

Б. І. ПРИЙМАК

кандидат технічних наук, доцент,
доцент кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
ORCID: 0000-0001-7680-8565

М. М. ЖЕЛІНСЬКИЙ

кандидат технічних наук,
старший викладач кафедри автоматизації електромеханічних систем
та електроприводу
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
ORCID: 0000-0003-4862-1802

В. І. ТЕРЯЄВ

кандидат технічних наук, доцент,
доцент кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
ORCID: 0000-0002-8634-0895

БЕЗДАВАЧЕВЕ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ДВИГУНОМ ЕЛЕКТРОМОБІЛЯ З НЕЧІТКИМ АЛГОРИТМОМ АДАПТАЦІЇ СПОСТЕРІГАЧА ШВИДКОСТІ

Завдяки високій надійності та порівняно низькій вартості асинхронні двигуни (АД) досить широко застосовуються в електромобілях. У сучасних перспективних системах бездавачевого векторного керування АД замість вимірюваної швидкості ротора використовується її оцінка, яка отримується за допомогою спостерігача швидкості (СШ). Перевагами бездавачевого керування є краща завадостійкість, вища надійність та нижча вартість системи автоматичного керування (САК) АД. Важливою особливістю бездавачевої САК АД є те, що для поліпшення її динаміки слід у першу чергу поліпшувати динаміку СШ, яка детермінується алгоритмом роботи механізму адаптації. За використання традиційного пропорційно-інтегрального (ПІ) алгоритму адаптації СШ підвищення швидкодії системи може супроводжуватися небажаним зростанням коливальності перехідних процесів, що призводить до збільшення втрат енергії в АД. Тому задача удосконалення алгоритму адаптації СШ в САК АД електромобіля на сьогодні є важливою та актуальною.

Метою роботи є побудова та дослідження системи векторного керування бездавачевим АД електромобіля із застосуванням нечіткого ПІ алгоритму адаптації СШ.

Для поліпшення властивостей системи бездавачевого векторного керування АД електромобіля запропоновано в блоці адаптації спостерігача швидкості замість традиційного ПІ алгоритму використати його нечітку версію – фазі-ПІ (ФПІ) алгоритм. Синтезовано блок фазі-логіки ФПІ алгоритму із двома вхідними та одною вихідною лінгвістичними змінними. Кожній лінгвістичній змінній відповідали сім термів, серед функцій належності яких п'ять мали форму трикутника, а дві – форму трапеції.

Результати математичного моделювання показали, що використання ФПІ алгоритму адаптації СШ дозволяє істотно покращити динамічні та енергетичні характеристики САК АД. У перехідних процесах компенсування зміни навантаження двигуна динамічне відхилення швидкості та час регулювання зменшуються відповідно на 12% та 22%. Втрати енергії у перехідних процесах при східчастому завданні швидкості та накиді навантаження знижуються відповідно на 13,3% та 9,8%.

Ключові слова: електромобіль, асинхронний двигун, бездавачевий привод, векторне керування, спостерігач швидкості, нечіткий алгоритм.

B. I. PRYYMAK

Candidate of Technical Sciences, Associate Professor,
Associate Professor at the Department of Automation
of Electromechanical Systems and the Electric Drive
National Technical University of Ukraine
“Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”
ORCID: 0000-0001-7680-8565

M. M. ZHELINSKYI

Candidate of Technical Sciences,
Senior Lecturer at the Department of Automation
of Electromechanical Systems and the Electric Drive
National Technical University of Ukraine
“Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”
ORCID: 0000-0003-4862-1802

V. I. TERIAIEV

Candidate of Technical Sciences, Associate Professor,
Associate Professor at the Department of Automation
of Electromechanical Systems and the Electric Drive
National Technical University of Ukraine
“Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”
ORCID: 0000-0002-8634-0895

SENSORLESS VECTOR CONTROL OF AN ELECTRIC VEHICLE INDUCTION MOTOR WITH A FUZZY ALGORITHM FOR SPEED OBSERVER ADAPTATION

Due to their high reliability and relatively low cost, induction motors (IMs) are widely used in electric vehicles. In modern advanced systems of sensorless vector control of AC motors, instead of the measured rotor speed, its estimate is used, which is obtained with the help of a speed observer (SO). The advantages of sensorless control are better noise immunity, higher reliability, and lower cost of the IM automatic control system (ACS). An important feature of sensorless IM ACS is that in order to improve its dynamics, it is necessary to improve the dynamics of the SB, which is determined by the algorithm of the adaptation mechanism. When using the traditional proportional-integral (PI) algorithm for the adaptation of the SO, an increase in system performance may be accompanied by an undesirable increase in the oscillation of transients, which leads to an increase in energy losses in the IM. Therefore, the task of improving the SO adaptation algorithm in the IM ACS of an electric vehicle is currently important and relevant.

The aim of this work is to build and study a vector control system for sensorless electric vehicle IM using a fuzzy PI algorithm for adaptation of the SO.

In order to improve the properties of the sensorless vector control system for the IM of an electric vehicle, it is proposed to use its fuzzy version, the fuzzy -PI (FPI) algorithm, instead of the traditional PI algorithm, in the speed observer adaptation block. The fuzzy-logic block of the FPI algorithm with two input and one output linguistic variables is synthesized. Each linguistic variable corresponded to seven terms, among which five had the shape of a triangle and two had the shape of a trapezoid.

The results of mathematical modelling have shown that the use of the FPI adaptation algorithm of the SO can significantly improve the dynamic and energy characteristics of the IM ACS. In the transient processes of compensating for changes in motor load, the dynamic speed deviation and control time are reduced by 12% and 22%, respectively. Energy losses in transients during stepwise speed control and load application are reduced by 13.3% and 9.8%, respectively.

Key words: electric vehicle, induction motor, sensorless drive, vector control, speed observer, fuzzy algorithm.

Постановка проблеми

Тягові електроприводи на основі векторно-керованих асинхронних двигунів (АД) є досить перспективними для використання в електромобілях. В таких електроприводах час перехідного процесу повинен складати десятки долі секунди, перевантажувальна здатність в динамічних режимах має бути щонайменше двократною, регулювання швидкості ротора повинно бути від нульової до вдвічі (в деяких випадках втричі) вищої за номінальне значення [1–3].

Наразі одним з перспективних методів керування АД є бездавачеве керування [4; 5]. Цей метод не потребує давача швидкості двигуна, а в системі векторного керування замість вимірюваної дійсної швидкості ротора використовується її оцінка, що визначається за допомогою оцінювача (спостерігача). Бездавачеве керування має низку переваг, включаючи простішу механічну конструкцію, меншу кількість проводів, кращу заводостійкість, вищу надійність, менші витрати на технічне обслуговування та нижчу вартість системи автоматичного керування (САК) АД.

Важливою особливістю бездавачевих систем є те, що динаміка процесів керування швидкістю двигуна не може бути вищою ніж динаміка процесів оцінювання швидкості. Як наслідок, поліпшення динамічних властивостей САК АД тісно пов'язане з поліпшенням динамічних властивостей спостерігача швидкості (СШ). В свою чергу, динаміку СШ, як адаптивної системи, визначає алгоритм адаптації. Традиційний пропорційно-інтегральний (ПІ) алгоритм, що зазвичай використовується в механізмі адаптації СШ, не завжди дозволяє досягти бажаних показників якості перехідних процесів. Зокрема, при його використанні підвищення швидкодії системи може супроводжуватися небажаним зростанням коливальності перехідних процесів. При цьому погіршуються енергетичні характеристики САК АД внаслідок зростання втрат енергії у перехідних режимах.

Тому задача побудови системи векторного керування бездавачевим АД електромобіля із більш досконалим алгоритмом адаптації СШ на сьогодні є важливою та актуальною.

Аналіз останніх досліджень і публікацій

Огляд літературних джерел показує, що на сьогодні існує декілька напрямків побудови СШ в системах векторного керування бездавачевим АД. Серед таких напрямків можна відмітити застосування фільтру Калмана [6; 7] та використання штучних нейронних мереж [8; 9]. Також відомий клас спостерігачів, що побудовані у вигляді класичної адаптивної системи з еталонною моделлю (АСЕМ) [10–15]. Спостерігачі на основі АСЕМ спрощують практичну реалізацію бездавачевих систем і є найпоширенішими. В роботі [13] було запропоновано включити модель струму статорного кола АД в спостерігач швидкості зі структурою АСЕМ. Було показано, що таке рішення призводить до більшої стабільності процесів бездавачевого керування швидкістю двигуна.

З використанням такого підходу в [16] побудована САК АД електромобіля і проведено її дослідження в різних технологічних режимах роботи тягового приводу. Було запропоновано модифікувати в ній ПІ алгоритм адаптації СШ шляхом додавання диференційної компоненти. Це дозволило поліпшити динамічні та енергетичні показники системи при компенсуванні змін навантаження двигуна. Для покращення розглянутої в [16] системи виникла потреба дослідити її роботу із новим алгоритмом адаптації СШ, що ґрунтується на фазі-логіці. Результати цього дослідження висвітлюються в даній статті.

Формулювання мети дослідження

Метою роботи є побудова та дослідження системи векторного керування бездавачевим АД електромобіля із застосуванням нечіткого пропорційно-інтегрального алгоритму адаптації спостерігача швидкості.

Викладення основного матеріалу дослідження

В обертових координатах (d, q) , кутова швидкість яких дорівнює ω_0 , асинхронний двигун з короткозамкнутим ротором можна описати системою диференційних рівнянь [17].

$$\begin{aligned} U_{sd} &= R_s I_{sd} + d\Psi_{sd}/dt - \omega_0 \Psi_{sq}, \\ U_{sq} &= R_s I_{sq} + d\Psi_{sq}/dt + \omega_0 \Psi_{sd}, \\ 0 &= R_r I_{rd} + d\Psi_{rd}/dt - (\omega_0 - z_p \omega) \Psi_{rq}, \\ 0 &= R_r I_{rq} + d\Psi_{rq}/dt + (\omega_0 - z_p \omega) \Psi_{rd}, \\ M_e - M_L &= J d\omega/dt, \end{aligned} \tag{1}$$

де змінними є проекції на осі координат векторів напруги статора $\bar{U}_s = [U_{sd} \ U_{sq}]$, струму статора $\bar{I}_s = [I_{sd} \ I_{sq}]^T$, струму ротора $\bar{I}_r = [I_{rd} \ I_{rq}]^T$, потокозчеплення статора $\bar{\Psi}_s = [\Psi_{sd} \ \Psi_{sq}]^T$, потокозчеплення ротора $\bar{\Psi}_r = [\Psi_{rd} \ \Psi_{rq}]^T$; $M_e = (3z_p/2)K_r(\Psi_{rd}I_{sq} - \Psi_{rq}I_{sd})$ – електромагнітний момент двигуна; M_L – момент навантаження; z_p – момент інерції привода; z_p – кількість пар полюсів; ω – кутова швидкість ротора двигуна; R_s, R_r – відповідно активні опори фаз статора та ротора, зведеного до статора; $K_r = L_m/L_r$. Потокозчеплення визначаються зі співвідношень:

$$\Psi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd}; \quad \Psi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq}; \tag{2}$$

$$\Psi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd}; \quad \Psi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \tag{3}$$

де L_m – індуктивність намагнічування; $L_s = L_m + L_{s\sigma}$, $L_r = L_m + L_{r\sigma}$ – індуктивності фаз; $L_{r\sigma}, L_{s\sigma}$ – індуктивності від полів розсіювання статора і ротора.

Коли координати (d, q) зорієнтовані за $\bar{\Psi}_r$, що відповідає умовам $\Psi_{rq} = 0$, $d\Psi_{rq}/dt = 0$, $\Psi_{rd} = |\bar{\Psi}_r|$ то швидкість обертання координат дорівнюватиме $\omega_s = z_p \omega + K_r R_r I_q / \Psi_r$, де $\Psi_r \equiv |\bar{\Psi}_r|$, $I_q \equiv I_{sq}$ (далі індекс "s" в позначеннях струмів I_{sd}, I_{sq} не писатимемо). В цьому разі із (1)–(3) отримується опис АД, що є основою для побудови системи векторного керування.

Функціональна схема САК АД електромобіля без давача швидкості наведена на рис. 2. Дана система забезпечує роботу електромобіля в самокерованому режимі (режим автопілота). Наявні у схемі блоки та сигнали мають наступні позначення: ДЖ – джерело живлення; СП – силовий перетворювач; ПК – перетворювач координат; ПФ – перетворювач фаз; БФ – блок фільтрів; СШ – спостерігач швидкості; ФП – функціональний перетворювач; БКЗ – блок компенсування зв'язків; РШ, РП, РС_q, РС_d – відповідно регулятори швидкості ω , модуля вектора потокозчеплення ротора Ψ_r , струмів I_q та I_d (проекцій вектора струму статора на осі d та q обертових координат (d, q) , що зорієнтовані за вектором потокозчеплення ротора $\bar{\Psi}_r$); ω^* – завдання швидкості; $\hat{\omega}$ – оцінка швидкості ротора; e – помилка системи керування; I_d^*, I_q^* – завдання струмів; u_q, u_d – сигнали завдання компонент вектора напруги статора; Ψ_r^* – завдання потокозчеплення ротора; $\hat{\Psi}_r$ – оцінка модуля вектора потокозчеплення ротора; \hat{R}_s, \hat{R}_r – оцінки опорів статора та ротора, які визначаються одним із відомих способів [15; 17] і використовуються для підлаштування системи до теплових варіацій параметрів АД. Пряме компенсування перехресних зв'язків, наявних в моделі АД між каналами формування потокозчеплення та момента, здійснюється за допомогою БКЗ.

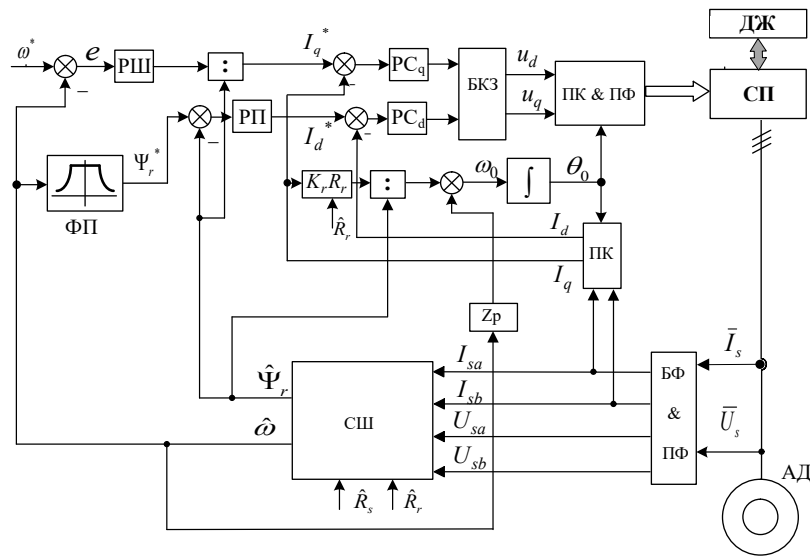


Рис. 1. Функціональна схема системи бездавачевого векторного керування АД електромобіля

Опис АД в нерухомих відносно статора координатах (a, b) можна отримати із (1) при $\omega_0 = 0$. Взявши до уваги вирази (2), (3), дістанемо рівняння (4), (5) для оцінок потокозчеплень $\hat{\Psi}_{ra}, \hat{\Psi}_{rb}$ та рівняння (6), (7) для оцінок струмів $\hat{I}_{sa}, \hat{I}_{sb}$:

$$d\hat{\Psi}_{ra}/dt = L_m T_r^{-1} I_{sa} - T_r^{-1} \hat{\Psi}_{ra} - z_p \hat{\omega} \hat{\Psi}_{rb} \tag{4}$$

$$d\hat{\Psi}_{rb}/dt = L_m T_r^{-1} I_{sb} - T_r^{-1} \hat{\Psi}_{rb} + z_p \hat{\omega} \hat{\Psi}_{ra} \tag{5}$$

$$d\hat{I}_{sa}/dt = AU_{sa} - BI_{sa} + C\hat{\Psi}_{ra} + Dz_p \hat{\omega} \hat{\Psi}_{rb} \tag{6}$$

$$d\hat{I}_{sb}/dt = AU_{sb} - BI_{sb} + C\hat{\Psi}_{rb} - Dz_p\hat{\omega}\hat{\Psi}_{ra}, \tag{7}$$

де $A = \frac{1}{\sigma L_s}$, $B = \frac{R_r L_m^2 + R_s L_r^2}{\sigma L_s L_r^2}$, $C = \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r^2}$, $D = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$, e_o – оцінка швидкості ротора. Рівняння помилки спостерігача швидкості e_o записується як [13]

$$e_o = (I_{sa} - \hat{I}_{sa})\hat{\Psi}_{rb} - (I_{sb} - \hat{I}_{sb})\hat{\Psi}_{ra} \tag{8}$$

Для адаптації СШ зазвичай використовується ПІ алгоритм, який описується виразом

$$\hat{\omega}(t) = k_p e_o(t) + k_i \int_0^t e_o(t) dt. \tag{9}$$

де k_p, k_i – коефіцієнти підсилення пропорційного та інтегрального складників відповідно.

На рис. 2 показано структурну схему СШ ротора двигуна, побудованого на основі (4)–(9). Спостерігач являє собою АСЕМ, де еталонна модель – це АД, модель, що налаштовується, функціонує згідно з рівняннями (4), (5), (6) і (7), а для адаптації застосовується ПІ-алгоритм (9).

Нижче для числових досліджень використано типовий чотириполюсний АД потужністю 30 кВт, дані якого наведені в [16].

Модель САК АД електромобіля побудована у середовищі Matlab/Simulink згідно із зображеною на рис. 1 схемою, де СШ відповідає схемі на рис. 2. У моделі РП, РС_q, РС_d та РШ були пропорційно-інтегральними зі стандартними налаштуваннями. Перші три з них налаштовані модульний оптимум, а останній – на симетричний оптимум [17].

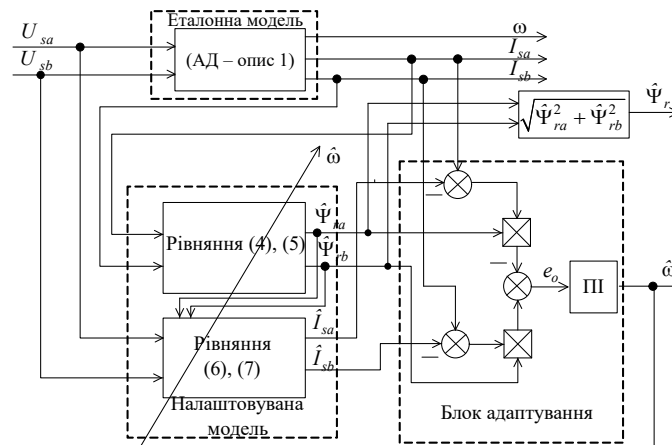


Рис. 2. Структурна схема спостерігача швидкості АД

З метою компенсування нуля передатної функції контуру керування швидкістю і, відповідно, зменшення перерегулювання з 43% до 8%, у колі сигналу завдання швидкості був розташований фільтр у вигляді аперіодичної ланки 1-го порядку (на рис. 1 не показано). Коефіцієнти ПІ алгоритму адаптації СШ були прийняті рівними $k_p = 0,5$, $k_i = 25$. Ці значення отримані шляхом підбору з огляду на забезпечення необхідної якості перехідних процесів швидкості двигуна.

Наведемо результати дослідження розглянутої вище САК АД при її моделюванні за наступним сценарієм (рис. 3) [16]. На початковому інтервалі часу відбувається збудження АД, а при $t = 1$ с здійснюється накид навантаження $M_L = 0,5$ в.о. В межах $t = 2...6,5$ с завдання швидкості змінюється лінійно від нуля до $0,9$ в.о., а після цього на інтервалі $t = 6,5...10$ с завдання стає постійним $\omega^* = 0,9$ в.о. При $t = 6,5$ с відбувається скид навантаження двигуна до нуля, а при $t = 8...9$ с накидається навантаження $M_L = -0,5$ в.о. і двигун переходить в режим рекуперативного гальмування.

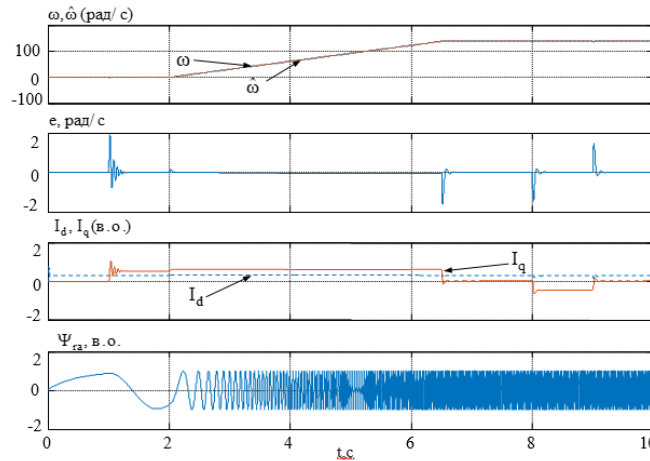


Рис. 3. Процеси керування в САК АД

Аналізуючи наведені на рис. 3 криві, бачимо, що процеси керування стійкі, розходження між сигналами швидкості ω та її оцінки $\hat{\omega}$ невеликі. Потокова складова струму статора та модуль вектора потокозчеплення ротора Ψ_r підтримуються на номінальному рівні. Максимальна динамічна помилка системи керування $e_{\max} = |e(t)|_{\max} \approx 1,9$ рад/с, що складає 1,4% від номінальної швидкості ω_n . Загалом показники якості САК АД є задовільними, але, як показано нижче, її властивості можна поліпшити за допомогою нечіткої логіки.

Для побудови ФПІ алгоритму адаптації СШ спочатку отримаємо дискретний аналог неперервного ПІ алгоритму. Запишемо (9) у вигляді

$$k_{pi} = k_i, T_{pi} = k_p / k_i, \tag{10}$$

де $k_{pi} = k_i, T_{pi} = k_p / k_i$. Диференціюючи (10), отримаємо

$$\hat{\omega}'(t) = k_{pi} [T_{pi} e_o'(t) + e_o(t)]. \tag{11}$$

Перейшовши в (11) до дискретного часу $t = kT_0$ і замінивши похідні першими різницями, матимемо

$$\frac{\hat{\omega}(k) - \hat{\omega}(k-1)}{T_0} = k_{pi} \left[\frac{T_{pi} \Delta e_o(k) + T_0 e_o(k)}{T_0} \right], \tag{12}$$

де T_0 – період квантування; $k = 0,1,2,\dots$ – номер періоду квантування; $\Delta e_o(k) = e_o(k) - e_o(k-1)$. Із (12) дістанемо рекурентне рівняння дискретного ПІ алгоритму у вигляді

$$\hat{\omega}(k) = k_{pi} [T_{pi} \Delta e_o(k) + T_0 e_o(k)] + \hat{\omega}(k-1). \tag{13}$$

Ядром ФПІ алгоритму є блок фазі-логіки (БФЛ), який здійснює нечітке перетворення інформації. Входами БФЛ будуть змінні x_1 та x_2 , що пропорційні відповідно помилці спостерігача e_o та похідній помилки Δe_o , а виходом блоку буде змінна y , що пропорційна похідній оцінці швидкості. Враховуючи це, за (13) побудована структура ФПІ алгоритму адаптації СШ, що зображена на рис. 4.

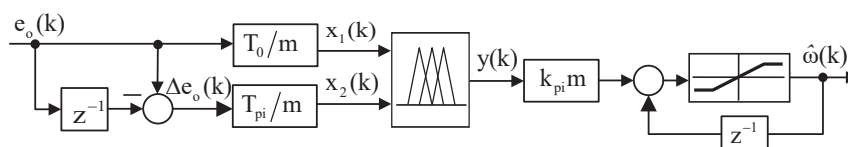


Рис. 4. Структурна схема ФПІ алгоритму адаптації СШ

У цій схемі z – оператор Z -перетворення, m – нормувальний коефіцієнт, БО – блок обмеження вихідної величини.

Проектування БФЛ виконувалось за допомогою інструментарію Fuzzy Logic Designer програмного пакету Matlab. Для проведення фазифікації чітким змінним x_1 , x_2 та y були поставлені у відповідність лінгвістичні змінні «error», «d.error» та «d.estim.speed». Множини значень цих змінних включали наступні лінгвістичні терми: ВВ (від’ємне велике), ВС (від’ємне середнє), ВМ (від’ємне мале), Н (нуль), ДМ (додатне мале), ДС (додатне середнє), ДВ (додатне велике). Для п’ятьох лінгвістичних термів було вибрано функції належності у формі трикутника, а для двох – у формі трапеції. Профілі сформованих за аналогією з [18] функцій належності лінгвістичних змінних показані на рис. 5.

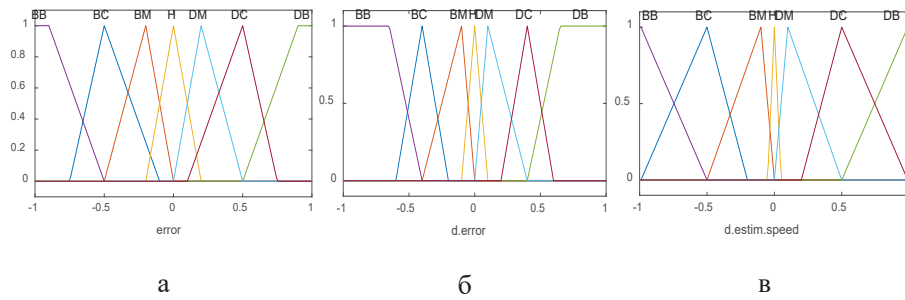


Рис. 5. Функції належності лінгвістичних змінних: а – «error»; б – «d.error»; в – «d.estim.speed»

Для здійснення нечіткого логічного виведення були складені логічні правила наступного вигляду:

Правило 1: ЯКЩО (error є ВВ) ТА (d.error є ДВ) ТО (d.estim.speed є Н);

Правило 2: ЯКЩО (error є ВВ) ТА (d.error є ДС) ТО (d.estim.speed є ВМ);

База складених таким чином усіх $7 \times 7 = 49$ фазі-правил наведена в табл. 1.

Таблиця 1

База фазі-правил БФЛ

		error						
		ВВ	ВС	ВМ	Н	ДМ	ДС	ДВ
d.error	ДВ	Н	ДМ	ДС	ДР	ДВ	ДВ	ДВ
	ДС	ВМ	Н	ДМ	ДС	ДР	ДВ	ДВ
	ДМ	ВС	ВМ	Н	ДМ	ДС	ДР	ДВ
	Н	ВР	ВС	ВМ	Н	ДМ	ДС	ДР
	ВМ	ВВ	ВР	ВС	ВМ	Н	ДМ	ДС
	ВС	ВВ	ВВ	ВР	ВС	ВМ	Н	ДМ
	ВВ	ВВ	ВВ	ВВ	ВР	ВС	ВМ	Н

Методом дефазифікації для використання в БФЛ був вибраний метод центру ваги (*centroid*).

Загалом властивості БФЛ відображає поверхня відгуку – тривимірний графік функціональної залежності між вихідною та вхідними величинами. Поверхня відгуку спроектованого БФЛ подана на рис. 6.

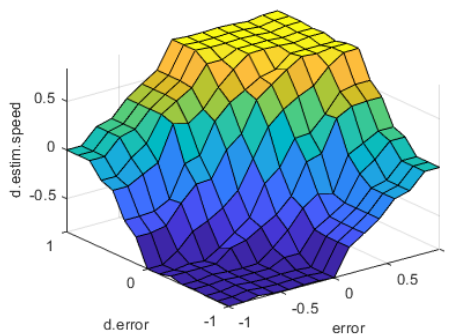


Рис. 6. Поверхня відгуку БФЛ

Для ФПІ алгоритму були використані такі ж самі коефіцієнти підсилення пропорційної та інтегральної складових як і в ПІ алгоритмі – $k_p = 0,5$, $k_i = 25$. Звідси за (10) були отримані значення параметрів $k_{pi} = 25$, $T_{pi} = 0,02$. Період квантування та коефіцієнт нормування мали значення $T_0 = 0,2$ мс, $m = 0,04$.

З метою порівняння властивостей системи бездавачевого векторного керування АД електромобіля з традиційним ПІ алгоритмом та запропонованим ФПІ алгоритмом адаптації СШ було проведено дослідження шляхом математичного моделювання.

На першому етапі дослідження оцінювалися динамічні властивості системи при відпрацюванні стрибкоподібного завдання швидкості. Реакції САК АД на зміну завдання від $\omega^* = 0$ до $\omega^* = 0,1$ в.о. (в.о. – відносні одиниці) в момент часу $t = 3$ с, коли процес збудження двигуна вже завершився, наведені на рис. 7.

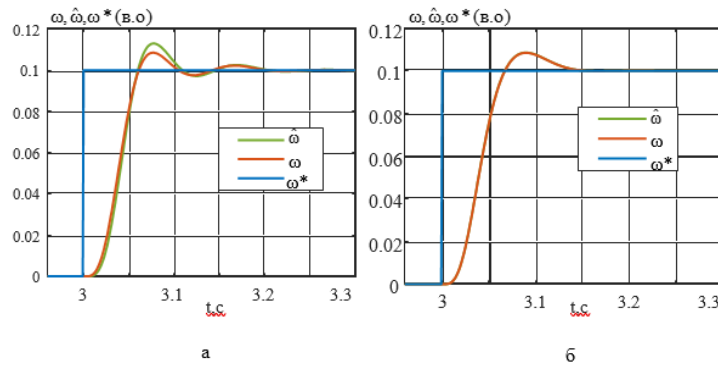


Рис. 7. Перехідні характеристики САК АД із використанням алгоритму адаптації СШ: а – ПІ; б – ФПІ

Аналіз перехідних характеристик показує, що при застосуванні ПІ алгоритму перехідний процес швидкості має коливальний характер, а між кривими швидкості та оцінки швидкості існує певна розбіжність (рис. 7,а). Якщо застосовується ФПІ алгоритм, то коливальність перехідного процесу швидкості зникає, а криві $\omega(t)$ та $\hat{\omega}(t)$ практично співпадають (рис. 7,б). Отже якість перехідного процесу поліпшується в разі використання ФПІ алгоритму адаптації СШ.

Другий етап дослідження полягав у порівнянні енергетичних властивостей системи з розглядуваними алгоритмами. В ідеалізованому АД електричні втрати потужності ΔP_q від компоненти I_q вектора струму статора можна обчислити як

$$\Delta P_q = 1,5 I_q^2 (R_s + K_r^2 R_r) \tag{14}$$

Втрати активної енергії в АД від компоненти I_q за інтервал часу $\Delta t \in (t_1, t_2)$ дорівнюють

$$\Delta E_q = \int_{t_1}^{t_2} \Delta P_q(t) dt \tag{15}$$

Моделювання САК АД здійснювалося при періодичному стрибкоподібному завданні швидкості, що змінювалося в межах від $\omega^* = 0$ до $\omega^* = 0,1$ в.о. з періодом 1 с. Перехідні процеси в системі при відпрацюванні даного завдання зображені на рис. 8.

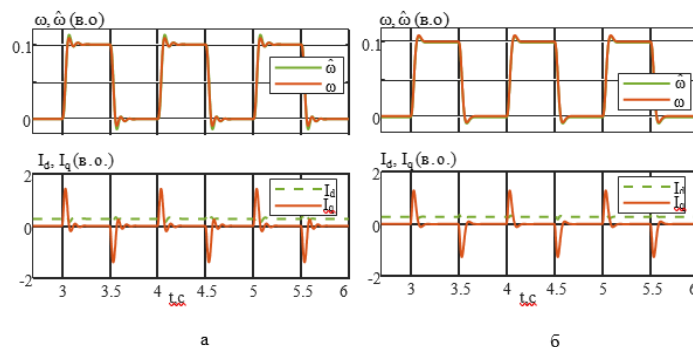


Рис. 8. Перехідні процеси в САК АД при періодичному стрибкоподібному завданні швидкості із алгоритмом адаптації СШ: а – ПІ; б – ФПІ

Втрати енергії в перехідних процесах обчислювалися за (15) та (14) на інтервалі часу від $t_1 = 3 \text{ с}$ до $t_2 = 6 \text{ с}$. Для зображеної на рис. 8,а кривої $I_q(t)$ було отримано $\Delta E_{q,III} = 2286 \text{ Дж}$, а для кривої на рис. 8,б – $\Delta E_{q,ФПІ} = 1982 \text{ Дж}$. Звідси випливає, що зменшення втрат енергії при застосуванні ФПІ алгоритму складає $(1 - \Delta E_{q,ФПІ} / \Delta E_{q,III}) \times 100\% \approx 13,3\%$.

На третьому етапі дослідження ставилося за мету порівняти динамічні та енергетичні властивості системи бездавачевого векторного керування АД електромобіля при нахилі моменту навантаження двигуна. Тут при русі на швидкості $\omega = 0,2 \text{ в.о.в}$ момент часу $t = 3 \text{ с}$ стрибкоподібно змінювалося навантаження двигуна від $M_L = 0$ до $M_L = 1 \text{ в.о.}$ На рис. 9 зображені перехідні процеси компенсування збурення в САК АД при застосуванні для адаптації спостерігача швидкості ПІ алгоритму (рис. 9,а) та ФПІ алгоритму (рис. 9,б).

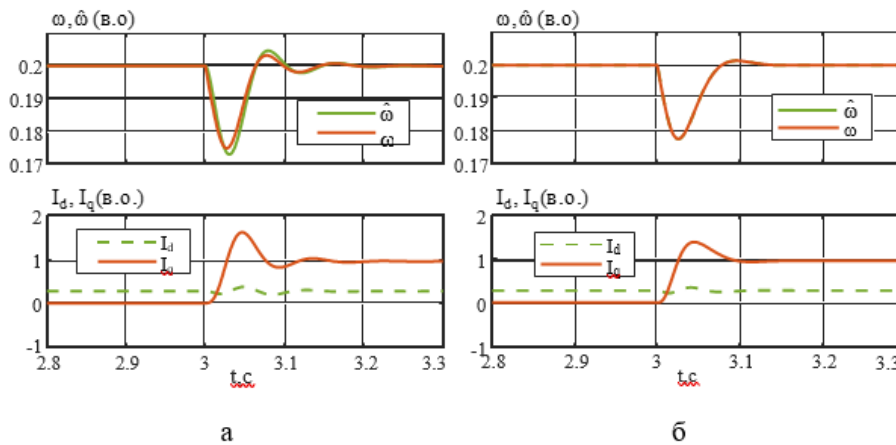


Рис. 9. Перехідні процеси в САК АД при нахилі навантаження із застосуванням алгоритму адаптації СШ: а – ПІ; б – ФПІ

Якість перехідного процесу нижче оцінюється такими показниками як максимальне динамічне відхилення швидкості двигуна $\Delta \omega_{\max} = |\Delta \omega(t)|_{\max}$, де $\Delta \omega(t) = \omega^*(t) - \omega(t)$, та час компенсування збурення t_{κ} , що визначається як інтервал часу від моменту появи збурення до моменту, коли відхилення швидкості остаточно стане меншим за $0,05 \Delta \omega_{\max}$.

Порівнюючи криві швидкості та оцінки швидкості на рис. 9,а та 9,б можна зазначити, що в разі застосування ФПІ алгоритму практично зникає коливальність перехідного процесу, а також розбіжність між $\omega(t)$ та $\hat{\omega}(t)$.

Як видно з рис. 9,а, при застосуванні ПІ алгоритму максимальне динамічне відхилення швидкості двигуна дорівнює $\Delta \omega_{\max,III} = 0,025 \text{ в.о.}$, а час компенсування збурення складає $t_{\kappa,III} = 0,09 \text{ с}$. Якщо для адаптації СШ застосовується ФПІ алгоритм, то, згідно з рис. 9,б, $\Delta \omega_{\max,ФПІ} = 0,022 \text{ в.о.}$, а $t_{\kappa,ФПІ} = 0,07 \text{ с}$. В цьому разі показники якості перехідного процесу кращі, $\Delta \omega_{\max}$ та t_{κ} менші відповідно на $(1 - \Delta \omega_{\max,ФПІ} / \Delta \omega_{\max,III}) \times 100\% = 12\%$ та $(1 - t_{\kappa,ФПІ} / t_{\kappa,III}) \times 100\% \approx 22\%$.

Порівняємо втрати енергії в перехідному процесі при нахилі моменту навантаження двигуна. Приймаючи $t_1 = 3 \text{ с}$, $t_2 = 3 \text{ с} + t_{\kappa,III}$, за (15) та (14) для зображеної на рис. 9,а, кривої $I_q(t)$ отримано $\Delta E_{q,III} = 698,7 \text{ Дж}$, а для кривої на рис. 9,б – $\Delta E_{q,ФПІ} = 630 \text{ Дж}$. Отже, в разі застосування ФПІ алгоритму втрати енергії в АД зменшилися на $(1 - \Delta E_{q,ФПІ} / \Delta E_{q,III}) \times 100\% \approx 9,8\%$.

Таким чином, за результатами проведених досліджень можна зазначити, що застосування ФПІ алгоритму адаптації СШ у порівнянні з традиційним ПІ алгоритмом дозволяє істотно поліпшити динамічні та енергетичні властивості системи бездавачевого векторного керування АД електромобіля.

Висновки

1. Розглянуто математичний опис системи бездавачевого векторного керування асинхронним двигуном електромобіля з ПІ алгоритмом адаптації СШ. Для поліпшення властивостей системи запропоновано в блоці адаптації СШ замість традиційного ПІ алгоритму використати його нечітку версію – ФПІ алгоритм.

2. Виконано синтез блоку фазі-логіки ФПІ алгоритму із використанням семи лінгвістичних термів для двох вхідних та однієї вихідної лінгвістичних змінних.

3. Шляхом математичного моделювання проведено порівняльне дослідження САК АД з ПІ алгоритмом та альтернативним ФПІ алгоритмом адаптації СШ.

4. Встановлено, що використання ФПІ алгоритму адаптації СШ дозволяє суттєво покращити динамічні та енергетичні показники системи. У перехідних процесах компенсування змін навантаження двигуна динамічне відхилення швидкості та час компенсування збурення зменшується відповідно на 12% та 22%. Втрати енергії у перехідних процесах при стрибкоподібному завданні швидкості та накиді навантаження знижується відповідно на 13,3% та 9,8%.

Список використаної літератури

1. Bitar, Z., Al Jabi, S. Studying the performances of induction motor used in electric car. *Energy Procedia*. 2014. Vol. 50. P. 342–351. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2014.06.041>
2. Pryymak B. Induction Motor Control System of Electric Vehicle with Improved Dynamics in Field Weakening Region. Proceedings of the IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON). 2019. P. 615–620. DOI: 10.1109/UKRCON.2019.8880012
3. Pryymak B., Moreno-Eguilaz M. Characteristics of Induction Motor Drives with Torque Maximization in Field Weakening Region. Proceedings of the IEEE 1st Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON). 2017. P. 508–513. DOI: 10.1109/ukrcon.2017.8100292
4. Stănică, D. M., Bizon, N., Arva, M. C. A brief review of sensorless AC motors control. Proceedings of the IEEE 13th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI). 2021. P. 1–7. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECAI52376.2021.9515049>
5. Xu D., Wang B., Zhang G., Wang G., Yu Y. A review of sensorless control methods for AC motor drives. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*. 2018. Vol. 2, No. 1. P. 104–115. DOI: <https://doi.org/10.23919/TEMS.2018.8326456>
6. Zerdali, E., Barut, M. The comparisons of optimized extended Kalman filters for speed-sensorless control of induction motors. *IEEE Transactions on industrial electronics*. 2017. Vol. 64, No. 6. P. 4340–4351. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2674579>
7. Shi K.L., Chan T.F., Wong Y.K., Ho S.L. Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter. *IEEE Transactions on industrial electronics*. 2002. Vol. 49, No. 1. P. 124–133. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.982256>
8. Iqbal A., Khan M. R. Sensorless control of a vector controlled three-phase induction motor drive using artificial neural network. Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems. 2010. P. 1–5, DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDES.2010.5712474>.
9. Gadoue S.M., Giaouris D., Finch J.W. Sensorless control of induction motor drives at very low and zero speeds using neural network flux observers. *IEEE Transactions on industrial electronics*. 2009. Vol. 56, No. 8. P. 3029–3039. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2024665>
10. Zorgani, Y. A., Koubaa Y., Boussak, M. Sensorless speed control with MRAS for induction motor drive, Proceedings of the XXth International Conference on Electrical Machines, Marseille, France. 2012. P. 2259–2265, DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEIMach.2012.6350196>.
11. Kubota H., Matsuse K. Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation. *IEEE Transactions on industrial Applications*. 1994. Vol. 30, No 5. P. 1219–1224. DOI: 10.1109/28.315232
12. Xu, Z., Shao, C., Feng, D. A MRAS method for sensorless control of induction motor over a wide speed range. *Journal of Control Theory and Applications*. 2011. Vol. 9, No. 2. P. 203–209. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11768-011-8202-y>
13. Orłowska-Kowalska T., Dybkowski M. Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction Motor Drive. *IEEE Transactions on industrial electronics*. 2010. Vol. 57, No. 4. P. 1296–1308. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2031134>
14. Teja, A. R., Chakraborty, C., Maiti, S., Hori, Y. A new model reference adaptive controller for four quadrant vector controlled induction motor drives. *IEEE transactions on industrial electronics*. 2011. Vol. 59, No. 10. P. 3757–3767. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2164769>
15. Vasic V. Vukosavic S.N., Levi E. A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2003. Vol. 18, No. 4. P. 476–483. DOI: 10.1109/TEC.2003.816595
16. Приймак Б.І., Красношопка Н.Д., Лозада Ф., Долганов О.О. Динамічні властивості системи бездавачевого векторного керування асинхронним приводом електромобіля. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. – 2018. – Вип. 49. – С. 51–60. Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/PIED_2018_49_9
17. Novotny D.W., Lipo T.A. Vector control and dynamics of AC drives. Oxford: Clarendon press, 2005, 440 p.
18. Ibrahim, Z., Levi, E. A comparative analysis of fuzzy logic and PI speed control in high-performance AC drives using experimental approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2002. Vol. 38, No. 5. P. 1210–1218. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2002.802993>

References

1. Bitar, Z., Al Jabi, S. (2014). Studying the performances of induction motor used in electric car. *Energy Procedia*, 50, pp. 342–351. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2014.06.041>
2. Pryymak, B. (2019). Induction Motor Control System of Electric Vehicle with Improved Dynamics in Field Weakening Region. In *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, pp. 615–620. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2019.8880012>
3. Pryymak, B., Moreno-Eguilaz, M. (2017). Characteristics of induction motor drives with torque maximization in field weakening region. In *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, pp. 508–513. DOI: [10.1109/ukrcon.2017.8100292](https://doi.org/10.1109/ukrcon.2017.8100292)
4. Stănică, D. M., Bizon, N., Arva, M. C. (2021). A brief review of sensorless AC motors control. In *2021 13th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*. pp. 1–7. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECAI52376.2021.9515049>
5. Xu D., Wang B., Zhang G., Wang G., Yu Y. (2018) A review of sensorless control methods for AC motor drives. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*. 2(1). pp. 104–115. DOI: [10.23919/TEMS.2018.8326456](https://doi.org/10.23919/TEMS.2018.8326456)
6. Zerdali, E., Barut, M. (2017). The comparisons of optimized extended Kalman filters for speed-sensorless control of induction motors. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 64(6), pp. 4340–4351. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2674579>
7. Shi, K. L., Chan, T. F., Wong, Y. K., Ho, S. L. (2002). Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(1), pp. 124–133. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.982256>
8. Iqbal A., Khan M. R. (2010) Sensorless control of a vector controlled three-phase induction motor drive using artificial neural network. In *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems Power, India*. pp. 1–5, DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDES.2010.5712474>.
9. Gadoue, S. M., Giaouris, D., Finch, J. W. (2009). Sensorless control of induction motor drives at very low and zero speeds using neural network flux observers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(8), pp. 3029–3039. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2024665>
10. Zorgani, Y. A., Koubaa Y., Boussak, M. (2012) Sensorless speed control with MRAS for induction motor drive, XXth International Conference on Electrical Machines, Marseille, France, 2259–2265, DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEIMach.2012.6350196>.
11. Kubota, H., Matsuse, K. (1994). Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(5), 1219–1224. DOI: [10.1109/28.315232](https://doi.org/10.1109/28.315232)
12. Xu, Z., Shao, C., Feng, D. (2011). An MRAS method for sensorless control of induction motor over a wide speed range. *Journal of Control Theory and Applications*, 9(2), pp. 203–209. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11768-011-8202-y>
13. Orłowska-Kowalska, T., Dybkowski, M. (2009). Stator-current-based MRAS estimator for a wide range speed-sensorless induction-motor drive. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 57(4), pp. 1296–1308. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2031134>
14. Teja, A. R., Chakraborty, C., Maiti, S., Hori, Y. (2011). A new model reference adaptive controller for four quadrant vector controlled induction motor drives. *IEEE transactions on industrial electronics*, 59(10), 3757–3767. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2164769>
15. Vasic, V., Vukosavic, S. N., Levi, E. (2003). A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives. *IEEE transactions on Energy Conversion*, 18(4), 476–483. DOI: [10.1109/TEC.2003.816595](https://doi.org/10.1109/TEC.2003.816595)
16. Pryymak, B., Krasnoshapka, N., Lozada, F., Dolganov, O. (2018) Dynamic properties of the sensorless vector control system of induction motor drive of electric vehicle [Dynamichni vlastyvoli systemy bezdavachevoho vektornoho keruvannia asynkhronnym pryvodom elektromobilia]. Pratsi In-tu elektrodynamiky NAN Ukrainy, 49, pp. 51–60. [in Ukrainian]. http://nbuv.gov.ua/UJRN/PIED_2018_49_9
17. Novotny D.W., Lipo T.A. (2005) Vector control and dynamics of AC drives, Oxford: Clarendon press. 440 p.
18. Ibrahim, Z., Levi, E. (2002). A comparative analysis of fuzzy logic and PI speed control in high-performance AC drives using experimental approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(5), 1210–1218. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2002.802993>