

ОБОБЩЕННОЕ РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ КОСВЕННОГО ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С МАКСИМИЗАЦИЕЙ СООТНОШЕНИЯ МОМЕНТ–ТОК В СТАТИКЕ

Введение. Начиная с пионерской работы Ф. Блашке [1] концепция полеориентирования стала основой для построения высокодинамичных асинхронных векторно-управляемых электроприводов. Последние два десятилетия характеризуются использованием широкого разнообразия методов нелинейных систем для синтеза алгоритмов управления, которые гарантируют достижение в асинхронных электроприводах высоких динамических показателей, повышенной энергетической эффективности и грубости в отношении параметрических возмущений [2]. Так, например, в [3] предложено развязывающее управление, которое обеспечивает асимптотическую отработку траекторий момента асинхронного двигателя (АД) и модуля вектора потокосцепления, что позволяет применять энергетически эффективное управление потоком, не влияя при этом на динамическое поведение механических координат. Рассматриваются различные варианты оптимизации: минимум активных потерь, максимум соотношения момент-ток, максимум коэффициента мощности статорной цепи и другие, которые могут быть достигнуты воздействием на возбуждение машины. Контроллеры [4], [5] используют упрощенную типовую структуру полеориентированного управления, а задание на модуль вектора потокосцепления формируется так, чтобы достичь максимизации соотношения момент-ток статора в статике. Отметим, что этот критерий близок к критерию минимизации активных потерь в АД [5].

В [6] авторами предложена другая стратегия управления для достижения этой цели, не использующая концепцию полеориентирования. Модель АД рассмотрена как неголономная система третьего порядка, на основании которой синтезирован базирующийся на наблюдателе полного порядка алгоритм управления моментом, который гарантирует асимптотическое регулирование момента при сохранении максимального соотношения момент-ток. Система обеспечивает быстроедействие, уступающее достигаемому при полеориентированном управлении, но более высокое в сравнении с частотным управлением. Основным недостатком решения [6] является его сложность и присутствие пиков момента в динамических режимах.

Целью настоящей статьи является решение общетеоретической задачи отработки заданных траекторий момента при максимальном соотношении момент-ток в установившемся режиме. Такая постановка задачи управления актуальна для технологических применений, в которых динамические режимы не являются доминирующими, отработка момента является приоритетной, в то время как оптимизация энергетических характеристик осуществляется в установившихся режимах.

Математическая модель АД и цели управления. Двухфазная математическая модель АД в системе координат $(d-q)$, вращающейся с произвольной угловой скоростью ω_0 , задана следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= J^{-1} (M - M_c), \quad M = \mu_1 (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \\ \dot{i}_d &= -\gamma i_d + \omega_0 i_q + \alpha \beta \psi_d + \beta \omega \psi_q + u_d / \sigma \\ \dot{i}_q &= -\gamma i_q - \omega_0 i_d + \alpha \beta \psi_q - \beta \omega \psi_d + u_q / \sigma \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha \psi_d + (\omega_0 - \omega) \psi_q + \alpha L_m i_d \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha \psi_q - (\omega_0 - \omega) \psi_d + \alpha L_m i_q \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \quad \varepsilon_0(0) = 0, \end{aligned} \tag{1}$$

где $(u_d, u_q)^T$ – компоненты вектора управляющих напряжений статора, $(i_d, i_q)^T$, $(\psi_d, \psi_q)^T$ – компоненты векторов тока статора и потокосцепления ротора, ω – угловая скорость ротора, M – электромагнитный момент, M_c – момент нагрузки, ε_0 – угловое положение вращающейся системы координат $(d-q)$ относительно стационарной системы координат $(a-b)$. Без потери общности принята одна пара полюсов.

Положительные константы, связанные с электрическими и механическими параметрами АД, определены следующим образом: $\alpha = R_2 / L_2$; $\beta = L_m / \sigma L_2$; $\gamma = R_1 / \sigma + \alpha \beta L_m$; $\sigma = L_1 [1 - L_m^2 / (L_1 L_2)]$; $\mu_1 = 3 L_m / (2 L_2)$, где J – полный момент инерции, R_1, R_2, L_1, L_2 – активные сопротивления и индуктивности статора и ротора соответственно, L_m – индуктивность намагничивающего контура.

Цели управления. Пусть M^* – заданная траектория изменения момента, ограниченная функция с известными ограниченными первыми двумя производными. Предположим, что параметры двигателя известны и постоянны, измеряемым является вектор (ω, i_d, i_q) . В условиях этих допущений необходимо синтезировать алгоритм управления, обеспечивающий достижение следующих целей управления:

О.1. Асимптотическую обработку заданных траекторий момента и потока, то есть выполнение условий:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0, \quad (2)$$

где \tilde{M} и $\tilde{\psi}$ – ошибки обработки заданных траекторий момента и модуля вектора потокосцепления ротора, определенные как $\tilde{M} = M - M^*$, $\tilde{\psi} = |\psi| - \psi^*$. При этом $\psi^* > 0$ – заданная функция потокосцепления, которая будет определена далее.

О.2. Максимизацию соотношения момент-ток в установившемся режиме, которая достигается при выполнении условия [5]

$$i_d = |i_q| + \varepsilon \quad (3)$$

где $\varepsilon > 0$ – малая константа для исключения вырожденности при $M^* = 0$.

О.3. Асимптотическое косвенное полеориентирование по вектору потокосцепления ротора, задаваемое условием

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_q = 0, \tilde{\psi}_q = \psi_q \quad (4)$$

Синтез алгоритма управления. *Токовое управление АД.* Стандартный алгоритм косвенного векторного управления, который обеспечивает обработку заданных траекторий момента и модуля вектора потокосцепления ротора в условиях токового управления $i_d = i_d^*$, $i_q = i_q^*$ имеет вид [7]:

$$i_q^* = M^* / (\mu_1 \psi^*) \quad (5)$$

$$\dot{\omega}_0 = \omega_0 = \omega + \alpha L_m i_q^* / \psi^* + \varphi(t) \quad (6)$$

$$i_d^* = (\alpha L_m)^{-1} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*), \quad (7)$$

где i_d^* , i_q^* – заданные значения токов, $\varphi(t) = 0$

Для достижения цели управления О.2 введем следующее определение заданного вектора потокосцепления ψ^* в уравнениях (6), (7):

$$\psi^* = \psi_0^* + L_m |i_q^*| \quad (8)$$

где $\psi_0^* > 0$ – минимальное значение потокосцепления, необходимое для исключения вырожденности управления в (6).

Используя уравнение ошибки обработки момента

$$\tilde{M} = \mu_1 \left[(\psi_0^* + L_m |i_q^*|) i_q^* + \tilde{\psi}_d i_q^* - \tilde{\psi}_q i_d^* \right] - M^* \quad (9)$$

находятся решения для моментной составляющей тока из алгебраического уравнения

$$\mu_1 L_m |i_q^*| i_q^* + \mu_1 \psi_0^* i_q^* - M^* = 0 \quad (10)$$

в следующей форме:

$$i_q^* = (2\mu_1 L_m)^{-1} \left[-\text{sign}(M^*) \mu_1 \psi_0^* + \text{sign}(M^*) \sqrt{(\mu_1 \psi_0^*)^2 + 4\text{sign}(M^*) \mu_1 L_m M^*} \right], \text{ если } M^* \neq 0 \quad (11)$$

$$i_q^* \equiv 0, \text{ если } M^* = 0$$

Динамическое поведение ошибок обработки при действии алгоритма (6)-(8), (11) описывается уравнениями

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{M}} &= \mu_1 (\tilde{\psi}_d i_q^* - \tilde{\psi}_q i_d^*) \\ \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d, \omega_2 = \omega_0 - \omega \end{aligned} \quad (12)$$

Положение равновесия $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$ системы (12) является глобально экспоненциально устойчивым, поэтому $\tilde{M}(t)$ экспоненциально сходится в ноль, то есть цели управления О.1 и О.3 достигаются глобально. Достижение цели управления О.2 доказывается путем прямой подстановки (8) в (7).

Управление АД на основе модели полного порядка. В реальных условиях токи i_d и i_q не являются управляющими воздействиями и могут лишь представлять их желаемый закон изменения i_d^* и i_q^* . В качестве управляющих воздействий выступают напряжения статора u_d и u_q .

Для распространения решения (6)-(8), (11) при токовом управлении на случай управления полного порядка воспользуемся результатом [3], в соответствии с которым $\varphi = \lambda \beta \omega i_d / \psi^*$, $\lambda > 0$, а регуляторы токов по осям d и q задаются выражениями

$$u_d = \sigma(\gamma i_d^* - \omega_0 i_q - \alpha \beta \psi^* + i_d^* - k_{id1} \tilde{i}_d) \quad (12)$$

$$u_q = \sigma(\gamma i_q^* + \omega_0 i_d + \beta \omega \psi^* + i_q^* - k_{iq1} \tilde{i}_q + x_q) \quad (13)$$

$$\dot{x}_q = -k_{iiq} \tilde{i}_q$$

где $k_{id1} > 0, k_{iq1} > 0$ – коэффициенты пропорциональных составляющих регуляторов токов по соответствующим осям, $k_{iiq} > 0$ – коэффициент интегральной составляющей регулятора тока по оси q .

Уравнения динамики ошибок отработки, полученные в результате подстановки (6)-(8), (11)-(13) в (1), имеют вид

$$\dot{\tilde{M}} = \mu_1 \left[\left(\psi_0^* + L_m |i_q^*| \right) \tilde{i}_q^* + \tilde{\psi}_d i_q^* - \tilde{\psi}_q i_d^* \right] \quad (14)$$

$$\dot{x}_q = -k_{iiq} \tilde{i}_q \quad (15)$$

$$\dot{\tilde{i}}_q = -k_{iq} \tilde{i}_q + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d + x_q$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_d = -\alpha \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q + \alpha L_m \tilde{i}_d$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_q = -\alpha \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d - \lambda \beta \omega \tilde{i}_d / \psi^* \quad (16)$$

$$\dot{\tilde{i}}_d = -k_{id} \tilde{i}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q,$$

где $k_{id} = k_{id1} + \gamma, k_{iq} = k_{iq1} + \gamma$

Положение равновесия $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d) = 0$ электромагнитной подсистемы АД, описываемой уравнениями ошибок отработки (16), является глобально экспоненциально устойчивым при $k_{id} > \alpha(\lambda\beta + L_m)^2 / 4\lambda$ [3], поэтому при ограниченной ω экспоненциально затухают в нуль (x_q, \tilde{i}_q) , а также ошибка отработки момента \tilde{M} (14). Поскольку ошибки отработки токов \tilde{i}_d, \tilde{i}_q затухают в нуль, то цель управления О.2 также достигается.

Полные производные от заданных токов, входящие в алгоритм управления, имеют вид:

$$\dot{i}_d^* = (\alpha L_m)^{-1} \left(\alpha L_m \text{sign}(i_q^*) \dot{i}_q^* + L_m \text{sign}(i_q^*) \dot{i}_q^* \right)$$

$$\dot{i}_q^* = \dot{M}^* \left((\mu_1 \psi_0^*)^2 + 4 \text{sign}(M^*) \mu_1 L_m M^* \right)^{-1/2} \quad (17)$$

$$\dot{i}_q^* = \dot{M}^* \left((\mu_1 \psi_0^*)^2 + 4 \text{sign}(M^*) \mu_1 L_m M^* \right)^{-1/2} - 2 \text{sign}(M^*) \mu_1 L_m (\dot{M}^*)^2 \left[(\mu_1 \psi_0^*)^2 + 4 \text{sign}(M^*) \mu_1 L_m M^* \right]^{-3/2}$$

Исследование синтезированного алгоритма. Экспериментальные исследования выполнены на станции быстрого прототипного тестирования алгоритмов управления электроприводами [8]. В процессе тестирования АД мощностью 1.7 кВт, параметры которого приведены в таблице, использована следующая последовательность управления:

1. На протяжении начального интервала времени $(0 \leq t < 1.2\text{с})$ поддерживается минимальное значение задания потокосцепления $(\psi_0^* = 0.05 \text{ Вб})$.

2. Начиная с момента времени $t = 1.2\text{с}$ ненагруженному двигателю необходимо отработать заданную траекторию момента, представленную на Рис. 1 (сплошными линиями), которая имеет нулевое начальное значение и достигает значения 17Нм (номинальный момент) с первой и второй производными равными 226,6 Нм/с и 9066 Нм/с² соответственно.

3. В момент времени $t = 1.5\text{с}$ траектория задания момента уменьшается до нулевого значения.

Заданные траектории магнитного потока, рассчитанные с использованием (8), показаны на Рис.1. Настраечные коэффициенты алгоритма управления приняты равными: $k_{id1} = 800, k_{iq1} = 800, k_{iiq} = 160000, \lambda = 0.2$.

На Рис.2 и Рис.3 представлены графики переходных процессов скорости, токов и напряжений АД по осям d и q при моделировании и эксперименте. Компоненты вектора тока статора по осям d и q в статических режимах практически равны между собой, что обеспечивает максимизацию соотношения момент-ток. Небольшое различие между этими токами обусловлено наличием ψ_0^* . Существует незначительное различие в графиках скорости при моделировании и эксперименте, обусловленное тем, что АД при используемой траектории заданного момента входит в зону насыщения магнитной системы, в то время как при моделировании этот эффект не учитывался. Некоторые различия в токах по оси d , при моделировании и эксперименте, обусловлены параметрическими возмущениями в реальном АД.

При отработке заданного момента (Рис.1, пунктирные линии) с макси-

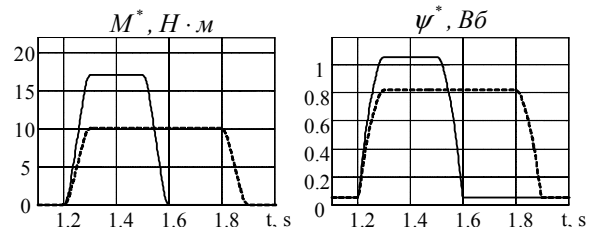


Рис.1. – Заданные траектории

Таблица. Паспортные данные АД			
$R_1, \text{ Ом}$	3,1	$L_2, \text{ Гн}$	0,283
$R_2, \text{ Ом}$	6,1	$L_m, \text{ Гн}$	0,261
$L_l, \text{ Гн}$	0,283	$J, \text{ кгМ}^2$	0,11

мальным значением 10Нм (58% от номинального значения), когда магнитная цепь АД ненасыщена, результаты моделирования и эксперимента с достаточной степенью точности совпадают, что следует из графиков рис.4-5.

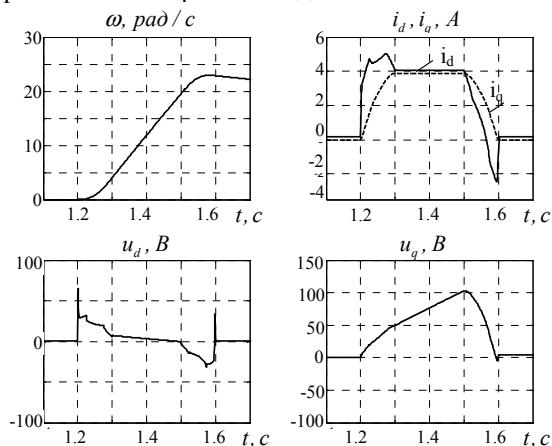


Рис.2. – Графики переходных процессов отработки момента $M^* = 17\text{Нм}$ (моделирование)

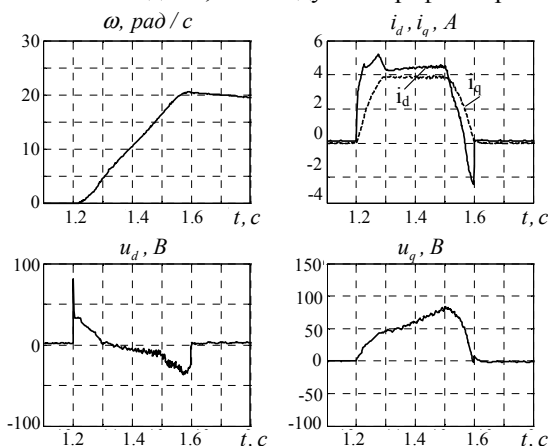


Рис.3. – Графики переходных процессов отработки момента $M^* = 17\text{Нм}$ (эксперимент)

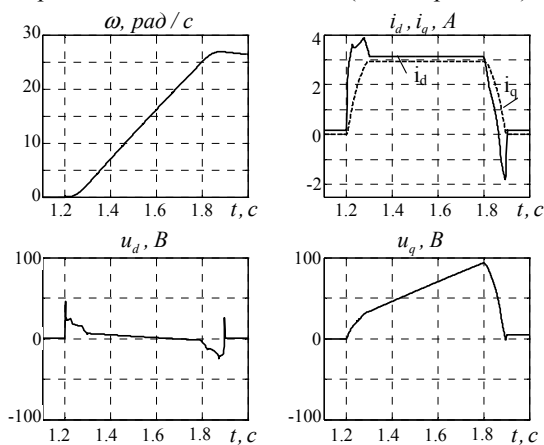


Рис.4. – Графики переходных процессов отработки момента $M^* = 10\text{Нм}$ (моделирование)

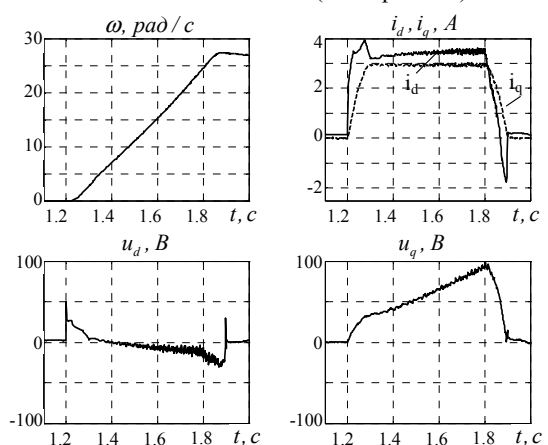


Рис.5. – Графики переходных процессов отработки момента $M^* = 10\text{Нм}$ (эксперимент)

Заключение. Представлено обобщенное решение задачи косвенного векторного управления моментом АД с максимизацией соотношения момент-ток в статике. Синтезированный алгоритм векторного управления моментом АД гарантирует асимптотическую отработку заданных траекторий момента при одновременной асимптотической ориентации по вектору потока сцепления ротора.

В ходе экспериментальных исследований установлено, что максимизация соотношения момент-ток статора, полученная на основании использования модели АД с линейной магнитной цепью, справедлива при значениях заданного момента до 90% от номинального значения, в то время как при больших заданиях момента магнитная цепь двигателя насыщается, что приводит к нарушению асимптотичности отработки момента. Управление моментом в таком режиме является предметом дальнейших исследований.

ЛИТЕРАТУРА

- [1]. F.Blaschke. Das verfahren der feldorientierung zur regelung der asynchron maschine // Siemens Forschungs. Ektwicklungs -Berichte 1. -1972. -№.1. –pp.184-193.
- [2]. Пересада С. М. Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор // Вестник Донецкого национального технического университета. -1999 .-с.1-23.
- [3]. S. Peresada and A. Tonielli. High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor // Int. Journal of Adaptive Control and Signal Processing. –2000. –Vol. 14. –pp.177-200.
- [4]. M. Bodson, J.N. Chiasson and R.T. Novotnak. A Systematic Approach to Selecting Flux References for Torque Maximization in Induction Motor.//IEEE Trans. on Control Systems Technology, -1995, -vol.3, -no. 4, -pp.388-397.
- [5]. O. Wasynchuk, S.D.Sudhoff, K.A.Corsine, J.Tichenor, P.Krause, I.Hansen and L.Taylor. A maximum torque per Ampere control strategy for induction motor drives// IEEE Trans. on Energy Conversion. -1998. -Vol.13, No.2. -pp.163-169.
- [6]. B.Grcar, P.Cafuta, G.Stumberger, A.M.Stankovic, A.Hofer. Non-Holonomy in Induction Machine Torque Control // IEEE Trans. on Control Systems Technology. –2010. To appear.
- [7]. S. Peresada, S. Kovbasa, S. Dymko. Indirect Field-Oriented Torque Control of Induction Motors with Maximum Torque per Ampere Ratio//Transactions of Kremenchuk State University. -2010 -№3/2010 (62) part2, -pp.33-36.
- [8]. Пересада С., Ковбаса С., Тониэлли А. Станция быстрого моделирования алгоритмов управления электроприводом // Вестник Харьковского государственного политехнического университета. – 1999. – С. 190–193.