

С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса

## ОБОБЩЕННЫЙ АЛГОРИТМ ПРЯМОГО ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

Рассмотрено решение проблемы прямого векторного управления асинхронным двигателем. Дана конструктивная процедура синтеза корректирующих обратных связей наблюдателя и структура алгоритма управления модулем потокосцепления.

Розглянуто розв'язок проблеми прямого векторного керування асинхронним двигуном. Приведена конструктивна процедура синтезу корегуючих зворотних зв'язків спостерігача та структура алгоритму керування модулем потокосцеплення.

### Введение

Решение проблемы векторного управления асинхронным двигателем (АД) осуществляется с использованием двух подходов: косвенного (непрямого) и прямого управления. Оба подхода используют концепцию управления с ориентацией по полю электрической машины [5]. При косвенной ориентации формируется заданное значение вектора потокосцепления ротора, которое определяет динамическое поведение системы координат, асимптотически ориентированной по этому вектору [1]. Второй подход предполагает использование оцененной с помощью асимптотического наблюдателя информации о векторе потокосцепления ротора.

Обобщенный алгоритм косвенного векторного управления АД приведен в [1] – [9], является наиболее простым, поскольку не требует использования наблюдателя. Реализация прямого векторного управления обычно осуществляется на основе принципа разделения, в соответствии с которым в алгоритме, полученном в предположении об измеряемости вектора потокосцепления, его реальные значения заменяются на оцененные с помощью наблюдателя. Поскольку принцип разделения в нелинейных системах в общем случае не является справедливым, то его применимость требует специального доказательства для каждой из структур наблюдателя и его настроечных параметров.

Начиная с работ [7], [6], были предприняты значительные усилия по разработке теоретических основ построения алгоритмов прямого векторного управления (см. обзор [4]). Вместе с тем, известные решения сложны и не дают конструктивной процедуры проектирования для различных структур наблюдателей. Последнее является наиболее принципиальным требованием, поскольку, переходя к более сложному в реализации управлению с наблюдателем, предполагается за счет большего количества степеней свободы в алгоритме управления получить дополнительные качества, основным из которых является грубость в отношении параметрических возмущений АД. Учитывая, что конструктивного пути спецификации грубости наблюдателей до настоящего времени не

разработано, алгоритм управления должен допускать степень свободы в выборе структуры и параметров наблюдателя.

В данной статье впервые предлагается общее решение проблемы прямого векторного управления АД, которое может основываться на любом асимптотическом наблюдателе вектора потокосцепления ротора со свойствами экспоненциальной устойчивости. Дана конструктивная процедура синтеза корректирующих обратных связей наблюдателя и структура алгоритма управления модулем потокосцепления, гарантирующая подсистеме управления вектором потокосцепления ротора свойства глобальной экспоненциальной асимптотической устойчивости. Данное условие позволяет непосредственно использовать результат [2] для построения алгоритма управления угловой скоростью АД.

### 1. Математическая модель и цели векторного управления АД

Эквивалентная двухфазная модель симметричного АД при условии симметричного питания, представленная в системе координат (d-q), вращающейся с произвольной угловой скоростью  $\omega_0$  имеет вид

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \mu(\psi_{2d}\dot{i}_{1q} - \psi_{2q}\dot{i}_{1d}) - \frac{M_c}{J} - v\omega \\ \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha\beta\psi_{2d} + \beta p_n \omega \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d} \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha\beta\psi_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q} \\ \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha\psi_{2d} + \omega_2 \psi_{2q} + \alpha L_m \dot{i}_{1d} \\ \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha\psi_{2q} - \omega_2 \psi_{2d} + \alpha L_m \dot{i}_{1q} \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \varepsilon_0(0) = 0\end{aligned}\tag{1}$$

где:  $\mathbf{u}_1 = (u_{1d}, u_{1q})^T$ ,  $\mathbf{i}_1 = (i_{1d}, i_{1q})^T$ ,  $\boldsymbol{\psi}_2 = (\psi_{2d}, \psi_{2q})^T$  – векторы напряжений и токов статора, а также потокосцеплений ротора,  $\omega$  – угловая скорость ротора,  $M_c$  – момент нагрузки,  $\omega_2 = \omega_0 - p_n \omega$  – частота скольжения,  $p_n$  – число пар полюсов,  $\varepsilon_0$  – угловое положение системы координат (d-q) относительно стационарной системы координат (a-b).

Постоянные параметры модели (1), связанные с электрическими и механическими параметрами АД, определены следующим образом:

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

где:  $R_1, R_2, L_1, L_2$  – активные сопротивления и индуктивности статора и ротора,  $L_m$  – индуктивность намагничивающего контура,  $J$  – полный момент инерции,  $\nu = \frac{\nu_1}{J}; \nu_1 > 0$  – коэффициент вязкого трения.

Преобразованные переменные в (1) заданы

$$\begin{aligned} x^{(d-q)} &= e^{-j\varepsilon_0} x^{(a-b)} \\ x^{(a-b)} &= e^{j\varepsilon_0} x^{(d-q)} \end{aligned} e^{-j\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & \sin \varepsilon_0 \\ -\sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

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

В системах векторного управления угловое положение  $\varepsilon_0$  системы координат (d-q) в преобразовании (2) задается с помощью наблюдателя потокосцепления.

В обобщенной формулировке управления угловой скоростью и модулем потокосцепления ротора выходные переменные, которые должны обрабатываться, определяются следующим образом

$$y = \begin{bmatrix} \omega \\ \left( \psi_{2d}^2 + \psi_{2q}^2 \right)^{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} \omega \\ |\psi_2| \end{bmatrix} \quad (3)$$

Пусть  $\omega^*$  и  $\psi^* > 0$  заданные значения траектории изменения угловой скорости и модуля потокосцепления ротора, а ошибки обработки определены как

$$\tilde{\omega} = \omega - \omega^*, \quad \tilde{\psi} = |\psi_2| - \psi^* \quad (4)$$

Сформулируем следующую задачу управления АД. Предположим, что:

A.1. В модели АД измеряемыми являются угловая скорость  $\omega$  и токи статора  $i_{1d}, i_{1q}$ .

A.2. Заданные траектории изменения угловой скорости  $\omega^*$  и потока  $\psi^* > 0$  являются ограниченными функциями с ограниченными первой и второй производными по времени.

A.3. Момент нагрузки  $M_c$  неизвестный, но постоянный.

A.4. Параметры модели АД известны и постоянны.

В этих условиях для модели АД (1) необходимо спроектировать вектор управляющих напряжений  $u_1 = (u_{1d}, u_{1q})^T$ , который гарантирует:

O.1. Глобальную асимптотическую обработку выходных переменных, т. е.

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

при ориентации по вектору потокосцепления ротора, заданной условием

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{2q} = 0 \quad (6)$$

O.2. Асимптотическую линеаризацию подсистемы управления угловой скоростью.

О.3. Асимптотическую развязку подсистемы управления угловой скоростью и модулем потокосцепления ротора.

О.4. Асимптотическое оценивание вектора потокосцепления ротора.

## 2. Синтез алгоритма обработки модуля потокосцепления ротора

Определим первоначально семейство наблюдателей магнитного потока для электрической подсистемы АД в следующем виде

$$\begin{aligned}\dot{\hat{i}}_{1d} &= -\gamma\hat{i}_{1d} + \omega_0\hat{i}_{1q} + \alpha\beta|\hat{\psi}_2| + \frac{1}{\sigma}u_{1d} + v_{1d} \\ \dot{\hat{i}}_{1q} &= -\gamma\hat{i}_{1q} - \omega_0\hat{i}_{1d} - \beta p_n \omega |\hat{\psi}_2| + \frac{1}{\sigma}u_{1q} + v_{1q} \\ |\dot{\hat{\psi}}_2| &= -\alpha|\hat{\psi}_2| + \alpha L_m \dot{i}_{1d} + v_{2d} \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{\dot{i}_{1q}}{|\hat{\psi}_2|} + \frac{1}{|\hat{\psi}_2|} v_{2q}, |\hat{\psi}_2| > 0\end{aligned}\quad (7)$$

где:  $\hat{i}_{1d}, \hat{i}_{1q}$  – оценки токов статора,  $|\hat{\psi}_2|$  – оценка модуля вектора потокосцепления ротора; корректирующие сигналы  $v_{1d}, v_{1q}, v_{2d}, v_{2q}$  будут сформированы далее.

Отметим, что общая форма наблюдателя (7) соответствует обобщенному наблюдателю Вергезе [10], представленному в системе координат (d-q) при  $\varepsilon_0$  в (2) в соответствии с последним уравнением в (7).

Определим ошибки оценивания наблюдателя следующим образом

$$e_d = i_{1d} - \hat{i}_{1d}; e_q = i_{1q} - \hat{i}_{1q}; \tilde{\psi}_{2d} = \psi_{2d} - |\hat{\psi}_2|; \tilde{\psi}_{2q} = \psi_{2q}. \quad (8)$$

С учетом этих определений, из уравнений (1) и (7) получим уравнения динамики ошибок оценивания

$$\begin{aligned}\dot{e}_d &= -\gamma e_d + \omega_0 e_q + \alpha\beta\tilde{\psi}_{2d} + \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2q} - v_{1d} \\ \dot{e}_q &= -\gamma e_q - \omega_0 e_d + \alpha\beta\tilde{\psi}_{2q} - \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2d} - v_{1q} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q} - v_{2d} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d} - v_{2q}\end{aligned}\quad (9)$$

Может быть показано, что разомкнутый наблюдатель (7) с  $v_{1d} = v_{1q} = v_{2d} = v_{2q} = 0$  является глобально экспоненциально асимптотически устойчивым. Отметим также, что корректирующие сигналы в (9) могут быть лишь функциями измеряемых переменных АД.

Следующим шагом сформируем алгоритм управления оцененным модулем потокосцепления ротора. Для этого объединим третье уравнение из (7) и второе уравнение из (1). Определив ошибки обработки оцененного модуля потокосцепления ротора и тока по оси (d) в виде

$$\tilde{\psi} = |\hat{\psi}_2| - \psi^*; \tilde{i}_{1d} = i_{1d} - i_{1d}^* \quad (10)$$

эти уравнения запишутся в форме ошибок обработки таким образом

$$\begin{aligned}\ddot{\tilde{\psi}} &= -\alpha\ddot{\tilde{\psi}} + \alpha L_m \ddot{\tilde{i}}_{1d} + \alpha L_m \dot{i}_{1d}^* - \dot{\psi}^* - \alpha\psi^* \\ \ddot{\tilde{i}}_{1d} &= -\gamma\ddot{\tilde{i}}_{1d} + \omega_0 \dot{i}_{1q} + \alpha\beta\ddot{\tilde{\psi}}_{2d} + \beta p_n \omega \ddot{\tilde{\psi}}_{2q} - \gamma \dot{i}_{1d}^* + \alpha\beta|\dot{\tilde{\psi}}_2| - \dot{i}_{1d}^* + \frac{1}{\sigma} u_{1d}\end{aligned}\quad (11)$$

Для системы (11) синтезируем:

- пропорциональный регулятор потока, заданный

$$\dot{i}_{1d}^* = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha\psi^* + \dot{\psi}^* - k_\psi \tilde{\psi}), \quad k_\psi > 0 \quad (12)$$

- нелинейный алгоритм регулирования тока

$$u_{1d} = \sigma (\gamma \dot{i}_{1d}^* - \omega_0 \dot{i}_{1q} - \alpha\beta|\dot{\tilde{\psi}}_2| + \dot{i}_{1d}^* - k_{id1} \tilde{i}_{1d} + v_d), \quad k_{id1} > 0, \quad (13)$$

где  $\dot{i}_{1d}^*$  рассчитывается в силу (12).

После подстановки (12) и (13) в (11), получим полные уравнения динамики отработки координат в подсистеме потока АД

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_d \\ \dot{e}_q \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2d} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} \\ \dot{\tilde{\psi}} \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\gamma & \omega_0 & \alpha\beta & \omega p_n \beta & 0 & 0 \\ -\omega_0 & -\gamma & -\omega p_n \beta & \alpha\beta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\alpha & \omega_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_2 & -\alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -(\alpha + k_\psi) & \alpha L_m \\ 0 & 0 & \alpha\beta & \omega p_n \beta & 0 & -k_{id} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_d \\ e_q \\ \tilde{\psi}_{2d} \\ \tilde{\psi}_{2q} \\ \tilde{\psi} \\ \tilde{i}_{1d} \end{pmatrix} + \mathbf{B}\mathbf{v} \triangleq \mathbf{A}_{20}\mathbf{x}_2 + \mathbf{B}\mathbf{v} \quad (14)$$

где:  $\mathbf{y}_2 = \mathbf{C}\mathbf{x}_2$ ;  $\mathbf{x}_2 = (e_d, e_q, \tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{\psi}, \tilde{i}_{1d})^T$ ;  $\mathbf{v} = (v_{1d}, v_{1q}, v_{2d}, v_{2q})^T$ ;  $\mathbf{y}_2 = (e_d, e_q, \tilde{\psi}, \tilde{i}_{1d})^T$ ,

$$k_{id} = \gamma + k_{id1}$$

Синтез корректирующего вектора  $\mathbf{v}$  в (14) может осуществляться стандартным образом для линейных нестационарных систем. Рассмотрим функцию Ляпунова в виде

$$\mathbf{V} = \frac{1}{2} \mathbf{x}_2^T \mathbf{P} \mathbf{x}_2 \quad (15)$$

где  $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T > 0$ .

Производная от (15) в силу решений неоднородной системы (14) имеет вид

$$\dot{\mathbf{V}} = \frac{1}{2} \mathbf{x}_2^T (\mathbf{A}(t)_{20}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}(t)_{20}) \mathbf{x}_2 + \mathbf{x}_2^T \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{v} \quad (16)$$

Сформировав такой  $\mathbf{v} = \mathbf{\Gamma}(t) \mathbf{C} \mathbf{x}_2$ , что

$$\frac{1}{2} (\mathbf{A}(t)_{20}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}(t)_{20}) + \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{\Gamma}(t) \mathbf{c} = -\mathbf{Q}, \quad \mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T > 0, \quad (17)$$

получим

$$\dot{\mathbf{V}} = -\mathbf{x}_2^T \mathbf{Q} \mathbf{x}_2, \quad (18)$$

что гарантирует глобальную экспоненциальную устойчивость положения равновесия  $\mathbf{x}_2 = 0$ .

Структура системы (14) дает свободу в определении корректирующего вектора  $\mathbf{v}$  с целью получения не только условий устойчивости, но и спецификации сходимости ошибок оценивания и регулирования в нуль, а также грубости в отношении параметрических возмущений. Это достигается выбором различных конфигураций матрицы  $\mathbf{P}$  в выражении для функции Ляпунова (15). Например, при выборе

$\mathbf{P} = \text{diag}\left(\frac{1}{\beta}, \frac{1}{\beta}, 1, 1, 1, \gamma_1\right)$  с вектором корректирующих связей

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} k_i & 0 & \alpha\beta & 0 \\ 0 & k_i & -p_n\omega\beta & 0 \\ \alpha & -p_n\omega & 0 & \gamma_1\alpha\beta \\ -p_n\omega & \alpha & 0 & \gamma_1 p_n\omega\beta \\ 0 & 0 & w_{53} & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} e_d \\ e_q \\ \tilde{\Psi} \\ \tilde{i}_{1d} \end{pmatrix}, \quad (19)$$

где  $w_{53} = -(\gamma_1^{-1}\alpha L_m + \alpha\beta)$ , получим следующее решение уравнения Ляпунова

$$\mathbf{Q} = \text{diag}\left[\beta^{-1}(\gamma + k_i), \beta^{-1}(\gamma + k_i), \alpha, \alpha, (k_\psi + \alpha), \gamma_1 k_{id}\right] > 0 \quad (20)$$

При этом динамика ошибок оценивания потокосцепления и регулирования модуля потокосцепления ротора (оцененного) задается уравнением

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{A}_{21}(t)\mathbf{x}_2 \quad (21)$$

с матрицей

$$\mathbf{A}_{21} = \begin{bmatrix} -(\gamma + k_i) & \omega_0 & \alpha\beta & p_n\omega\beta & -\alpha\beta & 0 \\ -\omega_0 & -(\gamma + k_i) & -p_n\omega\beta & \alpha\beta & p_n\omega\beta & 0 \\ -\alpha & p_n\omega & -\alpha & \omega_2 & 0 & -\gamma_1\alpha\beta \\ -p_n\omega & -\alpha & -\omega_0 & -\alpha & 0 & -\gamma_1 p_n\omega\beta \\ \alpha & -p_n\omega & 0 & 0 & -(\alpha + k_\psi) & -\gamma_1 w_{53} \\ 0 & 0 & \alpha\beta & p_n\omega\beta & w_{53} & -k_{id} \end{bmatrix} \quad (22)$$

Из условия асимптотичности положения равновесия  $\mathbf{x}_2 = (e_d, e_q, \tilde{\Psi}_{2d}, \tilde{\Psi}_{2q}, \tilde{\Psi}, \tilde{i}_{1d})^T = 0$

следует:

1. Асимптотичность оценивания модуля потокосцепления ротора, поскольку

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\Psi}_{2d}, \tilde{\Psi}_{2q}) = 0.$$

2. Асимптотичность отслеживания заданной траектории модуля потокосцепления,

поскольку из условия  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\Psi} = 0$  следует  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\Psi} = 0$ , так как  $\tilde{\Psi} = \tilde{\Psi} + \tilde{\Psi}_{2d}$ .

3. Достижение условий асимптотической ориентации по вектору потокосцепления ротора  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_{2q} = 0$ .

Полные уравнения алгоритма управления вектором потокосцепления ротора запишутся, используя (12), (13), (7), (19) в следующем виде:

- регулятор модуля потока

$$\dot{i}_{1d}^* = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^* - k_\psi \tilde{\psi} - x_\psi), \quad x_\psi = 0 \quad (23)$$

- регулятор тока по оси (d)

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \sigma \left[ \gamma i_{1d}^* - \alpha \beta |\hat{\psi}_2| + \dot{i}_{1d}^* - k_{id1} \tilde{i}_{1d} - (\gamma_1^{-1} \alpha L_m + \alpha \beta) \tilde{\psi} - x_d \right], \quad x_d = 0 \\ \dot{i}_{1d}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} \left\{ \alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^* - k_\psi \left[ -(\alpha + k_\psi) \tilde{\psi} + \alpha e_d - p_n \omega e_q + (\alpha L_m + \gamma_1 \alpha \beta) \tilde{i}_{1d} \right] \right\}, \end{aligned} \quad (24)$$

- наблюдатель магнитного потока

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_{1d} &= -\gamma \hat{i}_{1d} + \omega_0 \hat{i}_{1q} + \alpha \beta |\hat{\psi}_2| + \frac{1}{\sigma} u_{1d} + k_i e_d + \alpha \beta \tilde{\psi} \\ \dot{\hat{i}}_{1q} &= -\gamma \hat{i}_{1q} - \omega_0 \hat{i}_{1d} - \beta p_n \omega |\hat{\psi}_2| + \frac{1}{\sigma} u_{1q} + k_i e_q - \beta p_n \omega \tilde{\psi} \\ |\dot{\hat{\psi}}_2| &= -\alpha |\hat{\psi}_2| + \alpha L_m \dot{i}_{1d} - \alpha e_d - p_n \omega e_q + \gamma_1 \alpha \beta \tilde{i}_{1d} \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{\dot{i}_{1q}}{|\hat{\psi}_2|} + \frac{1}{|\hat{\psi}_2|} (\alpha e_q + p_n \omega e_d - \gamma_1 \beta p_n \omega \tilde{i}_{1d}) \end{aligned} \quad (25)$$

Настроечными параметрами алгоритма управления потоком являются коэффициенты пропорциональных регуляторов потока  $k_\psi > 0$  и регулятора тока  $k_{id1} > 0$ , а также корректирующие коэффициенты наблюдателя  $k_i > 0$  и  $\gamma_1 > 0$ . Отметим, что корректирующие связи в наблюдателе, которые пропорциональны ошибкам оценивания наблюдателя  $(e_d, e_q)$ , служат для стабилизации наблюдателя, а связи, пропорциональные ошибкам обработки  $(\tilde{\psi}, \tilde{i}_{1d})$  в наблюдателе и ошибкам оценивания в алгоритме управления (23), (24) служат для глобальной стабилизации управления наблюдателем. Так же, как для всех наблюдателей магнитного потока, невырожденность алгоритма управления достигается при  $|\hat{\psi}_2| > 0$  в (21). Для достижения этого условия инициализация наблюдателя осуществляется при  $|\hat{\psi}_2(0)| = \psi^*(0) > 0$ , то есть при  $\tilde{\psi}(0) = 0$ . Условию  $|\hat{\psi}_2| > 0$  соответствует  $|\tilde{\psi}(t)| < \psi^*(0)$ . Используя известный результат из анализа устойчивости по Ляпунову, имеем

$$\|x_2(t)\| \leq c_1 \|x_2(0)\| e^{-c_2 t} \quad (26)$$

где  $c_1 = \sqrt{\frac{\lambda_2}{\lambda_1}}$ ;  $c_2 = \frac{\lambda_3}{\lambda_2}$ ;  $\lambda_1 = \min\{\mathbf{P}\}$ ;  $\lambda_2 = \max\{\mathbf{P}\}$ ;  $\lambda_3 = \max\{\mathbf{Q}\}$ ,  $\{\mathbf{A}\}$  – собственное значение матрицы  $\mathbf{A}$ .

При начальной инициализации подсистемы управления потоком с  $e_d(0) = e_q(0) = \tilde{i}_{1d}(0) = \tilde{\psi}_{2q}(0) = \psi_{2d}(0) = 0$ , начальные условия возникают лишь по переменной  $\tilde{\psi}_{2d}(0) = -\psi^*(0)$ . Это позволяет выбрать значения матриц  $\mathbf{P}$  и  $\mathbf{Q}$  таким образом, чтобы гарантировать условие  $|\tilde{\psi}(t)| < \psi^*(0)$ . Между тем, структура линейного уравнения для переменной  $\tilde{\psi}(t)$  в (21), (22) свидетельствует о том, что при увеличении коэффициента  $k_\psi$  необходимое условие всегда может быть обеспечено для некоторой ограниченной области  $\|\mathbf{x}_2(0)\| < r$ .

Отметим, что алгоритм управления потоком (23) и (24) всегда может быть дополнен компонентами интегрального действия для регулятора потока

$$\dot{x}_\psi = k_{\psi i} \tilde{\psi} \quad (27)$$

и тока

$$\dot{x}_d = k_{ii} \tilde{i}_{1d}, \quad (28)$$

где  $k_{\psi i} > 0$ ,  $k_{ii} > 0$  – коэффициенты интегральных составляющих регуляторов потока и тока.

Данный факт непосредственно следует из рассмотрения расширенной функции Ляпунова (15)

$$V_1 = \frac{1}{2} \mathbf{x}_2^T \mathbf{P} \mathbf{x}_2 + \frac{1}{2} (\gamma_2 x_\psi^2 + \gamma_3 x_d^2); \quad \gamma_2 > 0; \quad \gamma_3 > 0 \quad (29)$$

с матрицей  $\mathbf{P}$  в виде

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_0(4 \times 4) & 0 \\ 0 & \begin{matrix} p_{55} & 0 \\ 0 & p_{66} \end{matrix} \end{bmatrix} \quad (30)$$

При этом производная  $\dot{V}$  такая же, как и в (18), то есть  $\dot{V} \leq 0$ , а структура уравнений (21) приобретает вид

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_2 &= \mathbf{A}_2(t) \mathbf{x}_2 + \mathbf{W} \mathbf{z} \\ \dot{\mathbf{z}} &= -\mathbf{\Lambda} \mathbf{W}^T \mathbf{P} \mathbf{x}_2 \end{aligned} \quad (31)$$

где  $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2) > 0$ ;  $\mathbf{W}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$ .

В соответствии с результатом теоремы [8 стр. 361] положение равновесия системы (31)  $(\mathbf{x}_2^T, \mathbf{z}^T)^T = 0$  является глобально экспоненциально устойчивым, поскольку  $\mathbf{W}$  является постоянной матрицей.

Полученный результат может быть обобщен следующим образом.

**Теорема** (о прямой ориентации по вектору потокосцепления ротора). Пусть для модели АД, заданной уравнениями (1), выполняются условия А.1, А.2, А.4, тогда:

1. Существует обобщенный наблюдатель полного порядка, заданный уравнениями (7), а также алгоритм управления модулем потокосцепления ротора (12), (13) в которых вектор корректирующих связей задан  $\mathbf{v} = \mathbf{\Gamma}(t)\mathbf{y}_2$  с матрицей  $\mathbf{\Gamma}(t)$ , являющейся решением уравнения Ляпунова (17) с некоторыми  $\mathbf{P}^T = \mathbf{P} > 0$ ;  $\mathbf{Q}^T = \mathbf{Q} > 0$ .
2. Алгоритм управления (12), (13), (23), (24) гарантирует глобальную асимптотическую отработку и асимптотическое оценивание модуля вектора потокосцепления ротора с выполнением условий асимптотической ориентации по этому вектору, то есть:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}, \tilde{\psi}, \tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}) = 0$$

Причем асимптотичность достигается с экспоненциальным уровнем сходимости в нуль.

Доказательство Теоремы конструктивно дается выражениями (16) – (18), (30), (31).

### 3. Алгоритм управления угловой скоростью

Поскольку, предложенный алгоритм векторного управления подсистемой потока АД, заданный (12), (13) – гарантирует глобальную асимптотическую экспоненциальную устойчивость отработки координат, то для управления угловой скоростью может быть непосредственно использован результат, полученный в [2] для случая непрямого векторного управления АД. Так, из уравнений (2.21), (2.25), (2.26) и (2.28) [2] получаем:

- алгоритм нелинейного регулятора скорости

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1q}^* &= \frac{1}{\mu\psi^*} (-k_{\omega}\tilde{\omega} + \hat{M}_c + \dot{\omega}^* + v\omega^*) \\ \dot{M}_c &= -k_{\omega i}\tilde{\omega} \end{aligned} \quad (32)$$

- нелинейный алгоритм регулирования тока

$$\begin{aligned}
u_q &= \sigma \left[ \gamma i_{1q}^* + \omega_0 i_{1d} + \beta \omega \psi^* + i_{1q1}^* - v_q - k_{iq1} \tilde{i}_{1q} \right] \\
v_q &= \frac{1}{\psi^*} (\dot{\psi}^* \tilde{i}_{1q} + \xi) \\
\dot{\xi} &= k_{\eta i} \eta; \eta = \psi^* \tilde{i}_{1q} \\
i_{1q1}^* &= \frac{1}{\mu \psi^*} \left[ -k_{\omega} (-k_{\omega} \omega + \mu \psi^* \tilde{i}_{1q}) + \dot{M}_c + \ddot{\omega}^* + v \dot{\omega}^* \right] - \frac{\dot{\psi}^*}{\psi^*} i_{1q}^*
\end{aligned} \tag{33}$$

где:  $\tilde{i}_{1q} = i_{1q} - i_{1q}^*$ ,  $(k_{\omega}, k_{\omega i}) > 0$ ,  $(k_{iq1}, k_{\eta i}) > 0$  – коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регулятора скорости и модифицированного регулятора тока.

При использовании алгоритма управления угловой скоростью (32), (33) получаются уравнения динамики ошибок обработки идентичные определенным в [2] (уравнения (2-3), (2-33) – (2-36)) при замене переменной  $\tilde{\psi}_d$  на  $(\tilde{\psi} + \tilde{\psi}_{2d})$ . Поскольку, как переменная  $\tilde{\psi}_d$  в случае косвенного векторного управления, так и переменная  $(\tilde{\psi} + \tilde{\psi}_{2d})$  при прямом векторном управлении с использованием наблюдателя экспоненциально затухает в нуль независимо от электромеханической подсистемы АД, то используя результат [2], [9] устанавливаем, что заданная траектория скорости обрабатывается асимптотически, то есть  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0$ , а также достигаются цели управления, заданные условиями О.2 и О.3.

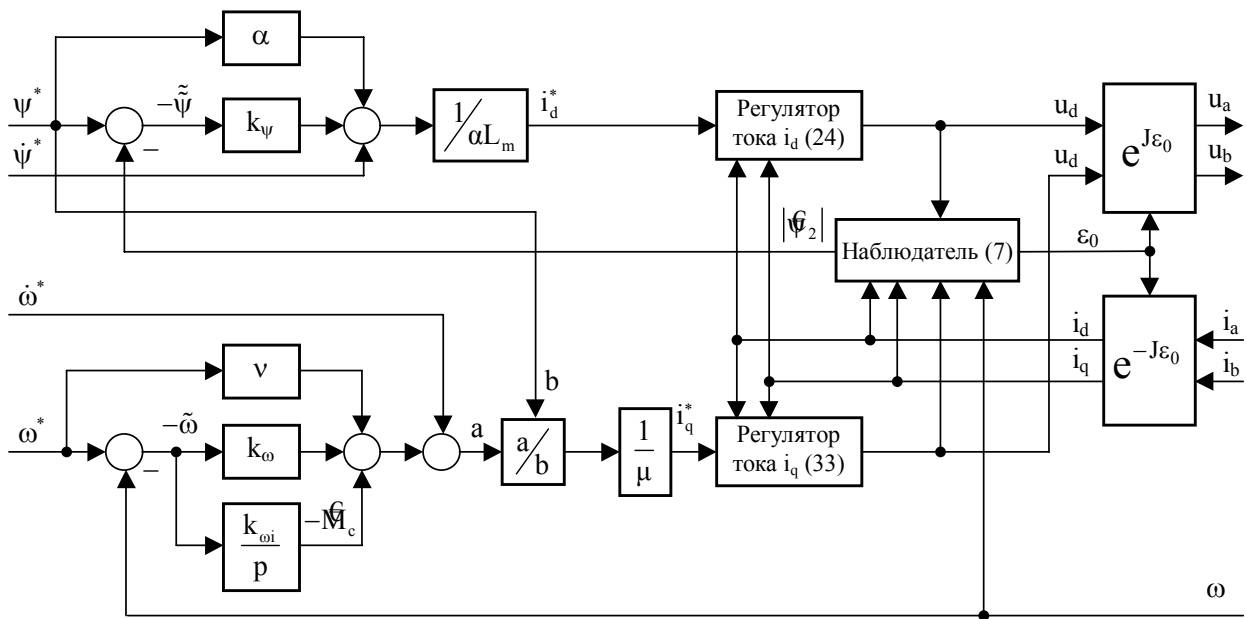


Рис. 1. Структурная схема алгоритма прямого векторного управления.

## Заключение

Рассмотрено общее решение проблемы векторного управления АД с использованием концепции прямого управления с ориентацией по полю электрической машины. Предложенное решение позволяет использовать любой асимптотический наблюдатель вектора потокосцепления ротора со свойствами экспоненциальной устойчивости. Дана

конструктивная процедура синтеза корректирующих обратных связей наблюдателя и структуры алгоритма управления модулем потокосцепления, гарантирующая подсистеме управления вектором потокосцепления ротора свойства глобальной экспоненциальной асимптотической устойчивости. Благодаря этому возможно выбрать структуру наблюдателя и параметры его корректирующих связей с целью достижения грубости к параметрическим возмущениям АД.

## Литература

- [1]. Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Часть I. Проблема векторного управления в асинхронном электроприводе: краткий обзор и формулировка проблемы. // Техническая электродинамика. – 1999 г. – №2. с. 27 – 32.
- [2]. Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Часть II. Синтез алгоритма отработки модуля потока и угловой скорости. // Техническая электродинамика. – 1999 г. – №4. с. 26 – 31.
- [3]. Пересада С. М. Теоретические и практические аспекты использования обобщенного алгоритма косвенного векторного управления. // Техническая электродинамика. – 1999 г. – №6. с. 27 – 31.
- [4]. Пересада С. М. Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор. Вестник ДГТУ 1999 г., с. 1 – 23.
- [5]. F. Blaschke, "The principle of field orientation applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines," Siemens-Rev., 39, 217-220, 1972.
- [6]. I. Kanellakopoulos, P. T. Krein, F. Disilvestro, "Nonlinear flux-observer-based control of inductions motors", ACC-92, June-1992, Chicago, IL.
- [7]. D. Kim, I. Ha, and M. Ko, "Control of induction motors via feedback linearization with input-output decoupling", Internat. J. Contr., Vol.51, no.4, pp. 863 – 883, 1990.
- [8]. R. Marino and P. Tomei, Nonlinear Control Design: Geometric, Adaptive and Robust. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995.
- [9]. S. Peresada, A. Tonielli "High performance robust speed-flux tracking controller for induction motor" International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, Vol 14, no. 2-3, 2000, pp. 177 – 200.
- [10]. G. C. Verghese and S. R. Sanders, "Observers for flux estimation in induction machines", IEEE Trans. Indust. Electron., Vol. 35, pp. 85 – 94, 1988.