永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展

Development of Drive and Intelligent Control System for Gantry Precisioning Position Table Using Permanent Magnet Linear Synchronous Motors

計畫編號： NSC 97 - 2221 - E - 008 - 098 - MY3

執行期限： 97/08/01 ~ 100/07/31

主持人： 林法正　國立中央大學電機系

E-mail: linfj@ee.ncu.edu.tw

大綱

一、計畫緣由與目的

二、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(1/3)

- 互補式滑動模態控制器結合Sugeno型模糊類神經網路控制系統

三、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(2/3)

- 交叉耦合式函數連結放射狀基底函數網路控制系統

四、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(3/3)

- 以三自由度龍門動態模型為基礎之第二型區間遞迴式模糊類神經網路控制系統

五、結論

六、成果

一、計畫緣由與目的

❐ 三年計畫架構

永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展

龍門式定位平台（雙軸同動）

Sugeno 型模糊類神經網路補償器

（1/3） 互補式滑動模態控制器結合Sugeno型模糊類神經網路控制系統

龍門式定位平台（雙軸同動）

交叉耦合同動控制策略

（2/3） 交叉耦合式函數連結放射狀基底函數網路控制系統

龍門式定位平台（三軸同動）

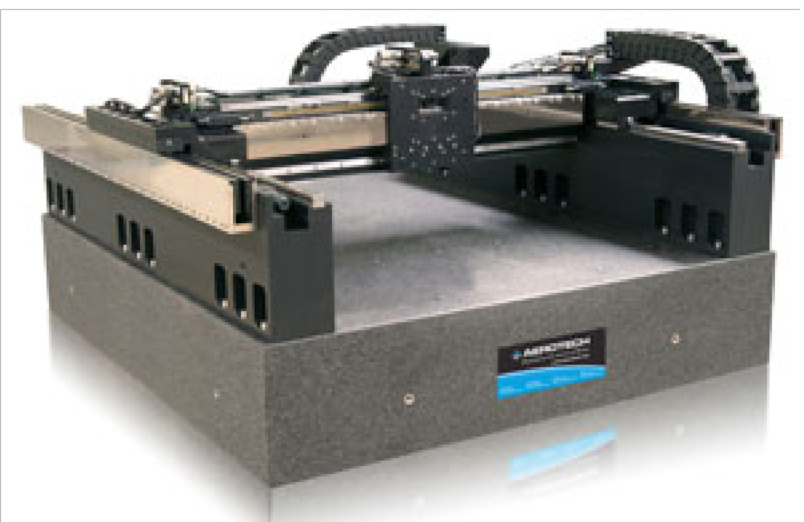
三自由度龍門動態模型

（3/3） 以三自由度龍門動態模型為基礎之第二型區間遞迴式模糊類神經網路控制系統

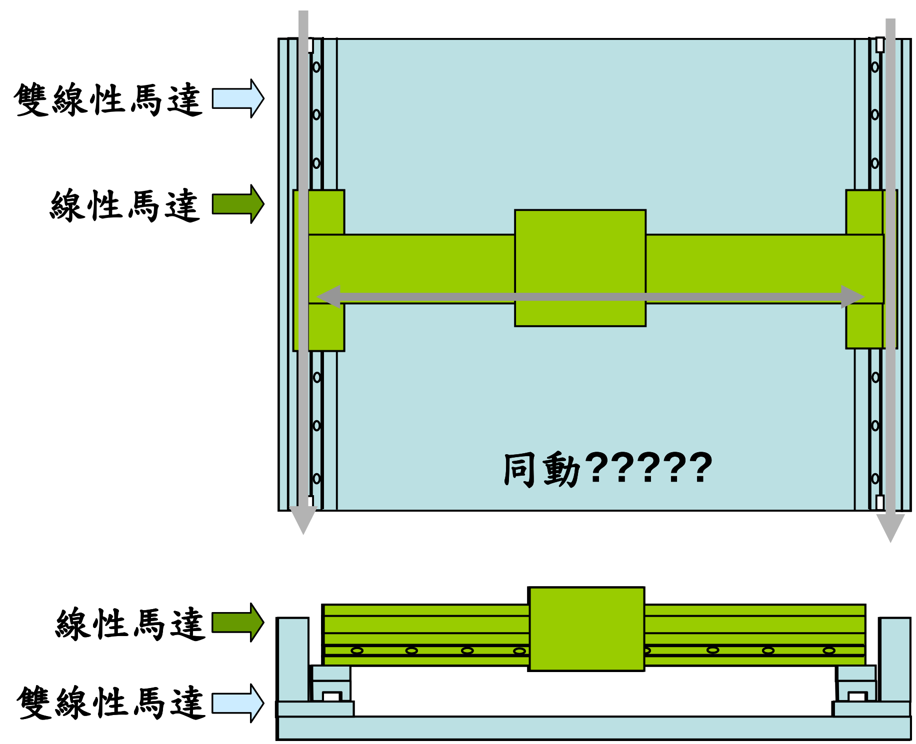
結論

一、計畫緣由與目的

- 傳統X-Y平台或多軸加工機的控制應用中，各軸僅由單組馬達所驅動。
- 為了符合**高加速**、**高推力**和**高剛性**的需求，龍門式定位平台系統採用雙平行線性馬達共同驅動單軸之平行系統，即具**機構耦合**之雙線性馬達系統。
- 因應龐大的LED市場，**產品檢測**是一個致勝**關鍵**，在LED進行封裝前，須於晶圓上進行產品檢測，因此龍門式定位平台在**製程**與**檢測**皆扮演舉足輕重的地位。
- 大部分龍門定位平台使用滾珠螺桿，因有**背隙**產生**非線性響應不佳**，導致控制過程**繁複**且**精確度**不易提高。

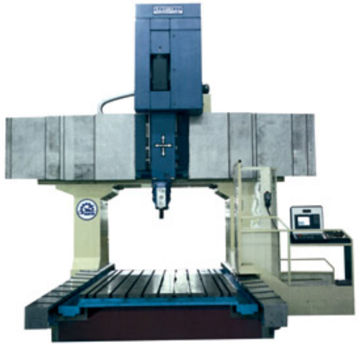
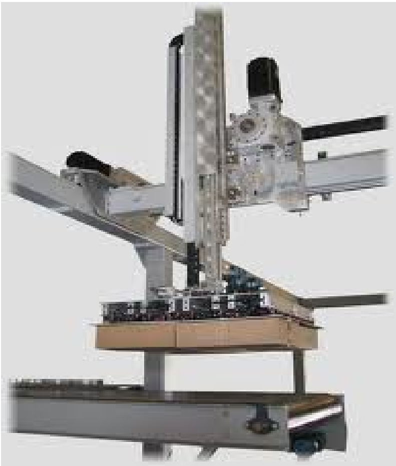


龍門式定位平台



面版檢測、精密加工



3D放射線治療、雷射刀




重工業加工、搬運、切削



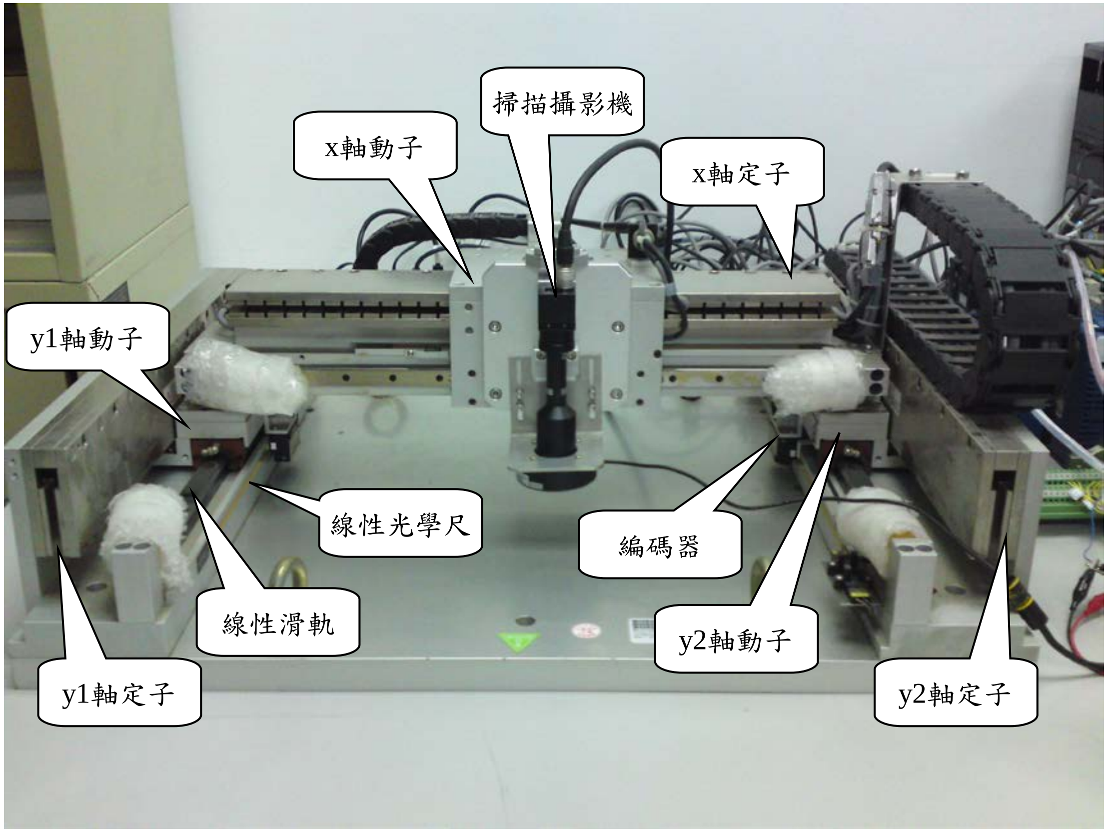

一、計畫緣由與目的

❒ 龍門式定位平台

本論文所使用之龍門式定位平台系統為**上銀科技**股份有限公司所生產製造型號LMG2A-S13 S27的龍門式定位平台。

y軸是由二台的永磁線型同步馬達所組成的雙平行馬達系統；x軸是由一台永磁線型同步馬達組成。

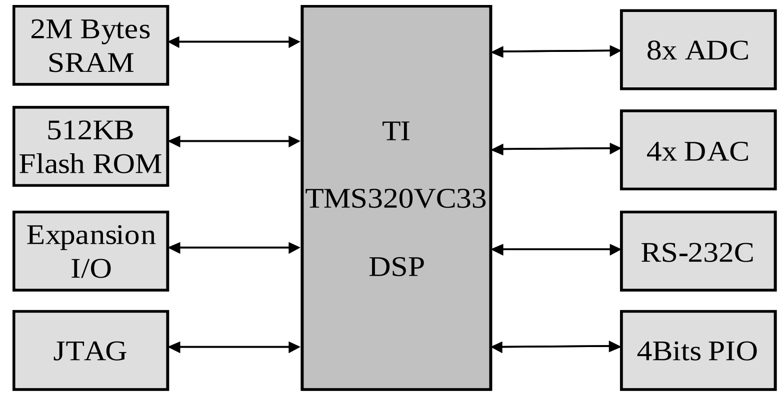
- y軸型號：LMS 27
  x軸型號：LMS 13
- y軸最大行程：1000mm
  x軸最大行程：750mm
- 額定電壓：220V
  額定連續電流：5.0A
  連續推力：180N
  永磁極距為：3.2cm



龍門式定位平台控制系統外觀圖

❐ 數位訊號處理器

本論文採用一片**STC-VC33**單板控制電腦來做精密的馬達**伺服控制**，板子的處理核心是採用德州儀器(Texas Instruments, TI)所發展的一顆**32位元浮點**(Floating Point)型式的數位信號處理器TMS320VC33。

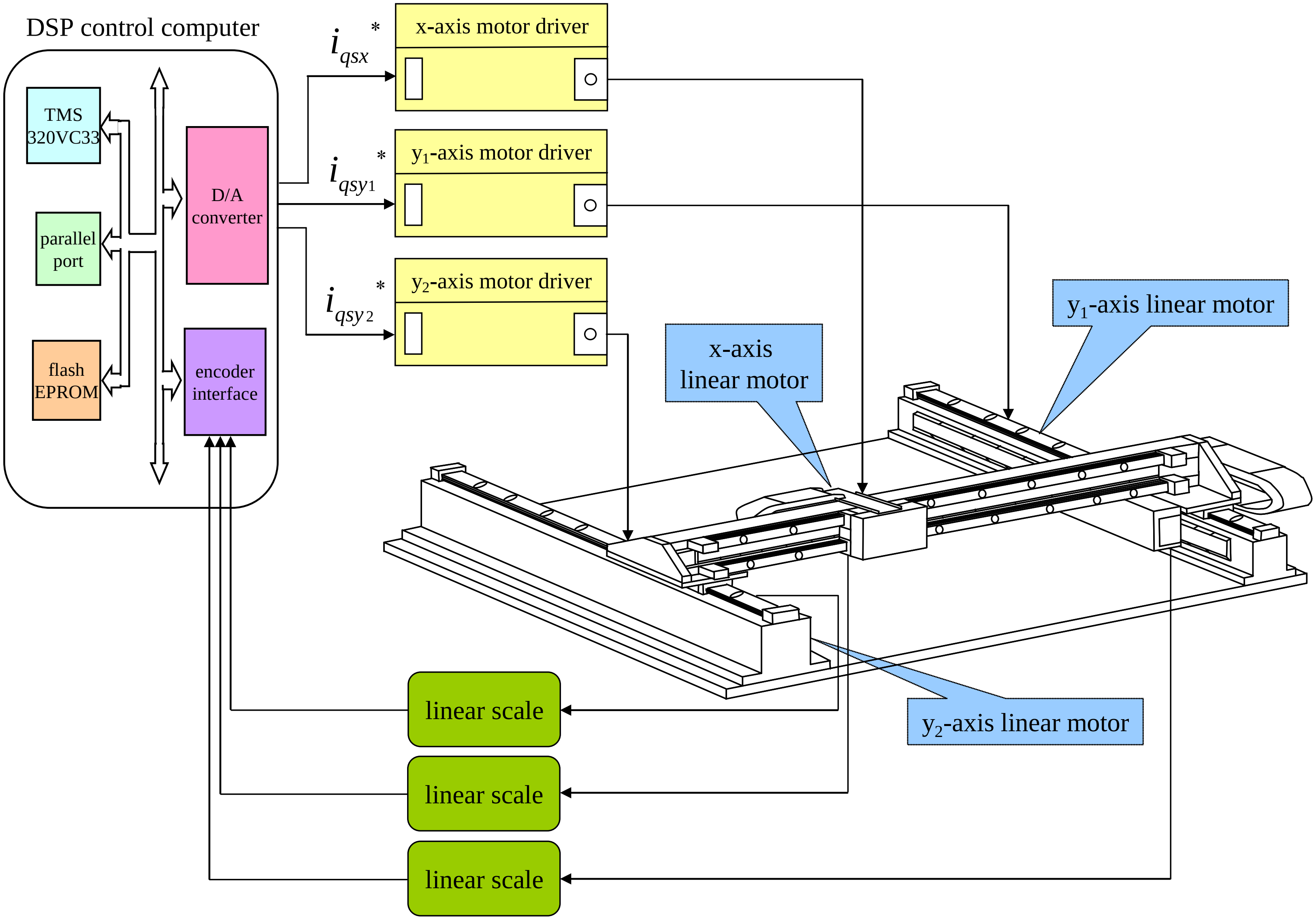


STC-VC33數位信號處理器
實驗板規格架構

此外為了滿足實驗需求，搭配**STC-6EN**多功能I/O卡以完成DSP單板控制電腦數位控制器，多功能I/O卡其規格如下：

(1) 具有6通道24位元解析度的編碼器輸入
(2) 具有6組16位元解析度的PWM輸出
(3) 具有12通道16位元解析度的ADC
(4) 具有8通道16位元解析度的DAC

DSP單板控制電腦數位控制器實體圖



以浮點運算數位訊號處理器為基礎之龍門式定位平台控制系統方塊圖

二、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(1/3)

- 雙線型伺服馬達之數學模型
- 互補式順滑模態控制器
- Sugeno型模糊類神經網路
- 實作結果

針對無鐵心單軸永磁線性同步馬達動態方程式作一推導，接著設計一**互補式順滑模態**控制器，並且利用具有高度近似能力的**Sugeno型模糊類神經網路**來線上補償由兩軸不匹配所造成的同動誤差，來達到**高精密定位**控制之目的。

二、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(1/3)

❒ 雙線型伺服馬達之數學模型

- 永磁線型同步馬達伺服驅動系統在履行磁場導向控制後可簡化如下：

$$F_{ei} = K_{fi} i_{qi}^{*}$$

$$K_{fi} = 3\pi n_{pi} \lambda_{PMi} / (2\tau_i)$$

- 永磁線型同步馬達動子之**動態方程式**亦可表示如下：

$$F_{ei} = M_i \dot{v}_i + D_i v_i + F_{Li} + f_i(v)$$

其中表示 v_i 為動子的速度；M_i 為動子的質量；D_i 為黏滯摩擦力；F_{Li} 為外力干擾；$f_i(v)$ 為摩擦力。

- 雙線性伺服馬達的參數鑑別方法是利用動子位置**步階響應**為基礎並配合**曲線近似技術**(Curve-Fitting Technique)以求得馬達之系統參數，參數如下所示：

$$\overline{D}_{y1} = 819.4069\ \mathrm{kg/sec}$$

$$\overline{K}_{fy2} = 195\ \mathrm{N/A},\ \overline{M}_{y2} = 6.33\mathrm{kg},$$

$$\overline{D}_{y2} = 821.4103\ \mathrm{kg/sec}$$

$$\overline{K}_{fy1} = 195\ \mathrm{N/A},\ \overline{M}_{y1} = 6.32\mathrm{kg}$$

二、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(1/3)

- 假設**忽略**系統的**參數變化**、**外來干擾**、**交叉耦合干擾**和**摩擦力**的影響，根據上述式子，每一組磁場導向控制之單軸永磁線型同步馬達伺服驅動系統可改寫如下：

$$\ddot{d}_i(t) = -\frac{\overline{D}_i}{\overline{M}_i}\dot{d}_i(t) + \frac{K_{fi}}{\overline{M}_i} i_{qi}^*(t) \triangleq A_{ni}\dot{d}_i(t) + B_{ni}u_i$$

其中 $A_{ni} = -\overline{D}_i / \overline{M}_i$ ； $B_{ni} = K_{fi} / \overline{M}_i > 0$； u_i 為控制推力。

- 當磁場導向控制之單軸永磁線型同步馬達伺服驅動系統**受到不確定項干擾時**，也就是說系統的參數發生變動或是外來干擾、交叉耦合干擾和摩擦力加入系統，則動態方程式可改寫如下：

$$\begin{aligned}\ddot{d}_i(t) &= (A_{ni} + \Delta A_i)\dot{d}_i(t) + (B_{ni} + \Delta B_i)u_i + (C_{ni} + \Delta C_i)[F_{Li} + f_i(v)] \\ &= A_{ni}\dot{d}_i(t) + B_{ni}u_i + H_i\end{aligned}$$

其中 $C_{ni} = -1/\overline{M}_i$ ；ΔA_i、ΔB_i 和 ΔC_i 為**系統參數** M_i 及 D_i 所引起之**不確定量**； H_i 稱為**總集不確定項**，定義如下：

$$H_i \equiv \Delta A_i\dot{d}_i(t) + \Delta B_i u_i + (C_{ni} + \Delta C_i)[F_{Li} + f_i(v)]$$

邊界值定義： $|H_i| \le \rho_i$

ρ_i 為設定的正常數。

二、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(1/3)

❐ 互補式滑動模態控制系統

- 定義**廣義順滑面**如下：

  $$S_i = \dot{e}_i + 2\lambda_i e_i + \lambda_i^{\,2}\int_0^t e_i d\tau$$

  取上式微分並將上述之動態方程式代入其中

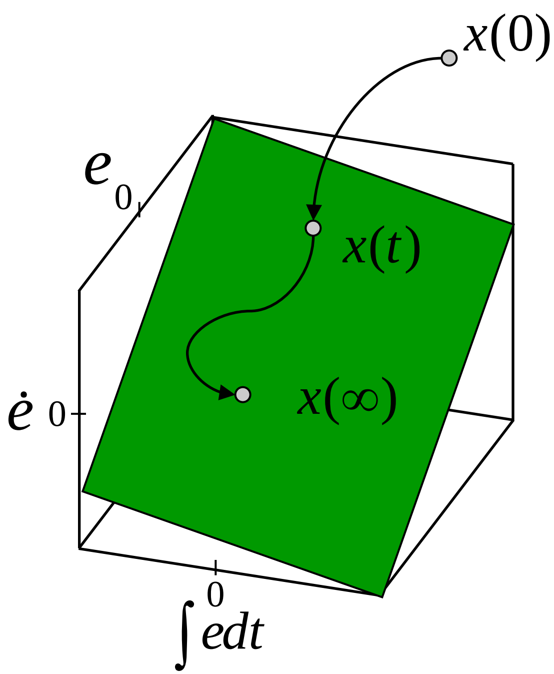
  $$\dot{S}_i = \ddot{e}_i + 2\lambda_i \dot{e}_i + \lambda_i^{\,2} e_i$$
  $$= \ddot{d}_m - A_{ni}\dot{d}_i - B_{ni}u_i - H_i + 2\lambda_i \dot{e}_i + \lambda_i^2 e_i$$

- 互補式滑動模態控制器裡，需要設計第二個滑動面，稱為**互補式順滑面**，設計如下：

  $$S_{Ci} = \dot{e}_i - \lambda_i^{\,2}\int_0^t e_i d\tau$$

- 二順滑面的設計參數 λ_i 相同，所以廣義順滑面和互補式順滑間存在著一相當重要的**數學關係式**：

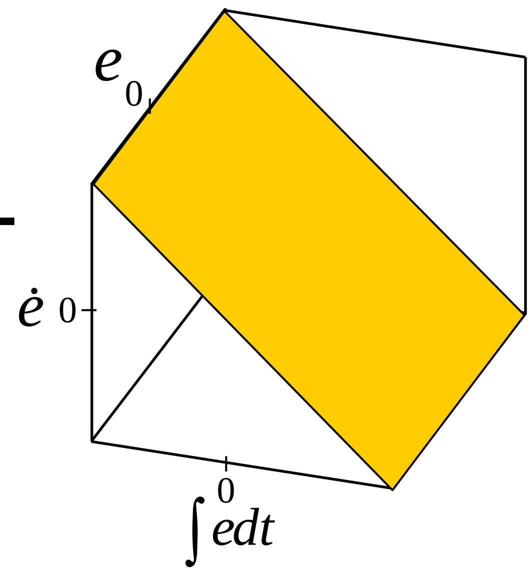
  $$\dot{S}_{Ci} + \lambda_i(S_i + S_{Ci}) = \dot{S}_i$$



廣義順滑面

$$S_i = \dot{e}_i + 2\lambda_i e_i + \lambda_i^2 \int_0^t e_i \, d\tau$$

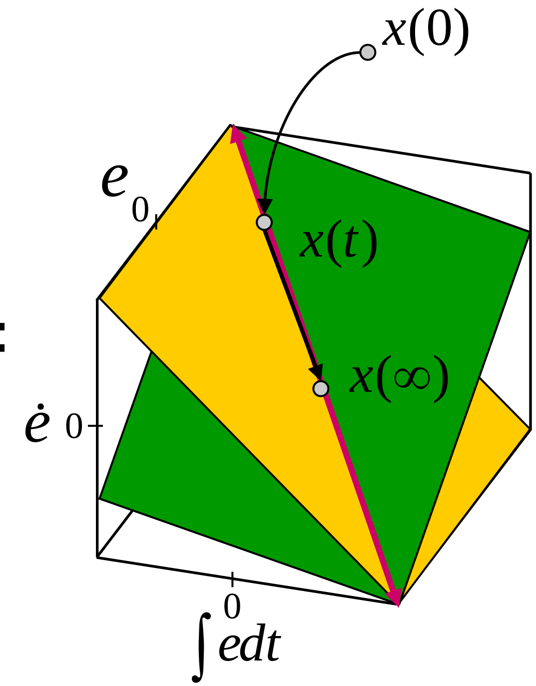
+



互補式順滑面

$$S_{Ci} = \dot{e}_i - \lambda_i^2 \int_0^t e_i \, d\tau$$

=



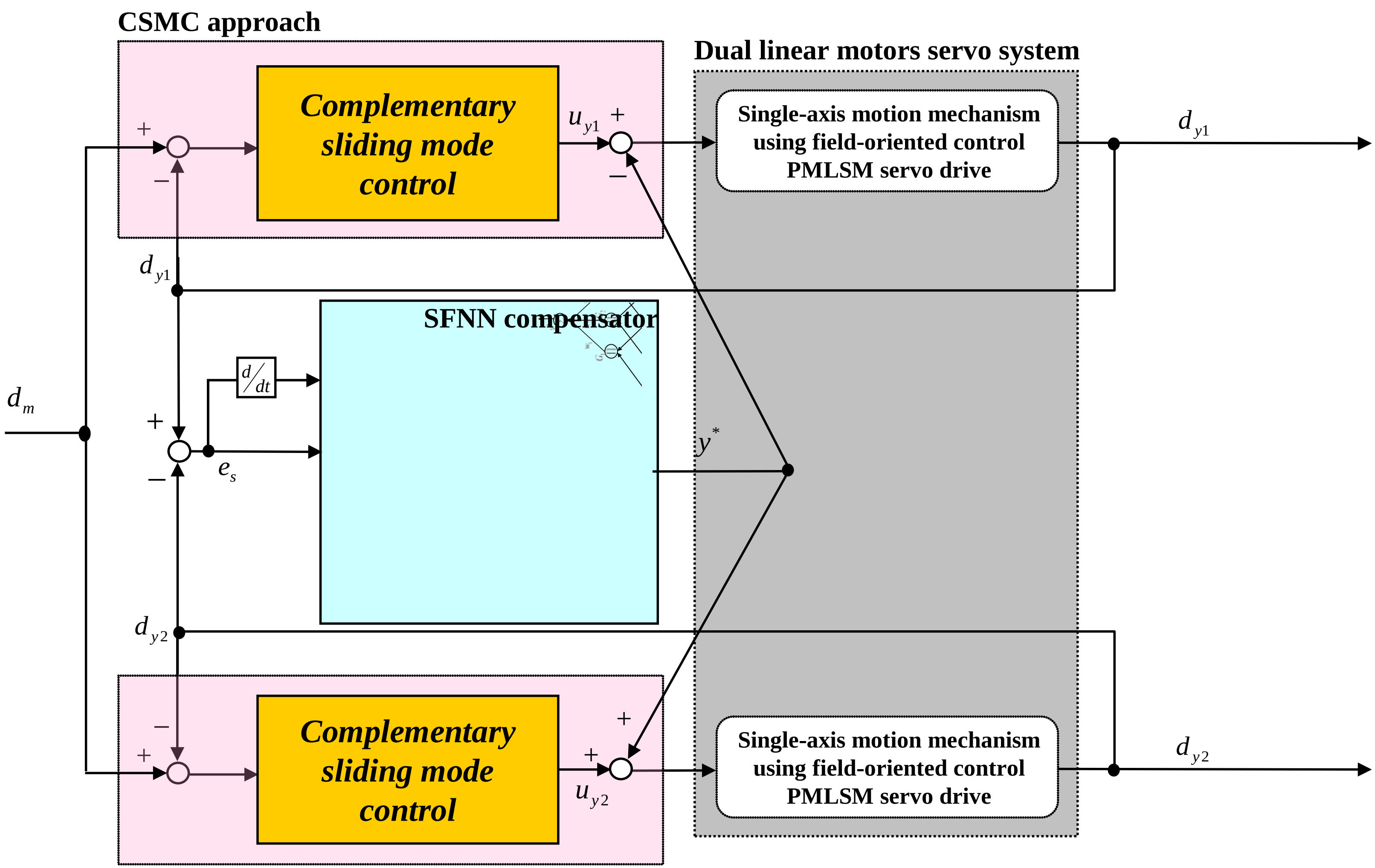
廣義順滑面
+
互補式順滑面

$$\dot{S}_{Ci} + \lambda_i (S_i + S_{Ci}) = \dot{S}_i$$

互補式滑動模態控制藉由限制滑動面的滑動軌跡，以**改善**系統的**暫態響應**，此外與傳統使用飽和函數的滑動模態控制相比，其**追隨誤差**能有效**降低**一半。

二、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(1/3)

❒ 互補式滑動模態控制器結合Sugeno型模糊類神經網路控制系統

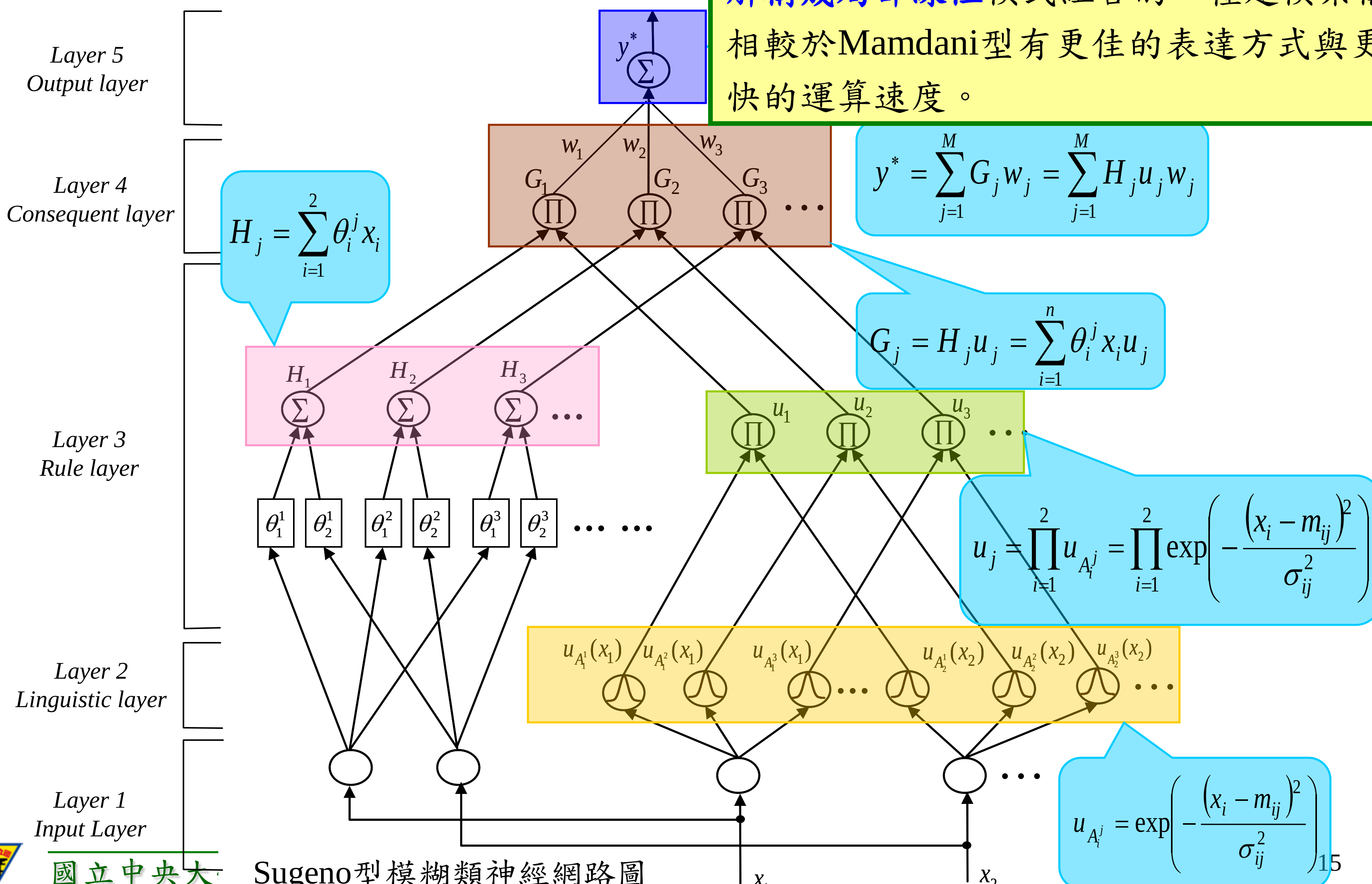


互補式滑動模態控制器結合Sugeno型模糊類神經網路控制器架構圖

二、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(1/3)

以**片段線性**模式為基礎，可將**非線性**系統**解構成局部線性**模式組合的一種建模架構，相較於Mamdani型有更佳的表達方式與更快的運算速度。

❒ Sugeno型模糊類神經網路



Sugeno型模糊類神經網路圖

二、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(1/3)

定理

互補式滑動模態控制力設計如下式，由**等效控制力** u_{eqi} 和**切換控制力** u_{hiti} 所組成，則所提出之控制器能保證此**系統穩定**。

$$u_i = u_{eqi} + u_{hiti}$$

$$u_{eqi} = \frac{1}{B_{ni}}\left[\ddot{d}_m - A_{ni}\dot{d}_i + \lambda_i(2\dot{e}_i + \lambda_i e_i + S_i)\right]$$

$$u_{hiti} = \frac{1}{B_{ni}}\left[\rho_i \mathbf{sat}\left(\frac{S_i + S_{Ci}}{\Phi_i}\right)\right]$$

其中為了**減少**系統的**切跳現象**所採用的**飽和函數**如下式所示，Φ_i 為邊界層寬度。

$$\mathbf{sat}\left(\frac{S_i + S_{Ci}}{\Phi_i}\right) = \begin{cases} 1 & if \quad S_i + S_{Ci} \geq \Phi_i \\ \dfrac{S_i + S_{Ci}}{\Phi_i} & if \quad -\Phi_i < S_i + S_{Ci} < \Phi_i \\ -1 & if \quad S_i + S_{Ci} \leq -\Phi_i \end{cases}$$

二、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(1/3)

證明

定義**Lyapunov函數**如下

$$V_{CSMC} = \sum_{i=y1,y2} \frac{1}{2}\left(S_i^2 + S_{Ci}^2\right)$$

Lyapunov函數的一次微分可表示如下：

$$\dot{V}_{CSMC} = \sum_{i=y1,y2} S_i \dot{S}_i + S_{Ci} \dot{S}_{Ci}$$

$$\leq \sum_{i=y1,y2} -\lambda_i (S_i + S_{Ci})^2 + \left|S_i + S_{Ci}\right|\left(\left|H_i\right| - \rho_i\right)$$

$$= \sum_{i=y1,y2} -\lambda_i (S_i + S_{Ci})^2 \leq 0$$

可保證任何邊界層外 $\left|S_i + S_{Ci}\right| \geq \Phi_i$ 的誤差軌跡皆會在有限時間中進入邊界層內。而邊界層內 $\left|S_i + S_{Ci}\right| \leq \Phi_i$ 的誤差與其微分皆能被限定在一特定界線內，如下式所示：

$$\left|e_i\right| \leq \frac{\Phi_i}{2\lambda_i}, \quad \left|\dot{e}_i\right| \leq \Phi_i$$

線上學習法則

首先定義一**能量函數**為：

$$V=\frac{1}{2}\left(d_{y1}-d_{y2}\right)^2=\frac{1}{2}e_s^2$$

接著利用**倒傳遞演算法**，求得網路參數的更新迭代：

$$\Delta w_j=-\eta_w\frac{\partial V}{\partial w_j}=\left[-\eta_w\frac{\partial V}{\partial y^*}\right]\left[\frac{\partial y^*}{\partial w_j}\right]=\eta_w\delta^5 G_j$$

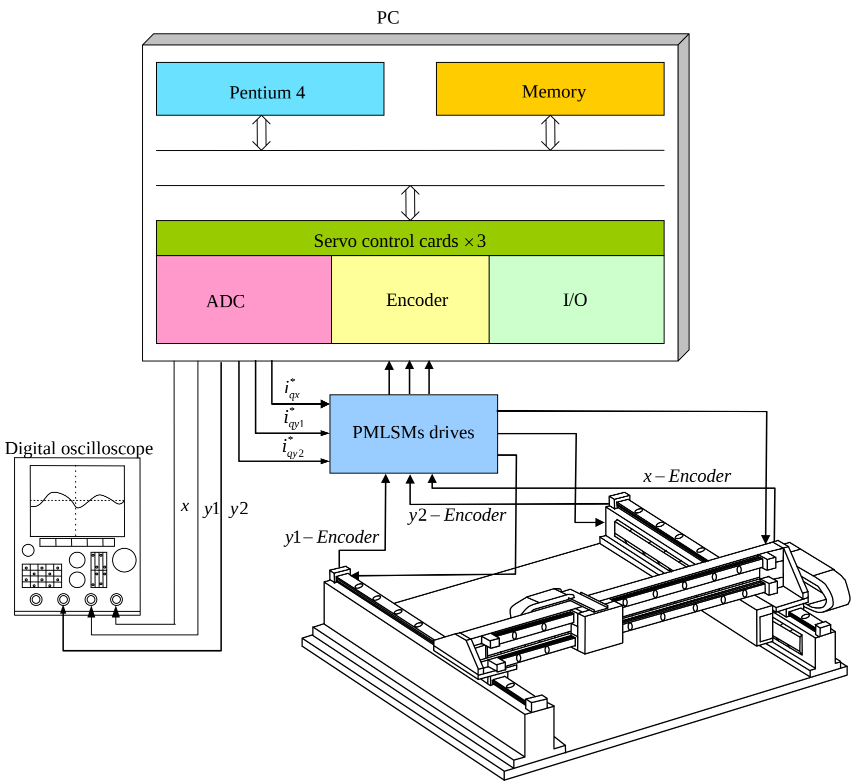
$$\Delta\theta_i^j=-\eta_\theta\frac{\partial V}{\partial\theta_i^j}=\left[-\eta_\theta\frac{\partial V}{\partial y^*}\frac{\partial y^*}{\partial G_j}\frac{\partial G_j}{\partial\theta_i^j}\right]=\eta_\theta\delta_j^4 x_i u_j$$

$$\Delta m_{ij}=-\eta_m\frac{\partial V}{\partial m_{ij}}=\left[-\eta_m\frac{\partial V}{\partial u_{A_i^j}}\frac{\partial u_{A_i^j}}{\partial m_{ij}}\right]=\eta_m\delta_{ij}^2\frac{2(x_i^2-m_{ij})}{(\sigma_{ij})^2}u_{A_i^j}$$

$$\Delta\sigma_{ij}=-\eta_\sigma\frac{\partial V}{\partial\sigma_{ij}}=\left[-\eta_\sigma\frac{\partial V}{\partial u_{A_i^j}}\frac{\partial u_{A_i^j}}{\partial\sigma_{ij}}\right]=\eta_\sigma\delta_{ij}^2\frac{2(x_i^2-m_{ij})^2}{(\sigma_{ij})^3}u_{A_i^j}$$

二、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(1/3)

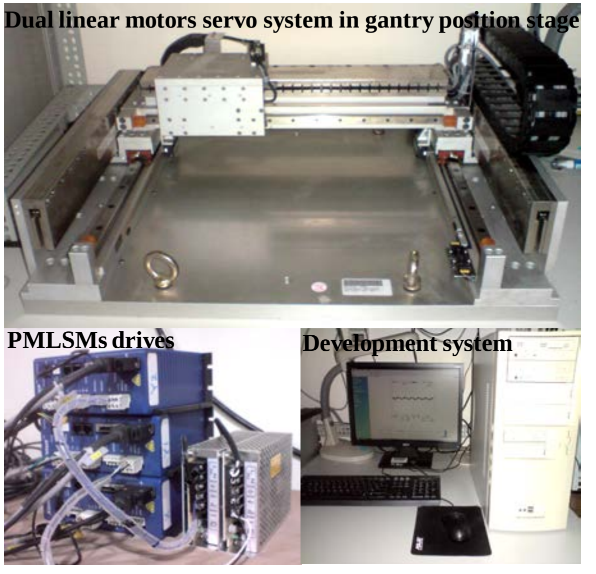
❒ 實作結果



個人電腦為基礎之龍門式精密定位平台架構圖

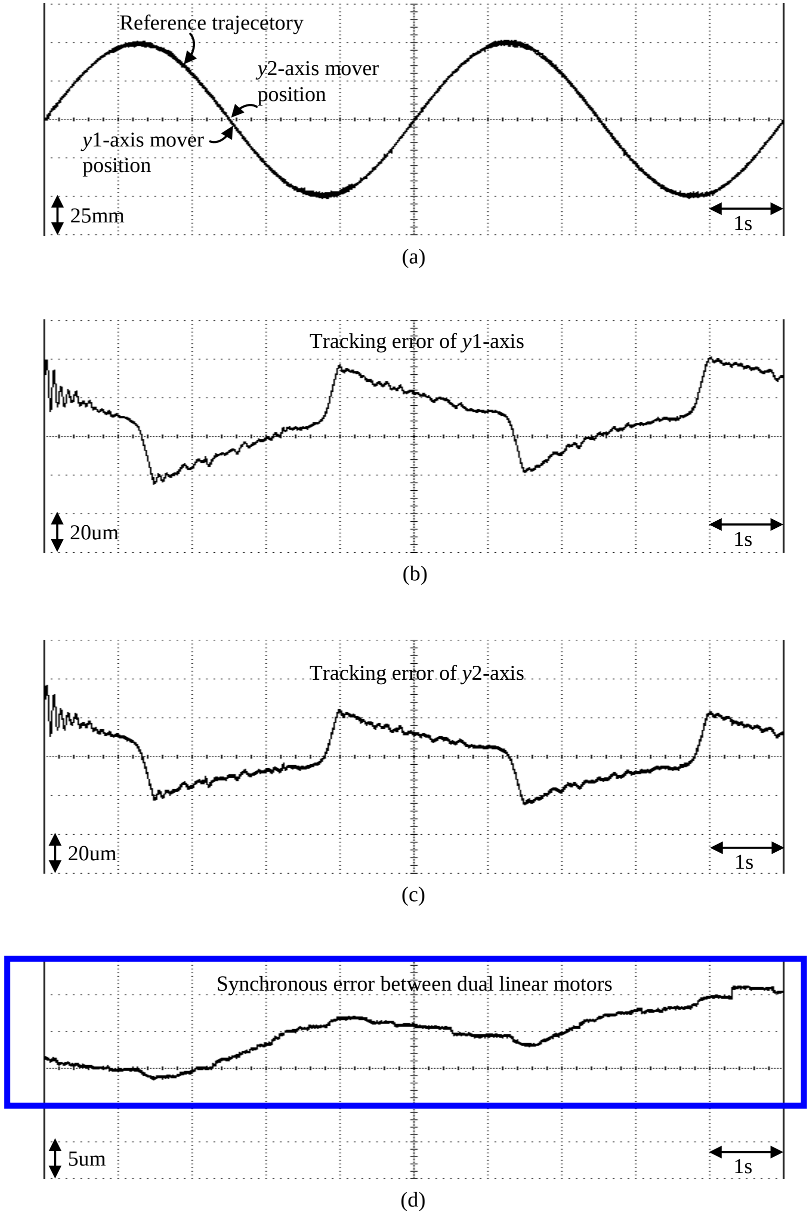
測試條件表

	互補式滑動模態控制器結合比例微分控制器控制系統	互補式滑動模態控制器結合Sugeno型模糊類神經網路控制系統
	週期性弦波命令	
頻率	0.2Hz	0.2Hz
振幅	50mm	50mm
負載	3.66kg	3.66kg

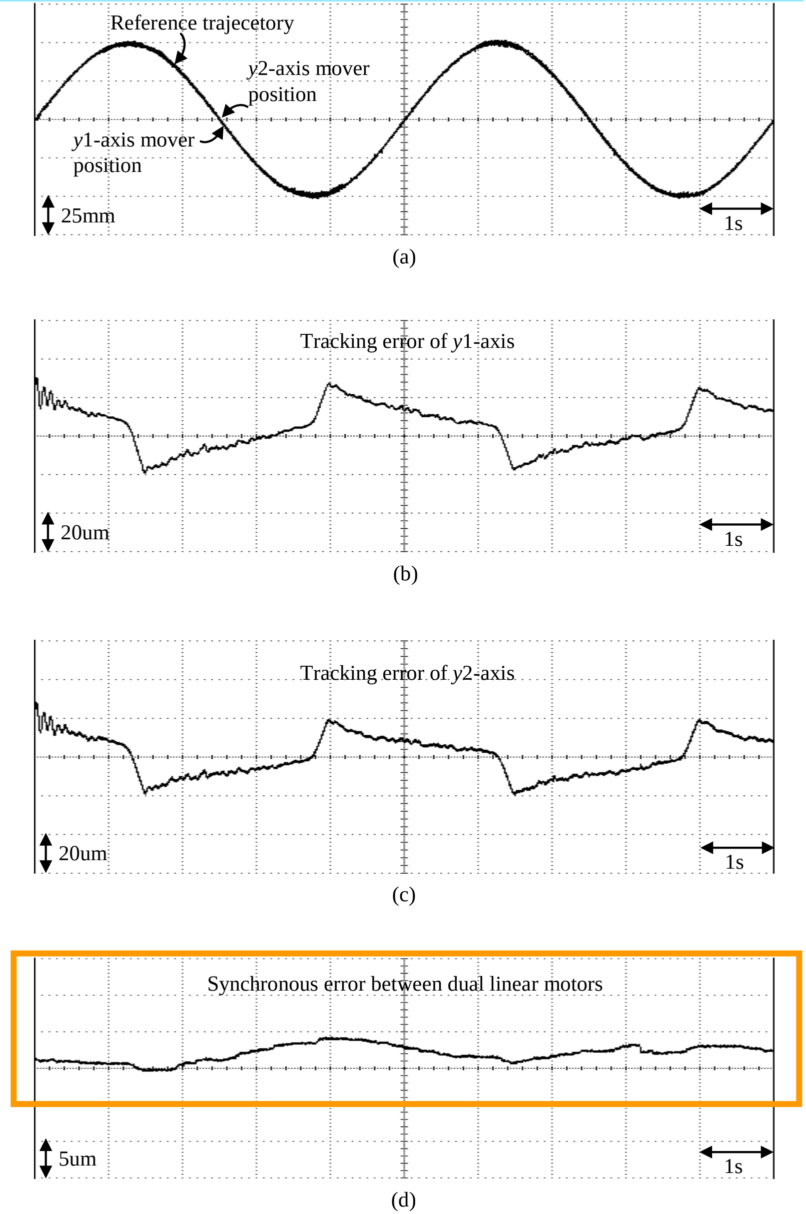


龍門式精密定位平台實體圖

互補式滑動模態控制器結合比例微分控制器控制系統



互補式滑動模態控制器結合Sugeno型模糊類神經網路控制系統



三、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(2/3)

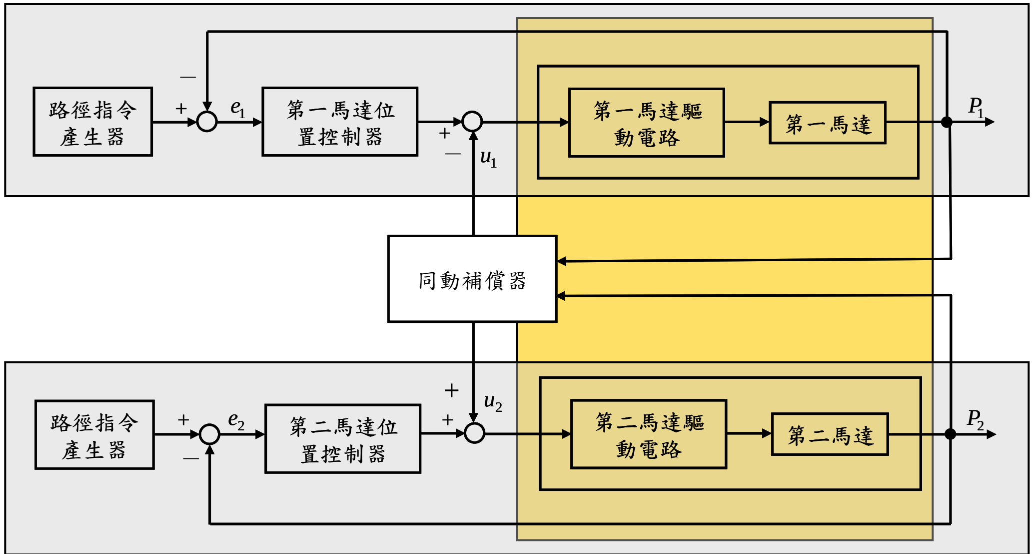
- 交叉耦合同動控制策略
- 函數連結放射狀基底函數網路
- 線上學習法則
- 實作結果

針對無鐵心單軸永磁線性同步馬達動態方程式作一推導，接著利用具有**交叉耦合控制**之**函數連結放射狀基底函數網路**控制器來線上補償由兩軸不匹配所造成的同動誤差，來達到高精密定位控制之目的。

三、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(2/3)

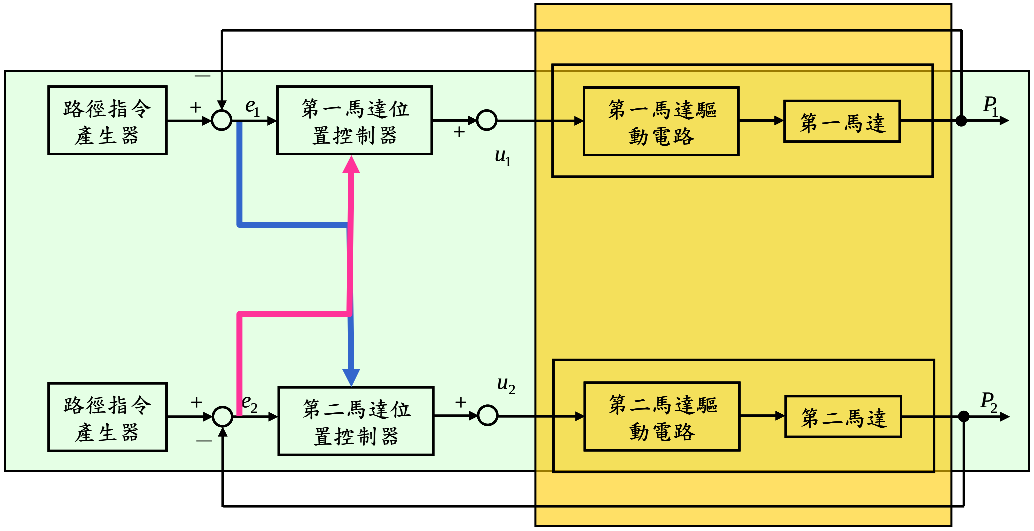
❒ 交叉耦合同動控制策略

雙線性馬達系統之閉迴路穩定性無法保證



剛性機構耦合

雙線性馬達系統之閉迴路穩定性可以保證



剛性機構耦合

在所提出的交叉耦合同動控制策略中，先從單軸的位置誤差開始，接著再導入雙軸的同動誤差，藉由**雙軸**彼此的**誤差耦合**，以確保**雙軸**的**同動性**，而單軸的位置誤差定義如下：

$$e_i = d_m - d_i$$

其中 d_m 為追隨命令。雙線性馬達間的同動誤差定義如下：

$$\varepsilon_{y1} = e_{y1} - e_{y2} \quad \varepsilon_{y2} = e_{y2} - e_{y1}$$

為了方便推導以下之交叉耦合誤差，重新將上述式子表示成矩陣形式如下：

$$\boldsymbol{\Xi} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{y1} \\ \varepsilon_{y1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{y1} \\ e_{y2} \end{bmatrix} = \mathbf{TE}$$

接著交叉耦合誤差便可定義如下：

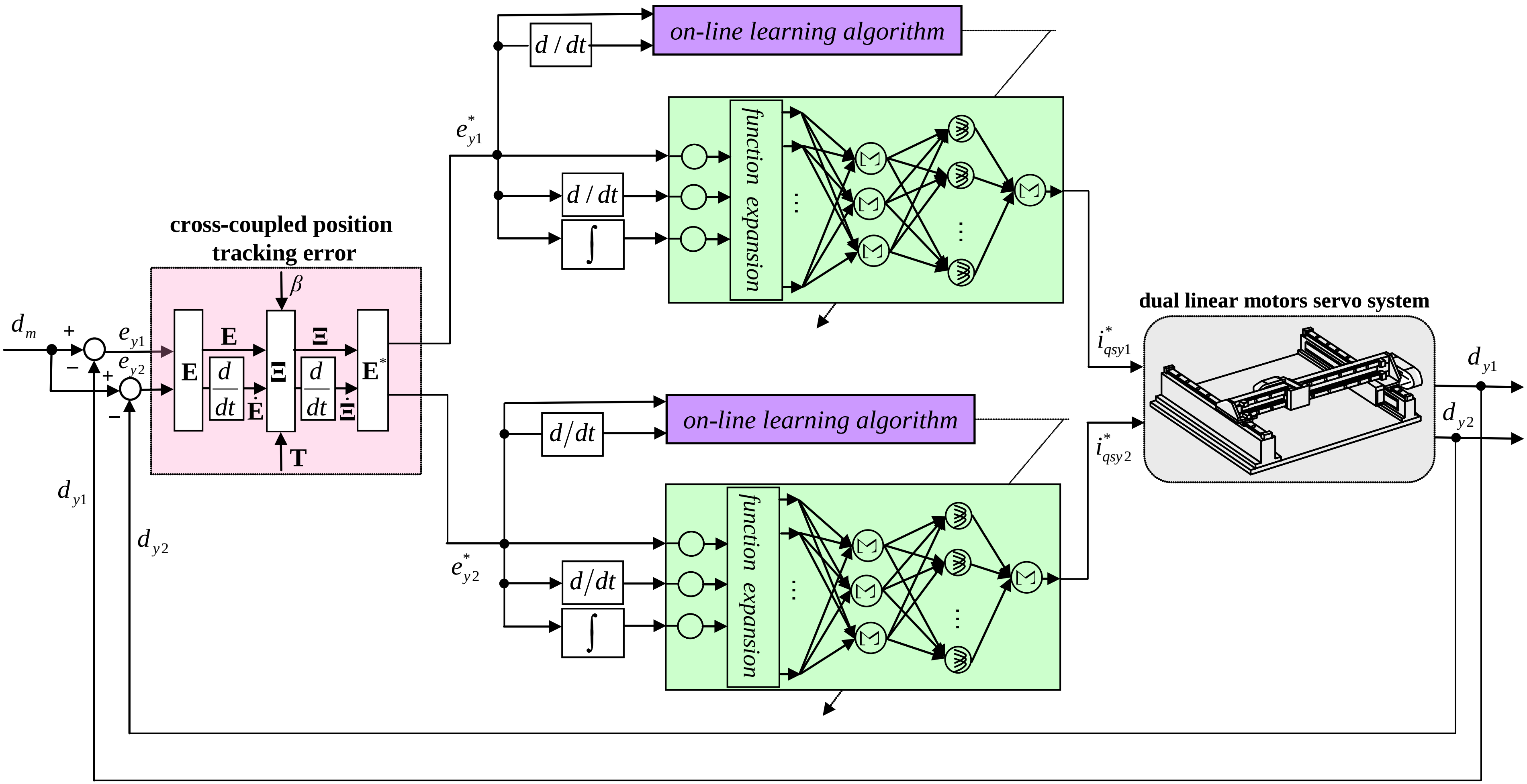
$$\mathbf{E}^* = \mathbf{E} + \beta\boldsymbol{\Xi}$$

$$\mathbf{E}^* = (\mathbf{I} + \beta\mathbf{T})\mathbf{E}$$

利用**交叉耦合控制策略**可有效的將單軸的位置追隨誤差與雙線性馬達間的同動誤差給耦合起來，則所設計之控制器只要能保證**交叉耦合誤差收斂為零**，那**單軸**的位置**追隨誤差**與**雙軸**間的**同動誤差**即可同時的**收斂為零**，在確保單軸的位置追隨響應之餘，也同時考慮到雙軸間的同動響應。

三、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(2/3)

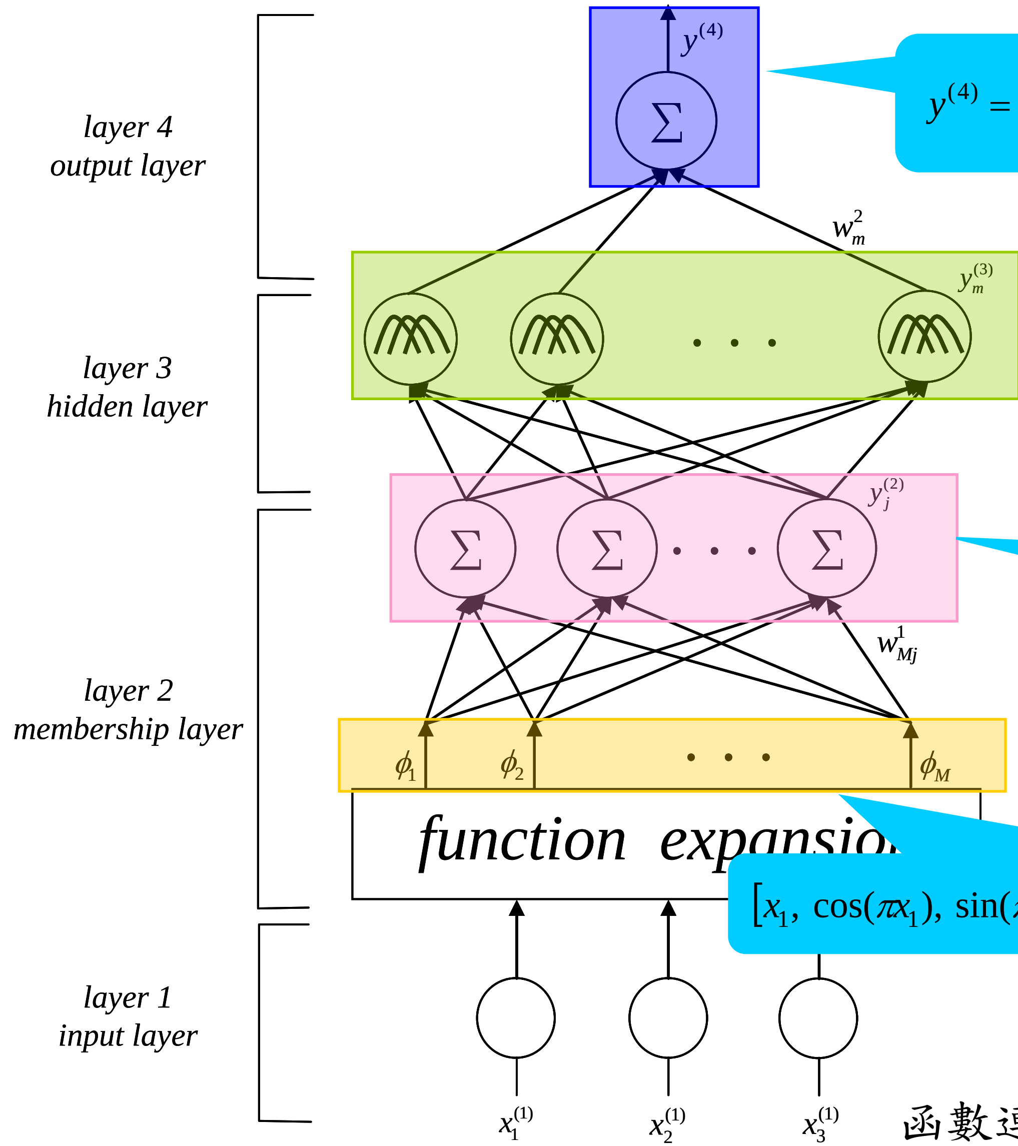
❒ 交叉耦合式函數連結放射狀基底函數網路控制系統



交叉耦合式函數連結放射狀基底函數網路控制系統架構圖

三、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(2/3)

❒ 函數連結放射狀基底函數網路控制系統



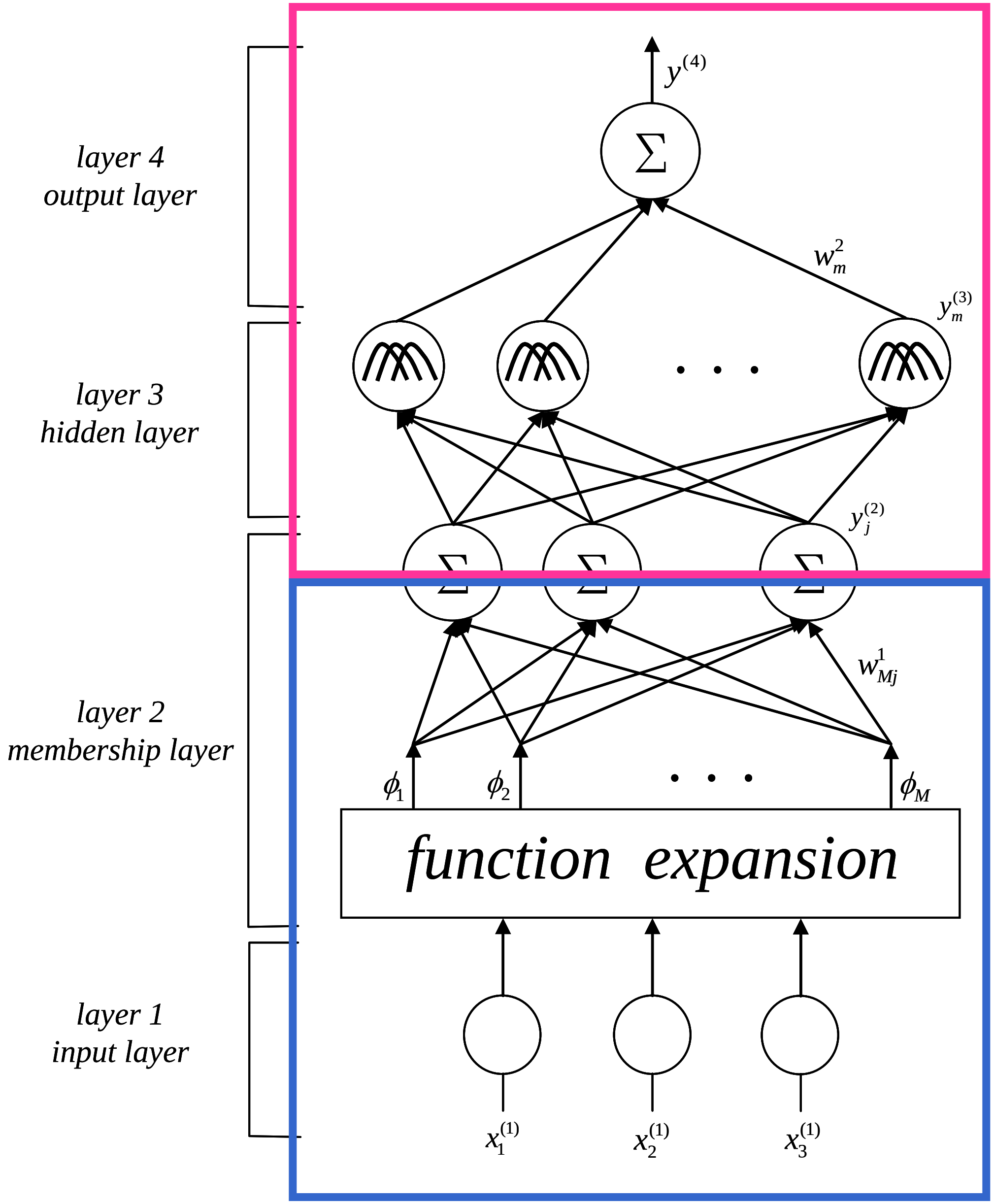
$$y^{(4)} = i_q^* = \sum_{m=1}^{f} y_m^{(3)} w_m^2$$

$$y_m^{(3)} = \prod_{j=1}^{k} \exp\left[\frac{-\left(y_j^{(2)} - c_{jm}\right)^2}{\sigma_{jm}^2}\right]$$

$$y_j^{(2)} = \sum_M w_{Mj}^1 \phi_M(\mathbf{X})$$

$$[x_1,\ \cos(\pi x_1),\ \sin(\pi x_1),\ x_2,\ \cos(\pi x_2),\ \sin(\pi x_2),\ x_3,\ \cos(\pi x_3),\ \sin(\pi x_3)]^T$$

函數連結放射狀基底函數網路圖



放射狀基底網路：
具有快速收斂與近似模糊推論的優點

利用函數連結類神經網路的函數展開，將輸入變數維度拓展，以增加放射狀基底函數網路的函數近似能力為本章之主要創新與貢獻。

函數連結類神經網路：
將輸入變數拓展開成彼此線性獨立的函數以獲得網路高階資訊之特點

$$\mathbf{\Phi} = [\phi_1, \phi_2, \ldots, \phi_M]^T = [x_1,\ \cos(\pi x_1),\ \sin(\pi x_1),\ x_2,\ \cos(\pi x_2),\ \sin(\pi x_2),\ x_3,\ \cos(\pi x_3),\ \sin(\pi x_3)]^T$$

三、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(2/3)

❐ 線上學習法則

首先定義一**能量函數**為：

$$E = \frac{1}{2} e^{*2}$$

接著利用**倒傳遞演算法**，求得網路參數的更新迭代：

$$\Delta w_m^2 = -\eta_1 \frac{\partial E}{\partial w_m^2} = -\eta_1 \frac{\partial E}{\partial y^{(4)}} \frac{\partial y^{(4)}}{\partial w_m^2} = \eta_1 \delta^{(4)} y_m^{(3)}$$

$$\Delta c_{jm} = -\eta_m \frac{\partial E}{\partial c_{jm}} = -\eta_m \frac{\partial E}{\partial y^{(4)}} \frac{\partial y^{(4)}}{\partial y_m^{(3)}} \frac{\partial y_m^{(3)}}{\partial c_{jm}} = 2\eta_m \delta_m^{(3)} \frac{\left(y_j^{(2)} - c_{jm}\right)}{\sigma_{jm}^2} \prod_{j=1}^{k} \exp\left[\frac{-\left(y_j^{(2)} - c_{jm}\right)^2}{\sigma_{jm}^2}\right]$$

$$\Delta \sigma_{jm} = -\eta_\sigma \frac{\partial E}{\partial c_{jm}} = -\eta_\sigma \frac{\partial E}{\partial y^{(4)}} \frac{\partial y^{(4)}}{\partial y_m^{(3)}} \frac{\partial y_m^{(3)}}{\partial \sigma_{jm}} = 2\eta_\sigma \delta_m^{(3)} \frac{\left(y_j^{(2)} - c_{jm}\right)^2}{\sigma_{jm}^3} \prod_{j=1}^{k} \exp\left[\frac{-\left(y_j^{(2)} - c_{jm}\right)^2}{\sigma_{jm}^2}\right]$$

$$\Delta w_{Mj}^1 = -\eta_2 \frac{\partial E}{\partial w_{Mj}^1} = -\eta_2 \frac{\partial E}{\partial y^{(4)}} \frac{\partial y^{(4)}}{\partial y_m^{(3)}} \frac{\partial y_m^{(3)}}{\partial y_j^{(2)}} \frac{\partial y_j^{(2)}}{\partial w_{Mj}^1} = \eta_2 \delta_j^{(2)} \phi_M$$

收斂性分析

選擇類神經網路之學習速率，對於網路之特性具有相當大的影響力，**過大**的網路學習速率容易造成**網路發散**，**過小**的則會**降低收斂速度**。因此為了有效的訓練本章所提出之函數連結放射狀基底函數網路，根據**離散型之Lyapunov函數**推導出可變學習速率，以確保**網路輸出誤差**的**收斂**。

$$\eta_1 = \frac{E(N)}{4\left[\sum_{m=1}^{f}\left(\frac{\partial E(N)}{\partial y^{(4)}}\frac{\partial y^{(4)}}{\partial w_m^2}\right)^2 + \varepsilon\right]}$$

$$\eta_m = \frac{E(N)}{4\left[\sum_{j=1}^{k}\sum_{m=1}^{f}\left(\frac{\partial E(N)}{\partial y^{(4)}}\frac{\partial y^{(4)}}{\partial y_m^{(3)}}\frac{\partial y_m^{(3)}}{\partial c_{jm}}\right)^2 + \varepsilon\right]}$$

$$\eta_\sigma = \frac{E(N)}{4\left[\sum_{j=1}^{k}\sum_{m=1}^{f}\left(\frac{\partial E(N)}{\partial y^{(4)}}\frac{\partial y^{(4)}}{\partial y_m^{(3)}}\frac{\partial y_m^{(3)}}{\partial \sigma_{jm}}\right)^2 + \varepsilon\right]}$$

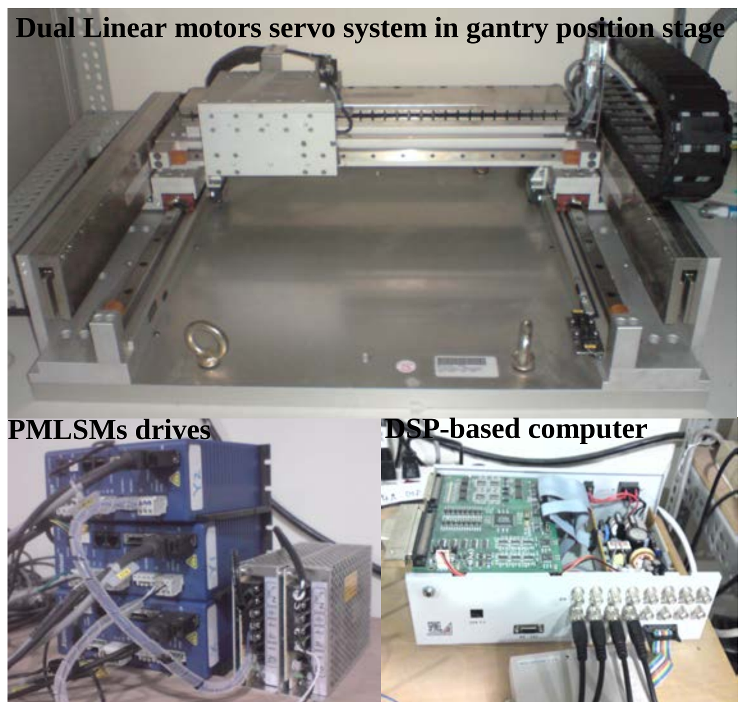
$$\eta_2 = \frac{E(N)}{4\left[\sum_{M=1}^{9}\sum_{j=1}^{k}\left(\frac{\partial E(N)}{\partial y^{(4)}}\frac{\partial y^{(4)}}{\partial y_m^{(3)}}\frac{\partial y_m^{(3)}}{\partial y_j^{(2)}}\frac{\partial y_j^{(2)}}{\partial w_m^2}\right)^2 + \varepsilon\right]}$$

三、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(2/3)

❐ 實作結果

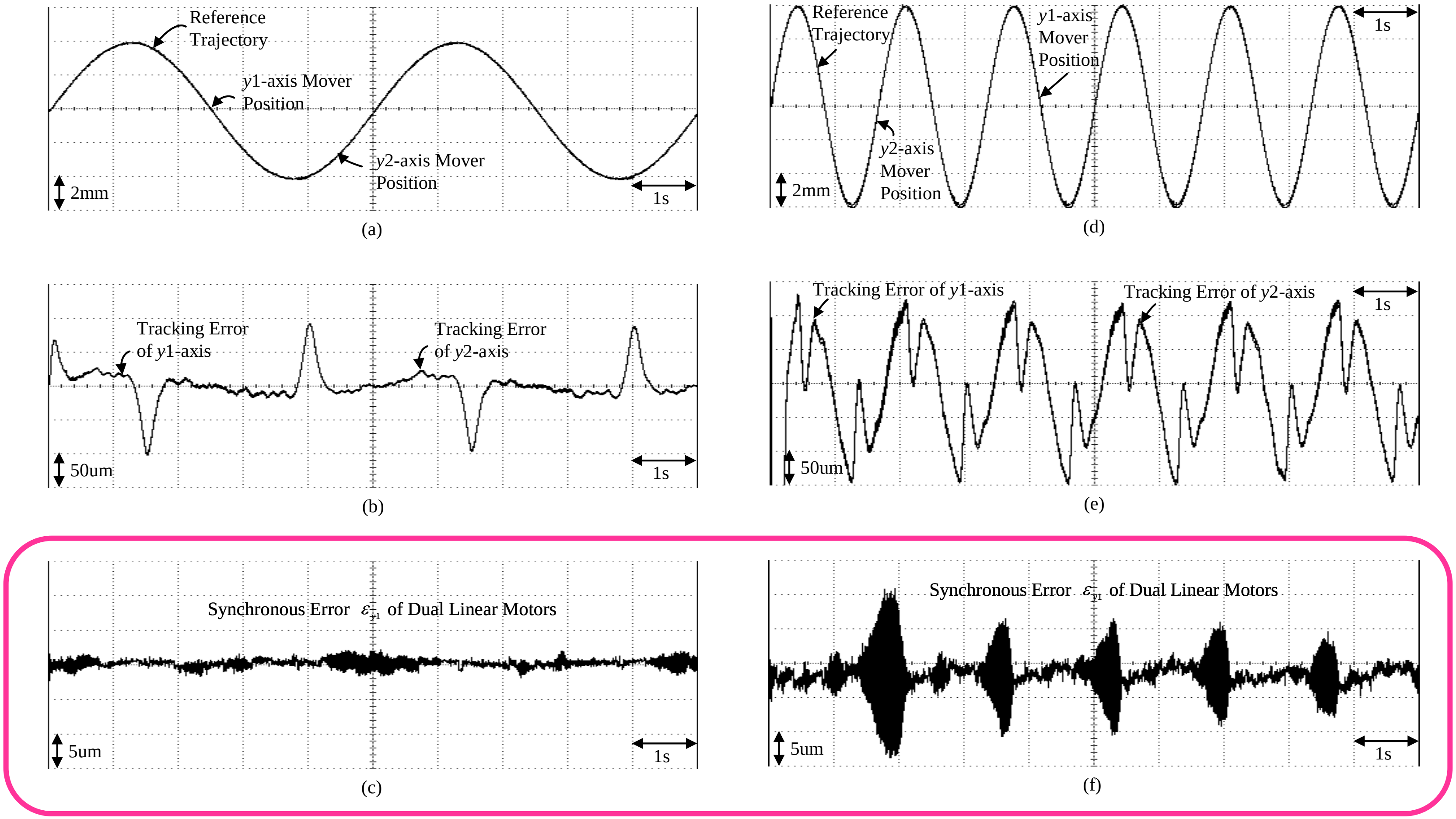
測試條件表

	週期性弦波命令		負載
	頻率	振幅	
Case1	0.2Hz	4mm	0kg
Case2	0.6Hz	6mm	7.32kg



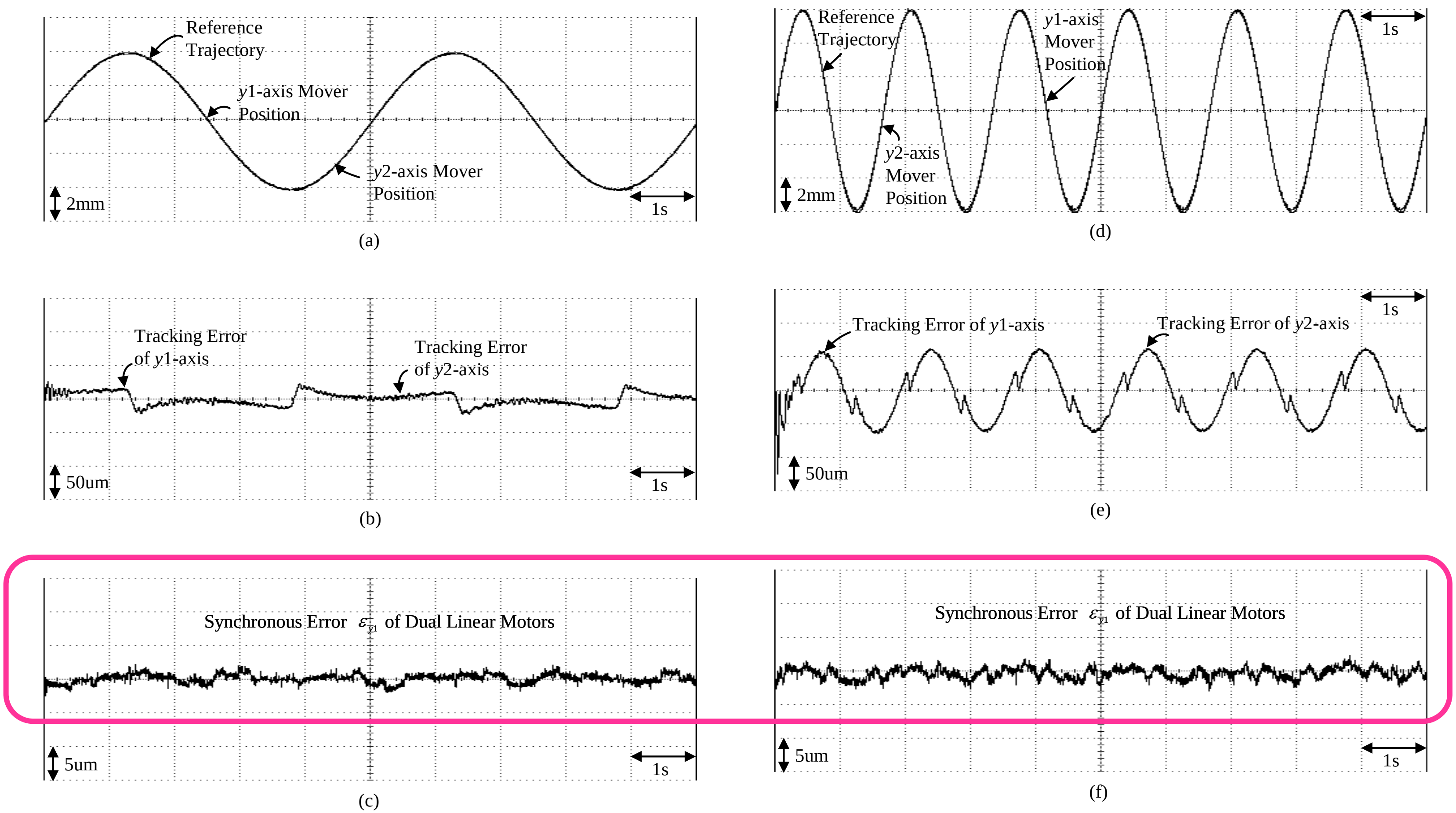
龍門式定位平台控制系統實體圖

放射狀基底函數網路控制系統



Case1 **Case2**

交叉耦合控制之函數連結放射狀基底函數網路控制系統



Case1

Case2

四、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(3/3)

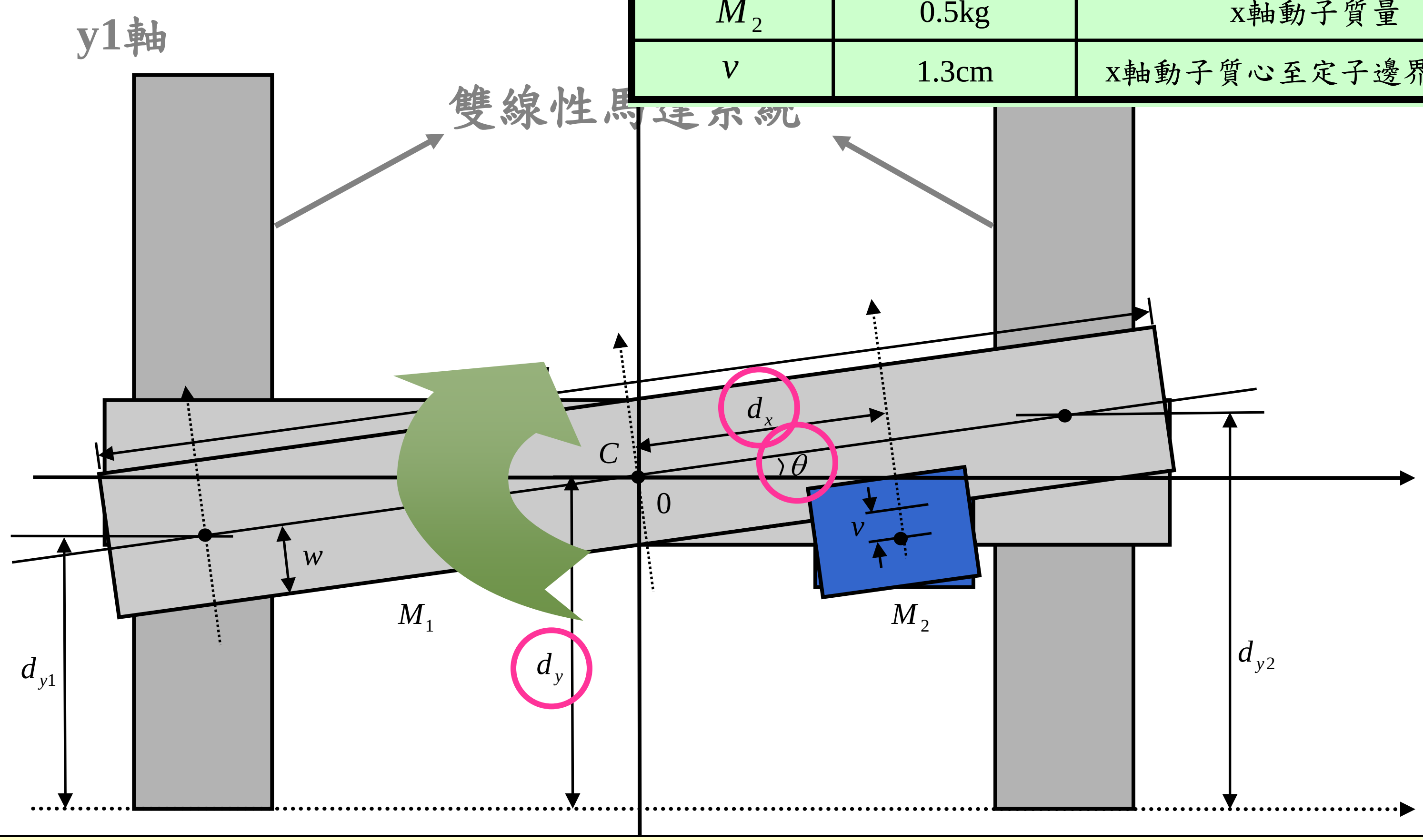
- 三自由度動態模型
- 第二型區間模糊邏輯
- 第二型區間遞迴式模糊類神經網路控制系統
- Lyapunov穩定理論

設計一個**以三自由度龍門動態模型**為基礎之**第二型區間遞迴式模糊類神經網路**控制系統來減少三軸同動時，因為**負載變動**造成的三軸追跡響應下降與雙線性馬達間的不同動問題，已達到精密定位的目的。

四、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(3/3)

❒ 三自由度龍門動態模型

$2w$	8cm	x軸定子寬度
L	53.5 cm	x軸定子長度
M_1	3.37 kg	x軸定子質量
M_2	0.5kg	x軸動子質量
v	1.3cm	x軸動子質心至定子邊界的距離



本章所提出的龍門動態模型即考慮了**各軸的線性響應**，也同時將雙線性馬達的同動問題利用**轉動慣量**的概念給模型化到此三自由度動態模型中。

整個龍門式定位平台的**總動能**可以表示如下：

$$K=K_{M_1}+K_{M_2}=\frac{1}{2}M_1\mathbf{v}_{M_1}^T\mathbf{v}_{M_1}+\frac{1}{2}M_2\mathbf{v}_{M_2}^T\mathbf{v}_{M_2}+\frac{1}{2}(I_1+I_2)\dot{\theta}^2$$

為了推導的方便，再將上式整理成矩陣型式，如下所示：

$$K=\frac{1}{2}\dot{\mathbf{X}}^T\mathbf{D}\dot{\mathbf{X}}$$

其中 $\mathbf{X}=\begin{bmatrix}d_y & \theta & d_x\end{bmatrix}^T$；$\mathbf{D}$為慣性矩陣，定義如下：

$$\mathbf{D}=\begin{bmatrix} M_1+M_2 & M_2(w+v)\sin\theta-M_2d_x\cos\theta & M_2\sin\theta \\ M_2(w+v)\sin\theta-M_2d_x\cos\theta & I_1+I_2+M_2d_x^2+M_2(w+v)^2 & M_2(w+v) \\ +M_2\sin\theta & M_2(w+v) & M_2 \end{bmatrix}$$

再根據**Lagrange方程式**的推導，柯氏力與離心力(Coriolis and Centrifugal Force) 矩陣，如下所示：

$$\mathbf{C}=M_2\begin{bmatrix} 0 & -d_x\dot{\theta}\sin\theta+d\dot{\theta}\cos\theta+\dot{d}_x\cos\theta & \dot{\theta}\cos\theta \\ -d_x\dot{\theta}\sin\theta+d\dot{\theta}\cos\theta+\dot{d}_x\cos\theta & (-d_x\sin\theta+d\cos\theta)\dot{d}_y+2d_x\dot{d}_x & 2d_x\dot{\theta}+\dot{d}_y\cos\theta \\ \dot{\theta}\cos\theta & 2d_x\dot{\theta}+\dot{d}_y\cos\theta & 0 \end{bmatrix}$$

最後將上述矩陣重新整理，則龍門式定位平台的三自由度龍門動態模型可以表示成 $\mathbf{D\ddot{X}}+\mathbf{C\dot{X}}+\mathbf{BF}=\mathbf{BU}$ 的型式，其中

$$\mathbf{B}=\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ l\cos\theta & -l\cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

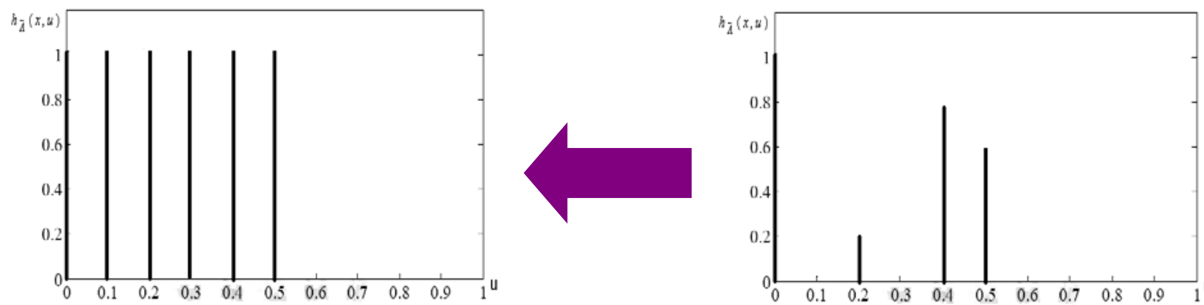
$$\mathbf{F}=\begin{bmatrix} F_{y1}, & F_{y2}, & F_x \end{bmatrix}^T$$

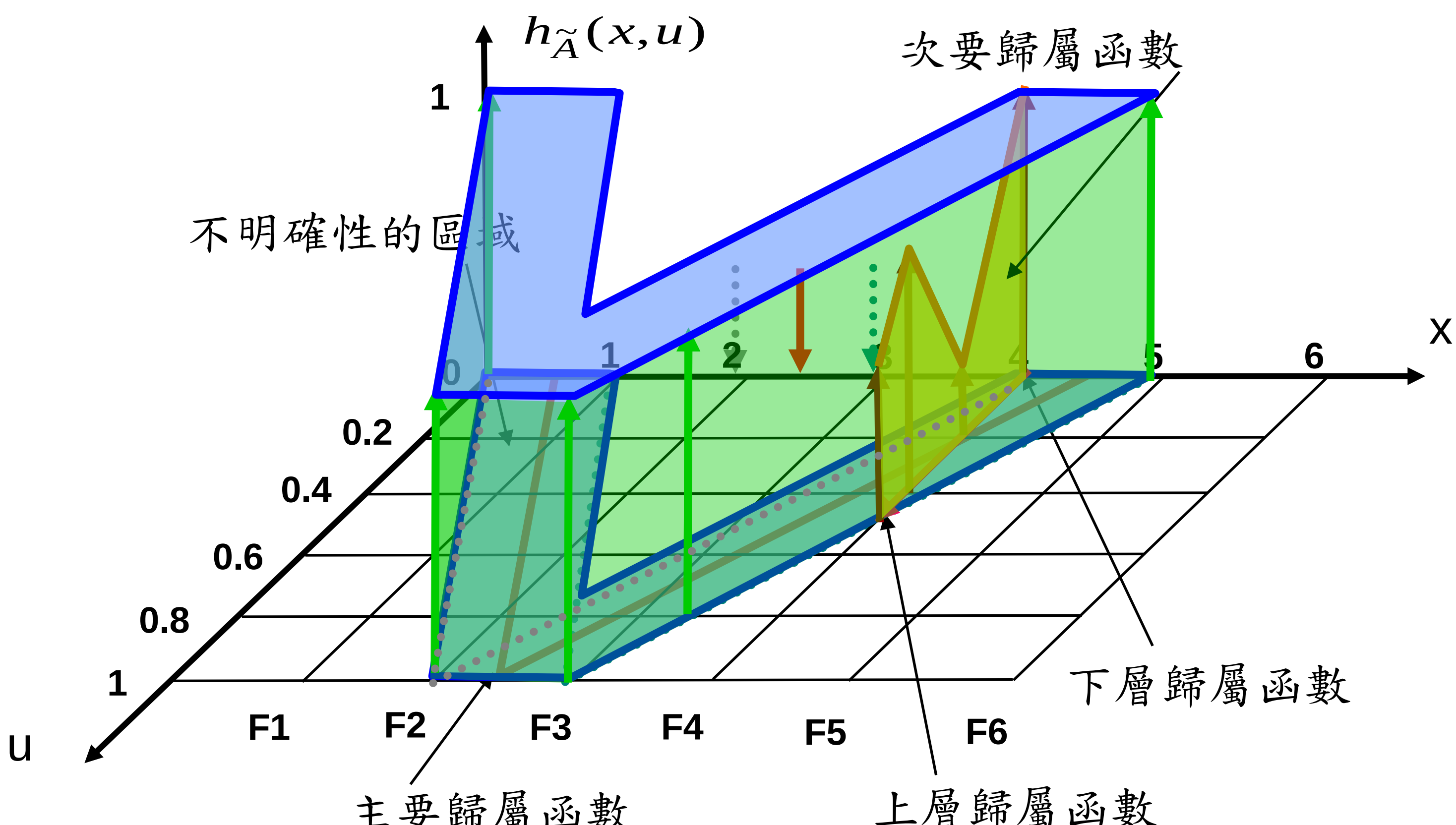
$$\mathbf{U}=\begin{bmatrix} u_{y1}, & u_{y2}, & u_x \end{bmatrix}^T$$

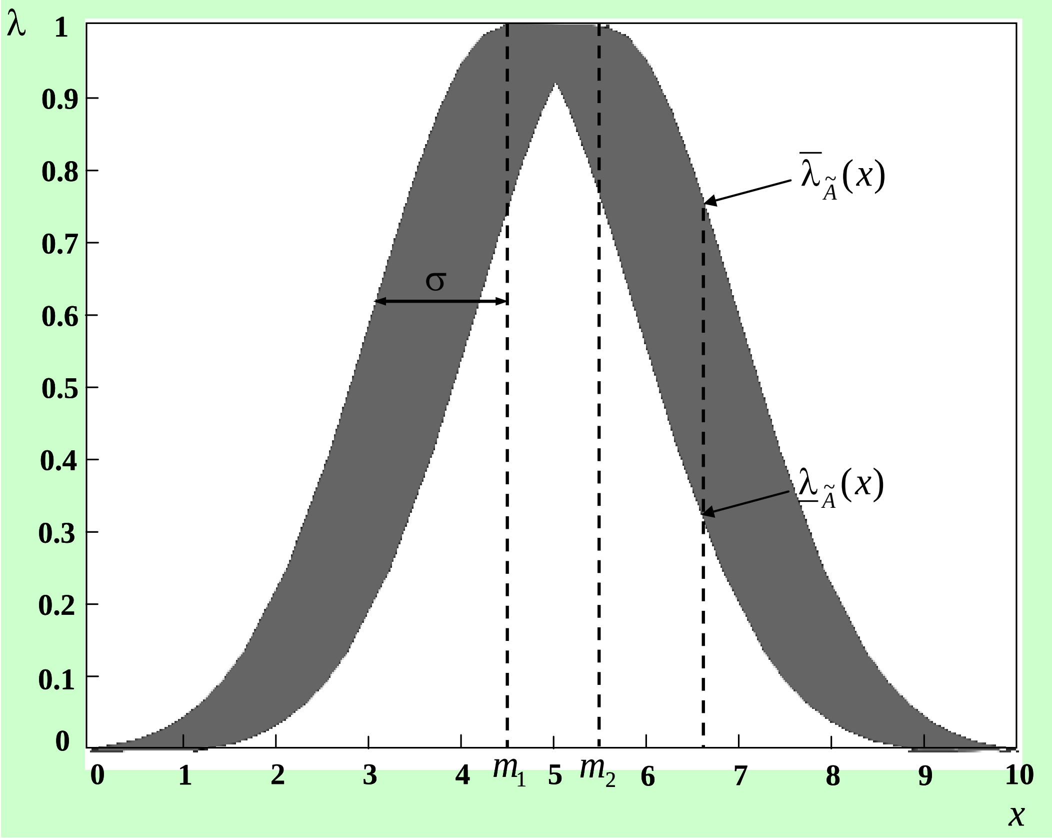
其中**B**為座標轉換矩陣；F_x、F_{y1}和 F_{y2}為龍門式定位平台三軸的各別摩擦力；u_x、u_{y1}和u_{y2}為龍門式定位平台三軸的各別控制力。

四、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(3/3)

- 第二型區間模糊邏輯





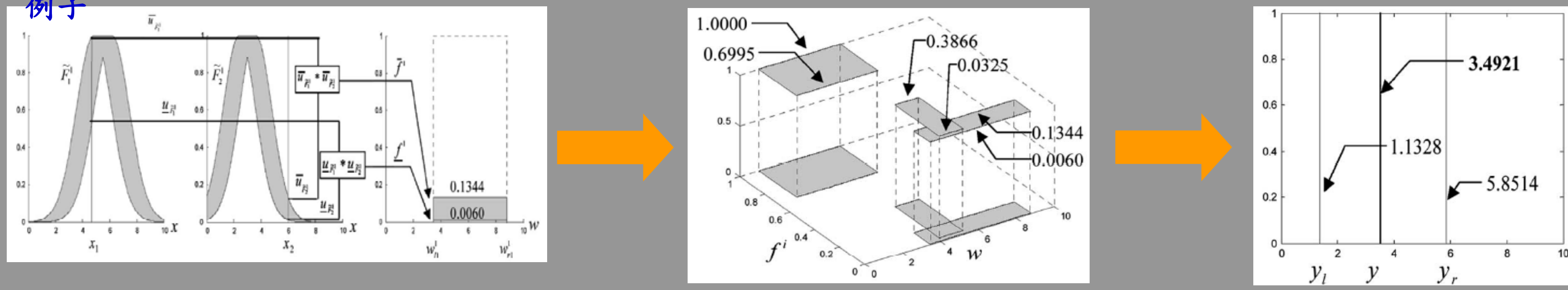


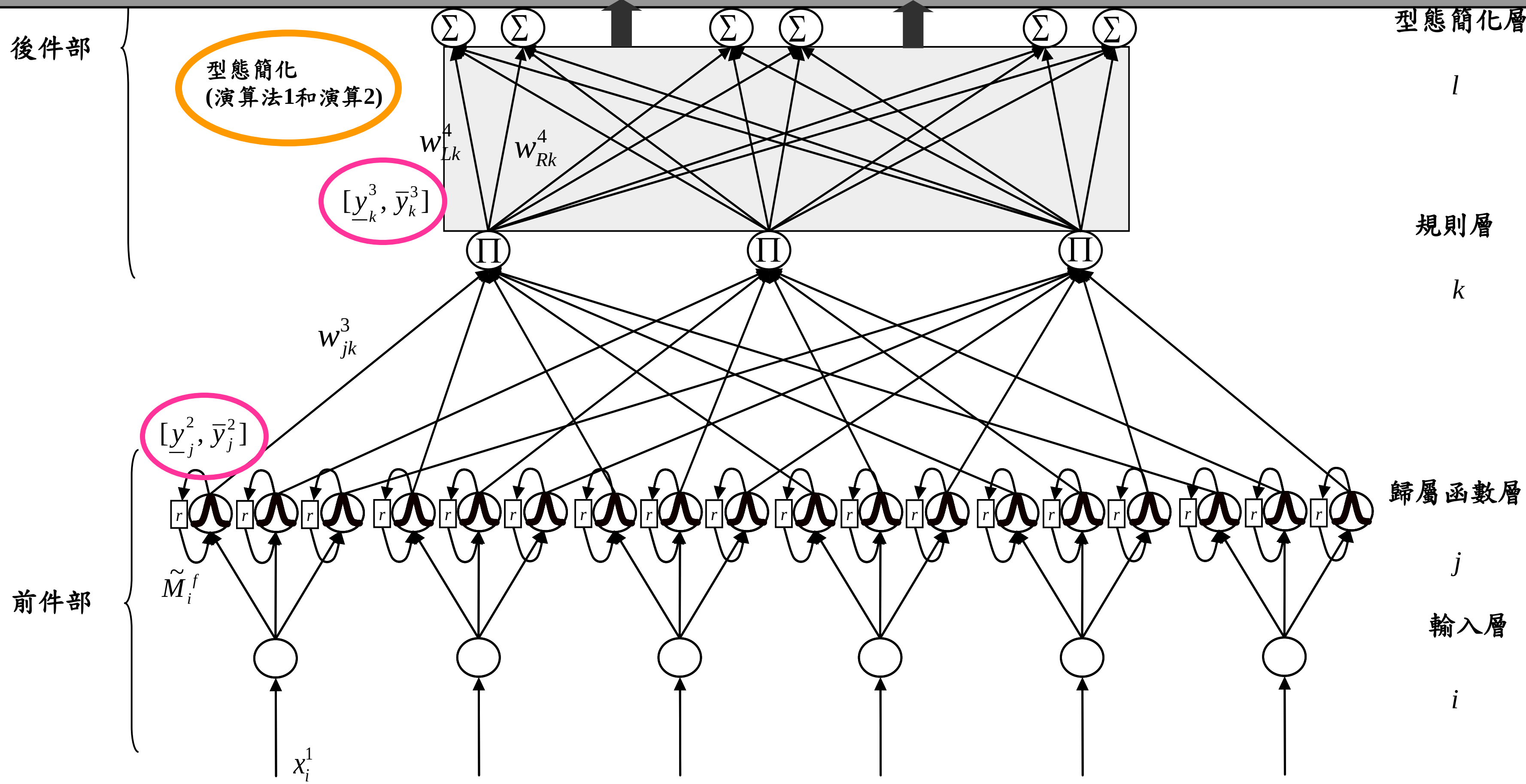
第二型區間高斯函數圖

第二型區間遞迴式模糊類神經網路架構如所示，其IF-THEN邏輯規則可以表示如下：

$$R_f : \text{IF } x_i^1 \text{ is } \tilde{M}_i^k, \text{THEN } y_i \text{ is } [w_{Rk}^4, w_{Lk}^4] \tag{20}$$

例子



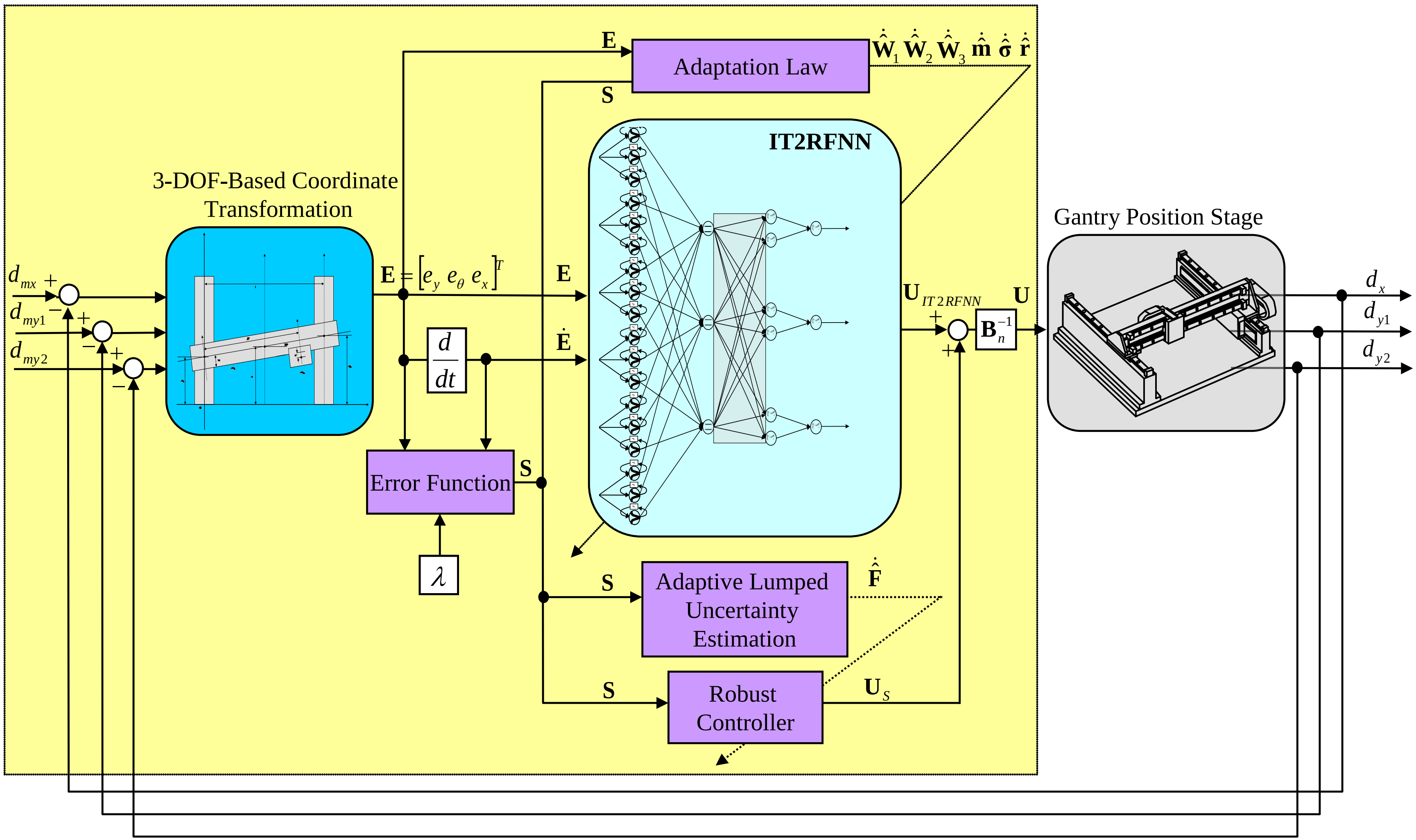


第二型區間遞迴式模糊類神經網路架構圖

四、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(3/3)

❒ 第二型區間遞迴式模糊類神經網路控制系統

3-DOF Dynamic Model-Based IT2RFNN Control System



以三自由度龍門動態模型為基礎之第二型區間遞迴式模糊類神經網路控制系統方塊圖

為了方便控制器的推導及簡化數學符號，因此重新將所推導得到的三自由度龍門動態模型重新改寫成下式：

$$\ddot{\mathbf{X}} = -\mathbf{D}^{-1}\mathbf{C}\dot{\mathbf{X}} - \mathbf{D}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{F} + \mathbf{D}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U} = \mathbf{A_n}\dot{\mathbf{X}} + \mathbf{B_n}\mathbf{U} - \mathbf{B_n}\mathbf{F}$$

若考慮系統的**參數變化**、**外力干擾**、**摩擦力**及龍門式定位平台的未模式化動態模型，則上式的三自由度龍門動態模型可以重新被改寫如下式：

$$\ddot{\mathbf{X}} = (\mathbf{A_n} + \Delta\mathbf{A})\dot{\mathbf{X}} + (\mathbf{B_n} + \Delta\mathbf{B})\mathbf{U} - \mathbf{B_n}\mathbf{F} + \mathbf{F_L} = \mathbf{A_n}\dot{\mathbf{X}} + \mathbf{B_n}\mathbf{U} + \mathbf{H}$$

$$\mathbf{H} = -\Delta\mathbf{A}\dot{\mathbf{X}}_\mathbf{n} - \Delta\mathbf{B}\mathbf{U} + \mathbf{B_n}\mathbf{F} - \mathbf{F_L} \qquad \|\mathbf{H}\| \le \delta$$

接著定義追隨誤差 $\mathbf{E} = \mathbf{X}_m - \mathbf{X}$ 以及誤差函數 $\mathbf{S} = \dot{\mathbf{E}} + \lambda\mathbf{E}$，再對其作微分可得到下式：

$$\dot{\mathbf{S}} = (\ddot{\mathbf{X}}_m - \ddot{\mathbf{X}}) + \lambda\dot{\mathbf{E}}$$

$$= \ddot{\mathbf{X}}_m + \mathbf{A}_n\mathbf{S} - \mathbf{A}_n\dot{\mathbf{X}}_m - \lambda\mathbf{A}_n\mathbf{E} - \mathbf{B}_n\mathbf{U} - \mathbf{H} + 2\lambda\dot{\mathbf{E}} - \lambda\mathbf{S} + \lambda^2\mathbf{E}$$

則以三自由度龍門動態模型為基礎之第二型區間遞迴式模糊類神經網路控制法則可設計如下式所示：

$$\mathbf{U} = \mathbf{B}_n^{-1}\left(\mathbf{U}_{IT2RFNN} + \mathbf{U}_S\right)$$

將上式代入S的微分式子中，則龍門式定位平台的閉迴路動態方程式可表示成下式：

$$\dot{\mathbf{S}} = -\lambda\mathbf{S} - (\mathbf{U}_{IT2RFNN} + \mathbf{U}_S) + \mathbf{L} = -\lambda\mathbf{S} + \tilde{\mathbf{L}} - \mathbf{U}_S$$

其中未知的非線性函數定義如下：

$$\mathbf{L}=\left[\ddot{\mathbf{X}}_m+\mathbf{A}_n\mathbf{S}-\mathbf{A}_n\dot{\mathbf{X}}_m-\lambda\mathbf{A}_n\mathbf{E}-\mathbf{H}+2\lambda\dot{\mathbf{E}}+\lambda^2\mathbf{E}\right]$$

定理3.1

控制法則設計成下式所示；**第二型區間遞迴式模糊類神經網路控制器**之**適應性學習演算法**設計如下式所示；**強健控制器**設計如下式所示，其**適應性總集不確定量估測法則**如下式所示，則本章所設計之以三自由度龍門動態模型為基礎之第二型區間遞迴式模糊類神經網路控制系統可保證為一漸進穩定系統。

$$\dot{\hat{\mathbf{W}}}_1=\eta_1\left(\dot{e}_y+\lambda e_y\right)\left(\hat{\mathbf{Y}}-\mathbf{Y}_m^T\hat{\mathbf{m}}-\mathbf{Y}_\sigma^T\hat{\boldsymbol{\sigma}}-\mathbf{Y}_r^T\hat{\mathbf{r}}\right)$$

$$\dot{\hat{\mathbf{W}}}_2=\eta_1\left(\dot{e}_\theta+\lambda e_\theta\right)\left(\hat{\mathbf{Y}}-\mathbf{Y}_m^T\hat{\mathbf{m}}-\mathbf{Y}_\sigma^T\hat{\boldsymbol{\sigma}}-\mathbf{Y}_r^T\hat{\mathbf{r}}\right)$$

$$\dot{\hat{\mathbf{W}}}_3=\eta_1\left(\dot{e}_x+\lambda e_x\right)\left(\hat{\mathbf{Y}}-\mathbf{Y}_m^T\hat{\mathbf{m}}-\mathbf{Y}_\sigma^T\hat{\boldsymbol{\sigma}}-\mathbf{Y}_r^T\hat{\mathbf{r}}\right)$$

$$\dot{\hat{\mathbf{m}}}^T=\eta_2\mathbf{S}^T\hat{\mathbf{W}}^T\mathbf{Y}_m^T \qquad \dot{\hat{\boldsymbol{\sigma}}}^T=\eta_3\mathbf{S}^T\hat{\mathbf{W}}^T\mathbf{Y}_\sigma^T$$

$$\dot{\hat{\mathbf{r}}}^T=\eta_4\mathbf{S}^T\hat{\mathbf{W}}^T\mathbf{Y}_r^T \qquad \mathbf{U}_S=\hat{\mathbf{F}}$$

$$\dot{\hat{\mathbf{F}}}^T=\eta_5\mathbf{S}^T$$

❒ Lyapunov穩定理論

選取**Lyapunov函數**如下所示：

$$\mathbf{V}=\frac{1}{2}\mathbf{S}^T\mathbf{S}+\frac{1}{2\eta_1}\left(\tilde{\mathbf{W}}_1^T\tilde{\mathbf{W}}_1+\tilde{\mathbf{W}}_2^T\tilde{\mathbf{W}}_2+\tilde{\mathbf{W}}_3^T\tilde{\mathbf{W}}_3\right)+\frac{1}{2\eta_2}\left(\tilde{\mathbf{m}}^T\tilde{\mathbf{m}}\right)$$

$$+\frac{1}{2\eta_3}\left(\tilde{\boldsymbol{\sigma}}^T\tilde{\boldsymbol{\sigma}}\right)+\frac{1}{2\eta_4}\left(\tilde{\mathbf{r}}^T\tilde{\mathbf{r}}\right)+\frac{1}{2\eta_5}\tilde{\mathbf{F}}^T\tilde{\mathbf{F}}$$

對上式微分則

$$\dot{\mathbf{V}}=\mathbf{S}^T\left[-\lambda\mathbf{S}+\frac{1}{2}\tilde{\mathbf{W}}^T\left(\hat{\mathbf{Y}}-\mathbf{Y}_m^T\hat{\mathbf{m}}-\mathbf{Y}_\sigma^T\hat{\boldsymbol{\sigma}}-\mathbf{Y}_r^T\hat{\mathbf{r}}\right)-\frac{1}{2}\hat{\mathbf{W}}^T\left(\mathbf{Y}_m^T\tilde{\mathbf{m}}-\mathbf{Y}_\sigma^T\tilde{\boldsymbol{\sigma}}-Y_r^T\tilde{\mathbf{r}}\right)\right.$$

$$\left.+\mathbf{F}-\mathbf{U}_S\right]-\frac{1}{\eta_1}\left(\tilde{\mathbf{W}}_1^T\dot{\hat{\mathbf{W}}}_1+\tilde{\mathbf{W}}_2^T\dot{\hat{\mathbf{W}}}_2+\tilde{\mathbf{W}}_3^T\dot{\hat{\mathbf{W}}}_3\right)-\frac{1}{\eta_2}\left(\dot{\hat{\mathbf{m}}}^T\tilde{\mathbf{m}}\right)-\frac{1}{\eta_3}\left(\dot{\hat{\boldsymbol{\sigma}}}^T\tilde{\boldsymbol{\sigma}}\right)$$

$$-\frac{1}{\eta_4}\left(\dot{\hat{\mathbf{r}}}^T\tilde{\mathbf{r}}\right)-\frac{1}{\eta_5}\dot{\hat{\mathbf{F}}}^T\tilde{\mathbf{F}}$$

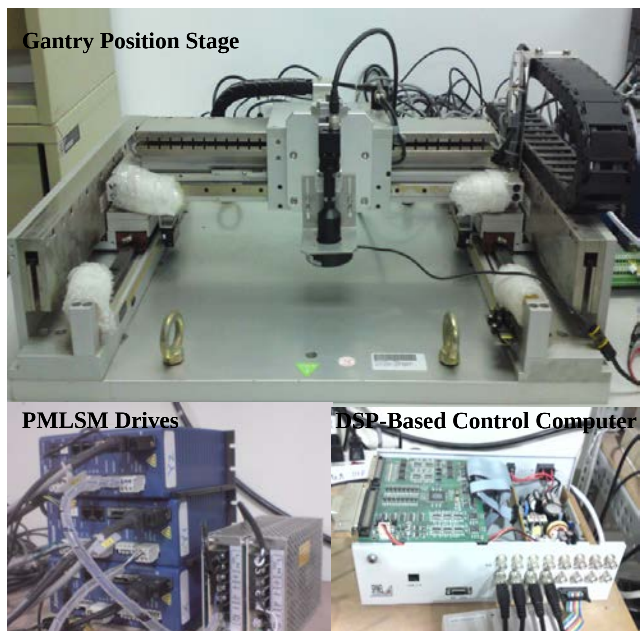
$$=-\lambda\mathbf{S}^T\mathbf{S}\leq 0$$

四、永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(3/3)

❒ 實作結果

實驗之測試條件表

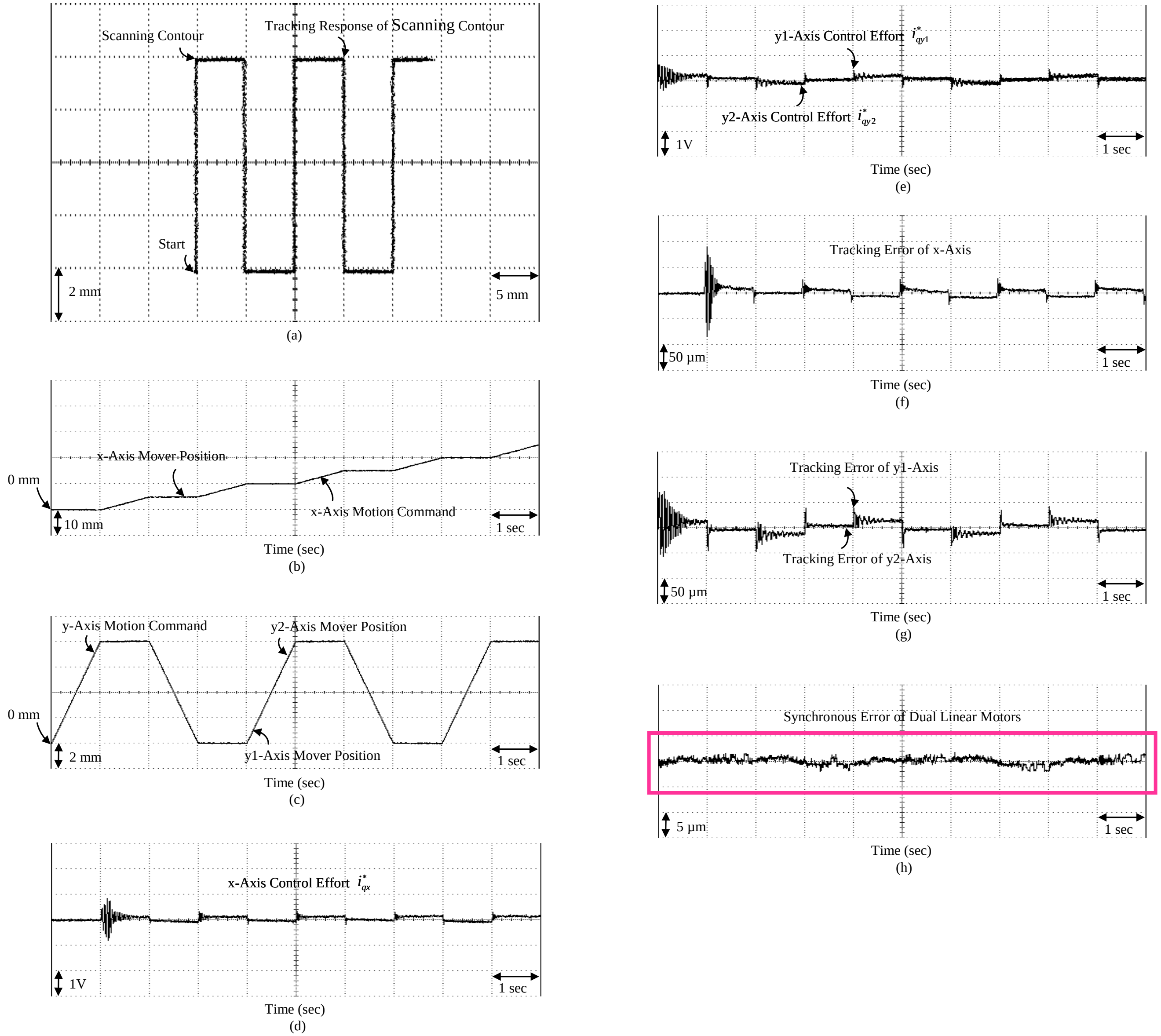
	Scanning Contour			Loads (Add Iron Disk on Moving Slider)
	Frequency	Velocity (mm/sec)		
Case 1	0.25Hz	X-axis	5	0kg
		Y-axis	8	
Case 2	0.5Hz	X-axis	10	7.32kg
		Y-axis	16	



龍門式定位平台控制系統實體圖

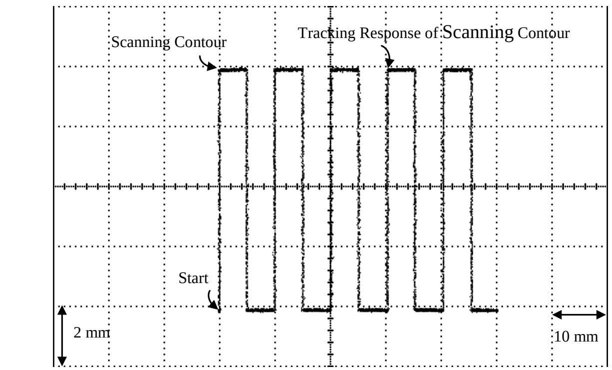
以三自由度龍門動態模型為基礎之第二型區間遞迴式模糊類神經網路控制系統

Case1

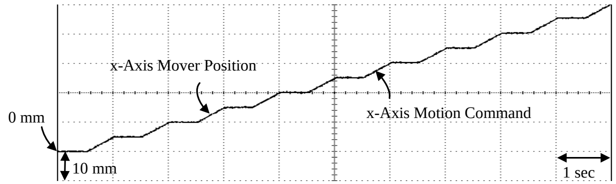


以三自由度龍門動態模型為基礎之第二型區間遞迴式模糊類神經網路控制系統

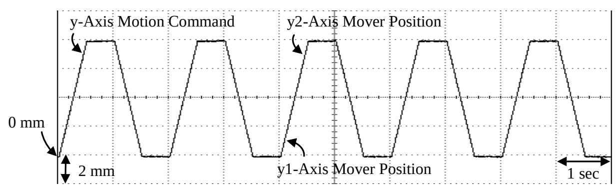
Case2



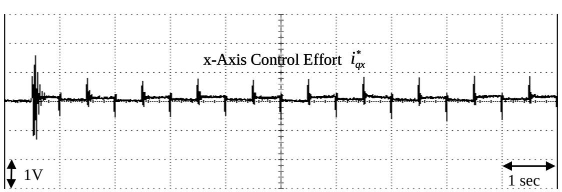
(a)



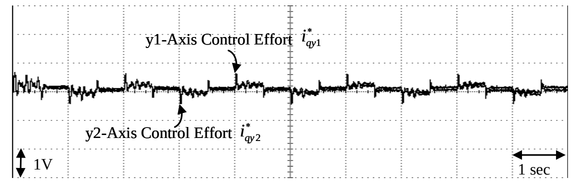
Time (sec)
(b)



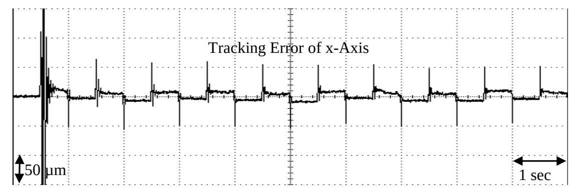
Time (sec)
(c)



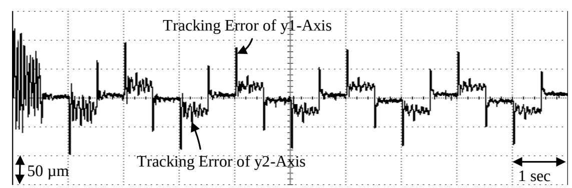
Time (sec)
(d)



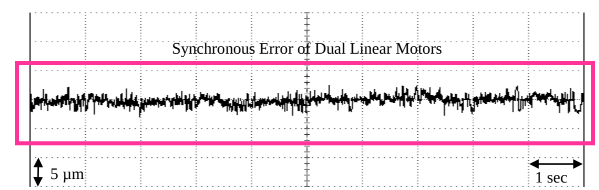
Time (sec)
(e)



Time (sec)
(f)



Time (sec)
(g)



Time (sec)
(h)

五、結論

❒ 永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(1/3)

- 利用**個人電腦**為基礎之智慧型控制龍門式精密定位平台完成實測，已驗證Sugeno型模糊類神經網路控制器對於**消除同動誤差**之有效性及強健性。

- 利用PC-Based開放式控制系統中軟硬體可**自由選配**、**整合**、**擴充**等主要優點。

- 藉由PC-Based的標準界面較容易達到資源共享，並且具有**價格平民化**、**人機界面**可自行設計、開放性軟體架構、**CAD/CAM軟體**相容性高、硬體可選擇性多。

- 所設計之PC-Based控制器，可以利用PC的基本共用硬體與匯流排插槽，外加各種功能的運動控制卡，大大地增加應用的**簡便**性與**可行**性。

- 以**Visual Basic語言**撰寫程式清楚易懂，相較於傳統控制器**減少**了**研發時程**。

五、結論

❑ 永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(2/3)

- 成功地設計具交叉耦合控制之函數連結放射狀基底網路控制器，利用**交叉耦合**控制器來增加定位平台於同動控制之**強健性**，結合類神經網路之**線上學習能力**和對於輸入空間擴展為線性獨立函數之功能，確保在**高速精密定位**中，雙平行線性馬亦能達到**同動控制**。

- 所提供之方法大大地**減少**數位控制器的**面積**，配合具備**浮點運算**能力的數位訊號處理器可以執行較複雜的控制法則。

五、結論

❒ 永磁線性同步馬達龍門式精密定位平台驅動與智慧型控制系統之發展(3/3)

- 成功地設計了以三自由度龍門動態模型為基礎之第二型區間遞迴式模糊類神經網路控制系統，其利用了**三自由度龍門動態模型**將**三軸機構耦合**與**同動問題**考慮進來，並結合遞迴式類神經網路的線上學習能力與第二型模糊推論針對**不確定項優異的近似能力**，同時滿足**高精密定位**的需求並確保**三軸**線性馬達的**同動**控制。

- 所提供之方法大大地減少數位控制器的面積，配合具備**浮點運算**能力的數位訊號處理器可以執行較複雜的控制法則。

六、成果

❐ 期刊論文

[1] F. J. Lin, P. H. Chou, C. S. Chen, and Y. S. Lin, “Three-degree-of-freedom dynamic model based intelligent non-singular terminal sliding mode control for gantry position stage,” *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, revised, 2011.

[2] C. S. Chen, F. J. Lin, P. H. Chou, and Y. S. Lin, “Three-degree-of-freedom dynamic model based interval type-2 recurrent fuzzy neural network control system for gantry position stage,” *Expert Systems with Applications*, submitted, 2011.

[3] F. J. Lin, P. H. Chou, C. S. Chen, and Y. S. Lin, “DSP-based cross-coupled synchronous control for dual linear motors via intelligent complementary sliding mode control,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, **accepted**, 2011.

[4] F. J. Lin, H. J. Hsieh, P. H. Chou, and Y. S. Lin, “DSP-based cross-coupled synchronous control of dual linear motors via functional link radial basis function network,” *IET Control Theory Applications*, **accepted**, 2010.

[5] P. H. Chou, C. S. Chen, and F. J. Lin “DSP-based synchronous control of dual linear motors via Sugeno type fuzzy neural network compensator,” *Elsevier Journal of The Franklin Institute*, revised, 2010.

六、成果

❒ 可供推廣之研發成果資料表

技術/創作名稱	以浮點運算數位訊號處理器為基礎之馬達運動數位控制器
可利用之產業及可開發之產品	所設計之產品可利用於馬達控制產業、半導體製程產業、平面顯示製造產業…等。 可開發之產品為數位式馬達控制器、智慧型馬達控制系統、智慧型面板檢測平台…等
推廣及運用的價值	所設計之浮點運算DSP單板電腦相較於傳統的PC控制器，不但體積較小且其成本較低，且不需額外PC或電腦輔助，更增加了應用的簡便性與可行性。同時，以C語言撰寫程式清楚易懂，相較於定點運算的數位訊號處理器減少了研發時程。對於未來工業界在發展智慧型控制系統及其應用上具有相當的應用價值。

Thanks for your attention！