

## Адаптивный алгоритм оценки состояния для бездатчикового векторного управления синхронными двигателями с постоянными магнитами на средних и высоких скоростях в условиях параметрической неопределенности

З. Х. Нгуен<sup>✉</sup>, В. В. Путов, В. Н. Шелудько

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет  
«ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

✉ [khanhnguyen.mta@gmail.com](mailto:khanhnguyen.mta@gmail.com)

**Аннотация.** Предлагается адаптивный алгоритм оценки для повышения точности определения скорости и положения ротора синхронного двигателя с постоянными магнитами (СДПМ) в бездатчиковой системе управления, не требующий априорного знания точных параметров двигателя. Метод разработан для устранения недостатков обычных наблюдателей в скользящем режиме, которые не способны точно оценить скорость и положение ротора при неопределенности параметров СДПМ вследствие косвенной оценки этих переменных через наблюдаемую противо-ЭДС. С этой целью разработан новый адаптивный наблюдатель в скользящем режиме с гладкой переключающей функцией для оценки противо-ЭДС в  $\alpha$ - $\beta$ -координатах. Использование гладкой переключающей функции позволяет подавить явление «дребезга» (высокочастотных колебаний), характерное для скользящих режимов, и тем самым повысить качество оценки сигналов противо-ЭДС. Параллельно реализован адаптивный закон настройки параметров с использованием оператора параметрической проекции для таких величин, как активное сопротивление и индуктивность статора. Адаптивный закон обеспечивает ограниченность всех сигналов наблюдателя и сходимости оценок параметров к окрестности их истинных значений. Применяется адаптивный алгоритм для сглаживания и улучшения формы этих необработанных оценок противо-ЭДС. Обработанный сигнал противо-ЭДС подается на подсистему нормализованной фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) для точной оценки скорости и положения ротора без необходимости априорного знания потокосцепления. Устойчивость и сходимость предложенного наблюдателя строго доказаны методом функций Ляпунова. Сравнительные результаты моделирования демонстрируют, что предложенный наблюдатель существенно превосходит обычный (неадаптивный) наблюдатель в скользящем режиме, обеспечивая стабильную и точную оценку переменных состояния в среднем и высоком диапазонах скоростей, даже в условиях значительной неопределенности параметров двигателя.

**Ключевые слова:** синхронные двигатели с постоянными магнитами, бездатчиковое векторное управление, адаптивный наблюдатель в скользящем режиме, гладкая переключающая функция, оператор параметрической проекции, адаптивный наблюдатель противо-ЭДС, нормализованная фазовая автоподстройка частоты, метод функций Ляпунова, моделирование

**Для цитирования:** Нгуен З. Х., Путов В. В., Шелудько В. Н. Адаптивный алгоритм оценки состояния для бездатчикового векторного управления синхронными двигателями с постоянными магнитами на средних и высоких скоростях в условиях параметрической неопределенности // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2026. Т. 19, № 3. С. 91–106. doi: 10.32603/2071-8985-2026-19-3-91-106.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

## Adaptive State Estimation Algorithm for Sensorless Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motors at Medium and High Speeds under Parametric Uncertainty

Duy Khanh Nguyen<sup>✉</sup>, V. V. Putov, V. N. Sheludko

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

✉ khanhnguyen.mta@gmail.com

**Abstract.** An adaptive estimation algorithm is proposed to improve the accuracy of rotor speed and position determination for a permanent magnet synchronous motor (PMSM) in a sensorless control system, without requiring prior knowledge of the exact motor parameters. The method is developed to eliminate the shortcomings of conventional sliding mode observers, which are unable to accurately estimate the rotor speed and position under uncertainty of the PMSM parameters due to the indirect estimation of these variables through the observed back EMF. For this purpose, a novel sliding-mode adaptive observer with a smooth switching function is designed to estimate the back-EMF in  $\alpha$ - $\beta$  coordinates. The use of a smooth switching function suppresses the chattering phenomenon (high-frequency oscillations), inherent in sliding modes, thereby improving the quality of the estimated back-EMF signals. Simultaneously, an adaptive parameter tuning law is implemented using a parameter projection operator for quantities such as stator resistance and inductance. This adaptive law ensures the boundedness of all observer signals and the convergence of parameter estimates to a neighborhood of their true values. An adaptive algorithm is also applied to smooth and improve the form of these raw back-EMF estimates. The processed back-EMF signal is fed into a normalized phase-locked loop (PLL) subsystem for precise rotor speed and position estimation without requiring prior knowledge of the flux linkage. The stability and convergence of the proposed observer are rigorously proven using the Lyapunov function method. Comparative simulation results demonstrate that the proposed observer significantly outperforms conventional (non-adaptive) sliding-mode observers, providing stable and accurate state estimation in medium and high-speed ranges, even under substantial motor parameter uncertainty.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motors, sensorless vector control, adaptive sliding mode observer, smooth switching function, parameter projection operator, adaptive back-EMF observer, normalized phase-locked loop, Lyapunov function method, simulation

**For citation:** Nguyen Duy Khanh, Putov V. V., Sheludko V. N. Adaptive State Estimation Algorithm for Sensorless Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motors at Medium and High Speeds under Parametric Uncertainty // LETI Transactions on Electrical Engineering & Computer Science. 2026. Vol. 19, no. 3. P. 91–106. doi: 10.32603/2071-8985-2026-19-3-91-106.

**Conflict of interests.** The authors declare no conflicts of interests.

**Введение.** Развитие систем приводов с использованием двигателей переменного тока тесно связано с практическими задачами и конструктивными особенностями различных видов электрических машин. С течением времени эта сфера непрерывно развивается благодаря внедрению новых методов и технологий, которые позволяют повышать или сохранять производительность, а также обеспечивают применение более экономичных, удобных и надежных машин [1], [2]. Среди них особое внимание исследователей и промышленности привлекают синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ) благодаря их высокой плотности мощности и эффектив-

ности. Тенденция к снижению стоимости постоянных магнитов также способствует расширению области применения этого типа двигателей.

К важным задачам исследований и разработки приводных систем относится устранение механических датчиков, традиционно используемых для измерения крутящего момента, скорости и положения. Фактически, для многих высокоэффективных методов управления, например метода векторного управления [3], изначально требовались эти датчики для определения положения и скорости ротора. Однако механические датчики обычно имеют высокую стоимость установки и сопут-

ствующие расходы на техническое обслуживание и эксплуатационную долговечность [4], [5].

Благодаря значительным достижениям в области силовой электроники, микроконтроллеров и технологии электрических измерений появились новые решения, которые позволяют полностью отказаться от механических датчиков. Такие системы сегодня обычно называют бессенсорными или бездатчиковыми приводами, что подразумевает отсутствие каких-либо физических датчиков для непосредственного измерения скорости или положения ротора.

Бездатчиковое управление стало одной из основных областей исследований систем управления СДПМ, сосредоточенной на точном определении положения и скорости ротора посредством обработки измеренных сигналов напряжения и тока. Технические решения в этой области обычно классифицируются на два направления, основанные на динамических характеристиках двигателя: методы, применяемые в среднем и высоком диапазонах скоростей, и методы, ориентированные на низкие скорости и область нулевой скорости [6]. Для среднего и высокого диапазона скоростей алгоритмы в основном опираются на математическую модель двигателя для оценки противоэлектродвижущей силы (противо-ЭДС) или потокосцепления [7]–[9]. К ним относятся такие методы, как адаптивный наблюдатель с эталонной моделью (MRAS – Model Reference Adaptive System) [10], расширенный фильтр Калмана (EKF – Extended Kalman Filter) [11] и наблюдатель в скользящем режиме (SMO – Sliding Mode Observer) [12]. Однако при снижении скорости амплитуда противо-ЭДС уменьшается, что приводит к снижению отношения сигнал/шум и делает методы, основанные на модели, неэффективными. Для преодоления этого применяется метод введения высокочастотного сигнала (high-frequency signal injection), который использует явление магнитного насыщения и магнитную анизотропию полюсов ротора для извлечения информации о положении.

В диапазоне средних и высоких скоростей адаптивный наблюдатель с эталонной моделью и расширенный фильтр Калмана работают эффективно и с высоким качеством, однако их точность оценивания сильно зависит от значения параметров модели. Следовательно, если такие параметры, как сопротивление и индуктивность двигателя, изменяются в процессе эксплуатации (например, под влиянием температуры или других условий окружающей среды), то эти наблюдатели не

могут точно оценить скорость двигателя. Это приводит к снижению качества управления и устойчивости системы. В таком случае необходимо использовать алгоритмы онлайн-идентификации параметров [13], [14] для отслеживания изменений двигателя, хотя внедрение таких алгоритмов повышает вычислительную сложность наблюдателей.

Наблюдатель в скользящем режиме обладает такими преимуществами, как высокая робастность, слабая зависимость от точных параметров двигателя, хорошие динамические характеристики и малый объем вычислений [15]. Этот подход изменяет структуру наблюдателя в режиме реального времени с помощью переключающих функций, благодаря чему замкнутая система может быстро сходиться к скользящей поверхности и удерживаться на ней. Однако из-за разрывного характера переключающих функций в системе возникают высокочастотные колебания, что приводит к возникновению шума в оценке противо-ЭДС, сформированной наблюдателем в скользящем режиме [16]. Применение фильтра низких частот (ФНЧ) помогает уменьшить уровень шумов, однако возникающее при фильтрации фазовое запаздывание отрицательно влияет на точность векторного управления высокоскоростным СДПМ. Для оценки противо-ЭДС вместо разрывной знаковой функции предлагалось использовать непрерывные функции – такие, как функция насыщения или другие гладкие аппроксимации знаковой функции [17]–[19]. Этот подход позволяет существенно уменьшить высокочастотные колебания, что, однако, не снижает потребности в применении ФНЧ для обработки оцененных противо-ЭДС.

Классический (неадаптивный) наблюдатель в скользящем режиме имеет еще один недостаток – то, что оценка противо-ЭДС в нем выполняется косвенно через модель двигателя в  $\alpha$ - $\beta$ -координатах. Хотя такой наблюдатель обладает робастностью к изменению параметров двигателя и обеспечивает асимптотическую сходимостью ошибок оценивания токов к нулю, неопределенность параметров все же препятствует сходимости оценок сигналов противо-ЭДС к их истинному значению.

В данной статье предлагается новый адаптивный наблюдатель в скользящем режиме с использованием гладкой аппроксимации знаковой функции и адаптивного механизма настройки параметров модели (сопротивления статора и индуктивности) для оценивания противо-ЭДС в усло-

виях неопределенности параметров двигателя. Далее применяется адаптивный алгоритм, предназначенный для обработки оценок сигналов противо-ЭДС с целью их сглаживания и улучшения формы. Данный подход устраняет необходимость использования ФНЧ и проектирования схемы компенсации фазового угла, а также минимизирует влияние гармонических составляющих на последующую обработку извлеченных сигналов противо-ЭДС [20]. Наконец, полученные оценки сигналов противо-ЭДС подаются на специальную динамическую подсистему нормализованной фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [21] для точного извлечения информации о скорости и положении ротора без использования информации о значении магнитного потока сцепления ротора.

**Математическая модель СДПМ.** В статье рассматривается модель СДПМ с поверхностным расположением магнитов (неявнополюсный СДПМ). Математическая модель электрической части СДПМ в неподвижной системе координат  $\alpha$ - $\beta$  выражается следующим образом [22]:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\alpha - \frac{1}{L_s} e_\alpha + \frac{1}{L_s} u_\alpha; \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\beta - \frac{1}{L_s} e_\beta + \frac{1}{L_s} u_\beta; \\ e_\alpha = -\omega_e \Phi \sin \theta_e; \\ e_\beta = \omega_e \Phi \cos \theta_e, \end{cases} \quad (1)$$

где  $i_\alpha$ ,  $i_\beta$ ,  $u_\alpha$ ,  $u_\beta$ ,  $e_\alpha$ ,  $e_\beta$  – токи, напряжения статора и противо-ЭДС по осям  $\alpha$  и  $\beta$  в неподвижной системе координат  $\alpha$ - $\beta$ ;  $\theta_e$  и  $\omega_e = \dot{\theta}_e$  – электрическое угловое положение и электрическая угловая скорость ротора;  $R_s$  и  $L_s$  – сопротивление и индуктивность статора соответственно;  $\Phi$  – потокосцепление постоянных магнитов ротора.

С использованием системы (1) могут быть синтезированы наблюдатели для оценки переменных

$e_\alpha$ ,  $e_\beta$  на основе которых на последующем этапе определяются скорость и положение ротора. Однако параметры модели СДПМ (1) обычно известны не точно или могут медленно изменяться во времени. Следовательно, необходимо разработать для наблюдателя дополнительные адаптивные механизмы.

**Разработка адаптивного наблюдателя для бездатчикового векторного управления СДПМ в области средних и высоких скоростей.** Оценка электрического углового положения и скорости ротора осуществляется с помощью комбинации адаптивного наблюдателя состояния (АНС) и подсистемы ФАПЧ. На рис. 1 представлена структурная схема адаптивного наблюдателя состояния с подсистемой фазовой автоподстройки частоты, где АНСР – адаптивный наблюдатель в скользящем режиме; АН-ЭДС – адаптивный наблюдатель противо-ЭДС;  $\hat{e}_{\alpha r}$ ,  $\hat{e}_{\beta r}$  – предварительные «сырые» оценки противо-ЭДС по осям  $\alpha$  и  $\beta$ ;  $\hat{e}_\alpha$ ,  $\hat{e}_\beta$  – обработанные оценки противо-ЭДС по осям  $\alpha$  и  $\beta$ ;  $\hat{i}_\alpha$ ,  $\hat{i}_\beta$  – оценки токов по осям  $\alpha$  и  $\beta$ .

В основе механизма лежит модель тока двигателя в системе координат  $\alpha$ - $\beta$ , используемая вместе с АНСР для оценки противо-ЭДС. Однако первоначальные сигналы оценки противо-ЭДС, полученные от АНСР, как правило, содержат значительную высокочастотную составляющую, обусловленную переключением ключей инвертора и присущими скользящему режиму высокочастотными колебаниями [20]. Для подавления этих помех необработанные сигналы оценки противо-ЭДС подаются на АН-ЭДС, который выполняет функцию фильтра, обеспечивая сглаживание сигналов и получение очищенных значений противо-ЭДС. Затем эти обработанные сигналы подаются на вход блока ФАПЧ для точной оценки электрического угла поворота и скорости ротора. Детальное описание указанных этапов разработки предложенного алгоритма представлено далее, в пп. 1–3.

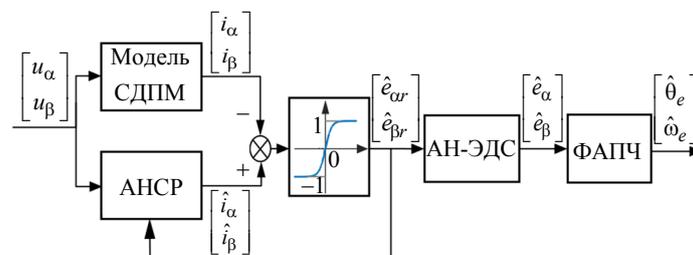


Рис. 1. Структурная схема адаптивного наблюдателя состояния с подсистемой фазовой автоподстройки частоты  
Fig. 1. Structural diagram of an adaptive state observer with a phase-locked loop subsystem

1. Адаптивный наблюдатель в скользящем режиме. Предлагаемый адаптивный наблюдатель в скользящем режиме имеет следующую структуру:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_s}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{\hat{L}_s}u_\alpha - \frac{K_s}{\hat{L}_s}\text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha); \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_s}\hat{i}_\beta + \frac{1}{\hat{L}_s}u_\beta - \frac{K_s}{\hat{L}_s}\text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta), \end{cases} \quad (2)$$

где  $\hat{i}_\alpha$ ,  $\hat{i}_\beta$ ,  $\hat{R}_s$ ,  $\hat{L}_s$  – оценки переменных состояния  $i_\alpha$ ,  $i_\beta$  и параметров  $R_s$ ,  $L_s$ ;  $\hat{R}_s(0) > 0$ ,  $\hat{L}_s(0) > 0$ ;  $K_s > 0$  – коэффициент усиления наблюдателя.

Синтез закона адаптации для  $\hat{R}_s$ ,  $\hat{L}_s$  осуществляется с использованием метода функций Ляпунова. Пусть  $\tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$ ,  $\tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$ ,  $\tilde{R}_s = \hat{R}_s - R_s$ ,  $\tilde{L}_s = \hat{L}_s - L_s$  – ошибки оценивания переменных  $i_\alpha$ ,  $i_\beta$  и параметров  $R_s$ ,  $L_s$ . Тогда система (2) преобразуется к следующему виду:

$$\begin{cases} L_s \dot{\tilde{i}}_\alpha = (\hat{L}_s - \tilde{L}_s) \dot{\tilde{i}}_\alpha = \\ = -\hat{R}_s \tilde{i}_\alpha + u_\alpha - K_s \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) - \tilde{L}_s \dot{\tilde{i}}_\alpha; \\ L_s \dot{\tilde{i}}_\beta = (\hat{L}_s - \tilde{L}_s) \dot{\tilde{i}}_\beta = \\ = -\hat{R}_s \tilde{i}_\beta + u_\beta - K_s \text{sign}(\tilde{i}_\beta) - \tilde{L}_s \dot{\tilde{i}}_\beta. \end{cases}$$

Следовательно,

$$\begin{cases} L_s \dot{\tilde{i}}_\alpha = [-R_s \tilde{i}_\alpha + u_\alpha - K_s \text{sign}(\tilde{i}_\alpha)] - \\ - \tilde{L}_s \dot{\tilde{i}}_\alpha - \tilde{R}_s \tilde{i}_\alpha; \\ L_s \dot{\tilde{i}}_\beta = [-R_s \tilde{i}_\beta + u_\beta - K_s \text{sign}(\tilde{i}_\beta)] - \\ - \tilde{L}_s \dot{\tilde{i}}_\beta - \tilde{R}_s \tilde{i}_\beta. \end{cases} \quad (3)$$

Учитывая (1) и (3), получим

$$\begin{cases} L_s \dot{\tilde{i}}_\alpha = [-R_s \tilde{i}_\alpha - K_s \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) + e_\alpha] - \\ - \tilde{L}_s \dot{\tilde{i}}_\alpha - \tilde{R}_s \tilde{i}_\alpha; \\ L_s \dot{\tilde{i}}_\beta = [-R_s \tilde{i}_\beta - K_s \text{sign}(\tilde{i}_\beta) + e_\beta] - \\ - \tilde{L}_s \dot{\tilde{i}}_\beta - \tilde{R}_s \tilde{i}_\beta. \end{cases} \quad (4)$$

Выбираем функцию Ляпунова следующим образом:

$$V_s = \frac{1}{2} L_s (\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) + \frac{1}{2\gamma_R} \tilde{R}_s^2 + \frac{1}{2\gamma_L} \tilde{L}_s^2, \quad (5)$$

где  $\gamma_R$  и  $\gamma_L$  – положительные числа.

Исходя из (4) и (5), производная по времени функции (5) вычисляется следующим образом:

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &= L_s (\tilde{i}_\alpha \dot{\tilde{i}}_\alpha + \tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta) + \frac{1}{\gamma_R} \tilde{R}_s \dot{\tilde{R}}_s + \frac{1}{\gamma_L} \tilde{L}_s \dot{\tilde{L}}_s = \\ &= -R_s (\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) - K_s (|\tilde{i}_\alpha| + |\tilde{i}_\beta|) + (e_\alpha \tilde{i}_\alpha + e_\beta \tilde{i}_\beta) + \\ &+ \tilde{R}_s \left( \frac{\dot{\tilde{R}}_s}{\gamma_R} - \tilde{i}_\alpha \dot{\tilde{i}}_\alpha - \tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta \right) + \tilde{L}_s \left( \frac{\dot{\tilde{L}}_s}{\gamma_L} - \tilde{i}_\alpha \dot{\tilde{i}}_\alpha - \tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta \right). \end{aligned} \quad (6)$$

Имеем следующее неравенство:

$$\begin{aligned} -K_s (|\tilde{i}_\alpha| + |\tilde{i}_\beta|) + (e_\alpha \tilde{i}_\alpha + e_\beta \tilde{i}_\beta) &\leq -K_s (|\tilde{i}_\alpha| + |\tilde{i}_\beta|) + \\ + (|e_\alpha \tilde{i}_\alpha| + |e_\beta \tilde{i}_\beta|) &= -(K_s - |e_\alpha|) |\tilde{i}_\alpha| - (K_s - |e_\beta|) |\tilde{i}_\beta|. \end{aligned}$$

Если выбрать коэффициент  $K_s > 0$  достаточно большим, так, чтобы выполнялось условие  $K_s > \max\{|e_\alpha|, |e_\beta|\}$ , то  $-K_s (|\tilde{i}_\alpha| + |\tilde{i}_\beta|) + (e_\alpha \tilde{i}_\alpha + e_\beta \tilde{i}_\beta) < 0$ . Тогда из (6) получаем неравенство вида

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &< -R_s (\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) + \tilde{R}_s \left( \frac{\dot{\tilde{R}}_s}{\gamma_R} - \tilde{i}_\alpha \dot{\tilde{i}}_\alpha - \tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta \right) + \\ &+ \tilde{L}_s \left( \frac{\dot{\tilde{L}}_s}{\gamma_L} - \tilde{i}_\alpha \dot{\tilde{i}}_\alpha - \tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta \right). \end{aligned} \quad (7)$$

Для обеспечения  $\dot{V}_s \leq 0$  и исключения дрейфа параметров, адаптивный робастный закон настройки параметров синтезируется следующим образом:

$$\begin{cases} \dot{\hat{R}}_s = \gamma_R \text{Proj}_{\hat{R}_s} (\tilde{i}_\alpha \dot{\tilde{i}}_\alpha + \tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta); \\ \dot{\hat{L}}_s = \gamma_L \text{Proj}_{\hat{L}_s} (\tilde{i}_\alpha \dot{\tilde{i}}_\alpha + \tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta), \end{cases} \quad (8)$$

где  $\text{Proj}(\cdot)$  – оператор параметрической проекции [23]:

$$\begin{aligned} \text{Proj}_{\hat{R}_s} (\tilde{i}_\alpha \dot{\tilde{i}}_\alpha + \tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta) &= \\ &= \begin{cases} 0, & \text{если } \hat{R}_s = R_s \max \text{ и } (\tilde{i}_\alpha \dot{\tilde{i}}_\alpha + \tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta) > 0, \\ 0, & \text{если } \hat{R}_s = R_s \min \text{ и } (\tilde{i}_\alpha \dot{\tilde{i}}_\alpha + \tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta) < 0, \\ (\tilde{i}_\alpha \dot{\tilde{i}}_\alpha + \tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta), & \text{иначе;} \end{cases} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Proj}_{\hat{L}_s} (\tilde{i}_\alpha \dot{\tilde{i}}_\alpha + \tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta) &= \\ &= \begin{cases} 0, & \text{если } \hat{L}_s = L_s \max \text{ и } (\tilde{i}_\alpha \dot{\tilde{i}}_\alpha + \tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta) > 0, \\ 0, & \text{если } \hat{L}_s = L_s \min \text{ и } (\tilde{i}_\alpha \dot{\tilde{i}}_\alpha + \tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta) < 0, \\ (\tilde{i}_\alpha \dot{\tilde{i}}_\alpha + \tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta), & \text{иначе,} \end{cases} \end{aligned}$$

$R_{S \max}$ ,  $R_{S \min}$ ,  $L_{S \max}$ ,  $L_{S \min}$  – максимальные и минимальные значения параметров  $R_S$  и  $L_S$  соответственно (т. е.  $0 < R_{S \min} \leq R_S \leq R_{S \max}$ ,  $0 < L_{S \min} \leq L_S \leq L_{S \max}$ ).

Рассмотрим следующие возможные случаи для второго слагаемого в неравенстве (7):

– если  $\hat{R}_S = R_{S \max}$  и  $(\tilde{i}_\alpha \hat{i}_\alpha + \tilde{i}_\beta \hat{i}_\beta) > 0$ , то  $\dot{\hat{R}}_S = 0$  и  $\tilde{R}_S = \hat{R}_S - R_S \geq 0$ , тогда имеем

$$\tilde{R}_S \left( \frac{\dot{\hat{R}}_S}{\gamma_R} - \tilde{i}_\alpha \hat{i}_\alpha - \tilde{i}_\beta \hat{i}_\beta \right) \leq 0;$$

– если  $\hat{R}_S = R_{S \min}$  и  $(\tilde{i}_\alpha \hat{i}_\alpha + \tilde{i}_\beta \hat{i}_\beta) < 0$ , то  $\dot{\hat{R}}_S = 0$  и  $\tilde{R}_S = \hat{R}_S - R_S \leq 0$ , тогда имеем

$$\tilde{R}_S \left( \frac{\dot{\hat{R}}_S}{\gamma_R} - \tilde{i}_\alpha \hat{i}_\alpha - \tilde{i}_\beta \hat{i}_\beta \right) \leq 0;$$

– иначе имеем  $\dot{\hat{R}}_S = \gamma_R (\tilde{i}_\alpha \hat{i}_\alpha + \tilde{i}_\beta \hat{i}_\beta)$  и  $\tilde{R}_S \left( \frac{\dot{\hat{R}}_S}{\gamma_R} - \tilde{i}_\alpha \hat{i}_\alpha - \tilde{i}_\beta \hat{i}_\beta \right) = 0$ .

Следовательно, если  $\dot{\hat{R}}_S = \gamma_R \text{Proj}_{\hat{R}_S} (\tilde{i}_\alpha \hat{i}_\alpha + \tilde{i}_\beta \hat{i}_\beta)$ , то  $\tilde{R}_S \left( \frac{\dot{\hat{R}}_S}{\gamma_R} - \tilde{i}_\alpha \hat{i}_\alpha - \tilde{i}_\beta \hat{i}_\beta \right) \leq 0$ . Аналогично

для третьего слагаемого в неравенстве (7), если  $\dot{\hat{L}}_S = \gamma_L \text{Proj}_{\hat{L}_S} (\tilde{i}_\alpha \hat{i}_\alpha + \tilde{i}_\beta \hat{i}_\beta)$ , то  $\tilde{L}_S \left( \frac{\dot{\hat{L}}_S}{\gamma_L} - \tilde{i}_\alpha \hat{i}_\alpha - \tilde{i}_\beta \hat{i}_\beta \right) \leq 0$ .

Тогда неравенство (7) эквивалентно выражению вида

$$\dot{V}_S \leq -R_S (\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) \leq 0. \quad (9)$$

Нетрудно отметить, что если  $\hat{R}_S(0)$  и  $\hat{L}_S(0)$  находятся в пределах заданных минимального и максимального значений, то при использовании адаптивного робастного закона настройки (8) величины  $\hat{R}_S(t)$  и  $\hat{L}_S(t)$  остаются в этих пределах в течение всего времени. Исходя из неравенства (9) и принципа инвариантности Ла-Салля [24], можно отметить, что все траектории системы (4) ограничены, а переменные  $\tilde{i}_\alpha$  и  $\tilde{i}_\beta$  экспоненциально стре-

мятся к наибольшему предельному множеству, определяемому условием  $-R_S (\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) = 0$ , т. е.  $\tilde{i}_\alpha \rightarrow 0$ ,  $\tilde{i}_\beta \rightarrow 0$  при  $t \rightarrow \infty$ .

В диапазоне средних и высоких скоростей синусоидальные противо-ЭДС синхронного двигателя со значительной амплитудой и высокой электрической частотой вращения создают основной сигнал возбуждения, обеспечивая условие постоянной возбужденности для адаптивного наблюдателя. Кроме того, высокочастотные составляющие, порождаемые помехами от коммутации инвертора и скользящим режимом наблюдателя, также обогащают спектр возбуждения, повышая степень постоянной возбужденности. Это позволяет оценкам параметров  $\hat{R}_S$  и  $\hat{L}_S$  быстро сходиться вблизи их истинных значений. Такая сходимость наблюдается даже несмотря на то, что токи  $i_d$ ,  $i_q$  в системе координат  $d$ - $q$  остаются стабильными вследствие постоянного электромагнитного момента двигателя.

Однако эти же помехи, наряду с обеспечением возбуждения, одновременно вносят возмущения в процесс адаптации. Следовательно, на практике оценки параметров  $\hat{R}_S$  и  $\hat{L}_S$  не могут абсолютно точно сходиться к своим истинным значениям. Вместо этого они устойчиво осциллируют в окрестности истинных значений. Благодаря робастному адаптивному алгоритму (8), эти оценки всегда удерживаются в пределах допустимой области значений, что исключает их дрейф или выход за предусмотренные границы. В результате, ошибки оценивания параметров  $\tilde{R}_S$ ,  $\tilde{L}_S$  и переменных состояния  $\tilde{i}_\alpha$ ,  $\tilde{i}_\beta$  экспоненциально сходятся с высокой скоростью в окрестность начала координат и из системы (4) следует, что по истечении некоторого времени имеет место следующая система:

$$\begin{cases} 0 \approx (0 - K_S \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) + e_\alpha) + 0; \\ 0 \approx (0 - K_S \text{sign}(\tilde{i}_\beta) + e_\beta) + 0. \end{cases}$$

Из этой системы предварительные «сырые» оценки противо-ЭДС  $\hat{e}_{\alpha r}$ ,  $\hat{e}_{\beta r}$  по осям  $\alpha$  и  $\beta$  получаются следующим образом:

$$\begin{cases} \hat{e}_{\alpha r} = K_S \text{sign}(\tilde{i}_\alpha); \\ \hat{e}_{\beta r} = K_S \text{sign}(\tilde{i}_\beta). \end{cases} \quad (10)$$

Следует отметить, что использование разрывной знаковой функции  $\text{sign}$  вызывает высокочастотные колебания из-за ее переключения в скользящем режиме, в результате чего предварительные оценки противо-ЭДС (10) представляют собой высокочастотные осциллирующие сигналы, принимающие значения  $-K_s, 0, K_s$  [25]. Для снижения этого нежелательного эффекта знаковая функция заменяется ее гладкой аппроксимацией. Аппроксимирующая гладкая функция задается следующим выражением:

$$f_s(x) = \begin{cases} 1, & x \geq c, \\ 2S_5\left(\frac{x+c}{2c}\right) - 1, & |x| < c, \\ -1, & x \leq -c, \end{cases} \quad (11)$$

где  $S_5(x)$  представляет собой полином пятой степени, который обычно применяется для обеспечения плавной интерполяции значений в диапазоне от 0 до 1 и  $S_5(x) = 6x^5 - 15x^4 + 10x^3$  ( $x \in [0, 1]$ );  $S_5(0) = 0$ ;  $S_5(1) = 1$ ;  $c > 0$  – положительное число.

На рис. 2 представлены графики функции  $f_s(x, c)$  при различных значениях коэффициента  $c$ . Очевидно, что эта функция аппроксимирует функцию знака  $\text{sign}(x)$  с точностью, зависящей от параметра  $c$ : при больших значениях  $c$  функция изменяется плавно, тогда как малые значения  $c$  приводят к резкому изменению. Для подавления высокочастотных колебаний в статье принято значение  $c \in [0.1; 0.5]$ .

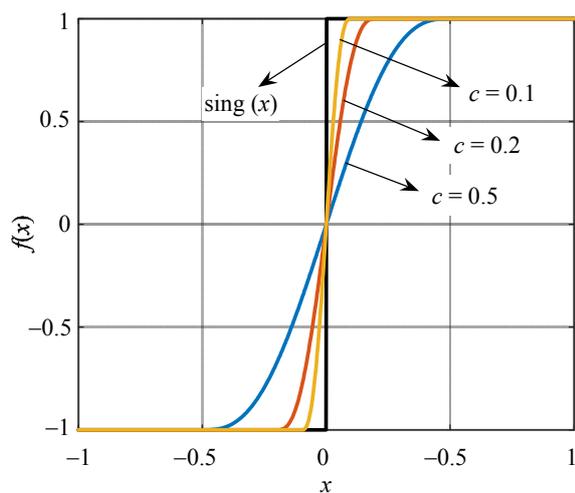


Рис. 2. Гладкая функция для аппроксимации знаковой функции  
Fig. 2. A smooth function for approximating the sign function

Таким образом, предлагаемый адаптивный наблюдатель в скользящем режиме с аппроксимирующей гладкой функцией (11) и адаптивными робастными законами настройки описывается следующей системой:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_s} \hat{i}_\alpha + \frac{1}{\hat{L}_s} u_\alpha - \frac{K_s}{\hat{L}_s} f_s(\tilde{i}_\alpha); \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_s} \hat{i}_\beta + \frac{1}{\hat{L}_s} u_\beta - \frac{K_s}{\hat{L}_s} f_s(\tilde{i}_\beta); \\ \dot{\hat{R}}_s = \gamma_R \text{Proj}_{\hat{R}_s} (\tilde{i}_\alpha \hat{i}_\alpha + \tilde{i}_\beta \hat{i}_\beta); \\ \dot{\hat{L}}_s = \gamma_L \text{Proj}_{\hat{L}_s} (\tilde{i}_\alpha \hat{i}_\alpha + \tilde{i}_\beta \hat{i}_\beta), \end{cases} \quad (12)$$

где  $K_s > \max\{|e_\alpha|, |e_\beta|\}$ ,  $R_{s \min} < \hat{R}_s(0) < R_{s \max}$ ,

$L_{s \min} < \hat{L}_s(0) < L_{s \max}$ .

Тогда предварительные оценки противо-ЭДС  $\hat{e}_{\alpha r}$ ,  $\hat{e}_{\beta r}$  получаются следующим образом:

$$\begin{cases} \hat{e}_{\alpha r} = K_s f_s(\tilde{i}_\alpha); \\ \hat{e}_{\beta r} = K_s f_s(\tilde{i}_\beta). \end{cases} \quad (13)$$

2. Адаптивный наблюдатель противо-ЭДС. Адаптивный наблюдатель в скользящем режиме (12) значительно улучшает предварительные оценки противо-ЭДС (13), однако в этих сигналах по-прежнему присутствуют высокочастотные помехи, что не позволяет использовать его напрямую для оценки угла поворота и скорости вращения ротора. Обычно для фильтрации помех применяют ФНЧ, но этот метод вносит фазовое запаздывание, которое зависит от частоты среза фильтра и угловой частоты сигнала. Полная компенсация фазового запаздывания требует знания истинного значения угловой скорости, однако на практике доступна лишь ее оценка, что снижает эффективность компенсации [26]. Решением данной проблемы становится использование адаптивного наблюдателя противо-ЭДС. Он выполняет функцию фильтра, эффективно устраняя высокочастотные помехи и напрямую выделяя оценку сигнала противо-ЭДС, тем самым полностью исключая необходимость в ФНЧ и фазовой компенсации.

Нетрудно отметить, что значительная разница между малой электромагнитной постоянной времени и большой механической постоянной времени приводит к важной особенности: скорость изменения механических переменных состояния

гораздо меньше, чем электрических переменных. Следовательно, в течение короткого интервала времени, охватывающего несколько циклов управления, изменение угловой скорости ротора незначительно и ее можно считать постоянной. На основе сказанного общепринято допущение о том, что производная угловой скорости по времени равна нулю ( $\dot{\omega}_e = \dot{\omega}_m = 0$ ).

Учитывая систему уравнений (1) и предположение  $\dot{\omega}_e = 0$ , производные против-ЭДС по осям  $\alpha$  и  $\beta$  определяются следующим образом:

$$\begin{cases} \dot{e}_\alpha = -\dot{\omega}_e \Phi \sin \theta_e - \omega_e^2 \Phi \cos \theta_e = -\omega_e e_\beta; \\ \dot{e}_\beta = \dot{\omega}_e \Phi \cos \theta_e - \omega_e^2 \Phi \sin \theta_e = \omega_e e_\alpha. \end{cases} \quad (14)$$

На основе систем (13) и (14) синтезируется адаптивный наблюдатель против-ЭДС с адаптивным робастным законом следующей структуры:

$$\begin{cases} \dot{\hat{e}}_\alpha = -\hat{\omega}_e \hat{e}_\beta - K_m (\hat{e}_\alpha - \hat{e}_{\alpha r}); \\ \dot{\hat{e}}_\beta = \hat{\omega}_e \hat{e}_\alpha - K_m (\hat{e}_\beta - \hat{e}_{\beta r}); \\ \dot{\hat{\omega}}_e = \gamma_e [(\hat{e}_\alpha - \hat{e}_{\alpha r}) \hat{e}_\beta - (\hat{e}_\beta - \hat{e}_{\beta r}) \hat{e}_\alpha - \sigma_e \hat{\omega}_e], \end{cases} \quad (15)$$

где  $\hat{e}_\alpha$ ,  $\hat{e}_\beta$  – обработанные оценки против-ЭДС по осям  $\alpha$  и  $\beta$ ;  $\hat{\omega}_e$  – оценка электрической угловой скорости ротора;  $K_m > 0$  – коэффициент усиления наблюдателя;  $\gamma_e$ ,  $\sigma_e > 0$  – положительные числа.

Пусть  $\tilde{e}_\alpha = \hat{e}_\alpha - \hat{e}_{\alpha r}$ ,  $\tilde{e}_\beta = \hat{e}_\beta - \hat{e}_{\beta r}$  и  $\tilde{\omega}_e = \hat{\omega}_e - \omega_e$  – ошибки оценивания переменных  $e_\alpha$ ,  $e_\beta$  и  $\omega_e$  соответственно. Исходя из (13)–(15), динамика этих ошибок оценивания представляется в виде следующей системы:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{e}}_\alpha = -\tilde{\omega}_e \hat{e}_\beta - \omega_e \tilde{e}_\beta - K_m \tilde{e}_\alpha; \\ \dot{\tilde{e}}_\beta = \tilde{\omega}_e \hat{e}_\alpha + \omega_e \tilde{e}_\alpha - K_m \tilde{e}_\beta; \\ \dot{\tilde{\omega}}_e = \tilde{e}_\alpha \hat{e}_\beta - \tilde{e}_\beta \hat{e}_\alpha - \sigma_e \tilde{\omega}_e. \end{cases} \quad (16)$$

Для анализа устойчивости адаптивного наблюдателя против-ЭДС с адаптивным робастным алгоритмом настройки рассмотрим функцию Ляпунова следующего вида:

$$V_m = \frac{1}{2} (\tilde{e}_\alpha^2 + \tilde{e}_\beta^2) + \frac{1}{2\gamma_e} \tilde{\omega}_e^2. \quad (17)$$

Дифференцируя (17) с учетом (16), получаем:

$$\begin{aligned} \dot{V}_m &= \tilde{e}_\alpha \dot{\tilde{e}}_\alpha + \tilde{e}_\beta \dot{\tilde{e}}_\beta + \gamma_e^{-1} \tilde{\omega}_e \dot{\tilde{\omega}}_e = \\ &= \tilde{e}_\alpha (-\tilde{\omega}_e \hat{e}_\beta - \omega_e \tilde{e}_\beta - K_m \tilde{e}_\alpha) + \\ &+ \tilde{e}_\beta (\tilde{\omega}_e \hat{e}_\alpha + \omega_e \tilde{e}_\alpha - K_m \tilde{e}_\beta) + \\ &+ \tilde{\omega}_e (\tilde{e}_\alpha \hat{e}_\beta - \tilde{e}_\beta \hat{e}_\alpha - \sigma_e \tilde{\omega}_e) = \\ &= -K_m (\tilde{e}_\alpha^2 + \tilde{e}_\beta^2) - \sigma_e \tilde{\omega}_e \hat{\omega}_e. \end{aligned}$$

Следовательно,

$$\dot{V}_m \leq -K_m (\tilde{e}_\alpha^2 + \tilde{e}_\beta^2) - \frac{\sigma_e}{2} \tilde{\omega}_e^2 + \frac{\sigma_e}{2} \omega_e^2. \quad (18)$$

Из (18) видно, что  $\dot{V}_m(\tilde{e}_\alpha, \tilde{e}_\beta, \tilde{\omega}_e) < 0$  вне компактного множества

$$\{(\tilde{e}_\alpha, \tilde{e}_\beta, \tilde{\omega}_e) : 2K_m (\tilde{e}_\alpha^2 + \tilde{e}_\beta^2) + \sigma_e \tilde{\omega}_e^2 \leq \sigma_e \omega_e^2\}.$$

Тогда, согласно принципу инвариантности Ла-Салля [24] все сигналы системы (16) ограничены и экспоненциально сходятся к наибольшему предельному множеству. Посредством выбора достаточно больших коэффициентов  $K_m$ ,  $\gamma_e$  (в пределах допустимого для избежания усиления шумов) и достаточно малого коэффициента  $\sigma_e$ , ошибки оценивания  $\tilde{e}_\alpha$  и  $\tilde{e}_\beta$  сводятся в окрестности нуля, что подтверждает эффективность адаптивного наблюдателя против-ЭДС (15). Тогда по истечении некоторого времени можно получить следующую систему:

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha \approx e_\alpha = -\omega_e \Phi \sin \theta_e; \\ \hat{e}_\beta \approx e_\beta = \omega_e \Phi \cos \theta_e. \end{cases} \quad (19)$$

Использование обработанных оценок против-ЭДС  $\hat{e}_\alpha$ ,  $\hat{e}_\beta$ , вырабатываемых адаптивным наблюдателем против-ЭДС (15), позволяет значительно повысить точность оценки параметров (углового положения и угловой скорости ротора) и снизить ошибки оценивания.

3. Подсистема фазовой автоподстройки частоты. На основе системы (19) оценки электрического углового положения  $\hat{\theta}_e$  и электрической угловой скорости  $\hat{\omega}_e$  ротора могут быть определены через обработанные оценки против-ЭДС как

$$\begin{cases} \hat{\theta}_e = -\arctg(\hat{e}_\alpha / \hat{e}_\beta); \\ \hat{\omega}_e = \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2} / \Phi. \end{cases}$$

Метод оценки углового положения ротора для СДПМ, основанный на вычислении  $\arctg(\hat{e}_\alpha / \hat{e}_\beta)$ ,

обладает преимуществами простоты реализации и высокого быстродействия. Однако основным недостатком этого подхода – значительное усиление шумов, вызванное присущей чувствительностью операции деления. В частности, когда значение  $\hat{e}_\beta$  приближается к нулю, система сталкивается с риском ошибки деления на ноль или получения нестабильных результатов, что делает метод непригодным для практического применения. Кроме того, оценка угловой скорости сильно зависит от точности знания параметра потоко-сцепления постоянных магнитов  $\Phi$  ротора. Неточность в определении значения  $\Phi$  приводит к существенной ошибке при оценке угловой скорости. Альтернативный подход – прямое дифференцирование оценки углового положения – также непрактичен, поскольку приводит к появлению в сигнале оценки угловой скорости значительных высокочастотных шумов, что исключает его непосредственное использование в контуре управления.

Таким образом, из-за этих ограничений данный метод неприменим в системах, требующих высокой точности и стабильности. Вместо него широкое распространение получили алгоритмы, основанные на использовании подсистемы фазовой автоподстройки частоты [27], которые позволяют успешно преодолеть указанные проблемы.

Блок ФАПЧ предназначен для оценки электрического углового положения  $\hat{\theta}_e$  и электрической угловой скорости  $\hat{\omega}_e$  ротора на основе обработанных оценок противо-ЭДС  $\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$ , полученных из (15). Однако в различных диапазонах рабочих скоростей амплитуда противо-ЭДС синхронного двигателя значительно изменяется, что непосредственно влияет на полосу пропускания контура ФАПЧ. Кроме того, неточности определения потоко-сцепления постоянных магнитов  $\Phi$  ротора, а также его изменение, вызванное тепловыми эффектами или старением в процессе эксплуатации, могут негативно влиять на точность оценки углового положения и угловой скорости ротора. Для решения этих проблем вместо обычного контура ФАПЧ используется нормализованный. Структурная схема блока ФАПЧ с нормализацией амплитуды представлена на рис. 3.

Пусть  $\Delta e = -\hat{e}_\alpha \cos \hat{\theta}_e - \hat{e}_\beta \sin \hat{\theta}_e$ . При малой ошибке оценивания  $\tilde{\theta}_e = \theta_e - \hat{\theta}_e$ , удовлетворяющей условию  $|\tilde{\theta}_e| < \pi/6$ , возможно приближение

$\sin \tilde{\theta}_e \approx \tilde{\theta}_e$ . На основе структурной схемы, представленной на рис. 3, и системы (19) может быть получено следующее выражение:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta e}{\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}} &= \\ &= \frac{\omega_e \Phi \sin \theta_e \cos \hat{\theta}_e - \omega_e \Phi \cos \theta_e \sin \hat{\theta}_e}{\sqrt{(\omega_e \Phi \sin \theta_e)^2 + (\omega_e \Phi \cos \theta_e)^2}} = \\ &= \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \approx \tilde{\theta}_e. \end{aligned} \quad (20)$$

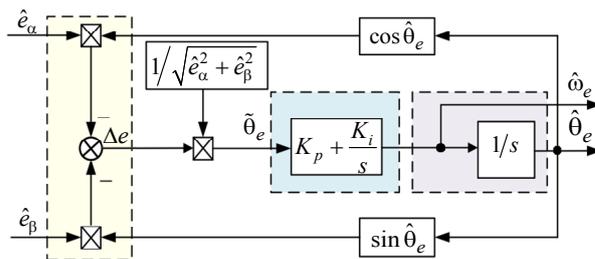


Рис. 3. Схема блока нормализованной фазовой автоподстройки частоты  
Fig. 3. Diagram of the normalized phase-locked loop block

Таким образом, из (20) можно отметить, что ошибка оценки электрического углового положения  $\tilde{\theta}_e$  может быть определена непосредственно по обработанным оценкам противо-ЭДС  $\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$  без использования информации об электрической угловой скорости  $\omega_e$  или о потоко-сцеплении постоянных магнитов  $\Phi$  ротора. Для регулирования и подавления данной ошибки до нуля используется пропорционально-интегральный регулятор (ПИ), на вход которого подается указанная ошибка. В результате на выходе контура ФАПЧ формируются точные оценки как электрического углового положения  $\hat{\theta}_e$ , так и электрической угловой скорости  $\hat{\omega}_e$  ротора. Следовательно, передаточная функция ошибки нормализованного контура ФАПЧ может быть выражена следующим образом:

$$\frac{\hat{\theta}_e(s)}{\theta_e(s)} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i}, \quad (21)$$

где  $s$  – оператор Лапласа;  $K_p, K_i$  – коэффициент пропорционального усиления и коэффициент интегрального усиления ПИ-регулятора соответственно.

Из уравнения (21) видно, что оценка углового положения  $\hat{\theta}_e$  будет асимптотически сходиться к реальному значению  $\theta_e$ , а оценка угловой скорости

сти ротора  $\hat{\omega}_e$  может быть получена дифференцированием (рис. 3). Еще одно существенное преимущество заключается в том, что полоса пропускания нормализованной подсистемы ФАПЧ зависит только от заданных коэффициентов  $K_p$  и  $K_i$  регулятора и полностью независима от изменений угловой скорости двигателя  $\omega_e$  или значения потока сцепления постоянных магнитов  $\Phi$  ротора.

**Результаты моделирования и аналитическое обсуждение.** С целью оценки эффективности разработанного адаптивного наблюдателя для системы бездатчикового векторного управления СДПМ в области средних и высоких скоростей, проведено компьютерное моделирование в среде

MatLab/Simulink. Для демонстрации преимуществ разработанного алгоритма, адаптивный наблюдатель в скользящем режиме в сочетании с адаптивным наблюдателем противо-ЭДС и подсистемой ФАПЧ напрямую сравнивается с нелинейным (неадаптивным) наблюдателем в скользящем режиме [28], использующим для оценки угла функцию  $\arctg$ .

Номинальные параметры синхронного двигателя заданы следующим образом [29], [30]:  $R_s = 0.108$  Ом;  $L_s = 0.038$  мГн;  $\Phi = 1.3$  мВб;  $J = 0.346 \cdot 10^{-5}$  кг · м<sup>2</sup>;  $n_p = 12$ ;  $B = 1.8 \cdot 10^{-5}$  Н · с/м ( $J$  – момент инерции ротора;  $B$  – коэффициент вязкого трения,  $n_p$  – число пар полюсов ротора).

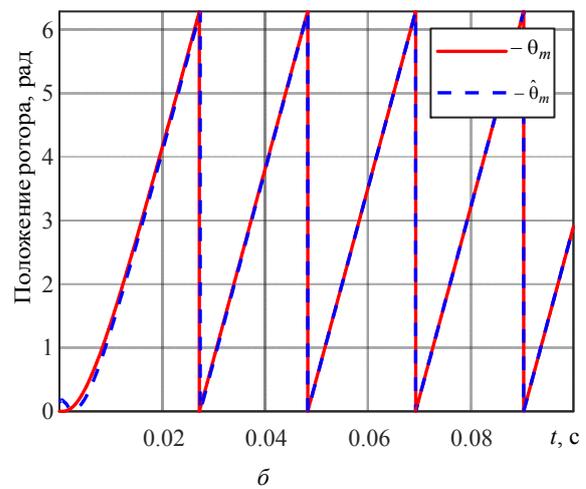
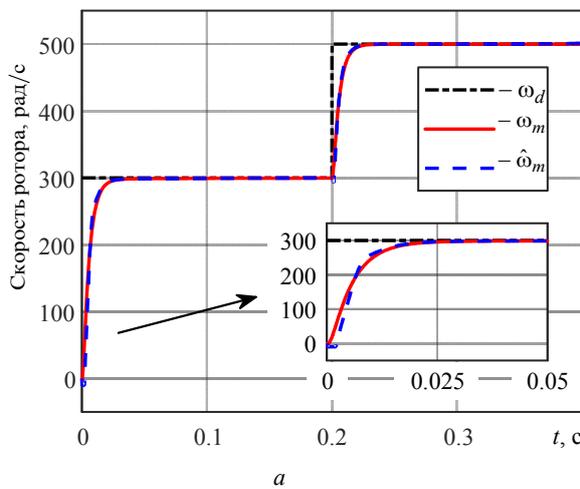


Рис. 4. Переходные процессы предложенного адаптивного наблюдателя при  $R_s = 0.108$  Ом;  $L_s = 0.038$  мГн:

$a$  – оценка скорости  $\hat{\omega}_m$ ;  $b$  – оценка положения  $\hat{\theta}_m$

Fig. 4. Transient responses of the proposed adaptive observer at  $R_s = 0.108$  Ом;  $L_s = 0.038$  мГн:

$a$  – speed estimation  $\hat{\omega}_m$ ;  $b$  – position estimation  $\hat{\theta}_m$

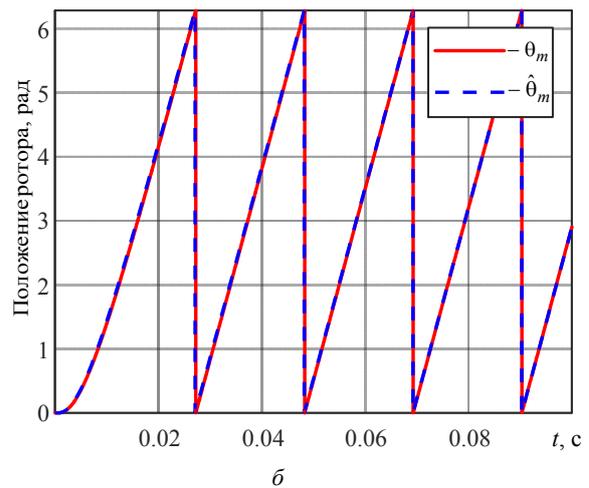
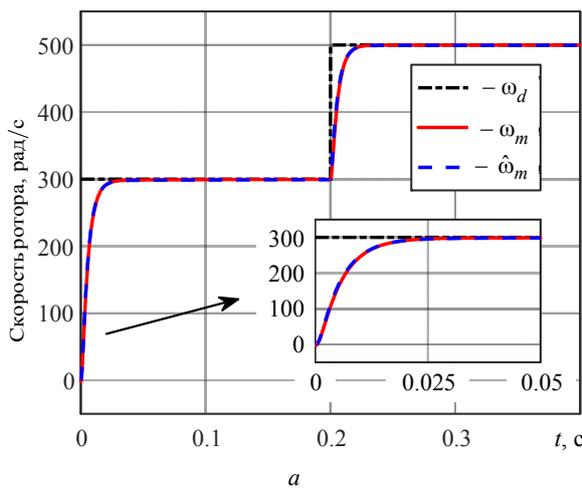


Рис. 5. Переходные процессы нелинейного (неадаптивного) наблюдателя при  $R_s = 0.108$  Ом;  $L_s = 0.038$  мГн:

$a$  – оценка скорости  $\hat{\omega}_m$ ;  $b$  – оценка положения  $\hat{\theta}_m$

Fig. 5. Transient responses of the nonlinear (non-adaptive) observer at  $R_s = 0.108$  Ом;  $L_s = 0.038$  мГн:

$a$  – speed estimation  $\hat{\omega}_m$ ;  $b$  – position estimation  $\hat{\theta}_m$

Параметры адаптивного наблюдателя выбраны как  $K_S = 150$ ;  $\gamma_R = \gamma_L = 100$ ;  $K_m = \gamma_e = 10^3$ ;  $\sigma_e = 10^{-3}$ ;  $K_p = 2 \cdot 700$ ;  $K_i = 700^2$ .

Результаты моделирования при различных значениях параметров СДПМ представлены на рис. 4–9, где  $\omega_d$  – заданная (желаемая) механическая угловая скорость ротора;  $\theta_m$ ,  $\omega_m$  и  $\hat{\theta}_m$ ,  $\hat{\omega}_m$  – механическое угловое положение, механическая угловая скорость ротора и их оценки, соответственно.

Сценарий моделирования 1 – при номинальных значениях  $R_S = 0.108$  Ом;  $L_S = 0.038$  мГн.

Сценарий моделирования 2 – при увеличении  $R_S$  и  $L_S$ :  $R_S = 0.18$  Ом;  $L_S = 0.05$  мГн.

Сценарий моделирования 3 – при увеличении  $R_S$  и уменьшении  $L_S$ :  $R_S = 0.18$  Ом;  $L_S = 0.02$  мГн.

Результаты моделирования показывают, что при номинальных параметрах СДПМ оба наблюдателя обеспечивают высокую точность оценки угловой скорости и положения ротора (см. рис. 4 и 5). Однако при наличии параметрической неопределенности предложенный адаптивный наблюдатель сохраняет высокую точность оценивания этих величин, тогда как нелинейный наблюдатель в скользящем режиме начинает демон-

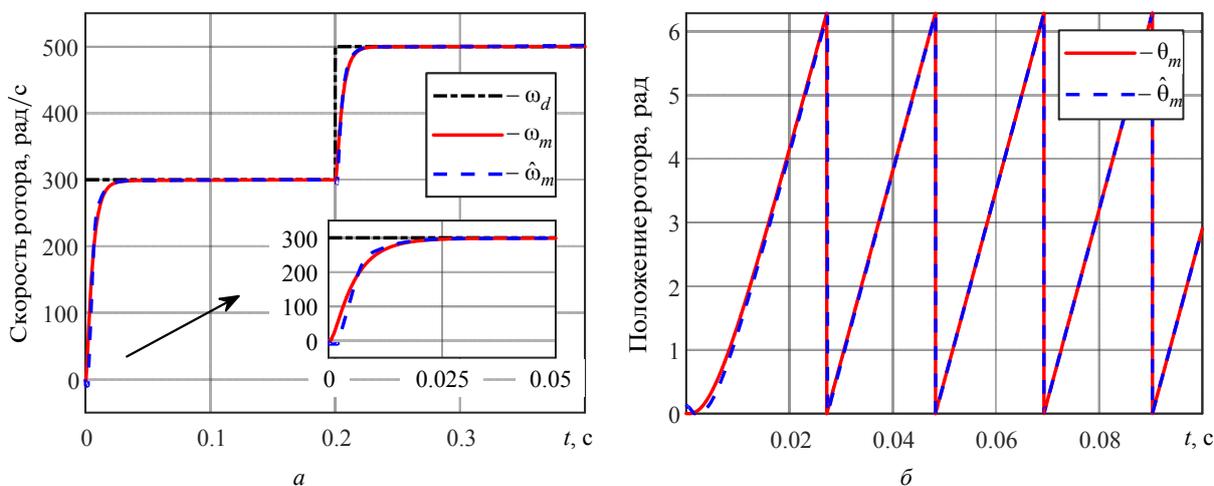


Рис. 6. Переходные процессы предложенного адаптивного наблюдателя при  $R_S = 0.18$  Ом;  $L_S = 0.05$  мГн:

$a$  – оценка скорости  $\hat{\omega}_m$ ;  $b$  – оценка положения  $\hat{\theta}_m$

Fig. 6. Transient responses of the proposed adaptive observer at  $R_S = 0.18$  Ом;  $L_S = 0.05$  мГн:

$a$  – speed estimation  $\hat{\omega}_m$ ;  $b$  – position estimation  $\hat{\theta}_m$

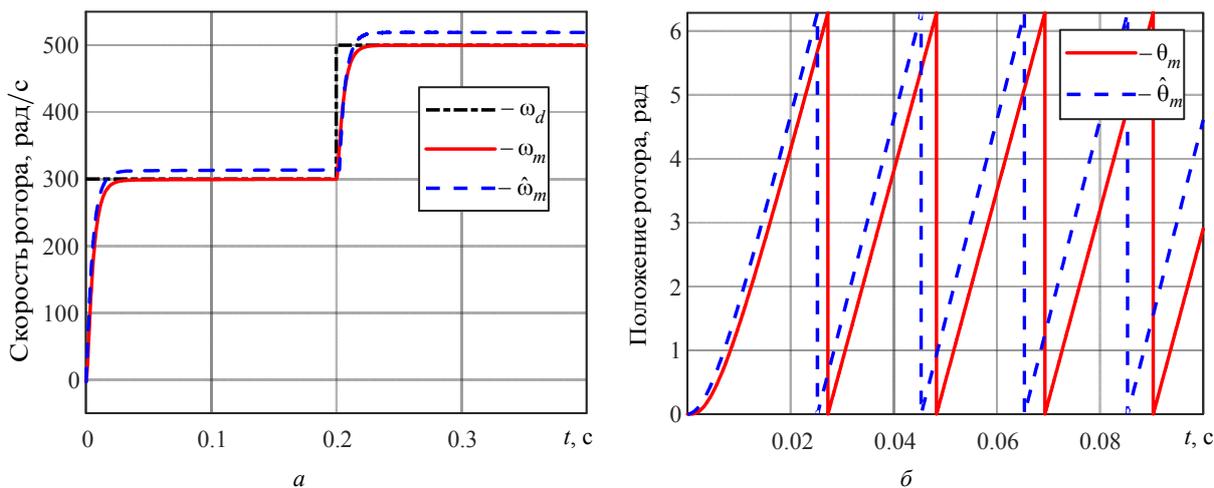


Рис. 7. Переходные процессы нелинейного (неадаптивного) наблюдателя при  $R_S = 0.18$  Ом;  $L_S = 0.05$  мГн:

$a$  – оценка скорости  $\hat{\omega}_m$ ;  $b$  – оценка положения  $\hat{\theta}_m$

Fig. 7. Transient responses of the nonlinear (non-adaptive) observer at  $R_S = 0.18$  Ом;  $L_S = 0.05$  мГн:

$a$  – speed estimation  $\hat{\omega}_m$ ;  $b$  – position estimation  $\hat{\theta}_m$

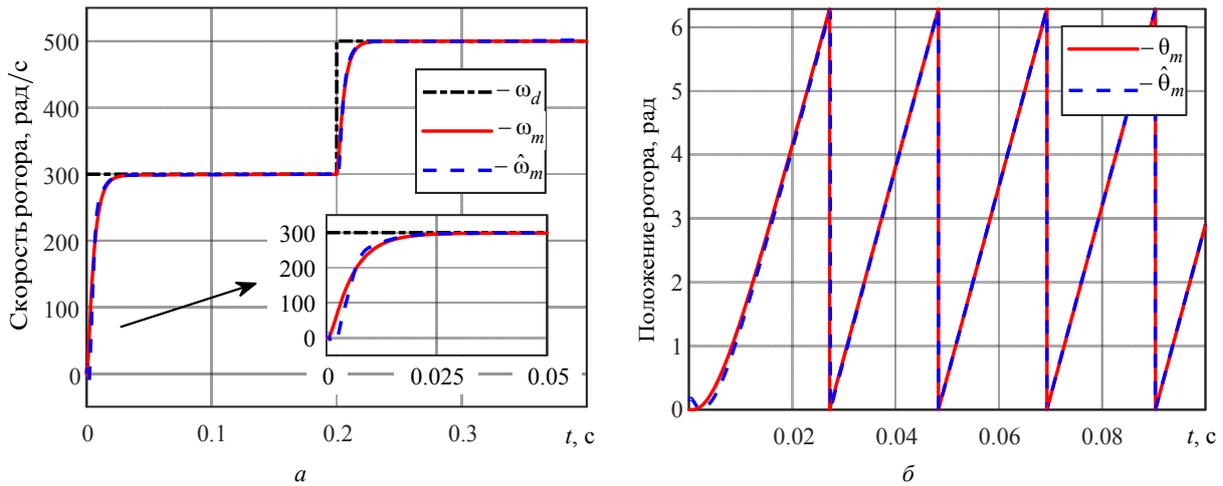


Рис. 8. Переходные процессы предложенного адаптивного наблюдателя при  $R_s = 0.18$  Ом;  $L_s = 0.02$  мГн:

$a$  – оценка скорости  $\hat{\omega}_m$ ;  $b$  – оценка положения  $\hat{\theta}_m$

Fig. 8. Transient responses of the proposed adaptive observer at  $R_s = 0.18$  Ом;  $L_s = 0.02$  мГн:

$a$  – speed estimation  $\hat{\omega}_m$ ;  $b$  – position estimation  $\hat{\theta}_m$

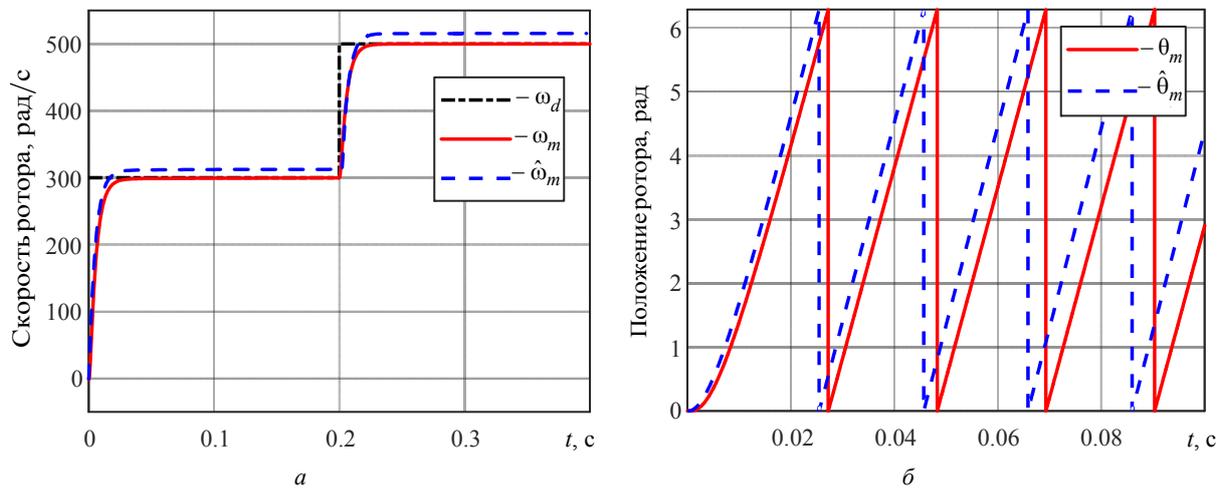


Рис. 9. Переходные процессы нелинейного (неадаптивного) наблюдателя при  $R_s = 0.18$  Ом;  $L_s = 0.02$  мГн:

$a$  – оценка скорости  $\hat{\omega}_m$ ;  $b$  – оценка положения  $\hat{\theta}_m$

Fig. 9. Transient responses of the nonlinear (non-adaptive) observer at  $R_s = 0.18$  Ом;  $L_s = 0.02$  мГн:

$a$  – speed estimation  $\hat{\omega}_m$ ;  $b$  – position estimation  $\hat{\theta}_m$

стрировать существенные ошибки, что ограничивает его практическое применение в реальных системах управления (рис. 6–9). Таким образом, разработанный адаптивный наблюдатель не только обеспечивает высокую точность и эффективность, но также подтверждает свою робастность и пригодность для задач бездатчикового управления в условиях неопределенности параметров двигателя.

**Заключение.** Статья посвящена разработке адаптивного алгоритма оценки состояния для бездатчикового векторного управления СДПМ на средних и высоких скоростях с целью повышения точности оценки угловой скорости и положения ротора в условиях неопределенности параметров

двигателя. Опираясь на проведенные исследования и полученные результаты, можно сформулировать следующие выводы:

1. Предложен новый адаптивный наблюдатель в скользящем режиме с использованием гладкой аппроксимации знаковой функции и адаптивного механизма настройки параметров (сопротивления статора и индуктивности) для оценивания противо-ЭДС в неподвижной системе координат  $\alpha$ - $\beta$ . Такой подход позволяет снизить высокочастотные колебания, возникающие при возбуждении скользящего режима, и компенсировать параметрическую неопределенность.

2. Разработан адаптивный алгоритм (адаптивный наблюдатель противо-ЭДС), обеспечивающий сглаживание и улучшение формы оцененных сигналов противо-ЭДС, что устраняет необходимость использования ФНЧ и компенсации фазового запаздывания.

3. Для точной оценки скорости и положения ротора без априорного знания магнитного потока сцепления ротора разработана подсистема нормированной ФАПЧ, на вход которой подаются обработанные сигналы противо-ЭДС.

4. Устойчивость и сходимостъ предложенного адаптивного алгоритма строго доказаны методом

функций Ляпунова: все сигналы наблюдателя ограничены, а переменные ошибок оценивания экспоненциально стремятся к наибольшему предельному множеству.

5. Проведенный сравнительный анализ результатов моделирования демонстрирует преимущество предложенного адаптивного наблюдателя перед неадаптивным наблюдателем, а именно, обеспечивается высокая точность оценки угловой скорости и положения ротора в условиях неопределенности параметров двигателя, что подтверждает перспективность практического применения предложенного метода.

### Список литературы

1. Hendershot J. R., Miller T. J. E. Design of brushless permanent-magnet motors. Oxford: Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1995. 580 p.

2. Krause P. C., Wasynczuk O., Sudhoff S. D. Analysis of electric machinery and Drive Systems. 2<sup>nd</sup> ed. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2002. 632 p.

3. Novotny D. W., Lipo T. A. Vector control and dynamics of AC drives. Oxford: Clarendon Press, 1996. 464 p.

4. Ding H., Zou X., Li J. Sensorless control strategy of permanent magnet synchronous motor based on fuzzy sliding mode observer // IEEE Access. 2022. Vol. 10. P. 36743–36752. doi: 10.1109/ACCESS.2022.3164519.

5. Sensorless speed control of permanent magnet synchronous motor based on novel adaptive control with compensated parameters / K. H. Nam, J. S. Park, Ch. Moon, Y. A. Kwon. // IEEE Region 10 Intern. Conf. (TENCON). Bangkok, Thailand: IEEE, 2014. P. 1–4. doi: 10.1109/TENCON.2014.7022475.

6. Chi S., Zhang Zh., Xu L. Sliding mode sensorless control of direct-drive PM synchronous motors for washing machine applications // IEEE Trans. on Industry Appl. 2009. Vol. 45, no. 2. P. 582–590. doi: 10.1109/TIA.2009.2013545.

7. Improved nonlinear flux observer-based second-order SOF for PMSM sensorless control / W. Xu, Ya. Jiang, Ch. Mu, F. Blaabjerg // IEEE Trans. on Power Electron. 2019. Vol. 34, no. 1. P. 565–579. doi: 10.1109/TPEL.2018.2822769.

8. FPGA-based sensorless speed control of PMSM using enhanced performance controller based on the reduced-order EKF / H. Yang, R. Yang, W. Hu, Zh. Huang // IEEE J. of Emerging and Selected Topics in Power Electron. 2021. Vol. 9, no. 1. P. 289–301. doi: 10.1109/JESTPE.2019.2962697.

9. Liu J., Zhang Y. Performance improvement of nonlinear flux observer for sensorless control of PMSM // IEEE Trans. on Industrial Electron. 2023. Vol. 70, no. 12. P. 12014–12023. doi: 10.1109/TIE.2023.3236112.

10. Vector control of permanent magnet synchronous motor based on new MRAS / Yu. Hu, L. Li, W. Guo, Ya. Li // 24<sup>th</sup> Int. Conf. on Electr. Machines and Syst.

(ICEMS). Gyeongju, Korea: IEEE, 2021. P. 1983–1987. doi: 10.23919/ICEMS52562.2021.9634634.

11. Janiszewski D. Extended Kalman filter based speed sensorless PMSM control with load reconstruction // 32<sup>nd</sup> Ann. Conf. on IEEE Industrial Electron. (IECON 2006). Paris, France: IEEE, 2006. P. 1465–1468. doi: 10.1109/IECON.2006.347852.

12. Ma Zh., Zhang X. FPGA implementation of sensorless sliding mode observer with a novel rotation direction detection for PMSM drives // IEEE Access. 2018. Vol. 6. P. 55528–55536. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2871730.

13. Data-driven recursive least squares estimation for model predictive current control of permanent magnet synchronous motors / A. Brosch, S. Hanke, O. Wallscheid, J. Böcker // IEEE Trans. on Power Electron. 2021. Vol. 36, no. 2. P. 2179–2190. doi: 10.1109/TPEL.2020.3006779.

14. Ye Sh., Yao X. A modified flux sliding-mode observer for the sensorless control of PMSMs with online stator resistance and inductance estimation // IEEE Trans. on Power Electron. 2020. Vol. 35, no. 8. P. 8652–8662. doi: 10.1109/TPEL.2019.2963112.

15. Sun Q., Zhu X., Niu F. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on new sliding mode observer with single resistor current reconstruction // CES Trans. on Electr. Machines and Syst. 2022. Vol. 6, no. 4. P. 378–383. doi: 10.30941/CESTEMS.2022.00049.

16. Kim H., Son J., Lee J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM // IEEE Trans. on Industrial Electron. 2011. Vol. 58, no. 9. P. 4069–4077. doi: 10.1109/TIE.2010.2098357.

17. Lee H., Lee J. Design of iterative sliding mode observer for sensorless PMSM control // IEEE Trans. on Control Syst. Technol. 2013. Vol. 21, no. 4. P. 1394–1399. doi: 10.1109/TCST.2012.2199493.

18. Anti-disturbance position sensorless control of PMSM based on improved sliding mode observer with suppressed chattering and no phase delay / Y. Xu, C. Wang, W. Yuan, Z. Li, Z. Yin // J. of Electr. Engin. & Technol. 2023. Vol. 18. P. 2895–2907. doi: 10.1007/s42835-023-01394-2.

19. Marcel N., Claudiulonel N., Marian D. Adaptive sensorless control of PMSM using back-EMF sliding mode observer and fuzzy logic // *Electr. Vehicles Intern. Conf. (EV)*. Bucharest, Romania: IEEE, 2019. P. 1–6. doi: 10.1109/EV.2019.8893070.
20. Improved sliding mode observer for the sensorless control of permanent magnet synchronous motor / H. He, J. Gao, Q. Wang, J. Wang, H. Zhai // *J. of Electr. Engin. & Technol.* 2024. Vol. 19. P. 3149–3161. doi: 10.1007/s42835-024-01785-z.
21. Research on sensorless control of a permanent magnet synchronous motor based on an improved sliding mode controller with improved phase-locked loop / Zh. Luo, Y. Guo, Y. Huang, L. Guo, W. Zhang, Ya. Peng // *J. Electron.* 2025. Vol. 14, no. 19. Art. 3822. P. 1–32. doi: 10.3390/electronics14193822.
22. Zou X., Ding H., Li J. Sensorless control strategy of permanent magnet synchronous motor based on adaptive super-twisting algorithm sliding mode observer // *J. of Control, Automation and Electr. Syst.* 2024. Vol. 35. P. 163–179. doi: 10.1007/s40313-023-01054-w.
23. Xu L., Yao B. Adaptive robust control of mechanical systems with non-linear dynamic friction compensation // *Int. J. of Control.* 2008. Vol. 81, no. 2. P. 167–176. doi: 10.1080/00207170701390132.
24. Халил Х. К. Нелинейные системы. М.–Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика» / пер. с англ. И. А. Макарова; под ред. А. Л. Фрадкова. Инт компьютерных исследований, 2009. 832 с.
25. A sliding mode observer based sensorless controller / Zh. Fang, Y. Chen, K. Chen, J. F. Pan // *9<sup>th</sup> Intern. Conf. on Power Electron. Syst. and Appl. (PESA)*. Hong Kong, China: IEEE, 2022. P. 1–5. doi: 10.1109/PESA55501.2022.10038405.
26. New sliding mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor / Zh. Qiao, T. Shi, Y. Wang, Y. Yan, C. Xia, X. He // *IEEE Trans. on Industrial Electron.* 2013. Vol. 60, no. 2. P. 710–719. doi: 10.1109/TIE.2012.2206359.
27. Ilioudis V. C. PLL type estimator applied in PMSM sensorless control for speed and position // *12<sup>th</sup> Intern. Conf. on Ecol. Vehicles and Renewable Energies (EVER)*. Monte Carlo, Monaco: IEEE, 2017. P. 1–8. doi: 10.1109/EVER.2017.7935919.
28. Ganapathy R. A., Santha K. R. Review of sliding mode observers for sensorless control of permanent magnet synchronous motor drives // *Int. J. of Power Electron. and Drive Syst. (IJPEDS)*. 2018. Vol. 9, no. 1. P. 46–54. doi: 10.11591/ijpeds.v9.i1.pp46-54.
29. Joshi Dh., Deb D., Giri A. K. MRAS disturbance observer-based sensorless field-oriented backstepping control of BLDC motor drive // *J. Electr. Engin.* 2024. Vol. 106. P. 6681–6701. doi: 10.1007/s00202-024-02378-9.
30. A computational-effective field-oriented control strategy for accurate and efficient electric propulsion of unmanned aerial vehicles / A. Bosso, Ch. Conficoni, D. Raggini, A. Tilli // *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics.* 2021. Vol. 26, no. 3. P. 1501–1511. doi: 10.1109/TMECH.2020.3022379.

---

#### Информация об авторах

**Нгуен Зуи Хань** – аспирант, ассистент кафедры систем автоматического управления СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

E-mail: kxanhnguyen.mta@gmail.com

**Путов Виктор Владимирович** – д-р техн. наук, профессор, зам. зав. кафедрой систем автоматического управления по развитию СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

E-mail: vvputov@mail.ru

**Шелудько Виктор Николаевич** – д-р техн. наук, профессор кафедры систем автоматического управления, ректор СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

E-mail: vnsheludko@etu.ru

#### References

1. Hendershot J. R., Miller. T. J. E. Design of brushless permanent-magnet motors. Oxford: Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1995. 580 p.
2. Krause P. C., Wasynczuk O., Sudhoff S. D. Analysis of electric machinery and Drive Systems. 2<sup>nd</sup> Ed. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2002. 632 p.
3. Novotny D. W., Lipo T. A. Vector control and dynamics of AC drives. Oxford: Clarendon Press, 1996. 464 p.
4. Ding H., Zou X., Li J. Sensorless control strategy of permanent magnet synchronous motor based on fuzzy sliding mode observer // *IEEE Access.* 2022. Vol. 10. P. 36743–36752. doi: 10.1109/ACCESS.2022.3164519.
5. Sensorless speed control of permanent magnet synchronous motor based on novel adaptive control with compensated parameters / K. H. Nam, J. S. Park, Ch. Moon, Y. A. Kwon. // *IEEE Region 10 Intern. Conf. (TENCON)*. Bangkok, Thailand: IEEE, 2014. P. 1–4. doi: 10.1109/TENCON.2014.7022475.
6. Chi S., Zhang Zh., Xu L. Sliding mode sensorless control of direct-drive PM synchronous motors for washing machine applications // *IEEE Trans. on Industry Appl.* 2009. Vol. 45, no. 2. P. 582–590. doi: 10.1109/TIA.2009.2013545.
7. Improved nonlinear flux observer-based second-order SOIFO for PMSM sensorless control / W. Xu, Ya. Jiang,

Ch. Mu, F. Blaabjerg // IEEE Trans. on Power Electron. 2019. Vol. 34, no. 1. P. 565–579. doi: 10.1109/TPEL.2018.2822769.

8. FPGA-based sensorless speed control of PMSM using enhanced performance controller based on the reduced-order EKF / H. Yang, R. Yang, W. Hu, Zh. Huang // IEEE J. of Emerging and Selected Topics in Power Electron. 2021. Vol. 9, no. 1. P. 289–301. doi: 10.1109/JESTPE.2019.2962697.

9. Liu J., Zhang Y. Performance improvement of non-linear flux observer for sensorless control of PMSM // IEEE Trans. on Industrial Electron. 2023. Vol. 70, no. 12. P. 12014–12023. doi: 10.1109/TIE.2023.3236112.

10. Vector control of permanent magnet synchronous motor based on new MRAS / Yu. Hu, L. Li, W. Guo, Ya. Li // 24<sup>th</sup> Int. Conf. on Electr. Machines and Syst. (ICEMS). Gyeongju, Korea: IEEE, 2021. P. 1983–1987. doi: 10.23919/ICEMS52562.2021.9634634.

11. Janiszewski D. Extended Kalman filter based speed sensorless PMSM control with load reconstruction // 32<sup>nd</sup> Ann. Conf. on IEEE Industrial Electron. (IECON 2006). Paris, France: IEEE, 2006. P. 1465–1468. doi: 10.1109/IECON.2006.347852.

12. Ma Zh., Zhang X. FPGA implementation of sensorless sliding mode observer with a novel rotation direction detection for PMSM drives // IEEE Access. 2018. Vol. 6. P. 55528–55536. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2871730.

13. Data-driven recursive least squares estimation for model predictive current control of permanent magnet synchronous motors / A. Brosch, S. Hanke, O. Wallscheid, J. Böcker // IEEE Trans. on Power Electron. 2021. Vol. 36, no. 2. P. 2179–2190. doi: 10.1109/TPEL.2020.3006779.

14. Ye Sh., Yao X. A modified flux sliding-mode observer for the sensorless control of PMSMs with online stator resistance and inductance estimation // IEEE Trans. on Power Electron. 2020. Vol. 35, no. 8. P. 8652–8662. doi: 10.1109/TPEL.2019.2963112.

15. Sun Q., Zhu X., Niu F. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on new sliding mode observer with single resistor current reconstruction // CES Trans. on Electr. Machines and Syst. 2022. Vol. 6, no. 4. P. 378–383. doi: 10.30941/CESTEMS.2022.00049.

16. Kim H., Son J., Lee J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM // IEEE Trans. on Industrial Electron. 2011. Vol. 58, no. 9. P. 4069–4077. doi: 10.1109/TIE.2010.2098357.

17. Lee H., Lee J. Design of iterative sliding mode observer for sensorless PMSM control // IEEE Trans. on Control Syst. Technol. 2013. Vol. 21, no. 4. P. 1394–1399. doi: 10.1109/TCST.2012.2199493.

18. Anti-disturbance position sensorless control of PMSM based on improved sliding mode observer with suppressed chattering and no phase delay / Y. Xu, C. Wang, W. Yuan, Z. Li, Z. Yin // J. of Electr. Engin. & Technol. 2023. Vol. 18. P. 2895–2907. doi: 10.1007/s42835-023-01394-2.

19. Marcel N., Claudiulonel N., Marian D. Adaptive sensorless control of PMSM using back-EMF sliding mode observer and fuzzy logic // Electr. Vehicles Intern. Conf. (EV). Bucharest, Romania: IEEE, 2019. P. 1–6. doi: 10.1109/EV.2019.8893070.

20. Improved sliding mode observer for the sensorless control of permanent magnet synchronous motor / H. He, J. Gao, Q. Wang, J. Wang, H. Zhai // J. of Electr. Engin. & Technol. 2024. Vol. 19. P. 3149–3161. doi: 10.1007/s42835-024-01785-z.

21. Research on sensorless control of a permanent magnet synchronous motor based on an improved sliding mode controller with improved phase-locked loop / Zh. Luo, Y. Guo, Y. Huang, L. Guo, W. Zhang, Ya. Peng // J. Electron. 2025. Vol. 14, no. 19. Art. 3822. P. 1–32. doi: 10.3390/electronics14193822.

22. Zou X., Ding H., Li J. Sensorless control strategy of permanent magnet synchronous motor based on adaptive super-twisting algorithm sliding mode observer // J. of Control, Automation and Electr. Syst. 2024. Vol. 35. P. 163–179. doi: 10.1007/s40313-023-01054-w.

23. Xu L., Yao B. Adaptive robust control of mechanical systems with non-linear dynamic friction compensation // Int. J. of Control. 2008. Vol. 81, no. 2. P. 167–176. doi: 10.1080/00207170701390132.

24. Halil H. K. Nelinejnye sistemy. M.–Izhevsk: NIC «Reguljarnaja i haoticheskaja dinamika». Per. s angl. I. A. Makarova; pod red. A. L. Fradkova. In-t komp'juternyh issledovanij, 2009. 832 s. (In Russ.).

25. A sliding mode observer based sensorless controller / Zh. Fang, Y. Chen, K. Chen, J. F. Pan // 9<sup>th</sup> Intern. Conf. on Power Electron. Syst. and Appl. (PESA). Hong Kong, China: IEEE, 2022. P. 1–5. doi: 10.1109/PESA55501.2022.10038405.

26. New sliding mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor / Zh. Qiao, T. Shi, Y. Wang, Y. Yan, C. Xia, X. He // IEEE Trans. on Industrial Electron. 2013. Vol. 60, no. 2. P. 710–719. doi: 10.1109/TIE.2012.2206359.

27. Ilioudis V. C. PLL type estimator applied in PMSM sensorless control for speed and position // 12<sup>th</sup> Intern. Conf. on Ecol. Vehicles and Renewable Energies (EVER). Monte Carlo, Monaco: IEEE, 2017. P. 1–8. doi: 10.1109/EVER.2017.7935919.

28. Ganapathy R. A., Santha K. R. Review of sliding mode observers for sensorless control of permanent magnet synchronous motor drives // Int. J. of Power Electron. and Drive Syst. (IJPEDS). 2018. Vol. 9, no. 1. P. 46–54. doi: 10.11591/ijpedsv9.i1.pp46-54.

29. Joshi Dh., Deb D., Giri A. K. MRAS disturbance observer-based sensorless field-oriented backstepping control of BLDC motor drive // J. Electr. Engin. 2024. Vol. 106. P. 6681–6701. doi: 10.1007/s00202-024-02378-9.

30. A computational-effective field-oriented control strategy for accurate and efficient electric propulsion of unmanned aerial vehicles / A. Bosso, Ch. Conficoni, D. Raggini, A. Tilli // IEEE/ASME Trans. on Mechatronics. 2021. Vol. 26, no. 3. P. 1501–1511. doi: 10.1109/TMECH.2020.3022379.

Information about the authors

**Duy Khanh Nguyen** – postgraduate student, Assistant of the Department of Automatic Control Systems, Saint Petersburg Electrotechnical University.

E-mail: [khanhnguyen.mta@gmail.com](mailto:khanhnguyen.mta@gmail.com)

**Victor V. Putov** – Dr Sci. (Eng.), Professor, Deputy Head of the Department of Automatic Control Systems for Development, Saint Petersburg Electrotechnical University.

E-mail: [vvputov@mail.ru](mailto:vvputov@mail.ru)

**Victor N. Sheludko** – Dr Sci. (Eng.), Professor of the Department of Automatic Control Systems, Rector of Saint Petersburg Electrotechnical University.

E-mail: [vnsheludko@etu.ru](mailto:vnsheludko@etu.ru)

Статья поступила в редакцию 16.12.2025; принята к публикации после рецензирования 20.01.2026; опубликована онлайн 30.03.2026.

Submitted 16.12.2025; accepted 20.01.2026; published online 30.03.2026.

---