

АВТОМАТИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ И РОБОТОТЕХНИКА

AUTOMATIC CONTROL AND ROBOTICS

10.17586/2226-1494-2024-24-3-415-423

УДК 62-503.57

**Синтез наблюдателя электродвижущей силы вращения
синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов
с переключаемой структурой и самонастраивающимися подсистемами
фильтрации и оценки углового положения****Олег Викторович Нос¹, Тамара Валерьевна Пудкова², Наталья Ивановна Нос³**¹ Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, 630073, Российская Федерация² Санкт-Петербургский горный университет, Санкт-Петербург, 199106, Российская Федерация³ Новосибирский государственный университет экономики и управления «НИНХ», Новосибирск, 630099, Российская Федерация¹ nos@corp.nstu.ru, <https://orcid.org/0000-0001-5737-5354>² pudkova_tv@pers.spmi.ru, <https://orcid.org/0000-0002-0192-9490>³ nnatalyanos@yandex.ru, <https://orcid.org/0000-0002-3981-4082>**Аннотация**

Введение. В качестве основного источника механического движения часто применяются синхронные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов. Они находят применение в составе высокоточных прецизионных систем слежения, автономных средствах передвижения, промышленных роботах, силовых тяговых установках морского применения, беспилотных летательных аппаратах. Это объясняется преимуществами данного класса электрических машин по сравнению с другими типами электромеханических преобразователей энергии, включая асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. С целью снижения стоимостных показателей электромеханических систем переменного тока желательно отказаться от установки на валу каких-либо датчиков. В этом случае формирование управляющих воздействий на объект осуществляется на основании измерения только электрических величин — трехфазных токов и напряжений. **Метод.** В работе предлагается решение задачи синтеза бездатчикового алгоритма векторного управления неявнополусным синхронным двигателем с магнитоэлектрической системой возбуждения. Система построена на основе наблюдателя состояния полного порядка с преднамеренной организацией скользящего режима. В результате обеспечивается малая чувствительность выхода к негативному действию внешних сигнальных и внутренних параметрических возмущений. Для исключения влияния высокочастотных гармоник в оценках электродвижущей силы вращения статора на качество и точность вычисления углового положения вала предложено использовать полосовой фильтр с автоматическим слежением резонансной частоты за задающим воздействием на угловую скорость вала. С целью получения текущей информации о неизмеряемых механических координатах синхронной электрической машины применяется специальная динамическая подсистема восстановления текущей информации с самонастраивающейся структурой последовательного пропорционально-интегрального корректирующего устройства. **Основные результаты.** Эффективность и работоспособность метода подтверждена результатами моделирования в программном приложении MATLAB/Simulink. Моделирование выполнено в режиме пуска синхронной электрической машины с нулевых начальных условий под нагрузкой «вентиляторного» типа. Результаты моделирования показали, что синтезированный закон бездатчикового векторного управления обеспечивает высокое быстродействие в совокупности с малым отклонением оценки угла поворота ротора от текущего значения как в переходном, так и в установившемся процессах. **Обсуждение.** Предложенное решение в рамках бездатчикового векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами позволяет расширить диапазон регулирования механических координат электрической машины. Гарантируется малая чувствительность процессов оценки углового положения ротора к интервальному изменению параметров системы. Обеспечивается высококачественное подавление пульсаций вследствие разрывного характера процессов. Таким образом расширяются области практического применения частотно-регулируемого синхронного электропривода без установки датчика на валу.

© Нос О.В., Пудкова Т.В., Нос Н.И., 2024

Ключевые слова

синхронный двигатель с постоянными магнитами, бездатчиковое векторное управление, наблюдатель ЭДС вращения, скользящий режим, самонастраивающийся полосовой фильтр

Ссылка для цитирования: Нос О.В., Пудкова Т.В., Нос Н.И. Синтез наблюдателя электродвижущей силы вращения синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов с переключаемой структурой и самонастраивающимися подсистемами фильтрации и оценки углового положения // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2024. Т. 24, № 3. С. 415–423. doi: 10.17586/2226-1494-2024-24-3-415-423

The sliding-mode observer for PMSM field-oriented sensorless control with adaptive filter and PLL

Oleg V. Nos¹, Tamara V. Pudkova², Natalya I. Nos³

¹ Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, 630073, Russian Federation

² Saint Petersburg mining university, Saint Petersburg, 199106, Russian Federation

³ Novosibirsk State University of Economics and Management, Novosibirsk, 630099, Russian Federation

¹ nos@corp.nstu.ru, <https://orcid.org/0000-0001-5737-5354>

² pudkova_tv@pers.spmi.ru, <https://orcid.org/0000-0002-0192-9490>

³ nnatalyanos@yandex.ru, <https://orcid.org/0000-0002-3981-4082>

Abstract

More recently, permanent magnet synchronous motors (PMSM) have been widely applied to power source for different applications, such as high precision tracking systems, standalone electric and unmanned aerial vehicles, industrial robotics, marine propulsions, etc., due to their advantages to conventional competitors for example induction motor with squirrel-cage rotor. In order to reduce the cost of AC drive, the removal of the mechanical sensors is required. Hence, the sensorless motor control is more preferable and is based on electrical measurements, namely, three-phase currents and voltages. The paper is devoted to sensorless field-oriented control design procedure for a non-salient PMSM. The proposed control strategy is employed on full order sliding-mode observer which provides the output insensitivity to parameter changes and disturbances. In order to reduce the high-frequency chattering and enhance the rotor position estimation quality and accuracy, the band-pass filter with tracking of the central frequency to the speed reference is applied. To obtain actual information about the unmeasurable rotor position and speed, the phase-locked loop with cascade connection of adaptive proportional-integral controller is employed. A simulation of the dynamic starting mode of a PMSM under zero initial conditions has been performed by MATLAB/Simulink environment. As can be concluded from the simulation results, proposed sensorless field-oriented control strategy provides quick response as well as low rotor position estimation error both transient and steady-state behavior. The research significance of proposed PMSM sensorless field-oriented control strategy is to provide the wide range of motor speed operation, strong robustness of estimated rotor position to parameter perturbations as well as quality suppression of high frequency chattering effect owing to the switching attribute and the internal control discontinuity of sliding mode, whereby the practical application of a sensorless variable-frequency synchronous electric drive is expanding.

Keywords

permanent magnet synchronous motor, sensorless field-oriented control, observer of back electromotive force, sliding mode, adaptive band-pass filter

For citation: Nos O.V., Pudkova T.V., Nos N.I. The sliding-mode observer for PMSM field-oriented sensorless control with adaptive filter and PLL. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2024, vol. 24, no. 3, pp. 415–423 (in Russian). doi: 10.17586/2226-1494-2024-24-3-415-423

Введение

Как отмечено в работах [1–5], все большее количество современных электроприводов переменного тока реализуются на базе синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов (СДПМ). Это объясняется высоким коэффициентом полезного действия процесса преобразования энергии за счет исключения активных потерь на намагничивание, быстрой отработкой внешних возмущающих воздействий со стороны нагрузки, вследствие отсутствия какой-либо доминирующей инерционности при формировании магнитного потока, и т. д. [6, 7].

Глубокие диапазоны изменения частоты вращения СДПМ в совокупности с желаемым качеством переходных процессов и статической ошибкой регулирования достигаются в рамках принципа векторного управления [3]. Техническая реализация данного подхода осуществ-

ляется, если известны сведения о текущем положении ротора и его угловой скорости, получаемые при помощи соответствующего датчика или организации специальной динамической подсистемы оценки неизмеряемых переменных. Применение первого подхода увеличивает суммарный момент инерции и массогабаритные показатели всей электромеханической системы [1, 2, 8–10], а также приводит к снижению ее надежности вследствие высокой чувствительности измерительных устройств к вибрации и влиянию внешней среды. По этой причине в большинстве реальных частотно-регулируемых синхронных электроприводов применяются вычислительные алгоритмы восстановления информации о механических координатах [7, 11, 12], которые подразделяются на две укрупненные группы. Первая группа использует высокочастотные сигналы гармонической или прямоугольной мгновенной формы, добавляемые к заданиям на напряжения статора в неподвижной α, β

или синхронно-вращающейся d, q системах координат, с последующим анализом отклика в частотной области [13]. Вторая группа базируется на наблюдателях магнитного потока [14] или электродвижущей силы (ЭДС) вращения статора [2, 6, 7, 15].

Присутствие высокочастотных гармоник в фазных токах СДПМ приводит к увеличению активных потерь, повышенным пульсациям электромагнитного момента и снижению помехозащищенности микропроцессорной системы управления. В свою очередь, динамические подсистемы оценки, лишённые данных недостатков, строятся в рамках адаптивного управления с эталонной моделью (Model Reference Adaptive System, MRAS) [16], расширенного фильтра Р. Калмана [17] или на основе преднамеренной организации скользящих режимов [13, 15, 18]. Алгоритмическая реализация фильтра Р. Калмана требует высокопроизводительных программно-аппаратных средств вследствие большого объема вычислений, а качество процессов наблюдения в MRAS-системах существенно зависит от априорных и текущих сведений о параметрах СДПМ [1]. В свою очередь, наблюдатель состояния на основе скользящих режимов (НСР) достаточно прост, обладает малой чувствительностью к действию внешних возмущающих факторов и проявлению нестационарности, а также имеет высокое быстродействие [6].

На основании математической модели электромагнитных процессов неявнополюсного СДПМ, в настоящей работе представлены результаты синтеза НСР с самонастраивающейся подсистемой фильтрации выхода и вычисления оценок углового положения и скорости ротора. Эффективность и работоспособность модели подтверждена результатами моделирования в программном приложении MATLAB/Simulink в режиме пуска синхронной электрической машины с нулевых начальных условий под нагрузкой «вентиляторного» типа.

Математическая модель электромагнитных процессов статора СДПМ

При общепринятых допущениях векторно-матричное дифференциальное уравнение электрического равновесия трехфазных обмоток статора неявнополюсного СДПМ в α, β координатах состояния имеет следующий вид [1, 9, 19]

$$\mathbf{U}_s = R_s \mathbf{I}_s + L_s \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{E}_s, \quad (1)$$

где R_s и L_s — активное сопротивление и индуктивность фазной обмотки; \mathbf{U}_s и \mathbf{I}_s — двумерные алгебраические векторы напряжений и токов статора вида

$$\mathbf{X}_s = [x_\alpha \quad x_\beta]^T,$$

здесь T — символ транспонирования; \mathbf{E}_s — алгебраический вектор ЭДС вращения статора [8, 10, 15]

$$\mathbf{E}_s = [e_\alpha \quad e_\beta]^T = \frac{d\gamma_e}{dt} \psi_r [-\sin\gamma_e \quad \cos\gamma_e]^T, \quad (2)$$

где $\psi_r = \text{const}$ — потокосцепление ротора от действия постоянных магнитов; γ_e — электрический угол, пред-

ставляющий собой произведение углового положения вала γ на число пар полюсов z_p .

Наблюдатель ЭДС вращения статора на основе скользящих режимов. Для построения бездатчиковой системы векторного управления частотой вращения ротора неявнополюсного СДПМ воспользуемся математической моделью вида (1). На основании модели организуем наблюдатель Люенбергера полного порядка для оценки текущих значений координат алгебраического вектора токов статора [20]

$$\frac{d\hat{\mathbf{I}}_s}{dt} = L_s^{-1}(\mathbf{U}_s - R_s \hat{\mathbf{I}}_s - \mathbf{E}_s) + \mathbf{G}(\boldsymbol{\varepsilon}), \quad (3)$$

где « $\hat{\cdot}$ » — верхний индекс, указывающий на оценку неизмеряемой переменной; $\mathbf{G}(\boldsymbol{\varepsilon})$ — стабилизирующая добавка в функции ошибки наблюдения [1, 7, 9, 19]

$$\boldsymbol{\varepsilon}(t) = \mathbf{I}_s - \hat{\mathbf{I}}_s.$$

Полученная добавка предназначена для обработки ненулевых начальных условий с желаемым качеством переходных процессов.

Учтем, что преднамеренная организация скользящего режима позволит обеспечить малую чувствительность выхода $\hat{\mathbf{I}}_s$ к влиянию параметрических и сигнальных возмущающих воздействий. При этом последний член в правой части (3) сформируем в следующем виде [7, 8]

$$\mathbf{G}(\boldsymbol{\varepsilon}) = \mathbf{H} \text{sign}(\mathbf{I}_s - \hat{\mathbf{I}}_s), \quad (4)$$

где $\mathbf{H} = \text{diag}(k_i = \text{const})_{i=1}^2$ — диагональная матрица размерностью $\dim \mathbf{H} = 2 \times 2$, состоящая из постоянных коэффициентов k_1 и k_2 ; $\text{sign}(\cdot)$ — кусочно-постоянная функция знака вещественного аргумента, принимающая дискретные значения ± 1 .

Предположим, что алгебраический вектор \mathbf{E}_s выступает в качестве внешнего неконтролируемого возмущения в совокупности с полной информацией о фазных токах статора СДПМ. Тогда, после подстановки $\mathbf{G}(\boldsymbol{\varepsilon})$ вида (4) в выражение (3), получим [2, 19]

$$\frac{d\hat{\mathbf{I}}_s}{dt} = L_s^{-1}(\mathbf{U}_s - R_s \hat{\mathbf{I}}_s) + \mathbf{H} \text{sign}(\mathbf{I}_s - \hat{\mathbf{I}}_s). \quad (5)$$

На основании (4) и (5) можно заключить, что участок скольжения наблюдателя Люенбергера по каждому из двух каналов в отдельности представляет собой прямую, ограниченную по абсолютному значению ресурсом преобразователя частоты. Полученная прямая при равенстве масштабов по продольной и поперечной осям двумерного фазового пространства, образованного соответствующим измеренным значением гармонического тока статора и его оценкой в координатах состояния α, β , проходит через начало координат и располагается под углом 45° в I и III квадрантах плоскости.

Для конкретного выбора параметров стабилизирующей добавки воспользуемся динамической моделью ошибки наблюдения $\boldsymbol{\varepsilon}(t)$, получаемой путем вычитания из (1) векторно-матричного дифференциального уравнения наблюдателя (5) [15]

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}}(t) = -L_s^{-1} R_s \boldsymbol{\varepsilon}(t) + \mathbf{E}_s - \mathbf{H} \text{sign} \boldsymbol{\varepsilon}(t). \quad (6)$$

Заметим, что из уравнения (6), для асимптотической устойчивости НСР и достижения конечной цели наблюдения вида [20]

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \boldsymbol{\varepsilon}(t) = 0,$$

требуется, чтобы ошибка $\boldsymbol{\varepsilon}(t)$ и ее первая производная $\dot{\boldsymbol{\varepsilon}}(t)$ имели противоположные знаки. Данное условие получим при пренебрежении первым членом $-L_s^{-1}R_s\boldsymbol{\varepsilon}(t)$ в (6) путем выбора элементов матрицы \mathbf{H} из условия [15]

$$k_1 = k_2 = \max(|e_\alpha|, |e_\beta|) > 0,$$

где $|e_\alpha|, |e_\beta|$ — абсолютные значения координат алгебраического вектора \mathbf{E}_s .

В итоге диагональная матрица стабилизирующей добавки окончательно примет вид:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix}.$$

Более подробный анализ устойчивости НСР на основе прямого метода А.М. Ляпунова приведен в работе [7].

При попадании изображающей точки на участок скольжения выполняется равенство $\dot{\boldsymbol{\varepsilon}}(t) = \boldsymbol{\varepsilon}(t) = 0$ по средним значениям [18]. В результате справедливо соотношение [19]

$$\mathbf{E}_s = -\mathbf{H}\text{sign}\boldsymbol{\varepsilon}(t) = \mathbf{H}\text{sign}(\hat{\mathbf{I}}_s - \mathbf{I}_s),$$

которое может выступать в качестве базового для вычисления $\hat{\mathbf{E}}_s$ вида (2).

Для исключения влияния разрывного характера процессов наблюдения на точность оценки алгебраического вектора ЭДС вращения статора СДПМ, на выходе НСР устанавливается апериодический фильтр низких частот (ФНЧ) с единичным коэффициентом передачи и передаточной функцией вида [6, 10, 11]

$$W_{\text{ФНЧ}}(p) = \frac{1}{T_f p + 1}, \quad (7)$$

где p — оператор дифференцирования; T_f — постоянная времени.

На основании выражения (7) получим

$$\hat{\mathbf{E}}_s = W_{\text{ФНЧ}}(p)\mathbf{H}\text{sign}(\hat{\mathbf{I}}_s - \mathbf{I}_s).$$

Рис. 1 демонстрирует полученную структурную схему НСР [15].

Фильтрация пульсационной составляющей при помощи ФНЧ вызывает амплитудные искажения и угловое смещение в сигналах оценок \hat{e}_α и \hat{e}_β относительно гармонического входа $\mathbf{H}\text{sign}\boldsymbol{\varepsilon}(t)$, что приводит к наличию конечной ошибки наблюдения [2, 16]. Для исключения данного недостатка в реальных системах векторного управления СДПМ применим полосовой фильтр, который получается путем замены в (7) оператора дифференцирования p на $p - j\omega_0$ [7]. В результате передаточная функция $W_{\text{ФНЧ}}(p)$ примет вид

$$W_{\text{ПФ}}(p - j\omega_0) = \frac{1}{T_f p - j\omega_0 T_f + 1}, \quad (8)$$

где $\omega_0 = (k_f T_f)^{-1}$ — резонансная частота ω_0 , $k_f = 0,5 - 5,0$ — коэффициент разделения, от конкретной величины которого зависят как динамические показатели, так и качество процессов фильтрации.

Как отмечено в работе [19], при больших значениях k_f ухудшаются фильтрационные свойства полосового фильтра, однако при этом имеет место высокое быстродействие, по причине чего данный параметр, как правило, принимается равным 2.

Выполним переход от вещественных координат алгебраических векторов НСР к функции комплексной переменной

$$\tilde{\mathbf{X}}_s = \text{Re}x_\alpha + j\text{Im}x_\beta.$$

Тогда становится справедливым [15] выражение:

$$\hat{\tilde{\mathbf{E}}}_s = \hat{e}_\alpha + j\hat{e}_\beta = -\frac{1}{T_f p - jk_f^{-1} + 1}\mathbf{H}\text{sign}\tilde{\boldsymbol{\varepsilon}}(t).$$

После несложных математических преобразований получим выражение для отфильтрованных оценок алгебраического вектора $\hat{\mathbf{E}}_s$ в α, β координатах состояния

$$p\hat{\mathbf{E}}_s = T_f^{-1}(k_1 \text{sign}\varepsilon_\alpha - \hat{e}_\alpha - k_f^{-1}\hat{e}_\beta) + jT_f^{-1}(k_2 \text{sign}\varepsilon_\beta - \hat{e}_\alpha + k_f^{-1}\hat{e}_\alpha),$$

или окончательно при обратном переходе к векторно-матричной форме записи [7]

$$\hat{\mathbf{E}}_s = W_{\text{ФНЧ}}(p)\mathbf{H}\text{sign}(\hat{\mathbf{I}}_s - \mathbf{I}_s) + k_f^{-1}W_{\text{ФНЧ}}(p)\mathbf{D}\hat{\mathbf{E}}_s,$$

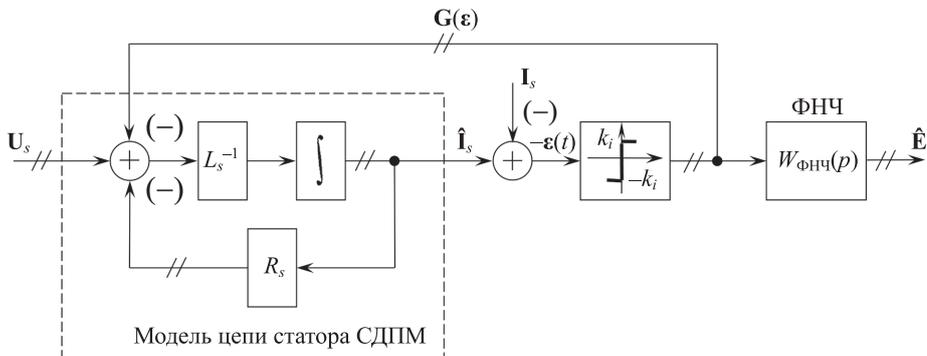


Рис. 1. Структурная схема наблюдателя состояния на основе скользящих режимов

Fig. 1. Schematic of the sliding-mode observer

где ε_α и ε_β — ошибки наблюдения; $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ — ортогональная кососимметрическая матрица поворота вектора на плоскости против часовой стрелки на угол $\pi/2$ [3].

Отметим, что кроме ФНЧ и полосового фильтра, снижение пульсационной составляющей в гармонических сигналах \hat{e}_α и \hat{e}_β может быть достигнуто при помощи скользящих режимов с конечным временем процессов [8, 10], а также заменой $\text{sign}(\cdot)$ гладкой монотонно-возрастающей нелинейной функцией «сигмоид» [2, 9] или гиперболическим тангенсом [1].

Самонастраивающиеся подсистемы фильтрации и оценки. Для улучшения качества процессов фильтрации выхода НСР осуществим автоматическую подстройку резонансной частоты ω_0 полосового фильтра вида (8) в соответствии со следующим равенством

$$\omega_0 = z_p \omega^*,$$

где ω^* — задающее воздействие на угловую скорость ротора СДПМ (рис. 2). В результате будет обеспечено высокое качество фильтрации мультigarмонических пульсаций в оценках ЭДС вращения статора СДПМ в совокупности с высоким быстродействием [15].

На основании двумерного вектора $\hat{\mathbf{E}}_s$ на выходе НСР с фильтром, оценку электрического угла поворота ротора СДПМ с учетом нечетности тригонометрической функции арктангенс выполним в виде [6, 11]:

$$\hat{\gamma}_e = -\text{tg}^{-1}(\hat{e}_\beta^{-1} \hat{e}_\alpha),$$

откуда после дифференцирования угловая скорость определяется по формуле

$$\hat{\omega} = z_p^{-1} \frac{d\hat{\gamma}_e}{dt} = \frac{d\hat{\gamma}}{dt}.$$

Подчеркнем, что информацию о текущих значениях механических координат синхронной электрической машины также можно получить при помощи организации специальной динамической подсистемы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [7], которая широко используется в трехфазных системах переменного тока различного функционального назначения. При линеаризации тригонометрической функции синуса разности двух углов с помощью ряда Б. Тейлора, корректирующее устройство в составе подсистемы оценки примет

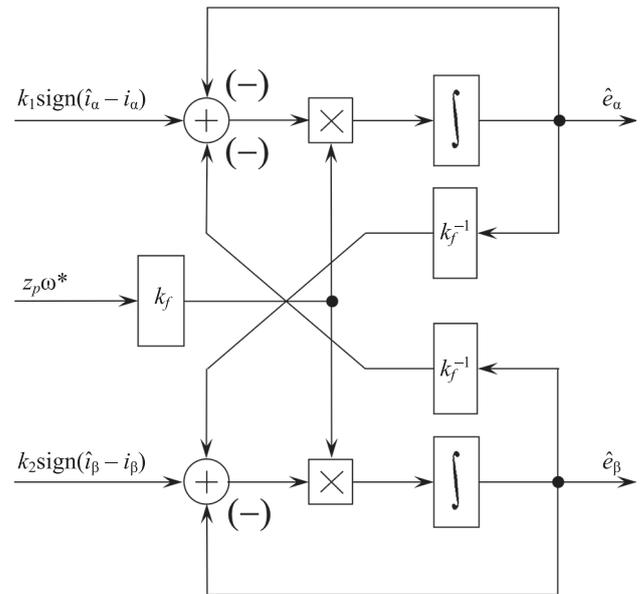


Рис. 2. Функциональная схема самонастраивающегося полосового фильтра

Fig. 2. Schematic of the adaptive band-pass filter

вид пропорционально-интегрального (ПИ)-регулятора с передаточной функцией [21]

$$W_{\text{РФ}}(p) = k_p + \frac{k_I}{p} = \frac{k_p p + k_I}{p},$$

где k_p и k_I — коэффициенты передачи пропорциональной и интегральной составляющих. Численные значения коэффициентов передачи определим из требования желаемого распределения корней характеристического уравнения ФАПЧ в замкнутом состоянии

$$k_I = \Omega_\gamma^2, k_p = A_\gamma \Omega_\gamma,$$

где Ω_γ и A_γ — среднегеометрический корень и коэффициент формы [20].

Аналогично определим близкое к минимальному время отработки ненулевых начальных условий в случае слежения Ω_γ за уставкой $z_p \omega^*$. Практическая реализация получения данного параметра осуществляется путем соответствующей коррекции коэффициентов передачи k_p и k_I (рис. 3) [15].

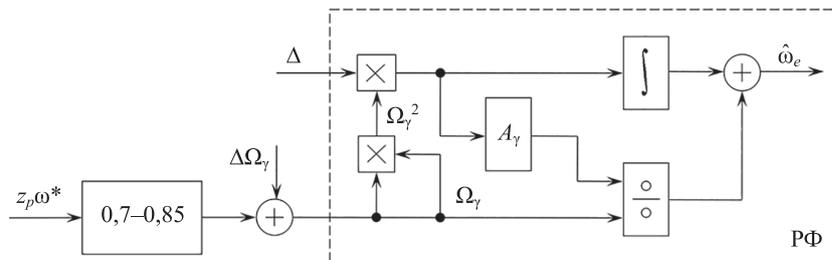


Рис. 3. Функциональная схема самонастраивающегося пропорционально-интегрального регулятора фазовой автоподстройки частоты $\Delta\Omega_\gamma$ — начальное смещение для исключения деления на ноль; Δ — ошибка по углу; РФ — регулятор фазовой автоподстройки частоты

Fig. 3. Schematic of the adaptive PLL proportional-integral controller

Отметим, что в отличие от адаптивной структуры полосового фильтра, описанной в [7], где автоподстройка резонансной частоты ω_0 выполняется в функции текущей оценки угловой скорости ротора СДПМ $\hat{\omega}$, переход к номинальному задающему воздействию ω^* понижает порядок динамической подсистемы фильтрации выхода НСР. Таким образом, выполнено упрощение программной реализации подсистемы, а также увеличены запасы устойчивости по модулю и фазе в разомкнутом состоянии.

Цифровое моделирование бездатчиковой системы векторного управления СДПМ

Для подтверждения работоспособности и высокой эффективности предложенных алгоритмических решений, в программном приложении MATLAB/Simulink выполним цифровое моделирование режимов работы частотно-регулируемого синхронного электропривода с НСР и самонастраивающимся полосовым фильтром и ФАПЧ (рис. 4).

В ходе верификации проведено исследование двухконтурной бездатчиковой системы векторного управления неявнополюсным СДПМ с пятью парами полюсов типа СДМ7,5 номинальной мощностью 7,5 кВт, частотой вращения 3000 об/мин, действующим значением фазного тока статора 19 А и электромагнитной постоянной времени (t) статора 8 мс в режиме пуска под «вентиляторной» нагрузкой из состояния покоя с приведенным к валу суммарным моментом инерции электропривода, равным 0,0025 кг·м². В качестве силового преобразовательного устройства выступал трехфазный мостовой автономный инвертор с идеальным звеном постоянного тока и полупроводниковыми ключами, функционирующими с частотой переключе-

ния широтно-импульсной модуляции (ШИМ) 10 кГц. Продольная составляющая вектора токов статора по оси d стабилизировалась на нулевом значении [3]. Внешний контур регулирования скорости с апериодическим фильтром на входе для компенсации «левого» нуля передаточной функции в замкнутом состоянии и отрицательной обратной связи по оценке $\hat{\omega}$ настраивался на полосу пропускания 30 Гц при ограничении интегральной составляющей и выхода ПИ-регулятора из условия двукратной перегрузочной способности по моментобразующему току.

Как видно из рис. 5, обработка ступенчатого номинального задающего воздействия ω^* во внешнем контуре частоты вращения ротора СДПМ протекает без какого-либо перерегулирования в соответствии с желаемой настройкой. При этом динамическое рассогласование (рис. 6) между прямыми измерениями механических координат и их оценками в переходном процессе является незначительным, а в статике практически отсутствует.

Приведем графическую иллюстрацию принципа функционирования алгоритмов автоподстройки, реализованных в соответствии с рис. 2 и 3. На рис. 7 показаны графические зависимости динамического изменения резонансной частоты полосового фильтра и коэффициентов передачи последовательного ПИ-корректора ФАПЧ в режиме пуска СДПМ.

Из рис. 7 видно, что самонастраивающиеся параметры, являющиеся функцией времени, подвергаются плавному динамическому изменению, формируемому на выходе (рис. 4) входного апериодического фильтра Prefilter, обеспечивается высокое качество фильтрации высокочастотных составляющих в гармоническом составе оценок ЭДС вращения статора в совокупности с желаемым быстродействием процессов восстановления

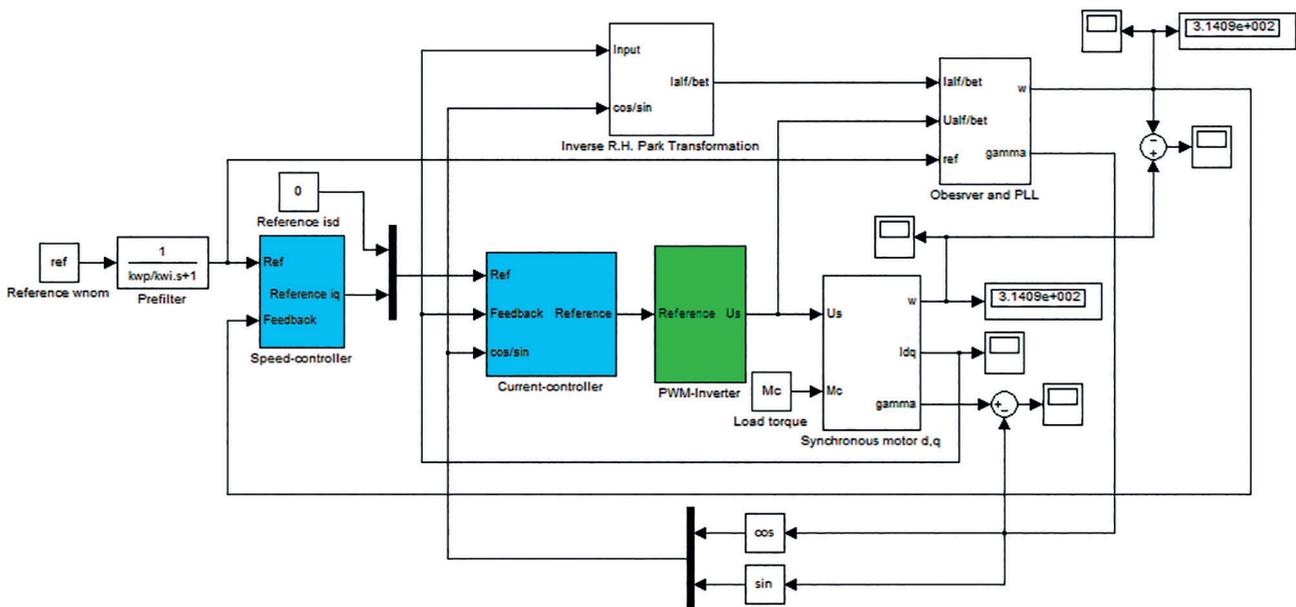


Рис. 4. Схема набора в MATLAB/Simulink бездатчикового частотно-регулируемого электропривода на базе синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов

Fig. 4. Simulation model of variable-frequency synchronous motor drive based on sensorless field-oriented control

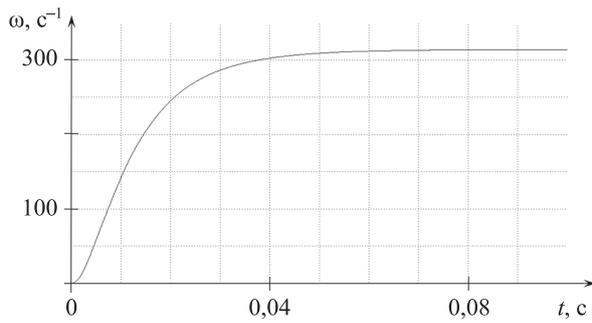


Рис. 5. Переходной процесс по угловой скорости ротора в бездатчиковой системе векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами
 Fig. 5. Speed instantaneous waveform of permanent magnet synchronous motor

текущей информации о механических координатах ротора СДПМ. По этой причине синтезированный бездатчиковый алгоритм векторного управления целесообразно применять в электромеханических системах переменного тока, функционирующих большую часть временного цикла в статическом режиме работы с медленно изменяющейся нагрузкой при полосе пропускания внешнего контура частоты вращения в десятки герц.

На основании полученных в результате исследования временных зависимостей можно заключить, что предложенные в работе алгоритмы векторного управления СДПМ в бездатчиковом исполнении позволяют достичь малого времени отработки задающих воздействий с учетом имеющихся ограничений. Также возможно добиться высокого качества фильтрации высокочастотных составляющих в гармоническом составе оценок ЭДС вращения статора.

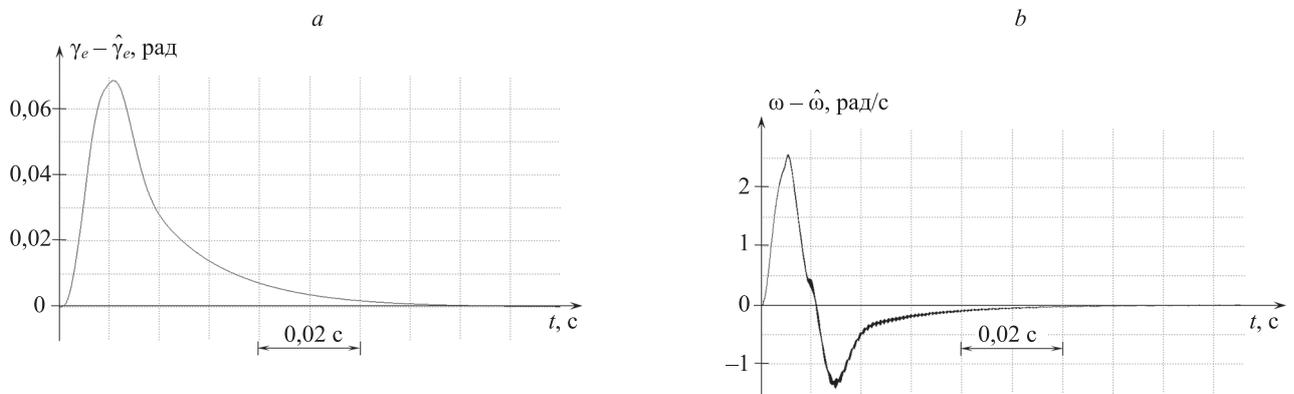


Рис. 6. Временная зависимость рассогласования между текущим значением и оценкой электрического угла поворота ротора (а) и угловой скорости вала (b) в процессе пуска под «вентиляторной» нагрузкой с нулевых начальных условий
 Fig. 6. Time-domain curves of rotor angle error (a) and rotor speed error (b)

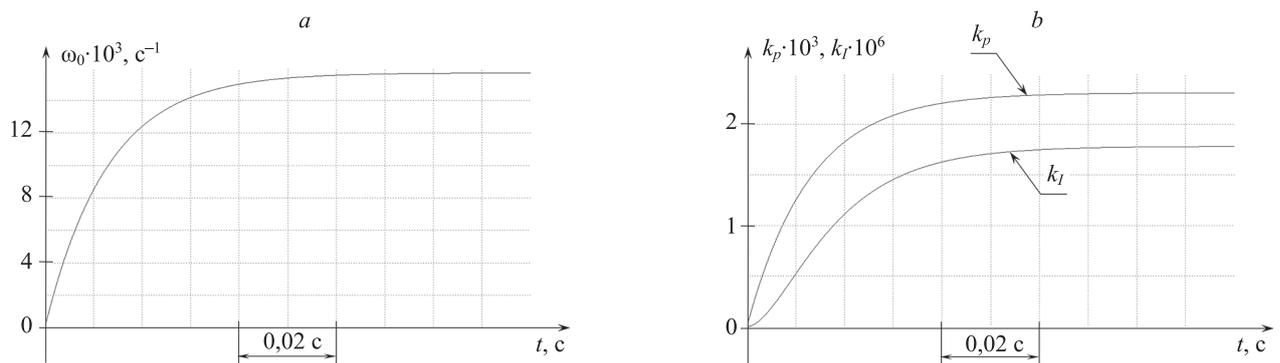


Рис. 7. Графики изменения резонансной частоты полосового фильтра (а) и коэффициентов передачи пропорционально-интегрального корректора подсистемы фазовой автоподстройки частоты (b) в процессе автоподстройки к задающему воздействию на угловую скорость ротора синхронного двигателя с постоянными магнитами
 Fig. 7. Instantaneous waveforms of adaptive band-pass filter central frequency ω_0 (a). Instantaneous waveforms of PLL proportional gain k_p and PLL integral gain k_i (b)

Заклучение

В работе представлены результаты анализа и синтеза динамической подсистемы восстановления текущей информации о неизмеряемых механических координатах синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов в составе частотно-регулируемого электропривода с векторным управлением на основе наблюдателя состояния с преднамеренной организацией скользящего режима, а также самонастраивающихся полосового фильтра и контура фазовой автоподстройки частоты. Результаты цифрового моделирования показали, что практическое применение описанных в работе технических решений позволит обеспечить малую чувствительность процессов

наблюдения к проявлению нестационарных свойств синхронной электрической машины за счет переключаемой структуры стабилизирующей добавки $G(\epsilon)$. Слежение резонансной частоты полосового фильтра и среднегеометрического корня подсистемы фазовой автоподстройки частоты за задающим воздействием во внешнем контуре угловой скорости ротора может повысить быстродействие и исключить амплитудные и фазовые искажения в гармонических сигналах оценок двумерного вектора электродвижущей силы вращения статора. Полученные результаты позволяют добиться высокоэффективного управления синхронным двигателем с возбуждением от постоянных магнитов без датчика на валу с расширенным диапазоном регулирования выходных переменных.

Литература

- Xu W., Qu S., Zhao L., Zhang H. An improved adaptive sliding mode observer for middle- and high-speed rotor tracking // *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2021. V. 36. N 1. P. 1043–1053. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3000785>
- Qiao Z., Shi T., Wang Y., Yan Y., Xia C., He X. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2013. V. 60. N 2. P. 710–719. <https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2206359>
- Nos O.V., Shtein D.A., Leus G.S., Nos N.I., Abramushkina E.E., Ignatev E.A. The simplified control technique for PMSM torque ripple reduction // *Proc. of the 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. (EDM)*. 2020. P. 475–481. <https://doi.org/10.1109/EDM49804.2020.9153527>
- Zhukovskiy Y.L., Korolev N.A., Malkova Y.M. Monitoring of grinding condition in drum mills based on resulting shaft torque // *Journal of Mining Institute*. 2022. V. 256. P. 686–700. <https://doi.org/10.31897/PMI.2022.91>
- Shklyarskiy Y.E., Shklyarskiy A.Y., Lutonin A.S. Sizing parameters of interior permanent magnet synchronous motor based on torque-speed characteristics // *Journal of Physics: Conference Series*. 2021. V. 1753. N 1. P. 012026. <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1753/1/012026>
- Chen F., Jiang X., Ding X., Lin C. FPGA-based sensorless PMSM speed control using adaptive sliding mode observer // *Proc. of the 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*. 2017. P. 4150–4154. <https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8216711>
- An Q., Zhang J., An Q., Liu X., Shamekov A., Bi K. Frequency-adaptive complex-coefficient filter-based enhanced sliding mode observer for sensorless control of permanent magnet synchronous motor drives // *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2020. V. 56. N 1. P. 335–343. <https://doi.org/10.1109/TIA.2019.2951760>
- Wu S., Zhang J., Chai B. Adaptive super-twisting sliding mode observer based robust backstepping sensorless speed control for IPMSM // *ISA Transactions*. 2019. V. 92. P. 155–165. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2019.02.007>
- 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. <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2098357>
- Sreejith R., Singh B. Sensorless predictive control of SPMSM-driven light EV drive using modified speed adaptive super twisting sliding mode observer with MAF-PLL // *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*. 2021. V. 2. N 1. P. 42–52. <https://doi.org/10.1109/JESTIE.2020.3014866>
- Chi S., Zhang Z., Xu L. Sliding-mode sensorless control of direct-drive PM synchronous motors for washing machine applications // *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2009. V. 45. N 2. P. 582–590. <https://doi.org/10.1109/TIA.2009.2013545>
- Skamyin A., Shklyarskiy Y., Dobush V., Dobush I. Experimental determination of parameters of nonlinear electrical load // *Energies*. 2021. V. 14. N 22. P. 7762. <https://doi.org/10.3390/en14227762>

References

- Xu W., Qu S., Zhao L., Zhang H. An improved adaptive sliding mode observer for middle- and high-speed rotor tracking. *IEEE Transactions on Power Electronic*, 2021, vol. 36, no. 1, pp. 1043–1053. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3000785>
- Qiao Z., Shi T., Wang Y., Yan Y., Xia C., He X. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, vol. 60, no. 2, pp. 710–719. <https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2206359>
- Nos O.V., Shtein D.A., Leus G.S., Nos N.I., Abramushkina E.E., Ignatev E.A. The simplified control technique for PMSM torque ripple reduction. *Proc. of the 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. (EDM)*, 2020, pp. 475–481. <https://doi.org/10.1109/EDM49804.2020.9153527>
- Zhukovskiy Y.L., Korolev N.A., Malkova Y.M. Monitoring of grinding condition in drum mills based on resulting shaft torque. *Journal of Mining Institute*, 2022, vol. 256, pp. 686–700. <https://doi.org/10.31897/PMI.2022.91>
- Shklyarskiy Y.E., Shklyarskiy A.Y., Lutonin A.S. Sizing parameters of interior permanent magnet synchronous motor based on torque-speed characteristics. *Journal of Physics: Conference Series*, 2021, vol. 1753, no. 1, pp. 012026. <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1753/1/012026>
- Chen F., Jiang X., Ding X., Lin C. FPGA-based sensorless PMSM speed control using adaptive sliding mode observer. *Proc. of the 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2017, pp. 4150–4154. <https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8216711>
- An Q., Zhang J., An Q., Liu X., Shamekov A., Bi K. Frequency-adaptive complex-coefficient filter-based enhanced sliding mode observer for sensorless control of permanent magnet synchronous motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2020, vol. 56, no. 1, pp. 335–343. <https://doi.org/10.1109/TIA.2019.2951760>
- Wu S., Zhang J., Chai B. Adaptive super-twisting sliding mode observer based robust backstepping sensorless speed control for IPMSM. *ISA Transactions*, 2019, vol. 92, pp. 155–165. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2019.02.007>
- 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. <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2098357>
- Sreejith R., Singh B. Sensorless predictive control of SPMSM-driven light EV drive using modified speed adaptive super twisting sliding mode observer with MAF-PLL. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, 2021, vol. 2, no. 1, pp. 42–52. <https://doi.org/10.1109/JESTIE.2020.3014866>
- Chi S., Zhang Z., Xu L. Sliding-mode sensorless control of direct-drive PM synchronous motors for washing machine applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2009, vol. 45, no. 2, pp. 582–590. <https://doi.org/10.1109/TIA.2009.2013545>
- Skamyin A., Shklyarskiy Y., Dobush V., Dobush I. Experimental determination of parameters of nonlinear electrical load. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 22, pp. 7762. <https://doi.org/10.3390/en14227762>

13. Wang G., Valla M., Solsona J. Position sensorless permanent magnet synchronous machine drives — A review // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2020. V. 67. N 7. P. 5830–5842. <https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2955409>
14. Yuan Q., Yang Z., Lin F., Sun H. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor with stator flux estimation // *Journal of Computers*. 2013. V. 8. N 1. P. 108–112. <https://doi.org/10.4304/jcp.8.1.108-112>
15. Nos O.V., Pudkova T.V., Kharitonov S.A. The sliding-mode observer for PMSM sensorless control with adaptive complex-coefficient filter and PLL // *Proc. of the XX Technical Scientific Conference on Aviation Dedicated to the Memory of N.E. Zhukovsky (TSCZh)*. 2023. P. 44–49. <https://doi.org/10.1109/TSCZh58792.2023.10233364>
16. Wu J.X., Wei H.P., Zhang Y., Wei H. Sensorless vector control of permanent magnet synchronous motor based on model reference adaptive system // *Proc. of the IEEE International Conference on Computer and Communications (ICCC)*. 2017. P. 2879–2883. <https://doi.org/10.1109/CompComm.2017.8323058>
17. Bolognani S., Tubiana L., Zigliotto M. Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives // *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2003. V. 39. N 6. P. 1741–1747. <https://doi.org/10.1109/TIA.2003.818991>
18. Utkin V., Guldner J., Shi J. *Sliding mode control in electromechanical system*. London: Taylor & Francis, 1999. 338 p.
19. An Q., An Q., Liu X., Zhang J., Bi K. Improved sliding mode observer for position sensorless control of permanent magnet synchronous motor // *Proc. of the IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. 2018. P. 1–7. <https://doi.org/10.1109/ITEC-AP.2018.8433265>
20. Панкратов В.В., Нос О.В. Специальные разделы теории автоматического управления. Т. 1. Модальное управление и наблюдатели. Новосибирск, 2001. 47 с.
21. Nos O.V. Synchronization algorithm for three-phase voltages of an inverter and a grid // *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*. 2017. V. 53. N 4. P. 364–370. <https://doi.org/10.3103/S8756699017040082>

Авторы

Нос Олег Викторович — доктор технических наук, доцент, профессор, Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, 630073, Российская Федерация, [sc 25031690800](https://orcid.org/0000-0001-5737-5354), <https://orcid.org/0000-0001-5737-5354>, nos@corp.nstu.ru

Пудкова Тамара Валерьевна — кандидат технических наук, ассистент, Санкт-Петербургский горный университет, Санкт-Петербург, 199106, Российская Федерация, [sc 57207987284](https://orcid.org/0000-0002-0192-9490), <https://orcid.org/0000-0002-0192-9490>, pudkova_tv@pers.spmi.ru

Нос Наталья Ивановна — кандидат педагогических наук, старший преподаватель, Новосибирский государственный университет экономики и управления «НИИХ», Новосибирск, 630099, Российская Федерация, [sc 57218933516](https://orcid.org/0000-0002-3981-4082), <https://orcid.org/0000-0002-3981-4082>, nnatalyanos@yandex.ru

Authors

Oleg V. Nos — D.Sc., Associate Professor, Professor, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, 630073, Russian Federation, [sc 25031690800](https://orcid.org/0000-0001-5737-5354), <https://orcid.org/0000-0001-5737-5354>, nos@corp.nstu.ru

Tamara V. Pudkova — PhD, Assistant, Saint Petersburg mining university, Saint Petersburg, 199106, Russian Federation, [sc 57207987284](https://orcid.org/0000-0002-0192-9490), <https://orcid.org/0000-0002-0192-9490>, pudkova_tv@pers.spmi.ru

Natalya I. Nos — PhD (Education), Senior Lecturer, Novosibirsk State University of Economics and Management, Novosibirsk, 630099, Russian Federation, [sc 57218933516](https://orcid.org/0000-0002-3981-4082), <https://orcid.org/0000-0002-3981-4082>, nnatalyanos@yandex.ru

Статья поступила в редакцию 06.12.2023
 Одобрена после рецензирования 09.04.2024
 Принята к печати 28.05.2024

Received 06.12.2023
 Approved after reviewing 09.04.2024
 Accepted 28.05.2024



Работа доступна по лицензии
 Creative Commons
 «Attribution-NonCommercial»