

THE ADAPTIVE ALGORITHM OF THE VECTOR CONTROL OF ELECTRICAL DRIVES WITH THE INDUCTION MOTORS

V. F. Samosejko

Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping,
St. Petersburg, Russian Federation

The method of vector control of an electric drive with an asynchronous electric motor is proposed. The method allows us to improve the quality of dynamic processes by eliminating its dependence on a priori estimates of the rotor resistance and the main inductance. The voltages equations of the asynchronous motor, on which the synthesis of dynamic processes is carried out, as well as differential equations for error currents of vector control, are presented. It is described how to adjust the “technical optimum” of the circuits of magnetization currents and load current. To ensure the robustness of dynamic processes the internal circuits of virtual dissipation procuring the robustness of the control system are introduced in the currents control circuits. The adaptive identification of the rotor resistance and the main static inductance of the induction motor is carried out by observations of the stator currents and the rotor speed. The equations for error currents of vector control are used for the adaptive identification. The adaptive identification is based on the formation of control circuits with integral regulators, which provide the aspiration of a priori estimates of the rotor resistance and the main static inductance of the asynchronous motor to the true values. To construct the adaptive identification circuits, in addition to the information on the currents in the stator windings and the rotor speed, the information on the relative value of the short-circuit inductance is also required. The quality of the priori information on the relative value of the short-circuit inductance determines the accuracy of the adaptive identification of the rotor resistance and the main static inductance of the asynchronous motor.

Keywords: vector control, induction motor, adaptive identification, robustness, rotor resistance, basic inductance.

For citation:

Samosejko, Veniamin F. “The adaptive algorithm of the vector control of electrical drives with the induction motors.” *Vestnik Gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S. O. Makarova* 11.1 (2019): 156–168. DOI: 10.21821/2309-5180-2019-11-1-156-168.

УДК621.3.072.6

АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ С АСИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ

В. Ф. Самосейко

ФГБОУ ВО «ГУМРФ имени адмирала С. О. Макарова»,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Предложен метод векторного управления электроприводом с асинхронным электродвигателем, позволяющий повысить качество динамических процессов за счет устранения его недостатка — зависимости от априорных оценок сопротивлений ротора и основной индуктивности. Приведены уравнения напряжений асинхронного двигателя, по которым ведется синтез динамических процессов, а также дифференциальные уравнения ошибок векторного управления. По уравнениям напряжений описана процедура настройки на «технический оптимум» контуров токов намагничивания и тока нагрузки. Для обеспечения робастности динамических процессов в контуры управления токов введены внутренние контуры виртуальной диссипации, позволяющие обеспечить робастность системы управления. Адаптивная идентификация сопротивления ротора и основной статической индуктивности асинхронного электродвигателя осуществляется по наблюдениям токов статора и скорости вращения ротора. Для адаптивной идентификации используются функции от токов ошибок векторного управления. Адаптивная идентификация основана на образовании контуров управления с интегральными регуляторами, которые обеспечивают стремление априорных оценок сопротивления ротора и основной статической индуктивности асинхронного электродвигателя к истинным значениям. Для построения контуров адаптивной идентификации,

кроме информации о токах в обмотках статора и скорости вращения ротора, необходима также информация об относительном значении индуктивности короткого замыкания. Качество априорной информации об относительном значении индуктивности короткого замыкания определяет точность адаптивной идентификации сопротивления ротора и основной статической индуктивности асинхронного электродвигателя.

Ключевые слова: векторное управление, асинхронный электродвигатель, адаптивная идентификация, робастность, сопротивление ротора, основная индуктивность.

Для цитирования:

Самосейко В. Ф. Адаптивный алгоритм векторного управления электроприводами с асинхронными электродвигателями / В. Ф. Самосейко // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. — 2019. — Т. 11. — № 1. — С. 156–168. DOI: 10.21821/2309-5180-2019-11-1-156-168.

Введение (Introduction)

В настоящее время в системах электродвижения судов начали применяться гребные электропроводы с асинхронным электродвигателем, мощность которых достигает десятков мегаватт. К качеству управления такими электроприводами предъявляются повышенные требования. Наиболее распространенным способом управления асинхронным двигателем является *метод векторного управления*. Недостаток данного метода заключается в том, что для его реализации необходимо априорно знать сопротивление обмотки ротора и основную индуктивность двигателя, которые могут существенно изменяться в процессе эксплуатации. При этом значительно снижается качество управления. Снижение качества управления заключается в изменении электромагнитного момента, насыщении магнитопровода и снижении диапазона управления скоростью вращения. Эти трудности векторного управления преодолеваются путем применения адаптивных регуляторов. Так, в работе [1] предложен адаптивный регулятор определения сопротивления ротора. Однако его применению препятствует сложность практической реализации. Существуют подходы к решению задачи адаптивного управления, основанные на введении возмущающих сигналов по току [2], [3], однако такие методы на практике ведут к ухудшению качества управления и организации специальных режимов работы.

Большинство способов преодоления недостатков векторного управления основано на использовании идентификации ненаблюдаемых токов ротора асинхронного электродвигателя. В системах автоматического управления наиболее распространен наблюдатель, который называется *фильтром Калмана*. Одной из модификаций фильтра Калмана является наблюдатель пониженного порядка Люенбергера [4]. На использовании наблюдателей состояний для повышения качества векторного управления асинхронным электродвигателем основаны работы [5]–[7]. Известны также алгоритмы с использованием метода наименьших квадратов [8], [9]. Из последних публикаций следует отметить работы [10]–[12]. Обзор методов идентификации параметров асинхронного электродвигателя приведен в работе [13].

Однако все эти методы требуют больших вычислительных ресурсов. Этим объясняются затруднения их использования на практике. В данной работе предлагается метод идентификации параметров асинхронного электродвигателя, который не требует применения наблюдателей состояния и сложных вычислений. Он позволяет на базе доступной информации о токах статора и скорости вращения ротора достаточно просто оценивать сопротивление ротора и основную статическую индуктивность асинхронного электродвигателя.

Методы и материалы (Methods and Materials)

Уравнения напряжений асинхронного электродвигателя. Будем полагать, что к обмоткам статора асинхронного электродвигателя прикладываются напряжения, которые могут быть представлены вектором $\mathbf{U}_s$. Под воздействием напряжений по обмоткам статора и ротора потекут токи $\mathbf{I}_s$ и $\mathbf{I}_r$. Векторы $\mathbf{U}_s$, $\mathbf{I}_s$ и $\mathbf{I}_r$ являются, соответственно, ω_1 и ω_2 периодическими функциями времени. Угловые частоты статора ω_1 и ротора ω_2 связаны соотношением $\omega_1 - \omega_2 = \omega$, где ω — угловая

электрическая скорость вращения ротора. Матричные уравнения напряжений в естественной системе координат, согласно второму закону Кирхгофа, имеют следующий вид [14]:

$$\begin{aligned} U_s &= R_1 \cdot I_s + L_1 \cdot pI_s + p\{L_{ss} \cdot I_s + L_{sr} \cdot I_r\}; \\ 0 &= R_2 \cdot I_r + L_2 \cdot pI_r + p\{L_{rr} \cdot I_r + L_{rs} \cdot I_s\}, \end{aligned} \quad (1)$$

где R_1 и R_2 — сопротивления фаз обмоток статора и ротора; L_{ss} и L_{rr} — матрицы индуктивностей обмотки статора и ротора; $L_{sr} = L_{rs}^T$ — матрица взаимных индуктивностей обмоток статора и ротора; p — оператор дифференцирования по времени.

Данные уравнения связывают напряжения и токи обмоток асинхронной машины с короткозамкнутым ротором и являются дифференциальными уравнениями с периодическими коэффициентами $L_{sr} = L_{rs}^T = L_{sr}(\gamma)$, где γ — электрический угол поворота ротора. Обычно для дифференциальных уравнений с периодическими коэффициентами стремятся найти матрицу Ляпунова, которая преобразует их в уравнения с постоянными коэффициентами. Преобразования дифференциальных уравнений электрических машин также называют *преобразованиями Парка – Горева*.

Если в уравнениях (1) выполнить замену переменных, то получим матричные дифференциальные уравнения с постоянными коэффициентами во вращающейся системе координат $d-q$ с угловой скоростью ω_1 , равной угловой частоте токов статора I_s :

$$\begin{aligned} U_1 &= R_1 \cdot I_1 + \omega_1 \cdot L_{01} \cdot E \cdot I_1 + L_{01} \cdot pI_1 + \omega_1 \cdot L_0 \cdot E \cdot I_2 + L_0 \cdot pI_2; \\ 0 &= R_2 \cdot I_2 + \omega_2 \cdot L_{02} \cdot E \cdot I_2 + L_{02} \cdot pI_2 + \omega_2 \cdot L_0 \cdot E \cdot I_1 + L_0 \cdot pI_1, \end{aligned} \quad (2)$$

где $L_{01} = L_0 + L_1$ и $L_{02} = L_0 + L_2$ — полные индуктивности обмоток статора и ротора; $R_1 = R_s$ — сопротивление обмотки статора; $R_2 = R_r$ — приведенное сопротивление обмотки ротора; L_0 — основная индуктивность; $L_1 = L_s$ — индуктивность рассеяния обмотки статора; $L_2 = L_r$ — приведенная индуктивность рассеяния обмотки ротора; L_0 — основная индуктивность; E — матрица поворота на $\pi/2$.

Напряжения U_1 и токи I_1, I_2 в данной системе координат являются непериодическим величинами, а в стационарном режиме работы — постоянными величинами.

Развернутый вид уравнений напряжений (2), описывающих динамику электромагнитных процессов в осях координат $d-q$ [14]:

$$\begin{aligned} u_d &= R_1 \cdot i_d - \omega_1 \cdot L_{01} \cdot i_q + L_{01} \cdot p i_d - \omega_1 \cdot L_0 \cdot j_q + L_0 \cdot p j_d; \\ u_q &= R_1 \cdot i_q + \omega_1 \cdot L_{01} \cdot i_d + L_{02} \cdot p i_q + \omega_1 \cdot L_0 \cdot j_d + L_0 \cdot p j_q; \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} 0 &= R_2 \cdot j_d - \omega_2 \cdot L_{02} \cdot j_q + L_{02} \cdot p j_d - \omega_2 \cdot L_0 \cdot i_q + L_0 \cdot p i_d; \\ 0 &= R_2 \cdot j_q + \omega_2 \cdot L_{02} \cdot j_d + L_{02} \cdot p j_q + \omega_2 \cdot L_0 \cdot i_d + L_0 \cdot p i_q, \end{aligned} \quad (4)$$

где i_d и i_q — элементы вектора I_1 токов статора; j_d и j_q — элементы вектора I_2 токов ротора.

Соотношения (3) являются уравнениями напряжений на обмотке статора по оси координат d и q , соответственно, соотношения (4) — уравнениями напряжений на обмотке ротора по оси координат d и q соответственно.

Для синтеза системы управления используются относительные единицы, для определения которых введены основные базовые величины: $U_6 = U_n \cdot \sqrt{2}$ — амплитуда номинального напряжения обмотки статора; $I_6 = I_n \cdot \sqrt{2}$ — амплитуда номинального тока статора; ω_6 — номинальная угловая частота напряжения статора.

Производные базовые величины: $R_6 = U_6/I_6$ — сопротивление; $L_6 = R_6/\omega_6$ — индуктивность; $P_6 = m \cdot U_6 \cdot I_6/2$ — мощность; $M_6 = P_6/\omega_6/p_n$ — мощность; $\Omega_6 = \omega_6/p_n$ — базовая угловая скорость вращения ротора, где p_n — число пар полюсов; m — число фаз обмотки статора. (Относительная величина равна отношению именованной величины к базовой).

Уравнения напряжений в относительных единицах будут идентичны уравнениям (3) и (4), в которых все переменные будут помечены верхним символом *.

Электромагнитный момент и уравнение движения ротора. Электромагнитный момент асинхронной машины находится через выражение электромагнитной энергии, запасенной обмотками:

$$W(\gamma) = \frac{1}{2} \cdot \mathbf{I}_S^T \cdot \mathbf{L}_{SS} \cdot \mathbf{I}_S + \mathbf{I}_S^T \cdot \mathbf{L}_{SR}(\gamma) \cdot \mathbf{I}_R + \frac{1}{2} \cdot \mathbf{I}_R^T \cdot \mathbf{L}_{RR} \cdot \mathbf{I}_R,$$

где $\mathbf{I}_S$ и $\mathbf{I}_R$ — векторы токов статора и ротора в естественной системе координат; γ — электрический угол поворота ротора.

Заметим, что в данном выражении взаимная индуктивность обмоток статора и ротора $\mathbf{L}_{SR} = \mathbf{L}_{RS}^T = \mathbf{L}_{SR}(\gamma)$ является функцией механической координаты γ . Следовательно, энергия, запасенная обмотками ротора, является потенциальной.

Электромагнитный момента синхронной машины в естественной системе определяется выражением [14]:

$$M = p_n \cdot \frac{\partial W(\gamma)}{\partial \gamma} = p_n \cdot \mathbf{I}_S^T \cdot \frac{\partial \mathbf{L}_{SR}(\gamma)}{\partial \gamma} \cdot \mathbf{I}_R = p_n \cdot \mathbf{I}_R^T \cdot \frac{\partial \mathbf{L}_{RS}(\gamma)}{\partial \gamma} \cdot \mathbf{I}_S.$$

Электромагнитный момент может быть записан через вектора токов статора $\mathbf{I}_1$ и ротора $\mathbf{I}_2$, определенные в системе координат $d-q$:

$$M = p_n \cdot \frac{m}{2} \cdot \mathbf{I}_1^T \cdot \mathbf{E} \cdot \mathbf{I}_2. \quad (5)$$

В развернутой форме записи через элементы вектора токов статора $\mathbf{I}_1$ и ротора $\mathbf{I}_2$ выражение электромагнитного момента в относительных единицах примет следующий вид:

$$M^* = L_0^* \cdot (i_d^* \cdot j_q^* - i_q^* \cdot j_d^*), \quad (6)$$

где L_0 — основная индуктивность; k_0 — коэффициент, определенный выражениями); $i_d^*, i_q^*, j_d^*, j_q^*$ — элементы векторов токов статора и ротора в осях координат $d-q$.

Уравнение движения асинхронной машины в относительных единицах:

$$T_{\text{мех}} \cdot p\omega^* = M^* - M_c^*, \quad (7)$$

где $T_{\text{мех}}$ — механическая постоянная времени; $\omega^* = \Omega/\Omega_0$ — относительная угловая скорость вращения ротора; M^* — относительный электромагнитный момент; M_c^* — относительный момент сопротивления движению; Ω — угловая скорость вращения ротора; Ω_0 — базовая угловая скорость вращения ротора.

Ввиду того, что токи статора доступны для наблюдения, а токи ротора недоступны, для синтеза системы управления выполним еще одну замену переменных для токов ротора:

$$j_d^* = -\frac{L_0^*}{L_{02}^*} \cdot (i_d^* - a_d - x_d^*); \quad j_q^* = -\frac{L_0^*}{L_{02}^*} \cdot (i_q^* - a_q - x_q^*). \quad (8)$$

где L_0^* — основная относительная индуктивность; L_{02}^* — полная относительная индуктивность обмотки ротора; a_d и a_q — константы, характеризующие намагничивание статора; x_d и x_q — достаточно малые токи, называемые далее *токами ошибок векторного управления*.

Магнитная система асинхронного двигателя симметрична. Следовательно, положение осей координат $d-q$ на плоскости поперечного сечения машины может быть выбрано произвольно. Ось d будем называть *продольной*, а составляющую тока статора i_d — током намагничивания. Ось q будем называть *поперечной*, а составляющую тока статора i_q — *током нагрузки*. Тогда константа a_q , характеризующая ток намагничивания по оси q , полагается равной нулю. Таким образом, можно принять:

$$a_d = i_d^*; \quad a_q = 0. \quad (9)$$

Если в уравнениях напряжений (3) и (4) выполнить замену переменных (8), то получится новая система A дифференциальных уравнений, в которой переменными состояниями являются токи статора i_d и i_q и токи ошибок векторного управления x_d и x_q .

Уравнения ошибок векторного управления. Уравнения напряжений системы A для относительных токов ошибок векторного управления примут следующий вид:

$$\begin{aligned} T_{02}^* \cdot p x_d^* &= i_d^* - a_d - x_d^* + \omega_2^* \cdot T_{02}^* \cdot x_q^*; \\ T_{02}^* \cdot p x_q^* &= i_q^* - x_q^* - \omega_2^* \cdot T_{02}^* \cdot (a_d - x_d^*), \end{aligned} \quad (10)$$

где $T_{02}^* = L_{02}^* / R_2^*$ — относительная постоянная времени затухания токов ошибок; R_2^* — относительное сопротивление ротора; ω_2^* — относительная частота токов статора.

Если в уравнениях (10) положить, что $x_d^* = x_q^* = 0$, то получим два алгебраических уравнения:

$$i_d^* = a_d; \quad \omega_2^* = \frac{R_2^* \cdot i_q^*}{L_{02}^* \cdot i_d^*} = \frac{i_q^*}{T_{02}^* \cdot i_d^*} = \frac{1}{T_{02}^*} \cdot \tan(\theta_I), \quad (11)$$

где $\tan(\theta_I) = i_q^* / i_d^*$ — тангенс угла токовой нагрузки θ_I .

Выполнение равенств (9) и (11) обеспечивает выполнение в статическом режиме равенств $x_d = x_q = 0$. Из соотношений (8) следует, что токи ротора асинхронного электродвигателя при $x_d = x_q = 0$ примут следующие значения:

$$j_d^* = 0; \quad j_q^* = -\frac{L_0^*}{L_{02}^*} \cdot i_q^*. \quad (12)$$

С учетом равенств (11) уравнения ошибок векторного управления приобретут следующий вид:

$$\begin{aligned} T_{02}^* \cdot p x_d^* + x_d^* - x_q^* \cdot \tan(\theta_I) &= 0; \\ T_{02}^* \cdot p x_q^* + x_q^* + x_d^* \cdot \tan(\theta_I) &= 0. \end{aligned} \quad (13)$$

Корни характеристического уравнения системы дифференциальных уравнений (13) определяются выражением

$$p_{1,2} = (-1 \pm j \cdot \tan(\theta_I)) / T_{02}^*,$$

где j — мнимая единица.

Поскольку действительная часть корней имеет отрицательное значение, решение уравнений (13) всегда устойчивое и порождает затухающий колебательный характер динамических процессов. Постоянная времени затухания токов ошибок управления $T_{02} = L_{02} / R_2$ достаточно велика и может быть соизмерима с механической постоянной времени.

Уравнения векторного управления. Уравнения напряжений системы A для токов статора при $x_d^* = x_q^* = 0$ примут следующий вид:

$$\begin{aligned} R_1^* \cdot i_d^* - \omega_1^* \cdot L_{\sigma}^* \cdot i_q^* + L_{\kappa}^* \cdot p i_d^* &= u_d^*; \\ R_1^* \cdot i_q^* + \omega_1^* \cdot L_{01}^* \cdot i_d^* + L_{\sigma}^* \cdot p i_q^* &= u_q^*, \end{aligned} \quad (14)$$

Выполнение соотношений (11) является основным условием, обеспечивающим асимптотическую устойчивость системы дифференциальных уравнений (14).

Если известна относительная угловая частота вращения ротора ω^* как результат наблюдений (с датчика скорости), то относительная угловая частота напряжения статора определяется выражением

$$\omega_1^* = \omega^* + \omega_2^*, \quad (15)$$

где ω_2^* — относительная угловая частота токов ротора, определенная выражением (11).

Структурная схема асинхронного электродвигателя, соответствующая уравнениям (14), представлена на рис. 1. Данная структурная схема закладывается в основу синтеза контуров управления токами намагничивания i_d и нагрузки i_q .

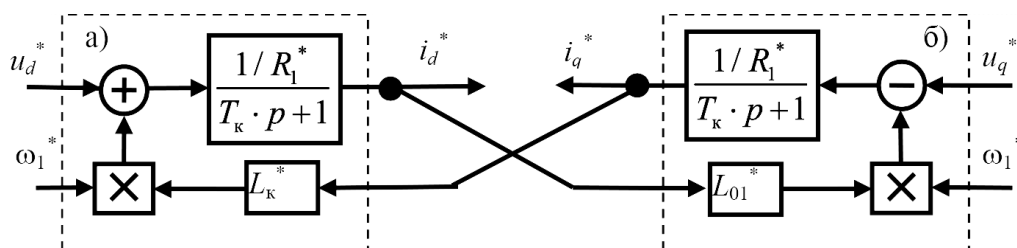


Рис. 1. Структурная схема, соответствующая уравнениям векторного управления:
а — объект управления контура тока намагничивания;
б — объект управления контура тока нагрузки

Результаты (Results)

Синтез контуров управления токами намагничивания и нагрузки. Динамические процессы, порождаемые дифференциальными уравнениями (3) и (4), а также (14), имеют комплексные корни характеристического уравнения. Их решения носят сильно выраженный колебательный характер. Для подавления колебаний токов намагничивания и нагрузки вводятся специальные контуры виртуальной диссипации. Введение диссипативных контуров по токам намагничивания и нагрузки также благоприятно сказывается на быстродействии управления, придавая ему свойство робастности. Метод введения контуров виртуальной диссипации впервые был предложен в работе [15]. При наличии контуров виртуальной диссипации введение компенсирующих обратных связей становится необязательным, однако их применение улучшает качество динамических процессов. Исходными уравнениями для синтеза регуляторов контуров управления токами намагничивания i_d и нагрузки i_q являются уравнения (14). Математическая модель объекта управления, по которой ведется синтез контуров управления токами, представлен структурной схемой, приведенной на рис. 1.

Регуляторы тока намагничивания. Для управления током намагничивания образован контур с пропорциональным параллельным регулятором, который далее называется *контуром виртуальной диссипации* (рис. 2). Коэффициент передачи пропорционального параллельного регулятора R^* называется *параметром виртуальной диссипации*. Несложно показать, что при значениях параметра виртуальной диссипации

$$R^* > 2 \cdot L_k^* \cdot |\omega_1^*| \quad (16)$$

динамические процессы становятся аperiodическими. Если принять $\omega_1^* = 1$ и $L_k^* = 0,2$, то $R^* > 0,4$ и минимальное значение для параметра виртуальной диссипации может быть вычислено по формуле

$$R^* > \frac{4 \cdot L_k^{*2}}{\sqrt{1 - 4 \cdot L_k^{*2}}} \cdot |\omega_1^*|.$$

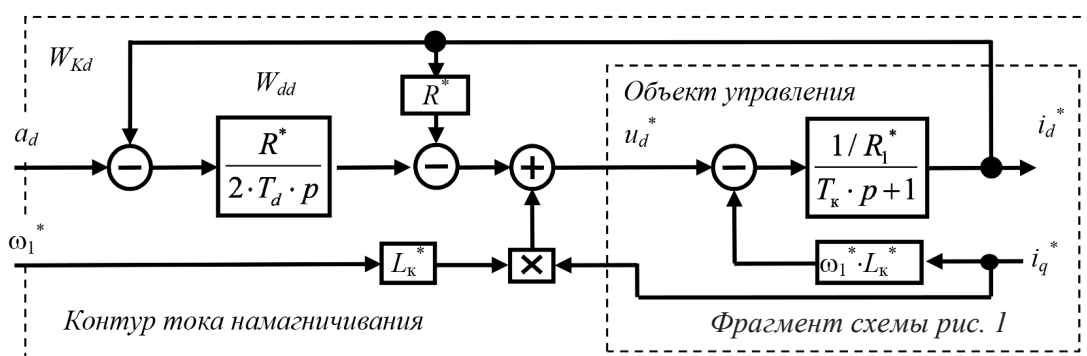


Рис. 2. Структурная схема контура управления током намагничивания с компенсацией влияния на него тока нагрузки

Значение R^* существенно превышает относительное значение сопротивления обмотки статора R_1^* . В этом случае можно полагать, что объектом управления контура намагничивания является аperiodическое звено с передаточной функцией

$$W_d = \frac{1/R^*}{T_d \cdot p + 1}, \quad (17)$$

где $T_d = \frac{L_k^*}{\omega_6 \cdot R^*}$ — постоянная времени контура намагничивания с пропорциональным параллельным регулятором; L_k^* — относительная индуктивность короткого замыкания; ω_6 — базовая угловая частота; R^* — параметр виртуальной диссипации, удовлетворяющий соотношению (16).

Если принять $\omega_6^* = 2 \cdot \pi \cdot 50$; $L_k^* = 0,2$ и $R^* > 0,4$, то постоянная времени контура намагничивания $T_d < 1,6$ мкс.

Влияние тока нагрузки i_q на контур намагничивания рассматривается как возмущающее воздействие, которое приводит к возникновению ошибок управления. Для астатического управления током намагничивания целесообразно образовать второй контур (см. рис. 2) с интегральным регулятором

$$W_{dd} = \frac{R^*}{2 \cdot T_d \cdot p}.$$

Данный регулятор настроен на технический оптимум, обеспечивая желаемый характер динамических процессов. Передаточная функция контура тока намагничивания, настроенного на технический оптимум,

$$W_{kd} = \frac{1}{2 \cdot T_d^2 \cdot p^2 + 2 \cdot T_d \cdot p + 1} \approx \frac{1}{2 \cdot T_d \cdot p + 1}. \quad (18)$$

Задание на контур тока намагничивания определяется выражением $a_d = 1/L_{01}^*$. Перед пуском асинхронного электродвигателя ($\omega = 0$) целесообразно предварительно намагнитить его магнитопровод. При пуске без предварительного намагничивания асинхронного двигателя соотношения $x_d = x_q = 0$ не выполняются. При этом угол токовой нагрузки θ_l достаточно велик. Соответственно токи ошибок управления будут иметь высокую колебательность. Длительность процесса предварительного намагничивания машины определяет постоянная времени затухания токов ошибок: $T_{02} = L_{02}/R_2$. В намагниченом состоянии магнитопровода постоянная времени контура намагничивания $T_q < 3,2$ мкс.

Влияние тока нагрузки i_q на контур намагничивания рассматривается как возмущающее воздействие. Для компенсации этого влияния целесообразно предусмотреть положительную обратную связь по току нагрузки i_q (см. рис. 2). Отсутствие этой связи не нарушает устойчивость процессов в контуре тока намагничивания, однако ухудшает качество его стабилизации.

Регуляторы тока нагрузки. Управление током нагрузки осуществляется по аналогии с током намагничивания путем образования контура с пропорциональным параллельным регулятором, коэффициент передачи которого R^* (рис. 3), и второго контура с интегральным регулятором. Постоянная времени интегрального регулятора контура нагрузки определяется выражением

$$T_q = \frac{L_k^*}{\omega_6 \cdot R^*}, \quad (19)$$

где L_k^* — относительная индуктивность короткого замыкания; ω_6 — базовая угловая частота; R^* — параметр виртуальной диссипации, удовлетворяющий соотношению (16).

Несложно показать, что при значении параметра виртуальной диссипации, удовлетворяющего неравенству (16), динамические процессы в контуре нагрузки становятся аperiodическими. Передаточная функция контура тока нагрузки с интегральным регулятором, настроенным на технический оптимум:

$$W_{Kq} = \frac{1}{2 \cdot T_q^2 \cdot p^2 + 2 \cdot T_q \cdot p + 1} \approx \frac{1}{2 \cdot T_q \cdot p + 1}. \quad (20)$$

В намагниченном состоянии магнитопровода постоянная времени контура тока нагрузки $T_q < 3,2$ мкс.

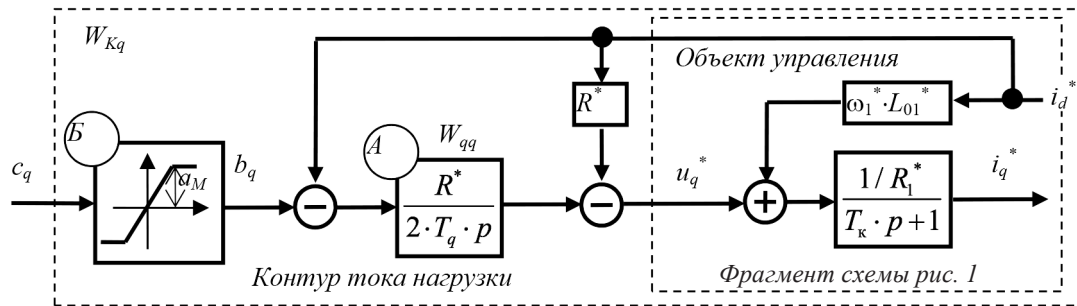


Рис. 3. Структурная схема контура управления током нагрузки:
А — интегральный регулятор тока нагрузки; Б — блок ограничения тока нагрузки;
 c_q — задание тока нагрузки

Ограничение тока нагрузки может осуществляться, исходя из соображений ограничения величины электромагнитного момента или ограничения тока статора. Так как ток нагрузки при постоянном токе намагничивания пропорционален моменту, то для его ограничения достаточно ограничить сигнал задания на ток a_q в структурной схеме, приведенной на рис. 3. Обычно модуль сигнала a_q ограничивается значениями из интервала $a_M = 1-2$. Если по каким-то соображениям необходимо ограничивать относительный ток статора на уровне $a_I = 1-2$, то ограничение электромагнитного момента определится из выражения

$$a_M = \sqrt{a_I^2 - a_d^2}, \quad (21)$$

где a_d — сигнал задания на ток намагничивания.

Сигнал задания на ток нагрузки при наличии на него ограничений вычисляется по формуле

$$b_q = \max(-a_M, \min(a_M, c_q)), \quad (22)$$

где c_q — новый сигнал задания на ток нагрузки, на который не накладываются ограничения.

Ограничение тока нагрузки на структурной схеме (см. рис. 3) показано в виде блока Б.

Контур скорости вводится в систему управления для стабилизации скорости на заданном уровне. Объектом управления контура скорости является контур тока нагрузки и механическая часть электродвигателя. Передаточная функция контура тока нагрузки, настроенного на технический оптимум, определена выражением (20). Передаточная функция механической части электродвигателя:

$$W_{Mq} = \frac{K_0}{T_{\text{мех}} \cdot p},$$

где $K_0 = L_0^{*2} / (L_{01}^* \cdot L_{02}^*)$; L_0^* — относительная основная индуктивность; L_{01}^* и L_{02}^* — полные относительные индуктивности обмоток статора и ротора; $T_{\text{мех}}$ — механическая постоянная времени.

Передаточная функция объекта управления контура скорости $W_{Kq} \cdot W_{Mq}$ определяется выражением

$$W_{\text{ОУКС}} = W_{Kq} \cdot W_{Mq}$$

где W_{Kq} — передаточная функция контура тока нагрузки, настроенного на технический оптимум (20).

Несложно показать, что регулятор контура скорости, настроенный на технический оптимум, является пропорциональным и имеет коэффициент усиления,

$$k_{\text{pc}} = \frac{L_{01}^* \cdot L_{02}^* \cdot T_{\text{мех}}}{L_0^{*2} \cdot 4 \cdot T_q} \approx \frac{T_{\text{мех}}}{4 \cdot T_q}. \quad (23)$$

Значение коэффициента усиления пропорционального регулятора k_{pc} обычно превышает значение 25. Структурная схема, используемая для настройки регулятора контура скорости, приведена на рис. 4.

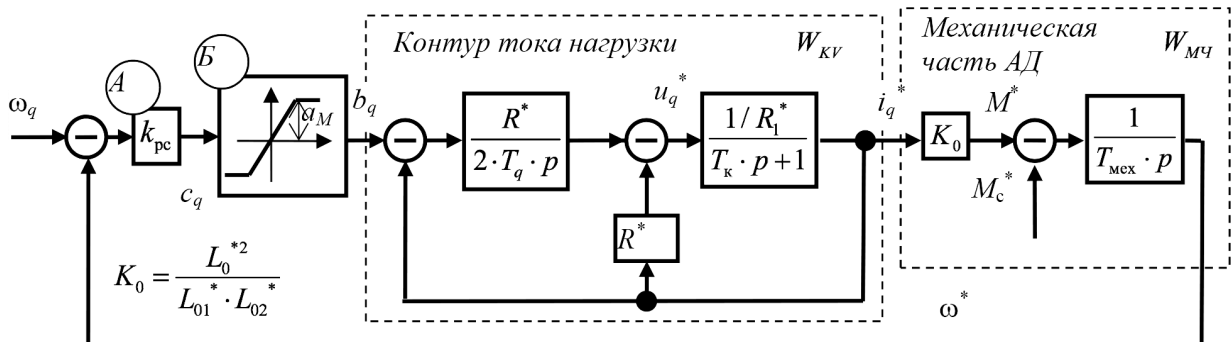


Рис. 4. Структурная схема, используемая для настройки регулятора контура скорости:
А — пропорциональный регулятор скорости; Б — ограничитель тока нагрузки

Контур с пропорциональным регулятором скорости не обеспечивает астатическое управление скорости. Относительное значение ошибки управления скоростью определяется выражением

$$\Delta\omega^* = \frac{M_c^*}{K_0 \cdot k_{pc}} = M_c^* \cdot \frac{4 \cdot T_q}{T_{мех}}. \quad (24)$$

При $M_c^* = 1$; $L_k^* = 0,2$; $R^* = 0,5$; $T_{мех} = 1$ с; $\omega_0 = 314$ относительное значение ошибки составляет 0,5 %. Таким образом, ошибка по скорости достаточно мала.

Идентификация параметров обмоток асинхронного двигателя. Система дифференциальных уравнений (14) определяет динамику переменных состояний асинхронного электродвигателя. Выполнение соотношения (11) является основным условием, обеспечивающим асимптотическую устойчивость системы дифференциальных уравнений (14). Это связано с тем, что токи ротора недоступны для наблюдения и не используются при управлении. Поэтому существенное влияние на электромагнитные процессы оказывает погрешность оценки частоты токов ротора. Оценка частоты токов ротора зависит от качества априорной информации о полной относительной индуктивности обмотки ротора L_{02}^* и относительного сопротивления ротора R_2^* (14).

При идентификации параметров будем считать, что относительные индуктивности рассеяния $L_1^* \approx L_2^* \approx L_k^*/2$ не зависят от условий эксплуатации, их величина может принимать значения 0,07–0,01. Будем также полагать, что относительные сопротивления обмоток $R_1^* \approx R_2^*$, а основная относительная индуктивность машины L_0^* . Будем также полагать, что известны априорные оценки $\tilde{R}_1^*$ и $\tilde{L}_0^*$.

Выполнить коррекцию параметров асинхронного двигателя можно не прибегая к применению традиционных наблюдателей для оценки токов ошибок векторного управления. Несложно заметить, что производные токов статора, определенные дифференциальными уравнениями (14), будут равны нулю только при отсутствии ошибок в оценке параметров электродвигателя. Следовательно, переменные

$$y_d = u_d^* - R_2^* \cdot i_d^* + \omega_1^* \cdot L_k^* \cdot i_q^*; \quad y_q = u_q^* - R_2^* \cdot i_q^* - \omega_1^* \cdot L_{01}^* \cdot i_d^* \quad (25)$$

зависят от токов ошибок векторного управления асинхронным двигателем (10). При $\tilde{R}_2^* = R_2^*$ и $\tilde{L}_0^* = L_0^*$ должны выполняться равенства $y_d = y_q = 0$. Меняя переменные y_d и y_q , можно корректировать оценки параметров асинхронного двигателя $\tilde{R}_1^*$ и $\tilde{L}_0^*$.

Обозначим $k_R = R_1^* / \tilde{R}_1^*$ и $k_L = L_0^* / \tilde{L}_0^*$, полагая при этом, что R_1^* и L_0^* являются такими переменными функции времени, что $k_R(0) = 1$ и $k_L(0) = 1$. Значения $k_R(t)$ и $k_L(t)$ будем находить как решения дифференциальных уравнений:

Влияние ошибки относительного сопротивления обмотки ротора R_2^* при оценке частоты токов ротора (11) приводит к изменению динамики и установившихся процессов (рис. 6). Однако даже при двукратной ошибке в оценке параметра R_2^* устойчивость процессов не нарушается.

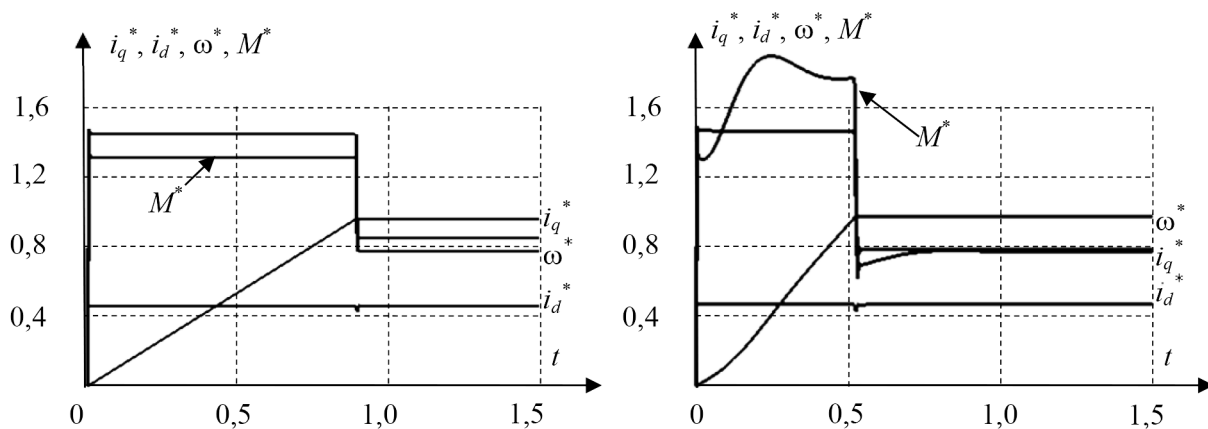


Рис. 6. Графики токов статора i_q^* , i_d^* и скорости вращения ротора ω^* при пуске в относительных единицах при оценках $\tilde{R}_{02}^*$: а — $\tilde{R}_2^* = R_2^*$; б — $\tilde{R}_2^* = 1,5 \cdot R_2^*$

Применение адаптивного алгоритма управления скоростью вращения ротора асинхронного электродвигателя с идентификацией параметров (см. рис. 5) устраняет проблему влияния параметров на качество управления. Будем считать, что априорные оценки параметров $\tilde{R}_1^*(0)$ и $\tilde{L}_0^*(0)$ связаны с фактическими значениями R_1^* и L_0^* соотношениями $R_1^* / \tilde{R}_1^* = 1,6$ и $L_0^* / \tilde{L}_0^*$. Графики переходного процесса коэффициентов $k_R(t) = \tilde{R}_1^*(t) / \tilde{R}_1^*(0)$ при пуске электродвигателя приведены на рис. 7.

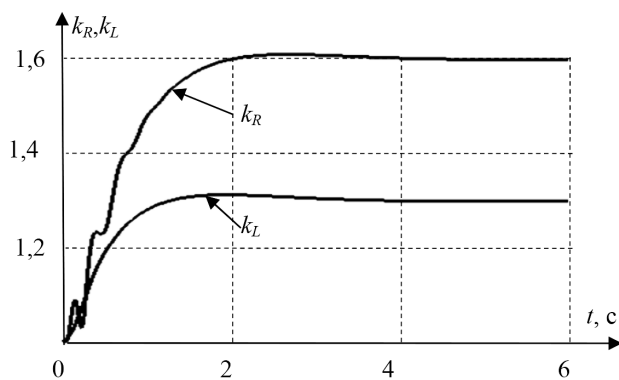


Рис. 7. Графики переходного процесса коэффициентов при пуске электродвигателя

Из приведенных графиков видно, что оценки сопротивления ротора и основной статической индуктивности стремятся к истинным значениям и примерно за 2 с достигают их даже при существенном начальном расхождении. Погрешность стационарных значений ротора и основной статической индуктивности: $\tilde{R}_1^*(\infty)$ и $\tilde{L}_0^*(\infty)$, может быть обусловлена недостоверностью информации об относительной величине индуктивности короткого замыкания асинхронного электродвигателя: $L_k^* \approx 0,14-0,2$. Однако следует заметить, что этот параметр асинхронного электродвигателя наиболее стабилен и имеет наименьший разброс. Кроме того, значение индуктивности короткого замыкания L_k^* много меньше оцениваемой основной индуктивности L_0^* .

Заключение (Conclusion)

Все известные методы идентификации параметров асинхронного электродвигателя требуют больших вычислительных ресурсов. Этим объясняются затруднения их использования на практи-

ке. Предложенный метод идентификации достаточно прост, он позволяет по наблюдениям токов статора и скорости вращения ротора оценивать сопротивление ротора и основную статическую индуктивность асинхронного электродвигателя. Интегральные регуляторы параметров электродвигателя обеспечивают устойчивость динамических процессов в широком диапазоне априорных оценок сопротивления ротора и основной статической индуктивности. Применение данного метода устраняет недостатки векторного управления асинхронным электродвигателем, обеспечивая высокое качество динамических процессов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Marino R. On-line stator and rotor resistance estimation for induction motors / R. Marino, S. Peresada, P. Tomei // IEEE Transactions on Control Systems Technology. — 2000. — Vol. 8. — Is. 3. — Pp. 570–579. DOI: 10.1109/87.845888.
2. Matsuo T. A rotor parameter identification scheme for vector-controlled induction motor drives / T. Matsuo, T. A. Lipo // IEEE Transactions on Industry Applications. — 1985. — Vol. IA-21. — Is. 3. — Pp. 624–632. DOI: 10.1109/TIA.1985.349719.
3. Wade S. A new method of rotor resistance estimation for vector-controlled induction machines / S. Wade, W. Dunnigan, B. W. Williams // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 1997. — Vol. 44. — Is. 2. — Pp. 247–257. DOI: 10.1109/41.564164.
4. Luenberger D. G. Introduction to dynamic systems/ D. G. Luenberger. — N.Y.: Wiley, 1979. — 446 p.
5. Laroche E. Methodological insights for online estimation of induction motor parameters / E. Laroche, E. Sedda, C. Durieu // IEEE transactions on control systems technology. — 2008. — Vol. 16. — Is. 5. — Pp. 1021–1028. DOI: 10.1109/TCST.2007.916317.
6. Vinogradov A. B. Adapted vector control system of asynchronous electric drive / A. B. Vinogradov, V. L. Chistoserov, A. N. Sibirtsev // Электротехника. — 2003. — №7. — С. 7–17.
7. Архангельский Н. Л. Системавекторного управления асинхронным электроприводом с идентификатором состояния / Н. Л. Архангельский, Б. С. Курнышев, А. Б. Виноградов, С. К. Лебедев // Электричество. — 1991. — №11. — С. 47–51.
8. Campbell M. L. Speed sensorless identification of the rotor time constant in induction machines / M. L. Campbell, J. Chiasson, M. Bodson, L. M. Tolbert // IEEE Transact on Automatic Control. — 2007. — Vol. 52. — No. 4. — Pp. 758–763.
9. Однолько Д. С. Алгоритм идентификации электромагнитных параметров асинхронной машины при работе от трехфазной электрической сети/ Д. С. Однолько // Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. — 2013. — № 1. — С. 47–55.
10. Базылев Д. Н. Метод идентификации сопротивлений статора и ротора асинхронного двигателя// Д. Н. Базылев, А. А. Бобцов, А. А. Пыркин, Р. Ортега // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. — 2017. — Т. 60. — № 9. — С. 807–811. DOI: 10.17586/0021-3454-2017-60-9-807-811.
11. Хлопенко Н. Я. Структурный синтез стабилизирующего робастного регулятора потокоцепления ротора / Н. Я. Хлопенко И. Н. Хлопенко // Электротехника і електромеханіка. — 2017. — № 1. — С. 21–25. DOI: 10.20998/2074-272X.2017.1.04.
12. Saushev A. V. System Approach to Ensure Performance of Marine and Coastal Electrical Systems during Operation / A. V. Saushev, S. E. Kuznetsov, A. B. Karakayev // IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. — IOP Publishing, 2018. — Vol. 194. — № 8. — Pp. 082037. DOI: 10.1088/1755-1315/194/8/082037.
13. Терехин А. А. Обзор способов идентификации параметров асинхронного электропривода / А. А. Терехин, Д. А. Даденков // Вестник Пермского национального исследовательского политехнического университета. Электротехника, информационные технологии, системы управления. — 2017. — № 22. — С. 55–65.
14. Самосейко В. Ф. Теоретические основы управления электроприводом/ В. Ф. Самосейко. — СПб.: Элмор, 2007. — 464 с.
15. Мееров М. В. Синтез структур систем автоматического управления высокой точности / М. В. Мееров. — М.: Наука, 1967. — 423 с.

REFERENCES

1. Marino, Riccardo, Sergei Peresada, and Patrizio Tomei. "On-line stator and rotor resistance estimation for induction motors." *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 8.3 (2000): 570–579. DOI: 10.1109/87.845888.
2. Matsuo, Takayoshi, and Thomas A. Lipo. "A rotor parameter identification scheme for vector-controlled induction motor drives." *IEEE Transactions on Industry Applications* 3 (1985): 624–632. DOI: 10.1109/TIA.1985.349719.
3. Wade, Scott, W. Dunnigan, and Barry W. Williams. "A new method of rotor resistance estimation for vector-controlled induction machines." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 44.2 (1997): 247–257. DOI: 10.1109/41.564164.
4. Luenberger, D. G. *Introduction to dynamic systems*. N.Y.: Wiley, 1979.
5. Laroche, Edouard, Emmanuel Sedda, and Cécile Durieu. "Methodological insights for online estimation of induction motor parameters." *IEEE transactions on control systems technology* 16.5 (2008): 1021–1028. DOI: 10.1109/TCST.2007.916317.
6. Vinogradov, A. B., V. L. Chistoserodov, and A.N. Sibirtsev. "Adaptive vector control system for an asynchronous electric drive." *Russian Electrical Engineering* 74.7 (2003): 8–20.
7. Arkhangel'skii, N. L., B. S. Kurnyshev, A. B. Vinogradov, and S. K. Lebedev. "Sistema vektornogo upravleniya asinkhronnym elektropivodom s identifikatorom sostoyaniya." *Elektrichestvo* 1 (1991): 47–51.
8. Campbell, Mengwei Li, John Chiasson, Marc Bodson, and Leon M. Tolbert. "Speed sensorless identification of the rotor time constant in induction machines." *IEEE transactions on automatic control* 52.4 (2007): 758–763.
9. Odnolko, D. "Algorithm for Identification Electromagnetic Parameters of an Induction Motor When Running on a Three-Phase Power Plant." *Energetika. Proceedings of CIS higher education institutions and power engineering associations* 1 (2013): 47–55.
10. Bazylev, D. N., A. A. Bobtsov, A. A. Pyrkin, and R. Ortega. "Method for identification of asynchronous motor stator and rotor resistance." *Journal of Instrument Engineering* 60.9 (2017): 807–811. DOI: 10.17586/0021-3454-2017-60-9-807-811
11. Khlopenko, N. J., and I. N. Khlopenko. "Structural synthesis of a stabilizing robust controller of the rotor flux linkage." *Electrical Engineering & Electromechanics* 1 (2017): 21–25. DOI: 10.20998/2074-272X.2017.1.04.
12. Saushev, Aleksandr V., Sergey E. Kuznetsov, and Aleksandr B. Karakayev. "System Approach to Ensure Performance of Marine and Coastal Electrical Systems during Operation." *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*. Vol. 194. No. 8. IOP Publishing, 2018. 082037. DOI: 10.1088/1755-1315/194/8/082037.
13. Terekhin, A. A., and D. A. Dadenkov. "Review of identification methods of induction motor parameters." *PNRPU Bulletin. Electrotechnics, Informational Technologies, Control Systems* 22(2017): 55–65.
14. Samoseiko, V. F. *Teoreticheskie osnovy upravleniya elektropivodom*. SPb.: Elmor, 2007.
15. Meerov, M. V. *Sintez struktur sistem avtomaticheskogo upravleniya vysokoi tochnosti*. M.: Nauka, 1967.

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРЕ

Самосейко Вениамин Францевич —
доктор технических наук, профессор
ФГБОУ ВО «ГУМРФ имени адмирала
С. О. Макарова»
198035, Российская Федерация, Санкт-Петербург,
ул. Двинская, 5/7
e-mail: samoseyko@mail.ru,
kaf_electropivod@gumrf.ru

INFORMATION ABOUT THE AUTHOR

Samosejko, Veniamin F. —
Dr. of Technical Sciences, professor
Admiral Makarov State University of Maritime
and Inland Shipping
5/7 Dvinskaya Str., St. Petersburg, 198035,
Russian Federation
e-mail: kaf_electropivod@gumrf.ru,
samoseyko@mail.ru

Статья поступила в редакцию 29 января 2019 г.
Received: January 29, 2019.