



Рис. 4. – Вихровий струм двигуна ДК-406 під час пуску

1. Чорний О.П. Моделювання електромеханічних систем [Текст] / О. П. Чорний, А. В. Луговий, Д. Й. Родькін. – Кременчук, 2001. – 410 с.
2. Жиц М.З. Переходные процессы в машинах постоянного тока [Текст] / М. З. Жиц. – М.: Энергия, 1974. – 112 с.
3. Гладыр А.И. Трогание и пуск как фазы единого процесса / А. И. Гладыр // Научные труды КГПУ. – 2001. – Вып.1. – С.24-29.
4. Чиликин М. Г. Общий курс электропривода / М. Г. Чиликин, А. С. Сандлер. – М.: Энергоиздат, 1981. – 576 с.

Отримано 10.01.2011

УДК 621.3

М.Я.ОСТРОВЕРХОВ, М.О.ОСТРОВЕРХОВ
 НТУУ «Київський політехнічний інститут»

ДИНАМІЧНА МОДЕЛЬ ЛІНІЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З УРАХУВАННЯМ НАСИЧЕННЯ ТА КІНЦЕВИХ ЕФЕКТІВ

Розглянуто модель лінійного асинхронного двигуна з врахуванням насичення та кінцевих ефектів, розроблено уточнену його модель, яка придатна для встановлення законів частотного і векторного керування.

Рассмотрена модель линейного асинхронного двигателя с учетом насыщения и конечных эффектов, разработана уточненная его модель, которая пригодна для установления законов частотного и векторного управления.

The linear asynchronous engine model taking into account saturation and eventual effects is considered, also specified his model is developed, which is suitable for establishment of frequency and vectorial management laws.

Ключові слова: лінійний асинхронний двигун, електропривод, індуктивність, векторне керування, частотне керування.

Системи електроприводу на основі лінійних асинхронних двигунів дають змогу ефективно вирішувати питання автоматизації транспортних та промислових установок, в яких необхідно забезпечити поступальний рух виконавчого механізму. До переваг такого електроприводу відносяться простота, надійність, відсутність кінематичних перетворювальних пристроїв [1, 2].

Згідно з [3], керування асинхронним двигуном являє собою складну задачу через нелінійність його математичної моделі та наявність перехресних зв'язків при визначенні електромагнітного моменту. Крім того, для адекватного аналізу електромагнітних процесів необхідно враховувати вплив кінцевих ефектів у двигуні. Вони виникають в областях входження та виходу вторинного елемента в зону індуктора. Наслідком дії таких ефектів є зменшення головного потокозчеплення двигуна із збільшенням швидкості і, як наслідок, погіршення його експлуатаційних та енергетичних характеристик [1, 2]. Для високодинамічних механізмів бажано отримати підвищений момент електроприводу протягом розгону чи сповільнення. Вирішення такої задачі вимагає застосування електроприводу підвищеної потужності, що є нерациональним. Альтернативою цьому є застосування систем регулювання, які дозволяють ефективно керувати лінійним асинхронним двигуном у зоні насичення.

Метою роботи є розробка уточненої динамічної моделі лінійного асинхронного двигуна, придатної для розробки законів частотного та векторного керування.

Математична модель лінійного двигуна будується аналогічно двигунам обертового руху [1, 4]. Швидкість магнітного поля індуктора визначається рівністю

$$v_1 = 2\tau f_1,$$

де τ – полюсний крок індуктора; f_1 – частота напруги живлення.

Електрична кругова швидкість поля індуктора становить

$$\omega_1 = 2\pi f_1.$$

В результаті маємо:

$$\omega_1 = \frac{\pi}{\tau} v_1.$$

Механічна кутова швидкість обертового аналога лінійного двигуна дорівнює

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

де v – лінійна швидкість вторинного елемента.

Врахування нелінійності контуру намагнічування здійснюється шляхом використання залежності

$$\dot{L}_m = \frac{1}{L_m} f(I_\mu), \quad (2)$$

де I_μ – струм намагнічування двигуна; L_m – номінальна індуктивність; $f(I_\mu)$ – функція, що апроксимує характеристику намагнічування двигуна.

Для врахування кінцевих ефектів застосовується модель Дункана, яка передбачає зменшення індуктивності намагнічування та додаткові втрати від вихрових струмів [5, 6]:

$$\begin{aligned} \ddot{L}_m &= \dot{L}_m (1 - f(Q)); \\ \dot{R}_1 &= R_1 + R_2 f(Q); \\ f(Q) &= \frac{(1 - e^{-Q})}{Q}; \\ Q &= \frac{l \cdot R_2}{v \cdot L_2}, \end{aligned} \quad (3)$$

де l – довжина індуктора.

Векторно-комплексні рівняння електричної рівноваги індукторного та вторинного кола в системі координат $\alpha - \beta$, жорстко зв'язаній з індуктором, мають вигляд [3, 6]:

$$\begin{aligned} \bar{U}_1 &= \bar{I}_1 R_1 + \frac{d\bar{\psi}_1}{dt}; \\ \bar{U}_2 = 0 &= \bar{I}_2 R_2 + \frac{d\bar{\psi}_2}{dt} - j\omega \bar{\psi}_2, \end{aligned} \quad (4)$$

де U_1, U_2 – вектори напруг; R_1, R_2 – електричні опори; ψ_1, ψ_2 – вектори поточкозчеплень індуктора й вторинного елемента.

Рівняння, що зв'язують струми та поточкозчеплення двигуна, мають вигляд:

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_1 &= L_1 \bar{i}_1 + \dot{L}_m \bar{i}_2; \\ \bar{\psi}_2 &= L_2 \bar{i}_2 + \dot{L}_m \bar{i}_1, \end{aligned} \quad (5)$$

де L_1, L_2 – матриці індуктивностей індуктора та вторинного елемента; L_m – матриця індуктивностей намагнічування.

Виключивши з рівнянь (4) потокозчеплення індуктора та струм вторинного елемента, розділивши дійсні та уявні члени та врахувавши (1), отримаємо:

$$\begin{aligned} \frac{di_{1\alpha}}{dt} &= -\left(\frac{R_1}{\sigma L_1} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_2}\right)i_{1\alpha} + \frac{\ddot{L}_m}{\sigma L_1 L_2 T_2} \psi_{2\alpha} + \frac{z_p \ddot{L}_m \pi}{\sigma L_1 L_2 \tau} v \psi_{2\beta} + \frac{1}{\sigma L_1} U_{1\alpha}; \\ \frac{di_{1\beta}}{dt} &= -\left(\frac{R_1}{\sigma L_1} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_2}\right)i_{1\beta} + \frac{\ddot{L}_m}{\sigma L_1 L_2 T_2} \psi_{2\beta} - \frac{z_p \ddot{L}_m \pi}{\sigma L_1 L_2 \tau} v \psi_{2\alpha} + \frac{1}{\sigma L_1} U_{1\beta}; \\ \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} &= \frac{\ddot{L}_m}{T_2} i_{1\alpha} - \frac{1}{T_2} \psi_{2\alpha} - \frac{z_p \pi}{\tau} v \psi_{2\beta}; \\ \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} &= \frac{\ddot{L}_m}{T_2} i_{1\beta} - \frac{1}{T_2} \psi_{2\beta} + \frac{z_p \pi}{\tau} v \psi_{2\alpha}, \end{aligned} \quad (6)$$

де $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2}$; $T_2 = \frac{L_2}{R_2}$ – коефіцієнт розсіювання та стала часу.

Струм намагнічування становить

$$I_\mu = \sqrt{(i_{1\alpha} + i_{2\alpha})^2 + (i_{1\beta} + i_{2\beta})^2}. \quad (7)$$

Складові струму вторинного елемента визначаються з рівняння (5):

$$\begin{aligned} i_{2\alpha} &= \frac{1}{L_2} (\psi_{2\alpha} - L_m i_{1\alpha}); \\ i_{2\beta} &= \frac{1}{L_2} (\psi_{2\beta} - L_m i_{1\beta}). \end{aligned} \quad (8)$$

Рівняння руху механічної частини двигуна має вигляд:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{m} (F - F_c - Dv), \quad (9)$$

де m – маса вторинного елемента; F_c – статичне зусилля; D – коефіцієнт в'язкого тертя.

Зусилля лінійного асинхронного двигуна дорівнює:

$$F = \frac{3z_p \ddot{L}_m \pi}{2L_2 \tau} (\psi_{2\alpha} i_{1\beta} - \psi_{2\beta} i_{1\alpha}). \quad (10)$$

Отже, динамічна поведінка лінійного двигуна описується рівняннями (2), (3) і (6)-(10). Вхідними змінними математичної моделі двигуна

на є складові напруги живлення $U_{1\alpha}, U_{1\beta}$ і статичне зусилля F_c , а вихідними – зусилля F і швидкість V двигуна. Перехід від трифазних напруг u_a, u_b, u_c до еквівалентних двофазних $U_{1\alpha}, U_{1\beta}$ здійснюється за допомогою безінерційного перетворення Кларка-Парка [6].

Таким чином, розроблено уточнену динамічну модель лінійного асинхронного двигуна, в якій враховано вплив кінцевих ефектів за допомогою моделі Дункана та дію насичення магнітної системи шляхом зменшення головної індуктивності із збільшенням струму. Зміну індуктивності можна розглядати як параметричне збурення, що має бути враховано при розробці систем векторного керування двигуном.

1. Математические модели линейных индукционных машин на основе схем замещения / Ф.Н.Сарапулов, С.Ф.Сарапулов, П.Шымчак. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2001. – 236 с.

2. Ямамура С. Теория линейных асинхронных двигателей: Пер. с англ. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 180 с.

3. Поздеев А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах. – Чебоксары: Чуваш. ун-т, 1998. – 172 с.

4. Single neuron network PI control of high reliability linear induction motor for Maglev, FANG You-tong, FAN Cheng-zhi / Journal of Zhejiang University SCIENCE A, 2007 8(3): 408-411.

5. Model Predictive Control of Linear Induction Motor Drive, A.A. Hassan, and J. Thomas, Proceedings of the 17th World Congress The International Federation of Automatic Control Seoul, Korea, July 6-11, 2008.

6. Modern power electronics and AC drives / Bimal Bose, Prentice Hall, 2001. – 711 p.

Отримано 10.01.2011

УДК 621.327

В.І.СКУРІХІН

Харківська національна академія міського господарства

ХАРАКТЕРИСТИКА ЗНОСУ ДЕТАЛЕЙ НА МІСЬКОМУ ЕЛЕКТРОТРАНСПОРТІ

Розглядаються питання ресурсозбереження і зносостійкості вузлів і деталей наземного міського електротранспорту. Показано залежності зносу деталей і вузлів від різних чинників. Запропоновано заходи щодо зменшення інтенсивності зносу вузлів і агрегатів рухомого складу.

Рассматривается вопрос ресурсосбережения и износостойкости узлов и деталей наземного городского электротранспорта. Показаны зависимости износа деталей и узлов от разных факторов. Предложены мероприятия по уменьшению интенсивности износа узлов и агрегатов подвижного состава.

The question of wearproofness of knots and details of ground city is examined. Dependences of wear of details and knots are shown on different factors. Measures are offered on diminishing of wear of knots and aggregates of mobile.