

ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ

УДК 681.5:52

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.051>

БЕЗДАВАЧЕВЕ КЕРУВАННЯ КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ ДВИГУНІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ НА ОСНОВІ НАТУРАЛЬНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ СТІЙКОСТІ

С.М. Пересада*, докт. техн. наук, Є.О. Ніконенко**, докт. філософ., О.Я. Панченко, С.О. Стросвий

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», пр. Берестейський, 37, Київ-56, 03056, Україна,
e-mail: sergei.peresada@gmail.com, evgeniy.nykonenko@gmail.com

Синтезовано систему керування кутовою швидкістю двигунів постійного струму з постійними магнітами, яка не вимагає використання датчика кутової швидкості двигуна, гарантує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості в умовах дії постійного невідомого моменту навантаження. Алгоритм керування базується на основі інформації про струм якоря двигуна і відрізняється тим, що не містить спостерігача кутової швидкості, внаслідок чого спрощується його імплементація і налаштування, а також зменшується порядок системи керування. Аналіз замкненої системи показує, що для налаштування коефіцієнтів регуляторів отриманої структури можуть застосовуватися відомі налаштування з біноміальним розподілом коренів характеристичного рівняння, а також на «симетричний» або «модульний» оптимуми. Результуюча система має властивості робастності до координатних збурень і може використовуватися у застосуваннях з низькими і середніми вимогами до якості керування. Бібл. 9, рис. 5.

Ключові слова: двигун постійного струму, бездавачевий алгоритм керування, стійкість системи.

Вступ. Керування кутовою швидкістю є основною задачею в більшості технологічних застосувань електромеханічних систем. Для забезпечення високих показників якості керування будують замкнені системи керування з використанням давачів кутової швидкості (положення) [1]. Водночас для систем з низькими і середніми вимогами до якості керування, а також в умовах цінових обмежень де-факто промисловим стандартом є бездавачеве керування двигунами (без вимірювання механічних координат). Не дивлячись на значну кількість досліджень, які виконані за останні десятиліття, проблема бездавачевого керування не втратила актуальності, особливо з огляду на складності отриманих рішень в умовах практичної імплементації [2], [3].

Більшість існуючих рішень для бездавачевого керування електроприводами на основі різних типів двигунів, у тому числі двигунів постійного струму (ДПС), базуються на оцінюванні електрорушійної сили. Недоліки таких систем є добре відомими, найбільш суттєвим з них є деградація системи на низьких швидкостях [3], [4]. Найбільш перспективним напрямком розглядається використання методів адаптивного керування з оцінюванням кутової швидкості за допомогою спостерігача на основі вимірюваних сигналів струму і напруги якоря [4]. Алгоритм, запропонований у [5], використовує фільтр Калмана, який також є спостерігачем кутової швидкості. У [6] автори запропонували рішення, яке включає спостерігач кутової швидкості повного порядку, який входить у склад бездавачевого алгоритму керування. Спостерігач, описаний у [6], має “велике” підсилення, завдяки чому динамічні показники бездавачевої системи наближаються до тих, які існують в системах з вимірюванням кутової швидкості. Основним недоліком результатів, які базуються на теорії адаптивних систем, є їхня складність.

Деякі результати [2], [3], [7] є технічно направленими і не мають теоретичного доказу стійкості замкненої системи. Наприклад, алгоритм [2] використовує розрахунок кількості пульсацій у сигналі вимірюного струму, які виникають внаслідок комутації якірного кола.

Метою роботи є розробка алгоритму бездавачевого керування кутовою швидкістю ДПС з постійними магнітами, який забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості в умовах дії постійного моменту навантаження, має властивості робастності до координатних збурень, характеризується добре визначеною процедурою налаштування регуляторів і є простим у порівнянні з системами на основі спостерігачів. Попередня скорочена версія опублікована в матеріалах конференції [9].

Модель двигуна і постановка задачі керування. Модель двигуна постійного струму зі збудженням від постійних магнітів має вигляд [8]

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \mu i - \frac{M_c}{J}; \\ \dot{i} &= -\frac{R}{L}i - \frac{c}{L}\omega + \frac{1}{L}u,\end{aligned}\quad (1)$$

де ω – кутова швидкість двигуна; i – струм якоря; u – напруга керування; M_c – момент навантаження; R та L – опір та індуктивність якоря; c – постійна моменту; $\mu = c/J$; J – повний момент інерції. Зазначимо, що натуральна динаміка системи (1) є глобально експоненційно стійкою.

Припустимо, що для моделі ДПС (1) виконуються наступні припущення:

1) Задана траєкторія швидкості ω^* є гладкою, обмеженою функцією разом з її першою $\dot{\omega}^*$ та другою $\ddot{\omega}^*$ похідними за часом. Момент навантаження M_c невідомий, постійний або змінюється повільно і обмежений.

2) Всі параметри двигуна відомі та постійні. Струм якоря доступний для вимірювання; кутова швидкість ω не вимірюється.

В умовах цих припущень необхідно сконструювати алгоритм відпрацювання кутової швидкості, який гарантує досягнення наступних цілей керування:

- асимптотичність відпрацювання кутової швидкості

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0, \quad \tilde{\omega} = \omega - \omega^*; \quad (2)$$

- асимптотичність оцінювання моменту навантаження

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M}_c = 0, \quad (3)$$

де $\tilde{M}_c = (M_c / J) - \hat{M}_c$ – похибка оцінювання; $\hat{M}_c$ – оцінка моментної компоненти M_c / J .

Синтез алгоритму керування. На першому кроці сконструюємо алгоритм регулювання струму якоря. Для цього представимо рівняння динаміки струму якоря в (1) у формі похибки відпрацювання $\tilde{i} = i - i^*$:

$$\dot{\tilde{i}} = -\frac{R}{L}\tilde{i} - \frac{c}{L}\tilde{\omega} - \frac{R}{L}i^* - \frac{c}{L}\omega^* + \frac{1}{L}u - \dot{i}^*. \quad (4)$$

З (4) алгоритм відпрацювання струму якоря має вигляд

$$u = L \left(\frac{R}{L}i^* + \frac{c}{L}\omega^* + \dot{i}^* - k_{il}\tilde{i} \right), \quad (5)$$

де k_{il} – коефіцієнт пропорційної складової регулятора струму.

Після підстановки (5) в (4) рівняння динаміки похибки регулювання струму якоря набуває вигляду

$$\dot{\tilde{i}} = -k_i\tilde{i} - \frac{c}{L}\tilde{\omega}, \quad (6)$$

де $k_i = k_{il} + R/L$.

Оскільки кутова швидкість ДПС не вимірюється, то алгоритм керування кутовою швидкістю має базуватися тільки на інформації про струм якоря. З першого рівняння (1) сформуємо наступний алгоритм регулятора швидкості:

$$\dot{i}^* = \frac{1}{\mu}(\dot{\omega}^* + \hat{M}_c); \quad \dot{\hat{M}}_c = k_{oi} \tilde{i}, \quad (7)$$

де k_{oi} – коефіцієнт інтегральної складової регулятора швидкості.

Рівняння динаміки похибок відпрацювання за умови використання регуляторів (7), (5) мають вигляд

$$\left. \begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} &= \mu \tilde{i} - \tilde{M}_c; \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} - \frac{c}{L} \tilde{\omega}; \\ \dot{\tilde{M}}_c &= -\hat{\tilde{M}}_c = -k_{oi} \tilde{i} \end{aligned} \right\} \triangleq \mathbf{Ax}, \quad (8)$$

$$\text{де } \mathbf{x} = (\tilde{\omega}, \tilde{i}, \tilde{M}_c)^T, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \mu & -1 \\ -c/L & -k_i & 0 \\ 0 & -k_{oi} & 0 \end{bmatrix}.$$

Лінійна система третього порядку завжди може бути сконструйована стійкою за рахунок вибору коефіцієнтів налаштування k_i та k_{oi} . Для доведення цієї властивості перетворимо (8) у канонічну форму за допомогою перетворення координат

$$\begin{aligned} \tilde{i} &= \tilde{i}; \\ x_1 &= -k_i \tilde{i} - \frac{c}{L} \tilde{\omega}; \\ x_2 &= -k_i \left(-k_i \tilde{i} - \frac{c}{L} \tilde{\omega} \right) - \mu \frac{c}{L} \tilde{i} + \frac{c}{L} \tilde{M}_c. \end{aligned} \quad (9)$$

У канонічній формі рівняння (8) набудуть вигляду

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}} &= x_1; \\ \dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= -k_i x_2 - \mu \frac{c}{L} x_1 - \frac{c}{L} k_{oi} \tilde{i}. \end{aligned} \quad (10)$$

Характеристичне рівняння, що відповідає системі (10), має такий вигляд:

$$p^3 + k_i p^2 + \mu \frac{c}{L} p + \frac{c}{L} k_{oi} = 0. \quad (11)$$

У рівнянні (11) завжди можуть бути знайдені коефіцієнти зворотних зв'язків $(k_i, k_{oi}) > 0$, які формуються пропорційним регулятором струму з коефіцієнтом k_{i1} та інтегральним регулятором швидкості з коефіцієнтом k_{oi} і гарантують, що корені характеристичного рівняння (11) мають від'ємні дійсні частини. Таким чином, системи (10), а отже, і (8) будуть асимптотично стійкими, тобто:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}, x_1, x_2) = \mathbf{0}, \quad (12)$$

що з (9) гарантує досягнення обох заявлених цілей керування, оскільки

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}, \tilde{\omega}, \tilde{M}_c) = \mathbf{0}. \quad (13)$$

Структурна схема системи бездавачевого керування ДПС, що базується на властивостях його натуральної стійкості, представлена на рис. 1. Еквівалентна структурна схема замкненої системи (8) у похибках відпрацювання наведена на рис. 2.

Передаточні функції системи рис. 1 за завданням i за збуренням, визначені за еквівалентною схемою на рис. 2, мають вигляд

$$W_1(p) = \frac{\omega(p)}{\omega^*(p)} = \frac{\mu \frac{c}{L} p + \frac{c}{L} k_{oi}}{p^3 + k_i p^2 + \mu \frac{c}{L} p + \frac{c}{L} k_{oi}}, \quad (14)$$

$$W_2(p) = \frac{\hat{M}_c(p)}{\frac{M_c}{J}(p)} = \frac{\frac{c}{L} k_{oi}}{p^3 + k_i p^2 + \mu \frac{c}{L} p + \frac{c}{L} k_{oi}}. \quad (15)$$

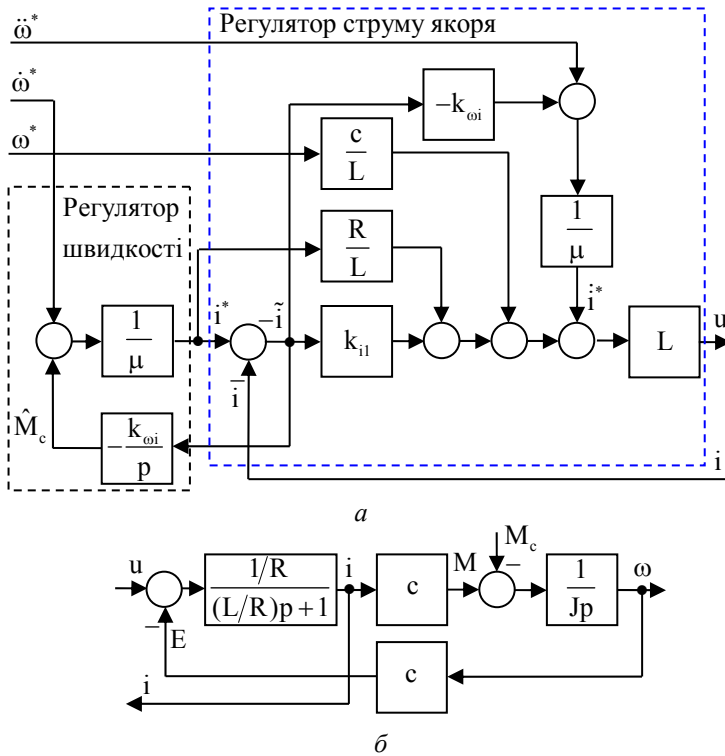


Рис. 1. Структурна схема системи бездавачевого керування кутовою швидкістю ДПС:
а – алгоритм керування; б – модель ДПС

залежить від параметрів ДПС.

Для оптимізації (14) у відповідності до «симетричного» оптимуму [8] розглянемо передаточну функцію розімкненої системи, зображеної на рис. 2, у наступному вигляді:

$$W_p(p) = \frac{\frac{\mu}{k_{oi}} p + 1}{\frac{L k_i}{c k_{oi}} p^2 (k_i^{-1} p + 1)}. \quad (17)$$

Використовуючи стандартну передаточну функцію розімкненої системи

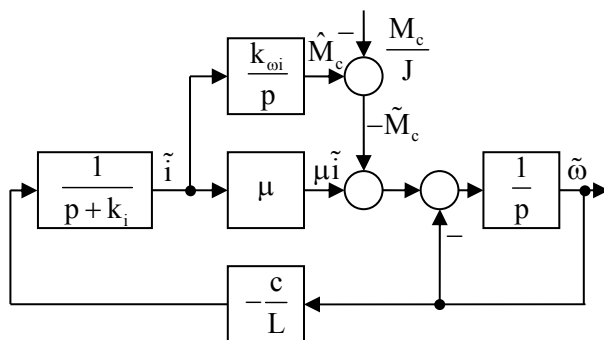


Рис. 2. Еквівалентна структурна схема замкненої системи у похибках відпрацювання

У системі третього порядку (10) тільки два налагоджувальних параметра k_i та k_{oi} , тому динамічні показники замкненої системи не можуть задаватися довільно, а залежать від параметрів двигуна.

Специфікація показників якості керування. Оптимізація динамічних режимів з використанням передаточних функцій (14), (15) може здійснюватися декількома шляхами. Так, за умови використання біноміального розподілу коренів характеристичного рівняння для

$$W(p) = \frac{1}{(\tau p + 1)^3} \quad \text{з (15) знаходимо}$$

наступні співвідношення:

$$\tau = \sqrt{\frac{3L}{\mu c}}, k_{i1} = \frac{3}{\tau} - \frac{R}{L}, k_{oi} = \frac{L}{c} \tau^{-3}. \quad (16)$$

Відмітимо, що стала часу τ не є вільною для вибору і

$$W(p) = \frac{(4\tau p + 1)}{8\tau^2 p^2 (\tau p + 1)} \quad [8] \text{ для «симетричного»}$$

оптимуму, встановлюємо співвідношення у вигляді системи рівнянь

$$\tau = k_i^{-1}, 4\tau = \frac{\mu}{k_{oi}}, 8\tau^2 = \frac{L}{c} \frac{k_i}{k_{oi}}. \quad (18)$$

Розв'язок (18) дає такий вираз:

$$\tau = \sqrt{\frac{L}{2c\mu}}. \quad (19)$$

Для знаходження співвідношень для оптимізації відповідно до «модульного» оптимуму [8] використовується передаточна функція розімкненої системи (15)

$$W_p(p) = \frac{\frac{c}{L}}{p^2 + k_1 p + \frac{c}{L} \mu} \cdot \frac{k_{\omega i}}{p}. \quad (20)$$

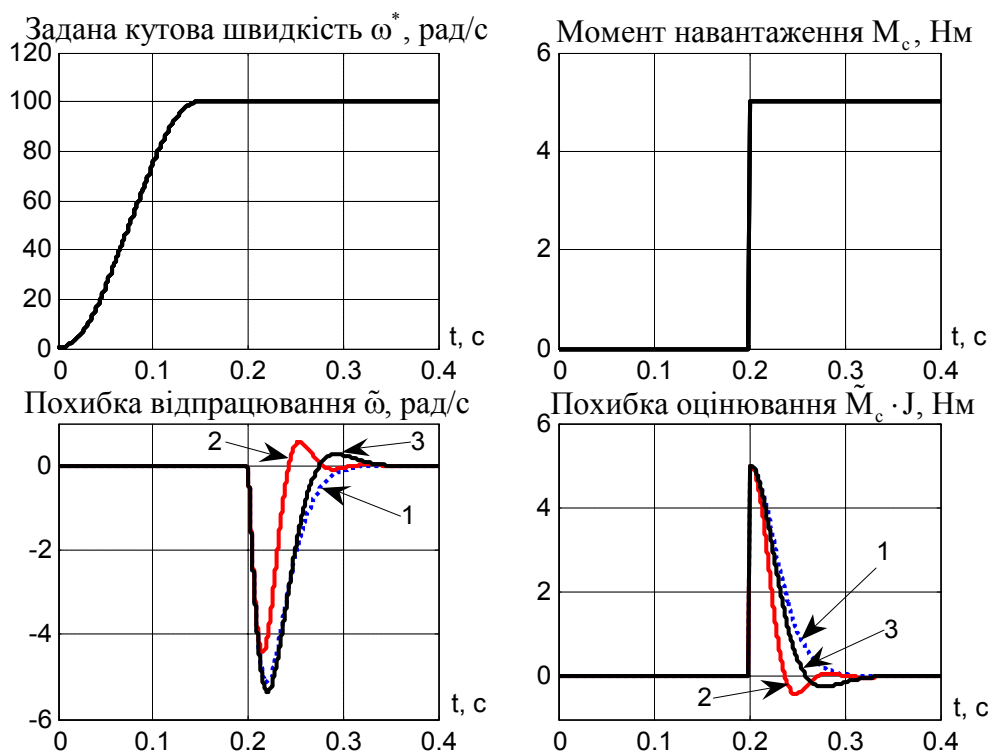
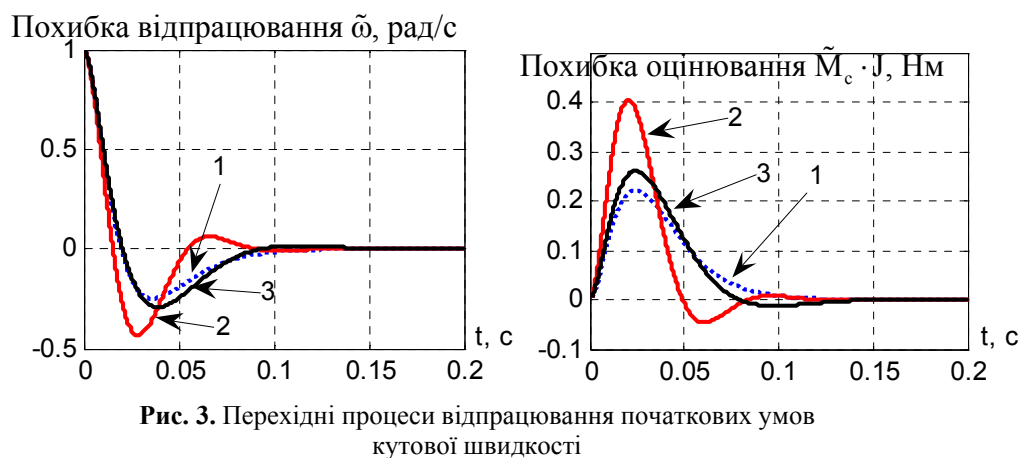
При стандартних налаштуваннях лінійної системи 2-го порядку в (20) маємо

$$\tau = \omega_0^{-1}, \omega_0^2 = \frac{c}{L} \mu, k_{11} = 2\xi\omega_0 - \frac{R}{L}, k_{\omega i} = \frac{\omega_0 \mu}{4}, \quad (21)$$

де ω_0 – власна частота недемпфованих коливань; ξ – коефіцієнт демпфування. За цих умов передаточна функція розімкненої системи (15) набуває стандартного вигляду

$$W_p(p) = \frac{1}{4\tau p(\tau^2 p^2 + 2\xi\tau p + 1)}. \quad (22)$$

Дослідження динамічних режимів. Досліджуваний двигун має наступні номінальні параметри: $J = 0.01$ кгм², $c = 1$ Нм/А, $i_n = 5$ А, $\omega_n = 100$ рад/с, $R = 1$ Ом, $L_1 = 0.005$ Гн.



На рис. 3 наведено графіки перехідних процесів, які демонструють динамічні властивості системи при відпрацюванні початкових умов $\omega(0) = 1$ рад/с, $\omega^* = 0$, $M_c = 0$ для оптимізації відповідно до біноміального розподілу (16) (лінії 1), «симетричного» оптимуму (18), (19) (лінії 2) та «модульного» оптимуму (21) (лінії 3) з $\omega_0 = 141$ рад/с, $\xi = 1$.

У відповідності до наступного тесту, від ненавантаженого ДПС вимагається здійснити розгін до номінальної швидкості $\omega^* = 100$ рад/с. У момент часу $t = 0.2$ с в режимі відпрацювання постійної швидкості прикладається момент навантаження $M_c = 5$ Нм. Перехідні процеси для трьох розглянутих налаштувань показано на рис. 4.

Як впливає з форми рівнянь (8), за відсутності початкових умов $x(0) = 0$ відпрацювання заданої траєкторії відбувається без похибок (інтервал $0 \dots 0.2$ с), оскільки загальне рішення системи (8) має вигляд $x(t) = e^{At}x(0)$. Похибка кутової швидкості, яка обумовлена дією моменту навантаження M_c , компенсується інтегральною складовою $\hat{M}_c$ регулятора швидкості.

Оскільки лінійна система (10) є асимптотично стійкою, то за умови $M_c \neq \text{const}$ з обмеженою похідною $\dot{M}_c$, асимптотичність відпрацювання порушується, але похибки відпрацювання будуть обмеженими, як це показано на графіках, зображених на рис. 5, при дії моменту навантаження $M_c = 5 \sin(2\pi t)$.

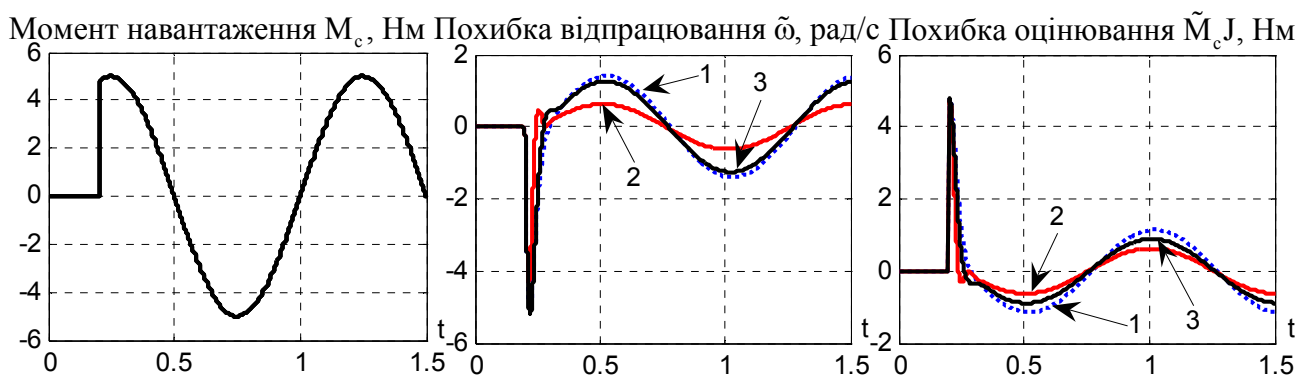


Рис. 5. Перехідні процеси при відпрацюванні заданої траєкторії при дії гармонічного збурення

Висновки. Розроблено новий алгоритм бездавачевого керування кутовою швидкістю ДПС з постійними магнітами, який забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості з обмеженими першими двома похідними в умовах дії постійного невідомого моменту навантаження. На відміну від систем зі спостерігачем швидкості, розроблений алгоритм має нижчий порядок (на 2), є простим в налаштуванні й імплементації завдяки простішій структурі.

1. Mohan H., Pathak M. K., Dwivedi S. K. Sensorless control of electric drives – A technological review. *IETE Technical Review*. Vol. 37. No. 5. Pp. 504-528, 2019. DOI: <https://doi.org/10.1080/02564602.2019.1662738>
2. Ertl D., Weber L. A method for real-time sensorless speed control of brushed DC motors in cost constrained systems. *IEEE 2nd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)*, Izmir, Turkey. 2020. Pp. 152-157. DOI: <https://doi.org/10.1109/GPECOM49333.2020.9248712>
3. Doshi K., Thompson J. Solving sensorless brushed DC motor speed and position control using ripple counting. *Application Note. Texas Instruments*. 2024. Pp. 1-21. URL: <https://www.ti.com/lit/pdf/slvafo8>.
4. Zidan H. A., Bashir S. B. A novel robust speed sensor-less control of DC motor. *International Review of Automatic Control (IREACO)*. 2019. Vol. 12. No. 2. Pp. 82-88. DOI: <https://doi.org/10.15866/ireaco.v12i2.16326>
5. Gueye S., Thiaw L., Ndiaye M. F., Ngom I., Diop M., Ndiaye E. H. M. A sensorless speed control of DC motor based on an adaptive reference model. *IEEE 4th Biennial International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE)*, NaviMumbai, India. 2021. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICNTE51185.2021.9487787>

6. Peresada S., Nikonenko Y., Pyzhov V., Rodkin D. Sensorless speed control of the direct current motors. *Praci Institutu elektrodinamiki Nacionalnoi akademii nauk Ukraini*. No. 58. Pp. 23–29. 2021. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.023>
7. Radcliffe P., Kumar D. Sensorless speed measurement for brushed DC motors. *IET Power Electronics*. Vol. 8. No. 11. Pp. 2223–2228. 2015. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2015.0147>
8. Leonhard W. Control of electrical drives. Springer. 2001. 474 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-642-56649-3>
9. Пересада С.М., Луців-Шумський О.Ю., Білецький О.О. Бездавачевий алгоритм відпрацювання кутової швидкості, оснований на природних властивостях стійкості двигуна постійного струму. *Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць IX Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів*. Кременчук 07-08 квітня 2011 р. КНУ. С. 131–132. URL: <https://esmo.kdu.edu.ua/publ/2011.pdf#page=131>

SPEED SENSORLESS CONTROL OF DC MOTORS BASED ON NATURAL STABILITY PROPERTIES

S. Peresada, Y. Nikonenko, O. Panchenko, S. Stroievyi

National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,

Beresteyskyi ave., 37, 03056, Kyiv, Ukraine

e-mail: sergei.peresada@gmail.com, evgeniy.nykonenko@gmail.com

In this paper, a speed control system for permanent magnet DC motor is designed which does not require an angular speed sensor. It guarantees asymptotic tracking of the reference angular speed trajectories under the action of a constant unknown load torque. The control algorithm is based on information about the motor armature current and is characterized by the fact that it does not include an angular speed observer. It simplifies the control system implementation and configuration, and reduces the control system complexity. The closed-loop system analysis shows that for controller gains tuning, the well-known settings can be applied to the resulting structure, which include binomial distribution, as well as “symmetric” optimum and “modular” optimum. The resulting closed-loop system has robustness properties with respect to coordinate disturbances and can be effectively used in applications with low and medium control quality requirements. Ref. 9, fig. 5.

Keywords: DC motor, sensorless control algorithm, system stability.

Надійшла: 30.01.2025

Прийнята: 18.03.2025

Submitted: 30.01.2025

Accepted: 18.03.2025