



УДК 681.51

## АЛГОРИТМ АДАПТИВНОГО БЕССЕНСОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

Д.Н. Базылев<sup>а</sup>, А.А. Пыркин<sup>а</sup>, А.А. Бобцов<sup>а</sup><sup>а</sup> Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация

Адрес для переписки: bazylevd@mail.ru

**Информация о статье**

Поступила в редакцию 10.11.17, принята к печати 29.12.17

doi: 10.17586/2226-1494-2018-18-1-24-31

Язык статьи – русский

**Ссылка для цитирования:** 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. С. 24–31. doi: 10.17586/2226-1494-2018-18-1-24-31

**Аннотация**

Представлен алгоритм адаптивного бессенсорного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами, основанный на нелинейном наблюдателе положения ротора. Предложенный алгоритм базируется на методе векторного управления, в котором использованы оценки положения и скорости для генерации управляющих сигналов. Разработанный наблюдатель положения является развитием недавно предложенного наблюдателя, в котором оценка положения ротора рассчитывается исходя из оценок магнитного потока. Ключевая особенность данного наблюдателя заключается в том, что для оценки положения должны быть известны только два параметра двигателя – сопротивление и индуктивность статора. Результаты экспериментов, выполненных в работе, демонстрируют эффективность бессенсорного алгоритма управления с исходным наблюдателем по сравнению с современным промышленным бессенсорным регулятором. В свою очередь, предложенный бессенсорный алгоритм управления с модифицированным наблюдателем позволяет достичь более высокой точности оценки положения по сравнению с оригинальной версией.

**Ключевые слова**

бессенсорное управление, синхронный двигатель с постоянными магнитами, адаптивное управление, нелинейный наблюдатель, идентификация параметров

**Благодарности**

Работа выполнена при государственной финансовой поддержке ведущих университетов (субсидия 074-U01) и при финансовой поддержке РФФИ (грант 17-58-53129). Авторы выражают особую благодарность Слободану Вукосавичу, Александру Станковичу и Ромео Ортеге за оказанную помощь в данной работе.

## ALGORITHM FOR ADAPTIVE SENSORLESS CONTROL OF SYNCHRONOUS MOTORS

D.N. Bazylev<sup>а</sup>, A.A. Pyrkin<sup>а</sup>, A.A. Bobtsov<sup>а</sup><sup>а</sup> ITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation

Corresponding author: bazylevd@mail.ru

**Article info**

Received 10.11.17, accepted 29.12.17

doi: 10.17586/2226-1494-2018-18-1-24-31

Article in Russian

**For citation:** Bazylev D.N., Pyrkin A.A., Bobtsov A.A. 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

**Abstract**

We present an algorithm for adaptive sensorless control of a synchronous motor with permanent magnets based on nonlinear observer of rotor position. The proposed algorithm is based on the vector control method, which uses position and velocity estimates for generation of control signals. The developed observer is an extension of recently proposed robust observer, which generates the estimate of rotor position using magnetic flux estimates. The key feature of this observer is that only two motor parameters should be known for position estimation – stator resistance and inductance. The results of the experiments performed in the work demonstrate the effectiveness of the sensorless control algorithm with the original observer in comparison with the modern industrial sensorless controller. In turn, the proposed sensorless control algorithm with a modified observer results in a higher accuracy of position estimation in comparison with the original version.

**Keywords**

sensorless control, synchronous motor with permanent magnets, adaptive control, nonlinear observer, parameter identification

**Acknowledgements**

This paper is supported by the Government of the Russian Federation (grant 074-U01) and Russian Foundation for Basic Research (grant 17-58-53129). The authors express special gratitude to Slobodan Vukosavic, Alex Stankovic and Romeo Ortega for their assistance in this study.

**Введение**

Основные преимущества использования бессенсорного управления для синхронных двигателей с постоянными магнитами (СДПМ) заключаются в упрощении конструкции, снижении затрат и повышении надежности функционирования двигателя. Также в некоторых технических устройствах, таких как краны, лифты, вакуумные насосы, установка датчика положения ротора может вызывать существенные трудности. Другим преимуществом использования бессенсорных регуляторов является увеличение механической прочности из-за отсутствия кабелей, разъемов и периферийных модулей, связанных с установкой датчиков. В связи с вышеупомянутыми причинами было разработано множество различных бессенсорных алгоритмов управления для СДПМ [1–3].

Многие современные наблюдатели положения ротора, например [4, 5], обеспечивают удовлетворительную оценку на средних и высоких скоростях. Однако большинство предложенных подходов сталкивается с проблемами в некоторых промышленных применениях, особенно на низких скоростях, когда информация о положении ротора, содержащаяся в электродвижущей силе (ЭДС), достигает уровня шума. Смещения, неопределенности параметров и недостатки инвертора приводят к ошибкам в бессенсорных решениях, которые используют основные частотные составляющих напряжений и токов статора [6–8]. Ввиду этого одним из способов сравнения бессенсорных алгоритмов управления является проверка их работоспособности на низких скоростях.

Как показано в [9, 10], улучшенная работа на очень низких скоростях и в состоянии покоя может быть достигнута путем введения соответствующего тестового сигнала, тем самым обеспечивая средства для оценки колебаний индуктивности статора, которые, в свою очередь, связаны с положением ротора. Однако использование тестовых сигналов неизбежно приводит к увеличению потерь, а также может требовать более дорогостоящих датчиков и более высокой производительности микроконтроллера.

В настоящей работе предпочтение отдается «неинвазивным» методам, которые не приводят к колебаниям крутящего момента, вызванным введением тестовых сигналов (например, при точном позиционировании). Предложена модифицированная версия наблюдателя, описанного в [11]. При этом вместо градиентного алгоритма оценки использована процедура динамического расширения регрессора (ДРР) [12], что в результате позволяет снизить ошибку оценки положения ротора. Особенность нелинейного наблюдателя положения, предложенного в [11], заключается в том, что для оценки положения необходимо только знание сопротивления и индуктивности статора, в то время как механические параметры и постоянная магнитного потока не требуются. Последний параметр необходим, например, в [13] и [14]. На базе модифицированной и оригинальной версии наблюдателя [11] сформированы бессенсорные регуляторы, основанные на векторном методе управления. Эффективность предлагаемых решений продемонстрирована экспериментально путем сравнения на низких и высоких скоростях с современным регулятором, который является представителем промышленных двигателей и сервоприводов в настоящее время.

**Постановка задачи**

Рассмотрим классическую стационарную двухфазную  $\alpha\beta$  модель ненасыщенного неявнополюсного СДПМ, представленную в [3]:

$$\begin{aligned} \dot{\lambda}_{\alpha\beta} &= \mathbf{v}_{\alpha\beta} - R\mathbf{i}_{\alpha\beta}, \\ J\dot{\omega} &= -B\omega + \tau_e - \tau_L, \\ \dot{\theta} &= \omega, \end{aligned} \tag{1}$$

где  $\lambda_{\alpha\beta} \in R^2$  – общий магнитный поток;  $\mathbf{i}_{\alpha\beta} \in R^2$  – токи статора;  $\mathbf{v}_{\alpha\beta} \in R^2$  – напряжения статора;  $R > 0$  – сопротивление обмоток статора;  $J > 0$  – момент инерции ротора;  $\theta \in [0, 2\pi)$  – угол поворота ротора;  $\omega \in R$  – механическая угловая скорость вращения ротора;  $B \geq 0$  – коэффициент вязкого трения;  $\tau_L \in R$  – нагрузочный момент, который может быть переменной величиной;  $\tau_e$  – электромагнитный момент, развиваемый двигателем;  $\dot{\lambda}_{\alpha\beta} = p\lambda_{\alpha\beta}$ ;  $\dot{\omega} = p\omega$ ;  $\dot{\theta} = p\theta$ ;  $p = \frac{d}{dt}$  – дифференциальный оператор.

Для неявнополюсного СДПМ общий магнитный поток удовлетворяет равенству

$$\lambda_{\alpha\beta} = L\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \lambda_m \begin{bmatrix} \cos(n_p \theta) \\ \sin(n_p \theta) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где  $L > 0$  – индуктивность статора;  $\lambda_m$  – магнитный поток от постоянных магнитов;  $n_p \in \mathbb{N}$  – количество пар полюсов. Целью является оценка положения ротора  $\theta(t)$  и использование полученной оценки для управления двигателем.

### Наблюдатель положения и алгоритм управления для СДПМ

**Параметризация модели.** Следуя [11], обозначим компоненту магнитного потока  $\lambda(t)$  в качестве нового вектора  $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \lambda_m \begin{bmatrix} \cos(n_p \theta) \\ \sin(n_p \theta) \end{bmatrix}$  и введем две новые вспомогательные переменные:

$$\dot{\mathbf{z}}_1(t) = \mathbf{v}_{\alpha\beta}(t), \quad \dot{\mathbf{z}}_2(t) = \mathbf{i}_{\alpha\beta}(t).$$

Далее, дифференцируя (2) и объединяя полученное с первым уравнением системы (1), получим

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{v}_{\alpha\beta} - L \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} - R\mathbf{i}_{\alpha\beta}. \quad (3)$$

Интегрирование уравнения (3) дает

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{m}(t) + \boldsymbol{\eta}, \quad (4)$$

где переменный вектор  $\mathbf{m}(t) = \mathbf{z}_1(t) - L\mathbf{i}_{\alpha\beta}(t) - R\mathbf{z}_2(t)$  является известным, а вектор постоянных величин  $\boldsymbol{\eta} = \mathbf{x}(0) - \mathbf{z}_1(0) + L\mathbf{i}_{\alpha\beta}(0) + R\mathbf{z}_2(0)$  представляет собой начальные условия потока  $\lambda(0)$  – неизвестные постоянные величины, которые требуется идентифицировать.

**Наблюдатель положения и скорости.** Незмеримый угол  $\theta$  может быть восстановлен из (4), используя оценку вектора неизвестных параметров  $\boldsymbol{\eta}$ :

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{m}(t) + \hat{\boldsymbol{\eta}}(t), \quad \hat{\theta} = \frac{1}{n_p} \arctan \left( \frac{\hat{x}_2}{\hat{x}_1} \right). \quad (5)$$

В [11] доказано, что построенный нелинейный наблюдатель положения глобально сходится при некоторых обоснованных предположениях, связанных с типовыми режимами работы двигателя, и все сигналы в системе ограничены. Для оценки скорости вращения ротора может быть использован стандартный алгоритм, основанный на методе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [3].

Таким образом, задача оценки положения может быть преобразована в задачу идентификации двух параметров  $\boldsymbol{\eta}$  в (5).

Возведем в квадрат обе части уравнения (4) и используем основное тригонометрическое тождество. В результате зависимость от угла  $\theta$  будет устранена, и полученное уравнение можно переписать в виде стандартной регрессионной модели:

$$\mathbf{g} = 2\mathbf{m}^T \boldsymbol{\eta} + C,$$

где переменные  $\mathbf{g}$  и  $\mathbf{m}$  являются измеримыми, а  $C = -\lambda_m^2 + \eta_1^2 + \eta_2^2$ .

Применим к обеим частям последнего уравнения фильтр  $F(p) := \left[ \frac{ap}{p+\alpha} \right]$  с дифференциальным оператором  $p = \frac{d}{dt}$ . Благодаря данной фильтрации можно пренебречь влиянием неизвестной постоянной  $C$  и получить стандартную линейную регрессионную модель

$$y = 2\mathbf{q}^T \boldsymbol{\eta}, \quad (6)$$

где сигналы  $y = F(p)\mathbf{g}$  и  $\mathbf{q} = F(p)\mathbf{m}$  являются измеримыми.

**Градиентный алгоритм [11].** В работе [11] для оценки  $\boldsymbol{\eta}$  был использован следующий классический градиентный алгоритм:

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\eta}}} = \Gamma \left( \frac{1}{2} \mathbf{q}y - \mathbf{q}\mathbf{q}^T \hat{\boldsymbol{\eta}} \right), \quad (7)$$

где  $\Gamma = \Gamma^T > 0$  – матрица адаптации.

### Модифицированный алгоритм оценки параметров

Чтобы получить более высокую скорость сходимости и повысить качество переходных процессов, градиентный алгоритм оценки может быть заменен алгоритмом ДРП [12]. Процедура ДРП состоит из двух основных этапов:

1. применение динамического оператора к исходной регрессионной модели, что приводит к получению новых регрессорных моделей;
2. формирование расширенной регрессионной модели с соответствующим смешиванием новых регрессоров.

В качестве динамического оператора выберем линейный стационарный фильтр  $H(p) = \frac{\beta}{p + \beta}$  с настраиваемым параметром  $\beta > 0$ . Для получения второй регрессионной модели применим данный фильтр к обеим частям исходной модели регрессора (6) и пренебрежем экспоненциально затухающей компонентой:

$$\bar{y}(t) = \bar{q}^T(t)\eta.$$

Здесь и далее в работе экспоненциально затухающие члены исключены из дальнейшего рассмотрения:  $\bar{y} = H(p)y$  и  $\bar{q} = H(p)q$ .

Сформируем расширенный регрессор в виде

$$Y_e(t) = Q_e(t)\eta,$$

что в развернутой матричной записи представлено как  $\begin{bmatrix} y \\ \bar{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1 & q_2 \\ \bar{q}_1 & \bar{q}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix}$ . Умножив последнее уравнение

слева на союзную матрицу от  $Q_e$   $\text{adj}\{Q_e\} = \begin{bmatrix} \bar{q}_2 & -q_2 \\ -\bar{q}_1 & q_1 \end{bmatrix}$ , получим

$$\begin{bmatrix} \bar{q}_2 y - q_2 \bar{y} \\ q_1 \bar{y} - \bar{q}_1 y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{q}_2 q_1 - q_2 \bar{q}_1 & 0 \\ 0 & \bar{q}_2 q_1 - q_2 \bar{q}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Уравнение (8) представляет собой две отдельных регрессионных модели для каждого из неизвестных параметров  $\eta_1$  and  $\eta_2$  вместо одного исходного регрессора (6), сочетающего в себе оба параметра.

Обозначив  $\xi_1 = \bar{q}_2 y - q_2 \bar{y}$ ,  $\xi_2 = q_1 \bar{y} - \bar{q}_1 y$ ,  $\phi = \bar{q}_2 q_1 - q_2 \bar{q}_1$ , выполним последний шаг в процедуре ДРР – сконструируем скалярные устройства оценки для моделей  $\xi_1 = \phi \eta_1$  и  $\xi_2 = \phi \eta_2$ :

$$\dot{\hat{\eta}}_1 = \gamma_1 (\xi_1 \phi - \phi^2 \hat{\eta}_1), \quad \dot{\hat{\eta}}_2 = \gamma_2 (\xi_2 \phi - \phi^2 \hat{\eta}_2),$$

с коэффициентами адаптации  $\gamma_1 > 0$  и  $\gamma_2 > 0$  для градиентных алгоритмов оценки.

Чтобы подчеркнуть преимущества использования алгоритма ДРР по сравнению со стандартным градиентным алгоритмом, выпишем их уравнения ошибок. Модель ошибки градиентного алгоритма (7), используемого в [11], задается дифференциальным уравнением

$$\dot{\tilde{\eta}} = -\Gamma q q^T \tilde{\eta}.$$

Необходимым и достаточным условием асимптотической устойчивости последней системы является строгое условие незатухающего возбуждения регрессионной функции  $q$ .

С другой стороны, новый подход, основанный на ДРР-процедуре, приводит к двум отдельным моделям ошибок  $\dot{\tilde{\eta}}_{1,2} = -\gamma_{1,2} \phi^2 \tilde{\eta}_{1,2}$ , решениями которых являются

$$\tilde{\eta}_{1,2}(t) = e^{-\gamma_{1,2} \int_0^t \phi^2(s) ds} \tilde{\eta}_{1,2}(0).$$

Отметим, что устройство оценки с ДРР требует выполнения условия, отличного от незатухающего возбуждения: функция  $\phi$  не должна быть квадратично интегрируемой.

### Адаптивный бессенсорный алгоритм управления

Общая структура бессенсорного алгоритма управления синхронным двигателем (СД) с предложенным нелинейным наблюдателем приведена на рис. 1. Алгоритм управления построен на базе метода векторного управления, включающего в себя регуляторы тока во вращающейся системе координат и регулятор скорости. Выходными измеряемыми переменными двигателя являются фазные токи статора  $i_a, i_b, i_c$ , генерируемые инвертором на основе БТИЗ (биполярный транзистор с изолированным затвором), который подключен к источнику питания с напряжением  $E_{dc}$ . Токи  $i_{\alpha\beta}$  рассчитываются из значений  $i_a, i_b, i_c$  посредством перехода из стационарной трехфазной системы координат (3Ф)  $abc$  в двухфазную (2Ф)  $\alpha\beta$ . Задающими сигналами для СДПМ являются напряжения статора  $v_{\alpha\beta}$ . Оценка положения ротора, генерируемая нелинейным наблюдателем, используется в преобразовании Парка для перехода во вращающуюся систему координат  $dq$ , связанную с ротором. Схема управления содержит контур  $d$ , контролирующий общий магнитный поток с нулевым (0) задающим сигналом по току  $i_d$ , а также контур  $q$ , который регулирует момент и скорость двигателя.

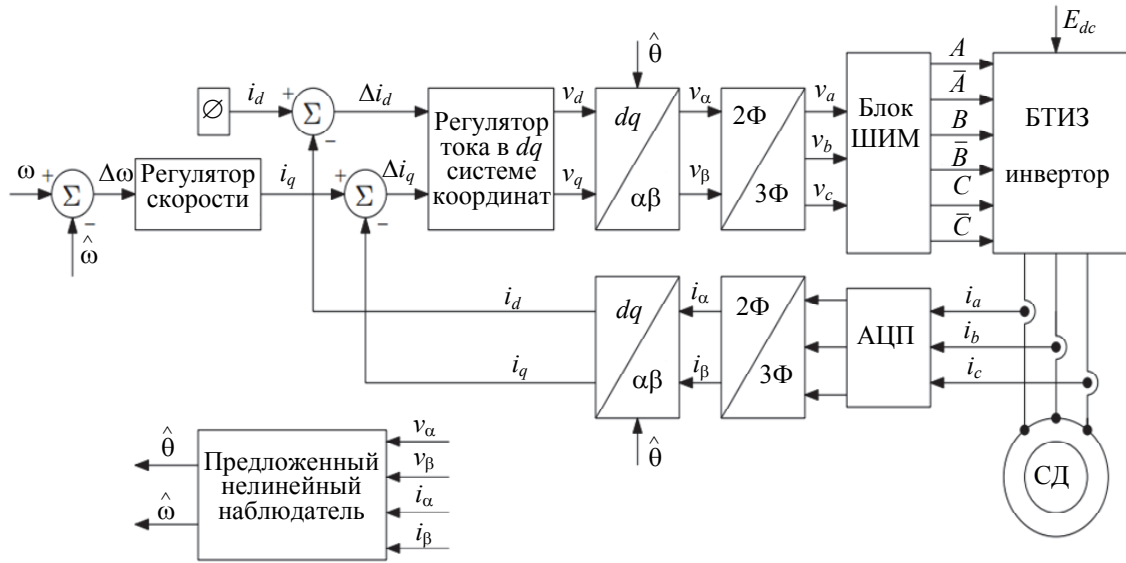


Рис. 1. Структура бессенсорного алгоритма управления синхронным двигателем (СД) с предложенным нелинейным наблюдателем: А, В и С – управляющие сигналы, поступающие с блока широтно-импульсной модуляции (ШИМ) на инвертор; Σ – сумматор; АЦП – аналого-цифровой преобразователь

### Результаты экспериментов

Экспериментальная установка включает в себя программируемый двухосевой промышленный сервоусилитель [15] с контроллером DSP и два синхронных двигателя с постоянными магнитами [16], которые имеют по 3 пары полюсов. Тестируемый двигатель соединен с другим двигателем того же типа зубчатым ремнем. Питание двигателей осуществляется от инверторов на основе БТИЗ с напряжением источника питания 520 В. Управление тестируемым двигателем осуществляется в «режиме управления скоростью». Второй двигатель используется в качестве программируемой нагрузки. Тестируемый двигатель имеет датчик положения, измерения которого используются только для расчета ошибки оценки наблюдателями положения и действительной скорости двигателя. Поскольку в реальном двигателе измерения токов и напряжений имеют некоторое смещение и содержат помехи, то интегрирование в (4) может привести к неограниченному росту оценок переменных состояния СДПМ. Данный недостаток может быть устранен с помощью модификации, предложенной в [17]. Исследования, представленные в данном разделе, выполнены совместно со Слободаном Вукосавичем, кандидатом наук кафедры электротехники Университета Белграда.

На рис. 2 представлены результаты сравнения бессенсорных регуляторов, основанных на нелинейном наблюдателе из [11] и наблюдателе из [18]. Последний зачастую используется в промышленности при бессенсорном управлении двигателями переменного тока. Краткий обзор данного подхода, который основан на интегрировании противо-ЭДС, также приведен в [16]. Рис. 2, а, соответствует скорости вращения ротора 2,09 рад/с, а рис. 2, б, – более высокому значению – 33,52 рад/с. С целью повышения реалистичности экспериментов, программируемый крутящий момент нагрузки задан в форме медленно меняющегося пилообразного сигнала, который изменяется от +0,1 Нм до -0,1 Нм. Задание нагрузочного момента в таком виде соответствует усложненным условиям проверки эффективности бессенсорного алгоритма управления ввиду малых значений токов, знак которых критически важен для компенсации времени блокировки. Для наблюдателя [11] применены нулевые начальные условия и параметры без учета настройки:  $\alpha = 100, \Gamma = \mathbf{I}_1$ . На рис. 2, а, показано, что оценки современного наблюдателя  $\tilde{\theta}_1$  являются ненадежными, так как превышают значение в один оборот вала ротора, что может приводить к скачкообразным изменениям скорости вращения. При этом ошибка оценки положения  $\tilde{\theta}_2$  наблюдателем [11] является удовлетворительной. На более высоких скоростях (рис. 2, б), при которых оба регулятора сохраняют работоспособность, величина ошибки оценки исходного наблюдателя существенно ниже.

На рис. 3 представлены преимущества использования модифицированного нелинейного наблюдателя  $\tilde{\theta}_3$  по сравнению с наблюдателем  $\tilde{\theta}_2$  из [11]. Скорость вращения двигателя равна 3,77 рад/с. К двигателю применена постоянная нагрузка, равная 1 Нм. Параметры для исходного наблюдателя те же, что и в предыдущем эксперименте. Для новой версии использованы без учета настройки  $\beta = 10, \gamma_{1,2} = 1$ . Можно заключить, что адаптивный бессенсорный алгоритм управления с модифицированным наблюдателем позволяет достичь более низкого значения ошибки оценки положения.

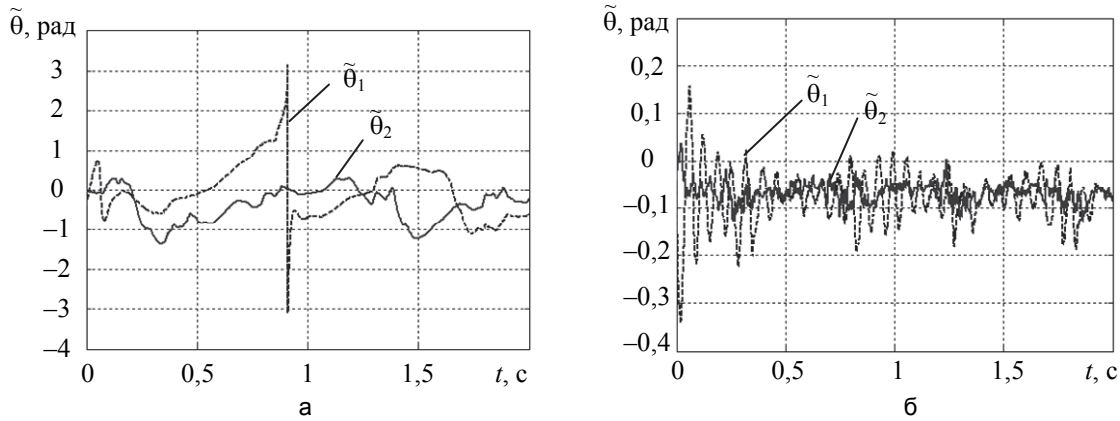


Рис. 2. Ошибки оценки положения для современного бессенсорного регулятора  $\tilde{\theta}_1$  и бессенсорного регулятора с нелинейным наблюдателем  $\tilde{\theta}_2$  из [11] при скорости: 2,09 рад/с (а); 33,52 рад/с (б)

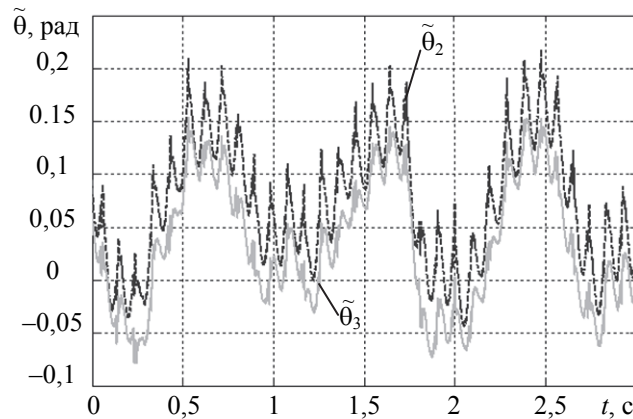


Рис. 3. Ошибки оценки положения для бессенсорных регуляторов с наблюдателем  $\tilde{\theta}_2$  из [11] и модифицированным наблюдателем  $\tilde{\theta}_3$  при скорости 3,77 рад/с

### Заключение

Работа посвящена модификации недавно предложенного нелинейного и глобально сходящегося наблюдателя положения [11] для неявнополусных синхронных двигателей с постоянными магнитами. При синтезе нового наблюдателя (так же как и для оригинальной версии) было допущено, что токи и напряжения обмоток статора измеримы, а известными параметрами двигателя являются только сопротивление  $R$  и индуктивность  $L$  статора. Основной идеей для развития ранее предложенного результата является использование процедуры динамического расширения регрессора для оценки двух неизвестных параметров, связанных с начальным магнитным потоком, которые позволяют оценить положение ротора. Показано, что для сходимости нового наблюдателя не требуется строгое условие незатухающего возбуждения регрессионной функции – вместо этого соответствующая функция  $\phi$  в новом наблюдателе не должна быть квадратично интегрируемой. На основе модифицированной и исходной версий наблюдателя синтезированы бессенсорные алгоритмы управления. Проведены экспериментальные исследования и выполнено сравнение с современным промышленным бессенсорным регулятором. Продемонстрировано, что предложенное решение сохраняет работоспособность на более низких скоростях, чем современный бессенсорный алгоритм управления, и обладает улучшенными точностными характеристиками.

### Литература

1. Foo G., Rahman M.F. Sensorless vector control of interior permanent magnet synchronous motor drives at very low speed without signal injection // IET Electric Power Applications. 2010. V. 4. N 3. P. 131–139. doi: 10.1049/iet-epa.2009.0024
2. Acarnley P.P., Watson J.F. Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2006. V. 53. N 2.

### 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 Electric Power Applications*, 2010, vol. 4, no. 3, pp. 131–139. doi: 10.1049/iet-epa.2009.0024
2. Acarnley P.P., Watson J.F. Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines. *IEEE*

- P. 352–362. doi: 10.1109/TIE.2006.870868
3. Nam K.H. *AC Motor Control and Electric Vehicle Applications*. CRC Press, 2010. 435 p.
  4. Kim H., Son J., Lee J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011. V. 58. N 9. P. 4069–4077. doi: 10.1109/TIE.2010.2098357
  5. Kommuri S.K., Veluvolu K.C., Defoort M. Robust observer with higher-order sliding mode for sensorless speed estimation of a PMSM // *Proc. European Control Conference*. Zurich, Switzerland, 2013. P. 4598–4603.
  6. Lu K., Lei X., Blaabjerg F. Artificial inductance concept to compensate nonlinear inductance effects in the back EMF-based sensorless control method for PMSM // *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2013. V. 28. N 3. P. 593–600. doi: 10.1109/TEC.2013.2261995
  7. Hinkkanen M., Tuovinen T., Harnefors L., Luomi J. A combined position and stator-resistance observer for salient PMSM drives: design and stability analysis // *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011. V. 27. N 2. P. 601–609. doi: 10.1109/TPEL.2011.2118232
  8. Paulus D., Stumper J.F., Kennel R. Sensorless control of synchronous machines based on direct speed and position estimation in polar stator-current coordinates // *IEEE Transactions on Power Electron.* 2013. V. 28. N 5. P. 2503–2513. doi: 10.1109/TPEL.2012.2211384
  9. Raca D., Garcia P., Reigosa D.D., Briz F., Lorenz R.D. Carrier-signal selection for sensorless control of PM synchronous machines at zero and very low speeds // *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2010. V. 46. N 1. P. 167–178. doi: 10.1109/TIA.2009.2036551
  10. Wallmark O., Harnefors L. Sensorless control of salient PMSM drives in the transition region // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006. V. 53. N 4. P. 1179–1187. doi: 10.1109/TIE.2006.878315
  11. Bobtsov A., Pyrkin A., Ortega R., Vukosavic S., Stankovic A., Panteley E. A robust globally convergent position observer for the permanent magnet synchronous motor // *Automatica*, 2015. V. 61. P. 47–54. doi: 10.1016/j.automatica.2015.07.032
  12. Aranovskiy S., Bobtsov A., Ortega R., Pyrkin A. Performance enhancement of parameter estimators via dynamic regressor extension and mixing // *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2017. V. 62. N 7. P. 3546–3550. doi: 10.1109/TAC.2016.2614889
  13. Genduso F., Miceli R., Rando C., Galluzzo G.R. Back EMF sensorless-control algorithm for high-dynamic performance PMSM // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010. V. 57. N 6. P. 2092–2100. doi: 10.1109/TIE.2009.2034182
  14. Ortega R., Praly L., Astolfi A., Lee J., Nam K. Estimation of rotor position and speed of permanent magnet synchronous motors with guaranteed stability // *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2011. V. 19. N 3. P. 601–614. doi: 10.1109/TCST.2010.2047396
  15. *DM2020 Data Manual*. MOOG Italiana S.r.l. Casella, Italy, 2011.
  16. *Fastact Servo Motors Data Sheets*. Vickers Electrics. Genoa, Italy, 1994.
  17. Pyrkin A., Vedyakov A., Ortega R., Bobtsov A. A robust adaptive flux observer for a class of electromechanical systems // *arXiv preprint arXiv:1711.02737*, 2017.
  18. Shin M.H., Hyun D.S., Cho S.B., Choe S.Y. An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2000. V. 15. N 2. P. 312–318. doi: 10.1109/63.838104
  19. *Transactions on Industrial Electronics*, 2006, vol. 53, no. 2, pp. 352–362. doi: 10.1109/TIE.2006.870868
  3. Nam K.H. *AC Motor Control and Electric Vehicle Applications*. CRC Press, 2010, 435 p.
  4. Kim H., Son J., Lee J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no. 9, pp. 4069–4077. doi: 10.1109/TIE.2010.2098357
  5. Kommuri S.K., Veluvolu K.C., Defoort M. Robust observer with higher-order sliding mode for sensorless speed estimation of a PMSM. *Proc. European Control Conference*. Zurich, Switzerland, 2013, pp. 4598–4603.
  6. Lu K., Lei X., Blaabjerg F. Artificial inductance concept to compensate nonlinear inductance effects in the back EMF-based sensorless control method for PMSM. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2013, vol. 28, no. 3, pp. 593–600. doi: 10.1109/TEC.2013.2261995
  7. Hinkkanen M., Tuovinen T., Harnefors L., Luomi J. A combined position and stator-resistance observer for salient PMSM drives: design and stability analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, vol. 27, no. 2, pp. 601–609. doi: 10.1109/TPEL.2011.2118232
  8. Paulus D., Stumper J.F., Kennel R. Sensorless control of synchronous machines based on direct speed and position estimation in polar stator-current coordinates. *IEEE Transactions on Power Electron*, 2013, vol. 28, no. 5, pp. 2503–2513. doi: 10.1109/TPEL.2012.2211384
  9. Raca D., Garcia P., Reigosa D.D., Briz F., Lorenz R.D. Carrier-signal selection for sensorless control of PM synchronous machines at zero and very low speeds. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2010, vol. 46, no. 1, pp. 167–178. doi: 10.1109/TIA.2009.2036551
  10. Wallmark O., Harnefors L. Sensorless control of salient PMSM drives in the transition region. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006, vol. 53, no. 4, pp. 1179–1187. doi: 10.1109/TIE.2006.878315
  11. Bobtsov A., Pyrkin A., Ortega R., Vukosavic S., Stankovic A., Panteley E. A robust globally convergent position observer for the permanent magnet synchronous motor. *Automatica*, 2015, vol. 61, pp. 47–54. doi: 10.1016/j.automatica.2015.07.032
  12. Aranovskiy S., Bobtsov A., Ortega R., Pyrkin A. Performance enhancement of parameter estimators via dynamic regressor extension and mixing. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2017, vol. 62, no. 7, pp. 3546–3550. doi: 10.1109/TAC.2016.2614889
  13. Genduso F., Miceli R., Rando C., Galluzzo G.R. Back EMF sensorless-control algorithm for high-dynamic performance PMSM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, vol. 57, no. 6, pp. 2092–2100. doi: 10.1109/TIE.2009.2034182
  14. Ortega R., Praly L., Astolfi A., Lee J., Nam K. Estimation of rotor position and speed of permanent magnet synchronous motors with guaranteed stability. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2011, vol. 19, no. 3, pp. 601–614. doi: 10.1109/TCST.2010.2047396
  15. *DM2020 Data Manual*. MOOG Italiana S.r.l. Casella, Italy, 2011.
  16. *Fastact Servo Motors Data Sheets*. Vickers Electrics. Genoa, Italy, 1994.
  17. Pyrkin A., Vedyakov A., Ortega R., Bobtsov A. A robust adaptive flux observer for a class of electromechanical systems. *arXiv preprint*, arXiv:1711.02737, 2017.
  18. Shin M.H., Hyun D.S., Cho S.B., Choe S.Y. An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2000, vol. 15, no. 2, pp. 312–318. doi: 10.1109/63.838104

## Авторы

**Базылев Дмитрий Николаевич** – аспирант, Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация, Scopus ID: 55887939500, ORCID ID: 0000-0003-4416-5731, bazylevd@mail.ru

## Authors

**Dmitry N. Bazylev** – postgraduate, ITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation, Scopus ID: 55887939500, ORCID ID: 0000-0003-4416-5731, bazylevd@mail.ru

**Пыркин Антон Александрович** – доктор технических наук, доцент, декан факультета, профессор, Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация, Scopus ID: 26656070700, ORCID ID: 0000-0001-8806-4057, a.pyrkin@gmail.com

**Бобцов Алексей Алексеевич** – доктор технических наук, профессор, директор мегафакультета, заведующий кафедрой, Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация, Scopus ID: 8046819200, ORCID ID: 0000-0003-1854-6717, bobtsov@mail.ru

**Anton A. Pyrkin** – D.Sc., Associate Professor, Dean, Professor, ITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation, Scopus ID: 26656070700, ORCID ID: 0000-0001-8806-4057, a.pyrkin@gmail.com

**Alexey A. Bobtsov** – D.Sc., Professor, Director of Megafaculty, Head of Chair, ITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation, Scopus ID: 8046819200, ORCID ID: 0000-0003-1854-6717, bobtsov@mail.ru