

ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ В АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ: АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР

Пересада С. М.

Национальный технический университет Украины (КПИ)

An overview of the induction motor vector control strategies is presented. A wide range of nonlinear methods for feedback control of induction motor, state estimation and parameters identification have been reviewed and summarized in this article.

1. Введение

Современные регулируемые электроприводы с асинхронными короткозамкнутыми электродвигателями (АД) являются одними из наиболее распространенных электромеханических систем. Частотно-управляемые асинхронные электроприводы, промышленный выпуск которых начался в середине 60-х годов, представляют собой системы с двухмерным скалярным управлением, компонентами которого являются амплитуда и угловая частота вектора напряжения статора. Основные научные и практические результаты, относящиеся к идее частотного управления АД, получены в 70 – 80 годах и в достаточной степени освещены в технической литературе.

В отличие от частотных методов, векторные способы предполагают управление амплитудой и пространственным положением вектора напряжения статора. Начиная с пионерских работ [1],[2], концепция управления АД с ориентацией по полю машины (field-oriented control – FOC), как метод развязывания процессов регулирования момента и потока, стала фундаментом для создания высокоэффективных векторно-управляемых асинхронных электроприводов [3] – [11]. Развитие проблемы управления АД в практическом направлении стимулировало интенсивные исследования в области нелинейного управления АД. Теоретическое осмысление проблемы векторного управления АД, а также различными типами синхронных машин, начавшееся с начала 80-х годов, совпало по времени с разработкой эффективных методов нелинейного управления, таких как: линеаризация обратной связью [12], [13], разрывное управление [14], [15], адаптивное и грубое управление [16], [17]. Ранние публикации в управленческих изданиях (см. [2], [5], [7], [14], [25], [30], [33], [34] в списке литературы [18]) сформировали научное направление, которое в обзоре [19] определено как "нелинейное управление электрическими машинами". Целью настоящего исследования является, не претендуя на исчерпывающую полноту, установить взаимосвязь между существующими задачами управления асинхронным электроприводом и разработанными алгоритмами их решения.

2. Формулировка проблемы управления АД с ориентацией по полю машины

2.1 Математическая модель АД

Асинхронный двигатель, как объект управления, описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений пятого порядка, в которой два выхода: угловая скорость (момент) и модуль потокосцепления должны регулироваться посредством двухмерного вектора управляющих напряжений статора.

Эквивалентная двухфазная математическая модель симметричного АД, полученная на основании уравнений обобщенной электрической машины, представленная в системе координат статора (a – b) (см. [18] допущение и получение), имеет вид:

$$\dot{x} = f(x) + Bu + dT_L, \quad (1)$$

где: $x = [\omega, \psi_a, \psi_b, i_a, i_b]^T$, $u = [u_a, u_b]^T$ - вектор пространства состояний и управляющий вектор, ω - угловая скорость ротора, $i = [i_a, i_b]^T$, $\psi = [\psi_a, \psi_b]^T$ - определяют векторы тока статора и потокосцепления ротора. Индексы a и b использованы для обозначения компонент векторов в системе координат (a – b); T_L - момент нагрузки. Вектор функция $f(x)$ и постоянные матрицы B и d определены как

$$f(x) = \begin{pmatrix} \mu(\psi_a i_b - \psi_b i_a) \\ -\alpha \psi_a - \omega \psi_b + \alpha L_m i_a \\ \omega \psi_a - \alpha \psi_b + \alpha L_m i_b \\ \alpha \beta \psi_a + \beta \omega \psi_b - \gamma i_a \\ -\beta \omega \psi_a + \alpha \beta \psi_b - \gamma i_b \end{pmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma} \end{bmatrix}; \quad d = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Положительные константы, связанные с электрическими и механическими параметрами АД, определены следующим образом:

$$\sigma = L_s \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right); \beta = \frac{L_m}{\sigma L_r}; \mu = \frac{3}{2} \frac{L_m}{J L_r}; \alpha = \frac{R_r}{L_r}; \gamma = \left(\frac{R_s}{\sigma} + \alpha L_m \beta \right); T_{L1} = \frac{T_L}{J};$$

где: J - полный момент инерции, R_s, R_r, L_s, L_r - активные сопротивления и индуктивности статора и ротора соответственно, L_m - индуктивность намагничивающего контура. Без потери общности в модели (2) принята одна пара полюсов.

Обобщенная постановка проблемы управления АД состоит в необходимости регулирования двух выходных координат электрической машины - угловой скорости и модуля потокосцепления ротора, определенных как

$$y_1 = h(x) = \begin{bmatrix} \omega \\ \sqrt{\psi_a^2 + \psi_b^2} \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} \omega \\ |\psi| \end{bmatrix}, \quad (3)$$

с помощью двумерного вектора напряжений статора u . Момент нагрузки T_L рассматривается как не измеряемое возмущение. Предполагается, что управляющее напряжение статора формируется с помощью транзисторного инвертора с ШИМ (скалярной или векторной [20]), частота коммутации которой достаточна для рассмотрения силового преобразователя как идеального усилителя.

2.2 Концепция ориентации по полю машины.

В [21],[22],[18] показано, что синтез алгоритма управления может производиться в любой системе координат ввиду фундаментального свойства линеаризуемости обратной связи модели АД, заданной (1) и (2). Однако концепция управления АД с ориентацией по полю машины [1] - [10], как метод развязки процессов управления потоком и моментом АД, более наглядно представляется в синхронно вращающейся системе координат (d-q). Определив ε_0 , как угол, задающий пространственное положение системы координат (d-q) относительно стационарной системы координат статора (a-b), получим преобразования, устанавливающие взаимосвязь между естественными и преобразованными переменными, в виде

$$x_{dq} = e^{-j\varepsilon_0} x_{ab} \quad (4)$$

$$x_{ab} = e^{j\varepsilon_0} x_{dq}, \quad e^{-j\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & \sin \varepsilon_0 \\ -\sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix}$$

где x_{yz} - любой двумерный вектор переменных электрической машины, заданный в системе координат (y-z).

В синхронно вращающейся системе координат (d-q) модель (1), (2) приобретает вид

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \mu (\psi_d i_q - \psi_q i_d) - T_{L1} \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha \psi_d + (\omega_0 - \omega) \psi_q + \alpha L_m i_d \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha \psi_q - (\omega_0 - \omega) \psi_d + \alpha L_m i_q \\ \dot{i}_d &= -\gamma i_d + \omega_0 i_q + \alpha \beta \psi_d + \beta \omega \psi_q + \frac{1}{\sigma} u_d \\ \dot{i}_q &= -\gamma i_q - \omega_0 i_d + \alpha \beta \psi_q - \beta \omega \psi_d + \frac{1}{\sigma} u_q \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \varepsilon_0(0) = 0, \end{aligned} \quad (5)$$

где ω_0 - угловая скорость вращения системы координат (d-q).

В идеализированном случае, когда угловое положение ε_ψ вектора потокосцепления ротора, относительно системы координат (a-b) и его модуль известны, тогда условие $\varepsilon_0 = \varepsilon_\psi = \arctg \frac{\psi_b}{\psi_a}$ или

$$\cos \varepsilon_0 = \frac{\psi_a}{|\psi|}, \sin \varepsilon_0 = \frac{\psi_b}{|\psi|}, |\psi| > 0 \quad \text{в (4) гарантирует, что ось d системы координат (d-q) совпадает с}$$

направлением вектора потокосцепления ротора, т.е.

$$\psi_d = |\psi|, \psi_q \equiv 0 \quad (6)$$

Условие (6) известно как условие точной ориентации системы координат (d-q) по вектору потокосцепления ротора. Подставив условие (6) в (5), получим модель АД в системе координат (d-q), ориентированной по вектору потокосцепления ротора:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \mu |\psi| i_q - T_{L1} \\ \dot{i}_q &= -\gamma i_q - \omega_0 i_d - \beta \omega |\psi| + \frac{1}{\sigma} u_q \\ |\dot{\psi}| &= -\alpha |\psi| + \alpha L_m i_d \\ \dot{i}_d &= -\gamma i_d + \omega_0 i_q + \alpha \beta |\psi| + \frac{1}{\sigma} u_d \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_q}{|\psi|} \end{aligned} \quad (7)$$

Первые два уравнения в (7) определяют динамическое поведение электромеханической подсистемы АД, а вторые два – электромагнитной. Такая декомпозиция, хотя и не устраняет взаимосвязанности двух подсистем, однако, позволяет осуществить развязку управляющих воздействий: $u_q \rightarrow i_q \rightarrow \omega$ и $u_d \rightarrow i_d \rightarrow |\psi|$.

Сформировав управляющие воздействия u_q, u_d , введя в алгоритм управления нелинейные компенсирующие

связи v_{kd} и v_{kq} :

$$\begin{aligned} u_q &= \sigma (-v_{kq} + v_q), \quad v_{kq} = -\omega_0 i_d - \beta \omega |\psi|, \\ u_d &= \sigma (-v_{kd} + v_d), \quad v_{kd} = \omega_0 i_q + \alpha \beta |\psi|, \end{aligned} \quad (8)$$

уравнения (7) приобретают вид:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \mu |\psi| i_q - T_{L1} \\ \dot{i}_q &= -\gamma i_q + v_q \\ |\dot{\psi}| &= -\alpha |\psi| + \alpha L_m i_d \\ \dot{i}_d &= -\gamma i_d + v_d \end{aligned} \quad (9)$$

Относительно новых управляющих воздействий v_d и v_q система (9) является квазилинейной (при $|\psi| = \text{const}$ - линейной). Уравнения динамики потока линейны и независимы от процессов регулирования угловой скорости. Уравнения динамики электромеханической подсистемы по форме совпадают с известными уравнениями двигателя постоянного тока с независимым возбуждением. Структура уравнений (9) допускает непосредственное применение методов стандартных систем с подчиненным регулированием параметров. Данное свойство концепции FOC и определяет сущность метода декомпозиции процессов управления магнитным потоком и моментом АД.

Алгоритм управления, осуществляющий преобразование исходной модели АД, заданной (1)-(2), к квазилинейной форме (9) в соответствии с (4)-(8) имеет вид:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix} = e^{j\varepsilon_0} \sigma \begin{bmatrix} -v_{kd} + v_d \\ -v_{kq} + v_q \end{bmatrix} \quad (10)$$

С позиций современной нелинейной теории управления [18] алгоритм (10) классифицируется как частично линеаризующий обратной связью и по существующей терминологии осуществляет управление АД с прямой (основанной на измерении потока) ориентацией по вектору потокосцепления ротора (direct field oriented control – DFOC).

Альтернативным путем достижения условий ориентации по вектору потокосцепления ротора является формирование уравнения динамики системы координат (d-q), задавая закон изменения ε_0 в (4) в соответствии с последним уравнением в (7)

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_q}{|\psi|}; \quad \varepsilon_0(0) = 0, \quad (11)$$

где частота скольжения равна $\omega_2 = \alpha L_m \frac{i_q}{|\psi|}$.

Уравнения (7) при этом приобретает вид ($\psi_q = \tilde{\psi}_q$):

$$\dot{\omega} = \mu\psi_d i_q - \mu\tilde{\psi}_q i_d - T_{L1}$$

$$\dot{i}_q = -\gamma i_q - \omega_0 i_d + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\psi_d + \frac{1}{\sigma} u_q$$

$$\dot{\psi}_d = -\alpha\psi_d + (\omega_0 - \omega)\tilde{\psi}_q + \alpha L_m i_d$$

$$\dot{i}_d = -\gamma i_d + \omega_0 i_q + \alpha\beta\psi_d - \beta\omega\tilde{\psi}_q + \frac{1}{\sigma} u_d$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_q = -\alpha\tilde{\psi}_q$$

В силу экспоненциального решения последнего уравнения в (12) $\tilde{\psi}_q(t) = \tilde{\psi}_q(0)e^{-\alpha t}$, условия (6) ориентации его по вектору потокосцепления ротора достигаются асимптотически

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_d = |\psi|, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_q = 0,$$

а уравнения (12) в пределе стремятся к (7). В регуляторе (10) при этом изменяется лишь способ формирования матрицы преобразования координат $e^{-\gamma \epsilon_0}$. Данный метод достижения условий (13) получил название косвенного (непрямого) векторного управления с ориентацией по вектору потокосцепления ротора (indirect field-oriented control – IFOC).

Полная линеаризация эквивалентных уравнений электромеханической системы АД, описываемых первыми двумя уравнениями в (9), может быть осуществлена с помощью дополнительного нелинейного преобразования [21]:

$$\eta = |\psi| i_q, |\psi| > 0$$

С учетом (14), а также сформировав

$$v_q = \frac{1}{|\psi|} (-\alpha L_m i_d i_q + v_{q1}),$$

уравнения электромеханической части приобретают вид:

$$\dot{\omega} = \mu\eta - T_{L1}$$

$$\dot{\eta} = -(\gamma + \alpha)\eta + v_{q1}$$

Уравнения (16) линейны и независимы от процессов управления потоком. Данная идея, в частности, использована в [23] - [26] для линеаризации контура регулирования скорости АД. Отметим, что в структуре (16) внутренним будет не контур регулирования тока i_q , а контур регулирования моментной компоненты $|\psi| i_q$.

Условия FOC с линеаризацией и декомпозицией электромеханической и электромагнитной систем могут быть достигнуты при синтезе алгоритма управления АД с использованием теории линеаризующих обратной связью управлений [13]. Такой результат впервые получен в [21] и был развит в [18], [22]. Опуская теоретические выкладки, рассмотрим нелинейное преобразование координат в (1), (2), заданное

$$\omega = \omega$$

$$y = (\psi_a i_b - \psi_b i_a)$$

$$|\psi|^2 = \psi_a^2 + \psi_b^2$$

$$x = \psi_a i_a + \psi_b i_b$$

$$\epsilon_c = \arctg\left(\frac{\psi_b}{\psi_a}\right),$$

которое является диффеоморфизмом в $\Omega = \{x \in \mathbb{R}^5: \psi_a^2 + \psi_b^2 \neq 0\}$ т.е. $|\psi|^2 > 0$ и $-\frac{\pi}{2} \leq \epsilon_0 \leq \frac{\pi}{2}$,

учитывая циклический характер угловой переменной ϵ_0 .

В новых переменных модель АД переписывается в виде:

$$\begin{aligned} |\dot{\psi}|^2 &= -2\alpha|\psi|^2 + 2\alpha L_m x \\ \dot{\omega} &= \mu y - T_{L1} \\ \dot{x} &= -(\gamma + \alpha)x + \omega y + \alpha\beta|\psi|^2 + \alpha L_m \frac{y^2 + x^2}{|\psi|^2} + \frac{1}{\sigma} u_x \\ \dot{y} &= -(\gamma + \alpha)y - \beta\omega|\psi|^2 - \omega x + \frac{1}{\sigma} u_y \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega + \alpha L_m \frac{y}{|\psi|^2}, \end{aligned} \quad (18)$$

где новые управляющие воздействия определены как

$$\begin{pmatrix} u_x \\ u_y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_a & \psi_b \\ -\psi_b & \psi_a \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} \quad (19)$$

Как следует из (18), в силу нелинейного преобразования (17), выходные уравнения регулируемых переменных $|\psi|^2$ и ω линейны и невязаносвязаны, в то время как нелинейные составляющие

$$\begin{aligned} v_{kx} &= \omega y + \alpha\beta|\psi|^2 + \alpha L_m \frac{y^2 + x^2}{|\psi|^2} \\ v_{ky} &= -\beta\omega|\psi|^2 - \omega x \end{aligned} \quad (20)$$

приложены там же где и управляющие воздействия u_x и u_y и, следовательно, уравнения (18) могут быть линеаризованы формированием

$$\begin{aligned} u_x &= \sigma(-v_{kx} + v_x) \\ u_y &= \sigma(-v_{ky} + v_y) \end{aligned} \quad (21)$$

Линеаризованные уравнения (18) с учетом (20) и (21) приобретают форму, эквивалентную уравнениям (16) и двум последним уравнениям в (9):

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \mu y - T_{L1} \\ \dot{y} &= -(\gamma + \alpha)y + v_y \\ |\dot{\psi}|^2 &= -2\alpha|\psi|^2 + 2\alpha L_m x \\ \dot{x} &= -(\gamma + \alpha)x + v_x \end{aligned} \quad (22)$$

Реальные управляющие воздействия $(u_a, u_b)^T$ находятся из (19), (20), (21) в виде:

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = \frac{\sigma}{|\psi|^2} \begin{bmatrix} \psi_a & -\psi_b \\ \psi_b & \psi_a \end{bmatrix} \begin{pmatrix} -v_{kx} + v_x \\ -v_{ky} + v_y \end{pmatrix} \quad (23)$$

Управляющие воздействия в соответствии с (10) и (23) имеют идентичную структуру, включающую преобразование координат, нелинейные компенсирующие обратные связи, заданные $v_{kd}, v_{kq}, v_{kx}, v_{ky}$ и собственно алгоритмы (v_d, v_q) и (v_x, v_y) , формирующие динамику регулируемых переменных.

Рассмотренные варианты линеаризующих управлений используют ориентирование по вектору потокосцепления ротора. Задача векторного управления АД также может быть решена при конструировании управляющего воздействия с ориентацией по векторам потокосцепления в зазоре или статоре машины. Рассмотрим последний вариант, нашедший применение в ряде исследований. Используя модель (1), (2), выполним линейное преобразование координат [27]

$$\begin{aligned} z_a &= i_a + \beta\psi_a \\ z_b &= i_b + \beta\psi_b \end{aligned} \quad (24)$$

Переменные z_a и z_b пропорциональны компонентам вектора потокоцепления статора $\Psi_{1a} = \sigma z_a, \Psi_{1b} = \sigma z_b$. Осуществив ориентацию системы координат (d-q) по вектору $z = (z_a, z_b)^T$, используя в (4)

$$\cos \varepsilon_0 = \frac{z_a}{|z|}; \sin \varepsilon_0 = \frac{z_b}{|z|}, |z| > 0, \quad (24-1)$$

а, также определив моментную компоненту $\eta = -|z|\psi_q$, получим модель АД в пространстве переменных

$$\begin{aligned} x &= (\omega, \eta_b |z|, \psi_d, \varepsilon_0)^T \\ \dot{\omega} &= \mu \eta - T_{L1} \\ \dot{\eta} &= -(\gamma + \alpha) \eta - \omega \psi_d |z| + \frac{1}{\sigma} \frac{\eta}{|z|} u_d + \frac{1}{\sigma} \psi_d u_q \\ |\dot{z}| &= -\frac{R_1}{\sigma} |z| + \beta \frac{R_1}{\sigma} \psi_d + \frac{1}{\sigma} u_d \\ \dot{\psi}_d &= -(\alpha + \alpha L_m \beta) \psi_d - (\omega_0 - \omega) \frac{\eta}{|z|} + \alpha L_m |z| \end{aligned} \quad (25)$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \frac{1}{|z|} \left(-\beta \frac{R_1}{\sigma} \frac{\eta}{|z|} + \frac{1}{\sigma} u_q \right)$$

Сконструировав в (25) управляющие напряжения u_d и u_q в виде

$$\begin{aligned} u_d &= \sigma \left[-\beta \frac{R_1}{\sigma} \psi_d + v_z \right] \\ u_q &= \sigma \frac{1}{\psi_d} \left(-\frac{1}{\sigma} \frac{\eta}{|z|} u_d + \omega \psi_d |z| + v_\eta \right), \psi_d > 0, \end{aligned} \quad (26)$$

получим уравнения динамики АД в результате действия линеаризующего регулятора (26):

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \mu \eta - T_{L1} \\ \dot{\eta} &= -(\alpha + \gamma) \eta + v_\eta \\ |\dot{z}| &= -\frac{R_1}{\sigma} |z| + v_z \\ \dot{\psi}_d &= -(\alpha + \alpha L_m \beta) \psi_d - (\omega_0 - \omega) \frac{\eta}{|z|} + \alpha L_m |z| \end{aligned} \quad (27)$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \frac{1}{|z|} \left(-\beta \frac{R_1}{\sigma} \frac{\eta}{|z|} + \frac{1}{\sigma} u_q \right)$$

В соответствии с тремя первыми линейными уравнениями в (27) управляющие воздействия v_η и v_z обеспечивают регулирование угловой скорости и модуля потока статора. Однако, наибольшая линеаризуемая часть равна трем, в то время как при управлении с ориентацией по вектору потокоцепления ротора – четырем (см. (22)). Отметим, что траектории движения неуправляемой координаты $\psi_d(t)$ в (27) должны гарантировать выполнение условия $\psi_d(t) > 0$ в соответствии с (26). Очевидно, что управление АД с ориентацией по вектору потокоцепления ротора дает более предпочтительную результирующую структуру в сравнении с получаемой при ориентировании по вектору потокоцепления статора.

Рассмотренные варианты линеаризующих регуляторов являются базовыми для конструирования подавляющего большинства алгоритмов управления АД. Они предполагают формирование управляющего вектора напряжений статора $(u_a, u_b)^T$ в модели (1), (2). Вместе с тем в электроприводах малой и средней мощности часто используется, так называемая, концепция токового управления АД. Она базируется на предположении, что электрическая машина управляется не от управляемого источника напряжения, а от управляемого источника тока [28]. При этом модель АД (1), (2) понижается до третьего порядка и включает

только уравнения динамики угловой скорости и потокосцеплений. Принципы ориентирования по вектору потокосцепления ротора сохраняются при рассмотрении токов статора (i_a, i_b) как управляющих воздействий.

3. Векторное управление АД, основанное на использовании принципа разделения

Каждый из рассмотренных вариантов линеаризующих регуляторов позволяет получить эквивалентную структуру объекта управления угловой скоростью и модуля потокосцепления (ротора или статора), которая линейна (квазилинейна (9)) и развязана относительно регулируемых выходов и новых управляющих воздействий $(v_d, v_q), (v_x, v_y), (v_z, v_\eta)$. Все многообразие методов синтеза, используемых в линейных системах, может быть использовано для конструирования $(v_d, v_q), (v_x, v_y), (v_z, v_\eta)$. Реализация линеаризующих регуляторов требует измеряемости полного вектора пространства состояний в (1), (2), включая информацию о неизмеряемом векторе потокосцепления (статора или ротора), определяющем в структуре линеаризующего алгоритма развязывающее преобразование координат. Естественным путем решения проблемы было создание нелинейных асимптотических наблюдателей и оценщиков вектора потокосцепления с целью замены в алгоритме управления его реальных значений на оцененные. Из большого объема библиографии по этому вопросу отметим лишь обобщающие результаты, приведенные в [29]-[35], которые базируются на общей теории наблюдателей Люенбергера [36]. Концептуально применение асимптотических наблюдателей потока в системах векторного управления АД базируется на использовании принципа разделения, аналогично линейным системам. При этом предполагается, что процесс оценивания компонент вектора потокосцепления завершился, т.е. реальные и оцененные значения совпадают. Фактически такие решения, если исключить проектирование различных форм наблюдателей, ничем не отличаются от идеализированных алгоритмов, использующих полный вектор пространства состояний. Очевидно, по этой причине они отнесены к прямому векторному управлению (DFOC). В случае косвенного векторного управления (IFOC) уравнение динамики системы координат (d-q) модифицируют, заменив в (11) реальное значение $|\psi|$ на его заданное значение $\psi^* > 0$ и предполагается, что условие $|\psi| = \psi^*$ выполняется.

Системы векторного управления, описанные в [3]-[11], базируются на таком использовании принципа разделения. Техническая правомочность его применения доказана для "стандартных" решений практической реализацией в большинстве серийно выпускаемых асинхронных электроприводов, использующих как прямое, так и косвенное ориентирование по вектору потокосцепления ротора. При этом "стандартная" конфигурация включает преобразование переменных АД в систему координат (d-q), ориентация которой (4) задается либо с помощью наблюдателя потокосцеплений ротора в виде модели роторной цепи (DFOC), либо формированием углового положения системы координат в соответствии с (11) и заменой $|\psi| \rightarrow \psi^*$ (IFOC). Управляющие воздействия u_d и u_q в моделях (7) и (12) формируются с помощью ПИ-регуляторов тока по осям d и q, а задающими воздействиями для внутренних контуров регулирования токов являются выходы регулятора скорости (q-ось) и регулятора потока (d-ось). Теоретически работоспособность (условия асимптотической устойчивости) стандартных алгоритмов при токовом управлении доказана в [37], [38] много позднее начала их использования в серийных электроприводах.

Отдельное направление в области векторного управления АД составляют системы с разрывным управлением, созданные на основе теории систем с переменной структурой [14]. Организация специального типа движений в системах с переменной структурой - скользящего режима, при определенных условиях теоретически позволяет достичь параметрической инвариантности получаемого движения. При этом алгоритм разрывного управления может непосредственно использоваться для коммутации силовых ключей инвертора, минуя промежуточное звено формирования ШИМ. Начиная с пионерской работы [39] выполнен большой объем исследований [39]-[46] как в теоретически, так и в практически ориентированных направлениях (см. исчерпывающий обзор [41], а также обобщение [43]).

Различные модификации контроллеров с разрывным управлением базируются на рассмотренных во втором разделе данной статьи преобразованиях координат с целью достижения условий ориентации по полю машины. Возможность преобразования модели АД к формам, заданным (9), (22), (27), определяет достаточность существования разрывных регуляторов, которая в обобщенной постановке сформулирована в [44] для класса линеаризуемых обратной связью нелинейных объектов. Насколько автору известно, все предложенные решения в классе разрывных управлений строятся на предположении о справедливости принципа разделения в части использования оцененного значения вектора потокосцепления. Подавляющее большинство исследований в данном направлении ограничивается доказательством работоспособности моделированием, практического сравнения со стандартными алгоритмами векторного управления АД в общедоступной литературе нет. Насколько автору известно, нет также информации о прямом использовании регуляторов, реализующих скользящие режимы при управлении АД, в коммерческих продуктах. Исключения составляют лишь системы регулирования токов [28] с релейными гистерезисными регуляторами. Очевидно, что применительно к рассматриваемой задаче данный перспективный класс управлений находится в стадии развития. Требуют конкретизации вопросы реализации скользящих режимов в цифровых системах, взаимосвязь

между "идеальным" и "реальным" скользящими режимами в привязке к коммутационным возможностям и энергетике силовых ключей инвертора, а также собственно алгоритмы их коммутации, исключая ШИМ. Недостаточно изучен вопрос о грубости реализуемых движений в отношении параметрических и координатных возмущений в условиях, когда прямое измерение ускорения вала двигателя невозможно, а информация о магнитном потоке получается с помощью наблюдателя. Следует ожидать, что полученные первые теоретические результаты по распространению теории систем с переменной структурой на дискретный случай, появившиеся на рынке дешевые высокопроизводительные DSP, способные реализовывать необходимый для управления АД алгоритм за время в пределах десятков микросекунд, а также силовые IGBT ключи, допускающие работу при частотах 30-50 КГц без существенного увеличения коммутируемых потерь, позволят создать реальные системы векторного управления с разрывным управлением. Подтверждением этому может служить практическая реализация способа управления АД, получившего название "прямое управление моментом и вектором потока" (Direct Torque-Flux Vector Control – DTFVC) или в сокращенной форме – "прямое управление моментом" – DTC [47] – [53]. В основе метода лежат идеи, представленные в [54] и [55], и состоящие в том, что момент АД и модуль потока статора могут регулироваться независимо воздействуя на один из семи пространственных векторов напряжения статора, генерируемых инвертором. Строгой математической формулировки, заложенной в основу этого метода, в литературе до сих пор не дано, хотя он и используется в серийных изделиях концерна ABB [50], [51]. Наиболее информативным, очевидно, является представление метода, изложенное в [47]. По мнению автора, DTC может трактоваться как одна из форм реализации разрывного управления в системе координат с ориентацией по вектору потокосцепления статора. Из уравнений динамики (25) следует, что моментная компонента η и модуль потокосцепления статора $|z|$ могут регулироваться посредством воздействия на компоненты вектора напряжений u_q и u_d соответственно.

Учитывая, что каждое из уравнений выхода в (25) может быть представлено в виде:

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= -\gamma\eta + a(t)\frac{1}{\sigma}u_q + f_\eta(t) \\ \dot{z} &= -\frac{R_1}{\sigma}|z| + \frac{1}{\sigma}u_d + f_z(t) \end{aligned} \quad (28)$$

устанавливаем, что при $a(t) > 0$ и $|f_\eta(t)| \leq c_1 < \infty$, $|f_z(t)| \leq c_2 < \infty$, в соответствии с теорией разрывных управлений [14], существует разрывный алгоритм, обеспечивающий стабилизацию положения равновесия $\tilde{\eta} = \eta - \eta^* = 0$, $\tilde{z} = |z| - |z|^* = 0$ где η^* , $|z|^*$ – ограниченные задающие воздействия момента и потока статора. На практике регуляторы момента и потока выполняются релейными с изменяемым гистерезисом с целью ограничения частот автоколебаний в контурах регулирования на уровне нескольких килогерц. Для получения устойчивых предельных циклов шаг квантования по времени выбирается на порядок меньше, чем частота автоколебаний ($25\mu\text{s}$ [48]).

Рассмотренные в данном разделе алгоритмы управления используют принцип разделения, то есть предполагают, что решение, полученное при использовании полного вектора пространства состояний, является также справедливым при замене его не измеряемых компонент на оцененные с помощью наблюдателя. Однако принцип разделения, глобально применимый в линейных системах, в общем случае не справедлив в нелинейных системах даже в "малом". Ошибки оценивания, обусловленные начальными условиями, а также параметрической неопределенностью, потенциально могут дестабилизировать нелинейную систему [16]. В этой связи, решения, для которых не доказана справедливость применения принципа разделения, по существующей терминологии относятся к техническим (практическим) алгоритмам управления.

4. Векторное управление АД по измеряемому вектору переменных

Математическое доказательство свойства асимптотической устойчивости нелинейной системы при использовании данного нелинейного контроллера является необходимым условием для его определения как алгоритма управления. Такое доказательство преследует в первую очередь даже не академический интерес, а устанавливает при каких условиях алгоритм гарантирует достижение целей управления. Применительно к векторно-управляемым асинхронным электроприводам задача управления по измеряемому вектору переменных, то есть измеряемому выходу, формулируется следующим образом:

1. Задана динамическая модель АД (1) и (2), в которой измеряемый вектор переменных состояния определен как $y = (\omega, i_a, i_b)^T$.
2. Выходами, которые должны регулироваться являются угловая скорость и модуль потокосцепления, определенные вектором y_1 (3).

3. Заданный закон изменения регулируемых выходов задан вектором $y_1^*(t) = (\omega^*(t), |\psi(t)|^*)^T$, ограниченным вместе с ограниченными первой и второй производной по времени. Момент нагрузки T_L предполагается неизвестным, постоянным и ограниченным.

4. Требуется синтезировать нелинейный динамический контроллер, структура которого имеет вид

$$u = \varphi_1(y, y_1^*, \xi) \quad (29)$$

$$\dot{\xi} = \varphi_2(y, y_1^*, \xi),$$

гарантирующий условия асимптотической устойчивости (глобальной или локальной) ошибки отработки

$\tilde{y}_1 = y_1 - y_1^*$, то есть

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{y}_1 = 0 \quad (30)$$

В регуляторе (29) ξ - вектор состояния регулятора, включающий переменные наблюдателя, интегральные составляющие регуляторов и другие динамические составляющие.

Условия асимптотической устойчивости положения равновесия $\tilde{y}_1 = 0$ является минимальным требованием и может дополняться условиями, определяющими показатели качества регулирования, свойства грубости и т.д.

Первая попытка решения задачи в такой постановке рассмотрена в [56]. Первое решение, которое может считаться доказанным, дано в [57] в предположении, что момент нагрузки измеряем. В [58], [59] впервые получено решение, гарантирующее отслеживание заданных траекторий угловой скорости и потока при неизвестном моменте нагрузки для случая токового управления АД (см. также [71] - результаты экспериментальных исследований). Ряд важных результатов получен в [60] - [62] и других работах этих авторов (см. обзор в [62]) с использованием принципа пассивности при реализации косвенного векторного управления АД. Обратная пошаговая процедура синтеза [16] использована в [63] - [65]. При этом результат [65] распространяет решение, полученное в [59], на случай формирования управляющих напряжений, а также дает методику настройки параметров контроллера для спецификации показателей качества управления, которая концептуально схожа с используемой в стандартных системах с подчиненным регулированием параметров. В той же работе экспериментально доказывается возможность получения динамической точности отработки угловой скорости, которая, по крайней мере, на порядок превышает результат, достигаемый в "стандартных" системах. Теория систем с "большим" коэффициентом усиления использована при синтезе контроллера (29) со свойствами грубости [66]. Некоторые обобщения возможности применения нелинейного принципа разделения даны в [38]. Благодаря использованию теоретического результата [38], получены новые алгоритмы [67], [25], [26], [27], которые решают задачу управления, аналогичную [65], достигая одновременно свойства грубости в отношении параметрической неопределенности, а также асимптотической линеаризации подсистемы регулирования угловой скорости и асимптотической декомпозиции подсистем угловой скорости и магнитного потока (эти свойства прежде достигались лишь в алгоритмах с полностью измеряемым вектором пространства состояний [18], [56]). Алгоритмы векторного управления АД по измеряемому выходу, представленные в [56] - [67], заложили основы теории управления электромеханическим преобразователем энергии в асинхронном электроприводе, позволили доказать работоспособность и существенно усовершенствовать существовавшие технические решения. Вместе с тем, дальнейшего теоретического изучения требуют следующие проблемы.

P1. Создание алгоритмов со свойствами грубости или адаптации к параметрическим возмущениям, основными из которых является изменения активных сопротивлений статора и особенно ротора. Действие этих возмущений приводит к ухудшению динамических и статических показателей качества управления и снижению энергетической эффективности электропривода [68]. Начиная с [69], данная проблема активно изучается как в прикладном [70], так и в теоретическом направлениях (см. обзор в [71], [27]). Алгоритм идентификации активного сопротивления ротора, для которого доказаны свойства глобальной асимптотической устойчивости, впервые получены в [72] и экспериментально тестирован в [71], [27].

Для случая управления АД со свойствами грубости к вариациям активного сопротивления ротора, условия (29) и (30) модифицируются таким образом: пусть $\alpha = \frac{R_r}{L_r} > 0$ в (1), (2) будет $\alpha = \alpha_N + \Delta\alpha$, где

α_N - номинальное значение. Требуется найти алгоритм управления, заданный

$$u = \varphi_1(y, y_1^*, \xi, \alpha_N, \lambda) \quad (31)$$

$$\dot{\xi} = \varphi_2(y, y_1^*, \xi, \alpha_N, \lambda),$$

который гарантирует для $|\Delta\alpha| \leq a_0$ выполнение условий

$$a) \lim_{t \rightarrow \infty} \|\tilde{y}_1\| \leq a_1 > 0 \quad (32)$$

$$b) \|\tilde{y}_1(t)\| \leq a_2 > 0, \quad (33)$$

где $\|(\bullet)\|$ означает Эвклидову норму $\|(\bullet)\|$, λ - вектор настроечных параметров регулятора. Если для заданного значения a_0 алгоритм (31) позволяет, воздействуя на λ , достичь уменьшения a_1 в (32), то достигается аттенюация действия возмущения $\Delta\alpha$ в установившемся режиме, если же возможно уменьшение также a_2 в (33), тогда достигается динамическая аттенюация. В такой практически очень важной постановке задача управления АД до сих пор не рассматривалась. Единственное исследование, относящееся к анализу грубости стандартного алгоритма векторного управления может быть найдено в [73]. Задача адаптивного к изменениям активного сопротивления ротора управления АД формулируется следующим образом. Пусть $\alpha = \alpha_N + \Delta\alpha$ и $\hat{\alpha}$ оценочное значение α . Найти адаптивный алгоритм управления

$$\begin{aligned} u &= \varphi_1(y, y_1^*, \xi, \hat{\alpha}) \\ \dot{\xi} &= \varphi_2(y, y_1^*, \xi, \hat{\alpha}) \\ \dot{\hat{\alpha}} &= \varphi_3(y, y_1^*, \xi), \end{aligned} \quad (34)$$

гарантирующий выполнение условий асимптотической устойчивости

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{y}_1 = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (\alpha - \hat{\alpha}) = 0 \quad (35)$$

Решение такой задачи впервые получено в [74], [75], [76], [64], используя идеи [72]. Адаптивные алгоритмы [74] - [76], [64] очень сложны и, хотя экспериментальные тесты [76] дают обнадеживающие результаты, вопрос об их практической применимости остается открытым. В частности, указанные алгоритмы требуют информации об активном сопротивлении статора. Отметим, что одновременная идентификация сопротивления статора и ротора представляет собой очень сложную задачу [77] (см. также [70] - интересный результат без теоретического доказательства).

Р.2. Другой актуальной проблемой векторного управления является создание алгоритмов, не требующих использования датчиков механических координат. Обширная информация по этому направлению может быть найдена в [78]. Первые практические варианты построения бездатчиковых векторно-управляемых электроприводов уже используются в коммерческих изделиях ведущих фирм-производителей. Теоретически данная проблема остается открытой даже на уровне получения алгоритма идентификации угловой скорости

$\omega \neq \text{const}$ со свойствами асимптотической сходимости: по вектору измеряемых переменных $y_i = (i_a, i_b)^T$ требуется найти алгоритм идентификации угловой скорости $\hat{\omega}(t)$, гарантирующий выполнение условия

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\omega - \hat{\omega}) = 0 \quad (36)$$

Основная сложность при конструировании алгоритмов идентификации угловой скорости АД состоит в неизмеряемости момента двигателя, а также неизвестности момента нагрузки, входящих в уравнение динамики угловой скорости. Полномасштабная задача управления АД по измеряемому вектору $y_i = (i_a, i_b)^T$ без измерения угловой скорости требует нахождения контроллера

$$\begin{aligned} u &= \varphi_1(y_i, y_i^*, \xi, \hat{\omega}) \\ \dot{\xi} &= \varphi_2(y_i, y_i^*, \xi, \hat{\omega}) \\ \dot{\hat{\omega}} &= \varphi_3(y_i, y_i^*, \xi), \end{aligned} \quad (37)$$

гарантирующего

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{y}_1 = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (\omega - \hat{\omega}) = 0 \quad (38)$$

Отметим, что вектор регулируемых выходов y_i (3) в этом случае полностью неизмеряем.

5. Заключение

Рассмотрены основные принципы формирования алгоритмов векторного управления АД с ориентацией по полю электрической машины. Выполнен анализ практически ориентированных алгоритмов, базирующихся на использовании принципа разделения, а также математически доказанных алгоритмов управления по измеряемому вектору переменных состояния. Сформированы задачи, которые на сегодняшний день не имеют теоретически обоснованных решений.

ЛИТЕРАТУРА.

1. K. Hasse, "Zum dynamischen Verhalten der asynchronen Maschine bei Betrieb mit variabler Standardfrequenz und Standardspannung", *Electrotechnische Zeitung ETZ* – A89 (1968), 77-81.
2. F. Blaschke, "Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der asynchronen Maschine"; Siemens Forschungs-Entwicklungs-Berichte 1(1972), №1, 184-193.
3. B. K. Bose, *Power Electronics and Variable Frequency Drives*. New York, IEEE Press, 1996.
4. W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*. Springer-Verlag, Berlin: 1996.
5. P. Vas, *Vector Control of AC Machines*. Oxford, Clarendon Press, 1990.
6. M. P. Kazmierkowski and H. Tunia, *Automatic Control of Converter-Fed Drives*. Amsterdam, Elsevier, 1994.
7. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. - Л.: Энергоатомиздат, 1987. - 136с.
8. D. W. Novotny and R. D. Lorenz, "Introduction to field orientation and high performance AC drives", in *Publication Industrial Drives Commete IEEE Ind. Applicat. Soc.* 1985.
9. W. Leonhard, "Microcomputer control of high dynamic performance AC - drives - A Survey", *Automatica*, Vol. 22, no.1, pp 1 - 19, 1986.
10. T. A. Lipo, D. W. Novotny, D. M. Divan and R. D. Lorenz, *Field Orientation and High Performance Motion Control*, WEMPEC, Summary of Publications 1981 - 1988, Madison, WI, 1989.
11. B. K. Bose, "High performance control of induction motor drives", *IEEE Ind. Electronics Soc. Newsletter*, Sept. 1998, pp. 7 - 11.
12. A. Isidori, *Nonlinear Control Systems. Communications and Control Engineering Series*. Berlin: Springer-Verlag, 1989.
13. R. Marino and P. Tomei, *Nonlinear Control Design: Geometric, Adaptive and Robust*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995.
14. Уткин В. И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. - М.: - Наука. 1981.
15. Борцов Ю. А., Юнгер И. Б. Автоматические системы с разрывным управлением. - Л.: Энергоатомиздат. Ленинград. отд-ние. 1986 - 186с.
16. M. Krstic', I. Kanellacopoulos and P. V. Kokotovic', *Nonlinear and Adaptive Control Design*. NJ: Wiley, 1995.
17. H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*. NJ: Mac - Millan Publ., 1994.
18. R. Marino, S. Peresada, and P. Valigi, "Adaptive input - output linearizing control of induction motors", *IEEE Trans. Autom. Control*, Vol. 38, no.2, pp.208 - 221, 1993.
19. D. G. Talor, "Nonlinear control of electric machines: An overview", *IEEE Control Systems Magazine*, Dec. 1994, pp. 41 - 51.
20. J. Holtz, "Pulsewidth modulation - A survey", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 39(5), 1992.
21. Z. Krzeminski, "Nonlinear control of induction motor", in *Proc.10th IFAC World Congress*, Munich, Germany, pp.349 - 354, 1987.
22. R. Marino, S. Peresada, and P. Valigi, "Adaptive nonlinear control of induction motors via extended matching", P. V. Kokotovic, Ed., *Foundations of Adaptive Control*. Berlin: Springer-Verlag, pp. 435 - 454, 1991.
23. S. Peresada, A. Tonielli, "Exponentially stable output feedback control of induction motor", in *Proc. NOLCOS - 98*, Netherlands, July 1998.
24. Пересада С. М. Экспоненциальное решение задачи управления АД с косвенной ориентацией по вектору потокосцепления ротора // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Труды научно-технич. конф., Харьков: Основа, 1997. - с. 59-63
25. S. Peresada, A. Tonielli, A. Tilli, "Indirect field-oriented control of induction motor: New design leads to improved performance and efficiency", in *Proc. IECON-98*, Germany, Sept.1998
26. Пересада С. М. Робастное векторное управление асинхронным электроприводом // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник ХГПУ. Спец. выпуск. - Харьков:ХГПУ, с.115 - 120, 1998.
27. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "Exponentially convergent rotor resistance estimation for induction motors", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 42(5), pp. 508 - 515, 1995.
28. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol.45, no. 5., Special Issue on Current Regulation, 1998.
29. Y. Dote, "Stabilization of controlled current induction motor drive system via new nonlinear state observers", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. IE-27, pp.77-81, 1980.

30. A. Bellini, G. Figalli, and G. Ulivi, "Analysis and design of a microcomputer - based observer for an induction machine", *Automatica*, Vol.24, pp.549 - 555, 1988.
31. G.C. Verghese and S.R. Sanders, "Observers for flux estimation in induction machines", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.35, pp.85 - 94, 1988.
32. Y. Hori, V. Cotter, and Y. Kaya, "A novel induction machine flux observer and its application to a high performance AC drive system", in *Proc. 10th IF AC World Congr.*, Munich, Germany, pp.363 - 368, 1987.
33. Y. Hori and T. Umeno, "Flux observer based orientation FOFO controller for high-performance torque control", in *Proc. Power Electron. Conf. IPEC*, Tokyo, Japan, pp.1219 - 1990.
34. X. Roboam, C. Andrieux, B. de Fornel and J. Hapiot, "Rotor flux observation and control in squirrel-cage induction motor: reliability with respect to parameters variations", *IEEE Proc. D*, Vol. 139, pp. 363 - 370, 1992
35. D. J. Atkinson, P. P. Acarnley, J. W. Finch, "Observers for induction motor state and parameter estimation," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.27, no.6, Nov./Dec. 1991, pp. 1119 - 1127.
36. O. G. Luenberger, "An introduction to observers", *IEEE Trans. Autom. Control*, Vol. 16, No 6, Dec. 1971.
37. R. Ortega and D. Taoutaou, "Indirect field oriented speed regulation for induction motors is globally stable", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 43, no. 2, pp. 340-341, 1996.
38. Пересада С. М., Метод синтеза линеаризуемых обратной связью нелинейных САУ по измеряемому выходу // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник ХГПУ. Спец. выпуск. - Харьков: ХГПУ, с28 - 31, 1998.
39. Изосимов Д. Б., Матич Б., Уткин В.И., Шабанович А. Использование скользящих режимов в задачах управления электрическими машинами // Докл. АН СССР. - 1978. - Т.241, - N4.
40. Методы синтеза систем с разрывным управлением на скользящих режимах. Сборник трудов. - М.: Институт проблем управления, 1983, 99с.
41. Изосимов Д. Б. Рывкин С. Е. Скользящий режим в электроприводе (аналитический обзор). - М., 1993 (Препринт/Институт проблем управления.)
42. V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electrical drives", *IEEE Tran. Ind. Electron.*, Vol. 40, no. 1, pp.23 - 36, Feb. 1993.
43. A. Sabanovic, V. I. Utkin, "Sliding mode applications in switching controllers and motion control: Tutorial", *IECON-94*, Bologna, Italy, Sept. 1994.
44. H. G. Kwatny, H. Kim, "Variable structure regulation of partially linearizable dynamics", *Systems&Control Letters* 15, pp.67 - 80, 1990.
45. R. Soto, K. S. Yang, "Sliding-mode control of an induction motor without flux measurement", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol 31, no 4., pp.744 - 751, July/Aug. 1995.
46. Садовой А. В., Клименко Ю. М., Журавский Д. М. Проблемы создания глубокорегулируемых асинхронных электроприводов с векторным полеориентированным управлением // Межвузовский журнал: Автоматика, автоматизация, электротехнические комплексы и системы. - Херсон: 1997 №1, с. 131 - 139.
47. M. P. Kazmierkowski, A. B. Kasprowicz, "Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drives", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 42, no.4, pp. 344 - 350, 1995.
48. J. N. Nash, "Direct torque control, induction motor vector control without an encoder", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. IA - 33, no.2, pp. 333 - 341, March/Apr. 1997.
49. P. Titiien, P. Pohjalainen, and J. Laly, "The next generation motor control method - Direct torque control, DTC", in *Proc. EPE chapter Symp.*, Lausanne, Switzerland, 1994, pp. 1 -7.
50. Дацковский Л. Х., Роговой В. И., Абрамов Б. И. И др. Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе (краткий аналитический обзор) // *Электротехника*, №10, 1996, с.18 -28.
51. M. Aaltonen, P. Titinen, J. Laly, S. Heikkila, "Direct torque control of AC motor drives", *ABB Review*, no.3, pp. 19 - 24, 1995.
52. G. Buja, D. Casadei and G. Serra, "Direct stator flux and torque control of an induction motor: theoretical analysis and experimental results", in *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Electron.*, pp. T 50 - 64, 1998.
53. G. Buja, "A new control strategy of the induction motor drives: the direct flux and torque control", *IEEE Ind. Electron. Soc. Newsletter*, pp. 14 - 16, 1998.
54. M. Depenbrock, "Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machine", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 3, no. 4, pp. 420 - 429, 1998.
55. I. Takahashi and T. Noquchi, "A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. IA - 22, no. 5, pp. 820 - 827, Sept/Oct. 1986.
56. 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.
57. I. Kanellakopoulos, P. T. Krein, F. Disilvestro, "Nonlinear flux-observer-based control of inductions motors", *ACC-92*, June-1992, Chicago, IL.
58. R. Marino, S. Peresada, P. Tomei, "Adaptive output feedback control of current-feed induction motors", in *Proc. 12th IFAC World Congr.*, Sydney, Australia, 1993, p. 451 - 454.
59. R. Morici, S. Peresada, C. Rossi, A. Tonielli, "Adaptive feedback control of current-fed induction motor: a rotating reference frame approach", in *Proc. ECC-95*, Rome, Italy.

60. G. Espinosa-Perez and R. Ortega, "State observers are unnecessary for induction motor control", *Syst. Contr. Lett.*, Vol.23, no.5, pp. 315 – 323, 1994.
61. R. Ortega, P. J. Nicklasson, and G. Espinoza, "On speed control of induction motors", *Automatica*, Vol.32, no.3, pp. 455 – 460, 1996.
62. P. J. Nicklasson, R. Ortega, G. Espinoza-Perez, "Passivity-based control of a class of Blondel-Park transformable electric machines", *IEEE Trans. Autom. Contr.*, Vol.42, no.5, May 1997.
63. J. Hu, D. Dawson and Y. Qian, "Position tracking control of an induction motor via partial state feedback", *Automatica*, Vol. 31, 989 – 1000, 1995.
64. J. Hu, D. M. Dawson, "Adaptive control of induction motor systems despite rotor resistance uncertainty", *Automatica*, Vol.32, no.8, pp. 1127 – 1143, 1996.
65. S. Peresada, A. Tonielli, R. Morici, "High performance indirect field-oriented output feedback control of induction motors", *Automatica*, no. 6, 1999.
66. H. K. Khalil and E. G. Strangas, "Robust speed control of induction motors using position and current measurements", *IEEE Trans. Autom. Contr.*, Vol.41, no. 8, pp.1216 – 1220, 1996.
67. Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным электроприводом. В трех частях // *Техническая электродинамика*. – 1999 г.
68. R. Krishnan and F. C. Doran, "Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drive systems", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 23, pp. 623 – 635, 1987.
69. L. J. Garces, "Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor", *IEEE Tran. Ind. Applicat.*, Vol. IA – 16, no.2, pp. 173 – 178. March/Apr. 1980.
70. H. Kubota and K. Matsuse, "Adaptive flux observer of induction motor and its stability", *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 111, no.6, pp. 97 – 104, 1991.
71. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "Output feedback control of current-fed induction motors with unknown rotorresistance", *IEEE Trans. Control Systems Technol.*, Vol. 4, no.4, pp. 336 – 347, 1996.
72. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei "Adaptive observer-based control of induction motors with unknown rotor resistance", in *Proc. 33rd IEEE Conf. On Decision and Control*, Fl. USA, pp. 696 – 697, 1994.
73. R. de Wit, R. Ortega and I. Marees, "Indirect field-oriented control of induction motors is robustly globally stable", *Automatica*, Vol.32, no.10, pp. 1393 - 1402, 1996.
74. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei "Global adaptive output-feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance", in *Proc. 35th IEEE CDC*, Kobe, Japan., pp. 4701 – 4706, Dec. 1996.
75. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "Adaptive output feedback control of current-fed induction motors with uncertain rotor resistance and load torque", *Automatica*, Vol.34, no. 5, pp. 508 – 515, 1998.
76. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, Tomei "Global adaptive output-feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance", *IEEE Trans. Autom. Contr.*, 1999.
77. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "On-line stator and rotor resistance identification in induction motor", in *Proc. IFAC Symp. on Adaptive Control*, Glasgow, Scotland, Aug. 1998.
78. K. Rajashekara, A. Kawamura, K. Matsuse, *Sensorless Control of AC Drives*, IEEE Press, 1996.