

Д. Н. Базылев, инженер, bazylevd@mail.ru, А. А. Пыркин, д-р техн. наук, доц., a.pyrkin@gmail.com,
А. А. Бобцов, д-р техн. наук, проф., bobtsov@mail.ru,
Университет ИТМО, Санкт-Петербург

Адаптивный наблюдатель положения и магнитного потока для явнополюсного синхронного двигателя¹

Представлен алгоритм адаптивного оценивания магнитного потока и углового положения ротора явнополюсного синхронного двигателя с постоянными магнитами. Предложена новая нелинейная параметризация динамической модели двигателя, с помощью которой задача оценивания положения преобразуется в задачу идентификации неизвестных постоянных параметров. При синтезе алгоритма оценивания допущено, что силы тока и напряжения обмоток статора, а также частота вращения ротора являются известными сигналами. Предложено два варианта адаптивного наблюдателя на основе стандартного градиентного алгоритма оценивания и алгоритма динамического расширения регрессора. Доказано, что оба варианта наблюдателя обеспечивают глобальную экспоненциальную сходимость ошибок оценивания к нулю, если соответствующая регрессионная функция удовлетворяет условию незабывающего возбуждения. Также последняя версия наблюдателя обеспечивает глобальную асимптотическую сходимость, если регрессионная функция не является квадратично интегрируемой. Результаты численного моделирования демонстрируют, что наблюдатель с динамическим расширением регрессора обеспечивает лучшее качество переходных процессов оценивания по сравнению со стандартным градиентным устройством оценки.

Ключевые слова: синхронный двигатель с постоянными магнитами, явнополюсный ротор, нелинейный наблюдатель, идентификация параметров

Введение

Разработка наблюдателей магнитного потока и углового положения для синхронных двигателей с постоянными магнитами (СДПМ) является актуальной задачей, что подтверждается потребностью в недорогих, надежных и высокоэффективных электроприводах, которые могут быть использованы в различных технических системах.

На сегодняшний день большое число исследований посвящено синтезу наблюдателей для СДПМ с неявнополюсным ротором [1–3]. В случае же с явнополюсной синхронной машиной исследователи сталкиваются с более сложной математической моделью двигателя, так как динамические уравнения дополняются собственной и взаимной индуктивностями. Данная причина сдерживает развитие бессенсорных технологий для двигателей данного типа и сужает область их применения.

В ряде работ предложены методы с самоощущением, при которых оценки положения и скорости ротора используются для управления двигателем [4, 5]. В работе [6] наблюдатель положения дополнен идентификацией сопротивления статора и предложен алгоритм настройки его коэффициентов. Авторами работы [7] рассмотрена задача бессенсорного управления двигателем на низких скоростях с использованием оценивания противоЭДС. Представленный алгоритм управления обеспечивает некоторую робастность по отношению к неизвестным параметрам двигателя и сохраняет устойчивость для различных сценариев нагрузочного момента. В статье [8] адаптация тестовых напряжений статора к установившемуся напряжению позволяет снизить токовые искажения в регуляторе тока. Авторами работы [9] предложен комплексный подход, базирующийся на управлении с прогнозирующими моделями и бессенсорном наблюдателе с фазовой подстройкой частоты для оценивания положения ротора.

Особое внимание уделено задаче идентификации начального положения [10]. Информация о начальной ориентации постоянных магнитов требуется для плавного запуска при бессенсорном управлении двигателем. В работе [11] для идентификации начального положения при остановленном роторе применен

¹Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (постановление Правительства Российской Федерации № 218 от 9.04.2010 г.) в рамках НИОКТР № 03.G25.31.0251 от 28.04.2017 в Университете ИТМО "Создание высокотехнологичного производства настраиваемых преобразователей частоты для нового поколения прецизионных высокоскоростных синхронных электромеханических двигателей высокой мощности".

алгоритм, позволяющий оценить пространственное распределение полюсов. Данная задача также может быть решена с использованием расширенного фильтра Калмана [12].

Авторами работы [13] проведен анализ робастных свойств по отношению к характеру распределения полюсов для нелинейного наблюдателя положения, который изначально был разработан для неявнополюсного синхронного двигателя с постоянными магнитами и предложен в статье [14]. Продемонстрировано, что робастные свойства наблюдателя полностью определяются исходя из установившихся синусоидальных сигналов тока.

В настоящей статье рассматривается аналогичная задача, относящаяся к синтезу наблюдателя положения и идентификации начального положения явнополюсного СДПМ. При этом допускается, что скорость вращения ротора является известным сигналом, который либо измеряется, либо оценивается независимо от углового положения ротора. Подобная задача может возникнуть в различных транспортных средствах (электропоездах, автомобилях) и технологическом оборудовании (конвейерах, прокатных станах, турбинах), оснащенных тахометром или спидометром.

Постановка задачи

Рассмотрим классическую двухфазную $\alpha\beta$ модель ненасыщенного явнополюсного СДПМ, приведенную в работах [15, 16]. В стационарной $\alpha\beta$ системе координат модель двигателя представлена следующей системой уравнений:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = R\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \dot{\boldsymbol{\lambda}}_{\alpha\beta}; \quad (1)$$

$$\lambda_{\alpha} = L_{\alpha\alpha}i_{\alpha} + L_{\alpha\beta}i_{\beta} + \lambda_m \cos n\theta; \quad (2)$$

$$\lambda_{\beta} = L_{\beta\alpha}i_{\alpha} + L_{\beta\beta}i_{\beta} + \lambda_m \sin n\theta; \quad (3)$$

$$\dot{\theta} = \omega, \quad (4)$$

где $\mathbf{i}_{\alpha\beta} \in R^2$ — силы тока статора; $\mathbf{v}_{\alpha\beta} \in R^2$ — напряжения статора; $\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta} \in R^2$ — магнитный поток ротора; $\theta(t)$ — угол поворота ротора; $\omega(t)$ — механическая угловая скорость вращения ротора; R, n, λ_m — положительные постоянные параметры, обозначающие сопротивление обмоток статора, число пар полюсов, постоянный магнитный поток, генерируемый постоянными магнитами ротора, соответственно;

$L_{\alpha\alpha}$ и $L_{\beta\beta}$ — собственные индуктивности фаз α и β соответственно; $L_{\alpha\beta}$ и $L_{\beta\alpha}$ — взаимные индуктивности:

$$\begin{aligned} L_{\alpha\alpha} &= L_s + L_g \cos 2n\theta; \\ L_{\beta\beta} &= L_s - L_g \cos 2n\theta; \\ L_{\alpha\beta} &= L_{\beta\alpha} = L_g \sin 2n\theta \end{aligned} \quad (5)$$

с усредненной L_s и дифференциальной L_g пространственными индуктивностями.

Допускается, что силы тока $\mathbf{i}_{\alpha\beta}(t)$, напряжения $\mathbf{v}_{\alpha\beta}(t)$ и угловая скорость $\omega(t)$ являются известными и абсолютно интегрируемыми сигналами. Известными параметрами двигателя считаются R, n, λ_m, L_s и L_g . Требуется синтезировать такой алгоритм адаптивного оценивания магнитного потока $\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}(t)$ и положения $\theta(t)$ ротора, который обеспечит выполнение целевых условий:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\boldsymbol{\lambda}}_{\alpha\beta}(t) = 0; \quad (6)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta}(t) = 0. \quad (7)$$

Наблюдатель магнитного потока и положения ротора

Параметризация модели. Проинтегрируем выражения (1) и (4) и введем в рассмотрение новые вспомогательные переменные:

$$\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta} = \boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}(0) + \int_0^t (\mathbf{v}_{\alpha\beta} - R\mathbf{i}_{\alpha\beta}) d\tau = \boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}(0) + \boldsymbol{\xi}; \quad (8)$$

$$\theta = \theta_0 + \int_0^t \omega(\tau) d\tau = \theta_0 + \psi, \quad (9)$$

где $\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}(0)$ и θ_0 — неизвестные параметры; $\boldsymbol{\xi} = (\xi_1 \ \xi_2) = \int_0^t (\mathbf{v}_{\alpha\beta} - R\mathbf{i}_{\alpha\beta}) d\tau$ и $\psi = \int_0^t \omega(\tau) d\tau$ являются известными функциями.

Введем в рассмотрение новые переменные:

$$\begin{aligned} \varphi_1 &:= \cos n\psi, & \varphi_2 &:= \sin n\psi, \\ \varphi_3 &:= \cos 2n\psi, & \varphi_4 &:= \sin 2n\psi, \\ \mu_1 &:= \cos n\theta_0, & \mu_2 &:= \sin n\theta_0, \\ \mu_3 &:= \cos 2n\theta_0, & \mu_4 &:= \sin 2n\theta_0, \end{aligned} \quad (10)$$

где $\varphi_k, k = \overline{1,4}$ — известные сигналы, а $\mu_k, k = \overline{1,4}$ — неизвестные параметры. Для удобства введем дополнительные обозначения

$$\eta_1 := \mu_1 = \cos n\theta_0, \quad \eta_2 := \mu_2 = \sin n\theta_0.$$

Используя тригонометрические преобразования совместно с выражениями (10), получим

$$\begin{aligned} \cos n(\psi + \theta_0) &= \varphi_1\mu_1 - \varphi_2\mu_2, \\ \sin n(\psi + \theta_0) &= \varphi_2\mu_1 + \varphi_1\mu_2, \\ \cos 2n(\psi + \theta_0) &= \varphi_3\mu_3 - \varphi_4\mu_4, \\ \sin 2n(\psi + \theta_0) &= \varphi_4\mu_3 + \varphi_3\mu_4. \end{aligned} \quad (11)$$

Наблюдатель положения и магнитного потока ротора. Исходя из выражения (9) можно заключить, что задача оценивания положения ротора преобразована в задачу идентификации начального положения θ_0 , которое, в свою очередь, может быть восстановлено посредством параметров η_1 и η_2 :

$$\hat{\theta} = \hat{\theta}_0 + \psi = \frac{1}{n} \arctan \left(\frac{\hat{\eta}_2}{\hat{\eta}_1} \right) + \psi. \quad (12)$$

Введем в рассмотрение ошибки оценивания положения ротора и неизвестных параметров:

$$\tilde{\theta} := \hat{\theta} - \theta, \quad \tilde{\eta} := \hat{\eta} - \eta. \quad (13)$$

Используя теорему Лагранжа и принимая во внимание свойства функции $\arctan(\cdot)$, можно доказать, что $\tilde{\theta}$ и $\tilde{\eta}$ обладают идентичными свойствами сходимости. Таким образом, выполняются следующие условия:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\eta}(t) = 0 \Leftrightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta}(t) = 0; \quad (14)$$

$$|\tilde{\eta}(t)| \leq \rho e^{-\delta t} |\tilde{\eta}(0)| \Leftrightarrow |\tilde{\theta}(t)| \leq \rho e^{-\delta t} |\tilde{\theta}(0)| \quad (15)$$

для некоторых $\rho \geq 1$ и $\delta > 0$.

Магнитный поток ротора может быть восстановлен исходя из оценок $\hat{\eta}$:

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}_\alpha &= \hat{L}_{\alpha\alpha} i_\alpha + \hat{L}_{\alpha\beta} i_\beta + \lambda_m \hat{\eta}_1; \\ \hat{\lambda}_\beta &= \hat{L}_{\beta\alpha} i_\alpha + \hat{L}_{\beta\beta} i_\beta + \lambda_m \hat{\eta}_2, \end{aligned} \quad (16)$$

где оценки собственных и взаимных индуктивностей сформированы в виде

$$\begin{aligned} \hat{L}_{\alpha\alpha} &= L_s + L_g(1 - 2\hat{\eta}_2^2); \\ \hat{L}_{\beta\beta} &= L_s - L_g(1 - 2\hat{\eta}_2^2); \\ \hat{L}_{\alpha\beta} &= \hat{L}_{\beta\alpha} = 2L_g \hat{\eta}_1 \hat{\eta}_2. \end{aligned} \quad (17)$$

Введем в рассмотрение ошибки оценивания индуктивностей $\tilde{L}_{\alpha\alpha} = \hat{L}_{\alpha\alpha} - L_{\alpha\alpha}$, $\tilde{L}_{\beta\beta} = \hat{L}_{\beta\beta} - L_{\beta\beta}$, $\tilde{L}_{\alpha\beta} = \tilde{L}_{\beta\alpha} = \hat{L}_{\alpha\beta} - L_{\alpha\beta}$ и магнит-

ного потока $\tilde{\lambda}_{\alpha\beta} = \hat{\lambda}_{\alpha\beta} - \lambda_{\alpha\beta}$. Используя выражения (17) и (13), получим

$$\begin{aligned} \tilde{L}_{\alpha\alpha} &= -2L_g(\tilde{\eta}_2 + 2\eta_2)\tilde{\eta}_2; \\ \tilde{L}_{\beta\beta} &= 2L_g(\tilde{\eta}_2 + 2\eta_2)\tilde{\eta}_2; \\ \tilde{L}_{\alpha\beta} &= 2L_g(\tilde{\eta}_1\tilde{\eta}_2 + \eta_2\tilde{\eta}_1 + \eta_1\tilde{\eta}_2). \end{aligned} \quad (18)$$

На основании соотношений (18) можно заключить, что свойства сходимости ошибок $\tilde{L}_{\alpha\alpha}$, $\tilde{L}_{\beta\beta}$, $\tilde{L}_{\alpha\beta}$ и $\tilde{\eta}$ идентичны. Учитывая последнее, легко показать, что пара $\tilde{\lambda}_{\alpha\beta}$ и $\tilde{\eta}$ также обладает одинаковыми свойствами сходимости:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\eta}(t) = 0 \Leftrightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\lambda}_{\alpha\beta}(t) = 0; \quad (19)$$

$$|\tilde{\eta}(t)| \leq \rho e^{-\delta t} |\tilde{\eta}(0)| \Leftrightarrow |\tilde{\lambda}_{\alpha\beta}(t)| \leq \rho e^{-\delta t} |\tilde{\lambda}_{\alpha\beta}(0)|. \quad (20)$$

Выполним следующие математические преобразования: заменим собственные и взаимные индуктивности в уравнениях (2) и (3) на соотношения (5), а также используем выражения (11) и (8). В результате имеем:

$$\begin{aligned} \lambda_\alpha(0) + g_1 &= \mu_3 L_g(\varphi_3 i_\alpha + \varphi_4 i_\beta) + \\ &+ \mu_4 L_g(\varphi_3 i_\beta - \varphi_4 i_\alpha) + \lambda_m(\varphi_1 \mu_1 - \varphi_2 \mu_2); \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \lambda_\beta(0) + g_2 &= -\mu_3 L_g(\varphi_3 i_\beta - \varphi_4 i_\alpha) + \\ &+ \mu_4 L_g(\varphi_4 i_\beta + \varphi_3 i_\alpha) + \lambda_m(\varphi_2 \mu_1 + \varphi_1 \mu_2), \end{aligned} \quad (22)$$

где два новых известных сигнала обозначены $g_1 := \xi_1 - L_s i_\alpha$ и $g_2 := \xi_2 - L_s i_\beta$

Применяя к последнему уравнению фильтр $F(p) = \frac{\alpha p}{p + \alpha}$ с дифференциальным оператором $p = \frac{d}{dt}$ и настраиваемым параметром $\alpha > 0$, получим

$$\bar{g}_1 = \mu_3 \zeta_1 + \mu_4 \zeta_2 + \mu_1 \zeta_3 - \mu_2 \zeta_4; \quad (23)$$

$$\bar{g}_2 = -\mu_3 \zeta_2 + \mu_4 \zeta_1 + \mu_1 \zeta_4 + \mu_2 \zeta_3, \quad (24)$$

где постоянные μ_k , $k = \overline{1, 4}$, вынесены за обозначение фильтра и использованы обозначения

$$\begin{aligned} \bar{g}_1 &:= \frac{\alpha p}{p + \alpha} [g_1]; \quad \bar{g}_2 := \frac{\alpha p}{p + \alpha} [g_2]; \\ \zeta_1 &:= \frac{\alpha p}{p + \alpha} [L_g(\varphi_3 i_\alpha + \varphi_4 i_\beta)]; \\ \zeta_2 &:= \frac{\alpha p}{p + \alpha} [L_g(\varphi_3 i_\beta - \varphi_4 i_\alpha)]; \\ \zeta_3 &:= \frac{\alpha p}{p + \alpha} [\lambda_m \varphi_1]; \quad \zeta_4 := \frac{\alpha p}{p + \alpha} [\lambda_m \varphi_2], \end{aligned} \quad (25)$$

а также пренебрегается экспоненциально затухающими компонентами, полученными фильтрацией постоянных параметров $\lambda_\alpha(0)$ и $\lambda_\beta(0)$. В Лемме 1 работы [17] показано, что данное пренебрежение не оказывает влияния на свойство асимптотической сходимости наблюдателя.

С использованием соотношений

$$\mu_3 = \cos 2n\theta = 1 - 2\mu_2^2, \quad \mu_4 = \sin 2n\theta = 2\mu_1\mu_2$$

и обозначений новых сигналов

$$\begin{aligned} g_3 &:= \bar{g}_1 - \zeta_1; & g_4 &:= \bar{g}_2 + \zeta_2; \\ g_5 &:= \zeta_3 + 2\mu_2\zeta_2; & g_6 &:= \zeta_4 + 2\mu_2\zeta_1 \end{aligned} \quad (26)$$

уравнения (23) и (24) могут быть представлены в виде

$$g_3 = \mu_1 g_5 - \mu_2 g_6; \quad (27)$$

$$g_4 = \mu_1 g_6 + \mu_2 g_5. \quad (28)$$

Домножим выражения (27) и (28) на μ_1 и μ_2 соответственно и просуммируем полученные уравнения. В результате, используя тригонометрическое свойство $\mu_1^2 + \mu_2^2 = 1$, получим стандартную линейную регрессионную модель

$$g_5 = \mu_1 g_3 + \mu_2 g_4. \quad (29)$$

Последнее может быть представлено в виде

$$\mathbf{y} = \mathbf{q}^T \boldsymbol{\eta}, \quad (30)$$

где

$$\mathbf{y} := g_5, \quad \mathbf{q}^T := (g_3 \ g_4), \quad \boldsymbol{\eta} := (\mu_1 \ \mu_2)^T. \quad (31)$$

Идентификация неизвестных параметров в уравнении (30) может быть проведена несколькими способами [18]. В данном разделе используются два метода: широко известный стандартный алгоритм градиентного спуска и алгоритм динамического расширения регрессора (ДРР), недавно предложенный в работе [19].

Градиентный алгоритм оценивания. Применим для оценки неизвестных параметров $\boldsymbol{\eta}$ стандартный градиентный алгоритм оценивания

$$\hat{\boldsymbol{\eta}} = \mathbf{\Gamma} \mathbf{q} (\mathbf{y} - \mathbf{q}^T \hat{\boldsymbol{\eta}}), \quad (32)$$

где $\mathbf{\Gamma} = \mathbf{\Gamma}^T > 0$ — настраиваемый параметр адаптации.

Свойства сходимости полученного наблюдателя положения ротора устанавливаются следующим утверждением.

Утверждение 1. Рассмотрим модель явнополюсного СДПМ, описываемую уравнениями (1)–(5). Адаптивный наблюдатель положения и магнитного потока ротора, который задается соотношениями (12), (16), (25), (26), (31) со стандартным градиентным алгоритмом оценивания (32), обеспечивает глобальную экспоненциальную сходимость ошибки оценивания положения ротора к нулю тогда и только тогда, когда регрессионная функция \mathbf{q} удовлетворяет условию незатухающего возбуждения.

Для доказательства утверждения запишем уравнение (30) с учетом (31) и рассмотрим модель ошибки

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{\eta}}} = -\mathbf{\Gamma} \mathbf{q} \mathbf{q}^T \tilde{\boldsymbol{\eta}}. \quad (33)$$

Как хорошо известно [18], нулевое положение равновесия модели (33) является глобально экспоненциально устойчивым тогда и только тогда, когда \mathbf{q} удовлетворяет условию незатухающего возбуждения.

Уравнения (15) и (20) доказывают Утверждение 1.

Алгоритм оценивания на основе процедуры динамического расширения регрессора. Для формирования наблюдателя с использованием процедуры ДРР [19] применим динамический оператор $\frac{\beta}{p + \beta}$ с настраиваемым параметром $\beta > 0$ к исходной регрессионной модели (30). В результате получим новую регрессионную модель

$$\bar{\mathbf{y}} = \bar{\mathbf{q}}^T \boldsymbol{\eta}, \quad (34)$$

где

$$\bar{\mathbf{y}} := \frac{\beta}{p + \beta} [\mathbf{y}], \quad \bar{\mathbf{q}} := \frac{\beta}{p + \beta} [\mathbf{q}]. \quad (35)$$

Сформируем на основе исходной регрессионной модели (30) и новой фильтрованной регрессионной модели (34) расширенную регрессионную модель

$$\mathbf{Y}_e = \mathbf{Q}_e \boldsymbol{\eta}, \quad (36)$$

где $\mathbf{Y}_e := \begin{bmatrix} \mathbf{y} \\ \bar{\mathbf{y}} \end{bmatrix}$, $\mathbf{Q}_e := \begin{bmatrix} \mathbf{q}_1 & \mathbf{q}_2 \\ \bar{\mathbf{q}}_1 & \bar{\mathbf{q}}_2 \end{bmatrix}$.

Домножив слева обе части уравнения (36) на союзную матрицу $\text{adj}\{\mathbf{Q}_e\} = \begin{bmatrix} \bar{q}_2 & -q_2 \\ -\bar{q}_1 & q_1 \end{bmatrix}$, получим

$$\chi = \Phi \eta, \quad (37)$$

где введены обозначения

$$\chi := \begin{bmatrix} \bar{q}_2 y - q_2 \bar{y} \\ q_1 \bar{y} - \bar{q}_1 y \end{bmatrix}, \quad \Phi := \bar{q}_2 q_1 - q_2 \bar{q}_1. \quad (38)$$

Уравнение (37) представляет собой две раздельных скалярных линейных регрессионных модели, по одной на каждый неизвестный параметр η_1 и η_2 , вместо одной двумерной регрессионной модели (30), сочетающей в себе оба неизвестных параметра.

Последним шагом в процедуре ДРП является формирование скалярных устройств оценки

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\eta}}_1 &= \gamma_1 \Phi (\chi_1 - \Phi \hat{\eta}_1); \\ \dot{\hat{\eta}}_2 &= \gamma_2 \Phi (\chi_2 - \Phi \hat{\eta}_2), \end{aligned} \quad (39)$$

где $\gamma_1 > 0$ и $\gamma_2 > 0$ — параметры адаптации.

Утверждение 2. Рассмотрим модель явнополюсного СДПМ, описываемую уравнениями (1)–(5). Адаптивный наблюдатель положения и магнитного потока ротора, который задается соотношениями (12), (16), (25), (26), (31) с устройством оценивания на основе ДРП алгоритма (35), (38), (39), обеспечивает глобальную асимптотическую сходимости ошибки оценивания положения ротора к нулю тогда и только тогда, когда регрессионная функция Φ не является квадратично интегрируемой. Если Φ удовлетворяет условию незатухающего возбуждения, то сходимость является экспоненциальной.

Для доказательства рассмотрим модель ошибки устройства оценки с ДРП алгоритмом, которая может быть получена подстановкой уравнения (37) в соотношение (39):

$$\dot{\tilde{\eta}}_k = -\gamma_k \Phi^2 \tilde{\eta}_k, \quad k = 1, 2.$$

Из решения последнего дифференциального уравнения следует

$$\Phi(t) \notin L_2 \Leftrightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\eta}(t) = 0. \quad (40)$$

Уравнение (40) совместно с (14) и (19) доказывает первую часть Утверждения 2.

Доказательством второй части Утверждения является факт, что если регрессор $\Phi(t)$ удовлет-

воряет условию неисчезающего возбуждения (persistent excitation, далее PE), то ошибка оценивания $\tilde{\eta}(t)$ сходится к нулю экспоненциально. Если существуют некоторые положительные константы α и T , что для всех моментов времени $t > 0$ справедливо

$$\int_t^{t+T} \Phi(s) \Phi^T(s) ds > \alpha I,$$

то

$$|\tilde{\eta}(t)| \leq \rho e^{-\delta t} |\tilde{\eta}(0)|$$

с некоторыми $\rho \geq 1$ и $\delta > 0$, в совокупности с соотношениями (15) и (20).

Результаты моделирования

В численном моделировании использован явнополюсный синхронный двигатель с постоянными магнитами из работы [20]. Параметры двигателя следующие: номинальная мощность 2,2 кВт, номинальная скорость вращения 1500 мин⁻¹, число пар полюсов $n = 3$, индуктивности $L_d = 36$ мГн, $L_q = 51$ мГн, сопротивление статора $R = 3,59$ Ом, момент инерции $j = 0,015$ кг·м², постоянный магнитный поток $\lambda_m = 0,545$ Вб.

Управление двигателем осуществляется стандартным методом векторного управления [21], который включает в себя пропорционально-интегральные (ПИ) регуляторы тока статора и скорости ротора со следующими коэффициентами: $K_p = 35$, $K_i = 287$ для регулятора тока и $K_{\omega p} = 3$, $K_{\omega i} = 79$ для регулятора

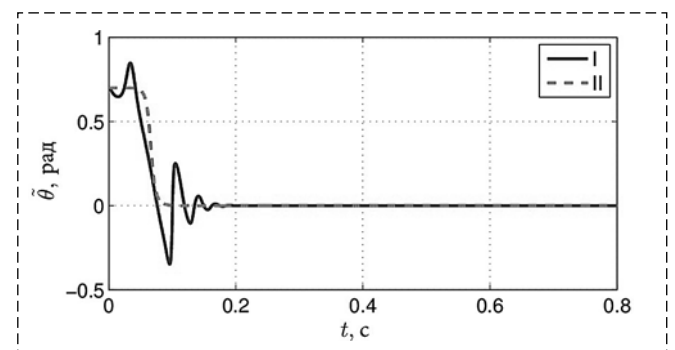


Рис. 3. Переходные процессы ошибки оценивания положения ротора $\hat{\theta}$:

I — наблюдатель положения с градиентным алгоритмом; II — наблюдатель положения с ДРП алгоритмом

Fig. 3 — Transients for estimation error of the rotor position $\hat{\theta}$:

I — position observer with gradient-based algorithm, II — position observer with DREM procedure

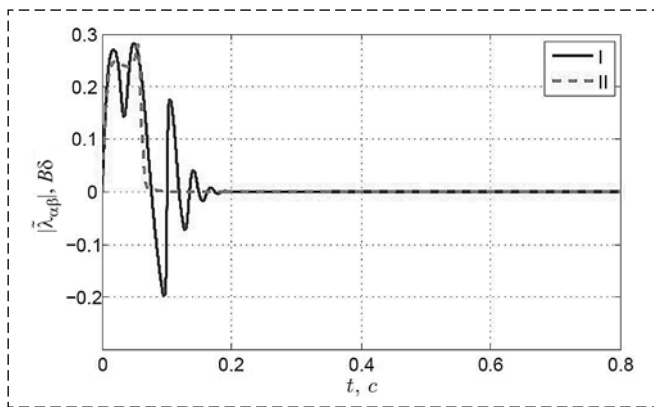


Рис. 4. Переходные процессы ошибки оценивания модуля магнитного потока ротора $|\hat{\lambda}_{\alpha\beta}|$:

I — наблюдатель положения с градиентным алгоритмом; II — наблюдатель положения с ДРП алгоритмом

Fig. 4. Transients for estimation error of the rotor flux modulus $|\hat{\lambda}_{\alpha\beta}|$:

I — position observer with gradient-based algorithm, II — position observer with DREM procedure

скорости. Начальная заданная скорость равна нулю, затем до 0,3 с линейно возрастает до номинального значения, после чего остается постоянной. Нагрузочный момент равен нулю в начальный момент времени, $\tau_L = 14$ Н·м начиная с 0,4 с и $\tau_L = 14$ Н·м при 0,7 с.

Начальные условия $\theta_0 = 0,5$ рад, $\hat{\theta}(0) = -0,2$ рад, $\eta_1(0) = 0,83$, $\eta_2(0) = -0,57$. Настраиваемые параметры наблюдателей принимают значения $\Gamma = \mathbf{I}$, $\gamma_1 = \gamma_2 = 1$, $\alpha = 60$, $\beta = 200$. Как показано на рис. 1, 2 (см. вторую сторону обложки) и рис. 3, 4, переходные процессы для наблюдателя с градиентным алгоритмом характеризуются более высокой колебательностью, чем в наблюдателе с ДРП алгоритмом. Применение дополнительного динамического оператора (фильтра) в ДРП наблюдателе не только увеличивает скорость сходимости оценок к нулю, но и позволяет получить монотонные переходные процессы в рассматриваемых сценариях работы двигателя.

Заключение

В данной работе рассмотрена задача адаптивного оценивания магнитного потока и углового положения ротора явнополюсного синхронного двигателя с постоянными магнитами. Представлен новый подход, который позволяет преобразовать задачу оценивания положения и магнитного потока ротора в другую — задачу идентификации двух не-

известных параметров. Для решения последнего предложены две версии наблюдателя: 1) использующую стандартный градиентный алгоритм оценки и 2) применяющую алгоритм динамического расширения регрессора. Было доказано, что оба решения обеспечивают глобальную экспоненциальную сходимость ошибок оценивания к нулю, если регрессионная функция удовлетворяет условию незатухающего возбуждения. Преимущество использования второго решения заключается в ослаблении строгого условия незатухающего возбуждения, накладываемого на регрессор, — наблюдатель с динамическим расширением регрессора обеспечивает глобальную асимптотическую сходимость, если регрессионная функция не является квадратично интегрируемой. Как показывают результаты численного моделирования, по сравнению со стандартным градиентным устройством оценивания применение процедуры динамического регрессора позволяет получить меньшую колебательность переходных процессов и более высокое быстродействие.

Список литературы

1. Foo G., Rahman M. F. Sensorless vector control of interior permanent magnet synchronous motor drives at very low speed without signal injection // IET Elect. Power Appl., March 2010. Vol. 4, N. 3. P. 131–139.
2. Nam K. AC motor control and electric vehicle applications. CRC Press, 2010.
3. Xiao D., Rahman M. Sensorless direct torque control and flux controlled IPM synchronous machine fed by matrix converter over a wide speed range // IEEE Trans. on Ind. Informat. 2013. Vol. 9, N. 4. P. 1855–1867.
4. Kim S. Y. and Ha I. J. A new observer design method for hf signal injection sensorless control of ipmsms // IEEE Trans. on Industrial Electronics. 2008. Vol. 55, N. 6. P. 2525–2529.
5. Базылев Д. Н., Пыркин А. А., Бобцов А. А. Алгоритм адаптивного бессенсорного управления синхронным двигателем // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2018. Т. 18, № 1(113). С. 24–31.
6. Hinkkanen M., Tuovinen T., Harnefors L., Luomi J. A combined position and stator-resistance observer for salient pmsm drives: design and stability analysis // IEEE Trans. on Power Electronics. 2012. Vol. 27, N. 2. P. 601–609.
7. Wang Z., Lu K., Blaabjerg F. A simple startup strategy based on current regulation for backemf-based sensorless control of pmsm // IEEE Trans. On Power Electronics. 2012. Vol. 27, N. 2. P. 3817–3825.
8. Belie F. D., Sergeant P., Melkebeek J. A sensorless drive by applying test pulses without affecting the average-current samples // IEEE Trans. on Power Electronics. 2010. Vol. 25, N. 4. P. 875–888.
9. Preindl M., Scholtz E. Sensorless model predictive direct current control using novel secondorder pll observer for pmsm drive systems // IEEE Trans. on Industrial Electronics. 2011. Vol. 58, N. 9. P. 4087–4095.

10. **Raca D., Garca P., Reigosa D., Briz F., Lorenz R.** Carrier-signal selection for sensorless control of pm synchronous machines at zero and very low speeds // *IEEE Trans. on Industry Applications*. 2010. Vol. 46, N. 1. P. 167–178.
11. **Kim H., Huh K. K., Lorenz R., Jahns T.** A novel method for initial rotor position estimation for ipm synchronous machine drives // *IEEE Trans. on Industry Applications*. 2004. Vol. 40, N. 5. P. 1369–1378.
12. **Boussak M.** Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive // *IEEE Trans. on Power Electronics*. 2005. Vol. 20, N. 6. P. 1413–1422.
13. **Pillai H., Ortega R., Hernandez M., Devos T.** Robustness analysis of position observers for permanent magnet synchronous motors vis-a-vis rotor saliency // *Proc. of the 3rd International Electric Drives Production Conference (EDPC)*. 2013. N. 13998908.
14. **Ortega R., Praly L., Astol A., Lee J., Nam K.** Estimation of rotor position and speed of permanent magnet synchronous motors with guaranteed stability // *IEEE Transaction on Control Systems Technology*. 2013. V. 19, N. 3. P. 601–614.
15. **Chiasson J.** Modeling and High Performance Control of AC Drives. Wiley, 2005.
16. **Krause P. C.** Analysis of electric machinery. New York: McGraw Hill, 1986. P. 564.
17. **Aranovskiy S., Bobtsov A. A., Pyrkin A. A., Ortega R., Chaillet A.** Flux and position observer of permanent magnet synchronous motors with relaxed persistency of excitation conditions // *IFAC-PapersOnLine*. 2015. Vol. 48, N. 11. P. 301–306.
18. **Sastry S., Bodson M.** Adaptive Control: Stability, Convergence and Robustness. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ., 1989.
19. **Aranovskiy S., Bobtsov A., Ortega R., Pyrkin A.** Improved Transients in Multiple Frequencies Estimation via Dynamic Regressor Extension and Mixing // 12th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing. 2016. Vol. 49, N. 13. P. 99–104.
20. **Piippo A., Hinkkanen M., Luomi J.** Adaptation of motor parameters in sensorless pmsm drives // *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2009. Vol. 45, N. 1. P. 203–212.
21. **Nam K.** AC motor control and electric vehicle applications // CRC Press. 2010. P. 435.

Adaptive Observer of Rotor Position and Flux for Salient Synchronous Motor

D. N. Bazylev, bazylevd@mail.ru, A. A. Pyrkin, a.pyrkin@gmail.com

A. A. Bobtsov, bobtsov@mail.ru,

ITMO University, 197101, St. Petersburg, Russian Federation

Corresponding author: Bobtsov Aleksey A., D. Sc., Director, Professor, ITMO University, 197101, St. Petersburg, Russian Federation, e-mail: bobtsov@mail.ru

Accepted on September 25, 2018

Abstract

An algorithm of adaptive estimation of rotor flux and angular position for the salient synchronous motor with permanent magnets is presented. A new nonlinear parameterization of the dynamic motor model is proposed. Due to this parameterization the problem of position estimation is translated to the task of identification of unknown constant parameters. During the synthesis of estimation algorithm the currents and voltages of the stator windings, as well as the rotor speed, are assumed to be known signals. Two variants of the adaptive observer based on the standard gradient estimator and the algorithm of the dynamic extension of the regressor are proposed. It is proved that the both versions of the observer provide global exponential convergence of estimation errors to zero if the corresponding regression function satisfies the persistent excitation condition. Also, the latter version of the observer provides global asymptotic convergence if the regression function is square integrable. The results of numerical simulation demonstrate that the algorithm with the dynamic extension of the regressor provides a better quality of estimation transient processes in comparison with the standard gradient estimator.

Keywords: *synchronous motor with permanent magnets, salient rotor, nonlinear observer, parameter identification*

Acknowledgements. *This work was supported by the RF Ministry of Education and Science (RF Government resolution 218, April 9, 2010. (R&D project 03.G25.31.0251 dated April 28, 2017 at ITMO University "Creation of high-tech production of configurable frequency converters for new generation of synchronous precision high-speed high-power electromechanical drives").*

For citation:

Bazylev D. N., Pyrkin A. A., Bobtsov A. A. Adaptive Observer of Rotor Position and Flux for Salient Synchronous Motor, *Mekhatronika, Avtomatizatsia, Upravlenie*, 2019, vol. 20, no. 2, pp. 114–121.

DOI: 10.17587/mau.20.114-121

References

1. **Foo G., Rahman M. F.** Sensorless vector control of interior permanent magnet synchronous motor drives at very low speed without signal injection, *IET Elect. Power Appl.*, March 2010, vol. 4, no. 3, pp. 131–139.
2. **Nam K.** AC motor control and electric vehicle applications, CRC Press, 2010.
3. **Xiao D., Rahman M.** Sensorless direct torque control and flux controlled IPM synchronous machine fed by matrix converter over a wide speed range, *IEEE Trans. on Ind. Informat.*, 2013, vol. 9, no. 4, pp. 1855–1867.
4. **Kim S. Y., Ha I. J.** A new observer design method for hf signal injection sensorless control of ipmsms, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2008, vol. 55, no. 6, pp. 2525–2529.
5. **Bazylev D. N., Pyrkin A. A., Bobtsov A. A.** *Algoritm adaptivnogo bessensornogo upravleniâ sinhronnym dvigatelem* (Algorithm for adaptive sensorless control of synchronous motors), *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2018, vol. 18, no. 1, pp. 24–31 (in Russian). doi: 10.17586/2226-1494-2018-18-1-24-31
6. **Hinkkanen M., Tuovinen T., Harnefors L., Luomi, J.** A combined position and stator-resistance observer for salient pmsm drives: design and stability analysis, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 2012, vol.27, no. 2, pp. 601–609.

7. Wang Z., Lu K., Blaabjerg F. A simple startup strategy based on current regulation for backemf-based sensorless control of pmsm, *IEEE Trans. On Power Electronics*, 2012, vol. 27, no. 2, pp. 3817–3825.

8. Belie F. D., Sergeant P., Melkebeek J. A sensorless drive by applying test pulses without affecting the average-current samples, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 2010, vol. 25, no. 4, pp. 875–888.

9. Preindl M., Schaltz E. Sensorless model predictive direct current control using novel secondorder pll observer for pmsm drive systems, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no. 9, pp. 4087–4095.

10. Raca D., Garca P., Reigosa D., Briz F., Lorenz R. Carrier-signal selection for sensorless control of pm synchronous machines at zero and very low speeds, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2010, vol. 46, no. 1, pp. 167–178.

11. Kim H., Huh K. K., Lorenz R., Jahns T. A novel method for initial rotor position estimation for ipm synchronous machine drives, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2004, vol. 40, no. 5, pp. 1369–1378.

12. Boussak M. Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 2005, vol. 20, no. 6, pp. 1413–1422.

13. Pillai H., Ortega R., Hernandez M., Devos T. Robustness analysis of position observers for permanent magnet synchronous

motors vis-a-vis rotor saliency, *Proc. of the 3rd International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 2013, no. 13998908.

14. Ortega R., Praly L., Astol A., Lee J., am, K. Estimation of rotor position and speed of permanent magnet synchronous motors with guaranteed stability, *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, 2013, vol. 19, no. 3, pp. 601–614.

15. Chiasson J. Modeling and High Performance Control of AC Drives, Wiley, 2005.

16. Krause P. C. Analysis of electric machinery, New York, McGraw Hill, 1986, 564 p.

17. Aranovskiy S., Bobtsov A. A., Pyrkin A. A., Ortega R., Chaillet A. Flux and position observer of permanent magnet synchronous motors with relaxed persistency of excitation conditions, *IFAC-PapersOnLine*, 2015, vol. 48, no. 11, pp. 301–306.

18. Sastry S., Bodson M. Adaptive Control: Stability, Convergence and Robustness, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ., 1989.

19. Aranovskiy S., Bobtsov A., Ortega R., Pyrkin A. Improved Transients in Multiple Frequencies Estimation via Dynamic Regressor Extension and Mixing, 12th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing, 2016, vol. 49, no. 13, pp. 99–104.

20. Piippo A., Hinkkanen M., Luomi J. Adaptation of motor parameters in sensorless pmsm drives, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2009, vol. 45, no. 1, pp. 203–212.

21. Nam K. AC motor control and electric vehicle applications, CRC Press, 2010, 435 p.

ГЛАВНОЕ СОБЫТИЕ В ОБЛАСТИ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ, ТОЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ, МЕТРОЛОГИИ И ИСПЫТАНИЙ

МОСКОВСКИЙ МЕЖДУНАРОДНЫЙ ИННОВАЦИОННЫЙ ФОРУМ

ТОЧНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ – ОСНОВА КАЧЕСТВА И БЕЗОПАСНОСТИ

Москва, 15-17 мая 2019 года
ВДНХ, Павильон №75

ОРГАНИЗАТОРЫ:

 МИНПРОМТОРГ
РОССИИ

 РОССТАНДАРТ

ВЫСТАВОЧНЫЕ РАЗДЕЛЫ

 **METROEXPO**
МЕТРОЛОГИЯ, ИЗМЕРЕНИЯ И ИСПЫТАНИЯ

 **CONTROL&DIAGNOSTIC**
КОНТРОЛЬ И ДИАГНОСТИКА

 **LABTEST**
ЛАБОРАТОРНЫЕ ИСПЫТАНИЯ

 **PROMAUTOMATIC**
ПРОМЫШЛЕННАЯ АВТОМАТИЗАЦИЯ

 **RESMETERING**
УЧЁТ ЭНЕРГОРЕСУРСОВ

 **WEIGHT SALON**
ВЕСОВОЙ САЛОН



ЦИФРЫ И ФАКТЫ 2018 года:

Участники – 296 компаний из 24 стран мира

Посетители – 5046 специалистов из 63 регионов России

Площадь экспозиции – 6870 м²

ДИРЕКЦИЯ ФОРУМА

Тел./Факс: +7 (495) 937-40-23

E-mail: metrol@exprom.ru

Спешите забронировать стенд www.metrol.exprom.ru