

В. М. Иванов, канд. техн. наук, доц., v.ivanov@ulstu.ru,
Ульяновский государственный технический университет

Исследование динамики следящего электропривода с вентильным двигателем в режиме автокоммутации

При исследовании динамических режимов следящего вентильного электропривода обоснованы условия перехода к координатам ротора и дано математическое описание вентильного двигателя как бесконтактного двигателя постоянного тока (БДПТ). Приведена структурная схема следящего электропривода, учитывающая коммутационные процессы и формирование упреждающих углов коммутации. Дано обоснование упрощенной структурной схемы вентильного двигателя при работе его в режиме БДПТ. Выполнен синтез регуляторов двухконтурной следящей системы. Приведены результаты исследования динамических режимов привода внизу и вверху диапазона регулирования скорости в системе с программным задатчиком угла и скорости. Показано, что в зависимости от условий работы БДПТ обладает дуальными свойствами: синхронной машины и двигателя постоянного тока. Результаты исследования подтверждают, что характерные особенности предлагаемой системы позволяют обеспечить динамические и статические характеристики вентильного электропривода, работающего в режиме автокоммутации, сопоставимые с векторными системами управления синхронными машинами с ориентацией потокосцепления.

Ключевые слова: следящий электропривод, синхронная машина, обращенная машина постоянного тока, БДПТ, ПИД регулятор, программный задатчик скорости и угла

Введение

Вентильный электропривод в настоящее время широко используется в приводах металлорежущих станков, в робототехнических системах и является одним из основных узлов многих агрегатов и комплексов, используемых для автоматизации технологических и производственных процессов.

Вентильный двигатель (ВД) представляет собой электромехатронную систему, в которой объединены синхронная машина (СМ) с возбуждением от постоянных магнитов, датчик положения ротора (ДПР) и электронный коммутатор обмоток статора, управление которым осуществляется в функции угла поворота. В зависимости от конструктивного исполнения [1, 2] различают два основных типа вентильного двигателя: BLDC (Brushless Direct Current Motor), обмотки статора которого выполняются с насыщением для снижения пульсаций тока при применении трапецеидальной коммутации; PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motors), обмотки которого выполняются без насыщения для формирования кругового потокосцепления статора с ротором.

Аббревиатура BLDC аналогична отечественному понятию БДПТ (бесконтактный двигатель постоянного тока, принцип работы которого соответствует обращенной машине постоянного тока). Аббревиатура PMSM чаще используется для обозначения самих синхронных машин с постоянными магнитами и с синусоидальной формой фазных противоЭДС и относится в основном к области вентильного привода с векторным управлением.

Многообразие сфер применения и конструктивных особенностей ВД определило ряд способов управления и регулирования частоты вращения вентильного привода, в том числе при работе в режиме БДПТ. Однако, несмотря на большой объем отечественной и зарубежной литературы [3–5], режимы работы БДПТ до сих пор недостаточно изучены, не исследовано влияние способов управления и угловых параметров на характеристики привода, отсутствует удобная для инженерных расчетов линеаризованная передаточная функция двигателя, нет четких рекомендаций по вопросам синтеза замкнутых систем автоматического регулирования.

Математическое описание ВД в системе координат ротора (d, q) позволяет обосновать условия для представления структуры ВД, аналогичной структуре двигателя постоянного тока [6, 7]. При реализации систем векторного управления используются преобразователи координат, математические модели, многоконтурные системы подчиненного регулирования параметров. Системы векторного управления вентильным электроприводом обеспечивают работу в широком диапазоне скоростей и используются в прецизионных механизмах. Однако использование математической модели в системе вращающихся координат определяет повышенные требования к системе управления. Кроме того, сам принцип предполагает отход от дискретного характера переключения и формирование синусоидальных напряжений и токов в обмотках двигателя.

Необходимо отметить, что описание в системе вращающихся координат не позволяет однозначно использовать указанные структурные представления для обоснования управления ВД как обращенной машины постоянного тока. Это, прежде всего, связано с двойственностью процессов, наличием коммутатора, который, с одной стороны, выполняет функции коллектора, а с другой стороны, совместно с ДПР — функции преобразователя координат.

Таким образом, для адекватной оценки свойств вентильного привода необходимо иметь модели и структуры, учитывающие процессы дискретной коммутации и нелинейные свойства объекта регулирования.

Математическое описание вентильного привода с учетом дискретного характера процесса коммутации

Режим работы ВД существенно отличается от работы СМ, питаемой от преобразователя частоты с внешним управлением, в котором выходная частота тока (напряжения) задается принудительно. Основное отличие привода с ВД заключается в том, что переключение питания обмоток осуществляется в функции угла поворота ротора. Селективное переключение обмоток ВД по сигналам ДПР соответствует преобразованию питающего напряжения (тока) в частоту и фазу ротора, благодаря чему в ВД невозможен асинхронный режим, когда частота ЭДС вращения СМ не совпадает с частотой источника питания.

Если не принимать во внимание особенности систем управления, то ВД можно рассматривать как автокоммутируемый шаговый двигатель.

Режим автокоммутации — основная особенность ВД, которая определяет режим бесконтактной машины постоянного тока (БМПТ). Привод с ВД в режиме БМПТ позволяет исключить пропуск шага и увеличить быстродействие по сравнению с разомкнутым шаговым приводом.

Рассмотрим математическую модель работы ВД в пределах шага коммутации. В шаговом режиме работы изменение потокосцепления статора Ψ на угол θ^* осуществляется за счет коммутации очередной обмотки (рис. 1). Если пренебречь активным сопротивлением обмотки статора [8], то вектор напряжения \mathbf{U} опережает вектор потокосцепления статора Ψ на угол $\pi/2$. В установившемся режиме вектор потокосцепления ротора Ψ_f отстает на угол $\Delta\theta = \theta^* - \theta$, где θ — угол поворота ротора.

Проекции модуля вектора напряжения на оси вращающейся системы координат ротора (d, q) определяются следующими выражениями:

$$U_d = -U \sin(\theta^* - \theta); \quad (1)$$

$$U_q = U \cos(\theta^* - \theta). \quad (2)$$

Для двигателей с постоянными магнитами собственная индуктивность фазы и взаимоиндуктивность между фазами благодаря низкому значению магнитной проницаемости материала магнита мало

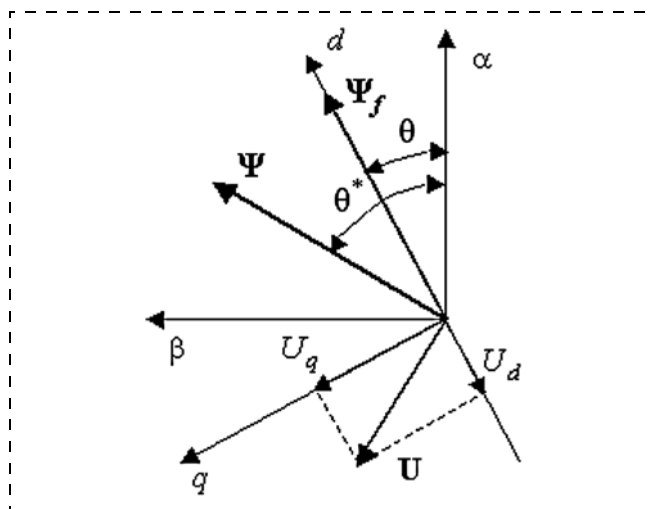


Рис. 1. Векторная диаграмма ВД при отработке шага

зависят от углового положения ротора даже при явно полюсной конструкции. Поэтому можно принять их равными средним значениям. Можно пренебречь также наведением токов в теле ротора, так как материал магнита имеет высокое удельное сопротивление. Как показано в работе [6], уравнения электромагнитных процессов такой электрической машины могут быть записаны в виде

$$U_d = RI_d + p\Psi_d - \omega_o\Psi_q; \quad (3)$$

$$U_q = RI_q + p\Psi_q + \omega_o\Psi_d; \quad (4)$$

$$\Psi_d = L_d I_d + \Psi_f; \quad (5)$$

$$\Psi_q = L_q I_q, \quad (6)$$

где R — сопротивление фазы обмотки статора; L_d, L_q — индуктивности обмоток статора по осям d, q ; $\omega_o = p_n \omega$ — частота ЭДС вращения; ω — частота вращения ротора; p_n — число пар полюсов.

Электромагнитный момент для трехфазной машины через составляющие потокосцепления и тока статора имеет вид

$$M = (3/2)p_n(\Psi_d I_q - \Psi_q I_d). \quad (7)$$

Уравнение механики с учетом потерь может быть записано в виде

$$\omega = \frac{1}{Jp} (M - M_c - d\omega), \quad (8)$$

где J — момент инерции; M_c — момент статической нагрузки; d — коэффициент, учитывающий дополнительный момент демпфирования.

Разрешая уравнения (3) и (4) относительно токов и учитывая, что $p\Psi_f = 0$, получим

$$I_d = (U_d + \omega_o\Psi_q) \frac{1/R}{T_d p + 1}; \quad (9)$$

$$I_q = (U_q - \omega_o\Psi_d) \frac{1/R}{T_q p + 1}, \quad (10)$$

где $T_d = L_d/R, T_q = L_q/R$ — постоянные времени статорных обмоток, приведенные к осям d, q ротора.

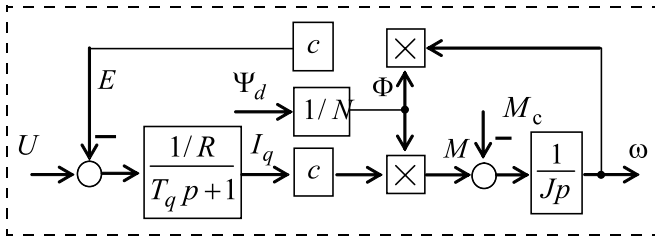


Рис. 5. Упрощенная структурная схема ВД

ставляющими момента Ψ_q и I_d пренебрегли ввиду малости их произведения.

Передаточные функции двигателя по управляющему и возмущающему воздействиям можно записать в следующем виде:

$$W_{\omega}(p) = \frac{\omega(p)}{U(p)} = \frac{K_d}{T_M T_{я} p^2 + T_M p + 1};$$

$$W_M(p) = \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = \frac{K_M (T_{я} p + 1)}{T_M T_{я} p^2 + T_M p + 1},$$

где $K_d = 1/(c\Phi)$, $K_M = R_{я}/(c\Phi)^2$ — передаточные коэффициенты двигателя по управлению и возмущению; $T_M = \frac{J R_{я}}{(c\Phi)^2}$ и $T_{я} = T_q = \frac{L_g}{R} = \frac{L_{я}}{R_{я}}$ — электро-механическая и электромагнитная постоянные времени двигателя; c и $\Phi = \frac{\Psi_d}{N}$ — конструктивная постоянная и поток двигателя; N — число витков; J — момент инерции двигателя.

Таким образом, без учета дополнительных возмущений, вносимых коммутационными процессами в потокосцепление по составляющей Ψ_d , и при пренебрежении составляющей момента $M_q = \Psi_q I_d$ двигатель можно представить динамическим звеном второго порядка. Заметим, что фактор пульсаций снижается с увеличением числа пар полюсов.

В реальных системах при выполнении условия $T_M \geq 4 T_{я}$ передаточную функцию двигателя можно записать в виде произведения двух полиномов:

$$W_d(p) = \frac{\omega(p)}{U(p)} = \frac{k_d}{T_M T_{я} p^2 + T_M p + 1} = \frac{k_d}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)},$$

где $T_1 = -\frac{1}{p_1}$, $T_2 = -\frac{1}{p_2}$, $p_{1,2} = -\frac{1}{2T_{я}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4T_{я}}{T_M}} \right)$ — постоянные времени и корни характеристического уравнения.

Специфические особенности ВД необходимо учитывать при выборе контуров управления. Сугубо нелинейный характер контура формирования момента ВД не позволяет без дополнительных преоб-

разований вводить в структуру управления контуры тока. Более того, одно из основных преимуществ ВД в режиме БМППТ — свойство внутреннего преобразования координат — будет не востребовано.

С учетом этого для реализации следящего электропривода (см. рис. 2) использованы два основных контура: скорости и положения. Силовой преобразователь $W_{п}(p)$ показан с учетом ограничений на регулирование напряжения.

Принцип построения следящего электропривода соответствует комбинированной системе программного управления, где в первом приближении функции интерполятора реализованы за счет задатчика скорости и угла (ЗСУ). Темп изменения скорости определяется постоянной времени T_{ω} .

Передаточная функция силового преобразователя, независимо от его типа, может быть представлена как аperiodическое звено

$$W_{п}(p) = \frac{k_{\mu}}{T_{\mu} p + 1},$$

где k_{μ} , T_{μ} — коэффициент и постоянная времени преобразователя.

При настройке контура скорости на модульный оптимум передаточная функция регулятора скорости должна иметь вид

$$W_{рс}(p) = \frac{(\tau_1 p + 1)(\tau_2 p + 1)}{\tau_3 p},$$

где $\tau_1 = T_1$; $\tau_2 = T_2$; $\tau_3 = k_{\mu} k_d \cdot 2 T_{\mu}$.

Пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор относится к физически нереализуемым звеньям. С достаточной степенью точности его функции могут быть реализованы регулятором с передаточной функцией

$$W_{рс}(p) = \frac{(\tau_1 p + \tau_2)}{\tau_3} + \frac{1}{\tau_3 p} + \frac{\tau_1 \tau_2 p}{\tau_3 (\tau_4 p + 1)},$$

где $\tau_4 < \tau_3$.

Передаточная функция регулятора положения при настройке контура на модульный оптимум соответствует пропорциональному звену $W_{рп}(p) = \beta$.

Результаты моделирования

Исследование рассмотренных принципов реализации следящего электропривода проводилось с учетом реальных свойств и ограничений регулятора скорости и преобразователя. Наиболее тяжелые условия работы следящего электропривода наблюдаются внизу диапазона регулирования скорости (рис. 6). Значительно большее перерегулирование скорости, чем ожидаемое, можно объяснить тем, что при выходе ВД из нейтрального состояния значительное влияние оказывают дифференциальная составляющая закона регулирования и релейный контур. В зависимости от ошибки скоростного

контура происходит ввод опережающего или отстающего угла коммутации.

При возрастании угла нагрузки создаются условия, когда угол коммутации имеет все время опережающий характер.

По своим свойствам регулятор скорости обеспечивает астатизм как по управляющему, так и возмущающему воздействиям. Ошибка по углу незначительна и введение контура положения эффективно лишь в аналоговых системах управления. На более высоких частотах вращения переходные процессы соответствуют ожидаемым результатам (рис. 7).

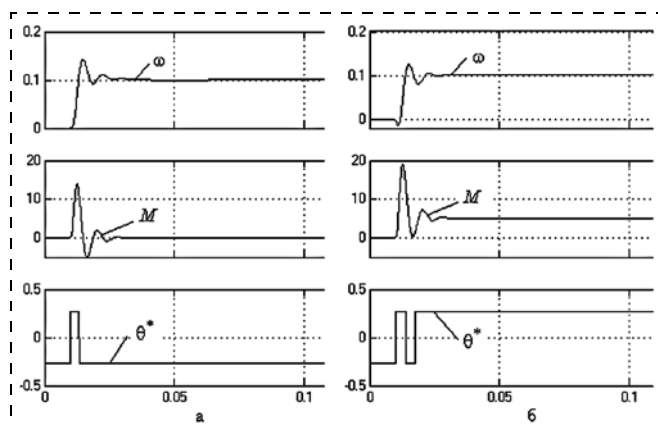


Рис. 6. Переходные процессы внизу диапазона скорости: *a* — реакция на скачок входного воздействия; *b* — пуск под нагрузкой

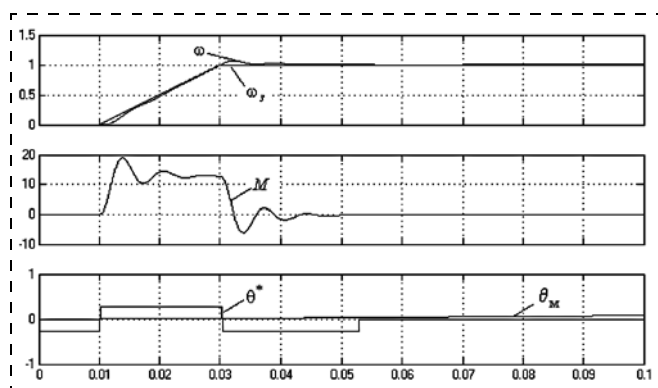


Рис. 7. Переходные процессы при равноускоренном пуске

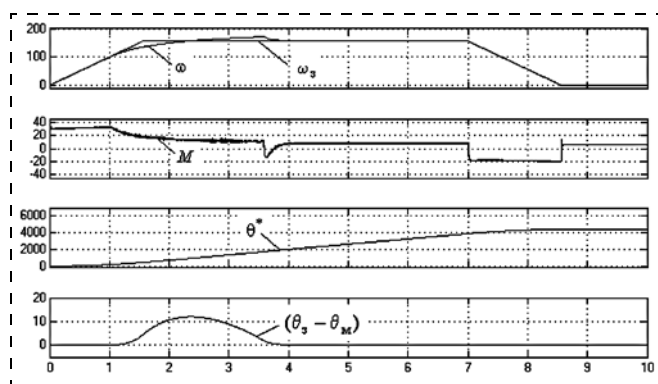


Рис. 8. Переходные процессы пуска в предельно допустимых режимах работы

Контур положения внизу диапазона регулирования не оказывает существенного влияния на процессы, характеризующие работу вентильного привода. Основное его назначение — контроль отработываемой координаты при программном управлении.

Работа контура на предельных скоростях, когда значительное влияние на динамику привода оказывают ЭДС вращения и ограничение по напряжению источника питания, показана на рис. 8.

При выходе на значения скорости, соответствующие указанным ограничениям, происходят уменьшение динамического момента и существенное отклонение скорости от заданного значения.

В результате формируется значительное фазовое рассогласование между формируемым заданием и истинным значением угла поворота ротора. Привод, тем не менее, сохраняет устойчивость и не выходит из синхронизма, так как очередная коммутация обмоток происходит лишь при достижении шага. Это влияет лишь на частоту коммутации. Перерегулирование по скорости вызвано лишь рассогласованием по положению, которое ликвидируется за счет увеличения частоты коммутации.

Таким образом, привод имеет адаптивные свойства, определяющие темп движения в соответствии с нагрузкой и развиваемым моментом.

Практическая реализация контура слежения должна предусматривать контроль угла в значительных пределах, что определяет его работу, соответствующую организации контура позиционной системы регулирования.

Заключение

В рассмотренной структуре вентильного электропривода переход представления от синхронной машины к машине постоянного тока осуществляется путем введения математической модели коммутатора и ДПР, что раскрывает особенности работы ВД, связанные с преобразованием координат статорных цепей к координатам ротора. Это позволяет достаточно полно исследовать функционирование двигателя и оценить предварительные характеристики как проектируемых машин, так и системы управления в целом. Проведенные исследования подтверждают специфические особенности вентильного электропривода: абсолютную жесткость механических характеристик в диапазоне допустимых нагрузок (свойство СД) и снижение частоты вращения по сравнению с частотой холостого хода при увеличении момента нагрузки выше допустимого (свойство двигателя постоянного тока).

Таким образом, если оценивать элементарные системы вентильного электропривода в режиме БМПП по сравнению с векторными системами управления, то в большинстве практических применений они могут составить достойную конкуренцию в отношении как регулировочных свойств, так и простоты реализации законов управления.

Список литературы

1. **Matsui N.** Sensorless PM Brushless DC Motor Drives // *IEEE Trans. Ind. Electron.* 1996. Vol. 43, N. 2. P. 300–308.
2. **Acarnley P. P., Watson J. F.** Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines // *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2006. Vol. 53, N. 2. P. 352–362.
3. **Косулин В. Д., Михайлов Г. Б., Омельченко В. В., Пугников В. В.** Вентильные электродвигатели малой мощности для промышленных роботов. Л.: Энергоатомиздат, 1988. 194 с.
4. **Михалев А. С., Миловзоров В. П.** Следящие системы с бесконтактными двигателями постоянного тока. М.: Энергия, 1979. 160 с.

5. **Safi S. K., Acarnley P. P., Jack A. G.** Analysis and simulation of the high-speed torque performance of brushless DC motor drives // *Proc. Inst. Elect. Eng. Electr. Power Appl.* 1995. Vol. 142, N. 3. P. 191–200.
6. **Соколовский Г. Г.** Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. М.: Издательский центр "Академия", 2006. 272 с.
7. **Балковой А. П., Цаценкин В. К.** Прецизионный электропривод с вентильными двигателями. М.: Издательский дом МЭИ, 2010. 328 с.
8. **Ивоботенко Б. А., Рубцов В. П., Садовский Л. А., Цаценкин В. К.** Дискретный электропривод с шаговыми двигателями / Под общ. ред. М. Г. Чиликина. М.: Энергия, 1971. 624 с.

Dynamics of the Servo Drive Brushless DC Motor in the Auto Switching Mode

V. M. Ivanov, v.ivanov@ulstu.ru✉,

Ulyanovsk State Technical University, Ulyanovsk, 432037, Russian Federation

Corresponding author: **Ivanov Vladimir M.**, Ph. D., Associate Professor, Ulyanovsk State Technical University, Ulyanovsk, 432037, Russian Federation, e-mail: v.ivanov@ulstu.ru

Received on April 21, 2015

Accepted on September 22, 2015

In his study of the dynamic response of a servo valve motor the author substantiated the conditions of transition to the coordinates of the rotor and provided a mathematical description of the valve motor as a Brushless Direct Current Motor (BLDC). The mathematical description of the valve drive (VD) in the rotor (d, q) system of coordinates makes it possible to establish conditions presenting VD as a structure, similar to a direct-current motor (DC-motor). The vector control systems can be implemented by means of converters of coordinates, mathematical models and multiple-loop systems of the subordinated regulation. The vector control systems of the valve actuator ensure its functioning in a wide range of speeds and are used in precision mechanisms. However, the mathematical model describing the system of the rotating coordinates defines increased requirements to the effective control system. Moreover, this principle assumes a withdrawal from a discrete character of switching and establishment of sine-wave voltage and currents in the motor winding. It is important to point out, that a mathematical model of the rotating coordinates does not allow an unequivocal description of the specified structural presentations to define the control valve drive as a reversed DC motor. Firstly, it is defined by the duality of the processes and presence of a commutator functioning as collector, and, secondly, by the rotor position sensor (RPS) functions of the coordinates converter. Therefore, an adequate estimation of the valve drive properties requires models and structures taking into account the discrete switching and nonlinear properties of the controlled object. A block diagram of the servo drive displays the switching processes and formation of the anticipatory switching angles. The research provided a foundation for a simplified block diagram of the valve motor working in BLDC mode and synthesis of the regulators of the double-loop servo system. The dynamic modes of the drive were tested using the bottom and top speeds of the control range in a system with software setters of the angle and speed. It was demonstrated that depending on the operating conditions BLDC possessed dual properties: of a synchronous machine and of a motor of direct current. The dynamic and static characteristics of the valve motor working in the mode of auto switching are prominent features of the designed-system making it comparable with the vector control systems of the synchronous machines with the field oriented control (FOC).

Keywords: servo drive, synchronous machine, reverse DC machine, BLDC, PID regulator, program speed and angle setting device

For citation:

Ivanov V. M. Dynamics of the Servo Drive Brushless DC Motor in the Auto Switching Mode, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2016, vol. 17, no. 1, pp. 110–115.

DOI: 10.17587/mau/17.110-115

References

1. **Matsui N.** Sensorless PM Brushless DC Motor Drives, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 1996, vol. 43, no. 2, pp. 300–308.
2. **Acarnley P. P., Watson J. F.** Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2006, vol. 53, no. 2, pp. 352–362.
3. **Kosulin V. D., Mikhailov G. B., Omel'chenko V. V., Putnikov V. V.** *Ventil'nye elektrodvigateli maloi moshchnosti dlya promysh-*

lennykh robotov (Valve electric motors of small power for industrial robots), Leningrad, Energoatomizdat, 1988, 194 p. (in Russian).

4. **Mikhalev A. S., Milovzorov V. P.** *Sledyashchie sistemy s beskontaktnymi dvigatelyami postoyannogo toka* (Servo system contactless DC motors), Moscow, Energiya, 1979, 160 p. (in Russian).

5. **Safi S. K., Acarnley P. P., Jack A. G.** Analysis and simulation of the high-speed torque performance of brushless DC motor drives, *Proc. Inst. Elect. Eng. Electr. Power Appl.*, 1995, vol. 142, no. 3, pp. 191–200.

6. **Sokolovskii G. G.** *Elektroprivody peremennogo toka s chastotnym regulirovaniem* (AC drives with frequency regulation), Moscow, Izdatel'skii tsentr "Akademiya", 2006, 272 p. (in Russian).

7. **Balkovoi A. P., Tsatsenkin V. K.** *PretsiZIONnyi elektroprivod s ventil'nyimi dvigatelyami* (Precision electric drive with brushless motor), Moscow, Izdatel'skii dom MEI, 2010, 328 p. (in Russian).

8. **Ivobotenko B. A., Rubtsov V. P., Sadovskii L. A., Tsatsenkin V. K.** *Diskretnyi elektroprivod s shagovymi dvigatelyami* (Digital drive with stepper motors), Energiya, 1971, 624 p. (in Russian).