

М. О. Островерхов, асп.

НЕПРЯМЕ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ ЛІНІЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З УРАХУВАННЯМ ВПЛИВУ КІНЦЕВИХ ЕФЕКТІВ

Розроблено алгоритм непрямого векторного керування швидкістю лінійного асинхронного двигуна (ЛАД) з урахуванням впливу кінцевих ефектів за допомогою моделі Данкана. Для аналізу електромагнітних процесів розглянуто відомий підхід обертового аналога ЛАД. Для оцінки модуля потокозчеплення вторинного елемента застосовано модифікований спостерігач Акатсу.

Вступ

Традиційно для керування лінійними асинхронними двигунами застосовуються скалярні закони керування, яким властива нечутливість до варіації електромагнітних параметрів двигуна, в тому числі зумовлених кінцевими ефектами [1]. У високодинамічних задачах застосування скалярних алгоритмів значно обмежене через відсутність замкнених контурів регулювання електромагнітних величин, які визначають тягове зусилля двигуна. Якісно розв'язувати такі задачі дозволяють векторні методи керування, проте їх ефективність суттєво залежить від точності математичної моделі двигуна. Внаслідок розімкненості індуктора ЛАД у вторинному елементі виникають вихрові струми, зумовлені зміною магнітного стану частин вторинного елемента, які входять та виходять із зони індуктора. Ці явища отримали назву кінцевих ефектів [2]. Врахування їх впливу в динамічній моделі машини є необхідною умовою розробки якісної системи векторного керування. У [3] кінцеві ефекти враховані представленням статичного зусилля двигуна як функції швидкості. Недоліком такого підходу є відсутність фізичного обґрунтування та необхідність проведення експерименту для отримання моделі. У [4] застосовано модель Данкана, у якій вплив кінцевих ефектів відображено зменшенням індуктивності намагнічування зі зростанням швидкості, при цьому даний математичний опис моделі. У описаних у літературі методах векторного керування застосовуються моделі ЛАД без урахування кінцевих ефектів [6], моделі на основі модифікації статичного зусилля [3], моделі Данкана [4]. В останньому випадку алгоритм не забезпечує лінійної залежності між зусиллям та квадратурною компонентою струму статора у синхронній системі координат, що є його принциповим недоліком.

Метою роботи є підвищення якості керування швидкістю ЛАД шляхом розробки алгоритму непрямого векторного керування швидкістю лінійного асинхронного двигуна з урахуванням впливу кінцевих ефектів на основі моделі Данкана та розробка спостерігача потокозчеплення вторинного елемента ЛАД.

Результати дослідження

Електромагнітні процеси в ЛАД подібні до процесів в обертових машинах, тому у їх аналізі зазвичай вводиться поняття обертового аналога ЛАД [2]

$$\omega = \frac{\pi}{\tau} v, \quad (1)$$

де τ – полюсний крок ЛАД; v – швидкість вторинного елемента, ω – кутова частота ротора обертового аналога ЛАД.

Для врахування кінцевих ефектів застосовано модель Данкана [4], в якій вплив кінцевих ефектів відображено зміною індуктивності намагнічування в залежності від швидкості

$$L_m = L_{m0} (1 - f(Q)); \quad f(Q) = \frac{1 - e^{-Q}}{Q}; \quad Q = \frac{lR_2}{vL_2}, \quad (2)$$

де L_{m0} – індуктивність намагнічування при нульовій швидкості; L_m – індуктивність намагнічування, L_2 – індуктивність вторинного елемента, R_2 – активний опір вторинного елемента; v – швидкість вторинного елемента, l – довжина індуктора.

Динамічна модель потокозчеплення обертового аналога ЛАД у синхронній з магнітним полем машини системі координат $d-q$, враховуючи (2), має вигляд [5]

$$\frac{d\psi_{2d}}{dt} + \frac{R_2}{L_{2\sigma} + L_{m0}(1-f(Q))}\psi_{2d} - \frac{L_{m0}(1-f(Q))R_2}{L_{2\sigma} + L_{m0}(1-f(Q))}i_{1d} - \omega_2\psi_{2q} = 0; \quad (3)$$

$$\frac{d\psi_{2q}}{dt} + \frac{R_2}{L_{2\sigma} + L_{m0}(1-f(Q))}\psi_{2q} - \frac{L_{m0}(1-f(Q))\cdot R_2}{L_{2\sigma} + L_{m0}(1-f(Q))}i_{1q} + \omega_2\psi_{2d} = 0, \quad (4)$$

де $L_2 = L_{2\sigma} + L_m = L_{2\sigma} + L_{m0}(1-f(Q))$; $L_{2\sigma}$ – індуктивність розсіювання ротора; T_2 – стала часу ротора.

У разі ідеальної орієнтації по вектору потокозчеплення ротора обертового аналога ЛАД в усталеному режимі справедливі співвідношення:

$$\psi_{2q} = 0; \quad \frac{d\psi_{2q}}{dt} = 0. \quad (5)$$

З рівнянь (3), (4), враховуючи (5), отримуються співвідношення (6), (7), на основі яких можна побудувати систему керування із незалежним регулюванням потоку (6) та моменту (8) обертового аналога ЛАД:

$$\frac{d\psi_{2d}}{dt} = \frac{R_2}{L_{2\sigma} + L_{m0}(1-f(Q))}(-\psi_{2d} + L_{m0}(1-f(Q))i_{1d}); \quad (6)$$

$$\omega_2 = \frac{L_{m0}(1-f(Q))R_2}{\psi_{2d}(L_{2\sigma} + L_{m0}(1-f(Q)))}i_{1q}; \quad (7)$$

$$M = \frac{L_{m0}(1-f(Q))}{L_{2\sigma} + L_{m0}(1-f(Q))}\psi_{2d}i_{1q}. \quad (8)$$

Положення вектора потокозчеплення визначається на основі (7)

$$\theta_1 = \int (\omega_2 + \omega) dt, \quad (9)$$

де ω_2 – кутова частота ковзання ротора, ω – швидкість ротора.

Функціональна схема системи керування показана на рис. 1.

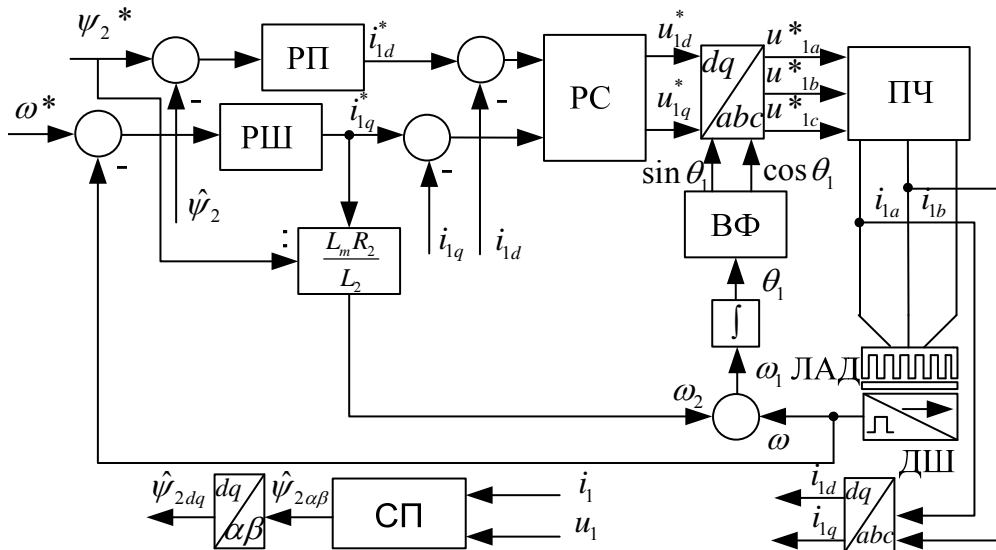


Рис. 1. Функціональна схема системи векторного керування

Система керування складається із замкнених контурів регулювання потоку та швидкості із регуляторами РП і РШ, та підпорядкованих їм контурів регулювання компонент струму індуктора із регуляторами струму РС. Перехід від синхронної із полем машини системи координат в стаціонарну ($dq-abc$) виконується за допомогою перетворення Кларка-Парка [5]. У вектор-фільтрі ВФ формуються напрямний синус та косинус вектора потокозчеплення ротора на основі (9), СП – спостерігач потокозчеплення ротора, ДШ – датчик швидкості.

Для регулювання потокозчеплення ротора необхідна інформація про його величину. Вона може бути виміряна безпосередньо за допомогою датчиків Холла або оцінена на основі доступних для вимірювання координат двигуна. Перший спосіб легко реалізується завдяки відкритій конструкції ЛАД, проте його недоліком є зниження ефективності зі зменшенням швидкості. Перспективним є другий спосіб, який реалізується застосуванням спостерігача потокозчеплення ротора, який потребує застосування тільки простих та доступних датчиків струму та напруги індуктора. Доступність та постійне удосконалення сучасних сигнальних процесорів відкриває широкі можливості для технічної реалізації спостерігачів достатньо високої складності.

Для оцінки потокозчеплення ротора обертового аналога ЛАД застосуємо модифікований спостерігач, поданий у [7]

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_2}{dt} = & \frac{R_1}{L_{1\sigma} + L_{m0}(1-f(Q))}(\psi_2^* - \hat{\psi}_2) + \\ & + \frac{L_{2\sigma} + L_{m0}(1-f(Q))}{L_{m0}(1-f(Q))} \left(u_1 - R_1 i_1 - \sigma(L_{1\sigma} + L_{m0}(1-f(Q))) \frac{di_1}{dt} \right), \end{aligned} \quad (10)$$

де ψ_2^* – задане значення потокозчеплення ротора; σ – коефіцієнт розсіювання.

Робота представленого алгоритму із запропонованим спостерігачем потокозчеплення була досліджена методом математичного моделювання. Параметри ЛАД наведені в табл. 1. Графіки перехідних процесів при відпрацюванні трикутного та синусоїдального сигналів задання швидкості показані на рис. 2, 3. Позначення на графіках: v^* , v – задана та дійсна швидкість вторинного елемента, $\Delta v = v^* - v$ – похибка відпрацювання швидкості, u_{1a} , i_{1a} – миттєві значення напруги та струму фази А, t – час.

Параметри ЛАД

$U_{1\Phi}$, В	R_1 , Ом	R_2 , Ом	L_1 , Гн	L_2 , Гн	L_M , Гн	T , м	l , м
220	13,2	11,78	0,42	0,42	0,4	0,0465	0,48

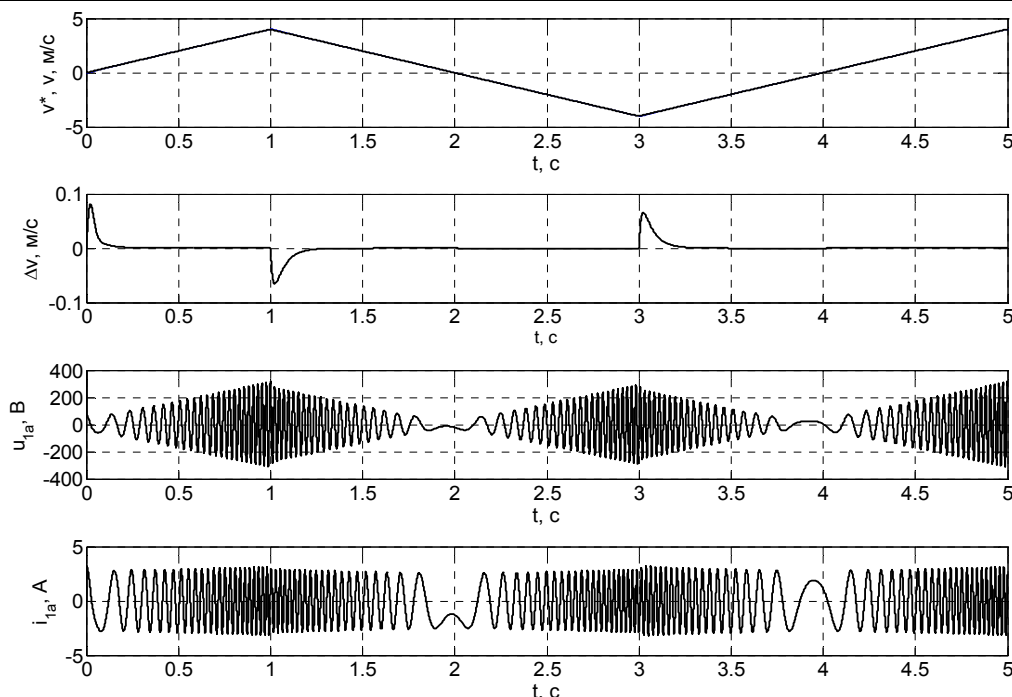


Рис. 2. Графіки перехідних процесів при трикутному сигналі завдання швидкості

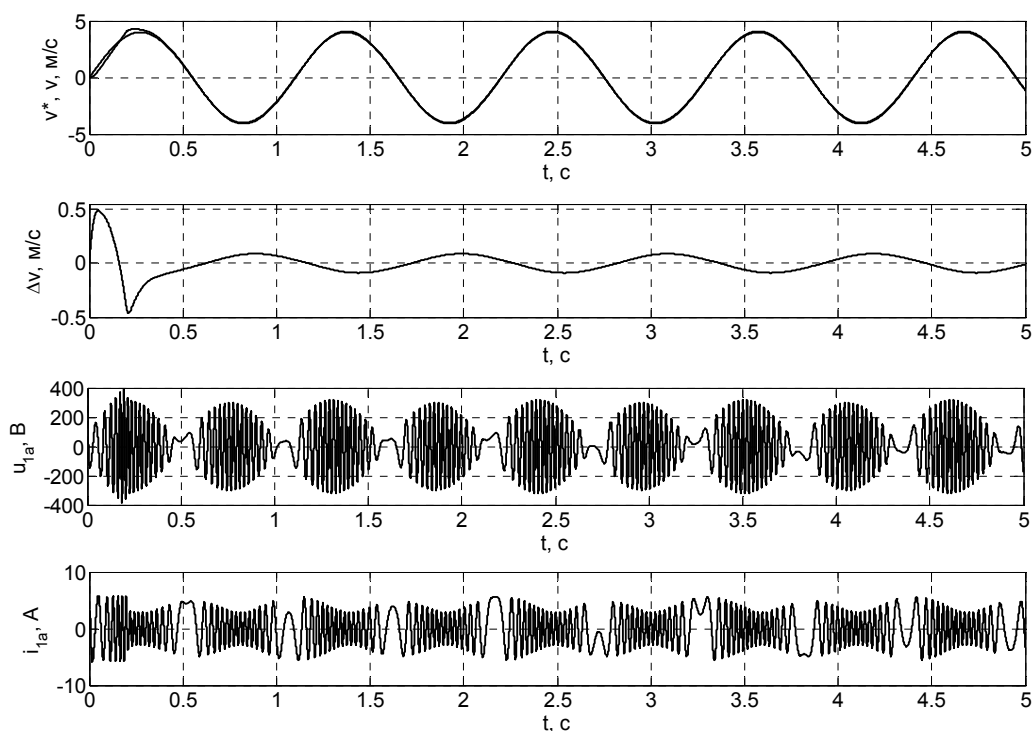


Рис. 3. Графіки перехідних процесів при синусоїдальному сигналі задання швидкості

Висновки

Розроблено алгоритм непрямого векторного керування швидкістю ЛАД та спостерігач потокозчеплення вторинного елемента ЛАД з урахуванням впливу кінцевих ефектів. Дослідження алгоритму методом математичного моделювання показала високу якість керування швидкістю у динамічному та статичному режимах.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Усольцев А. А. Частотное управление асинхронными двигателями / А. А. Усольцев. — СПб. : СПбГУ ИТМО, 2006. — 94 с.
2. Сарапулов Ф. Н. Математические модели линейных индукционных машин на основе схем замещения : учеб. пос. / Ф. Н. Сарапулов, С. Ф. Сарапулов, П. Шымчак. — Екатеринбург : изд-во УГТУ-УПИ, 2001 — 236 с.
3. Kuang-Yow Lian. Robust Adaptive Control of Linear Induction Motors With Unknown End-Effect and Secondary Resistance / Kuang-Yow Lian, Cheng-Yao Hung, Chian-Song Chiu, Li-Chen Fu // IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008. — Vol. 23. — P. 412—422.
4. Jeong-Hyoun Sung. A new approach to vector control for a linear induction motor considering end effects / Jeong-Hyoun Sung, Kwanghee Nam // Industry applications conference, 1999. 34 IAS annual meeting. Conference record of the 1999 IEEE. — P. 2284—2289.
5. Bimal K. Modern power electronics and AC drives / Bimal K. Bose — Prentice Hall PTR, 2002. — 711 p.
6. Meecker D. Indirect vector control of a redundant linear induction motor for aircraft launch / D. Meecker, M. Newman // Proceedings of the IEEE. — 2009. — Vol. 97. — P. 1768—1776.
7. Akatsu K., Kawamura A. Sensorless Very Low-Speed and Zero-Speed Estimation with Online Rotor Resistance Estimation of Induction Motor Without Signal Injection // IEEE Transactions on Industry Applications. — 2000. — Vol. 36. — P. 764—771.

Рекомендована кафедрою електромеханічних систем автоматизації в промисловості і на транспорті

Стаття надійшла до редакції 10.02.12

Рекомендована до друку 14.02.12

Острроверхов Максим Олександрович — аспірант кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу.

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ