

DOI: 10.31319/2519-2884.45.2024.10

УДК 62-83

Дерець О.Л., к.т.н., доцент, ORCID:0000-0001-6432-2592, e-mail: ald_dstu@i.ua

Садовой О.В., д.т.н., професор, ORCID:0000-0001-9739-3661, e-mail: sadovoyav@ukr.net

Дерець С.О., здобувач третього (доктори філософії) рівня вищої освіти

Дніпровський державний технічний університет, м. Кам'янське

Derets Oleksandr, Candidate of technical sciences, Associate Professor of the Department of Electrical Engineering and Electromechanics

Sadovoi Oleksandr, Doctor of technical sciences, Professor of the Department of Electrical Engineering and Electromechanics

Derets Serhiy, postgraduate student

Dniprovsky State Technical University, Kamianske

ПОЗИЦІЙНИЙ АСИНХРОННИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД ІЗ РЕЛЕЙНИМ КЕРУВАННЯМ І ЗВОРТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ ЗА НЕПОВНИМ ВЕКТОРОМ СТАНУ

Актуальність роботи зумовлена необхідністю адаптації прогресивних структурних рішень у сфері систем автоматичного керування до сучасних технічних вимог та можливостей практичної імплементації асинхронних електроприводів з векторним керуванням. Метою дослідження є структурна оптимізація релейно-векторної системи керування положенням, спрямована на компенсацію неповноти інформаційно-датчикової системи електропривода в частині вимірювання механічних координат. Поєднання принципів векторного керування індукційною машиною, ковзних режимів, оптимізації за швидкодією методом $N-i$ перемикачів та застосування дворівневої схеми спостерігача для обчислення канонічних координат надають системі керування позиційним асинхронним електроприводом виключно високої функціональності. Запропоновані алгоритми керування є перспективними для програмної реалізації.

Ключові слова: векторне керування; ковзний режим; спостерігач прискорення; метод $N-i$ перемикачів.

The relevance of the work is determined by the need to adapt progressive structural solutions in the field of automatic control systems to modern technical requirements and the possibilities of practical implementation of asynchronous electric drives with vector control. The purpose of the study is the structural optimization of the relay-vector position control system aimed at compensating for the incompleteness of the information-sensor system of the electric drive in the part of measuring mechanical coordinates. The combination of the principles of vector control of the induction machine, sliding modes, speed optimization by the method of $N-i$ switches and the use of a two-level observer scheme for the calculation of canonical coordinates provide the control system of the positional asynchronous electric drive with exceptionally high functionality. The proposed control algorithms are promising for software implementation.

Keywords: vector control; sliding mode; acceleration observer; $N-i$ switching method.

Постановка проблеми

Електроприводи, що входять до складу систем керування положенням, характеризуються порівняно високою тривалістю перехідних процесів [1]. Тому оптимізація за швидкодією є однією з головних задач їх синтезу [2]. Перспективним структурним рішенням цієї задачі є застосування релейних регуляторів, які мають структурну властивість формувати динамічні режими з максимальною швидкодією [3]. Разом з тим, відносно малий момент інерції, що притаманний асинхронним електродвигунам з короткозамкнутим ротором, зумовлює малу інерційність таких машин та спонукає до їх використання в якості основи позиційних електроприводів [4]. Концепція векторного полеорієнтованого керування відкриває можливості оперування координатами асинхронного двигуна з максимальними швидкодією та точністю, які обмежені лише можливостями датчиків [5]. Але достатня якість керування не може бути забезпечена ли-

ше за рахунок вимірюваних координат електропривода в умовах, коли одним із сучасних трендів є побудова бездатчикових асинхронних електроприводів, а позиційним електроприводам притаманне поєднання датчиків положення та швидкості в одному джерелі сигналів, що мають дискретну природу [1, 5]. Отже, одна з проблем побудови позиційних асинхронних електроприводів полягає у необхідності пошуку структурних рішень, які дозволяють подолати протиріччя між жорсткими проектними вимогами та технічними обмеженнями щодо інформаційно-датчикової системи [6, 7], спираючись на сучасну теорію систем оптимального керування [8, 9].

Аналіз останніх досліджень та публікацій

Ковзні режими релейних регуляторів координат асинхронного електропривода, інтегрованих в систему векторного керування, розв'язують одночасно низку технічних та теоретичних задач, до яких належать [7—10]: оптимізація за швидкодією та точністю, забезпечення низької чутливості до збурень та варіацій параметрів електричної машини, зниження порядку рівнянь динаміки, а також взаємна незалежність підсистем керування магнітним потоком та механічними координатами електропривода. Однак, самі лише високочастотні автоколивання, притаманні ковзним режимам, не є достатньою умовою для реалізації названих вище властивостей релейних систем. Крім забезпечення запасу за амплітудою напруги силового перетворювача та реалізації нескінченного коефіцієнта підсилення, організація ковзних режимів вимагає побудови та імплементації стійких рівнянь ковзання [11], які є диференціальними рівняннями зниженого на одиницю порядку з ненульовими коефіцієнтами [12]. Тобто, релейні системи повинні обов'язково замикатися за повним вектором стану, в той час, коли типовим є вимірювання окремих сигналів зворотних зв'язків.

Це протиріччя, зумовлене технічними обмеженнями, знаходить суто теоретичне розв'язання за рахунок застосування фільтрів стану [13, 14], які здатні здійснювати достатньо точне обчислення невимірюваних координат. Зворотні зв'язки за канонічними координатами системи забезпечують найкращі показники якості керування [10]. Отже, крім характеристик датчиків як таких, на якість сигналів зворотного зв'язку та в підсумку на властивості системи визначальним чином впливає точність пристроїв для диференціювання вимірюваних координат [12]. Оскільки фільтри стану реалізуються як замкнуті слідкувальні системи, релейні регулятори в їх складі є запорукою ефективності диференціювання [13, 14]. Єдиним інструментом параметричного синтезу релейних систем керування як електроприводами, так і фільтрами стану може служити метод $N-i$ перемикачів [12]. Разом з оптимізацією за швидкодією, цей метод надає стійкість рівнянням ковзання і дозволяє формувати пульсації координат із заданою амплітудою, опосередковано визначаючи частоту перемикачів регуляторів [15].

Формулювання мети дослідження

Перспективною є структура релейної системи керування позиційним асинхронним електроприводом зі спостерігачем стану, керованим релейним регулятором. Метою дослідження є синтез такої системи шляхом поєднання ковзних режимів регуляторів координат електропривода з ковзними режимами регуляторів диференціювального пристрою за умови збереження незалежності перемикачів цих регуляторів. Ідентифікацію потокозчеплення асинхронного двигуна вважатимемо окремою задачею, що виходить за межі даного дослідження.

Виклад основного матеріалу

Динаміку асинхронної машини з короткозамкнутим ротором в нерухомій системі координат α, β описують диференціальні рівняння, які утворюють систему п'ятого порядку [10]

$$\left. \begin{aligned} p\Psi_{s\alpha} &= U_{s\alpha} - I_{s\alpha}R_s, \quad p\Psi_{s\beta} = U_{s\beta} - I_{s\beta}R_s, \\ p\Psi_{r\alpha} &= -I_{r\alpha}R_r - \omega\Psi_{r\beta}, \quad p\Psi_{r\beta} = -I_{r\beta}R_r + \omega\Psi_{r\alpha} \\ p\omega &= (M - M_c)/J, \quad M = z_p \frac{m}{2} L_m (I_{s\beta}I_{r\alpha} - I_{s\alpha}I_{r\beta}) \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

де ω — швидкість обертання ротора, M_c — статичний момент опору, M — електромагнітний момент двигуна, m — число фаз у реальній машині, описаній двофазною моделлю, z_p — кі-

лькість пар полюсів двигуна, Ψ_r — потокозчеплення ротора у векторній формі, I_s — вектор статорного струму, U_s — вектор напруги на обмотках статора, $p = d/dt$, L_m — взаємна індуктивність, R_s, R_r — активні опори статорної й роторної обмоток, J — момент інерції.

Струми пов'язані з потокозчепленнями формулами

$$\begin{aligned} I_{s\alpha} &= \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{s\alpha} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{r\alpha}, \quad I_{s\beta} = \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{s\beta} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{r\beta}, \\ I_{r\alpha} &= \frac{L_s}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{r\alpha} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{s\alpha}, \quad I_{r\beta} = \frac{L_s}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{r\beta} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \Psi_{s\beta}. \end{aligned} \quad (2)$$

Система векторного керування може бути синтезована на основі опису індукційної машини в системі координат u, v , яка обертається зі швидкістю магнітного поля й своєю віссю u орієнтована за вектором потокозчеплення. Зорієнтувавши вісь u за вектором Ψ_r , маємо $|\Psi_r| = \Psi_r = \Psi_{ru}$, $\Psi_{rv} = 0$. Якщо вісь v випереджає вісь u на кут 90° , диференціальні рівняння (1) набувають вигляду системи зниженого порядку

$$\left. \begin{aligned} p\Psi_r &= -\frac{R_r}{L_r} \Psi_r + \frac{R_r L_m}{L_r} I_{su} \\ pI_{su} &= \frac{L_m R_r}{L_r^2 L_s'} \Psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L_s'} I_{su} + \frac{1}{L_s'} U_{su} + I_{sv} \omega_k \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} p\omega &= \frac{3z_p L_m}{2J L_r} I_{sv} \Psi_r - \frac{M_c}{J} \\ pI_{sv} &= -\frac{L_m}{L_r L_s'} \Psi_r \omega - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L_s'} I_{sv} + \frac{1}{L_s'} U_{sv} - I_{su} \omega_k \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

де L_s' — перехідна індуктивність статора, L_s, L_r — індуктивності статора й ротора, $\omega_k = \frac{R_r L_m}{L_r \Psi_r} I_{sv} + \omega$ — кутова швидкість системи координат.

Рівняння (3) описують динаміку каналу керування потокозчепленням, його координати утворені проєкціями векторів на вісь u та позначені відповідним індексом. Рівняння (4) описують канал керування швидкістю, його координати утворені проєкціями векторів на вісь v та проіндексовані відповідним чином. Системи рівнянь (3), (4) взаємопов'язані, тобто вони є частинами єдиної системи рівнянь, оскільки включають не лише "власні" координати, але й доданки $+I_{sv} \omega_k$ та $-I_{su} \omega_k$, що описують перехресні зв'язки каналів керування реактивною та активною потужністю. Компенсація цих зв'язків безперервними регуляторами є параметрично-залежною і в повній мірі не може бути здійснена технічно, в той час, як у ковзних режимах систем розривного керування цей процес відбувається автоматично завдяки структурним властивостям релейних регуляторів. Більше того, саме на цій підставі здійснюється декомпозиція системи рівнянь (3), (4) на дві окремі, взаємно незалежні лінеаризовані підсистеми диференціальних рівнянь, які лежать в основі синтезу релейних систем векторного керування [10, 15]. Величина Ψ_r , яка присутня у рівняннях підсистеми керування активною потужністю, під час лінеаризації приймається за константу Ψ_{rn} , що цілком обґрунтовано для систем зі стабілізацією потокозчеплення:

$$\left. \begin{aligned} p\Psi_r &= -\frac{R_r}{L_r} \Psi_r + \frac{R_r L_m}{L_r} I_{su} \\ pI_{su} &= \frac{L_m R_r}{L_r^2 L_s'} \Psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L_s'} I_{su} + \frac{1}{L_s'} U_{su} \end{aligned} \right\}, \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} p\varphi = \omega, \quad p\omega &= \frac{3z_p L_m}{2JL_r} I_{sv} \Psi_{rH} - \frac{M_c}{J} \\ pI_{sv} &= -\frac{L_m}{L_r L_s'} \Psi_{rH} \omega - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L_s'} I_{sv} + \frac{1}{L_s'} U_{sv} \end{aligned} \right\}. \quad (6)$$

Включення до системи рівнянь (6) опису динаміки положення φ , приведенного до валу двигуна, дозволяє синтезувати позиційний електропривод на основі рівнянь (5), (6).

Оскільки система стабілізації потоку відіграє допоміжну роль, її точність є другорядним критерієм при виборі структурного рішення, що допускає застосування системи з жорстким зворотним зв'язком за струмом намагнічування з міркувань простоти технічної реалізації:

$$\left. \begin{aligned} u_{R\psi} &= I_{su}^* = I_{max} \operatorname{sign}(\Psi_r^* - \Psi_r - K_{\psi i} I_{su}) \\ u_{Rim} &= U_{su}^* = U_{max} \operatorname{sign}(I_{su}^* - I_{su}) \end{aligned} \right\}. \quad (7)$$

Система підпорядкованого керування положенням при гнучких зворотних зв'язках за проміжними координатами описується рівняннями:

$$\left. \begin{aligned} u_{R\varphi} &= \omega^* = \omega_{max} \cdot \operatorname{sign}(\varphi^* - \varphi - K_{\varphi\omega} \cdot \omega - K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R\omega} &= \varepsilon^* = \varepsilon_{max} \cdot \operatorname{sign}(\omega^* - \omega - K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R\varepsilon} &= U_{sv}^* = U_{max} \cdot \operatorname{sign}(\varepsilon^* - \varepsilon) \end{aligned} \right\}. \quad (8)$$

У рівняннях (7), (8) величини мають такий зміст: $u_{R\varphi}$ — напруга, або сигнал регулятора положення, що є заданими значеннями швидкості, $u_{R\omega}, u_{R\psi}$ — вихідні напруги регуляторів швидкості й потокозчеплення, які є заданими значеннями активного і реактивного струмів, $u_{R\varepsilon}, u_{Rim}$ — вихідні напруги регуляторів прискорення та намагнічувального, або реактивного струму, які є заданими значеннями складових статорної напруги індукційної машини, $K_{\psi i}$ — коефіцієнт зворотного зв'язку регулятора потокозчеплення за струмом, $K_{\omega\varepsilon}, K_{\varphi\omega}, K_{\varphi\varepsilon}$ — коефіцієнти зворотного зв'язку системи керування положенням, а саме — регулятора швидкості за прискоренням та регулятора положення за швидкістю та прискоренням; символом «*» позначені задані величини, а індексом «max» позначені рівні їх обмежень.

Параметрична оптимізація каскадно-підпорядкованих систем керування (7), (8) за швидкодією здійснюється методом $N-i$ перемикачів [12]. Для цього визначаються рівні обмежень їх канонічних координат, та на підставі цих значень розраховуються коефіцієнти зворотних зв'язків. Ця методика викладена в низці попередніх досліджень [10—15] і не потребує деталізації.

Не менш важливою передумовою реалізації оптимальних за швидкодією перехідних процесів є структурне розв'язання задачі обчислення зворотних зв'язків за першою та другою похідними положення [13, 14]. З цією метою пропонується застосування релейного спостерігача похідних, що має в якості об'єкта керування каскад з трьох інтеграторів

$$p\hat{\varphi} = \hat{\omega}, \quad p\hat{\omega} = \hat{\varepsilon}, \quad p\hat{\varepsilon} = \hat{a} \quad (9)$$

та керується релейним регулятором з алгоритмом керування

$$u_{\hat{R}} = \hat{a}^* = \hat{a}_{max} \operatorname{sign}(\hat{s}), \quad \hat{s} = \varphi - \hat{\varphi} - \hat{K}_{\varphi\omega}(p\varphi - \hat{\omega}) - \hat{K}_{\varphi\varepsilon}(p^2\varphi - \hat{\varepsilon}), \quad (10)$$

де символ "hat" вказує на належність величин та параметрів до спостерігача похідних.

Такий спостерігач теоретично має передатну функцію, наближену до одиниці

$$\frac{\hat{\varphi}(p)}{\varphi(p)} = \frac{\hat{K}_{\varphi\varepsilon} \cdot p^2 + \hat{K}_{\varphi\omega} \cdot p + 1}{\hat{K}_{\varphi\varepsilon} \cdot p^2 + \hat{K}_{\varphi\omega} \cdot p + 1} = 1, \quad (11)$$

що робить нехтувано малими амплітудні і фазові похибки відтворення диференційованого сигналу та його першої й другої похідних. Це вкрай важливо для релейних систем керування, координати яких мають у своєму складі високочастотні пульсації. Точність вимірювання цих пульсацій є визначальною для формування якісних ковзних режимів. Разом з тим, можливість

практичної реалізації спостерігача (9), (10) на перший погляд здається сумнівною, оскільки потребує використання сигналів $p\varphi$ та $p^2\varphi$, саме через відсутність яких виникає потреба у спостерігачеві. Але роль цих сигналів у рівнянні ковзання спостерігача в (10) можуть відігравати вимірні сигнали швидкості $p\varphi = \omega$ та активного струму I_{sv} , який є пропорційним прискоренню $p^2\varphi = C_\omega I_{sv}$, де $C_\omega = \frac{3z_p L_m}{2JL_r} \Psi_{rn}$ згідно з (6). Завдяки власній збіжності спостерігача така система наближається за властивостями до астатичної за збуренням [13, 14], чого було б неможливо досягти у разі прямого застосування вимірних сигналів у якості жорстких зворотних зв'язків електропривода.

В той час, як складові вектора струму статора в асинхронному електроприводі є вимірюваними в тій чи іншій системі координат величинами, сигнал швидкості позиційного електропривода визначається як результат диференціювання сигналу головного зворотного зв'язку за положенням. З цією метою також може бути застосований релейний спостерігач [14], але похідної першого порядку з об'єктом керування

$$p\tilde{\varphi} = \tilde{\omega}, \quad p\tilde{\omega} = \tilde{\varepsilon} \quad (12)$$

та регулятором

$$u_{\tilde{R}} = \tilde{\varepsilon}_{max} \text{sign}(\tilde{s}), \quad \tilde{s} = \varphi - \tilde{\varphi} - \tilde{K}_{\varphi\omega} \cdot \tilde{\omega}. \quad (13)$$

Зауважимо, що передавальна функція спостерігача (12), (13) свідчить про еквівалентність його властивостей інерційній ланці першого порядку

$$\frac{\tilde{\varphi}(p)}{\varphi(p)} = \frac{1}{\tilde{K}_{\varphi\omega} \cdot p + 1}, \quad (14)$$

але статична та динамічна точність допоміжного спостерігача є достатньою для обчислення першої похідної положення, частка пульсацій у якій незрівнянно менша, ніж у сигналі прискорення. На рис. 1 наведена структурна схема релейного спостерігача повного порядку, в якій задіяні додаткові обчислений та вимірний сигнали

$$p\varphi = \tilde{\omega}, \quad p^2\varphi = C_\omega \cdot I_{sv}. \quad (15)$$

Зауважимо, що всі релейні регулятори як у складі основних підсистем керування (5), (7) та (6), (8), так і спостерігачів (9), (10) та (12), (13) мають статичні характеристики у вигляді петель гістерезису [13, 14]. Ширина петель реле у (7), (8) відповідає амплітуді пульсацій струму, а ширина петель реле у (10), (12) є на порядок меншою, що дозволяє спостерігачам формувати власні ковзні режими з вищою частотою та меншою амплітудою пульсацій.

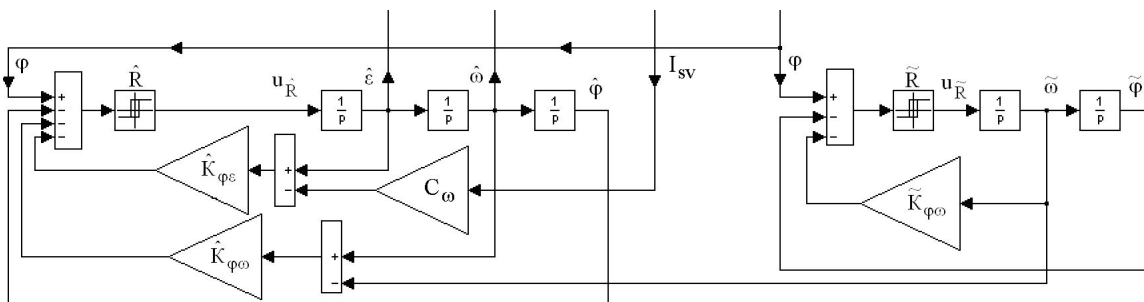


Рис. 1. Релейний спостерігач похідних із допоміжним обчислювачем невимірюваного сигналу

На рис. 2 наведено результати математичного моделювання перехідних процесів позиційного асинхронного електропривода, в системі керування якого здійснюється вимірювання неповного набору координат вектора стану та подальше відновлення вектора канонічних координат релейним спостерігачем похідних. Робота усіх регуляторів у ковзних режимах супроводжується пульсаціями струму заданої амплітуди, що є опосередкованим, але однозначним і до-

стовірним свідченням високої точності обчислення сигналів зворотних зв'язків. Завдяки замиканню за сигналами першої й другої похідних положення електропривод, що функціонує без окремого датчика швидкості, демонструє нечутливість до дії моменту навантаження.

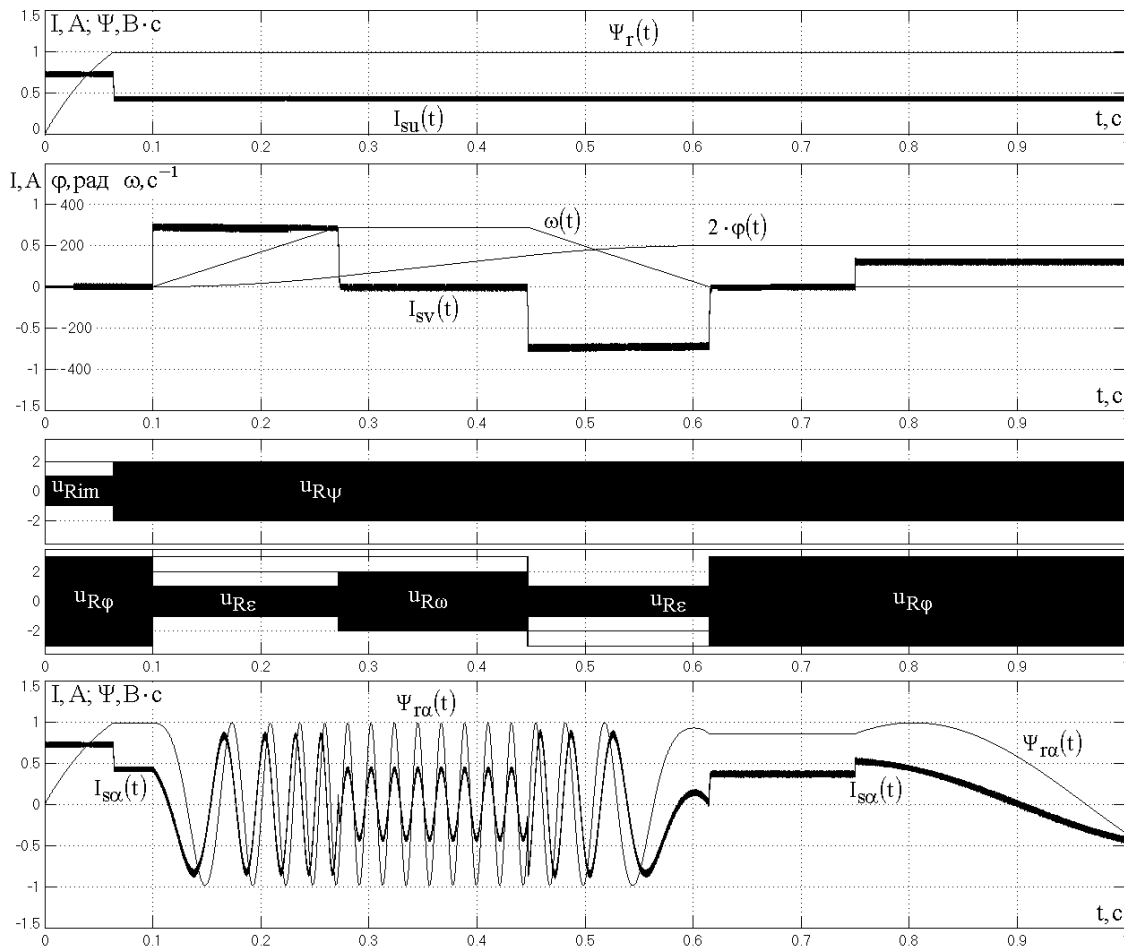


Рис. 2. Динаміка позиційного асинхронного електропривода зі спостерігачем похідних

Висновки

Результати дослідження типових динамічних режимів позиційного електропривода, спроектованого на основі асинхронного двигуна, підтверджують високу ефективність запропонованого структурного рішення релейної системи оптимального керування. Дворівнева схема обчислення похідних дозволяє компенсувати неповноту інформаційно-датчикової системи електропривода і забезпечує високу точність обчислення всіх складових похідних керованої координати, що є невід'ємною умовою організації ковзних режимів і запорукою відповідності характеристик спроектованого електропривода вимогам до систем високоточного позиціонування.

Список використаної літератури

1. Crowder R. Electric Drives and Electromechanical Systems : Applications and Control. Butterworth-Heinemann, 2019. 307 pp.
2. Waschl H., Kolmanovsky I., Steinbuch M., Re L. Optimization and Optimal Control in Automotive Systems. Springer, 2014. 326 pp.
3. Shtessel Y., Edwards C., Fridman L., Levant A. Sliding Mode Control and Observation. Control Engineering. Birkhäuser, New York, 2014. 353 pp.
4. Boldea I., Nasar S. A. Induction Machines Handbook. Boca Raton : CRC Press, 2002. 950 p.

5. Bose B. K. *Modern power electronics and AC drives*. Prentice Hall PTR, 2002. 738 p.
6. Ключев О. В., Садовой О. В., Сохіна Ю. В. Дослідження чутливості спостерігача потокозчеплення ротора до зміни параметрів асинхронної машини. *Збірник наукових праць ДДТУ*. Кам'янське, 2021. Вип. 1 (38). С. 57–67.
7. Ключев О. В., Садовой О. В., Сохіна Ю. В. Спостерігач швидкості обертання і потокозчеплення ротора в системі векторного керування асинхронним електроприводом. *Збірник наукових праць ДДТУ*. Кам'янське, 2022. Вип. 2 (41). С. 89–97.
8. Сохіна Ю. Ключев О., Садовой О., Сергієнко С. Дослідження векторної системи керування машиною подвійного живлення з фільтром Калмана у контурі зворотного зв'язку Вісник КрНУ імені Михайла Остроградського, 2024, Т.1, Вип. 144, С. 234 – 243.
9. Klyuchiev O., Sadovoi O., Sokhina Y., Serhienko S. Kalman Filter as Part of a Relay-Vector System Control of Asynchronous Electric Drive. *2023 IEEE 5th International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES), Kremenchuk, Ukraine, 2023*. P. 1–5.
10. Садовой О. В., Дерещ О. Л. Спеціальні питання математичного опису і моделювання динаміки складних систем. Дніпродзержинськ : ДДТУ, 2014. 206 с.
11. Дерещ О.Л., Садовой О.В., Дерещ Г.О. Алгоритм синтезу квазіоптимальних за швидкістю систем третього порядку із аперіодичним ковзним режимом. *Збірник наукових праць ДДТУ*. Кам'янське, 2021. Вип. 1 (38). С. 48–56.
12. Дерещ О. Л., Садовой О. В. Метод N–і перемикань у задачах оптимізації за швидкістю : монографія. Кам'янське : ДДТУ, 2021. 252 с.
13. Derets O., Sadovoi O. Structural Synthesis of an Acceleration Observer with Sliding Mode Control for Precision Electric Drives. *2020 IEEE International Conference on Problems of Automated Electric Drive. Theory and Practice (PAEP), Kremenchuk, Ukraine, 2020*. P. 1–4.
14. Derets, O., Sadovoi, O., Derets, H. Synthesis and Study of Derivatives Observer with Sliding Mode Control for Servo Drive. *Proceedings of the 20th IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems, MEES 2021*.
15. Дерещ О.Л., Садовой О.В., Дерещ Г.О. Двобічне керування швидкості асинхронних електроприводів в умовах стабілізації прискорення. *Збірник наукових праць ДДТУ*. Кам'янське, 2023. №2(43) С. 76–83.

POSITIONING ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE WITH RELAY CONTROL AND FEEDBACK ON AN INCOMPLETE STATE VECTOR

Abstract

Optimization in speed is one of the main tasks of the synthesis of position control systems caused by a relatively high duration of transients. The relevance of the work is determined by the need to adapt progressive structural solutions to modern technical requirements and the possibilities of practical implementation of asynchronous electric drives. The purpose of the study is the structural optimization of the relay-vector position control system aimed at compensating for the incompleteness of the information-sensor system of the electric drive in the part of measuring mechanical coordinates. In addition to the characteristics of the sensors as such, the quality of the feedback signals and ultimately the properties of the system are decisively affected by the accuracy of the devices for differentiating the measured coordinates. Since state filters are implemented as closed trace systems, relay controllers in their composition are a guarantee of differentiation efficiency. The combination of the principles of vector control of the induction machine, sliding modes, speed optimization and the use of a two-level observer scheme for calculating canonical coordinates provide the control system of the positional asynchronous electric drive with exceptional functionality. The results of the study of typical dynamic modes of a positional electric drive designed on the basis of an asynchronous motor confirm the high efficiency of the proposed structural solution of the optimal control relay system. Due to the circuit based on the signals of the first and second derivatives of the position, the electric drive, which functions without a separate speed sensor, shows insensitivity to the action of the load moment. The proposed control algorithms are promising for implementation as part of digital controller software.

References

- [1] Crowder R. (2019). *Electric Drives and Electromechanical Systems : Applications and Control*. Butterworth-Heinemann.
- [2] Waschl H., Kolmanovsky I., Steinbuch M., Re L. (2014). *Optimization and Optimal Control in Automotive Systems*. Springer.
- [3] Shtessel Y., Edwards C., Fridman L., Levant A. (2014). *Sliding Mode Control and Observation. Control Engineering*. Birkhäuser, New York.
- [4] Boldea I., Nasar S. A. (2002). *Induction Machines Handbook*. Boca Raton : CRC Press.
- [5] Bose B. K. (2002). *Modern power electronics and AC drives*. Prentice Hall PTR.
- [6] Klyuev O. V., Sadovoi O. V., Sokhina Yu. V. (2021). Doslidzhennya chutlyvosti sposterihacha potokozcheplyennya rotora do zminy parametriv asynkhronnoyi mashyny [Study of the sensitivity of the rotor flux linkage observer to changes in the parameters of an asynchronous machine]. *Zbirnyk naukovykh prats DDTU – Collection of scholarly papers of DSTU*. 1/2021 (38). P. 57–67. Kamianske: DSTU [in Ukrainian].
- [7] Klyuev O. V., Sadovoi O. V., Sokhina Yu. V. (2022). Sposterihach shvydkosti obertannya i potokozcheplyennya rotora v systemi vektornoho keruvannya asynkhronnym elektropryvodom. [Observer of the speed and flux linkage in the system of vector control of asynchronous electric drive]. *Zbirnyk naukovykh prats DDTU – Collection of scholarly papers of DSTU*. 2/2022 (41). P. 89–97. Kamianske: DSTU [in Ukrainian].
- [8] Sokhina Y. Klyuev O., Sadovoy O., Sergienko S. (2024). Doslidzhennya vektornoyi systemy keruvannya mashynoyu podviynoho zhyvlennya z fil'trom Kalmana u konturi zvorotnoho zv'yazku [Study of the vector control system of a dual-feed machine with a Kalman filter in the feedback circuit] *Visnyk KrNU named after Mykhailo Ostrogradsky, V.1 (144)*, P. 234 – 243.
- [9] Kliuiev O., Sadovoi O., Sokhina Y., Serhiienko S. (2023). Kalman Filter as Part of a Relay-Vector System Control of Asynchronous Electric Drive. 2023 IEEE 5th International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES), Kremenchuk, Ukraine. P.1–5.
- [10] Sadovoy O.V., Derets O.L. (2014). *Spetsialni pytannya matematychnoho opysu i modelyuvannya dynamiky skladnykh system [Special issues of mathematical description and modeling of the dynamics of complex systems]*. Dniprodzerzhynsk: DSTU [in Ukrainian].
- [11] Derets O.L., Sadovoy O.V., Derets H.O. (2021). Alhorytm syntezy kvazioptymalnykh za shvydkodiyeyu system tretioho porядku iz aperiodychnym kovznym rezhymom [Algorithm for the synthesis of quasi-optimal third-order systems with an aperiodic sliding mode]. *Zbirnyk naukovykh prats DDTU – Collection of scholarly papers of DSTU*. 1/2021 (38). P. 48–56. Kamianske: DSTU [in Ukrainian].
- [12] Derets O.L., Sadovoy O.V. (2021) *Metod N–i peremykan u zadachakh optymizatsiyi za shvydkodiyeyu [N–i switching method in speed optimization tasks]*. Kamyanske: DSTU [in Ukrainian].
- [13] Derets O., Sadovoi O. (2020). Structural Synthesis of an Acceleration Observer with Sliding Mode Control for Precision Electric Drives. *2020 IEEE International Conference on Problems of Automated Electric Drive. Theory and Practice (PAEP), Kremenchuk, Ukraine*.
- [14] Derets, O., Sadovoi, O., Derets, H. , (2021). Synthesis and Study of Derivatives Observer with Sliding Mode Control for Servo Drive. *Proceedings of the 20th IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems, MEES 2021*.
- [15] Derets O.L., Sadovoi O.V., Derets H.O. (2023). Dvozone rehulyuvannya shvydkosti asynkhronnykh elektropryvodiv v umovakh stabilizatsiyi pryskorennya. [Dual-zone velocity control of asynchronous electric drives under acceleration stabilization conditions.] *Collection of scientific works of DDTU. Kamianske, No. 2(43)* P.76–83.