

# 國立交通大學

## 電機與控制工程學系

### 碩士論文

以頻域設計伺服馬達之共振抑制與精密控制實現

Realization of Resonance Suppression and Precision Control  
via the Frequency-Domain Design  
for Servo Motion Control Systems

研究生：徐煒智

指導教授：徐保羅 博士

中華民國九十八年七月

以頻域設計伺服馬達之共振抑制與精密控制實現  
Realization of Resonance Suppression and Precision Control  
via the Frequency-Domain Design  
for Servo Motion Control Systems

研 究 生：徐煒智

Student : Wei-Chih Hsu

指導教授：徐保羅 博士

Advisor : Dr. Pau-Lo Hsu



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 2009  
Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年七月

# 以頻域設計伺服馬達之共振抑制與精密控制實現

研究生：徐煒智

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

本論文發展以高精度交流伺服馬達為驅動端，具撓性機械結構為負載端之伺服定位控制，以伺服馬達編碼器位置為回授資訊，發展機械系統鑑別、共振與振動抑制及監控技術，並以撓性臂為實驗驗證平台，配合撓性臂頂端裝置的加速度計與攝影機擷取影像，驗證發展系統鑑別、共振與振動抑制及監控機能，在實驗上並利用本論文研製設計交流伺服馬達驅動器電力級，搭配本實驗室開發的數位控制板，達到與使用商用驅動器電力級相同抑制效能，驗證所發展方法於不同平台之可用性，以及研製設計的交流伺服馬達驅動器電力級實用性。

基於共振與振動資訊鑑別之目的，發展改良複合頻率序列(compound frequency sequence)系統鑑別方法，結合頻譜掃描與 ARMAX 參數估測系統鑑別優點，達成系統共振與振動頻率與阻尼比鑑別之目的。

在伺服馬達速度與位置控制中，利用複合頻率系統鑑別方法所得資訊，分別設計一帶斥濾波器(notch filter)與前置帶斥濾波器(feed-forward notch filter)以抑制於速度迴路中高頻共振以及位置迴路撓性臂低頻振動，提升於速度迴路系統運作頻寬以及縮短位置控制安定時間。

關鍵字：馬達、震動、共振、系統鑑別

# Realization of Resonance Suppression and Precision Control via the Frequency-Domain Design for Servo Motion Control Systems

Student : Wei-Chih Hsu

Advisor : Dr. Pau-Lo Hsu

Department of Electrical and Control Engineering  
National Chiao-Tung University

## Abstract

This Thesis develops suppression techniques for both the high-frequency resonance and the low-frequency vibration on a flexible arm implemented on a permanent magnet synchronous servo motor. The system identification, vibration suppression, and monitoring are developed in this Thesis based on the output of the encoder and the current. A power stage for the motor driver combined with the DSP-based digital control board has been developed in this Thesis.

The compound frequency sequence identification method concerning the benefits of sine-sweep frequency approach and the parameter estimation time approach is developed for identification of resonance in the velocity loop and the vibration in the position loop, separately. The high-frequency resonance and the low-frequency vibration are suppressed by the design of notch filter and the feed-forward notch filter, separately. With the proposed method, the servo motor with the flexible arm can be operated with a higher bandwidth in velocity control and the settling time in position is also significantly reduced. Images captured from the camera mounted on the end of the flexible arm have proven the successful vibration suppression of the proposed method.

keyword : motor, vibration, resonance, system identification

## 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，在此表達最真誠的敬意與感謝。另外感謝口試委員潘晴財 博士、張隆國 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；感謝醇偉學長、建龍學長、也強學長、宗勝學長在課業、研究、生活上的砥礪與幫助；感謝同學正忠、任斌與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。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，將此論文獻給我敬愛的父親 徐永昌先生、母親 張淑津女士、弟弟 徐暉彥、女友 韓欣穎，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

第一章 緒論.....	1
1.1 研究動機與目的.....	1
1.2 研究背景與發展概況.....	1
1.3 問題定義.....	3
1.4 研究方法.....	3
1.5 論文架構.....	5
第二章 交流伺服馬達控制架構.....	6
2.1 交流馬達數學模型.....	6
2.2 座標轉換.....	8
2.3 伺服馬達控制架構.....	10
第三章 控制系統硬體實現.....	12
3.1 數位控制運算核心.....	13
3.2 伺服馬達驅動器電力級.....	15
3.3 切換式電源供應器設計.....	16
3.3.1 原理描述.....	17
3.3.2 電源控制電路設計.....	19
3.3.3 變壓器設計.....	27
3.4 換流器設計.....	31
3.5 電路佈線原則.....	34
3.6 交流伺服馬達驅動器電力級設計成果.....	37
第四章 馬達驅動系統共振與振動抑制.....	41
4.1 實驗平台.....	41
4.2 馬達驅動系統共振與振動.....	42
4.3 系統鑑別.....	44

4.3.1 複合頻率序列(compound frequency sequence)系統鑑別 .....	46
4.4 速度迴路高頻共振抑制.....	50
4.4.1 速度迴路控制.....	50
4.4.2 速度迴路系統鑑別.....	52
4.4.3 帶斥濾波器(notch filter)共振抑制 .....	53
4.4.4 尼可士圖(Nichols chart)分析 .....	55
4.4.5 共振抑制成效.....	59
4.5 低頻振動抑制.....	61
4.5.1 位置迴路控制架構.....	62
4.5.2 系統鑑別.....	62
4.5.3 雙質量系統模型進似撓性臂.....	64
4.5.4 PD 控制器 .....	67
4.5.5 前置帶斥濾波器(feed-forward notch filter) .....	69
4.5.6 有限數值準確度影響.....	72
4.5.7 前置帶斥濾波器補償結果.....	76
4.5.8 振動抑制於自製電力級驅動器.....	80
第五章 擾動觀測器與影像監控.....	82
5.1 擾動觀測器振動監控.....	82
5.1.1 Luenberger Disturbance Observer .....	82
5.1.2 估測結果.....	84
5.1.3 監控實例：控制參數改變.....	85
5.2 影像監控.....	88
第六章 結論與未來展望.....	89
6.1 結論.....	89
6.2 未來展望.....	90
參考文獻.....	91

## 表目錄

表 3-1 30-pin 後級接腳定義 .....	14
表 3-2 切換式電源控制 IC 特性 .....	20
表 3-3 切換式電源供應器輸出電壓與目的 .....	20
表 3-4 變壓器繞製順序與圈數 .....	31
表 3-5 電流回路頻寬比較表 .....	37
表 3-6 整體性能比較表 .....	38
表 4-1 各共振點阻尼與增益依大小排列比較 .....	53
表 4-2 共振抑制前後系統響應( $k_{vp}$ : 速度 P 增益 $T_{vi}$ 速度 I 增益) .....	61
表 4-3 前置濾波器模擬參數 .....	70



## 圖目錄

圖 2-1 表面黏著式三相二極永磁式同步馬達結構圖 .....	6
圖 2-2 馬達於複數平面上的靜止與同步旋轉座標系統 .....	9
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 .....	10
圖 2-4 交流伺服馬達控制架構 .....	11
圖 3-1 交流伺服馬達驅動系統架構圖 .....	13
圖 3-2 自製數位控制板 .....	14
圖 3-3 交流伺服馬達驅動器後級方塊圖 .....	16
圖 3-4 反馳式 DC-DC 電源轉換器 .....	17
圖 3-5 開關導通 .....	18
圖 3-6 開關截止 .....	18
圖 3-7 反馳式轉換器波形 .....	19
圖 3-8 電源轉換器輔助設計軟體 .....	21
圖 3-9 切換式電源供應器設計流程 .....	22
圖 3-10 切換式電源供應器電路圖 .....	23
圖 3-11 全橋整流電路 .....	23
圖 3-12 切換緩衝(snubber)電路 .....	24
圖 3-13 無緩衝電路切換時漏感高壓 .....	24
圖 3-14 使用 RCD 切換緩衝電路 .....	25
圖 3-15 二次測輸出電路 .....	25
圖 3-16 電壓回授電路 .....	26
圖 3-17 電源控制 IC 電源繞組 .....	26
圖 3-18 EE42 變壓器 .....	27
圖 3-19 標準變壓器繞製 .....	28
圖 3-20 三明治繞製 .....	28

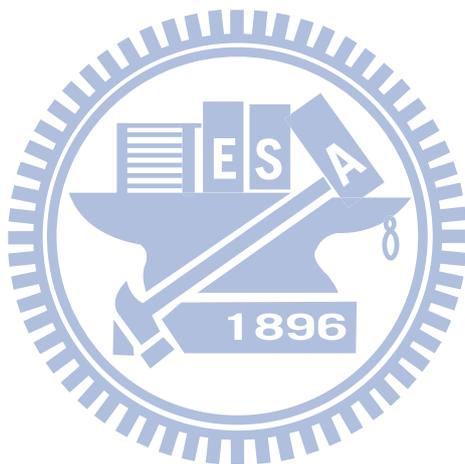
圖 3-21 二次測少量圈數繞線圖 .....	28
圖 3-22 多線並聯繞線 .....	29
圖 3-23 乾坤智慧型功率模組 .....	32
圖 3-24 換流器電路圖 .....	32
圖 3-25 高速型光耦合器傳輸電路 .....	33
圖 3-26 PWM 傳輸上升延遲 .....	33
圖 3-27 Bootstrap 電路示意圖 .....	34
圖 3-28 Bootstrap 實際電路接線 .....	34
圖 3-29 簡化交流直流混合電源共地示意圖 .....	35
圖 3-30 改良交流直流混合電源示意圖 .....	35
圖 3-31 切換式電源二次測佈線示意圖 .....	36
圖 3-32 切換式電源控制 IC 感測與電源接線示意圖 .....	36
圖 3-33 自製後級驅動器穩態漣波 .....	37
圖 3-34 Mirle's 後級驅動器穩態漣波 .....	37
圖 3-35 5V 電源供應品質比較 .....	38
圖 3-36 自製電力級(正面) .....	39
圖 3-37 自製電力級(背面) .....	40
圖 4-1 永磁交流伺服馬達與撓性臂平台 .....	41
圖 4-2 伺服馬達整體控制架構圖 .....	42
圖 4-3 馬達驅動結構圖 .....	42
圖 4-4 馬達驅動模型示意圖 .....	42
圖 4-5 等效驅動方塊圖 .....	42
圖 4-6 理想耦合與非理想耦合波德圖比較 .....	44
圖 4-7 頻譜掃描時序圖 .....	46
圖 4-8 複合頻率序列時序圖 .....	46

圖 4-9 模擬欲鑑別系統 .....	48
圖 4-10 輸入激發命令 .....	49
圖 4-11 激發命令頻譜 .....	49
圖 4-12 系統響應 .....	49
圖 4-13 響應頻譜分析 .....	49
圖 4-14 各頻率輸入輸出相位關係 .....	49
圖 4-15 重組後相位關係 .....	49
圖 4-16 原系統與鑑別結果比較 .....	50
圖 4-17 速度迴路控制架構 .....	51
圖 4-18 速度步階響應 $k_{vp}=7.0 T_{vi}=0.13$ .....	51
圖 4-19 速度穩態時高頻振動 .....	52
圖 4-20 高頻振動 FFT 分析 .....	52
圖 4-21 速度迴路閉迴路系統鑑別( $k_{vp}=7.0 T_{vi}=0.13$ ) .....	53
圖 4-22 共振抑制濾波器系統方塊圖 .....	54
圖 4-23 寬度相同衰減增益相異 .....	55
圖 4-24 衰減增益相同寬度相異 .....	55
圖 4-25 速度迴路開迴路鑑別結果 .....	56
圖 4-26 帶斥濾波器增益衰減影響 .....	56
圖 4-27 帶斥濾波器相位領先與落後 .....	57
圖 4-28 帶斥濾波器設計與預期開迴路補償結果 .....	58
圖 4-29 補償前後 180Hz~260Hz 尼可士圖 .....	58
圖 4-30 補償後相位落後對 50~100Hz 閉迴路響應之影響 .....	59
圖 4-31 共振抑制前後鑑別閉迴路波德圖 .....	59
圖 4-32 無共振抑制 $k_{vp}=10.0$ 系統高頻震盪 .....	60
圖 4-33 抑制前後系統步階響應比較圖 .....	60

圖 4-34 抑制前後系統暫態響應性能 .....	61
圖 4-35 抑制後頻寬之提升 .....	61
圖 4-36 位置迴路控制架構 .....	62
圖 4-37 位置迴路步階響應圖與速度 $k_{pp}=1.2$ .....	63
圖 4-38 撓性臂形變 .....	63
圖 4-39 位置迴路閉迴路波德圖 .....	64
圖 4-40 撓性臂加速度計紀錄 .....	64
圖 4-41 雙質量系統方塊圖 .....	65
圖 4-42 位置迴路控制等效示意圖 .....	66
圖 4-43 位置命令對馬達位置轉移函數極零點位置 .....	67
圖 4-44 位置命令對負載端位置轉移函數極零點位置 .....	67
圖 4-45 PD 控制器步階響應圖 .....	68
圖 4-46 加速規紀錄 .....	68
圖 4-47 位置控制下速度迴授 .....	69
圖 4-48 前置濾波器補償系統方塊圖 .....	69
圖 4-49 $\frac{\theta_1(s)}{\theta_r(s)}$ 與 $\frac{\theta_2(s)}{\theta_r(s)}$ 前置帶斥濾波器補償 .....	70
圖 4-50 前置帶斥濾波器補償前後比較圖 .....	71
圖 4-51 參數誤差造成殘餘振動 .....	71
圖 4-52 鑑別資訊與系統共振頻率及阻尼比推算 .....	72
圖 4-53 連續時間極點 .....	73
圖 4-54 離散時間極點 .....	73
圖 4-55 有限位元與無線位元精確度比較 .....	74
圖 4-56 各頻率實部與虛部百分誤差分布 .....	74
圖 4-57 調升運算位元數後百分誤差 .....	74

圖 4-58 降低取樣頻率後百分誤差 .....	74
圖 4-59 1.5k Hz 取樣 30bit 小數位元 .....	75
圖 4-60 750 Hz 取樣 30bit 小數位元具穩態誤差 .....	75
圖 4-61 75 Hz 取樣 30bit 小數位元無穩態誤差 .....	76
圖 4-62 前置帶斥濾波器補償結果位置響應 .....	76
圖 4-63 前置帶斥濾波器補償結果速度與擾動 .....	77
圖 4-64 P 控制器 $k_{pp}=1.2$ .....	77
圖 4-65 PD 控制器與前置帶斥濾波器補償加速度計紀錄 .....	78
圖 4-66 P 控制器、PD 控制器與前置帶斥濾波器步階響應圖 .....	78
圖 4-67 前置帶斥濾波器與 P 控制器補償前後波德圖 .....	79
圖 4-68 各控制方式上升時間與安定時間比較 .....	79
圖 4-69 誤差準則 IAE 與 ITAE 比較 .....	79
圖 4-70 撓性臂頂端安定時間定義 .....	80
圖 4-71 各控制撓性臂安定時間比較 .....	80
圖 4-72 自製數位控制板與電力級組合圖 .....	80
圖 4-73 自製電力級驅動撓性臂響應 ( $k_{pp}=1.2$ ) .....	81
圖 4-74 加入前置帶斥濾波器震動抑制效果 .....	81
圖 5-1 擾動觀測器方塊圖 .....	82
圖 5-2 Luenberger Disturbance Observer 架構圖 .....	83
圖 5-3 修正後擾動觀測器架構 .....	84
圖 5-4 擾動觀測與加速度計紀錄比較 .....	85
圖 5-5 頻譜分析比較 .....	85
圖 5-6 內迴路控制參數改變造成殘於振動與監控 .....	86
圖 5-7 擾動觀測器與加速度計紀錄 .....	86
圖 5-8 速度迴路 $k_{vp}=5.0$ $k_{pp}=1.2$ 鑑別結果 .....	87

圖 5-9 前置濾波器修正後速度迴路 $k_{vp}=5$ 抑制效果 .....	87
圖 5-10 修正前後加速規紀錄比較 .....	88
圖 5-11 撓性臂頂端影像監控實驗 .....	88



# 第一章 緒論

## 1.1 研究動機與目的

交流永磁伺服馬達具有體積小、重量輕、製造成本低的優點，廣泛被應用於工業動力驅動上，例如：電腦數值工具機(CNC)、高速高精密的自動生產線、機械手臂等應用，均可見到永磁交流馬達廣泛的應用。

在交流伺服馬達的控制上，相同的控制參數，馬達所搭配負載越重，系統運作頻寬越低，因此，在機械結構負載的設計上，往往希望能夠具備重量輕、體積小的特性，但在降低負載重量的同時，卻犧牲了機構的剛性，導致驅動系統在速度迴路與位置迴路上的振動，造成機械結構的損壞與機械位置控制安定時間增長，因此，如何有效控制撓性負載，為交流伺服馬達驅動系統應用與控制中，重要的研究課題之一。

而交流伺服馬達驅動器中，電力驅動級供應整體驅動器電源，負責直流與交流電源轉換以及電流回授功能，其效能決定永磁交流伺服馬達控制架構中，最內層電流迴路頻寬，因此，如何建構一具高頻寬與穩定回授的電源供應電力驅動級，為整體交流伺服馬達控制效能提升的先決門檻。

## 1.2 研究背景與發展概況

因撓性而具共振(resonance)或振動(vibration)現象負載，一直為馬達驅動控制研究的重點，其研究包含速度迴路與位置迴路控制，最常見研究為以雙質量系統為研究平台[1]-[8]，相關研究廣泛被應用於機械撓性臂[9]-[14]與硬碟讀取頭控制[15][16]等，同時先進如日本三菱電機(Mitsubishi)與安川電機(Yaskawa)等交流伺服馬達驅動器在近年內，亦著重於高頻共振(resonance)與低頻振動(vibration)偵測與抑制功能的開發。

在速度迴路控制上，Ellis 與 Lorenz [1]集合與實現多種共振抑制控制方式如：低通濾波器(low pass filter)、帶斥濾波器(notch filter)與加速度回授(acceleration feedback)等，其優點為實現容易，但在實際應用上，仍須要有效方法對於系統共振點進行判別，此外，利用擾動觀測器觀測結果加以抑制速度迴路共振，亦為有效方法[2][4][7]。

在位置迴路控制上，Hwang *et al.*[15]利用狀態回授與估測器，經專家對於系統鑑別與設計，有效提升硬碟讀取頭位置定位效能，相同於硬碟讀取頭定位控制應用，Kang *et al.*[16]利用輸入特定頻率訊號，並經由時域響應輸出搭配最佳化演算法搜尋特定頻率區間的共振點。

除此之外，在位置迴路控制上，命令塑形(shape)亦為有效方式[9][11][17]，Wells *et al.*[9]，以雙質量模型等效撓性臂，提出在已知質量與彈力係數兩參數下路徑規畫方法，以及利用安裝於撓性臂頂端的加速度計(accelerometer)進行回授而達控制效果。

本研究以德州儀器 F2812 DSP 為控制核心，克服 DSP 晶片在運算與儲存容量上之限制，發展適用於系統共振點判別與共振抑制目的的系統鑑別方法[16]，結合頻譜掃描與 PRBS 激發命令優點，提升鑑別結果於共振與振動抑制目的可用性，利用鑑別結果，於速度迴路控制中，抑制高頻系統共振(resonance)，進而提升系統可運作頻寬，並且，在位置迴路控制下，抑制系統低頻振動(vibration)，進而縮短系統定位安定時間(settling time)，達到高速定位控制目的，其振動抑制效果，由安裝於負載端作為監控目的加速度計量測紀錄以及利用擾動觀測器(disturbance observer)對負載端加速度估測結果，均可明顯看出其改善效果，振動抑制功能亦實驗於本研究自行研製驅動器電力級，以及盟立公司商用電力級兩相異平台，以驗證所發展方法於相異平台可用性。

## 1.3 問題定義

### 1. 系統共振與震動鑑別

撓性系統共振抑制的先決條件必須對系統共振頻率進行鑑別，常見頻譜掃描需要頻譜分析儀等特定儀器，若希望由 DSP 控制晶片產生弦波命令則受限於 DSP 晶片的運算能力而無法實現，因此，鑑別之命令必須由個人電腦產生，但受制於數位控制板記憶體大小，能夠預先儲存的激發命令時間長度有限，能夠鑑別頻率少，若希望即時由個人電腦產生並下達命令，則需高速工業網路連接命令運算 PC 與驅動器，增加硬體成本。

先進以 PRBS(pseudo-random binary sequence)訊號為系統命令，激發系統響應，並搭配 ARX 或 ARMAX 分析系統鑑別方式，雖然能夠得到系統數學轉移函式，但在響應複雜的共振系統中，需要高階模型分析，以符合系統各頻率的運動特性，並且須要專家操作才能得到較為準確的鑑別效果。

### 2. 速度迴路與位置迴路共振

在速度迴路上，由於高頻共振影響，造成系統速度迴路控制參數調整受限，導致頻寬無法向上提升，在位置迴路控制上，負載與驅動端耦合結構的撓性，造成負載端在定位控制時來回振動，使定位控制安定時間變長，在實際應用上，將影響工廠生產與加工速度，並且持續性的振動也將降低機械設備壽命。

## 1.4 研究方法

### 1. 整合智慧型功率模組與切換式電源轉換器，自行研製交流伺服驅動器電力級

驅動器控制運算核心與周邊電路需要多組直流電源供應，常見作法為利用多組變壓器進行降壓與整流，並利用線性電源轉換 IC 如 AN 7805 提供穩定電源，但電路實做上體積龐大且轉換效率低，我們採用切換式電源供應器供給電

源，搭配特殊設計之佈線規則，達到穩定電源與低雜訊干擾的電源品質，並整合智慧型功率模組，完成體積小，效能佳的交流伺服馬達驅動器電力級。

## 2. 以頻譜能量平均分布混合頻率訊號激發系統，縮短命令長度，並以快速傅立葉轉換(FFT)分析輸入輸出頻譜能量與相位變化

結合頻譜掃描，與 PRBS 命令於 ARMAX 系統鑑別優點，我們以一具複合頻率且相同能量分佈的短暫激發命令激發系統響應，並且回收系統進入穩態後輸出，藉由 FFT 分析輸入與輸出訊號於各頻率之相位差異與能量變化，進而找出系統共振峰值與頻率。

此方式有效縮減輸入命令長度，因此能夠以個人電腦事先計算激發命令，並且暫存於 DSP 控制晶片記憶體中，並且克服 PRBS 命令於 ARMAX 系統鑑別需要高階模型分析並且需要專家操作之缺點，以及頻譜掃描激發命令產生問題，有效找出系統共振峰值與頻率，提供共振抑制所用。

## 3. 利用帶斥濾波器(notch filter)提升速度迴路共振點增益邊限，並以前置帶斥濾波器(feed-forward notch filter)抑制位置迴路系統振動

基於上述系統鑑別資訊，使用帶斥濾波器對於速度迴路中，高頻系統共振進行抑制，透過對於速度迴路中開迴路增益與相位鑑別，經由尼可士圖(Nichols chart)分析，有效抑制高頻共振，提高系統共振點增益邊限(gain margin)，使系統能夠操作於更高的速度迴路增益，進而提升速度迴路頻寬。

位置迴路振動較為接近系統頻寬，因此，有別於速度迴路共振處理，將帶斥濾波器提出於系統架構外進行補償，透過系統鑑別資訊，找出共振極點自然頻率與阻尼比，達到極零點對消目的，抑制系統振動，縮短系統定位安定時間。

## 1.5 論文架構

本論文共分六章，第一章簡述研究的動機、目的、背景與發展，並陳述研究的問題、方法、步驟；第二章介紹永磁式交流同步馬達的模型推導、座標系統轉換及伺服控制架構；第三章介紹交流伺服馬達硬體設計，並著重於電力驅動級的設計與實做；第四章首先介紹撓性系統所造成系統振動與影響，利用撓性臂為實驗平台，介紹對於共振點有效鑑別方式，最後利用鑑別資訊對於系統進行補償與補償分析，分析補償後系統效能提升，第五章實驗展示安置於撓性臂頂端影像回授與擾動觀測器監控機能；第六章對於本研究成果做分析探討與結論。



## 第二章 交流伺服馬達控制架構

本章將介紹永磁式交流伺服馬達的數學模型，推導永磁式同步馬達(permanent magnet synchronous motor, PMSM)在其定子座標軸( $a_s, b_s, c_s$ )下的電壓方程式與轉矩方程式，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，並介紹其控制架構。

### 2.1 交流馬達數學模型

為了達到永磁交流同步馬達控制目的，我們先對於永磁交流馬達數學模型進行分析，首先以下圖 2-1 中表面黏著式三相二極的交流永磁式馬達來做馬達數學模式推導[18][19]。

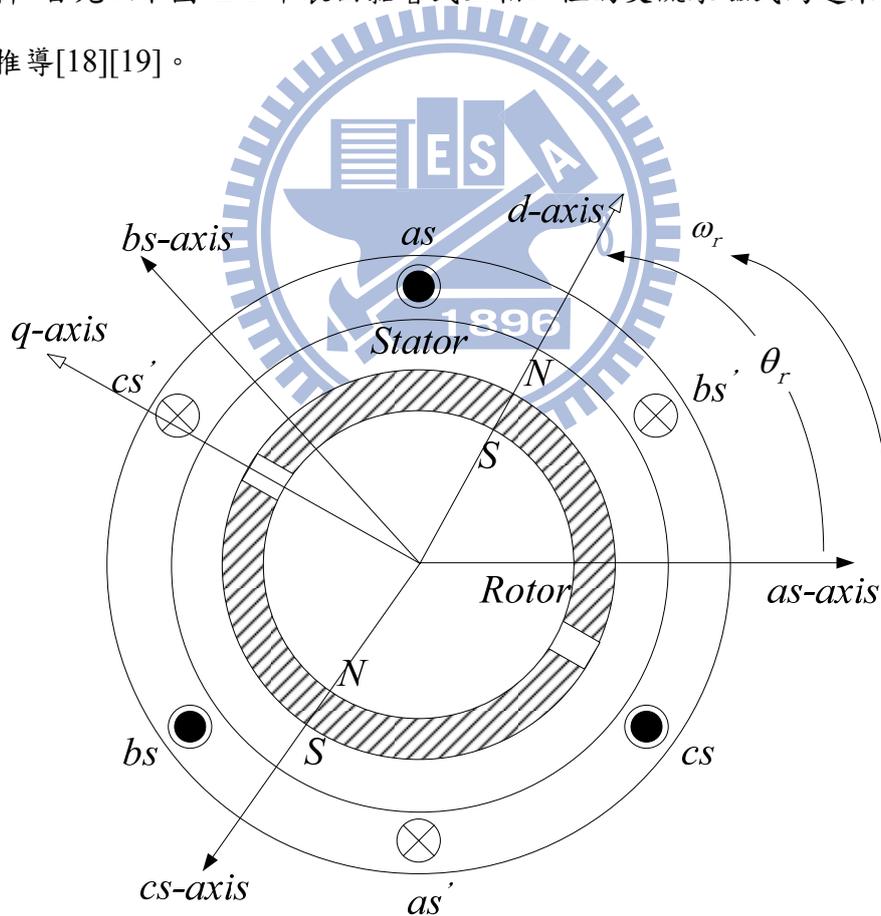


圖 2-1 表面黏著式三相二極永磁式同步馬達結構圖

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

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

方程式可簡化為

$$\begin{aligned}
V_s &= \Omega_s I_s + \frac{d}{dt}(L_s I_s + \Lambda_s) \\
&= \Omega_s I_s + \frac{d}{dt} \lambda_s
\end{aligned} \tag{2-5}$$

其中

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

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

(2-5)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

2.1 節所推導出永磁交流馬達數學模型中，隨著位置變化，方程式具有非線性特性，對於建構系統控制架構上產生困難，因此，將複雜的非線性馬達數學模型，利用座標轉換的技巧，由靜止座標系統的永磁交流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，以利線性系統控制使用。

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以及靜止二軸座標系統，而(d,q)代表轉子的同步旋轉座標系統。

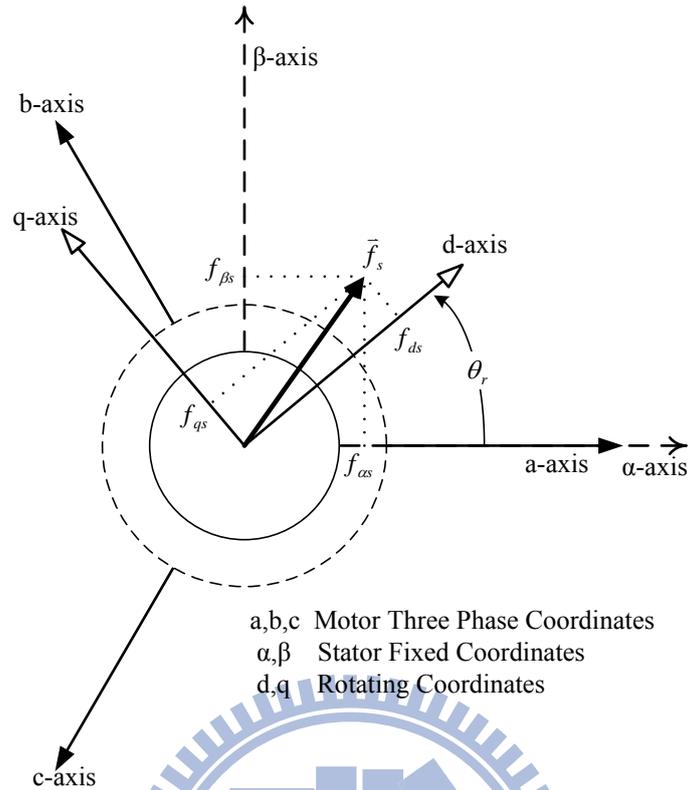


圖 2-2 馬達於複數平面上的靜止與同步旋轉座標系統

經轉換後，在同步旋轉座標系統之下的 d-q 軸模型其方程式如下：

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt} L_{SL} & -\omega_r L_{SL} \\ \omega_r L_{SL} & R_s + \frac{d}{dt} L_{SL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

在無能量損失的理想情形下，馬達的電磁轉矩如下：

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_f i_q = K_t i_q \quad (2-7)$$

其中  $T_e$  為馬達轉矩， $K_t$  為轉矩常數， $P$  為極數。由 (2-7) 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。

另外，機械動態方程式部份如下所示：

$$\begin{aligned}
 T_e - T_L &= J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m \\
 &= \frac{2}{P} \left( J_m \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \omega_r \right)
 \end{aligned}
 \tag{2-8}$$

其中  $T_L$  為負載力矩， $B_m$  為黏滯係數， $J_m$  為轉動慣量， $\omega_m$  為轉子機械角速度。由(2-6)式、(2-7)式及(2-8)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。

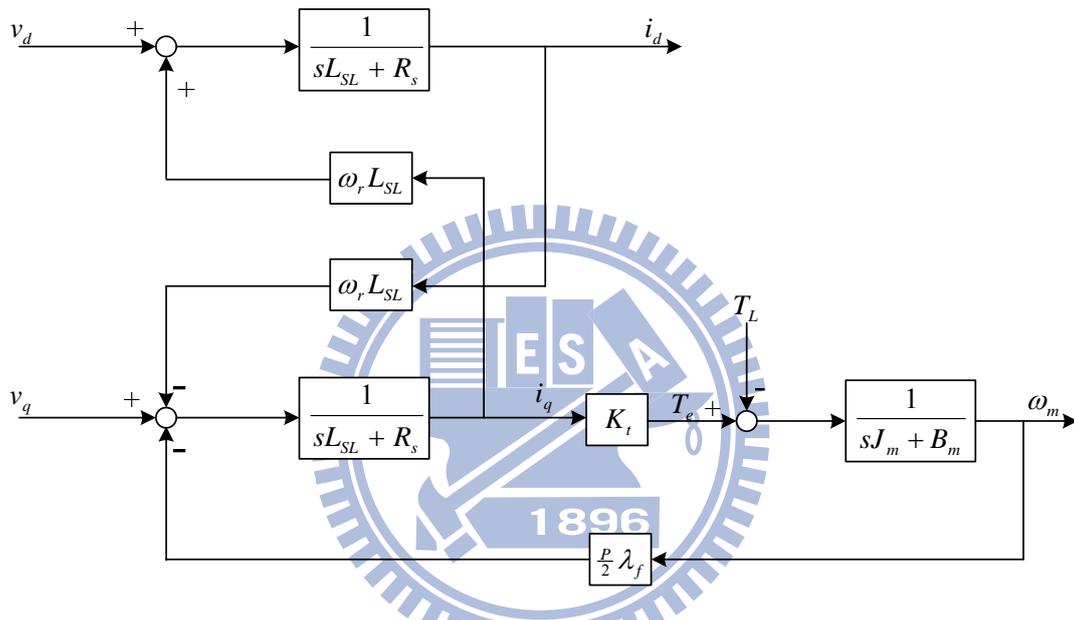


圖 2-3 永磁式交流同步馬達在同步旋轉座標系統下的動態模型

### 2.3 伺服馬達控制架構

圖 2-4 為伺服馬達整體控制架構，由外而內分別為位置迴路、速度迴路與電流迴路，分別以 PD 或 P 與 PI 控制器控制，在本控制架構中，電流迴路取樣頻率為 15k Hz，速度迴路為 7.5k Hz 以及位置迴路 3.75k Hz。



### 第三章 控制系統硬體實現

交流伺服馬達控制系統主要分為：上層電腦控制器、驅動器與受控馬達三部分，上層控制器負責命令的下達，而交流伺服馬達驅動器則接收上層控制器傳送的 ABZ Pulse 命令而對於馬達進行控制。

在馬達驅動器中，又分為控制運算核心與負責輸出電流與電壓的致動器，一般將控制運算核心稱為驅動器前級板，而致動器則稱為後級或電力級，本文採用以德州儀器公司所發展之 32 位元處理器 TMS320 F2812 DSP(簡稱 F2812)作為控制核心，在實驗上除了搭配盟立公司所發展電力級電路進行控制外，亦自行設計研製在體積與電流驅動性能上，具實務應用價值的電力級驅動器。

圖 3-1 中為整體馬達驅動系統，其中電力級驅動器(power stage)，負責驅動器中所有包含交流馬達電源、F2812 運算單元與周邊電路電源供應，並提供電流回授予前級數位控制板，以及接收控制核心產生的 SVPWM 進行電流控制，TI TMS320 F2812 DSP 晶片負責處理位置回授命令、速度回授命令與電流回授命令與計算控制命令輸出，並且透過 print port 與個人電腦連接。

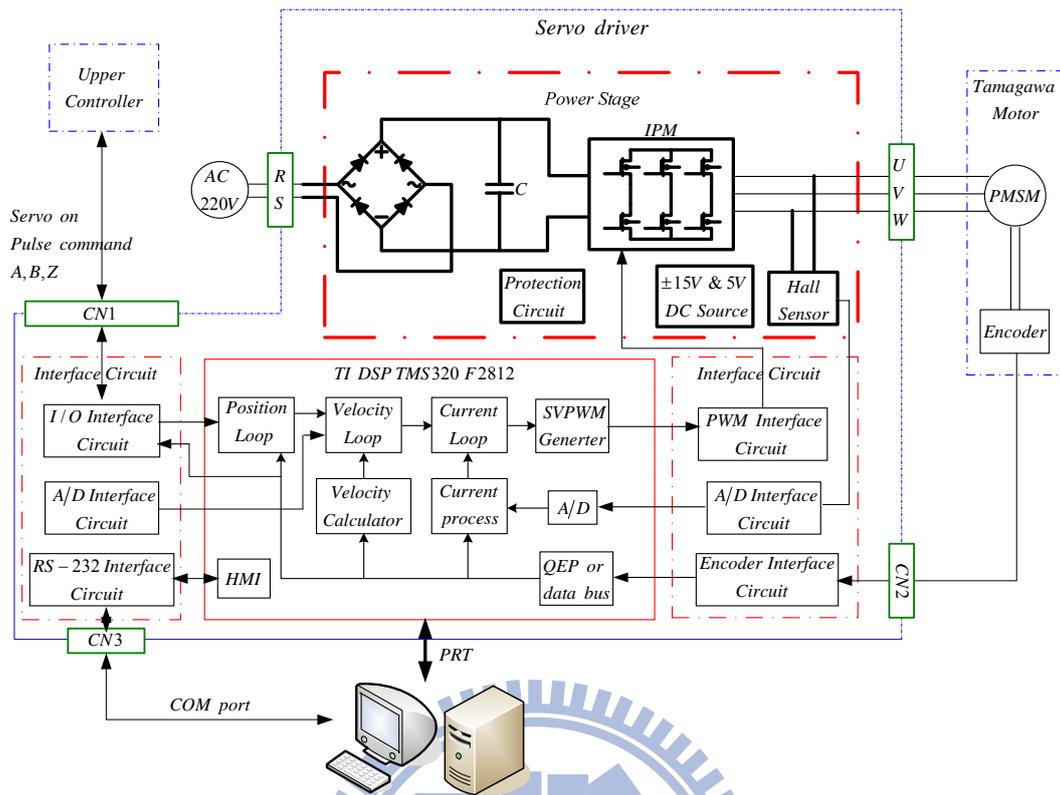


圖 3-1 交流伺服馬達驅動系統架構圖

### 3.1 數位控制運算核心

本文所使用的前級運算核心為本實驗室自行開發之數位控制板[20]，以 DSP F2812 為控制核心，圖 3-2 為本論文所使用數位控制板，其中 30-pin 接頭為溝通驅動器電力級之用，其定義如下表 3-1 所列，其中電源輸出為電力級提供電源，IPME 則為智慧型功率模組自行錯誤偵測後輸出，以告知控制核心 F2812 系統異常，停止動作，PWM UVW 分別為控制 IGBT 開關切換六腳位。

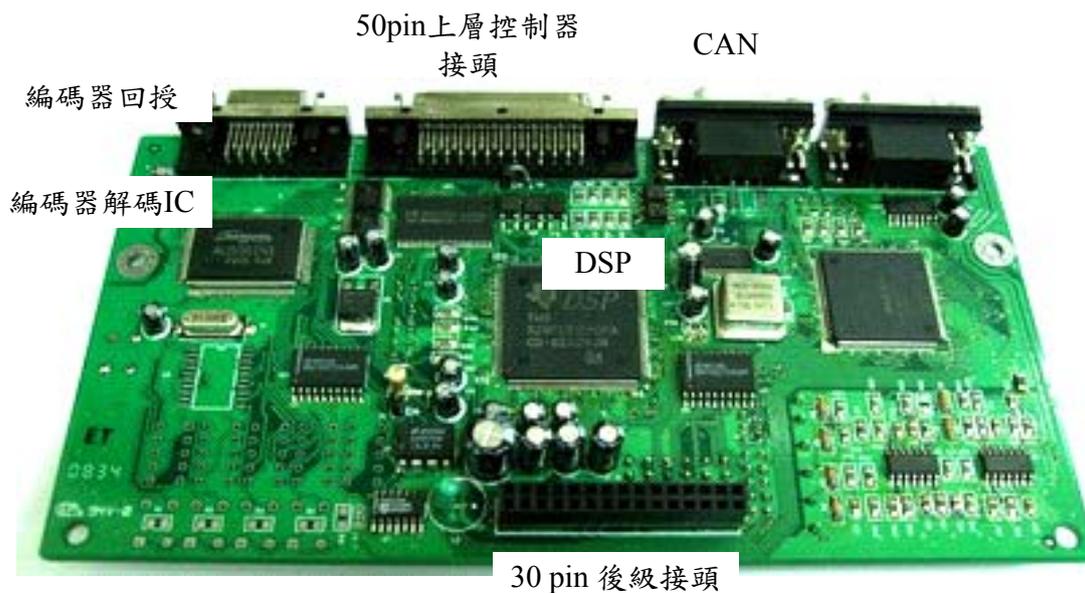


圖 3-2 自製數位控制板

表 3-1 30-pin 後級接腳定義

PIN	符號	特性	說明
1	DG	電源	DIGITAL GND
2	DG	電源	DIGITAL GND
3-4	NC		
5	+5V	電源	+5V 輸出
6	+5V	電源	+5V 輸出
7	AG	電源	ANALOG GND
8	AG	電源	ANALOG GND
9	+15V	電源	+15V 輸出
10	+15V	電源	+15V 輸出
11	-15V	電源	-15V 輸出
12	-15V	電源	-15V 輸出

13-15	NC		
16	/IPME	輸出	‘LOW’ 表示 IPM ERROR
17-18	NC		
19	/PWMU	輸入	U 相上臂 PWM 信號輸入, ‘0V’ 動作
20	/PWMUI	輸入	U 相下臂 PWM 信號輸入, ‘0V’ 動作
21	/PWMV	輸入	V 相上臂 PWM 信號輸入, ‘0V’ 動作
22	/PWMVI	輸入	V 相下臂 PWM 信號輸入, ‘0V’ 動作
23	/PWMW	輸入	W 相上臂 PWM 信號輸入, ‘0V’ 動作
24	/PWMWI	輸入	W 相下臂 PWM 信號輸入, ‘0V’ 動作
25	/SVGO	輸入	SERVO ON 信號, ‘0V’ 動作, 此信號動作後 PWM 才會有輸出
26	IU	輸出	U 相電流 SENSOR 輸出 4V/10A
27	IV	輸出	V 相電流 SENSOR 輸出 4V/10A
28-30	NC		

### 3.2 伺服馬達驅動器電力級

伺服馬達驅動器電力級為整體驅動器電力來源，其架構圖如下圖 3-3 所示，供應電源主要分為直流電與交流電，直流電為馬達驅動器運算核心、周邊電路與感測器所使用，交流電源則供給驅動交流伺服馬達使用，交流電源透過換流器(inverter)實現，在交流伺服馬達的應用上，通常以六臂 IGBT 搭配空間向量脈波調變達成，為縮小電路的體積，我們使用目前廣泛被應用的智慧型功率模組(intelligent power module)簡稱 IPM 實現換流器功能。

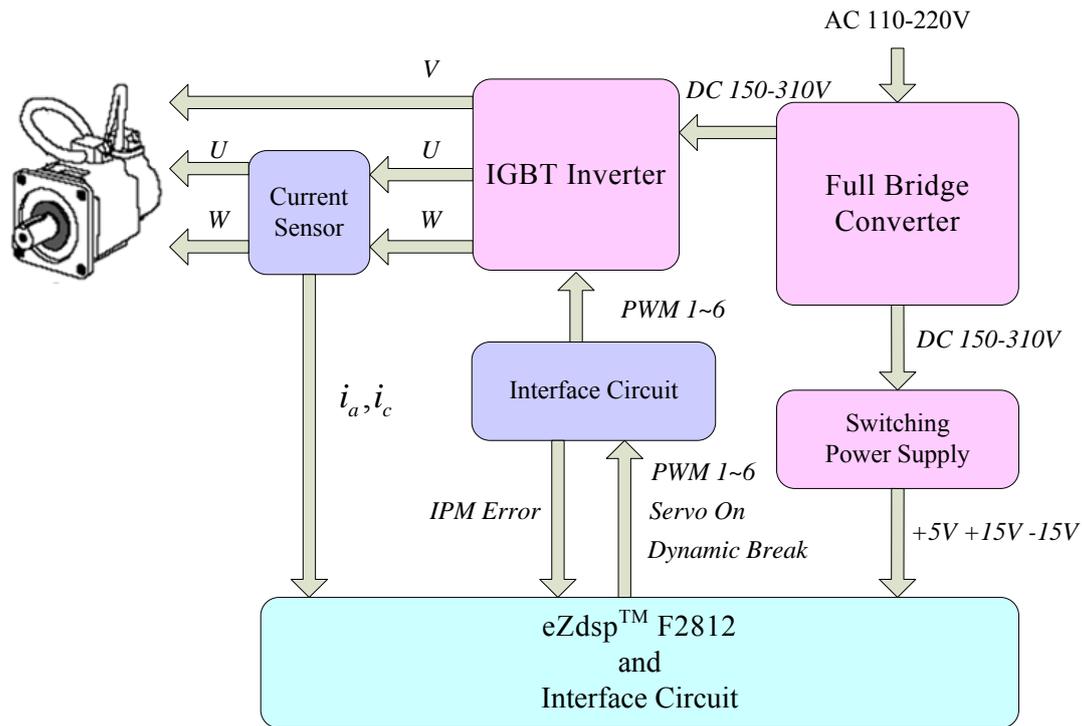


圖 3-3 交流伺服馬達驅動器後級方塊圖

### 3.3 切換式電源供應器設計

一般交流電轉換為直流電的方法包含線性 IC 轉換與切換式轉換兩種方法，線性 IC 轉換將交流市電經過變壓器降壓後，全橋整流為直流電，再經過 AN7805 等線性 IC 提供一穩定輸出電源，但此方法有以下缺點：

- ◆ 轉換功率消耗大
- ◆ 多電源輸出應用場合，電路體積龐大
- ◆ 線性 IC 功率輸出限制

切換式電源供應器在設計良好的情況下，具備單模組多輸出、轉換功率消耗較低與輸出功率彈性較大的優勢，但由於轉換模式較為複雜，設計難度高，在設計上更需考慮切換時造成的電源污染，但由於其眾多優點，故為我們電源設計所採用之方法。

### 3.3.1 原理描述

主要切換式電源供應器的架構繁多，常見為反馳切換式電源轉換器(flyback switching power supply)、前向式電源轉換器(forward switching power supply)與準諧振電源供應器(quasi-resonant switch power supply)，分別適用於各種不同的場合，反馳切換式電源轉換器適合小於 150 瓦的應用，前向式電源轉換器適合較大瓦數，而準諧振電源供應器則能夠減少切換時所造成的雜訊。

我們以反馳切換式電源轉換器為主要設計架構，圖 3-4 為一反馳式電源驅動器基本架構，藉由控制 IC 對於開關的切換，可以達到直流轉直流的變壓效果，

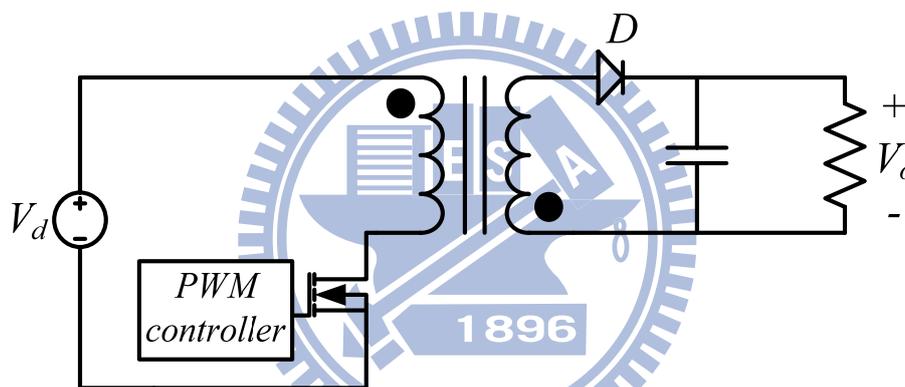


圖 3-4 反馳式 DC-DC 電源轉換器

其運作原理如圖 3-5 與圖 3-6 所示，圖 3-5 中當開關導通， $V_d$  輸入電壓對於變壓器電感充能，這些能量將在下一個週期圖 3-6 開關截止後，藉由變壓器的耦合輸出，藉由變壓器的圈數比與開關切換週期的改變，我們可以調整輸出電壓，在 CCM 模式下，其輸出電壓  $V_o$  與  $V_d$  的關係式為

$$V_o = \frac{D}{1-D} \frac{N_2}{N_1} V_d \quad (3-1)$$

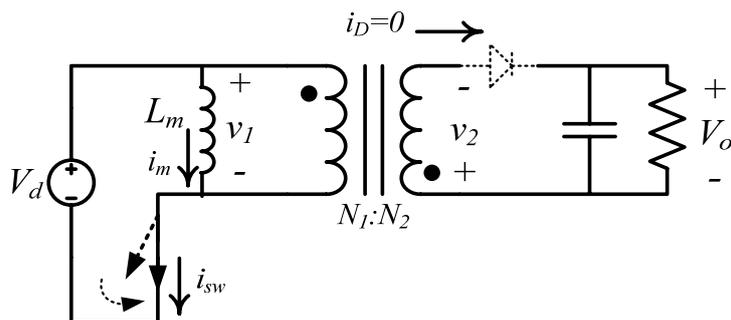


圖 3-5 開關導通

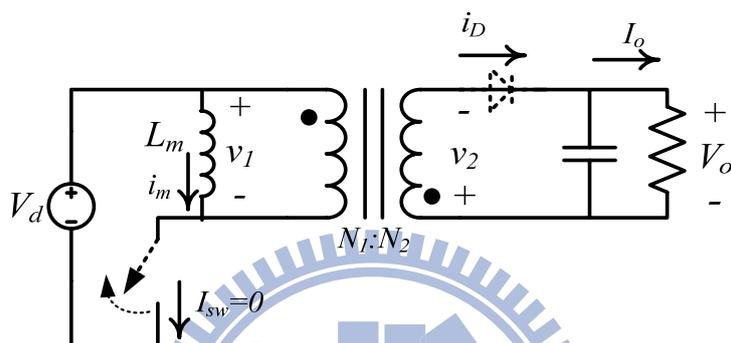


圖 3-6 開關截止

數學推導如下[21]，圖 3-7  $t_{on}$  期間，對應圖 3-5 開關導通，由於線圈極性的原因，二次側的二極體為截止，此時電感之磁通量由一起始值  $\phi(0)$  線性上升：

$$\phi(t) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_t} t \quad 0 < t < t_{on} \quad (3-2)$$

磁通在圖 3-7  $t_{on}$  結束時達到峰值：

$$\hat{\phi} = \phi(t_{on}) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_t} t_{on} \quad (3-3)$$

圖 3-7  $t_{on}$  後，對應圖 3-6 開關截止，儲存於鐵心中的能量將使二次側之電流流經二極體，且二次側線圈之跨壓  $v_2 = -V_o$ ，鐵心磁通在  $t_{off}$  時限性下降：

$$\phi(t) = \hat{\phi} - \frac{V_o}{N_2} (t - t_{on}) \quad t_{on} < t < T_s \quad (3-4)$$

將(3-3)代入上式可得：

$$\begin{aligned}\phi(T_s) &= \hat{\phi} - \frac{V_o}{N_2}(T_s - t_{on}) \\ &= \phi(0) + \frac{V_d}{N_1}t_{on} - \frac{V_o}{N_2}(T_s - t_{on})\end{aligned}\quad (3-5)$$

在穩態下，鐵心一週期磁通變化量為零，故 $\phi(T_s) = \phi(0)$ 故可推得

$$V_o = \frac{D}{1-D} \frac{N_2}{N_1} V_d \quad (3-6)$$

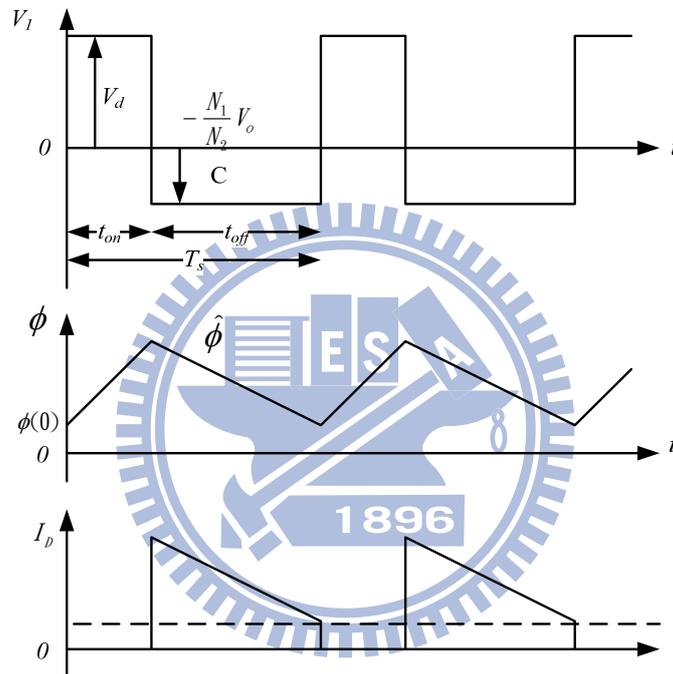


圖 3-7 反馳式轉換器波形

### 3.3.2 電源控制電路設計

根據上述原理，目前工業上應用多採用回授控制設計，藉由回授輸出電壓調整開關 PWM 週期，進而達到穩定電壓輸出的功能，在電源控制 IC 的選擇上，我們採用 Fairchild Semiconductor 公司所出產之電源控制 IC：KA5M0365R，其為一整合型控制 IC，亦即整合半導體開關元件、與 PWM 控制核心的電源模組 IC，其規格如下：

表 3-2 切換式電源控制 IC 特性

	開關耐壓	開關耐流	切換頻率
KA5M0365R	650 V	2.15 Amp	67 KHz

切換式電源供應器的設計主要分為十二個步驟[22]，其設計流程圖如下圖 3-9 所示，透過圖 3-8 輔助設計軟體，我們能夠快速求出設計參數，表 3-3 所列為切換式電源供應器輸出電壓與預估負載，為降低大電流對於 DSP 控制 IC 與周邊電路的影響，我們將功率模組側電源與 DSP 數位控制卡側電源分離，並且利用高速型光耦合器達成訊號的傳輸，因此在電源輸出上，+5V 與+15V 電源具有兩組輸出。

表 3-3 切換式電源供應器輸出電壓與目的

電壓	額定輸出電流	功能
+5V	1.3 Amp	DSP 控制板電源
+15V	0.5 Amp	數位週邊電路電源
-15V	0.5 Amp	數位週邊電路電源
+5V	0.7 Amp	IPM 電源
+15V	0.7 Amp	IPM 電源

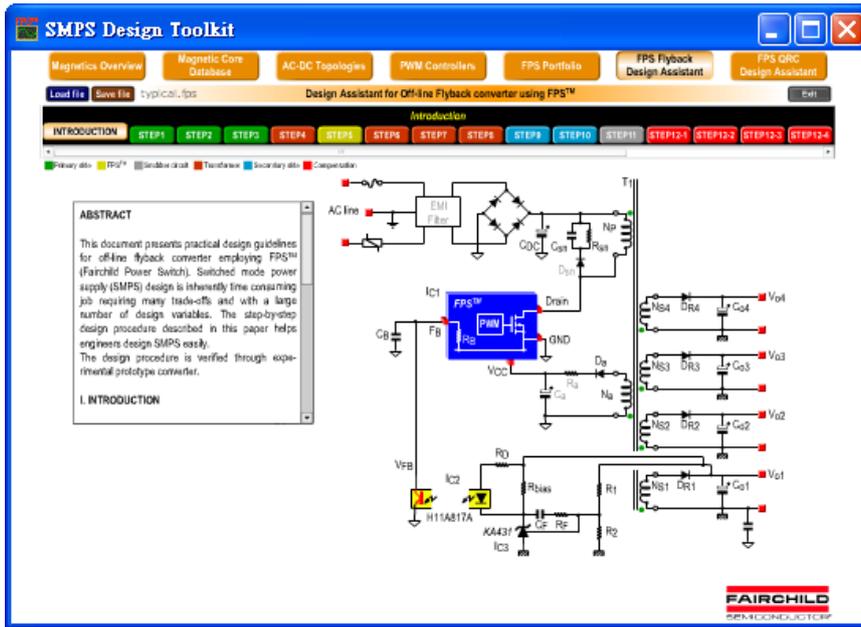


圖 3-8 電源轉換器輔助設計軟體



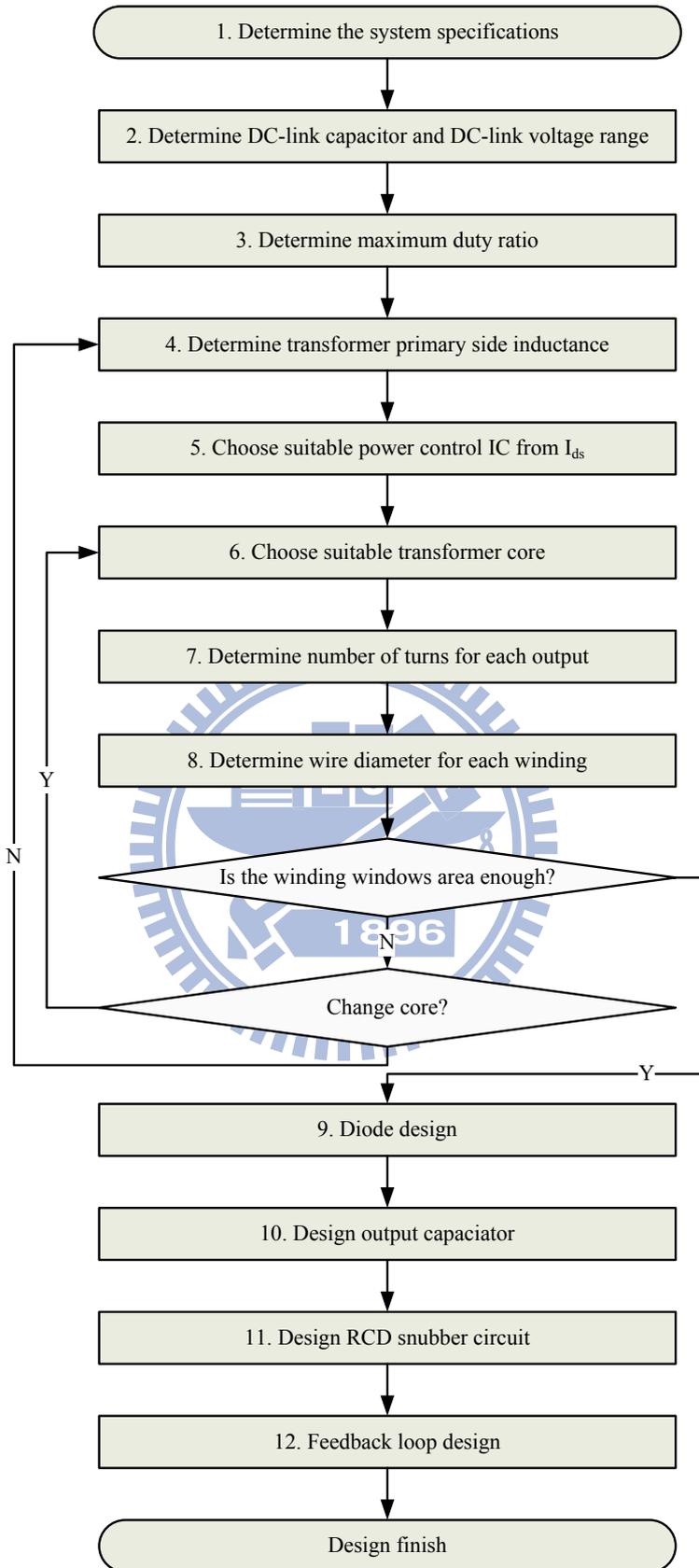


圖 3-9 切換式電源供應器設計流程

圖 3-10 為切換式電源供應器整體電路圖，各部份功能詳述如下

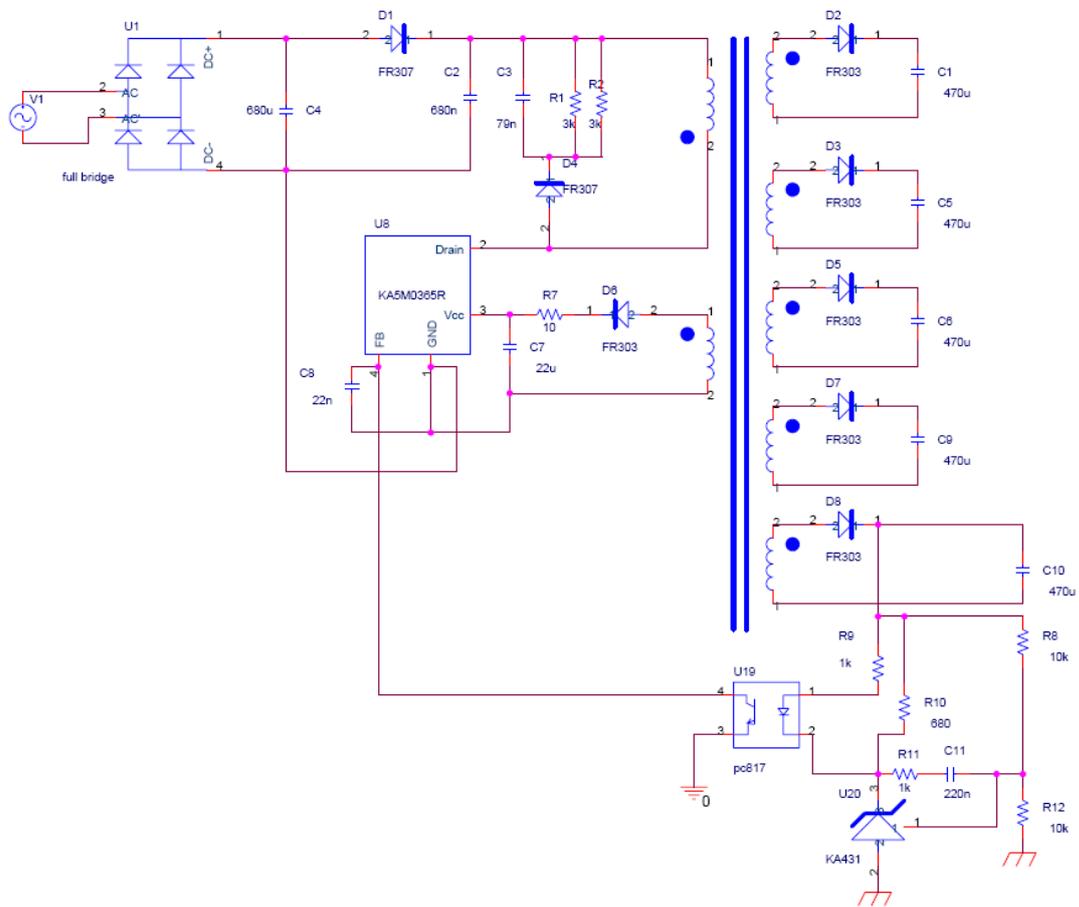


圖 3-10 切換式電源供應器電路圖

### ◆ 全橋整流器

透過全橋整流器，將市電 110V 60Hz 交流電轉換為 155V 直流電，供給換流器與切換式電源轉換器使用。

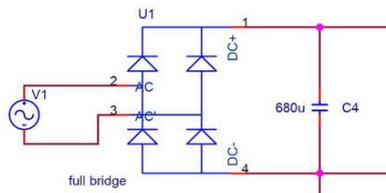


圖 3-11 全橋整流電路

◆ 切換緩衝電路(RCD snubber)

圖 3-12 為 RCD 切換緩衝電路，在變壓器的繞製上由於漏感的產生，其等效電路圖如圖 3-13 所示，圖 3-13(a)開關導通時 $V_d$  電源同時對耦合電感與漏感充能，圖 3-13(b)開關截止後，耦合電感將能量放透過二次側放出，但漏感能量無法消耗，因此產生 $V_{pp}$  高壓，此時開關跨壓

$$V_{sw} = V_d + V_{FL} + V_{pp} \quad (3-7)$$

此額外電壓差嚴重時可能導致切換開關崩潰導致電路燒毀，圖 3-14 為切換緩衝電路，在圖 3-14(b)開關截止時，原漏感電流流向緩衝電路電容，降低原本漏感電流瞬間變化所造成的漏感跨壓，進而降低開關跨壓，以防開關崩毀。

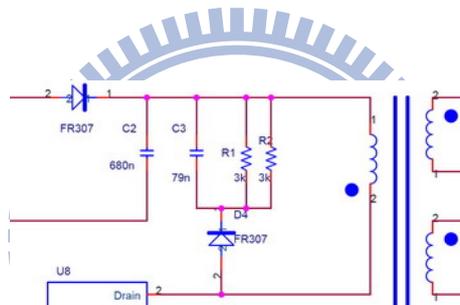


圖 3-12 切換緩衝(snubber)電路

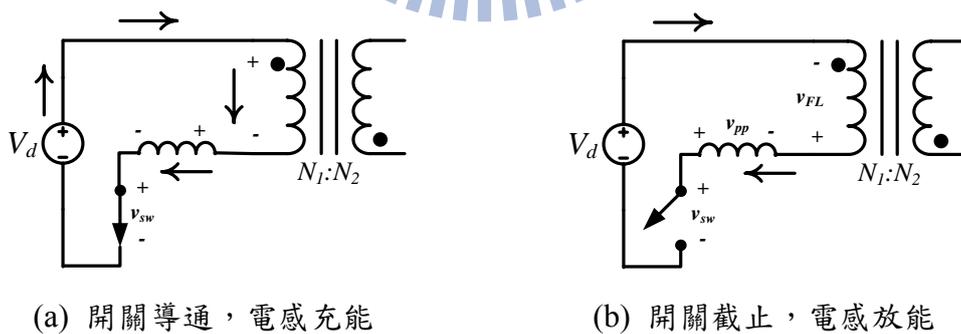


圖 3-13 無緩衝電路切換時漏感高壓

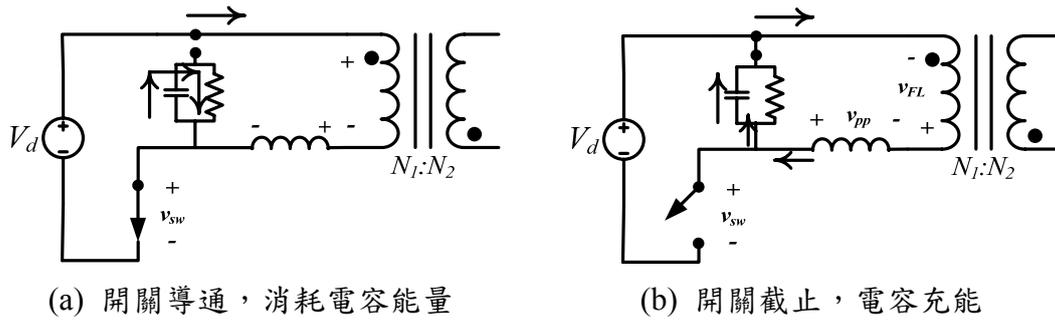


圖 3-14 使用 RCD 切換緩衝電路

### ◆ 二次側輸出電路

圖 3-15 為二次側輸出電路，提供五組輸出電路，其中二極體的選擇上，由於切換式電源供應器的應用，二極體處於持續切換狀態，因此二極體選擇時必須考慮其切換速度，因此我們使用 FR303 高速反應二極體。

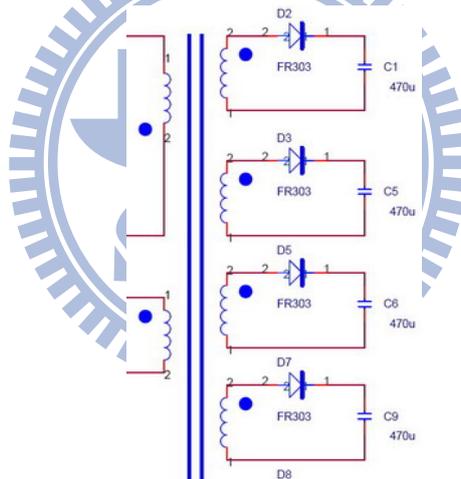


圖 3-15 二次側輸出電路

### ◆ 電壓回授電路

圖 3-16 為電壓回授電路，回授以電流回授的方式回授輸出電壓變化予控制 IC，透過光耦合器 PC817 的線性區運作達到隔離回授目的，雖然設計之電源供應器具有五組輸出，但能透過回授控制的輸出只有一組，在選擇上，應選擇穩壓要求最高之輸出進行回授，其他輸出則透過繞線圈數比達到所要之輸出電壓，其中  $R_1$  與  $R_2$  需將輸出電壓分壓為 2.5V 供給 KA431 IC 作為參考電壓。

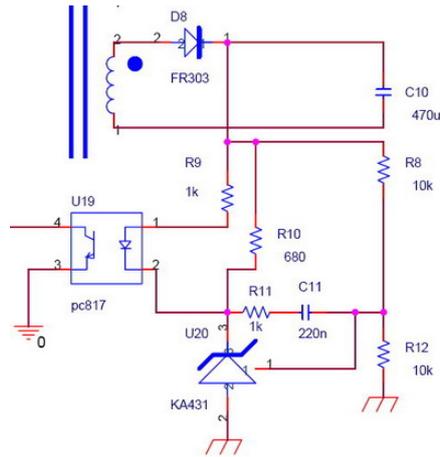


圖 3-16 電壓回授電路

◆ 電源控制 IC 電源繞組

KA5M0365R 需有 15V 以上電源供應，IC 才能夠正常運作，因此，下圖 3-17 電源控制 IC 電源繞組的目的即為控制 KA5M0365R 運作所需電源，此組電源須經過啟動，當整體電源也就是 AC 110V 市電開啟後，以 DC-bus 為電源，透過 RC 充電的方式將電容 C<sub>7</sub> 電源提升到 15V，此時 KA5M0365R 即會啟動，並開始執行對於各組輸出包含自我電源輸出的穩壓控制。

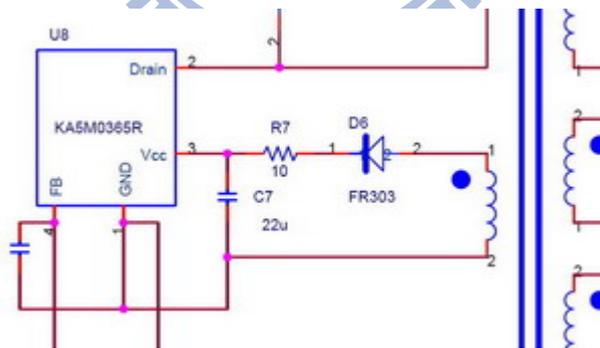


圖 3-17 電源控制 IC 電源繞組

### 3.3.3 變壓器設計

變壓器的繞製與設計決定了電源供應器的轉換效率，在變壓器的選擇上，我們採用 EE42 鐵心與變壓器架(bobbin)如下圖 3-18，在變壓器的繞製上，以下為重要設計考量[23][24]：



圖 3-18 EE42 變壓器

#### ◆ 漏感問題與解決

實際變壓器一次側與二次側絕不可能為完全理想的耦合，在實驗室中手工繞製的變壓器上，由於製程的控管問題，更不易控制，非理想耦合的現象會造成切換式電源供應器在切換時電壓的突波，為保護切換開關，RCD 緩衝電路為有效解決方案，雖然能夠解決突波電壓的問題，但漏感所造成切換上能量的損失，進而導致電路高溫，則必須由減小變壓器漏感本身加以解決。

圖 3-19 標準變壓器的繞製順序，最為靠近 bobbin 的為變壓器的最內層，傳統的設計上，先將一次側的線圈繞完，在依序繞上二次側的線圈，此方式造成漏感較大，改善方式如下圖 3-20 中所示，將一次側繞線分為兩部份，將一半的線圈繞製完成後，接著繞製二次側的線圈，最後將剩下一半的一次側線圈包覆在最外層繞製，如此能夠有效減小漏感的產生。

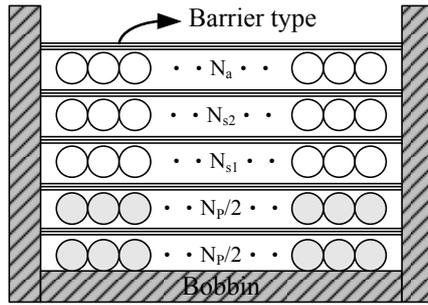


圖 3-19 標準變壓器繞製

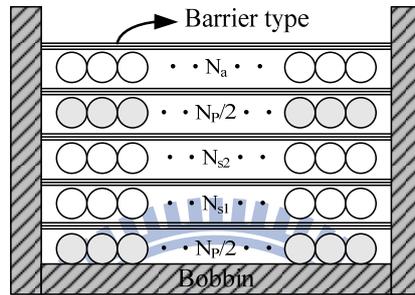


圖 3-20 三明治繞製

另一容易產生漏感的問題如圖 3-21 所示，由於二次側變壓器圈數較少，因此極有可能產生如圖 3-21 中二次側某一繞組僅有三到四圈的情形，這些繞線上分配的不平均，即有可能造成漏感的增加，解決方法如圖 3-22 中所示，以多組較細的銅線並聯取代原本單條較粗的銅線，線圈繞製的均勻分布能夠有效的減少漏感的產生。

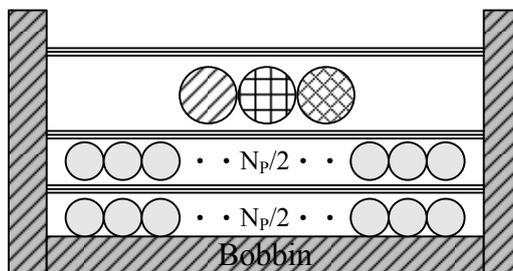


圖 3-21 二次側少量圈數繞線圖

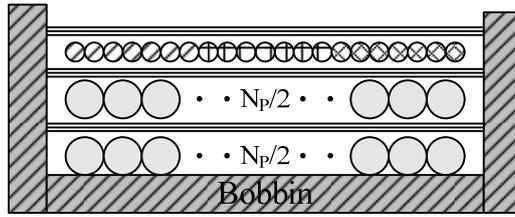


圖 3-22 多線並聯繞線

### ◆ 變壓器圈數比

變壓器的圈數上，首先決定回授輸出繞線的圈數，對應此圈數的設計，我們能夠算出一次側所需要的圈數，其圈數必須大於一次側所需最少圈數，其計算如下：

$$N_p = \frac{V_{RO}}{V_{o1} + V_{F1}} N_{s1} \quad (3-8)$$

其中

$N_p$ ：一次側繞線圈數

$V_{RO}$ ：一次側反射電壓

$N_{s1}$ ：二次側回授輸出繞線圈數

$V_{F1}$ ：二次側回授輸出二極體壓降

$V_{o1}$ ：二次側回授輸出電壓

$V_{RO}$  為一次側反射電壓其計算方式為：

$$V_{RO} = \frac{D_{\max}}{1 - D_{\max}} V_{DC} \quad (3-9)$$

而  $D_{\max}$  為設計時，指定之參數，在 CCM 的應用上，為避免次諧波振盪 (sub-harmonic oscillation)， $D_{\max}$  需小於 0.5。

其他多組輸出的繞線圈數則根據下試設計：

$$N_{s(n)} = \frac{V_{o(n)} + V_{F(n)}}{V_{o1} + V_{F1}} N_{s1} \quad (3-10)$$

其中

$N_{s(n)}$ ：第 n 組輸出圈數

$V_{F(n)}$ ：二次側第 n 組輸出二極體壓降

$V_{o(n)}$ ：二次側第 n 組輸出電壓

#### ◆ 繞製順序設計

考慮漏感所產生的影響，我們將輸出功率最大的繞線優先繞製，並且由於供給電源模組 IPM 輸出端+5V 與+15V 電源輸出為直接供應 IPM 使用，其輸出準位準確度要求較高，相較於其他數位控制端+18V 與-18V 電源輸出，由於+18V 與-18V 為供應周邊電路使用之電源，其中包含電流感測器的轉換電路，因此其準位甚為重要，在交換式電源供應器輸出後，需通過穩壓 IC AN7815 與 AN 7915 以輸出更加穩定的電源，因此，此兩組輸出於切換式電源供應器端的準確度要求相對較低，只需高於穩壓 IC 要求+17V 電壓即可。

在前面提到，由於我們只利用數位端+5V 回授進行控制，其他各組輸出僅利用與+5V 之間的圈數比進行控制，因此在繞線順序的考量上，IPM 輸出端+5V 與+15V 最靠近數位端用於回授之+5V 繞線，以提升兩者之間的耦合性，進而提高 IPM 輸出端+5V 與+15V 輸出的穩定性，而數位端+5V 輸出由於具備輸出功率最大的特性，我們將其擺置於最內側，以減少漏感的發生，切換 IC 自我電源供應繞線  $V_{cc}$  則擺置在最外圈，能夠減少切換時突波對於 IC 電源的影響，導致誤動作，其最終設計順序如下：

表 3-4 變壓器繞製順序與圈數

	順序	圈數
外側	$V_{cc}$	12
	$N_p/2$	24
	-18V	13
	+18V	13
	+5V	4
	+15V	11
	+5V	4
內側	$N_p/2$	25

### 3.4 換流器設計

換流器目的為將 DC-bus 直流電壓根據空間向量調變的方式轉換為交流電 [33]，一般換流器的基本架構為六臂功率電晶體以作為切換之用，近年來由於電力電子與半導體技術的改進，多種整合式的功率模組大行其道，使用整合型功率模組的優點有：

- ◆ 減少分散式電路產生寄生電感與電阻問題
- ◆ 整合型保護功能，減少設計時間
- ◆ 電路密度高，縮小設備體積

在實做上我們採用台灣乾坤科技股份有限公司所研發生產智慧型功率模組，IMF13400-E[32]，圖 3-23 為功率模組外型，其整合六臂 IGBT 以及驅動電路，過電流保護以及過溫保護等功能。

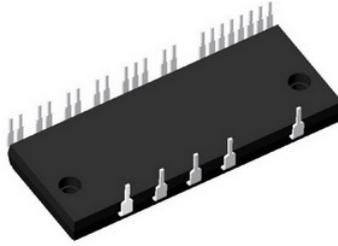


圖 3-23 乾坤智慧型功率模組

圖 3-24 為交流伺服馬達後級驅動器換流器部分電路圖，其各部份功能詳述

如下：

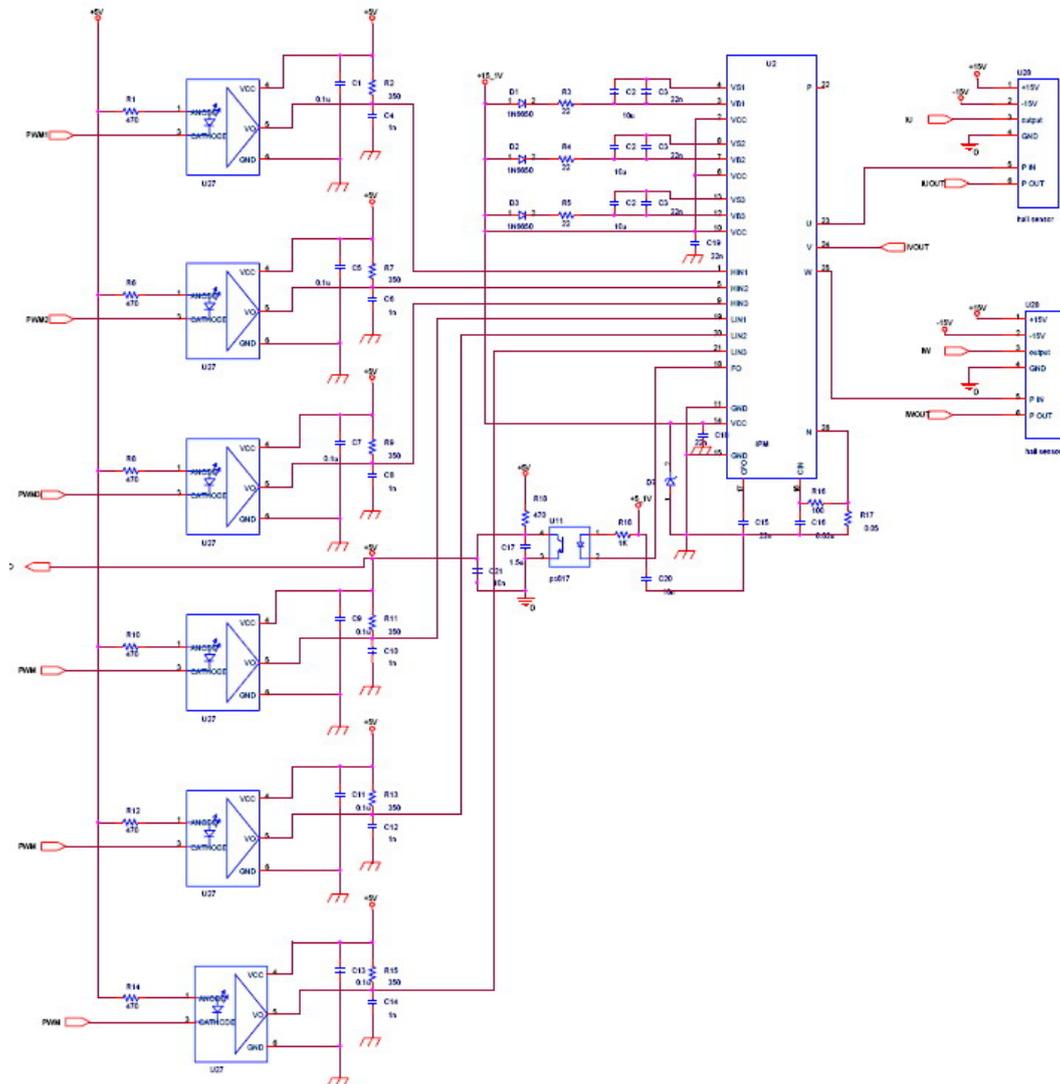


圖 3-24 換流器電路圖

### ◆ PWM 傳輸電路

由於換流器驅動端與數位控制板端的接地為隔離設計，為傳輸驅動 IGBT 所需訊號，需經過如下圖 3-25 光耦合器的隔離，由於 PWM 訊號為快速變動且具即時性的訊號，因此其傳輸延遲須加以考慮，在六臂 IGBT 訊號的傳輸考量上，我們採用 HP 所生產 PC-410 高速型光耦合器作為傳輸的路徑。

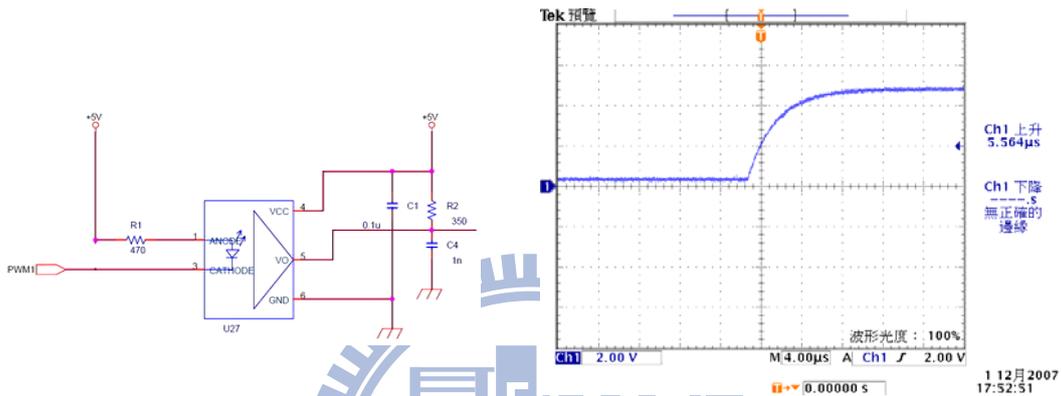


圖 3-25 高速型光耦合器傳輸電路

圖 3-26 PWM 傳輸上升延遲

### ◆ IPM Bootstrap 電路

圖 3-27 Bootstrap 電路的目的是為了驅動上臂三顆 IGBT，如圖 3-27 利用 IGBT 上下臂不會同時導通的原理，當下臂 IGBT 導通的同時， $D_{BS}$  二極體會導通，進而對  $C_{BS}$  電容充電至  $V_{cc}$  電壓，以供上臂 IGBT 驅動電路浮接電源使用，實際驅動電路接線如圖 3-28 所示。

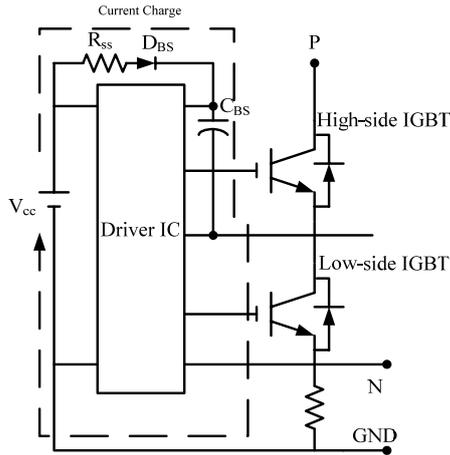


圖 3-27 Bootstrap 電路示意圖

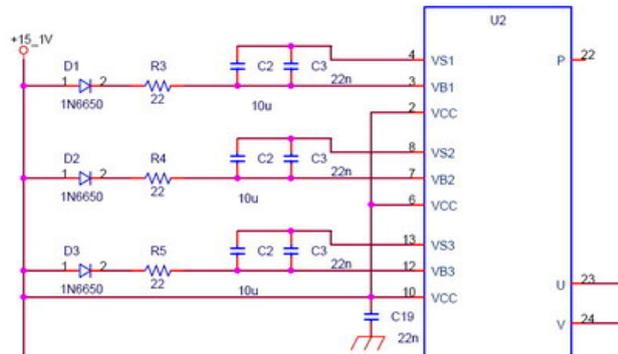


圖 3-28 Bootstrap 實際電路接線

### 3.5 電路佈線原則

在類比場合的電路應用中，電源線與接地線佈線技巧影響整體電路效能 [25]，圖 3-29 為一簡化具備直流電源與交流電源負載電路共地示意圖，其中電路 A 理想跨壓應為  $V_{dc}$ ，電路 B 跨壓應為  $V_{ac}$ ，若忽略雜散電阻與電感  $R_s$ 、 $L_s$  的影響，即可提供電路 A、B 一乾淨無雜訊干擾的電源，但實際電路線路存在雜散電感與電阻，此效應尤在傳導路徑較長時更加明顯，圖 3-29 中 X 與地 Y 之間電位差為

$$R_s(i_{dc} + i_{ac}) + L_s \frac{d(i_{ac} + i_{dc})}{dt} \quad (3-11)$$

造成負載 A 實際供應電壓為

$$V_{dc} - \left[ R_s(i_{dc} + i_{ac}) + L_s \frac{d(i_{ac} + i_{dc})}{dt} \right] \quad (3-12)$$

其解決方法如下圖 3-30 所示，修改實際電路架構，去除數位電路或小電流電路與大電流與劇烈變化線路之間共用線路的路徑，在下圖 3-30 中，由於流出與流入  $V_{dc}$  與  $V_{ac}$  的電流必須守恆，因此  $I_G$  電流為零，因此能夠提供一穩定而共地

的類比與數位電源。

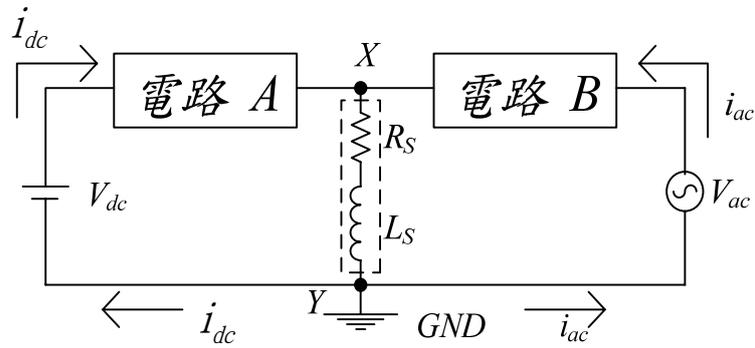


圖 3-29 簡化交流直流混合電源共地示意圖

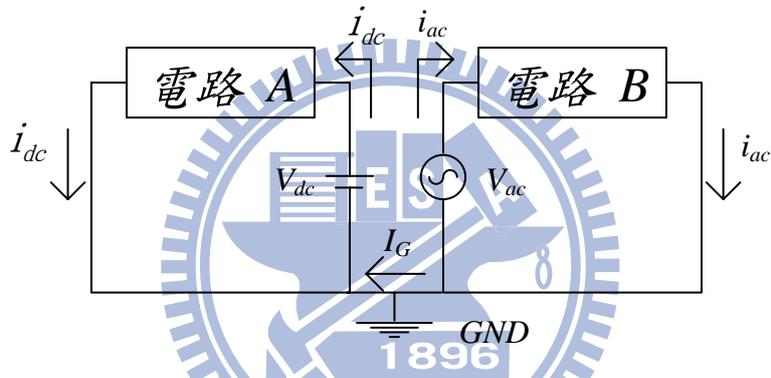


圖 3-30 改良交流直流混合電源示意圖

圖 3-31 為切換式電源供應器二次側輸出電路，圖 3-31(a)中電源供應器輸出負載未直接接到輸出電容  $C_o$  兩端，因此，二極體到電容之間的雜散電感與電阻將會對於電源供應品質造成影響，尤其因為  $i_d$  為週期切換的電流，瞬間電流的變化，更加劇雜散電容所造成的影響，若將設計改為如圖 3-31(b)直接將負載接線直接拉至輸出電容腳位兩端，方能有高品質電源輸出。



### 3.6 交流伺服馬達驅動器電力級設計成果

驅動器電力級用以提供電流驅動馬達，因此，我們以驅動器電流迴路頻寬為主要驅動器效能指標，在電流頻寬上，利用 ARMAX 系統參數鑑別取得系統頻寬數值，其頻寬比較如下表 3-5 所列，由電流迴路與頻寬可發現，自製電力級其性能具實際應用水準。

表 3-5 電流回路頻寬比較表

	Lab816 Power Stage	Mirle's Power Stage
頻寬(Hz)	<b>2.28k</b>	<b>2.26 k</b>

另一重要指標為在定速運作下，馬達速度漣波振幅，此指標顯示了驅動器在提供電流回授上的準確性，驅動器以霍爾感測器為電流感測元件，但任何感測器皆具有零輸入狀況下的偏移(offset)，此偏移即為造成穩態時速度迴路的漣波原因之一。

此外，吾人所使用的感測器為正負 4 伏特對應正負 10 安培，由於回授電流為三相電流其中的兩相，兩相電流感測器回授電壓與電流比例不同，亦會造成穩態時之漣波[26]，圖 3-33 與圖 3-34 比較自製驅動器與盟立公司之驅動器在定速 300rpm 下穩態的響應漣波，自製驅動器中，穩態漣波為 $\pm 9$  rpm 與盟立公司穩態漣波 $\pm 5$  rpm 性能相近。

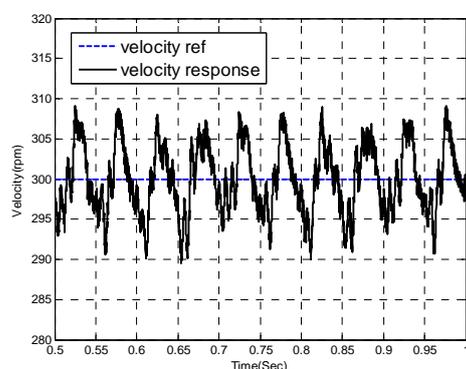


圖 3-33 自製後級驅動器穩態漣波

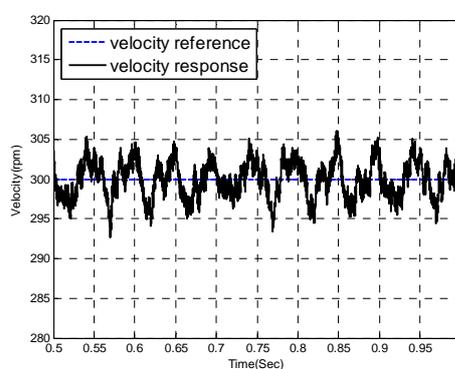
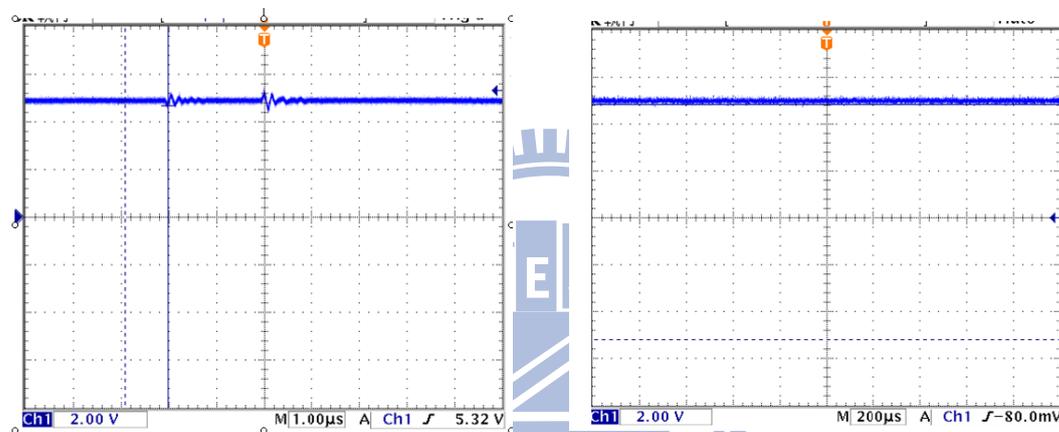


圖 3-34 Mirle's 後級驅動器穩態漣波

電流感測器回授品質除受感測器本身性能，週邊電路以及提供電源品質亦影響其回授穩定性，圖 3-35 比較根據 3.5 小節修改設計後，對於電源品質效果提升，圖 3-35(a)中為原本電路 5 伏電源輸出，由於切換式電源供應器切換的影響，電源輸出具有一週期性彈跳，在整體 Layout 設計與佈線後，圖(b)中能夠看到，此電源彈跳已被消除，表 3-6 整理整體設計之驅動器性能比較，可以發現，所設計之驅動器，於性能上具實際應用價值，圖 3-36 與圖 3-37 為完成之電力級驅動器以及各部份電路解說。



(a) 5V 電源輸出改善前

(b) 5V 電源輸出特殊佈線改善後

圖 3-35 5V 電源供應品質比較

表 3-6 整體性能比較表

	Lab816 Power Stage	Mirle's Power Stage
頻寬(Hz)	<b>2.28k</b>	<b>2.26 k</b>
穩態漣波(rpm)	<b>±9</b>	<b>±5</b>

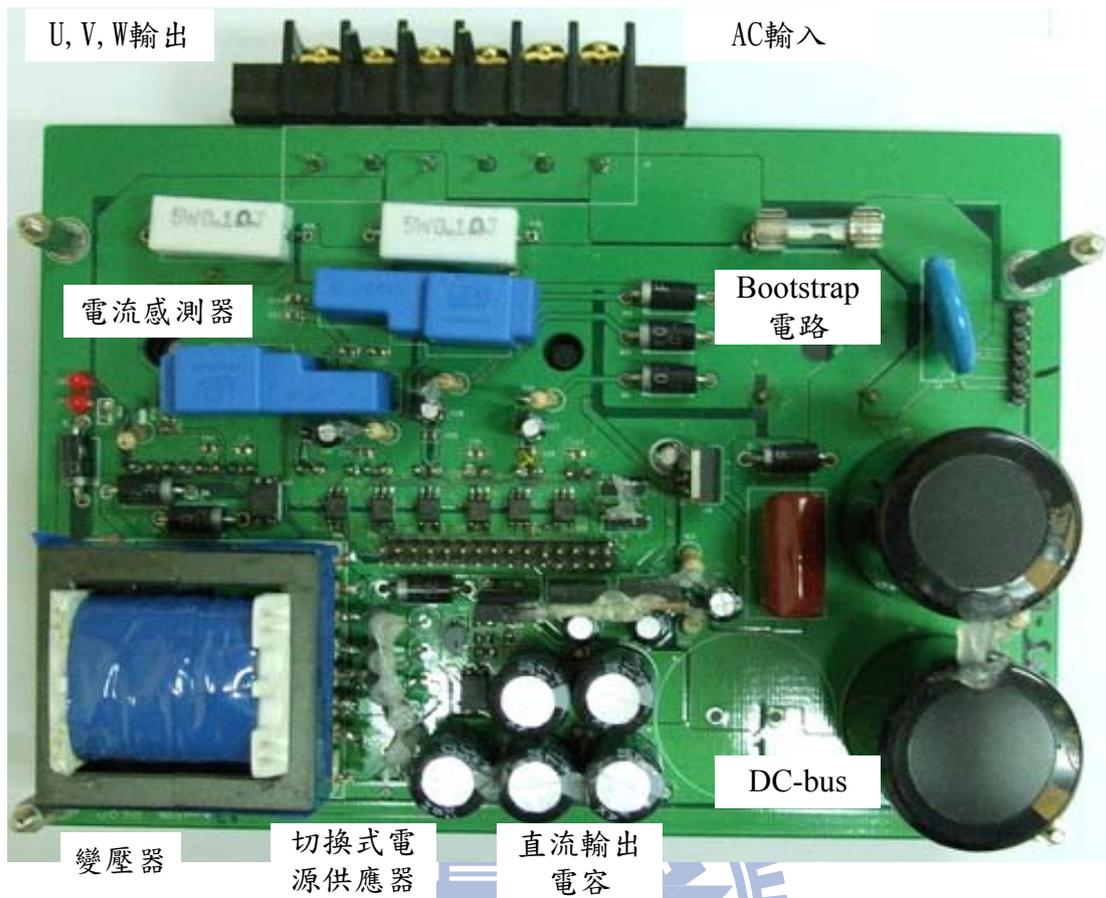


圖 3-36 自製電力級(正面)

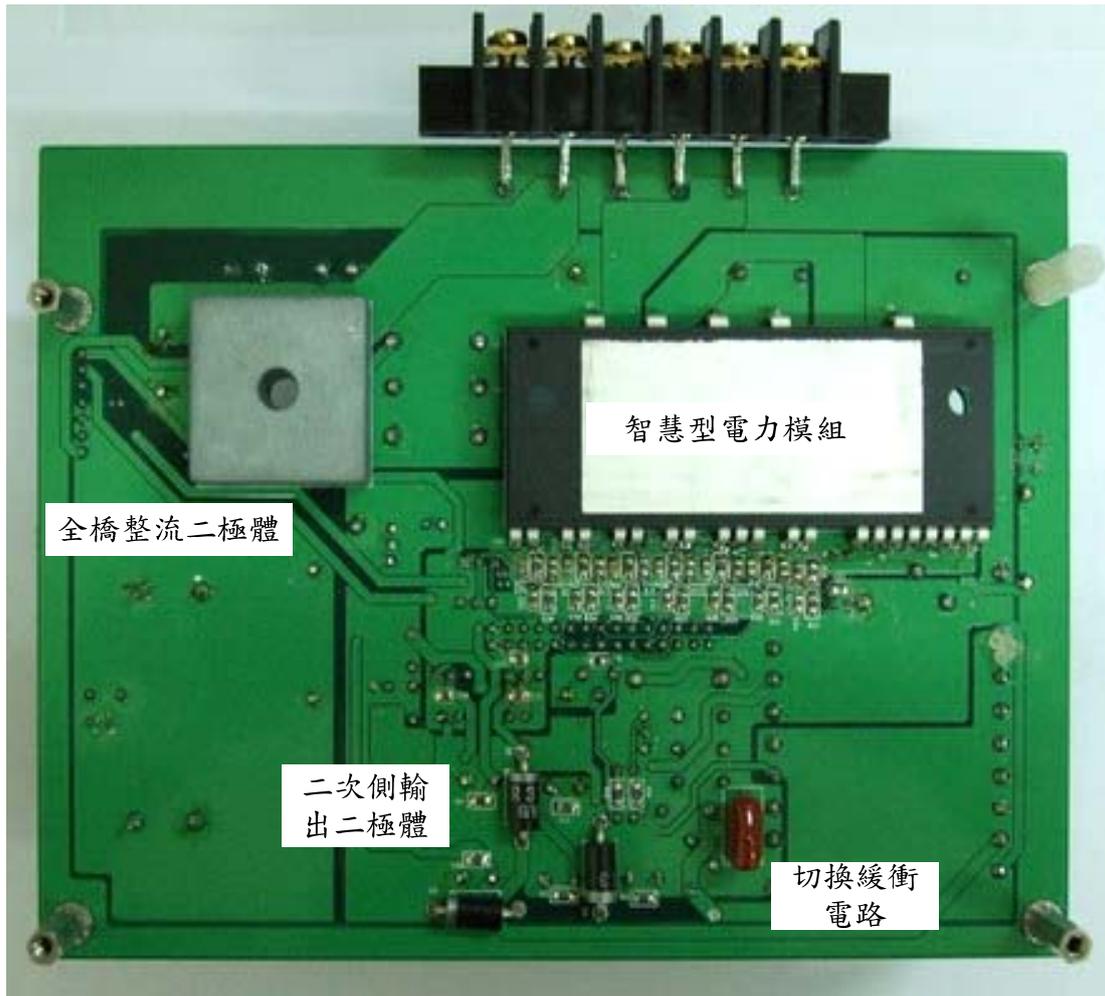


圖 3-37 自製電力級(背面)

## 第四章 馬達驅動系統共振與振動抑制

高頻率共振與機械低頻率振動一直是影響機械定位控制與數值工具機加工品質重要因素，本章節將介紹機械系統驅動與負載模型、共振系統頻譜鑑別、速度迴路控制下高頻共振抑制，以及於位置迴路控制下低頻振動抑制。

### 4.1 實驗平台

圖 4-1 為本研究驗證共振與振動抑制平台，其組成為一 400 瓦永磁交流伺服馬達，在馬達端搭配具每圈 17bit 編碼器，其負載為長 17.5 公分撓性臂，於撓性臂頂端裝置加速度計與影像作為負載端共振與振動抑制效能評估之用，圖 4-2 為整體控制架構，其中  $\theta_r$  與  $\omega_r$  分別為馬達位置與速度命令， $\omega_1$ 、 $\theta_1$  分別為馬達編碼器速度與位置， $\omega_2$ 、 $\theta_2$  為負載速度與位置，在控制上，我們僅以編碼器位置回授  $\theta_1$  與  $\omega_1$  進行位置與速度控制。

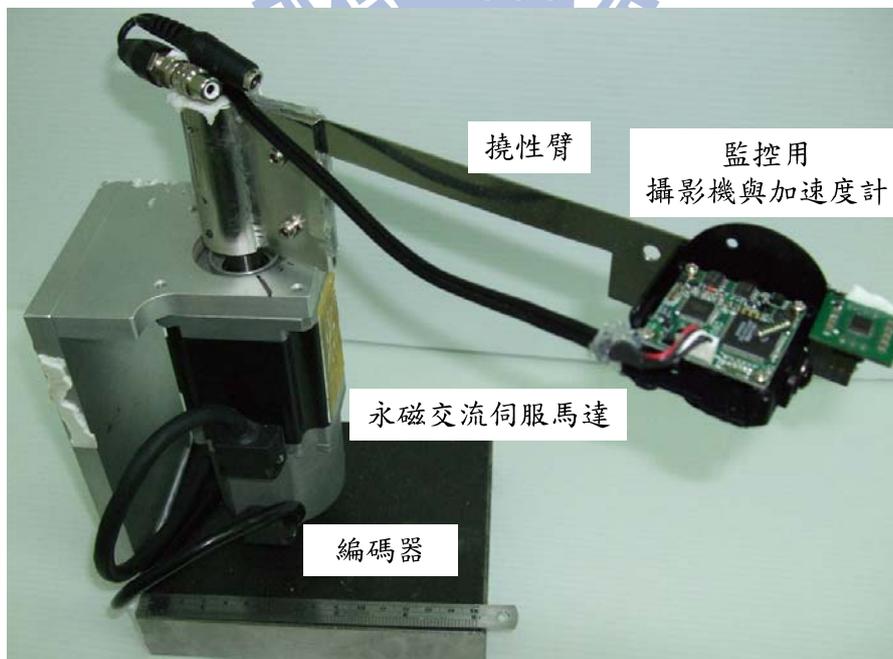


圖 4-1 永磁交流伺服馬達與撓性臂平台

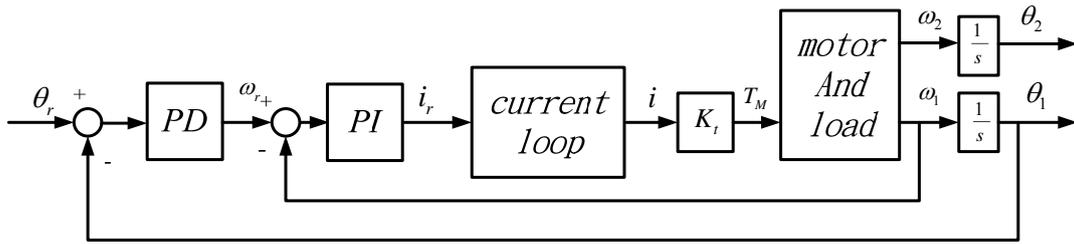


圖 4-2 伺服馬達整體控制架構圖

## 4.2 馬達驅動系統共振與振動

交流伺服馬達驅動結構如下圖 4-3 所示，實際應用上，馬達負載可能包含螺桿、變速齒輪與皮帶等各式結構，但其結構能夠等效為圖 4-4 之示意圖，圖 4-4 中左方為驅動出力端馬達慣量，經過與負載間耦合結構，彈力系數為  $K_{12}$ ，帶動右端負載結構，其等效方塊圖如圖 4-5 所示。

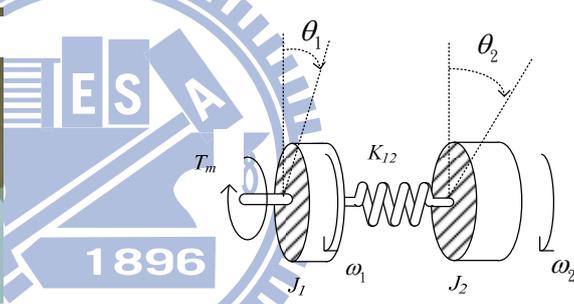


圖 4-3 馬達驅動結構圖

圖 4-4 馬達驅動模型示意圖

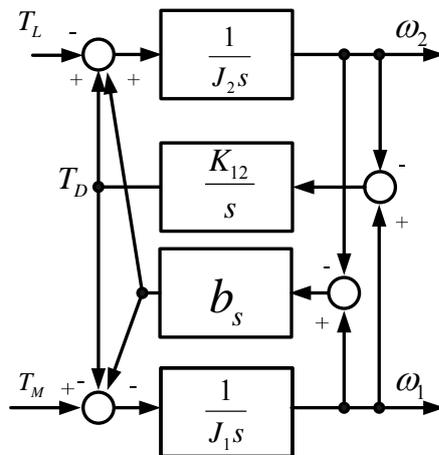


圖 4-5 等效驅動方塊圖

在上圖 4-5 中，馬達輸出力矩( $T_E$ )到馬達轉速( $\omega_1$ )的轉移函數如下式所示

[1]：

$$\frac{\omega_1}{T_M} = \frac{1}{J_1 + J_2} \frac{1}{s} \times \frac{J_2 s^2 + b_s s + K_{12}}{\frac{J_1 J_2}{J_1 + J_2} s^2 + b_s s + K_{12}} \quad (4-1)$$

其中：

$b_s$ ：摩擦係數

$K_{12}$ ：彈力係數

$J_2$ ：負載慣量

$J_1$ ：馬達慣量

(4-1)式中，前項  $\frac{\omega_1}{T_M} = \frac{1}{J_1 + J_2} \frac{1}{s}$  為馬達驅動結構於理想耦合，假設機械彈力係數  $K_{12}$  無限大運作狀況下馬達系統轉移函數，負載慣量對於整體系統影響僅在於提高整體慣量，使系統響應變慢，於速度迴路中，提高 PI 控制器 P 增益即可達到相同響應[20]。

但若考慮馬達驅動端與負載端之間的結構，該結構的材質剛性不足或是長度較長，其彈力特性將會響到系統特性，整體之轉移函數必須修正為(4-1)式

在標準二階系統  $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$  中，其頻率響應極值出現於  $\omega = \omega_n \times \sqrt{1 - 2\zeta^2}$ ，在阻尼比較小系統中  $\zeta^2$  數值極小，因此頻率響應極值約出現在  $\omega = \omega_n$  處。以頻域響應分析此系統，兩者波德圖比較如下圖 4-6 所示，當耦合結構彈性係數小時，在頻率

$$\omega_{ar} = \sqrt{\frac{K_{12}}{J_2}} \text{rad/sec}$$

處出現增益響應區域極小值與

$$\omega_r = \sqrt{\frac{K_{12}}{\frac{J_1 J_2}{J_1 + J_2}}} \text{rad/sec}$$

處出現區域增益最大值，相較於理想耦合系統波德圖，耦合結構不理想而具共振特性系統，在共振頻率之後增益有一固定提升，造成開迴路增益在此共振頻率( $\omega_r$ )之後更容易產生增益邊限(Gain Margin)或相位邊限(Phase Margin)不足的現象，導致系統穩定度下降，造成振盪的現象。

若希望於無高頻振動情況下運轉，則必須兼顧共振點之後系統穩定度，降低控制增益，相較於無共振現象的波德圖響應，耦合不理想的結構，若無其他補償措施，將無法利用相同的控制器參數將系統提升到相同的頻寬。

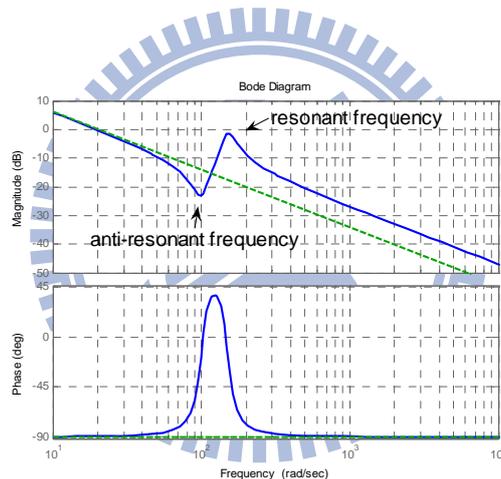


圖 4-6 理想耦合與非理想耦合波德圖比較

(實線：非理想耦合 虛線：理想耦合)

在位置迴路控制上，由於與驅動端 $\theta_1$ 與負載端位置 $\theta_2$ 差異 $\theta_1 - \theta_2$ ，將造成耦合結構形變，彈力交互作用下，將造成位置上來回振動。

### 4.3 系統鑑別

系統的鑑別提供控制工程專家在設計控制器與診斷系統問題時所需資訊，常見之系統鑑別方式有：

## 1. 頻譜掃描

頻譜掃描輸出結果為在穩態時系統對應於各種不同頻率弦波輸入，系統輸出在振幅與相位上的變化，透過頻譜掃描所得波德圖，能夠設計 Lead、Lag 等控制器，其缺點為傳統頻譜掃描分析需透過頻譜分析儀提供輸入與輸出分析，在數位控制驅動架構中，若希望由數位控制板產生弦波命令則受限於：

- ◆ 控制板核心 DSP 晶片運算速度有限，在週期中斷間難以產生適當弦波命令
- ◆ 數位控制板所配置於儲存數值記憶體有限，由個人電腦運算產生各單一頻率序列無法完全儲存
- ◆ 即時產生命令經工業網路傳送於驅動器則受限傳輸速度，僅適用於傳送低頻命令

## 2. ARMA (auto-regressive moving average)模型

ARMA 模型假設系統輸出與輸入關係為[28]

$$Y(z) = \frac{\sum b_k z^{-k}}{\sum a_k z^{-k}} X(z) \quad (4-2)$$

在鑑別時輸入 PRBS、RBS 等命令，經由統計方法，能夠推算出  $a_k$  與  $b_k$  數值，ARMA 模型分析為強大的系統鑑別工具，由於其鑑別結果為具實際數值的轉移函數，因此，在狀態回授控制等需要系統確切數值控制器設計上，廣泛被使用，除此之外，其系統激發時間短，對於機械系統傷害較小。

但在本研究中，共振系統往往具複雜的系統響應，以 ARMA 模型加以描述複雜而具多振動模態的系統，則需高階轉移函數加以描述，較不具效率，並且在 ARMA 模型分析上，為達系統鑑別準確度，其輸入激發命令須經過重複調整，使系統響應能夠展現各頻率特性，方能有準確鑑別結果，因此須經由專家操作。

本研究結合傳統頻譜掃描輸入命令無須專家調整與 PRBS 訊號激發時間短且命令長度短易於傳送儲存優點，提出複合頻率序列(compound frequency

sequence)，結合快速傅立葉(fast Fourier transform)轉換，達成以共振點鑑別為目的，高效率、高可靠性系統鑑別方式。

### 4.3.1 複合頻率序列(compound frequency sequence)系統鑑別

傳統頻譜分析方法如下圖 4-7 所示，在  $t_1 \sim t_n$  時間點輸入頻率為  $\omega_1 \sim \omega_n$  的弦波，其中  $T_s$  為系統取樣週期，並比較輸出響應與輸入響應弦波振幅與相位差，在兩時間點之間為量測時間，由於數位控制板核心 DSP 晶片運算速度有限，因此，無法即時於每個中斷運算弦波命令產生  $x_1^{ext}$ 、 $x_2^{ext}$ 、 $x_3^{ext}$  ... 命令，若由電腦運算預先產生，受限於控制板記憶體容量，可儲存頻率數量受限。

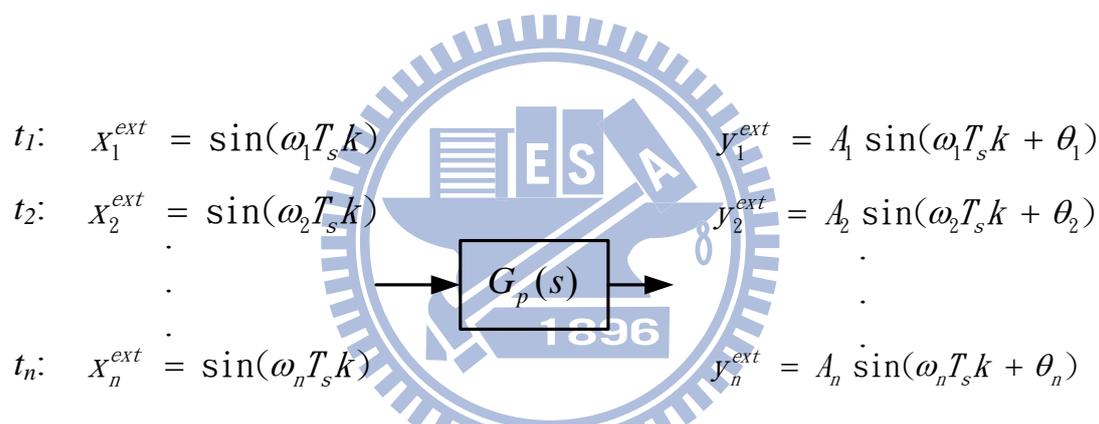


圖 4-7 頻譜掃描時序圖

複合頻率序列即調整輸入方式如下圖 4-8 所示，在同一時間輸入所欲分析頻率弦波合成命令。

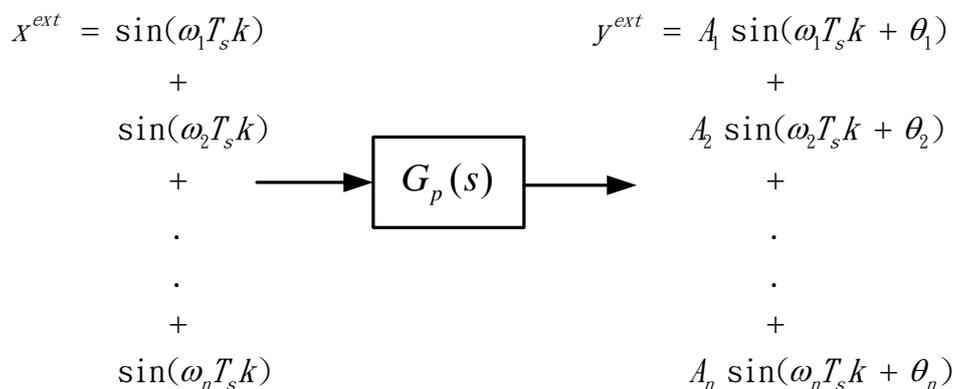


圖 4-8 複合頻率序列時序圖

根據線性系統理論，線性系統具有疊加性，因此，若輸入命令為：

$$X^{ext} = \sin(\omega_1 T_s k) + \sin(\omega_2 T_s k) + \sin(\omega_3 T_s k) + \cdots + \sin(\omega_N T_s k)$$

則系統輸出應該為：

$$Y^{ext} = A_1 \sin(\omega_1 T_s k + \theta_1) + A_2 \sin(\omega_2 T_s k + \theta_2) + \cdots + A_N \sin(\omega_N T_s k + \theta_n)$$

假設  $\omega_d$  為輸入頻率： $\omega_1$ 、 $\omega_2 \cdots \omega_N$  的最大公約數(greatest common divisor)，

我們定義  $L \equiv \frac{2\pi}{\omega_d T_s}$  則[16]

$$\begin{aligned} Y^{ext}_{k+L} &= \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i T_s (k + L) + \phi_i) \\ &= \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i T_s k + \frac{2\pi\omega_i}{\omega_d} + \phi_i) \\ &= \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i T_s k + 2\pi \hat{k}_i + \phi_i) \\ &= \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i T_s k + \phi_i) = Y^{ext}_k \end{aligned} \quad (4-3)$$

由上式(4-3)，系統輸出響應為一以  $L$  為週期之複合頻率訊號，以  $L$  為單位，對回收之系統響應進行快速傅立葉轉換(fast Fourier transform,FFT)，我們能夠得到系統對於各頻率穩態的響應狀況。

模擬上，圖 4-9 為一模擬系統，其離散時間轉移函數為

$$G_p(z^{-1}) = \frac{0.0002z^{-1} - 0.0000z^{-2} - 0.0013z^{-3} + 0.0021z^{-4} - 0.0012z^{-5} + 0.0001z^{-7}}{1 - 6.2972z^{-1} + 17.3294z^{-2} - 27.0844z^{-3} + 26.0125z^{-4} - 15.3638z^{-5} + 5.1644z^{-6} - 0.7608z^{-7}}$$

的高階系統波德圖，系統取樣頻率為 1.5kHz，波德圖中可明顯看出兩頻寬之外共振峰值。

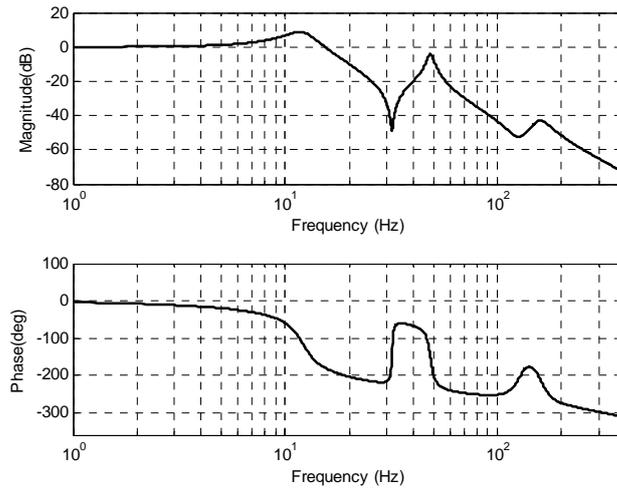


圖 4-9 模擬欲鑑別系統

為對系統進行鑑別，我們產生如下圖 4-10 具 1~400Hz 弦波合成激發命令，其 FFT 能量分析如圖 4-11 所示，為一等能量之頻譜分布，在 1~400Hz 弦波中，1~9Hz 間的時間為 1Hz，於 10~90Hz 間的時間為 5Hz，100~400Hz 間的時間為 10Hz，因此  $\omega_d = 1Hz$ ， $L = 1500$ ，由於第一段 1~1500 筆輸出資料由於可能具暫態響應，因此我們取 1501~4500 筆，輸出資料進行 FFT 分析。

輸出響應如下圖 4-12 所示，以 L 為週期切割輸出響應進行 FFT，輸出響應經 FFT 分析後可得圖 4-13 回授響應 FFT 能量分布，圖 4-13 可以明顯看出各個頻率在能量上的放大與遞減，圖 4-13 背景為對應時間中命令頻譜分析，仍為一等能量頻譜，藉此，我們能夠看出系統於各頻率間增益關係，而整體鑑別時間為取樣 1.5k Hz 之系統執行 4500 筆命令時間，即為 3 秒。

在相位的分析上，由於輸入激發命令為 sine 波，因此由 FFT 所得輸入命令相位為 -90 度，而輸出相位由於 FFT 對於相位的定義為 -180 度~+180 度，因此會出現如圖 4-14 輸出相位下降到超越 -180 度或提升超過 180 度後的跳動，並且在未輸入的激發頻率中，也會產生運算上的雜訊，若只選取激發頻率相位資訊，並且修正相位跳動後，如圖 4-15 可明顯看出相位的變化，藉由兩者之相位差，我們能夠重建系統相位波德圖。

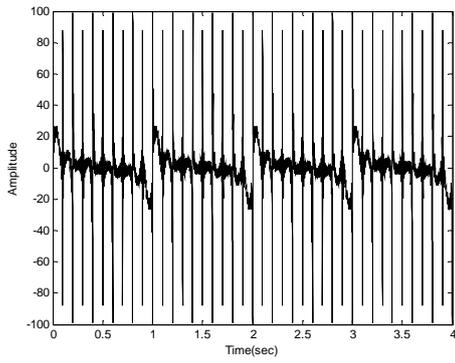


圖 4-10 輸入激發命令

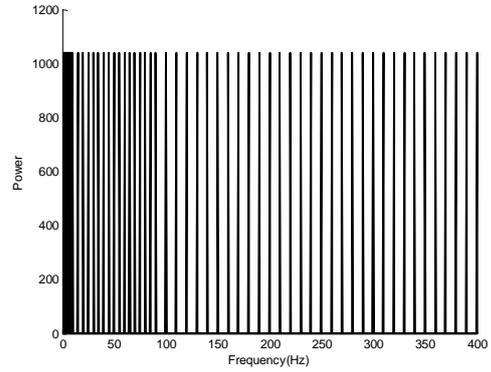


圖 4-11 激發命令頻譜

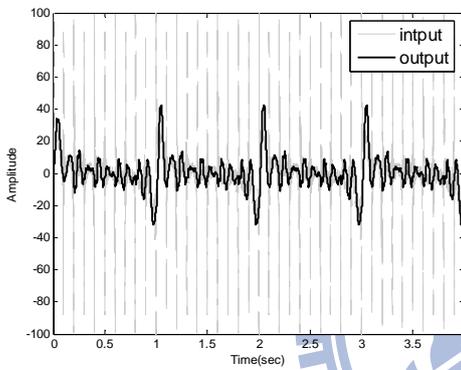


圖 4-12 系統響應

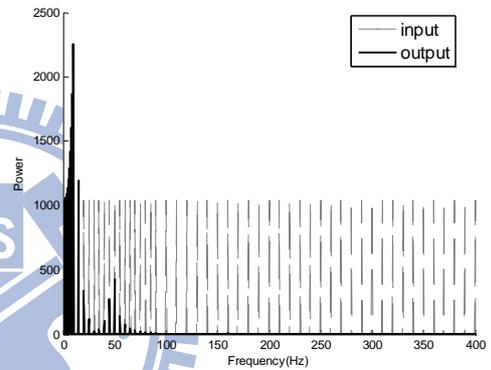


圖 4-13 響應頻譜分析

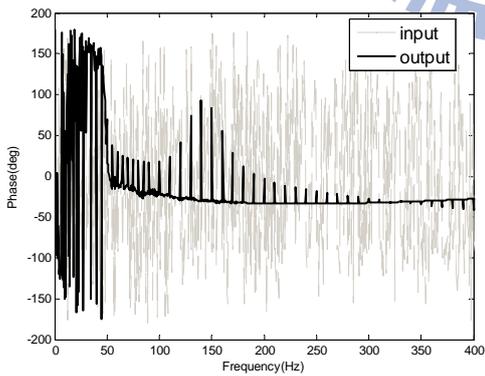


圖 4-14 各頻率輸入輸出相位關係

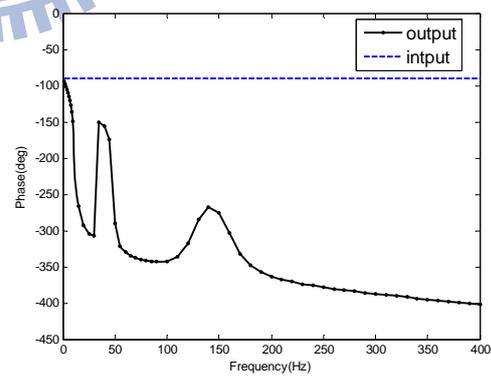


圖 4-15 重組後相位關係

整合能量與相位的 FFT 分析，我們能夠重建系統於各頻率的頻率響應，下圖 4-16 顯示原系統與鑑別後系統波德圖。

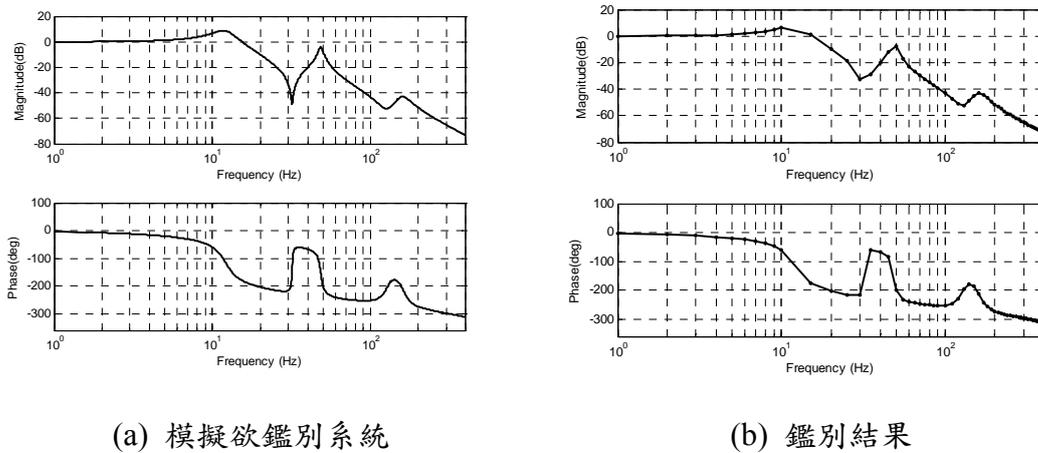


圖 4-16 原系統與鑑別結果比較

#### 4.4 速度迴路高頻共振抑制

在速度迴路下，由於內迴路的非理想性所造成的高頻共振，其特徵為頻率高，阻尼比小，持續時間長，具高頻共振的機械，在運作時會產生噪音，並影響精密加工表面品質。

本節對速度迴路控制下，系統所產生的高頻共振進行鑑別，並以帶斥濾波器(notch filter)抑制其共振，進而提在速度迴路高增益高頻寬下系統運作效能。

##### 4.4.1 速度迴路控制

速度迴路控制架構如圖 4-17 所示，其負載如 4.1 節所示，為馬達驅動撓性臂架構， $\omega_1$  與  $\omega_2$  分別為馬達編碼器回授速度以及負載速度，在控制器上，則以 PI 控制器作為控制。

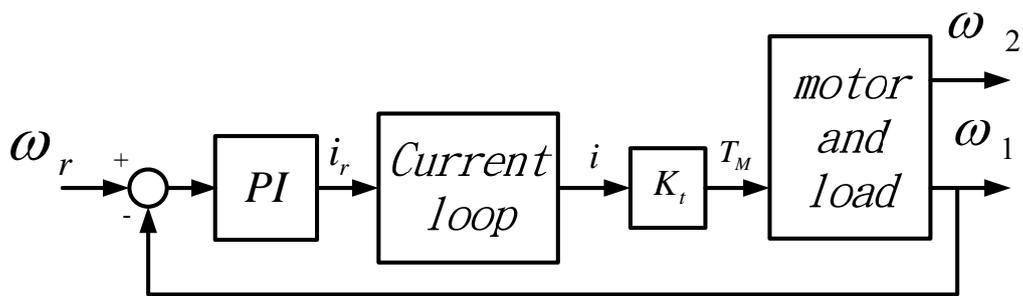


圖 4-17 速度迴路控制架構

圖 4-18 為速度控制迴路下，速度迴路增益  $k_{vp}=7.0$   $T_{vi}=0.13$  控制參數之系統響應， $k_{vp}=7.0$  為原始系統所能正常運轉最大增益，其步階響應在 4.55 秒時，有一明顯反彈，除此之外，若放大 4.9~5.2 秒的穩態響應，如圖 4-19 所示，此共振現象振幅為  $\pm 5\text{rpm}$ ，經由 FFT 分析其能量分部如圖 4-20 所示，主要頻率集中於 205Hz，並與系統轉速無關。

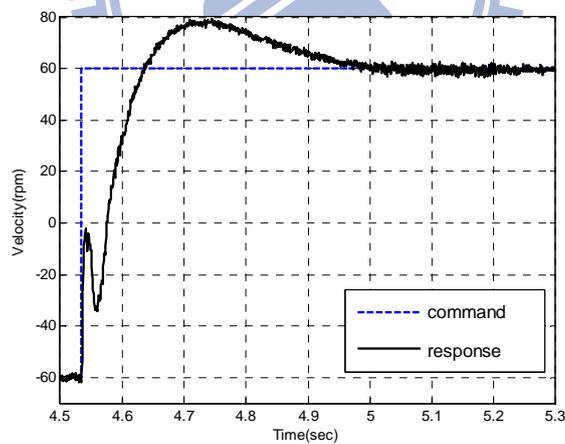


圖 4-18 速度步階響應  $k_{vp}=7.0$   $T_{vi}=0.13$

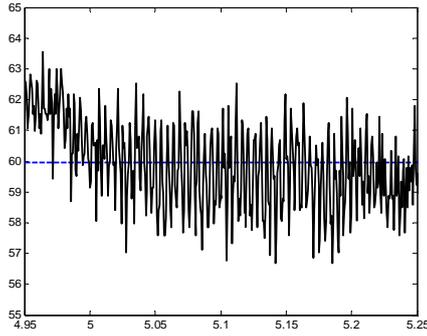


圖 4-19 速度穩態時高頻振動

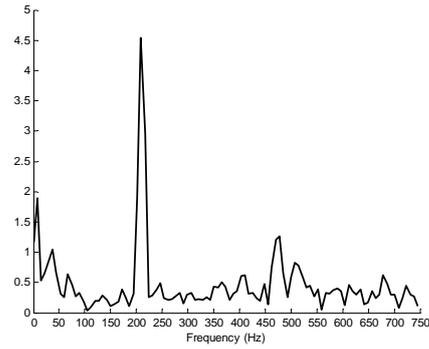


圖 4-20 高頻振動 FFT 分析

#### 4.4.2 速度迴路系統鑑別

由速度響應可以以預期速度迴路閉迴路的複雜性，為對此系統進行有效共振抑制，我們利用 4.3.1 介紹之複合頻率序列鑑別，取得系統之波德圖，圖 4-21 為對伺服馬達撓性臂系統於 1~400Hz 速度迴路閉迴路鑑別結果，其輸入激發命令為 $\pm 100\text{rpm}$  複合頻率序列，由系統鑑別結果可以明顯發現，系統在 25Hz、85Hz、200Hz 與 250Hz 即分別為(A)、(B)、(C)與(D)處有明顯共振點，根據波德圖上各共振點寬度與增益，整理如下表 4-1，比較其振幅與阻尼比，25Hz 共振點雖然振幅大，但其阻尼比高，在時域響應上衰減極快，但 200Hz 之共振為同時具增益高且阻尼比低特性，衰減慢為最需抑制的共振問題。

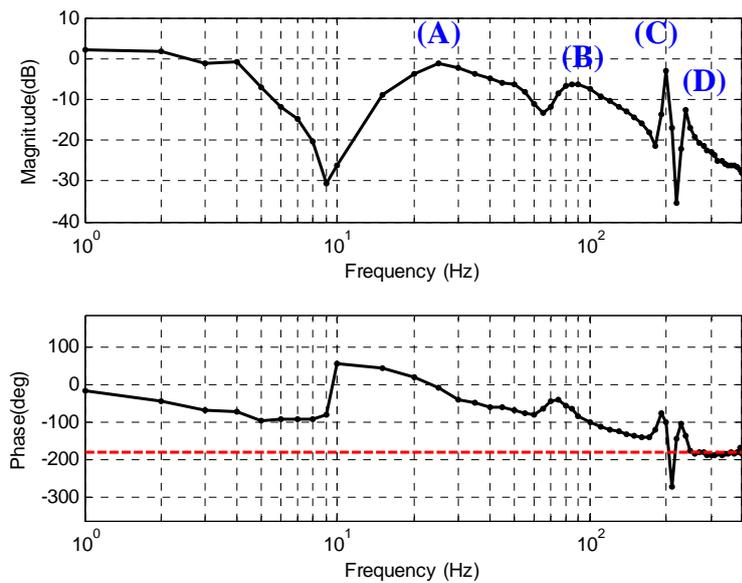


圖 4-21 速度迴路閉迴路系統鑑別( $k_{vp}=7.0$   $T_{vi}=0.13$ )

表 4-1 各共振點阻尼與增益依大小排列比較

	大 >>>		小	
阻尼比	(A) <sub>25</sub>	(B) <sub>85</sub>	(D) <sub>250</sub>	(C) <sub>200</sub>
增益	(A) <sub>25</sub>	(C) <sub>200</sub>	(B) <sub>85</sub>	(D) <sub>250</sub>

#### 4.4.3 帶斥濾波器(notch filter)共振抑制

常用於共振抑制的濾波器有低通濾波器(low pass filter)與帶斥濾波器[1]，低通濾波器能夠降低共振點的增益，提高共振點的增益邊限(gain margin)，但低通濾波器由於具有嚴重相位延遲特性，對於共振點之前系統頻率響應有不良影響，除此之外，低通濾波器降低濾波器截止頻率之後所有增益，因此，低通濾波器僅適用於極高頻共振。

帶斥濾波器僅降低特定寬度頻率增益，並且由於除分母之極點外，轉移函

數亦具相同階數的零點，相位延遲問題相對較小，適合使用於具多共振點系統的補償，圖 4-22 為本論文於速度迴路控制下，高頻共振抑制濾波器方塊圖，帶斥濾波器設置於速度迴路 PI 控制器之後，PI 控制器輸出之電流命令先經帶斥濾波器濾波後，形成修正後的電流命令。

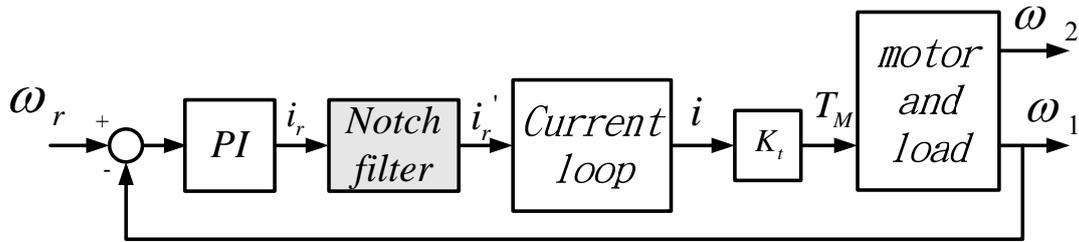


圖 4-22 共振抑制濾波器系統方塊圖

本論文中所使用的帶斥濾波器轉移函數為：

$$G_n(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_z \omega_r s + \omega_r^2}{s^2 + 2\zeta_p \omega_r s + \omega_r^2} \quad (4-4)$$

帶斥濾波器基本精神為極零點對消，在知道低阻尼比極點頻率  $\omega_r$  以及阻尼比  $\zeta_z$  後，利用(4-4)式分子零點消去系統本身阻尼比低的極點，並以分子的極點取代，因此，為達共振抑制效果，新極點阻尼比須大於原極點，即  $\zeta_p > \zeta_z$ 。

但系統確切極點位置無法精準估測，補償後將造成殘餘的振動，並且極零點對消概念無法考慮系統中其他頻率於帶斥濾波器補償後響應，因此，在速度迴路高頻共振抑制目的上，採用頻域為工具的補償設計，為較有效率分析方式。

在帶斥濾波器頻域的調整分析中，我們令  $n_{width} = \zeta_z$ ， $n_{depth} = \frac{\zeta_z}{\zeta_p}$ ， $n_{width}$  與  $n_{depth}$  分別代表帶斥濾波器的寬度與深度，下圖 4-23 中，為兩  $n_{depth}$  分別為 0.1 與 0.01 但寬度相同濾波器，其濾波器最大衰減增益為  $20 \log_{10}(n_{depth})$ ，而圖 4-24

為兩衰減深度相同，但  $n_{width}$  分別為 0.1 與 0.5 帶斥濾波器， $n_{width}$  越大表示濾波器影響頻率越廣，由圖 4-23 與圖 4-24 中可以看出，經過修改後，藉由調整  $n_{width}$  與  $n_{depth}$  能夠分別調整濾波器衰減深度與寬度而不互相影響。

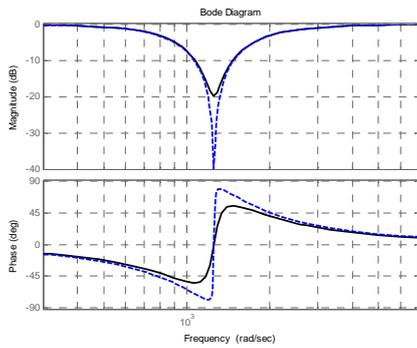


圖 4-23 寬度相同衰減增益相異

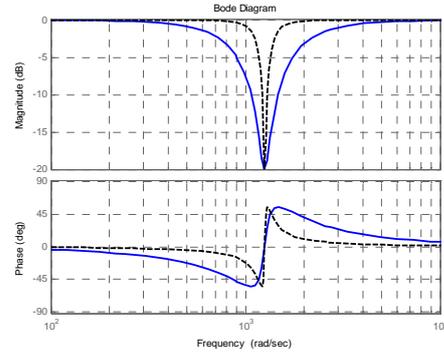


圖 4-24 衰減增益相同寬度相異

#### 4.4.4 尼可士圖(Nichols chart)分析

帶斥濾波器相位影響在共振點之前為相位落後，在共振點之後為相位領先，此特性讓我們必須在抑制共振點增益的同時，考慮相位所造成的影響，尼可士圖連結系統開迴路與閉迴路響應，提供我們預測補償之後系統響應的工具。

圖 4-25 為撓性臂速度迴路開迴路鑑別結果，利用各頻率開迴路相位與增益，我們能夠畫出系統尼可士圖，加入帶斥濾波器所造成增益與相位之變化後，進而推測系統補償後閉迴路響應。

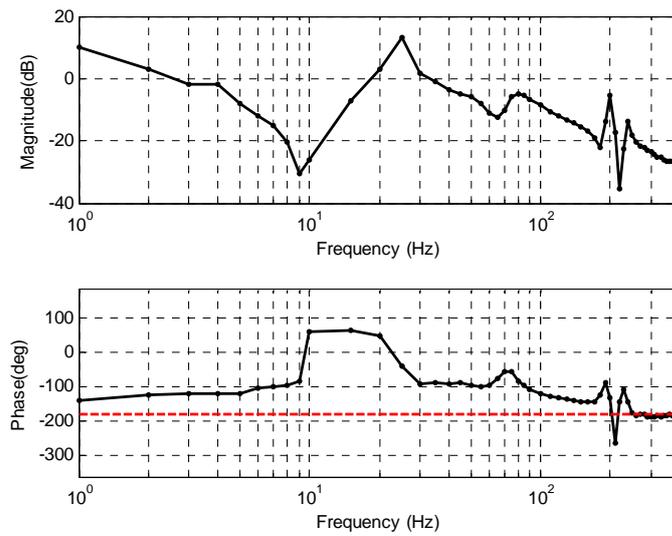


圖 4-25 速度迴路開迴路鑑別結果

帶斥濾波器在增益上為衰減作用，增益衰減效果如圖 4-26 所示，由圖中可以發現，增益衰減有效降低閉迴路後系統共振增益。

圖 4-27(a)為相位落後對於共振之影響，我們能夠發現相位落後將造成 200Hz 處，閉迴路後增益變大，圖 4-27 (b)中，顯示相位領先對於 200 Hz 共振點閉迴路增益有衰減的效果，但其衰減的程度遠不如帶斥濾波器本身於增益上的衰減所帶來的抑制效果。

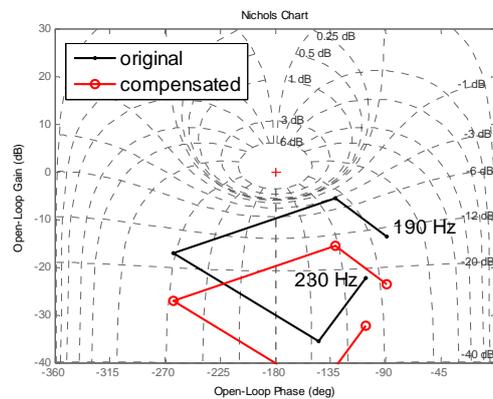
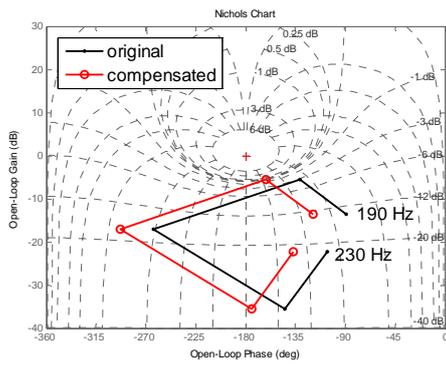
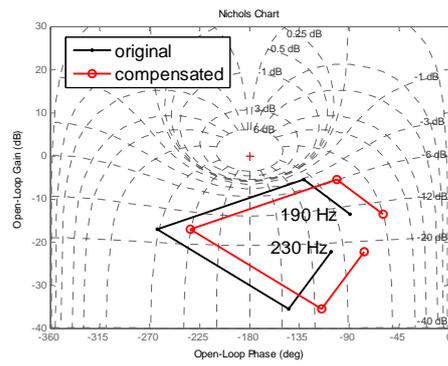


圖 4-26 帶斥濾波器增益衰減影響



(a) 相位落後



(b) 相位領先

圖 4-27 帶斥濾波器相位領先與落後

綜合以上討論，我們知道，帶斥濾波器對於共振抑制的功能，主要在於對增益的衰減，但如分析所示，相位的落後與領先效應，對於系統其他頻帶，亦可能造成不良效果。

圖 4-28 為對 200Hz 共振點適當補償的帶斥濾波器設計，其  $n_{depth} = 0.1$ 、 $n_{width} = 0.2$ ，補償後閉迴路增益如圖 4-29 尼可士圖所示，帶斥濾波器增益衰減能夠有效降低共振點增益。

帶斥濾波器對相位落後影響到 50~100Hz 相位，相位落後的影響由圖 4-30 可見，50~100Hz 閉迴路響應略為提升，在具多共振點系統中，若高頻帶斥濾波器造成相位落後影響如 25Hz 處，開迴路增益極高的頻段，將造成該頻率不穩定，綜合以上結果一適當補償帶斥濾波器設計，具有以下要求：

- ◆ 必須能夠依照共振點寬度充分衰減高增益之頻帶
- ◆ 提供充分衰減深度，理想補償後開迴路增益為-20dB
- ◆ 多共振點系統中，需有適當之寬度，不過分影響其他頻率之相位

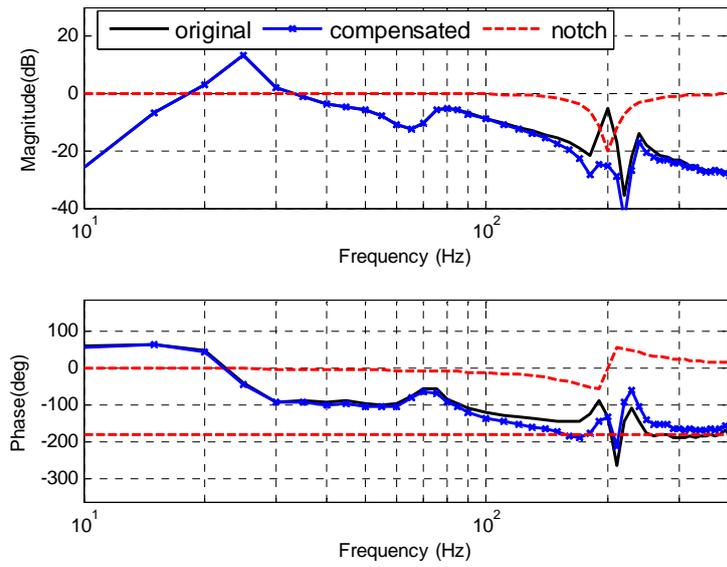


圖 4-28 帶斥濾波器設計與預期開迴路補償結果

(共振頻率  $w_r = 200 \text{ Hz}$   $n_{depth} = 0.1$   $n_{width} = 0.2$ )

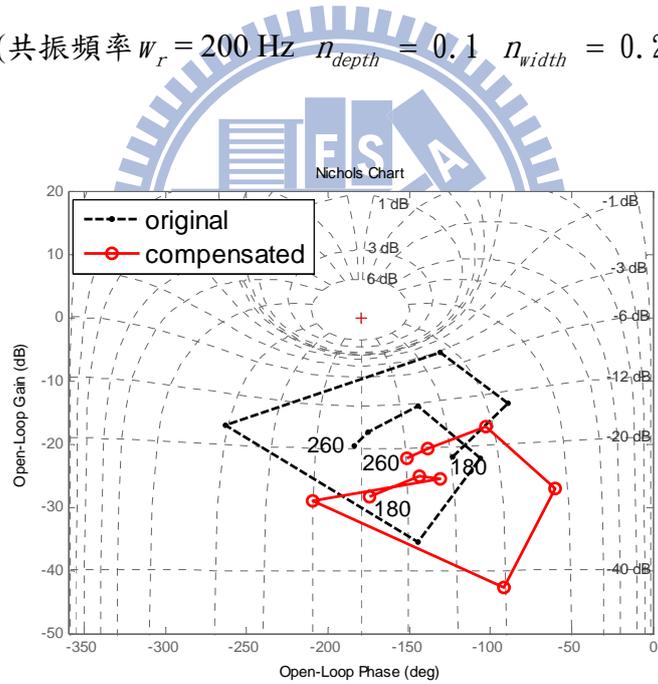


圖 4-29 補償前後 180Hz~260Hz 尼可士圖

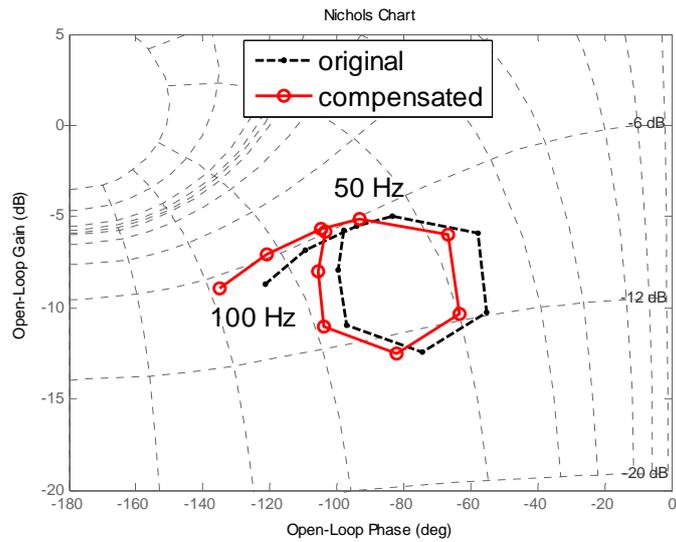
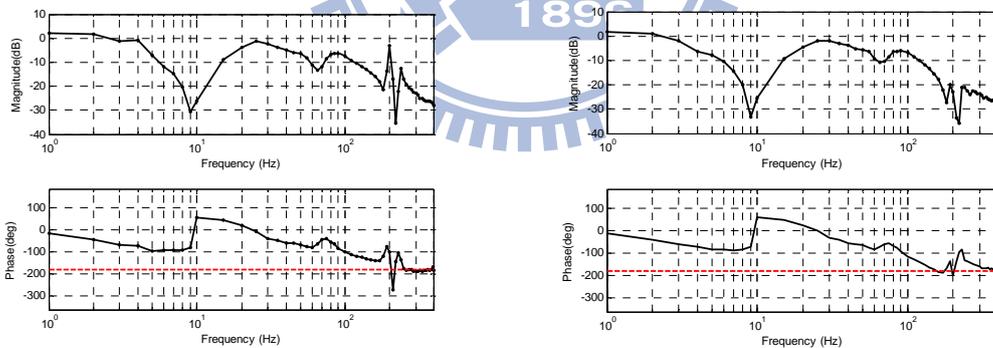


圖 4-30 補償後相位落後對 50~100Hz 閉迴路響應之影響

圖 4-31 為補償後對於系統閉迴路響應鑑別結果，由頻譜上，可以看出，系統 200Hz 的共振明顯的被抑制。



(a) 共振抑制前

(b) 共振抑制後

圖 4-31 共振抑制前後鑑別閉迴路波德圖

#### 4.4.5 共振抑制成效

基於系統鑑別資訊設計的帶斥濾波器共振抑制，能夠有效抑制系統高頻共振，在抑制高頻共振後，速度迴路 PI 控制器 P 增益可操作範圍由 7.0 提升至 30.0，

其速度響應抑制效果與性能提升可由圖 4-32 與圖 4-33 看見，在無共振抑制效能時系統運作如圖 4-32 中  $k_{vp}=10.0$  即產生嚴重振盪，在抑制高頻共振後，圖 4-33(b)  $k_{vp}=30.0$  速度迴路步階響應並無出現高頻振盪，並且響應速度明顯提升。

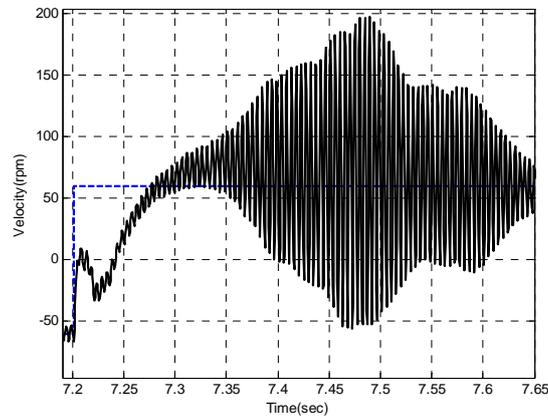
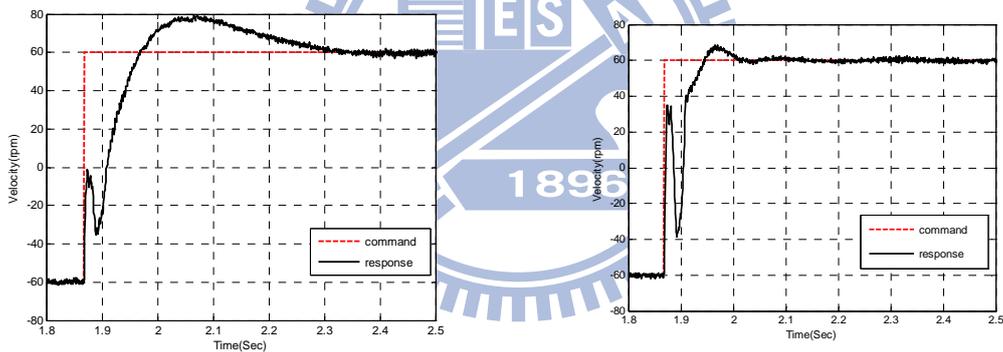


圖 4-32 無共振抑制  $k_{vp}=10.0$  系統高頻震盪



(a) 抑制前最大增益  $k_{vp}=7.0$

(b) 抑制後最大增益  $k_{vp}=30.0$

圖 4-33 抑制前後系統步階響應比較圖

抑制前後系統暫態性能指標比較如圖 4-34 所列，系統安定時間縮短達 68.9%，系統頻寬由 3.24Hz 提升為 6.2Hz，其詳細數值如下表 4-2 所列。

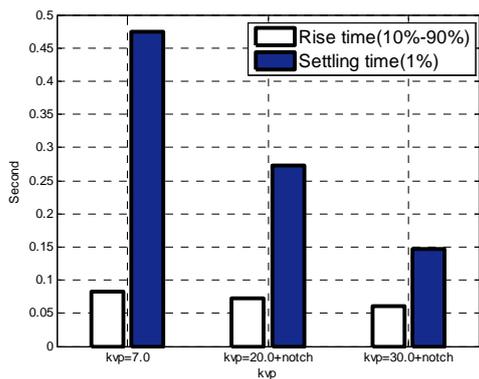


圖 4-34 抑制前後系統暫態響應性能

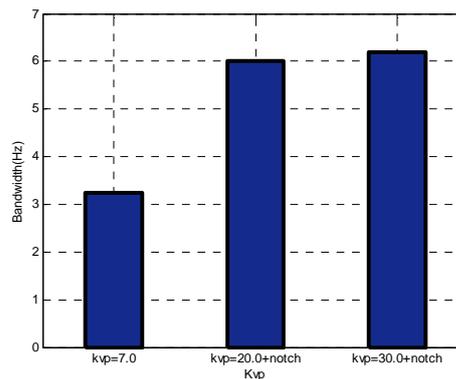


圖 4-35 抑制後頻寬之提升

表 4-2 共振抑制前後系統響應( $k_{vp}$ : 速度 P 增益  $T_{vi}$  速度 I 增益)

	頻寬(Hz)	上升時間(秒) (10%~90%)	安定時間(秒) (1%)
$k_{vp}=7 T_{vi}=0.13$	3.2	0.083	0.474
$k_{vp}=20 T_{vi}=0.13$	6.0	0.073	0.273
$k_{vp}=30 T_{vi}=0.13$	6.2	0.061	0.147

## 4.5 低頻振動抑制

在撓性臂的定位控制上，我們透過馬達編碼器達到定位控制的效果，由於撓性臂的彈性，導致在位置控制上撓性臂定位安定時間(settling time)的增長，利用前置帶斥濾波器(feed-forward notch filter)的設計，有效達成振動消除，縮短定位安定時間，實驗透過馬達端編碼器回授，以及安置於撓性臂頂端之加速度計回收加速度資訊進行驗證。

撓性臂為分散參數系統(distributed parameter system) 可等效為無窮多個剛體與彈簧所組成之機構[27]，為對撓性臂進行數學上之分析，將以雙質量系統簡化馬達與撓性臂負載驅動架構[13][14]，以利控制器設計上的分析。

### 4.5.1 位置迴路控制架構

圖 4-36 為位置迴路系統控制架構，假設系統為一雙質量系統，控制目的為  $\theta_2$  亦即負載端位置的定位控制，但在控制架構中，我們僅有伺服馬達編碼器位置  $\theta_1$  回授，因此，如何克服雙質量系統中耦合結構的彈性，利用  $\theta_1$  回授資訊，達成負載  $\theta_2$  之快速定位控制，為本節之重點，圖 4-36 控制器中位置迴路控制器參數分別以 P： $k_{pp}$ 、D： $k_{pd}$  表示，速度迴路控制器參數 P： $k_{vp}$ 、I： $T_{vi}$  表示。

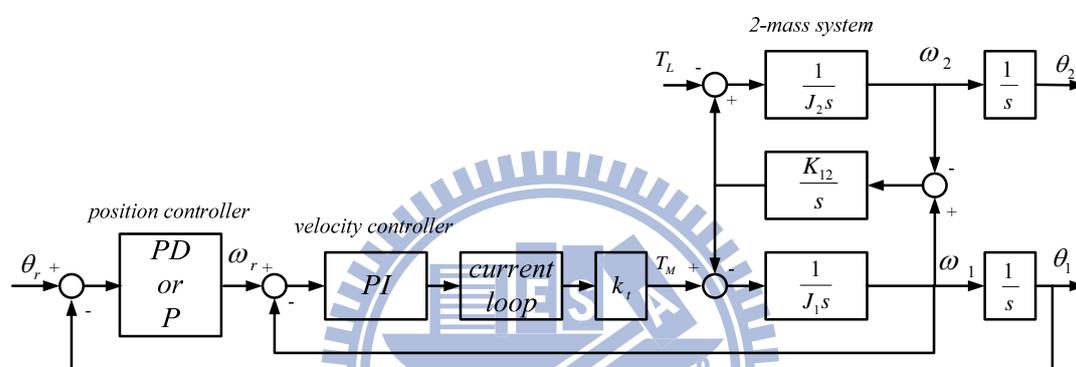


圖 4-36 位置迴路控制架構

### 4.5.2 系統鑑別

圖 4-37 為  $k_{vp}=10$ ， $T_{vi}=0.13$ 、 $k_{pp}=1.2$ ， $k_{pd}=0.0$  位置迴路控制下，由馬達編碼器所觀察到的位置步階響應  $\theta_1$  與其轉速  $\omega_1$ ，其中位置以馬達編碼器絕對位置為單位，馬達一轉 0~360 度所對應之絕對位置為 0~32768，圖中位置命令為 750 pulse 約為 8.2 度，由圖 4-37 上方的位置命令與響應可以發現，在達到 750 命令後，響應劇烈的振盪，此振盪由負載端與驅動端間彈性耦合結構扭曲產生，由圖 4-38 撓性臂運作時動態畫面可明顯看出撓性臂耦合結構的形變，其影響為延長了撓性臂在定位的安定時間，在實際定位應用上，此振盪時間中，機械手臂將無法執行定位後所欲執行之功能。

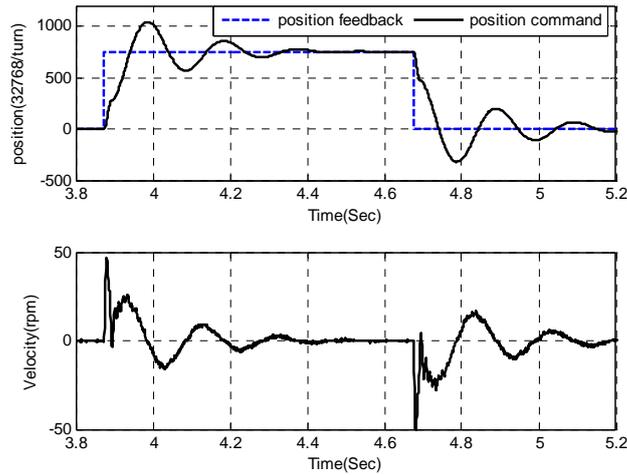


圖 4-37 位置迴路步階響應圖與速度  $k_{pp}=1.2$

(上：位置命令與回授 下：速度)

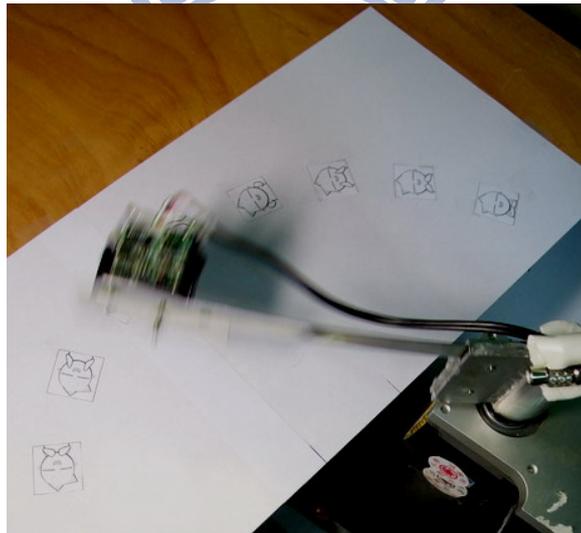


圖 4-38 撓性臂形變

為了解系統振動特性，圖 4-39 為利用複合頻率序列，對於位置迴路進行鑑別之結果，由頻率響應可以發現，在位置迴路中，主要分為三個模態，分別為 4.9Hz 低於系統頻寬的共振以及 25Hz 與 90Hz 在系統頻寬之外的共振點，但由其增益大小比較可以發現，主要之振動仍為 4.9Hz 低於系統頻寬的共振。

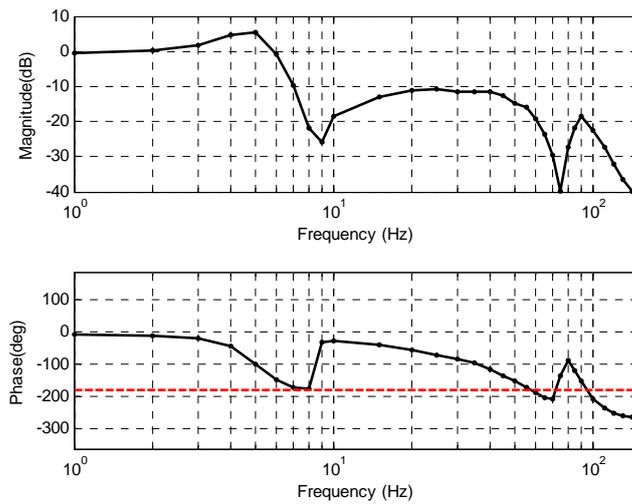


圖 4-39 位置迴路閉迴路波德圖

由圖 4-40 撓性臂頂端安置的加速度計紀錄的數值可以發現，撓性臂頂端亦有相近頻率 4.9 Hz 的振動。

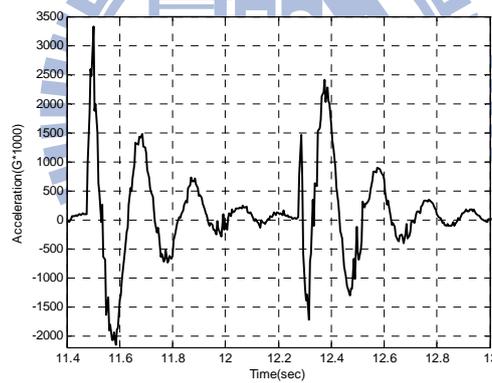


圖 4-40 撓性臂加速度計紀錄

### 4.5.3 雙質量系統模型進似撓性臂

本節將以雙質量系統模型描述撓性臂運動模型[13][14]，忽略 4.2 節中雙質量系統摩擦力  $b_s$ ，則其系統方塊圖為如下圖 4-41 所示[2]，其特色為雙質量之間的交互拉扯，控制系統產生  $T_M$  轉矩，進而轉動  $J_1$ ，而  $J_1$  與  $J_2$  位置的差異則造成彈簧形變進而產生力矩  $T_d$ ， $T_d$  對於負載而言為一驅動力，對於原本控制之馬達而言，則可視為一外在擾動(disturbance)。

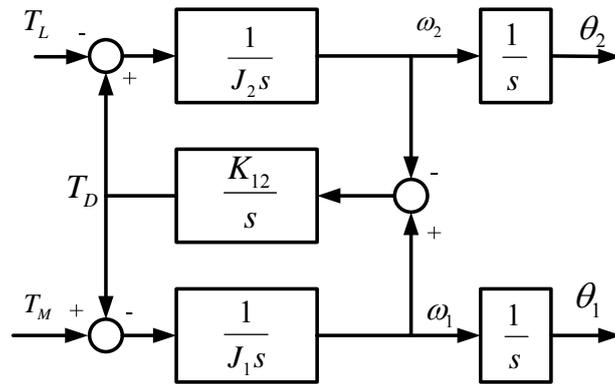


圖 4-41 雙質量系統方塊圖

其輸入轉矩  $T_M$  對於馬達速度  $\omega_1(s)$  與負載速度  $\omega_2(s)$  轉移函數分別為

$$\frac{\omega_1(s)}{T_M(s)} = \frac{1}{J_1 s} \times \frac{s^2 + \omega_L^2}{s^2 + \omega_M^2} \quad (4-5)$$

$$\frac{\omega_2(s)}{T_M(s)} = \frac{1}{J_1 s} \times \frac{\omega_L^2}{s^2 + \omega_M^2} \quad (4-6)$$

其中： $\omega_L = \sqrt{\frac{K_{12}}{J_2}}$ 、 $\omega_M = \sqrt{\frac{J_1 + J_2}{J_1 J_2} K_{12}}$

將(4-5)與(4-6)兩式相除移項能夠得到

$$\omega_2 = \omega_1 \frac{\omega_L^2}{s^2 + \omega_L^2} \quad (4-7)$$

積分後可得到：

$$\theta_2 = \theta_1 \frac{\omega_L^2}{s^2 + \omega_L^2} \quad (4-8)$$

因此，圖 4-36 整體位置控制迴路能簡化為下圖 4-42 之等效示意圖，其中

$C_v(s)$  與  $C_p(s)$  分別為速度迴路與位置迴路控制器。

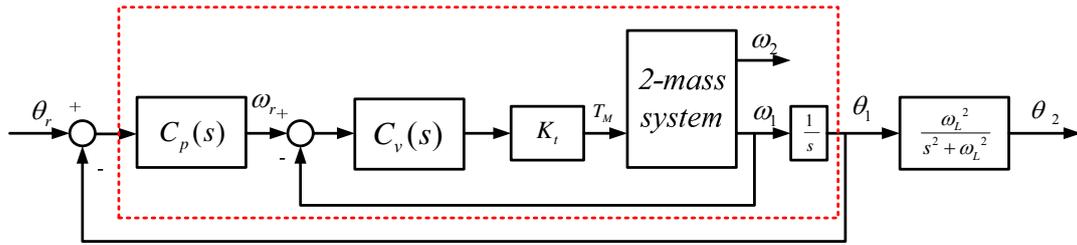


圖 4-42 位置迴路控制等效示意圖

若令

$$\frac{\omega_1(s)}{T_M(s)} = \frac{1}{J_1 s} \times \frac{s^2 + \omega_L^2}{s^2 + \omega_M^2} = \frac{A(s)}{B(s)} \quad (4-9)$$

則速度迴路閉迴路方程式可以推得如下式：

$$\frac{\omega_1(s)}{\omega_r(s)} = \frac{C_v'(s) \frac{A(s)}{B(s)}}{1 + C_v'(s) \frac{A(s)}{B(s)}} = \frac{C_v'(s) A(s)}{B(s) + C_v'(s) A(s)} \quad (4-10)$$

其中， $C_v'(s) = C_v(s) \times K_t$ 。

加入位置迴路控制器後，位置命令對馬達端輸出  $\theta_1$  轉移函數為：

$$\frac{\theta_1}{\theta_r} = \frac{C_p C_v'(s) A(s)}{s B(s) + s C_v'(s) A(s) + C_p C_v'(s) A(s)} \quad (4-11)$$

(4-8)代入(4-11)式可得：

$$\frac{\theta_2}{\theta_r} = \frac{\theta_1}{\theta_r} \times \frac{\omega_L^2}{A(s)} = \frac{C_p C_v'(s) \omega_L^2}{s B(s) + s C_v'(s) A(s) + C_p C_v'(s) A(s)} \quad (4-12)$$

(4-12)中  $\frac{\theta_2(s)}{\theta_r(s)}$  相較於  $\frac{\theta_1(s)}{\theta_r(s)}$  的增加極點  $A(s) = s^2 + \omega_L^2$  與  $\frac{\theta_1(s)}{\theta_r(s)}$  系統本身零

點極零點對消，因此  $\theta_r$  對  $\theta_1$  與  $\theta_2$  轉移函數閉迴路極零點分布將為下圖 4-43 與圖

4-44 所示，由於  $\frac{\theta_2(s)}{\theta_r(s)}$  所產生的極點，為原本所抵消，因此，系統  $\frac{\theta_2(s)}{\theta_r(s)}$  與  $\frac{\theta_1(s)}{\theta_r(s)}$

所造成振盪的極點同為 $-1.93 \pm 13.8j$ 處的極點，因此若能降低 $\frac{\theta_1(s)}{\theta_r(s)}$ 轉移函數的振盪，

手臂端 $\frac{\theta_2(s)}{\theta_r(s)}$ 振盪亦可消除。

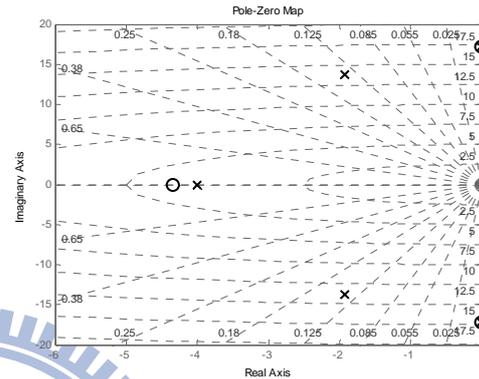
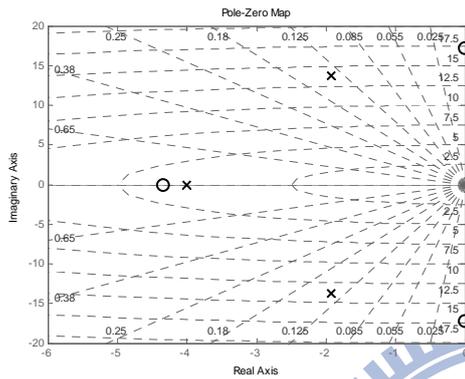


圖 4-43 位置命令對馬達位置轉移函數極零點位置      圖 4-44 位置命令對負載端位置轉移函數極零點位置

#### 4.5.4 PD 控制器

PD 控制器為位置控制常用之控制器，由於位置迴路編碼器回授並無高頻雜訊，D 控制器於位置控制上差分放大高頻雜訊的困擾並不存在，PD 控制器等於在系統開迴路內加入零點，其領先相位能夠提升系統相位邊限(phase margin)，下圖 4-45 中由上到下分別是 P 控制器  $k_{pp}=1.2$ 、PD 控制器  $k_{pp}=1.2, k_{pd}=0.03$  與 PD 控制器  $k_{pp}=1.2, k_{pd}=0.06$  位置控制響應，可以發現，PD 控制器有效降低位置控制下，馬達驅動端的低頻振動，圖 4-46 中為 P 控制器  $k_{pp}=1.2$ 、PD 控制器  $k_{pp}=1.2, k_{pd}=0.03$  與 PD 控制器  $k_{pp}=1.2, k_{pd}=0.06$  安置於撓性臂頂端加速度計加速度紀錄，由加速度紀錄可看到，撓性臂端的振動亦被減小。

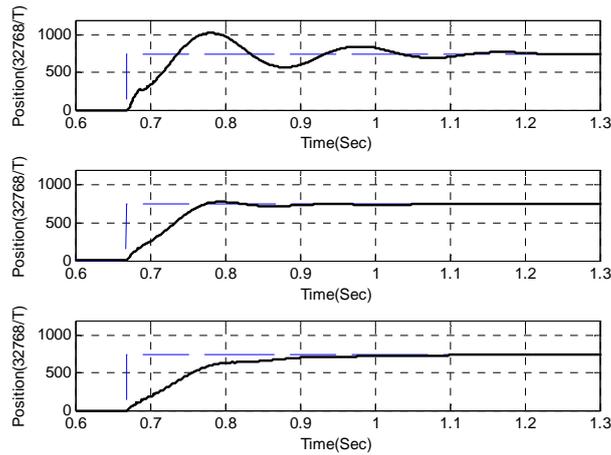


圖 4-45 PD 控制器步階響應圖

(上： $k_{pp}=1.2$   $k_{pd}=0$  中： $k_{pp}=1.2$   $k_{pd}=0.03$  下： $k_{pp}=1.2$   $k_{pd}=0.06$ )

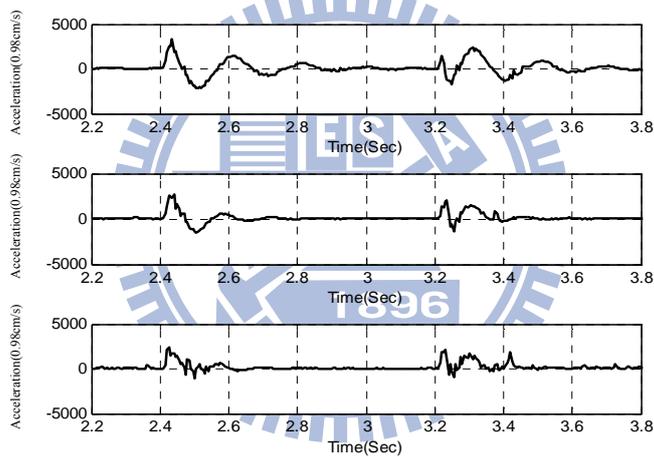


圖 4-46 加速規紀錄

(上： $k_{pp}=1.2$   $k_{pd}=0$  中： $k_{pp}=1.2$   $k_{pd}=0.03$  下： $k_{pp}=1.2$   $k_{pd}=0.06$ )

但若仔細觀察上圖 4-46 加速度紀錄，可以發現 PD 控制器中 D 增益調升，導致較為高頻的振動產生，如圖 4-46 最下方  $k_{pp}=1.2$   $k_{pd}=0.06$  時間為 2.5 秒的紀錄，若由下圖 4-47 馬達端回授速度進行觀察，亦可觀察到同樣的趨勢，由於 D 增益越大 PD 控制器所加入的零點頻率越低，零點之後增益的提升進而放大撓性臂高頻模態的振動。

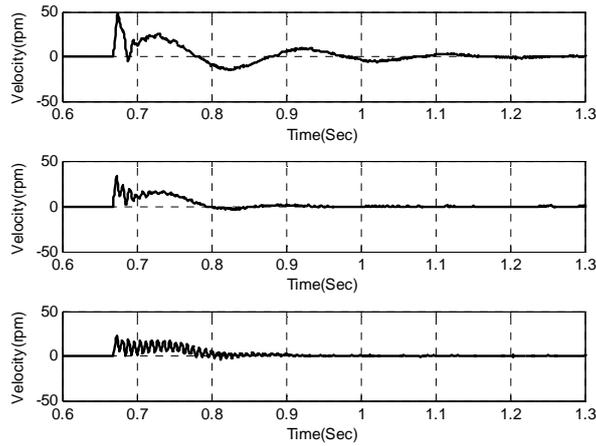


圖 4-47 位置控制下速度迴授

(上： $k_{pp}=1.2$   $k_{pd}=0$  中： $k_{pp}=1.2$   $k_{pd}=0.03$  下： $k_{pp}=1.2$   $k_{pd}=0.06$ )

#### 4.5.5 前置帶斥濾波器(feed-forward notch filter)

4.5.4 小節中實驗結果可以觀察到，如模擬所預測，降低驅動端控制振動，確可同時減低撓性臂頂端振動，但 PD 控制器的使用，無法完全徹底消除系統的低頻振動並且激發高頻模態的振動。

為達更好的振動抑制效果，我們採用極零點對消的方式，消除系統阻尼比小的極點，圖 4-48 為前置帶斥濾波器方塊圖，有別於高頻共振補償把帶斥濾波器放於控制器之後的作法，我們將帶斥濾波器提出於整個系統外，於整體系統外再進行補償，為完全消除振動現象，如圖 4-49 我們以帶斥濾波器對消原本低阻尼比極點，以阻尼比為 1.0 相同自然頻率的極點取代。

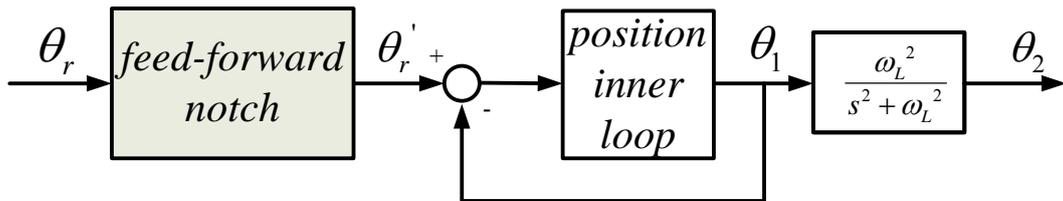
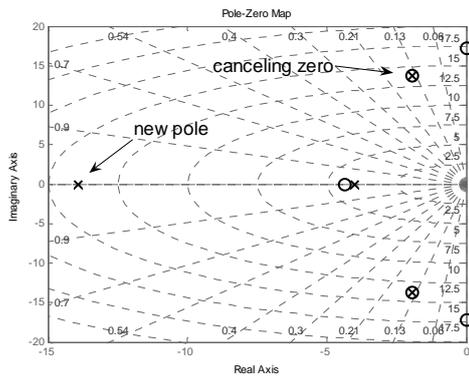
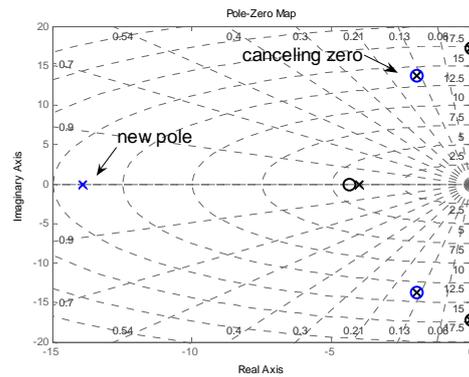


圖 4-48 前置濾波器補償系統方塊圖



(a) 馬達端極零點對消



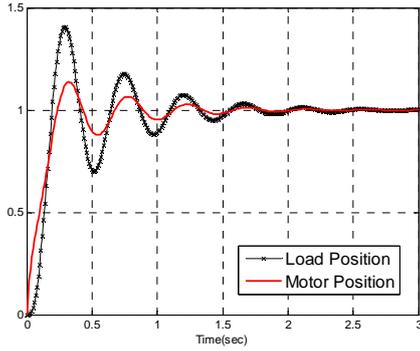
(b) 負載端極零點對消

圖 4-49  $\frac{\theta_1(s)}{\theta_r(s)}$  與  $\frac{\theta_2(s)}{\theta_r(s)}$  前置帶斥濾波器補償

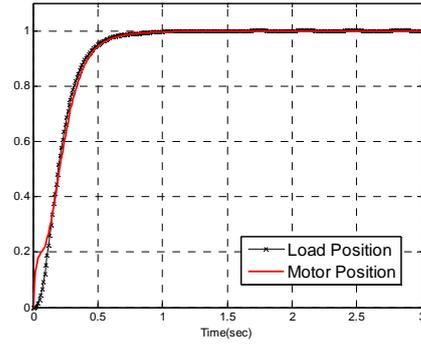
圖 4-50 為模擬之響應，模擬參數如表 4-3 所列，於圖 4-50(a)為原系統響應，若帶斥濾波器完全消除低阻尼比極點則響應為圖 4-50(b)所示，圖 4-51(a)與(b)分別為當所估計之阻尼比與極點自然頻率為實際值 150%時所造成之影響，圖中可以看出，補償參數的誤差，將導致殘餘的振動，但其振動抑制的結果仍遠比未補償前優異。

表 4-3 前置濾波器模擬參數

系統參數		控制參數	
$J_1$	0.06775	$k_{pp}$	10.0
$J_2$	3.388	$k_{vp}$	10.0
$k_{12}$	100	$T_{vi}$	0.23

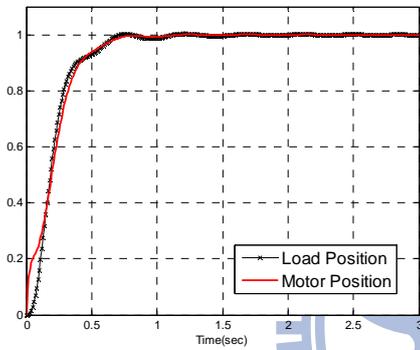


(a) 未補償

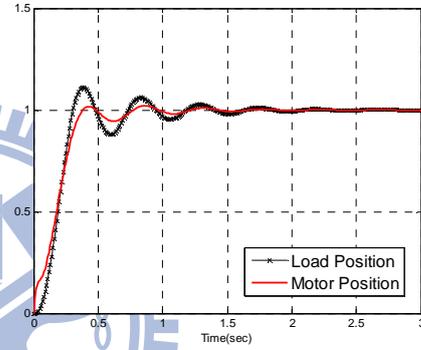


(b) 補償後

圖 4-50 前置帶斥濾波器補償前後比較圖



(a)  $\zeta_{est} = 1.5 \times \zeta_{real}$



(b)  $\omega_{rest} = 1.5 \times \omega_{rreal}$

圖 4-51 參數誤差造成殘餘振動

如前面所討論，帶斥濾波器轉移函數為：

$$G_n(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_z \omega_r s + \omega_r^2}{s^2 + 2\zeta_p \omega_r s + \omega_r^2}$$

，不同於高頻共振補償，由於低頻共振振幅大，

為求有效的補償，我們希望能夠達到完全的極零點對消，因此， $\zeta_z$  與  $\omega_r$  必需能夠由系統鑑別的結果找出具可信度的數值。

經由系統波德圖，令其共振峰值頻率為  $\omega_r$ ，共振峰值頻率右左兩邊下降 3dB 之頻率分別為  $\omega_{H3dB}$  與  $\omega_{L3dB}$ ，則其阻尼比可由下式估計[28]

$$\zeta = \frac{\omega_{H3dB} - \omega_{L3dB}}{2\omega_r} \quad (4-13)$$

由下圖 4-52 鑑別之波德圖可知， $\omega_r = 4.959$ 、 $\omega_{H3dB} = 5.608$  以及  $\omega_{L3dB} = 3.641$ ，因此其阻尼為 0.198。

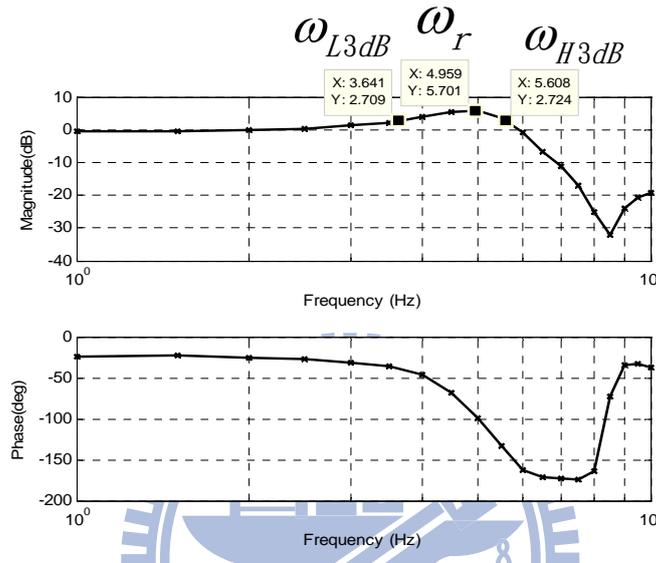


圖 4-52 鑑別資訊與系統共振頻率及阻尼比推算

#### 4.5.6 有限數值準確度影響

於連續時間所設計之帶斥濾波器參數，需經由雙線性轉換(bilinear transform)，轉換為離散時間之參數，若考慮控制核心使用的 DSP F2812 有限數值準確度影響，相對於取樣頻率而言，截止頻率極低頻濾波器實現有其困難，本節將討論數值運算上，DSP 控制晶片有限數值準確度對截止頻率極低頻濾波器實作的影響。

圖 4-53 中為連續時間下，各不同自然頻率及不同阻尼比之極點，透過雙線性轉換關係式

$$z = \left(1 + \frac{T_s}{2} s\right) / \left(1 - \frac{T_s}{2} s\right) \quad (4-14)$$

轉換為圖 4-54 中離散時間極點，其取樣時間為  $T_s = 1 / 7500$  亦即 7.5kHz 之取樣頻率，在模擬中，假設以 32bit 單晶片中 10bit (Q10) 表示小數，於定點 DSP 晶片運算時，轉換後之數值小於 1/1024 將被捨去，形成於 DSP 單晶片中，真正用於計算的參數。

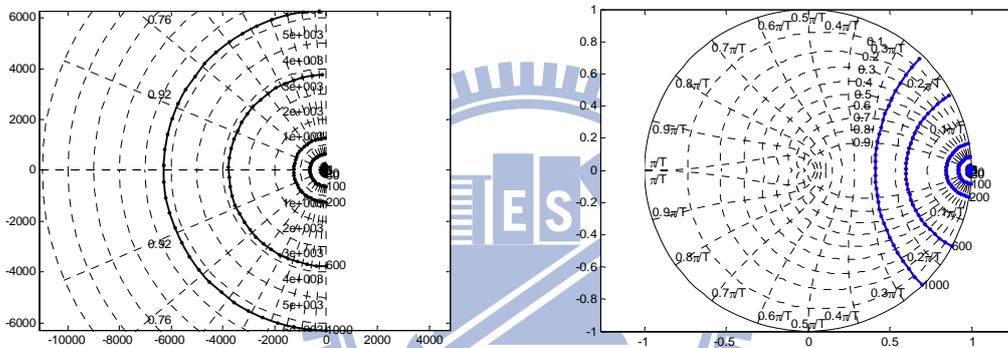


圖 4-53 連續時間極點

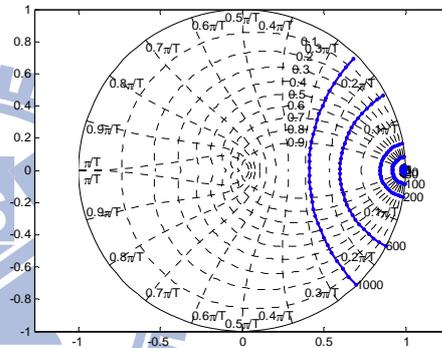


圖 4-54 離散時間極點

放大圖 4-54 離散時間極點分布中低頻部份，如下圖 4-55，我們發現，在相對於取樣頻率而言，極低頻的極點，有限數值解析度造成與理想上極點位置產生極大的誤差，圖 4-56 為各頻率對於實部與虛部誤差關係圖，我們發現，虛部的百分誤差，在低頻時呈現上升趨勢，

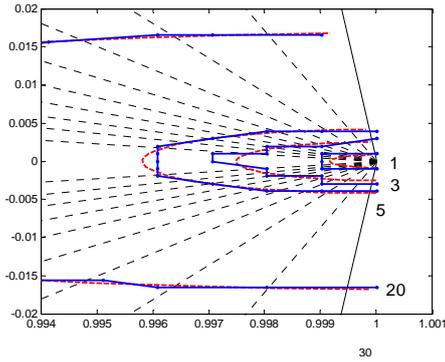


圖 4-55 有限位元與無線位元精確度

比較

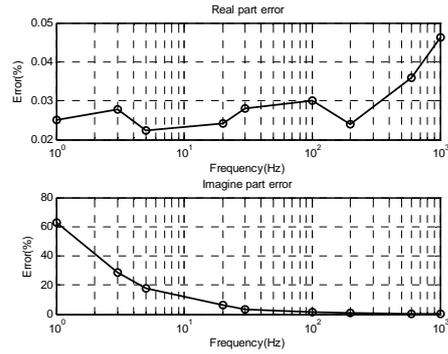


圖 4-56 各頻率實部與虛部百分誤差

分布

其對應解決辦法有二：

- ◆ 調升 DSP 位元數
- ◆ 降低系統取樣頻率

若將用於表示小數的位數由 10bit 調升至 30bit 後，其百分誤差如下圖 4-57 有大幅改善，第二解決辦法為，降低系統取樣頻率，亦即降低所謂相對低頻範圍，下圖 4-58 為將取樣頻率由 7.5k 調降為 75Hz 後之相對誤差，易有顯著的改善。

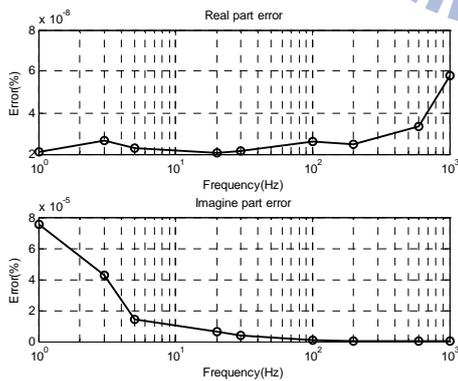


圖 4-57 調升運算位元數後百分誤差

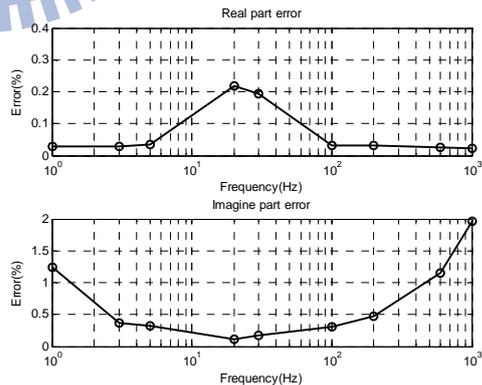


圖 4-58 降低取樣頻率後百分誤差

在 DSP 晶片實際運算上，圖 4-59 為使用 30bit 以及 1.5kHz 取樣頻率下，截止頻率 4.9Hz 帶斥濾波器運算結果，由於帶斥濾波器在運算上，每次乘法都將

捨去部分小數，其造成誤差更大，在實際的運算上，所造成的結果與以個人電腦  
運算差異極大。

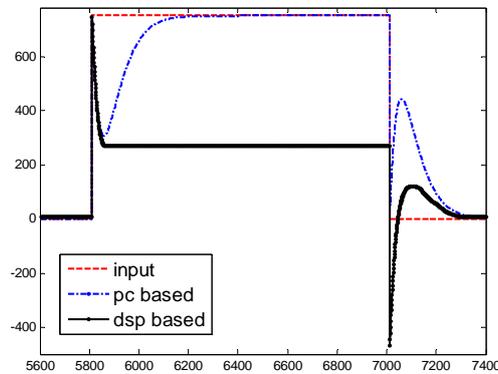
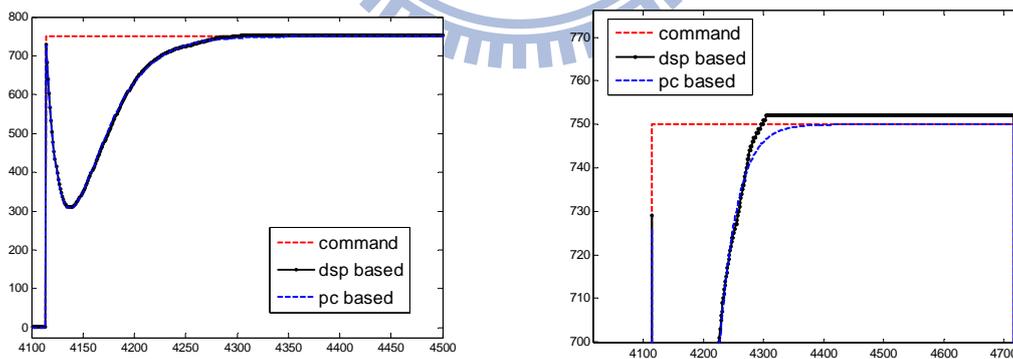


圖 4-59 1.5k Hz 取樣 30bit 小數位元

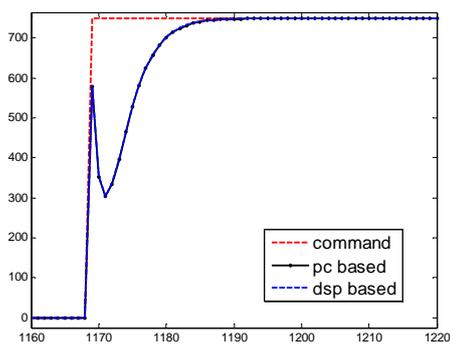
若其他條件不變而將取樣頻率調降為 750Hz，如下圖 4-60 所示，DSP 運算  
結果已經十分相近，但在穩態時，與電腦運算結果仍有誤差，此誤差將造成位置  
控制時的穩態誤差，因此，我們以取樣頻率 75Hz 以及 30bit 進行運算，其最終  
結果如下圖 4-61 所示。



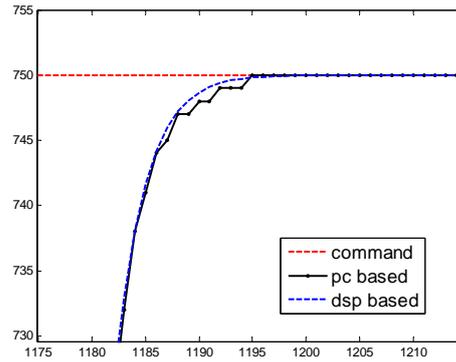
(a) 整體比較

(b) 穩態放大

圖 4-60 750 Hz 取樣 30bit 小數位元具穩態誤差



(a) 整體比較



(b) 穩態放大

圖 4-61 75 Hz 取樣 30bit 小數位元無穩態誤差

#### 4.5.7 前置帶斥濾波器補償結果

圖 4-62 顯示經補償後，位置迴路的響應圖，以及濾波過後的命令，可以發現由於命令的改變，在 4 秒時，命令反折，此改變在物理意義上減少了彈簧的扭曲，進而降低了耦合彈力形變。圖 4-63 為速度與擾動觀測器的計算，速度迴路可以看出，除了位置上振動的被消除了，速度響應上亦無正負來回擺動，並且沒有如 PD 控制器般，激發高頻振動。

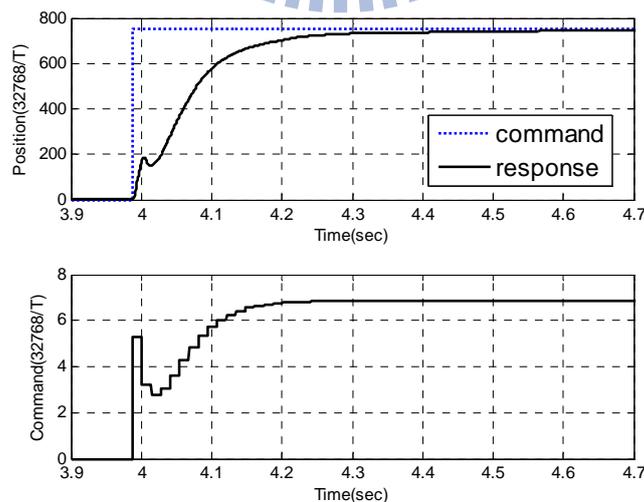


圖 4-62 前置帶斥濾波器補償結果位置響應

(上：原始命令與響應 下：前置濾波器輸出命令)

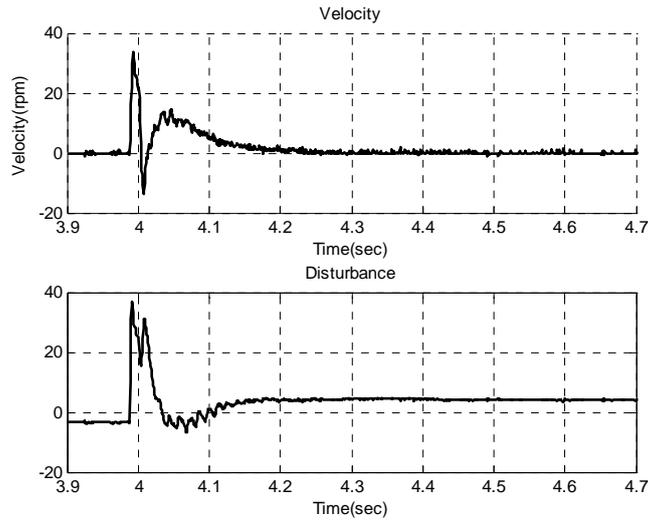


圖 4-63 前置帶斥濾波器補償結果速度與擾動

(上：速度 下：擾動力矩)

圖 4-65(b)為前置帶斥濾波器補償後，加速度計所記錄的資料，相較於圖 4-65 (a)以 PD 控制器以及圖 4-64 單純 P 控制器控制下，撓性臂頂端具有較短的安定時間。

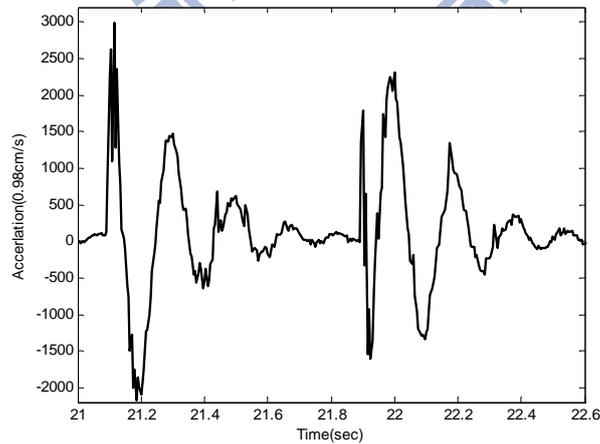
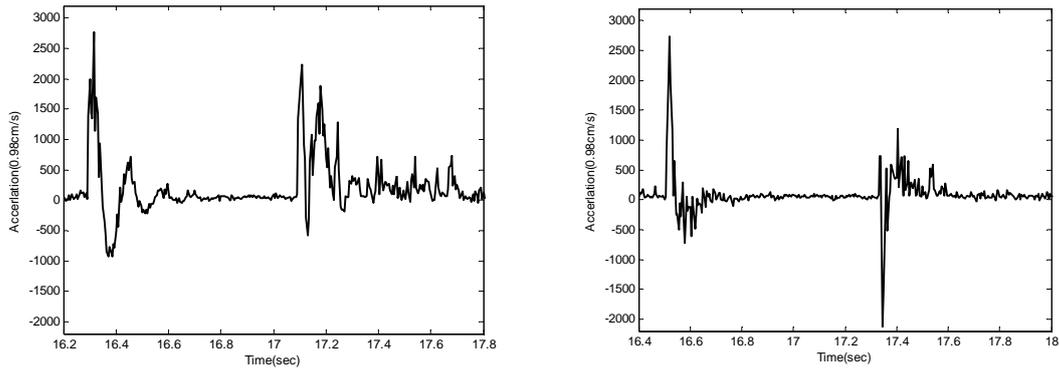


圖 4-64 P 控制器  $k_{pp}=1.2$



(a) PD 控制器  $k_{pp}=1.2$   $k_{pd}=0.06$       (b) 前置帶斥濾波器補償加速度計紀錄

圖 4-65 PD 控制器與前置帶斥濾波器補償加速度計紀錄

圖 4-66 為分別有 P 控制器、PD 控制器與前置帶斥濾波器步階響應圖，由圖中響應可以看到，雖然單純 P 控制器具有最快的上升時間，但其安定時間卻也是最長的，在定位的應用上，並不符合需求。比較圖 4-67，補償後與補償前，所鑑別的系统波德圖可以發現，於 4.9Hz 的頻譜上的共振點被消除了。

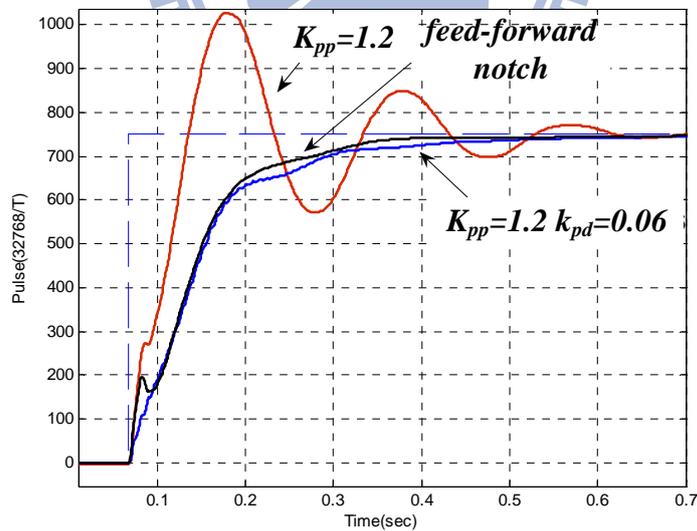


圖 4-66 P 控制器、PD 控制器與前置帶斥濾波器步階響應圖

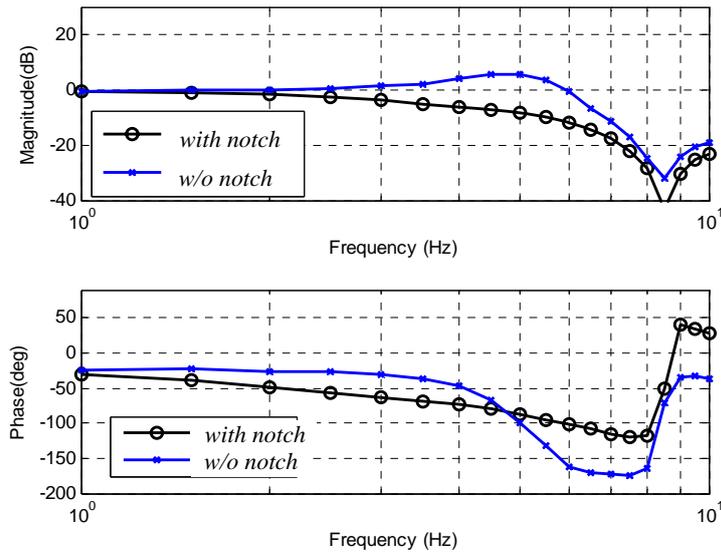


圖 4-67 前置帶斥濾波器與 P 控制器補償前後波德圖

圖 4-68 為分別以 P 控制器  $k_{pp}=1.2$ 、 $k_{pp}=0.3$  以及 PD 控制器  $k_{pp}=1.2$ 、 $k_{pd}=0.06$  與前置帶斥濾波器馬達端回授上升時間與穩定時間比較，驅動端安定時間 (settling time) 降低 45.5%，在誤差準則上，雖然使用前置濾波器後，雖然上升時間變慢，但 IAE (integral absolute error criterion) 並未比上升時間較快的 P 控制器差，並且 ITAE (integral time absolute error criterion) 降低 40%。

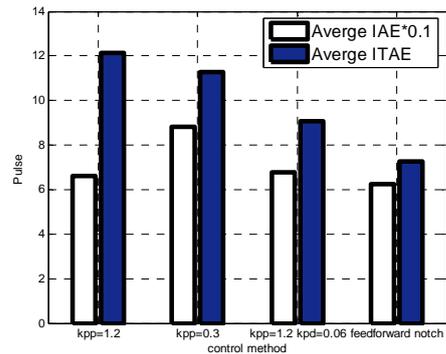
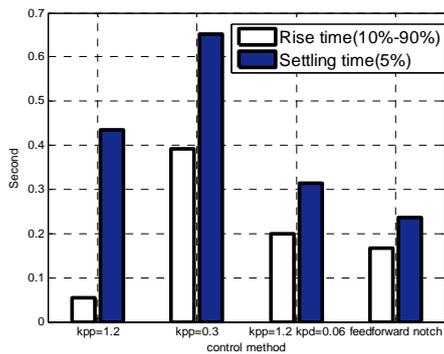


圖 4-68 各控制方式上升時間與安定

圖 4-69 誤差準則 IAE 與 ITAE 比較

時間比較

圖 4-71 為由加速度計所記錄的數據，其安定時間定義如圖 4-70 所示，為撓性臂加速度計紀錄單週期非零之時間，圖 4-71 中分別為 P 控制器  $k_{pp}=1.2$  PD 控制器  $k_{pp}=1.2$ 、 $k_{pd}=0.03$ 、 $k_{pp}=1.2$ 、 $k_{pd}=0.06$  以及與前置帶斥濾波器的安定時間，以前置帶斥濾波器補償後，相較於單純 P 控制器控制結果，加速度計所記錄的安定時間縮短了 47.2%。

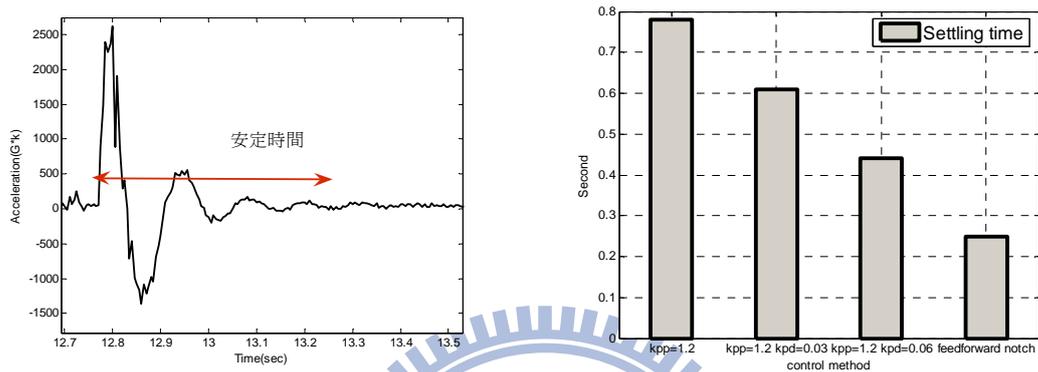


圖 4-70 撓性臂頂端安定時間定義 圖 4-71 各控制撓性臂安定時間比較

#### 4.5.8 振動抑制於自製電力級驅動器

為驗證發展方法於不同平台使用可行性，本節將以本論文自行開發驅動器電力級取代盟立公司驅動器電力級，測試振動抑制效能，圖 4-72 為整體驅動器數位控制核心與電力級組合圖。

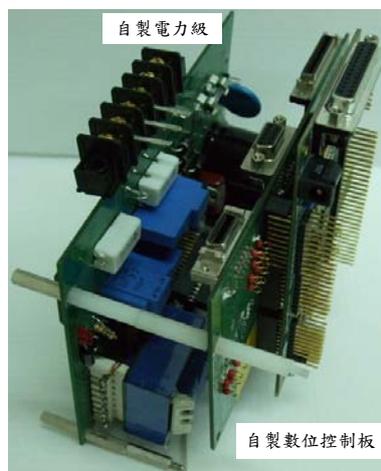
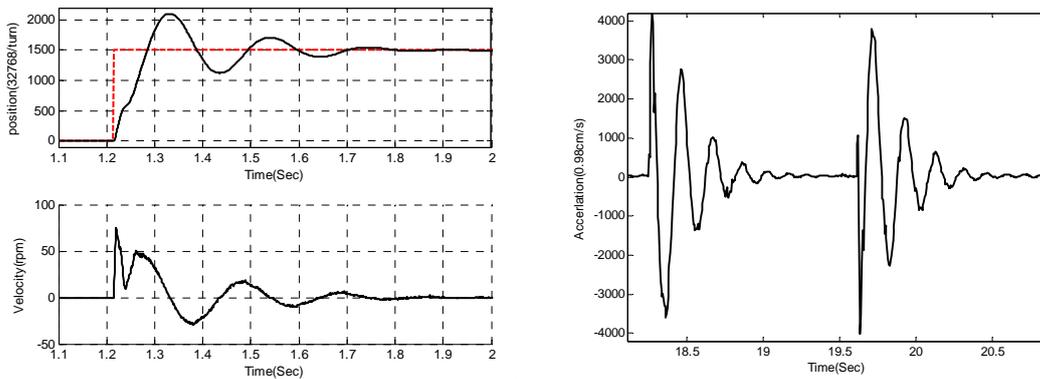


圖 4-72 自製數位控制板與電力級組合圖

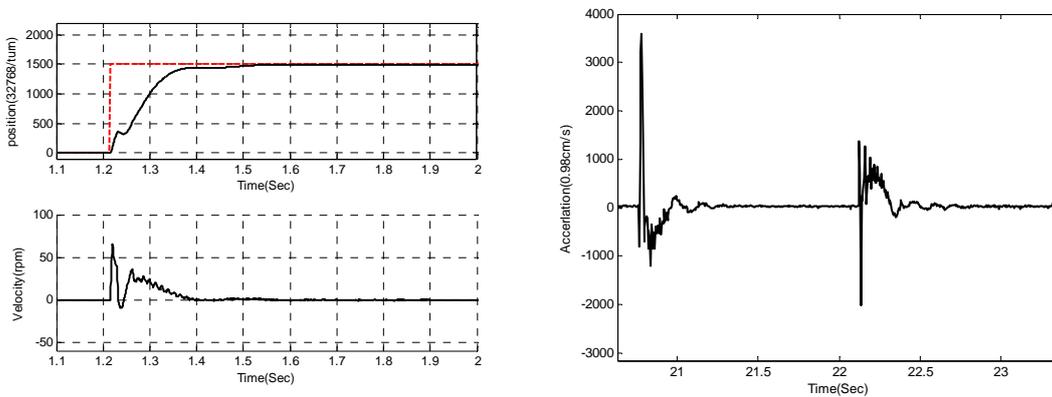
在未加入前置帶斥濾波器前，系統響應由圖 4-73(a)中位置回授與速度紀錄能夠看到明顯振動，圖 4-73(b)中，安置於撓性臂頂端加速度計紀錄亦可看出明顯振動。



(a) 位置響應與速度 (b) 加速度計紀錄

圖 4-73 自製電力級驅動撓性臂響應 ( $k_{pp}=1.2$ )

由於如 3.6 節所示，自製驅動器電力級於電流迴路性能與盟立公司電力級性能相近，因此，在振動抑制上，採用與 4.5.7 節的前置帶斥濾波器相同參數，加入前置帶斥濾波器後，振動抑制結果如下圖 4-74 所示，由圖 4-74 中可以明顯看見，在自製驅動器電力級上，前置濾波器亦可以達到良好振動抑制效果。



(a) 置響應與速度 (b) 加速度計紀錄

圖 4-74 加入前置帶斥濾波器震動抑制效果

## 第五章 擾動觀測器與影像監控

### 5.1 擾動觀測器振動監控

一般監控撓性臂或負載的振動，須以加速度計或其他感測安置於負載端，進而收集加速度計的資訊，但許多應用場合並不容許多餘感測器的裝置，因此，本章提出以擾動觀測器(disturbance observer)為基礎的觀測方式，藉由驅動器本身具備的馬達驅動電流與速度回授，估算負載端耦合結構於負載振動時扭曲而對馬達驅動端所造成扭矩。

擾動觀測器種類與結構繁多[20][29]，圖 5-1 為本研究所使用擾動觀測器基本架構，利用輸入馬達的電流與速度響應，估測  $T_D$  之數值，在無外在擾動的假設下， $T_D$  即為負載加速度乘以負載慣量，進而達到監控目的。

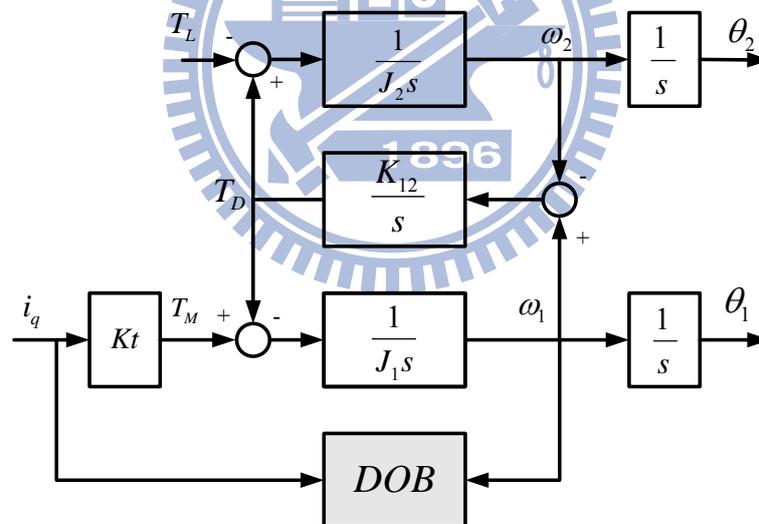


圖 5-1 擾動觀測器方塊圖

#### 5.1.1 Luenberger Disturbance Observer

圖 5-2 為 Luenberger Disturbance Observer 架構圖[30]，所需要之參數  $J_{1n}$  可於馬達空載時自動調整[20][31]，Luenberger Disturbance Observer 估測原理為在

於估測器中，有一虛擬系統  $\frac{1}{J_{1n}s}$ ，透過抓取 PI 控制器的輸出  $i_r$ ，我們能夠於電腦中計算在無擾動狀況下，系統應有的輸出  $\hat{\omega}_1$ ，但若虛擬系統輸出  $\hat{\omega}_1$  與  $\omega_1$  有差異，即表示實際物理系統受到外部擾動的影響，因此，我們將  $\hat{\omega}_1$  與  $\omega_1$  誤差相減並通過觀測器控制器  $G_o(s)$  輸出控制訊號  $\hat{T}_D$  到虛擬系統  $\frac{1}{J_{1n}s}$ ，直到  $\hat{\omega}_1$  與  $\omega_1$  相同，也同時完成擾動的估測。

相較於傳統利用系統反模式的擾動觀測器，Luenberger Disturbance Observer 不需考慮系統反模式後，因為原系統在右半平面零點所造成的穩定性問題，在控制器的設計上， $G_o(s)$  僅以 PI 控制器達成擾動估測。

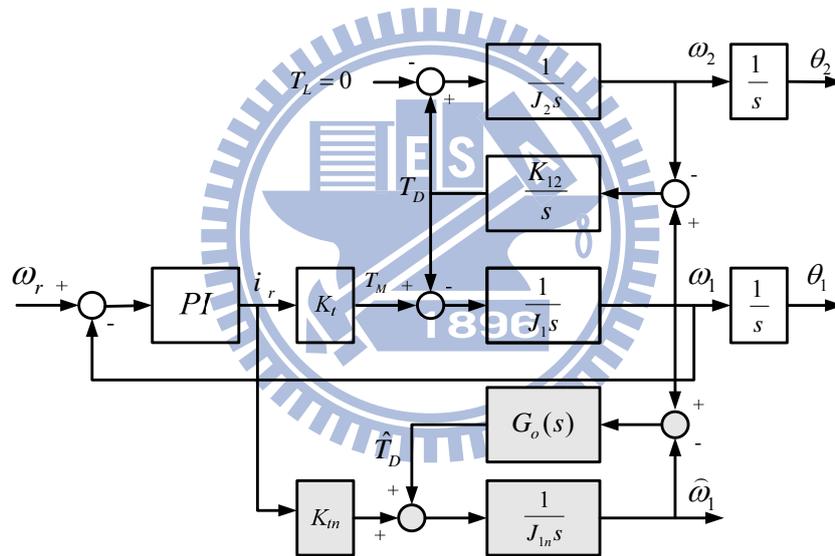


圖 5-2 Luenberger Disturbance Observer 架構圖

在交流伺服馬達的應用中，上述擾動觀測器的使用上除了  $J_{1n}$  的不確定性外，馬達轉矩常數  $K_m$  也會對擾動觀測效能造成影響，因此，我們修正擾動觀測器如下圖 5-3，我們將外部擾動等效為對於電流迴路的擾動，由原先觀測轉矩擾動  $T_D(s)$  轉而觀測等效的電流擾動  $i_d = T_D / K_t$ ，此修改能夠將觀測器中的虛擬系統

等效為： $\frac{K_m}{J_{1n}s} = \frac{1}{\frac{J_{1n}}{K_m}s}$ ，如此我們在虛擬系統參數調整時，僅需調整  $\hat{J}_{1n} = \frac{J_{1n}}{K_m}$

即可。

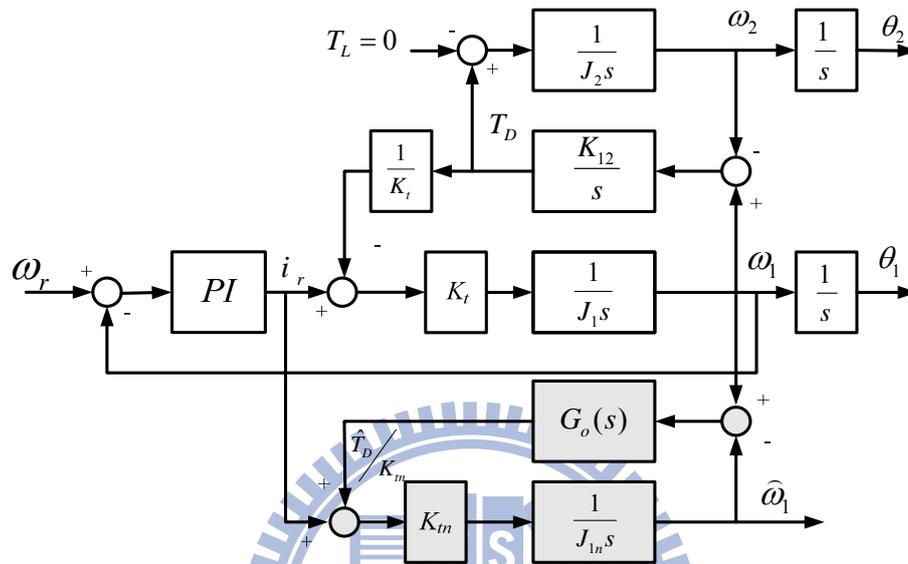


圖 5-3 修正後擾動觀測器架構

### 5.1.2 估測結果

圖 5-4 中分別為利用擾動觀測器與加速度計所估測與量測到撓性臂頂端加速度狀態，經比較可以發現，兩者非常相近，但由於負載慣量無法得知，因此無法確定其比例關係，但於系統具振動時，擾動觀測器確可達監控之效果。

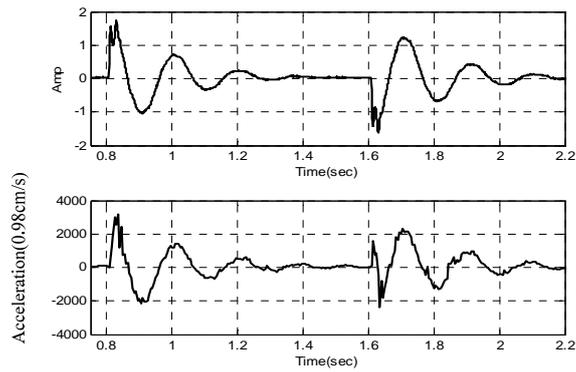
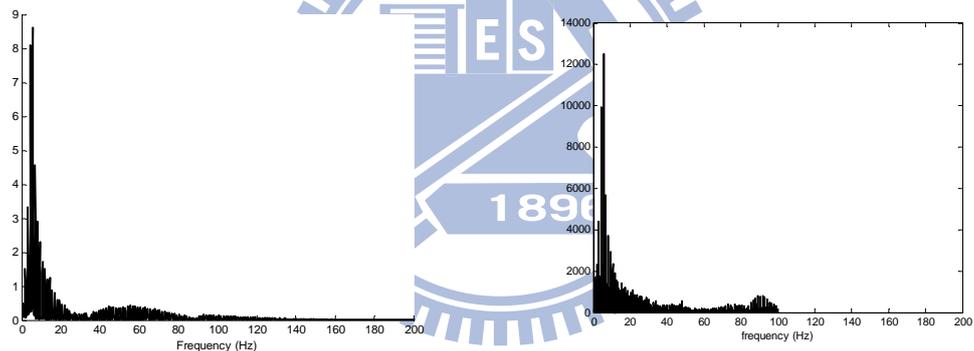


圖 5-4 擾動觀測與加速度計紀錄比較

(上：擾動觀測器估測 下：加速度計量測)

分析兩者頻譜分布如圖 5-5 所示，在主要振動頻率上，亦具有相近的分布，足供系統振動頻率分析之用。



(a) 擾動觀測器頻譜

(b) 加速度計頻譜

圖 5-5 頻譜分析比較

### 5.1.3 監控實例：控制參數改變

以系統內迴路控制參數改變為例，圖 5-6 為以速度迴路  $k_{vp}=10.0$  所設計的前置濾波器與相同位置迴路增益下控制響應，但系統速度迴路 P 增益調降二分之一為  $k_{vp}=5.0$ ，由於系統改變，由位置響應中可以發現原先設計的濾波器抑制效能受到影響，而其擾動量中，也出現明顯的振盪，顯示撓性臂負載透過耦合結構對驅動端形成的外擾，圖 5-7 顯示加速規紀錄與擾動觀測器估測結果。

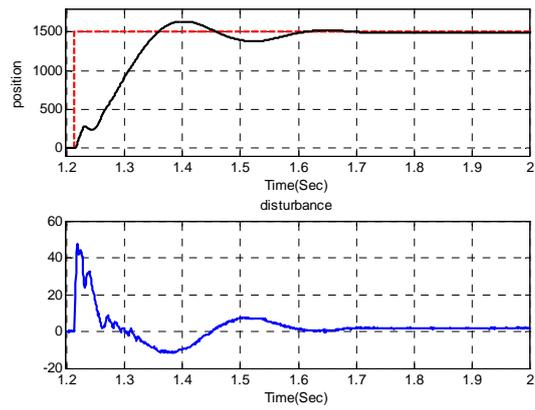
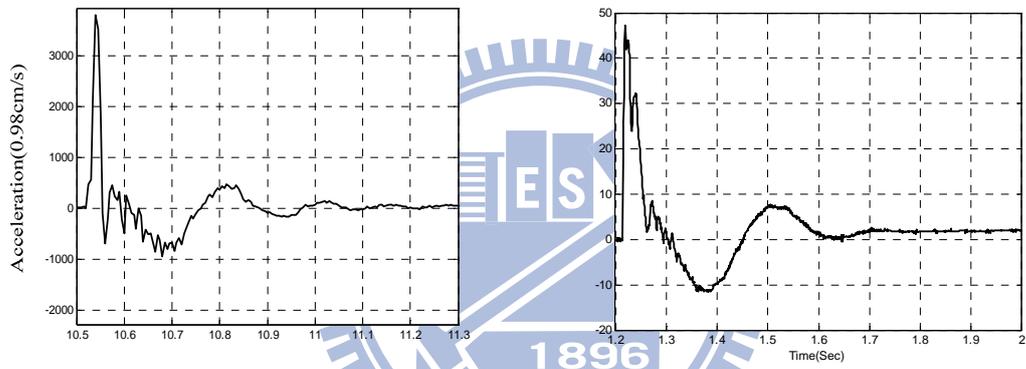


圖 5-6 內迴路控制參數改變造成殘餘振動與監控

(上：位置響應 下：擾動觀測器輸出  $\omega_r = 4.94Hz$   $\zeta = 0.198$ )



(a) 加速度計紀錄 (b) 擾動觀測器估測

圖 5-7 擾動觀測器與加速度計紀錄

根據複合頻率序列鑑別，我們能夠重新設定前置帶斥濾波器頻率與阻尼比，達到理想抑制效果，由圖 5-8 重新鑑別結果，重新設定前置濾波器參數，下圖 5-9 為重新設計振動頻率  $\omega_r$  為 3.6Hz 阻尼比  $\zeta_z$  為 0.254 後的響應，由圖 5-9 中位置回授可以發現，重新設計的前置濾波器，有效降低殘餘振動大小，並且由擾動觀測器的觀察可以發現其擾動量的減小，由圖 5-10 加速度計紀錄比較，亦可發現重新設計前置濾波器具更好抑制效果。

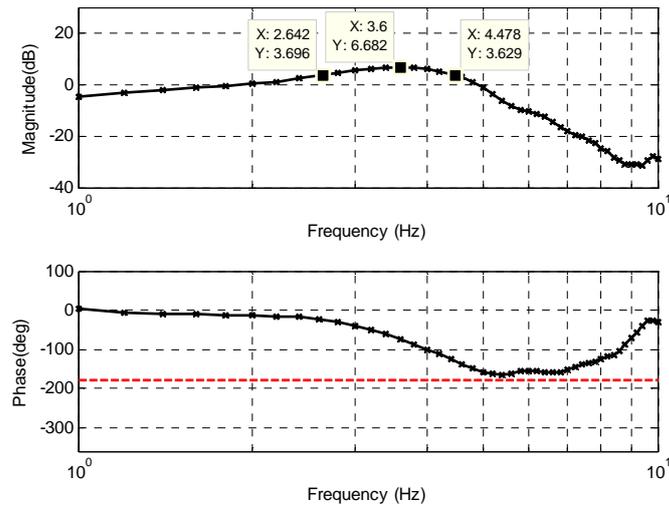


圖 5-8 速度迴路  $k_{vp}=5.0$   $k_{pp}=1.2$  鑑別結果

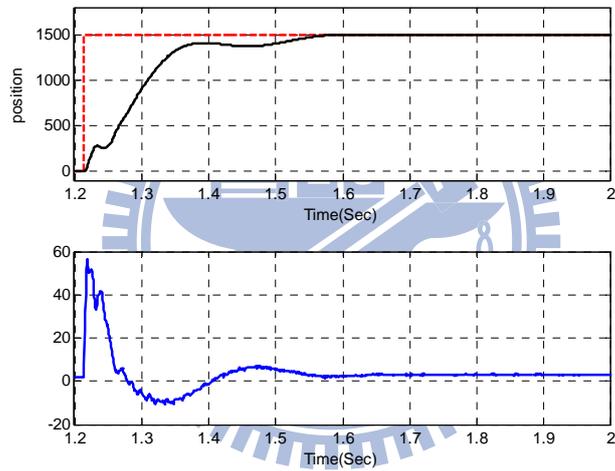


圖 5-9 前置濾波器修正後速度迴路  $k_{vp}=5$  抑制效果

(上：位置響應 下：擾動觀測器輸出  $\omega_r = 3.6Hz$   $\zeta_z = 0.254$ )

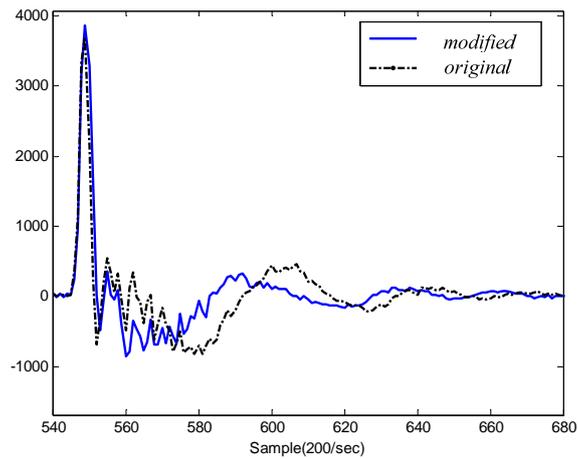


圖 5-10 修正前後加速規紀錄比較

## 5.2 影像監控

圖 5-11 為影像監控實驗平台，其目的為透過安置於手臂頂端的攝影機，對於撓性臂頂端之振動抑制情形進行評估，實驗方法為設定九個定位控制目標，藉由影像回傳定位目標資訊，評估振動抑制效果，由影像監控能夠發現，具前置濾波器補償，能夠降低撓性臂前端振動。



(a) 位置一

(b) 位置五

(c) 位置七

圖 5-11 撓性臂頂端影像監控實驗

詳細影片請參考連結：

<http://lab816.cn.nctu.edu.tw/>

國立交通大學 電控所 網路化監控系統實驗室網站

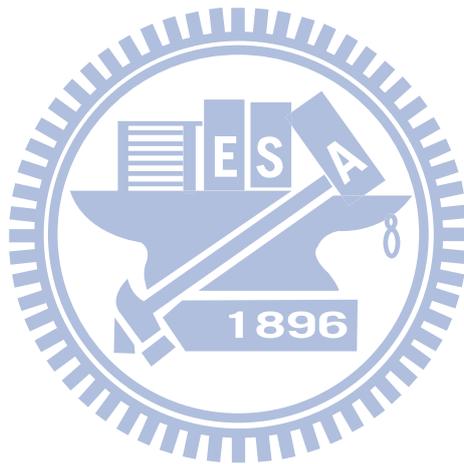
## 第六章 結論與未來展望

### 6.1 結論

1. 透過發展的複合頻率序列(compound frequency sequence)，結合快速傅立葉轉換，達成以共振點鑑別為目的高效率鑑別機能。
2. 以撓性臂為共振與振動抑制效能測試平台，利用鑑別所得系統頻譜，在速度迴路中，設計帶斥濾波器抑制 200Hz 高頻共振，克服高速度迴路控制器增益運作下高頻振動，在本系統中，速度迴路 P 增益可操作範圍由 7.0 提升至 30.0，頻寬由 3Hz 提升至 6Hz。
3. 在位置迴路控制中，以前置帶斥濾波器消除定位控制時的振動，其驅動端安定時間(settling time) 縮短 45.5%，ITAE(integral time absolute error criterion)降低 40%，其效果遠勝於使用 PD 控制器且不激發高頻振動。
4. 由安置於撓性臂頂端加速度計紀錄可知，前置帶斥濾波的設計與使用，同時降低撓性臂頂端安定時間達 47.2%，並且經由擾動觀測器與安置於撓性臂頂端的攝影機可觀察到明顯的振動抑制效果。
5. 以研製成功交流馬達驅動器電力級與數位控制板驅動交流伺服馬達為平台，亦可有效抑制位置迴路振動，驗證振動抑制方法於不同平台操作可行性以及發展之驅動器電力級實用性。
6. 透過擾動觀測器的使用，無須安置多餘感測器於負載端，亦可有效估測負載端與驅動端位置偏差擺動所造成的轉矩，達到監控系統振動目的。

## 6.2 未來展望

以 DSP 晶片為核心的伺服驅動器具有成本低，體積小之優點，但受限於硬體儲存空間以及運算能力之限制，許多系統診斷功能無法內嵌於驅動器中，未來期望能透過工業網路，結合本研究發展之方法，實現 PC-based 交流伺服馬達驅動系統診斷功能。



## 参考文献

- [1] G. Ellis and R. D. Lorenz, "Resonant Load Control Methods for Industrial Servo Drives," *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, vol. 3, pp. 1438-1445, 2000.
- [2] K. Sugiura and Y. Hori, "Vibration Suppression in 2- and 3-mass System Based on the Feedback of Imperfect Derivative of the Estimated Torsional Torque," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 56-64, 1996.
- [3] M. Valenzuela, J. Bentley, and R. Lorenz, "Evaluation of Torsional Oscillations in Paper Machine Sections," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 493-501, 2005.
- [4] Y. Hori, H. Sawada, and C. Yeonghan, "Slow Resonance Ratio Control for Vibration Suppression and Disturbance Rejection in Torsional System," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 162-168, 1999.
- [5] J. Jun-Keun and S. Seung-Ki, "Kalman Filter and LQ Based Speed Controller for Torsional Vibration Suppression in a 2-mass Motor Drive System," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 564-571, 1995.
- [6] H. Kawaharada, I. Godler, T. Ninomiya, and H. Honda, "Vibration Suppression Control in 2-inertia System by Using Estimated Torsion Torque," in *Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE*, vol.3, pp. 2219-2224, 2000.
- [7] S. Morimoto, A. Hamamoto, and Y. Takeda, "Vibration Control of Two-mass System with Low Inertia Ratio Considering Practical Use," *Electrical Engineering in Japan*, vol. 125, pp. 1-9, 1998.
- [8] P. Schmidt and T. Rehm, "Notch Filter Tuning for Resonant Frequency Reduction in Dual Inertia Systems," in *Industry Applications Conference, 1999*.

*Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, vol.3, pp. 1730-1734, 1999.

- [9] R. L. Wells, J. K. Schueller, and J. Tlustý, "Feed-forward and Feedback Control of a Flexible Robotic Arm," *Control Systems Magazine, IEEE*, vol. 10, pp. 9-15, 1990.
- [10] E. Gross and M. Tomizuka, "Experimental Flexible Beam Tip Tracking Control with a Truncated Series Approximation to Uncancelable Inverse Dynamics," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 2, pp. 382-391, 1994.
- [11] A. Tzes and S. Yurkovich, "Adaptive Pre-compensators for Flexible-link Manipulator Control," *Decision and Control, 1989., Proceedings of the 28th IEEE Conference on*, vol. 3, pp. 2083-2088, 1989.
- [12] S. Yurkovich, F. E. Pacheco, and A. P. Tzes, "Online Frequency Domain Information for Control of a Flexible-link Robot with Varying Payload," in *Robotics and Automation, 1989. Proceedings., 1989 IEEE International Conference on*, vol. 2, pp. 876-881, 1989.
- [13] M. Hosaka and T. Murakami, "Vibration Control of Flexible Arm by Multiple Observer Structure," *Electrical Engineering in Japan*, vol. 154, pp.1260-1265, 2006.
- [14] S. Katsura and K. Ohnishi, "Force Servoing by Flexible Manipulator Based on Resonance Ratio Control," in *Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005. Proceedings of the IEEE International Symposium on*, vol. 4, pp. 1343-1348, 2005.
- [15] D. Hwang, S. Peng, and P. Hsu, "An Integrated Control/Diagnostic System for a Hard Disk Drive," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 2, pp. 318-326, 1994.

- [16] C.-I. Kang and C.-H. Kim, "An Adaptive Notch Filter for Suppressing Mechanical Resonance in High Track Density Disk Drives," *Microsystem Technologies*, vol. 11, pp. 638-652, 2005.
- [17] B. Murphy and I. Watanabe, "Digital Shaping Filters for Reducing Machine Vibration," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, vol. 8, pp. 285-289, 1992.
- [18] D. W. Novotny and T. A. Lipo, Vector Control and Dynamics of AC Drives, *Clarendon Press Oxford*, 1996.
- [19] B. K. Bose, Modern Power Electronics and AC Drives, *Prentice Hall PTR*, 2002.
- [20] 劉醇偉, "CNC伺服馬達之精密控制、自動調整補償、與遠端監控", 國立交通大學, 碩士論文, 中華民國97年
- [21] 江炫樟編譯, 電力電子學第三版 Power Electronic : Converters, Applications, and Design, 全華科技圖書股份有限公司, 2005.
- [22] H. Choi, "Application Note AN4137 : Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS)," *Fairchild Semiconductor*
- [23] H. Choi, "Application Note AN4140 : Transformer Design Consideration for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch," *Fairchild Semiconductor*
- [24] H. Choi, "Application Note AN4141 : Troubleshooting and Design Tips for Fairchild Power Switch (FPS™) Flyback Applications," *Fairchild Semiconductor*
- [25] 楊昌憲, "具智慧型保護機制之高功率馬達驅動器設計," 國立交通大學, 碩士論文, 中華民國91年
- [26] Q. Weizhe, S. K. Panda, and X. Jian-Xin, "Torque Ripple Minimization in PM

- Synchronous Motors Using Iterative Learning Control,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 272-279, 2004.
- [27] G. Franklin, J. Powell and A. Emami-naeini, *Feedback Control of Dynamic System 4<sup>th</sup>*, *Pearson Prentice Hall*, pp. 40-41, 2002.
- [28] S. Braun, *Mechanical Signature Analysis Theory and Application*, *Academic Press*, pp. 107-108, 217-261, 1986.
- [29] 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
- [30] G. Ellis, *Observer in Control Systems a Practical Guide*, *Academic Press*, pp. 115-202, 2002
- [31] 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.
- [32] <http://www.cyntec.com>
- [33] 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