

<https://doi.org/10.21122/1029-7448-2022-65-2-103-114>

УДК 62-83-52(075.8)

Синтез на основе линеаризации векторного управления скоростью асинхронного электродвигателя без датчика скорости

О. Ф. Опейко¹⁾

¹⁾Белорусский национальный технический университет (Минск, Республика Беларусь)

© Белорусский национальный технический университет, 2022
Belarusian National Technical University, 2022

Реферат. Цель работы – параметрический синтез векторного бездатчикового (без датчика скорости) управления электроприводом с асинхронным электродвигателем. Структура системы основана на применении адаптивной модели оценивания вектора потокосцепления ротора и скорости. Скорость оценивается по рассогласованию тока статора и величины тока, вычисляемого в модели. В этой известной структуре, полученной на основе функций Ляпунова, гарантируется устойчивость, однако остается проблематичным расчет параметров регуляторов и адаптивной модели для обеспечения качественной динамики системы. Для системы векторного управления асинхронным электродвигателем без датчика скорости с адаптивной моделью предложена линеаризованная структура в синхронно вращающейся системе координат. Это позволяет рассчитать с помощью метода модального управления параметры управления для обеспечения показателей качества в каждом из замкнутых контуров системы. Такой параметрический синтез основан на допущении, что потокосцепление ротора поддерживается постоянным, и поэтому взаимным влиянием каналов управления потокосцеплением и моментом можно пренебречь. Расчет параметров управления (регуляторов и канала адаптации) базируется на способе назначения корней характеристических полиномов контуров таким образом, чтобы каждый внутренний контур имел быстродействие выше, чем внешний по отношению к нему. Метод является приближенным, однако позволяет принять во внимание основные причинно-следственные связи в динамике и получить простые расчетные выражения. Моделирование системы выполнено с использованием имитационной модели, которая учитывает цифровой программно-алгоритмический способ формирования сигнала управления микроконтроллером, а также электромагнитные процессы в условиях широтно-импульсной модуляции в преобразователе электрической энергии и электродвигателе, применение оцениваемого моделью значения вектора потокосцепления ротора в координатных преобразованиях системы, формирование пространственного вектора напряжения преобразователя. Анализ синтезированной системы управления скоростью методом имитационного моделирования подтверждает эффективность предложенного способа параметрического синтеза и приемлемую точность оценивания скорости.

Ключевые слова: бездатчиковое векторное управление, асинхронный электродвигатель, линеаризация, модальное управление, имитационное моделирование

Для цитирования: Опейко, О. Ф. Синтез на основе линеаризации векторного управления скоростью асинхронного электродвигателя без датчика скорости / О. Ф. Опейко // *Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ*. 2022. Т. 65, № 2. С. 103–114. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2022-65-2-103-114>

Адрес для переписки

Опейко Ольга Федоровна
Белорусский национальный технический университет
просп. Независимости, 65,
220013, г. Минск, Республика Беларусь
Тел.: +375 17 293-95-61
oopeiko@bntu.by

Address for correspondence

Opeiko Olga F.
Belarusian National Technical University
65, Nezavisimosty Ave.,
220013, Minsk, Republic of Belarus
Tel.: +375 17 293-95-61
oopeiko@bntu.by

Synthesis Based on Linearization of Vector Speed Control of an Induction Motor without a Speed Sensor

O. F. Opeiko¹⁾

¹⁾Belarusian National Technical University (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. The aim of the work was parametric synthesis of vector sensorless (i. e. without speed sensor) control of an electric drive with an induction motor. The structure of the system is based on the application of an adaptive model for estimating the rotor flow coupling vector and velocity. The speed is estimated by the mismatch of the real stator current and the current value calculated in the model. Stability is guaranteed in this well-known structure, obtained on the basis of Lyapunov functions, but it remains problematic to calculate the parameters of regulators and an adaptive model to ensure high-quality dynamics of the system. For a vector control system of an induction electric motor without a speed sensor with an adaptive model, a linearized structure in a synchronously rotating coordinate system was proposed. This makes it possible to calculate control parameters using the modal control method to ensure quality indicators in each of the closed circuits of the system. Such parametric synthesis is based on the assumption that the flow coupling of the rotor is maintained constant, and therefore the mutual influence of the flow coupling and torque control channels can be neglected. The calculation of the parameters of control (regulators and the adaptation channel) is based on the method of assigning the roots of characteristic contour polynomials in such a way that each internal contour has a higher speed than the external one with respect to it. The method is approximate, but it makes it possible to take into account the main cause-and-effect relationships in dynamics and obtain simple calculation expressions. The simulation of the system was carried out using a simulation model that takes into account the digital software-algorithmic method for generating a microcontroller control signal, as well as electromagnetic processes under conditions of pulse-width modulation in an electric energy converter and an electric motor, the use of the values of the rotor flow coupling vector estimated by the model in coordinate transformations of the system, the formation of a spatial vector of the converter voltage. The analysis of the synthesized speed control system by the simulation method has confirmed the effectiveness of the proposed method of parametric synthesis and the acceptable accuracy of speed estimation.

Keywords: sensorless vector control, induction motor, linearization, modal control, simulation

For citation: Opeiko O. F. (2022) Synthesis Based on Linearization of Vector Speed Control of an Induction Motor without a Speed Sensor. *Energetika. Proc. CIS Higher Educ. Inst. and Power Eng. Assoc.* 65 (2), 103–114. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2022-65-2-103-114> (in Russian)

Введение

Векторное управление [1] скоростью асинхронного электродвигателя (АД) без датчика скорости [2–8] применяется в электроприводах, где невозможна или нежелательна установка датчика. Известны методы оценивания (расчета в режиме реального времени) величины потокосцепления и скорости [3–8], основанные на различных принципах. Исходной информацией для расчета скорости обычно служат значения токов и напряжений на обмотке статора и модель электромагнитных процессов АД. Оценивание потокосцепления и скорости возможно лишь при условии достоверности параметров АД.

Для анализа и синтеза систем векторного управления, в том числе без датчика скорости, используются линеаризованные модели [4, 5, 9, 10]. Так, в [4] выполнен анализ методом траекторий корней системы векторного управления при изменениях параметров. Для системы без датчика скорости предложен синтез, основанный на пассивности [5], и применяется линеаризованная модель для вектора ошибки адаптивной модели (АМ) и объекта. В [9] предложен пошаговый синтез управления мультискалярной моделью АД,

преимущество которой заключается в близости к линейной модели. Основанные на линеаризации анализ и синтез системы векторного управления АД по частотным характеристикам показывают, что ПИ-регуляторы, синтезированные в синхронно вращающейся системе координат, связанной с потоко-сцеплением ротора, делают перекрестные связи незначительными [10]. В [11] для синтеза управления АД используется критерий энергоэффективности.

АД как объект управления является нелинейным звеном в силу физического принципа формирования электромагнитного момента. Кроме того, процесс адаптации модели также имеет нелинейную динамику. Однако линеаризованные модели позволяют использовать развитые методы линейной теории управления для расчета параметров регуляторов и АД для обеспечения заданного времени регулирования и перерегулирования, что остается актуальной проблемой.

Цель данной работы – параметрический синтез на основе линеаризации векторного управления скоростью асинхронного электродвигателя с адаптивной моделью для оценивания вектора потоко-сцепления ротора и скорости. Для ее достижения следует решить следующие задачи: построить линеаризованную модель системы; вывести расчетные выражения для параметров регуляторов и канала адаптации. Анализ синтезированной системы методом имитационного моделирования необходим, поскольку параметрический синтез линеаризованной системы является приближенным.

Постановка задачи

Измеряемым выходом системы является вектор i_{ab} тока статора, а управляемым выходом – недоступная для измерения скорость ω ротора. Система без датчика скорости (рис. 1) содержит в качестве объекта управления АД, питаемый от преобразователя электрической энергии – автономного инвертора напряжения (АИН). Предполагается, что параметры L_{12} , R_1 , L_1 , $T_2 = L_2/R_2$ электромагнитного процесса АД (где R_1 , R_2 – активное сопротивление соответственно обмоток статора и ротора, Ом; L_1 , L_2 – их индуктивность, Гн; L_{12} – взаимная индуктивность, Гн; T_2 – постоянная времени ротора, с) известны с допустимой погрешностью в результате идентификации [12].

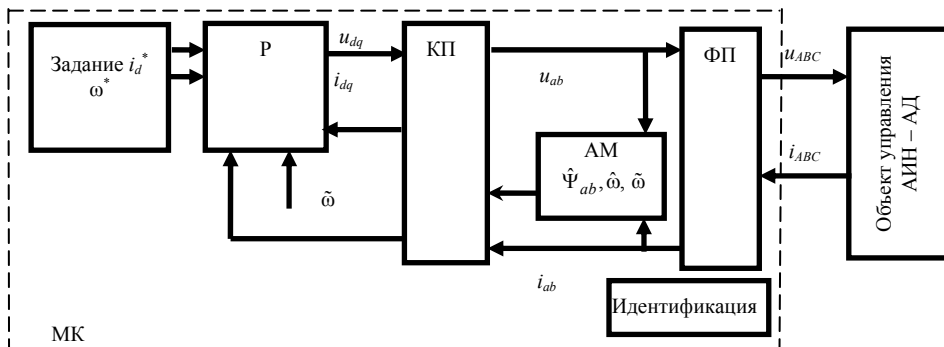


Рис. 1. Функциональная схема системы

Fig. 1. The block-diagram of the system

Сигнал управления на входе объекта формируется микроконтроллером (МК), который выполняет формирование сигналов задания i_d^* и ω^* тока возбуждения и скорости на входах регуляторов Р. Также МК выполняет координатные преобразования (КП) сигналов тока из неподвижной системы координат (a, b) в синхронно вращающиеся координаты (d, q) и обратно, сигнала управления u_{dq} в неподвижную систему координат (a, b) (прямое и обратное преобразования Парка). Фазные преобразования (ФП, прямое и обратное преобразования Кларка) необходимы для перехода от токов трех фаз i_{ABC} к токам i_{ab} и от напряжений u_{ab} к трехфазной системе напряжений u_{ABC} . КП требуют информации о пространственном положении вектора Ψ_{ab} потокосцепления ротора u . Значение $\hat{\Psi}_{ab}$ вектора Ψ_{ab} рассчитывается АМ, как и значение $\hat{\omega}$ скорости ω ротора.

Электромагнитные процессы АД в неподвижных координатах (a, b) с векторами состояния $x^T = (\Psi_a, \Psi_b, i_a, i_b)$ и управления (u_a, u_b) описываются уравнениями:

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}_a &= -\alpha\Psi_a - \bar{\omega}\Psi_b + \alpha L_{12}i_a; \\ \dot{\Psi}_b &= -\alpha\Psi_b + \bar{\omega}\Psi_a + \alpha L_{12}i_b; \\ \frac{di_a}{dt} &= (-R_1i_a + u_a - k_2\dot{\Psi}_a)L_e^{-1}; \\ \frac{di_b}{dt} &= (-R_1i_b + u_b - k_2\dot{\Psi}_b)L_e^{-1}; \end{aligned} \quad (1)$$

$$J\dot{\omega} = M - M_c; \quad M = k_M(\Psi_a i_b - \Psi_b i_a), \quad (2)$$

где $\Psi_{ab} = [\Psi_a, \Psi_b]$ – вектор потокосцепления ротора; $i_{ab} = [i_a, i_b]$ – то же тока статора; $\alpha = R_2/L_2 = T_2^{-1}$ – величина, обратная постоянной времени ротора T_2, c^{-1} ; $\bar{\omega}$ – угловая скорость ротора, рад/с; $\bar{\omega} = \omega p_n$; p_n – количество пар полюсов; $L_e = \sigma L_1$; $\sigma = 1 - k_1 k_2$ – коэффициент рассеяния; $k_1 = L_{12}/L_1$, $k_2 = L_{12}/L_2$ – коэффициенты магнитной связи статора и ротора соответственно; $k_M = (3/2)k_2 p_n$ – коэффициент пропорциональности в выражении электромагнитного момента M электродвигателя; J – момент инерции; M_c – то же сил сопротивления на валу электродвигателя.

Коэффициенты уравнений зависят от активных сопротивлений R_1, R_2 и индуктивностей L_1, L_2 обмоток статора и ротора, взаимной индуктивности L_{12} . Уравнения (1), (2), рассматриваемые как модель, имеют переменные $x^T = (\hat{\Psi}_a, \hat{\Psi}_b, \hat{i}_a, \hat{i}_b)$, выход $\hat{y} = \hat{i}_{ab} = (\hat{i}_a, \hat{i}_b)$ и ошибку $e = \hat{i}_{ab} - i_{ab}$.

Требуется определить структуру и параметры канала адаптации, а также параметры регуляторов системы. Величина $\bar{\omega} = \omega p_n$ и вектор потокосцепления $[\Psi_a, \Psi_b]$ подлежат расчету по сигналам измеримого выхода $i_{ab} = (i_a, i_b)$ объекта и по напряжению статора.

Синтез адаптивной модели

Синтез адаптивной модели для (1) в соответствии с [13] выполняется по критерию минимизации $Q = \tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2 + \lambda_1 (\tilde{\Psi}_a^2 + \tilde{\Psi}_b^2)$, где $\tilde{i}_a = \hat{i}_a - i_a$; $\tilde{i}_b = \hat{i}_b - i_b$; $\tilde{\Psi}_a = \hat{\Psi}_a - \Psi_a$; $\tilde{\Psi}_b = \hat{\Psi}_b - \Psi_b$; $\hat{\Psi}_{ab} = (x_1, x_2)^T$ – оцениваемые значения потокосцепления ротора. Величина $\tilde{\Psi}_{ab}$ не доступна для измерения, однако зависит от составляющих тока статора, поэтому применяется минимизируемый критерий

$$V = \tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2. \quad (3)$$

Процесс адаптации устойчив, если $\dot{V} < 0$. Для (3) получим $\dot{V} = 2\tilde{i}_a d\tilde{i}_a/dt + 2\tilde{i}_b d\tilde{i}_b/dt < 0$. Градиент \dot{V} по величине скорости $\hat{\omega}$, рассчитываемой в модели, с учетом (1) определяется выражением

$$\nabla_{\hat{\omega}} \dot{V} = 2\tilde{i}_a \frac{\partial d\tilde{i}_a}{\partial \hat{\omega}} \frac{d\tilde{i}_a}{dt} + 2\tilde{i}_b \frac{\partial d\tilde{i}_b}{\partial \hat{\omega}} \frac{d\tilde{i}_b}{dt} = 2k_2 L_e^{-1} (\tilde{i}_a \hat{\Psi}_b - \tilde{i}_b \hat{\Psi}_a),$$

где $\tilde{i}_a \hat{\Psi}_b - \tilde{i}_b \hat{\Psi}_a = k_M^{-1} \tilde{M}_1$; \tilde{M}_1 – рассогласование электромагнитного момента, вычисляемого моделью, и момента АД в предположении, что вектор потокосцепления ротора совпадает со значением, рассчитываемым в модели.

Для обеспечения отрицательности производной функции Ляпунова (3) величина $\hat{\omega}$ формируется по выражению $\dot{\hat{\omega}} = -\Gamma \nabla_{\hat{\omega}} \dot{V}$, где Γ – постоянный множитель, который означает интенсивность адаптации. Отсюда

$$\dot{\hat{\omega}} = -2\Gamma k_2 L_e^{-1} k_M^{-1} \tilde{M}_1 = -\gamma_0 \tilde{M}_1, \quad (4)$$

где $\gamma_0 = 2\Gamma k_2 L_e^{-1} k_M^{-1}$.

Если применяется ПИ-звено вычисления скорости [4, 8] в канале адаптации, получаем

$$\dot{\hat{\omega}} = -(\gamma_0 \tilde{M}_1 + \gamma_1 \dot{\tilde{M}}_1). \quad (5)$$

Линеаризованная модель

Для синтеза управления и анализа динамики целесообразно использовать синхронно вращающуюся, ориентированную по вектору потокосцепления ротора систему координат (d, q) . Тогда выражение электромагнитного момента имеет вид $M = k_M \Psi_d i_q$, составляющая потокосцепления по оси q равна нулю ($\Psi_q = 0$), и уравнения системы принимают вид:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= (u_d - R_e i_d + \alpha k_2 \Psi_d + \bar{\omega}_0 L_e i_q) L_e^{-1}; \\ \frac{di_q}{dt} &= (u_q - R_e i_q - \bar{\omega} k_2 \Psi_d - \bar{\omega}_0 L_e i_d) L_e^{-1}; \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}_d &= -\alpha \Psi_d + \alpha L_{12} i_d; \\ \bar{\omega}_0 &= \bar{\omega} + \bar{\omega}_s; \quad \hat{\bar{\omega}}_0 = \hat{\bar{\omega}} + \hat{\bar{\omega}}_s; \end{aligned} \quad (7)$$

$$M = k_M \Psi_d i_q; \quad \hat{M} = k_M \hat{\Psi}_d \hat{i}_q, \quad (8)$$

где $\bar{\omega}_s = i_q R_2 / (k_2 \Psi_d)$ – частота скольжения, которая в установившемся режиме при $\Psi_d = L_{12} i_d$ выражается через составляющие тока статора $\bar{\omega}_s = \alpha i_q / i_d$.

Далее рассмотрим линеаризованную систему, предполагая постоянство потокосцепления ротора $\Psi_d = \text{const}$ при управлении скоростью. Для малых изменений переменных Δi_d , Δi_q , $\Delta \bar{\omega}$, $\Delta \Psi_d$ и входных сигналов Δu_d , Δu_q дифференциальные уравнения принимают вид:

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta i_d}{dt} &= (\Delta u_d - R_e \Delta i_d + \alpha k_2 \Delta \Psi_d + \bar{\omega}_0 L_e \Delta i_q + \Delta \bar{\omega}_0 L_e i_q) L_e^{-1}; \\ \frac{d\Delta i_q}{dt} &= (\Delta u_q - R_e \Delta i_q - \Delta \bar{\omega} k_2 \Psi_d - \bar{\omega}_0 L_e \Delta i_d - \Delta \bar{\omega}_0 L_e i_d) L_e^{-1}; \\ \Delta \dot{\Psi}_d &= -\alpha \Delta \Psi_d + \alpha L_{12} \Delta i_d. \end{aligned} \quad (9)$$

Уравнения справедливы как для переменных объекта, так и для переменных $\Delta \hat{i}_d$, $\Delta \hat{i}_q$, $\Delta \hat{\bar{\omega}}$, $\Delta \hat{\Psi}_d$ модели АД. В качестве расчетной модели рассмотрим выражения (5), (9) и частный случай $\gamma_1 = 0$. Структура линеаризованной системы показана на рис. 2 и справедлива при постоянстве потокосцепления ротора, учитывая малое взаимное влияние каналов управления потокосцеплением и электромагнитным моментом [9].

На рис. 2 знак Δ для малых приращений переменных опущен и приняты следующие обозначения: $k_e = k_2 p_n \Psi$; $K_M = k_M \Psi$; $G(s) = (\gamma_0 + \gamma_1 s) / s$; γ_0 , γ_1 – постоянные коэффициенты, подлежащие определению. Незвестное возмущение f_e зависит от ЭДС двигателя, и в процессе регулирования тока рассматривается как постоянное возмущение. Передаточные функции электромагнитного звена объекта и модели имеют вид $W_0(s) = L_e^{-1} / (s + \alpha_e)$, $W_1(s) = \hat{L}_e^{-1} / (s + \hat{\alpha}_e)$, где $\alpha_e = (R_1 + R_2 k_2^2) / \sigma L_1 = T_e^{-1}$ – величина, обратная эквивалентной постоянной времени T_e электродвигателя, s^{-1} ; $\hat{\alpha}_e$, \hat{L}_e – значения, применяемые в модели.

Структура линеаризованной системы является многоконтурной с пересекающимися контурами. Внутренним контуром объекта и модели является контур тока с регулятором $K_i(s)$ тока. От быстрого действия контура тока

зависит эффективность оценивания скорости на выходе звена $G(s)$, а также качество управления скоростью регулятором $K_\omega(s)$.

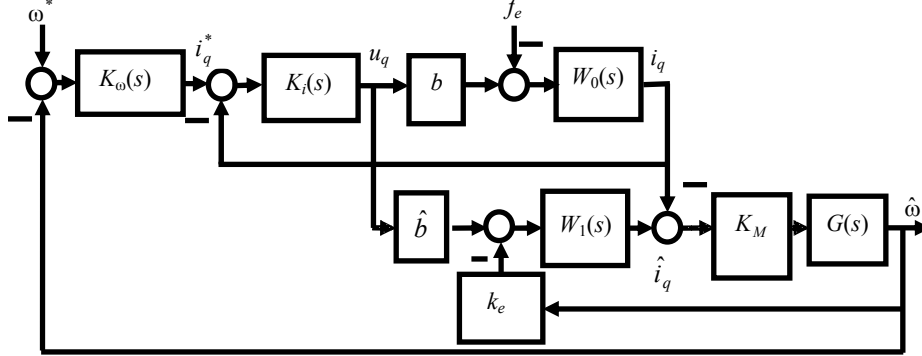


Рис. 2. Структура линейризованной системы

Fig. 2. The block-diagram of the linearized system

Параметрический синтез управления

Для расчета параметров ПИ-регулятора тока $K_i(s) = (b_0 + b_1s)/s$, звена $G(s)$ в канале адаптации и регулятора скорости $sK_i(s) = b_1(r_i + s)$ вводятся малые параметры $\varepsilon_m, \varepsilon_s$ со значениями на интервале $[0,0; 0,5]$. Малые параметры служат мерой быстродействия внешних контуров по отношению к внутренним. Внутренний контур – это контур тока, и его быстродействие ограничивается и определяется периодом дискретности управления.

Если обозначить $r_i = b_0/b_1$, характеристический полином контура тока принимает вид $N_1(s) = s(s + \alpha_e) + L_e^{-1}b_1b(s + r_i)$. ПИ-регулятор тока $K_i(s) = (b_0 + b_1s)/s$ рассчитывается исходя из требуемого быстродействия по желаемым равным действительным корням полинома $s_{1,2} = -\alpha_i$ по приближенным выражениям:

$$b_1 \approx 2\alpha_i \hat{L}_e / b; \quad b_0 \approx \alpha_i b_1 / 2. \quad (10)$$

Предпочтительно параметры регулятора тока рассчитывать с учетом его программной цифровой реализации, используя z -преобразование [14, 15]. Тогда при выборе корней $z_{1,2} = \bar{\alpha}_i \pm jv$ на плоскости z , где $\bar{\alpha}_i^2 + v^2 \leq 1$, расчетные выражения примут вид:

$$b_1 = \frac{R_e(1 + d_e - 2\bar{\alpha}_i)}{(1 - d_e)b}; \quad b_0 T_C = \frac{R_e(\bar{\alpha}_i^2 + v^2 + 1 - 2\bar{\alpha}_i)}{(1 - d_e)b}, \quad (11)$$

где $d_e = \exp(-T_C \alpha_e)$; T_C – интервал дискретности.

При малых значениях $T_C \alpha_e$ справедливы приближенные выражения $d_e = \exp(-T_C \alpha_e) \approx 1 - T_C \alpha_e$, $1 - d_e \approx T_C \alpha_e$. Тогда $b_1 \approx R_e(2(1 - \bar{\alpha}_i)T_C \alpha_e - 1)$, $b_0 T_C \approx R_e((1 - \bar{\alpha}_i)^2 + v^2)$. Если корни равные действительные $z_{1,2} = \bar{\alpha}_i$, то $b_0 T_C \approx R_e(1 - \bar{\alpha}_i)^2$. При малых $T_C \alpha_e$, учитывая, что желаемые корни непре-

рванной и дискретной систем связаны соотношением $z_{1,2} = \exp(-T_C s_{1,2}) \approx \approx 1 + T_C s_{1,2}$, результат (11) приближается к значениям (10) для непрерывной системы при достаточно малых T_C .

Полином $N_2(s) = s(s + \hat{\alpha}_e) + k_e K_M \hat{L}_e^{-1} (\gamma_1 s + \gamma_0)$ контура модели W_1, K_M, G, k_e должен иметь корни $s_{1,2} = -\alpha_m$ с малыми абсолютными значениями $\alpha_m = \varepsilon_m \alpha_i$ по сравнению с контуром тока, что позволяет рассчитать параметры γ_0, γ_1 по выражениям:

$$\gamma_1 = (2\alpha_m - \hat{\alpha}_e) \hat{L}_e k_e^{-1} K_M^{-1}; \quad \gamma_0 = \alpha_m^2 \hat{L}_e k_e^{-1} K_M^{-1}. \quad (12)$$

В частности, при $\gamma_1 = 0$ имеем $\alpha_m = \hat{\alpha}_e/2, \gamma_0 = \hat{\alpha}_e^2 \hat{L}_e k_e^{-1} K_M^{-1}/4$. Для синтеза внутренней контур K_i, β, W_0 управления составляющей i_q тока статора приближенно заменяется безынерционным звеном с единичным коэффициентом усиления. Поскольку в этом случае $i_q \approx i_q^*$, сигнал u_q управления выражается через значения i_q, i_q^* следующим образом: $u_q = (L_e s + R_e) i_q + f_e \approx (L_e s + R_e) i_q^* + f_e$, где i_q^* – выход регулятора скорости.

Контур скорости, если пренебречь внутренней обратной связью по ЭДС в структуре объекта и в контуре адаптации, с учетом более высокого быстродействия модели в сравнении с контуром скорости при расчетных параметрах объекта и $W_1(s) \approx W_0(s)$ имеет приближенное операторное уравнение

$$\hat{\omega} \approx \frac{K_\omega(s) K_M G(s)}{1 + K_\omega(s) K_M G(s)} \omega^* = \frac{(c_{s1} s + c_{s0}) K_M G(s)}{s^2 + (c_{s1} s + c_{s0}) K_M G(s)} \omega^*.$$

После определения желаемых корней $s_{1,2} = -\alpha_s$ полинома $N_s(s) = s^2 + s(c_{s1} \gamma_0 + c_{s0} \gamma_1) K_M + K_M c_{s0} \gamma_0$ контура скорости, где $\alpha_s = \varepsilon_s \alpha_m$, параметры c_{s0}, c_{s1} ПИ-регулятора скорости определяются:

$$c_{s1} = \alpha_s (K_M \gamma_0)^{-1} (2 - \alpha_s \gamma_1); \quad c_{s0} = \alpha_s^2 (K_M \gamma_0)^{-1}. \quad (13)$$

Выражения (10)–(13) позволяют построить расчет параметров по крайней мере двумя способами: начиная от внутреннего контура к внешнему и в обратном порядке, исходя из требований к показателям качества системы в целом. В последнем случае расчетные формулы применяются в последовательности: (12), (13) и далее (11) либо (10). Затем определяется интервал дискретности T_C , который обеспечит необходимое быстродействие контура тока.

Имитационное моделирование

Поскольку синтез основан на линеаризации и предполагается непрерывность системы, имитационное моделирование имеет целью анализ динамических свойств нелинейной дискретной системы, какой является элек-

тропривод с векторным управлением АД, с регуляторами, рассчитанными по (11)–(13). Имитационное моделирование соответствует структуре на рис. 1. Характеристики АД: мощность 180 кВт, $U_n = 470$ В; $n_n = 1475$ об/м, 50 Гц; $R_1 = 0,02$ Ом; $L_1 = 6,62 \cdot 10^{-3}$ Гн; $L_2 = 6,57 \cdot 10^{-3}$ Гн; $L_{12} = 6,37 \cdot 10^{-3}$ Гн; $R_2 = 0,01$ Ом; $J = 2$ кг·м²; период ШИМ автономного инвертора напряжения $T_C = 0,2 \cdot 10^{-3}$ с равен периоду формирования управления микроконтроллером.

Расчет по выражениям (11)–(13) позволяет при $\epsilon_m = 0,1$ и различных ϵ_s получить значения параметров управления. Среднеквадратичная погрешность оценивания скорости Δ наименьшая при $\epsilon_s \approx 0,25 - 0,28$ (рис. 3). Рассчитанные значения параметров для $\epsilon_s = 0,25$: $b_1 = 1,20$; $b_0 = 698,50$; $\gamma_1 = 0,0266$; $\gamma_0 = 1,66$; $c_{s1} = 30,00$; $c_{s0} = 235,00$. Процессы разгона, движения с постоянной скоростью и торможения электропривода, полученные в имитационной модели при рассчитанных параметрах управления, представлены на рис. 4–5.

Рис. 3. Зависимость интегральной квадратичной ошибки скорости Δ от малого параметра ϵ_s

Fig. 3. The integral quadratic error of speed Δ estimation as function of ϵ_s small parameter

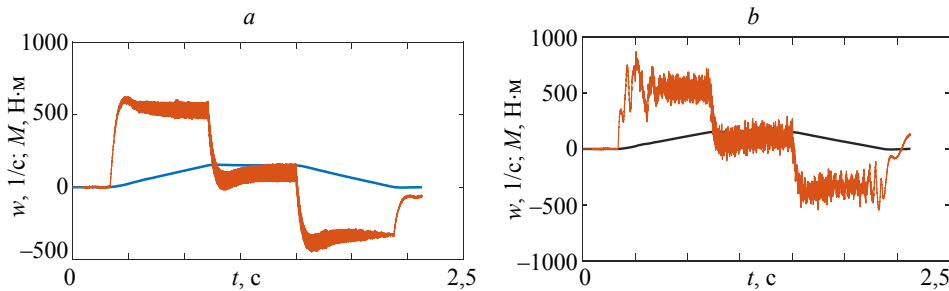
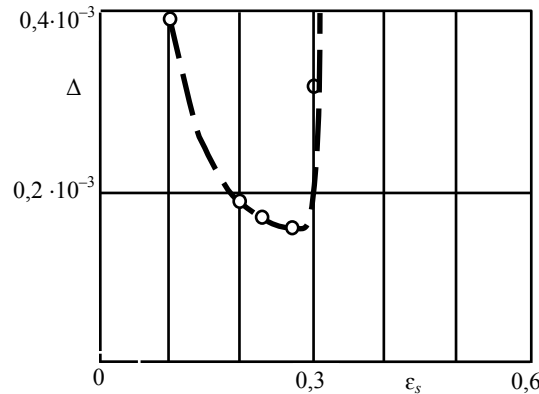


Рис. 4. Результат имитационного моделирования для скорости (синий цвет) и момента (красный) при расчетных параметрах в системе: а – с датчиком скорости; б – без датчика скорости

Fig. 4. Simulation results for angular velocity (blue) and electromagnetic torque (red) with rated parameters in the sensed system (a) and in the sensorless system (b)

На рис. 4 показаны момент и скорость системы с датчиком скорости и без него, при номинальных параметрах и $\epsilon_s = 0,25$. Очевидно, что без датчика скорости динамика формирования электромагнитного момента ухудшается, что выражено увеличением пульсаций момента.

В то же время способ оценивания скорости, основанный на адаптивной модели электромагнитных процессов, позволяет обеспечить приемлемую точность расчета в широком диапазоне изменения сопротивлений обмоток ротора и статора (рис. 5). На рис. 5а, d показаны процессы изменения электромагнитного момента и скорости, рис. 5b, e – фактическая скорость и результат ее оценивания, рис. 5с, f – графики относительной ошибки оценивания скорости. Наибольшие значения ошибки возникают в начале разгона и в конце торможения, т. е. при малых скоростях.

При изменении сопротивлений ротора и статора от 0,7 до 1,5 от их номинальных значений относительная ошибка оценивания скорости остается в пределах 0,05. Такая точность приемлема для многих применений, например для подъемно-транспортных машин.

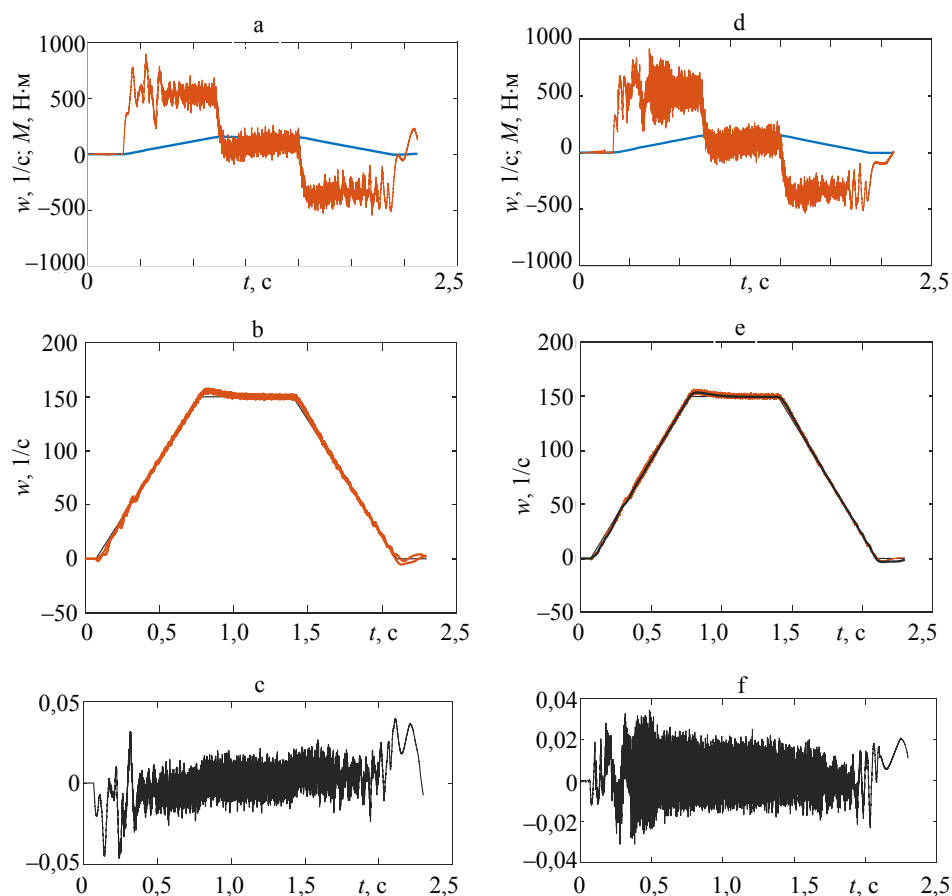


Рис. 5. Результат имитационного моделирования для скорости (синий цвет) и момента (красный) при значениях сопротивлений ротора и статора: а–с – 0,7 от номинальных значений; d–f – 1,5 от номинальных значений; а, d – скорость и момент; b, e – оцениваемая и фактическая скорость; с, f – ошибка оценивания скорости

Fig. 5. Simulation results for rotor and stator resistances: a–c – 0.7 of nominal values; d–f – 1.5 of nominal values; a, d – angular speed and torque; b, e – estimated and actual angular speed; c, f – angular speed estimation error

ВЫВОДЫ

1. Применение линеаризации позволяет получить выражения для приближенного расчета параметров адаптивной модели оценивания скорости с ПИ-звеном в канале оценивания скорости. Имитационное моделирование системы векторного управления без датчика скорости подтверждает эффективность предложенного метода расчета, а также обеспечение показателей качества управления при изменении параметров в широких пределах.

2. Предложенный метод параметрического синтеза на основании выражений (11)–(13) обеспечивает единый подход к синтезу векторного без датчика скорости управления для всех контуров управления, включая адаптивную модель, что позволит сократить сроки разработки подобных систем управления электроприводами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Blaschke, F. Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine / F. Blaschke. Siemens-Forsch und Entwicklungsber, 1972. No 1. S. 184–193.
2. Фираго, Б. И. Векторные системы управления электроприводами / Б. И. Фираго, Д. С. Васильев. Минск: Выш. школа, 2016. 159 с.
3. Kubota, H. Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation / H. Kubota, K. Matsuse // IEEE Transactions on Industry Applications. 1994. Vol. 30, Iss. 5. P. 1219–1224. <https://doi.org/10.1109/28.315232>.
4. Orłowska-Kowalska, T. Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive / T. Orłowska-Kowalska, M. Dybkowski // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2010. Vol. 57, Iss. 4. P. 1296–1308. <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2031134>.
5. Sensorless Passivity Based Control for Induction Motor Via an Adaptive Observer / R. Salim [et al.] // ISA Transactions. 2019. Vol. 84. P. 118–127. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2018.10.002>.
6. Morawiec, M. Nonadaptive Rotor Speed Estimation of Induction Machine in an Adaptive Full-Order Observer / M. Morawiec, P. Kroplewski, Ch. Oden // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2022. Vol. 69, Iss. 3. P. 2333–2344. <https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3066919>.
7. Маляр, В. С. Математическая модель и характеристики асинхронного двигателя при питании от источника тока / В. С. Маляр, А. В. Маляр // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2021. Т. 64, № 5. С. 421–434. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2021-64-5-421-434>.
8. Опейко, О. Ф. Тяговый электропривод с бездатчиковой системой векторного управления / О. Ф. Опейко, А. И. Пташник, В. И. Хильмон // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2010. № 6. С. 37–43.
9. Mehazzem, F. Real Time Implementation of Backstepping-Multiscalar Control to Induction Motor Fed by Voltage Source Inverter / F. Mehazzem, A. L. Nemmour, A. Reama // International Journal of Hydrogen Energy. 2017. Vol. 42, Iss. 28. P. 17965–17975. <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2017.05.035>.
10. In-Depth Cross-Coupling Analysis in High-Performance Induction Motor Control / L. A. Amézquita-Brooks [et al.] // Journal of the Franklin Institute. 2018. Vol. 355, Iss. 5. P. 2142–2178. <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2018.01.002>.
11. Keyser, A. D. Real-Time Energy-Efficient Actuation of Induction Motor Drives Using Approximate Dynamic Programming / A. D. Keyser, H. Vansompel, G. Crevecoeur // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2021. Vol. 68, Iss. 12. P. 11837–11846. <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3044791>.
12. Online-Identification of Electromagnetic Parameters of an Induction Motor / V. K. Tytiuk // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2020. Т. 63, № 5. С. 423–440. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2020-63-5-423-440>.
13. Фрадков, А. Л. Адаптивное управление в сложных системах / А. Л. Фрадков. М.: Наука, 1990. 296 с.

14. Discrete-Time Field Oriented Control for Induction Motors / I. E. Dueñas [et al.] // *IFAC-Papers Online*. 2017. Vol. 50, Iss. 1. P. 15760–15765. <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2017.08.2310>.
15. Опейко, О. Ф. Синтез регулятора тока системы векторного управления асинхронным электродвигателем / О. Ф. Опейко // *Вісник КДУ імені Михайла Остроградського*. 2014. Вип. 1 (84). С. 9–14.

Поступила 01.12.2021 Подписана в печать 02.02.2022 Опубликована онлайн 31.03.2022

REFERENCES

1. Blaschke F. (1972) Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine. *Siemens-Forsch und Entwicklungsber*, (1), 184–193.
2. Firago B. I., Vasil'ev D. S. (2016) *Vector Control Systems for Electric Drive*. Minsk, Vysheishaya Shkola Publ. 159 (in Russian).
3. Kubota H., Matsuse K. (1994) Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30 (5), 1219–1224. <https://doi.org/10.1109/28.315232>.
4. Orłowska-Kowalska T., Dybkowski M. (2010) Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57 (4), 1296–1308. <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2031134>.
5. Salim R., Mansouri A., Bendiabdellah A., Chekroun S., Touam M. (2019) Sensorless Passivity Based Control for Induction Motor Via an Adaptive Observer. *ISA Transactions*, 84, 118–127. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2018.10.002>.
6. Morawiec M., Kroplewski P., Oden Ch. (2022) Nonadaptive Rotor Speed Estimation of Induction Machine in an Adaptive Full-Order Observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69 (3), 2333–2344. <https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3066919>.
7. Malyar V. S., Malyar A. V. (2021) Mathematical Model and Characteristics of the Induction Motor with a Power Supply from a Current Source. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, 64 (5), 421–434. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2021-64-5421-434> (in Russian).
8. Opeyko O. F., Ptashnik A. I., Khilmon V. I. (2010) Tractional Electric Drive with Non-Sensing Element Vector Control System. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, (6), 37–43 (in Russian).
9. Mehazzem F., Nemmour A. L., Reama A. (2017) Real Time Implementation of Backstepping-Multiscalar Control to Induction Motor Fed by Voltage Source Inverter. *International Journal of Hydrogen Energy*, 42 (28), 17965–17975. <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2017.05.035>.
10. Amézquita-Brooks L. A., Ugalde-Loob C. E., Licéaga-Castro E., Licéaga-Castro J. (2018) In-Depth Cross-Coupling Analysis in High-Performance Induction Motor Control. *Journal of the Franklin Institute*, 355 (5), 2142–2178. <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2018.01.002>.
11. Keyser A. D., Vansompel H., Crevecoeur G. (2021) Real-Time Energy-Efficient Actuation of Induction Motor Drives Using Approximate Dynamic Programming. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68 (12), 11837–11846. <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3044791>.
12. Tytiuk V. K., Baranovskaya M. L., Chorny O. P., Burdilynaya E. V., Kuznetsov V. V., Bogatyriov K. N. (2020) Online-Identification of Electromagnetic Parameters of an Induction Motor. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, 63 (5), 423–440. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2020-63-5-423-440>.
13. Fradkov A. L. (1990) *Adaptive Control in Complicated Systems*. Moscow, Nauka Publ. 296 (in Russian).
14. Dueñas I. E., Rivera J., Gennaro S. D., Ortega S. (2017) Discrete-Time Field Oriented Control for Induction Motors. *IFAC-Papers Online*, 50 (1), 15760–15765. <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2017.08.2310>.
15. Opeiko O. F. (2014) The Current Regulator Synthesis for Induction Motor Vector Control. *Visnik KDU imeni Mikhaila Ostrogradskogo = Transactions of Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskiyi National University*, (1), 9–14 (in Russian).

Received: 1 December 2021 Accepted: 2 February 2022 Published online: 31 March 2022