

АЛГОРИТМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА БЕЗ ВИМІРЮВАННЯ СТРУМІВ СТАТОРА

Пересада С. М. проф. ктн., Сомов С. В. магістрант

Вступ

В останні десятиліття векторно-керовані електроприводи, які базуються на різних типах двигунів змінного струму, стали найбільш розповсюдженими електромеханічними системами для технологічних використаннях, де потрібна висока статична та динамічна точність [1].

Класичні алгоритми векторного керування базуються на вимірюванні струмів статора та швидкості/положення ротора.

В електроприводах малої потужності вартість датчика струму становить значну частину вартості самого електроприводу, тому в даній роботі розглянута задача векторного керування кутовою швидкістю АД без вимірювання струмів статора. Доведемо, що новий алгоритм дає приблизно таку ж точність як і класичні алгоритми векторного керування.

1. Математична модель АД, постановка задачі керування

Еквівалентна двохфазна модель симетричної електричної машини (ЕМ) в довільній системі координат має вигляд [2]:

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \mu(\psi_d i_q - \psi_q i_d) - \frac{M_c}{J}, \\ i_d &= -\gamma i_d + \omega_0 i_q + \alpha \beta \psi_d + \beta \omega \psi_q - \frac{1}{\sigma} u_d, \\ i_q &= -\gamma i_q - \omega_0 i_d + \alpha \beta \psi_q + \beta \omega \psi_d + \frac{1}{\sigma} u_q, \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha \psi_d + (\omega_0 - \omega) \psi_q + \alpha L_m i_d, \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha \psi_q - (\omega_0 - \omega) \psi_d + \alpha L_m i_q, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0.\end{aligned}\tag{1}$$

де, $\mathbf{i} = (i_d, i_q)^T$, $\boldsymbol{\psi} = (\psi_d, \psi_q)^T$, $\mathbf{u} = (u_d, u_q)^T$ - компоненти векторів струму статора, потокозчеплення ротора та напруги статора відповідно; ω - кутова швидкість

ротора, M_c - момент навантаження, ε_0, ω_0 - кутове положення та кутова швидкість системи координат ротора (d-q) відносно системи координат статора (a-b). Додатні коефіцієнти в (1) визначаються стандартним шляхом [2].

Задача векторного керування полягає в регулюванні кутової швидкості та модуля вектора потокозчеплення ротора, які визначаються наступним чином:

$$\mathbf{y}_1 = \begin{bmatrix} \omega \\ (\psi_d^2 + \psi_q^2)^{1/2} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \omega \\ |\psi| \end{pmatrix} \quad (2)$$

Визначивши вектор завдань для регульованих змінних, $\mathbf{y}_1^* = (\omega^*, \psi^*)^T$, сформуємо похибки відпрацювання у вигляді:

$$\tilde{\omega} = \omega - \omega^*, \quad \tilde{\psi}_d = \psi_d - \psi_d^*, \quad \tilde{\psi}_q = \psi_q. \quad (3)$$

Сформулюємо наступну задачу векторного керування АД. Нехай для моделі АД (1) виконуються наступні припущення:

1. Швидкість ротора вимірюються, струми ротора не є вимірюваними.
2. Параметри двигуна відомі та сталі.
3. Момент навантаження невідомий, але постійний і обмежений.
4. Задані траєкторії кутової швидкості ω^* та модуля вектора потокозчеплення ротора ψ_d^* є обмеженими функціями з обмеженими відомими першими двома похідними.

За умов цих припущень необхідно синтезувати алгоритм векторного керування, який забезпечує асимптотичність відпрацювання заданих траєкторій $\lim_{x \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{\psi}_d) = 0$, а також асимптотичне полеорієнтування $\lim_{x \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_q = 0$.

2. Проектування регуляторів

Проектування регуляторів струму та потокозчеплення. Визначимо завдання для струмів статора i_d^*, i_q^* , а також відповідні похибки відпрацювання наступним чином:

$$\tilde{i}_d = i_d - i_d^*, \quad \tilde{i}_q = i_q - i_q^* \quad (4)$$

Синтезуємо наступний алгоритм керування модулем вектора потокозчеплення та струмів статора:

- регулятор потоку

$$\begin{aligned} i_d^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*) \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{\dot{i}_q^*}{\psi^*}, \end{aligned} \quad (5)$$

- регулятор струму

$$\begin{aligned} u_d &= \sigma (\gamma i_d^* - \omega_0 i_q^* - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_d^*) \\ u_q &= \sigma (\gamma i_q^* + \omega_0 i_d^* + \beta \omega \psi^* + \dot{i}_q^*). \end{aligned} \quad (6)$$

Підставивши (5) та (6) в модель (1) динаміка похибок відпрацювання в електричній підсистемі АД набуває вигляду:

$$\dot{\mathbf{x}}_e = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_0 & \alpha\beta & \beta\omega \\ -\omega_0 & -\gamma & -\beta\omega & \alpha\beta \\ \alpha L_m & 0 & -\alpha & \omega_2 \\ 0 & \alpha L_m & -\omega_2 & -\alpha \end{bmatrix} \mathbf{x}_e \triangleq \mathbf{A}_e(t) \mathbf{x}_e, \quad (7)$$

де, $\mathbf{x}_e = (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T$, $\omega_2 = \omega_0 - \omega$.

Для дослідження стійкості системи (7) розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{x}_e^T \mathbf{P} \mathbf{x}_e, \quad (8)$$

в якій

$$P = \begin{bmatrix} \frac{\varepsilon}{\beta} & 0 & \varepsilon & 0 \\ 0 & \frac{\varepsilon}{\beta} & 0 & \varepsilon \\ \varepsilon & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \varepsilon & 0 & 1 \end{bmatrix} > 0 \quad i \quad \varepsilon < \frac{1}{\beta} \quad (9)$$

Прийнявши $\varepsilon = \frac{\alpha L_m}{\gamma} < \frac{1}{\beta}$ та обчисливши похідну за часом від V в силу траєкторій (7), отримаємо:

$$\dot{V} = -\frac{\varepsilon}{\beta} \frac{R_s}{\sigma} (\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2) - \alpha(1 - \varepsilon\beta)(\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2) \triangleq -\mathbf{x}_e^T \mathbf{Q} \mathbf{x}_e < 0. \quad (10)$$

Тобто $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T > 0$ є рішенням рівняння Ляпунова $\mathbf{A}_e^T(t)\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}_e(t) = -\mathbf{Q}$, $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T > 0$, а положення рівноваги $\mathbf{x}_e = (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T = 0$ є глобально експоненціально стійким.

Момент АД може бути записаний у вигляді:

$$M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} [\psi^* i_q^* + \psi^* \tilde{i}_q + \tilde{\psi}_d (i_q^* + \tilde{i}_q) - \tilde{\psi}_q (i_d^* + \tilde{i}_d)] \triangleq M^* + \tilde{M}, \quad (11)$$

де, M^* - заданий момент. Визначивши в (11)

$$i_q^* = \frac{2}{3} \frac{L_r}{L_m} \frac{M^*}{\psi^*}, \quad (12)$$

отримаємо:

$$\tilde{M} = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} [\psi^* \tilde{i}_q + \tilde{\psi}_d (i_q^* + \tilde{i}_q) - \tilde{\psi}_q (i_d^* + \tilde{i}_d)]. \quad (13)$$

Тоді з (13) слідує, що для обмежених ψ^* , $\dot{\psi}^*$, M^* , змінні струму i_q^* та i_d^* також обмежені, тому $\tilde{M}(t)$ є експоненціально затухаючою функцією, тобто асимптотичність відпрацювання моменту досягається.

Проектування регулятора кутової швидкості. Використовуючи (11), (12) і (13) рівняння динаміки механічної підсистеми АД запишеться у вигляді:

$$\dot{\omega} = \mu \psi^* i_q^* - \nu \omega + \frac{1}{J} (-M_c + \tilde{M}). \quad (14)$$

Для системи (14) сформуємо регулятор швидкості:

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu \psi^*} (\dot{\omega}^* + \nu \omega^* + \hat{M}_c + \xi), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\ \dot{\xi} &= -\frac{1}{\tau} \xi - \frac{1}{\tau} k_{\omega} \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (15)$$

де, $\hat{M}_c$ - оцінене значення моменту навантаження, τ - стала часу фільтра швидкості, k_{ω} , $k_{\omega i}$ - коефіцієнти пропорційної та інтегральної дії регулятора.

Рівняння динаміки кутової швидкості з (14) і (15) будуть:

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\
\dot{\tilde{\omega}} &= -\nu \tilde{\omega} - \tilde{M}_c + \xi + \frac{\tilde{M}}{J}, \\
\dot{\xi} &= -\frac{1}{\tau} \xi - \frac{1}{\tau} k_{\omega} \tilde{\omega}.
\end{aligned}
\tag{16}$$

Повні рівняння динаміки похибок відпрацювання механічних та електричних координат задаються (7) та (16), вони мають стандартну форму, яка розглянута в [2]. Згідно з результатом [2], композитна система (7), (16) при відповідній селекції коефіцієнтів k_{ω} та $k_{\omega i}$ так, що (16) є стійкою, також буде стійкою:

$$\lim_{x \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{M}_c, \xi) = 0,$$

тому забезпечується асимптотичність відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості.

Висновки

Розроблено новий алгоритм векторного керування кутовою швидкістю АД без вимірювання струмів статора, який забезпечує такі ж динамічні властивості як і класичні алгоритми, але при цьому не вимагає інформації про струми статора.

Використана література

- [1] W. Leohnard, *Control of Electric Drives*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1995.
- [2] S. Peresada, A. Tonielli, “High performance robust speed-flux tracking controller for induction motor,” *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 14, no. 2, pp. 177-200, 2000.