

УДК 681.532.65

**АЛГОРИТМЫ КОМПЕНСАЦИИ ПУЛЬСАЦИЙ МОМЕНТА  
ПРЕЦИЗИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ  
С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ**

**В.С. Томасов, С.Ю. Ловлин, А.В. Егоров**

Рассмотрена модель электропривода, учитывающая нелинейности синхронной машины с постоянными магнитами: зубцовый момент и момент высших гармоник потокосцепления ротора. Предложены алгоритмы идентификации параметров синхронной машины с постоянными магнитами и компенсации влияния пульсаций зубцового момента и момента гармоник. Данные алгоритмы увеличивают эффективность прецизионного электропривода за счет повышения точности позиционирования. Изложенные в работе решения имеют экспериментальное подтверждение.

**Ключевые слова:** прецизионный электропривод, синхронная машина с постоянными магнитами, пульсации момента, зубцовый момент, момент гармоник.

**Введение**

К числу актуальных проблем современной электромеханики и силовой электроники относится проектирование систем управления прецизионными сервоприводами для оптико-механических систем и, в частности, для высокоточных комплексов позиционирования и слежения [1–6]. Проектирование серво-

привода систем наведения и слежения таких комплексов требует решения широкого круга задач, связанных с необходимостью обеспечения высокоточного позиционирования, вращения исполнительного органа с инфранизкими угловыми скоростями при значительных величинах момента сопротивления на валу [1]. Высокое качество наведения должно обеспечиваться при вращающихся массах от нескольких десятков килограммов до нескольких десятков тонн при наличии возмущающих неравномерных моментов от сил вязкого и сухого трения, в том числе в подшипниковых узлах, кабельном переходе, переменных (зубцовых) моментов электродвигателя, ветровых и динамических нагрузок, включая момент дисбаланса оптической оси. Обеспечение таких точностей возможно лишь при использовании безредукторных следящих электроприводов осей на основе вентильных двигателей [1–6].

В прецизионных электроприводах чаще всего используются синхронные машины с возбуждением от постоянных магнитов (СМПМ). СМПМ характеризуются большим отношением вращающего момента к моменту инерции ротора, определяющим предельное быстродействие машины, а также низкими потерями в меди за счет отсутствия отдельных обмоток возбуждения и токов намагничивания. Высокая эффективность СМПМ позволяет использовать полностью закрытые конструкции с естественным охлаждением. Использование редкоземельных постоянных магнитов позволяет обеспечить высокую плотность магнитного потока в воздушном зазоре, что упрощает конструкцию двигателей высокой удельной мощности.

Одной из проблем приводов на базе СМПМ является неравномерность вращающего момента. Момент двигателя меняется периодически в зависимости от положения ротора во время его вращения. Результирующий мгновенный момент СМПМ состоит из двух составляющих: постоянного, или полезного, момента и пульсирующего момента. Существуют два источника пульсаций момента. Первый источник – момент, вызванный несинусоидальным распределением плотности магнитного потока в воздушном зазоре (момент гармоник). Второй – зубцовый момент, появляющийся в результате неравномерного распределения магнитной проницаемости статора.

Один из известных способов минимизации пульсаций момента электрической машины – системы управления с таблицами поиска (lookup table) [7–9]. Таблица поиска – это структура данных, обычно массив или ассоциативный массив, используемая с целью замены процедуры вычисления на операцию простого поиска [9]. Таблицы поиска для компенсации пульсаций момента составляются по результатам эксперимента или серии экспериментов. В процессе эксперимента фиксируются амплитудные значения тока в зависимости от угла поворота ротора при движении с постоянной скоростью. В этом случае таблица поиска будет содержать информацию о необходимых значениях тока для компенсации всех возмущений. Но некоторые из возмущений зависят от направления движения, а также от величин и знаков токов фаз СМПМ, или же со временем могут изменяться. Все это нельзя учесть при составлении таблицы поиска (в общем случае моменты трения при движении в положительную сторону и в отрицательную сторону не равны по модулю при движении), и поэтому она может содержать меняющиеся во времени составляющие момента возмущения. При изменении этих составляющих эффективность таблицы может снизиться вплоть до появления дополнительных возмущений.

Пульсации момента гармоник и зубцового момента являются свойством СМПМ и не меняются со временем. Рассмотренный ниже алгоритм рассчитан только на компенсацию этих пульсаций, что является его преимуществом по сравнению с таблицей поиска по причине вышеуказанных проблем.

### Пульсации вращающего момента

Зубцовые пульсации вращающего момента (зубцовый момент) возникают в результате взаимодействия между постоянными магнитами, установленными на роторе, и зубцами статора. Существует множество методов для уменьшения зубцового момента, таких как скос пазов и (или) магнитов; изменение формы магнитов; введение вспомогательных пазов или зубцов; оптимизация соотношения полюсной дуги к полюсному шагу магнитов; использование дробного соотношения числа пазов к числу полюсов; и т.д. [10, 11]. Несмотря на то, что для определения результирующего зубцового момента сейчас широко используется метод конечных элементов, аналитические методы остаются полезным средством для быстрого расчета его формы [11, 12].

Один из таких методов – метод суперпозиции, используемый для получения результирующей формы зубцового момента на базе рассчитанного зубцового момента для одного зубца статора [13]. Этот момент может быть получен либо методом конечных элементов, либо путем разложения в ряд Фурье:

$$M_{sc} = \sum_{i=1,2,3...}^{\infty} M_{sc,i} \sin(2p \cdot i \cdot \alpha),$$

где  $M_{sc}$  – зубцовый момент от одного паза статора;  $M_{sc,i}$  – амплитуда  $i$ -ой гармоники;  $2p$  – число полюсов;  $\alpha$  – геометрический угол поворота ротора.

Результирующий зубцовый момент для пазов статора может быть получен аналитически, учитывая угловой сдвиг пазов и применяя метод суперпозиции [13]:

$$M_{cog} = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} M_{sc,i} N_s \cdot \sin(N_c n \alpha). \quad (1)$$

где  $N_c$  – наименьшее общее кратное  $2p$  и  $N_s$ . Анализируя формулу (1), можно сделать вывод, что порядок основной гармоники зубцового момента равен наименьшему общему кратному  $N_c$  числа полюсов ротора и пазов статора. Модель, полученная аналитическим методом, позволяет анализировать форму и гармонический состав зубцового момента.

При сбалансированных синусоидальных токах в распределенных трехфазных обмотках статора формируется синусоидальная магнитодвижущая сила (МДС) в воздушном зазоре. Синусоидальное распределение потока ротора достигается за счет изменения формы магнитов и регулирования их направления намагничивания. На практике идеальное синусоидальное распределение недостижимо, и противо-ЭДС содержит несколько высших гармоник, что приводит к устойчивым пульсациям момента:

$$\begin{aligned} e_a(t) &= -c_e \Omega(t) \left( \sin(p\alpha(t)) + \sum_{i=1,2,3,\dots}^{\infty} K_i \sin((2i+1)p\alpha(t)) \right), \\ e_b(t) &= -c_e \Omega(t) \left( \sin\left(p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_{i=1,2,3,\dots}^{\infty} K_i \sin\left((2i+1)p\alpha(t) + \frac{2\pi}{3}\right) \right), \\ e_c(t) &= -c_e \Omega(t) \left( \sin\left(p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_{i=1,2,3,\dots}^{\infty} K_i \sin\left((2i+1)p\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}\right) \right), \end{aligned}$$

где  $c_e$  – конструктивная постоянная противо-ЭДС;  $p$  – количество пар полюсов;  $K_i$  – амплитуда  $i$ -ой гармоники противо-ЭДС относительно первой. При синусоидальных токах в обмотках статора,

$$\begin{aligned} i_a(t) &= I_m \sin(p\alpha(t) + \psi), \quad i_b(t) = I_m \sin\left(p\alpha(t) + \psi + \frac{2\pi}{3}\right), \\ i_c(t) &= I_m \sin\left(p\alpha(t) + \psi - \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (2)$$

где  $\psi$  – угол сдвига фаз,  $I_m$  – амплитуда фазных токов, основной момент принимает вид [5]

$$M_{ME1}(t) = \frac{3}{2} c_e I_m \cos(\psi). \quad (3)$$

Момент, обусловленный взаимодействием высших гармоник магнитного поля ротора с токами в фазах статора, равен

$$M_{MEh}(t) = \frac{3}{2} c_e I_m \sum_{i=1,2,3,\dots}^{\infty} K_i \cos(2pi\alpha - \psi). \quad (4)$$

Следует отметить, что гармонический состав момента гармоник включает в себя и гармоники зубцового момента. Это связано с тем, что высшие гармоники МДС вызывают и гармоники ЭДС (соответственно момент гармоник  $M_{MEh}$ ), и зубцовый момент  $M_{cog}$ . Кроме того, момент гармоник имеет магнито-электрическую природу и зависит от тока в обмотках статора, в то время как зубцовый момент возникает за счет изменения энергии постоянных магнитов [14]. По этой причине алгоритмы компенсации их влияния должны быть разными, и идентифицировать оба момента необходимо отдельно, что усложняется однообразием их гармонического состава.

#### **Синтез алгоритма компенсации влияния нелинейностей электрической машины**

Модель момента гармоник  $M_{MEh}(\alpha(t))$  (4) соответствует синусоидальным токам статора (2), поэтому для синтеза алгоритма компенсации на базе моделей (4) и (1) необходимо замкнуть контур тока. Контур тока настраивается на апериодическое звено первого порядка с постоянной времени  $T_T$  [15]. В результате электромагнитный момент двигателя принимает вид

$$M(t) = \frac{3}{2} c_e I_m \cos(\psi) + \frac{3}{2} c_e I_m \sum_{i=1,2,3,\dots}^{\infty} K_i \cos(2pi\alpha - \psi) + \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} M_{sc,i} N_s \cdot \sin(N_c n \alpha). \quad (5)$$

Тогда добавка к заданию амплитуды тока  $I_m$ , благодаря которой формула (5) преобразовывается в (3), имеет следующий вид:

$$I_m^* = \frac{-\frac{2}{3} c_e^{-1} \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} M_{sc,i} N_s \cdot \sin(N_c n \alpha) - I_m \sum_{i=1,2,3,\dots}^{\infty} K_i \cos(2pi\alpha - \psi)}{\cos(\psi) + \sum_{i=1,2,3,\dots}^{\infty} K_i \cos(2pi\alpha - \psi)}. \quad (6)$$

Уравнение (6) не учитывает динамические особенности контура тока, поэтому всегда будет присутствовать ошибка компенсации пульсаций зубцового момента и момента гармоник. Компенсация, учитывающая динамику контура тока, имеет вид

$$I_m^* = \left( -\frac{2}{3} c_e^{-1} \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} M_{sc,i} N_s \cdot (\sin(N_c n \alpha) + T_T N_c n \Omega(t) \sin(N_c n \alpha)) - \right. \\ \left. - I_m \sum_{i=1,2,3,\dots}^{\infty} K_i (\cos(2 p i \alpha - \psi) - 2 p i \Omega(t) T_T \sin(2 p i \alpha - \psi)) \right) \times \\ \times \left( \cos(\psi) + \sum_{i=1,2,3,\dots}^{\infty} K_i (\cos(2 p i \alpha - \psi) - 2 p i \Omega(t) T_T \sin(2 p i \alpha - \psi)) \right)^{-1}. \quad (7)$$

Таким образом, при известных параметрах  $M_{sc,i}$ ,  $N_s$ ,  $K_i$ ,  $p$ ,  $c_e$  компенсация (7) позволяет минимизировать пульсации электромагнитного момента, не учитывая влияние изменения тока в фазе. В случае, когда динамическими особенностями контура тока можно пренебречь, стоит пользоваться компенсацией (6), так как для ее вычисления не используется скорость вращения привода, и сама формула проще, т.е. займет меньше времени при вычислении на микроконтроллере.

### Идентификация параметров моделей момента гармоник и зубцового момента

Расчет параметров модели момента гармоник (4) и зубцового момента (1) требует точного моделирования электромагнитного поля в воздушном зазоре электрической машины при таких известных параметрах машины, как скос пазов статора, высота воздушного зазора, расположение обмоток статора, высота магнитов и т.п. [16–19]. Такие данные очень редко сообщаются разработчиками электрических машин, так как составляют интеллектуальную собственность. Кроме того, расчет электромагнитных процессов в воздушном зазоре электрической машины – весьма трудоемкая задача, в отличие от определения параметров моделей (4) и (1) экспериментальным путем. Идентификация параметров моделей момента гармоник (4) и зубцового момента (1) осуществляется при постоянной скорости, так как динамический момент привода равен нулю, и основной момент принимает вид

$$M_{ME1}(t) = -M_{MEh}(\alpha(t)) - M_{cog}(\alpha(t)) + M_{тр}(\alpha(t)) + M_{каб}(\alpha(t)) + M_{дисб}(\alpha(t)),$$

где  $M_{тр}$  – момент трения;  $M_{каб}$  – момент кабельного перехода (который при постоянной скорости вращения можно считать линейным);  $M_{дисб}$  – момент дисбаланса оптической оси.

Измеряемый угол по датчику положения ротора  $\alpha_{дп}(t)$  отличается от электрического угла  $\varphi$ :

$$\theta = p \alpha_{дп}(t) - p \alpha(t),$$

где  $\theta$  – угол расхождения нуля датчика положения ротора с нулем электрического угла. Тогда (2) принимает вид

$$i_a(t) = I_m \sin(p \alpha_{дп}(t) - \theta + \theta^*), \quad i_b(t) = I_m \sin\left(p \alpha_{дп}(t) - \theta + \theta^* + \frac{2\pi}{3}\right), \\ i_c(t) = I_m \sin\left(p \alpha_{дп}(t) - \theta + \theta^* - \frac{2\pi}{3}\right),$$

где  $\theta^*$  – задаваемый параметр, позволяющий регулировать угол между магнитным потоком ротора и магнитным потоком статора.

При вращении в положительную и отрицательную сторону с постоянной скоростью получают зависимости  $I_{m,1}^+(\alpha_{дп})$  и  $I_{m,1}^-(\alpha_{дп})$  для  $\theta_1$ ,  $I_{m,2}^+(\alpha_{дп})$  и  $I_{m,2}^-(\alpha_{дп})$  для  $\theta_2$ . Этим данным соответствует следующее уравнение:

$$(I_{m,1}^+(\alpha_{дп}) - I_{m,1}^-(\alpha_{дп})) \cos(\theta^* - \theta_1) - (I_{m,2}^+(\alpha_{дп}) - I_{m,2}^-(\alpha_{дп})) \cos(\theta^* - \theta_2) = \\ = -(I_{m,1}^+(\alpha_{дп}) - I_{m,1}^-(\alpha_{дп})) \times \sum_{i=1,2,3,\dots}^{\infty} K_i \cos(2 p i \alpha_{дп} - \theta^* + \theta_2) + \\ + (I_{m,2}^+(\alpha_{дп}) - I_{m,2}^-(\alpha_{дп})) \times \sum_{i=1,2,3,\dots}^{\infty} K_i \cos(2 p i \alpha_{дп} - \theta^* + \theta_2). \quad (8)$$

Параметры модели момента гармоник  $K_i$  определяются из уравнения (8) методом наименьших квадратов (МНК). Затем для определения параметров зубцового момента  $M_{sc,i}$  составляется следующее уравнение:

$$\frac{3}{2}c_e(I_m^+(\alpha_{\text{ДП}}) + I_m^-(\alpha_{\text{ДП}}))\cos(\theta^* - \theta) = -\frac{3}{2}c_e(I_m^+(\alpha_{\text{ДП}}) + I_m^-(\alpha_{\text{ДП}})) \times \\ \times \sum_{i=1,2,3\dots}^{\infty} K_i \cos(2pi\alpha_{\text{ДП}} - \theta^* + \theta) - 2 \sum_{n=1,2,3\dots}^{\infty} M_{sc,i} N_s \sin(N_c n \alpha_{\text{ДП}} - \theta^*) + f(\alpha_{\text{ДП}}),$$

причем

$$f(\alpha) = (M_{\text{тр}}^+(\alpha_{\text{ДП}}) - M_{\text{тр}}^-(\alpha_{\text{ДП}})) + 2M_{\text{каб}}(\alpha_{\text{ДП}}) + 2M_{\text{дисб}}(\alpha_{\text{ДП}}).$$

При принятых допущениях относительно линейности  $M_{\text{каб}}$  и при несовпадении периода  $M_{\text{дисб}}$  с периодом гармоник  $M_{\text{cог}}$ , параметры  $M_{sc,i}$  достаточно точно определяются с помощью МНК.

### Эксперимент

Оценка эффективности алгоритма компенсации проводилась путем сравнения двух трехконтурных систем управления с контурами тока, скорости и положения, настроенных с учетом и без учета нелинейностей исполнительской электрической машины. Для проведения эксперимента использован уникальный стенд, спроектированный и изготовленный в ОАО НПК «СПП» для проведения экспериментальных научно-исследовательских работ в НИУ ИТМО, полностью имитирующий поведение азимутальной оси опорно-поворотного устройства. Стенд состоит из двухмассового механизма и позволяет изменять коэффициент жесткости между первой и второй массами, а также момент инерции второй массы. Для измерения угла поворота оси стенд оснащен прецизионным датчиком фирмы «Renishaw». На стенде установлен трехфазный синхронный двигатель типа RSM-P-36-275\*25 BS производства фирмы ООО «Рухсервомотор». Согласно паспортным данным, СМГМ имеет следующие параметры: коэффициент противо-ЭДС  $c_e = 6,2 \text{ В} \cdot \text{с}/\text{рад}$ ; активное сопротивление фазы  $R = 1,2 \text{ Ом}$ ; электромагнитная постоянная времени  $T_e = 8 \text{ мс}$ ; количество пар полюсов  $p = 24$ ; количество пазов  $N_s = 36$ . Напряжение в звене постоянного тока – 48 В.

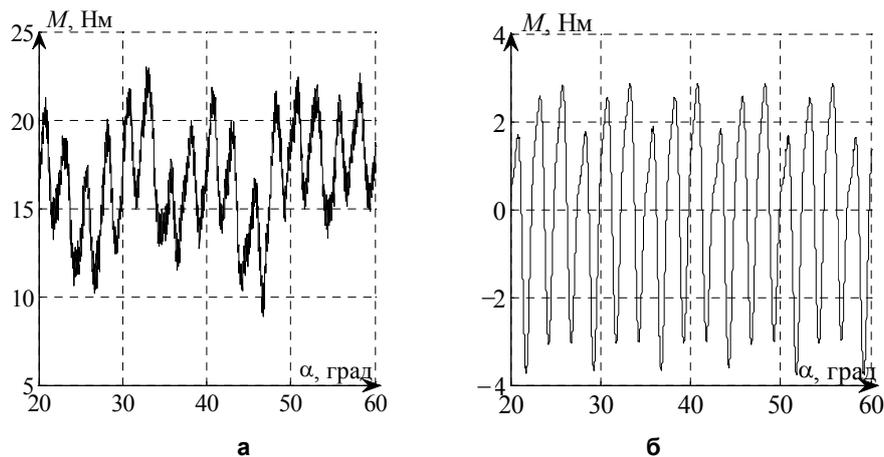


Рис. 1. График основного момента при движении с постоянной скоростью (а) и график результатов идентификации зубцового момента и момента гармоник СМГМ (б)

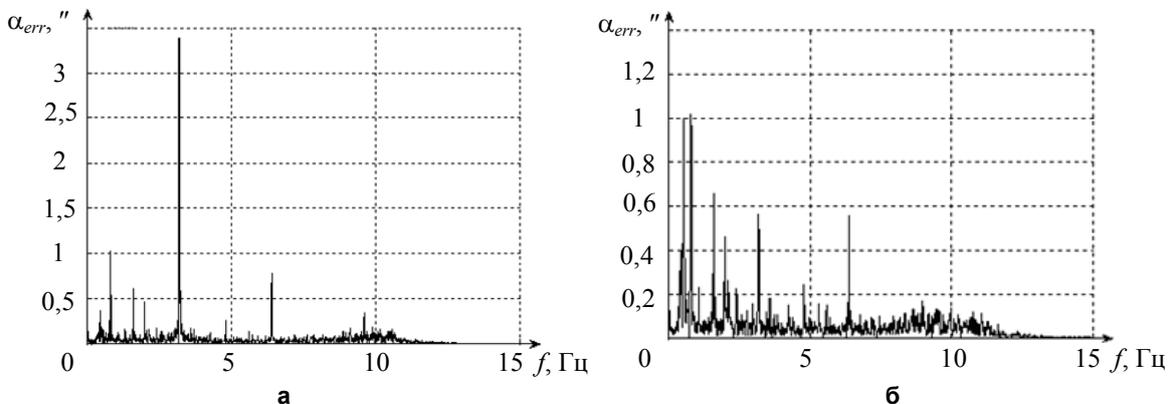


Рис. 2. Спектральный состав ошибки трехконтурной системы управления, настроенной без (а) и с учетом (б) влияния нелинейностей исполнительской электрической машины

Идентификация параметров моделей момента гармоник и зубцового момента проводилась согласно методике, описанной выше. На вход трехконтурной системы управления подавалось линейно-возрастающее задающее воздействие, соответствующее скорости вращения 1град/с. При этом среднеквадратичное отклонение (СКО) ошибки по углу составляло 1,3". Результаты идентификации изображены на рис. 1.

Спектральный состав ошибки  $\alpha_{err}$  при обработке линейно изменяющегося сигнала задания со скоростью 8град/с системами управления с компенсацией и без компенсации влияния зубцового момента и момента гармоник изображен на рис. 2.

В таблице приведены значения СКО ошибок слежения при обработке системами задающих сигналов, изменяющихся с постоянной скоростью. Очевидно, что использование алгоритма компенсации позволяет существенно повысить точность слежения прецизионного электропривода.

Скорость слежения, град/с	СКО трехконтурной системы управления, угл. секунды	СКО трехконтурной системы управления с алгоритмом компенсации влияния нелинейностей СМПП, угл. секунды
1	1,5	0,7
8	5,6	2,9

Таблица. Результаты применения алгоритма компенсации на испытательном стенде

### Заключение

Предложена модель электропривода, учитывающая нелинейности синхронной машины с постоянными магнитами. Разработаны алгоритмы идентификации параметров моделей зубцового момента и момента гармоник и компенсации влияния нелинейностей синхронной машины с постоянными магнитами. Разработанные алгоритмы позволили повысить точность сопровождения космических аппаратов при движении оптической оси с постоянной скоростью. Рассмотренные в работе алгоритмы идентификации и компенсации были использованы при разработке цифровых сервоприводов для ОПУ-799, ОПУ-834 проектов «Прицел» и «Моренос», выполненных по заказам ОАО НПК «СПП».

### Литература

1. Васильев В.Н., Томасов В.С., Шаргородский В.Д., Садовников М.А. Состояние и перспективы развития прецизионных электроприводов комплексов высокоточных наблюдений // Изв. вузов. Приборостроение. – 2008. – № 6. – С. 5–11.
2. Томасов В.С., Денисов К.М., Толмачев В.А. Следящие электроприводы систем наведения оптико-механических комплексов нового поколения. Проблемы и достижения // Тр. V междунар. (XVI Всеросс.) конференции по автоматизированному электроприводу. – 2007. – С. 175–177.
3. Томасов В.С., Овчинников И.Е., Егоров А.В. Энергоподсистема большого алтайского телескопа траекторных измерений // Известия тульского государственного университета. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. – Вып. 3. – Ч. 3. – С. 216–222.
4. Балковой А.П., Цаценкин В.К. Прецизионный электропривод с вентильными двигателями – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 328 с.
5. Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность) // Курс лекций – СПб: Корона-Принт, 2010. – 336 с.
6. Сабинин Ю.А. Позиционные и следящие электромеханические системы: Учебное пособие для вузов. – СПб: Энергоатомиздат, 2001. – 208 с.
7. Campbell-Kelly Martin, Croarken Mary, Robson Eleanor. The History of Mathematical Tables From Sumer to Spreadsheets. – 1-st ed. – New York, USA: Oxford University Press. – 2003. – 372 p.
8. Iqbal Husain. Minimization of Torque Ripple in SRM Drives // IEEE Transactions on industrial electronics. – 2002. – V. 49. – № 1. – P. 28–39.
9. Wu A.P., Chapman P.L. Cancellation of Torque Ripple Due to Nonlinearities of Permanent Magnet Synchronous Machine Drives // Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conf. – 2003. – P. 256–261.
10. Jahns T.M., Soong W.L. Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet ac motor drives: a review // IEEE Trans. Power Electronics. – 1996. – V. 43. – P. 321–330.
11. Zhu Z.Q., Howe D. Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines // IEEE Trans. on Energy Conversion. – 2000. – V.15. – № 4. – P. 407–412.
12. Goto M., Kobayashi K. An analysis of the cogging torque of a DC motor and a new technique of reducing the cogging torque // Electrical Engineering in Japan. – 1983. – V. 103. – № 5. – P. 113–120.
13. Zhu Z.Q., Ruangsinchaiwanich S., Howe D. Synthesis of Cogging Torque Waveform from Analysis of a Single Stator Slot // IEEE International Conference on Electric Machines and Drives. – 2005. – P. 125–130.

14. Holtz J., Springob L. Identification and compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drive // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1996. – V. 43. – № 2. – P. 309–320.
15. Ловлин С.Ю., Тушев С.А. Информационная подсистема цифрового электросилового привода с компенсацией пульсаций момента вентильного двигателя // Сборник тезисов докладов конференции молодых ученых. – СПб: СПбГУ ИТМО, 2011. – Вып. 2. – С. 250–251.
16. Jingqiu Qiao, William Cai. Calculation and Error Analysis of Electromagnetic Torque for a Wheel Permanent-Magnet Motor // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2006. – V. 42. – № 5. – P. 1155–1161.
17. Arash Kiyoumars. Prediction of torque pulsations in brushless permanent-magnet motors using improved analytical technique // Journal of Electrical Engineering. – 2010. – V. 61. – № 1. – P. 37–43.
18. Steinbrink J. Analytical Determination of the Cogging Torque in Brushless Motors Excited by Permanent Magnets // IEEE International. – 2007. – V. 1. – P. 172–177.
19. Favre E., Cardoletti L., Jufer M. Permanent-Magnet Synchronous Motors: A Comprehensive Approach to Cogging Torque Suppression // IEEE Transactions on industry applications. – 1993. – V. 29. – № 6. – P. 1141–1149.

- Томасов Валентин Сергеевич* – Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, кандидат технических наук, доцент, зав. кафедрой, tomasov@ets.ifmo.ru
- Ловлин Сергей Юрьевич* – Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, младший научный сотрудник, seri-1@yandex.ru
- Егоров Алексей Вадимович* – Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, инженер-исследователь, alexeykey@rambler.ru