

УДК 681.5:62-83

**УПРАВЛЕНИЕ МОМЕНТОМ И ПОТОКОМ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ БЕЗ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИНФОРМАЦИИ О ТОКАХ СТАТОРА**

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

Розроблено алгоритм векторного керування моментом асинхронного двигуна, що забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту й потокозчеплення без вимірювання статорних струмів. Виконано порівняльне експериментальне тестування запропонованого рішення із традиційним частотним способом регулювання моменту.

**Ключові слова:** векторне керування, момент, потокозчеплення, струми статору.

The paper presents the algorithm of vector control of the asynchronous engine moment which provides asymptotically working off of the set trajectories of the moment and magnetic linkage without measurement of stator currents. Comparative experimental testing of the offered decision with traditional frequency way of regulation of the moment is executed.

**Key words:** vector control, moment, magnetic linkage, stator currents.

**Введение.** Электроприводы на основе асинхронных двигателей (АД) с частотным и векторным управлением находят широкое применение для регулирования скорости многих промышленных механизмов. Вместе с тем, для тяговых электроприводов рельсового электротранспорта, где, как правило, ставится задача регулирования момента, переход на использование асинхронных двигателей является нетривиальной задачей.

**Анализ предыдущих исследований.** Управление в таких системах затрудняется тем, что к одному преобразователю параллельно подключаются два АД, каждый из которых работает на свою колесную пару [1]. При использовании стандартных методов векторного управления [2, 3], требуется информация о векторах тока статора каждого из двигателей. Выход из строя хотя бы одного из датчиков тока приводит к неработоспособности всей системы. В качестве резервных в этом случае могут быть использованы алгоритмы частотного и векторного регулирования момента АД, не требующие измерения токов статора.

**Цель работы** состоит в решении задачи векторного регулирования момента и потока АД без измерения токов статора, обеспечивающей существенно более высокие статические и динамические показатели качества регулирования момента по сравнению с частотным управлением.

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

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= J^{-1} (M - M_c - v\omega), \\ M &= \mu_1 (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta \omega \psi_{2q} + u_{1d} / \sigma, \\ \dot{\mathbf{x}}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta \omega \psi_{2d} + u_{1q} / \sigma, \\ \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + (\omega_0 - \omega) \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d}, \\ \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - (\omega_0 - \omega) \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q}, \\ \dot{\theta}_0 &= \omega_0, \theta_0(0) = 0, \end{aligned} \tag{1}$$

где  $(i_{1d}, i_{1q})^T$ ,  $(\psi_{2d}, \psi_{2q})^T$ ,  $(u_{1d}, u_{1q})^T$  – компоненты векторов тока статора, потокозчепления ротора и управляющего напряжения статора,  $\omega$  – угловая скорость ротора,  $M$  – момент двигателя,  $M_c$  – момент нагрузки,  $\theta_0$  – угловое положение вращающейся системы координат (d-q) относительно неподвижной системы координат статора (a-b),  $J$  – суммарный момент инерции, приведенный к валу АД,  $v$  – коэффициент вязкого трения. Постоянные параметры модели АД определены стандартным образом  $\alpha = R_2 / L_2$ ,  $\beta = L_m / (L_2 \sigma)$ ,  $\gamma = R_1 / \sigma + \alpha L_m \beta$ ,  $\sigma = L_1 - L_m^2 / L_2$ ,  $\mu_1 = 3L_m / 2L_2$ , где:  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $L_1$ ,  $L_2$  – активные сопротивления и индуктивности статора и ротора,  $L_m$  – индуктивность намагничивающего контура. Без потери общности в модели АД принята одна пара полюсов.

Преобразованные переменные в (1) задаются

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^{(d-q)} &= e^{-J\theta_0} \mathbf{x}^{(a-b)}, \\ \mathbf{x}^{(a-b)} &= e^{J\theta_0} \mathbf{x}^{(d-q)}, \\ e^{-J\theta_0} &= \begin{bmatrix} \cos \theta_0 & \sin \theta_0 \\ -\sin \theta_0 & \cos \theta_0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \tag{2}$$

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

Рассмотрим следующую задачу управления моментом и вектором потокозчепления ротора.

Допустим, что:

А.1. В модели АД (1) скорость является ограниченной и доступной для измерения.

А.2. Параметры модели АД известны и постоянны.

Пусть вектор выходных переменных в (1) определен в виде:

$$\mathbf{x} = (M, i_{1d}, i_{1q}, \psi_{2d}, \psi_{2q})^T, \quad (3)$$

а вектор заданных переменных равен:

$$\mathbf{x}^* = (M^*, i_{1d}^*, i_{1q}^*, \psi_{2d}^*, \psi_{2q}^*)^T, \quad (4)$$

тогда вектор ошибок обработки будет:

$$\mathbf{x}_e = \mathbf{x} - \mathbf{x}^* = (\mathcal{M}, \mathcal{I}_{1d}, \mathcal{I}_{1q}, \mathcal{\Psi}_{2d}, \mathcal{\Psi}_{2q})^T. \quad (5)$$

В условиях допущений А.1 и А.2 необходимо синтезировать нелинейный регулятор, гарантирующий достижение условия

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\mathcal{M}, \mathcal{\Psi}_{2d}, \mathcal{\Psi}_{2q}, \mathcal{I}_{1d}, \mathcal{I}_{1q}) = 0. \quad (6)$$

**Алгоритм векторного управления моментом.**

Следуя концепции косвенного векторного управления [2, 3] из последних двух уравнений (1) найдем алгоритм управления вектором потокосцепления ротора в следующем виде:

$$\begin{aligned} i_{1d}^* &= (1/\alpha L_m) (\alpha \psi_2^* + \mathcal{F}_2^*); \\ \mathcal{F}_0 &= \omega_0 = \omega + \alpha L_m (i_{1q}^* / \psi_2^*). \end{aligned} \quad (7)$$

Из уравнений для токов в (1) находим алгоритм управления напряжениями статора

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \sigma (\gamma_{1d}^* - \omega_0 i_{1d}^* - \alpha \beta \psi_2^* + \mathcal{F}_{1d}^*); \\ u_{1q} &= \sigma (\gamma_{1q}^* + \omega_0 i_{1d}^* + \beta \omega \psi_2^* + \mathcal{F}_{1q}^*). \end{aligned} \quad (8)$$

Подставив (7) и (8) в уравнения (1), получим полные уравнения динамики ошибок обработки в электрической подсистеме

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{I}}_{1d} &= -\gamma_{1d}^* \mathcal{I}_{1d} + \omega_0 \mathcal{I}_{1q} + \alpha \beta \mathcal{\Psi}_{2d} + \beta \omega \mathcal{\Psi}_{2q}; \\ \dot{\mathcal{I}}_{1q} &= -\gamma_{1q}^* \mathcal{I}_{1q} - \omega_0 \mathcal{I}_{1d} + \alpha \beta \mathcal{\Psi}_{2q} - \beta \omega \mathcal{\Psi}_{2d}; \\ \dot{\mathcal{\Psi}}_{2d} &= -\alpha \mathcal{\Psi}_{2d} + (\omega_0 - \omega) \mathcal{\Psi}_{2q} + \alpha L_m \mathcal{I}_{1d}; \\ \dot{\mathcal{\Psi}}_{2q} &= -\alpha \mathcal{\Psi}_{2q} - (\omega_0 - \omega) \mathcal{\Psi}_{2d} + \alpha L_m \mathcal{I}_{1q}. \end{aligned} \quad (9)$$

Для исследования устойчивости системы (9) рассмотрим следующую функцию Ляпунова с

$$\mathbf{x}_e = (\mathcal{I}_{1d}, \mathcal{I}_{1q}, \mathcal{\Psi}_{2d}, \mathcal{\Psi}_{2q})^T, \quad 1/\beta > \varepsilon > 0:$$

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{x}_e^T \begin{bmatrix} \varepsilon/\beta & 0 & \varepsilon & 0 \\ 0 & \varepsilon/\beta & 0 & \varepsilon \\ \varepsilon & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \varepsilon & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_e + \frac{1}{2} \mathbf{x}_e^T \mathbf{P} \mathbf{x}_e. \quad (10)$$

Производная от (10) вдоль траекторий движения (9) равна:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\frac{\varepsilon}{\beta} \left( \frac{R_1}{\sigma} \right) \left( \mathcal{I}_{1d}^2 + \mathcal{I}_{1q}^2 \right) - \\ &- \alpha (1 - \varepsilon \beta) \left( \mathcal{\Psi}_{2d}^2 + \mathcal{\Psi}_{2q}^2 \right) + \mathbf{x}_e^T \mathbf{Q} \mathbf{x}_e < 0, \end{aligned} \quad (11)$$

$$\text{если: } \varepsilon = \alpha L_m \left( (R_1 / \sigma) + \alpha L_m \beta \right)^{-1} < \beta^{-1}.$$

Из (10) и (11) следует, что положение равновесия  $\mathbf{x}_e = 0$  является глобально экспоненциально устойчивым.

Разомкнутый алгоритм регулирования момента находится в виде:

$$i_{1q}^* = M^* / (\mu_1 \psi_2^*). \quad (12)$$

При действии алгоритма регулирования момента (12) уравнение динамики ошибки обработки момента имеет вид:

$$\dot{\mathcal{M}} = \mu_1 \left[ \mathcal{\Psi}_{2d} (i_{1q}^* + \mathcal{I}_{1q}^*) + \psi_2^* \mathcal{I}_{1q}^* - \mathcal{\Psi}_{2q} (i_{1d}^* + \mathcal{I}_{1d}^*) \right]. \quad (13)$$

Поэтому из условия  $\lim_{t \rightarrow \infty} (\mathcal{\Psi}_{2d}, \mathcal{\Psi}_{2q}, \mathcal{I}_{1d}, \mathcal{I}_{1q}) = 0$

получаем  $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathcal{M} = 0$ , то есть цель управления (6)

достигается.

Полный алгоритм векторного управления моментом и потоком АД задается уравнениями (7), (8), (12).

**Алгоритм частотного управления моментом.**

Алгоритм частотного управления моментом задается следующими уравнениями [4]:

$$u_{1d} = (R_1 / L_1) \psi_1^*; \quad (14)$$

$$u_{1q} = \omega_0 \psi_1^*; \quad (15)$$

$$\omega_0 = \omega + \omega_2^*, \quad (15)$$

где  $\psi_1^* = L_1 \psi_2^* / L_m$  – заданный поток статора,

$\omega_2^* = \alpha L_m i_{1q}^* / \psi_2^*$  – заданная частота скольжения.

**Результаты сравнительного экспериментального тестирования.** Алгоритмы векторного управления моментом (7), (8), (12), а также частотного управления (14), (15) исследованы экспериментально на станции быстрого прототипного тестирования [5] с использованием АД, параметры которого приведены в табл. 1.

**Таблица 1 – Параметры АД**

Параметр	Значение
Номинальная мощность	0,75 кВт
Номинальный ток	2,1 А
Номинальная скорость	300 рад/с
R <sub>1</sub>	11 Ом
R <sub>2</sub>	5,6 Ом
L <sub>1</sub>	0,95 Г
L <sub>2</sub>	0,95 Г
L <sub>m</sub>	0,91 Г
Момент инерции	0,0035 кг·м <sup>2</sup>
Коэф. вязкого трения	0,002 Нм/(рад/с)

Для исследования применялась следующая последовательность управления:

- во время начального интервала времени 0–0.25 с машина возбуждается, траектория заданного потока начинается с  $\psi_2^*(0) = 0,02$  Вб и достигает установившегося значения 0,90 Вб с первой производной равной 3,52 Вб/с;

- починаючи з  $t = 0,6$  с від двигателя вимагається обробити задану траєкторію змінення моменту, яка сформована в вигляді розомкнутого регулятора швидкості  $M^* = Jv\omega^* + J\dot{\omega}^*$ , де  $\omega^*, \dot{\omega}^*$  – задана траєкторія кугової швидкості і її перша похідна.  
При виконанні дослідження компоненти век-

тора потокозчеплення ротора оцінювалися з допомогою замкнутого спостеріача магнітного потоку, розсмотреного в [6].

Графіки перехідних процесів для випадку векторного управління моментом показані на рис. 1, а для частотного на рис. 2.

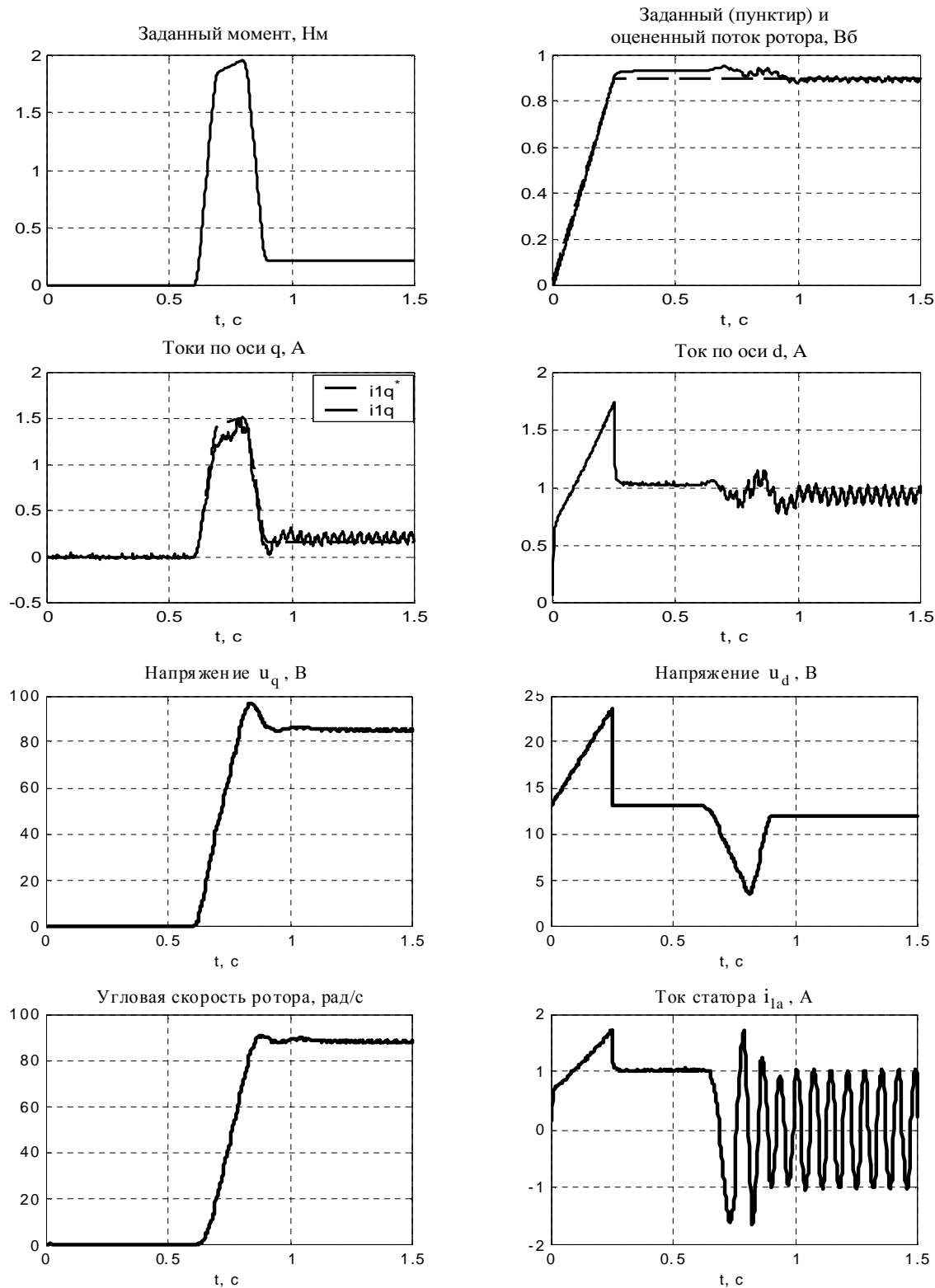


Рисунок 1 – Переходные процессы при векторном управлении моментом

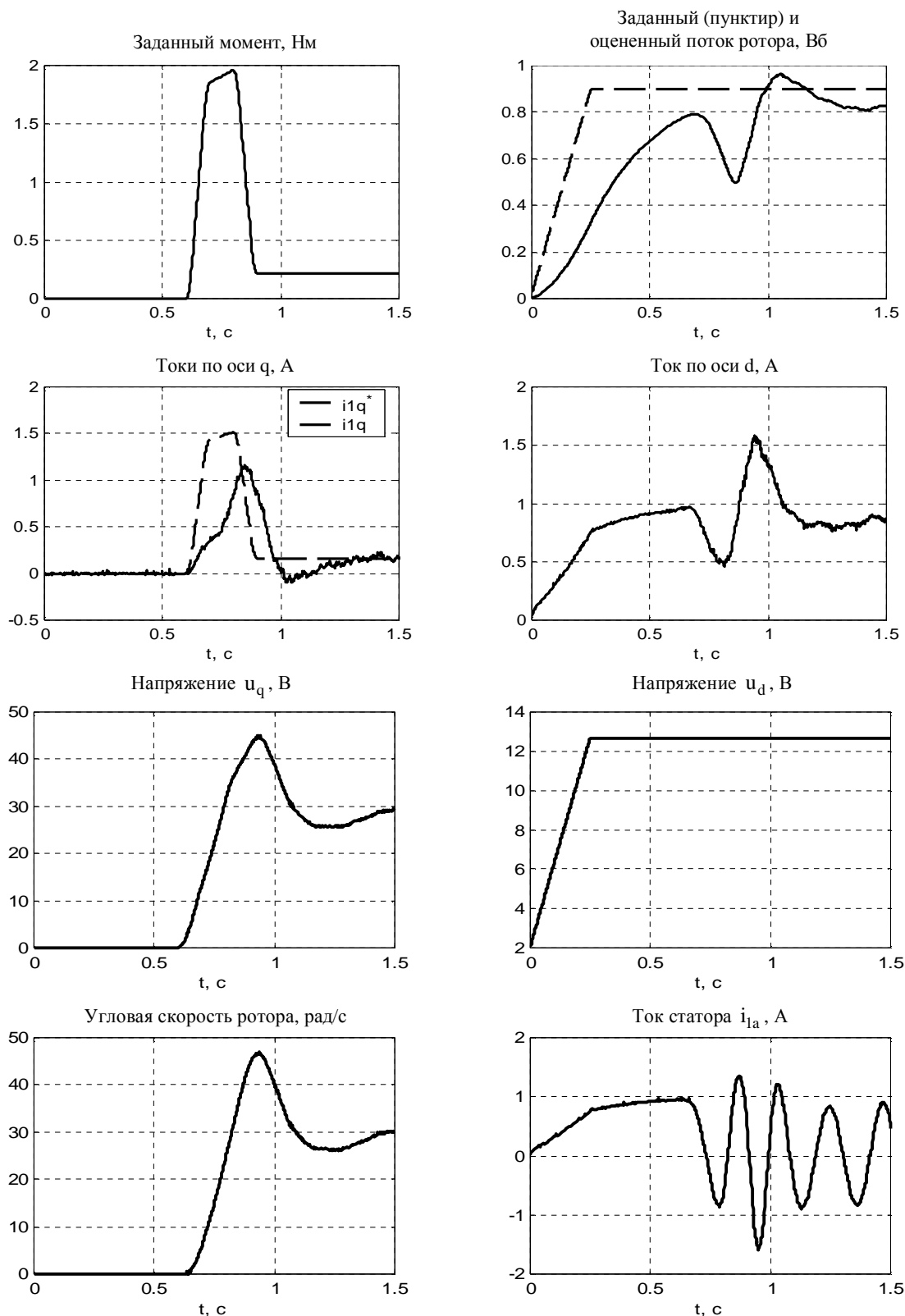


Рисунок 2 – Переходные процессы при частотном управлении моментом

Из сравнения графиков, представленных на рис. 1. и рис. 2, следует, что алгоритм векторного управления обеспечивает более качественную стабилизацию модуля вектора потокосцепления ротора АД и существенно более точную отработку заданной траектории момента, чем при частотном управ-

лении.

На рис. 3. показаны статические характеристики для двух алгоритмов управления моментом (пунктиром для векторного, сплошной линией для частотного).

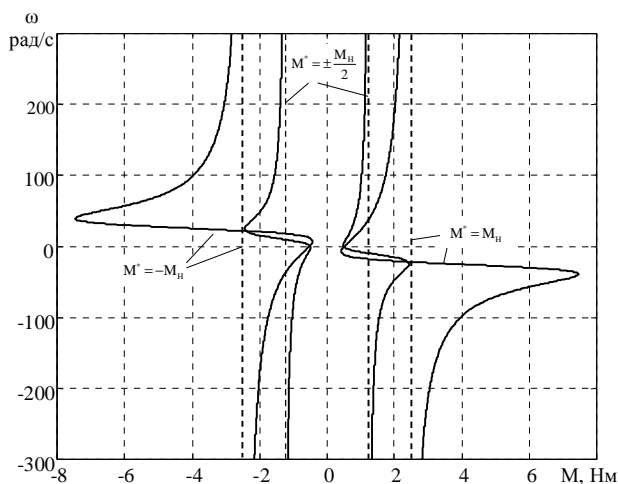


Рисунок 3 – Механические характеристики при регулировании момента

Характеристики получены методом математического моделирования. Очевидно, что, благодаря стабилизации магнитного потока при использовании векторного алгоритма управления моментом, получены идеальные характеристики. В то же время при использовании частотного управления моментом, механические характеристики являются нелинейными, что в конечном итоге сказывается на показателях качества управления движением транспортных механизмов.

**Выводы.** Разработан алгоритм векторного управления АД, обеспечивающий асимптотическую обработку заданных траекторий момента-потокосцепления без измерения статорных токов АД. Экспериментально подтверждено, что динамические и статические показатели качества регулирования момента АД при использовании синтезированного алгоритма существенно выше в сравнении с достигаемыми при частотном

управлении.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Пересада С. М., Бовкунович В. С. Электромеханические объекты переменного тока рельсового транспорта: динамическая модель и постановка задач управления // Научные труды Донецкого национального технического университета. Серия: «Электротехника и энергетика», Вып. 7(128). – Донецк: ДВНЗ «ДонНТУ», 2007. – С. 19-23.
2. Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Часть I. Проблемы векторного управления в асинхронном электроприводе: краткий обзор и формулировка проблемы // Техн. электродинаміка. – 1999. – № 2. – С. 27-32.
3. Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Часть II. Синтез алгоритма обработки модуля потока и угловой скорости // Техн. электродинаміка. – 1999. – № 4. – С. 26-31.
4. Основи теорії керування енергозберігаючими електромеханічними системами з електроприводами змінного струму на основі принципу пасивності: звіт про НДР / НТУУ "КПІ". – №2624ф, № ДР 0103U000145. – Київ, 2005. – 409 с.
5. Пересада С., Ковбаса С., Тониэлли А. Станция быстрого моделирования алгоритмов управления электроприводом // Вестник Харьковского государственного политехнического университета. – 1999. – С. 190-193.
6. Ковбаса С. Н. Исследование грубости наблюдателей магнитного потока асинхронного двигателя // Научные труды Кременчугского государственного политехнического университета, Проблемы создания новых машин и технологий. – 2001, Вып. 1(10). – С. 87-92.

Стаття надійшла 12.04.2008 р.