

**ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ СРАВНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ  
ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ БЕЗ ИЗМЕРЕНИЯ  
ТОКОВ СТАТОРА**

**Введение.** Для широкого спектра технологических применений малой мощности, где необходимо обеспечить высокоточное позиционирование или регулирование скорости при средних требованиях к динамическим показателям, в [1]-[3] предложены алгоритмы косвенного векторного управления асинхронными двигателями (АД) без измерения токов статора. Синтез алгоритмов основывается на концепции построения электромеханических систем с декомпозицией на механическую и электрическую подсистемы [4], последняя из которых синтезируется глобально экспоненциально устойчивой. В более ранних работах [5], [6] авторами обоснованно упрощенное векторное управление «V-типа», которое также не требует измерений токов статора.

Целью настоящей статьи является теоретическое и экспериментальное сравнение алгоритмов [1] и [6], которые сконструированы с использованием разных концептуальных подходов.

**Теоретический анализ.** В [1] авторы впервые теоретически решили задачу глобальной асимптотической отработки механических координат АД (момента, угловой скорости и положения), а также модуля вектора потокосцепления ротора без измерения токов статора. Для стандартной модели АД [8] синтезирован алгоритм, включающий:

- регулятор потока

$$\begin{aligned} i_d^* &= (\alpha\psi^* + \dot{\psi}^*) / \alpha L_m \\ \dot{\omega}_0 &= \omega_0 = \omega + \alpha L_m i_q^* / \psi^*, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $i_d^*, i_q^*$  – заданные значения токов статора  $i_d, i_q$ ,  $\psi^* > 0$  – заданная траектория изменения модуля вектора потокосцепления ротора;

- разомкнутые регуляторы токов статора

$$\begin{aligned} u_d &= \sigma (\gamma i_d^* - \omega_0 i_q^* - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_d^*) \\ u_q &= \sigma (\gamma i_q^* + \omega_0 i_d^* + \beta \omega \psi^* + \dot{i}_q^*), \end{aligned} \quad (2)$$

- регулятор скорости

$$\begin{aligned} \dot{i}_q^* &= (\dot{\omega}^* + v \omega^* + \hat{M}_c + \xi) / \mu \psi^* \\ \hat{M}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega} \\ \dot{\xi} &= -\tau^{-1} \xi - \tau^{-1} k_{\omega} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $\omega^*$  – заданная траектория изменения угловой скорости  $\omega$ ,  $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$  – ошибка отработки,  $\hat{M}_c$  – оценка константы  $M_c / J$ ,  $(k_{\omega}, k_{\omega i}, \tau) > 0$  – настроечные параметры регулятора скорости.

Определив ошибки отработки  $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$ ,  $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ ,  $\tilde{\psi}_d = \psi_d - \psi^*$ ,  $\tilde{\psi}_q = \psi_q - \psi^*$ ,  $\tilde{M}_c = M_c / J - \hat{M}_c$ , уравнения динамики ошибок отработки при действии регулятора (1)-(3) принимают вид

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega} \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -v \tilde{\omega} - \tilde{M}_c + \xi + \tilde{M}, \quad \tilde{M} = (3L_m / 2L_2 J) (\psi^* \tilde{i}_q + \tilde{\psi}_d (i_q^* + \tilde{i}_q) - \tilde{\psi}_q (i_d^* + \tilde{i}_d)) \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= -\tau^{-1} \xi - \tau^{-1} k_{\omega} \tilde{\omega} \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -\gamma \tilde{i}_d + \omega_0 \tilde{i}_q + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\gamma \tilde{i}_q - \omega_0 \tilde{i}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d \\ \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q + \alpha L_m \tilde{i}_d \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d + \alpha L_m \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (5)$$

где  $\omega_2 = \omega_0 - \omega$  – частота скольжения.

Уравнения (4) описывают динамическое поведение механической подсистемы, в то время как (5) – электрической. Две подсистемы включены последовательно посредством ограниченного билинейного преобразования, определяемого выражением для ошибки регулирования момента  $\tilde{M}$ . Композитная система (4), (5) имеет сле-

дующие свойства:

- положение равновесия  $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d, \tilde{i}_q) = 0$  является глобально экспоненциально устойчивым;
- подсистема (4) в изолированном положении (при  $\tilde{M} = 0$ ) является линейной и всегда может быть спроектирована устойчивой, с требуемыми показателями качества за счет выбора параметров регулятора скорости  $k_\omega, k_{\omega i}, \tau$ ;
- благодаря свойствам а) и б) композитная система является глобально экспоненциально устойчивой;
- процессы управления механическими и электрическими координатами асимптотически развязаны, а подсистема (4) является асимптотически линейной.

Данный результат, базируется на фундаментальном свойстве электрических подсистем электромеханических преобразований, а именно, их пассивности [4]. Предложенный в [1] метод синтеза использует это свойство, пассивация электрической подсистемы достигается за счет введения в алгоритм регулирования скорости (4) дополнительного линейного фильтра с малой постоянной времени  $\tau$ .

Управление «V-типа» [6]. Может быть получено, если в (2) принять  $(i_d^* = i_q^*) = 0$ , а также  $\tau = 0$  в (3). Уравнения динамики ошибок обработки при этом будут

$$\dot{\tilde{M}}_c = k_{\omega i} \tilde{\omega} \quad (6)$$

$$\dot{\tilde{\omega}} = -(v + k_\omega) \tilde{\omega} - \tilde{M}_c + \tilde{M}$$

$$\dot{\tilde{i}}_d = -\gamma \tilde{i}_d + \omega_2 \tilde{i}_q + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q - (\alpha L_m)^{-1} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_q = & -(\gamma - k_\omega) \tilde{i}_q + \omega_2 \tilde{i}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d - \frac{1}{\mu \psi^*} [k_\omega (k_\omega + v) - k_{\omega i}] \tilde{\omega} + \frac{k_\omega}{\mu \psi^*} \tilde{M}_c + \\ & + \frac{k_\omega}{\mu \psi^{*2}} \tilde{\psi}_d \tilde{i}_q - \frac{k_\omega^2}{\mu \psi^{*2}} \tilde{\psi}_d \tilde{\omega} - \frac{k_\omega}{\mu \psi^{*2}} \tilde{\psi}_d \tilde{M} + \frac{k_\omega}{\mu \psi^{*2}} \tilde{\psi}_d \left( v \dot{\omega}^* + \dot{\omega}^* + \frac{M_c}{J} \right) - \frac{1}{\mu \psi^*} (v \dot{\omega}^* + \dot{\omega}^*) \end{aligned} \quad (7)$$

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

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

Структура уравнений (6) и (7) принципиально отличаются от декомпозиции механическая подсистема – электрическая подсистема, определяемой уравнениями (4) и (5). В (6) и (7) механическая и электрическая подсистемы не являются более включенными последовательно, имеют контур обратной связи, структура которого достаточно сложная. Для конфигурации (6), (7) настройка параметров регулятора скорости  $k_\omega, k_{\omega i} = k_\omega^2 / 2$  не может осуществляться независимо от естественных параметров электрической подсистемы, что достигается в структуре (4), (5). Так при увеличении  $k_\omega$  в алгоритме «V-типа» запас устойчивости будет снижаться, дальнейшее повышение  $k_\omega$  приведет к неустойчивости системы. Для иллюстрации этого факта в таблице приведены критические собственные значения системной матрицы линеаризованной системы (6), (7) при постоянных заданных значениях  $\omega^* = 50$  рад/с,  $M_c = 2,5$  Нм,  $\psi^* = 0,86$  Вб для АД мощностью 0,75 кВт, параметры которого следующие:  $R_1 = 11$  Ом,  $R_2 = 5,6$  Ом,  $L_m = 0,91$  Гн,  $L_1 = 0,95$  Гн,  $L_2 = 0,95$  Гн,  $J = 0,005$  кгм<sup>2</sup>.

Таблица. Критические собственные значения

$k_\omega = 50$	$k_\omega = 100$	$k_\omega = 150$	$k_\omega = 300$
-175,05 + 35,85i	-56,70 + 89,23i	-48,99 + 141,69i	-18,65 + 242,11i
-175,05 - 35,85i	-56,70 - 89,23i	-48,99 - 141,69i	-18,65 - 242,11i

**Экспериментальное тестирование.** При выполнении экспериментальных исследований на станции быстрого прототипного тестирования [7], использовался стандартный тест, включающий обработку заданной траектории изменения угловой скорости с последующим набросом и сбросом ступенчатого момента нагрузки. Оба алгоритма управления исследовались при одних и тех же настройках регуляторов угловой скорости  $k_\omega = 150$ ,  $k_{\omega i} = 11250$ ,  $\tau = 0,001$ с для АД мощностью 0,75 кВт.

Нм·0.1 Заданная скорость и форма момента нагрузки

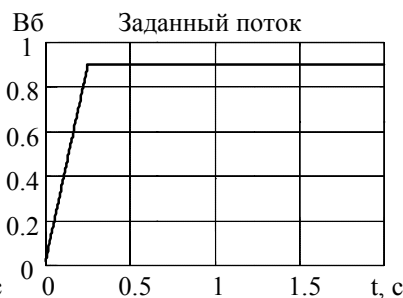
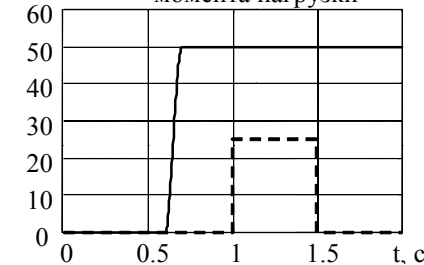


Рис. 1 Заданные траектории угловой скорости и потока.

На рисунке 1 сплошными линиями, представлены траектории задания потока и скорости, пунктирной линией на том же рисунке показан профиль момента нагрузки.

Заданная траектория скорости сформирована таким образом, что при ее обработке динамический момент соответствует номинальному моменту двигателя.

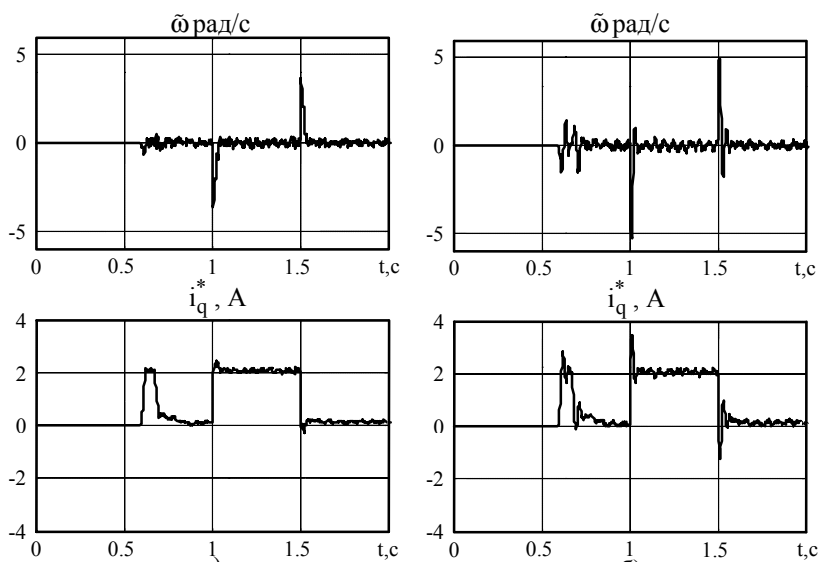


Рис.2 Графики переходных процессов:  
а) – регулятор [1], б) – регулятор "V-типа" [6]

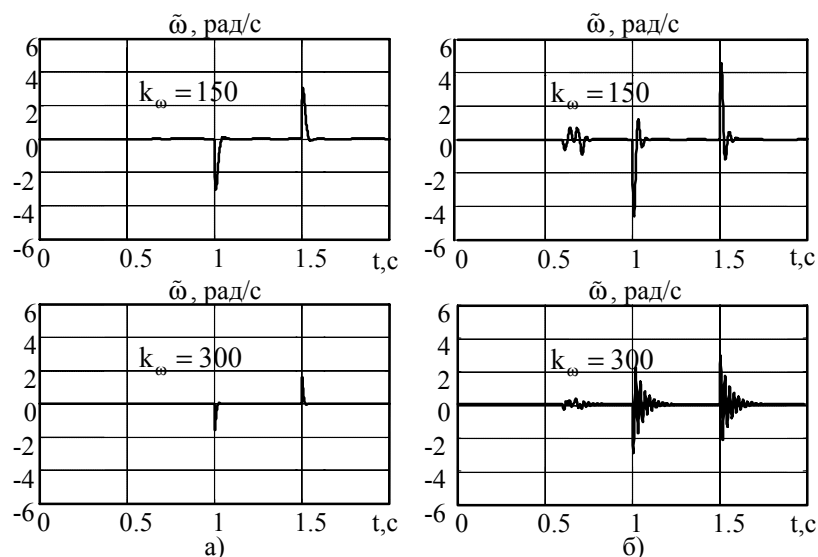


Рис.3 Переходные процессы ошибок обработки угловой скорости  
а) – регулятор [1], б) – регулятор "V-типа" [6].

На рисунке 2 приведены графики переходных процессов ошибки обработки угловой скорости и моментного тока  $i_q^*$  для рассматриваемых алгоритмов при  $k_\omega = 150$ .

Графики переходных процессов, показанные на рисунке 3, получены моделированием двух алгоритмов при  $k_\omega = 150$  и  $k_\omega = 300$ .

Из графиков переходных процессов, представленных на рисунках 2 и 3, устанавливаем, что как и следует из теоретического анализа, при "V-типе" управления взаимосвязанность между механической и электрической подсистемами усиливается при увеличении коэффициентов регулятора скорости, что приводит к существенному ухудшению показателей качества управления.

**Заключение.** Теоретический анализ, а также результаты экспериментального тестирования систем векторного управления АД без измерения токов статора показывают, что, благодаря целенаправленно полученным при синтезе структурным свойствам декомпозиции "механическая-электрическая" подсистемы, возможно достижение динамических показателей качества управления, которые не уступают, обеспечиваемым типовыми системами векторного управления с измерением токов статора. Управление "V-типа" имеет удовлетворительные показатели качества регулирования скорости при низком быстродействии контура регулирования скорости, однако при его увеличении динамические показатели качества ухудшаются, возможна потеря устойчивости.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1]. Montanari M., Peresada S., Rossi C., Tilli A. Current sensorless position-flux tracking controller for induction motor drives. Berlin, Germany: Elsevier – Mechatronics. –2007; –Vol. 17. –P. 15-30.
- [2]. Peresada S., Tilli A. and Tonielli A. New passivity based speed-flux tracking controllers for induction motor // in Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON'2000. –Nagoya, Japan. –P. 1099–1104.
- [3]. Peresada S., Kovbasa S., Tonielli A. and Montanari M. Passivity-based sensorless position-flux tracking controller for induction motor // Вестник Национального технического университета "ХПИ". -2003. Вип. 10. -С. 51-56.
- [4]. Попович Н. Г., Пересада С. М. Концепция построения и исследования электромеханических систем автоматического управления на основе принципа пассивности // Техн. электродинамика. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". –2004. –С. 81–88.
- [5]. Palma J, Dente J. Induction motor drive positioning with a simplified vector control strategy. In: Proc. 7th IEEE Mediterranean electrotechnical conference, 12–14 April 1994. vol. 2. p. 785–8.
- [6]. Harashima F, Kondo S, Ohnishi K, Kajita M, Susono M. Multimicroprocessor-based control system for quick response induction motor drive. IEEE Trans Ind Appl 1985;IA-21(4).
- [7]. Пересада С., Ковбаса С., Тониэлли А. Станция быстрого моделирования алгоритмов управления электроприводом // Вестник Харьковского государственного политехнического университета. – 1999. – С. 190–193.
- [8]. Пересада С., Дымко С., Ковбаса С. Обобщенное решение задачи косвенного векторного управления момента асинхронных двигателей с максимизацией соотношения момент-ток в статике// в настоящем сборнике.