УДК 621.5:62-83

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

ОБОСНОВАНИЕ СТРУКТУРЫ НАБЛЮДАТЕЛЯ, ИНВАРИАНТНОГО К ВАРИАЦИЯМ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ РОТОРА

Рассмотрены вопросы синтеза и обоснована структура инвариантного к вариациям активного сопротивления роторного круга наблюдателя вектора потокосцепления ротора, который гарантирует локальную экспоненциальную устойчивость при ограниченных вариациях параметрического возмущения.

Ключевые слова: *асинхронный двигатель, инвариантный наблюдатель, потокосцепления ротора, скользящий режим, вариации активного сопротивления ротора.*

Введение

Эффективность систем полеориентированного векторного управления асинхронным двигателем (АД) в значительной степени зависит от точности информации о сопротивлении ротора, который в АД с короткозамкнутым ротором не измеряется и может варьироваться в 1.5 – 2 раза при работе в нагруженном состоянии. Вариации активного сопротивления ротора нарушают условия полеориентирования что приводит к ухудшению качества регулирования механических координат и увеличению активных потерь в электрической машине [1].

Компенсация влияния вариаций активного сопротивления ротора может происходить на основе одного из двух концептуальных подходов: адаптации или робастификации. Робастифицированные алгоритмы обычно обеспечивают более простые решения, чем адаптивные, однако не решают задачу точного управления модулем вектора потокосцепления ротора при вариациях активного сопротивления роторного круга в диапазоне малых скоростей [2], [3]. В [4] предложен метод синтеза алгоритмов прямого векторного управления АД, который впервые позволяет обеспечить инвариантность к вариациям активного сопротивления роторного круга. Инвариантность алгоритмов векторного управления при этом достигается за счет инвариантного наблюдателя вектора потокосцепления ротора. Также в [4] было экспериментально подтверждено действенность такого метода. Основываясь на результате, представленном в [4], целесообразно дополнительно выполнить обоснование обобщенной структуры инвариантного наблюдателя с предоставлением соответствующих комментариев относительно выбора типа его корректирующих сигналов. Решение этой задачи и является целью работы.

Постановка задачи наблюдения

Математическая модель электрической части АД, представленная в системе координат (d-q), которая вращается с угловой скоростью ω_0, задана уравнениями [1]

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

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

где $(i_d, i_q)^T$ – вектор тока статора, $(u_d, u_q)^T$ – вектор управляющего напряжения статора, $(\psi_d, \psi_q)^T$ – вектор потокосцепления ротора, ω – угловая скорость ротора, ε_0 – угловое положение системы координат (d-q) относительно стационарной системы координат (a-b). Положительные константы в (1), (2), связанные с электрическими параметрами АД, определены следующим образом:

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

где L_m – индуктивность намагничивающего контура, R_1, L_1 – активное сопротивление и индуктивность статора, L_2 – индуктивность ротора, $R_{2n}, \Delta R_2$ – номинальное значение и отклонение активного сопротивления ротора, таким образом $R_2 = R_{2n} + \Delta R_2 > 0$. Без потери общности в (1), (2) принята одна пара полюсов.

Для вектора состояния $\mathbf{x} = (i_d, i_q, \psi_d, \psi_q)^T$ вектор оцененных переменных равен $\hat{\mathbf{x}} = (\hat{i}_d, \hat{i}_q, |\hat{\psi}_2|, 0)^T$, $\hat{\psi}_d = |\hat{\psi}_2|$, $\hat{\psi}_q = 0$, а вектор ошибок оценивания – $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} = (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T$, где $\tilde{\psi}_d = \psi_d - |\hat{\psi}_2|$, $\tilde{\psi}_q = \psi_q$. Допустим, что:

А.1. Напряжения статора, токи статора и угловая скорость ограничены известными функциями, причем токи статора и угловая скорость имеют ограниченные производные первого порядка.

А.2. Все параметры в (1), (2) известны и постоянны, за исключением отклонения ΔR_2, которое неизвестно, постоянно и ограничено.

В условиях предположений А. 1 и А. 2 необходимо синтезировать наблюдатель модуля и положение вектора потокосцепления, который гарантирует:

О. 1. Асимптотичное оценивание реальных модуля и положения вектора потокосцепления ротора так, что $\lim\limits_{t\to\infty}(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$.

О. 2. Инвариантность к вариациям активного сопротивления ротора.

Синтез инвариантного наблюдателя

Определим семейство наблюдателей вектора потокосцепления ротора АД в следующем виде:

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

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

где $v_{1d}, v_{1q}, v_{2d}, v_{2q}$ – корригирующие сигналы, которые будут сформированы позже.

Отметим, что общая форма наблюдателя (3), (4) соответствует общему наблюдателю Вергезе [5], представленному в системе координат (d-q).

Уравнения динамики ошибок оценивания из (1), (2) и (3), (4) запишем таким образом:

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

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

Для последующего анализа системы (5), (6) рассмотрим свойства возмущения $(\psi_d - L_m i_d)$. Для этого учтём свойства, возникающие в системе прямого полеориентированного управления [5]. Таким образом, благодаря использованию пропорционально-интегрального (ПИ) регулятора оценочного потока $|\hat{\psi}_2|$, он будет стремиться к заданному ψ^*. В свою очередь, после завершения процесса намагничивания, то есть при $\psi^* = const$, заданный поток будет $\psi^* \cong L_m i_d^*$, а при достаточно высоких значениях коэффициентов ПИ регулятора тока по оси d реальный ток i_d будет равен заданному i_d^*. Тогда с учетом этого получим

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

Учитывая (7), после преобразований систему (5), (6) запишем в виде

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

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

Общая форма (8), (9) позволяет сделать следующие выводы относительно выбора корректирующих сигналов наблюдателя. Во-первых, в системе (8), (9), в отличии от системы (5), (6), возмущение присутствует только в уравнениях динамики погрешностей $\tilde{i}_q$ та $\tilde{\psi}_q$. В таком случае целесообразность в введении корректирующего сигнала в первое уравнение подсистемы (9) отпадает, то есть принимаем $v_{2d} = 0$. Во-вторых, можно увидеть, что сигнал $(\alpha\tilde{\psi}_q - \omega\tilde{\psi}_d - \Delta\alpha L_m i_q)$ входит в уравнение динамики погрешности $\tilde{i}_q$ и $\tilde{\psi}_q$. Это позволяет провести его компенсацию в уравнении динамики погрешности $\tilde{\psi}_q$, поскольку значение этого сигнала можно получить из уравнения динамики погрешности $\tilde{i}_q$, если сформировать v_{1q} таким образом, чтобы в квазиустановленном режиме выполнялось условие $\tilde{i}_q \equiv d\tilde{i}_q / dt \equiv 0$. В простейшем случае этого можно достичь за счет скользящего режима [6] при $v_{1q} = \delta sign(\tilde{i}_q)$, где $\delta > 0$ – параметр, величина которого отвечает за обеспечение скользящего режима. Так, скользящий режим в уравнении динамики погрешности $\tilde{i}_q$ возникает при $\delta > \max\{|\,\alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d - \Delta\alpha\beta L_m i_q\,|\}$. Тогда в скользящем режиме за конечное время будет выполняться условие $\tilde{i}_q \equiv d\tilde{i}_q / dt \equiv 0$, понижающее порядок системы и позволяющие получить эквивалентное управление [6]:

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

Выбрав корректирующий сигнал $v_{2q} = v_\varepsilon - v_{1q}/\beta$ и используя вместо сигнала v_{1q} его эквивалентное значение (10), получим:

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

В [4] показано, что при условии выполнения условия персистности возбуждения и при выборе корректирующих сигналов вида $v_{1d} = \mathrm{k}_{id1}\tilde{\mathrm{i}}_d$, $k_{id1} > 0$ и $v_\varepsilon = \tilde{i}_d(\omega_0 + \gamma_1\omega)/\beta$, $\gamma_1 = (R_1/\sigma + \mathrm{k}_{id1})/\alpha_n > 0$ система (11) будет глобально экспоненциально стойкой при $\Delta R_2 = 0$, а при ограниченных вариациях $\Delta R_2 \neq 0$ – локально экспоненциально стойкой и инвариантной к этим вариациям.

Замечание 1. Анализ, основанный на физических свойствах АД, свидетельствует о том, что условия персистности возбуждения выполняются во всех режимах работы АД, за исключением возбуждения постоянным током, то есть при $\omega_0 = 0$.

Замечание 2. В отличие от известных наблюдателей со скользящим режимом [2], имеющих разрывные правые части в двух уравнениях оценки компонент вектора статорного тока, в предложенном наблюдателе разрывное управления используется только в одном уравнении оценки тока по оси q.

Выводы

Теоретически обоснована структура наблюдателя вектора потокосцепления ротора со свойствами инвариантности к вариациям активного сопротивления роторного круга и локальной экспоненциальной устойчивости. Локальная экспоненциальная устойчивость наблюдателя при ограниченных вариациях активного сопротивления ротора сохраняется во всех режимах работы АД, за исключением возбуждения постоянным током, то есть при неподвижном поле ротора. Работоспособность синтезированного наблюдателя подтверждена результатами математического моделирования (не представлены в работе), которые с достаточной степенью точности совпадают с соответствующими результатами экспериментальных исследований, представленных в [4].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

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 Сергей Михайлович – д. т. н., проф., заведующий кафедрой автоматизации электромеханических систем и электропривода, тел.: (044) 236-99-30, e-mail: peresada@i.com.ua.

Трандафилов Владимир Николаевич – аспирант кафедры автоматизации электромеханических систем и электропривода, тел.: (044) 406-83-56, e-mail: trandafilov_vn@mail.ru.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт».