

**О.М. СІНЧУК**, д.т.н., проф., ДВНЗ «Криворізький національний університет»;  
**Ю.Г. ОСАДЧУК**, к.т.н., доц., ДВНЗ «Криворізький національний університет»;  
**І.А. КОЗАКЕВИЧ**, ст. викладач, ДВНЗ «Криворізький національний університет»

## **ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМ БЕЗДАТЧИКОВОГО ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ З КОВЗНИМ РЕЖИМОМ ПРИ РОБОТІ НА НИЗЬКІЙ КУТОВІЙ ШВИДКОСТІ**

**Вступ.** За останнє десятиліття значно збільшився попит на застосування електромеханічних систем з бездатчиковим векторним керуванням асинхронними двигунами у виробничих установках та технологічних комплексах [1-4]. Використання бездатчикових систем дозволяє знизити витрати на впровадження, зменшити габаритні розміри приводу, а також є придатним для використання у тяжких промислових умовах. Способи непрямого оцінювання невимірюваних змінних стану приводу у таких системах можна класифікувати на ті, що використовують анізотропії асинхронної машини, та ті, що використовують її ідеалізовану математичну модель.

Способи, що використовують анізотропії асинхронної машини, базуються на знаходженні просторового положення вісі насичення головної індуктивності машини, асиметрії пазів ротора або зміни індуктивності розсіяння для знаходження поточного положення ротора [5-6]. Дана група способів використовують складні алгоритми обробки сигналів та вимагають використання потужних мікропроцесорних засобів.

Оскільки у попередні періоди розвитку бездатчикових систем рівень розвитку обчислювальних засобів не дозволяв використовувати способи, що базуються на анізотропіях машини, то використовувався більш простий підхід до оцінювання невимірюваних змінних стану, що полягав у використанні ідеалізованої математичної моделі двигуна. Найбільш суттєвим недоліком даного рішення є чутливість до зміни параметрів схеми заміщення під час роботи, що пов'язано з нагрівом, зміною властивостей сталі і т.д. При роботі на низьких кутових швидкостях найбільшу роль відіграють коливання значення активного опору статорних обмоток машини. Визначення даної величини під час попереднього тестування машини при налаштуванні приводу має недостатню точність для подальшого використання, оскільки невідповідність між встановленим та реальним значенням може призвести до втрати стійкості при переході на низьку кутову швидкість.

У [7] представлена адаптивна система з задаючою моделлю, що використовує паралельне оцінювання величини кутової швидкості та активного опору статорних обмоток за рахунок оцінювання як фазної, так і амплітудної помилки між вихідними сигналами незалежних моделей. Проте, активний опір статора – не єдиний параметр, що суттєво змінюється під час роботи машини. Наприклад, зміна активного опору роторних обмоток призводить до помилки у оцінюванні кутової швидкості при роботі у широкому діапазоні її зміни. На відміну від активного опору статорної обмотки, одночасне оцінювання величин кутової швидкості та опору роторних обмоток є можливим лише за умови зміни величини роторного потокозчеплення, що робить неможливим таку ідентифікацію в усталених режимах роботи [1, 3]. В даному випадку існуючі рішення [7-8] передбачають допущення щодо незмінності величини індуктивності роторних обмоток, що дозволяє виконувати визначення зміни роторного опору у відповідності зі зміною сталої часу роторного ланцюга. Введення малих тестових сигналів до статорного струму двигуна дозволяють адаптивній системі з задаючою моделлю визначати поточне значення сталої часу роторного кола.

Одночасно з розвитком адаптивних систем з задаючою моделлю були розроблені нові способи оцінювання, що базуються на існуючих алгоритмах визначення кутової швидкості, проте здатні покращити динамічні властивості системи, стійкість до впливу перешкод на вимірювальні канали, а також підвищити чутливість до зміни параметрів схеми заміщення. До них відноситься використання нелінійних спостерігачів повного порядку [8], розширеного фільтру Калмана [9] та спостерігачів з ковзним режимом [10]. Синтез нелінійних спостерігачів повного порядку полягає у визначенні коефіцієнтів матриці зворотного зв'язку, при яких система є стійкою у широкому діапазоні зміни кутових швидкостей. Спостерігачі, що використовують розширений фільтр Калмана, відрізняються здатністю збереження працездатності за умови наявності значних перешкод у вимірювальних каналах системи. У [9] представлено електромеханічну систему з використанням двох розширених фільтрів Калмана, що використовуються у послідовно-перехресній схемі. Це дозволяє значно підвищити точність оцінювання активних опорів статорної та роторної обмоток, проте відсутність чітких критеріїв налаштування матриць фільтрів Калмана знижує привабливість такого рішення для впровадження у електроприводах, що серійно випускаються.

**Мета дослідження.** Розробка теоретичних аспектів синтезу способів непрямого оцінювання величин кутової швидкості та потокозчеплення ротора при роботі на низьких кутових швидкостях, що дозволяє зменшити чутливість до зміни параметрів схеми заміщення машини.

**Матеріали дослідження.** Математична модель асинхронного двигуна у системі координат  $\alpha\beta$ , що є нерухомою відносно статора, через складові векторів статорного струму та потокозчеплення ротора може бути записана наступним чином:

© О.М. Сінчук, Ю.Г. Осадчук, І.А. Козакевич, 2015.

$$\begin{aligned}\frac{di_{s\alpha}}{dt} &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right)i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2}\psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\psi_{r\beta}\omega + \frac{1}{\sigma L_s}u_{s\alpha}; \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right)i_{s\beta} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2}\psi_{r\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\psi_{r\alpha}\omega + \frac{1}{\sigma L_s}u_{s\beta}; \\ \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} &= \frac{L_m R_r}{L_r}i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r}\psi_{r\alpha} - \psi_{r\beta}\omega; \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} &= \frac{L_m R_r}{L_r}i_{s\beta} - \frac{R_r}{L_r}\psi_{r\beta} + \psi_{r\alpha}\omega,\end{aligned}$$

де  $R_s, R_r$  -- активні опори статорної та роторної обмоток;  $L_s, L_r$  -- індуктивності обмоток статора і ротора;  $L_m$  -- взаємна індуктивність статорної та роторної обмоток;  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$  -- складові вектору струму статора двигуна;  $\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$  -- складові вектору потокозчеплення ротора;  $\omega$  -- кутова швидкість ротора;  $\sigma$  -- коефіцієнт розсіювання двигуна.

Спостерігач з ковзним режимом другого порядку у найпростішій формі може бути записаний так:

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{x}_1}{dt} &= f(\hat{x}_2) + k_1 \sqrt{|x_1 - \hat{x}_1|} \cdot \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) + z_1; \\ \frac{d\hat{x}_2}{dt} &= k_2 \cdot \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) + z_2,\end{aligned}$$

де  $x_1, x_2$  -- змінні стану системи;  $k_1, k_2$  -- коефіцієнти підсилення перемикаючих функцій;  $z_1, z_2$  -- складові сигналу збурення.

Виконаємо перетворення вихідних рівнянь наступним чином:

$$\begin{aligned}\frac{di_{s\alpha}}{dt} &= -\frac{R_s}{\sigma L_s}i_{s\alpha} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{s\alpha}; \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} &= -\frac{R_s}{\sigma L_s}i_{s\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{s\beta}; \\ \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} &= \frac{L_m R_r}{L_r}i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r}\psi_{r\alpha} - \psi_{r\beta}\omega; \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} &= \frac{L_m R_r}{L_r}i_{s\beta} - \frac{R_r}{L_r}\psi_{r\beta} + \psi_{r\alpha}\omega\end{aligned}$$

Тоді спостерігач другого порядку може бути записаний так:

$$\frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s}\hat{i}_{s\alpha} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{s\alpha} + k_1 \sqrt{|i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}|} \cdot \text{sign}(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}); \quad (1)$$

$$\frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} = k_2 \cdot \text{sign}(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}); \quad (2)$$

$$\frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s}\hat{i}_{s\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{s\beta} + k_3 \sqrt{|i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}|} \cdot \text{sign}(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}); \quad (3)$$

$$\frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} = k_4 \cdot \text{sign}(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}), \quad (4)$$

де  $\hat{i}_{s\alpha}, \hat{i}_{s\beta}, \hat{\psi}_{r\alpha}, \hat{\psi}_{r\beta}$  -- розраховані значення (оцінювання) відповідних величин;  $k_1, k_3$  -- коефіцієнти підсилення головного спостерігача з ковзним режимом;  $k_2, k_4$  -- коефіцієнти підсилення допоміжного спостерігача з ковзним режимом.

Оскільки рівняння (1) – (2) та (3) – (4) є незалежними, то дослідження впливу збурень на роботу спостерігача з ковзним режимом можна дослідити окремо для кожної вісі нерухомої відносно статора системи відліку. У такому випадку за умови зміни параметрів об'єкту керування систему рівнянь спостерігача можна записати так:

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} &= -\frac{R_s}{\sigma L_s}\hat{i}_{s\alpha} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{s\alpha} + k_1 \sqrt{|i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}|} \cdot \text{sign}(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) + z_1; \\ \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} &= k_2 \cdot \text{sign}(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) + z_2\end{aligned}$$

В даному випадку збурення, що викликане зміною параметрів статорного кола відображається величиною  $z_1$ , а зміна параметрів роторного кола --  $z_2$ . Згідно з теорією спостерігачів з ковзним режимом, для будь-якого значення  $\varepsilon > 0$  існують коефіцієнти підсилення  $k_1$  та  $k_2$  при яких оцінювання, що здійснюється спостерігачем, буде стійким за умови обмеження сигналів збурення  $|z_2| < \varepsilon$ . При цьому слід зазначити, що спостерігач є чутливим до величини  $z_1$ , що формується за рахунок зміни статорного опору обмоток двигуна. Визначення величини активного опору статора є дуже важливим при роботі на низькій кутовій швидкості, оскільки наявність розбіжності між реальним значенням опору та тим, що використовується у системі керування, може призвести не тільки до виникнення помилки в оцінюванні кутової швидкості, а й до втрати стійкості. Отже, для використання даного способу оцінювання в системах з широким діапазоном регулювання вимагає застосування додаткових засобів для ідентифікації величини статорного опору. В той же час слід зазначити, що інтенсивність зміни статорного опору є значно нижчою в порівнянні зі зміною струмів, напруг та потокозчеплень машини, тому для оцінювання за допомогою спостерігача з ковзним режимом можна вважати, що статорний опір є постійним. Таким чином, використання спостерігача другого порядку дозволяє досягнути нечутливості до зміни роторного опору обмоток машини, але залишається чутливим до зміни статорного опору.

Оцінювання кутової швидкості на основі адаптивної системи з задаючою моделлю передбачає використання двох моделей машини з різними структурами для визначення аналогічних змінних стану системи. В якості вихідних сигналів моделей використовуються складові вектору роторного потокозчеплення, протиЕРС, реактивна потужність і т.д. При виборі складових вектору потокозчеплення ротора сигнал помилки системи розраховується наступним чином:

$$\varepsilon = \psi_{r\alpha 2} \psi_{r\beta 1} - \psi_{r\beta 2} \psi_{r\alpha 1}$$

Таким чином, сигнал помилки формується на основі кутової різниці двох оцінок векторів потокозчеплення, що отримані в різних моделях.

Оскільки значення похідних складових вектору роторного потокозчеплення були отримані за допомогою спостерігача з ковзним режимом, то необхідно синтезувати механізм адаптації кутової швидкості на основі цих величин.

У матричній формі рівняння складових роторних потокозчеплень асинхронного двигуна, що називаються струмовою моделлю, можуть бути записані так:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{L_m R_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Для величин, що є оцінками відповідних змінних дана система рівнянь має наступний вигляд:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{L_m R_r}{L_r} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & -\hat{\omega} \\ \hat{\omega} & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Виконуючи віднімання (6) від (5):

$$\begin{bmatrix} \frac{d(\psi_{r\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha})}{dt} \\ \frac{d(\psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta})}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} - \Delta\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$

Для бездатчикового оцінювання кутової швидкості можна вважати, що вихід задаючої моделі адаптивної системи відповідає реальним значенням складових вектору потокозчеплення ротора. Тоді:

$$\hat{\omega} = \left( K_n + \frac{K_i}{s} \right) \begin{bmatrix} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \left( K_n + \frac{K_i}{s} \right) \left( \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} - \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \right)$$

Порівнюючи структуру отриманої адаптивної системи з задаючою моделлю з існуючою, можна відзначити, що синтезована система не містить операцій чистого інтегрування, що спрощує реалізацію та дозволяє усунути проблеми, що пов'язані з невизначенністю початкових умов та дрейфом нуля інтеграторів.

Як вже було сказано раніше, точність визначення статорного опору двигуна значним чином впливає на показники якості керування кутовою швидкістю при роботі в зоні низьких швидкостей. Тому розроблена система бездатчикового керування має підсистему ідентифікації статорного опору. Розглянемо вираз для складових роторного потокозчеплення, що має назву «напружної» моделі:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{L_r} \left( \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - \left( R_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \sigma L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) \right)$$

Для величин, що є оцінками відповідних змінних дана система рівнянь має наступний вигляд:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{L_r} \left( \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - \left( R_s \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} + \sigma L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \right) \right)$$

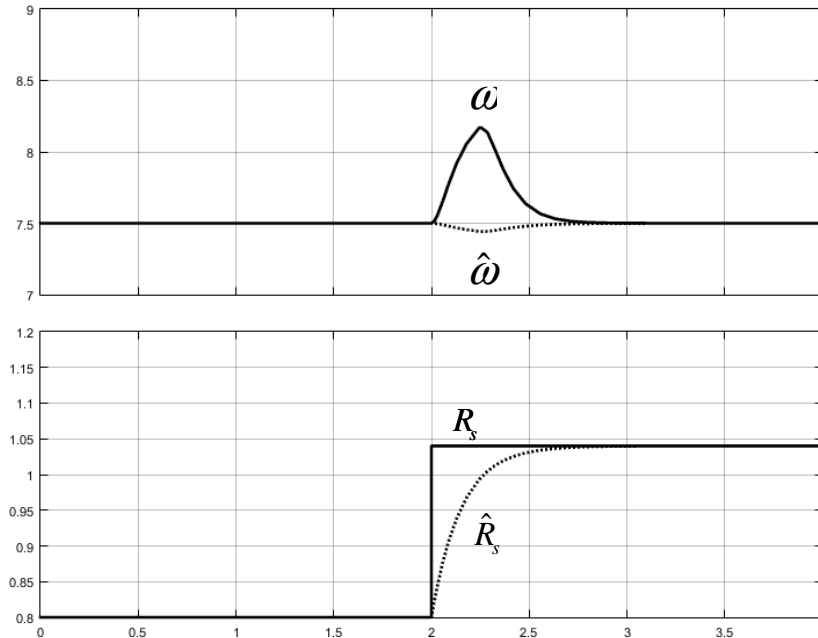


Рис. 1. Результати моделювання системи частотно-керованого електроприводу з представленим способом бездатчикового визначення невимірюваних змінних стану

Вважаючи, що вектор вимірюного струму еквівалентний до оцінки вектору струму статора, що забезпечується роботою спостерігача з ковзним режимом, сигнал помилки можна записати так:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = -\frac{\Delta R_s L_m}{L_r} i_{s\alpha}$$

В такому випадку оцінка величини статорного опору здійснюється за допомогою ПІ-регулятора наступним чином:

$$\hat{R}_s = -\left( K_n + \frac{K_i}{s} \right) \begin{bmatrix} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = -\left( K_n + \frac{K_i}{s} \right) \left( i_{s\alpha} \left( \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} \right) + i_{s\beta} \left( \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \right) \right)$$

З метою аналізу роботи розробленої системи була розроблена математична модель частотно-керованого електроприводу. Моделювання виконувалося для умови роботи з низькою кутовою частотою при стрибкоподібній зміні величини активного опору статора двигуна на 30%. З наведених результатів (рис. 1) видно, що помилка регулювання кутової швидкості зменшується по мірі того, як адаптивна система підлаштовує значення активного опору під його реальну величину.

**Висновки.** Представлений спосіб бездатчикового визначення величин кутової швидкості та складових вектору потокозчеплення ротора є комбінацією спостерігача струму з ковзним режимом другого порядку, а також адаптивної системи з задаючою моделлю, здатний враховувати зміну величини активного опору обмоток статора, оскільки відхилення налаштування даного параметру у системі керування від його реального значення може призводити до суттєвого погіршення показників якості керування при роботі на низькій кутовій швидкості або навіть втрати стійкості. Дослідження системи шляхом математичного моделювання та експерименту підтвердили здатність отримання оцінки невимірюваних змінних приводу з необхідною точністю навіть в умовах відхилення параметрів схеми заміщення, що використовуються у системі керування, від їх реальних значень.

**Список літератури:** 1. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г.Г. Соколовский. – М.: Академия, 2006. – 272 с. 2. Козярук А.Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / А.Е. Козярук, В.В. Рудаков; под общ. ред. А.Г. Народицкого. С-Петербург, 2001. – 126 с. 3. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Онанко А.Ю., Воронко А.Б. Робастное косвенное векторное управление скоростью асинхронного двигателя с ориентацией по вектору потокосцепления статора: теоретический анализ и результаты экспериментального тестирования // *Електромеханічні та енергозберігаючі системи*. – Кременчук: КрНУ, 2014. – Вип. 4/2014 (28). – С. 10-17. 4. Пересада С.М., Дымко С.С. Прямое векторное управление моментом асинхронных двигателей с максимизацией соотношения момент-ток // *Електромеханічні та енергозберігаючі системи*. – Кременчук: КрНУ, 2011. – Вип. 3/2011 (15). – С. 16-20. 5. Gao Q., Turner L., Colby R.S. A frequency demodulation approach to induction motor speed detection // *IEEE Transactions on Industry Applications*, № 47/4, pp. 1632-1642, 2011. 6. Gao Q., Asher G., Sumner M. Sensorless position and speed control of induction motors using high-frequency injection and without offline precommissioning // *IEEE Transactions on Industry Electronics*, №54/5, pp. 2474-2481. 7. Vasic V., Vukosavic S.N., Levi E. A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives // *IEEE Transactions on Energy Conversion*, №18/4, pp. 476-483, 2003. 8. Kyo-Beum L., Blaabjerg F. Reduced-order extended Luenberger observer based sensorless vector control driven by matrix converter with nonlinearity compensation // *IEEE Transactions on Industry Electronics*, № 53/1, pp. 66-75, 2005. 9. Barut M., Bogosyan S., Gokasan M. Experimental evaluation of braided EKF for sensorless control of induction motors // *IEEE Transactions on Industry electronics*, 2008. 10. Пересада С.М., Трандафилов В.Н. Метод синтеза и робастность наблюдателей потокосцепления асинхронного двигателя, работающих в скользких режимах // *Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія й практика» науково-виробничого журналу*. Кременчук: КрНУ. – Вип. 3/2012 (19), с. 40-45, 2012.

**Bibliography (transliterated):** 1. Sokolovskiy, G. *Elektroprivody peremennogo toka s chastotnym regulirovaniyem*. Moscow: Academia, 2006. Print. 2. Kozyaruk, A. and Rudakov, V. *Sovremennoe i perspektivnoe algoritmicheskoe obespechenie chastotno-reguliruemyykh elektroprivodov*. Sankt-Peterburg, 2001. Print. 3. Peresada, S.M., Kovbasa S.N., Onanko, A.Y. and Voronko, A. "Robust stator field oriented indirect vector control of induction motor speed theoretical analysis and experimental investigations results", *Elektromekhanichni ta energozberihayuchi systemy*, Vol. 4, pp. 10-17. 2014. Print. 4. Peresada, S.M. and Dymko, S.S. "Direct vector control of torque of induction motors with maximization of relation torque-current", *Elektromekhanichni ta energozberihayuchi systemy*, Vol. 3, pp. 16-20, 2011. Print. 5. Gao, Q., Turner, L. and Colby, R.S. "A frequency demodulation approach to induction motor speed", // *IEEE Transactions on Industry Applications*, № 47/4, pp. 1632-1642, 2011. 6. Gao, Q., Asher, G. and Sumner, M. "Sensorless position and speed control of induction motors using high-frequency injection and without offline precommissioning" *IEEE Transactions on Industry Electronics*, №54/5, pp. 2474-2481. 7. Vasic, V., Vukosavic, S.N. and Levi, E. "A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, №18/4, pp. 476-483, 2003. 8. Kyo-Beum, L. and Blaabjerg, F. "Reduced-order extended Luenberger observer based sensorless vector control driven by matrix converter with nonlinearity compensation", *IEEE Transactions on Industry Electronics*, № 53/1, pp. 66-75, 2005. 9. Barut, M., Bogosyan, S. and Gokasan, M. Experimental evaluation of braided EKF for sensorless control of induction motors // *IEEE Transactions on Industry electronics*, 2008. 10. Peresada, S.M. and Trandafilov, V.N. "Method for synthesis and robustness of flux observers for induction motors with sliding modes", *Elektromekhanichni ta energozberihayuchi systemy*, Vol. 3, pp. 40-45., 2012.

*Надійшла (received) 25.08.2015*