

國立交通大學

電控工程研究所

碩士論文

CNC 剛性攻牙製程之同步運動控制器
設計與實現



**Design and Realization of Synchronized Motion
Controllers for CNC Rigid Tapping Procedures**

研究生：葉釗甫

指導教授：徐保羅 博士

中華民國一百年七月

CNC 剛性攻牙製程之同步運動控制器設計與實現

Design and Realization of Synchronized Motion Controllers for CNC

Rigid Tapping Procedures

研究生：葉鈞甫

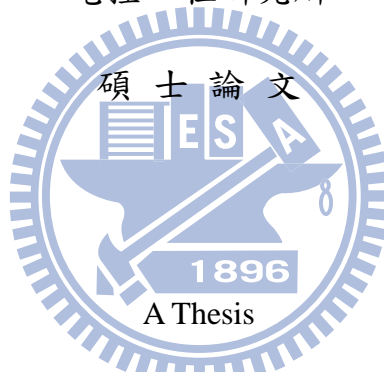
Student : Chao-Fu Yeh

指導教授：徐保羅 教授

Advisor : Dr. Pau-Lo Hsu

國立交通大學

電控工程研究所



Submitted to Institute of Electrical and Control Engineering

College of Electrical Engineering

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master

in

Electrical and Control Engineering

July 2011

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國一百年七月

CNC 剛性攻牙製程之同步運動控制器設計與實現

研究生：葉釗甫

指導教授：徐保羅 博士

國立交通大學電控工程研究所

摘要

本論文發展以間接向量控制架構，實現感應馬達之速度及位置閉迴路控制。並針對感應馬達的重要轉子時間常數，設計一套自動調整方法，找到最接近的數值使響應達到最好。另外，為了克服馬達在高速時被反電動勢限制的問題，在 110 V 電源下，本研究使用了弱磁控制，將轉速達成由 900 rpm 提升到 4000 rpm。

在整合感應主軸馬達與伺服馬達為 CNC 剛性攻牙系統上，因為兩軸馬達的響應差異甚大，導致同動誤差也大，使得加工出來的螺紋並非我們所要的，更嚴重者會有發生崩牙的危險。因此，我們導入了交叉耦合控制器 (cross-coupled control, CCC)，藉著補償器所產生的補償訊號，協調兩軸並消除同動誤差。而當攻牙至孔底時，馬達會遇到最大靜摩擦力的問題，兩軸所受到的摩擦力不同使同動誤差變大，在此，我們加入了非線性摩擦力補償器 (nonlinear friction compensation, NFC)，根據建立好的非線性摩擦力曲線決定補償值。此外，機台在運轉時會受到各種原因的干擾，導致機台抖動的現象，在此我們加入了擾動觀測器 (disturbance observer, DOB)，可以在不需要知道干擾的原因下，即可補償相對應的擾動量。其同動誤差可由 132 μm 改善至 4.4 μm 。

最後，本研究發展將原始的交叉耦合控制器架構做重新推導，提出新的位置模式交叉耦合控制器 P_type CCC，使其架構更容易在一般市售的驅動器上實現。並且和原有的速度型交叉耦合控制器 V_type CCC 做比較，新的架構對網路時間延遲的容忍度較高，不易發散。因此，新發展的位置型耦合式控制器更適用於網路系統之高速精密 CNC 攻牙機。

關鍵字：剛性攻牙、感應馬達、P_type CCC

Design and Realization of Synchronized Motion Controllers for CNC Rigid Tapping Procedures

Student : Chao-Fu Yeh

Advisor : Dr. Pau-Lo Hsu

Department of Electrical and Control Engineering
National Chiao Tung University

ABSTRACT

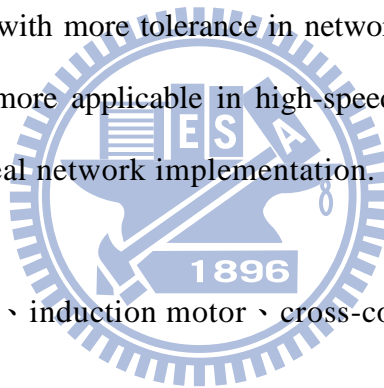
Closed-loop control in both position and velocity loops for induction motors (IM) applying the indirect field oriented control scheme is implemented in this study. For its rotor time constant which is an important parameter but cannot be directly measured, a practical auto-tuning strategy to estimate its value is proposed in this Thesis. Furthermore, limitation of the motor speed due to the back electromagnetic force is overcome by applying the field weakening control to increase its maximum speed from 900 *rpm* to 4000 *rpm* as 110 *V* was provided.

In general CNC rigid tapping machines, performance of the spindle axis implemented with an induction motor and the Z axis implemented with a servo motor are not matching well in dynamic responses; thus, significant synchronized motion error exists. Therefore, the tapping tool is broken easily and its machining quality is seriously degraded due to the significant error. In this study, the cross-coupled control (CCC) was applied to coordinate these two axes in tapping machining procedures. When the tapping tool reaches the bottom of the hole, maximum static friction will then deteriorate control performance. A nonlinear

friction compensator (NFC) is then proposed to generate a suitable compensated value which is determined according to the nonlinear friction curve. Moreover, as the machine vibration and other undesirable external disturbance and modeling error are significant, a disturbance observer (DOB) is then applied to estimate and compensate for the lumped disturbance. Thus, the tapping precision is greatly improved by applying the proposed advanced motion control. Results indicate that the synchronized motion error is thus greatly reduced from 132 μm to 4.4 μm by applying the proposed motion controller.

Finally, the newly proposed positional type CCC (P_type CCC) is developed in this Thesis. This newly developed CCC control structure is easier to be implemented on industrial motor drives with more tolerance in network delays. Consequently, the proposed P_type CCC is more applicable in high-speed-high-precision CNC rigid tapping machines under real network implementation.

Keywords : Rigid tapping 、 induction motor 、 cross-coupled control



誌謝

首先要感謝我的指導教授徐保羅老師這兩年來對我的指導，讓我在研究上遇到瓶頸與挫折，或是迷失方向時，能夠找到正確的出路，使我能順利的完成碩士學位。同時也要感謝口試委員李安謙老師、葉賜旭老師對於本論文的批評指正，以及寶貴的建議，使得本論文更加完整。

亦感謝實驗室的學長、同學與學弟們：博士班賴建良學長、謝鎮州學長、黃煒生學長，平時給我的指導與幫助，以及徐煒智學長、許正忠學長、施子強學長、蕭任斌學長、張孟哲學長給我的寶貴意見及解惑，政宏、子期、軒正、思翰、志瀚、信佑在學業上的相互切磋與指教，並且時常分享生活趣事讓實驗室充滿歡笑與活力。特別對賴建良學長、黃煒生學長、新代科技公司以及政宏、軒正、子期、志瀚在研究與實驗上的大力幫忙，獻上誠摯的感謝。

最後要感謝所有關心我的父母、姊姊以及家人，長久以來在我生活上的支持與鼓勵，使我能全心全意的專注在課業與研究上，願將此榮耀與喜悅和他們一起分享。



目錄

摘要	i
ABSTRACT	ii
誌謝	iv
目錄	v
圖目錄	vii
表目錄	ix
第一章 緒論	1
1.1 研究動機與目的	1
1.2 問題陳述	1
1.3 研究方法	3
1.4 論文架構	4
第二章 感應馬達控制架構	5
2.1 感應馬達數學模型	5
2.2 座標轉換	6
2.3 間接向量控制	9
2.4 轉子常數的自動調整	11
2.5 弱磁控制	14
第三章 精密運動伺服控制	17
3.1 零相位誤差追跡控制器 (zero phase error tracking controller, ZPETC) ...	17
3.2 交叉耦合控制器 (cross-coupled controller CCC)	20
3.2.1 直線路徑 (Linear Contour)	21
3.2.2 補償器設計	22
3.3 非線性摩擦力補償器 (nonlinear friction compensation, NFC)	28
3.3.1 摩擦力介紹與對系統產生的影響	28
3.3.2 非線性摩擦力補償器設計	29

3.4 擾動觀測器 (disturbance observer, DOB).....	32
第四章 實驗結果.....	40
4.1 攻牙流程.....	40
4.2 模擬結果.....	41
4.2.1 Z 軸追隨主軸.....	41
4.2.2 交叉耦合控制器單軸補償.....	41
4.2.3 交叉耦合控制器雙軸補償.....	42
4.3 實驗結果.....	43
4.3.1 雙軸獨立控制.....	44
4.3.2 加入 ZPETC 實驗.....	47
4.3.3 加入 CCC 實驗.....	47
4.3.4 加入 CCC+NFC 實驗.....	50
4.3.5 加入 CCC+NFC+DOB 實驗.....	52
4.4 摩擦力改變.....	55
4.5 主軸速度改變.....	57
4.6 小結.....	57
第五章 位置模式交叉耦合控制器.....	60
5.1 架構推導.....	60
5.2 網路延遲分析.....	64
5.3 網路延遲實作結果.....	66
5.4 攻牙命令實驗結果.....	67
5.5 P_type CCC 實現於 CNC 攻牙機.....	70
5.6 小結.....	73
第六章 結論.....	75
參考文獻	77

圖目錄

圖 2-1	馬達於複數平面上的靜止與同步旋轉座標系統.....	7
圖 2-2	感應馬達整體控制架構.....	11
圖 2-3	不同轉子時間常數下的速度響應.....	13
圖 2-4	轉子電感與上升時間的關係.....	13
圖 2-5	轉子電感初始值為 44.45mH 的自動調整過程.....	14
圖 2-6	轉子電感初始值為 3H 的自動調整過程.....	14
圖 2-7	馬達動態模型.....	15
圖 2-8	弱磁控制中電流與速度關係.....	15
圖 2-9	未加入弱磁控制的速度響應.....	16
圖 2-10	加入弱磁控制後的速度響應.....	16
圖 3-1	ZPETC 基本架構圖.....	17
圖 3-2	Z 軸位置閉迴路加入 ZPETC 前後之頻率響應的模擬結果.....	20
圖 3-3	可變增益交叉耦合控制器結構圖.....	21
圖 3-4	直線路徑之輪廓誤差.....	22
圖 3-5	簡化後不含交叉耦合控制器的運動控制系統架構.....	23
圖 3-6	簡化後整合交叉耦合控制器的運動控制系統架構.....	23
圖 3-7	分式函數 K 的頻率響應.....	26
圖 3-8	轉移函數 CK(C=2) 頻率響應.....	27
圖 3-9	補償器設計前後的頻率響應比較.....	27
圖 3-10	輸入弦波補償器設計前後的比較.....	28
圖 3-11	無摩擦力補償之一般馬達控制之速度迴路.....	30
圖 3-12	前饋式非線性摩擦力補償器架構.....	30
圖 3-13	非線性摩擦力曲線.....	31
圖 3-14	加入 NFC 後速度響應補償.....	32
圖 3-15	DOB 的控制架構.....	33
圖 3-16	DOB 實驗的速度命令與干擾訊號.....	36
圖 3-17	馬達空載及無干擾訊號時的速度響應.....	37

圖 3-18	加入干擾訊號後的速度響應.....	37
圖 3-19	估測干擾訊號.....	38
圖 3-20	加入 DOB 補償後的速度響應.....	38
圖 4-1	攻牙流程.....	40
圖 4-2	Z 軸追隨主軸的系統架構.....	41
圖 4-3	交叉耦合器之單軸補償簡化架構圖.....	42
圖 4-4	主軸攻牙命令.....	43
圖 4-5	實驗平台.....	44
圖 4-6	雙軸獨立運作時的同動誤差.....	45
圖 4-7	主軸與 Z 軸速度 1000rpm 步階響應.....	46
圖 4-8	加入 ZPETC 後的同動誤差.....	47
圖 4-9	單軸和雙軸補償的同動誤差.....	48
圖 4-10	加入交叉耦合控制器後的同動誤差.....	50
圖 4-11	加入 CCC 和 NFC 的同動誤差.....	51
圖 4-12	加入 CCC、NFC 和 DOB 後的同動誤差.....	53
圖 4-13	雙軸獨立控制與加入整合控制器響應比較.....	54
圖 4-14	加入整合控制器後的整體架構.....	55
圖 4-15	新估測非線性摩擦力模型.....	56
圖 5-1	含有網路傳輸的傳統 V_type CCC 架構.....	60
圖 5-2	補償位置提前到增益之前.....	62
圖 5-3	位置模式交叉耦合器控制架構.....	63
圖 5-4	位置模式交叉耦合控制器含有網路的架構.....	63
圖 5-5	P_type 和 V_type CCC 的同動誤差.....	67
圖 5-6	V_type CCC 架構下不同取樣時間的同動誤差.....	68
圖 5-7	雙軸獨立控制與加入 P_type CCC 整合控制器響應比較.....	69
圖 5-8	CNC 攻牙機.....	70
圖 5-9	CNC 攻牙機整體控制架構.....	72

表目錄

表 4-1	改善雙軸特性不同之方法比較.....	42
表 4-2	加入伺服控制器後的最大同動誤差.....	53
表 4-3	摩擦力變大使用新舊模型的最大同動誤差(<i>um</i>).....	56
表 4-4	主軸在不同速度下的最大同動誤差(<i>um</i>).....	57
表 5-1	不同網路延遲的最大同動誤差.....	65
表 5-2	不同網路延遲的最大同動誤差(<i>um</i>).....	66
表 5-3	CNC 工具機馬達之規格	71
表 5-4	CNC 工具機空載測試結果(<i>um</i>).....	72
表 5-5	CNC 工具機實際攻牙結果(<i>um</i>).....	73



第一章 緒論

1.1 研究動機與目的

隨著工業的進展，製造業目前已處於時間與品質並重的時代，因此目前自動化製造設備一直朝向高速高精度的方向發展。在傳統的可動式浮動攻牙中，是藉由機構的方式補償主軸與 Z 軸之間的追蹤誤差，由於採用機構補償的方式，所以加工速度不能太快。因此大部分都採取剛性攻牙[1-2]，其補償方式採用伺服控制補償追蹤誤差，加工的速度與精度可以大大的提升，刀具的磨耗也可降低

一般用來切削的馬達稱為主軸馬達，主要功能為帶動刀具高速旋轉，以達到切、磨、割等動作。在專用控制器(如 FANUC、三菱、西門子..)所使用之主軸馬達均為伺服主軸，響應快，馬達性能佳。但缺點為價格高且須搭配其所設計之控制器，成本大增。國內工具機廠所進口之控制器往往佔了整體成本的 1/3，所以降低控制器整體價格一直是業界努力的目標，其中將伺服主軸改成變頻主軸為主要降低成本的方法之一。此外網路通訊在自動化工廠也日趨重要，因為訊息已變得大量且即時。所以結合網路與多軸控制系統，成為目前的趨勢。

攻牙在加工過程中，主軸與 Z 軸必須維持一定的位置比例，也就是主軸每旋轉一圈，Z 軸必須位移一個節距(pitch)。但是主軸與 Z 軸分別使用的是感應馬達和永磁馬達，兩者響應不同使雙軸無法同步，並且整體機台還存在著摩擦力以及擾動等非線性因素。因此如何建立攻牙策略降低同動誤差，為本論文的重點。

1.2 問題陳述

(1) 主軸與 Z 軸響應不同

攻牙過程中，主軸和 Z 軸需要密切的配合，兩軸之間的位移關係為一直線。若是沒有達到此直線關係，攻牙出來的比例就會不對，整體的輪廓誤差變大，更嚴重的甚至會造成崩牙，一旦崩牙後續的處理更是耗費成本及人力。要維持兩軸

位移關係為一直線，兩軸必須同動，但每顆馬達的特性都不一樣，尤其主軸(感應馬達)和 Z 軸(永磁馬達)的特性更是不同。感應馬達因為有滑差的關係，響應比永磁馬達慢，而整個攻牙過程大部分時間都是在加減速狀態，若是分別下命令控制，同動特性差會導致位移關係並非我們想要的直線。

(2) 非線性摩擦力

馬達由靜止起動時，需克服最大靜摩擦力，此外在運轉時也會存在著動摩擦力。而每顆馬達受到的摩擦力都不相同，主軸的負載只有切削刀具，因此摩擦力較小，但 Z 軸在運轉時會帶動轉軸移動機台，轉軸之間的摩擦力較大。摩擦力會使馬達要運轉時延遲一小段時間，因此在孔底時，雙軸因摩擦力不同導致起動時間不同，同動誤差變大。

(3) 機台擾動

馬達在運轉時一定會產生擾動，擾動的原因有很多，包含馬達自身的抖動、訊號干擾、機台抖動等等。這些擾動都是非線性因素，兩軸的位移關係會不是我們要的直線，而是在直線附近上下抖動，使攻牙出來的螺紋不平順，同動誤差也會因此變大。

(4) 一般驅動器難以實現

通常改善同動之間的問題所使用的方法為交叉耦合控制器(CCC)，但是原始的交叉耦合控制器將補償值由速度迴路輸入，一般使用現成購買的驅動器時，提供的基本功能無法支援，需額外撰寫程式才能將以實現。

1.3 研究方法

(1) 使用交叉耦合控制器補償兩軸特性不同

改善多軸之間因為特性不同而造成的不同步現象，最常使用的就是交叉耦合控制器。事實上交叉耦合控制器並無法直接改變各軸的運動控制迴路，而是將各軸的追蹤誤差同時納入考量，藉由補償器產生適當的回授信號，送至各軸使得動態響應能夠匹配。

(2) 非線性摩擦力補償器

對於機械設備中存在著摩擦力的問題，採用前饋式非線性補償器補償非線性摩擦力，而非線性補償器是由 off-line 的方法識別出之非線性曲線來加以補償。

(3) 擾動觀測器

為了解決多個原因導致的擾動問題，使用擾動觀測器觀測出受到的擾動量，並加以補償。使用此方法並不需要知道擾動的原因，只需將對應的擾動量從輸入訊號扣除，即可有效的抑制外部擾動。

(4) 位置模式交叉耦合控制器(Positional type CCC)

本文將原有的交叉耦合控制器架構做一些推導改變，使原本從速度迴路的補償值改由位置命令輸入，如此便可輕易的在一般市售的驅動器上實現。在沒有網路延遲的情況下，新推導架構的補償效果較原始架構略差，但是當網路延遲變大後，新架構反而比原始架構好並且網路延遲的容忍度也較高。在本文中將以新設計位置迴路耦合控制器 P_type CCC 和傳統之速度迴路耦合控制器 V_type CCC 做一比較

1.4 論文架構

本論文共分六章，第一章簡述研究的動機與目的，並陳述研究的問題和方法。第二章介紹感應馬達的模型推導、座標系統轉換、控制架構、轉子常數調整以及弱磁控制。第三章介紹攻牙的策略，各個策略的理論推導和架構，以及各自達成的效果。第四章介紹在實際雙軸馬達攻牙運轉上實現各個策略的效果。第五章推導新提出的交叉耦合控制器架構，並分析和原始的交叉耦合控制器架構之間的差異及優缺點。第六章對於本研究成果做分析探討與結論。



第二章 感應馬達控制架構

本章將分析感應馬達的特性，並推導感應馬達(induction motor, IM)在其定子座標軸(a_s, b_s, c_s)下的電壓方程式與轉矩方程式。但傳統以三相變數代表的馬達數學模型相當複雜，且在轉子與定子之間會有非線性的效果。因此配合座標系統的轉換，將電壓的動態方程式轉換至與轉子同步的(d-q)軸座標系統，以簡化感應馬達的動態模型。最後介紹轉子常數的自動調整以及弱磁控制，達到最快的響應和高速控制。

2.1 感應馬達數學模型

為了達到感應馬達控制目的，我們先對於感應馬達數學模型進行分析。首先以三相二極的感應馬達來做馬達數學模式推導[3]，定子電壓、電流以及磁交鏈(flux linkage)方程式如下

$$\vec{v}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{as} + v_{bs} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cs} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (2-1)$$

$$\vec{i}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_{as} + i_{bs} e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{cs} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (2-2)$$

$$\vec{\lambda}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\lambda_{as} + \lambda_{bs} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \lambda_{cs} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (2-3)$$

單相定子磁交鏈可以表示成

$$\begin{aligned} \lambda_{as} = & (L_{ls} + L_{ms})i_{as} + L_{ms}i_{bs} \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) + L_{ms}i_{cs} \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) + L_{sr}i_{ar} \cos(\theta_r) \\ & + L_{sr}i_{br} \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) + L_{sr}i_{cr} \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (2-4)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{bs} = & (L_{ls} + L_{ms})i_{bs} + L_{ms}i_{as} \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) + L_{ms}i_{cs} \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) \\ & + L_{sr}i_{ar} \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) + L_{sr}i_{br} \cos(\theta_r) + L_{sr}i_{cr} \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (2-5)$$

$$\begin{aligned}\lambda_{cs} = & (L_{ls} + L_{ms})i_{cs} + L_{ms}i_{as} \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) + L_{ms}i_{bs} \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) \\ & + L_{sr}i_{ar} \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) + L_{sr}i_{br} \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) + L_{sr}i_{cr} \cos(\theta_r)\end{aligned}\quad (2-6)$$

而

L_{ls} : leakage inductance of stator for per-phase

L_{ms} : mutual inductance of stator for per-phase

L_{lr} : leakage inductance of rotor for per-phase

L_{mr} : mutual inductance of rotor for per-phase

L_{sr} : mutual inductance between stator and rotor for per-phase

通常 L_{sr} 和 L_{ms} 是相等的，將(2-4)-(2-6)代入(2-3)

$$\vec{\lambda}_s = (L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms})\vec{i}_s + \frac{3}{2}L_{ms}\vec{i}_r \quad (2-7)$$

$$L_s^\Delta = L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} \quad (2-8)$$

$$L_m^\Delta = \frac{3}{2}L_{ms}$$

感應馬達的單相定子和轉子電壓方程式可表示為

$$v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \lambda_{as} \quad (2-9)$$

$$v_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \lambda_{ar} \quad (2-10)$$

定子和轉子電壓方程式可以結合成一個矩陣的型式

$$\begin{bmatrix} V_s \\ V_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Lambda_s \\ \Lambda_r \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

2.2 座標轉換

2-1 節推導出的感應馬達數學模型中，其方程式具有非線性特性，且數學模型十分地複雜，對於建構系統控制架構上產生困難。在此我們可將複雜的非線性馬達數學模型，利用座標轉換的技巧，由靜止座標系統的馬達數學模型轉換至同步旋轉座標系統之下的 d-q 軸模型，在同步旋轉座標系統之下的

d-q 軸馬達數學模型將比靜止座標系統之下的模型簡化許多。

圖 2-1 為複數平面上靜止座標與同步旋轉座標之兩個座標系統，其中 (a,b,c) 與 (α,β) 分別代表定子的靜止三軸座標系統以及靜止二軸座標系統，而 (d,q) 代表轉子的同步旋轉座標系統。

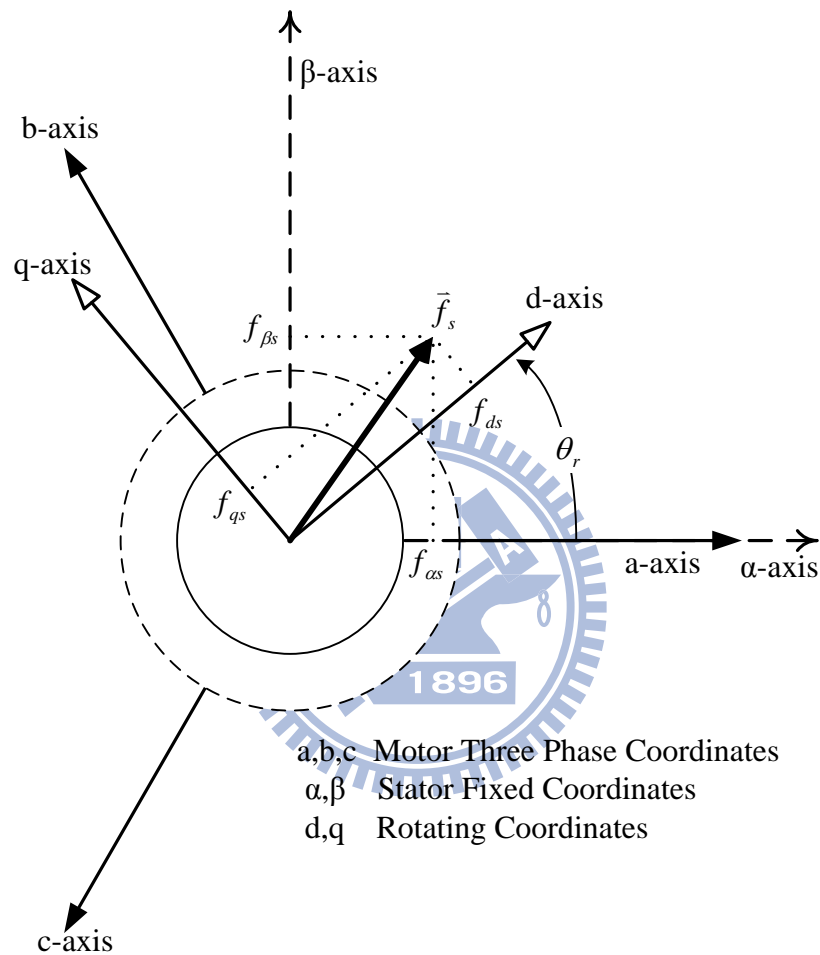


圖 2-1 馬達於複數平面上的靜止與同步旋轉座標系統

彼此之間的轉換關係為

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

$$\begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

$$\begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

經轉換後，式(2-11)變成

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s P & -L_s \omega_e & L_m P & -L_m \omega_e \\ L_s \omega_e & R_s + L_s P & L_m \omega_e & L_m P \\ L_m P & -L_m \omega_{sl} & R_r + L_r P & -L_r \omega_{sl} \\ L_m \omega_{sl} & L_m P & L_r \omega_{sl} & R_r + L_r P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

定義滑差速度 ω_{sl} 為

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r \quad (2-17)$$

而力矩可表示為

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{P}{2} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \\ &= \frac{P L_m}{2 L_r} (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) \\ &= \frac{P}{2} (\lambda_{qr} i_{dr} - \lambda_{dr} i_{qr}) \end{aligned} \quad (2-18)$$

其中磁通量 λ 可表示為

$$\begin{aligned} \lambda_{dr} &= L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \lambda_{qr} &= L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \end{aligned} \quad (2-19)$$

我們可定義

$$L_\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \quad (2-20)$$

將式(2-19)、(2-20)代入(2-16)和(2-17)可得

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s P & -L_\sigma \omega_e & \frac{L_m P}{L_r} & -\frac{L_m}{L_r} \omega_e \\ L_\sigma \omega_e & R_s + L_s P & \frac{L_m}{L_r} \omega_e & \frac{L_m P}{L_r} \\ \frac{L_m}{L_r} R_r & 0 & \frac{R_r + P}{L_r} & -\omega_{sl} \\ 0 & -\frac{L_m}{L_r} R_r & \omega_{sl} & \frac{R_r + P}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

而感應馬達之機械動態方程式可表示為

$$T_e - T_L = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m = \frac{2}{P} \left(J_m \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \omega_r \right) \quad (2-22)$$

2.3 間接向量控制

根據式(2-10)，轉子電壓方程式在同步旋轉座標下可表示為

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} + R_r i_{dr} = 0 \quad (2-23)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} + R_r i_{qr} = 0 \quad (2-24)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (2-25)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (2-26)$$

將式(2-25)、(2-26)代入式(2-23)和(2-24)中得

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \lambda_{qr} = 0 \quad (2-27)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + \omega_{sl} \lambda_{dr} = 0 \quad (2-28)$$

轉子磁場導向向量控制主要的用意是在使轉子磁通量 $\vec{\lambda}_r$ 映射在 d 軸上的量為一固定值，而在 q 軸上為零。

$$\lambda_{qr} = \frac{d\lambda_{qr}}{dt} = 0 \quad (2-29)$$

$$\lambda_{dr} = \vec{\lambda}_r = \text{constant} \quad (2-30)$$

將式(2-29)、(2-30)代入(2-27)和(2-28)

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\vec{\lambda}_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \right) i_{qs} \quad (2-31)$$

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt} + \vec{\lambda}_r = L_m i_{ds} \quad (2-32)$$

將式(2-32)轉成頻率域(*s-domain*)並代入(2-31)得

$$\vec{\lambda}_r = \frac{L_m i_{ds}}{1 + \frac{L_r}{R_r} s} \quad (2-33)$$

$$\omega_{sl} = \frac{1 + \frac{L_r}{R_r} s}{i_{ds}} \frac{R_r}{L_r} i_{qs} = \frac{1 + \tau_r s}{\tau_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (2-34)$$

$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ 為轉子時間常數，而定子磁通量的關係可以表示為

$$\lambda_{ds} = L_m i_{dr} + L_s i_{ds} \quad (2-35)$$

$$\lambda_{qs} = L_m i_{qr} + L_s i_{qs} \quad (2-36)$$

將式(2-35)、(2-36)代入(2-25)和(2-26)得

$$\lambda_{ds} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} \quad (2-37)$$

$$\lambda_{qs} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr} \quad (2-38)$$

力矩方程式可表示為

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) (i_{qs} \lambda_{ds} - i_{ds} \lambda_{qs}) \quad (2-39)$$

將式(2-37)和(2-38)代入(2-39)得

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \vec{\lambda}_r \quad (2-40)$$

圖 2-2 為感應馬達控制架構[4]，其和永磁馬達的差別在於提供給物件 PARK 和 I_PARK 的 Theta 由物件 CUR_MOD 產生，其中已將滑差計算在內。在本控制架構中，電流迴路取樣頻率為 15 KHz，速度迴路為 7.5 KHz，位置迴路則為 1 KHz。

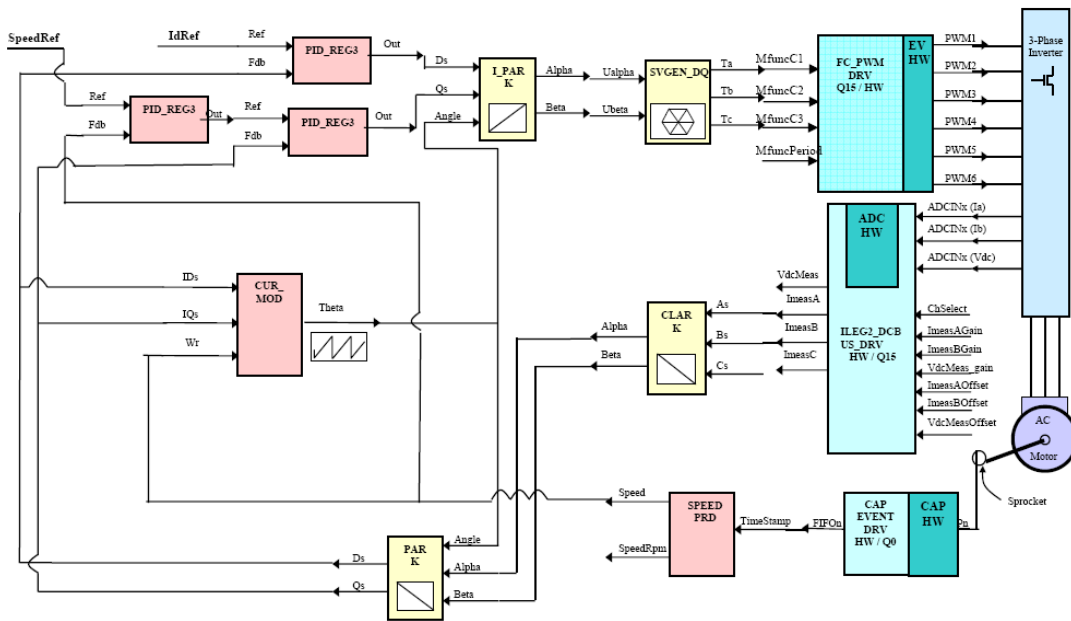


圖 2-2 感應馬達整體控制架構

2.4 轉子常數的自動調整

感應馬達響應的好壞和滑差有著密切的關係，而由式(2-34)得知，滑差深受轉子時間常數的影響。轉子時間常數是轉子電感與轉子電阻的比值，但有時購買馬達時，廠商不一定會提供這些數據，因此我們設計一個自動調整的

方法，找出最接近實際轉子時間常數的值。

圖 2-3 為不同轉子時間常數下的響應，我們固定轉子電阻為 $10\ \Omega$ ，故改變轉子電感的值等同於改變轉子時間常數。輸入速度命令為 $525\ rpm$ ，可以發現當轉子時間常數太大或太小時會導致滑差的計算錯誤，而使響應變差。圖 2-4 為轉子電感和上升時間(rise time)的關係，轉子電感在 $0.5\sim 1$ 之間會使上升時間最小，因此我們分成三個區域並以斜率來區分，第一區為轉子電感在 0.5 以前和上升時間的斜率為負值，第二區是在 $0.5\sim 1$ 之間斜率趨近於零，而第三區則是轉子電感在 1 以後和上升時間的斜率為正值。自動調整過程為利用斜率判斷此時是落在哪個區域，在第一區就將轉子電感增加，第三區則將轉子電感減少，若是落到第二區則自動調整停止，流程如下。

轉子電感自動估測程序：

1. 設定轉子電感的初始值並執行步階命令得到上升時間(rise time)
2. 需有兩點才能決定斜率，故將轉子電感增加 0.1 ，執行步階命令得到新的上升時間。
3. 根據最新兩筆資料得到斜率並判斷在第幾區
4. 在第一區表示比實際值小，將轉子電感增加。第三區則表示比實際值大，將轉子電感減少。若是落到第二區則代表很接近實際值，自動調整停止。
5. 根據新的轉子電感值得到新的上升時間，並跳回第三步重複執行

圖 2-5 和 2-6 分別為轉子電感初始值比實際小和大時自動調整的情況，由圖可知此自動調整方法無論一開始設定轉子電感的值過大或過小，都能順利將之調整至大約 0.7 附近。

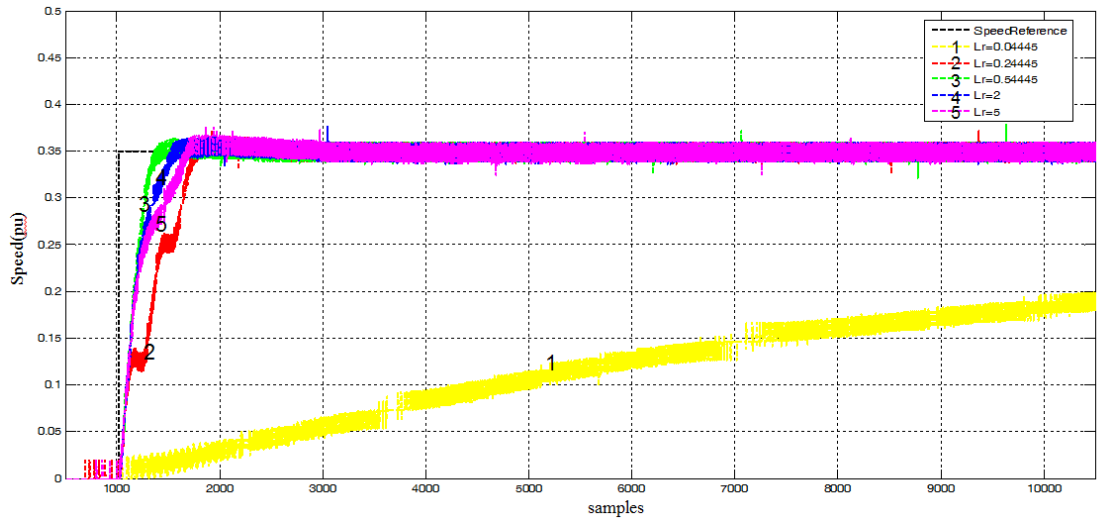


圖 2-3 不同轉子時間常數下的速度響應

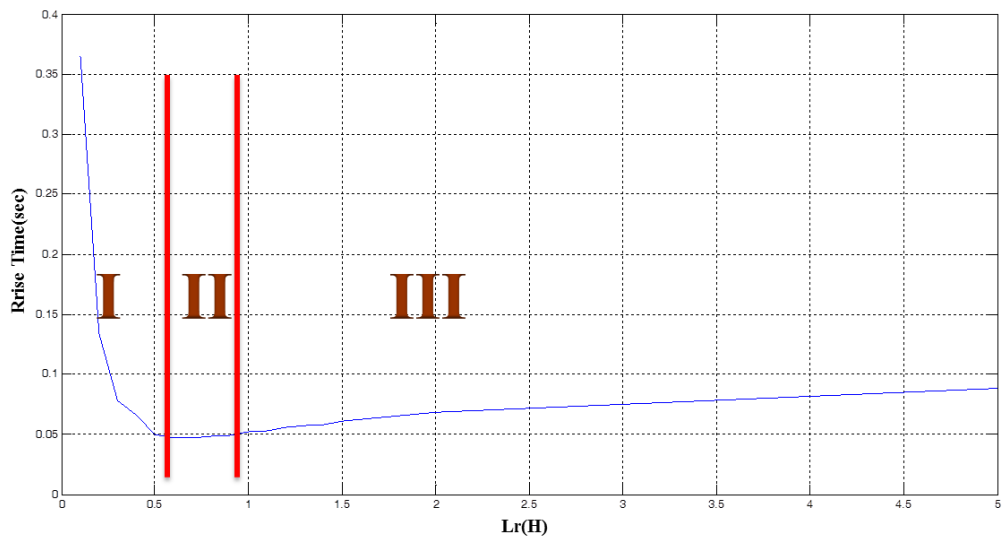


圖 2-4 轉子電感與上升時間的關係

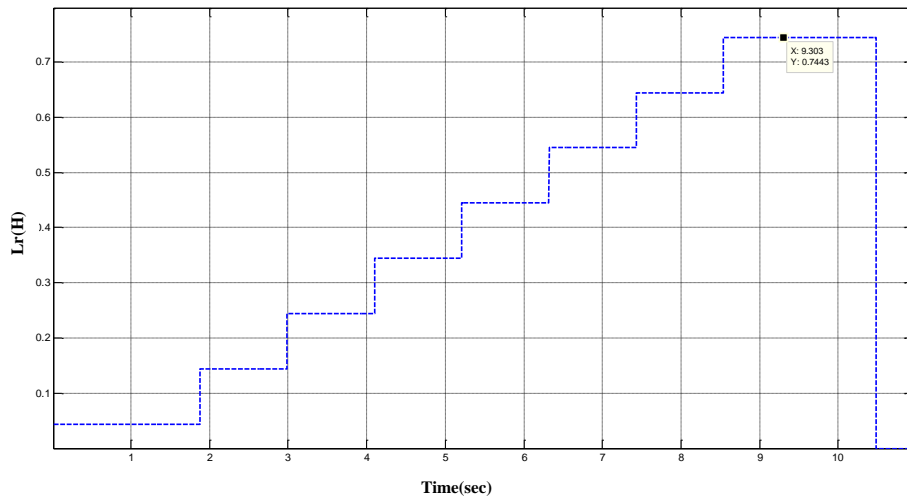


圖 2-5 轉子電感初始值為 44.45mH 的自動調整過程

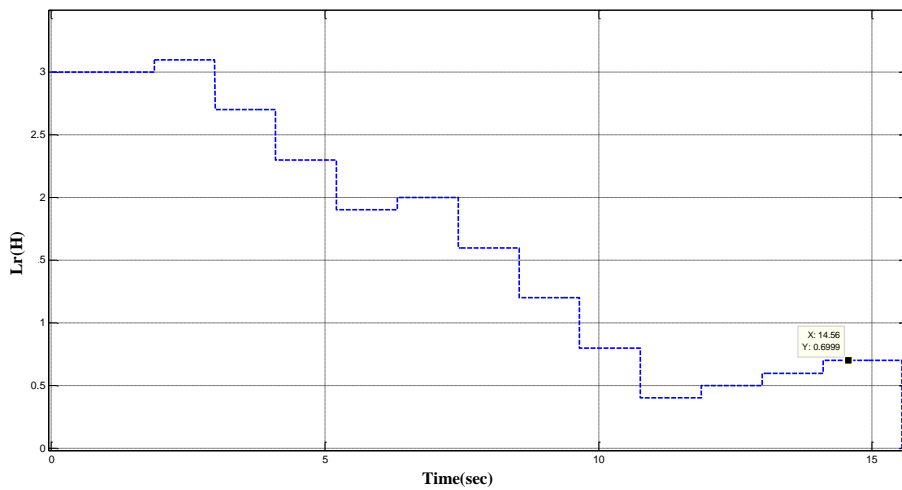


圖 2-6 轉子電感初始值為 3H 的自動調整過程

2.5 弱磁控制

馬達一般都會標示額定轉速，在額定轉速前響應較為線性，超過額定轉速之後響應變差，甚至會有所侷限而無法繼續上升，主要是因為有反電動勢的影響。圖 2-7 為馬達動態模型，由圖可知真正進入馬達的電壓是 v_{qs} 扣掉反電動勢，當反電動勢飽和時，進入馬達的電壓變小，不足夠讓馬達的速度再上升。 L_s 和 L_m 為固定常數，反電動勢和 $\omega_m \times \lambda_r$ 成正比，根據式(2-33)， λ_r 又

和 i_{ds} 成正比，故想要使速度上升， i_{ds} 需下降。圖 2-8 為我們弱磁控制的方法，在額定轉速以前固定 i_{ds} 為 i_D ，額定轉速之後 i_{ds} 和 ω_m 成反比下降。圖 2-9 是在 110 V 下未加入弱磁控制前的響應，速度在超過額定轉速 750 rpm 一些後即被限制，停止在 900 rpm。圖 2-10 為加入弱磁控制後的響應，突破原來限制達到 4000 rpm。

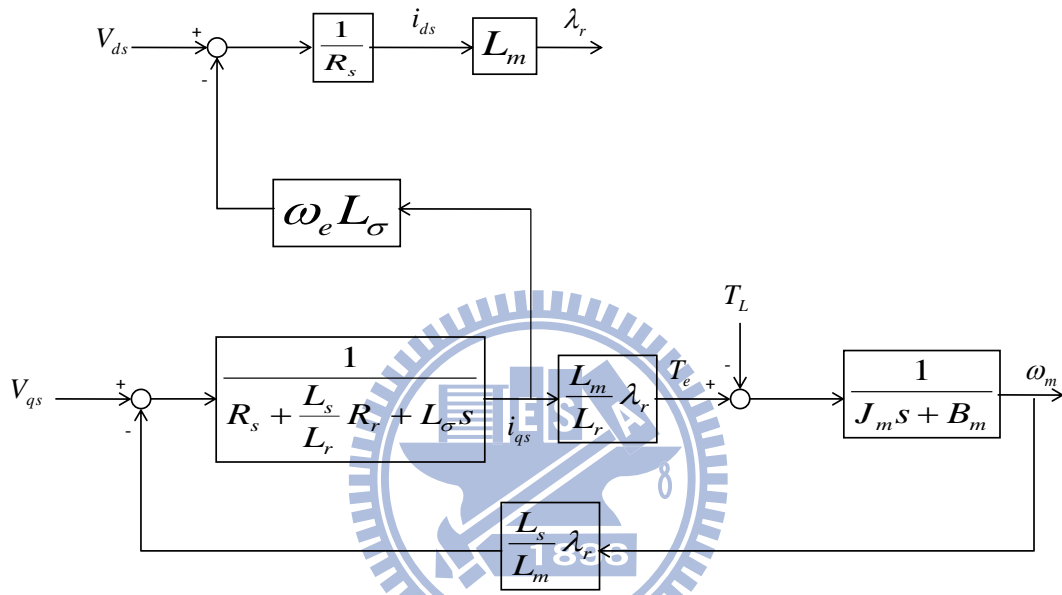


圖 2-7 馬達動態模型

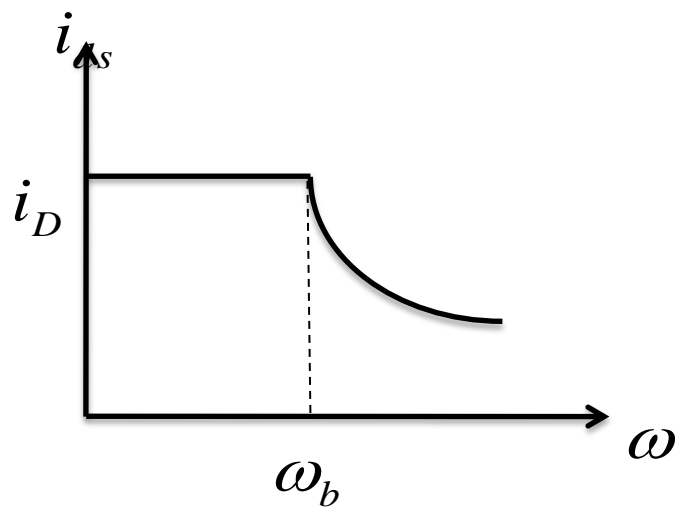


圖 2-8 弱磁控制中電流與速度關係

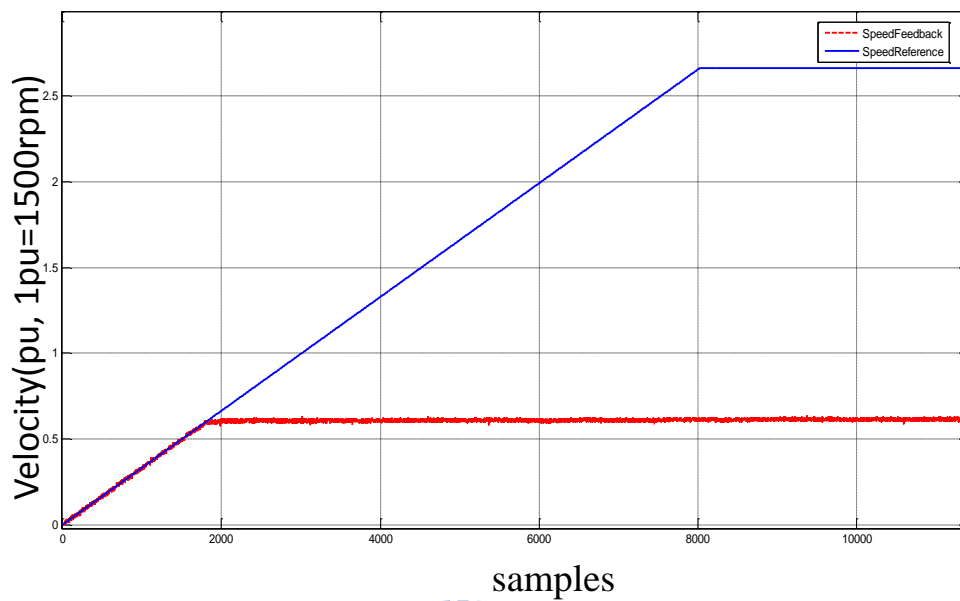


圖 2-9 未加入弱磁控制的速度響應

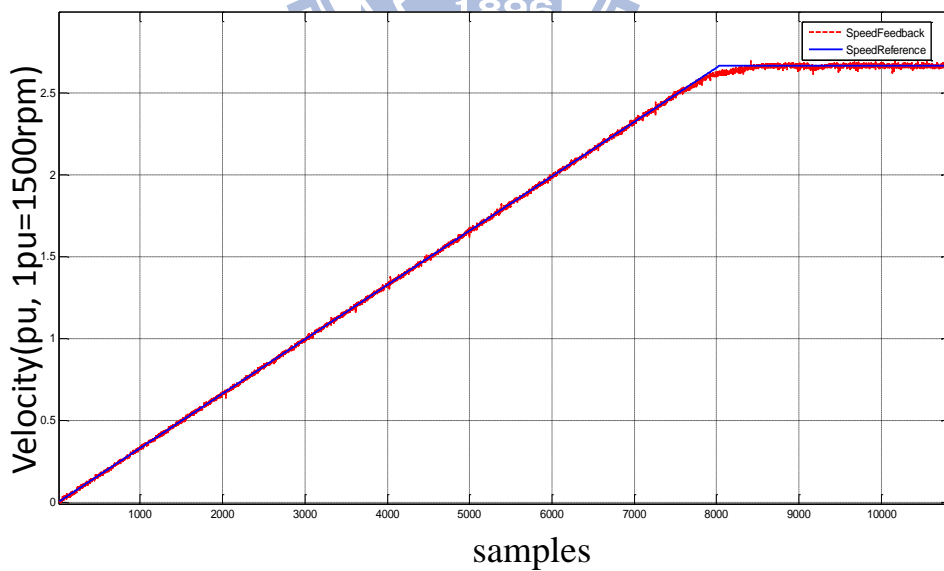


圖 2-10 加入弱磁控制後的速度響應

第三章 精密運動伺服控制

本章將逐一介紹各種精密伺服控制器的理論推導和架構，設計出適當的補償器並在馬達控制上呈現其效果。

3.1 零相位誤差追跡控制器 (zero phase error tracking controller, ZPETC)

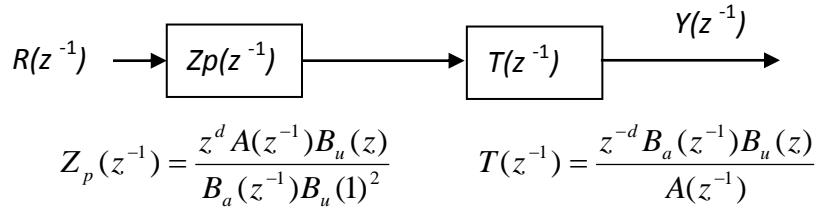


圖 3-1 ZPETC 基本架構圖

圖 3-1 為 ZPETC 的架構圖[5-7]，其基本的設計概念是將位置迴路中所有可以對消的極、零點消去，而對於不可對消的零點則利用共軛零點來補償其相位，使得系統在所有頻率中，實際位置輸出與理想位置輸出間沒有相位差。假設位置迴路的轉移函數：

$$T(z^{-1}) = \frac{z^{-d} \cdot B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{z^{-d} \cdot B_a(z^{-1}) B_u(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (3-1)$$

其中

$$A(z^{-1}) = 1 + \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2 z^{-2} + \dots + \alpha_n z^{-n} \text{ , 並且 } A(z^{-1}) \text{ 為穩定多項式}$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m} \text{ , } b_0 \neq 0 \text{ ,}$$

z^{-d} 為 d 階延遲 (d-step delay)

$$B_a(z^{-1}) = b_0^a + b_1^a z^{-1} + b_2^a z^{-2} + \dots + b_q^a z^{-q} \text{ , } b_0^a \neq 0 \text{ , 並且 } B_a(z^{-1}) \text{ 為可接受多項式}$$

(Acceptable Polynomial)，是由 $B(z^{-1})$ 多項式中穩定且較少震盪的零點所組成的多項式。

$B_u(z^{-1}) = b_0^u + b_1^u z^{-1} + b_2^u z^{-2} + \dots + b_p^u z^{-p}$ ， $b_0^u \neq 0$ ，並且 $B_u(z^{-1})$ 為不可接受多項式 (Unacceptable Polynomial)，是由 $B(z^{-1})$ 多項式中不穩定且震盪較多的零點所組成的多項式。

其中 $p+q=m$ ，因此，所設計之前置控制器所具備的轉移函數為：

$$Z_p(z^{-1}) = \frac{z^d \cdot A(z^{-1}) \cdot B_u(z)}{B_a(z^{-1}) \cdot B_u(1)^2}, \quad B_u(1) \neq 0 \quad (3-2)$$

可得全部系統的轉移函數 $\frac{Y(z^{-1})}{R(z^{-1})}$ ：

$$\frac{Y(z^{-1})}{R(z^{-1})} = Z_p(z^{-1}) \cdot T(z^{-1}) = \frac{B_u(z) B_u(z^{-1})}{B_u(1)^2} = \frac{|B_u(z^{-1})|^2}{B_u(1)^2} \quad (3-3)$$

對於所有的頻率而言，整體控制迴路系統的頻率響應無任何的相位落後的情況產生，並且在零頻率的附近增益響應響應接近於一。然而，需要準確的受控體動態響應模型 (model)，是 ZPETC 使用上的最大缺點，因為任何系統模型皆存在一定的誤差，所以使用時需選取誤差最小的模型來進行設計。

下列針對 Z 軸進行設計，鑑別永磁馬達在位置閉迴路下的模型，利用 MATLAB 產生 0~22 Hz 以內的合成弦波作為位置命令，最後將位置命令與位置回授資訊利用 MATLAB 的 ARMAX 指令獲得位置閉迴路 Model，如下

$$P_n(z^{-1}) = \frac{0.11452z^{-1}(1+1.1286z^{-1})(1-0.9359z^{-1})(1-0.6627z^{-1})}{1-2.8109z^{-1}+3.263z^{-2}-1.9659z^{-3}+0.5191z^{-4}} \quad (3-4)$$

可以發現系統零點為 0.9359、0.6627 與 -1.1286，為非最小相位系統，則分子可分成

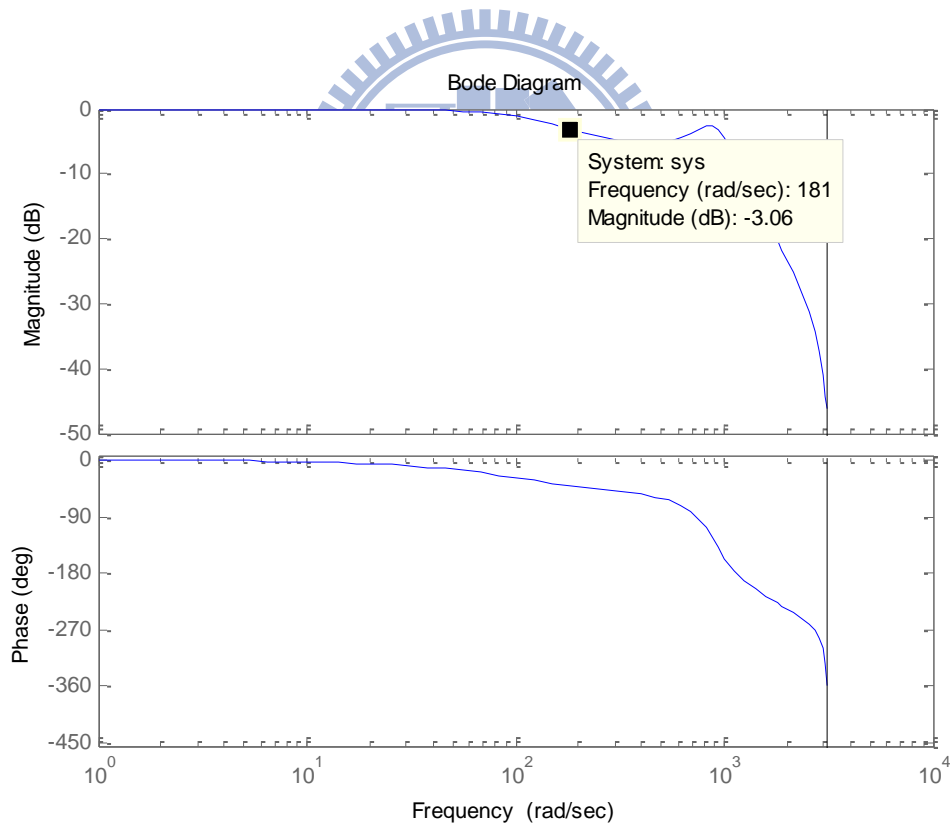
$$B_u(z^{-1}) = 1 + 1.1286z^{-1} \quad (3-5)$$

$$B_a(z^{-1}) = 0.11452(1 - 0.9359z^{-1})(1 - 0.6627z^{-1}) \quad (3-6)$$

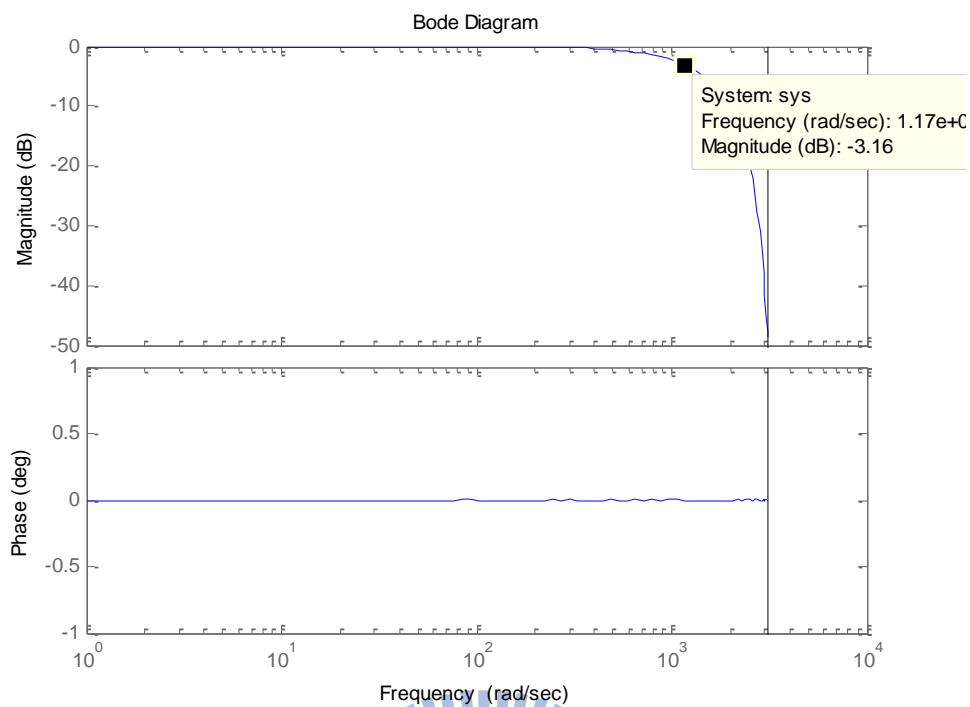
將式(3-5)、(3-6)帶入式(3-2)可得 ZPETC 為

$$Z_p(z^{-1}) = \frac{z(1 - 2.8109z^{-1} + 3.263z^{-2} - 1.9659z^{-3} + 0.5191z^{-4})(1 + 1.1286z)}{0.11452(1 - 0.9359z^{-1})(1 - 0.6627z^{-1})(1 + 1.1286z)^2} \quad (3-7)$$

圖 3-2 為 Z 軸位置閉迴路加入 ZPETC 前後的頻率響應，在尚未加入 ZPETC 之前，系統的頻寬約為 28 Hz，但是加入 ZPETC 之後，頻寬不但大幅上升至 186 Hz，且相位響應非常理想



(a) 原系統 ($BW = 28 \text{ Hz}$)



(b) 加入 ZPETC 後 ($BW = 186\text{Hz}$)

圖 3-2 Z 軸位置閉迴路加入 ZPETC 前後之頻率響應的模擬結果

3.2 交叉耦合控制器 (cross-coupled controller CCC)

交叉耦合控制是由 Koren 所提出[8]，主要目的並不是改善各軸的追蹤誤差，而是協調各軸的位置誤差以消除兩軸以上的輪廓誤差。交叉耦合控制器並不直接改變各軸的運動控制迴路，而是在軸與軸的控制迴路間加上補償器，藉由補償器產生適當的回授信號送至各軸而使得各軸的動態響應能夠匹配。之後 Koren and Lo 又提出另一種新的交叉耦合控制架構，稱為可變增益交叉耦合控制器[9-10]，控制器架構如圖 3-3 所示。之所以稱為可變增益的原因為控制器會依照不同的軌跡形式去調整輪廓誤差模組增益值(C_x, C_y)。

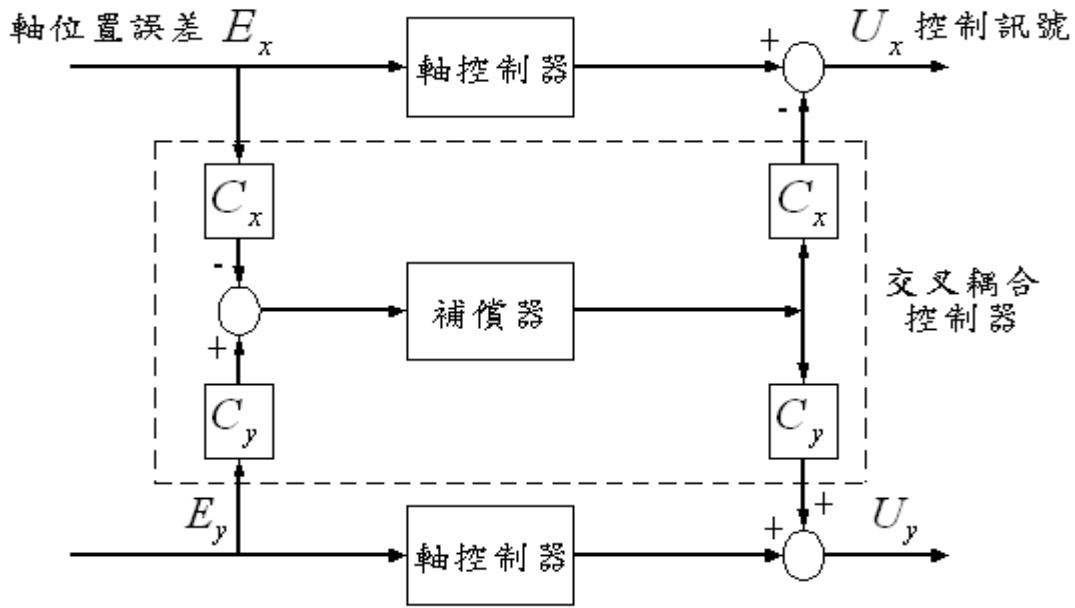


圖 3-3 可變增益交叉耦合控制器結構圖

3.2.1 直線路徑 (Linear Contour)

由圖 3-4 的直線路徑幾何形狀可以知道其輪廓誤差 ε 為：

$$\varepsilon = -E_x \sin \theta + E_y \cos \theta \quad (3-8)$$

由於 $\sin \theta = \frac{V_y}{V}$; $\cos \theta = \frac{V_x}{V}$ (V : 進給速度)，因此式(3-8)成為

$$\varepsilon = \frac{-E_x V_y + E_y V_x}{V} = -\frac{V_y}{V} E_x + \frac{V_x}{V} E_y \quad (3-9)$$

且由圖 3-3 的架構中可知

$$\varepsilon = -C_x E_x + C_y E_y \quad (3-10)$$

比較式(3-9)與式(3-10)可知可變增益交叉耦合控制器的輪廓誤差模組增益值 (C_x, C_y) 分別為:

$$\begin{aligned} C_x &= \sin \theta = \frac{V_y}{V} \\ C_y &= \cos \theta = \frac{V_x}{V} \end{aligned} \quad (3-11)$$

由式(3-11)說明輪廓誤差模組增益會依直線路徑的角度不同而調整

E_s 為同動誤差，在 A 點及 B 點的同動誤差同為零。故我們想補償同動誤差，將 P 點補償至 B 點，可以等同於補償輪廓誤差，將 P 點補償至 A 點，也就是用來改善輪廓誤差的交叉耦合控制器方法也可改善同動誤差。

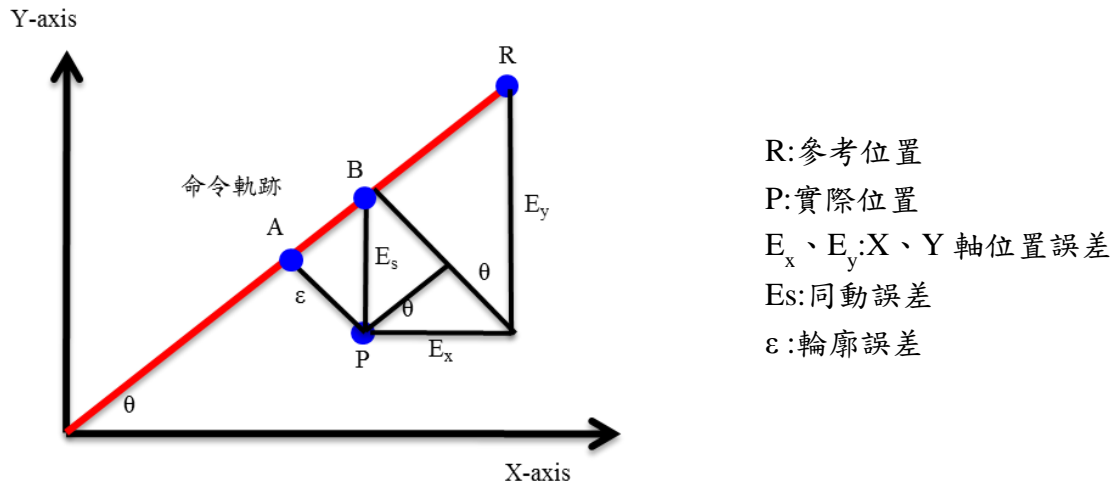


圖 3-4 直線路徑之輪廓誤差

3.2.2 補償器設計

一般交叉耦合控制器的補償器 C 為一常數，因為無需設計只要自行調整得到最佳效果即可。但根據參考文獻[11-15]，可以依使用者的需求設計出較佳的補償器。圖 3-5 中，我們經由推導可以得知輪廓誤差 ϵ_o 與命令輸入 X_r 、 Y_r 之間的關係為：

$$\epsilon_o = \frac{1}{(1 + K_{py}P_y)(1 + K_{px}P_x)} \begin{bmatrix} -C_x(1 + K_{py}P_y) & C_y(1 + K_{px}P_x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_r \\ Y_r \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

同樣的在圖 3-6 中可以推導在耦合控制下之輪廓誤差 ϵ_c 與命令輸入 X_r 、 Y_r 之間的關係為：

$$\epsilon_c = \frac{1}{\left[(1 + K_{py}P_y)(1 + K_{px}P_x) + (1 + K_{py}P_y)CC_x^2P_x + (1 + K_{px}P_x)CC_y^2P_y \right]} \times \begin{bmatrix} -C_x(1 + K_{py}P_y) & C_y(1 + K_{px}P_x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_r \\ Y_r \end{bmatrix} \quad (3-13)$$

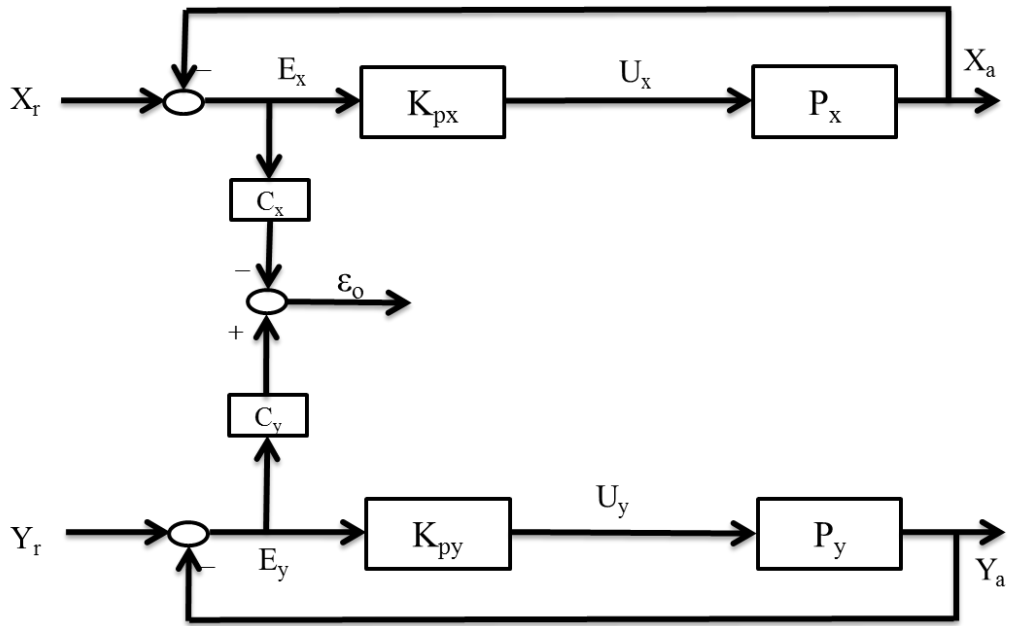


圖 3-5 簡化後不含交叉耦合控制器的運動控制系統架構

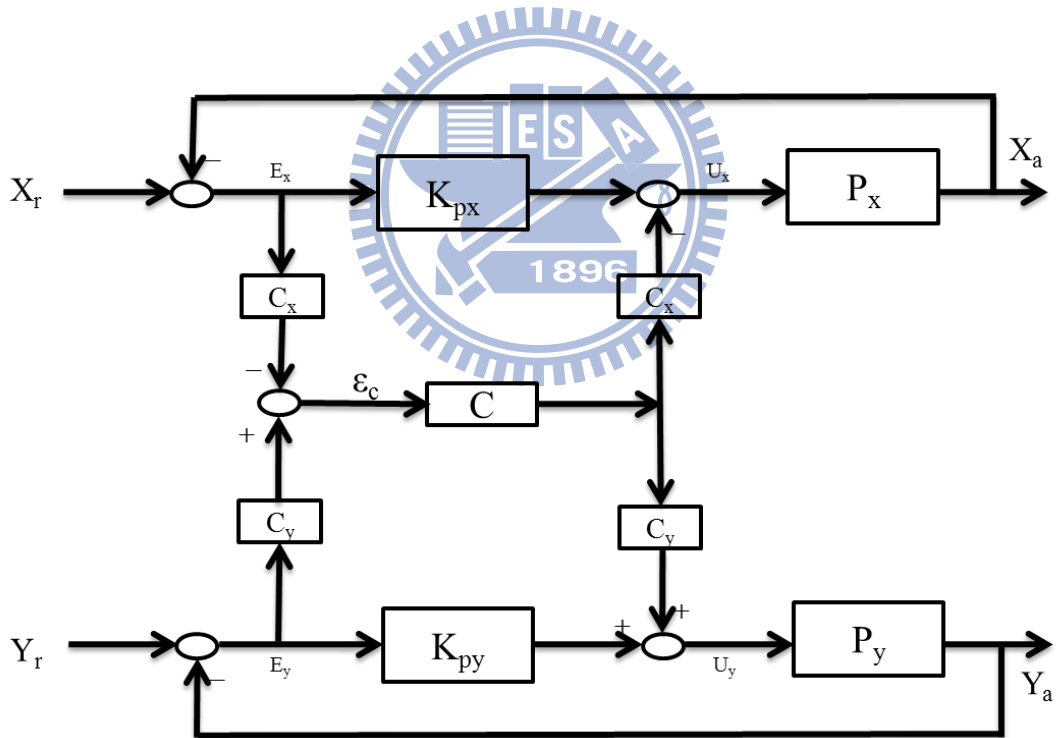


圖 3-6 簡化後整合交叉耦合控制器的運動控制系統架構

比較式(3-12)和式(3-13)可得

$$\varepsilon_c = \frac{1}{1 + \frac{[(1 + K_{py}P_y)CC_x^2P_x + (1 + K_{px}P_x)CC_y^2P_y]}{(1 + K_{py}P_y)(1 + K_{px}P_x)}} \times \varepsilon_o \quad (3-14)$$

我們在此定義兩個新的分式函數， α 、 β 分別為：

$$\begin{aligned} \alpha &: (1 + K_{py}P_y)(1 + K_{px}P_x) \\ \beta &: C[(1 + K_{py}P_y)C_x^2P_x + (1 + K_{px}P_x)C_y^2P_y] \end{aligned} \quad (3-15)$$

ε_o 與 ε_c 之關係式可以表示成

$$\varepsilon_c = \frac{1}{1 + \frac{\beta}{\alpha}} \varepsilon_o \quad (3-16)$$

由式(3-16)中可知加入交叉耦合控制器後對輪廓誤差的影響，同時我們也可以設計補償器 C，使得輪廓誤差的響應能合乎我們的要求。令

$$\varepsilon_c = T \times \varepsilon_o$$

其中 T 為輪廓誤差間的轉移函數，且

$$T = \frac{1}{1 + \frac{\beta}{\alpha}}$$

而

$$\begin{aligned} \frac{\beta}{\alpha} &= C \frac{[(1 + K_{py}P_y)C_x^2P_x + (1 + K_{px}P_x)C_y^2P_y]}{(1 + K_{py}P_y)(1 + K_{px}P_x)} \\ &= CK \end{aligned} \quad (3-17)$$

在式(3-17)中，我們將 $\frac{\beta}{\alpha}$ 分解成兩項：

C：所需設計的補償器

K：與補償器無關的分式函數

因此我們可以先得知分式函數 K 的頻率響應，然後適當的加入極零點以設計補償器 C 使得轉移函數 T 具有良好的頻率響應與穩定性。在此我們使用參考文獻[12]中的系統來模擬

$$P_x(z^{-1}) = \frac{0.0026z^{-1} + 0.005z^{-2} + 0.0018z^{-3} + 0.0022z^{-4} - 0.0003z^{-5} + 0.0006z^{-6}}{1 - 1.5957z^{-1} + 0.5804z^{-2} - 0.322z^{-3} + 0.3099z^{-4} + 0.1701z^{-5} - 0.207z^{-6} + 0.11z^{-7} - 0.0456z^{-8}}$$

$$P_y(z^{-1}) = \frac{0.0023z^{-1} + 0.0031z^{-2} + 0.0015z^{-3} - 0.0003z^{-4} - 0.0036z^{-5} + 0.0003z^{-6}}{1 - 1.5578z^{-1} + 0.3473z^{-2} - 0.1946z^{-3} + 0.3141z^{-4} + 0.1933z^{-5} - 0.102z^{-6} + 0.1997z^{-7} - 0.2001z^{-8}}$$

$$K_{px} = 0.28$$

$$K_{py} = 0.2544$$

$$C_x = C_y = 0.7071$$

分式函數 K 的頻率響應如圖 3-7 所示，若補償器 C 為常數 2， CK 的響應會如圖 3-8 所示，頻寬變大但相位邊界(phase margin)變小。若我們想要更快的響應並且有更高的穩定度，可以使用相位領先控制器(lead controller)[16]。首先觀察圖 3-8，相位邊界為 20° ，我們希望能提升到接近 45° ，欲提升角度為

$$\phi_m = 45 - 20 + 30 = 55^\circ \quad (3-18)$$

而

$$\alpha = \frac{1 - \sin \phi_m}{1 + \sin \phi_m} = 0.0994 \quad (3-19)$$

轉移函數的大小會被提升，計算出新的增益交越頻率(gain crossover frequency)

$$\begin{aligned} -20 \log \frac{1}{\sqrt{\alpha}} &= -10 \text{db} \\ \Rightarrow \omega_g &= 200 \text{rad/s} \end{aligned} \quad (3-20)$$

最後可以算出 T 為

$$T = \frac{1}{\sqrt{\alpha \omega_g}} = 0.0157 \quad (3-21)$$

所以相位領先控制器為

$$C = 2 \frac{1+Ts}{1+\alpha Ts} = 2 \frac{1+0.0157s}{1+0.00156s} \quad (3-22)$$

轉回離散域(z-domain)

$$C(z^{-1}) = \frac{15.73-14.76z^{-1}}{1-0.5146z^{-1}} \quad (3-23)$$

C 為常數和相位領先控制器的頻率響應比較如圖 3-9 所示，設計後的補償器使頻寬和相位邊界都變大，響應更佳。輸入弦波比較同動誤差，如圖 3-10 所示，補償器 C 為相位領先控制器時效果較好。欲設計較佳的補償器需知道系統模型，但是使用系統鑑別時往往存在著模型誤差(modeling error)，並且容易使機台損壞，故在實作上還是使用常數設計。

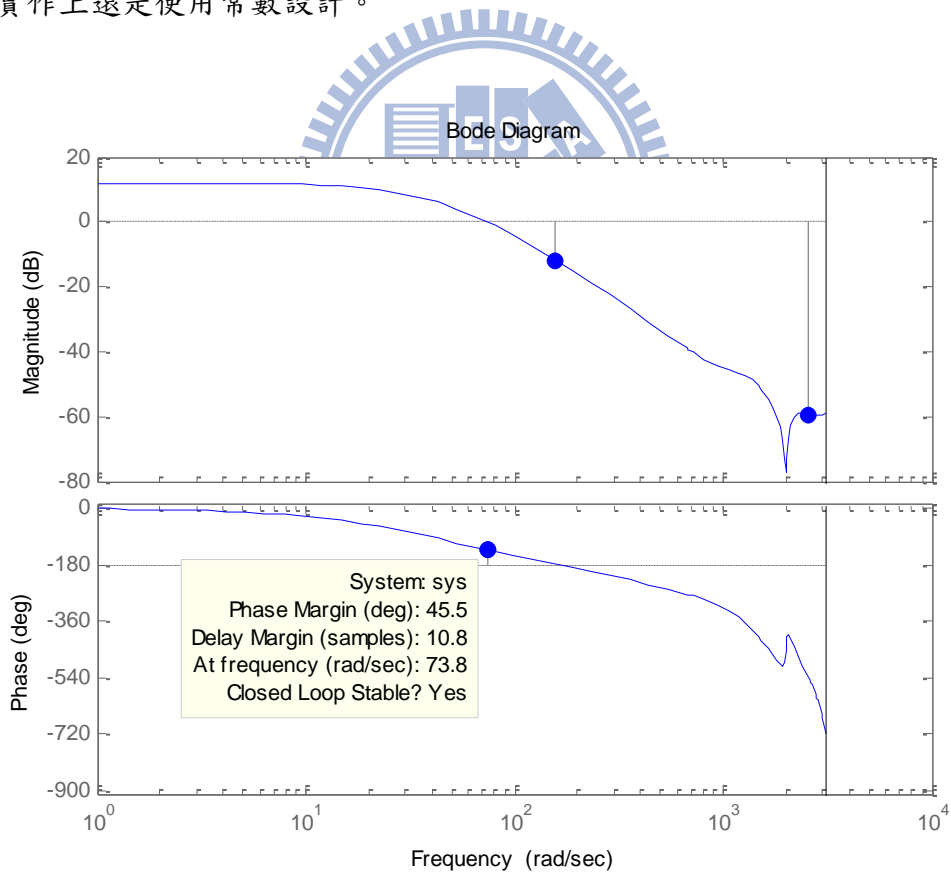


圖 3-7 分式函數 K 的頻率響應

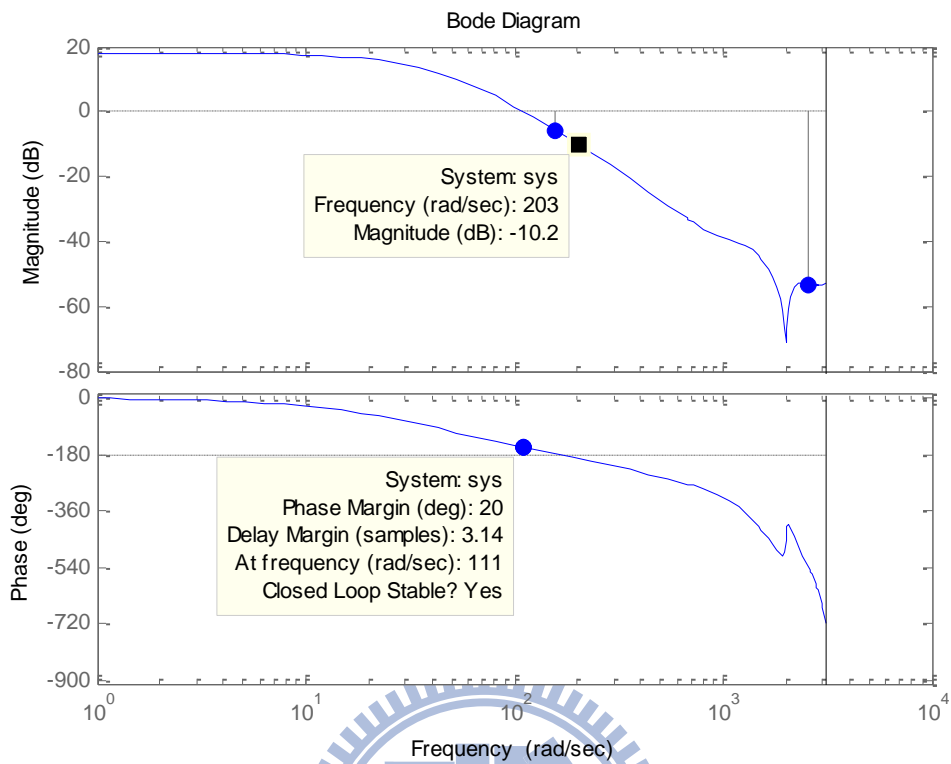


圖 3-8 轉移函數 CK(C=2) 頻率響應

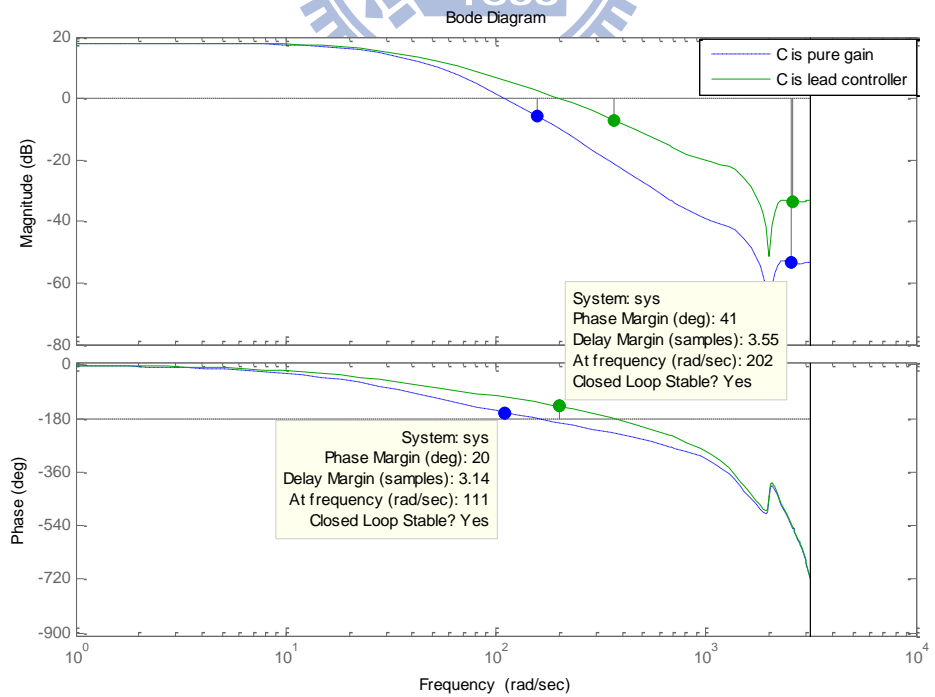


圖 3-9 補償器設計前後的頻率響應比較

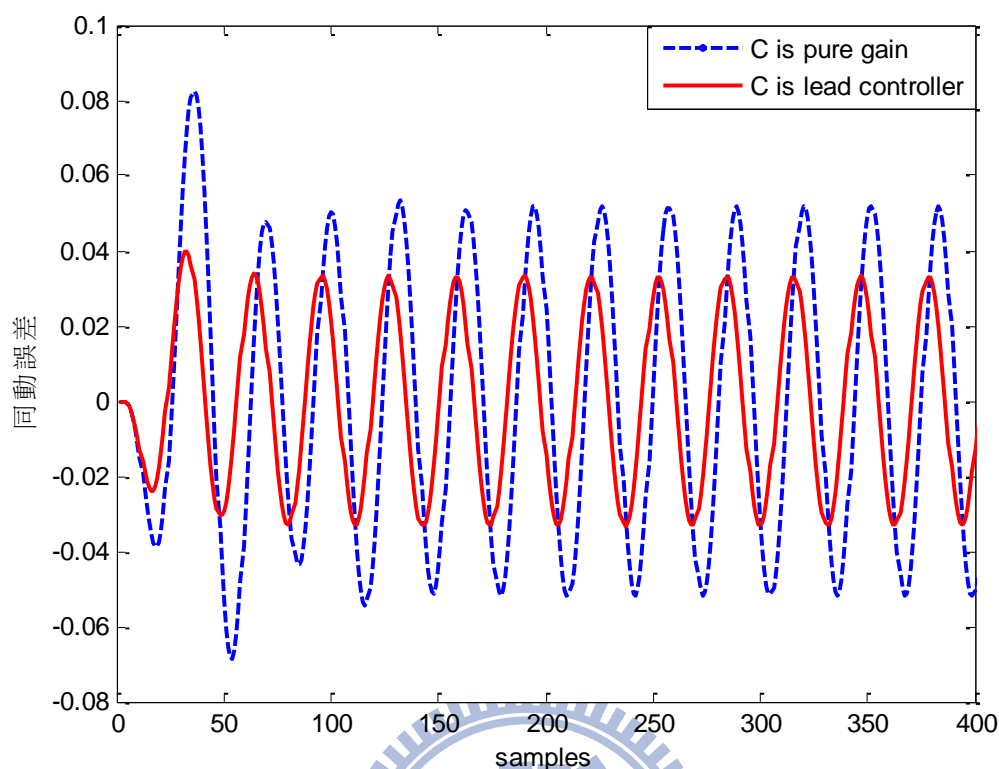


圖 3-10 輸入弦波補償器設計前後的比較

3.3 非線性摩擦力補償器 (nonlinear friction compensation, NFC)

在此節中將說明摩擦力對於系統的影響，與其造成的原因為何，並探討如何解決之。

3.3.1 摩擦力介紹與對系統產生的影響

摩擦力以某種程度的影響力存在於所有的機械設備，在許多運動控制應用中，摩擦力一直是限制系統性能的主要因素之一，但是因為非線性是它的自然特性，所以摩擦力通常會被忽略或是使用一般控制器不當的補償它。系統的摩擦力可能不是對稱的，也就是在正速度下和負速度下，其動摩擦力是不一樣的。關於摩擦力方面的討論與文獻過往以有許多的探討[17-20]，例如摩擦力的模型、識別摩擦力模型參數與補償的方法，均已非常的豐富。但基

基本上都有共通的問題，就是它們都是非因果的(non causal)，也就是說，在速度為零時，有一明顯的中斷存在，其斜率接近於無窮大。這使得不當的補償，也許會導致系統的不穩定，因為回授的速度估測，並無法得知系統真正「零速度」下的反應。

3.3.2 非線性摩擦力補償器設計

在 model-based 的非線性補償方式中，大多是發展出一個非線性的模型，或是套用已發表於文獻中的模型，再識別模型中各個參數，以符合這些模型的需求。但往往得到的真實機台非線性模型並非和特定的非線性模型類似，或是找不到適當的模型參數以符合真實機台的非線性曲線。尤其是當模型的參數高達 5 至 6 個時，此種方式難以使用。

一般的馬達速度控制方塊如圖 3-11 所示，我們將所有扭矩等效為電流量，以配合實現上的方便，由圖可以得知，實際送給馬達的轉矩是扣除掉摩擦力和外部擾動量，使得由控制器產生的扭矩命令與實際馬達產生的扭矩不同，以至於系統無法達到精密運動的需求。圖 3-11 中，電流命令 $i_{q,ref}$ 是速度誤差經過 PI 控制器所產生，但實際送到馬達的等效電流為 $i_{q,act}$

$$i_{q,act} = i_{q,ref} - i_{friction} - i_{disturbance} \quad (3-24)$$

其中 $i_{disturbance}$ 為外部擾動量， $i_{friction}$ 為靜摩擦力、動摩擦力及黏滯係數的總和量。在無切削力的情況下，我們若忽略掉 $i_{disturbance}$ ，因此機械方程式可被改寫為：

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = K_t i_{q,act} = K_t (i_{q,ref} - i_{friction}) \quad (3-25)$$

所以在等速度命令下，由式(3-25)可知， $i_{q,ref}$ 就等於 $i_{friction}$ 。所以我們採用的方式為送入不同速度命令 ω_{ref} ，在其速度到達穩態時，量取平均的電流命令，這樣我們就可以得到速度命令對 $i_{friction}$ 的曲線，再利用如圖 3-12 所示的前饋

式非線性補償器補償非線性摩擦力[6]，其中 K_n 為百分比參數。

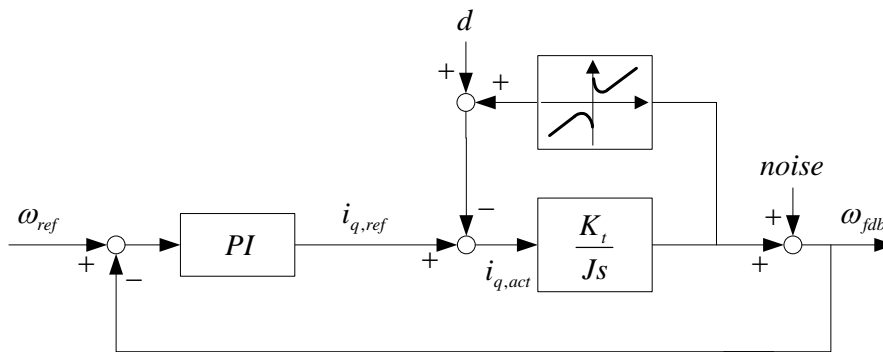


圖 3-11 無摩擦力補償之一般馬達控制之速度迴路

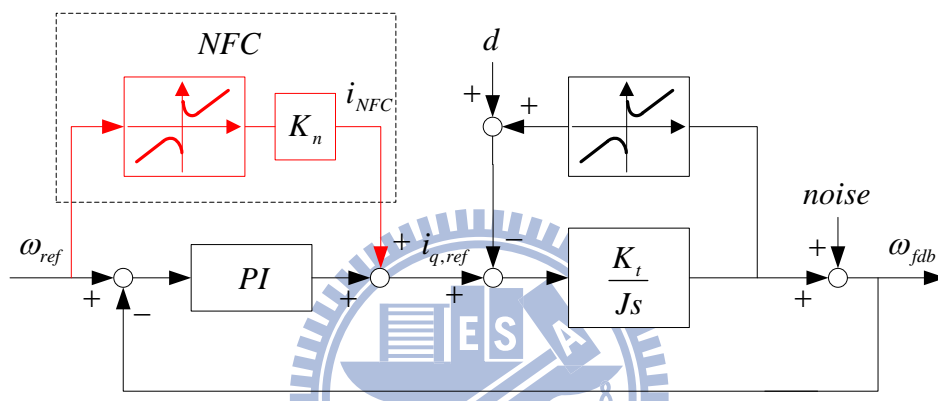


圖 3-12 前饋式非線性摩擦力補償器架構

在實際應用上，由於速度命令較小時，其非線性的成份較大，故在下達速度命令時，命令間隔取比較小的值，以此增加資料量，而 $-1 \sim 1 \text{ rpm}$ 之間不作補償的動作。此外因為 Z 軸速度不會超過 $\pm 450 \text{ rpm}$ ，故只將摩擦力的曲線分成四個區域

- ◇ 第一區： $1 \sim 5 \text{ rpm}$
- ◇ 第二區： $5 \sim 450 \text{ rpm}$
- ◇ 第三區： $-1 \sim -5 \text{ rpm}$
- ◇ 第四區： $-5 \sim -450 \text{ rpm}$

每一個區域均使用最小平方法曲線揉合(least-square curve fitting)的方式得到其模型，在第一區和第三區是使用一階的模型，而第二區與第四區則是使用二階的模型。圖 3-13 為對 Z 軸建立的非線性摩擦力曲線，模型如下

$$i_{z,NFC} = \begin{cases} \bullet(1) -94\omega + 3870.3 & 1 \leq \omega < 5rpm \\ \bullet(2) 0.0000056923\omega^2 + 0.80188\omega + 3651.59 & 5 < \omega < 450rpm \\ \bullet(3) -29.117\omega - 2926.95 & -1 \geq \omega > -5rpm \\ \bullet(4) -0.00362\omega^2 - 0.6309\omega - 2859.2 & -5 > \omega > -450rpm \end{cases}$$

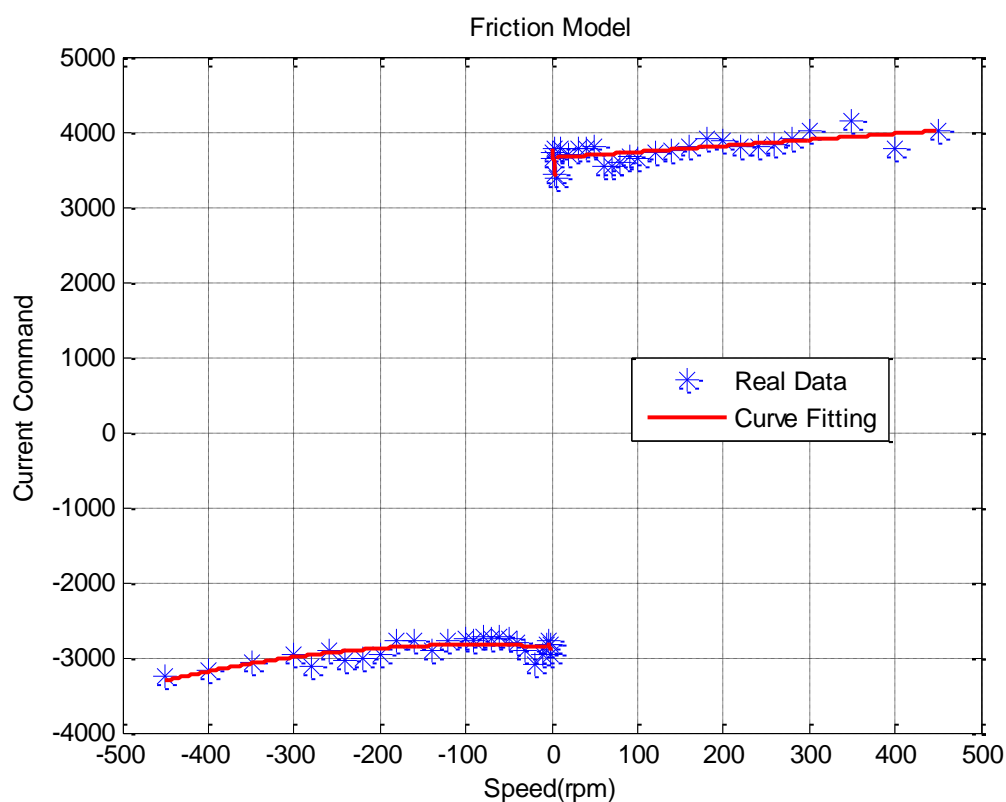


圖 3-13 非線性摩擦力曲線

實際在馬達上做實驗，輸入一累加的速度命令，在速度通過零時代表馬達由靜止正要起動。如圖 3-14 所示，沒加入補償器前因為最大靜摩擦力的影響，使馬達會停止一小段時間，但加入 NFC 後停止的時間變短，追跡誤差變小。

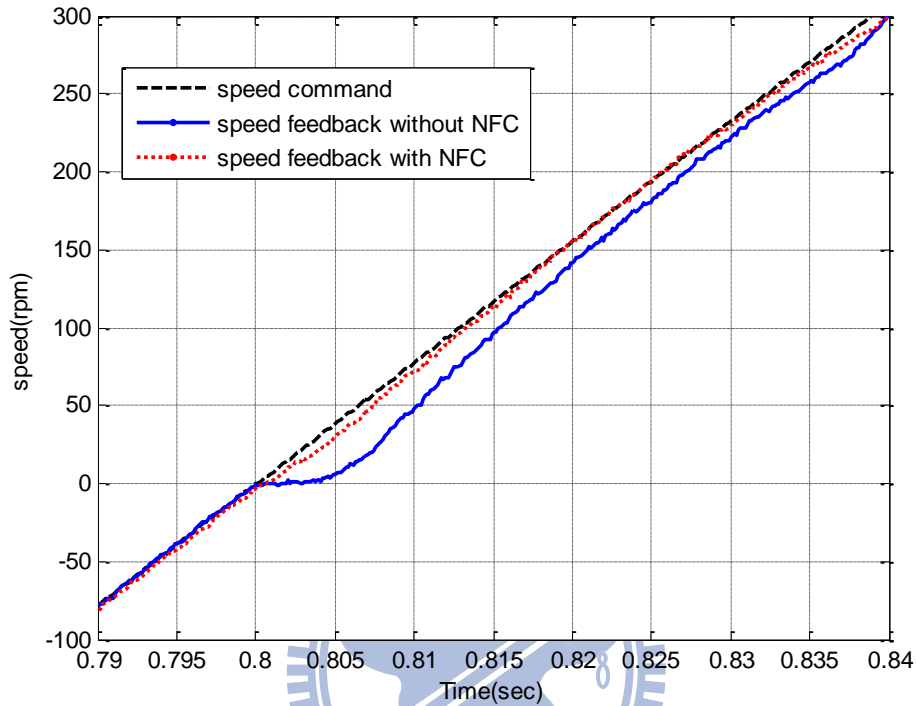


圖 3-14 加入 NFC 後速度響應補償

3.4 擾動觀測器 (disturbance observer, DOB)

擾動觀測器(disturbance observer, DOB)[21]被廣泛地用於降低外界擾動對控制系統的影響，利用其觀測值進一步補償則成為擾動補償器，它不僅可以將外界對系統擾動量觀測出來，同時也對系統本身的 modeling error 行為偏差進行糾正動作，讓系統行為合乎觀測器的預期。圖 3-15 為 DOB 的控制架構，從補償器的角度來說，將擾動訊號在輸入訊號的對等量估測出來，反而有助於補償器的實現，因為它只要將估測到的擾動量直接從輸入訊號扣除，就達到對抗擾動的目的，而不需去探究到底真正擾動源發生的位置。

圖 3-14 顯示了 DOB 的控制系統架構，其中

ω_{ref} : 速度命令

ω_{fdb} : 馬達轉速

$i_{q,ref}$: 電流命令

d : 低頻的外界擾動

n : 高頻的量測雜訊

\tilde{d} : 估測到的擾動量

PI : 速度迴路的 PI 控制器

J : 馬達與負載等效至馬達端之總轉動慣量

B : 馬達與負載等效至馬達端之總黏滯係數

K_t : 轉矩常數

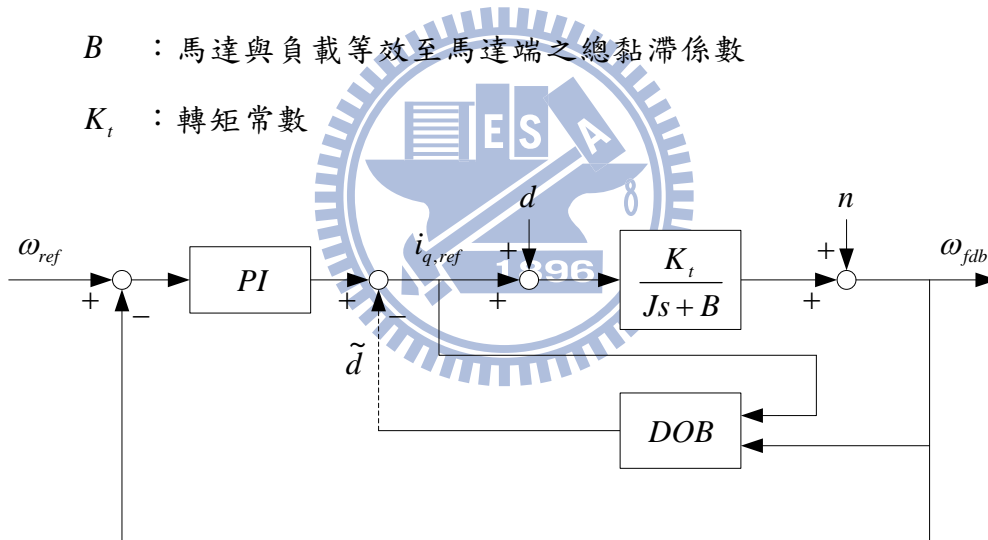


圖 3-15 DOB 的控制架構

以下進行擾動觀測器設計，馬達機械方程式為

$$\begin{aligned}
 J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m &= T_e + T_L \\
 &= K_t(i_e + i_L)
 \end{aligned}
 \tag{3-26}$$

其中 ω_m 、 i_e 及 i_L 分別為圖 3-15 中的 ω_{fdb} 、 $i_{q,ref}$ 及 d ，假設 $\bar{J} = J/K_t$ 與 $\bar{B} = B/K_t$ ，

則(3-26)式可簡化為

$$\bar{J} \frac{d\omega_m}{dt} + \bar{B} \omega_m = i_e + i_L \quad (3-27)$$

再利用前向矩形法(forward-rectangular rule / Euler's rule)對(3-27)式離散化

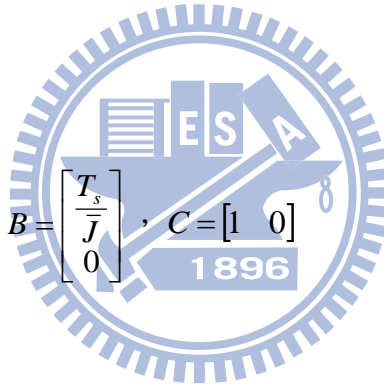
$$\frac{\bar{J}}{T_s} (\omega_m(k+1) - \omega_m(k)) + \bar{B} \omega_m(k) = i_e(k) + i_L(k) \quad (3-28)$$

令 $\omega_m(k)$ 與 $i_L(k)$ 為狀態，則系統狀態方程式為

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \omega_m(k+1) \\ i_L(k+1) \end{bmatrix} &= A \begin{bmatrix} \omega_m(k) \\ i_L(k) \end{bmatrix} + B i_e(k) \\ y(k) &= C \begin{bmatrix} \omega_m(k) \\ i_L(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-29)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} 1 - \frac{\bar{B}T_s}{\bar{J}} & \frac{T_s}{\bar{J}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{\bar{J}} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [1 \quad 0]$$



其擾動觀測器為

$$\begin{bmatrix} \hat{\omega}_m(k+1) \\ \hat{i}_L(k+1) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m(k) \\ \hat{i}_L(k) \end{bmatrix} + B i_e(k) + L(y - \hat{\omega}_m(k)) \quad (3-30)$$

其中 $L = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix}$ ，而觀測器的狀態收斂至實際狀態的速度是由 $(A-LC)$ 的特徵值

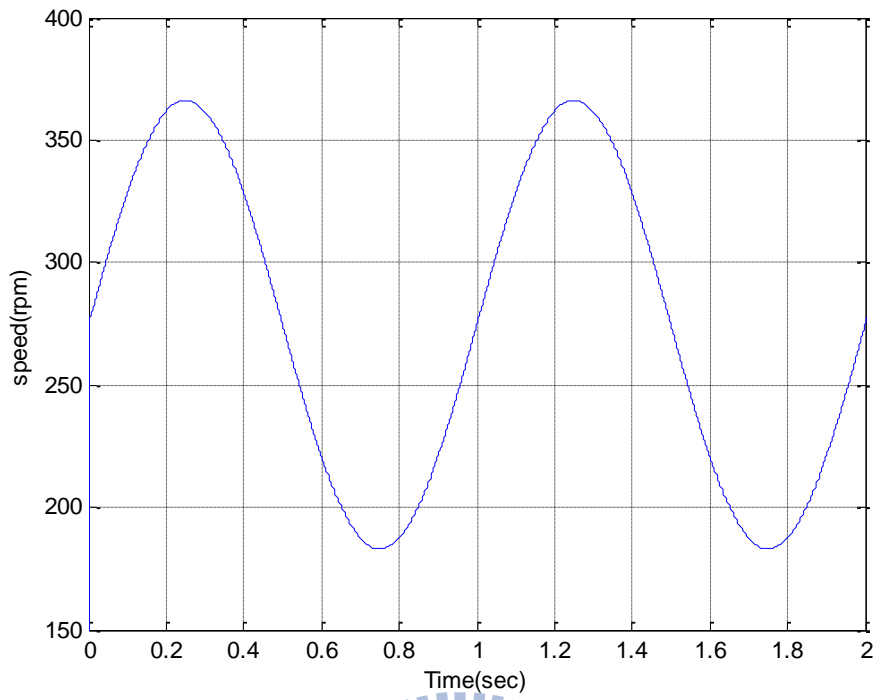
決定，其特徵值可由觀測器增益 l_1 與 l_2 決定

$$\begin{aligned} |zI - A + LC| &= \begin{vmatrix} z - a_{11} + l_1 & -a_{12} \\ l_2 & z - 1 \end{vmatrix} \\ &= z^2 + (l_1 - a_{11} - 1)z + (a_{11} - l_1 + a_{12}l_2) \\ &= (z - \beta_1)(z - \beta_2) \end{aligned} \quad (3-31)$$

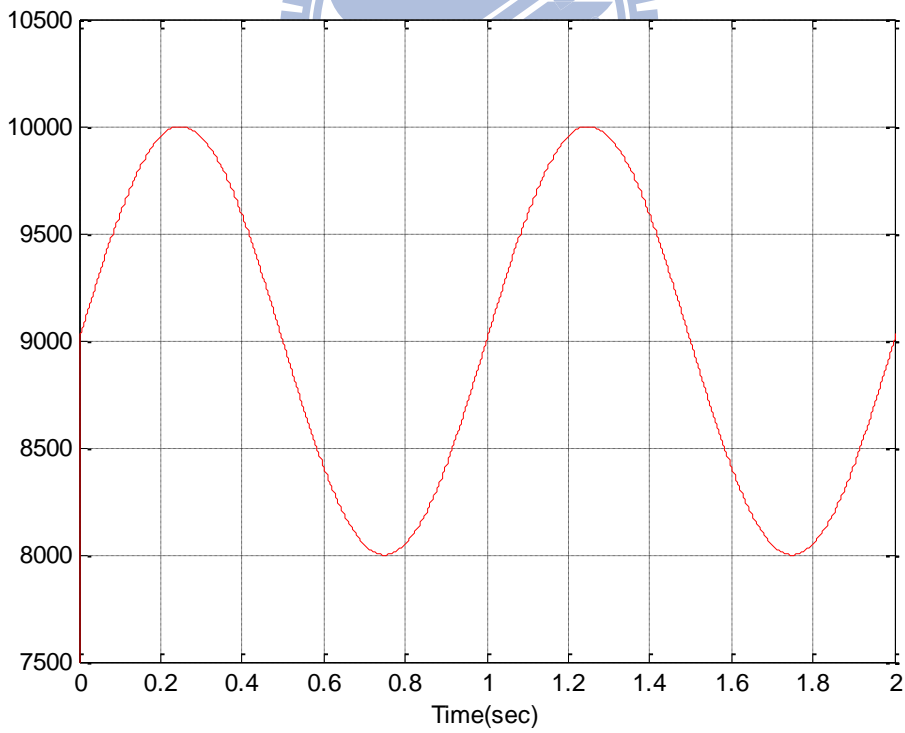
其中 $a_{11} = 1 - \frac{\bar{B}T_s}{J}$ 、 $a_{12} = \frac{T_s}{J}$ 、 β_1 與 β_2 為我們預期觀測器的極點位置，比較係數可得

$$\begin{cases} l_1 = -\beta_1 - \beta_2 + a_{11} + 1 \\ l_2 = \frac{\beta_1\beta_2 - a_{11} + l_1}{a_{12}} \end{cases} \quad (3-32)$$

以下為 DOB 的實驗結果，我們為了模擬外界擾動對控制系統的影響，所以直接從電流命令加入干擾訊號 $d = 1000\sin 2\pi t + 9000$ 。圖 3-16 分別為速度命令與電流干擾訊號 d 。如圖 3-17 所示，為馬達空載及無干擾訊號時的速度響應，平均誤差為 2.34 rpm。將干擾訊號加入後，如圖 3-18 所示，在尚未使用 DOB 以前，速度響應受干擾訊號影響，性能降低，平均誤差變成 2.70 rpm。使用 DOB 之後，擾動量被估測出來，如圖 3-19 所示，並加以補償發揮抑制干擾到效果，平均誤差降成 1.55 rpm，如圖 3-20 所示。此外，觀察圖 3-19 可以發現估測出的擾動量會有週期性的震盪，原因是馬達三相電流是透過霍爾電流感測器偵測，但霍爾電流感測器對於電源品質有一定的要求，在加上感測信號回授至 DSP 前，又要經過振幅縮放與準位拉升，這些電路的電阻一定存在著誤差值。而馬達三相電流回授發生了平均值非零或振幅不同時，便會產生 torque ripple，詳細的驗證可以參考文獻[22]。



(a) 速度命令



(b) 電流干擾訊號

圖 3-16 DOB 實驗的速度命令與干擾訊號

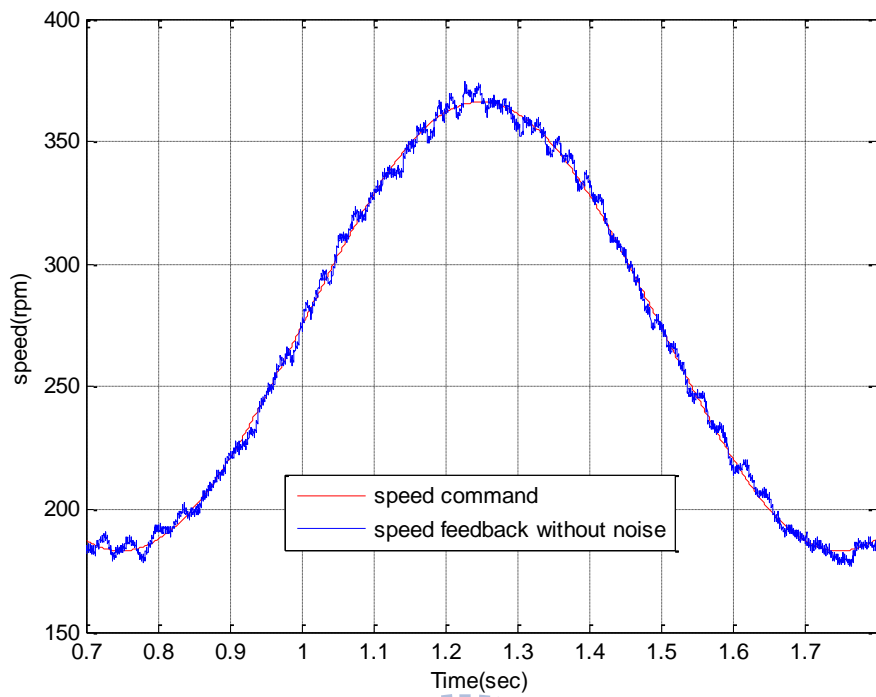


圖 3-17 馬達空載及無干擾訊號時的速度響應

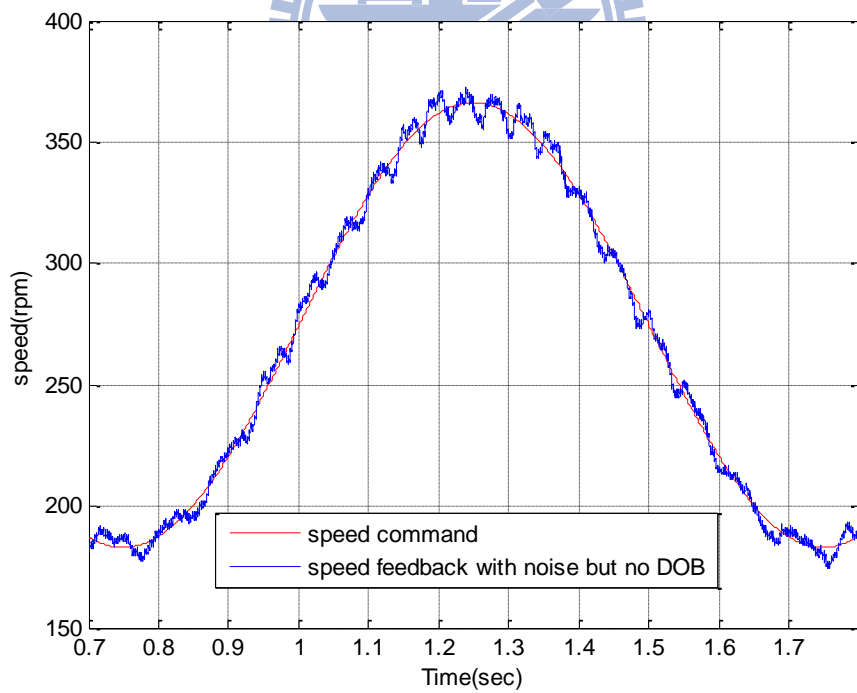


圖 3-18 加入干擾訊號後的速度響應

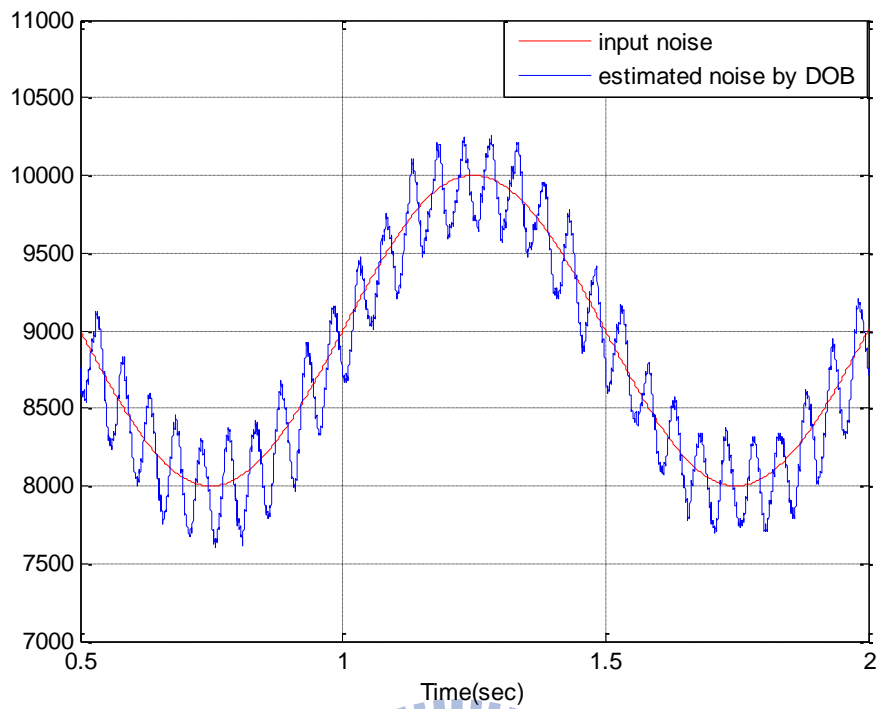


圖 3-19 估測干擾訊號

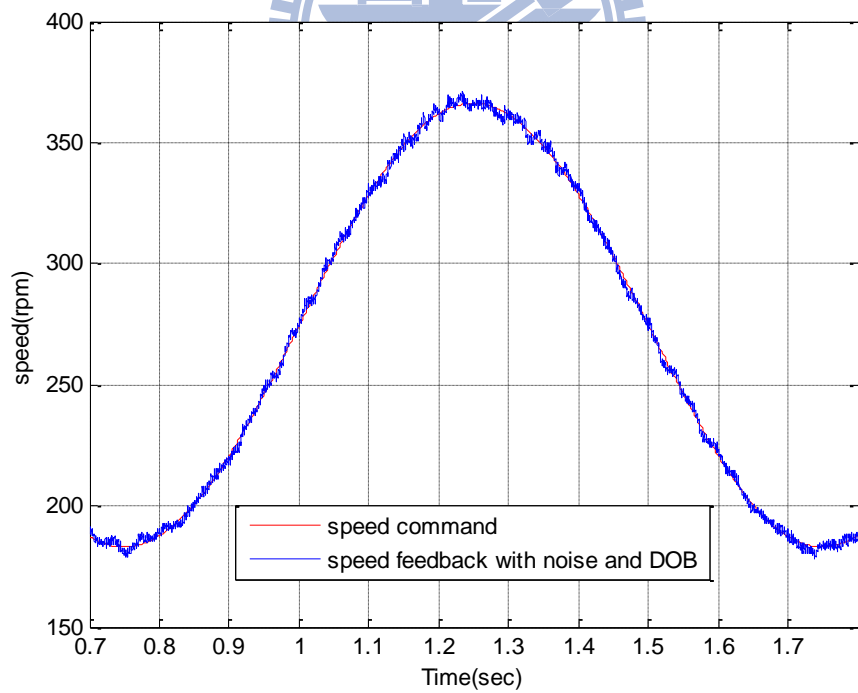
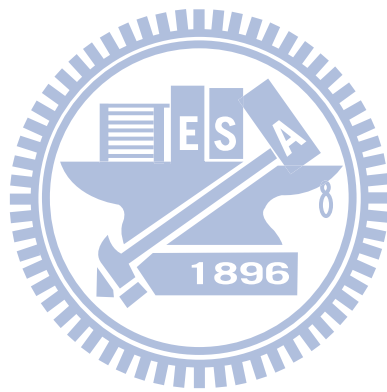


圖 3-20 加入 DOB 補償後的速度響應

在此節介紹了各種精密運動伺服控制的方法，零相位誤差追蹤控制器(ZPETC)可以使整體頻率響應無任何相位落後。交叉耦合控制器(CCC)可以協調各軸使同動誤差變小，其中補償器可以經由設計達到更好的補償效果，但缺點是需知道系統模型。非線性摩擦力補償器(NFC)可以減少因為最大靜摩擦力而導致在零速度時會有延遲的現象。而擾動觀測器(DOB)可以不必考慮干擾的來源，將相對應的擾動量估測出來並補償抑制擾動。



第四章 實驗結果

本章首先介紹攻牙的流程，接著用感應馬達和永磁馬達執行攻牙命令，根據目前最大誤差發生的原因將第三章的精密運動控制策略加入，使誤差逐漸降低。

4.1 攻牙流程

圖 4-1 為攻牙流程，在 Operation 1 時，主軸不動，平台移動使待切削物品移動至 point p。在 Operation 2 時，主軸依然不動，Z 軸往下移動使刀具接近待切削物品。在 Operation 3 時，主軸與 Z 軸維持一定位置比例移動，至孔底 point Z 時兩軸都停止。在 Operation 4 時主軸與 Z 軸也是維持一定位置比例移動，最後刀具離開切削物品。

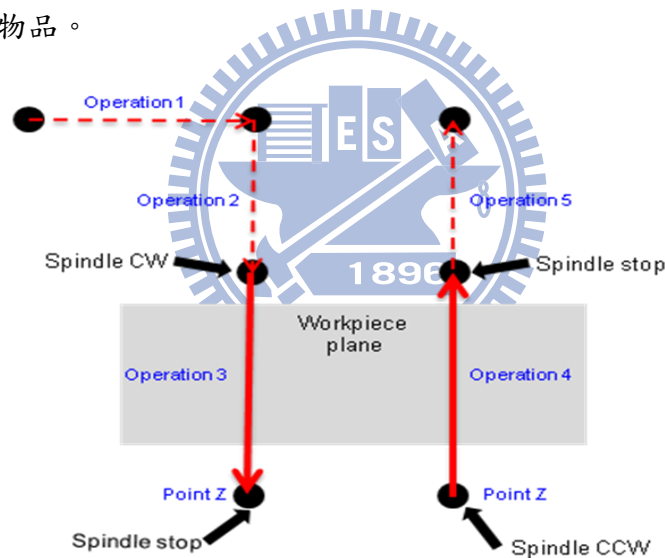


圖 4-1 攻牙流程

在剛性攻牙過程中，主軸與 Z 軸必須保持一定的位置比例關係，也就是主軸每轉一圈，Z 軸要移動一個節距，兩軸關係為一直線，若是有些許誤差，攻出來的螺紋就會是非等比例，且退刀時刀具容易崩牙。

4.2 模擬結果

我們利用 Matlab 模擬控制器的補償效果，送入兩軸的命令為 $100\sin 10t$ ，其最大同動誤差為 6.72。導致同動誤差的主要因為主軸和 Z 軸響應不同，為了改善因兩軸特性不同而產生的誤差，有三種方法可以解決。

4.2.1 Z 軸追隨主軸

圖 4-2 為 Z 軸追隨主軸的系統架構，由於主軸與 Z 軸彼此的位移關係為一直線，因此可以將主軸感應馬達的實際輸出做為 Z 軸的輸入命令，利用響應較快的 Z 軸去追隨主軸的變化，但是永磁馬達本身就會存在著伺服落後的問題，故需加入零相位誤差追蹤控制器，其最大同動誤差改善為 2.34。



圖 4-2 Z 軸追隨主軸的系統架構

4.2.2 交叉耦合控制器單軸補償

將兩軸各自的追蹤誤差(tracking error)納入考量，根據兩軸位置位移的直線角度以及適當的補償器參數計算出補償值，並補償至響應較快的一軸，使響應較快的一軸追隨響應較慢的，希望將圖 3-4 中的 P 點移動至 A 點，單軸補償的交叉耦合器簡化架構如圖 4-3 所示，其最大同動誤差改善為 2.39。但若是想將 P 點補償至 B 點，則須將補償器增益值做一調整，本文模擬條件 θ 為 45° ，故將增益值放大兩倍，最大同動誤差改善為 1.34。

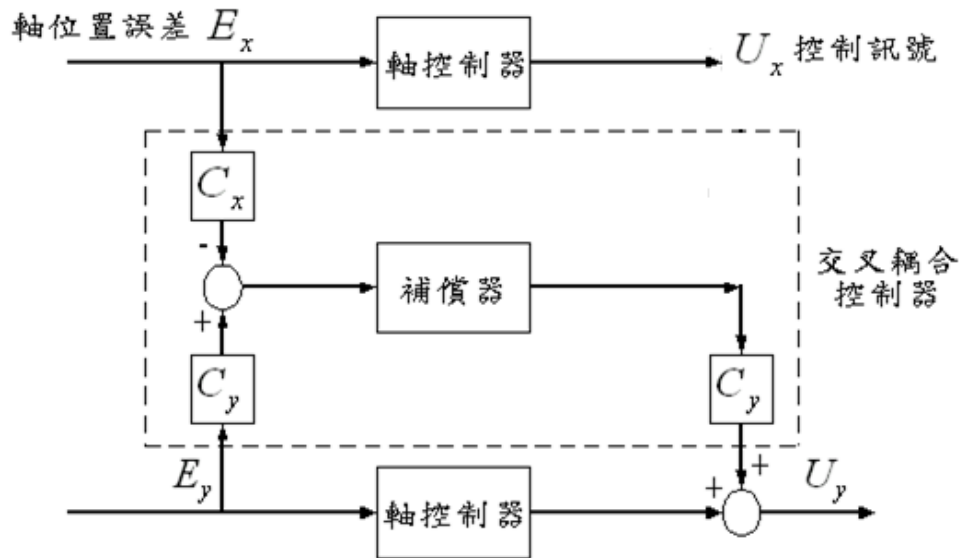


圖 4-3 交叉耦合器之單軸補償簡化架構圖

4.2.3 交叉耦合控制器雙軸補償

和單軸補償一樣，將兩軸的追蹤誤差納入考量，使用相同的補償參數。不同的是補償值是補償至雙軸，其架構如圖 3-3 所示。同單軸補償之模擬條件，最大同動誤差改善為 1.31

在此我們做個整理，三種方法的最大同動誤差如表 4-1 所示。雙軸獨立運作沒有加入控制器之前最大同動誤差為 6.72，使用單軸補償至 A 點可以令較快的一軸去追隨較慢的一軸，最大同動誤差減小為 2.39，而使用單軸補償至 B 點可以減小至 1.34，但相對補償量會變大，會遇到飽和的問題。而雙軸補償可以保持和單軸補償至 A 點之架構相同的補償器增益，但補償效果較好，最大同動誤差為 1.31。

表 4-1 改善雙軸特性不同之方法比較

系統架構	無交叉耦合 控制器	Z 軸追隨 主軸	單軸補償 至 A 點	單軸補償 至 B 點	雙軸補償
最大同動誤差	6.72	2.34	2.39	1.34	1.31

4.3 實驗結果

在此我們假設節距(pitch)為 1 mm ，Z 軸的 BLU 為 $5/131072\text{ mm}$ ，主軸則是以 1500 rpm 的速度進行攻牙，輸入主軸位置命令如圖 4-4 所示，並和 Z 軸命令的比值關係為 1.25，而實驗平台如圖 4-5 所示。由於位置命令和響應很接近不易觀察，故之後的實驗圖將直接以同動誤差的形式呈現，並且為了清楚觀察孔底時的響應，我們將 Operation 3 和 Operation 4 分開為兩張圖。

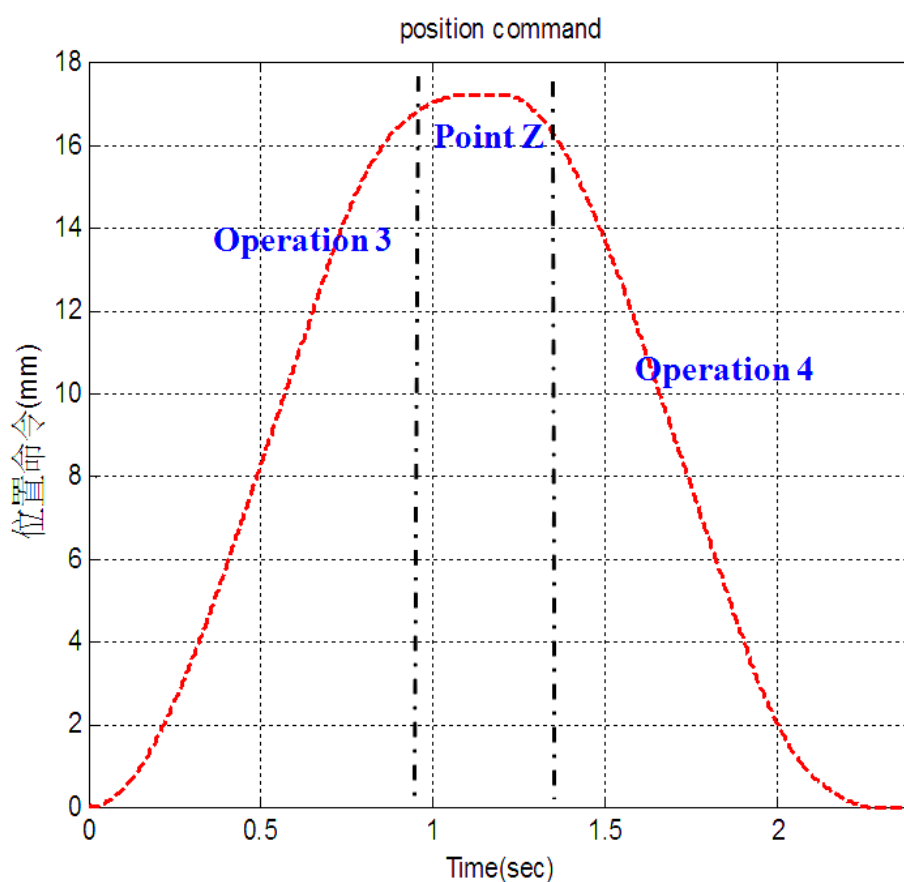


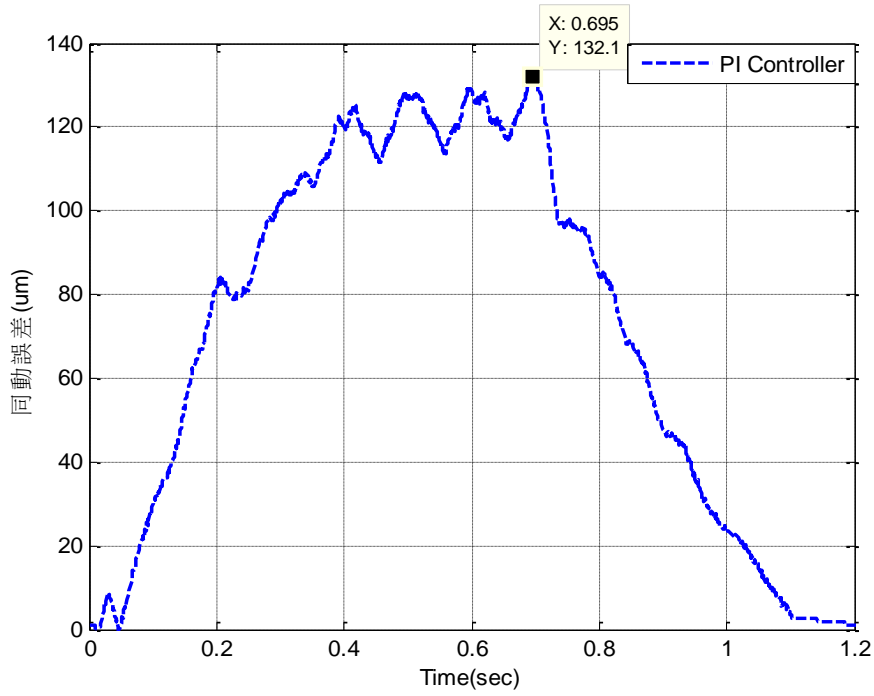
圖 4-4 主軸攻牙命令



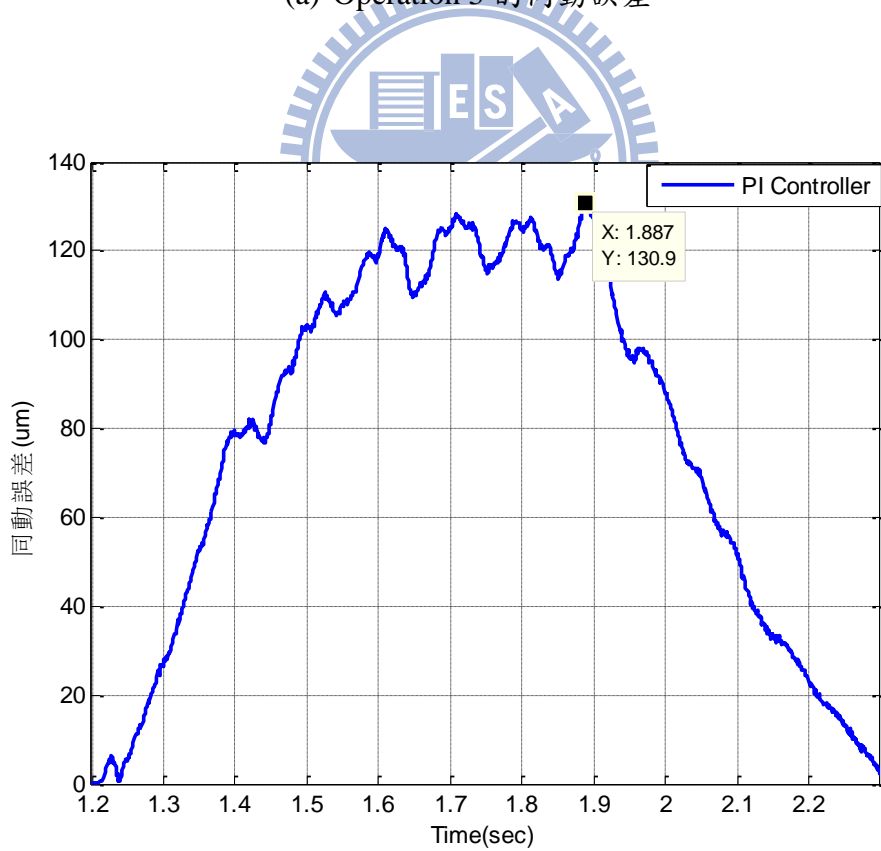
圖 4-5 實驗平台

4.3.1 雙軸獨立控制

圖 4-6 為雙軸獨立運作時的同動誤差，最大達到將近 $132.1 \mu\text{m}$ ，可以發現同動誤差在馬達加減速時逐漸累積後達到最大。圖 4-7 分別為 Z 軸(永磁馬達)和主軸(感應馬達)的速度步階響應，可以發現 Z 軸的 rise time 約為 15 ms ，主軸的 rise time 約為 96 ms ，兩軸響應差異甚大。在加速過程中，感應馬達由於需要用滑差來產生磁場，因此響應比永磁馬達要慢許多，此外在超過額定轉速後由於反電動勢趨近飽和的影響，使得響應又變得更為緩慢。而在攻牙過程中，大部分都為加減速狀態，主軸一直無法追上 Z 軸，導致同動誤差增大。

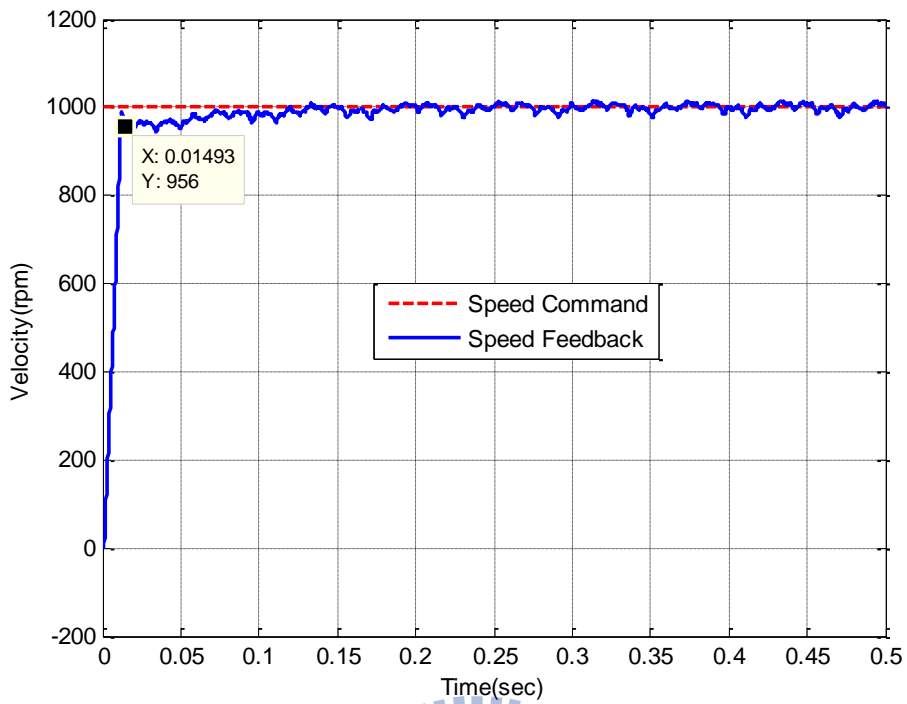


(a) Operation 3 的同動誤差

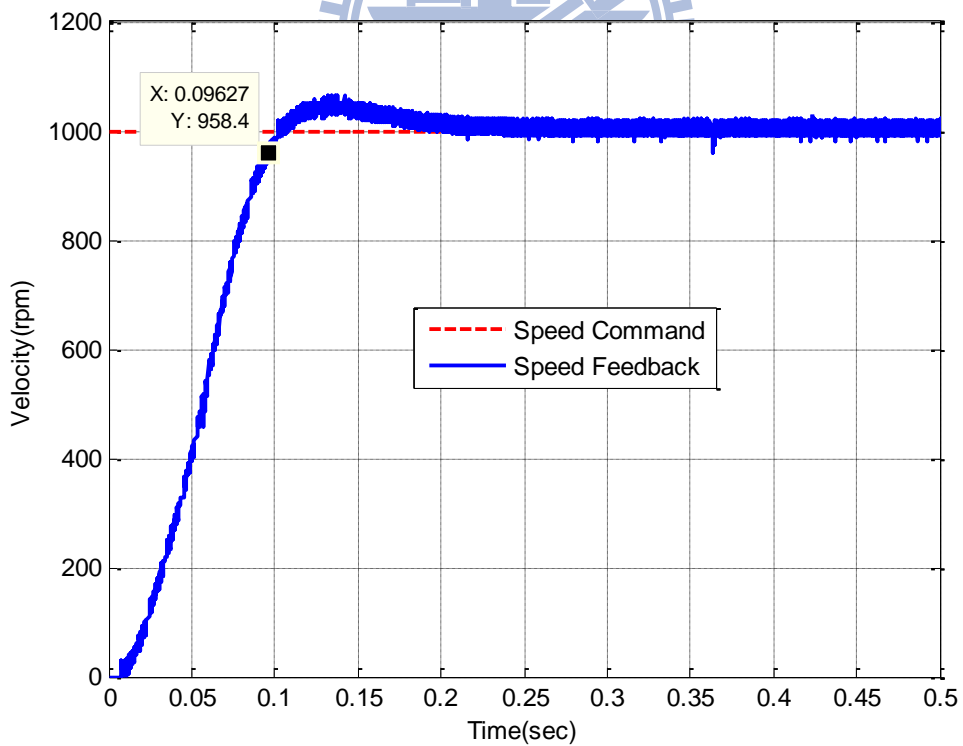


(b) Operation 4 的同動誤差

圖 4-6 雙軸獨立運作時的同動誤差



(a) Z 軸速度步階響應



(b) 主軸速度步階響應

圖 4-7 主軸與 Z 軸速度 1000rpm 步階響應

4.3.2 加入 ZPETC 實驗

加入 4.2.1 節討論的方法，使用第 3-1 節所設計出來的 ZPETC，同動誤差如圖 4-8 所示，最大誤差改善至 53.8 μm 。可以發現使用此方法需要準確的動態響應模型，才能有較好的結果，但因為任何系統模型皆存在一定的誤差，又需用到系統鑑別的繁雜程序，使得改善程度往往不合預期。

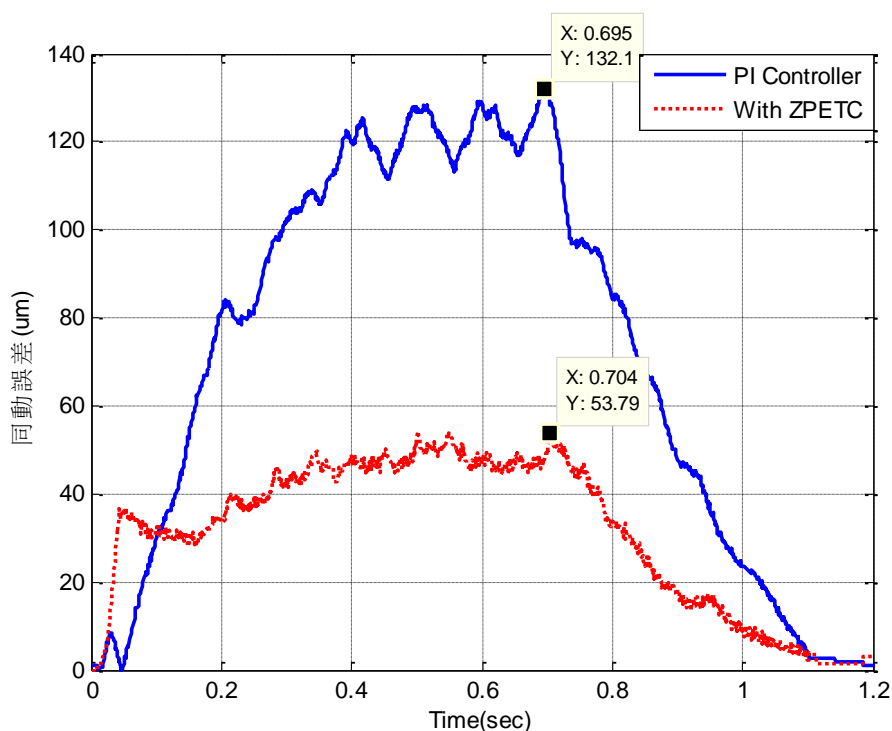


圖 4-8 加入 ZPETC 後的同動誤差

4.3.3 加入 CCC 實驗

加入 4.2.2 節和 4.2.3 節討論的方法，同動誤差如圖 4-9 所示。可以發現加入單軸補償之交叉耦合控制器後，最大同動誤差為 24.0 μm ，而加入雙軸補償之交叉耦合控制器後，最大同動誤差為 14.9 μm 。

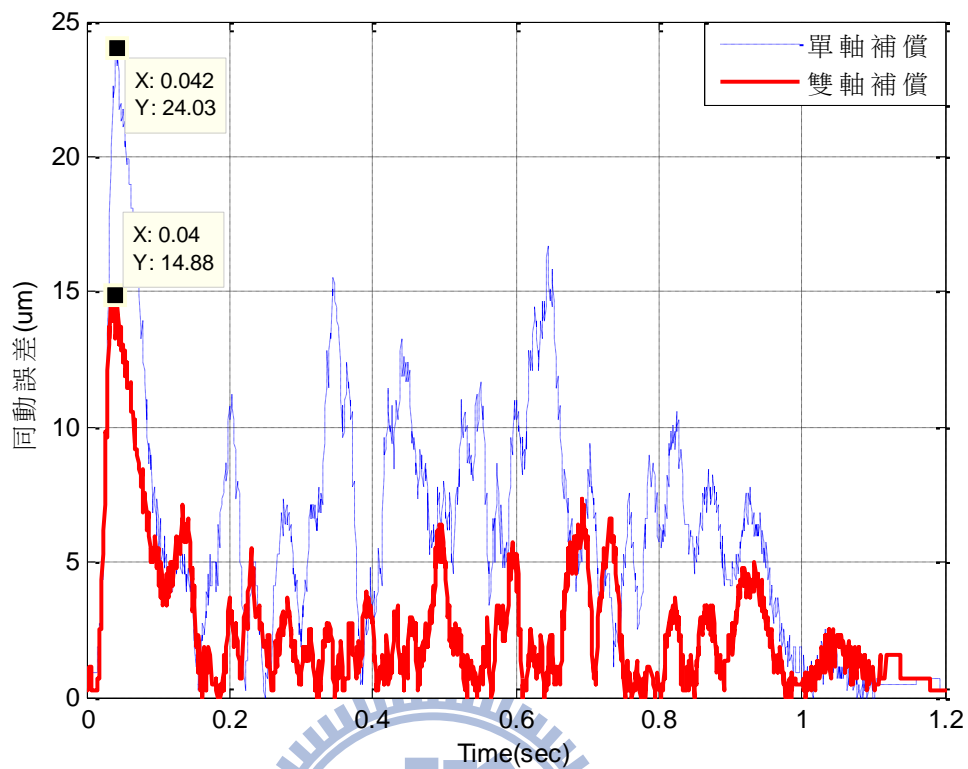
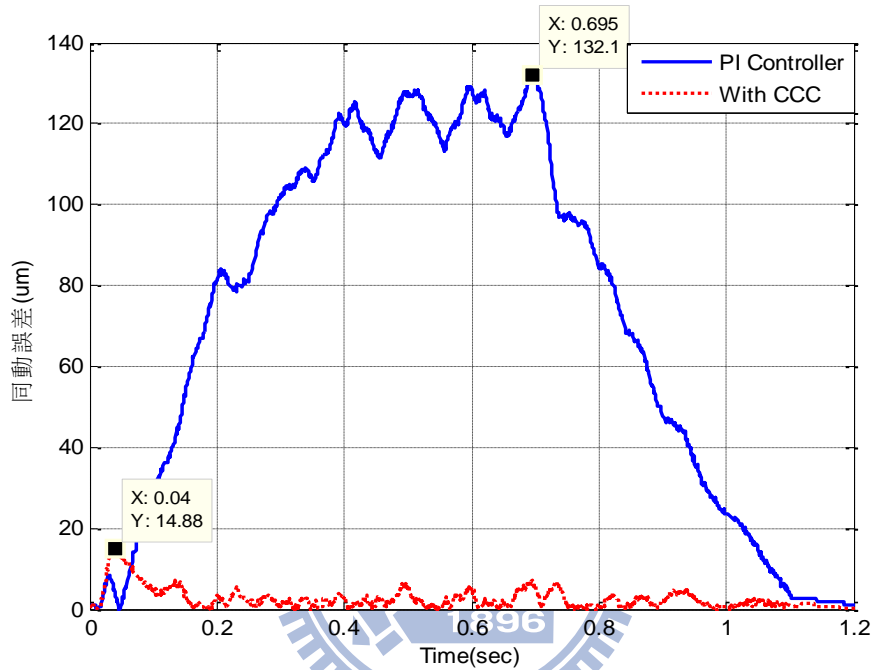


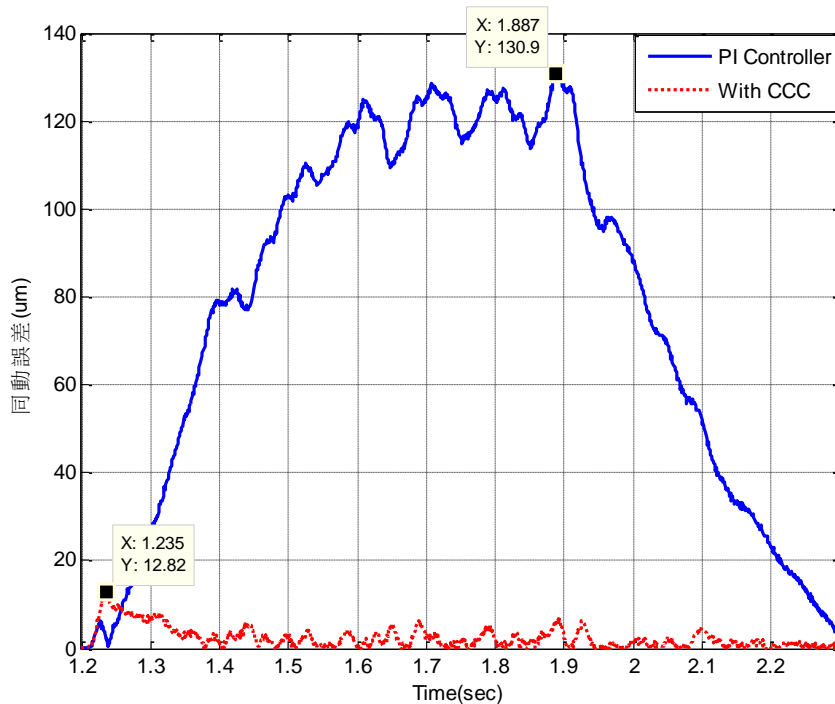
圖 4-9 單軸和雙軸補償的同動誤差

比較協調雙軸特性的三種方法，可以發現乙軸追隨主軸的方法不如我們模擬的預期，最大同動誤差為 $53.8 \mu\text{m}$ ，改善程度大約為 60%，主要是因為做系統鑑別時往往存在著模型誤差。CCC 單軸補償的改善程度較好，最大同動誤差為 $24.0 \mu\text{m}$ ，改善程度大約為 80%。而 CCC 雙軸補償的改善程度最好，最大同動誤差為 $14.9 \mu\text{m}$ ，改善程度大約為 89%，此方法不僅改善效果較佳，設計也較為簡單。此外觀看整個系統架構，雙軸補償的方法類似閉迴路控制，而其他兩種方法類似開迴路控制，較易發生崩牙的危險。故選擇雙軸補償之交叉耦合控制器來協調主軸和乙軸特性

在上述討論中已得知雙軸補償的效果較佳，故以雙軸補償的架構執行攻牙命令，同動誤差如圖 4-10 所示，因為在 Operation 3 剛開始時，刀具還沒有接觸到物品，故當時的誤差不以考量。最大誤差是發生在 Operation 4 剛開始時，也就是孔底的時候，最大誤差降至 12.8 μm 。



(a) Operation 3 的同動誤差

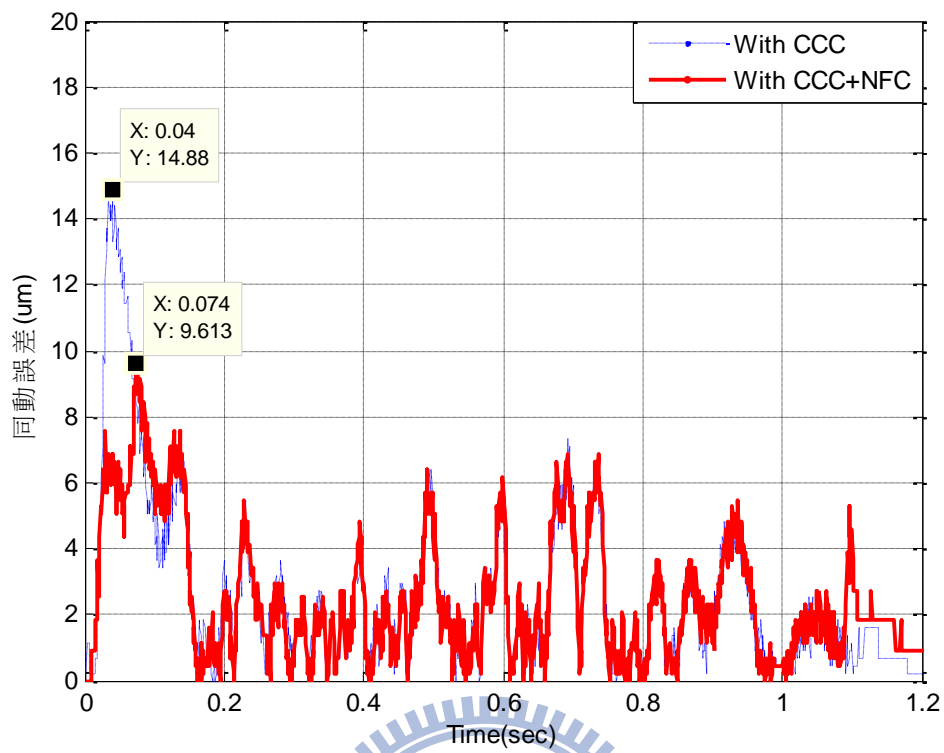


(b) Operation 4 的同動誤差

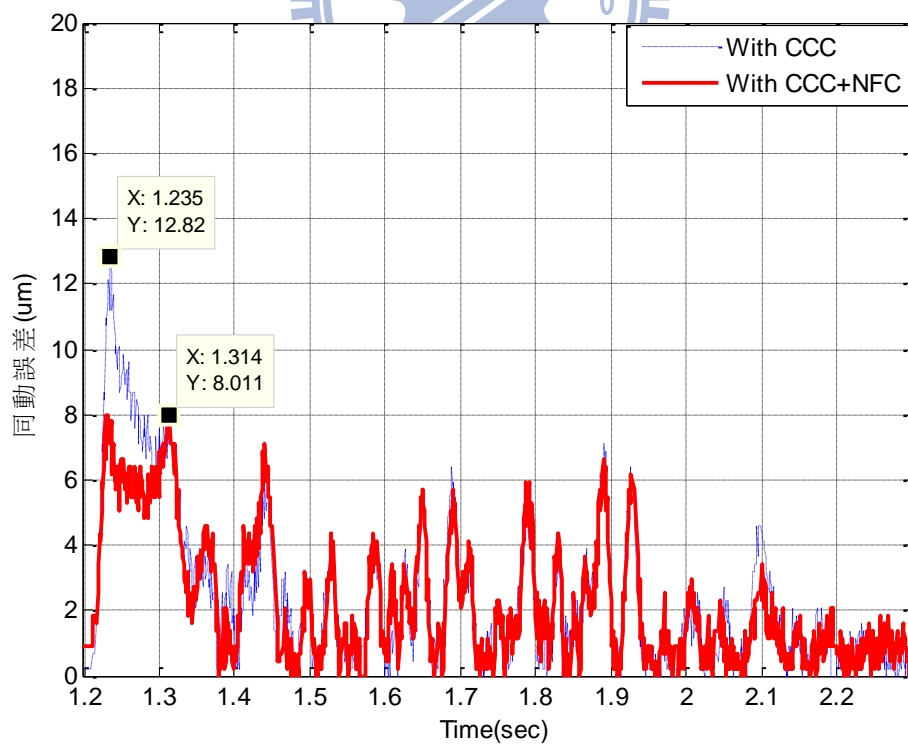
圖 4-10 加入交叉耦合控制器後的同動誤差

4.3.4 加入 CCC+NFC 實驗

加入交叉耦合控制器之後，原本發生最大誤差的加減速區段大幅改善，從 $132\text{ }\mu\text{m}$ 降至低於 $10\text{ }\mu\text{m}$ 。但是在孔底附近的響應反而不佳，同動誤差變大使最大誤差大約在 $12.8\text{ }\mu\text{m}$ 。主要是因為在孔底時，馬達從靜止再起動需克服最大靜摩擦力，導致馬達會延遲一段時間。雖然兩軸在此時都是從停止再起動的狀態，但主軸負載只有刀具，相當於空載情況，摩擦力小。Z 軸則是要考慮到機台，摩擦力較大，使 Z 軸在起動瞬間，會延遲較長的時間，導致同動誤差變大。因此我們在 Z 軸加入 3-3 節設計的非線性摩擦力補償器，圖 4-11 為加入 NFC 前後的同動誤差，可以發現加入 NFC 之後將最大誤差改善至 $8.0\text{ }\mu\text{m}$ 。



(a) Operation 3 的同動誤差

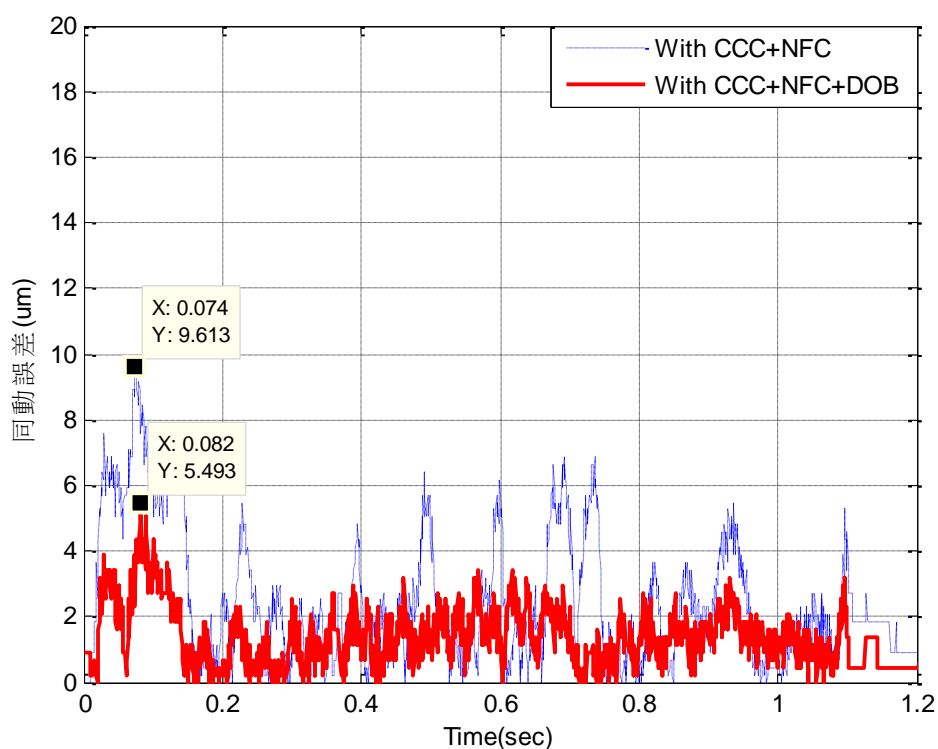


(b) Operation 4 的同動誤差

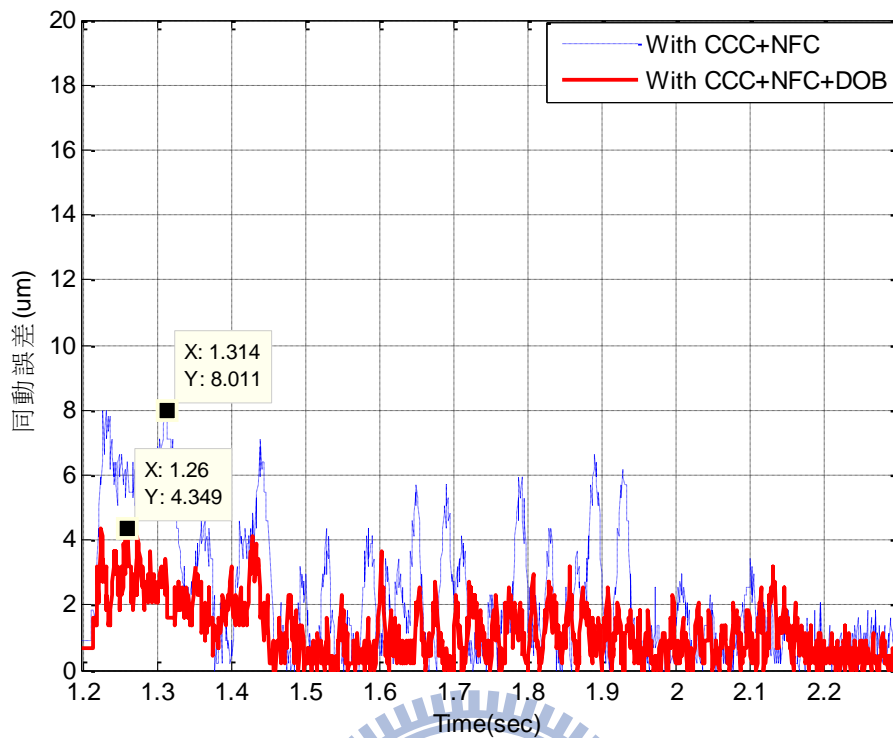
圖 4-11 加入 CCC 和 NFC 的同動誤差

4.3.5 加入 CCC+NFC+DOB 實驗

此時最大誤差變成發生在幾個突起的部分，這些突起的原因主要是來自於外界的干擾，或是馬達機台本身的抖動。因此我們加入了在 3-4 節設計的擾動觀測器，不需要知道擾動的來源，只將擾動訊號在輸入訊號的對等量估測出來，並將估測到的擾動量直接從輸入訊號扣除，就達到對抗擾動的目的。圖 4-12 為加入 DOB 前後的同動誤差，可以發現原本突起的部分都成功被抑制，最大誤差改善至 $4.3 \mu\text{m}$ 左右



(a) Operation 3 的同動誤差



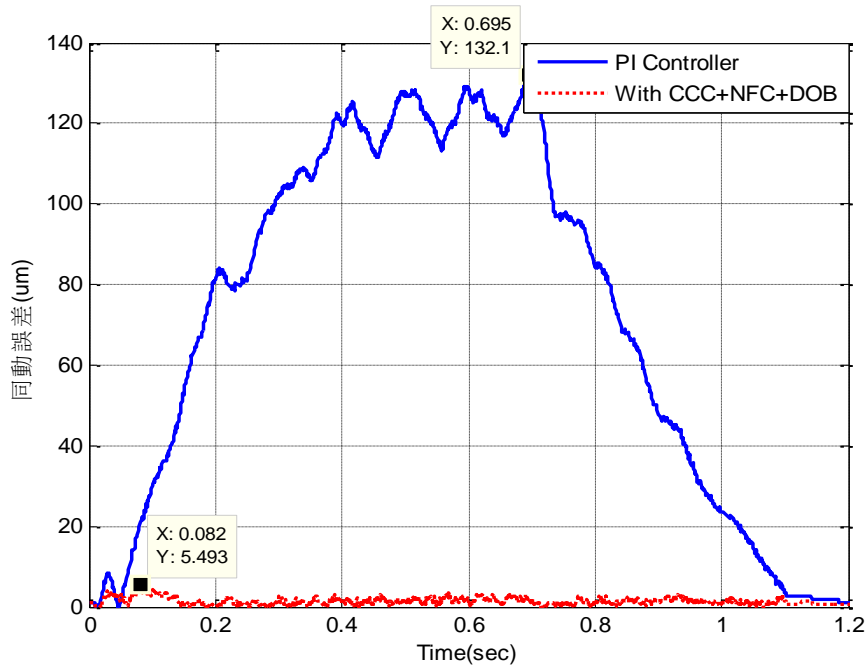
(b) Operation 4 的同動誤差

圖 4-12 加入 CCC、NFC 和 DOB 後的同動誤差

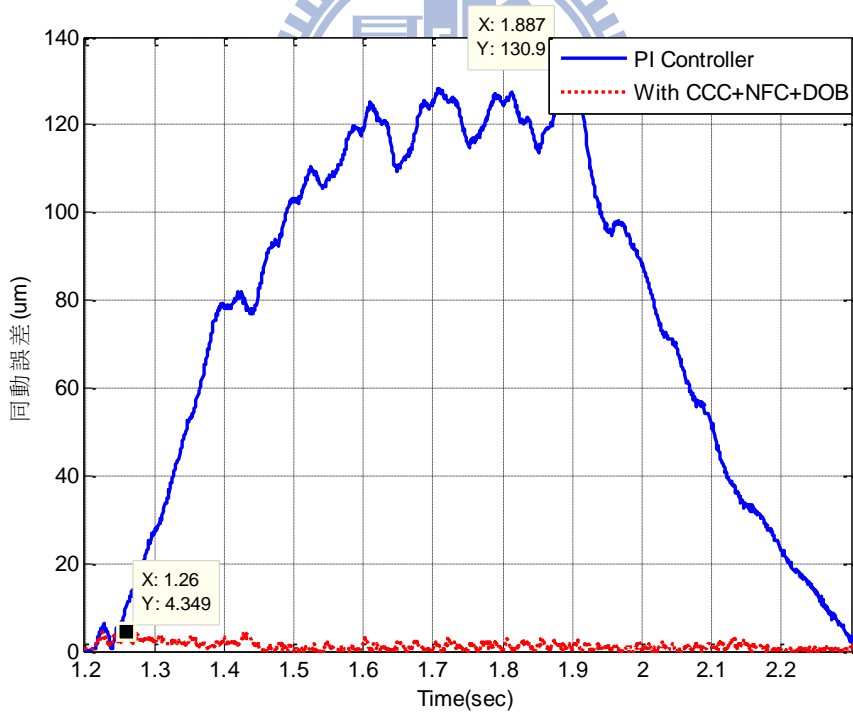
在此我們做個整理，如表 4-2 所示，雙軸獨立運作時由於兩軸響應不同，使最大誤差為 132.1 μm 。加入交叉耦合控制器後，大幅改善在加減速時的誤差，最大誤差為 12.8 μm 。接著加入非線性摩擦力補償器改善孔底摩擦力的影響，最大誤差為 8.0 μm 。最後加入擾動觀測器抑制外界或機台本身的擾動，使最大誤差大約為 4.3 μm 。圖 4-13 為最後整體改善前後的同動誤差，最大誤差由 132.1 μm 改善至 4.3 μm 。圖 4-14 為最後整體的架構，兩軸都各自加入 DOB 抑制擾動，Z 軸在加入 NFC 補償摩擦力，雙軸之間使用 CCC 協調誤差。

表 4-2 加入伺服控制器後的最大同動誤差

方法	雙軸獨立	ZPETC	CCC	CCC+NFC	CCC+NFC+DOB
最大同動誤差(um)	132.1	53.8	12.8	8.0	4.3



(a) Operation 3 的同動誤差



(b) Operation 4 的同動誤差

圖 4-13 雙軸獨立控制與加入整合控制器響應比較

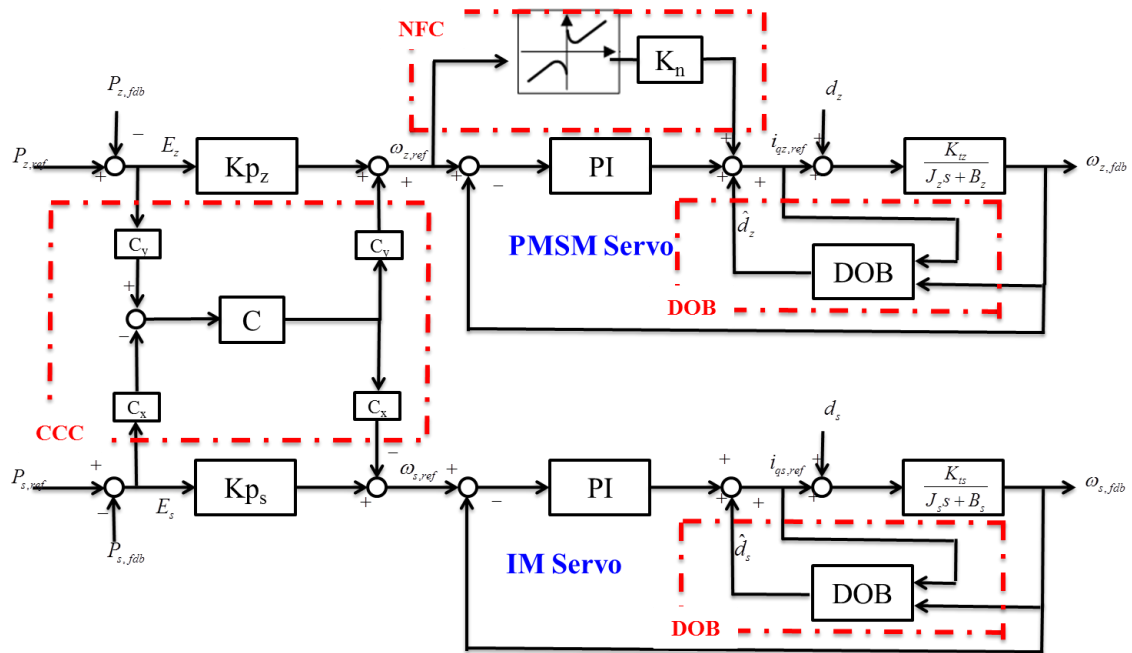


圖 4-14 加入整合控制器後的整體架構

以下我們將討論兩種情況的改變，一個是當 Z 軸的摩擦力受到外在因素而變大時，最大同動誤差增加，使用 NFC 的方法重新估測模型能改善其效果，另一個為主軸速度改變時對最大同動誤差的影響，加入整合控制器之後能將其影響降低。

4.4 摩擦力改變

當機台久沒保養或是軸承有些許損壞時，會使摩擦力變大，此時若還是利用原本估測的非線性摩擦力模型，將會使補償效果降低。故我們需要修改非線性摩擦力的曲線，使用 3.3 節的方式重新對 Z 軸進行非線性摩擦力估測，其模型如圖 4-15 所示。與舊有的模型比較如圖 3-13，經過使用一段時日後，新的摩擦力模型增加了約百分之三十。

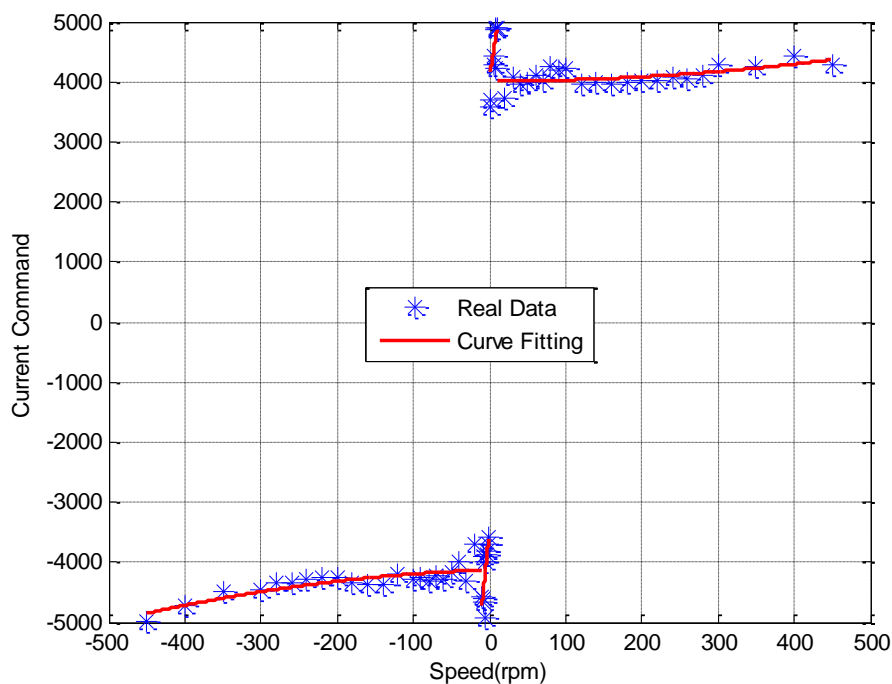


圖 4-15 新估測非線性摩擦力模型

摩擦力變大的影響整理如表 4-3 所示，在雙軸獨立時因為兩軸特性不同的影響大於摩擦力的影響，故較看不出差別，但加入 CCC 協調雙軸後，很明顯因為摩擦力變大使同動誤差較之前的響應大。若使用原來的非線性摩擦力模型，補償量不足夠補償變大後的摩擦力，最大同動誤差為 16.2 μm ，若使用重新估測後的模型，最大同動誤差下降為 14.6 μm 。針對摩擦力變大的情況，使用新估測的模型雖然較原有模型的補償效果佳，但因為有飽和的問題，其效果有限。

表 4-3 摩擦力變大使用新舊模型的最大同動誤差(μm)

控制器 實驗條件	雙軸獨立	CCC	CCC+NFC	CCC+NFC+DOB
原始響應	132.1	12.8	8.0	4.3
摩擦力變大仍使用 原來模型	----	----	16.2	9.2
摩擦力變大使用 新估測模型	----	----	14.6	7.8

4.5 主軸速度改變

在之前的實驗中，主軸是以 1500 rpm 的速度運轉，如今我們讓主軸分別在 1200 rpm 以及 1800 rpm 下運轉，並比較其最大同動誤差，如表 4-4 所示。可以發現在雙軸獨立時，同樣時間內主軸運轉速度變高，最大同動誤差變大，加入 CCC 協調雙軸特性後，最大同動誤差變成低速時較高，主要是因為在低速時受到非線性摩擦力的影響較大，而我們現在摩擦力變大的情況下影響更為明顯。加入 NFC 補償摩擦力以及 DOB 抑制擾動後，三種速度的最大同動誤差都很接近，但在高速時的最大同動誤差還是比低速時略大一些。

表 4-4 主軸在不同速度下的最大同動誤差(μm)

主軸速度 \ 控制器	雙軸獨立控制	CCC	CCC+NFC	CCC+NFC+DOB
1200 rpm	110.4	27.5	14.0	7.3
1500 rpm	130.1	20.8	14.7	7.8
1800 rpm	167.3	19.7	15.6	8.0

4.6 小結

攻牙運動控制過程中，主軸和 Z 軸的位置位移關係要保持等比例，但因為兩軸分別所使用的感應馬達和永磁馬達反應速率特性非常不同，永磁馬達速度頻寬約為感應馬達的六倍，導致同動誤差大，最大同動誤差為 132.1 μm 。因此我們加入了精密運動伺服控制器，改善同動誤差，結果如下：

1. 以 CCC 控制協調雙軸特性不同

(a) Z 軸追隨主軸

使用本控制方法，加入前饋控制以改善追蹤精度，最大同動誤差可以從 132.1 μm 改善至 53.8 μm ，改善效果不如預期，主要是因為需要知

道系統之精確模型，才能設計前饋控制 ZPETC，而系統鑑別時往往存在著模型誤差

(b) CCC 單軸補償

將計算的補償量補償至速度較快的一軸，使其追隨反應較慢的一軸，最大同動誤差從 132.1 um 改善至 24.0 um

(c) CCC 雙軸補償

將兩軸誤差同時納入考量，補償至雙軸以協調其特性，最大同動誤差從 132.1 um 改善至 14.9 um 。此方法改善效果最佳，且類似閉迴路控制，故選此方法協調雙軸特性。

2. 補償非線性摩擦力

(a) 加入 CCC 雙軸補償

加入 CCC 協調雙軸特性不同，最大同動誤差從 132.1 um 改善至 12.8 um ，其主要發生原因為孔底時 Z 軸受到最大靜摩擦力的影響，在零速度時停留一小段時間。

(b) 加入 CCC+NFC

再加入 NFC 補償非線性摩擦力，最大同動誤差從 12.8 um 改善至 8.0 um ，其主要發生原因為機台在運轉時產生的抖動。

(c) 加入 CCC+NFC+DOB

最後再加入 DOB 抑制外部擾動，最大同動誤差從 8.0 um 改善至 4.3 um ，和雙軸獨立控制時相比改善了 96.74%。

3. 摩擦力的改變和攻牙速度的改變

(a) 摩擦力改變

在本研究實驗中，Z 軸所承受的摩擦力因為使用一段時日後增加了

大約 30%，若是使用原有的摩擦力模型將無法正確的補償，最大同動誤差變成原來的兩倍。將摩擦力模型做一更新的判別動作，補償效果改善，但是因為實作上有飽和的問題，改善效果有限，大約僅減少了 2 μm 。

(b) 攻牙速度改變

在同樣的時間內，將主軸攻牙速度作 300 rpm 的變化，在雙軸獨立控制時，最大同動誤差變化在 40 μm 以內，加入了整合控制器 (CCC+NFC+DOB) 之後，最大同動誤差變化縮減在 0.5 μm 以內，即使主軸攻牙速度提高，原有之雙軸獨立控制的同動誤差有明顯的增加。但本研究所設計之整合式控制，其最大同動誤差的變化可以保持在很小的變動範圍內。



第五章 位置模式交叉耦合控制器

本章先推導出位置模式交叉耦合控制器的架構，接著模擬比較在有網路延遲時和原始交叉耦合器之間的差異，並進而分析其原因。最後將新架構實現在馬達控制上，並實際測試有網路延遲時的效果。

5.1 架構推導

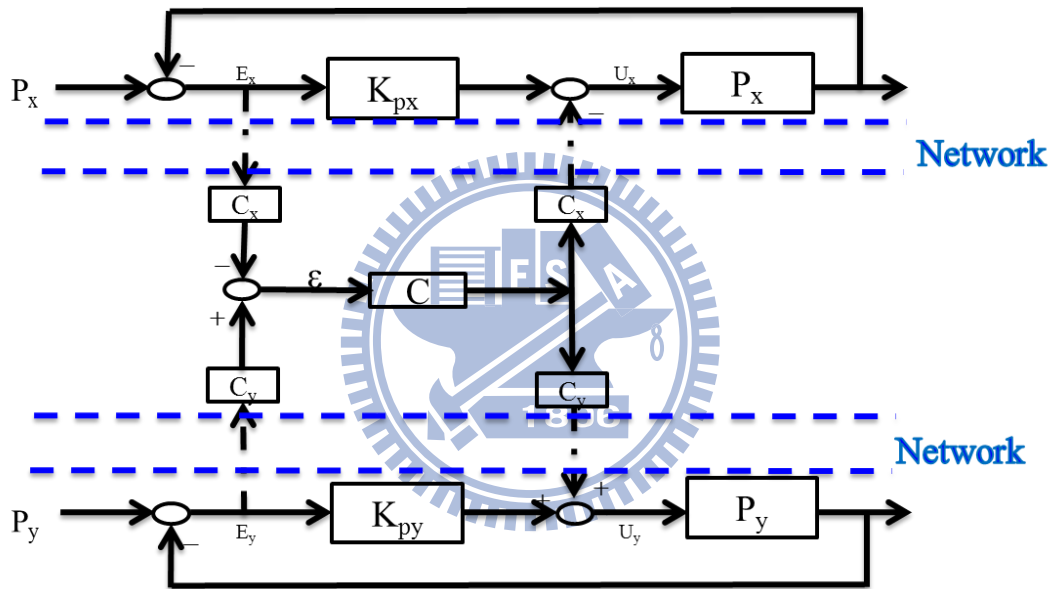


圖 5-1 含有網路傳輸的傳統 V_type CCC 架構

圖 5-1 為 4-2 節實驗的 CCC 架構，網路傳輸使用 CAN bus。一般使用現成購買的驅動器時，提供的功能有位置模式和速度模式，因為 CCC 之補償是在速度迴路，而在位置模式時，只能接收位置命令和回授位置資訊，故補償值無法從速度命令加入。若是選擇速度模式雖然可以接收 CCC 補償但是必須額外再寫程式實現位置迴路。因此我們希望能將 CCC 的補償值由位置命令加入以適用於一般 CNC 控制應用。以下為推導過程。首先我們將加入補償值的位置提前到位置增益之前，如圖 5-2 所示。此時觀看 E_x 、 E_y 和 y_1 、 y_2 之間的關係

$$\begin{cases} -(C_x E_x + C_y E_y) C C_1 K_1 + E_x = y_1 \\ (-C_x E_x + C_y E_y) C C_y K_2 + E_y = y_2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} (C C_x^2 K_1 + 1) E_x - C C_x C_y K_1 E_y = y_1 \\ -C C_x C_y K_2 E_x + (C C_y^2 K_2 + 1) E_y = y_2 \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} C C_x^2 K_1 + 1 & -C C_x C_y K_1 \\ -C C_x C_y K_2 & C C_y^2 K_2 + 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \quad (5-1)$$

而圖 5-3 是我們希望的架構，一樣觀看 E_x 、 E_y 和 y_1 、 y_2 之間的關係

$$\begin{cases} -(C_x E_x + C_y E_y) C^* C_1 K_1 + E_x = y_1 \\ (-C_x E_x + C_y E_y) C^* C_y K_2 + E_y = y_2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} (1 - C^* C_x^2 K_1) y_1 + C^* C_x C_y K_1 y_2 = E_x \\ C^* C_x C_y K_2 y_1 + (1 - C^* C_y^2 K_2) y_2 = E_y \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} (1 - C^* C_x^2 K_1) & C^* C_x C_y K_1 \\ C^* C_x C_y K_2 & 1 - C^* C_y^2 K_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} (1 - C^* C_x^2 K_1) & C^* C_x C_y K_1 \\ C^* C_x C_y K_2 & 1 - C^* C_y^2 K_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}$$

$$\frac{1}{1 - C^* C_x^2 K_1 - C^* C_y^2 K_2} \begin{bmatrix} (1 - C^* C_y^2 K_2) & -C^* C_x C_y K_1 \\ -C^* C_x C_y K_2 & 1 - C^* C_x^2 K_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

比較(5-1)式和(5-2)式可得

$$\frac{(1 - C^* C_y^2 K_2)}{1 - C^* C_x^2 K_1 - C^* C_y^2 K_2} = C C_x^2 K_1 + 1 \quad (5-3)$$

$$\frac{-C^* C_x C_y K_1}{1 - C^* C_x^2 K_1 - C^* C_y^2 K_2} = -C C_x C_y K_1 \quad (5-4)$$

$$\frac{-C^* C_x C_y K_2}{1 - C^* C_x^2 K_1 - C^* C_y^2 K_2} = -C C_x C_y K_2 \quad (5-5)$$

$$\frac{1 - C^* C_x^2 K_1}{1 - C^* C_x^2 K_1 - C^* C_y^2 K_2} = C C_y^2 K_2 + 1 \quad (5-6)$$

由式(5-3)-(5-6)可得新的補償器為

$$C^* = \frac{C}{1 + C C_x^2 K_1 + C C_y^2 K_2} \quad (5-7)$$

最後整體架構如圖 5-4 所示，計算和補償都在上層控制器完成，驅動器只需有最基本的位置迴路功能。

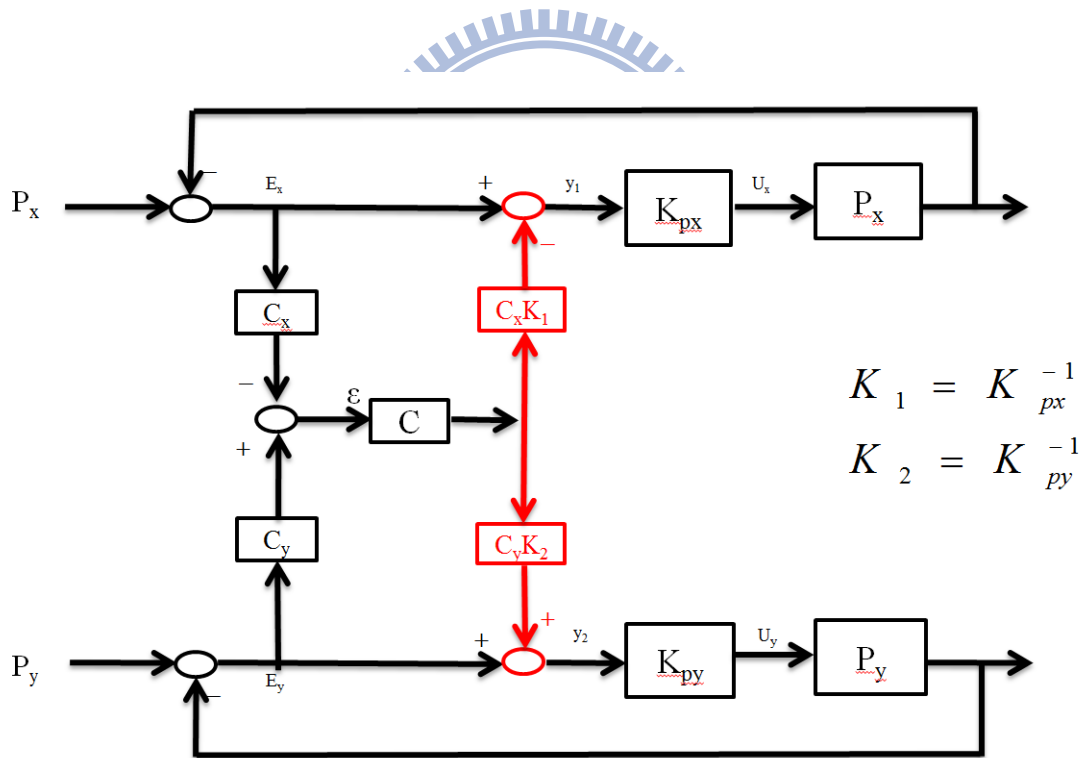


圖 5-2 補償位置提前到增益之前

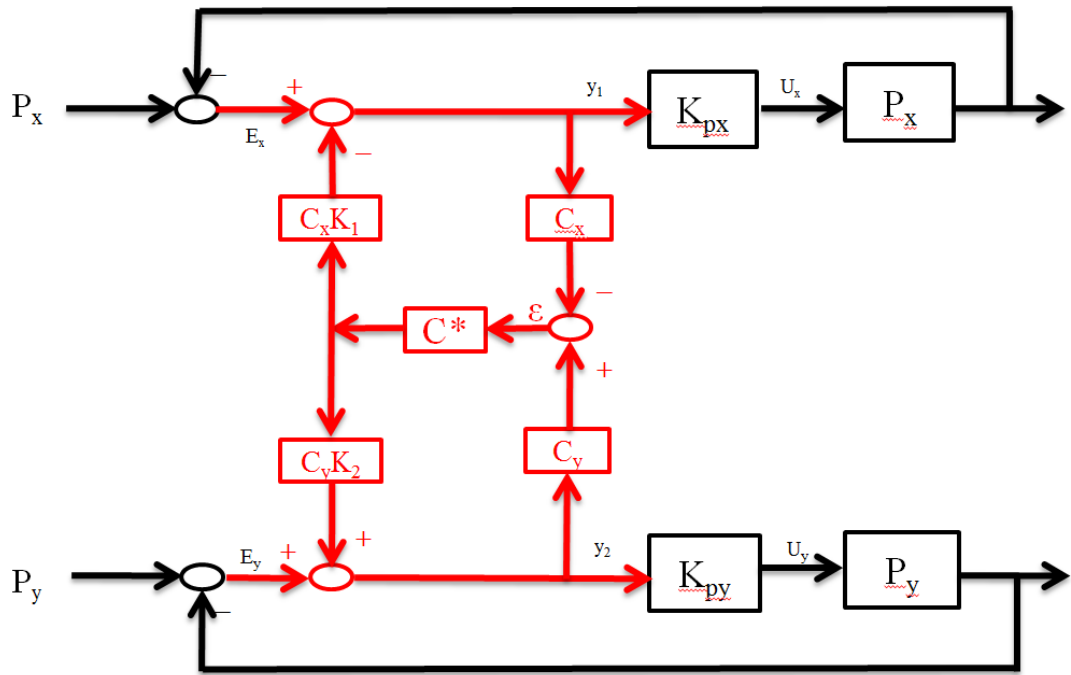


圖 5-3 位置模式交叉耦合器控制架構

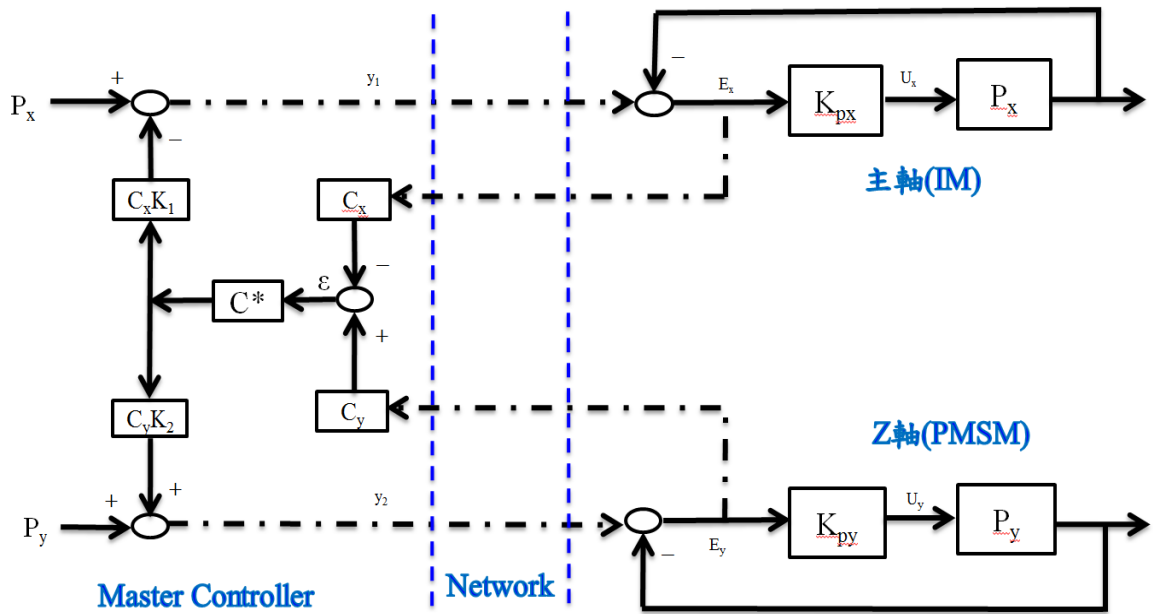


圖 5-4 位置模式交叉耦合控制器含有網路的架構

5.2 網路延遲分析

我們對 Z 軸與主軸做系統鑑別所得之模型做為模擬系統，模擬 V_type CCC 和 P_type CCC 的差異，輸入兩軸位置命令為每次取樣頻率累加 10，同動誤差如表 5-1 所示。從表中可以發現在沒有網路延遲時和理論推導一樣，兩個架構的補償效果相同，同動誤差相等。而在我們的實驗架構中有使用到網路傳輸，若有網路延遲的現象發生時，會使整體補償效果變差，甚至會有發散的情況。從表 5-1 可以發現當延遲變大時，補償效果變差，同動誤差變大。甚至到了延遲時間為 16 ms 時 V_type CCC 已發散，但 P_type CCC 仍維持穩定

要使整個系統穩定，主軸和 Z 軸必須各自都是穩定。以單軸來看，CCC 補償值經過延遲後補償錯誤就和一般系統在回授值有網路延遲導致錯誤一樣。而網路延遲對單軸系統的增益(magnitude)沒有影響但會使相位(phase)下降 $T_d\omega$ ，能容忍的最大網路延遲就是在增益交越頻率(gain crossover frequency)的時候最多下降相位邊界(phase margin, PM)的值

$$T_d\omega_g = PM \frac{\pi}{180^\circ} \quad (5-8)$$

V_type CCC 是補償到速度迴路，速度迴路的 $PM=47.9^\circ$, $\omega_g=70.9 \text{ rad/s}$ ，根據式(5-8)

$$\begin{aligned} T_d * 70.9 &= 47.9 \frac{\pi}{180^\circ} \\ \Rightarrow T_d &= 11.79ms \end{aligned}$$

而 P_type CCC 是補償到位置迴路，位置迴路的 $PM=93.1^\circ$, $\omega_g=3.87 \text{ rad/s}$

$$\begin{aligned} T_d * 3.87 &= 93.1 \frac{\pi}{180^\circ} \\ \Rightarrow T_d &= 420ms \end{aligned}$$

故 P_type CCC 比 V_type CCC 網路延遲的容忍度高

表 5-1 不同網路延遲的最大同動誤差

system delay(ms)	V_type	P_type
0	10.9	10.9
1	11.2	17.0
2	11.5	21.1
3	12.0	24.0
4	12.6	26.2
5	13.2	28.0
6	14.0	29.5
7	14.9	30.8
8	15.8	32.0
9	16.7	33.0
10	17.6	33.9
11	18.5	35.2
12	19.4	37.1
13	20.2	38.8
14	21.1	40.5
15	22.0	42.0
16	unstable	43.4
17	unstable	44.8
18	unstable	46.1
19	unstable	47.3

5.3 網路延遲實作結果

表 5-2 為實際馬達在不同網路延遲下，V_type CCC 和 P_type CCC 的最大同動誤差。主軸以及 Z 軸命令和第四章的攻牙命令相同，但為了快速觀察網路延遲的影響，我們將補償器增益調大。因為補償器增益調大的關係，使補償值過大導致同動誤差變大，但可以發現隨著延遲時間增加，最大同動誤差變大，到了延遲 5 ms 時 V_type CCC 已經發散，但 P_type CCC 仍維持穩定。

表 5-2 不同網路延遲的最大同動誤差(um)

system delay(ms)	V_type	P_type
0	288.9	288.8
1	289.1	292.1
2	291.4	293.4
3	293.2	295.9
4	303.4	299.2
5	unstable	301.7
6	unstable	305.6
7	unstable	309.9
8	unstable	323.4
9	unstable	330.7

5.4 攻牙命令實驗結果

圖 5-5 為實際用馬達執行第四章的攻牙命令，可以發現和模擬不同，P_type CCC 的最大同動誤差為 $19.45\ \mu\text{m}$ ，而 V_type CCC 的最大同動誤差為 $14.88\ \mu\text{m}$ ，兩者並不相等，P_type CCC 的最大同動誤差較大，主要是因為在實際馬達控制時，速度迴路的取樣時間和位置不同。圖 5-6 為在 V_type CCC 的架構下，將速度迴路的取樣時間改變，在取樣頻率 $7.5\ \text{KHz}$ 時最大同動誤差為 $14.88\ \mu\text{m}$ ，而取樣頻率 $3\ \text{KHz}$ 時最大同動誤差為 $22.28\ \mu\text{m}$ ，補償效果較差。P_type CCC 是補償在位置迴路，即取樣頻率為 $1\ \text{KHz}$ ，比 $7.5\ \text{KHz}$ 的速度迴路慢，故補償效果較差，同動誤差大。

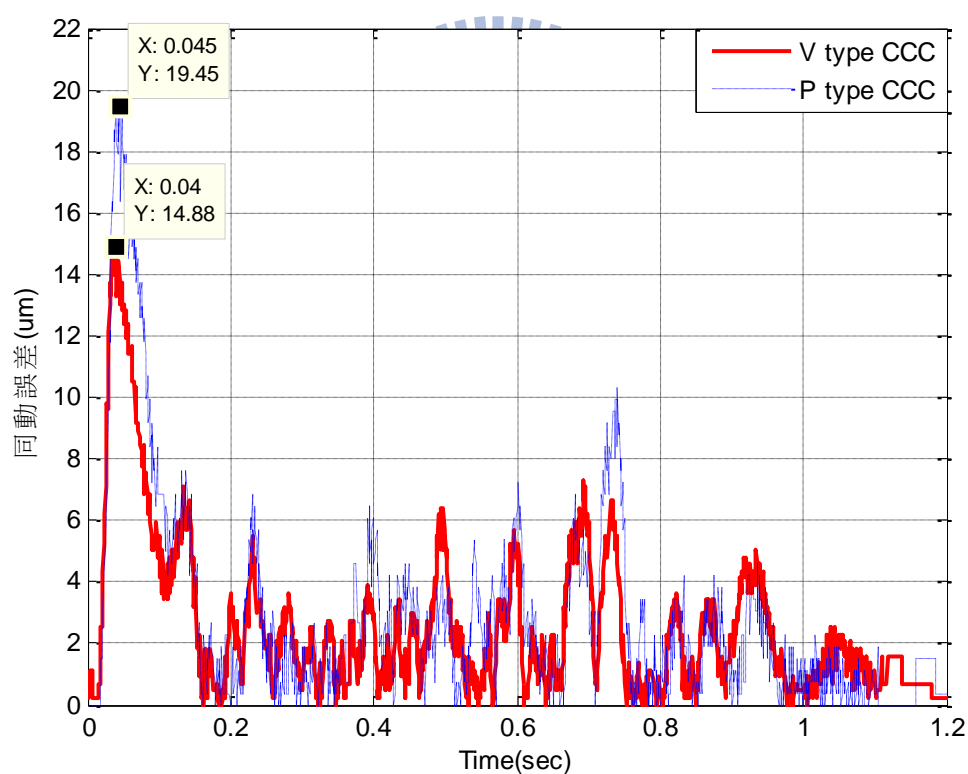


圖 5-5 P_type 和 V_type CCC 的同動誤差

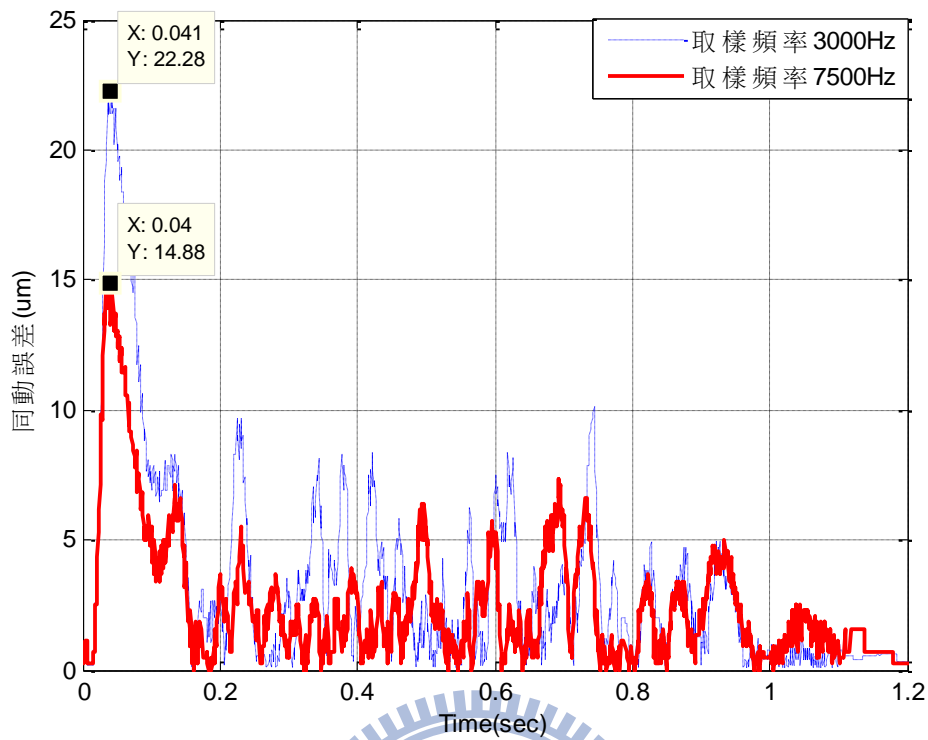
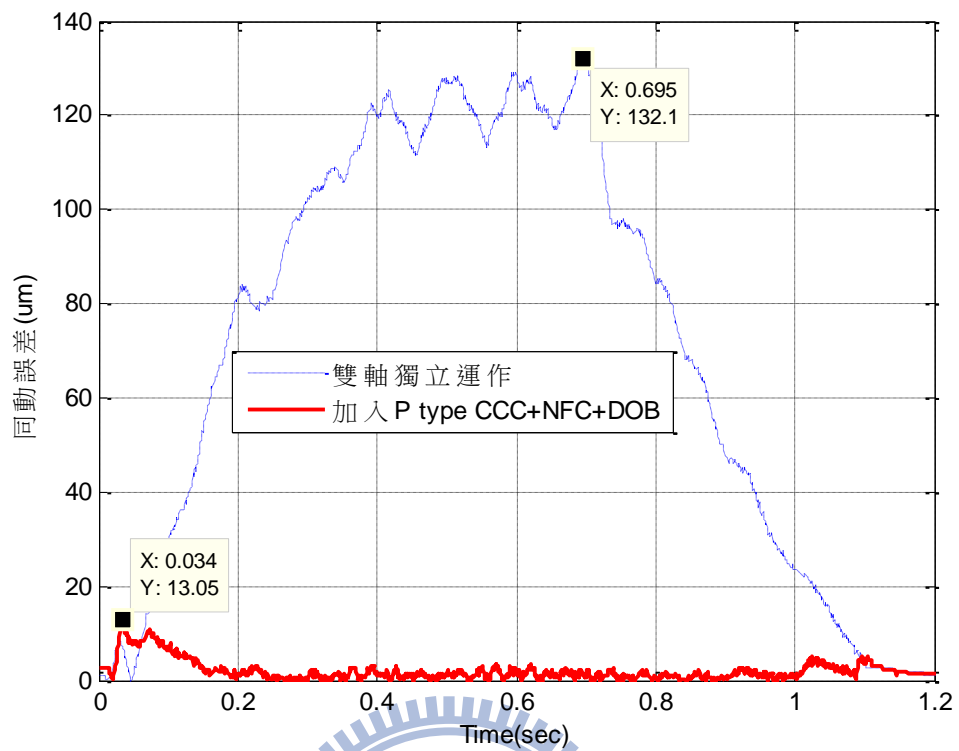
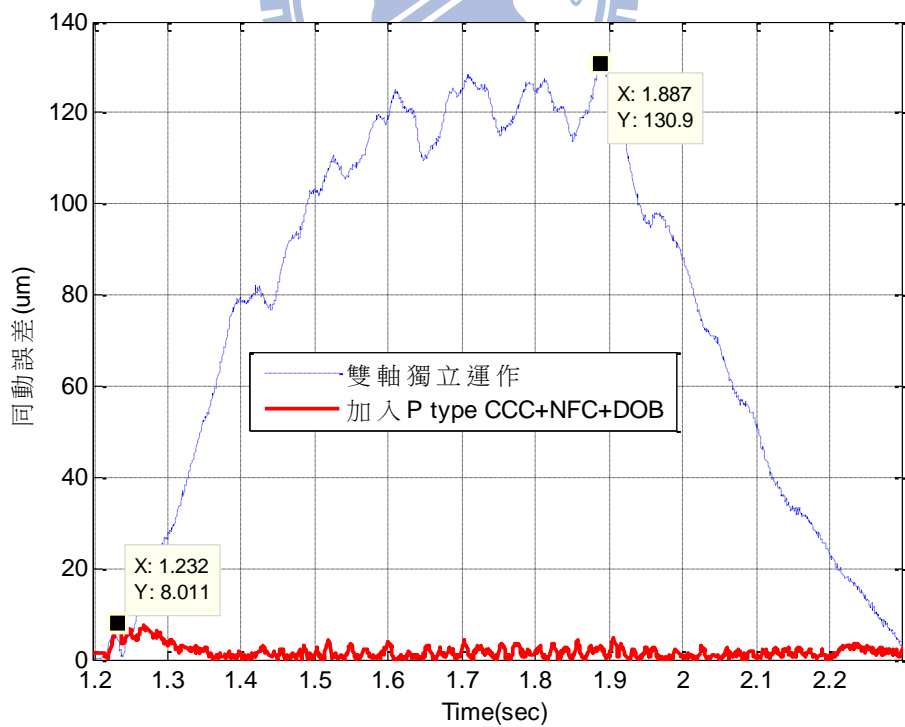


圖 5-6 V_type CCC 架構下不同取樣時間的同動誤差

圖 5-7 為雙軸獨立運作與加入 P_type CCC 整合控制器之同動誤差，可以發現最大同動誤差為 8.0 μm 。而加入 V_type CCC 整合控制器，同動誤差如圖 4-13 所示，最大同動誤差為 4.3 μm ，加入 P_type CCC 整合控制器的改善效果較差，最大同動誤差較大。



(a) Operation 3 的同動誤差



(b) Operation 4 的同動誤差

圖 5-7 雙軸獨立控制與加入 P_type CCC 整合控制器響應比較

5.5 P_type CCC 實現於 CNC 攻牙機

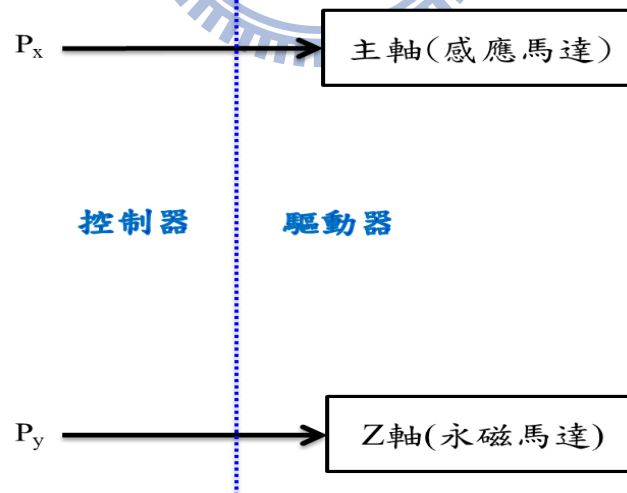
我們將 P_type CCC 實現在 CNC 剛性攻牙上，圖 5-8 為我們使用的機台，表 5-3 則是機台所使用之馬達規格，控制器為新代科技公司提供，使用的刀具為 M6，pitch 設定為 1 mm，加工的材料是鋁，整體架構如圖 5-9 所示，在新代控制器固有的架構下，維持其參數設定並加入 P_type CCC。表 5-4 為空載測試，可以發現使用原本新代的控制器時，在主軸轉速超過 2000 rpm 以後最大同動誤差都超過 10 μm ，使用 P_type CCC 後，補償器增益維持在 8 可以使最大同動誤差降低，但仍然無法改善至 10 μm 以內，然而我們在每個主軸轉速下將補償器增益調整至最好的情況下，可以讓最大同動誤差即使在 6000 rpm 也能維持在 10 μm 以內。因此我們根據空載的實驗結果，執行實作攻牙命令，結果如表 5-5 所示，即使在實際攻牙時，根據主軸轉速調整至最佳的補償器增益，可以使最大同動誤差改善至 10 μm 以內。



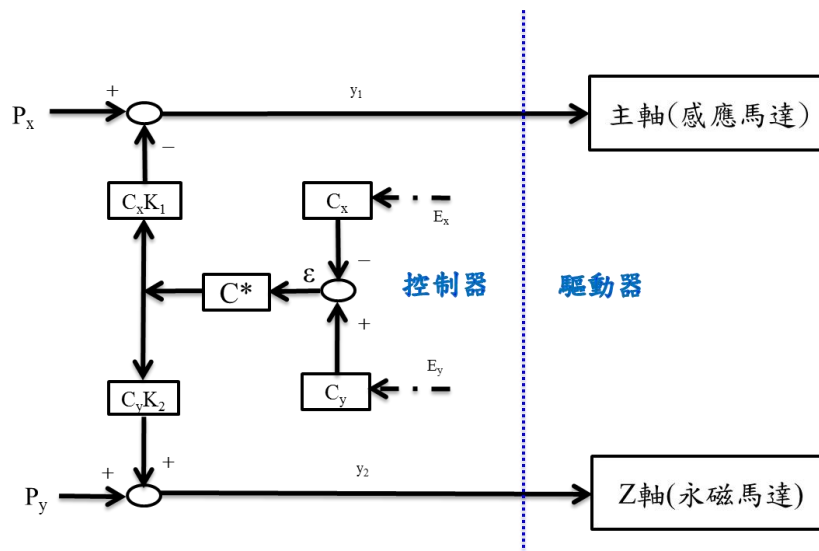
圖 5-8 CNC 攻牙機

表 5-3 CNC 工具機馬達之規格

機台型號	ARES / R4530		
軸向	XY	Z	C
驅動器型號	SGDM-10AD	SGDM-20AD	VE2.04(7.5HP)
馬達種類	永磁馬達	永磁馬達	感應馬達(4極)
馬達型號	SGMGH-10ACA6C	SGMGH-20ACA6C	SVM-90M (晟昌氣冷)
額定功率 (KW)	0.85	1.8	3.7
額定電流 (A)	7.1	16.7	17.87
額定扭力 (N-m)	5.39	11.5	11.67
額定轉速 (rpm)	1500	1500	3000
最大轉速 (rpm)	3000	3000	12000



(a)固有新代控制器整體架構



(b)加入 P_type CCC 整體架構

圖 5-9 CNC 攻牙機整體控制架構

表 5-4 CNC 工具機空載測試結果(um)

主軸轉速(rpm)	控制器		P_type CCC	
	新代控制器 ($K_{px}=K_{py}=30$)	P_type CCC ($C^*=8$)	P_type CCC (調整至最佳 C^*)	
1000	8.68	8.12	7.27	($C^*=15$)
2000	13.56	11.36	8.30	($C^*=20$)
3000	14.45	12.45	7.63	($C^*=22$)
4000	16.46	13.22	7.98	($C^*=23$)
5000	14.51	12.11	7.19	($C^*=25$)
6000	16.74	14.26	8.34	($C^*=28$)

表 5-5 CNC 工具機實際攻牙結果(μm)

主軸轉速(rpm)	控制器		P_type CCC	
	新代控制器 ($K_{px}=K_{py}=30$)	P_type CCC ($C^*=8$)	P_type CCC (調整至最佳 C^*)	
1000	9.22	7.96	6.8	($C^*=15$)
2000	12.73	10.88	8.54	($C^*=20$)
3000	13.84	12.26	7.63	($C^*=22$)
4000	15.44	13.64	7.74	($C^*=23$)
5000	14.76	12.88	6.48	($C^*=25$)
6000	16.50	13.52	8.83	($C^*=28$)

註:可接受之攻牙品質，最大同動誤差需小於 $10 \mu m$

5.6 小結

由於在一般驅動器上難以實現 V_type CCC，故我們新推導出 P_type CCC 架構，將原先從速度迴路補償的補償值，改由相對應的量從位置迴路補償，理論上可達到相同的運動精密度改善效果。相關之成果整理如下：

1. 模擬結果

在沒有網路延遲的情況下，V_type 和 P_type CCC 的補償效果相同。

而有網路延遲時，V_type CCC 在延遲 $16 ms$ 時發散，但 P_type CCC 仍然維持穩定。

2. 實驗結果

(a) 取樣頻率不同

加入 P_type CCC 整合控制器後的最大同動誤差為 $8.0 \mu m$ ，比使用 V_type CCC 整合控制器的 $4.3 \mu m$ 還要大，主要是因為 P_type

CCC 是補償在位置迴路，而位置迴路之取樣頻率較速度迴路為慢，所導致補償效果較差。

(b) 網路延遲

V_type CCC 架構在延遲 5 ms 時即已發散，但 P_type CCC 依然保持穩定。雖然 P_type CCC 的補償效果因取樣頻率較低而較差，但是網路延遲容忍度比 V_type CCC 好，甚至延遲到 9 ms 時仍維持良好的運動經度，並且更容易實現於一般驅動器上。

3. 攻牙結果

將 P_type CCC 架構應用在實際攻牙上，使最大同動誤差獲得改善，在不同的主軸轉速下，有其最佳的補償器增益值。若調整至最佳增益值，即使主軸轉速在 6000 rpm 的情況下，最大同動誤差仍然在 10 μm 以內。



第六章 結論

本論文實現了感應馬達的速度及位置閉迴路控制，並加入精密控制器，使其與特性差異甚大的永磁馬達做同步運動控制，並應用此技術在 CNC 剛性攻牙過程中降低同動誤差。並在最後推導了位置迴路交叉耦合控制器，使其更容易實現在一般驅動器上。

本論文所達成之研究成果整理如下：

1. 感應馬達控制

(a) 轉子常數自動調整

本文設計一套轉子常數自動調整方法，無論初始值比實際值大或小都能調整至接近實際的值，使感應馬達的響應達到最好，上升時間約為 50 ms。

(b) 弱磁控制

在運動命令超過額定轉速後，可藉由降低磁通來防止反電動勢飽和，成功讓感應馬達突破原來被限制的速度 900 rpm 並提升至 4000 rpm。

2. 攻牙之雙軸同動誤差改善

(a) 以 CCC 控制協調雙軸特性不同

使用 CCC 雙軸補償將兩軸誤差同時納入考量，補償至雙軸協調其特性，最大同動誤差可從 132.1 μm 改善至 14.9 μm 。其補償效果相較於 Z 軸追隨主軸改善至 53.8 μm 和 CCC 單軸補償改善至 24.0 μm 均來得好。

(b) 補償非線性因素

除了以 CCC 雙軸補償來協調雙軸特性，並進一步加入 NFC 補償非線性摩擦力與 DOB 以抑制外部擾動，整合 CCC、NFC 及 DOB 將最大

同動誤差由 $132.1\ \mu\text{m}$ 降至 $4.3\ \mu\text{m}$ ，改善率達 96.74%。

(c) 攻牙速度改變

在同樣的時間內，將主軸攻牙速度作 $300\ \text{rpm}$ 的變化，加入了整合控制器(CCC+NFC+DOB)之後，最大同動誤差變化由 $40\ \mu\text{m}$ 縮減至 $0.5\ \mu\text{m}$ 內，即使主軸攻牙速度提高，最大同動誤差的變化可以保持很小。

3. 位置迴路交叉耦合控制器

一般驅動器不易實現原始交叉耦合控制器(V_type CCC)架構，本文推導出位置迴路交叉耦合控制器(P_type CCC)，使其補償位置改由位置命令輸入，雖然取樣頻率較慢而導致補償效果較差，但是其架構較易實現於一般驅動器上，且網路延遲時間容忍度較 V_type CCC 佳，在本文中，V_type CCC 架構在延遲 $5\ \text{ms}$ 時發散，但 P_type CCC 可容忍至 $9\ \text{ms}$ 依然保持穩定。而將其架構實現於 CNC 攻牙機上，在調整至最佳增益值的情況下，成功在主軸轉速 $6000\ \text{rpm}$ 時最大同動誤差改善至 $10\ \mu\text{m}$ 以內。

本論文之研究成果，使用 P_type CCC 實現在 CNC 剛性攻牙機上，達到減少同動誤差的效果。未來將進一步探討其加速度的變化，減少刀具的磨損，並期望進一步在實際機台上陸續實現 NFC 以及 DOB 的架構，使整體改善效果更佳。

參考文獻

- [1] 段漢民, “PC-Based 架構下工具機軌跡追蹤控制性能之提升,” 逢甲大學, 碩士論文, 中華民國 91 年
- [2] 蘇奕丞, “CNC 工具機剛性攻牙之實現,” 國立中央大學, 碩士論文, 中華民國 91 年
- [3] 林栩永, “鼠籠式感應馬達 DSP 向量控制伺服驅動器之研製,” 國立交通大學, 碩士論文, 中華民國 86 年
- [4] “F281x ACI3_3: Sensored Indirect FOC of 3-phase ACI Motor,” *Texas Instruments*, 2007
- [5] M. Tomizuka, “Zero Phase Error Tracking Algorithm for Digital Control,” *ASME Transactions on Journal of Dynamic System, Measurement and Control*, Vol. 109, pp. 65-68, 1987.
- [6] 蔡政宏, “發展先進運動控制之 CAD 及其於精密 CNC 之實現,” 國立交通大學, 碩士論文, 中華民國 93 年.
- [7] 謝鎮州, “以 CAN bus 建構出高速精密之多軸運動控制器,” 國立交通大學, 碩士論文, 中華民國 91 年
- [8] Y. Koren, “Cross-coupled biaxial computer for manufacturing systems,” *ASME Trans. J. Dyn. Syst., Meas. Contr.*, vol. 102, no. 4, pp. 265-272, 1980.
- [9] Y. Koren and C. C. Lo, “Variable gain cross-coupling control,” *CIRP Proc. Manufacturing Systems*, vol. 40, pp. 371-374, 1991.
- [10] Y. Koren and C. C. Lo, “Advanced controller for feed drivers,” *Annals of the CIRP*, vol. 41, pp. 689-698, 1992
- [11] 葉賜旭, “改善 CNC 工具機運動輪廓精度的控制器設計策略,” 國立交通大學, 碩士論文, 中華民國 85 年.
- [12] 葉賜旭, “多軸運動系統之整合式控制器及參數化差值器設計,” 國立交通大學, 博士論文, 中華民國 89 年.
- [13] S. S. Yeh and P. L. Hsu, “Theory and applications of the robust cross-coupled

- control design,” *ASME J. Dyn. Syst., Meas. Contr.*, vol. 121, no. 3, pp. 524-530, Sep. 1999a
- [14] S. S. Yeh and P. L. Hsu, “Analysis and design for the integrated controller for precise motion systems,” *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 7, no. 6, pp. 706–717, Nov. 1999b.
- [15] S. S. Yeh and P. L. Hsu, “Estimation of the contouring error vector for the cross-coupled control design,” *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, vol. 7, no. 1, pp. 44–51, 2000.
- [16] Benjamin C. Kuo and Farid Golnaraghi, *Automatic Control Systems*, 8th ED, John Wiley & Sons, 2003
- [17] C. T. Johnson and R. D. Lorenz, “Experimental Identification of Friction and Its Compensation in Precise, Position Controlled Mechanisms,” *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 28, Issue 6, pp. 1392-1398, Nov.-Dec. 1992.
- [18] A. H. Brain, D. Pierre, and C. D. W. Carlos, “A Survey of Models, Analysis Tools and Compensation Methods for the Control of Machines with Friction,” *Automatica*, Vol. 30, No. 7, pp. 1083-1138, 1994.
- [19] C. Canudas, K. Astrom, and K. Braun, “Adaptive Friction Compensation in DC Motor Drives,” *Proceedings 1986 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Vol. 3, pp. 1556-1561, Apr. 1986.
- [20] H. Lee, J. W. Ahn, and Y. J. An, “Dual Speed Control Scheme of Servo Drive System for a Nonlinear Friction Compensation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, Issue 2, pp. 959-965, March 2008
- [21] G. F. Franklin, J. D. Powell, and M. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*, 3rd ED, Addison Wesley Longman, 1998
- [22] 劉醇偉, “CNC 伺服馬達之精密控制、自動調整補償、與遠端監控,” 國立交通大學, 碩士論文, 中華民國 97 年