



УДК 681.513.6

С. В. Гаврилов, Д. Т. Занг
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Н. Д. Тхань
Вьетнамский государственный технический университет имени Лэ Куй Дона

Управление электроприводом на основе бесколлекторного двигателя с постоянными магнитами

Рассматриваются особенности электропривода с бесколлекторным высокомоментным двигателем с постоянными магнитами как мехатронной системы. Показана эффективность применения адаптивного и неадаптивного управления для компенсации влияния зависимости электромагнитных характеристик привода от угла поворота ротора двигателя.

Электропривод, бесколлекторный двигатель с постоянными магнитами, мехатронная система, математическая модель, адаптивное и неадаптивное управление

Современные высокомоментные бесколлекторные двигатели с постоянными магнитами очень привлекательны для использования в приводах многих механизмов, где требуется высокий удельный момент вращения. Обладая при этом относительно низкой скоростью, такие двигатели позволяют строить прямой, т. е. безредукторный, привод, отличающийся компактностью и надежностью.

Вместе с тем, в таких приводах возможно заметное проявление присущей ряду двигателей зависимости электромагнитных характеристик от угла поворота ротора. В первую очередь, это зависимость индуктивности, в том числе взаимной индуктивности между ротором и статором, от углового положения ротора в двигателе. В ряде случаев эта зависимость может привести к значительным колебаниям тока привода и, как следствие, к биениям момента вращения.

В статье приводятся результаты исследований влияния указанного фактора на работу электропривода на примере подробной модели трехфазного бесколлекторного двигателя с четырьмя парами полюсов. Проводится сравнение с традиционной моделью двигателя, в которой индуктивность не зависит от угла поворота ротора. Также

показана эффективность применения адаптивного и неадаптивного управления для компенсации колебаний в контуре тока электропривода.

Математическая модель бесколлекторного двигателя с постоянными магнитами. В работе исследуется электропривод на базе трехфазного бесколлекторного двигателя с постоянными магнитами на роторе и четырьмя парами полюсов.

При вращении ротора двигателя в каждой обмотке статора возникает электродвижущая сила (ЭДС) e , которая зависит от ряда ключевых факторов:

- угловой скорости ротора,
- магнитного поля, генерируемого постоянными магнитами ротора,
- индуктивности статорных обмоток.

В традиционных моделях двигателей из указанных факторов переменным считается лишь первый – скорость вращения ротора двигателя. Как показала практика применения двигателей с постоянными магнитами, в ряде случаев этого недостаточно, чтобы объяснить несоизмеримо большие реальные колебания тока по сравнению с полученными на модели.

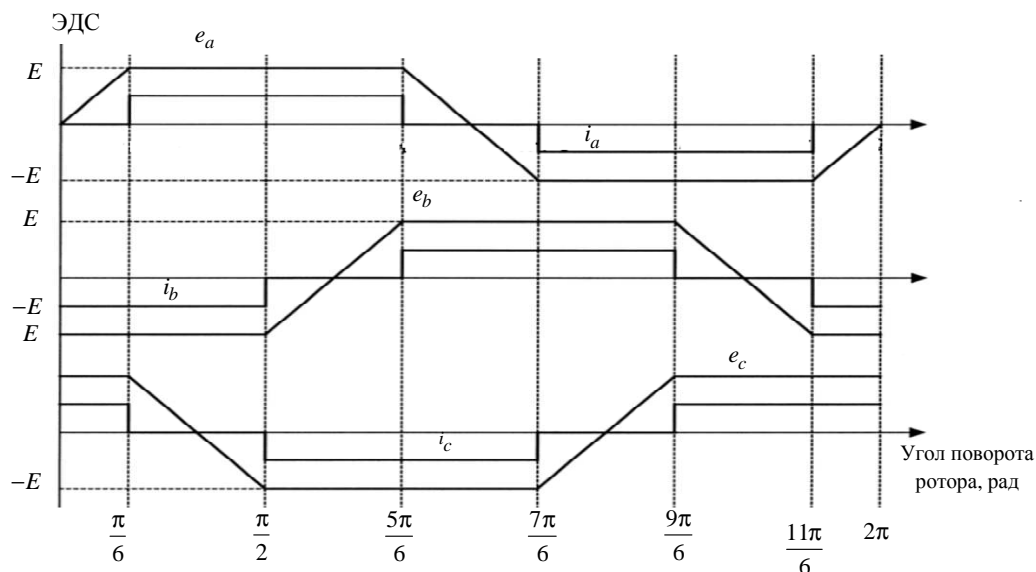


Рис. 1

В своем исследовании были рассмотрены двигатели с трехфазной обмоткой на статоре, соединенной по схеме звезда со сдвигом 120° [1]–[8].

Соответственно, ЭДС сдвинута также на 120°. В функции углового положения ротора ЭДС представим в виде

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = K_e \omega_r \begin{bmatrix} f_a(\theta) \\ f_b(\theta) \\ f_c(\theta) \end{bmatrix},$$

где $f_a(\theta)$, $f_b(\theta)$, $f_c(\theta)$ – функции от угла поворота ротора θ , имеющие трапецеидальную форму без острых углов; K_e – коэффициент электродвижущей силы; ω_r – угловая скорость ротора.

Идеальная форма ЭДС с амплитудой E в функции углового положения ротора представлены на рис. 1 (относительно фазных токов i_a , i_b , i_c)

При повороте ротора двигателя из-за его явнополюсности изменяется магнитное сопротивление между ротором и статором, что в модели учитывается эквивалентным изменением индуктивности обмоток статора, как и в [10]–[14], т. е. индуктивность статора в данной модели зависит от угла поворота ротора. Примем, что индуктивность обмоток статора определяется выражением

$$L(\theta_3) = L_0 + K_L L_0 \cos \theta_3,$$

где L_0 – номинальная индуктивность обмоток статора; K_L – коэффициент зависимости; θ_3 – электрический угол поворота двигателя (с учетом количества пар полюсов).

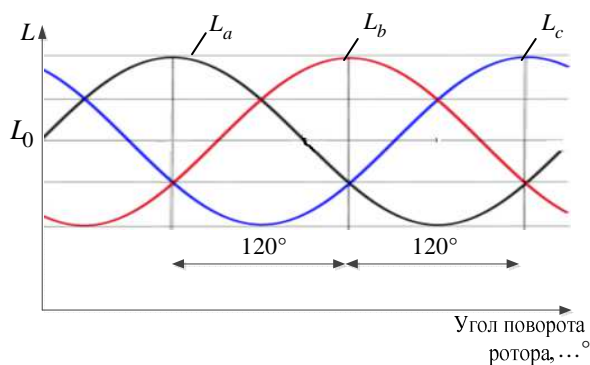


Рис. 2

Форма зависимости фазных индуктивностей L_a, L_b, L_c от угла поворота ротора представлена на рис. 2.

На рис. 3 показана общая 120-градусная конфигурация трехфазного инвертора, управляющего бесколлекторным двигателем постоянного тока. Инвертор имеет стандартную структуру, подобную применяемой для управления синхронными и асинхронными электродвигателями. Математическую модель электромагнитной подсистемы привода строим на основе схемы замещения (рис. 4), принимая следующие допущения:

1. Магнитопровод двигателя не насыщен.
 2. Электрическое сопротивление обмоток статора одинаково для всех фаз и взаимоиндуктивности постоянны.
 3. Силовые ключи $S_1 - S_6$ инвертора идеальны.
 4. Потерями в стали двигателя пренебрегаем.
- Для схемы замещения (рис. 4) по закону Кирхгофа получим уравнения двигателя

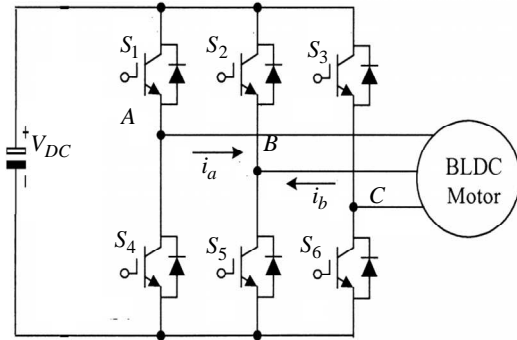


Рис. 3

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a(\theta_r) - M & 0 & 0 \\ 0 & L_b(\theta_r) - M & 0 \\ 0 & 0 & L_c(\theta_r) - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix},$$

где v_a, v_b, v_c – фазные напряжения на обмотках статора; R – сопротивления обмоток статора; M – взаимоиנדуктивность обмоток статора; $L_a(\theta_r), L_b(\theta_r), L_c(\theta_r)$ – функции индуктивности обмоток статора; e_a, e_b, e_c – фазные противоэлектродвижущие силы на обмотках статора; i_a, i_b, i_c – фазные токи через обмотки статора.

Уравнение электромагнитного момента: $T_e = \frac{1}{\omega} (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c)$. Уравнение моментов двигателя: $J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r = (T_e - T_L)$, где ω_r – угло-

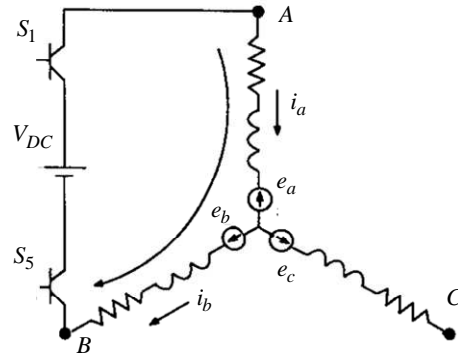


Рис. 4

вая скорость вращения ротора. Соотношение между механическим и электрическим углами поворота ротора $\theta_e = \frac{p}{2} \theta_r$, где p – количество полюсов.

Система управления бесколлекторным двигателем с постоянными магнитами. На рис. 5 представлена общая схема управления моментом вращения бесколлекторного двигателя с датчиком положения ротора и дискретным регулятором тока [1]–[8], реализованная в среде Matlab-Simulink.

Алгоритм регулятора тока построен на основе сравнения измеряемых токов i_a, i_b, i_c статорной обмотки с эталонными токами i_a^*, i_b^*, i_c^* , которые вычисляются через заданный момент ($I_{ref} = T_{ref} * G_1$), и декодированные сигналы H'_A, H'_B, H'_C датчика Холла H_A, H_B, H_C . Декодирование сигналов проиллюстрировано табл. 1.

Управление током в каждой фазе происходит с использованием компараторов, которые обеспечивают переключение ключей инвертора в соответствии с ошибкой (разностью) токов, таким образом увеличивая или уменьшая фазный ток.

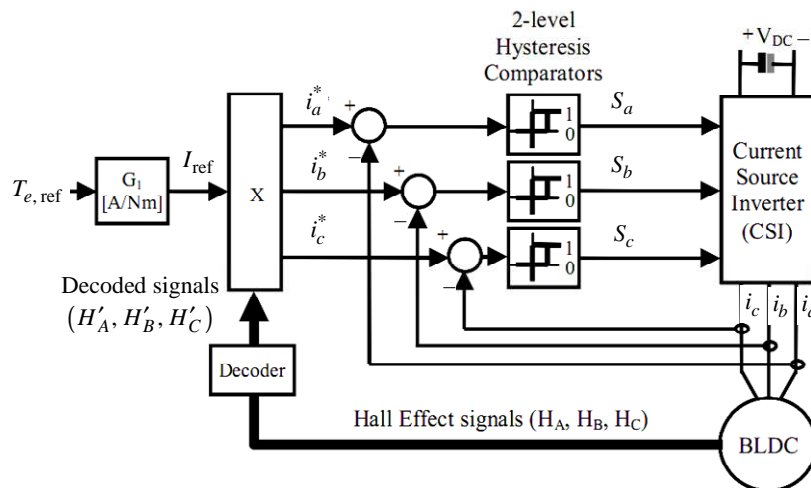


Рис. 5

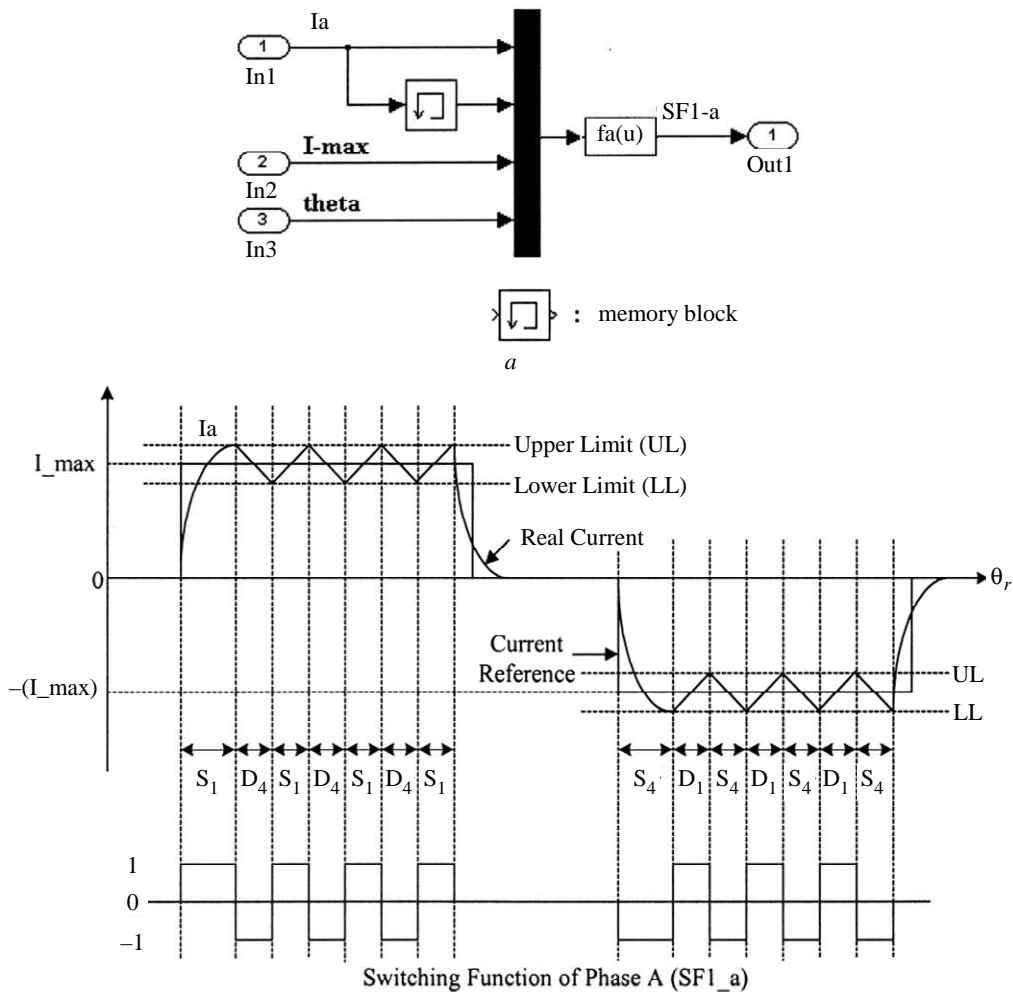


Рис. 6

Схема реализации дискретного управления представлена на рис. 6, а. Алгоритм работы дискретного контроллера на основе работ [4], [5], [7], [8], пример регулирования тока фазы А (рис. 6, в) представляет собой последовательность шести из состояний:

- При $I_a > 0$:
 - период 1: $I_a > LL$, ключ S_1 открыт;
 - период 2: $I_a > UL$, ключ S_1 закрыт, ток идет через диод ключа S_5 ;
 - период 3: $UL > I_a > LL$ и $dI_a/dt > 0$, ключ S_1 закрыт;

- период 3: $UL > I_a > LL$ и $dI_a/dt < 0$, ключ S_1 закрыт, ток идет через диод ключа S_5 .

• При $I_a < 0$:

- период 1: $I_a > LL$, ключ S_5 открыт;
- период 2: $I_a > UL$, ключ S_5 закрыт, ток идет через диод ключа S_1 ;
- период 3: $UL > I_a > LL$ и $dI_a/dt < 0$, ключ S_5 открыт;
- период 3: $UL > I_a > LL$ и $dI_a/dt > 0$, ключ S_5 закрыт, ток идет через диод ключа S_1 .

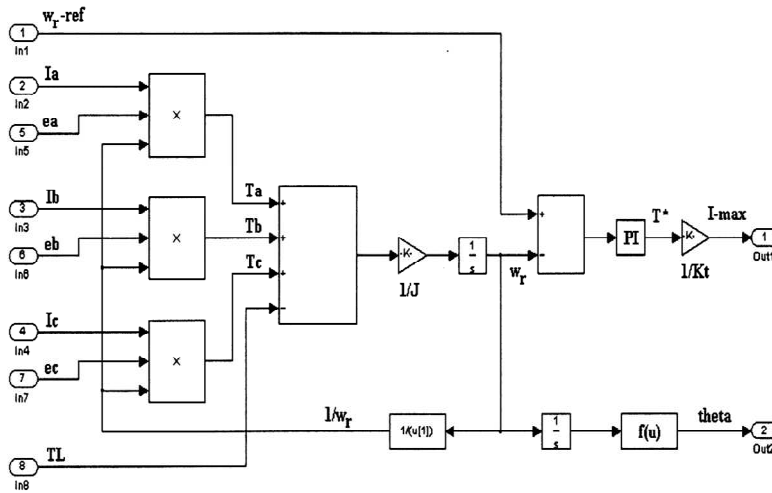
Этот алгоритм реализуется блоком $f_a(u)$ на рис. 6, а и может быть представлен выражением

$$f_a(u) = \left(u[4] > \frac{\pi}{6} \right) \left(u[4] < \frac{5\pi}{6} \right) \left[\begin{array}{l} (u[1] < u[3] * 0.9) - (u[1] > u[3] * 1.1) \\ + (u[1] > u[3] * 0.9) * (u[1] < u[3] * 1.1) * (u[1] > u[2]) \\ - (u[1] > u[3] * 0.9) * (u[1] < u[3] * 1.1) * (u[1] < u[2]) \end{array} \right] + \left(u[4] > \frac{\pi}{6} \right) \left(u[4] < \frac{5\pi}{6} \right) \left[\begin{array}{l} -(u[1] > -u[3] * 0.9) + (u[1] < -u[3] * 1.1) \\ - (u[1] < -u[3] * 0.9) * (u[1] > -u[3] * 1.1) * (u[1] < u[2]) \\ + (u[1] < -u[3] * 0.9) * (u[1] > -u[3] * 1.1) * (u[1] > u[2]) \end{array} \right]$$

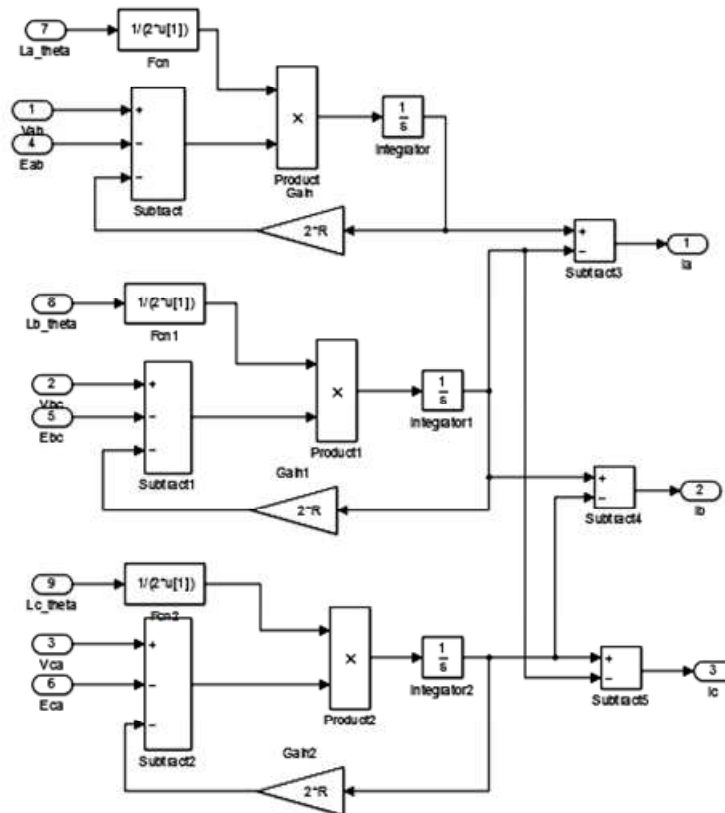
где $u[1]$ – текущий фазный ток I_a ; $u[2]$ – ток I_{ref} ; $u[4]$ – положение ротора; заданный предыдущее значение тока I_a ; $u[3]$ – заданный ток находится в границах $0.9 I_{ref}$ и $1.1 I_{ref}$.

Таблица 1

Угол поворота ротора, ...°	Выход датчика Холла			Открытие ключей инвертора		Декодированные сигналы		
	H_A	H_B	H_C			H'_A	H'_B	H'_C
0...60	1	0	0	S_1	S_5	+1	-1	0
60...120	1	1	0	S_1	S_6	+1	0	-1
120...180	0	1	0	S_2	S_6	0	+1	-1
180...240	0	1	1	S_2	S_4	-1	+1	0
240...300	0	0	1	S_3	S_4	-1	0	+1
300...360	1	0	1	S_3	S_5	0	-1	+1



а



б

Рис. 7

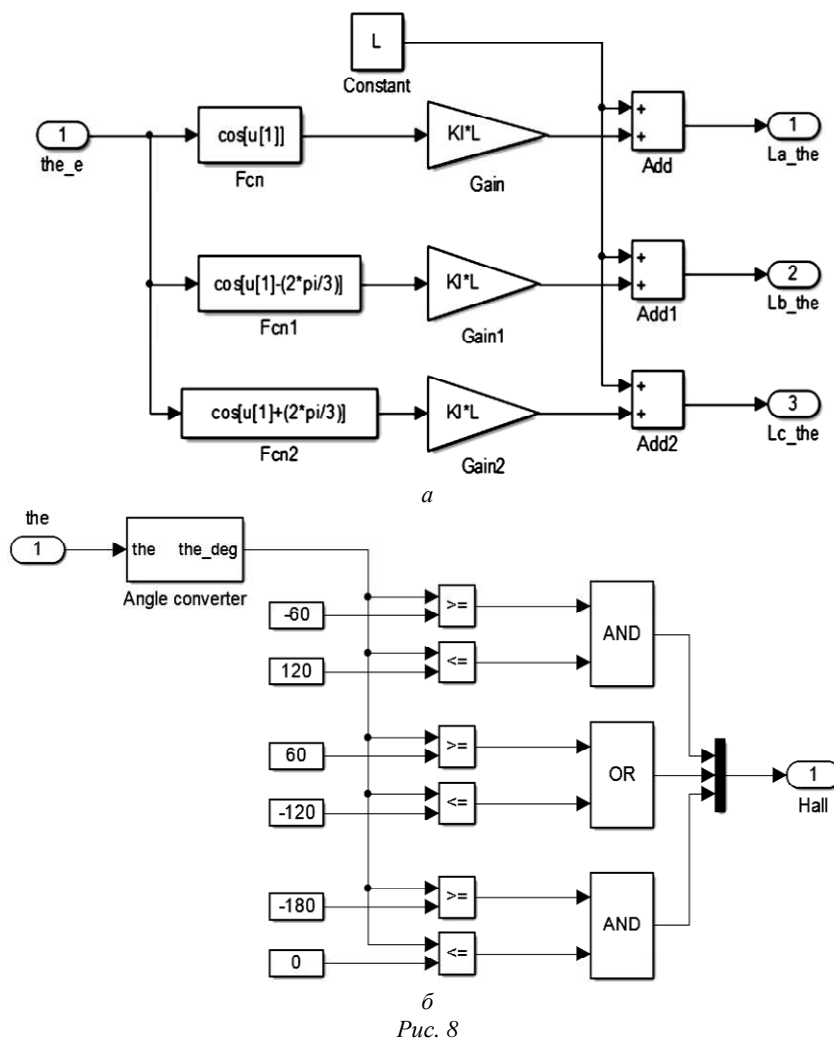


Рис. 8

Основные подсистемы построенной модели (см. рис. 3) бесколлекторного двигателя постоянного тока представлены на рис. 7: блок вычисления скорости, электромагнитного момента и угла поворота ротора двигателя (рис. 7, а), блок вычисления фазных токов (рис. 7, б), блок вычисления текущих значений фазных индуктивностей (рис. 8, а) и блок преобразования сигналов датчика Холла (рис. 8, б).

Результаты исследования. Значения параметров двигателя представлены в табл. 2.

Исследование привода со штатными регуляторами. Моделируется работа позиционного

электропривода с тремя контурами – тока, скорости и положения. Регуляторы тока и положения настроены на оптимум по модулю, а регулятор скорости – на симметричный оптимум. Основное внимание уделено исследованию процессов в контуре тока. Такт выдачи сигнала микропроцессорного регулятора тока составляет 50 мкс.

Исследование показало, что учет в модели зависимости значения индуктивности от углового положения ротора качественно изменяет характер тока двигателя: колебания тока и, как следствие, электромагнитного момента существенно возрастают (рис. 9, а – $L = \text{const}$, б – $L = \text{var}$). При этом в осциллограмме электромагнитного момента явно присутствуют биения, имеющие периодический (или близкий к периодическому) характер. Как видно из осциллограмм рис. 9, б, размах этих колебаний превышает 100 % от номинального момента двигателя.

Что также представляется важным, учет изменения индуктивности в зависимости от угла поворота ротора изменяет характер процессов в контуре скорости привода (рис. 9, в: кривая 1 –

Таблица 2

Параметр двигателя	Значение
Сопротивление фазы статора, Ом	0.2
Индуктивность фазы статора, мГн	8.5
Количество пар полюсов	4
Коэффициент ЭДС, В · с	0.175
Напряжение питания, В	160
Момент инерции, кг · м ²	0.04
Коэффициент трения, Н · м · с	0.005
Коэффициент зависимости	0.5
Скорость двигателя, с ⁻¹	12
Такт регулятора, мкс	50

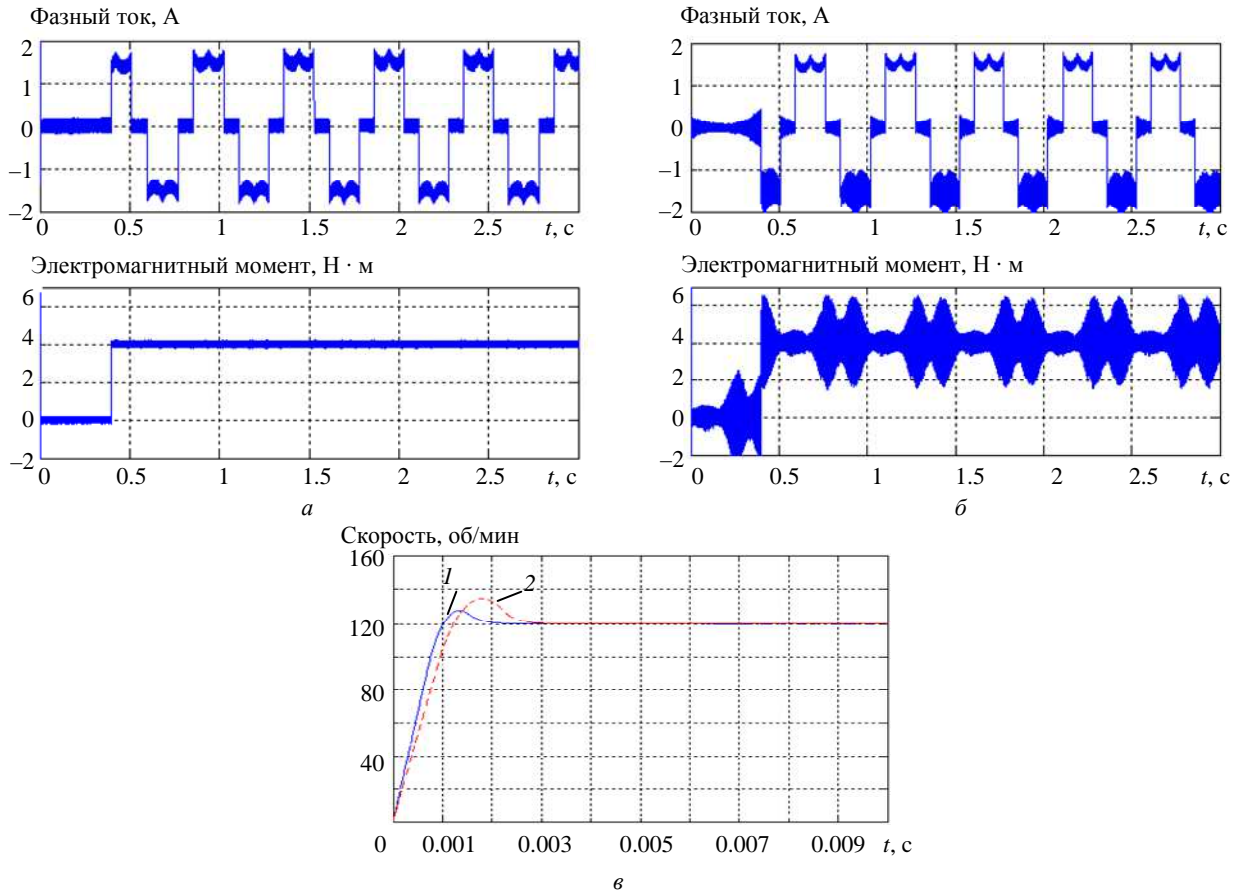


Рис. 9

$L = \text{const}$, кривая 2 – $L = \text{var}$): переходный процесс становится более колебательным и затянутым. Настройка регулятора скорости одинакова в обоих случаях.

На основе полученных осциллограмм можно утверждать, что учет в модели зависимости индуктивности от углового положения ротора является принципиальным фактом, который способен качественно повлиять на получаемые в процессе моделирования характеристики тока, момента и скорости привода, построенного на базе бесконтактного двигателя с постоянными магнитами.

В исследуемом приводе колебания тока статора и биения электромагнитного момента имеют недопустимо высокий уровень. Этот факт затрудняет использование высокомоментных низкооборотных двигателей с постоянными магнитами в безредукторных приводах многих механизмов, несмотря на очевидные достоинства таких приводов. Решение этой проблемы предлагается за счет применения более совершенного (и сложного) регулятора в контуре тока. Далее показаны результаты исследования эффективности неадаптивного и адаптивного регуляторов, построенных для компенсации влияния зависимости индуктивности двигателя от угла поворота ротора.

Исследование электропривода с компенсацией изменения индуктивности. Неадаптивная компенсация. Схема контура тока с неадаптивным компенсирующим регулятором приведена на рис. 10. Она включает эталонную модель первого порядка и подстройку пропорционального коэффициента ПИ-регулятора по разнице скоростей двигателя.

Выражение для расчета пропорционального коэффициента ПИ-регулятора тока имеет вид

$$K_{PH} = \frac{L}{aK_{ТП}K_iT_{i,ТП}} + K_{\omega}\Delta\omega,$$

где $K_{\omega} = \frac{L_{\max} - L}{aK_{ТП}K_iT_{i,ТП}}$, $a = 2$; $K_{ТП}$ – коэффициент усиления преобразователя частоты; K_i – коэффициент усиления контура регулирования тока; $T_{i,ТП}$ – коэффициентов времени измерителей тока и преобразователей частоты; L_{\max} – максимальная индуктивность обмоток статора.

Результаты моделирования представлены на рис. 11 (кривая 1 – $L = \text{const}$, кривая 2 – $L = \text{var}$). Как видно из сравнения процессов на рис. 9, б и рис. 11, размах колебаний электромагнитного мо-

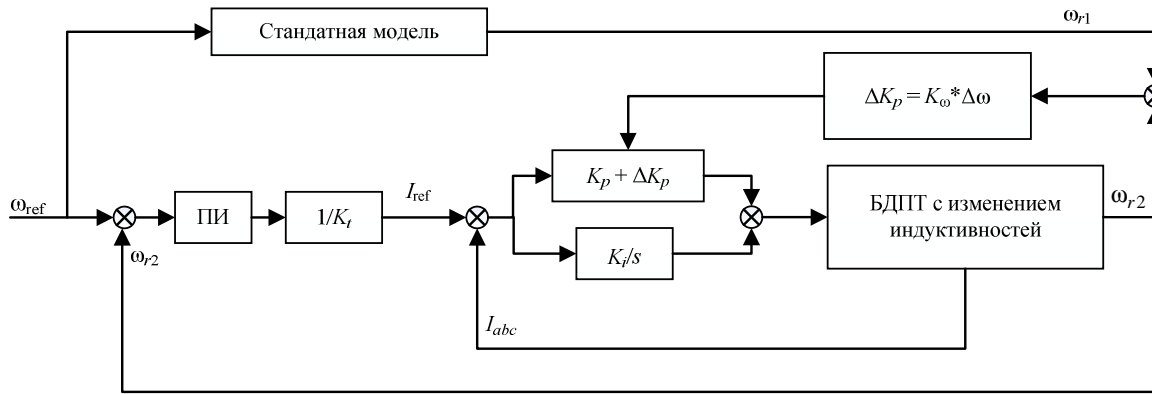


Рис. 10

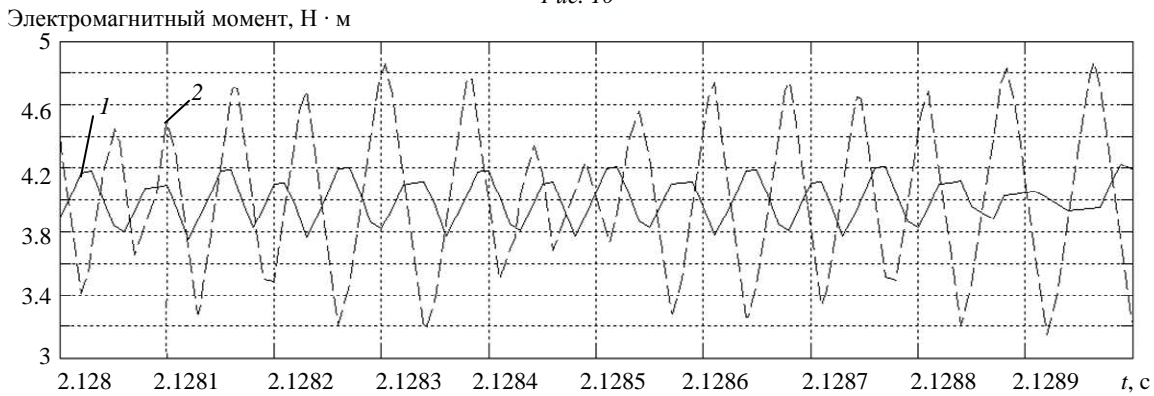


Рис. 11

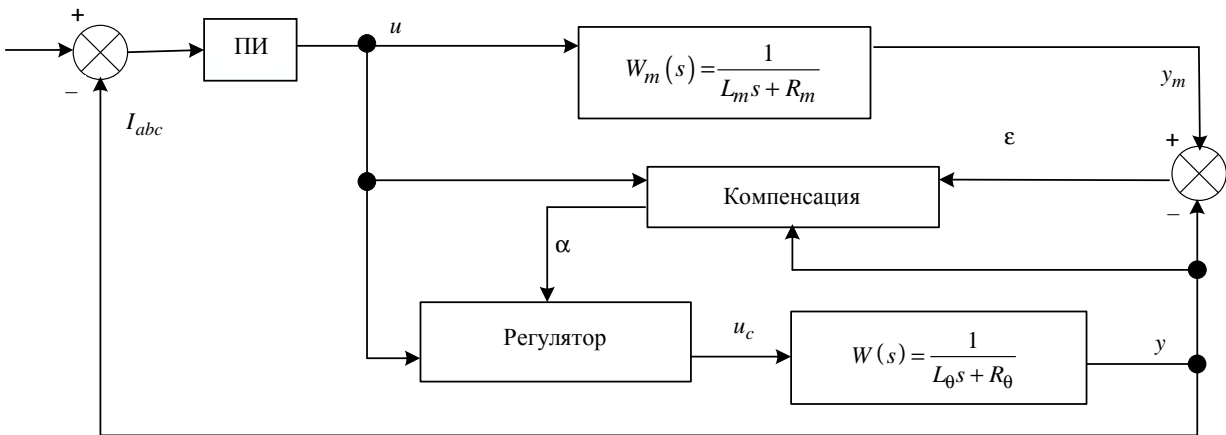


Рис. 12

мента с неадаптивным компенсирующим регулятором уменьшился примерно в 2.5 раза. Это можно считать достаточно хорошим результатом, поскольку целью компенсации служит уменьшение колебаний не до нуля, а до уровня, соответствующего постоянной индуктивности статора (рис. 9, а).

Однако в рассматриваемом примере для указанного уменьшения колебаний потребовалось достаточно большое значение компенсирующего коэффициента K_0 , что может привести к неустойчивой работе привода в реальных условиях помех и ограничений. Более эффективной оказывается адаптивная компенсация.

Адаптивная компенсация. Соответствующая структура контура тока показана на рис. 12. Она, как и при неадаптивной компенсации, включает эталонную модель первого порядка. Адаптивный закон управления базируется на подходе, изложенном в [15]–[17].

На рис. 12 обозначены: $W(s) = \frac{1}{L_0 s + R_0}$ – передаточная функция объекта управления; $W_m(s) = \frac{1}{L_m s + R_m}$ – эталонная передаточная функция.

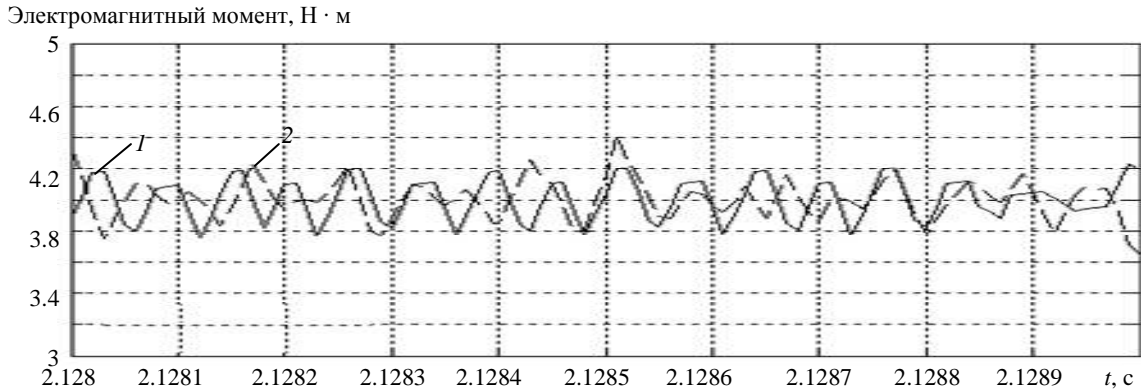


Рис. 13

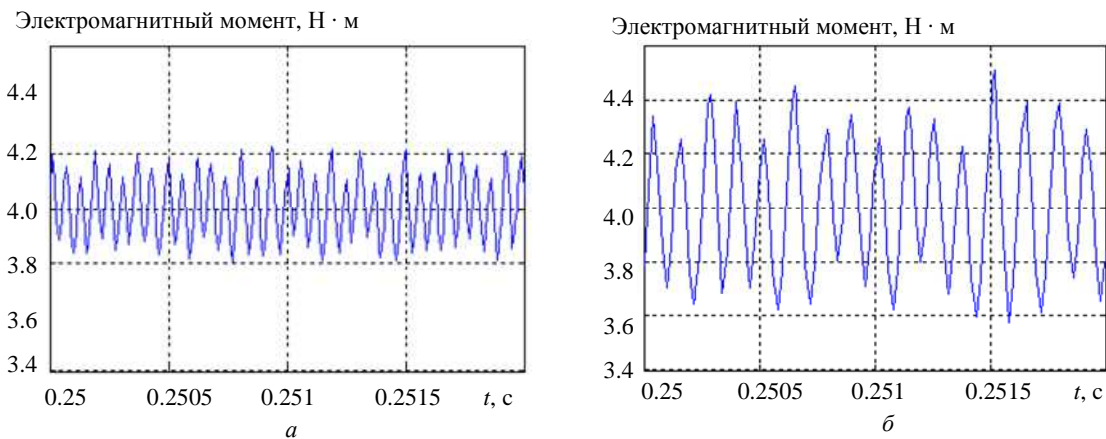


Рис. 14

Целевую функцию возьмем в виде $J(\alpha) = \frac{1}{2} \varepsilon^2$, $\varepsilon = y_m - y$, где y_m – выходные токи эталонной модели; y – выходные токи реальной модели.

Адаптивный алгоритм имеет вид

$$\frac{d\alpha}{dt} = -\gamma \frac{dJ}{d\alpha} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \alpha},$$

где γ – коэффициент адаптации.

Управляющий сигнал формируем таким образом: $\alpha = \alpha_0 - \gamma e \frac{\partial e}{\partial \alpha}$.

Результаты моделирования представлены на рис. 13 в том же масштабе, что и для неадаптивной компенсации (см. рис. 11).

Адаптивная компенсация дает лучшие результаты по сравнению с неадаптивной: размах колебаний электромагнитного момента уменьшился еще в 2 раза и практически достиг целевого значения, представленного кривой 1 на рис. 13 (кривая 1 – $L = \text{const}$, кривая 2 – $L = \text{var}$).

Необходимо отметить еще один принципиально важный фактор, влияющий на качество процессов в контуре тока рассматриваемого элек-

тропривода – такт работы микропроцессорного регулятора. На рис. 14 представлены графики электромагнитного момента при такте 50 мкс (рис. 14, а) и 100 мкс (рис. 14, б). Как видно из сравнения, увеличение рабочего такта регулятора в 2 раза не только увеличивает квазипериод колебаний, но и приводит к росту размаха колебаний.

Для адекватного моделирования работы электропривода с высокомоментным бесконтактным двигателем с постоянными магнитами необходимо рассматривать привод как мехатронный объект, т. е. с учетом взаимозависимости электромагнитных и механических процессов, а также законов управления и микропроцессорных средств их реализации.

На примере рассматриваемого привода показано, что игнорирование зависимости индуктивности такого двигателя от углового положения ротора приводит к потере информации, имеющей принципиальное значение для построения управления фазными токами статорной обмотки. Также показаны возможности компенсации влияния указанной зависимости средствами управления – неадаптивного и адаптивного. Как можно было ожидать, применение адаптивного регулятора в контуре тока оказалось более эффективным по

сравнению с неадаптивной схемой компенсации. Сильное влияние на качество компенсации оказывает быстрое действие микропроцессорного регулятора, поскольку практически достижимое с

помощью существующих микропроцессорных средств время расчета сигнала управления соизмеримо с электромагнитной постоянной времени рассматриваемого двигателя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Krause P. C., Wasynczuk O., Sudhoff S. D. Analysis of electric machinery and drive system. Danvers: IEEE Press, 2002. 613 p.
2. 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 Intern. Conf. 2015. Vol. 22, iss. 2. P. 15–24.
3. Meenakshy P. P. Modelling of brushless DC Motor drive using sensed and sensorless control // IJETAE. 2012. Vol. 2, iss. 8. P. 153–162.
4. Byoungkuk Lee, Ehsani M., Advanced simulator model for brushless DC motor drives // Electric Power Components and Systems. Vol. 31, № 9. P. 841–868.
5. Pillay P., Krishnan R. Modeling simulation and analysis of permanent-magnet motor drives part II: The brushless DC motordrive // IEEE Transactions on industry applications. 1989. Vol. 25, № 2. P. 265–273,
6. Ektesabi T. M. Modeling of BLDC Motor with Ideal Back-EMF for Automotive // Proc. of the World Congress on Engineering. 2011. Vol. 2. London, UK, 2011.
7. Bahari N. B., Jidin A. B. Modeling and Simulation of Torque Hysteresis Controller for Brushless DC Motor Drives // IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications, Sep. 2012. Bandung, Indonesia. Bandung, 2012.
8. Mondal S., Mitra A. Mathematical modeling and Simulation of Brushless DC motor with Ideal Back EMF for a Precision speed control Electrical // IEEE Computer and Communication Technologies (ICECCT), Coimbatore, March 2015.
9. Carlson R., Lajoie-Mazenc M. Analysis of Torque Ripple Due to Phase Commutation in Brushless dc Machines // IEEE Transactions on industry applications. 1992. Vol. 28, № 3. P. 632–638.
10. Львович А. Ю. Электромеханические системы: учеб. пособие. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1989. 296 с.
11. Мартыненко Ю. Г. Аналитическая динамика электромеханических систем. М.: Изд-во МЭИ, 1984. 64 с.
12. Гаврилов С. В., Коноплев В. А. Компьютерные технологии исследования многозвенных мехатронных систем. СПб.: Наука, 2004. 191 с.
13. Готлиб Б. М. Введение в специальность «Мехатроника и робототехника»: курс лекций. Екатеринбург: Изд-во УрГУПС, 2012. 134 с.
14. Уайст Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии / перев. с англ. М.–Л.: Энергия, 1964. 528 с.
15. Azzam A. A., Abdelmageed E. A. A Novel Model Reference Adaptive Controller Design for a Second Order System // Intern. Conf. on Computing, Control, Networking, Electronics and Embedded Systems Engineering, IEEE, Sept. 2015.
16. Hang C. C., Patrick C. P. Comparative Studies of Model Reference Adaptive Control Systems // IEEE Transactions on automatic control. 1973. Vol. 18, № 5. P. 419–428.
17. Astrom K. J. Adaptive control, second edition. Dovers: Dover publications, 2008. 574 с.

S. V. Gavrilo, D. T. Giang

Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

N. D. Thanh

Le Quy Don University of Science and Technology

CONTROL OF ELECTRIC DRIVE WITH PERMANENT MAGNET BRUSHLESS MOTOR

Electric drive with high torque permanent magnet brushless motor is considered as a mechatronic system. Presents a potential effectiveness of the adaptive and conventional control applied for compensation of influence of rotor angle position on electromagnetic characteristics.

Electric drive, brushless motor with permanent magnet, mechatronic system, mathematic model, adaptive and conventional control