

УДК 681.5:62-83

**ОСНОВАННЫЙ НА ПРИНЦИПЕ ПАСИВНОСТИ АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ МОМЕНТА-ПОТОКА ПРИ КОСВЕННОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПО ВЕКТОРУ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ СТАТОРА**

*Пересада С. М., к.т.н., проф., Ковбаса С. Н., к.т.н., Болотников А. Ю., Бовкунович В. С. Национальный технический университет Украины «КПИ» 03056, г. Киев, пр-т. Победы, 37 E-mail: kovbasa@epa.itpark.com.ua*

У статті, з використанням принципу пасивності й концепції орієнтації по векторі потокозчеплення статора, розроблений алгоритм векторного керування моментом і модулем потокозчеплення статора асинхронного двигуна (АД).

**Ключові слова:** асинхронний двигун, векторне керування, регулювання моменту.

The stator flux-torque vector control algorithm of induction motor is developed. Algorithm development is based on the passivity principle and concept of stator flux orientation.

**Keywords:** induction motor, vector control, torque control.

**Введение.** Большинство современных алгоритмов векторного управления моментом – потоком АД базируются на концепции ориентации по вектору потокозчепления ротора. Такой тип полеориентированного управления АД является наиболее распространенным, поскольку приводит к простым структурам алгоритмов управления. Однако полеориентирование может осуществляться и по другим векторам АД, например, по векторам потокозчепления статора [1] – [4] или основного магнитного потока [5].

**Анализ предыдущих исследований.** Ориентация по вектору основного магнитного потока приводит к сложной структуре алгоритма управления при отсутствии явных преимуществ и, поэтому, до настоящего времени не получила распространения. Ориентирование по вектору потокозчепления статора является предпочтительным при жестких ограничениях первичного питающего напряжения [4]. Примерами таких применений могут служить тяговый электропривод транспортных средств, где напряжение в контактной сети может снижаться вплоть до 400 В, а также системы управления с машинами двойного питания, при их пуске [6]. Насколько известно авторам, теоретически обоснованного решения задачи обработки момента и модуля потокозчепления статора со свойством асимптотической развязки процессов управления этими координатами нет [1] – [4].

**Цель работы.** Получение общетеоретического решения задачи обработки момента и модуля потокозчепления статора при косвенной ориентации по вектору потокозчепления статора, основанного на принципе пассивности [7].

**Материал и результаты исследования.** Динамическая модель АД, представленная в системе координат (d-q), вращающейся с произвольной угловой скоростью  $\omega_0$ , имеет вид :

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{J}^{-1} (\mathbf{M} - \mathbf{M}_c - \mathbf{v}\omega); \\ \mathbf{M} &= \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}); \\ \dot{\mathbf{x}}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta \omega \psi_{2q} + u_{1d} / \sigma; \\ \dot{\mathbf{x}}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta \omega \psi_{2d} + u_{1q} / \sigma; \\ \dot{\mathbf{x}}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + (\omega_0 - \omega) \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d}; \\ \dot{\mathbf{x}}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - (\omega_0 - \omega) \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q}; \quad (1) \\ \dot{\mathbf{x}}_0 &= \omega_0, \mathbf{x}_0(0) = 0, \end{aligned}$$

где:  $(i_{1d}, i_{1q})^T$ ,  $(\psi_{2d}, \psi_{2q})^T$ ,  $(u_{1d}, u_{1q})^T$  – компоненты векторов тока статора, потокозчепления ротора и управляющего напряжения статора,  $\epsilon_0$  – угловое положение вращающейся системы координат (d-q) относительно неподвижной системы координат статора (a-b),  $J$  – суммарный момент инерции, приведенный к валу АД,  $v$  - коэффициент вязкого трения. Постоянные параметры модели АД определены следующим образом:

$$\begin{aligned} \alpha &= R_2 / L_2, \gamma = R_1 / \sigma + \alpha L_m \beta; \\ \sigma &= L_1 (1 - L_m^2 / (L_1 L_2)), \beta = L_m / (L_2 \sigma), \end{aligned}$$

где  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $L_1$ ,  $L_2$  – активные сопротивления и индуктивности статора и ротора,  $L_m$  – индуктивность намагничивающего контура.

Преобразованные переменные в (1) задаются:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^{(d-q)} &= e^{-\mathbf{J}\epsilon_0} \mathbf{x}^{(a-b)}, \mathbf{x}^{(a-b)} = \\ &= e^{\mathbf{J}\epsilon_0} \mathbf{x}^{(d-q)}, e^{-\mathbf{J}\epsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \epsilon_0 & \sin \epsilon_0 \\ -\sin \epsilon_0 & \cos \epsilon_0 \end{bmatrix}, \quad (2) \end{aligned}$$

где  $\mathbf{x}^{(y-z)}$  – определяет двумерные векторы напряжений, токов и потокозчеплений.

Для исходной модели АД (1), записанной в синхронной системе координат (d-q), осуществим линейное преобразование координат

$$z_d = i_{1d} + \beta \psi_{2d}, \quad z_q = i_{1q} + \beta \psi_{2q}.$$

В новых переменных модель (1) приобретает вид:

$$\dot{\mathbf{z}} = J^{-1} (M - M_c - v\omega), \quad M = \frac{3}{2} \sigma (z_d i_{1q} - z_q i_{1d}); \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_q &= \omega_0 z_q - (R_1/\sigma) i_{1d} + u_{1d}/\sigma; \\ \dot{\mathbf{x}}_d &= -\omega_0 z_d - (R_1/\sigma) i_{1q} + u_{1q}/\sigma; \\ \dot{\mathbf{i}}_{1d} &= -(\gamma + \alpha) i_{1d} + \omega_2 i_{1q} + \alpha z_d + \omega z_q + u_{1d}/\sigma; \\ \dot{\mathbf{i}}_{1q} &= -(\gamma + \alpha) i_{1q} + \omega_2 i_{1d} + \alpha z_q - \omega z_d + u_{1q}/\sigma. \end{aligned} \quad (4)$$

В модели (3), (4) переменные  $z_d$  и  $z_q$  представляют собой промасштабированные компоненты вектора потокосцепления статора  $\psi_{1d} = \sigma z_d$ ,  $\psi_{1q} = \sigma z_q$ . Рассмотрим следующую задачу управления моментом и потоком АД.

Допустим, что:

А.1. В модели АД (1) измеряемым является вектор переменных  $\mathbf{y} = (\omega, i_{1d}, i_{1q})^T$ .

А.2. Параметры АД известны и постоянны.

А.3. Угловая скорость АД ограничена.

Пусть в условиях допущений А.1 – А.3, вектор выходных переменных задан

$$\mathbf{y}_1 = (|z|, M)^T \square \begin{bmatrix} (z_d^2 + z_q^2)^{1/2} \\ \frac{3}{2} \sigma (z_d i_{1q} - z_q i_{1d}) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

а вектор заданных переменных равен:

$$\mathbf{y}_1^* = (z^*, M^*)^T, \quad (6)$$

где:  $M^*, z^* > 0$  – заданные ограниченные функции момента и модуля потокосцепления статора ( $\psi_1^* = \sigma z^*$ ), имеющие ограниченную первую производную по времени. В этих условиях необходимо синтезировать нелинейный регулятор по измеряемому выходу  $\mathbf{y} = (i_{1d}, i_{1q}, \omega)^T$ , гарантирующий достижение следующих целей управления:

О.1. Глобальную асимптотическую отработку вектора регулируемых переменных, т. е.:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{y}_q = 0, \quad \mathbf{y}_q = \mathbf{y}_1 - \mathbf{y}_1^* \square (\mathbf{y}_q \mathbf{M}^*)^T \quad (7)$$

при ограниченности внутренних сигналов.

О.2. Асимптотическую косвенную ориентацию по вектору потокосцепления статора:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} z_q = 0. \quad (8)$$

О.3. Глобальную асимптотическую отработку переменных электрической подсистемы АД (4), так, что если вектор ошибок отработки электрической подсистемы  $\mathbf{x}_e(0) = 0$ , то  $\mathbf{x}_e(t) \equiv 0 \forall t \geq 0$ , а  $\mathbf{y}_q(t) \equiv 0$ .

Предложение. При выполнении допущений А.1 – А.3 существует нелинейный динамический контроллер по измеряемому выходу в форме:

$$\dot{\mathbf{x}}_0 = \omega_0 = \omega + \varphi_1(\mathbf{y}, \mathbf{y}_1^*, \eta); \quad (9)$$

$$\mathbf{u} = \alpha_1(\mathbf{y}, \omega_0, \eta, \mathbf{y}_1^*, \mathbf{y}_q^*); \quad (10)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = \varphi_2(\mathbf{y}, \omega_0, \mathbf{y}_q^*),$$

преобразующий исходную модель электрической подсистемы АД в нелинейную систему вида:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{y}}_q &= \mathbf{h}_1(t, \mathbf{x}_e), \\ \dot{\mathbf{x}}_e &= \mathbf{A}_e(t) \mathbf{x}_e, \end{aligned} \quad (11)$$

которая обладает следующими свойствами:

$$1. \mathbf{A}_e(t) \text{ Гурвицева } \forall t \geq 0, \quad (12)$$

$$2. \mathbf{h}_1(t, 0) = 0, \quad (13)$$

и поэтому гарантирует достижение целей управления О.1 – О.3.

Синтез алгоритма управления электрической подсистемой. Для электрической подсистемы АД (4) определим вектор ошибок отработки:

$$\mathbf{x}_e = (\mathbf{z}_q, \mathbf{z}_d, \mathbf{i}_{1d}^*, \mathbf{i}_{1q}^*)^T,$$

где

$$\mathbf{z}_q = z_d - z^*, \quad \mathbf{z}_d = z_q, \quad \mathbf{i}_{1d}^* = i_{1d} - i_{1d}^*, \quad \mathbf{i}_{1q}^* = i_{1q} - i_{1q}^*. \quad (14)$$

В форме ошибок отработки уравнения токов в (4) запишутся следующим образом:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{i}}_{1d}^* &= -(\gamma + \alpha) \mathbf{i}_{1d}^* + \omega_2 \mathbf{i}_{1q}^* + \alpha \mathbf{z}_d + \omega \mathbf{z}_q + \\ &+ u_{1d}/\sigma - (\gamma + \alpha) i_{1d}^* + \omega_2 i_{1q}^* + \alpha z^* - \mathbf{f}_{1d}^*, \\ \dot{\mathbf{i}}_{1q}^* &= -(\gamma + \alpha) \mathbf{i}_{1q}^* - \omega_2 \mathbf{i}_{1d}^* + \alpha \mathbf{z}_q - \omega \mathbf{z}_d + \\ &+ u_{1q}/\sigma - (\gamma + \alpha) i_{1q}^* - \omega_2 i_{1d}^* - \omega z^* - \mathbf{f}_{1q}^*. \end{aligned} \quad (15)$$

Используя (15), алгоритм регулирования токов находится в виде:

$$\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix} = \sigma \begin{bmatrix} (\gamma + \alpha) i_{1d}^* - \omega_2 i_{1q}^* - \alpha z^* + \mathbf{f}_{1d}^* - k_i \mathbf{i}_{1d}^* \\ (\gamma + \alpha) i_{1q}^* + \omega_2 i_{1d}^* + \omega z^* + \mathbf{f}_{1q}^* - k_i \mathbf{i}_{1q}^* \end{bmatrix}. \quad (16)$$

После подстановки (16) в (4) получим следующие уравнения динамики ошибок отработки электрических переменных:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_d &= \omega_0 \mathbf{z}_d - (R_1/\sigma + k_i) \mathbf{i}_{1d}^* + \alpha (L_m \beta + 1) i_{1d}^* - \\ &- \omega_2 i_{1q}^* - \alpha z^* - \mathbf{z}^* + \mathbf{f}_{1d}^*, \\ \dot{\mathbf{x}}_q &= -\omega_0 \mathbf{z}_q - (R_1/\sigma + k_i) \mathbf{i}_{1q}^* + \alpha (L_m \beta + 1) i_{1q}^* - \\ &- (\omega_0 - \omega) (z^* - i_{1d}^*) + \mathbf{f}_{1q}^*, \\ \dot{\mathbf{i}}_{1d}^* &= -(\gamma + \alpha + k_i) \mathbf{i}_{1d}^* + \omega_2 \mathbf{i}_{1q}^* + \alpha \mathbf{z}_d + \omega \mathbf{z}_q, \\ \dot{\mathbf{i}}_{1q}^* &= -(\gamma + \alpha + k_i) \mathbf{i}_{1q}^* - \omega_2 \mathbf{i}_{1d}^* + \alpha \mathbf{z}_q - \omega \mathbf{z}_d. \end{aligned} \quad (17)$$

Из первых двух уравнений в (17) находим уравнения динамики синхронной системы координат ( $d$ - $q$ ) и заданного тока  $i_{1d}^*$  в виде:

$$\dot{\mathbf{x}}_0 = \omega_0 = \omega + \left[ \alpha (L_m \beta + 1) i_{1q}^* + \mathbf{f}_{1q}^* \right] / (z^* - i_{1d}^*), \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{f}}_{1d}^* &= -\alpha (L_m \beta + 1) i_{1d}^* + \\ &+ \frac{1}{(z^* - i_{1d}^*)} \left[ \alpha (L_m \beta + 1) i_{1q}^* + \mathbf{f}_{1q}^* \right] i_{1q}^* + \alpha z^* + \mathbf{z}^*. \end{aligned} \quad (19)$$

С учетом (18) и (19) результирующие уравнения динамики ошибок обработки электрической системы имеют вид:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_{1d} \\ \dot{x}_{2d} \\ \dot{x}_{1q} \\ \dot{x}_{2q} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 & -(R_1/\sigma + k_i) & 0 \\ -\omega_0 & 0 & 0 & -(R_1/\sigma + k_i) \\ \alpha & \omega & -(\gamma + \alpha + k_i) & \omega_2 \\ -\omega & \alpha & -\omega_2 & -(\gamma + \alpha + k_i) \end{bmatrix} \times \\ \times \begin{pmatrix} x_{1d} \\ x_{2d} \\ x_{1q} \\ x_{2q} \end{pmatrix} \square A_e(t) x_e. \quad (20)$$

Для исследования устойчивости системы (20) рассмотрим следующую функцию Ляпунова с  $\epsilon_1 > 1$ :

$$V = \frac{1}{2} x_e^T \begin{bmatrix} \epsilon_1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & \epsilon_1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} x_e \square \frac{1}{2} x_e^T P x_e. \quad (21)$$

Производная от V в силу решений (20) равна

$$\dot{V} = -\alpha(L_m\beta + 1) \left( \frac{x_{1d}^2}{\mu_1} + \frac{x_{2d}^2}{\mu_1} \right) - \alpha \left( \frac{x_{1q}^2}{\mu_1} + \frac{x_{2q}^2}{\mu_1} \right) \\ \square -x_e^T Q x_e < 0, \quad (22)$$

если

$$\epsilon_1 = [\alpha + (\gamma + \alpha + k_i)] / (R_1 / \sigma + k_i) > 1. \quad (23)$$

Отметим, что условие (23) справедливо для всех  $k_i \geq 0$ . Из (21) и (22) следует, что при  $(z^* - i_{1d}^*) > 0$  в (18), (19) положение равновесия  $x_e = 0$  является глобально экспоненциально устойчивым, поэтому электрическая подсистема (20) является строго пассивной.

Для определения закона изменения моментной компоненты тока статора перепишем уравнение момента из (3) в форме ошибок обработки

$$M = \frac{3}{2} \sigma \left[ z^* i_{1q}^* + \left( z^* + \frac{x_{2d}}{\mu_1} \right) \frac{x_{1q}}{\mu_1} + \frac{x_{2d} x_{1q}}{\mu_1} - \right. \\ \left. - \frac{x_{1q}}{\mu_1} \left( i_{1d}^* + \frac{x_{2d}}{\mu_1} \right) \right] \square M^* + \frac{x_{1q}}{\mu_1}. \quad (24)$$

Определив алгоритм регулирования момента

$$i_{1q}^* = M^* / \mu_1 z^*, \quad \mu_1 = 3\sigma/2, \quad (25)$$

уравнение выхода приобретает вид:

$$\dot{x}_{1q} = \begin{pmatrix} \frac{x_{1q}}{\mu_1} \end{pmatrix} = \\ = \left\{ \begin{array}{l} \left[ \left( z^* + \frac{x_{2d}}{\mu_1} \right)^2 + \frac{x_{2d}^2}{\mu_1^2} \right]^{-1/2} - z^* \\ \mu_1 \left[ z^* \frac{x_{1q}}{\mu_1} + \frac{x_{2d} x_{1q}}{\mu_1} - \frac{x_{1q}}{\mu_1} \left( i_{1d}^* + \frac{x_{2d}}{\mu_1} \right) - \frac{x_{1q}}{\mu_1} \frac{x_{2d}}{\mu_1} \right] \end{array} \right\}. \quad (26)$$

Из (26) следует, что при ограниченных  $z^*$ ,  $i_{1q}^*$ ,  $i_{1d}^*$  в силу экспоненциальной устойчивости положения равновесия  $(\frac{x_{1d}}{\mu_1}, \frac{x_{2d}}{\mu_1}, \frac{x_{1q}}{\mu_1}, \frac{x_{2q}}{\mu_1})^T = 0$  вектор  $\frac{x_{1q}}{\mu_1}$  также экспоненциально сходится в нуль. По-

скольку  $z^* > 0$  ограничена по определению, то  $i_{1q}^*$  (25) и  $\frac{x_{1q}}{\mu_1}$  ограничены при ограниченных  $M^*$ ,  $\frac{x_{2d}}{\mu_1}$ . В этом случае, как следует из второго уравнения (19), существует область изменения  $z^* > 0$  такая, что  $(z^* - i_{1d}^*) > 0$  и, следовательно, решения  $i_{1d}^*(t)$  ограничены. Отметим, что условие потенциальной вырожденности  $(z^* - i_{1d}^*) = 0$  соответствует требованию полной демагнетизации роторной цепи  $\beta\psi_2^* = 0$  (см. (2)) и определяет полученный тип устойчивости, как локальную экспоненциальную.

Полные уравнения алгоритма обработки момента – потока с косвенной ориентацией по вектору потокосцепления статора задаются:

– асимптотически ориентированным по вектору потокосцепления статора преобразованием координат:

$$\begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} = e^{J\epsilon_0} \begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} = e^{-J\epsilon_0} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{pmatrix}, \quad (27)$$

$$\dot{\epsilon}_0 = \omega_0 = \omega +$$

$$+ \left[ \alpha(L_m\beta + 1) i_{1q}^* + \frac{x_{1q}}{\mu_1} \right] / (z^* - i_{1d}^*) \square \omega + \omega_2; \quad (28)$$

– регулятором момента (25):

$$i_{1q}^* = M^* / \mu_1 z^*; \quad (29)$$

– регулятором потока (19):

$$\dot{\epsilon}_0 = -\alpha(L_m\beta + 1) i_{1d}^* + \omega_2 i_{1q}^* + \alpha z^* + \frac{x_{1q}}{\mu_1}; \quad (30)$$

– двумерным регулятором тока (16):

$$\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix} = \sigma \begin{bmatrix} (\gamma + \alpha) i_{1d}^* - \omega_2 i_{1q}^* - \alpha z^* + \frac{x_{1q}}{\mu_1} - k_i \frac{x_{1d}}{\mu_1} \\ (\gamma + \alpha) i_{1q}^* + \omega_2 i_{1d}^* + \omega z^* + \frac{x_{1q}}{\mu_1} - k_i \frac{x_{1q}}{\mu_1} \end{bmatrix}. \quad (31)$$

Расположение векторов АД при  $M^* > 0$  представлено на рис. 1, а структурная схема алгоритма управления (27) – (31) на рис. 2.

Алгоритм управления моментом (27) – (31) исследован методом математического моделирования. При моделировании использовался АД со следующими параметрами:  $P_n = 2,2$  кВт,  $U_{нн} = 380$  В,  $\omega_n = 150$  рад/с,  $R_1 = 3,5$  Ом,  $R_2 = 2,5$  Ом,  $L_1 = 0,28$  Г,  $L_2 = 0,28$  Г,  $L_m = 0,2709$  Г,  $J = 0,04$  кг·м<sup>2</sup>,  $\nu = 0,006$  Нм/(рад/с). Настроечный коэффициент двумерного регулятора тока установлен равным  $k_i = 700$ .

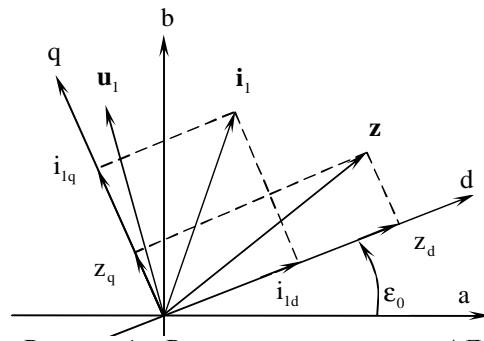


Рисунок 1 – Расположение векторов АД

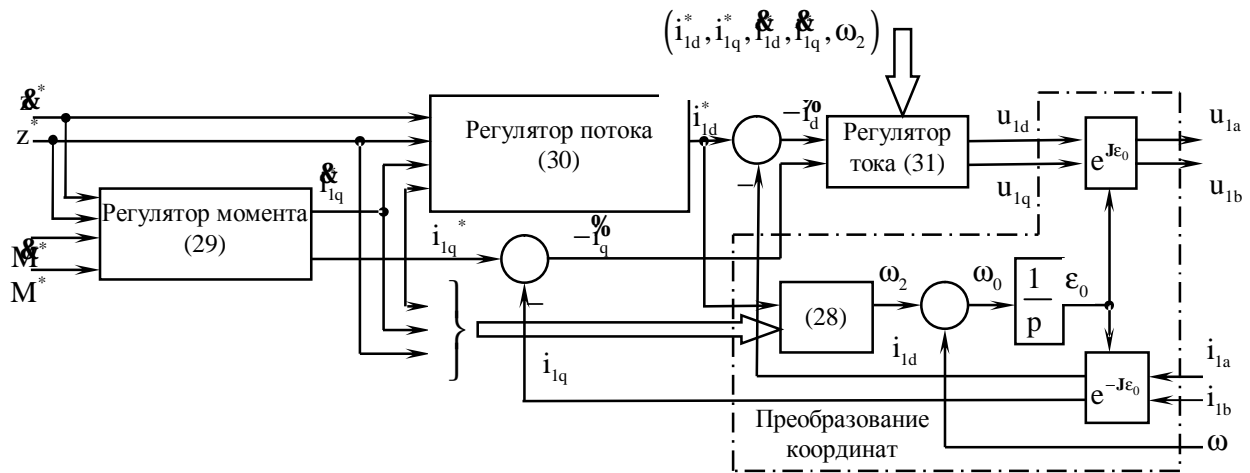


Рисунок 2 – Структурная схема алгоритма обработки момента и потока с косвенной ориентацией по вектору потокосцепления статора

Для всех тестов применялась следующая последовательность управления:

§ во время начального интервала времени  $0 \div 0,25$  с машина возбуждается, траектория заданного потока начинается с  $\Psi^*(0) = 0,02$  Вб и достигает номинального значения 0,98 Вб с первой и второй производными, равными 4,27 Вб/с и 171 Вб/с<sup>2</sup> соответственно;

§ начиная с  $t = 1$  с двигатель обрабатывает заданную траекторию изменения момента, которая начинается с нуля, и достигает номинального значения с первой производной, равной 75 Нм/с; через 1 с заданный момент снижается от номинального значения до нуля;

§ с  $t = 1,25$  с происходит ослабление магнитного потока, начиная с номинального значения 0,98 Вб до значения  $\Psi^* = 0,54$  Вб с первой и второй производными равными 4,27 Вб/с и 171 Вб/с<sup>2</sup> соответственно.

Заданные траектории потокосцепления и момента показаны на рис. 3.

На рис. 4 показаны переходные процессы при обработке заданных траекторий момента и потока при действии алгоритма управления (27) – (31). Из представленных графиков устанавливаем, что после завершения переходного процесса в электрической подсистеме, вызванного процессом возбуждения машины, обработка момента и потокосцепления осуществляется без ошибок. Процессы регулирования момента осуществляются независимо от процессов регулирования магнитного потока. Это свидетельствует о достижении целей управления 0.1 – 0.3 при действии алгоритма управления (27) – (31).

**Выводы.** На основе принципа пассивности синтезирован и исследован методом математического моделирования алгоритм векторного управления моментом и потокосцеплением АД. Алгоритм гарантирует: локальную экспоненциальную обработку заданных траекторий момента-потокосцепления; асимптотическую косвенную ориентацию управления по вектору магнитного потока статора; асимптотическую развязку процессов управления моментом и потокосцеплением АД.

Разработанный алгоритм может применяться при создании электрохимических систем с высокими требованиями к показателям качества обработки момента и потока в условиях ограниченности первичного питающего напряжения.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ

- Xu X. and Novotny D. W. Implementation of direct stator flux oriented control on a versatile DSP-based system // IEEE Trans. on Industry Applications. – July/Aug. 1991. – Vol. 27. – P. 694–700.
- Kazmierkowski M. P., Malinowski M., Sobczuk D. et. al. Simplified stator flux oriented control // in Proc. of the IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics – ISIE'99. –Bled, Slovenia. – 1999. –P. 474–477
- Xu X., Donker R. D. and Novotny D. W. A stator flux oriented induction machine drive // in Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conf. – PESC'88. – P. 870–874.
- Lovati V., Marchesoni M., Obeti M. and Segarich P. A microcontroller based sensorless stator flux-oriented asynchronous motor drive for traction application // IEEE Trans. on Power Electronics. – July, 1998. –Vol. 13, No. 4. – P. 777–785.
- Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартай В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. –Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 136 с.
- Пересада С. М., Болотников А. Ю., Ковбаса С. Н. Основанный на принципе пассивности алгоритм векторного управления асинхронным двигателем при питании со стороны ротора // Техн. електродинаміка. Проблеми сучасної електротехніки. Тематичний випуск. – 2006. – С. 83–88.
- Попович Н. Г., Пересада С. М. Концепция построения и исследования электрохимических систем автоматического управления на основе принципа пассивности // Техн. електродинаміка. Проблеми сучасної електротехніки. Тематичний випуск. – 2004. – С. 81–88.

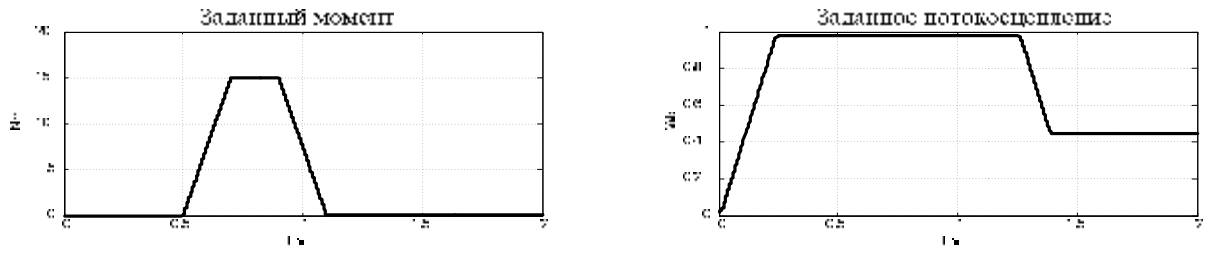


Рисунок 3 – Заданные траектории момента и потокосцепления

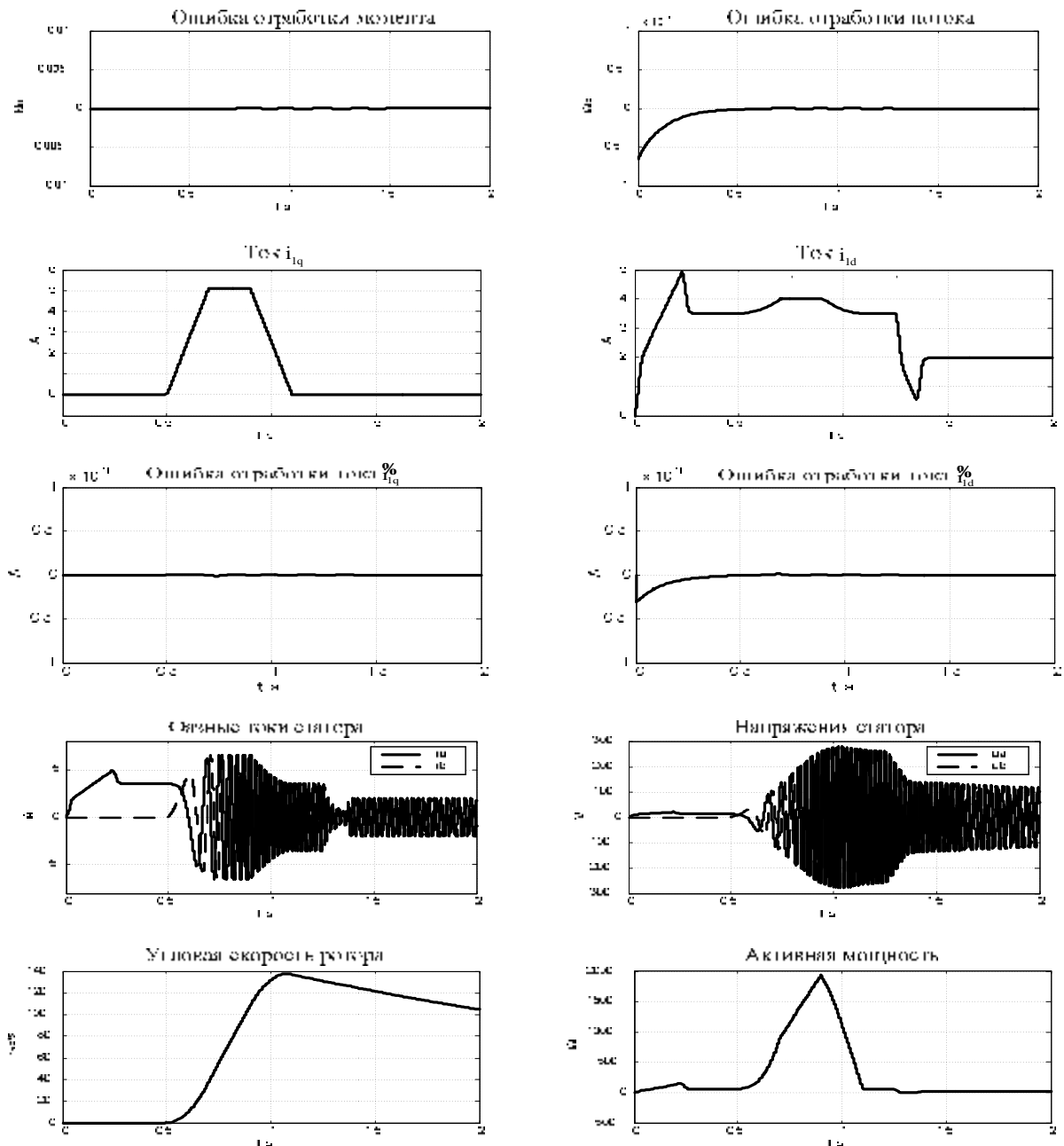


Рисунок 4 – Переходные процессы

Стаття надійшла 12.04.2007 р.  
 Рекомендовано до друку д.т.н., проф.  
 Родькіним Д.Й.