

УДК 681.5:62-83

МЕТОД СИНТЕЗА И РОБАСТНОСТЬ НАБЛЮДАТЕЛЕЙ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ, РАБОТАЮЩИХ В СКОЛЬЗЯЩИХ РЕЖИМАХ**С. М. Пересада, В. Н. Трандафилов**Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»
просп. Победы, 37, г. Киев, 03056, Украина. E-mail: trandafilov_vn@mail.ru

Представлен метод синтеза обобщенного наблюдателя вектора потокосцепления ротора асинхронного двигателя, формирующий семейство наблюдателей со скольльзящим режимом. Процедура синтеза основана на втором методе Ляпунова и методе эквивалентного управления. На основе общей структуры наблюдателей выполнено аналитическое исследование их робастности к вариациям активного сопротивления ротора асинхронного двигателя. Дан сравнительный анализ робастности типовых наблюдателей потокосцепления, работающих в скольльзящем режиме.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, наблюдатель потокосцепления, скольльзящий режим, робастность.

МЕТОД СИНТЕЗУ ТА РОБАСТНІСТЬ СПОСТЕРІГАЧІВ ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА, ЩО ПРАЦЮЮТЬ У КОВЗНИХ РЕЖИМАХ**С. М. Пересада, В. М. Трандафілов**Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
просп. Перемоги, 37, м. Київ, 03056, Україна. E-mail: trandafilov_vn@mail.ru

Надано метод синтезу узагальненого спостерігача вектора потокосцеплення ротора асинхронного двигуна, що формує сімейство спостерігачів з ковзним режимом. Процедуру синтезу засновано на другому методі Ляпунова та методі еквівалентного керування. На основі загальної структури спостерігачів виконано аналітичне дослідження їхньої робастності до варіацій активного опору ротора асинхронного двигуна. Надано порівняльний аналіз робастності типових спостерігачів потокосцеплення, які працюють у ковзному режимі.

Ключові слова: асинхронний двигун, спостерігач потокосцеплення, ковзний режим, робастність.

АКТУАЛЬНОСТЬ РАБОТЫ. Эффективность систем векторного управления асинхронными двигателями (АД) в значительной степени зависит от точности информации о параметрах электрической машины, которые используются в алгоритме управления. Однако даже в случае исходно точной информации о параметрах некоторые из них, например, активные сопротивления обмоток, подвержены вариациям вследствие нагрева. В частности, известно, что активное сопротивление роторной цепи АД в процессе длительной работы в нагруженном состоянии может изменяться в 1,5–2 раза. Вариации активного сопротивления ротора приводят к нарушению условий полеориентирования, что, в свою очередь, вызывает потерю асимптотичности регулирования модуля вектора потокосцепления и момента, а также снижение энергетической эффективности процесса электромеханического преобразования энергии.

Ключевым элементом систем с прямым полеориентированием [1] является наблюдатель вектора потокосцепления ротора, т.к. именно свойства робастности наблюдателя в значительной мере определяют робастность всей системы. В литературе представлено большое количество различных типов наблюдателей вектора потокосцепления ротора [2]. Отдельный класс представляют наблюдатели [3–8], работающие в скольльзящем режиме (англ. – sliding mode observers), которые также называют наблюдателями с переменной структурой (англ. – variable structure observers).

Интерес к системам с разрывными управлениями, которые работают в скольльзящем режиме, определяется свойствами, возникающими при движении на поверхностях разрыва. Наиболее важными из них являются: понижение порядка системы, повышен-

ные свойства робастности, а в некоторых структурах – инвариантность по отношению к параметрическим и координатным возмущениям.

Часто в литературе, посвященной наблюдателям со скольльзящим режимом (НСР), указывают преимущества, которые заключаются в малой чувствительности ко всякого рода шумам (подобно фильтрам Калмана) и робастности к параметрическим возмущениям. Действительно, перечисленные преимущества присущи некоторым структурам НСР. Однако наличие скольльзящего режима само по себе не гарантирует вышеупомянутых преимуществ конкретному наблюдателю.

Несмотря на значительный объем исследований и большое количество публикаций, посвященных построению наблюдателей вектора потокосцепления ротора АД, работающих в скольльзящих режимах, общей методики исследования их робастности на данный момент не представлено. Анализ робастности либо отсутствует [3], либо сводится к нескольким тестам в условиях параметрических вариаций активного сопротивления ротора [4–8]. Также в литературе отсутствует анализ робастности НСР в аналитической форме.

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ. В данной работе представлен метод синтеза обобщенного наблюдателя потокосцепления АД, основанный на втором методе Ляпунова и эквивалентном управлении, формирующий семейство наблюдателей, работающих в скольльзящем режиме. На основе общей структуры наблюдателей выполнено аналитическое исследование их робастности к вариациям активного сопротивления ротора АД. Дан сравнительный анализ робастности типовых наблюдателей, работающих в скольльзящем режиме.

Синтез обобщенного наблюдателя при отсутствии параметрических возмущений. Математическая модель электрической части АД в условиях стандартных допущений, представленная в стационарной системе координат статора (a – b), согласно [9], имеет вид:

$$\dot{\mathbf{i}} = -\gamma_N \mathbf{i} + \mathbf{A}_N(\omega) \boldsymbol{\psi} + \sigma^{-1} \mathbf{u} + \Delta\alpha \beta (\boldsymbol{\psi} - L_m \mathbf{i}); \quad (1)$$

$$\dot{\boldsymbol{\psi}} = -\mathbf{B}_N(\omega) \boldsymbol{\psi} + \alpha_N L_m \dot{\mathbf{i}} - \Delta\alpha (\boldsymbol{\psi} - L_m \mathbf{i}), \quad (2)$$

где $\mathbf{i} = (i_a, i_b)^T$ – вектор тока статора; $\mathbf{u} = (u_a, u_b)^T$ – вектор управляющего напряжения статора; $\boldsymbol{\psi} = (\psi_a, \psi_b)^T$ – вектор потокосцепления ротора; L_m – индуктивность намагничивающего контура;

$$\mathbf{A}_N(\omega) = \begin{bmatrix} \alpha_N \beta & \beta \omega \\ -\beta \omega & \alpha_N \beta \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_N(\omega) = \begin{bmatrix} \alpha_N & \omega \\ -\omega & \alpha_N \end{bmatrix}. \quad \text{Поло-$$

жительные константы в (1), (2), связанные с электрическими параметрами АД, определены следующим образом:

$$\alpha = \left(\frac{R_{2N}}{L_2} + \frac{\Delta R_2}{L_2} \right) \triangleq \alpha_N + \Delta\alpha > 0; \quad \beta = \frac{L_m}{\sigma L_2};$$

$$\gamma_N = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha_N \beta L_m; \quad \sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right),$$

где $R_{2N}, \Delta R_2$ – номинальное значение и отклонение активного сопротивления ротора, так что $R_2 = R_{2N} + \Delta R_2 > 0$; R_1, L_1 – активное сопротивление и индуктивность статора соответственно; L_2 – индуктивность ротора. Без потери общности в (1), (2) принята одна пара полюсов.

Для вектора состояния $\mathbf{x} = (i_a, i_b, \psi_a, \psi_b)^T$ вектор оцененных переменных равен $\hat{\mathbf{x}} = (\hat{i}_a, \hat{i}_b, \hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b)^T$. Тогда вектор ошибок оценивания будет

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} = (\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, \tilde{\psi}_a, \tilde{\psi}_b)^T. \quad (3)$$

Допустим, что:

A.1. Напряжения статора (u_a, u_b), токи статора (i_a, i_b) и угловая скорость ω являются ограниченными известными функциями.

A.2. Все параметры в (1), (2) известны и постоянны, а $\Delta R_2 = 0$.

При выполнении этих допущений необходимо синтезировать наблюдатель, формирующий оценки компонент вектора потокосцепления ротора ($\hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b$), которые асимптотически оценивают реальные (ψ_a, ψ_b) так, что

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_a, \tilde{\psi}_b) = 0. \quad (4)$$

Несмотря на различия в структурах существующих НСР, оценивающих вектор потокосцепления АД, все они основаны на методе эквивалентного управления, что позволяет рассматривать синтез НСР в общем виде на основе уравнений электрической части модели АД (1) и (2):

$$\dot{\hat{\mathbf{i}}} = -\gamma_N \hat{\mathbf{i}} + \mathbf{A}_N(\omega) \hat{\boldsymbol{\psi}} + \sigma^{-1} \mathbf{u} + \mathbf{K}_i \mathbf{I}_S; \quad (5)$$

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\psi}}} = -\mathbf{B}_N(\omega) \hat{\boldsymbol{\psi}} + \alpha_N L_m \dot{\hat{\mathbf{i}}} + \mathbf{K}_\psi \mathbf{I}_S, \quad (6)$$

где $\hat{\mathbf{i}} = (\hat{i}_a, \hat{i}_b)^T$ – оценка вектора тока статора, $\hat{\boldsymbol{\psi}} = (\hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b)^T$ – оценка вектора потокосцепления ротора, $\mathbf{I}_S = (\text{sign}[f_a], \text{sign}[f_b])^T$ – вектор разрывных функций от поверхностей скольжения S_a и S_b , которые являются функциями ошибок оценивания компонент вектора тока статора $S_a = f_a(\tilde{i}_a, \tilde{i}_b)$ и $S_b = f_b(\tilde{i}_a, \tilde{i}_b)$, $\mathbf{K}_i = \begin{bmatrix} k_{i1} & k_{i2} \\ k_{i3} & k_{i4} \end{bmatrix}$ и $\mathbf{K}_\psi = \begin{bmatrix} k_{\psi1} & k_{\psi2} \\ k_{\psi3} & k_{\psi4} \end{bmatrix}$ – матрицы корректирующих связей.

Уравнения динамики векторов ошибок оценивания токов статора и потокосцеплений ротора из (1), (2) и (5), (6) запишутся следующим образом:

$$\dot{\tilde{\mathbf{i}}} = -\gamma_N \tilde{\mathbf{i}} + \mathbf{A}_N(\omega) \tilde{\boldsymbol{\psi}} - \mathbf{K}_i \mathbf{I}_S; \quad (7)$$

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{\psi}}} = -\mathbf{B}_N(\omega) \tilde{\boldsymbol{\psi}} - \mathbf{K}_\psi \mathbf{I}_S, \quad (8)$$

где $\tilde{\mathbf{i}} = (\tilde{i}_a, \tilde{i}_b)^T$, $\tilde{\boldsymbol{\psi}} = (\tilde{\psi}_a, \tilde{\psi}_b)^T$ – векторы ошибок оценивания токов статора и потокосцеплений ротора соответственно.

На первом этапе синтеза, за счет организации скользкого режима, обеспечивается асимптотическая устойчивость движения на поверхностях разрыва $S_a = 0$ и $S_b = 0$ с $\dot{\tilde{\mathbf{i}}} \equiv \dot{\tilde{\boldsymbol{\psi}}} \equiv 0$. Для этого, согласно второму методу Ляпунова, выбираются соответствующие функции f_a, f_b и конфигурация матрицы \mathbf{K}_i . Рассмотрим функцию Ляпунова следующего вида:

$$V = (\mathbf{S}^T \mathbf{S}) / 2 > 0, \quad (9)$$

производная по времени от которой для обеспечения устойчивости движения должна удовлетворять условию

$$\dot{V} = \dot{\mathbf{S}}^T \mathbf{S} < 0, \quad (10)$$

где $\mathbf{S} = (S_a, S_b)^T$.

Из (9) и (10) следует, что во время движения системы (7) на многообразии $S_a = 0$ и $S_b = 0$ гарантируется выполнение условия $\dot{\tilde{\mathbf{i}}} \equiv \dot{\tilde{\boldsymbol{\psi}}} \equiv 0$, что дает возможность из (7), согласно методу эквивалентного управления [3], извлечь вектор $\mathbf{I}_{S,eq}$, эквивалентный вектору \mathbf{I}_S :

$$\mathbf{I}_{S,eq} = \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{A}_N(\omega) \tilde{\boldsymbol{\psi}}. \quad (11)$$

Таким образом, на первом этапе синтеза необходимо организовать «быстрое» движение переменных $\tilde{i}_a(t)$ и $\tilde{i}_b(t)$ на поверхностях скольжения $S_a = 0$ и $S_b = 0$, обеспечивающее формирование эквивалентного управления (11), несущего информацию об ошибках оценивания вектора потокосцепления ротора.

На втором шаге с использованием эквивалентного управления (11) формируется динамическое поведение подсистемы оценивания потокосцепления, заданной (8).

Подставляя в уравнение (8) вместо вектора \mathbf{I}_S эквивалентный ему вектор (11), получаем следующее уравнение динамики вектора ошибок оценивания потокосцеплений ротора:

$$\dot{\tilde{\psi}} = -[\mathbf{B}_N(\omega) + \mathbf{K}_\psi \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{A}_N(\omega)] \tilde{\psi}. \quad (12)$$

Дальнейшим выбором матрицы \mathbf{K}_ψ задается глобальная экспоненциальная асимптотическая устойчивость (12), динамика и свойства робастности наблюдателя к параметрическим возмущениям.

Если учесть тот факт, что $\mathbf{A}_N(\omega) = \beta \mathbf{B}_N(\omega)$, то уравнение (12) запишется в виде

$$\dot{\tilde{\psi}} = -(\mathbf{I} + \beta \mathbf{K}_\psi \mathbf{K}_i^{-1}) \mathbf{B}_N(\omega) \tilde{\psi}, \quad (13)$$

где $\mathbf{I} = \text{diag}(1, 1)$.

Исследование робастности обобщенного наблюдателя. При $\Delta R_2 \neq 0$ в (1), (2) уравнения динамики ошибок оценивания запишутся

$$\dot{\tilde{\mathbf{i}}} = -\gamma_N \tilde{\mathbf{i}} + \mathbf{A}_N(\omega) \tilde{\psi} + \Delta \alpha \beta (\psi - L_m \mathbf{i}) - \mathbf{K}_i \mathbf{I}_S; \quad (14)$$

$$\dot{\tilde{\psi}} = -\mathbf{B}_N(\omega) \tilde{\psi} - \Delta \alpha (\psi - L_m \mathbf{i}) - \mathbf{K}_\psi \mathbf{I}_S. \quad (15)$$

Например, в том случае, когда конфигурация матрицы \mathbf{K}_i выбрана диагональной стационарной, а поверхности скольжения определены как $\mathbf{S} = (\mathbf{S}_a, \mathbf{S}_b)^T = (\tilde{\mathbf{i}}_a, \tilde{\mathbf{i}}_b)^T$, то при $\Delta R_2 \neq 0$ обеспечение условия (11) сводится к увеличению коэффициентов матрицы \mathbf{K}_i в сравнении со случаем с $\Delta R_2 = 0$.

После возникновения скользкого режима в (14) вектор $\mathbf{I}_{S,eq}$, эквивалентный вектору \mathbf{I}_S , запишется:

$$\mathbf{I}_{S,eq} = \mathbf{K}_i^{-1} [\mathbf{A}_N(\omega) \tilde{\psi} + \Delta \alpha \beta (\psi - L_m \mathbf{i})]. \quad (16)$$

Подставляя в уравнение (15) вместо вектора \mathbf{I}_S эквивалентный ему вектор (16), получаем следующее уравнение динамики ошибок оценивания вектора потокосцепления ротора:

$$\dot{\tilde{\psi}} = -(\mathbf{I} + \beta \mathbf{K}_\psi \mathbf{K}_i^{-1}) [\mathbf{B}_N(\omega) \tilde{\psi} + \Delta \alpha (\psi - L_m \mathbf{i})]. \quad (17)$$

Невозмущенная система (17) при $(\psi - L_m \mathbf{i}) = 0$ является глобально экспоненциально асимптотически устойчивой, что достигается соответствующим выбором матрицы \mathbf{K}_ψ . Следовательно, при условии ограниченности возмущения $(\psi - L_m \mathbf{i})$ решение (17) будет ограниченным. Отметим, что при $(\psi - L_m \mathbf{i}) = 0$ – момент асинхронного двигателя $\mathbf{M} = \mu_1 \mathbf{i}^T \mathbf{J} \psi \equiv 0$, где $\mu_1 = \frac{3L_m}{2L_2}$; $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$. Из физики работы АД известно, что активное сопротивление ротора не влияет на процессы в машине при отсутствии электромагнитного момента, а также при постоянном значении модуля вектора потокосцепления ротора, поскольку в этих режимах ток ротора нулевой.

Из уравнений (16), (17) следует важный вывод: использование метода эквивалентного управления не гарантирует инвариантность НСР к параметрическим возмущениям.

Замечание. Аналогично может быть показано, что в случае, когда вместо параметрического возмущения $\Delta R_2 \neq 0$ в (14) присутствует координатное возмущение, определяемое ошибками измерения тока и напряжения, то эквивалентное управление также будет содержать это возмущение.

Исследование робастности типовых наблюдателей со скользким режимом по отношению к вариациям активного сопротивления ротора в зависимости от угловой скорости ротора АД выполнено методом математического моделирования. В качестве алгоритма управления выбран алгоритм прямого векторного управления с наблюдателем полного порядка [10], который обеспечивает глобальную экспоненциальную отработку заданных траекторий потокосцепления и момента АД. При исследовании вариация параметров вводилась только в уравнения наблюдателей, при этом для алгоритма управления параметры АД являются постоянными и известными. Таким образом, исследуемые наблюдатели являются автономными объектами, которые не влияют на процессы управления АД. Исследование выполнялось для двигателя мощностью 0,75 кВт со следующими параметрами: число пар полюсов $p_n = 1$; номинальный момент $M_n = 2,5$ Нм; $R_1 = 11$ Ом; $R_2 = 5,6$ Ом; $L_1 = L_2 = 0,95$ Гн; $L_m = 0,91$ Гн; момент инерции $J = 0,004$ кг·м².

В процессе теста алгоритм векторного управления осуществляет регулирование момента двигателя при постоянной скорости. При этом выполняется следующая последовательность операций управления: на интервале времени 0–0,3 с машина возбуждается, траектория магнитного потока начинается с $\psi^*(0) = 0,02$ Вб и достигает номинального значения 0,94 Вб с первой и второй производными, равными 3,52 Вб/с и 50 Вб/с² соответственно; начиная с момента времени $t = 0,5$ с от ненагруженного АД требуется отработать заданную траекторию момента, которая имеет нулевое начальное значение и достигает 2,5 Нм, что соответствует номинальному значению с первой производной, равной 250 Нм/с.

В качестве критериев оценки робастности исследуемых наблюдателей используется модуль ошибок оценивания потока АД

$$e_\psi = \sqrt{\tilde{\psi}_a^2 + \tilde{\psi}_b^2} \quad (18)$$

и ошибка оценивания модуля потока

$$|\tilde{\psi}| = \sqrt{\psi_a^2 + \psi_b^2} - \sqrt{\hat{\psi}_a^2 + \hat{\psi}_b^2}. \quad (19)$$

Вариация активного сопротивления ротора задается в виде $\bar{\alpha} = \hat{R}_2 / R_{2N}$, где \hat{R}_2 – значение сопротивления ротора, которое используется в наблюдателях.

В работе рассматриваются восемь наблюдателей со следующей нумерацией: наблюдатели полного порядка со скользким режимом 1 [3], 2 [4], 3 [5], 4 [6], 5 [7], 6 – наблюдатель полного порядка со скользким режимом и с адаптивными корректирующими связями [8], а также 7 – наблюдатель пониженного порядка [2] и 8 – разомкнутый наблюдатель пониженного порядка [2]. Наблюдатели 7 и 8 в силу своей общеизвестности выбраны в качестве базовых для сравнения.

На рис. 1 представлены зависимости ошибок оценивания от угловой скорости при номинальном значении заданного момента $M^* = 2,5$ Нм, для $\bar{\alpha} = 0,5$ и $\bar{\alpha} = 2$ с начальными условиями

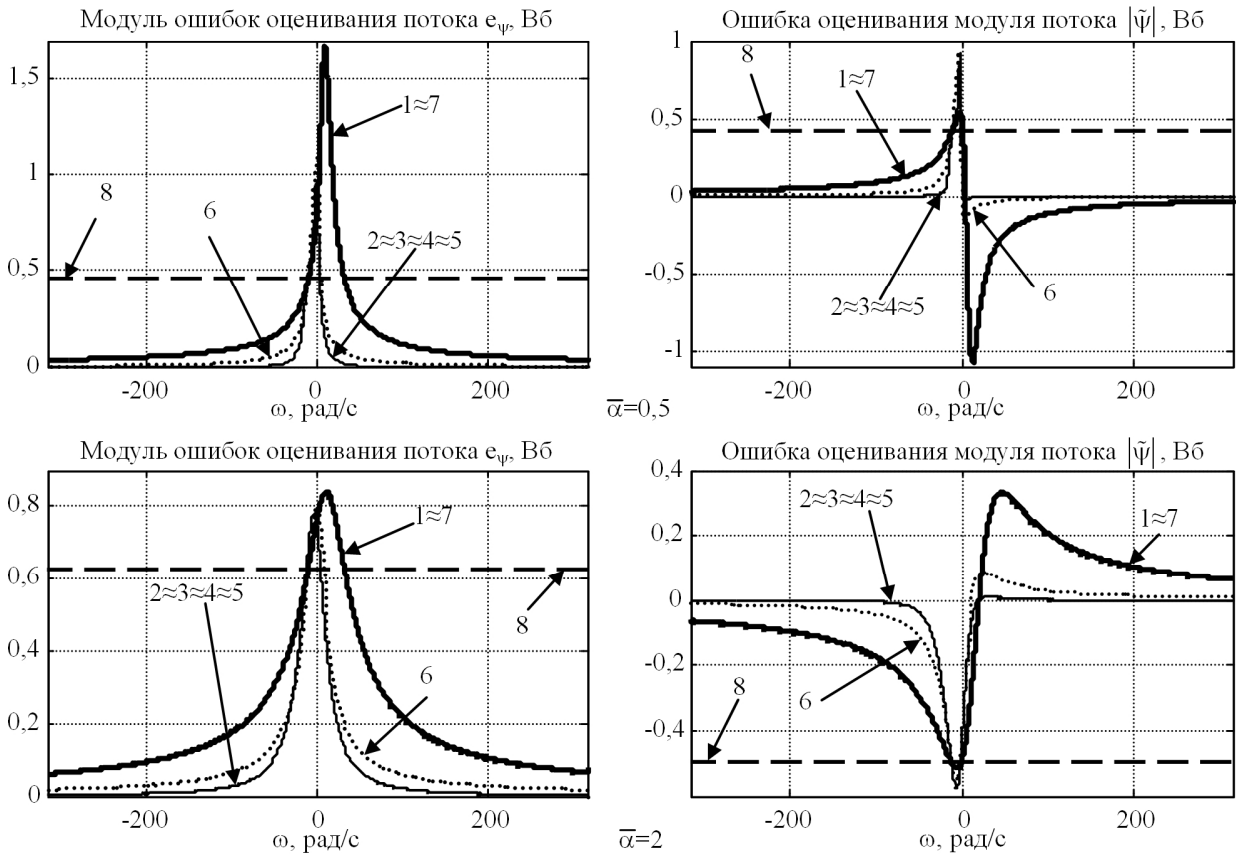


Рисунок 1 – Ошибки оценивания при $\bar{\alpha} = 0,5$ и $\bar{\alpha} = 2$

$\hat{\psi}_a(0) = \hat{\psi}_b(0) = 0$. Наблюдатели 1–7 настроены таким образом, что ошибки $\tilde{\psi}_a, \tilde{\psi}_b$ и модуль вектора ошибок e_ψ затухают в нуль с постоянной времени, равной $\tau = 0,5\alpha^{-1} = 0,5T_R$, $T_R = 1/\alpha$ – постоянная времени роторной цепи АД, т.е. в два раза быстрее, чем у наблюдателя 8.

Как следует из графиков для ошибок (рис. 1), наблюдатели 1–7 формируют колоколообразные характеристики модуля ошибок оценивания потока, что объясняется ослаблением корректирующих связей с уменьшением скорости. Максимумы характеристик наблюдателей 1 и 7 смещены в область двигательного режима. Наблюдатели 2–5 формируют практически одинаковые характеристики. Максимумы характеристик наблюдателей 2–6 несколько смещены в область генераторного режима. При этом на нулевой скорости наблюдатели 1–5 и 7 оценивают поток с одинаковой ошибкой. Характеристики разомкнутого наблюдателя 8 не зависят от скорости.

В ходе моделирования было установлено, что величины ошибок оценивания в значительной степени зависят от постоянной времени τ и с ее увеличением снижаются. В наибольшей степени это сказывается в диапазоне скоростей, близких к нулевой, когда действие зависимостей от скорости корректирующих сигналов исключается. На рис. 2 показаны зависимости ошибок оценивания потокосцепления при изменении $\bar{\alpha} \in (0,5 - 2,0)$ и при $M^* = 2,5$ Нм для двух значений постоянной времени $\tau = 0,5T_R$ и $\tau = 2T_R$.

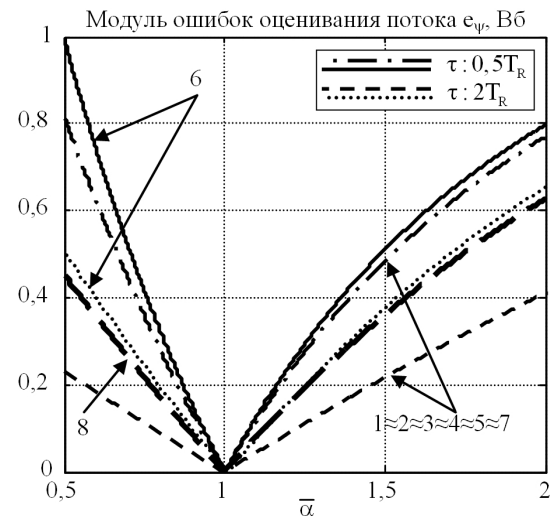


Рисунок 2 – Ошибки оценивания при $\omega = 0$

ВЫВОДЫ. Разработан обобщенный метод синтеза семейства наблюдателей вектора потокосцепления АД, работающих в скользящем режиме, который основан на втором методе Ляпунова и методе эквивалентного управления. Согласно предложенному методу, синтез проводится в два этапа: на первом – путем организации скользящего режима, условия возникновения которого определяются по второму методу Ляпунова, формируется эквивалентное управление для получения информации об ошибках оценивания вектора потокосцепления ротора; на втором – выбором корректирующей матрицы подсистемы оценивания вектора потокосцепле-

ния обеспечивается глобальная экспоненциальная асимптотическая устойчивость подсистемы, задается ее динамика и робастность к параметрическим возмущениям.

Аналитическое исследование робастности позволяет сделать важный вывод о том, что обобщенная структура наблюдателей со скользящим режимом, использующая эквивалентное управление, не гарантирует инвариантность к параметрическим и координатным возмущениям. Методом математического моделирования показано, что рассмотренные наблюдатели в целом имеют схожие свойства робастности в отношении вариаций активного сопротивления ротора и подобны имеющим место в системах с типовыми наблюдателями полного порядка.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пересада С.М. Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор // Вестник Донецкого государственного технического университета, серия: "Электротехника и энергетика". – 1999. – № 4 – С. 1–23.
2. Verghese G. C., Sanders S. R. Observers for flux estimation in induction machines // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 1988. – Iss. 35 (1). – PP. 85–94.
3. Utkin V., Guldner J., Shi J. *Sliding mode control in electro-mechanical systems, second edition*. – CRC Press, Taylor and Francis Group. – 2009. – 485 p.
4. Chekireb H., Tadjine M., Djemaï M. On a class of manifolds for sliding mode control and observation of induction motor // *Nonlinear Dynamics and Systems Theory*. – 2008. – Iss. 8 (1). – PP. 21–34.
5. Benchaib A., Rachid A., Audrezet E., Tadjine M. Real-time sliding-mode observer and control of an induction motor // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 1999. – Iss. 46 (1). – PP. 128–138.
6. Larsen N. E. P. Second-order sliding mode control of an induction motor [Master's thesis] // Technical university of Denmark. – 2009. – 85 p.
7. Benchaib A., Edwards C. Nonlinear sliding mode control of an induction motor // *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*. – 2000. – Iss. 14 (2, 3). – PP. 201–221.
8. Lin S.-K., Fang C.-H. Sliding-mode linearization torque control of an induction motor // *Asian Journal of Control*. – 2004. – Iss. 6 (3). – PP. 376–387.
9. Marino R., Peresada S., Tomei P. Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance // *IEEE Transactions On Automatic Control*. – 1999. – Iss. 44 (5). – PP. 967–983.
10. Пересада С.М., Ковбаса С.Н. Обобщенный алгоритм прямого векторного управления асинхронным двигателем // *Технічна електродинаміка*. – 2002. – № 4. – С. 17–22.

SYNTHESIS METHOD AND ROBUSTNESS OF SLIDING MODE OBSERVERS OF INDUCTION MOTOR'S FLUX

S. Peresada, V. Trandafilov

National Technical University of Ukraine «Kiev Polytechnic Institute»

prosp. Pobedy, 37, Kiev, 03056, Ukraine. E-mail: trandafilov_vn@mail.ru

The synthesis method of generalized observer of rotor flux vector of induction motor that generates a family of sliding mode observers is presented. The synthesis procedure is based on Lyapunov's second method and the equivalent control method. The analytic research of robustness of observers to variations of rotor resistance of induction motor is performed based on their generic structure. A comparative robustness analysis of the generic flux sliding mode observers is given.

Key words: induction motor, flux observer, sliding mode, robustness.

REFERENCES

1. Peresada S. M. Vector control in induction electric drives: an overview // *Bulletin of the Donetsk State Technical University, Series "Electrical and Power Engineering"*. – 1999. – № 4 – PP. 1–23 [in Russian]
2. Verghese G. C., Sanders S. R. Observers for flux estimation in induction machines // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 1988. – Iss. 35 (1). – PP. 85–94.
3. Utkin V., Guldner J., Shi J. *Sliding mode control in electro-mechanical systems, second edition*. – CRC Press, Taylor and Francis Group. – 2009. – 485 p.
4. Chekireb H., Tadjine M., Djemaï M. On a class of manifolds for sliding mode control and observation of induction motor // *Nonlinear Dynamics and Systems Theory*. – 2008. – Iss. 8 (1). – PP. 21–34.
5. Benchaib A., Rachid A., Audrezet E., Tadjine M. Real-time sliding-mode observer and control of an induction motor // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 1999. – Iss. 46 (1). – PP. 128–138.
6. Larsen N. E. P. Second-order sliding mode control of an induction motor [Master's thesis] // *Technical university of Denmark*. – 2009. – 85 p.
7. Benchaib A., Edwards C. Nonlinear sliding mode control of an induction motor // *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*. – 2000. – Iss. 14 (2, 3). – PP. 201–221.
8. Lin S.-K., Fang C.-H. Sliding-mode linearization torque control of an induction motor // *Asian Journal of Control*. – 2004. – Iss. 6 (3). – PP. 376–387.
9. Marino R., Peresada S., Tomei P. Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance // *IEEE Transactions On Automatic Control*. – 1999. – Iss. 44 (5). – PP. 967–983.
10. Peresada S.M., Kovbasa S.N. Generalized algorithm of direct vector control of induction motor // *Tekhnichna elektrodynamika*. – 2002. – № 4. – PP. 17–22. [in Russian]

Стаття надійшла 17.07.2012.

Рекомендовано до друку
к.т.н., доц. Кореньковою Т.В.