УДК 681.5:62-83

С.М. Пересада, д-р техн. наук, Украина
С. Н. Ковбаса, канд. техн. наук, Киев
А.Ю. Онанко

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

СЕМЕЙСТВО АЛГОРИТМОВ ОТРАБОТКИ МОМЕНТА-ПОТОКА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ КОСВЕННОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПО ВЕКТОРУ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ СТАТОРА

Представлено общетеоретическое решение задачи синтеза семейства алгоритмов векторного управления моментом-потокосцеплением асинхронного двигателя, гарантирующих глобальную асимптотическую отработку момента и потокосцепления статора, асимптотическую косвенную ориентацию по вектору потокосцепления статора, декомпозицию исходной структуры асинхронного двигателя на две связанные подсистемы – электрическую и механическую

Представлено загальнотеоретичне розв'язання задачі синтезу сімейства алгоритмів векторного керування моментом та потокозчепленням асинхронного двигуна, які забезпечують глобальне асимптотичне відпрацювання моменту та вектора потокозчеплення статора, асимптотичне непряме орієнтування за вектором потокозчеплення статора, декомпозицію вихідної структури асинхронного двигуна на дві зв'язані підсистеми – електричну та механічну.

The family of passivity based induction motor torque-flux vector control algorithms is developed. Proposed control algorithms provide global asymptotic torque-stator flux tracking, asymptotic indirect stator flux orientation, and induction motor decomposition on two interconnected systems – electrical and mechanical. Control algorithm structure provides additional degree of freedom for dynamic performance and robustness properties specification.

Введение. Алгоритмы векторного управления асинхронными двигателями, как правило, базируются на концепции ориентации по вектору потокосцепления ротора, статора или по вектору основного магнитного потока. Полеориентирование по вектору потокосцепления ротора является наиболее распространенным, поскольку приводит к простым структурам алгоритмов управления. Ориентация по вектору основного магнитного потока приводит к сложным структурам алгоритмов управления при отсутствии явных преимуществ. Ориентирование по вектору потокосцепления статора является предпочтительным при жестких ограничениях первичного питающего напряжения.

В работах [4,1] представлено общетеоретическое решение задачи синтеза алгоритма векторного управления моментом и потоком асинхронного двигателя при косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора, который гарантирует глобальную асимптотическую отработку момента и потокосцепления статора, асимптотическую косвенную ориентацию по вектору потокосцепления статора, декомпозицию исходной структуры АД на две связанные подсистемы – электрическую и механическую. Управление, полученное на основе принципа пассивности, является разомкнутым относительно координат магнитной подсистемы, что определяет его высокую чувствительность к параметрическим возмущениям. Вместе с тем, общетеоретический подход к решению задачи векторного управления позволяет сформировать набор корректирующих обратных связей, применение которых позволяют избежать этого недостатка.

Целью данной работы является дальнейшее развитие теории косвенного векторного управления моментом и потоком АД с ориентацией по вектору потокосцепления статора за счет конструирования семейства корректирующих обратных связей, которые предоставляют дополнительную степень свободы для формирования динамических характеристик и свойств грубости к параметрическим возмущениям.

Материалы и результаты исследования.

Математическая модель электрической подсистемы АД в синхронной системе координат d-q [1]

$$
\begin{aligned}
&M = 1.5\sigma\left(z_d i_{1q} - z_q i_{1d}\right)\\
&\dot{z}_d = \omega_0 z_q - \left(R_1/\sigma\right) i_{1d} + u_{1d}/\sigma\\
&\dot{z}_q = -\omega_0 z_d - \left(R_1/\sigma\right) i_{1q} + u_{1q}/\sigma \qquad (1)\\
&\dot{i}_{1d} = -\left(\gamma+\alpha\right) i_{1d} + \left(\omega_0 - \omega\right) i_{1q} + \alpha z_d + \omega z_q + \frac{u_{1d}}{\sigma}\\
&\dot{i}_{1q} = -\left(\gamma+\alpha\right) i_{1q} + \left(\omega_0 - \omega\right) i_{1d} + \alpha z_q - \omega z_d + \frac{u_{1q}}{\sigma}
\end{aligned}
$$

где $\left(i_{1d}, i_{1q}\right)^T$, $\left(u_{1d}, u_{1q}\right)^T$ – компоненты векторов тока и управляющего напряжения статора, $\left(z_d, z_q\right)^T$ – промасштабированные значения составляющих вектора потокосцепления статора, ω – угловая скорость ротора, ω_0 – угловая скорость вращения синхронной системы координат d-q относительно стационарной α-β. Постоянные параметры модели АД определены стандартным образом [1].

В [4,1] на основе принципа пассивности [2,3] синтезирован унифицированный алгоритм косвенного векторного управления, гарантирующий асимптотическую отработку заданных траекторий изменения момента M^* и модуля вектора потокосцепления статора z^*, асимптотическую ориентацию по вектору потокосцепления статора $z_q \to 0$, а также декомпозицию исходной структуры АД на две связанные подсистемы – электрическую и механическую. Результат базируется на свойстве естественной устойчивости электрической подсистемы АД, он является общетеоретической основой для синтеза семейства алгоритмов косвенного векторного управления с ориентацией по вектору потокосцепления статора.

Рассмотрим обобщенный алгоритм, который задается:

- асимптотически ориентированным по вектору потокосцепления статора преобразованием координат

$$\begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} = e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} \begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} = e^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{pmatrix},$$
$$e^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon_0 & \sin\varepsilon_0 \\ -\sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0 \end{bmatrix}; \tag{2}$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \frac{\alpha(L_m\beta+1)i_{1q}^* + \dot{i}_{1q}^* + \mathrm{v}_q - v_q}{z - i_{1d}^*} = \omega + \omega_2; \tag{3}$$

- регулятором момента

$$\mathrm{i}_{1q}^* = \mathrm{M}^* / \mu_1 \mathrm{z}^*; \tag{4}$$

- регулятором потока

$$\dot{i}_{1d}^* = -\alpha\left(L_m\beta+1\right)i_{1d}^* + \omega_2 i_{1q}^* + \alpha z^* + \dot{z}^* + v_d - \mathrm{v}_d; \tag{5}$$

- двумерным регулятором тока

$$\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix} = \sigma \begin{bmatrix} (\gamma+\alpha)i_{1d}^* - \omega_2 i_{1q}^* - \alpha z^* + \dot{i}_{1d}^* - k_i\tilde{i}_d + \mathrm{v}_d \\ (\gamma+\alpha)i_{1q}^* + \omega_2 i_{1d}^* + \omega z^* + \dot{i}_{1q}^* - k_i\tilde{i}_q + \mathrm{v}_q \end{bmatrix}, \tag{6}$$

где $\mathrm{i}_{1d}^*, \mathrm{i}_{1q}^*$ – заданные значения для токов $\mathrm{i}_{1d}, \mathrm{i}_{1q}$; $\tilde{\mathrm{i}}_{1d} = \mathrm{i}_{1d} - \mathrm{i}_{1d}^*$, $\tilde{\mathrm{i}}_{1q} = \mathrm{i}_{1q} - \mathrm{i}_{1q}^*$ – ошибки отработки токов, ω_2 – частота скольжения, v_d, v_q, v_d, v_q – дополнительные корректирующие сигналы, $\mu_1 = 3\sigma/2$, k_i – коэффициент пропорционального регулятора тока.

Анализ устойчивости, приведенный в [4,1], свидетельствует о том, что ошибки регулирования выходных переменных $\tilde{\mathrm{M}} = \mathrm{M} - \mathrm{M}^*$, $\tilde{\mathrm{z}}_\mathrm{d} = \mathrm{z}_\mathrm{d} - \mathrm{z}^*$, $\tilde{\mathrm{z}}_\mathrm{q} = \mathrm{z}_\mathrm{q}$ асимптотически сходятся в нуль с экспоненциальным уровнем для всех $\mathrm{k_i} \ge 0$, $\left(\mathrm{z}^* - \mathrm{i}_{1d}^*\right) > 0$ и $\mathbf{v} = \left(\mathrm{v_d}, \mathrm{v_q}, \nu_\mathrm{d}, \nu_\mathrm{q}\right)^\mathrm{T} = 0$.

Вместе с тем за счет конструирования вектора корректирующих обратных связей $\mathbf{v}$ в (2) – (6) возможно синтезировать семейство алгоритмов, которые обеспечат не только асимптотическую устойчивость системе векторного управления, но и позволят сформировать динамические показатели и свойства грубости в отношении параметрических возмущений.

Уравнения динамики ошибок отработки в электрической подсистеме АД, формируемые при использовании алгоритма (2) – (6),

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{i}}_d \\ \dot{\tilde{i}}_q \\ \dot{\tilde{\psi}}_d \\ \dot{\tilde{\psi}}_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -(\gamma+k_i) & \omega_0 & \alpha\beta & \beta\omega \\ -\omega_0 & -(\gamma+k_i) & -\beta\omega & \alpha\beta \\ \alpha L_m & 0 & -\alpha & \omega_2 \\ 0 & \alpha L_m & -\omega_2 & -\alpha \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{\psi}_d \\ \tilde{\psi}_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ v_d - v_q \\ v_q - v_d \end{pmatrix} = \tag{7}$$
$$= \mathbf{A}_0(t)\mathbf{x} + \mathbf{v}_0$$
$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx},$$

где $\mathbf{y} = \left(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q\right)^T$ – вектор измеряемых переменных.

В уравнении (7) ошибки отработки вектора потокосцепления статора $\left(\tilde{\mathrm{z}}_\mathrm{d}, \tilde{\mathrm{z}}_\mathrm{q}\right)$ преобразованы к ошибкам отработки вектора потокосцепления ротора $\tilde{\psi}_\mathrm{d} = \beta^{-1}\left(\tilde{\mathrm{z}}_\mathrm{d} - \tilde{\mathrm{i}}_\mathrm{d}\right)$, $\tilde{\psi}_\mathrm{q} = \beta^{-1}\left(\tilde{\mathrm{z}}_\mathrm{q} - \tilde{\mathrm{i}}_\mathrm{q}\right)$.

Семейство корректирующих обратных связей, гарантирующих (7) асимптотическую устойчивость, сформируем в виде

$$\mathbf{v}_0 = \mathbf{G}(t)\mathbf{Cx}, \tag{8}$$

где матрица обратных связей $\mathbf{G}(t) \in R^{4x4}$ находится из решения уравнения Ляпунова

$$\mathbf{A}^T(t)\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}(t) = -\mathbf{Q}$$
$$\mathbf{A}(t) = \mathbf{A}_0(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{C}, \tag{9}$$

с $\mathbf{P} \in R^{4x4}, \mathbf{Q} \in R^{4x4}, \mathbf{P} = \mathbf{P}^T > 0, \mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T > 0$.

За счет выбора матриц $\mathbf{P}$ и $\mathbf{Q}$ в (9) потенциально возможно синтезировать неавтономную линейную систему

$$\dot{\mathbf{x}} = \left(\mathbf{A}(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{C}\right)\mathbf{x}, \tag{10}$$

которая обладает более высокой скоростью сходимости вектора ошибок отработки $\mathbf{x}$ в нуль и более высокими свойствами грубости в отношении параметрических возмущений, чем при $\mathbf{v} = 0$ [4], [1]. Отметим, что структура уравнений (7) идентична той, которая возникает при синтезе асимптотических нелинейных наблюдателей магнитного потока [6], поэтому обширные результаты по исследованию сходимости и грубости наблюдателей могут быть использованы для проектирования матрицы корректирующих обратных связей $\mathbf{G}(t)$ в (10). Принципиальным является тот факт, что структура уравнений (7), дающая те же свойства, что и при использовании наблюдателей потокосцепления полного порядка, впервые получена при косвенном векторном управлении.

Одним из возможных вариантов синтеза вектора корректирующих связей $\mathbf{v}_0$ в (8) является использование результата [5], полученного для наблюдателя вектора потокосцепления ротора, основанного на принципе пассивности с использованием функции Ляпунова в виде полной электромагнитной энергии электрической подсистемы. Вектор корректирующих связей при этом

$$\mathbf{v} = \omega L_m \begin{bmatrix} 0 & -\beta \\ \beta & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{pmatrix}. \tag{11}$$

Уравнения динамики ошибок отработки в электрической подсистеме (10) при использовании корректирующих обратных связей (11)

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -(\gamma + k_i) & (\omega_0 - \omega\beta L_m) & \alpha\beta & \beta\omega \\ -(\omega_0 - \omega\beta L_m) & -(\gamma + k_i) & -\beta\omega & \alpha\beta \\ \alpha L_m & \omega L_m & -\alpha & \omega_2 \\ -\omega L_m & \alpha L_m & -\omega_2 & -\alpha \end{bmatrix} \mathbf{x}, \qquad (12)$$

а уравнения алгоритма управления (2) – (6) модифицируются следующим образом:

$$\dot{\varepsilon}_{0} = \omega_{0} = \omega + \frac{1}{z^* - i_{1d}^*}\left[\alpha\left(L_m\beta + 1\right) i_{1q}^* + \dot{i}_{1q}^* + \beta\omega L_m \dot{\tilde{i}}_d\right], \qquad (13)$$

$$\dot{i}_{1d}^* = -\alpha\left(L_m\beta + 1\right) i_{1d}^* + \omega_2 i_{1q}^* + \alpha z^* + \dot{z}^* + \beta\omega L_m \tilde{i}_q, \qquad (14)$$

$$\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix} = \sigma \begin{bmatrix} \frac{R_1}{\sigma} i_{1d}^* + \dot{z}^* - k_i \tilde{i}_d - \omega L_m \beta \tilde{i}_q \\ (\gamma + \alpha) i_{1q}^* + \omega_2 i_{1d}^* + \omega z^* - k_i \tilde{i}_q + \omega L_m \beta \tilde{i}_d \end{bmatrix}. \qquad (15)$$

Выводы. Представлено общетеоретическое решение задачи синтеза семейства новых алгоритмов векторного управления моментом и потоком асинхронного двигателя при косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора, которые гарантируют глобальную асимптотическую отработку момента и потокосцепления статора, асимптотическую косвенную ориентацию по вектору потокосцепления статора, декомпозицию исходной структуры асинхронного двигателя на две связанные подсистемы – электрическую и механическую. Структура корректирующих обратных связей разработанных алгоритмов предоставляет дополнительную степень свободы для формирования динамических характеристик и свойств грубости к параметрическим возмущениям.

Список использованной литературы

1. Основанный на принципе пассивности алгоритм отработки момента-потока при косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора / С.М.Пересада, С.Н. Ковбаса, А.Ю. Болотников, В.С. Бовкунович // Вестн. Кременчугского госуд. техн. ун-та. – Вып. 3. – 2007. – Ч.2. – С.35-39.

2. Попович Н. Г. Концепция построения и исследования электромеханических систем автоматического управления на основе принципа пассивности / Н.Г.Попович, С.М.Пересада // Техн. ел.динаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної ел.техніки". – 2004. – С.81-88.

3. Ortega R. Passivity-based control of Euler-Lagrange systems / R.Ortega, A.Loria, P. Nicklasson and H. Sira-Ramirez –Berlin: Springer-Verlag, 1998. –543 p.

4. Peresada S. New passivity based speed-flux tracking controllers for induction motor / S. Peresada, A. Tilli and A. Tonielli // in Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON’2000. –Nagoya, Japan. – P. 1099-1104.

5. Peresada S. Passivity-based design of the flux observers for induction motors / S. Peresada, A. Tonielli, S. Kovbasa and A. Tilli // Техн. електродинаміка. Проблеми сучасної електроніки. Тем. вип. – 2000. – Ч.6. – С. 29-33.

6. Verghese G.C. Observers for flux estimation induction machines / G.C. Verghese and S.R. Sanders // IEEE Trans. On Industrial Electronics. – 1998. – Vol.35. – P.85-94.

Получено 12.07.2011

Пересада
Сергей Михайлович,
д.т.н., проф., зав.каф. автоматизации эл. механич. систем и эл. привода
Нац. техн. ун-та Украины "КПИ".
пр. Победы, 37, г. Киев, Украина, 03056, (044) 236-99-30.
sergei.peresada@gmail.com

Ковбаса
Сергей Николаевич,
к.т.н., доцент каф. автоматизации эл.механич. систем и эл.привода
Нац. техн. ун-та Украины "КПИ".
пр. Победы, 37, г. Киев, Украина, 03056.
skovbasa@ukr.net

Онанко
Артем Юрьевич
аспирант каф. автоматизации эл.механических систем и эл.привода Нац. техн. ун-та Украины "КПИ".,
пр. Победы, 37, г. Киев, Украина, 03056,
068-7103595,
E-mail: txt@ukr.net