

АНАЛІЗ ВПЛИВУ КРИВОЇ НАМАГНІЧУВАННЯ НА ПРОЦЕСИ ОСЛАБЛЕННЯ ПОЛЯ В АСИНХРОННИХ ВЕКТОРНО-КЕРОВАНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДАХ

¹Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Розглянуті результати дослідження впливу нелінійності кривої намагнічування на процеси керування моментом та модулем вектора потокозчеплення асинхронного двигуна за використання алгоритму непрямого векторного керування з орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора. Розглянуто роботу алгоритму в режимі ослаблення поля та вплив насичення двигуна на процеси керування в зоні ослаблення поля. Результати, отримані шляхом математичного моделювання, підтверджують необхідність врахування нелінійності кривої намагнічування під час роботи двигуна в другій зоні.

Ключові слова: асинхронний двигун, векторне керування, ослаблення поля, електротранспорт, крива намагнічування.

Вступ

Системи векторного керування асинхронними двигунами (АД) широко використовуються в сучасному електротранспорті [1, 2]. Для таких систем характерна робота у високодинамічних режимах, а також робота зі значним ослабленням поля. Класичний алгоритм формування заданого потокозчеплення з ослабленням поля [1], не дозволяє повною мірою використовувати напругу перетворювача, а також може призводити до роботи контурів регулювання струму в режимі обмеження. На сьогоднішній день в літературі можна зустріти велику кількість алгоритмів ослаблення поля для вирішення цієї проблеми, проте більшість з них опирається на математичну модель АД без врахування кривої намагнічування.

Метою роботи є дослідження впливу нелінійності кривої намагнічування на процеси ослаблення поля у асинхронному векторно-керованому електроприводі.

Результати дослідження

Стандартна математична модель АД [3] за умов симетричного живлення та лінійної магнітної системи, представлена у синхронній системі координат ($d-q$), що обертається з довільною кутовою швидкістю ω_0 , і має вигляд

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

де $(i_d, i_q)^T$, $(u_d, u_q)^T$, $(\psi_d, \psi_q)^T$ — компоненти векторів струмів статора, напруг статора, потокозчеплень ротора в системі координат ($d-q$); ε_0 — кутове положення системи координат ($d-q$) від-

носно нерухомої системи координат статора ($a-b$); M — електромагнітний момент, ω — кутова швидкість ротора, M_c — момент навантаження, L_m — індуктивність контуру намагнічування. Додатні константи в (1), що визначаються електричними параметрами АД, розраховуються таким чином:

$$\mu_1 = 3L_m/2L_2; \alpha = R_2/L_2; \sigma = L_1 - L_m^2/L_2; \beta = L_m/\sigma L_2; \gamma = R_1/\sigma + \alpha\beta L_m, \quad (2)$$

де R_1, R_2, L_1, L_2 — активні опори та індуктивності статора і ротора, J — повний момент інерції. Без втрати загальності в моделі (1) прийнято одну пару полюсів.

У дослідженні, для досягнення цілей керування моментом M і модулем вектора потокозчеплення ротора $|\psi| = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2}$ використано стандартний алгоритм непрямого векторного керування моментом (Indirect Field-Oriented Control IFOC) [4], що складається з:

– лінеаризуючого регулятора

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma \left(-\omega_0 i_q + v_d \right) \\ \omega i_d + v_q \end{bmatrix}; \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = e^{-J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix}; e^{J\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & -\sin \varepsilon_0 \\ \sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix}; \quad (3)$$

– регулятора модуля вектора потокозчеплення

$$i_d^* = \psi^* / L_m; \dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \alpha L_m i_q / \psi^*; \quad (4)$$

– регулятора струму по осі d

$$v_d = -k_{id1} \tilde{i}_d + x_d; \dot{x}_d = -k_{ii} \tilde{i}_d; \quad (5)$$

– регулятора моменту

$$i_q^* = \mu_1^{-1} (M^* / \psi^*); \quad (6)$$

– регулятора струму по осі q

$$v_q = -k_{iq1} \tilde{i}_q + x_q; \dot{x}_q = -k_{ii} \tilde{i}_q; \quad (7)$$

де M^*, ψ^* — задання моменту та модуля вектора потокозчеплення ротора; k_{id1}, k_{iq1} — коефіцієнти підсилення пропорційної частини регуляторів струму по осях d і q , відповідно; k_{ii} — коефіцієнт підсилення інтегральної частини регуляторів струму по осях d і q . Структурну схему стандартного алгоритму непрямого векторного керування показано на рис. 1.

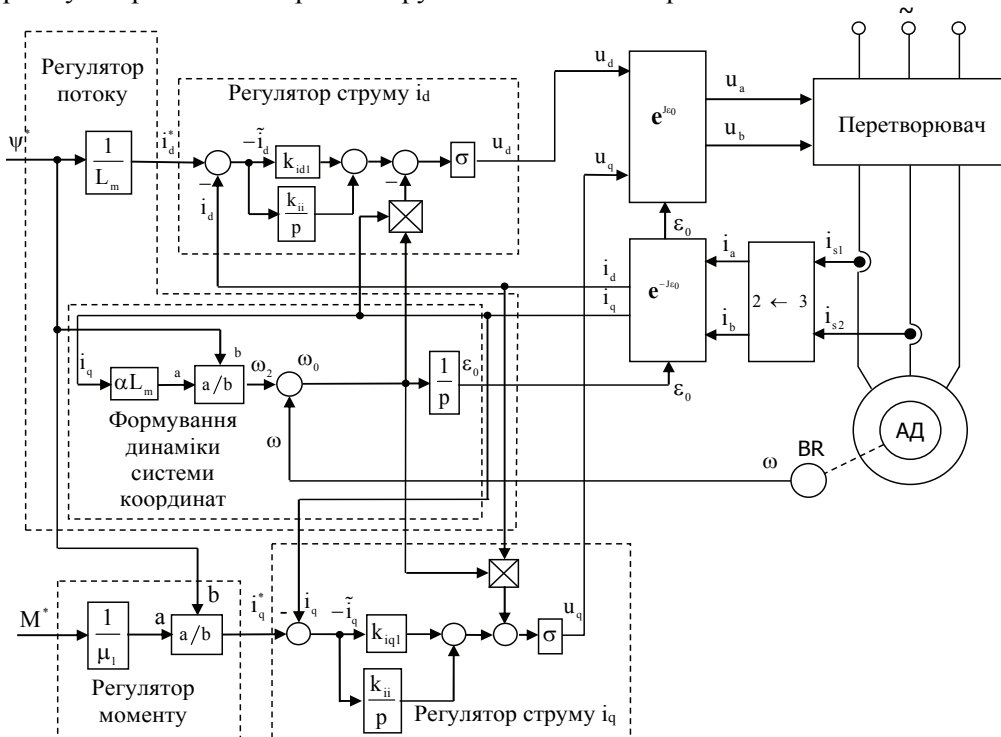


Рис. 1. Структурна схема стандартного алгоритму непрямого векторного керування (IFOC)

Дослідження проводилось шляхом математичного моделювання в програмному середовищі MATLAB. Параметри АД потужністю 2,2 кВт, для якого виконано дослідження, такі: номінальний момент $M_n = 15$ Нм; номінальна кутова швидкість $\omega_n = 148$ рад/с; номінальне потокозчеплення $\psi_n^* = 0,96$ Вб; $R_1 = 3,8$ Ом; $R_2 = 2,1$ Ом; $L_1 = 0,265$ Гн; $L_2 = 0,265$ Гн; $L_m = 0,257$ Гн; $J = 0,05$ кг·м²; число пар полюсів $p_n = 2$. Для роботи алгоритму керування в зоні ослаблення поля використовувався алгоритм формування заданого потокозчеплення [5]

$$\psi^* \leq \frac{\sigma^{-1} u_{q\max} - (\gamma + \alpha) i_{qr}^*}{|\omega| p_n (\beta + L_m^{-1})}, \quad |\omega| > 0. \quad (8)$$

Тестування алгоритмів проводилось за таких умов: в період 0...0,5 с машина збуджується до номінального значення потоку, в період 1...5,2 с машина відпрацьовує задану траєкторію моменту. Траєкторія завдання моменту сформована таким чином: розгін машини з номінальним рушійним моментом 15 Нм до швидкості $\approx 2\omega_n$ відбувається за 1,6 с; потім здійснюється самовибіг двигуна протягом 1 с; за $t = 3,5$ с відбувається гальмування до нульової швидкості з номінальним гальмівним моментом 15 Нм за час 1,6 с, необхідний для гальмування. Під час роботи з ослабленням поля, завдання на момент зменшувалося пропорційно до ослаблення потокозчеплення, з метою обмеження моментоутворювальної компоненти струму i_q на номінальному рівні. Графіки, отримані під час тестування алгоритму керування (3)—(7) для моделі АД з лінійною магнітною системою (1) показані на рис. 2.

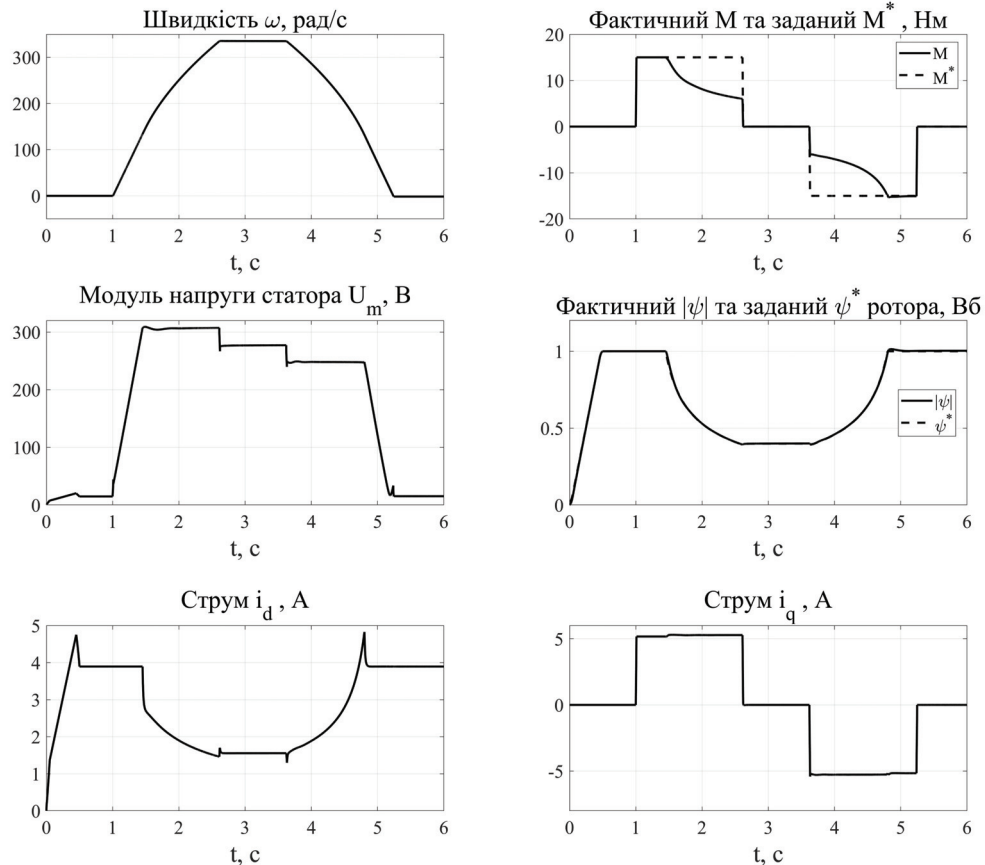


Рис. 2. Тест алгоритму керування (3)—(7) для моделі АД (1) без урахування насичення

З рис. 2 випливає, що стандартний алгоритм керування для стандартної моделі АД відпрацьовує задані траєкторії моменту та потокозчеплення без похибки. При цьому модуль напруги живлення статора не перевищує номінальне значення в 311 В, а також струм i_q знаходиться в межах номінального значення 5 А. Недоліком цього алгоритму є те, що він не враховує нелінійність кривої намагнічування, яка присутня в реальному АД. Відповідно до [6], для врахування насичення в АД, значення індуктивностей L_m , L_1 , L_2 мають змінюватися у залежності від кривої намагнічу-

вання АД $\psi_m = f(i_m)$, що враховується таким чином:

$$\begin{aligned} L_m(i_m) &\triangleq \psi_m / i_m; \\ L_1(i_m) &= L_m(i_m) + L_{1\sigma}; \\ L_2(i_m) &= L_m(i_m) + L_{2\sigma}; \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \mu_{1m} &= \frac{3 L_m(i_m)}{2 L_2(i_m)}; \quad \alpha_m = \frac{R_2}{L_2(i_m)}; \quad \sigma_m = L_1(i_m) - \frac{L_m^2(i_m)}{L_2(i_m)}; \\ \beta_m &= \frac{L_m(i_m)}{\sigma_m \cdot L_2(i_m)}; \quad \gamma_m = \frac{R_1}{\sigma_m} + \alpha_m \beta_m L_m(i_m), \end{aligned} \quad (10)$$

де i_m — струм намагнічування; $L_1(i_m)$, $L_2(i_m)$, $L_m(i_m)$ — індуктивності статора, ротора і статична індуктивність контуру намагнічування; $(L_{1\sigma}, L_{2\sigma}) = \text{const}$ — індуктивності розсіювання статора та ротора; μ_{1m} , α_m , σ_m , β_m , γ_m — додатні параметри.

Підставивши змінні (9) та (10) замість відповідних констант в систему (1), отримаємо модель АД з урахуванням насичення, що точніше описує динамічну поведінку реальної асинхронної машини. Використовуючи алгоритм (3)—(8) без урахування нелінійності кривої намагнічування і модель АД з нелінійною кривою намагнічування, отримаємо графіки, зображені на рис. 3.

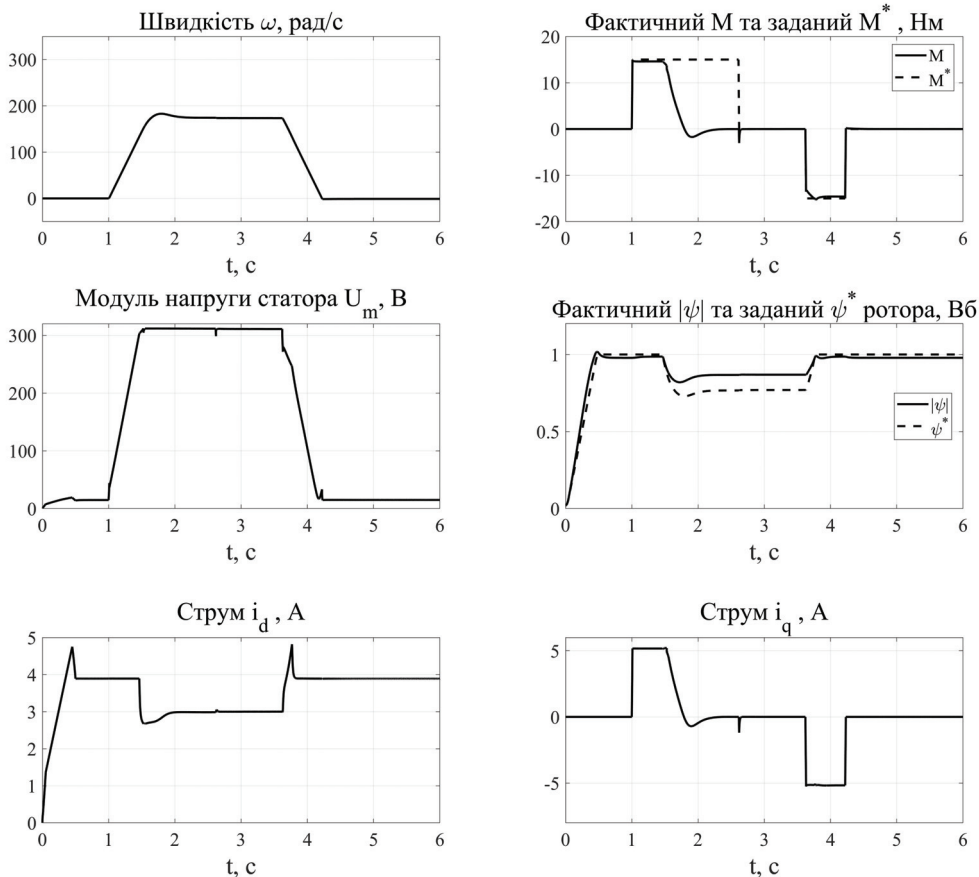


Рис. 3. Тест алгоритму керування, що не враховує модель насичення АД

З порівняння рисунків 2 і 3, випливає, що оскільки в моделі АД присутнє насичення, то в зоні вище номінальної швидкості виникає похибка регулювання потокозчеплення, система значно ранише потрапляє в обмеження за напругою статора U_m . Тому система на рис. 3 відпрацює задане потокозчеплення з похибкою, та не може розігнатися вище 180 рад/с. Якщо врахувати нелінійність кривої намагнічування у алгоритмі керування, підставивши (9), (10) в (3)—(8), отримаємо графіки перехідних процесів, показані на рис. 4.

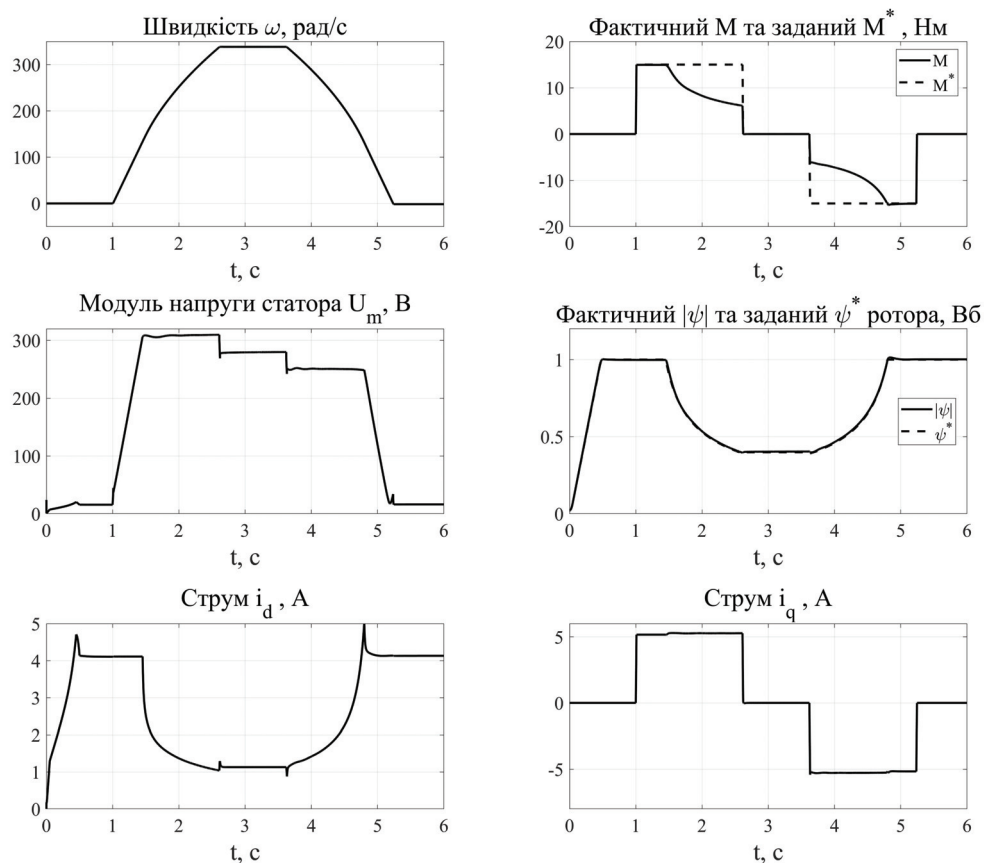


Рис. 4. Тест алгоритму керування, що враховує модель насичення АД

Як випливає з рис. 4, алгоритм векторного керування моментом, що враховує нелінійність кривої намагнічування, компенсує зміну величини індуктивностей в залежності від величини потоку ротора. Тим самим, в системі забезпечується асимптотичне регулювання поточкозчеплення та ефективне обмеження напруги статора в режимі ослаблення поля.

Висновки

Встановлено, що нелінійність кривої намагнічування в АД суттєво впливає на процеси керування в другій зоні регулювання за швидкістю. Нелінійність магнітного контуру призводить до похибок відпрацювання модуля вектора поточкозчеплення. В результаті система входить в обмеження за напругою, що не дозволяє подальше ослаблення поля для досягнення швидкостей суттєво вище номінальної. Показано, що врахування нелінійності кривої намагнічування в алгоритмі непрямого векторного керування моментом, дозволяє уникнути помилок відпрацювання моменту і модуля вектора поточкозчеплення та розширити діапазон регулювання швидкості асинхронного двигуна.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Control Schemes for Field Weakening of Induction Machines: a Review / [Zarri L., Mengoni M., Tani A. and other] // 2015 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (Wemdc). — 2015. — P. 146—155.
2. Sahoo S. K., Bhattacharya T. Rotor Flux-Oriented Control of Induction Motor With Synchronized Sinusoidal PWM for Traction Application // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2016. — Vol. 31. — № 6. — P. 4429—4439.
3. Leonhard W. Control of Electrical Drives. — (3rd edition). — Berlin : Springer-Verlag. — 2001. — P. 460.
4. Peresada S. Theoretical and experimental comparison of indirect field-oriented controllers for induction motors / Peresada S., Tilli A., Tonielli A. // IEEE Transactions on Power Electronic. — Jan. 2003. — Vol. 18, No. 1. — P. 151—163.
5. Воронко А. Б. Алгоритм формирования заданного поточкозчепления в системах векторного управления асинхронными двигателями в режиме ослабления поля для транспортных применений / А. Б. Воронко // Технічна електродинаміка. — 2014. — № 5. — С. 121.
6. Levi E. A Unified Approach to Main Flux Saturation Modelling in D-Q Axis Models of Induction Machines / Levi E. // IEEE Trans. on Energy Conversion. — 1995. — Vol. 10. — № 3. — P. 455—461.

Рекомендована кафедрою електричних станцій та систем ВНТУ

Ковбаса Сергій Миколайович — канд. техн. наук, доцент кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу, e-mail: skovbasa@ukr.net ;

Дученко Артем Юрійович — аспірант кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу, e-mail: duchenkoartem@gmail.com

S. M. Kovbasa¹
A. Yu. Duchenko¹

Analysis of Magnetization Curves Influence on Field Weakening Processes in Vector-Controlled Induction Motor Drives

¹National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»

The paper presents the results of the study of influence of nonlinearity of the magnetization curve on the processes of controlling the torque and the flux vector module using the Indirect Field-Oriented Torque Control algorithm of Induction Motor. The work of the algorithm in the field weakening mode and the effect of saturation of the motor on the control processes in the field weakening region have been considered. The results obtained by mathematical modeling confirm the need to take into account the nonlinearity of the magnetization curve when the induction motor works in the field weakening region.

Keywords: induction motor, vector control, field weakening, electric transport, magnetization curve.

Kovbasa Serhii M. — Cand. Sc. (Eng.), Assistant Professor of the Chair of Automation of Electromechanical Systems and Electric Drives, skovbasa@ukr.net ;

Duchenko Artem Yu. — Post-Graduate Student of the Chair of Automation of Electromechanical Systems and Electric Drives, e-mail: duchenkoartem@gmail.com

С. М. Ковбаса¹
А. Ю. Дученко¹

Анализ влияния кривой намагничивания на процесс ослабления поля в асинхронных векторно-управляемых электроприводах

¹Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского»

Представлены результаты исследования влияния нелинейности кривой намагничивания на процессы управления моментом и модулем вектора потокосцепления асинхронного двигателя при использовании алгоритма косвенного векторного управления с ориентацией по вектору потокосцепления ротора. Рассмотрена работа алгоритма в режиме ослабления поля и влияние насыщения двигателя на процессы управления в зоне ослабления поля. Результаты, полученные путем математического моделирования, подтверждают необходимость учета нелинейности кривой намагничивания при работе двигателя во второй зоне.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, векторное управление, ослабление поля, электротранспорт, кривая намагничивания.

Ковбаса Сергей Николаевич — канд. техн. наук, доцент кафедры автоматизации электромеханических систем и электропривода, skovbasa@ukr.net ;

Дученко Артем Юрьевич — аспирант кафедры автоматизации электромеханических систем и электропривода, e-mail: duchenkoartem@gmail.com