВНОГО ОПОРУ РОТОРА

Розглянуто питання синтезу та обґрунтувано структуру інваріантного до варіацій активного опору роторного кола спостерігача вектора потокозчеплення ротора, який гарантує локальну експоненціальну стійкість за обмежених варіацій параметричного збурення.

Ключові слова: *асинхронний двигун, інваріантний спостерігач, потокозчеплення ротора, ковзний режим, варіації активного опору ротора.*

Вступ

Ефективність систем полеорієнтованого векторного керування асинхронним двигуном (АД) значною мірою залежить від точності інформації про активний опір ротора, який в АД з короткозамкненим ротором не вимірюється та може змінюватись у 1,5 – 2 рази під час роботи в навантаженому стані. Варіації активного опору ротора порушують умови полеорієнтування, що призводить до погіршення якості регулювання механічних координат і збільшення активних втрат в електричній машині [1].

Компенсація впливу варіацій активного опору ротора може виконуватись на основі одного з двох концептуальних підходів: адаптації чи робастифікації. Робастифіковані алгоритми зазвичай забезпечують більш прості рішення, ніж адаптивні, проте не розв’язують задачу точного керування модулем вектора потокозчеплення ротора за умови варіацій активного опору роторного кола в діапазоні малих швидкостей [2], [3]. У [4] запропоновано метод синтезу алгоритмів прямого векторного керування АД, який уперше дозволяє забезпечити інваріантність до варіацій активного опору роторного кола. Інваріантність алгоритмів векторного керування при цьому досягається за рахунок інваріантного спостерігача вектора потокозчеплення ротора. Також у [4] було експериментально підтверджено дієвість такого методу. Ґрунтуючись на результаті, представленому в [4], доцільно додатково виконати обґрунтування узагальненої структури інваріантного спостерігача з наданням відповідних коментарів стосовно вибору типу його коригувальних сигналів. Розв’язання цієї задачі і є метою роботи.

Постановка завдання спостереження

Математична модель електричної частини АД, що представлена в системі координат (d-q), яка обертається з кутовою швидкістю ω_0, задана рівняннями [1]

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= -\gamma_n i_d + \omega_0 i_q + \alpha_n \beta \psi_d + \beta \omega \psi_q + u_d / \sigma + \Delta\alpha\beta(\psi_d - L_m i_d), \\ \dot{i}_q &= -\gamma_n i_q - \omega_0 i_d + \alpha_n \beta \psi_q - \beta \omega \psi_d + u_q / \sigma + \Delta\alpha\beta(\psi_q - L_m i_q), \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_d &= -\alpha_n \psi_d + (\omega_0 - \omega)\psi_q + \alpha_n L_m i_d - \Delta\alpha(\psi_d - L_m i_d), \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha_n \psi_q - (\omega_0 - \omega)\psi_d + \alpha_n L_m i_q - \Delta\alpha(\psi_q - L_m i_q), \end{aligned} \quad (2)$$

де $(i_d, i_q)^T$ – вектор струму статора, $(u_d, u_q)^T$ – вектор керувальної напруги статора, $(\psi_d, \psi_q)^T$ – вектор потокозчеплення ротора, ω – кутова швидкість ротора, ε_0 – кутове положення системи координат (d-q) відносно стаціонарної системи координат (a-b). Додатні константи в (1), (2), пов’язані з електричними параметрами АД, які визначено так:

$$\alpha = \left(\frac{R_{2n}}{L_2} + \frac{\Delta R_2}{L_2} \right) = \alpha_n + \Delta\alpha > 0; \beta = \frac{L_m}{\sigma L_2}; \gamma_n = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha_n \beta L_m; \sigma = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2},$$

де L_m – індуктивність намагнічувального контура, R_1, L_1 – активний опір та індуктивність статора, L_2 – індуктивність ротора, $R_{2n}, \Delta R_2$ – номінальне значення та відхилення активного опору ротора, так що $R_2 = R_{2n} + \Delta R_2 > 0$. Без втрати загальності в (1), (2) прийнята одна пара полюсів.

Для вектора стану $\mathbf{x} = (i_d, i_q, \psi_d, \psi_q)^T$ вектор оцінених змінних дорівнює $\hat{\mathbf{x}} = (\hat{i}_d, \hat{i}_q, |\hat{\psi}_2|, 0)^T$, $\hat{\psi}_d = |\hat{\psi}_2|$, $\hat{\psi}_q = 0$, а вектор похибок оцінювання – $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} = (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T$, де $\tilde{\psi}_d = \psi_d - |\hat{\psi}_2|$, $\tilde{\psi}_q = \psi_q$. Припустимо, що:

А.1. Напруги статора, струми статора та кутова швидкість є обмеженими відомими функціями, причому струми статора та кутова швидкість мають обмежені похідні першого порядку.

А.2. Усі параметри в (1), (2) відомі та сталі, за винятком відхилення ΔR_2, яке невідоме, стале та обмежене.

В умовах припущень А.1 і А.2 необхідно синтезувати спостерігач модуля та положення вектора потокозчеплення, який гарантує:

О.1. Асимптотичне оцінювання реальних модуля й положення вектора потокозчеплення ротора так, що $\lim\limits_{t\to\infty}(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$.

О.2. Інваріантність до варіацій активного опору ротора.

Синтез інваріантного спостерігача

Визначимо сімейство спостерігачів вектора потокозчеплення ротора АД в такому вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_d &= -\gamma_n \hat{i}_d + \omega_0 i_q + \alpha_n \beta |\hat{\psi}_2| + u_d/\sigma + v_{1d}, \\ \dot{\hat{i}}_q &= -\gamma_n \hat{i}_q - \omega_0 i_d - \beta\omega |\hat{\psi}_2| + u_q/\sigma + v_{1q}, \end{aligned} \tag{3}$$

$$\begin{aligned} |\dot{\hat{\psi}}_2| &= -\alpha_n |\hat{\psi}_2| + \alpha_n L_m \hat{i}_d + v_{2d}, \\ \dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 &= \omega + [\alpha_n L_m \hat{i}_q + v_{2q}] / |\hat{\psi}_2|, \ |\hat{\psi}_2| > 0, \end{aligned} \tag{4}$$

де $v_{1d}, v_{1q}, v_{2d}, v_{2q}$ – коригувальні сигнали, що будуть сформовані пізніше.

Зазначимо, що загальна форма спостерігача (3), (4) відповідає узагальненому спостерігачу Вергезе [5], представленому в системі координат (d-q).

Рівняння динаміки похибок оцінювання з (1), (2) та (3), (4) запишемо так:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -\gamma_n \tilde{i}_d + \alpha_n \beta \tilde{\psi}_d + \beta\omega \tilde{\psi}_q + \Delta\alpha\beta(\psi_d - L_m i_d) - v_{1d}, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\gamma_n \tilde{i}_q + \alpha_n \beta \tilde{\psi}_q - \beta\omega \tilde{\psi}_d + \Delta\alpha\beta(\psi_q - L_m i_q) - v_{1q}, \end{aligned} \tag{5}$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha_n \tilde{\psi}_d + (\omega_0 - \omega)\tilde{\psi}_q + \alpha_n L_m \tilde{i}_d - \Delta\alpha(\psi_d - L_m i_d) - v_{2d}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha_n \tilde{\psi}_q - (\omega_0 - \omega)\tilde{\psi}_d + \alpha_n L_m \tilde{i}_q - \Delta\alpha(\psi_q - L_m i_q) - v_{2q}. \end{aligned} \tag{6}$$

Для подальшого аналізу системи (5), (6) розглянемо властивості збурення $(\psi_d - L_m i_d)$. Для цього врахуємо властивості, що виникають у системі прямого полеорієнтованого керування [5]. Так, завдяки використанню пропорційно-інтегрального (ПІ) регулятора оціненого потоку $|\hat{\psi}_2|$, він буде прямувати до заданого ψ^*. У свою чергу, після завершення процесу намагнічування, тобто за $\psi^* = const$, заданий потік буде $\psi^* \cong L_m i_d^*$, а за достатньо великих значень коефіцієнтів ПІ регулятора струму за віссю d реальний струм i_d дорівнюватиме заданому i_d^*. Тоді з урахуванням цього отримаємо

$$\psi_d - L_m i_d = \tilde{\psi}_d + |\hat{\psi}_2| - L_m i_d \cong \tilde{\psi}_d + \psi^* - L_m i_d^* \cong \tilde{\psi}_d. \tag{7}$$

Ураховуючи (7), після перетворень систему (5), (6) запишемо у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -\gamma_n \tilde{i}_d + \alpha\beta\tilde{\psi}_d + \beta\omega\tilde{\psi}_q - v_{1d}, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\gamma_n \tilde{i}_q + \beta\left[\alpha\tilde{\psi}_q - \omega\,\tilde{\psi}_d - \Delta\alpha L_m i_q\right] - v_{1q}, \end{aligned} \tag{8}$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + (\omega_0 - \omega)\tilde{\psi}_q + \alpha_n L_m \tilde{i}_d - v_{2d}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\omega_0\tilde{\psi}_d - \left[\alpha\tilde{\psi}_q - \omega\tilde{\psi}_d - \Delta\alpha L_m i_q\right] + \alpha_n L_m \tilde{i}_q - v_{2q}. \end{aligned} \tag{9}$$

Загальна форма (8), (9) дозволяє зробити такі висновки щодо вибору коригувальних сигналів спостерігача. По-перше, у системі (8), (9), на відміну від системи (5), (6), збурення наявне тільки в рівняннях динаміки похибок $\tilde{i}_q$ та $\tilde{\psi}_q$. У такому разі доцільність у введені коригувального сигналу в перше рівняння підсистеми (9) відпадає, тобто приймаємо $v_{2d} = 0$. По-друге, можна побачити, що сигнал $(\alpha\tilde{\psi}_q - \omega\tilde{\psi}_d - \Delta\alpha L_m i_q)$ входить у рівняння динаміки похибок $\tilde{i}_q$ та $\tilde{\psi}_q$. Це дозволяє провести його компенсацію в рівнянні динаміки похибки $\tilde{\psi}_q$, оскільки значення цього сигналу можна отримати з рівняння динаміки похибки $\tilde{i}_q$, якщо сформувати v_{1q} таким чином, щоб у квазіусталеному режимі виконувалась умова $\tilde{i}_q \equiv d\tilde{i}_q / dt \equiv 0$. У простішому випадку цього можна досягти за рахунок ковзного режиму [6] за $v_{1q} = \delta sign(\tilde{i}_q)$, де $\delta > 0$ – параметр, величина якого відповідає за забезпечення ковзного режиму. Так, ковзний режим у рівнянні динаміки похибки $\tilde{i}_q$ виникає за $\delta > \max\{|\alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d - \Delta\alpha\beta L_m i_q|\}$. Тоді в ковзному режимі за кінцевий час виконуватиметься умова $\tilde{i}_q \equiv d\tilde{i}_q / dt \equiv 0$, яка знижує порядок системи та дозволяє отримати еквівалентне керування [6]:

$$v_{1q.eq} = \beta[\alpha\tilde{\psi}_q - \omega\tilde{\psi}_d - \Delta\alpha L_m i_q]. \tag{10}$$

Вибравши коригувальний сигнал $v_{2q} = v_\varepsilon - v_{1q}/\beta$ та використовуючи замість сигналу v_{1q} його еквівалентне значення (10), отримаємо:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -\gamma_n \tilde{i}_d + \alpha\beta\tilde{\psi}_d + \beta\omega\tilde{\psi}_q - v_{1d}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + (\omega_0 - \omega)\tilde{\psi}_q + \alpha_n L_m \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\omega_0\tilde{\psi}_d - v_\varepsilon. \end{aligned} \tag{11}$$

У [4] показано, що за умови виконання умов персистності збудження і вибору коригувальних сигналів виду $v_{1d} = \mathrm{k}_{id1}\tilde{\mathrm{i}}_d$, $k_{id1} > 0$ та $v_\varepsilon = \tilde{i}_d(\omega_0 + \gamma_1\omega)/\beta$, $\gamma_1 = (R_1/\sigma + \mathrm{k}_{id1})/\alpha_n > 0$ система (11) буде глобально експоненціально стійкою за $\Delta R_2 = 0$, а за обмежених варіацій $\Delta R_2 \neq 0$ – локально експоненціально стійкою та інваріантною до цих варіацій.

Зауваження 1. Аналіз, що ґрунтується на фізичних властивостях АД, свідчить про те, що умови персистності збудження виконуються в усіх режимах роботи АД, за винятком збудження постійним струмом, тобто за $\omega_0 = 0$.

Зауваження 2. На відміну від відомих спостерігачів з ковзним режимом [2], які мають розривні праві частини у двох рівняннях оцінки компонент вектора статорного струму, у запропонованому спостерігачеві розривне керування використовується тільки в одному рівнянні оцінки струму за віссю q.

Висновки

Теоретично обґрунтовано структуру спостерігача вектора потокозчеплення ротора з властивостями інваріантності до варіацій активного опору роторного кола та локальної експоненціальної стійкості. Локальна експоненціальна стійкість спостерігача за обмежених варіацій активного опору ротора зберігається в усіх режимах роботи АД, за винятком збудження постійним струмом, тобто за нерухомого поля ротора. Дієвість синтезованого спостерігача підтверджена результатами математичного моделювання (не представлені в роботі), які з достатнім ступенем точності збігаються з відповідними результатами експериментальних досліджень, представлених у [4].

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Пересада С. М. Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор / С. М. Пересада // Вестник Донецкого государственного технического университета. Серия: "Электротехника и энергетика". – 1999. – №4. – С. 1 – 23.

2. Пересада С. М. Метод синтеза и робастность наблюдателей потокосцепления асинхронного двигателя, работающих в скользящих режимах / С. М. Пересада, В. Н. Трандафилов // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика» науково-виробничого журналу. – 2012. – № 3 (19). – С. 40 – 44.

3. Пересада С. М. Робастность алгоритмов косвенного векторного управления асинхронными двигателями к вариациям активного сопротивления ротора / С. М. Пересада, В. С. Бовкунович // Наукові праці Донецького національного технічного університету. – 2011. – № 11 (186). – С. 296 – 300.

4. Пересада С. М. Метод синтеза инвариантных к вариациям активного сопротивления ротора алгоритмов прямого векторного управления асинхронным двигателем / С. М. Пересада, В. Н. Трандафилов // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. – 2013. – №36 (1009). – С. 59 – 63.

5. Пересада С. М. Обобщенный алгоритм прямого векторного управления асинхронным двигателем / С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса // Технічна електродинаміка. – 2002. – № 4. – С. 17 – 22.

6. Utkin V. I. Sliding mode control in electromechanical systems. 2nd ed. / V. I. Utkin, J. Guldner, J. Shi // Boca Raton, London: CRC Press, Taylor & Francis, 2009. – 485 p.

Пересада Сергій Михайлович – д. т. н., проф., завідувач кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу, тел.: (044) 236-99-30, e-mail: peresada@i.com.ua.

Трандафілов Володимир Миколайович – аспірант кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу, тел.: (044) 406-83-56, e-mail: trandafilov_vn@mail.ru.

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут».