

СИНТЕЗ СПОСТЕРІГАЧА ШВИДКОСТІ РОТОРА В СКЛАДІ ВЕКТОРНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ МАШИНОЮ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ

Клюєв О.В.канд. техн. наук, доцент, Дніпровський державний технічний університет,
м. Кам'янське, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4542-3317>, e-mail: kluev2006@ukr.net

У статті використано відомі рівняння спостерігача швидкості машини подвійного живлення (МПЖ), складені при керуванні за ротором за аналогією з адаптивним спостерігачем швидкості з еталонною моделлю для асинхронних машин (АМ) з керуванням за статором. Для розв'язання задачі параметричного синтезу спостерігача швидкості МПЖ запропоновано оригінальну методику, що базується на аналізі стійкості лінеаризованої моделі спостерігача за її характеристичним рівнянням. Усі аналітичні викладки перевірено методом математичного моделювання динамічних режимів бездатчикової релейно-векторної системи керування МПЖ.

Ключові слова: машина подвійного живлення, еталонна модель, вектор потокозчеплення статора, алгоритм адаптації, характеристичне рівняння, критерій стійкості, параметри регулятора.

Постановка проблеми

Замкнуті системи векторного керування асинхронними машинами потребують установки датчика швидкості на валу, що не завжди реалізується на практиці. Для вирішення цієї проблеми використовуються бездатчикові алгоритми, які виключають механічні датчики, спираючись винятково на виміри електричних величин. Для ефективного полеорієнтованого керування асинхронною машиною за ротором необхідно точно ідентифікувати опорний вектор потокозчеплення, а також кут повороту і швидкість ротора. Отже, бездатчикові методи керування АМ будуються на математичних моделях і дозволяють одночасно оцінювати частоту обертання ротора і визначати положення опорного вектора потокозчеплення, що є ключовим для векторного керування.

У системах векторного керування машини подвійного живлення (МПЖ) разом з визначенням швидкості обертання ротора та кутового положення вектора потокозчеплення статора, необхідно встановлювати й кутове положення ротора відносно статора. В [1] наведено метод обчислення гармонічних функцій кута повороту ротора та його кутової швидкості. Згідно з підходом, описаним у [2], для визначення швидкості потрібне диференціювання струмів, що в системах з релейним керуванням є окремим складним завданням. Для обчислення кутової швидкості ротора можна застосовувати спостерігачі, ґрунтуючись на порівнянні векторів потокозчеплень [1]. Кут повороту ротора не потрібно визначати в асинхронних електроприводах (ЕП) з векторним керуванням за статором. У статті [1] представлено спостерігач для обчислення швидкості та ідентифікатор кута повороту ротора для побудови бездатчикового асинхронного ЕП з векторним керуванням за ротором. Однак у зазначеній роботі здійснено структурний синтез спостерігача механічних координат МПЖ, але не наводиться розрахункова методика або рекомендації з вибору параметрів ПІ-регулятора в складі спостерігача. Вони підбиралися в процесі багаторазового розрахунку математичної моделі замкнутої системи керування, виходячи з необхідних показників якості регулювання швидкості ротора

МПЖ. Від вибору числових значень цих параметрів залежить точність і швидкодія спостерігача швидкості, що обумовлює актуальність розробки методики визначення параметрів спостерігача швидкості МПЖ.

Аналіз останніх досліджень та публікацій

Для синтезу спостерігачів швидкості широко застосовується метод MRAS (Model Reference Adaptive System) [3], у якому, використовуючи другий метод Ляпунова, формують функцію адаптації, що забезпечує асимптотичне наближення адаптивної моделі до еталонної. Швидкість також можна визначати шляхом обчислення динамічного моменту на валу ротора асинхронного двигуна за умови постійності магнітного потоку та аналізу стійкості загальної динаміки із застосуванням методу сингулярних збурень [4]. У статті [5] за принципом MRAS побудований спостерігач швидкості синхронного двигуна з постійними магнітами, модель якого записана в осях d, q , а функція адаптації сформована через проекції вектора струму статора. Закон адаптації розроблений на основі теорії стійкості Попова. Недоліком методу можна вважати те, що оцінка кута повороту ротора одержана інтегруванням оцінки швидкості ротора, що, у свою чергу, вводить у систему керування нейтральну ланку і зменшує її запас стійкості. Також нічого не сказано про те, які приймають числові значення параметрів ПІ-регулятора спостерігача швидкості. У [6] для вентиляного двигуна синтезовано спостерігач швидкості з еталонною моделлю, у якому функція адаптації представляє векторний добуток вектора потокозчеплення ротора і вектора похибки оцінювання струму статора. Доводиться, що така функція адаптації краща у порівнянні з використанням тільки струму статора. Стійкість запропонованого алгоритму перевіряється за допомогою теорії стійкості Ляпунова. У [7] адаптивна модель наближається до еталонної за допомогою ковзного режиму, що реалізується сигмоїдальною функцією, де як аргумент використовується значення функції адаптації спостерігача, що реалізується як векторний добуток вимірюваного й обчисленого векторів струму статора. Використання натомість інтегруючої ланки регулятора, що працює в

ковзному режимі, додає спостерігачу властивість робастності до параметричних і координатних збурень. У [8] для автономного асинхронного генератора з подвійним живленням розглянуто MRAS спостерігач швидкості з функцією адаптації, сформованою на основі вектора потокозчеплення статора. Вивчено чутливість спостерігача до зміни параметрів асинхронної машини і навантаження на її валу. У статті відсутні рекомендації з вибору числових значень коефіцієнтів підсилення складових ПІ-регулятора у спостерігачі швидкості. У [9] обґрунтовується, що спостерігач швидкості, заснований на вимірі реактивної потужності для асинхронного генератора з подвійним виходом, може працювати за швидкостей, вищих за синхронну, коли відбувається рекуперація активної потужності з роторного і статорного кіл одночасно. У [10] розроблено систему керування для одночасної оцінки активного опору і кутової швидкості обертання ротора АМ. Використовуються два адаптивних спостерігачі, у яких для визначення числових значень коефіцієнтів підсилення регуляторів використовується нечітка логіка. У [11] швидкість АМ оцінюється за допомогою системи адаптації моделі до еталонного зразка (MRAS). Основний результат статті полягає в тому, що доводиться працездатність спостерігача швидкості при дії на вал АМ сили тертя, що змінюється за складною нелінійною залежністю від кутової швидкості. В алгоритмі адаптації спостерігача швидкості на зміну ПІ-регулятора може використовуватися контролер на основі нейронної мережі [12], що поліпшує динаміку спостерігача при низьких швидкостях ротора.

Мета статті

Метою даної роботи є параметричний синтез адаптивного спостерігача швидкості з еталонною моделлю для бездатчикової релейно-векторної системи керування МПЖ, з одержанням аналітичних співвідношень між параметрами алгоритму адаптації, які уможливають визначення їх числових значень з умов стійкості спостерігач.

Виклад основного матеріалу

У статті [1] запропоновано методику структурного синтезу спостерігача швидкості ротора машини подвійного живлення, викладену за аналогією з відомою методикою синтезу спостерігача швидкості з еталонною моделлю для асинхронної машини із короткозамкненим ротором та керуванням по статору. Структура алгоритму адаптації визначається на основі умов другої теореми Ляпунова про стійкість руху. За результатами статті [1] можливо записати рівняння динаміки спостерігача швидкості. Рівняння еталонної моделі ротора, засновані на інтегруванні ЕРС обмоток ротора, приведено до ортогональних осей d, q [1]:

$$\dot{\Psi}_{sd}^R = \frac{1}{k_s} \int (U_{rd} - R_r I_{rd}) dt - \frac{\Delta}{L_m} I_{rd};$$

$$\dot{\Psi}_{sq}^R = \frac{1}{k_s} \int (U_{rq} - R_r I_{rq}) dt - \frac{\Delta}{L_m} I_{rq}, \quad (1)$$

де $\Delta = L_s L_r - L_m^2$.

Рівняння адаптивної моделі статора [1]:

$$\begin{aligned} p\hat{\Psi}_{sd}^S &= -\frac{1}{T_s} \hat{\Psi}_{sd}^S + \hat{\omega} \hat{\Psi}_{sq}^S + k_s R_s I_{rd} + U_{sd}; \\ p\hat{\Psi}_{sq}^S &= -\frac{1}{T_s} \hat{\Psi}_{sq}^S - \hat{\omega} \hat{\Psi}_{sd}^S + k_s R_s I_{rq} + U_{sq}. \end{aligned} \quad (2)$$

Базовий алгоритм адаптації наступний [1]:

$$\begin{aligned} \hat{\omega} &= \lambda \int (\hat{\Psi}_{sq}^S \hat{\Psi}_{sd}^R - \hat{\Psi}_{sd}^S \hat{\Psi}_{sq}^R) dt = \lambda \int \begin{vmatrix} \hat{\Psi}_{sq}^S & \hat{\Psi}_{sd}^S \\ \hat{\Psi}_{sq}^R & \hat{\Psi}_{sd}^R \end{vmatrix} dt = \\ &= -\lambda \int (\hat{\Psi}_s^S \times \hat{\Psi}_s^R) dt. \end{aligned} \quad (3)$$

Об'єднаємо в одну систему рівняння (2) і (3), записані у формі Коші:

$$\begin{aligned} p\hat{\Psi}_{sd}^S &= -\frac{1}{T_s} \hat{\Psi}_{sd}^S + \hat{\omega} \hat{\Psi}_{sq}^S + k_s R_s I_{rd} + U_{sd}; \\ p\hat{\Psi}_{sq}^S &= -\frac{1}{T_s} \hat{\Psi}_{sq}^S - \hat{\omega} \hat{\Psi}_{sd}^S + k_s R_s I_{rq} + U_{sq}; \\ p\hat{\omega} &= \lambda \hat{\Psi}_{sq}^S \hat{\Psi}_{sd}^R - \lambda \hat{\Psi}_{sd}^S \hat{\Psi}_{sq}^R. \end{aligned} \quad (4)$$

Якщо прийняти, що адаптивна модель статора (2) асимптотично стійка та у своїй динаміці прямує до траєкторій еталонної моделі ротора (1), то можна записати:

$$\hat{\Psi}_{sd\infty}^S = \hat{\Psi}_{sd}^R; \hat{\Psi}_{sq\infty}^S = \hat{\Psi}_{sq}^R; \hat{\omega}_\infty = \omega. \quad (5)$$

На підставі (4) з урахуванням (5) запишемо систему рівнянь першого наближення

$$p \begin{pmatrix} \Delta \hat{\Psi}_{sd}^S \\ \Delta \hat{\Psi}_{sq}^S \\ \Delta \hat{\omega} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1/T_s & \omega & \hat{\Psi}_{sq}^R \\ -\omega & -1/T_s & -\hat{\Psi}_{sd}^R \\ -\lambda \hat{\Psi}_{sq}^R & \lambda \hat{\Psi}_{sd}^R & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta \hat{\Psi}_{sd}^S \\ \Delta \hat{\Psi}_{sq}^S \\ \Delta \hat{\omega} \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Для виявлення властивостей параметра λ здійснимо аналіз стійкості системи (6), для чого запишемо її характеристичне рівняння

$$|A - pE| = \begin{vmatrix} -1/T_s - p & \omega & \hat{\Psi}_{sq}^R \\ -\omega & -1/T_s - p & -\hat{\Psi}_{sd}^R \\ -\lambda \hat{\Psi}_{sq}^R & \lambda \hat{\Psi}_{sd}^R & -p \end{vmatrix} = 0. \quad (7)$$

Розкриємо визначник з урахуванням співвідношення $(\hat{\Psi}_{sd}^R)^2 + (\hat{\Psi}_{sq}^R)^2 = \Psi_s^2$. Тоді одержимо

$$p^3 + \frac{2}{T_s} p^2 + \left(\frac{1}{T_s^2} + \omega^2 + \lambda \Psi_s^2 \right) p + \frac{\lambda}{T_s} \Psi_s^2 = 0. \quad (8)$$

Границя стійкості досягається за негативного значення λ , що впливає з критерію стійкості Гурвіца. При цьому для стійкості системи (6), виходячи з рівняння (8), потрібне виконання нерівності $\lambda > 0$, що впливає з необхідних умов стійкості. Ця нерівність є єдиним обмеженням для параметру λ . З аналізу

коренів рівняння (8) впливає, що при $\lambda \rightarrow \infty$ дійсний негативний корінь прямує до граничного значення

$$p_1 = -\lim_{\lambda \rightarrow \infty} \frac{a_0}{a_1} = -\lim_{\lambda \rightarrow \infty} \frac{\lambda \Psi_s^2 / T_s}{1/T_s^2 + \omega^2 + \lambda \Psi_s^2} = -\frac{1}{T_s}. \quad (9)$$

Саме цей корінь визначає запас стійкості системи (6), оскільки два інших корені комплексно спряжені з негативними дійсними частинами і за модулем прямують до нескінченності.

Для підвищення швидкодії у складі спостерігача швидкості використовують ПІ-регулятор. Тоді, з урахуванням пропорційної складової, система (4) запишеться так:

$$\begin{aligned} p\hat{\Psi}_{sd}^s &= -\frac{1}{T_s}\hat{\Psi}_{sd}^s + \hat{\omega}\hat{\Psi}_{sq}^s + k_s R_s I_{rd} + U_{sd}; \\ p\hat{\Psi}_{sq}^s &= -\frac{1}{T_s}\hat{\Psi}_{sq}^s - \hat{\omega}\hat{\Psi}_{sd}^s + k_s R_s I_{rq} + U_{sq}; \\ p\hat{\omega} &= \tau \left(\hat{\Psi}_{sq}^s \hat{\Psi}_{sd}^R - \hat{\Psi}_{sd}^s \hat{\Psi}_{sq}^R \right) + \lambda \left(\hat{\Psi}_{sq}^s \hat{\Psi}_{sd}^R - \hat{\Psi}_{sd}^s \hat{\Psi}_{sq}^R \right). \end{aligned} \quad (10)$$

Розглянемо похідну від векторного добутку векторів

$$\begin{aligned} p \left(\hat{\Psi}_{sq}^s \hat{\Psi}_{sd}^R - \hat{\Psi}_{sd}^s \hat{\Psi}_{sq}^R \right) &= p \left[\vec{\Psi}_s^s \times \vec{\Psi}_s^R \right] = p \left(\left| \vec{\Psi}_s^R \right| \cdot \left| \vec{\Psi}_s^s \right| \sin \phi \right) = \\ &= \left| \vec{\Psi}_s^R \right| \cdot \left| \vec{\Psi}_s^s \right| \cos \phi = \vec{\Psi}_s^R \cdot \vec{\Psi}_s^s. \end{aligned} \quad (11)$$

Скалярний добуток векторів через проекції запишеться так

$$\vec{\Psi}_s^R \cdot \vec{\Psi}_s^s = \hat{\Psi}_{sd}^R \hat{\Psi}_{sd}^s + \hat{\Psi}_{sq}^R \hat{\Psi}_{sq}^s. \quad (12)$$

Система рівнянь (10) у відхиленнях приймає вигляд

$$p \begin{pmatrix} \Delta \hat{\Psi}_{sd}^s \\ \Delta \hat{\Psi}_{sq}^s \\ \Delta \hat{\omega} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1/T_s & \omega & \hat{\Psi}_{sq}^R \\ -\omega & -1/T_s & -\hat{\Psi}_{sd}^R \\ \tau \hat{\Psi}_{sd}^R - \lambda \hat{\Psi}_{sq}^R & \tau \hat{\Psi}_{sq}^R + \lambda \hat{\Psi}_{sd}^R & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta \hat{\Psi}_{sd}^s \\ \Delta \hat{\Psi}_{sq}^s \\ \Delta \hat{\omega} \end{pmatrix} \quad (13)$$

Для виявлення обмежень, що накладаються на параметр τ , запишемо характеристичне рівняння системи (13):

$$|A - pE| = \begin{vmatrix} -1/T_s - p & \omega & \hat{\Psi}_{sq}^R \\ -\omega & -1/T_s - p & -\hat{\Psi}_{sd}^R \\ \tau \hat{\Psi}_{sd}^R - \lambda \hat{\Psi}_{sq}^R & \tau \hat{\Psi}_{sq}^R + \lambda \hat{\Psi}_{sd}^R & -p \end{vmatrix} = 0. \quad (14)$$

Після розкриття визначника і перетворень будемо мати

$$p^3 + \frac{2}{T_s} p^2 + \left(\frac{1}{T_s^2} + \omega^2 + \lambda \Psi_s^2 \right) p + \frac{\lambda}{T_s} \Psi_s^2 + \tau \omega \Psi_s^2 = 0. \quad (15)$$

З критерію стійкості Гурвіца для рівняння третього порядку впливає умова $a_2 a_1 - a_0 a_3 > 0$, яка для рівняння (15) приймає вигляд

$$\tau < \frac{2}{T_s^3 \Psi_s^2 \omega} + \frac{2\omega}{T_s \Psi_s^2} + \frac{\lambda}{T_s \omega}. \quad (16)$$

Зі співвідношення (16) випливає, що в площині параметрів (λ, τ) межа стійкості являє собою зростаючу пряму лінію, нижче якої спостерігач швидкості буде стійким. Розташування межі стійкості залежить від швидкості. Перший доданок у правій частині (16) нехтовно малий порівняно з іншими доданками. Якщо продиференціювати праву частину (16) за швидкістю без урахування першого доданка і прирівняти отриманий вираз до нуля, то з цього рівняння одержимо вираз

$$\lambda = \sqrt{2} \omega / \Psi_s. \quad (17)$$

При значеннях λ , які перевищують значення, розраховані за формулою (17), зі збільшення швидкості кожна наступна пряма границі стійкості буде розташовуватися нижче попередньої в площині параметрів (λ, τ) . У моделях спостерігача швидкості значення λ приймаються істотно більшими, ніж величина, знайдена за формулою (17). Тому для практично застосовуваних значень λ у правій частині (16) переважний вплив має останній доданок. Тоді умову границі стійкості без істотної похибки можна спростити до наступної нерівності

$$\tau < \frac{\lambda}{T_s \omega}. \quad (18)$$

Знаходилися корені рівняння (8) для різних значень параметра λ при фіксованих величинах кутової швидкості ротора 10, 50, 100 і 150 рад/с. На рисунку 1 показано залежності дійсних частин коренів рівняння (8) від параметра λ , де червона крива побудована за швидкості ротора 10 рад/с, а синя – за швидкості 150 рад/с. На діаграмі А) представлено дійсний корінь, а на діаграмі Б) – дійсні частини двох комплексно-спряжених коренів. Якщо $\lambda = 0$, то $p_1 = 0$ та $\text{Re}(p_{2,3}) = -1/T_s$. Якщо $\lambda \rightarrow \infty$, то $p_1 \rightarrow -1/T_s$ та $\text{Re}(p_{2,3}) \rightarrow -0,5/T_s$. Таким чином, при $\lambda > 0$ корінь p_1 монотонно спадає, лежить у смузі $-1/T_s < p_1 < 0$ і має горизонтальну асимптоту $p_1 = -1/T_s$. Дійсні частини комплексно-спряжених коренів монотонно зростають, лежать у смузі $-1/T_s < \text{Re}(p_{2,3}) < -0,5/T_s$ і мають горизонтальну асимптоту $\text{Re}(p_{2,3}) = -0,5/T_s$.

Щоб дійсний корінь p_1 вийшов із області малих значень, параметр λ повинен бути не меншим ніж $\lambda_{\min} = 2 \cdot 10^4$, що впливає з розгляду синього графіка на рис.1, А). Тоді, як впливає зі співвідношення (18), пропорційна складова повинна бути не меншою ніж $\tau_{\min} = 100$. Зазначено нижні межі параметрів ПІ-регулятора спостерігача швидкості, за яких буде задовільним процес відстеження швидкості ротора. У

практиці моделювання, для підвищення швидкодії спостерігача швидкості, параметр λ може прийматися на порядок більшим, що призводить до відповідного збільшення параметра τ . Параметр λ не обмежений

згори, але приймати його більше значення $2 \cdot 10^5$ нецільно, оскільки дійсні частини коренів характеристичного рівняння (8) майже досягають рівня своїх асимптот.

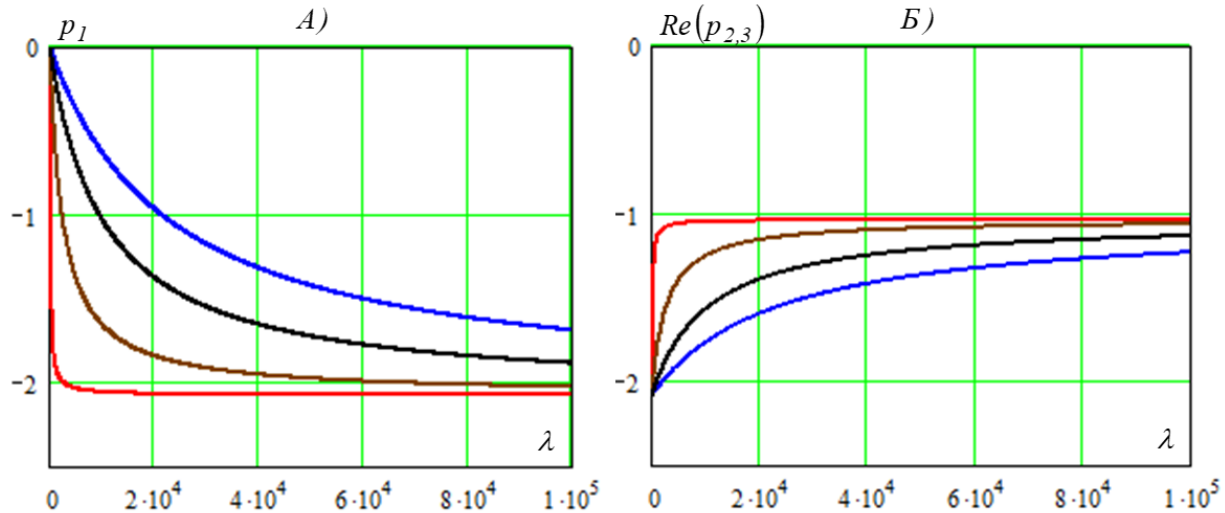


Рис. 1 – Графіки залежності дійсних частин коренів характеристичного рівняння (8) від коефіцієнта підсилення λ інтегрального регулятора спостерігача швидкості

У рівняннях (4) і (10) виникає задача визначення проєкцій вектора напруги статора на осі d, q ротора, тобто величин U_{sd} , U_{sq} . Їх знаходять за формулами:

$$U_{sd} = U_{sa} \cos \gamma + U_{s\beta} \sin \gamma; U_{sq} = U_{s\beta} \cos \gamma - U_{sa} \sin \gamma, \quad (19)$$

де $U_{sa}, U_{s\beta}$ – вимірювані величини напруги статора в ортогональних осях α, β ; $\sin \gamma, \cos \gamma$ – синус і косинус кута повороту ротора відносно статора, що визначаються за виразами [1]:

$$\cos \gamma = \frac{\hat{\Psi}_{sa} \hat{\Psi}_{sd} + \hat{\Psi}_{s\beta} \hat{\Psi}_{sq}}{\hat{\Psi}_s^2}; \sin \gamma = \frac{\hat{\Psi}_{s\beta} \hat{\Psi}_{sd} - \hat{\Psi}_{sa} \hat{\Psi}_{sq}}{\hat{\Psi}_s^2}. \quad (20)$$

У формулах (20) проєкції вектора потокозчеплення статора на вісі α, β визначаються як інтеграли від ЕРС статора у відповідних осях:

$$\hat{\Psi}_{sa} = \int (U_{sa} - R_s I_{sa}) dt; \hat{\Psi}_{s\beta} = \int (U_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt; \hat{\Psi}_s^2 = \hat{\Psi}_{sa}^2 + \hat{\Psi}_{s\beta}^2, \quad (21)$$

а проєкції на вісі d, q – з рівнянь еталонної моделі ротора (1).

Закон адаптації в операторному вигляді для ПІ-регулятора запишеться так

$$\hat{\omega} = \left(\tau + \frac{\lambda}{p} \right) \left(\hat{\Psi}_{sq}^S \hat{\Psi}_{sd}^R - \hat{\Psi}_{sd}^S \hat{\Psi}_{sq}^R \right). \quad (22)$$

У середовищі моделювання Matlab/Simulink складено програма розрахунку перехідних процесів у МПЖ із релейно-векторною системою керування і спостерігачем швидкості в колі зворотного зв'язку. На рисунках 2 і 3 показано результати розрахунку динамічних режимів електропривода за схемою МПЖ виконаної на базі АМ з фазним ротором з такими технічними даними: $P_n = 11 \text{ кВт}$, $U_{1n} = 380 \text{ В}$, $U_{2n} = 305 \text{ В}$, $n_c = 1500 \text{ об/хв}$. У системі керування за ротором є два канали регулювання з релейними регуляторами. У каналі реактивної потужності регулятором стабілізується струм намагнічування I_μ як сума реактивних складових векторів струмів статора і ротора. У каналі активної потужності регулятор активної складової струму ротора I_{rv} підпорядкований регулятору кутової швидкості ротора ω_r . Пуск МПЖ здійснюється із закороченим статором при живленні ротора від перетворювача частоти з векторним керуванням із прикладеним до вала АМ вентиляторним моментом навантаження.

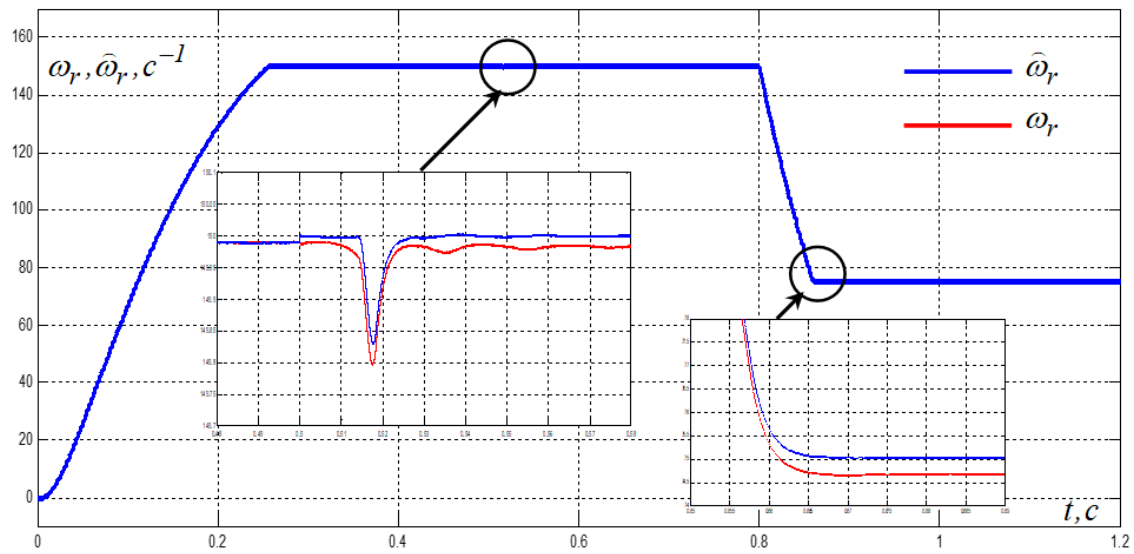


Рис. 2 – Графіки перехідних процесів кутової швидкості ротора МПЖ та її обчисленого спостерігачем значення

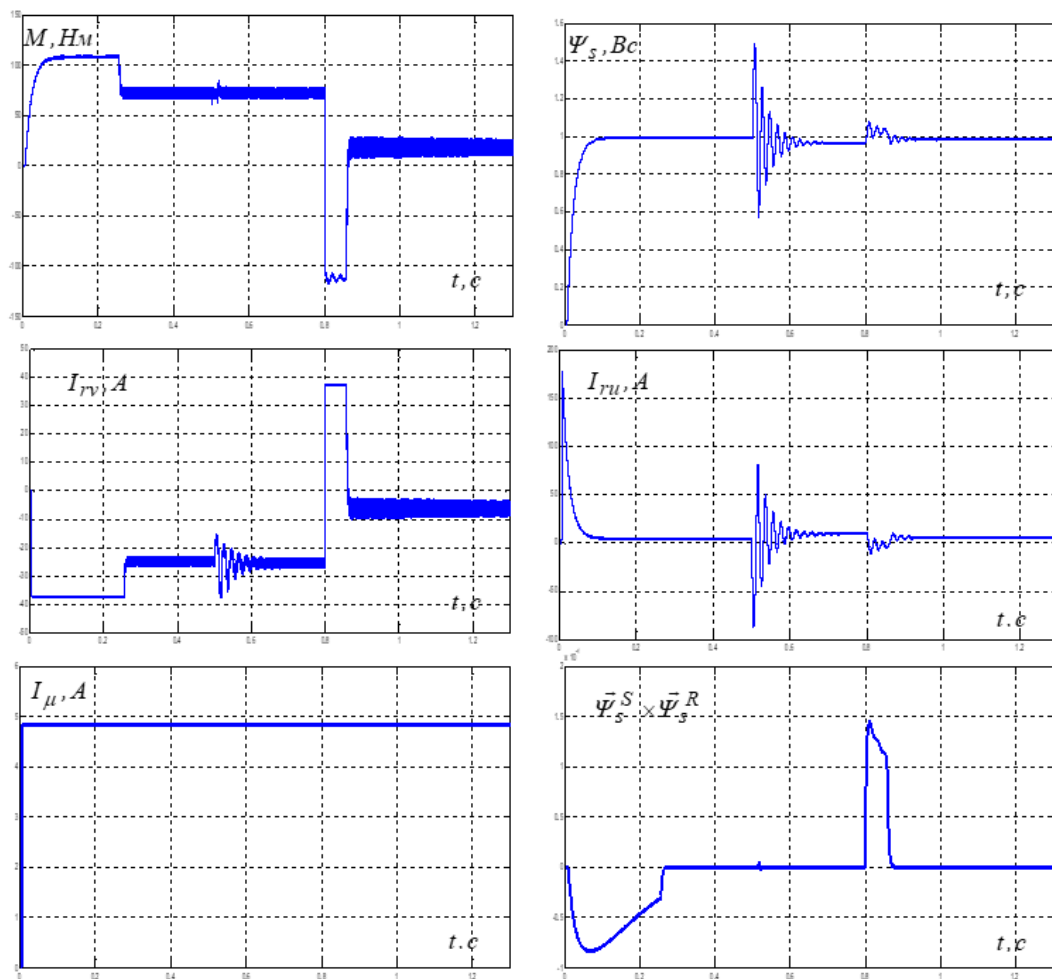


Рис. 3 – Графіки перехідних процесів електромагнітних змінних МПЖ

Через 0,5 с статор МПЖ підключається до мережі, що викликає згасаючі коливання модуля вектора потокозчеплення статора Ψ_s і реактивної складової струму ротора I_{rv} . При коливаннях потокозчеплення Ψ_s система керування забезпечує коливання у протифазі активної складової струму ротора I_{rv} , що призводить до перехідного процесу електромагнітного моменту M без збурень. ПІ-регулятор (22) векторного добутку векторів потокозчеплення статора, знайдених з еталонної моделі ротора й адаптивної моделі статора $\tilde{\Psi}_s^S \times \tilde{\Psi}_s^R$, забезпечує його нульове значення у сталих режимах за швидкістю, що призводить до практичного збігу швидкості та її оцінки, визначеної спостерігачем. Система керування не містить датчиків механічних координат, оскільки спостерігач знаходить оцінку швидкості $\hat{\omega}_r$, а замість датчика кута повороту ротора застосовується його ідентифікація за формулами (20). Числові значення параметрів ПІ-регулятора у складі спостерігача швидкості прийнято такими: $\lambda = 2 \cdot 10^5 (B\delta^{-2} \cdot c^{-2})$, $\tau = 10^3 (B\delta^{-2} \cdot c^{-1})$. Як впливає з рисунка 2, при закріпленому статорі швидкість та її оцінка збігаються. Після підключення статора до мережі виникає незначна статична помилка ідентифікації швидкості ротора МПЖ: $0,02 c^{-1}$ (0,013%) за номінальної кутової швидкості ротора; $0,15 c^{-1}$ (0,2%) за кутової швидкості ротора, що дорівнює половині номінальної. Статична похибка ідентифікації швидкості незначна, але зі зменшенням величини стабілізації кутової швидкості ротора ця похибка збільшується. Збільшення статичної похибки ідентифікації швидкості незначне, наприклад, для рівня швидкості стабілізації $5 c^{-1}$ статична похибка дорівнює $0,4 c^{-1}$. Якщо врахувати, що МПЖ використовуються у потужних електроприводах механізмів із невеликим діапазоном регулювання швидкості, то така статична похибка регулювання швидкості цілком припустима.

Висновки

У статті взято за основу відомі рівняння спостерігача швидкості ротора МПЖ складені у класі адаптивних систем з еталонною моделлю. Структуру функції адаптації визначено на основі другої теореми Ляпунова про стійкість руху та сформовано з використанням вектора потокозчеплення статора. Запропоновано методику визначення параметрів ПІ-регулятора від функції адаптації, засновану на дослідженні стійкості нелінійного спостерігача за коефіцієнтами характеристичного рівняння системи першого наближення. У площині параметрів ПІ-регулятора з алгебраїчного критерію стійкості Гурвіца визначено аналітичний вираз межі стійкості для фіксованих швидкостей ротора у вигляді нерівності (16). Виявлено асимптоти коренів

характеристичного рівняння при прямуванні інтегральної складової до нескінченності. Визначено доцільні нижні та верхні межі цих параметрів, виходячи зі ступеня наближення дійсних частин коренів характеристичного рівняння до зазначених асимптот. Спостерігач швидкості запропоновано використовувати з ідентифікатором кутового положення ротора (20). Працездатність отриманої таким чином бездатчикової релейно-векторної системи керування МПЖ перевірено методом математичного моделювання.

Перелік використаних джерел

- [1] Клюев О. В., Садовой О. В., Сохіна Ю. В. Спостерігач швидкості обертання ротора асинхронного вентильного каскаду. *Збірник наукових праць Дніпровського державного технічного університету (технічні науки)*. 2022. Вип. 1(40). С. 89-99. DOI: <https://doi.org/10.31319/2519-2884.40.2022.11>.
- [2] Клюев О. В., Садовой О. В., Сохіна Ю. В. Системи керування асинхронними вентильними каскадами: монографія. Кам'янське: ДДТУ, 2018. 294 с. DOI: <https://doi.org/10.5281/zenodo.16887109>.
- [3] Karlovsky P., Lettl J. Application of MRAS algorithm to replace the speed sensor in induction motor drive system. *Procedia Engineering*. 2017. Vol. 192. Pp. 421-426. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2017.06.073>.
- [4] Montanari M., Peresada S., Tilli A. Speed-sensorless indirect field-oriented control for induction motors based on high gain speed estimation. *Automatica*. 2006. Vol. 41, iss. 10. Pp. 1637-1650. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.automatica.2006.05.021>.
- [5] Ren X., Wang M., Chen J. Rotor Speed and Rotor Position Estimation Based on MRAS. *Proceedings of the 2018 international conference on mechanical, electrical, electronic engineering science (MEEES 2018)*, Chongqing, China, 26-27 May 2018. Vol. 154. DOI: <https://doi.org/10.2991/meees-18.2018.1>.
- [6] Mousavi Ghaafroodi S. M., Dashti A. A Novel MRAS Based Estimator for Speed-Sensorless Induction Motor Drive. *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering*. 2014. Vol. 10, no. 4. Pp. 304-313.
- [7] Thieli Gabbi S., Hilton Gründling A., Rodrigo Vieira P. Sliding mode MRAS speed observer applied to Permanent Magnet Synchronous Motor with decoupled current control. *IECON 2016 – 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, Italy, 23-26 October 2016. Pp. 2929-2934. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.2016.7793641>.
- [8] An MRAS speed observer based on dq-axis power winding flux for sensorless control of standalone BDFIGs / A. Ebraheem et al. *Journal of advanced industrial technology and application*. 2022. Vol. 3, no. 2. Pp. 34-48. DOI: <https://doi.org/10.30880/jaita.2022.03.02.005>.
- [9] Pattnaik M., Kastha D. Reactive power based MRAS observer for speed sensorless control of double output

induction generator. *5th International Conference on Industrial and Information Systems, ICIIS 2010*, Mangalore, India, 29 July - 01 August 2010. Pp. 556-561. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICIINFS.2010.5578644>.

- [10] Ben Regaya C., Zaafour A., Chaari A. Electric drive control with rotor resistance and rotor speed observers based on fuzzy logic. *Mathematical Problems in Engineering*. 2014. Article 207826. DOI: <http://dx.doi.org/10.1155/2014/207826>.
- [11] Issaoui S., Boukroune A., Chekireb H. MRAS speed observer for sensorless adaptive intelligent

backstepping controller of induction machines. *International Journal of Digital Signals and Smart Systems*. 2019. Vol. 3, no. 1. Pp. 121-136. DOI: <https://doi.org/10.1504/IJDSS.2019.10024903>.

- [12] Giribabu D., Srivastava S. P., Pathak M. K. Modified reference model for rotor flux-based MRAS speed observer using neural network controller. *IETE Journal of Research*. 2018. Vol. 65. Pp. 1-16. DOI: <https://doi.org/10.1080/03772063.2017.1407267>.

SYNTHESIS OF A ROTOR SPEED OBSERVER AS PART OF A VECTOR CONTROL SYSTEM FOR A DOUBLY FED MACHINE

Kliuiev O.

PhD (Engineering), associate professor, Dniprovsky State Technical University, Kamianske, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4542-3317>, e-mail: kluev2006@ukr.net

In the paper well-known equations for a Doubly-Fed Machine (DFM) speed observer are taken. The equations are composed for rotor-side control, similar to an adaptive speed observer with a reference model for squirrel-cage induction machines (IM) with stator-side control. In this case, however, the rotor model is taken as the reference model and the stator model serves as the adaptive one. The structure of the adaptation algorithm is determined based on the conditions of Lyapunov's second stability theorem. The adaptation function is formed using the stator flux linkage vector and is defined as the vector cross product of the stator flux linkage vector estimates obtained from the reference and adaptive systems. To solve the problem of parametric synthesis of the DFM speed observer, an original method is proposed based on the stability analysis of the linearized observer model via its characteristic equation. The parameters of the PI controller derived from the adaptation function are determined based on the stability analysis of the nonlinear observer, using the coefficients of the first-order approximation characteristic equation. An analytical expression for the stability boundary is obtained in the PI controller parameter plane from the algebraic Hurwitz stability criterion, expressed as an inequality for fixed rotor speeds. Asymptotes of the characteristic equation roots are identified as the integral component tends to infinity. Reasonable lower and upper bounds for these parameters are determined based on the rate at which the real parts of the characteristic roots approach the identified asymptotes. The speed observer is proposed to be used together with a rotor angular position identifier, which acts as a calculator based on corresponding formulas. The functionality of the resulting sensorless relay-vector control system for the DFM is verified through mathematical modeling. **Keywords:** doubly-fed machine, reference model, stator flux linkage vector, adaptation algorithm, characteristic equation, stability criterion, controller parameters.

References

- [1] O.V. Kliuiev, O.V. Sadovoi, and Yu.V. Sokhina, "Sposterihach shvydkosti obertannia rotora asynkhronnoho ventylnoho kaskadu" ["Rotor speed observer of asynchronous valve cascade"], *Zbirnyk naukovykh prats Dniprovskoho derzhavnogo tekhnichnoho universytetu (tekhnichni nauky) – Collection of scholarly papers of Dniprovsky state technical university (technical sciences)*, vol. 1(40), pp. 89-99, 2022. doi: [10.31319/2519-2884.40.2022.11](https://doi.org/10.31319/2519-2884.40.2022.11). (Ukr)
- [2] O.V. Kliuiev, O.V. Sadovoi, and Yu.V. Sokhina, "Systemy keruvannia asynkhronnymi ventylnymi kaskadamy: monografiia" ["Control systems of asynchronous valve cascades: monography"]. Kam'ianske, Ukraine: DDTU, 2018. doi: [10.5281/zenodo.16887109](https://doi.org/10.5281/zenodo.16887109). (Ukr)
- [3] P. Karlovsky, and J. Lettl, "Application of MRAS algorithm to replace the speed sensor in induction motor drive system," *Procedia Engineering*, vol. 192, pp. 421-426, 2017. doi: [10.1016/j.proeng.2017.06.073](https://doi.org/10.1016/j.proeng.2017.06.073).
- [4] M. Montanari, S. Peresada, and A. Tilli, "Speed-sensorless indirect field-oriented control for induction motors based on high gain speed estimation," *Automatica*, vol. 41, no. 10, pp. 1637-1650, 2006. doi: [10.1016/j.automatica.2006.05.021](https://doi.org/10.1016/j.automatica.2006.05.021).
- [5] X. Ren, M. Wang, and J. Chen, "Rotor Speed and Rotor Position Estimation Based on MRAS," in *Proc. of the 2018 Int. Conf. on mechanical, electrical, electronic engineering science (MEEES 2018)*, vol. 154, 2018. doi: [10.2991/meees-18.2018.1](https://doi.org/10.2991/meees-18.2018.1).
- [6] S. M. Mousavi Gazafroodi, and A. Dashti, "A Novel MRAS Based Estimator for Speed-Sensorless Induction Motor Drive," *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering*, vol. 10, no. 4, pp. 304-313, 2014.

- [7] S. Thieli Gabbi, A. Hilton Gründling, and P. Rodrigo Vieira, "Sliding mode MRAS speed observer applied to Permanent Magnet Synchronous Motor with decoupled current control," in *Proc. of the 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, Italy, Oct. 23-26, 2016, pp. 2929-2934. [Online]. doi: **10.1109/IECON.2016.7793641**.
- [8] A. Ebraheem, E. K. Eldin, W. Xu, Y. Liu, and J. Zhu, "An MRAS speed observer based on dq-axis power winding flux for sensorless control of standalone BDFGs," *Journal of advanced industrial technology and application*, vol. 3, no. 2, pp. 34-48, 2022. doi: **10.30880/jaita.2022.03.02.005**.
- [9] M. Pattnaik, and D. Kastha, "Reactive Power based MRAS Observer for Speed Sensorless Control of Double Output Induction Generator," in *Proc. of the 5th Int. Conf. on Industrial and Information Systems, ICIIS 2010*, Mangalore, India, 29 July - 01 August 2010, pp. 556-561. doi: **10.1109/ICIINF.2010.5578644**.
- [10] C. Ben Regaya, A. Zaafouri, and A. Chaari, "Electric Drive Control with Rotor Resistance and Rotor Speed Observers Based on Fuzzy Logic," *Mathematical Problems in Engineering*, article 207826, 2014. doi: **10.1155/2014/207826**.
- [11] S. Issaoui, A. Boulkroune, and H. Chekireb, "MRAS speed observer for sensorless adaptive intelligent backstepping controller of induction machines," *International Journal of Digital Signals and Smart Systems*, vol. 3, no. 1, pp. 121-136, 2019. doi: **10.1504/IJDSS.2019.10024903**.
- [12] D. Giribabu, S.P. Srivastava, and M.K. Pathak, "Modified reference model for rotor flux-based MRAS speed observer using neural network controller," *IETE Journal of Research*, vol. 65, pp. 1-16, 2018. doi: **10.1080/03772063.2017.1407267**.

Стаття надійшла 08.08.2025

Стаття прийнята 03.09.2025

Стаття опублікована 30.10.2025

Цитуйте цю статтю як: Ключев О. В. Синтез спостерігача швидкості ротора в складі векторної системи керування машиною подвійного живлення. *Вісник Приазовського державного технічного університету. Серія: Технічні науки*. 2025. Вип. 51. С. 119-126. DOI: <https://doi.org/10.31498/2225-6733.51.2025.344825>.