

Авторы:
Вишневский В.И.,
 ООО НПП «ЭКРА»,
 г.Чебоксары, Россия
к.т.н. Лазарев С.А.,
 доцент, зав. кафедрой
 «Системы автоматического
 управления электроприво-
 дами» ЧГУ, Чебоксары.

АДАПТИВНЫЙ СКОЛЬЗЯЩИЙ РЕЖИМ УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Аннотация: предложен метод построения адаптивного скользящего управления скоростью асинхронного электродвигателя. Получены алгоритмы адаптивного управления скоростью и потоком ротора на основе настраиваемой поверхности скольжения.

Ключевые слова:
 асинхронный электродвигатель, адаптивный скользящий режим управления, настраиваемая скользящая поверхность.

The method of construction of the adaptive sliding-mode control is offered by speed of the induction motors. Algorithms of adaptive management are received by speed and a stream of a rotor on the basis of an adjusted sliding surface.

Keywords: induction motor, adaptive sliding-mode control, adjusted sliding surface.

В настоящее время весьма актуальна задача рационального использования электро-энергии, обеспечения решения поставленных задач с минимальными возможными затратами энергии. На сегодняшний момент наиболее перспективным с точки зрения коэффициента полезного действия и компактности являются электропривода (ЭП) на базе электрических машин переменного тока с питанием от силовых полупроводниковых преобразователей (ПП) напряжения. Характерная черта таких ЭП - релейная нелинейность обусловленная работой полупроводниковых приборов, т.е. динамическая система ЭП описывается дифференциальными уравнениями с разрывными правыми частями. Наряду с многомерной релейной характеристикой силового преобразователя существуют нелинейности, присущие машинам переменного тока. Таким образом, автоматизированный асинхронный электропривод представляет собой нелинейную динамическую систему с линейным входением управления, разрывный характер которого обусловлен ключевым режимом работы полупроводникового преобразователя [5]. Развитие современной теории нелинейных систем с разрывным управлением позволило разработать методы синтеза нелинейных законов управления асинхронного электропривода в скользящих режимах. Реализация управления на базе многомерного скользящего режима невозможна без обеспечения должной информации о компонентах вектора состояния объекта управления, прямое измерение которых нецелесообразно по причине усложнения и удорожания объекта управления и снижения его эксплуатационных качеств. Перспективный путь решения поставленной задачи лежит

в разработке алгоритма, оценивания вектора состояния объекта по его наблюдаемым координатам [2].

При работе электродвигателя в составе ЭП целью управления является обеспечение сходимости угловой скорости вращения ротора $e_{\omega} = \lim_{t \rightarrow \infty} |\omega(t) - \omega_z(t)| = 0$ (1) с желаемой динамикой, при произвольном характере изменения момента внешней нагрузки, обеспечение высокого качества процессов управления, инвариантность к внешним возмущениям, малая чувствительность к изменениям динамических свойств объекта управления в сочетании с экономичностью передачи энергии и простотой получения вращающегося момента. Полная управляемость ЭП обеспечивается, если обеспечивается управление электромагнитным моментом двигателя. Во всех электромеханических преобразователях вращающий момент образуется в результате взаимодействия магнитных полей статора и ротора или магнитного поля одного элемента и тока другого. Для получения однозначных функций управления обе величины должны быть независимы друг от друга, и тогда одну из них можно поддерживать постоянной, а с помощью другой осуществлять регулирование. В качестве независимой и постоянной величины наиболее целесообразным можно считать выбор потокосцепления ротора и выполнение дополнительной цели управления:

$e_{\psi} = \lim_{t \rightarrow \infty} |\psi_r - \psi_{r0}| = 0$ (2)
 с желаемой динамикой, где ψ_{r0} - желаемая (эталонная) модель потокосцепления ротора асинхронного электропривода.

Желаемое состояние ЭП может быть обеспечено путём выбора соответствующих задающих воздействий для системы управления: электрической частоты вращения ротора ω_r

желаемого потока ротора Ψ_r^s . При выбранных задающих воздействиях, поведение ЭП характеризуется функциями ошибок управляемых переменных, которыми являются отклонения фактических значений регулируемых величин от задающих воздействий:

$$s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{d}{dt} + c_1\right)(\omega_2 - \omega) \\ \Psi - \Psi_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{d}{dt} + c_1\right)e_\omega \\ e_\Psi \end{bmatrix} \quad (3)$$

где: c_1 – положительная константа. Для решения поставленной задачи управления, достаточно обеспечить равенство нулю (3). Действительно, уравнение $s_1 = 0$ можно рассматривать как дифференциальное уравнение рассогласования фактической и заданной скорости вращения ротора, которое при $c_1 > 0$ будет стремиться к нулю по экспоненциальному закону

$\frac{1}{c_1}$ с постоянной времени $\frac{1}{c_1}$. Уравнение $s_2 = 0$ описывает процесс изменения рассогласования фактического и заданного потокосцепления ротора. Одним из возможных вариантов одновременного обеспечения равенства нулю функций (3) является организация скользящего режима по пересечению поверхностей $s_1 = 0, s_2 = 0$ [5,8,9]. Реализация управления на базе многомерного скользящего режима (3) проблематична по причине возможной потери работоспособности системы при изменении параметрических возмущений в широких пределах. Как следствие недопустимого увеличения коэффициента γ в управлении

$u = -\gamma \text{sign}(s(e_\omega, e_\Psi))$, что соответствует недопустимо большому значению управляющего воздействия в условиях ограниченной энергии управления, применяемых элементов ПП, их механической прочности, предельных нагрузочных характеристик, и конкретных условий работы. Для расширения границ применения теории систем со скользящим движением, рассмотрим путь, основанный на настройке поверхности скольжения [4].

Итак, для достижения цели управления (2), поверхность разрыва выбираем в виде:

$$\sigma(\Psi_r, i, \theta) = \theta |\Psi_r| + i_{s\alpha} = 0, \quad (4)$$

что вытекает из равенства нулю производной $\frac{d|\Psi_r|}{dt}$

в статическом режиме, в системе дифференциальных уравнений, описывающих динамику асинхронного двигателя в системе координат, связанных с вектором потокосцепления

ротора [1,6]:

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}^s}{dt} = -\frac{R_S + k_r^2 R_r}{\sigma L_S} i_{s\alpha}^s + \frac{k_r L_m}{\sigma L_S L_r} |\Psi_r^s| + \omega_{\Psi r} i_{s\beta}^s + \frac{1}{\sigma L_S} u_{s\alpha}^s; \\ \frac{di_{s\beta}^s}{dt} = -\frac{R_S + k_r^2 R_r}{\sigma L_S} i_{s\beta}^s - \frac{k_r}{\sigma L_S L_r} p\omega |\Psi_r^s| - \omega_{\Psi r} i_{s\alpha}^s + \frac{1}{\sigma L_S} u_{s\beta}^s; \\ \frac{d|\Psi_r^s|}{dt} = R_r k_r i_{s\alpha}^s - \frac{R_r}{L_r} |\Psi_r^s|; \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{3Pk_r}{2J} |\Psi_r^s| i_{s\beta}^s - T_L, \end{cases} \quad (5)$$

где: $|\Psi_r^s|(\omega_{\Psi r} - p\omega) = k_r R_r i_{s\beta}^s$, ω – угловая скорость ротора, $|\Psi_r^s| u_{s\alpha}^s, u_{s\beta}^s, i_{s\alpha}^s, i_{s\beta}^s$ – проекции пространственных векторов потока ротора, напряжения и тока

статора, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, L_s, L_r, R_S, R_r, p, k_r = \frac{L_m}{L_r}$ – параметры асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, T, T_L – электромагнитный и нагрузочный момент.

В идеальном скользящем режиме система описывается уравнениями:

$$\begin{cases} p|\Psi_r| = (A_{11} - A_{12}\theta)|\Psi_r|, \\ \frac{di_{s\alpha}^s}{dt} = A_{21}i_{s\alpha}^s + A_{22}|\Psi_r^s| + B_2 u_{s\alpha}^s, \\ \sigma(|\Psi_r|, i_{s\alpha}, \theta) = \theta |\Psi_r| + i_{s\alpha} = 0, \end{cases} \quad (6)$$

$$\text{где: } A_{11} = \frac{R_r}{L_r}, A_{12} = R_r k_r, A_{21} = \frac{k_r L_m}{\sigma L_S L_r}, A_{22} = -\frac{R_S + k_r^2 R_r}{\sigma L_S},$$

$B_2 u_{s\alpha}^s = \omega_{\Psi r} i_{s\beta}^s + \frac{1}{\sigma L_S} u_{s\alpha}^s$. Желаемое уравнение потокосцепления ротора зададим в виде эталонной модели $p|\Psi_{r0}| = A_* |\Psi_{r0}|$. Идеальные параметры $\theta_* = \theta_*(\xi)$ выбираем из условия согласованности эталонной модели потокосцепления ротора и (6) $A_{11} - A_{12}\theta_* = A_*; \forall \xi \in \Xi$ (7)

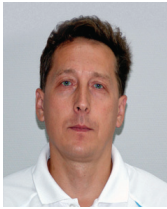
тогда из условия управляемости объекта существует $\theta_* = (A_* - A_{11})A^{-1}1_2$. Поскольку коэффициенты $A_{ij}(\xi)$ неидеальны, заменим идеальные параметры θ_* настраиваемыми параметрами $\theta(\xi)$. Параметр ξ характеризует внешнее воздействие, например, дрейф параметров, которые входят в коэффициенты уравнений, составляющих математическое описание объекта, и абстрактные параметры характеризующие неточностью описания объекта. Параметр ξ должен находиться в области допустимых значений $\forall \xi \in \Xi$.

Синтез проведем методом функции Ляпунова[3]. Рассмотрим квадратичную функцию вида:

$$V_1(e_{\Psi_r}, \theta) = 0.5e_{\Psi_r} H e_{\Psi_r} + 0.5tr\{T(\theta - \theta_*)^2\}$$

где $H > 0, T > 0$. Определим производную от функции $V_1(e_{\Psi_r}, \theta)$, и в силу уравнений (6), (7) получим:

$$pV_1(e_{\Psi_r}, \theta) = e^T_{\Psi_r} H A_* e_{\Psi_r} + tr\{(\theta - \theta_*)(-A^{-1}1_2 H e_{\Psi_r} \Psi_r + T^{-1} p \theta)\},$$



Вишневский Владимир Ильич
инженер, заместитель заведующего отделом электропривода ООО НПП «ЭКРА» г. Чебоксары. Окончил Чувашский государственный университет в 1989г.

Выбрав алгоритм настройки $\theta(\xi)$ в виде $p\theta = TA^{-1}He_{\psi_r, \psi_r}$ и с учётом существования функции Ляпунова:

$$pV_1(e_{\psi_r}, \theta) \leq 0.5pe_{\psi_r}He_{\psi_r}$$

где $\rho = \frac{\lambda_{\min}(G)}{\lambda_{\max}(H)} > 0$, $\lambda_{\min}(G)$, $\lambda_{\max}(H)$ – максимальные и минимальные числа соответствующих коэффициентов. Таким образом, все траектории системы (6) ограничены. Достижение цели управления (2) и условие достижимости (7) доказываются в соответствие с леммой Барбалатта [7].

Для синтеза разрывного управления выберем квадратичный функционал вида

$$V_2(\sigma(\psi_r, i, \theta)) = 0.5(B^{-1}2\sigma(\psi_r, i, \theta))^2,$$

вычислим его производную, учитывая $p\sigma(\psi_r, i, \theta) = (\theta A_{11} + A_{21} + p\theta)\psi_r + (\theta A_{12} + A_{22})i + B_2u_{\psi_r}$:

$$pV_2(\sigma(\psi_r, i, \theta)) = B^{-1}2\sigma(\psi_r, i, \theta)B^{-1}2[(\theta A_{11} + A_{21} + p\theta)\psi_r + (\theta A_{12} + A_{22})i] + B_2^2u_{\psi_r}.$$

Выберем разрывную функцию управления в виде: $u_{\psi_r} = -\gamma \text{sign}(B^{-1}2\sigma(\psi_r, i, \theta))$, тогда выражение для $pV_2(\sigma(\psi_r, i, \theta))$ примет вид:

$$pV_2(\sigma(\psi_r, i, \theta)) = B^{-1}2\sigma(\psi_r, i, \theta)B^{-1}2(\theta(A_{11}\psi_r + A_{12}i) + B^{-1}2p\theta\psi_r + B^{-1}2A_{21}\psi_r + B^{-1}2A_{22}i) + \gamma|B^{-1}2\sigma(\psi_r, i, \theta)| \left[|B^{-1}2\sigma(\psi_r, i, \theta)| \left[\theta \|A_{11}\| |\psi_r| + \theta \|A_{12}\| |i| + |A_{21}| |\psi_r| + |A_{22}| |i| + |p\theta| |\psi_r| \right] - \gamma |B^{-1}2\sigma(\psi_r, i, \theta)| \right].$$

Чтобы обеспечить устойчивую работу в скользющем режиме на траекториях системы (6), при соблюдении условия $pV_2(\sigma(\psi_r, i, \theta)) < 0$ для всех $\forall \xi \in \Xi$ коэффициент γ должен соответствовать условиям:

$$\gamma > \bar{\gamma} = \gamma_0 \left(\theta \left[\gamma_{\psi_r} |\psi_r| + \gamma_i |i| \right] + \tilde{\gamma}_{\psi_r} |\psi_r| + \tilde{\gamma}_i |i| + |p\theta| |\psi_r| \right) + \rho_2, \quad (8)$$

где: $\rho_2 > 0$, $|p\theta| \leq \gamma_0 |e_{\psi_r}| |\psi_r|$, $\gamma_0 \geq |TA^{-1}2H|$, $\gamma_0 \geq |B^{-1}2|$, $\gamma_{\psi_r} \geq |A_{11}|$, $\gamma_i \geq |A_{12}|$, $\tilde{\gamma}_{\psi_r} \geq |A_{21}|$, $\tilde{\gamma}_i \geq |A_{22}|$.

Отсюда получим следующий алгоритм управления потокоцеплением ротора с настраиваемой поверхностью скольжения:

$$\begin{aligned} u_{\psi_r} &= -\gamma \text{sign}(B^{-1}2\sigma(\psi_r, i, \theta)); \\ \sigma(\psi_r, i, \theta) &= \theta\psi_r + i; \\ p\theta &= \begin{cases} 0, & \text{при } \sigma(\psi_r, i, \theta) \neq 0; \\ p\theta = TA^{-1}He_{\psi_r, \psi_r}, & \text{при } \sigma(\psi_r, i, \theta) = 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (9)$$

Если величина потокоцепления ротора поддерживается неизменной $|\psi_r^s| = \text{const}$, то из структуры объекта управления (5) выделяется группа уравнений, соответствующая контуру регулирования механических характеристик. Чтобы получить выражение в регулярной форме для угловой скорости вращения ротора – ω , найдём дифференциал второго порядка от ω , в соответствии с уравнением электромеханической характеристики:

$$p^2\omega = \frac{3Pk_r}{2J} |\psi_r^s| p i_{s\beta}^s - pT_L \quad (10)$$

допустив, что разрабатываемая система позволит обеспечить $|\psi_r^s| = \text{const}$. Преобразуем выражение (10), путём замены $p i_{s\beta}^s$ $p\omega$, соответствующими выражениями из (7), с последующим исключением переменной состояния $i_{s\beta}^s$ к виду:

$$p^2\omega = -\frac{(R_s + k^2_r R_r)}{\sigma L_s} p\omega - \frac{L_m k_r |\psi_r^s|^2}{J \sigma L_s (L_m + L_r)} p\omega - \frac{1}{J} \frac{R_s + k^2_r R_r}{\sigma L_s} T_L + \frac{L_m |\psi_r^s|}{J (L_m + L_r)} \left(\frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta}^s - \omega_s i_{s\alpha}^s \right).$$

Используя коэффициенты $A_{\omega} = A_{\omega m} + \Delta A_{\omega}$, $B_{\omega} = B_{\omega m} + \Delta B_{\omega}$, $C_{\omega} = C_{\omega m} + \Delta C_{\omega}$ характеризующие номинальные параметры АД и их отклонения от номинальных значений перед соответствующими переменными состояния $p\omega$, ω , T_L и введя фиктивное управление вида:

$$U_{\omega} = \frac{L_m |\psi_r^s|}{J (L_m + L_r)} \left(\frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta}^s - \omega_s i_{s\alpha}^s \right) = U_{\omega m} + \Delta U_{\omega}$$

получим дифференциальное выражение в регулярной форме:

$$p^2\omega = -A_{\omega} p\omega - B_{\omega} \omega - C_{\omega} T_L + U_{\omega}. \quad (11)$$

Предположим, что управление осуществляется в скользющем режиме на многообразии (3) при следующих условиях: коэффициенты $A_{\omega} = A_{\omega m}$, $B_{\omega} = B_{\omega m}$, $C_{\omega} = C_{\omega m}$ в выражении (11) постоянные и соответствуют номинальным значениям. Вычислим непрерывное эквивалентное управление [5], которое при начальном положении вектора состояния на этом многообразии обеспечивает тождественное равенство нулю производной $s(e_{\omega})$ и обеспечит достижение цели управления (1):

$$ps_1(e_{\omega}) = -(A_{\omega m} - c_1) p\omega - B_{\omega m} \omega - C_{\omega m} T_L + U_{\omega} = 0, \quad (12)$$

на траекториях системы (5). При этом из (12), эквивалентное управление будет иметь вид:

$$U_{\omega eq} = (A_{\omega m} - c_1) p\omega + B_{\omega m} \omega + C_{\omega m} T_L = U_{\omega m}. \quad (13)$$

Для компенсации параметрических возмущений, характеризующихся ограниченными коэффициентами в пределах

$$\begin{aligned} \min \Delta A_{\omega} < \Delta A_{\omega} < \max \Delta A_{\omega}; \quad \min \Delta B_{\omega} < \Delta B_{\omega} < \max \Delta B_{\omega}; \\ \min \Delta C_{\omega} < \Delta C_{\omega} < \max \Delta C_{\omega} \end{aligned} \quad (14)$$

и меняющихся по квазистационарному закону [4], используем конструкции разрывных функций вида:

$$\Delta U_{\omega} = (\gamma_{\omega 1} p\omega - \gamma_{\omega 2} \omega + \gamma_{\omega 3} |s_{\omega}|) \text{sign}(s_{\omega}). \quad (15)$$

Доказательство, что управление $U_{\omega} = U_{\omega eq} + \Delta U_{\omega}$ заданное (13) и (15), гарантирует возникновение скользющего режима, производится методом Ляпунова [3] с использованием квадратичной формы функции $s_1(e_{\omega})$ играющей



Лазарев

Сергей Александрович

канд. техн. наук, доцент, заведующий кафедрой «Системы автоматического управления электроприводами» Чувашского государственного университета, ведущий специалист ООО НПП «ЭКРА» г. Чебоксары. Окончил Чувашский государственный университет в 1973г. В 1984г. в Ленинградском политехническом институте защитил кандидатскую диссертацию по теме «Быстродействующий электропривод для регулирования натяжения материала при перематке».

роль функции отклонения траектории от поверхности скольжения. Таким образом, управление обеспечивает условие: $s_1(e_\omega)ps_1(e_\omega) < 0$.

Используя выражения (13), (14) и (15), неравенство $s_1(e_\omega)ps_1(e_\omega) < 0$ преобразуем к виду:

$$s_1(e_\omega)ps_1(e_\omega) = (\gamma_{\omega 1} - \Delta A_\omega) p \omega s_1(e_\omega) + (\gamma_{\omega 2} - \Delta B_\omega) \int_{s_\omega}^s s_1(e_\omega) + \gamma_{\omega 3} |s_1(e_\omega)| s_1(e_\omega) < 0 \quad (16)$$

Исходя из (16), возникновение скользящего режима будет соблюдаться при условии, что:

$$\gamma_{\omega 1} = \begin{cases} \gamma_{\omega 1}^+ < \min(\Delta A_\omega) \text{ при } \frac{d\omega}{dt} s_1(e_\omega) > 0 \\ \gamma_{\omega 1}^- > \min(\Delta A_\omega) \text{ при } \frac{d\omega}{dt} s_1(e_\omega) < 0 \end{cases};$$

$$\gamma_{\omega 2} = \begin{cases} \gamma_{\omega 2}^+ < \min(\Delta A_\omega) \text{ при } \omega s_1(e_\omega) > 0 \\ \gamma_{\omega 2}^- > \min(\Delta A_\omega) \text{ при } \omega s_1(e_\omega) < 0 \end{cases};$$

$$\gamma_{\omega 3} = \begin{cases} \gamma_{\omega 3}^+ \text{ при } s_1(e_\omega) > 0 \\ \gamma_{\omega 3}^- \text{ при } s_1(e_\omega) < 0 \end{cases} \quad (17)$$

Задавись условием: $\gamma_{\omega 1} = \gamma_{\omega 1}^+ = \gamma_{\omega 1}^-$, $\gamma_{\omega 2} = \gamma_{\omega 2}^+ = \gamma_{\omega 2}^-$, $\gamma_{\omega 3} = \gamma_{\omega 3}^+ = \gamma_{\omega 3}^-$ управляющий закон может быть выражен, как:

$$U_\omega = U_{\omega eq} + \Delta U_\omega = U_{\omega eq} + (\gamma_{\omega 1} p \omega + \gamma_{\omega 2} \omega + \gamma_{\omega 3} |s_\omega|) sign(s_\omega). \quad (18)$$

Для подтверждения изложенных выше теоретических положений проведено математическое моделирование системы управления ЭП. Требуемое протекание электромагнитных процессов в двигателе обеспечивается соответствующим формированием двумерного вектора напряжения U_ω, U_ψ обобщенной двухфазной машины. На рис.1 приведены диаграммы переходных процессов скорости, электромагнитного момента, тока статора и потокоцепления ротора, полученных в результате моделирования по алгоритмам (8), (9), (13), (17), (18) с оценками регулируемых координат $\omega, \psi_{r, s}^s$ в соответствие с [2]. ЭП отработывает режимы – предварительного намагничивания двигателя, пуска под нагрузкой от $(0.5T_n)$ номинального мо-

мента $(0.5T_n)$ и задании скорости $1/100$ от номинальной (ω_n) (рис.1,б) и при задании скорости $0,7 \omega_n$ и нагрузке $0.5T_n$ (рис.1,а). При исследовании вводилось возмущение в виде дрейфа активного сопротивления статора 40%, дрейфа постоянной времени ротора 20% от номинального значения. Динамическая ошибка оценки по скорости при задании $1/100$ от номинальной не превышает 15%, статическая ошибка не превышает 5%, динамическая ошибка оценки скорости при задании скорости выше 0.1от номинальной не превышает 1%.

Результаты, представленные на рис.1, показывают, что разработанный метод управления обеспечивает высокое быстродействие, простую реализацию, возможность сохранения стабильных динамических свойств при параметрических возмущениях в пределах допустимых значений.

Литература:

1. Асинхронный электропривод с векторным управлением / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау. Л.: Энергоатомиздат, 1987. 136 с.
2. Вишневский В.И., Лазарев С.А., Митюков П.В. Адаптивный скользящий наблюдатель скорости для бездатчикового асинхронного электропривода/ Вестник чувашского университета, 2010. №3.
3. Ла-Салль Ж. Исследование устойчивости прямым методом Ляпунова/ Ж.Ла-Салль, С. Левшец. Л.: Мир, 1964. 168с.
4. Методы робастного нейро-нечёткого и адаптивного управления/ Под редакцией Н.Д. Егупова. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. 744с.
5. Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления/ В.И. Уткин. М.: Наука, 1981. 368с.
6. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием/ Г.Г.Соколовский. М.:ИЦ «Академия»,2006. 272с.
7. Applied nonlinear control / Jean-Jacques E. Slotine, Weiping Li. Prentice-Hall Inc, 1991.
8. V.I. Utkin. Sliding Mode Control Design Principle sand Application to Electric Drives/ V.I.Utkin.// IEEE Trans. Ind. Electronics, 1993. Vol. 40, №1. P. 23-26
9. Z. Yan, C. Jin, V. I. Utkin. Sensorless sliding-mode control of induction motors// IEEE Trans. Ind. Electron, 2000. Vol. 47. P. 1286–1297.

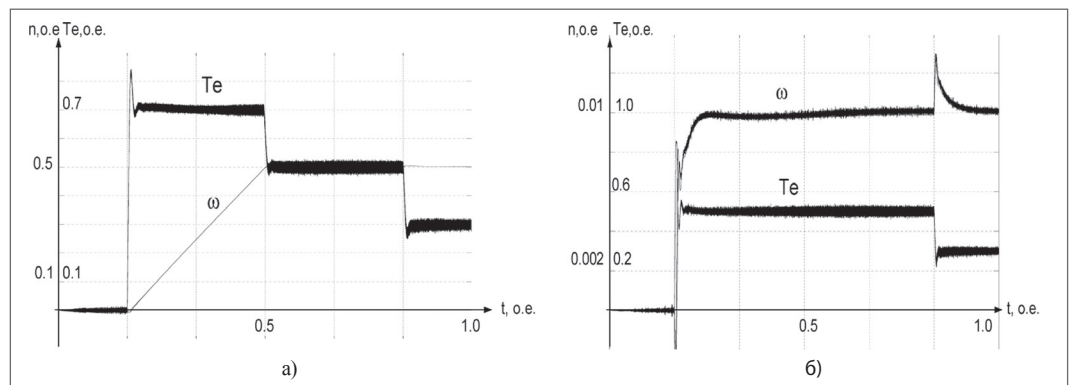


Рис.1. Результаты математического моделирования.