

Синтез идентификатора координат для бездатчикового асинхронного электропривода*

В.В. ВДОВИН, А.А.З. ДИАБ, Д.А. КОТИН, В.В. ПАНКРАТОВ

Новосибирск, Новосибирский государственный технический университет

Описаны новые 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 алгоритм адаптации идентификатора к изменениям активного сопротивления статора. В основу алгоритма оценивания координат положена структура асимптотического наблюдателя полного порядка, построенного по уравнениям электромагнитных процессов в двигателе в предположении о достаточной степени разделения темпов движений по электрическим и механическим переменным электропривода. Алгоритмы его адаптации по частоте вращения и сопротивлению статора синтезированы прямым методом Ляпунова с преднамеренной организацией в замкнутой системе регулирования трехтемповых процессов. В быстром темпе, соизмеримом со скоростью электромагнитных процессов в замкнутой системе, осуществляется вычисление оценки текущей частоты вращения и собственно векторное управление моментом электропривода. В основном (медленном) темпе производится регулирование выходных координат – скорости и потокоцепления. В инфранизком темпе наблюдатель адаптируется к температурному дрейфу активного сопротивления статорной цепи. Предлагаемая процедура синтеза адаптивного идентификатора отличается от известных тем, что матрица «стабилизирующих добавок» и матрица весовых коэффициентов квадратичной функции Ляпунова выбираются совместно и таким образом, чтобы обеспечить устойчивость идентификатора «в целом» и исключить из его модели неизмеряемые координаты состояния. Представлены методика расчета параметров адаптора и результаты цифрового моделирования разработанной системы управления.

Ключевые слова: электропривод переменного тока, асинхронный двигатель, бездатчиковое векторное управление, адаптивный наблюдатель полного порядка, метод функций Ляпунова, оценивание координат, глобальная устойчивость, текущая идентификация параметров.

ВВЕДЕНИЕ

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

Наилучшие характеристики бездатчиковых асинхронных ЭП достигаются при векторном (в широком смысле) управлении, для реализации которого необходимо косвенное получение текущей информации о неизмеряемых координатах состояния двигателя – компонентах опорного вектора потокоцеплений и электрической частоте вращения ротора. Задача вычисления оценок этих величин решается алгоритмами оперативного оценивания (наблюдения) или текущей идентификации.

К настоящему времени разработано большое количество различных алгоритмов оценивания координат АД в системах автоматизированного ЭП [1], которые можно условно разделить на пассивные и активные. Активные алгоритмы предполагают использование каких-либо

* Статья получена 1 ноября 2013 г.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, проект № 7.559.2011, гос. рег. номер НИР 01201255056

специальных тестовых воздействий на объект управления, которые неизбежно вызывают дополнительные потери энергии в преобразователе частоты и двигателе, уменьшают перегрузочную способность электропривода, увеличивают установочную мощность ПЧ и могут негативно влиять на ход технологического процесса. Пассивная идентификация, напротив, использует только основные, «рабочие» составляющие токов и напряжений на выходе ПЧ и свободна от указанного недостатка. В этой связи на практике наибольшее распространение получили алгоритмы пассивной текущей идентификации, построенные на основе адаптивных моделей электромагнитных процессов в двигателе.

К сожалению, широко известные технически реализуемые алгоритмы текущей идентификации координат АД по измерениям выходных переменных ПЧ даже теоретически имеют области неустойчивости в генераторных режимах работы ЭП на малых частотах питания, которые можно исключить только ослаблением магнитного потока двигателя, что в свою очередь связано с ухудшением показателей эффективности электромеханического преобразования энергии [2]. Кроме того, все алгоритмы оценивания координат состояния АД в большей или меньшей степени чувствительны к отклонениям параметров машины от их расчетных значений [3]. Поэтому, как правило, при наладке или непосредственно перед каждым запуском ЭП автоматически выполняется 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, которая является логическим продолжением и обобщением результатов работ [4 – 6], обсуждаются разработанная авторами новая процедура синтеза и соответствующая ей структура глобально устойчивого алгоритма текущей идентификации неизмеряемых координат АД – компонент опорного вектора потокосцеплений и электрической частоты вращения ротора, построенного на основе адаптивного наблюдателя полного порядка (НПП), а также возможные алгоритмы его адаптации к изменениям активного сопротивления статора.

1. ОБЩАЯ СТРУКТУРА АДАПТИВНОГО НПП

В неподвижной декартовой системе координат и при общепринятых допущениях электромагнитные процессы АД могут быть описаны следующими уравнениями [7]:

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

где $\mathbf{x} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \psi_{r\alpha} \ \psi_{r\beta}]^T$ – вектор координат состояния объекта, образованный токами статора и потокосцеплениями ротора двухфазной модели двигателя; $\mathbf{U}_s = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T$ – вектор управляющих воздействий – напряжений статора; $\mathbf{C} = [\mathbf{E} \ 0]^T$ – матрица выхода; $\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} = \mathbf{I}_s = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$ – вектор-столбец доступных для прямого измерения переменных (вектор токов статора); \mathbf{A} – собственная матрица объекта,

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

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

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

Математическая модель НПП для объекта (1) имеет вид [7]

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

где $\hat{}$ – оценки соответствующих величин; $\mathbf{L} = [\mathbf{L}_i \quad \mathbf{L}_\psi]^T$ – матрица «стабилизирующей добавки»;

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

Почленно вычитая из уравнений наблюдателя (2) уравнения объекта (1), получим уравнение динамики наблюдения в отклонениях

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}} = (\mathbf{A} + \mathbf{LC})\boldsymbol{\varepsilon} + \mathbf{A}_\tau \boldsymbol{\tau},$$

где $\boldsymbol{\varepsilon} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$ – вектор ошибок наблюдения; $\boldsymbol{\tau} = [\delta \quad \rho_s \quad \rho_r]^T$ – 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; \mathbf{A}_τ – матрица влияния вектора отклонений параметров на вектор ошибок наблюдения,

$$\mathbf{A}_\tau = \begin{bmatrix} -\frac{k_r}{L_{\sigma e}} \mathbf{D} \hat{\Psi}_r & -\frac{1}{L_{\sigma e}} \hat{\mathbf{I}}_s & \frac{k_r}{L_{\sigma e}} \left(-k_r \hat{\mathbf{I}}_s + \frac{1}{L_r} \hat{\Psi}_r \right) \\ \mathbf{D} \hat{\Psi}_r & 0 & k_r \hat{\mathbf{I}}_s - \frac{1}{L_r} \hat{\Psi}_r \end{bmatrix},$$

$\Psi_r = [\Psi_{r\alpha} \quad \Psi_{r\beta}]^T$ – вектор потокосцеплений ротора.

Для синтеза алгоритма адаптации наблюдателя (2) к отклонениям параметров используем метод Красовского [8]. Зададимся следующей функцией – кандидатом в функции Ляпунова:

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

где $\mathbf{H}_\varepsilon, \mathbf{H}_\tau$ – симметричные матрицы весовых коэффициентов вида

$$\mathbf{H}_\varepsilon = \begin{bmatrix} h_i^2 & 0 & h^2 & 0 \\ 0 & h_i^2 & 0 & h^2 \\ h^2 & 0 & h_\psi^2 & 0 \\ 0 & h^2 & 0 & h_\psi^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_i^2 \mathbf{E} & h^2 \mathbf{E} \\ h^2 \mathbf{E} & h_\psi^2 \mathbf{E} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_\tau = \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda_\delta} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\lambda_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\lambda_r} \end{bmatrix};$$

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

Тогда производная функции Ляпунова

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

Алгоритм адаптации НПП сформируем как

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

где \mathbf{G} – искомая матрица коэффициентов.

При этом уравнения динамики адаптивного НПП в отклонениях примут вид

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

Производная функции Ляпунова, получаемая подстановкой (4) в (3), представляет собой квадратичную форму

$$\dot{V} = \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \tau \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{LC}) + (\mathbf{A} + \mathbf{LC})^T \mathbf{H}_\varepsilon^T & \mathbf{G}^T \mathbf{H}_\tau + \mathbf{H}_\varepsilon \mathbf{A}_\tau \\ \mathbf{H}_\tau^T \mathbf{G} + \mathbf{A}_\tau^T \mathbf{H}_\varepsilon^T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \tau \end{bmatrix}.$$

Как известно, для анализа положительной или отрицательной определенности квадратичных форм можно использовать критерий Сильвестра [8]. Согласно ему в нашем случае для обеспечения отрицательной определенности производной функции Ляпунова достаточно задать

$$\mathbf{G} = -\mathbf{H}_\tau^{-1} \mathbf{A}_\tau^T \mathbf{H}_\varepsilon^T,$$

при этом из производной функции Ляпунова будут исключены отклонения параметров:

$$\dot{V} = \varepsilon^T \left(\mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{LC}) + (\mathbf{A} + \mathbf{LC})^T \mathbf{H}_\varepsilon^T \right) \varepsilon.$$

Здесь матрица квадратичной формы имеет вид

$$\left(\mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{LC}) + (\mathbf{A} + \mathbf{LC})^T \mathbf{H}_\varepsilon^T \right) = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11} & \mathbf{S}_{12} \\ \mathbf{S}_{21} & \mathbf{S}_{22} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

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

$$\mathbf{S}_{11} = \left(-\frac{2R_r k_r^2}{L_{\sigma e}} - \frac{2R_s}{L_{\sigma e}} + \mathbf{L}_i + \mathbf{L}_i^T \right) h_i^2 + \left(2k_r R_r + \mathbf{L}_\psi + \mathbf{L}_\psi^T \right) h^2,$$

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

Матрица адаптации в развернутом виде:

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

Соответствующие ей законы адаптации НПП:

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

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

1. Функция Ляпунова (3) должна быть положительно определенной 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, 9], это условие не выполняется.

3. Выбор соотношений весовых коэффициентов должен обеспечивать реализуемость алгоритмов адаптации в условиях отсутствия датчиков магнитного состояния машины.

2. АЛГОРИТМ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ РОТОРА

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

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

при этом производная функции Ляпунова

$$\dot{V}_\delta = -2h_\Psi^2 \left(\frac{R_r}{k_r^2} \left(L_{\sigma e} + L_r k_r^2 + L_r \frac{R_s}{R_r} \right) \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \boldsymbol{\varepsilon}_i - \delta \frac{L_r R_s}{k_r R_r} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \boldsymbol{\varepsilon}_\Psi \right)$$

для малых δ является отрицательно определенной.

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

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

Дополняя (8) пропорциональной частью, что должно способствовать большей гибкости формирования динамических характеристик процесса адаптации, получим пропорционально-интегральный закон вычисления оценки электрической частоты вращения двигателя:

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

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

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

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

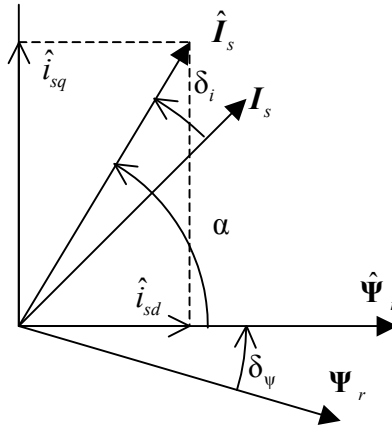


Рис. 1. Векторная диаграмма

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

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

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

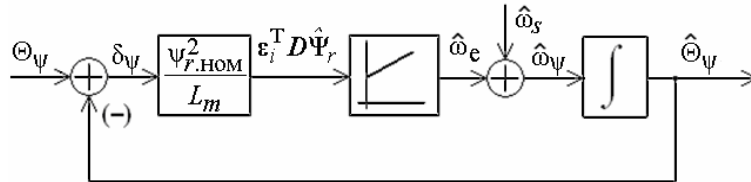


Рис. 2. Структурная схема линеаризованного контура идентификации электрической частоты вращения ротора

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

$$k_{\text{и}} = \Omega_{\text{НПП}}^2 \frac{L_m}{\Psi_{\text{гном}}^2}, \quad k_{\text{п}} = A_{\text{НПП}} \Omega_{\text{НПП}} \frac{L_m}{\Psi_{\text{гном}}^2}.$$

3. АЛГОРИТМ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ РОТОРА И АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ СТАТОРА АД

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

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

При этом производная функции Ляпунова

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

для малых δ и ρ_s также является отрицательно определенной.

Важную задачу представляет определение численного значения коэффициента передачи интегрального адаптора НПП к активному сопротивлению 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 к частоте вращения. Это позволяет пренебречь инерционностью последних и использовать статические модели НПП и двигателя при синтезе алгоритма идентификации активного сопротивления статора.

Так как алгоритм идентификации электрической частоты вращения ротора сводит к нулю векторное произведение токовой ошибки на вектор оценок потокосцеплений ротора, то в установившемся режиме $\boldsymbol{\varepsilon}_{i2} = 0$. Тогда закон идентификации активного сопротивления статора можно записать как

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

Выражение $\varepsilon_{i1}\hat{i}_{s1}$ для установившихся режимов ЭП является функцией как положения рабочей точки системы, так и отклонения оценки активного сопротивления статора от его истинного значения. Результаты проведенных исследований показывают, что график функции $\varepsilon_{i1}\hat{i}_{s1}(\rho)$ в любой рабочей точке может быть с достаточной точностью аппроксимирован прямой линией. Соответствующая расчетная структурная схема контура идентификации представлена на рис. 3.

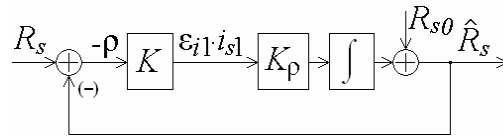


Рис. 3. Структурная схема линейризованного контура идентификации активного сопротивления статора АД

Настраивая замкнутый контур идентификации R_s как апериодическое звено с собственной частотой Ω_p , 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 АД представлена на рис. 4.

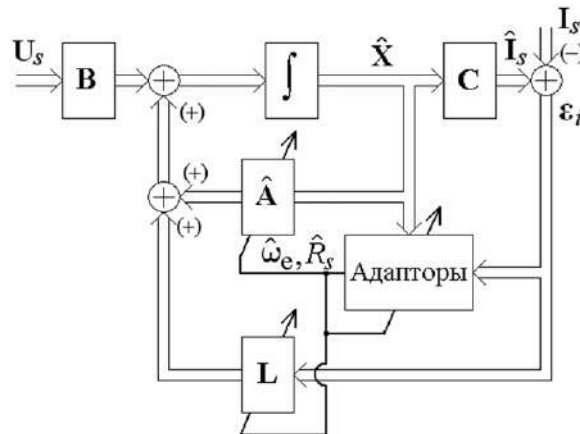


Рис. 4. Структурная схема алгоритма идентификации

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Цифровое моделирование разработанного алгоритма идентификации производилось в среде MATLAB/Simulink в составе системы бездатчикового асинхронного электропривода с векторным управлением на базе электродвигателя 4A225M4У3 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) , трехфазным токам АД и заданиям фазных напряжений. Электропривод последовательно обрабатывает следующие режимы: предварительное намагничивание двигателя, пуск без нагрузки на частоту $\omega_{e,ном}/2$, нагружение номинальным мо-

ментом, сброс нагрузки. Все переменные выведены в относительных единицах. Переходные процессы ЭП при изменениях активного сопротивления статора на 10 % в большую и меньшую сторону представлены на рис. 6, 7.

Результаты моделирования подтверждают работоспособность предлагаемого алгоритма идентификации опорного вектора потокоцеплений и электрической частоты вращения ротора асинхронного двигателя на всей плоскости механических характеристик электропривода. Синтезированный с существенными допущениями алгоритм адаптации НПП к изменениям активного сопротивления статора должен «отключаться» в тормозных режимах ЭП при скоростях ниже 10 % от номинальной.

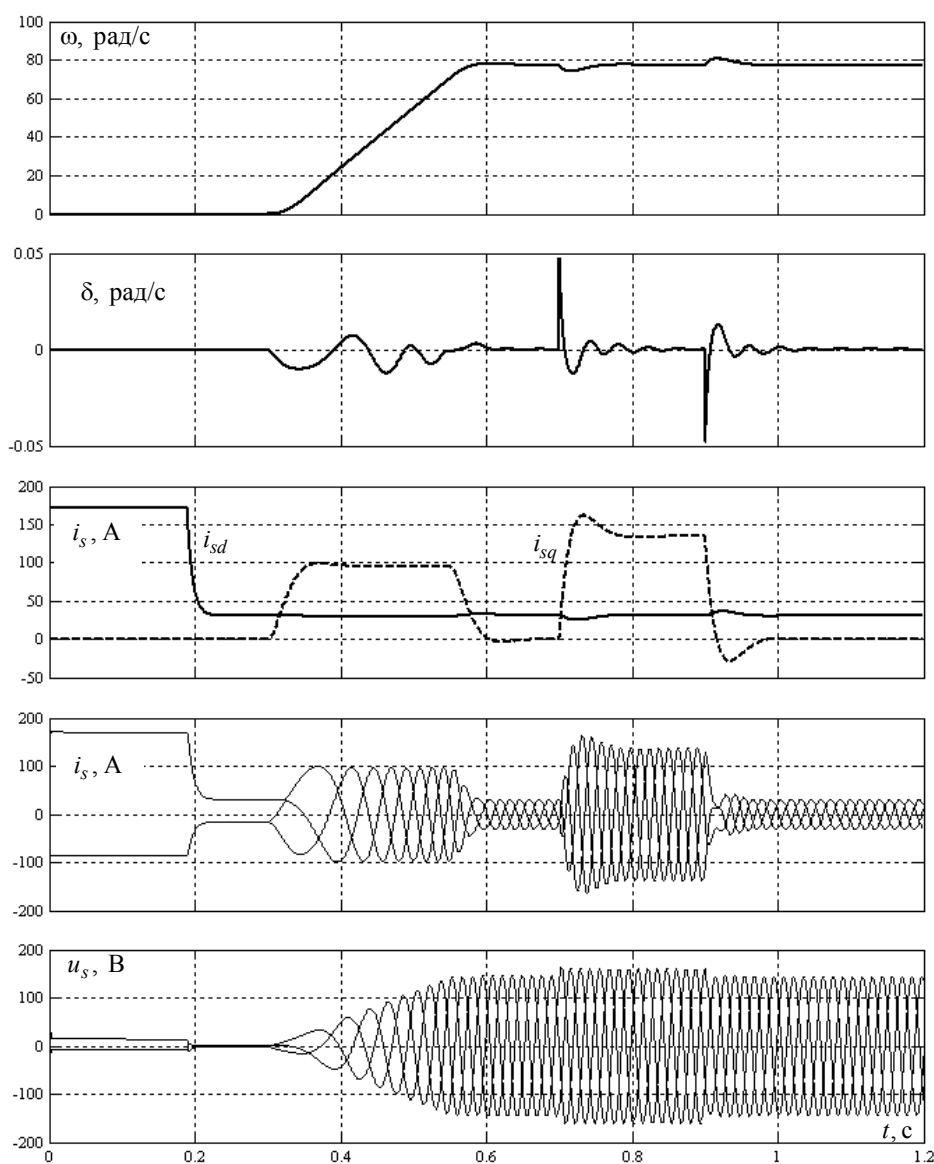


Рис. 5. Переходные процессы в бездатчиковой системе векторного управления

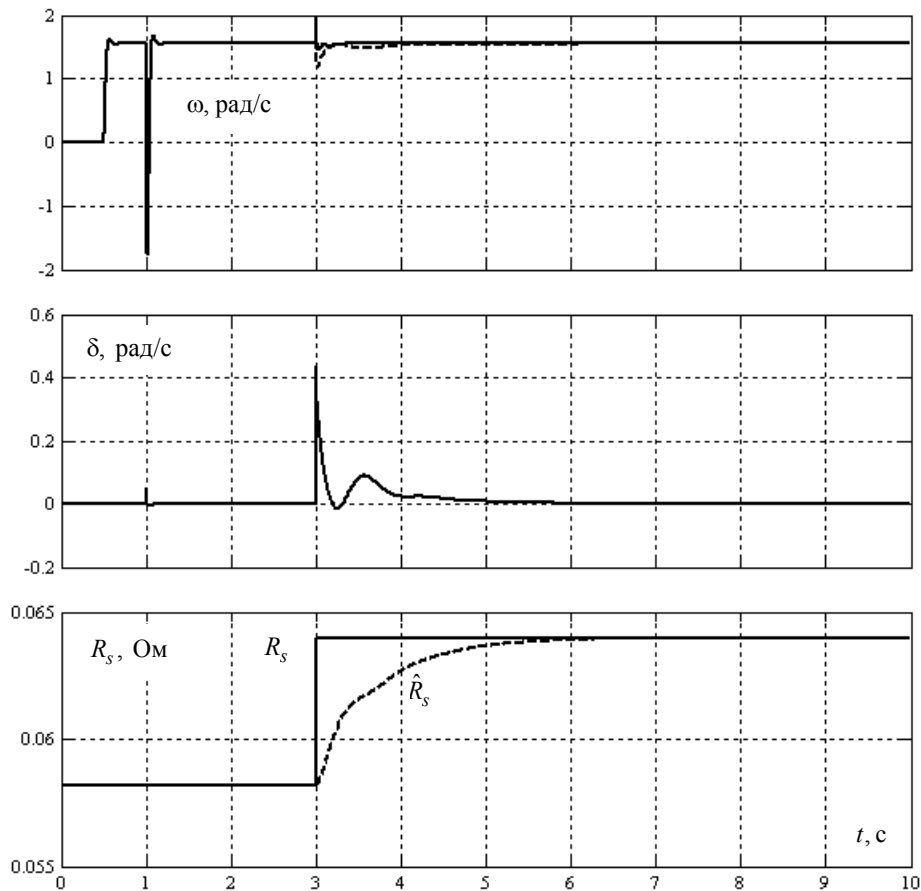


Рис. 6. Переходные процессы при нагружении ЭП и изменении активного сопротивления статора на скорости 1/25 от номинальной в двигательном режиме работы

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработаны новые процедура синтеза и структура адаптивного алгоритма оценивания неизмеряемых координат состояния для бездатчикового асинхронного электропривода. Целенаправленный выбор соотношений весовых коэффициентов функции Ляпунова и матрицы «стабилизирующей добавки» наблюдателя полного порядка позволил получить формально экспоненциально устойчивый во всей плоскости механических характеристик электропривода алгоритм идентификации координат, необходимых для построения системы векторного управления, ограниченно адаптивный к изменениям активного сопротивления статорной цепи асинхронного двигателя. Предложены выражения для расчета параметров идентификатора. Один из возможных вариантов его адаптации к дрейфу активного сопротивления ротора заключается в использовании допущений первой тепловой модели двигателя.

Идентификатор не содержит в своей структуре не охваченных обратными связями интегрирующих звеньев и использует лишь основные, «рабочие» сигналы токов и напряжений. Разработанные методики расчета коэффициентов алгоритма обеспечивают требуемое качество процессов идентификации. Достигнутые результаты подтверждаются цифровым моделированием.

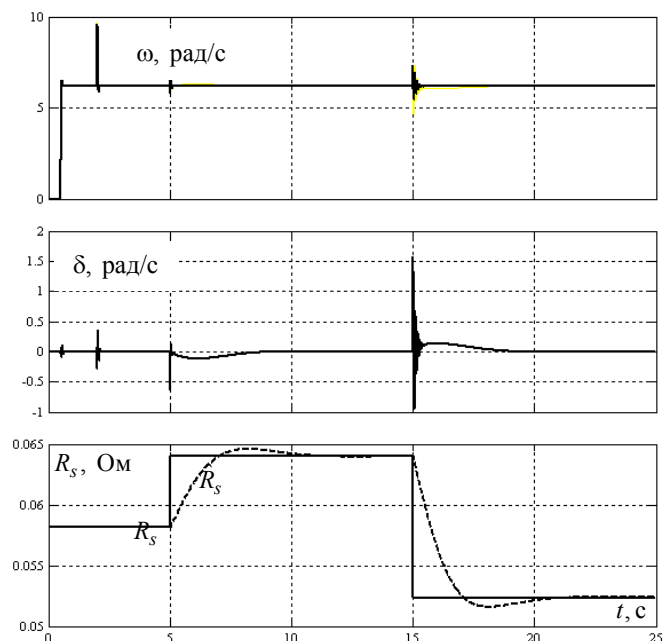


Рис. 7. Переходные процессы при нагружении ЭП и изменениях активного сопротивления статора на скорости 1/10 от номинальной в тормозном режиме работы

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] **Holtz J.** Sensorless Control of Induction Motor Drives / J. Holtz // Proc. of the IEEE. – 2002. – Vol. 90. – № 8. – P. 1359–1394.
- [2] **Kubota H.** Regenerating-Mode Low-Speed Operation of Sensorless Induction Motor Drive With Adaptive Observer / H. Kubota, I. Sato, Y. Tamura, K. Matsuse // IEEE Trans. Ind. Applicat. – 2002. – Vol. 38. – № 4. – P. 1081–1086.
- [3] **Hinkkanen M.** Parameter Sensitivity of Full-Order Flux Observers for Induction Motors / M. Hinkkanen, J. Luomi // IEEE Trans. Ind. Applicat. – 2003. – Vol. 39. – № 4. – P. 1127–1135.
- [4] **Панкратов В.В.** Глобально устойчивый адаптивный наблюдатель для систем общепромышленного асинхронного электропривода / В.В. Панкратов, В.В. Вдовин, Г.Г. Ситников, С.С. Доманов // Электротехника. – 2011. – № 6. – С. 42–47.
- [5] **Кучер Е.С.** Анализ методов предварительной идентификации постоянной времени ротора асинхронного двигателя в системах электропривода / Е.С. Кучер, В.В. Панкратов // Научный вестник НГТУ. – 2012. – № 1 (46). – С. 127–134.
- [6] **Вдовин В.В.** Синтез адаптивного наблюдателя координат бездатчикового асинхронного электропривода / В.В. Вдовин, В.В. Панкратов // Известия Томского политехнического университета. – 2012. – Т. 320. – № 4. Энергетика. – С. 147–153.
- [7] **Kubota H.** DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor / H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano // IEEE Trans. Ind. Applicat. – 1993. – Vol. 29. – № 2. – P. 344–348.
- [8] **Ким Д.П.** Теория автоматического управления. Т. 2. Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы / Д.П. Ким. – М.: Физматлит, 2004.
- [9] **Tursini M.** Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed Sensorless Control of Induction Motors / M. Tursini, R. Petrella, F. Parasiliti // IEEE Trans. Ind. Applicat. – 2000. – Vol. 36. – № 5. – P. 1380–1387.

REFERENCES

- [1] **Holtz J.** Sensorless Control of Induction Motor Drives // Proc. of the IEEE, 2002, vol. 90, № 8, pp. 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, vol. 38, № 4, pp. 1081–1086.
- [3] **Hinkkanen M., Luomi J.** Parameter Sensitivity of Full-Order Flux Observers for Induction Motors // IEEE Trans. Ind. Applicat, 2003, vol. 39, № 4, pp. 1127–1135.

- [4] **Pankratov V.V.** Global'no ustojchivyy adaptivnyj nabljudatel' dlja sistem obshhepromyshlennogo asinhronnogo jelektroprivoda / V.V. Pankratov, V.V. Vdovin, G.G. Sitnikov, S.S. Domanov // *Jelektrotehnika*, 2011, № 6, pp. 42–47.
- [5] **Kucher E.S., Pankratov V.V.** Analiz metodov predvaritel'noj identifikacii postojannoj vremeni rotora asinhronnogo dvigatelja v sistemah jelektroprivoda // *Nauchnyj vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo tehničeskogo universiteta*, 2012, № 1 (46), pp. 127–134.
- [6] **Vdovin V.V., Pankratov V.V.** Sintez adaptivnogo nabljudatelja koordinat bezdatchikovogo asinhronnogo jelektroprivoda // *Izvestija Tomskogo politehnicheskogo universiteta*, 2012, t. 320, № 4, Jenergetika, pp. 147–153.
- [7] **Kubota H., Matsuse K., Nakano T.** DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor // *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 1993, vol. 29, № 2, pp. 344–348.
- [8] **Kim D.P.** Teorija avtomaticheskogo upravlenija. T. 2. Mnogomernye, nelinejnye, optimal'nye i adaptivnye sistemy. M.: Fizmatlit, 2004.
- [9] **Tursini M., Petrella R., Parasiliti F.** Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed Sensorless Control of Induction Motors // *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 2000, vol. 36, № 5, pp. 1380–1387.

Вдовин Владимир Владимирович, аспирант кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Новосибирского государственного технического университета. Основное направление научных исследований – бездатчиковое векторное управление электроприводами переменного тока. Имеет 10 научных публикаций. E-mail: vdovin_88@mail.ru

Диаб Ахмед Абделхамид Заки, аспирант кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Новосибирского государственного технического университета. Основное направление научных исследований – автоматическое управление электроприводами переменного тока. Имеет 8 публикаций. E-mail: engahmedz@yahoo.com

Котин Денис Алексеевич, кандидат технических наук, доцент кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок НГТУ. Основное направление научных исследований – автоматическое управление электроприводами и устройствами силовой электроники. Имеет 28 публикаций, в том числе одно учебное пособие. E-mail: ni_Kotin@mail.ru

Панкратов Владимир Вячеславович, доктор технических наук, профессор кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Новосибирского государственного технического университета. Основное направление научных исследований – оптимальное и адаптивное управление сложными системами электромеханики, мехатроники и силовой электроники в условиях неопределенности при ограниченных энергетических ресурсах. Имеет более 170 научных публикаций, в том числе 9 учебных пособий, 5 изобретений. E-mail: pankratov_v_v@ngs.ru

V.V. Vdovin, A.A.Z. Diab, D.A. Kotin, V.V. Pankratov

Synthesis of coordinates identifier for sensorless induction motor drive

Considered the new synthesis procedure and the structure of global stable current identification algorithm for coordinates of sensorless induction motor drive: reference vector of flux linkages and electric rotor speed, as well as the algorithm of its adaptation to stator resistance variations. The algorithm of the coordinates identification based on the structure of the asymptotic full-order observer, constructed on the equations of the electromagnetic processes in the motor. Synthesis technique assumes sufficient level of the rate motion separation on the electrical and mechanical drive variables. Algorithms of its adaptation to the speed and to the stator resistance synthesized by Lyapunov's direct approach with the purposive organization three-rate processes in the closed-loop system. In the fast rate, comparable with the velocity of electromagnetic processes in a closed-loop system, is carried out current rotor speed estimation and the vector control of the electric drive torque. In the main (slow) rate to regulate the output coordinates – rotor speed and flux-linkages. In the slowest rate observer adapts to the stator resistance temperature drift. The proposed synthesis procedure of the adaptive identifier differs from the known that the matrix of «stabilizing agent» and the matrix of weight coefficients quadratic Lyapunov's function are selected simultaneously. Selection is done this way to ensure the global stability of the identifier and to eliminate from its model non-measurable state coordinates. Calculation methods of adapter parameters and simulation results of developed control system are presented.

Key words: AC electric drive, induction motor, sensorless vector control, adaptive full-order observer, Lyapunov's function approach, coordinate estimation, global stability, on-line parameters identification.