

DOI: 10.31319/2519-2884.41.2022.10

УДК 62-83:681.513.5

**О.В. Ключев**<sup>1</sup>, к.т.н., доцент, kluev2006@ukr.net**О.В. Садовой**<sup>2</sup>, д.т.н., професор, sadovoyav@ukr.net**Ю.В. Сохіна**<sup>1</sup>, к.т.н., доцент, jvsokhina@gmail.com<sup>1</sup>Дніпровський державний технічний університет, м. Кам'янське<sup>2</sup>Національний технічний університет «Дніпровська політехніка», м. Дніпро

## СПОСТЕРІГАЧ ШВИДКОСТІ ОБЕРТАННЯ І ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ РОТОРА В СИСТЕМІ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

*У статті проведений синтез спостерігача швидкості обертання ротора асинхронної машини для використання його в бездатчиковій системі полеорієнтованого керування електроприводом. У якості вихідних математичних моделей використані рівняння рівноваги напруг та потокозчеплень в асинхронній машині, формули для перетворення координат і векторного добутку векторів потокозчеплення ротора та струму статора. Запропонований підхід до синтезу спостерігача дозволяє визначити структуру спостерігача та функцію адаптації, яка настроює модель електромагнітних процесів таким чином, що різниця між вимірюваними змінними та їх оцінками прямує до нуля, тобто функція адаптації, яка використовує вектори потокозчеплення ротора та струму статора, забезпечує асимптотичну стійкість спостерігача швидкості.*

**Ключові слова:** асинхронна машина; релейно-векторне керування; спостерігач швидкості обертання ротора; векторний добуток векторів; асимптотична стійкість.

*In the article, the synthesis of the observer speed rotation of the rotor an asynchronous machine for its use in a sensorless system of field-oriented control of an electric drive is carried out. Equations of balance of voltages and flux linkages in an asynchronous machine, formulas for transformation of coordinates and vector product of vectors of rotor flux linkage and stator current are used as initial mathematical models. The proposed approach to the synthesis of the observer allows you to determine the structure of the observer and the adaptation function, which adjusts the model of electromagnetic processes in such a way that the difference between the measured variables and their estimates goes to zero, that is, the adaptation function, which uses the vectors of the rotor flux linkage and the stator current, provides an asymptotic stability of the speed observer.*

**Keywords:** asynchronous machine; relay-vector control; rotor speed observer of an asynchronous machine; vector product of vectors; asymptotic stability.

### Постановка задачі

Використання в системах керування електроприводами фізичних датчиків вимагає урахування в моделі об'єкта керування їх додаткової динаміки, що може викликати проблеми синтезу регуляторів через надмірне зростання порядку моделі об'єкта керування. Використання спостерігачів дозволяє відновити недоступні для безпосереднього виміру змінні стану і виключити додаткові датчики, що сприяє поліпшенню експлуатаційних і вартісних показників систем керування.

Ідентифікацію напрямного вектора потокозчеплення і швидкості обертання ротора застосовують в системах прямого керування моментом та в векторних системах керування асинхронними електроприводами. Значна частина методів бездатчикового векторного керування асинхронним електроприводом базуються на різноманітних математичних моделях контурів струмів та потокозчеплень електричної машини і об'єднують обчислення оцінки швидкості обертання ротора з ідентифікацією напрямного вектора потокозчеплення або струму двигуна, інформацію про просторове положення якого необхідно знати для реалізації багатоканальної системи окремого керування в каналах активної та реактивної потужності [1].

Для ідентифікації швидкості обертання ротора використовують спостерігачі, засновані на розрахунку векторного добутку векторів потокозчеплень [1, 2]. Однак структура таких спостерігачів містить відкриті інтегратори, на виході яких накопичується помилка інтегрування. У результаті цього спостерігачі з порівнянням потокозчеплень схильні до автоколивань біля деякого значення швидкості обертання, яка спостерігається, що приводить до неприцездатності систем керування, замкнених через такі спостерігачі [3].

#### Аналіз останніх досліджень і публікацій

Широке поширення одержали ідентифікатори швидкості обертання ротора в електроприводах на основі асинхронних машин (АМ) з короткозамкненим ротором, у яких керування проводиться по колу статора. В електроприводах змінного струму промислових механізмів широкого призначення бездатчикові системи керування створені і ефективно використовуються [4]. Для структурного синтезу спостерігачів швидкості обертання одержав широке використання метод MRAS (Model Reference Adaptive System) [5]. Цей метод заснований на другій теоремі Ляпунова о стійкості руху. Визначається аналітичний вигляд функції адаптації, яка забезпечує асимптотичну збіжність адаптивної моделі ротора до еталонної моделі статора. Для оцінки швидкості обертання ротора застосовують штучні нейронні мережі, алгоритми яких реалізують на цифрових сигнальних процесорах [6]. Деякі спостерігачі використовують рівняння руху електроприводу для визначення швидкості обертання ротора за умови сталості магнітного потоку АМ. Аналіз стійкості динамічних режимів виконується методом малих коливань [7].

#### Формулювання мети дослідження

У роботі ставиться задача синтезувати асимптотично стійкий розширений спостерігач швидкості обертання ротора, у якому функція адаптації розраховується як визначник векторного добутку векторів потокозчеплення ротора і неузгодженостей струмів статора з метою мінімізації можливості появи автоколивальних процесів.

#### Виклад основного матеріалу

Протікаючи в електричній машині електромагнітні процеси містять інформацію про необхідні механічні змінні, які можуть бути отримані шляхом виміру струмів і напруг статора, якщо відомі параметри схеми заміщення АМ.

Рівняння статорних і роторних кіл асинхронної машини в осях  $u, v$ , складені за другим законом Кірхгофа, мають наступний вигляд [8]:

$$\bar{U}_s = \bar{I}_s R_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_s; \quad \bar{U}_r = \bar{I}_r R_r + \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\Psi}_r. \quad (1)$$

Рівняння потокозчеплень наступні

$$\bar{\Psi}_s = \bar{I}_s L_s + \bar{I}_r L_m; \quad \bar{\Psi}_r = \bar{I}_s L_m + \bar{I}_r L_r. \quad (2)$$

Розкладемо рівняння (1) по ортогональним осям  $\alpha, \beta$  для АМ з короткозамкненим ротором

$$u_{s\alpha} = p\Psi_{s\alpha} + R_s I_{s\alpha}; \quad u_{s\beta} = p\Psi_{s\beta} + R_s I_{s\beta}. \quad (3)$$

$$0 = p\Psi_{r\alpha} + \omega\Psi_{r\beta} + R_r I_{r\alpha}; \quad 0 = p\Psi_{r\beta} - \omega\Psi_{r\alpha} + R_r I_{r\beta}, \quad (4)$$

де  $p = \frac{d}{dt}$  — оператор диференціювання.

Вирази потокозчеплень через струми (2) приймають вигляд

$$\Psi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + L_m I_{r\alpha}; \quad \Psi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + L_m I_{r\beta}. \quad (5)$$

$$\Psi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + L_m I_{s\alpha}; \quad \Psi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + L_m I_{s\beta}. \quad (6)$$

Із співвідношень (6) знаходимо складові вектора струму ротора

$$I_{r\alpha} = \frac{\Psi_{r\alpha} - L_m I_{s\alpha}}{L_r}; \quad I_{r\beta} = \frac{\Psi_{r\beta} - L_m I_{s\beta}}{L_r}. \quad (7)$$

Підставляємо вирази (7) у формули (5) і після перетворень одержимо

$$\Psi_{s\alpha} = \frac{L_m}{L_r} \Psi_{r\alpha} + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} I_{s\alpha}; \quad \Psi_{s\beta} = \frac{L_m}{L_r} \Psi_{r\beta} + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} I_{s\beta}. \quad (8)$$

Отримаємо рівняння АМ у вигляді структури  $(\bar{\Psi}_r, \bar{I}_s)$ , записаної в осях  $\alpha, \beta$ . Для цього спершу у вираз (4) підставимо значення струмів ротора (7) і після перетворень одержимо диференціальні рівняння потокозчеплень ротора

$$\begin{aligned} p \Psi_{r\alpha} &= -\frac{R_r}{L_r} \Psi_{r\alpha} - \omega \Psi_{r\beta} + R_r K_r I_{s\alpha}; \\ p \Psi_{r\beta} &= -\frac{R_r}{L_r} \Psi_{r\beta} + \omega \Psi_{r\alpha} + R_r K_r I_{s\beta}, \end{aligned} \quad (9)$$

де  $K_r = L_m/L_r$ .

Далі продиференціюємо вирази (8), після чого маємо

$$\begin{aligned} p \Psi_{s\alpha} &= K_r p \Psi_{r\alpha} + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} p I_{s\alpha}; \\ p \Psi_{s\beta} &= K_r p \Psi_{r\beta} + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} p I_{s\beta}. \end{aligned} \quad (10)$$

У рівняння (3) замість похідних від потокозчеплень статора підставимо вирази (10), що приводить до наступних формул

$$\begin{aligned} u_{s\alpha} &= R_s I_{s\alpha} + K_r p \Psi_{r\alpha} + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} p I_{s\alpha}; \\ u_{s\beta} &= R_s I_{s\beta} + K_r p \Psi_{r\beta} + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} p I_{s\beta}. \end{aligned} \quad (11)$$

У рівняння (11) замість похідних від проекцій вектора потокозчеплення ротора підставимо їх вирази (9). Після перетворень приходимо до наступних рівнянь для струмів

$$\begin{aligned} p I_{s\alpha} &= \frac{K_r R_r}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{r\alpha} - \frac{(R_s + K_r^2 R_r) L_r}{L_s L_r - L_m^2} I_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \omega \Psi_{r\beta} + \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} u_{s\alpha}; \\ p I_{s\beta} &= \frac{K_r R_r}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{r\beta} - \frac{(R_s + K_r^2 R_r) L_r}{L_s L_r - L_m^2} I_{s\beta} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \omega \Psi_{r\alpha} + \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} u_{s\beta}. \end{aligned} \quad (12)$$

Якщо об'єднати рівняння (9) і (12), то одержимо наступну систему рівнянь розімкнутого спостерігача

$$\begin{aligned} p \hat{I}_{s\alpha} &= \frac{K_r R_r}{L_s L_r - L_m^2} \hat{\Psi}_{r\alpha} - \frac{(R_s + K_r^2 R_r) L_r}{L_s L_r - L_m^2} \hat{I}_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \omega \hat{\Psi}_{r\beta} + \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} u_{s\alpha}; \\ p \hat{I}_{s\beta} &= \frac{K_r R_r}{L_s L_r - L_m^2} \hat{\Psi}_{r\beta} - \frac{(R_s + K_r^2 R_r) L_r}{L_s L_r - L_m^2} \hat{I}_{s\beta} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \omega \hat{\Psi}_{r\alpha} + \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} u_{s\beta}; \\ p \hat{\Psi}_{r\alpha} &= -\frac{R_r}{L_r} \hat{\Psi}_{r\alpha} + R_r K_r \hat{I}_{s\alpha} - \omega \hat{\Psi}_{r\beta}; \\ p \hat{\Psi}_{r\beta} &= -\frac{R_r}{L_r} \hat{\Psi}_{r\beta} + R_r K_r \hat{I}_{s\beta} + \omega \hat{\Psi}_{r\alpha}. \end{aligned} \quad (13)$$

Можна розглядати невідомими величинами потокозчеплення і швидкість обертання ротора при відомих струмах. Тоді рівняння (9) запишуться в такий спосіб

$$p \hat{\Psi}_{r\alpha} = -\frac{R_r}{L_r} \hat{\Psi}_{r\alpha} - \hat{\omega} \hat{\Psi}_{r\beta} + R_r K_r \hat{I}_{s\alpha}; \quad p \hat{\Psi}_{r\beta} = -\frac{R_r}{L_r} \hat{\Psi}_{r\beta} + \hat{\omega} \hat{\Psi}_{r\alpha} + R_r K_r \hat{I}_{s\beta}. \quad (14)$$

Однак величинами, кі спостерігаються, можна вважати струми, а швидкість приймати відомою. Тоді рівняння (14) запишуться так

$$p\widehat{\Psi}_{r\alpha} = -\frac{R_r}{L_r}\widehat{\Psi}_{r\alpha} - \omega\widehat{\Psi}_{r\beta} + R_r K_r \widehat{I}_{s\alpha}; \quad p\widehat{\Psi}_{r\beta} = -\frac{R_r}{L_r}\widehat{\Psi}_{r\beta} + \omega\widehat{\Psi}_{r\alpha} + R_r K_r \widehat{I}_{s\beta}. \quad (15)$$

Віднімемо почленно з рівнянь (15) рівняння (14) і одержимо

$$\begin{aligned} 0 &= -\omega\widehat{\Psi}_{r\beta} + R_r K_r \widehat{I}_{s\alpha} + \widehat{\omega}\widehat{\Psi}_{r\beta} - R_r K_r I_{s\alpha}; \\ 0 &= \omega\widehat{\Psi}_{r\alpha} + R_r K_r \widehat{I}_{s\beta} - \widehat{\omega}\widehat{\Psi}_{r\alpha} - R_r K_r I_{s\beta}. \end{aligned} \quad (16)$$

Систему (16) запишемо відносно відхилень струмів

$$-(\widehat{I}_{s\alpha} - I_{s\alpha}) = \frac{\widehat{\Psi}_{r\beta}}{R_r K_r}(\widehat{\omega} - \omega); \quad \widehat{I}_{s\beta} - I_{s\beta} = \frac{\widehat{\Psi}_{r\alpha}}{R_r K_r}(\widehat{\omega} - \omega). \quad (17)$$

З формули (17) випливає, що різниці струмів є величинами синусоїдальними, тому що у вирази входять проекції потокозчеплень ротора  $\widehat{\Psi}_{r\alpha}$  і  $\widehat{\Psi}_{r\beta}$ , які змінюються синусоїдально.

Помножимо кожне рівняння (17) на відповідну проекцію потокозчеплення ротора і підсумуємо їх

$$\frac{\widehat{\Psi}_{r\alpha}^2}{R_r K_r}(\widehat{\omega} - \omega) + \frac{\widehat{\Psi}_{r\beta}^2}{R_r K_r}(\widehat{\omega} - \omega) = \widehat{\Psi}_{r\alpha}(\widehat{I}_{s\beta} - I_{s\beta}) - \widehat{\Psi}_{r\beta}(\widehat{I}_{s\alpha} - I_{s\alpha}). \quad (18)$$

Тоді помилка визначення швидкості дорівнює

$$\Delta\omega = \widehat{\omega} - \omega = \lambda \left[ \widehat{\Psi}_{r\alpha}(\widehat{I}_{s\beta} - I_{s\beta}) - \widehat{\Psi}_{r\beta}(\widehat{I}_{s\alpha} - I_{s\alpha}) \right], \quad (19)$$

де  $\lambda = \frac{R_r K_r}{\widehat{\Psi}_{r\alpha}^2 + \widehat{\Psi}_{r\beta}^2} = \frac{R_r K_r}{\Psi_r^2} = const$  тому що модуль вектора потокозчеплення ротора є величиною постійною.

Таким чином, у виразі (19) одержали різницю швидкостей реальної і тієї, яка спостерігається, виражену через помилки оцінювання струмів статора. Як би не змінювалися змінні в правій частині (19), вона завжди дорівнює через множник  $\lambda$  різниці обчисленої швидкості і реальної  $\Delta\omega = \widehat{\omega} - \omega$ . Якщо завести цю різницю на ПІ - регулятор, можна ідентифікувати швидкість обертання ротора  $\widehat{\omega}$ , наближаючи помилку її спостереження до нуля.

Тоді одержуємо закон адаптації

$$\widehat{\omega} = \omega = \left( K_p + \frac{K_i}{p} \right) \left[ \widehat{\Psi}_{r\alpha}(\widehat{I}_{s\beta} - I_{s\beta}) - \widehat{\Psi}_{r\beta}(\widehat{I}_{s\alpha} - I_{s\alpha}) \right]. \quad (20)$$

Доповнюємо закон адаптації (20) рівняннями потокозчеплень і струмів (13) і одержуємо систему рівнянь спостерігача

$$\begin{aligned} p\widehat{I}_{s\alpha} &= -a_{11}\widehat{I}_{s\alpha} + a_{13}\widehat{\Psi}_{r\alpha} + a_{14}\widehat{\omega}\widehat{\Psi}_{r\beta} + b_{11}u_{s\alpha}; \\ p\widehat{I}_{s\beta} &= -a_{22}\widehat{I}_{s\beta} - a_{23}\widehat{\omega}\widehat{\Psi}_{r\alpha} + a_{24}\widehat{\Psi}_{r\beta} + b_{22}u_{s\beta}; \\ p\widehat{\Psi}_{r\alpha} &= a_{31}\widehat{I}_{s\alpha} - a_{33}\widehat{\Psi}_{r\alpha} - \widehat{\omega}\widehat{\Psi}_{r\beta}; \\ p\widehat{\Psi}_{r\beta} &= a_{42}\widehat{I}_{s\beta} + \widehat{\omega}\widehat{\Psi}_{r\alpha} - a_{44}\widehat{\Psi}_{r\beta}; \end{aligned} \quad (21)$$

$$\widehat{\omega} = \left( K_p + \frac{K_i}{p} \right) \left[ \widehat{\Psi}_{r\alpha}(\widehat{I}_{s\beta} - I_{s\beta}) - \widehat{\Psi}_{r\beta}(\widehat{I}_{s\alpha} - I_{s\alpha}) \right].$$

У рівняннях (21) значення коефіцієнтів наступні:

$$\begin{aligned} a_{11} = a_{22} &= \frac{(R_s + K_r^2 R_r)L_r}{L_s L_r - L_m^2}; \quad a_{13} = a_{24} = \frac{K_r R_r}{L_s L_r - L_m^2}; \quad a_{23} = a_{14} = \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2}; \\ a_{31} = a_{42} &= K_r R_r; \quad a_{33} = a_{44} = R_r / L_r; \quad b_{11} = b_{22} = \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2}. \end{aligned} \quad (22)$$

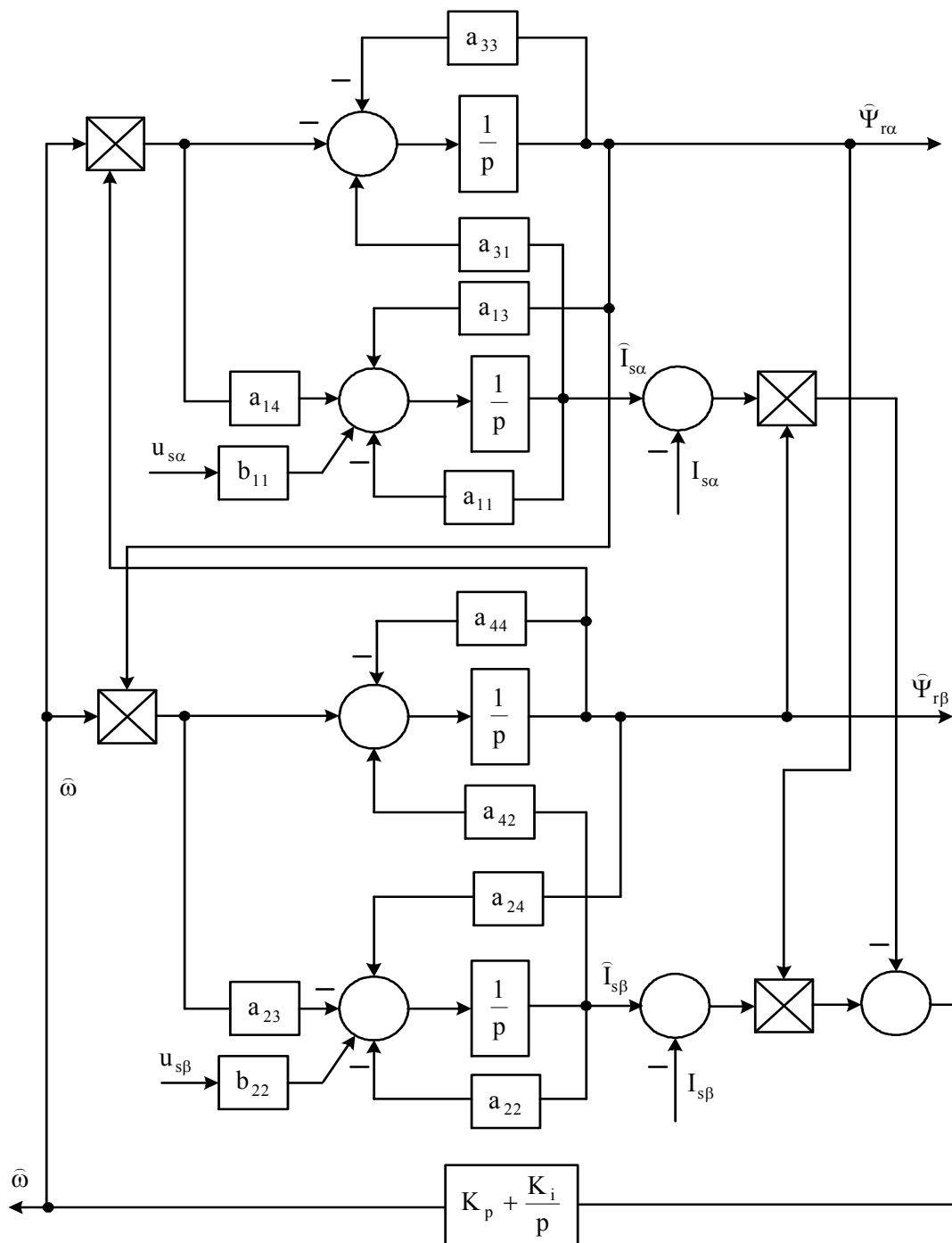


Рис. 1. Структурна схема спостерігача швидкості обертання і потокозчеплення ротора асинхронного короткозамкнутого двигуна

Структурна схема спостерігача, яка відповідає системі рівнянь (21), показана на рис. 1. Сигнали спостерігача оцінки швидкості  $\hat{\omega}$ , проєкцій вектора потокозчеплення ротора  $\hat{\Psi}_{r\alpha}$ ,  $\hat{\Psi}_{r\beta}$  на осі  $\alpha, \beta$  використовуються в системі векторного керування електроприводом. У середовищі Matlab створена математична модель асинхронного електропривода з векторною системою керування і синтезованим спостерігачем швидкості обертання і потокозчеплення ротора.

Перехідні процеси розраховані для двигуна з наступними даними:  $P_n = 5,5 \text{ кВт}$ ;  $U_n = 380 \text{ В}$ ;  $N = 3$  [9].

У системах векторного керування зі стабілізацією потокозчеплення, як правило, спершу здійснюють збудження двигуна при нерухомому роторі, потім проводиться пуск до заданої швидкості з навантаженням або момент навантаження прикладається після розгону, як зображено на рис. 2а). Рис. 2б) ілюструє процес ідентифікації при переході з підвищеної швидкості обертання на понижену.

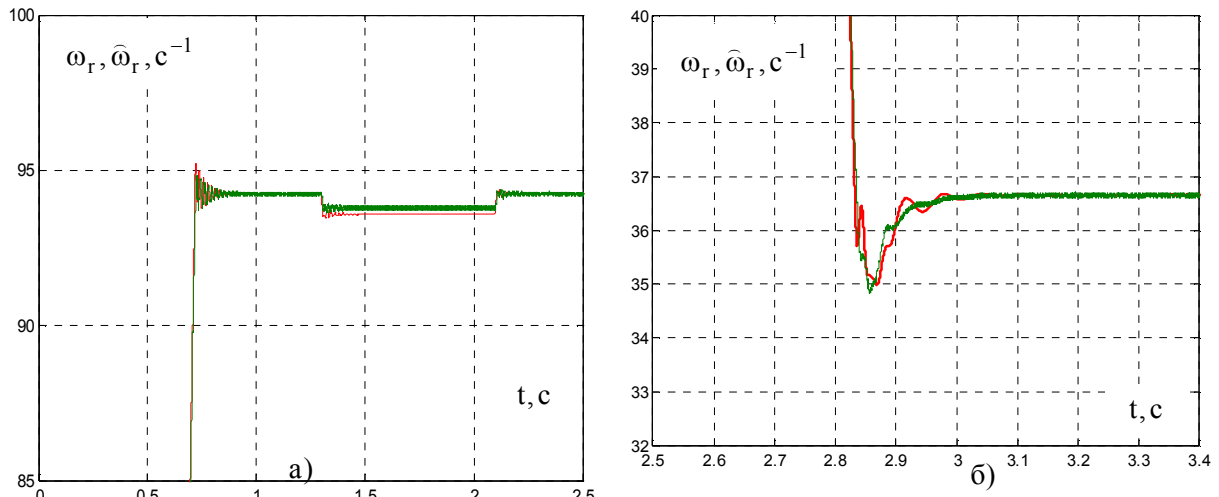


Рис. 2. Графіки швидкості обертання ротора двигуна (червона лінія) і сигналу спостерігача цієї швидкості (зелена лінія): а) при пуску двигуна і зміні моменту опору на його валу; б) при гальмуванні до пониженої швидкості обертання

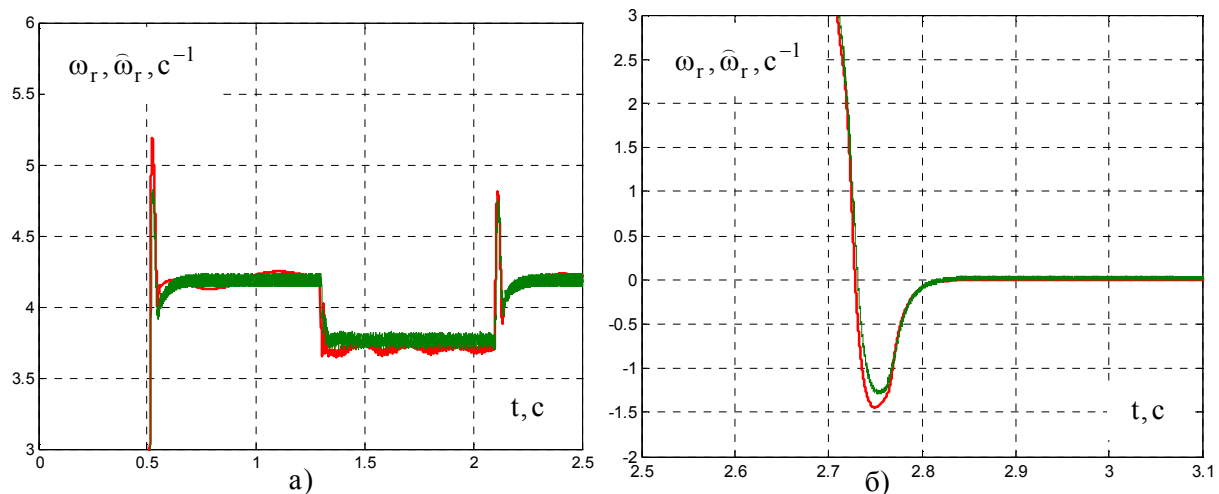


Рис. 3. Графіки швидкості обертання ротора двигуна (червона лінія) і сигналу спостерігача цієї швидкості (зелена лінія): а) на пониженої швидкості обертання; б) при гальмуванні електропривода

Після збудження двигуна регулювання швидкості протікає при постійному модулі вектора потокозчеплення ротора. Властивості синтезованого спостерігача дозволяють при замиканні через нього сигналу зворотного зв'язку за швидкістю реалізувати її якісне регулювання на понижених частотах обертання ротора (рис. 3а, 3б). Для режиму зниженої швидкості представлена стабілізація на заданому рівні, накид і зняття навантаження з подальшим гальмуванням до повної зупинки. По графіках можна визначити якість спостереження швидкості при за-

миканні зворотного зв'язку за швидкістю у векторній системі керування по сигналу спостерігача (21). Спостерігач якісно відпрацьовує швидкість ротора оскільки, як видно з перехідних процесів, швидкість  $\omega_r$  і оцінка швидкості  $\hat{\omega}_r$  практично збігаються на всьому протязі перехідних режимів. На графіках рис. 2, 3 помітні незначні відхилення оцінки швидкості від її дійсного значення при переходах від динаміки до статичної і навпаки.

Замикання зворотного зв'язку через сигнал спостерігача незначно підвищує коливальність системи. У регуляторі швидкості є інтегральна складова, тому статичної помилки регулювання швидкості не повинне бути при нахилі навантаження. Так це і є, коли використовується зворотний зв'язок через датчик швидкості. Однак коли зворотний зв'язок замикається через спостерігач швидкості, то виникає статична помилка регулювання швидкості. Статична помилка регулювання швидкості і незначна розбіжність між швидкістю та її оцінкою при навантаженні двигуна обумовлені тим, що в моделі спостерігача не враховувалося рівняння руху електроприводу. Врахування рівняння руху потребує точного визначення моменту інерції обертових частин електроприводу та ідентифікації моменту статичного навантаження, що представляє складну задачу, яка не має точного розв'язання. Тому спостерігач побудований з використанням рівнянь електромагнітних процесів асинхронної машини. Незначна помилка оцінки швидкості при навантаженні асинхронного двигуна обумовлюється тим, що у розробленого спостерігача відбувається незначний фазовий зсув між реальними потокозчепленнями асинхронної машини та їх оцінками  $\hat{\Psi}_{r\alpha}$ ,  $\hat{\Psi}_{r\beta}$  при прикладанні моменту навантаження до валу АМ. Таким чином, спостерігач швидкості (21) обумовлює існування в системі регулювання незначного статизму за швидкістю незважаючи на інтегральну складову в регуляторі швидкості.

#### **Висновки та перспективи подальших досліджень**

Дослідження векторної полеорієнтованої системи керування АМ в динамічних режимах з синтезованим спостерігачем швидкості підтверджує його асимптотичну стійкість. Доведена стійкість всього контуру керування при замиканні зворотного зв'язку за швидкістю обертання ротора через спостерігач і фіксується висока точність ідентифікації швидкості. Спостерігач швидкості з функцією адаптації, сформованою як векторний добуток вектора потокозчеплення ротора і вектора неузгодженостей струмів статора і їх оцінок по ортогональних осях  $\alpha, \beta$ , має більший запас стійкості, чим спостерігач, що використовує тільки проекції потокозчеплень. Як наслідок зазначеної властивості спостерігача, дослідження запропонованої системи керування не виявили в ній автоколивальних процесів у різних режимах роботи.

#### **Список використаної літератури**

1. Панкратов В.В., Котин Д.А. Синтез адаптивных алгоритмов вычисления скорости асинхронного электропривода на основе второго метода Ляпунова. «*Электричество*» 2007, № 8, с. 48 – 53.
2. Калачев Ю.Н. Наблюдатели состояния в векторном электроприводе. М. Самиздат, 2015. 80 с.
3. Ключев О.В., Колесник Д.А. Наблюдатель скорости в асинхронном электроприводе с частотным управлением. /*Sciences of Europe, Praha, 2021. Vol. 1, No 80. p.p. 38–44, doi:10.24412/3162-2364-2021-80-1-38-44*
4. Виноградов А., Сибирцев А., Журавлёв С. Бездатчиковый электропривод подъёмно-транспортных механизмов. *Силовая Электроника*, №1, 2007, С. 46–53.
5. Karlovsky P. Lettl J. Application of MRAS algorithm to replace the speed sensor in induction motor drive system. *Procedia Engineering*, V. 192, 2017. P. 421–426, doi:10.1016/j.proeng.2017.06.073
6. Oguz Y., Dede M. Speed estimation of vector controlled squirrel cage asynchronous motor with artificial neural networks. - *Energy Conversion and Management*, V. 54, Issue 1, 2011, P. 675–686. doi:10.1016/j.enconman.2010.07.046
7. Montanari M., Peresada S. Tilli A. Speed-sensorless indirect field-oriented control for induction motors based on high gain speed estimation. *Automatica*, V. 41, Issue 10, 2006, P. 1637–1650. doi:10.1016/j.automatica.2006.05.021

8. Ключев О.В., Садовой О.В., Сохина Ю.В. Системы керування асинхронними вентилями каскадами. Кам'янське: ДДТУ, 2018. 294 с.
9. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин. М.: Энергоиздат, 1982. 504 с.

## **OBSERVER OF SPEED AND FLUX LINKAGE IN THE SYSTEM OF VECTOR CONTROL OF ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE**

**Klyuyev O., Sadovoi A., Sokhina Y.**

### **Abstract**

The use of physical sensors in electric drive control systems requires taking into account their additional dynamics in the model of the control object, which can cause problems with the synthesis of regulators due to an excessive increase in the order of the control object model. The use of observers makes it possible to recover state variables that are not available for direct measurement and to exclude additional sensors, which contributes to the improvement of operational and cost indicators of control systems. The structure of the observer in asynchronous electric drives must contain such an adaptation function that ensures the asymptotic convergence of the observer to the reference model, which is a real object of control.

The article presents a synthesis of the speed observer and flux linkage of the rotor of an asynchronous machine in a sensorless field-oriented control system. Equations of electromagnetic processes in an asynchronous machine, formulas of coordinate converters and equations of a PI controller are used as the initial mathematical model. By transforming the differential equations of the asynchronous machine, the structure of the adaptation function is determined, which adjusts the observer model in such a way that the deviations of the stator currents from their calculated values go to zero. In this way, the adaptation function, which uses the vector product of the rotor flux linkage vectors and the stator current, ensures the stability of the movement of the speed identifier.

In the proposed observer of the speed of an asynchronous machine, which uses stator currents to ensure the asymptotic stability of the observer, in the process of research on mathematical models, self-oscillations of the speed estimate were not found, in contrast to the well-known observer, which uses deviations of the flux links. It is possible to avoid self-oscillations not only by selecting the gain factors of the PI controller, but also due to the fact that there are no integrators not covered by negative feedback in the structure of the observer's electromagnetic circuits.

### **References**

- [1] Pankratov V.V. & Kotin D.A. (2007) «*Sintez adaptivnykh algoritmov vychisleniya skorosti asinhronnogo elektroprivoda na osnove vtorogo metoda Lyapunova*» [*Synthesis of adaptive algorithms for calculating the speed of an asynchronous electric drive based on the second Lyapunov method*]. *Elektrichestvo*, № 8, p. 48–53. [in Russian].
- [2] Kalachev YU. N. (2015) *Nablyudateli sostoyaniya v vektornom elektroprivode*. [*State observers in vector electric drive*]. Moscow. Samizdat, 2015. 80 p. [in Russian].
- [3] Klyuev O.V. & Kolesnik D.A. (2021) «*Nablyudatel skorosti v asinhronnom elektroprivode s chasotnym upravleniem*» [*Speed observer in an induction drive with frequency control*]. *Sciences of Europe*, Praha, 2021. Vol. 1, No 80. pp. 38–44, doi:10.24412/3162-2364-2021-80-1-38-44. [in Russian].
- [4] Vinogradov A. & Sibircev A. & Zhuravlyov S. (2007) «*Bezdatichkovyy elektroprivod podyomno-transportnykh mekhanizmov*» [*Sensorless electric drive of lifting and transport mechanisms*]. *Silovaya Elektronika*, №1, p. 46–53, [in Russian].
- [5] Karlovsky P. & Lettl J. (2017) *Application of MRAS algorithm to replace the speed sensor in induction motor drive system*. *Procedia Engineering*, V. 192, Pages. 421–426, DOI:10.1016/j.proeng.2017.06.073



- [6] Oguz Y. & Dede M. (2011) *Speed estimation of vector controlled squirrel cage asynchronous motor with artificial neural networks*. Energy Conversion and Management, V. 54, Issue 1, Pages 675–686. DOI:10.1016/j.enconman.2010.07.046
- [7] Montanari M. & Peresada S. & Tilli A. (2006) *Speed-sensorless indirect field-oriented control for induction motors based on high gain speed estimation*. Automatica, V. 41, Issue 10, Pages. 1637–1650. DOI:10.1016/j.automatica.2006.05.021
- [8] Klyuyev O.V. & Sadovoi O.V. & Sokhina Yu.V. (2018) *Systemy keruvannia asynkhronnymy ventylnymy kaskadamy*. [Control systems of asynchronous valve cascades]. Kam'ianske: DDTU, 2018. 294 p. [in Ukrainian].
- [9] *Asinhronnye dvigateli serii 4A: Spravochnik* (1982). [Asynchronous motors series 4A: Handbook], A.E. Kravchik, M.M. SHlaf, V.I. Afonin. Moscov. Energoizdat, 1982. 504 p. [in Russian].