

應用於壓電致動器之單純位置回授 適應性步階迴歸控制器

黃柏凱 謝欣然 林法正

國立東華大學 電機工程學系
花蓮縣壽豐鄉志學村大學路二段一號
TEL: 03-8634061 FAX: 03-8634060

摘要：本文設計一單純位置回授之適應性步階迴歸控制器以控制壓電致動器達成微定位控制。首先將利用磁滯摩擦力模型建立一完整之壓電致動器動態模型，其中之總集不確定項包含壓電致動器之磁滯現象、外力干擾及參數變化。為了克服磁滯現象造成之非線性以達到良好之追隨響應，將設計一動態濾波器以補償磁滯現象所造成之非線性，並取代總集不確定項中不可量測的狀態，而達到單純位置回授。然後根據系統動態模型並配合動態濾波器發展一適應性步階迴歸位置控制器，用以估測系統動態模型中之總集不確定項，使系統在磁滯現象、外力干擾及參數變化等不確定項之影響下仍具強健性。最後將利用週期性參考軌跡實測以驗證上述控制器之性能。

關鍵字： 壓電致動器、適應性步階迴歸位置控制器、磁滯摩擦力模型、動態濾波器、總集不確定項

簡 介

近年來，由於壓電致動器擁有奈米級移動精度、高保持轉矩及快速響應等優點，所以廣泛應用於需高精密度位移之工業應用上。但是壓電致動器之材質多為陶瓷鐵心所以會有磁滯現象產生，也因此造成壓電致動器在開迴路控制下系統不穩定及位移不精確[1,2]，且壓電致動器之磁滯現象通常未知且其系統動態模型難以建立[1-8]，因此增加了壓電致動器微定位控制之困難度[3,4]。

壓電致動器動態模型之建立已在文獻[5-8]中提出。然而，文獻[5-8]中所提出之動態模型大多基於機械理論而推導出一連串複雜之數學公式，這些複雜之數學公式將增加系統求解與實際上應用之困難，所以本文利用Preisach model表示磁滯效應所造成之磁滯現象以建立一具有磁滯摩擦力之系統動態模型[4,9-12]，進而達到壓電致動器的完整數學建模，以利壓電控制系統上的分析、研究以及應用設計。再者，發展一適應控制器以調整適應性參數與未知之磁滯現象[13]。為了達到高性能之壓電致動器微定位控制，一般方法多為補償磁滯效應所造成之非線性[14-22]。在文獻[17-22]中則利用觀測器對系統動態與磁滯現象做估測補償。本文則利用動態濾波器補償非線性磁滯效應，以取代總集不確定項中不可量測的狀態，並結合上述之適應控制器以達到在磁滯現象、外力干擾及參數變化等不確定項之影響下仍具強健性，進而發展一高性能壓電致動器微定位控制系統。

本文主要分為六個部分依序介紹。第一部分為簡介；第二部分將介紹基於磁滯摩擦力之壓電致動器動態模型推導；第三部分介紹補償磁滯現象之動態濾波器設計方法與其收斂；第四部分將設計適應性步階迴歸控制器以發展具強健性之壓電致動器微定位控制系統，並利用Lyapunov證明系統之穩定性；第五部分由PC-based之實測系統驗證上述控制器之性能；第六部分將做一結論。

壓電致動器之磁滯摩擦力動態模型

磁滯現象的摩擦力模型，如下所示[16]：

$$\frac{d\bar{z}}{dt} = \frac{|\dot{x}|}{h(\dot{x})} \bar{z} \quad (1)$$

$$F_H = \sigma_0 \bar{z} + \sigma_1 \frac{d\bar{z}}{dt} + \sigma_2 \dot{x} \quad (2)$$

其中 F_H 為磁滯摩擦力；狀態變數 $\bar{z}$ 為接觸力的平均偏移量； $\dot{x}$ 為兩接觸面的相對速度； σ_0 ， σ_1 ， σ_2 為一般未知且難以驗證的正參數，其分別代表材料的剛性、阻尼、黏滯摩擦係數，而方程式 $h(\dot{x})$ 為 Stribeck effect curve 其表示如下：

$$\sigma_0 h(\dot{x}) = f_c + (f_s - f_c) e^{-\left(\frac{|\dot{x}|}{\dot{x}_s}\right)^2} \quad (3)$$

其中 f_c 為庫倫摩擦力； f_s 為 Stribeck 效應摩擦力(靜摩擦力)； $\dot{x}_s$ 為 Stribeck 等效速度。當內部摩擦狀態變數 $\bar{z}$ 是有界的，因此其穩態 $\bar{z}_s$ 也是有界的，由此可知 $h(\dot{x})$ 亦為有界的。由[16,18,19]利用分析、模擬與實作證明(1)-(3)式可代表磁滯摩擦力模型。再把(1)式代入(2)式，則磁滯摩擦力模型可改寫成：

$$F_H = \sigma_0 \bar{z} - \sigma_1 \frac{1}{h(\dot{x})} \bar{z} |\dot{x}| + (\sigma_1 + \sigma_2) \dot{x} \quad (4)$$

同樣的，將此磁滯摩擦力模型套用在壓電致動器上[16,18,19]，亦能完整的描述壓電致動器的一維運動，方程式如下所示：

$$m \ddot{x} + F_H + F_L = K_E u \quad (5)$$

其中 m 表示壓電致動器的質量； x 表示壓電致動器動子的位移量； $\ddot{x}$ 為 x 對時間的二次微分； K_E 表示壓電致動器機電轉換係數； u 為輸入壓電致動器的電壓值； F_H 為壓電致動器的磁滯摩擦力； F_L 為外力干擾。

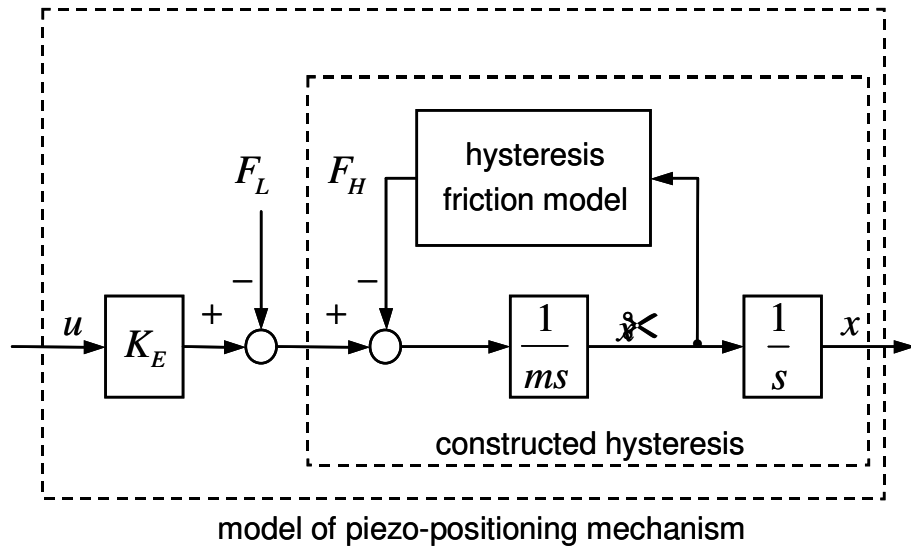
從(5)式中可知，我們能將壓電致動器的磁滯現象與系統動態分開討論，這表示非線性磁滯摩擦現象可以被模型化。把(4)式帶入(5)式中，重新整理可得：

$$\ddot{x} + \frac{K_E}{m} u - \frac{1}{m} \left[(\sigma_0 \bar{z} + F_L) - \sigma_1 \frac{1}{h(\dot{x})} \bar{z} |\dot{x}| + (\sigma_1 + \sigma_2) \dot{x} \right] = 0 \quad (6)$$

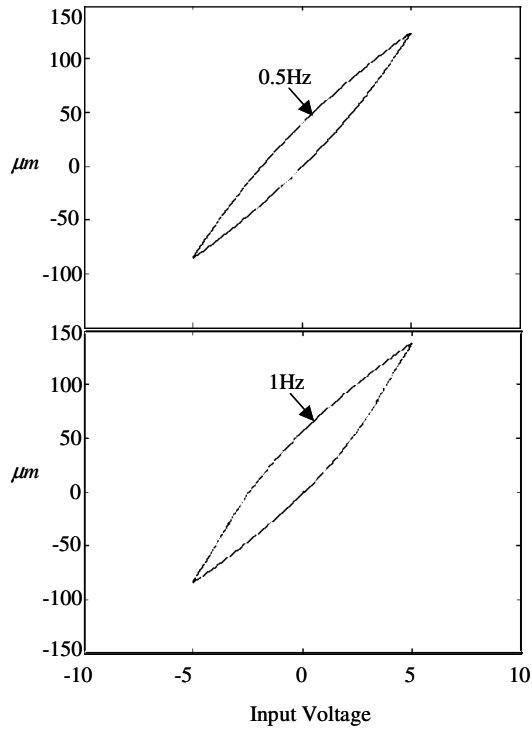
此外，定義狀態變數 $x = x_1$ ， $\dot{x} = x_2$ ，則系統動態方程式(6)可改寫成：

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \bar{K}_E u - \frac{1}{m} \left[(\sigma_0 \bar{z} + F_L) - \sigma_1 \frac{1}{h(x_2)} \bar{z} |x_2| + (\sigma_1 + \sigma_2) x_2 \right]\end{aligned}\quad (7)$$

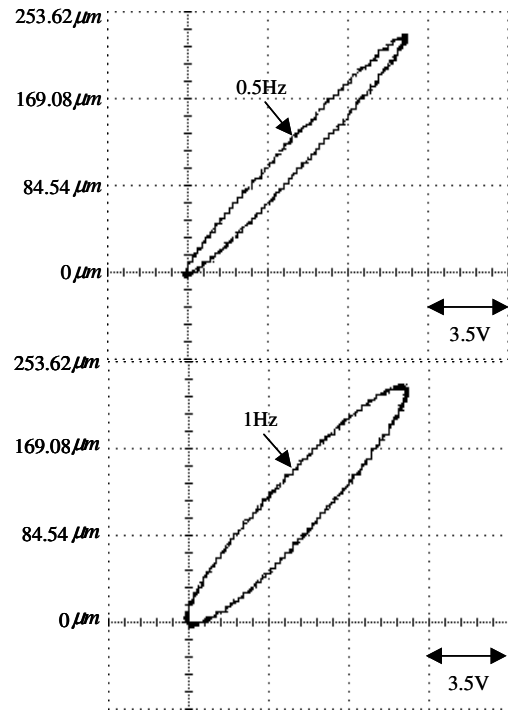
其中 $\bar{K}_E = \frac{K_E}{m}$ 。由完整之系統磁滯摩擦力動態模型(7)中可明顯的看出磁滯現象使壓電致動器為一非線性系統。圖一為壓電致動器之磁滯摩擦力動態模型。為了證明磁滯摩擦力模型(7)的可行性，將以 Matlab 模擬並設定模型中的參數為[22]： $\sigma_0 = 10^5 \text{ N/m}$ ， $\sigma_1 = \sqrt{10^5} \text{ Ns/m}$ ， $\sigma_2 = 0.4 \text{ Ns/m}$ ， $f_c = 1 \text{ N}$ ， $f_s = 1.5 \text{ N}$ ， $x_s = 0.001 \text{ m/s}$ ， $m = 1 \text{ Kg}$ ， $K_E = 1 \text{ N/V}$ ，其結果如圖二所示。實測方面則利用振幅 5V，頻率 1Hz、0.5Hz 的正弦波訊號輸入壓電致動器，如圖三所示為實測結果。從圖二及圖三可知，藉由調整(7)式中的參數可模型化出各種條件下壓電致動器的磁滯效應。



圖一 壓電致動器之磁滯摩擦力動態模型



圖二 磁滯摩擦力動態模型模擬結果



圖三 磁滯摩擦力動態模型實測結果

動態濾波器之設計

為了達到壓電致動器微定位控制系統之良好追隨響應，一般的方法是補償磁滯現象所造成的非線性。由(7)式，我們假設內部狀態 $\bar{z}$ 與方程式 $h(x_2)$ 為有界且片段連續，外力干擾 F_L 為有上限邊界。因此，由(7)式與上述的假設，壓電致動器的磁滯摩擦力動態模型可改寫為：

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}_1 &= x_2 \\ \dot{\bar{x}}_2 &= \bar{K}_E u - f_m(\bar{z}, x_2) \end{aligned} \quad (8)$$

其中 $\bar{K}_E$ 為 K_E 的標準情況值； $f_m(\bar{z}, x_2)$ 為總集不確定項，其中包含磁滯非線性、外力干擾與參數變化，定義為：

$$f_m(\bar{z}, x_2) = \frac{1}{m} \left[(\sigma_0 \bar{z} + F_L) - \sigma_1 \frac{1}{h(x_2)} \bar{z} |x_2| + (\sigma_1 + \sigma_2) x_2 \right] + \Delta K_E u \quad (9)$$

其中 ΔK_E 表示 $\bar{K}_E$ 的誤差量。此外，(8)式可表示成狀態方程式的形式：

$$\dot{\bar{x}} = A\bar{x} + Bu + H \quad (10)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{K}_E \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} 0 \\ -f_m(\bar{z}, x_2) \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

然而，(9)式的驗證卻有困難，因：(1)內部狀態 $\bar{z}$ 是不可量測的；(2)誤差量 ΔK_E 為不確定項；(3)用來描述 $h(x_2)$ 的參數非常難驗證。因此，提出動態濾波器之設計，以解決上述之問題與設計一基於磁滯摩擦力動態模型之全系統狀態回授控制器。

首先利用二個動態濾波器來重新建構壓電致動器之狀態方程式。二個動態濾波器之狀態表示為 $w_1 = [w_{11} \ w_{12}]^T$ 和 $w_2 = [w_{21} \ w_{22}]^T$ ，其中 $w_1 + w_2 f_m$ 為估測項。因此，重建的狀態方程式可表示成[23]：

$$x = w_1 + w_2 f_m + \varepsilon \quad (11)$$

其中 $\varepsilon = [\varepsilon_1 \ \varepsilon_2]^T$ 為估測誤差。(11)式中可知，如果誤差項 ε 漸漸地收斂至零，則控制系統的估測量可等效於 $w_1 + w_2 f_m$ 。因此，為了確保誤差收斂，我們把設計的動態濾波器表示成：

$$\begin{bmatrix} \dot{w}_{11} \\ \dot{w}_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & 1 \\ -a_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{11} \\ w_{12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{K}_E \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} x_1 \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{w}_{21} \\ \dot{w}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & 1 \\ -a_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{21} \\ w_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中 a_1 與 a_2 為正常數。此外，(12)、(13)式可改寫成：

$$\begin{aligned} \dot{w}_1 &= A_f w_1 + Bu + Gx_1 \\ \dot{w}_2 &= A_f w_2 + D \end{aligned} \quad (14)$$

其中

$$A_f = \begin{bmatrix} -a_1 & 1 \\ -a_2 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{K}_E \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix}, \quad G = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

定理 1：如果(14)式符合下列條件，則(11)式中之誤差項 ε 會漸近收斂至零：

(1) A_f 為 Hurwitz；(2) 濾波器(14)的響應要比受控系統(10)的響應快，而且(10)式中之控制狀態 $f_m(\bar{z}, x_2)$ 在濾波器的暫態響應期間片段連續。

證明：(11)式可重新整理成：

$$\mathcal{E} = x - w_1 - w_2 f_m \quad (15)$$

將(15)式對時間微分可得：

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{E}} &= \dot{x} - \dot{w}_1 - \dot{w}_2 f_m \\ &= Ax + Bu + H - A_f w_1 - Bu - Gx_1 - A_f w_2 f_m - Df_m \\ &= A_f x + Df_m + (A - A_f)x - A_f w_1 - Gx_1 - A_f w_2 f_m - Df_m \\ &= A_f x - A_f w_1 - A_f w_2 f_m \\ &= A_f (x - w_1 - w_2 f_m) \\ &= A_f \mathcal{E} \end{aligned} \quad (16)$$

從(16)式可明顯看出當 A_f 為 Hurwitz，則誤差 $\mathcal{E}$ 會漸近收斂至零。因此，不可量測的狀態 x_2 可藉由動態濾波器所重建的狀態取代，並以此設計狀態回授控制器。

適應性步階迴歸控制系統

為了發展良好響應的壓電致動器微定位控制系統，軌跡之追隨誤差可定義為：

$$z_1 = x_1 - x_m \quad (17)$$

其中 x_m 為參考位移量，將(17)式對時間微分可得：

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_m = x_2 - \dot{x}_m \quad (18)$$

因為只有 x_1 可被量測，而 x_2 無法直接從控制回授中得到，因此提出只需位置訊號 x_1 之適應控制器可保證追隨參考位移 x_m 與所有狀態保持有界。因此，由(11)式可得：

$$x_2 = w_{12} + w_{22} f_m + \mathcal{E}_2 \quad (19)$$

將(19)式代入(18)式，則：

$$\dot{z}_1 = w_{12} + w_{22} f_m - \dot{x}_m + \mathcal{E}_2 \quad (20)$$

觀察(20)式與(12)-(14)式，只有 w_{12} 包含控制力 u 。因此，另一個誤差狀態變數可表示為：

$$z_2 = w_{12} - \alpha_1 - \dot{x}_m \quad (21)$$

其中 α_1 為穩定函數。此外，將(21)式代入(20)式，則可得：

$$\dot{z}_1 = z_2 + \alpha_1 + w_{22} f_m + \mathcal{E}_2 \quad (22)$$

因此，適應性步階迴歸控制器可由(22)式延伸發展如下：(22)式中之穩定函數 α_1 被設計來確保 z_1 漸近穩定[24]。因此可選擇穩定函數 α_1 為：

$$\alpha_1 = -k_1 z_1 - d_1 z_1 - w_{22} \hat{f}_{m1} \quad (23)$$

其中 k_1 與 d_1 為正常數， $\hat{f}_{m1}$ 為 f_m 的估測值。此外，適應性法則表示成：

$$\dot{\hat{f}}_{m1} = \beta_1 z_1 w_{22} \quad (24)$$

其中 β_1 為適應增益值。將(23)式代入(22)式可得：

$$\dot{\varepsilon}_1 = -k_1 z_1 + z_2 - d_1 z_1 + w_{22} (f_m - \hat{f}_{m1}) + \varepsilon_2 \quad (25)$$

考慮(15)式的動態誤差，第一個 Lyapunov 函數的選擇如下：

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2\beta_1} (f_m - \hat{f}_{m1})^2 + \frac{1}{d_1} \varepsilon^T P \varepsilon \quad (26)$$

其中 β_1 的定義與(24)式相同，且 P 為正矩陣滿足 $PA_f + A_f^T P = -I$ 。將(26)式對時間微分，再加上適應性法則(24)可得方程式：

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 - \frac{1}{\beta_1} (f_m - \hat{f}_{m1}) \dot{\hat{f}}_{m1} + \frac{1}{d_1} \frac{d}{dt} (\varepsilon^T P \varepsilon) \\ &= z_1 z_2 - k_1 z_1^2 - d_1 z_1^2 + (f_m - \hat{f}_{m1}) \left(z_1 w_{22} - \frac{1}{\beta_1} \dot{\hat{f}}_{m1} \right) + z_1 \varepsilon_2 - \frac{1}{d_1} \varepsilon^T \varepsilon \\ &= z_1 z_2 - k_1 z_1^2 - d_1 \left(z_1 - \frac{1}{2d_1} \varepsilon_2 \right)^2 + \frac{1}{4d_1} \varepsilon_2^2 - \frac{1}{d_1} (\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2) \\ &\leq z_1 z_2 - k_1 z_1^2 - \frac{3}{4d_1} \varepsilon^T \varepsilon \end{aligned} \quad (27)$$

從(27)式可知，如果能夠利用設計之控制法則來消除 $z_1 z_2$ ，即可讓(27)式漸近穩定。

此外，(21)式微分後再將(12)、(20)、(23)、(24)式代入可得：

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_2 &= \dot{w}_{12} - \dot{a}_1 x_1 - \dot{x}_m \\ &= \bar{K}_E u + a_2 (x_1 - w_{11}) + (k_1 + d_1) (w_{12} + w_{22} f_m + \varepsilon_2) - (a_2 w_{21} + 1) \hat{f}_{m1} \\ &\quad + \beta_1 z_1 w_{22}^2 - (k_1 + d_1) \hat{f}_{m1} - \dot{x}_m \end{aligned} \quad (28)$$

因為(28)式具有未知函數 f_m ，故在控制器中加入一個新的估測值 $\hat{f}_{m2}$ 與非線性阻尼：

$$\begin{aligned} u &= \frac{1}{\bar{K}_E} \left[-k_2 z_2 - z_1 - d_2 (k_1 + d_1)^2 z_2 - a_2 (x_1 - w_{11}) - (k_1 + d_1) (w_{12} + w_{22} \hat{f}_{m2}) \right. \\ &\quad \left. + (a_2 w_{21} + 1) \hat{f}_{m1} - \beta_1 z_1 w_{22}^2 + (k_1 + d_1) \hat{f}_{m1} - \dot{x}_m \right] \end{aligned} \quad (29)$$

將(29)式代入(28)式可重寫如下：

$$\dot{z}_2 = -k_2 z_2 - z_1 + (k_1 + d_1)w_{22}(f_m - \hat{f}_{m2}) - d_2(k_1 + d_1)^2 + (k_1 + d_1)\varepsilon_2 \quad (30)$$

此外，適應性法則為：

$$\dot{\hat{f}}_{m2} = \beta_2(k_1 + d_1)w_{22}z_2 \quad (31)$$

其中 β_2 為適應增益值。因此，將(24)、(31)式的適應性法則套入(29)式，則 z_1 、 z_2 與 ε 會漸近穩定收斂為零，且 $\hat{f}_{m1}$ 與 $\hat{f}_{m2}$ 也是有界。

定理 2：(25)、(28)式所表示的二階控制系統，當控制力(29)式加入適應性法則(24)、(31)式，則追隨誤差 z_1 與 z_2 漸近穩定，且 $\hat{f}_{m1}$ 與 $\hat{f}_{m2}$ 最終為有界。

證明：基於(27)式的微分，第二個 Lyapunov 函數的選擇如下：

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}z_2^2 + \frac{1}{2\beta_2}(f_m - \hat{f}_{m2})^2 + \frac{1}{d_2}\varepsilon^T P \varepsilon \quad (32)$$

再將(24)、(27)與(30)式代入(32)式的微分可得：

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 - \frac{1}{\beta_2}(f_m - \hat{f}_{m2})\dot{\hat{f}}_{m2} - \frac{1}{d_2}\varepsilon^T \varepsilon \\ &\leq -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_2(k_1 + d_1)w_{22}(f_m - \hat{f}_{m2}) - \frac{1}{\beta_2}(f_m - \hat{f}_{m2})\dot{\hat{f}}_{m2} \\ &\quad - d_2(k_1 + d_1)^2 z_2^2 + (k_1 + d_1)z_2 \varepsilon_2 - \frac{1}{d_2}\varepsilon^T \varepsilon - \frac{3}{4d_1}\varepsilon^T \varepsilon \\ &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + (f_m - \hat{f}_{m2}) \left[(k_1 + d_1)z_2 w_{22} - \frac{1}{\beta_2} \dot{\hat{f}}_{m2} \right] \\ &\quad - d_2 \left[(k_1 + d_1)z_2 - \frac{1}{2d_2} \varepsilon_2 \right]^2 + \frac{1}{4d_2} \varepsilon_2^2 - \frac{1}{d_2} \varepsilon^T \varepsilon - \frac{3}{4d_1} \varepsilon^T \varepsilon \\ &\leq -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - \left(\frac{3}{4d_1} + \frac{3}{4d_2} \right) (\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2) \leq 0 \end{aligned} \quad (33)$$

由(33)式可知 $\dot{V}_2$ 滿足負半定條件。

定義一函數

$$W(t) = k_1 z_1^2 + k_2 z_2^2 + \left(\frac{3}{4d_1} + \frac{3}{4d_2} \right) (\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2) \leq -\dot{V}_2 \quad (34)$$

則

$$\int_0^t W(\tau) d\tau \leq V_2(z_1(0), z_2(0), \varepsilon(0), \hat{f}_{m1}(0), \hat{f}_{m2}(0)) - V_2(z_1(t), z_2(t), \varepsilon(t), \hat{f}_{m1}(t), \hat{f}_{m2}(t)) \quad (35)$$

當 $V_2(z_1(0), z_2(0), \varepsilon(0), \hat{f}_{m1}(0), \hat{f}_{m2}(0))$ 有界， $V_2(z_1(\infty), z_2(\infty), \varepsilon(\infty), \hat{f}_{m1}(\infty), \hat{f}_{m2}(\infty))$ 為非遞增且有界，則可得到：

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t W(\tau) d\tau < \infty \quad (36)$$

加上 $W(t)$ 也是有界函數，因此 $W(t)$ 為均勻連續。再根據 Barbalat lemma[25]即可推導出

$$\lim_{t \rightarrow \infty} W(t) = 0 \quad (37)$$

亦即當 $t \rightarrow \infty$ 時， z_1 、 z_2 與 ε 會漸近穩定收斂為零，且 $\hat{f}_{m1}$ 與 $\hat{f}_{m2}$ 也是有界的。

根據上述的結果，我們可以發現結合動態濾波器(14)與適應性法則(24)、(31)的單純位置回授之適應性步階迴歸控制器，不論在磁滯現象、外力干擾及參數變化下均能漸近穩定。

實測結果

為了驗證上述控制器之性能，實驗架構將在PC上以Turbo C程式語言撰寫控制法則，以完成PC-based之壓電致動器控制系統，如圖四(a)所示為壓電致動器外觀圖、圖四(b)所示為PC-based之壓電致動器控制系統架構圖。本文所使用之壓電致動器與驅動器皆為德國Piezosystem Jena公司所生產，其中壓電致動器之型號為PX300 CAP，並包含電容式位移感測器，壓電驅動器包含電源模組(ENT 40/20)與放大模組(ENV 40 CAP)。壓電致動器之主要規格如下所示：

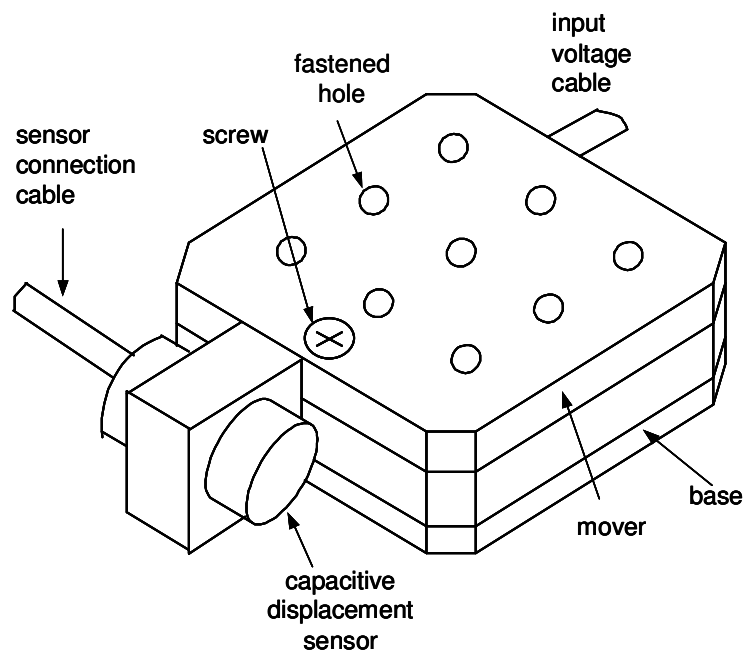
最大位移量：	240 μm
最大負載量：	10N
最大輸入電壓：	150V
解析度：	1nm
共振頻率：	170Hz
等效電容值：	2300nF
位移感測器輸出電壓範圍：	0~10V

由圖四(b)中可看出PC中包含一AD/DA伺服控制介面卡，D/A為16-bits的解析度，電壓輸出範圍為-10~+10V，其負責PC運算後之控制電壓輸出至壓電驅動器之放大模組，放大倍率為10，用以驅動並控制壓電致動器。A/D為12-bits的解析度，電壓輸出範圍為-5~+5V，負責將位移訊號回

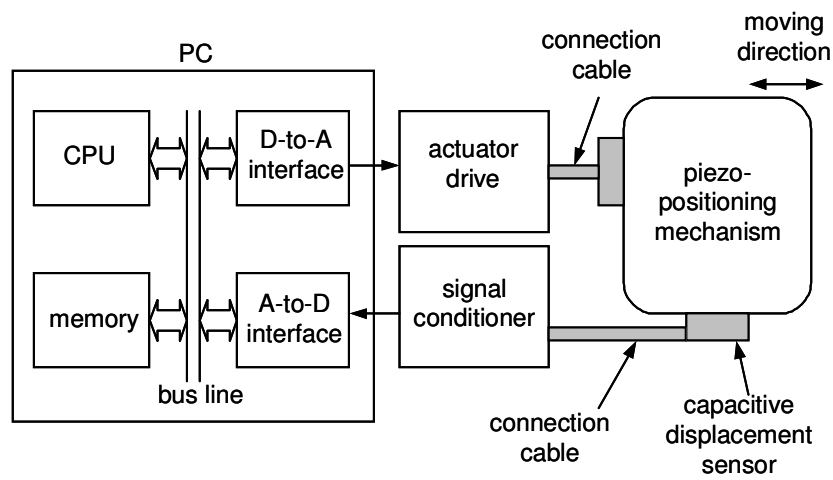
授至PC中運算。在位移感測方面，藉由電容式位移感測器感測位移量，其感測後之輸出電壓範圍為0~10V，相對應之位移量為0~240 μm 。

除了本文所提出之適應性步階迴歸控制器，在實驗中並利用一傳統比例積分控制器以比較其控制性能，其控制系統架構圖分別如圖五所示，圖五(a)為比例積分控制器系統架構圖、圖五(b)為適應性步階迴歸控制器系統架構圖。其實驗之參數值分別為：比例積分控制器 $k_p=2.5$ ； $k_i=20$ 與適應性步階迴歸控制器 $a_1=0.5$ ； $a_2=3000$ ； $k_1=20$ ； $k_2=100$ ； $d_1=6$ ； $d_2=1$ ； $\beta_1=60$ ； $\beta_2=1$ ； $\bar{K}_E=1500$ 。

為了測試比較比例積分控制器與適應性步階迴歸控制器於壓電致動器微定位控制之性能，將分別給予位移量50 μm 與10 μm 及頻率0.5Hz與1Hz之週期性方波命令，其結果如圖六為比例積分控制器之實測結果、圖七為適應性步階迴歸控制器之實測結果。由圖六與圖七之實驗結果可以看出適應性步階迴歸控制器能有效的改善控制特性，以獲得良好之追隨響應。為了驗證適應性步階迴歸控制器於不同控制命令下仍然具有良好之控制特性，如圖八所示我們將給予位移量 $\pm 50 \mu m$ 、 $\pm 10 \mu m$ 與頻率0.5Hz、1Hz之弦波命令，由實測結果可以看出適應性步階迴歸控制器在弦波命令下仍然具有良好之追隨響應。最後為了驗證兩種控制器對於參數變化的強健性，將在動子上加上10N的砝碼，即視為(6)、(7)式中 m 或 $\bar{K}_E$ 之改變。圖九與圖十分別為比例積分控制器與適應性步階迴歸控制器於標準情況或參數變化下之實測結果，由圖九中可以看出比例積分控制器無論在標準情況或參數變化下皆無法有效的控制壓電致動器，反觀適應性步階迴歸控制器則皆能有效的控制，以獲得良好之追隨響應，所以適應性步階迴歸控制器對於參數變化具有強健性。

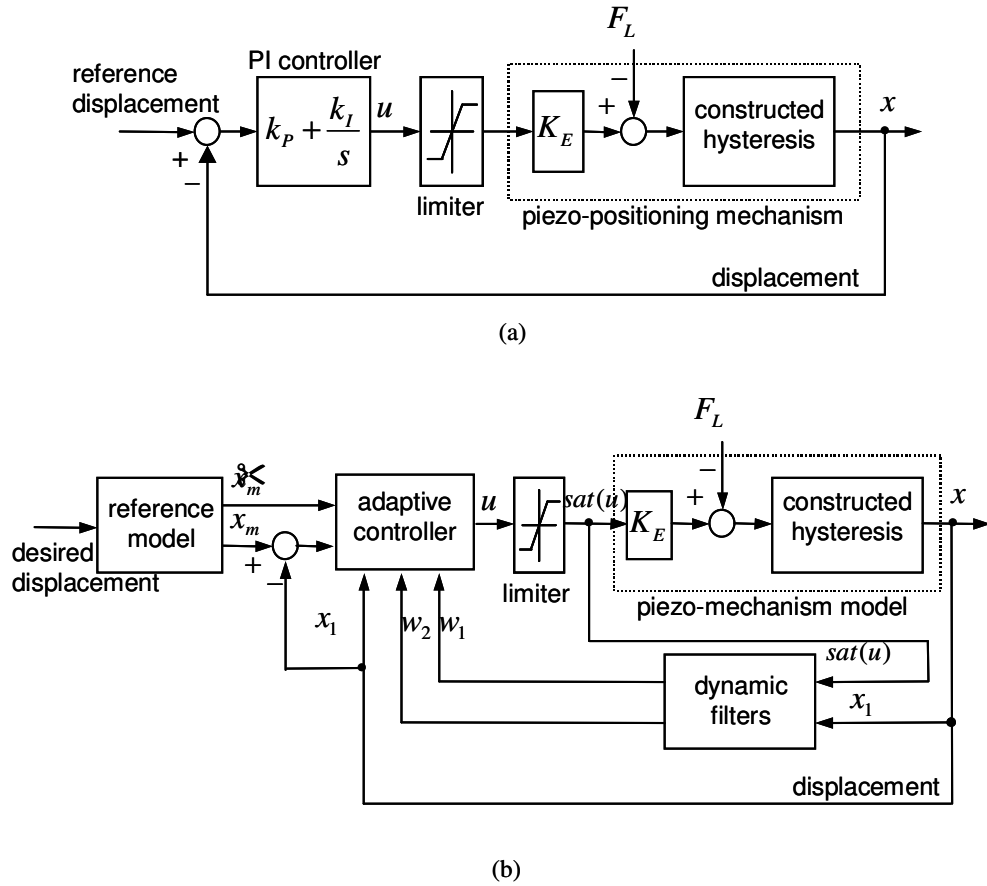


(a)



(b)

圖四 (a)壓電致動器外觀圖 (b)PC-based之壓電致動器控制系統架構圖

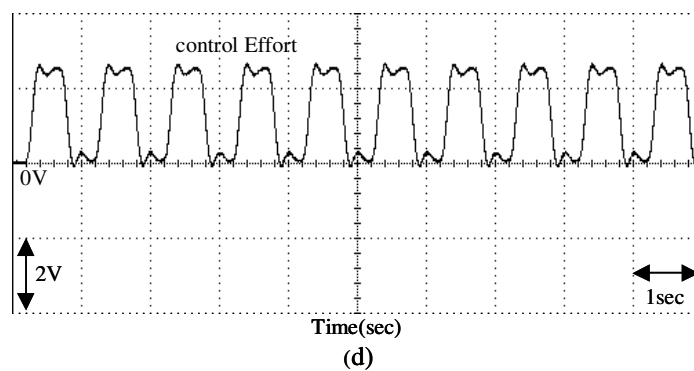
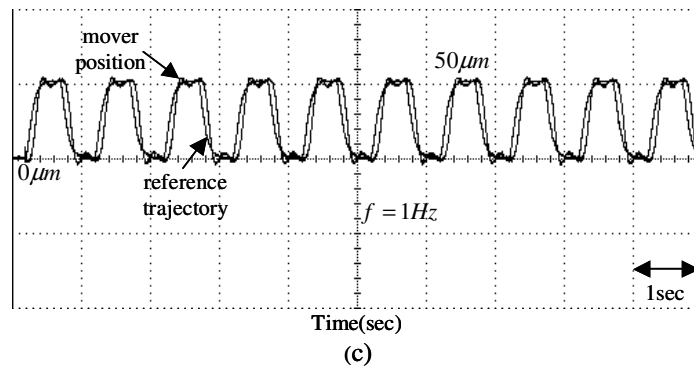
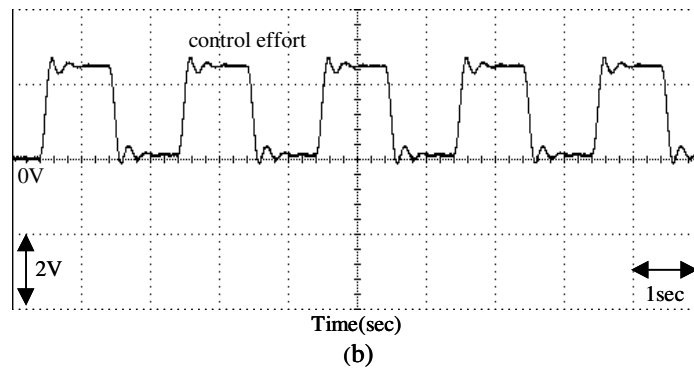
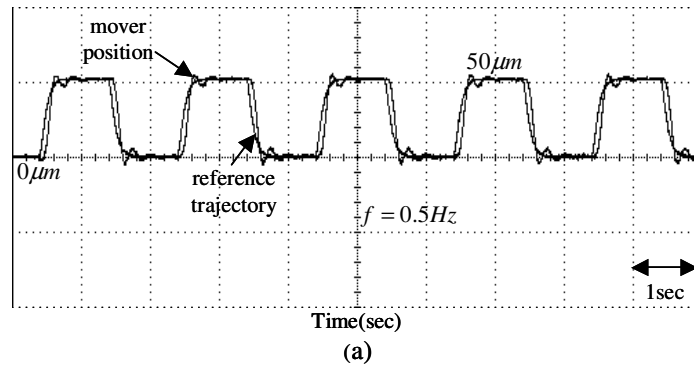


圖五 (a)比例積分控制器系統架構圖 (b)適應性步階迴歸控制器系統架構圖

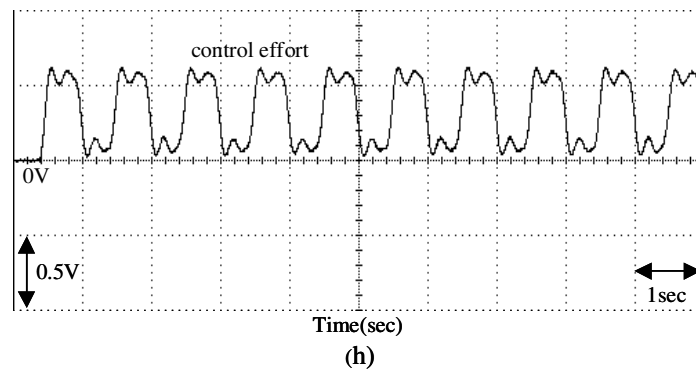
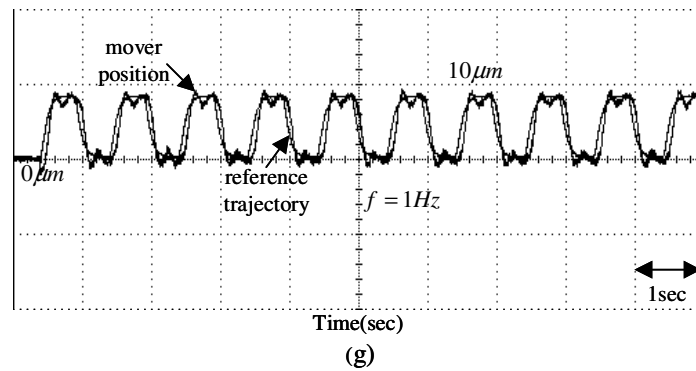
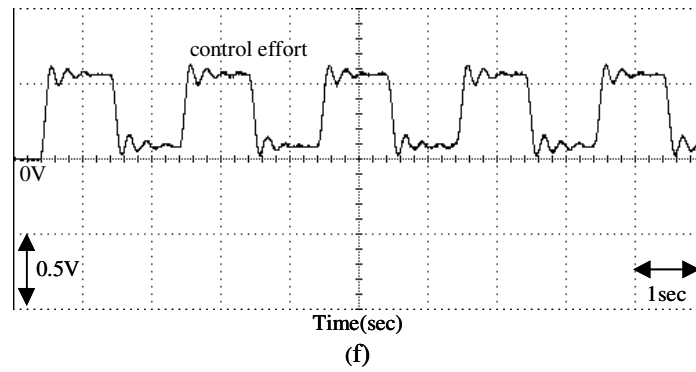
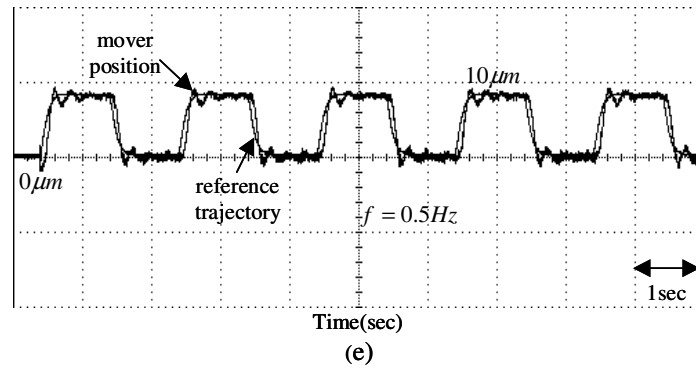
結論

本文成功的提出應用於壓電致動器之單純位置回授適應性步階迴歸控制器。首先，利用磁滯摩擦力模型建立完整之壓電致動器動態模型。接著，為了達到單純位置回授，我們使用了兩個動態濾波器以取代總集不確定項中不可量測的狀態。因此，我們可以根據動態模型與動態濾波器設計出單純位置回授之適應性步階迴歸控制器。最後，由實測結果測試所設計之控制系統的有效性與強健性。

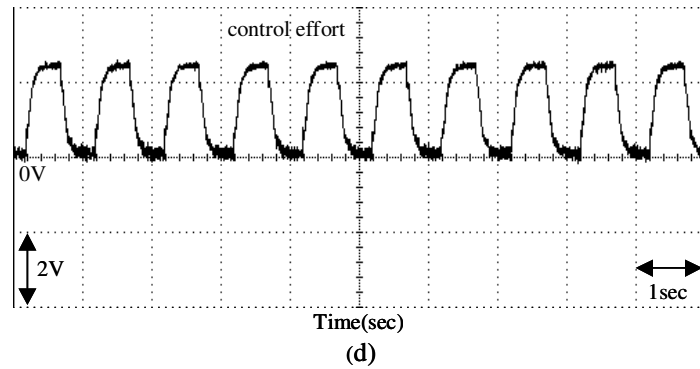
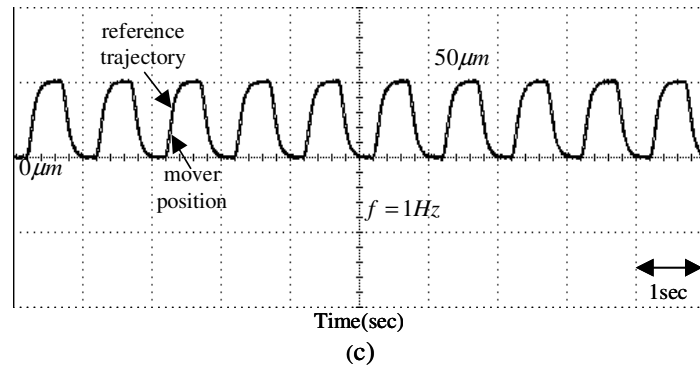
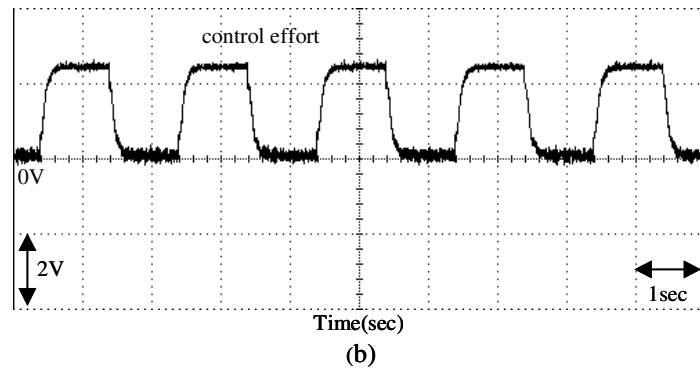
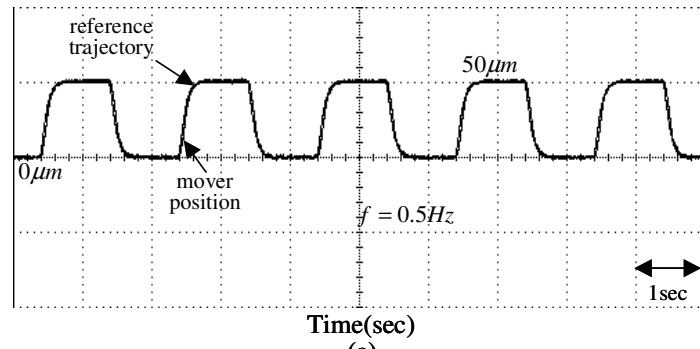
本文所提出控制器之特性可分為以下幾點：(1)高性能位置追隨控制；(2)全狀態回授控制中單純位置回授；(3)總集不確定項可由適應性步階迴歸控制器估測；(4)對於外力干擾與參數變化具有強健性。



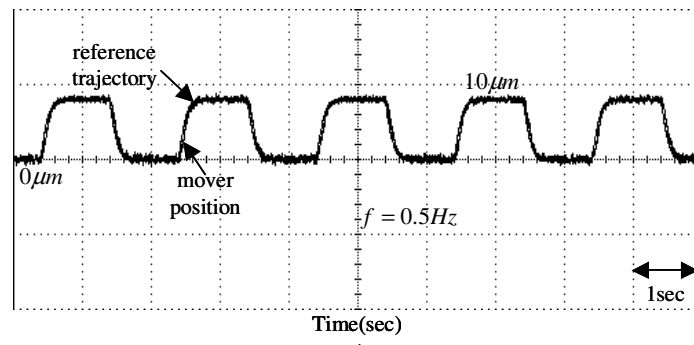
圖六 比例積分控制器方波實測結果 (a)位移量 $50\ \mu\text{m}$ 、頻率 0.5Hz 之追隨響應
 (b)位移量 $50\ \mu\text{m}$ 、頻率 0.5Hz 之控制力
 (c)位移量 $50\ \mu\text{m}$ 、頻率 1Hz 之追隨響應
 (d)位移量 $50\ \mu\text{m}$ 、頻率 1Hz 之控制力



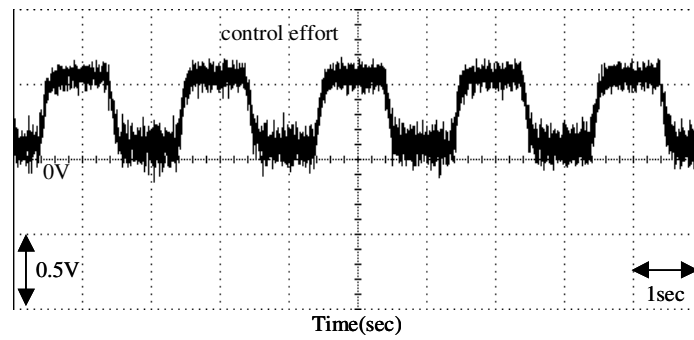
圖六(續) 比例積分控制器方波實測結果 (e)位移量 $10\ \mu\text{m}$ 、頻率 0.5Hz 之追隨響應
 (f)位移量 $10\ \mu\text{m}$ 、頻率 0.5Hz 之控制力
 (g)位移量 $10\ \mu\text{m}$ 、頻率 1Hz 之追隨響應
 (h)位移量 $10\ \mu\text{m}$ 、頻率 1Hz 之控制力



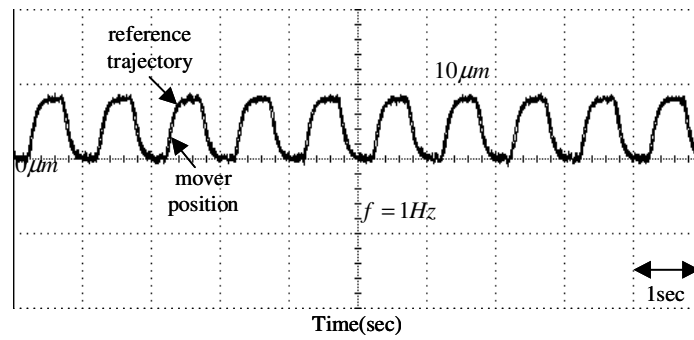
圖七 適應性步階迴歸控制器方波實測結果 (a)位移量 $50\mu\text{m}$ 、頻率 0.5Hz 之追隨響應
 (b)位移量 $50\mu\text{m}$ 、頻率 0.5Hz 之控制力
 (c)位移量 $50\mu\text{m}$ 、頻率 1Hz 之追隨響應
 (d)位移量 $50\mu\text{m}$ 、頻率 1Hz 之控制力



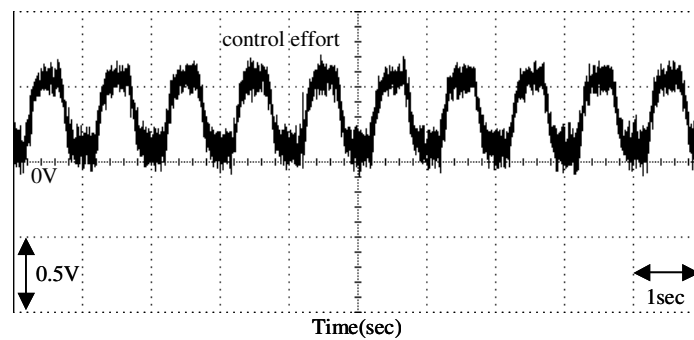
(e)



(f)

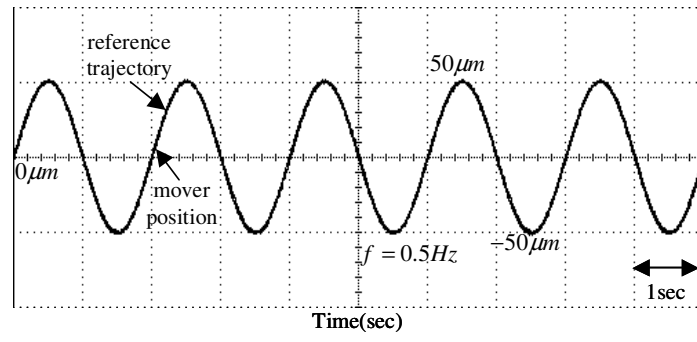


(g)

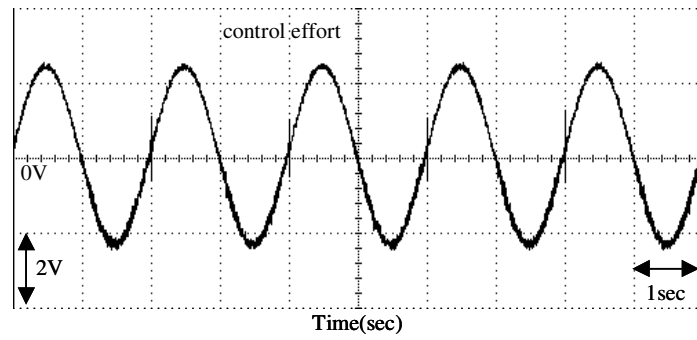


(h)

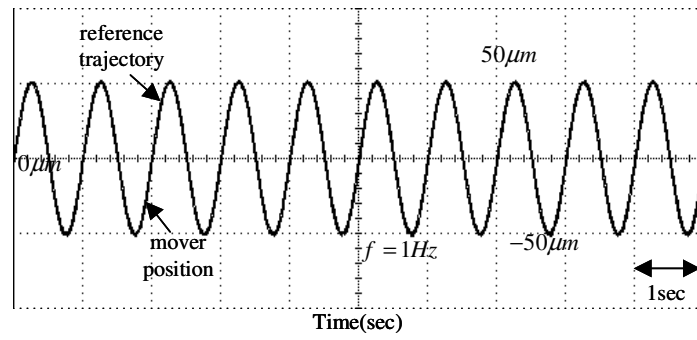
圖七(續) 適應性步階迴歸控制器方波實測結果 (e)位移量 $10\mu\text{m}$ 、頻率 0.5Hz 之追隨響應
(f)位移量 $10\mu\text{m}$ 、頻率 0.5Hz 之控制力
(g)位移量 $10\mu\text{m}$ 、頻率 1Hz 之追隨響應
(h)位移量 $10\mu\text{m}$ 、頻率 1Hz 之控制力



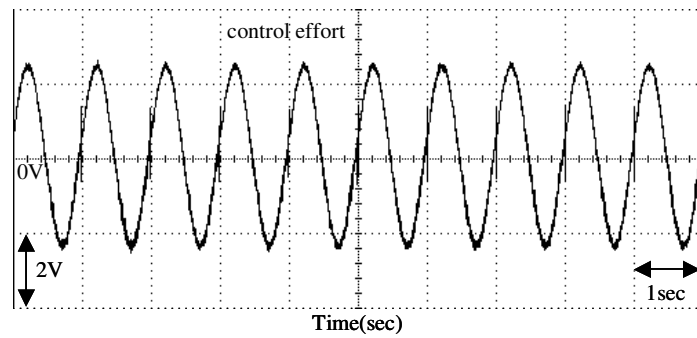
(a)



(b)

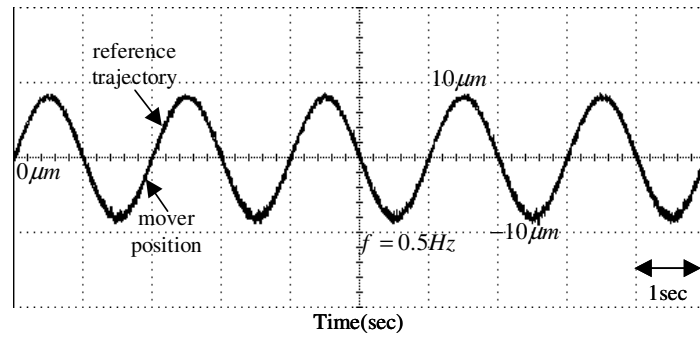


(c)

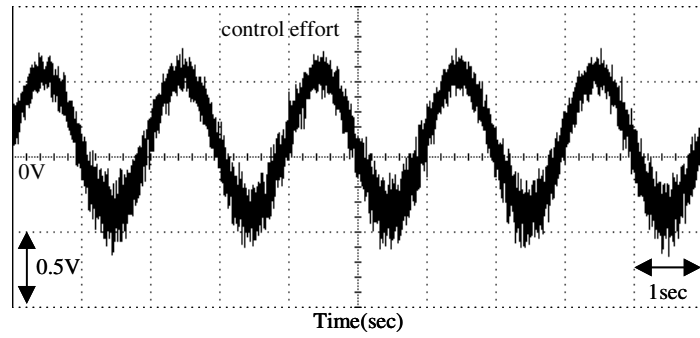


(d)

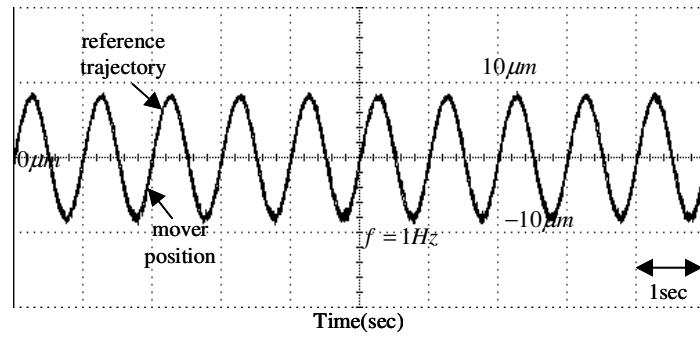
圖八 適應性步階迴歸控制器弦波實測結果 (a)位移量 $\pm 50 \mu m$ 、頻率 0.5Hz 之追隨響應
 (b)位移量 $\pm 50 \mu m$ 、頻率 0.5Hz 之控制力
 (c)位移量 $\pm 50 \mu m$ 、頻率 1 Hz 之追隨響應
 (d)位移量 $\pm 50 \mu m$ 、頻率 1Hz 之控制力



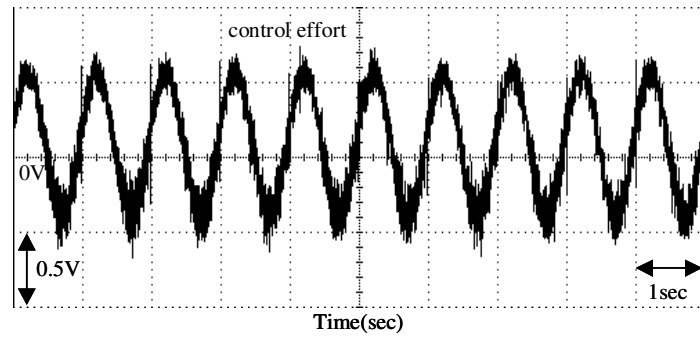
(e)



(f)

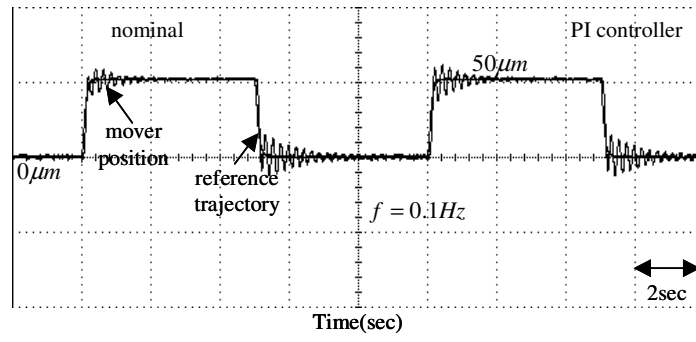


(g)

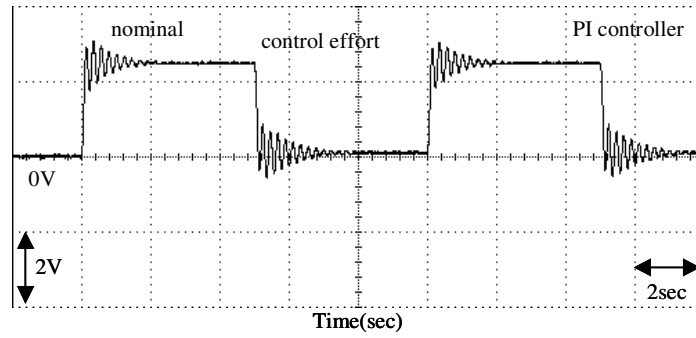


(h)

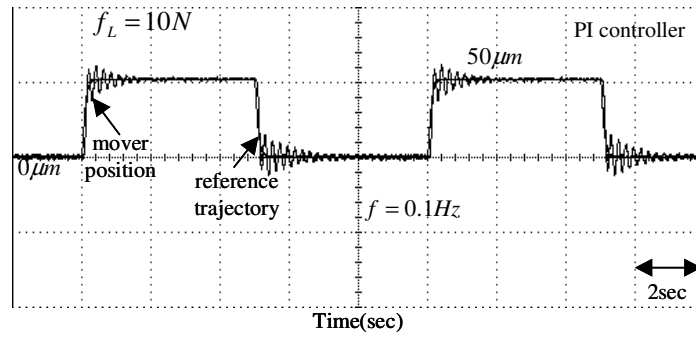
圖八(續) 適應性步階迴歸控制器弦波實測結果 (e)位移量 $\pm 10 \mu m$ 、頻率 0.5Hz 之追隨響應
(f)位移量 $\pm 10 \mu m$ 、頻率 0.5Hz 之控制力
(g)位移量 $\pm 10 \mu m$ 、頻率 1 Hz 之追隨響應
(h)位移量 $\pm 10 \mu m$ 、頻率 1Hz 之控制力



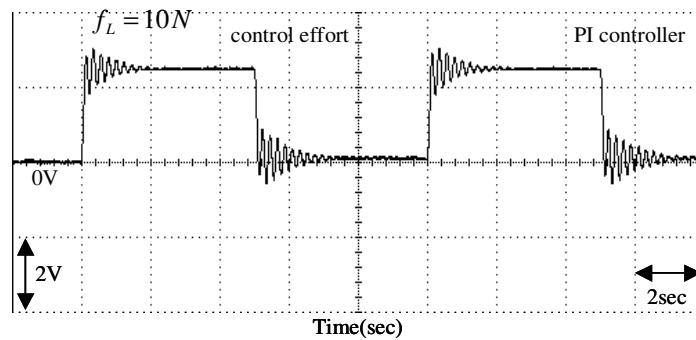
(a)



(b)

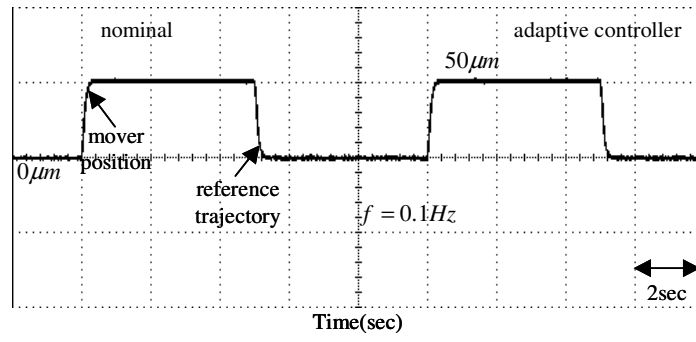


(c)

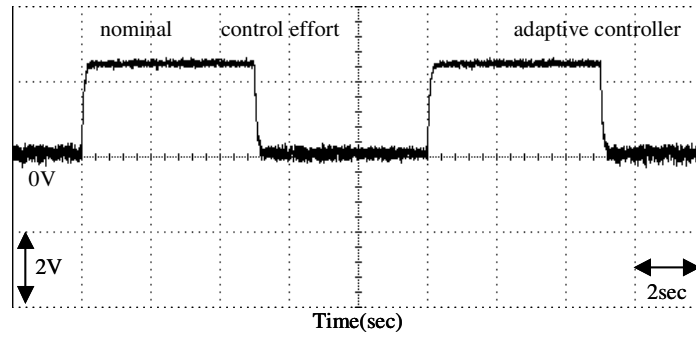


(d)

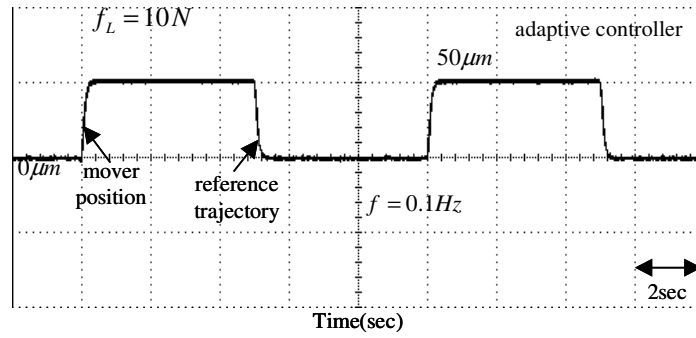
圖九 比例積分控制器實測結果 (a)標準情況下之追隨響應
(b)標準情況下之控制力
(c)參數變化下之追隨響應
(d)參數變化下之控制力



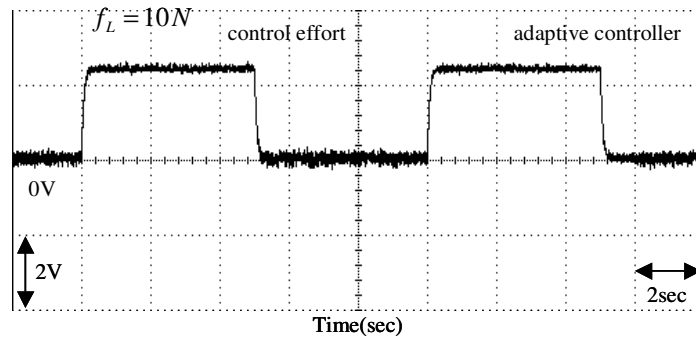
(a)



(b)



(c)



(d)

圖十 適應性步階迴歸控制器實測結果 (a)標準情況下之追隨響應
(b)標準情況下之控制力
(c)參數變化下之追隨響應
(d)參數變化下之控制力

參考文獻

- [1] T. R. Hsu, *MEMS & Microsystems: Design and Manufacture*. New York, McGraw-Hill 2002.
- [2] R. Pallas-Areny, and J. G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning*. New York, John Wiley & Sons, 2001.
- [3] G. S. Choi, H. S. Kim, and G. H. Choi, "A study on position control of piezoelectric actuators," in *Proc. IEEE Int. Symp. Industrial Electronics*, 1997, vol. 3, pp. 851-855.
- [4] P. Ge, and M. Jouaneh, "Tracking control of a piezoceramic actuator," *IEEE Trans. Control System Technology*, vol. 4, no. 3, pp. 209-216, 1996.
- [5] M. Goldfarb and N. Celanovic, "Modeling piezoelectric stack actuators for control of micromanipulation," *IEEE Contr. Syst. Magazine*, vol. 17, no. 3, pp. 69-79, June 1997.
- [6] H. J. M. Adriaens, W. L. de Koning, and R. Banning, "Modeling piezoelectric actuators," *IEEE/ASME Trans. Mechatron.*, vol. 5, no. 4, pp. 331-341, 2000.
- [7] T. S. Low and W. Guo, "Modeling of a three-layer piezoelectric bimorph beam with hysteresis," *IEEE J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 4, no. 4, pp. 230-237, Dec. 1995.
- [8] J. J. Tzen, S. L. Jeng, and W. H. Chieng, "Modeling of piezoelectric actuator for compensation and controller design," *Precision Eng.*, vol. 27, no. 1, pp. 70-86, Jan. 2003.
- [9] I. D. Mayergoyz, "Dynamic Preisach models of hysteresis," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 24, no. 6, pp. 2925-2927, 1988.
- [10] Y. Bernard, E. Mendes, F. Bouillault, "Dynamic hysteresis modeling based on Preisach model," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 38, no. 2, pp. 885-888, 2002.
- [11] A. Reimers and E. D. Torre, "Fast preisach-based magnetization model and fast inverse hysteresis model," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 34, no. 6, pp. 3857-3866, 1998.
- [12] S. Mittal, and C. H. Menq, "Hysteresis compensation in electromagnetic actuators through

- Preisach model inversion,” *IEEE/ASME Trans. Mechatron.*, vol. 5, no. 4, pp. 394-409, 2000.
- [13] G. Tao and P. V. Kokotovic, “Adaptive control of plants with unknown hystereses,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 40, no. 2, pp. 200-212, Feb. 1995.
- [14] M. Gäfvert, “Dynamic model based friction compensation on the Furuta pendulum,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Contr. Applicat.*, Aug. 1999, pp. 1260-1265.
- [15] J. Amin, “Implementation of a friction estimation and compensation technique,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Contr. Applicat.*, Sept. 1996, pp. 804-808.
- [16] C. C. de Wit, H. Olsson, K. J. Åström, and P. Lischinsky, “A new model for control of systems with friction,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 40, no. 3, pp. 419-425, Mar. 1995.
- [17] H. Olsson and K. J. Åström, “Observer-based friction compensation,” in *Proc. IEEE 35th Conf. Decision & Contr.*, Dec. 1996, pp. 4345-4350.
- [18] E. Panteley, R. Ortega, and M. Gäfvert, “An adaptive friction compensator for global tracking in robot manipulators,” *Syst. & Contr. Letters*, vol. 33, no. 5, pp. 307-313, April 1998.
- [19] M. Feemster, P. Vedagarbha, D. M. Dawson, and D. Haste, “Adaptive control techniques for friction compensation,” *Mechatronics*, vol. 9, no. 2, pp. 125-145, Mar. 1999.
- [20] B. Friedland and Y. J. Park, “On adaptive friction compensation,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 37, no. 10, pp. 1609-1612, Oct. 1992.
- [21] C. C. de Wit and S. S. Ge, “Adaptive friction compensation for systems with generalized velocity/position friction dependency,” in *Proc. IEEE 36th Conf. Decision & Contr.*, Dec. 1997, pp. 2465-2470.
- [22] Z. Wang, H. Meikote, and F. Khorrami, “Robust adaptive friction compensation in servo-drives using position measurement only,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Contr. Applicat.*, Sept. 2000, pp. 178-183.
- [23] M. Krstić and P. V. Kokotović, “Adaptive nonlinear design with controller-identifier separation

and swapping,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 40, no. 3, pp. 426-440, Mar. 1995.

- [24] M. Krstić, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotović, *Nonlinear and Adaptive Control Design*. New York, NY: John Wiley & Sons, 1995.
- [25] J. J. E. Slotine and W. Li, *Applied Nonlinear Control*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1991.