Izvestiya Tomskogo politekhnicheskogo universiteta, 2015, vol. 326, no. 4, pp. 154–162.

12. Martynov, V.A., Golubev, A.N., Evdakov, A.E. Analiz dinamicheskikh rezhimov raboty trekhfaznykh trekhsterzhnevykh transformatorov v pakete MATLAB [Analysis of the dynamic modes of operation of three-phase three-rod transformers in the MATLAB package]. *Vestnik IGEU*, 2016, issue 4, pp. 11–18.

13. Tikhonov, A.I., Karzhevin, A.A., Podobnyy, A.V., Dryazgov, D.E. Razrabotka i issledovanie dinamicheskoy modeli odnofaznogo transformatora s serdechnikom iz amorfnoy stali [Development and research of a dynamic model of a single-phase transformer with a core of amorphous steel]. *Vestnik IGEU*, 2019, issue 2, pp. 43–51.

14. Shmelev, A.S., Paykov, I.A., Bulatov, L.N. Metodika organizatsii chislennogo issledovaniya elektrotekhnicheskikh ustroystv s ispol'zovaniem biblioteki konechno-elementnogo modelirovaniya magnitnogo polya [Methods of organizing a numerical study of electrical devices using the library of finite element modelling of the magnetic field]. *Vestnik IGEU*, 2014, issue 1, pp. 55–61.

15. Tikhonov, A.I., Paykov, I.A. Analiz modeley dlya elektromagnitnogo rascheta silovykh transformatorov [Analysis of models for electromagnetic calculation of power transformers]. *Vestnik IGEU*, 2015, issue 3, pp. 38–43.

Тихонов Андрей Ильич,

ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», доктор технических наук, профессор, зав. кафедрой физики, e-mail: aitispu@mail.ru

Tikhonov Andrey Ilyich,

Ivanovo State Power Engineering University, Doctor of Engineering (Post-doctoral degree), Head of the Physics Department, e-mail: aitispu@mail.ru

Стулов Алексей Вадимович,

ООО «Трансформер», кандидат технических наук, заместитель генерального директора по техническому развитию, e-mail: alxstl@mail.ru

Stulov Alexey Vadimovich,

Transformer LLC, Candidate of Engineering (PhD), Deputy CEO for Technical Development, e-mail: alxstl@mail.ru

Каржевин Андрей Александрович,

ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», аспирант, e-mail: drusja95@gmail.com

Karzhevin Andrey Aleksandrovich,

Ivanovo State Power Engineering University, Post-graduate student, e-mail: drusja95@gmail.com

Подобный Александр Викторович,

ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», аспирант, e-mail: aleksandr.rash@mail.ru

Podobny Aleksandr Viktorovich,

Ivanovo State Power Engineering University, Post-graduate student, e-mail: aleksandr.rash@mail.ru

УДК 621.3.07

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ СИСТЕМ ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННОГО БЕСКОЛЛЕКТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Т.Х. АБУЗЯРОВ, А.С. ПЛЕХОВ, А.Б. ДАРЬЕНКОВ, А.И. ЕРМОЛАЕВ ФГБОУВО «Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева», г. Нижний Новгород, Российская Федерация E-mail: atx888@yandex.ru

Авторское резюме

Состояние вопроса. При проектировании электроприводов на основе бесколлекторных двигателей постоянного тока с постоянными магнитами, обладающих пониженным размахом пульсаций электромагнитного момента, возникает задача имитационного исследования новых нестандартных решений. Известные модели бесколлекторных двигателей постоянного тока с постоянными магнитами либо основаны на допущениях о симметрии параметров статора электродвигателя и/или идеальности формы фазной ЭДС, снижающих точность оценки эффективности предлагаемых решений, либо непригодны для моделирования работы электродвигателя с нестандартным полупроводниковым преобразователем. Необходима разработка математической модели электропривода на основе бесколлекторных двигателей постоянного тока с постоянными магнитами, учитывающей указанные конструктивные особенности электродвигателя и допускающей вариативность конфигурации полупроводникового преобразователя.

Материалы и методы. Используется графическая среда Matlab Simulink. Верификация производится путем сравнения результатов моделирования с результатами известного исследования, принятыми в качестве контрольных.

Результаты. Предложен способ формирования фазных ЭДС в модели бесколлекторных двигателей постоянного тока с постоянными магнитами, обеспечивающий возможность задания пользователем независимых для каждой фазы шаблонов формы ЭДС. Предложен также способ имитации статорной цепи, обеспечивающий пользователю доступ к каждому из выводов всех статорных обмоток, а также возможность асимметричного определения каждого параметра электродвигателя. При верификации показано, что расхождение в контрольных точках моделируемой и экспериментальной механических характеристик не превышает 3,5 %.

Выводы. Разработанная модель позволяет на этапе проектирования анализировать статические и динамические режимы работы электроприводов нестандартных топологий на основе бесколлекторных двигателей постоянного тока с постоянными магнитами с учетом асимметрии параметров статора и реальной формы фазной ЭДС электродвигателя. Указанный функционал модели позволяет исследовать работу проектируемого электропривода с учетом конструктивных особенностей бесколлекторных двигателей постоянного тока с постоянными магнитами и полупроводникового преобразователя. Модель рекомендуется при проверке нетиповых проектных решений, а при программном изменении задаваемых параметров электропривода и ограничений по условиям работы и целевых функций – для отработки алгоритмов системы управления, автоматизации поиска оптимальных параметров двигателя.

Ключевые слова: бесколлекторные двигатели постоянного тока, пульсации момента, полупроводниковый преобразователь, фазные ЭДС, параметры электродвигателя

DEVELOPMENT OF A HIGH-QUALITY BRUSHLESS DC ELECTRIC DRIVE SYSTEMS MODEL

T.H. ABUZIAROV, A.S. PLEHOV, A.B. DAR'ENKOV, A.I. ERMOLAEV Nizhny Novgorod State Technical University, Nizhny Novgorod, Russian Federation E-mail: atx888@yandex.ru

Abstract

Background. When designing electric drives based on brushless DC motors with permanent magnets (BLDC), which have low level torque pulsations, the problem of modelling non-standard topological solutions appears. The known models of BLDC motors are either based on the assumptions about the symmetry of the stator parameters of the electric motor and/or the ideal form of the phase back-EMF waveform, which reduce the accuracy of evaluating the effectiveness of the proposed solutions or prove unusable for modelling an operation of the electric motor with a non-standard semiconductor converter. It is necessary to develop a mathematical model of the BLDC motor-based electric drive that takes into account the structural features of the electric motor and allows for semiconductor converter configuration variability.

Materials and methods. The model is designed in the Matlab Simulink environment. The verification is carried out by comparing the modelling results with experimental data obtained previously by other researchers.

Results. The proposed method for generating phase back-EMF in the BLDC motor model provides the possibility for the user to set the EMF form templates independent for each phase. The proposed method for stator circuit simulating provides the user with access to each of the stator windings leads as well as with the possibility of asymmetric determination of each parameter of the electric motor. Upon verification, it has been shown that the difference in the control points between the simulated and experimental speed-torque curves does not exceed 3,5 %.

Conclusions. The developed model allows analyzing the static and dynamic characteristics of operation modes of non-standard topology BLDC motor-based electric drives taking into account the stator parameters asymmetry and the real phase back-EMF waveform. The specified features of the model allow exploring the operation of the designed electric drive, taking into account the BLDC motor and converter design. The model can be applied when checking atypical design decisions and when changing the set parameters of the

electric drive and restrictions on working conditions and target functions to refine the control system algorithms and automate the search for optimal parameters of the motor and the semiconductor converter.

Key words: brushless DC motor, torque ripples, semiconductor converter, phase EMF, electric motor parameters

DOI: 10.17588/2072-2672.2020.1.031-045

Введение. Электропривод переменного тока с высокоэнергетическими постоянными магнитами находит все более широкое применение в промышленности, авиастроении, автомобилестроении, электротранспорте, медицине, робототехнике. Он обладает рядом преимуществ по сравнению с электроприводами других типов. К таким преимуществам, как правило, относят низкий вес, малые габариты, высокий КПД, высокую надежность.

Одним ИЗ наиболее актуальных направлений исследования в области таких систем электропривода является решение задачи минимизации пульсаций создаваемого электродвигателем электромагнитного момента [1-6], размах которых может достигать 30 % по отношению к номинальному значению [1]. Данная особенность затрудняет использование электропривода на низких скоростях вращения вала [1–3], а также может быть причиной появления нежелательных вибраций исполнительного механизма [4, 5].

Другим немаловажным направлением развития электропривода данного типа является решение проблемы обеспечения надежности функционирования электропривода [7–11].

Проработка различных вариантов решения поставленных задач нередко обусловливает отказ исследователей от стандартной топологии входящего в состав электропривода полупроводникового преобразователя, подразумевающего использование системы «трехфазный автономный инвертор - электрическая машина», обмотки которой соединены по схеме «звезда». Так, например, в [6] в целях уменьшения нагрузки на силовые ключи, пульсаций момента и пульсаций напряжения звена постоянного тока предлагается использовать полупроводниковый преобразователь, в состав которого входят три полномостовых автономных инвертора напряжения (АИН) по одному на каждую фазу обмотки электродвигателя. Для решения различных задач подобные схемные решения также исследуются в [7–10, 12–14]. В свою очередь, в [9, 11] для решения проблемы повышения отказоустойчивости электропривода исследуется схема трехфазного АИН с использованием дополнительной четвертой стойки силовых ключей, подключенной к нулевой точке электрической машины, обмотки которой соединены по схеме «звезда».

Следует отметить, что разработки, использующие нестандартные топологии полупроводниковых преобразователей, находят практическое применение в системах автоматизации атомных энергоустановок [7, 8], приводах электротранспорта [9, 10, 13, 14], приводах летательных аппаратов [11], судовых системах электроприводов [12].

Среди электроприводов переменного тока с постоянными магнитами широкое распространение получили системы на основе электрических машин с трапецеидальной формой ЭДС. Такие электродвигатели в зарубежной литературе называют бесколлекторными двигателями постоянного тока (БДПТ, от англ. Brushless DC motor или BLDC motor). К преимуществам такого типа электрических машин перед электродвигателями с синусоидальной формой ЭДС относят простоту изготовления, простоту организации бездатчиковой системы управления, меньшую массу при той же мощности. К недостаткам – значительно больший размах пульсаций электромагнитного момента, который составляет 7-30 % от номинального момента (у машин с синусоидальной формой ЭДС этот показатель составляет 2-8 %) [1], что ограничивает их область применения. В связи с этим для электроприводов на основе БДПТ вышеперечисленные направления исследования являются наиболее актуальными.

Известные математические модели синусоидальных и трапецеидальных электродвигателей либо основаны на допущениях о симметрии параметров статора электродвигателя и/или идеальности формы фазной ЭДС [1, 3, 5, 12, 13, 15], снижающих точность оценки эффективности предлагаемых решений, либо непригодны для моделирования работы электродвигателя от полупроводникового преобразователя с нестандартной топологией.

Таким образом, актуальные на текущий момент направления исследования и разработки электропривода переменного тока с постоянными магнитами указывают на необходимость создания математической модели БДПТ, позволяющей учитывать нестандартную топологию полупроводникового преобразователя, неидеальную форму фазных ЭДС, асимметрию параметров статора; без значимых трудозатрат менять схему соединения обмоток БДПТ и топологию полупроводникового преобразователя. Ниже предлагается одно из возможных решений поставленной задачи.

Методы исследования. Для решения поставленной задачи в среде Matlab Simulink разработана модель электропривода на основе БДПТ, представленная на рис. 1. В состав данной модели входит: идеальный источник постоянного напряжения; полупроводниковый преобразователь; разработанная подсистема BLDC_motor, описывающая работу БДПТ; система управления Control_system (измерительные блоки на рис. 1 не показаны).

Подсистема BLDC_motor (рис. 2) моделирует работу БДПТ как электромеханической системы с учетом следующих допущений: обмотки статора расположены под углом 120 градусов относительно друг друга, их сопротивление и индуктивность постоянны; не учитываются насыщение магнитной цепи, гистерезис и вихревые токи; не учитывается взаимодействие стали статора с постоянными магнитами; зазор электрической машины считается равномерным.

Подсистема разделена на несколько зон для удобства восприятия. Зона, представленная на рис. 2,а, реализует решение составленного по второму закону Кирхгофа уравнения статорной цепи электродвигателя относительно фазных токов статора *i_a*, *i_b*, *i_c*, A [15]:

$$\begin{bmatrix} v_{a} \\ v_{b} \\ v_{c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{a} & 0 & 0 \\ 0 & R_{b} & 0 \\ 0 & 0 & R_{c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{a} & L_{ab} & L_{ca} \\ L_{ab} & L_{b} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{bc} & L_{c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a} \\ e_{b} \\ e_{c} \end{bmatrix},$$
(1)

где v_a , v_b , v_c – напряжения на обмотках статора, В; R_a , R_b , R_c – активное сопротивление соответствующих фаз обмотки статора, Ом; L_a , L_b , L_c – собственная индуктивность обмотки статора, Гн; L_{ab} , L_{bc} , L_{ca} – взаимная индуктивность обмоток статора, Гн; e_a , e_b , e_c – ЭДС фаз статора, В.

Эта зона также содержит область BLDC motor *specs*, предназначенную для ввода значений паспортных параметров исследуемого электродвигателя. Блок Stator windings позволяет задать параметры сопротивления, само- и взаимоиндукции независимо для каждой из фаз электродвигателя.



Рис. 1. Разработанная модель электропривода на основе БДПТ с постоянными магнитами







в) [theta_r] [H_abc] From rotor position Goto H_array × u+b phase_abc emf_wa р × theta_b • × [bEMF_abc] Product From pole pairs bEMF waveform fcn Product4 Goto phase bEMFs u+b Product7 theta_c Gain3 Ke [bEMF_a] Goto bEMF a-phase From Voltage constant [bEMF_b] [w_r] Goto bEMF b-phase From rotor speed [bEMF_c] Goto bEMF c-phas

г)

Рис. 2. Подсистема BLDC_motor, описывающая работу БДПТ: а – зона, реализующая решение уравнения (1) статорной цепи электродвигателя; б – зона, реализующая функцию вычисления электромагнитного момента (9); в – зона, решающая уравнение динамики (10); г – зона, формирующая систему фазных ЭДС двигателя

Следует отметить, что разработанная модель работает с более подробным уравнением (1), тогда как библиотечный аналог предлагаемой модели БДПТ работает с упрощением этого уравнения, основанным на более грубых допущениях: обмотки статора считаются симметричными и соединенными в звезду. Принимая во внимание это, а также тот факт, что изменение магнитного сопротивления ротора не учитывается, справедливо утверждать, что

$$L_a = L_b = L_c = L,$$

$$L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = L,$$

$$R_a = R_b = R_c = R,$$
(2)

где *L* – собственная индуктивность обмотки статора, Гн; *M* – взаимная индуктивность обмоток статора, Гн; *R* – активное сопротивление обмотки статора, Ом.

Тогда выражение (1) для библиотечной модели БДПТ можно переписать как

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{a} \\ \mathbf{v}_{b} \\ \mathbf{v}_{c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a} \\ e_{b} \\ e_{c} \end{bmatrix}.$$
(3)

Принимая во внимание тот факт, что обмотки соединены в звезду, справедливо выражение

$$i_a + i_b + i_c = 0.$$
 (4)

Тогда

$$Mi_b + Mi_c = -Mi_a.$$
 (5)

Таким образом, выражение (3) принимает вид

$$\begin{bmatrix} v_{a} \\ v_{b} \\ v_{c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a} \\ e_{b} \\ e_{c} \end{bmatrix}.$$
(6)

Сравнивая уравнения статорной цепи (1) предлагаемой модели и уравнение (6), описывающее статорную цепь библиотечной модели, можно наглядно убедиться в том, что предлагаемая модель описывает БДПТ более точно, допуская при этом произвольное соединение обмоток двигателя между собой и с полупроводниковым преобразователем. Зона, представленная на рис. 2,6, соответствует уравнению электромагнитного момента *T*_e, H·м, на валу электрической машины:

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} \left(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \right), \tag{7}$$

где ω_r – угловая скорость вращения ротора, рад/с.

При этом вместо мгновенных значений фазных ЭДС используется массив функций *H_a*, *H_b*, *H_c*, В·с/рад, которые могут быть определены как

$$H_n = f_{bEMFn} \left(\theta_r \right) \cdot 0,5k_e = \frac{e_n}{\omega_r}, \qquad (8)$$

где θ_r – угол положения ротора, рад; *n* – индекс, соответствующий фазе статора; *f*_{bEMFn}(θ_r) – функция, значение которой соответствует форме ЭДС фазы *n* единичной амплитуды для текущего положения ротора θ_r и которая является своего рода паттерном для фазной ЭДС и отражает только ее форму (амплитуда функции не зависит от скорости вращения вала); *k*_e – конструктивный коэффициент ЭДС, В·с/рад.

Выразив из уравнения (8) e_n и подставив его в (7), получим функцию вычисления электромагнитного момента T_e , Н·м, содержащуюся в блоке torque calculation fcn (рис. 2,6):

$$T_e = H_a i_a + H_b i_b + H_c i_c \,. \tag{9}$$

Зона, представленная на рис. 2,в, соответствует уравнению динамики, которое записывается как

$$\frac{d}{dt}\omega_r = \frac{1}{J}(T_e - T_L), \qquad (10)$$

где *T_L* – момент нагрузки, Н·м, на валу электродвигателя.

Зона, представленная на рис. 2,г, формирует систему фазных ЭДС двигателя в зависимости от скорости вращения ротора ω_r , угла положения ротора θ_r , числа пар полюсов *р* и конструктивного коэффициента k_e электродвигателя. Основным звеном здесь является блок bEMF waveform fcn, реализующий функцию $f_{bEMFn}(\theta_r)$ уравнения (8), о которой было сказано выше. Иллюстрация работы данного блока представлена на рис. 3. Различные варианты реализации данного блока позволяют работать как с моделью идеального БДПТ (рис. 3,а,б), так и с моделью БДПТ, форма фазных ЭДС которого приближена к реальным (рис. 3,а,в).



Рис. 3. Иллюстрация работы блока bEMF waveform fcn: а – угол поворота ротора θ_r ; б – идеальная форма ЭДС фазы; в – форма ЭДС фазы, приближенная к реальной

Таким образом, основными отличительными особенностями разработанной модели БДПТ – подсистемы «BLDC_motor», в сравнении с аналогом, предоставляемым разработчиками Matlab Simulink в стандартной библиотеке, являются:

 возможность произвольного соединения статорных обмоток электродвигателя, что позволяет исследовать нестандартные топологические решения преобразовательной части привода;

– возможность задания пользовательской формы фазной ЭДС с помощью блока bEMF waveform fcn, что позволит учесть влияние некоторых конструктивных несовершенств электрической машины, связанных с неидеальным распределением магнитного потока в зазоре и также оказывающих влияние на размах пульсаций электромагнитного момента;

 возможность ассиметрично задавать такие параметры, как сопротивление, само- и взаимоиндуктивность фаз, что позволяет учитывать при моделировании конструктивные несовершенства статорной обмотки электрической машины.

Подсистема Control_system (рис. 4) реализует упрощенный алгоритм управления БДПТ, при котором источник питания напрямую подключается к двум из трех фаз электрической машины одним из шести доступных способов [15] в зависимости от уг-

лового положения ротора. Широтноимпульсной модуляции, контроля тока и скорости двигателя при таком управлении не предусмотрено. Структура данной подсистемы представлена на рис. 4.



Рис. 4. Структура блока Control_system

Результаты исследования. Для того чтобы убедиться в корректности работы разработанной подсистемы BLDC_motor, описывающей работу БДПТ, в среде Matlab Simulink была разработана модель, представленная на рис. 5 (измерительные блоки на рис. 5 не показаны).

Модель содержит две системы, каждая из которых содержит блок БДПТ с трапецеидальной фазной ЭДС. Первая (рис. 5, верхняя часть) основана на предложенной подсистеме BLDC_motor, вторая (рис. 5, нижняя часть) – на блоке Permanent Magnet Synchronous Machine из стандартной библиотеки Matlab Simulink и является контрольной. Обе системы в составе модели имеют идентичные источники питания, полупроводниковые преобразователи, а также идентичные системы управления Control_system и Control_system_2 соответственно.



Рис. 5. Модель в среде *Matlab Simulink*, предназначенная для верификации разработанной подсистемы BLDC_motor

Статорные обмотки двигателей симметричны и соединены в звезду. Форма ЭДС обоих двигателей – идеальная трапеция с шириной плоской части, равной 120 электрическим градусам (см. рис. 3,б). Для моделирования использовались параметры серийного БДПТ FL86BLS125 номинальной мощностью 660 Вт. Краткий перечень его характеристик представлен в табл. 1.

Таблица 1. Характеристики БДПТ FL86BLS125

Количество пар полюсов	4
Количество фаз	3
Номинальное напряжение, В	48
Номинальный момент, Н.м	2,1
Номинальная мощность, Вт	660
Сопротивление фазы, Ом	0,008
Индуктивность фазы, мГн	0,15
Коэффициент ЭДС, В.с/рад	0,11
Инерция ротора, г.см ²	2400
Масса, кг	4

Для проверки корректности предложенной математической модели производилась симуляция процесса пуска БДПТ с номинальным моментом на валу с последующим сравнением электромагнитных и механических процессов исследуемой и контрольной систем.

Графики изменения скорости обеих систем представлены на рис. 6. Осциллограммы потребляемого инвертором тока обеих систем представлены на рис. 7. Анализ представленных осциллограмм показывает, что электромагнитные и механические процессы, происходящие в исследуемой и контрольной системах, практически идентичны. На данном этапе этот факт позволяет считать полученную модель БДПТ корректной для исследований классических топологий системы «инвертор– БДПТ», как правило состоящих из трехфазного АИН, и электродвигателя, обмотки которого соединены по схеме «звезда».

Для дополнительной проверки корректности предложенной подсистемы BLDC_motor в качестве контрольных будем считать экспериментальные данные, полученные в [12]. Данная статья была выбрана в качестве опорной по ряду причин:

 использование нестандартной топологии преобразователя – инвертор состоит из трех однофазных АИН;





 использование относительно простого однозначно описанного алгоритма управления инвертором, что позволяет исключить неточности при реализации алгоритма управления, которые могли бы повлиять на результаты моделирования;

предоставлен исчерпывающий перечень характеристик исследуемого электродвигателя;

 учтена реальная форма фазной
 ЭДС электродвигателя, а также взаимоиндуктивность фаз статора;

 представлены исчерпывающие экспериментальные данные;

 высокое количество цитирований работы – 57; высокие показатели цитируемости авторов исследования;

 текст работы находится в открытом доступе.





Рис. 7. Осциллограммы потребляемого инвертором тока исследуемой (мелкий пунктир) и контрольной (крупный пунктир) модели БДПТ: а – процесс разгона БДПТ; б – установившаяся скорость БДПТ

Таким образом, данные, полученные в [12], можно считать подходящими для верификации, так как они позволяют проверить практически весь функционал предложенной модели БДПТ. Для выполнения поставленной задачи модель, представленная на рис. 2, была изменена в соответствии с системой электропривода, исследуемой в [12] (рис. 8).

Каждая фаза исследуемой модели БДПТ подключена к отдельному однофазному АИН. Блок системы управления Control_system по своей структуре идентичен тому, что представлен на рис. 4, за исключением продолжительности импульсов управления, которая в данной модели в соответствии с контрольным исследованием равна 180 электрическим градусам.

Таким образом, к обмоткам БДПТ прикладывается напряжение, форма которого представляет собой знакопеременный меандр. Первая гармоника приложенного напряжения совпадает по фазе с первой гармоникой фазной ЭДС электродвигателя. Контроля тока и ШИМ алгоритмом не предусмотрено.

Параметры модели в целом и подсистемы БДПТ в частности были установлены в соответствии со спецификациями, представленными в [12] (табл. 2).

Следует принять во внимание тот факт, что физический смысл указанных в табл. 2 параметров индуктивности L_{ls} и взаимоиндуктивности L_{ms} не совсем соответствуют физическому смыслу ранее введенных параметров *L* и *M*. Это связано с тем, что авторы используют несколько нестандартную структуру матрицы индуктивностей L_s при записи закона Ома для статорной цепи. Данная матрица в [12] дается как

$$L_{s} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix}.$$
 (11)

Таким образом, при использовании параметров, указанных в табл. 2, применительно к уравнению (1) следует иметь в виду, что

$$L_{a} = L_{b} = L_{c} = L_{ls} + L_{ms},$$

$$L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = -\frac{1}{2}L_{ms}.$$
(12)



Рис. 8. Модель БДПТ, подключенного к трем однофазным АИН, разработанная для верификации разработанной подсистемы «BLDC motor»

Таблица 2. Характеристики модели БДПТ, представленные в работе [12]

Количество пар полюсов	6
Количество фаз	3
Напряжение звена постоянного тока, В	160
Номинальная мощность, Вт	368
Сопротивление фазы при <i>t</i> = 20 °C, Ом	9,1
Индуктивность <i>L_{ls},</i> мГн	24,5
Взаимоиндуктивность <i>L_{ms},</i> мГн	4,12
Инерция ротора, кг·м²	0,0041
Амплитуда основной гармо- ники потокосцепления маг- нитов ротора λ′ _m , Вб	0,1549
Коэффициент третьей гар- моники потокосцепления ро- тора <i>К</i> ₃ , о.е.	-40,3333·10 ⁻³
Коэффициент пятой гармо- ники потокосцепления рото- ра <i>К</i> ₅ , о.е.	12,0000·10 ⁻³
Коэффициент седьмой гар- моники потокосцепления ро- тора <i>K</i> ₇ , о.е.	-1,28571·10 ⁻³

Отметим также, что в [12] не указывается конструктивный коэффициент ЭДС для исследуемого электродвигателя и не описывается форма фазной ЭДС. Однако вместо этого дается описание потокосцепления ротора λ_m , Вб, как функции от угла поворота ротора:

$$\lambda_{m} = \lambda_{m}' \sum_{n=1}^{\infty} K_{2n-1} \begin{bmatrix} \sin((2n-1)p\theta_{r}), \\ \sin((2n-1)(p\theta_{r}-\frac{2\pi}{3})), \\ \sin((2n-1)(p\theta_{r}+\frac{2\pi}{3})), \end{bmatrix}$$
(13)

٦

где λ'_m – амплитуда основной гармоники потокосцепления магнитов ротора, Вб; К_n – коэффициент, обозначающий амплитуду *п*-й гармоники в относительных единицах от амплитуды основной гармоники.

Для исследования используются нечетные гармоники вплоть до седьмой, их коэффициенты в относительных единицах указаны в табл. 2.

Считая θ_r функцией от времени, математическое описание фазных ЭДС е_а, е_b, ес, В, можно получить взяв производную по времени обеих частей уравнения (13):

$$e = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \lambda_m =$$

$$= \lambda'_m \sum_{n=1}^{\infty} (2n-1) p \omega_r K_{2n-1} \begin{bmatrix} \cos((2n-1)p\theta_r) \\ \cos((2n-1)(p\theta_r - \frac{2\pi}{3})) \\ \cos((2n-1)(p\theta_r + \frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix}.$$
(14)

При этом, разделив обе части выражения (14) на скорость ротора, можно найти массив функций *H_a*, *H_b*, *H_c*, B·c/paд:

$$H = \begin{bmatrix} H_a \\ H_b \\ H_c \end{bmatrix} = \frac{e}{\omega_r} =$$

$$= \lambda'_m \sum_{n=1}^{\infty} (2n-1)pK_{2n-1} \begin{bmatrix} \cos((2n-1)p\theta_r) \\ \cos((2n-1)(p\theta_r - \frac{2\pi}{3})) \\ \cos((2n-1)(p\theta_r + \frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix}.$$
(15)

Разделив обе части полученного выражения (15) на амплитуду основной гармоники потокосцепления ротора λ'_m и на число пар полюсов *p*, ограничив затем старший порядок гармоник числом известных коэффициентов, получим массив функций *f*_{bEMFn}(θ_r), необходимых для работы модели:

$$f_{bEMF} = \begin{bmatrix} f_{bEMFa} \\ f_{bEMFc} \\ f_{bEMFc} \end{bmatrix} = \frac{H}{p\lambda'_{m}} = \\ = \sum_{n=1}^{4} (2n-1)K_{2n-1} \begin{bmatrix} \cos((2n-1)p\theta_{r}) \\ \cos((2n-1)(p\theta_{r}-\frac{2\pi}{3})) \\ \cos((2n-1)(p\theta_{r}+\frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix}.$$
(16)

Конструктивный коэффициент ЭДС k_e , В.с/рад, при этом может быть найден как $k_e = 2p\lambda'_m$. (17)

На рис. 9 представлены точки механической характеристики БДПТ, полученные в ходе контрольного экспериментального исследования и с помощью предлагаемой модели. Маркерами на механической характеристике исследуемой модели выделены точки, электромагнитный момент в которых соответствует моменту экспериментальных точек. Относительная разница скорости между исследуемой моделью и экспериментом в контрольных точках не превышает 3,5 %.





На рис. 10 представлены результаты моделирования пуска БДПТ на холостом ходу (сверху вниз): электромагнитный момент, Н·м (для экспериментальных данных – напряжение звена постоянного тока, В); напряжение фазы А статора, В; ток фазы А статора, А; ток звена постоянного тока, А.

Некоторые незначительные расхождения исследуемой модели и контрольных данных в начале процесса пуска (повышенный ток фазы, повышенный ток звена постоянного тока, повышенный электромагнитный момент) вызваны тем, что для моделирования переходных процессов в контрольном исследовании [12] использовалась осциллограмма напряжения звена постоянного тока, полученная экспериментально. Данная осциллограмма представлена в верхней части рис. 10,б. На ней отчетливо заметна просадка напряжения звена постоянного тока в процессе пуска, которая не учитывается в исследуемой модели (как можно заметить на рис. 8, в исследуемой модели используется идеальный источник напряжения, так как характеристики реального неизвестны). В остальном при сравнении данных контрольного исследования и полученных с помощью исследуемой модели осциллограмм можно убедиться в достаточно высокой степени их соответствия.



Рис. 10. Осциллограммы электромагнитных процессов при пуске БДПТ на холостом ходу: а – детализированная математическая модель, представленная в контрольном исследовании [12]; б – экспериментальные данные, представленные в контрольном исследовании [12]; в – исследуемая модель БДПТ в среде Matlab Simulink

Таким образом, полученные результаты позволяют считать исследуемую модель корректной для исследования различных топологических решений привода на основе БДПТ.

Выводы. Предложенная модель электропривода на основе БДПТ обладает расширенным функционалом с точки зрения разработки систем электропривода с нестандартной топологией. Преимуществами данной модели являются: возможность осуществлять произвольные схемы подключения электрической машины к полупроводниковому преобразователю, допуская широкие вариации топологии последнего; возможность учета неидеальной формы фазной ЭДС электродвигателя; возможность задания ассиметричных параметров статорной цепи БДПТ. Указанные особенности позволяют отрабатывать новые методы снижения пульсаций электропривода, включающие в себя не только алгоритмические решения, но и нестандартную реализацию преобразовательной части. Верификация проводилась при помощи контрольной модели БДПТ, доступной в стандартной библиотеке элементов среды Matlab Simulink, а также при помощи контрольного исследования [12], содержащего экспериментальные данные. Результаты моделирования позволяют судить об адекватности предложенной модели БДПТ и, следовательно, об ее пригодности для проведения исследований в сфере разработки систем БДПТ с пониженными пульсациями момента и/или повышенными требованиями к надежности, внедрение которых приведет к уменьшению стоимости и массогабаритных показателей ряда систем, требовательных к точности и отказоустойчивости. В частности, данная модель может быть полезна при разработке систем электроприводов электротранспорта, летательных аппаратов, судов, атомных энергетических установок и т. д.

Список литературы

1. **Electromagnetic** torque ripple and copper losses reduction in permanent magnet synchronous machines / J.R.B.A. Monteiro, A.A.Jr. Oliveira, M.L. Aguiar, E.R. Sanagiotti // Euro. Trans. Electr. Power. – 2011. doi: 10.1002/etep.594

2. **Torque** ripple minimization control of permanent magnet synchronous motors for EPS applications / G.H. Lee, W.C. Choi, S.I. Kim, S.O. Kwon, J.P. Hong // International Journal of Automotive Technology. – 2011. – T. 12, № 2. – C. 291–297.

3. Oksuztepe E., Omac Z., Kurum H. Sensorless vector control of PMSM with nonsinusoidal flux using observer based on FEM // Article in Electrical Engineering. – 2013. – T. 96, \mathbb{N}° 3. – C. 227–239.

4. **Hwang M.H., Lee H.S., Cha H.R.** Analysis of Torque Ripple and Cogging Torque Reduction in Electric Vehicle Traction Platform Applying Rotor Notched Design // Energies. – 2018. – T. 11, № 11. – C. 3053–3067. doi:10.3390/en11113053

5. **Grčar B., Cafuta P., 'Stumberger G.** Pulsating Torque Reduction for Permanent Magnet AC Motors // IEEE Conf.: Control Applications. – 2001.

6. **Pan Z.Y., Luo F.L.** Novel soft-switching Inverter for Brushless DC Motor Variable Speed Drive System // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2004. – T. 19, № 2. – C. 280–288.

7. Воронин С.Г., Шабуров П.О., Курносов Д.А. Обеспечение работоспособности электропривода с синхронным двигателем при единичных отказах в силовом канале // Электричество. – 2010. – № 11. – С. 39–42.

8. Воронин С.Г., Шабуров П.О., Курносов Д.А. Обеспечение стабильности электромагнитного момента вентильного двигателя на основе синхронной машины с постоянными магнитами // Электричество. – 2013. – № 6. – С. 46–51.

9. **Fault** Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations / B.A. Welchko, T.A. Lipo, T.M. Jahns, S.E. Schulz // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2004. – T. 19, № 4. – C. 1108–1116.

10. Anitha M., Kumar K.M. Fault Tolerant SVPWM H-Bridge Drive with Device Short Circuit Protection // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. -2014. - T. 3, Nº 8.

11. **Richardeau F., Mavier J., Piquet H., Gateau G.** Fault-tolerant inverter for on-board aircraft EHA // Power Electronics and Applications, 2007 European Conference. – 2007. – C. 1–9.

12. Chapman P.L., Sudhoff S.D., Whitcomb C. Multiple Reference Frame Analysis of Non-sinusoidal Brushless DC Drives // IEEE Transactions on Energy Conversion – 1999. – T. 14, N° 3. – C. 440–446.

13. Kolli A., Béthoux O., De Bernardinis A., Labouré E., Coquery G. Space-Vector PWM Control Synthesis for an H-Bridge Drive in Electric Vehicles // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2013. – T. 62, № 6. – C. 2441–2452.

14. Haghbin S., Lundmark S., Alaküla M., Carlson O. Grid-Connected Integrated Battery Chargers in Vehicle Application Review and New Solution // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2013. – T. 60, № 2. – C. 459–473. doi: 10.1109/TIE.2012.2187414 15. **Review** of Permanent-Magnet Brushless DC Motor Basic Drives Based on Analysis and Simulation Study / S.A.Kh. Mozaffari Niapour, Gh. Shokri Garjan, M. Shafiei, et. al. // International Review of Electrical Engineering – 2014. – T. 9, $N_{\rm P}$ 5. – C. 930–957.

References

1. Monteiro, J.R.B.A., Oliveira, A.A.Jr., Aguiar, M.L., Sanagiotti, E.R. Electromagnetic torque ripple and copper losses reduction in permanent magnet synchronous machines. Euro. Trans. Electr. Power, 2011. doi: 10.1002/etep.594

2. Lee, G.H., Choi, W.C., Kim, S.I., Kwon, S.O., Hong, J.P. Torque ripple minimization control of permanent magnet synchronous motors for EPS applications. International Journal of Automotive Technology, 2011, vol. 12, no. 2, pp. 291–297.

3. Oksuztepe, E., Omac, Z., Kurum, H. Sensorless vector control of PMSM with non-sinusoidal flux using observer based on FEM. Article in Electrical Engineering, 2013, vol. 96, no. 3, pp. 227–239.

4. Hwang, M.H., Lee, H.S., Cha, H.R. Analysis of Torque Ripple and Cogging Torque Reduction in Electric Vehicle Traction Platform Applying Rotor Notched Design. Energies, 2018, vol. 11, no. 11, pp. 3053–3067. doi: 10.3390/en11113053

5. Grčar, B., Cafuta, P., Stumberger, G. Pulsating Torque Reduction for Permanent Magnet AC Motors. IEEE Conf.: Control Applications, 2001.

6. Pan, Z.Y., Luo, F.L. Novel soft-switching Inverter for Brushless DC Motor Variable Speed Drive System. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, vol. 19. no. 2, pp. 280–288.

7. Voronin, S.G., Shaburov, P.O., Kurnosov, D.A. *Elektrichestvo*, 2010, no. 11, pp. 39–42.

8. Voronin, S.G., Shaburov, P.O., Kurnosov, D.A. *Elektrichestvo*, 2013, no. 6, pp. 46–51.

9. Welchko, B.A., Lipo, T.A., Jahns, T.M., Schulz, S.E. Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, vol. 19, no. 4, pp. 1108–1116.

10. Anitha, M., Kumar, K.M. Fault Tolerant SVPWM H-Bridge Drive with Device Short Circuit Protection. International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, 2014, vol. 3, no. 8.

11. Richardeau, F., Mavier, J., Piquet, H., Gateau, G. Fault-tolerant inverter for on-board aircraft EHA. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference, 2007, pp.1–9.

12. Chapman, P.L., Sudhoff, S.D., Whitcomb, C. Multiple Reference Frame Analysis of Non-sinusoidal Brushless DC Drives. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1999, vol. 14, no. 3, pp. 440–446.

13. Kolli, A., Béthoux, O., De Bernardinis, A., Labouré, E., Coquery, G. Space-Vector PWM Control Synthesis for an H-Bridge Drive in Electric Vehicles. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, vol. 62, no. 6, pp. 2441–2452.

14. Haghbin, S., Lundmark, S., Alaküla, M., Carlson, O. Grid-Connected Integrated Battery Chargers in Vehicle Application Review and New Solution. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, vol. 60, no. 2, pp. 459–473. doi: 10.1109/TIE.2012.2187414 15. Mozaffari Niapour, S.A.Kh., Shokri Garjan, Gh., Shafiei, M., Feyzi, M.R., Danyali, S., Bahrami Kouhshahi, M. Review of Permanent-Magnet Brushless DC Motor Basic Drives Based on Analysis and Simulation Study. International Review of Electrical Engineering, 2014, vol. 9, no. 5, pp. 930–957.

Абузяров Тагир Хусаинович,

ФГБОУВО «Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева», аспирант, e-mail: atx888@yandex.ru

Abuzyarov Tagir Khusainovich,

Nizhny Novgorod State Technical University, postgraduate student, e-mail: atx888@yandex.ru

Плехов Александр Сергеевич,

ФГБОУВО «Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева», кандидат технических наук, доцент кафедры «Электрооборудование электропривод и автоматика», e-mail: aplehov@mail.ru *Plekhov Alexander Sergeevich*,

Nizhny Novgorod State Technical University, Candidate of Engineering (PhD), associate professor, Department of Electric Equipment, Electric Drive and Automation, e-mail: aplehov@mail.ru

Дарьенков Андрей Борисович,

ФГБОУВО «Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева», кандидат технических наук, директор Института электроэнергетики, телефон (831) 436-93-79, e-mail: darenkov@nntu.ru Daryenkov Andrey Borisovich.

Nizhny Novgorod State Technical University, Candidate of Engineering (PhD), Director of the Institute of Electric Power Engineering, telephone (831) 436-93-79, e-mail: darenkov@nntu.ru

Ермолаев Артем Игоревич,

ФГБОУВО «Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева», аспирант, e-mail: acidwolfvx@rambler.ru

Ermolaev Artem Igorevich,

Nizhny Novgorod State Technical University, postgraduate student, e-mail: acidwolfvx@rambler.ru

УДК 621.313

РАСЧЕТ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МАГНИТОЖИДКОСТНОГО СЕПАРАТОРА НЕМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

В.А. ФИЛИППОВ

ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», г. Иваново, Российская Федерация E-mail: 9basy9@gmail.com

E-mail: 9basy9@gmail.com

Авторское резюме

Состояние вопроса. Магнитожидкостная сепарация является перспективным направлением в сфере утилизации и вторичного использования немагнитных материалов. Производительность и точность разделения являются важными характеристиками любого сепаратора. Предлагаемые на данный момент методы расчета производительности имеют ряд допущений, которые могут существенно сказаться на результате (постоянная магнитная проницаемость магнитной жидкости, линейное изменение напряженности по высоте зазора и пр.) и применимы лишь для конкретных моделей сепараторов. Целью исследования является разработка методики расчета производительности электромагнитного магнитожидкостного сепаратора немагнитных материалов с учетом распределения магнитного поля в зазоре и влияния гидродинамических свойств магнитной жидкости на движение частиц в зоне разделения.