

И. Б. Фуртат, д-р техн. наук, проф., гл. науч. сотр., cainenash@mail.ru,

Институт проблем машиноведения РАН, Санкт-Петербург,

Ю. А. Жуков, науч. сотр., zh_kv@mail.ru,

Н. С. Слободзян, канд. техн. наук, зав. лабораторией, ja-nikita@mail.ru,

Балтийский государственный технический университет "ВОЕНМЕХ" им. Д. Ф. Устинова

Обзор моделей и методов управления шаговыми двигателями*

Представлен обзор моделей и алгоритмов управления шаговым двигателем (ШД). Благодаря высокой точности, улучшенным показателям удельной мощности, экономичности и надежности по сравнению с другими синхронными двигателями ШД широко используются в различных практических приложениях и научном оборудовании. В авиационной и космической технике ШД активно применяются в исполнительных системах, таких как приводы движения элементов крупногабаритных конструкций, системы наведения и стабилизации и т. д. В статье описаны некоторые существующие алгоритмы управления ШД, которые основаны как на знании параметров модели ШД, так и на отсутствии той или иной информации. Из множества описанных алгоритмов выделены четыре (ПИД регулятор, алгоритм точной линеаризации обратной связью, адаптивное управление с частично неизвестными параметрами и адаптивное управление с полностью неизвестными параметрами), которые показали наилучшие результаты переходных процессов по слежению угла ротора ШД за эталонным значением. Также приводится сравнительный численный анализ среди данных четырех алгоритмов, который показал, что наилучшие результаты переходных процессов продемонстрированы адаптивными регуляторами (в смысле наименьшей ошибки в установившемся режиме), тогда как наихудшие результаты продемонстрированы ПИД регулятором. Отмечено, что исследуемый ПИД регулятор содержит гораздо меньше контуров обратных связей по сравнению с другими алгоритмами, что упрощает выбор настраиваемых параметров и уменьшает динамический порядок замкнутой системы, однако синтез основан на знании точных параметров привода, а также чувствителен к внешним возмущениям. Напротив, адаптивные подходы успешно решают задачу оценки параметрических и функциональных возмущений, однако их реализация связана со значительными трудностями.

Ключевые слова: обзор, шаговый двигатель, модель, управление, адаптивное управление, ПИД регулятор

Введение

В БГТУ "ВОЕНМЕХ" и АО "ИСС" им. М. Ф. Решетнева ведется совместная работа по созданию универсальных мехатронных модулей на базе шаговых двигателей (ШД) в составе электромеханических систем управления приборами, устройствами и элементами конструкции космических аппаратов. Объектом исследования являются модели и алгоритмы управления, обеспечивающие прецизионное управление

ШД в условиях параметрической и функциональной неопределенности.

ШД — синхронная машина с электрическим преобразователем, преобразующая дискретные электрические команды в перемещение [1]. Угол и скорость вращения ШД просто и точно контролируются с помощью входных импульсов, что широко используется в различных электромеханических устройствах.

ШД можно эффективно управлять без обратной связи при отсутствии параметрической неопределенности и внешних возмущений. Иными словами, управление осуществляется путем односторонней передачи командных сигналов от контроллера более высокого уровня к двигателю, что делает управление ШД очень простым, поскольку устраняет необходимость в датчиках и обратной связи.

Однако в процессе функционирования двигателя его параметры могут меняться. Например, активное сопротивление ШД зависит от

*Работа выполнена в рамках проекта "Создание высокотехнологичного импортозамещающего производства универсальных многофункциональных мехатронных модулей, предназначенных для обеспечения работы исполнительных систем трансформируемых конструкций объектов авиационно-космической техники, обеспечивающей освоение и использование Мирового океана, Арктики и Антарктики" в БГТУ "ВОЕНМЕХ" им. Д.Ф. Устинова при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (соглашение № 075-11-2021-057 от 28.06.2021) в соответствии с постановлением Правительства РФ от 09.04.2010 № 218.

температуры, нагрузка на ротор ШД зависит от внешних воздействий, которые не всегда известны. В таких случаях требуется разработка алгоритмов управления с обратной связью для гарантии точного функционирования двигателя в условиях неопределенностей.

В настоящее время предложено большое число методов для анализа и синтеза законов управления ШД. В поисковой системе Scopus запрос по ключевым словам "control" и "stepper



Рис. 1. Распределение числа публикаций по годам
Fig. 1. Distribution of the number of publications by years

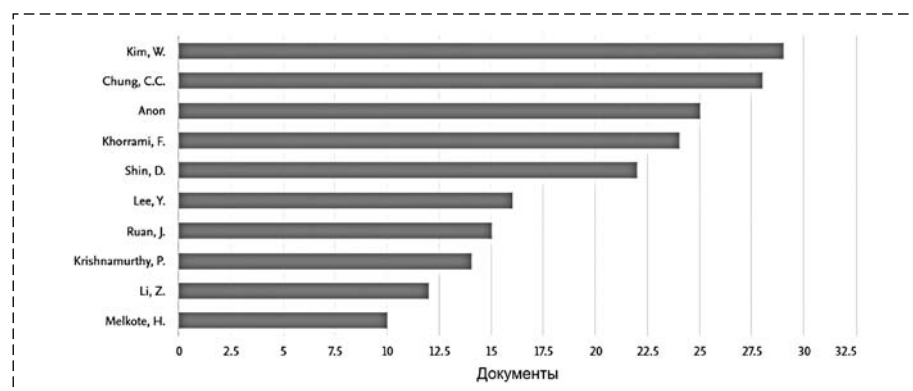


Рис. 2. Распределение наибольшего числа публикаций по авторам
Fig. 2. Distribution of the largest number of publications by authors

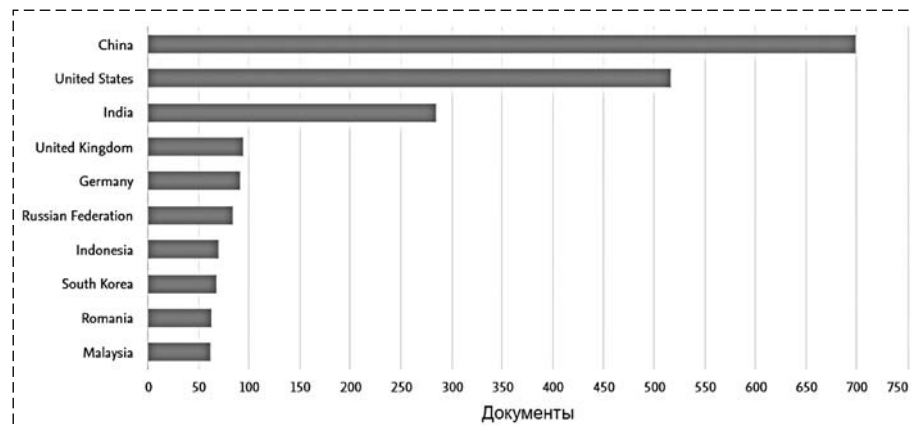


Рис. 3. Распределение наибольшего числа публикаций по странам
Fig. 3. Distribution of the largest number of publications by countries

motor" в названии публикации выдает 364 публикации на конец января 2023 г. С учетом упоминания данных слов в любой части публикации — 3164 результата.

В отечественной поисковой системе eLibrary запрос с ключевыми словами "управление" и "шаговый двигатель" в названии публикации выдает 714 публикаций на конец января 2022 г. (включая статьи, монографии, патенты, диссертации и т. п.), а с учетом упоминания данных слов в любой части публикации — 10 599 результатов.

Судя по ежегодному росту публикаций за 50 лет, интерес к данной тематике неуклонно растет (рис. 1). На рис. 2, 3 представлены диаграммы лидеров среди авторов и стран с наибольшим числом публикаций по тематике анализа и управления ШД.

1. Обзор математических моделей и методов управления ШД

В работе [2] рассматривается разомкнутое управление (без обратной связи) двухфазным

гибридным ШД (ГШД) с использованием преобразователя напряжения в частоту. ГШД объединяет лучшие свойства реактивных и шаговых двигателей с постоянными магнитами, реализуя большой вращающий момент и остаточный фиксирующий момент. При управлении ГШД преобразуют последовательность цифровых импульсов в точные пошаговые движения [2–6]. ГШД совместим с цифровыми системами управления и контроля (мониторинга) [4, 5]. Самые популярные ГШД состоят из статора и двух роторов. Статор двигателя имеет две обмотки управления, каждая из которых размещена на двух диаметрально противоположных полюсах. На каждом роторе располагается цилиндрический постоянный магнит, намагниченный вдоль оси ГШД, на каждый из полюсов надет сердечник ротора с зубцами. Зубья распределены

равномерно, а первый ротор радиально смещен относительно второго со сдвигом в половину зуба [4]. ГШД развивает механический крутящий момент выше, чем крутящий момент реактивного двигателя [4, 5]. ГШД управляется в следующих вариантах: при синусоидальном питании, при импульсном управлении с полным шагом и с половинным шагом [4–6].

В работе [2] представлен новый метод моделирования в MATLAB привода контроллера для ГШД с полной последовательностью шагов с использованием преобразователя напряжения в частоту. Результаты моделирования предложенной схемы управления показали удовлетворительные результаты с натурными экспериментами.

Математическая модель ГШД описывается следующими дифференциальными уравнениями [2–7]:

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J}[-K_m i_a \sin(n\theta) + \\ &+ K_m i_b \cos(n\theta) - F\omega - k_D - T_L]; \\ \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L_a}[v_a - R_a i_a + K_m \omega \sin(n\theta)]; \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{L_b}[v_b - R_b i_b - K_m \omega \cos(n\theta)], \end{aligned} \quad (1)$$

где θ — позиция (положение) ротора; ω — скорость ротора; i_a и i_b — фазные токи (токи на соответствующих обмотках статора); v_a и v_b — фазные напряжения (напряжения на соответствующих обмотках статора); L_a и L_b — фазные индуктивности (индуктивности на соответствующих обмотках статора); R_a и R_b — сопротивления фаз (активные сопротивления на соответствующих обмотках статора); n — число зубцов ротора (число зубцов, приходящееся на каждую пару полюсов (или число пар полюсов статора); J — инерция ротора (приведенный к валу суммарный момент инерции ротора и элементов привода); K_m — постоянная крутящего момента ротора (моментная постоянная двигателя); T_L — момент нагрузки (суммарный момент на валу двигателя); F — вязкостное трение; k_D — остаточный фиксирующий момент (тормозной момент).

В работе [8] рассматривается управление положением ШГ с постоянными магнитами с использованием метода точной линеаризации. Показана связь между точным линеаризу-

ющим преобразованием и dq -преобразованием в теории электрических машин. Также показано, как постоянные крутящие моменты нагрузки могут быть асимптотически исключены с помощью нелинейного наблюдателя.

Несмотря на то, что в работе [8] модель заимствована из статьи [7], тем не менее модель в работе [8] имеет некоторые отличия. Итак, модель ШД в [8] описывается следующими дифференциальными уравнениями:

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J}[-K_m i_a \sin(n\theta) + K_m i_b \cos(n\theta) - \\ &- F\omega - k_D \sin(4n\theta) - T_L]; \\ \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L}[v_a - R i_a + K_m \omega \sin(n\theta)]; \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{L}[v_b - R i_b - K_m \omega \cos(n\theta)]. \end{aligned} \quad (2)$$

Модель (2) представляется более точной по сравнению с моделью (1) и подробно выведена со всеми объяснениями в работе [8]. Отличие моделей (1) и (2) состоит в том, что используются одни и те же значения L , J во всех уравнениях, а во втором уравнении используется слагаемое $-k_D \sin(4n\theta)$ вместо $-k_D$. Величина $k_D \sin(4n\theta)$ представляет создаваемый остаточный фиксирующий (тормозной) крутящий момент, возникающий из-за постоянного магнита ротора, взаимодействующего с магнитным материалом полюсов статора, и k_D обычно составляет от 5 до 10 % значения $K_m i_0$, где i_0 — номинальный ток [5, 7].

Введем вектор состояния x , сигналы управления u_1 и u_2 , а также другие обозначения:

$$\begin{aligned} x &= \text{col}\{i_a, i_b, \omega, \theta\}; \\ K_1 &= \frac{R}{L}, \quad K_2 = \frac{K_m}{L}, \quad K_3 = \frac{K_m}{J}, \\ K_4 &= \frac{F}{J}, \quad K_5 = n, \quad K_6 = \frac{k_D}{J}; \\ u_1 &= v_a/L, \quad u_2 = v_b/L. \end{aligned}$$

В результате модель (2) в пространстве состояния можно записать в виде

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -K_1 x_1 + K_2 x_2 \sin(K_5 x_4) + u_1; \\ \dot{x}_2 &= -K_1 x_2 - K_2 x_3 \sin(K_5 x_4) + u_2; \\ \dot{x}_3 &= -K_3 x_1 \sin(K_5 x_4) + K_3 x_2 \cos(K_5 x_4) - \\ &- K_4 x_3 - K_6 \sin(2K_5 x_4) - \frac{M_R}{J}; \\ \dot{x}_4 &= x_3. \end{aligned} \quad (3)$$

Уравнения (3) активно используются в различной литературе для синтеза линейного и нелинейного управления (чаще нелинейного) ШГ с постоянными магнитами.

В работе [9] рассмотрена задача точного позиционного управления ШГ с постоянными магнитами с синусоидальным распределением потока. Для обеспечения точного позиционирования применяется метод адаптивной линеаризации обратной связью, разработанный в статье [9]. Предполагается, что момент нагрузки и сопротивление каждой фазной обмотки статора неизвестны. Предложена нелинейная схема адаптивного управления, которая гарантирует глобальное отслеживание траектории заданного положения и глобальную сходимость оцениваемых параметров. Приведены результаты моделирования. Более подробный разбор данного алгоритма будет выполнен в следующих разделах.

Методы линеаризации обратной связью для (неадаптивного) управления ШД с переменным сопротивлением были рассмотрены в работе [10] (см. [11] для адаптивного случая) и в статьях [12, 13] для ШД с постоянными магнитами. В работе [12] предложен не прямой адаптивный регулятор, который сочетает в себе метод линеаризации с обратной связью и метод наименьших квадратов. Однако данный подход [12] требует знания производной по времени от переменных состояния двигателя, которые обычно недоступны. В статье [13] предложено нелинейное адаптивное управление для модели пониженного порядка (электродинамикой пренебрегают), т. е. для машин, у которых распределение потока не является синусоидальным, что часто вызывает пульсации крутящего момента. Для уменьшения пульсаций момента периодическое распределение потока аппроксимируется усеченным рядом Фурье, коэффициенты которого считаются неизвестными, и разрабатывается нелинейное адаптивное управление.

В работе [14] предложена нелинейная схема адаптивного управления для двухфазного ШД с постоянными магнитами. Техника адаптивного управления основана на расширенном свойстве согласованности параметров. Предполагается, что неизвестны только момент нагрузки и сопротивление каждой фазной обмотки статора. Аналогичным образом можно решить и более общий случай, когда все параметры двигателя неизвестны. Предлагаемое управление применимо только к машинам с синусоидальным распределением потока.

Теперь рассмотрим модель из работы [9]:

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J} [-K_m i_a \sin(n\theta) + \\ &+ K_m i_b \cos(n\theta) - F\omega - T_L]; \\ \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L} [v_a - Ri_a + K\omega \sin(n\theta)]; \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{L} [v_b - Ri_b - K\omega \cos(n\theta)]. \end{aligned} \quad (4)$$

Рассмотрим структурные отличия моделей (2) и (4). В модели (4), в отличие от (2), отсутствует слагаемое $-k_p \sin(4n\theta)$.

Также в работе [9] приведено нелинейное преобразование координат (4) с последующим синтезом нелинейного закона управления, обеспечивающего экспоненциальную устойчивость по отклонениям θ , ω и $\dot{\omega}$ от соответствующих положений равновесия в случае известных параметров модели и измерении данных сигналов. Если сопротивление обмотки статора R и момент нагрузки M_R точно не известны, сопротивление меняется в зависимости от температуры, и крутящий момент нагрузки зависит от самой нагрузки, то используется метод адаптивной линеаризации обратной связью.

Модель (4) используется в статье [15] с использованием нового прогнозирующего закона управления током с конечным набором управлений для двухфазного ГШД, питаемого от трехфазного инвертора источника напряжения. Также модель (4) используется в работе [16], где предложено робастное нелинейное управление положением для ШД с постоянными магнитами. Разработана новая модель с одним входом и одним выходом, которая включает в себя положение, скорость и ускорение, с использованием схемы коммутации для учета неизвестных параметров и внешнего возмущения. Дополнительно разработан наблюдатель, предназначенный для оценки положения, скорости, ускорения и возмущения. Поскольку возмущение относится к внешнему воздействию, то трудно достаточно точно оценить возмущение без наблюдателя с большим коэффициентом усиления. Использование других наблюдателей может привести к ухудшению качества регулирования. Затем разрабатывается нелинейный регулятор на базе метода бэкстеппинга для подавления ошибки

слежения за положением. Предлагаемый алгоритм управления был проверен экспериментально в системе управления ШД с постоянными магнитами.

В работе [16] отмечается, что с ростом мощности и снижением стоимости встроенных процессоров в последние годы приводы и системы управления для ШД с постоянными магнитами становятся все более сложными. Таким образом, для приложений позиционирования ШД с постоянными магнитами может заменить дорогие серводвигатели, такие как синхронные двигатели с постоянными магнитами, в качестве более дешевой замены в замкнутом контуре.

Различные контроллеры были предложены для улучшения характеристик управления положением/скоростью в ШД с постоянными магнитами [17–25]. Нелинейный регулятор, использующий управление для модели с ослаблением поля (с отсутствием слагаемого $-k_D \sin(4n\theta)$), был представлен для улучшения управления положением в работах [26, 27]. Простой и эффективный регулятор положения и скорости был предложен в статье [18]. В работе [19] предложен бездатчиковый (от англ. *sensorless*) регулятор для управления скоростью ШД.

В статье [20] разработано микрошаговое управление (от англ. *microstepping control*) на основе модуляции крутящего момента для реализации ориентированного на поле управления и без прямого квадратурного преобразования и управления сбросом интегратора, разработанного в статье [21] для улучшения переходной характеристики с управлением положением ШД с постоянными магнитами. Микрошаговое управление также использовано в работе [22].

Для уменьшения ошибки слежения по положению предложен усовершенствованный контроллер нелинейного демпфирования [23]. Кроме того, для оптимизации характеристик управления было разработано нелинейное H_2 -управление с различными линейными параметрами [24].

В работе [25] предложено эффективное управление с обратной связью, состоящее из идентификации параметров двигателя, управления по току с обратной связью, управления положением с обратной связью и управления демпфированием. Для подавления внешних периодических возмущений разработан модельный прогнозирующий регулятор [26].

На базе метода внутренней модели предложен закон управления на основе принципа снижения не основных гармоник для двигателя с инверторами с низкой частотой переключения [27–40].

В работе [41] предложен алгоритм управления ШД при полностью неизвестных параметрах. Для синтеза алгоритма используется метод бэкстеппинга. Достоинство алгоритма состоит в том, что помимо управления используется идентификация всех неизвестных параметров.

Анализ моделирования рассмотренных схем управления показал, что наилучшие результаты переходных процессов (в смысле быстродействия и наименьшего значения перерегулирования) показали следующие алгоритмы:

- ПИД регулирование [41];
- алгоритм точной линеаризации обратной связью по состоянию [9];
- адаптивное управление ШД с измеряемым вектором состояния [9];
- адаптивное управление ШД с полностью неизвестными параметрами и измеряемым вектором состояния [41].

Ниже более подробно рассмотрим каждый из алгоритмов и приведем результаты моделирования. Отметим, что основной целью при синтезе адаптивных законов управления является поиск такого алгоритма, который позволит гарантировать выполнение цели

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\theta(t) - \theta_R(t)) = 0,$$

где $\theta_R(t)$ — эталонное значение угла ротора.

2. ПИД регулирование

Рассмотрим ПИ регулятор в контуре тока и ПИД регулятор в контуре положения [41]:

$$\begin{aligned} u_d &= -pL\omega i_q - k_4(i_d - i_{dr}) - k_5 \int_0^t [i_d(\tau) - i_{dr}(\tau)] d\tau; \\ u_q &= k_M \omega - k_4(i_q - i_{qr}) - k_5 \int_0^t [i_q(\tau) - i_{qr}(\tau)] d\tau; \\ i_{dr} &= 0; \\ i_{qr} &= -\frac{J}{k_M} \{k_1(\theta - \theta_r) + \\ &+ k_2 \int_0^t [\theta(\tau) - \theta_r(\tau)] d\tau + k_3(\omega - \omega_r)\}. \end{aligned} \quad (5)$$

3. Адаптивное управление ШД с измеряемым вектором состояния

Перед синтезом адаптивного управления рассмотрим эффективную схему линеаризации обратной связью [9] при условии, что все параметры и внешние сигналы известны и доступны измерению. На базе полученной схемы будет рассмотрен первый алгоритм адаптивного управления ШД [9].

3.1. Алгоритм точной линеаризации обратной связью по состоянию

Если предположить, что все параметры модели (4) точно известны, то можно применить следующее преобразование координат:

$$y_1 = \theta;$$

$$y_2 = \omega;$$

$$y_3 = -\frac{K_m}{J} i_a \sin(n\theta) + \frac{K_m}{J} i_b \cos(n\theta) - \frac{F}{J} \omega - \frac{T_L}{J};$$

$$y_4 = K_m i_a \cos(n\theta) + K_m i_b \sin(n\theta).$$

В новых координатах модель ШД (4) преобразуется к виду

$$\dot{y}_1 = y_2;$$

$$\dot{y}_2 = y_3;$$

$$\begin{aligned} \dot{y}_3 = & \frac{K_m}{JL} \sin(n\theta)(Ri_a - K_m \omega \sin(n\theta) + v_a) - \\ & - \frac{K_m}{J} i_a \cos(n\theta) \omega - \frac{K_m}{JL} \cos(n\theta)(Ri_b - \\ & - K_m \omega \cos(n\theta) + v_b) - \frac{K_m}{J} i_b \sin(n\theta) \omega - \frac{F}{J} y_3; \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \dot{y}_4 = & \frac{K_m}{L} \cos(n\theta)(-Ri_a + K_m \omega \sin(n\theta) + v_a) - \\ & - K_m i_a \sin(n\theta) \omega - \frac{K_m}{L} \sin(n\theta)(Ri_b - \\ & - K_m \omega \cos(n\theta) + v_b) + K_m i_b \cos(n\theta) \omega. \end{aligned}$$

Введем новые переменные управления u_1 и u_2 , определяемые как

$$\frac{K_m}{L} \begin{bmatrix} -\frac{\sin(n\theta)}{J} & \frac{\cos(n\theta)}{J} \\ \cos(n\theta) & \sin(n\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где

$$\begin{aligned} \varphi_a = & \frac{K_m}{JL} \sin(n\theta)(-Ri_a + K_m \omega \sin(n\theta)) + \\ & + \frac{K_m}{J} i_a \cos(n\theta) \omega - \frac{K_m}{JL} \cos(n\theta)(-Ri_b - \\ & - K_m \omega \cos(n\theta)) + \frac{K_m}{J} i_b \sin(n\theta) \omega + \frac{F}{J} y_3; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \varphi_b = & -\frac{K_m}{L} \cos(n\theta)(-Ri_a + K_m \omega \sin(n\theta)) + \\ & + K_m i_a \sin(n\theta) \omega - \frac{K_m}{L} \sin(n\theta)(-Ri_b - \\ & - K_m \omega \cos(n\theta)) - K_m i_b \cos(n\theta) \omega. \end{aligned}$$

Отметим, что u_1 и u_2 можно всегда определить, поскольку матрица (decoupling matrix)

$$\begin{bmatrix} -\frac{\sin(n\theta)}{J} & \frac{\cos(n\theta)}{J} \\ \cos(n\theta) & \sin(n\theta) \end{bmatrix}$$

является несингулярной для каждого θ . Подставив (7) в уравнения (6) с учетом соотношения (8), получим линейную управляемую систему

$$\dot{y}_1 = y_2; \quad \dot{y}_2 = y_3; \quad \dot{y}_3 = u_1; \quad \dot{y}_4 = u_2.$$

Рассмотрим следующие ошибки по положению, скорости и ускорению:

$$e_1 = \theta - \theta_R(t) = y_1 - \theta_R(t);$$

$$e_2 = \omega - \dot{\theta}_R(t) = y_2 - \dot{\theta}_R(t);$$

$$e_3 = \dot{\omega} - \ddot{\theta}_R(t) = y_3 - \ddot{\theta}_R(t).$$

Дифференцируя данные ошибки по времени, получим

$$\dot{e}_1 = e_2; \quad \dot{e}_2 = e_3;$$

$$\dot{e}_3 = u_1 - \frac{d^3}{dt^3} \theta_R(t); \quad \dot{y}_4 = u_2.$$

Если предположить, что производные по времени от опорного положения известны, то при соответствующем выборе коэффициентов усиления управления k_i в следующем законе точной линеаризации обратной связью по состоянию [9]

$$\begin{aligned} u_1 = & -k_1 e_1 - k_2 e_2 - k_3 e_3 + \frac{d^3}{dt^3} \theta_R(t); \\ u_2 = & -k_4 y_4 \end{aligned} \quad (9)$$

можно гарантировать глобальную экспоненциальную стабилизацию относительно точки равновесия $e_1 = 0; e_2 = 0; e_3 = 0; y_4 = 0$.

3.2. Адаптивная линеаризация обратной связью по состоянию через расширенное согласование

Теперь предположим, что не известны сопротивление обмотки статора и момент нагрузки, например, сопротивление изменяется в зависимости от температуры, а момент нагрузки зависит от способа применения двигателя. Предположим, что данные параметры постоянны (или квазипостоянны) во время процесса адаптации закона управления.

Поскольку R и T_L неизвестны, применим следующее преобразование координат для модели (4):

$$\begin{aligned} y_1 &= \theta; \\ y_2 &= \omega; \\ y_3 &= -\frac{K_m}{J} i_a \sin(n\theta) + \frac{K_m}{J} i_b \cos(n\theta) - \frac{F}{J} \omega - \frac{\hat{T}_L}{J}; \\ y_4 &= K_m i_a \cos(n\theta) + K_m i_b \sin(n\theta), \end{aligned}$$

в котором \hat{T}_L — оценка неизвестного параметра T_L . Новые управляющие переменные теперь определяются следующим образом:

$$\frac{K_m}{L} \begin{bmatrix} -\frac{\sin(n\theta)}{J} & \frac{\cos(n\theta)}{J} \\ \cos(n\theta) & \sin(n\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{\phi}_a \\ \hat{\phi}_b \end{bmatrix},$$

где

$$\begin{aligned} \hat{\phi}_a &= \frac{K_m}{JL} \sin(n\theta)(-\hat{R}i_a + K_m\omega \sin(n\theta)) + \\ &+ \frac{K_m}{J} i_a \cos(n\theta)\omega - \frac{K_m}{JL} \cos(n\theta)(-\hat{R}i_b - \\ &- K_m\omega \cos(n\theta)) + \frac{K_m}{J} i_b \sin(n\theta)\omega + \frac{F}{J} y_3; \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \hat{\phi}_b &= -\frac{K_m}{L} \cos(n\theta)(-\hat{R}i_a + K_m\omega \sin(n\theta)) + \\ &+ K_m i_a \sin(n\theta)\omega - \frac{K_m}{L} \sin(n\theta)(-\hat{R}i_b - \\ &- K_m\omega \cos(n\theta)) - K_m i_b \cos(n\theta)\omega. \end{aligned}$$

Здесь \hat{R} — оценка R .

Закон управления [9] выбирается как

$$\begin{aligned} u_1 &= -Ke + \frac{\hat{T}_L}{J} + \frac{d^3}{dt^3} \theta_R; \\ u_2 &= -k_4 y_4, \end{aligned} \quad (11)$$

где $k_4 > 0$ и $K = [k_1, k_2, k_3]$ задается так, что матрица

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} K = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 & -k_3 \end{bmatrix} -$$

гурвицева.

Алгоритмы настройки [9] активного сопротивления и момента нагрузки формируются в виде

$$\dot{R} = \gamma_1 \left(2e^T P \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{K_m}{JL} (i_a \sin(n\theta) - i_b \cos(n\theta)) \\ -\frac{K_m}{L} (i_a \cos(n\theta) + i_b \sin(n\theta)) \end{bmatrix} \right); \quad (12)$$

$$\dot{\hat{T}}_L = \gamma_2 2e^T P \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \\ \frac{F}{J^2} \end{bmatrix}.$$

В результате алгоритм управления (10)—(12) гарантирует выполнение следующих условий:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) &= 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} y_4(t) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \dot{e}(t) = 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \dot{y}_4(t) &= 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{T}_L(t) = 0, \end{aligned}$$

где $e = \text{col}\{e_1, e_2, e_3\}$.

4. Адаптивное управление шаговым двигателем с полностью неизвестными параметрами и измеряемым вектором состояния

Пусть модель (4) содержит пять положительных параметров J , K_m , F , R и L и неизвестный параметр T_S , точное значение которого не так просто определить. Нагрузка, создаваемая крутящим моментом T_L , зависит от условий применения и может меняться от случая к случаю, а сопротивление R меняется в зависимости от температуры, так что их изменения в автономном режиме могут отличаться от их истинных значений в режиме реального времени. Остальные параметры J , K_m , F , R и L могут быть известны с некоторыми погрешностями в пределах каждого класса двигателей.

В данном разделе рассмотрим адаптивное управление [41], которое гарантирует асимптотическое слежение за гладким опорным сигналом (эталонным сигналом) $\theta_R(t)$ для синхронного двигателя с постоянными магнитами (PMSM), не требуя знания любого из вышеуказанных шести параметров.

Закон адаптивного управления [41] задается в виде

$$u_q = \hat{\phi}_6 \{ \hat{\phi}_4 i_q + p\omega i_d + \hat{\phi}_5 \omega + \hat{\phi}_1 [\hat{\phi}_2 \omega + \hat{\phi}_3 + \ddot{\theta}_r - k_1(\omega - \dot{\theta}_r) - k_2 \tilde{\omega}] + \hat{\phi}_1 \left[\hat{\phi}_2 \omega + \hat{\phi}_3 + \frac{d^3 \theta_r}{dt^3} + (k_1 + k_2) \ddot{\theta}_r - k_1 k_2 \dot{\theta} \right] - \hat{\phi}_1 (\hat{\phi}_7 i_q - \hat{\phi}_2 \omega - \hat{\phi}_3) (k_1 + k_2 - \hat{\phi}_2) - k_3 \tilde{i}_q - \gamma^{-1} \hat{\phi}_7 \tilde{\omega} \};$$

$$u_q = \hat{\phi}_6 \left(\hat{\phi}_4 i_d + p\omega i_q - k_4 \tilde{i}_d + \frac{di_{dr}}{dt} \right),$$

где

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\phi}}_1 &= \lambda_1 \tilde{\omega} [-\hat{\phi}_2 \omega - \hat{\phi}_3 - \ddot{\theta}_r + k_1(\omega - \dot{\theta}_r) + k_2 \tilde{\omega}]; \\ \dot{\hat{\phi}}_2 &= \lambda_2 [-\tilde{\omega} \omega - \omega \hat{\phi}_1 (k_1 + k_2 - \hat{\phi}_2) \gamma \tilde{i}_q]; \\ \dot{\hat{\phi}}_3 &= \lambda_3 [-\tilde{\omega} - (k_1 + k_2 - \hat{\phi}_2) \hat{\phi}_1 \gamma \tilde{i}_q]; \\ \dot{\hat{\phi}}_4 &= -\lambda_4 \gamma (i_q \tilde{i}_q + i_d \tilde{i}_d); \\ \dot{\hat{\phi}}_5 &= -\lambda_5 \gamma \omega \tilde{i}_q; \\ \dot{\hat{\phi}}_6 &= -\lambda_6 \tilde{i}_q \{ \hat{\phi}_4 i_q + p\omega i_d + \hat{\phi}_5 \omega + \hat{\phi}_1 [\hat{\phi}_2 \omega + \hat{\phi}_3 + \ddot{\theta}_r - k_1(\omega - \dot{\theta}_r) - k_2 \tilde{\omega}] + \hat{\phi}_1 \left[\hat{\phi}_2 \omega + \hat{\phi}_3 + \frac{d^3 \theta_r}{dt^3} + (k_1 + k_2) \ddot{\theta}_r - k_1 k_2 \dot{\theta} \right] - \hat{\phi}_1 (\hat{\phi}_7 i_q - \hat{\phi}_2 \omega - \hat{\phi}_3) (k_1 + k_2 - \hat{\phi}_2) - k_3 \tilde{i}_q - \gamma^{-1} \hat{\phi}_7 \tilde{\omega} \}; \\ \dot{\hat{\phi}}_7 &= \lambda_7 \gamma \tilde{i}_q + \lambda_7 \gamma (k_1 + k_2 - \hat{\phi}_2) \hat{\phi}_1 i_q \tilde{i}_q. \end{aligned}$$

Здесь $\tilde{\theta} = \theta - \theta_R$, $\tilde{\omega} = \omega - \omega_R$.

5. Численные исследования алгоритмов управления

При моделировании используются параметры ШД, представленные ниже:

Сопrotивление обмотки R , Ом	5,6
Индуктивность обмотки L , мГн	3,8
Число зубцов ротора n	50
Постоянная момента K_m , Н·м/А	0,09
Передаточное число редуктора k_p	50
Приведенный к валу момент инерции J , кг·м ²	$2,1 \cdot 10^{-6}$
Суммарный момент на валу двигателя T_L , Н·м	$0,1 + 0,05 \sin(20t)$
Вязкое трение F , Н·м/рад	0,005
Фиксирующий остаточный момент k_D , Н·м	0,005

Эталонное значение по углу $\theta R(t)$ задано в форме гладкой переходной характеристики модели с передаточной функцией

$$W_{эм} = \frac{\omega_0^5}{s^5 + 5\omega_0 s^4 + 10\omega_0^2 s^3 + 10\omega_0^3 s^2 + 5\omega_0^4 s + \omega_0^5},$$

имеющей пять кратных действительных полюсов $\omega_0 = -30$.

Зададим параметры:

- ПИД регулятора (5): $k_1 = 4 \cdot 10^5$, $k_2 = 5200$, $k_3 = 8 \cdot 10^6$, $k_4 = L/T$, $k_5 = R/T$ и $T = 0,0005$;
- алгоритма точной линеаризации обратной связью по состоянию (9): $k_1 = 2,7 \cdot 10^{10}$, $k_2 = 4,5 \cdot 10^8$, $k_3 = 3 \cdot 10^4$ и $k_4 = 3 \cdot 10^4$;
- адаптивного алгоритма линеаризации обратной связью по состоянию через расширенное согласование (10)–(12): $k_1 = 2,7 \cdot 10^{10}$, $k_2 = 4,5 \cdot 10^8$, $k_3 = 3 \cdot 10^4$, $k_4 = 3 \cdot 10^4$ и $\gamma_1 = 4,5 \cdot 10^{-2}$, $\gamma_2 = 1 \cdot 10^{-8}$;
- алгоритма адаптивной линеаризации обратной связью по состоянию (13), (14): $k_1 = 300$, $k_2 = 300$, $k_3 = 5000$, $k_4 = 5000$, $\gamma = 1 \cdot 10^3$, $\lambda_1 = 1 \cdot 10^{-7}$, $\lambda_2 = 1 \cdot 10^4$, $\lambda_3 = 1 \cdot 10^6$, $\lambda_4 = 1 \cdot 10^3$, $\lambda_5 = 10$, $\lambda_6 = 1 \cdot 10^{-7}$, $\lambda_7 = 1 \cdot 10^4$.

Для сравнительной оценки алгоритмов моделирование выполнялось при измененных параметрах двигателя $\hat{K}_m = 1,5K_m$, $\hat{J} = 1,5J$, $\hat{F} = 0,5F$, $\hat{R} = 1,5R$, $\hat{L} = 0,5L$, $\hat{k}_D = 0,5k_D$.

На рис. 4 представлены результаты моделирования для ПИД регулятора (штриховая линия), алгоритма точной линеаризации обратной связью по состоянию (штрихпунктирная линия), адаптивного алгоритма линеаризации обратной связью по состоянию через расширенное согласование (точечная линия) и алгоритма адаптивной линеаризации обратной связью по состоянию (сплошная линия).

Результаты оценки ошибки управления представлены в таблице.

Результаты моделирования показали, что наилучшие показатели качества демонстрируются адаптивными алгоритмами, наилучшие — ПИД регулятором. Это связано с тем, что параметры настройки контуров при ПИД регулировании основаны на точном знании модели привода. В исследуемом варианте заданные параметрическая и функциональная неопределенности существенно повлияли на качество ПИД регулирования. Напротив, адаптивные подходы, основанные на оценке неопределенностей, улучшили на два порядка точность регулирования. Отметим, что трудности в реализации адаптивных алгоритмов связаны с применением эталонных моделей высокого порядка, со сложностью синтеза и настройки,

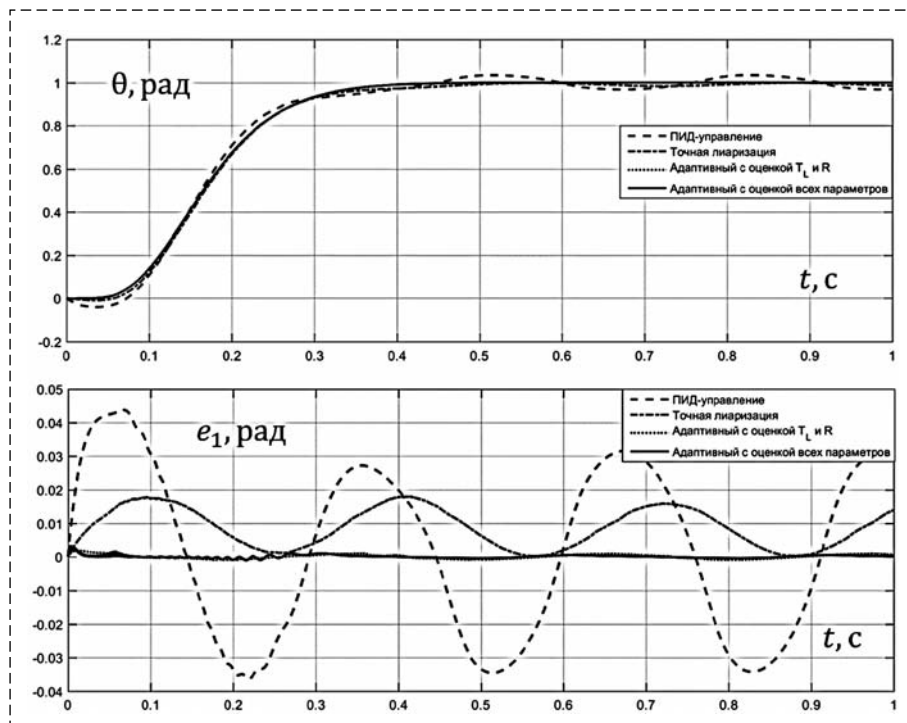


Рис. 4. Переходные процессы по угловому положению ротора $\theta(t)$ и ошибка регулирования $e_1(t)$ для четырех алгоритмов управления
 Fig. 4. Transients with respect to the angular position of the rotor $\theta(t)$ and error $e_1(t)$ for four control algorithms

Оценки ошибки регулирования в установившемся режиме
 Error estimates in steady state

Алгоритм	Прямой показатель	
	Среднее модуля ошибки, рад	Максимальный модуль ошибки, рад
ПИД регулирование (5)	0,0218	0,0346
Алгоритм точной линеаризации обратной связью по состоянию (9)	0,0085	0,018
Адаптивный алгоритм линеаризации обратной связью по состоянию через расширенное согласование (10)–(12)	$5,62 \cdot 10^{-4}$	0,001
Алгоритм адаптивной линеаризации обратной связью по состоянию (13), (14)	$2,87 \cdot 10^{-4}$	$9,8 \cdot 10^{-4}$

с увеличенными вычислительными затратами, высокими требованиями к такту квантования в дискретных вариантах. Указанные особенности ограничивают широкое применение представленных адаптивных подходов.

Заключение

Результаты представленного обзора показали важность и актуальность использования ШД в различных практических и научных задачах. В работе представлен обзор класси-

ческих и современных методов управления ШД, позволяющих реализовать точное регулирование объекта при возникновении параметрических и функциональных неопределенностей. Особо выделены адаптивные законы, позволяющие приспособиться к параметрическим изменениям. Таким образом, применение адаптивных схем управления значительно расширяет область применения данных двигателей, в том числе и в авиационной и космической технике.

Результаты исследований показали, что наилучшее качество регулирования в условиях параметрических и функциональных неопределенностей получено при использовании адаптивных алгоритмов (см. работы [41] и [9]). Однако сложности реализации и настройки алгоритмов ограничивают их применимость. В условиях небольших неопределенностей предпочтительно использовать классические методы, менее чувствительные к выбору параметров в законе управления и помехам в каналах измерения. Свойства полученных алгоритмов можно улучшить при использовании алгоритмов, представленных в работах [42–47].

Список литературы

1. **Машиностроение.** Энциклопедия. Т. IV. Электроприводы. / Л. Б. Масандилов, Ю. Н. Сергиевский, С. К. Козырев и др.; Под общ. ред. Л. Б. Масандилова. М.: Машиностроение, 2012. 520 с.
2. **Mihalache G., Zbant A., Livint G.** Open-Loop Control of Hybrid Stepper Motor with Two Phases Using Voltage to Frequency Converter // Proc. of the 8th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering, May 23–25, 2013. Bucharest, Romania.
3. **AL-Sabbagh Q. S., Mahdi A. S.** Pulse Width Modulation High Performance Hybrid Stepper Motor // Journal of Engineering. December 2010. Vol. 16, N. 4.
4. **Kelemen A., Crivii M.** Motoare electrice pas cu pas. Bucuresti: Editura Tehnica, 1975.

5. **Morar A.** Comanda inteligentă a acționărilor electrice cu motoare pasu pas, Cluj Napoca: Editura Mediamira, 2007.
6. **Acarnley P.** Stepping Motors — A guide to theory and practice. London: The Institution of Electrical Engineers, 2002.
7. **Zribi M., Chiasson J.** Position Control of a PM Stepper Motor by Exact Linearization // IEEE Transaction on Automatic Control. 1991. Vol. 36, N. 5.
8. **Kenjo T.** Stepping Motors and Their Microprocessor Controls. Oxford, U. K.: Clarendon, 1984.
9. **Marino R., Tomei P.** Adaptive Control of Stepper Motors Via Nonlinear Extended Matching // IFAC Proceedings Volumes. October 1992. Vol. 25, N. 29. Part 1. P. 135—139.
10. **Ilic'-Spong M., Marino R., Peresada S. M., Taylor D. G.** Feedback linearizing control of switched reluctance motors // IEEE Trans. Automatic Control. 1987. V. 32. P. 371—379.
11. **Taylor D. G.** Adaptive control design for a class of doubly-salient motors // Proc. of the IEEE 90th Conf. on Decision and Control. Brighton, 1991. P. 2903—2908.
12. **Bodson M., Chiasson J.** Application of nonlinear control methods to the positioning of a permanent magnet stepper motor // Proc. of the IEEE 28th Conf. on Decision and Control. Tampa, 1989. P. 531—532.
13. **Chen D., Paden B.** Nonlinear adaptive torque-ripple cancellation for step motors. // Proc. of the IEEE 29th Conf. on Decision and Control. Honolulu, 1990. P. 3319—3324.
14. **Kanellakopoulos I., Kokotovic P. V., Marino R.** An extended direct scheme for robust adaptive nonlinear control // Automatica. 1991. Vol. 27. P. 247—255.
15. **Chunlei W., Cao B., Qu X., Fan C.** An Improved Finite Control Set Model Predictive Current Control for a Two-Phase Hybrid Stepper Motor Fed by a Three-Phase VSI // Energies. 2022. N. 3. P. 1222. URL: <https://doi.org/10.3390/en15031222>
16. **Kim W., Lee Y., Shin D., Chung C. C.** Nonlinear Gain Position Control Using Only Position Feedback for Permanent Magnet Stepper Motors // IEEE Transactions on Power Electronics. 2021. doi:10.1109/tpel.2020.3046849
17. **Shin D., Kim W., Lee Y., Chung C. C.** Phase compensated microstepping for permanent magnet stepper motors // IEEE Trans. Ind. Electron. Dec. 2013. Vol. 60, N. 12. P. 5773—5780.
18. **Chen J.-J., Chin K.-P.** Automatic flux-weakening control of permanent magnet synchronous motors using a reduced-order controller // IEEE Trans. Power Electron. Sep. 2000. Vol. 15, N. 5. P. 881—890.
19. **Lee J., Hong J., Nam K., Ortega R., Praly L., Astolfi A.** Sensorless control of surface-mount permanent-magnet synchronous motors based on a nonlinear observer // IEEE Trans. Power Electron. Feb. 2010. Vol. 25, N. 2. P. 290—297.
20. **Kim W., Shin D., Chung C. C.** Microstepping with nonlinear torque modulation for permanent magnet stepper motors // IEEE Trans. Control Syst. Technol. Sep. 2013. Vol. 21, N. 5. P. 1971—1979.
21. **Shin D., Kim W., Lee Y., Chung C. C.** Nonlinear control with state-dependent reset integrator for a class of singularly perturbed interconnected nonlinear systems // IEEE Trans. Control Syst. Technol. Jul. 2017. Vol. 25, N. 4. P. 1193—1203.
22. **Ivanov D., Maradzhiev I., Grigorova T.** FPGA Implementation of Microstepping Control of Stepper Motor with Advanced Mixed Current Decay // Proc. of the 12th National Conference with International Participation. 27—28 May 2021. Sofia: ELECTRONICA, 2021.
23. **Shin D., Kim W., Lee Y., Chung C. C.** Enhanced nonlinear damping for a class of singularly perturbed interconnected nonlinear systems // Automatica. 2016. Vol. 65, N. 1. P. 36—42.
24. **Lee Y., Shin D., Kim W., Chung C. C.** Nonlinear H2 control for a nonlinear system with bounded varying parameters: Application to PM stepper motors // IEEE/ASME Trans. Mechatronics. Jun. 2017. Vol. 22, N. 3, pp. 1349—1359.
25. **Le K. M., Hoang H. V., Jeon J. W.** An advanced closed-loop control to improve the performance of hybrid stepper motors // IEEE Trans. Power Electron. Sep. 2017. Vol. 32, N. 9. P. 7244—7255.
26. **Bodson M., Chiasson J., Novotnak R., Rekowski R.** Highperformance nonlinear feedback control of a permanent magnet stepper motor // IEEE Trans. Control Syst. Technol. Mar. 1993. Vol. 1, N. 1. P. 5—14.
27. **Krishnamurthy P., Khorrami F.** Voltage-fed permanent-magnet stepper motor control via position-only feedback // IEE Proc.-Control Theory Appl. Jul. 2004. Vol. 151, N. 4. P. 499—510.
28. **Defoort M., Nollet F., Floquet T., Perruquetti W.** A third-order sliding-mode controller for a stepper motor // IEEE Trans. Ind. Electron. Sep. 2009. Vol. 56, N. 9. P. 3337—3336.
29. **Zhou Z., Xia C., Yan Y., Wang Z., Shi T.** Disturbances attenuation of permanent magnet synchronous motor drives using cascaded predictiveintegral-resonant controllers // IEEE Trans. Power Electron. Feb. 2018. Vol. 33, N. 2. P. 1514—1527.
30. **Lee Y., Gil J., Kim W.** Velocity control for sideband harmonics compensation in permanent magnet synchronous motors with low switching frequency inverter // IEEE Trans. Ind. Electron. Apr. 2021. Vol. 68, N. 4. P. 3434—3444.
31. **Guo X., Yin Z., Zhanga Y., Baia C.** Position sensorless control of PMLSM based on adaptive complex coefficient sliding mode observer // Energy Reports. 2022. Vol. 8. P. 687—695. URL: <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.02.271>
32. **Kommuri S. K., Defoort M., Karimi H. R., Veluvolu K. C.** A Robust Observer-Based Sensor Fault-Tolerant Control for PMSM in Electric Vehicles // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2016. Vol. 63, N. 12. P. 7671—7681. doi:10.1109/tie.2016.2590993
33. **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 Trans. Ind. Electron. Feb. 2013. Vol. 60, N. 2. P. 710—719.
34. **Kommuri S. K., Lee S. B., Veluvolu K. C.** Robust Sensors-Fault-Tolerance With Sliding Mode Estimation and Control for PMSM Drives // IEEE/ASME Transactions on Mechatronics. 2018. Vol. 23, N. 1. P. 17—28. doi:10.1109/tmech.2017.2783888
- Liu H., Li S.** Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer // IEEE Trans. Ind. Electron. Feb. 2012. Vol. 59, N. 2. P. 1171—1183.
36. **Alecsa B., Cirstea M. N., Onea A.** Simulink modeling and design of an efficient hardware-constrained FPGA-based PMSM speed controller // IEEE Trans. Ind. Informat. Aug. 2012. Vol. 8, N. 3. P. 554—562.
37. **Jang J.-S., Park B.-G., Kim T.-S., Lee D. M., Hyun D.-S.** Parallel reduced-order extended Kalman filter for PMSM sensorless drives // Proc. IEEE Ind. Electron. Soc. Annual Conf., Nov. 2008. P. 1326—1331.
38. **Gaeta A., Scelba G., Consoli A.** Modeling and Control of Three-Phase PMSMs Under Open-Phase Fault // IEEE Transactions on Industry Applications. 2013. Vol. 49, N. 1. P. 74—83. DOI: 10.1109/TIA.2012.2228614
39. **Vas P.** Sensorless vector and direct torque control. Oxford Univ., 1998.
40. **Belda K., Vosmik D.** Explicit Generalized Predictive Control of Speed and Position of PMSM Drives // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2016. Vol. 63, N. 6. P. 3889—3896. doi:10.1109/tie.2016.2515061
41. **Marino R., Peresada S., Tomei P.** Nonlinear adaptive control of permanent magnet step motors // Automatica. 1995. Vol. 31, Iss. 11. P. 1595—1604.
42. **Furtat I. B.** Robust Synchronization of the Structural Uncertainty Nonlinear Network with Delay and Disturbances // IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline). 11th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing, ALCOSP 2013 — Proceedings. 2013. P. 227—232.
43. **Furtat I. B., Fradkov A. L.** Robust Control of Multi-machine Power Systems with Compensation of Disturbances // International Journal of Electrical Power & Energy Systems. 2015. Vol. 73. P. 584—590.

44. **Фуртат И. Б., Цыкунов А. М.** Адаптивное управление объектами с запаздыванием по выходу // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2005. Т. 48, № 7. С. 15—19.

45. **Фуртат И. Б.** Робастное управление электрическим генератором с компенсацией возмущений // Известия Российской академии наук. Теория и системы управления. 2011. № 5. С. 102—108.

46. **Margun A., Furtat I.** Robust Control of Linear MIMO Systems in Conditions of Parametric Uncertainties, External Disturbances and Signal Quantization // Proc. of the 2015 20th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics, MMAR. 2015. P. 341—346.

47. **Furtat I., Orlov Y., Fradkov A.** Finite-time sliding mode stabilization using dirty differentiation and disturbance compensation // International Journal of Robust and Nonlinear Control. 2019. Vol. 29, N. 3. P. 793—809.

Overview of Models and Methods for Control of Stepper Motors

I. B. Furtat, cainenash@mail.ru,

Institute of Problems of Mechanical Engineering Russian Academy of Sciences,
St. Petersburg, 199178, Russian Federation,

Y. A. Zhukov, zh_kv@mail.ru, **N. S. Slobodzyan**, ja-nikita@mail.ru,

Baltic State Technical University "VOENMEH", St. Petersburg, 190005, Russian Federation

Corresponding author: Furtat Igor B., Dr. of Tech.Sc., Professor, Institute of Problems of Mechanical Engineering Russian Academy of Sciences, St. Petersburg, 199178, Russian Federation

Accepted on February 25, 2023

Abstract

A review of models and algorithms for control of a stepper motor (SM) is presented. Due to high accuracy, improved power density, economy and reliability compared to other synchronous motors, stepper motors are widely used in various practical applications and scientific equipment. In aviation and space technology, step motors are actively used in actuating systems, such as drives for the movement of elements of large-sized structures, guidance, and stabilization systems, etc. The article describes some existing stepper motor control algorithms, which are both based on the knowledge of the parameters of the stepper motor model, and on the absence of this or that information. Of the many described algorithms, four were selected (PID controller, exact feedback linearization algorithm, adaptive control with partially unknown parameters and adaptive control with completely unknown parameters), which showed the best results of transient processes in tracking the angle of the rotor of the SM behind the reference value. A comparative numerical analysis among these four algorithms is also given, which showed that the best results of transients are demonstrated by adaptive controllers (in the sense of the smallest error in steady state), while the worst results are demonstrated by the PID controller. It is noted that the studied PID controller contains much fewer feedback loops compared to other algorithms, which simplifies the choice of adjustable parameters and reduces the dynamic order of the closed system, however, the design is based on knowing the exact parameters of the drive and is also sensitive to external disturbances. On the contrary, adaptive approaches successfully solve the problem of estimating parametric and functional perturbations, but their implementation is associated with significant difficulties.

Keywords: review, stepper motor, model, control, adaptive control, PID controller

Acknowledgements: The work was carried out within the framework of the project "Creation of a high-tech import-substituting production of universal multifunctional mechatronic modules designed to ensure the operation of executive systems of transformable structures of aerospace equipment that ensures the development and use of the oceans, the Arctic and Antarctic" at the BSTU "VOENMEH" named after D. F. Ustinov with the financial support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (agreement No. 075-11-2021-057 of 28.06.2021) in accordance with the Decree of the Government of the Russian Federation of 09.04.2010 No. 218

For citation:

Furtat I. B., Zhukov Y. A., Slobodzyan N. S. Overview of Models and Methods for Control of Stepper Motors, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2023, vol. 24, no. 7, pp. 352—363.

DOI: 10.17587/mau.24.352-363

References

1. **Masandilov L. B., Sergievsky Yu. N., Kozyrev S. K.** et al. Mechanical engineering. Encyclopedia Electric drives. T. IV, Masandilova L. B. ed., Moscow, Mashinostroenie, 2012, 520 p.

2. **Mihalache G., Zhant A., Livint G.** Open-Loop Control of Hybrid Stepper Motor with Two Phases Using Voltage to Frequency Converter, *Proc. of the 8th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering*, May 23—25, 2013, Bucharest, Romania.

3. **AL-Sabbagh Q. S., Mahdi A. S.** Pulse Width Modulation High Performance Hybrid Stepper Motor, *Journal of Engineering*, December 2010, vol. 16, no. 4.

4. **Kelemen A., Crivii M.** Motoare electrice pas cu pas, Bucuresti, Editura Tehnica, 1975.

5. **Morar A.** Comanda inteligentă a acționărilor electrice cu motoare pasu pas, Cluj Napoca, Editura Mediamira, 2007.

6. **Acarney P.** Stepping Motors — A guide to theory and practice, London, The Institution of Electrical Engineers, 2002.

7. **Zribi M., Chiasson J.** Position Control of a PM Stepper Motor by Exact Linearization, *IEEE Transaction on Automatic Control*, May 1991, vol. 36, no. 5.

8. **Kenjo T.** Stepping Motors and Their Microprocessor Controls. Oxford, U. K., Clarendon, 1984.

9. **Marino R., Tomei P.** Adaptive Control of Stepper Motors Via Nonlinear Extended Matching, *IFAC Proceedings Volumes*, October 1992, vol. 25, no. 29, part 1, pp. 135—139.

10. **Ilic'-Spong M., Marino R., Peresada S. M., Taylor D. G.** Feedback linearizing control of switched reluctance motors, *IEEE Trans. Automatic Control*, 1987, vol. 32, pp. 371—379.

11. **Taylor D. G.** Adaptive control design for a class of doubly-salient motors, *Proc. of the IEEE 90th Conf. on Decision and Control*, Brighton, 1991, pp. 2903–2908.
12. **Bodson M., Chiasson J.** Application of nonlinear control methods to the positioning of a permanent magnet stepper motor, *Proc. of the IEEE 28th Conf. on Decision and Control*, Tampa, 1989, pp. 531–532.
13. **Chen D., Paden B.** Nonlinear adaptive torque-ripple cancellation for step motors, *Proc. of the IEEE 29th Conf. on Decision and Control*, Honolulu, 1990, pp. 3319–3324.
14. **Kanellakopoulos I., Kokotovic P. V., Marino R.** Marino. An extended direct scheme for robust adaptive nonlinear control, *Automatica*, 1991, vol. 27, pp. 247–255.
15. **Chunlei W., Cao B., Qu X., Fan C.** An Improved Finite Control Set Model Predictive Current Control for a Two-Phase Hybrid Stepper Motor Fed by a Three-Phase VSI, *Energies*, 2022, no. 3, p. 1222, <https://doi.org/10.3390/en15031222>
16. **Kim W., Lee Y., Shin D., Chung C. C.** Nonlinear Gain Position Control Using Only Position Feedback for Permanent Magnet Stepper Motors, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, doi:10.1109/tpel.2020.3046849
17. **Shin D., Kim W., Lee Y., Chung C. C.** Phase compensated microstepping for permanent magnet stepper motors, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Dec. 2013, vol. 60, no. 12, pp. 5773–5780.
18. **Chen J.-J., Chin K.-P.** Automatic flux-weakening control of permanent magnet synchronous motors using a reduced-order controller, *IEEE Trans. Power Electron.*, Sep. 2000, vol. 15, no. 5, pp. 881–890.
19. **Lee J., Hong J., Nam K., Ortega R., Praly L., Astolfi A.** Sensorless control of surface-mount permanent-magnet synchronous motors based on a nonlinear observer, *IEEE Trans. Power Electron.*, Feb. 2010, vol. 25, no. 2, pp. 290–297.
20. **Kim W., Shin D., Chung C. C.** Microstepping with nonlinear torque modulation for permanent magnet stepper motors, *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, Sep. 2013, vol. 21, no. 5, pp. 1971–1979.
21. **Shin D., Kim W., Lee Y., Chung C. C.** Nonlinear control with state-dependent reset integrator for a class of singularly perturbed interconnected nonlinear systems, *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, Jul. 2017, vol. 25, no. 4, pp. 1193–1203.
22. **Ivanov D., Maradzhiev I., Grigorova T.** FPGA Implementation of Microstepping Control of Stepper Motor with Advanced Mixed Current Decay, *Proc. of the 12th National Conference with International Participation*, Sofia, ELECTRONICA, 27–28 May 2021.
23. **Shin D., Kim W., Lee Y., Chung C. C.** Enhanced nonlinear damping for a class of singularly perturbed interconnected nonlinear systems, *Automatica*, 2016, vol. 65, no. 1, pp. 36–42.
24. **Lee Y., Shin D., Kim W., Chung C. C.** Nonlinear H2 control for a nonlinear system with bounded varying parameters: Application to PM stepper motors, *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, Jun. 2017, vol. 22, no. 3, pp. 1349–1359.
25. **Le K. M., Hoang H. V., Jeon J. W.** An advanced closed-loop control to improve the performance of hybrid stepper motors, *IEEE Trans. Power Electron.*, Sep. 2017, vol. 32, no. 9, pp. 7244–7255.
26. **Bodson M., Chiasson J., Novotnak R., Rekowski R.** High-performance nonlinear feedback control of a permanent magnet stepper motor, *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, Mar. 1993, vol. 1, no. 1, pp. 5–14.
27. **Krishnamurthy P., Khorrami F.** Voltage-fed permanent-magnet stepper motor control via position-only feedback, *IEE Proc.-Control Theory Appl.*, Jul. 2004, vol. 151, no. 4, pp. 499–510.
28. **Defoort M., Nollef F., Floquet T., Perruquetti W.** A third-order sliding-mode controller for a stepper motor, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Sep. 2009, vol. 56, no. 9, pp. 3337–3336.
29. **Zhou Z., Xia C., Yan Y., Wang Z., Shi T.** Disturbances attenuation of permanent magnet synchronous motor drives using cascaded predictiveintegral-resonant controllers, *IEEE Trans. Power Electron.*, Feb. 2018, vol. 33, no. 2, pp. 1514–1527.
30. **Lee Y., Gil J., Kim W.** Velocity control for sideband harmonics compensation in permanent magnet synchronous motors with low switching frequency inverter, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Apr. 2021, vol. 68, no. 4, pp. 3434–3444.
31. **Guo X., Yin Z., Zhanga Y., Baia C.** Position sensorless control of PMLSM based on adaptive complex coefficient sliding mode observer, *Energy Reports*, 2022, vol. 8, pp. 687–695, <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.02.271>
32. **Kommuri S. K., Defoort M., Karimi H. R., Veluvolu K. C.** (2016). A Robust Observer-Based Sensor Fault-Tolerant Control for PMSM in Electric Vehicles, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7671–7681, doi:10.1109/tie.2016.2590993
33. **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 Trans. Ind. Electron.*, Feb. 2013, vol. 60, no. 2, pp. 710–719.
34. **Kommuri S. K., Lee S. B., Veluvolu K. C.** Robust Sensors-Fault-Tolerance With Sliding Mode Estimation and Control for PMSM Drives, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2018, vol. 23, no. 1, pp. 17–28, doi:10.1109/tmech.2017.2783888
35. **Kommuri S. K., Lee S. B., Veluvolu K. C.** Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Feb. 2012, vol. 59, no. 2, pp. 1171–1183.
36. **Alecsa B., Cirstea M. N., Onea A.** Simulink modeling and design of an efficient hardware-constrained FPGA-based PMSM speed controller, *IEEE Trans. Ind. Informat.*, Aug. 2012, vol. 8, no. 3, pp. 554–562.
37. **Jang J.-S., Park B.-G., Kim T.-S., Lee D. M., Hyun D.-S.** Parallel reduced-order extended Kalman filter for PMSM sensorless drives, *Proc. IEEE Ind. Electron. Soc. Annual Conf.*, Nov. 2008, pp. 1326–1331.
38. **Gaeta A., Scelba G., Consoli A.** Modeling and Control of Three-Phase PMSMs Under Open-Phase Fault, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2013, vol. 49, no. 1, pp. 74–83, doi:10.1109/TIA.2012.2228614
39. **Vas P.** Sensorless vector and direct torque control, Oxford Univ., 1998.
40. **Belda K., Vosmik D.** (2016). Explicit Generalized Predictive Control of Speed and Position of PMSM Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, vol. 63, no. 6, pp. 3889–3896, doi:10.1109/tie.2016.2515061
41. **Marino R., Peresada S., Tomei P.** Nonlinear adaptive control of permanent magnet step motors, *Automatica*, 1995, vol. 31, iss. 11, pp. 1595–1604.
42. **Furtat I. B.** Robust Synchronization of the Structural Uncertainty Nonlinear Network with Delay and Disturbances, *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline). "11th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing, ALCOSP 2013 – Proceedings"*, 2013, pp. 227–232.
43. **Furtat I. B., Fradkov A. L.** Robust Control of Multi-machine Power Systems with Compensation of Disturbances, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2015, vol. 73, pp. 584–590.
44. **Furtat I. B., Tsykunov A. M.** Adaptive control of objects with output delay, *Izvestia of higher educational institutions. Instrumentation*, 2005, vol. 48, no. 7, pp. 15–19.
45. **Furtat I. B.** Robust Control of Electric Generator with Compensation of Perturbations, *Journal of Computer and Systems Sciences International*, 2011, vol. 50, no. 5, pp. 785–792.
46. **Margun A., Furtat I.** Robust Control of Linear MIMO Systems in Conditions of Parametric Uncertainties, External Disturbances and Signal Quantization, *Proc. of the 2015 20th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics, MMAR*, 2015, pp. 341–346.
47. **Furtat I., Orlov Y., Fradkov A.** Finite-time sliding mode stabilization using dirty differentiation and disturbance compensation, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2019, vol. 29, no. 3, pp. 793–809.