

УДК 621

Яремів О. І., Островерхов М. Я., Каміньський Б.

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ КРАЙОВИХ ЕФЕКТІВ НА ДИНАМІКУ МОДЕЛІ ВЕКТОРНО КЕРОВАНОВОГО ЛІНІЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

В сучасних електротехнічних комплексах та системах існує ряд задач, які потребують нетрадиційного підходу до процесу розробки та впровадження систем автоматизації на основі лінійних електроприводів змінного струму, особливість якого зумовлюється, наприклад, вимогами щодо продуктивності та надійності, стійкості руху та точності позиціонування. Тому дослідження динамічних та статичних процесів в системах векторного керування електричними та механічними координатами лінійного асинхронного двигуна в умовах зміни параметрів об'єкту та впливу ефектів, походження яких зумовлене конструкційними особливостями машин лінійного типу, є актуальною задачею.

Отримання точної математичної моделі можливе з використанням елементів теорії поля [1], [2], що успішно підтверджено багаторічними дослідженнями С. Ямамури та І. Болдеа, С. Насара. Проте використання теорії поля суттєво обмежує можливість ефективного синтезу законів регулювання координатами лінійного електроприводу, що обумовлює застосування альтернативної моделі на основі схеми заміщення [3].

Метою роботи є дослідження впливу крайових ефектів на динамічні та статичні режими роботи моделі в процесі векторного регулювання швидкості. Огляд методів оцінки поттокозчеплення та дослідження системи керування шляхом моделювання.

За основу прийнято модель Дункана, в якій функція, що описує вплив крайових ефектів, визначається з втрат за рахунок вихрових струмів [3]. Нелінійна функція $f(Q)$, яка аналітично описує вплив крайових ефектів на параметри ЛАД, визначається за виразом (1) :

$$f(Q) = \frac{1 - e^{-Q}}{Q}, \quad (1)$$

де $Q = d_1 \cdot R_2 / V \cdot L_2$, d_1 – довжина активної частини індуктора;

R_2 – активний опір вторинного елемента, приведений до кола індуктора;

V – швидкість руху первинного елемента відносно вторинного;

L_2 – приведена індуктивність кола вторинного елемента (близька до взаємної індуктивності за рахунок поверхневого ефекту).

Індуктивність намагнічуючого контуру визначається за виразом (2):

$$L_m(Q) = L_m \cdot [1 - f(Q)]. \quad (2)$$

Система рівнянь електромагнітної рівноваги в стаціонарній системі координат $(a-b)$ з врахуванням функції, що описує вплив крайових ефектів, представлені виразами (3–6):

$$\vec{u}_1^{(a-b)} = R_1 \cdot \vec{i}_1^{(a-b)} + \dot{\vec{\psi}}_1^{(a-b)}; \quad (3)$$

$$0 = R_2 \cdot \vec{i}_2^{(a-b)} - \frac{\pi \cdot V}{\tau} \cdot J \cdot \vec{\psi}_2^{(a-b)} + \dot{\vec{\psi}}_2^{(a-b)}; \quad (4)$$

$$\vec{\psi}_1^{(a-b)} = L_1 \cdot \vec{i}_1^{(a-b)} + L_m(Q) \cdot \vec{i}_2^{(a-b)}; \quad (5)$$

$$\vec{\psi}_2^{(a-b)} = L_2 \cdot \vec{i}_2^{(a-b)} + L_m(Q) \cdot \vec{i}_1^{(a-b)}. \quad (6)$$

Суть пропонованого підходу полягає в тому, що функція $f(Q)$ змінюється в часі, тому в моделі необхідно враховувати динаміку зміни цієї функції в рівняннях поточкозчеплень та струмів. Таке визначення є важливим у випадках, коли розглядається високодинамічний електропривод, під час руху якого швидкість постійно змінюється, і відповідно змінюється значення функції $f(Q)$.

Математична модель лінійного асинхронного двигуна, записана в векторному вигляді через базисні вектори \vec{i}_1 , $\vec{\psi}_1$, описується системою диференціальних рівнянь (7–9):

$$\dot{V} = \frac{1}{m} \cdot \left[\frac{3 \cdot \pi \cdot p}{2 \cdot \tau} \cdot \vec{i}_1^T \cdot J \cdot \vec{\psi}_1 - F_c \right]; \quad (7)$$

$$\dot{\vec{i}}_1 = -\gamma_i(Q) \cdot \vec{i}_1 + \frac{\pi \cdot V}{\tau} \cdot J \cdot \vec{i}_1 + \gamma_\psi(Q) \cdot \vec{\psi}_1 - \frac{\pi \cdot V}{\tau} \cdot J \cdot \sigma(Q)^{-1} \cdot \vec{\psi}_1 + \sigma(Q)^{-1} \cdot \vec{u}_1; \quad (8)$$

$$\dot{\vec{\psi}}_1 = -R_1 \cdot \vec{i}_1 + \vec{u}_1, \quad (9)$$

де τ – полюсний крок індуктора;

p – кількість пар полюсів машини;

m – маса первинного елемента ЛАД;

J – кососиметрична матриця.

Коефіцієнти в (9) визначаються наступними виразами (10–12):

$$\gamma_i(Q) = \frac{R_2 \cdot L_1 + R_1 \cdot L_2}{L_1 \cdot L_2 - [L_m(Q)]^2} - \frac{L_1 \cdot L_2 + [L_m(Q)]^2 \cdot \dot{L}_m(Q)}{L_m(Q) \cdot L_1 \cdot L_2 - [L_m(Q)]^2}; \quad (10)$$

$$\gamma_\psi(Q) = \frac{R_2 \cdot L_m(Q) - L_2 \cdot \dot{L}_m(Q)}{L_m(Q) \cdot L_1 \cdot L_2 - [L_m(Q)]^2}; \quad (11)$$

$$\sigma(Q) = \frac{L_1 \cdot L_2 - [L_m(Q)]^2}{L_2}. \quad (12)$$

Покладаючи, що $L_m(Q) = L_m = \text{const}$, з рівнянь (10–12) отримуємо такі ж значення коефіцієнтів, як і для моделі ЛАД, в якій не врахований вплив крайових ефектів [4].

Як правило, крайові ефекти проявляються при роботі лінійних двигунів на високих швидкостях руху, тобто коли машина має відносно великий полюсний крок τ .

Для синтезованих законів векторного керування швидкістю ЛАД, отриманих в [5], проведено дослідження динамічних характеристик моделей ЛАЕП з врахуванням впливу крайових ефектів і порівняння отриманих результатів з результатами дослідження моделі, що не враховує такі ефекти. Моделювання проводиться для послідовності завдання швидкості і дії зусилля навантаження $F_l = 100 \text{ N}$ (на рисунку зменшене в 10 разів) згідно з графіками, поданими на рис. 1, а–б.

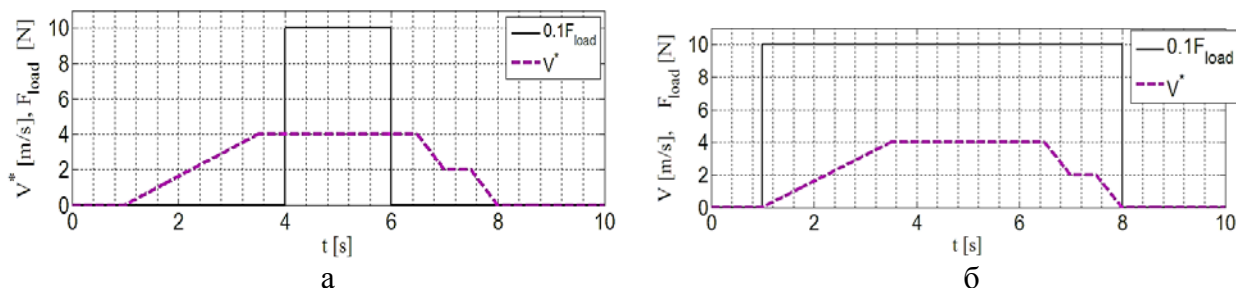


Рис. 1. Сигнали завдання швидкості V^* та накидання навантаження F_{load}

Послідовність моделювання є наступною: намагнічування електричної машини тривалістю 0,2 секунди, розгін до усталеної швидкості 4 м/с за час 2,5 с. При розгоні до усталеної швидкості з метою дослідження реакції системи керування на зовнішній вплив в момент часу 4 с. відбувається ступеневе накидання навантаження $F_{load} = 100$ Н, а в момент часу 6 с. навантаження знімається, і, починаючи з моменту часу 6,5 с, двигун переходить в режим гальмування до швидкості, рівній половині номінальної, а потім до нуля.

Моделювання системи керування проводилось для випадку змінного опору вторинного елемента. Такі зміни мають місце при зміні швидкості руху первинного елемента, при зміні ширини повітряного зазору, при зміні властивостей матеріалу вторинного елемента. За розрахункове номінальне приведенне до кола індуктора значення активного опору вторинного елемента прийнято значення $R_2 = 2$ Ом. Зміна опору: $R_{2min} = 1,5$ Ом, $R_{2max} = 3$ Ом.

Результати моделювання для випадку діаграми руху, зображеної на рис. 1, а, представлені на рис. 2.

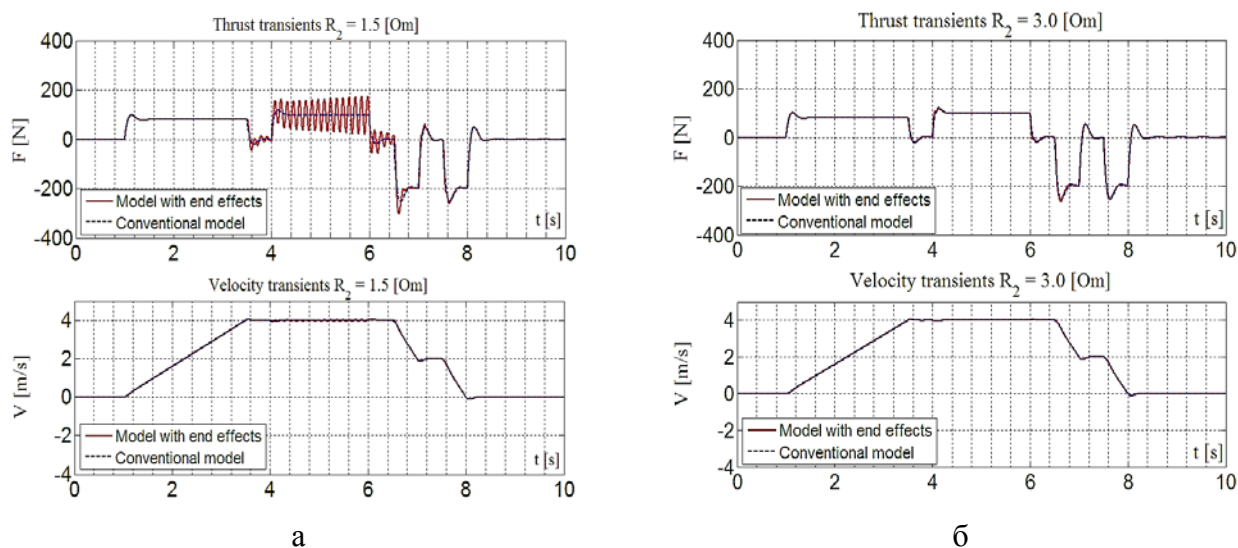


Рис. 2. Перехідні процеси зусилля F , лінійної швидкості руху V при $R_2 = 1,5$ Ом (а), $R_2 = 3,0$ Ом (б)

Як видно з рис. 1, для моделі системи з ЛАД, яка враховує вплив крайових ефектів, властива наявність додаткових коливань зусилля тяги при низьких значеннях активного опору вторинного елемента. Такі коливання є небажаними, особливо в транспортних системах, в якій потрібно дотримуватись показників якості керування що до комфортності проїзду. При низьких швидкостях руху вплив крайових ефектів є незначний. При швидкості близькій до синхронної перехідний процес зусилля затухає повільніше в результаті збільшення опору з боку вторинного елемента за рахунок вихрових струмів на набігаючому та збігаючому краях двигуна.

Аналіз похибок відпрацювання регульованих величин потокозчеплення та швидкості проведений за рис. 3. За графіками, представленими на рис. 3, можна стверджувати, що при прямому вимірюванні потокозчеплення динаміка системи незначно погіршується зі зменшенням величини активного опору вторинного елемента.

З приведених графіків слідує висновок, що при векторному керуванні швидкістю при вимірюванні складових потокозчеплення динаміка системи не змінюється значно при зміні активного опору вторинного елемента. Проте, вимірювання складових потокозчеплення являє собою проблему в реальних системах поступального руху, зокрема транспортних, і стоюється здебільшого при лабораторних експериментальних дослідженнях систем з ЛАД. Переваги та недоліки використання датчиків Холла приведені у [4]. В зв'язку з цим виникає необхідність побудови естиматорів, обсерверів (оцінювачів) потокозчеплення.

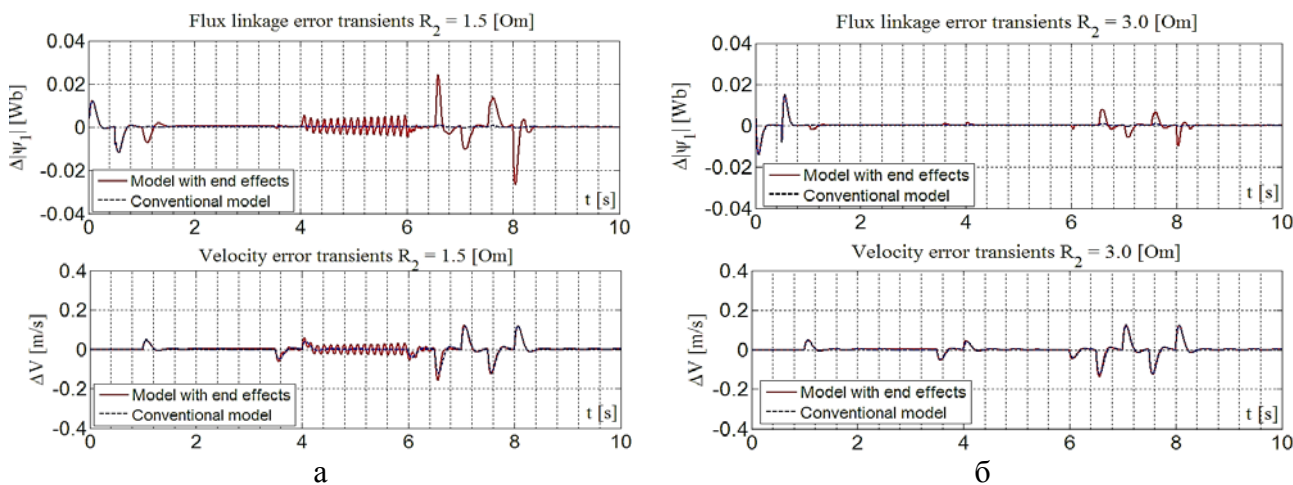


Рис. 3. Динаміка похибок відпрацювання потокозчеплення $\Delta|\psi_1|$ та швидкості ΔV при $R_{2min} = 1,5$ Ом (а), $R_{2max} = 3,0$ Ом (б)

Перехідні процеси модуля струму, модуля потокозчеплення представлені на рис. 4, а–б для значень активного опору вторинного елемента $R_{2min} = 1,5$ Ом, $R_{2max} = 3$ Ом.

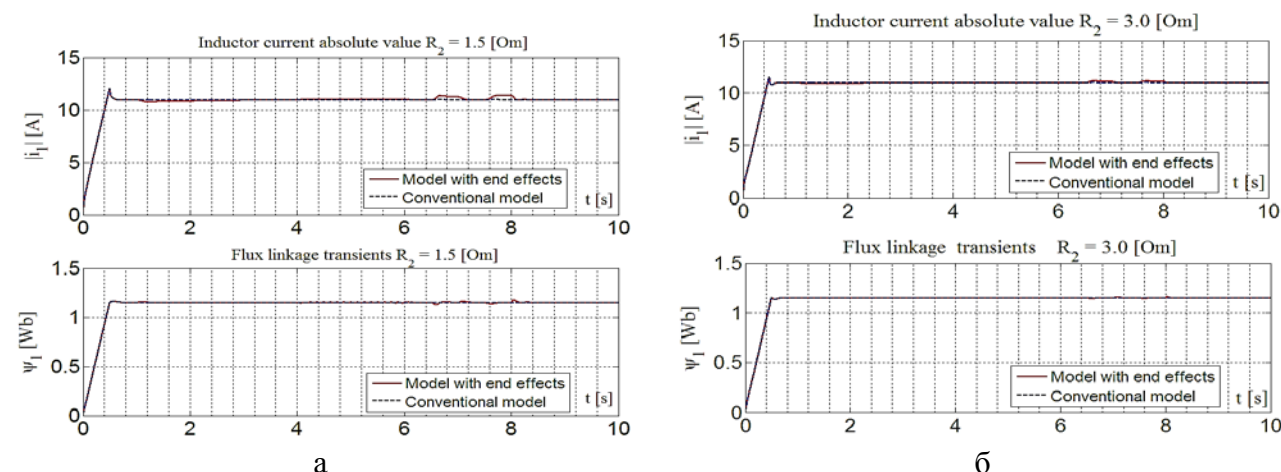


Рис. 4. Перехідні процеси модуля струму, модуля потокозчеплення при $R_{2min} = 1,5$ Ом (а), $R_{2max} = 3,0$ Ом (б)

Для системи векторного керування з орієнтуванням за полем індуктора можливо побудувати естиматори та обсервери потокозчеплення на основі рівнянь напруги та струму [4]. Вихідна система рівнянь представлена рівняннями (13), (14):

$$\dot{\vec{i}}_1^{(a-b)} = -\gamma \cdot \vec{i}_1^{(a-b)} + \frac{\pi \cdot V}{\tau} \cdot J \cdot \vec{i}_1^{(a-b)} + \alpha \cdot \sigma^{-1} \cdot \vec{\psi}_1^{(a-b)} - \frac{\pi \cdot V}{\tau} \cdot J \cdot \sigma^{-1} \cdot \vec{\psi}_1^{(a-b)} + \sigma^{-1} \cdot \vec{u}_1^{(a-b)}; \quad (13)$$

$$\dot{\vec{\psi}}_1^{(a-b)} = -R_1 \cdot \vec{i}_1^{(a-b)} + \vec{u}_1^{(a-b)}, \quad (14)$$

де $\gamma = (\alpha \cdot L_1 + R_1) \cdot \sigma^{-1}$, $\sigma = L_1 - L_m^2 \cdot L_2^{-1}$, $\alpha = R_2 / L_2$.

На основі рівняння напруги (14) отримується векторне рівняння естиматора потокозчеплення індуктора в інтегральній формі (15) в системі координат $(a-b)$:

$$\hat{\vec{\psi}}_1^{(a-b)} = \int_0^\tau [\vec{u}_1^{(a-b)} - R_1 \cdot \vec{i}_1^{(a-b)}] d\tau, \quad (15)$$

де $\hat{\vec{\psi}}_1^{(a-b)} = [\hat{\psi}_{1a} \ \hat{\psi}_{1b}]^T$ – вектор компонент оцінки вектора потокозчеплення;

$\vec{u}_1^{(a-b)} = [u_{1a} \ u_{1b}]^T$ – вектор компонент вимірних напруг живлення;

$\vec{i}_1^{(a-b)} = [i_{1a} \ i_{1b}]^T$ – вектор компонент вимірних струмів;

R_1 – активний опір фази обмотки індуктора.

За умови точного вимірювання компонент векторів та точно відомого значення активного опору R_1 оцінені складові вектора потокозчеплення індуктора $\hat{\psi}_{1a}$, $\hat{\psi}_{1b}$ будуть такими ж, як і реальні складові потокозчеплення електричної машини.

Естиматор потокозчеплення, що описується рівнянням (15), має наступні недоліки:

— за наявності похибок вимірювання струмів та напруг в естиматорі має місце явище накопичення похибки інтегрування, що призводить до відхилень оціненого від реального значення. Такі недоліки усуваються методами, описаними в [7], [8].

— реалізація естиматора в системі координат $(a-b)$ вимагає високоточного представлення інформації у дискретному вигляді, та потужних обчислювальних ресурсів. Враховуючи, що частота сигналів змінних рівна частоті струмів в обмотках індуктора, крок квантування за часом визначається виходячи з умови наявності в одному періоді як мінімум 40–50 точок.

Естиматор потокозчеплення в синхронній системі координат $(u-v)$, при виконанні умови полеорієнтування, описується рівняннями (16), (17):

$$|\dot{\hat{\psi}}_1| = \dot{\hat{\psi}}_{1u} = -R_1 \cdot i_{1u} + u_{1u}; \quad (16)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_0 = \hat{\omega}_0 = \frac{-R_1 \cdot i_{1v} + u_{1v}}{|\hat{\psi}_1|}, \quad (17)$$

де $\hat{\theta}_0$, $\hat{\omega}_0$ – оцінка кутового положення та швидкості вектора потокозчеплення.

Перевагою такого естиматора є те, що всі сигнали, отримувані на виході, представлені сигналами постійного струму, що, на перший погляд, не створює проблем з обчислювальними можливостями.

Недоліками є наступні:

— наявність чистого інтегратора, що робить такий естиматор чутливим до точності вимірюваних сигналів напруг і струмів.

— наявність операції ділення, виконання якої при цифровій реалізації вимагає кілька робочих тактів арифметично-логічного пристрою мікроконтролера, що значно знижує швидкість системи.

Наступним пропонується використовувати обсервер поточкозчеплення в замкненій формі, що описується векторним рівнянням (18) в стаціонарній системі координат $(a-b)$:

$$\dot{\vec{\psi}}_1^{(a-b)} = -\alpha \cdot \vec{\psi}_1^{(a-b)} + \alpha \cdot L_1 \cdot \vec{i}_1^{(a-b)} + \frac{\pi \cdot V}{\tau} \cdot J \cdot \vec{\psi}_1^{(a-b)}, \quad (18)$$

$$\text{де } J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}.$$

Такий обсервер отримано з рівнянь електромагнітної рівноваги математичної моделі ЛАД, що не враховує вплив крайових ефектів з спрощенням рівнянь динаміки струмів. Покладаючи, що контур регулювання струму є в кілька разів більш швидкодіючим, ніж контури регулювання швидкості та поточкозчеплення, отримали наступні спрощення (19–21):

$$\dot{i}_{1a} = \frac{d[|\vec{i}_1| \cdot \cos(\omega t)]}{dt} = -\omega \cdot i_{1b}; \quad (19)$$

$$\dot{i}_{1b} = \frac{d[|\vec{i}_1| \cdot \sin(\omega t)]}{dt} = \omega \cdot i_{1a}; \quad (20)$$

$$\dot{\vec{i}}_1^{(a-b)} = \frac{\pi \cdot V}{\tau} \cdot J \cdot \vec{i}_1^{(a-b)}. \quad (21)$$

Такий підхід дає можливість спростити рівняння (13) і після підстановки спрощеного виразу до (14), отримати рівняння динаміки оцінки поточкозчеплення. Обсервер поточкозчеплення, представлений у вигляді (18) є асимптотично стійкий, оскільки для нього можливо побудувати функцію Ляпунова у формі похибок оцінювання, похідна якої матиме від'ємне значення для довільних значень похибок оцінювання. Проте, при використанні вихідного сигналу такого обсервера в якості зворотного зв'язку за модулем вектора поточкозчеплення, в регуляторі швидкості формується сигнал завдання зусилля в кілька разів більший, ніж зусилля, необхідне для розгону двигуна та утримання навантаження. Це призводить до швидкого насичення виходу регулятора швидкості. Такий ефект можна пояснити неврахуванням динаміки струму в рівнянні обсервера, в результаті чого виникає зсув фаз. Для усунення ефекту зсуву фаз можна використати методики, запропоновані в [9].

Наступний обсервер поточкозчеплення в замкненій формі представлений рівнянням динаміки оцінки вектора поточкозчеплення (22) в системі координат ротора $(d-q)$:

$$\dot{\hat{\vec{\psi}}}_1^{(d-q)} = -\alpha \cdot \hat{\vec{\psi}}_1^{(d-q)} + \sigma \cdot \dot{\vec{i}}_1^{(d-q)} + \alpha \cdot L_1 \cdot \vec{i}_1^{(d-q)}. \quad (22)$$

Перевагами обсервера в формі (22) є наступні:

— обсервер лінійний (не має перехресних зв'язків), тобто може бути описаний передаточною функцією (23):

$$W_{obs}^{(d-q)}(p) = \frac{\hat{\vec{\psi}}_1^{(d-q)}}{\vec{i}_1^{(d-q)}} = \frac{\sigma \cdot p + \alpha \cdot L_1}{p + \alpha}. \quad (23)$$

— обсервер асимптотично стійкий;

— рівняння динаміки враховує динаміку струму;

— всі змінні представлені періодичними сигналами з частотою, рівною частоті ковзання, що значно спрощує обчислення в мікроконтролері;

— параметр α , який покладаємо є змінним, знаходиться в чисельнику і знаменнику передаточної функції, що попередньо закладає в певному розумінні робастність обсервера.

На рис. 5 зображені перехідні процеси зусилля F , лінійної швидкості руху V . Динаміка похибок керування модулем оцінки вектора потокозчеплення (24) та динаміка похибки керування швидкістю (25) зображені на рис. 6.

$$\Delta|\hat{\psi}_1| = \tilde{\psi}_1 = \psi_1^* - |\hat{\psi}_1|; \quad (24)$$

$$\Delta V = V^* - V. \quad (25)$$

Результати моделювання системи керування з використанням обсервера потокозчеплення (22) представлені на рис. 5, 6.

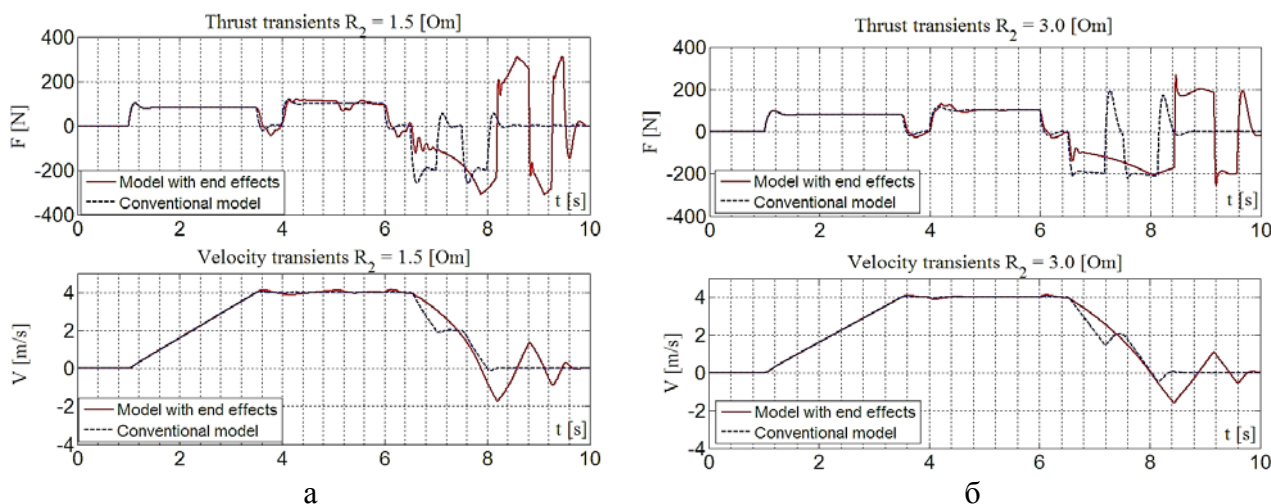


Рис. 5. Перехідні процеси зусилля F , лінійної швидкості руху V при $R_2 = 1,5$ Ом (а), $R_2 = 3,0$ Ом (б)

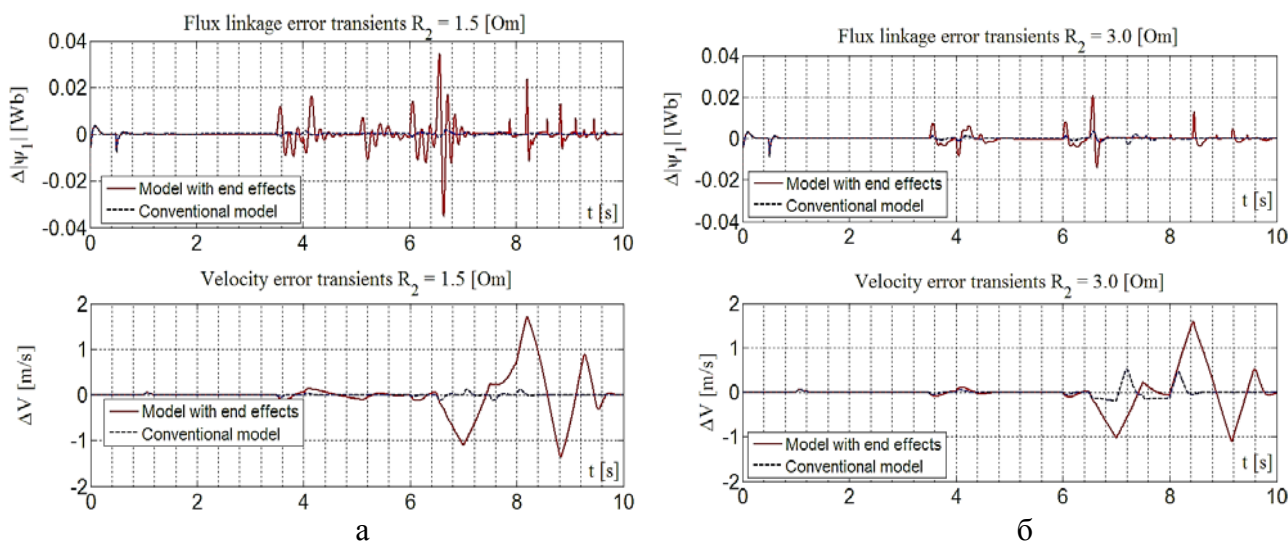


Рис. 6. Динаміка похибок відпрацювання потокозчеплення та швидкості при значеннях активного опору вторинного елемента $R_{2min} = 1,5$ Ом (а), $R_{2max} = 3$ Ом (б)

На рис. 7 представлені графіки динаміки похибок оцінювання модуля потокозчеплення (26) в залежності від значень активного опору вторинного елемента при русі за траєкторією швидкості, зображеною на рис. 1.

$$\Delta|\psi_{1e}| = |\hat{\psi}_1| - |\hat{\psi}_1|. \quad (26)$$

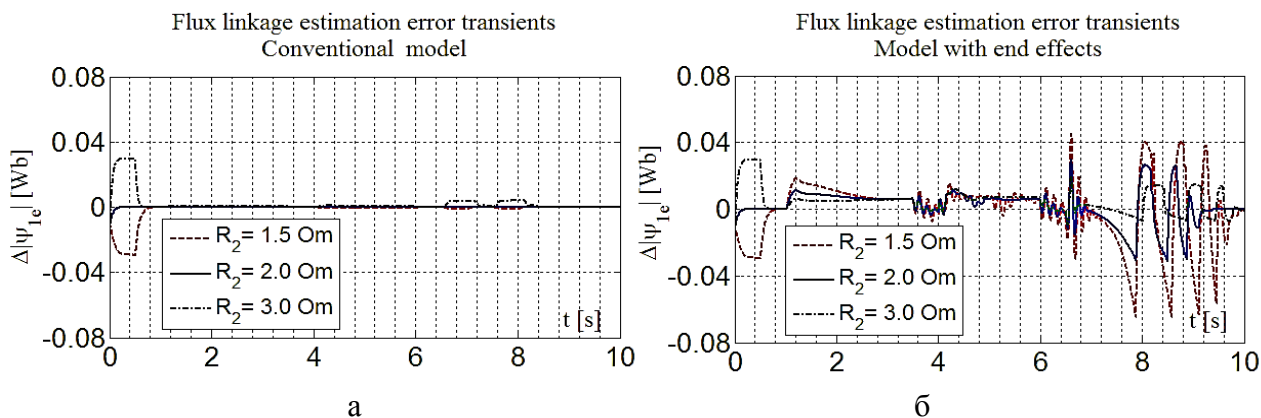


Рис. 7. Динаміка похибки оцінювання вектора потокозчеплення при різних значеннях активного опору вторинного елемента $R_{2min} = 1,5 \text{ Ом}$, $R_2 = 2 \text{ Ом}$, $R_{2max} = 3 \text{ Ом}$

Проведено моделювання системи керування для послідовності руху і моментів накидання та зняття навантаження, зображених на рис. 1, б. Прийнято, що активний опір вторинного елемента рівний розрахунковому значенню $R_2 = 2 \text{ Ом}$.

Обзервер, представлений рівнянням (22) забезпечує високу точність оцінки складових вектора потокозчеплення. Для підвищення робастності оцінки складових вектора потокозчеплення пропонується використовувати методи проектування обсерверів повного порядку зі зворотніми зв'язками, представлені в [9].

Результати моделювання перехідних процесів швидкості V та тягового зусилля F представлені на рис. 8, похибки відпрацювання модуля потокозчеплення та швидкості – на рис. 9.

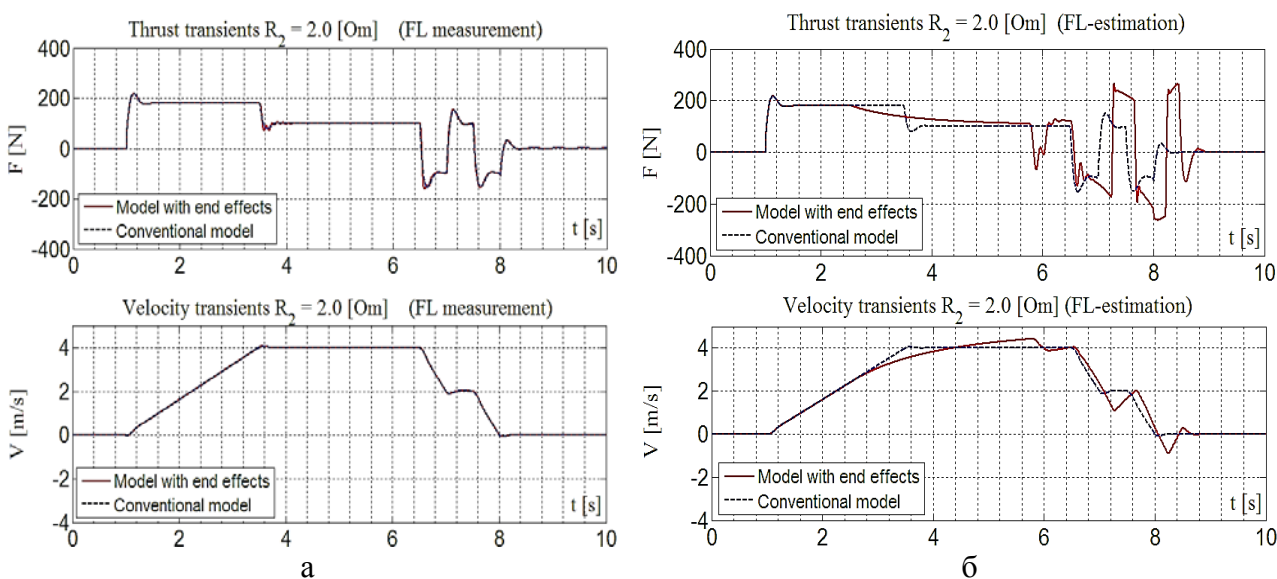


Рис. 8. Перехідні процеси зусилля F , лінійної швидкості руху V при $R_2 = 2,0 \text{ Ом}$ для системи з вимірюванням потокозчеплення (а) і обсервером (б)

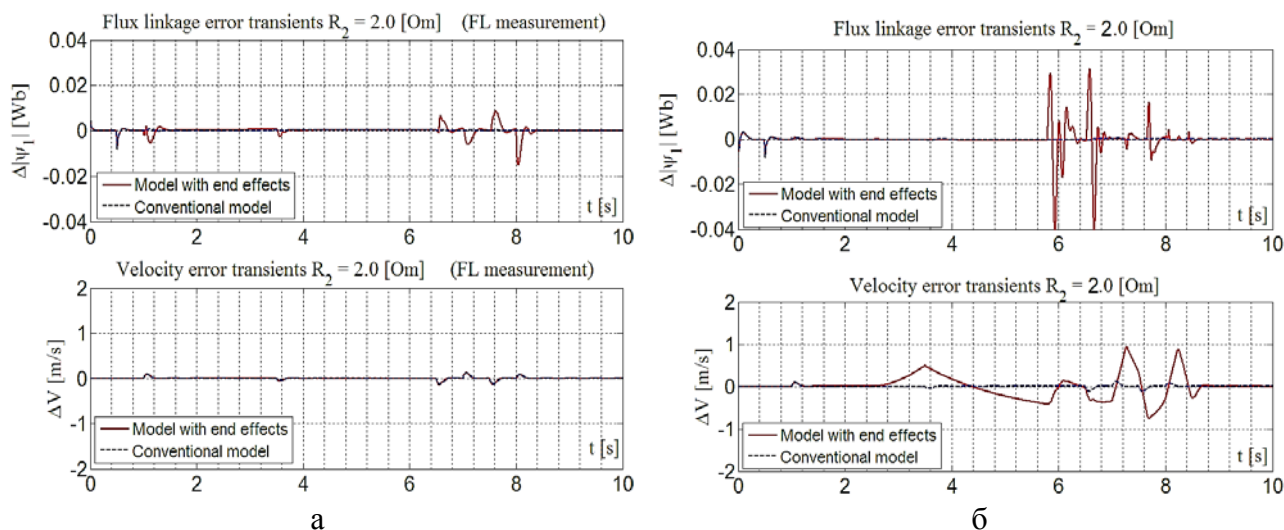


Рис. 9. Динаміка похибок відпрацювання потокозчеплення та швидкості при $R_2 = 2,0$ Ом для системи з вимірюванням потокозчеплення (а) і обсервером (б)

ВИСНОВКИ

За результатами роботи отримана модель ЛАД, що враховує вплив крайових ефектів. Для порівняльного аналізу виконано моделювання системи керування для моделей ЛАД без врахування і з врахуванням крайових ефектів. Завдяки синтезованим законам векторного керування система керування швидкістю ЛАД є слабочутливою до параметричних та координатних збурень, а вплив крайових ефектів проявляється при низьких значеннях активного опору вторинного елемента. Результати моделювання свідчать про те, що без значного погіршення динаміки система з обсервером потокозчеплення є стійкою по відношенню до впливу параметричних збурень, проте діапазон зміни R_2 є обмежений.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Yamamura S. Theories of the linear, induction motor and compensated linear induction motor / S. Yamamura, H. Ito, Y. Ishulawa // *Elect. Engr. Dept., Faculty of Engr. University of Tokyo Bunkyo-ku, Tokyo, Japan*. 1971.
2. Nasar S. A. Electromagnetic fields and forces in a linear induction motor, taking into account edge effects / S. A. Nasar // *Proc. IEE(London)*. – 1969. – № 116. – P. 605–609.
3. Duncan J. Linear induction motor-equivalent-circuit model / J. Duncan, C.Eng. // *IEE PROC.* – 1983. – Vol. 130, Pt. B, No. 1. – P. 51–57.
4. Островерхов М. Я. Пряме векторне керування швидкістю лінійного асинхронного двигуна на основі концепції зворотних задач динаміки / М. Я. Островерхов, О. І. Яремов // *Вісник КДПУ ім. Михайла Остроградського*. – 2011. – Випуск 3/(15). – С. 26–30.
5. Яремов О. І. Система прямого векторного керування швидкістю лінійного асинхронного двигуна з орієнтуванням за полем індуктора : магістерська дисертація Факультет електроенерготехніки та автоматики, Національний технічний університет України «Київський Політехнічний інститут», Україна, 2011.
6. Peterson B. Induction machine speed estimation – observations on observers / B. Peterson // *Ph.D. thesis, Department of Industrial Electrical Engineering and Automation, Lund University, Lund, Sweden, Feb. 1996*.
7. Holtz J. Drift and Parameter Compensated Flux Estimator for Persistent Zero Stator Frequency Operation of Sensorless Controlled Induction Motors / J. Holtz, J. Quan // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 2003. – Vol. 39, No. 4, July/Aug. – P. 1052–1060.
8. DC offset and parameter compensated stator flux estimator of sensorless vector controlled induction motor drive / Hajian M., Arab G. R., Soltani J., Hoseinia S. // *Electrical Machines and Systems 2008. ICEMS 2008. International Conference, 17-20 Oct. 2008*. – P. 1395–1400.
9. Ковбаса С. Н. Исследование грубости наблюдателей магнитного потока асинхронного. Научная статья [Электронный ресурс] / С. Н. Ковбаса // *Вестник ДГТУ*. – 2001. – С. 5–11. – Режим доступа: <http://masters.donntu.edu.ua/2003/eltf/pisanka/library/kovbasa.pdf>.