

РОЗДІЛ IV. ЕНЕРГЕТИКА, ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА

DOI: [https://doi.org/10.25140/2411-5363-2025-2\(40\)-385-399](https://doi.org/10.25140/2411-5363-2025-2(40)-385-399)

УДК 62-523:681.513.66

Олег Володимирович Ключев

кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри електротехніки та електромеханіки
Дніпровський державний технічний університет (Кам'янське, Україна)

E-mail: kluev2006@ukr.net. ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4542-3317>. Scopus Author ID: 57217113986

СПОСТЕРІГАЧ ШВИДКОСТІ АСИНХРОННОЇ МАШИНИ НА ОСНОВІ ВЕКТОРА ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ РОТОРА

У статті здійснений структурний і параметричний синтез спостерігача швидкості в класі систем з еталонною моделлю, у якій функція адаптації визначена як векторний добуток оцінок вектора потокозчеплення ротора асинхронної машини (АМ). Після запису рівнянь моделей статора і ротора стосовно проєкцій вектора потокозчеплення ротора в осях у результаті аналітичних перетворень записується умова стійкості спостерігача швидкості, сформульована другою теоремою Ляпунова про стійкість руху. З цієї умови знаходиться закон адаптації моделі ротора до еталонної моделі статора. Для визначення параметрів ПІ-регулятора в складі спостерігача швидкості проведена лінеаризація його рівнянь динаміки. Отримано характеристичне рівняння лінеаризованого спостерігача, коефіцієнти якого залежать від швидкості і коефіцієнтів підсилення складових регулятора. Побудовано границі стійкості спостерігача швидкості ротора в площині параметрів його регулятора, що дозволяє обґрунтовано задавати ці параметри в спостерігачі, забезпечуючи одночасно асимптотичну стійкість спостерігача і необхідну швидкодію.

Ключові слова: Асинхронна машина, система з еталонною моделлю, спостерігач швидкості, функція адаптації, характеристичне рівняння, асимптотична стійкість

Рис.: 5. Бібл.: 12.

Актуальність теми дослідження. Сучасний загальнопромисловий електропривод (ЕП) має бути недорогим, надійним і легко вбудовуватися в діюче виробниче устаткування без втручання в його конструкцію. Найбільшою мірою цим вимогам задовольняють бездатчикові системи ЕП на базі асинхронних машин із короткозамкненим ротором, де всі необхідні для їхнього функціонування виміри здійснюються усередині схеми керуваного перетворювача частоти [1]. У бездатчикових асинхронних ЕП зі скалярним частотним керуванням необхідно мати оцінку як мінімум кутової швидкості ротора. Ідентифікувати механічні змінні АМ складніше, ніж електромагнітні, що стосується і швидкості ротора. У моделі статора змінна швидкості відсутня. У моделі ротора швидкість, якщо її потрібно визначити, є невідомою вхідною величиною. Момент інерції ротора і момент навантаження на його валу змінні величини, які складно визначити, що зумовлює неефективність використання рівняння руху ЕП для обчислення швидкості ротора. При цьому слід зазначити, що для синтезу спостерігачів добре зарекомендували себе методи теорії систем керування з еталонною моделлю [2].

Аналіз останніх досліджень і публікацій. У статті [3] описуються спостерігачі Model Reference Adaptive System (MRAS) для оцінки швидкості асинхронного двигуна з прямим керуванням моментом і потокозчепленням. Перший спостерігач синтезований на основі порівняння векторів потокозчеплень, а другий – на основі векторів струмів. Порівнюється точність ідентифікації швидкості цими двома спостерігачами. Однак не приводиться методика синтезу структури спостерігачів і не пояснюється, як підбиралися параметри ПІ-регулятора, що забезпечує нульове значення функції адаптації в сталому режимі. У [4] пропонується спостерігач швидкості MRAS, у якому адаптивна модель ротора створена на основі нейронної мережі, придатної для електроприводів з лінійними асинхронними двигунами. Вагові коефіцієнти нейронної мережі підбираються методом зворотного поширення помилки. У [5] синтезована векторна система керування АМ зі

спостерігачем швидкості MRAS, у якому модель ротора будується не як система диференціальних рівнянь, а як нейронна мережа, що визначає проєкції вектора потокозчеплення ротора. Така структура спостерігача підвищує точність ідентифікації швидкості й забезпечує інваріантність спостерігача до зміни моменту навантаження. У [6] досліджуються класичний спостерігач швидкості MRAS з ПІ-регулятором від функції адаптації і спостерігач з релейним регулятором на виході цієї функції. Обговорюються стійкість і динаміка двох запропонованих спостерігачів. Спостерігач швидкості MRAS з ковзним режимом не вимагає настроювання значень коефіцієнтів регулятора функції адаптації, що потрібно в класичному спостерігачі, і не містить полюсів у правій напівплощині комплексної площини коренів, що свідчить про стійкість спостерігача MRAS з ковзним режимом. У [7] еталонна й регульована моделі, розроблені в нерухомій системі відліку статора, використовуються у схемі MRAS для одержання оцінки швидкості ротора АМ. Цей спостерігач швидкості об'єднаний зі спостерігачем Люєнбергера моменту навантаження. У [8] вказується на те, що еталонна модель містить інтегратори від ЕРС статора, які можуть накопичувати помилку при неточному визначенні активного опору обмоток статора і цей небажаний ефект сильніше виявляється на знижених швидкостях ротора АМ. Тому спостерігач швидкості за принципом MRAS синтезується на основі порівняння векторів ЕРС, а не потокозчеплень. У [9] досліджена динаміка полеорієнтованої системи керування АМ з нечіткими регуляторами, у якій коло зворотного зв'язку за швидкістю реалізовано через спостерігач швидкості типу MRAS з обчисленням векторного добутку оцінок векторів потокозчеплень. У цій роботі продемонстрована тільки асимптотична стійкість такої системи керування. При цьому в динамічних режимах регулювання швидкості присутня значна помилка ідентифікації швидкості спостерігачем. У статті [10] представлена адаптивна система спостереження за швидкістю MRAS на основі струмів статора АМ. Обмірювані струми використовуються як еталонна модель для спостерігача швидкості, щоб уникнути використання операції чистого інтегрування. Двошарова нейронна мережа використовується як адаптивна модель для ідентифікації вектора струму статора. Такий спостерігач показав стабільну роботу в режимі рекуперативного гальмування. У [11] функція адаптації спостерігача швидкості визначається як векторний добуток векторів потокозчеплення ротора і прирощення струму статора. Щоб уникнути накопичення помилки в інтеграторах рівнянь еталонної моделі, у структуру спостерігача швидкості вбудований ідентифікатор активного опору фазних обмоток статора АМ.

Виділення недосліджених частин загальної проблеми. У розглянутих літературних джерелах проводиться структурний синтез і пропонуються різні варіанти структури спостерігача швидкості як адаптивної системи з еталонною моделлю. При цьому у всіх структурах спостерігача швидкості присутній інтеграл від функції адаптації, одержання аналітичного виразу якої є основною задачею структурного синтезу. При цьому до інтегральної складової без достатнього обґрунтування додається пропорційна складова. Параметри ПІ-регулятора функції адаптації підбираються шляхом багаторазового розрахунку математичних моделей замкнутих бездатчикових систем керування швидкістю асинхронних ЕП. Таким чином, задача параметричного синтезу спостерігачів MRAS для оцінки швидкості не розв'язувалася, і в літературних джерелах відсутні будь-які рекомендації з вибору числових значень коефіцієнтів підсилення ПІ-регулятора в складі спостерігача швидкості.

Мета дослідження полягає в тому, щоб виконати структурний синтез спостерігача швидкості MRAS на основі другої теореми Ляпунова про стійкість руху і викласти розрахункову методику визначення максимально припустимого з умов асимптотичної стійкості числового діапазону, з якого можливо вибирати параметри ПІ-регулятора спостерігача швидкості.

Виклад основного матеріалу. Рівняння рівноваги напруг статорних і роторних кіл асинхронної машини в осях u, v мають вигляд [12]:

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

де $\vec{U}_s, \vec{U}_r, \vec{I}_s, \vec{I}_r, \vec{\Psi}_s, \vec{\Psi}_r$ – вектори напруг, струмів та потокозчеплень статора і ротора; ω – швидкість обертання ротора АМ в електричних рад/с; ω_k – швидкість обертання ортогональної системи координат, у якій записується система рівнянь через проєкції векторів; R_s, R_r – активний опір фазних обмоток статора і ротора; j – уявна одиниця.

Рівняння потокозчеплень такі:

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

Запишемо рівняння (1) у скалярній формі в осях α, β ($\omega_k = 0$) для АМ з короткозамкненим ротором:

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

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

Рівняння потокозчеплень (2) приймають вигляд:

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

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

Зі співвідношень (6) виражаємо проєкція 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:

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

$$\Psi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt; \quad \Psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt. \quad (9)$$

$$\Psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \int (u_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt - \frac{\Delta}{L_m} I_{s\alpha}; \quad \Psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \int (u_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt - \frac{\Delta}{L_m} I_{s\beta}. \quad (10)$$

На підставі співвідношень (3) і (8) можна побудувати найпростіший спостерігач потокозчеплення ротора. З формул (3) визначаються проєкції вектора потокозчеплення статора:

Формули (9) підставляємо у вирази (8) і після перетворень приходимо до наступних формул для знаходження складових вектора потокозчеплення ротора, де $\Delta = L_s L_r - L_m^2$.

З формул (10) випливає, що для ідентифікації вектора потокозчеплення ротора достатньо вимірювати напруги і струми статора АМ. У вирази (4) підставимо значення струмів ротора (7) і після перетворень одержимо такі рівняння потокозчеплень:

$$p \Psi_{r\alpha} = -\frac{R_r}{L_r} \Psi_{r\alpha} - \omega \Psi_{r\beta} + R_r k_r I_{s\alpha}; \quad p \Psi_{r\beta} = -\frac{R_r}{L_r} \Psi_{r\beta} + \omega \Psi_{r\alpha} + R_r k_r I_{s\beta}, \quad (11)$$

де $k_r = L_m / L_r$.

Потокозчеплення ротора можна визначити за моделлю статора (10), для чого потрібно вимірювати струми і напруги статора. Потокозчеплення також можна визначити з моделі ротора (11), для чого потрібно вимірювати струм статора і знати швидкість ротора. Струми й напруги статора вимірюються і тому не варіюються. Потокозчеплення, обчислене за цими двома моделями, буде однаковим, якщо швидкість на вході моделі ротора

буде дорівнювати реальній швидкості ротора. На цій властивості заснована ідея побудови спостерігача швидкості. Модель статора є еталонною й обчислюване за нею потокозчеплення вважається справжнім, тобто збіжним з потокозчепленням АМ. Модель ротора адаптується за потокозчепленням під модель статора. Адаптація моделі ротора здійснюється регулятором, на вході якого порівнюються потокозчеплення моделей і регулятором виробляється сигнал оцінки швидкості ротора $\hat{\omega}$. Знаходження закону адаптації є основною задачею структурного синтезу спостерігача.

Виходячи з умови стійкості спостерігача, визначимо закон адаптації. У матричній формі рівняння (11) електромагнітних процесів у роторі будуть такими:

$$\frac{dX}{dt} = AX + a_{r21}I_s, \quad (12)$$

$$\text{де } A = \begin{pmatrix} -R_r/L_r & -\omega \\ \omega & -R_r/L_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{r22} & -a_{i22} \\ a_{i22} & a_{r22} \end{pmatrix}; \quad a_{r22} = -R_r/L_r; \quad a_{i22} = \omega.$$

Коефіцієнти матриці об'єкта A залежать від параметрів схеми заміщення і реальної швидкості ротора. Вираз моделі ротора буде:

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = \hat{A}\hat{X} + a_{r21}I_s, \quad (13)$$

де $\hat{X} = (\hat{\psi}_{r\alpha}^R \quad \hat{\psi}_{r\beta}^R)^T$ – оцінка потокозчеплення ротора, $\hat{A}$ – оцінка матриці об'єкта.

Якщо вважати параметри схеми заміщення АМ постійними і відомими, то рівняння моделі ротора відрізняються від незбуреного рівняння ротора тільки тим, що в ньому замість реальної швидкості ω використовується її оцінка $\hat{\omega}$. Тому матриці $\hat{A}$ і A будуть відрізнятися тільки коефіцієнтами, що залежать від швидкості.

Запишемо рівняння помилки потокозчеплення моделі ротора. Для цього введемо позначення помилки визначення потокозчеплення

$$e = X - \hat{X} = \begin{pmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha}^R \\ \hat{\psi}_{r\beta}^R \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Delta\psi_{r\alpha} \\ \Delta\psi_{r\beta} \end{pmatrix}. \quad (14)$$

При еталонній моделі статора можна записати

$$\begin{pmatrix} \Delta\psi_{r\alpha} \\ \Delta\psi_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha}^S - \hat{\psi}_{r\alpha}^R \\ \hat{\psi}_{r\beta}^S - \hat{\psi}_{r\beta}^R \end{pmatrix}. \quad (15)$$

Матриця помилки об'єкта:

$$\Delta A = \hat{A} - A = \begin{pmatrix} a_{r22} & -\hat{a}_{i22} \\ \hat{a}_{i22} & a_{r22} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} a_{r22} & -a_{i22} \\ a_{i22} & a_{r22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\Delta\omega \\ \Delta\omega & 0 \end{pmatrix}, \quad (16)$$

де $\Delta\omega = \hat{\omega} - \omega$.

Віднімаємо з рівняння ротора двигуна рівняння моделі ротора

$$\frac{dX}{dt} - \frac{d\hat{X}}{dt} = AX - \hat{A}\hat{X}. \quad (17)$$

Підставивши в це рівняння $X = e + \hat{X}$ і $\hat{A} = \Delta A + A$, одержимо рівняння, що описує відхилення спостерігача

$$\frac{de}{dt} = Ae - \Delta A\hat{X}. \quad (18)$$

Для роботи спостерігача процес, що описується системою (18), повинний залишатися стійким. Одержимо умови стійкості з аналізу функції Ляпунова.

Для рівняння (18) як функцію Ляпунова запишемо позитивно визначену функцію

$$V = e^T e + \frac{(\hat{\omega} - \omega)^2}{\lambda} = \Delta \Psi_{r\alpha}^2 + \Delta \Psi_{r\beta}^2 + \frac{\Delta \omega^2}{\lambda}. \quad (19)$$

Знайдемо повну похідну за часом функції (19):

$$\frac{dV}{dt} = \frac{d}{dt} \left(e^T e + \frac{\Delta \omega^2}{\lambda} \right) = \left(\frac{de^T}{dt} \right) e + e^T \left(\frac{de}{dt} \right) + \frac{1}{\lambda} \left(\frac{\partial(\hat{\omega} - \omega)^2}{\partial \hat{\omega}} \frac{d\hat{\omega}}{dt} + \frac{\partial(\hat{\omega} - \omega)^2}{\partial \omega} \frac{d\omega}{dt} \right). \quad (20)$$

Вважаємо, що адаптація здійснюється швидше, ніж змінюється частота обертання ротора. Тоді швидкість ротора ω можна вважати умовно постійною, а похідну $d\omega/dt$ рівною нулю. У цьому випадку вираз для похідної (20) запишеться так

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{de^T}{dt} \right) e + e^T \left(\frac{de}{dt} \right) + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt}. \quad (21)$$

З урахуванням (18) вираз (21) запишеться таким чином

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= (Ae - \Delta A \hat{X})^T e + e^T (Ae - \Delta A \hat{X}) + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \\ &= e^T A^T e + e^T Ae - \hat{X}^T \Delta A^T e - e^T \Delta A \hat{X} + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt}. \end{aligned} \quad (22)$$

Якщо підставити вирази матриць у співвідношення (22), то після перетворень одержимо

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= -\frac{2}{T_r} \left((\hat{\Psi}_{r\alpha}^S)^2 + (\hat{\Psi}_{r\alpha}^R)^2 - 2\hat{\Psi}_{r\alpha}^S \hat{\Psi}_{r\alpha}^R + (\hat{\Psi}_{r\beta}^S)^2 + (\hat{\Psi}_{r\beta}^R)^2 - 2\hat{\Psi}_{r\beta}^S \hat{\Psi}_{r\beta}^R \right) + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} + \\ &+ 2\Delta \omega (\hat{\Psi}_{r\beta}^R \hat{\Psi}_{r\alpha}^S - \hat{\Psi}_{r\alpha}^R \hat{\Psi}_{r\beta}^S) = -\frac{2}{T_r} (\Delta \Psi_{r\alpha}^2 + \Delta \Psi_{r\beta}^2) + 2\Delta \omega (\hat{\Psi}_{r\beta}^R \hat{\Psi}_{r\alpha}^S - \hat{\Psi}_{r\alpha}^R \hat{\Psi}_{r\beta}^S) + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt}. \end{aligned} \quad (23)$$

Виділимо у виразі (23) два доданки:

$$dV/dt = S_1 + S_2,$$

де

$$S_1 = -\frac{2}{T_r} (\Delta \Psi_{r\alpha}^2 + \Delta \Psi_{r\beta}^2); \quad S_2 = 2\Delta \omega (\hat{\Psi}_{r\beta}^R \hat{\Psi}_{r\alpha}^S - \hat{\Psi}_{r\alpha}^R \hat{\Psi}_{r\beta}^S) + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt}. \quad (24)$$

Проаналізуємо знак похідної dV/dt . Вираз S_1 завжди негативний. Тому для забезпечення негативної визначеності похідної функції V достатньо надати величині S_2 нульове значення, тобто

$$S_2 = -2\Delta \omega (\hat{\Psi}_{r\alpha}^R \hat{\Psi}_{r\beta}^S - \hat{\Psi}_{r\beta}^R \hat{\Psi}_{r\alpha}^S) + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} = 0. \quad (25)$$

Звідси

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \hat{\Psi}_{r\alpha}^R \hat{\Psi}_{r\beta}^S - \hat{\Psi}_{r\beta}^R \hat{\Psi}_{r\alpha}^S. \quad (26)$$

Запишемо вираз (26) у такому вигляді

$$\hat{\omega} = \lambda \int (\hat{\Psi}_{r\alpha}^R \hat{\Psi}_{r\beta}^S - \hat{\Psi}_{r\beta}^R \hat{\Psi}_{r\alpha}^S) dt = \lambda \int \begin{vmatrix} \hat{\Psi}_{r\alpha}^R & \hat{\Psi}_{r\beta}^R \\ \hat{\Psi}_{r\alpha}^S & \hat{\Psi}_{r\beta}^S \end{vmatrix} dt = \lambda \int (\hat{\Psi}_r^R \times \hat{\Psi}_r^S) dt. \quad (27)$$

Формула (27) являє собою закон адаптації для системи (18), який можна забезпечити, якщо в регулюючому адаптері використовувати І-регулятор, а краще більш швидкодіючий ПІ-регулятор. Вираз (27) визначає структуру спостерігача без параметричного синтезу, який складається у визначенні параметра λ .

Розв'язуємо рівняння спостерігача відносно похідних оцінюваних величин. З рівнянь статора (10), що представляють еталонну модель, випливає:

$$p\hat{\Psi}_{r\alpha}^S = \frac{1}{k_r}(u_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) - \frac{\Delta}{L_m} p I_{s\alpha}; \quad p\hat{\Psi}_{r\beta}^S = \frac{1}{k_r}(u_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) - \frac{\Delta}{L_m} p I_{s\beta}. \quad (28)$$

Рівняння адаптивної моделі ротора (11), разом з (26) утворюють таку систему:

$$\begin{aligned} p\hat{\Psi}_{r\alpha}^R &= -\frac{R_r}{L_r}\hat{\Psi}_{r\alpha}^R - \hat{\omega}\hat{\Psi}_{r\beta}^R + R_r k_r I_{s\alpha}; \\ p\hat{\Psi}_{r\beta}^R &= -\frac{R_r}{L_r}\hat{\Psi}_{r\beta}^R + \hat{\omega}\hat{\Psi}_{r\alpha}^R + R_r k_r I_{s\beta}; \\ p\hat{\omega} &= \lambda(\hat{\Psi}_{r\alpha}^R \hat{\Psi}_{r\beta}^S - \hat{\Psi}_{r\beta}^R \hat{\Psi}_{r\alpha}^S). \end{aligned} \quad (29)$$

Підсистема (28) описує незбурений рух, а підсистема (29) – збурений. Праві частини еталонної моделі (28) цілком вимірюються, тому її рівняння у відхиленнях вироджуються в нуль: $p\Delta\hat{\Psi}_{r\alpha}^S = p\Delta\hat{\Psi}_{r\beta}^S = 0$. Рівняння у відхиленнях адаптивної моделі (29):

$$\begin{aligned} p\Delta\hat{\Psi}_{r\alpha}^R &= -\frac{R_r}{L_r}\Delta\hat{\Psi}_{r\alpha}^R - \Delta\hat{\omega}\hat{\Psi}_{r\beta,\infty}^R - \Delta\hat{\Psi}_{r\beta}^R \hat{\omega}_\infty; \\ p\Delta\hat{\Psi}_{r\beta}^R &= -\frac{R_r}{L_r}\Delta\hat{\Psi}_{r\beta}^R + \Delta\hat{\omega}\hat{\Psi}_{r\alpha,\infty}^R + \Delta\hat{\Psi}_{r\alpha}^R \hat{\omega}_\infty; \\ p\Delta\hat{\omega} &= \lambda\hat{\Psi}_{r\beta}^S \Delta\hat{\Psi}_{r\alpha}^R - \lambda\hat{\Psi}_{r\alpha}^S \Delta\hat{\Psi}_{r\beta}^R, \end{aligned} \quad (30)$$

де $\hat{\Psi}_{r\alpha,\infty}^R$, $\hat{\Psi}_{r\beta,\infty}^R$, $\hat{\omega}_\infty$ – незбурені значення змінних.

Характеристичне рівняння системи (30) запишеться так

$$|A - pE| = \begin{vmatrix} -\frac{R_r}{L_r} - p & -\hat{\omega}_\infty & -\hat{\Psi}_{r\beta,\infty}^R \\ \hat{\omega}_\infty & -\frac{R_r}{L_r} - p & \hat{\Psi}_{r\alpha,\infty}^R \\ \lambda\hat{\Psi}_{r\beta}^S & -\lambda\hat{\Psi}_{r\alpha}^S & -p \end{vmatrix} = 0. \quad (31)$$

Після розкриття визначника характеристичне рівняння буде

$$\begin{aligned} p^3 + 2\frac{R_r}{L_r}p^2 + \left(\frac{R_r^2}{L_r^2} + \omega_\infty^2 + \lambda\hat{\Psi}_{r\alpha}^S \hat{\Psi}_{r\alpha,\infty}^R + \lambda\hat{\Psi}_{r\beta}^S \hat{\Psi}_{r\beta,\infty}^R \right)p + \left(\lambda\frac{R_r}{L_r}\hat{\Psi}_{r\alpha}^S \hat{\Psi}_{r\alpha,\infty}^R + \right. \\ \left. + \lambda\frac{R_r}{L_r}\hat{\Psi}_{r\beta}^S \hat{\Psi}_{r\beta,\infty}^R + \lambda\omega_\infty \hat{\Psi}_{r\beta}^S \hat{\Psi}_{r\alpha,\infty}^R - \lambda\omega_\infty \hat{\Psi}_{r\alpha}^S \hat{\Psi}_{r\beta,\infty}^R \right) = 0. \end{aligned} \quad (32)$$

У сталому режимі незбурені значення змінних збігаються з змінними еталонної моделі, тобто маємо рівності:

$$\omega_\infty = \omega, \quad \hat{\Psi}_{r\alpha,\infty}^R = \hat{\Psi}_{r\alpha}^S, \quad \hat{\Psi}_{r\beta,\infty}^R = \hat{\Psi}_{r\beta}^S. \quad (33)$$

З урахуванням (33) коефіцієнти характеристичного рівняння (32) такі:

$$\begin{aligned} a_0 &= 1; \quad a_1 = 2 \frac{R_r}{L_r}; \quad a_2 = \frac{R_r^2}{L_r^2} + \omega_\infty^2 + \lambda (\hat{\Psi}_{r\alpha}^S)^2 + \lambda (\hat{\Psi}_{r\beta}^S)^2 = \frac{R_r^2}{L_r^2} + \omega^2 + \lambda \Psi_r^2; \\ a_3 &= \lambda \frac{R_r}{L_r} \left((\hat{\Psi}_{r\alpha}^S)^2 + (\hat{\Psi}_{r\beta}^S)^2 \right) + \lambda \omega (\hat{\Psi}_{r\alpha}^S \hat{\Psi}_{r\beta}^S - \hat{\Psi}_{r\beta}^S \hat{\Psi}_{r\alpha}^S) = \lambda \frac{R_r}{L_r} \Psi_r^2. \end{aligned} \quad (34)$$

Модуль потокозчеплення ротора знаходиться за формулою:

$$\Psi_r = \frac{U_m}{\omega_0 (1 + L_{s\sigma} / L_m)}, \quad (35)$$

де U_m – амплітуда фазної напруги статора, В; ω_0 – кругова частота мережі, рад/с.

Одержали характеристичне рівняння спостерігача, коефіцієнти якого залежать від параметра інтегратора

$$p^3 + 2 \frac{R_r}{L_r} p^2 + \left(\frac{R_r^2}{L_r^2} + \omega^2 + \lambda \Psi_r^2 \right) p + \lambda \frac{R_r}{L_r} \Psi_r^2 = 0. \quad (36)$$

Вивчення коренів характеристичного рівняння (36) показало, що система рівнянь збуреного руху (30) стійка при виконанні умови $\lambda > 0$, що також впливає з вимоги позитивної визначеності функції Ляпунова (19). Аналіз показав, що при будь-яких значеннях параметра інтегратора $\lambda > 0$ рівняння (36) має один негативний дійсний корінь і два комплексно-сполучених корені з негативною дійсною частиною. Тоді перехідний процес збуреного руху відповідний рівнянню (36) буде представлений такою функцією часу:

$$\eta(t) = Ae^{-\alpha t} + (B \cos \beta t + C \sin \beta t) e^{-\gamma t}, \quad (37)$$

де α – абсолютне значення дійсного кореня; γ, β – абсолютні значення дійсної і уявної частин пари комплексно-сполучених коренів.

При початкових умовах $\eta(0) = \eta_0$, $\eta'(0) = \eta''(0) = 0$ постійні інтегрування:

$$A = \frac{(\gamma^2 + \beta^2) \eta_0}{(\gamma - \alpha)^2 + \beta^2}; \quad B = \frac{\alpha(\alpha - 2\gamma) \eta_0}{(\gamma - \alpha)^2 + \beta^2}; \quad C = \frac{\alpha(\beta^2 - \gamma^2 + \alpha\gamma) \eta_0}{\beta[(\gamma - \alpha)^2 + \beta^2]}. \quad (38)$$

У досліджуваному випадку виконуються умови $\beta \gg \alpha$, $\beta \gg \gamma$. Тому коефіцієнти B та C на два порядки менше коефіцієнта A і прямують при $\beta \rightarrow \infty$ до $A = \eta_0$, $B = C = 0$. Таким чином, тривалість загасання збурень визначається головним чином негативним дійсним коренем $(-\alpha)$.

З рівняння (36) випливає, що його коефіцієнти залежать від модуля вектора потокозчеплення ротора Ψ_r , кутової швидкості ротора ω в електричних рад/с і параметру λ . Стандартні закони частотного або векторного керування забезпечують рівність потокозчеплення ротора номінальному значенню, розрахованому за формулою (35). Тому досліджувалася залежність величини кореня $(-\alpha)$ від параметра λ при різних фіксованих значеннях швидкості ω . Графіки зазначеної залежності представлені на рис. 1. При $\lambda \rightarrow \infty$ дійсний корінь рівняння (36) асимптотично наближається до границі відношення $-a_3/a_2$, яке дорівнює $-R_r/L_r = -1/T_r$. Графіки побудовані для фіксованих значень швидкостей ротора рівних 10, 50, 100, 150 рад/с. Графік червоного кольору відповідає самій низькій

швидкості з перерахованих, а графік синього кольору – найвищій швидкості. Корінь $(-\alpha)$ досягає практично граничного значення і стає незалежним від швидкості при $\lambda > 2 \cdot 10^5$. Тому в системах частотного керування для якісного спостереження швидкості коефіцієнт підсилення інтегратора λ потрібно брати не менше вказаного значення.

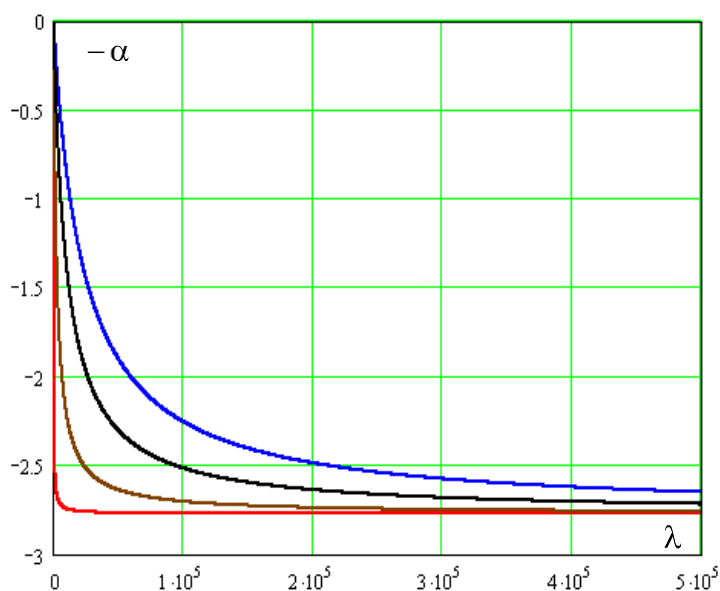


Рис. 1. Залежність дійсного кореня рівняння (36) від коефіцієнта підсилення інтегратора

Джерело: розроблено автором.

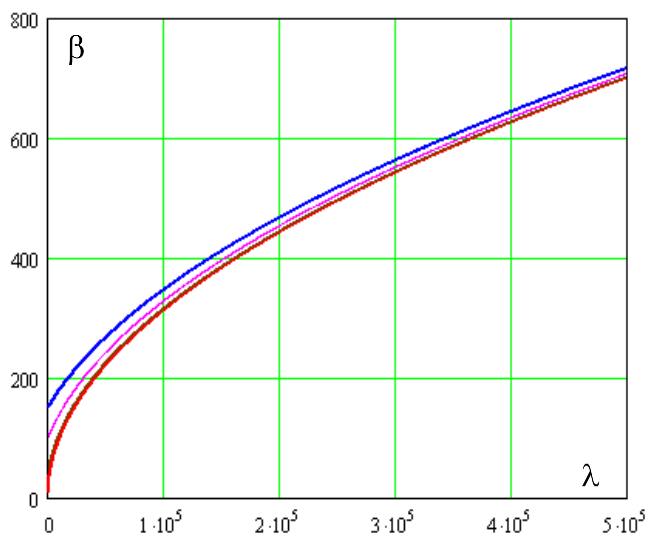


Рис. 2. Залежність уявної частини коренів рівняння (36) від коефіцієнта підсилення інтегратора

Джерело: розроблено автором.

На рис. 2 представлені графіки залежності уявної частини комплексно-сполучених коренів від параметра інтегратора при різних значеннях швидкості ротора. Близькість графіків один до одного вказує на те, що параметр β , а отже, частота коливальних складових процесу вгасання збуреного руху, не залежить від швидкості ротора. При цьому

параметр β монотонно зростає при збільшенні параметра інтегратора λ . Наявність комплексно-сполучених коренів і велика величина їх уявної частини пояснює, чому процес спостереження швидкості при наявності тільки інтегральної складової супроводжується малими високочастотними коливаннями оцінки швидкості ротора близько її справжнього значення. Тому в реальних спостерігачах швидкості не обмежуються тільки інтегральною складовою регулятора λ , а вводять у його склад ще пропорційну складову.

Якщо використовувати ПІ-регулятор у складі спостерігача швидкості, то в системі рівнянь (29) зміниться останнє рівняння і система набуде вигляду:

$$\begin{aligned} p \hat{\Psi}_{r\alpha}^R &= -\frac{R_r}{L_r} \hat{\Psi}_{r\alpha}^R - \hat{\omega} \hat{\Psi}_{r\beta}^R + R_r k_r I_{s\alpha}; \\ p \hat{\Psi}_{r\beta}^R &= -\frac{R_r}{L_r} \hat{\Psi}_{r\beta}^R + \hat{\omega} \hat{\Psi}_{r\alpha}^R + R_r k_r I_{s\beta}; \\ p \hat{\omega} &= \tau p (\hat{\Psi}_{r\alpha}^R \hat{\Psi}_{r\beta}^S - \hat{\Psi}_{r\beta}^R \hat{\Psi}_{r\alpha}^S) + \lambda (\hat{\Psi}_{r\alpha}^R \hat{\Psi}_{r\beta}^S - \hat{\Psi}_{r\beta}^R \hat{\Psi}_{r\alpha}^S), \end{aligned} \quad (39)$$

де τ – коефіцієнт підсилення пропорційної складової ПІ-регулятора векторного добутку векторів $\vec{\Psi}_r^S$ та $\vec{\Psi}_r^R$.

Розглянемо похідну від векторного добутку векторів за умови, що модуль вектора потокозчеплення ротора не змінюється

$$p(\hat{\Psi}_{r\alpha}^R \hat{\Psi}_{r\beta}^S - \hat{\Psi}_{r\beta}^R \hat{\Psi}_{r\alpha}^S) = p[\vec{\Psi}_r^R \times \vec{\Psi}_r^S] = p(|\vec{\Psi}_r^R| \cdot |\vec{\Psi}_r^S| \sin \varphi) = |\vec{\Psi}_r^R| \cdot |\vec{\Psi}_r^S| \cos \varphi = \vec{\Psi}_r^R \cdot \vec{\Psi}_r^S. \quad (40)$$

При прийнятих допущеннях одержали, що похідна від векторного добутку векторів дорівнює скалярному добутку цих векторів. Через проекції векторів скалярний добуток записується так

$$\vec{\Psi}_r^R \cdot \vec{\Psi}_r^S = \hat{\Psi}_{r\alpha}^R \hat{\Psi}_{r\alpha}^S + \hat{\Psi}_{r\beta}^R \hat{\Psi}_{r\beta}^S. \quad (41)$$

Тоді останнє рівняння системи (39) набуде вигляду:

$$p \hat{\omega} = \tau (\hat{\Psi}_{r\alpha}^R \hat{\Psi}_{r\alpha}^S + \hat{\Psi}_{r\beta}^R \hat{\Psi}_{r\beta}^S) + \lambda (\hat{\Psi}_{r\alpha}^R \hat{\Psi}_{r\beta}^S - \hat{\Psi}_{r\beta}^R \hat{\Psi}_{r\alpha}^S), \quad (42)$$

яке у відхиленнях запишеться в такий спосіб

$$\begin{aligned} p \Delta \hat{\omega} &= \tau \hat{\Psi}_{r\alpha}^S \Delta \hat{\Psi}_{r\alpha}^R + \tau \hat{\Psi}_{r\beta}^S \Delta \hat{\Psi}_{r\beta}^R + \lambda \hat{\Psi}_{r\beta}^S \Delta \hat{\Psi}_{r\alpha}^R - \lambda \hat{\Psi}_{r\alpha}^S \Delta \hat{\Psi}_{r\beta}^R = \\ &= (\tau \hat{\Psi}_{r\alpha}^S + \lambda \hat{\Psi}_{r\beta}^S) \Delta \hat{\Psi}_{r\alpha}^R + (\tau \hat{\Psi}_{r\beta}^S - \lambda \hat{\Psi}_{r\alpha}^S) \Delta \hat{\Psi}_{r\beta}^R. \end{aligned} \quad (43)$$

Система рівнянь збуреного руху спостерігача (30) доповниться доданками в останньому рівнянні й запишеться так:

$$\begin{aligned} p \Delta \hat{\Psi}_{r\alpha}^R &= -\frac{R_r}{L_r} \Delta \hat{\Psi}_{r\alpha}^R - \Delta \hat{\omega} \hat{\Psi}_{r\beta,\infty}^R - \Delta \hat{\Psi}_{r\beta}^R \hat{\omega}_\infty; \\ p \Delta \hat{\Psi}_{r\beta}^R &= -\frac{R_r}{L_r} \Delta \hat{\Psi}_{r\beta}^R + \Delta \hat{\omega} \hat{\Psi}_{r\alpha,\infty}^R + \Delta \hat{\Psi}_{r\alpha}^R \hat{\omega}_\infty; \\ p \Delta \hat{\omega} &= (\tau \hat{\Psi}_{r\alpha}^S + \lambda \hat{\Psi}_{r\beta}^S) \Delta \hat{\Psi}_{r\alpha}^R + (\tau \hat{\Psi}_{r\beta}^S - \lambda \hat{\Psi}_{r\alpha}^S) \Delta \hat{\Psi}_{r\beta}^R. \end{aligned} \quad (44)$$

Характеристичне рівняння системи (44) наступне

$$|A - pE| = \begin{vmatrix} -\frac{R_r}{L_r} - p & -\hat{\omega}_\infty & -\hat{\Psi}_{r\beta,\infty}^R \\ \hat{\omega}_\infty & -\frac{R_r}{L_r} - p & \hat{\Psi}_{r\alpha,\infty}^R \\ \tau\hat{\Psi}_{r\alpha}^S + \lambda\hat{\Psi}_{r\beta}^S & \tau\hat{\Psi}_{r\beta}^S - \lambda\hat{\Psi}_{r\alpha}^S & -p \end{vmatrix} = 0. \quad (45)$$

Якщо прийняти умови сталого режиму роботи (33), то характеристичний поліном перетворимо в такий спосіб

$$\begin{aligned} p^3 + 2\frac{R_r}{L_r}p^2 + \frac{R_r^2}{L_r^2}p + \tau\omega(\hat{\Psi}_{r\alpha}^S)^2 + \lambda\omega\Psi_{r\alpha}^S\Psi_{r\beta}^S + \tau\omega(\Psi_{r\beta}^S)^2 - \lambda\omega\Psi_{r\alpha}^S\Psi_{r\beta}^S + \\ + (\tau\hat{\Psi}_{r\alpha}^S + \lambda\hat{\Psi}_{r\beta}^S)\left(\frac{R_r}{L_r}\hat{\Psi}_{r\beta}^S + p\hat{\Psi}_{r\beta}^S\right) + \omega^2p - (\tau\hat{\Psi}_{r\beta}^S - \lambda\hat{\Psi}_{r\alpha}^S)\left(\frac{R_r}{L_r}\hat{\Psi}_{r\alpha}^S + p\hat{\Psi}_{r\alpha}^S\right) = \\ = p^3 + 2\frac{R_r}{L_r}p^2 + \frac{R_r^2}{L_r^2}p + \omega^2p + \tau\omega\Psi_r^2 + \tau\frac{R_r}{L_r}\Psi_{r\alpha}^S\Psi_{r\beta}^S + p\tau\Psi_{r\alpha}^S\Psi_{r\beta}^S + \lambda\frac{R_r}{L_r}(\Psi_{r\beta}^S)^2 + \\ + p\lambda(\Psi_{r\beta}^S)^2 - \tau\frac{R_r}{L_r}\Psi_{r\alpha}^S\Psi_{r\beta}^S - p\tau\Psi_{r\alpha}^S\Psi_{r\beta}^S + \lambda\frac{R_r}{L_r}(\Psi_{r\alpha}^S)^2 + p\lambda(\Psi_{r\alpha}^S)^2 = \\ = p^3 + 2\frac{R_r}{L_r}p^2 + \left(\frac{R_r^2}{L_r^2} + \omega^2 + \lambda\Psi_r^2\right)p + \left(\lambda\frac{R_r}{L_r}\Psi_r^2 + \tau\omega\Psi_r^2\right). \end{aligned} \quad (46)$$

У підсумку одержали характеристичне рівняння:

$$p^3 + 2\frac{R_r}{L_r}p^2 + \left(\frac{R_r^2}{L_r^2} + \omega^2 + \lambda\Psi_r^2\right)p + \left(\lambda\frac{R_r}{L_r}\Psi_r^2 + \tau\omega\Psi_r^2\right) = 0, \quad (47)$$

коефіцієнти якого залежать від параметрів λ і τ ПІ-регулятора у складі досліджуваного спостерігача швидкості.

Якщо зафіксувати значення швидкості, то для системи з характеристичним рівнянням (47) можна побудувати в площині параметрів λ і τ границю області стійкості. На рис. 3 представлені лінії границі стійкості спостерігача для трьох значень швидкості ротора АМ. Представлена область (λ, τ) розбивалася рівномірною сіткою, у вузлах якої знаходилися корені рівняння (47). Вузли сітки перевірялися по вертикальних напрямках і при перетинанні границі області стійкості дійсна частина хоча б одного кореня рівняння (47) ставала позитивною. Тоді попередня точка приймалася за точку границі стійкості. Границі будувалися для швидкостей 150, 100, 50 рад/с, вийшли практично лінійними і чим менше швидкість, тим границя проходить вище. Тому для забезпечення стійкості у всьому діапазоні регулювання швидкості значення параметрів λ і τ потрібно брати відповідно точкам, які лежать нижче червоної лінії побудованої для найбільшої (номінальної) швидкості. Якщо взяти тільки інтегральну складову, то чим більше λ , тим швидше оцінка швидкості $\hat{\omega}$ сходиться до її реального значення ω . Однак у замкнутих системах регулювання при замиканні негативного зворотного зв'язку за оцінкою швидкості $\hat{\omega}$ відбуваються незначні високочастотні автоколивання оцінки $\hat{\omega}$ близько оцінюваного значення ω . Введення до складу регулятора пропорційної складової τ дозволяє забрати зазначені автоколивання. При цьому, чим більше λ , тим більше значення τ потрібно, щоб

вивести спостерігач зі стійкого стану. Графіки на рис. 3 дозволяють оцінити числові значення коефіцієнтів ПІ-регулятора у складі спостерігача швидкості. З розгляду області нижче червоної лінії випливає, що для якісного оцінювання швидкості параметр τ потрібно брати приблизно у 100 разів менше відповідного параметра λ . Наприклад при $\lambda = 5 \cdot 10^5$ буде $\tau = 5 \cdot 10^3$, а для $\lambda = 2 \cdot 10^5$ доцільно взяти $\tau = 2 \cdot 10^3$.

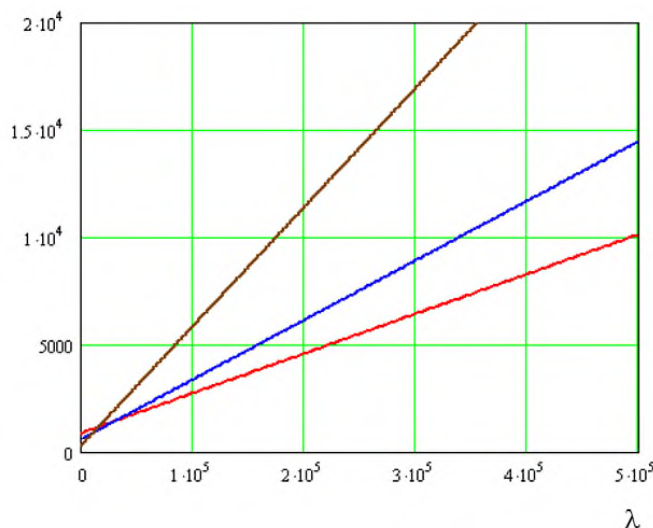


Рис. 3. Границі стійкості в області параметрів ПІ-регулятора для різних значень швидкостей ротора

Джерело: розроблено автором.

В операторному вигляді закон адаптації буде таким

$$\hat{\omega} = \left(\tau + \frac{\lambda}{p} \right) (\hat{\Psi}_{r\alpha}^R \hat{\Psi}_{r\beta}^S - \hat{\Psi}_{r\beta}^R \hat{\Psi}_{r\alpha}^S). \quad (48)$$

Рівняння (28), (29), (48) після об'єднання в систему утворюють математичну модель спостерігача швидкості, заснованого на векторі потокозчеплення ротора. Структурна схема спостерігача швидкості представлена на рис. 4. Регулюючий адаптер являє собою пропорційно-інтегруючу ланку, на вхід якого подається величина векторного добутку векторів потокозчеплення ротора $\hat{\Psi}_r^R$ і $\hat{\Psi}_r^S$, визначені з моделей ротора (11) і статора (10) відповідно. Геометрично величина векторного добутку двох векторів дорівнює подвоєній площі трикутника між ними. Регулятор (48) підтримує цю площу рівною нулю і тим самим регулятор сполучає вектор потокозчеплення моделі ротора з вектором потокозчеплення моделі статора. Виходом структурної схеми є оцінка швидкості ротора $\hat{\omega}$ в електричних рад/с, що зв'язана з оцінкою реальної швидкості за формулою $\hat{\omega} = N\hat{\omega}_r$, де N – число пар полюсів АМ.

Динаміка синтезованого спостерігача швидкості досліджувалася в системі асинхронного ЕП з частотним скалярним керуванням і ПІД-регулятором швидкості. За основу розрахунку бралися параметри АМ типу 4A132M4Y3 з такими паспортними даними: $P_n = 11 \text{ кВт}$, $U_n = 380 \text{ В}$, $n_c = 1500 \text{ об/хв}$. На основі проведених досліджень у середовищі Matlab Simulink розроблена математична модель електропривода з частотним керуванням, у складі якого тільки контур регулювання швидкості, а в колі зворотного зв'язку включений спостерігач швидкості, з виходу якого оцінка швидкості ротора подається на вхід її регулятора. Реалізовано закон частотного керування $U/f = \text{const}$ у всіх режимах

роботи ЕП: пуск до швидкості 140 рад/с без навантаження, потім накид і зняття навантаження і гальмування до зниженої швидкості 50 рад/с. Перехідний процес регулювання швидкості показаний на рис. 5. Тут, крім швидкості ротора, також представлені графіки її оцінки, електромагнітний момент, векторний добуток векторів-оцінок вектора потокозчеплення ротора, модуль вектора потокозчеплення ротора і напруга фази А статора.

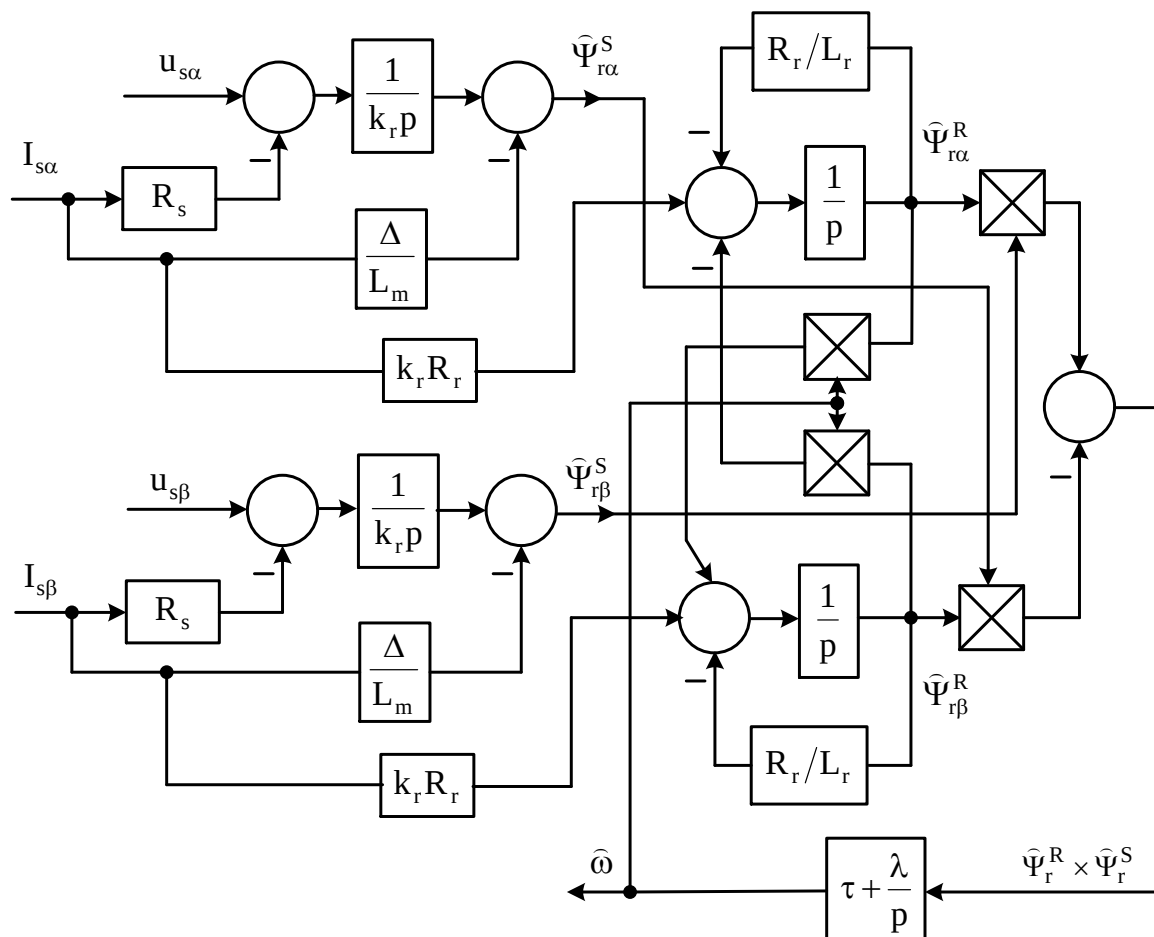


Рис. 4. Структурна схема спостерігача швидкості

Джерело: розроблено автором.

Пуск АМ і наростання магнітного потоку відбуваються одночасно. Після того, як збудження АМ завершилося, у всіх наступних перехідних режимах модуль вектора потокозчеплення ротора Ψ_r змінюється незначно біля свого номінального значення. Параметри ПІ-регулятора в складі спостерігача прийняті, виходячи з аналізу стійкості, проведеного вище, і дорівнюють: $\lambda = 2 \cdot 10^5$, $\tau = 2 \cdot 10^3$. Оцінка швидкості ротора $\hat{\omega}_r$ (графік червоного кольору), що обчислюється спостерігачем, практично збігається з фактичною швидкістю ω_r (графік синього кольору). Для розрізнення цих графіків у збільшеному масштабі представлена коротка ділянка закінчення перехідного процесу частотного пуску при виході швидкості на рівень завдання. Векторний добуток $\hat{\Psi}_r^R \times \hat{\Psi}_r^S$ дорівнює нулю в сталих режимах роботи ЕП, що вказує на рівність оцінки швидкості ротора $\hat{\omega}_r$ та її реального значення ω_r . У перехідних режимах і при дії збурень векторний добуток $\hat{\Psi}_r^R \times \hat{\Psi}_r^S$ відхиляється від нуля через те, що спостерігачу притамана деяка інерційність і оцінка швидкості $\hat{\omega}_r$ в динаміці незначно відстає від фізичної швидкості ротора ω_r .

Інтегральна складова з коефіцієнтом λ виводить у статиці векторний добуток $\hat{\Psi}_r^R \times \hat{\Psi}_r^S$ у нуль за рахунок того, що забезпечує рівність $\hat{\omega}_r = \omega_r$. Якщо брати інші значення параметрів λ та τ з області, що лежить нижче червоного графіка рис. 3, то показники якості перехідних процесів істотно не змінюються в порівнянні з тими, що показані на рис. 5.

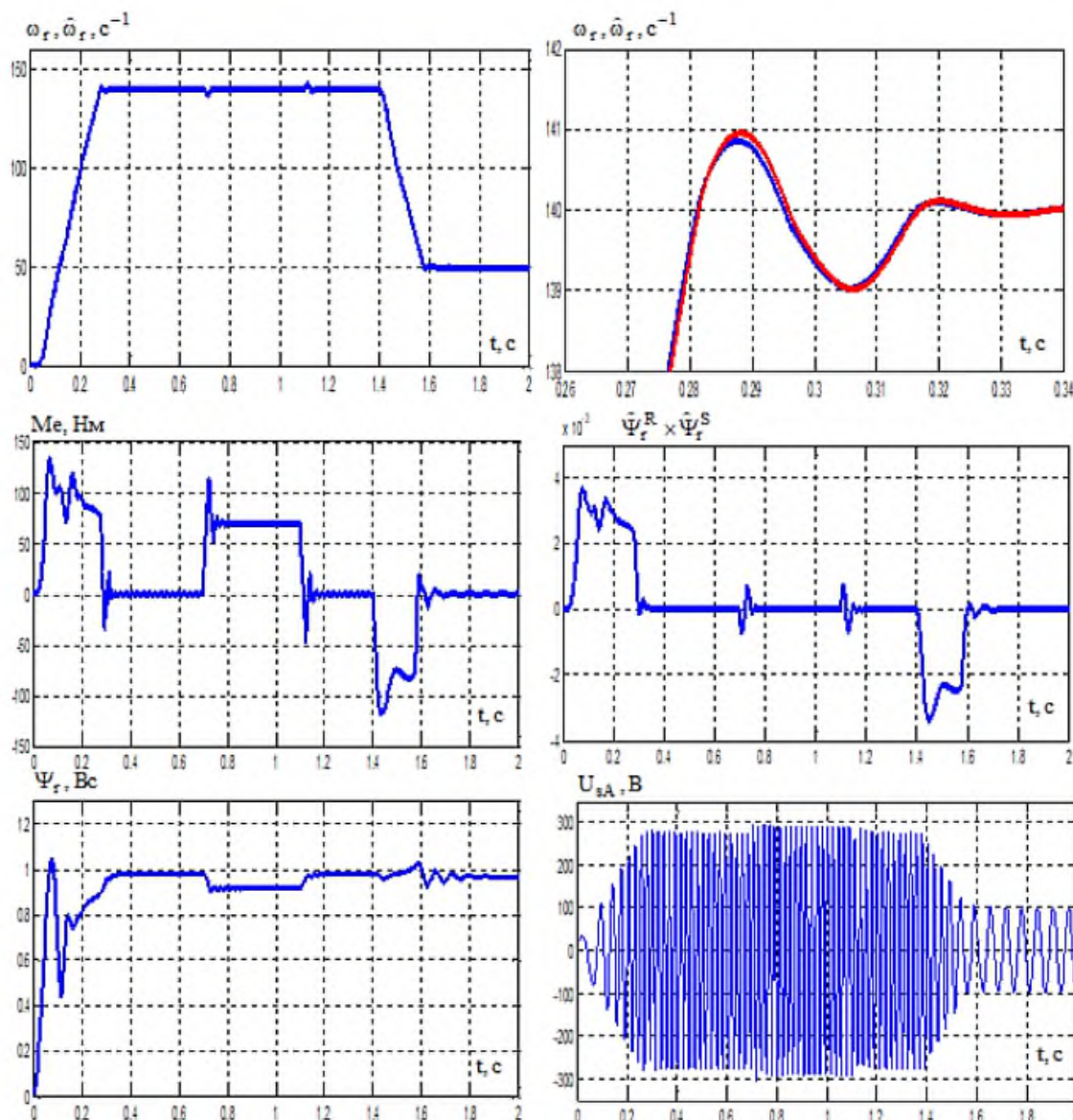


Рис. 5. Графіки перехідних процесів в асинхронному електроприводі при частотному керуванні зі спостерігачем швидкості

Джерело: розроблено автором.

Висновки. У статті в класі систем з еталонною моделлю на підставі другої теореми Ляпунова про стійкість руху здійснений структурний синтез спостерігача швидкості, що як функцію адаптації використовує векторний добуток оцінок вектора потокозчеплення ротора, отриманих з еталонної моделі статора й адаптивної моделі ротора. Запропоновано підхід до визначення параметрів ПІ-регулятора у складі спостерігача швидкості, що спирається на першу теорему Ляпунова про стійкість руху: нелінійні рівняння спостерігача лінеаризуються й отримані класичною методикою області стійкості системи рівнянь першого наближення узагальнюються на вихідну нелінійну систему рівнянь спостері-

гача. З процедури структурного синтезу не впливає необхідності застосовувати пропорційну складову ПІ-регулятора спостерігача швидкості. Однак зазначеним способом доведено, що пропорційна складова підвищує швидкодію спостерігача і визначені її граничні значення за умовою його асимптотичної стійкості. Висока якість ідентифікації швидкості ротора АМ запропонованим спостерігачем зі знайденою структурою і значеннями параметрів, що рекомендуються з визначеного діапазону, підтверджено методом математичного моделювання замкнутого за швидкістю асинхронного ЕП з частотним керуванням і синтезованим спостерігачем у колі зворотного зв'язку.

Список використаних джерел

1. *Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи*. (2005). Либідь.
2. Klyuyev, O., & Sadovoy, A. (2021). Kinetics of excitation of a magnetic field in asynchronous valve cascade. *Collection of Scholarly Papers of Dniprovsk State Technical University (Technical Sciences)*, 2(37), 34–42. <https://doi.org/10.31319/2519-2884.37.2020.7>.
3. Hau Huu Vo, Pavel Brandstetter, Chau Si Thien Dong. (2015). MRAS observers for speed estimation of induction motor with direct torque and flux control. *AETA 2015: Recent advances in electrical engineering and related sciences*, 325–335. http://dx.doi.org/10.1007/978-3-319-27247-4_29.
4. Accetta, A., Cirrincione, M., Pucci, M., & Vitale, G. (2011). MRAS speed observer for high performance linear induction motor drives based on linear neural networks. *У 2011 IEEE energy conversion congress and exposition (ECCE)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ecce.2011.6063997>.
5. El Merrassi, W., Abounada, A., & Ramzi, M. (2021). Advanced speed sensorless control strategy for induction machine based on neuro-MRAS observer. *Materials Today: Proceedings*, 45, 7615–7621. <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2021.03.081>.
6. Comanescu, M., & Xu, L. (2006). Sliding-mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction Machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(1), 146–153. <https://doi.org/10.1109/tie.2005.862303>.
7. Zorgani, Y. A., Koubaa, Y., & Boussak, M. (2016). MRAS state estimator for speed sensorless ISFOC induction motor drives with Luenberger load torque estimation. *ISA Transactions*, 61, 308–317. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2015.12.015>.
8. Mini, R. & Backer, P., & Satheesh, Hariram & Dinesh, M.N. (2015). MRAS speed observer for low speed estimation in sensorless DTC-SVM induction motor drives. 10. 37751–37757.
9. Shareef Sheik, M., & Balaji, K. (2020). Comparison of artificial controller based MRAS speed observer for field oriented control of induction motor. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 925, 012019. <https://doi.org/10.1088/1757-899x/925/1/012019>.
10. Gadoue, S. M., Giaouris, D., & Finch, J. W. (2008). A neural network based stator current MRAS observer for speed sensorless induction motor drives. *У 2008 IEEE international symposium on industrial electronics (ISIE 2008)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/isie.2008.4677079>.
11. Fan, B., Fu, Z., Liu, L., & Fu, J. (2019). The full-order state observer speed-sensorless vector control based on parameters identification for induction motor. *Measurement and Control*, 52(3–4), 202–211. <https://doi.org/10.1177/0020294019827341>.
12. Klyuyev, O., Sadovoi, A., & Sokhina, Y. (2022). Observer of speed and flux linkage in the system of vector control of asynchronous electric drive. *Collection of Scholarly Papers of Dniprovsk State Technical University (Technical Sciences)*, 2(41), 89–97. <https://doi.org/10.31319/2519-2884.41.2022.10>.

References

1. Popovych, M.H., Lozynskyi, O.Yu., & Klepikov, V.B. (2005) Elektromekhanichni systemy avtomatychnoho keruvannia ta elektropyvody [Electromechanical automatic control systems and electric drives]. Lybid.
2. Klyuyev, O., & Sadovoy, A. (2021). Kinetics of excitation of a magnetic field in asynchronous valve cascade. *Collection of Scholarly Papers of Dniprovsk State Technical University (Technical Sciences)*, 2(37), 34–42. <https://doi.org/10.31319/2519-2884.37.2020.7>.
3. Hau Huu Vo, Pavel Brandstetter, Chau Si Thien Dong. (2015). MRAS observers for speed estimation of induction motor with direct torque and flux control. *AETA 2015: Recent advances in electrical engineering and related sciences*, 325–335. http://dx.doi.org/10.1007/978-3-319-27247-4_29.
4. Accetta, A., Cirrincione, M., Pucci, M., & Vitale, G. (2011). MRAS speed observer for high performance linear induction motor drives based on linear neural networks. *У 2011 IEEE energy conversion congress and exposition (ECCE)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ecce.2011.6063997>.

5. El Merrassi, W., Abounada, A., & Ramzi, M. (2021). Advanced speed sensorless control strategy for induction machine based on neuro-MRAS observer. *Materials Today: Proceedings*, 45, 7615–7621. <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2021.03.081>.
6. Comanescu, M., & Xu, L. (2006). Sliding-mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction Machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(1), 146–153. <https://doi.org/10.1109/tie.2005.862303>.
7. Zorgani, Y. A., Koubaa, Y., & Boussak, M. (2016). MRAS state estimator for speed sensorless ISFOC induction motor drives with Luenberger load torque estimation. *ISA Transactions*, 61, 308–317. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2015.12.015>.
8. Mini, R. & Backer, P., & Satheesh, Hariram & Dinesh, M.N. (2015). MRAS speed observer for low speed estimation in sensorless DTC-SVM induction motor drives. 10. 37751-37757.
9. Shareef Sheik, M., & Balaji, K. (2020). Comparison of artificial controller based MRAS speed observer for field oriented control of induction motor. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 925, 012019. <https://doi.org/10.1088/1757-899x/925/1/012019>.
10. Gadoue, S. M., Giaouris, D., & Finch, J. W. (2008). A neural network based stator current MRAS observer for speed sensorless induction motor drives. *Y 2008 IEEE international symposium on industrial electronics (ISIE 2008)*. IEEE. <https://doi.org/10.1109/isie.2008.4677079>.
11. Fan, B., Fu, Z., Liu, L., & Fu, J. (2019). The full-order state observer speed-sensorless vector control based on parameters identification for induction motor. *Measurement and Control*, 52(3-4), 202–211. <https://doi.org/10.1177/0020294019827341>.
12. Klyuyev, O., Sadovoi, A., & Sokhina, Y. (2022). Observer of speed and flux linkage in the system of vector control of asynchronous electric drive. *Collection of Scholarly Papers of Dniprovsk State Technical University (Technical Sciences)*, 2(41), 89–97. <https://doi.org/10.31319/2519-2884.41.2022.10>.

Отримано 28.05.2025

UDC 62-523:681.513.66

Oleh Kliuiev

PhD in Technical Sciences, Associate Professor, Associate Professor of the Department of Electrotechnic and Electromechanics
Dnipro State Technical University (Kamianske, Ukraine)

E-mail: kluev2006@ukr.net. ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4542-3317>. Scopus Author ID: [57217113986](https://orcid.org/57217113986)

SPEED OBSERVER OF AN INDUCTION MACHINE BASED ON THE ROTOR FLUX LINKAGE VECTOR

Currently it is promising to create closed-loop asynchronous electric drives with frequency speed control without a physical speed sensor on the AM shaft and instead use a speed observer. These sensorless electric drive systems have lower cost and dimensions and are more reliable if under operating conditions installing a speed sensor on the AM shaft is difficult or impossible. Well-known speed observers are synthesized as adaptive systems with a reference model (Model Reference Adaptive System – MRAS). These speed observers are most often used to form the adaptation function of the rotor flux linkage vector and estimation is obtained from the reference stator model and the adaptive rotor model. The observer structure is determined using a technique that uses the second Lyapunov theorem on the motion stability. At the same time, the problem of parametric synthesis, which consists in determining coefficients of the PI controller as part of the speed observer, is not even posed and solved in the literary sources known to the author. Therefore, the aim of the article was to propose a method for determining limits of the ranges of possible values of the controller coefficients. The criterion for selecting the controller parameters is the asymptotic stability of the observer. To determine stability of the observer the method of the first Lyapunov theorem on the motion stability was used. The original system of nonlinear equations of the observer was linearized. Then, to construct boundaries of the stability region in the plane of two gain coefficients of the PI controller, roots of the characteristic equation of the linearized system were found in the nodes of the grid of the parameter plane. The need to use not only the integral but also the proportional component of the controller was justified, numerical values of these parameters and their relationship at different values of the rotor speed were determined.

Keywords: asynchronous machine; system with reference model; speed observer; adaptation function; characteristic equation; asymptotic stability.

Fig.: 5. References: 12.