

В.Т. Тран, А.М. Кориков

Адаптивное скользящее управление бесколлекторным двигателем

Бесколлекторные (бесщеточные) двигатели постоянного тока обладают многими преимуществами по сравнению с коллекторными двигателями постоянного тока. На основе построенной кинематической модели бесколлекторного двигателя синтезирован классический скользящий режим управления двигателем. Выполнено исследование скользящего режима управления двигателем в программной среде Matlab Simulink и установлены недостатки классического скользящего регулятора. Для устранения этих недостатков синтезирован адаптивный скользящий регулятор, состоящий из классического скользящего регулятора и ПИ-регулятора. Результаты моделирования в программной среде Matlab Simulink показывают эффективность синтезированного адаптивного скользящего регулятора, управляющего бесколлекторным двигателем в обстановке помех и возмущений.

Ключевые слова: скользящий регулятор, ПИ-регулятор, адаптивный скользящий регулятор, бесколлекторный двигатель, моделирование, Matlab Simulink, помехоустойчивость.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-27-1-72-78

Бесколлекторный (бесщеточный) двигатель постоянного тока (БДПТ) – это тип двигателя постоянного тока, в котором не используются угольные щетки. БДПТ также известен как двигатель с электронной коммутацией, представляющий собой синхронный двигатель и использующий источник питания постоянного тока. В состав БДПТ могут входить один или несколько двигателей постоянного тока, соединенных вместе. Самый популярный из БДПТ – трехфазный БДПТ. Управление работой БДПТ основано на изменении закона подачи напряжения на статор для создания направления вращения. БДПТ обладает многими достоинствами [1–7]: компактные размеры; высокие мощности; значительные ускорения при работе; стабильная работа на высоких скоростях; долговечность. БДПТ широко используются в промышленности и на транспорте, особенно в области автоматизации, робототехники, компьютерной промышленности и беспилотного оборудования [1, 2, 6–8]. В [1–7] рассматриваются особенности электроприводов с БДПТ и отмечается зависимость их электромагнитных характеристик от угла поворота ротора БДПТ. Для снижения этой зависимости привлекаются методы адаптивного управления [1, 9–12].

Во многих задачах управления эффективным оказалось применение скользящих режимов оптимизации и управления [8, 13, 14]. Положительный опыт применения скользящих регуляторов, изложенный в цитируемых публикациях, дает основание для постановки задачи синтеза адаптивного скользящего режима управления трехфазным БДПТ, оснащенного датчиками Холла. Решение этой задачи следует начинать с разработки динамической модели БДПТ.

Динамическая модель БДПТ

Структура и схема замещения БДПТ представлены на рис. 1.

Динамическая модель трехфазного БДПТ, использующего три датчика Холла для определения положения ротора, базируется на следующих уравнениях:

$$V_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a, \quad (1)$$

$$V_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b, \quad (2)$$

$$V_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c, \quad (3)$$

где $R_a = R_b = R_c = R$ – сопротивление катушек на фазах статора; $L_a = L_b = L_c = L$ – индуктивность обмоток на фазах статора; V_a, V_b, V_c – напряжение на фазах статора; i_a, i_b, i_c – ток на фазах статора; e_a, e_b, e_c – наведенная электродвижущая сила (ЭДС) на фазах статора.

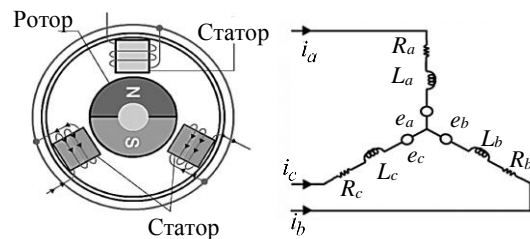


Рис. 1. Структура и схема замещения БДПТ

ЭДС e_a, e_b, e_c определяются по формулам:

$$e_a = k\omega f(\theta), \quad (4)$$

$$e_b = k\omega f\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (5)$$

$$e_c = k\omega f\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (6)$$

где k – коэффициент ЭДС; ω – угловая скорость ротора; θ – угол поворота ротора. Из анализа работы двигателя при повороте ротора на угол от 0 до -2π , получим для функции $f(\theta)$ следующую формулу:

$$f(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{30}\theta - 1, & 0 \leq \theta < \frac{\pi}{3}, \\ 1, & \frac{\pi}{3} \leq \theta < \pi, \\ -\frac{1}{30}\theta + 7, & \pi \leq \theta < \frac{4\pi}{3}, \\ -1, & \frac{4\pi}{3} \leq \theta < 2\pi. \end{cases} \quad (7)$$

Функции $f(\theta - 2\pi/3)$ и $f(\theta + 2\pi/3)$ создаются из функции $f(\theta)$ смещением угла θ влево и вправо на углы $-\frac{2\pi}{3}$ и $\frac{2\pi}{3}$ соответственно. Графики сигналов $f(\theta)$, $f(\theta - 2\pi/3)$ и $f(\theta + 2\pi/3)$, соответствующие фазам А, В, С, показаны на рис. 2.

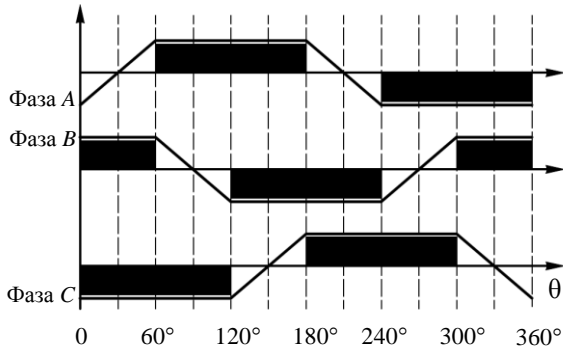


Рис. 2. Сигналы $f(\theta)$, $f(\theta - \frac{2\pi}{3})$ и $f(\theta + \frac{2\pi}{3})$

В БДПТ для определения угла поворота ротора используются три датчика Холла, расположенные друг от друга на угловом расстоянии 120° . Выходные значения датчиков Холла, соответствующие углу поворота ротора, даны в табл. 1.

Таблица 1

Режим работы датчиков Холла

Угол поворота ротора	H_1	H_2	H_3
0–60	1	0	1
60–120	0	0	1
120–180	0	1	1
180–240	0	1	0
240–300	1	1	0
300–360	1	0	0

Для управления вращением БДПТ используется 6 ключей Q_1-Q_6 , значения которых изменяются в зависимости от показаний датчиков Холла или, другими словами, в зависимости от угла поворота ротора. Если ключ Q открыт, то $Q = 1$, а если закрыт, то $Q = 0$. С учетом данных обозначений кодовые значения Q приведены в табл. 2.

Таблица 2

Кодированные значения ключей Q

H_1	H_2	H_3	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6
1	0	1	1	0	0	1	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0	1
0	1	1	0	0	1	0	0	1
0	1	0	0	1	1	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	1	0
1	0	1	0	0	0	1	1	0

Суммарный крутящий момент, создаваемый на всех трех фазах БДПТ, определяется формулой

$$T_e = \frac{i_a e_a + i_b e_b + i_c e_c}{\omega}. \quad (8)$$

Объединив уравнения (4)–(6) и (8), получим формулу для расчета крутящего момента двигателя

$$T_e = i_a k_f(\theta) + i_b k_f(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_c k_f(\theta + \frac{2\pi}{3}). \quad (9)$$

Здесь i_a, i_b, i_c – фазные токи через обмотки статора БДПТ (см. уравнения (1)–(3)).

Пусть J – момент инерции ротора и нагрузка двигателя, тогда уравнение динамики вращающейся системы определяется формулой

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + T_L + B\omega, \quad (10)$$

где T_L – момент внешней силы, действующей на систему, B – коэффициент трения вращения системы. Введем обозначения $\dot{\theta} = \omega$; $\ddot{\theta} = \frac{d\omega}{dt}$, тогда уравнение (10) переписывается в следующем виде:

$$T_e - T_L = J\ddot{\theta} + B\dot{\theta}. \quad (11)$$

Синтез классического скользящего регулятора БДПТ

Введем переменные состояния системы:

$$x_1 = \theta; x_2 = \dot{x}_1.$$

Тогда уравнение (11) для переменных состояния переписывается следующим образом:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{J}(T_e - T_L - Bx_2), \end{cases} \quad (12)$$

где T_e определяется формулой (9).

Уравнение поверхности скольжения определим на основе теории систем с переменной структурой [13, 14] в следующем виде:

$$S = x_2 - \dot{x}_d + \lambda(x_1 - x_d), \quad (13)$$

где $x_d = \theta_d$ – заданный входной сигнал угла поворота БДПТ, $e = x_1 - x_d$ – ошибка управления БДПТ, λ – положительный коэффициент, выбранный так, чтобы уравнение поверхности скольжения $S = 0$ удовлетворяло критерию устойчивости Гурвица [15].

Дифференцируя обе части уравнения (13), получим

$$\dot{S} = \dot{x}_2 - \ddot{x}_d + \lambda(\dot{x}_1 - \dot{x}_d). \quad (14)$$

Объединяя уравнения (12) и (14), получим

$$\dot{S} = \frac{1}{J}(T_e - T_L) - \left(\frac{B}{J} - \lambda\right)x_2 - \ddot{x}_d - \lambda\dot{x}_d. \quad (15)$$

По критерию устойчивости Ляпунова [15, 16] система будет устойчивой, если $S \cdot \dot{S} < 0$. Поэтому \dot{S} всегда должно быть противоположно по знаку S или:

$$\dot{S} = -K \text{sign}(S), \quad (16)$$

где через $\text{sign}(\dots)$ обозначена знаковая функция.

Объединив уравнения (15) и (16), получим

$$T_e = T_L - (B - J\lambda)x_2 - J(\ddot{x}_d - \lambda\dot{x}_d) - JK \text{sign}(S). \quad (17)$$

Пусть $f(x) = T_L - (B - J\lambda)x_2 - J(\ddot{x}_d - \lambda\dot{x}_d)$ – функция, содержащая параметры системы, часть из

которых заранее известна, а другая часть заранее не известна, тогда уравнение (17) переписывается следующим образом:

$$T_e = f(x) - JK \operatorname{sign}(S). \quad (18)$$

Оценку эффективности классического скользящего регулятора (КСР) БДПТ выполним в программной среде Matlab Simulink [16]. Выбор данной программной среды обусловлен тем, что ранее в [1–6] при моделировании БДПТ использовано это же программное обеспечение (ПО), что обеспечивает возможность сопоставления результатов моделирования БДПТ, полученного различными исследователями. Параметры моделирования представлены в табл. 3.

Таблица 3

Параметры моделирования КСР		
Символ	Значения	Ед. изм.
R	15,2	Ом
L	0,0012	Гн
k	6,8	–
J	0,68	кгм ²
B	0,1	–
λ	3,8	–
K	128	–

Моделирование в программной среде Matlab Simulink выполнено по уравнениям (12), (13) и (18) при входном сигнале $\theta_d = 15^\circ$ и моменте внешней силы $T_L = 0$. Результаты моделирования при заданных параметрах и сигналах представлены на рис. 3. Из рис. 3, *a* следует, что стабилизация системы осуществляется в течение периода от 1,5 до 2 с, а график управляющего напряжения на рис. 4 имеет значительные колебания в диапазоне от -128 до 128 В. Значительные колебания управляющего напряжения КСР недопустимы и являются существенным недостатком КСР, использующего уравнение (18).

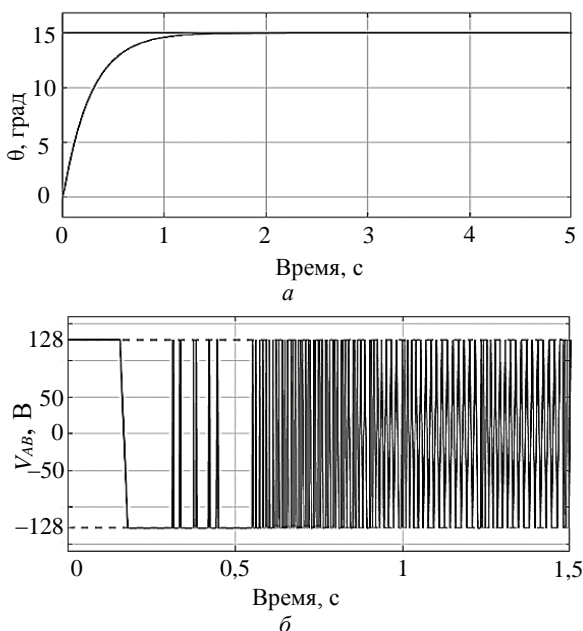


Рис. 3. Реакция системы: *a* – на угол поворота; *b* – на управляющий сигнал

Исследование доказывает зависимость амплитуды колебаний на рис. 3, *b* от значения K в уравнении (18) КСР. Для устранения неконтролируемых значительных колебаний управляющего напряжения КСР предлагается добавить в уравнение (18) компоненту $|S|$, тогда уравнение (18) переписывается в следующем виде:

$$T_e = f(x) - JK|S| \operatorname{sign}(S). \quad (19)$$

Из уравнения (19) видно, что когда ошибка управления системой велика, то величина $K|S|$ будет иметь большое значение, а это приводит к большому сигналу управления и увеличивает скорость сходимости системы. Если ошибка системы приближается к 0, то значение $K|S|$ также приближается к нулю, поэтому сигнал управления также приближается к 0. Если ошибка управления системой равна 0, то значение $K|S|$ равно 0, сигнал управления также равен 0, поэтому явление колебаний сигнала управления полностью исключается.

Моделирование по уравнениям (12), (13) и (19) выполнено в том же ПО и при тех же значениях параметров θ_d и T_L . Результаты представлены на рис. 4. Графики на рис. 4, *a* и рис. 3, *a* практически совпадают, т.е. стабилизация системы осуществляется в течение периода от 1,5 до 2 с. Из рис. 4, *b* следует, что в реакции КСР на управляющий сигнал колебания отсутствуют, т.е. модификация КСР на основе уравнения (19) имеет существенные преимущества, но имеется и недостаток: если $K = 0$, то управляющий сигнал также равен 0. Этот недостаток может привести к установившимся ошибкам в работе системы.

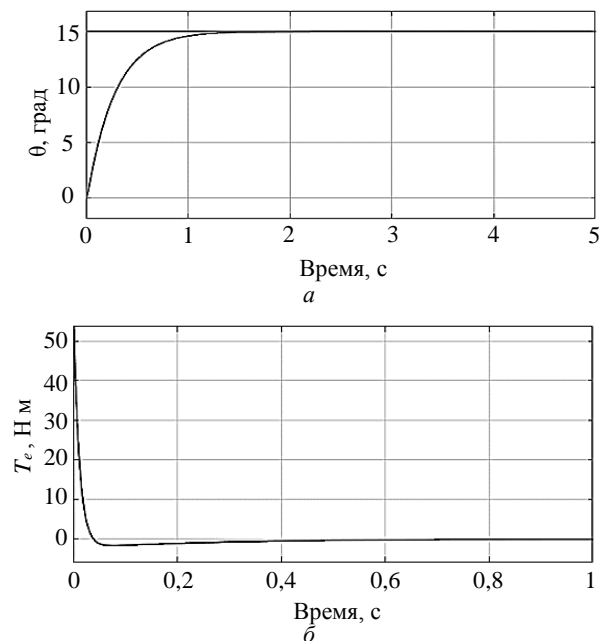


Рис. 4. Реакция модификации КСР: *a* – на угол поворота; *b* – на сигнал управления

Установившиеся ошибки в работе КСР появляются при моделировании системы при входном сигнале $\theta_d = 15^\circ$ и моменте внешней силы $T_L = 6,8$ Нм.

Результаты этого исследования представлены на рис. 5 и 6.

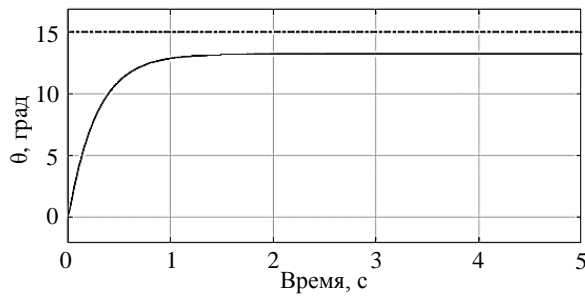


Рис. 5. Установившаяся ошибка КСР по углу поворота

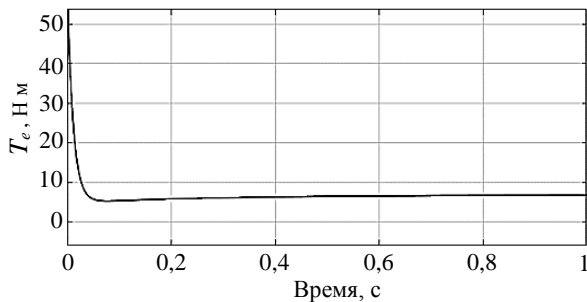


Рис. 6. Реакция системы на сигнал управления

Из рис. 5 и 6 следует, что после добавления составляющей $K|S|$ в уравнение для сигнала управления под действием момента внешней силы $T_L = 6,8$ Нм колебания сигнала управления значительно уменьшаются, но система не возвращается в исходное устойчивое состояние: она устанавливается в новом угловом положении $\theta = 13,21^\circ$. В новом положении сигнал управления имеет значение $T_e = 6,8$ Нм, равное значению момента внешней силы, действующей на систему.

Для устранения установившихся ошибок в работе модифицированного КСР предлагается создать адаптивный скользящий регулятор, в котором пропорционально-интегрирующее звено (ПИ-звено) [15, с. 165] используется для компенсации установившихся ошибок системы.

Синтез адаптивного скользящего регулятора с ПИ-звеном

Структурная схема адаптивного скользящего регулятора, содержащего ПИ-звено (АСР-ПИ), представлена на рис. 7.

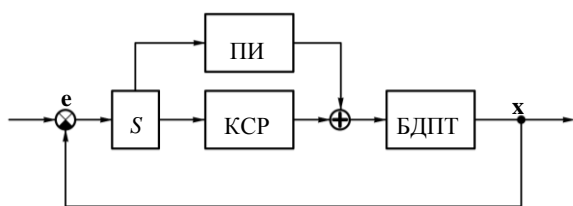


Рис. 7. Структурная схема адаптивного скользящего регулятора АСР-ПИ

На рис. 7 используются следующие обозначения: x – вектор состояния системы, фиксирующий её положение и скорость; e – векторный сигнал ошибки

управления системой по положению и скорости; S – звено, моделирующее поверхность скольжения по уравнению (13); КСР – классический скользящий регулятор (контроллер); ПИ – ПИ-звено; БДПТ – бесколлекторный двигатель постоянного тока.

Введем обозначения: T_{SMC} – сигнал управления, формируемый по уравнению (19); T_{PI} – сигнал управления, генерируемый ПИ-звеном по уравнению

$$T_{PI} = K_1 S + K_2 \int S dt, \tag{20}$$

тогда уравнение управляющего сигнала переписывается следующим образом:

$$T_e = T_{PI} + T_{SMC}. \tag{21}$$

Объединив уравнения (19)–(21), получим

$$T_e = f(x) + K_1 S + K_2 \int S dt - JK|S|\text{sign}(S). \tag{22}$$

Моделирование с использованием (22) выполнено при следующих значениях параметров: $\theta_d = 15^\circ$, $T_L = 6,8$ Нм, $K_1 = 50$, $K_2 = 850$. Результаты этого исследования представлены на рис. 8–14.

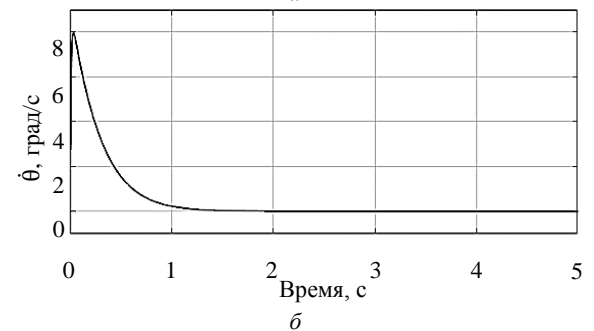
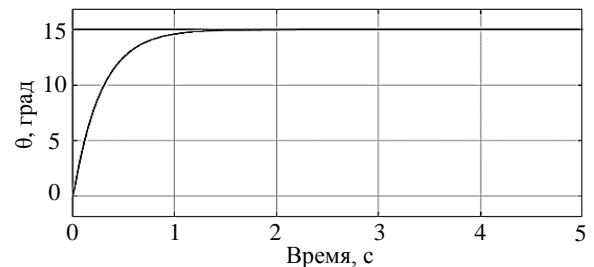


Рис. 8. Реакция АСР-ПИ: а – на угол поворота; б – на угловую скорость

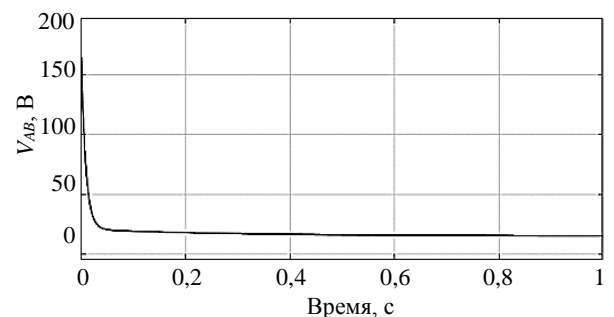


Рис. 9. Выходное напряжение АСР-ПИ при воздействии неизвестной внешней силы

На рис. 8, а представлена реакция системы на угол поворота при входном значении $\theta_d = 15^\circ$, мо-

менте внешней силы $T_L = 6,8$ Нм, а на рис. 8, б – реакция системы на угловую скорость ротора. Из этих рисунков видно, что при таких значениях входного сигнала и момента внешней силы переходный процесс в системе завершается в течение 1,5–2 с, установившаяся ошибка практически равна нулю.

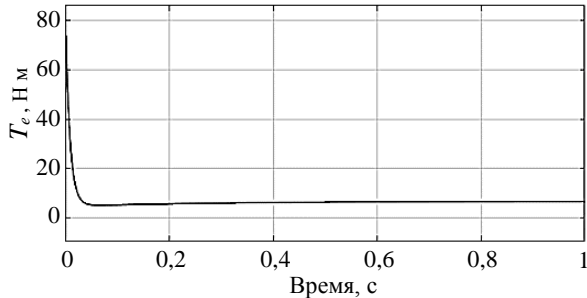


Рис. 10. Крутящий момент БДПТ

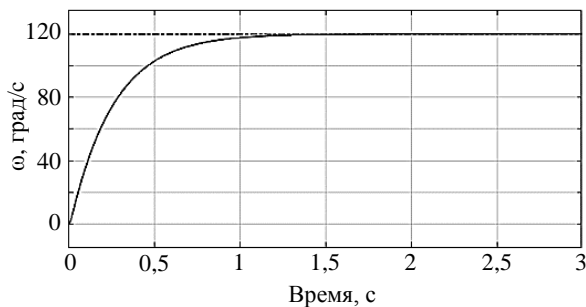


Рис. 11. Реакция системы на угловую скорость

Из рис. 9 и 10 видно, что при приложении неизвестного момента внешней силы со значением $T_L = 6,8$ Нм регулятор автоматически генерирует управляющее напряжение около 15 В, под действием этого напряжения БДПТ генерирует крутящий (электромагнитный) момент $T_e = 6,8$ Нм, но в противоположном направлении для уравнивания момента внешней силы (момента нагрузки).

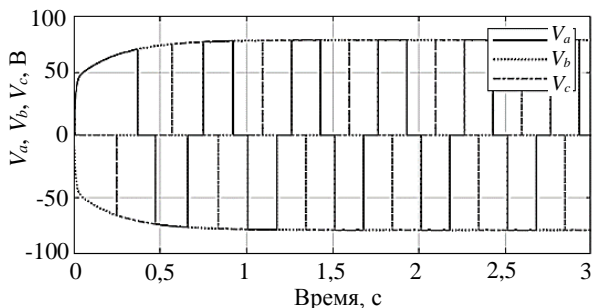


Рис. 12. Управляющее напряжение на фазах А, В, С БДПТ

Таким образом, когда на входе действуют неизвестные факторы, контроллер АСР-ПИ работает эффективно, система быстро стабилизируется, ошибка установки положения невелика и колебания управляющего сигнала незначительны, поэтому его можно применять для управления положением БДПТ при непредсказуемых изменениях нагрузки.

Для оценки качества работы контроллера АСР-ПИ выполнено его моделирование в режиме управления скоростью БДПТ с заданием скорости 120 об/мин и момента нагрузки $T_L = 6,8$ Нм.

Из рис. 11 следует, что при входной скорости 120 об/мин и такой же величине момента нагрузки БДПТ достигает скорости 120 об/мин в течение периода 1,5–2 с.

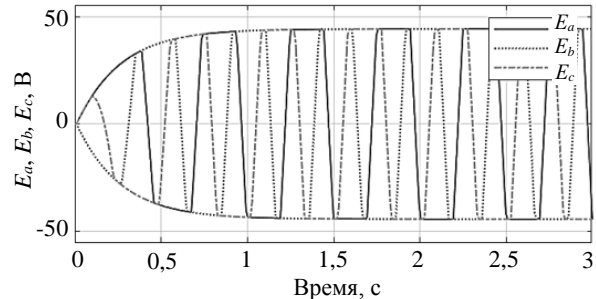


Рис. 13. Наведенная ЭДС на фазах А, В, С БДПТ

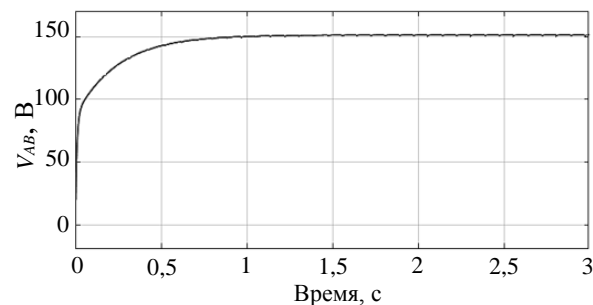


Рис. 14. Выходное напряжение АСР-ПИ на скорости 120 об/мин

На рис. 12 и 13 показано, что управляющее напряжение на фазах А, В, С колеблется от -75 до $+75$ В, а наведенная электродвижущая сила на фазах А, В, С колеблется в диапазоне от -45 до $+45$ В, погрешность установки скорости невелика, колебания управляющего напряжения уменьшаются, когда система находится в установившемся состоянии. Из рис. 14 следует, что выходное напряжение контроллера АСР-ПИ устанавливается на заданном уровне 150 В.

Заключение

В статье выполнен синтез скользящего контроллера АСР-ПИ для управления положением и скоростью БДПТ. Результаты исследования доказывают способность контроллера АСР-ПИ компенсировать установившиеся ошибки и понизить колебательность управляющего сигнала в положении устойчивого равновесия при сохранении известных достоинств КСР. Результаты исследования имеют важное значение для повышения качества управления положением и скоростью БДПТ.

Литература

1. Гаврилов С.В. Управление электроприводом на основе бесколлекторного двигателя с постоянными магнитами / С.В. Гаврилов, Д.Т. Занг, Н.Д. Тхань // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2016. – № 8. – С. 53–62.

2. Krause P.C. Analysis of electric machinery and drive system / P.C. Krause, O. Wasynczuk, S.D. Sudhoff. – Danvers: IEEE Press, 2002. – 613 p.

3. Mondal S. A New Approach of Sensorless Control Methodology or Achieving Ideal Characteristics of Brushless DC Motor Using MATLAB Simulink / S. Mondal, A. Mitra // IEEE Computer, Communication, Control and Information Technology (C3IT), 2015 Third Intern. Conf. – 2015. – Vol. 22, Iss. 2. – P. 15–24.

4. Meenakshy P.P. Modelling of brushless DC Motor drive using sensed and sensorless control // IJETAE. – 2012. – Vol. 2, Iss. 8. – P. 153–162.

5. Byoungkuk L. Advanced simulator model for brushless DC motor drives / L. Byoungkuk, M. Ehsani // Electric Power Components and Systems. – 2010. – Vol. 31, No. 9. – P. 841–868.

6. Микропроцессорная система прямого управления моментом электроприводов на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами / Абд Эль Вхаб Амр Рефки, А.С. Каракулов, Ю.Н. Дементьев, С.Н. Кладиев // Известия вузов. Электромеханика. – 2011. – № 6. – С. 62–67.

7. Бербиренков И.А. Тяговые двигатели на постоянных магнитах в электроприводе электромобиля / И.А. Бербиренков, Лохнин В.В. // Известия ТПУ. Энергетика. – 2011. – Т. 318, № 4. – С. 148–150.

8. Тран В.Т. Детектирование посадочной площадки и автоматическая посадка беспилотного летательного аппарата по её изображению / В.Т. Тран, А.М. Кориков // Доклады ТУСУР. – 2023. – Т. 26, № 2. – С. 72–80.

9. Hang C.C. Comparative Studies of Model Reference Adaptive Control Systems / C.C. Hang, C.P. Patrick // IEEE Transactions on automatic control. – 1973. – Vol. 18, No. 5. – P. 419–428.

10. Astrom K.J. Adaptive control, second edition. – Dovers: Dover publications, 2008. – 574 p.

11. Острем К. Системы управления с ЭВМ / К. Острем, Б. Виттенмарк. – М.: Мир, 1987. – 480 с.

12. Цыпкин Я.З. Адаптация и обучение в автоматических системах. – М.: Наука, 1968. – 400 с.

13. Емельянов С.В. Системы автоматического управления с переменной структурой. – М.: Наука, 1967. – 336 с.

14. Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. – М.: Наука, 1981. – 368 с.

15. Кориков А.М. Основы теории управления: учеб. пособие. – 2-е изд. – Томск: НТЛ, 2002. – 392 с.

16. Dorf R.C. Modern control systems / R.C. Dorf, R.H. Bishop. – USA, N.J., Upper Saddle River: Prentice Hall, 2011. – 1110 p.

Tran V.T., Korikov A.M.

Adaptive sliding mode control for brushless motor

Brushless DC motors offer many advantages over brushed DC motors. In this article, based on the constructed kinematic model of a brushless motor, a classical sliding mode of motor control is synthesized. A study of the sliding mode of motor control was carried out in the Matlab Simulink software environment and the shortcomings of the classical sliding controller were established. To eliminate these shortcomings, an adaptive sliding controller has been synthesized, consisting of a classical sliding controller and a PI controller. Simulation in the Matlab Simulink software environment proves the efficiency of a synthesized adaptive sliding controller that controls a brushless motor in an environment of noise and disturbances.

Keywords: sliding controller, PI controller, adaptive sliding controller, brushless motor, simulation, Matlab Simulink, noise immunity.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-27-1-72-78

References

1. Gavrilov S.V., Giang D.T., Thanh N.D. *Upravleniye elektroprivodom na osnove beskollektornogo dvigatelya s postoyannymi magnitami* [Electric drive control based on a brushless permanent magnet motor]. *Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University*, 2016, no. 8, pp. 53–62.

2. Krause P.C., Wasynczuk O., Sudhoff S.D. Analysis of electric machinery and drive system. *Danvers: IEEE Press*, 2002, 613 p.

3. Mondal S., Mitra A. A New Approach of Sensorless Control Methodology or Achieving Ideal Characteristics of Brushless DC Motor Using MATLAB Simulink. *IEEE Computer, Communication, Control and Information Technology (C3IT)*, 2015 Third International Conference – 2015, vol. 22, iss. 2, pp. 15–24.

4. Meenakshy P.P. Modelling of brushless DC Motor drive using sensed and sensorless control. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, 2012, vol. 2, iss. 8, pp. 153–162.

5. Byoungkuk L., Ehsani M. Advanced simulator model for brushless DC motor drives. *Electric Power Components and Systems*, 2010, vol. 31, no. 9, pp. 841–868.

6. Refki A.E.V.A., A.S. Karakulov, Yu.N. Dementyev, S.N. Kladiev. *Mikroprotsessornaya sistema pryamogo upravleniya momentom elektroprivodov na baze sinkhronnogo dvigatelya s postoyannymi magnitami* [Microprocessor system for direct torque control of electric drives based on a permanent magnet synchronous motor]. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Elektromekhanika (Russian Electromechanics)*, 2011, no. 6, pp. 62–67.

7. Berbirenkov I.A., Lohnin V.V. *Tyagovyye dvigateli na postoyannykh magnitakh v elektroprivode elektromobilya* [Permanent magnet traction motors in the electric drive of an electric vehicle]. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Energy*, 2011, vol 318, no. 4, pp. 148–150.

8. Tran V.T., Korikov A.M. *Detektirovaniye posadochnoy ploshchadki i avtomaticheskaya posadka bespilotnogo letatel'nogo apparata po yeyo izobrazheniyu* [Detection of a landing site and automatic landing of an unmanned aerial vehicle based on its image]. *Proceedings of TUSUR University*, 2023, vol. 26, no. 2, pp. 72–80.

9. Hang C.C., Patrick C.P. Comparative Studies of Model Reference Adaptive Control Systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1973, vol. 18, no. 5, pp. 419–428.

10. Astrom K.J. Adaptive control, second edition. *Dovers: Dover Publications*, 2008, 574 p.

Тран Ван Трук

Аспирант каф. автоматизированных систем управления (АСУ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-923-428-02-82
Эл. почта: att82glass@gmail.com

Кориков Анатолий Михайлович

Д-р техн. наук, проф. каф. АСУ ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-869-96-37
Эл. почта: anatolii.m.korikov@tusur.ru

11. Ostrem K., Wittenmark B. *Sistemy Upravleniya s EVM* [Computer control systems]. M.: Mir, 1987, 480 p.

12. Tsypkin YA.Z. *Adaptatsiya i obucheniye v avtomaticheskikh sistemakh* [Adaptation and learning in automatic systems]. Moscow, Nauka, 1968, 400 p.

13. Yemel'yanov S.V. *Sistemy avtomaticheskogo upravleniya s peremennoy strukturoy*. Moscow, Nauka, 1967, 336 p.

14. Utkin V.I. *Skol'zyashchiye rezhimy v zadachakh optimizatsii i upravleniya* [Sliding modes in optimization and control problems]. Moscow, Nauka, 1981, 368 p.

15. Korikov A.M. *Osnovy teorii upravleniya* [Fundamentals of control theory]. Tutorial. 2nd ed, Tomsk, NTL Publishing House, 2002, 392 p.

16. Dorf R.C., Bishop R.H. *Modern control systems*. USA, N.J., Upper Saddle River, Prentice Hall, 2011, 1110 pp.

Van Truc Tran

Postgraduate student,

Department of Automated Control Systems,
Tomsk State University of Control Systems
and Radioelectronics (TUSUR)

40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050;

Phone: +7-923-428-02-82

Email: att82glass@gmail.com

Anatoly M. Korikov

Doctor of Science in Engineering, Professor,

Department of Automated Control Systems, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050;

Phone: +7-913-869-96-37

Email: anatolii.m.korikov@tusur.ru