

СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ В НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЯХ И ПРОМЫШЛЕННОСТИ

УДК 621.313.333.2 + 681.532.52 + 681.532.65

МЕТОД ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С ВЕКТОРНОЙ СТРУКТУРОЙ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЙ

Ю. Н. Золотухин, А. С. Мальцев, А. А. Нестеров

*Институт автоматизации и электрометрии СО РАН,
630090, г. Новосибирск, просп. Академика Коптюга, 1
E-mail: zol@idisys.iae.nsk.su*

Предложен алгоритм управления вращающим моментом или скоростью вращения ротора асинхронного двигателя при векторном управлении потокосцеплениями. Приведен анализ устойчивости контуров управления моментом и скоростью вращения ротора, а также результаты моделирования работы предложенных алгоритмов.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, векторное управление, частотное управление, управление моментом, управление скоростью вращения.

Введение. Широкое использование асинхронных двигателей (АД) с короткозамкнутым ротором объясняется простотой их конструкции, сравнительно невысокой стоимостью, надежностью и удобством в эксплуатации. Однако с повышением требований к качеству электроприводов сказывается основной недостаток асинхронных двигателей — сложность управления скоростью вращения ротора и вращающим моментом двигателя. В настоящее время в связи с развитием силовой электроники и разработкой статических преобразователей частоты появилась возможность эффективной реализации метода векторного управления асинхронным двигателем [1], позволяющего отдельно управлять током намагничивания и током, создающим вращающий момент. При таком управлении асинхронный двигатель приобретает свойства двигателя постоянного тока, сохраняя все преимущества асинхронного. Принципы векторного и частотного управления находят все более широкое применение [2, 3], в том числе с использованием нейронных и нечетких регуляторов [4, 5].

В данной работе представлен метод векторного частотного управления асинхронным двигателем с ориентацией системы координат по полю статора с отдельными контурами управления потоком статора, моментом или скоростью вращения ротора. При этом в качестве управляющих параметров используются выходное напряжение статического преобразователя для управления потоком статора и выходная частота преобразователя для управления моментом или скоростью ротора.

Постановка задачи. Для реализации предлагаемого алгоритма необходимо знать истинные значения потокосцеплений статора и скорости вращения ротора. Непосредственное измерение этих параметров затруднительно, а их вычисление приводит к ошибкам, так как электромагнитные параметры двигателя изменяются в зависимости от режима его работы. общепринятым методом оценки неизмеримых переменных состояния является использование наблюдателей [6–9]. Суть метода состоит в моделировании системы в пространстве состояний с коррекцией ошибки оценивания с помощью обратной связи по выходу.

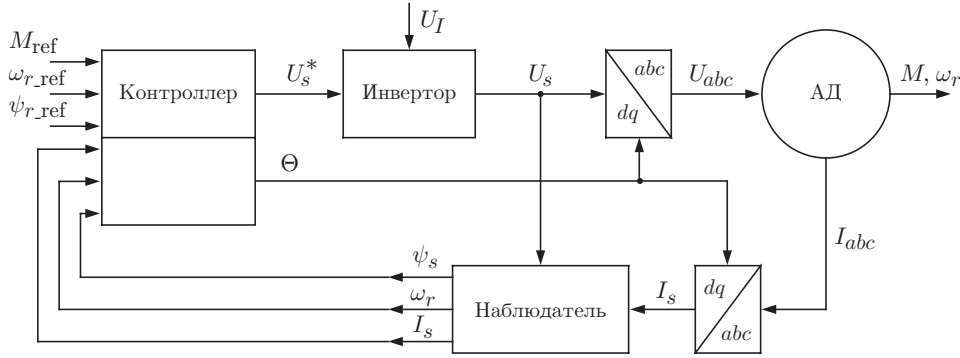


Рис. 1. Блок-схема системы управления

Кроме того, в системе необходимы преобразователи трехфазных координат (a, b, c) в ортогональную систему (d, q) , вращающуюся синхронно с полем статора, и обратные преобразователи $(d, q) \rightarrow (a, b, c)$.

Возможная структура управления приводом представлена на рис. 1. Далее нас будет интересовать только алгоритм функционирования контроллера.

В качестве исходной информации для разработки алгоритмов управления понадобятся уравнения баланса напряжений в обмотках статора и ротора двигателя, уравнения потокосцеплений этих обмоток и уравнение движения ротора [10].

Будем использовать систему координат, вращающуюся синхронно с полем статора. В векторной форме уравнения баланса напряжений и уравнения потокосцеплений имеют вид

$$\left. \begin{aligned} U_s &= R_s I_s + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_s}{dt} + \omega_s D\psi_s, \\ 0 &= R_r I_r + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_r}{dt} + (\omega_s - \omega_r) D\psi_r, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_s &= x_s I_s + x_m I_r, \\ \psi_r &= x_m I_s + x_r I_r. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

В уравнениях (1) и (2) использованы следующие обозначения:

$$U_s = \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix}, \quad \psi_s = \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix}, \quad \psi_r = \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix}, \quad I_s = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix}, \quad I_r = \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix}$$

— напряжение статора, потокосцепления обмоток статора и ротора и токи статора и ротора соответственно, представленные своими проекциями на оси (d, q) ; R_s, R_r — активные сопротивления обмоток статора и ротора; x_s, x_r, x_m — индуктивные сопротивления обмоток статора и ротора и взаимоиндуктивность этих обмоток; $\omega_0, \omega_s, \omega_r$ — синхронная угловая скорость, угловая скорость вращения потока статора и угловая скорость вращения ротора соответственно;

$$D = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

— оператор поворота вектора на 90° в положительном направлении.

Все величины в уравнениях (1), (2), кроме времени t и ω_0 , представлены в системе относительных единиц (о. е.) [11] и приведены к статору, время — в секундах, ω_0 — в радианах в секунду.

К выражениям (1), (2) необходимо добавить уравнения вращающего момента двигателя

$$M = \psi_{sd}I_{sq} - \psi_{sq}I_{sd}, \quad (3)$$

движения ротора

$$T_j \frac{d\omega_r}{dt} = M - M_c \quad (4)$$

и уравнение для угла

$$\vartheta = \omega_0 \int_0^t \omega_s dt, \quad (5)$$

где M_c — момент сопротивления нагрузки; T_j — суммарная механическая постоянная времени ротора двигателя и нагрузки (в секундах).

Управление потокосцеплениями статора. В соответствии с принципом векторного управления выберем желаемое значение потокосцеплений статора в виде

$$\psi_{s_ref} = \begin{bmatrix} \psi_m \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где ψ_m — желаемое значение потокосцепления по оси d . Потокосцепление по оси q положим равным нулю.

Выполнение соотношения $\psi_s = \psi_{s_ref}$ при изменении режима работы двигателя возможно либо заданием тока I_s при использовании инвертора тока для питания двигателя, либо заданием напряжения U_s при использовании инвертора напряжения. В случае использования инвертора тока в соответствии с первым уравнением системы (2) необходимо установить ток

$$I_s^* = \frac{1}{x_s} (\psi_{s_ref} - x_m I_r). \quad (7)$$

Так как значение тока I_r не измеряется, т. е. неизвестно, введем обратную связь в соответствии с соотношением

$$T_I \dot{I}_s = \frac{1}{x_s} (\psi_{s_ref} - \psi_s). \quad (8)$$

С учетом (2) уравнение (8) приводится к следующему виду в операторной форме:

$$I_s = \frac{1/x_s (\psi_{s_ref} - x_m I_r)}{T_I p + 1}, \quad (9)$$

т. е. ток I_s экспоненциально с постоянной времени T_I стремится к значению I_s^* и, следовательно, ψ_s в соответствии с (7) и (2) — к значению ψ_{s_ref} . Процесс (8) реализуется регуляторами тока в выходных каналах инвертора с уставкой

$$I^* = \frac{1}{T_I x_s} \int_0^T (\psi_{s_ref} - \psi_s) dt. \quad (10)$$

При использовании инвертора напряжения процесс установления значения ψ_s подчиним уравнению

$$T_s \dot{\psi}_s = (\psi_{s\text{ref}} - \psi_s), \quad (11)$$

где T_s — постоянная времени этого процесса.

Для реализации процесса (11) сформируем выходное напряжение статического преобразователя в виде

$$U_s^* = R_s I_s + \frac{1}{\omega_0 T_s} (\psi_{s\text{ref}} - \psi_s) + \omega_s D \psi_s \quad (12)$$

и подставим значение U_s^* в первое уравнение (1). После очевидных преобразований получим соотношение

$$\frac{1}{\omega_0 T_s} (\psi_{s\text{ref}} - \psi_s) = \frac{1}{\omega_0} \dot{\psi}_s.$$

Отсюда следует, что выбранное значение U_s действительно обеспечивает установление потокосцепления ψ_s в соответствии с уравнением (11). Из первого уравнения системы (2) видно, что возмущающими факторами для ψ_s являются изменения токов ротора I_r , вызванные изменениями скорости вращения ротора ω_r . Электромеханические постоянные ротора значительно больше электромагнитных постоянных времени статора, и процесс в соответствии с уравнениями (8) или (11) приводит к экспоненциальному установлению значения $\psi_s = \psi_{s\text{ref}}$.

Управление вращающим моментом асинхронного двигателя. Необходимость управления вращающим моментом возникает, когда недопустимы токовые или динамические перегрузки, например при пуске нагруженных конвейеров. Так как напряжение U_s уже применено в качестве управляющего параметра в канале управления потокосцеплением ψ_s , для управления моментом можно использовать только частоту ω_s .

Возможность использования ω_s для управления моментом следует из соотношения

$$M \approx C(\omega_s - \omega_r), \quad (13)$$

справедливого при $\omega_s - \omega_r < s_{\text{crit}}$ [10], где s_{crit} — критическое скольжение. Такой режим соответствует нормальной работе двигателя. Коэффициент C зависит от параметров двигателя и режима его работы, но здесь важен лишь характер зависимости момента M от ω_s .

Как и в случае управления потоком, подчиним управляющий параметр ω_s уравнению

$$T_\omega \dot{\omega}_s = M_{\text{ref}} - M \quad (14)$$

или в соответствии с (13)

$$T_\omega \dot{\omega}_s = M_{\text{ref}} - C(\omega_s - \omega_r). \quad (15)$$

Из (14) получаем соотношение для ω_s в операторной форме:

$$\omega_s = \frac{(M_{\text{ref}}/C) + \omega_r}{(T_\omega/C)p + 1}, \quad (16)$$

т. е. ω_s экспоненциально с постоянной времени T_ω/C стремится к установившемуся значению

$$\omega_s^* = \frac{M_{\text{ref}}}{C} + \omega_r, \quad (17)$$

что в соответствии с (13) обеспечивает установившееся значение момента

$$M^* = C(\omega_s^* - \omega_r) = M_{\text{ref}}. \quad (18)$$

Необходимое для реализации обратной связи (14) значение момента можно получить и без знания ω_r , воспользовавшись соотношением (3). Уравнения (15)–(18) демонстрируют в этом случае эффективность и устойчивость процесса (14).

Управление скоростью вращения ротора асинхронного двигателя. Управлять скоростью можно воздействием на M_{ref} , управляя моментом, или воздействием на ω_s , управляя частотой вращения поля статора.

В первом случае приходим к уравнениям

$$\left. \begin{aligned} T_M \dot{M} &= \omega_{\text{ref}} - \omega_r, \\ T_j \dot{\omega}_r &= M - M_c, \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

где ω_{ref} — желаемое значение скорости вращения ротора; T_M — желаемое значение постоянной времени в цепи обратной связи по скорости.

Однако характеристическое уравнение системы (19)

$$\lambda^2 + \frac{1}{T_M T_j} = 0$$

имеет два чисто мнимых корня при любых значениях параметров T_M и T_j , т. е. система всегда неустойчива.

Во втором случае система управления скоростью описывается уравнениями

$$\left. \begin{aligned} T_\omega \dot{\omega}_s &= \omega_{\text{ref}} - \omega_r, \\ T_j \dot{\omega}_r &= M - M_c. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

При выполнении условия (13) характеристическое уравнение системы (20) имеет вид

$$\lambda \left(\frac{C}{T_j} + \lambda \right) + \frac{C}{T_\omega T_j} = 0,$$

корни которого равны

$$\lambda_{1,2} = -\frac{C}{2T_j} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4}{C} \frac{T_j}{T_\omega}} \right),$$

т. е. система (20) всегда устойчива, однако при слишком малом значении постоянной времени T_ω в цепи обратной связи по скорости процесс установления заданного значения ω_r будет иметь колебательный характер.

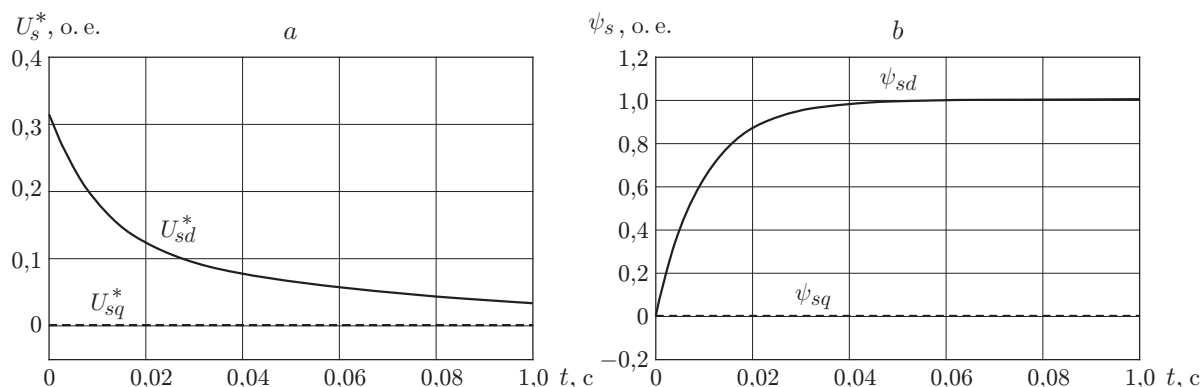


Рис. 2. Моделирование процесса установления магнитного потока: *a* — выходное напряжение статического преобразователя, *b* — магнитный поток статора (сплошные кривые — значения переменных по оси *d*, пунктирные кривые — значения по оси *q*)

Моделирование. В связи с высоким быстродействием контура управления потоком и значительно более медленными контурами управления моментом или скоростью можно предполагать устойчивость системы в целом. Полный анализ устойчивости затруднен в связи с нелинейностью объекта управления. Для исследования вопросов устойчивости и эффективности предлагаемых алгоритмов проведено моделирование работы контроллера и асинхронного двигателя в системе MATLAB-SYMULINK (см. рис. 1).

В качестве объекта использована основанная на уравнениях (1), (5) модель асинхронного двигателя со следующими значениями параметров (о. е.):

$$R_s = 0,0265; \quad R_r = 0,0144; \quad x_s = 4,2843; \quad x_r = 4,335; \quad x_m = 4,2;$$

$$\omega_0 = 100 \cdot \pi \text{ рад/с}; \quad T_j = 0,24 \text{ с.}$$

Параметры контроллера T_s и T_ω изменялись в процессе моделирования.

В качестве нагрузки использован механизм с моментом сопротивления

$$M_c = M_{fr} + M_{акт} + 1 \cdot \omega_r,$$

где $M_f = 0,3$ — момент сухого трения (о. е.); $M_{акт} = 0,2$ — активный момент нагрузки (о. е.) (например, поднимаемый груз); $1 \cdot \omega_r$ — момент вязкого трения (о. е.).

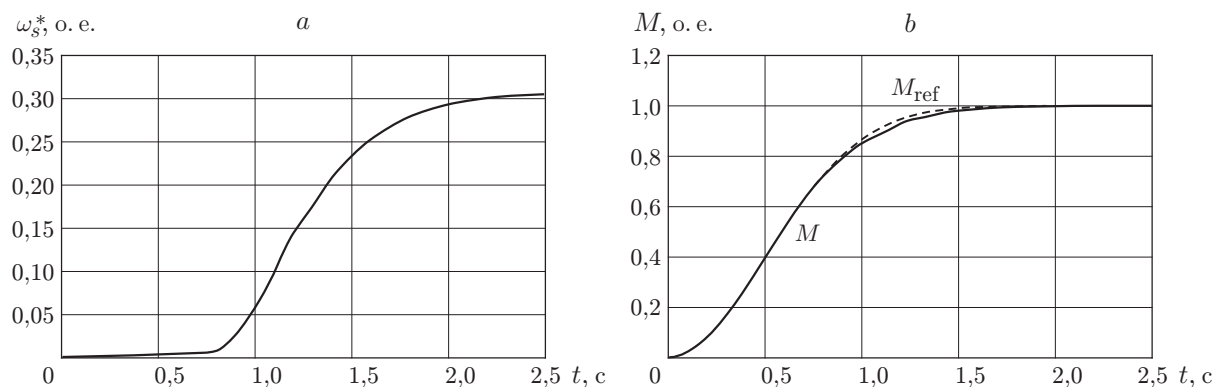


Рис. 3. Моделирование процесса управления моментом: *a* — выходная частота преобразователя, *b* — вращающий момент двигателя (сплошные кривые — реальные значения момента, пунктирная кривая — желаемые значения)

В системе управления применены наблюдатели потока статора и скорости вращения ротора. В качестве основы для построения наблюдателей использованы результаты [6]. Параметры наблюдателей задавались отличными от параметров объекта:

$$R_{se} = 0,9R_s; \quad R_{re} = 0,8R_r; \quad T_{je} = 1,1T_j.$$

Моделировались следующие режимы работы системы:

1. Установление заданного значения потокосцепления $\psi_{s_ref} = [1; 0]$ при значениях $T_s = 0,01$; $T_\omega = 0,2$. Результаты моделирования приведены на рис. 2. На рис. 2, *a* показано изменение значения напряжения статора на малом интервале времени, а на рис. 2, *b* — вызванное этим напряжением изменение потокосцепления в статоре. Переходный процесс по потокосцеплению завершается за 0,04 с.

2. Управление моментом двигателя. График $M_{ref}(t)$ и результаты моделирования приведены на рис. 3. Процесс частотного управления показан на рис. 3, *a*. Ошибка в реализации желаемого момента на рис. 3, *b* незначительна и может быть уменьшена до требуемой величины.

3. Управление скоростью двигателя. График $\omega_{r_ref}(t)$ и результаты моделирования показаны на рис. 4. На интервале времени $[0, \dots, 3)$ с система работала в режиме управления моментом, при $t \geq 3$ с — в режиме управления скоростью. Рис. 4, *a, b* соответствует изменениям модуля напряжения и частоты статора, обеспечивающим формирование процессов по скорости ротора. Желаемое и реальное значения скорости ротора на различных интервалах времени приведено на рис. 4, *c*.

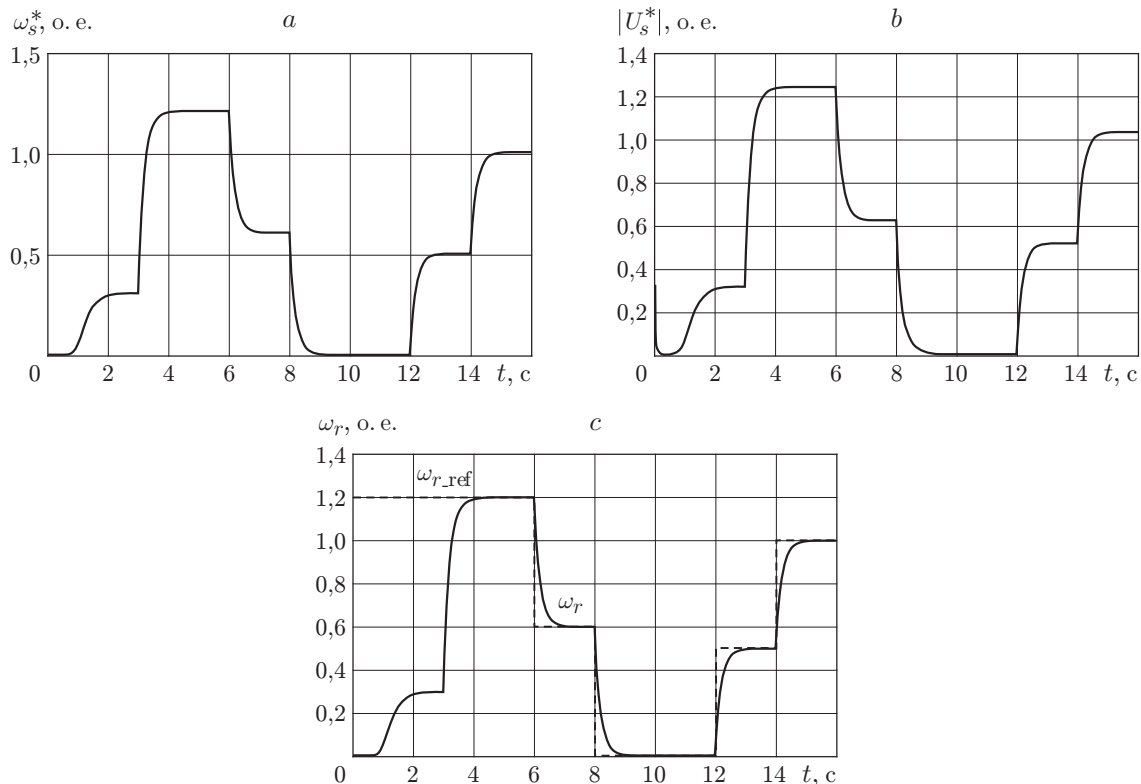


Рис. 4. Моделирование процесса управления скоростью вращения ротора: *a* — выходная частота преобразователя; *b* — модуль выходного напряжения преобразователя; *c* — скорость ротора (сплошные кривые — реальные значения скорости, пунктирная кривая — желаемые значения)

Моделирование подтвердило устойчивость системы управления с обратными связями и высокую эффективность предложенных алгоритмов.

Заключение. В данной работе предложен алгоритм управления потокосцеплением, моментом и скоростью вращения ротора асинхронного двигателя. Алгоритм основан на идеях векторного управления и использовании контуров обратной связи по потоку, моменту или скорости.

Управляющими параметрами являются напряжение и частота на выходе инвертора, питающего асинхронный двигатель.

Использование такого алгоритма возможно как при наличии датчиков потока и скорости, так и в бездатчиковом варианте с применением наблюдателей.

Моделирование продемонстрировало устойчивость и эффективность предложенного алгоритма.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Blaschke F.** Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvector Regelung von Asynchronmaschinen // Siemens-Zeitschrift. 1971. **45**. S. 757–760.
2. **Усолецев А. А.** Частотное управление асинхронными двигателями: Учеб. пособие по дисциплинам электротехнического цикла. С.-Пб.: СПбГИТМО (ТУ), 2006. 94 с.
3. **Jung J., Nam K.** A dynamic decoupling control scheme for high-speed operation of Induction Motors // IEEE Trans. Indust. Electron. 1999. **46**, N 1. P. 100–110.
4. **Sousa G. C. D., Bose B. K., Cleland J. G.** Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector controlled induction motor drive // IEEE Trans. Indust. Electron. 1995. **42**, N 2. P. 192–198.
5. **Pinto J. O. P., Bose B. K., da Silva L. E. B.** A stator-flux-oriented vector-controlled induction motor drive with space-vector PWM and flux-vector synthesis by neural networks // IEEE Trans. Indust. Appl. 2001. **37**, N 5. P. 1308–1317.
6. **Peterson B.** Induction machine speed estimation — observations on observers: Ph. D. thesis. Dept. Ind. Elect. Eng. Automat. Lund University of Technology. Lund, Sweden, 1996. 136 p.
7. **Sun D., Mills J. K.** A new flux observer design for backstepping controls of induction motors // Electric Power Components and Systems. 2005. **33**, N 10. P. 113–126.
8. **Mansouri A., Chenafa M., Bouhenna A., Etien E.** Powerful nonlinear observer associated with field-oriented control of an induction motor // Intern. Journ. Appl. Math. Comput. Sci. 2004. **14**, N 2. P. 209–220.
9. **Jansen P. L., Lorenz R. D.** A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives // IEEE Trans. Indust. Appl. 1994. **30**, N 1. P. 101–110.
10. **Ключев В. И.** Теория электропривода: Учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 2001. 697 с.
11. **Гаррис М., Лауренсон П., Стефенсон Дж.** Системы относительных единиц в теории электрических машин: Пер. с англ. М.: Энергия, 1975. 120 с.

Поступила в редакцию 20 июля 2009 г.