

ВПЛИВ ДИСКРЕТНОГО ХАРАКТЕРУ СИГНАЛУ ШВИДКОСТІ НА ПРОЦЕСИ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ ВЕКТОРНО-КЕРОВАНОВОГО АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

С.М. Ковбаса, докт. техн. наук, **Н.Д. Красношарпа**, канд. техн. наук, **Є.В. Коломійчук**,
А.О. Холоша, **Б.С. Делейко**

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна

e-mail: skovbasa@ukr.net, Kolomijchuk@hotmail.com

У роботі представлено результати дослідження впливу дискретного характеру сигналу вимірної кутової швидкості з використанням інкрементального енкодера на процеси керування моментом векторно-керованого асинхронного двигуна тягового електропривода. Дослідження виконано методом математичного моделювання для системи прямого векторного керування моментом, яка забезпечує пряме асимптотичне полеорієнтування, асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту та модуля вектора потокозчеплення ротора, асимптотичну розв'язку процесів керування моментом та потоком. Параметри асинхронного двигуна та енкодера, які використовуються в дослідженні, відповідають параметрам, що існують у тягових електромеханічних системах тролейбусів. Показано, що наявність фільтра у вихідному каналі вимірювання кутової швидкості дає змогу зменшити пульсації струму і моменту асинхронного двигуна, які виникають унаслідок дискретного характеру сигналу швидкості, проте призводить до виникнення похибки відпрацювання моменту та погіршення умов полеорієнтування за вектором потокозчеплення ротора. Запропоновано комбіноване використання фільтрованого та нефільтрованого сигналів кутової швидкості для уникнення вказаного недоліку. Бібл. 7, рис. 6.

Ключові слова: асинхронний двигун, векторне керування, вимірювання кутової швидкості, енкодер, тяговий електропривод.

Вступ. Системи векторного керування асинхронними двигунами (АД) із вимірюванням кутової швидкості [1, 2] мають широке застосування в промисловості, комунальному та сільському господарстві, електротранспорті. Найпоширенішим способом отримання сигналу про кутову швидкість ротора є використання енкодерів, які можуть бути фотоімпульсного або індуктивного типу. Перевагами енкодерів є їхні високі масогабаритні показники, низький момент інерції, відносно невисока вартість. Проте вони мають суттєвий недолік – дискретний характер вимірювання кутової швидкості [2–4]. Ця властивість призводить до виникнення додаткових збурень у системі векторного керування та потребує їхнього врахування під час розробки реальних електроприводів.

Можна зменшити вплив дискретності, підвищивши роздільну здатність енкодера, проте це дещо збільшує його вартість, зменшує надійність та не завжди може бути здійснено, особливо в тягових електроприводах, де використовуються датчики індуктивного типу, зазвичай із роздільною здатністю менше 256 імпульсів/об. Ще одним способом подолання проблеми є збільшення інтервалу часу на підрахунок імпульсів, що надходять від датчика, встановлення на виході каналу вимірювання програмного фільтра, проте це призводить до затримки проходження сигналу, а також додаткової, зумовленої введенням фільтром динаміки в каналі вимірювання кутової швидкості [5]. Для подолання цього недоліку існують методи вимірювання із застосуванням різного типу спостерігачів, фільтрації Калмана [5, 6].

Метою цього дослідження є аналіз негативного впливу дискретного характеру сигналу швидкості, вимірної за допомогою енкодера, на процеси векторного керування моментом АД з метою формування рекомендацій щодо конфігурації каналу вимірювання кутової швидкості із застосуванням простого фільтра на основі аперіодичної ланки першого порядку.

Алгоритм прямого векторного керування моментом та модулем вектора потокозчеплення АД. Базуючись на концепції прямого полеорієнтування, алгоритм керування моментом і модулем вектора потокозчеплення задається такими рівняннями [7]:

- регулятор модуля вектора потокозчеплення

$$\dot{i}_d^* = (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^* - k_\psi e_\psi - x_\psi) / \alpha L_m, \quad (1)$$

$$\dot{x}_\psi = k_{\psi i} e_\psi;$$

- спостерігач модуля вектора потокозчеплення

$$\dot{\hat{\psi}} = -\alpha \hat{\psi} + \alpha L_m \dot{i}_d, \quad (2)$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega p_n + \alpha L_m \frac{\dot{i}_q}{\hat{\psi}},$$

- регулятори струмів

$$u_d = \sigma (\gamma i_d^* - \omega_0 i_d^* - \alpha \beta \hat{\psi} + \dot{i}_d^* - k_i \tilde{i}_d + x_d), \quad (3)$$

$$\dot{x}_d = -k_{ii} \tilde{i}_d,$$

$$u_q = \sigma (\gamma i_q^* + \omega_0 i_q^* + \beta \omega p_n \hat{\psi} + \dot{i}_q^* - k_i \tilde{i}_q + x_q), \quad (4)$$

$$\dot{x}_q = -k_{ii} \tilde{i}_q;$$

- регулятор моменту

$$\dot{i}_q^* = \frac{1}{\mu_1} \frac{M^*}{\psi^*}, \quad \hat{\psi} > 0, \quad \dot{i}_q^* = \frac{1}{\mu_1} \left(\frac{\dot{M}^*}{\psi^*} - \frac{M^* \dot{\psi}^*}{\psi^{*2}} \right), \quad (5)$$

де $\alpha = \frac{R_2}{L_2}$; $\sigma = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2}$; $\beta = \frac{L_m}{\sigma L_2}$; $\gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha \beta L_m$, $\mu_1 = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2}$, R_1, R_2 і L_1, L_2 – активні опори та індуктивності статора і ротора відповідно; L_m – індуктивність контуру намагнічування; p_n – число пар полюсів; i_d^*, i_q^* – завдання на струм збудження та моментоутворюючий струм статора; ω – кутова швидкість ротора; u_d, u_q – компоненти вектора керуючої напруги статора; ε_0, ω_0 – кутове положення та швидкість обертання синхронної системи координат ($d-q$) відносно стаціонарної ($a-b$); $\hat{\psi}$ – оцінка модуля вектора потокозчеплення ротора; ψ^* – задане потокозчеплення ротора; M^* – заданий момент двигуна; $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$, $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – похибки відпрацювання струмів статора; $e_\psi = \hat{\psi} - \psi^*$ – похибка відпрацювання оціненого потокозчеплення; $(k_\psi, k_{\psi i}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора потокозчеплення; $(k_i, k_{ii}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму.

Алгоритм векторного керування АД, заданий рівняннями (1)–(5) забезпечує: асимптотичне полеорієнтування керування за вектором потокозчеплення ротора, асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту та модуля вектора потокозчеплення, асимптотичну розв'язку процесів керування моментом та модулем вектора потокозчеплення ротора.

Організація каналу вимірювання кутової швидкості. На виході інкрементального енкодера формуються дві послідовності імпульсів A і B , зсунутих одна відносно одної на чверту частину періоду, як показано на рис. 1 а. Структура апаратної частини мікроконтролера, яка дає змогу обробляти такий квадратурний сигнал, показана на рис. 1 б. Спочатку вхідні послідовності енкодера проходять логічну схему, що забезпечує детектування фронтів послідовностей A та B і генерацію результуючої послідовності S , яка безпосередньо подається на лічильник СТ. Напрямок лічби (обертання валу) визначається залежно від взаємного розташування фронтів сигналів A і B зі статичним станом протилежного сигналу. Значення на виході лічильника Q передається в програму мікроконтролера для подальшої обробки.

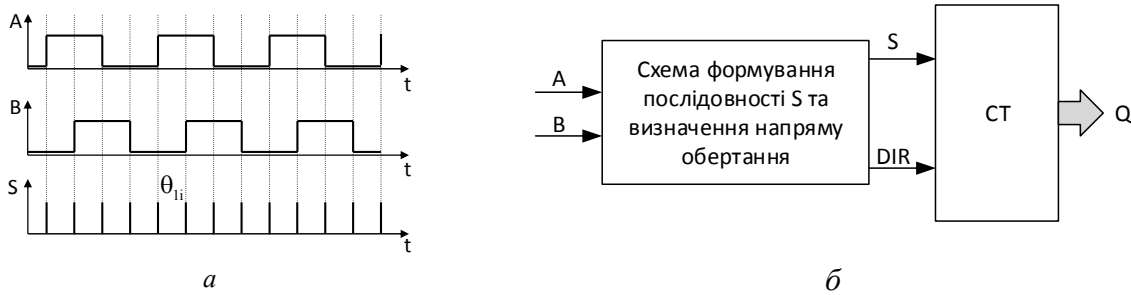


Рис. 1

Найпростішими способами вимірювання кутової швидкості є або диференціювання кутового положення на основі інформації про прийняту кількість імпульсів за фіксований час, або вимірювання інтервалу часу між двома сусідніми імпульсами послідовності S із подальшим перерахунком у кутову швидкість [3]. У межах цього дослідження використано перший спосіб, який формалізується так:

$$\omega_e = \frac{n\theta_{li}}{T_s} = \frac{2\pi n}{4NT_s}, \quad (6)$$

де ω_e – розрахункове значення реальної кутової швидкості; θ_{li} – кут, на який повертається вал енодера для генерації одного імпульсу результуючої послідовності S; $n = Q_{k+1} - Q_k$ – число імпульсів, що надійшли від енодера за фіксований інтервал часу T_s , де k – номер такту вимірювання; N – роздільна здатність енодера.

Основною проблемою застосування формули (6) на практиці є високий рівень дискретності вимірювання кутової швидкості. Наприклад, у разі застосування енодера з роздільною здатністю 1000 імпл/об та часом вимірювання $T_s = 200$ мкс дискретність каналу вимірювання швидкості складе 7.85 рад/с. На практиці це означає, що за швидкості обертання валу 7.85 рад/с від енодера буде надходити один імпульс послідовності S. У випадку обертання валу з меншими швидкостями від енодера на декількох тактах не надходитиме жодного імпульсу, що сприйматиметься системою керування як нульова швидкість. За таких умов у сигналі зворотного зв'язку за швидкістю з'являються високочастотні стрибкоподібні переходи, у розглянутому прикладі величиною 7.85 рад/с, які вносять додаткові збурення в систему керування та обмежують можливості підвищення швидкодії контурів регулювання кутової швидкості.

Для згладжування сигналу зворотного зв'язку за швидкістю в рамках цього дослідження розглянемо простий фільтр у вигляді аперіодичної ланки першого порядку:

$$W_f = \frac{\omega_f}{\omega_e} = \frac{1}{\tau p + 1}, \quad (7)$$

де ω_f – відфільтроване значення швидкості ω_e ; τ – стала часу фільтра.

Входом цього фільтра є послідовність розрахункових значень, отриманих за виразом (6), а виходом – фільтроване значення вимірної швидкості, яке може бути використано в рівняннях алгоритму керування.

Дослідження впливу дискретності на процеси керування координатами АД.

У дослідженні використано такі параметри асинхронного двигуна: номінальна потужність $P_n = 180$ кВт, активний опір статора $R_1 = 0.01$ Ом, активний опір ротора $R_2 = 0.0085$ Ом, індуктивність обмотки статора $L_1 = 0.0061$ Гн, індуктивність обмотки ротора $L_2 = 0.0061$ Гн, індуктивність контуру намагнічування $L_m = 0.0058$ Гн, число пар полюсів $p = 2$, момент інерції ротора $J = 6$ кг·м², коефіцієнт в'язкого тертя $\nu = 0.15$ с⁻¹. Коефіцієнти налаштування алгоритму векторного керування моментом та модулем вектора потокозчеплення (1)–(5) задано рівними: $k_i = 700$, $k_{ii} = 120000$, $k_{\psi} = 100$, $k_{\psi i} = 5000$. Роздільна здатність енодера 256 імпл/об, час підрахунку імпульсів $T_s = 600$ мкс, стала часу фільтра швидкості $\tau = 1.6$ мс.

Тести виконано за наступної послідовності операцій керування двигуном (рис. 2): протягом інтервалу часу $t = 0-0.5$ с здійснюється збудження АД до значення $\psi^* = 0.9$ Вб; починаючи з часу $t = 0.75$ с від двигуна вимагається відпрацювати задану траєкторію моменту, як показано на рис. 2, яка включає етапи розгону двигуна, вибігу та гальмування, які є типовими під час руху електричного транспортного засобу. Унаслідок відпрацювання траєкторії моменту двигун розганяється до кутової швидкості 60 рад/с і гальмує до нульової швидкості (рис. 2). Недискретизований сигнал кутової швидкості (ω) показано на рис. 2 суцільною червоною лінією. Сигнал, отриманий від енкодера (ω_{enc}) із застосуванням виразу (6), має дискретний характер, водночас рівень дискретності складає близько 10 рад/с. Використання фільтра першого порядку зі сталою часу 1.6 мс згладжує сигнал (див. рис. 2), але не усуває пульсації повністю.

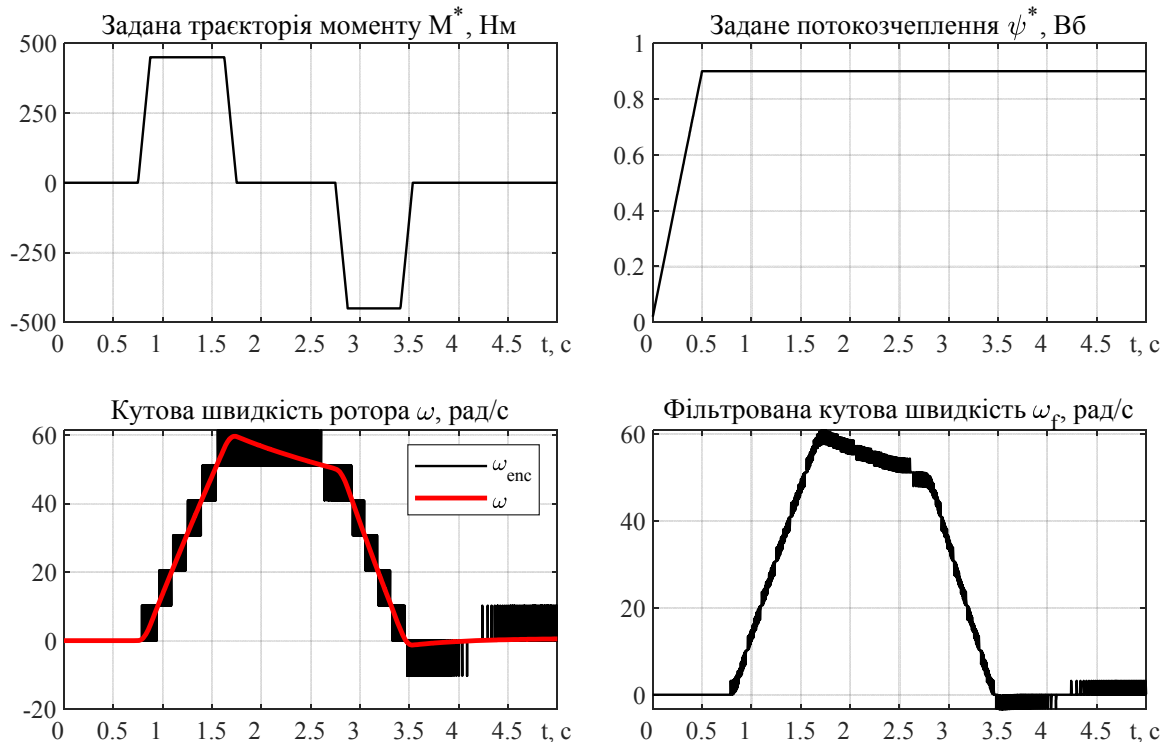


Рис. 2

Перехідні процеси під час відпрацювання заданих траєкторій моменту та модуля вектора потокозчеплення в системі з недискретизованим сигналом кутової швидкості показано на рис. 3. Із аналізу графіків на рис. 3 встановлюємо, що алгоритм керування (1) – (5) в ідеалізованих умовах математичного моделювання забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту (похибка моменту $\tilde{M} = M - M^*$ затухає до нуля, де M – момент двигуна), а також асимптотичне полеорієнтування за вектором потокозчеплення ротора, тобто $\psi_q = 0$. Оскільки після завершення процесу полеорієнтування зміни моменту не призводять до змін модуля вектора потокозчеплення ротора, то можна зробити висновок, що асимптотична розв'язка процесів керування моментом і модулем вектора потокозчеплення також досягається.

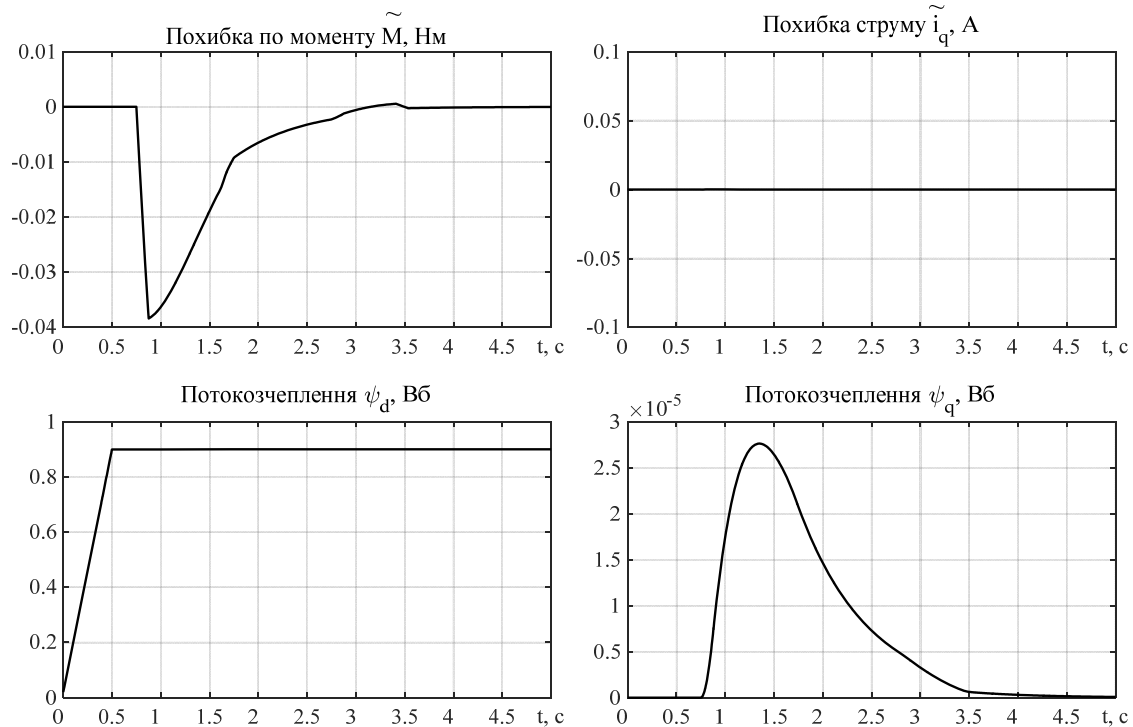


Рис. 3

На рис. 4. показано перехідні процеси в системі, де сигнал кутової швидкості формується з використанням енкодера та формули (6). Як видно з рис. 4, введення в систему енкодера, а відповідно й часової затримки на рівні 0.0006 с у каналі вимірювання кутової швидкості, призвело до виникнення потокозчеплення за віссю q , що вказує на порушення умов полеорієнтування, а також до похибки відпрацювання потокозчеплення за віссю d . Зміни моменту двигуна почали призводити до зміни модуля вектора потокозчеплення, що вказує на певний рівень пов'язаності процесів керування моментом та потокозчепленням. Дискретний характер сигналу швидкості призвів до виникнення пульсацій моментоутворюючого струму на рівні 17 А та відповідно пульсацій моменту двигуна на рівні 45 Н·м, що складає 10 % від сигналу завдання.

Розглянемо варіант зменшення пульсацій струму та моменту шляхом введення фільтру (7) в канал вимірювання швидкості. Графіки перехідних процесів для такої конфігурації системи показано на рис. 5. Із порівняння рис. 5 та рис. 4 видно, що введення фільтру дало змогу зменшити рівень пульсацій струму до 5 А, а моменту – до 10 Н·м. Проте внаслідок збільшення результуючої затримки сигналу кутової швидкості в системі спостерігається подальше погіршення умов полеорієнтування (потік за віссю q зріс із 0.05 до 0.13 Вб) та більш виражена зв'язаність підсистем моменту та потокозчеплення. Зростання похибки відпрацювання потокозчеплення зі свого боку призвело до збільшення похибки відпрацювання моменту до рівня 50 Н·м.

Для зменшення впливу фільтра швидкості на процеси регулювання потокозчеплення запропоновано в рівнянні динаміки кутової швидкості синхронної системи координат (2) використати нефільтрований сигнал кутової швидкості, а в рівнянні ПІ-регулятора моментоутворюючої компоненти струму статора (4) – фільтроване значення. Графіки перехідних процесів для такого комбінованого каналу вимірювання швидкості показано на рис. 6. Порівняння рис. 4 та 6 показує, що такий підхід дає змогу забезпечити рівень полеорієнтування, аналогічний показаному на рис. 4, коли використовується енкодер без фільтра, одночасно зменшивши порівняно з рис. 4 рівень пульсацій струму до 6 А та моменту до 18–20 Н·м. Оскільки фільтр більше не впливає на похибку полеорієнтування, то його стала часу може бути збільшеною. Зокрема при $\tau = 0.002$ мс рівень пульсацій зменшується до 2 А за струмом та 6 – 8 Нм за моментом.

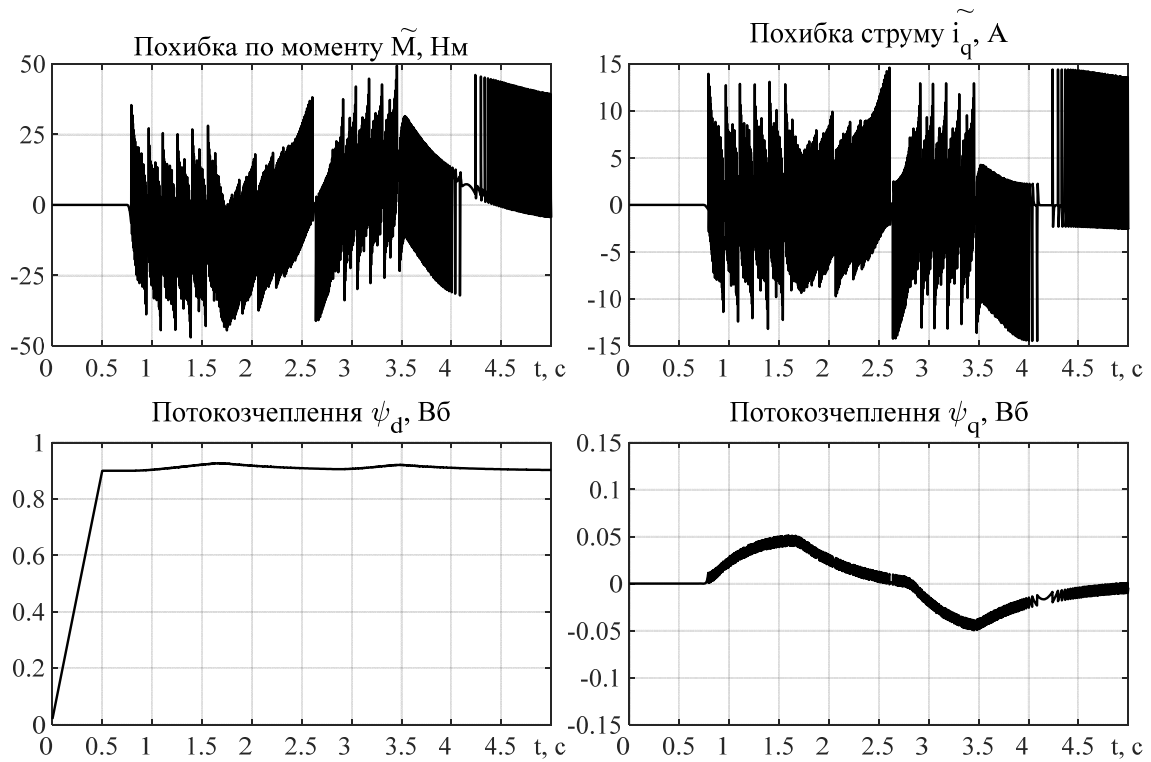


Рис. 4

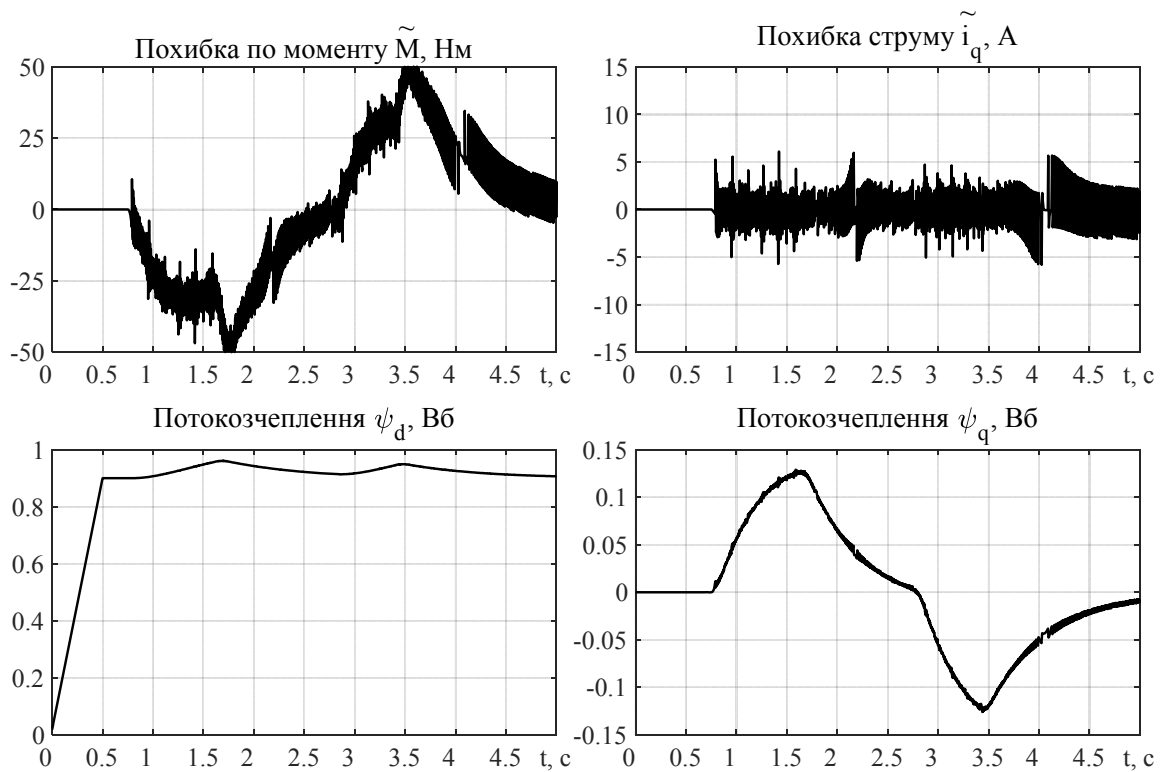


Рис. 5

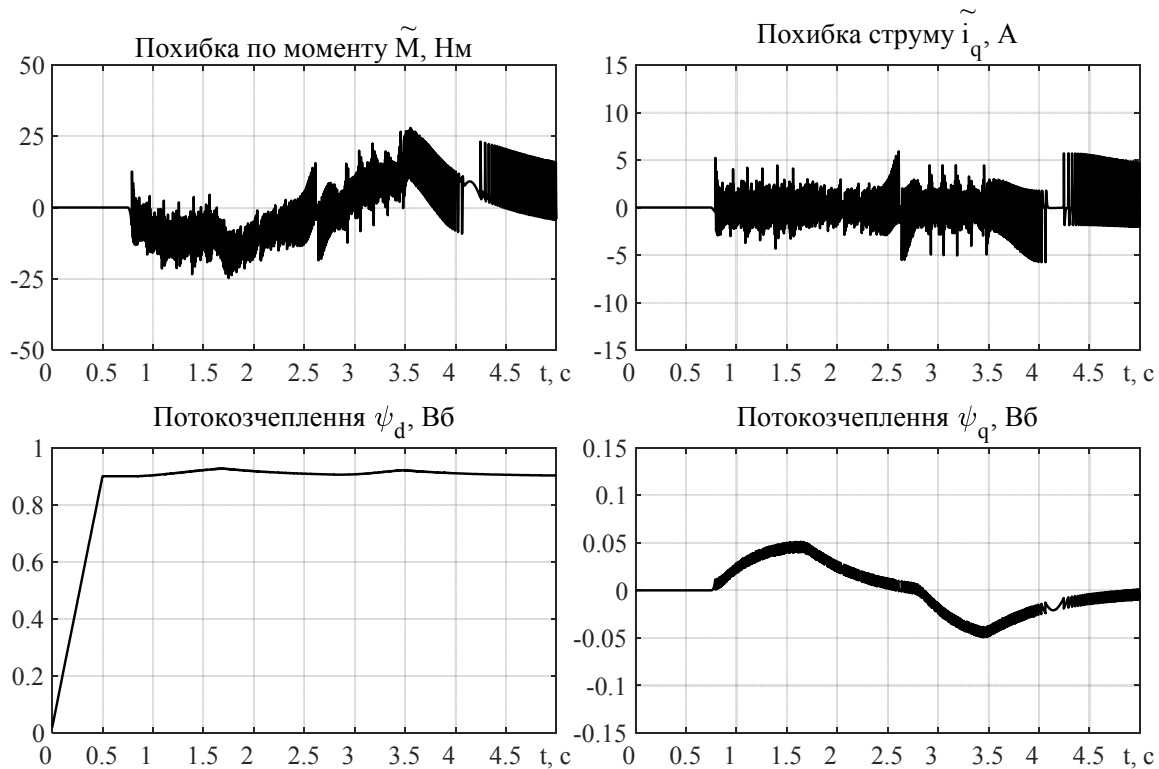


Рис. 6

Висновки. У результаті проведеного дослідження встановлено, що дискретний характер сигналу швидкості, вимірюваної із використанням енкодера, вагомо впливає на процеси векторного керування моментом і потокозчепленням асинхронного двигуна, призводячи до незначного порушення асимптотичності відпрацювання координат та умов полеорієнтування, а також до виникнення значних пульсацій моментоутворюючого струму статора і моменту АД. Пряме застосування фільтра у вигляді аперіодичної ланки першого порядку в каналі вимірювання швидкості дає змогу зменшити рівень пульсацій струму й моменту, проте призводить до ще більшої деградації показників якості керування. Для уникнення цього ефекту запропоновано комбіноване застосування нефільтрованого та фільтрованого сигналів швидкості від енкодера, яке дало змогу зменшити рівень пульсацій струму й моменту та зберегти рівень показників якості керування координатами АД на рівні, що існує в системі із застосуванням енкодера без фільтра.

1. Leonhard W. Control of Electrical Drives. (3rd edition). Berlin: Springer-Verlag, 2001. 460 p.
2. Kennel R.M. Why do incremental encoders do a reasonable good job in electrical drives with digital control. *Proceedings of the 41 st IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Tampa, FL, USA, 2006. Vol. 2. Pp. 925–930.
3. Briz F., Cancelas J.F., and Diez A. Speed measurement using rotary encoders for high performance AC drives. *Proc. IEEE Con. Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON'94)*, Sep. 1994. Pp. 538–542.
4. Vázquez-Gutiérrez Y., O'Sullivan D.L. and Kavanagh R.C. Small-Signal Modeling of the Incremental Optical Encoder for Motor Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. May 2020. Vol. 67. No. 5. Pp. 3452–3461.
5. Klöppelt C. and Meyer D. Comparison of different Methods for Encoder Speed Signal Filtering exemplified by an Inverted Pendulum. *2018 19th International Conference on Research and Education in Mechatronics (REM)*, Delft, Netherlands, 2018. Pp. 1–6.
6. Petrella R., Tursini M., Peretti L. and Zigliotto M. Speed measurement algorithms for low-resolution incremental encoder equipped drives: a comparative analysis. *2007 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, Bodrum, Turkey, 2007. Pp. 780–787.
7. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Бовкунович В.С. Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя. *Технічна електродинаміка*. 2010. № 1. С. 60–66.

INFLUENCE OF THE SPEED SIGNAL DISCRETIZATION ON THE TORQUE VECTOR CONTROL OF INDUCTION MOTOR**S. Kovbasa, N. Krasnoshapka, Y. Kolomiichuk, A. Kholosha, B. Deleiko**National Technical University of Ukraine Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute,
Beresteyskiy ave., 37, 03056, Kyiv, Ukrainee-mail: skovbasa@ukr.net, Kolomijchuk@hotmail.com

The paper presents the investigation of the impact of the discrete character of the measured by incremental encoder speed signal on the induction motor torque vector control in traction electrical drive. The study is based on mathematical simulations for a direct vector flux-torque control system which provides direct asymptotic field-orientation, asymptotic flux-torque trajectory tracking, and asymptotic decoupling of the torque and flux subsystems. The parameters of the induction motor and encoder used in the study correlate with used in the real traction electromechanical systems of trolleybuses. It is shown that introduction of first order filter in the speed measurement channel reduces the induction motor's current and torque spikes, but leads to an error in torque control and degradation of the rotor flux field-orientation conditions. Combined utilization of filtered and unfiltered speed signal is proposed in order to avoid this disadvantage. Ref. 7, fig. 6.

Keywords: induction motor, vector control, speed measurement, incremental encoder, traction electrical drive.

1. Leonhard W. Control of Electrical Drives. (3rd edition). Berlin: Springer-Verlag, 2001. 460p.
2. Kennel R.M. Why do incremental encoders do a reasonable good job in electrical drives with digital control. Proceedings of the 41 st *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Tampa, FL, USA*, 2006. Vol. 2. Pp. 925–930.
3. Briz F., Cancelas J.F., and Diez F. Speed measurement using rotary encoders for high performance AC drives. Proc. *IEEE Con. Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON'94)*, Sep. 1994. Pp. 538–542.
4. Vázquez-Gutiérrez Y., O'Sullivan D.L. and Kavanagh R.C. Small-Signal Modeling of the Incremental Optical Encoder for Motor Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, May 2020. Vol. 67. No. 5. Pp. 3452–3461.
5. Klöppelt C. and Meyer D. Comparison of different Methods for Encoder Speed Signal Filtering exemplified by an Inverted Pendulum. *2018 19th International Conference on Research and Education in Mechatronics (REM)*, Delft, Netherlands, 2018. Pp. 1–6.
6. Petrella R., Tursini M., Peretti L. and Zigliotto M. Speed measurement algorithms for low-resolution incremental encoder equipped drives: a comparative analysis. *2007 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, Bodrum, Turkey, 2007. Pp. 780–787.
7. Peresada S.M., Kovbasa S.N., Bovkunovych V.S. Robust flux-torque vector control of induction motor. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 1. Pp. 60–66. (Rus)

Надійшла: 10.01.2024

Прийнята: 16.02.2024

Submitted: 10.01.2024

Accepted: 16.02.2024