

ОБЩЕТЕОРЕТИЧЕСКОЕ РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ НАБЛЮДЕНИЯ ВЕКТОРА ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ РОТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СКОЛЬЗЯЩИХ РЕЖИМОВ

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

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

e-mail: trandafilov_vn@mail.ru

Предложен метод синтеза семейства наблюдателей потокосцепления ротора асинхронного двигателя со скользящим режимом, который основывается на втором методе Ляпунова и методе эквивалентного управления. В соответствии с предложенным методом процедура синтеза включает два этапа: на первом – за счет организации скользящего режима формируется эквивалентное управление, несущее информацию об ошибках оценивания вектора потокосцепления ротора; на втором – выбором соответствующей матрицы формируется заданное динамическое поведение подсистемы оценивания вектора потокосцепления ротора. Приведен пример синтеза наблюдателя с использованием предложенного метода. Работоспособность синтезированного наблюдателя подтверждена математическим моделированием. Библ. 9, рис. 2.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, наблюдатель потокосцепления ротора, скользящий режим, метод эквивалентного управления.

Введение. Векторноуправляемые асинхронные двигатели (АД), обеспечивающие высокие показатели качества регулирования в статике и динамике, являются одними из наиболее распространенных электромеханических систем. Поскольку на практике измерение потокосцепления ротора затруднительно, то системы управления строятся с использованием одного из двух концептуальных подходов: косвенного или прямого векторного управления [1]. В последнем случае используют асимптотические нелинейные наблюдатели, которые на основе информации об измеряемых переменных оценивают компоненты вектора потокосцепления ротора.

В литературе представлено большое количество различных типов наблюдателей вектора потокосцепления ротора [9]. Отдельный класс представляют наблюдатели [2–8], работающие в скользящем режиме (англ. – sliding mode observers), которые так же называют наблюдателями с переменной структурой (англ. – variable structure observers).

Интерес к системам с разрывными управлениями, которые работают в скользящем режиме, определяется свойствами, возникающими при движении на поверхностях разрыва. Наиболее важными из них являются: понижение порядка системы, повышенные свойства робастности, а в некоторых структурах – инвариантность по отношению к параметрическим и координатным возмущениям.

Наблюдатель, предложенный в [8], является наиболее простым с точки зрения синтеза. В [7] предложен наблюдатель, который в отличие от [2–6, 8] имеет адаптивные корректирующие коэффициенты, что приводит к уменьшению эффекта дребезжания. Наблюдатель, представленный в [6], способен в условиях неточности вычисления скорости двигателя безошибочно оценивать пространственное положение вектора потокосцепления ротора, допуская при этом наличие ошибок в оценке его амплитуды.

Несмотря на значительный объем исследований и большое количество публикаций, посвященных построению наблюдателей вектора потокосцепления ротора АД, работающих в скользящих режимах, определенного общепризнанного подхода к их синтезу не предложено.

Независимо от различий в структурах наблюдателей потокосцепления АД все они основаны на методе эквивалентного управления [8], использование которого позволяет создать обобщенный теоретический подход к их синтезу. Первая попытка синтеза обобщенного наблюдателя потокосцепления ротора представлена в [5], однако подход авторов охватывает лишь незначительную часть наблюдателей, эквивалентные уравнения динамики которых в замкнутом состоянии являются линейными и стационарными.

Целью данной работы является разработка обобщенного метода синтеза наблюдателей потокосцепления АД полного порядка со скользящим режимом, который позволил бы синтезировать семейство наблюдателей с возможностью выбора решения с повышенными динамическими свойствами и свойствами робастности к параметрическим возмущениям.

Обобщенная постановка проблемы оценивания вектора потокосцепления АД. Стандартная двухфазная математическая модель АД в стационарной системе координат (a-b) имеет вид [1]

$$\dot{\omega} = J^{-1}(M - M_c), \quad M = \mu_1 \mathbf{i}^T \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}, \quad (1)$$

$$\dot{\mathbf{i}} = -\gamma \mathbf{i} + \mathbf{A}(\omega) \boldsymbol{\psi} + \sigma^{-1} \mathbf{u} \quad \dot{\boldsymbol{\psi}} = -\mathbf{B}(\omega) \boldsymbol{\psi} + \alpha L_m \mathbf{i}, \quad (2,3)$$

где M – электромагнитный момент двигателя, ω – угловая скорость ротора, M_c – момент нагрузки, $\mathbf{i} = (i_a, i_b)^T$ – вектор тока статора, $\boldsymbol{\psi} = (\psi_a, \psi_b)^T$ – вектор потокосцепления ротора, $\mathbf{u} = (u_a, u_b)^T$ – вектор управляющего напряжения статора, J – полный момент инерции, L_m – индуктивность намагничивающего контура, $\mathbf{A}(\omega) = \begin{bmatrix} \alpha\beta & \beta\omega \\ -\beta\omega & \alpha\beta \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}(\omega) = \begin{bmatrix} \alpha & \omega \\ -\omega & \alpha \end{bmatrix}$, $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$. Положительные константы в (1)–(3), связанные с электрическими и механическими параметрами АД, определены следующим образом:

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2}; \quad \beta = \frac{L_m}{\sigma L_2}; \quad \gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha\beta L_m; \quad \sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right); \quad \mu_1 = \frac{3 L_m}{2 L_2},$$

где R_1, R_2, L_1, L_2 – активные сопротивления и индуктивности статора и ротора соответственно. Без потери общности в (1)–(3) 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

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} = (\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, \tilde{\psi}_a, \tilde{\psi}_b)^T. \quad (4)$$

Допустим, что напряжения статора (u_a, u_b), токи статора (i_a, i_b) и угловая скорость ω являются ограниченными известными функциями, а электрические параметры ($\alpha, \beta, \gamma, \sigma$) известны и постоянны. При выполнении этих допущений необходимо синтезировать наблюдатель, который бы формировал оценки компонент вектора потокосцепления ротора ($\hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b$), асимптотически оценивающие реальные (ψ_a, ψ_b) так, что

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_a, \tilde{\psi}_b) = 0. \quad (5)$$

Синтез обобщенного наблюдателя полного порядка со скользящим режимом осуществляется на основе уравнений электрической части модели АД (2) и (3)

$$\dot{\hat{\mathbf{i}}} = -\gamma \hat{\mathbf{i}} + \mathbf{A}(\omega) \hat{\boldsymbol{\psi}} + \sigma^{-1} \mathbf{u} + \mathbf{K}_i \mathbf{I}_S, \quad \dot{\hat{\boldsymbol{\psi}}} = -\mathbf{B}(\omega) \hat{\boldsymbol{\psi}} + \alpha L_m \hat{\mathbf{i}} + \mathbf{K}_\psi \mathbf{I}_S, \quad (6,7)$$

где $\hat{\mathbf{i}} = (\hat{i}_a, \hat{i}_b)^T$ – оценка вектора статорного тока, $\hat{\boldsymbol{\psi}} = (\hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b)^T$ – оценка вектора потокосцепления ротора, $\mathbf{K}_i = \begin{bmatrix} k_{i1} & k_{i2} \\ k_{i3} & k_{i4} \end{bmatrix}$ и $\mathbf{K}_\psi = \begin{bmatrix} k_{\psi1} & k_{\psi2} \\ k_{\psi3} & k_{\psi4} \end{bmatrix}$ – матрицы корректирующих связей, $\mathbf{I}_S = (\text{sign}[S_a], \text{sign}[S_b])^T$ – 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 $S_b = f_b(\tilde{i}_a, \tilde{i}_b)$.

Уравнения динамики векторов ошибок оценивания статорного тока и потокосцепления ротора из (2), (3) и (6), (7) имеют вид

$$\dot{\tilde{\mathbf{i}}} = -\gamma \tilde{\mathbf{i}} + \mathbf{A}(\omega) \tilde{\boldsymbol{\psi}} - \mathbf{K}_i \mathbf{I}_S, \quad \dot{\tilde{\boldsymbol{\psi}}} = -\mathbf{B}(\omega) \tilde{\boldsymbol{\psi}} - \mathbf{K}_\psi \mathbf{I}_S, \quad (8,9)$$

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 скользящего режима обеспечивается асимптотическая устойчивость на поверхностях разрыва $S_a = 0$ и $S_b = 0$ с $\tilde{\mathbf{i}} \equiv \dot{\tilde{\mathbf{i}}} \equiv 0$. Для этого, согласно второму методу Ляпунова, выбираются соответствующие функции f_a, f_b и конфигурация матрицы \mathbf{K}_i . Рассмотрим функцию Ляпунова следующего вида:

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \mathbf{S}^T \dot{\mathbf{S}} > 0, \quad (10)$$

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

$$\dot{V} = \dot{\mathbf{S}}^T \mathbf{S} < 0, \quad (11)$$

где $\mathbf{S} = (S_a, S_b)^T$.

Из (10) и (11) следует, что во время движения системы (8) на многообразии $S_a = 0$ и $S_b = 0$ гарантируется выполнение условия $\dot{\tilde{\mathbf{i}}} \equiv \dot{\tilde{\mathbf{i}}} = 0$, что дает возможность из (8), согласно методу эквивалентного управления [8], извлечь эквивалентный вектору \mathbf{I}_S вектор

$$\mathbf{I}_{S,eq} = \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{A}(\omega) \tilde{\boldsymbol{\psi}}. \quad (12)$$

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 (12), несущего информацию об ошибках оценивания вектора потокосцепления ротора.

На втором шаге с использованием эквивалентного управления (12) формируется динамическое поведение подсистемы оценивания потокосцепления, заданной (9).

Подставляя в уравнение (9) вместо вектора \mathbf{I}_S эквивалентный ему вектор (12), получаем следующее уравнение динамики вектора ошибок оценивания потокосцеплений ротора:

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{\psi}}} = -\mathbf{B}(\omega) \tilde{\boldsymbol{\psi}} - \mathbf{K}_\psi \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{A}(\omega) \tilde{\boldsymbol{\psi}}. \quad (13)$$

Задача синтеза состоит в нахождении для линейной неавтономной системы (13) такой матрицы

$$\mathbf{B}_d(\omega) = -\mathbf{B}(\omega) - \mathbf{K}_\psi \mathbf{K}_i^{-1} \mathbf{A}(\omega), \quad (14)$$

которая бы гарантировала замкнутой системе

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{\psi}}} = \mathbf{B}_d(\omega) \tilde{\boldsymbol{\psi}} \quad (15)$$

желаемые динамические свойства и робастность в отношении параметрических возмущений.

Для определения матрицы $\mathbf{B}_d(\omega)$, которая посредством множества матриц \mathbf{K}_i и \mathbf{K}_ψ задает семейство наблюдателей, необходимо чтобы она удовлетворяла решениям матричного уравнения Ляпунова

$$\mathbf{B}_d^T(\omega) \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{B}_d(\omega) = -\mathbf{Q} \quad (16)$$

при $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T > 0$, $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T > 0$, что гарантирует глобальную экспоненциальную устойчивость положения равновесия $\tilde{\boldsymbol{\psi}} = 0$.

Структура (15) дает свободу для определения матрицы $\mathbf{B}_d(\omega)$ с целью получения не только условий устойчивости, но и скорости сходимости вектора ошибок оценивания $\tilde{\boldsymbol{\psi}}$, а также робастности по отношению к параметрическим возмущениям. Это достигается путем выбора различных конфигураций матриц \mathbf{P} и \mathbf{Q} в уравнении (16).

Матрицы \mathbf{K}_i и \mathbf{K}_ψ , задающие динамическое поведение и свойства робастности семейства наблюдателей, рассчитываются из выражения

$$\mathbf{K}_\psi \mathbf{K}_i^{-1} = -[\mathbf{B}_d(\omega) + \mathbf{B}(\omega)] \mathbf{A}^{-1}(\omega). \quad (17)$$

Пример синтеза наблюдателя. *Рекомендации по выбору поверхности скольжения.* В большинстве случаев поверхности скольжения S_a и S_b выбираются вида $S_a = \tilde{i}_a$ и $S_b = \tilde{i}_b$, например, как в работах [2, 5–8]. Однако могут быть выбраны и более сложные варианты поверхностей скольжения S_a и S_b , представленные в [3], где предложен вариант $\mathbf{S} = \mathbf{A}^{-1}(\omega) \tilde{\mathbf{i}}$ или в [4], где поверхности скольжения предлагается выбирать из условий

$$\frac{\partial f_a(\tilde{i}_a)}{\partial \tilde{i}_a} > 0 \quad \text{и} \quad \frac{\partial f_b(\tilde{i}_b)}{\partial \tilde{i}_b} > 0 \quad (18)$$

для обеспечения (11).

Рекомендации по выбору конфигурации матрицы \mathbf{K}_i . Для большинства случаев матрица \mathbf{K}_i выбирается диагональной ([2, 4–8]) с постоянными коэффициентами, величина которых определяется из условия (11), однако могут быть варианты с $k_{ij} \neq 0$, $j \in \{2, 3\}$ ([3]).

Примем поверхности скольжения следующим образом $S_a = \tilde{i}_a$ и $S_b = \tilde{i}_b$, а конфигурацию матрицы корректирующих связей уравнения (6) выберем диагональной

$$\mathbf{K}_i = \begin{bmatrix} \rho_a & 0 \\ 0 & \rho_b \end{bmatrix}, \quad \rho_a, \rho_b > 0. \quad (19)$$

Уравнения динамики ошибок оценивания компонент вектора тока статора (8) с учетом (19) запишутся

$$\dot{\tilde{i}}_a = -\gamma \tilde{i}_a + \alpha \beta \tilde{\psi}_a + \beta \omega \tilde{\psi}_b - \rho_a \text{sign}(\tilde{i}_a), \quad \dot{\tilde{i}}_b = -\gamma \tilde{i}_b + \alpha \beta \tilde{\psi}_b - \beta \omega \tilde{\psi}_a - \rho_b \text{sign}(\tilde{i}_b). \quad (20)$$

Для обеспечения асимптотической устойчивости принятых поверхностей скольжения S_a и S_b выполним выбор констант ρ_a, ρ_b согласно второму методу Ляпунова. Для этого введем в рассмотрение следующую функцию Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2} (S_a^2 + S_b^2) > 0, \quad (21)$$

производная по времени от которой, учитывая (20), имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S_a \dot{S}_a + S_b \dot{S}_b = \tilde{i}_a \left(-\gamma \tilde{i}_a + \alpha \beta \tilde{\psi}_a + \beta \omega \tilde{\psi}_b - \rho_a \text{sign}(\tilde{i}_a) \right) + \tilde{i}_b \left(-\gamma \tilde{i}_b + \alpha \beta \tilde{\psi}_b - \beta \omega \tilde{\psi}_a - \rho_b \text{sign}(\tilde{i}_b) \right) = \\ &= -\gamma (\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2) - |\tilde{i}_a| \left(\rho_a - x_a \text{sign}(\tilde{i}_a) \right) - |\tilde{i}_b| \left(\rho_b - x_b \text{sign}(\tilde{i}_b) \right), \end{aligned} \quad (22)$$

где обозначено $x_a = \alpha \beta \tilde{\psi}_a + \beta \omega \tilde{\psi}_b$, $x_b = \alpha \beta \tilde{\psi}_b - \beta \omega \tilde{\psi}_a$.

Из (22) видно, что $\dot{V} < 0$ будет в случае, когда

$$\rho_a > |x_a|, \quad \rho_b > |x_b|. \quad (23)$$

Выполнение условия (23) сводит ошибки оценивания токов в нуль за конечное время, т.е. система (20) движется на многообразии $S_a = 0$ и $S_b = 0$ с $\tilde{i}_a \equiv \dot{\tilde{i}}_a \equiv 0$ и $\tilde{i}_b \equiv \dot{\tilde{i}}_b \equiv 0$.

Примем матрицу, определяющую желаемое уравнение динамики ошибок оценивания компонент вектора потокосцепления ротора, следующего вида:

$$\mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} -(\alpha + \delta) & 0 \\ 0 & -(\alpha + \delta) \end{bmatrix}, \quad \delta > 0. \quad (24)$$

Тогда, согласно (17), матрица корректирующих связей уравнения (7) будет иметь вид

$$\mathbf{K}_\psi = \frac{-1}{\beta(\alpha^2 + \omega^2)} \begin{bmatrix} (\omega^2 - \delta_1 \alpha) \rho_a & \omega(\alpha + \delta_1) \rho_b \\ -\omega(\alpha + \delta_2) \rho_a & (\omega^2 - \delta_2 \alpha) \rho_b \end{bmatrix}. \quad (25)$$

Структура наблюдателя (6), (7) с корректирующими матрицами (19), (25) соответствует наблюдателю, представленному в [2].

Экспоненциальное решение (15) при (24) устанавливает следующие зависимости:

$$\tilde{\psi}_a(t) = \tilde{\psi}_a(0) e^{-(\alpha + \delta)t}, \quad \tilde{\psi}_b(t) = \tilde{\psi}_b(0) e^{-(\alpha + \delta)t}, \quad (26)$$

$$\|e_\psi(t)\| \leq \|e_\psi(0)\| e^{-(\alpha + \delta)t}, \quad e_\psi = \sqrt{\tilde{\psi}_a^2 + \tilde{\psi}_b^2}, \quad (27)$$

т.е. модуль вектора ошибок оценивания e_ψ экспоненциально затухает со скоростью, равной $(\alpha + \delta)$.

Если $\tilde{\psi}_a(0) = \tilde{\psi}_b(0) = 0$, то $\tilde{\psi}_a(t) = \tilde{\psi}_b(t) \equiv 0 \forall t \geq 0$, т.е. при отсутствии начальных условий и известных параметрах АД оценивание вектора потокосцепления ротора при помощи синтезированного наблюдателя осуществляется без ошибок.

Исследование динамических режимов наблюдателя при его автономной работе выполнено математическим моделированием. Моделирование при отработке начальных условий $\psi_a(0) = 0,1$ Вб, $\psi_b(0) = 0$, $\hat{\psi}_a(0) = \hat{\psi}_b(0) = 0$, $\hat{i}_a(0) = \hat{i}_b(0) = 0$ выполнено для АД 4АО80В2 мощностью 0,75 кВт со

следующими параметрами: номинальная угловая скорость $\omega_n = 299,35$ рад/с, 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, $J = 0,0042$ кг·м². В условиях моделирующего теста осуществляется прямой пуск ненагруженного двигателя с нулевой угловой скорости с дальнейшим (в момент времени $t = 0,5$ с) скачкообразным нагружением номинальным моментом. Графики переходных процессов прямого пуска АД показаны на рис. 1. Полученные графики показывают, что за 0,4 с ненагруженный двигатель разгоняется до скорости идеального холостого хода $\omega_{xx} = 314$ рад/с, на которой продолжает работать вплоть до момента приложения номинальной нагрузки, после чего скорость уменьшается до номинального значения ω_n . На рис. 1 также представлены графики переходных процессов модуля вектора тока статора и вектора потокосцепления ротора, рассчитанные как $I = \sqrt{i_a^2 + i_b^2}$ и $|\Psi| = \sqrt{\Psi_a^2 + \Psi_b^2}$.

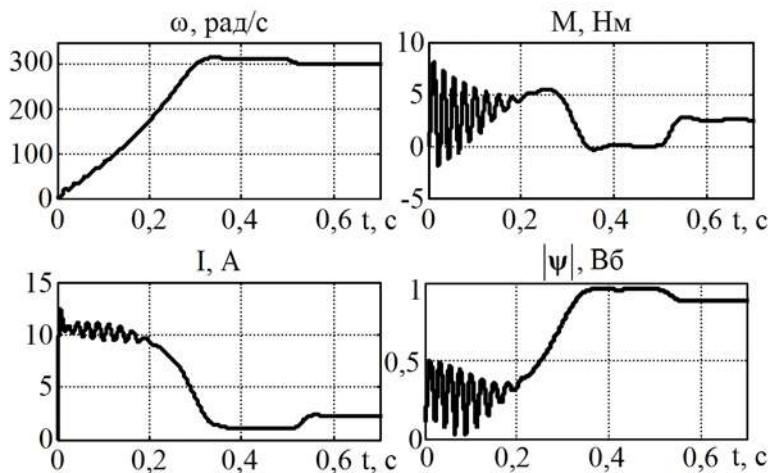


Рис. 1

равной $\tau = 0,5\alpha^{-1} = 0,5T_R$ ($T_R = 1/\alpha$ – постоянная времени роторной цепи АД), а во втором случае – с постоянной времени $\tau = 0,1T_R$.

Заключение. Предложенный метод позволяет синтезировать семейство наблюдателей вектора потокосцепления ротора АД полного порядка со скользящим режимом, среди которых могут быть выбраны решения с желаемыми динамическими свойствами, а также решения, которые потенциально могут обладать робастностью в отношении параметрических возмущений. Синтез наблюдателя согласно предложенному методу проводится в два этапа: на первом – для получения информации об ошибках оценивания вектора потокосцепления ротора формируется эквивалентное управление путем организации скользящего режима, условия возникновения которого определяются по второму методу Ляпунова; на втором – формируется заданная динамика подсистемы оценивания вектора потокосцепления ротора за счет выбора корректирующей матрицы этой подсистемы. Представленные рекомендации по выбору поверхностей разрыва и конфигурации корректирующей матрицы подсистемы оценивания вектора тока статора, а также выражение для расчета корректирующей матрицы подсистемы оценивания вектора потокосцепления ротора упрощают процедуру синтеза наблюдателя.

на рис. 2 показаны графики переходных процессов модуля вектора ошибок оценивания потокосцепления ротора для двух вариантов настройки синтезированного наблюдателя при $\rho_a = \rho_b = 500$: 1 – $\delta = \alpha$, 2 – $\delta = 9\alpha$ соответственно. В первом случае e_Ψ затухает в нуль с постоянной времени,

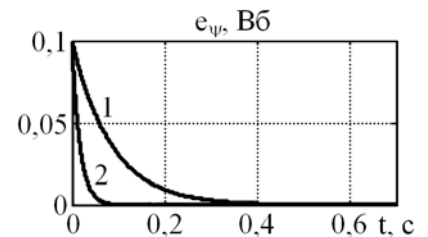


Рис. 2

1. Пересада С.М. Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор // Вестник Донецкого госуд. техн. университета, серия “Электротехника и энергетика”. – 1999. – №4 – С. 1–23.
2. Benchaib A., Edwards C. Nonlinear sliding mode control of an induction motor // International Journal of Adaptive Control and Signal Processing. – 2000. – Vol. 14 (2–3). – Pp. 201–221.
3. 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. – Vol. 46 (1). – Pp. 128–138.
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. – Vol. 8 (1). – Pp. 21–34.
5. Chen F., Dunnigan M.W. A new non-linear sliding-mode torque and flux control method for an induction machine incorporating a sliding-mode flux observer // International Journal of Robust and Nonlinear Control. – 2004. – Vol. 14 (5). – Pp. 463–486.

6. Comanescu M. Design and analysis of a sensorless sliding mode flux observer for induction motor drives // Proc. Annual Conf. of the IEEE International Electric Machines & Drives Conference. – Niagara Falls. – 2011. – Pp. 569–574.
7. Lin S.-K., Fang C.-H. Sliding-mode linearization torque control of an induction motor // Asian Journal of Control. – 2004. – Vol. 6 (3). – Pp. 376–387.
8. Utkin V., Guldner J., Shi J. Sliding mode control in electromechanical systems. – London: CRC Press, Taylor and Francis Group, 1999. – 325 p.
9. Verghese G.C., Sanders S.R. Observers for flux estimation in induction machines // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1988. – Vol. 35 (1). – Pp. 85–94.

УДК 681.5:62-83

ЗАГАЛЬНОТЕОРЕТИЧНЕ РІШЕННЯ ЗАДАЧІ СПОСТЕРЕЖЕННЯ ВЕКТОРА ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ РОТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З ВИКОРИСТАННЯМ КОВЗНИХ РЕЖИМІВ

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

**Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.**

e-mail: trandafilov_vn@mail.ru

Запропоновано метод синтезу сімейства спостерігачів потокозчеплення ротора асинхронного двигуна з ковзним режимом, який ґрунтується на другому методі Ляпунова та методі еквівалентного керування. У відповідності до запропонованого методу процедура синтезу включає два етапи: на першому – за рахунок організації ковзного режиму формується еквівалентне керування, що несе інформацію про похибки оцінювання вектору потокозчеплення ротора; на другому – вибором відповідної матриці формується задана динамічна поведінка підсистеми оцінювання вектора потокозчеплення ротора. Наведено приклад синтезу спостерігача з використанням запропонованого методу. Працездатність синтезованого спостерігача підтверджено математичним моделюванням. Бібл. 9, рис. 2.

Ключові слова: асинхронний двигун, спостерігач потокозчеплення ротора, ковзний режим, метод еквівалентного керування.

GENERAL-THEORETICAL SOLUTION OF OBSERVATION PROBLEM OF ROTOR FLUX VECTOR OF INDUCTION MOTOR USING SLIDING MODES

S.M.Peresada, V.N.Trandafilov

**National Technical University of Ukraine «Kiev Polytechnic Institute»,
pr. Peremohy, 37, Kyiv-56, 03056, Ukraine.**

e-mail: trandafilov_vn@mail.ru

An approach to the synthesis of family of sliding mode observers of induction motor rotor flux based on Lyapunov's second method and the equivalent control method is proposed. In accordance with proposed approach the procedure of synthesis consists of two stages: on the first – forming equivalent control, which carry information about estimation errors of rotor flux vector, by the organization of sliding mode; on the second – forming required dynamics of estimation subsystem of rotor flux vector choosing corresponding matrix. An example of observer synthesis using proposed approach is demonstrated. An availability of synthesized observer is verified by mathematical simulation. References 9, figures 2.

Key words: induction motor, rotor flux observer, sliding mode, equivalent control method.

1. Peresada S.M. Vector control in induction electric drives: an overview // Vestnik Donetskogo Gosudarstvennogo Tekhnicheskogo Universiteta, seriia “Elektrotekhnika i energetika”. – 1999. – №4. – Pp. 1–23. (Rus)
2. Benchaib A., Edwards C. Nonlinear sliding mode control of an induction motor // International Journal of Adaptive Control and Signal Processing. – 2000. – Vol. 14 (2–3). – Pp. 201–221.
3. 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. – Vol. 46 (1). – Pp. 128–138.
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. – Vol. 8 (1). – Pp. 21–34.
5. Chen F., Dunnigan M.W. A new non-linear sliding-mode torque and flux control method for an induction machine incorporating a sliding-mode flux observer // International Journal of Robust and Nonlinear Control. – 2004. – Vol. 14 (5). – Pp. 463–486.
6. Comanescu M. Design and analysis of a sensorless sliding mode flux observer for induction motor drives // Proc. Annual Conf. of the IEEE International Electric Machines & Drives Conference. – Niagara Falls. – 2011. – Pp. 569–574.
7. Lin S.-K., Fang C.-H. Sliding-mode linearization torque control of an induction motor // Asian Journal of Control. – 2004. – Vol. 6 (3). – Pp. 376–387.
8. Utkin V., Guldner J., Shi J. Sliding mode control in electromechanical systems. – London: CRC Press, Taylor and Francis Group, 1999. – 325 p.
9. Verghese G.C., Sanders S.R. Observers for flux estimation in induction machines // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1988. – Vol. 35 (1). – Pp. 85–94.

Надійшла 11.07.2012

Received 11.07.2012