

ПРЯМЕ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ ЛІНІЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГУНА НА ОСНОВІ КОНЦЕПЦІЇ ЗВОРОТНИХ ЗАДАЧ ДИНАМІКИ

*М. Я. Островерхов, к.т.н., доц., О. І. Яремов, магістр.
Національний технічний університет України "КПІ", м. Київ
пр. Перемоги, 37, 03056, м. Київ, Україна
E-mail: ostroverkhov@list.ru, yaremovff@ukr.net.*

Розглядається система прямого векторного керування швидкістю лінійного асинхронного двигуна, що володіє властивостями інваріантності до параметричних і координатних збурень завдяки розробленим на основі концепції зворотних задач динаміки законам керування.

Ключові слова: пряме векторне керування, зворотна задача динаміки, математична модель, функціонал, еталонна модель.

Вступ. Всі класичні методи аналітичного конструювання оптимальних регуляторів у формі зворотних зв'язків вимагають відшукування функцій Ляпунова, що відповідають умовам оптимізаційної задачі. У випадку нелінійних систем функції Ляпунова визначаються нелінійними диференціальними рівняннями в частинних похідних. Тому пошук оптимальних керуючих дій для таких систем пов'язаний із необхідністю подолання значних математичних та обчислювальних труднощів.

Аналіз попередніх досліджень. Побудова систем векторного керування швидкістю на основі двигунів обертового типу ґрунтується здебільшого на математичній моделі двигуна, складеної на основі рівнянь електричної та магнітної рівноваги по базисним векторам струму статора i_1 та потокозчеплення ротора ψ_2 . У випадку керування лінійним електро-двигуном у силу того, що вторинний елемент може мати змінну структуру (реактивна полоса зі змінним активним опором), пропонується використовувати математичну модель лінійного асинхронного двигуна (ЛАД) на основі рівнянь по базисним векторам струму індуктора i_1 та потокозчеплення індуктора ψ_2 , оскільки керування відбувається за рахунок зміни напруги та частоти живлення індуктора, що має ряд переваг, вказаних в [1].

Оскільки електричний опір вторинного елемента ЛАД змінюється, то існує необхідність розробки алгоритмів керування, що забезпечували б грубість проєктованої системи по відношенню до параметричного впливу. Це може досягатися за рахунок побудови алгоритмів ідентифікації опору вторинного елемента. Проте такий підхід потребує складних математичних розрахунків та великої потужності обчислювальних ресурсів, необхідних для обробки інформації. Пропонується задачу керування розглядати в зворотній постановці, зміст якої можливо сформулювати наступним чином: для керованої системи знайти такі керуючі сили й моменти у формі зворотних зв'язків, при яких замкнена система володіє функцією Ляпунова, причому на траєкторіях керованого руху ця функція може змінюватись у часі за відомим законом [2]. Попередні дослідження цих методів викладені в роботах [3, 4].

Мета роботи. Підвищення якості керування системою з поступальним рухом шляхом розробки системи векторного керування швидкістю лінійного аси-

нхронного двигуна в умовах параметричних та координатних збурень на основі концепції зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів, що характеризують миттєві значення енергії руху.

Матеріал і результати дослідження. Керування з орієнтуванням по полю статора базується на тому ж принципі, що й при орієнтуванні по полю ротора, і відбувається не у фізичній системі координат (a-b), а в системі координат (u-v), що обертається з швидкістю ω_0 та орієнтована по вектору потокозчеплення індуктора ψ_1 . Згідно з цим умова полеорієнтування виконуватиметься при виконанні наступних умов:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \vec{\psi}_1 = |\psi_1| = \psi_{1u}, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{1v} = 0. \quad (1)$$

З урахуванням (1) математична модель лінійного асинхронного двигуна, записана в скалярному вигляді через базисні вектори i_1 , ψ_1 , описується системою нелінійних диференціальних рівнянь (2-7):

$$\dot{V} = \frac{1}{m} (F - F_c); \quad (2)$$

$$F = \frac{3\pi}{z \cdot \tau} i_{1v} |\psi_1|; \quad (3)$$

$$\dot{i}_{1u} = -\gamma i_{1u} + \omega_{sl} i_{1v} + \alpha \sigma^{-1} |\psi_1| + \sigma^{-1} u_{1u}; \quad (4)$$

$$\dot{i}_{1v} = -\gamma i_{1v} - \omega_{sl} i_{1u} - \omega \sigma^{-1} |\psi_1| + \sigma^{-1} u_{1v}; \quad (5)$$

$$|\dot{\psi}_1| = -R_1 i_{1u} + u_{1u}; \quad (6)$$

$$0 = -R_1 i_{1v} + u_{1v} - \omega_0 |\psi_1|, \quad (7)$$

де $\gamma = (\alpha L_1 + R_1) \sigma^{-1}$, $\sigma = L_1 - L_m^2 / L_2$, $a = R_2 / L_2$, $\omega_{sl} = \omega_0 - \omega$ – частота ковзання, z – кількість полюсів машини, τ – полюсний крок індуктора ЛАД, m – маса вторинного елемента ЛАД.

Для синтезу законів керування струмом, потокозчепленням та швидкістю застосовано підхід концепції зворотних задач динаміки [4]. Суть пропонованого підходу полягає у відшуванні керуючої дії за рівняннями динаміки розглядуваного контуру регулювання та еталонної моделі. Ступенем наближення процесів у контурі та еталонній моделі є функціонал $G(u)$, який характеризує миттєві значення енергії, що має місце в процесі зміни координати, в ролі якої можуть виступати струм, потокозчеплення, швидкість та положення.

У залежності від порядку рівняння динаміки контуру обирається порядок градієнтної схеми пошуку екстремуму $G(u)$. У даній роботі використовуються градієнтні схеми першого порядку (8), (9):

$$G(u) = \frac{1}{2} [\dot{y}(t) - \dot{x}(t, u)]^2; \quad (8)$$

$$G(u, \dot{u}) = \frac{1}{2} [\dot{y}(t) - \dot{x}(t, u, \dot{u})]^2, \quad (9)$$

де $y(t)$, $x(t)$ – задане та реальне значення координати відповідно.

Структура алгоритму керування і його параметри визначаються з умови локального мінімуму функціоналів (8), (9).

Рівняння динаміки потокозчеплення з урахуванням динаміки компоненти струму $i_{1\psi}$ має вигляд (10):

$$|\dot{\Psi}_1| + \gamma |\dot{\Psi}_1| + \frac{\alpha \cdot R_1}{\sigma} |\Psi_1| = \dot{i}_{1\psi} + \frac{\alpha \cdot L_1}{\sigma} u_{1\psi} + f_{\psi}, \quad (10)$$

де $f_{\psi} = R_1 \omega_{sl} i_{1\psi}$ – координатний вплив складової струму $i_{1\psi}$.

У загальному вигляді без урахування координатного впливу рівняння (10) представляється у вигляді (11):

$$\ddot{x} + a_{1\psi} \cdot \dot{x} + a_{0\psi} \cdot x = b_{1\psi} \cdot \dot{u} + b_{0\psi} \cdot u. \quad (11)$$

Рівняння еталонної моделі (12) повинне мати порядок не нижче порядку рівняння динаміки контура (11):

$$\ddot{y} + \alpha_{1\psi} \cdot \dot{y} + \alpha_{0\psi} \cdot y = \beta_{1\psi} \cdot \dot{x}^* + \beta_{0\psi} \cdot x^*. \quad (12)$$

Для отримання більш високої динамічної точності порядок рівняння еталонної моделі може підвищуватись. Для досягнення в контурі астатизму 2-го порядку необхідне виконання умови (13):

$$\beta_{1\psi} = \alpha_{1\psi}, \beta_{0\psi} = \alpha_{0\psi}. \quad (13)$$

Ступінь наближення процесів у контурі та моделі (фазових траєкторій) характеризується величиною функціонала (9). Приймається наступний диференціальний закон керування (14):

$$\frac{d\dot{u}(t)}{dt} = \lambda_{\psi} \cdot \frac{dG_{\psi}(u, \dot{u})}{du}, \quad (14)$$

де $\lambda_{\psi} = const$.

Градiєнт функціонала (9) по змінній u рівний:

$$\frac{dG_{\psi}(u, \dot{u})}{du} = -b_{1\psi} (\ddot{y} - \ddot{x}). \quad (15)$$

Отримуємо закон керування потокозчепленням у диференційному вигляді (16):

$$\frac{d^2 u(t)}{dt^2} = k_{\psi} \cdot (\ddot{y} - \ddot{x}), \quad (16)$$

де $k_{\psi} = -\lambda_{\psi} \cdot b_{1\psi}$.

Двічі проінтегруємо вираз (16); у (12) виразимо $\ddot{y}(t)$ з наступною підстановкою в правій частині

$y(t) \rightarrow x(t)$ і двічі проінтегруємо отриманий вираз. Остаточно закон регулювання потокозчепленням запишеться у вигляді (17), (18):

$$u(t) = k_{\psi} \cdot (y - x); \quad (17)$$

$$y = \int_0^t \left[\alpha_{0\psi} \int_0^t (x^* - x) dt + \alpha_{1\psi} \cdot (x^* - x) \right] dt. \quad (18)$$

Як видно з (17), (18), для знаходження керуючої функції достатньо інформації про вихідну змінну x , яка в даному випадку виступає в ролі модуля потокозчеплення індуктора ЛАД. Необхідна, проте недостатня умова стійкості контуру регулювання з алгоритмом (17), (18) полягає у виконанні правила знаків (19):

$$\text{sign}(k_{\psi}) = \text{sign}(\alpha_{0\psi}) = \text{sign}(\alpha_{1\psi}). \quad (19)$$

Структура регулятора потокозчеплення, побудована на основі (17), (18), зображена на рис. 1.

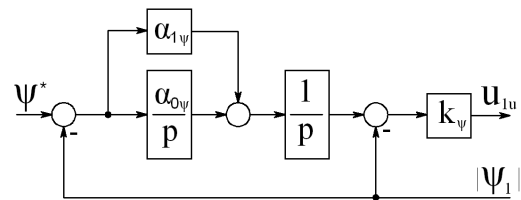


Рисунок 1 – Структура регулятора потокозчеплення

Закон керування компонентою струму $i_{1\psi}$ отримується по рівнянню (5) шляхом мінімізації функціонала (8). За умови забезпечення астатизму першого порядку в контурі регулювання струму еталонна модель обрана у вигляді (20):

$$\dot{y} + \alpha_{0i} \cdot y = \alpha_{0i} \cdot x^*. \quad (20)$$

Система рівнянь (21), (22) складає алгоритм керування струмом:

$$u(t) = k_i (y - x); \quad (21)$$

$$y = \alpha_{0i} \int_0^t (x^* - x) dt \quad (22)$$

Структура регулятора струму, побудована на основі (21), (22), зображена на рис. 2.

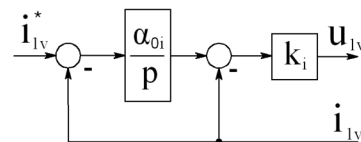


Рисунок 2 – Структура регулятора струму

Закон керування швидкістю V отримується по рівнянню (2) шляхом мінімізації функціонала (8). За умови забезпечення астатизму другого порядку в контурі регулювання і підвищення динамічних показників якості регулювання еталонна модель обрана у вигляді (12). Градієнт функціонала (8) розраховується по змінній u . Після ряду алгебраїчних пере-

творень отримується система рівнянь (23), (24), яка складає алгоритм керування швидкістю:

$$u(t) = k_V \cdot (y - x); \quad (23)$$

$$y = \int_0^t \left[\alpha_{1V} \cdot (x^* - x) + \alpha_{1V} \int_0^t (x^* - x) dt \right] dt. \quad (24)$$

Структура регулятора швидкості зображена на рис. 3.

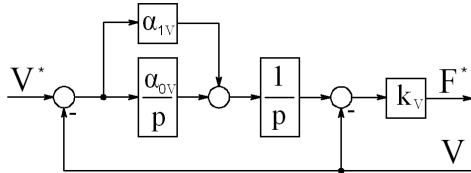


Рисунок 3 – Структура регулятора швидкості

На виході регулятора швидкості сигнал завдання зусилля F^* необхідно перетворити у сигнал за-

вдання складової струму i_{1v}^* . Відповідно до рівняння (3) сигнал завдання формуватиметься задатчиком струму (ЗС) за виразом (25):

$$i_{1v}^* = \frac{k_F}{|\Psi_1|} \cdot F^*, \quad (25)$$

де $k_F = \frac{z \cdot \tau}{3 \cdot \pi}$ – коефіцієнт пропорційності.

Система керування побудована за принципом роздільного регулювання потокозчеплення та швидкістю. В каналі регулювання потокозчепленням відсутній регулятор струму, завдяки чому збільшується швидкодія контуру та запас за стійкістю. Канал регулювання швидкості виконаний за принципом підпорядкованого керування і містить внутрішній контур регулювання складової струму i_{1v} та зовнішній контур регулювання лінійної швидкості V . Функціональна схема системи векторного керування швидкістю ЛАД зображена на рис. 4.

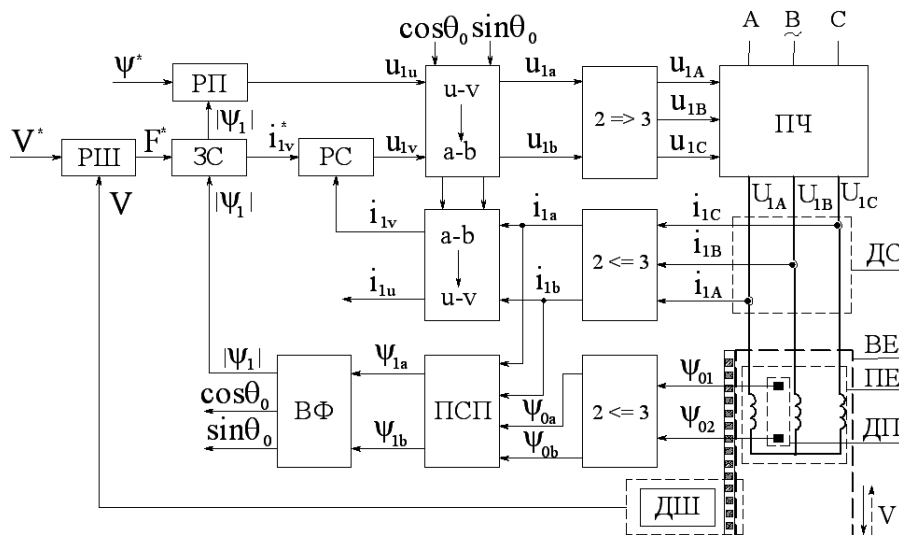


Рисунок 4 – Функціональна схема системи прямого векторного керування швидкістю ЛАД

Позначення на функціональній схемі:

- ПЧ – перетворювач частоти;
- ВЕ – вторинний елемент (реактивна полоса);
- ПЕ – первинний елемент (індуктор ЛАД);
- ДП – блок датчиків потокозчеплення;
- ДС – блок датчиків струму;
- ДШ – датчик швидкості;
- РП – регулятор потокозчеплення;
- РС – регулятор струму;
- РШ – регулятор швидкості;
- ЗС – задатчик струму;
- ВФ – вектор-фільтр;
- ПСП – блок перетворення складових потокозчеплення.

У функціональних блоках $(u-v \rightarrow a-b)$, $(a-b \rightarrow u-v)$ відбувається перехід від стаціонарної системи координат $(a-b)$ до системи координат $(u-v)$, що обертається зі швидкістю поля індуктора, для перетворення напруг (26), (27):

$$u_{1a} = u_{1u} \cos \theta_0 - u_{1v} \sin \theta_0; \quad (26)$$

$$u_{1b} = u_{1u} \sin \theta_0 + u_{1v} \cos \theta_0. \quad (27)$$

Зворотне перетворення струмів (28), (29):

$$i_{1u} = i_{1a} \cos \theta_0 + i_{1b} \sin \theta_0; \quad (28)$$

$$i_{1v} = i_{1b} \cos \theta_0 - i_{1a} \sin \theta_0. \quad (29)$$

Функціональні блоки $(2 \Rightarrow 3)$, $(2 \Leftarrow 3)$ призначені для координатних перетворень напруг з двофазної системи координат у трифазну за виразами (30)–(32):

$$u_{1A} = u_{1a}; \quad (30)$$

$$u_{1B} = (\sqrt{3}u_{1b} - u_{1a})/2; \quad (31)$$

$$u_{1C} = -(\sqrt{3}u_{1b} + u_{1a})/2 \quad (32)$$

і струмів з трифазної у двофазну за виразами (33), (34):

$$i_{1a} = i_{1A}; \quad (33)$$

$$i_{1b} = (i_{1B} - i_{1C})/\sqrt{3}. \quad (34)$$

Завдяки особливостям конструкції електричних машин з розіркненим магнітопроводом можливим є пряме вимірювання потокозчеплення з допомогою

датчиків Холла. Датчик головного потокозчеплення ДП складається з двох датчиків Холла, один з яких встановлюється на активній поверхні індуктора ЛАД на магнітній осі фази А, а другий зміщується на відстань $l=p\tau/2$, де: $p=z/6$ – число пар полюсів. У блоці ($2 \leq 3$) сигнали ψ_{01} , ψ_{02} з трифазної системи перераховуються в еквівалентні сигнали ψ_{0a} , ψ_{0b} двофазної стаціонарної системи координат (a-b) за формулами (35):

$$\begin{cases} \psi_{0a} = \sqrt{3/2} \psi_{01}; \\ \psi_{0b} = \sqrt{2} (\psi_{01}/2 + \psi_{02}), \end{cases} \quad (35)$$

де ψ_{01} , ψ_{02} – сигнали першого та другого датчиків потокозчеплення відповідно.

Вирази (35) складових вектора ψ_0 перетворюються до форми виразів потокозчеплення індуктора ψ_1 за формулою (36):

$$\bar{\psi}_1 = L_{1\sigma} \bar{i}_1 + \bar{\psi}_0, \quad (36)$$

де $L_{1\sigma} = L_1 - L_m$ – індуктивність розсіювання обмотки індуктора; $\bar{\psi}_0 = [\psi_{0a} \ \psi_{0b}]^T$ – вектор основного потокозчеплення повітряного зазору. Перетворення відбувається у функціональному блоці перетворення складових потокозчеплення (ПСП).

Модуль потокозчеплення індуктора $|\psi_1|$ та тригонометричні функції кута повороту θ_0 обчислюються у вектор-фільтрі ВФ за виразами (37), (38):

$$|\psi_1| = \sqrt{\psi_{1a}^2 + \psi_{1b}^2}; \quad (37)$$

$$\cos \theta_0 = \frac{\psi_{1a}}{|\psi_1|}, \quad \sin \theta_0 = \frac{\psi_{1b}}{|\psi_1|}. \quad (38)$$

Припускаємо, що в якості датчика швидкості (ДШ) використовується лінійний енкодер.

На практиці вимірювання компонент вектора потокозчеплення за допомогою датчиків Холла може суттєво обмежуватись наступними чинниками:

- типом технологічного процесу;
- низькою температурною стабільністю датчиків;
- низькою завадозахищеністю датчиків.

Тому в реальних системах існує необхідність оцінки компонент вектора потокозчеплення за допомогою естиматорів (оцінювачів) або асимптотичних обсерверів (спостерігачів).

Реалізація естиматора в системі координат (a-b) вимагає високоточного представлення інформації у дискретному вигляді. Оскільки керування змінним струмом, потокозчепленням та швидкістю відбувається в синхронній системі координат, то доцільно використовувати форму представлення рівнянь естиматора в синхронній системі координат, в якій змінні мають форму сигналів постійного струму і, відповідно, потребують менших обчислювальних ресурсів.

Нехай виконується умова (1), тоді, замінюючи в рівняннях (6), (7) реальні величини модуля потокозчеплення та кутової синхронної швидкості на оціне-

ні, отримується система рівнянь (39), (40), що описують естиматор потокозчеплення в синхронній системі координат:

$$|\psi_1| = -R_1 i_{1u} + u_{1u}; \quad (39)$$

$$0 = -R_1 i_{1v} + u_{1v} - \omega_0 |\psi_1|. \quad (40)$$

З рівняння (40) виражається оцінка кутової швидкості обертання і записується рівняння динаміки оцінки кутового положення вектора потокозчеплення індуктора у формі (41):

$$\dot{\theta}_0 = \omega_0 = \frac{-R_1 i_{1v} + u_{1v}}{|\psi_1|}. \quad (41)$$

Структура естиматора (39), (41) показана на рис. 5.

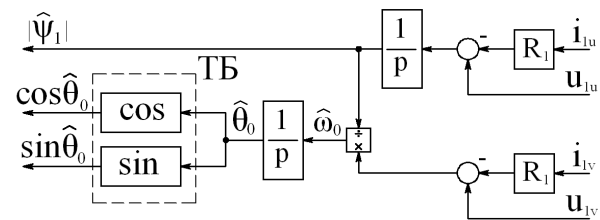


Рисунок 5 – Структура естиматора потокозчеплення

На рис. 5 позначення ТБ – блок тригонометричних функцій. Функціональна схема системи керування з естиматором потокозчеплення має вигляд схеми на рис. 4, де замість блоків ПСП та ВФ блок естиматора, вхідними сигналами якого є компоненти струму та напруги. На рис. 6, 7, 8, 9 представлені промасштабовані перехідні процеси потокозчеплення, зусилля, швидкості та похибок відпрацювання, отримані в результаті моделювання при варіаціях для трьох значень електричного опору вторинного елемента: $0,2 R_2$, R_2 , $5 R_2$.

Моделювання проводилось у такій послідовності: розгін до ustalеної швидкості, накидання та скидання ступінчатого статичного навантаження, сповільнення до повної зупинки.

Як видно з графіків, синтезовані закони керування забезпечують динамічну декомпозицію взаємозв'язаної системи та надають їй нових властивостей – слабку чутливість до зміни параметрів об'єкту керування та до зовнішніх впливів.

Максимальні динамічні похибки відпрацювання:

– швидкості: $|\Delta_v| = 0,12$ м/с – на ділянці лінійного наростання траєкторії завдання швидкості в точках її зламу;

– потокозчеплення: $|\Delta_{\psi_{st}}| = 0,023$ Вб – на ділянці лінійного наростання траєкторії завдання потокозчеплення в точках її зламу, $|\Delta_{\psi_{st}}| = 1,4 \cdot 10^{-4}$ Вб – на ділянці стабілізації потокозчеплення в точці накидання ступінчатого навантаження.

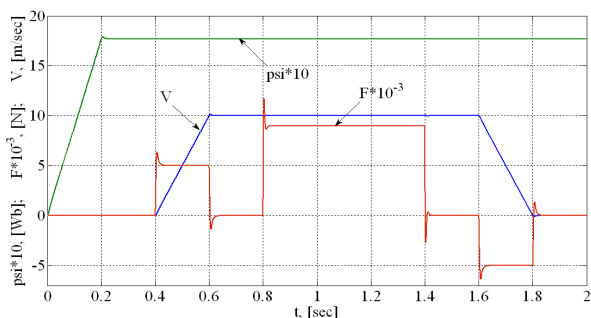


Рисунок 6 – Перехідні процеси потокозчеплення швидкості та зусилля

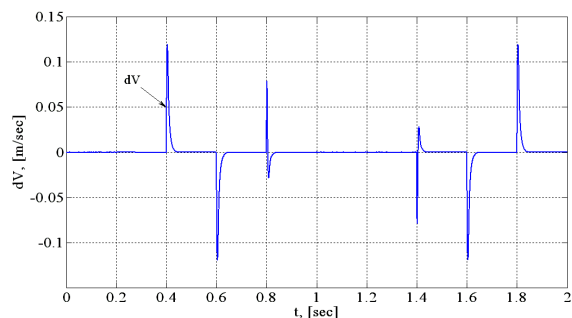


Рисунок 7 – Динаміка похибки відпрацювання швидкості

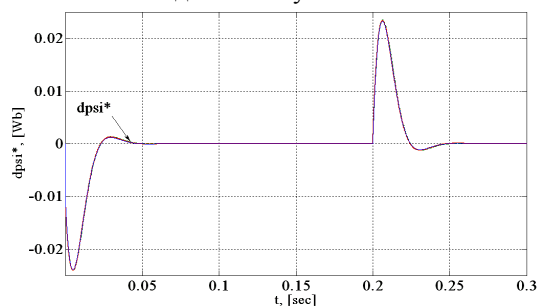


Рисунок 8 – Динаміка похибки відпрацювання потокозчеплення на ділянці наростання

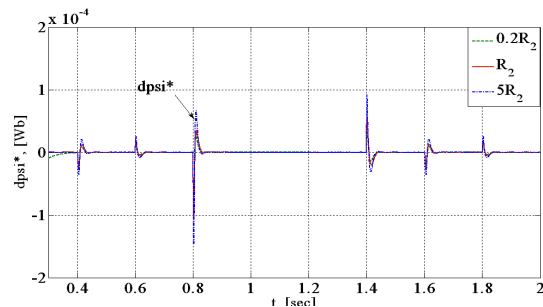


Рисунок 9 – Динаміка похибки відпрацювання потокозчеплення на ділянці стабілізації

Висновки. Результати роботи свідчать про те, що досліджувана система володіє властивістю слабкої чутливості до параметричних та координатних впливів і має високі показники якості керування координатами завдяки розробленим законам керування.

ЛІТЕРАТУРА

1. Островерхов М.Я., Яремов О.І. Система прямого векторного керування швидкістю лінійного асинхронного двигуна // Збірник рефератів Всеукраїнського конкурсу студентських наукових робіт з напрямку “Електротехніка та електромеханіка”. – Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2011. – С. 75–76.

2. Крутько П.Д. Обратные задачи динамики в теории автоматического управления. Цикл лекций.

– М.: Машиностроение, 2004. – С.9, 79–89.

3. Островерхов М.Я. Метод синтезу регуляторів електромеханічних систем на основі концепції зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій руху // Вісник НТУ „ХПІ”. – Харків: НТУ “ХПІ”, 2008. – № 30. – С. 105–110.

4. Попович М.Г., Островерхов М.Я. Система векторного керування зусиллям у штабі прокату на основі безконтактного виконавчого пристрою // Вісник НТУ „ХПІ”. – Харків: НТУ “ХПІ”, 2008. – № 30. – С. 394–396.

Стаття надійшла 06.06.2011 р.
Рекомендовано до друку к.т.н., доц.
Сергієнко С.А.

ПРЯМОЕ ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ СКОРОСТЬЮ ЛИНЕЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ НА ОСНОВЕ КОНЦЕПЦИИ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ ДИНАМИКИ

*Н. Я. Островерхов, к.т.н., доц., О. И. Яремов, магистр.
Національний технічний університет України “КПІ”, м. Київ
пр. Перемоги, 37, 03056, м. Київ, Україна
E-mail: ostroverkhov@list.ru, yaremoff@ukr.net.*

Рассматривается система прямого векторного управления скоростью линейного асинхронного двигателя, обладающая свойствами инвариантности к параметрическим и координатным возмущениям благодаря разработанным на основе концепции обратных задач динамики законам управления.

Ключевые слова: прямое векторное управление, обратная задача динамики, математическая модель, функционал, эталонная модель.

DIRECT FIELD ORIENTED SPEED CONTROLLING OF THE LINEAR INDUCTION MOTOR BASED ON THE INVERSE DYNAMIC CONCEPTION

*N. Ostroverkhov, D.Sc. (Eng), Assoc. Prof., O. Yaremov, stud.
National Technical University of Ukraine “Kiev Polytechnic Institute”
pr. Peremohy 37, 03056, Kiev, Ukraine
E-mail: ostroverkhov@list.ru, yaremoff@ukr.net.*

The system of direct vector speed controlling of the linear induction motor is under consideration, possessing properties of invariance to parametric and coordinate perturbations due to developed laws based on the inverse dynamic conception.

Key words: direct vector control, inverse task of dynamics, mathematical model, functional, standard model.