

ОБЩЕТЕОРЕТИЧЕСКОЕ РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ УПРАВЛЕНИЯ МЕХАНИЧЕСКИМИ КООРДИНАТАМИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ БЕЗ ИЗМЕРЕНИЯ ТОКОВ ПРИВОДНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Введение. В последние десятилетия значительно увеличилось количество электроприводов разного технологического применения, к массогабаритным показателям и стоимости которых предъявляются повышенные требования. Одним из общепринятых решений этой проблемы является создание алгоритмов управления угловой скоростью и угловым положением, в которых не используется информация о токах приводного двигателя [1]. Благодаря этому исключается необходимость использования датчиков тока и аппаратного интерфейса связанного с их измерением. К технологическим применениям, в которых возможна реализация такой концепции относятся те, где датчик положения (скорости) необходим по технологическим условиям для получения высокой точности регулирования механических координат, однако требования к динамическим показателям не являются определяющими.

Первые исследования, в которых рассмотрено управление угловой скоростью асинхронного двигателя (АД) без измерения токов статора, представлены в [2], [3]. В этих работах, а также в более поздних, например, [4] использована упрощенная концепция непрямого полеориентирования.

Серия публикаций [5], [6] посвящена управлению угловой скоростью (положением) синхронных двигателей (СД) с возбуждением от постоянных магнитов без измерения статорных токов (см. также другие публикации этих авторов). Алгоритмы для СД получены с использованием синтеза на основе второго метода Ляпунова, гарантируют асимптотическую отработку заданных траекторий механических и электрических координат, однако, также как и другие алгоритмы этих авторов, сложны, регуляторы не имеют физически обусловленной структуры, процедуры их настройки отсутствуют, а динамические показатели качества управления даже в условиях моделирования трудно назвать удовлетворительными.

В [7], [8] представлен новый подход к управлению координатами АД без измерения токов статора, который основывается на пассивной декомпозиции исходной модели на две связанные подсистемы: механическую и электрическую, свойства которых, целенаправленно сформированные за счет управления, обеспечивают глобальную экспоненциальную устойчивость электрической подсистемы. Такое решение возможно благодаря свойству естественной устойчивости электрической подсистемы АД, благодаря чему эффективным является управление на основе принципа пассивности [9], [10]. Синтезированная система управления имеет физически обоснованную каскадную структуру с понятной процедурой настройки.

Вместе с тем, благодаря тому, что уравнения механической части всех типов машин одинаковы, а их электрические подсистемы являются пассивными, то концепция управления механическими координатами без измерения координат электрической подсистемы АД [7] может быть распространена и на другие типы электрических машин, что и является целью данной статьи.

Концепция управления механическими координатами обобщенного электромеханического преобразователя без измерения токов. Рассмотрим простой одномассовый объект с произвольной электрической машиной, для которой справедливы допущения, принятые для идеализированной обобщенной машины. Уравнения движения электрической машины с n -обмотками, полученные на основании Эйлер-Лагранжевой формулировки, имеют вид

$$\dot{\theta} = \omega$$
$$\dot{\omega} = J^{-1} (M - M_c) \quad (1)$$

$$M \square h_1(\mathbf{i}) = \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i}$$

$$\dot{\mathbf{i}} = \mathbf{L}^{-1}(\theta) \left(-\mathbf{R}\mathbf{i} - \omega \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i} + \mathbf{u} \right) \quad (2)$$

$$|\psi| \square h_2(\mathbf{i}) \quad (3)$$

где θ, ω - угловое положение и угловая скорость ротора; $\mathbf{i} \in \mathbb{R}^n, \mathbf{u} \in \mathbb{R}^m, m \leq n$, вектор токов и управляющих напряжений, M_c - внешний момент нагрузки; $M, |\psi|$ - момент и модуль потокосцепления; J - полный момент инерции; $\mathbf{L}(\theta) = \mathbf{L}^T(\theta) > 0$ - матрица индуктивностей; $\mathbf{R} = \text{diag}(R_1, R_2 \dots R_n)$ - матрица активных сопротивлений обмоток.

Следуя концепции управления по принципу пассивности [9] рассмотрим первоначально задачу отработки заданных траекторий изменения момента M^* и модуля потокосцепления $\psi^*(t) > 0$, ограниченных функций

времени с необходимым количеством ограниченных производных. Предполагая, что все параметры модели (1) - (3) известны, задача управления состоит в нахождении вектора управляющих напряжений $\mathbf{u} = \varphi(\omega^*, \psi^*, \omega, \theta)$, который бы гарантировал асимптотичность отработки, то есть

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

где $\tilde{\mathbf{M}} = \mathbf{M} - \mathbf{M}^*$, $\tilde{\psi} = |\psi| - \psi^*$ ошибки отработки момента и потока.

Допустим, что возможно синтезировать такие траектории изменения заданного значения вектора тока $\mathbf{i}^* = \varphi_1(\mathbf{M}^*, \psi^*, \omega, \theta)$, которые гарантируют выполнение

$$\begin{aligned} h_1(\mathbf{i}^*) &\equiv \mathbf{M}^*; \\ h_2(\mathbf{i}^*) &\equiv \psi^*, \end{aligned} \quad (5)$$

а из условия

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\mathbf{i}} = 0; \quad \tilde{\mathbf{i}} = \mathbf{i} - \mathbf{i}^* \quad (6)$$

следует выполнение условия (4).

Задача отработки токов (6) обеспечивается конструированием следующего управления электрической подсистемой:

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i}^* + \omega \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i}^* + \mathbf{L}(\theta) \dot{\mathbf{i}}^*, \quad (7)$$

которое формирует уравнения динамики ошибок отработки токов в виде

$$\dot{\tilde{\mathbf{i}}} = \mathbf{L}^{-1}(\theta) \left(-\mathbf{R}\tilde{\mathbf{i}} + \omega \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \tilde{\mathbf{i}} \right) \quad (8)$$

Принимая во внимание условие (4), уравнение динамики механической подсистемы запишется

$$\dot{\theta} = \omega \quad (9)$$

$$\dot{\omega} = \mathbf{J}^{-1} (\mathbf{M}^* + \tilde{\mathbf{M}} - \mathbf{M}_c)$$

$$\tilde{\mathbf{M}} = \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{i}}, \mathbf{i}^*)$$

Композитная система, состоящая из механической (9) и электрической подсистем (8), является нелинейной взаимосвязанной, однако обладает важным свойством: при $\tilde{\mathbf{M}} = 0$ механическая подсистема (9) становится линейной второго порядка с управляющим воздействием в виде заданного момента \mathbf{M}^* , полностью развязанной относительно электрической подсистемы (8). При выполнении условия (4), переменная $\tilde{\mathbf{M}}(t)$ в (9) рассматривается как затухающее возмущение, создаваемое строго пассивной электрической подсистемой, а управляющее воздействие \mathbf{M}^* механической подсистемы (9) проектируется для линейного объекта второго (первого при управлении угловой скоростью) порядка.

Для задачи отработки заданных траекторий изменения угловой скорости ω^* при $\dot{\mathbf{M}}_c = 0$ в [9] предложен унифицированный алгоритм управления угловой скорости в виде динамического регулятора второго порядка

$$\begin{aligned} \mathbf{M}^* &= \mathbf{J}(\dot{\omega}^* + \mathbf{M}_c^* + \xi) \\ \dot{\mathbf{M}}_c^* &= -k_{oi} \tilde{\omega} \\ \dot{\xi} &= -\tau^{-1} \xi - \tau^{-1} k_{\omega} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (10)$$

где $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ - ошибка отработки угловой скорости, \mathbf{M}_c^* - оцененное значение неизвестного постоянного момента нагрузки, (k_{ω}, k_{oi}) - коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регулятора скорости, τ - постоянная фильтра скорости.

Подставив (10) в (9), получим результирующие уравнения динамически ошибок отработки механических координат

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{M}}}_c &= k_{oi} \tilde{\omega} \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -\tilde{\mathbf{M}}_c + \xi + \mathbf{J}^{-1} \tilde{\mathbf{M}} \\ \dot{\xi} &= -\tau^{-1} \xi - \tau^{-1} k_{\omega} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (11)$$

где $\tilde{\mathbf{M}}_c = \mathbf{M}_c - \mathbf{M}_c^*$ - ошибка оценки неизвестного момента нагрузки. Линейная система отработки угловой скорости (11) при $\tilde{\mathbf{M}} = 0$ всегда может быть спроектирована асимптотически устойчивой выбором настроечных параметров регулятора скорости $(k_{\omega}, k_{oi}, \tau)$.

Для задачи отработки заданных траекторий изменения углового положения θ^* при $\dot{\mathbf{M}}_c = 0$ в [7] предложен унифицированный алгоритм управления углового положения в виде динамического регулятора первого порядка

$$\begin{aligned}\omega^* &= \xi_1 + \dot{\theta}^* \\ \dot{\xi}_1 &= -\tau_1^{-1}\xi_1 - \tau_1^{-1}k_\theta\tilde{\theta}\end{aligned}\quad (12)$$

где $\tilde{\theta} = \theta - \theta^*$ – ошибка обработки углового положения, где $k_\theta > 0$ это пропорциональный коэффициент и τ_1 – постоянная времени дополнительного фильтра первого порядка. Объединенные уравнения динамики ошибок обработки положения/скорости включают динамику контура регулирования положения в виде

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\theta}} &= \xi_1 + \tilde{\omega} \\ \dot{\xi}_1 &= -\tau_1^{-1}\xi_1 - \tau_1^{-1}k_\theta\tilde{\theta},\end{aligned}\quad (13)$$

а также уравнения динамики контура регулирования скорости (11). Поскольку динамика контура регулирования положения (13) асимптотически устойчива $\forall(k_\theta, \tau_1) > 0$, то, при устойчиво спроектированной подсистеме регулирования скорости (11), механическая подсистема имеет асимптотически устойчивое положение равновесия $(\tilde{\theta}, \xi_1, \tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \xi)^T = 0$.

Управление электрической подсистемой. Уравнения (7), (8) задают общую форму алгоритмов регулирования токов без их измерения. Поскольку электрические подсистемы всех электрических машин обладают естественным свойством устойчивости, то управления вида (7) решают задачу асимптотической обработки заданных гладких траекторий токов, которая обеспечивается при известных параметрах модели машины. Конкретная форма уравнений (7) для некоторых типовых двигателей имеет вид:

двигатель постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов

$$\begin{aligned}i^* &= M^*/c, \\ u &= Ri^* + c\omega + Li^*,\end{aligned}\quad (14)$$

где i^* , u – заданный ток и напряжение якоря, R , L , c – сопротивление и индуктивность якоря, постоянная момента;

синхронный неявнополюсный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов

$$\begin{aligned}i_q^* &= (3k_m/2)^{-1}M^* \\ \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} &= L_1 \begin{pmatrix} R_1 L_1^{-1} i_d^* - \omega i_q^* + \dot{i}_d^* \\ R_1 L_1^{-1} i_q^* + \omega i_d^* + k_m \omega L_1^{-1} + \dot{i}_q^* \end{pmatrix}\end{aligned}\quad (15)$$

где (u_d, u_q) , (i_d^*, i_q^*) – напряжения статора и заданные значения токов статора в системе координат ротора ($d-q$); R_1, L_1 – активное сопротивление и индуктивность статора, k_m – коэффициент момента;

асинхронный двигатель при косвенном полеориентировании [8]

- регулятор потокосцепления

$$\begin{aligned}\dot{\epsilon}_0 &= \omega_0 = \omega + \alpha L_m i_q^* / \psi^* \\ i_d^* &= (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*) / \alpha L_m,\end{aligned}\quad (16)$$

где ϵ_0 – угловое положение синхронной системы координат ($d-q$) относительно стационарной ($a-b$); i_d^*, i_q^* – задания для компонент вектора тока статора; $\psi^* > 0$ – задание для модуля вектора потокосцепления ротора, $\alpha = R_2/L_2$; R_2, L_2 – активное сопротивление и индуктивность ротора; L_m – индуктивность намагничивающего контра;

- регулятор момента

$$i_q^* = \mu^{-1} M^*, \quad \mu = (3L_m/2L_2)\psi^*\quad (17)$$

- регуляторы тока по осям (d) и (q)

$$\begin{aligned}u_d &= \sigma(\gamma i_d^* - \omega_0 i_q^* - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_d^*) \\ u_q &= \sigma(\gamma i_q^* + \omega_0 i_d^* + \beta \omega \psi^* + \dot{i}_q^*)\end{aligned}\quad (18)$$

где $\gamma = R_1/\sigma + \alpha L_m \beta$, $\sigma = L_1(1 - L_m^2/L_1 L_2)$, $\beta = L_m/L_2 \sigma$; R_1, L_1 – активное сопротивление и индуктивность статора; в (16) – (18) принята одна пара полюсов.

Результаты экспериментального тестирования. Алгоритмы управления механическими координатами без измерения токов протестированы экспериментально с использованием концепции быстрого прототипного тестирования. Экспериментальные установки для тестирования алгоритмов управления асинхронными двигателями и двигателем постоянного тока имеют схожую структуру, которая включает в себя преобразователь частоты (напряжения) выполненный на IGBT ключах, пару электрических машин, фотоимпульсный датчик скорости, управляющий контроллер на основе цифрового сигнального процессора, в котором реализуется алгоритм управления.

Тестирование алгоритма регулирования угловой скорости выполнено на установках с двумя АД, мощностью 0.75 (АД №1) и 1.1.кВт (АД №2), а также с двигателем постоянного тока с независимым возбуждением (ДПТ) мощностью 0.55 кВт. Основные параметры электрических машин приведены в таблице 1. Настраиваемые коэффициенты регуляторов скорости и положения были установлены равными: $k_{\omega} = 100$, $k_{\omega i} = 5000$, $\tau = 0.001$ для АД №1, $k_{\theta} = 60$, $k_{\omega} = 160$, $k_{\omega i} = 12800$, $\tau = \tau_1 = 0.001$ для АД №2, $k_{\omega} = 50$, $k_{\omega i} = 1250$, $\tau = 0.002$ для ДПТ.

При тестировании использовались стандартные тесты, включающие этап возбуждения машины, обработку заданной траектории изменения угловой скорости на холостом ходу, прикладывание и снятие ступенчатого момента нагрузки, равного номинальному значению при работе двигателя с постоянной скоростью. Заданные траектории угловой скорости сформированы таким образом, что динамический момент при их обработке примерно равен номинальному значению.

Результаты проведения теста с моментом нагрузки, соответствующем двигательному режиму работы АД №1 показаны на Рис. 1а. На Рис. 1б показана обработка более сложного теста с АД №2, который включает режим работы на нулевой скорости, а также с моментом нагрузки в генераторном режиме. Как следует из графиков, представленных на Рис. 1, алгоритм управления угловой скоростью без измерения токов статора обеспечивает асимптотическую обработку ее заданных траекторий. Статическая ошибка обработки угловой скорости при действии постоянного момента нагрузки равна нулю.

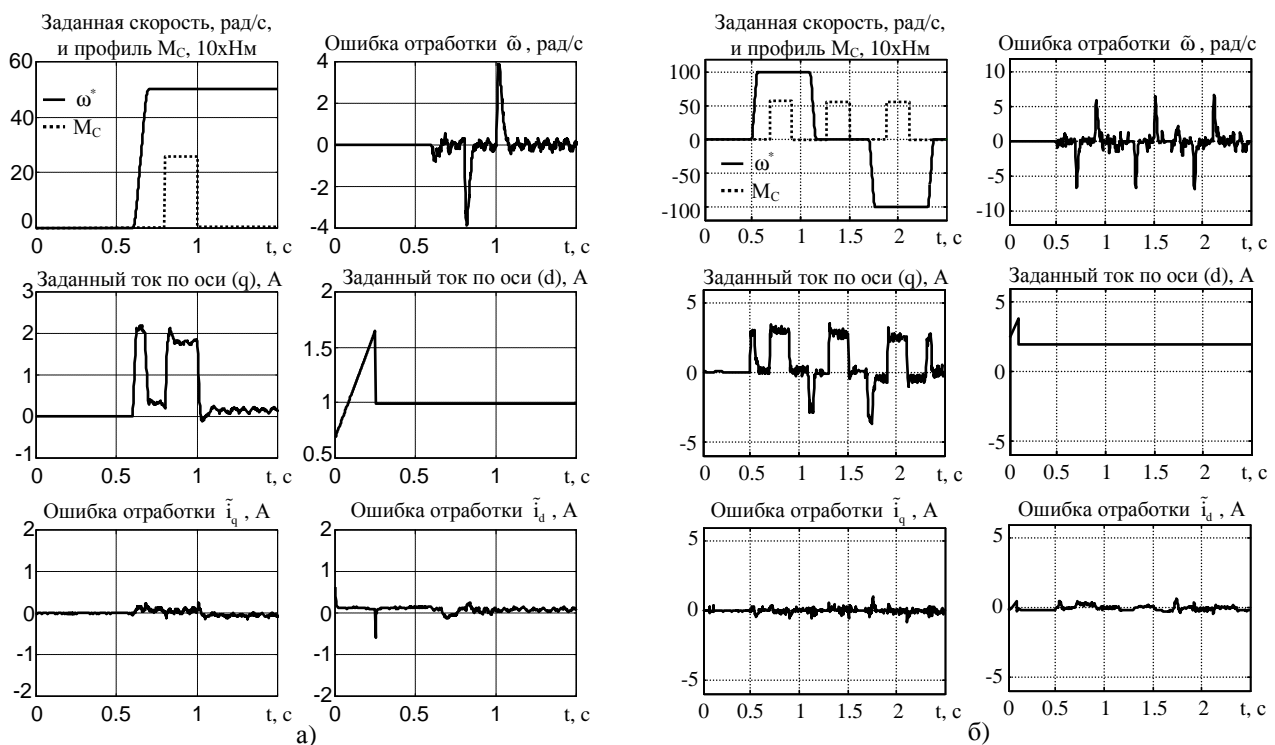


Рис. 1.

При тестировании системы управления угловой скоростью двигателя постоянного тока использовалась последовательность операций управления, которая исключает влияние сухого трения на динамические процессы при пуске двигателя. Для этого разгон двигателя осуществляется при начальных условиях по скорости $\omega(0) = 5$ рад/с. Результаты выполнения теста проиллюстрированы на Рис. 2, и подтверждают возможность использования концепции управления механическими координатами без измерения координат электрической подсистемы для управления угловой скоростью ДПТ.

Графики переходных процессов при обработке гладкой заданной траектории углового положения с использованием АД №2 и контроллера (12) показаны на Рис. 3. Показатели качества обработки углового положения характеризуются максимальной динамической ошибкой на уровне 0.02 рад при обработке заданной траектории, и около 0.07 рад при компенсации ступенчатого момента нагрузки. Статическая ошибка обработки углового положения равна нулю. При выполнении теста, ошибки регулирования статорных токов находятся на нулевом уровне. Следует отметить, что в системе обеспечивается корректное оценивание момента нагрузки, которое достигается благодаря использованию интегральной компоненты регулятора скорости.

Приведенные результаты экспериментального тестирования свидетельствуют о том, что в системах управления без измерения токов приводных двигателей достигаются показатели качества регулирования угловой скорости и положения, которые являются приемлемыми для многих технологических применений.

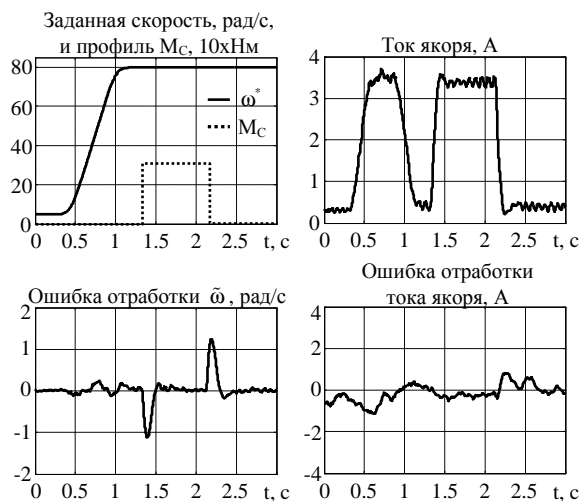


Рис. 2.

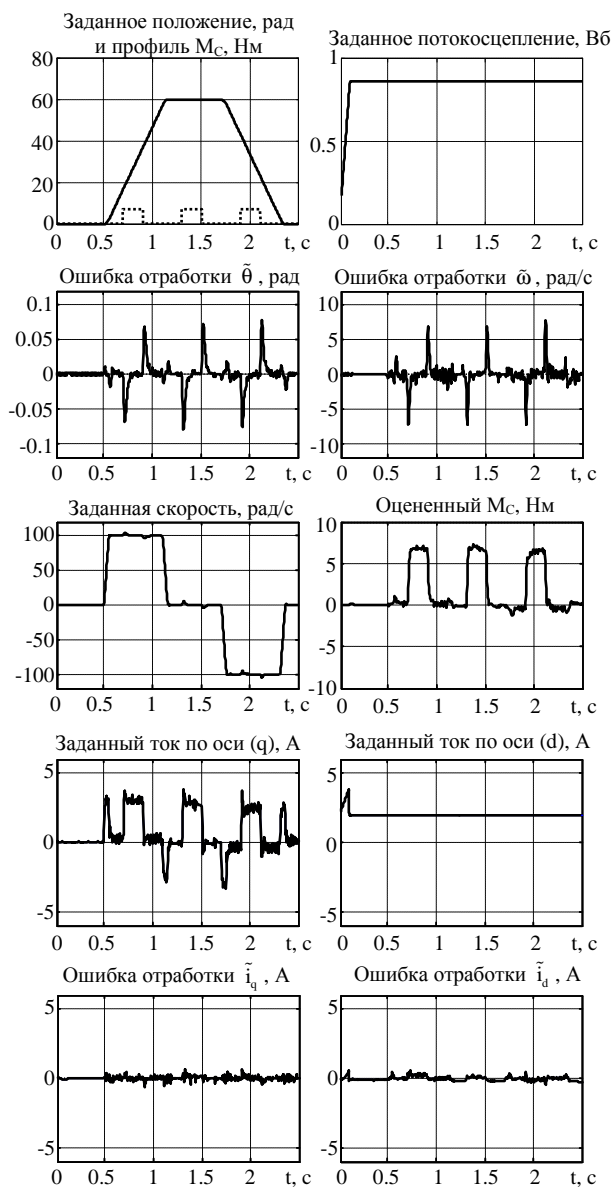


Рис. 3

Таблица 1. Параметры машин

| Параметр | АД №1 | АД №2 | ДП Т |
|-----------------------------------|----------------------|----------------------|-----------|
| Номинальная мощность, кВт | 0.75 | 1.1 | 0.55 |
| Номинальный ток, А | 2.1 | 2.8 | 3.3 |
| Номинальная скорость, рад/с | 299 | 150 | 183 |
| Момент инерции, кг·м ² | 3.5·10 ⁻³ | 3.4·10 ⁻³ | 0.02 3 |
| Номинальный момент, Нм | 2.5 | 7.3 | 3 |

Заключение. Представлено общетеоретическое решение задачи управления механическими координатами электромеханических систем без измерения токов приводных двигателей. Результаты экспериментального тестирования показывают, что процедура проектирования алгоритмов управления, основанная на принципе пассивности, обеспечивает глобальную экспоненциальную обработку заданных траекторий скорости/положения в условиях неизвестного постоянного момента нагрузки. Полученные результаты могут быть реализованы в широком спектре недорогих применений.

Литература

- [1] D. Diamantidis, R. Krishnan, S. Lee, "Design and development of a low cost inverter drive for induction motors," *Proc. 11th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '96*, vol. 2, pp. 771-777, 3-7 March 1996
- [2] K. Ohnishi, H. Suzuki, K. Miyachi, M. Terashima, "Decoupling control of flux and secondary current in induction motor drive with controlled voltage source and its comparison with Volts/Hertz control," *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 21, Jan./Feb. 1985.
- [3] F. Harashima, S. Kondo, K. Ohnishi, M. Kajita, M. Susono, "Multimicroprocessor-based control system for quick response induction motor drive", *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. IA-21, no. 4, May-June 1985.
- [4] G.M. Asher, M. Summer, "Parallelism and the transputer for real-time high-performance control of AC induction motors", *IEE Proceedings*, vol. 137, Pt. D, no. 4, July 1990.
- [5] R. C. Speagle, J. Hu, D. M. Dawson, and P. Vedagarbha, "A global exponential position tracking controller for a permanent magnet stepper motor via output feedback", in *IEEE Conf. on Control Appl.*, Glasgow, pp.213-218, Aug.1994.
- [6] P. Krishnamurthy and F. Khorrami Robust Adaptive Voltage-Fed Permanent Magnet Step Motor Control Without Current Measurements // *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 11, No. 3, MAY 2003 P. 415.
- [7] Montanari M., Peresada S., Rossi C., Tilli A. Current sensorless position-flux tracking controller for induction motor drives // *Mechatronics*. –2007. – Vol. 17. –P. 15–30.
- [8] 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. –Вып. 10. – С. 51–56.
- [9] Попович Н. Г., Пересادا С. М. Концепция построения и исследования электромеханических систем автоматического управления на основе принципа пассивности // *Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки"*. –2004. с.81-88.

[10] 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.