

# 以模糊為基礎之線性伺服系統重覆性控制

謝聰烈 李至軒

崑山科技大學電機工程系

## 摘要

本文主要目的是利用模糊控制可以自調的特性，來設計模糊重覆性控制器應用於線性伺服系統。首先，設計適當的運動特性曲線作為線性伺服馬達的參考命令，接著分別設計比例-積分控制器及相位補償器來控制線性伺服驅動系統之速度及位置迴路，藉以改善系統步階追隨命令時所產生的穩態誤差。其次，針對週期性不同運動特性曲線命令，設計自調式模糊控制器，自動調整重覆性控制器中二階低通濾波器之頻寬，改善傳統重覆性控制器的缺點，而得到最佳的暫態響應及零穩態誤差，並降低系統加速度響應峰值。本伺服系統控制以 PC-Based 的方式，建構一即時全數位模糊自調式週期性重覆性位置控制系統，由實驗驗證本控制法則的正確性及可行性。

**關鍵詞：**模糊控制、重覆性控制、運動特性

## 一、前言

現今製造產業裡，自動化的精密機械工業發展是我國改善產業結構，建立高附加價值產業，提高傳統工業生產力的重要發展方向。機台設備大多採用旋轉馬達、線性馬達與機械手臂，進行具有固定週期性命令的重覆性動作，傳統旋轉式馬達因需要配合導螺桿將旋轉運動轉換成為輸出滑件的線性運動，方能達到定位控制的目的[1,2]，線性馬達憑藉著直接驅動的優勢，無導螺桿傳動所造成的背隙和撓曲等問題，況且其具有較高之加速度與精密定位之優勢，線性馬達已經逐漸成為現今製造技術的關鍵零件組。

本文於第二章中提出適當的線性伺服系統無因次化運動特性曲線[1,2]作為線性伺服馬達的參考命令，並且於第三章分別設計線性伺服驅動系統之速度控制器及位置控制器[3]，結合第四章模糊控制可以自調的特性[4,5]，加入於重覆性控制器[6,7]中，根據不同運動特性曲線命令，去調整其二階低通濾波器之頻寬，讓線性伺服馬達具有良好的輸出響應及運動特性曲線來消除線性伺服馬達因追隨週期性命令所產生的穩態誤差。配合電腦模擬及實驗驗證，本控制法則可獲得最佳的輸出響應及穩態誤差的消除。

## 二、線性伺服系統無因次化運動特性分析

線性伺服馬達運動特性曲線設計概念，主要是源自於滾珠螺桿機構。首先推導出線性伺服馬達移動平台輸出之運動特性方程式[1,2]，內容包括輸出位移、速度、以及加速度的運動特性分析。並設計適當的運動特性曲線，作為線性伺服馬達的輸入命令，並藉由改變速度函數，觀察線性直流無刷馬達之運動特性響應。

若線性伺服馬達的移動平台輸出位移為  $s$  且是時間  $t$  的函數，完成了行程為  $h$  的運動，定義線性伺服馬達移動平台的輸出位移函數為  $s(t)$ 。將位移函數  $s(t)$  分別對時間  $t$  作一階、二階的微分，可得線性伺服馬達移動平台所輸出之速度及加速度函數。利用無因次化的觀念，建構線性伺服馬達的實際位移  $s$  與無因次化位移函數  $S$ ，其關係式為：

$$s(t) = hS(T) \tag{1}$$

將無因次化後的位移函數  $S(T)$ ，分別對無因次化時間  $T$  做一階、二階的微分，即可得到線性伺服馬達無因次化的速度  $V(T)$  及加速度  $A(T)$  函數。式(1)代表著線性伺服馬達等行程的輸出前進運動特性，則線性伺服馬達在回返行程時，其運動特性無因次化位移  $S_r(T)$ 、速度  $V_r(T)$ 、加速度  $A_r(T)$  函數分別如下：

$$S_r(T) = 1 - S(T) \tag{2}$$

$$V_r(T) = -V(T) \tag{3}$$

$$A_r(T) = -A(T) \tag{4}$$

一般設計準則在線性伺服馬達輸出的速度和加速度曲線，是需具有較低峰值的連續曲線，由圖 1 可知其中  $c$  值為速度函數相對於平均速度的變動量， $b = 1 + c$  為速度函數的最大值，而  $a = \frac{c}{1+c}$  為速度函數加減速的時間。因此，線性伺服馬達可改變  $c$  值，去調整

速度函數的最高速度和加減速的時間，但不影響平均速度值及移動平台的定位特性。將其無因次化後可得位移函數  $S(T)$ ，並且對無因次化時間  $T$  做一階、二階的微分，即可得到線性伺服馬達無因次化的速度  $V(T)$  及加速度  $A(T)$  函數，我們分別可以得到線性伺服馬達無因次位移、速度及加速度曲線如圖 2、圖 3 及圖 4 所示。於實際伺服系統控制，一般採用加速度運動特性峰值較低的運動特性曲線，為輸入命令，避免機具產生較大的震動。

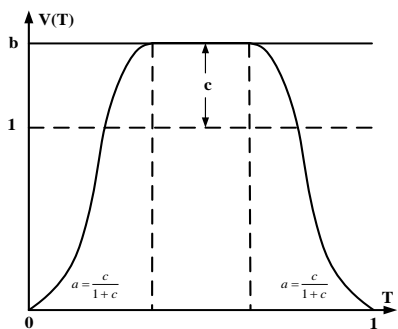


圖 1 線性伺服馬達轉速曲線圖

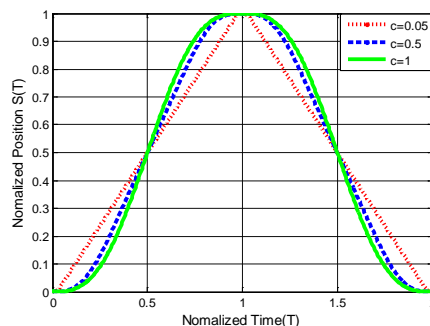


圖 2 線性伺服馬達無因次位移曲線圖

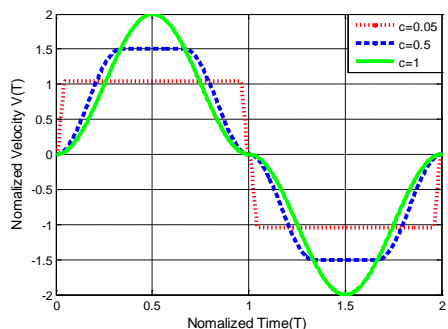


圖 3 線性伺服馬達無因次速度曲線圖

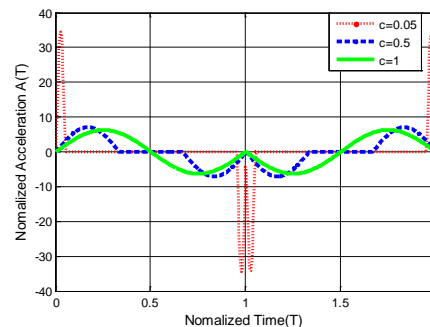


圖 4 線性伺服馬達無因次加速度曲線圖

### 三、設計線性伺服馬達之速度及位置控制器

圖5為線性伺服系統之位置控制方塊圖，包含內迴路之速度控制及外迴路之位置控制，而速度及位置迴路分別設計PI及相位超前控制[3]，對步階輸入命令信號有較佳的響應及零穩態誤差。

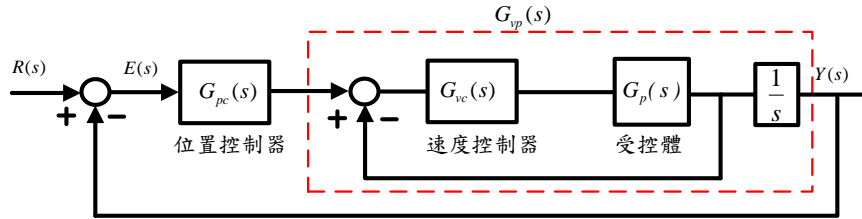


圖 5 線性伺服系統之位置控制方塊圖

#### 1、速度控制器的設計

本節將設計一個比例-積分(PI)控制器，以達到能改善穩態誤差之能力。本系統電流至速度轉移函數  $G_p(s) = \frac{976}{s^2 + 110s + 1000}$ ，根據線性伺服系統機構於速度迴路頻寬條件，設計安定時間為 0.1 秒，其輸出響應最大超越量小於 5%，可得速度(PI)控制器  $G_{vc}(s) = \frac{5.25(s+10)}{s}$

#### 2、位置控制器設計

在圖 5 中，速度到位置轉移函數  $G_{vp}(s)$  如式(9)所示。

$$G_{vp}(s) = \frac{G_{vc}(s) * G_p(s)}{1 + G_{vc}(s) * G_p(s)} = \frac{5124 \times (s+10)}{s(s^3 + 110s^2 + 6124s + 51240)} \quad (9)$$

根據線性伺服系統機構於位置迴路頻寬條件限制，本系統設計條件分別為增益邊際 (Gain Margin) 大於 15dB、相位邊際 (Phase Margin) 大於 75°及速度常數  $K_v \geq 10$  的條件下進行設計。其中，相位邊際大於 75°主要目的為位置系統特性的阻尼比  $\xi \geq 1$ ，滿足位置響應無超越量。根據此條件所得位置控制器  $G_{pc}(s) = \frac{25.4 \times (s+14.97)}{(s+19)}$ ，其補償後開迴路

波德圖如圖 6 所示，位置步階響應如圖 7 所示，由圖得知其設計結果均滿足設計條件。

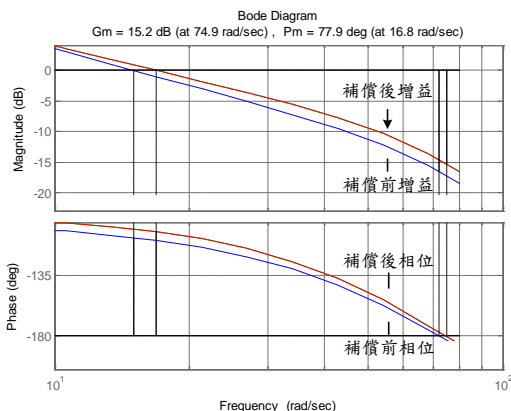


圖 6 相位超前補償後系統開迴路波德圖

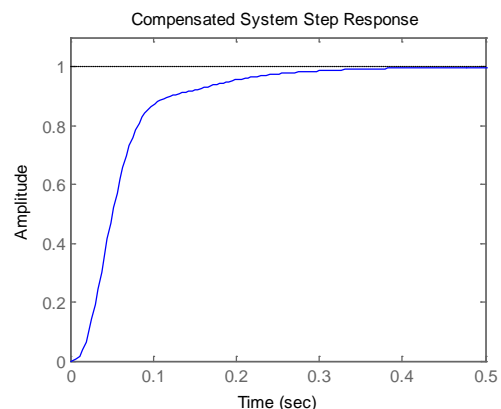


圖 7 相位超前補償後系統步階響應圖

#### 四、應用模糊控制理論於線性伺服系統之重覆性控制

##### 1、重覆性控制器之設計

重覆性控制器，主要的目的在於針對補償系統因具有週期性干擾而造成的穩態誤差，使系統具有消除穩態誤差的能力。因此只是附加在原控制器上，並不能單獨使用來控制系統及增進系統在暫態時的追隨能力。加入重覆性控制器可使受控系統達到零穩態誤差，其控制法則是以內部模型定理[6,7]為基礎所發展之控制理論。重覆性控制器輸出必須和輸入命令為同一週期之連續性週期訊號，在實現重覆性控制器最大的難度在於要求嚴格的穩定條件，系統必須先經由本文第三節設計成穩定的受控系統，並且獲得最大的誤差消除率就是重覆性控制器設計的關鍵。

典型的重覆性控制系統架構圖 8 所示圖，其中  $G(s)$  為圖 5 之  $E(s)$  至  $Y(s)$  的轉移函數， $k_b(s)$  是用來補償一前相位移的相位補償器，以降低系統追隨連續性參考命令時所存在的相位落後問題，加快系統的穩定時間。首先將相位補償器  $k_b(s)$  的值設為 1，因此，二階低通濾波器  $K_q = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_q^2} + \frac{2\xi_q s}{\omega_q} + 1}$ ，可視為標準的二階系統型式，其完整的設計架構如圖 9 所

示，本文之原控制系統轉移函數為  $G(s) = \frac{130149.6 \cdot (s^2 + 24.97s + 149.7)}{(s^5 + 129s^4 + 8214s^3 + 167596s^2 + 973560s)}$ 。

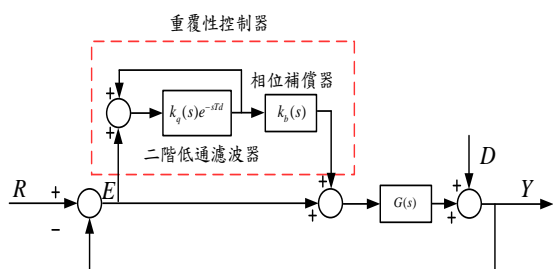


圖 8 典型重覆性控制系統方塊圖

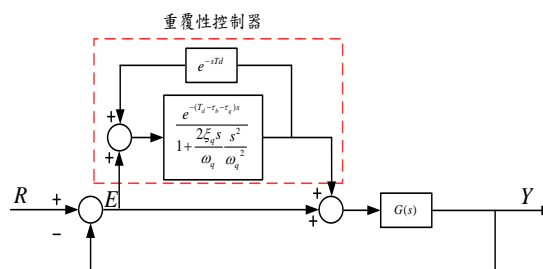


圖 9 重覆性控制設計方塊圖

根據奈式準則，原系統的特性方程式  $1+G(s)$ ，所有的極點都落在  $S$  平面的左半平面，系統無論操作於任何延遲週期下，必定是穩定的。加入重覆性控制器後，定義系統函數再生頻譜，如式(10)所示。藉由再生頻譜來判定其系統是否穩定，其系統的再生頻譜  $R(\omega)$  操作於任何頻率階小於 1。則判定加入重覆性控制器後，其系統是穩定的。

$$R(\omega) = \left| k_q(j\omega) \cdot (1 - k_b(j\omega)) \cdot \frac{G(j\omega)}{1 + G(j\omega)} \right| < 1 \quad (10)$$

而決定一個具有時間延遲性質的閉迴路系統是否真正穩定，關係到重覆性控制器中的二階低通濾波器  $k_q(s)$  的設計，因此重覆性控制器中其週期性延遲的設計，必須滿足  $T_d \geq \frac{5}{|\alpha|}$  [3,6,7]，其中  $\alpha$  代表原系統中，最靠近  $S$  平面虛軸的零點， $T_d$  為重覆性控制器中的週期性時間延遲外，也為系統參考信號的週期。在此並定義一系統對於外界干擾排除能力的函數，稱之為靈敏度函數(Sensitivity function)  $S(s) = \frac{1}{1+G(s)}$ 。圖 10 為二階低通濾波器和系統靈敏度函數的頻率響應示意圖，圖中可知，二階低通濾波器其大小值

$|k_q(j\omega)| \leq 1$  的交接處，所對應之頻率  $\omega_q$  為二階低通濾波器的轉角頻率， $\omega_s$  為靈敏度函數大小值為 1 所對應之頻率， $M_s$  為靈敏度函數之最大值。

由圖 10 所示可知，在設計二階低通濾波器的操作頻率必須滿足  $\omega_q < \frac{\omega_s}{\sqrt{M_s}}$  之條件，可知  $\omega_s$  值的增加與  $M_s$  值的減少，可以增加二階低通濾波器的操作頻率範圍，再加入原先相位補償器  $k_b(s)$  後，可提高低通濾波器可能之操作頻率，進而改善整體系統的頻率響應。而選擇較高的  $\omega_q$  值，雖然可以加強系統的定位性能，但也可能降低其重覆性控制系統的強健性，所以二階低濾波器之阻尼比及操作頻率選擇分別為  $\xi_q = 0.7$  及  $\omega_q < 20.4$ 。根據參考文獻[3]可知， $\tau_q$  為二階低通濾波器操作於高頻時，用來改善諧波干擾之相位領先補償，其值為  $2\xi_q / \omega_q = 0.07$ 。而相位補償器  $k_b(s)$  可補償原始閉迴路系統所存在的相位落後問題，其  $k_b(j\omega) = e^{-\tau_b j\omega}$ ，當  $|k_b(j\omega)| = 1$ ，其值  $\tau_b = 0.015$ 。重覆性控制器設計完後，將其值代回式(10)，觀察其再生頻譜是否小於 1，以符合重覆性控制設計準則，其本文設計結果如圖 11 所示，從圖中可知，加入重覆性控制器後，系統是穩定。

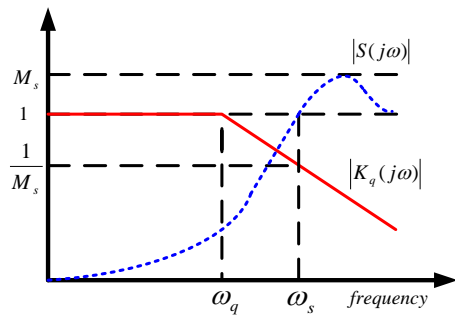


圖 10 低通濾波器和系統靈敏度函數的頻率響應圖

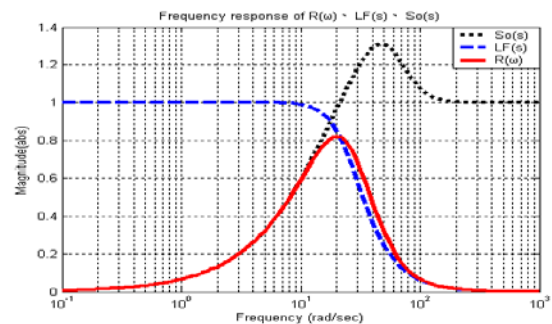


圖 11 加入重覆性控制之再生頻譜  $R(\omega)$ 、低通濾波器  $LF(s)$  及系統靈敏度函數  $So(s)$  的頻率響應圖

## 2、模糊重覆性控制器之設計

模糊控制法則是結合專家的思考決策方式與操作經驗法則來解決控制問題，可依照專家經驗設計模糊控制器，比起傳統的控制理論有較佳的適應性與強健性[4,5]。在重覆性控制器的二階低通濾波器其值若為固定，則面對變動性的輸入週期信號時，其消除週期性誤差效果有限。因此利用模糊控制可以自調的特性，針對不同輸入週期信號的誤差及誤差微分量，設計模糊自調式重覆性控制器，來調整二階低通濾波器  $k_q$  頻寬，提高重



覆性控制系統的強健性。

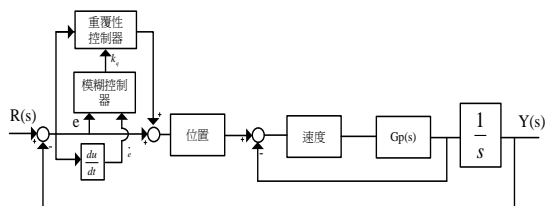


圖 12 模糊自調式重覆性控制架構圖

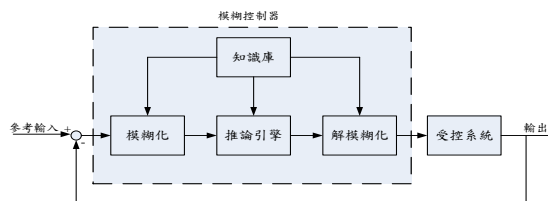


圖 13 模糊控制器基本架構圖

智慧型模糊自調式重覆性控制系統的結構如圖 12、13 所示。一般而言，由於模糊控制器實屬專家型控制器，故在設計時並沒有一定的方針可以遵循，完全依靠操作員與專家依經驗來訂定，但還是有幾個原則性的設計步驟。根據圖 13 中的模糊化、推論引擎、知識庫與解模糊化四個部份，可以依序歸納出模糊控制器的設計步驟如下：

步驟一：定義輸入與輸出變數。

首要動作必須先探討受控系統的特性，受控系統有哪些狀態是需要被觀察與量測的，即可定義為控制器的輸入變數，通常，輸入變數是擷取自受控系統的觀測量。接下來再考慮有哪些輸出動作是必須的，即可定義為控制器的輸出變數，通常，輸出變數為控制受控系統的操作量。

步驟二：定義各變數模糊化與歸屬函數。

將輸入與輸出模糊區間及模糊推論引擎利用三角形歸屬函數建立模糊規則庫，如式(11)所示，其中 a、b、c 皆為固定的常數，x 則為變數，設  $u(x)$  為三角形歸屬函數，U 為其論域且  $x \in U$ ，則  $u(x)$  之歸屬度便可換算，其輸入與輸出模糊歸屬函數便如圖 14 所示。

$$u(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & , \quad a \leq x \leq b \\ \frac{x-c}{b-c} & , \quad b \leq x \leq c \\ 0 & , \quad x \leq a \text{ 或 } x \geq c \end{cases} \quad (11)$$

步驟三：訂定模糊控制規則。

如表 1 所示模糊控制器是利用操作員和專家的知識與經驗，轉換成語言化的條件式控制規則，而多數個控制規則組成的集合就是所謂的模糊規則庫。規則庫存放的是依專家經驗所制定的模糊控制法則，模糊法則是模糊控制器進行推論的重要依據，也是將輸入變數推論至實際控制輸出的重要核心。通常模糊規則是以“IF-THEN”之條列式的方式來描述，以二輸入一輸出的系統來舉例的話，其模糊規則形式如式(12)所示：

$$\begin{aligned} R_1 &: \text{IF } X = A_{11} \text{ and } Y = A_{12} \text{ THEN } Z = B_1 \\ R_2 &: \text{IF } X = A_{21} \text{ and } Y = A_{22} \text{ THEN } Z = B_2 \\ &\vdots \\ R_i &: \text{IF } X = A_{i1} \text{ and } Y = A_{i2} \text{ THEN } Z = B_i \end{aligned} \quad (12)$$

其中  $i$  為模糊規則中的第  $i$  條規則，規則數量是由輸入變數與選用幾個模糊集合而定，句中 IF ... 部份所列的條件式稱之為前件部或前題，是代表系統可能遇到的種種情況，而 THEN ... 部份所列的條件式稱之為後件部或結論，是代表當前件部所列之情況發生時，後件部需做出相對應的控制輸出。前件部的 X 與 Y 為模糊控制器的輸入變數，後件部的 Z 則為模糊控制器的輸出變數，三者皆為不同論域上的模糊集

合， $A_{i1}$ 、 $A_{i2}$ 、 $B_i$ 都為模糊集合，都是用語言性質來描述的模糊性概念。所以模糊控制器的控制效能好壞，取決於模糊規則庫裡的規則。

表 1 模糊控制推論規則表

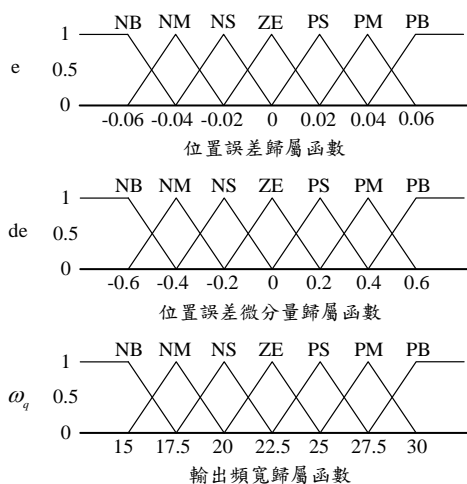


圖 14 輸入與輸出模糊歸屬函數

de \ e	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	PB	PM	PS	PS	NS	NM	NM
NM	PM	PM	PS	PS	ZE	NS	NM
NS	PS	ZE	ZE	ZE	ZE	NS	NM
ZE	NS	NS	ZE	ZE	ZE	NS	NS
PS	NS	ZE	ZE	ZE	ZE	PS	PS
PM	NS	ZE	ZE	PS	PM	PM	PM
PB	NM	NM	NS	PS	PM	PB	PB

步驟四：訂定模糊推論的方法。

模糊推論機構是負責實際推理運算的核心，近似推理是推論機構的理論基礎，模糊推論的方法有很多，需考慮實際情況來選擇最適合的推論法，依照步驟二所規劃出的模糊規則庫找出對應的輸出量。

步驟五：定義解模糊化的方法。

利用重心解模糊化法，求出對應的二階低通濾波器的頻寬值。重心法是目前最常被採用的模糊推論法，也是眾多解模糊化方法之中最具有合理性的。此法是求推論結果面積的重心點，並以此重心點求得值作為模糊控制器的輸出量，其推論輸出量可由式(13)、式(14)表示：

當論域為連續時：

$$y^* = \frac{\int_Y y_i B(y_i) dy}{\int_Y B(y_i) dy} \quad (13)$$

當論域為離散時：

$$y^* = \frac{\sum_{i=1}^m y_i B(y_i)}{\sum_{i=1}^m B(y_i)} \quad (14)$$

其中  $y^*$ ：模糊控制器的輸出

$y_i$ ：第  $i$  條模糊規則後件部歸屬函數中心點對應值

$B(y_i)$ ：第  $i$  條模糊規則前件部歸屬函數的歸屬度

## 五、實驗結果

本實驗將利用上述各種控制器，並配合 MATLAB/Simulink 和 PC-Based 介面進行線上即時控制等相關實驗驗證，所使用的系統硬體架構如圖 15 所示，系統硬體架構實體

圖如圖 16 所示。其中，數位類比轉換卡應用於 Simulink/External 模式中，所產生的數位信號轉換成類比信號，給予線性直流無刷馬達驅動器，進而驅動線性直流無刷馬達，並且將經編碼後的位置回授轉換為數位信號，便能夠於 Simulink/Scope 中，觀察系統的動態輸出波形。將上述所設計之線性馬達模糊自調式重覆性控制器，藉由改變運動特性曲線的速度變動參數值及週期，來觀察模糊自調式重覆性控制器對於不同運動特性曲線及不同週期的輸出響應。圖 17 至圖 20 為速度變動參數為  $c=0.05$  及  $c=1$ ，而週期命令為 2 秒變動成週期命令為 3 秒之無因次化後重覆性控制及模糊重覆性控制之位置、誤差、速度及加速度輸出響應圖，圖形中 10 秒至 15 為兩種週期性信號之間隔。

由圖 17 及圖 19 實驗結果可知，重覆性控制器能消除週期性誤差，當速度變動參數值越大的運動特性曲線，加減速的時間越長，其加速度響應峰值越趨近平緩，讓系統減少穩態誤差越明顯。然而，在針對不同週期不同運動特性曲線時，其效果還有改進的空間，由圖 18 及圖 20 實驗結果可知利用模糊控制原理，設計智慧型模糊自調式重覆性控制器，使系統輸出響應在經過一個週期後，開始慢慢的收斂，讓系統減少穩態誤差的效果比傳統的重覆性控制器來的好，可使得系統能達到再精確的定位控制需求。由實驗結果得知，針對不同週期性重複性命令信號，重覆性控制法則， $\omega_q$  角頻率是固定的。而本

文所設計之模糊自調式重覆性控制法則，可因應週期性命令變動而自動調整  $\omega_q$  角頻率大小，可以得到最佳的位置暫態響應，而在消除週期性誤差的效果要比重覆性控制器來的佳。由圖 21 及圖 22 兩者的比較圖、表二及表三我們可以更加了解智慧型模糊自調式重覆性控制器，消除週期性誤差的效果要比傳統重覆性控制器來的好。

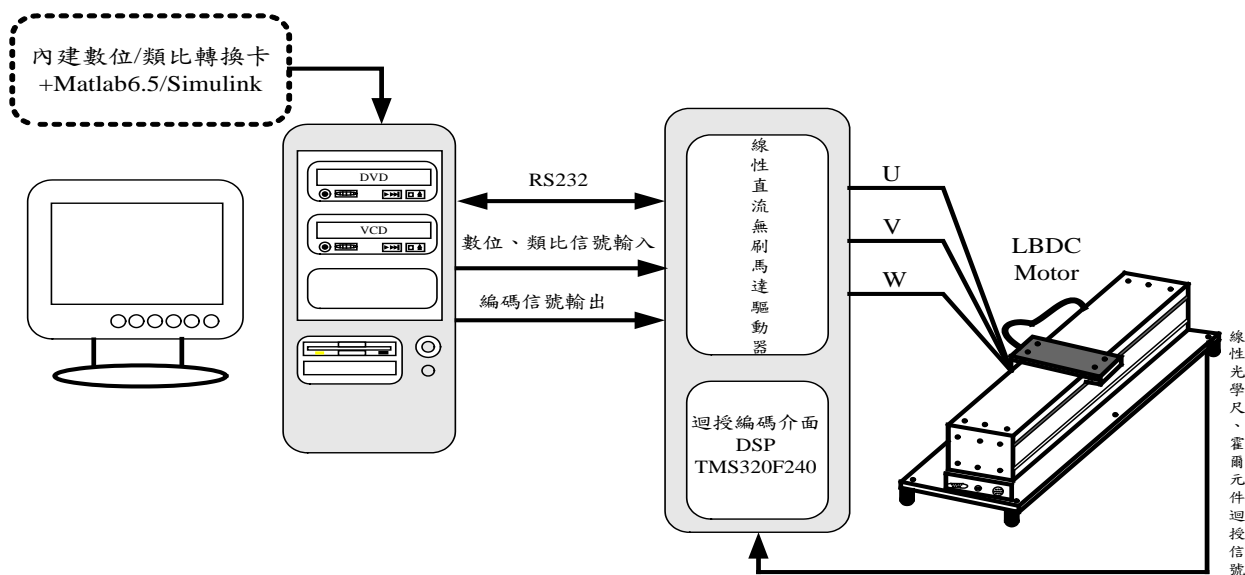


圖 15 系統硬體架構示意圖





圖 16 系統硬體架構實體圖

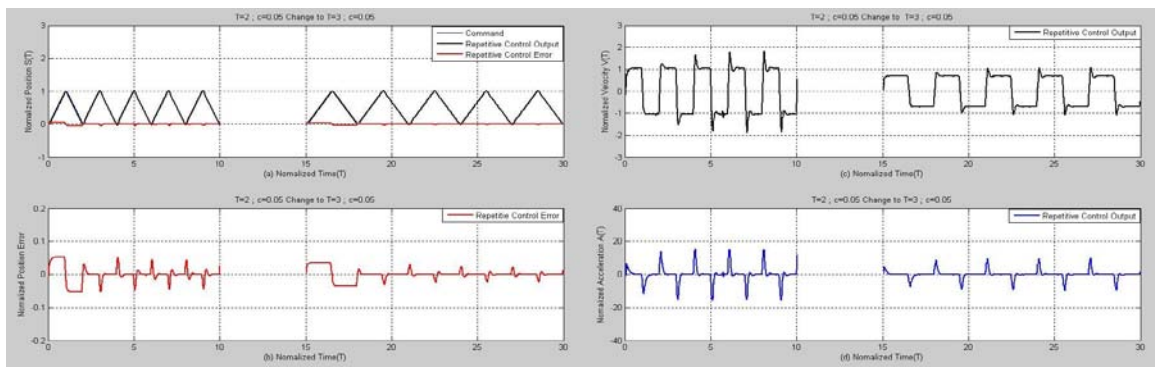


圖 17 週期 2 秒轉變成週期 3 秒，且速度變動參數為  $c=0.05$  之無因次化後重覆性控制之 (a)位置、(b)誤差、(c)速度及(d)加速度實作響應圖。

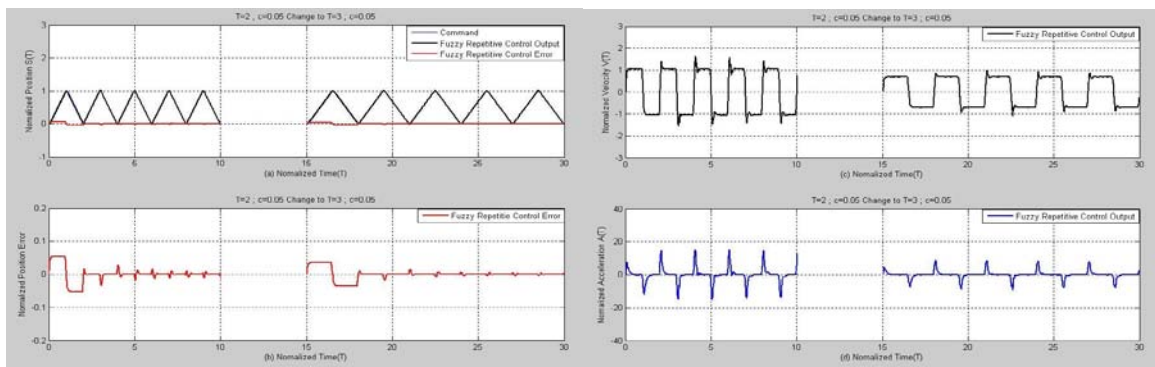


圖 18 週期 2 秒轉變成週期 3 秒，且速度變動參數為  $c=0.05$  無因次化後模糊自調式重覆性控制之 (a)位置、(b)誤差、(c)速度及(d)加速度實作響應圖。

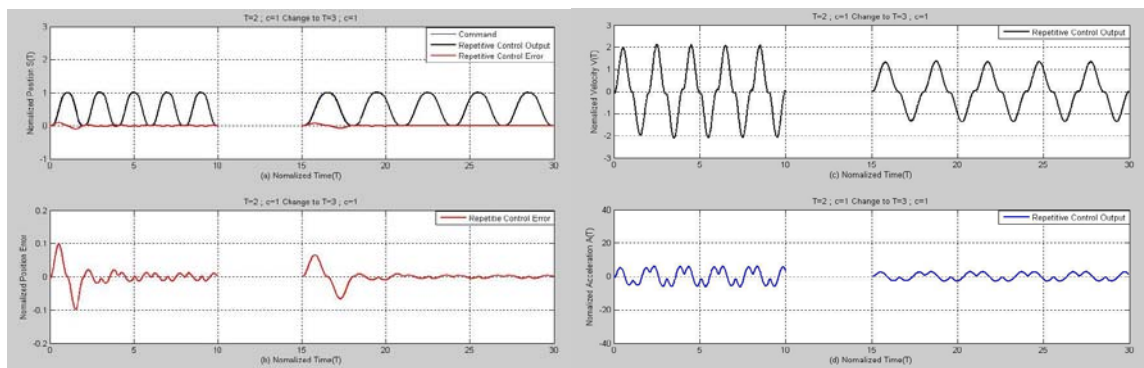


圖 19 週期 2 秒轉變成週期 3 秒，且速度變動參數為  $c=1$  之無因次化後重覆性控制之 (a)位置、(b)誤差、(c)速度及(d)加速度實作響應圖。

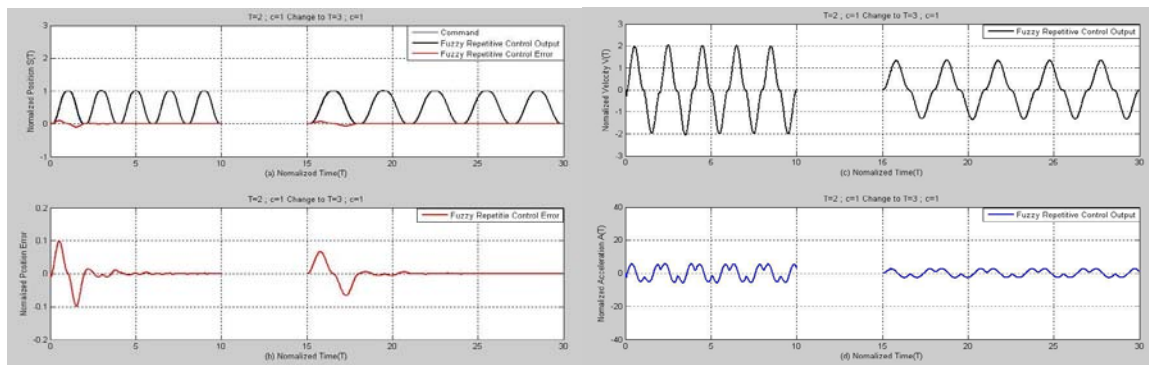


圖 20 週期 2 秒轉變成週期 3 秒，且速度變動參數為  $c=1$  無因次化後模糊自調式重覆性控制之(a)位置、(b)誤差、(c)速度及(d)加速度實作響應圖

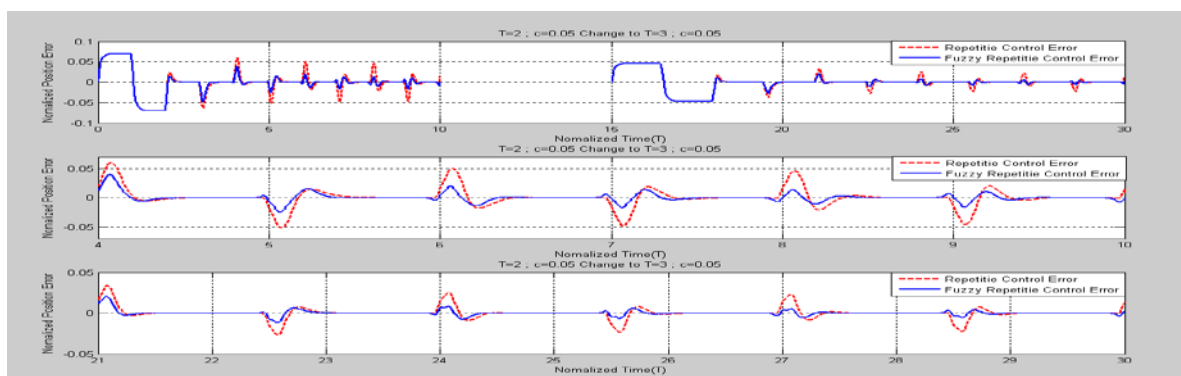


圖 21 週期 2 秒轉變成週期 3 秒，且速度變動參數為  $c=0.05$  之無因次化後重覆性控制和模糊重覆性控制(a)位置誤差比較圖、(b)4 秒至 10 秒位置誤差比較圖、(c) 21 秒至 30 秒位置誤差比較圖。

表二 速度變動參數為  $c=0.05$ ，週期 2 秒轉變成週期 3 秒之位置誤差比較

	週期 2 秒(4 秒~10 秒) 位置誤差	週期 3 秒(21 秒~30 秒) 位置誤差
重覆性控制	0.05	0.25
模糊重覆性控制	0.02	0.1

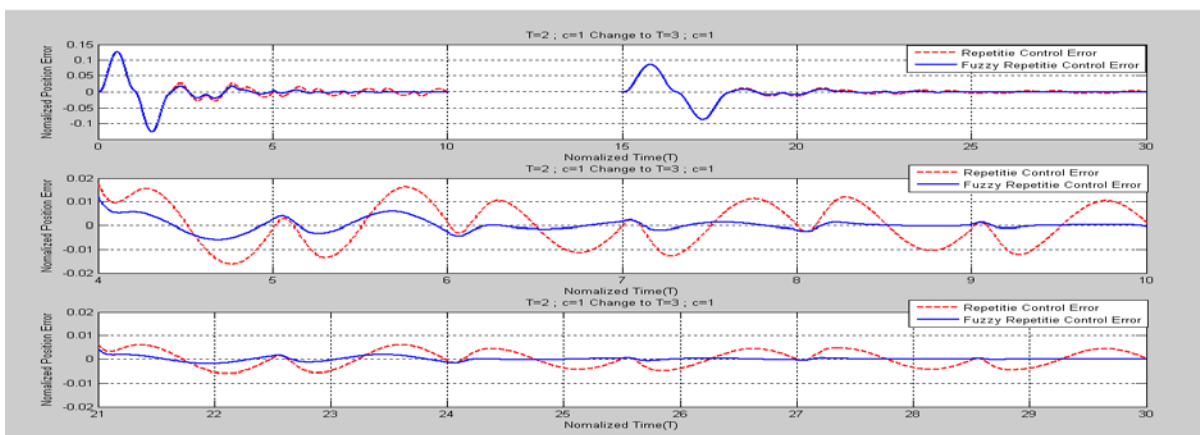


圖 22 週期 2 秒轉變成週期 3 秒，且速度變動參數為  $c=1$  之無因次化後重覆性控制和模糊重覆性控制(a)位置誤差比較圖、(b)4 秒至 10 秒位置誤差比較圖、(c) 21 秒至 30 秒位置誤差比較圖。

表三 速度變動參數為  $c=1$ ，週期 2 秒轉變成週期 3 秒之位置誤差比較

	週期 2 秒(4 秒~10 秒) 位置誤差	週期 3 秒(21 秒~30 秒) 位置誤差
重覆性控制	0.01	0.005
模糊重覆性控制	0.001	0.001

## 六、結論

本文藉由線性伺服系統運動特性曲線的設計，選擇速度變動參數  $c$  為 0.05 及 1，作為線性伺服馬達的參考命令。當速度變動參數值越大的運動特性曲線，加減速的時間越長，加速度響應峰值越趨近平緩。以線性伺服系統運動特性曲線做為線性伺服馬達的運動參考命令時，因其具有較平滑的曲線，故在線性伺服馬達的移動平台之速度及加速度輸出響應特性方面，較一般傳統運動曲線如三角波、梯型波、弦波等曲線的輸出響應好。

由於機具為重複性週期信號命令，所以傳統控制器的補償，仍具有一週期性的穩態誤差存在。因此引用重覆性控制設計來消除具有重覆性的週期性誤差，使系統位置輸出響應經過一個週期後，收斂而消除穩態誤差。然而，針對不同週期運動特性曲線之命令信號，重覆控制器中之固定的二階低通濾波器的值，其效果是有限的。而本文利用模糊控制法則，針對變動性週期性信號設計模糊自調式重覆性控制器，因應週期性命令變動而自動調整二階低通濾波器頻寬大小，使系統達到最佳位置暫態響應、精確定位控制需求及零穩態誤差。從實驗結果可明顯的發現，本控制法則在消除變動性週期性命令之誤差效果要比重覆性控制器來的佳。

## 參考文獻

- [1] Liu, J.Y., Hsu, M.H., and Chen F.C., "On the design of rotating speed functions to improve the acceleration peak value of ball-screw transmission mechanism," *Mechanism and Machine Theory*, vol. 36, pp.1035-1049, 2001.
- [2] Yan, H.S., Tsai, M.C., and Hus, M.H., "A variable-speed method for improving motion characteristics of cam-follower systems," *ASME Transactions, Journal of Mechanical Design*, Vol. 118, No.1, pp. 250-258, June 1996.
- [3] 謝聰烈、尤志中、徐孟輝，"線性伺服系統運動特性分析與速度控制之實現，" 第六屆台灣電力電子研討會，9月7-8日，pp. 1379-1384, 2007.
- [4] Zhou, Y. S. and Lai, L. Y., "Optimal design for fuzzy controllers by genetic algorithms," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 36, no. 1, pp. 93-97, 2000.
- [5] Park, S. and Lee-Kwang, H., "Designing fuzzy logic controllers by genetic algorithms considering their characteristics," *Proceedings of the 2000 Congress on Evolutionary Computation*, vol. 1, pp. 683-690, 2000.
- [6] Yau, Wu-Sung and Tsai, Mi-Ching, "Repetitive control design for linear servo systems," *American Control Conference, Proceedings of the 1999*, pp.3728 – 3732, June 1999.
- [7] Tsai, M.C. and Yao, W.S., "Design of a plug-in type repetitive controller for periodic inputs," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Volume 10, Issue 4, pp. 547 – 555, July, 2002.

# Repetitive Control of Linear Servo System Based on Fuzzy Logic

Tsung-Lieh Hsien and Chih-Hsuan Lee

Department of Electrical Engineering, Kun Shan University

## Abstract

The objective of this paper is to utilize fuzzy control which can self-tuning to build the intelligent fuzzy repetitive controller and apply to linear servo system. First, applicable motion characteristic curve is designed for the command of the linear servo motor. The proportional-integral (PI) controller and the phase lead compensator are designed to control the speed loop and the position loop for the linear servo drive system and improve the system to follow the command generated by the steady-state error.

In addition, in order to reduce the peak acceleration response and avoid the greater vibration caused by machinery operation, the linear servo system adjusts and utilizes its fuzzy logic according to different motion characteristic curve. The result will be applied to repetitive controller to improve the traditional fixed repetitive controller for the second-order low-pass filter value and makes better control of repetitive in different characteristic curves of the continuous cycle of the order to gain better motional response and reduce steady-state error.

Linear servo-drive system adopts PC-Base approach, using digital / analog interface and MATLAB/Simulink software to build a real-time position of repetitive motion control system, the experimental verification of this control law is indeed improving the system output response and reduce steady-state error and the peak acceleration response system.

**Keywords:** fuzzy control, repetitive control, motion characteristic