

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ваганов М. А., Пименова И. А. Особенности синхронного неявнополюсного генератора при учете активного сопротивления обмотки статора // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2013. № 8. С. 49–54.

2. Хуторецкий Г. М., Токов М. И., Толвинская Е. В. Проектирование турбогенераторов. Л.: Энергоатомиздат, 1987. 256 с.

3. Колупицкий К. А. Оптимизация поперечной геометрии турбогенераторов // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2017. № 4. С. 44–49.

M. A. Vaganov, K. A. Kolupitsky
Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

ANALYSIS OF MATHEMATICAL MODELS OF OPTIMAL LONGITUDINAL-TRANSVERSE GEOMETRY TURBO

Analyzed mathematical model of a turbogenerator in a static mode, on the basis of which the optimal values of magnetic induction in the air gap and the relative diameter of the bore of stator, ensuring the best use of the active materials of the machine relative to the electromagnetic on time. The influence of the relative axial length of the steel package of the stator of the machine, the number of poles, the number of teeth of the stator core and the values of magnetic induction in the teeth and in the stator core at the optimal transverse geometry of the turbine. It is shown that the increase of magnetic inductions at sites of the magnetic system of the stator accompanied by an increase in the optimal value of magnetic induction in the air gap and does not influence the optimal value of the relative diameter of the bore of the stator of a turbogenerator. The mathematical expression to determine the outer diameter of the steel package of the stator, ensuring the optimum use of materials in the volume of the active core of the unit relative to the electromagnetic torque. The results of comparison of numerical values of the parameters, designed and in operation of turbine generators with optimal numerical values of these same parameters, but calculated on the basis of the developed mathematical model.

Magnetic induction in the air gap, the magnetic induction in the back of the stator core, the magnetic induction in the teeth of the stator core, the relative diameter of the bore of the stator, the relative length of the steel package of the stator, the number of poles of the machine, the number of teeth of the stator, the outer diameter of the steel package of the stator

УДК 621.865.8+63-83

М. П. Белов, Д. Х. Чан, Ч. Х. Фыонг
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Синтез оптимального регулятора момента бесколлекторного двигателя с постоянными магнитами в электроприводах промышленных роботов

Предложено решение синтеза оптимального регулятора для сглаживания момента бесколлекторного двигателя с постоянными магнитами (БДПМ) на основе использования преобразования Фурье фазных токов и угла поворота ротора двигателя. Проведен анализ колебания крутящего момента БДПМ, вызываемого взаимоиндуктивностью между обмотками ротора и статора БДПМ и неожиданной частотой обратных фазных токов. Проанализированы насыщение фазных напряжений инвертера и процесс потери энергии в стали машины, вызываемой диффузией обратных фазных токов с неожиданными частотами. Рассмотрены характеристики электропривода БДПМ как мехатронной системы. Показана эффективность применения оптимального управления для синтеза оптимальной компенсации момента БДПМ с учетом зависимости электромагнитных характеристик двигателя от его угла поворота ротора на основе моделирования системы в среде Matlab/Simulink.

Электропривод, бесколлекторный двигатель с постоянными магнитами, широтно-импульсная модуляция, оптимальный регулятор момента, преобразование Фурье

Электропривод на основе БДПМ используется в многих областях техники и промышленности. В современных электроприводах робототех-

ники БДПМ широко применяется для управления манипуляторами и мобильными роботами. Энергоэффективность и точные характеристики сле-

дующего крутящего момента во всем диапазоне скорости требуются в электроприводах промышленных роботов. Регуляторы момента строятся на основе создания синусоидального или несинусоидального потока на обмотках машины. Однако в обоих случаях крутящий момент машины можно контролировать либо напрямую – напряжением широтно-импульсной модуляции (ШИМ), либо непрямо – фазными токами, используя внутренний контур обратной связи по току [1].

Метод преобразования $d-q$, предложенный в работе Парка и авторов [2], [3], является основой прямого управления крутящим моментом трехфазных синусоидальных БДПМ. Этот метод упрощает расчеты управления сбалансированными трехфазными двигателями и используется для разработки множества классических нелинейных законов управления для синусоидальных БДПМ. Работа Парка показала использование метода идеальной линеаризации крутящего момента синусоидальных электрических машин, в дальнейших работах другие ученые расширили метод преобразования Парка для других видов электрической машины с распределением несинусоидального потока.

Оптимальное управление крутящим моментом БДПМ с учетом гармоник электродвижущей силы на основе оптимизации Лагранжа [3] может снизить рассеяние мощности и насыщение напряжения управления. Для обеспечения незапаздывания фазных токов в индуктивных обмотках и момента двигателя при использовании метода непрямого оптимального управления моментом без учета соответствующей динамики обратной связи по току требуется либо регулирование тока с широкой полосой пропускания, либо достаточно низкий диапазон рабочих скоростей.

Предложена модель энергоэффективного управления моментом многофазных несинусоидальных БДПМ для создания точного момента на вале двигателя во всем диапазоне рабочей скорости. Проведена оценка эффективности этой модели по сравнению с традиционной моделью двигателя, учитывающей зависимости индуктивности от угла поворота ротора. Предложен метод оптимального управления на основе максимального принципа с учетом применения преобразования Фурье фазных токов и угла поворота ротора в контуре управления моментом БДПМ. Проведены анализ условия применения и оценка эффективности этого метода по сравнению с традиционной моделью.

Математическая модель БДПМ. Рассмотрим общий БДПМ с p фазы и n парами полюса. Фазные напряжения обмотки статора двигателя имеют следующий вид:

$$\mathbf{u} = L \frac{d\mathbf{i}}{dt} + R\mathbf{i} + \mathbf{F}(q)\dot{q}, \quad (1)$$

где $\mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_p]^T$ – вектор фазных напряжений обмоток статора; L – матрица индуктивности обмоток статора; $\mathbf{i} = [i_1, i_2, \dots, i_p]^T$ – вектор тока обмоток статора; R – матрица фазных сопротивлений обмоток статора; $\mathbf{F}(q)$ – часть полного потока статора зависимости от углового положения ротора; q – угловое положение ротора; $\dot{q}$ – угловая скорость ротора. Взаимные индуктивности катушек статора и ротора определяют свойства машины, связанные с преобразованием энергии. Предположим, что индуктивность обмоток может быть представлена основной гармоникой разложения действительной индукции в ряд Фурье. Такое допущение, упрощающее анализ, оправданно, так как во многих практических случаях шаг обмотки и коэффициенты распределения выбираются так, чтобы свести на нет влияние гармонических возмущений.

Матрицу индуктивности обмоток статора (самоиндуктивность обмоток L_s и взаимноиндуктивность обмоток статора M_s) можно представить в виде

$$L = (L_s - M_s)I + M_s J, \quad (2)$$

где I – единичная матрица; $J = \mathbf{e}^T \mathbf{e}$ – матрица из одного числа; $\mathbf{e} = [1, 1, \dots, 1]^T$.

Обратная матрица индуктивности имеет следующий вид:

$$L^{-1} = \frac{1}{L_s - M_s} (I - \alpha J), \quad \alpha = \frac{M_s}{(p-1)M_s + L_s}.$$

Обозначим $\mathbf{i}_0 = \mathbf{e}^T \mathbf{i}$. Тогда (1) можно переписать в виде

$$\lambda \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{i} - \alpha \mathbf{i}_0 \mathbf{e} = \frac{1}{R} (I - \alpha J) [\mathbf{u} - \mathbf{F}(q)\dot{q}], \quad (3)$$

$$\lambda_0 \frac{d\mathbf{i}_0}{dt} + \mathbf{i}_0 = \frac{1}{R} \mathbf{e}^T [\mathbf{u} - \mathbf{F}(q)\dot{q}], \quad (4)$$

где $\lambda = \frac{L_s - M_s}{R}$, $\lambda_0 = \frac{L_s + (p-1)M_s}{R}$ называются постоянными времени двигателя.

Для подключенных машин без нейтральной линии на фазовые токи должно быть наложено следующее ограничение: $i_0 = 0$. Из (4) следует, что $\mathbf{e}^T [\mathbf{u} - \mathbf{F}(q)\dot{q}] = 0$ и устойчивость состояния $i_0(t) = i_0(0)e^{-\lambda_0 t}$. В этом случае член i_0 в (3) обращается в ноль, поэтому динамическое уравнение БДПМ без нейтральной линии упрощается и может быть представлено в следующем виде:

$$\lambda \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{i} = \frac{1}{R} [\mathbf{B}\mathbf{u} - \mathbf{F}'(q)\dot{q}], \quad (5)$$

$$\text{где } \mathbf{B} = \frac{1}{p} \begin{bmatrix} p-1 & -1 & \dots & -1 \\ -1 & p-1 & \dots & -1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -1 & -1 & \dots & p-1 \end{bmatrix} \text{ и } \mathbf{F}'(q) = \mathbf{B}\mathbf{F}(q).$$

С другой стороны, электромагнитный момент τ , создаваемый электродвигателем, есть результат преобразования электрической энергии в механическую, и его можно найти по принципу виртуальной работы [4]:

$$\tau = \mathbf{F}^T(q)\mathbf{i} = \mathbf{F}'^T(q)\dot{q}. \quad (6)$$

Уравнения (2), (5) и (6) полностью описывают общую модель параметров многофазных несинусоидальных синхронных машин с постоянными магнитами. Для идеальных машин синусоидальной функцией служит функция $\mathbf{F}(q)$, которая зависит от углового положения ротора.

Производная по времени из (6) имеет вид

$$\dot{\tau} = \mathbf{F}'^T(q) \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{F}'(q)}{\partial q} \dot{q}, \quad (7)$$

Из (5)–(7) имеем:

$$\tau + \lambda \dot{\tau} = \frac{1}{R} \mathbf{F}'^T(q) \mathbf{u}' - \frac{1}{R} \|\mathbf{F}'(q)\|^2 \dot{q} + \mathbf{F}'_q(q) \lambda \mathbf{i}^T \dot{q}, \quad (8)$$

$$\text{где } \mathbf{u}' = \mathbf{B}\mathbf{u}; \quad \mathbf{F}'_q(q) = \frac{\partial \mathbf{F}'(q)}{\partial q}.$$

Из (8) видно, что крутящий момент двигателя состоит из двух частей:

$$\begin{aligned} \tau + \lambda \dot{\tau} = & \frac{1}{R} \mathbf{F}'^T(q) \mathbf{u}' - \frac{1}{R} \|\mathbf{F}'(q)\|^2 \dot{q} + \\ & + \mathbf{F}'_q(q) \lambda \mathbf{i}^T \dot{q} = \mathbf{u}_p + \mathbf{u}_n, \end{aligned} \quad (9)$$

где $\mathbf{u}_p$ – главный управляющий сигнал электромагнитного момента, а $\mathbf{u}_n$ используется для ми-

нимизации рассеивания мощности, достижения максимальной эффективности машины и для предотвращения насыщения фазных напряжений.

Далее, используя (5) и (9), необходимо решить две задачи:

- оптимизировать контур тока в (5), чтобы предотвратить насыщение управляющего напряжения и снизить потери в стали, что приведет к повышению производительности машины и непрерывному крутящему моменту;

- определить оптимальный регулятор крутящего момента. Решение этой задачи основано на решении задачи линейной оптимизации (9).

На рис. 1 показана оптимизация крутящего момента, основанная на применении линейной обратной связи тока и угла поворота ротора двигателя через преобразование Фурье.

Далее с помощью преобразования Фурье вычисляется функция $\mathbf{F}(q)$. В общем случае функция $\mathbf{F}(q)$ – периодическая с пространственной частотой $2\pi/p$, следовательно, ее можно эффективно аппроксимировать через комплексный ряд Фурье:

$$F_k(q) = \sum_{m=-N}^N a_m \varphi_{mk} e^{jmnq}, \quad \forall k = 1, 2, \dots, p,$$

где a_m , $j^2 = -1$, – коэффициенты ряда Фурье; $\varphi_{mk} = e^{2j\pi m(k-1)/p}$ – фазовый сдвиг. Заметим, что $F_k(q)$ – вещественная функция, следовательно, ее отрицательные коэффициенты Фурье – сопряженные с соответствующими положительными, т. е. $a_{-m} = \bar{a}_m$, где $\bar{a}_m$ – сопряженное комплексное число. Кроме того, магнитная сила есть консервативное поле для линейных магнитных систем, средний крутящий момент за период должен быть равен нулю и, следовательно, $a_0 = 0$. Тогда

$$\begin{aligned} F'_k(q) = & \sum_{\substack{m=-N \\ m \notin P}}^N a_m \varphi_{mk} e^{jmnq}, \\ P = & \{0, \pm p, \pm 2p, \pm 3p, \dots\}. \end{aligned}$$

Коэффициенты Фурье вычисляются на гармониках, кратных p . Таким образом, вектор $\mathbf{a}$ определяется так, что его компоненты содержат только коэффициенты ряда Фурье от ненулевых значений:

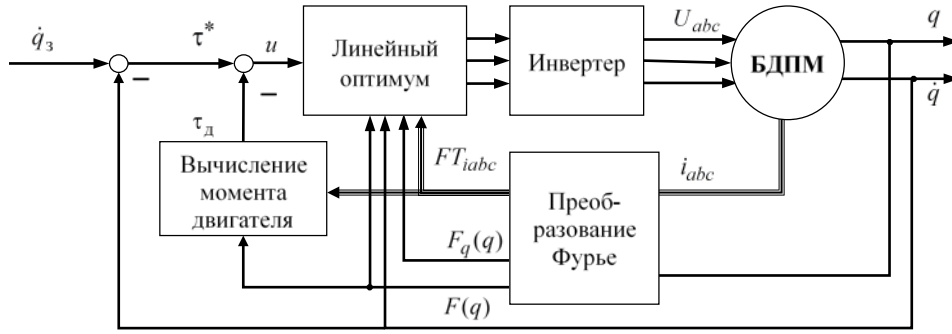


Рис. 1

$\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_{p-1}, a_{p+1}, \dots, a_{2p-1}, a_{2p+1}, \dots, a_{N'}]$,

$$N' = \frac{N(p-1)}{p},$$

и k -й элемент вектора $\mathbf{F}'_q(q)$ можно вычислить по следующему ряду Фурье:

$$F_{qk}'(q) = \sum_{\substack{m=-N \\ m \notin P}}^N a'_m \phi_{mk} e^{jmnq}, \quad a'_m = jmn a_m.$$

Оптимальное управление моментом. Предположим, что главное управление с учетом (9) определяется как

$$\mathbf{u}_p = \mathbf{F}(q)\dot{q} + \mathbf{R}[\mathbf{u} - \lambda \mathbf{i}^T \mathbf{F}_q(q)] \boldsymbol{\eta}(q), \quad (10)$$

где $\boldsymbol{\eta}(q) = [\eta_1(q), \eta_2(q), \dots, \eta_p(q)]^T$; v – вспомогательное входное управление.

Из (9) и (10) получается дифференциальное уравнение крутящего момента с замкнутым контуром:

$$\tau + \lambda \dot{\tau} = \dot{q} \lambda \mathbf{i}^T \mathbf{F}_q(q) + (\mathbf{u} - \dot{q} \lambda \mathbf{i}^T \mathbf{F}_q(q)) \mathbf{F}'^T(q) \boldsymbol{\eta}(q). \quad (11)$$

Уравнение (11) упрощается до линейного дифференциального уравнения первого порядка, когда выполняются следующие условия: $\mathbf{F}'^T(q) \boldsymbol{\eta}(q) = 1$, $\forall q \in R$ и минимальная норма дается формулой

$$\boldsymbol{\eta}(q) = \frac{\mathbf{F}'(q)}{\|\mathbf{F}'(q)\|^2} \rightarrow \min, \quad \text{тогда главное управление}$$

с учетом уравнения (10) имеет следующий вид:

$$\mathbf{u}_p = \mathbf{F}(q)\dot{q} + \mathbf{R} \frac{[\mathbf{u} - \lambda \mathbf{i}^T \mathbf{F}_q(q)]}{\|\mathbf{F}'(q)\|^2} \mathbf{F}'(q). \quad (12)$$

Управление линеаризацией обратной связи (12) не только обеспечивает минимизацию потерь, но и уменьшает насыщение фазового напряжения обмоток. С другой стороны, минимизация рассеиваемой

мощности может повысить эффективность машины и возможность непрерывного крутящего момента. Для достижения этого эффекта напряжение $\mathbf{u}$ должно удовлетворять следующим условиям:

$$\begin{cases} -U_{\max} \mathbf{e} \leq \mathbf{u} \leq U_{\max} \mathbf{e}; \\ \mathbf{e}^T \mathbf{u}_q = 0 \text{ или } \mathbf{B} \mathbf{u}_q = \mathbf{u}_q, \end{cases} \quad (13)$$

где $U_{\max}$ – максимальное напряжение инвертера.

Из (5) и (12) линейное уравнение контура тока имеет вид

$$\lambda \frac{d\mathbf{i}}{dt} + (\mathbf{e} + \lambda \dot{q} \boldsymbol{\Lambda}) \mathbf{i} = \frac{\mathbf{u}(t)}{\|\mathbf{F}'(q)\|^2} \mathbf{F}'(q) + \frac{1}{R} \mathbf{u}_q, \quad (14)$$

$$\text{где } \boldsymbol{\Lambda} = \frac{\mathbf{F}'(q) \mathbf{F}_q^T(q)}{\|\mathbf{F}'(q)\|^2}.$$

Предположим, что потери меди служат основным источником рассеивания мощности, минимизация потерь в меди равносильно максимальной эффективности машины. Функция стоимости потери представляет собой потерю меди за интервал h имеет следующий вид:

$$J = \int_t^{t+h} \|\mathbf{i}(\zeta)\|^2 d\zeta.$$

Для оптимального управления контуром тока можно считать $\mathbf{u}_p$ известной переменной, полученной с помощью управления линеаризацией (12), тогда нижняя и верхняя границы оптимального управляющего входа $\mathbf{u}_q$ в (14) определяются как

$$-\mathbf{u}_p - \mathbf{e} U_{\max} \leq \mathbf{u}_q \leq -\mathbf{u}_p + \mathbf{e} U_{\max}.$$

С применением максимального принципа Гамильтона для (14) функция Гамильтона выбирается в следующем виде:

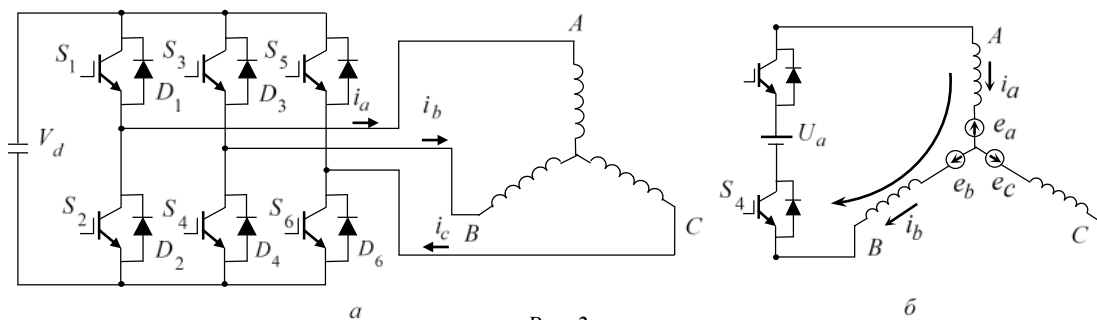


Рис. 2

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \mathbf{B}_0 \|\mathbf{i}\|^2 + \mathbf{B}^T \frac{d\mathbf{i}}{dt} = \mathbf{B}_0 \|\mathbf{i}\|^2 - \mathbf{B}^T \left(\frac{1}{\lambda} \mathbf{e} + \dot{q}\Lambda \right) \mathbf{i} + \\ &+ \frac{\mathbf{u}(t)}{\lambda \|\mathbf{F}'(q)\|^2} \mathbf{B}^T \mathbf{F}'(q) + \frac{1}{\lambda R} \mathbf{B}^T \mathbf{u}_q, \\ \dot{p} &= -\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial \mathbf{i}} = \left(\frac{1}{\lambda} \mathbf{e} + \dot{q}\Lambda^T \right) \mathbf{B} - 2\mathbf{B}_0 \mathbf{i}. \end{aligned}$$

Преобразование Лапласа линейной системы в (11) с линеаризацией обратной связи v_p в (12) позволяет получить передаточную функцию контура момента

$$\frac{\tau(s)}{u(s)} = \frac{1}{\lambda s + 1}, \quad (15)$$

где s – переменная Лапласа; λ – постоянная момента машины.

Оптимальный регулятор ПИ будет иметь следующую передаточную функцию:

$$u = K_{\text{ПИ}}(s)(\tau^* - \tau) = K_{\text{ПИ}}(s)(\tau^* - F'^T(q)i), \quad (16)$$

где $K_{\text{ПИ}}(s) = K_{\text{П}} + \frac{K_{\text{И}}}{s}$ – передаточная функция

оптимального регулятора момента; τ^* – момент задания.

Результаты моделирования. В статье исследуется моделирование электропривода на основе трехфазного бесколлекторного двигателя с постоянными магнитами и шестью парами полюсов. При вращении ротора двигателя в каждой обмотке статора возникает ЭДС e , которая зависит от угловой скорости ротора, магнитного поля, генерируемого постоянными магнитами ротора, индуктивностью статорных обмоток. В традиционных моделях двигателей считается лишь первая 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. На рис. 2, а показана конфигурация трехфазного инвертора, управляющего бесколлекторным двигателем постоянного тока. Инвертор имеет стандартную структуру, подобную применяемой для управления син-

хронными и асинхронными электродвигателями. Математическая модель электромагнитной подсистемы привода строится на основе схемы замещения (рис. 2, б) с учетом следующих допущений:

- сопротивление обмоток статора одинаково для всех фаз;
- взаимоиндуктивности постоянны;
- магнитопровод двигателя не насыщен;
- силовые ключи инвертора идеальны.

Для схемы замещения (рис. 2, б) по закону Кирхгофа получим уравнения двигателя:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} L_a(q_3) - M & 0 & 0 \\ 0 & L_b(q_3) - M & 0 \\ 0 & 0 & L_c(q_3) - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \times \\ &\times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

где u_a, u_b, u_c – фазные напряжения на обмотках статора; R – сопротивления обмоток статора; $L_a(q_3), L_b(q_3), L_c(q_3)$ – функции индуктивности обмоток статора; M – взаимоиндуктивность обмоток статора; i_a, i_b, i_c – фазные токи через обмотки статора; e_a, e_b, e_c – фазные противоэлектродвижущие силы на обмотках статора.

Уравнение электромагнитного момента имеет вид $T_e = 1/\omega(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c)$, а уравнение момента двигателя –

$$J \frac{d\omega}{dt} + B\omega = T_e - T_{\text{нагр}},$$

где J – момент инерции двигателя; B – вязкий коэффициент трения; ω – угловая скорость вращения ротора; $T_{\text{нагр}}$ – момент нагрузки. Соотношение между электрическим и механическим углами поворота ротора: $q_3 = n/2 q$, n – количество полюсов.

При вращении ротора двигателя изменяется магнитное сопротивление между ротором и статором, что в модели учитывается эквивалентным изменением индуктивности обмоток статора, как и в [5]–[7], т. е. индуктивность статора в данной модели зависит от угла поворота ротора. Примем, что индуктивность обмоток статора определяется следующим выражением [8]:

$$L(q_3) = L_0(1 + K_L) \cos q_3,$$

где L_0 – номинальная индуктивность обмоток статора; K_L – коэффициент зависимости.

Моделирование оптимального регулятора момента БДПМ производится с параметрами, представленными в табл. 1.

Исследования проведены для случаев, представленных в табл. 2.

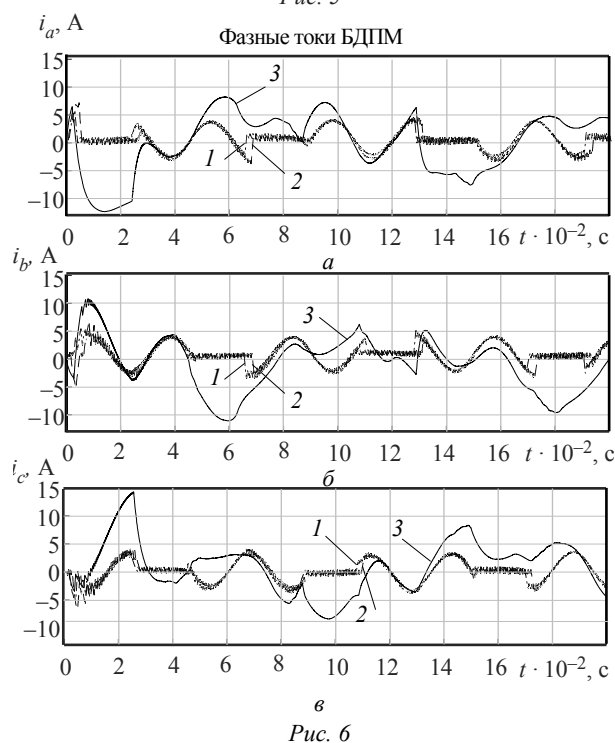
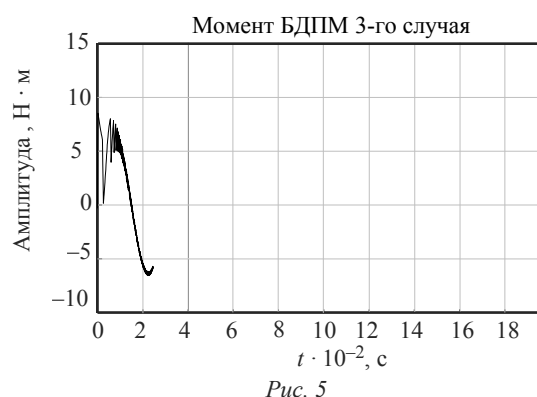
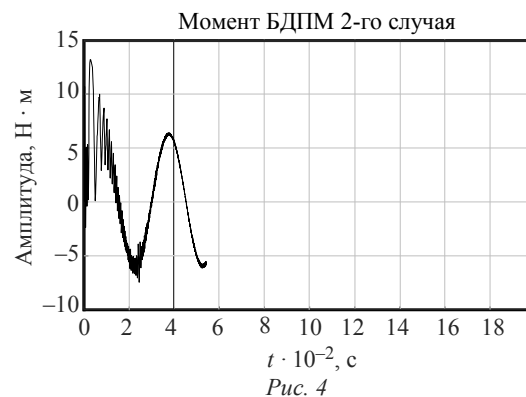
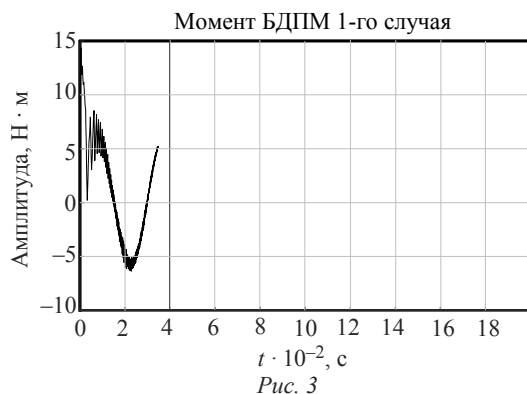
Результаты моделирования представлены на рис. 3–6.

Таблица 1

Параметр двигателя	Значение
Индуктивность фазы статора, мГн	14
Сопротивление фазы статора, Ом	5.33
Коэффициент ЭДС, В·с	0.159
Коэффициент зависимости потока (K_L)	0.05
Количество пар полюсов	6
Коэффициент трения, Н·м·с	$1.14 \cdot 10^{-4}$
Момент инерции, кг·м ²	$7.84 \cdot 10^{-4}$

Таблица 2

Часть системы	1-й случай	2-й случай	3-й случай
Линейный обратный угол поворота ротора	+	–	–
Линейный обратный ток	+	+	–
Линейный обратный угол поворота ротора с преобразованием Фурье	–	+	+
Линейный обратный ток с преобразованием Фурье	–	–	+



На рис. 6 обозначения 1–3 соответствуют случаям 1–3.

На основании проведенных исследований могут быть сделаны следующие выводы: применение преобразования Фурье для обратных сигналов в контуре тока имеет крутящий момент двигателя глаже, чем крутящий момент, созданный

традиционной моделью двигателя. На рис. 6 показано, что применение преобразования Фурье для анализа фазных токов двигателя приводит к значительному увеличению фазных токов, минимизации потери и повышению эффективности работы машины. В практике можно выбирать оптимальную частоту преобразования Фурье, чтобы

уменьшить влияние неожиданной частоты обратных фазных токов в контуре тока и потери меди машиной. Показана эффективность применения оптимального управления для синтеза оптимальной компенсации момента БДПМ с учетом зависимости электромагнитных характеристик двигателя от угла поворота его ротора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Овчинников И. Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе. СПб.: Корона-Век, 2007.

2. A park-like transformation for the study and the control of a nonsinusoidal brushless dc motor / D. Grenier, L. A. Dessaint, A. Ouassima, J. P. Louis // Industrial Electronics, Control and Instrumentation. 1995. Vol. 2. P. 836–843.

3. Aghili F. Optimal and fault-tolerant torque control of servo motors subject to voltage and current limits // IEEE Transactions on Control Systems Technology. 2013. Vol. 4. P. 1440–1448.

4. Analysis of electric machinery and drive systems / P. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, S. Pekarek. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2011.

5. Львович А. Ю. Электромеханические системы: учеб. пособие. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1989.

6. Уайст Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии / пер. с англ. М.–Л.: Энергия, 1964.

7. Torque Ripple Reduction of Brushless dc motor on current prediction and overlapping commutation / Chen Yong, Jun Tang, Dong-sheng Cai, Xia Liu. URL: <http://red.pe.org.pl/articles/2012/10a/52.pdf>.

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

M. P. Belov, D. K. Tran, T. H. Phuong
Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

SYNTHESIS TORQUE OPTIMAL REGULATOR ELECTRIC DRIVE FOR PERMANENT MAGNET BRUSHLESS MOTOR IN INDUSTRIAL ROBOTICS

Proposes solution for the synthesis of torque optimal regulator to smooth the brushless DC motor (BLDC) torque with using Fourier transform of phase currents and rotor angle. Analyze torque ripples in BLDC motor which caused by the mutual inductance between rotor and stator windings motor and an unexpected frequency of reverse phase currents. Phase voltages saturation of the inverter driver and copper loss process caused by the diffusion of inverse phase currents with unexpected frequencies are analyzed. The electric drive characteristics of the BLDC motor are considered as a mechatronic system. The efficiency of using torque optimal control with its compensation in BLDC motor is demonstrated with taking into account the dependence of the electromagnetic characteristics on its angle rotor rotation. Simulation results are taken out on Matlab/SIMULINK environment.

Electric drive, BLDC motor, pulse width modulation, torque optimal control, Fourier transform
