強健式多軸同步控制

Robust Multi-Axis Synchronization Control

陳金聖 [1]*、陳世剛 [2]、陳立業 [3]、廖述政 [4]、林育信 [5]、李峰吉 [6]

[1] 國立台北科技大學 自動化科技研究所 教授
[2] 國立台北科技大學 機電科技研究所
[3] 國立台北科技大學 自動化科技研究所
[4] 旭東機械工業股份有限公司 半導體事業處 副理
[5] 旭東機械工業股份有限公司 電子設備事業處 組長
[6] 工研院機械所　機電控制整合部 經理

摘要：本文提出一基於位置控制迴路模式之強健式交叉耦合 (Cross-Coupled) 同步控制演算法，透過位置命令與響應之關係，進而修正位置控制命令，將此控制器架構於位置控制迴路中。為了達成上述目標，首先透過同步誤差模型之推導，獲得系統多軸同步誤差，進而設計交叉耦合控制器來改善多軸同步誤差；最終結合 H-infinity 理論，設計一強健式交叉耦合同步控制控制器，根據各軸位置同步誤差，修正各軸命令。最後，將此強健式同動控制演算法應用於一實機四自由度之伺服同動平台，透過馬達帶動各軸平台，使用光學編碼器進行位置回授偵測，驗證多自由度運動控制之同步性能。

Abstract：In this paper, a robust cross-coupled control algorithm based on position control loop is proposed to control multi-DOF (degree of freedom) machinery to modify the positional control command, through positional response and position control command. In order to achieve the goal , a positional synchronous error model is necessary to evaluate the positional synchronous error of the multi-DOF machinery. Then, a cross-coupled controller is further designed to improve the positional synchronous error. Finally, a robust cross-coupled control algorithm using H-infinity algorithm is used to control the multi-DOF system to modify the positional control command through the positional synchronous error. A 4-DOF machinery driven by the motor and measured by rotary encoder, is used in expeiments to evaluate the synchronous performance of the proposed H-infinity robust cross-coupled controller.

關鍵詞：強健式控制、同動控制、精密製造
Keywords：Robust control, Synchronization control, High precision manufacturing

前言

現今之製造流程中，許多應用需要仰賴高精度伺服同步運動控制，包含微電子、航太科技、太陽能電池製造與自動化光學檢測等 [1]-[3]。在多軸同步運動系統中，同一個運動平台上具有多個自由度運動軸及馬達。對於重負載且高速移動之多軸平台，雖然每個軸之動態設計皆符合相同規格，但是在耦合後的機構會有位移上的差異，造成同步誤差產生，而位移差異所產生的因子可

能包含機構組裝上的誤差、質量不平均或各種不確定性之干擾。同步誤差的產生會造成加工精度下降，進而影響加工件品質；甚至會因為加工過程中機構之拉扯，產生過電流的現象，造成跳機等負面影響。由於近年來高速高精度之加工需求不斷增加，多軸同步控制已成為控制領域中之一大挑戰。

目前工業上常使用的控制架構大致上可以分為：串聯式同步控制架構與並聯式同步控制架構 [4]；串聯式同步控制架構亦稱為主從式架構，此架構中具有一「主軸」，而其他的自由度皆稱為「從軸」。控制器僅需要提供主軸控制命令，而其餘從軸則是將主軸之回授作為控制命令。主從式同步控制系統雖然架構簡單且容易實現，但是由於馬達系統本身命令與回授具有延遲之現象，此架構在同步控制之性能上會有一定之限制。並聯式架構會透過交叉耦合之控制器來考量多個受控軸之控制命令，主要目標是將所有受控軸之阻力最小化且位置誤差最小化，因此透過交叉耦合的架構能夠將負載動態響應不平衡之問題減小到最低。目前幾個廠家之控制器都具有交叉耦合之功能，包含：發那科 (FANUC) 的扭矩控制 [5]、西門子 (Siemens) 的扭矩 / 速度控制器 [6]，皆有提供雙軸交叉耦合同步控制之功能。Koren [7] 提出交叉耦合控制器架構來解決多軸同步控制之問題。在接下來的研究中，交叉耦合控制也被拿來提升多軸加工之同動性能，進而減小加工輪廓誤差 [8]-[12]。此外，也有許多研究結合強健式控制、智慧型控制與適應性控制演算法來提升多軸運動系統中之同步性能 [13]-[16]。

目前常見的伺服控制迴路模式大致上可以分為三種：位置模式、速度模式與扭矩模式。每種模式都有不同的優點以及適用性。儘管在伺服迴路架構上有各種不同的模式可供使用者選擇，但是傳統的交叉耦合控制器是計算速度或是扭矩命令，提供給速度模式或是扭矩模式進行操作，無法使用位置模式控制來實現交叉耦合同步控制器之架構。為了解決以上的問題，本文所提出一基於位置控制模式之強健式交叉耦合同步控制，透過位置同步誤差，進而修正位置命令，將控制器架構於位置控制迴路中。

本文使用 H-infinity 強健式控制演算法結合交叉耦合同步控制，主要目標是要協調多軸伺服平台同步軸之間的動態誤差。根據各同步軸的位置響應來建立即時的同步誤差模型，經由補償器調整各軸的響應，進而改善同步誤差。其交叉耦合控制器不須更改各軸的運動控制架構，而是在各軸的位置控制迴路加上一個補償器來進行位置命令之修正，藉由補償的結果使得各同步軸的動態響應互相匹配。對於強健式交叉耦合同步控制而言，可分為三個主要的部份：

1. 建立多軸同步誤差模型。
2. 設計交叉耦合同步控制器，補償各軸位置命令。
3. H-infinity 強健式交叉耦合同步控制演算法。

多軸同步誤差模型

本文中之位置同步誤差為各軸合成之位置向量投影至各分量轉換為單位向量減去位置合成向量；即在每個取樣時間，將量測到的位置響應向量 P_a ($P_a \in R^n$) 與同步單位位置向量 t 來求得同步誤差 ε，

$$\varepsilon = [\varepsilon_1 \quad \varepsilon_2 \quad \ldots \quad \varepsilon_n]^T \in R^n \tag{1}$$

$$\varepsilon_i = P_{ave} - P_{ai} \quad i = 1,2,\ldots,n \tag{2}$$

其中 P_{ave} 為位置響應之平均值

$$P_{ave} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} P_{ai} \tag{3}$$

則同步誤差可表示如下式：

$$\varepsilon = \left(P_a \cdot t\right) \cdot t - P_a \tag{4}$$

將式 (4) 簡化成式 (5) 之位置向量對同步誤差向量之矩陣轉換關係，

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \left(P_a \cdot t\right) \cdot t - P_a \\ &= (t \cdot t^T) \cdot P_a - P_a \\ &= (t \cdot t^T - 1) P_a \\ &= C P_a \end{aligned} \tag{5}$$

其中

$$C=\begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1n} \\ c_{21} & c_{22} & \cdots & c_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{n1} & c_{n2} & \cdots & c_{nn} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \frac{1-n}{n} & \frac{1}{n} & \cdots & \frac{1}{n} \\ \frac{1}{n} & \frac{1-n}{n} & \cdots & \frac{1}{n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{n} & \frac{1}{n} & \cdots & \frac{1-n}{n} \end{bmatrix}_{n\times n} \tag{6}$$

上式之 C 為位置同步誤差矩陣，將應用於計算各軸之同步誤差，因此式 (6) 可簡化為式 (7)，且根據此同步誤差矩陣的 $rank(C)=n-1$，實際上我們只需控制 n—1 個誤差狀態即可達成同步控制之目標。

$$C=\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{7}$$

將位置誤差矩陣 C 拆解成左矩陣 L 與右矩陣 R 如式 (8)，

$$C=\begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} & \cdots & l_{1(n-1)} \\ l_{21} & l_{22} & \ddots & l_{2(n-1)} \\ l_{31} & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ l_{n1} & l_{n2} & \cdots & l_{n(n-1)} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & \cdots & r_{1n} \\ r_{21} & r_{22} & \ddots & \ddots & r_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ r_{(n-1)1} & r_{(n-1)2} & \cdots & \cdots & r_{(n-1)n} \end{bmatrix}$$

$$=L_{n\times(n-1)}\cdot R_{(n-1)\times n}$$

其中

$$r_{ij}=\begin{cases} 1 & j=i+1 \\ -1 & j=1 \\ 0 & others \end{cases} \tag{8}$$

$$l_{ij}=c_{i(j+1)}$$

根據以上推導，透過將同步誤差投影控制的愈小，如式 (9) 所式，同時會使得 ε 愈小。如此即可使用階數較少之控制器，達成同樣同步控制目的。

$$\varepsilon_r=RP_a \tag{9}$$

圖 1 顯示二維空間之同步誤差模型，透過位置同步誤差模型的推導，依不同的同步需求

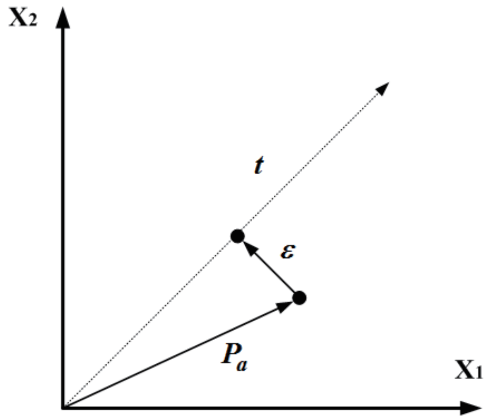


圖 1 二維空間同步誤差模型

獲得速度或加速度使用的同步誤差模型，經由同步誤差模型的建立，使得本研究所提之同步控制架構不僅能夠實現於雙軸同動系統，亦可擴展至 n 軸系統之同步控制架構。

交叉耦合同步控制器設計

圖 2 為雙軸交叉耦合同步控制器架構，其中 P_{cmd} 為插值器所產生之 X 軸與 Y 軸位置命令，而 P_{ax} 與 P_{ay} 則分別為 X 軸及 Y 軸之輸出狀態（速度與位置），輪廓誤差分量 ε_{cpx}、ε_{cpy}、ε_{cvx} 與 ε_{cvy} 經過交叉耦合控制器之後，再依照幾何關係修正軌跡行進方向，使得各軸運動互相協調，降低同步誤

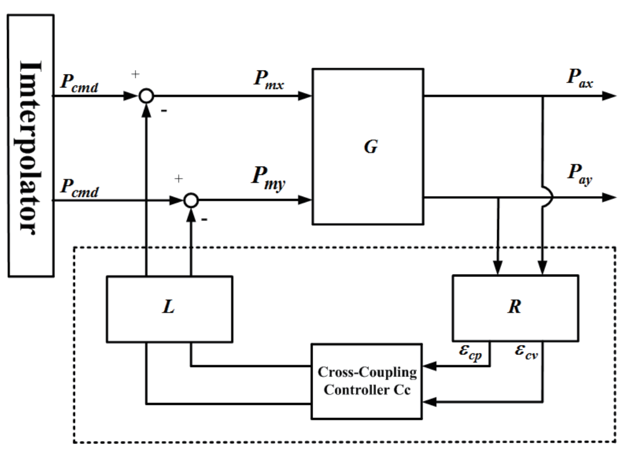
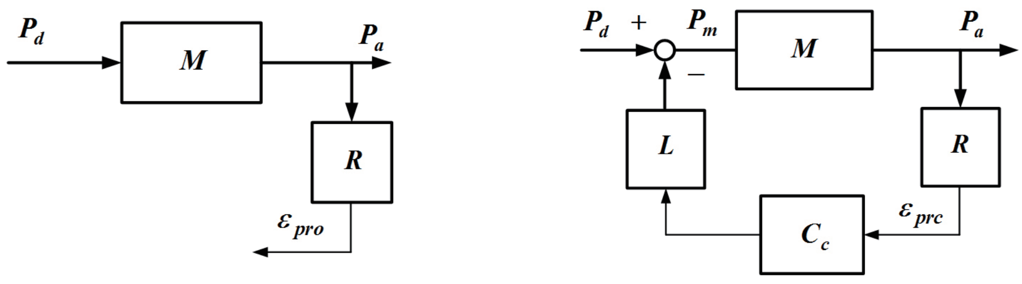


圖 2 交叉耦合同步控制架構



(a)　　　　(b)

圖 3 多軸運動系統架構：(a) 耦合前，(b) 耦合後

表 1 相關變數定義列表

變數	定義
$P_d = [P_{cmd}\quad P_{cmd}\quad \cdots\quad P_{cmd}]^T$	各軸位置的參考命令
$P_m = [P_{m1}\quad P_{m2}\quad \cdots\quad P_{mn}]^T \qquad P_{mi}\quad ,i=1,\cdots,n$	各軸修正過後之位置命令
$P_a = [P_{a1}\quad P_{a2}\quad \cdots\quad P_{an}]^T \qquad P_{ai}\quad ,i=1,\cdots,n$	各軸輸出狀態
M	受控模型
R	同步誤差右矩陣
L	同步誤差左矩陣

差（速度與位置）。

未耦合前的多軸運動系統表示如**圖 3(a)** 所示，其中 ε_{pro} 為雙軸系統未耦合時的同步誤差向量，相關定義如**表 1** 所示。

因此可以推導出同步誤差為

$$\varepsilon_{pro} = R \cdot P_a = R \cdot (M \cdot P_d) \tag{10}$$

經由耦合後的多軸運動系統架構如**圖 3(b)** 所示，此同步控制器之主要目標透過修正參考的命令來達成多軸同步的要求，透過一個位置的外迴路即時修正各軸位置命令。因此修正後的位置命令為

$$P_m = P_d - LC_c\varepsilon_{prc} \tag{11}$$

則實際的輸出響應以及同步誤差如式 (12) 與式 (13) 所示，

$$P_a = (I + MLC_cR)^{-1} \cdot M \cdot P_d \tag{12}$$

$$\varepsilon_{prc} = R \cdot P_a = R \cdot (I + MLC_cR)^{-1} \cdot M \cdot P_d \tag{13}$$

根據式 (10) 與式 (13) 之比較，此耦合控制系統增加了 $(I + MLC_cR)^{-1}$ 來修正同步誤差。為了設計多軸交叉耦合同步控制器，其中 $(I + MLC_cR)^{-1}$ 可根據 Inversion Lemma 得到展開後的結果如下式，

$$(I + MLC_cR)^{-1} = I - M \cdot (I + LC_cR \cdot M)^{-1} \cdot LC_cR \tag{14}$$

將式 (10) 與式 (14) 帶回式 (13)，可得耦合前與耦合後的同步誤差關係如下式

$$\varepsilon_{prc} = [I - R \cdot M \cdot (I + LC_cR \cdot M)^{-1} \cdot LC_c] \cdot \varepsilon_{pro} \tag{15}$$

將式 (15) 中的 $I - R \cdot M \cdot (I + LC_cR \cdot M)^{-1} \cdot LC_c$ 重新做一次 Inversion lemma 轉換可得

$$I - R \cdot M \cdot (I + LC_cR \cdot M)^{-1} \cdot LC_c = (I + RMLC_c)^{-1} \tag{16}$$

再將式 (16) 帶回式 (15)，得到簡化後的耦合前與耦合後的同步誤差關係如下式

$$\varepsilon_{prc} = (I + P \cdot C_c)^{-1}\varepsilon_{pro} = S \cdot \varepsilon_{pro} \tag{17}$$

其中

$$P = RML \tag{18}$$

$$S = (I + P \cdot C_c)^{-1} \tag{19}$$

整理後的 S 類似控制系統中的靈敏性函數，方塊圖如**圖 4**。

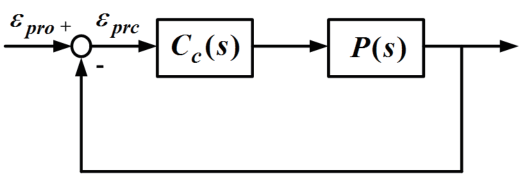


圖 4 系統耦合與未耦合之控制系統等效方塊圖

H-infinity 強健式交叉耦合同步控制演算法

由於交叉耦合同步控制架構中的 $P(s)$ 含有不確定性之參數，如機構耦合力與負載等，且本系統為一多輸入多輸出 (MIMO) 系統，因此傳統之控制器無法解決以上之問題。本文針對各種現代控制演算法之特性進行分析，最終選用一 H-infinify 強健控制法則來設計此控制器，達成高精度與高穩定性之系統。應用 H-infinity 控制理論所設計的控制器，具有以下優點：

(1) 在具有建模誤差的情況下，依然能維持受控體穩定且能達到規格要求。

(2) 降低系統輸出對外在擾動的敏感度，與抑制高頻雜訊。

(3) 適用多輸入多輸出系統。

本文透過 H-infinity 控制理論中「複合式靈敏度問題」來設計交叉耦合控制器，其架構參考如**圖 5(a)**，其中 W_1 為靈敏度函數 $S(s)$，並且期望系統在低頻時能夠具有良好的抗擾動能力，且在參數變動下依然具有良好的性能響應。W_3 之設計目的主要是包覆 $(\frac{\tilde{P}}{P}-I)$ 所造成的擾動，並且保持強健穩定與抑制高頻雜訊之能力。在引入了 H-infinity 控制器後，系統架構可簡化為**圖 5(b)**。

圖 5(b) 中的交叉耦合同步控制器 $C_c(s)$ 是能夠控制含有乘法不確定性之 W_3 之參考受控體且滿足 $\infty - norm$ 的最佳或是次佳控制器。對 H-infinity 控制而言，**圖 5(b)** 中的 w 向量為包含所有訊號之系統輸入；對於交叉耦合同步控制而言，w 則是未耦合時的同步誤差向量 ε_0；y 為量測的輸出，即系統耦合時的同步誤差向量 ε_c；u 為控制器之控制訊號。因此本控制器設計主要目的是使系統性能指標 z 盡可能最大或最小化。

藉由 LFT 與上述定義之 w 與 z，我們可以將上述之回饋控制器設計問題表示如下式，並且透過設計 $C_c(s)$ 使其穩定且最小化。

$$\min \left\| F_l(G, C_c) \right\|_\infty \tag{20}$$

根據**圖 5(a)**，我們可以推導系統的廣義受控體矩

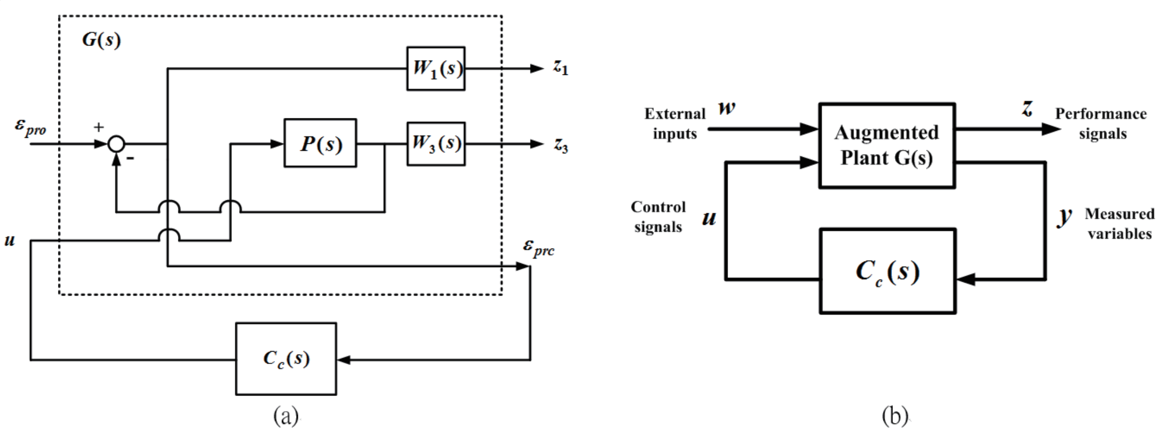


圖 5 H-infinity 控制器架構：(a) 交叉耦合同步控制與 H-infinity 控制器之對應，(b) 簡化控制架構。

陣如下式，

$$\begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_1 & -W_1 P \\ 0 & W_3 P \\ I & -P \end{bmatrix} \tag{21}$$

將式 (21) 代入式 (20) 可推得，

$$\mathrm{F}_l(G, C_c) = \begin{bmatrix} W_1 (I + P(s)C_c)^{-1} \\ W_3 \cdot P(s)C_c \cdot (I + P(s)C_c)^{-1} \end{bmatrix} \tag{22}$$

並且最終所設計之控制器必須使系統滿足 $\infty - norm$ 最小化之要求如下式

$$\left\| F_l(G, C_c) \right\|_\infty = \left\| \begin{matrix} W_1 S \\ W_3 T \end{matrix} \right\| \le \gamma \quad 0 \le \gamma_{\min} \le \gamma \tag{23}$$

其中 S 與 ST 可以透過個別之權重函數 W_1 與 W_3 加以整形來滿足 (23) 式。在此 $S = (I + PC_c)^{-1}$ 為系統靈敏度函數，主要目的為抵抗低頻時的擾動與達到暫態性能之要求；$T(s) = P(s)C_c \cdot (I + P(s)C_c)^{-1}$ 為系統互補靈敏度函數，主要目的為抑制高頻雜訊及模型不確定所造成的影響，其中 W_3 權重的設計為大於或等於乘法不確定性之最大奇異值如下式，

$$\bar{\sigma} = [W_3(j\omega)] \ge \bar{\sigma} \left[\frac{\tilde{P}(j\omega)}{P(j\omega)} - I \right] \quad \forall \omega \tag{24}$$

表 2 伺服系統參數鑑別結果

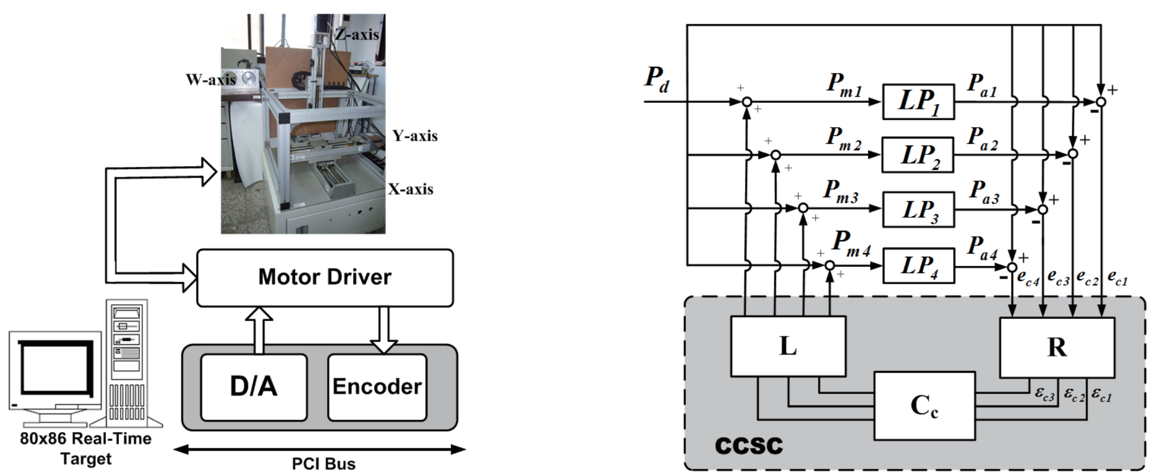
G_{pi}	馬達慣量 J ($10^{-5} N \cdot m \cdot s^2$)	馬達阻尼 B $10^{-4} N \cdot m \cdot s$
1	5.92	2.37
	4.85	0.85
2	5.34	2.49
	4.45	0.84
3	4.95	4.45
	4.05	1.48
4	190.21	8.51
	175.11	2.88

實驗

本文之實驗架構如**圖 6(a)** 所示，系統共有 4 個同動軸，分別為 X 軸、Y 軸、Z 軸以及 W 軸。針對此系統，本文所提之多軸強健式同步控制演算法架構如**圖 6(b)** 所示。經過系統鑑別後，本伺服系統各軸之慣量與阻尼係數如**表 2** 所示。

為了使強健控制器符合設計之性能與穩定性，本系統之權重函數 W_1 設計在低頻範圍以抵抗低頻時的擾動，權重函數 W_3 設計在高頻範圍以抑制高頻雜訊，權重函數 W_1 與 W_3 設計如式 (25) 與式 (26) 所示，其頻譜圖分別如**圖 7** 實線與虛線。

$$W_1 = \frac{20(\frac{s}{200} + 1)}{s + 0.1} \tag{25}$$



(a) (b)

圖 6 系統架構圖：(a) 設備架構圖，(b) 演算法架構圖

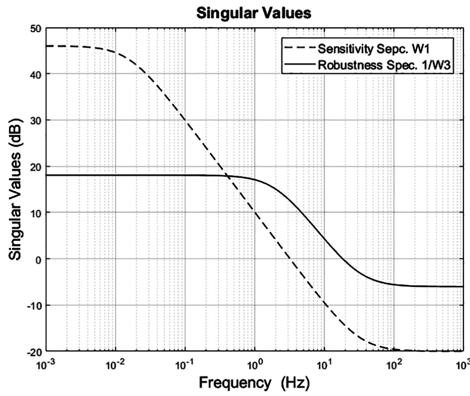


圖 7 系統權重函數 W_1 與 W_3 波得圖

$$W_3=\frac{\frac{s}{12.5}+1}{8(\frac{s}{200}+1)} \tag{26}$$

為了測試本系統對於所提出之強健式同步控制演算法之性能，本文規劃使用**圖 8(a)** 所示之位置訊號與**圖 8(b)** 所示之相對應進給率作為本實驗機台四個軸之位置命令，並且計算位置同步誤差。$P_{cmd,i}$ 為輸入至 i 軸之位置命令，$P_{res,i}$ 為量測 i 軸之位置響應，則 i 軸之位置同步誤差 $e_{syn,i}$ 之計算方如式 (27)，由 MATLAB 軟體進行系統建模，模擬本系統未同步時的位置同步誤差結果如**圖 9(a)** 所示；

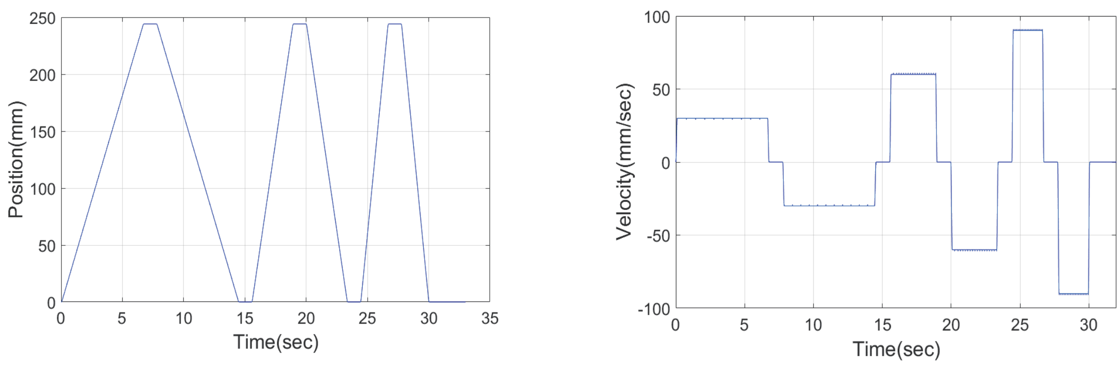


圖 8 系統測試輸入訊號：(a) 位置命令，(b) 進給率

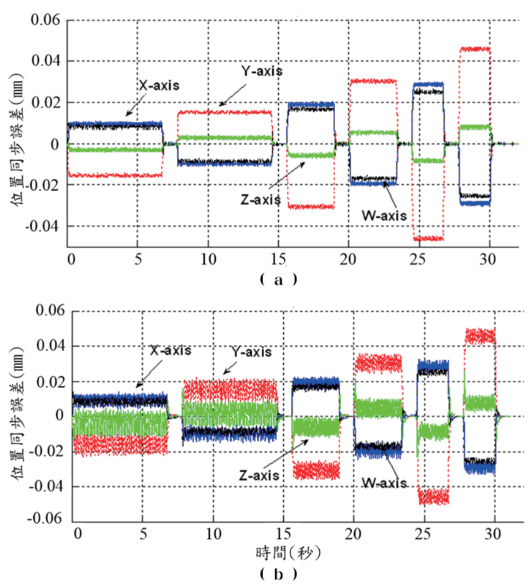


圖 9 未同步前之位置同步誤差：
(a) 模擬結果，(b) 實驗結果

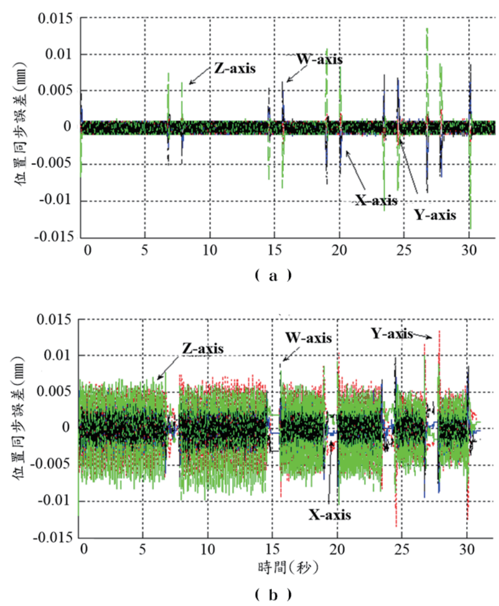


圖 10 同步後之位置同步誤差：
(a) 模擬結果，(b) 實驗結果

將位置命令實際輸入至機台 4 個同動軸且經由光學尺進行量測之同步誤差結果如**圖 9(b)**。

$$e_{syn,i} = P_{res,i} - P_{cmd,i} \tag{27}$$

在經過本文所提之 H-infinity 強健式同步控制演算法進行同步，且使用相同的位置命令與進給率進行實驗測試，經過 MATLAB 模擬的位置同步誤差如**圖 10(a)** 所示；經由光學尺進行量測之同步誤差結果如**圖 10(b)** 所示。根據以上的比較結果，經過同步控制器進行同步控制後，各軸之同步誤差明顯比未同步前減小許多；使用不同進給率參數進行測試之實驗結果數據如**表 3** 所示，其中 e_i 為時間 i 之同步誤差，最大誤差如 (28) 式、平均誤差如 (29) 式與均方根誤差如 (30) 式。

$$E_{\max} = \underset{N}{Max}(|e_i|) \tag{28}$$

$$E_{Mean} = \frac{1}{N}\sum_{N}(e_i) \tag{29}$$

$$E_{RMS} = \frac{1}{N}\sqrt{\sum_{N}(e_i)^2} \tag{30}$$

使用 36.62mm/sec、73.24 mm/sec 與 109.86 mm/sec 作為加工進給率參數，同步前最大誤差分別為 0.0276mm、0.0464 mm 與 0.0655 mm；同步前平均誤差分別為 0.0184mm、0.0308mm 與 0.0396mm；同步前均方根誤差分別為 0.0195mm、0.0349mm 與 0.0482mm。同步後各項誤差均獲得明顯改善，其中最大誤差分別為 0.0154mm、0.0149 mm 與 0.0166 mm；平均誤差分別為 0.0045mm、0.0041 mm 與 0.0039 mm；均方根誤差分別為 0.0049mm、0.0045 mm 與 0.0046 mm。

表 3 同步前後性能比較表

控制器	性能指標	進給率 (mm/sec)		
		36.62	73.24	109.86
未同步	E_{Max} (mm)	0.0276	0.0464	0.0655
	E_{Mean} (mm)	0.0184	0.0308	0.0396
	E_{RMS} (mm)	0.0195	0.0349	0.0482
H-infinity 強健式同步控制器	E_{Max} (mm)	0.0154	0.0149	0.0166
	E_{Mean} (mm)	0.0045	0.0041	0.0039
	E_{RMS} (mm)	0.0049	0.0045	0.0046

經過本文所提之同步控制演算法進行控制，在 36.62mm/sec、73.24 mm/sec 與 109.86 mm/sec 作為加工進給率時，最大誤差分別可以改善 44.2%、67.89% 與 74.66%；平均誤差分別可以改善 75.54%、86.69% 與 90.15%；均方根誤差分別可以改善 74.87%、87.11% 與 90.46% 如**表 4**。

表 4 同步前後性能改善率

性能指標	進給率 (mm/sec)		
	36.62	73.24	109.86
E_{Max} (mm)	44.2%	67.89%	74.66%
E_{Mean} (mm)	75.54%	86.69%	90.15%
E_{RMS} (mm)	74.87%	87.11%	90.46%

基於以上實驗數據所式，本文所提之 H-infinity 強健式同步控制器可改善多軸伺服系統之同步性能，減少同步誤差。透過本文所提之多軸同步誤差模型，本控制器可以實現於多軸同步控制之系統，並且根據不同的控制軸數進行推導，即可計算出相對應之控制器架構，再對於控制系統參數進行設計，最終即可獲得適用於多軸之 H-infinity 強健式同步控制器。

結論

本文提出一適用於多軸之 H-infinity 多軸強健式同步控制器，並且將控制器推導過程分為三個部分，分別為：(1) 建立多軸同步誤差模型 (2) 設計交叉耦合同步控制器與 (3)H-infinity 強健式交叉耦合同步控制演算法推導。首先將位置同步誤差透過誤差矩陣方式表示，再將位置誤差矩陣分為誤差左矩陣與誤差右矩陣；再透過交叉耦合之推導，取得耦合後之控制器架構；最終透過控制器參數之設計，取得相對應之軸強健式同步控制器參數。

實機驗證部分，本文使用一四軸運動機台進行實驗，經由本文所提之 H-infinity 多軸強健式控制演算法進行控制後，最大位置同步誤差可以改善至少 44% 以上、平均位置同步誤差可以改善 75% 以上、均方根位置同步誤差可以改善 74% 以上。以上數據顯示 H-infinity 多軸強健式控制演算法對於多軸同步控制系統之位置誤差能夠提供明顯之改善。

誌謝

感謝旭東機械工業股份有限公司 (計畫編號 104-EC-17-A-05-I4-0006) 的支持，使本計畫得以順利進行，特此致上感謝之意。

參考文獻

[1] Y. Xiao and K. Y. Zhu, “Optimal Synchronization Control of High-Precision Motion Systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1160-1169, 2006.

[2] H. Chuxiong Y. Bin, and W. Qingfeng, “Coordinated Adaptive Robust Contouring Controller Design for an Industrial Biaxial Precision Gantry,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 15, no. 5, pp. 728-735, 2010.

[3] L. Faa-Jeng and S. Po-Hung, “Robust Fuzzy Neural Network Sliding-Mode Control for Two-Axis Motion Control System,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1209-1225, 2006.

[4] R. D. Lorenz and P. B. Schmidt, “Synchronized motion control for process automation,” in *Industry Applications Society Annual Meeting*,1989, pp. 1693-1698.

[5] FANUC, “Parameter Manual of a-series AC Servo Motor,” 1994.

[6] SIEMENS, “840D/FM-NC Description of functions, special Functions (Part 3),” 1999.

[7] Y. Koren, “Cross-Coupled Biaxial Computer Control for Manufacturing Systems,” *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 102, no. 4, pp. 265-272, 1980.

[8] K.-H. Su and M.-Y. Cheng, “Contouring accuracy improvement using cross-coupled control and position error compensator,” *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, vol. 48, no. 12-13, pp. 1444-1453, 2008.

[9] S. Dong and T. Ming Chau, “A Synchronization Approach for the Minimization of Contouring Errors of CNC Machine Tools,” *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, vol. 6, no. 4, pp. 720-729, 2009.h

[10] K. L. Barton and A. G. Alleyne, “A Cross-Coupled Iterative Learning Control Design for Precision Motion Control,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 16, no. 6, pp. 1218-1231, 2008.

[11] B. Chu, S. Kim, D. Hong et al., “Optimal Cross-Coupled Synchronizing Control of Dual-Drive Gantry System for a SMD Assembly Machine,” *JSME International Journal Series C Mechanical Systems, Machine Elements and Manufacturing*, vol. 47, no. 3, pp. 939-945, 2004.

[12] D. Sun, “Position synchronization of multiple motion axes with adaptive coupling control,” *Automatica*, vol. 39, no. 6, pp. 997-1005, 2003.

[13] S.-K. Jeong and S.-S. You, “Precise position synchronous control of multi-axis servo system,” *Mechatronics*, vol. 18, no. 3, pp. 129-140, 2008.

[14] S.-K. Jeong and S.-S. You, “Precise position synchronous control of multi-axis servo system,” *Mechatronics*, vol. 18, no. 3, pp. 129-140, 2008.

[15] I. Burul, F. Kolonic, and J. Matusko, “The control system design of a gantry crane based on H-infinity control theory,” in *2010 Proceedings of the 33rd International Convention*,2010, pp. 183-188.

[16] T. Chek-Sing, T. Kok-Kiong, and L. Ser-Yong, “Dynamic Geometric Compensation for Gantry Stage Using Iterative Learning Control,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 2, pp. 413-419, 2008.

[17] Y. Xiao, K. Zhu, and H. C. Liaw, “Generalized synchronization control of multi-axis motion systems,” *Control Engineering Practice*, vol. 13, no. 7, pp. 809-819, 2005.