

УДК 681.5:62-83

АДАПТИВНОЕ К ВАРИАЦИЯМ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ РОТОРА ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ НА ОСНОВЕ НЕЛИНЕЙНОГО ПРИНЦИПА РАЗДЕЛЕНИЯ

С.М.Пересада, докт.техн.наук, **С.Н.Ковбаса**, канд.техн.наук, **В.Н.Трандафилов**, **В.С.Бовкунович**, канд.техн.наук

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

e-mail: sergei.peresada@gmail.com

Теоретически обоснована правомочность применения нелинейного принципа разделения для построения адаптивных к вариациям активного сопротивления ротора систем косвенного векторного управления асинхронными двигателями. Сформулированы требования к структурам подсистем, выполнение которых позволяет достичь локальной экспоненциальной устойчивости композитной системы. Представлены результаты экспериментального тестирования и математического моделирования в условиях вариаций активного сопротивления ротора, подтверждающие сформулированные теоретические положения. Библ. 6, рис. 2.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, векторное управление, адаптивный наблюдатель, активное сопротивление ротора, нелинейный принцип разделения.

Введение. Проблема управления моментом и модулем вектора потокосцепления асинхронного двигателя (АД) представляет собой сложную нелинейную многомерную задачу при частичной измеримости вектора состояния в условиях координатных и параметрических возмущений, полное решение которой до настоящего времени не найдено. Наиболее распространенные системы косвенного векторного управления демонстрируют существенную чувствительность к вариациям активного сопротивления ротора, что приводит к снижению как показателей качества управления, так и показателей энергетической эффективности процесса электромеханического преобразования энергии [3].

Одним из способов преодоления данной проблемы является применение методов теории робастных систем, которые обеспечивают относительно простые решения при частичной компенсации действия ограниченных вариаций изменяющихся параметров. Недостатком данного способа является зависимость эффективности компенсации от режимов работы электромеханического объекта, что особенно сказывается в диапазоне малых скоростей вращения АД из-за ослабления действия зависящих от скорости корректирующих сигналов [2].

Альтернативным путем компенсации вариаций активного сопротивления ротора является применение подходов, базирующихся на теории адаптивных систем, когда возможно достижение полной асимптотической компенсации вариации активного сопротивления ротора без ограничений на диапазон его изменений и режимы работы АД. Недостатком адаптивных систем, синтезированных с использованием второго метода Ляпунова, является их сложность [4].

Более простые решения могут быть получены на основе принципа разделения, который глобально применим в линейных системах, однако в случае нелинейных адаптивных систем требует отдельного доказательства [5]. Необходимым условием для возможности использования нелинейного принципа разделения являются “сильные” свойства устойчивости неадаптивной системы, синтезированной в предположении об известности параметров, и адаптивного наблюдателя, конструирование которого производится в предположении, что входные и оцениваемые переменные являются ограниченными функциями времени.

В этой связи гибкое сочетание преимуществ робастных и адаптивных систем представляется перспективным путем решения рассматриваемой проблемы. Так, за счет теории робастных систем можно добиться “сильных” свойств устойчивости системы, а за счет адаптации – обеспечить полную компенсацию вариаций активного сопротивления ротора. Следовательно, разработка методов синтеза и анализа систем векторного управления АД, робастных и адаптивных по отношению к вариациям активного сопротивления роторной цепи, а также простых с точки зрения их практической реализа-

ции, является актуальной научной задачей.

Целью данной работы является теоретическое обоснование применимости нелинейного принципа разделения для построения адаптивных систем косвенного векторного управления асинхронным двигателем.

Постановка задачи управления. Предположим, что для стандартной модели АД [2], представленной в стационарной системе координат (a-b), выполняются следующие допущения.

A.1. Заданные траектории потока $\psi^*(t) > 0$ и момента $M^*(t)$ ограничены, имеют ограниченные известные производные $\dot{\psi}^*$, $\ddot{\psi}^*$, \dot{M}^* , что соответствует режимам работы АД с ограниченными векторами напряжения статора (u_a, u_b), тока статора (i_a, i_b), потокосцепления ротора (ψ_a, ψ_b), а также угловой скоростью ротора $\omega(t)$ для всех $t \geq 0$.

A.2. Токи статора (i_a, i_b) и угловая скорость ротора ω измеряются.

A.3. Все параметры АД известны и постоянны, кроме отклонения активного сопротивления ротора ΔR_2 , которое постоянно, ограничено, но неизвестно.

При выполнении условий A.1. – A.3. необходимо синтезировать адаптивный нелинейный динамический регулятор, который гарантирует достижение следующих целей управления.

O.1. Асимптотичность отработки заданных траекторий момента-потока, т.е.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}) = \lim_{t \rightarrow \infty} (M - M^*) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}) = \lim_{t \rightarrow \infty} (|\psi| - \psi^*) = 0,$$

где M – электромагнитный момент АД, $|\psi|$ – модуль вектора потокосцепления ротора.

O.2. Асимптотичность оценивания переменных состояния $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, \tilde{\psi}_a, \tilde{\psi}_b) = 0$, где $\tilde{i}_a = i_a - \hat{i}_a$, $\tilde{i}_b = i_b - \hat{i}_b$, $\tilde{\psi}_a = \psi_a - \hat{\psi}_a$, $\tilde{\psi}_b = \psi_b - \hat{\psi}_b$ – ошибки оценивания, $\hat{i}_a, \hat{i}_b, \hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b$ – оценки соответствующих переменных.

O.3. Асимптотичность оценивания параметра α , т.е. $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\alpha}) = \lim_{t \rightarrow \infty} (\alpha - \hat{\alpha}) = 0$, где $\hat{\alpha}$ – оцененное значение положительной константы α . Параметр α , пропорциональный активному сопротивлению ротора, и его оценка определяются как

$$\alpha = R_{2N}/L_2 + \Delta R_2/L_2 \square \alpha_N + \Delta \alpha, \quad \hat{\alpha} = R_{2N}/L_2 + \Delta \hat{R}_2/L_2 \square \alpha_N + \Delta \hat{\alpha},$$

где R_{2N} – номинальное значение активного сопротивления ротора, так что действительное значение сопротивления ротора $R_2 = R_{2N} + \Delta R_2 > 0$, L_2 – индуктивность ротора, $\Delta \hat{R}_2$ – оцененное значение отклонения ΔR_2 .

O.4. Ограниченность всех внутренних переменных.

Нелинейный принцип разделения. Рассмотрим формулировку нелинейного принципа разделения. Предположим, что композитная система может быть представлена в виде

$$\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p + \mathbf{W}_p(t)\tilde{\mathbf{a}}, \quad \tilde{\mathbf{a}} = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{p}}, \quad (1)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_i = \mathbf{A}_i(t)\mathbf{x}_i + \mathbf{W}_i(t)\tilde{\mathbf{p}}, \quad \dot{\tilde{\mathbf{p}}} = -\lambda \mathbf{W}_i^T(t)\mathbf{P}\mathbf{x}_i, \quad (2)$$

где \mathbf{x}_p – вектор состояния подсистемы регулирования координат, $\mathbf{x}_o = (\mathbf{x}_i^T, \tilde{\mathbf{p}}^T)^T$ – вектор состояния подсистемы оценивания, $\tilde{\mathbf{a}}$ – вектор ошибок оценивания неизвестных параметров, $\mathbf{A}_p(t)$, $\mathbf{W}_p(t)$, \mathbf{C} , $\mathbf{A}_i(t)$, $\mathbf{W}_i(t)$, $\lambda > 0$, \mathbf{P} – матрицы соответствующих размерностей.

Предложение. Пусть для системы (1), (2) имеем:

1) матрицы $\mathbf{A}_p(t)$, $\mathbf{A}_i(t)$ удовлетворяют условиям Гурвица, т.е. собственная динамика подсистем регулирования $\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p$ и оценивания $\dot{\mathbf{x}}_i = \mathbf{A}_i(t)\mathbf{x}_i$ является экспоненциально асимптотически устойчивой, причем $\mathbf{A}_i^T(t)\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}_i(t) = -\mathbf{Q}$ с матрицами $\mathbf{P}^T = \mathbf{P} > 0$, $\mathbf{Q}^T = \mathbf{Q} > 0$;

2) матрица $\mathbf{W}_p(t)$ является ограниченной, т.е. $\|\mathbf{W}_p(t)\| \leq m$ при $\forall t \geq t_0$ и $m > 0$;

3) матрица $\mathbf{W}_i(t)$ такая, что $\|\mathbf{W}_i(t)\|$ и $\|\dot{\mathbf{W}}_i(t)\|$ являются равномерно ограниченными функ-

циями, условия персистентности возбуждения выполняются [6], то есть

$$\int_t^{t+T} \mathbf{W}_i(\tau) \mathbf{W}_i^T(\tau) d\tau \geq k\mathbf{I} > 0 \quad \text{для } \forall t \geq t_0, \quad (3)$$

где T и k – действительные положительные числа, \mathbf{I} – единичная матрица соответствующей размерности.

При выполнении условий 1) – 3) положение равновесия $\mathbf{x}_p = \mathbf{0}$, $\mathbf{x}_i = \mathbf{0}$, $\tilde{\mathbf{p}} = \mathbf{0}$ композитной системы (1), (2) является экспоненциально устойчивым.

Доказательство предложения основывается на следующих структурных свойствах системы (1), (2). При выполнении 1), 3) подсистема оценивания (2) в силу леммы о персистентности возбуждения [5] является экспоненциально устойчивой, то есть

$$\|\mathbf{x}_o(t)\| \leq k_1 e^{-\lambda_1(t-t_0)} \quad \text{для } \forall t \geq t_0,$$

где k_1, λ_1 – действительные положительные числа. Если условие 1) выполняется, тогда для подсистемы регулирования (1) в изолированном состоянии (при $\mathbf{W}_p(t) = 0$) имеем

$$\|\mathbf{x}_p(t)\| \leq k_2 e^{-\lambda_2(t-t_0)} \quad \text{для } \forall t \geq t_0,$$

где k_2, λ_2 – действительные положительные числа. При справедливости 2) из теоремы об устойчивости последовательного включения экспоненциально устойчивых подсистем [5] имеем

$$\|\mathbf{x}_p(t + t_0, t_0, \mathbf{x}_{p0})\| \leq k_3 \|\mathbf{x}_{p0}\| e^{-\lambda(t-t_0)} \quad \text{для } \forall t \geq t_0,$$

где $\mathbf{x}_{p0} = \mathbf{x}_p(0)$ – вектор начальных условий подсистемы регулирования, k_3 – действительная положительная константа, зависящая от \mathbf{x}_{p0} , $\lambda = \min\{\lambda_1, \lambda_2\}$.

Таким образом, из условия экспоненциальной устойчивости положения равновесия композитной системы (1), (2) $(\mathbf{x}_p^T, \mathbf{x}_o^T)^T = 0$ следует применимость нелинейного принципа разделения (локально или глобально). Отметим, что выполнение условия $(\mathbf{x}_p^T, \mathbf{x}_o^T)^T = 0$ гарантирует достижение целей управления О.1 – О.3.

Алгоритм адаптивного косвенного векторного управления формируется из неадаптивного робастного векторного управления [2], гарантирующего асимптотическую обработку заданных траекторий момента-потока, заменой в нем постоянного параметра α на его оцененное значение $\hat{\alpha} > 0$, которое формируется адаптивным наблюдателем вектора потокосцепления ротора [1].

Алгоритм адаптивного управления, представленный в полеориентированной системе координат (d-q), при этом включает:

– регулятор вектора потокосцепления ротора

$$i_d^* = \frac{\hat{\alpha}\psi^* + \dot{\psi}^*}{\hat{\alpha}L_m}, \quad \dot{i}_d^* = \frac{\dot{\psi}^* + \hat{\alpha}^{-2}(\hat{\alpha}\dot{\psi}^* - \dot{\hat{\alpha}}\psi^*)}{L_m}, \quad \dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \frac{\hat{\alpha}L_m i_q + \gamma_1 \beta \omega \tilde{i}_d + \gamma_2 \beta \omega \tilde{\tilde{i}}_d}{\psi^*}, \quad \psi^* > 0; \quad (4)$$

– пропорционально-интегральный регулятор тока по оси d

$$u_d = \sigma \left[(R_1 \sigma^{-1} + \hat{\alpha}\beta L_m) i_d^* - \omega_0 i_q - \hat{\alpha}\beta \psi^* + \dot{i}_d^* - k_{id1} \tilde{i}_d - z_d \right], \quad \dot{z}_d = k_{iid} \tilde{i}_d; \quad (5)$$

– регулятор момента

$$i_q^* = M^* / (\mu_1 \psi^*), \quad \dot{i}_q^* = (\dot{M}^* - M^* \dot{\psi}^* / \psi^*) / (\mu_1 \psi^*); \quad (6)$$

– пропорционально-интегральный регулятор тока по оси q

$$u_q = \sigma \left[(R_1 \sigma^{-1} + \hat{\alpha}\beta L_m) i_q^* + \omega_0 i_d + \beta \omega \psi^* + \dot{i}_q^* - k_{iq1} \tilde{i}_q - z_q \right], \quad \dot{z}_q = k_{iiq} \tilde{i}_q; \quad (7)$$

– наблюдатель полевой компоненты тока статора

$$\hat{\dot{i}}_d = -(R_1 \sigma^{-1} + \hat{\alpha}\beta L_m) \hat{i}_d + \omega_0 i_q + \hat{\alpha}\beta \psi^* + \sigma^{-1} u_d + k_1 \tilde{\tilde{i}}_d, \quad (8)$$

где $(i_d, i_q)^T$ – вектор тока статора; $(i_d^*, i_q^*)^T$ – вектор заданных значений компонент вектора тока статора; $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$, $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – ошибки обработки компонент вектора тока статора; $(u_d, u_q)^T$ – вектор управляющего напряжения, ω_0, ε_0 – угловая скорость и угловое положение вращающейся

системы координат (d-q) относительно стационарной системы координат (a-b); $\hat{i}_d, \tilde{i}_d = i_d - \hat{i}_d$ – оцененное значение и ошибка оценивания тока i_d ; $k_{id1} = k_{iq1} = k_i$, $k_{iid} = k_{iiq} = k_{ii}$ – коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регуляторов тока, γ_1, γ_2, k_1 – положительные настроечные коэффициенты, R_1, L_1 – активное сопротивление и индуктивность статора, L_m – индуктивность намагничивающего контура; $\mu_1 = 1,5L_m/L_2$, $\sigma = L_1 - L_m^2/L_2$, $\beta = L_m/(\sigma L_2)$. Без потери общности в модели АД [2] и в алгоритме (4)–(8) принята одна пара полюсов.

Уравнения динамики ошибок обработки и оценивания при этом имеют следующий вид [2]:

$$\begin{pmatrix} \dot{z}_d \\ \dot{\tilde{i}}_d \\ \dot{z}_q \\ \dot{\tilde{i}}_q \\ \dot{\tilde{\psi}}_d \\ \dot{\tilde{\psi}}_q \\ \dot{\tilde{i}}_d \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & k_{ii} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -k_{id} & 0 & 0 & \alpha\beta & \beta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_{ii} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & k_{iq} & -\beta\omega & \alpha\beta & 0 \\ 0 & \alpha L_m & 0 & 0 & -\alpha & (\omega_0 - \omega) & 0 \\ 0 & -\gamma_1\beta\omega & 0 & 0 & -(\omega_0 - \omega) & -\alpha & -\gamma_2\beta\omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha\beta & \beta\omega & -(\gamma + k_1) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} z_d \\ \tilde{i}_d \\ z_q \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{\psi}_d \\ \tilde{\psi}_q \\ \tilde{i}_d \end{pmatrix} + \tilde{\alpha}\mathbf{W}(t) + \tilde{\alpha}\boldsymbol{\varphi}(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{i}_d) \quad (9)$$

$$\square \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p + \tilde{\alpha}\mathbf{W}(t) + \tilde{\alpha}\boldsymbol{\varphi}(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{i}_d),$$

где $\mathbf{x}_p = (z_d, \tilde{i}_d, z_q, \tilde{i}_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d)^T$; $\tilde{\psi}_d = \psi_d - \psi^*$, $\tilde{\psi}_q = \psi_q$ – ошибки обработки компонент вектора потокосцепления ротора $(\psi_d, \psi_q)^T$; $\boldsymbol{\varphi}(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{i}_d) = (0, 0, 0, 0, 0, L_m\tilde{i}_q, \beta L_m(\tilde{i}_d - \tilde{i}_d))^T$; $k_{id} = k_{iq} = \gamma + k_1$, $\gamma = R_1/\sigma + \alpha\beta L_m$; $\mathbf{W}(t) = (0, \beta(\psi^* - L_m i_d^*), 0, -\beta L_m i_q^*, -(\psi^* - L_m i_d^*), L_m i_q^*, \beta(\psi^* - L_m i_d^*))^T$.

Адаптивный наблюдатель, синтезированный в [1], задается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_a &= -(R_1/\sigma + \hat{\alpha}L_m\beta)\hat{i}_a + \hat{\alpha}\beta\hat{\psi}_a + \beta\omega\hat{\psi}_b + u_a/\sigma + k_2\tilde{i}_a, \\ \dot{\hat{i}}_b &= -(R_1/\sigma + \hat{\alpha}L_m\beta)\hat{i}_b + \hat{\alpha}\beta\hat{\psi}_b - \beta\omega\hat{\psi}_a + u_b/\sigma + k_2\tilde{i}_b, \\ \dot{\hat{\psi}}_a &= -\hat{\alpha}\hat{\psi}_a - \omega\hat{\psi}_b + \hat{\alpha}L_m\hat{i}_a - (k_2 - \hat{\alpha})\tilde{i}_a/\beta - \omega\tilde{i}_b/\beta, \\ \dot{\hat{\psi}}_b &= -\hat{\alpha}\hat{\psi}_b + \omega\hat{\psi}_a + \hat{\alpha}L_m\hat{i}_b - (k_2 - \hat{\alpha})\tilde{i}_b/\beta + \omega\tilde{i}_a/\beta, \\ \Delta\dot{\hat{\alpha}} &= -\dot{\hat{\alpha}} = \gamma_3\beta(\tilde{i}_a f_a + \tilde{i}_b f_b), \quad \hat{\alpha}(t) \geq \alpha_0 > 0, \end{aligned} \quad (10)$$

где $k_2, \gamma_3 > 0$ – настроечные коэффициенты наблюдателя и алгоритма идентификации соответственно, $f_a = (\hat{\psi}_a - L_m\hat{i}_a)$, $f_b = (\hat{\psi}_b - L_m\hat{i}_b)$; α_0 – минимальное значение параметра $\hat{\alpha}(t)$ для исключения вырожденности в (4).

Уравнения динамики ошибок оценивания при использовании наблюдателя (10) имеют вид

$$\dot{\tilde{\mathbf{i}}} = \mathbf{A}(t)\tilde{\mathbf{i}} + \boldsymbol{\lambda}_1^T(t)\mathbf{z} + \tilde{\alpha}\beta\mathbf{F}_{(a-b)}, \quad \dot{\mathbf{z}} = -\boldsymbol{\lambda}_1(t)\tilde{\mathbf{i}} + \tilde{\alpha}\tilde{\mathbf{i}}, \quad \dot{\tilde{\alpha}} = -\gamma_3\beta\mathbf{F}_{(a-b)}^T\tilde{\mathbf{i}}, \quad (11)$$

где $\tilde{\mathbf{i}} = \begin{pmatrix} \tilde{i}_a \\ \tilde{i}_b \end{pmatrix}$, $\mathbf{z} = \begin{pmatrix} z_a \\ z_b \end{pmatrix}$ $\square \begin{pmatrix} \tilde{i}_a + \beta\tilde{\psi}_a \\ \tilde{i}_b + \beta\tilde{\psi}_b \end{pmatrix}$, $\mathbf{F}_{(a-b)} = \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \end{pmatrix}$, $\mathbf{A}(t) = \begin{bmatrix} -(k_2 + \alpha) & -\omega \\ \omega & -(k_2 + \alpha) \end{bmatrix}$, $\boldsymbol{\lambda}_1^T(t) = \begin{bmatrix} \alpha & \omega \\ -\omega & \alpha \end{bmatrix}$.

Доказательство устойчивости адаптивного управления. Структура адаптивного косвенного управления предполагает замену неизвестного параметра в неадаптивном алгоритме на его оцененное значение, полученное в результате идентификации. Таким образом, адаптивная система состоит из двух отдельно синтезированных подсистем: регулирования координат и наблюдения-идентификации.

Композитная адаптивная система, получаемая при использовании принципа разделения, описывается уравнениями (9), (11) и обладает следующими важными для дальнейшего анализа свойствами, которые целенаправленно достигнуты при синтезе в [2] и [1]:

а) подсистема обработки момента-потока (9) глобально экспоненциально устойчива при $\tilde{\alpha} = 0$;

б) подсистема оценивания и идентификации (11) локально экспоненциально устойчива, если функция $\mathbf{F}_{(a-b)}$ ограничена, а также выполняются условия (3) леммы о персистентности возбуждения;

с) взаимосвязь между двумя подсистемами осуществляется посредством преобразований, промасштабированных переменной $\tilde{\alpha}$.

Вектор-функция $\mathbf{W}(t)$ в (9), посредством которой осуществляется взаимосвязь между подсистемами (9) и (11) в прямом канале, является ограниченной, поскольку зависит от заданий, ограниченных при ограниченных ψ^* , M^* . В канале обратной связи такая взаимосвязь формируется посредством вектор-функции $\mathbf{F}_{(a-b)}$. Для определения свойств $\mathbf{F}_{(a-b)}$ выполним ряд преобразований.

Компоненты векторов потокосцепления и тока в системе координат (a-b) равны

$$\begin{pmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \end{pmatrix} = e^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{pmatrix} = e^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \Psi^* + \tilde{\Psi}_d \\ \tilde{\Psi}_q \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} = e^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = e^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{pmatrix} + e^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{pmatrix}, \quad e^{J\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & -\sin \varepsilon_0 \\ \sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix},$$

откуда после перехода к z-переменным имеем

$$\mathbf{F}_{(a-b)} = e^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \Psi^* - L_m i_d^* \\ -L_m i_q^* \end{pmatrix} + e^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \tilde{\Psi}_d - L_m \tilde{i}_d \\ \tilde{\Psi}_q - L_m \tilde{i}_q \end{pmatrix} - \beta^{-1} \begin{pmatrix} z_a - \tilde{i}_a \\ z_b - \tilde{i}_b \end{pmatrix}. \quad (12)$$

При этом уравнения динамики композитной системы (9), (11) приобретают вид

$$\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p + \tilde{\alpha}\mathbf{W}(t) + \tilde{\alpha}\boldsymbol{\varphi}(\tilde{\mathbf{i}}_{(d-q)}, \tilde{\tilde{i}}_d), \quad (13)$$

$$\dot{\tilde{\mathbf{i}}} = \mathbf{A}(t)\tilde{\mathbf{i}} + \lambda_1^T(t)\mathbf{z} + \tilde{\alpha}\beta\mathbf{F}_{(a-b)}(\mathbf{z}, \tilde{\mathbf{i}}, \tilde{\mathbf{i}}_{(d-q)}, \tilde{\Psi}_{(d-q)}, \mathbf{f}_{(a-b)}^*), \quad (14)$$

$$\dot{\mathbf{z}} = -\lambda_1(t)\tilde{\mathbf{i}} + \tilde{\alpha}\tilde{\mathbf{i}}, \quad \dot{\tilde{\alpha}} = -\gamma_3\beta\mathbf{F}_{(a-b)}^T(\mathbf{z}, \tilde{\mathbf{i}}, \tilde{\mathbf{i}}_{(d-q)}, \tilde{\Psi}_{(d-q)}, \mathbf{f}_{(a-b)}^*)\tilde{\mathbf{i}},$$

где $\mathbf{f}_{(a-b)}^* = e^{J\varepsilon_0} \left((\Psi^* - L_m i_d^*), -L_m i_q^* \right)^T$, $\tilde{\mathbf{i}}_{(d-q)} = (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q)^T$, $\tilde{\Psi}_{(d-q)} = (\tilde{\Psi}_d, \tilde{\Psi}_q)^T$.

Для анализа устойчивости адаптивной системы (13), (14) выполним ее частичную линеаризацию в начале координат $\mathbf{x}_p = 0$, $\tilde{\mathbf{i}} = 0$, $\mathbf{z} = 0$, $\tilde{\alpha} = 0$, для чего пренебрегаем квадратичными составляющими в правой части (13), (14). Полученная после линеаризации система представляется в виде последовательного соединения двух подсистем

$$\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p + \tilde{\alpha}\mathbf{W}(t), \quad (15)$$

$$\dot{\tilde{\mathbf{i}}} = \mathbf{A}(t)\tilde{\mathbf{i}} + \lambda_1^T(t)\mathbf{z} + \tilde{\alpha}\beta\mathbf{f}_{(a-b)}^*, \quad \dot{\mathbf{z}} = -\lambda_1(t)\tilde{\mathbf{i}}, \quad \dot{\tilde{\alpha}} = -\gamma_3\beta\mathbf{f}_{(a-b)}^{*T}\tilde{\mathbf{i}}. \quad (16)$$

Линеаризованная композитная система (15), (16) соответствует структуре системы (1), (2), что несложно заметить, если принять в системе (1), (2) следующие обозначения:

$$\mathbf{W}_p(t) = \mathbf{W}(t), \quad \tilde{\alpha} = \tilde{\alpha}, \quad \mathbf{C} = 1, \quad \mathbf{x}_i = (\tilde{\mathbf{i}}^T, \mathbf{z}^T)^T, \quad \mathbf{A}_i(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}(t) & \lambda_1^T(t) \\ -\lambda_1(t) & \mathbf{0} \\ & (2 \times 2) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{W}_i(t) = \begin{bmatrix} \beta\mathbf{f}_{(a-b)}^* \\ \mathbf{0} \\ (2 \times 1) \end{bmatrix}, \quad \lambda = \gamma_3.$$

Номинальная динамика подсистемы обработки момента-потока $\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p$ является глобально экспоненциально устойчивой. Линеаризованная подсистема оценивания и идентификации (16) является глобально экспоненциально устойчивой при выполнении условий персистентности возбуждения (3), поскольку функция $\mathbf{f}_{(a-b)}^*$ является ограниченной в силу ограниченности ψ^* , i_d^* , i_q^* . Таким образом, для частично линеаризованной системы (15), (16) выполняются условия 1) – 3). Это означает, что положение равновесия $\mathbf{x}_p = 0$, $\tilde{\mathbf{i}} = 0$, $\mathbf{z} = 0$, $\tilde{\alpha} = 0$ в соответствии с нелинейным принципом разделения является глобально экспоненциально устойчивым.

Таким образом, из глобальной экспоненциальной устойчивости частично линеаризованной композитной системы следует локальная экспоненциальная устойчивость исходной системы (13), (14), то есть при выполнении условий персистентности возбуждения (3) гарантируется локальная асимптотическая обработка заданных траекторий момента и потока, а также оценивание параметра α . Из

анализа устойчивости также следует, что при $\hat{\alpha}(t) > 0$ будут ограниченными все внутренние переменные адаптивного алгоритма векторного управления (4)–(8), т.е. цель управления 0.4 достигается.

Примечание. Адаптивный наблюдатель (10) также асимптотически оценивает компоненты векторов тока статора и потокосцепления ротора.

Отметим, что при невыполнении условий персистентности возбуждения (электромагнитный момент равен нулю и модуль вектора потокосцепления ротора постоянен) для (15), (16) имеем следующие условия: $\mathbf{W}(t) = 0$, $\mathbf{f}_{(d-q)}^* = 0$ (при $\psi^* = \text{const}$), поэтому динамическое поведение системы не зависит от $\tilde{\alpha}$, а, следовательно, асимптотичность отработки координат и оценивания переменных сохраняется, хотя $\tilde{\alpha} \neq 0$.

Приведенный анализ устойчивости доказывает правомочность использования нелинейного принципа разделения для построения локально асимптотически устойчивой адаптивной системы управления моментом-потоком с алгоритмом робастного векторного управления [2] при его объединении с модифицированным адаптивным наблюдателем [1]. Основным достоинством полученного таким образом решения является его простота в реализации и настройке в отличие от прямого адаптивного управления [4], которое синтезировано путем формирования глобальной функции Ляпунова.

Экспериментальное исследование адаптивной системы векторного управления. С целью экспериментального подтверждения правомочности использования принципа разделения для построения адаптивного косвенного векторного управления была проведена серия тестов с использованием станции быстрого прототипного тестирования. Экспериментальная установка включает: управляющий контроллер на основе цифрового сигнального процессора TMS320C32, в котором реализуются исследуемые алгоритмы, силовой преобразователь, персональный компьютер и АД типа 4АО80В2 мощностью 0,75 кВт (номинальная угловая скорость $\omega_n = 300$ рад/с, номинальный момент $M_n = 2,5$ Н·м, $R_1 = 11$ Ом, $R_2 = 5,6$ Ом, $L_1 = L_2 = 0,95$ Гн, $L_m = 0,91$ Гн, момент инерции $J = 0,0042$ кг·м²).

Тестирование алгоритма робастного векторного управления моментом [2], его адаптивной версии, заданной уравнениями (4)–(8), а также наблюдателя (10) выполнено в системе регулирования угловой скорости с пропорционально-интегральным регулятором, который формирует заданные значения тока i_q^* и его производной \dot{i}_q^* . Ошибка регулирования скорости при этом определялась как $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$, где ω^* – заданная скорость.

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 0,92 Вб с ограниченной первой производной; 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, с ограниченными первой и второй производными; в момент времени $t = 1$ с к валу двигателя прикладывается и поддерживается на протяжении всего теста постоянный момент нагрузки, равный 3,125 Нм (125% от M_n).

Во всех тестах использовались следующие характерные значения настроечных параметров: коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регулятора скорости – $k_{\omega} = 150$, $k_{\omega i} = 11000$; коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регуляторов тока: $k_{id1} = k_{iq1} = 700$, $k_{iid} = k_{iiq} = 120000$; корректирующие коэффициенты подсистемы потока – $\gamma_1 = \gamma_2 = 0,07$; коэффициент наблюдателя полевой компоненты тока статора – $k_1 = 700$; коэффициенты адаптивного наблюдателя – $k_2 = 50$, $\gamma_3 = 1,25$; начальные условия наблюдателя – $\hat{\psi}_a(0) = 0,02$ Вб, $\hat{\psi}_b(0) = \hat{i}_a(0) = \hat{i}_b(0) = 0$, оцененного параметра $\hat{\alpha}(0) = 0,5\alpha_N$ в одном случае и $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$ – в другом.

Экспериментально полученные в этом тесте зависимости показаны на рис. 1. Динамическое поведение ошибок оценивания параметра α в условиях автономной работы наблюдателя (10) при разных начальных условиях показано пунктиром. Из представленных графиков можно заключить, что наблюдатель (10) в автономном режиме обеспечивает асимптотичность оценивания параметра α . Переходные процессы оценивания в адаптивном алгоритме векторного управления (4)–(8) показаны сплошной линией. Также на этом рисунке показаны ошибки регулирования угловой скорости ротора $\tilde{\omega}$ и оценивания тока ста-

тора \tilde{i}_a при использовании адаптивного алгоритма векторного управления скоростью. Как следует из графиков ошибок обработки и оценивания, адаптивный алгоритм, построенный с использованием нелинейного принципа разделения, обеспечивает асимптотическую обработку заданной траектории угловой скорости, а также оценивание параметра α и адаптацию к нему. Важно отметить, что динамическое поведение ошибки оценивания $\tilde{\alpha}$ мало изменяется как при автономной работе наблюдателя, так и при использовании его в замкнутом контуре системы векторного управления. Этот факт экспериментально подтверждает “сильные” свойства разделения процессов в адаптивной системе.

Результаты математического моделирования наблюдателя и алгоритма адаптивного векторного управления, которые выполнены в условиях того же теста, показаны на рис. 2. Графики переходных процессов дополнительно демонстрируют сходимость в ноль ошибки обработки модуля вектора потокосцепления $\tilde{\psi}$. Сравнивая графики на рис. 1 и рис. 2, устанавливаем, что динамические процессы ошибок оценивания параметра α и регулирования угловой скорости, полученные экспериментально и методом математического моделирования, с достаточной степенью точности для систем такого уровня сложности совпадают.

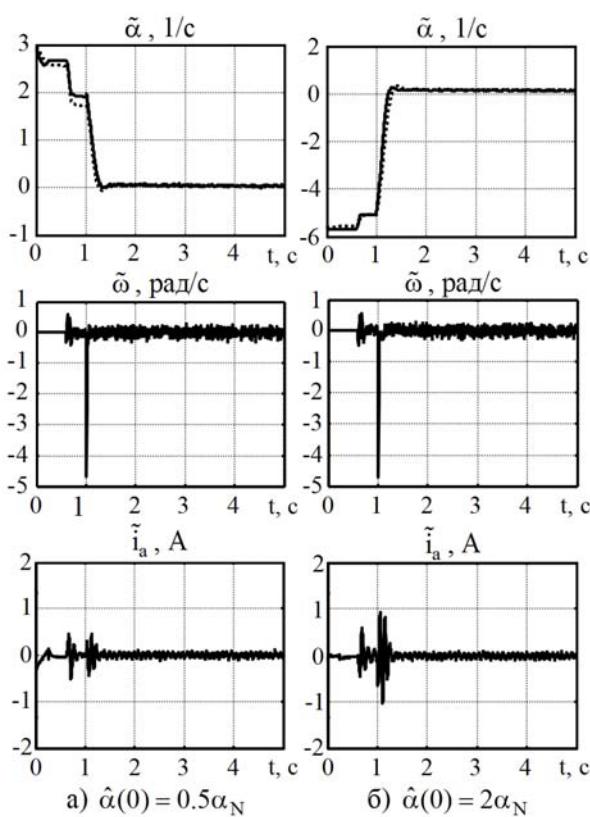


Рис. 1

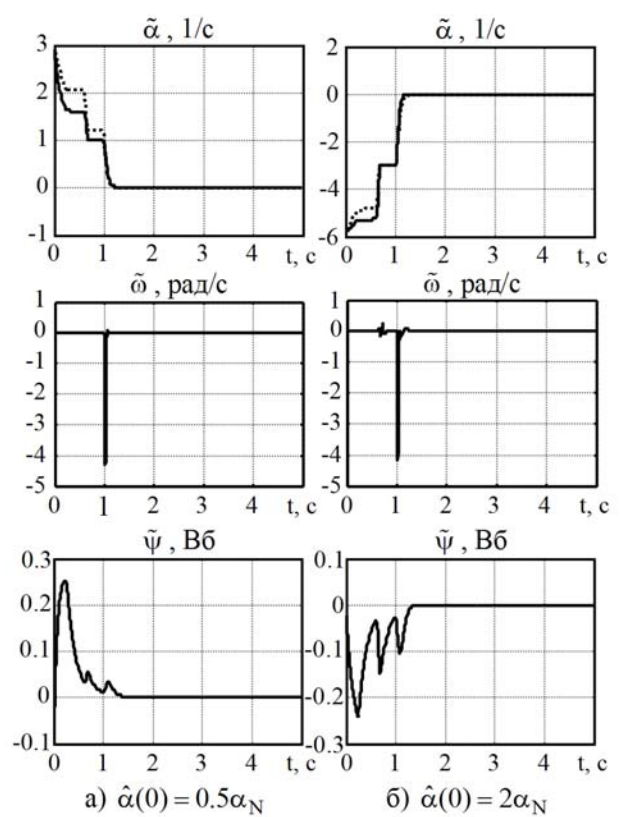


Рис. 2

Вывод. Теоретически обоснована и экспериментально подтверждена применимость нелинейного принципа разделения для построения адаптивных к вариациям активного сопротивления ротора систем косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Показано, что при выполнении условий, которые достигаются при проектировании неадаптивного алгоритма и адаптивного наблюдателя, разработанный на основе принципа разделения адаптивный алгоритм векторного управления обеспечивает локальную асимптотическую обработку заданных траекторий момента и потока. Дополнительно, при выполнении условий персистентности возбуждения, достигается локальное асимптотическое оценивание и адаптация к вариациям активного сопротивления роторной цепи.

1. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Бовкунович В.С. Адаптивный наблюдатель Матсусе: новый синтез, гарантирующий асимптотичность оценивания вектора потокосцепления и активного сопротивления ротора асинхронного двигателя // Технічна електродинаміка. – 2010. – № 3. – С. 28–32.

2. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Бовкунович В.С. Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя // Технічна електродинаміка. – 2010. – №1. – С. 60–66.
3. Krishnan R. Electric Motor Drives. – New Jersey, Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001. – 626 p.
4. Marino R., Peresada S., Tomei P. Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance // IEEE Transactions on automatic control. – 1999. – Vol. 44 (5). – Pp. 967–983.
5. Marino R., Tomei P. Nonlinear control design: Geometric, adaptive and robust. – New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1995. – 390 p.
6. Narendra K.S., Annaswamy A.M. Stable adaptive systems. – New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. – 496 p.

УДК 681.5:62-83

АДАПТИВНЕ ДО ВАРІАЦІЙ АКТИВНОГО ОПОРУ РОТОРА ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ДВИГУНОМ НА ОСНОВІ НЕЛІНІЙНОГО ПРИНЦИПУ РОЗДІЛЕННЯ

С.М.Пересада, докт.техн.наук, С.М.Ковбаса, канд.техн.наук, В.М.Трандафілов,

В.С.Бовкунович, канд.техн.наук

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»,

пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.

e-mail: sergei.peresada@gmail.com

Теоретично обґрунтовано правомірність застосування нелінійного принципу розділення для побудови адаптивних до варіацій активного опору ротора систем непрямого векторного керування асинхронними двигунами. Сформульовано вимоги до структур підсистем, виконання яких дозволяє досягнути локальної експоненційної стійкості композитної системи. Представлено результати експериментального тестування та математичного моделювання в умовах варіацій активного опору ротора, що підтверджують сформульовані теоретичні положення. Бібл. 6, рис. 2.

Ключові слова: асинхронний двигун, векторне керування, адаптивний спостерігач, активний опір ротора, нелінійний принцип розділення.

ADAPTIVE TO ROTOR RESISTANCE VARIATIONS VECTOR CONTROL OF INDUCTION MOTOR BASED ON NONLINEAR SEPARATION PRINCIPLE

S.M.Peresada, S.M.Kovbasa, V.M.Trandafilov, V.S.Bovkunovych

National Technical University of Ukraine «Kiev Polytechnic Institute»,

pr. Peremohy, 37, Kiev-56, 03056, Ukraine.

e-mail: sergei.peresada@gmail.com

The nonlinear separation principle for adaptive with respect of rotor resistance variation indirect field oriented control of induction motors has been proven. The adaptive system is composed from globally exponentially stable torque-flux indirect controller and locally exponentially stable adaptive with respect to rotor resistance variations observer. It is shown that for bounded torque and flux reference trajectories adaptive controller with replacement of actual rotor resistance by estimated one guarantees locally asymptotically stable torque-flux tracking and resistance estimation. Correct rotor resistance estimation is achieved if persistency of excitation conditions are satisfied (electromagnetic torque is not zero or rotor flux vector modulus is not zero). Otherwise rotor current is zero and rotor resistance has no influence for system behavior. Experimentally it is shown that dynamic behavior of autonomous subsystems and in closed loop adaptive system is the same proving strong dynamic separations of the subsystems. References 6, figures 2.

Key words: induction motor, vector control, adaptive observer, rotor resistance, separation principle for nonlinear systems.

1. Peresada S.M., Kovbasa S.N., Bovkunovich V.S. Matsuse adaptive observer: new synthesis, guaranteeing the asymptotic nature of evaluation of flux linkage vector and rotor active resistance of asynchronous motor // Tekhnichna Elektrodynamika. – 2010. – № 3. – Pp. 28–32. (Rus)

2. Peresada S.M., Kovbasa S.N., Bovkunovich V.S. Robust torque-flux vector control of asynchronous motor // Tekhnichna Elektrodynamika. – 2010. – №1. – Pp. 60–66. (Rus)

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

4. Marino R., Peresada S., Tomei P. Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance // IEEE Transactions on automatic control. – 1999. – Vol. 44 (5). – Pp. 967–983.

5. Marino R., Tomei P. Nonlinear control design: Geometric, adaptive and robust. – New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1995. – 390 p.

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

Надійшла 03.02.2014