

УДК 621.313.17

## ОГРАНИЧЕНИЯ ВЕКТОРА ИЗМЕРЯЕМЫХ КООРДИНАТ В ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ НА ОСНОВЕ БЕСКОНТАКТНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

**К.П.Акинин**, канд. техн. наук,  
Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина.

*Рассмотрены особенности построения электромеханических систем на основе бесконтактных двигателей с постоянными магнитами. Исследованы варианты полеориентированного управления при ограничениях вектора измеряемых координат. Представлены варианты функций угла поворота ротора для формирования сигналов углового положения и частоты вращения ротора. Библ.12, рис. 2.*

**Ключевые слова:** электромеханическая система, бесконтактный двигатель с постоянными магнитами, вектор измеряемых координат, полеориентированное управление.

**Введение.** В настоящее время в электромеханических системах (ЭМС) небольших мощностей – до единиц киловатт – все более широко применяются бесконтактные двигатели с постоянными магнитами (ПМБД), что объясняется преимуществами их бесконтактной конструкции и относительно малыми габаритами. Особенности и принципы построения ЭМС на основе ПМБД были достаточно подробно рассмотрены в [1], где также проведен обзор значимых публикаций по этой тематике. По сравнению с мощными системами при построении ЭМС малой мощности значительный вес приобретают критерии низкой стоимости и малых габаритов, вследствие чего накладываются ограничения на выбор средств для управления исполнительным двигателем.

**Цель** настоящей работы заключается в исследовании особенностей управления ПМБД малой мощности в случае ограничений вектора измеряемых координат ЭМС, вызванных выполнением упомянутых выше требований. В данной статье рассматриваются бесконтактные двигатели с беспазовым статором при поверхностной установке постоянных магнитов на роторе.

**Представления об эффективной ЭМС.** Проблематика ограничения вектора измеряемых координат неразрывно связана с представлениями об эффективной ЭМС, поэтому представим себе такую систему малой мощности на основе ПМБД. Понятие эффективности технического устройства означает достижение с его помощью определенного результата с учетом ресурсов, затраченных на его реализацию.

Во-первых, для эффективного управления ПМБД необходима реализация полеориентированного управления токами статора в координатах ротора, при котором в идеальном случае достигается совпадение по фазовому сдвигу и по форме кривых ЭДС и токов статора. В таком случае эффективное преобразование электрической энергии в механическую означает получение максимально возможной величины момента двигателя при минимальных значениях потерь в статорных обмотках.

Во-вторых, эффективная ЭМС на основе ПМБД должна обеспечивать отработку заданных траекторий движения механизма в статике и динамике в условиях существующих параметрических и сигнальных возмущений.

В-третьих, эффективная ЭМС должна соответствовать требованиям низкой стоимости, высокой надежности, заданных габаритов и другим требованиям, заданным в техническом задании. Здесь могут возникнуть противоречия с реализуемостью первых двух пунктов.

Реализуемость эффективной ЭМС на современном уровне техники определяется свойствами материалов и технологиями их обработки, достижениями электроники и уровнем используемых ал-

горитмов управления. Практическая реализация ЭМС обусловлена определенными физическими условиями и свойствами элементов, составляющих ЭМС. Всякое достигаемое качество преобразования энергии и формирования траекторий движения требует определенных затрат. Стремление к высокой надежности, минимальным стоимости и заданным габаритам устройства может привести к ограничениям в выборе технических средств, обеспечивающих достижение заданных целей управления.

Для достижения поставленных целей преобразования энергии и управления движением механизма необходимо выполнение условий определения положения ротора и формирования токов статора, формирования сигналов обратных связей и управляющих воздействий силовым преобразователем для регулирования выходных координат ЭМС.

Если эффективность ЭМС определяется соответствием требованиям технического задания, то функциональная избыточность системы, связанная с дополнительными затратами, нецелесообразна. Например, возможность предельного быстрого действия системы избыточна для ЭМС управления вентилятором. В истории техники известны примеры разработки неэффективных универсальных устройств.

Современные ЭМС малой мощности на основе ПМБД характеризуются рядом параметров, значения которых в зависимости от варианта практического приложения могут варьироваться в широких пределах. К наиболее важным пунктам технического задания относятся максимальная частота вращения ротора и диапазон ее регулирования, требования к качеству регулирования выходных координат двигателя. Соответственно заданным требованиям из существующего в настоящее время набора технических средств необходимо выбрать рациональную структуру, на основе которой возможно достижение поставленных целей.

Таким образом, при создании ЭМС малой мощности на основе ПМБД необходимо решение задачи эффективного преобразования энергии и управления движением механизма с заданными требованиями при достижении высокой надежности, минимальных стоимости и заданных габаритов устройства. Ключевой при построении эффективной ЭМС оказывается проблема формирования вектора измеряемых координат.

**Математическое описание ЭМС на основе ПМБД.** При условиях стационарности и синусоидальности распределения магнитной индукции в зазоре, симметричности двигателя в электрическом и магнитном отношениях, а также пренебрежения потерями в железе, математическая модель ПМБД в системе координат ротора  $d$  и  $q$  [11] имеет вид

$$L \frac{di_d}{dt} = -R i_d + p L \omega i_q + u_d; \quad L \frac{di_q}{dt} = -R i_q - p L \omega i_d - k_m \omega + u_q; \quad (1)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_C; \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega,$$

где  $M = k_m i_q$  – момент двигателя;  $i_d, i_q, u_d, u_q$  – статорные токи и напряжения в системе координат ротора  $d$  и  $q$ ;  $R, L$  – активное сопротивление и индуктивность обмотки статора;  $p$  – число пар полюсов;  $k_m$  – коэффициент момента двигателя;  $J$  – момент инерции;  $M_C$  – момент нагрузки;  $\omega$  – частота вращения;  $\theta$  – угол поворота ротора.

Из рассмотрения этой модели видно, что реализация идеального полеориентированного управления токами статора в координатах ротора означает выполнение условия  $i_d = 0$ .

При описании ЭМС определяется ряд векторов, компоненты которых соответствуют различным группам переменных системы:  $\vec{x} = \left( (\theta, \omega)^T, \vec{i} \right)$  – вектор состояния;  $\vec{y}$  – вектор измеряемых

координат;  $\vec{u}$  – вектор управлений;  $\vec{y}_1$  – вектор регулируемых координат, где его возможные варианты:  $\vec{y}_1 = (i_d, M)$ ,  $\vec{y}_1 = (i_d, \omega)$  и  $\vec{y}_1 = (i_d, \theta)$ , причем  $i_d = 0$ .

Компоненты вектора состояния  $\vec{x}$  соответствуют переменным состояния принятой математической модели двигателя. При идеализированном представлении ЭМС предполагается, что компоненты вектора измеряемых координат  $\vec{y}$  соответствуют компонентам вектора состояния  $\vec{x}$ . В [10] определе-

ны варианты управления ЭМС по полному вектору состояния (с полностью измеряемым вектором состояния) и управления по измеряемому выходу (с частично измеряемым вектором состояния).

На практике при формировании вектора измеряемых координат используются различные датчики, принцип действия которых может основываться на различных физических явлениях. Поэтому выходные сигналы датчиков могут иметь разные характеристики. Таким образом, можно определить

вектор измеряемых сигналов датчиков  $\vec{y}_0 = \left( \vec{f}_\theta, \vec{i} \right)$ , где  $\vec{f}_\theta$  – вектор функций угла поворота ротора,

формируемых посредством датчиков механических координат двигателя. В результате преобразования первичных сигналов этих датчиков получаем компоненты вектора измеряемых координат  $\theta_1$  и  $\omega_1$ , соответствующие положению и частоте вращения ротора.

#### **Варианты полеориентированного управления ПМБД.**

Реализация полеориентированного управления ПМБД в координатах ротора и обработка заданных траекторий движения с высокой точностью и быстродействием возможна в ЭМС с векторным управлением, для реализации которого необходимо выполнение ряда процедур: непрерывное формирование сигналов, соответствующих частоте вращения и угловому положению ротора; непрерывное преобразование сигналов токов статора, измеренных в стационарной системе координат статора ( $a-b$ ), в сигналы компонент вектора тока статора в системе координат ротора ( $d-q$ ); формирование вектора управлений в системе координат ротора ( $d-q$ ) и преобразование компонент этого вектора к форме, представленной в стационарной системе координат статора ( $a-b$ ). То есть, требуется непрерывное формирование компонент вектора измеряемых координат, соответствующих вектору состояния, на основании непрерывно измеряемых фазных токов статора и механических координат ротора. Использование наиболее полной и точной информации об угле поворота ротора, частоте вращения и токах статора позволяет реализовать качественное управление ПМБД.

Известны также так называемые бездатчиковые системы, в которых на основании напряжения и тока статора в ограниченном диапазоне изменения частоты вращения непрерывно формируются сигналы, соответствующие угловому положению и частоте вращения ротора [12].

Рассмотрим возможности формирования компонент вектора измеряемых сигналов датчиков с позиций практической реализации системы датчиков.

На практике при построении ЭМС малой мощности может оказаться, что стоимость какого-либо датчика выше стоимости микроконтроллера, инвертора напряжения и даже исполнительного двигателя. Таким образом, выбор варианта построения системы датчиков является ответственным этапом создания ЭМС, поскольку существует большое количество альтернатив, а допущенная избыточность при выборе одной из них может привести к неоправданному или недопустимому увеличению габаритных размеров, повышению сложности и стоимости системы. Поэтому проблему формирования компонент вектора измеряемых координат и вытекающих отсюда возможностей управления необходимо рассматривать в связи с задачей построения системы датчиков.

Возможные пути упрощения систем датчиков есть: отказ от измерения фазных токов статора, для которых требуются относительно дорогие датчики с гальванической развязкой; отказ от использования относительно точных, но дорогостоящих фотоэлектрических датчиков положения и частоты вращения; формирование сигналов положения ротора посредством систем дискретного измерения положения ротора [1]; непрерывное формирование сигнала, соответствующего положению ротора, на основании периодических функций угла поворота ротора, формируемых с помощью датчиков магнитного поля [1].

Ограничения при формировании компонент вектора измеряемых координат приводят к последствиям: невозможности реализации векторного управления; отказу от внутренних контуров обратных связей по току; возможным нарушениям непрерывности или проявлениям инерционности сигналов обратных связей.

В любом случае необходимым условием функционирования ЭМС на основе ПМБД при любом уровне требований технического задания в заданном диапазоне изменения частоты вращения является формирование сигнала, с большей или меньшей точностью соответствующего положению ротора.

Рассмотрим возможности реализации полеориентированного управления ПМБД в координатах ротора без измерения фазных токов статора.

При определенных условиях ориентация токов статора по полю ротора при управлении ПМБД возможна путем формирования функциональной зависимости фазового сдвига  $\varphi$  между векторами выходного напряжения инвертора и ЭДС статора от параметров режима работы двигателя. Такая зависимость угла  $\varphi$  от частоты вращения  $\omega$  двигателя при условии равенства компоненты тока статора  $i_q$  ее номинальному значению  $i_{qN}$  может иметь вид  $\varphi = \arctg(k_U)$ ,

$$\text{где } k_U = \frac{-\omega p L i_{qN}}{R i_{qN} + k_m \omega}, \quad (2)$$

а компоненты вектора управляющего напряжения –  $u_d = u \sin \varphi$ ;  $u_q = u \cos \varphi$ , где  $u$  – модуль вектора напряжения управления.

В этом случае условие  $i_d = 0$  реализуется при  $i_q = i_{qN}$  и  $\omega = \text{var}$ . Такой отход от идеального полеориентированного управления означает появление дополнительных потерь в меди статорных обмоток при  $i_q \neq i_{qN}$ . Если потери в меди пропорциональны квадрату действующего тока статора или сумме квадратов составляющих тока  $i_q^2 + i_d^2$ , то относительные дополнительные потери в обмотке статора из-за приближенного полеориентированного управления можно определить как отношение

$$\Delta P_M^* = i_d^2 / i_{qN}^2, \quad (3)$$

$$\text{где } i_d = \frac{k_U (R i_q + k_m \omega) + \omega p L i_q}{-k_U \omega p L + R}. \quad (4)$$

Здесь и далее верхним индексом «\*» будем обозначать относительные значения параметров и переменных.

Сравнение энергетических показателей ПМБД удобно проводить при принятых в [7] относительных параметрах  $k_\omega = \omega / \omega_{\max}$ , где  $\omega_{\max}$  – максимальные значения частоты вращения;  $k_I = I_1 R / E_{1N}$  и  $k_{IN} = I_{1N} R / E_{1N}$ , где  $I_1$ ,  $I_{1N}$ ,  $E_{1N}$  – амплитуды синусоидального тока статора и тока статора при номинальном моменте и ЭДС при  $\omega = \omega_{\max}$ ;  $T_E^* = T_E / T_{\omega N}$ , где  $T_E = L / R$  – электромагнитная постоянная времени статорной обмотки;  $T_{\omega N}$  – период  $T_\omega$  ЭДС статора при  $\omega_{\max}$ . Для ПМБД с беспазовым статором при поверхностной установке постоянных магнитов на роторе эти параметры могут принимать значения:  $k_{IN} = 0,02 \dots 0,2$ ;  $T_E = 0,0001 \dots 0,001$  с;  $T_E^* = 0,02 \dots 0,2$  [7]. Выражения (2)–(4) можно записать в виде

$$k_U = \frac{-2\pi T_E^* k_\omega k_{IN}}{k_\omega + k_{IN}}; \quad \Delta P_M^* = (R i_d)^*^2 / k_I^2; \quad (R i_d)^* = \frac{k_U (k_I + k_\omega) + 2\pi T_\omega^* k_\omega k_I}{-k_U 2\pi T_E^* k_\omega + 1}.$$

На рис. 1 и 2 показаны расчетные зависимости  $\varphi(k_\omega)$  и  $\Delta P_M^*(i_q^*, \omega = \omega_{\max})$  для двух двигателей (назовем их **А** и **Б**) с параметрами соответственно  $P_N = 40$  Вт,  $\omega_{\max} = 3141,6$  с<sup>-1</sup>,  $k_{IN} = 0,134$ ,  $T_E^* = 0,069$  и  $P_N = 20$  Вт,  $\omega_{\max} = 418,9$  с<sup>-1</sup>,  $k_{IN} = 0,24$ ,  $T_E^* = 0,045$ , где  $P_N$  – номинальная мощность двигателя. Величина  $\varphi$  на рис. 1 приведена в электрических градусах. Практическая реализация зависимостей рис. 1 обеспечивает выполнение условия  $i_d = 0$  во всем диапазоне изменения частоты вращения двигателя при номинальной нагрузке на его валу. Из рассмотрения графиков рис. 2 видно, что при отклонении величины  $i_q$ , пропорциональной моменту двигателя, от заданного расчетного значения  $i_{qN}$  увеличиваются потери в обмотках статора. Тем не менее, описанный подход обеспечивает выполнение условия  $i_d \approx 0$  в относительно узком диапазоне изменения момента двигателя и может быть использован в ряде практических приложений.

Исследуем другие варианты реализации приближенного полеориентированного управления ПМБД, позволяющие реализовать условие  $i_d \approx 0$  в широком диапазоне изменения момента.

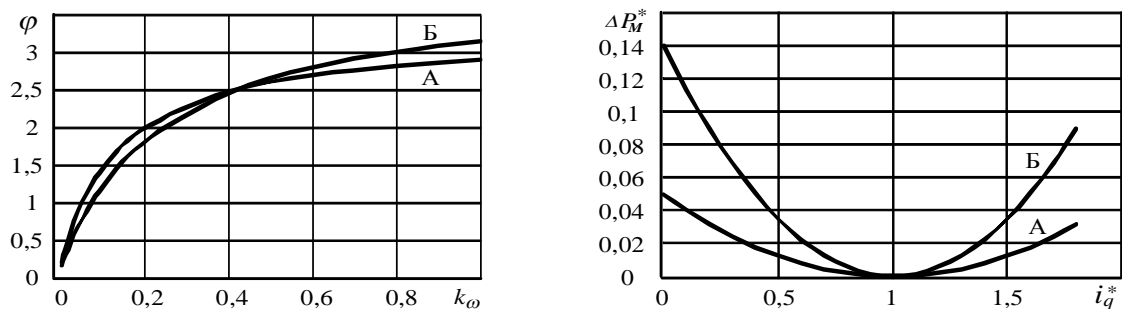


Рис. 1, 2

В случае изменения величины компоненты  $i_q$  в широком диапазоне возможен более сложный вариант реализации такого управления двигателем

$$i(n) = \left(1 - \frac{T_n}{T_E}\right) i(n-1) + \frac{u \cos \varphi(n-1) - k_m \omega}{R} \cdot \frac{T_n}{T_E}; \quad (5)$$

$$\varphi(n) = \arctg \left( \frac{-\omega p L i(n)}{R i(n) + k_m \omega} \right); \quad u_d = u \sin \varphi(n); \quad u_q = u \cos \varphi(n), \quad (6,7)$$

где  $n$  – номер отсчета,  $T_n$  – период квантования системы управления, причем  $T_n \ll T_E$ .

Проверку выполнения условия  $i_d = 0$  посредством алгоритма (5)–(7) проведем для одноконтурной системы автоматического регулирования (САР) частоты вращения двигателя с ПИ-регулятором, полагая сигнал обратной связи непрерывным,

$$x_{OC} = \omega x_{\max} / \omega_{\max}; \quad u_{II} = T_p (x - x_{OC}); \quad u_{II}(n) = u_{II}(n-1) + (x - x_{OC}) T_n; \quad u = k_p (u_{II} + u_{II}), \quad (8)$$

где  $x$  – сигнал задания частоты вращения;  $x_{\max}$  – максимальное значение сигнала задания;  $u_{II}$ ,  $u_{II}$  – пропорциональная и интегральная составляющие ПИ-регулятора;  $T_p$ ,  $k_p$  – постоянная времени и коэффициент передачи ПИ-регулятора, причем полагаем

$$T_p = \frac{2T_E T_M}{T_M + T_1}, \quad k_p = \frac{k_m \omega_{\max} (T_M - T_1)}{8\xi^2 x_{\max} T_M T_E}, \quad \text{где}$$

$T_1 = \sqrt{T_M^2 - 4T_E T_M}$ ;  $\xi$  – коэффициент демпфирования;  $T_M = R J / k_m^2$  – электромеханическая постоянная времени двигателя.

Для ЭМС, описываемой математической моделью (1), (5)–(8), с параметрами двигателя **Б**, выбранного в качестве примера,  $k_m = 0,02745 \text{ кг} \cdot \text{м}^2 / \text{А} \cdot \text{с}^2$ ,  $x_{\max} = 1$ ,  $\omega_{\max} = 418,9 \text{ с}^{-1}$ ,  $R = 1,516 \text{ Ом}$ ,  $L = 0,001023 \text{ Гн}$ ,  $J = 13,8 \cdot 10^{-7} \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ ,  $i_{qN} = 1,82 \text{ А}$  и параметрами регулятора  $T_p = 0,001619 \text{ с}$  и  $k_p = 4969 \text{ В}$ , рассчитанными при  $\xi = 0,7071$ , был выполнен расчет переходных процессов пуска двигателя до максимальной частоты вращения и наброса нагрузки на валу двигателя, соответствующей номинальной величине момента. Относительная величина отклонения компоненты тока  $i_d^* = i_d / i_{qN}$  от заданного нулевого значения составила 4,45% при пуске и 1,1% – при набросе нагрузки.

Вместо зависимости (6) можно использовать другой вариант

$$\varphi(n) = \arctg \left( \frac{-\omega p L i(n)}{u} \right).$$

При этом относительная величина отклонения компоненты тока  $i_d^*$  составила 0,21% при пуске и 0,07% – при набросе нагрузки.

Полученные выше величины модуля и аргумента вектора управляющего напряжения  $u$  являются основанием для формирования модулирующих функций при реализации алгоритма векторной широтно-импульсной модуляции [7].

При условии реализации точного или приближенного полеориентированного управления двигателем обеспечивается выполнение соотношений  $i_d = 0$  или  $i_d \approx 0$ . В таком случае математическая модель ПМБД становится подобной модели коллекторного двигателя постоянного тока.

**Особенности формирования сигналов, соответствующих частоте вращения и положению ротора.** Запишем варианты вектора функций угла поворота  $\vec{f}_\theta$

$$\vec{f}_\theta = (\theta); \quad \vec{f}_\theta = (\text{sign}[\sin \theta], \text{sign}[\sin(\theta - 2\pi/3)], \text{sign}[\sin(\theta + 2\pi/3)]); \quad (9,10)$$

$$\vec{f}_\theta = (\sin \theta, \cos \theta); \quad \vec{f}_\theta = (\sin \theta, \cos(\theta + \varphi_1)); \quad \vec{f}_\theta = (\sin \theta, \text{sign}[\cos(\theta + \varphi_1)]), \quad (11-13)$$

где  $\varphi_1$  – угол, учитывающий погрешность установки датчиков.

Вариант (9) соответствует случаю идеального непрерывного измерения положения ротора.

Вектор (10) формируется посредством дискретных датчиков магнитного поля. Вариант (10) соответствует принципу достаточного минимума первичной информации о положении ротора [1], при реализации которого предполагается, что датчик положения фиксирует моменты равенства электрического угла  $\theta$  поворота ротора заданным значениям угла  $\theta_i = 2\pi i/N$ , где  $i = 1, 2, 3 \dots N$ ;  $N = 2pm$ ;  $m$  – количество фаз двигателя. Даже при относительно малом количестве импульсов датчика за один оборот возможно формирование квазисинусоидальной модулирующей функции [8].

В идеальном случае (11) формирования ортогональных сигналов синусоидальной формы теоретически возможно точное непрерывное определение частоты вращения и положения ротора [4]. Однако, на практике пара таких сигналов квазисинусоидальна и квазиортогональна вследствие неидеальности магнитных систем, неточной установки датчиков и возможного дрейфа параметров. В таком случае точность определения угла положения ротора определяется степенью отличия формы сигналов датчиков от синусоиды и разрешающей способностью аналого-цифрового преобразователя, посредством которого считываются первичные сигналы датчиков.

Сигнал, соответствующий частоте вращения, может быть сформирован в виде последовательности импульсов в результате преобразования пары квазисинусоидальных и квазиортогональных сигналов (12) или пары квазиортогональных – квазисинусоидального и дискретного сигналов (13) [6]. В случае формирования сигналов в виде (12), (13) реализуется принцип простоты конструктивного исполнения датчика текущего положения ротора [1], при котором датчики магнитного поля конструктивно располагаются в активной зоне двигателя. При непрерывном формировании сигнала положения ротора с помощью датчиков магнитного поля достигается важный результат – объединение в одном устройстве элементов как измерительной системы, так и системы электромеханического преобразования энергии – электрического двигателя. Данная система формирования сигналов уступает по точности конструктивно более сложным импульсным фотоэлектрическим или электромеханическим синусно-косинусным датчикам. Особенности преобразования выходных сигналов датчиков магнитного поля рассмотрены в [2,6].

#### **Влияние ограничений вектора измеряемых координат на разработку САР.**

Отказ от измерения токов статора при формировании вектора измеряемых координат означает отказ от использования обратных связей по току двигателя. В таком случае САР частоты вращения выполняется одноконтурной с последовательной коррекцией. Достоинства и недостатки последовательной коррекции одноконтурных САР и коррекции систем с помощью обратных связей рассмотрены в [9]. Здесь же отмечено то обстоятельство, что последовательная коррекция в основном применяется в устройствах рассматриваемого диапазона мощностей.

Одним из проявлений ограничений вектора измеряемых координат является импульсный характер сигнала обратной связи. В [5] было проведено сравнение вариантов сглаживания последовательности импульсов сигнала обратной связи в контуре САР частоты вращения ротора. Поскольку вследствие искажений исходных сигналов датчиков и погрешности их преобразования величина периода следования импульсов  $T$  в пределах оборота вала ротора при  $\omega = \text{const}$  поддерживается с некоторой погрешностью, на практике оказывается целесообразным сглаживать пульсации сигнала обратной связи посредством фильтра низкой частоты. Такой фильтр, выполняющий в контуре САР

функцию регулятора, должен обеспечивать структурную и параметрическую устойчивость системы, приемлемое качество регулирования при допустимом уровне пульсаций сглаженного сигнала управления во всем диапазоне изменения частоты вращения двигателя. К ряду таких фильтров относятся рассмотренные в [3,5] динамические звенья с передаточными функциями  $\frac{k_p}{T_p p + 1}$ ,  $\frac{k_p}{p}$  и

$\frac{k_{p1}}{T_p p + 1} + \frac{k_{p2}}{p} = \frac{k_{p2}(T_{p2} p + 1)}{p(T_p p + 1)}$ , называемые в дальнейшем А-, И- и АИ-регуляторами.

Для одноконтурной САР частоты вращения определены соотношения, связывающие заданную относительную величину пульсаций  $\Delta U^*$  с параметрами системы, для А-, И- и АИ-регуляторов соответственно

$$\Delta U^* = \frac{k_p k_E x_{\max} - \omega_{\max}}{\omega \gamma_{\max}} \Delta U_1; \quad \Delta U^* = \frac{T k_p k_E x_{\max} (\omega_{\max} - \omega \gamma_{\max})}{\omega_{\max}^2};$$

$$\Delta U^* = \frac{k_{p2} k_E x_{\max}}{\omega_{\max} \gamma} (T(1-\gamma)\gamma + (T_{p2} - T_p) \Delta U_1),$$

где  $k_E = 1/k_m$ ;  $\Delta U_1 = \left(1 - e^{-\frac{\gamma T}{T_p}}\right) \left(1 - e^{-\frac{(1-\gamma)T}{T_p}}\right) \left(1 - e^{-\frac{T}{T_p}}\right)^{-1}$  – амплитуда размаха колебаний сигнала на вы-

ходе А-регулятора с коэффициентом передачи, равном единице, при поступлении на его вход последовательности единичных импульсов;  $\gamma = \omega \gamma_{\max} / \omega_{\max}$  – скважность последовательности импульсов, ее максимальное значение  $\gamma_{\max}$  при  $\omega_{\max}$ ;  $T = 2\pi / (N\omega)$ ;  $N$  – количество импульсов датчика частоты вращения за один оборот.

Очевидна связь количества импульсов  $N$  с диапазоном и быстродействием регулирования частоты вращения ПМБД. В [3,5] установлена связь величины пульсаций  $\Delta U^*$  и других параметров системы с показателем качества системы – коэффициентом демпфирования  $\xi$ .

**Выводы.** Рассмотренные подходы к построению ЭМС малой мощности на основе ПМБД при ограничениях вектора измеряемых координат, несмотря на отказ от измерения фазных токов статора, позволяют реализовать приближенное полеориентированное управление токами статора в координатах ротора.

Имеющиеся в распоряжении разработчика отличающиеся по уровню сложности варианты построения систем датчиков измерения угла поворота и частоты вращения ротора позволяют обеспечить приемлемое качество регулирования выходных координат двигателя в заданном диапазоне их изменения [1].

Использование полученных аналитических выражений позволяет установить связь между параметрами импульсного датчика частоты вращения, исполнительного двигателя системы и регулятора САР.

1. Акинин К.П. Особенности и принципы построения электроприводов на базе бесконтактных магнито-электрических двигателей // Техн. электродинаміка. – 2009. – №2. – С. 47–52.

Akinin K.P. Features and principles of designing of electric drives on the basis of permanent magnet brushless motors // Tekhnichna elektrodynamika. – 2009. – №2. – P. 47–52. (Rus)

2. Акинин К.П. Особенности преобразования сигналов в электроприводе с бесконтактным магнитоэлектрическим двигателем // Праці Інституту електродинаміки Національної Академії Наук України. – 2009. – №22. – С. 33–37.

Akinin K.P. Features of signals transformation in the permanent magnet brushless motor drive // Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy. – 2009. – №22. – P. 33–37. (Rus)

3. Акинин К.П. Расчет систем регулирования частоты вращения двигателей с импульсными датчиками // Техн. электродинаміка. – 2007. – №6. – С. 47–51.

Akinin K.P. Calculation of motor rotation frequency control systems with impulse sensors // Tekhnichna elektrodynamika. – 2007. – №6. – P. 47–51. (Rus)

4. Акинин К.П. Способы определения частоты вращения ротора двигателя на основании периодических функций угла поворота вала // Техн. электродинаміка. – 2006. – №6. – С. 51–53.

Akinin K.P. Methods of determination of motor rotor rotation frequency on the basis of periodical functions of shaft rotation angle // Tekhnichna elektrodynamika. – 2006. – №6. – P. 51–53. (Rus)

5. Акинин К.П. Сравнение способов построения импульсных систем регулирования частоты вращения бесконтактных магнитоэлектрических двигателей // Техн. электродинамика. – 2008. – №3. – С. 45–51.  
*Akinin K.P. Comparison of designing method of impulse control systems of permanent magnet brushless motor rotation frequency // Tekhnichna elektrodynamika. – 2007. – №6. – P. 45–51. (Rus)*
6. Акинин К.П. Формирование сигналов на основании периодических функций угла поворота // Праці Інституту електродинаміки Національної Академії Наук України. – 2008. – №19. – С. 57–61.  
*Akinin K.P. Signals formation on the basis of periodical functions of rotation angle // Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy. – 2008. – №19. – P. 57–61. (Rus)*
7. Акинин К.П. Формирование токов бесконтактных магнитоэлектрических двигателей // Праці Інституту електродинаміки Національної Академії Наук України. – 2011. – №28. – С. 36–42.  
*Akinin K.P. Formation of currents of permanent magnet brushless motors // Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy. – 2011. – №28. – P. 36–42. (Rus)*
8. Акинин К.П. Управление бесконтактными магнитоэлектрическими двигателями на основании дискретных сигналов датчика положения // Праці Інституту електродинаміки Національної Академії Наук України. – 2008. – №21. – С. 46–49.  
*Akinin K.P. Control by permanent magnet brushless motors on the basis of discrete signals of a position sensor // Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy. – 2008. – №21. – P. 46–49. (Rus)*
9. Зайцев Г.Ф. Теория автоматического управления и регулирования. – К.: Вища школа, 1989. – 431 с.  
*Zaitsev G.F. Theory of automatic control and regulation. – Kyiv: Vyscha shkola, 1989. – 431 p. (Rus)*
10. Пересада С.М. Нелинейное и адаптивное управление в электромеханических системах с векторно-управляемыми электродвигателями: Дис... докт.техн.наук (Том1): 05.09.03. – Киев, 2007. – 471 с.  
*Peresada S.M. Nonlinear and adaptive control of the electromechanical systems based on vector-controlled electric motors: Thesis for a Science Doctor's degree (Vol.1): 05.09.03. – Kiev, 2007. – 471 p. (Rus)*
11. Попович М.Г., Лозинський О.Ю., Клепиков В.Б. та ін. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи. – К.: Либідь, 2005. – 680 с.  
*Popovych M.G., Lozynskyi O.Yu., Klepikov V.B. Electromechanical systems of automatic control and electric drives. – Kyiv: Lybid, 2005. – 680 p. (Ukr)*
12. Obana Hiruoki, Ota Yuji, Miki Ichiro. A position sensorless control method of interior permanent magnet synchronous motor // Electrical Mashines and Systems, ICEMS, Proceeding of the Eighth International Conference. – Sept. 2005. – Vol.1. – P. 215–220.

УДК 621.313.17

**К.П.Акинин**, канд.техн.наук,  
 Інститут електродинаміки НАН України,  
 пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна.

**Обмеження вектора вимірюваних координат в електромеханічних системах на основі безконтактних двигунів з постійними магнітами**

*Розглянуто особливості побудови електромеханічних систем на основі безконтактних двигунів з постійними магнітами. Досліджено варіанти полеорієнтованого керування при обмеженнях вектора вимірюваних координат. Представлено варіанти функцій кута повороту ротора для формування сигналів кутового положення та частоти обертання ротора. Бібл. 12, рис. 2.*

**Ключові слова:** електромеханічна система, безконтактний двигун з постійними магнітами, вектор вимірюваних координат, полеорієнтоване керування.

**K.P.Akinin**,  
 Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,  
 Peremogy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine.

**Limitations of vector of measured coordinates in the electromechanical systems on the basis of permanent magnet brushless motors**

*Designing features of the electromechanical systems on the basis of permanent magnet brushless motors are considered. Variants of control of field orientation with limitation of vector of measured coordinates are investigated. Variants of rotor rotation angle function for formation of signals of angular position and rotation frequency are given. References 12, figures 2.*

**Key words:** electromechanical system, permanent magnet brushless motor, vector of measured coordinates, control of field orientation.

Надійшла 29.03.2011

Received 29.03.2011