

СИНТЕЗ СИСТЕМИ ДИСКРЕТНОГО УПРАВЛІННЯ П'ЄЗОЕЛЕКТРИЧНИМ АКТУАТОРОМ

Старостін С.С.

Донецький національний технічний університет

starostin@kita.dgtu.donetsk.ua

The questions of the discrete-time state control for piezoelectric actuator are examined. The synthesis of the state regulator is carried out in view of the developed dynamic model. For optimization is used the method of equivalent transfer functions, which is based on absolute value optimum for cascade control systems. It is shown, that as a result the good transient characteristics for piezoactuator control are achieved.

У галузі електромехатроніки, що розглядає питання електромеханічних систем із силовими напівпровідниковими перетворювачами електроенергії та мікропроцесорними контролерами, в останній час звертається все більше уваги на особливі типи електромеханічних актуаторів – виконавчих елементів, які забезпечують перетворення електричної енергії у механічну. Серед таких актуаторів слід відзначити п'єзоелектричні актуатори, яким притаманна висока швидкодія при реалізації малих переміщень з утворенням відносно великих механічних зусиль. Прикладами використання п'єзоактуаторів є високоточні позиційні електроприводи [1] та системи демпфірування високочастотних механічних коливань [2, 3].

Сьогодні вплив на п'єзоактуатори здійснюється, як правило, за допомогою транзисторних перетворювачів, що функціонують дискретно у часі за принципом широтно-імпульсної модуляції [2, 3], внаслідок чого системи управління є дискретними. Між тим, у відомих випадках синтез систем управління виконується як для неперервних систем, що на практиці дає результати, наближені до очікуваних, тільки при високих частотах функціонування транзисторних перетворювачів. Але є усі підґрунтя синтезувати систему управління з урахуванням дискретності перетворювача, що було метою виконання досліджень, результати яких наведено далі.

Розглянемо структурну схему, що зображено на рис.1. Схема відбиває властивості п'єзоелектричного актуатора (група ланок 2) при представленні актуатора як елемента із зосередженими параметрами при його живленні від джерела струму [1]. На схемі (рис.1) коефіцієнти k_p та k_o характеризують відповідно прямий та зворотний п'єзоелектричні ефекти, параметр C_e відповідає ємності п'єзоелемента, коефіцієнт k_d відбиває внутрішнє демпфірування у п'єзоелементі, а k_x – коефіцієнт пружності. Подовження п'єзоактуатора Δx викликається зусиллям F_e , що виникає при реагуванні п'єзоматеріалу на електричне поле. Зусиллю F_e протидіють внутрішні зусилля п'єзоелемента: пружної деформації F_x та демпфірування F_d , а також зовнішнє зусилля навантаження F_c , обумовлене властивостями механічного об'єкта, який приводиться у дію актуатором. У динаміці подовження п'єзоелемента характеризують: швидкість $v = d(\Delta x)/dt$ та прискорення $a = dv/dt = d^2(\Delta x)/dt^2$. Величина останнього залежить від результуючого динамічного зусилля $F_{дин}$ та зведеної еквівалентної маси m_Σ рухомих частин.

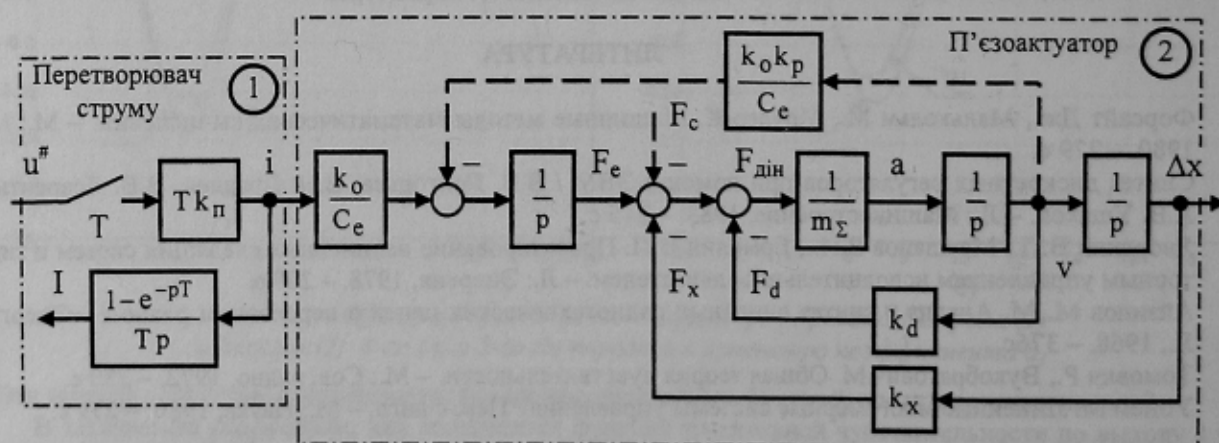


Рисунок 1 - Структурна схема п'єзоактуатора з живленням від дискретно керованого джерела струму

Джерело струму може бути реалізовано як запропоновано у [2]. Дозування струму для керованого впливу на п'єзоактуатор здійснюватиме дискретно діючий транзисторний перетворювач [2], що функціонує за принципом широтно-імпульсної модуляції. У першому наближенні дію такого перетворювача може бути відбито ідеальним імпульсним елементом та ланкою, що враховує коефіцієнти передачі імпульсного елемента та перетворювача струму k_p . Регулювання струму доцільно здійснювати за середнім значенням струму I . Усе відзначене втілено у групі ланок 1 на рис.1.

Для синтезу системи дискретного регулювання необхідно визначити дискретну математичну модель п'єзоактуатора, яка відповідає неперервній моделі, зображеній на рис.1. Це можна зробити, розглядаючи проходження керуючого сигналу $u^{\#}$ до відповідних точок схеми (рис.1) й знаходячи відповідні дискретні передавальні функції так само, як це було запропоновано у [4]. У результаті одержуємо передавальні функції усіх інтегральних ланок у дискретному вигляді

$$\frac{F_e(z)}{I(z)} = \frac{k_0}{C_e} \cdot \frac{Tz}{z-1}; \quad \frac{v(z)}{a(z)} = \frac{b_0}{a_1 z - 1} \cong \frac{T}{z-1}; \quad \frac{\Delta x(z)}{v(z)} = k \cdot \frac{b_1 z + 1}{z-1} \cong \frac{T}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1}, \quad (1)$$

де k_0 – коефіцієнт зворотного п'єзо ефекту;
 C_e – ємність п'єзоактуатора;
 T – період дискретності перетворювача струму;

$$b_0 = \frac{\sin(\beta T) \cdot \cos(\theta_1)}{\beta \cdot \cos(\beta T - \theta_1)} \cong T; \quad a_1 = \frac{\cos(\theta_1)}{\exp(-\alpha T) \cdot \cos(\beta T - \theta_1)} \cong 1; \quad \theta_1 = \arctg\left(\frac{\alpha}{\beta}\right)$$

$$k = \frac{\beta \cdot [\exp(-\alpha T) \cos(\theta_2) - \cos(\beta T - \theta_2)]}{(\alpha^2 + \beta^2) \cdot \sin(\beta T) \cdot \cos(\theta_2)} \cong \frac{T}{2}; \quad b_1 = \frac{\cos(\theta_2) - \exp(-\alpha T) \cdot \cos(\beta T + \theta_2)}{\exp(-\alpha T) \cdot [\exp(-\alpha T) \cdot \cos(\theta_2) - \cos(\beta T - \theta_2)]} \cong 1;$$

$$\theta_2 = \arctg\left(\frac{-\alpha}{\beta}\right); \quad \alpha = \frac{k_d}{2m_{\Sigma}}; \quad \beta = \frac{\sqrt{4k_x m_{\Sigma} - k_d^2}}{2m_{\Sigma}}$$

k_x – коефіцієнт пружності п'єзоактуатора;
 k_d – коефіцієнт демпфювання п'єзоактуатора;
 m_{Σ} – зведена еквівалентна маса рухомих частин.

Спрощення виразів для передавальних функцій (1) зроблено з урахуванням типових параметрів промислових п'єзоактуаторів [5]. При цьому похибка становить 1-2%.

На підставі передавальних функцій (1) і, враховуючи, що передавальні функції пропорційних ланок не змінюються, представимо п'єзоактуатор у дискретному вигляді, відбитому на рис.2.

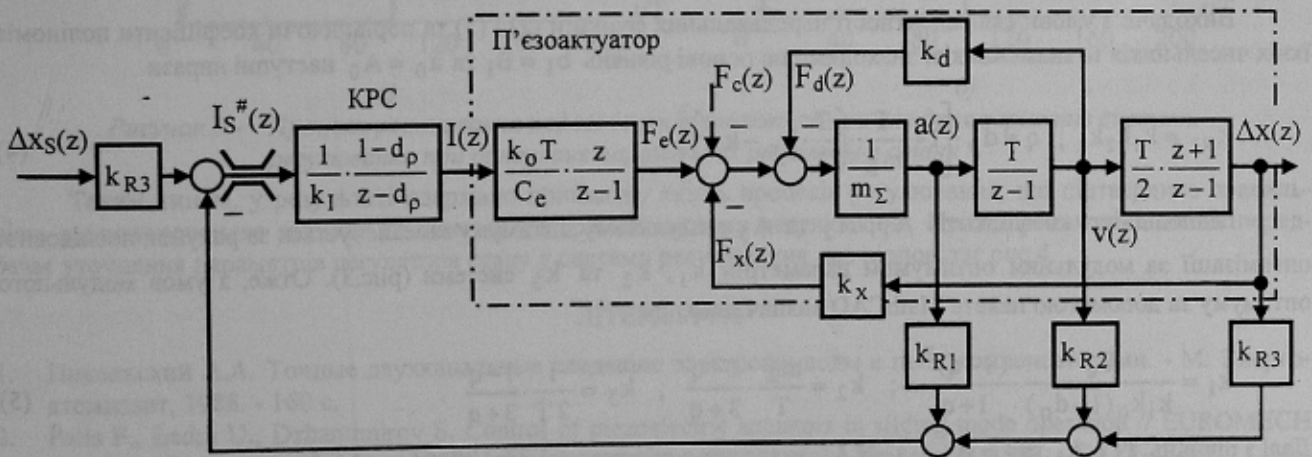


Рисунок 2 - Структурна схема регулювання стану п'єзоактуатора

Синтез системи дискретного регулювання здійснюємо, звертаючи увагу на те, що п'єзоелементи уявляють із себе суттєво коливальні структури з дуже повільним згасанням коливальних процесів. Відомо, що у такому випадку є ефективним використання регулятора стану, який утворюють пропорційні ланки з коефіцієнтами k_{R1} , k_{R2} та k_{R3} , що формують сигнал зворотного зв'язку у функції відповідно прискорення a , швидкості v та подовження Δx актуатора (див. рис.2). З урахуванням завдання на подовження Δx_s та сигналу зворотного зв'язку розраховується цифрове завдання на величину середнього струму перетворювача $I_S^{\#}$. Це завдання відпрацьовується контуром регулювання струму КРС, до складу якого входить дискретний перетворювач струму. Контур регулювання струму розглянуто як дискретну аперіодичну ланку зі сталою часу T_p , яка визначає параметр ланки $d_p = \exp(-T/T_p)$. Коефіцієнт k_I характеризує зворотний зв'язок у КРС за середнім значенням струму.

Коефіцієнти регулятора стану знаходимо за методом еквівалентних передавальних функцій, який було запропоновано в [6]. Для цього за допомогою програмного пакета MathCAD визначаємо передавальну функцію системи регулювання стану п'єзоактуатора (рис.2)

$$K_{\Delta x}(z) = \frac{\Delta x(z)}{\Delta x_s(z)} = \frac{b_2 z^2 + b_1 z}{z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0}, \quad (2)$$

$$\text{де } b_1 = b_2 = \frac{k_{R3} k_i k_o T^2 (1-d_p)}{2 C_e m_{\Sigma}}; \quad a_0 = d_p \cdot \left[1 + \frac{T}{m_{\Sigma}} \cdot \left(\frac{T}{2} \cdot k_x - k_d \right) \right]; \quad a_1 = f \{ k_{R1}, k_{R2}, k_{R3} \};$$

$$a_2 = f \{ k_{R1}, k_{R2}, k_{R3} \}; \quad a_3 = f \{ k_{R1} \}.$$

У передавальній функції (2) коефіцієнти a_1 , a_2 та a_3 характеристичного полінома знаходяться у функціональних залежностях $f \{ \}$ від коефіцієнтів регулятора стану. Шляхом вибору відповідних коефіцієнтів регулятора можуть бути визначені динамічні властивості регулювання. Для цього розглянемо систему підпорядкованого регулювання (рис.3) [6], яка має передавальну функцію, аналогічну передавальній функції (2).

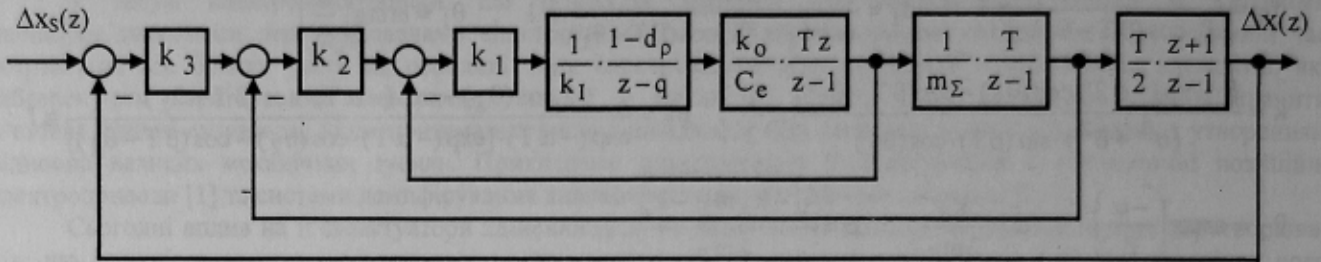


Рисунок 3 - Структурна схема системи підпорядкованого регулювання

Передавальна функція системи підпорядкованого регулювання (рис.3) дорівнює

$$K_q(z) = \frac{\Delta x(z)}{\Delta x_s(z)} = \frac{B_2 z^2 + B_1 z}{z^4 + A_3 z^3 + A_2 z^2 + A_1 z + A_0}, \quad (3)$$

$$\text{де } B_1 = B_2 = \frac{k_1 k_2 k_3 k_i k_o T^2 (1-d_p)}{2 C_e m_{\Sigma}}; \quad A_0 = q; \quad A_1 = f \{ k_1, k_2, k_3, q \}; \quad A_2 = f \{ k_1, k_2, k_3, q \}; \quad A_3 = f \{ k_1, q \}.$$

Виходячи з умов еквівалентності передавальних функцій (2) і (3) та порівнюючи коефіцієнти поліномів їхніх чисельників та знаменників, знаходимо на основі рівнянь $b_1 = B_1$ та $a_0 = A_0$ наступні вирази

$$k_{R3} = k_1 k_2 k_3; \quad q = d_p \cdot \left[1 + \frac{T}{m_{\Sigma}} \cdot \left(\frac{T}{2} \cdot k_x - k_d \right) \right]. \quad (4)$$

Відповідність коефіцієнтів A_1 , A_2 та A_3 модульному оптимуму забезпечується за рахунок послідовної оптимізації за модульним оптимумом параметрів k_1 , k_2 та k_3 системи (рис.3). Отже, з умов модульного оптимуму за допомогою пакета MathCAD визначаємо, що

$$k_1 = \frac{C_e}{k_i k_o (1-d_p)} \cdot \frac{(1-q)^2}{1+q}; \quad k_2 = \frac{m_{\Sigma}}{T} \cdot \frac{1-q}{3+q}; \quad k_3 = \frac{1}{2T} \cdot \frac{1-q}{3+q}. \quad (5)$$

Далі з рівнянь $a_1 = A_1$, $a_2 = A_2$ і $a_3 = A_3$ знаходимо оптимальні коефіцієнти регулятора стану (див. рис.2):

$$k_{R1} = k_1 m_{\Sigma} - \frac{C_e T}{k_i k_o} \cdot \left(k_d + k_x \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{1+d_p}{1-d_p} \right); \quad k_{R2} = k_1 k_2 - \frac{C_e T}{k_i k_o}; \quad k_{R3} = k_1 k_2 k_3. \quad (6)$$

Слід відзначити, що вираз для коефіцієнта k_{R3} одержуємо такий самий як й у випадку (4).

При таких коефіцієнтах регулятора стану процес регулювання у системі зі структурною схемою, зображеною на рис.2, характеризує рис.5,а з точки зору реакції системи як на стрибок завдання Δx_s , так і на стрибок сили зовнішнього навантаження F_c .

Практична реалізація системи управління п'єзоактуатором у вигляді структури, наведеної на рис.2, потребує інформації щодо швидкості та прискорення при змінюванні подовження актуатора. Найпростіше таку інформацію одержати за допомогою розрахунку першої та другої зворотних різниць, що у z-формі має вигляд

$$v(z) \equiv \frac{\nabla[\Delta x(z)]}{T} = \frac{(1-z^{-1})}{T} \cdot \Delta x(z) = \frac{z-1}{Tz} \cdot \Delta x(z); \quad a(z) \equiv \frac{\nabla^2[\Delta x(z)]}{T^2} = \frac{(1-z^{-1})^2}{T^2} \cdot \Delta x(z) = \frac{(z-1)^2}{T^2 z^2} \cdot \Delta x(z). \quad (7)$$

У результаті модифікованої системи регулювання, що є придатною для реалізації на практиці, відповідає рис.4.

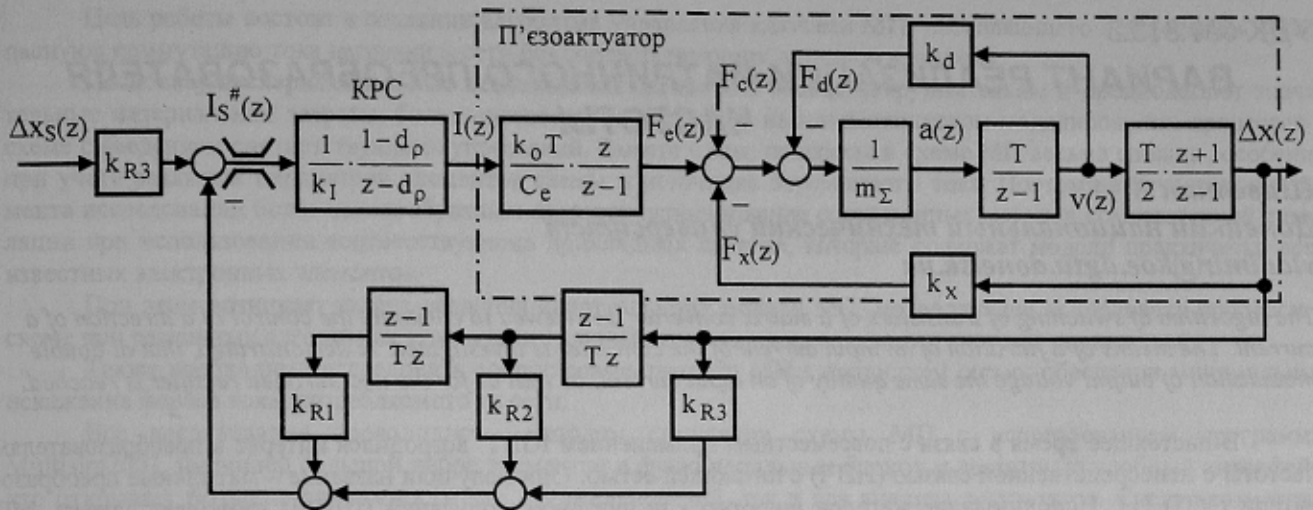


Рисунок 4 - Структурна схема реалізації регулювання подовження п'єзоактуатора

Система (рис.4) має динамічні властивості, які характеризує рис.5,б. Порівняння рис.5,а та 5,б дозволяє зробити висновок, що динаміка регулювання у другому випадку декілька знижується.

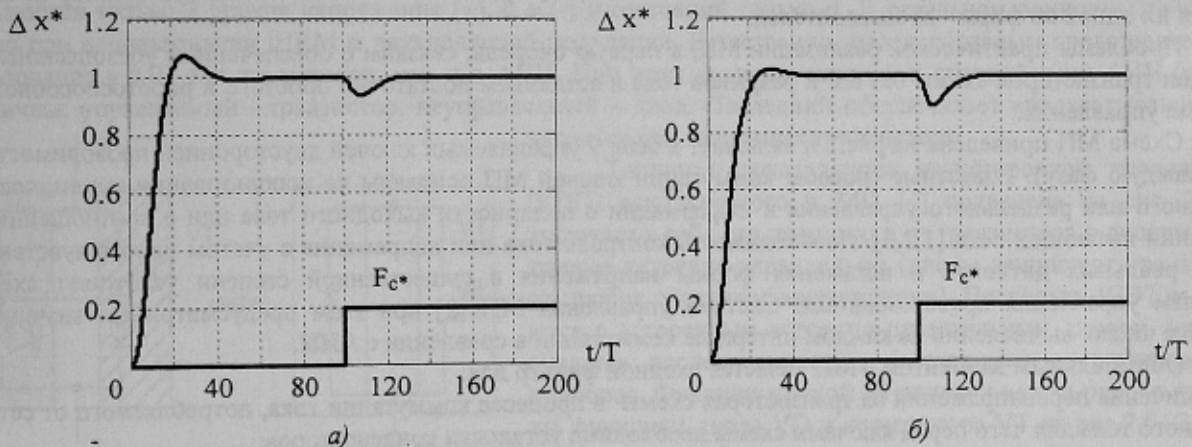


Рисунок 5 - Процеси регулювання подовження п'єзоактуатора для двох варіантів системи регулювання при однакових параметрах регулятора стану

Таким чином, у результаті одержано прийнятну якість процесів регулювання, що підтвердило правильність запропонованого підходу до синтезу дискретної системи регулювання. Продовження досліджень передбачає уточнення параметрів регулятора стану у системи регулювання, що відповідає рис.4.

ЛІТЕРАТУРА

1. Никольский А.А. Точные двухканальные следящие электроприводы с пьезокомпенсаторами. - М: Энергоатомиздат, 1988. - 160 с.
2. Palis F., Ladra U., Dzhantimirov S. Control of piezoelectric actuators in sliding mode operation // EUROMECH 373 (Magdeburg, 11.-13. März, 1998). - Magdeburg: Otto-von-Guericke-Universität, 1998. - S.117 - 125.
3. Palis F., Ladra U. Vibrationsdämpfung mit Hilfe stromgesteuerter Piezoaktoren // Fachtagung "Leistungselektronik und intelligente Bewegungssteuerungen". - Magdeburg: Otto-von-Guericke-Universität, 1999. - S.125 - 130.
4. Старостін С.С. Фазі-ідентифікація параметрів електропривода з пружними зв'язками // Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика: Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут", тем.випуск № 10. - Харків: НТУ ХПІ, 2003. - С.271 - 275.
5. Technischer Einsatz neuer Aktoren / Daniel J.Jendritza (federführender Autor). - Renningen-Malmsheim: Expert-Verlag, 1995. - 490 с.
6. Старостин С.С. Дискретная динамическая модель и регулирование состояния электромеханической системы с упругими связями // 36.наук.праць Донецького державного технічного університету. Вип. 41. Сер. Електротехніка і енергетика. - Донецьк: ДонДТУ, 2002. - С.164 - 167.

Надано до редакції:
Рекомендовано до друку:

14.10.2003
д.т.н., проф. Коцегуб П.Х.