Пересада С.М., ***Украина***
Ковбаса С.Н. ***Киев***

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

РОБАСТИФИЦИРОВАННОЕ ВЕКТОРНОЕ БЕЗДАТЧИКОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ УГЛОВОЙ СКОРОСТЬЮ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ НА ОСНОВЕ АДАПТИВНОГО НАБЛЮДАТЕЛЯ ПОНИЖЕННОГО ПОРЯДКА

Введение. Алгоритмы векторного управления угловой скоростью асинхронного двигателя (АД) без ее непосредственного измерения получили широкое распространение в технологических применениях со средним уровнем требований к статической и динамической точности регулирования механических координат. К таким механизмам в первую очередь относятся различные производственные машины, конвейеры, краны, лифты, турбомеханизмы. По сравнению с классическими алгоритмами векторного управления, использующими датчик угловой скорости, системы бездатчикового управления обладают более низкими показателями качества управления, однако отсутствие в них датчика скорости упрощает систему управления, повышает ее надежность и снижает стоимость. Вместе с тем следует отметить[1], [2], что широкому распространению систем бездатчикового управления АД препятствует ряд недостатков существующих решений , к основным из которых относятся: деградация точности регулирования в зоне нулевых скоростей, отсутствие устойчивости при работе с генераторным моментом нагрузки, значительная чувствительность к вариациям параметров АД.

Целью настоящей статьи является представление результатов синтеза и экспериментального тестирования нового алгоритма бездатчикового управления АД, обеспечивающего локальную экспоненциальную отработку заданных траекторий угловой скорости и потокосцепления ротора при действии постоянного неизвестного момента нагрузки, базирующегося на методе синтеза, представленном в [3], [4]. Отличительными особенностями представленного решения являются повышенные свойства грубости к параметрическим возмущениям за счет применения методов робастификации алгоритмов векторного управления, приведеных в [5] – [7].

1. Математическая модель АД и постановка задачи управления. Эквивалентная двухфазная модель симметричного АД при условии линейных магнитных цепей и симметричного питания, представленная в системе координат (d-q), вращающейся с произвольной угловой скоростью ω_0, имеет вид

$$\begin{aligned}
&\dot{\omega}=\mu\left(\psi_{2d}i_{1q}-\psi_{2q}i_{1d}\right)-J^{-1}M_c-\nu\omega\\
&\dot{i}_{1d}=-\gamma i_{1d}+\omega_0 i_{1q}+\alpha\beta\psi_{2d}+\beta\omega\psi_{2q}+\sigma^{-1}u_{1d}\\
&\dot{i}_{1q}=-\gamma i_{1q}-\omega_0 i_{1d}+\alpha\beta\psi_{2q}-\beta\omega\psi_{2d}+\sigma^{-1}u_{1q}\\
&\dot{\psi}_{2d}=-\alpha\psi_{2d}+\omega_2\psi_{2q}+\alpha L_m i_{1d}\\
&\dot{\psi}_{2q}=-\alpha\psi_{2q}-\omega_2\psi_{2d}+\alpha L_m i_{1q}\\
&\dot{\varepsilon}_0=\omega_0,\varepsilon_0(0)=0,
\end{aligned}\tag{1}$$

где: $\mathbf{u}_1=(u_{1d},u_{1q})^T$, $\mathbf{i}_1=(i_{1d},i_{1q})^T$, $\boldsymbol{\psi}_2=(\psi_{2d},\psi_{2q})^T$ – векторы напряжений и токов статора, а также потокосцеплений ротора, ω – угловая скорость ротора, M_c – момент нагрузки, $\omega_2=\omega_0-\omega$ – частота скольжения, ε_0 – угловое положение системы координат (d-q) относительно стационарной системы координат (a-b).

Постоянные параметры модели (1), связанные с электрическими и механическими параметрами АД, определены следующим образом: $\alpha=R_2/L_2$, $\gamma=\sigma^{-1}R_1+\alpha L_m\beta$, $\sigma=L_1-L_m^2/L_2$, $\beta=L_m/L_2\sigma$, $\mu=3L_m/2JL_2$, где: R_1, R_2, L_1, L_2 – активные сопротивления и индуктивности статора и ротора, L_m – индуктивность намагничивающего контура, J – полный момент инерции, $\nu=\nu_1/J;\nu_1>0$ – коэффициент вязкого трения. Без потери общности, в модели АД (1) принята одна пара полюсов.

Преобразованные переменные в (1) заданы

$$\begin{aligned}x^{(d-q)}&=e^{-\mathbf{J}\varepsilon_0}x^{(a-b)}\\ x^{(a-b)}&=e^{\mathbf{J}\varepsilon_0}x^{(d-q)}\end{aligned}\quad e^{-\mathbf{J}\varepsilon_0}=\begin{bmatrix}\cos\varepsilon_0 & \sin\varepsilon_0\\ -\sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0\end{bmatrix},\tag{2}$$

где $x^{(y-z)}$ – определяет двумерные векторы напряжений, токов и потокосцеплений.

Рассмотрим обобщенную задачу векторного управления АД без измерения механических координат, которая состоит в регулировании угловой скорости и модуля вектора потокосцепелния ротора

$$\mathbf{y}_1=\mathbf{h}(\mathbf{x})=\left(\left(\psi_{2d}^2+\psi_{2q}^2\right)^{1/2},\omega\right)^T \triangleq \left(|\psi|,\omega\right)^T\tag{3}$$

с помощью двумерного вектора напряжений статора $\mathbf{u}_1$ на основании информации о векторе измеряемых переменных $\mathbf{y}=(i_{1d},i_{1q})^T$.

Определим вектор заданных траекторий изменения модуля вектора потокосцепелния и угловой скорости ротора $\mathbf{y}_1^* = (\psi^*, \omega^*)^T$, тогда вектор ошибок отработки будет $\tilde{\mathbf{y}}_1 = \mathbf{y}_1 - \mathbf{y}_1^* \square (\tilde{\psi}, \tilde{\omega})^T$. В условиях, когда параметры АД известны и постоянны, момент нагрузки неизвестный но постоянный, $\psi^* > 0, \omega^*$ – ограничены и имеют ограниченные производные $\dot{\psi}^*, \ddot{\psi}^*, \dot{\omega}^*, \ddot{\omega}^*$, требуется синтезировать нелинейный динамический регулятор, который гарантирует достижение следующих целей управления:

о1) локальную асимптотическую отработку угловой скорости–потока, то есть выполнение условий:

$$\lim_{t\to\infty} \tilde{\omega} = 0, \ \lim_{t\to\infty} \tilde{\psi} = 0 \tag{4}$$

о2) асимптотическую ориентацию по вектору потокосцепления ротора:

$$\lim_{t\to\infty} \tilde{\psi}_d = 0, \ \lim_{t\to\infty} \psi_q = 0\ ; \ \tilde{\psi}_{2d} = \psi_{2d} - \psi^*, \ \tilde{\psi}_{2q} = \psi_{2q}\ ; \tag{5}$$

о3) асимптотическое оценивание угловой скорости ротора:

$$\lim_{t\to\infty} e_\omega = 0, \ e_\omega = \omega - \hat{\omega}, \tag{6}$$

где $\hat{\omega}$ – оцененное значение угловой скорости ротора.

2. Алгоритм бездатчикового управления. Базовый подход к разработке алгоритма векторного бездатчикового управления, который представлен в [3], [4], использует концепцию улучшенного косвенного векторного управления [8]. В работах [5], [6] в результате дальнейшего развития концепции [8] синтезирован робастифицированный алгоритм векторного управления с измерением угловой скорости, который включает в себя:

- регулятор потокосцепления

$$\begin{aligned} & i_{1d}^* = \left(\alpha\psi^* + \dot{\psi}^*\right)\big/\alpha L_m \\ & \omega_0 = \omega + \alpha L_m i_{1q}\big/\psi^* + v_0\big/\psi^*, \end{aligned} \tag{7}$$

– наблюдатель полевой компоненты тока статора

$$\dot{\hat{i}}_{1d} = -\gamma\hat{i}_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha\beta\psi^* + \sigma^{-1}u_{1d} + k_1\tilde{\tilde{i}}_{1d} \tag{8}$$

– регулятор угловой скорости

$$\begin{aligned} & i_{1q}^* = \left(\dot{\omega}^* + \nu\omega^* - k_\omega\tilde{\omega} + \hat{M}_C\right)\big/\mu\psi^* \\ & \dot{\hat{M}}_C = -k_{\omega i}\tilde{\omega} \end{aligned} \tag{9}$$

– регуляторы тока по осям d и q

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1d} \end{pmatrix} = \sigma\begin{pmatrix} \gamma i_{1d}^* - \omega_0 i_{1q} - \alpha\beta\psi^* + \dot{i}_{1d}^* - k_{id1}\tilde{i}_{1d} - x_d \\ \gamma i_{1q}^* + \omega_0 i_{1d} + \beta\omega\psi^* + \dot{i}_{1q}^* - k_{iq1}\tilde{i}_{1q} - x_q + v_q \end{pmatrix}, \\ & \dot{x}_d = k_{ii}\tilde{i}_{1d} \\ & \dot{x}_q = k_{ii}\tilde{i}_{1q}. \end{aligned} \tag{10}$$

В (7) – (10,) обозначено: i_{1d}^*, i_{1q}^* – заданные значения для токов i_{1d}, i_{1q}; $\tilde{i}_{1d} = i_{1d} - i_{1d}^*, \tilde{i}_{1q} = i_{1q} - i_{1q}^*$ – ошибки отработки токов; $\hat{i}_{1d}$ – оценка тока i_{1d}, $\tilde{\tilde{i}}_{1d} = i_{1d} - \hat{i}_{1d}$ – ошибка оценивания тока i_{1d}; x_d, x_q – интегральные составляющие регуляторов тока; $\left(k_{id1}, k_{iq1}\right) > 0$ – коэффициенты пропорциональных составляющих регуляторов токов; k_{ii} – коэффициенты интегральных составляющих регуляторов тока; $k_1 > 0,$ – настроечный параметр. В случае, когда угловая скорость измеряется, корректирующие связи v_0, v_q выбираются равными [6]

$$\begin{aligned} & v_0 = \gamma_1\beta\omega\tilde{i}_{1d} + \gamma_2\beta\omega\tilde{\tilde{i}}_d \\ & v_q = 0 \end{aligned} \tag{11}$$

где $\left(\gamma_1, \gamma_2\right) > 0$ – настроечные параметры.

Идея синтеза наблюдателя угловой скорости ротора [4] базируется на ее влиянии на динамику моментного тока статора i_{1q} посредством компоненты противо-ЭДС $\beta\omega\psi_{2d}$. Уравнения наблюдателя записываются в следующем виде:

$$\begin{aligned} & \dot{\hat{i}}_{1q} = -\gamma\hat{i}_{1q} - \omega_0 i_{1d} - \beta\hat{\omega}\psi^* + \sigma^{-1}u_{1q} + k_o\tilde{\tilde{i}}_{1q} \\ & \dot{\tilde{\tilde{\omega}}} = -\frac{k_{oi}\tilde{\tilde{i}}_{1q}}{\beta\psi^*} \\ & \hat{\omega} = \omega^* + \tilde{\tilde{\omega}}, \end{aligned} \tag{12}$$

где $\hat{i}_{1q}$ – оценка тока i_{1q}, $\tilde{\tilde{i}}_{1q} = i_{1q} - \hat{i}_{1q}$ – ошибка оценивания тока i_{1q}; $\tilde{\hat{\omega}} = \hat{\omega} - \omega^*$ – ошибка отработки оцененной угловой скорости; $(k_o, k_{oi}) > 0$ – настроечные коэффициенты наблюдателя.

Уравнения алгоритма векторного бездатчикивого управления АД формируются на основании уравнений грубого векторного управления (7) – (10), выполняя в них замену реальной угловой скорости на значение, полученное от наблюдателя (12). Из анализа устойчивости по Ляпунову, корректирующие связи v_0, v_q для случая бездатчикового управления имеют вид

$$\begin{aligned} v_0 &= \frac{1}{\beta}\left[\left(1+\gamma_1^{-1}\right)\hat{\omega}\tilde{\tilde{i}}_{1d} - \left(\alpha + R_1\sigma^{-1} + k_{iq}\right)\tilde{\tilde{i}}_{1q}\right] \\ v_q &= -\alpha\tilde{\tilde{i}}_{1q} + \hat{\omega}\tilde{\tilde{i}}_{1d} \end{aligned} \tag{13}$$

Результирующие уравнения динамики ошибок отработки и оценивания записываются в виде

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -\left(\gamma + k_{id1}\right)\tilde{i}_{1d} + \omega_0\tilde{i}_{1q} + \alpha\beta\tilde{\psi}_{2d} + \beta\omega\tilde{\psi}_{2q} - x_d \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -\left(\gamma + k_{iq1}\right)\tilde{i}_{1q} - \omega_0\tilde{i}_{1d} + \alpha\beta\tilde{\psi}_{2q} - \beta\omega\tilde{\psi}_{2d} - x_q - \beta\left(\tilde{\omega} - \tilde{\hat{\omega}}\right) + v_q \\ \dot{x}_d &= k_{iid}\tilde{i}_{1d} \\ \dot{x}_q &= k_{iiq}\tilde{i}_{1q} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2d} + \left(\omega_0 - \omega\right)\tilde{\psi}_{2q} + \alpha L_m\tilde{i}_{1d} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2q} - \left(\omega_0 - \omega\right)\tilde{\psi}_{2d} + \alpha L_m\tilde{i}_{1q} + \psi^*\left(\tilde{\omega} - \tilde{\hat{\omega}}\right) - v_0 \\ \dot{\tilde{\tilde{i}}}_{1d} &= -\left(\gamma + k_1\right)\tilde{\tilde{i}}_{1d} + \alpha\beta\tilde{\psi}_{2d} + \beta\omega\tilde{\psi}_{2q} \end{aligned} \tag{14}$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} &= -\nu\tilde{\omega} - k_\omega\tilde{\hat{\omega}} - \tilde{M}_c + \xi_\omega\left(t, \tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q}, \tilde{\hat{\omega}}, \tilde{M}_c\right) \\ \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i}\tilde{\hat{\omega}} \end{aligned} \tag{15}$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\tilde{i}}}_{1q} &= -\left(\gamma + k_o\right)\tilde{\tilde{i}}_{1q} - \beta\psi^*\left(\tilde{\omega} - \tilde{\hat{\omega}}\right) + \xi_i\left(t, \tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{\omega}\right) \\ \dot{\tilde{\hat{\omega}}} &= -\frac{k_{oi}\tilde{\tilde{i}}_{1q}}{\beta\psi^*}, \end{aligned} \tag{16}$$

$$\xi_\omega = \mu\psi^*\tilde{i}_{1q} + \mu\left(\tilde{\psi}_{2d}i_{1q} - \tilde{\psi}_{2q}i_{1d}\right) \tag{17}$$

$$\xi_i = \alpha\beta\tilde{\psi}_{2q} - \beta\omega\tilde{\psi}_{2d} \tag{18}$$

Динамика ошибок отработки (14) – (16) описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений одиннадцатого порядка и представляет собой объединение нелинейной электрической подсистемы (14) и линейной механической подсистемы (15), включенных в контуре обратной связи, посредством составляющей ξ_ω. Компонента ξ_i является зависящим от ошибок отработки потокосцепления возмущающим воздействием для подсистемы оценивания угловой скорости (16).

Анализ устойчивости динамики ошибок отработки системы (14) – (16) основывается на структурных свойствах декомпозиции электрическая подсистема – механическая подсистема – подсистема оценивания угловой скорости. Такая декомпозиция формируется за счет действия полеориентированного контроллера скорости-потока (медленная подсистема) и наблюдателя угловой скорости (быстрая подсистема), динамика которого может быть заданной более быстрой по сравнению с динамикой контуров регулирования за счет выбора коэффициентов k_o, k_{oi}. С использованием теории сингулярно-вырожденных систем [9], [10] и результатов [3], [4], для системы (14) – (16) доказывается локальная экспоненциальная устойчивость.

3. Экспериментальное исследование динамики. Синтезированный алгоритм бездатчикового векторного управления реализован на станции быстрого прототипного тестирования алгоритмов управления электроприводами [11]. Параметры использованного в экспериментальной установке АД следующие: номинальная мощность 0.75 кВт, номинальный момент 2.5 Нм, $R_1 = 11$ Ом, $R_2 = 5.51$ Ом, $L_1 = L_2 = 0.95$ Г, $L_m = 0.91$ Г, $J = 0.0035$ кг·м^2.

При тестировании использовались следующие настройки: коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регулятора скорости $k_\omega = 50$, $k_{\omega i} = 1250$; коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регуляторов тока: $k_{id1} = k_{iq1} = 700$, $k_{ii} = 122000$. Корректирующий коэффициент подсистемы потока $\gamma_1 = 0.1$, коэффициент наблюдателя полевой компоненты тока статора $k_1 = 700$, коэффициенты наблюдателя угловой скорости $k_o = 1000, k_{oi} = 100000$.

Последовательность операций управления, представленная на рис. 1, включает:

- во время начального интервала времени 0÷0.25 с машина возбуждается, траектория заданного потока начинается с $\psi^*(0) = 0.02$ Вб и достигает значения 0.92 Вб с первой производной, равной 3.52 Вб/с;

- начиная с t = 0.6 с двигатель без нагрузки разгоняется по заданной траектории скорости, которая имеет нулевое начальное значение и достигает 50 рад/с, с первой и второй производными, равными 714 рад/с^2 и 23810 рад/с^3 соответственно;

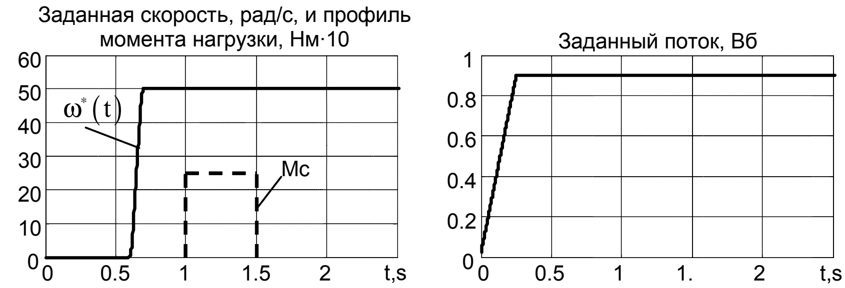


Рис. 1.

- в момент времени t = 0.8с к валу двигателя прикладывается постоянный момент нагрузки, равный номинальному значению.

Заданная траектория угловой скорости сформирована таким образом, чтобы динамический момент при разгоне двигателя соответствовал номинальному значению.

На Рис. 2 показаны графики переходных процессов при использовании разработанного алгоритма бездатчикового векторного управления угловой скоростью АД. Как видно из Рис. 2, динамическая ошибка при отработке заданной траектории угловой скорости составляет примерно 2 рад/с, а в моменты приложения/снятия момента нагрузки равна 11 рад/с и затухает к нулю за 0.1 с. Статическая ошибка регулирования угловой скорости при компенсации постоянного номинального момента нагрузки находится практически на нулевом уровне.

Для сравнения, на Рис. 3. показаны графики переходных процессов ошибки отработки угловой скорости и моментной компоненты тока статора, полученные экспериментально в системе векторного управления с датчиком скорости [8] при использовании тех же значений коэффициентов регулятора скорости, что и в бездатчиковом алгоритме управления. Из сравнения Рис.2 и Рис. 3 устанавливаем, что динамические и статические показатели качества регулирования угловой скорости, которые достигаются с использованием разработанного алгоритма бездатчикового управления, приближаются к тем, которые достигаются в системах с измерением угловой скорости.

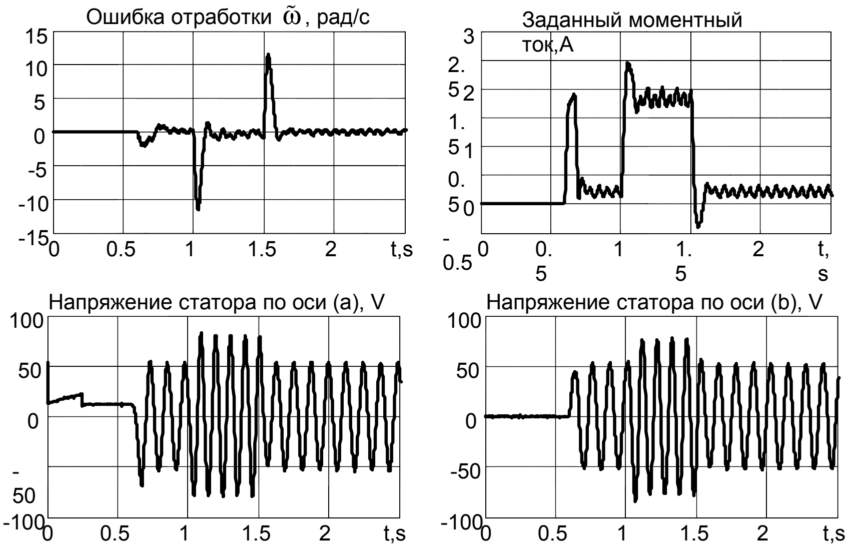


Рис. 2.

На Рис. 4 показаны результаты экспериментального тестирования при работе в зоне низких скоростей. Как следует из сравнения графиков переходных процессов на Рис.2 и Рис. 4а, разработанный алгоритм бездатчикового управления обеспечивает сохранение динамических показателей качества вплоть до скорости 10 рад/с, что эквивалентно диапазону регулирования угловой скорости 1:30. При работе на скоростях менее 10 рад/с наблюдается незначительное ухудшение показателей качества регулирования. Как следует из Рис. 4в, диапазон регулирования угловой скорости составляет примерно 1:100 при отработке ступенчатого момента нагрузки.

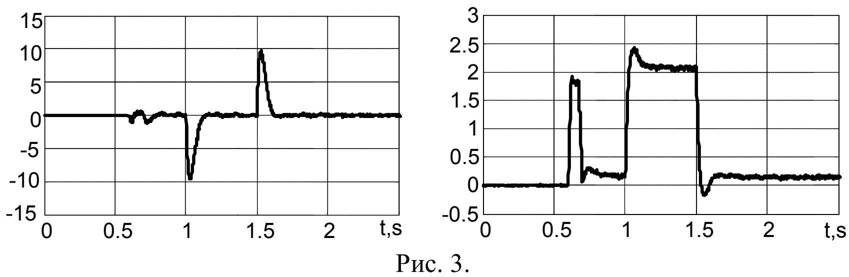
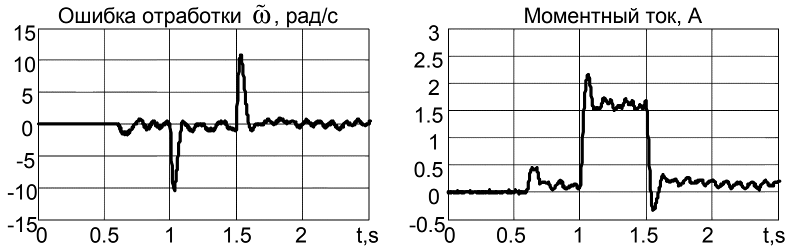


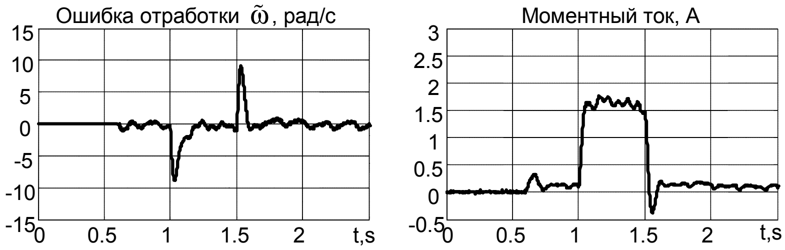
Рис. 3.

На близкой к нулевой скорости (Рис. 4г) возникает статическая ошибка величиной примерно 1 рад/с, которая обусловлена влиянием неидеальностей инвертора при работе в зоне низких напряжений. Вместе с тем, такие показатели качества регулирования угловой скорости являются существенно более высокими, по сравнению с достигаемыми при разомкнутом частотном управлении, и удовлетворяют требованиям самого широкого спектра технологических применений.

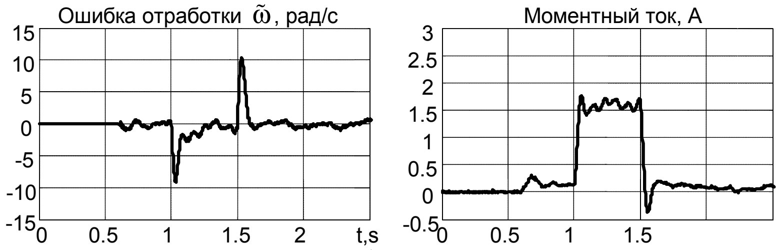
Заключение. Представлены результаты синтеза нового алгоритма векторного бездатчикового управления угловой скоростью на основе адаптивного наблюдателя пониженного порядка. Разработанный алгоритм обеспечивает локальную асимптотическую отработку заданных траекторий угловой скорости и потокосцепления при одновременной асимптотической ориентации по вектору потокосцепления ротора. Результаты экспериментального тестирования свидетельствуют о том, что показатели качества регулирования угловой скорости, которые достигаются при использовании синтезированного алгоритма, приближаются к показателям, существующим в системах векторного управления с измерением угловой скорости. В частности, экспериментально показано, что использование разработанного алгоритма бездатчикового управления АД позволяет за счет повышения грубости к возмущениям статорной и роторной цепи обеспечить диапазон регулирования угловой скорости 1:100 и выше, а также устойчивую работу АД на скоростях, близких к нулевой.



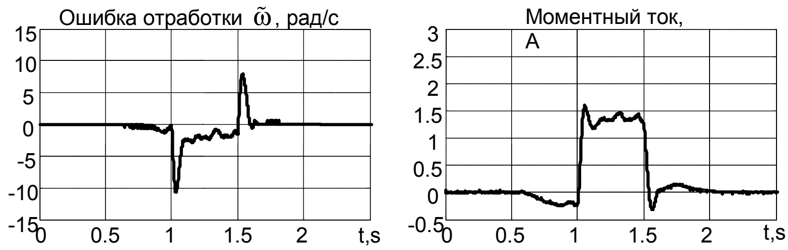
а) $\omega^* = 10$ рад/с



б) $\omega^* = 5$ рад/с



в) $\omega^* = 3$ рад/с



г) $\omega^* = 0$ рад/с

Рис. 4.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Peresada S., Tonielli A., Tilli A., Kovbasa S. and Montanari M. Simple sensorless vector control of induction motors with natural field orientation // in Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON'2001. –Denver, Colorado. –P. 641–646.

[2]. Peresada S., Tonielli A., Montanari M., Tilli A., Kovbasa S. Sensorless Indirect Field-Oriented Control of Induction Motors, Based on High Gain Speed Estimation // IEEE, IECON 2002, paper SF-002530 on CD-ROM.

[3]. Montanari M. Peresada S. and Tilli A. A speed sensorless indirect field-oriented control of induction motors based on high gain estimation // Automatica. – 2006. –Vol.42. –P. 1637 – 1650.

[4]. M. Montanari, S. Peresada,. C. Rossi and A. Tilli. Speed Sensorless Control of Induction Motors Based on Reduced-Order Adaptive Observer // IEEE Trans. On Control System Technology. –2007.–Vol.15. –No 6. –P. 1049–1064.

[5]. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Бовкунович В.С. Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя: теория и экспериментальное тестирование // Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» науково-технічного журналу «ЕЛЕКТРОІНФОРМ» - Львів: ЕКОінформ, 2009. –с. 69 – 73.

[6]. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Бовкунович В.С. Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя // Технічна електродинаміка, 2010. –№1, –С. 60–66.

[7]. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Бовкунович В.С. Сравнительное экспериментальное тестирование алгоритмов косвенного векторного управления моментом асинхронного двигателя // Технічна електродинаміка, – 2010, –№2, –С. 33–40.

[8]. Peresada S. and Tonielli A. High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor // Int. Journal of Adaptive Control and Signal Processing. –2000. –Vol. 14. –P. 177–200.

[9]. P. V. Kokotovic, H. K. Khalil, and J. O'Reilly, Singular Perturbation Methods in Control: Analysis and Design. London, U.K.: Academic Press, 1986.

[10]. H. K. Khalil, Nonlinear Systems, 2nd ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996.

[11]. Пересада С., Ковбаса С., Тониэлли А. Станция быстрого моделирования алгоритмов управления электроприводом // Вестник Харьковского государственного политехнического университета. –1999. –С. 190–193.