

О. І. ТОЛОЧКО, О. О. БУРМЕЛЬОВ, Д. А. ДАНИЛОВ

СИНТЕЗ СПОСТЕРІГАЧА ДЛЯ БЕЗДАТЧИКОВОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ НЕЯВНОПОЛЮСНИМ СИНХРОННИМ ДВИГУНОМ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

В роботі виконано синтез спостерігача стану (СС) Люенбергера для бездатчикової системи регулювання швидкості неявнополюсного векторно керованого синхронного двигуна з постійними магнітами. В основу СС покладено модель моментоутворюючого каналу двигуна в системі координат ротора dq, орієнтованій за вектором потокозчеплення магнітів, та модель його механічної частини. На вхід СС надходить q-складова напруги статора, а корекція виконується за похибкою оцінювання q-складової струму статора. СС відновлює момент навантаження та швидкість двигуна без додаткового інтегратора. Відновлений момент використовується для компенсації похибки оцінювання швидкості та статизму системи за збуренням. Приведено результати математичного моделювання.

Ключові слова: бездатчиковий електропривод, неявнополюсний синхронний двигун з постійними магнітами, спостерігач стану, синтез, похибка оцінювання, моделювання.

О. И. ТОЛОЧКО, А. О. БУРМЕЛЕВ, Д. А. ДАНИЛОВ

СИНТЕЗ НАБЛЮДАТЕЛЯ ДЛЯ БЕЗДАТЧИКОВОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ НЕЯВНОПОЛЮСНЫМ СИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

В статье выполнен синтез наблюдателя состояния (НС) Люенбергера для бездатчиковой системы регулирования скорости неявнополюсного векторно управляемого синхронного двигателя с постоянными магнитами. В основу НС положена модель моментобразующего канала двигателя в системе координат ротора dq, ориентированной по вектору потокозсцепления магнитов, и модель его механической части. На вход НС поступает q-составляющая напряжения статора, а коррекция выполняется по ошибке оценивания q-составляющей тока статора. НС восстанавливает момент нагрузки и скорость двигателя без дополнительного интегратора. Восстановленный момент используется для компенсации ошибки оценивания скорости и статизма системы по возмущающему воздействию. Приведены результаты математического моделирования.

Ключевые слова: бездатчиковый электропривод, неявнополюсный синхронный двигатель с постоянными магнитами, наблюдатель состояния, синтез, ошибка оценивания, моделирование.

O. I. TOLOCHKO, O. O. BURMELOV, D. A. DANILOV

DESIGN OF THE OBSERVER FOR SENSORLESS CONTROL SYSTEM OF THE NONSALIENT PERMANENT MAGNET MOTOR

The aim of this paper is design of the simple but high accuracy Luenberger state observer (SO) for sensorless field-oriented vector control (FOC) system of the nonsalient permanent magnet synchronous motor (PMSM). This is necessary to reduce the size and cost of the electric drive system, which is especially important when developing gearless drives. Observer is based on the torque made channel with mechanical part of the motor model in the rotor reference frame. Input signal of SO is torque producing stator voltage and correction signal is stator current estimation error. Observer estimate unmeasured load torque without the use of an additional integrator. To improve the observer's accuracy, an analytical expression was found in the paper for the steady-state value of the velocity estimation error in the presence of a load torque. This expression is used for the compensation signal from the observed load torque for correction of firstly obtained speed estimation forming. The observed load torque is utilized also for the compensation of the speed decrease in the closed loop system by torque load presence. Equations are derived for calculating the coefficients of the observer's corrective coupling from the condition of providing the desired characteristic polynomial of SO. The simulation results are given.

Keywords: electric sensorless drive; surface permanent magnet synchronous motor; state observer design; estimation errors; simulation.

Вступ. Натеper все більшого розповсюдження набувають полеорієнтовані системи векторного керування синхронними двигунами з постійними магнітами (СДПМ). Ці двигуни відрізняються від інших простою охолодження, мають високу щільність енергії, великий ККД, гарні масо-габаритні показники та ще ряд переваг, зважаючи на які вони є найбільш придатними для регульованих електроприводів з автономними джерелами живлення, наприклад, для електричних і гібридних транспортних засобів. СДПМ можуть виготовлятися з радіальним та з аксіальним магнітним полем, що дозволяє надати їм форму від довгого циліндру до плоского диску. Ротор може розташовуватися як всередині, так і зовні статора (обернене виконання). Дві останні властивості сприяють створенню безредукторних приводів, наприклад, мотор-колесо, мотор-різець, мотор-поворотний стіл та т.і., які мають ще менші габарити та відрізняються відсутністю кінематичних передач з характерними для них зазорами та

додатковими втратами.

Подальшого зменшення габаритів і зниження вартості електроприводу можна досягти усуненням датчика положення, потрібного для правильної орієнтації системи векторного керування, а також для замикаання у разі необхідності контурів швидкості і положення. У цьому разі виникає необхідність в обчисленні або в оцінюванні кутової швидкості та кутового положення ротора для створення бездатчикових систем.

Відома велика кількість варіантів бездатчикових електроприводів, в яких інформацію про швидкість та положення ротора отримують шляхом перетворення вимірюваних сигналів за допомогою розімкнених математичних моделей (естиматорів), [1-7], спостерігачів стану [8, 9], включаючи фільтри Калмана [10], релейні спостерігачі [11] та адаптивні MRAS-спостерігачі [12]. Досить поширеним є також метод інжекції високочастотних сигналів [13].

Розімкнені моделі з обчисленням потокозчеплень або ЕРС обертання двигуна не можуть застосовуватися на малих швидкостях. Метод інжекції височастотних сигналів приводить до зменшення ККД внаслідок наявності додаткових пульсацій струмів у двигуні та в інверторі. Фільтри Калмана складно налаштувати і потребують для своєї реалізації мікроконтролерів з високою обчислювальною потужністю. MRAS-спостерігачі мають досить громіздку структуру, бо складаються із еталонної моделі, адаптивної моделі та адаптера. Вони відрізняються високою (аж до втрати стійкості) чутливістю до варіацій параметрів і непростою методикою налаштування з використанням прямого метода Ляпунова.

Більш прості спостерігачі стану (СС) Люенберге-ра, найчастіше будують на основі моделі СДПМ в нерухомій системі координат статора. Зазвичай входніми сигналами в них є складові напруги статора, корекція здійснюється за похибкою оцінювання струмів статора, а оцінюваними координатами є складові проти-ЕРС, із яких потім розраховується швидкість двигуна і необхідні для перетворення координат синус та косинус від кутового положення ротора. Такі СС описуються системою диференціальних рівнянь 4-го порядку, тому що для оцінювання складових проти-ЕРС застосовують 2 додаткових інтегратора. У спостерігачах Люенберге-ра, в основу яких покладено модель двигуна в обертій системі координат ротора, додатковий інтегратор використовують для оцінювання невимірного моменту навантаження, що підвищує порядок характеристичного поліному спостерігача та його інерційність. Без додаткового інтегратора такі СС з пропорційними коригуючими зв'язками мають усталену похибку оцінювання швидкості.

Якщо постійні магніти розташовуються на поверхні ротора СДПМ, то вони є неявнополюсними, тобто мають симетричну магнітну систему. Такі двигуни мають обмеження щодо швидкості обертання ротора, але вони є дешевшими, ніж явнополюсні СДПМ, в яких магніти вбудовано в середину ротора.

Метою роботи є синтез спрощеного але високоточного та швидкодіючого спостерігача стану для бездатчикової системи керування швидкістю неявнополюсного СДПМ, який відновлює момент навантаження без наявності додаткового інтегратора.

Обговорення результатів. Синтезуємо спостерігач стану Люенберге-ра на базі моделі моментотворюючого каналу СДПМ в обертій системі координат dq , орієнтованій за вектором потокозчеплення постійних магнітів. Для цього скористаємося рівняннями

$$\begin{cases} u_q = R i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_e \Psi_{pm} + \omega_e L i_d, \\ M = \frac{3}{2} z_p \Psi_{pm} i_q, J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c, \end{cases} \quad (1)$$

де i_d , i_q – складові струму статора; u_q – q -компонента напруги статора; R , L – активний опір та індуктивність фази статора; z_p – кількість пар полюсів; ω , ω_e – механічна та електрична швидкість ротора; Ψ_{pm} , Ψ_d , Ψ_q – потокозчеплення постійних магнітів та d - і q -

складові потокозчеплення статора відповідно; M , M_c – електромагнітний момент двигуна і момент статичного опору (момент навантаження); J – момент інерції.

Структурна схема такого об'єкта представлена на рис. 1, де $\tau = L/R$ – електромагнітна стала часу статора.

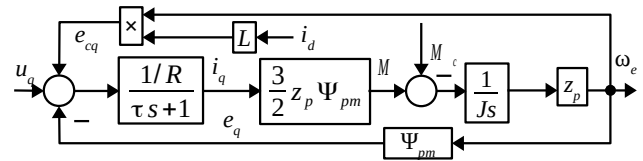


Рис. 1. Структурна схема моментотворюючого каналу неявнополюсного СДПМ

Складність реалізації спостерігача стану на базі такого об'єкта полягає в наявності невимірного збурення M_c та нелінійного перехресного зв'язку за сигналом $e_{cq} = L i_d \omega_e$. Для того, щоб врахувати вплив невимірного збурення на модель об'єкта, її зазвичай доповнюють інтегратором, що оцінює величину моменту навантаження. Такі спостерігачі називають розширеними (англ. advanced). Наявність додаткового інтегратора підвищує інерційність СС. Тому доцільно синтезувати спостерігач стану, що оцінює швидкість двигуна та момент навантаження без цієї ланки.

Спочатку знехтуємо впливом нелінійного перехресного зв'язку e_{cq} і подамо СС у вигляді рис. 2 зі входом за напругою u_q і корекцією за похибкою оцінювання струму i_q . Похибка, помножена на коефіцієнти коригування l_1 і l_2 , надходить на входи динамічних ланок моделі, забезпечуючи асимптотичність спостерігача за коригуючим сигналом.

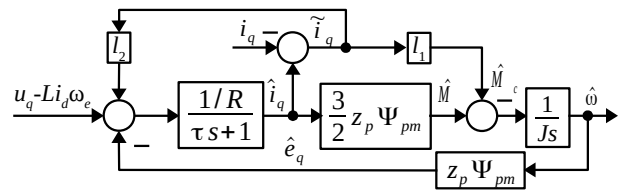


Рис. 2. Структурна схема спостерігача без врахування нелінійного перехресного зв'язку $L i_d \omega_e$

Із порівняння структурних схем об'єкта регулювання (рис. 1) і спостерігача стану (рис. 2) видно, що коригуючий сигнал на виході ланки з коефіцієнтом l_1 можна вважати оцінкою моменту навантаження.

У відповідності з принципом розділення спостерігач можна синтезувати окремо від системи керування. Структурну схему СС, необхідну для визначення його характеристичного полінома, можна подати у вигляді автономного пристрою, зображеного на рис. 3.

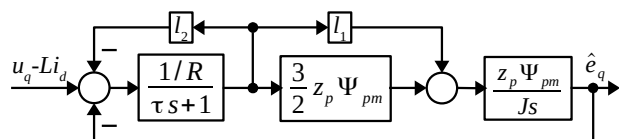


Рис. 3. Структурна схема для визначення характеристичного полінома спостерігача

Передавальна функція автономного спостерігача має вигляд:

$$w_{obs}(s) = \frac{c_e(c_m - l_1)}{JLs^2 + J(l_2 + R)s + c_e(c_m - l_1)}. \quad (2)$$

Параметричний синтез спостерігача полягає у визначенні параметрів l_1 і l_2 , з умови формування бажаних коефіцієнтів характеристичного полінома (ХП)

$$G_d(s) = s^2 + \gamma \Omega_{obs} s + \Omega_{obs}^2, \quad (3)$$

де Ω_{obs} – середньо-геометричний корінь ХП, який визначає швидкодію спостерігача, а γ – коефіцієнт, що визначає якість перехідного процесу (зокрема величину перерегулювання).

Для того, щоб не погіршувати динаміку системи, замкненої через СС, у порівнянні з системою, замкненою за вимірними сигналами, середньо-геометричний корінь ХП спостерігача повинен бути хоча б удвічі вище від середньо-геометричного кореня системи керування. Для типового П-регулятора швидкості з підпорядкованим йому контуром q -складової струму статора, та безінерційним перетворювачем частоти

$$\Omega_s = \frac{1}{\sqrt{\tau_\omega \tau_i}} = \frac{1}{\tau_i \sqrt{2}}, \quad (4)$$

де τ_i – стала часу інтегрування розімкненого контуру струму, $\tau_\omega = 2\tau_i$ – стала часу інтегрування розімкненого контуру швидкості. Тоді

$$\Omega_{obs} = 2\Omega_s = \frac{2}{\tau_i \sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{\tau_i}. \quad (5)$$

У якості бажаного характеристичного полінома застосуємо поліном Бесселя [14], який забезпечує достатньо високу швидкодію при перерегулюванні $1 \div 2\%$. Для нього $\gamma = 1,732$. Прирівнюючи відповідні коефіцієнти бажаного та дійсного поліномів отримуємо такі рівняння:

$$\frac{c_e(c_m - l_1)}{JL} = \Omega_{obs}^2, \quad \frac{l_2 + R}{L} = \gamma \Omega_{obs}, \quad (6)$$

звідкіля

$$l_1 = c_m - JL \Omega_{obs}^2 / c_e, \quad l_2 = \gamma \Omega_{obs} L - R. \quad (7)$$

В [14, 15] доведено, що реакцією автономного СС на прикладене до нього збурення будуть похибки оцінювання відновлюваних координат. Наприклад, із структурної схеми рис. 4 можна знайти передавальну функцію від моменту навантаження до похибки оцінювання швидкості:

$$\frac{\tilde{\Omega}(s)}{M_c(s)} = \frac{Ls + R + l_2}{JLs^2 + J(l_2 + R)s + c_e(c_m - l_1)}. \quad (8)$$

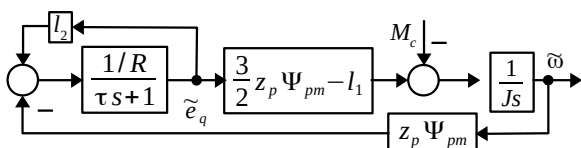


Рис. 4. Структурна схема для визначення похибки оцінювання швидкості

Із (8) знаходимо усталену похибку оцінювання швидкості:

$$\tilde{\omega}_{ss} = T_L \frac{R + l_2}{c_e(c_m - l_1)} = T_L \frac{\gamma}{J \Omega_{obs}}. \quad (9)$$

Маючи оцінку моменту навантаження, визначену формулою (9) похибку оцінювання швидкості можна компенсувати:

$$\hat{\omega}_k = \hat{\omega} + \tilde{\omega}_{ss} = \hat{\omega} + \hat{T}_L \frac{\gamma}{J \Omega_{obs}}. \quad (10)$$

Скориговане значення відновленої спостерігачем швидкості можна застосувати також і для організації знехтуваного раніше перехресного зв'язку за сигналом e_{cq} , використовуючи підстановку

$$\omega_e \approx \hat{\omega}_e = z_p \hat{\omega}_k. \quad (11)$$

У відповідності з викладеним вище на рис. 5 показано фінальний варіант запропонованого спостерігача, в якому

$$k_{er} = \frac{\gamma}{J \Omega_{obs}}. \quad (12)$$

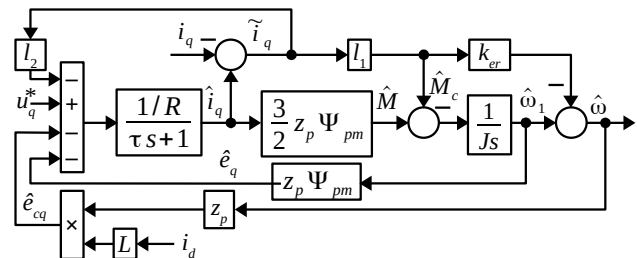


Рис. 5. Структурна схема спостерігача стану для бездатчикової системи керування неявнополюсним синхронним двигуном з постійними магнітами

На рис. 6 показано реакції запропонованого спостерігача стану на стрибок прикладеного до двигуна статичного моменту, отримані методом математичного моделювання. З них видно, що оцінка моменту навантаження (а) має динамічні властивості фільтра Бесселя. Графіки швидкостей (б) та похибок оцінювання швидкості (в) підтверджують ефективність компенсації похибки в усталеному режимі за допомогою відновленого моменту навантаження відповідно до формули (9).

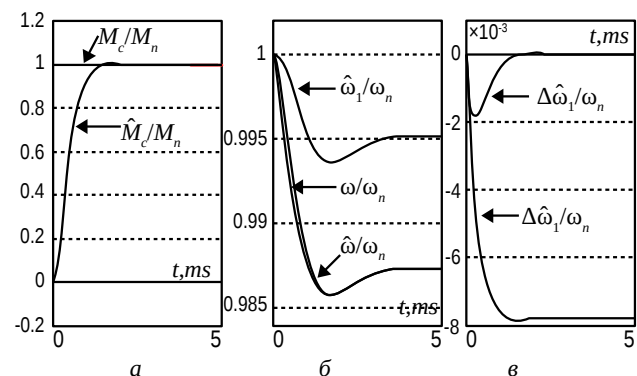


Рис. 6. Реакції спостерігача стану на стрибок прикладеного до двигуна статичного моменту

Динамічна похибка оцінювання швидкості при стрибку номінального навантаження не перевищує 0,2 %. Блок-схема бездатчикової системи векторного керування швидкістю неявнополюсного СДПМ з розробленим спостерігачем стану показана на рис. 7.

Наявність оцінки статичного моменту дозволяє зробити систему астатичною за навантаженням при пропорційній структурі регулятора швидкості за рахунок додатного компенсуючого зв'язку за відновленим моментом статичного опору, заведеному на вхід регулятора швидкості.

Перехідні процеси у системі рис. 7 із запропонованим спостерігачем стану показані на рис. 8.

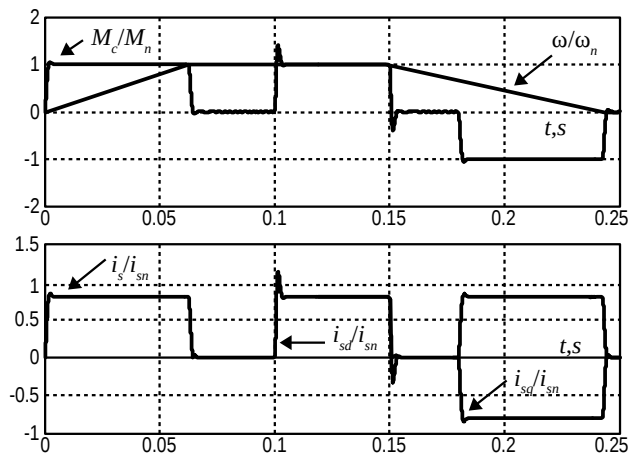


Рис. 8. Перехідні процеси в системі рис. 1

Вони підтверджують працездатність спостерігача та високу точність оцінювання координат, про що свідчить висока якість перехідних процесів.

При моделюванні було використано двигун з такими даними: $n_n = 2000$ об/хвил, $T_n = 1,67$ Нм, $z_p = 2$, $R = 0,87$ Ом, $L_d = L_q = L = 8,78$ мГн, $\psi_{pm} = 0,0785$ Вб, $J = 0,0005$ кг·м/с².

Висновки. В роботі синтезовано новий спостерігач стану для системи векторного керування неявнополюсним синхронним двигуном з постійними магнітами. На відміну від відомих спостерігачів запропонований СС асимптотично відновлює невимірний момент статичного опору без застосування додаткового інтегратора, завдяки чому знижується порядок характеристичного полінома спостерігача та підвищується його швидкодія. Відновлений момент навантаження використовується для компенсації похибки оцінювання швидкості, визначеної аналітично. Правильність визначення похибки та ефективність її компенсації підтверджено результатами математичного моделювання. Скоригована оцінка швидкості використовується для заведення у спостерігач, побудований на базі моментотворюючого каналу моделі СДПМ, перехресного зв'язку за ЕРС потокоутворюючого каналу, для організації зворотного зв'язку за швидкістю двигуна та для оцінювання кутового положення ротора. Наявність відновленого моменту навантаження дозволяє зробити систему регулювання швидкості СДПМ астатичною за збуренням при пропорційній структурі регулятора швидкості (РШ) за рахунок заведення додатного зв'язку за оцінкою статичного моменту на вхід П-РШ. Результати моделювання показують, що динамічні властивості запропонованої бездатчикової системи регулювання швидкості при прийнятих допущеннях не гірші, ніж динамічні властивості типової системи з датчиком кутового положення ротора та з пропорційно-інтегральним РШ.

Звичайно, отримані результати необхідно перевірити на експериментальній установці. Також треба до слідити запропоновану систему на чутливість до зміни параметрів та у разі необхідності доповнити спостерігач стану пристроями ідентифікації параметрів двигуна.

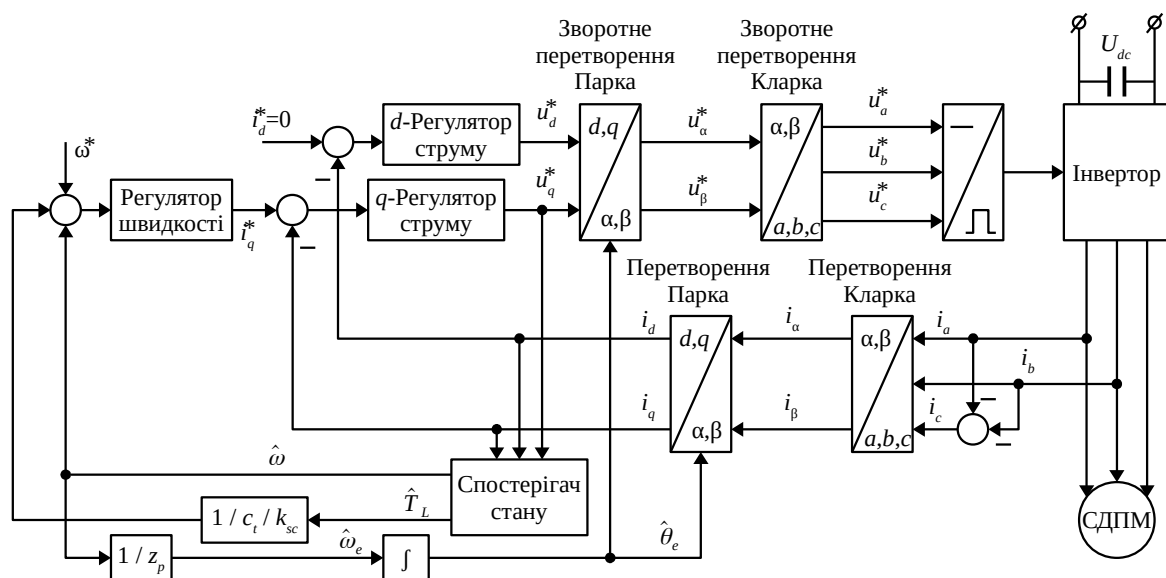


Рис. 7. Блок-схема системи бездатчикового векторного керування швидкістю неявнополюсного синхронного двигуна з постійними магнітами

Список літератури

1. Vas P. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford: University Press (UK), 1998. 729 p.
2. Bose B.K. *Modern Power Electronics and AC drives*. London: Pearson Prentice Hall International, 2002. 712 p.
3. Mukhtar A. *High Performance AC Drives. Modelling, Analysis and Control*. London: Springer Verlag, 2010. 188 p.
4. Klinachev N., Kuljova N., Voronin S. Determination of the surface permanent magnets synchronous motor angular position. *Bulletin of the South Ural State University. Ser.: Energy*. Chelyabinsk: South Ural State University, 2014, vol. 14, № 2. pp. 49–54.
5. Yousfi D. Encoderless P.M. Brushless Drive For Electric Vehicle Traction. *Proceeding of the 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Porto, Portugal, November 2009. pp. 199–213.
6. Carpaneto M., Maragliano G., Marchesoni M., L. Vaccaro. A New Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Algorithm Based on Algebraic Method. *Proceeding of the 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. Barcelona, Spain, September 2009. pp. 1–10.
7. Genduso F., Miceli R., Rando C., Galluzzo G. Back EMF Sensorless-Control Algorithm for High-Dynamic Performance PMSM. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*. 2010. Vol. 57, № 6. pp. 2092–2100.
8. Jones L.A., Lang J.H. A State Observer for the Permanent-Magnet Synchronous Motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1989. Vol. 36, № 3. pp. 374–382.
9. Urbanski K. Position Estimation of the PMSM High Dynamic Drive at Low Speed Range. *MATLAB – A Fundamental Tool for Scientific Computing and Engineering Applications*. 2012. Vol. 1, InTech. an open access chapter. pp. 195–218.
10. Gu S.M., He F.Y., Zhang H. Study on Extend Kalman Filter at Low Speed in Sensorless PMSM Drives. *2009 International Conference on Electronic Computer Technology*. NJ, USA. 2009. pp. 311–316.
11. Vittek J., Bris P., Stulrajter M., Makys P., Comnac V., Cernat M. Chattering free sliding mode control law for the drive employing PMSM position control. *Journal of Electrical Engineering*, 2008. Vol. 59, № 3. pp. 115–120.
12. Mishara A., Mahajan V., Agarwal P. MRAS Based Estimation of Speed in Sensorless PMSM Drive. *IEEE Fifth Power India Conference*. 2012. Vol. 49, № 1. pp. 1–5.
13. Bae B.H., Kim G.B., Sul S.K. Improvement of Low Speed Characteristics of Railway Vehicle by Sensorless Control Using High Frequency Injection. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Rome, Italy, October 2000. pp. 1874–1880.
14. Толочко О.І. Аналіз та синтез електромеханічних систем зі спостерігачами стану. Донецьк: Норд Прес (Україна), 2004. 298 с.
15. Tolochko O. Analysis of Observer-Based Control Systems with Unmeasured Disturbance. *Proceeding of the 2017 First Ukraine IEEE Conference on Electrical and Computer Engineering (UkrCon)*. Kiev, Ukraine, 2017. pp. 1006–1010.

References (transliterated)

1. Vas P. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford: University Press (UK), 1998. 729 p.
2. Bose B.K. *Modern Power Electronics and AC drives*. London: Pearson Prentice Hall International, 2002. 712 p.
3. Mukhtar A. *High Performance AC Drives. Modelling, Analysis and Control*. London: Springer Verlag, 2010. 188 p.
4. Klinachev N., Kuljova N., Voronin S. Determination of the surface permanent magnets synchronous motor angular position. *Bulletin of the South Ural State University. Ser.: Energy*. Chelyabinsk: South Ural State University, 2014, vol. 14, № 2. pp. 49–54.
5. Yousfi D. Encoderless P.M. Brushless Drive For Electric Vehicle Traction. *Proceeding of the 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Porto, Portugal, November 2009. pp. 199–213.
6. Carpaneto M., Maragliano G., Marchesoni M., L. Vaccaro. A New Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Algorithm Based on Algebraic Method. *Proceeding of the 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. Barcelona, Spain, September 2009. pp. 1–10.
7. Genduso F., Miceli R., Rando C., Galluzzo G. Back EMF Sensorless-Control Algorithm for High-Dynamic Performance PMSM. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*. 2010, vol. 57, № 6. pp. 2092–2100.
8. Jones L.A., Lang J.H. A State Observer for the Permanent-Magnet Synchronous Motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1989, vol. 36, № 3. pp. 374–382.
9. Urbanski K. Position Estimation of the PMSM High Dynamic Drive at Low Speed Range. *MATLAB – A Fundamental Tool for Scientific Computing and Engineering Applications*. 2012, vol. 1, InTech. an open access chapter. pp. 195–218.
10. Gu S.M., He F.Y., Zhang H. Study on Extend Kalman Filter at Low Speed in Sensorless PMSM Drives. *2009 International Conference on Electronic Computer Technology*. NJ, USA. 2009. pp. 311–316.
11. Vittek J., Bris P., Stulrajter M., Makys P., Comnac V., Cernat M. Chattering free sliding mode control law for the drive employing PMSM position control. *Journal of Electrical Engineering*, 2008, vol. 59, № 3. pp. 115–120.
12. Mishara A., Mahajan V., Agarwal P. MRAS Based Estimation of Speed in Sensorless PMSM Drive. *IEEE Fifth Power India Conference*. 2012, vol. 49, № 1. pp. 1–5.
13. Bae B.H., Kim G.B., Sul S.K. Improvement of Low Speed Characteristics of Railway Vehicle by Sensorless Control Using High Frequency Injection. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Rome, Italy, October 2000. pp. 1874–1880.
14. Tolochko O.I. *Analiz ta syntez elektromekhanichnyh system zi sposterihachamy stanu* [Analysis and Design of the Electromechanical Systems with State Observers]. Donetsk: Nord Press (Ukraine), 2004. 298 p.
15. Tolochko O. Analysis of Observer-Based Control Systems with Unmeasured Disturbance. *Proceeding of the 2017 First Ukraine IEEE Conference on Electrical and Computer Engineering (UkrCon)*. Kiev, Ukraine, 2017. pp. 1006–1010.

Надійшла 15.05.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Толочко Ольга Іванівна (Толочко Ольга Ивановна, Olga Tolochko) – доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», професор кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу; м. Київ, Україна; e-mail: tolochko.ola@gmail.com, ORCID 0000-0002-6871-0653

Бурмелєв Олексій Олегович (Бурмелёв Алексей Олегович, Oleksii Burmelov) – магістрант, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу; м. Київ, Україна; e-mail: alexburmelev@gmail.com

Данилов Даниїл Андрійович (Данилов Даниил Андреевич, Daniil Danilov) – студент, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу; м. Київ, Україна; e-mail: daniildanylov@gmail.com