

АЛГОРИТМЫ БЕЗДАТЧИКОВОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ  
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АДАПТИВНЫХ НАБЛЮДАТЕЛЕЙ

К. К. Нгуен, А. А. Пыркин, А. К. Голубев\*

Университет ИТМО, Санкт-Петербург, Россия  
\* [akgolubev@itmo.ru](mailto:akgolubev@itmo.ru)

**Аннотация.** Рассмотрены математические модели асинхронного электродвигателя, на базе одной из которых предложено адаптивное непрямо полеориентированное управление, позволяющее обеспечить регулирование заданного крутящего момента и скорости вращения ротора несмотря на неизвестные момент нагрузки, сопротивление и индуктивность ротора.

**Ключевые слова:** асинхронный электродвигатель, полеориентированное управление, адаптивное управление, бессенсорное управление.

**Благодарности:** работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, госзадание № 2019-0898.

**Ссылка для цитирования:** Нгуен К. К., Пыркин А. А., Голубев А. К. Алгоритмы бездатчикового управления асинхронным двигателем с использованием адаптивных наблюдателей // Изв. вузов. Приборостроение. 2024. Т. 67, № 7. С. 551–558. DOI: 10.17586/0021-3454-2024-67-7-551-558.

SENSORLESS CONTROL ALGORITHM FOR INDUCTION MOTOR USING ADAPTIVE OBSERVERS

Q. C. Ngyen, A. A. Pyrkin, A. K. Golubev\*

ITMO University, St. Petersburg, Russia  
\* [akgolubev@itmo.ru](mailto:akgolubev@itmo.ru)

**Abstract.** Mathematical models of induction motor are considered. Based on one of the models, an adaptive indirect field-oriented control algorithm is proposed that allows maintaining specified values of torque and the rotor angular velocity despite the fact that the load torque, rotor resistance and inductance are unknown.

**Keywords:** induction motor, field-oriented control, adaptive control, sensorless control

**Acknowledgments:** The work was carried out with the support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation, state assignment No. 2019-0898.

**For citation:** Ngyen Q. C., Pyrkin A. A., Golubev A. K. Sensorless control algorithm for induction motor using adaptive observers. *Journal of Instrument Engineering*. 2024. Vol. 67, N 7. P. 551–558 (in Russian). DOI: 10.17586/0021-3454-2024-67-7-551-558.

**Введение.** Развитие современных методов синтеза адаптивных наблюдателей для нелинейных систем открывает новые возможности при разработке систем бездатчикового (бессенсорного) управления в технических системах. Особенно актуальной является разработка бессенсорного управления применительно к двигателям переменного тока. Наиболее широко

распространенные электродвигатели — трехфазные асинхронные машины благодаря простоте конструкции и надежной работе.

Способы управления двигателями переменного тока подробно изложены в большом количестве публикаций [1–3]. В настоящей статье внимание сосредоточено на векторном полеориентированном управлении (field-oriented control), впервые предложенном в [4] и обобщенном в [5]. При использовании этого способа предполагается независимое управление скоростью и крутящим моментом электродвигателя при переменном моменте нагрузки. Достоинство такого подхода — математическое разделение контуров управления электромагнитной и механической динамикой. Наряду с классическим полеориентированным управлением [4, 5] известен также метод непрямого полеориентированного управления асинхронным двигателем [6, 7], в котором для формирования закона управления не требуется мгновенное значение потоко-сцепления.

Эти методы, несмотря на безусловные достоинства и преимущества по сравнению с простейшим в реализации скалярным управлением, имеют, однако, серьезные недостатки, касающиеся требований по точному знанию сопротивления ротора и индуктивности обмоток статора. Поскольку при работе электродвигатель неизбежно нагревается, значения этих параметров меняются со временем, что негативно влияет на показатели качества и устойчивости системы управления электроприводом. В [8] предпринята попытка синтезировать алгоритм адаптивного управления по выходу с одновременным оцениванием сопротивления, индуктивности и момента нагрузки. Следует отметить, что полученный алгоритм обладает высокой динамической размерностью, что может привести к затруднениям на стадии программной реализации в микроконтроллере, поскольку известно, что нелинейные алгоритмы адаптации при приближенной дискретизации чувствительны к параметрам регулятора и могут терять устойчивость.

В настоящей работе систематизированы математические модели асинхронного двигателя, на базе которых целесообразно синтезировать алгоритмы управления. Предложен алгоритм адаптивного непрямого полеориентированного управления без использования датчиков регулируемых переменных: потокосцепления и крутящего момента. Показано, что можно отказаться и от датчиков положения или скорости вращения ротора, заменив их соответствующим адаптивным наблюдателем и реализовав таким образом бездатчиковое управление.

**Математические модели асинхронного двигателя.** Рассмотрим динамическую модель асинхронного двигателя в двухфазной неподвижной системе координат, связанной со статором [1–3]:

$$\frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{R_r L_{sr}^2}{\sigma L_s L_r^2}\right)\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{L_{sr}}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \mathbf{I} - n_p \omega \mathbf{J}\right)\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{v}_{\alpha\beta}; \quad (1)$$

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}}_{\alpha\beta} = -\left(\frac{R_r}{L_r} \mathbf{I} - n_p \omega \mathbf{J}\right)\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta} + \frac{R_r L_{sr}}{L_r} \mathbf{i}_{\alpha\beta}; \quad (2)$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{D}(\tau_E - \tau_L); \quad (3)$$

$$\tau_E = \frac{n_p L_{sr}}{L_r} \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T \boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}, \quad (4)$$

где  $\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta} = [\lambda_{\alpha}, \lambda_{\beta}]^T$  — потокосцепление ротора;  $\mathbf{i}_{\alpha\beta} = [i_{\alpha}, i_{\beta}]^T$  — сила тока в обмотках статора;  $\mathbf{v}_{\alpha\beta} = [v_{\alpha}, v_{\beta}]^T$  — питающее напряжение в обмотках статора;  $R_s, R_r$  — сопротивления статора и ротора;  $L_s, L_r$  — индуктивности статора и ротора,  $L_{sr}$  — взаимная индукция статора и ротора;  $\sigma = 1 - \frac{L_{sr}^2}{L_s L_r} > 0$  — коэффициент электромагнитного рассеяния в воздушном зазоре асинхронного двигателя;  $n_p$  — число пар полюсов;  $\omega$  — скорость вращения ротора;  $D$  —

момент инерции ротора;  $\tau_E$  — электромагнитный момент,  $\tau_L$  — момент нагрузки, матрицы  $\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$  и  $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ .

Во многих практических приложениях используются регуляторы тока с высоким коэффициентом усиления (иногда с пропорционально-интегральным контуром) для того, чтобы обеспечить силу тока в статоре  $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ , равную желаемой  $\mathbf{i}_{\alpha\beta}^*$ :

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \frac{1}{\epsilon}(\mathbf{i}_{\alpha\beta}^* - \mathbf{i}_{\alpha\beta}), \quad (5)$$

где  $\epsilon$  — небольшое положительное число.

В предельном случае при  $\epsilon \rightarrow 0$  модель (1)–(5) существенно упрощается до вида (2)–(4), где вектор  $\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \mathbf{i}_{\alpha\beta}^*$  может рассматриваться как входное управляющее воздействие. Однако модель (2)–(4) сохраняет существенно нелинейный вид, что усложняет синтез закона управления.

Рассмотрим вращающуюся систему координат, связанную с ротором, и введем замену координат по управляющему току и магнитному потоку ротора:

$$\mathbf{u} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(n_p\theta) & \sin(n_p\theta) \\ -\sin(n_p\theta) & \cos(n_p\theta) \end{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha\beta}, \quad \boldsymbol{\lambda} = \begin{bmatrix} \cos(n_p\theta) & \sin(n_p\theta) \\ -\sin(n_p\theta) & \cos(n_p\theta) \end{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}, \quad (6)$$

где  $\theta$  — угол поворота ротора и  $\dot{\theta} = \omega$ ; тогда модель (2)–(4), (6) примет вид

$$\frac{L}{R} \dot{\boldsymbol{\lambda}} = -\boldsymbol{\lambda} + \mathbf{u}; \quad (7)$$

$$D\dot{\omega} = \tau_E - \tau_L; \quad (8)$$

$$\tau_E = \mathbf{u}^T \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}, \quad (9)$$

где для упрощения введены обозначения  $R = R_r$ ,  $L = L_r$ .

Для модели (7)–(9) известны алгоритмы управления  $\mathbf{u}$  для обеспечения заданного крутящего момента  $\tau$  и заданной угловой скорости  $\omega$  на основе метода непрямого полеориентированного управления [6, 7] при допущении, что момент нагрузки постоянный и точно известны значения сопротивления  $R$  и индуктивности  $L$ .

Для обеспечения устойчивости и заданных показателей качества в замкнутом контуре с дискретным регулятором целесообразно рассматривать точную разностную модель объекта управления. Для линейных динамических моделей такой переход тривиален, тогда как для модели асинхронного двигателя совсем не очевиден. Тем не менее, как показано в [7], точная дискретная модель асинхронного двигателя может быть вычислена согласно (7)–(9):

$$\boldsymbol{\lambda}_{k+1} = a\boldsymbol{\lambda}_k + (1 - a)\mathbf{u}_k; \quad (10)$$

$$\tau_k = b\mathbf{u}_k^T \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_k; \quad (11)$$

$$\omega_{k+1} = \omega_k + c\tau_k - d\tau_L, \quad (12)$$

где  $a = e^{-\frac{R}{L}T}$ ,  $b = \frac{n_p}{L}$ ,  $c = \frac{(1 - a)L}{DR}$ ,  $d = \frac{T}{D}$  — соответствующие параметры разностной модели с интервалом дискретизации  $T$ , обозначение  $z_k = z(kT)$ ,  $k \in \mathbb{Z}_+$ , соответствует значению непрерывного сигнала  $z(t)$  в момент времени  $t = kT$ .

В этой же работе предложен алгоритм управления крутящим моментом и скоростью вращения ротора при допущении о точно известных параметрах модели:

$$\mathbf{u}_k = e^{\mathbf{J}p_k} \begin{pmatrix} \frac{\Psi_{k+1}^d}{1 - a} \cos\beta_k - \frac{a}{1 - a} \Psi_k^d \\ \frac{L}{\Psi_k^d n_p} \tau_k^d \end{pmatrix}; \quad (13)$$

$$\rho_{k+1}^d = \rho_k^d + \beta_k, \rho_0 = 0; \quad (14)$$

$$\beta_k = \arcsin\left(\frac{L(1-a)}{n_p \Psi_{k+1}^d \Psi_k^d} \tau_k^d\right); \quad (15)$$

$$\tau_k^d = \left[ K_p + \frac{K_I}{q-1} \right] (\omega_d - \omega_k), \quad (16)$$

где  $\tau_k^d$  — желаемое значение момента, которое может быть задано непосредственно пользователем или сформировано по алгоритму в режиме управления скоростью;  $\omega_d \in \mathbb{R}$  — желаемое значение постоянной скорости вращения ротора,  $\Psi_k^d$  — желаемая траектория для амплитуды потока ротора  $|\lambda_k|$ ,  $q$  — оператор сдвига  $q^{\pm n}[z(k)] = z(k \pm n)$ , коэффициенты усиления  $K_p$  и  $K_I$  соответствуют условию  $c > K_p > K_I > 0$ , а  $\Psi_k^d$  выбирается так, чтобы

$$\frac{|\tau_k^d|}{n_p \Psi_{k+1}^d \Psi_k^d} < \frac{1}{L(1-a)} \quad \forall k \in \mathbb{Z}_+. \quad (17)$$

При этих условиях верны соотношения

$$\lim_{k \rightarrow \infty} (\omega_k - \omega_d) = 0, \quad \lim_{k \rightarrow \infty} (|\lambda_k| - \Psi_k^d) = 0. \quad (18)$$

**Синтез адаптивных наблюдателей.** Используя изложенный в [9] подход, можно синтезировать алгоритм параметризации модели (10)–(12) и получить линейное регрессионное соотношение

$$\zeta_k = \eta^T \Phi_k \quad (19)$$

с вычислимыми по измерениям входного тока  $\mathbf{u}_k$  и угловой скорости  $\omega_k$  последовательностями  $\zeta_k \in \mathbb{R}$  и  $\Phi_k \in \mathbb{R}^6$  и вектором постоянных параметров

$$\eta = \text{col}(a, \tau_L, (1-a)bc, a^2, a\tau_L, a^2\tau_L) = \text{col}(\eta_1, \dots, \eta_6) \in \mathbb{R}^6. \quad (20)$$

На основе (19) может быть сформирован алгоритм оценивания параметров  $\hat{\boldsymbol{\eta}}$  с использованием одного из общеизвестных подходов: метода наименьших квадратов или градиентного спуска [10], динамического расширения и смешивания регрессора (DREM) [11, 12].

Метод DREM позволяет оценивать параметры регрессионных моделей при ослабленных требованиях к условиям возбуждения регрессора, при этом оценки сходятся к истинным значениям за регулируемое время без колебаний в переходном процессе. Другое достоинство метода — возможность оценивать только часть параметров регрессионной модели независимо друг от друга. Суть метода заключается в формировании такой системы регрессионных уравнений, чтобы их количество было не меньше размерности вектора искомых параметров. Каждое новое регрессионное уравнение получается из исходного, например (19), с помощью линейного динамического оператора (блока запаздывания или фильтра).

Выбрав векторный оператор  $\mathcal{H}(q)[\cdot] = \mu_k \text{col}(1, q^{-1}, \dots, q^{-5})[\cdot]$  с некоторым коэффициентом  $\mu_k \in \mathbb{R}_+$ , можно получить матричное регрессионное уравнение вида

$$\mathbf{Z}_k = \boldsymbol{\eta}^T \boldsymbol{\Phi}_k, \quad (21)$$

где  $\mathbf{Z}_k = \mathcal{H}(q)[\zeta_k] \in \mathbb{R}^6$ ,  $\boldsymbol{\Phi}_k = \mathcal{H}(q)[\Phi_k^T] \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$ .

С использованием операторов Крамера матричное регрессионное уравнение (21) может быть легко декомпозировано на систему из шести скалярных регрессионных уравнений

$$\mathbf{y}_k = \boldsymbol{\eta} \Delta_k, \quad (22)$$

где  $\mathbf{y}_k = \text{adj}\{\boldsymbol{\Phi}_k\} \mathbf{Z}_k \in \mathbb{R}^6$ ,  $\Delta_k = \det\{\boldsymbol{\Phi}_k\} \in \mathbb{R}$ .

Алгоритм оценивания первых трех компонент вектора  $\boldsymbol{\eta}$  имеет вид

$$\hat{\eta}_k^i = \hat{\eta}_{k-1}^i + [\mathbf{y}_k^i - \Delta_k \hat{\eta}_{k-1}^i], \quad i = 1, 2, 3, \quad (23)$$

с некоторой положительной константой  $\gamma$ .

Значения неизвестных параметров  $R$  и  $L$  могут быть найдены из соотношений, полученных из (20), и функций  $a = e^{-\frac{R}{L}T}$ ,  $b = \frac{n_p}{L}$ ,  $c = \frac{(1-a)L}{DR}$ :

$$\hat{R}_k = \frac{n_p(1 - \hat{\eta}_{1k})^2}{D\hat{\eta}_{3k}}, \quad \hat{L}_k = -\frac{n_p(1 - \hat{\eta}_{1k})T}{\ln(\hat{\eta}_{1k})D\hat{\eta}_{1k}}, \quad \hat{\tau}_{Lk} = \hat{\eta}_{2k}. \quad (24)$$

**Алгоритм адаптивного управления асинхронным двигателем.** Алгоритм адаптивного непрямого полеориентированного управления может быть получен путем подстановки оценок  $\boldsymbol{\eta}$  в алгоритм непрямого полеориентированного управления (13)–(16), в результате имеем

$$\mathbf{u}_k = e^{j\rho_k} \begin{pmatrix} \frac{\Psi_{k+1}^d}{1 - \hat{\eta}_{1k}} \cos\beta_k - \frac{\hat{\eta}_{1k}}{1 - \hat{\eta}_{1k}} \Psi_k^d \\ \frac{\hat{L}}{\Psi_k^d n_p} \tau_k^d \end{pmatrix}, \quad (25)$$

$$\beta_k = \arcsin\left(\frac{\hat{L}_k(1 - \hat{\eta}_{1k})}{n_p \Psi_{k+1}^d \Psi_k^d} \tau_k^d\right). \quad (26)$$

Алгоритм (25), (26) обеспечивает асимптотическую сходимость вектора магнитного поля к заданному и слежение за произвольно заданным крутящим моментом:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} (|\lambda_k| - \Psi_k^d) = 0, \quad \lim_{k \rightarrow \infty} (\tau_k - \tau_k^d) = 0, \quad (27)$$

а вместе с (16) алгоритм (25), (26) гарантирует слежение за заданной постоянной скоростью с выполнением условия

$$\lim_{k \rightarrow \infty} (\omega_k - \omega_d) = 0. \quad (28)$$

Заметим, что выполнение условий (27) и (28) достигается без использования датчиков потокосцепления и крутящего момента.

В более общем виде изложенный подход может быть представлен как структурная схема (рис. 1).

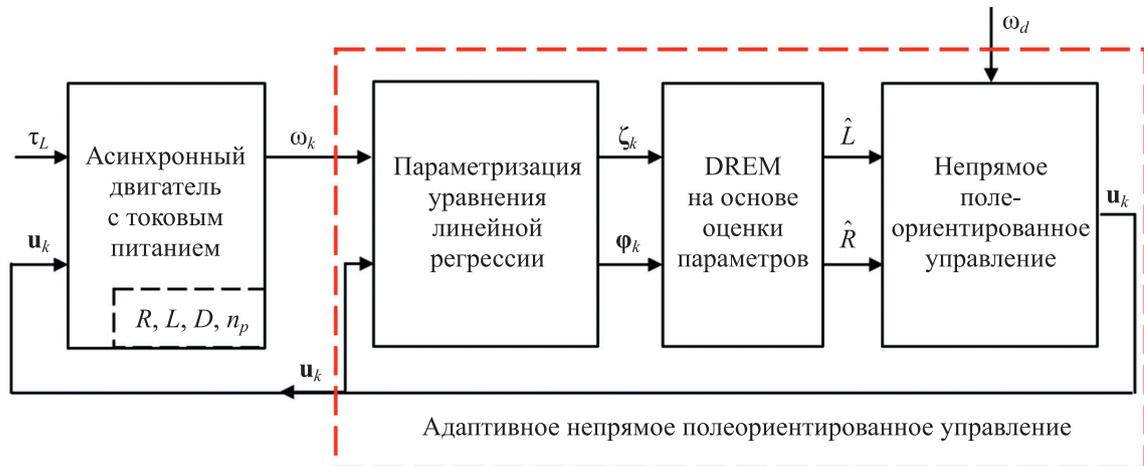


Рис. 1

Заметим, что закон управления (16), (25), (26) позволяет определить номинальное управление для модели двигателя во вращающейся системе координат. Для получения физически реализуемого управления необходимо выполнить следующие вычисления:

$$(\mathbf{i}_{\alpha\beta}^*)_k = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(n_p\theta) & -\sin(n_p\theta) \\ \sin(n_p\theta) & \cos(n_p\theta) \end{bmatrix} \mathbf{u}_k, \quad (29)$$

$$(\mathbf{v}_{\alpha\beta})_k = \frac{1}{\epsilon} \left( (\mathbf{i}_{\alpha\beta}^*)_k - (\mathbf{i}_{\alpha\beta})_k \right). \quad (30)$$

Применив обратное преобразование Кларк к сигналам напряжения (30), можно получить выражение для физически реализуемого напряжения питания обмоток статора асинхронной машины.

**Система бездатчикового управления асинхронным двигателем.** Частотно-регулируемую систему управления трехфазным электродвигателем переменного тока можно представить в виде функциональной схемы (рис. 2), где 1 — источник питания, 2 — выпрямитель, 3 — фильтр, 4 — инвертор, 5 — система управления, 6 — блок координатных преобразований,  $M$  — электродвигатель.

Функциональное назначение выпрямителя 2 — преобразование синусоидального напряжения в постоянное. Инвертор 4 содержит полупроводниковые элементы, работающие в ключевом режиме, и блок широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Его функциональное назначение — формирование управляющего воздействия, которое используется для питания электродвигателя. Система управления 5 содержит регуляторы  $d$  и  $q$  составляющих силы тока, а также регуляторы скорости вращения и угла поворота ротора, в качестве желаемых значений выступают угловое положение ротора  $\theta_d$ , скорость вращения ротора  $\omega_d$  и электромагнитный момент двигателя  $\tau_d$ . Блок координатных преобразований 6 реализует преобразования Кларк и Парка из вращающейся системы координат  $dq$  в неподвижную  $abc$  на основе данных блока оценивания, который формирует сигнал оценки углового положения  $\hat{\theta}$  и скорости вращения ротора  $\hat{\omega}$ , используя измеренные мгновенные значения электрических переменных ( $\mathbf{u}_{abc}$ ,  $\mathbf{i}_{abc}$ ) и/или механических величин ( $\theta$ ,  $\omega$ ,  $\tau$ ).

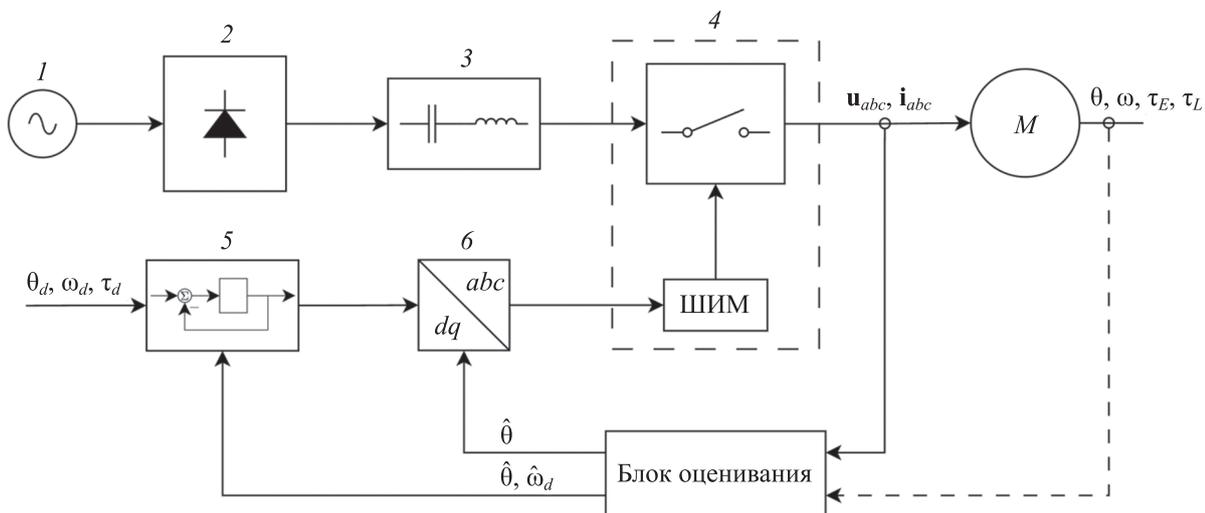


Рис. 2

Заметим, что оценка скорости вращения ротора  $\hat{\omega}$  может быть получена на основе электрических сигналов ( $\mathbf{u}_{abc}$ ,  $\mathbf{i}_{abc}$ ), как показано в [13, 14], при этом скорость может быть оценена при произвольном питающем напряжении, достаточно лишь измерять напряжения и токи в обмотках статора. Оценить угловое положение можно путем интегрирования оценки скорости:

$\hat{\theta} = \hat{\omega}$ . Оценка углового положения не будет асимптотически стремиться к истинному значению, поскольку интеграл от ошибки оценивания скорости вероятно даст постоянную ошибку в установившемся режиме. Тем не менее можно использовать эту оценку угла в преобразованиях (6) и (29). В этом случае после переходного процесса алгоритма оценивания скорости  $\hat{\omega}$  будет также справедлива модель (7)–(9) и все последующие вычисления. Таким образом, блок оценивания может содержать только данные об электрических сигналах, а датчики механических переменных состояния могут не использоваться в системе управления.

**Заключение.** Рассмотрены математические модели асинхронного электродвигателя. На базе точной дискретной модели во вращающейся системе координат, связанной с ротором, синтезированы алгоритм адаптивного непрямого полеориентированного управления, гарантирующий точное оценивание неизвестных сопротивления и индуктивности ротора и момента нагрузки в предположении, что они постоянны, а также асимптотическое слежение за заданным моментом нагрузки или заданной скоростью вращения ротора. Показано, что, используя алгоритм оценивания скорости вращения ротора методом, изложенным в [13, 14], возможно реализовать бездатчиковое управление по механическим переменным (без использования датчиков положения угла и скорости вращения ротора). Анализ устойчивости такого комбинированного управления с адаптивным наблюдателем угловой скорости по измерениям только токов и напряжений на обмотках статора требует отдельного исследования.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Leonhard W. Control of Electrical Drives. Springer Science & Business Media, 2001.
2. Nam K. H. AC Motor Control and Electric Vehicle Applications. CRC Press, 2010.
3. Ortega R., Loria A., Nicklasson P. J., Sira-Ramirez H. Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications. London: Springer, 1998. P. 15–37.
4. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die TRANSVEKTOR-Regelung von Asynchronmaschinen. Siemens Zeitschrift, 1971. Pg. 757.
5. Hasse K. Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit stromrichtergespeisten Asynchron-Kurzschlußlaufermaschinen: Extended abstracts of PhD Thesis. Darmstadt, 1969.
6. Espinosa-Pérez G., Ortega R., Nicklasson P. J. Torque and flux tracking of induction motors // Intern. Journal of Robust and Nonlinear Control. 1997. Vol. 7, N 1. P. 1–9.
7. Ortega R., Taoutaou D. On discrete-time control of current-fed induction motors // Systems & Control Letters. 1996. Vol. 28, N 3. P. 123–128.
8. Пыркин А. А., Та М. Ш., Нгуен К. К. Адаптивное управление по выходу асинхронным двигателем на основе динамического регулятора // XIV Всерос. совещ. по проблемам управления (ВСПУ). 2024.
9. Pyrkin A. A., Ta M. S., Nguyen Q. C., Sinetova M. M. Adaptive observer design for time-varying systems with relaxed excitation conditions // IFAC PapersOnline. 2022. P. 312–317.
10. Льюнг Л. Идентификация систем. Теория для пользователя. М.: Наука, 1991.
11. Aranovskiy S., Bobtsov A., Ortega R., Pyrkin A. Performance Enhancement of Parameter Estimators via Dynamic Regressor Extension and Mixing // IEEE Trans. on Automatic Control. 2016. Vol. 62, N 7. P. 3546–3550.
12. Ortega R., Aranovskiy S., Pyrkin A. A., Astolfi A., Bobtsov A. A. New results on parameter estimation via dynamic regressor extension and mixing: Continuous and discrete-time cases // IEEE Trans. on Automatic Control. 2020. Vol. 66, N 5. P. 2265–2272.
13. Pyrkin A., Bobtsov A., Vedyakov A., Ortega R., VEDIKOVA A., Sinetova M. A flux and speed observer for induction motors with unknown rotor resistance and load torque and no persistent excitation requirement // Intern. Journal of Adaptive Control and Signal Processing. 2021. Vol. 35, N 8. P. 1578–1593.
14. Нгуен К. К. Применение метода дрембао для наблюдателя магнитного потока и скорости вращения ротора асинхронного двигателя // Материалы XXV Юбилейной конф. молодых ученых „Навигация и управление движением“. СПб, 2003. С. 159–162.

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

- Куанг Кыонг Нгуен** — аспирант; Университет ИТМО, факультет систем управления и робототехники; E-mail: quangcuonghvhq.cd@gmail.com
- Антон Александрович Пыркин** — д-р техн. наук, профессор; Университет ИТМО, факультет систем управления и робототехники; E-mail: pyrkin@itmo.ru
- Антон Кириллович Голубев** — аспирант; Университет ИТМО, факультет систем управления и робототехники; ассистент; E-mail: akgolubev@itmo.ru

Поступила в редакцию 15.04.2024; одобрена после рецензирования 18.04.2024; принята к публикации 16.05.2024.

## REFERENCES

- Leonhard W. *Control of electrical drives*, Springer Science & Business Media, 2001.
- Nam K.H. *AC Motor control and electric vehicle applications*, CRC Press, 2010.
- Ortega R., Loria A., Nicklasson P.J., Sira-Ramirez H. *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications*, Springer London, 1998, pp. 15–37.
- Blaschke F. *Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die TRANSVEKTOR-Regelung von Asynchronmaschinen*, Siemens Zeitschrift, 1971, 757 p.
- Hasse K. *Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit stromrichter gespeisten Asynchron-KurzschluBlaufmaschinen*, Diss, TH Darmstadt, 1969.
- Espinosa-Pérez G., Ortega R., Nicklasson P.J. *Intern. J. of Robust and Nonlinear Control: IFAC-Affiliated Journal*, 1997, no. 1(7), pp. 1–9.
- Ortega R. and Taoutaou D. *Systems & Control Letters*, 1996, no. 3(28), pp. 123–128.
- Pyrkin A.A., Ta M.S., Nguyen Q.C. *IV Vserossiyskoye soveshchaniye po problemam upravleniya* (IV All-Russian Meeting on Problems of Management), 2024. (in Russ.)
- Pyrkin A. A., Ta M.S., Nguyen, Q.C., Sinetova M.M. *IFAC PapersOnline*, 2022, pp. 312–317.
- Ljung L. *System Identification, Theory for the User*, NJ, PTR Prentice Hall, 1987.
- Aranovskiy S., Bobtsov A., Ortega R., Pyrkin A. *IEEE Trans. Automat. Control*, 2016, no. 7(62), pp. 3546–3550.
- Ortega R., Aranovskiy S., Pyrkin A.A., Astolfi A., Bobtsov A.A. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2020, no. 5(66), pp. 2265–2272.
- Pyrkin A., Bobtsov A., Vedyakov A., Ortega R., VEDIKOVA A., Sinetova M. *Intern. J. of Adaptive Control and Signal Processing*, 2021, no. 8(35), pp. 1578–1593.
- Nguyen Q.C. *Materialy XXV Yubileynoy konferentsii molodykh uchenykh "Navigatsiya i upravleniye dvizheniyem"* (Proceedings of the XXV Anniversary Conference of Young Scientists "Navigation and Traffic Control"), 2023, pp. 159–162. (in Russ.)

## DATA ON AUTHORS

- Quang Cuong Nguyen** — Post-Graduate Student; ITMO University, Faculty of Control Systems and Robotics; E-mail: quangcuonghvhq.cd@gmail.com
- Anton A. Pyrkin** — Dr. Sci., Professor; ITMO University, Faculty of Control Systems and Robotics; E-mail: pyrkin@itmo.ru
- Anton K. Golubev** — Post-Graduate Student; ITMO University, Faculty of Control Systems and Robotics; Assistant; E-mail: akgolubev@itmo.ru

Received 15.04.2024; approved after reviewing 18.04.2024; accepted for publication 16.05.2024