

УДК 621.314.521

В.М. Завьялов, Д.В. Бевз

## Разработка и исследование быстродействующих нелинейных регуляторов для синхронных двигателей с постоянными магнитами

Разработаны и исследованы алгоритмы управления электромагнитным моментом синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов, синтезированные на базе нелинейной теории автоматического управления, обеспечивающие высокие динамические показатели. Разработан новый алгоритм управления электромагнитным моментом синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов, получивший название «дифференциальное управление», отличающийся от рассмотренных алгоритмов высокой точностью воспроизведения управляющего воздействия в совокупности с максимальным быстродействием. Алгоритм основан на обеспечении равенства знака производной регулируемой координаты знаку ее ошибки.

**Ключевые слова:** следящий электропривод, синхронный двигатель с постоянными магнитами, система автоматического управления, нелинейное управление, электромагнитный момент, скользящее управление, метод скоростного градиента, динамические показатели.

**DOI:** 10.21293/1818-0442-2022-25-3-69-76

За прошедшие двадцать лет синхронный двигатель с постоянными магнитами (СДПМ) нашел широкое распространение в электроприводах систем слежения и наведения. Для электроприводов, эксплуатируемых в данной отрасли, предъявляются требования к обеспечению высокой точности регулирования заданной координаты и формированию высоких динамических показателей при изменении управляющего или возмущающего воздействий.

Исторически сложилось, что одним из первых электродвигателей, используемых в электроприводах систем слежения и наведения и удовлетворяющих предъявляемым требованиям, стал двигатель постоянного тока с независимым возбуждением (ДПТ НВ). Для управления ДПТ НВ были разработаны алгоритмы на базе линейной теории автоматического управления – это управление по принципу подчиненного регулирования координат [1–3], при использовании которого каждый контур управления регулирует конкретную переменную состояния электропривода и содержит регулятор, настроенный на заданный оптимум, а также модальное управление [4, 5], реализуемое в виде одного регулятора, формирующего вектор напряжения с использованием обратных связей по вектору состояния объекта управления.

Развитие силовой преобразовательной техники с применением полупроводниковых полностью управляемых ключей, а также развитие электроприводов на базе электрических машин переменного тока происходило более интенсивными темпами, чем развитие теории управления электродвигателями переменного тока. В результате для управления машинами данного типа нашли применение алгоритмы управления, разработанные ранее и применяемые для управления коллекторными машинами постоянного тока.

Интерес к применению СДПМ в электроприводах переменного тока начал проявляться в начале

20-х годов прошлого столетия с открытием новых магнитомягких материалов для изготовления постоянных магнитов, устанавливаемых на роторе двигателя. СДПМ обладают целым рядом преимуществ по сравнению с электродвигателями других типов, основные из которых – это малые значения электромагнитной и электромеханической постоянных времени; меньшие габариты на единицу развиваемой мощности; отсутствие на роторе щеточно-коллекторного узла у других электрических контактов; широкий диапазон регулирования частоты вращения; большая перегрузочная способность; высокий КПД [6].

Для управления электромагнитным состоянием СДПМ сформировалось два принципиальных метода управления, относящихся к классу векторных алгоритмов:

1. Полеориентированное управление [7, 8].

2. Прямое управление моментом, ставшее развитием релейных способов управления [9–11].

Между представленными алгоритмами существуют противоречия в части обеспечения высокой точности регулирования и динамики движения к цели управления.

Так, алгоритм полеориентированного управления обеспечивает высокую точность воспроизведения и поддержания заданной величины (статическая ошибка не превышает 5% от заданной величины), но в силу наличия в системе управления внешних инерционных контуров регулирования динамические показатели системы оказываются заниженными.

Алгоритм прямого управления моментом, наоборот, обеспечивает предельные динамические параметры системы в результате непосредственного управления ключами силового преобразователя, как правило, по заранее разработанной таблице переключений. Однако при использовании данного алгоритма характерны пульсации электромагнитного момента на валу двигателя порядка 20% от заданной величины и более.

Дальнейшее развитие приведенных алгоритмов было направлено на улучшение качества управления. Так, например, модернизация алгоритма прямого управления моментом заключается в разработке новых оптимальных последовательностей коммутации силовых ключей инвертора [12–14], а также использовании моделей с прогнозированием [15–18] для выбора оптимального вектора напряжения в зависимости от задания и обратной связи регулируемой величины на заданном шаге расчета. Несмотря на то, что данные методы способствуют снижению пульсаций электромагнитного момента на валу СДПМ, алгоритмы на базе прогнозирующих моделей являются итерационными, в результате чего увеличивается время расчета управляющего воздействия, что приводит к ухудшению динамических характеристик при изменении управления.

Модернизация алгоритма полеориентированного управления направлена на разработку адаптивных алгоритмов, использующих адаптируемые или эталонные модели [19–21], направленные на компенсацию известных в системе возмущений; на разработку наблюдателей состояния СДПМ [22–24], при использовании которых появляется возможность отказаться от датчика положения ротора, вследствие чего повышается надежность электропривода, а также алгоритмы ослабления магнитного потока постоянных магнитов [25, 26] позволяют расширить диапазон регулирования по частоте вращения. Так или иначе, модификация алгоритмов управления СДПМ определяется, в первую очередь, областью применения электропривода на базе СДПМ.

Тем не менее на практике отсутствует такой метод управления, который обеспечивал бы предельные динамические показатели следящих электроприводов на базе СДПМ одновременно с высокой точностью стабилизации заданной переменной.

#### Математическая модель СДПМ

При разработке систем управления СДПМ нашла хорошо зарекомендовавшая себя математическая модель в декартовой системе координат  $dq$ , связанная с ротором и полученная путем применения координатных преобразований Парка–Горева. Ось  $d$  данной системы координат ориентируют по направлению магнитного поля постоянных магнитов, а ось  $q$  – ей ортогональна.

Математическая модель СДПМ во вращающейся системе координат  $dq$  описывается следующей системой дифференциальных уравнений:

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) = \begin{cases} -\frac{Ri_d}{L_d} + \frac{z_p \omega_m L_q i_q}{L_d} + \frac{u_d}{L_d}; \\ -\frac{Ri_q}{L_q} - \frac{z_p \omega_m (i_d L_d + \Psi_f)}{L_q} + \frac{u_q}{L_q}; \\ \frac{M}{J} - \frac{M_c}{J}, \end{cases} \quad (1)$$

где  $\mathbf{x} = [i_d \quad i_q \quad \omega_m]^T$  – вектор переменных состояния;  $\mathbf{u} = [u_d \quad u_q \quad 0]^T$  – вектор управляющих воз-

действий;  $R$  – активное сопротивление фазы обмотки статора;  $L_d$  и  $L_q$  – собственные индуктивности фаз обмотки статора по продольной и поперечной осям соответственно;  $z_p$  – число пар полюсов;  $\omega_m$  – угловая механическая частота вращения ротора СДПМ;  $\Psi_f$  – модуль вектора потокоцепления магнитного поля постоянных магнитов ротора с обмоткой статора;  $J$  – момент инерции ротора;  $M$  – электромагнитный момент СДПМ;  $M_c$  – момент сопротивления.

#### Скользящее управление электромагнитным моментом СДПМ

В настоящее время для управления электроприводом на базе СДПМ широкое распространение получили алгоритмы, синтезированные на базе теории скользящих режимов управления [27–32]. Скользящее управление СДПМ с применением пространственно-векторной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) демонстрирует высокие динамические показатели системы, а также инвариантность к известным в системе возмущениям.

Суть скользящего управления заключается в организации асимптотически устойчивого движения динамической системы вдоль и по пересечению поверхности скольжения, представляющей собой траекторию на фазовой плоскости и являющейся заданным уравнением движения системы к цели управления.

Для синтеза скользящего управления рассматриваются проекции уравнений движения динамической системы на подпространство ошибок управляемых переменных [28]. Представим цель управления в следующем виде:

$$\begin{cases} e_d = (i_d^* - i_d) \rightarrow 0; \\ e_q = (i_q^* - i_q) \rightarrow 0, \end{cases} \quad (2)$$

где  $(i_d^* - i_d)$  и  $(i_q^* - i_q)$  – разница между желаемым и текущим значением.

Тогда проекция системы уравнений (1) на подпространство ошибок управления переменных (2) будет иметь следующий вид:

$$\begin{cases} \frac{de_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} e_d + \frac{z_p \omega_m L_q}{L_d} e_q - \frac{u_d}{L_d} + E_d; \\ \frac{de_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} e_q - \frac{z_p \omega_m L_d}{L_q} e_d - \frac{u_q}{L_q} + E_q, \end{cases} \quad (3)$$

где

$$E_d = \left( \frac{R}{L_d} i_d^* - \frac{z_p \omega_m L_q}{L_d} i_q^* \right),$$

$$E_q = \left( \frac{R}{L_q} i_q^* + \frac{z_p \omega_m L_d}{L_q} i_d^* + \frac{z_p \omega_m \Psi_f}{L_q} \right).$$

Слагаемые  $E_d$  и  $E_q$  при синтезе алгоритма скользящего управления рассматриваются как внешнее воздействие на динамическую систему (1).

Зададим поверхность скольжения в виде пропорционально-интегрального закона регулирования:

$$\mathbf{S} = \begin{cases} c_d \int e_d dt + e_d; \\ c_q \int e_q dt + e_q. \end{cases} \quad (4)$$

Определим условия возникновения скользящего режима по пересечению поверхностей скольжения, продифференцировав (4) по времени и приравняв к нулю:

$$\frac{d\mathbf{S}}{dt} = \begin{cases} c_d e_d + \frac{de_d}{dt} = 0; \\ c_q e_q + \frac{de_q}{dt} = 0. \end{cases} \quad (5)$$

Подставляя (3) в (5) и принимая, что внешние воздействия на (1) отсутствуют, получим компоненты управляющих воздействий для статического режима:

$$\mathbf{u}_{eq} = \begin{cases} L_d \left[ \left( c_d - \frac{R}{L_d} \right) e_d + \frac{z_p \omega_m L_q}{L_d} e_q \right]; \\ L_q \left[ \left( c_q - \frac{R}{L_q} \right) e_q - \frac{z_p \omega_m L_d}{L_q} e_d \right]. \end{cases} \quad (6)$$

Для того чтобы обеспечить попадание на поверхность скольжения, система уравнений (6) дополняется компонентами управления, определяющими динамику и закон достижения цели регулирования.

Тогда вектор управляющих воздействий определится как

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_{eq} + \mathbf{u}_{sw} = \begin{cases} L_d \left[ \left( c_d - \frac{R}{L_d} \right) e_d + \frac{z_p \omega_m L_q}{L_d} e_q + \varepsilon_d \text{sign}(S_d) \right]; \\ L_q \left[ \left( c_q - \frac{R}{L_q} \right) e_q - \frac{z_p \omega_m L_d}{L_q} e_d + \varepsilon_q \text{sign}(S_q) \right], \end{cases} \quad (7)$$

где  $\varepsilon_d > |L_d| |E_d|$  и  $\varepsilon_q > |L_q| |E_q|$  – весовые коэффициенты, определяющие динамику движения к цели управления и его асимптотическую устойчивость.

Значения весовых коэффициентов находятся согласно второму методу А.М. Ляпунова [28] об определении устойчивости движения.

### Градиентное управление электромагнитным моментом СДПМ

В нелинейной теории автоматического управления известен метод скоростного градиента, который демонстрирует высокие динамические показатели при управлении нелинейными динамическими системами [33, 34]. В [35] показаны результаты его применения для синтеза алгоритма управления асинхронным двигателем. Рассмотрим его применение относительно СДПМ.

Синтез градиентного управления сводится к определению скалярной функции  $\omega(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)$ , представляющей скорость изменения целевой функции  $Q(\mathbf{x}, t)$  в силу уравнений объекта управления:

$$\omega(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) = \frac{\partial Q(\mathbf{x}, t)}{\partial t} + \left[ \frac{\partial Q(\mathbf{x}, t)}{\partial \mathbf{x}} \right]^T \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t).$$

Сформируем целевую функцию в следующем виде:

$$Q(\mathbf{x}, t) = 0,5 \left[ \mathbf{y} - \mathbf{y}^* \right]^T \mathbf{H} \left[ \mathbf{y} - \mathbf{y}^* \right],$$

где  $\mathbf{y} - \mathbf{y}^*$  – разница между текущим и желаемым состоянием,  $\mathbf{H}$  – симметричная положительно определенная матрица весовых коэффициентов, определяющих внутреннюю динамику объекта управления.

Оперируя условиями возникновения электромагнитного момента в СДПМ, сформируем следующие цели управления для алгоритма градиентного управления:

$$\begin{cases} (i_d - i_d^*) \rightarrow 0; \\ (M - M^*) \rightarrow 0, \end{cases} \quad (8)$$

где значение электромагнитного момента  $M$  определяется по формуле

$$M = \frac{3}{2} z_p (i_q \psi_f + (L_d - L_q) i_d i_q). \quad (9)$$

Тогда целевая функция примет следующий вид:

$$\begin{aligned} Q(\mathbf{x}, t) &= 0,5 \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ M - M^* \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} h_1 & 0 \\ 0 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ M - M^* \end{bmatrix} = \\ &= 0,5 h_1 (i_d - i_d^*)^2 + 0,5 h_2 (M - M^*)^2 = 0,5 h_1 (i_d - i_d^*)^2 + \\ &+ 0,5 h_2 \left( 1,5 i_q (\psi_f + i_d (L_d - L_q)) - M^* \right)^2. \end{aligned}$$

Градиент функции  $\omega(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)$  по  $\mathbf{u}$  формирует такое изменение направления управляющего воздействия, при котором будет максимально интенсивное движение к цели управления:

$$\frac{d\mathbf{u}}{dt} = -\mathbf{\Gamma} \frac{\partial \omega(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)}{\partial \mathbf{u}} = -\mathbf{\Gamma} \left[ \frac{\partial \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)}{\partial \mathbf{u}} \right]^T \frac{\partial Q(\mathbf{x}, t)}{\partial \mathbf{x}},$$

где  $\mathbf{\Gamma}$  – положительная диагональная матрица усиления, определяющая динамику движения к цели управления;

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)}{\partial \mathbf{u}} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \\ \frac{\partial Q(\mathbf{x}, t)}{\partial \mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} h_1 (i_d - i_d^*) - 1,5 h_2 i_q (L_d - L_q) (M^* - M) \\ -1,5 (\psi_f + i_d (L_d - L_q)) (M^* - M) \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Алгоритм управляющего воздействия реализуем с применением пропорционально-интегрального закона регулирования:

$$\mathbf{u} = -\mathbf{\Gamma}_{II} \frac{\partial \omega(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)}{\partial \mathbf{u}} - \mathbf{\Gamma}_I \int \frac{\partial \omega(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)}{\partial \mathbf{u}}.$$

### Дифференциальное управление электромагнитным моментом СДПМ

Основные принципы дифференциального управления изложены в [36]. Для разработки алгоритма управления электромагнитным моментом СДПМ, представим цели управления, сформулированные в (8), в следующем виде:

$$\begin{cases} (i_d^* - i_d) \rightarrow 0; \\ (M^* - M) \rightarrow 0. \end{cases} \quad (10)$$

Анализируя движение рассматриваемой динамической системы к поставленным целям управления, определим необходимое и достаточное условие для гарантированного и максимально эффективного достижения цели регулирования:

$$\begin{cases} \text{sign}(i_d^* - i_d) = \text{sign}\left(\frac{di_d}{dt}\right); \\ \text{sign}(M^* - M) = \text{sign}\left(\frac{dM}{dt}\right). \end{cases} \quad (11)$$

Вычислим аналитически производные  $\frac{di_d}{dt}$  и  $\frac{dM}{dt}$ :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{Ri_d}{L_d} + \frac{z_p \omega_m L_q i_q}{L_d} + \frac{u_d}{L_d}; \\ \frac{dM}{dt} = \frac{3}{2} z_p \left( \frac{di_q}{dt} \psi_f + (L_d - L_q) \left( \frac{di_d}{dt} i_q + \frac{di_q}{dt} i_d \right) \right). \end{cases} \quad (12)$$

Определим компоненты вектора напряжений, обеспечивающие неизменность целей управления, приравняв уравнения системы (12) к нулю.

Для первой цели управления

$$u_{deq} = Ri_d - z_p \omega_m L_q i_q. \quad (13)$$

Для второй цели управления

$$\begin{cases} u_{deq} = Ri_d - z_p \omega_m L_q i_q; \\ u_{qe} = Ri_q + z_p \omega_m (L_d i_d + \psi_f). \end{cases} \quad (14)$$

Тогда для первого слагаемого системы уравнений (12) справедливо выполнение следующих условий:

$$\frac{di_d}{dt} > 0 \Rightarrow Ri_d - z_p \omega_m L_q i_q > 0,$$

$$\frac{di_d}{dt} < 0 \Rightarrow Ri_d - z_p \omega_m L_q i_q < 0.$$

А для второго слагаемого системы уравнений (12) – выполнение нижеприведенных условий:

$$\frac{dM}{dt} > 0 \Rightarrow \begin{cases} Ri_d - z_p \omega_m L_q i_q > 0; \\ Ri_q + z_p \omega_m (L_d i_d + \psi_f) > 0, \end{cases}$$

$$\frac{dM}{dt} < 0 \Rightarrow \begin{cases} Ri_d - z_p \omega_m L_q i_q < 0; \\ Ri_q + z_p \omega_m (L_d i_d + \psi_f) < 0. \end{cases}$$

Для обеспечения выполнения условий (11), дополним компоненту вектора напряжений (13) слага-

емым  $h_{11}(i_d^* - i_d)$ , а компоненту (14) – членами  $h_{12}(M^* - M)$  и  $h_2(M^* - M)$  соответственно. Объединив компоненты вектора напряжений по соответствующим координатам, получим алгоритм управления электромагнитным моментом СДПМ

$$\begin{cases} u_d = \left[ h_{11}(i_d^* - i_d) + (Ri_d - z_p \omega_m L_q i_q) \right] + \\ + \left[ h_{12}(M^* - M) + (Ri_d - z_p \omega_m L_q i_q) \right]; \\ u_q = h_2(M^* - M) + Ri_q + z_p \omega_m (L_d i_d + \psi_f). \end{cases} \quad (15)$$

Значения весовых коэффициентов  $h_{11}$ ,  $h_{12}$  и  $h_2$  будут определять динамику движения к цели управления. Причем вес слагаемого  $h_{11}(i_d^* - i_d)$  должен быть больше, чем у слагаемого  $h_{12}(M^* - M)$ .

Обеспечение предельного быстродействия будет при формировании максимального фазного напряжения, при этом компонента вектора напряжения по оси  $q$  в разработанном алгоритме является моментно-образующей, а компонента вектора напряжения по оси  $d$  обеспечивает сохранность ориентации вращающейся системы координат  $dq$  и формирование оптимального угла нагрузки с целью обеспечения максимально возможного электромагнитного момента СДПМ.

### Имитационное моделирование разработанных алгоритмов

Исследование нелинейных алгоритмов управления электромагнитным моментом электропривода на базе СДПМ проводилось в программном продукте MATLAB Simulink.

Управление электрическим приводом осуществляется в моментном контуре при ступенчатом изменении задания электромагнитного момента. Момент сопротивления на валу двигателя имеет реактивный характер и составляет 50% от заданного значения электромагнитного момента.

На рис. 1 приведена функциональная схема исследуемого электропривода на базе СДПМ.

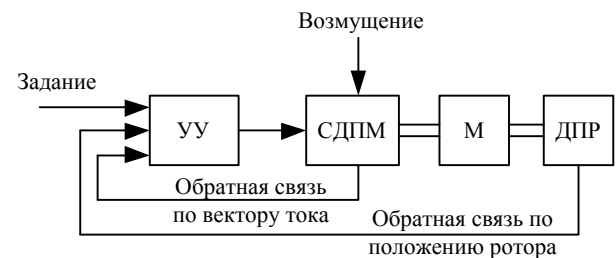


Рис. 1. Функциональная схема электропривода на базе СДПМ: УУ – устройство управления; М – инерционная масса на валу электродвигателя; ДПР – датчик положения ротора

На рис. 2 представлены осциллограммы переходных процессов при дифференциальном управлении моментом.

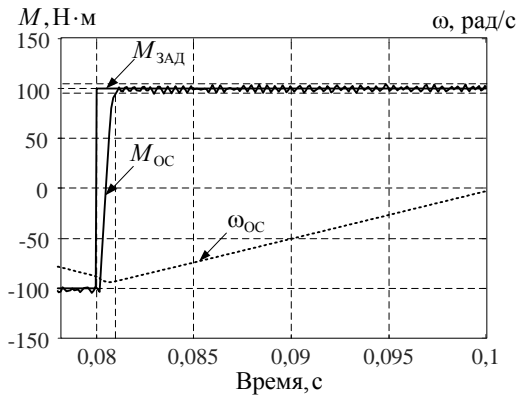


Рис. 2. Переходный процесс электромагнитного момента при использовании алгоритма дифференциального управления:

$M_{зад}$  – заданное значение электромагнитного момента;  
 $M_{ос}$  – обратная связь по электромагнитному моменту;  
 $\omega_{ос}$  – обратная связь по угловой частоте вращения

На рис. 3 представлены осциллограммы переходных процессов при скользящем управлении моментом.

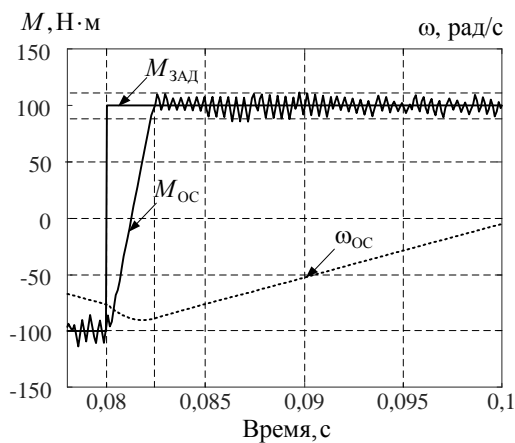


Рис. 3. Переходный процесс электромагнитного момента при использовании алгоритма скользящего управления

На рис. 4 представлены осциллограммы переходных процессов при градиентном управлении моментом.

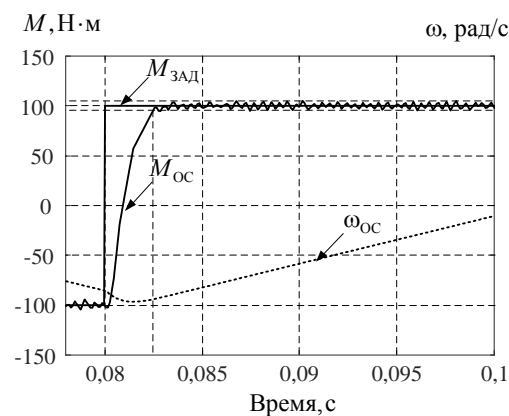


Рис. 4. Переходный процесс электромагнитного момента при использовании алгоритма градиентного управления

Основные показатели качества переходного процесса для исследуемых алгоритмов представлены в таблице.

**Показатели качества переходного процесса электромагнитного момента для исследуемых алгоритмов управления**

Алгоритм управления	Показатели качества переходного процесса		
	Время переходного процесса $t_p$ , мс	Точность регулирования, $\Delta$ , %	Перерегулирование, $\sigma$ , %
Дифференциальное управление	1*	$\pm 2,5\% M_{зад}$	0
Скользящее управление	2,5*	$\pm 10\% M_{зад}$	0
Градиентное управление	2,6*	$\pm 2\% M_{зад}$	0

\* При периоде дискретизации контура управления 100 мкс.

**Заключение**

Исследованные нелинейные алгоритмы на базе метода скоростного градиента и теории скользящих режимов, используемые для управления электромагнитным состоянием электрического привода на базе СДПМ, демонстрируют высокие динамические показатели. Тем не менее скользящий режим управления уступает градиентному управлению по точности поддержания заданной величины. Это связано с использованием в регуляторе знаковой функции от ошибки регулируемой координаты, умноженной на постоянный коэффициент усиления, который для обеспечения устойчивого движения к цели управления должен иметь большой вес.

Разработанный алгоритм дифференциального управления обеспечивает наилучшие динамические показатели одновременно с сохранением высокой точности регулирования.

*Литература*

- Блейз Е.С. Динамика электромашинных следящих систем / Е.С. Блейз, Ю.Н. Семенов, Б.К. Чемоданов, Н.М. Якименко. – М.: Энергия, 1967. – 408 с.
- Ключев В.И. Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.
- Чилинкин М.Г. Теория автоматизированного электропривода: учеб. пособие для вузов / М.Г. Чилинкин, В.И. Ключев, А.С. Сандлер. – М.: Энергия, 1979. – 616 с.
- Бобцов А.А. Линейные системы автоматического управления / А.А. Бобцов, И.В. Мирошник. – СПб.: СПбГИТМО (ТУ), 2001. – 245 с.
- Мирошник И.В. Теория автоматического управления. Линейные системы. – СПб.: Питер, 2005. – 336 с.
- Балковой А.П. Прецизионный электропривод с вентильными двигателями / А.П. Балковой, В.К. Цаценкин. – М.: ИД МЭИ, 2010. – 328 с.
- Blaschke F. Das Prinzip der Fildorientierung die Grundlage für die Transvektor – Regelung von Drehfeldmaschinen // Siemens Zeitschrift. – 1971. – No. 10. – P. 757–760.
- Bose B.K. Modern power electronics and AC drives. – Upper Saddle River, Prentice Hall, 2002. – 711 p.
- Vas P. Sensorless Vector and Direct Torque Control. – Oxford, Oxford University Press, 1998. – 729 p.

10. Depenbrock M. Direct self-control (DSC) of Inverter – fed induction machine // IEEE transactions on energy conversion. – 1988. – Vol. 3, No. 4. – P. 254–260.
11. Takeshita T. Sensorless Brushless DC Motor Drive with EMF Constant Identifier / T. Takeshita, N. Matsui // IECON – 94. – 1994. – Vol. 1. – P. 8–13.
12. Hesna A. Improvement of Direct Torque Control Performances Using FCS-MPC and SVM Applied to PMSM: Study and Comparison / A. Hesna, S. Djamel, R. Djamel // Transactions on Power Electronics. – 2018. – P. 1–6.
13. Paturca S. Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) – an approach by using Space Vector Modulation (SVM) / S. Paturca, M. Covrig, L. Melces Cu // Proceedings of the 6th WSEAS/IASME Int. Conf. on Electric Power Systems. – 2006. – P. 111–116.
14. Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor based on Space Vector Modulation Control / Y. Yang, R. Hunag, Y. Yu, S. Wang // 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference. – 2016. – P. 823–827.
15. A MPC method based on the oval invariant set for PMSM Speed Control System / WANG Yong-bin, H. Xiaodong, C. Yi, X. Xin-qi // 2016 International Symposium on Computer, Consumer and Control. – 2016. – P. 575–578.
16. A robust deadbeat predictive control scheme for dual three-phase PMSM / Y. Zhang, T. Zhao, H. Jing, J. Li, X. Gui // 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems. – 2018. – P. 1223–1228.
17. Leuer M. Efficiency-Optimized Model Predictive Torque Control for IPMSM / M. Leuer, A. Ruring, J. Bocker // ENERGYCON 2014. – 2014. – P. 9–13.
18. Araki Y. MPDCC Based High Efficiency Harmonic Reduction Control for IPMSM Driven by Electrolytic Capacitorless Inverter / Y. Araki, K. Ohishi, Y. Yokokura // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2018. – P. 589–594.
19. Kang J. Predictive Current Control with Torque Ripple Minimization for PMSM of Electric Vehicles / J. Kang, X. Li, Y. Liu // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2018. – P. 765–771.
20. Speed Control of IPMSM Motor Drives Using Model Reference Adaptive Technique / S. Amornwongpeeti, O. Kiselychnyk, J. Wang, N. Shah, M. Soumelidis // Proceedings of the 2017 IEEE International Conference on Applied Innovation. – 2017. – P. 672–675.
21. Static Error Elimination Algorithm for PMSM Predictive Current Control / W. Geng, Y. Ming, N. Li, G. Xianguo, X. Dianguo // Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference. – 2014. – P. 7691–7696.
22. Hamabe Y. Extended EMF-based Simple IPMSM Sensorless Vector Control Considering Cross Coupling Compensation / Y. Hamabe, M. Tsuji, S. Hamasaki // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 2018. – P. 45–51.
23. Improved Rotor Flux Observer for Sensorless Control of PMSM with Adaptive Harmonic Elimination and Phase Compensation / W. Xu, L. Wang, Y. Liu, F. Blaabjerg // CES Transactions on Electrical Machines and Systems. – 2019. – P. 1–9.
24. Eskola M. Speed and Position Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors in Matrix Converter and Voltage Source Converter Applications. – Tampere, Tampere University of Technology, 2006. – 169 P.
25. Mtsumoto A. A Flux-Weakening Control Method on Maximum Torque Control Frame for IPMSM Position Sensorless Control / A. Mtsumoto, M. Hasegawa, S. Doki // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 2012. – P. 1612–1617.
26. Xinhail J. Novel PMSM Filed-Weakening Control Method / J. Xinhail, Z. Yanneng, X. Dianguo // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 2017. – P. 3744–3748.
27. Борцов Ю.А. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением / Ю.А. Борцов, В.В. Поляков, В.В. Путов. – Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 216 с.
28. Уткин В.И. Скользящие режимы и их применения в системах с переменными структурами. – М.: Наука, 1974. – 272 с.
29. Sun X. Design and Application Of Sliding Mode Controller In PMSM Position Tracking Control Based On Adaptive Backstepping / X. Sun, H. Yu, X. Liu // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 2018. – P. 3507–3511.
30. Combined Speed and Current Terminal Sliding Mode Control with Nonlinear Disturbance Observer for PMSM Drive / X. Liu, H. Yu, J. Yu, L. Zhao // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 2018. – P. 29594–29601.
31. An Improved Sliding Mode Control Using Disturbance Torque Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor / Q. Wang, H. Yu, M. Wang, X. Qi // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 2019. – Vol. 7. – P. 36691–36701.
32. Improved Continuous Fast Terminal Sliding Mode Control with Extended State Observer for Speed Regulation of PMSM Drive System / W. Xu, A.K. Junejo, Y. Liu, Md.R. Islam // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2019. – Vol. 68, No. 11. – P. 10465–10476.
33. Мирошник И.В. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами / И.В. Мирошник, В.О. Никифоров, А.Л. Фрадков. – СПб.: Наука, 2000. – 549 с.
34. Фрадков А.Л. Схема скоростного градиента и ее применение в задачах адаптивного управления // Автоматика и телемеханика. – 1979. – № 9. – С. 90–101.
35. Завьялов В.М. Многокритериальное управление асинхронным электроприводом / В.М. Завьялов, А.А. Неверов, И.Ю. Семькина // Вестн. КузГТУ. – 2005. – № 1. – С. 81–84.
36. Завьялов В.М. Общие принципы управления процессом электромеханического преобразования энергии // Электричество. – 2013. – № 2. – С. 34–42.

#### **Завьялов Валерий Михайлович**

Д-р техн. наук, доцент, зав. каф. электроэнергетических систем атомных станций Севастопольского государственного университета (СевГУ)  
 Университетская ул., 33, г. Севастополь, Россия, 299053  
 Тел.: +7-904-372-01-73  
 Эл. почта: vmzavyalov@sevsu.ru

#### **Бевз Денис Владиславович**

Инженер ООО «НПФ Мехатроника-Про»  
 Фрунзе пр-т, 119Е, г. Томск, Россия, 634021  
 Тел.: +7-923-404-81-94  
 Эл. почта: d.v.bevz@mail.ru

Zavyalov V.M., Bevs D.V.

#### **Development and study of PMSM nonlinear controllers providing quick response and electromagnetic torque accurate control**

A permanent magnet synchronous motor electromagnetic torque control algorithms providing high dynamic performances based on the nonlinear automatic control theory were developed and studied. The new nonlinear control algorithm,

called «differential control», that provides accurate torque control with a quick response, was developed. This algorithm is based on equality of controlled variable derivative sign and its error sign.

**Keywords:** servo drive, permanent magnet synchronous motor, automatic control, nonlinear control, electromagnetic torque, sliding mode control, gradient control, dynamic performances.

**DOI:** 10.21293/1818-0442-2022-25-3-69-76

### References

1. Bleiz E.S., Semenov Y.N., Chemodanov B.K., Yakimenko N.M. Dinamika elektromashinnyh sledyashyh system [Dynamics of electro machines servo systems]. M., Energiya Publ., 1967, 408 p. (in Russ.).
2. Kluchev V.I. Teoriya elektroprivoda [Electric drive theory]. M., Energoatomizdat Publ., 2001, 704 p. (in Russ.).
3. Chilinkin M.G., Kluchev V.I., Sandler A.S. Teoriya avtomatizirovannogo elektroprivoda [Automatic electric drive theory]. M., Energiya Publ., 1979 (in Russ.).
4. Bobcov A.A., Miroshnik I.V. Lineinye sistemy avtomaticheskogo upravleniya [Linear automatic control systems]. SPb., SPBITMO (TU) Publ., 2001, 245 p. (in Russ.).
5. Miroshnik I.V. Teoriya avtomaticheskogo upravleniya. Lineinye sistemy [Automatic control theory. Linear systems]. SPb., Piter Publ., 2005, 336 p. (in Russ.).
6. Balkovoy A.P., Cacenkin V.K. Precizionnyy elektroprivod s ventilnymi dvigatelyami [High-precision electric drive with permanent magnet synchronous motors]. M., Izdatelsky dom MEI Publ., 2010, 328 p. (in Russ.).
7. Blaschke F. Das Prinzip der Fildorientierung die Grundlage fur die Transvektor – Regelung von Drehfeldmaschinen. *Siemens Zeitschrift*, 1971, no. 10, pp. 757–760.
8. Bose B.K. *Modern power electronics and AC drives*. Upper Saddle River, Prentice Hall, 2002. 711 p.
9. Vas P. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford, Oxford University Press, 1998. 729 p.
10. Depenbrock M. Direct self-control (DSC) of Inverter – fed induction machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1988, vol. 3, no. 4, pp. 254–260.
11. Takeshita T., Matsui N. Sensorless Brushless DC Motor Drive with EMF Constant Identifier. *IECON-94*, 1994, vol. 1, pp. 8–13.
12. Hesna A., Djamel S., Djamel R. Improvement of Direct Torque Control Performances Using FCS-MPC and SVM Applied to PMSM: Study and Comparison. *Transactions on Power Electronics*, 2018, pp. 1–6.
13. Paturca S., Covrig M., Melces Cu L. Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) – an approach by using Space Vector Modulation (SVM). *Proceedings of the 6th WSEAS/IASME International Conference on Electric Power Systems*, 2006, pp. 111–116.
14. Yang Y., Hunag R., Yu Y., Wang S. Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor based on Space Vector Modulation Control. *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2016, pp. 823–827.
15. Wang Y., Xiao-dong H., Yi C., Xin-qi X. A MPC method based on the oval invariant set for PSMSM Speed Control System. *2016 International Symposium on Computer, Consumer and Control*, 2016, pp. 575–578.
16. Zhang Y., Zhao T., Jing H., Li J., Gui X. A robust deadbeat predictive control scheme for dual three-phase PMSM, *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2018, pp. 1223–1228.
17. Leuer M., Ruring A., Bocker J. Efficiency-Optimized Model Predictive Torque Control for IPMSM. *ENERGYCON 2014*, 2014, pp. 9–13.
18. Araki Y., Ohishi K., Yokokura Y. MPDCC Based High Efficiency Harmonic Reduction Control for IPMSM Driven by Electrolytic Capacitorless Inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, pp. 589–594.
19. Kang J., Li X., Liu Y. Predictive Current Control with Torque Ripple Minimization for PMSM of Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, pp. 765–771.
20. Amornwongpeeti S., Kiselychynk O., Wang J., Shah N., Soumelidis M. Speed Control of IPMSM Motor Drives Using Model Reference Adaptive. *Proceedings of the 2017 IEEE International Conference on Applied Innovation*, 2017, pp. 672–675.
21. Geng W., Ming Y., Li N., Xianguo G., Dianguo X. Static Error Elimination Algorithm for PMSM Predictive Current Control. *Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference*, 2014, pp. 7691–7696.
22. Hamabe Y., Tsuji M., Hamasaki S. Extended EMF-based Simple IPMSM Sensorless Vector Control Considering Cross Coupling Compensation. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 2018, pp. 45–51.
23. Xu W., Wang L., Liu Y., Blaabjerg F. Improved Rotor Flux Observer for Sensorless Control of PMSM with Adaptive Harmonic Elimination and Phase. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 2019, pp. 1–9.
24. Eskola M. *Speed and Position Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors in Matrix Converter and Voltage Source Converter Applications*. Tampere, Tampere University of Technology, 2006, 169 p.
25. Mtsumoto A., Hasegawa M., Doki S. A Flux-Weakening Control Method on Maximum Torque Control Frame for IPMSM Position Sensorless Control. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 2012, pp. 1612–1617.
26. Xinhail J., Yanneng Z., Dianguo X. Novel PMSM Filed-Weakening Control Method. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 2017, pp. 3744–3748.
27. Borcov Y.A., Polyahov V.V., Putov V.V. Elektromechanicheskie sistemy s adaptivnym i modalnym upravleniem [Electromechanic systems with adaptive and full state feedback control]. Leningrad, Energoatomizdat Publ., 1984, 216 p. (in Russ.).
28. Utkin V.I. Skolzyashie rezhimy I ih primeneniya v sistemah s peremennymi strukturami [Sliding modes and its applications in variable structure systems]. M., Nauka Publ., 1974, 272 p. (in Russ.).
29. Sun X., Yu H., Liu X. Design and Application Of Sliding Mode Controller In PMSM Position Tracking Control Based On Adaptive Backstepping. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 2018, pp. 3507–3511.
30. Liu X., Yu H., Yu J., Zhao L. Combined Speed and Current Terminal Sliding Mode Control With Nonlinear Disturbance Observer for PMSM Drive. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 2018, pp. 29594–29601.
31. Wang Q., Yu H., Wang M., Qi X. An Improved Sliding Mode Control Using Disturbance Torque Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 2019, vol. 7, pp. 36691–36701.
32. Xu W., Junejo A. K., Liu Y., Islam Md. R. Improved Continuous Fast Terminal Sliding Mode Control With Extended State Observer for Speed Regulation of PMSM Drive System. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, vol. 68, no. 11, pp. 10465–10476.

33. Miroshnik I.V., Nikiforov V.O., Fradkov A.L. Nelineinoe i adaptivnoe upravlenie slozhnymi dinamicheskimi sistemami [Difficult dynamic systems nonlinear and adaptive control]. St. Petersburg, Nauka Publ., 2000, 549 p. (in Russ.).

34. Fradkov A.L. [Speed-gradient scheme and its application in adaptive control problems]. *Autom. Remote Control*, 1979, no. 9, pp. 90–101.

35. Zvyalov V.M., Neverov A.A., Semykina I.Yu [Asynchronous electric drive multicriteria control]. *Bulletin of KuzGTU*, 2005, no. 1, pp. 81–84 (in Russ.).

36. Zavyalov V.M. [Energy electromechanical conversion controlling process main principles]. *Electricity*, 2013, no. 2, pp. 34–42 (in Russ.).

**Valery M. Zavyalov**

Doctor of Science in Engineering, Professor, Department of Electric Power Systems of Nuclear Power Plants, Sevastopol State University  
33, Universytetskaya st., Sevastopol, Russia, 299053  
Phone: +7-904-372-01-73  
Email: vmzavyalov@sevsu.ru

**Denis V. Bevz**

Engineer, «Mechatronica-Pro»  
119E, Frunze pr., Tomsk, Russia, 634021  
Phone: +7-923-404-81-94  
Email: d.v.bevz@mail.ru