

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

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

Представлен новый метод формирования траекторий изменения координат электрической подсистемы асинхронного двигателя на основе динамического линеаризующего обратной связью управления по измеряемому выходу в условиях прямого (основанного на наблюдателе) полеориентирования. Приведены результаты экспериментальных исследований и математического моделирования, подтверждающие достижение поставленных целей управления.

Представлено новий метод формування траєкторій зміни координат електричної підсистеми асинхронного двигуна на основі динамічного лінеаризуючого зворотним зв'язком керування по вимірюваному виходу в умовах прямого (що базується на спостережачі) полеорієнтування. Наведені результати експериментальних досліджень і математичного моделювання, які підтверджують досягнення поставлених цілей керування.

A new method of the induction motor electrical subsystem coordinates trajectories forming is represented. This method is based on output-feedback linearizing dynamic control using direct (based on the observer) field-orientation. The experimental and simulation results confirm the asymptotic torque tracking and maximization of torque per Ampere ratio during static and dynamic operation modes.

Введение. Основным методом повышения энергетической эффективности систем векторного управления асинхронным двигателем (АД) является регулирование модуля вектора потокосцепления в функции момента при его значениях меньших номинального [6] с целью минимизации активных потерь, достижения максимума преобразуемой мощности, максимизации соотношения момент-ток.

В [1, 4] предложено общетеоретическое решение задачи косвенного векторного управления моментом АД, гарантирующее максимизацию соотношения момент-ток. Основным недостатком этого решения является сложность выражений, которыми описывается инверсная динамика, что приводит к сложности их практической реализации. Другими недостатками (см. также алгоритм, представленный в [3]) являются ограниченные возможности учета насыщения магнитной системы АД, а также формирования динамических характеристик, свойственные системам с неолономными ограничениями.

Целью настоящего исследования является разработка нового метода формирования траекторий изменения координат электрической подсистемы АД на основе динамического линеаризующего обратной связью управления по измеряемому выходу для преодоления рассмотренных недостатков.

1. Математическая модель АД и цели управления. Двухфазная математическая модель АД в системе координат d-q, вращающейся с произвольной угловой скоростью ω_0 , задана следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= J^{-1}(M - M_c), \quad M = \mu_1(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \\ \dot{i}_d &= -\gamma i_d + \omega_0 i_q + \alpha \beta \psi_d + \beta \omega \psi_q + u_d / \sigma \\ \dot{i}_q &= -\gamma i_q - \omega_0 i_d + \alpha \beta \psi_q - \beta \omega \psi_d + u_q / \sigma \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha \psi_d + (\omega_0 - \omega) \psi_q + \alpha L_m i_d \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha \psi_q - (\omega_0 - \omega) \psi_d + \alpha L_m i_q \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_{\text{пр}}, \quad \varepsilon_0(0) = 0, \end{aligned} \quad (1)$$

где $(u_d, u_q)^T$ – компоненты вектора управляющего напряжения статора, $(i_d, i_q)^T$, $(\psi_d, \psi_q)^T$ – компоненты векторов тока статора и потокосцепления ротора, ω – угловая скорость ротора, M – электромагнитный момент, M_c – момент нагрузки, ε_0 – угловое положение вращающейся системы координат d-q относительно стационарной системы координат α - β , J – полный момент инерции. Без потери общности принята одна пара полюсов. Положительные константы в (1), связанные с электрическими и механическими параметрами АД, определены следующим образом: $\alpha = R_2 / L_2$, $\sigma = L_1 - L_m^2 / L_2$, $\beta = L_m / \sigma L_2$, $\gamma = R_1 / \sigma + \alpha \beta L_m$, $\mu_1 = 3L_m / (2L_2)$, R_1, R_2, L_1, L_2 – активные сопротивления и индуктивности статора и ротора, L_m – индуктивность намагничивающего контура.

Цели управления. 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, обеспечивающий достижение следующих целей управления:

Цель-1. Асимптотическую обработку заданных траекторий момента, то есть выполнение условия

$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0$, где \tilde{M} – ошибка обработки момента, определенная как $\tilde{M} = M - M^*$.

Цель-2. Максимизацию соотношения момент-ток в установившемся режиме, которая достигается при удовлетворении условия [6] $i_d = |i_q| + \delta$, где $\delta > 0$ – малая константа для исключения вырожденности при $M^* = 0$.

2. Синтез алгоритма управления. Токовое управление АД. В условиях токового управления токи i_d, i_q могут рассматриваться как управляющие воздействия. Наблюдатель вектора потокосцепления ротора в виде

$$\dot{\hat{\psi}} = -\alpha \hat{\psi} + \alpha L_m i_d, \quad (2)$$

$$\dot{\hat{\epsilon}}_0 = \omega_0 \hat{\epsilon}_0 + \alpha L_m i_q / \hat{\psi} + \varphi_1(t), \quad \varphi_1(t) = 0$$

гарантирует, что ошибки оценивания $\tilde{\psi}_d = \psi_d - \hat{\psi}, \tilde{\psi}_q = \psi_q - \hat{\psi}$ экспоненциально затухают при $\hat{\psi} > 0$.

С использованием метода динамической линеаризации обратной связью по измеряемому выходу (ω, i_d, i_q) сконструирован регулятор момента в таком виде:

$$i_d = L_m^{-1} (\psi_0^* + L_m |i_q|) > 0, \quad (3)$$

$$i_q = -\alpha \hat{\psi}^{-1} (\psi_0^* + L_m |i_q|) i_q + (\mu_1 \hat{\psi})^{-1} [\alpha M^* + \dot{M}^*], \quad (4)$$

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

Поскольку в (3) компонента $(\psi_0^* + L_m |i_q|) > 0$, то $i_d > 0$, а следовательно из (2) имеем $\hat{\psi} > 0$ при $\hat{\psi}(\Theta) = \psi_0^*$. Учитывая, что M^*, \dot{M}^* являются ограниченными по определению, то i_q, \dot{i}_q , задаваемые решением (4), также являются ограниченными функциями.

Динамическое поведение ошибок обработки момента и оценивания вектора потокосцепления при действии алгоритма (2) – (4) описывается уравнениями

$$\dot{\tilde{M}} = -\alpha \tilde{M} + \tilde{\varphi}(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q), \quad (5)$$

$$\tilde{\varphi}(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = \tilde{\psi}_d \hat{\psi}^{-1} (\alpha M^* + \dot{M}^*) -$$

$$-\tilde{\psi}_q \hat{\psi}^{-1} (\text{sign}(i_q) (\alpha M^* + \dot{M}^*) - \alpha \mu_1 (|i_q| \psi_0^* + 2L_m i_q^2))$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_d = -\alpha \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q, \quad (6)$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_q = -\alpha \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d,$$

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 (6) является глобально экспоненциально устойчивым, то $\tilde{\varphi}(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)$, а, следовательно, и \tilde{M} экспоненциально сходятся в ноль, поэтому цели управления (Цель-1) и (Цель-2) достигаются глобально.

Управление АД полного порядка. В реальных условиях токи i_d и i_q , определенные в (3) и (4), не яв-

ляются управляющими воздействиями и могут лишь представлять их желаемый закон изменения i_d^* и i_q^* . В качестве управляющих воздействий выступают напряжения статора u_d и u_q . Для распространения решения при токовом управлении на случай управления полного порядка воспользуемся результатом [5], в соответствии с которым $\varphi_1 \notin \Theta$ $\lambda \beta \omega \tilde{i}_d / \hat{\psi}, \lambda > 0$ в (2), а регуляторы токов по осям d и q задаются выражениями

$$u_d = \sigma (\gamma i_d^* - \omega_0 i_q - \alpha \beta \hat{\psi} + i_d^* - k_{id1} \tilde{i}_d), \quad (7)$$

$$u_q = \sigma (-\gamma i_q^* + \omega_0 i_d + \beta \omega \hat{\psi} + i_q^* - k_{iq1} \tilde{i}_q + x_q), \quad (8)$$

$$\dot{x}_q = -k_{iiq} \tilde{i}_q,$$

где $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*, \tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – ошибки обработки токов, $k_{id1} > 0, k_{iq1} > 0$ – коэффициенты пропорциональных составляющих регуляторов токов по соответствующим осям, $k_{iiq} > 0$ – коэффициент интегральной составляющей регулятора тока по оси q .

Уравнения динамики ошибок обработки, полученные в результате подстановки полного алгоритма управления (2)- (4), (7), (8) в (1)

$$\dot{\tilde{M}} = -\alpha \tilde{M} + \tilde{\varphi}(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q), \quad (9)$$

$$\dot{x}_q = -k_{iiq} \tilde{i}_q$$

$$\dot{\tilde{i}}_q = -k_{iq} \tilde{i}_q + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d + x_q, \quad (10)$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_d = -\alpha \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q + \alpha L_m \tilde{i}_d$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_q = -\alpha \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d - \lambda \beta \omega \tilde{i}_d, \quad (11)$$

$$\dot{\tilde{i}}_d = -k_{id} \tilde{i}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q$$

где $k_{id} = k_{id1} + \gamma, k_{iq} = k_{iq1} + \gamma$.

Положение равновесия $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d) = 0$ электромагнитной подсистемы АД, которая описывается уравнениями ошибок обработки (11), является глобально экспоненциально устойчивым при $k_{id} > \alpha (\lambda \beta + L_m)^2 / 4\lambda$ [5]. Поэтому при ограниченной ω экспоненциально затухают в ноль (x_q, \tilde{i}_q) в (10) и $\tilde{\varphi}(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)$ в (9), а, следовательно, и ошибка обработки момента \tilde{M} в (9). Таким образом, цели управления (Цель-1) и (Цель-2) достигаются глобально при использовании алгоритма (2)-(4), (7), (8).

Несмотря на то, что порядок уравнений динамики ошибок обработки и оценивания (9)-(11) на единицу выше по сравнению с представленными в [1], полный алгоритм управления АД проще. Для его реализации используется заданная траектория момента первого порядка, в отличие от второго порядка в [1], [4], в уравнениях отсутствуют сложные выражения, содержащие квадратные корни и функции знака, а также более простой вид имеют выражения для производных, входящих в алгоритм управления (7), (8).

Еще одним преимуществом разработанного алгоритма является обеспечение максимизации соотношения момент-ток не только в статических, но и в динамических режимах работы.

3. Экспериментальные исследования. Экспериментальные исследования выполнены на станции быстрого прототипного тестирования алгоритмов управления электроприводами [2] при такте квантования 200 мкс и частоте ШИМ инвертора 10 кГц. В процессе тестирования АД мощностью 1,7 кВт, параметры которого приведены в таблице использована следующая последовательность управления:

1. На протяжении начального интервала времени ($0 \leq t < 1,2$ с) поддерживается минимальное значение задания потокосцепления ($\psi_0^* = 0,05$ Вб).

2. Начиная с момента времени $t = 1,2$ с ненагруженному двигателю необходимо обработать заданную траекторию момента, представленную на рис.1, которая достигает максимального значения 17 Н·м (номинальный момент) с первой производной равной 170 Н·м/с.

3. В момент времени $t = 1,5$ с траектория уменьшается до значения -17 Н·м с первой производной равной -170 Н·м/с.

4. В момент времени $t = 1,9$ с заданная траектория уменьшается до нулевого значения.

При реализации алгоритма управления учтено насыщение магнитной цепи АД путем ограничения компоненты тока статора по оси d . В этом случае максимизация соотношения момент-ток обеспечивается при $i_d < i_{d\max}$, где $i_{d\max}$ - значение полевой компоненты тока статора при номинальном значении модуля вектора потокосцепления.

Из графиков переходных процессов, показанных на рис.1, следует, что в условиях моделирования теста ошибки обработки момента \tilde{M} , ошибки оценивания $\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q$, а также модуль ошибок регулирования токов $|\tilde{i}| = (\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2)^{1/2}$ экспоненциально затухают в ноль.

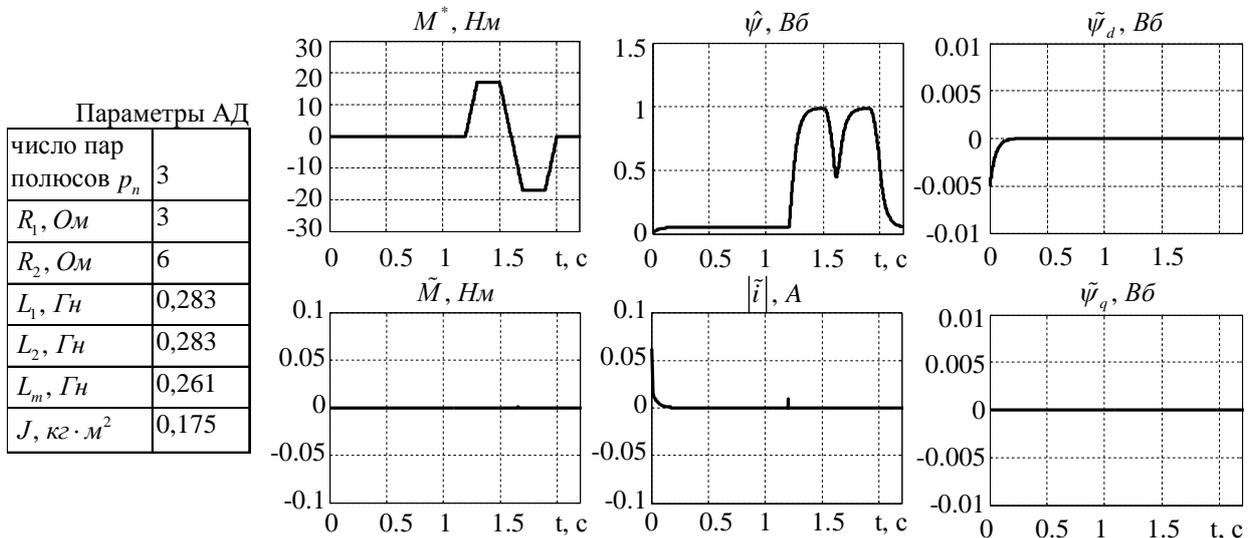


Рис.1. Заданная траектория момента, оценка вектора потокосцепления и ошибки обработки при моделировании

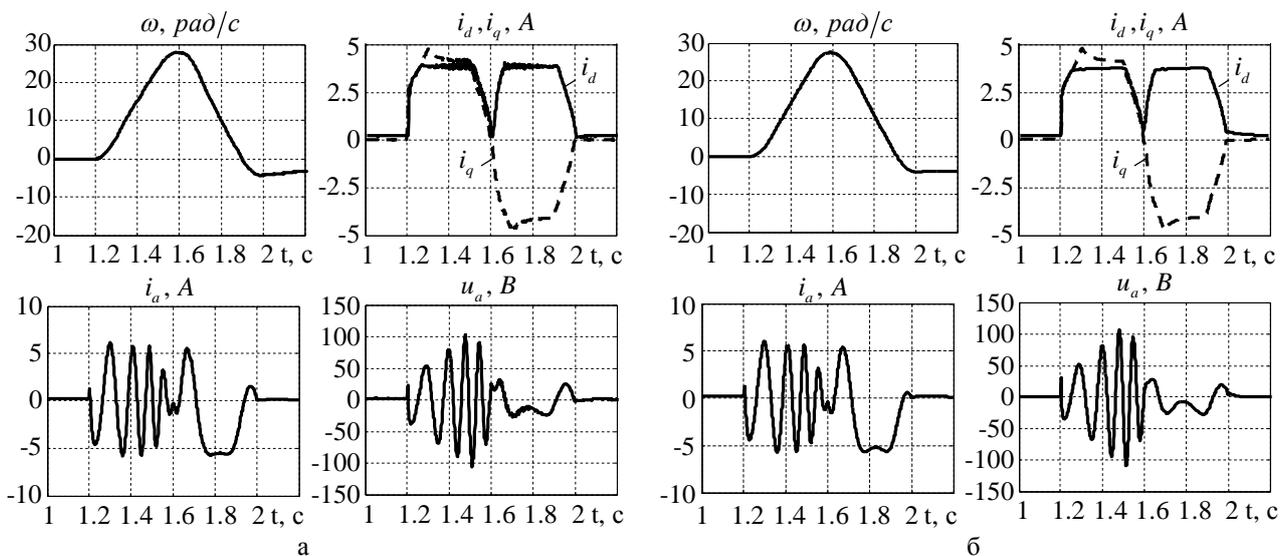


Рис. 2. Графики переходных процессов при отработке заданной траектории момента: а – эксперимент; б – математическое моделирование

На рис. 2 представлены графики переходных процессов угловой скорости ротора, токов i_d, i_q , а также токов и напряжений статора в стационарной системе координат α - β , полученные экспериментально, а также путем математического моделирования. Совпадение графиков соответствующих переменных при моделировании и эксперименте свидетельствует о достижении целей управления на практике.

На рис. 3 представлены фрагменты графиков переходных процессов, полученных в условиях эксперимента при обработке синусоидальной заданной траектории момента. Из этих графиков видно, что максимизация соотношения момент-ток достигается в динамическом режиме работы АД, поскольку компоненты тока по осям d и q равны при $i_d < i_{d\max}$.

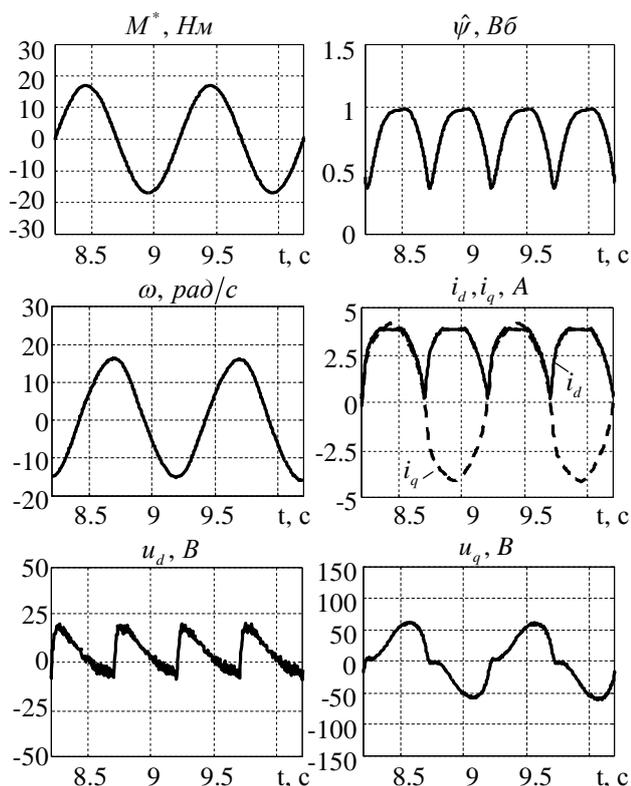


Рис. 3. Графики переходных процессов при обработке синусоидальной траектории момента

Заключение. Разработан новый метод формирования траекторий изменения координат электрической подсистемы АД на основе динамического линеаризующего обратной связью управления по измеряемому выходу, который позволяет существенно упростить уравнения, описывающие инверсную динамику АД, а также учесть насыщение магнитной цепи двигателя.

Экспериментально подтверждено, что разработанный алгоритм управления обеспечивает асимптотическую обработку заданных траекторий момента, а также обеспечивает максимизацию соотношения момент-ток не только в статических, но и в динамических режимах работы.

Список использованной литературы:

1. Пересада С.М. Обобщенное решение задачи косвенного векторного управления моментом асинхронных двигателей с максимизацией соотношения момент-ток в статике / С.М.Пересада, С.С.Дымко, С.Н.Ковбаса // Вест. НТУ «ХПИ». – 2010. – №28. – С. 39-42.
2. Пересада С.М. Станция быстрого моделирования алгоритмов управления электроприводом / С.М.Пересада, С.Н.Ковбаса, А.Тониэлли // Вест. Харьковского госуд. политехн. ун-та. – 1999. – С. 190-193.
3. Grcar B. Non-Holonomy in Induction Machine Torque Control / B.Grcar, P.Cafuta, G.Stumberger, A.M.Stankovic, A.Hofer // IEEE Trans. on Control Systems Technology. –2011. –Vol. 19. – № 2. –P.p.367-375.
4. Peresada S. Indirect Field-Oriented Torque Control of Induction Motors with Maximum Torque per Ampere Ratio / S.Peresada, S.Kovbasa, S.Dymko // Transactions of Kremenchuk State University. – 2010. –№ 3/2010 (62). – P.2. – P.p.33-36.
5. Peresada S. High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor / S.Peresada, A.Tonielli // Int. Journal of Adaptive Control and Signal Processing. –2000. –Vol. 14. – P.p.177-200.
6. A maximum torque per Ampere control strategy for induction motor drives / O.Wasynchuk, S.D.Sudhoff, K.A.Corsine, J.Tichenor, P.Krause, I.Hansen, L.Taylor // IEEE Trans. on Energy Conversion. – 1998. – Vol.13. – No.2. – P.p.163-169.

Получено 12.07.2011



Пересада
Сергей Михайлович,
д. т. н., профессор,
зав. каф. автоматизации
эл.механических систем и
эл.привода Нац. технич. ун-та
Украины "КПИ",
пр. Победы, 37, г. Киев, 03056
(044) 236-99-30.
sergei.peresada@gmail.com



Дымко
Сергей Сергеевич,
аспирант каф. автоматизации
эл.механических систем и
эл.привода Нац. технич. ун-та
Украины "КПИ",
пр. Победы, 37, г. Киев, 03056.
(067) 362-36-64.
sdymko@ukr.net