

УДК 681.5:62-83

ИНВАРИАНТНОСТЬ НАБЛЮДАТЕЛЕЙ ВЕКТОРА ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ РОТОРА ПРИ ПРЯМОМ ВЕКТОРНОМ УПРАВЛЕНИИ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

С.М.Пересада, докт.техн.наук, В.Н.Трандафилов

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»,
пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина.

e-mail: sergei.peresada@gmail.com

Представлен метод синтеза инвариантных к вариациям активного сопротивления роторной цепи наблюдателей со скользящим режимом, оценивающих вектор потокосцепления ротора и позволяющих создавать инвариантные алгоритмы прямого векторного управления асинхронными двигателями. Доказано, что при известном активном сопротивлении ротора наблюдатель является глобально экспоненциально устойчивым, а при ограниченных вариациях данного параметра – локально экспоненциально устойчивым и инвариантным к этим возмущениям. Результаты экспериментального тестирования системы прямого векторного управления с синтезированным наблюдателем продемонстрировали сильные свойства робастности к рассматриваемому возмущению. Показано, что в отличие от существующих робастных алгоритмов данное свойство сохраняется во всем рабочем диапазоне скоростей вращения, включая нулевую. Библ. 9, рис. 6.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, векторное управление, прямое полеориентирование, инвариантный наблюдатель, скользящий режим, активное сопротивление ротора.

Введение. Наиболее критическим параметром, вариации которого в значительной степени влияют на эффективность систем полеориентированного управления асинхронным двигателем (АД), является активное сопротивление роторной цепи. В АД с короткозамкнутым ротором данный параметр недоступен для непосредственного измерения и может изменяться в 1,5–2 раза в процессе работы машины. Вариации активного сопротивления ротора нарушают условия полеориентирования, из-за чего ухудшается качество регулирования механических координат электропривода и снижается энергетическая эффективность процесса электромеханического преобразования энергии [6].

Компенсация влияния вариаций активного сопротивления ротора может осуществляться с использованием теории адаптивных систем, что позволяет достичь полной асимптотической компенсации вариаций без ограничений на диапазон их изменения. Однако общим недостатком адаптивных систем является их сложность и чувствительность к изменениям или неопределенности неидентифицируемых параметров. Альтернативным является подход, использующий теорию робастных систем, которые обычно обеспечивают более простые решения при частичной компенсации ограниченных вариаций переменного параметра. Одним из классов систем, в которых возможно получение робастности и инвариантности к параметрическим возмущениям, являются системы с переменной структурой, работающие в скользящем режиме [9], при специальном конструировании обратных связей. В [4] дано общетеоретическое решение задачи наблюдения вектора потокосцепления ротора асинхронного двигателя при использовании скользящих режимов. Показано, что, несмотря на различия в структурах существующих наблюдателей со скользящим режимом, оценивающих вектор потокосцепления АД, все они основаны на методе эквивалентного управления [9]. Однако, как показал анализ [2], существующие решения не обеспечивают точного оценивания вектора потокосцепления при вариациях активного сопротивления ротора в диапазоне малых скоростей вращения АД, что объясняется ослаблением действия зависящих от скорости корректирующих сигналов. В [3] предложен метод синтеза алгоритмов прямого векторного управления АД, в соответствии с которым инвариантность к вариациям активного сопротивления ротора обеспечивается за счет наблюдателя со скользящим режимом. Структура наблюдателя [3] гарантирует глобальную экспоненциальную устойчивость оценивания при отсутствии возмущений, однако свойство инвариантности при действии возмущений подтверждено лишь экспериментально.

Целью данной работы является разработка метода синтеза локально экспоненциально устойчивых наблюдателей вектора потокосцепления ротора со свойством инвариантности к вариациям

активного сопротивления роторной цепи.

Постановка задачи наблюдения. Математическая модель электрической части АД в условиях стандартных допущений [8], представленная в системе координат (d-q), вращающейся с угловой скоростью ω_0 , задана уравнениями

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

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

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), L_m – индуктивность намагничивающего контура. Положительные константы в (1), (2), связанные с электрическими параметрами АД, определены следующим образом:

$\alpha = (R_{2n}/L_2 + \Delta R_2/L_2) \square \alpha_n + \Delta \alpha > 0$; $\beta = L_m/(\sigma L_2)$; $\gamma_n = R_1/\sigma + \alpha_n L_m \beta$; $\sigma = L_1 - L_m^2/L_2$, где $R_2 = R_{2n} + \Delta R_2 > 0$, $R_{2n}, \Delta R_2$ – номинальное значение и отклонение активного сопротивления ротора; L_2 – индуктивность ротора, R_1, L_1 – активное сопротивление и индуктивность статора. Без потери общности в модели АД (1), (2) принята одна пара полюсов.

Пусть для вектора состояния $\mathbf{x} = (i_d, i_q, \psi_d, \psi_q)^T$ вектор оцененных переменных равен $\hat{\mathbf{x}} = (\hat{i}_d, \hat{i}_q, \hat{\psi}_d, \hat{\psi}_q)^T$, $\hat{\psi}_d = |\hat{\psi}_2|$, $\hat{\psi}_q = 0$, а вектор ошибок оценивания определен как $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} = (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T$.

Допустим, что: напряжения статора (u_d, u_q) , токи статора (i_d, i_q) и угловая скорость ω АД являются ограниченными известными функциями, причем токи статора и угловая скорость имеют ограниченные производные первого порядка; все параметры АД в (1), (2) известны и постоянны, за исключением отклонения активного сопротивления ротора ΔR_2 , которое постоянно, ограничено, но неизвестно.

В условиях принятых допущений необходимо синтезировать наблюдатель модуля и положения вектора потокосцепления, который гарантирует: асимптотичность оценивания переменных состояния $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = \mathbf{0}$; инвариантность к вариациям активного сопротивления ротора.

Синтез инвариантного наблюдателя. В соответствии с предложенным методом синтез наблюдателя вектора потокосцепления ротора выполняется в два этапа.

На первом этапе в уравнении оценки тока статора по оси q организовывается скользящий режим с целью получения эквивалентного управления. Затем промасштабированное эквивалентное управление используется в уравнении оценки углового положения вектора потокосцепления ротора для компенсации в нем части компонент, включая возмущение, вызванное отклонением ΔR_2 . Следует отметить, что в отличие от существующих наблюдателей, которые имеют разрывные правые части в двух уравнениях оценки компонент вектора статорного тока [4], в предложенном наблюдателе разрывное управление используется только в уравнении оценки тока по оси q. Свойства систем прямого полеориентирования позволяют не вводить коррекцию в уравнение оценки модуля вектора потокосцепления, что будет показано далее.

Уравнения предложенного наблюдателя имеют вид

$$\dot{\hat{i}}_d = -\gamma_n \hat{i}_d + \omega_0 \hat{i}_q + \alpha_n \beta |\hat{\psi}_2| + u_d / \sigma + k_{ed1} \tilde{i}_d, \quad \dot{\hat{i}}_q = -\gamma_n \hat{i}_q - \omega_0 \hat{i}_d - \beta \omega |\hat{\psi}_2| + u_q / \sigma + \delta \text{sign}(\tilde{i}_q), \quad (3)$$

$$|\dot{\hat{\psi}}_2| = -\alpha_n |\hat{\psi}_2| + \alpha_n L_m \hat{i}_d, \quad \dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + [\alpha_n L_m \hat{i}_q - \beta^{-1} \delta \text{sign}(\tilde{i}_q) + v_\varepsilon] / |\hat{\psi}_2|, \quad |\hat{\psi}_2| > 0, \quad (4)$$

где $\delta > 0$ – коэффициент, величина которого должна быть достаточной для обеспечения скользящего режима; $k_{ed1} > 0$ – коэффициент, определяющий динамику ошибки оценивания тока по оси d; v_ε –

корректирующая обратная связь наблюдателя, вид которой будет определен в процессе синтеза.

Уравнения динамики ошибок оценивания из (1)–(4) запишутся следующим образом:

$$\dot{\tilde{i}}_d = \alpha_n \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q + \Delta \alpha \beta (\psi_d - L_m \dot{i}_d) - k_{ed} \tilde{i}_d, \quad (5)$$

$$\dot{\tilde{i}}_q = \alpha_n \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d + \Delta \alpha \beta (\psi_q - L_m \dot{i}_q) - \gamma_n \tilde{i}_q - \delta \text{sign}(\tilde{i}_q),$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha_n \tilde{\psi}_d + (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_q + \alpha_n L_m \tilde{i}_d - \Delta \alpha (\psi_d - L_m \dot{i}_d), \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha_n \tilde{\psi}_q - (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_d + \alpha_n L_m \tilde{i}_q - \Delta \alpha (\psi_q - L_m \dot{i}_q) + \beta^{-1} \delta \text{sign}(\tilde{i}_q) - v_\varepsilon, \end{aligned} \quad (6)$$

где $k_{ed} = \gamma_n + k_{ed1} > 0$.

Скользящий режим во втором уравнении (5) организовывается на поверхности $\tilde{i}_q = 0$. Для этого, согласно второму методу Ляпунова, выбирается величина коэффициента δ . Так, при $\delta > \max\{|\alpha_n \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d + \Delta \alpha \beta (\psi_q - L_m \dot{i}_q)|\}$ во втором уравнении (5) возникает скользящий режим и за конечное время достигается условие $\tilde{i}_q \equiv d\tilde{i}_q/dt \equiv 0$, что дает возможность из этого же уравнения, согласно методу эквивалентного управления [9], извлечь эквивалентную компоненту

$$[\delta \text{sign}(\tilde{i}_q)]_{eq} = \alpha_n \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d + \Delta \alpha \beta (\psi_q - L_m \dot{i}_q). \quad (7)$$

Организация «быстрого» движения переменной $\tilde{i}_q(t)$ на поверхности $\tilde{i}_q = 0$ понижает порядок системы (5) и обеспечивает формирование эквивалентного управления (7), несущего информацию об ошибках оценивания вектора потокосцепления ротора и возмущении, которое вызвано отклонением ΔR_2 . Подставляя в (6) вместо $\delta \text{sign}(\tilde{i}_q)$ эквивалентную компоненту (7), запишем систему (5), (6) в таком виде:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{ed} \tilde{i}_d + \alpha_n \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q + \Delta \alpha \beta (\psi_d - L_m \dot{i}_d), \\ \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha_n \tilde{\psi}_d + (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_q + \alpha_n L_m \tilde{i}_d - \Delta \alpha (\psi_d - L_m \dot{i}_d), \quad \dot{\tilde{\psi}}_q = -\omega_0 \tilde{\psi}_d - v_\varepsilon. \end{aligned} \quad (8)$$

Заметим, что в системе пониженного порядка (8) первые два уравнения содержат составляющую $\Delta \alpha \psi_d$ возмущения $\Delta \alpha (\psi_d - L_m \dot{i}_d)$, представляющую собой произведение неизвестного параметра на неизвестную координату.

Для дальнейшего анализа системы (8) рассмотрим составляющую $(\psi_d - L_m \dot{i}_d)$, используя свойства, присущие самой системе прямого полеориентированного управления [1]. Так, благодаря использованию пропорционально-интегрального регулятора потока, оцененный модуль потока $|\hat{\psi}_2|$ будет асимптотически стремиться к заданному ψ^* . В свою очередь, после завершения процесса намагничивания, т.е. при $\psi^* = \text{const}$, заданный поток будет $\psi^* \square L_m \dot{i}_d^*$. При достаточно больших значениях коэффициентов пропорциональной и интегральной составляющих регуляторов тока реальный ток \dot{i}_d можно принять равным заданному \dot{i}_d^* . Поэтому возмущение $(\psi_d - L_m \dot{i}_d)$ представляется в виде

$$\psi_d - L_m \dot{i}_d = \tilde{\psi}_d + |\hat{\psi}_2| - L_m \dot{i}_d \square \tilde{\psi}_d + \psi^* - L_m \dot{i}_d^* \square \tilde{\psi}_d. \quad (9)$$

С учетом (9) система (8) запишется следующим образом:

$$\dot{\tilde{i}}_d = -k_{ed} \tilde{i}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q, \quad \dot{\tilde{\psi}}_d = -\alpha \tilde{\psi}_d + (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_q + \alpha_n L_m \tilde{i}_d, \quad \dot{\tilde{\psi}}_q = -\omega_0 \tilde{\psi}_d - v_\varepsilon. \quad (10)$$

Отметим, что второе уравнение системы (10), полученной из (8) при выполнении (9), не содержит возмущения $\Delta \alpha \psi_d$, поэтому необходимость введения дополнительных корректирующих сигналов в это уравнение отсутствует (что отмечалось ранее).

На втором этапе в уравнении оценки углового положения вектора потокосцепления ротора формируется дополнительная корректирующая обратная связь, обеспечивающая устойчивость наблюдателя.

Для дальнейшего синтеза системы (10) введем линейное преобразование координат

$$z_d = \tilde{i}_d + \beta \tilde{\psi}_d, \quad z_q = \beta \tilde{\psi}_q \quad (11)$$

и сконструируем корректирующую обратную связь в виде

$$v_\varepsilon = \tilde{i}_d (\omega_0 + \gamma_1 \omega) / \beta. \quad (12)$$

Тогда в координатах (11) система (10) запишется таким образом:

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{i}}_d \\ \dot{z}_d \\ \dot{z}_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -(k_{ed} + \alpha) & \alpha & \omega \\ -\gamma_1 \alpha_n & 0 & \omega_0 \\ -\gamma_1 \omega & -\omega_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ z_d \\ z_q \end{pmatrix}, \quad (13)$$

где $\gamma_1 = (R_1/\sigma + k_{ed1})/\alpha_n > 0$.

Введем в рассмотрение сигнал

$$\mathbf{\Omega}(t) = \begin{pmatrix} \Omega_a(t) \\ \Omega_b(t) \end{pmatrix} = e^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \alpha_n \\ \omega \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha_n \cos \varepsilon_0 - \omega \sin \varepsilon_0 \\ \alpha_n \sin \varepsilon_0 + \omega \cos \varepsilon_0 \end{pmatrix}, \quad (14)$$

где $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ – кососимметричная матрица. С учетом определений (11), (14) система (13) в стационарной системе координат (a-b) (с $\omega_0 = 0$) для z-переменных примет вид

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{i}}_d \\ \dot{z}_a \\ \dot{z}_b \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -(k_{ed} + \alpha) & \Omega_a(t) & \Omega_b(t) \\ -\gamma_1 \Omega_a(t) & 0 & 0 \\ -\gamma_1 \Omega_b(t) & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_n(t)} \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ z_a \\ z_b \end{pmatrix} + \underbrace{\Delta \alpha \begin{bmatrix} 0 & \cos \varepsilon_0 & \sin \varepsilon_0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\Delta \mathbf{A}(t)} \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ z_a \\ z_b \end{pmatrix} = \mathbf{A}_n(t) \mathbf{x}_1 + \Delta \mathbf{A}(t) \mathbf{x}_1, \quad (15)$$

где $\mathbf{x}_1 = (\tilde{i}_d, z_a, z_b)^T$.

Доказательство устойчивости наблюдателя при известном активном сопротивлении ротора. Рассмотрим вначале случай, когда отклонение $\Delta \alpha = 0$, тогда

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_n(t) \mathbf{x}_1. \quad (16)$$

Для системы (16) выберем следующую функцию Ляпунова:

$$V = 0.5[\tilde{i}_d^2 + (z_a^2 + z_b^2)/\gamma_1] > 0, \quad (17)$$

производная которой имеет вид

$$\dot{V} = -(k_{ed} + \alpha_n) \tilde{i}_d^2 < 0. \quad (18)$$

Из (16)–(18) следует ограниченность сигналов (\tilde{i}_d, z_a, z_b) для всех $t \geq 0$. Поскольку $V(t) \leq V(0)/(k_{ed} + \alpha_n)$, то сигнал \tilde{i}_d является квадратично интегрируемым и прямое использование леммы Барбалат ([5], лемма 8.2) приводит к тому, что в системе (16) $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_d = 0$. С другой стороны, в

силу принятых допущений сигнал $\|\mathbf{\Omega}(t)\|$ и его производная $\|\dot{\mathbf{\Omega}}(t)\|$ равномерно ограничены так же, как и $\omega, \dot{\omega}$, где $\|\bullet\|$ – Эвклидова норма (\bullet). Тогда, если сигнал $\mathbf{\Omega}(t)$ гарантирует условия персистентности (постоянства) возбуждения (ПВ), т.е. существуют такие положительные действительные T и k , что

$$\int_t^{t+T} \mathbf{\Omega}(\tau) \mathbf{\Omega}^T(\tau) d\tau \geq k \mathbf{I} > 0, \quad \text{для } \forall t \geq 0, \quad (19)$$

где $\mathbf{I} = \text{diag}(1, 1)$, то, используя известный результат из теории адаптивных систем [7], устанавливаем, что положение равновесия $(\tilde{i}_d, z_a, z_b)^T = \mathbf{0}$ является глобально экспоненциально устойчивым. Следовательно, ошибки оценивания компонент вектора потокосцепления ротора будут экспоненциально затухать в ноль. Таким образом, уравнения (3), (4), (12) будут описывать асимптотический наблюдатель вектора потокосцепления ротора со свойством глобальной экспоненциальной устойчивости.

Отметим, что в общем случае аналитическое исследование условий (19) является затруднительным. Однако упрощенный анализ, базирующийся на физических свойствах АД, свидетельствует о том, что условия ПВ выполняются во всех режимах работы АД за исключением возбуждения постоянным током, т.е. при $\omega_0 = 0$.

Доказательство свойства инвариантности наблюдателя к вариациям активного сопротивления ротора. Теперь покажем, что при ограниченном возмущении $\Delta\alpha \neq 0$ наблюдатель (3), (4), (12) будет локально экспоненциально устойчивым и инвариантным к этому возмущению.

Поскольку система (16) является глобально экспоненциально устойчивой в точке $(\tilde{i}_d, z_a, z_b)^T = \mathbf{0}$, то, используя теорему конверсии Ляпунова ([5], т. 4.14), устанавливаем, что существуют положительные константы c_1, c_2, c_3, c_4 и функция Ляпунова $V(t, \mathbf{x}_1)$ такая, что

$$c_1 \|\mathbf{x}_1\|^2 \leq V(t, \mathbf{x}_1) \leq c_2 \|\mathbf{x}_1\|^2, \quad \frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial \mathbf{x}_1} \mathbf{A}_n(t)\mathbf{x}_1 < -c_3 \|\mathbf{x}_1\|^2, \quad \left\| \frac{\partial V}{\partial \mathbf{x}_1} \right\| < c_4 \|\mathbf{x}_1\|. \quad (20)$$

Для дальнейшего анализа используем (20) в качестве кандидата функции Ляпунова для системы (15). Поскольку из-за ограниченности сигналов $\cos \varepsilon_0$ и $\sin \varepsilon_0$ матрица $\Delta \mathbf{A}(t)$ ограничена и $\|\Delta \mathbf{A}(t)\| \leq \Delta\alpha$, то производная функции $V(t, \mathbf{x}_1)$ в силу решений (15) будет иметь вид

$$\dot{V} = \frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial \mathbf{x}_1} \mathbf{A}_n(t)\mathbf{x}_1 + \frac{\partial V}{\partial \mathbf{x}_1} \Delta \mathbf{A}(t)\mathbf{x}_1 \leq -c_3 \|\mathbf{x}_1\|^2 + c_4 \Delta\alpha \|\mathbf{x}_1\|^2 \leq -(c_3 - c_4 \Delta\alpha) \|\mathbf{x}_1\|^2. \quad (21)$$

Из (21) следует, что при возмущении $\Delta\alpha < c_3/c_4$ система (15) будет локально экспоненциально устойчивой и инвариантной к этому возмущению.

Результаты экспериментального тестирования. Предложенный наблюдатель (3), (4), (12) исследовался в составе алгоритма [1] (далее – инвариантный алгоритм). Экспериментальные исследования выполнены на станции быстрого прототипного тестирования, включающей: управляющий контроллер на основе 32-х разрядного цифрового сигнального процессора, в котором реализуются исследуемые алгоритмы; силовой преобразователь; персональный компьютер и два АД (нагрузочный и исследуемый) типа АИР90L4У2 мощностью 2,2 кВт. АД имеет следующие номинальные параметры: $R_1 = 4,1$ Ом, $R_2 = 2,1$ Ом, $L_1 = L_2 = 0,264$ Гн, $L_m = 0,252$ Гн, момент инерции $J = 0,011$ кг·м², номинальный момент 14,9 Нм, номинальная угловая скорость 147,7 рад/с. С целью сравнительного анализа тестирование выполнялось для 2-х алгоритмов: инвариантного и улучшенного косвенного векторного управления [8] (англ. – Improved Indirect Field-Oriented control, I-IFOC). Алгоритм I-IFOC выбран в силу того, что в сравнении со стандартными решениями векторного управления он обладает улучшенными динамическими характеристиками и робастностью к вариациям активного сопротивления ротора.

При проведении исследований использовался однопольный тест со следующей последовательностью операций управления: на интервале времени $0 \div 0,25$ с машина возбуждается, траектория заданного потока начинается с $\psi^*(0) = 0,02$ Вб и достигает значения 0,96 Вб с ограниченными первой и второй производными. Начиная с $t = 0,6$ с двигатель без нагрузки разгоняется по заданной траектории скорости $\omega^*(t)$, которая имеет нулевое начальное значение и достигает 50 рад/с (33,8 % от номинальной скорости), с ограниченными первой и второй производными. В момент времени $t = 1,2$ с к валу двигателя ступенчато прикладывается номинальный момент нагрузки, который на протяжении всего теста поддерживается постоянным.

Алгоритмы были настроены следующим образом: коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регуляторов скорости – $k_\omega = 100$, $k_{\omega i} = k_\omega^2/2 = 5000$; коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регулятора потокосцепления инвариантного алгоритма – $k_\psi = 100$, $k_{\psi i} = k_\psi^2/4 = 2500$; коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регуляторов тока – $k_i = 700$, $k_{ii} = k_i^2/2 = 245000$; корректирующий коэффициент подсистемы потока в алгоритме I-IFOC устанавливался $\lambda = 0,008$; параметры инвариантного наблюдателя (3), (4), (12) – $k_{ed1} = 0$, $\delta = 700$. Кроме $|\hat{\psi}_2(0)| = 0,02$ Вб, начальные условия для всех переменных устанавливались нулевыми.

При проведении экспериментальных исследований для оценки модуля вектора потока использовался разомкнутый наблюдатель пониженного порядка с корректными параметрами. Это позволило косвенным путем получить ошибку регулирования потока $\tilde{\psi} = \psi' - \psi^*$, где ψ' – оцененное значение модуля вектора потокосцепления ротора. Поскольку исследуемый АД имеет короткозамк-

нутый ротор, то вариация активного сопротивления ротора вводилась в исследуемых алгоритмах. Для этого в них вместо α_n использовался параметр $\hat{\alpha} = \rho\alpha_n$.

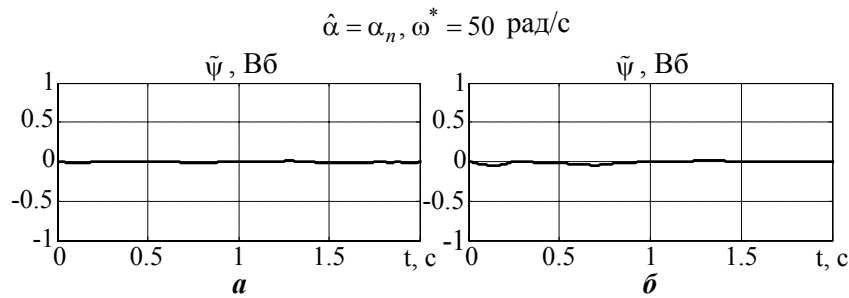


Рис. 1

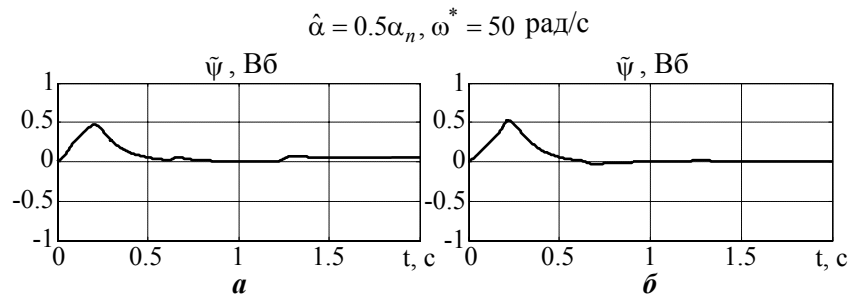


Рис. 2

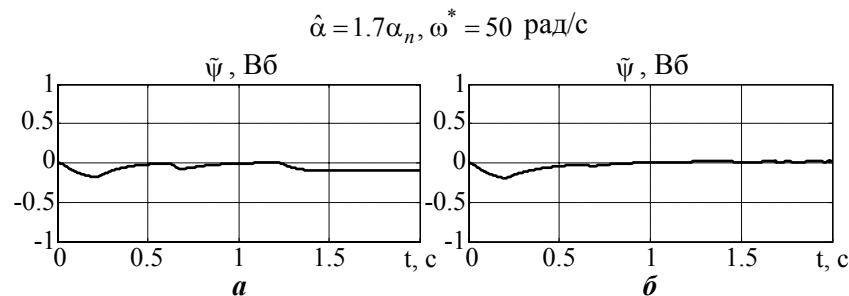


Рис. 3

ма, т.к. в нагруженном состоянии АД ошибка регулирования близка к нулю. Динамическое поведение ошибок обработки потока до момента начала разгона (в процессе намагничивания) для двух алгоритмов примерно одинаково.

С целью исследования поведения алгоритмов в зоне малых скоростей была проведена серия тестов, аналогичная предыдущим, но с заданной скоростью 5 рад/с (3,4 % от номинальной). Динамическое поведение ошибки регулирования потока при отсутствии вариаций параметра $\hat{\alpha}$ показано на рис. 4. Графики переходных процессов без вариаций при 5 рад/с мало отличаются от случая с заданной скоростью 50 рад/с. Отличие наблюдается в инвариантном алгоритме под нагрузкой, когда появляется незначительная ошибка. Это объясняется влиянием "мертвого времени" инвертора, поскольку в качестве входного сигнала наблюдателя (3), (4), (12) используются заданные, а не реальные напряжения статора.

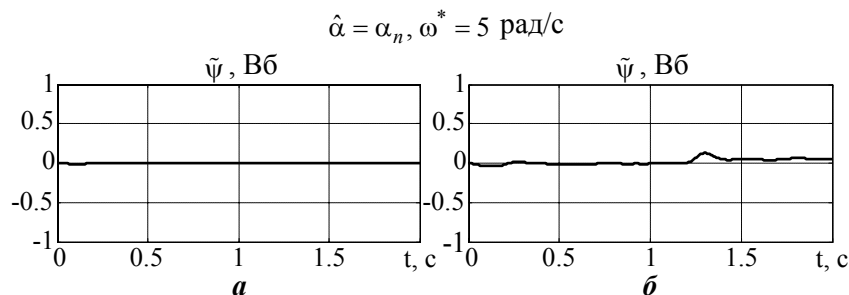


Рис. 4

На рис. 1 показаны графики переходных процессов ошибки регулирования потока $\tilde{\psi}$ (Вб) для исследуемых алгоритмов (здесь и далее "а" соответствует алгоритму I-IFOC, "б" – инвариантному алгоритму) при известных параметрах роторной цепи, т.е. при $\hat{\alpha} = \alpha_n$. Из графиков видно, что оба алгоритма обеспечивают асимптотическую обработку модуля вектора потока сцепления на протяжении всего теста.

В следующем блоке экспериментальных исследований выполнялось сравнение алгоритмов при $\hat{\alpha} \neq \alpha_n$. Переходные процессы, полученные при использовании в алгоритмах $\rho = 0,5$ и $\rho = 1,7$, показаны на рис. 2 и рис. 3 соответственно. Из рис. 2, а и 3, а видно, что в алгоритме I-IFOC при работе под нагрузкой наблюдается статическая ошибка регулирования, равная приблизительно 4,9 % для случая с $\rho = 0,5$ и -10,4 % – при $\rho = 1,7$. Результаты теста для инвариантного алгоритма, полученные при тех же условиях, представлены на рис. 2, б и 3, б. Данные графики демонстрируют сильные свойства робастности инвариантного алгоритма.

Эта ошибка объясняется влиянием "мертвого времени" инвертора, поскольку в качестве входного сигнала наблюдателя (3), (4), (12) используются заданные, а не реальные напряжения статора.

Результаты экспериментального тестирования алгоритмов при заданной скорости 5

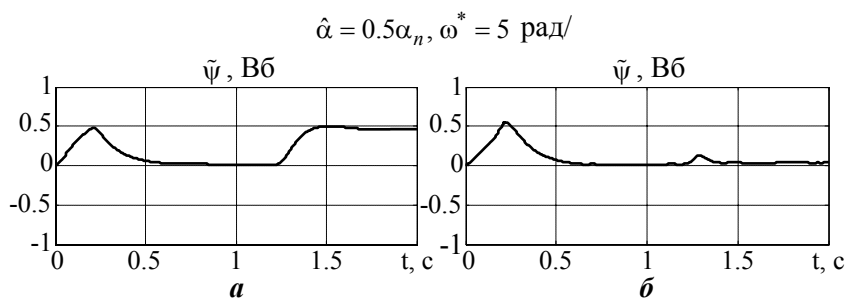


Рис. 5

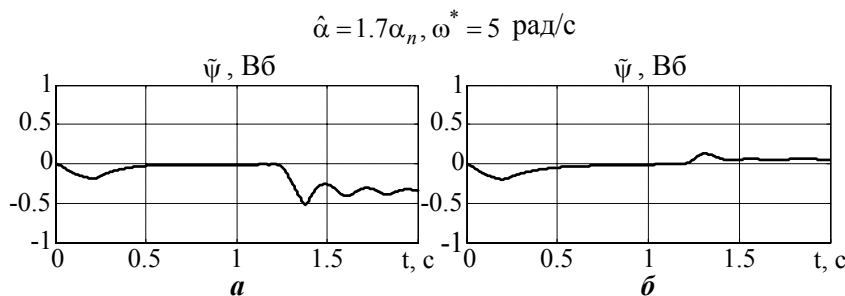


Рис. 6

рад/с в условиях вариаций $\rho = 0,5$ и $\rho = 1,7$ показаны на рис. 5 и рис. 6 соответственно. В алгоритме I-IFOC в нагруженном состоянии АД установившееся значение ошибки составило 46,9 % при $\rho = 0,5$ и -39,6 % – при $\rho = 1,7$ (рис. 5, а и 6, а). В инвариантном алгоритме при тех же условиях ошибка значительно меньше и составляет 3,1 % при $\rho = 0,5$ и 6,2 % – при $\rho = 1,7$ (рис. 5, б и 6, б). Наличие ошибок в инвариантном алгоритме можно объяснить математически, поскольку структура наблюдателя (3), (4), (12) не является робастной в отношении неточности обработки инвертором заданного напряжения.

Заключение. Представлен метод, на основе которого синтезирован инвариантный к вариациям активного сопротивления ротора наблюдатель со скользящим режимом, оценивающий вектор потокосцепления ротора АД. При отсутствии вариаций наблюдатель является глобально экспоненциально устойчивым, а при ограниченных вариациях активного сопротивления ротора – локально экспоненциально устойчивым и инвариантным к этому возмущению. Свойства наблюдателя позволяют с его использованием синтезировать семейство алгоритмов прямого векторного управления АД, инвариантных к вариациям активного сопротивления ротора. Экспериментально подтверждено, что алгоритм прямого векторного управления, в котором использован синтезированный наблюдатель, обладает сильными свойствами робастности по сравнению с существующими алгоритмами, что *особенно проявляется в диапазоне малых скоростей вращения АД.*

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

2. Пересада С.М., Грандафилов В.Н. Метод синтеза и робастность наблюдателей потокосцепления асинхронного двигателя, работающих в скользящих режимах // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Темат. випуск “Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика.” – 2012. – № 3 (19). – С. 40–44.

3. Пересада С.М., Грандафилов В.Н. Метод синтеза инвариантных к вариациям активного сопротивления ротора алгоритмов прямого векторного управления асинхронным двигателем // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: “Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика.” – 2013. – №36 (1009). – С. 59–63.

4. Пересада С.М., Грандафилов В.Н. Общетеоретическое решение задачи наблюдения вектора потокосцепления ротора асинхронного двигателя с использованием скользящих режимов // Технічна електродинаміка. – 2013. – № 3. – С. 20–25.

5. Khalil H.K. Nonlinear systems. 3rd ed. – Upper Saddle River: Prentice Hall, 2002. – 750 p.

6. Krishnan R. Electric Motor Drives. – New Jersey, Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001. – 626 p.

7. Narendra K.S., Annaswamy A.M. Stable adaptive systems. – New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. – 496 p.

8. Peresada S., Tonielli A. High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor // International journal of adaptive control and signal processing. – 2000. – № 14. – Pp. 177–200.

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

ІНВАНТНІСТЬ СПОСТЕРІГАЧІВ ВЕКТОРА ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ РОТОРА ПРИ ПРЯМОМУ ВЕКТОРНОМУ КЕРУВАННІ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ

С.М.Пересада, докт.техн.наук, **В.М.Трандафілов**
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.
e-mail: sergei.peresada@gmail.com

Представлено метод синтезу інваріантних до варіацій активного опору роторного кола спостерігачів з ковзним режимом, що оцінюють вектор потокозчеплення ротора і дозволяють створювати інваріантні алгоритми прямого векторного керування асинхронними двигунами. Доведено, що при відомому активному опорі ротора спостерігач є глобально експоненціально стійким, а при обмежених варіаціях цього параметру – локально експоненціально стійким і інваріантним до цих збурень. Результати експериментального тестування системи прямого векторного керування з синтезованим спостерігачем продемонстрували сильні властивості робастності по відношенню до збурення, що розглядається. Показано, що на відміну від існуючих робастних алгоритмів дана властивість зберігається у всьому робочому діапазоні швидкостей обертання, включаючи нульову. Бібл. 9, рис. 6.

Ключові слова: асинхронний двигун, векторне керування, пряме полеорієнтування, інваріантний спостерігач, ковзний режим, активний опір ротора.

INVARIANCE OF ROTOR FLUX OBSERVERS IN DIRECT FIELD-ORIENTED CONTROL OF INDUCTION MOTORS

S.M.Peresada, V.M.Trandafilov
National Technical University of Ukraine «Kiev Polytechnic Institute»,
pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine.
e-mail: sergei.peresada@gmail.com

A new design method of sliding mode flux observers which are invariant with respect to rotor resistance variations is presented. The observers allow designing the direct field-oriented control algorithms of induction motors with invariance properties and therefore improved dynamic performance and energy efficiency. It is proved that observer is globally exponentially stable under accurate rotor resistance information and locally exponentially stable under limited parameter variations. Experimentally shown, that in comparison with existing robust vector control algorithms, the proposed solution allows achieving strong robustness properties with respect to rotor parameter variations. The improved robustness properties are guaranteed in full motor operating range, including zero speed. References 9, figures 6.

Key words: induction motor, vector control, direct field-orientation, invariant observer, sliding mode, rotor resistance.

1. Peresada S.M., Kovbasa S.N. Generalized direct vector control algorithm of induction motor // Tekhnichna Elektrodynamika. – 2002. – № 4. – Pp. 17–22. (Rus)
2. Peresada S.M., Trandafilov V.N. Synthesis method and robustness of sliding mode observers of induction motor's flux // Elektromekhanichni i Enerhozberihaiuchi Systemy. Tematychnyi vypusk "Problemy Avtomatyzovanoho Elektropyvoda. Teoriia i Praktyka". – 2012. – № 3 (19). – Pp. 40–44. (Rus)
3. Peresada S.M., Trandafilov V.N. Design method of direct field-oriented control algorithms of induction motor invariant to rotor resistance variations // Visnyk Natsionalnoho Tekhnichnoho Universytetu «Kharkivskiy Politekhnicnyi Instytut». Serii: "Problemy Avtomatyzovanoho Elektropyvoda. Teoriia i Praktyka". – 2013. – №36 (1009). – Pp. 59–63. (Rus)
4. Peresada S.M., Trandafilov V.N. General-theoretical solution of observation problem of rotor flux vector of induction motor using sliding modes // Tekhnichna Elektrodynamika. – 2013. – № 3. – Pp. 20–25. (Rus)
5. Khalil H.K. Nonlinear systems. 3rd ed. – Upper Saddle River: Prentice Hall, 2002. – 750 p.
6. Krishnan R. Electric Motor Drives. – New Jersey, Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001. – 626 p.
7. Narendra K.S., Annaswamy A.M. Stable adaptive systems. – New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. – 496 p.
8. Peresada S., Tonielli A. High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor // International journal of adaptive control and signal processing. – 2000. – № 14. – Pp. 177–200.
9. Utkin V.I., Guldner J., Shi J. Sliding mode control in electromechanical systems. 2nd ed. – Boca Raton, London: CRC Press, Taylor & Francis, 2009. – 485 p.

Надійшла 03.03.2014
Остаточний варіант 06.05.2014