

## ГЕНЕРАЦИЯ ЭНЕРГИИ В СИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ НА ОСНОВЕ ВИХРЕВОГО АЛГОРИТМА

Кочетков С.А.

Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, Москва, Россия

kos@ipu.ru

*Аннотация.* В статье рассмотрена задача управления генерацией энергии синхронной машины, работающей в режиме генератора. Избыточная механическая энергия преобразуется с помощью ключевого инвертора в постоянное напряжение заряда аккумуляторной батареи. Управление ключевым преобразователем осуществляется с помощью разрывных управляющих воздействий на основе вихревого алгоритма. Поверхности разрыва выбираются с учетом количества избыточной механической энергии, а также параметров асинхронного двигателя и тока потребления, зависящего от тока заряда аккумуляторной батареи и тока внешних потребителей. Разработанный закон управления позволяет контролировать выходное напряжение на заданном уровне при необходимом токе нагрузки.

*Ключевые слова:* синхронный двигатель, регулирование электрической энергии, внешний крутящий момент, заряд аккумуляторной батареи.

### Введение

В настоящее время синхронные электродвигатели широко применяются в различных сферах промышленности [1, 2]. Одним из режимов работы асинхронной машины является режим генератора, в котором избыточная механическая энергия преобразуется в электроэнергию. При использовании синхронных машин на электростанциях различного типа основной задачей является поддержание стабильных параметров сети (частоты и выходного напряжения). Ориентация на установившийся режим с известными параметрами позволяет упростить математическое описание всей системы и рассматривать линеаризованные уравнения с известными параметрами [1]. Для каждого генератора следует отметить наличие двух контуров регулирования: контур управления скоростью вращения вала за счет изменения внешнего момента и контур управления вектором токов в обмотках машины за счет подключения/отключения к внешней сети.

При отсутствии постоянного притока внешней механической энергии существует альтернативная схема преобразования энергии с синхронной машины, связанная с преобразованием переменного напряжения на обмотках в постоянное напряжение внешней аккумуляторной батареи (АКБ). В этом случае любой внешний вращательный момент преобразуется в некоторый ток заряда АКБ, однако ток заряда уже не может полностью контролироваться из-за вариативности внешнего момента. В таком режиме работы необходимо рассматривать нелинейный объект управления, для которого необходимо синтезировать нестандартные законы управления с учетом неопределенности внешней среды.

В данной статье объектом исследования является транспортное средство с тяговым синхронным электродвигателем на постоянных магнитах (СПМ). Предполагается, что при вращении вала в обмотках машины генерируется синусоидальная электродвижущая сила (ЭДС вращения) [3, 4].

В состав электропитания бортовой сети входят ключевой инвертор с внешним конденсатором, с помощью которого осуществляется сглаживание пульсаций энергии. В качестве инвертора используется широко известная схема с шестью полупроводниковыми ключевыми элементами, с помощью которых обеспечивается подключение выходных обмоток генератора к внешней нагрузке [5–8].

Во множестве публикаций предложены законы управления описанным инвертором с помощью:

- метода линеаризации с помощью обратной связи [9];
- контроллеров с нечеткой логикой [10];
- схем с фазовой автоподстройкой частоты [11];
- скользящих режимов [12].

В данной работе разработан альтернативный закон управления на основе вихревого алгоритма [13]. Рассмотрен режим движения транспортного средства в предположении, что внешний крутящий момент является постоянным. С учетом параметров электродвигателя получены условия существования решения задачи регулирования заданного выходного напряжения генератора с одновременным обеспечением необходимого тока потребления. Для регулирования энергии синхронной машины вычисляются заданные значения токов в обмотках в зависимости от нагрузки и переменных состояния системы. С помощью разрывного закона управления обеспечивается отработка заданных значений токов, с одновременным стремлением ошибок регулирования к нулю асимптотически.

## 1. Постановка задачи

Схема объекта управления представлена на рис. 1. Параллельно трехфазному инвертору мощности подключены внешний конденсатор и АКБ. Три обмотки синхронной машины  $A, B, C$  соединены по схеме «звезда». Делается предположение об идентичности параметров обмоток.

Управление осуществляется с помощью дискретных сигналов  $u_{iH}, u_{iL}$  ( $i = \overline{1,3}$ ), которые могут принимать два значения  $\{0,1\}$ , при этом  $u_{iH}, u_{iL}$  в одном плече инвертора всегда находятся в противофазе

$$u_{iL} = 1 - u_{iH}, i = \overline{1,3}. \quad (1)$$

Напряжения на каждой фазе электродвигателя вычисляются согласно выражениям

$$\begin{pmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{pmatrix} = \frac{u_0}{6} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где  $u_i = 2u_{iH} - 1$  ( $i = \overline{1,3}$ ) могут принимать значения  $\{-1,1\}$ ,  
 $u_0$  – напряжение на АКБ,  $u_A, u_B, u_C$  – фазные напряжения.

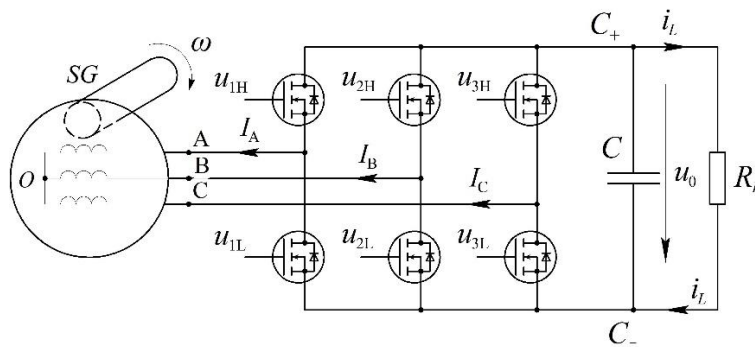


Рис. 1. Схема объекта управления

Объект управления описывается с помощью следующей математической модели [2]

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \frac{M + M_g}{J}, \\ L_s \dot{I}_A &= -R_s I_A + p\omega\psi_r \sin \gamma + u_A, \\ L_s \dot{I}_B &= -R_s I_B + p\omega\psi_r \sin \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + u_B, \\ L_s \dot{I}_C &= -R_s I_C + p\omega\psi_r \sin \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) + u_C, \\ \frac{du_0}{dt} &= -\frac{u_0}{R_L C} - \frac{u_1 I_A + u_2 I_B + u_3 I_C}{2C}, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $p$  – число пар полюсов,  $\varphi$  – угловое положение ротора,  $\gamma = p\varphi$  – электрический угол,  $C$  – емкость конденсатора,  $R_L$  – эквивалентное сопротивление нагрузки-аккумулятора,  $u_0/R_L$  – ток нагрузки,  $R_L$  считается постоянным

$$\dot{R}_L = 0, \quad (4)$$

$\psi_r$  – постоянный поток ротора,  $L_s$  – эквивалентная индуктивность статора,  $\omega$  – угловая скорость ротора,  $M$  – электромагнитный момент синхронной машины.

$$M = p \left[ - \left( I_A - \frac{I_B}{2} - \frac{I_C}{2} \right) \psi_r \sin \gamma + \frac{\sqrt{3}}{2} (I_B - I_C) \psi_r \cos \gamma \right],$$

$M_g > 0$  – внешний момент.

В описании (3) присутствуют избыточные переменные. Далее использованы представления системы в двухфазных системах координат.

Преобразование из трехфазной системы координат в фиксированную не вращающуюся систему координат ( $(\alpha\_beta)$ -координатную систему), задается с помощью матрицы  $S_{\alpha\_beta}$  [14, 15]

$$I_{s\alpha\beta} = \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} = S_{\alpha\beta} (I_A \ I_B \ I_C)^T, \quad u_{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = S_{\alpha\beta} (u_A \ u_B \ u_C)^T = \frac{u_0}{2} \begin{pmatrix} u_{u\alpha} \\ u_{u\beta} \end{pmatrix},$$

$$\begin{pmatrix} u_{u\alpha} \\ u_{u\beta} \end{pmatrix} = S_{\alpha\beta} (u_1 \ u_2 \ u_3)^T, \quad S_{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix}, \quad (5)$$

где  $I_{s\alpha\beta}$  – вектор, компонентами которого являются токи статора в неподвижной системе координат,  $u_{\alpha\beta}$  – вектор управляющих воздействий.

Математическое представление в  $(\alpha\_beta)$ -координатной системе

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J} \left[ \frac{3}{2} p (-I_\alpha \psi_r \sin \gamma + I_\beta \psi_r \cos \gamma) + M_g \right],$$

$$L_s \dot{I}_\alpha = -R_s I_\alpha + p \omega \psi_r \sin \gamma + u_\alpha,$$

$$L_s \dot{I}_\beta = -R_s I_\beta - p \omega \psi_r \cos \gamma + u_\beta, \quad (6)$$

$$\frac{du_0}{dt} = -\frac{u_0}{R_L C} - \frac{u_1 I_A + u_2 I_B + u_3 I_C}{2C}.$$

С использованием преобразования (5) исходная система может быть представлена в подвижной системе координат, связанной с вектором потока ротора ( $(d\_q)$ -координатная система)

$$\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = S_{dq} I_{s\alpha\beta}, \quad S_{dq} = \begin{pmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \cos \gamma \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = S_{dq} u_{\alpha\beta} = \frac{u_0}{2} S_{dq} \begin{pmatrix} u_{u\alpha} \\ u_{u\beta} \end{pmatrix} = \frac{u_0}{2} \begin{pmatrix} u_{ud} \\ u_{uq} \end{pmatrix}, \quad (7)$$

где  $\sqrt{u_{ud}^2 + u_{uq}^2} = 4/3$  в соответствии с (1)–(2).

С учетом (3)–(7) уравнения объекта управления в  $(d\_q)$ -координатной системе

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J} \left[ \frac{3}{2} p \psi_r I_q + M_g \right],$$

$$\frac{du_0}{dt} = -\frac{u_0}{R_L C} - \frac{3(I_d u_{ud} + I_q u_{uq})}{4C}, \quad (8)$$

$$\dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_s} I_d + p \omega I_q + \frac{u_0}{2} \frac{u_{ud}}{L_s},$$

$$\dot{I}_q = -\frac{R_s}{L_s} I_q - p \omega I_d - \frac{p \omega}{L_s} \psi_r + \frac{u_0}{2} \frac{u_{uq}}{L_s}.$$

Делаются Предположения, что параметры системы  $R_s, L_s, C, J, R_L$  известны, и переменные состояния  $\omega, u_0, \psi_r, I_d, I_q$  измеряются.

В работе исследуется частный случай передвижения транспортного средства, когда внешний крутящий момент синхронной машины является постоянным (см. рис. 2).

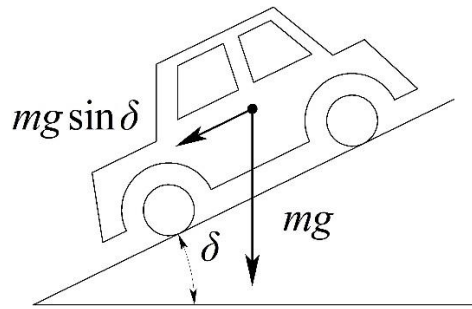


Рис. 2. Частный случай движения транспортного средства

$$M_g = \text{const} > 0. \quad (9)$$

В статье ставится задача регулирования выходного напряжения инвертора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |u_0 - u_0^*| = 0, \quad (10)$$

где  $u_0^* = \text{const} > 0$  – требуемый уровень напряжения на конденсаторе или АКБ.

## 2. Синтез закона управления

### 2.1. Оценивание внешнего момента генератора

Для получения информации о внешнем крутящем моменте синхронной машины используется наблюдатель состояния, дифференциальные уравнения которого

$$\begin{aligned} \dot{\hat{M}}_g &= l_1(\omega - \hat{\omega}), \\ \dot{\hat{\omega}} &= \frac{1}{J} \left( \frac{3}{2} p \psi_r I_q + \hat{M}_g \right) + l_2(\omega - \hat{\omega}), \end{aligned} \quad (11)$$

где  $\hat{\omega}$  – оценка угловой скорости,  $\hat{M}_g$  – оценка внешнего момента,  $l_i = \text{const} > 0 (i = \overline{1,2})$  – коэффициенты обратной связи наблюдателя, коэффициенты  $l_i$  выбраны так, что  $l_2^2 - (4/J)l_1 > 0$ .

С учетом (8)–(9) выражения для ошибок оценивания описываются уравнениями

$$\dot{\bar{M}}_g = -l_1 \bar{\omega}, \quad \dot{\bar{\omega}} = \frac{\bar{M}_g}{J} - l_2 \bar{\omega}, \quad (12)$$

где  $\bar{M}_g = M_g - \hat{M}_g$ ,  $\bar{\omega} = \omega - \hat{\omega}$ .

Характеристическое уравнение системы (12)

$$\lambda^2 + l_2 \lambda + \frac{l_1}{J} = 0,$$

где с учетом его корней

$$\lambda_1 = \frac{-l_2 + \sqrt{l_2^2 - (4/J)l_1}}{2}, \lambda_2 = \frac{-l_2 - \sqrt{l_2^2 - (4/J)l_1}}{2}$$

обеспечивается заданная скорость сходимости оценки внешнего момента  $\hat{M}_g$  к истинному значению  $M_g$ .

### 2.2. Выбор закона управления

Уравнения системы (8) могут быть разделены на две подсистемы. Изменение переменных во времени этих подсистем происходят с разной скоростью. Более медленному изменению подвержена механическая подсистема с переменной состояния  $\omega$ . Более быстрой подсистеме соответствуют уравнения для компонент тока статора с переменными состояния  $I_d, I_q$ . С учетом (9) в работе рассматривается случай движения транспортного средства с постоянным внешним крутящим моментом. В связи с этим будем искать постоянное установившееся решение для переменных состояния системы. Данное решение должно быть вычислено с учетом уравнений объекта согласно заданной выходной мощности потребления. Установившиеся значения для переменных состояния

системы (8) далее будем обозначать со знаком «\*».

С учетом постоянства установившегося решения, производные в системе (8) равны нулю, и она преобразуется к системе алгебраических уравнений. Для компенсации внешнего положительного момента необходимо так выбрать компоненты вектора тока статора, чтобы обеспечить отрицательный электромагнитный момент синхронной машины в соответствии с (9). Согласно рассуждениям составляющая  $I_q$  в таком режиме работы синхронного двигателя отрицательна [2, 16]

$$I_q^* = -|I_q^*| = \text{const} < 0, I_d^* = \text{const} > 0. \quad (13)$$

Вводя новые переменные

$$\bar{I}_q = I_q - I_q^*, \bar{I}_d = I_d - I_d^* \quad (14)$$

и дифференцируя их согласно (8), получим

$$\begin{aligned} \dot{\bar{I}}_d &= -\frac{R_s}{L_s} I_d + p\omega I_q + \frac{u_0}{2} \frac{u_{ud}}{L_s}, \\ \dot{\bar{I}}_q &= -\frac{R_s}{L_s} I_q - p\omega I_d - \frac{p\omega}{L_s} \psi_r + \frac{u_0}{2} \frac{u_{uq}}{L_s}. \end{aligned} \quad (15)$$

Компоненты  $u_{ud}, u_{uq}$  вектора управления согласно «вихревому» алгоритму выбираются в виде

$$\begin{aligned} \frac{u_0}{2} \frac{u_{ud}}{L_s} &= v_d, \dot{v}_d = -\text{sat}_d(\alpha_d v_d) - M_{2d} \text{sign}(\bar{I}_d); \\ \frac{u_0}{2} \frac{u_{uq}}{L_s} &= v_q, \dot{v}_q = -\text{sat}_q(\alpha_q v_q) - M_{2q} \text{sign}(\bar{I}_d), \end{aligned} \quad (16)$$

где  $\text{sign}(\cdot)$  – функция знака,  $\text{sat}(\cdot)$  – функция насыщения.

$$\text{sat}_j(x) = \begin{cases} M_{1j}, & x \geq 1; \\ x, & -1 < x < 1; \\ -M_{1j}, & x \leq -1, \end{cases} \quad j = \{d, q\}$$

$$M_{id} = \text{const} > 0, M_{iq} = \text{const} > 0 (i = \bar{1}, 2), \alpha_d = \text{const} > 0, \alpha_q = \text{const} > 0,$$

После объединения уравнений (15), (16), могут быть записаны уравнения замкнутой системы для компонент вектора тока статора

$$\begin{aligned} \dot{\bar{I}}_d &= -\frac{R_s}{L_s} I_d + p\omega I_q + v_d, \dot{v}_d = -M_{1d} \text{sat}(v) - M_{2d} \text{sign}(\bar{I}_d); \\ \dot{\bar{I}}_q &= -\frac{R_s}{L_s} I_q - p\omega I_d - \frac{p\omega}{L_s} \psi_r + v_q, \dot{v}_q = -M_{1q} \text{sat}(v) - M_{2q} \text{sign}(\bar{I}_q). \end{aligned}$$

С помощью выбора коэффициентов обратной связи в (16) обеспечиваются предельные соотношения [13]

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\bar{I}_d| = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} v_d = \frac{R_s}{L_s} I_d - p\omega I_q; \lim_{t \rightarrow \infty} |\bar{I}_q| = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} v_q = \frac{R_s}{L_s} I_q + p\omega I_d + \frac{p\omega}{L_s} \psi_r. \quad (17)$$

Для поддержания постоянной скорости вращения, задающее воздействие для компоненты  $I_q$  тока статора выбирается в виде

$$|I_q^*| = \frac{2M_g}{3p\psi_r}. \quad (18)$$

Подстановка (13), (18) в уравнения компонент вектора тока статора из (8) с учетом (16), (17) приводит к соотношениям

$$u_{ud}^* = \frac{2R_s I_d^*}{u_0} + \frac{4L_s \omega^* \hat{M}_g}{3\psi_r u_0}, \quad u_{uq}^* = \frac{2p\omega^* L_s I_d^*}{u_0} - \frac{4R_s \hat{M}_g}{3p\psi_r u_0} + \frac{2p\omega^* \psi_r}{u_0}. \quad (19)$$

Заданные величины компонент вектора тока статора принимаются согласно уравнениям

$$-\frac{3(I_d^* u_{ud}^* + I_q^* u_{uq}^*)}{4} = \frac{(u_0^*)^2}{u_0 R_L}, \quad (20)$$

для обеспечения изменения выходного напряжения во времени согласно дифференциальному уравнению

$$\frac{du_0}{dt} = \frac{u_0}{R_L C} \left( -1 + \frac{(u_0^*)^2}{u_0^2} \right),$$

решение которого в пределе

$$\lim_{t \rightarrow \infty} u_0(t) = u_0^*,$$

что (10) позволяет решить поставленную задачу.

После объединения соотношений (19)–(20) может быть записано уравнение

$$(I_d^*)^2 + \frac{4}{9} \frac{\hat{M}_g^2}{p^2 \psi_r^2} - \frac{2}{3} \frac{\hat{M}_g \omega^*}{R_s} + \frac{2(u_0^*)^2}{3R_L R_s} = 0.$$

Его положительное решение

$$I_d^* = \sqrt{\frac{2}{3} \frac{\hat{M}_g \omega^*}{R_s} - \frac{4}{9} \frac{\hat{M}_g^2}{p^2 \psi_r^2} - \frac{2(u_0^*)^2}{3R_L R_s}}, \quad (21)$$

Выбирается в качестве задающего воздействия для компоненты тока  $I_d$  статора согласно (14), (16).

Условие разрешимости рассматриваемой задачи может быть получено с учетом (21)

$$M_g \omega^* - \frac{2}{3} \frac{\hat{M}_g^2 R_s}{p^2 \psi_r^2} - \frac{(u_0^*)^2}{R_L} > 0.$$

Последнее неравенство можно записать в виде двух соотношений

$$\begin{cases} \omega^* > \frac{8}{3} \frac{(u_0^*)^2 R_s}{p^2 \psi_r^2 R_L}, D = (\omega^*)^2 - \frac{8}{3} \frac{(u_0^*)^2 R_s}{p^2 \psi_r^2 R_L}; \\ M_g \in \left( \frac{3p^2 \psi_r^2}{2R_s} [\omega^* - \sqrt{D}], \frac{3p^2 \psi_r^2}{2R_s} [\omega^* + \sqrt{D}] \right). \end{cases}$$

## Заключение

В статье рассмотрена задача регулирования энергии синхронной машины в бортовой сети электротранспортного средства. При условии постоянства внешнего крутящего момента и скорости движения момента были рассчитаны задающие воздействия для компонент вектора тока статора. Решение поставленной задачи для случая переменной механической энергии и нагрузки является нетривиальной проблемой и будет рассмотрено в дальнейших публикациях.

## Литература

1. A. Langdorf. Theory of Alternating-Current Machinery. – New York: McGraw-Hill, Second Edition, 1955.
2. W. Leonhard. Control of Electrical Drives. – Berlin: Springer-Verlag, 1990.
3. R. Krishnan. Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. New York: CRC Press, Taylor and Francis Group, 2010.
4. J. R. Hendershot, T. J. E. Miller. Design of Brushless Permanent-Magnet Machines. Florida: Motor Design Books LLC, 2010.
5. C. A. Munoz, I. Barbi. A New High-Power-Factor Three-Phase AC–DC Converter: Analysis, Design, and Experimentation // IEEE Trans. on Power Electronics. Vol. 14. 1999, №5. – P.90-97.
6. B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. P. Kothari. A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters // IEEE Trans. on Industrial Electronics. Vol. 51. 2004, №3. – P.641-660.

7. *J. W. Kolar, T. Friedli.* The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems-Part I // *IEEE Trans. Power Electron.* Vol.28. 2013, №1. – P.176-198.
8. *B. T. Ooi, J.W. Dixon, A. B.Kulkarni, and M. Nishimoto.* An integrated AC drives system using a controlled current PWM rectifier/inverter link // *IEEE Trans. Power Electron.* Vol. 3. 1988, № 1. – P.64-71.
9. *D. Lee, Member, G. Lee, and K. Lee.* DC-Bus Voltage Control of Three-Phase AC/DC PWM Converters Using Feedback Linearization,” *IEEE Trans. on Ind. Applications.* Vol. 36. 2000, № 3.– P. 826-833.
10. *W. C. deCarvalho, R. P. Bataglioli, R. A. S. Fernandes, and D. V. Coury.* Fuzzy-based approach for power smoothing of a full-converter wind turbine generator using a supercapacitor energy storage // *Electr. Power Syst. Res.* Vol. 184. 2020, Art. no. 106287.
11. *M. Tang, S. Bifaretti, S. Pipolo, S. Odhano, and P. Zanchetta.* A novel repetitive controller assisted phase-locked loop with self-learning disturbance rejection capability for three-phase grids // *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.* Vol. 8. 2020, №. 2. – P.1870-1879.
12. *Y. Shtessel, S. Baevand H. Biglari.* Unity Power Factor Control in Three-Phase AC/DC Boost Converter Using Sliding Mode // *IEEE Trans. on Ind. Electronics.* Vol. 55. 2008, №. 11. – P.3874-3882.
13. *S. A. Kochetkov, V. A. Utkin.* Invariance in Systems with Unmatched Perturbations // *Autom. Remote Control.* Vol. 74. 2013, № 7. – P.1097-1127.
14. *R. Marino, P. Tomei, and C. Verrelli.* *Induction Motor Control Design.* – London: Springer, 2010.
15. *J. S. Dodds, V. A. Utkin, and J. Vittek.* Sensorless Induction Motor Drive with Independent Speed and Rotor Magnetic Flux Control, Part I, Theoretical Background // *J. Electrical Eng.* Vol. 49. 1998. – P.186-193.
16. *V.I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi.* *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems.* –London: Taylor and Francis, 2009.