

СИНТЕЗ АДАПТИВНОГО НАБЛЮДАТЕЛЯ КООРДИНАТ БЕЗДАТЧИКОВОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

В.В. Вдовин, В.В. Панкратов

Новосибирский государственный технический университет

E-mail: pankratov_v_v@ngs.ru

Предложены процедура синтеза и структура глобально устойчивого алгоритма текущей идентификации неизмеряемых координат бездатчикового асинхронного электропривода – опорного вектора потокоцеплений и электрической частоты вращения ротора двигателя, а также алгоритмы его адаптации к изменениям активных сопротивлений. Описана методика расчета параметров адаптора. Представлены результаты цифрового моделирования.

Ключевые слова:

Асинхронный электропривод, бездатчиковое векторное управление, идентификация координат.

Key words:

Induction motor drive, sensorless vector control, identification of coordinates.

Введение

Современный общепромышленный электропривод (ЭП) должен быть надежным, недорогим и легко встраиваться в действующее производственное оборудование без вмешательства в его конструкцию. В максимальной степени этим требованиям удовлетворяют так называемые «бездатчиковые» системы ЭП на базе асинхронных двигателей (АД) с короткозамкнутым ротором, где все необходимые для их функционирования измерения осуществляются внутри структуры управляемого преобразователя частоты.

Наилучшие характеристики бездатчиковых асинхронных ЭП достигаются в системах с векторным управлением, для реализации которого необходимо косвенное получение информации о текущих значениях неизмеряемых координат состояния двигателя – опорном векторе потокоцеплений и электрической частоте вращения ротора. Эта задача решается алгоритмами текущей идентификации (наблюдения) координат.

К настоящему времени разработано большое количество различных алгоритмов идентификации координат АД в системах автоматизированного ЭП [1], которые можно разделить на пассивные и активные. Активные алгоритмы предполагают использование каких-либо специальных тестовых воздействий на объект управления, которые неизбежно вызывают дополнительные потери энергии в преобразователе частоты и двигателе, уменьшают перегрузочную способность привода и могут негативно влиять на ход технологического процесса. Пассивная идентификация, напротив, использует только основные, «рабочие» составляющие токов и напряжений на выходе преобразователя частоты и свободна от указанного недостатка. В этой связи на практике наибольшее распространение получили алгоритмы пассивной идентификации, построенные на основе адаптивных моделей различных модификаций.

К сожалению, все известные технически реализуемые алгоритмы идентификации координат АД по измерениям выходных переменных преоб-

разователя частоты даже теоретически имеют в генераторных режимах на малых частотах питания области неустойчивости, которые можно исключить только ослаблением магнитного потока, связанным в свою очередь с ухудшением энергетической эффективности электромеханического преобразования [2]. Кроме того, все алгоритмы идентификации координат состояния АД в той или иной степени чувствительны к отклонениям параметров машины от их расчетных значений [3]. Поэтому, как правило, при наладке или непосредственно перед каждым запуском ЭП осуществляется процедура предварительной идентификации параметров АД, после чего наиболее критичным параметрическим возмущением на практике становится температурный дрейф активных сопротивлений цепей статора и ротора. Если отклонение активного сопротивления (как следствие – постоянной времени) цепи ротора приводит, в основном, к статическим ошибкам регулирования скорости, то дрейф сопротивления обмотки статора по-прежнему может вызвать потерю устойчивости бездатчикового ЭП на малых скоростях [2].

В настоящей статье предлагаются новая процедура синтеза и структура глобально устойчивого алгоритма идентификации неизмеряемых координат ЭП – опорного вектора потокоцеплений и электрической частоты вращения ротора, построенного на основе адаптивного наблюдателя полного порядка (НПП), а также возможные алгоритмы его адаптации к изменениям активных сопротивлений АД.

Общая структура адаптивного алгоритма идентификации

Электромагнитные процессы АД могут быть описаны в неподвижной декартовой системе координат следующими уравнениями [4]:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{U}_s, \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}, \end{cases} \quad (1)$$

где $\mathbf{x} = [i_{sa} i_{sb} \psi_{ra} \psi_{rb}]^T$ – вектор координат состояния объекта, образованный токами статора и потоко-

цеплениями ротора двухфазной модели двигателя; $U_s = [u_{sa} u_{sb}]^T$ – вектор управляющих воздействий – напряжений статора; $C = [E 0]^T$ – матрица выхода; $y = Cx = I_s = [i_{sa} i_{sb}]^T$ – вектор-столбец доступных для прямого измерения переменных; A – собственная матрица объекта,

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s k_r^2}{L_{\sigma e}} E - \frac{R_s}{L_{\sigma e}} E & \frac{R_s k_r}{L_{\sigma e} L_r} E - \frac{k_r}{L_{\sigma e}} \omega_e D \\ k_r R_r E & -\frac{R_r}{L_r} E + \omega_e D \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\sigma e}} E \\ 0 \end{bmatrix} \text{ – матрица управления; } E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ –}$$

единичная матрица; $D = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ – матрица пово-

рота вектора на угол $\pi/2$; $R_s, R_r, k_r, L_{\sigma e}, T_r, L_m$ – параметры двигателя; ω_e – электрическая частота вращения ротора.

Математическая модель НПП для объекта (1) имеет вид [4]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + BU_s + L(\hat{y} - y), \\ \hat{y} = C\hat{x}, \end{cases} \quad (2)$$

где $\hat{\cdot}$ – оценки соответствующих величин; $L = [L_i L_y]^T$ – матрица «стабилизирующей добавки»;

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{R}_s k_r^2}{L_{\sigma e}} E - \frac{\hat{R}_s}{L_{\sigma e}} E & \frac{\hat{R}_s k_r}{L_{\sigma e} L_r} E - \frac{k_r}{L_{\sigma e}} \hat{\omega}_e D \\ k_r \hat{R}_r E & -\frac{\hat{R}_r}{L_r} E + \hat{\omega}_e D \end{bmatrix}.$$

Вычитая из уравнений наблюдателя (2) уравнения объекта (1), получим уравнение динамики наблюдателя в отклонениях:

$$\dot{\varepsilon} = (A + LC)\varepsilon + A_\tau \tau,$$

где $\varepsilon = \hat{x} - x$ – вектор ошибок наблюдения; $\tau = [\delta \rho_s \rho_r]^T$ – вектор отклонений параметров: $\delta = \hat{\omega}_e - \omega_e$ – отклонение электрической частоты вращения двигателя, $\rho_s = \hat{R}_s - R_s$ – отклонение активного сопротивления статора, $\rho_r = \hat{R}_r - R_r$ – отклонение активного сопротивления ротора; A_τ – матрица влияния вектора отклонений параметров на вектор ошибок наблюдения,

$$A_\tau = \begin{bmatrix} -\frac{k_r}{L_{\sigma e}} D \Psi_r & -\frac{1}{L_{\sigma e}} I_s & \frac{k_r}{L_{\sigma e}} \left(-k_r I_s + \frac{1}{L_r} \Psi_r \right) \\ D \Psi_r & 0 & k_r I_s - \frac{1}{L_r} \Psi_r \end{bmatrix},$$

где $I_s = [i_{sa} i_{sb}]^T$ – вектор токов статора, $\Psi_r = [\psi_{ra} \psi_{rb}]^T$ – вектор потокоцеплений ротора.

Для синтеза алгоритма адаптации наблюдателя (2) к отклонениям параметров используем метод функций Ляпунова. Согласно методике Красовского [5] зададимся следующей функцией – канди-

датом в функции Ляпунова:

$$V = \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \tau \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} H_\varepsilon & 0 \\ 0 & H_\tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \tau \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где H_ε, H_τ – симметричные матрицы весовых коэффициентов.

Предлагается использовать матрицы весовых коэффициентов вида

$$H_\varepsilon = \begin{bmatrix} h_i^2 & 0 & h^2 & 0 \\ 0 & h_i^2 & 0 & h^2 \\ h^2 & 0 & h_\psi^2 & 0 \\ 0 & h^2 & 0 & h_\psi^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_i^2 E & h^2 E \\ h^2 E & h_\psi^2 E \end{bmatrix},$$

$$H_\tau = \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda_\delta} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\lambda_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\lambda_r} \end{bmatrix},$$

где $h_i, h, h_\psi, \lambda_\delta, \lambda_s, \lambda_r$ – некоторые положительные константы.

Тогда производная функции Ляпунова

$$\dot{V} = \begin{bmatrix} \dot{\varepsilon} \\ \dot{\tau} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} H_\varepsilon & 0 \\ 0 & H_\tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \tau \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \tau \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} H_\varepsilon & 0 \\ 0 & H_\tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\varepsilon} \\ \dot{\tau} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Алгоритм адаптации НПП зададим как

$$\dot{\tau} = G\varepsilon,$$

где G – искомая матрица коэффициентов алгоритма адаптации. Тогда уравнения динамики адаптивного НПП в отклонениях принимают вид

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon} \\ \dot{\tau} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A + LC & A_\tau \\ G & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \tau \end{bmatrix}.$$

Производная функции Ляпунова при подстановке (4) в (3) представляет собой квадратичную форму:

$$\dot{V} = \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \tau \end{bmatrix}^T \times$$

$$\times \begin{bmatrix} H_\varepsilon (A + LC) + (A + LC)^T H_\varepsilon^T & G^T H_\tau + H_\varepsilon A_\tau \\ H_\tau^T G + A_\tau^T H_\varepsilon^T & 0 \end{bmatrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \tau \end{bmatrix}.$$

Как известно, для анализа положительной или отрицательной определенности квадратичных форм можно использовать критерий Сильвестра [5]. Согласно ему в нашем случае для обеспечения отрицательной определенности производной функции Ляпунова достаточно задать

$$G = -H_\tau^{-1} A_\tau^T H_\varepsilon^T,$$

при этом из производной функции Ляпунова будут исключены отклонения параметров:

$$\dot{V} = \mathbf{e}^T (\mathbf{H}_e (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C}) + (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C})^T \mathbf{H}_e^T) \mathbf{e}.$$

Здесь матрица квадратичной формы имеет вид

$$(\mathbf{H}_e (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C}) + (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C})^T \mathbf{H}_e^T) = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11} & \mathbf{S}_{12} \\ \mathbf{S}_{21} & \mathbf{S}_{22} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где $\mathbf{S}_{11}$, $\mathbf{S}_{12}$, $\mathbf{S}_{21}$, $\mathbf{S}_{22}$ – следующие матрицы:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{11} &= \left(-\frac{2R_r k_r^2}{L_{\sigma e}} - \frac{2R_s}{L_{\sigma e}} + \mathbf{L}_i + \mathbf{L}_i^T \right) h_i^2 + \\ &\quad + (2k_r R_r + \mathbf{L}_\psi + \mathbf{L}_\psi^T) h^2, \\ \mathbf{S}_{12} &= \left(-\frac{k_r^2 R_r}{L_{\sigma e}} - \frac{R_s}{L_{\sigma e}} - \frac{R_r}{L_r} + \omega_e \mathbf{D} + \mathbf{L}_i^T \right) h^2 + \\ &\quad + \left(R_r k_r - \frac{2R_s}{L_{\sigma e}} + \mathbf{L}_\psi^T \right) h_\psi^2 + \left(\frac{R_r k_r}{L_{\sigma e} L_r} - \frac{k_r}{L_{\sigma e}} \omega_e \mathbf{D} \right) h_i^2, \\ \mathbf{S}_{21} &= \left(-\frac{k_r^2 R_r}{L_{\sigma e}} - \frac{R_s}{L_{\sigma e}} - \frac{R_r}{L_r} + \omega_e \mathbf{D}^T + \mathbf{L}_i \right) h^2 + \\ &\quad + \left(R_r k_r - \frac{2R_s}{L_{\sigma e}} + \mathbf{L}_\psi \right) h_\psi^2 + \left(\frac{R_r k_r}{L_{\sigma e} L_r} - \frac{k_r}{L_{\sigma e}} \omega_e \mathbf{D}^T \right) h_i^2, \\ \mathbf{S}_{22} &= \frac{2R_r k_r}{L_{\sigma e} L_r} h^2 - \frac{2R_r}{L_r} h_\psi^2. \end{aligned}$$

Матрица адаптации в развернутом виде:

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= -\mathbf{H}_e^{-1} \mathbf{A}_r^T \mathbf{H}_e^T = \\ &= \begin{bmatrix} \lambda_\delta \left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}} h_i^2 - h^2 \right) \hat{\Psi}_r^T \mathbf{D}^T & \lambda_\delta \left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}} h^2 - h_\psi^2 \right) \hat{\Psi}_r^T \mathbf{D}^T \\ \lambda_s \frac{h_i^2}{L_{\sigma e}} \hat{\mathbf{I}}_s^T & \lambda_s \frac{h^2}{L_{\sigma e}} \hat{\mathbf{I}}_s^T \\ \lambda_r \left(\left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}} h_i^2 - h^2 \right) \times \right. & \left. \left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}} h^2 - h_\psi^2 \right) \times \right) \\ \left. \times \left(k_r \hat{\mathbf{I}}_s^T - \frac{1}{L_r} \hat{\Psi}_r^T \right) \right) & \lambda_r \left(\left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}} h^2 - h_\psi^2 \right) \times \right. \\ \left. \times \left(k_r \hat{\mathbf{I}}_s^T - \frac{1}{L_r} \hat{\Psi}_r^T \right) \right) \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Соответствующие ей законы адаптации:

$$\begin{aligned} \dot{\delta} &= \lambda_\delta \left(\begin{aligned} &\mathbf{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r \left(h_i^2 \frac{k_r}{L_{\sigma e}} - h^2 \right) + \\ &+ \mathbf{\varepsilon}_\psi^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r \left(h^2 \frac{k_r}{L_{\sigma e}} - h_\psi^2 \right) \end{aligned} \right), \\ \dot{\rho}_s &= \lambda_s \left(\frac{h_i^2}{L_{\sigma e}} \mathbf{\varepsilon}_i^T \hat{\mathbf{I}}_s + \frac{h^2}{L_{\sigma e}} \mathbf{\varepsilon}_\psi^T \hat{\mathbf{I}}_s \right), \\ \dot{\rho}_r &= \lambda_r \left(\begin{aligned} &\left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}} h_i^2 - h^2 \right) \left(k_r \mathbf{\varepsilon}_i^T \hat{\mathbf{I}}_s - \frac{1}{L_r} \mathbf{\varepsilon}_i^T \hat{\Psi}_r \right) + \\ &+ \left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}} h^2 - h_\psi^2 \right) \left(k_r \mathbf{\varepsilon}_\psi^T \hat{\mathbf{I}}_s - \frac{1}{L_r} \mathbf{\varepsilon}_\psi^T \hat{\Psi}_r \right) \end{aligned} \right). \end{aligned}$$

К весовым коэффициентам функции Ляпунова и матрице «стабилизирующей добавки» предъявляются следующие требования.

1. Обеспечение положительной определенности функции Ляпунова, то есть положительной определенности квадратичной формы (3) во всем пространстве состояний объекта управления и НПП.
2. Весовые коэффициенты и матрицы «стабилизирующей добавки» должны обеспечить отрицательную определенность производной функции Ляпунова (4) и в частности квадратичной формы (5) также во всем пространстве состояний объекта управления и НПП. Следует подчеркнуть, что при использовании нулевой «стабилизирующей» матрицы, как предлагается авторами [3, 6], это условие не выполняется.
3. Выбор соотношений весовых коэффициентов должен обеспечивать реализуемость алгоритмов адаптации в условиях отсутствия датчиков магнитного состояния машины.

Алгоритм текущей идентификации электрической частоты вращения ротора

Для исключения из закона адаптации НПП к частоте вращения ротора нереализуемых в рамках бездатчикового управления слагаемых, включающих в себя $\mathbf{\varepsilon}_\psi^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r$, предлагается принять

$$h_\psi^2 = h^2 \frac{k_r}{L_{\sigma e}}. \quad (6)$$

Кроме того, для отрицательной определенности производной функции Ляпунова (глобальной устойчивости алгоритма адаптации) при выполнении (6) авторами предлагается использовать соотношение

$$h_i^2 = h_\psi^2 \left(\frac{L_{\sigma e}}{k_r} \right)^2 \left(1 + \frac{R_s}{R_r} \frac{L_r}{L_{\sigma e}} \right), \quad (7)$$

и матрицу «стабилизирующей добавки»

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} -\hat{\omega}_e \mathbf{D} \frac{R_s}{R_r} \frac{L_r}{L_{\sigma e}} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix},$$

Производная функции Ляпунова

$$\dot{V}_\delta = -2h_\psi^2 \left(\begin{aligned} &\frac{R_r}{k_r^2} \left(L_{\sigma e} + L_r k_r^2 + L_r \frac{R_s}{R_r} \right) \mathbf{\varepsilon}_i^T \mathbf{\varepsilon}_i - \\ &- \delta \frac{L_r R_s}{k_r R_r} \mathbf{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \mathbf{\varepsilon}_\psi \end{aligned} \right),$$

для малых δ является отрицательно определенной.

Принятые выше соотношения (6) и (7) порождают следующий закон адаптации НПП к электрической частоте вращения ротора:

$$\dot{\delta} = \lambda_\delta \mathbf{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r \left(h_i^2 \frac{k_r}{L_{\sigma e}} - h^2 \right) = \lambda_\delta h_\psi^2 \frac{R_s}{R_r} \frac{L_r}{k_r} \mathbf{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r. \quad (8)$$

Дополняя (8) пропорциональной частью, получим пропорционально-интегральный закон формирования оценки электрической частоты вращения двигателя:

$$\hat{\omega}_e = k_n \int \mathbf{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r dt + k_n \mathbf{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r. \quad (9)$$

Известно, что прямой метод Ляпунова позволяет получить структуру закона адаптации, однако не дает четких рекомендаций по нахождению численных значений коэффициентов регулятора – адаптора. Авторами предлагается следующий подход к их определению.

Рассмотрим входящее в (9) векторное произведение

$$\begin{aligned} \mathbf{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r &= (\hat{\mathbf{I}}_s^T - \mathbf{I}_s^T) \mathbf{D} \hat{\Psi}_r = \\ &= \|\hat{\mathbf{I}}_s\| \cdot \|\hat{\Psi}_r\| \sin(\alpha) - \|\mathbf{I}_s\| \cdot \|\hat{\Psi}_r\| \sin(\alpha - \delta_i) = \\ &= \|\hat{\mathbf{I}}_s\| \cdot \|\hat{\Psi}_r\| \sin(\alpha) - \|\mathbf{I}_s\| \cdot \|\hat{\Psi}_r\| \sin(\alpha) \cos(\delta_i) + \\ &\quad + \|\mathbf{I}_s\| \cdot \|\hat{\Psi}_r\| \sin(\delta_i) \cos(\alpha), \end{aligned}$$

где $\|\hat{\mathbf{I}}_s\|$ – модуль вектора оценок токов статора; $\|\hat{\Psi}_r\|$ – модуль вектора оценок потокоцеплений ротора; $\|\mathbf{I}_s\|$ – модуль вектора токов статора; α – угол между вектором оценок потокоцеплений ротора и вектором оценок токов статора, рис. 1; δ_i – угол между вектором токов статора и вектором их оценок.

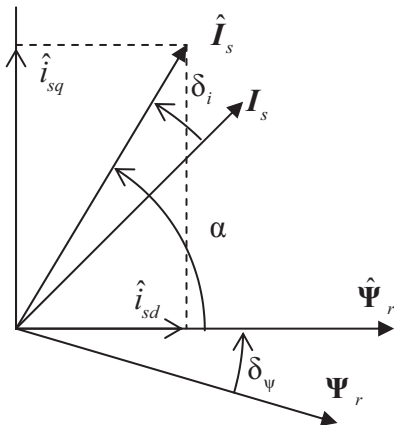


Рис. 1. Векторная диаграмма системы идентификации

Вводя допущение $\|\hat{\mathbf{I}}_s\| \approx \|\mathbf{I}_s\|$, и полагая, что $\delta_i \approx \delta_p$ – малые углы, получим

$$\begin{aligned} \mathbf{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r &\approx \|\hat{\mathbf{I}}_s\| \cdot \|\hat{\Psi}_r\| \sin(\alpha) - \|\hat{\mathbf{I}}_s\| \cdot \|\hat{\Psi}_r\| \sin(\alpha) \cdot 1 + \\ &\quad + \|\mathbf{I}_s\| \cdot \|\hat{\Psi}_r\| \delta_i \cos(\alpha) = \\ &= \|\mathbf{I}_s\| \cos(\alpha) \|\hat{\Psi}_r\| \delta_i = \hat{I}_{sd} \|\hat{\Psi}_r\| \delta_i = \frac{1}{L_m} \|\hat{\Psi}_r\|^2 \delta_p. \end{aligned}$$

Кроме того, для электропривода, работающего в первой зоне регулирования, $\|\hat{\Psi}_r\| \approx \Psi_{r\text{ном}}$. При этом структурная схема линеаризованного НПП принимает вид, изображенный на рис. 2.

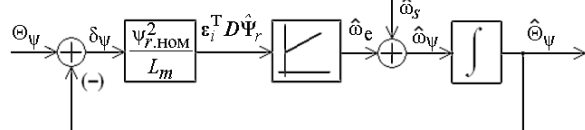


Рис. 2. Структурная схема линеаризованного контура идентификации электрической частоты вращения ротора

Настраивая замкнутый контур на звено второго порядка с собственной частотой $\Omega_{\text{нпп}}$ и коэффициентом формы $A_{\text{нпп}}$, получим выражения для параметров регулятора:

$$k_n = \Omega_{\text{нпп}}^2 \frac{L_m}{\Psi_{r\text{ном}}^2}, \quad k_n = A_{\text{нпп}} \Omega_{\text{нпп}} \frac{L_m}{\Psi_{r\text{ном}}^2}.$$

Принятые соотношения весовых коэффициентов и матрица «стабилизирующей добавки» позволяют одновременно с идентификацией частоты вращения ротора осуществлять адаптацию наблюдателя к изменениям активного сопротивления роторной цепи двигателя согласно закону

$$\hat{R}_r = k_{rot} \int \left(k_r \mathbf{\varepsilon}_i^T \hat{\mathbf{I}}_s - \frac{1}{L_r} \mathbf{\varepsilon}_i^T \hat{\Psi}_r \right) dt + R_0,$$

однако одновременная идентификация активного сопротивления ротора и электрической частоты вращения ротора потребует перехода к активной идентификации с инъекцией тестового воздействия в сигнал задания магнитного потока или в напряжение АД по продольной оси. Выбор характера инжектируемого сигнала может стать предметом отдельного исследования и в данной статье не рассматривается.

Алгоритм текущей идентификации электрической частоты вращения и активного сопротивления статорной цепи

На практике наиболее критичным с позиций работоспособности описанного выше алгоритма идентификации потокоцеплений и частоты вращения двигателя является дрейф активного сопротивления статорной цепи в результате изменения температуры обмоток и питающего кабеля. Так как целенаправленный выбор соотношений весовых коэффициентов не позволяет одновременно исключить из законов адаптации частоты вращения и сопротивления статора не реализуемые в рамках бездатчикового ЭП составляющие вида $\mathbf{\varepsilon}_\psi^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r$ и $\mathbf{\varepsilon}_\psi^T \hat{\mathbf{I}}_s$, представляется логичным остановиться на принятых ранее соотношениях и пренебречь нереализуемым слагаемым в законе идентификации сопротивления статора, который примет вид

$$\hat{R}_s = k_s \int \mathbf{\varepsilon}_i^T \hat{\mathbf{I}}_s dt + R_{s0}.$$

При этом производная функции Ляпунова

$$\dot{V}_{\delta, \rho} = -2h_\psi^2 \begin{pmatrix} \frac{R_r}{k_r^2} \left(L_{\sigma e} + L_r k_r^2 + L_r \frac{R_s}{R_r} \right) \mathbf{\varepsilon}_i^T \mathbf{\varepsilon}_i - \\ - (\delta R_s + \rho_s \omega_e + \delta \rho_s) \frac{L_r R_s}{k_r R_r} \mathbf{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \mathbf{\varepsilon}_\psi - \\ - \frac{\rho_s}{k_r} \mathbf{\varepsilon}_\psi^T \hat{\mathbf{I}}_s \end{pmatrix}$$

при малых δ и ρ_s также является отрицательно определенной.

Важной задачей является определение численного значения коэффициента интегрального адап-

тора активного сопротивления статора. Предлагается следующий подход к его расчету. Так как основной причиной дрейфа активного сопротивления статора являются тепловые процессы, а их скорость намного ниже темпа электромагнитных и электромеханических процессов в АД, то подсистему идентификации сопротивления статора можно настраивать на гораздо меньшее быстродействие, чем контуры системы векторного управления и адаптор частоты вращения. Это позволяет пренебречь инерционностью последних и использовать статические модели НПП и двигателя при синтезе алгоритма идентификации активного сопротивления статора.

Уравнения установившегося режима НПП в системе координат (1, 2), ориентированной по оценке вектора потокосцеплений ротора, с учетом «стабилизирующей добавки» имеют вид

$$\begin{cases} \hat{R}_s \hat{i}_{s1} - \omega_\psi L_{\sigma e} \hat{i}_{s2} - \hat{R}_s T_r (\hat{i}_{s2} - i_{s2}) (\omega_\psi - \hat{\omega}_s) = u_{s1}, \\ \hat{R}_s \hat{i}_{s2} + \omega_\psi (L_{\sigma e} \hat{i}_{s1} + k_r \hat{\psi}_r) + \\ + \hat{R}_s T_r (\hat{i}_{s1} - i_{s1}) (\omega_\psi - \hat{\omega}_s) = u_{s2}, \\ L_m \hat{i}_{s1} = \hat{\psi}_r, \\ L_m \hat{i}_{s2} - \hat{\omega}_s T_r \hat{\psi}_r = 0. \end{cases} \quad (10)$$

где $\hat{\psi}_r = \Psi_r^{ref}$ – заданное потокосцепление ротора; ω_s – частота скольжения.

Уравнения АД в установившемся режиме в той же в системе координат (1, 2), направленной по оценке вектора потокосцеплений ротора:

$$\begin{cases} R_s \hat{i}_{s1} - \omega_\psi L_{\sigma e} \hat{i}_{s2} - \omega_\psi k_r \hat{\psi}_r = u_{s1}, \\ R_s \hat{i}_{s2} + \omega_\psi (L_{\sigma e} \hat{i}_{s1} + k_r \hat{\psi}_r) = u_{s2}, \\ L_m \hat{i}_{s1} + T_r \omega_s \hat{\psi}_r = \hat{\psi}_r, \\ L_m \hat{i}_{s2} - T_r \omega_s \hat{\psi}_r = \hat{\psi}_r. \end{cases} \quad (11)$$

Так как алгоритм идентификации электрической частоты вращения ротора сводит к нулю векторное произведение токовой ошибки на вектор оценок потокосцеплений ротора, то

$$\varepsilon_i^T D \hat{\Psi}_r = \varepsilon_{i2} \hat{\psi}_{r1} - \varepsilon_{i1} \hat{\psi}_{r2} = \varepsilon_{i2} \hat{\psi}_{r1} = 0.$$

Следовательно, в установившемся режиме $\varepsilon_{i2} = 0$, и

$$i_{s2} = \hat{i}_{s2}. \quad (12)$$

Тогда закон идентификации активного сопротивления статора можно записать как

$$\hat{R}_s = R_{s0} + k_s \int \varepsilon_{i1} \hat{i}_{s1} dt.$$

Решая совместно системы уравнений (10) и (11) с учетом равенства (12) относительно частоты скольжения, получим уравнение

$$a\omega_s^2 + b\omega_s + c = 0, \quad (13)$$

где a, b, c – коэффициенты, зависящие от параметров АД, положения рабочей точки ЭП и отклонения оценки активного сопротивления статора:

$$a(.) = T_r^2 \left(\omega_\psi (k_r L_m (\hat{R}_s - \rho) - L_{\sigma e} \rho) - \right. \\ \left. - T_r \rho (\omega_\psi \hat{R}_s - \hat{\omega}_s (2\hat{R}_s - \rho)) \right),$$

$$b(.) = \omega_\psi k_r L_m T_r (\omega_\psi (\hat{R}_s T_r + L_s) \omega_\psi - 2(\hat{R}_s - \rho) T_r \hat{\omega}_s),$$

$$c(.) = -k_r L_m T_r \omega_\psi (\omega_\psi \hat{\omega}_s L_s + \hat{R}_s T_r \hat{\omega}_s (\omega_\psi - \hat{\omega}_s)) - \\ \rho L_s \omega_\psi - T_r \rho (\rho (\omega_\psi - \hat{\omega}_s) - (\hat{R}_s - \rho) (\omega_\psi - 2\hat{\omega}_s)).$$

Решением (13) является значение частоты скольжения

$$\omega_s(.) = \frac{-b(.) + \sqrt{b(.)^2 - 4a(.)c(.)}}{2a(.)},$$

при этом подынтегральная величина, входящая в закон адаптации активного сопротивления статора, принимает вид

$$\varepsilon_{i1}(\cdot) \hat{i}_{s1} = \hat{i}_{s1}^2 \frac{\omega_\psi k_r T_r L_m (\omega_s(\cdot) - \hat{\omega}_s) - \rho (1 + T_r^2 \omega_s^2(\cdot))}{(\hat{R}_s - \rho)(1 + T_r^2 \omega_s^2(\cdot)) + \omega_\psi \omega_s(\cdot) k_r T_r L_m}.$$

Таким образом, выражение $\varepsilon_{i1} \hat{i}_{s1}$ для установившихся режимов ЭП является функцией как положения рабочей точки, так и отклонения активного сопротивления статора. Результаты проведенного исследования показывают, что функция $\varepsilon_{i1} \hat{i}_{s1}(\rho)$ в любой рабочей точке, может быть с достаточной точностью аппроксимирована прямой линией. Предлагается осуществлять линеаризацию этой зависимости по формуле

$$\varepsilon_{i1} \hat{i}_{s1}(\hat{R}_s, \omega_\psi, \hat{\omega}_s, \hat{i}_{s1}, \rho) = K(\hat{R}_s, \omega_\psi, \hat{\omega}_s, \hat{i}_{s1}) \rho.$$

Соответствующая структурная схема представлена на рис. 3.

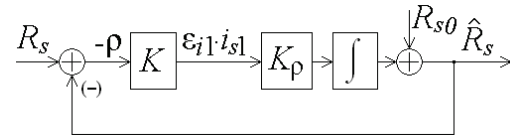


Рис. 3. Структурная схема линеаризованного контура идентификации активного сопротивления статора АД

Настраивая замкнутый контур идентификации R_s на аperiодическое звено с собственной частотой Ω_p , получим выражение для коэффициента передачи регулятора – адаптора активного сопротивления статора

$$k_p(\hat{R}_s, \omega_\psi, \hat{\omega}_s, \hat{i}_{s1}) = \frac{\Omega_p}{K(\hat{R}_s, \omega_\psi, \hat{\omega}_s, \hat{i}_{s1})}.$$

Таким образом, с помощью полученных выражений можно осуществлять непрерывную подстройку регулятора оценки активного сопротивления статора, что обеспечит требуемое качество процессов вычисления сопротивления во всей плоскости механических характеристик ЭП.

Структурная схема алгоритма совместной идентификации потокосцеплений, электрической частоты вращения ротора и активного сопротивления статорной цепи представлена на рис. 4.

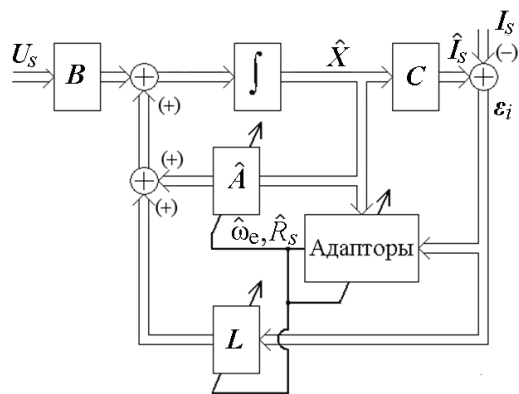


Рис. 4. Структурная схема алгоритма идентификации

Результаты цифрового моделирования

Цифровое моделирование разработанного алгоритма идентификации производилось в среде MATLAB/Simulink в составе системы бездатчикового асинхронного электропривода с векторным управлением на базе электродвигателя 4A225M4Y3 мощностью 55 кВт.

На рис. 5 в качестве примера представлены графики переходных процессов по электрической частоте вращения ротора, по ошибке идентификации электрической частоты вращения ротора, задающим воздействиям на токи в ориентированной по вектору оценок потокосцеплений ротора системе координат (d,q) , трехфазных токов АД и заданиям фазных напряжений. Электропривод последовательно отра-

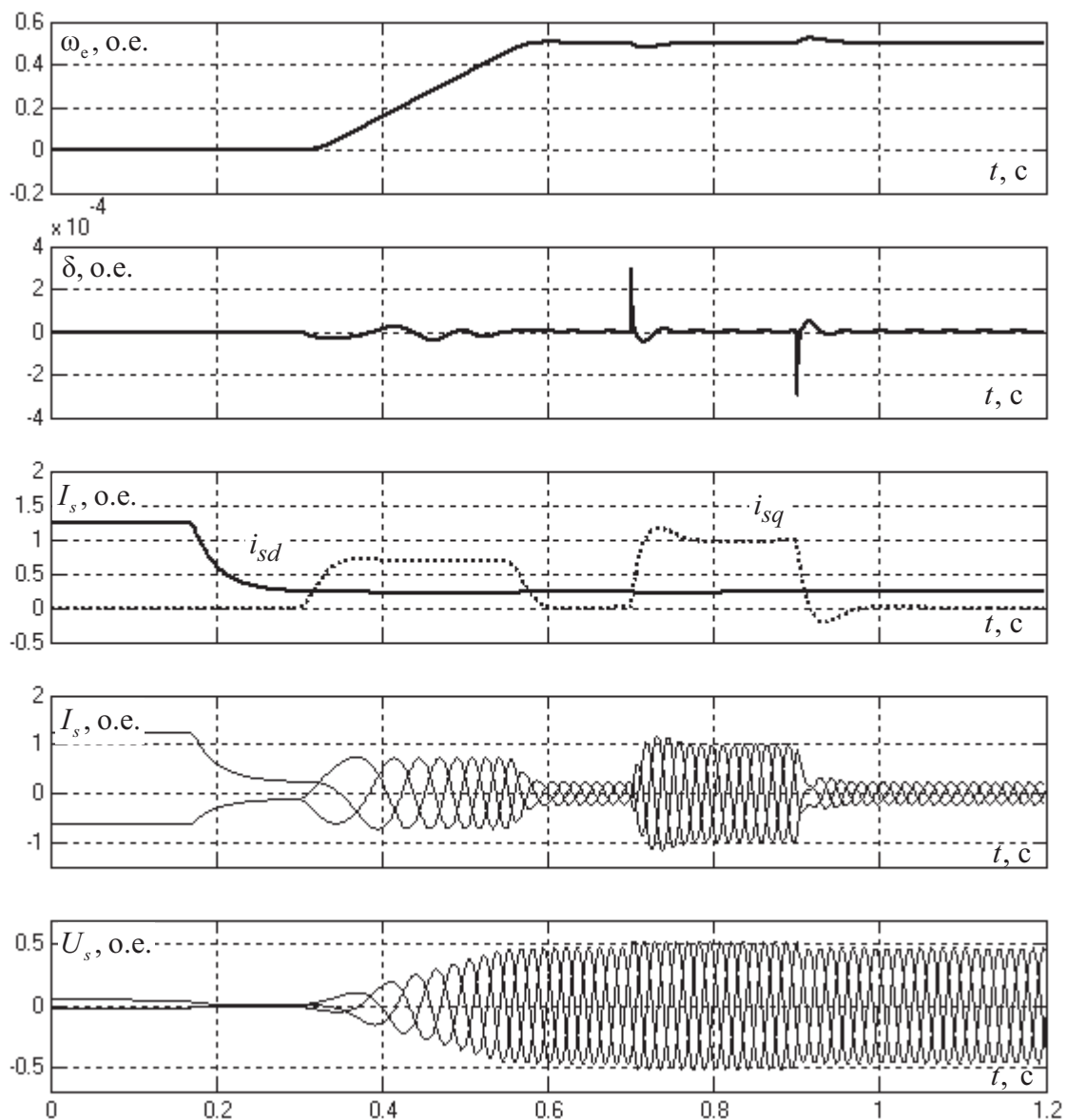


Рис. 5. Переходные процессы в бездатчиковой системе векторного управления

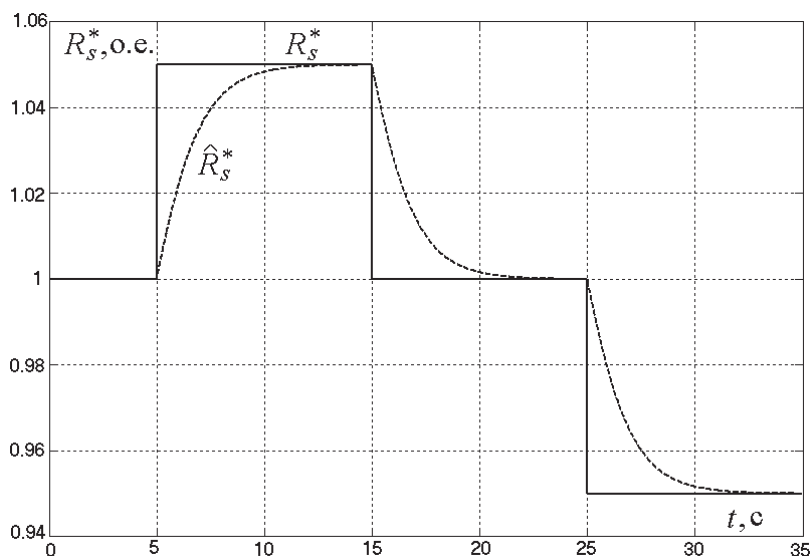


Рис. 6. Переходные процессы идентификации активного сопротивления статора

бываает следующие режимы — намагничивание двигателя, пуск без нагрузки на частоту $\omega_{\text{н.ном}}/2$, нагружение номинальным моментом, сброс нагрузки. Все переменные выведены в относительных единицах. Переходные процессы идентификации сопротивления статора при его изменении на 5 % в большую и меньшую сторону представлены на рис. 6.

Результаты моделирования подтверждают работоспособность предлагаемого алгоритма идентификации опорного вектора потокоцеплений и электрической частоты вращения ротора асинхронного двигателя, а также активного сопротивления статора АД во всей плоскости механических характеристик электропривода.

Заключение

Разработаны новая процедура синтеза и структура адаптивного наблюдателя координат состояния для бездатчикового асинхронного электропривода, основанные на методе функций Ляпунова. Целенаправленный выбор соотношений весовых коэффициентов функции Ляпунова и матрицы «стабилизирующей добавки» наблюдателя полного

порядка позволил получить формально устойчивый во всей плоскости механических характеристик электропривода алгоритм идентификации неизменяемых координат, необходимых для построения системы векторного управления, адаптивной к изменениям активного сопротивления статорной цепи асинхронного двигателя. Предложены выражения для расчета параметров идентификатора и вариант алгоритма его адаптации к дрейфу сопротивления ротора.

Идентификатор не содержит в своей структуре «открытых» звеньев интегрирования и использует лишь основные, «рабочие» сигналы токов и напряжений, а также оперирует параметрами схемы замещения двигателя, получаемыми на этапе предварительной идентификации. Разработанные методики расчета коэффициентов алгоритма обеспечивают требуемое качество процессов идентификации. Достигнутые результаты подтверждаются цифровым моделированием.

Работа выполнена при поддержке Правительства Российской Федерации по государственному контракту № 13.G36.31.0010 от 22.10.2010 г.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Holtz J. Sensorless Control of Induction Motor Drives // Proc. of the IEEE. — 2002. — V. 90. — № 8. — P. 1359–1394.
2. Kubota H., Sato I., Tamura Y., Matsuse K. Regenerating-Mode Low-Speed Operation of Sensorless Induction Motor Drive With Adaptive Observer // IEEE Trans. Ind. Applicat. — 2002. — V. 38. — № 4. — P. 1081–1086.
3. Hinkkanen M., Luomi J. Parameter Sensitivity of Full-Order Flux Observers for Induction Motors // IEEE Trans. Ind. Applicat. — 2003. — V. 39. — № 4. — P. 1127–1135.
4. Kubota H., Matsuse K., Nakano T. DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor // IEEE Trans. Ind. Applicat. — 1993. — V. 29. — № 2. — P. 344–348.
5. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т. 2. Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы. — М.: Физматлит, 2004. — 464 с.
6. Tursini M., Petrella R., Parasiliti F. Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed Sensorless Control of Induction Motors // IEEE Trans. Ind. Applicat. — 2000. — V. 36. — № 5. — P. 1380–1387.

Поступила 18.10.2011 г.