

УДК 62-83:621.313.32

І.З. Щур, д-р техн. наук,
Ю.О. Білецький

ЗАСТОСУВАННЯ ПРИНЦИПІВ ПАСИВНОГО КЕРУВАННЯ ДО СИНХРОННОЇ МАШИНИ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ ЯК ГАМІЛЬТОНОВОЇ СИСТЕМИ З КЕРОВАНИМИ ВХОДАМИ / ВИХОДАМИ

***Анотація.** Розглядаються енергетичні підходи до керування швидкістю синхронної машини з постійними магнітами. Реалізовано систему пасивного керування з використанням взаємозв'язків та демпфування, яка розглядається як Гамільтонова система з керованими входами/виходами. Проведено комп'ютерні дослідження та аналіз реалізованої системи керування.*

И.З. Щур, доктор технических наук
Ю.О. Белецкий

ПРИМЕНЕНИЕ ПРИНЦИПОВ ПАСИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ К СИНХРОННОЙ МАШИНЫ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ КАК ГАМИЛЬТОНОВОЙ СИСТЕМЫ С УПРАВЛЯЕМЫМИ ВХОДАМИ / ВЫХОДАМИ

***Аннотация.** Рассматриваются энергетические подходы к управлению скоростью синхронной машины с постоянными магнитами. Реализована система пассивного управления с использованием взаимосвязей и демпфирования, которая рассматривается как Гамильтонова система с управляемыми входами/выходами. Представлено компьютерные исследования и анализ реализованной системы управления.*

I.Z. Shhur, PhD
J. O. Beleckij

APPLYING THE PRINCIPLES OF PASSIVE CONTROL TO THE SYNCHRONOUS MOTOR WITH PERMANENT MAGNETS AS HAMILTONIAN SYSTEMS WITH CONTROLLABLE INPUTS / OUTPUTS

***Abstract.** This article discusses the energy approaches to speed control of permanent magnet synchronous machine. Using interconnection and damping assignment passivity-based control as port-controlled Hamiltonian system was made. Computer research and analysis of achieved system were presented as well.*

Постановка проблеми. Останнім часом спостерігається стрімкий розвиток електроприводів із використанням синхронних машин з постійними магнітами (СМПМ). Це зумовлено значно кращими їх показниками у порівнянні з асинхронними машинами, а саме: великою переважувальною здатністю за моментом, кращими енергетичними показниками (ККД і $\cos\phi$) та керованістю.

Синхронні машини з постійними магнітами є нелінійною системою, що зумовлює складність синтезу систем керування. Для їх побудови використовуються принципи ковзного керування, динамічної лінеаризації (feedback linearization, back stepping), адаптивного та інтелектуального керування [1].

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Одними з нових перспективних при роботі з нелінійними системами вважаються так звані «енергетичні підходи». Енергія є одним із основних понять, вона використовується для опису динамічних систем як перетворювачів енергії. Будь-яку складну електромеханічну систему можна розкласти на більш прості підсистеми, що певним чином зв'язані між собою. Система керування є також динамічною системою. Тому синтез системи керування полягає у знаходженні такої сукупності взаємозв'язаних (interconnection) підсистем, щоб енергетична функція цілої системи набула потрібного вигляду.

© Щур І.З., Білецький Ю.О., 2011

У такому «енерго-формуєчому» підході і полягає пасивне керування [3]. У загальному його можна описати рівнянням:

$$\underbrace{H[\mathbf{x}(t)] - H[\mathbf{x}(0)]}_{\text{накопичена енергія}} = \underbrace{\int_0^t \mathbf{u}^T(s) \mathbf{y}(s) ds}_{\text{енергія що надійшла}} - \underbrace{d(t)}_{\text{втрати}}, \quad (1)$$

де $H[\mathbf{x}(t)]$ – функція повної енергії; $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ – вектор стану; $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^m$ і $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^m$ – вектори вхідних та вихідних енергетичних змінних відповідно; $d(t)$ – втрати енергії.

З метою спрощення рівнянь у часткових похідних, до яких зводиться синтез системи керування, пасивне керування поєднано ще з одним із енергетичних підходів, а саме описом системи як Гамільтонової з керованими входами/виходами, яка описується матричною системою рівнянь стану [2]

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{G}^T(\mathbf{x}) \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}} \end{cases} \quad (2)$$

де $\mathbf{J}(\mathbf{x}) = -\mathbf{J}^T(\mathbf{x})$ – кососиметрична матриця, що відображає взаємозв'язки у системі; $\mathbf{R}(\mathbf{x}) = -\mathbf{R}^T(\mathbf{x}) \geq 0$ – симетрична додатна матриця, що відображає втрати; $\mathbf{G}(\mathbf{x})$ – матриця портів.

Поєднанням «енерго-формуєчого» підходу з будь-яким іншим нелінійним методом можна досягнути певної фізичної інтерпретації, і як наслідок, досить легкої реалізації системи керування.

Мета статті. Дослідження застосування принципів пасивного керування до СМПМ як замкненої Гамільтонової системи з керованими входами/виходами.

Викладення матеріалу. У будь-якій пасивній розімкненій системі за відсутності зовнішніх збурень енергія є не зростаючою $H[\mathbf{x}(t)] \leq H[\mathbf{x}(0)]$, і за наявності втрат зменшуватиметься до певного мінімального значення у точці рівноваги. Метою ж керування є досягнення бажаної точки рівноваги \mathbf{x}_0 [4]. Тоді модель бажаної замкненої Гамільтонової системи повинна описуватися матричним рівнянням

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d}{\partial \mathbf{x}}, \quad (3)$$

де $H_d(t)$ – бажана функція повної енергії, що має мінімум у \mathbf{x}_0 ; $\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) = -\mathbf{J}_d^T(\mathbf{x})$ і $\mathbf{R}_d(\mathbf{x}) = -\mathbf{R}_d^T(\mathbf{x}) \geq 0$ – матриці, що відображають бажані взаємозв'язки у системі та бажане демпфування відповідно.

Знаючи структуру розімкненої системи, легко знайти $\mathbf{J}(\mathbf{x})$, $\mathbf{R}(\mathbf{x})$, $\mathbf{G}(\mathbf{x})$ та $H(\mathbf{x})$, а, маючи їх та задавшись необхідною точкою рівноваги, можна знайти матриці $\mathbf{J}_a(\mathbf{x})$, $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$, $H_a(\mathbf{x})$ та функцію $\boldsymbol{\beta}(\mathbf{x})$, що задовольнятимуть умовам [2],

$$\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) = \mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x}) = -\mathbf{J}_d^T(\mathbf{x}), \quad (4)$$

$$\mathbf{R}_d(\mathbf{x}) = \mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x}) = \mathbf{R}_d^T(\mathbf{x}) \geq 0, \quad (5)$$

$$H_d(\mathbf{x}) = H(\mathbf{x}) + H_a(\mathbf{x}), \quad (6)$$

$$\boldsymbol{\beta}(t) = \mathbf{u}(t), \quad (7)$$

$$[\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d}{\partial \mathbf{x}} = [\mathbf{J}_a(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_a(\mathbf{x})] \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \cdot \boldsymbol{\beta}(t), \quad (8)$$

де $\mathbf{J}_a(\mathbf{x})$, $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$, $H_a(\mathbf{x})$ і $\boldsymbol{\beta}(\mathbf{x})$ – параметри системи керування – відповідно матриці взаємозв'язків, демпфування, енергетична функція та вектор вхідних енергетичних змінних.

За даною методикою синтезовано систему керування СМПМ з використанням наступної процедури.

Модель СМПМ в обертових координатах d - q [1]

$$\begin{cases} L_d \frac{di_d}{dt} = -R_s i_d + p\omega L_q i_q + u_d \\ L_q \frac{di_q}{dt} = -R_s i_q - p\omega L_d i_d - p\omega \Phi + u_q \\ J_m \frac{d\omega}{dt} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi i_q] - M_L \end{cases}, (9)$$

де L_d і L_q – індуктивність обмотки статора по осях d і q відповідно; R_s – фазний опір; p – кількість пар полюсів; ω – кутова швидкість; Φ – магнітний потік полюса постійних магнітів ротора; J_m – момент інерції; M_L – момент статичного навантаження.

Приймаємо

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \\ J_m \omega \end{bmatrix} = \mathbf{D} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ -M_L \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \end{bmatrix}, \quad (10)$$

де $\mathbf{D} = \text{diag}[L_d \ L_q \ J_m]$ – діагональна матриця інерційностей системи.

Виходячи з обраного вектору стану \mathbf{x} , Гамільтоніан системи набуде вигляду

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{L_d} x_1^2 + \frac{1}{L_q} x_2^2 + \frac{1}{J_m} x_3^2 \right) \quad (11)$$

Тоді матриці математичної моделі у формі Гамільтонової системи з керованими входами/виходами матимуть такий вигляд:

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & px_2 \\ 0 & 0 & -p(x_1 + \Phi) \\ -px_2 & p(x_1 + \Phi) & 0 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

$$\mathbf{R}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Енергетична функція замкненої системи

$$H_d(\mathbf{x}) = H(\mathbf{x}_0) + \frac{1}{2} (\mathbf{x} - \mathbf{x}_0)^T \mathbf{D}^{-1} (\mathbf{x} - \mathbf{x}_0). \quad (14)$$

Виходячи з цього, одержимо такі параметри системи керування:

$$\mathbf{J}_a(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -pL_d i_{q0} \\ 0 & 0 & pL_q i_{d0} \\ pL_d i_{q0} & -pL_q i_{d0} & 0 \end{bmatrix}, \quad (15)$$

$$\mathbf{R}_a(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 \\ 0 & r_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (16)$$

де i_{d0} та $i_{q0} = \frac{M_L}{\frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_{d0} + \Phi]}$ – сигнали

завдання за струмом по осях d і q відповідно.

Підставивши (4) – (7) і (10) – (16) у (8), отримаємо наступну модель системи керування [5]:

$$\begin{cases} u_d = -r_1 (i_d - i_{d0}) + R_s i_{d0} - pL_d i_{q0} (\omega - \omega_0) - \\ \quad - pL_q i_q \omega_0 \\ u_q = -r_2 (i_q - i_{q0}) + R_s i_{q0} + pL_q i_{d0} (\omega - \omega_0) + \\ \quad + p(\Phi + L_d i_d) \omega_0 \end{cases}, \quad (17)$$

де ω_0 – сигнал завдання за швидкістю.

Враховуючи новизну системи керування (17), доцільно провести її дослідження та порівняння з відомими у таких напрямках:

– дослідження впливу параметрів r_1 та r_2 на статику і динаміку при $L_d = L_q$ та $L_d \neq L_q$,

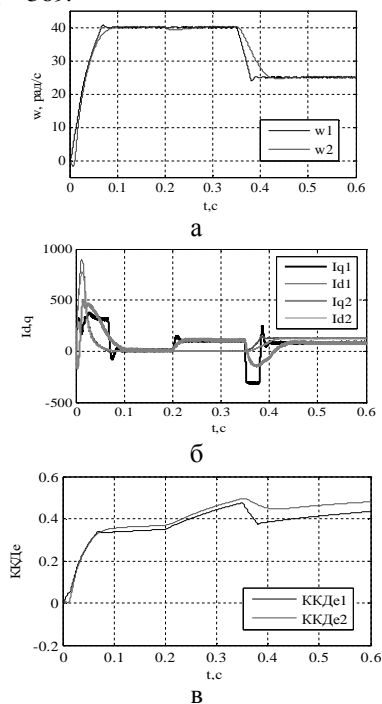
– порівняння роботи синтезованої системи керування з традиційною системою підпорядкованого керування (СПР) в обертовій системі координат,

– дослідження системи керування на робастність.

Дослідження проведено за допомогою Matlab/Simulink на СМПМ з такими параметрами: $R_s = 0,25$ Ом, $\Phi = 0,4$ Вб, $J_m = 4$ кг·м², $p = 8$ для двох варіантів: 1) зовнішнього розміщення магнітів на поверхні ротора ($L_d = L_q = 2$ мГн), 2) розміщення всередині ротора ($L_d = 2,5$ мГн, $L_q = 1,5$ мГн). Номінальні параметри СМПМ: $n_n = 500$ об/хв, $M_n = 500$ Н·м. Керування здійснювалося транзисторним інвертором з синусоїдальною ШІМ за сигналами багатоточкового

давача положення ротора. Система підпорядкованого керування, з якою порівнювалась синтезована система керування, реалізована на основі двох ПІ-регуляторів струму – по осі d і по осі q , а також ПІ-регулятора швидкості. Характерною особливістю даної системи керування є наявність блоку компенсації перехресних зв'язків, що значно підвищує якість керування. Компенсація здійснюється формуванням коректуючих впливів при керуванні напругою живлення машини по осях d і q [1]. Результати досліджень комп'ютерних моделей показали наступне. Налаштування синтезованої системи керування проводиться за допомогою демпфуючих параметрів r_1 та r_2 . Значення параметру r_1 впливає як на статику, так і на динаміку, а параметра r_2 в основному тільки на динаміку. Зростання параметру r_2 призводить до демпфування – затягування перехідного процесу. Зі збільшенням значення параметру r_1 швидкість зменшується. Характер впливу параметру r_1 на динаміку залежить від інерційності системи та параметрів L_d і L_q . У мало-інерційних системах, за умови $L_d=L_q$ зростання параметру r_1 призводить до затягування перехідного процесу, в інших випадках – до форсування перехідного процесу. Порядок параметрів r_1 та r_2 також залежить від інерційності керованої системи. Зі збільшенням інерційності зростає чутливість до їх значень і відповідно зменшується їх порядок. На рисунку наведено результати порівняльних досліджень для другого варіанту розміщення постійних магнітів у роторі з такими оптимальними налаштуваннями систем керування:

- для системи з пасивним керуванням (індекс 1) $r_1 = 5$, $r_2 = -0,13$;
- для СПР (індекс 2) коефіцієнти підсилення та сталі інтегрування ПІ-регуляторів швидкості і струму по осях d і q – $K_{PIII} = 8,33$, $T_{PIII} = 1302$, $K_{PCq} = K_{PCd} = 2,95$, $T_{PCq} = T_{PCd} = 369$.



Порівняння систем керування

- 1 – СПР; 2 – система з пасивним керуванням
а) – $\omega(t)$; б) – $i_d(t)$, $i_q(t)$; в) – енергетичний ККД $\eta_e(t)$

На початку $M_L = 50\text{Н}\cdot\text{м}$, а $\omega_0 = 40$ рад/с, при досягненні часу $t = 0,2$ с відбувається накид навантаження до $M_L = 500\text{Н}\cdot\text{м}$. У момент часу $t = 0,35$ с зменшується сигнал завдання за швидкістю до $\omega_0 = 25$ рад/с (рис. а).

Система пасивного керування має відчутні переваги при роботі на високих швидкостях з двигунами, в яких $L_d \neq L_q$: менші кидки струму (рис. б) та кращі енергетичні показники (рис. в). За умови роботи при низьких швидкостях та при $L_d=L_q$ система поступається у швидкодії та ККД. У порівнянні з класичною СПР синтезована система пасивного керування має дещо нижчу динаміку, а також вищу чутливість до параметричних змін.

Висновки. Показано процедуру синтезу для СМПМ замкненої пасивної системи керування, яка є досить простою для розуміння, розрахунків і фізичної реалізації. Здійснено аналіз взаємовпливів параметрів системи керування і СМПМ. Проведено порівняння даної системи керування з класичною СПР і виявлено ряд переваг та недоліків.

Список використаної літератури

1. Bose B.K. Modern Power Electronics and AC Drives / B.K. Bose. – Prentice-Hall, N.J., 2002. – 711 p.
 2. Ortega R. Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems / R. Ortega, A.J. van der Schaft, G. Escobar, B. Maschke // Automatica. – 2002. – Vol. 38. – Pp. 585-596.
 3. Ortega R. Putting Energy Back in Control / R. Ortega, A. J. van der Schaft, I. Mareels, B. Maschke // IEEE Connt. Syst. Mag. – 2001. – Vol. 21. – No. 2. – Pp. 18-33.
 4. Petrovic V. Interconnection and Damping Assignment Approach to Control of PM Synchronous Motors / V. Petrovic, R. Ortega, A.M. Stankovic // IEEE Connt. Syst. Tech. – 2001. – Vol. 9. – No. 6. – Pp. 811-820.
 5. Zou. Z. Maximum Output Power of PMSM Based on Energy-Shaping and PWM Control Principle / Z. Zou, H. Yu, Y. Tang. – Q.: Qingdao University, 2008. – 5 p.
- Отримано 12.07.2011



Щур Ігор Зенонович,
д.т.н., проф. каф. ел. приводу та
автоматиз. промисл. устан. Нац ун-ту
“Львівська політехніка”,
тел. (032) 258-26-20,
e-mail: i_shchur@yahoo.co.in



Білецький Юрій Олегович, студент
каф. ел. приводу та автоматиз.
промисл. устан. Нац ун-ту “Львівська
політехніка”,
тел. (093) 727-60-36,
e-mail: shadvv00@gmail.com