

ПРЯМОЕ ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ МОМЕНТОМ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С МАКСИМИЗАЦИЕЙ СООТНОШЕНИЯ МОМЕНТ-ТОК

С. М. Пересада, д.т.н., проф., С. С. Дымко, асп.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

пр. Победы, 37, 03056, г. Киев, Украина

E-mail: speresada@fea.kpi.ua, sdymko@ukr.net

Синтезирован алгоритм прямого векторного управления моментом асинхронного двигателя с использованием метода динамической линеаризации обратной связью в условиях прямого (основанного на наблюдателе вектора потокосцепления) полеориентирования. Представлены результаты экспериментальных исследований и математического моделирования разработанного алгоритма, которые подтверждают асимптотичность отработки заданной траектории момента при обеспечении максимизации соотношения момент-ток статора.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, полеориентированное управление, максимум соотношения момент-ток.

Введение. Последние два десятилетия характеризуются использованием широкого разнообразия методов нелинейных систем для синтеза алгоритмов векторного управления асинхронными двигателями (АД), которые гарантируют достижение высоких динамических показателей, повышенной энергетической эффективности и грубости в отношении параметрических возмущений [1]. В [2], [3] авторами предложено общетеоретическое решение задачи асимптотической отработки заданных траекторий момента АД с максимизацией соотношения момент-ток статора в установившихся режимах.

Синтез алгоритмов управления [2], [3] основывается на концепции косвенного векторного управления и предполагает формирование заданных траекторий изменения координат АД, которые обеспечивают отработку момента в условиях удовлетворения соотношения токов статора для максимизации создаваемого момента. При таком подходе инверсная динамика АД описывается сложными выражениями, содержащими квадратные корни и функции знака переменных состояния АД.

Цель работы. Упрощение уравнений инверсного движения при решении нелинейной задачи управления моментом АД за счет использования метода динамической линеаризации обратной связью в условиях прямого (основанного на наблюдателе вектора потокосцепления) полеориентирования.

Материал и результаты исследования. 1. Математическая модель АД и постановка задачи управления. Двухфазная математическая модель АД для *токового управления* в условиях стандартных допущений, представленная в системе координат $(d-q)$, вращающейся с произвольной угловой скоростью ω_0 , задана следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= J^{-1}(M - M_c), \quad M = \mu_1(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha \psi_d + (\omega_0 - \omega) \psi_q + \alpha L_m i_d \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha \psi_q - (\omega_0 - \omega) \psi_d + \alpha L_m i_q \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \quad \varepsilon_0(0) = 0, \end{aligned} \quad (1)$$

где $(i_d, i_q)^T$, $(\psi_d, \psi_q)^T$ – компоненты векторов тока статора и потокосцепления ротора, ω – угловая ско-

рость ротора, M – электромагнитный момент, M_c – момент нагрузки, ε_0 – угловое положение вращающейся системы координат $(d-q)$ относительно стационарной системы координат $(a-b)$. Постоянные параметры, связанные с электрическими и механическими параметрами АД, определены следующим образом: $\alpha = R_2 / L_2$; $\mu_1 = 3L_m / (2L_2)$, где R_2, L_2 – активное сопротивление и индуктивность ротора, L_m – индуктивность намагничивающего контура. Без потери общности в (1) принята одна пара полюсов.

Пусть M^* – заданная траектория изменения момента, ограниченная функцией с известной ограниченной первой производной. Предположим, что параметры двигателя известны и постоянны, измеряемым является вектор (ω, i_d, i_q) . В условиях этих допущений необходимо синтезировать алгоритм управления (закон изменения i_d, i_q), обеспечивающий достижение следующих целей управления:

О.1. Асимптотическую отработку заданных траекторий момента, то есть выполнение условия

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0,$$

где \tilde{M} – ошибка отработки момента, определенная как $\tilde{M} = M - M^*$.

О.2. Максимизацию соотношения момент-ток в установившемся режиме, которая достигается при удовлетворении условия [4]

$$i_d = |i_q| + \delta,$$

где $\delta > 0$ – малая константа для исключения вырожденности при $M^* = 0$.

2. Синтез алгоритма управления. Наблюдатель вектора потокосцепления ротора в полярной системе координат имеет вид:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\psi}} &= -\alpha \hat{\psi} + \alpha L_m i_d, \\ \dot{\hat{\varepsilon}}_0 &= \omega_0 = \omega + \alpha L_m i_q / \hat{\psi}, \quad \hat{\psi} > 0. \end{aligned} \quad (2)$$

Определим ошибки оценивания потокосцепления следующим образом:

$$\begin{aligned}\tilde{\psi}_d &= \psi_d - \hat{\psi}, \\ \tilde{\psi}_q &= \psi_q.\end{aligned}\quad (3)$$

С учетом (3) динамика ошибок оценивания вектора потокосцепления будет иметь вид:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d,\end{aligned}\quad (4)$$

где $\omega_2 = \omega_0 - \omega$.

Для достижения цели управления О.2 введем следующее определение задания тока по оси d :

$$i_d = L_m^{-1}(\psi_0^* + L_m|i_q|) > 0, \quad (5)$$

где $\psi_0^* > 0$ – минимальное значение потока, необходимое для исключения вырожденности в (2).

Поскольку $i_d > 0$, то решения первого дифференциального уравнения в (2) всегда будут положительными, то есть $\hat{\psi}(t) > 0$, $\hat{\psi}(0) = \psi_0^*$.

С учетом определения (3) уравнение для момента в (1) примет вид:

$$M = \mu_1(\psi_d i_q - \tilde{\psi}_q i_d). \quad (6)$$

Продифференцировав (6), используя (1)-(5), получим следующее уравнение динамики момента:

$$\dot{M} = -\alpha M + \alpha\mu_1(\psi_0^* + L_m|i_q|)i_q + \mu_1\hat{\psi}i_q + \tilde{\varphi}(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q), \quad (7)$$

$$\tilde{\varphi}(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = \mu_1[\tilde{\psi}_d(i_q + \omega_2 i_d) - \tilde{\psi}_q(i_q - \omega_2 i_q)],$$

где выражение для i_q будет определено позже.

Уравнение динамики ошибки отработки момента запишется в виде:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{M}} &= -\alpha\tilde{M} - \alpha M^* + \alpha\mu_1(\psi_0^* + L_m|i_q|)i_q + \\ &+ \mu_1\hat{\psi}i_q - \dot{M}^* + \tilde{\varphi}(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)\end{aligned}\quad (8)$$

Используя (8), спроектируем динамический, линейризирующий обратной связью регулятор момента в таком виде:

$$\begin{aligned}i_q &= -\alpha\hat{\psi}^{-1}(\psi_0^* + L_m|i_q|)i_q + (\mu_1\hat{\psi})^{-1}[\alpha M^* + \dot{M}^*]; \quad (9) \\ i_d &= \text{sign}(i_q) \left[-\alpha \frac{(\psi_0^* + L_m|i_q|)}{\hat{\psi}} i_q + \frac{\alpha M^* + \dot{M}^*}{\mu_1\hat{\psi}} \right].\end{aligned}$$

Поскольку компонента $(\psi_0^* + L_m|i_q|) > 0$, $\hat{\psi} > 0$, а M^*, \dot{M}^* являются ограниченными по определению, то i_q, i_d , задаваемые решением (9), также являются ограниченными функциями.

Подставив (9) в (8), с учетом (4), уравнения динамики ошибок отработки момента и оценивания вектора потокосцепления будут представлены в такой общей форме:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{M}} &= -\alpha\tilde{M} + \tilde{\varphi}(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) \\ \tilde{\varphi}(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) &= \tilde{\psi}_d\hat{\psi}^{-1}(\alpha M^* + \dot{M}^*) - \\ &- \tilde{\psi}_q\hat{\psi}^{-1}(\text{sign}(i_q)(\alpha M^* + \dot{M}^*) - \alpha\mu_1(|i_q|\psi_0^* + 2L_m i_q^2))\end{aligned}\quad (10)$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}} &= -\alpha|\hat{\psi}| + \alpha\psi_0^* + \alpha L_m|i_q| \\ i_q &= -\alpha\hat{\psi}^{-1}(\psi_0^* + L_m|i_q|)i_q + (\mu_1\hat{\psi})^{-1}[\alpha M^* + \dot{M}^*] \\ \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d.\end{aligned}\quad (11)$$

где $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\varphi}(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$, если $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$.

Поскольку положение равновесия $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$ системы (10)–(11) является глобально экспоненциально устойчивым, то $\tilde{\varphi}(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)$, а, следовательно, и \tilde{M} экспоненциально сходится в ноль, поэтому цель управления О.1 достигается глобально.

Хотя порядок полученных уравнений динамики ошибок отработки и оценивания (10), (11) на единицу выше в сравнении с результатом [3], полный алгоритм управления токами АД проще, поскольку для его реализации необходима заданная траектория момента первого порядка, в уравнениях отсутствуют сложные выражения, содержащие квадратные корни и функции знака, а также более простой вид имеют выражения для производных, входящих в алгоритм управления.

Структурная схема разработанного алгоритма с учетом внутренних контуров регулирования токов представлена на рис. 1.

3. Экспериментальные исследования алгоритма.

Экспериментальные исследования выполнены на станции быстрого прототипного тестирования алгоритмов управления электроприводами [5]. В процессе тестирования АД мощностью 1.7 кВт, параметры которого приведены в табл. 1, использована следующая последовательность управления:

1. На протяжении начального интервала времени ($0 \leq t < 1.2c$) поддерживается минимальное значение задания потокосцепления ($\psi_0^* = 0.05 \text{ Вб}$).

2. Начиная с момента времени $t = 1.2c$ ненагруженному двигателю необходимо отработать заданные траектории момента, представленные на рис. 2 (сплошной и пунктирной линиями), которые имеют нулевые начальные значения и достигают значений 10 Нм (58 % от номинального значения) и 17 Нм

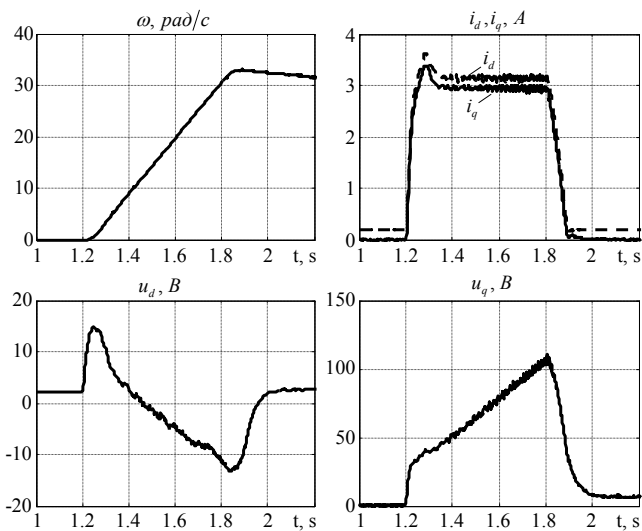


Рисунок 3 – Графики переходных процессов отработки момента $M^* = 10\text{Нм}$ (эксперимент)

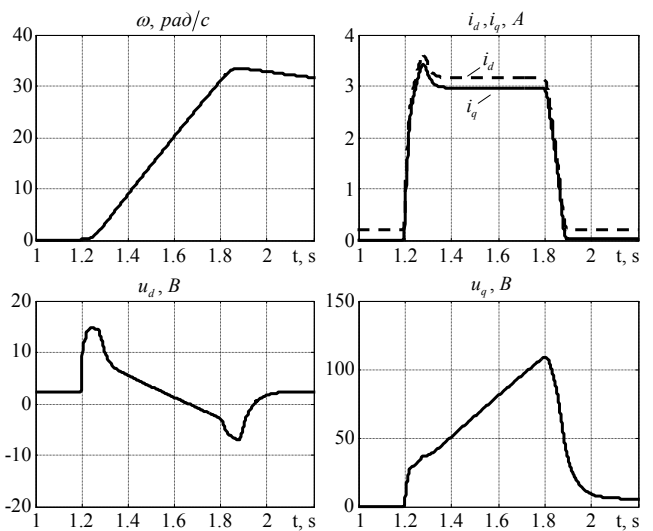


Рисунок 4 – Графики переходных процессов отработки момента $M^* = 10\text{Нм}$ (моделирование)

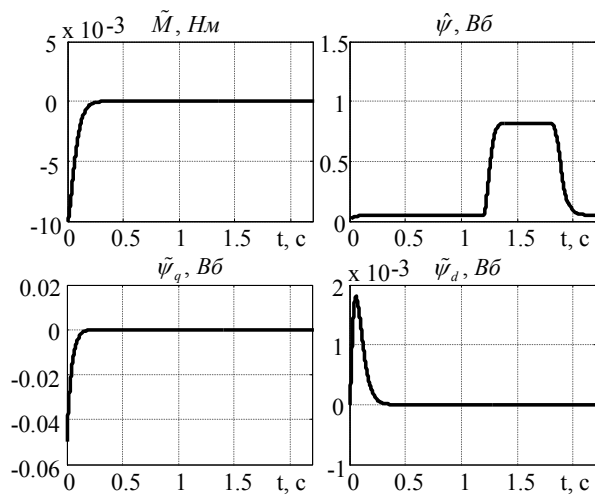


Рисунок 5 – Графики ошибки отработки момента и оценивания потока $M^* = 10\text{Нм}$ (моделирование)

Таблица 1 – Паспортные данные АД

| | |
|--|-------|
| Мощность, кВт | 1,7 |
| Номинальный момент, Нм | 17 |
| Количество пар полюсов | 3 |
| Сопrotивление статора, Ом | 3 |
| Сопrotивление ротора, Ом | 6 |
| Индуктивность статора, Гн | 0,283 |
| Индуктивность ротора, Гн | 0,283 |
| Индуктивность контура намагничивания, Гн | 0,261 |
| Момент инерции, кг·м ² | 0,175 |

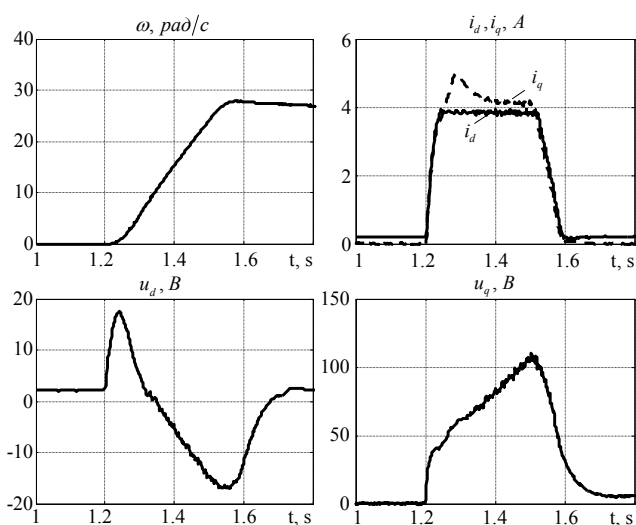


Рисунок 6 – Графики переходных процессов отработки момента $M^* = 17\text{Нм}$ (эксперимент)

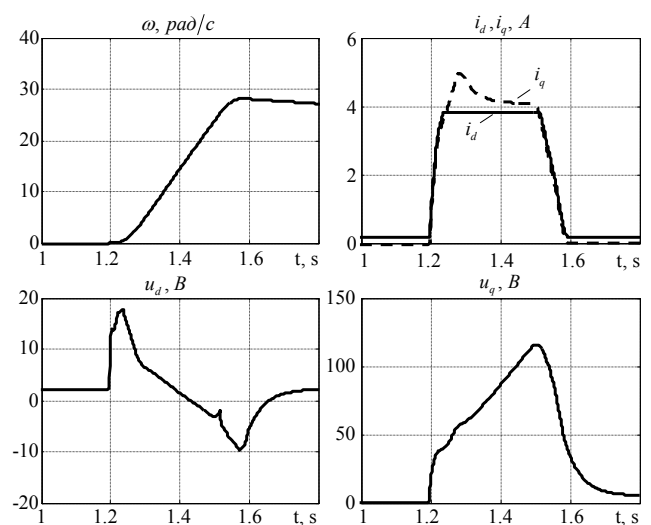


Рисунок 7 – Графики переходных процессов отработки момента $M^* = 17\text{Нм}$ (моделирование)

Выводы. Синтезированный алгоритм прямого векторного управления позволяет получить более простые уравнения инверсного движения при решении нелинейной задачи управления моментом с максимизацией соотношения момент-ток статора. Результаты экспериментальных исследований, а также математического моделирования подтверждают асимптотичность отработки заданной траектории момента при обеспечении максимизации соотношения момент-ток статора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пересада С.М. Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор // Вестник Донецкого национального технического университета. – 1999. – С. 1–23.

2. S. Peresada, S. Kovbasa, S. Dymko. Indirect Field-Oriented Torque Control of Induction Motors with Maximum Torque per Ampere Ratio//Transactions of Kremenchuk State University. – 2010. – № 3/2010 (62), part 2. – P. 33-36.

3. Пересада С.М., Дымко С.С., Ковбаса С.Н. Обобщенное решение задачи косвенного векторного

управления моментом асинхронных двигателей с максимизацией соотношения момент-ток в статике // Вестник НТУ «ХПИ». – 2010, № 28. – С. 39–42.

4. O. Wasynchuk, S. Sudhoff, K. Corsine, J. Tichenor, P. Krause, I. Hansen and L. Taylor. A maximum torque per Ampere control strategy for induction motor drives // IEEE Trans. on Energy Conversion. – 1998. – Vol. 13. – No.2. – P. 163–169.

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

Стаття надійшла 06.06.2011 р.
Рекомендовано до друку д.т.н., проф.
Родькіним Д.Й.

ПРЯМЕ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З МАКСИМІЗАЦІЄЮ СПІВВІДНОШЕННЯ МОМЕНТ-СТРУМ

С. М. Пересада, д.т.н., проф., С. С. Димко, асп.

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»

пр. Перемоги, 37, 03056, м. Київ, Україна

E-mail: speresada@fea.kpi.ua, sdymko@ukr.net

Розроблено алгоритм прямого векторного керування моментом асинхронного двигуна на основі використання методу динамічної лінеаризації зворотним зв'язком в умовах прямого (на основі спостерігача вектора поточозчеплення) полеорієнтування. Представлено результати експериментальних досліджень і математичного моделювання, які підтверджують асимптотичність відпрацювання заданої траєкторії моменту при забезпеченні максимізації співвідношення момент-струм статора.

Ключові слова: асинхронний двигун, полеорієнтоване керування, максимум співвідношення момент-струм.

DIRECT FIELD-ORIENTED TORQUE CONTROL OF INDUCTION MOTOR WITH MAXIMUM TORQUE PER AMPERE RATIO

S. Peresada, D.Sc. (Eng.), Prof., S. Dymko, post-grad.

National Technical University of Ukraine “Kiev Polytechnic Institute”

pr. Peremohy, 37, 03056, Kyiv, Ukraine

E-mail: speresada@fea.kpi.ua

The paper reports new theoretical and experimental results in vector control of induction motors. A novel direct field-oriented torque-tracking controller, based on dynamic feedback linearization, is designed for current-fed induction machine. Results of simulation and experimental tests illustrate important features of the control proposed

Key words: induction motor, field-oriented control, maximum torque per Ampere ratio.