

# 國立交通大學

## 電機與控制工程學系

### 碩士論文

CNC 伺服馬達之精密控制、自動調整補償、

與遠端監控

Precision Motion Control, Auto-tuning, and  
Remote Monitoring of CNC Servo Motors

研究生：劉醇偉

指導教授：徐保羅 博士

中華民國九十七年七月

CNC 伺服馬達之精密控制、自動調整補償、與遠端監控

Precision Motion Control, Auto-tuning, and  
Remote Monitoring of CNC Servo Motors

研 究 生：劉醇偉

Student : Chun-Wei Liu

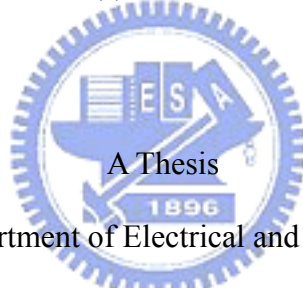
指導教授：徐保羅 博士

Advisor : Dr. Pau-Lo Hsu

國立交通大學

電機與控制工程學系

碩士論文



Submitted to Department of Electrical and Control Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master

in

Electrical and Control Engineering

July 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年七月

# CNC 伺服馬達之精密控制、自動調整補償、與遠端監控

研究生：劉醇偉

指導教授：徐保羅 博士

國立交通大學電機與控制工程學系

## 摘要

本論文完成以 DSP2812 為控制核心的永磁式交流同步伺服馬達驅動器，可接收並列輸出的編碼器，亦可以接收特定幾款串列輸出的弦波編碼器，並將驅動器的硬體與軟體加以模組化，以便研究人員能夠容易的複製硬體，並且對伺服控制架構能夠快速的上手。

在實際應用上，伺服馬達在工業界的應用場合非常廣泛，其負載條件往往不同，為了使其有良好的性能，本文提出以擾動觀測器進行轉動慣量與黏滯係數的自動估測，除了提供 PI 控制器增益的調整，擾動觀測器亦可抑制外部擾動，使伺服馬達的剛性提升。在許多運動控制的應用中，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，本文採用前饋式非線性補償器補償非線性摩擦力。最後在 DYNA CNC 1007 工具機循環實驗的結果指出，其真圓度偏差量由  $13.327 \mu m$  改善至  $2.004 \mu m$ ，輪廓誤差有效值由  $2.209 \mu m$  改善至  $0.521 \mu m$ ，其品質已超越一般工業用驅動器。

本文最後透過乙太網路(Ethernet)與 RS-232 實現伺服馬達遠端監控系統，提供遠端獲得系統模型、摩擦力曲線與負載慣量比等重要資訊，使遠端的專家可以輔助現場人員調整設備，縮短與客戶端之間的距離，可大幅降低維修成本。

# Precision Motion Control, Auto-tuning, and Remote Monitoring of CNC Servo Motors

Student : Chun-Wei Liu

Advisor : Dr. Pau-Lo Hsu

Department of Electrical and Control Engineering  
National Chiao-Tung University

## ABSTRACT

The DSP microcontroller TMS320F2812 is adopted as the core of servo driver for permanent magnet synchronous motors (PMSM) in this study with both parallel and serial transmission from the encoder. The present modular design in both hardware and software provides researchers easy implementation of advanced motion control design.

In real applications, servo motors are usually applied to varied loading conditions. In order to maintain satisfactory control performance, the disturbance observer (DOB) is applied to estimate linear properties of the motor system in the inertia and the viscous friction. The estimation results will automatically provide the suitable PI gain but also can be fed to the input signals to reject external disturbance. Thus, the stiffness of servo systems increases. In real motion control, its precision is limited by friction which is in a nonlinear nature. The nonlinear friction is estimated in this paper and its results are applied as a feedforward nonlinear compensator to compensate friction effectively. Experiment result on both the servo motor and the DYNA CNC 1007 machine tool show that the proposed design and realization render satisfactory contouring performance in which is improved from  $13.327 \mu m$  to  $2.004 \mu m$  and the RMS of contouring error is improved from  $2.209 \mu m$  to  $0.521 \mu m$ .

In the last part of this thesis, the remote monitoring of servo motors is implemented on Ethernet and RS-232. The remote site is designed to receive system model, nonlinear friction curve, and inertia of motor, etc. The remote expert can help local engineers to adjust servo motors through network to main its best performance.

## 致謝

首先要感謝指導教授徐保羅 博士在我兩年研究生活中的耐心指導，當研究遇到問題與挫折時，能幫助我一起尋求突破之道，使我能順利的完成碩士學位，並且在這短短的兩年間使我成長許多，在此表達我最真誠的敬意與感謝。另外感謝口試委員孫弘 博士、游源成 博士、葉賜旭 博士對於本論文的指正和給予寶貴的建議，使得本論文更加完善。

感謝支持本研究的新代科技公司，提供完善的設備與相關知識，並與我一起突破許多研究的困境；感謝煒生學長、鎮洲學長、建良學長和琮政學長在研究方面給我更多不同的思考方向，讓我思考問題更加周密；感謝景文學長、興漢學長、宗翰學長、元銘學長、孝麟學長、瑞原學長、宗勝學長、兩坤學長和林億學長在課業、研究、生活上的砥礪與幫助；感謝同學建龍、也強和學弟煒智、任斌、正忠、子強陪伴我完成這段重要的研究所生活，並且時常地分享生活趣事讓實驗室充滿歡笑和活力。特別對建良學長和也強在研究與實驗上的大力幫忙，獻上誠摯地感謝。感謝所有夥伴這兩年在 Lab 816 給我的美好回憶。因有你們的鼓勵讓我有更多的勇氣接受各種挑戰，一步步地向前邁進。

最後，將此論文獻給我最敬愛的父親 劉昌煥先生、母親 蕭素華女士、哥哥 劉醇翊，以及所有關心我的朋友，因為有你們在身旁的支持與關懷，使我能夠心無旁騖地完成學業，並且順利地克服我人生中的每一個重大考驗。

# 目錄

摘要 .....	i
ABSTRACT .....	ii
致謝 .....	iii
目錄 .....	iv
表目錄 .....	vii
圖目錄 .....	viii
<b>第一章 緒論 .....</b>	<b>1</b>
1.1 研究動機與目的 .....	1
1.2 研究背景與發展概況 .....	1
1.3 問題描述 .....	2
1.4 研究方法 .....	3
1.5 論文架構 .....	4
<b>第二章 永磁式交流同步馬達控制與硬體架構 .....</b>	<b>5</b>
2.1 數學模型 .....	5
2.2 座標轉換 .....	7
2.3 硬體介紹 .....	12
2.3.1 eZdsp™ F2812 DSK 之功能介紹 .....	15
2.3.2 與 Power stage 及連接外部控制器之介面電路 .....	17
2.3.3 伺服馬達 .....	28
2.4 伺服控制 .....	29
2.4.1 速度 Anti-windup PI 控制器 .....	29
2.4.2 位置迴路控制 .....	33
<b>第三章 擾動觀測器 DOB 設計與 Auto-tuning .....</b>	<b>36</b>
3.1 擾動觀測器 .....	36
3.2 以 DOB 自動估測轉動慣量與黏滯係數 .....	41
3.2.1 黏滯係數之估測 .....	43
3.2.2 轉動慣量之估測 .....	44
3.2.3 轉動慣量與黏滯係數自動估測 .....	45

3.3 伺服控制增益調整 .....	51
3.4 以 DOB 達成速度 ripple 之分析與抑制 .....	53
3.4.1 速度 ripple 與三相電流平衡分析 .....	54
3.4.2 速度 ripple 抑制 .....	59
<b>第四章 前置控制器與摩擦力補償器 .....</b>	<b>62</b>
4.1 CNC 機台介紹 .....	62
4.2 前置控制器 .....	63
4.2.1 零相位誤差追跡控制器設計 .....	64
4.2.2 零相位誤差追跡控制器的實驗結果 .....	68
4.3 非線性摩擦力補償器 .....	69
4.3.1 摩擦力模型介紹 .....	69
4.3.2 摩擦力造成的原因與對系統產生的影響 .....	70
4.3.3 非線性摩擦力補償器設計 .....	73
<b>第五章 應用於 CNC 機台上的實驗結果 .....</b>	<b>76</b>
5.1 不同控制器於 CNC 工具機空載的實驗結果 .....	76
5.1.1 PI 控制器實驗 .....	76
5.1.2 加入 NFC 實驗 .....	78
5.1.3 加入 DOB 實驗 .....	80
5.1.4 加入 DOB+NFC 實驗 .....	82
5.1.5 Auto-tuning+DOB+NFC 實驗 .....	84
5.2 不同控制器於 CNC 工具機加載的實驗結果 .....	87
5.2.1 PI 控制器實驗 .....	87
5.2.2 加入 NFC 實驗 .....	89
5.2.3 加入 DOB 實驗 .....	91
5.2.4 加入 DOB+NFC 實驗 .....	93
5.2.5 Auto-tuning+DOB+NFC 加載實驗 .....	95
5.3 增加循圓速度的實驗結果 .....	97
5.3.1 空載實驗 .....	97
5.3.2 加載實驗 .....	101
5.4 實驗結果分析 .....	105

<b>第六章 網路遠端監控系統設計</b> .....	112
6.1 遠端監控系統之架構 .....	112
6.1.1 資料傳輸格式.....	113
6.1.2 遠端監控系統之軟體介面.....	115
6.2 遠端監控系統之功能 .....	118
6.2.1 JOG 模式 .....	118
6.2.2 NFC 模式 .....	119
6.2.3 DOB 模式.....	120
6.2.4 ID 模式 .....	121
6.2.5 監控模式 .....	123
<b>第七章 結論</b> .....	127
<b>參考文獻</b> .....	128





## 表目錄

表 2-1 驅動器的連接端定義 .....	15
表 2-2 ALTERA MAX3000A 系列的 I/O 電壓準位 .....	18
表 2-3 ALTERA 燒錄埠之定義 .....	19
表 2-4 I/O 連接端之定義 .....	25
表 2-5 編碼器連接端之定義 .....	26
表 2-6 RS-232 連接端之定義 .....	27
表 2-7 Tamagawa 伺服馬達之規格 .....	28
表 2-8 不同的 Anti-windup PI 控制器的最大過越量百分比 .....	33
表 3-1 負載慣量比在不同的加速度下之估測值 .....	51
表 4-1 DYNA MYTE 1007 CNC machine 的 XYZ Table 之規格 .....	63
表 4-2 加入 ZPETC 前後的實驗數據 .....	69
表 5-1 不同控制器於 CNC 工具機空載之實驗數據(1200 mm/min) .....	106
表 5-2 不同控制器於 CNC 工具機加載之實驗數據(1200 mm/min) .....	107
表 5-3 增加循圓速度於 CNC 工具機有無載之實驗數據(2400 mm/min) ....	108
表 6-1 遠端監控系統的功能定義表 .....	114



## 圖目錄

圖 2-1 三相二極永磁式同步馬達結構圖.....	5
圖 2-2 馬達於複數平面上的靜止與同步旋轉座標系統.....	8
圖 2-3 永磁式交流同步馬達在同步旋轉座標系統下的動態模型.....	12
圖 2-4 伺服系統基本方塊圖.....	13
圖 2-5 本文發展的 DSP2812 伺服馬達驅動器與盟立後級放大器結合.....	14
圖 2-6 TI TMS320F2812 DSP 功能方塊圖.....	17
圖 2-7 DSP F2812 與 Power stage 介面電路之示意圖.....	18
圖 2-8 ALTERA 燒錄埠之圖樣.....	19
圖 2-9 3.3 轉 5V 電壓準位轉換電路.....	20
圖 2-10 Tamagawa 轉換晶片 AU5561 之圖樣.....	21
圖 2-11 Tamagawa 轉換晶片 AU5561 之應用電路.....	21
圖 2-12 外部數位輸入之應用電路.....	22
圖 2-13 接收上層控制器的 Pulse command 之應用電路.....	22
圖 2-14 編碼器回授至上層控制器之應用電路.....	23
圖 2-15 霍爾電流感測器之類比信號進入 DSP ADC 之前的介面電路.....	24
圖 2-16 RS-232 介面電路.....	24
圖 2-17 I/O 連接端之圖樣.....	25
圖 2-18 編碼器連接端之圖樣.....	26
圖 2-19 RS-232 連接端之圖樣.....	27
圖 2-20 Tamagawa 伺服馬達 400W 的實體圖.....	28
圖 2-21 位置控制系統架構圖.....	29
圖 2-22 傳統的 Anti-windup PI 控制器之方塊圖.....	30
圖 2-23 改良的 Anti-windup PI 控制器之方塊圖[12].....	31
圖 2-24 傳統的 Anti-windup PI 控制器的速度步階響應.....	31
圖 2-25 改良的 Anti-windup PI 控制器的速度步階響應.....	32
圖 2-26 改良的 Anti-windup PI 控制器之 900~3000 rpm 速度步階響應.....	33
圖 2-27 位置前饋控制器之方塊圖.....	34
圖 2-28 伺服馬達的示意圖.....	35
圖 3-1 DOB 的控制架構.....	36
圖 3-2 DOB 實驗的速度命令與干擾訊號.....	39
圖 3-3 馬達空載及無電流干擾訊號的速度響應.....	39
圖 3-4 DOB 消除外部干擾的實驗結果.....	40
圖 3-5 DOB 修正 Modeling error 的實驗結果.....	41
圖 3-6 以 DOB 自動估測轉動慣量與黏滯係數之架構.....	42
圖 3-7 以 DOB 自動估測轉動慣量與黏滯係數之速度命令.....	43
圖 3-8 當估測的黏滯係數大於實際黏滯係數之 DOB 輸出.....	44
圖 3-9 當估測的轉動慣量大於實際轉動慣量之 DOB 輸出.....	45
圖 3-10 分解轉動慣量與黏滯係數自動估測之 DOB 輸出.....	47
圖 3-11 以 DOB 自動估測轉動慣量與黏滯係數之流程圖.....	48
圖 3-12 負載慣量環.....	49
圖 3-13 馬達空載的轉動慣量估測.....	49

圖 3-14 馬達加上 2.4 倍慣量環的轉動慣量估測 .....	50
圖 3-15 馬達加上 4.3 倍慣量環的轉動慣量估測 .....	50
圖 3-16 比較空載與加上 2.4 倍慣量環的步階響應 .....	52
圖 3-17 加上 2.4 倍慣量環且放大 3.4 倍 P 增益的步階響應 .....	52
圖 3-18 加上 4.3 倍慣量環且放大 5.3 倍 P 增益的步階響應 .....	52
圖 3-19 8-poles 伺服馬達之 300 rpm 響應(5Hz) .....	53
圖 3-20 三相電流平均值為非零的影響之模擬 .....	56
圖 3-21 三相電流振幅不同的影響之模擬 .....	58
圖 3-22 三相電流平均值為非零，且振幅也不同的影響之模擬 .....	59
圖 3-23 修正伺服馬達三相電流平均值之 300 rpm 響應 .....	60
圖 3-24 以 DOB 修正伺服馬達三相電流之 300 rpm 響應 .....	61
圖 4-1 DYNA MYTE 1007 CNC machine .....	62
圖 4-2 ZPETC 基本架構圖 .....	64
圖 4-3 鑑別位置閉迴路的輸入信號 .....	66
圖 4-4 Y 軸位置閉迴路加入 ZPETC 前後之頻率響應的模擬結果 .....	67
圖 4-5 Y 軸 Table 的位移量命令 .....	68
圖 4-6 Y 軸尚未加入 ZPETC 的實驗追跡誤差 .....	68
圖 4-7 Y 軸加入 ZPETC 後的實驗追跡誤差 .....	69
圖 4-8 不同的摩擦力模型 .....	70
圖 4-9 Quadrant glitches .....	71
圖 4-10 摩擦力與運動速度之關係 .....	71
圖 4-11 靜摩擦力與動摩擦力之不同 .....	72
圖 4-12 slip-stick 現象所產生之輪廓誤差 .....	72
圖 4-13 無摩擦力補償之一般馬達控制之速度迴路 .....	73
圖 4-14 前饋式非線性摩擦力補償器架構 .....	74
圖 4-15 X 軸的非線性摩擦力曲線實驗量測 .....	75
圖 4-16 Y 軸的非線性摩擦力曲線實驗量測 .....	75
圖 5-1 X 軸的追跡誤差 .....	77
圖 5-2 Y 軸的追跡誤差 .....	77
圖 5-3 PI 控制的輪廓誤差 .....	77
圖 5-4 PI 控制的循圓軌跡誤差與標準圓 .....	78
圖 5-5 系統加入 NFC 後之 X 軸的追跡誤差 .....	79
圖 5-6 系統加入 NFC 後之 Y 軸的追跡誤差 .....	79
圖 5-7 系統加入 NFC 後之輪廓誤差 .....	79
圖 5-8 系統加入 NFC 後之循圓軌跡誤差與標準圓 .....	80
圖 5-9 系統加入 DOB 後之 X 軸的追跡誤差 .....	81
圖 5-10 系統加入 DOB 後之 Y 軸的追跡誤差 .....	81
圖 5-11 系統加入 DOB 後之輪廓誤差 .....	81
圖 5-12 系統加入 DOB 後之循圓軌跡誤差與標準圓 .....	82
圖 5-13 系統加入 DOB+NFC 後之 X 軸的追跡誤差 .....	83
圖 5-14 系統加入 DOB+NFC 後之 Y 軸的追跡誤差 .....	83
圖 5-15 系統加入 DOB+NFC 後之輪廓誤差 .....	83
圖 5-16 系統加入 DOB+NFC 後之循圓軌跡誤差與標準圓 .....	84
圖 5-17 Auto-tuning+DOB+NFC 之 X 軸的追跡誤差 .....	85

圖 5-18 Auto-tuning+DOB+NFC 之 Y 軸的追跡誤差 .....	85
圖 5-19 Auto-tuning+DOB+NFC 之輪廓誤差 .....	85
圖 5-20 Auto-tuning+DOB+NFC 之循圓軌跡誤差與標準圓 .....	86
圖 5-21 CNC 工具機加載之圖樣 .....	87
圖 5-22 加載後 X 軸的追跡誤差 .....	88
圖 5-23 加載後 Y 軸的追跡誤差 .....	88
圖 5-24 加載後 PI 控制的輪廓誤差 .....	88
圖 5-25 加載後 PI 控制的循圓軌跡誤差與標準圓 .....	89
圖 5-26 加載後系統加入 NFC 之 X 軸的追跡誤差 .....	90
圖 5-27 加載後系統加入 NFC 之 Y 軸的追跡誤差 .....	90
圖 5-28 加載後系統加入 NFC 之輪廓誤差 .....	90
圖 5-29 加載後系統加入 NFC 之循圓軌跡誤差與標準圓 .....	91
圖 5-30 加載後系統加入 DOB 之 X 軸的追跡誤差 .....	92
圖 5-31 加載後系統加入 DOB 之 Y 軸的追跡誤差 .....	92
圖 5-32 加載後系統加入 DOB 之輪廓誤差 .....	92
圖 5-33 加載後系統加入 DOB 之循圓軌跡誤差與標準圓 .....	93
圖 5-34 加載後系統加入 DOB+NFC 之 X 軸的追跡誤差 .....	94
圖 5-35 加載後系統加入 DOB+NFC 之 Y 軸的追跡誤差 .....	94
圖 5-36 加載後系統加入 DOB+NFC 之輪廓誤差 .....	94
圖 5-37 加載後系統加入 DOB+NFC 之循圓軌跡誤差與標準圓 .....	95
圖 5-38 Auto-tuning+DOB+NFC 之 X 軸的追跡誤差 .....	96
圖 5-39 Auto-tuning+DOB+NFC 之 Y 軸的追跡誤差 .....	96
圖 5-40 Auto-tuning+DOB+NFC 之輪廓誤差 .....	96
圖 5-41 Auto-tuning+DOB+NFC 之循圓軌跡誤差與標準圓 .....	97
圖 5-42 PI 控制的輪廓誤差 .....	98
圖 5-43 PI 控制的循圓軌跡誤差與標準圓 .....	98
圖 5-44 Auto-tuning+DOB+NFC 之輪廓誤差 ( $K_{pp} = 4$ ) .....	99
圖 5-45 Auto-tuning+DOB+NFC 之循圓軌跡誤差與標準圓 ( $K_{pp} = 4$ ) .....	99
圖 5-46 Auto-tuning+DOB+NFC 之輪廓誤差 ( $K_{pp} = 8$ ) .....	100
圖 5-47 Auto-tuning+DOB+NFC 之循圓軌跡誤差與標準圓 ( $K_{pp} = 8$ ) .....	100
圖 5-48 加載後 PI 控制的輪廓誤差 .....	101
圖 5-49 加載後 PI 控制的循圓軌跡誤差與標準圓 .....	102
圖 5-50 加載後 Auto-tuning+DOB+NFC 之輪廓誤差 ( $K_{pp} = 4$ ) .....	102
圖 5-51 加載後 Auto-tuning+DOB+NFC 之循圓軌跡 ( $K_{pp} = 4$ ) .....	103
圖 5-52 加載後 Auto-tuning+DOB+NFC 之輪廓誤差 ( $K_{pp} = 8$ ) .....	103
圖 5-53 加載後 Auto-tuning+DOB+NFC 之循圓軌跡 ( $K_{pp} = 8$ ) .....	104
圖 5-54 不同控制器於 CNC 工具機空載之真圓度偏差量比較圖 .....	106
圖 5-55 不同控制器於 CNC 工具機空載之輪廓誤差有效值比較圖 .....	106
圖 5-56 不同控制器於 CNC 工具機加載之真圓度偏差量比較圖 .....	107
圖 5-57 不同控制器於 CNC 工具機加載之輪廓誤差有效值比較圖 .....	107
圖 5-58 CNC 工具機空載於高低速之真圓度偏差量比較圖 .....	109
圖 5-59 CNC 工具機空載於高低速之輪廓誤差有效值比較圖 .....	109

圖 5-60 CNC 工具機加載於高低速之真圓度偏差量比較圖 .....	109
圖 5-61 CNC 工具機加載於高低速之輪廓誤差有效值比較圖 .....	110
圖 5-62 CNC 工具機有無負載於低速之真圓度偏差量比較圖 .....	110
圖 5-63 CNC 工具機有無負載於低速之輪廓誤差有效值比較圖 .....	110
圖 5-64 CNC 工具機有無負載於高速之真圓度偏差量比較圖 .....	111
圖 5-65 CNC 工具機有無負載於高速之輪廓誤差有效值比較圖 .....	111
圖 6-1 遠端監控系統之架構 .....	113
圖 6-2 資料傳輸格式 .....	114
圖 6-3 遠端監控系統之軟體介面(Client 端) .....	116
圖 6-4 遠端監控系統之軟體介面(Server 端) .....	117
圖 6-5 遠端監控系統軟體介面之 JOG 模式 .....	119
圖 6-6 遠端監控系統軟體介面之 NFC 模式 .....	120
圖 6-7 遠端監控系統軟體介面之 DOB 模式 .....	121
圖 6-8 遠端監控系統軟體介面之 ID 模式 .....	122
圖 6-9 遠端監控系統軟體介面之監控模式 .....	123
圖 6-10 簡化位置閉迴路之方塊圖 .....	124
圖 6-11 監控伺服馬達 DOB 輸出的畫面(負載改變了) .....	125
圖 6-12 監控伺服馬達 DOB 輸出的畫面(估測到負載的正確慣量後) .....	125
圖 6-13 監控伺服馬達追跡誤差的畫面(位置 BW=20 Hz) .....	126
圖 6-14 監控伺服馬達追跡誤差的畫面(位置 BW=40 Hz) .....	126



# 第一章 緒論

## 1.1 研究動機與目的

隨著人們生活習慣的改變和高度的工業自動化，各式的馬達應用也越多，其中可精準定位的伺服馬達更廣泛地應用在各式各樣的自動化工業場合中，使得物件的加工更快速、更精準且更安全，自動化生產的良率也提升。伺服馬達的應用場合相當廣泛，例如電腦數值工具機(CNC)、高速高精密的自動生產線、紡織機、機械手臂、機械人、電動車等等。

常見的伺服馬達大致可分為有刷式的永磁直流伺服馬達和無刷式的交流伺服馬達，其中交流伺服馬達有製造成本較低、體積較小且沒有碳刷不用經常維護等優點，但缺點是交流伺服馬達的控制較直流伺服馬達困難許多，藉由交流馬達的向量控制理論[1-2]，將使得交流伺服馬達的控制變得較為簡單，再加上近年來電力電子的技術、變頻器控制與微處理器的高度發展，讓交流伺服控制更容易實現、價格更低廉，已逐漸取代直流伺服馬達。隨著交流伺服馬達的應用越廣泛，且弦波解碼器提供更精密的位置量測，低階的伺服馬達驅動器已不能滿足高科技業的高速高精度之需求，如何提升整體的控制效能已成為重要課題。

## 1.2 研究背景與發展概況

在交流伺服馬達的向量控制方面，至今有相當多的論文提出各種有效的控制架構，在參考文獻[3-4]中，一個典型的永磁式交流同步馬達的向量控制架構已被提出，主要是利用座標轉換的技巧將馬達的定子電流解耦成磁場電流分量與力矩電流分量，以達到磁場與力矩分別控制不互相干擾，進而達成速度控制與弱磁(flux weakening)控制的目的。為了使馬達達到更高於額定轉速的速度應用，使馬達操作在定功率的弱磁控制方法也相繼被提出[5-7]。此外，市面上的伺服驅動器廠商為了讓使用者更方便地應用，開發了許多自動

參數調整的機制，自動適應不同的工作情況，自動調整出最佳的工作狀態。因此不斷的提升控制效能，並且使伺服驅動器更智慧化，更適用在多變的工作環境則是各家伺服驅動器廠商的共同目標。

近年來由於超大型積體電路(VLSI)技術的不斷創新，各種數位訊號處理器(DSP)的性能也都大幅提升，且價格也有顯著的下降，使得各種 DSP 的應用越來越廣泛。本研究採用的是德州儀器公司專為馬達控制所生產的 TMS320F2812 DSP 來做為伺服控制的核心運算處理器，其優點為運算速度較快，運算暫存的位元數較高，並且以 C 語言做程式的開發設計，方便程式的維護且縮短開發的時間。

### 1.3 問題描述

#### 1. 負載與外部擾動對伺服馬達控制系統的影響

從伺服馬達的速度迴路來看，系統的負載改變會直接地影響速度響應，例如轉動慣量的改變會影響到速度動態響應，而黏滯係數的改變不僅會影響到速度的動態響應，也會影響到穩態響應；另外外部擾動，例如切削力也會使系統的響應下降。

#### 2. 電流回授所造成的速度 ripple

伺服馬達控制系統的最內層控制迴路為電流迴路，其響應的好壞會非常直接地影響到整體性能。電流迴路的回授信號是透過霍爾電流感測器所感測到的，並經過振幅縮放與準位拉升，再送至 DSP 的 ADC 端，但是這些電路的電阻一定存在著誤差值，這些種種問題的累積便會造成電流回授信號平均值非零或振幅不同的現象，這使得馬達在定速控制時，發生速度 ripple 的問題。

#### 3. 非線性摩擦力對伺服馬達控制系統的影響

摩擦力是以某種程度的影響力存在於所有的機械設備，在許多運動控制的應用中，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，所以摩擦力通常都會被乎略或是使用一般控制器不當的補償它。例如在 CNC XY 軸循圓的過程中，在 0 度、90 度、180 度及 270 度等轉角的地方均會產生較大的輪廓誤差，這是因為非線性摩擦力所引起的，使得馬達換向的瞬間無法快速地跟上命令。

## 1.4 研究方法

### 1. 以擾動觀測器進行轉動慣量與黏滯係數的自動估測

對於工程師來說，可以利用 trial and error 的方法在特定的負載下，使伺服馬達具有良好的性能，但是如果希望伺服馬達在不同負載皆有相似的性能，就必須得知轉動慣量參數。本文提出以擾動觀測器進行轉動慣量與黏滯係數的自動估測，再以估測的轉動慣量調整速度 PI 控制器增益；另外外部擾動，可透過擾動觀測器有效地抑制下來，使伺服馬達的剛性大幅提升。

### 2. 利用擾動觀測器抑制速度 ripple

本文所提出的擾動觀測器之架構，將電流迴路假設為 unity gain，也就是說電流回授平均值非零或峰到峰值不同的問題，將被視為 modeling error，只要擾動觀測器的極點位置擺置的足夠遠，將能即時的修正電流命令，達到良好的速度響應。

### 3. 設計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，本文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 的方法自動識別出之非線性曲線來加以補償，可以有效地降低系統摩擦力造成的 stick-slip 現象，使輪廓精密度大幅提升。



## 1.5 論文架構

本論文共分七章，第一章旨在簡述研究的動機、目的、背景與發展，並陳述所要研究的問題、方法、步驟。第二章介紹永磁式交流同步馬達的模型推導、座標系統轉換、硬體架構及伺服控制架構。第三章描述擾動觀測器的設計，並以擾動觀測器進行轉動慣量與黏滯係數的自動估測，接著分析速度 ripple 的起因與抑制方法。第四章首先簡單地介紹本論文的實驗機台，接著介紹前置控制器的原理與設計，最後介紹系統的非線性現象與其造成的影響，並探討以非線性摩擦補償器作為解決的方法。第五章將使用第三章與第四章所介紹的控制器進行實際機台的循圓實驗，並進一步在 CNC 工具機上加載，證實第三章所介紹的控制器，不但可以將性能強制鎖住，還可增加系統的重現性。第六章將透過 Ethernet 與 RS-232 實現伺服馬達遠端監控系統，提供遠端獲得系統模型、摩擦力曲線與負載慣量比等資訊。最後第七章會對本論文的研究成果做一個分析與討論。



## 第二章 永磁式交流同步馬達控制與硬體架構

本章將分析永磁式交流同步馬達的特性，並推導永磁式同步馬達(permanent magnet synchronous motor, PMSM)在其定子座標軸(as, bs, cs)下的電壓方程式與轉矩方程式，並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，以簡化永磁式同步馬達的動態模型。接著介紹本文發展的伺服驅動器硬體架構與介面電路，最後以模組化的方式建立馬達的基本控制架構，以便研究人員快速的上手。

### 2.1 數學模型

由於永磁式交流馬達具有非線性的特性，其數學模型非常複雜，因此較難在一般的座標系統下分析永磁馬達的特性；我們可以將高度非線性且互相耦合的馬達數學模型，透過座標轉換的技巧由靜止座標系統轉換成同步旋轉座系統，在同步旋轉座系統下馬達的數學模型將簡化許多。

首先以一個三相、兩極的交流永磁式馬達來做馬達數學模式之推導[1][2][8][9]，圖 2-1 為永磁式同步馬達之架構圖，它可分為定子繞組與轉子(永磁磁鐵)兩部分。

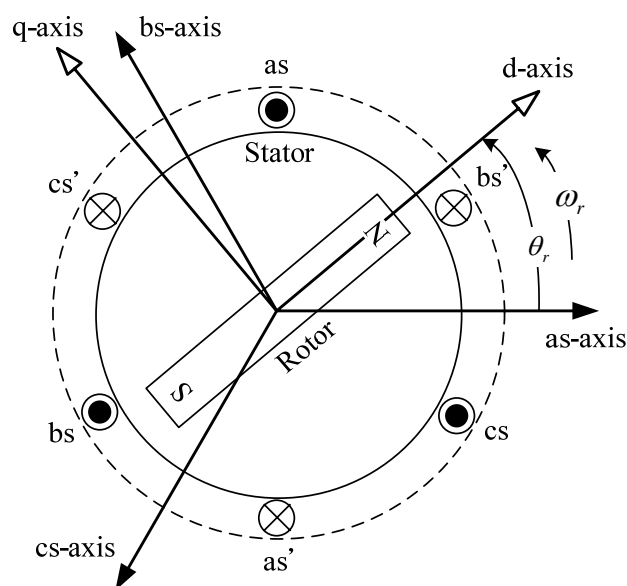


圖 2-1 三相二極永磁式同步馬達結構圖

永磁式同步馬達在 a 相、b 相及 c 相的定子電壓方程式分別如下所示：

$$\begin{cases} v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \\ v_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \\ v_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (2-1)$$

其中  $R_s$  為每相繞組上的電阻； $\lambda_{as}$ 、 $\lambda_{bs}$  和  $\lambda_{cs}$  則分別為 a 相、b 相及 c 相的磁交鏈(flux linkage)，而三相的磁交鏈分別如下所示：

$$\begin{cases} \lambda_{as} = (L_{ss} + L_{ls})i_{as} + L_{ss} \cos(\frac{2}{3}\pi)i_{bs} + L_{ss} \cos(\frac{4}{3}\pi)i_{cs} + \lambda_f \sin(\theta_r) \\ \lambda_{bs} = L_{ss} \cos(\frac{4}{3}\pi)i_{as} + (L_{ss} + L_{ls})i_{bs} + L_{ss} \cos(\frac{2}{3}\pi)i_{cs} + \lambda_f \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \lambda_{cs} = L_{ss} \cos(\frac{2}{3}\pi)i_{as} + L_{ss} \cos(\frac{4}{3}\pi)i_{bs} + (L_{ss} + L_{ls})i_{cs} + \lambda_f \sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (2-2)$$

其中

$L_{ls}$  : 單相定子線圈之漏感量

$L_{ss}$  : 單相定子線圈之自感量

$\theta_r$  : 定子 a 軸與轉子 d 軸之夾角

$\lambda_f$  : 轉子之磁交鏈



將(2-2)式代入(2-1)式可得：

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ss} & -\frac{1}{2}L_{ss} & -\frac{1}{2}L_{ss} \\ -\frac{1}{2}L_{ss} & L_{ls} + L_{ss} & -\frac{1}{2}L_{ss} \\ -\frac{1}{2}L_{ss} & -\frac{1}{2}L_{ss} & L_{ls} + L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_f \sin(\theta_r) \\ \lambda_f \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \lambda_f \sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

因為定子電流( $i_{as}$ 、 $i_{bs}$ 、 $i_{cs}$ )為三相平衡

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (2-4)$$

所以由(2-4)式，則(2-3)式可簡化為：

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_f \sin(\theta_r) \\ \lambda_f \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \lambda_f \sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

將(2-5)式簡化為

$$\begin{aligned} V_s &= \Omega_s I_s + \frac{d}{dt} (L_s I_s + \Lambda_s) \\ &= \Omega_s I_s + \frac{d}{dt} \lambda_s \end{aligned} \quad (2-6)$$

其中

$$V_s = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}, \quad \Omega_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad I_s = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, \quad \lambda_s = L_s I_s + \Lambda_s$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ss} \end{bmatrix}, \quad \Lambda_s = \begin{bmatrix} \lambda_f \sin(\theta_r) \\ \lambda_f \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \lambda_f \sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}$$

(2-6)式即為永磁式交流同步馬達在靜止三相座標上的定子電壓方式。

## 2.2 座標轉換

由 2.1 節的推導可知永磁式交流同步馬達在靜止三相座標軸上具有非線性的特性，且數學模型十分地複雜；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。

永磁式交流同步馬達模型在同步旋轉座標系統(d-q 軸)下的電壓與電流的合成向量與轉子同步旋轉，故電壓與電流波形會似直流電一般的波形，同步馬達的系統響應近似直流電機，故可使用線性控制理論進行分析與控制；

並且在同步旋轉座標系統(d-q 軸)之下控制同步馬達，其轉矩響應可近似直流電機達到瞬時轉矩響應。圖 2-2 為複數平面上靜止座標與同步旋轉座標之二個座標系統，其中(a,b,c)與(α,β)分別代表定子的靜止三軸座標系統與靜止二軸座標系統，而(d,q)代表轉子的同步旋轉座標系統。

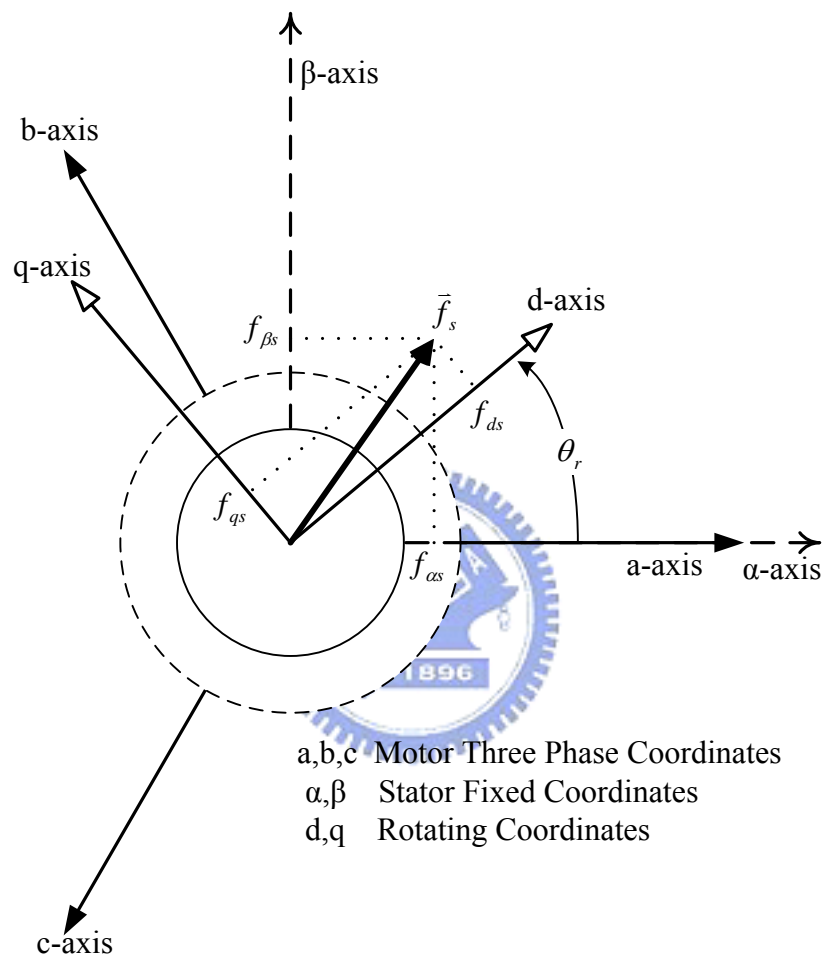


圖 2-2 馬達於複數平面上的靜止與同步旋轉座標系統

為了簡化 2.1 節複雜的矩陣數學表示式，在此採用空間向量來表示，首先空間向量的定義如下所示：

$$\begin{aligned}
 \bar{f}_s &= f_{as} + j f_{\beta s} \\
 &= \frac{2}{3} \left( f_{as} + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_{bs} + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_{cs} \right) \quad (2-7)
 \end{aligned}$$

其中空間向量變數  $\bar{f}_s$  可代表馬達的電壓、電流或是磁交鏈(flux linkage)變

數。由向量運算法則中實部、虛部需相等的原則，我們可得 Clarke 轉換公式如下：

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \\ f_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

其中  $f_{0s}$  為零序分量，對於三相平衡的系統而言，零序分量為零。

此外當同步旋轉座標系統(d,q)以  $\omega_r$  的角速度旋轉時，靜止二軸座標系統( $\alpha,\beta$ )與同步旋轉座標系統(d,q)之間互相轉換的 Park 轉換公式則如下所示：

$$\theta_r = \int \omega_r dt \quad (2-9)$$

$$\bar{f}_s = f_d + j f_q = e^{-j\theta_r} (f_\alpha + j f_\beta)$$

$$\begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

其中  $\theta_r$  定義為靜止座標系統的 a 軸與同步旋轉座標系統的 d 軸之夾角。綜合(2-7)式至(2-11)式，我們可推得同步旋轉座標系統(d,q)與靜止三軸座標系統(a,b,c)的轉換關係為：

$$\bar{f}_s = f_d + j f_q = \frac{2}{3} e^{-j\theta_r} \left( f_{as} + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_{bs} + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_{cs} \right) \quad (2-12)$$

$$\begin{aligned} f_d + j f_q &= \frac{2}{3} e^{-j\theta_r} \left( f_{as} + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_{bs} + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_{cs} \right) \\ &= \frac{2}{3} \left( f_{as} e^{-j\theta_r} + e^{j\left(\frac{2\pi}{3}-\theta_r\right)} f_{bs} + e^{j\left(\frac{4\pi}{3}-\theta_r\right)} f_{cs} \right) \\ &= \frac{2}{3} \left\{ f_{as} [\cos(\theta_r) - j \sin(\theta_r)] + f_{bs} \left[ \cos\left(\frac{2\pi}{3}-\theta_r\right) + j \sin\left(\frac{2\pi}{3}-\theta_r\right) \right] \right. \\ &\quad \left. + f_{cs} \left[ \cos\left(\frac{4\pi}{3}-\theta_r\right) + j \sin\left(\frac{4\pi}{3}-\theta_r\right) \right] \right\} \\ &= \frac{2}{3} \left\{ f_{as} [\cos(\theta_r) - j \sin(\theta_r)] + f_{bs} \left[ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) - j \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right. \\ &\quad \left. + f_{cs} \left[ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) - j \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (2-13)$$

以矩陣的型式表示如下：

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = k_s \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} = k_s^{-1} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

其中

$$k_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

$$k_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & 1 \\ \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & 1 \end{bmatrix}$$

接下來考慮 2.1 節所推導的永磁式交流同步馬達在靜止三相座標系統上的定子電壓、電流方程式(2-6)式，並利用上述同步旋轉座標系統(d,q)與靜止三軸座標系統(a,b,c)的轉換如(2-14)式，則可得：

$$V_s = \Omega_s I_s + \frac{d}{dt} \lambda_s$$

$$\Rightarrow k_s^{-1} V_{dq0} = \Omega_s k_s^{-1} I_{dq0} + \frac{d}{dt} (k_s^{-1} \lambda_{dq0}) \quad (2-15)$$

$$\Rightarrow V_{dq0} = \Omega_s I_{dq0} + k_s \frac{dk_s^{-1}}{dt} \lambda_{dq0} + \frac{d\lambda_{dq0}}{dt}$$

其中  $\frac{dk_s^{-1}}{dt} = \omega_r \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) & -\cos(\theta_r) & 0 \\ -\sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & -\cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & 0 \\ -\sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & -\cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & 0 \end{bmatrix}$ ， $\omega_r$  為轉子的電氣角速度，同

理可得

$$\lambda_s = L_s I_s + \Lambda_s$$

$$\Rightarrow k_s^{-1} \lambda_{dq0} = L_s (k_s^{-1} I_{dq0}) + \Lambda_s$$

$$\Rightarrow \lambda_{dq0} = L_s I_{dq0} + k_s \Lambda_s$$

$$\lambda_{dq0} = L_s I_{dq0} + k_s \Lambda_s$$

$$= \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \lambda_f \quad (2-16)$$

將(2-16)式帶回(2-15)式可得：

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r & 0 \\ \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left( \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \lambda_f \right) \\
 &+ \begin{bmatrix} \frac{d}{dt}(L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ss}) & 0 & 0 \\ 0 & \frac{d}{dt}(L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ss}) & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d}{dt}(L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ss}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt}L_{SL} & -\omega_r L_{SL} & 0 \\ \omega_r L_{SL} & R_s + \frac{d}{dt}L_{SL} & 0 \\ 0 & 0 & R_s + \frac{d}{dt}L_{SL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2-17}$$

$$L_{SL} = L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ss}$$

將(2-17)式整理可得永磁式交流同步馬達在同步旋轉座標上的定子電壓方程式如下：

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt}L_{SL} & -\omega_r L_{SL} \\ \omega_r L_{SL} & R_s + \frac{d}{dt}L_{SL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f \end{bmatrix} \tag{2-18}$$

在(2-18)式中的  $\omega_r \lambda_f$  部份則類似直流馬達中的反電動勢(back EMF)，隨著轉子的轉速而增減影響  $v_q$  的電壓大小。接下來在無能量損失的理想情形下，馬達的電磁轉矩如下：

$$\begin{aligned}
 T_e &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \text{Im} \{ \bar{i}_s \cdot \bar{\lambda}_s^* \} \\
 &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_f i_q \\
 &= K_t i_q
 \end{aligned} \tag{2-19}$$

其中  $T_e$  為馬達轉矩， $P$  為極數， $K_t$  為轉矩常數。由(2-19)式中可明顯看出馬達轉矩  $T_e$  與電流  $i_q$  成正比，故經過座標轉換後，永磁式交流同步馬達的轉矩可近似直流馬達達到瞬時轉矩響應。而(2-19)式也可看出在額定轉速內運轉時，d 軸電流  $i_d$  無法對馬達轉矩  $T_e$  提供能量，d 軸電流  $i_d$  只造成能量的損失，故控制永磁式交流同步馬達時希望將 d 軸電流  $i_d$  控制為零，以減少能量的損



失，獲得最大功率輸出。另外，機械動態方程式部份如下所示：

$$\begin{aligned}
 T_e + T_L &= J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m \\
 &= \frac{2}{P} \left( J_m \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \omega_r \right)
 \end{aligned}
 \tag{2-20}$$

其中  $T_L$  為負載力矩， $J_m$  為轉動慣量， $B_m$  為黏滯係數， $\omega_m$  為轉子機械角速度。由(2-18)式、(2-19)式及(2-20)式，可得到永磁式交流同步馬達在同步旋轉座標系統下的動態模型如圖 2-3 所示。

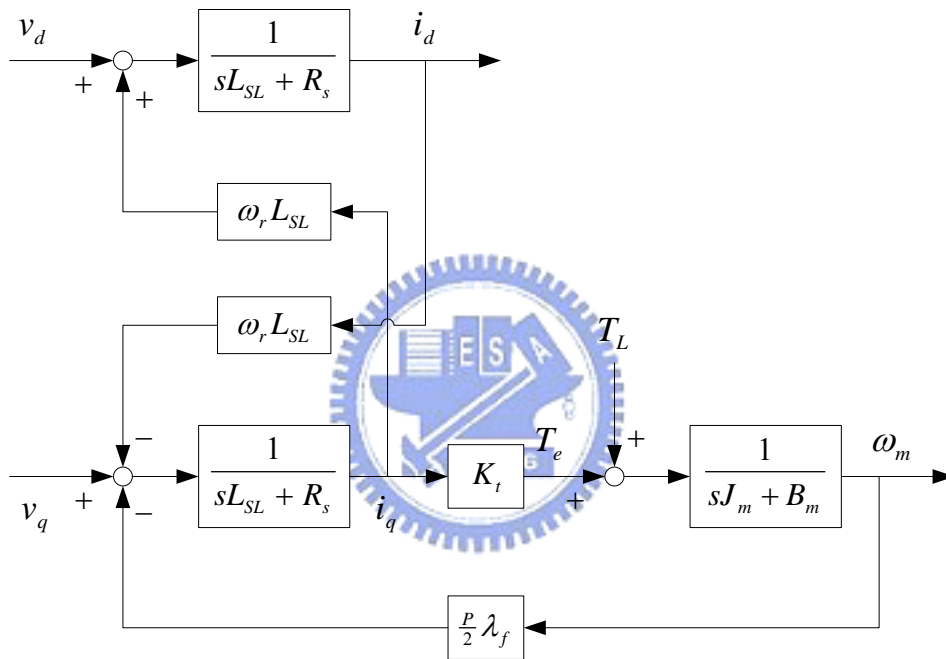


圖 2-3 永磁式交流同步馬達在同步旋轉座標系統下的動態模型

### 2.3 硬體介紹

近年來由於超大型積體電路(VLSI)技術的不斷演進，使得 DSP 的運算速度及周邊處理功能均大幅的改善，在各種應用場合如行動通訊、資訊家電、馬達驅動等領域都廣泛的使用。因此本論文採用由德州儀器(Texas Instrument, TI)所研發的 TMS320 F2812 DSP(簡稱 F2812)作為控制核心，圖 2-4 為伺服系統基本方塊圖，大致分為控制核心 DSP、與 power stage 及連接

外部控制器之介面電路、power stage 及伺服馬達等四個部份，而 power stage 是盟立股份有限公司所提供，即俗稱的後級板，本文將不對此部分詳細介紹，其它部份詳細介紹於下列各小節。圖 2-5 為本文發展的永磁式交流同步伺服馬達驅動器，其中圖 2-5(b)標示著伺服驅動器對外的連接端編號，其功能定義於表 2-1 中。

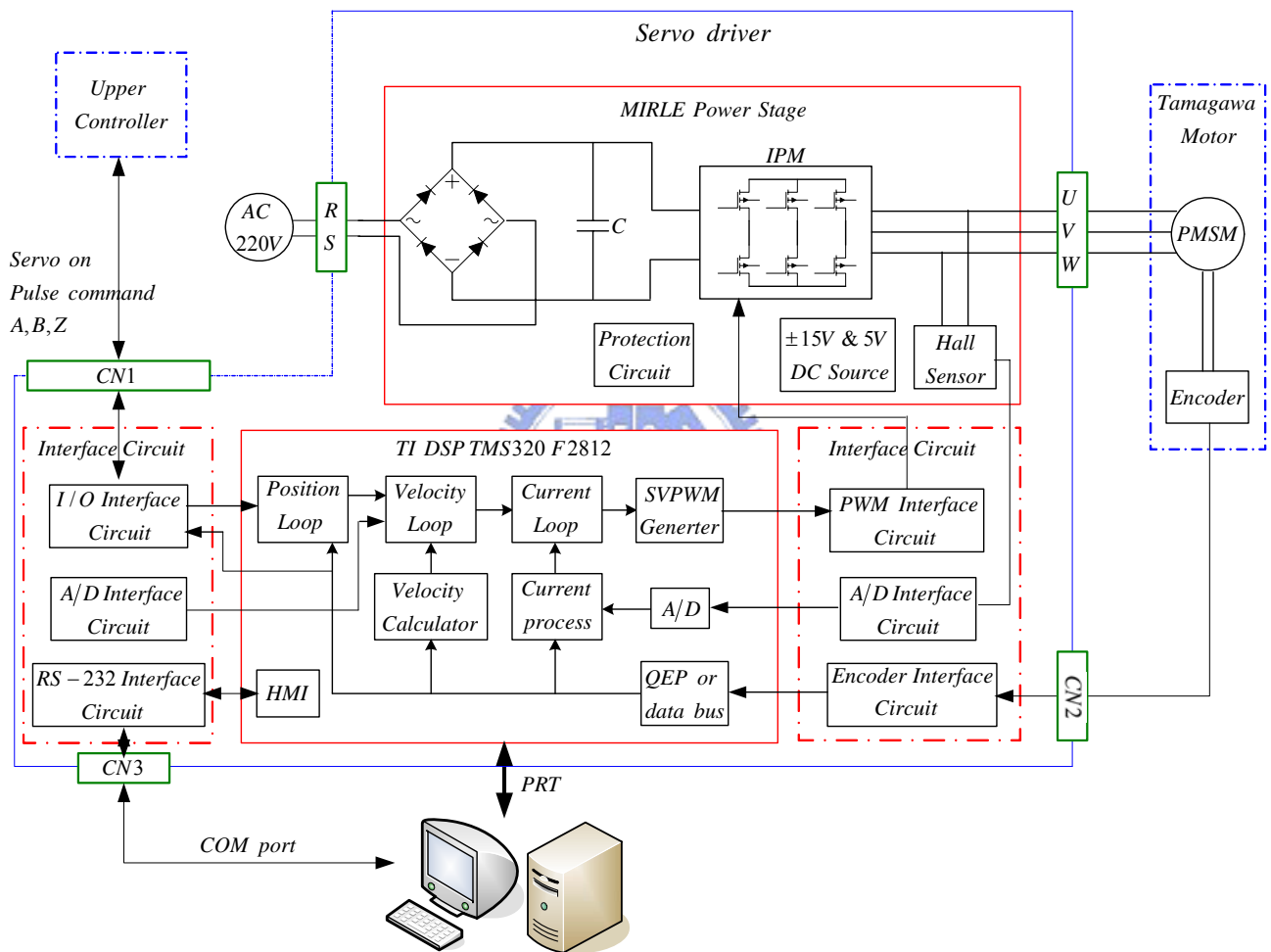
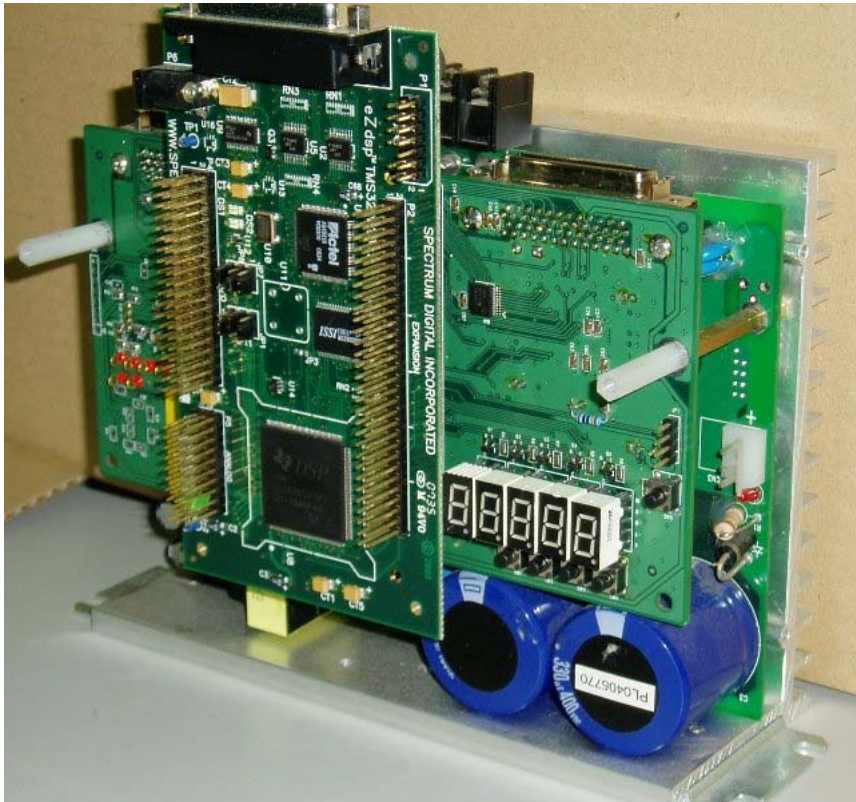
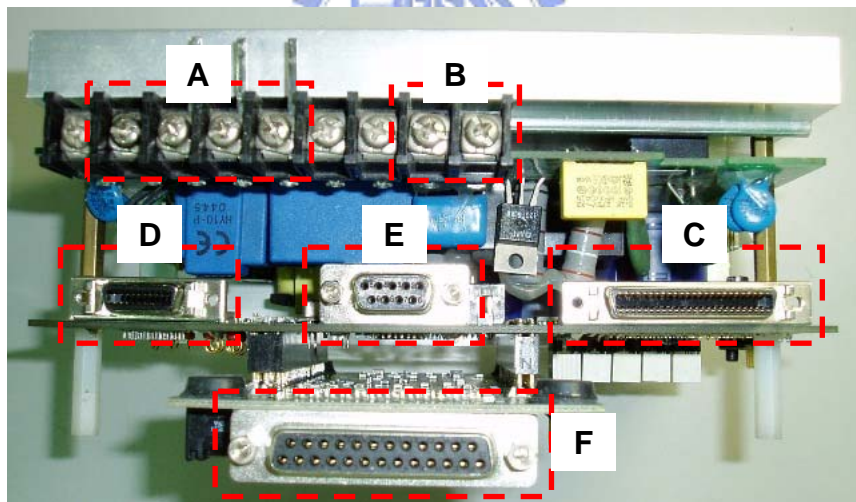


圖 2-4 伺服系統基本方塊圖



(a) 整體圖



(b) 俯視圖

圖 2-5 本文發展的 DSP2812 伺服馬達驅動器與盟立後級放大器結合

表 2-1 驅動器的連接端定義

圖 2-5(b)	名稱	符號	說明
A	馬達動力連接端	UVW	連接馬達動力線，如圖 2-5(b)所示，由右至左定義為 U、V、W 及 FG。
B	驅動器電源輸入端	RS	連接單相交流 220V 電源。
C	I/O 連接端	CN1	連接上層控制器，參見 2.3.2 節。
D	編碼器連接端	CN2	連接馬達之編碼器，參見 2.3.2 節。
E	RS-232 連接端	CN3	連接個人電腦的 COM port，參見 2.3.2 節。
F	eZdsp™ F2812 程式燒錄端		連接個人電腦，利用德州儀器公司提供的 Code Composer Studio 3.1 軟體發展伺服馬達控制。

### 2.3.1 eZdsp™ F2812 DSK 之功能介紹

德州儀器公司[10]所生產的 DSP 中，C2000 系列的硬體發展平台是專為控制應用最佳化而設計的，其中本論文所使用的 DSP F2812 晶片是此系列中目前最高等級的控制器，其特點在於擁有 150 MHz (6.67 nsec cycle time) 的快速處理能力，比 TI 早期出產的 DSP C240 快 7 倍，比傳統 8051 單晶片快約 150 倍。在此應用 F2812 於伺服馬達控制系統，主要是因為 F2812 擁有強大且快速的數學運算能力和支援馬達控制的相關 I/O，例如提供 SVPWM 控制方式，可由 F2812 同時切換六個 I/O 埠控制 IPM 功率晶體模組使其輸出所需的 PWM 信號，並含有死區控制(Dead Time Control)以避免 IPM 功率晶體模組的上下臂同時導通而發生電路短路燒毀的危險；因為周邊功能強大而完

整，故 F2812 能以最少的硬體周邊元件來實現馬達控制所需的功能。在核心部分的算數邏輯單元(ALU)、累積器(ACC)均採用 32 位元定點運算，並以硬體方式實現乘法器、位移器等，如此僅需在一個指令週期(instruction cycle)內完成乘加運算。在整數計算方面，為減少數值計算所衍生如溢位(overflow)等問題，也採用硬體式的倍率位移器來提高軟體執行的精確度。

記憶體容量方面，F2812 (on chip)擁有一組 128K×16 Flash EEPROM、二組 4K×16 Single-Access RAM (SARAM)、一組 8K×16 SARAM 和二組 1K×16 SARAM，並且採用哈佛匯流排(Harvard bus)架構使讀寫更為迅速。舊型的 DSP 大部分為程式記憶體、資料記憶體和 I/O 記憶體分離管理，而 F2812 卻將上述三種記憶體空間整合在一起，讓記憶體的使用更有彈性，並且可減少不同記憶體之間搬動資料的指令集，以增加讀寫記憶體的速度。

類比數位轉換器(analog to digital converter, ADC)方面，DSP F2812 含有一個 16 通道 12 位元的 ADC，其最快的轉換速率高達 25 MHz (12.5 MSPS)，輸入類比電壓值介於 0 至 3 伏特之間；另外 ADC 轉換的觸發方式可由 DSP 內部以事件中斷或是週期方式做觸發，也可由外部接腳進行觸發，相當具有彈性。

Spectrum Digital 公司利用 F2812 晶片結合自行開發之周邊模組，發展出 eZdsp™ F2812 初學板(DSP Started Kit, DSK)，含有 64K Off-chip 之記憶體，並將 F2812 晶片的主要週邊電路延伸至 DSK 上，以方便 F2812 晶片在開發階段應用的彈性，其中 F2812 之週邊包括有一個 16 通道 12 位元的 ADC，串列傳輸支援了四種常用的型式：SPI (Serial Peripheral Interface)、SCI(Serial Communications Interface)、eCAN (Enhanced Controller Area Network)、McBSP (Multi-channel Buffered Serial Port)。最高可支援 56 個 GPIO(General-Purpose I/O)，除了可做為多種數位輸入輸出的應用腳位外，某些特殊腳位可做為 PWM 輸出和馬達 encoder 之 QEP 輸入腳位等的特殊功能。如圖 2-6 為 TI TMS320F2812 DSP 功能方塊圖。

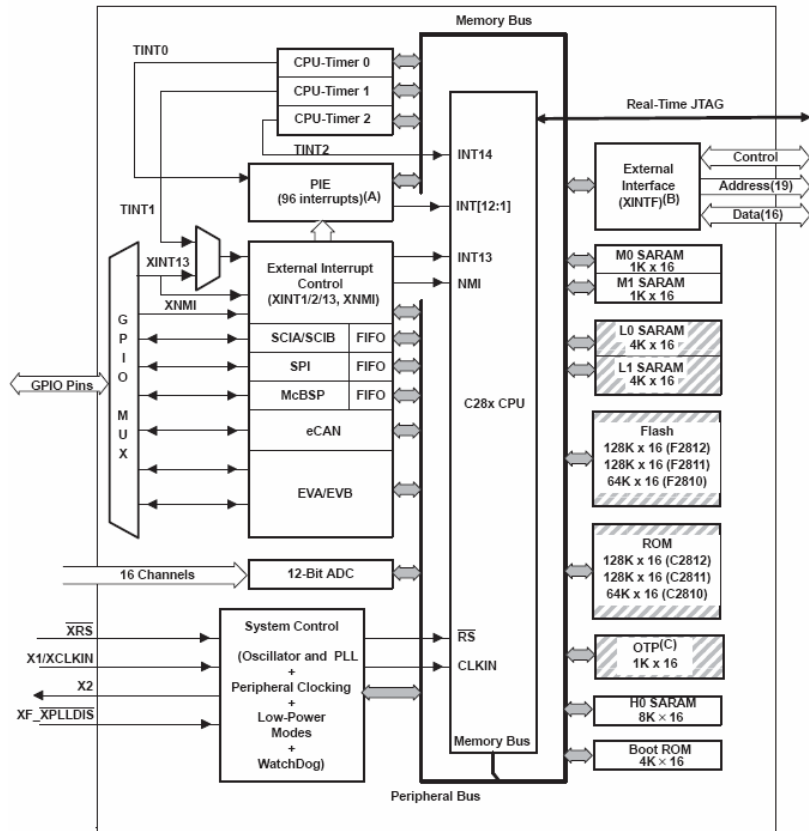


圖 2-6 TI TMS320F2812 DSP 功能方塊圖



### 2.3.2 與 Power stage 及連接外部控制器之介面電路

伺服驅動器的硬體通常被分成前級板與後級板兩部份，也有少部分的日系伺服馬達公司會將硬體整合在一片，以降低成本，例如本論文採用的伺服馬達，其搭配的伺服驅動器就是如此。通常只要 power stage 以外的都歸類為前級板部分，包含控制核心 DSP、與 power stage 介面電路及與上層控制器連接的介面電路等三部份，其示意圖如圖 2-7 所示。本論文將 DSP 以外的部份整合為一片電路板，大致包括 3.3 ↔ 5 V 電壓準位轉換、編碼器介面電路、接收上層控制器信號的介面電路、ADC 介面電路，邏輯運算及 RS-232 介面電路等，並送至外面公司進行 Layout，以減少雜訊干擾，下列分別介紹此電路板之功能及外部連接埠定義。

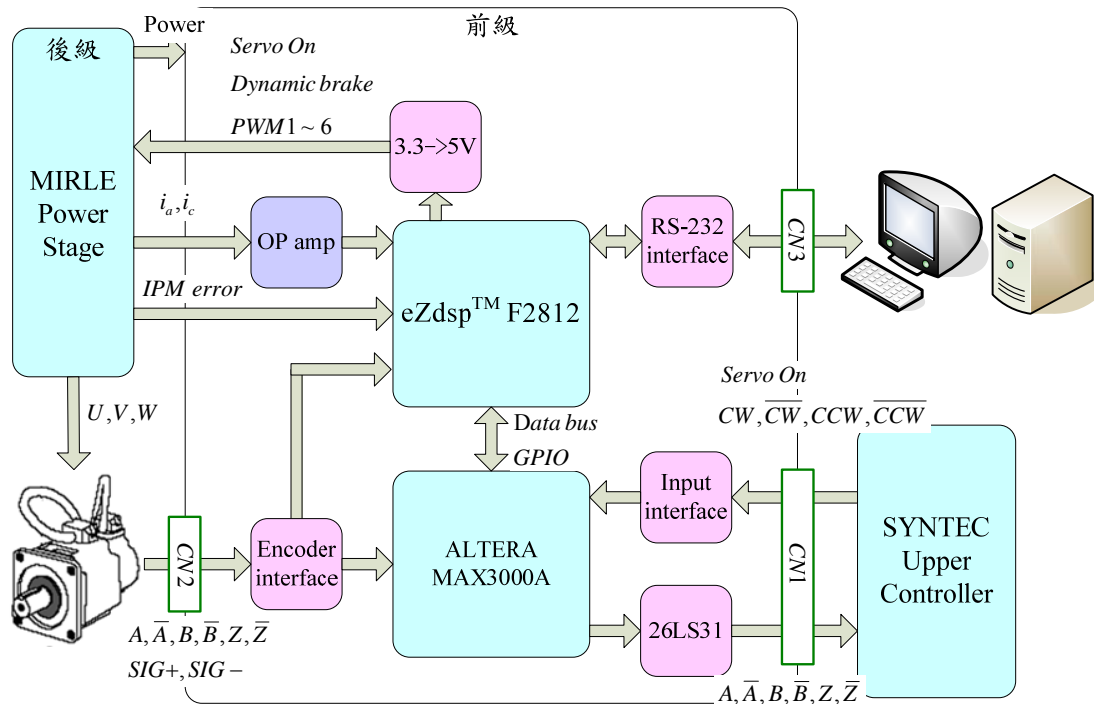


圖 2-7 DSP F2812 與 Power stage 介面電路之示意圖

### A. ALTERA 的 CPLD

我們選用 ALTERA 的 MAX3000A 系列中的 EPM3256ATC144-10N，它具有 5000 個 Usable gates、256 個 Macrocells 及 116 支 I/O 腳位可使用，其 I/O 電壓準位如表 2-2 所示，我們採用  $V_{CCIO} = 3.3V$ ，這樣 CPLD 本生就具有 5 轉 3.3V 的功用。

表 2-2 ALTERA MAX3000A 系列的 I/O 電壓準位

$V_{CCIO}$	Input signal			Output signal	
	2.5V	3.3V	5V	2.5V	3.3V
2.5V	✓	✓	✓	✓	
3.3V	✓	✓	✓		✓

MAX3000A 系列僅提供 JTAG mode download，圖 2-8 為 ALTERA 燒錄埠之圖樣，其每隻腳位的定義標示於表 2-3 中，其中  $VCC = 3.3V$ 。目前我們在 CPLD 上讓它執行多工器、邏輯運算、除頻及 buffer(5 轉 3.3V)等電路，為了

日後擴增硬體功能，對於沒有使用到的 I/O 腳位皆設計為連接 1KΩ 再接地，這樣就可以先以跳線的方式擴增電路。

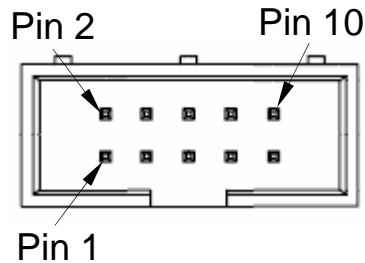


圖 2-8 ALTERA 燒錄埠之圖樣

表 2-3 ALTERA 燒錄埠之定義

Pin no.	信號名稱	說明
1	TCK	Clock signal
2	GND	Signal ground
3	TDO	Data from device
4	VCC	Target power supply
5	TMS	JTAG state machine control
6~8	-	No connect
9	TDI	Data to device
10	GND	Signal ground

### B. 3.3 ↔ 5V 電壓轉位轉換

由於 DSP F2812 的 I/O 準位為 3.3V，但是後級板的 I/O 準位為 5V，故兩者間的溝通必須做電壓準位的轉換，才能使電路正常工作與增加使用壽命。對於 3.3 轉 5V 的電路主要將 DSP 所產生的 PWM 信號必須轉換為 5V 來驅動後級板的智慧型功率模組(intelligent power module, IPM)；另外還包含 Servo on 與 Dynamic brake 信號也要轉換為 5V，電路如圖 2-9 所示。對於 5 轉 3.3V 的電路主要將 IPM 的警報信號回授至 DSP，此部份就交給 ALTERA 的 CPLD 處理。



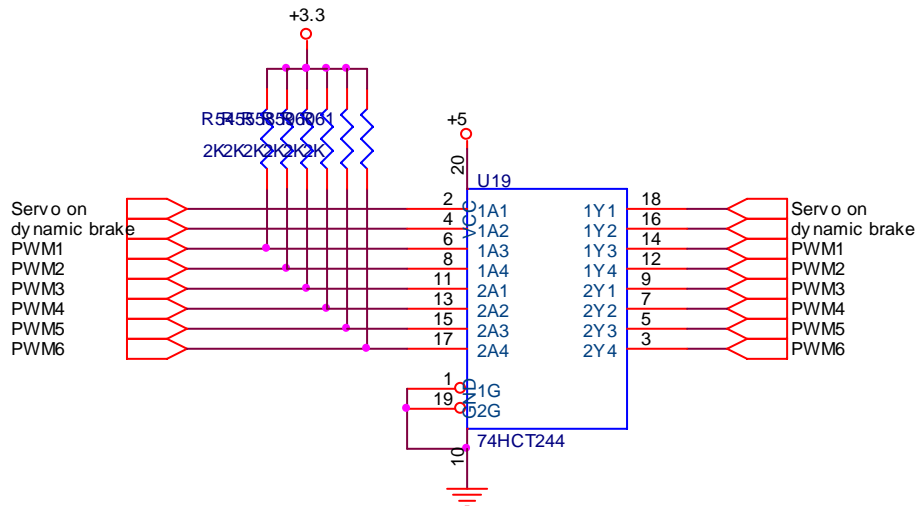


圖 2-9 3.3 轉 5V 電壓準位轉換電路

### C. 編碼器介面電路

本文發展的伺服驅動器可以接收並列輸出編碼器(即 A, B, Z 信號)，也可以接收 Tamagawa 特定幾款串列輸出編碼器，本研究初期是驅動搭載並列輸出光學編碼器的伺服馬達，馬達一樣是由盟立股份有限公司所提供，此類編碼器原理與介面電路可參考文獻[11]；本文將針對 Tamagawa 串列輸出編碼器做個簡單地介紹。

對於解析度不高的編碼器，一般是採用並列輸出，其接收信號的介面電路簡單，而且傳輸速率高，其最大的缺點在於傳輸線較多條，特別是絕對型編碼器，所以高精度的編碼器都改成串列輸出，而大多日系伺服馬達即使是低解析度編碼器也都改成串列輸出。Tamagawa 公司的轉換晶片有 AU5561 與 AU5688 兩款，可以支援所有 Tamagawa 串列輸出的編碼器，圖 2-10 為 Tamagawa 轉換晶片 AU5561 之圖樣，其串列輸出的編碼器多半採用電子工業協會(Electronic Industries Association, EIA)所制定的非同步傳輸標準介面 RS-485 作為輸出級(並列輸出的編碼器多半採用 RS-422 作為輸出級)，因此 AU5561 的接收端必需採用與 RS-485 相容的 IC，本文使用 TI 的 SN75176，完整的介面電路如圖 2-11 所示，使用者可以根據自己的硬體規格選擇通訊模式，16 位元或 32 位元的 PC 或 DSP 模式。



圖 2-10 Tamagawa 轉換晶片 AU5561 之圖樣

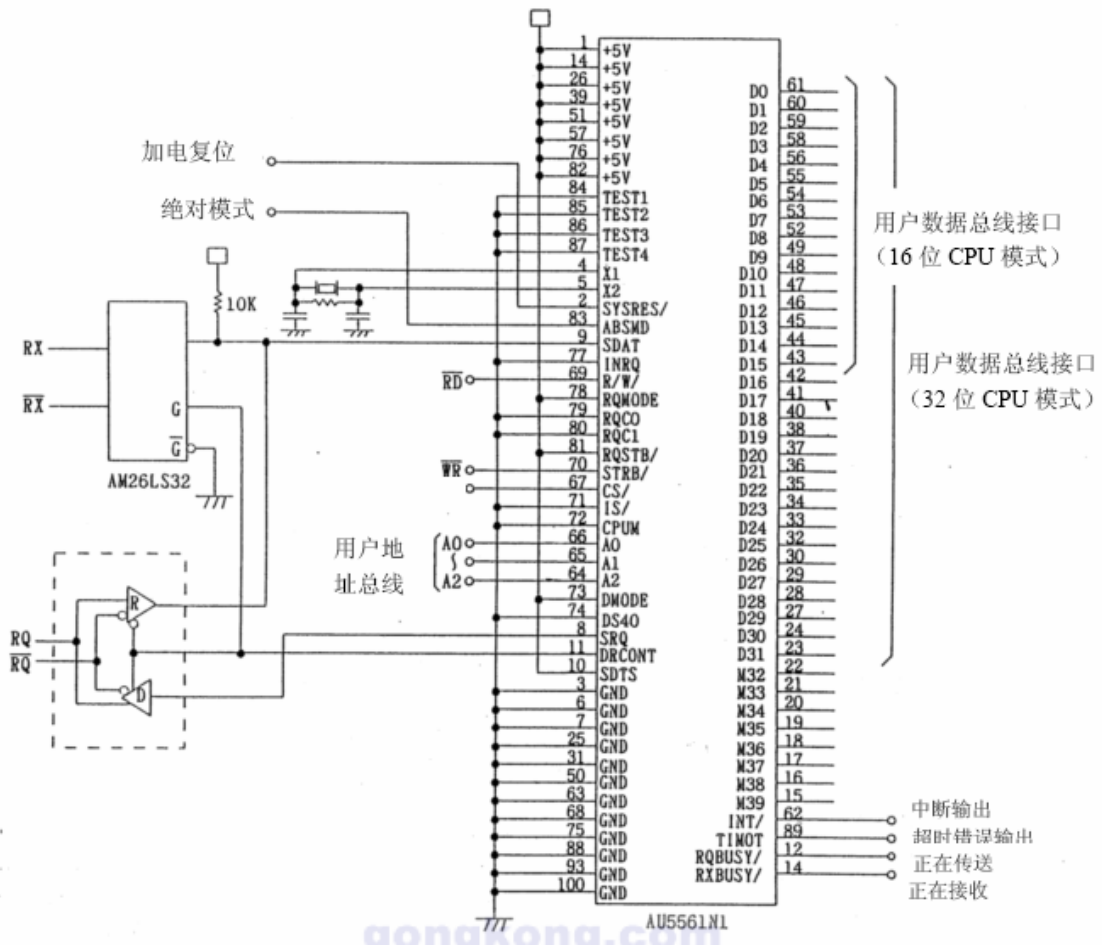


圖 2-11 Tamagawa 轉換晶片 AU5561 之應用電路

#### D. 接收上層控制器信號的介面電路

為了使伺服驅動器結合上層控制器，應用於多軸運動控制，勢必需要由上層控制器發號命令，基本介面包含 Servo on、Pulse command、伺服警報及位置回授等。接收外部信號的介面電路主要是由隔離電路組成，防止外部電路操作不當，而燒毀伺服驅動器，我們利用 SHARP 公司 PC357 光耦合器接收外部數位輸入信號，其電路如圖 2-12 所示；另外 Pulse command 為較高速的數位信號，利用 SHARP 公司 PC410 高速型的光耦合器接收，其電路如圖 2-13 所示，最後這些接收下來的信號再連接至 DSP 或 CPLD。圖 2-14 為編碼器回授至上層控制器之應用電路，透過 TI 的 26LS31 將處理過的編碼器 ABZ 信號轉換成差動信號回授至上層控制器，防止信號在傳輸過程受雜訊影響。

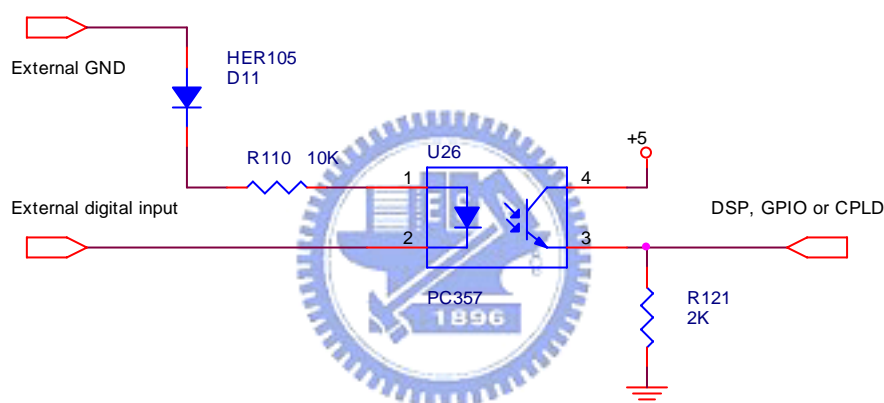


圖 2-12 外部數位輸入之應用電路

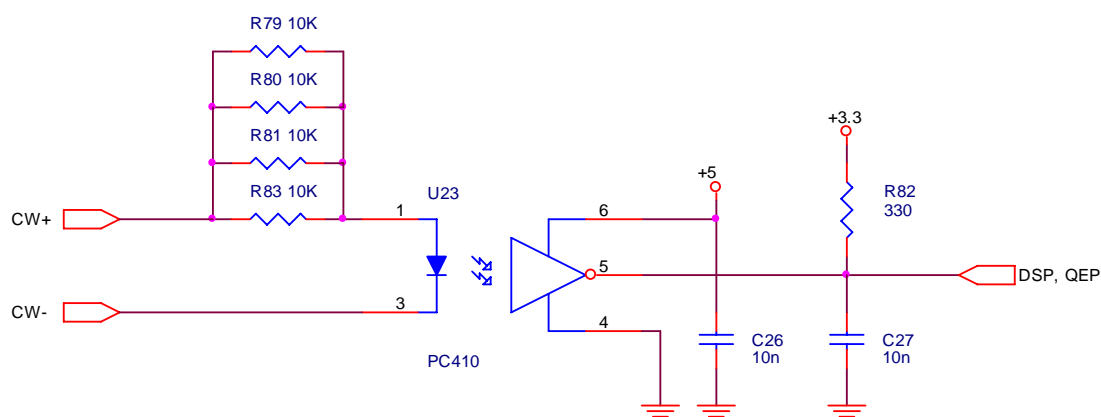


圖 2-13 接收上層控制器的 Pulse command 之應用電路

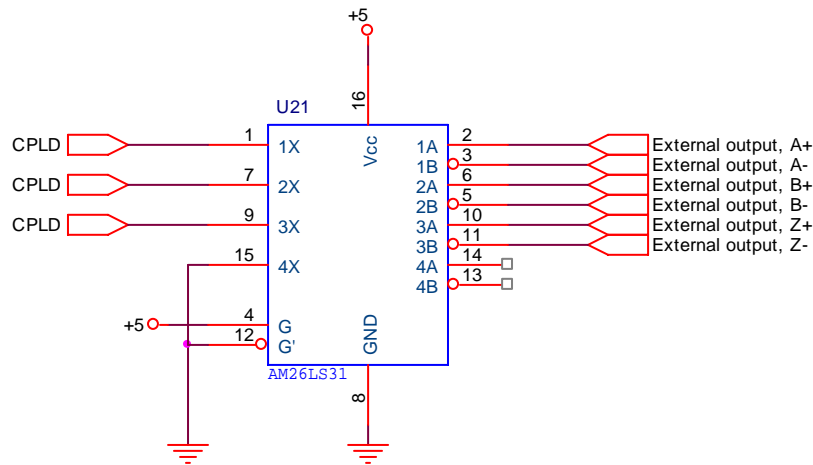


圖 2-14 編碼器回授至上層控制器之應用電路

#### E. ADC 介面電路

圖 2-15 為霍爾電流感測器之類比信號進入 DSP ADC 之前的介面電路。因為馬達的最大瞬間電流可達 9.3 安培，故選定之霍爾電流感測器為  $\pm 10$  安培轉換為  $\pm 4$  伏特；由於霍爾電流感測器是用電磁感測原理感測電流大小，因此霍爾電流感測器相當容易受到 PWM 信號切換智慧功率模組時的切換雜訊 (switching noise) 干擾或是外界環境的雜訊干擾，尤其在電流非常小時雜訊對電流量測的影響更加明顯，會嚴重影響控制的平穩度，故先在霍爾電流感測器的輸入端加入兩層一階低通濾波器 (low pass filter)，將部份的雜訊干擾降低，設計之截止頻率 (-3 dB point) 約為 3.5KHz 左右。因為 DSP ADC 的輸入範圍僅 0 至 3 伏特，故介面電路需把所得的信號縮小至  $\pm 1.5$  伏特，再由箝位電路將信號拉升至 0~3 伏特的範圍中進入 DSP 的 ADC 通道。介面電路最後需再加上兩個電壓限制二極體和一個串聯的限流電阻，以防止瞬間過大的電壓和電流燒毀 DSP 的 ADC。

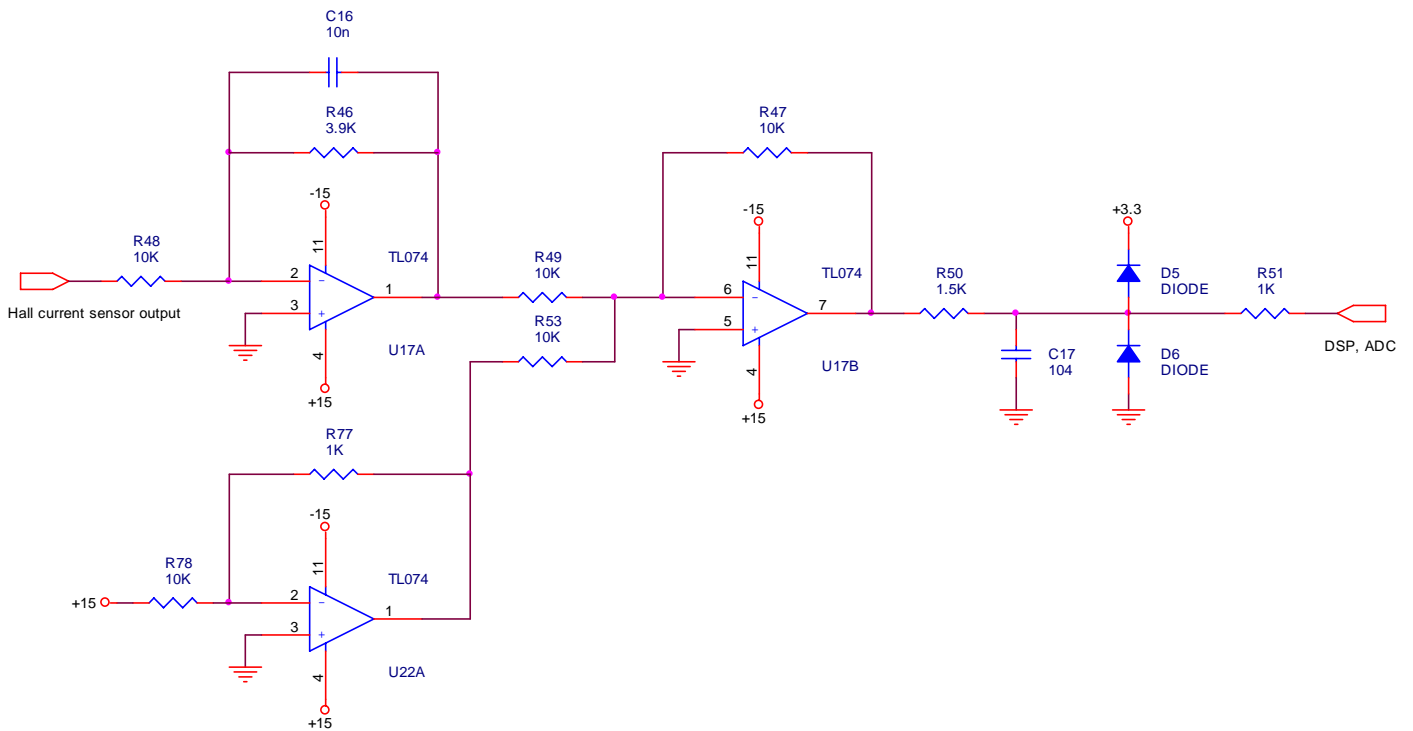


圖 2-15 霍爾電流感測器之類比信號進入 DSP ADC 之前的介面電路

#### F. RS-232 介面電路

為了使伺服驅動器使用上更加人性化，本文透過 RS-232 與個人電腦進行通訊，開發人機介面，其人機介面將詳細介紹於第六章，由於個人電腦的信號電壓準位與 DSP 不同，所以必須透過 MAX3232 進行電壓準位調整，其電路如圖 2-16 所示。

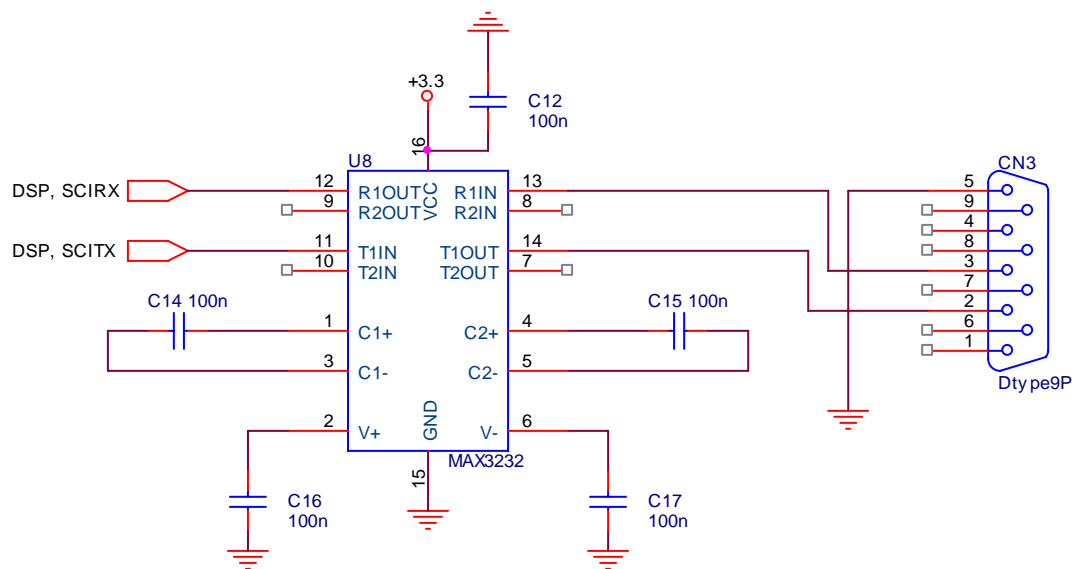


圖 2-16 RS-232 介面電路

## G. 與外部連接之定義

### CN1：I/O 連接端

圖 2-17 為編碼器連接端之圖樣，其每隻腳位的定義標示於表 2-4 中。

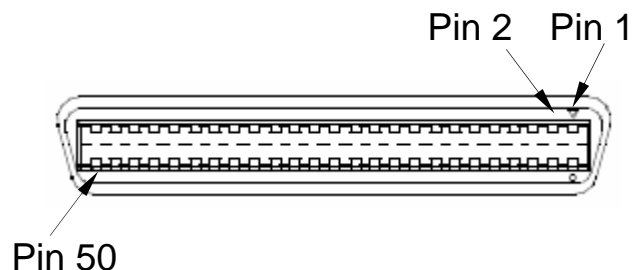


圖 2-17 I/O 連接端之圖樣

表 2-4 I/O 連接端之定義

Pin no.	信號名稱	符號	說明
1	伺服開機	SON	SON 與 DG 短路，進入運轉狀態，與 DG 開路為退出運轉狀態。
2~13	未使用		
14	指令脈衝 P 輸入	$PP$	指令脈衝輸入型態為 CW/CCW 脈衝列。
15		$\overline{PN}$	
16	指令脈衝 D 輸入	$DP$	
17		$\overline{DN}$	
18~25	未使用		
26	速度指令輸入	SIN	輸入電壓 10V 時，轉速為 3000 rpm。
27~28	未使用		
29	類比接地	AG	類比信號的接地。
30~31	未使用		
32	類比接地	AG	類比信號的接地。
33	外部電壓輸出	+15V	提供 ±15V 的輸出電壓。
34		-15V	

35	編碼器 A 相輸出	$PA$	編碼器輸出。
36	編碼器 $\bar{A}$ 相輸出	$\overline{PA}$	
37	編碼器 B 相輸出	$PB$	
38	編碼器 $\bar{B}$ 相輸出	$\overline{PB}$	
39	編碼器 Z 相輸出	$PZ$	
40	編碼器 $\bar{Z}$ 相輸出	$\overline{PZ}$	
41~44	未使用		
45	24V	24V	外部控制器 I/O 用 24V 電源輸入端。
46~49	數位接地(24V)	DG	外部控制器 I/O 用接地。
50	隔離線接點	FG	接電纜的隔離網。

**CN2：編碼器連接端**

圖 2-18 為編碼器連接端之圖樣，其每隻腳位的定義標示於表 2-5 中。



圖 2-18 編碼器連接端之圖樣

表 2-5 編碼器連接端之定義

Pin no.	信號名稱	符號	說明
1,2	電源輸出-	0V	編碼器用 5V 電源。
3,4	電源輸出+	+5V	
5	A 相輸入	A	並列編碼器 A 相輸出。

6	$\bar{A}$ 相輸入	$\bar{A}$	並列編碼器 $\bar{A}$ 相輸出。
7	$B$ 相輸入	$B$	並列編碼器 $B$ 相輸出。
8	$\bar{B}$ 相輸入	$\bar{B}$	並列編碼器 $\bar{B}$ 相輸出。
9	$Z$ 相輸入	$Z$	並列編碼器 $Z$ 相輸出。
10	$\bar{Z}$ 相輸入	$\bar{Z}$	並列編碼器 $\bar{Z}$ 相輸出。
11~16	未使用		
17	SIG+輸入	SIG+	串列編碼器 SIG+輸出。
18	SIG-輸入	SIG-	串列編碼器 SIG-輸出。
19	未使用		
20	隔離線接點	FG	接電纜的隔離網。

**CN3 : RS-232 連接端**

圖 2-19 為編碼器連接端之圖樣，其每隻腳位的定義標示於表 2-6 中。



圖 2-19 RS-232 連接端之圖樣

表 2-6 RS-232 連接端之定義

Pin no.	信號名稱	符號	說明
1, 4, 6~9	未使用		
2	Receiver	$RX$	PC 接收 DSP 的資訊。
3	Transmitter	$TX$	PC 傳送資訊給 DSP。
5	接地	AG	信號的接地。



### 2.3.3 伺服馬達

本文以日本伺服馬達公司 Tamagawa 的伺服馬達作為控制對象，如圖 2-20 所示，規格標示於表 2-7 中。



圖 2-20 Tamagawa 伺服馬達 400W 的實體圖

表 2-7 Tamagawa 伺服馬達之規格

馬達	額定功率	400 W
	額定扭力	1.27 N·m
	瞬間最大扭力	3.82 N·m
	額定轉速	3000 rpm
	瞬間最大轉速	5000 rpm
	額定電流	3.3 A
	瞬間最大電流	9.3 A
	極數	8 極
	槽數	9 槽
	轉子慣量( $J$ )	$0.34 \times 10^{-4} \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$
編碼器	解析度	131072 ppr

## 2.4 伺服控制

本節將介紹永磁式交流同步馬達的控制架構，程式主要採用德州儀器公司網站[10]專為 DSP F2812 提供的數位伺服控制程式庫所加以建立而成，其中包含了 F2812 的 ADC、QEP、PID 控制器、Clarke 轉換、Park 轉換、Park<sup>-1</sup> 轉換、馬達轉速的速度估測和 SVPWM 產生器等常用的軟體程式模組，而程式模組化也方便於程式管理、研發和除錯。

圖 2-21 為永磁式交流同步馬達的基本控制架構，包含電流迴路、速度迴路和位置迴路等三個迴路，圖中的方塊除了速度 PI 控制器與位置迴路以外，其它直接修改 TI 的模組，建立基本控制架構，以便往後深入研究，亦可使研究人員快速的上手。

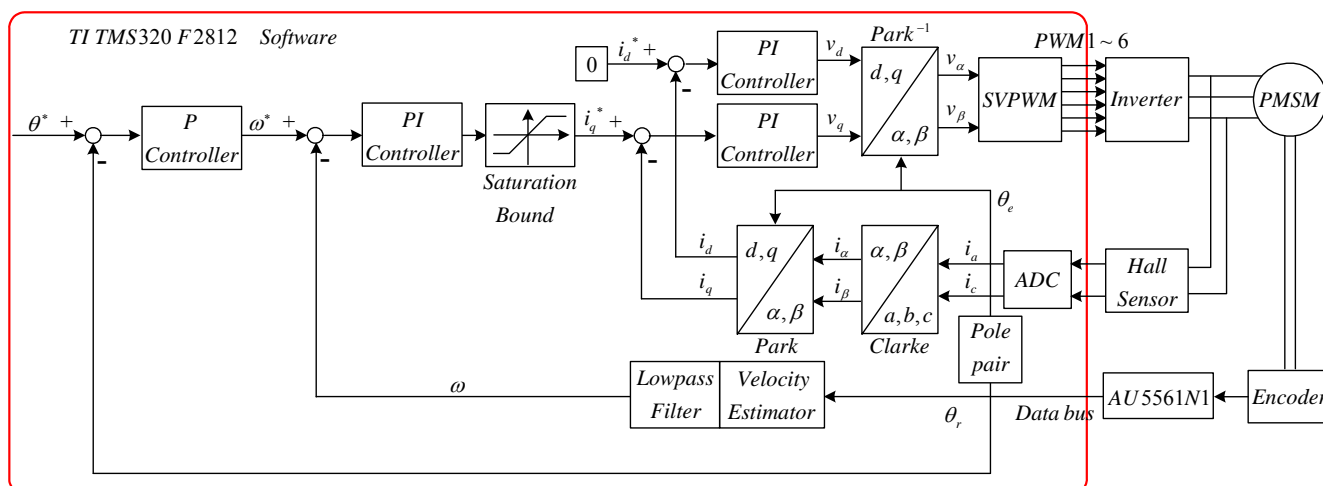


圖 2-21 位置控制系統架構圖

由於速度迴路的頻寬不如內迴路那麼快，當速度迴路操作於非線性區時，如果不適當地處理 I 控制器的話，反而會使速度響應大幅下降，下列分別介紹速度 Anti-windup PI 控制器與位置迴路控制。

### 2.4.1 速度 Anti-windup PI 控制器

圖 2-22 為傳統的 Anti-windup PI 控制器之方塊圖，這種方法對於反積分終結的效果有限，如圖 2-24 所示，明明 PI 控制器輸出已飽和，但積分器依

然緩慢地遞增；在文獻[12]中提出另一種架構，如圖 2-23 所示，PI 控制器輸出

$$u = k_p e + q \quad (2-21)$$

其積分器定義為

$$\dot{q} = \begin{cases} \frac{k_p}{\tau_I} e & \text{if } u = v \\ \frac{k_p}{\tau_I} e - \frac{1}{\tau_I} u & \text{if } u \neq v \end{cases} \quad (2-22)$$

當 PI 控制器操作於飽和區時，將(2-21)式代入(2-22)式可得

$$\dot{q} = -\frac{1}{\tau_I} q \quad (2-23)$$

由於速度誤差的動態響應遠小於積分時間常數，所以在飽和時，積分器  $q$  可以被忽略，則 PI 控制器輸出

$$u = k_p e \quad (2-24)$$

圖 2-25 為使用文獻[12]的方法所獲得的實驗結果，可以看到 PI 控制器輸出飽和的期間，積分器幾乎保持在零，使得系統的最大過越量有效地改善，並且可以使不同的非線性操作範圍達到相近的最大過越量，大約 20rpm 左右，如圖 2-26 所示，不同的 Anti-windup PI 控制器的最大過越量百分比整理在表 2-8 中。

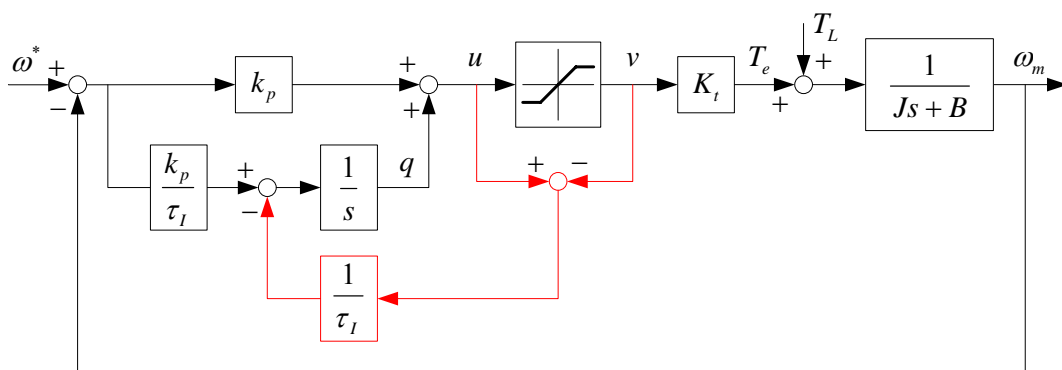


圖 2-22 傳統的 Anti-windup PI 控制器之方塊圖

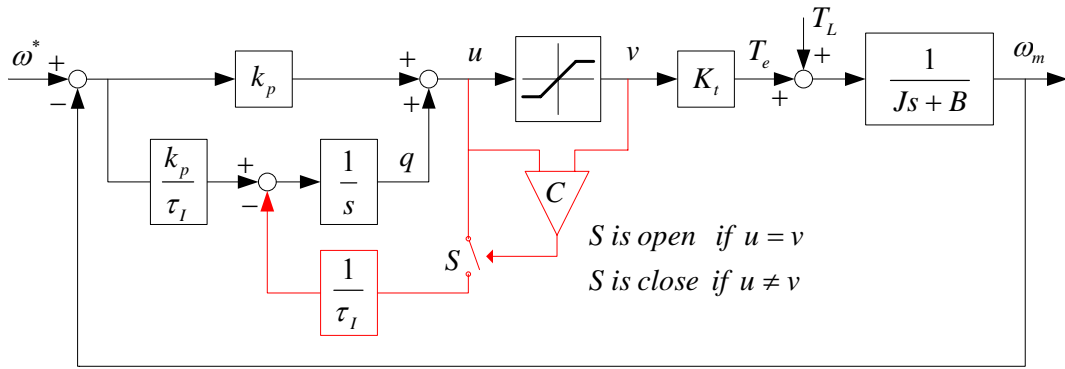
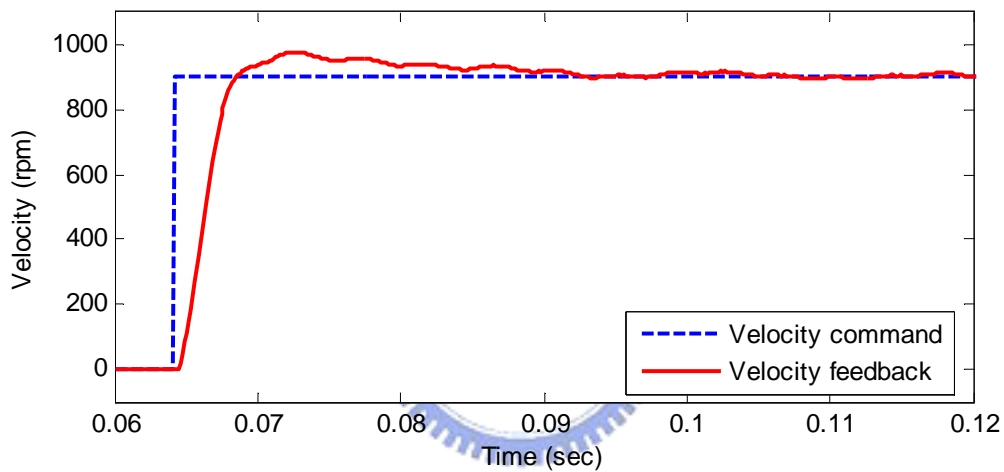
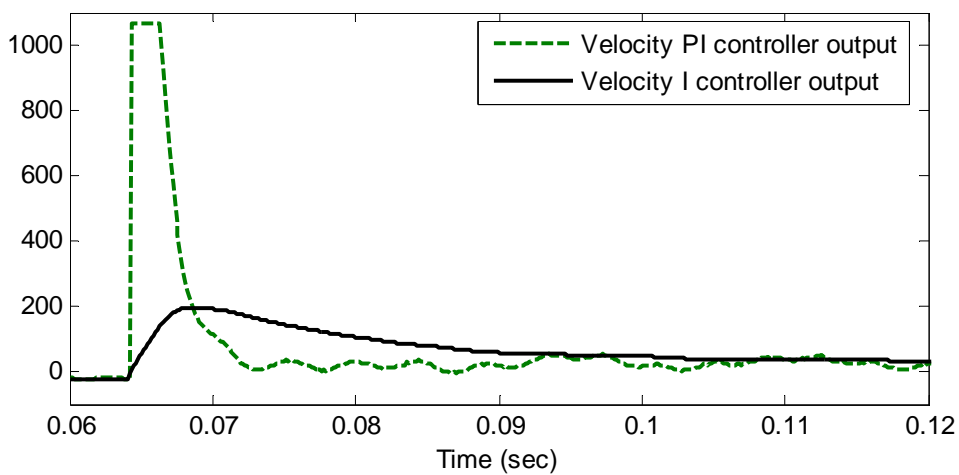


圖 2-23 改良的 Anti-windup PI 控制器之方塊圖[12]

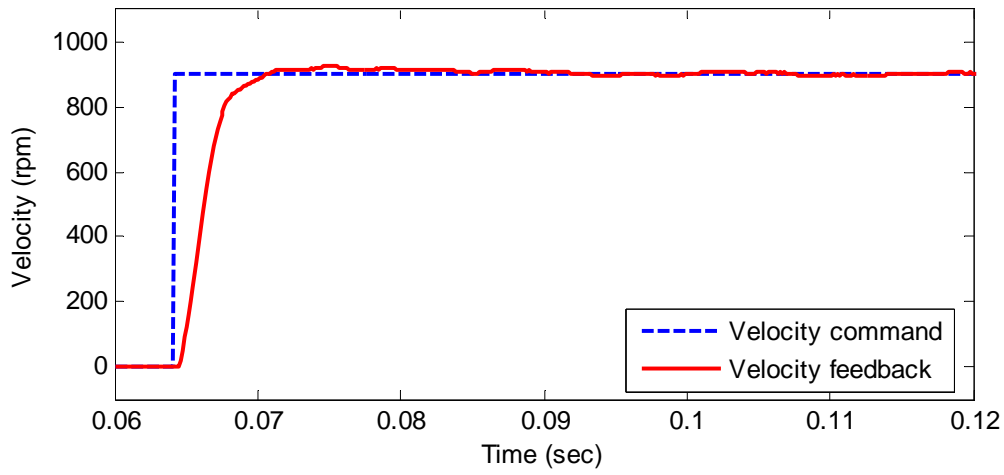


(a) 速度步階響應

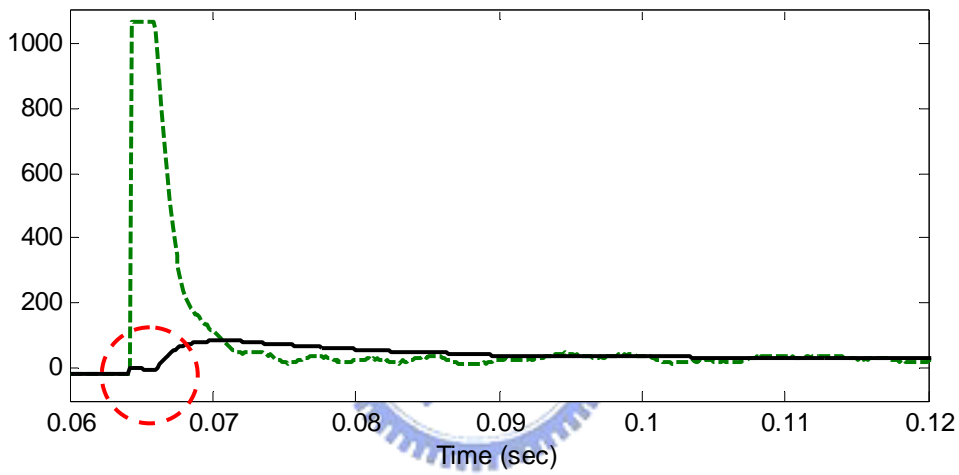


(b) PI 控制器的輸出

圖 2-24 傳統的 Anti-windup PI 控制器的速度步階響應



(a) 速度步階響應



(b) PI 控制器的輸出

圖 2-25 改良的 Anti-windup PI 控制器的速度步階響應

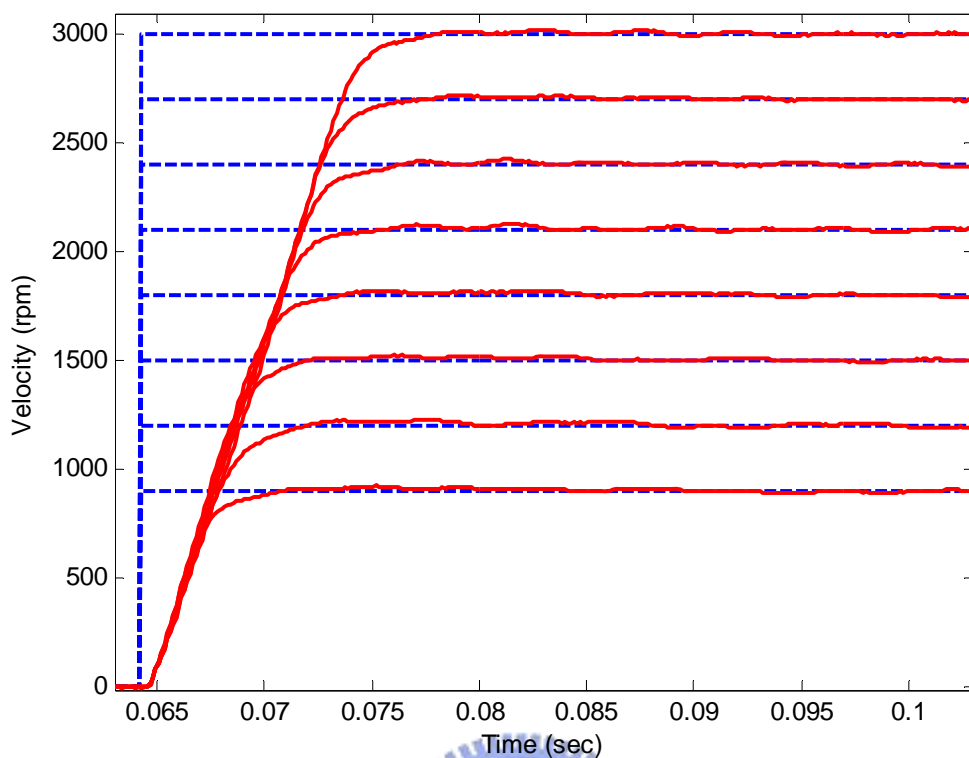


圖 2-26 改良的 Anti-windup PI 控制器之 900 ~ 3000 rpm 速度步階響應

表 2-8 不同的 Anti-windup PI 控制器的最大過越量百分比

	Percent maximum overshoot
Without anti-windup	11.11%
傳統的 anti-windup	8.33%
改良的 anti-windup	<b>2.78%</b>

#### 2.4.2 位置迴路控制

伺服馬達位置迴路事實上非常地簡單，只需要利用 P 控制器就可以達到零穩態誤差，P 增益直接地影響到位置迴路的頻寬，但是必須保持速度迴路的頻寬高於位置迴路 4~6 倍，才不會使馬達發生抖動的現象；另外大多的商品化伺服驅動器在位置迴路會加入前饋控制器，如圖 2-27 所示，其用處在

於過大的 P 增益，會使位置迴路頻寬提高而降低相位邊限，此時馬達轉子會左右擺動，所以必須調小 P 增益直到轉子不會左右擺動，但是過低的 P 增益無法滿足預期的位置追跡能力，此時前饋控制器就能有效地降低位置動態追跡誤差。

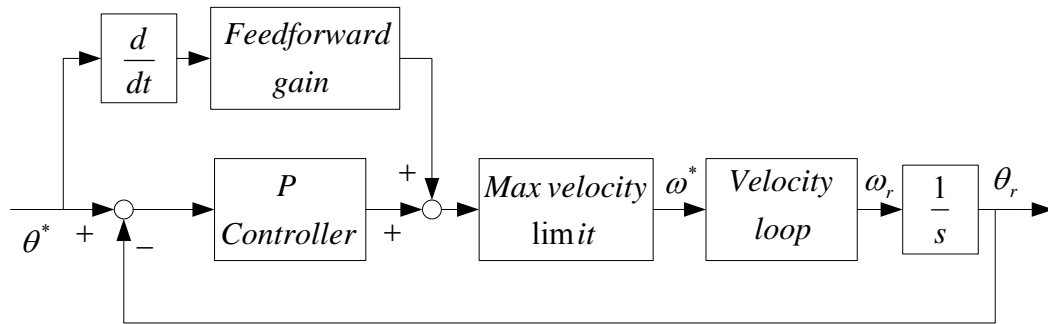


圖 2-27 位置前饋控制器之方塊圖

另外位置迴路不同於其它迴路，在進行位置誤差運算時，不能只是簡單地將位置命令減掉位置回授作為 P 控制器的輸入信號，實際上，馬達被控制於固定一處時，即使控制性能在好，其轉子在微觀下，會是在位置命令的左右擺動，這樣當位置命令在 Z-index 附近就糟了。以下利用圖 2-28 說明原因，假設 A 點在馬達 Z-index 附近，機械角為 350 度，轉子往 C 點方向轉動為正轉，機械角為 10 度，轉子往 B 點方向轉動為反轉，機械角為 330 度。當馬達命令為 A 點時，因為轉子在微觀下會在 A 點左右擺動，當轉子擺動至 B 方向時，位置誤差為 350 度減掉 330 度，則 P 控制器的輸入信號為 20 度，所以速度迴路會產生一個正轉的扭力，將轉子拉回 A 點；但是，當轉子擺動至 C 方向時，位置誤差為 350 度減掉 10 度，則 P 控制器的輸入信號為 340 度，所以速度迴路會產生一個正轉的扭力，將轉子多轉一圈回到 A 點。以上就是問題所在了，當位置命令在 Z-index 附近時，只要位置出現誤差量，位置迴路就只會產生正轉的速度命令，使得馬達不停轉動，所以在位置誤差的運算必須增加上一些判斷式，避免發生上面的問題。判斷式如下：

if(位置誤差 > 180 度)

位置誤差 = 位置誤差 - 360 度

else if(位置誤差 < -180 度)

位置誤差 = 位置誤差 + 360 度

有了上面的判別式，當轉子擺動至 C 方向時，位置誤差為 350 度減掉 10 度，因為大於 180 度，所以 P 控制器的輸入信號為 340 度減掉 360 度，即為-20 度，所以速度迴路會產生一個反轉的扭力，將轉子順時針方向拉回到 A 點，而不會再多轉一圈了。

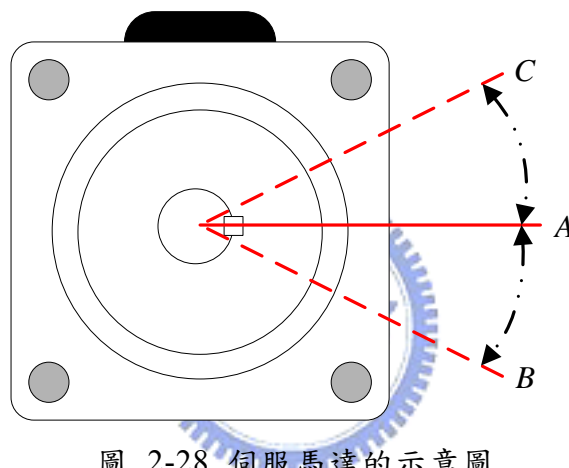


圖 2-28 伺服馬達的示意圖



### 第三章 擾動觀測器 DOB 設計與 Auto-tuning

本章將介紹擾動觀測器的設計方法，並以擾動觀測器進行轉動慣量與黏滯係數的自動估測。最後將分析速度 ripple 的產生原因，並且能透過文中提出的擾動觀測器有效地抑制。

#### 3.1 擾動觀測器

擾動觀測器(disturbance observer, DOB)[13]被廣泛地用於降低外界擾動對控制系統的影響，與其說它是觀測器，不如說它是擾動補償器，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 3-1 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。

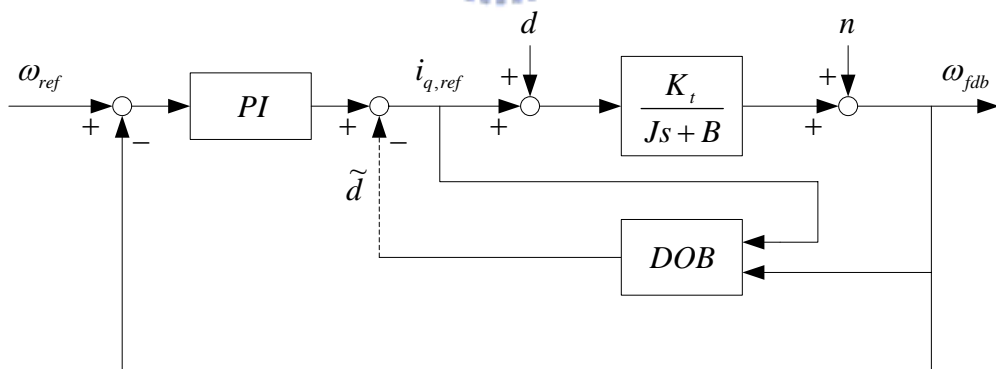


圖 3-1 DOB 的控制架構

圖 3-1 顯示了 DOB 的控制系統架構，其中

$\omega_{ref}$  : 速度命令

$\omega_{fdb}$  : 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

以下進行擾動觀測器設計，由 2.2 節可以得知機械方程式為

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m = T_e + T_L \quad (3-1)$$

$$= K_t(i_e + i_L)$$

其中  $\omega_m$ 、 $i_e$  及  $i_L$  分別為圖 3-1 中的  $\omega_{fdb}$ 、 $i_{q,ref}$  及  $d$ 。假設  $\bar{J} = J/K_t$  與  $\bar{B} = B/K_t$ ，則(3-1)式可簡化為

$$\bar{J} \frac{d\omega_m}{dt} + \bar{B}\omega_m = i_e + i_L \quad (3-2)$$

再利用前向矩形法(Forward-rectangular rule / Euler's rule)對(3-2)式離散化

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

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

$$\begin{bmatrix} \omega_m(k+1) \\ i_L(k+1) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \omega_m(k) \\ i_L(k) \end{bmatrix} + B i_e(k) \quad (3-4)$$

$$y(k) = C \begin{bmatrix} \omega_m(k) \\ i_L(k) \end{bmatrix}$$

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

$$\begin{bmatrix} \hat{\omega}_m(k+1) \\ \hat{i}_L(k+1) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m(k) \\ \hat{i}_L(k) \end{bmatrix} + B i_e(k) + L(y - \hat{\omega}_m(k)) \quad (3-5)$$

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

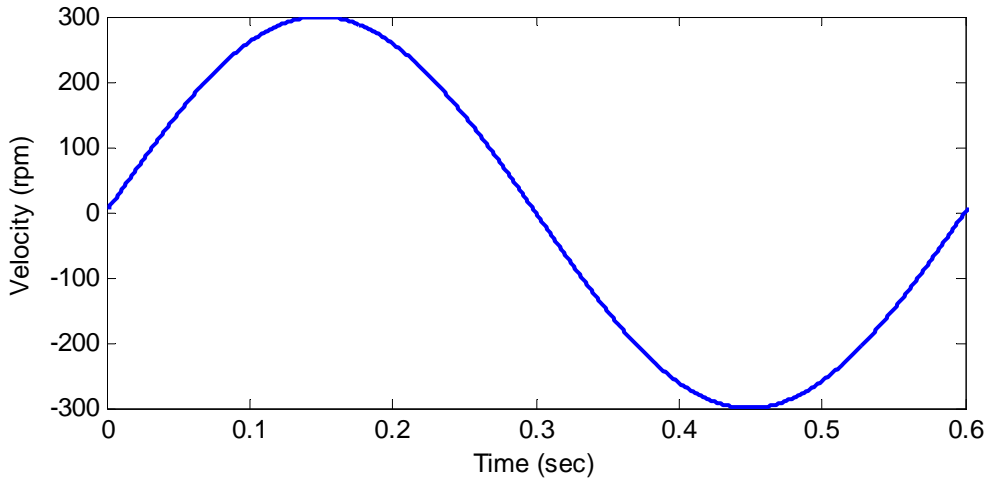
決定，其特徵值可由觀測器增益  $l_1$  與  $l_2$  決定

$$\begin{aligned} |zI - A + LC| &= \begin{vmatrix} z - a_{11} + l_1 & -a_{12} \\ l_2 & z - 1 \end{vmatrix} \\ &= z^2 + (l_1 - a_{11} - 1)z + (a_{11} - l_1 + a_{12}l_2) \\ &= (z - \beta_1)(z - \beta_2) \end{aligned} \quad (3-6)$$

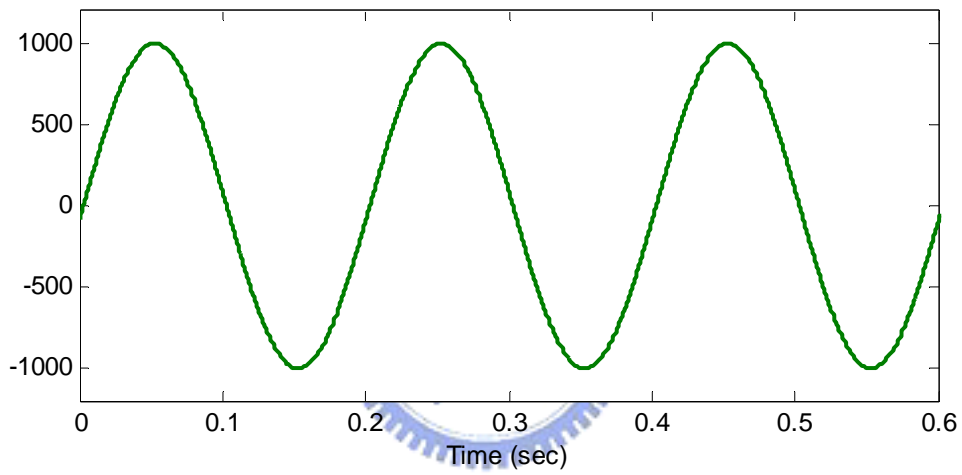
其中  $a_{11} = 1 - \frac{\overline{B}T_s}{J}$ 、 $a_{12} = \frac{T_s}{J}$ 、 $\beta_1$  與  $\beta_2$  為我們預期觀測器的極點位置，比較係數可得

$$\begin{cases} l_1 = -\beta_1 - \beta_2 + a_{11} + 1 \\ l_2 = \frac{\beta_1\beta_2 - a_{11} + l_1}{a_{12}} \end{cases} \quad (3-7)$$

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  $d = 1000 \sin 10\pi t$ ，圖 3-2 分別為速度命令與電流干擾訊號  $d$ 。為了清楚地比較實驗結果，以下將速度響應的結果局部放大，如圖 3-3 所示，為馬達空載及無電流干擾訊號的速度響應。將干擾訊號  $d$  加入後，如圖 3-4 所示，在尚未使用 DOB 之前，速度響應明顯地受到擾動量的影響，使得性能大幅下降，但使用了 DOB 之後，擾動量  $d$  清楚地被估測出來，如圖 3-4(c)，發揮了抑制干擾的效果；另外圖 3-5 為馬達操作於空載與加上 2.4 倍轉子慣量環，即系統總轉動慣量為原本的 3.4 倍，在尚未使 DOB 之前，速度響應明顯地受到負載增加的影響，使得性能下降，但是最後 DOB 的確可以把它們的 Model 差異彌補起來，回到原本的響應。



(a) 速度命令



(b) 電流干擾訊號  $d$

圖 3-2 DOB 實驗的速度命令與干擾訊號

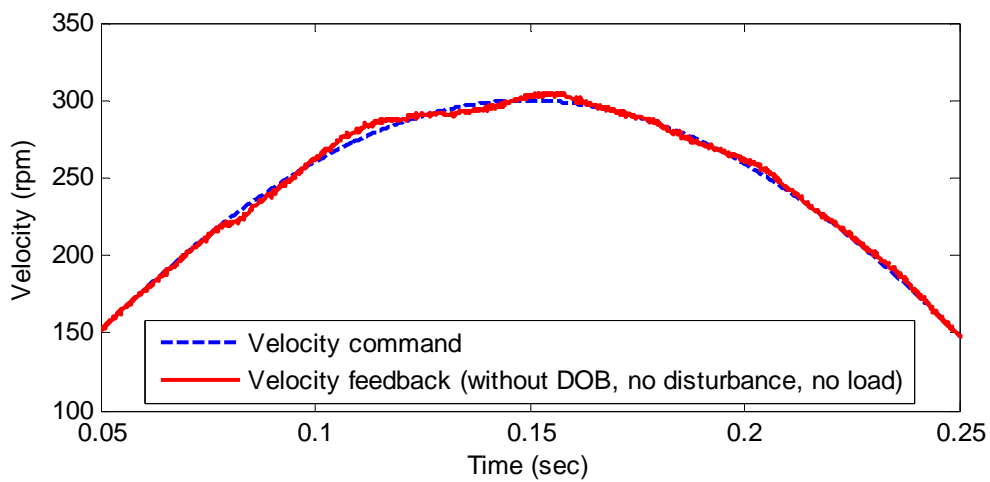
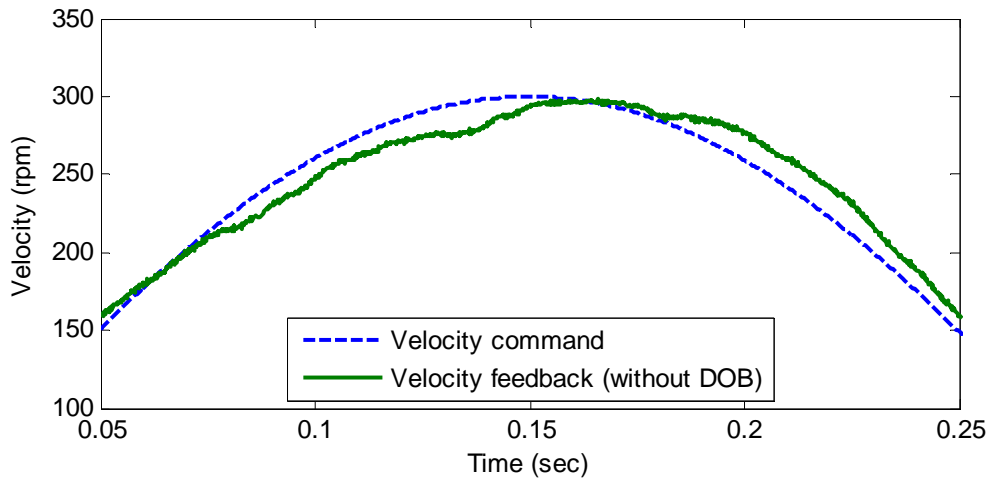
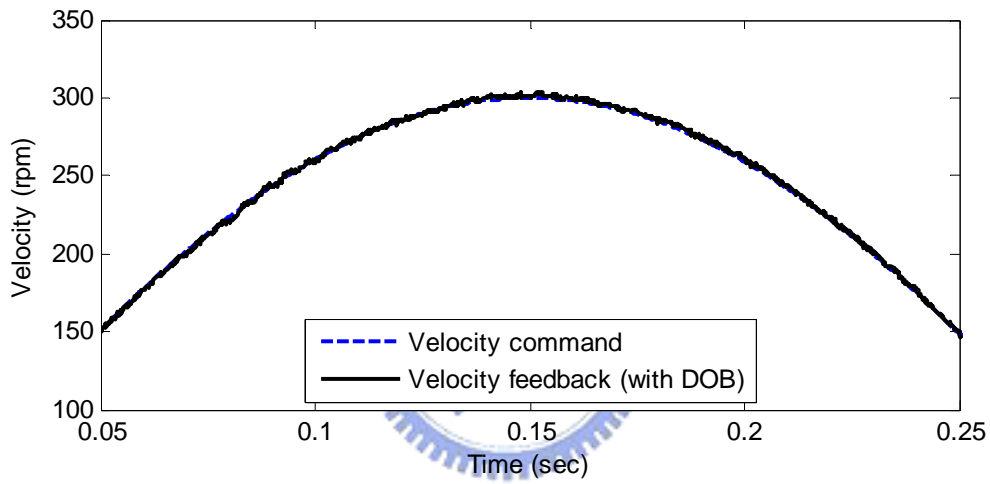


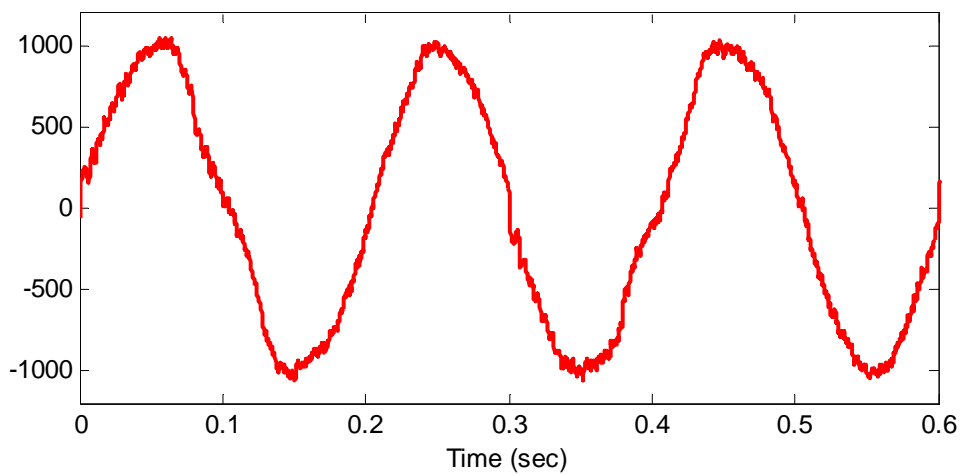
圖 3-3 馬達空載及無電流干擾訊號的速度響應



(a) 無加入 DOB

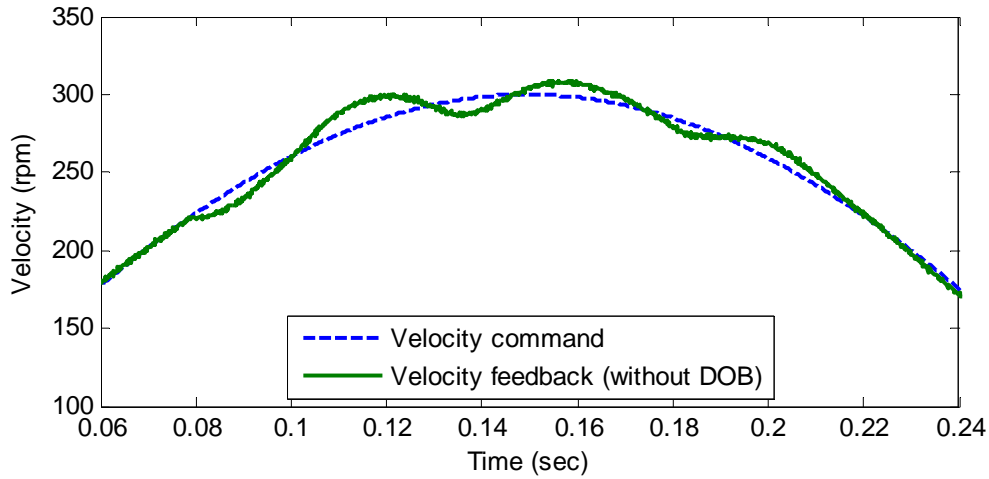


(b) 加入 DOB 後

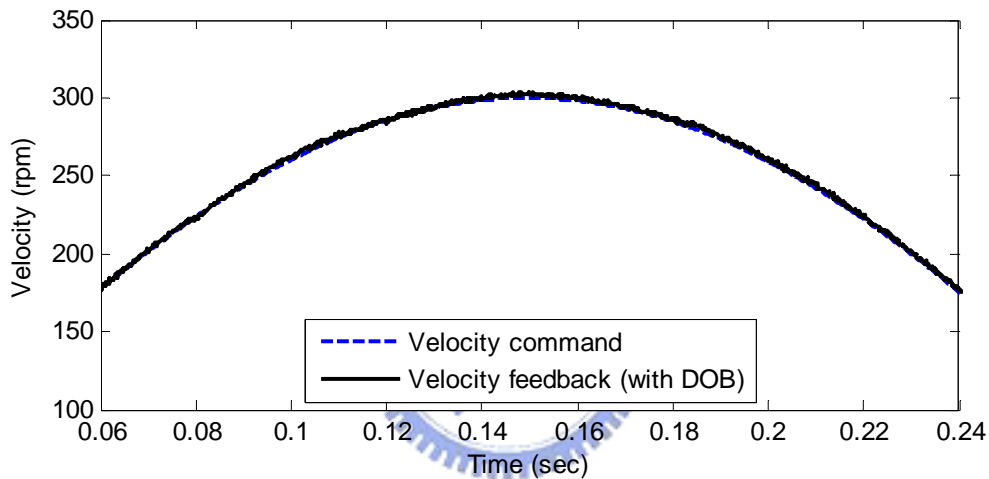


(c) DOB 的估測結果

圖 3-4 DOB 消除外部干擾的實驗結果



(a) 無加入 DOB



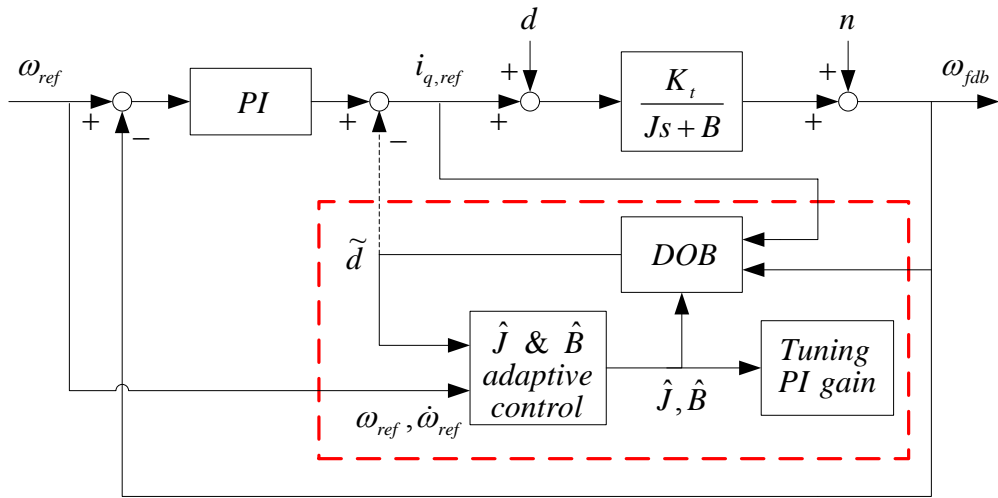
(b) 加入 DOB 後

圖 3-5 DOB 修正 Modeling error 的實驗結果

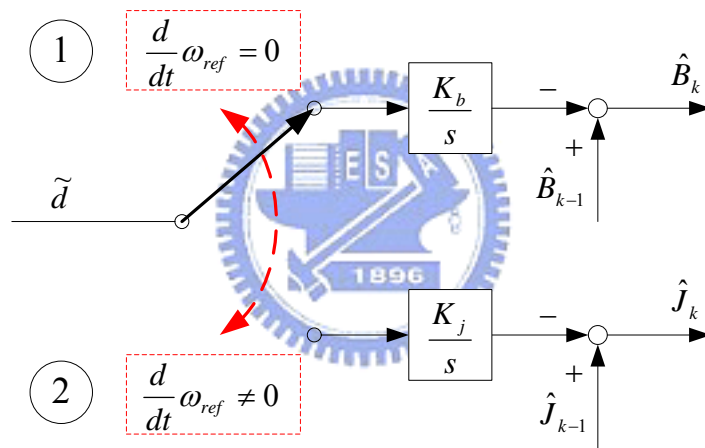
### 3.2 以 DOB 自動估測轉動慣量與黏滯係數

圖 3-6 顯示了以 DOB 進行轉動慣量與黏滯係數的自動估測之架構[14]，虛線部分為轉動慣量與黏滯係數自動估測，包含 DOB、適應性控制器及調整 PI 控制器增益等三部份，利用電流命令與速度回授轉速經由 DOB 估測馬達所受到的擾動量，此擾動量包含了轉子與負載之慣量、外部擾動和摩擦力，接著區分速度命令，以適應性控制器來修正 DOB 所需要的轉動慣量與黏滯係數參數，當 DOB 使用的參數都近似實際 Model 時，DOB 之輸出便近似於

零。



(a)



(b)

圖 3-6 以 DOB 自動估測轉動慣量與黏滯係數之架構

圖 3-6(b)顯示了估測轉動慣量與黏滯係數之適應性控制器，其中

- $\hat{B}_k$  : 估測黏滯係數
- $\hat{B}_{k-1}$  : 估測黏滯係數之初始值
- $K_b$  : 估測黏滯係數之適應率
- $\hat{J}_k$  : 估測轉動慣量
- $\hat{J}_{k-1}$  : 估測轉動慣量之初始值
- $K_j$  : 估測轉動慣量之適應率

當速度命令為加減速度時，如圖 3-7 中的區域 2，此時圖 3-6(b)會切換至路徑 2，修正轉動慣量之估測值；反之當速度命令為定速度時(非零)，如圖 3-7 中的區域 1，此時圖 3-6(b)會切換至路徑 1，修正黏滯係數之估測值。下列將詳細說明轉動慣量與黏滯係數之估測原理。

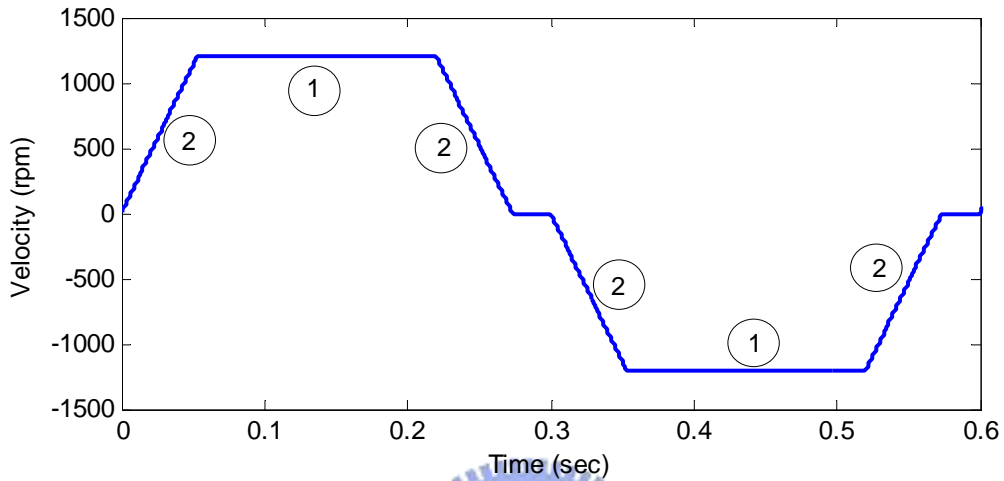


圖 3-7 以 DOB 自動估測轉動慣量與黏滯係數之速度命令



### 3.2.1 黏滯係數之估測

假設外部擾動等於零，且速度命令為非零之定值時，(3-3)式可簡化為

$$\bar{B}\omega_m(k) = i_e(k) \quad (3-8)$$

其中  $\bar{B}$  為實際的黏滯係數。當估測的黏滯係數大於實際黏滯係數時，則

$$\begin{aligned} \hat{B}\omega_m(k) &= (\bar{B} + \Delta B)\omega_m(k) \\ &= i_e(k) + i_L(k) \end{aligned} \quad (3-9)$$

其中  $\hat{B}$  為估測的黏滯係數， $\Delta B$  為估測與實際黏滯係數的差，比較(3-8)式與(3-9)式可得

$$i_L(k) = \Delta B\omega_m \quad (3-10)$$

由於電流命令所產生之轉矩無法使估測速度達到實際速度，所以 DOB 必須提供一同馬達旋轉方向之轉矩，如圖 3-8 所示；反之，當估測的黏滯係數小於實際黏滯係數時，電流命令所產生之轉矩一樣無法使估測速度達到實際速



度，所以 DOB 必須提供一相反於馬達旋轉方向之轉矩，使估測速度達到實際速度，以此補償量修正估測的黏滯係數，直到此補償量近似於零為止。

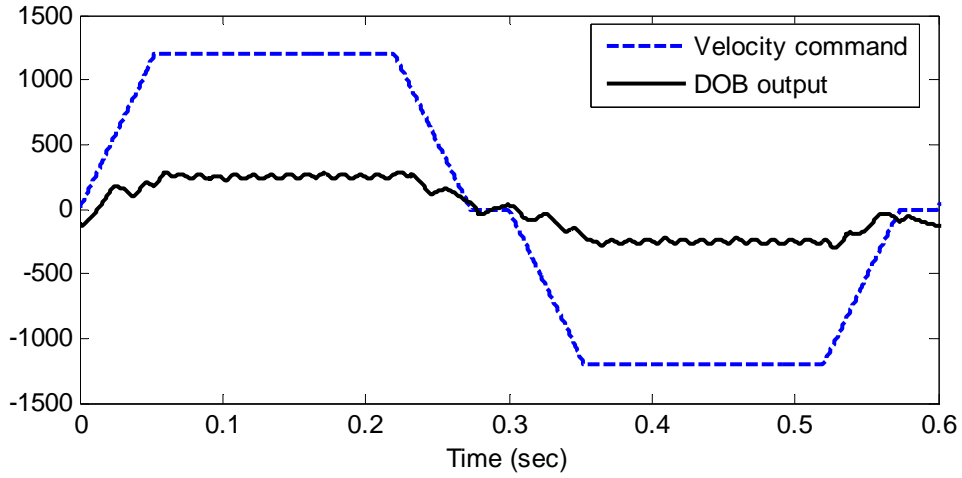


圖 3-8 當估測的黏滯係數大於實際黏滯係數之 DOB 輸出

### 3.2.2 轉動慣量之估測

假設外部擾動等於零，且估測的黏滯係數近似於實際黏滯係數，當速度命令為加減速時，(3-3)式可簡化為

$$\frac{\bar{J}}{T_s}(\omega_m(k+1) - \omega_m(k)) + \bar{B}\omega_m(k) = i_e(k) \quad (3-11)$$

其中  $\bar{J}$  為實際的轉動慣量。當估測的轉動慣量大於實際轉動慣量時，則

$$\begin{aligned} \frac{\hat{J}}{T_s}(\omega_m(k+1) - \omega_m(k)) + \hat{B}\omega_m(k) &= \frac{\bar{J} + \Delta J}{T_s}(\omega_m(k+1) - \omega_m(k)) + \bar{B}\omega_m(k) \\ &= i_e(k) + i_L(k) \end{aligned} \quad (3-12)$$

其中  $\hat{J}$  為估測的轉動慣量， $\Delta J$  為估測與實際轉動慣量的差，比較(3-11)式與(3-12)式可得

$$i_L(k) = \frac{\Delta J}{T_s}(\omega_m(k+1) - \omega_m(k)) \quad (3-13)$$

由於電流命令所產生之轉矩無法使估測速度達到實際速度，所以 DOB 必須提供一同馬達加速度方向之轉矩，如圖 3-9 所示；反之，當估測的轉動慣量小於實際轉動慣量時，電流命令所產生之轉矩一樣無法使估測速度達到實際

速度，所以 DOB 必須提供一相反於馬達加速度方向之轉矩，使估測速度達到實際速度，以此補償量修正估測的轉動慣量，直到此補償量近似於零為止。

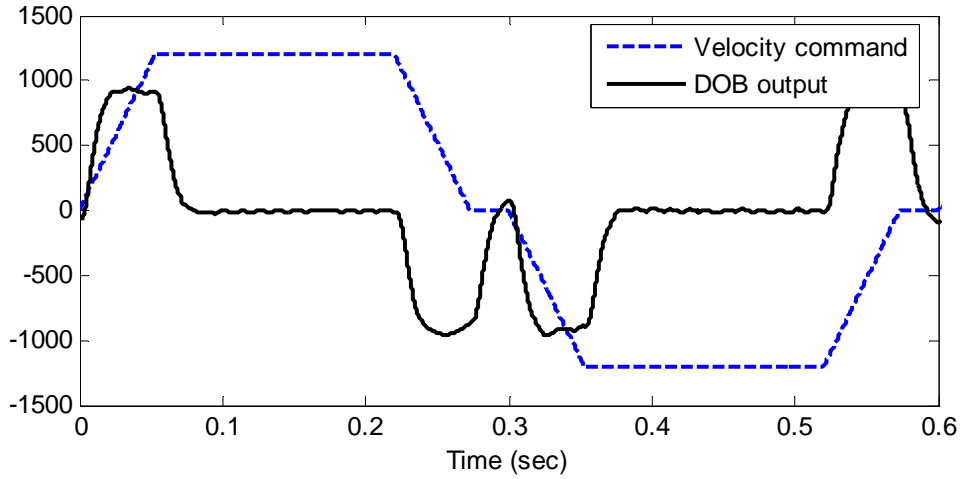


圖 3-9 當估測的轉動慣量大於實際轉動慣量之 DOB 輸出

### 3.2.3 轉動慣量與黏滯係數自動估測

由 3.2.1 與 3.2.2 小節可以清楚地發現，馬達操作於加減速度時，轉動慣量與黏滯係數之估測值的不正確都會使 DOB 輸出一補償量，來修正電流命令，使估測速度達到實際速度，而此補償量混合了兩種修正量。但是，當馬達操作於定速度時，即使轉動慣量之估測值不正確，DOB 輸出的補償量僅受黏滯係數之估測值影響，其輸出為

$$\hat{d} = (\hat{B} - \bar{B})\omega_m \quad (3-14)$$

本文以積分器的架構來自動調整黏滯係數之估測值，便可保證  $\hat{d}$  收斂至零

$$\hat{B} = K_b \int -\hat{d} \cdot dt \quad (3-15)$$

當黏滯係數之估測值已近似實際值，且馬達操作於加減速度時，DOB 輸出的補償量便僅受轉動慣量之估測值影響，其輸出為

$$\hat{d} = (\hat{J} - \bar{J})a_m \quad (3-16)$$

其中  $a_m$  為加減速度。同樣地使用積分器的架構來自動調整轉動慣量之估測值，可保證  $\hat{d}$  收斂至零

$$\hat{J} = K_j \int -\hat{d} \cdot dt \quad (3-17)$$

故一個完整的轉動慣量與黏滯係數之估測流程，應該是黏滯係數之估測值近似了實際值後，轉動慣量之估測值才開始近似實際值。在黏滯係數之估測值尚未近似實際值之前，轉動慣量之估測值絕對不可相信。

在數位系統中的實現架構如下列兩式

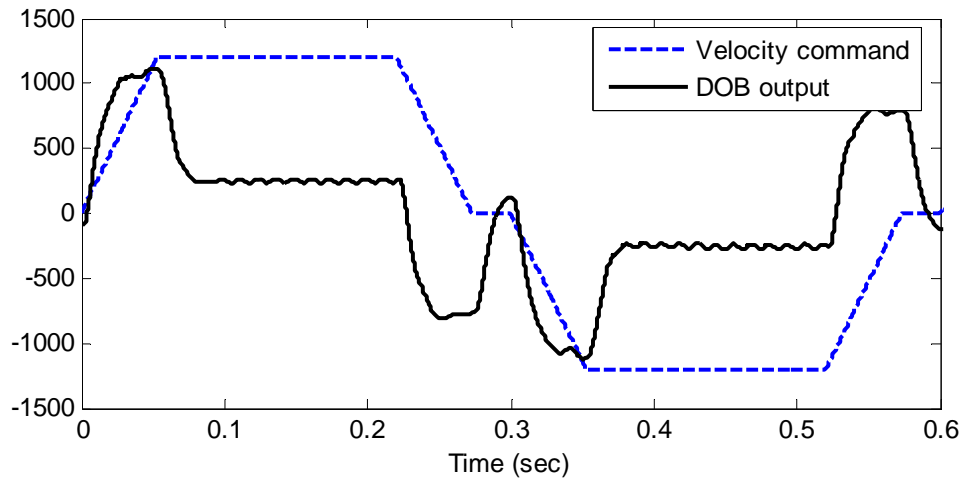
$$\hat{B}(k+1) = \hat{B}(k) - K_b \hat{d}(k+1) \cdot E_B \quad (3-18)$$

$$\hat{J}(k+1) = \hat{J}(k) - K_j \hat{d}(k+1) \cdot E_J \quad (3-19)$$

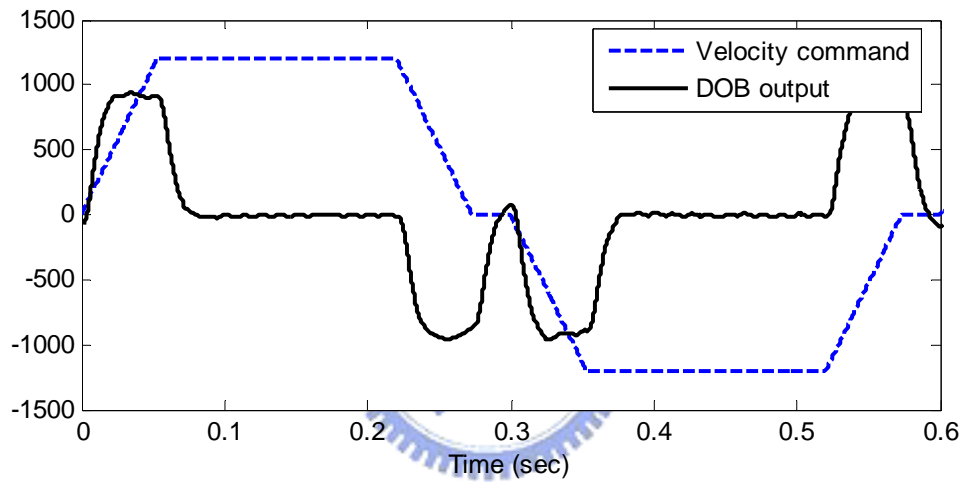
其中

$$E_B = \begin{cases} 1, & \frac{d}{dt} \omega = 0 \\ 0, & \frac{d}{dt} \omega \neq 0 \end{cases}, \quad E_J = \begin{cases} 0, & \frac{d}{dt} \omega = 0 \\ 1, & \frac{d}{dt} \omega \neq 0 \end{cases}$$

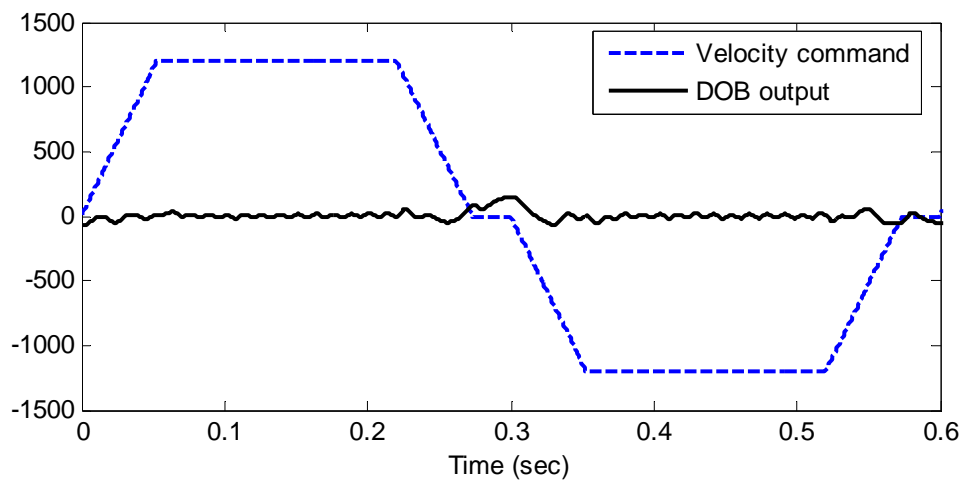
如圖 3-10 所示，分解了一個完整的轉動慣量與黏滯係數之估測過程的 DOB 輸出，圖 3-10(a) 為轉動慣量與黏滯係數之估測值都不同於實際值，圖 3-10(b) 為黏滯係數之估測值已近似實際值，但轉動慣量之估測值尚未正確，最後圖 3-10(c) 為轉動慣量與黏滯係數之估測值都已近似實際值的 DOB 輸出，其輸出量幾乎在零附近擺動。



(a) 估測的黏滯係數與轉動慣量大於實際值



(b) 估測的轉動慣量大於實際值



(c) 估測的黏滯係數與轉動慣量近似實際值

圖 3-10 分解轉動慣量與黏滯係數自動估測之 DOB 輸出

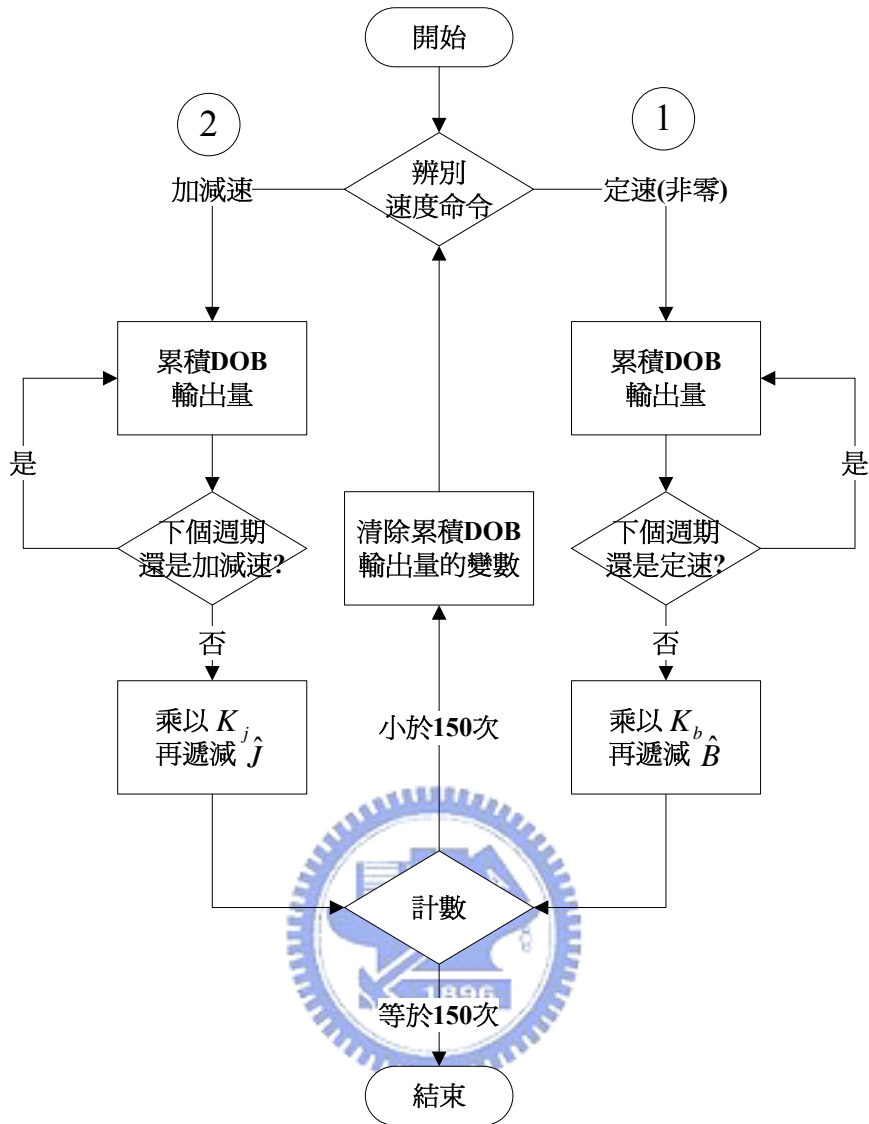


圖 3-11 以 DOB 自動估測轉動慣量與黏滯係數之流程圖

圖 3-7 中的梯形速度命令包含兩個定速度區與四個加減速度區，我們將其定義為一個自動調整週期(Auto-tuning cycle)，完整的轉動慣量與黏滯係數自動估測之流程如圖 3-11 所示，我們將估測時間預設為 25 次 Auto-tuning cycle。圖 3-12 為負載慣量環，分別為文中驅動的馬達轉子慣量的 2.4 倍與 4.3 倍，用來驗證本文提出的轉動慣量估測法。事實上只要給於適當的適應率，便可獲得快速的估測響應，如圖 3-13~圖 3-15 分別是馬達空載與接上 2.4 倍及 4.3 倍負載環的轉動慣量估測過程，縱軸分別是速度與估測的系統轉動慣量，圖中的 J 標示於表 2-7 中，大約經過 4 次 Auto-tuning cycle，估測的轉動慣量就收斂了，轉動慣量估測的結果彙整於表 3-1 中，同時比較不同

的加速度命令，發現此估測架構並不會因為加速度越大，轉動慣量估測的精確度就越高，這樣應用於 CNC 機台便可使用低加速度進行轉動慣量估測，防止機台共振。



(a) 馬達轉子慣量的 2.4 倍

(b) 馬達轉子慣量的 4.3 倍

圖 3-12 負載慣量環

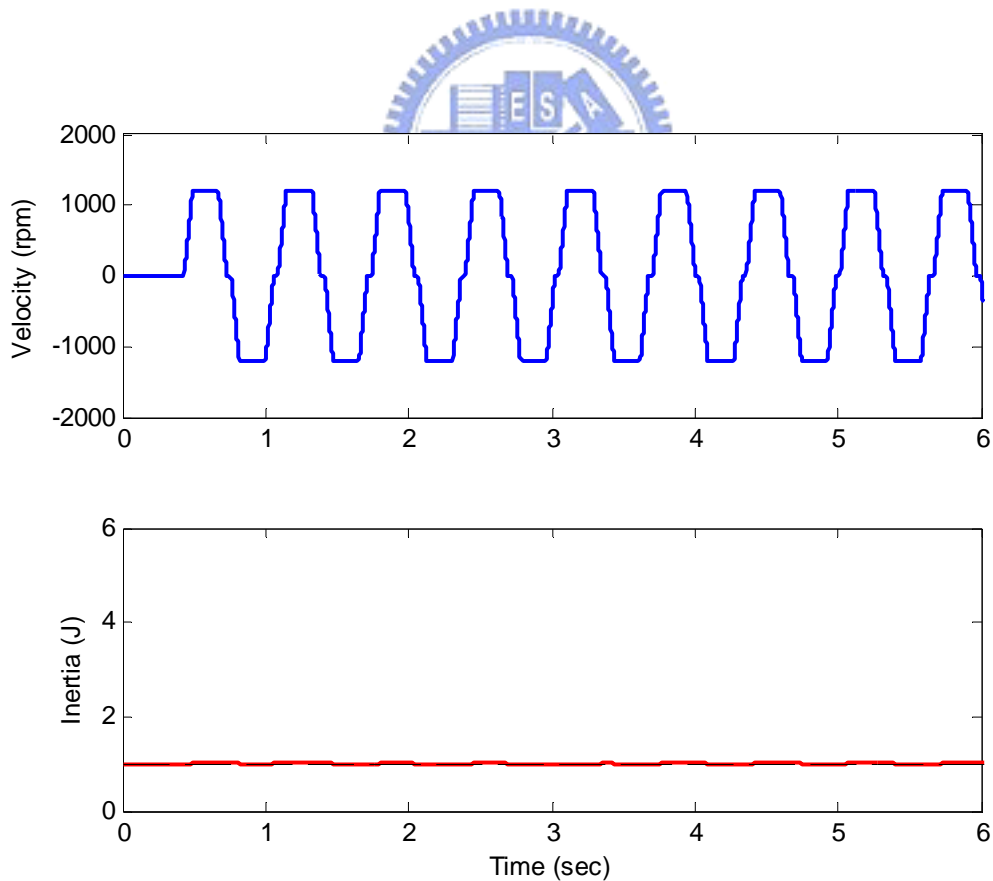


圖 3-13 馬達空載的轉動慣量估測

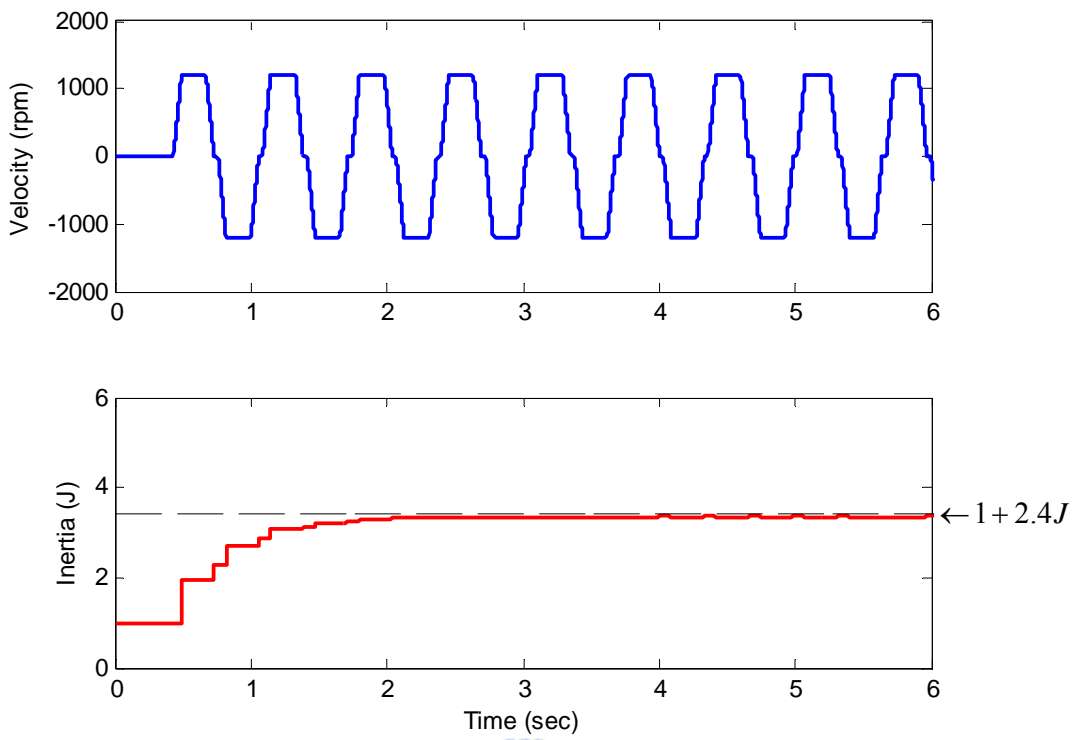


圖 3-14 馬達加上 2.4 倍慣量環的轉動慣量估測

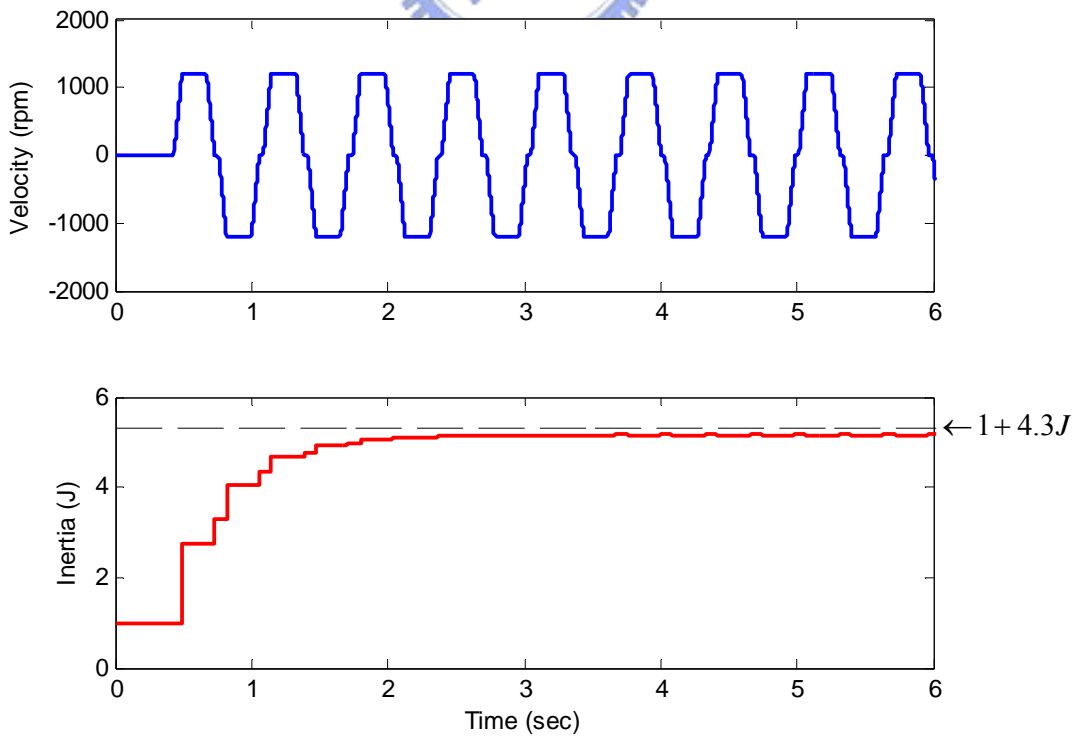


圖 3-15 馬達加上 4.3 倍慣量環的轉動慣量估測

表 3-1 負載慣量比在不同的加速度下之估測值

負載環	加速度( $\frac{rev}{sec^2}$ )	$375 \frac{rev}{sec^2}$	$1250 \frac{rev}{sec^2}$
	2.4 倍		3.35 倍
4.3 倍		5.19 倍	5.17 倍

### 3.3 伺服控制增益調整

一般在 CNC 機台應用場合，轉動慣量對於系統的動態響應遠大於黏滯係數的影響，故忽略黏滯係數，則速度開迴路轉移函數為速度 PI 控制器乘以機械系統

$$K_{vp} \left( 1 + \frac{K_{vi}}{s} \right) \cdot \frac{1}{\hat{J}s} = \frac{K_{vp}}{\hat{J}} \left( \frac{s + K_{vi}}{s} \right) \quad (3-20)$$

當系統操作於線性區時，只要轉動慣量變大幾倍，P 控制器增益  $K_{vp}$  就放大相同的倍數，便可使系統保持一樣的響應。圖 3-16 是在相同的 PI 增益下，比較馬達空載與加上 2.4 倍慣量環的步階響應，整體響應明顯地因為負載的增加而大幅下降，但是透過 3.2 節的估測方法得到負載慣量比，再將  $K_{vp}$  放大(1+負載慣量比)倍後，如圖 3-17 所示，系統的動態響應確實回到如同空載的響應；相同地在 4.3 倍慣量環也得到相同的結果，結果如圖 3-18 所示。



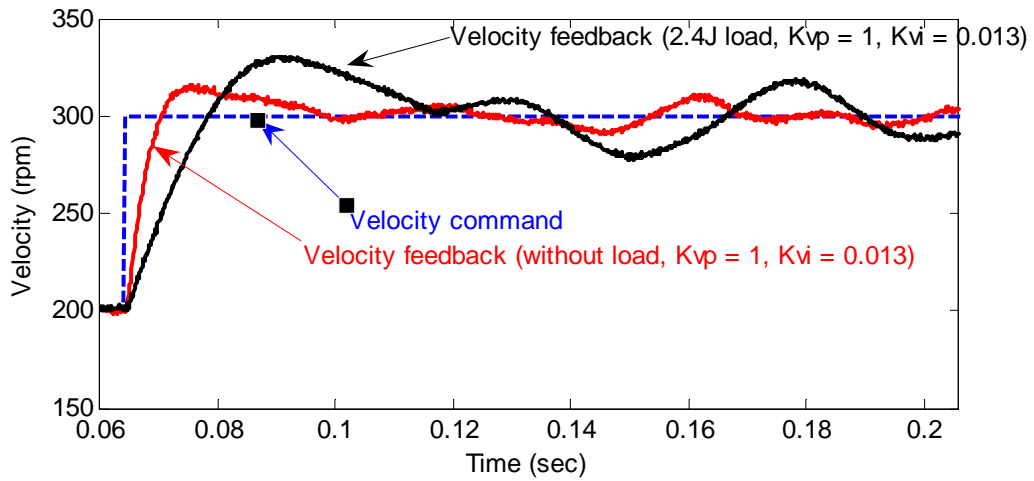


圖 3-16 比較空載與加上 2.4 倍慣量環的步階響應

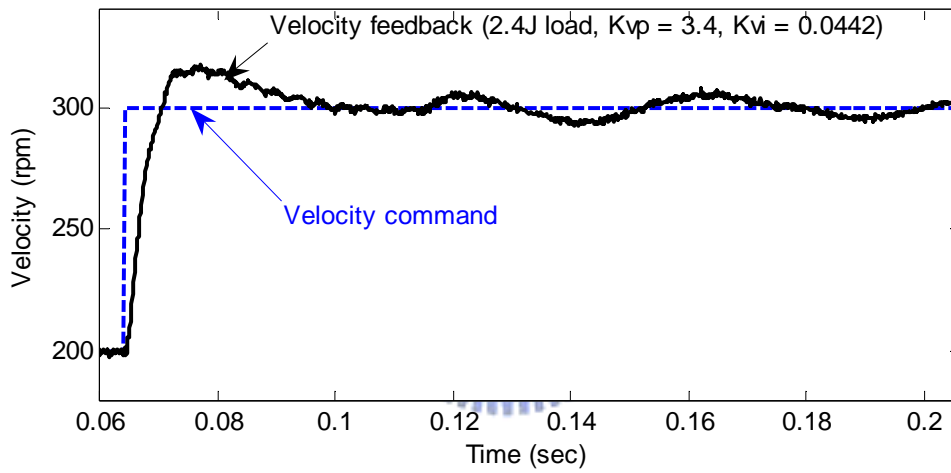


圖 3-17 加上 2.4 倍慣量環且放大 3.4 倍 P 增益的步階響應

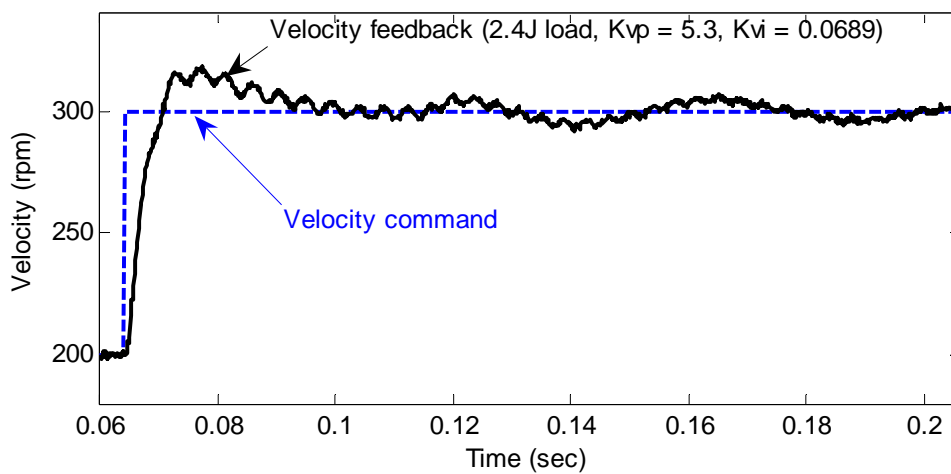
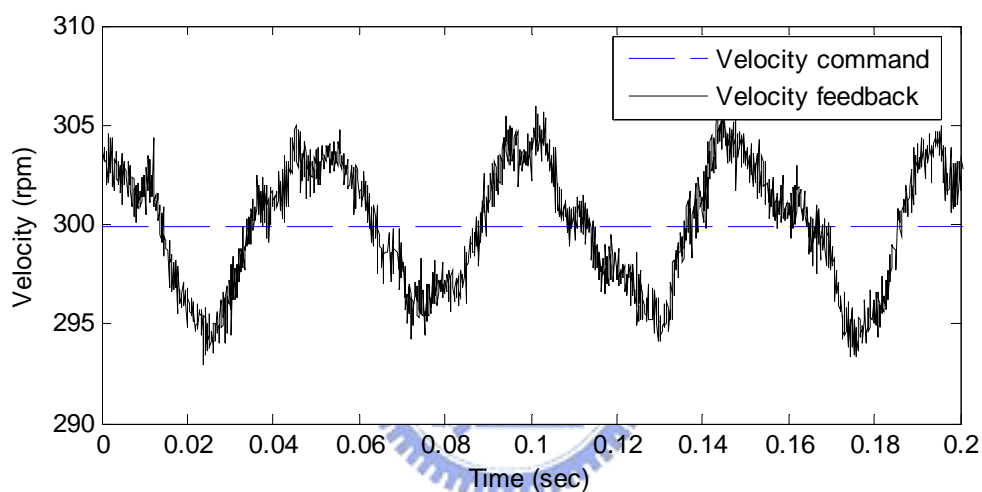


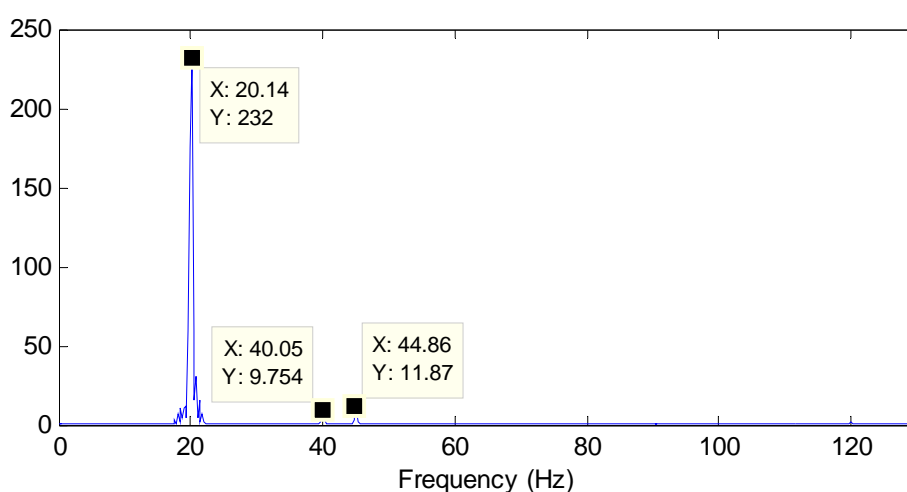
圖 3-18 加上 4.3 倍慣量環且放大 5.3 倍 P 增益的步階響應

### 3.4 以 DOB 達成速度 ripple 之分析與抑制

圖 3-19 為伺服馬達定速控制於 300 rpm 的穩態響應，經由 Fast Fourier Transform(FFT)分析，如圖 3-19(b)所示，有兩大主要的低頻成分存在，分別為 20 和 40Hz，但是在多次的實驗數據中，我們發現這些低頻的震盪情形時好時壞，甚至有些時候不會出現，同時這些震盪的頻率與轉速成正比，後來進一步觀察電流回授信號，發現每當電流回授信號的平均值非零時，速度響應便會產生低頻震盪，以下將針對電流回授信號經過座標轉換可能產生的問題進一步的分析。



(a) 時域響應



(b) FFT

圖 3-19 8-poles 伺服馬達之 300 rpm 響應(5Hz)

### 3.4.1 速度 ripple 與三相電流平衡分析

永磁式交流同步馬達在靜止三相座標上具有非線性的特性，且數學模型十分地複雜，通常會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下的 d-q 軸馬達數學模型，此時馬達電壓與電流的合成向量與轉子同步旋轉，如同直流電一般的波形，但是，如果三相電流的量測並非理想時，將會產生什麼影響呢？以下分別推導與模擬三相電流的平均值非零和三相電流振幅不同的情形，經過同步旋轉座標會產生什麼影響，下列分別為 Clarke 與 Park 轉換。

◇ 靜止三軸 ( $a-b-c$ ) 座標轉換為靜止二軸 ( $\alpha-\beta$ ) 座標：Clarke 轉換

$$\begin{cases} i_\alpha = i_a \\ i_\beta = (2i_b + i_c)/\sqrt{3} \end{cases} \quad (3-21)$$

◇ 靜止二軸 ( $\alpha-\beta$ ) 座標轉換為同步旋轉 ( $d-q$ ) 座標：Park 轉換

$$\begin{cases} i_d = i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \\ i_q = -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta \end{cases} \quad (3-22)$$



◆ 假設三相電流平衡，且平均值為非零

$$\begin{cases} i_a = A \sin \omega t + B \\ i_b = A \sin(\omega t + 2\pi/3) + C \\ i_c = A \sin(\omega t - 2\pi/3) - B - C \end{cases} \quad (3-23)$$

其中  $B$  和  $C$  為任意不同的值，經過 Clarke 轉換為

$$\begin{cases} i_\alpha = A \sin \omega t + B \\ i_\beta = (A \sin \omega t + B + 2A \sin(\omega t + 2\pi/3) + 2C)/\sqrt{3} \end{cases} \quad (3-24)$$

再經過 Park 轉換為

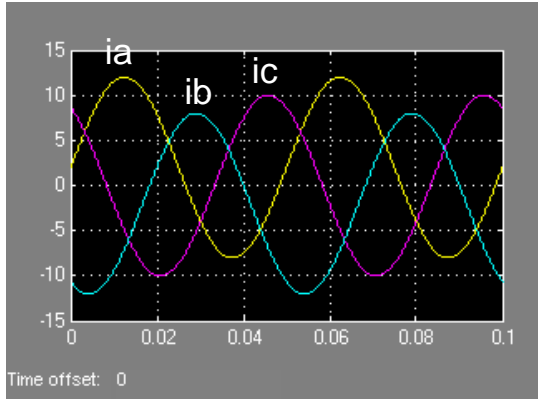
$$\begin{aligned}
 i_d &= A \sin \omega t \cos \theta + B \cos \theta + \frac{A}{\sqrt{3}} \sin \omega t \sin \theta + \frac{B}{\sqrt{3}} \sin \theta \\
 &\quad + \frac{2A}{\sqrt{3}} \sin(\omega t + 2\pi/3) \sin \theta + \frac{2C}{\sqrt{3}} \sin \theta \\
 &= A \sin \omega t \cos \theta + B \cos \theta + \frac{B}{\sqrt{3}} \sin \theta + A \cos \omega t \sin \theta + \frac{2C}{\sqrt{3}} \sin \theta \quad (3-25) \\
 &= A \sin(\omega t + \theta) + B \cos \theta + D \sin \theta \quad (\text{let } D = \frac{B}{\sqrt{3}} + \frac{2C}{\sqrt{3}}) \\
 &= A \sin(\omega t + \theta) + \sqrt{B^2 + D^2} \sin(\theta + \varphi) \quad (\text{let } \varphi = \tan^{-1} \frac{B}{D})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 i_q &= -A \sin \omega t \sin \theta - B \sin \theta + \frac{A}{\sqrt{3}} \sin \omega t \cos \theta + \frac{B}{\sqrt{3}} \cos \theta \\
 &\quad + \frac{2A}{\sqrt{3}} \sin(\omega t + 2\pi/3) \cos \theta + \frac{2C}{\sqrt{3}} \cos \theta \\
 &= -A \sin \omega t \sin \theta - B \sin \theta + \frac{B}{\sqrt{3}} \cos \theta + A \cos \omega t \cos \theta + \frac{2C}{\sqrt{3}} \cos \theta \quad (3-26) \\
 &= A \cos(\omega t + \theta) - B \sin \theta + D \cos \theta \quad (\text{let } D = \frac{B}{\sqrt{3}} + \frac{2C}{\sqrt{3}}) \\
 &= A \cos(\omega t + \theta) + \sqrt{B^2 + D^2} \cos(\theta + \varphi) \quad (\text{let } \varphi = \tan^{-1} \frac{B}{D})
 \end{aligned}$$

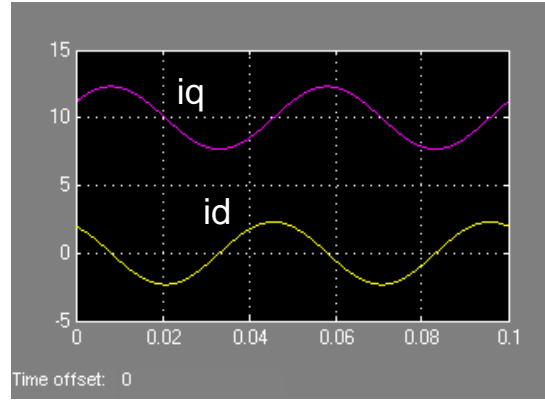
本文使用的 Tamagawa 馬達極數為 8 極，所以馬達旋轉一圈便產生 4 個 360 度的電氣角，假設馬達操作於 300 rpm 的定轉速，即每秒鐘馬達轉 5 圈，故同步旋轉座標將以 20Hz 的頻率旋轉，則

$$\begin{cases} i_d = 0 + \sqrt{B^2 + D^2} \sin(2\pi \cdot 20t + \varphi) \\ i_q = A + \sqrt{B^2 + D^2} \cos(2\pi \cdot 20t + \varphi) \end{cases} \quad (3-27)$$

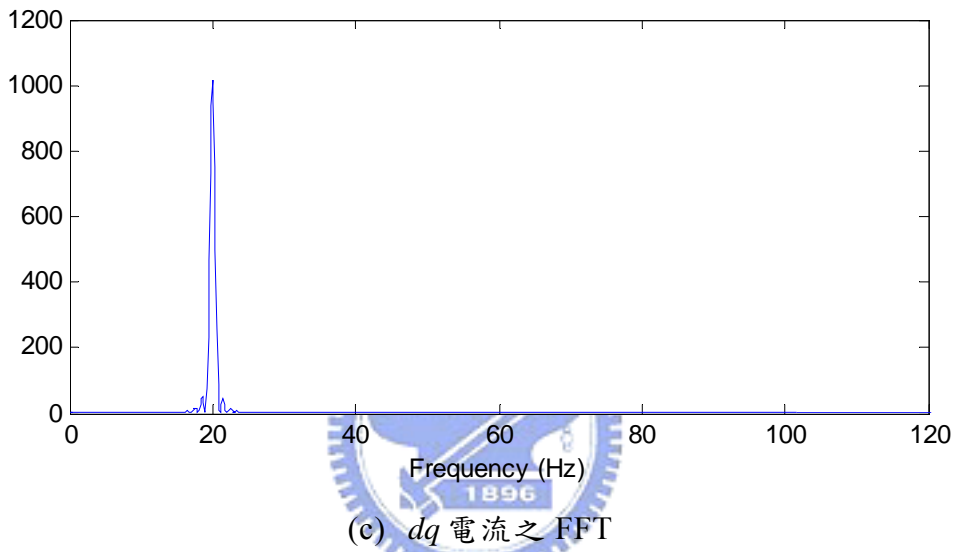
由上式可以清楚地發現  $i_d$  和  $i_q$  產生 20Hz 的頻率，因此，只要三相電流任意相的平均值非零，將會使得  $i_d$  和  $i_q$  產生  $4(\text{pole pair}) \times \omega(\text{rps})$  Hz 的頻率，這將會直接反映在速度響應上；另外利用 MATLAB-Simulink 模擬 Clarke 與 Park 轉換，將(3-23)式作為輸入信號，如圖 3-20 所示，結果與前面的推導一致。



(a) *abc* 三相電流



(b) *dq* 電流



(c) *dq* 電流之 FFT

圖 3-20 三相電流平均值為非零的影響之模擬

◆ 假設三相電流平衡，且振幅不相同

$$\begin{cases} i_a = A \sin \omega t \\ i_b = B \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ i_c = -A \sin \omega t - B \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (3-28)$$

其中  $A$  和  $B$  為任意不同的值，經過 Clarke 轉換為

$$\begin{cases} i_\alpha = A \sin \omega t \\ i_\beta = (A \sin \omega t + 2B \sin(\omega t + 2\pi/3))/\sqrt{3} \end{cases} \quad (3-29)$$

再經過 Park 轉換為

$$\begin{aligned}
 i_d &= A \sin \omega t \cos \theta + \frac{A}{\sqrt{3}} \sin \omega t \sin \theta + \frac{2B}{\sqrt{3}} \sin(\omega t + 2\pi/3) \sin \theta \\
 &= A \sin \omega t \cos \theta + \frac{A}{\sqrt{3}} \sin \omega t \sin \theta - \frac{B}{\sqrt{3}} \sin \omega t \sin \theta + B \cos \omega t \sin \theta \quad (3-30) \\
 &= A \sin \omega t \cos \theta + B \cos \omega t \sin \theta + C \sin \omega t \sin \theta \quad (\text{let } C = \frac{A}{\sqrt{3}} - \frac{B}{\sqrt{3}})
 \end{aligned}$$

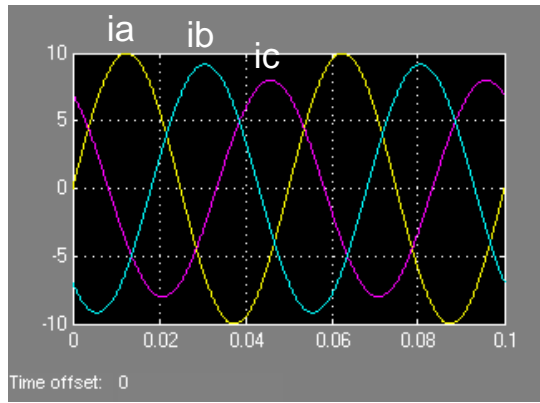
$$\begin{aligned}
 i_q &= -A \sin \omega t \sin \theta + \frac{A}{\sqrt{3}} \sin \omega t \cos \theta + \frac{2B}{\sqrt{3}} \sin(\omega t + 2\pi/3) \cos \theta \\
 &= -A \sin \omega t \sin \theta + \frac{A}{\sqrt{3}} \sin \omega t \cos \theta - \frac{B}{\sqrt{3}} \sin \omega t \cos \theta + B \cos \omega t \cos \theta \quad (3-31) \\
 &= -A \sin \omega t \sin \theta + B \cos \omega t \cos \theta + C \sin \omega t \cos \theta \quad (\text{let } C = \frac{A}{\sqrt{3}} - \frac{B}{\sqrt{3}})
 \end{aligned}$$

同理假設馬達操作於 300 rpm 的定轉速，故同步旋轉座標將以 20Hz 的頻率旋轉，則

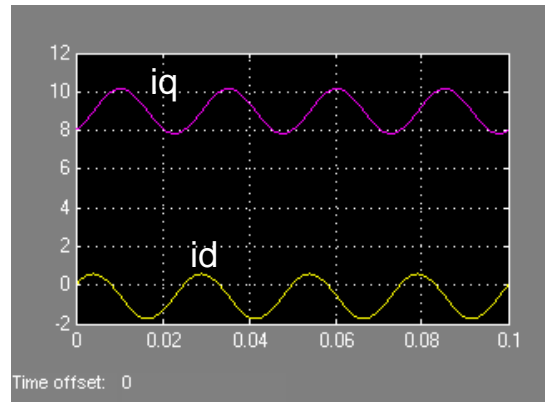
$$\begin{aligned}
 i_d &= A \sin(40\pi t) \cos(40\pi t) + B \cos(40\pi t) \sin(40\pi t) + C \sin(40\pi t) \sin(40\pi t) \\
 &= \frac{A}{2} \sin(2 \cdot 40\pi t) + \frac{B}{2} \sin(2 \cdot 40\pi t) + C \sin^2(40\pi t) \\
 &= D \sin(2 \cdot 40\pi t) - E + E \cos(2 \cdot 40\pi t) \quad (\text{let } D = \frac{A}{2} + \frac{B}{2}, E = -\frac{C}{2}) \quad (3-32) \\
 &= -E + \sqrt{D^2 + E^2} \sin(2 \cdot 40\pi t + \varphi) \quad (\text{let } \varphi = \tan^{-1} \frac{E}{D})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 i_q &= -A \sin(40\pi t) \sin(40\pi t) + B \cos(40\pi t) \cos(40\pi t) + C \sin(40\pi t) \cos(40\pi t) \\
 &= -A \sin^2(40\pi t) + B \cos^2(40\pi t) + \frac{C}{2} \sin(2 \cdot 40\pi t) \\
 &= -\frac{A}{2} + \frac{B}{2} + D \cos(2 \cdot 40\pi t) - E \sin(2 \cdot 40\pi t) \quad (\text{let } D = \frac{A}{2} + \frac{B}{2}, E = -\frac{C}{2}) \quad (3-33) \\
 &= -\frac{A}{2} + \frac{B}{2} + \sqrt{D^2 + E^2} \cos(2 \cdot 40\pi t + \varphi) \quad (\text{let } \varphi = \tan^{-1} \frac{E}{D})
 \end{aligned}$$

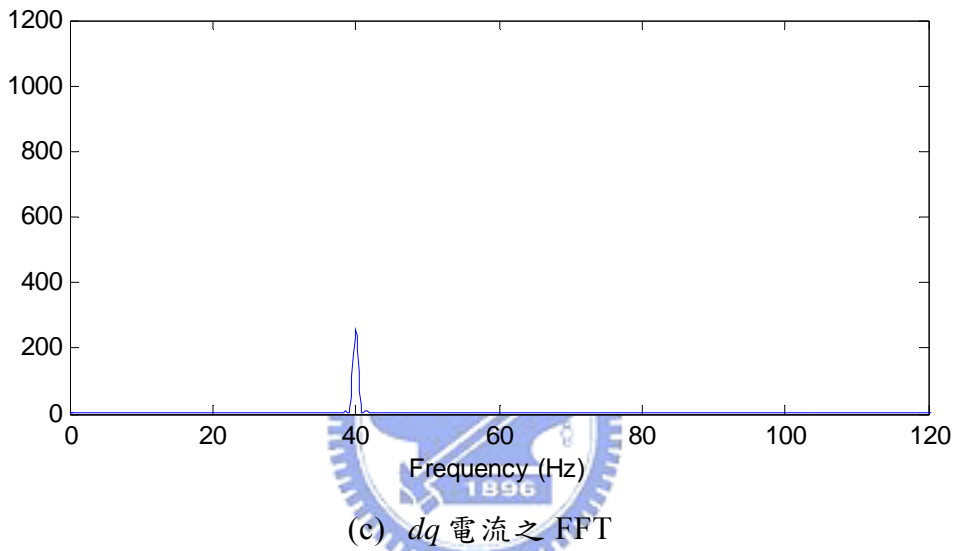
由上式可以清楚地發現  $i_d$  和  $i_q$  產生 40Hz 的頻率，因此，只要三相電流的振幅不相同，將會使得  $i_d$  和  $i_q$  產生  $4(\text{pole pair}) \times \omega(\text{rps}) \times 2 \text{ Hz}$  的頻率，也就是三相電流平均值為非零時，所產生頻率的二倍頻，這一樣會直接反映在速度響應上；同樣利用 MATLAB-Simulink 模擬 Clarke 與 Park 轉換，將(3-28)式作為輸入信號，如圖 3-21 所示，結果與前面的推導一致。



(a) *abc* 三相電流



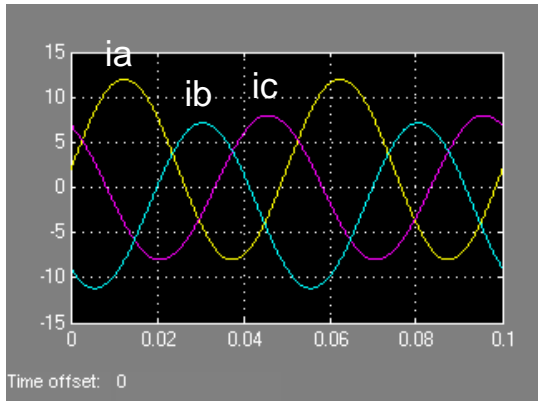
(b) *dq* 電流



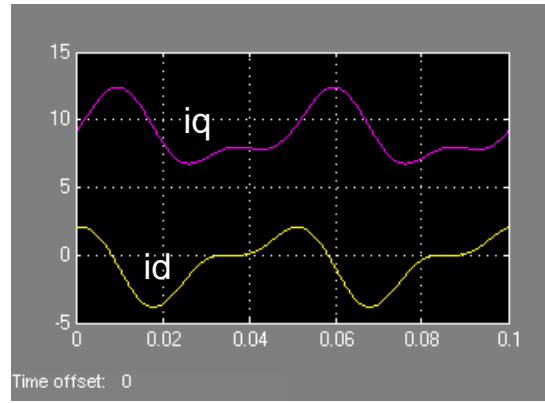
(c) *dq* 電流之 FFT

圖 3-21 三相電流振幅不同的影響之模擬

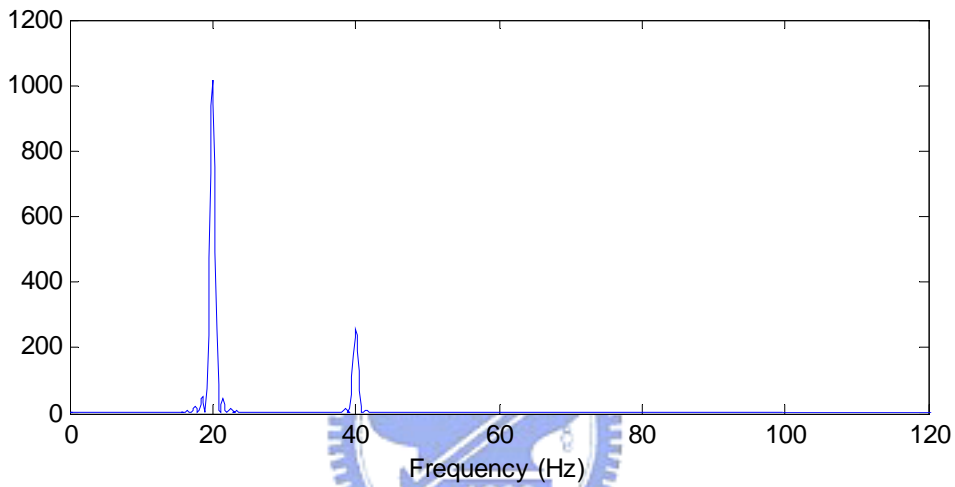
最後我們模擬三相電流的平均值為非零，同時振幅也不相同，同理假設馬達操作於  $300\text{ rpm}$  的定轉速，結果如圖 3-22 所示，其中圖(c)為(b)的信號進行 FFT 分析的結果，可以發現  $i_d$  和  $i_q$  皆具有 20 和 40Hz 成份的頻率。



(a) *abc* 三相電流



(b) *dq* 電流



(c) *dq* 電流之 FFT

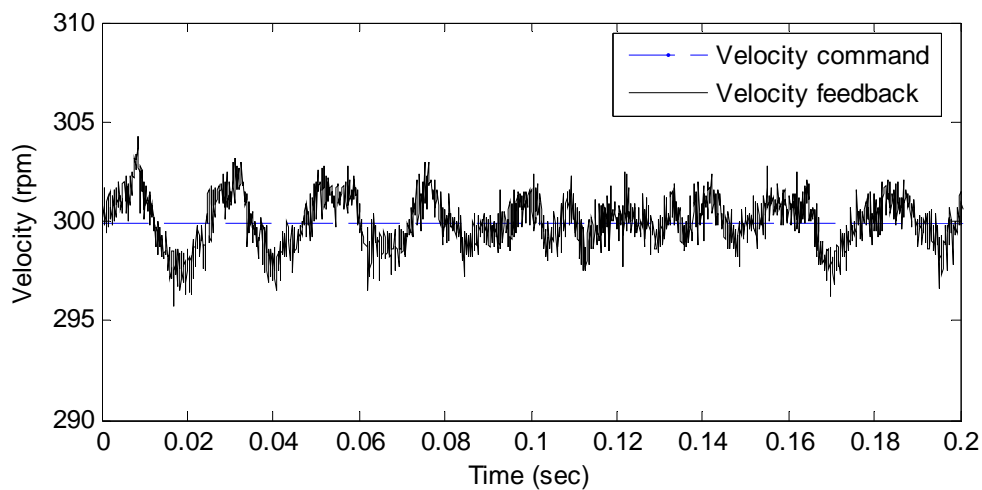
圖 3-22 三相電流平均值為非零，且振幅也不同的影響之模擬

### 3.4.2 速度 ripple 抑制

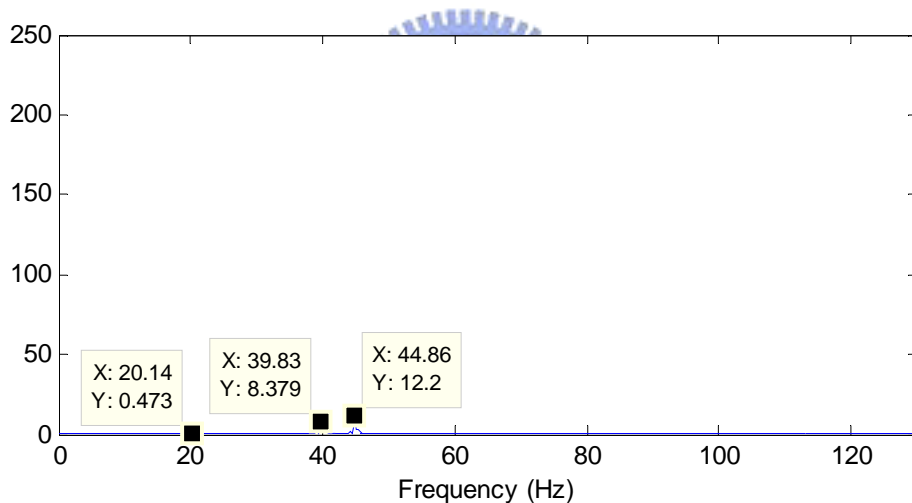
由上一個小節清楚地推導和模擬，如果馬達三相電流回授發生了平均值非零或振幅不同時，便會產生 torque ripple，而 torque ripple 會造成 velocity ripple。馬達三相電流是透過霍爾電流感測器偵測，但霍爾電流感測器對於電源品質有一定的要求，在加上感測信號回授至 DSP 前，又要經過振幅縮放與準位拉升，這些電路的電阻一定存在著誤差值，這些種種問題的累積便會造成平均值非零或振幅不同的現象。由於硬體存在著這樣的問題，我們將利用軟體盡可能降低這些問題，初步的方法是以一個電氣角為週期，累計回授電流值，再以該值修正 DSP 認定的回授電流平均值，使得下一個週期累計回授



電流值盡可能保持零，此方法明顯地改善 velocity ripple，如圖 3-23 所示，相較於圖 3-19，20Hz 的成分大大地減少，但 40Hz 的成分依然不變。



(a) 時域響應



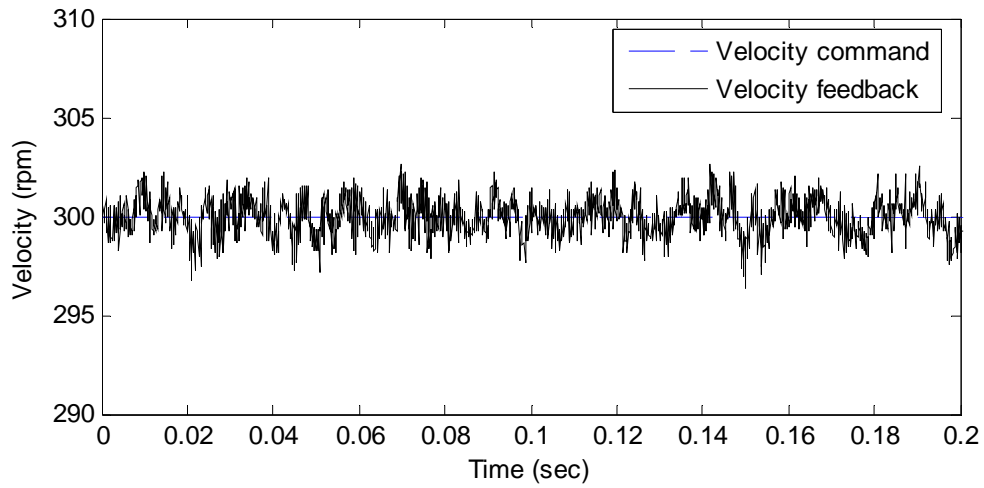
(b) FFT

圖 3-23 修正伺服馬達三相電流平均值之 300 rpm 響應

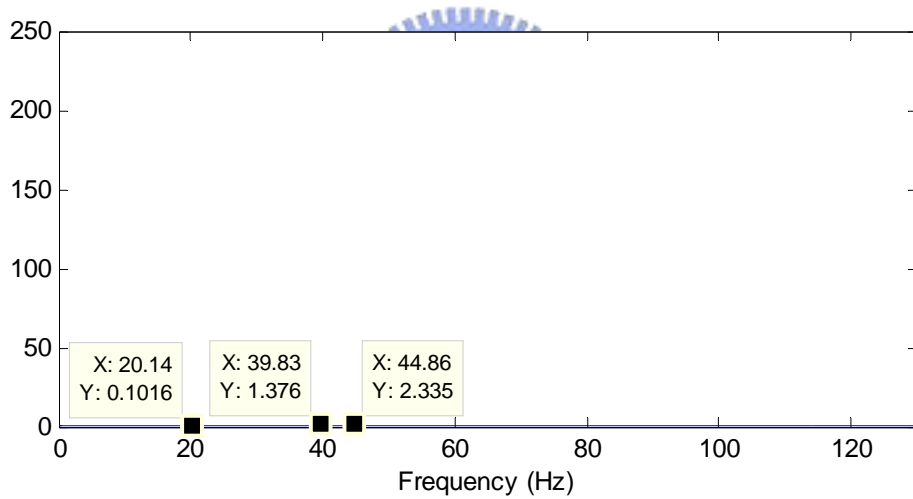
$$(|Y|_{20Hz} : 232 \rightarrow 0.473)$$

另外在 3.1 節所提出的 DOB 架構，如圖 3-1 所示，此架構將電流迴路假設為 unity gain，也就是說電流回授平均值非零或振幅不同的問題，將被視為 modeling error，只要 DOB 的極點位置擺置的足夠遠，DOB 將能即時的修正電流命令，達到良好的速度響應。實驗結果如圖 3-24 所示，電流回授所造

成的速度 ripple 明顯地改善了，而且 DOB 也可以消除外部干擾，增加伺服馬達的剛性。



(a) 時域響應



(b) FFT

圖 3-24 以 DOB 修正伺服馬達三相電流之 300 rpm 響應

$$(|Y|_{40Hz} : 8.379 \rightarrow 1.376)$$

## 第四章 前置控制器與摩擦力補償器

本章首先簡單地介紹本論文的實驗機台，接著介紹前置控制器的原理與設計，並實現於 DSP 中。最後介紹系統的非線性現象與其造成的影響，並探討以非線性摩擦補償器作為解決的方法。

### 4.1 CNC 機台介紹

圖 4-1 為本論文的實驗機台，原為 DYNA Mechtronics 的產品，型號為 DYNA MYTE 1007 CNC machine，但由於年代已久，其電控部分大多以無法正常運作，最後由新代科技公司的協助下，將所有電控部分更換為新代科技的系統，其中 XYZ 軸採用日本公司 Tamagawa 的伺服馬達，配上本文開發的伺服驅動器，表 4-1 為 DYNA MYTE 1007 CNC machine 的 XYZ Table 之規格，最大可乘載 60 公斤重。



圖 4-1 DYNA MYTE 1007 CNC machine

表 4-1 DYNA MYTE 1007 CNC machine 的 XYZ Table 之規格

X,Y,Z axis travel	250 mm × 175 mm × 250 mm
Table size	450 mm × 180 mm
Table max load capacity	60 Kg

## 4.2 前置控制器

在伺服位置控制系統中，為了使系統具有良好的追跡性能，我們通常會在位置控制迴路前適當的加入前置控制器，藉著對位置迴路系統之極點與零點的適當調整而達改善追跡性能的目的。傳統的前置控制器設計是以極點與零點對消(pole-zero cancellation)的方法為基礎而發展，使前置控制器的零點等於位置迴路系統的極點且前置控制器的極點等於位置迴路系統的零點，我們稱該前置控制器為位置迴路系統的反模式設計(inverse model design)。

但是很不幸的，往往會因系統數位化而無法達成反模式設計。Astrom et al(1984)[15] and Clarke(1984)[16]曾經證明在數位系統中，非最小相位零點(non minimum phase zeros)因取樣時間不足而存在，即使連續時間受控系統為最小相位系統(minimum phase system)亦然；除此之外，Golten and Verwer(1991)[17]也曾證明不適當的震盪零點(oscillatory zeros)會因非取樣時間整數倍的傳輸延遲(transport delay)而存在。由於前置控制器設計時的極點需與位置迴路系統的零點相同，因此位置迴路系統中的非最小相位零點與過度震盪的零點都將成為前置控制器的不穩定極點與震盪極點；不穩定極點將導致系統的內部不穩定(internally unstable)，而震盪極點將使前置控制器具有不適當的震盪輸出產生並導致對位置迴路系統中致動器(actuator)的不良影響。

綜合上述，由於非最小相位零點與過度震盪零點的存在而使得位置迴路系統的反模組無法被實現，亦即系統無法使實際位置輸出與命令輸入相同。以控制的觀點來看，控制系統的極點與零點分別代表系統對輸出訊號的回歸(regress)效應與輸入訊號對系統的耦合(couple)效應，因此，經過適當設計的前置控制器能夠調整控制系統的極點與零點，使伺服位置控制系統具有良好

的追跡能力。下面介紹一種前置控制器，稱為零相位誤差追跡控制器(zero phase error tracking controller, ZPETC)[18-21]，如圖 4-2 所示。

#### 4.2.1 零相位誤差追跡控制器設計

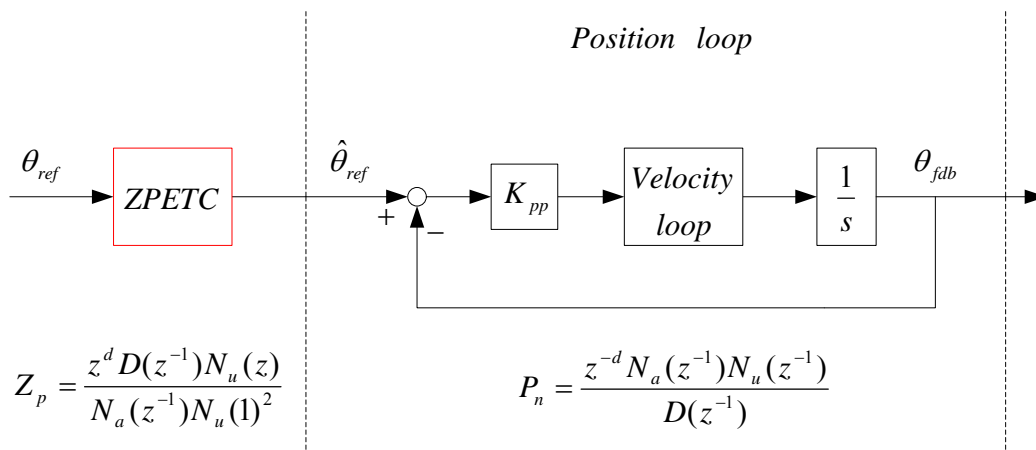


圖 4-2 ZPETC 基本架構圖

ZPETC 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：

$$P_n(z^{-1}) = \frac{z^{-d} N(z^{-1})}{D(z^{-1})} = \frac{z^{-d} N_a(z^{-1}) N_u(z^{-1})}{D(z^{-1})} \quad (4-1)$$

其中

$$D(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n} \text{，並且 } D(z^{-1}) \text{ 為穩定多項式}$$

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

$z^{-d}$  為 d 階延遲(d-step delay)

$N_a(z^{-1}) = b_0^a + b_1^a z^{-1} + b_2^a z^{-2} + \dots + b_q^a z^{-q}$ ， $b_0^a \neq 0$ ，並且  $N_a(z^{-1})$  為可接受多項式(Acceptable polynomial)，是由  $N(z^{-1})$  多項式中穩定且較少震盪的零點所組成的多項式。

$$N_u(z^{-1}) = b_0^u + b_1^u z^{-1} + b_2^u z^{-2} + \dots + b_p^u z^{-p} \text{， } b_0^u \neq 0 \text{，並且 } N_u(z^{-1}) \text{ 為不可接受}$$

多項式 (unacceptable polynomial)，是由  $N(z^{-1})$  多項式中不穩定且震盪較多的零點所組成的多項式。

其中  $q+p=m$ ，因此，所設計之前置控制器所具備的轉移函數為：

$$Z_p(z^{-1}) = \frac{z^d D(z^{-1}) N_u(z)}{N_a(z^{-1}) N_u(1)^2}, \quad N_u(1) \neq 0 \quad (4-2)$$

可得全部系統的轉移函數：

$$Z_p(z^{-1}) \cdot P_n(z^{-1}) = \frac{N_u(z) N_u(z^{-1})}{N_u(1)^2} = \frac{|N_u(z^{-1})|^2}{N_u(1)^2} \quad (4-3)$$

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 DYNA MYTE 1007 機台的 Y 軸進行設計，首先鑑別伺服馬達在位置閉迴路下推動 Y 軸，利用 MATLAB 產生 0~22Hz 以內的合成弦波作為位置命令，如圖 4-3 所示，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

$$P_{ny}(z^{-1}) = \frac{0.001764z^{-1}(1+13.24071z^{-1})(1-1.89341z^{-1}+0.89933z^{-2})}{1-2.67112z^{-1}+2.15188z^{-2}-0.28217z^{-3}-0.19845z^{-4}} \quad (4-4)$$

可以發現系統零點為  $-13.2407$  與  $0.9467 \pm j0.05554$ ，為非最小相位系統，則分子可分成

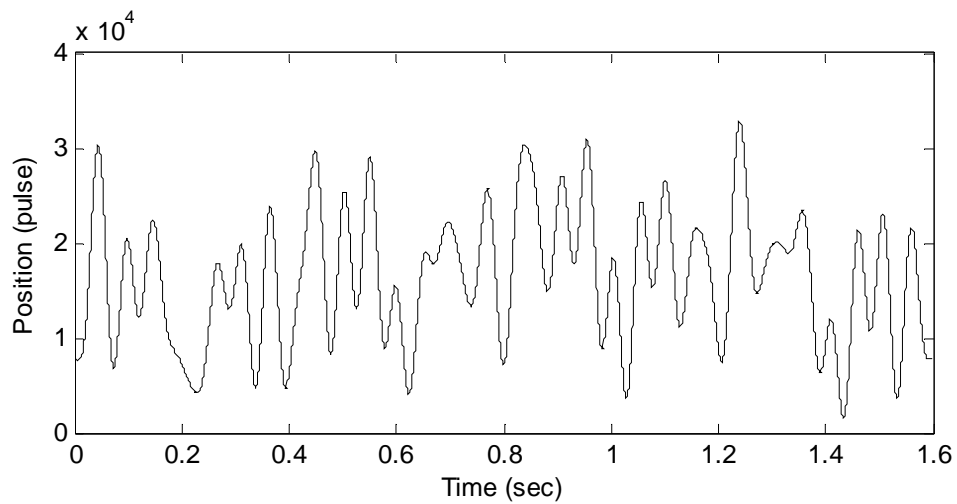
$$N_u(z^{-1}) = 1 + 13.24071z^{-1}$$

$$N_a(z^{-1}) = 0.001764(1 - 1.89341z^{-1} + 0.89933z^{-2})$$

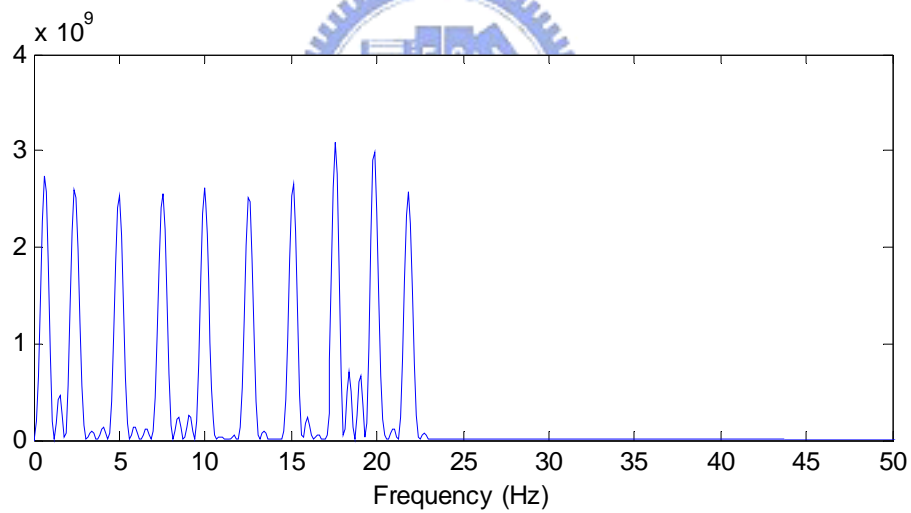
由(4-2)式可得 ZPETC 為

$$Z_{pr}(z^{-1}) = \frac{z(1-2.67112z^{-1}+2.15188z^{-2}-0.28217z^{-3}-0.19845z^{-4})(1+13.24071z)}{0.001764(1-1.89341z^{-1}+0.89933z^{-2})(1+13.24071)^2}$$

圖 4-4 為 Y 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 18Hz，但是加入 ZPETC 之後，頻寬不但大幅上升，且相位響應非常理想。

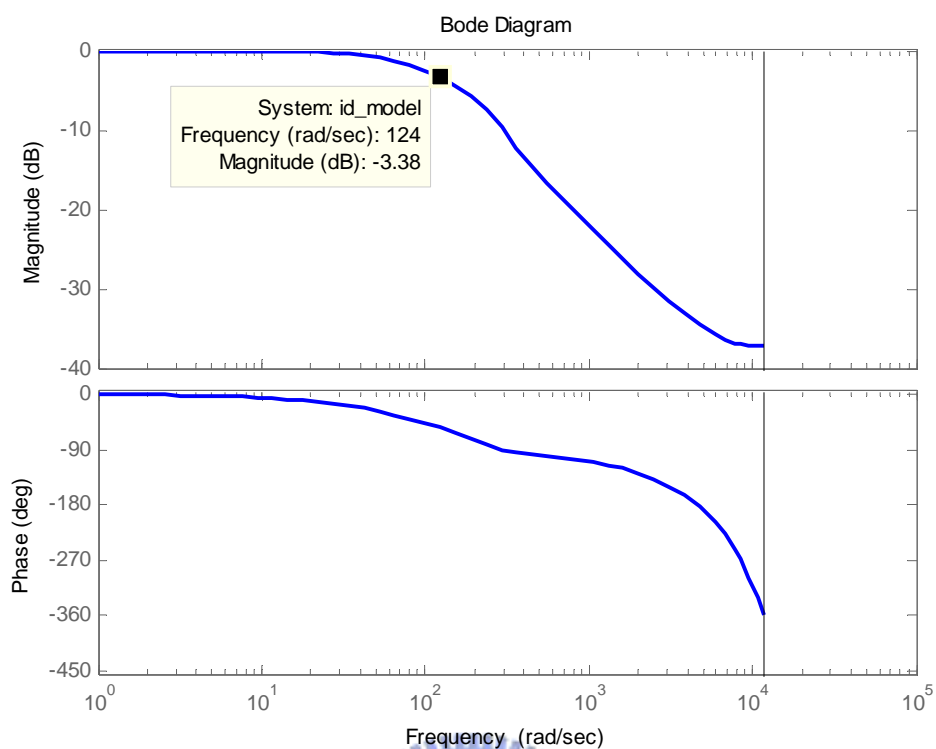


(a) 輸入信號

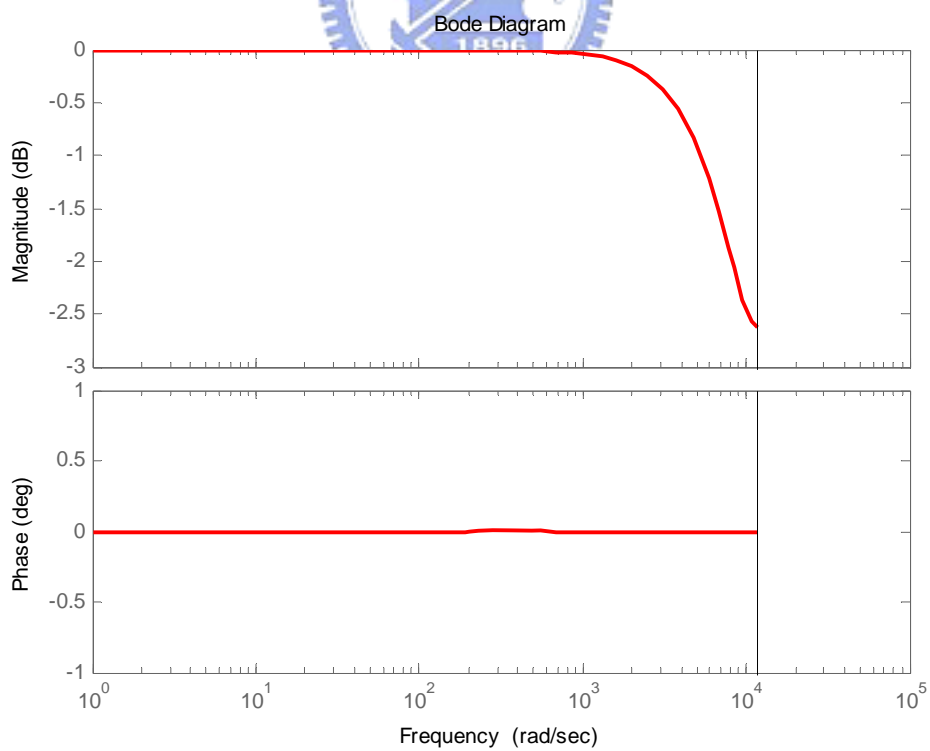


(b) 輸入信號的頻譜

圖 4-3 鑑別位置閉迴路的輸入信號



(a) 原系統 ( $BW = 18 \text{ Hz}$ )



(b) 加入 ZPETC 後 ( $BW = 1.87 \text{ kHz}$ )

圖 4-4 Y 軸位置閉迴路加入 ZPETC 前後之頻率響應的模擬結果



#### 4.2.2 零相位誤差追跡控制器的實驗結果

我們將上一小節設計好的 ZPETC 實現於 DSP 中，以 XY 軸走圓命令下，比較位置迴路的追跡能力，但僅分析單一 Y 軸的結果。走圓命令為 10 mm 半徑，速度為 1200 mm/min，其中 XY 軸走圓的時候，Y 軸 Table 的位移量命令如圖 4-5 所示，實驗結果為圖 4-6 與圖 4-7，分別為原系統與加入 ZPETC 後的位置追跡誤差，不論是最大追跡誤差還是追跡誤差平均值都大大地被改善，實驗數據整理於表 4-2 中。

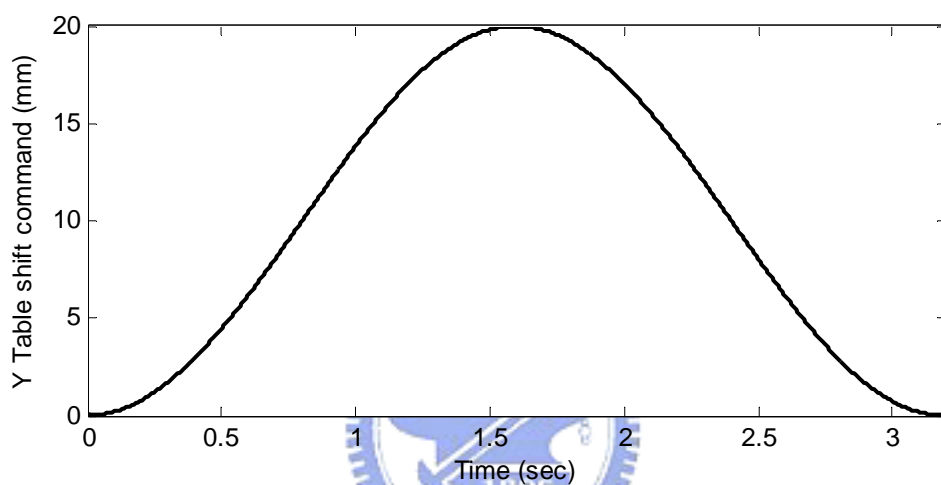


圖 4-5 Y 軸 Table 的位移量命令

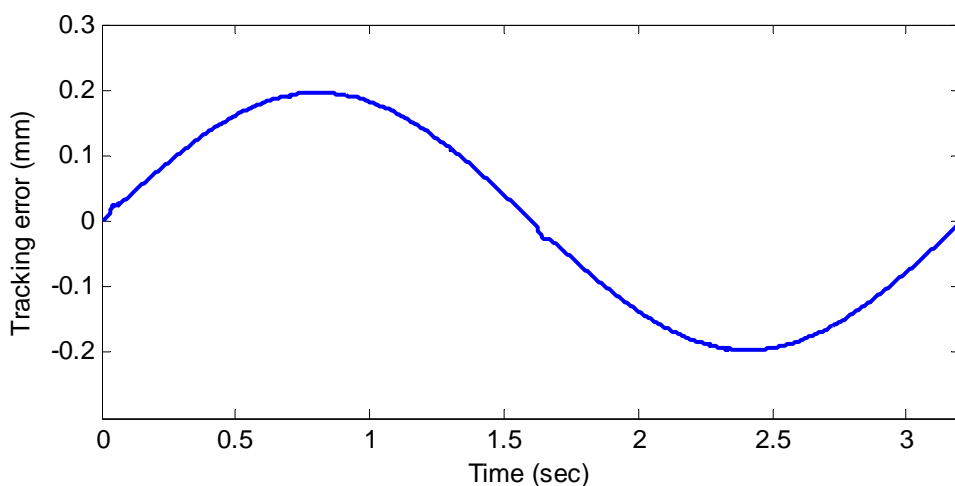


圖 4-6 Y 軸尚未加入 ZPETC 的實驗追跡誤差

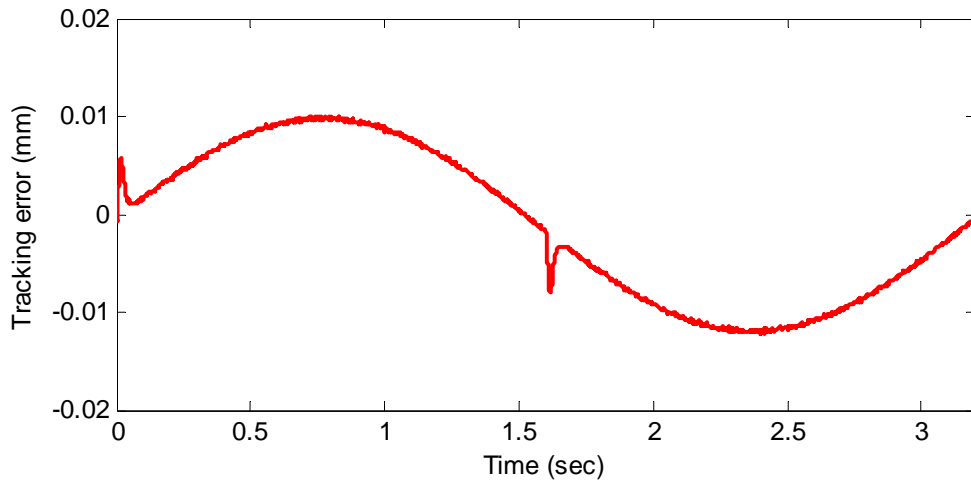


圖 4-7 Y 軸加入 ZPETC 後的實驗追蹤誤差

表 4-2 加入 ZPETC 前後的實驗數據

	Maximum Tracking error (mm)	Minimum Tracking error (mm)	Tracking error (RMS mm)
Without ZPETC	0.19653	-0.19659	0.13883
With ZPETC	<b>0.00998</b>	<b>-0.01221</b>	<b>0.00781</b>

### 4.3 非線性摩擦力補償器

在此節中將說明摩擦力模型的種類，其對於系統的影響，與其造成的原因為何，並探討如何解決之。

#### 4.3.1 摩擦力模型介紹

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乎略或是使用一般控制器不當的補償它。

許多關於摩擦力方面的討論與文獻[22-25]，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。四個摩擦力對於速度關係的模型如圖 4-8 所示。圖 4-8(a)是一個簡單的「Relay」特性的模型來描述庫倫 (Coluomb) 摩擦力。圖 4-8(b)則是有分叉(breakway)摩擦力或定(stiction)摩擦力，也就是黏滯阻尼(viscous damping)。圖 4-8(c)包含了一個指數(exponential)的模型，它在低速時的斜率是負的。圖 4-8(d)則是 Karnopp's 摩擦力模型，它有一個小的區間速度是被定義為零，在  $\Delta\omega$  的區間內，摩擦力平衡掉作用於此系統的淨力，此平衡一直保持到超過分叉力，這系統才會進入滑動(slip)區域。

除了這些模型之外，當然系統的摩擦力可能不是對稱的，也就是在正的速度下和負的速度下，其動摩擦力是不一樣的，也有一些文獻是在討論這個話題。這些模型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。

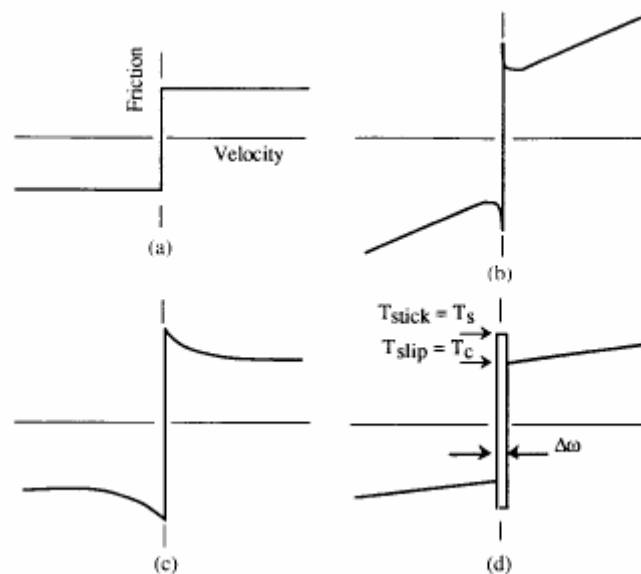


圖 4-8 不同的摩擦力模型

#### 4.3.2 摩擦力造成的原因與對系統產生的影響

摩擦力對工具機會產生的影響大約可分為 quadrant glitches 與 slip-stick，其分別說明如下：

### A. Quadrant glitches 現象

進行循圓運動的時候，當機械進給軸反向運動時，因為靜摩擦力、動摩擦力及摩擦力反向之發生，馬達的輸出扭力比摩擦力小，而使得軸向進給於反向運動時停止，此時，另一同動軸依然繼續運動，這種狀態將於循圓換向運動時造成圓半徑之凸起誤差，此種現象稱為 quadrant glitches (Armstrong-Helouvry, P. Dupont, and C. Canudas de Wit, 1994)，如圖 4-9 所示。

更進一步的說明，如圖 4-10 所示，摩擦力必定與物體運動的方向相反，如圖 4-10(a)當進行加速度運動時，摩擦力與推動物體前進的力量反向，因此使得運動速度不如預期的上升；如圖 4-10(b)當進行減速運動時，摩擦力與使物體減速的力量同向，使得運動速度較預期的快速下降。發生 quadrant glitches 時，則是屬於(a)的狀態，但此時的運動速度為零。

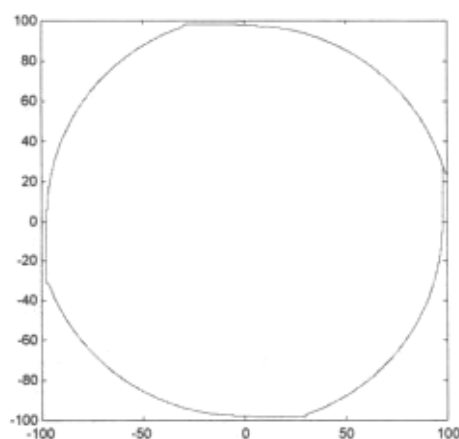


圖 4-9 Quadrant glitches

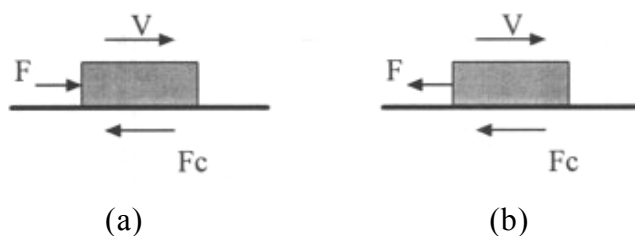


圖 4-10 摩擦力與運動速度之關係

## B. Slip-stick 現象

另一個在運動控制系統中常見有關於摩擦力的現象為 slip-stick，其造成的原因是因為靜摩擦力與動摩擦力的不同，如圖 4-11 所示；因為運動過程中須先克服較大的靜摩擦力而後開始運動，但開始運動後由於動摩擦力較小故速度會突然加快，因此造成位置誤差突然增加，如圖 4-12 所示。此種現象稱之為 slip-stick (G. W. Younkin, 1991)。

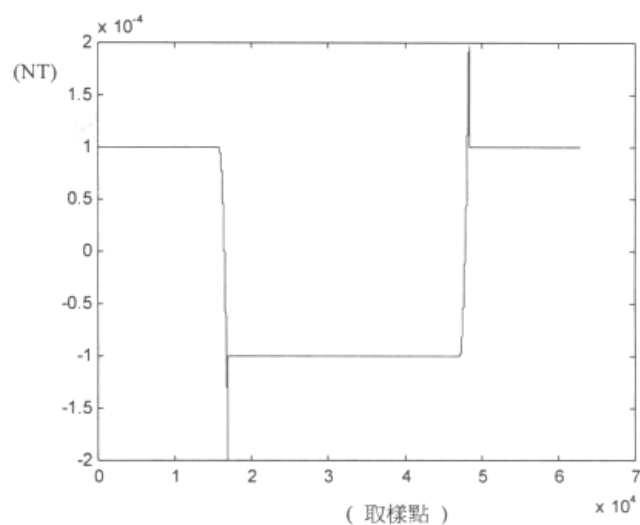


圖 4-11 靜摩擦力與動摩擦力之不同

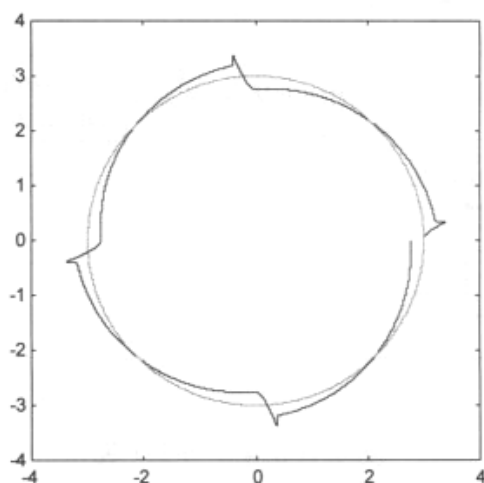


圖 4-12 slip-stick 現象所產生之輪廓誤差

### 4.3.3 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 4-13 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 4-13 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  $i_{q,act}$

$$i_{q,act} = i_{q,ref} - i_{friction} - i_{disturbance} \quad (4-5)$$

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

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = K_t i_{q,act} = K_t (i_{q,ref} - i_{friction}) \quad (4-6)$$

所以在等速度命令下，由(4-6)式可知， $i_{q,ref}$  就等於  $i_{friction}$ 。所以我們採用的方式為送入不同速度命令  $\omega_{ref}$ ，在其速度回授到達穩態時，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 4-14 所示的前饋式非線性補償器補償非線性摩擦力[21]，其中  $K_n$  為百分比參數。

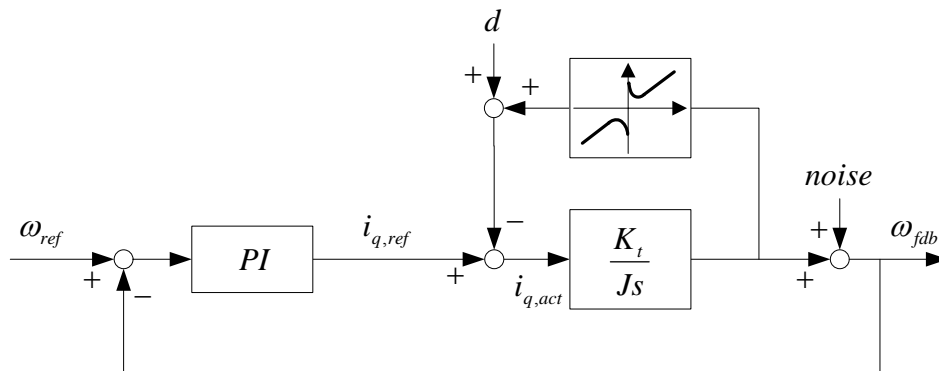


圖 4-13 無摩擦力補償之一般馬達控制之速度迴路

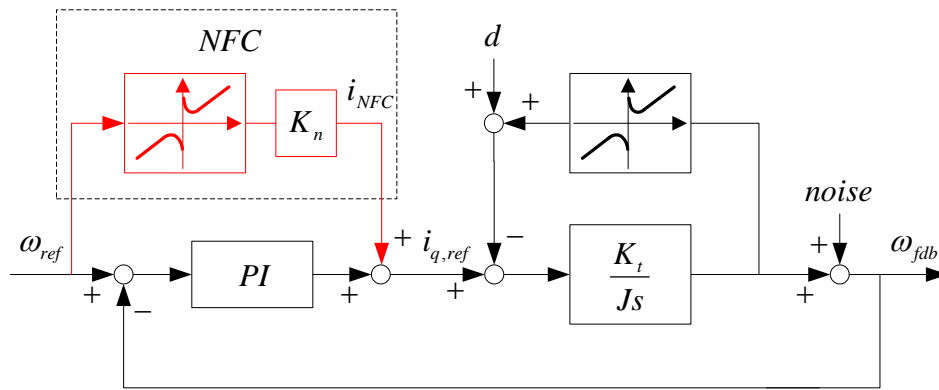


圖 4-14 前饋式非線性摩擦力補償器架構

實際的應用上，在速度命令較小時，其非線性的成份較大，故在下達速度命令時，命令間隔較小，增加資料量，而 $-1 \sim 1 \text{ rpm}$ 之間不作補償的動作。以下將摩擦力的曲線分為六個區域

- ◇ 第一區： $1 \sim 5 \text{ rpm}$
- ◇ 第二區： $5 \sim 450 \text{ rpm}$
- ◇ 第三區： $450 \sim 3000 \text{ rpm}$
- ◇ 第四區： $-1 \sim -5 \text{ rpm}$
- ◇ 第五區： $-5 \sim -450 \text{ rpm}$
- ◇ 第六區： $-450 \sim -3000 \text{ rpm}$

每一個區域均使用最小平方方法曲線揉合(least square curve fitting)的方式得到其模型，在第二區與第五區使用二階的模型，其它區域則是使用一階的模型。圖 4-15 與圖 4-16 分別是在 DYNA MYTE 1007 機台的 XY 軸上建立的非線性摩擦力曲線，模型如下

X 軸：

$$i_{x,NFC} = \begin{cases} \bullet(1) -5.07669\omega + 1131.70743 & 1 \leq \omega < 5 \text{ rpm} \\ \bullet(2) 0.000065155\omega^2 - 0.2444\omega + 806.7031 & 5 < \omega < 450 \text{ rpm} \\ \bullet(3) 0.037967\omega + 648.48695 & 450 \leq \omega < 3000 \text{ rpm} \\ \bullet(4) -2.77035\omega - 1020.48697 & -1 \geq \omega > -5 \text{ rpm} \\ \bullet(5) -0.000051436\omega^2 - 0.18661\omega - 770.91 & -5 > \omega > -450 \text{ rpm} \\ \bullet(6) 0.03569\omega - 638.52035 & -450 \geq \omega > -3000 \text{ rpm} \end{cases} \quad (4-7)$$

Y 軸：

$$i_{y,NFC} = \begin{cases} \bullet(1) & -1.45379\omega + 1536.73997 & 1 \leq \omega < 5rpm \\ \bullet(2) & 0.000056286\omega^2 - 0.27681\omega + 1382.7587 & 5 < \omega < 450rpm \\ \bullet(3) & 0.022665\omega + 949.65453 & 450 \leq \omega < 3000rpm \\ \bullet(4) & -2.48836\omega - 1513.58364 & -1 \geq \omega > -5rpm \\ \bullet(5) & -0.0000432\omega^2 - 0.21424\omega - 1315.8638 & -5 > \omega > -450rpm \\ \bullet(6) & 0.023978\omega - 902.19512 & -450 \geq \omega > -3000rpm \end{cases} \quad (4-8)$$

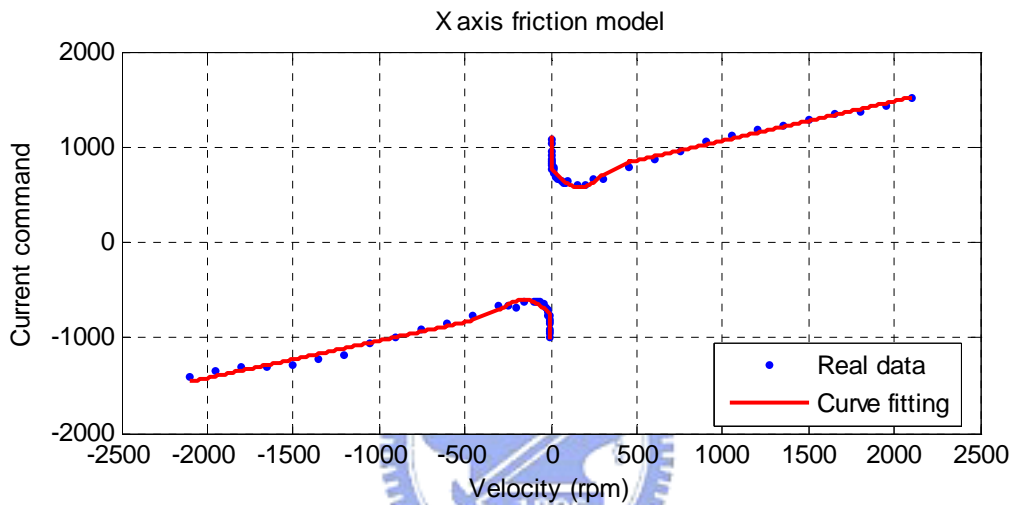


圖 4-15 X 軸的非線性摩擦力曲線實驗量測

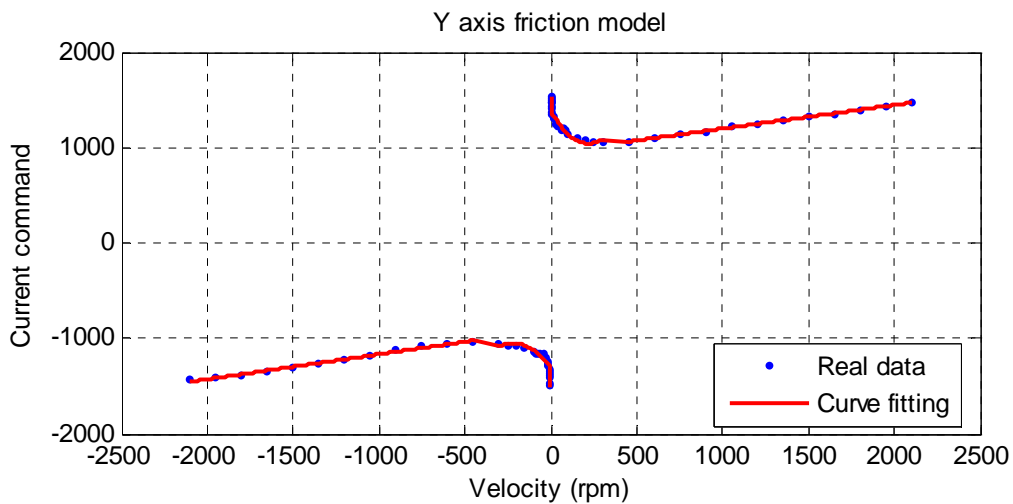


圖 4-16 Y 軸的非線性摩擦力曲線實驗量測



## 第五章 應用於 CNC 機台上的實驗結果

本章將使用第三章與第四章所介紹的控制器進行實際機台的實驗，實驗機台為 DYNAMYTE 1007 CNC 工具機，循圓命令為 10 mm 半徑，速度分別為 1200 與 2400 mm/min。最後進一步在 CNC 工具機上加載，進行一樣的循圓命令，證實第三章所介紹的控制器，不但可以將性能強制鎖住，還可增加系統的重現性。

### 5.1 不同控制器於 CNC 工具機空載的實驗結果

本節將重點放在 CNC 工具機空載時，加入不同控制器於系統中，進行 XY Table 循圓的實驗。



#### 5.1.1 PI 控制器實驗

在 PI 空載實驗中，XY 軸的速度 PI 控制器增益與位置 P 控制器增益給於相同的值，分別為  $K_{vp} = 2$ 、 $K_{vi} = 0.013$  及  $K_{pp} = 2$ 。X 軸的追跡誤差如圖 5-1 所示，有效值為 0.139 mm；Y 軸的追跡誤差如圖 5-2 所示，有效值為 0.139 mm；輪廓誤差如圖 5-3 所示，真圓度偏差量(最大與最小輪廓誤差的相差值)為 20.554  $\mu\text{m}$ 。輪廓誤差放大 300 倍與標準圓之比較如圖 5-4 所示，圖中可以清楚地看到，在 0 度、90 度、180 度及 270 度等轉角的地方均有較大的輪廓誤差，這是因為摩擦力所引起的，使得馬達換向的瞬間無法快速地跟上命令。

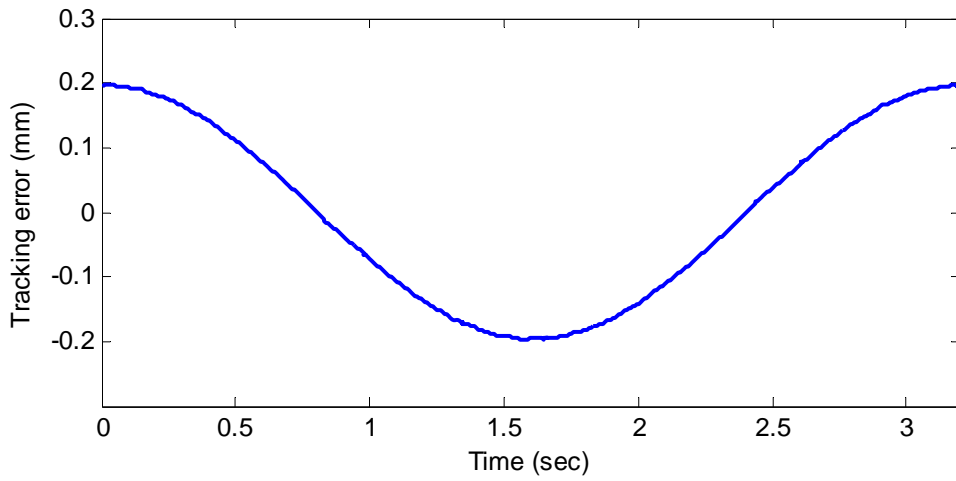


圖 5-1 X 軸的追蹤誤差

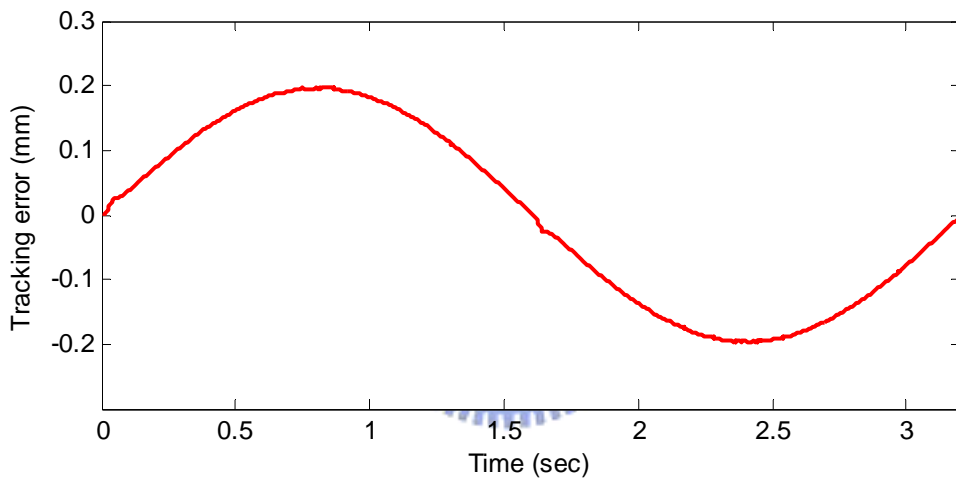


圖 5-2 Y 軸的追蹤誤差

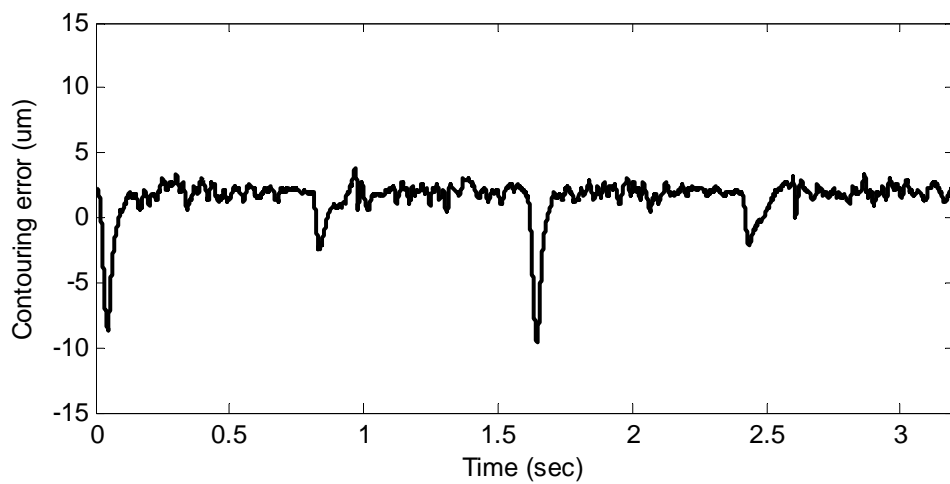


圖 5-3 PI 控制的輪廓誤差

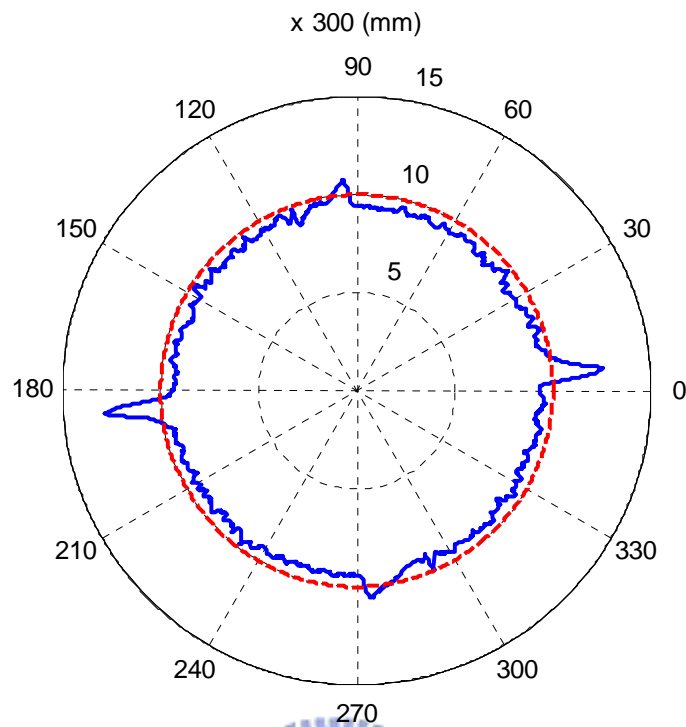


圖 5-4 PI 控制的循圓軌跡誤差與標準圓



### 5.1.2 加入 NFC 實驗

在加入 NFC 空載實驗中，XY 軸的速度 PI 控制器增益與位置 P 控制器增益均採用 5.1.1 節的參數。X 軸的追跡誤差如圖 5-5 所示，有效值為  $0.139\text{ mm}$ ；Y 軸的追跡誤差如圖 5-6 所示，有效值為  $0.139\text{ mm}$ ；輪廓誤差如圖 5-7 所示，真圓度偏差量為  $8.042\text{ }\mu\text{m}$ 。輪廓誤差放大 300 倍與標準圓之比較如圖 5-8 所示，圖中可以清楚地看到，相較於 5.1.1 節，在 0 度、90 度、180 度及 270 度等轉角的地方均比未加 NFC 有明顯地改善。

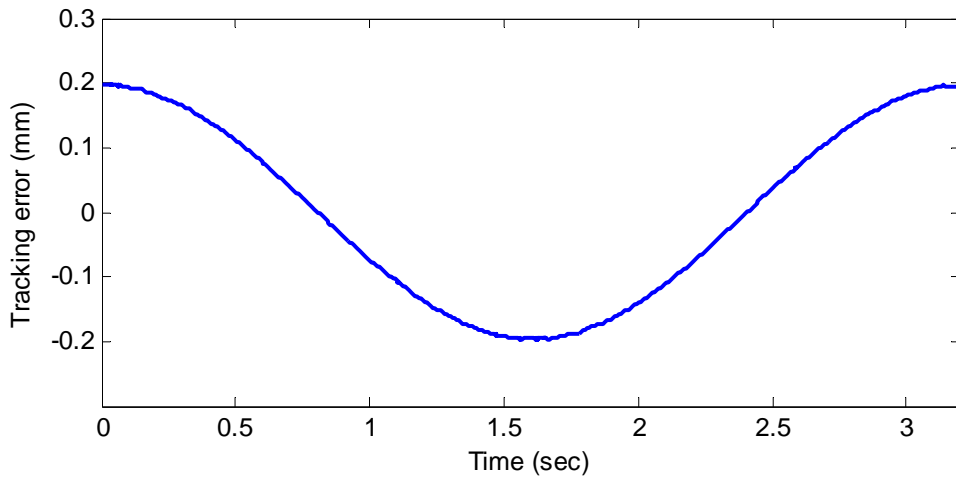


圖 5-5 系統加入 NFC 後之 X 軸的追蹤誤差

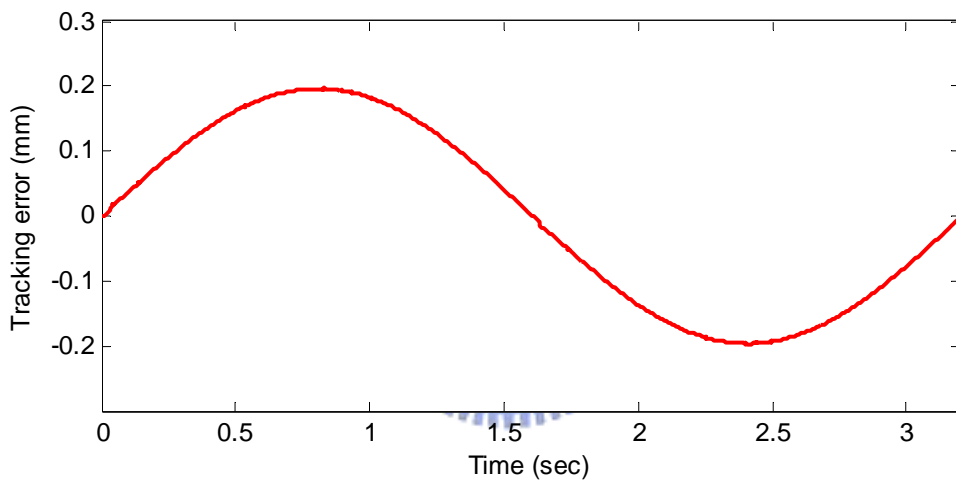


圖 5-6 系統加入 NFC 後之 Y 軸的追蹤誤差

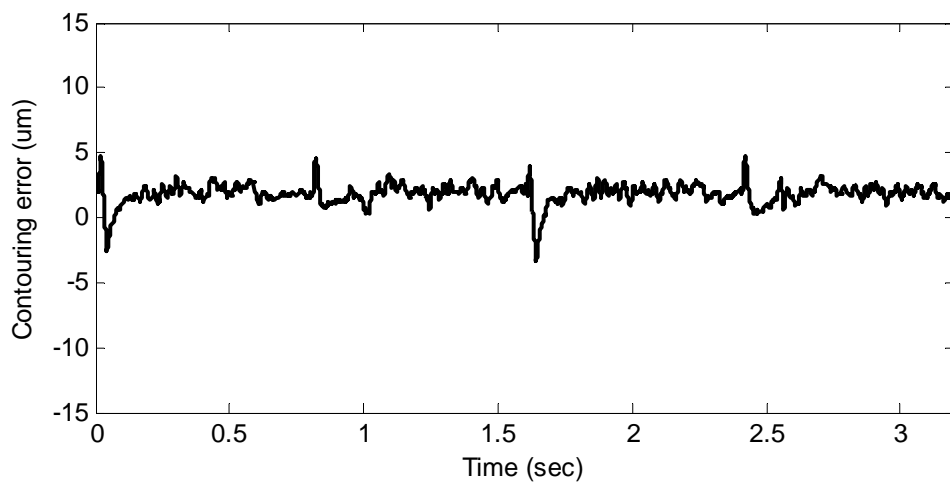


圖 5-7 系統加入 NFC 後之輪廓誤差

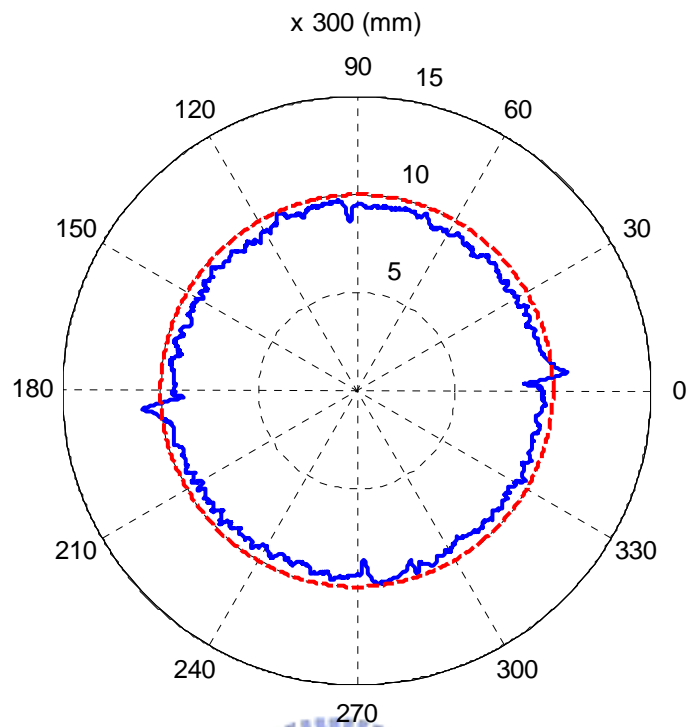


圖 5-8 系統加入 NFC 後之循圓軌跡誤差與標準圓



### 5.1.3 加入 DOB 實驗

在加入 DOB 空載實驗中，XY 軸的速度 PI 控制器增益與位置 P 控制器增益均採用 5.1.1 節的參數。X 軸的追跡誤差如圖 5-9 所示，有效值為  $0.139\text{ mm}$ ；Y 軸的追跡誤差如圖 5-10 所示，有效值為  $0.139\text{ mm}$ ；輪廓誤差如圖 5-11 所示，真圓度偏差量為  $16.233\text{ }\mu\text{m}$ 。輪廓誤差放大 300 倍與標準圓之比較如圖 5-12 所示，圖中可以清楚地看到，相較於 5.1.1 節，DOB 使系統的反應變快，不會產生低頻的抖動。

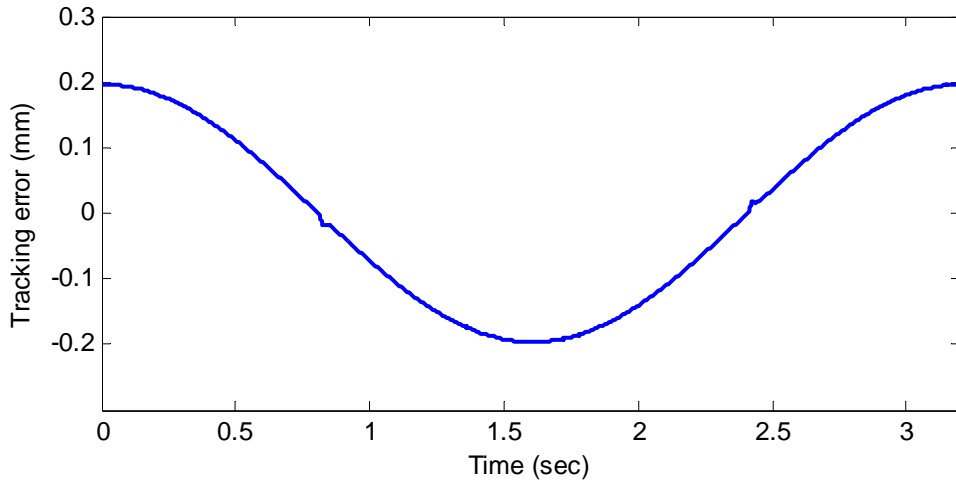


圖 5-9 系統加入 DOB 後之 X 軸的追跡誤差

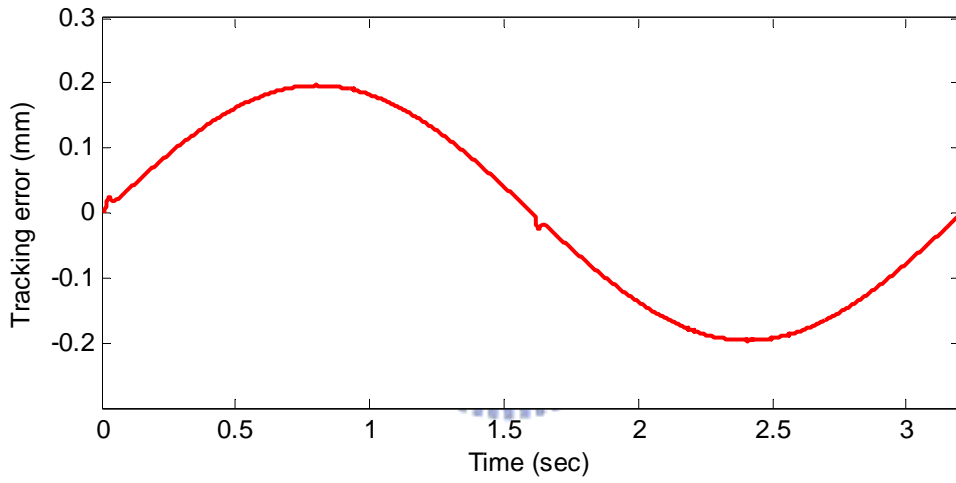


圖 5-10 系統加入 DOB 後之 Y 軸的追跡誤差

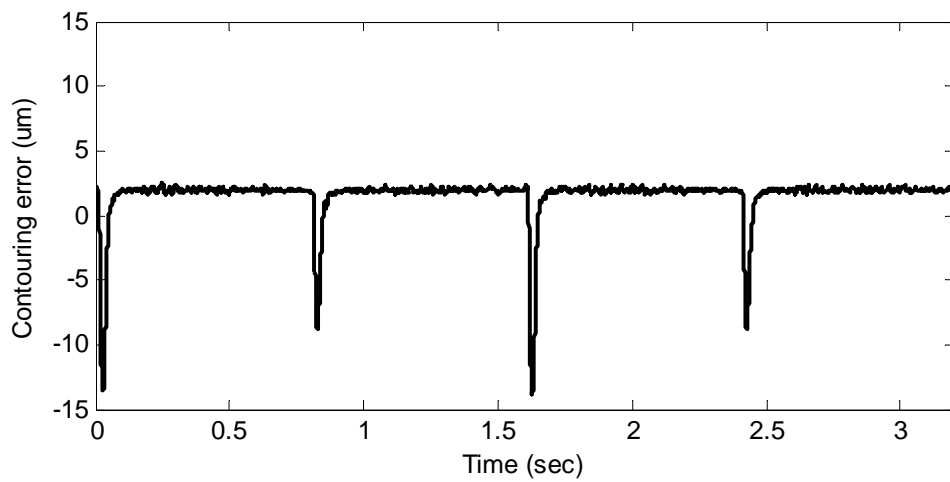


圖 5-11 系統加入 DOB 後之輪廓誤差

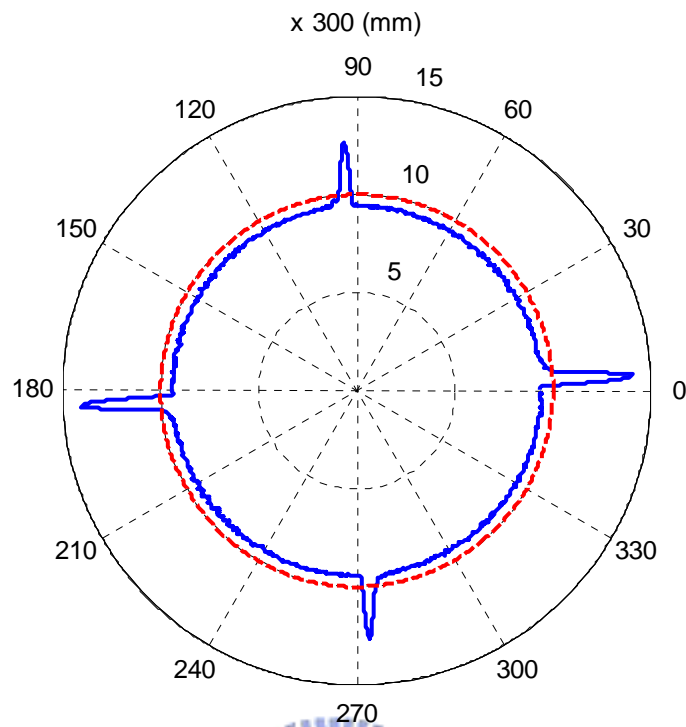


圖 5-12 系統加入 DOB 後之循圓軌跡誤差與標準圓



#### 5.1.4 加入 DOB+NFC 實驗

在加入 DOB+NFC 空載實驗中，XY 軸的速度 PI 控制器增益與位置 P 控制器增益均採用 5.1.1 節的參數。X 軸的追跡誤差如圖 5-13 所示，有效值為  $0.139\text{ mm}$ ；Y 軸的追跡誤差如圖 5-14 所示，有效值為  $0.139\text{ mm}$ ；輪廓誤差如圖 5-15 所示，真圓度偏差量為  $3.088\text{ }\mu\text{m}$ 。輪廓誤差放大 300 倍與標準圓之比較如圖 5-16 所示，圖中可以清楚地看到，相較於 5.1.1 節，輪廓誤差平均值大大地被改善了。

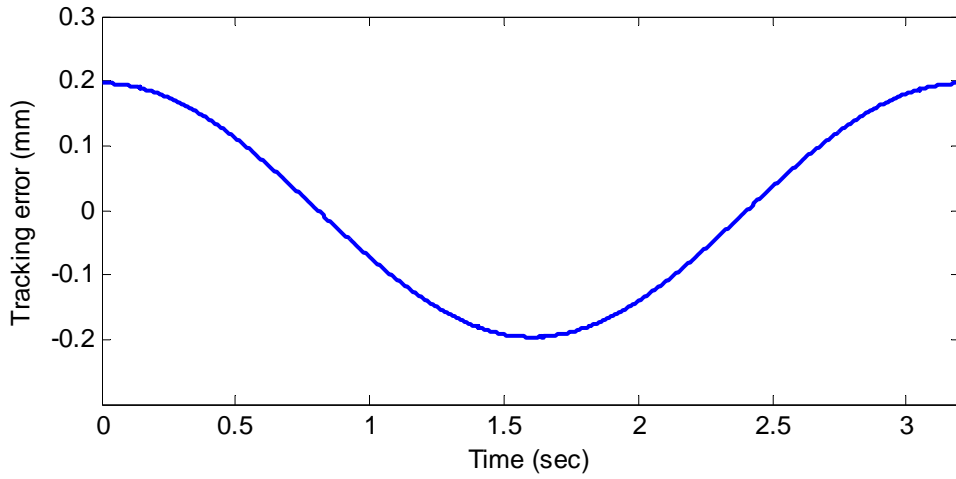


圖 5-13 系統加入 DOB+NFC 後之 X 軸的追跡誤差

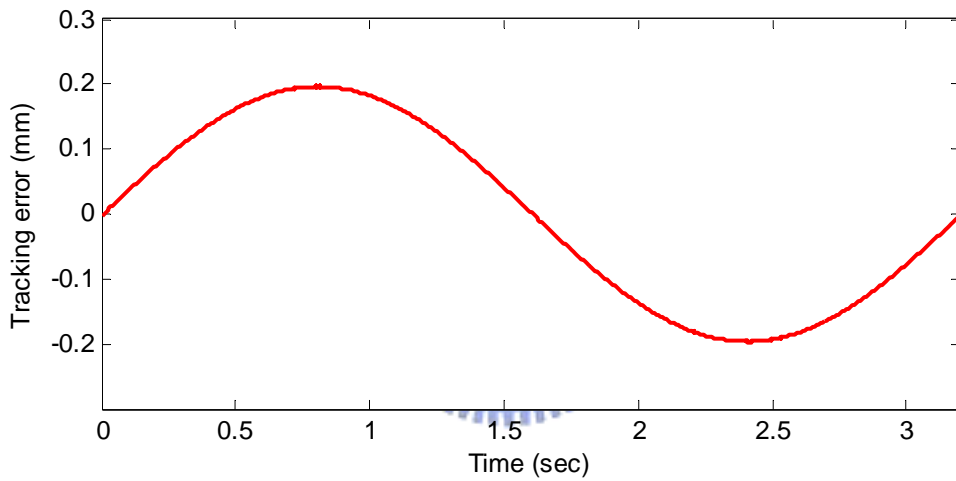


圖 5-14 系統加入 DOB+NFC 後之 Y 軸的追跡誤差

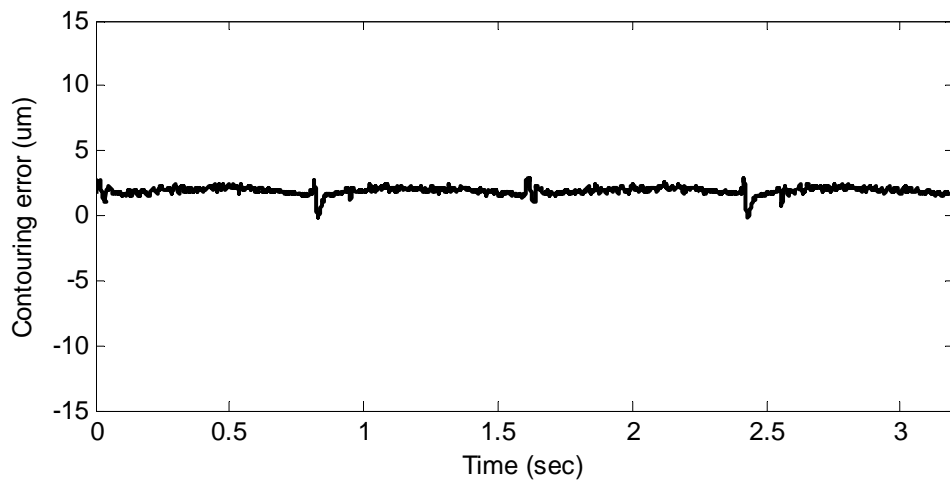


圖 5-15 系統加入 DOB+NFC 後之輪廓誤差



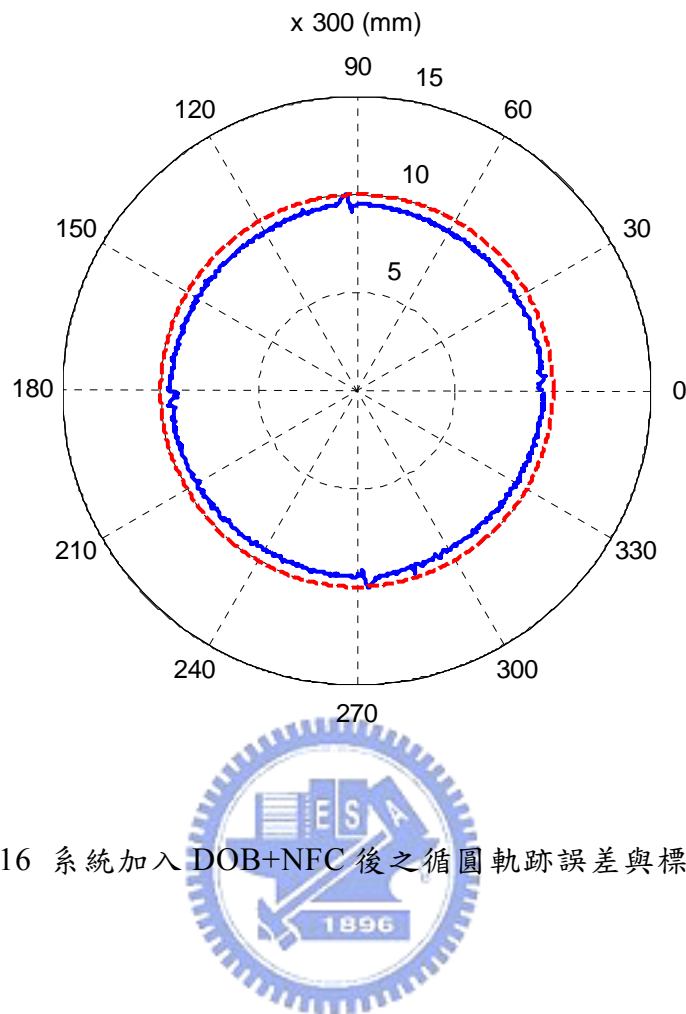


圖 5-16 系統加入 DOB+NFC 後之循圓軌跡誤差與標準圓

### 5.1.5 Auto-tuning+DOB+NFC 實驗

在本實驗中，我們利用第三章所發展的功能對機台進行轉動慣量與黏滯係數的自動估測，其調整結果為 XY 軸的速度 PI 控制器增益與位置 P 控制器增益，分別為  $K_{vp} = 5$ 、 $K_{vi} = 0.0325$  及  $K_{pp} = 4$ ，並且加入 DOB+NFC。X 軸的追跡誤差如圖 5-17 所示，有效值為  $0.069 \text{ mm}$ ；Y 軸的追跡誤差如圖 5-18 所示，有效值為  $0.069 \text{ mm}$ ；輪廓誤差如圖 5-19 所示，真圓度偏差量為  $2.004 \mu\text{m}$ 。輪廓誤差放大 300 倍與標準圓之比較如圖 5-20 所示，圖中可以清楚地看到，相較於 5.1.4 節，因為控制器增益的放大，使得性能更加提升，特別是位置 P 增益放大兩倍，造成 XY 軸的追跡誤差平均值降為原來的一半。

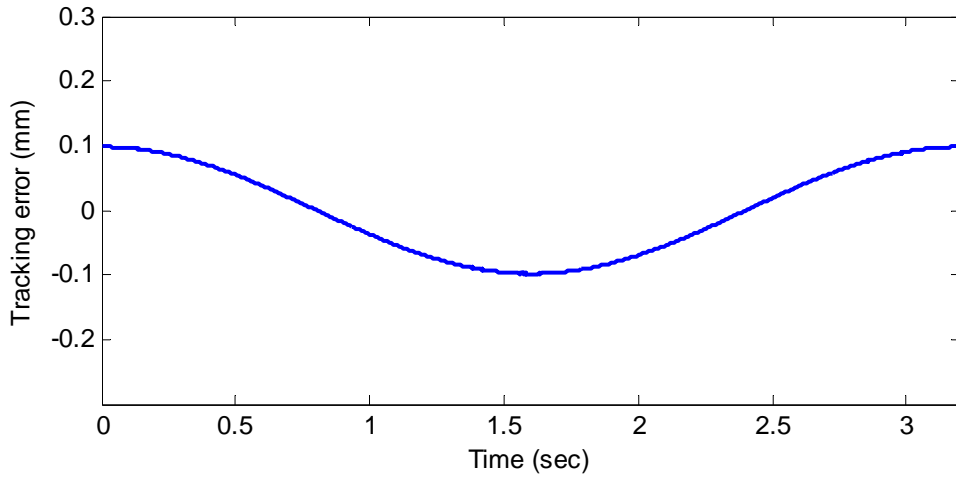


圖 5-17 Auto-tuning+DOB+NFC 之 X 軸的追蹤誤差

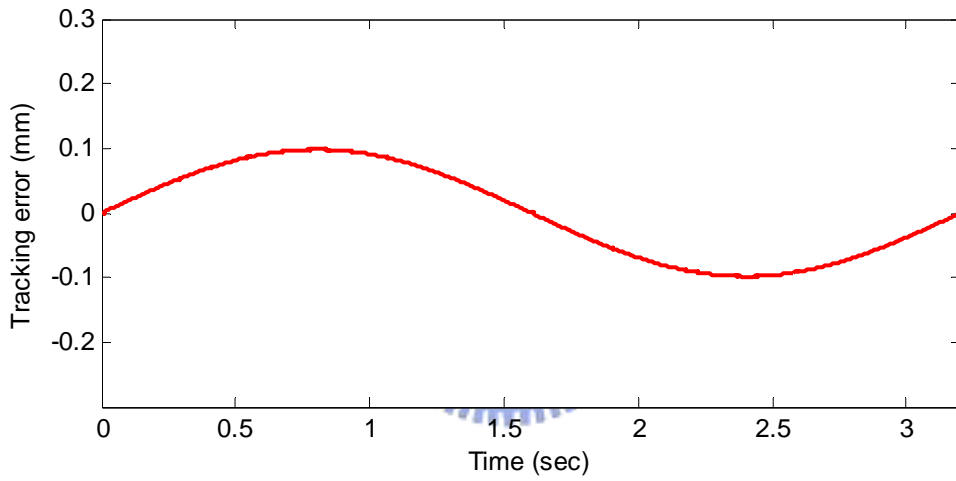


圖 5-18 Auto-tuning+DOB+NFC 之 Y 軸的追蹤誤差

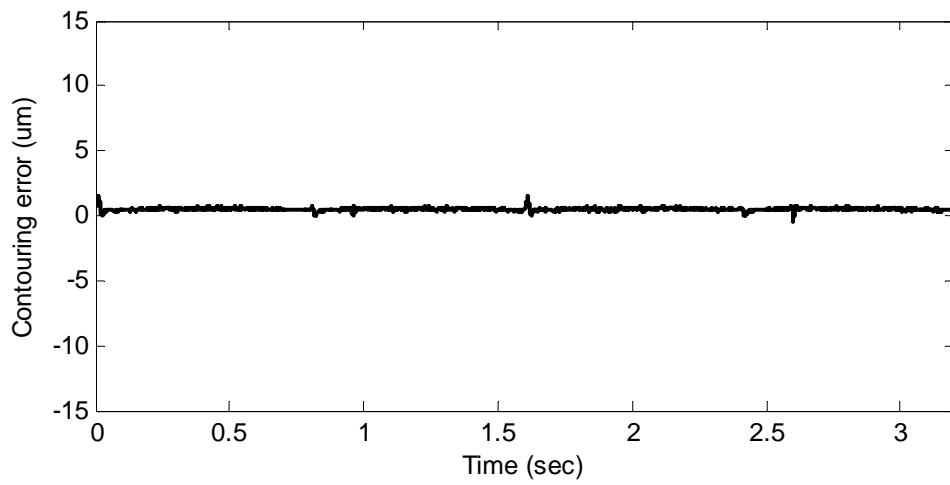


圖 5-19 Auto-tuning+DOB+NFC 之輪廓誤差

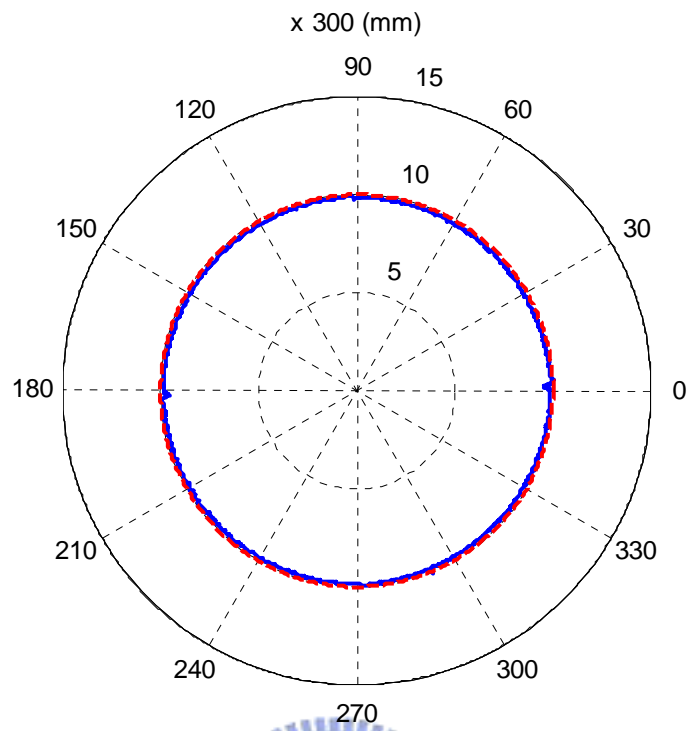


圖 5-20 Auto-tuning+DOB+NFC 之循圓軌跡誤差與標準圓



## 5.2 不同控制器於 CNC 工具機加載的實驗結果

本節將探討 CNC 工具機加載對系統響應的影響，同樣地進行 XY 軸循圓的實驗。如圖 5-21 所示，我們將自耦變壓器作為 CNC 工具機的負載，其重量為 16 Kg。

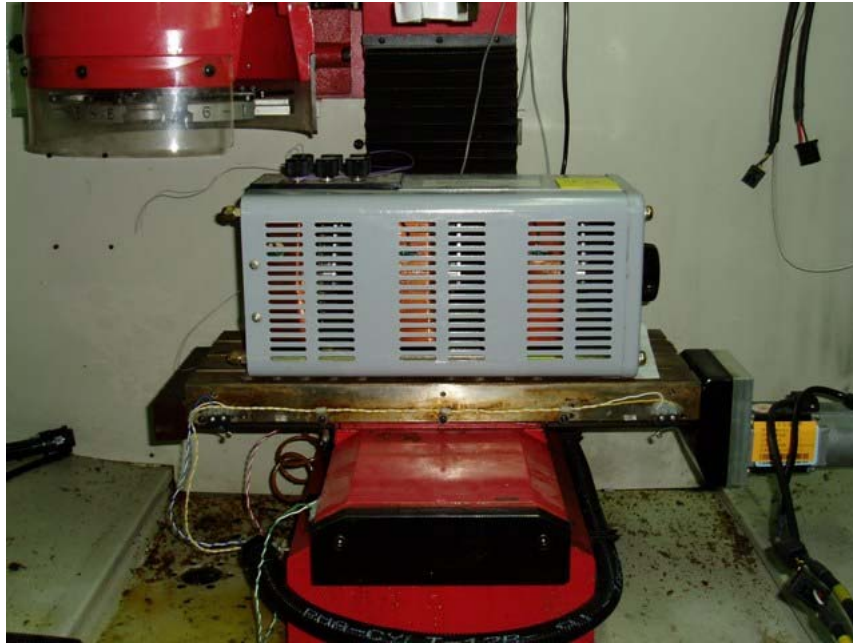


圖 5-21 CNC 工具機加載之圖樣

### 5.2.1 PI 控制器實驗

在 PI 加載實驗中，XY 軸的速度 PI 控制器增益與位置 P 控制器增益均採用 5.1.1 節的參數。X 軸的追蹤誤差如圖 5-22 所示，有效值為  $0.139\text{ mm}$ ；Y 軸的追蹤誤差如圖 5-23 所示，有效值為  $0.139\text{ mm}$ ；輪廓誤差如圖 5-24 所示，真圓度偏差量為  $13.604\ \mu\text{m}$ ，由於負載的增加，反而使得低頻的抖動量降低，即降低了最大輪廓誤差值。輪廓誤差放大 300 倍與標準圓之比較如圖 5-25 所示，圖中可以清楚地看到，在 0 度、90 度、180 度及 270 度等轉角的地方一樣均有較大的輪廓誤差，如同 5.1.1 節。

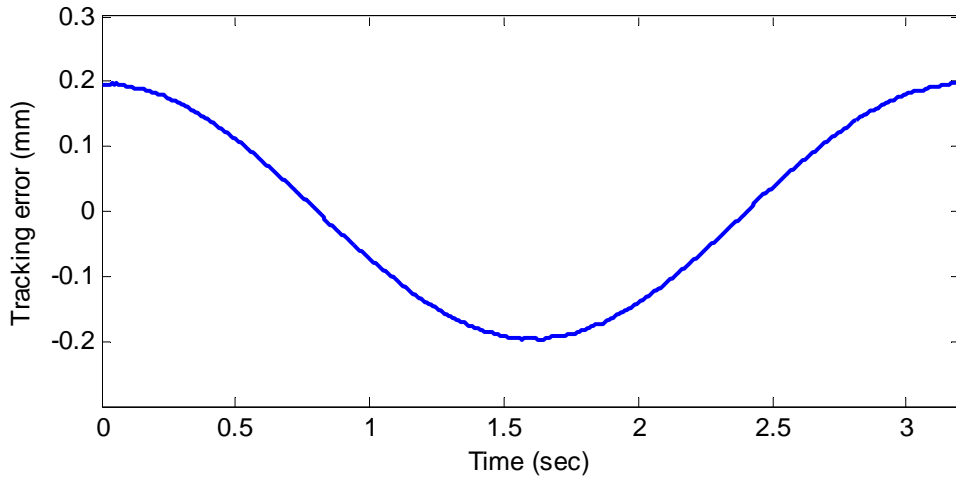


圖 5-22 加載後 X 軸的追蹤誤差

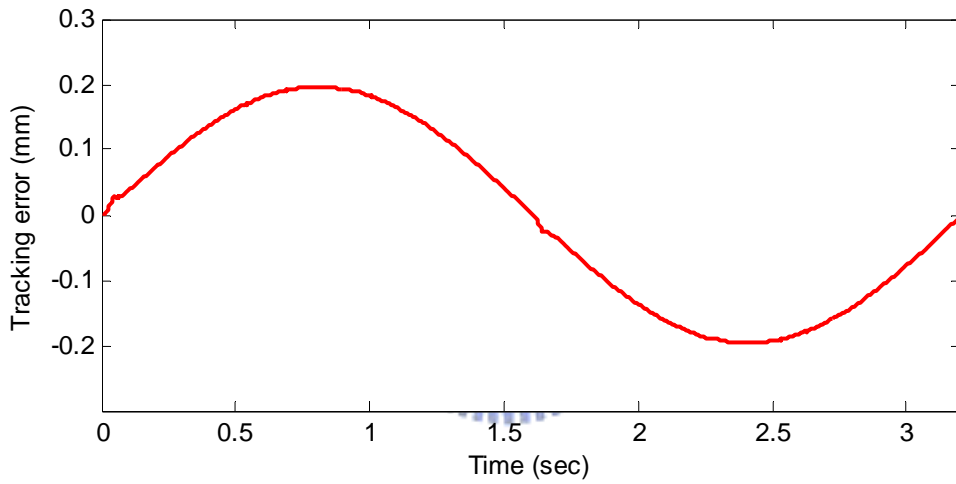


圖 5-23 加載後 Y 軸的追蹤誤差

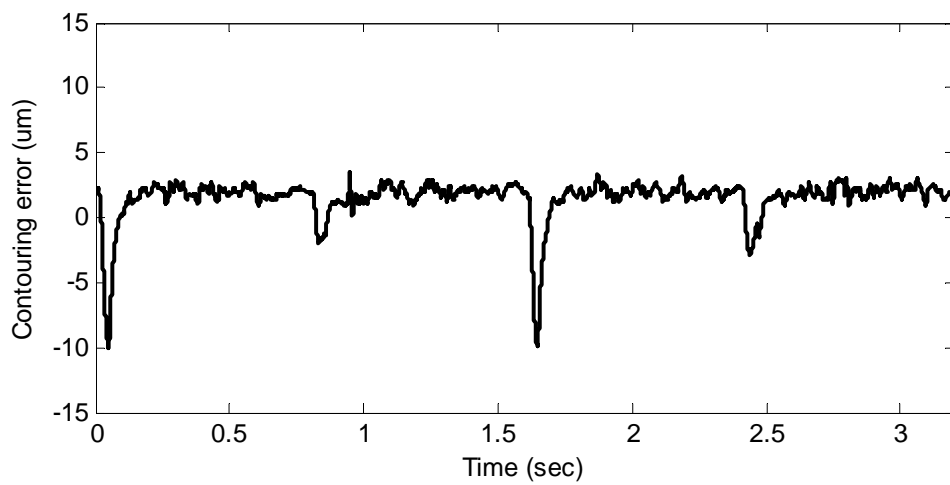


圖 5-24 加載後 PI 控制的輪廓誤差

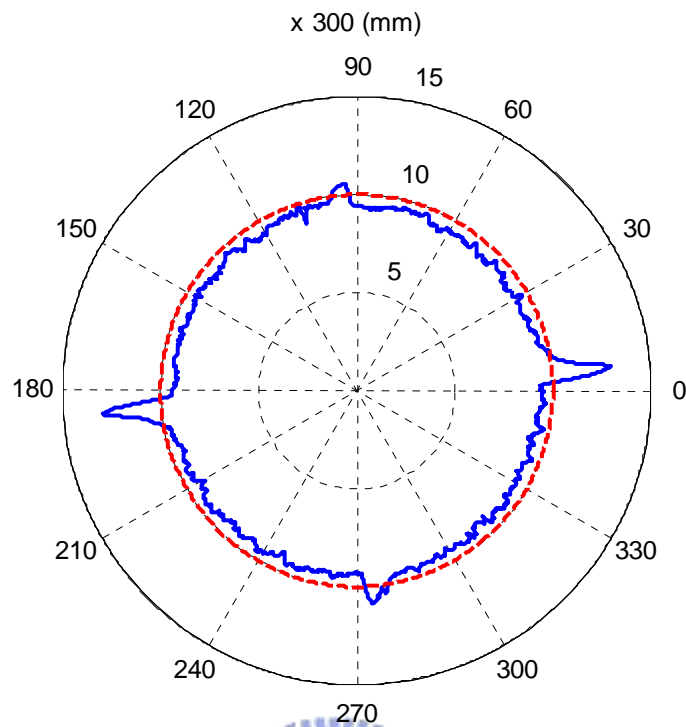


圖 5-25 加載後 PI 控制的循圓軌跡誤差與標準圓



### 5.2.2 加入 NFC 實驗

在加入 NFC 加載實驗中，XY 軸的速度 PI 控制器增益與位置 P 控制器增益均採用 5.1.1 節的參數。X 軸的追跡誤差如圖 5-26 所示，有效值為  $0.139\text{ mm}$ ；Y 軸的追跡誤差如圖 5-27 所示，有效值為  $0.139\text{ mm}$ ；輪廓誤差如圖 5-28 所示，真圓度偏差量為  $8.067\text{ }\mu\text{m}$ 。輪廓誤差放大 300 倍與標準圓之比較如圖 5-29 所示，圖中可以清楚地看到，相較於 5.2.1 節，在 0 度、90 度、180 度及 270 度等轉角的地方均比未加 NFC 有明顯地改善。

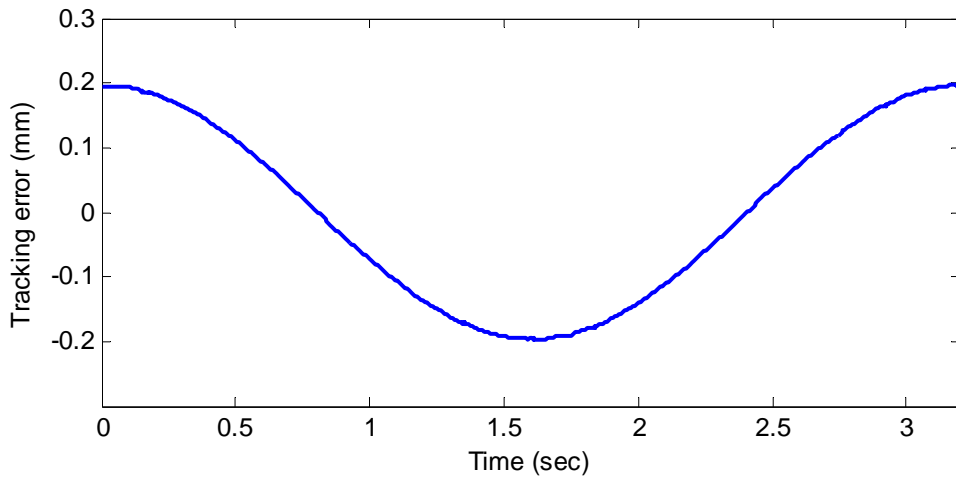


圖 5-26 加載後系統加入 NFC 之 X 軸的追跡誤差

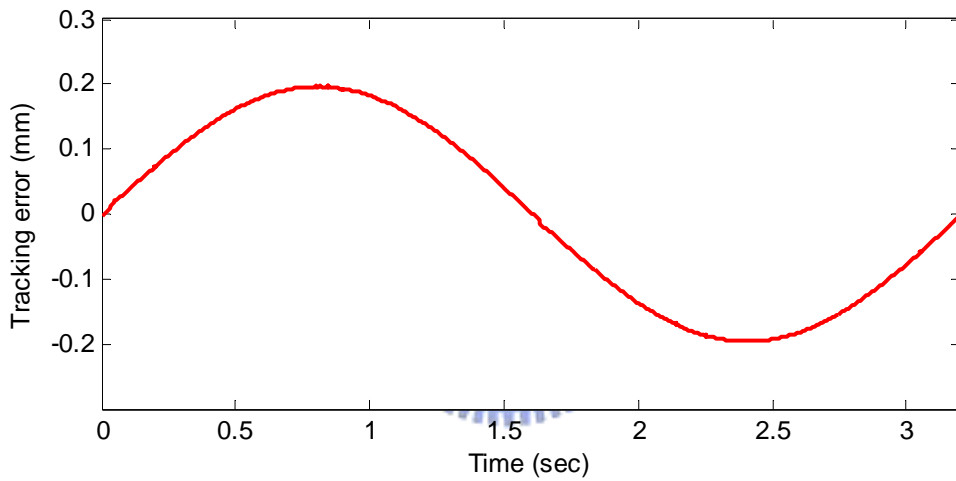


圖 5-27 加載後系統加入 NFC 之 Y 軸的追跡誤差

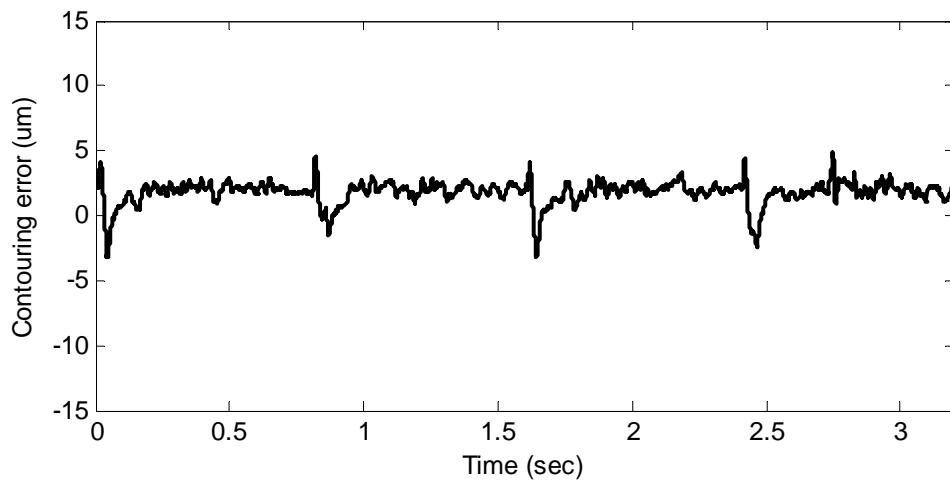


圖 5-28 加載後系統加入 NFC 之輪廓誤差

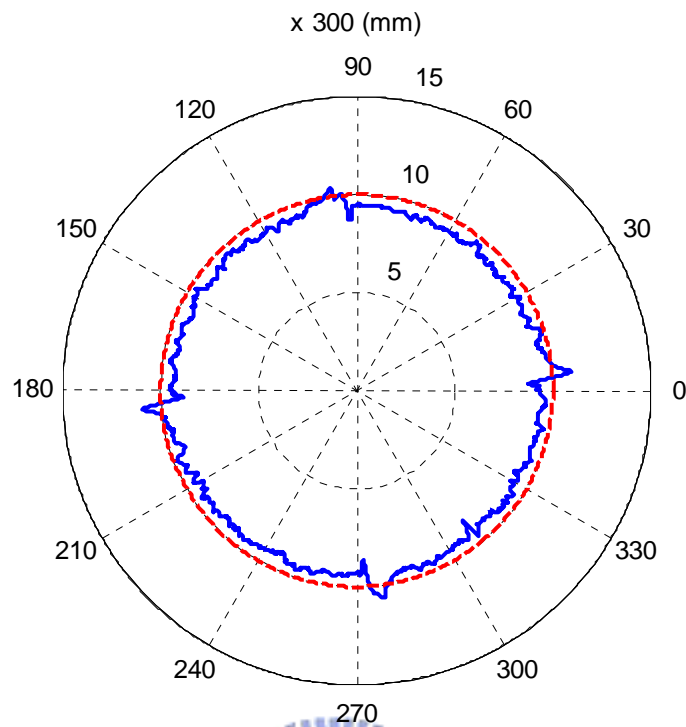


圖 5-29 加載後系統加入 NFC 之循圓軌跡誤差與標準圓



### 5.2.3 加入 DOB 實驗

在加入 DOB 加載實驗中，XY 軸的速度 PI 控制器增益與位置 P 控制器增益均採用 5.1.1 節的參數。X 軸的追跡誤差如圖 5-30 所示，有效值為  $0.139\text{ mm}$ ；Y 軸的追跡誤差如圖 5-31 所示，有效值為  $0.139\text{ mm}$ ；輪廓誤差如圖 5-32 所示，真圓度偏差量為  $16.579\text{ }\mu\text{m}$ 。輪廓誤差放大 300 倍與標準圓之比較如圖 5-33 所示，圖中可以清楚地看到，相較於 5.1.3 節，不論有無負載，其輪廓誤差的表現幾乎相近。



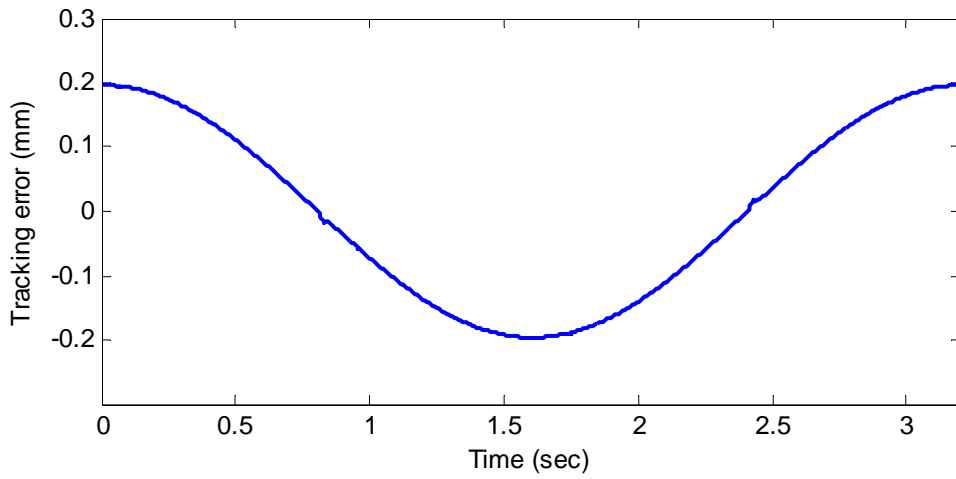


圖 5-30 加載後系統加入 DOB 之 X 軸的追蹤誤差

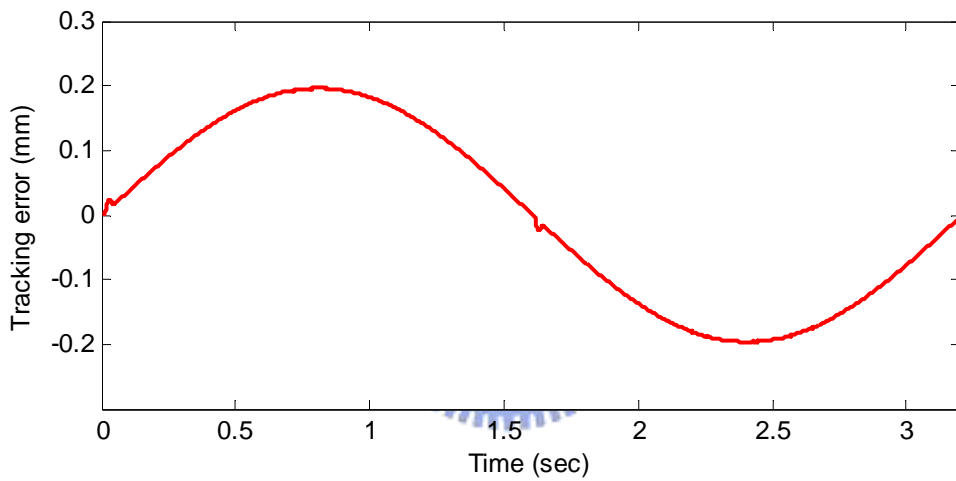


圖 5-31 加載後系統加入 DOB 之 Y 軸的追蹤誤差

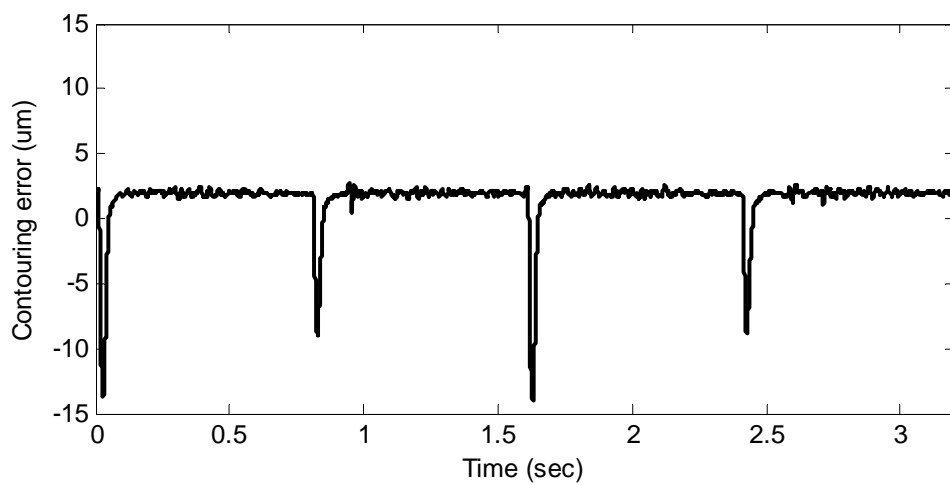


圖 5-32 加載後系統加入 DOB 之輪廓誤差

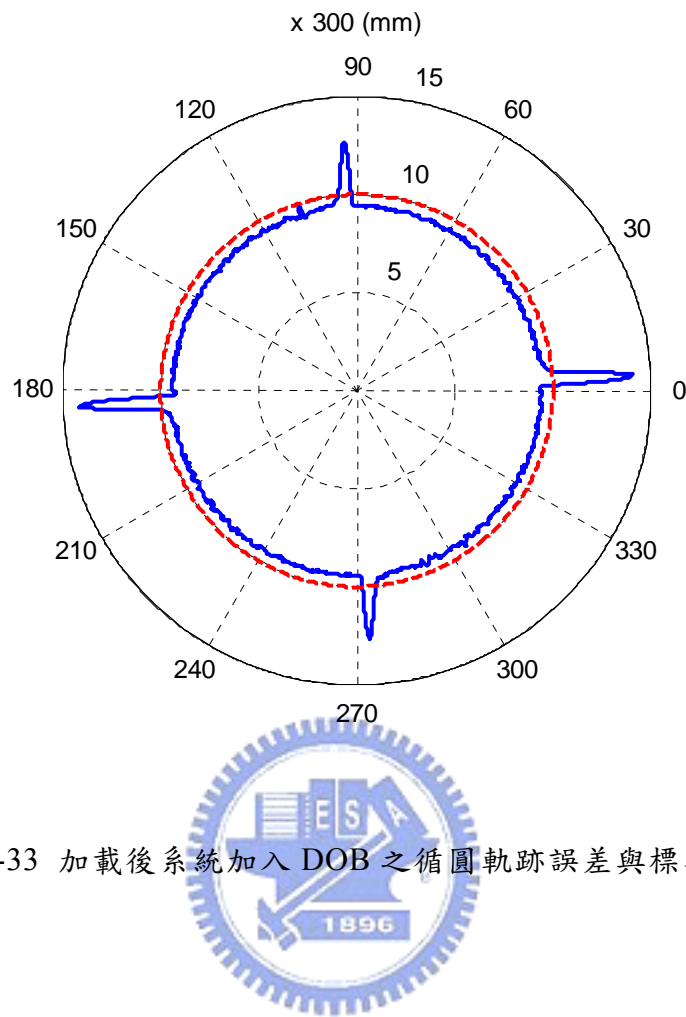


圖 5-33 加載後系統加入 DOB 之循圓軌跡誤差與標準圓

#### 5.2.4 加入 DOB+NFC 實驗

在加入 DOB+NFC 加載實驗中，XY 軸的速度 PI 控制器增益與位置 P 控制器增益均採用 5.1.1 節的參數。X 軸的追跡誤差如圖 5-34 所示，有效值為  $0.139\text{ mm}$ ；Y 軸的追跡誤差如圖 5-35 所示，有效值為  $0.139\text{ mm}$ ；輪廓誤差如圖 5-36 所示，真圓度偏差量為  $3.251\text{ }\mu\text{m}$ 。輪廓誤差放大 300 倍與標準圓之比較如圖 5-37 所示，圖中可以清楚地看到，相較於 5.2.1 節，輪廓誤差平均值大大地被改善了。

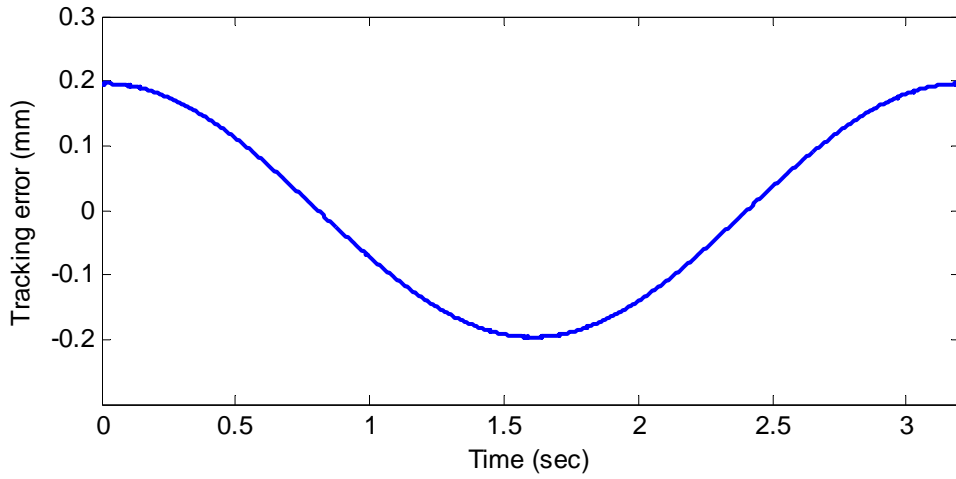


圖 5-34 加載後系統加入 DOB+NFC 之 X 軸的追蹤誤差

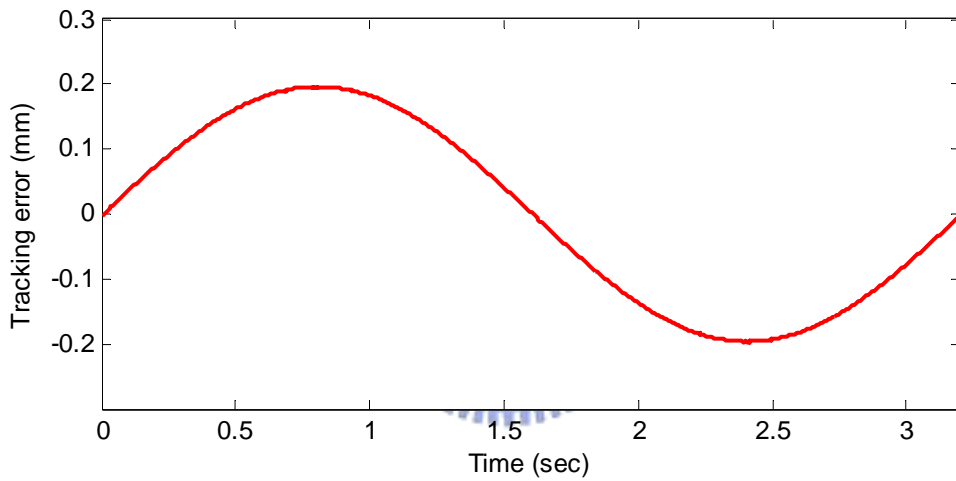


圖 5-35 加載後系統加入 DOB+NFC 之 Y 軸的追蹤誤差

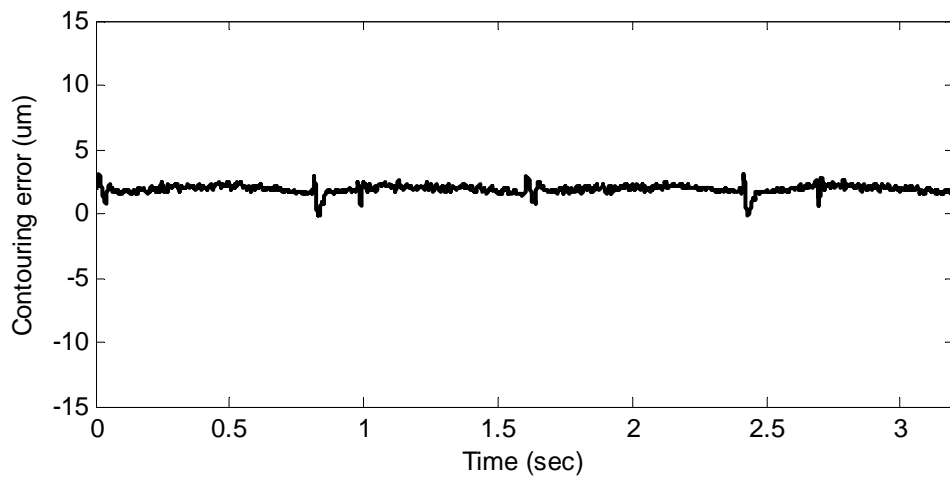


圖 5-36 加載後系統加入 DOB+NFC 之輪廓誤差

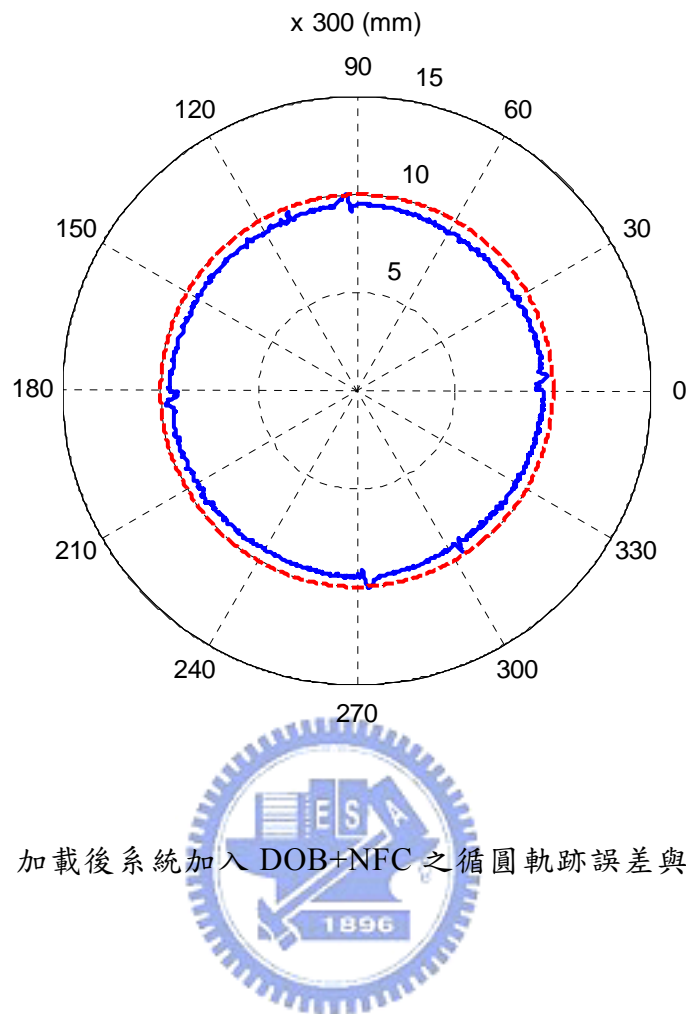


圖 5-37 加載後系統加入 DOB+NFC 之循圓軌跡誤差與標準圓

### 5.2.5 Auto-tuning+DOB+NFC 加載實驗

在本實驗中，XY 軸的速度 PI 控制器增益與位置 P 控制器增益均採用 5.1.5 節的參數，並且加入 DOB+NFC。X 軸的追蹤誤差如圖 5-38 所示，有效值為  $0.069\text{ mm}$ ；Y 軸的追蹤誤差如圖 5-39 所示，有效值為  $0.069\text{ mm}$ ；輪廓誤差如圖 5-40 所示，真圓度偏差量為  $1.775\text{ }\mu\text{m}$ 。輪廓誤差放大 300 倍與標準圓之比較如圖 5-41 所示，圖中可以清楚地看到，相較於 5.2.4 節，因為控制器增益的放大，使得性能更加提升，特別是位置 P 增益放大兩倍，造成 XY 軸的追蹤誤差平均值降為原來的一半。

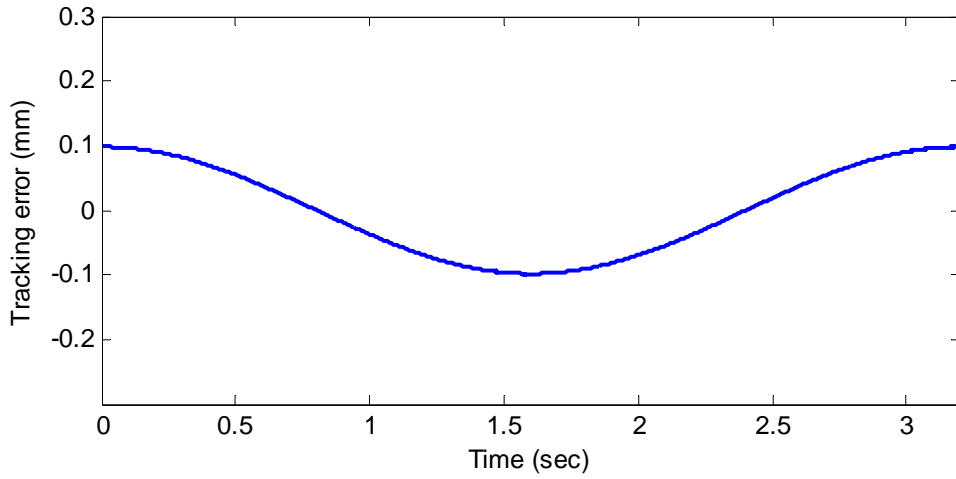


圖 5-38 Auto-tuning+DOB+NFC 之 X 軸的追蹤誤差

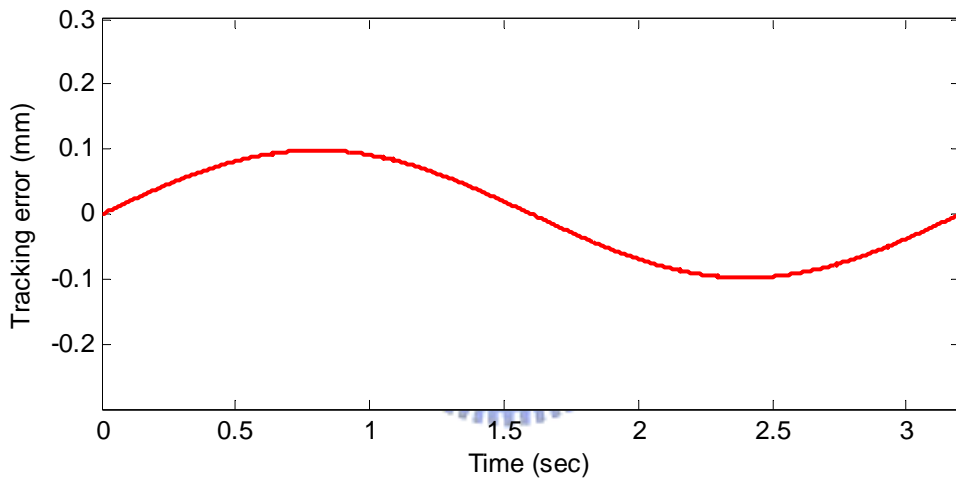


圖 5-39 Auto-tuning+DOB+NFC 之 Y 軸的追蹤誤差

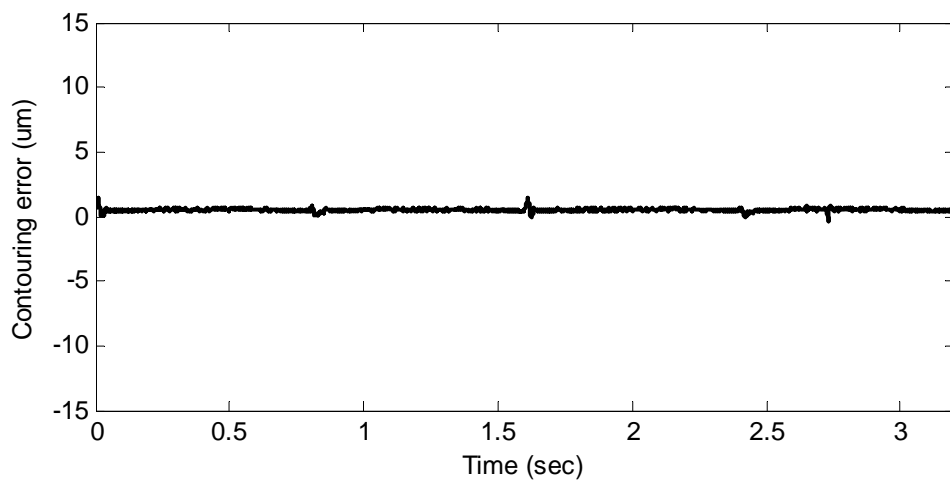


圖 5-40 Auto-tuning+DOB+NFC 之輪廓誤差

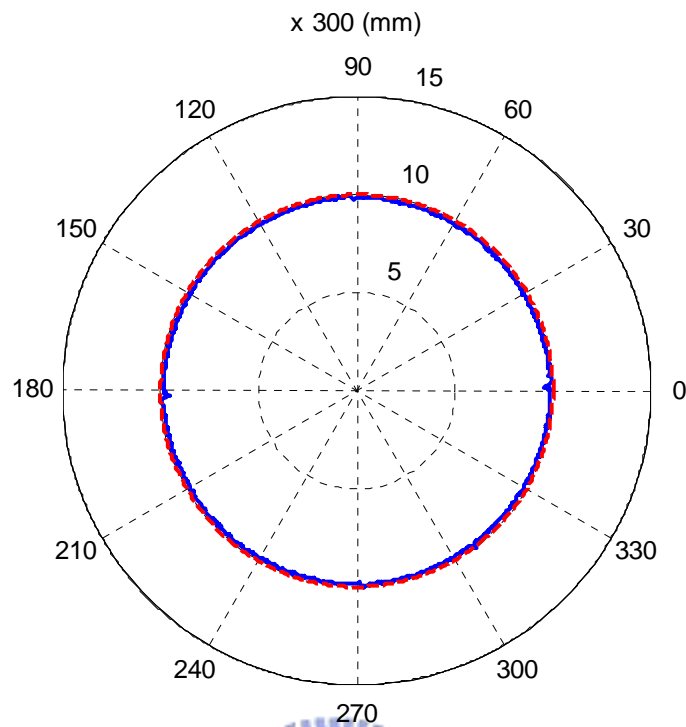


圖 5-41 Auto-tuning+DOB+NFC 之循圓軌跡誤差與標準圓



### 5.3 增加循圓速度的實驗結果

本節將重點放在增加循圓速度至  $2400 \text{ mm/min}$ ，比較 CNC 工具機有無負載的情況下，其響應的改善。

#### 5.3.1 空載實驗

在 PI 空載實驗中，XY 軸的速度 PI 控制器增益與位置 P 控制器增益均採用 5.1.1 節的參數。輪廓誤差如圖 5-42 所示，真圓度偏差量為  $14.017 \mu\text{m}$ 。輪廓誤差放大 300 倍與標準圓之比較如圖 5-43 所示。最後將系統加入 DOB+NFC，且 XY 軸的速度 PI 控制器增益與位置 P 控制器增益均採用 5.1.5。輪廓誤差如圖 5-44 所示，真圓度偏差量為  $1.966 \mu\text{m}$ 。輪廓誤差放大 300 倍與標準圓之比較如圖 5-45 所示。最後，由於速度命令為 5.1 與 5.2 節的兩倍

快，所以本文再將位置 P 控制器增益加大兩倍，即  $K_{pp} = 8$ ，而速度控制器增益不變，其輪廓誤差如圖 5-46 所示，真圓度偏差量為  $1.696 \mu m$ 。輪廓誤差放大 300 倍與標準圓之比較如圖 5-47 所示。

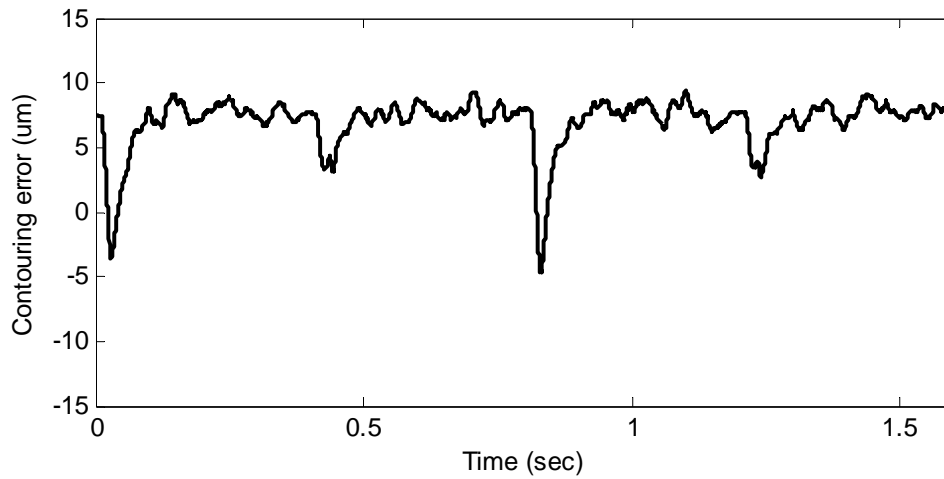


圖 5-42 PI 控制的輪廓誤差

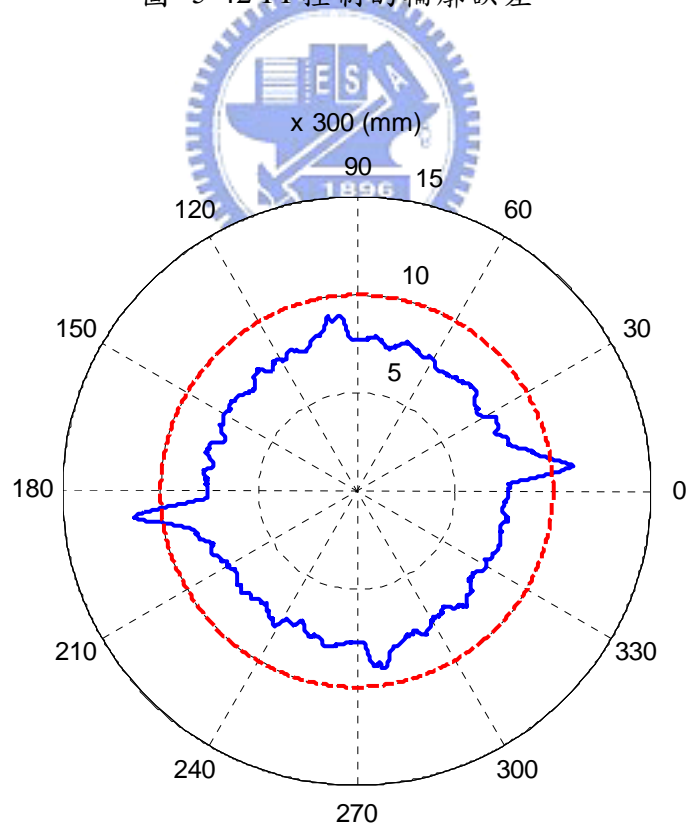


圖 5-43 PI 控制的循圓軌跡誤差與標準圓

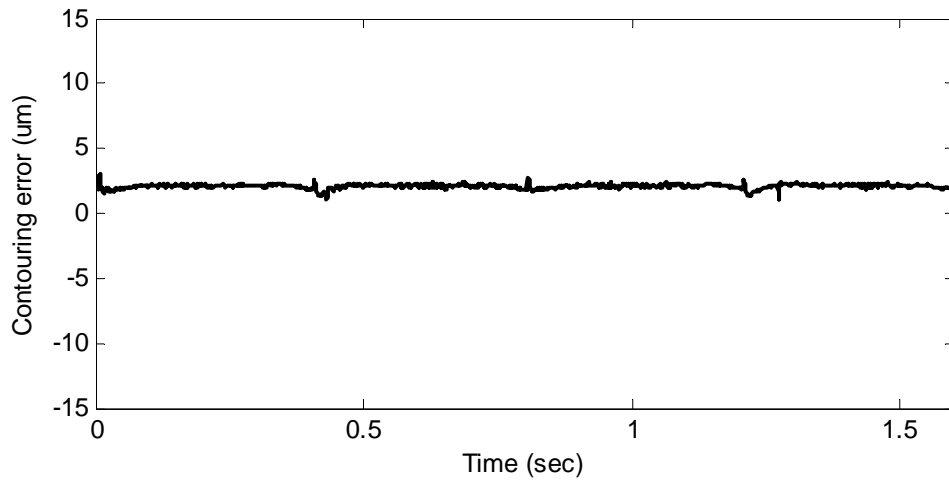


圖 5-44 Auto-tuning+DOB+NFC 之輪廓誤差 ( $K_{pp} = 4$ )

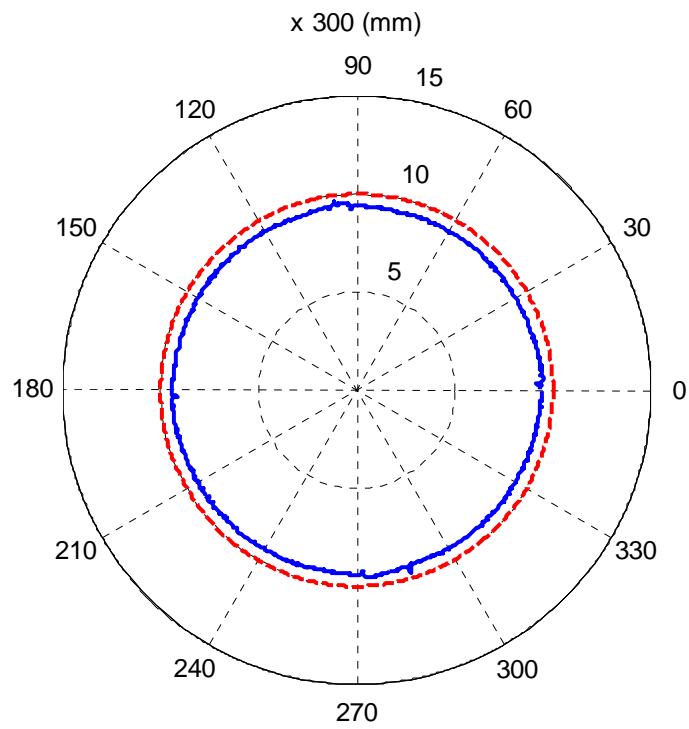


圖 5-45 Auto-tuning+DOB+NFC 之循圓軌跡誤差與標準圓 ( $K_{pp} = 4$ )



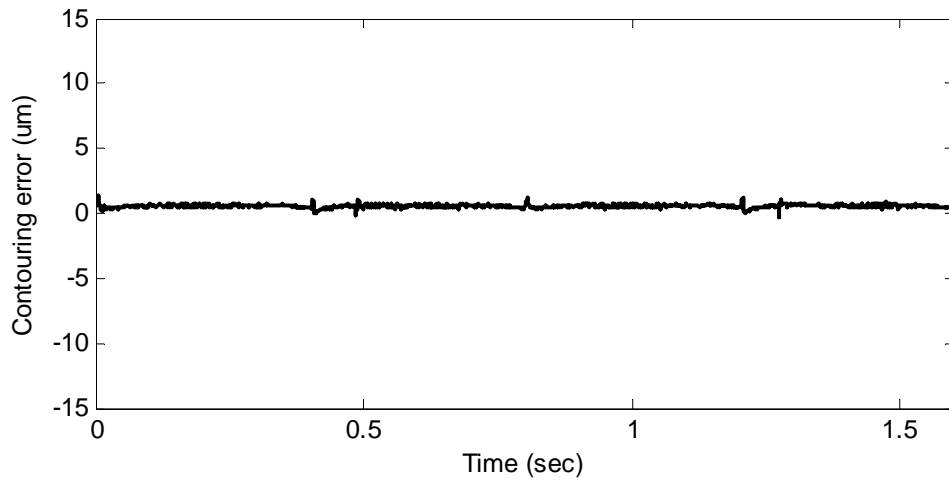


圖 5-46 Auto-tuning+DOB+NFC 之輪廓誤差 ( $K_{pp} = 8$ )

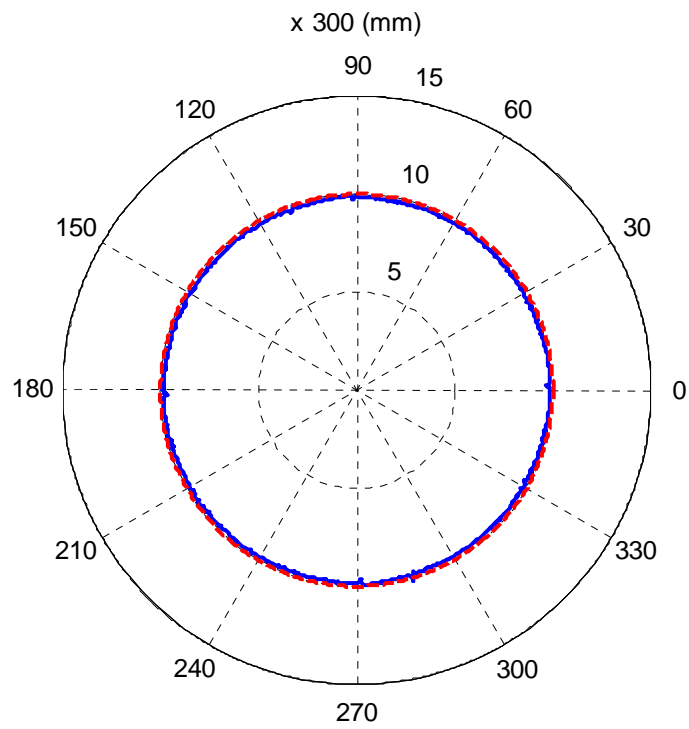


圖 5-47 Auto-tuning+DOB+NFC 之循圓軌跡誤差與標準圓 ( $K_{pp} = 8$ )

### 5.3.2 加載實驗

在 PI 加載實驗中，XY 軸的速度 PI 控制器增益與位置 P 控制器增益均採用 5.1.1 節的參數。輪廓誤差如圖 5-48 所示，真圓度偏差量為  $18.089 \mu m$ 。輪廓誤差放大 300 倍與標準圓之比較如圖 5-49 所示。最後將系統加入 DOB+NFC，且 XY 軸的速度 PI 控制器增益與位置 P 控制器增益均採用 5.1.5。輪廓誤差如圖 5-50 所示，真圓度偏差量為  $1.982 \mu m$ 。輪廓誤差放大 300 倍與標準圓之比較如圖 5-51 所示。最後，相同地再將位置 P 控制器增益加大兩倍，即  $K_{pp} = 8$ ，而速度控制器增益不變，其輪廓誤差如圖 5-52 所示，真圓度偏差量為  $1.612 \mu m$ 。輪廓誤差放大 300 倍與標準圓之比較如圖 5-53 所示。

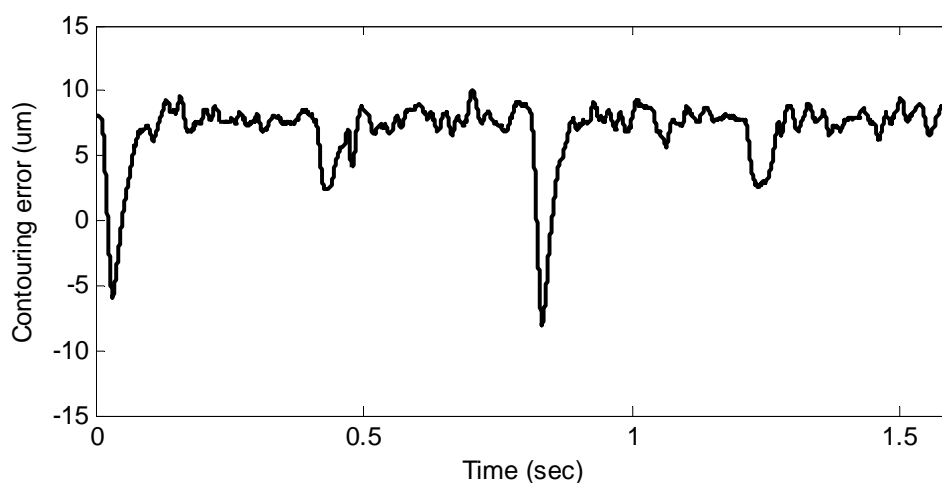


圖 5-48 加載後 PI 控制的輪廓誤差

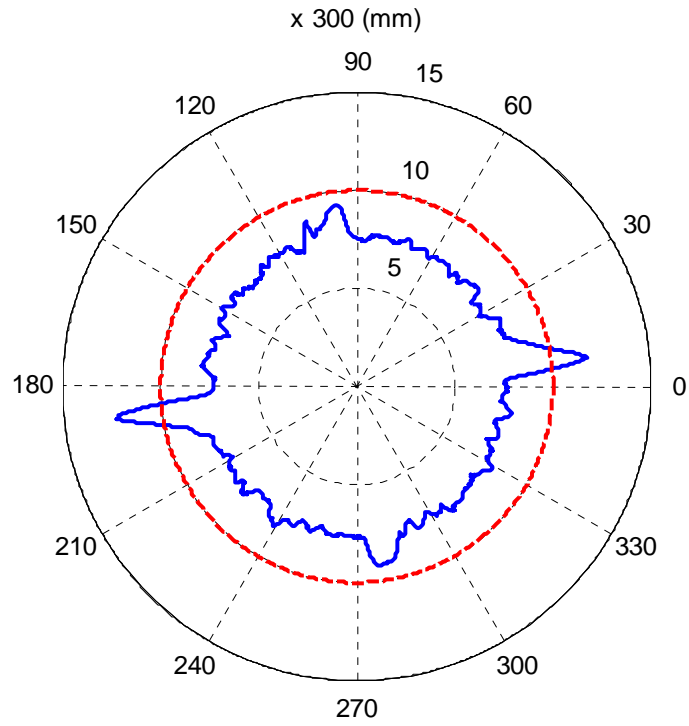


圖 5-49 加載後 PI 控制的循圓軌跡誤差與標準圓

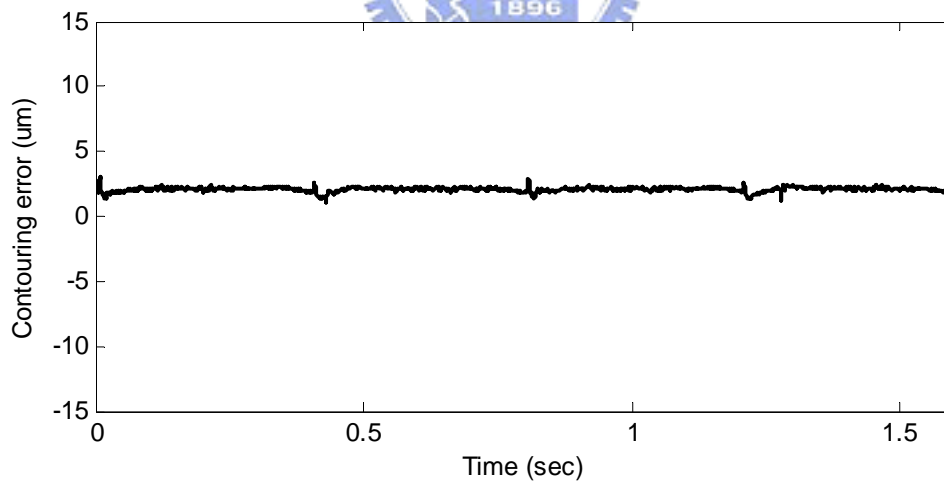


圖 5-50 加載後 Auto-tuning+DOB+NFC 之輪廓誤差 ( $K_{pp} = 4$ )

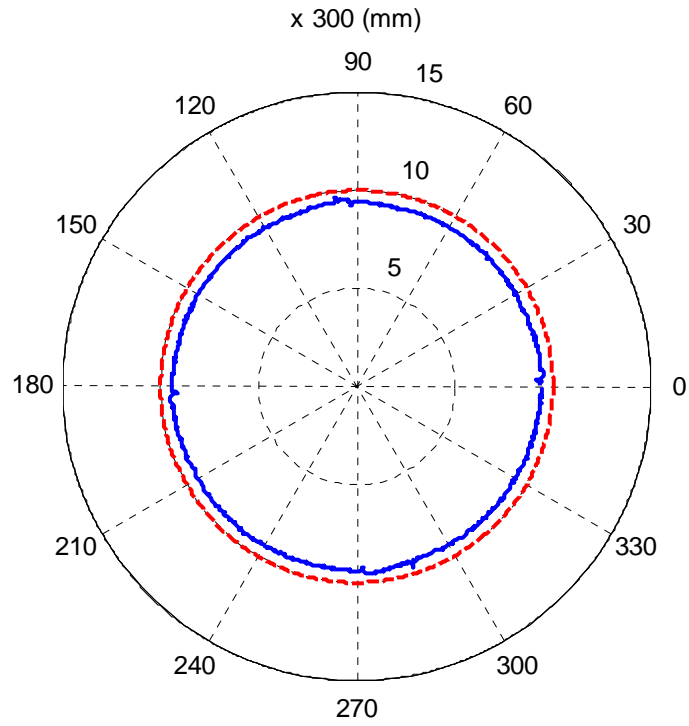


圖 5-51 加載後 Auto-tuning+DOB+NFC 之循圓軌跡誤差與標準圓 ( $K_{pp} = 4$ )

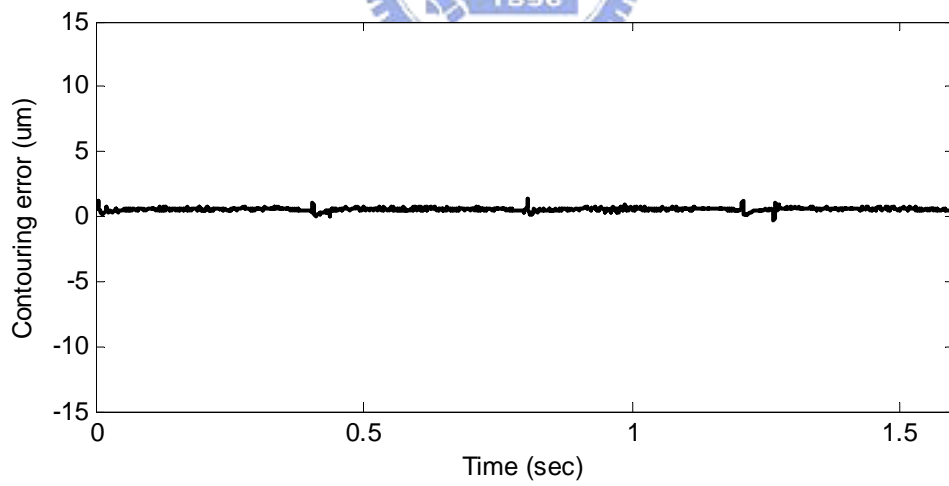


圖 5-52 加載後 Auto-tuning+DOB+NFC 之輪廓誤差 ( $K_{pp} = 8$ )

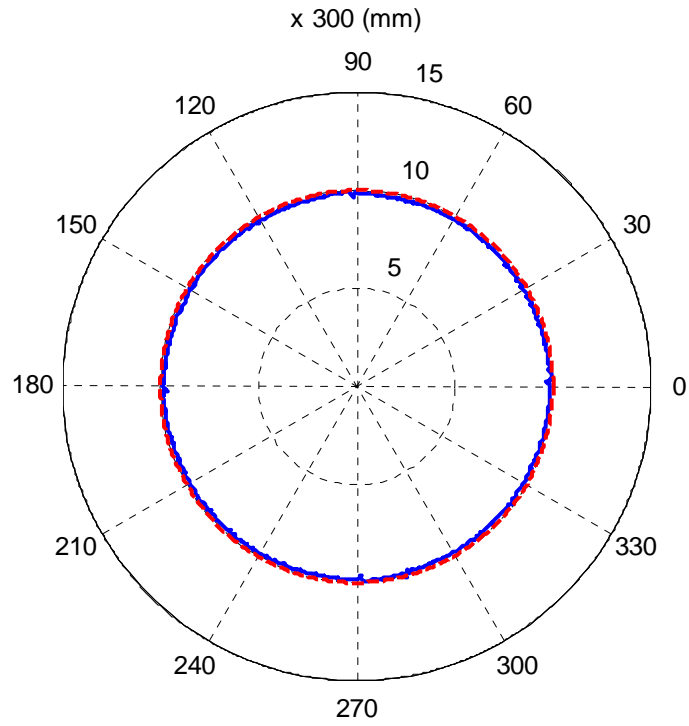


圖 5-53 加載後 Auto-tuning+DOB+NFC 之循圓軌跡誤差與標準圓( $K_{pp} = 8$ )



## 5.4 實驗結果分析

綜和前面的實驗結果，將各種不同控制器於 CNC 工具機空載的實驗數據歸納在表 5-1 中，其真圓度偏差量與輪廓誤差有效值的長條圖分別如圖 5-54 與圖 5-55；另外加載實驗數據歸納在表 5-2 中，其真圓度偏差量與輪廓誤差有效值的長條圖分別如圖 5-56 與圖 5-57；增加循圓速度之有無載實驗數據歸納在表 5-3 中。最後將有無負載且不同速度下之結果表現於圖 5-58~圖 5-65。由這些結果可以歸納為以下幾點：

1. 非線性摩擦力補償器可有效地降低各轉角的輪廓誤差，表示非線性摩擦力補償器對於摩擦力的抑制有相當好的效果。特別是 DOB+NFC 的改善特別顯著。
2. 擾動觀測器使系統的反應變快，減少低頻的抖動，這也表示擾動觀測器將這些低頻的抖動當成為 modeling error 補償掉。
3. 放大位置 P 增益，可降低 XY 軸的追蹤誤差平均值與輪廓誤差平均值；放大速度 PI 增益，可些微降低最大與最小輪廓誤差的相差值和輪廓誤差平均值。
4. 當循圓速度較低時，加載對於輪廓誤差的影響並不顯著，但是，當循圓速度加快後，在 PI 控制的架構下，真圓度偏差量明顯地因加載而增加。最後本文提出的 Auto-tuning+DOB+NFC 架構下，無論有無負載，其輪廓誤差皆能維持相同的水準。
5. 具有擾動觀測器的架構，不論有無負載，其輪廓誤差的表現幾乎相近，這表示擾動觀測器可以將性能強制鎖住，增加系統的重現性。

表 5-1 不同控制器於 CNC 工具機空載之實驗數據(1200 mm/min)

	X-axis Tracking error (RMS mm)	Y-axis Tracking error (RMS mm)	Maximum contouring error ( $\mu m$ )	Minimum contouring error ( $\mu m$ )	Contouring error (RMS $\mu m$ )
PI	0.139	0.139	3.769	-9.558	2.209
+NFC	0.139	0.139	4.756	-3.286	2.001
+DOB	0.139	0.139	2.450	-13.783	2.475
+DOB+NFC	0.139	0.139	2.934	-0.154	1.939
Auto-tuning +DOB+NFC	0.069	0.069	1.548	-0.456	0.521

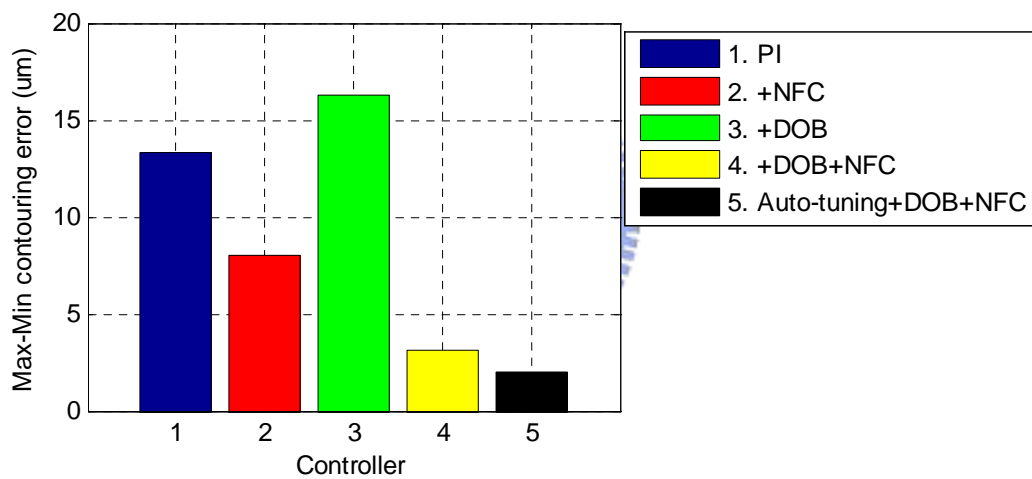


圖 5-54 不同控制器於 CNC 工具機空載之真圓度偏差量比較圖

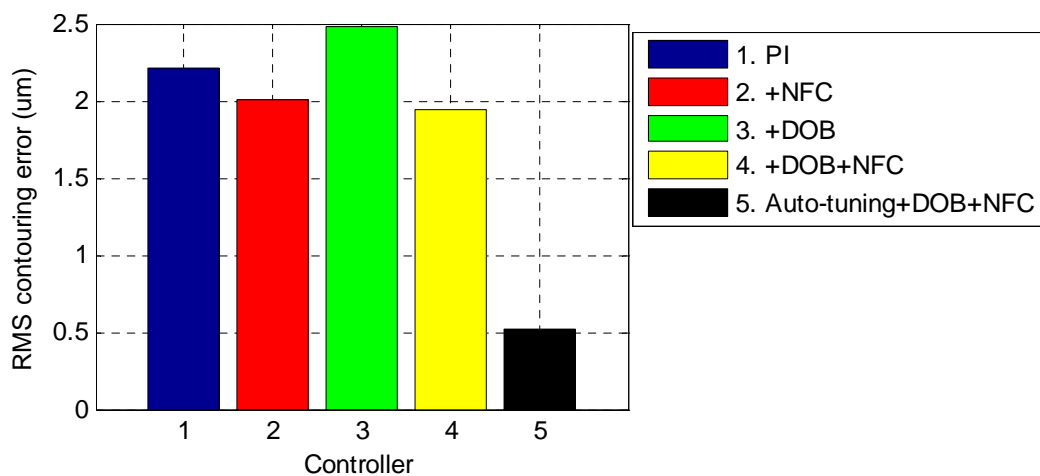


圖 5-55 不同控制器於 CNC 工具機空載之輪廓誤差有效值比較圖

表 5-2 不同控制器於 CNC 工具機加載之實驗數據(1200 mm/min)

	X-axis Tracking error (RMS mm)	Y-axis Tracking error (RMS mm)	Maximum contouring error ( $\mu m$ )	Minimum contouring error ( $\mu m$ )	Contouring error (RMS $\mu m$ )
PI	0.139	0.139	3.553	-10.051	2.254
+NFC	0.139	0.139	4.848	-3.219	2.017
+DOB	0.139	0.139	2.782	-13.797	2.478
+DOB+NFC	0.139	0.139	2.997	-0.254	1.944
Auto-tuning +DOB+NFC	0.069	0.069	1.451	-0.324	0.520

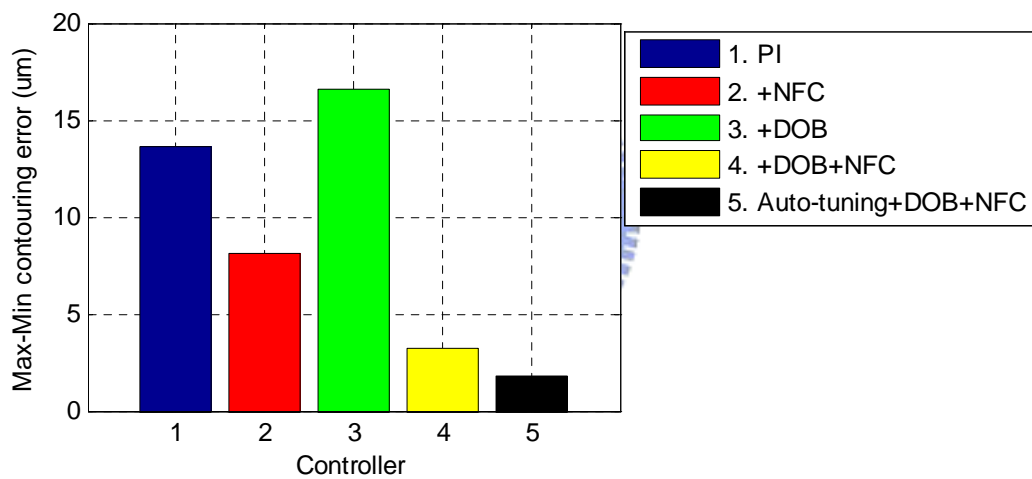


圖 5-56 不同控制器於 CNC 工具機加載之真圓度偏差量比較圖

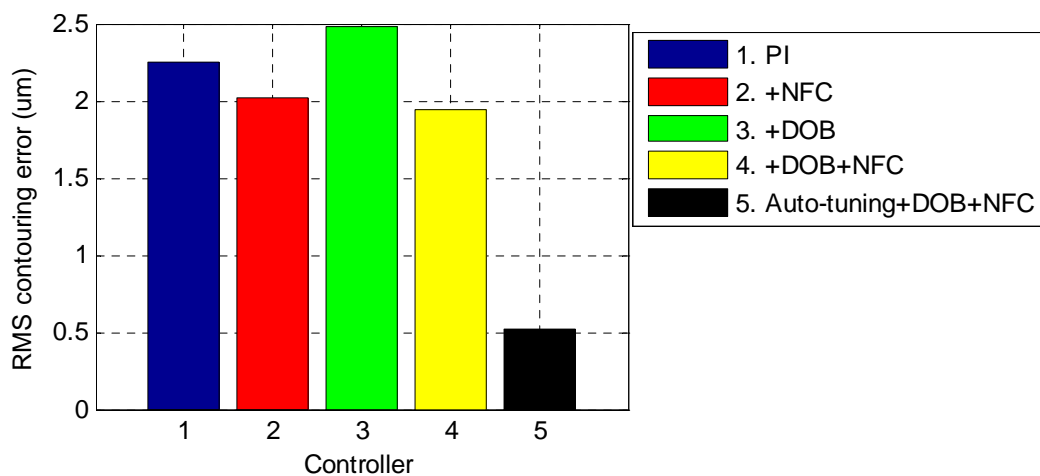


圖 5-57 不同控制器於 CNC 工具機加載之輪廓誤差有效值比較圖



表 5-3 增加循圓速度於 CNC 工具機有無載之實驗數據(2400 mm/min)

		X-axis Tracking error ( <i>RMS mm</i> )	Y-axis Tracking error ( <i>RMS mm</i> )	Maximum contouring error ( $\mu m$ )	Minimum contouring error ( $\mu m$ )	Contouring error ( <i>RMS <math>\mu m</math></i> )
空 載	PI	0.277	0.277	9.343	-4.674	7.29
	( $K_{pp} = 4$ ) Auto-tuning +DOB+NFC	<b>0.139</b>	<b>0.139</b>	<b>2.975</b>	<b>1.009</b>	<b>2.094</b>
	( $K_{pp} = 8$ ) Auto-tuning +DOB+NFC	<b>0.069</b>	<b>0.069</b>	<b>1.330</b>	<b>-0.366</b>	<b>0.573</b>
加 載	PI	0.277	0.277	10.092	-7.997	7.434
	( $K_{pp} = 4$ ) Auto-tuning +DOB+NFC	<b>0.139</b>	<b>0.139</b>	<b>2.977</b>	<b>0.995</b>	<b>2.094</b>
	( $K_{pp} = 8$ ) Auto-tuning +DOB+NFC	<b>0.069</b>	<b>0.069</b>	<b>1.338</b>	<b>-0.274</b>	<b>0.572</b>

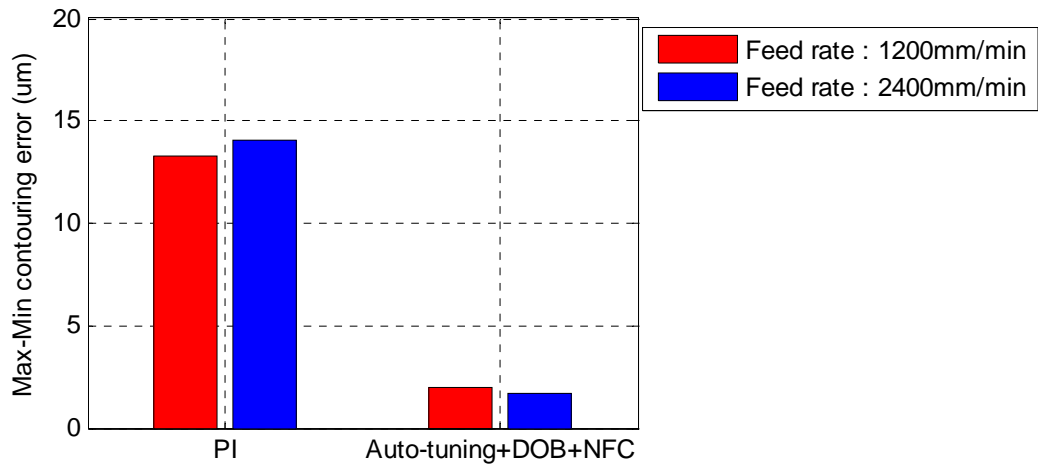


圖 5-58 CNC 工具機空載於高低速之真圓度偏差量比較圖

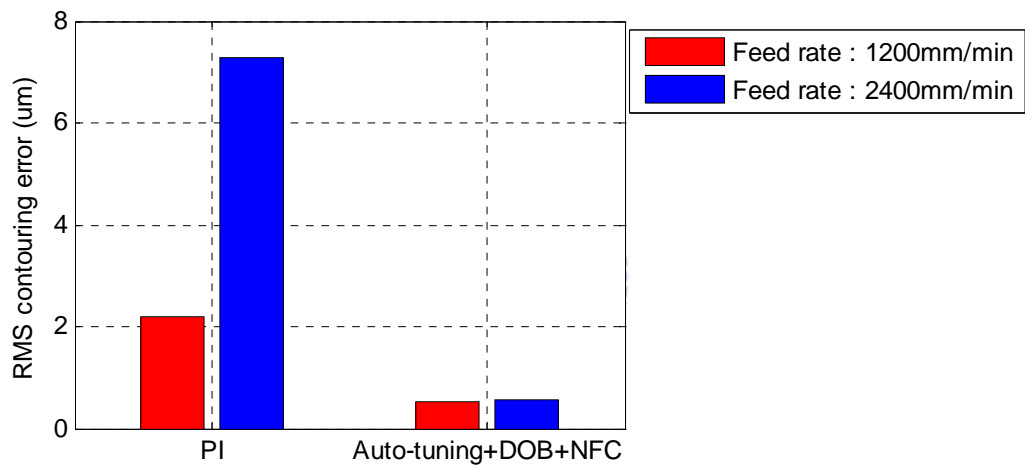


圖 5-59 CNC 工具機空載於高低速之輪廓誤差有效值比較圖

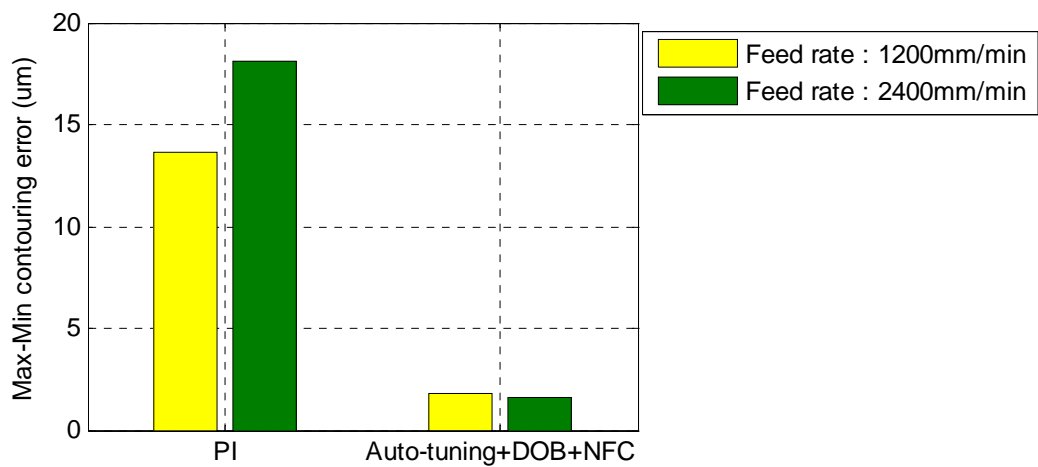


圖 5-60 CNC 工具機加載於高低速之真圓度偏差量比較圖

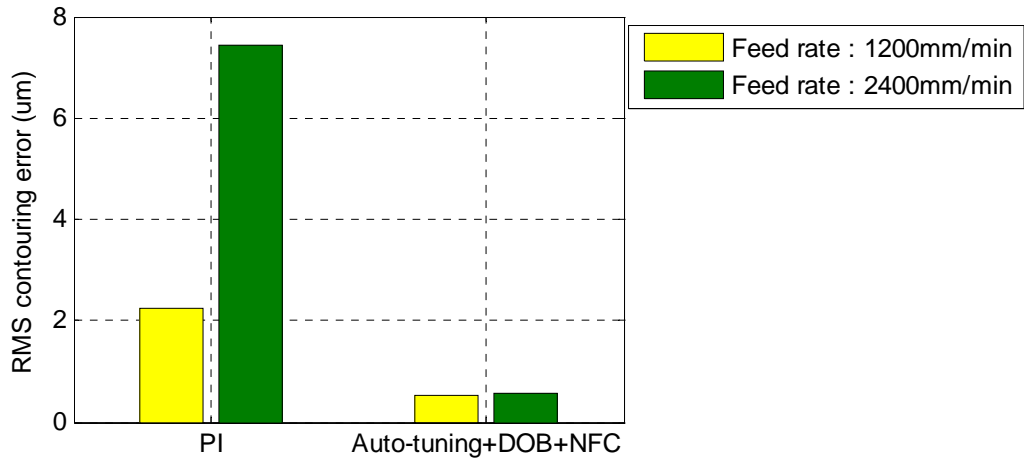


圖 5-61 CNC 工具機加載於高低速之輪廓誤差有效值比較圖

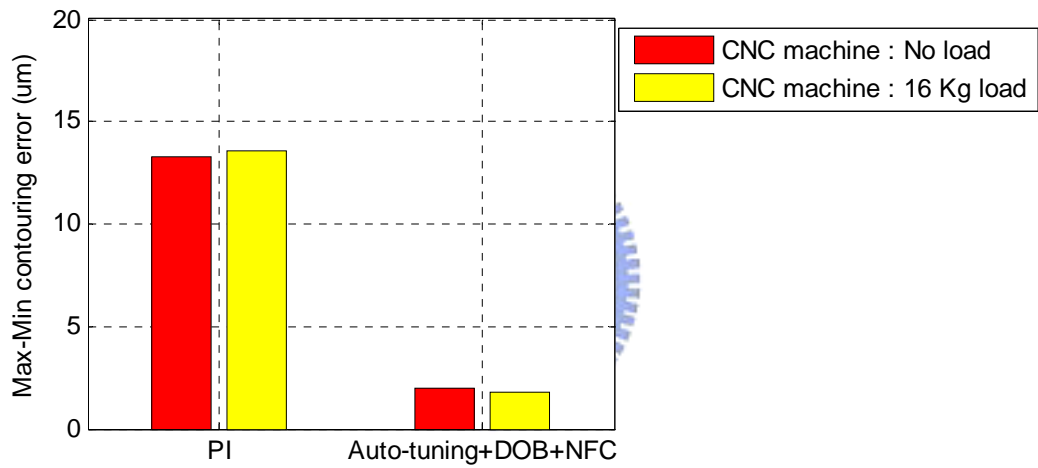


圖 5-62 CNC 工具機有無負載於低速之真圓度偏差量比較圖

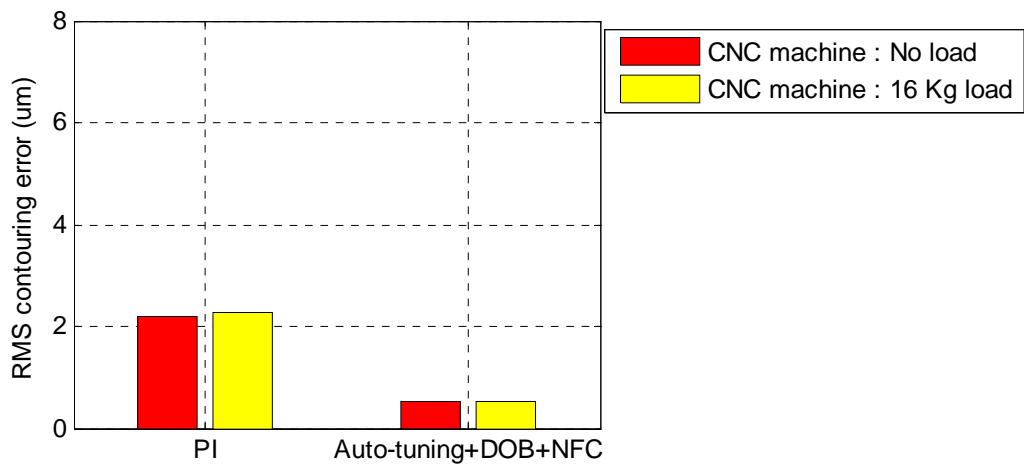


圖 5-63 CNC 工具機有無負載於低速之輪廓誤差有效值比較圖

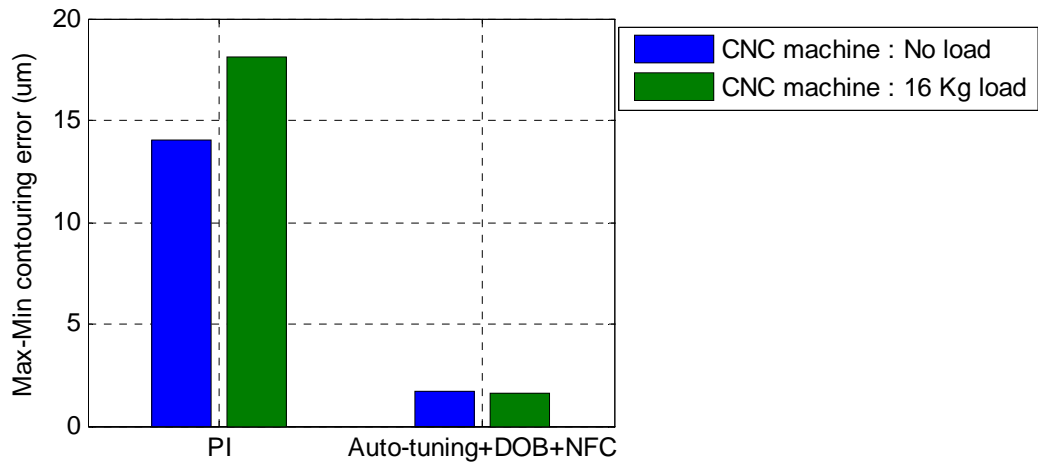


圖 5-64 CNC 工具機有無負載於高速之真圓度偏差量比較圖

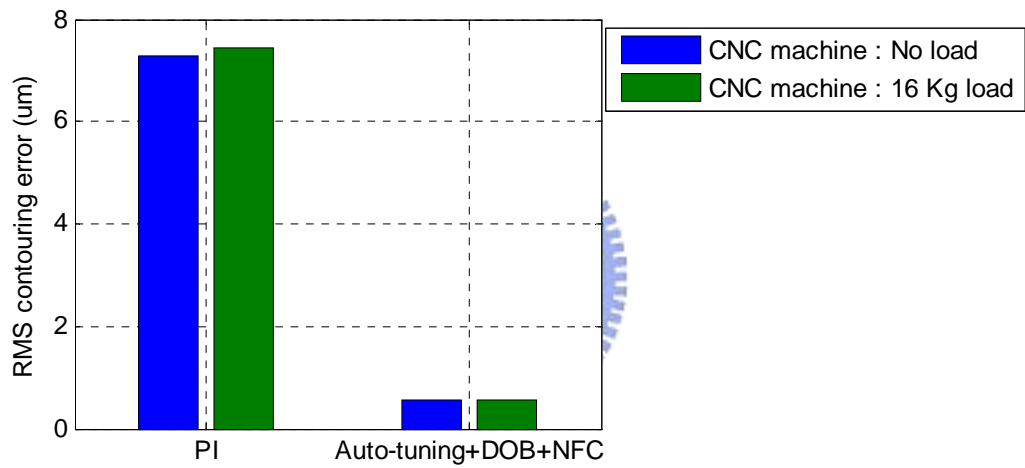


圖 5-65 CNC 工具機有無負載於高速之輪廓誤差有效值比較圖

## 第六章 網路遠端監控系統設計

近年來網路化在工業應用上已成為一種趨勢，網路化對工業應用最大的優點在於遠端監控，能預知設備壽命，提前更換或維修以減少損失；亦可使遠端的專家輔助現場人員調整設備。本章將透過乙太網路(Ethernet)與 RS-232 實現伺服馬達遠端監控系統，提供遠端獲得系統模型、摩擦力曲線與負載慣量比等資訊。

### 6.1 遠端監控系統之架構

本文透過 RS-232 使個人電腦(Serve 端)與伺服驅動器進行通訊，而 RS-232 的優點在於，基本架構簡單，價格便宜，配備此介面之裝置相當多，且具有豐富的應用軟體資源。最後個人電腦再透過 Ethernet 與遠端的個人電腦(Client 端)，建立一伺服馬達遠端監控系統，如圖 6-1 所示。在網路通訊協定上本文採用 TCP/IP 的通訊協定，其主要的目的是 TCP/IP 為連結式通訊協定，在傳輸的過程中，雙方會不斷地進行資料核對，可保證資料一定傳送成功，不會遺失。

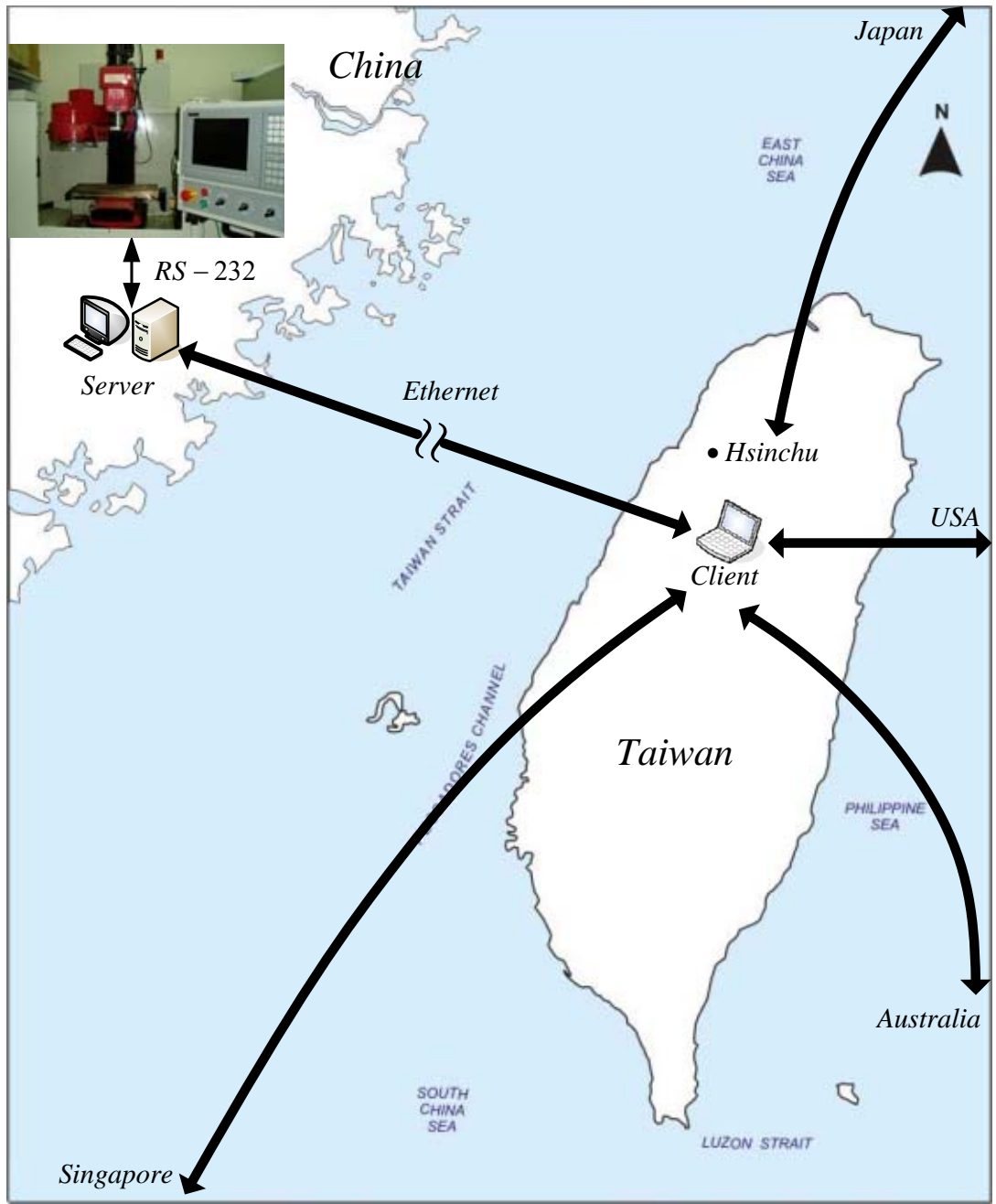


圖 6-1 遠端監控系統之架構

6.1.1 資料傳輸格式

資料傳輸格式如圖 6-2 所示，每一筆傳輸資料限制為 16 bits，故傳送一筆資料需傳送三個 bytes，分別是 ID 識別碼、Data 的高八位元及低八位元，即每一筆傳輸資料將被拆成兩個 bytes 傳送，並在之前先傳送一個 ID 識別

碼，以識別資料用意，並以鮑率(baud rate)為 9600 bps 的速度傳輸。

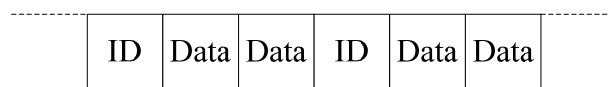


圖 6-2 資料傳輸格式

資料用途分為三大類型，分別有模式的選擇及資料的類型，故 ID 識別碼分為 M、D 及 A 等三種 ASCII 碼。M 為模式的意思，D 為單筆資料的意思，A 為陣列資料的意思。本文發展的遠端監控系統之功能定義於表 6-1 中。

表 6-1 遠端監控系統的功能定義表

事件名稱	傳輸方向	資料長度 (Byte)	ID	說明
Mode_Chose	PC → DSP	3	M	操作模式選擇： 100：JOG 模式。 200：NFC 模式。 300：DOB 模式。 400：ID 位置迴路模式。 500：ID 速度迴路模式。 600：監控模式之修改控制器增益。 601：監控模式之監視 DOB 輸出量。 602：監控模式之監視單軸追跡誤差。
JOG_SpeedRef	PC → DSP	3	D	馬達速度命令，輸入範圍：-3000 ~ 3000 rpm。
JOG_SpeedFdb	PC ← DSP			馬達速度回授。
NFC_Output	PC ← DSP	3×184	A	摩擦力曲線。

DOB_Output	$PC \leftarrow DSP$	3	D	負載慣量比。
ID_Pinput	$PC \rightarrow DSP$	$3 \times 5000$	A	ID 的輸入信號。
ID_Vinput				
ID_Poutput	$PC \leftarrow DSP$			ID 的輸出響應。
ID_Voutput				
MON_Kpp	$PC \rightarrow DSP$	3	A	設定位置 P 增益。
MON_Kvp				設定速度 P 增益。
MON_Kvi				設定速度 I 增益。
MON_d	$PC \leftarrow DSP$		D	DOB 輸出量。
MON_tracking				單軸之追蹤誤差。

### 6.1.2 遠端監控系統之軟體介面

本文利用 Visual Basic(VB)來開發伺服馬達遠端監控之軟體介面，圖 6-3 與圖 6-4 分別為 Client 與 Server 端的軟體介面。

#### (a) Client 端：

虛線框 1：設定想要連結的 Server 端 IP 和 Port。

虛線框 2：遠端告知現場人員，希望 Data Switch 是切至 X 或 Y 軸。

虛線框 3：遠端監控系統之功能選擇，功能分為 JOG、NFC、DOB、ID 及監控等五個模式，同時在右上角會顯示該模式的示意圖。

虛線框 4：網路傳輸的訊息顯示欄，顯示接收到與傳送給 Server 端的資料。

#### (b) Server 端：

虛線框 1：網路傳輸的訊息顯示欄，顯示接收到 Client 端的資料與 Client 端 IP 和 Port。

虛線框 2：現場人員告知遠端，當時的 Data Switch 是切至 X 或 Y 軸。

虛線框 3：RS-232 傳輸的訊息顯示欄，顯示接收到與傳送給驅動器的資料。



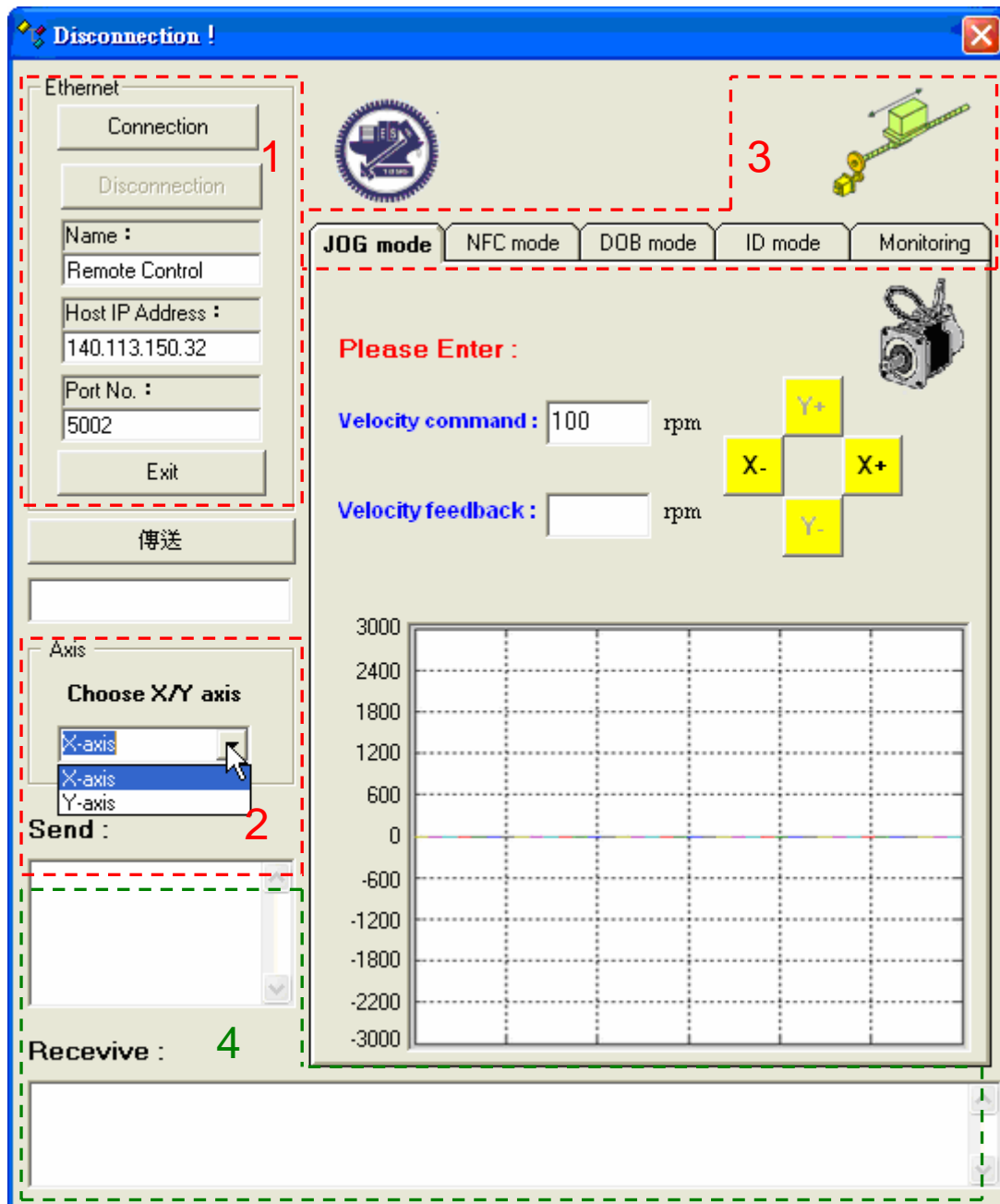


圖 6-3 遠端監控系統之軟體介面(Client端)

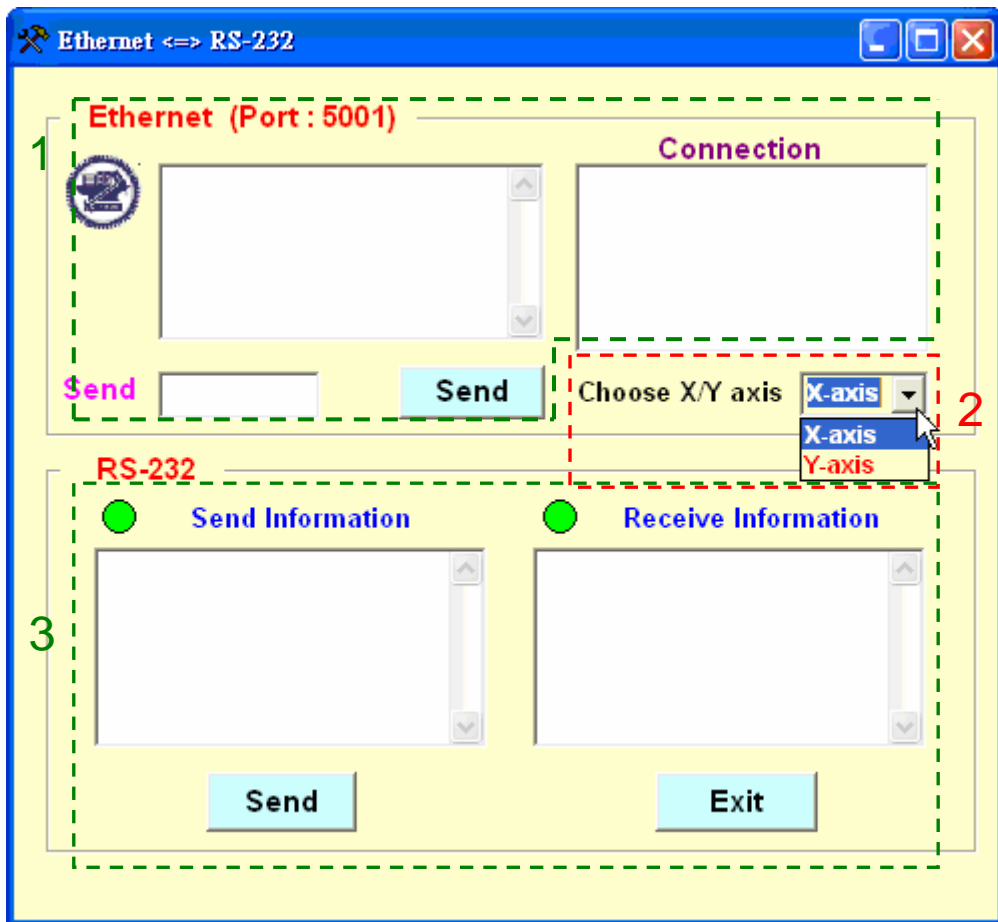


圖 6-4 遠端監控系統之軟體介面(Server 端)

## 6.2 遠端監控系統之功能

本文將遠端監控系統分為五大功能，分別是 JOG、NFC、DOB、ID 及監控模式，以下簡單地介紹：

- A. JOG 模式：此功能提供使用者讓伺服馬達依照個人要求運作，同時將 XY 軸移至適當地位置，再啟動下列其它模式，防止機台運作至極限處。在此建議將 XY 軸移至接近正中間，即可啟動其它模式。
- B. NFC 模式：此功能可讓使用者獲得機台的摩擦力曲線。伺服馬達將依照驅動器內建的速度命令運作，最後回傳的資料再透過 4.3 節所提出的法則，便可獲得機台的非線性摩擦力曲線之模型。
- C. DOB 模式：此功能將啟動第三章所提出的法則，以 DOB 自動估測轉動慣量與黏滯係數，並回傳負載慣量比，提供使用者調機的資訊。
- D. ID 模式：使用者可以選擇鑑別系統的速度或位置迴路，同時可以自行透過 MATLAB 產生鑑別輸入訊號，本文亦有內建好的鑑別輸入訊號。最後獲得的鑑別輸出信號再透過 MATLAB，便可得到系統的模型，以進一步的分析。
- E. 監控模式：使用者可以藉由此功能觀察到各軸的追蹤誤差與 DOB 的輸出，同時提供使用者調整位置 P 及速度 PI 控制器的增益。

下列各小節分別說明每個模式的操作流程。

### 6.2.1 JOG 模式

圖 6-5 為遠端監控系統軟體介面之 JOG 模式的畫面，虛線框 1 為使用者預期伺服馬達的轉速，單位為  $rpm$ ，輸入範圍為 -3000~3000。虛線框 2 分別是 XY 軸的移動方向，當 Server 端的現場人員告知 Client 端，Data Switch 是切至 X 軸時，此時 Y+與 Y-按鍵將被禁能，僅能使用 X+與 X-按鍵；反之當 Server 端的現場人員告知 Client 端，Data Switch 是切至 Y 軸時，此時 X+與 X-按鍵將被禁能，僅能使用 Y+與 Y-按鍵。虛線框 3 會即時地顯示該軸的馬達速度響應，圖中為速度命令為 300  $rpm$  時，X 軸的馬達回授轉速。

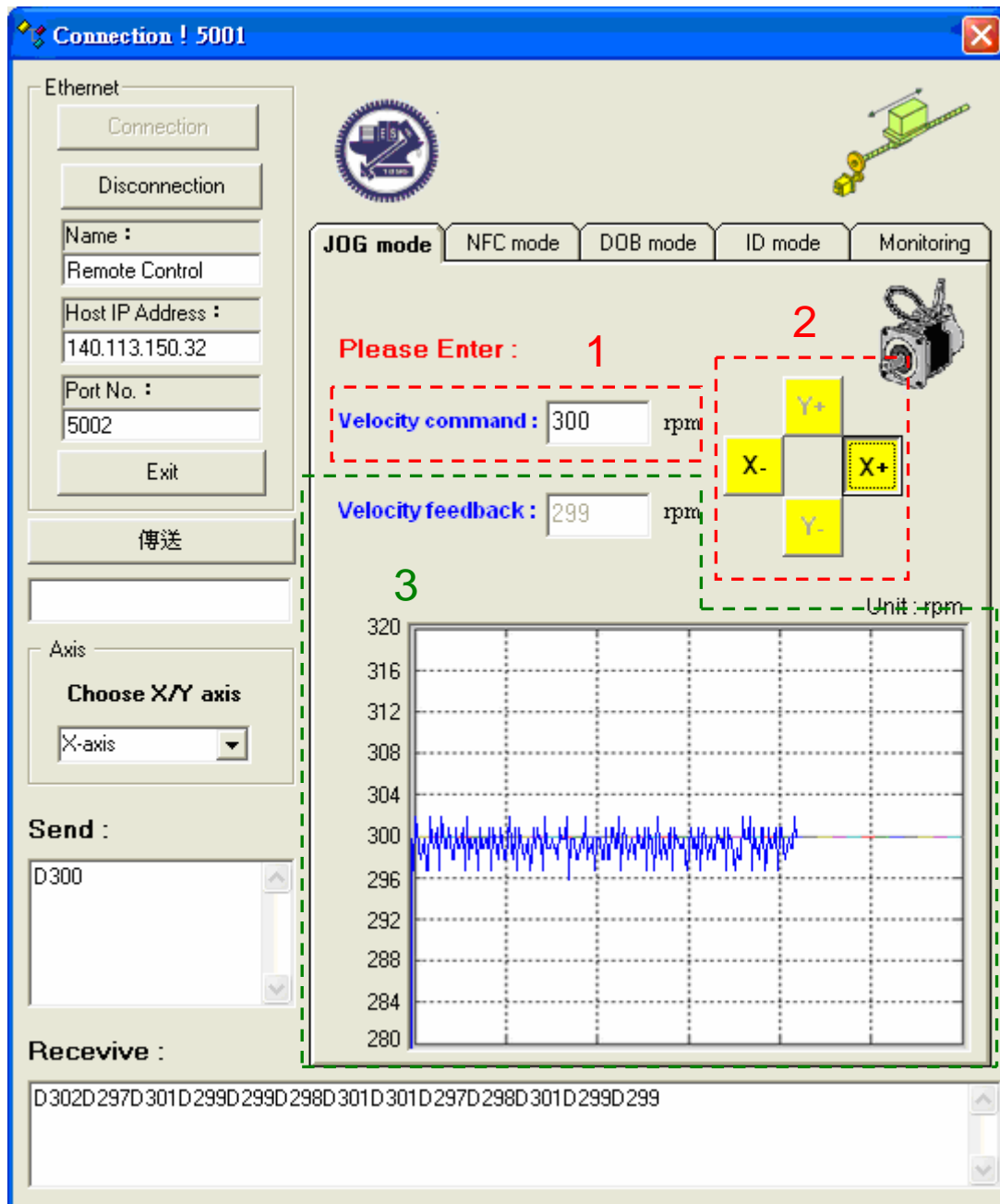


圖 6-5 遠端監控系統軟體介面之 JOG 模式

### 6.2.2 NFC 模式

圖 6-6 為遠端監控系統軟體介面之 NFC 模式的畫面，此模式提供使用者獲得 CNC 機台的摩擦力模型，並修改非線性摩擦力補償器之係數，以降低 stick-slip 現象。操作流程如下，按下 Start 鍵後，伺服馬達便依照內建的速度命令運作，等待數分鐘之後，驅動器將回傳資料達 184 筆整，同時儲存為 dat 檔案，裡頭包含了速度命令與電流命令。接著將獲得的資料透過 MATLAB

進行 Least Square Curve Fitting，可獲得非線性摩擦力補償器之係數及曲線圖，如同圖 4-15。最後按下 Send 鍵，將新的補償器係數寫入驅動器中。



圖 6-6 遠端監控系統軟體介面之 NFC 模式

### 6.2.3 DOB 模式

圖 6-7 為遠端監控系統軟體介面之 DOB 模式的畫面，此模式提供使用者進行 Auto-tuning，按下 Start 鍵後，馬達便按照內建的梯型速度命令運作，

如圖 3-7 所示，來回二十趟，同時即時地回傳負載慣量比，提供使用者調機的資訊。

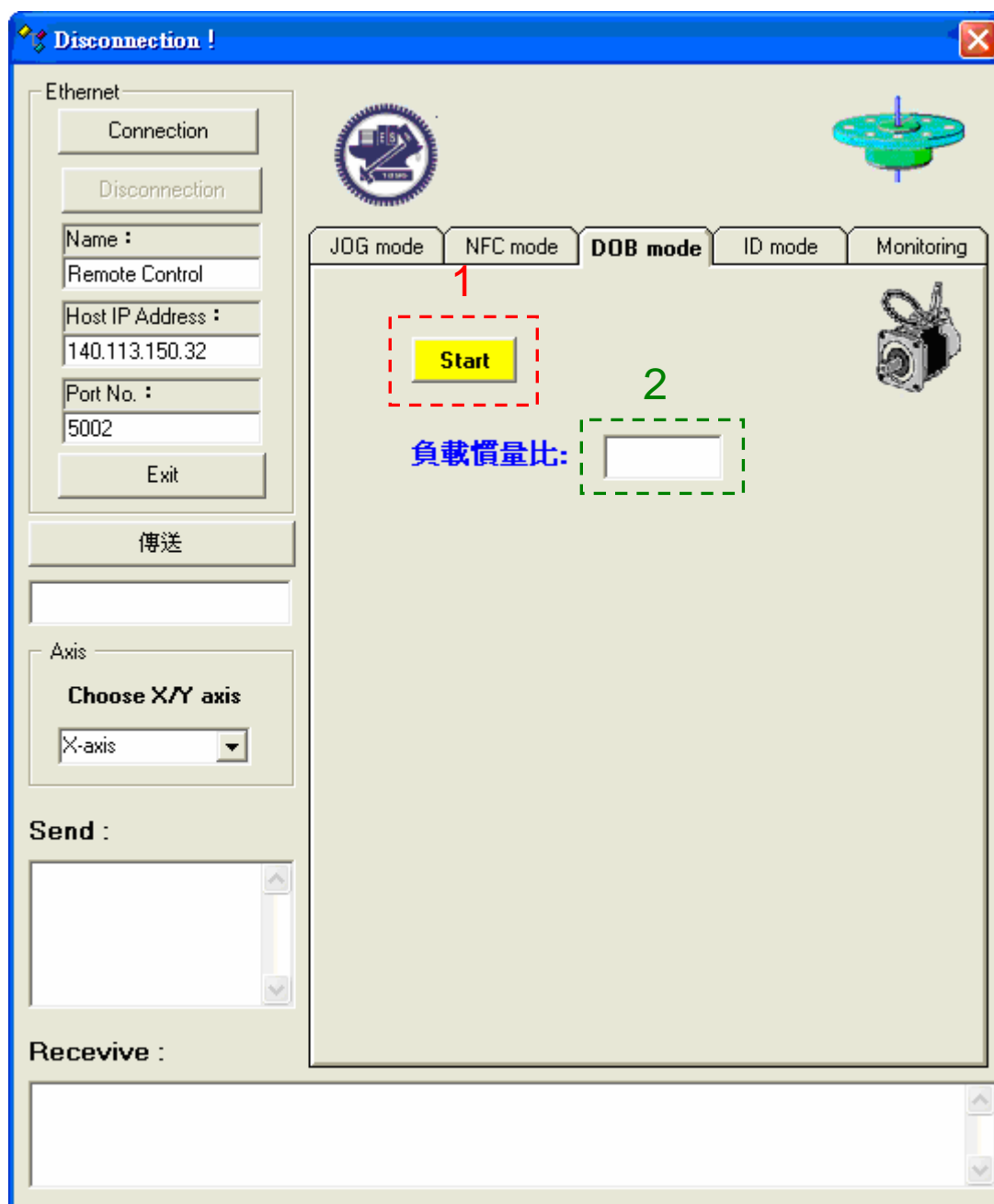


圖 6-7 遠端監控系統軟體介面之 DOB 模式

#### 6.2.4 ID 模式

圖 6-8 為遠端監控系統軟體介面之 ID 模式的畫面，此模式提供使用者獲得位置與速度控制迴路的系統響應，以判別 XY 軸的匹配性。虛線框 1 可

選擇位置或速度迴路的系統鑑別，按下 Start 鍵後，遠端將傳送系統鑑別的信號至驅動器，當然使用者亦可自行修改系統鑑別的信號，即透過 MATLAB 修改 ID\_Pininput.dat 及 ID\_Vinput.dat 檔案，共 5000 筆資料，伺服馬達便依照鑑別信號運作，待馬達停止後，驅動器回傳資料達 5000 筆整，同時儲存為 dat 檔案。最後將獲得的資料透過 MATLAB 進行系統鑑別，獲得其頻率響應，如圖 4-4(a)所示。

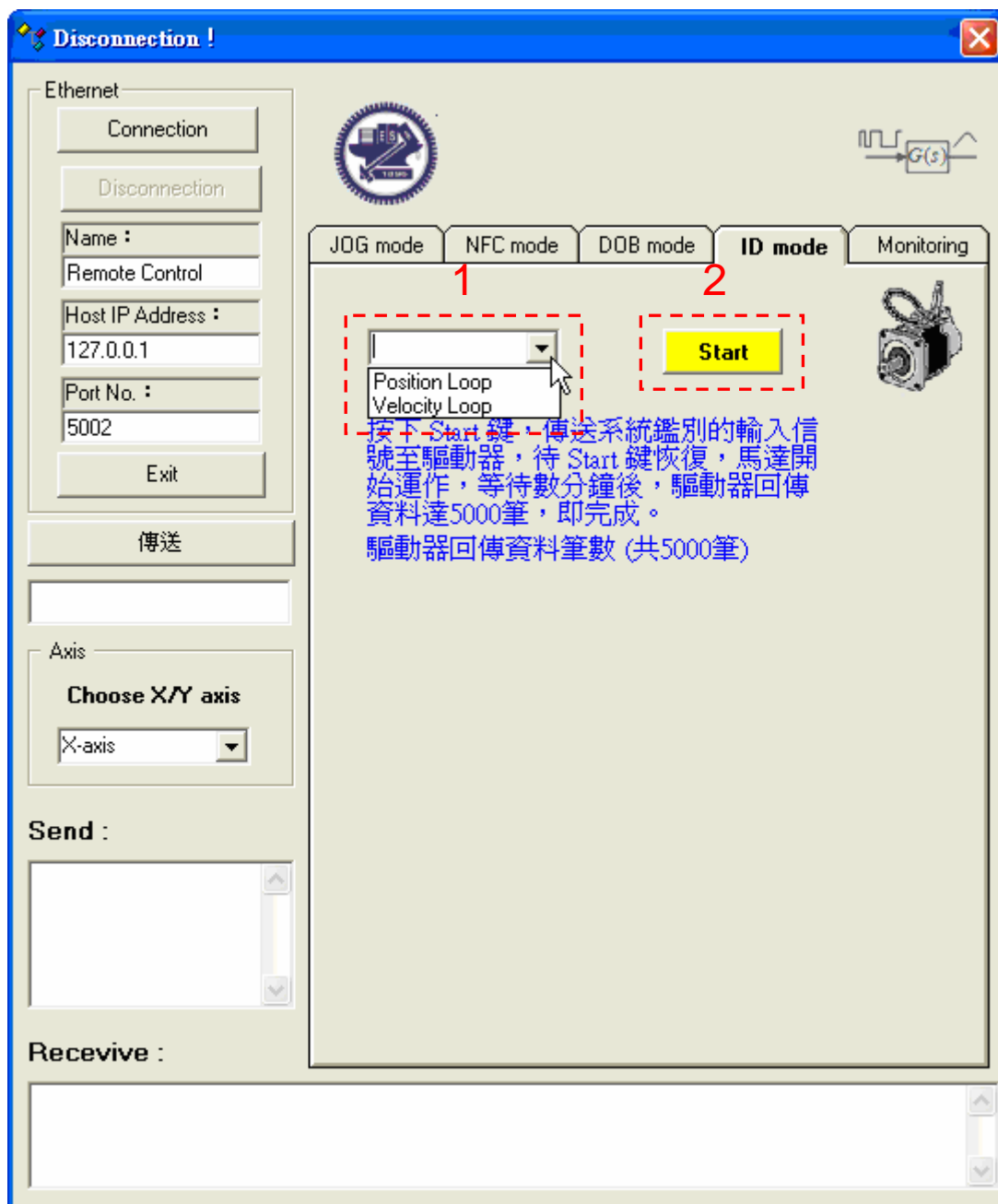


圖 6-8 遠端監控系統軟體介面之 ID 模式

## 6.2.5 監控模式

圖 6-9 為遠端監控系統軟體介面之監控模式的畫面，使用者可以藉由此功能觀察到伺服馬達各軸的追蹤誤差與 DOB 的輸出，同時提供使用者調整伺服馬達控制器增益，以下針對各部份詳加介紹。

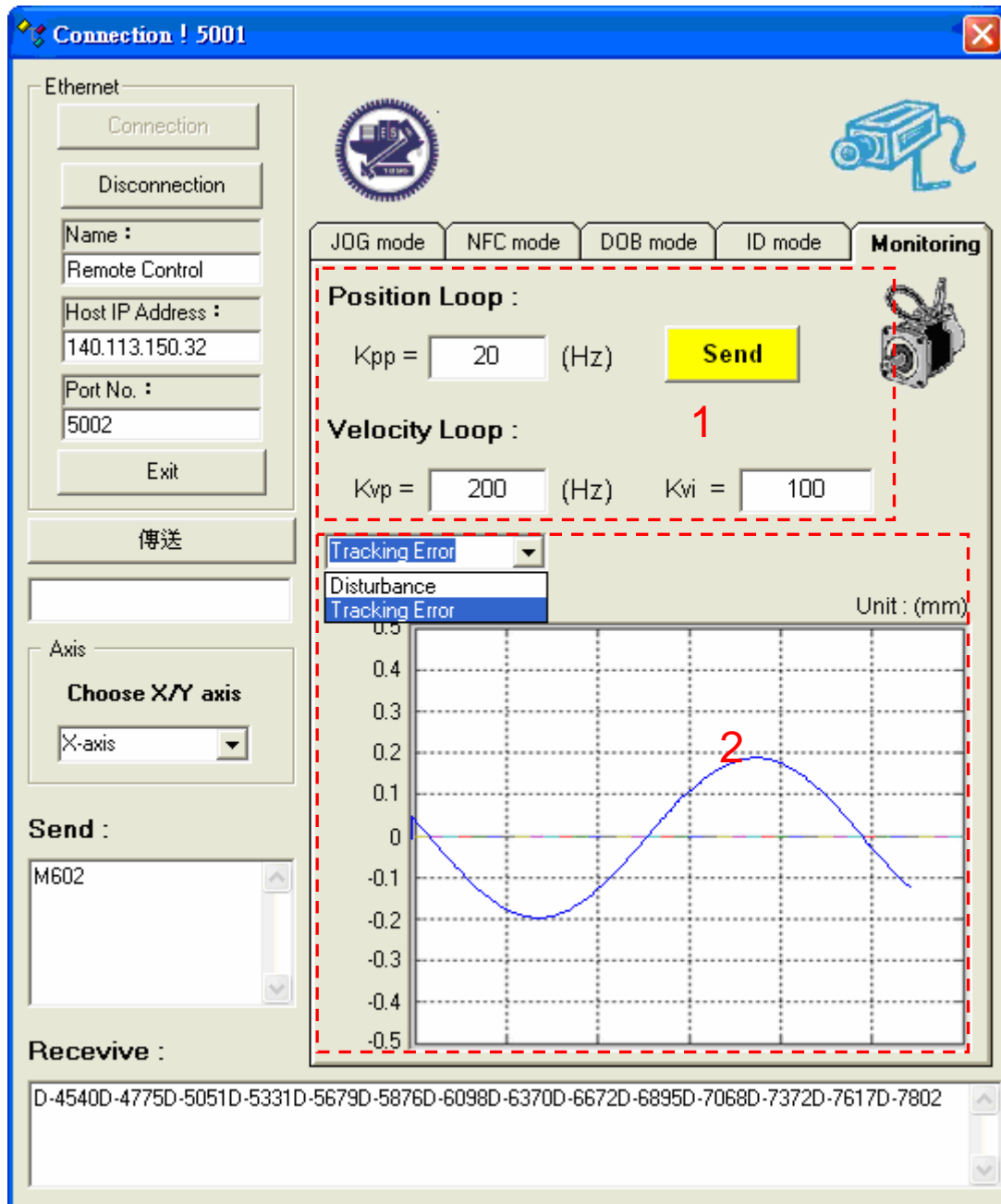


圖 6-9 遠端監控系統軟體介面之監控模式



(a) 調整伺服馬達控制器增益

為了增加使用者對控制器增益的感覺，以下分別推導速度與位置的頻寬跟 P 控制器增益的關係式。由於電流迴路頻寬通常為速度迴路的五倍以上，且電流迴路取樣頻率為速度迴路的兩倍，所以就速度迴路而言，電流迴路可視為 unity gain，如圖 2-23 所示。忽略系統的黏滯係數，且速度積分器  $K_{vi}$  為零時，速度閉迴路轉移函數為

$$\frac{K_{vp}}{Js + K_{vp}} \quad (6-1)$$

故速度迴路的頻寬為

$$\left| \frac{K_{vp}}{j\omega_v \cdot \bar{J} + K_{vp}} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow f_v = \frac{K_{vp}}{2\pi \cdot \bar{J}} \text{ (Hz)} \quad (6-2)$$

相同地，速度迴路頻寬通常為位置迴路的五倍以上，且速度迴路取樣頻率為位置迴路的兩倍，所以就位置迴路而言，速度迴路亦可視為 unity gain，如圖 6-10 所示，所以位置閉迴路轉移函數為

$$\frac{K_{pp}}{s + K_{pp}} \quad (6-3)$$

故位置迴路的頻寬為

$$\left| \frac{K_{pp}}{j\omega_p + K_{pp}} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow f_p = \frac{K_{pp}}{2\pi} \text{ (Hz)} \quad (6-4)$$

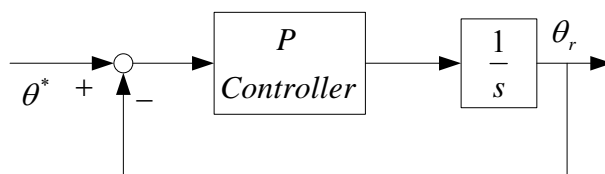


圖 6-10 簡化位置閉迴路之方塊圖

由(6-2)式可知，速度迴路頻寬會受轉動慣量的影響，即使用者在  $K_{vp}$  的欄位輸入 200，速度迴路頻寬不一定就是 200 Hz，使用者必需先使用 DOB 模式，使驅動器估測出正確地負載慣量比後，速度迴路頻寬便會遵循輸入值。

(b) 伺服馬達 DOB 輸出

在非加工的期間，使用者可以藉由觀察伺服馬達 DOB 的輸出，得知馬達負載有無變化。如圖 6-11 所示，當馬達負載變化了，使用者只要給於加速度命令，DOB 輸出將在加速度期間會有劇烈的變化。使用者只要重新啟動 DOB 模式，估測到正確的轉動慣量後，DOB 的輸出將如圖 6-12 所示。

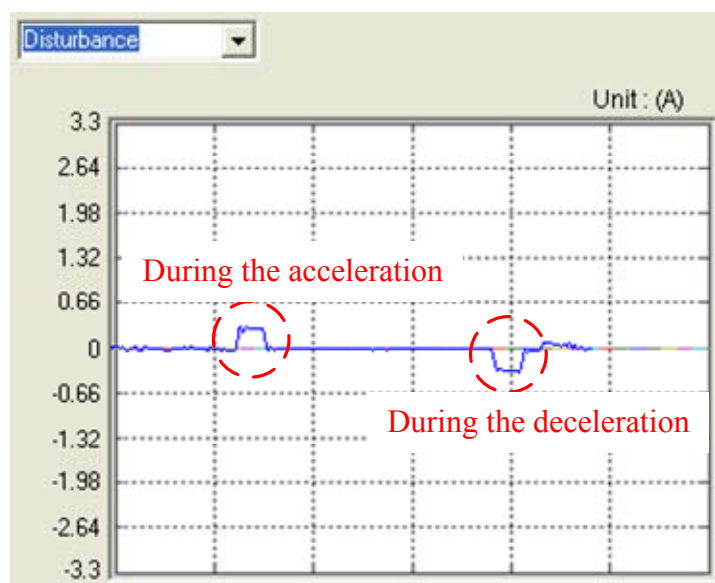


圖 6-11 監控伺服馬達 DOB 輸出的畫面(負載改變了)

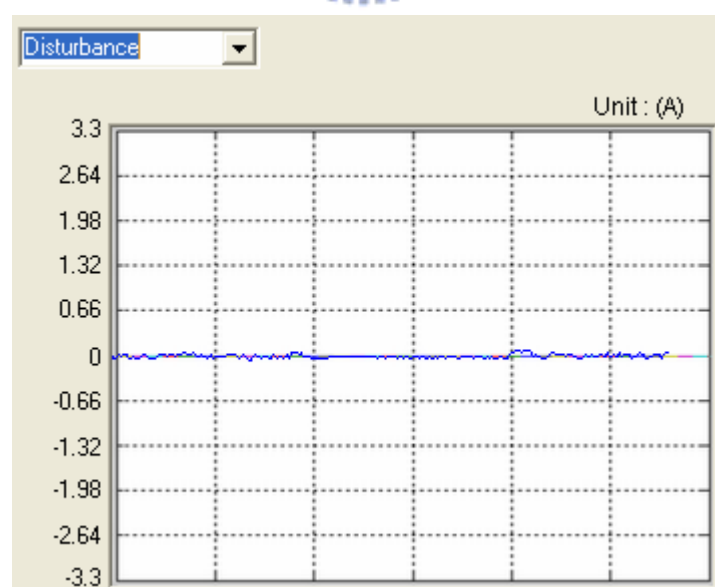


圖 6-12 監控伺服馬達 DOB 輸出的畫面(估測到負載的正確慣量後)

(c) 伺服馬達追跡誤差

圖 6-13 為監控模式的追跡誤差輸出畫面，我們給於 XY 軸的循圓命令為 10 mm 半徑，速度為 1200 mm/min，畫面顯示了單一軸的伺服馬達追跡誤差。使用者可以藉由改變位置 P 控制器增益來改善追跡誤差，直到追跡誤差達到使用者的要求。如圖 6-14 所示，將位置 P 控制器增益放大兩倍後的追跡誤差。

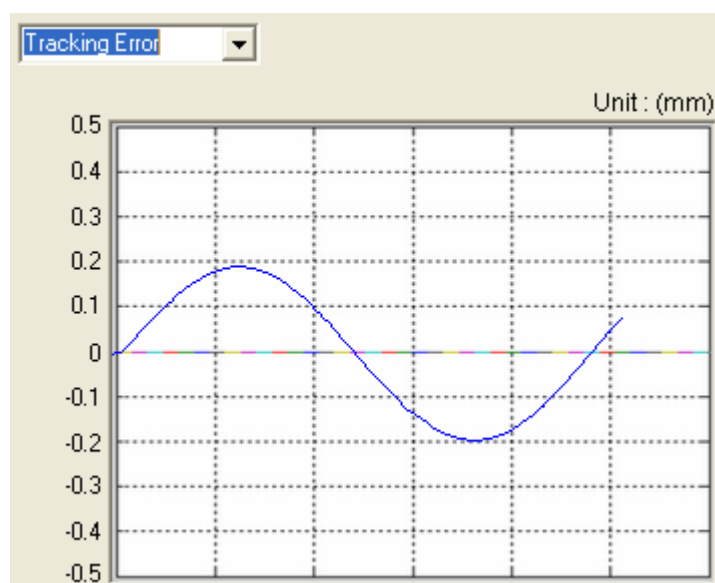


圖 6-13 監控伺服馬達追跡誤差的畫面(位置 BW=20 Hz)

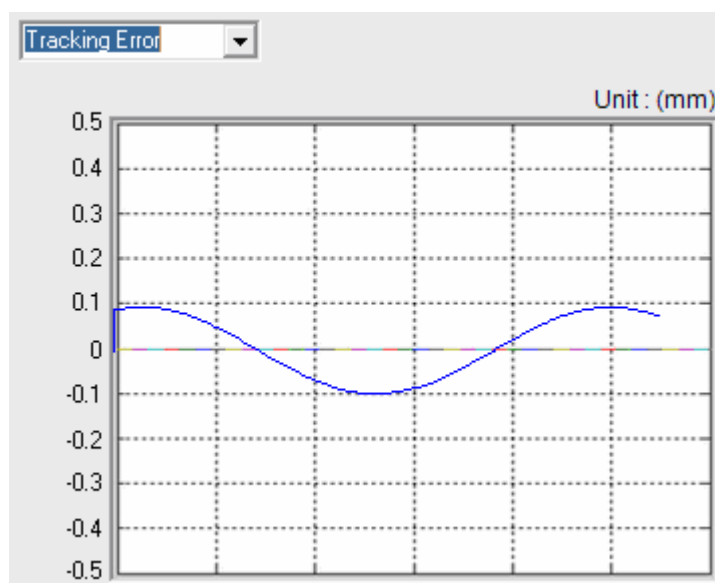


圖 6-14 監控伺服馬達追跡誤差的畫面(位置 BW=40 Hz)

## 第七章 結論

本論文完成以 DSP2812 為控制核心的永磁式交流同步伺服馬達驅動器，可接收並列輸出的編碼器，亦可以接收 Tamagawa 特定幾款串列輸出的編碼器，並將驅動器的硬體與軟體加以模組化，以便研究人員能夠容易的複製硬體，並且對伺服控制架構能夠快速的上手。

本文以擾動觀測器進行轉動慣量與黏滯係數的自動估測，正確地估測出負載慣量比，以提供速度 PI 控制器增益的調整資訊，使系統的響應保持原有的性能。另外電流回授所引起的速度 ripple 與外部擾動，都可透過文中提出的擾動觀測器有效地抑制，使伺服馬達的剛性大幅提升。

在 CNC 機台的單軸位置控制上加入 ZPETC 後，其位置追跡誤差，不論是最大追跡誤差還是追跡誤差平均值都大大地被改善；另外本文之非線性補償器是由 off-line 的方法識別出之非線性曲線來加以補償，可以有效地降低系統摩擦力造成的 stick-slip 現象，使輪廓精密度大幅提升。

最後本文將擾動觀測器及非線性摩擦力補償器加入伺服控制架構，進行實際機台的循圓實驗，其真圓度偏差量由  $13.327 \mu m$  改善至  $2.004 \mu m$ ，輪廓誤差有效值由  $2.209 \mu m$  改善至  $0.521 \mu m$ ；另外擾動觀測器加入伺服控制架構後，不論有無負載，其輪廓誤差的表現幾乎相近，這表示擾動觀測器可以將性能強制鎖住，增加系統的重現性。

另外本文成功地透過 Ethernet 與 RS-232 實現伺服馬達遠端監控系統，提供遠端獲得系統模型、摩擦力曲線與負載慣量比等資訊。特別是遠端可藉由觀察 DOB 的輸出，來判別負載有無變化，當察覺到負載變化時，遠端可重新啟動 Auto-tuning，使驅動器估測到正確的負載慣量比與自動調整到適當的控制器增益，使系統響應保持原有的性能。

## 參考文獻

- [1] D. W. Novotny and T. A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives," *Clarendon Press Oxford*, 1996.
- [2] B. K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives," *Prentice Hall PTR*, 2002.
- [3] S. Rajaram, S. K. Panda, and L. K. Sang, "Performance Comparison of Feedback Linearised Controller with PI Controller for PMSM Speed Regulation," *Proceedings of the 1996 International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, Vol. 1, pp. 353-359, 1995.
- [4] B. K. Bose, "A High-Performance Inverter-Fed Drive System of an Interior Permanent Magnet Synchronous Machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 246, pp. 987-997, Nov.-Dec. 1988.
- [5] B. Sneyers, D. W. Novotny, and T. A. Lipo, "Field-Weakening in Buried Permanent Magnet AC Motor Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-21, pp. 398-407, 1985.
- [6] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High-Performance Current Regulator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 304, pp. 920-926, July-Aug. 1994.
- [7] C. T. Pan and J. H. Liaw, "A Robust Field-Weakening Control Strategy for Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor Drives," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, Issue 4, pp. 701-709, Dec. 2005.
- [8] 王清穩, "以 DSP 實現永磁式交流馬達之控制參數自動調整與極點配置控制設計," *國立交通大學*, 碩士論文, 中華民國 89 年.

- [9] M. Ong, "Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab®/Simulink," *Prentice Hall PTR*, 1998.
- [10] <http://www.ti.com/>
- [11] 黃宗勝, "永磁伺服馬達之自動切換式 Fuzzy/Lead-Lag 控制器設計," 國立交通大學, 碩士論文, 中華民國 96 年.
- [12] B. Shin, "New Antiwindup PI Controller for Variable-Speed Motor Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45, Issue 3, pp. 445-450, June 1998.
- [13] G. F. Franklin, J. D. Powell, and M. Workman "Digital Control of Dynamic Systems, 3<sup>rd</sup> ED" *Addison Wesley Longman*, 1998.
- [14] S. M. Yang and Y. J. Deng, "Observer-Based Inertial Identification for Auto-Tuning Servo Motor Drives," *Fourtieth IAS Annual Meeting on Industry Applications Conference, Conference Record of the 2005*, Vol. 2, pp. 968-972, 2-6 Oct. 2005.
- [15] K. J. Astrom, P. Hagander, and Sternby, "Zeros of Sampled Systems," *Automatica*, Vol. 20, pp. 31-38, 1984.
- [16] D. W. Clarke, "Self Tuning Control of Non-minimum Phase Systems," *Automatica*, Vol. 20, pp. 501-517, 1984.
- [17] J. Golten and A. Verwer, "Control System Design and Simulation," *McGraw Hill*, 1991.
- [18] 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.

- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] 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.
- [25] 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.