

**ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ**

УДК 681.5:52

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2023.66.124>**ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ ВІДПРАЦЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ В ОДНОКОНТУРНІЙ СИСТЕМІ ПРОГНОЗНОГО КЕРУВАННЯ ДВИГУНОМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ****С.М. Ковбаса**, докт. техн. наук, **Є.В. Коломійчук**Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,  
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна  
e-mail: [skovbasa@ukr.net](mailto:skovbasa@ukr.net), [Kolomijchuk@hotmail.com](mailto:Kolomijchuk@hotmail.com)

*Представлено результати порівняльного дослідження двох систем керування кутовою швидкістю двигуна постійного струму з постійними магнітами: двоконтурної на основі ПІ-регуляторів, та одноконтурної системи, розробленої на основі методів прогнозного керування. Дослідження виконано методом математичного моделювання для випадку відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості. Показано, що за умов відомих параметрів регулятор на основі прогнозного керування, розроблений як система з одним входом та одним виходом, на відміну від системи з ПІ регуляторами та компенсаціями похідних від сигналу завдання, не забезпечує асимптотичного відпрацювання заданих траєкторій зміни кутової швидкості. Характер перехідних процесів при компенсації дії постійного невідомого моменту навантаження є подібним, обидві системи забезпечують астатичне регулювання кутової швидкості та рівень показників якості керування. Встановлено, що у випадку введення в об'єкт керування (двигун постійного струму) варіації моменту інерції, рівні динамічної похибки при відпрацюванні заданої траєкторії стають співрозмірними для обох систем керування. На відміну від системи на основі ПІ-регуляторів, регулятор на основі прогнозного керування не потребує вимірювання струму якоря та забезпечує покращену динаміку в режимах обмеження напруги. Бібл. 17, рис. 7.*

**Ключові слова:** прогнозне керування, двигун постійного струму, відпрацювання кутової швидкості, ПІ-регулятор.

**Вступ.** Застосування методів прогнозного керування [1] (Model Predictive Control – MPC) на сьогодні є одним із перспективних шляхів вирішення проблеми створення систем керування складними технологічними об'єктами, для яких застосування традиційних методів є ускладненим, або не призводить до бажаного результату [2]. Вагомою перевагою MPC є можливість врахування обмежень на керуючі дії та координати об'єкта. Так як робота більшості електроприводів як постійного, так і змінного струму передбачає наявність декількох обмежень (обмеження струму, напруги перетворювача, швидкості тощо), то розробка нових систем керування на основі MPC є актуальною задачею.

Дослідженню систем керування на основі MPC для електроприводів та силової електроніки за останні роки присвячено низку публікацій [3–7]. Зокрема, в роботах [8] виконано порівняння MPC та традиційних систем керування на основі ПІ та LQR (Linear quadratic regulator) регуляторів для вирішення задачі стабілізації кутової швидкості двигуна постійного струму. У роботах [9–10] запропоновано декілька методів керування координатами асинхронних двигунів, також представлено деякі результати порівняльних досліджень. Керування пристроями силової електроніки на основі MPC розглянуто в роботах [11–13].

Однією з головних проблем, що перешкоджає широкому застосуванню систем прогнозного керування, є його обчислювальна складність: на кожному періоді вибірки проблема оптимізації має бути вирішена в режимі реального часу, що вимагає складних розрахункових процедур [14–15].

Незважаючи на вагому кількість публікацій у сфері застосування MPC для керування електричними двигунами, здебільшого дослідники розглядають задачу стабілізації механіч-



них координат. У той же час, значна кількість технологічних застосувань потребує вирішення задачі їхнього асимптотичного відпрацювання.

Метою даної статті є проведення порівняльного дослідження динамічної поведінки двох систем керування кутовою швидкістю двигуна постійного струму (ДПС) з постійними магнітами, а саме систем на основі МРС та системи на основі ПІ-регуляторів, при відпрацювання заданих траєкторій зміни кутової швидкості.

### Каскадний алгоритм керування на основі ПІ-регуляторів [16]

Розглянемо математичну модель ДПС з постійними магнітами

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \mu i - \frac{1}{J} M_c - v\omega, \\ i &= \frac{1}{L} (u - iR - c\omega),\end{aligned}\tag{1}$$

де  $\omega$  – кутова швидкість якоря,  $i$  – струм якоря,  $u$  – напруга якоря,  $M_c$  – статичний момент навантаження,  $v$  – коефіцієнт в'язкого тертя,  $R$  – опір кола якоря,  $L$  – індуктивність кола якоря,  $\mu = c/J$ ,  $c = c_1\Phi$  – коефіцієнт моменту, де  $c_1$  – конструктивна стала,  $\Phi$  – потік, що створюється постійними магнітами.

У випадку живлення ДПС від транзисторного перетворювача з широто-імпульсною модуляцією, інерційністю перетворювача можна знехтувати, приймаючи його за ідеальну підсилювальну ланку з одиничним коефіцієнтом передачі та вважати напругу  $u$  в (1) реальною керуючою дією.

Для моделі ДПС (1) припустимо, що:

- параметри моделі постійні та відомі;
- кутова швидкість  $\omega$  та струм  $i$  доступні для вимірювання;
- задана траєкторія зміни кутової швидкості  $\omega$  є обмеженою функцією часу з обмеженою першою та другою похідними;
- момент навантаження  $M_c$  – обмежений, постійний та невідомий.

За умов цих припущень необхідно синтезувати регулятор у формі:

$$u = f(\omega^*, \dot{\omega}^*, \ddot{\omega}^*, i, \omega)\tag{2}$$

що забезпечує асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості, тобто:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0,\tag{3}$$

де  $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$  – похибка відпрацювання кутової швидкості.

Згідно з оберненою покроковою процедурою проектування [16], на першому кроці синтезуємо зовнішній контур регулювання кутової швидкості. Для цього запишемо перше рівняння в (1) у формі похибок

$$\dot{\tilde{\omega}} = \mu i - \hat{M}_c - \tilde{M}_c - \dot{\omega}^* - v\tilde{\omega} - v\omega^*,\tag{4}$$

де  $\hat{M}_c$  – оцінене значення константи  $M_c J^{-1}$ , похибка оцінювання, визначена як  $\tilde{M}_c = M_c J^{-1} - \hat{M}_c$ . У випадку ідеального струмового керування при  $M_c = const$  алгоритм регулятора швидкості формується як пропорційно-інтегральний:

$$\begin{aligned}i &= \mu^{-1} (-k_\omega \tilde{\omega} + \hat{M}_c + \dot{\omega}^* + v\omega^*), \\ \dot{\tilde{M}}_c &= -\tilde{M}_c = -k_{oi} \tilde{\omega},\end{aligned}\tag{5}$$

де  $(k_\omega, k_{oi}) > 0$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної частин регулятора швидкості.

Ідеальна динаміка контуру регулювання швидкості (при струмовому керуванні) має вигляд:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{M}}_c &= k_{oi} \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -\tilde{M}_c - (k_\omega + v) \tilde{\omega}.\end{aligned}\tag{6}$$

Система (6) є асимптотично стійкою для усіх  $(k_\omega, k_{\omega i}) > 0$ , тобто  $\lim_{x \rightarrow \infty} (\tilde{M}_C, \tilde{\omega})^T = 0$ . Струм якоря в (5) може розглядатись як сигнал завдання  $i^*$ . Визначивши похибку відпрацювання струму як

$$\tilde{i} = i - i^*, \quad (7)$$

з другого рівняння (1) отримаємо

$$\dot{\tilde{i}} = -\frac{R}{L}\tilde{i} + \frac{1}{L}u - \frac{R}{L}i^* - \frac{c}{L}\omega - \dot{i}_1^* - \dot{i}_2^*, \quad (8)$$

де відома і невідома складові  $\dot{i}_1^*, \dot{i}_2^*$ , розраховані в силу рівнянь (5), дорівнюють:

$$\begin{aligned} \dot{i}_1^* &= \frac{1}{\mu} \left[ -k_\omega(-k_\omega \tilde{\omega} + \mu \tilde{i}) + \dot{M}_C + \nu \dot{\omega}^* + \dot{\omega}^* \right], \\ \dot{i}_2^* &= \frac{k_\omega}{\mu} \tilde{M}_C. \end{aligned} \quad (9)$$

Керуюча напруга якоря  $u$  має бути такою, щоб гарантувати асимптотичне відпрацювання заданого струму  $\lim_{x \rightarrow \infty} \tilde{i} = 0$ .

Сконструюємо ПІ-регулятор струму у формі

$$\begin{aligned} u &= L \left( \frac{R}{L} i^* + \frac{c}{L} \omega + \dot{i}_1^* - k_i \tilde{i} - y \right), \\ \dot{y} &= k_{ii} \tilde{i}, \end{aligned} \quad (10)$$

де  $(k_i, k_{ii}) > 0$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної частин регулятора струму. Після підстановки рівнянь алгоритму керування (10) в (8), з врахуванням (6) отримаємо результуючі рівняння динаміки похибок відпрацювання:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} &= -\tilde{M}_C - k_{\omega i} \tilde{\omega} + \mu \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{M}}_C &= k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_\omega \mu^{-1} \tilde{M}_C - k_{ii} \tilde{i} - y, \\ \dot{y} &= k_{ii} \tilde{i}, \end{aligned} \quad (11)$$

де  $k_{\omega i} = (k_\omega + \nu)$ ,  $k_{ii} = -RL^{-1} + k_{ii}$ .

Структура (11) відображає каскадні властивості спроектованої системи яка містить дві підсистеми, що утворюють контури швидкості та струму. Динамічна поведінка кожного контуру задається за допомогою коефіцієнтів пропорційної та інтегральної складових  $(k_\omega, k_{\omega i}), (k_i, k_{ii})$  регуляторів швидкості та струму.

Структура спроектованої системи має таку саму базову конфігурацію, що й стандартні системи з підпорядкованим регулюванням параметрів. Відмінність полягає у введенні допоміжних коригуючих зв'язків по завданню і його похідним, а також допоміжних зв'язків між контуром регулювання струму та швидкості. Це дає змогу забезпечити відпрацювання заданих траєкторій швидкості без похибок, якщо початкові умови є нульовими.

#### Алгоритм керування на основі МРС.

У системах прогнозного керування (МРС) [17] модель об'єкта використовується для прогнозування майбутньої поведінки системи протягом певного часового інтервалу, який називають горизонтом передбачення. На основі прогнозів та вимірюваного стану системи обчислюється оптимальний сигнал керування з урахуванням бажаного стану на виході та обмежень. На кожному наступному такті керування процес вимірювання, оцінки та обчислення повторюється з зміщеним горизонтом. Загальна структура системи на основі прогнозного керування показана на рис. 1.

У межах цього дослідження для створення алгоритму керування на основі MPC використано набір інструментів Model Predictive Control Toolbox пакету Matlab. Водночас регулятор має один вхід завдання (траєкторія кутової швидкості), один вихід керування (напряга якоря) та один вхід для зворотного зв'язку (кутова швидкість якоря).

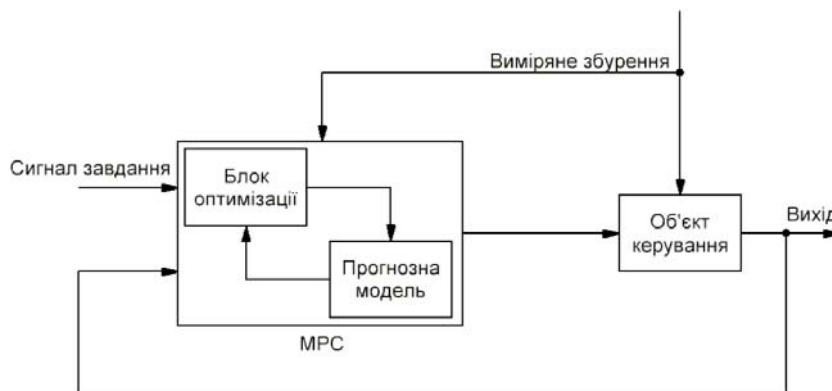


Рис. 1

Збурення (статичний момент навантаження) не вимірюється. Для системи прогнозного керування було задано час вибірки 0.001 с, горизонт передбачення рівним 10 тактам, горизонт керування дорівнює 5 тактам. Ваговий коефіцієнт налаштування динамічних властивостей встановлено рівним 0.8, а загальний коефіцієнт спостерігача 0.5.

**Результати порівняння.** Порівняльне дослідження динамічної поведінки систем керування виконано методом математичного моделювання. Використано наступні параметри двигуна постійного струму:  $L=0.07$  Гн,  $R=4.1$  Ом,  $J=0.005$  кг\*м<sup>2</sup>,  $\mu=0.5$  Нм/рад/с\*м<sup>2</sup>,  $c=1.2$  Нм\*А. Коефіцієнти П-регуляторів для каскадного алгоритму керування обрані рівними  $k_{\omega} = 100, k_{\omega i} = 5000, k_i = 500, k_{ii} = 125000$ .

Тести виконано за наступної послідовності операцій керування двигуном (рис. 2.): протягом інтервалу часу  $t = 0 \dots 0.3$  с двигун розганяється до заданої кутової швидкості  $\omega^* = 75$  рад/с; на інтервалі часу  $t = 0.5 \dots 0.8$  с до валу двигуна прикладається постійний момент навантаження, рівний 3 Нм. В інтервалі часу  $t = 1.1 \dots 1.3$  с до двигуна прикладається від'ємний динамічний момент та двигун зупиняється. Завдання траєкторії та момент навантаження зображені на рис. 2.

Під час виконання перших двох тестів обмеження на координати системи не вводилися.

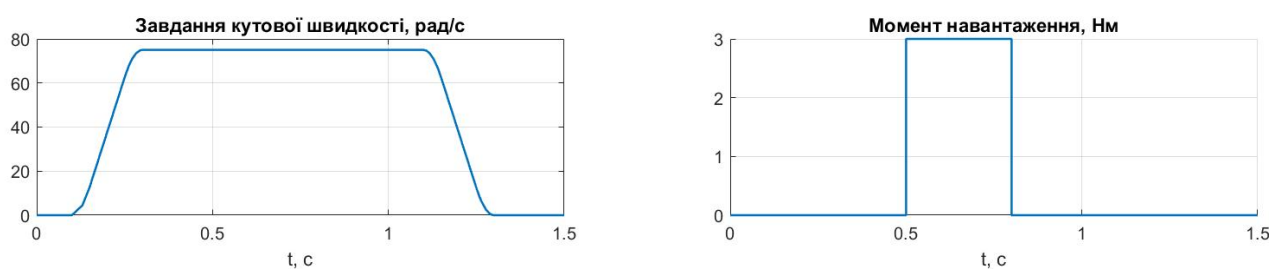


Рис. 2

Графіки перехідних процесів в системі на основі каскадного алгоритму показано на рис. 3, а в системі на основі MPC – на рис. 4. Як видно з рис. 3, каскадний алгоритм завдяки наявним в його структурі компенсаціям похідних від сигналу завдання забезпечує асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості. Водночас в системі з MPC при розгоні двигуна присутня динамічна похибка на рівні 3 рад/с. Динамічна похибка кутової швидкості при відпрацюванні постійного моменту навантаження для обох алгоритмів знаходиться на рівні 4 рад/с.

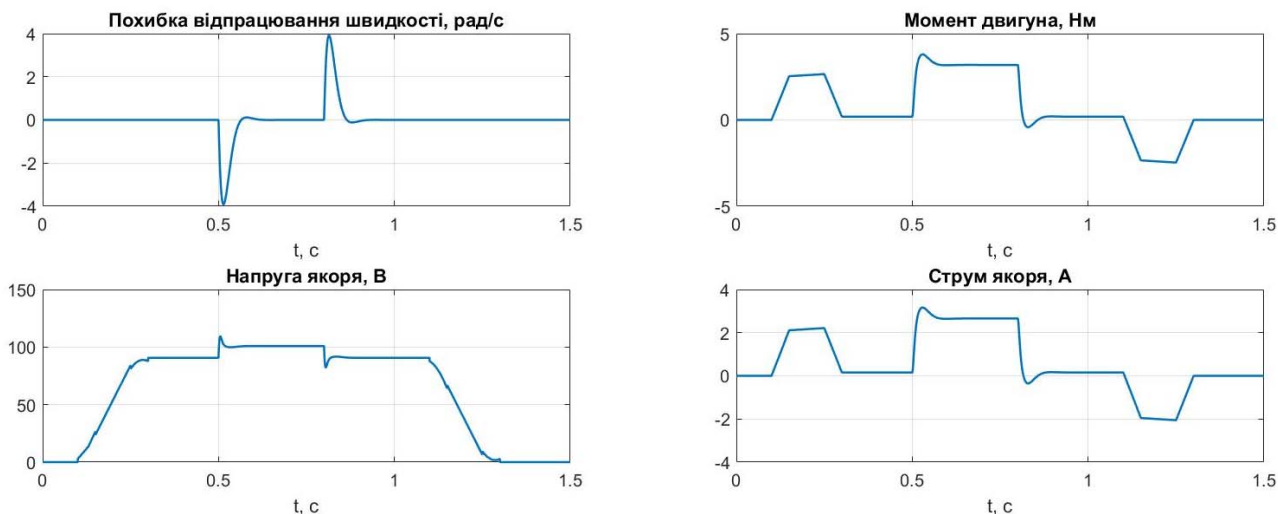


Рис. 3

На наступному етапі дослідження було проведено тест для випадку, коли момент інерції двигуна є невідомим. Для цього в моделі двигуна було встановлено значення моменту інерції в два рази більшим, ніж в алгоритмі керування. Перехідні процеси похибки кутової швидкості для обох алгоритмів керування показані на рис. 5. Як слідує з рис. 5, за умов невідомого моменту інерції асимптотичність відпрацювання траєкторії швидкості каскадною системою порушується, наявна динамічна похибка на рівні 2 рад/с. В системі з МРС динамічна похибка відпрацювання траєкторії швидкості зростає до рівня 4.7 рад/с. Характер перехідних процесів при компенсації постійного моменту став більш коливальним для обох систем.

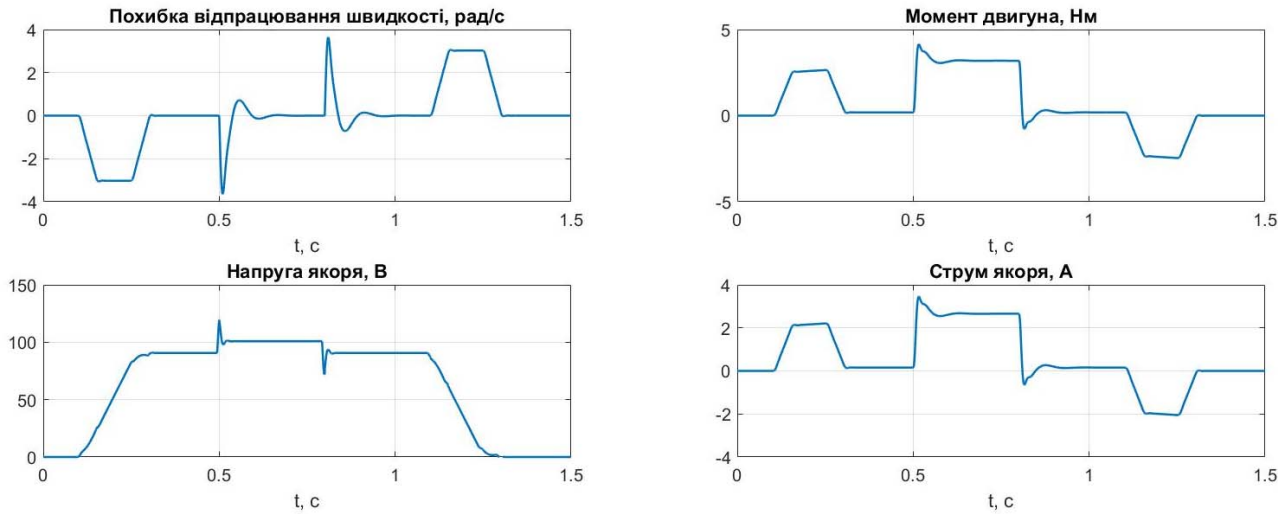


Рис. 4

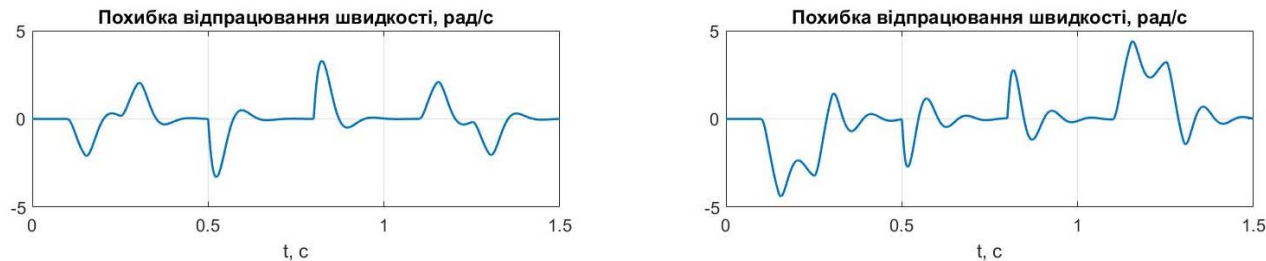


Рис. 5

На наступному кроці було введено обмеження на керуючу дію на рівні 100 В. Графіки перехідних процесів для цього тесту показані на рис. 6 для системи з ПІ-регуляторами і рис. 7 для системи на основі МРС. Як випливає з порівняння перехідних процесів на рис. 6 та 7,

при обмеженні напруги компенсація невимірюваного моменту навантаження здійснюється однаково, внаслідок обмеження виникає статична похибка відпрацювання кутової швидкості на рівні 1 рад/с. Разом з тим, при знятті навантаження в каскадній системі виникають коливання, що спричиняються інтегратором, який продовжив свою роботу в режимі обмеження, тобто для коректоної каскадної системи в розглянутому режимі реалізація функції «anti windup» для інтегратора є обов'язковою. Водночас система на основі МРС забезпечує врахування обмеження, тому вихід з режиму обмеження не супроводжується додатковими перехідними процесами, що показано на рис. 7.

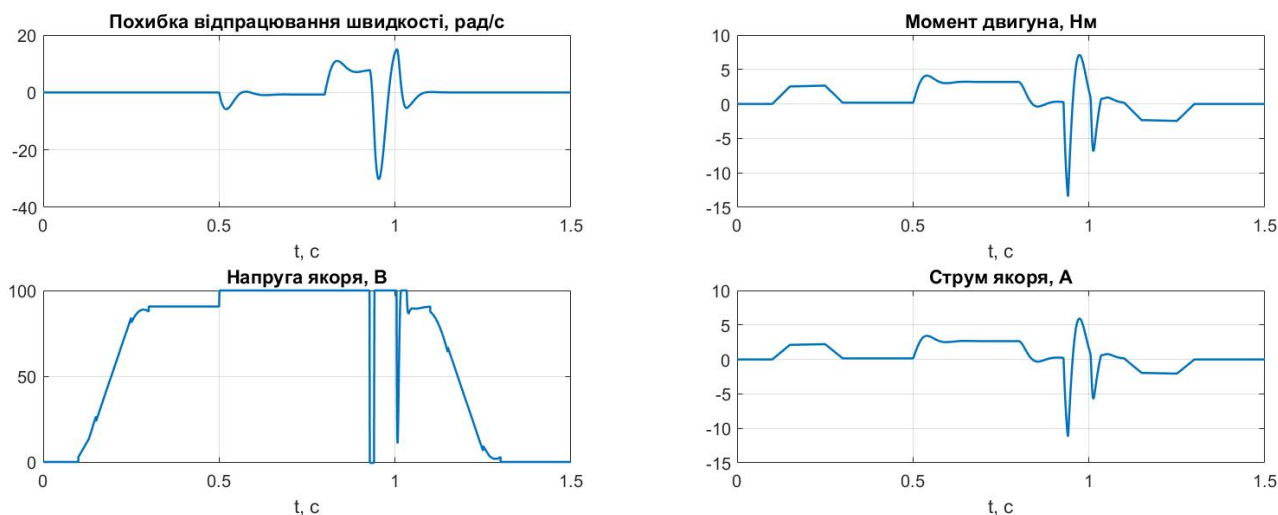


Рис. 6

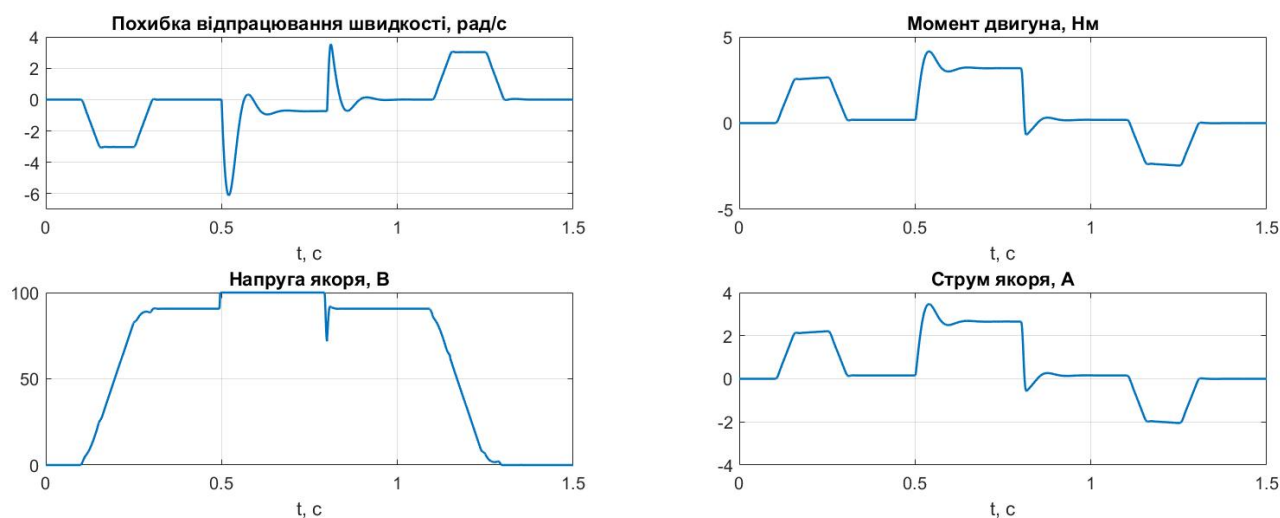


Рис. 7

Таким чином, за результатами порівняльного дослідження встановлюємо, що найпростіший варіант системи керування кутовою швидкістю на основі МРС може використовуватися в системах стабілізації кутової швидкості двигуна постійного струму, забезпечуючи при цьому ефективну роботу з врахуванням обмеження по вихідній напрузі перетворювача.

**Висновок.** У результаті порівняльного дослідження динамічних властивостей систем на основі ПІ-регуляторів та прогнозного керування для відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості двигуна постійного струму встановлено, що, на відміну від конвенційної системи з ПІ регуляторами, найпростіша система на основі МРС не забезпечує асимптотичного відпрацювання заданих траєкторій зміни кутової швидкості. Разом з тим, якість перехідних процесів при компенсації постійного невідомого моменту навантаження під час роботи з постійною швидкістю є співрозмірною для обох систем. Показано, що однією з переваг розробленої системи на основі МРС є більш ефективна робота в режимі обмеження напруги



на виході перетворювача, в той час як для системи на основі ПІ-регуляторів необхідна додаткова реалізація функцій «anti windup». До переваг розробленого MPC регулятора можна віднести відсутність необхідності встановлення датчика струму якоря.

1. E. F. Camacho, C. Bordons. *Model Predictive Control*. Springer, 1998.
2. Yongsoo Cho, Yeongsu Bak, and Kyo-Beum Lee. Torque-Ripple Reduction and Fast Torque Response Strategy for Predictive Torque Control of Induction Motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017.
3. V. Wisniewski, E. Maddalena, and R. Godoy. Discrete-time regional poleplacement using convex approximations: Theory and application to a boost converter. *Control Engineering Practice*, Vol. 91, P. 104102, 2019.
4. Sergio Vazquez, Abraham Marquez, Ricardo Aguilera, Daniel Quevedo, Jose I. Leon, and Leopoldo G. Franquelo. Predictive Optimal Switching Sequence Direct Power Control for Grid Connected Power Converters. *IEEE Transactions on control Systems Technology*, IEEE, 2015.
5. Sergio Vazquez, Abraham Marquez, Ricardo Aguilera, Daniel Quevedo, Jose I. Leon, and Leopoldo G. Franquelo. Predictive Optimal Switching Sequence Direct Power Control for Grid Connected Power Converters. *IEEE Transactions on control Systems Technology*, IEEE, 2015.
6. Guoqiang Li and Daniel Gorges. Hybrid Modeling and Predictive Control of the Power Split and Gear Shift in Hybrid Electric Vehicles. *IEEE Transactions on control Systems Technology*, Pp. 978–983. IEEE, 2019.
7. Dehua Shi, Shaohu Wang, Yingfen Cai, and Long Chen. Stochastic Predictive Energy Management of Power Split Hybrid Electric Bus for Real-World Driving Cycles. *Automotive Engineering Research Institute*, Pp. 61700–61713, 2018.
8. Satyabrata Sahoo, Bidyadhar Subudhi, Gayadhar Panda. Optimal Speed Control of DC Motor using Linear Quadratic Regulator and Model Predictive Control. *IEEE*, 2015.
9. Lafta E. J. Alkurawy, Nisreen Khamas. Model Predictive Control for DC Motors. *International Scientific Conference of Engineering Sciences*, 2018.
10. Siddhesh Dani, Dayaram Sonawane, Deepak Ingole, Sanjaykumar Patil. Performance Evaluation of PID, LQR and MPC for Motor Speed Control. *2<sup>nd</sup> International Conference for Convergence in Technology (I2CT)*, 2017.
11. Yongchang Zhang, Haitao Yang and Bo Xia. Model Predictive Control of Induction Motor Drives: Torque Control versus Flux Control. *IEEE Transactions on Industry Application*, 2016.
12. Yongchang Zhang and Haitao Yang. Model-Predictive Flux Control of Induction Motor Drives With Switching Instant Optimization. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2015.
13. Ahmed G. Mahmoud A. Aziz, Hegazy Rez and Ahmed A. Zaki Diab. Robust Sensorless Model-Predictive Torque Flux Control for High-Performance Induction Motor Drives. *MDPI Mathematics*, 2021.
14. S. Almér, D. Frick, G. Torrisi, and S. Mariéthoz. Predictive converter control: Hidden convexity and real-time quadratically constrained optimization. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2020.
15. P. Zometa, M. Kögel, T. Faulwasser, and R. Findeisen. Implementation aspects of model predictive control for embedded systems. *American Control Conference (ACC)*, Pp. 1205–1210. IEEE, 2012.
16. Попович Н.Г., Пересада С.М., Коломієць Д.Н. Керування слідкуючим електроприводом постійного струму на основі непрямой оцінки кутової швидкості. Вісник Харківського державного політехнічного університету. 1999. Вип. 61. С. 43–48.
17. S. Richter, S. Mariéthoz and M. Morari. High-speed online mpc based on a fast gradient method applied to power converter control. *Proceedings of the 2010 American Control Conference*. Pp. 4737–4743. IEEE, 2010.

## COMPARATIVE ANALYSIS OF SPEED TRACKING PERFORMANCES IN SINGLE-LOOP MODEL PREDICTIVE CONTROL SYSTEM FOR DC MOTOR

**S. Kovbasa, Ye. Kolomiichuk**

National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,  
Beresteiskyyi ave., 37, 03056 Kyiv, Ukraine

e-mail: [skovbasa@ukr.net](mailto:skovbasa@ukr.net), [Kolomijchuk@hotmail.com](mailto:Kolomijchuk@hotmail.com)

*The results of a comparative study of two speed control systems for a DC motor with permanent magnets are presented: a cascaded system based on PI controllers, and a single-loop system developed on the basis of model predictive control methods. The research was carried out by the simulations for the case of speed trajectory tracking task. It is shown that, under the conditions of known parameters, the controller based on predictive control, designed as a system with one input and one output, unlike the system with PI controllers and compensations of derivatives of the reference signal, does not provide asymptotic speed trajectory tracking. The transients during constant load torque compensation are similar, both control schemes provide asymptotical speed regulation with similar performances. In the case of introducing variations of DC motor moment of inertia, the levels of dynamic trajectory tracking errors become commensurate for both control systems. Unlike the system based on PI regulators, the controller based on model predictive control does not need to measure the armature current and provides improved dynamics in voltage limiting modes. Ref. 17, fig. 7.*

**Keywords:** model predictive control, DC motor, speed trajectory tracking, PI-controller.

1. E. F. Camacho, C. Bordons. *Model Predictive Control*. Springer, 1998.
2. Yongsoo Cho, Yeongsu Bak, and Kyo-Beum Lee. Torque-Ripple Reduction and Fast Torque Response Strategy for Predictive Torque Control of Induction Motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017.
3. V. Wisniewski, E. Maddalena, and R. Godoy. Discrete-time regional poleplacement using convex approximations: Theory and application to a boost converter. *Control Engineering Practice*, Vol. 91, P. 104102, 2019.
4. Sergio Vazquez, Abraham Marquez, Ricardo Aguilera, Daniel Quevedo, Jose I. Leon, and Leopoldo G. Franquelo. Predictive Optimal Switching Sequence Direct Power Control for Grid Connected Power Converters. *IEEE Transactions on control Systems Technology*, IEEE, 2015.
5. Sergio Vazquez, Abraham Marquez, Ricardo Aguilera, Daniel Quevedo, Jose I. Leon, and Leopoldo G. Franquelo. Predictive Optimal Switching Sequence Direct Power Control for Grid Connected Power Converters. *IEEE Transactions on control Systems Technology*, IEEE, 2015.
6. Guoqiang Li and Daniel Gorges. Hybrid Modeling and Predictive Control of the Power Split and Gear Shift in Hybrid Electric Vehicles. *IEEE Transactions on control Systems Technology*, Pp. 978–983. IEEE, 2019.
7. Dehua Shi, Shaohu Wang, Yingfen Cai, and Long Chen. Stochastic Predictive Energy Management of Power Split Hybrid Electric Bus for Real-World Driving Cycles. *Automotive Engineering Research Institute*, Pp. 61700–61713, 2018.
8. Satyabrata Sahoo, Bidyadhar Subudhi, Gayadhar Panda. Optimal Speed Control of DC Motor using Linear Quadratic Regulator and Model Predictive Control. *IEEE*, 2015.
9. Lafta E. J. Alkurawy, Nisreen Khamas. Model Predictive Control for DC Motors. *International Scientific Conference of Engineering Sciences*, 2018.
10. Siddhesh Dani, Dayaram Sonawane, Deepak Ingole, Sanjaykumar Patil. Performance Evaluation of PID, LQR and MPC for Motor Speed Control. *2<sup>nd</sup> International Conference for Convergence in Technology (I2CT)*, 2017.
11. Yongchang Zhang, Haitao Yang and Bo Xia. Model Predictive Control of Induction Motor Drives: Torque Control versus Flux Control. *IEEE Transactions on Industry Application*, 2016.
12. Yongchang Zhang and Haitao Yang. Model-Predictive Flux Control of Induction Motor Drives With Switching Instant Optimization. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2015.
13. Ahmed G. Mahmoud A. Aziz, Hegazy Rez and Ahmed A. Zaki Diab. Robust Sensorless Model-Predictive Torque Flux Control for High-Performance Induction Motor Drives. *MDPI Mathematics*, 2021.
14. S. Almér, D. Frick, G. Torrisi, and S. Mariéthoz. Predictive converter control: Hidden convexity and real-time quadratically constrained optimization. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2020.
15. P. Zometa, M. Kögel, T. Faulwasser, and R. Findeisen. Implementation aspects of model predictive control for embedded systems. *American Control Conference (ACC)*, Pp. 1205–1210. IEEE, 2012.
16. Popovych M.H., Peresada S.M., Kolomiyets D.N. Control of a direct current tracking electric drive based on indirect estimation of angular velocity. *Visnyk Kharkivskoho derzhavnoho polytekhnichnoho universytetu*. 1999. Vol. 61. Pp. 43–48.
17. S. Richter, S. Mariéthoz and M. Morari. High-speed online mpc based on a fast gradient method applied to power converter control. *Proceedings of the 2010 American Control Conference*. Pp. 4737–4743. IEEE, 2010.

Надійшла: 25.09.2023

Прийнята: 02.11.2023

Submitted: 25.09.2023

Accepted: 02.11.2023