

Алгоритм адаптивного управления синхронным электроприводом**А. П. Бондарчук, С. М. Богданова[✉], Д. В. Самохвалов**

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

[✉] smbogdanova@etu.ru

Аннотация. Рассмотрены принципы моделирования синхронного электродвигателя с возбуждением от постоянных магнитов в номинальном диапазоне скоростей и в зоне ослабления поля. Для повышения робастности системы управления в контур скорости вводится адаптивный закон управления на основе эталонной модели. Для подтверждения эффективности предложенного алгоритма осуществляется сравнение с классическими подходами управления в условиях параметрических и внешних возмущений. Также приводятся результаты исследования влияния эффекта Штрибека на работу электродвигателя в системе с применением адаптивного алгоритма управления.

Ключевые слова: синхронный электродвигатель, векторное управление, имитационное моделирование, автономный инвертор, энергоэффективность, эталонная модель

Для цитирования: Бондарчук А. П., Богданова С. М., Самохвалов Д. В. Алгоритм адаптивного управления синхронным электроприводом // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2025. Т. 18, № 7. С. 84–93. doi: 10.32603/2071-8985-2025-18-7-84-93.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Original article

Adaptive Control Algorithm for a Synchronous Electric Drive**A. P. Bondarchuk, S. M. Bogdanova[✉], D. V. Samokhvalov**

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

[✉] smbogdanova@etu.ru

Abstract. Considers the principles of modeling a synchronous electric motor with excitation from permanent magnets in the nominal speed range and in the field weakening zone. To improve the robustness of the control system, an adaptive control law based on the reference model is introduced into the speed loop. To confirm the effectiveness of the proposed algorithm, a comparison is made with classical control approaches under parametric and external disturbances. The article also presents the results of a study of the influence of the Stribeck effect on the operation of an electric motor in a system using an adaptive control algorithm.

Keywords: synchronous motor, vector control, simulation modeling, autonomous inverter, energy efficiency, reference model

For citation: Bondarchuk A. P., Bogdanova S. M., Samokhvalov D. V. Adaptive Control Algorithm for a Synchronous Electric Drive // LETI Transactions on Electrical Engineering & Computer Science. 2025. Vol. 18, no. 7. P. 84–93. doi: 10.32603/2071-8985-2025-18-7-84-93.

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Введение. Для тягового электропривода требуется точное регулирование скорости в широком рабочем диапазоне, что делает разработку системы управления синхронным электродвигателем с возможностью ослабления поля актуальной задачей, направленной на расширение скоростного диапазона.

При управлении приводом в диапазоне номинальных скоростей модуль обобщенного вектора напряжения статора обычно не превышает максимального напряжения автономного инвертора напряжения, которое в свою очередь определяется выбором напряжения звена постоянного тока и силовых полупроводниковых ключей. Однако в случаях, когда необходимо осуществлять регулирование на скоростях выше номинальной, против-ЭДС, возникающая в статорных обмотках электродвигателя, может быть соизмерима с прикладываемым к обмоткам напряжением или превышать его и дальнейшее повышение частоты вращения невозможно, поэтому в таких случаях применяют управление с ослаблением поля.

Важное свойство привода – это обеспечение качества управления при изменении параметров исполнительного механизма и широком диапазоне внешних нагрузок, поэтому необходимо проанализировать возможность функционирования в данных условиях классических способов коррекции и предложить решения, способные повысить производительность и робастность системы управления.

Составление математического описания и верификация синхронного привода. В проекции на оси d и q уравнение обобщенного вектора напряжения примет следующий вид:

$$\begin{cases} u_{sd} = L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} - \omega L_{sq} i_{sq}; \\ u_{sq} = L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} + \omega L_{sd} i_{sd} + \omega \Psi_f, \end{cases}$$

где u_{sd} , u_{sq} – проекции вектора $\mathbf{U}_s$ на оси d и q ; i_{sd} , i_{sq} – проекции тока статора на оси d и q ; R_s – активное сопротивление статора; L_{sd} , L_{sq} – индуктивности по осям d и q ; ω – частота вращения; Ψ_f – потокосцепление ротора. При выборе осей d и q в качестве переменных токов получим

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{L_{sd}} (u_{sd} - R_s i_{sd} + \omega L_{sq} i_{sq}); \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{L_{sq}} (u_{sq} - R_s i_{sq} - \omega L_{sd} i_{sd} - \omega \Psi_f). \end{cases}$$

Вектор электромагнитного момента определяется как $\mathbf{M}_e = \frac{3}{2} Z_p \mathbf{I}_s \mathbf{\Psi}_s$, а его модуль – по формуле $M_e = \frac{3Z_p}{2} (i_{sq} \Psi_d - i_{sd} \Psi_q)$, где Z_p – число пар полюсов; I_s – ток статора; $\mathbf{\Psi}_s$ – вектор потокосцепления обмотки статора; Ψ_d и Ψ_q – проекции на оси d и q вектора потокосцепления обмоток статора, определяемые по формуле

$$\begin{cases} \Psi_d = L_{sd} i_{sd} + \Psi_f; \\ \Psi_q = L_{sq} i_{sq}. \end{cases}$$

В случае неявнополюсной синхронной машины при $L_d = L_q$ значение электромагнитного момента будет зависеть только от тока i_{sq} :

$M_e = \frac{3Z_p}{2} i_{sq} \Psi_f$. Уравнение динамики для синхронного двигателя с постоянными магнитами (СДПМ) имеет вид

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (M_e - M_c - K_{тр} \omega),$$

где ω_r – механическая частота вращения ротора; J – момент инерции ротора; M_c – статический момент сопротивления; $K_{тр}$ – коэффициент трения механической части СДПМ.

По составленному математическому описанию была построена имитационная модель синхронной машины в среде MatLab/Simulink. В исследовании используется электродвигатель, параметры которого приведены в табл. 1, где L_s – индуктивность обмотки статора; M_H – номинальный момент нагрузки; $U_{ном}$ – номинальное напряжение.

Проверка корректности сопротивления и индуктивности обмотки статора проводилась на зафиксированном роторе и пониженном напряже-

Табл. 1. Параметры СДПМ
Tab. 1. Parameters of permanent magnet synchronous motor

R_s , Ом	L_s , мГн	Z_p	J , Н·м ²	$\omega_{ном,r}$, рад/с	M_H , Нм	$U_{ном}$, В	Масса, кг
0.27	330	5	0.000058	314.14	1.2	24	1.35

нии обмотки статора. Графики переходных процессов модуля обобщенного вектора тока статора I имитационной и физической моделей в зависимости от времени t приведены на рис. 1, где кривые 1, 2 – графики токов статора I имитационной и физической моделей.

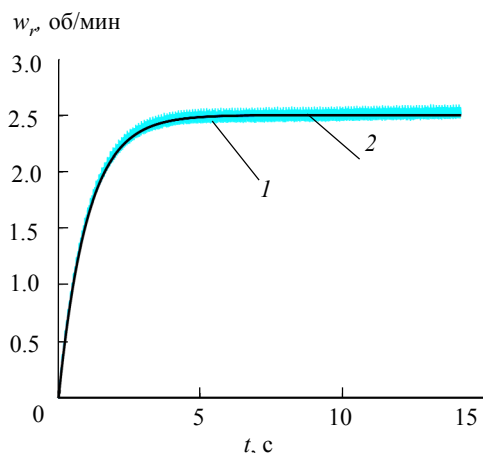


Рис. 1. Переходный процесс по току при зафиксированном роторе
Fig. 1. Transient response of current under locked rotor conditions

Для подтверждения совпадения математической модели с физическим объектом необходимо проверить соответствие статической характеристики и динамики переходного процесса [1]. Входным параметром модели СДПМ служит обобщенный вектор напряжения статора, а выходным – частота вращения ротора, поэтому математическая модель верифицировалась измерением напряжения оси q (u_q) при задании $u_d = 0$ и измерении частоты вращения ротора. Результаты измерений представлены на рис. 2, где кривые 1, 2 – статические характеристики модели СДПМ и физического объекта.

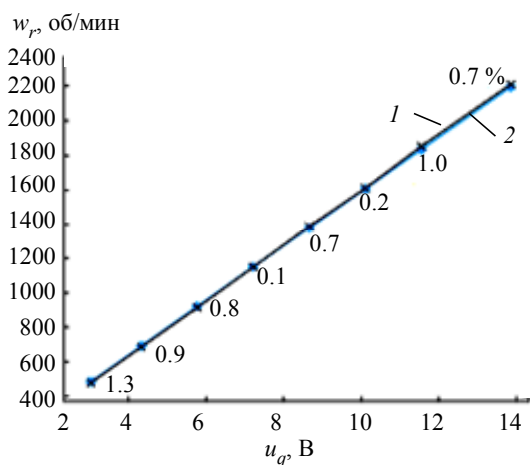


Рис. 2. Статическая характеристика СДПМ
Fig. 2. Permanent magnet synchronous motor (PMSM) static characteristic

Численные результаты верификации математической модели и реального двигателя сведены в табл. 2.

Табл. 2. Отклонение результатов моделирования от экспериментальных данных

Tab. 2. Deviation of simulation results from experimental data

u_q , В	Отклонение от эксперимента, %	Среднее отклонение, %
3.0	1.32	0.73
4.3	0.87	
5.8	0.81	
7.2	0.10	
8.7	0.72	
10.1	0.23	
11.5	1.05	
13.9	0.73	

Среднее отклонение установившейся частоты вращения ротора модели от значения, полученного экспериментально, составляет 0.73 %, а максимальное отклонение – 1.32 %. Данные отклонения допустимы и появляются в основном из-за погрешности измерения частоты вращения и пульсаций, возникающих при управлении СДПМ при помощи широтно-импульсной модуляции (ШИМ) сигнала.

Для верификации динамики математической модели были сняты переходные процессы по частоте вращения ротора в трех точках [2]. Графики переходных процессов отражают совпадение динамики математической модели с динамикой реального электродвигателя. Переходные процессы по частоте вращения двигателя представлены на рис. 3, где кривая 1 иллюстрирует поведение математической модели в условиях переходного процесса по частоте вращения ротора, кривая 2 – частоту вращения ротора реального двигателя.

Из рис. 3 видно, что характеры переходных процессов имитационной модели совпадают с экспериментальными данными, а следовательно, модель корректно отображает процессы, протекающие в физическом объекте, и может быть использована для разработки и исследования системы управления.

Векторная система управления СДПМ. Для разработки и исследования алгоритмов векторного управления СДПМ была построена модель трехконтурной системы управления. Структурная схема системы управления представлена на рис. 4, где РС – регулятор скорости; РТ – регулятор тока; ОН – блок ограничения напряжения; АИН – автономный инвертор напряжения; КОП – контроллер ослабления поля; ДПР – датчик по-

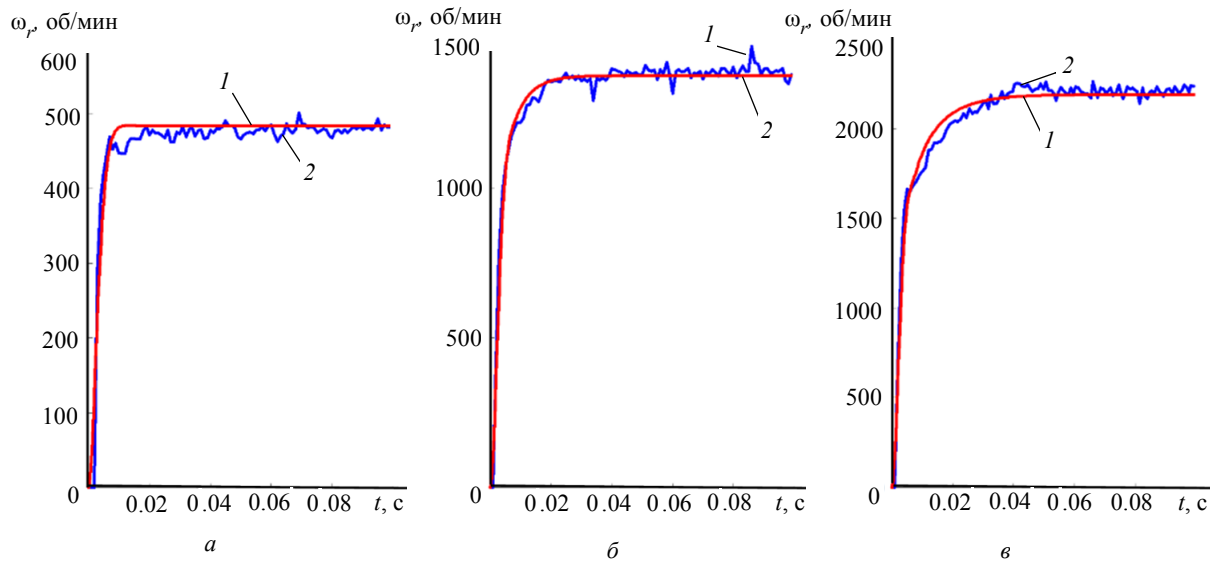


Рис. 3. Осциллограммы переходных процессов по частоте вращения ротора СДПМ и математической модели: а – при $u_q = 3$ В, б – при $u_q = 8.7$ В, в – при $u_q = 13.8$ В

Fig. 3. Oscillograms of transient processes for the rotor speed of the PMSM and the mathematical model: а – for $u_q = 3$ В, б – for $u_q = 8.7$ В, в – for $u_q = 13.8$ В

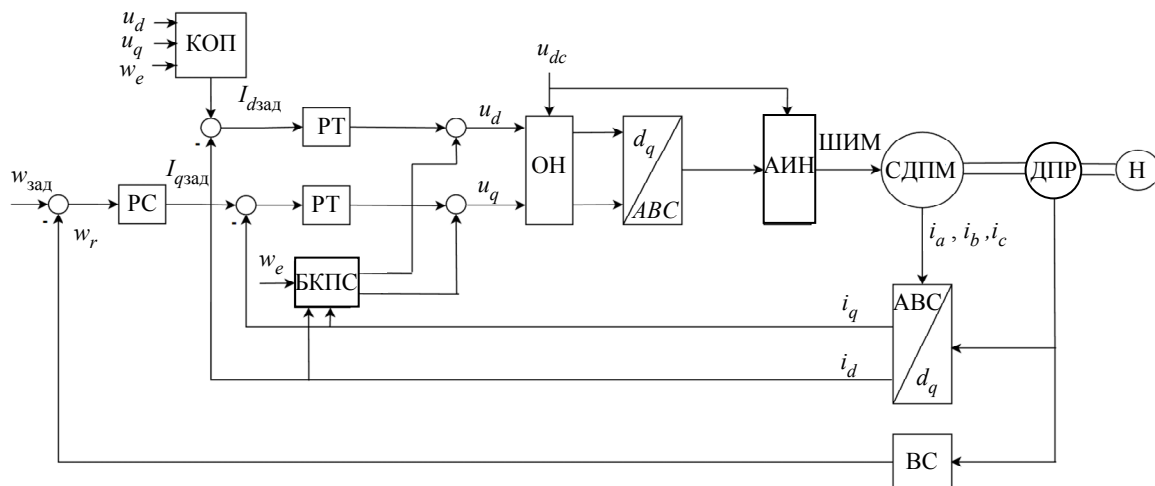


Рис. 4. Структурная схема векторной системы управления СДПМ

Fig. 4. Structural diagram of the vector control system of the PMSM

ложения ротора; Н – нагрузка; БКПС – блок компенсации перекрестных связей; ВС – вычислитель скорости; u_{dc} – напряжение звена постоянного тока; $w_{зад}$ – заданное значение поддержания скорости; $I_{dзад}$, $I_{qзад}$ – заданные d - и q -составляющие обобщенного вектора тока статора; i_d , i_q , i_c – трехфазные токи СДПМ, w_e – электрическая частота вращения.

Модель векторной системы управления содержит 3 контура управления: внешний контур скорости, контур тока i_d , контур тока i_q [3]. В качестве корректирующих устройств используются цифровые ПИ-регуляторы, частота дискретизации регуляторов тока – 10 кГц, что равняется частоте ШИМ автономного инвертора напряжения и

максимально допустима, частота дискретизации регулятора скорости составляет 1 кГц.

Для расширения скоростного диапазона электропривода в систему управления включен контроллер ослабления поля, выполненный по методу обратной связи с использованием ПИ-регулятора. В качестве ошибки для регулятора контроллера ослабления поля используется отклонение модуля обобщенного вектора напряжения статора от максимального значения.

Так как амплитуда обобщенного вектора напряжения статора ограничена напряжением звена постоянного тока, выходы регуляторов тока подаются на блок ограничения напряжения, в качестве приоритетной компоненты при ограничении напряжения выступает u_d . Аналогичным об-

разом ограничивается амплитуда обобщенного вектора тока статора на выходе регулятора скорости и контроллера ослабления поля.

В ходе моделирования в среде MatLab/Simulink были получены переходные процессы частоты вращения ротора, представленного на рис. 5. График продемонстрировал апериодический характер переходного процесса.

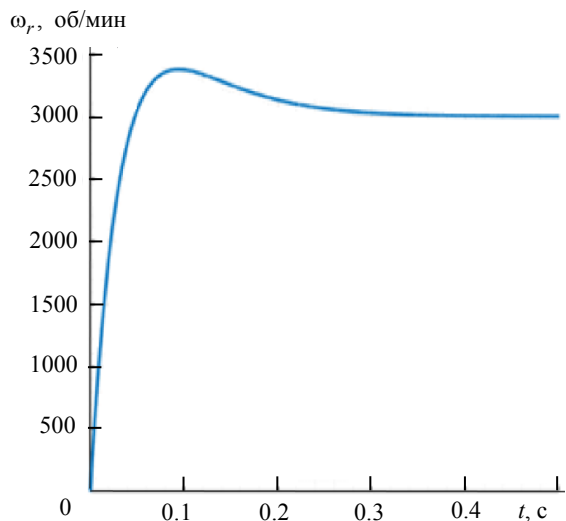


Рис. 5. График переходного процесса по частоте вращения ротора
Fig. 5. Transient response graph of the rotor rotational speed

На рис. 6 приведены нормированные графики переходных процессов при разном задании частоты вращения ротора, полученных на экспериментальном стенде после переноса настроек ПИ-регуляторов в программу управления АИН (1 – переходный процесс по частоте вращения модели; 2 – переходные процессы на стенде при $\omega_r = 500$ об/мин, 3 – при $\omega_r = 1000$ об/мин, 4 – при $\omega_r = 1500$ об/мин).

Из графиков видно, что экспериментальные данные совпадают с результатами моделирования, следовательно, модель с достаточной точностью воспроизводит процессы в реальной векторной системе управления СДПМ, поэтому дальнейшие исследования целесообразно выполнять с использованием моделирования.

Максимально допустимая частота вращения ротора СДПМ без контроллера ослабления поля на холостом ходу составляет 4403 об/мин, для дальнейшего разгона электродвигателя необходимо использовать контроллер ослабления поля, осуществляющий задание размагничивающей составляющей обобщенного вектора тока статора [4], [5].

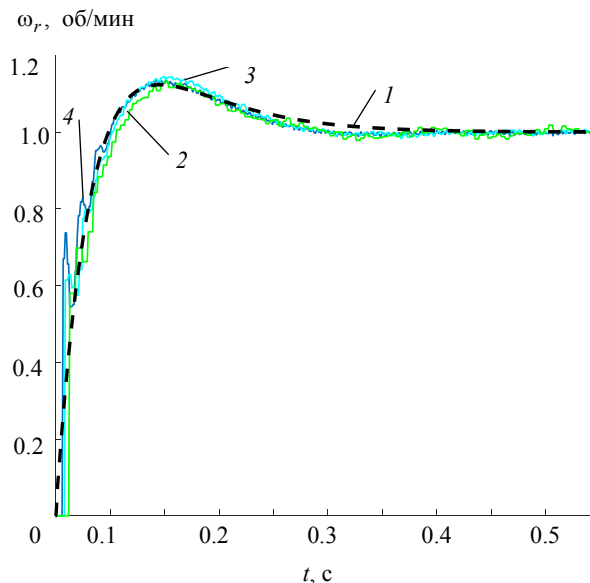


Рис. 6. Нормированные графики переходных процессов по частоте вращения ротора СДПМ
Fig. 6. Normalized transient response graphs of the PMSM rotor rotational speed

На рис. 7 приведены нормированные графики переходных процессов: 1 – без ослабления поля, 2 – $\omega_r = 5000$ об/мин, 3 – $\omega_r = 6000$ об/мин, 4 – $\omega_r = 7000$ об/мин.

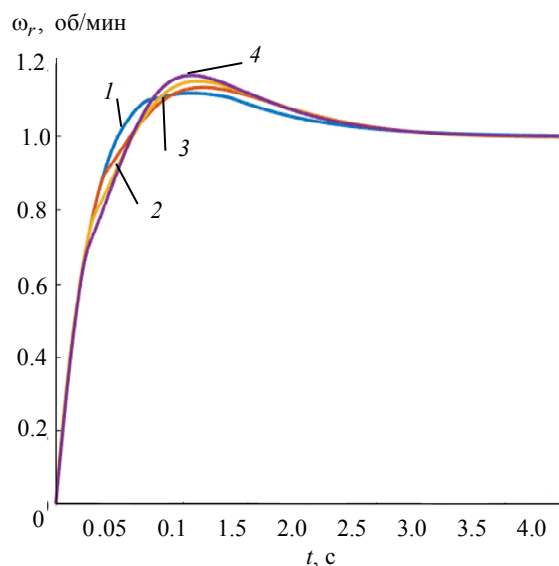


Рис. 7. Переходные процессы в зоне ослабления поля
Fig. 7. Transient processes in the field weakening region

С увеличением задания скорости в зоне ослабления поля наблюдается незначительное увеличение перерегулирования, тогда как время регулирования и нарастания практически не изменяются. При входе в зону ослабления поля время регулирования увеличилось на 0.02 с.

В итоге можно сделать вывод, что контроллер ослабления поля позволяет значительно расширить диапазон регулирования скорости электро-

привода с сохранением приемлемых показателей качества переходных характеристик.

Введение адаптивного управления СДПМ.

Для повышения качества и робастности системы управления СДПМ выход регулятора скорости векторной системы управления был дополнен сигналом адаптивного регулятора на базе эталонной модели.

Эталонная модель адаптивного регулятора используется для задания желаемой динамики системы управления. В данном случае в качестве эталонной модели целесообразно использовать модель СДПМ без перекрестных связей, замкнутую модальным регулятором с использованием стандартного полинома Ньютона для обеспечения монотонного характера переходных процессов.

Запишем уравнения моментобразующего контура СДПМ, пренебрегая перекрестной связью по оси d :

$$\begin{cases} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{3Z_p}{2} i_{sq} \Psi_f - K_{mp} \omega_r \right); \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{L_{sq}} (u_{sq} - R_s i_{sq} - \omega_r \Psi_f Z_p). \end{cases}$$

При замыкании модальным регулятором система примет вид

$$\begin{bmatrix} \frac{d\omega_r}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_{mp} & \frac{3Z_p \Psi_f}{2J} \\ -\frac{Z_p \Psi_f}{L_{sq}} - \frac{K_1}{L_{sq}} & -\frac{R_s}{L_{sq}} - \frac{K_2}{L_{sq}} \end{bmatrix} \times \\ \times \begin{bmatrix} i_{sq} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_n}{L_{sq}} \end{bmatrix} u_{sq},$$

где K_1, K_2 – коэффициенты модального регулятора, обеспечивающие заданное расположение полюсов; K_n – нормирующий коэффициент, обеспечивающий единичный коэффициент передачи.

Адаптивный закон управления представлен следующей системой уравнений [6]:

$$\begin{cases} f_a = k \left(y_1 e_\omega + y_2 \frac{de_\omega}{dt} \right), & -h < f_a < h; \\ f_a = h; & f_a \geq h; \\ f_a = -h; & f_a \leq -h; \\ e_\omega = \omega_m - \omega_r, \end{cases}$$

где f_a – сигнал выходной сигнал адаптивного регулятора; k – коэффициент усиления, определяющий интенсивность работы регулятора; y_1, y_2 – настроечные коэффициенты адаптивного регулятора; e_ω – отклонение от эталонной модели; ω_m –

эталонный сигнал частоты вращения ротора, h – ограничение выхода адаптивного регулятора.

На вход регулятора поступает рассогласование между текущей частотой вращения ротора СДПМ и эталонной, коэффициенты y_1, y_2 – это коэффициенты усиления ошибки и ее первой производной соответственно, параметр k определяет интенсивность работы адаптивного регулятора.

Анализ результатов моделирования. Для анализа поведения системы в случаях возникновения параметрических возмущений были проведены эксперименты с отклонением момента инерции от его номинального значения. Моделирование в данном случае проводилось на двух скоростях – номинальной и превосходящей номинальную в два раза (область ослабления поля). Графики полученных переходных процессов представлены на рис. 8.

Показатели качества переходных процессов при изменении момента инерции сведены в табл. 3 (переходные процессы по частоте вращения: 1 – при моменте инерции J ; 2 – при $2J$; 3 – при $4J$; 4 – при $8J$).

Теперь проанализируем поведение системы с адаптивным регулятором при изменении момента инерции. Графики переходных процессов по частоте вращения представлены на рис. 9, где 1 – при моменте инерции J ; 2 – при $2J$; 3 – при $4J$; 4 – при $8J$.

Графики на рис. 8 показывают, что ПИ-регулятор отрабатывает с сохранением удовлетворительных показателей качества переходных процессов только узкий диапазон параметрических отклонений, тогда как адаптивный регулятор позволяет получить процессы с меньшим перерегулированием и большим быстродействием.

В зоне ослабления поля адаптивный регулятор при сильном параметрическом отклонении имеет перерегулирование больше, чем при номинальной скорости, однако он по-прежнему позволяет получить лучшее качество переходных процессов по сравнению с ПИ-регулятором.

При сильном увеличении момента инерции система управления работает в области насыщения регуляторов тока, в системе с ПИ-регулятором в данном случае наблюдается колебательный процесс, тогда как в системе с адаптивным регулятором колебания отсутствуют, а следовательно, он корректно функционирует в условиях ограничения управляющего воздействия. Количественные значения показателей качества переходных процессов для различных моментов инерции сведены в табл. 3, где J_n – номинальный момент инерции; t_p – время регулирования; σ – перерегулирование.

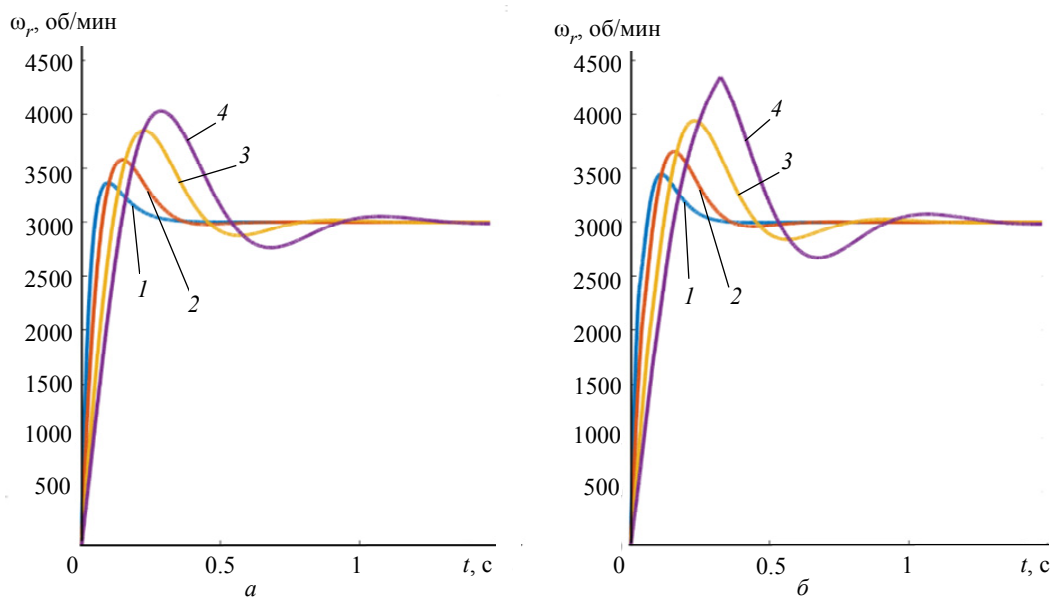


Рис. 8. Переходные процессы при изменении момента инерции в системе с ПИД-регулятором:
а – при номинальной скорости; б – при скорости, в два раза превосходящей номинальную

Fig. 8. Transient processes during the change of the moment of inertia in a system with an PID controller:
a – at rated speed; б – at twice the rated speed

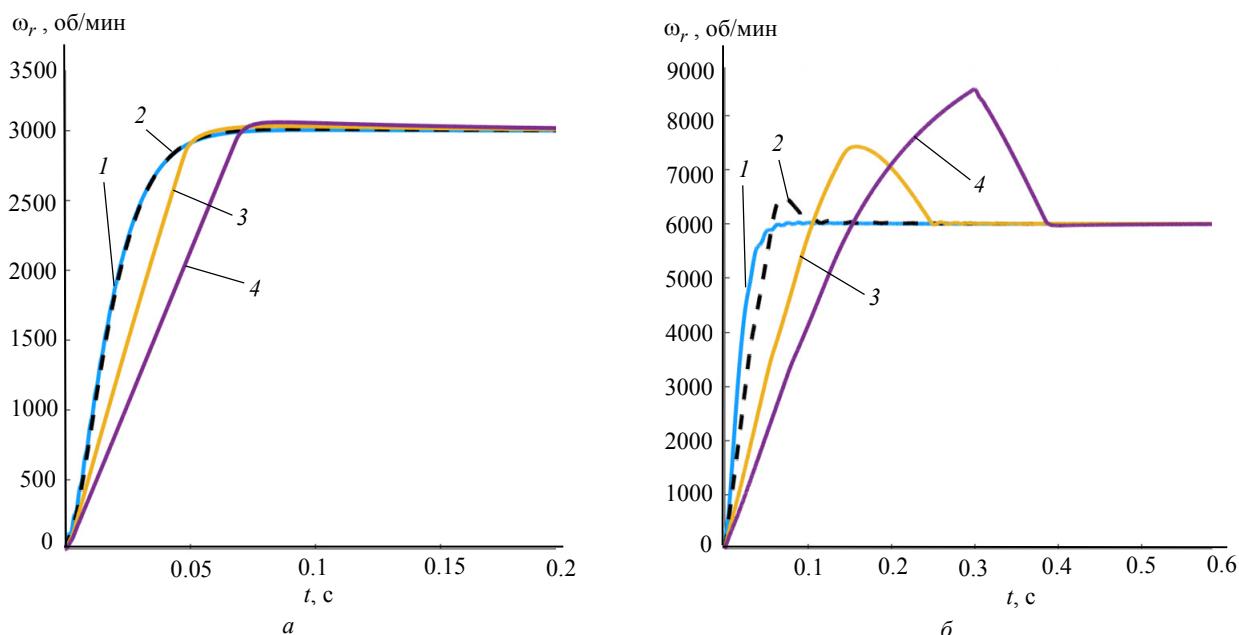


Рис. 9. Переходные процессы при изменении момента инерции в системе с адаптивным регулятором:
а – при номинальной скорости; б – при скорости, в два раза превосходящей номинальную

Fig. 9. Transient processes during the change of the moment of inertia in a system with an adaptive controller:
а – at rated speed; б – at twice the rated speed

Табл. 3. Показатели качества переходных процессов при изменении момента инерции
Tab. 3. Quality indicators of transients when the moment of inertia changes

Момент инерции	ПИ-регулятор				Адаптивный регулятор			
	$\omega_r = 3000$ об/мин		$\omega_r = 6000$ об/мин		$\omega_r = 3000$ об/мин		$\omega_r = 6000$ об/мин	
	t_p, c	$\sigma, \%$	t_p, c	$\sigma, \%$	t_p, c	$\sigma, \%$	t_p, c	$\sigma, \%$
J_H	0.19	12.30	0.21	15.15	0.045	0	0.045	0
$2J_H$	0.29	19.40	0.295	22.15	0.045	0	0.081	5.53
$4J_H$	0.41	29.33	0.61	31.19	0.049	0.32	0.253	11.10
$8J_H$	0.952	38.55	1.09	37.80	0.090	2.38	0.530	20.56

Далее рассмотрим переходные процессы при воздействии постоянного внешнего момента (рис. 10) и момента сухого трения с эффектом Штрибека (рис. 11). В данном случае при номинальной скорости прикладывается номинальный момент электродвигателя, а в зоне ослабления поля – половина номинального момента [7].

На рис. 10: 1 – ПИ-регулятор; 2 – адаптивный регулятор; 3 – эталонная модель.

Результаты на графиках показали, что адаптивный регулятор позволяет получить большее быстроедействие в системе при воздействии внешнего нагрузочного момента по сравнению с ПИ-регулятором как при номинальной скорости, так и в зоне

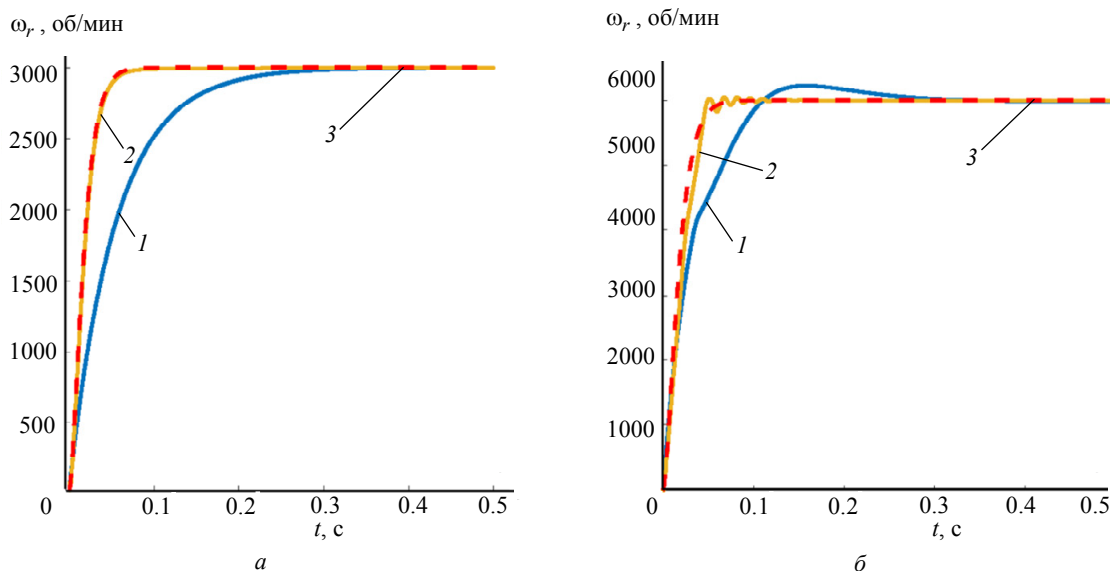


Рис. 10. Переходные процессы при воздействии внешнего момента: а – при номинальной скорости;

б – при скорости, в два раза превосходящей номинальную

Fig. 10. Transient processes under external torque impact: а – at rated speed; б – at twice the rated speed

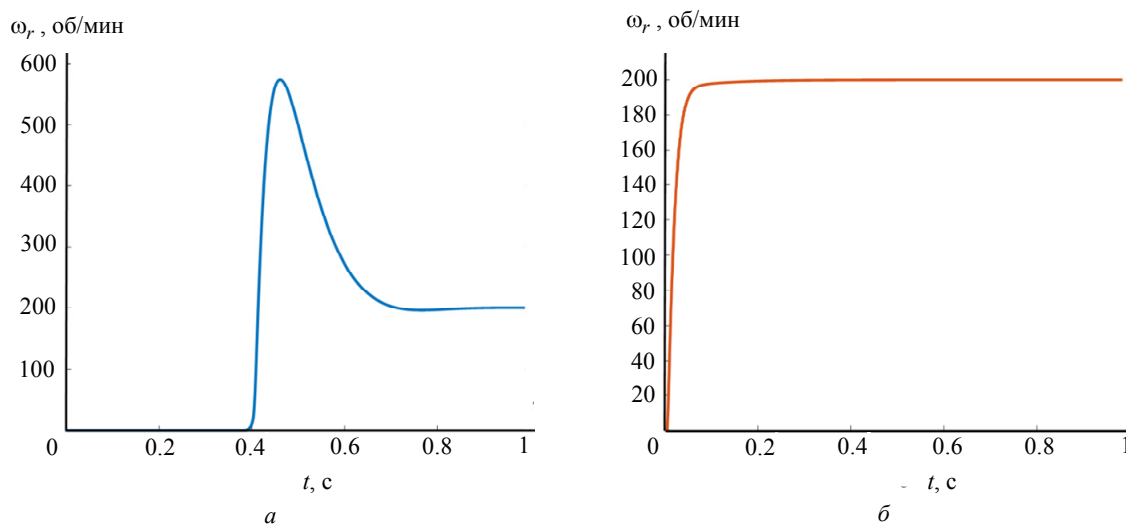


Рис. 11. Переходные процессы при воздействии сухого трения с учетом эффекта Штрибека:

а – ПИ-регулятор; б – адаптивный регулятор

Fig. 11. Transient processes under dry friction accounting for the Stribeck effect:

а – at rated speed; б – at twice the rated speed

Табл. 4. Показатели качества переходных процессов при воздействии внешнего момента

Tab. 4. Quality indicators of transients under the influence of an external moment

Показатель качества	ПИ-регулятор		Адаптивный регулятор	
	$\omega_r = 3000$ об/мин	$\omega_r = 6000$ об/мин	$\omega_r = 3000$ об/мин	$\omega_r = 6000$ об/мин
t_p , с	0.244	0.093	0.0463	0.485
σ , %	0	4.26	0	0.58

ослабления поля. Количественная оценка показателей качества переходных процессов при воздействии внешнего момента приведена в табл. 4.

Графики на рис. 11 демонстрируют эффективность работы адаптивного регулятора в момент пуска электродвигателя на малой скорости при воздействии сухого трения с эффектом Штрибека. Поскольку момент сухого трения при пуске с нулевой скорости больше, чем момент сухого трения при вращении вала электродвигателя, в системе с ПИ-регулятором наблюдается участок с нулевой скоростью (привод не может тронуться с места), а затем выброс с перерегулированием из-за резкого уменьшения нагрузочного момента. Адаптивный регулятор позволяет эффективно нивелировать влияние данной нелинейности и получить монотонный переходный процесс, близкий к эталонной модели. Таким образом, введение адаптивного регулятора повысило устойчивость системы к нелинейным трениям.

Заключение. Проведенные исследования показали, что при использовании ПИ-регулятора система управления может обрабатывать только

незначительные параметрические отклонения, а при воздействии номинального нагрузочного момента значительно теряет быстродействие. При воздействии сухого трения с эффектом Штрибека, характерного при трогании транспортного средства, качество системы управления с ПИ-регулятором неудовлетворительно из-за высокого перерегулирования.

Данные недостатки были устранены с помощью введения в контур скорости адаптивного регулятора с эталонной моделью. Адаптивный регулятор позволяет обрабатывать параметрические отклонения в широком диапазоне как при номинальной скорости, так и в зоне ослабления поля. При воздействии номинальной нагрузки адаптивный регулятор позволяет сохранить быстродействие системы, а также эффективно обработать нелинейное трение с эффектом Штрибека с сохранением быстродействия и монотонного характера переходного процесса. В результате использование адаптивного регулятора позволило значительно повысить робастность системы управления.

Список литературы

1. Lar I., Radulescu M. M. Equivalent core-loss resistance identification for interior permanent-magnet synchronous machines // XXth Intern. Conf. on Electr. Machines. Marseille, France, 2012. P. 1667–1671.
2. Colton S. W. Design and prototyping methods for brushless motors and motor control: diss. Ph. D. Cambridge, Massachusetts, 2010. 135 p.
3. Hassan W., Wang B. Efficiency optimization of PMSM based drive system // IEEE 7th Intern. Power Electronics and Motion Control Conf. Harbin, 2012. P. 1027–1033.
4. Lu D., Kar N. C. A Review of flux-weakening control in permanent magnet synchronous machines // IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf. (VPPC). Lille, 2010. P. 1–6. doi: 10.1109/VPPC.2010.5729080.
5. Morimoto S., Sanada M., Takeda Y. Effects and compensation of magnetic saturation in flux-weakening

controlled permanent magnet synchronous motor drives // IEEE Transactions on Industry Appl. 1994. Vol. 30, no. 6. P. 1632–1637. doi: 10.1109/28.340269.

6. Базылев Д. Н., Пыркин А. А., Бобцов А. А. Алгоритм адаптивного бессенсорного управления синхронным двигателем // Науч.-техн. вестн. информ. технol., механики и оптики. 2018. Т. 18, № 1. С. 24–31. doi: 10.17586/2226-1494-2018-18-1-24-31.

7. Y. Zhang, X. Huang, J. Xu. An identification method of equivalent mechanical parameters of ironless permanent magnet synchronous linear motor based on stribeck model // IEEE Intern. Conf. on Predictive Control of Electr. Drives and Power Electronics (PRECEDE). Wuhan, China, 2023. P. 1–6. doi: 10.1109/PRECEDE57319.2023.10174410.

Информация об авторах

Бондарчук Александр Павлович – ассистент кафедры систем автоматического управления СПбГЭТУ «ЛЭТИ».
E-mail: apbondarchuk@etu.ru

Богданова Светлана Михайловна – ассистент кафедры систем автоматического управления СПбГЭТУ «ЛЭТИ».
E-mail: smbogdanova@etu.ru

Самохвалов Дмитрий Вадимович – канд. техн. наук, доцент кафедры систем робототехники и автоматизации СПбГЭТУ «ЛЭТИ».
E-mail: dvsamokhvalov@etu.ru

References

1. Lar I., Radulescu M. M. Equivalent core-loss resistance identification for interior permanent-magnet synchronous machines // XXth Intern. Conf. on Electr. Machines. Marseille, France, 2012. P. 1667–1671.
2. Colton S. W. Design and prototyping methods for brushless motors and motor control: diss. Ph. D. Cambridge, Massachusetts, 2010. 135 p.
3. Hassan W., Wang B. Efficiency optimization of PMSM based drive system // IEEE 7th Intern. Power Electronics and Motion Control Conf. Harbin, 2012. P. 1027–1033.
4. Lu D., Kar N. C. A review of flux-weakening control in permanent magnet synchronous machines // IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf. (VPPC). Lille, 2010. P. 1–6. doi: 10.1109/VPPC.2010.5729080.
5. Morimoto S., Sanada M., Takeda Y. Effects and compensation of magnetic saturation in flux-weakening controlled permanent magnet synchronous motor drives // IEEE Transactions on Industry Appl. 1994. Vol. 30, no. 6. P. 1632–1637. doi: 10.1109/28.340269.
6. Bazylev D. N., Pyrkina A. A., Bobcov A. A. Algoritim adaptivnogo bessensornogo upravljenija sinhronnym dvigatelem // Nauch.-tehn. vestn. Inform. tehnol., mehaniki i optiki. 2018. T. 18, № 1. S. 24–31. doi: 10.17586/2226-1494-2018-18-1-24-31. (In Russ.).
7. Y. Zhang, X. Huang, J. Xu. An identification method of equivalent mechanical parameters of ironless permanent magnet synchronous linear motor based on stribeck model // IEEE Intern. Conf. on Predictive Control of Electr. Drives and Power Electronics (PRECEDE). Wuhan, China, 2023. P. 1–6, doi: 10.1109/PRECEDE57319.2023.10174410.

Information about the authors

Alexander P. Bondarchuk – Assistant of the Department of Automatic Control Systems of Production Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University.
E-mail: apbondarchuk@etu.ru

Svetlana M. Bogdanova – Assistant of the Department of Automatic Control Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University
E-mail: smbogdanova@etu.ru

Dmitry V. Samokhvalov – Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor of the Department of Automatic Control Systems of Production Systems, Saint Petersburg Electrotechnical University.
E-mail: dvsamokhvalov@etu.ru

Статья поступила в редакцию 17.04.2025; принята к публикации после рецензирования 29.05.2025; опубликована онлайн 29.09.2025.

Submitted 17.04.2025; accepted 29.05.2025; published online 29.09.2025.
