

以DSP單板電腦實現之智慧型控制永磁線型 同步馬達伺服驅動系統

沈柏宏

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：本文設計一利用適應性模糊類神經網路之智慧型控制系統以控制磁場導向控制之永磁線型同步馬達伺服驅動系統動子位置追隨週期性參考軌跡。在所設計的適應性模糊類神經網路控制系統中，具準確近似能力之模糊類神經網路用來近似永磁線型同步馬達的未知動態特性，同時設計一強健補償控制器彌補因為有限的歸屬函數數目及包含摩擦力在內的外來干擾所造成不可避免的近似誤差。利用李亞普諾夫穩定理論(Lyapunov Stability)推導出模糊類神經網路的線上適應性學習法則。此外，為了簡單的估測強健補償控制器中包含最小近似誤差、理想參數向量、泰勒展開式的高階項以及摩擦力在內的總集不確定項的大小，本文提出適應性總集不確性項估測法則。所有的控制法則皆實現在以TMS320C32 DSP為基礎之單板控制電腦，由週期性參考軌跡的實測結果可看出所設計之控制系統的動態特性對於系統不確定項具有強健性。

關鍵字： 模糊類神經網路、泰勒級數、適應性總集不確定項估測、永磁線型同步馬達

前言

近年來，模糊邏輯與類神經網路在解決複雜且實用的問題上越來越受到重視。它們皆具備了可近似任何非線性連續函數到任意準確程度的能力[1,2]。因此，結合適應性控制、模糊邏輯[1]與類神經網路[3]控制非線性系統的技術成長快速。雖然模糊邏輯與類神經網路均具有全域近似的能力但是彼此之間仍有不同，前者具有語法化資訊(linguistic information)與邏輯控制的特色，後者擁有錯誤容忍、並行處理與線上學習的特點。然而，模糊邏輯與類神經網路有互補的特色。因此，同時具備模糊邏輯與類神經網路優點的模糊類神經網路近來發展快速[4]。此外，適應性控制結合模糊類神經網路控制非線性系統的技術也快速成長[5-6]。參考文獻[5]提出了線上調整的模糊類神經網路估測器估測未知的非線性動態系統的適應性控制；[6]則設計結合監督式控制器與模糊類神經網路控制器之監督式模糊類神經網路控制器控制旋轉同步馬達追隨週期性命令。監督式控制器是在所定義的邊限區間穩定系統的狀態。雖然這種控制方式的穩定度是可以確定的，但是這種設計的過程中對於受控系統必須有限制性條件的假設與清楚的了解。不幸地，在許多實際的系統中限制性條件的假設與事先的了解是不易取得的。[7]提出強健性模糊類神經網路控制器控制線型超音波馬達。所設計的控制系統中，模糊類神經網路控制器用來學習理想反饋線性化控制法則而具有適應性邊界估測演算法的強健控制器則用來滿足穩定度的要求。然而，適應性邊界估測演算法總是正值且單方向增加，也因此呈現出單調函數(Monotone Function)的特性。所以，當時間趨近於無限大時任何由不確定項所造成的追隨誤差都會致使所估測的邊界值持續增加直至無窮大，其結果將會造成致動器飽和且系統可能會不穩定。

在要求高速運動、高準確度的趨勢下，直接以永磁線型同步馬達(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor, PMLSM)驅動之機構具有下列的優點：(1)不受齒隙(Backlash)影響和具有較小的摩擦力；(2)長距離的高速移動及高精密度；(3)具有高可靠性和堅硬的結構；(4)高推力(Thrust Force)[8]。同時，永磁線型同步馬達的邊界效應(End Effect)相較線型感應馬達易於控制。因此，永磁線型同步馬達適合於高性能伺服應用，其廣泛應用於工業界的機器人、工具機、半導體製程系統和X-Y雙軸驅動器...等等[8-9]。然而，因為永磁線型同步馬達驅動系統並沒有齒輪或滾珠螺桿(Ball Screw)...等配備，所以易受漣波力、參數變化和外來負載干擾所影響，而且邊界效應亦使得推力的控制更加困難。此外，因為線型同步馬達的運動牽涉到兩個相接的部分，不可避免地運動控制力包含了摩擦力。此外，摩擦力的特性會因接觸力的大小、溫度和溼度而改變，而且在閉迴路控制系統中，摩擦力會造成穩帶誤差、有限週期(Limit Cycle)和低頻寬[10]。一般而言，在設計

控制法則補償摩擦力時，通常需要適合的摩擦力模型來預測和補償摩擦力，例如一些研究中就是利用適應性與可變結構控制的方法來補償摩擦力[10]。然而摩擦力是一種自然現象，非常難將其模式化，而且對其特性尚未完全了解，所以實際上要獲得一個準確的摩擦力模型是不可能的。因此，如何設計控制器以補償這些等效作用力的干擾，並且快速且直接地施加在永磁線型同步馬達驅動系統上是非常的重要。另一方面，為了使高性能位置控制系統達到準確的軌跡追隨，通常必需使用複雜的控制設計[9]。

本文中，所設計的適應性模糊類神經網路控制系統用來控制磁場導向控制之永磁線型同步馬達伺服驅動系統的動子位置追隨週期性之參考軌跡。適應性模糊類神經網路控制系統的設計方法是適應性模糊系統與類神經網路的延伸用以解決限制性的假設，同時利用適應性法則訓練模糊類神經網路。所設計的控制技巧中，所有適應性線上學習法則都是利用李亞普諾夫穩定理論推導而得，因此所有的模糊類神經網路參數均可線上調整同時確保其收斂性。此外，在設計的過程中並不需要對系統有預先的了解與嚴謹的限制條件的假設，同時設計一強健補償器來克服系統的總集不確定項。另一方面，根據誤差函數設計適應性總集不確定項估測法則以估測總集不確定性項的值，因此適應性法則並非單調函數。與[7]相比，其適應性邊界估測法則為單調函數而本文所推導之總集不確定項估測法則並非單調函數。因此，估測的總集不確定項非恆正且非遞增，這結果也改善了控制性能。

所設計的適應性模糊類神經網路控制系統與磁場導向機構是架構在具32位元浮點運算能力之數位訊號處理器TMS320C32為主的單板控制電腦上。具浮點運算能力的數位訊號處理器除了擁有常見的數位訊號處理器的優點外同時結合了準確的浮點運算，不但能完成高準確度的計算同時不需擔心整數的純量或溢位的問題。許多處理過程要求準確性和動態特性，整數演算法需花費相當多的技巧才可達到，但浮點演算法不但可輕易達到同時還可減少計算的次數。因此，數位訊號處理器可實際的用來準確地處理所量測的數據。另一方面，許多數位訊號處理器的實驗板已經開始支援即時控制的設備。透過內建的類比/數位轉換器、數位/類比轉換器、並列處理的輸入/輸出埠與編碼器介面，這些實驗板大大地減少了利用桌上型電腦所完成的數位控制器的體積。

永磁線型同步馬達之數學模型

本文所使用之永磁線型同步馬達包含一短的移動”一次側”線圈，包含螺旋狀之轉子電樞線圈(Core Armature Winding)和霍爾元件感測器(Hall Sensing Element)；和一長的固定(Stationary)”二次側”線圈，包含由鈹鐵硼所組成的永磁和線型滑軌與線型光學尺(Linear Scale)所組成[9]。永

磁線型同步馬達LM310-1的規格為110伏特、2.9安培、46瓦特、57.8牛頓。參照一般旋轉式同步馬達的特性分析法，永磁線型同步馬達的機械方程式可描述如下[8]：

$$v_q = R_s i_q + p \lambda_q + \omega_e \lambda_d \quad (1)$$

$$v_d = R_s i_d + p \lambda_d - \omega_e \lambda_q \quad (2)$$

其中

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (3)$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{PM} \quad (4)$$

$$\omega_e = n_p \omega_r \quad (5)$$

而 v_d, v_q 是 d - q 軸的電壓； i_d, i_q 是 d - q 軸的電流； R_s 是相間線圈電阻； L_d, L_q 是 d - q 軸的電感； ω_r 為動子的角速度； ω_e 為電氣角速度； λ_{PM} 為永磁的磁通鏈； n_p 代表主要的極對數； p 表示微分運算。此外，

$$\omega_r = \pi v / \tau \quad (6)$$

$$v_e = n_p v = 2\tau f_e \quad (7)$$

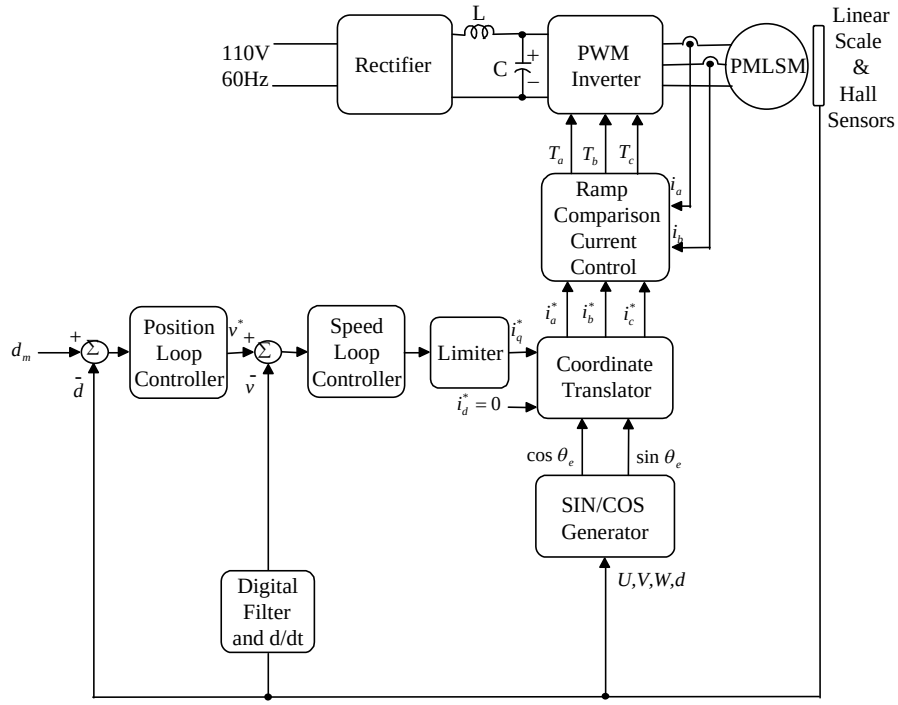
其中 v 為動子的線性速度； τ 為極距； v_e 電氣線性速度； f_e 為電氣頻率；電磁總功率如下所示：

$$P_e = F_e v_e = 3n_p [\lambda_d i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \omega_e / 2 \quad (8)$$

因此，馬達的電磁推力為

$$F_e = 3\pi n_p [\lambda_d i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] / 2\tau \quad (9)$$

圖一所示為磁場導向控制之永磁線型同步馬達伺服驅動系統架構圖[9]，其中 d_m 為動子命令； d 為動子位置； v_m 為速度命令； v 為動子的線性速度； i_a^*, i_b^* and i_c^* 為三相電流命令； i_a 和 i_b 分別為 A 相和 B 相的電流； T_a 、 T_b 和 T_c 為送給反流器的切換訊號。此驅動系統是由永磁線型同步馬達、電流控制的脈波寬度調變電壓型反流器、磁場導向的機構、座標轉換器、速度及位置控制迴路、線型光學尺和霍爾元件感測器所組成。永磁線型同步馬達的磁通位置係經由霍爾元件感測器所得之 U 、 V 、 W 三相訊號和動子位置訊號 d 所判斷。在永磁線型同步馬達的動子上加裝不同大小的載重，可以改變系統動子的質量大小。在履行磁場導向控制後，電磁推力方程式可簡化如下：



圖一 磁場導向控制之永磁線型同步馬達伺服驅動系統架構圖

$$F_e = K_f i_q^* \quad (10)$$

$$K_f = 3\pi n_p \lambda_{PM} / (2\tau) \quad (11)$$

其中 K_f 為推力係數； i_q^* 為推力的命令電流； s 為 Laplace 的運算式。動子之動態方程式亦可表示如下：

$$F_e = M \ddot{v} + Dv + F_L + f(v) \quad (12)$$

其中 M 表示動子的全部質量； D 表示黏滯係數和鐵損係數； F_L 表示外來干擾； $f(v)$ 為摩擦力，所有係數皆為時變。考慮庫倫摩擦、黏滯摩擦和 Stribeck 影響，摩擦力的方程式可表示如下[10]：

$$f(v) = F_C \operatorname{sgn}(v) + (F_S - F_C) e^{-(v/v_s)^2} \operatorname{sgn}(v) + K_v v \quad (13)$$

其中 F_C 為庫倫摩擦； F_S 為靜態摩擦； v_s 為 Stribeck 速度係數； K_v 為黏滯摩擦係數； $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 為符號函數。

以動子位置步階響應為基礎的機械參數量測技術，在此被應用來量測驅動系統的參數。為了方便控制器的設計，在控制迴路中位置和速度的訊號設計為 $1V=0.063662m$ 和 $1V=0.063662m/sec$ 。所獲得之系統參數如下：

$$\bar{K}_f = 20 \text{ N/A}, \bar{M} = 1.97 \text{ kg} = 0.1254 \text{ Nsec/V}, \bar{D} = 83.2245 \text{ kg/sec} = 5.2982 \text{ N/V} \quad (14)$$

符號“-”表示在標準模式下的系統參數。雖然透過磁場導向控制電氣推力方程式可以簡化為(10)式，但是在考慮系統參數變化及包含摩擦力的非線性且時變的外來干擾等情況之下，實際的永磁線型同步馬達伺服驅動系統仍是非線性時變系統。

模糊類神經網路

模糊控制系統主要由四個主要的部分所組成：模糊化(Fuzzifier)、模糊規則庫(Fuzzy Rule Base)、模糊推理機構(Fuzzy Inference Engine)和解模糊化(Defuzzifier)。模糊控制規則是主要決定模糊控制器性能優劣的因素。模糊系統可以全域近似非線性連續函數至任意準確的程度[11]。模糊推論機構主要是利用模糊 IF-THEN 規則來規劃輸入的語法向量 $\mathbf{X}^T = [x_1 x_2 \dots x_n] \in R^n$ 映射至輸出的語法變數 $y \in R$ 。第 i 條的模糊 IF-THEN 規則可表示如下：

$$R^{(i)} : \text{if } x_1 \text{ is } A_1^i \text{ and } x_n \text{ is } A_n^i \text{ then } y \text{ is } B^i \quad (15)$$

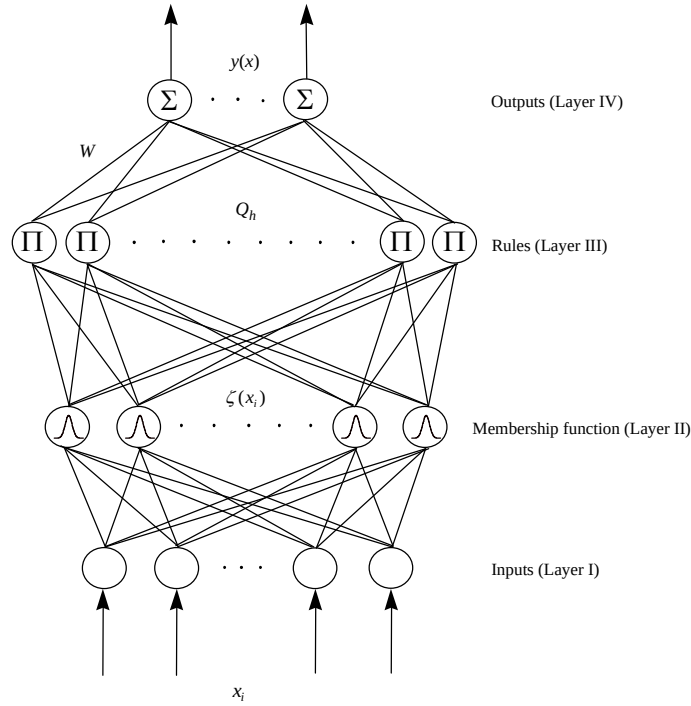
其中 $A_1^i, A_2^i, \dots, A_n^i$ 和 B^i 代表模糊集合。令 k 為模糊 IF-THEN 規則的數目。利用乘法推論、解重心法與單一模糊化(singleton fuzzifier)，模糊邏輯系統的輸出可表示如下：

$$y(\mathbf{X}) = \frac{\sum_{h=1}^k W^h (\prod_{i=1}^n \zeta_i^a(x_i))}{\sum_{h=1}^k (\prod_{i=1}^n \zeta_i^a(x_i))} = \mathbf{W}^T \times \mathbf{Q} \quad (16)$$

其中 $\zeta_i^a(x_i)$ 代表模糊變數 x_i 的歸屬函數值； a 表示歸屬函數的數目； k 表示所有的 IF-THEN 規則； W^h 是第 h 條規則的權重值； $\mathbf{W} = [W^1 W^2 \dots W^k]^T$ 為可量測的參數向量； $\mathbf{Q}^T = [Q_1 Q_2 \dots Q_k]$ 表示模糊基底向量，可表示如下：

$$Q_h(\mathbf{X}) = \frac{\prod_{i=1}^n \zeta_i^a(x_i)}{\sum_{h=1}^k (\prod_{i=1}^n \zeta_i^a(x_i))} \quad (17)$$

以類神經網路實現模糊邏輯近似器如圖二所示，其中模糊類神經函數近似器為四層的架構。在第一層中，每個節點為輸入節點代表輸入語法向量；第二層中，節點表示所有語法變數的歸屬函數值。第二層的每個節點執行一個歸屬函數值。在第三層，節點表示模糊基底函數；每個節點執行一個模糊規則。第三層的每個節點透過權重因子 $\mathbf{W} = [W^1 W^2 \dots W^k]$ 連結至第四層。在第四層中，輸出代表 $y(\mathbf{X})$ 的輸出值。當輸入送至圖二所示之模糊類神經網路時，前述部中第 h 條規則所代表之 Q_h (第三層) 的真值以(17)式計算。模糊類神經系統的輸出(第四層)透過常用的解模糊機制可表示成(16)式。



圖二 模糊類神經網路架構圖

適應性模糊類神經網路控制系統

為了控制永磁線型同步馬達的動子位置，本節設計一適應性模糊類神經網路控制系統。所設計之適應性模糊類神經網路控制系統控制永磁線型同步馬達的系統架構如圖三所示，圖中所示之參考模型是依據預設之時域規格選取。磁場導向控制之永磁線型同步馬達的動態方程式可經由(10)式和(12)式改寫如下：

$$\dot{d}(t) = -\frac{D}{M}d(t) + \frac{K_f}{M}i_q^*(t) - \frac{1}{M}(F_L + f(v)) \triangleq A_p d(t) + \frac{1}{B_p}U(t) + C_p(F_L + f(v))$$

(18)

其中 $A_p = -D/M$ ； $B_p = M/K_f > 0$ ； $C_p = -1/M$ ；而 $U(t)$ 為控制推力。控制的問題在於找出一控制法則使狀態變數 $d(t)$ 可一追隨任何命令軌跡 $d_m(t)$ 。為了達到控制的目的，定義追隨誤差 $e(t) = d_m(t) - d(t)$ 與誤差函數 $E(t) = \dot{e}(t) + \lambda e(t)$ 其中 $\lambda > 0$ 。此外，將誤差函數微分可推得下列方程式：

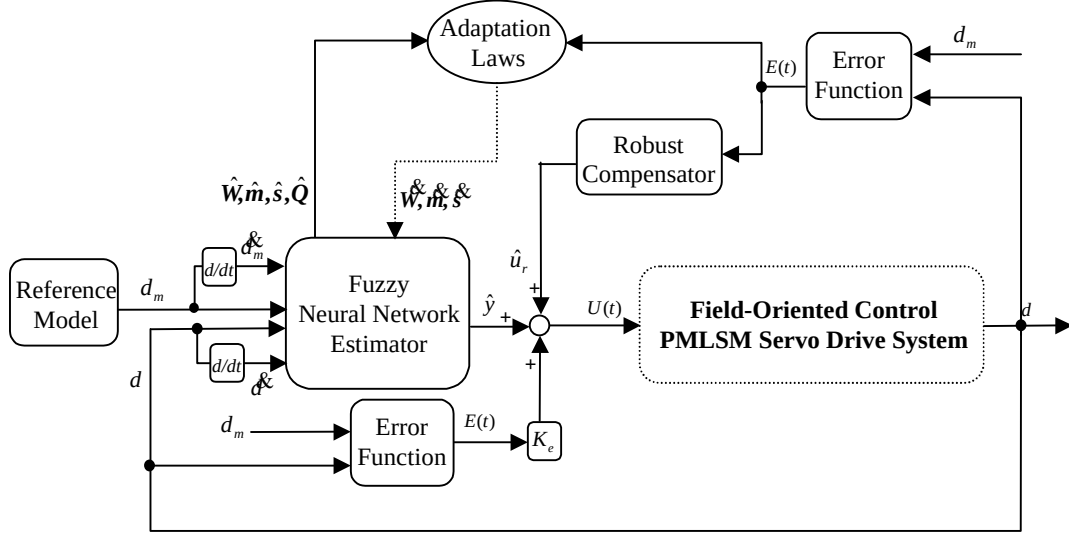
$$B_p \dot{E}(t) = B_p A_p E(t) - U(t) - B_p C_p (F_L + f(v)) + y$$

(19)

其中未知的非線性函數 y 定義如下：

$$y = B_p [\hat{d}_m(t) + \lambda e(t)] - B_p A_p [\hat{d}_m(t) + \lambda e(t)]$$

(20)



圖三 適應性模糊類神經網路控制系統架構圖

在考慮系統參數的變化之下， y 為包含 d ， $\hat{d}$ ， d_m ， $\hat{d}_m$ ， $\hat{d}_m$ 與系統參數之非線性時變函數。模糊類神經網路用來估測未知的函數 y 。因為模糊類神經網路的輸出， $\hat{y}$ ，無法準確地近似 y ，所以設計一強健補償控制器 u_r 來減低近似誤差與包含摩擦力的外來干擾的影響。因此，控制法則定義如下：

$$U(t) = K_e E(t) + \hat{y} + u_r$$

(21)

其中 $K_e > 0$ 。將(21)式代入(19)式則閉回路控制系統描述如下：

$$B_p \ddot{E}(t) = (B_p A_p - K_e) E(t) + \tilde{y} - B_p C_p (F_L + f(v)) - u_r \quad (22)$$

其中近似誤差 $\tilde{y}$ 為

$$\tilde{y} = y - \hat{y} = \mathbf{W}^* T \mathbf{Q}(x_i, \mathbf{m}^*, \mathbf{s}^*) - \hat{\mathbf{W}}^T \mathbf{Q}(x_i, \hat{\mathbf{m}}, \hat{\mathbf{s}}) + \varepsilon_y \quad (23)$$

其中 $\mathbf{m} \in \mathbf{R}^{j \times 1}$ 為模糊基底函數之平均值(Mean)； $\mathbf{s} \in \mathbf{R}^{j \times 1}$ 為模糊基底函數之標準偏差(Standard Deviation)； ε_y 為最小重建誤差(Minimum Reconstructed Error)； $\mathbf{m}^*$ 和 $\mathbf{s}^*$ 分別為 $\mathbf{m}$ 和 $\mathbf{s}$ 的理想參數值； $\hat{\mathbf{m}}$ 和 $\hat{\mathbf{s}}$ 則為理想參數的估測值。此外，為了方便以下的推導，令 $\mathbf{Q}^* \equiv \mathbf{Q}(x_i, \mathbf{m}^*, \mathbf{s}^*)$ 和

$\hat{Q} \equiv Q(x_i, \hat{m}, \hat{s})$ ，並假設最小近似誤差和外來干擾均為有界值。也就是說，有具體的常數 b_ε 和 b_τ 分別滿足 $\|\varepsilon_y\| \leq b_\varepsilon$ 和 $\|B_p C_p (F_L + f(v))\| \leq b_\tau$ 的條件

為了方便記號，將(23)式改寫如下：

$$\tilde{y} = W^{*T} \tilde{Q} + \tilde{W}^T \hat{Q} + \varepsilon_y \quad (24)$$

其中 $\tilde{W} = W^* - \hat{W}$ 和 $\tilde{Q} = Q^* - \hat{Q}$ 。控制器的設計是為了達到良好的追隨響應和穩定性，同時可以線上調整模糊類神經網路的連結權重值、平均值和標準偏差。為了達到此目的，利用線性化的技巧將模糊類神經網路的非線性輸出轉換成部分線性化，然後再利用李亞普諾夫穩定理論來推導。利用泰勒展開式的觀念，可得 $\tilde{Q}$ 的泰勒展開式如下：

$$\begin{aligned} \tilde{Q} = \begin{bmatrix} \tilde{Q}_1 \\ \tilde{Q}_2 \\ M \\ \tilde{Q}_k \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{\partial Q_1}{\partial m} \\ \frac{\partial Q_2}{\partial m} \\ M \\ \frac{\partial Q_k}{\partial m} \end{bmatrix} \Big|_{m=\hat{m}} (m^* - \hat{m}) + \begin{bmatrix} \frac{\partial Q_1}{\partial s} \\ \frac{\partial Q_2}{\partial s} \\ M \\ \frac{\partial Q_k}{\partial s} \end{bmatrix} \Big|_{s=\hat{s}} (s^* - \hat{s}) + N \\ &\equiv Q_m^T \tilde{m} + Q_s^T \tilde{s} + N \end{aligned} \quad (25)$$

其中

$$Q_m = \begin{bmatrix} \frac{\partial Q_1}{\partial m} & \frac{\partial Q_2}{\partial m} & \Lambda & \frac{\partial Q_k}{\partial m} \end{bmatrix} \Big|_{m=\hat{m}} \in \mathbf{R}^{j \times k} ; \quad Q_s = \begin{bmatrix} \frac{\partial Q_1}{\partial s} & \frac{\partial Q_2}{\partial s} & \Lambda & \frac{\partial Q_k}{\partial s} \end{bmatrix} \Big|_{s=\hat{s}} \in \mathbf{R}^{j \times k} ; \quad \tilde{m} = m^* - \hat{m} ;$$

$\tilde{s} = s^* - \hat{s}$ ； N 為高階項且為有界值，小於一正常數。將(25)式代入(24)式，可得以下推導：

$$\begin{aligned} \tilde{y} - B_p C_p (F_L + f(v)) &= \tilde{W}^T \tilde{Q} + \tilde{W}^T \hat{Q} + \varepsilon_y - B_p C_p (F_L + f(v)) \\ &= \tilde{W}^T (\hat{Q} - Q_m^T \hat{m} - Q_s^T \hat{s}) + \tilde{W}^T (Q_m^T \tilde{m} + Q_s^T \tilde{s}) + h \end{aligned} \quad (26)$$

其中

$$h = W^{*T} (Q_m^T m^* + Q_s^T s^* + N) - \hat{W}^T (Q_m^T \hat{m} + Q_s^T \hat{s}) + \varepsilon_y - B_p C_p (F_L + f(v))$$

且定義為總集不確定項。將(26)式代入(22)式，則閉迴路動態系統方程式可改寫如下：

$$B_p \dot{E}(t) = (B_p A_p - K_e) E(t) + \tilde{W}^T (\hat{Q} - Q_m^T \hat{m} - Q_s^T \hat{s}) + \tilde{W}^T (Q_m^T \tilde{m} + Q_s^T \tilde{s}) + h - u_r \quad (27)$$

根據以上推導，當永磁線型同步馬達伺服驅動系統如(18)式所示。若控制法則設計成(21)式，模糊類神經網路估測器的適應性學習演算法如(28)式~(30)式，且強健補償控制器設計成(31)式同時適應性總集不確定項估測法則如(32)式，則所設計之適應性模糊類神經網路控制系統利用李亞普諾夫穩定理論即可證明其穩定性。

$$\dot{\hat{W}} = \eta_1 (\hat{Q} - Q_m^T \hat{m} - Q_s^T \hat{s}) E(t) \quad (28)$$

$$\dot{\hat{m}} = \eta_2 \hat{W} Q_m E(t) \quad (29)$$

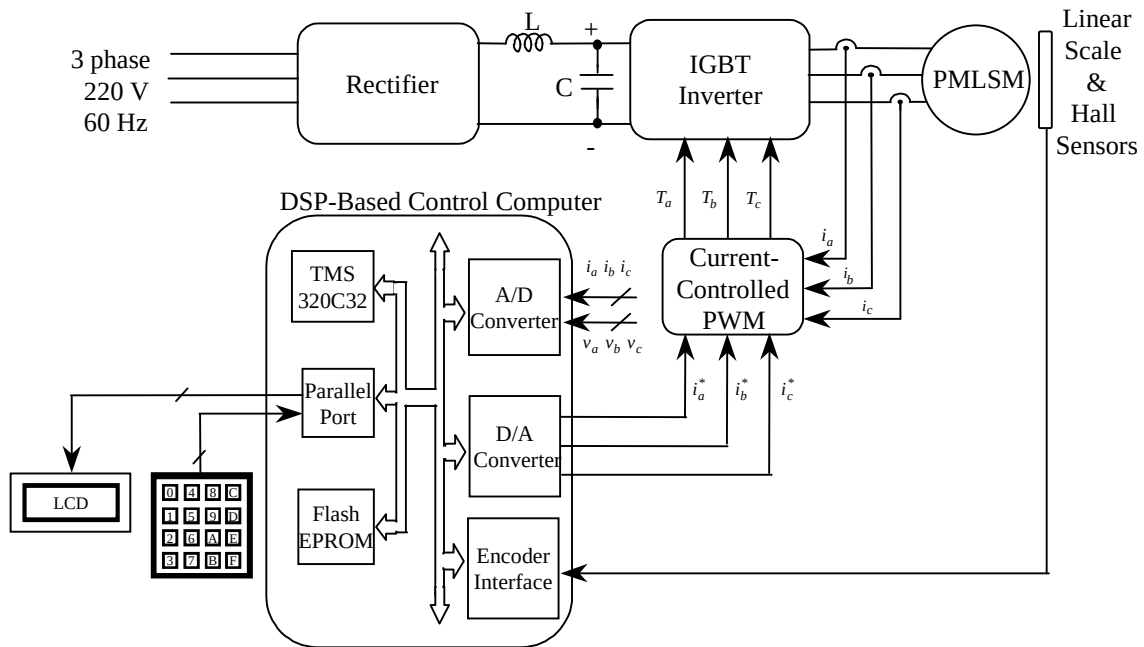
$$\dot{\hat{s}} = \eta_3 \hat{W} Q_s E(t) \quad (30)$$

$$u_r = \hat{h}(t) \quad (31)$$

$$\dot{\hat{h}}(t) = \eta_4 E(t) \quad (32)$$

其中 η_1 、 η_2 、 η_3 和 η_4 均為正常數； $\hat{h}(t)$ 為線上估測總集不確定項 h 的估測值。

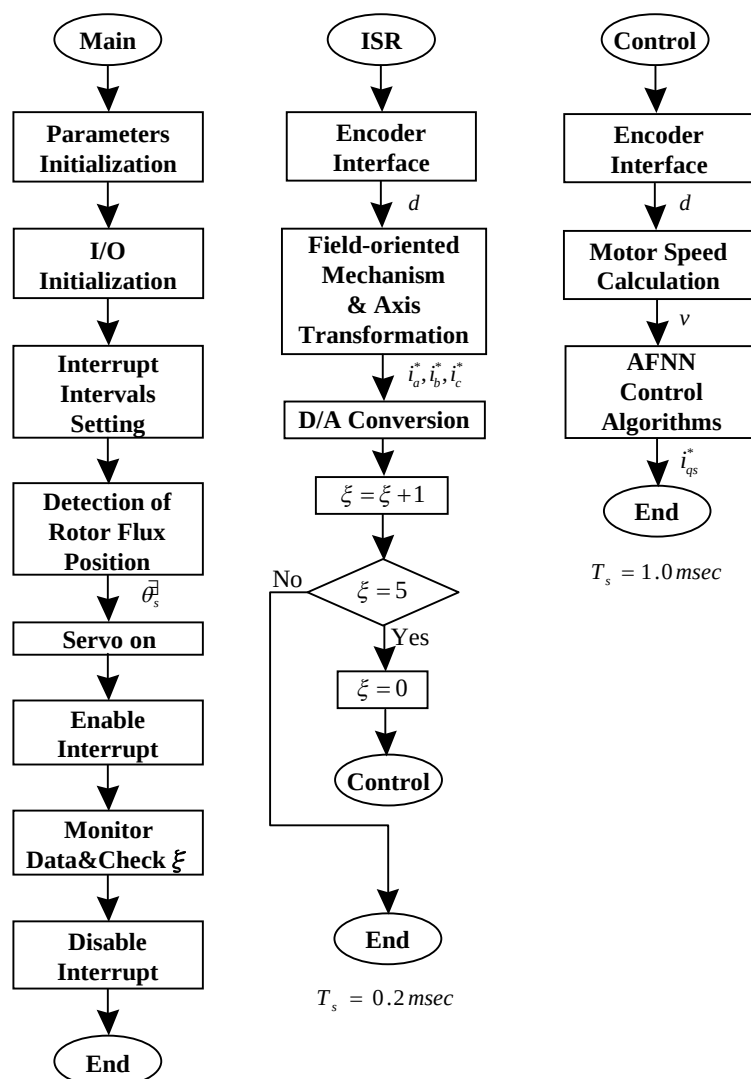
實測結果



圖四 以數位訊號處理器單板控制電腦為基礎之磁場導向控制永磁線型同步馬達伺服控制系統方塊圖

圖四所示為以數位訊號處理器單板控制電腦為基礎之磁場導向控制永磁線型同步馬達伺服控制系統方塊圖。控制電腦的核心為具浮點運算能力的TMS320C32數位訊號處理器，此外，控制電腦還具備多通道的類比/數位轉換器、數位/類比轉換器、並行處理埠與編碼器介面。電流控制電壓型反流器利用智慧型功率模組(Intelligent Power Module, IPM)來實現，其操作頻率為15kHz。內建在編碼器介面電路的數位濾波器(Digital Filter)和四倍頻電路，可增加位置回授的精確度，實測的精確度為1微米。磁場導向機構和所設計之適應性模糊類神經網路控制系統利用C語言以及組合語言實現在數位訊號處理器。所有的程式先在電腦以微軟的環境發展然後在燒錄到

可消除程式化唯讀記憶體(EPROM)，將可消除程式化唯讀記憶體插入單板控制電腦後接上控制板電源即可透過小鍵盤與液晶顯示操作單板控制電腦實踐馬達精密定位伺服控制，而不需個人電腦輔助。三相命令電流透過數位/類比轉換器送至馬達驅動器。所設計之即時控制與適應性模糊類神經網路與數位訊號處理器的主程式結合，透過一個中斷服務程式與一個控制副程式來



圖五 永磁線型同步馬達磁場導向驅動系統之軟體發展流程圖

執行，如圖五所示。主程式首先設定參數和輸入輸出的初使值然後設定中斷程式的中斷時間。中斷致能後，中斷服務程式每0.2毫秒讀取一次編碼器介面與執行一次磁場導向機構。中斷服務程式透過編碼器讀取動子位置同時由控制副程式取得控制推力 i_{qs}^* ，經由磁場導向機構計算出三相命令電流透過數位/類比轉換器送至馬達驅動器。由於數位訊號處理器單板控制電腦只提供一個硬體中斷，因此在中斷服務程式中設定一變數 ξ 來紀錄中斷服務程式執行的次數。當變數等於5

同時將控制副程式致能也就是說其取樣時間為1毫秒。控制副程式先從編碼器讀入動子位置再根據所設計的適應性模糊類神經網路控制演算法計算出馬達速度 v 及控制推力 i_{qs}^* 。

所設計的控制法則中所給定的網路學習速率和控制增益值如下所示：

$$\eta_1 = 6.0 \quad \eta_2 = 3.0 \quad \eta_3 = 3.0 \quad \eta_4 = 7.0 \quad K_e = 2.0 \quad \lambda = 120.0 \quad (33)$$

在考慮穩定性的要求下，在所設計的控制系統中所有的學習速率和增益值都是為了在實測中可以達到最佳的暫態控制效能。另外經由實驗結果，本文中摩擦力模型的相關參數如下所示 [10]：

$$F_C = 0.08 \quad F_S = 1.2 \quad v_S = 0.08 \quad K_v = 0.8 \quad (34)$$

為了顯示在較少的規則集合下適應性模糊類神經控制系統的效能，模糊類神經網路的輸入層、歸屬函數層、規則層和輸出層分別有4個、8個、16個和1個神經元。每個網路輸入， x_i , $i=1,2,3,4$ ，所對應之歸屬函數則設計如下：

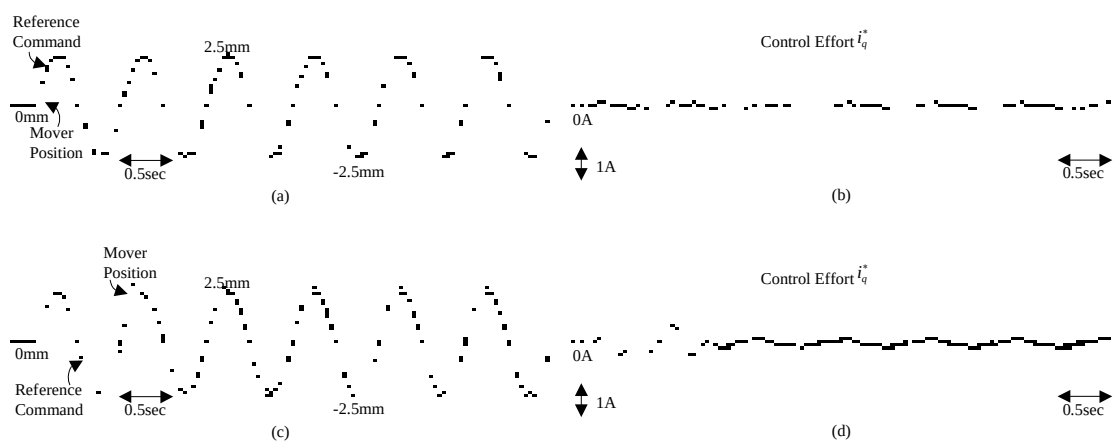
$$\zeta_i^1(x_i) = \exp\left(-\frac{(x_i - m_i^1)^2}{(s_i^1)^2}\right) \quad (35)$$

$$\zeta_i^2(x_i) = \exp\left(-\frac{(x_i + m_i^2)^2}{(s_i^2)^2}\right) \quad (36)$$

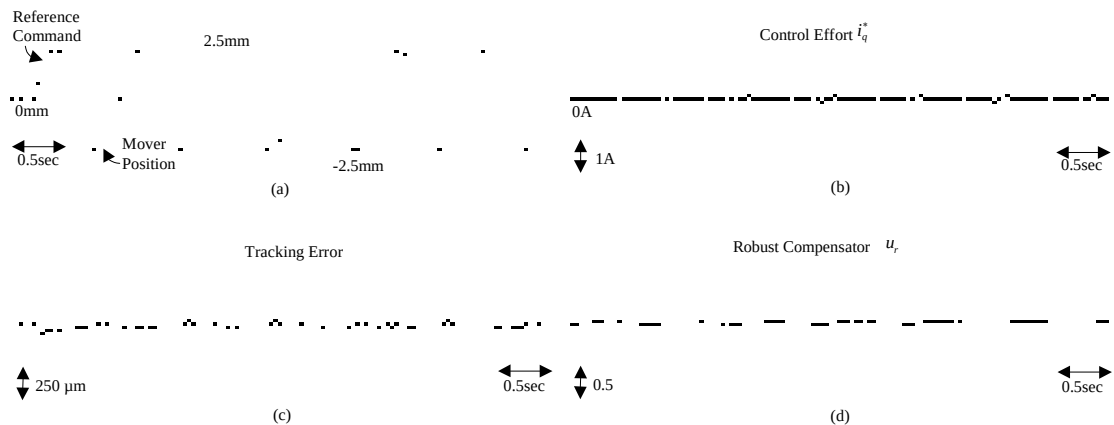
另外，所有的初始輸出鍵結值均設為零。在實測中分別測試標準狀況和參數變化等二種狀況，其中參數變化是在動子上加上鐵盤使總質量為標準情況的8倍。

首先，為了控制性能的比較利用[6]所設計的模糊類神經網路控制器控制永磁線型同步馬達伺服驅動系統。模糊類神經網路的線上學習速率則選擇和所設計的控制系統中的模糊類神經網路相同。圖六分別為週期性弦波時，在標準狀況與參數變化下動子的追隨響應和控制推力。由標準狀況的實測結果可知，雖然學習速率和所設計的適應性模糊類神經網路控制系統的模糊類神經網路相同，但是在六個週期的線上學習之後依然得不到良好的追隨響應。此外，在參數變化下系統的追隨響應也是很差。圖七和圖九分別為週期性弦波與梯形波命令時，所設計的適應性模糊類神經網路控制系統在標準狀況下的追隨響應、控制推力、追隨誤差和強健補償控制器輸出等實測結果。另外，圖八和圖十分別為週期性弦波和梯形波命令時，所設計的適應性模糊類神經網路控制系統在參數變化下的追隨響應、控制推力、追隨誤差和強健補償控制器輸出等實測結果。由圖七(a)、圖八(a)、圖九(a)和圖十(a)的實測結果可以看出，無論是標準狀況或是參數變化動子均能保持良好的追隨響應。而週期性弦波和梯形波命令的追隨誤差都在一個週期的線上學習之後就會收斂。此外，所設計的控制法則其強健控制的特性在參數變化下更是一目了然。同時，由於摩擦力的非線性且時變的特性造成控制推力有些微的切跳現象，如圖七(b)、圖八(b)、圖九(b)和圖十(b)

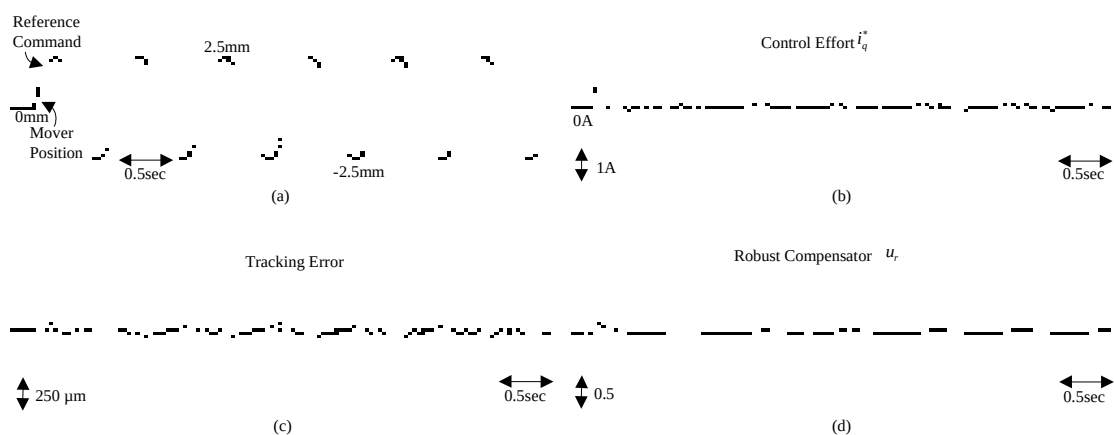
所示。



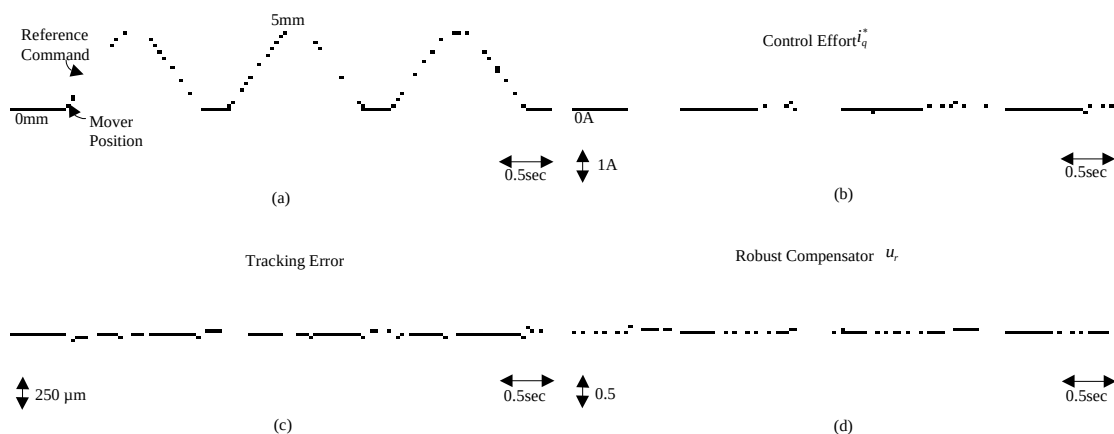
圖六 模糊類神經網路控制器之週期性弦波實測圖：(a) 標準狀況之軌跡追隨響應圖；(b) 標準狀況之控制推力；(c) 參數變化之軌跡追隨響應圖；(d) 參數變化之控制推力。



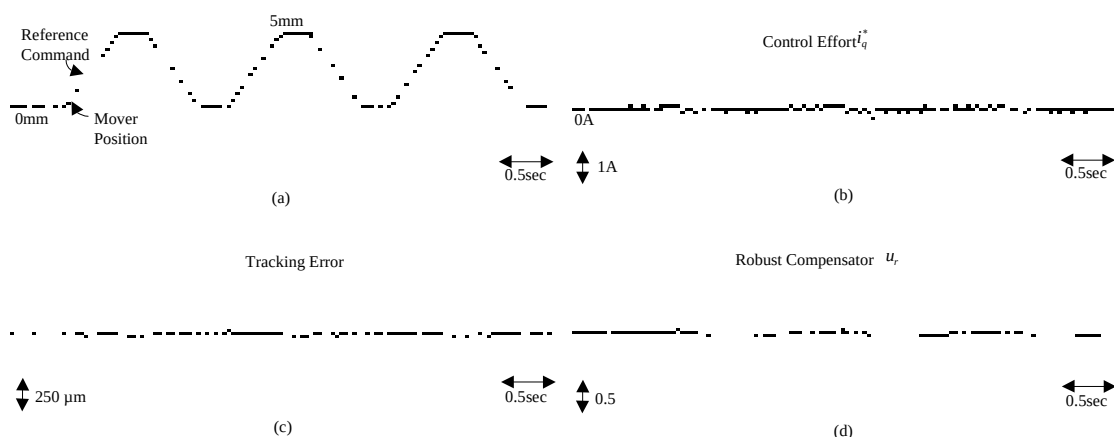
圖七 週期性弦波命令之適應性模糊類神經網路控制系統在標準狀況下實測結果：(a) 追隨響應；(b) 控制推力；(c) 追隨誤差；(d) 強健補償器輸出。



圖八 週期性弦波命令之適應性模糊類神經網路控制系統在參數變化下實測結果：(a) 追隨響應；(b) 控制推力；(c) 追隨誤差；(d) 強健補償器輸出。



圖九 週期性梯形波命令之適應性模糊類神經網路控制系統在標準狀況下實測結果：(a) 追隨響應；(b) 控制推力；(c) 追隨誤差；(d) 強健補償器輸出。



圖十 週期性梯形波命令之適應性模糊類神經網路控制系統在參數變化下實測結果：(a) 追隨響應；(b) 控制推力；(c) 追隨誤差；(d) 強健補償器輸出。

結 語

本文成功的驗證了應用適應性模糊類神經網路控制系統控制磁場導向控制之永磁線型同步馬達伺服驅動系統的動子位置追隨不同的週期性軌跡。首先，介紹磁場導向控制之永磁線型同步馬達伺服驅動系統的原理。然後詳細的描述所設計的適應性模糊類神經網路控制系統的理論基礎與穩定度分析。在所設計的適應性模糊類神經網路控制系統中，並不需要強迫性的假設條件與對受控體事先了解。此外，強健補償控制器利用一簡單的非單調函數的適應性法則線上估測總集不確定項的大小。最後，由週期性參考軌跡實測結果測試所設計的控制系統的有效性。

本文主要的貢獻有以下幾點：(i) 成功地利用李亞普諾夫穩定理論推導出模糊類神經網路的適應性學習法則；(ii) 成功地發展出適應性模糊類神經網路控制系統來解決近似誤差和包含摩擦

力的外來干擾；(iii) 成功地將適應性模糊類神經網路控制系統應用在永磁線型同步馬達伺服驅動系統追隨不同的參考軌跡同時具備強健控制的特性。

參考文獻

- [1] L. X. Wang, *Adaptive Fuzzy Systems and Control: Design and Stability Analysis*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1994.
- [2] W. Y. Wang, T. T. Lee, C. L. Liu, and C. H. Wang, "Function approximation using fuzzy neural networks with robust learning algorithm," *IEEE Trans. Syst. Man Cybern. B*, vol. 27, pp. 740–747, 1997.
- [3] Y. H. Kim, F. L. Lewis, and C. T. Abdallah, "A dynamic recurrent neural-network-based adaptive observer for a class of nonlinear systems," *Automatica*, vol. 33, no. 8, pp. 1539–1543, 1997.
- [4] R. J. Wai and F. J. Lin, "A fuzzy neural network controller with adaptive learning rates for nonlinear slider-crank mechanism," *Neurocomput.*, vol. 20, no. 1-3, pp. 295–320, 1998.
- [5] Y. G. Leu, T. T. Lee, and W. Y. Wang, "On-line tuning of fuzzy-neural network for adaptive control of nonlinear dynamical systems, " *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, vol. 27, pp. 1034–1043, 1997.
- [6] F. J. Lin, W. J. Hwang, and R. J. Wai, "A supervisory fuzzy neural network control system for tracking periodic inputs," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 7, pp. 41–52, Feb. 1999.
- [7] R. J. Wai, F. J. Lin, R. Y. Duan, K. Y. Hsieh, and J. D. Lee, "Robust fuzzy neural network control for linear ceramic motor drive via backstepping design technique," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 10, no. 1, pp. 102–112, 2002.
- [8] I. Boldea and S.A. Nasar, *Linear Electric Actuators and Generators*. London: Cambridge University Press, 1997.
- [9] F. J. Lin, R. J. Wai, and C. M. Hong, "Hybrid supervisory control using recurrent fuzzy neural network for tracking periodic input," *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 12, no. 1, pp. 68–88, 2001.
- [10] A. P. Maulana, H. Ohmori, and A. Sano, "Friction compensation strategy via smooth adaptive dynamic surface control," *IEEE CCA Conf. Rec.*, pp. 1090–1095, 1999.
- [11] J. L. Castro, "Fuzzy logic controllers are universal approximators," *IEEE Trans. Syst. Man Cybern.*, vol. 25, no. 4, pp. 629–635, 1995.