

國立交通大學

電機與控制工程學系

碩 士 論 文

永磁伺服馬達之自動切換式 Fuzzy/Lead-Lag 控制器設計



Design of the Automatic Switching Fuzzy/Lead-Lag Controller
for PM Servo Motors

研 究 生：黃宗勝

指導教授：徐保羅 博士

中 華 民 國 九 十 六 年 十 一 月

永磁伺服馬達之自動切換式 Fuzzy/Lead-Lag 控制器設計

研究生：黃宗勝

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

電流回路為伺服馬達控制架構最內層的控制回路，為伺服控制系統的核心所在。本研究從電流回路著手，藉由Medium Filter降低PWM切換雜訊和環境雜訊對電流回授信號的影響，進而使電流回路控制效能更佳，架構外層的速度回路時，將獲得較佳且較穩定的工作效能。研究探討速度回路線性與非線性的工作區間，並設計相位領先-落後補償器(線性控制器)，使系統在線性工作區得到較好的工作效能；而在非線性工作條件時，則設計模糊控制器(非線性控制器)克服系統的非線性特性，使系統達到較佳的控制效能。最後整合線性與非線性控制器的優點，設計自動切換式模糊與相位領先-落後控制器，使得伺服馬達於各種不同的工作條件，即使落入電流飽和之非線性區間，皆能擁有較佳的工作效能。硬體方面本研究採用德州儀器公司的TMS320 F2812 DSP作為控制晶片。實驗結果指出，在不同慣性負載及不同轉速測試條件下，本研究所設計的控制系統均明顯改善了伺服馬達的系統頻寬及控制的穩定性。

Design of the Automatic Switching Fuzzy/Lead-Lag Controller for PM Servo Motors

Student : Tsung-Sheng Huang

Advisor : Dr. Pau-Lo Hsu

Department of Electrical and Control Engineering

National Chiao-Tung University

ABSTRACT

In this thesis, a novel fuzzy/lead-lag switching control design is developed for the permanent magnetic (PM) DC brushless motor to improve its velocity response performance in both the bandwidth and stability. In the current feedback loop, the noise due to the Hall sensor, PWM switching, and environments has been practically reduced by applying the proposed medium filter and its velocity performance is significantly improved. Furthermore, to improve performance and stability of the velocity loop, both operations in linear and nonlinear ranges are concerned. In the linear operation region, the lead-lag compensator has been designed to effectively increase the bandwidth. On the other hand, the fuzzy controller has been designed to be more efficient in the nonlinear range due to the saturated current, the larger operation range, or significant load variation. Finally, the auto-switching fuzzy/lead-lag controller is designed by integrating two controllers to properly operate in various regions with a proper switching rule. The present controller is implemented on the TI TMS320 F2812 DSP and experimental results indicate that the proposed controller significantly improves both system bandwidth and response performance in the overshoot and steady-state oscillation under various conditions.

誌 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、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。

感謝一同參與計畫的鎮洲學長在研究上的建議，並與我一起突破許多研究的困境；感謝煒生學長、建良學長、琮政學長和昭琳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、孝麟學長和瑞原學長在課業、研究、生活上的砥礪與幫助；感謝同學雨坤、林億、勁源和學弟醇偉、建龍、也強、煒智、任斌、正忠、子強、孟哲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。特別對醇偉和煒智學弟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。

感謝一路走來始終陪伴、鼓勵我的女友麗如和摯友進德、維恩、立德、仕舫、文諒、智惟、政言、淑真、育萱以及關心我的朋友們，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 黃漢楨先生、母親 李素真女士、姊姊 黃翊渝，以及所有關心我的家人與朋友，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。

願 平安 健康

黃宗勝

2007.11.16

目 錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	iv
表目錄	vii
圖目錄	viii

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	2
1.3 問題描述	3
1.4 研究方法	4
1.5 論文架構	5
第二章 交流伺服馬達之向量控制與硬體架構.....	6
2.1 永磁式交流伺服馬達之數學模型	6
2.2 座標轉換	9
2.3 空間向量脈波訊號調變 SVPWM.....	15
2.3.1 SVPWM 各扇區對應之三相電壓值	16
2.3.2 SVPWM 扇區之判定	16
2.3.3 SVPWM 各扇區分量推導	17
2.3.4 對稱式 SVPWM	21

2.4 硬體簡介	24
2.4.1 eZdsp™ F2812 DSK 之功能介紹	25
2.4.2 DSP F2812 與 Power Stage 介面電路	27
第三章 永磁式交流同步馬達伺服控制	32
3.1 同步馬達開迴路控制	32
3.2 電流回授的雜訊抑制	35
3.2.1 ADC 多取樣點平均法	36
3.2.2 ADC 多取樣點排序後中間值平均法	38
3.2.3 雜訊消除方法之比較	42
3.3 PI 電流回授控制	45
3.4 PI 速度回授控制	47
3.4.1 速度回授與低通濾波器	47
3.4.2 速度迴路之系統效能	49
3.4.3 小結	51
第四章 相位領先與相位落後補償器設計	52
4.1 相位領先與相位落後補償器之設計原理	52
4.1.1 相位領先補償器	52
4.1.2 相位落後補償器	57
4.2 速度迴路的相位領先補償器設計	59
4.2.1 速度迴路之開迴路系統辨識	59
4.2.2 速度迴路之相位領先補償器設計與實驗	61
4.2.3 速度迴路相位領先補償器於不同工作條件測試	66
4.3 速度迴路的相位領先-落後補償器設計	72
4.3.1 相位落後補償器設計與無載測試	72
4.3.2 相位領先-落後補償器之慣量負載測試	76
4.3.3 小結	81

第五章 模糊控制器設計.....	82
5.1 模糊控制器之簡介	82
5.1.1 模糊集合與歸屬函數	83
5.1.2 模糊控制器之結構	85
5.2 模糊控制器之設計	87
5.3 模糊控制器的實驗結果	90
5.3.1 模糊控制器之無載測試	90
5.3.2 模糊控制器之慣量負載測試	92
5.4 模糊控制器與積分控制器	94
5.4.1 模糊與積分控制器之無載測試	94
5.4.2 模糊與積分控制器之慣量負載測試	99
5.4.3 小結	103
第六章 整合線性/非線性之自動切換式控制器設計.....	104
6.1 固定切換式控制器設計	104
6.1.1 固定切換式控制器之無載測試	105
6.1.2 固定切換式控制器之慣量負載測試	107
6.2 自動切換式控制器設計	109
6.2.1 自動切換式控制器之無載測試	110
6.2.2 自動切換式控制器之慣量負載測試	112
6.2.3 工業應用之自動切換式控制器實現	115
6.2.4 小結	117
第七章 結論	118
參考文獻	120

表 目 錄

表 2-1 各空間向量之暫態電壓值	16
表 2-2 S 值與各扇區之對應關係	17
表 2-3 暫態三相電壓轉換為兩軸電壓	18
表 2-4 各區間之 T_x 與 T_y 值比對表	21
表 2-5 各扇區的比較器數值	24
表 3-1 ADC 多次取樣與資料處理所需時間表	44
表 4-1 閉迴路系統之無負載頻寬比較表	62
表 4-2 相位領先補償器閉迴路無負載時步階+弦波之響應比較表	65
表 4-3 相位領先補償器閉迴路 5 倍慣量負載時步階+弦波之響應比較表	68
表 4-4 閉迴路系統頻寬比較表	71
表 4-5 相位領先-落後補償器閉迴路無負載時步階+弦波之響應比較表	74
表 4-6 LEAD-LAG COMPENSATOR 之無負載頻寬比較表	75
表 4-7 LEAD-LAG COMPENSATOR 加入 5 倍慣量負載之頻寬比較表	78
表 4-8 相位領先-落後補償器閉迴路 5 倍慣量負載時步階+弦波之響應比較表	79
表 4-9 <i>Lead - Lag</i> 不同工作條件之頻寬	81
表 5-1 FUZZY + INTEGRATOR 之無負載頻寬比較表	97
表 5-2 FUZZY + INTEGRATOR 無負載時步階+弦波之響應比較表	98
表 5-3 FUZZY + INTEGRATOR 加入 5 倍慣量負載時頻寬比較表	100
表 5-4 FUZZY + INTEGRATOR 加入 5 倍慣量負載時步階+弦波之響應比較表	101
表 5-5 FUZZY + INTEGRATOR 不同工作條件之頻寬	103
表 6-1 FS_FLC 無載時頻寬比較表	106
表 6-2 FS_FLC 加入 5 倍慣量負載時頻寬比較表	108
表 6-3 AS_FLC 無載時之頻寬比較表	111
表 6-4 AS_FLC 加入 5 倍慣量負載之頻寬比較表	113
表 6-5 AS_FLC 加入 10 倍慣量負載之頻寬比較表	114
表 6-6 AS_FLC 與 BANG-BANG+LEAD-LAG 不同工作條件之頻寬	117

圖 目 錄

圖 2-1 三相二極永磁式同步馬達結構圖	7
圖 2-2 馬達於複數平面上的靜止與同步旋轉座標系統	10
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	14
圖 2-4 三相空間向量區間.....	15
圖 2-5 第 0 號扇區的電壓向量投影	19
圖 2-6 第 1 號扇區的電壓向量投影	20
圖 2-7 比較器與計時器產生三相 PWM 轉態信號	22
圖 2-8 各扇區 PWM 輸出信號.....	23
圖 2-9 硬體系統架構示意圖.....	24
圖 2-10 永磁式交流伺服馬達控制系統實體圖	25
圖 2-11 TI TMS320F2812 DSP 功能方塊圖	27
圖 2-12 輪式編碼器原理圖.....	28
圖 2-13 QEP 訊號示意圖	28
圖 2-14 電源 POWER ON 後 ENCODER 的輸出時序圖	29
圖 2-15 ENCODER 輸出之轉子初始位置與電氣角扇區對照圖	30
圖 2-16 ENCODER 的介面電路.....	30
圖 2-17 ADC 介面電路	31
圖 3-1 系統開迴路架構圖.....	33
圖 3-2 理想開迴路 SVPWM 模組輸出之 PWM DUTY RATIO 波形	33
圖 3-3 開迴路(300 RPM)之 A 相與 C 相電流量測結果	34
圖 3-4 開迴路 PARK 轉換模組轉換得之 D 軸與 Q 軸電流.....	34
圖 3-5 電流迴路中斷 ADC 取樣示意圖	35
圖 3-6 電流回授 ADC 二點取平均法比較圖	36
圖 3-7 電流回授 ADC 四點取平均法比較圖	37
圖 3-8 電流回授 ADC 三點取樣排序法比較圖	38
圖 3-9 電流回授 ADC 四點取樣排序法比較圖	39
圖 3-10 電流回授 ADC 五點取樣排序法比較圖	40
圖 3-11 電流回授 ADC 六點取樣排序法比較圖	41
圖 3-12 電流回授的雜訊抑制比較圖	42
圖 3-13 速度閉迴路響應之電流回授的雜訊抑制比較圖	43
圖 3-14 電流迴路控制系統架構圖.....	45
圖 3-15 電流迴路之步階響應.....	46
圖 3-16 電流迴路之頻率響應波德圖	46
圖 3-17 速度迴路控制系統架構圖.....	47
圖 3-18 速度回授信號之雜訊與濾波	47

圖 3-19 二段式速度回授濾波器.....	48
圖 3-20 速度迴路無負載之步階響應	49
圖 3-21 速度迴路無負載之頻率響應波德圖	50
圖 3-22 速度迴路加入五倍慣量負載之步階響應	50
圖 3-23 速度迴路加入五倍慣量負載之頻率響應波德圖	51
圖 4-1 相位領先補償器之波德圖.....	53
圖 4-2 理想相位領先補償器設計範例之波德圖	54
圖 4-3 理想相位領先補償器設計範例之補償結果($\phi = 70^\circ$).....	55
圖 4-4 理想相位領先補償器設計範例之閉迴路補償結果	56
圖 4-5 理想相位領先補償器設計範例閉迴路之步階響應	56
圖 4-6 相位落後補償器之波德圖.....	57
圖 4-7 速度迴路之開迴路系統辨識架構圖	59
圖 4-8 開迴路系統辨識波德圖	60
圖 4-9 相位領先補償器之開迴路頻率響應實驗	61
圖 4-10 相位領先補償器之閉迴路系統架構圖	62
圖 4-11 相位領先補償器閉迴路之無負載頻率響應	62
圖 4-12 相位領先補償器之無負載步階響應	63
圖 4-13 相位領先補償器於無負載步階響應時之電流命令	63
圖 4-14 相位領先補償器無負載時步階+弦波之響應.....	64
圖 4-15 相位領先補償器加大工作範圍時開迴路頻率響應	66
圖 4-16 相位領先補償器之穩態響應	67
圖 4-17 相位領先補償器加入 5 倍慣量負載之步階響應	67
圖 4-18 相位領先補償器加入 5 倍慣量負載時步階+弦波之響應.....	68
圖 4-19 加入 5 倍慣量負載時步階+弦波響應之電流命令	69
圖 4-20 加入 5 倍慣量負載之開迴路頻率響應	70
圖 4-21 相位領先補償器閉迴路加入 5 倍慣量負載之頻率響應	71
圖 4-22 相位落後補償器之波德圖	72
圖 4-23 相位領先-落後補償器之步階響應.....	73
圖 4-24 相位領先-落後補償器之穩態響應.....	73
圖 4-25 相位領先-落後補償器無負載時步階+弦波之響應	74
圖 4-26 相位領先-落後補償器閉迴路之無負載頻率響應.....	75
圖 4-27 相位領先-落後補償器加入 5 倍慣量負載之步階響應	76
圖 4-28 相位領先-落後補償器(有載)閉迴路系統架構圖	76
圖 4-29 相位領先-落後補償器+增益控制器補償負載影響之開迴路測試	77
圖 4-30 相位領先-落後補償器加入 5 倍慣量負載之步階響應.....	77
圖 4-31 相位領先-落後補償器加入 5 倍慣量負載之穩態響應.....	78
圖 4-32 相位領先-落後補償器閉迴路加入 5 倍慣量負載頻率響應.....	78
圖 4-33 相位領先-落後補償器加入 5 倍慣量負載時步階+弦波之響應	79

圖 4-34 相位領先-落後補償器閉迴路加入 10 倍慣量負載步階與穩態響應.....	80
圖 4-35 相位領先-落後補償器閉迴路加入 10 倍慣量負載頻率響應.....	80
圖 5-1 歸屬函數.....	84
圖 5-2 模糊控制器的基本結構.....	85
圖 5-3 解模糊化示意圖.....	86
圖 5-4 模糊控制器之閉迴路系統架構圖.....	87
圖 5-5 模糊控制器之歸屬函數.....	88
圖 5-6 推論引擎的計算流程.....	89
圖 5-7 解模糊化(COA).....	89
圖 5-8 FUZZY 無載之步階響應.....	90
圖 5-9 FUZZY 之穩態響應.....	91
圖 5-10 FUZZY 之頻率響應.....	91
圖 5-11 FUZZY 加入 5 倍慣量負載之步階響應.....	92
圖 5-12 FUZZY 加入 5 倍慣量負載之穩態響應.....	93
圖 5-13 FUZZY 加入 5 倍慣量負載之頻率響應.....	93
圖 5-14 FUZZY + INTEGRATOR 之閉迴路系統架構圖.....	94
圖 5-15 FUZZY + INTEGRATOR 無載時步階響應.....	94
圖 5-16 模糊控制器 FUZZY 2 之歸屬函數.....	95
圖 5-17 FUZZY 1 與 FUZZY 2 無載時之步階響應.....	95
圖 5-18 FUZZY + INTEGRATOR 無載時頻率響應.....	96
圖 5-19 FUZZY + INTEGRATOR 無載於 37 RPM ~ 346 RPM 之頻率響應.....	96
圖 5-20 FUZZY + INTEGRATOR 之穩態響應.....	97
圖 5-21 FUZZY + INTEGRATOR 無載時步階+弦波之響應.....	98
圖 5-22 FUZZY 1 與 FUZZY 2 加入 5 倍慣量負載之步階響應.....	99
圖 5-23 FUZZY + INTEGRATOR 加入 5 倍慣量負載之頻率響應.....	99
圖 5-24 FUZZY + INTEGRATOR 加入 5 倍慣量負載於大工作範圍之頻率響應.....	100
圖 5-25 FUZZY + INTEGRATOR 加入 5 倍慣量負載之穩態響應.....	100
圖 5-26 FUZZY + INTEGRATOR 加入 5 倍慣量負載之步階+弦波之響應.....	101
圖 5-27 FUZZY 1 與 FUZZY 2 加入 10 倍慣量負載之步階響應.....	102
圖 5-28 FUZZY + INTEGRATOR 加入 10 倍慣量負載之穩態響應.....	102
圖 5-29 FUZZY + INTEGRATOR 加入 10 倍慣量負載之穩態響應.....	102
圖 6-1 模糊與相位領先-落後控制器系統架構圖.....	104
圖 6-2 FS_FLC 之步階響應.....	105
圖 6-3 FS_FLC 之穩態響應.....	105
圖 6-4 FS_FLC 之頻率響應.....	106
圖 6-5 FS_FLC 加入 5 倍慣量負載之步階響應.....	107
圖 6-6 FS_FLC 加入 5 倍慣量負載之穩態響應.....	107
圖 6-7 FS_FLC 加入 5 倍慣量負載之頻率響應.....	108

圖 6-8 步階響應測試計算上升時間判斷有無負載	109
圖 6-9 三段式速度誤差之切換條件	109
圖 6-10 AS_FLC 之步階響應	110
圖 6-11 AS_FLC 之穩態響應	110
圖 6-12 AS_FLC 之頻率響應	111
圖 6-13 AS_FLC 於 37 RPM~346 RPM 之頻率響應	111
圖 6-14 AS_FLC 加入 5 倍慣量負載之步階響應	112
圖 6-15 AS_FLC 加入 5 倍慣量負載之穩態響應	112
圖 6-16 AS_FLC 加入 5 倍慣量負載之頻率響應	113
圖 6-17 AS_FLC 加入 5 倍慣量負載於 37 RPM~346 RPM 之頻率響應	113
圖 6-18 AS_FLC 加入 10 倍慣量負載之步階響應	114
圖 6-19 AS_FLC 加入 10 倍慣量負載之頻率響應	114
圖 6-20 BANG-BANG + LEAD-LAG 工作原理	115
圖 6-21 BANG-BANG + LEAD-LAG 步階響應	116
圖 6-22 BANG-BANG + LEAD-LAG 頻率響應	116



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。

常見的伺服馬達可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，有逐漸取代直流伺服馬達的趨勢。隨著交流伺服馬達的應用越廣泛，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][6]。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. 電流迴路的回授信號高雜訊問題

伺服馬達控制系統的最內層控制迴路為電流迴路，它是整體伺服馬達控制的核心，其中電流回授信號的準確性對電流迴路的響應效能有極大的影響。由於實際的馬達控制時，電流回授信號是藉由霍爾感測元件(Hall sensor)所感測而得，十分容易受到 PWM 信號切換功率晶體時產生的雜訊和外在環境的雜訊所干擾，使得電流迴路的控制效能不佳，且馬達無法平順地運轉。

2. 速度迴路的精密線性控制器設計難以實現

一般伺服馬達經常使用 PI 控制器做系統的速度回授控制，但 PI 控制器常因負載的變化或是工作條件的改變，使控制效能受到很大的影響，不僅要重新調整 PI 控制器的參數值，而且其控制的結果經常會有較大的最大超越量(overshoot)和暫態震盪，使得系統的暫態響應較差。在此希望利用線性控制器的優點來取代 PI 控制器使系統效能更佳，但實際系統有最大輸出電流之限制、馬達承受之最大電流限制與各式元件為非理想元件等非線性因素，將使得線性控制器難以實現。

3. 外界負載對伺服馬達控制系統的效能影響問題

市面上的伺服馬達控制器在無負載時，系統頻寬常能達到 300~400 Hz，但加入 5 倍的慣量負載後，其頻寬隨及下降為 20~30 Hz，頻寬相差近十倍之多，整體系統的效能下降非常嚴重。

1.4 研究方法

1. 設計Medium Filter降低雜訊的影響

若以低通濾波器對電流回授信號進行濾波時，雖然可降低雜訊的影響，但常會造成回授信號有相位延遲(phase lag)的問題，所以本文將利用 DSP F2812 的硬體特性，在每次電流迴路的取樣周期內，進行多次的 ADC 取樣與資料分析，將可得到較無雜訊的電流回授信號，使得電流迴路的響應較佳，馬達運轉的較平順。

2. 設計線性/非線性的速度迴路控制器

在本文中將探討線性控制器的使用區間與工作限制，並實驗分析線性與非線性控制器的優缺點。由於線性控制器的種類相當多，在此將選擇具有設計簡單、容易實現和受系統模型(model)變化之變異性較小等優點的相位領先-落後補償器進行設計。另外在伺服馬達控制系統的非線性特性方面，將設計模糊控制器，使馬達在非線性的工作區間時能有較佳的控制效能。

3. 設計自動切換式Fuzzy/Lead-Lag控制器

在系統加入負載時，相位領先-落後補償器只需加入益增控制器即可補償負載對系統的影響，而模糊控制器需進行微調才能得到較佳的較能。因此本文整合了相位領先-落後補償器和模糊控制器的控制優點，設計一個能依不同的負載狀況自動進行參數調整的整合型線性/非線性控制器，進而使伺服馬達控制系統在任何工作條件或系統加入負載的清況下，皆能達到不錯的控制效能。

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、座標系統轉換與向量控制原理，並說明 SVPWM 的切換原理和整體系統的硬體架構。第三章描述永磁式交流同步馬達閉迴路控制的建立流程，其中包括電流回授信號的雜訊抑制，並以 PI 控制器建立電流迴路和速度迴路。第四章描述相位領先-落後補償器(線性控制器)的設計原理，在實際系統上實現的條件限制與工作區間，並比較各種工作條件與系統加入慣量負載的實驗測試結果。第五章描述模糊控制器(非線性控制器)的設計原理，並比較各種工作條件與系統加入慣量負載的實驗測試結果。

第六章描述結合線性/非線性控制器的優點，並利用自動判別負載大小的技巧來修正切換線性/非線性控制器的時間，使得所提出的控制器能適用於各種不同的工作條件，並當系統加入慣量負載時，皆能獲得較佳的控制效能。最後第七章中會對本論文的研究成果做一個分析與討論。

第二章 交流伺服馬達之向量控制與硬體架構

於本章將分析永磁式交流伺服馬達的特性，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，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，進而討論馬達的向量控制。接著介紹實驗的硬體架構與介面電路。

2.1 永磁式交流伺服馬達之數學模型

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][7][8]，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。

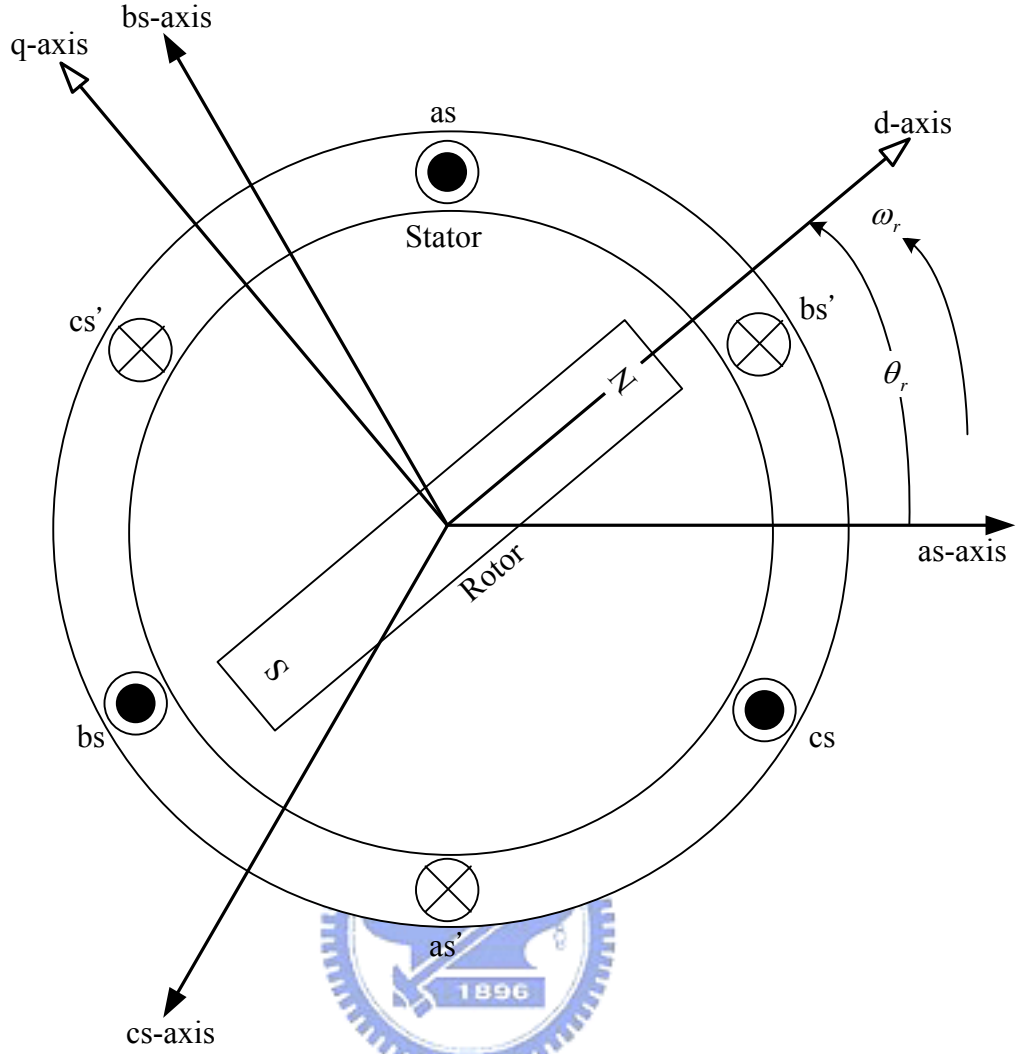


圖 2-1 三相二極永磁式同步馬達結構圖

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； λ_{as} 、 λ_{bs} 和 λ_{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

θ_r ：定子a軸與轉子d軸之夾角

λ_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。

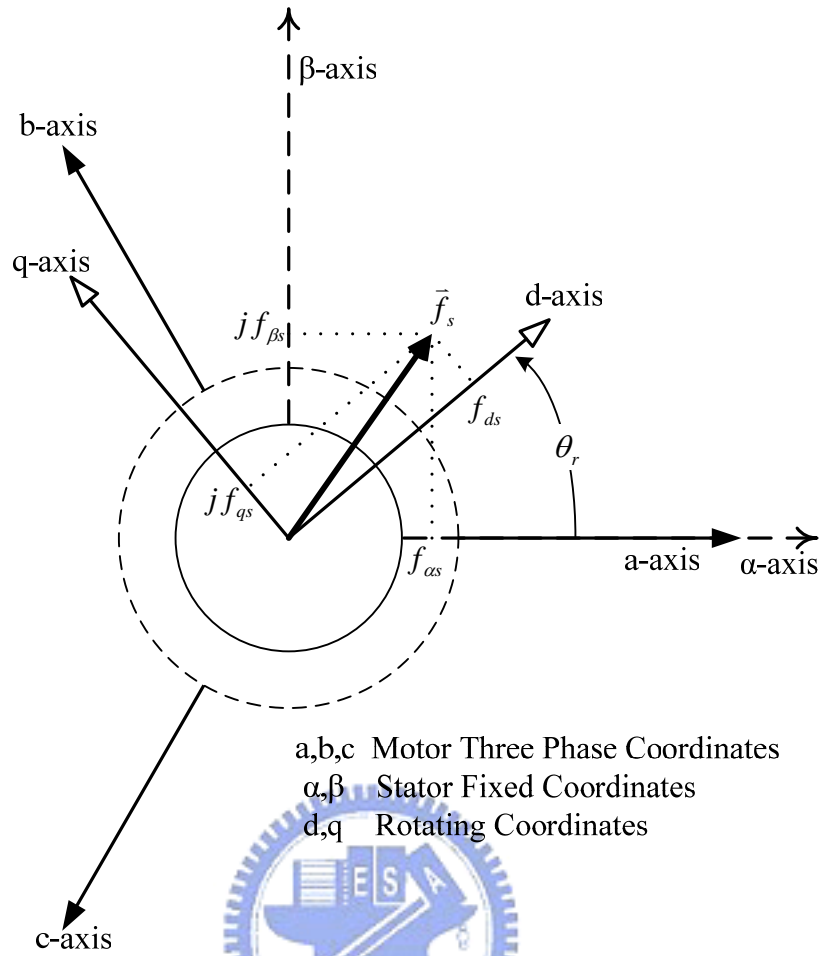


圖 2-2 馬達於複數平面上的靜止與同步旋轉座標系統

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：

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

其中空間向量變數 \vec{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：

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

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 ω_r 的角速度旋轉時，靜止二軸座標系統 (α,β) 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：

$$\begin{aligned}\theta_r &= \int \omega_r dt \\ \bar{f}_s &= f_d + j f_q = e^{-j\theta_r} (f_\alpha + j f_\beta)\end{aligned}\quad (2-9)$$

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

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

其中 θ_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：

$$\begin{aligned} V_s &= \Omega_s I_s + \frac{d}{dt} \lambda_s \\ \Rightarrow k_s^{-1} V_{dq0} &= \Omega_s k_s^{-1} I_{dq0} + \frac{d}{dt} (k_s^{-1} \lambda_{dq0}) \\ \Rightarrow V_{dq0} &= \Omega_s I_{dq0} + k_s \frac{dk_s^{-1}}{dt} \lambda_{dq0} + \frac{d\lambda_{dq0}}{dt} \end{aligned} \quad (2-15)$$

其中

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

同理可得

$$\begin{aligned} \lambda_s &= L_s I_s + \Lambda_s \\ \Rightarrow k_s^{-1} \lambda_{dq0} &= L_s (k_s^{-1} I_{dq0}) + \Lambda_s \\ \Rightarrow \lambda_{dq0} &= L_s I_{dq0} + k_s \Lambda_s \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\lambda_{dq0} &= L_s I_{dq0} + k_s \Lambda_s \\
&= \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \lambda_f
\end{aligned} \tag{2-16}$$

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：

$$\begin{aligned}
T_e &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \mathcal{I}_m \{ \vec{i}_s \cdot \vec{\lambda}_s^* \} \\
&= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_f i_q \\
&= K_t i_q
\end{aligned} \tag{2-19}$$

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：

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

其中 T_L 為負載力矩， J_m 為轉動慣量， B_m 為阻尼係數， ω_m 為轉子機械角速度。

由(2-18)式、(2-19)式和(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：

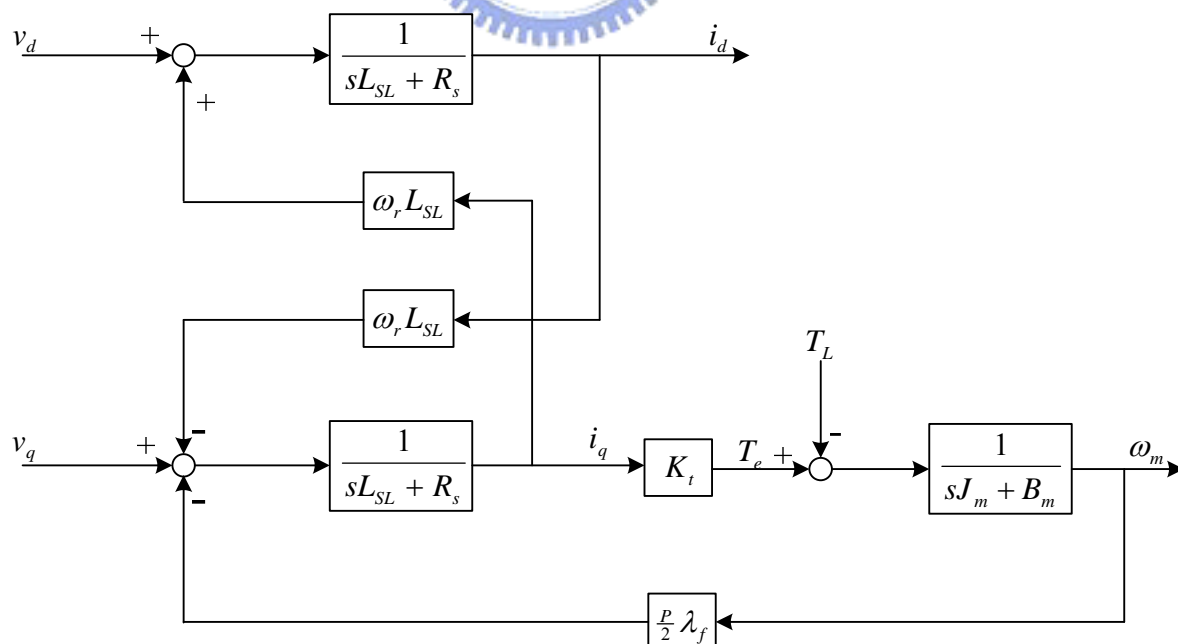


圖 2-3 永磁式交流同步馬達在同步旋轉座標系統下的動態模型

2.3 空間向量脈波訊號調變 SVPWM

在馬達控制時，經由各種不同的控制法則求得第 2.1 節和第 2.2 節所提之電壓控制分量 v_d 和 v_q ，而 v_d 和 v_q 合成的電壓輸出向量 U_{out} 需經由脈波訊號調變 (pulse width modulation, PWM)，將所需的電壓輸出值轉換成電力輸出級上功率晶體的開關時間，使得電力輸出級輸出所需的電壓和電流大小以控制馬達的運轉。SVPWM(space vector pulse width modulation)為應用在三相電力換流器中六個功率晶體(IGBT)之特殊切換技巧，其優點可使三相交流馬達線圈中的電流產生最小諧波失真，並且比SPWM(sinusoid pulse width modulation)方法更有效的利用直流電壓[9][10][11]。由三臂功率晶體的切換狀態，可以組合出 $2^3 = 8$ 個電壓空間向量如圖 2-4 所示，其中包括六個非零電壓空間向量與兩個零電壓空間向量，六個非零電壓向量在平面上形成六個相鄰 60 度的空間向量。功率晶體開關切換狀態以 1 表示上臂導通、下臂截止；以 0 表示上臂功率晶體截止、下臂導通。

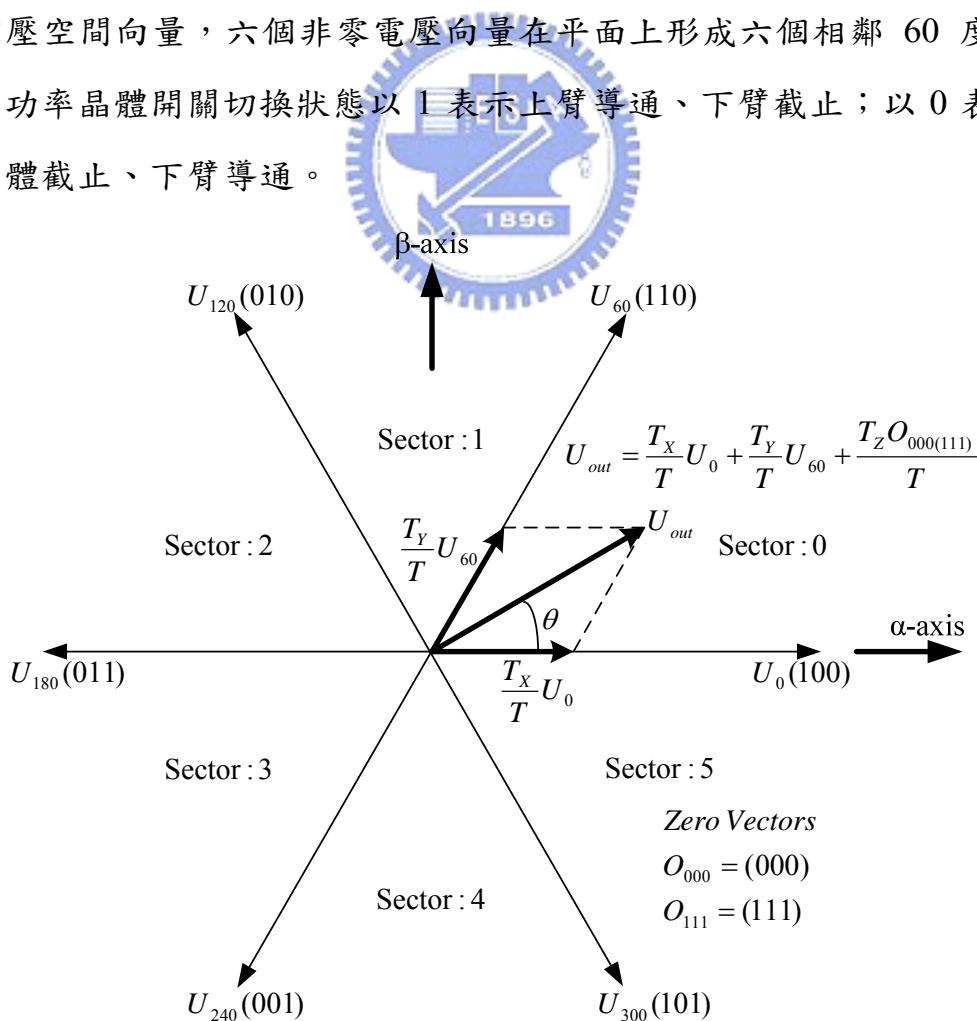


圖 2-4 三相空間向量區間

2.3.1 SVPWM 各扇區對應之三相電壓值

三相電源的功率晶體開關有八種可能的組合，每一種組合產生向量的暫態相電壓輸出、線對線電壓 (V_{DC} 為DC匯流排上的電壓)如表 2-1 中所示。圖 2-4 中，其任意兩個相鄰之基本向量若視為二進位表示，則僅有一個位元不同，也就是當空間向量從 U_x 改變至 U_y 或從 U_y 至 U_x 時，三相之功率晶體僅有一相切換狀態改變，而零值向量 O_{000} 與 O_{111} 並沒有提供電壓給馬達。

表 2-1 各空間向量之暫態電壓值

訊號 向量	A 相	B 相	C 相	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
U_0	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
U_{60}	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
U_{120}	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
U_{180}	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
U_{240}	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
U_{300}	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
O_{000}	0	0	0	0	0	0	0	0	0
O_{111}	1	1	1	0	0	0	0	0	0

2.3.2 SVPWM 扇區之判定

在SVPWM的方式中[12]，確定 U_{out} 位於那個扇區是非常重要的，因為只有知道 U_{out} 位於那個扇區，才能知道用那一對相鄰的基本電壓空間向量去合成 U_{out} 。以 $\alpha\beta$ 為座標軸時，首先計算出 U_{out} 分別在 $\alpha\beta$ 軸上的分量 $U_{out\alpha}$ 、 $U_{out\beta}$ ，利用(2-21)式計算出 A 、 B 、 C 的值如下所示：

$$\left. \begin{aligned} A &= U_{out\beta} \\ B &= \sin 60^\circ U_{out\alpha} - \sin 30^\circ U_{out\beta} \\ C &= -\sin 60^\circ U_{out\alpha} - \sin 30^\circ U_{out\beta} \end{aligned} \right\} \quad (2-21)$$

接著利用(2-22)式計算出 S 值，再利用表 2-2 決定出 U_{out} 是位於圖 2-4 的那個扇區中。

$$S = \text{sign}(A) + 2\text{sign}(B) + 4\text{sign}(C) \quad (2-22)$$

其中 $\text{sign}(x)$ 是符號函數。當 $x > 0 \Rightarrow \text{sign}(x) = 1$ ；當 $x < 0 \Rightarrow \text{sign}(x) = -1$ ；當 $x = 0 \Rightarrow \text{sign}(x) = 0$

表 2-2 S 值與各扇區之對應關係

S 值	1	2	3	4	5	6
扇區編號	1	5	0	3	2	4

當於六個基本電壓空間向量合成的 U_{out} 以近似圓形軌跡旋轉時，其圓形軌跡的旋轉半徑受六個基本電壓空間向量最大幅值所限制。最大的圓形軌跡是六個基本向量幅值所組成之正六邊形的內接圓，因此 U_{out} 的最大幅值為 $\frac{V_{DC}\sqrt{3}}{2}$ 。



2.3.3 SVPWM 各扇區分量推導

對於任何PWM週期，輸出向量 U_{out} 能以其兩個相鄰基本向量來合成，如(2-23)式所示：

$$U_{out} = \frac{T_x U_x}{T} + \frac{T_y U_y}{T} + \frac{T_z O_{000(111)}}{T} \quad (2-23)$$

其中 $T_z = T - T_x - T_y$ ，而 T 為PWM信號的週期；(2-23)式中右邊的第三項分式並不會影響向量和 U_{out} ，其導通時間為 T_x 與 T_y 及截止期間為 T_z 。截止期間 T_z 有助於平衡功率電晶體切換至導通及切換至截止之時間，以及可以減少功率散失。其中 T_x 與 T_y 計算方式如下段介紹。

依照座標轉換所提及的方式，將三相電源由三軸靜止座標轉換成兩軸靜止座標Clarke的表示方式，如(2-24)式所示：

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{0}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

表 2-1 中暫態三相電壓經過(2-24)式之Clarke座標轉換可得兩軸暫態電壓，如表 2-3 所示。

表 2-3 暫態三相電壓轉換為兩軸電壓

訊號 向量	A 相	B 相	C 相	V_α	V_β
U_0	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0
U_{60}	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}$
U_{120}	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}$
U_{180}	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	0
U_{240}	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}$
U_{300}	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}$
O_{000}	0	0	0	0	0
O_{111}	1	1	1	0	0

當空間向量落在圖 2-4 的第 0 號扇區時，如圖 2-5 所示，可以由 U_0 及 U_{60}

之向量和來合成輸出電壓向量 U_{out} ：

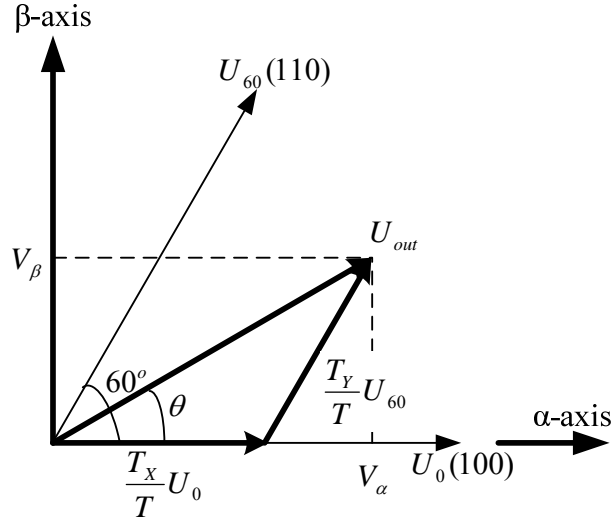


圖 2-5 第 0 號扇區的電壓向量投影

由圖 2-5 可得輸出電壓向量 U_{out} 與 U_0 及 U_{60} 的基本向量之關係式如下：

$$\begin{aligned} T &= T_x + T_y + T_z \\ U_{out} &= \frac{T_x U_0}{T} + \frac{T_y U_{60}}{T} \end{aligned} \quad (2-25)$$

由表 2-3 查得 $U_0 = \frac{2}{3} V_{DC} \bar{\alpha}$ 、 $U_{60} = \frac{1}{3} V_{DC} \bar{\alpha} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC} \bar{\beta}$ 代入(2-25)式中

$$\begin{aligned} U_{out} &= \frac{T_x U_0}{T} + \frac{T_y U_{60}}{T} \\ &= \frac{T_x}{T} \left(\frac{2}{3} V_{DC} \bar{\alpha} \right) + \frac{T_y}{T} \left(\frac{1}{3} V_{DC} \bar{\alpha} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC} \bar{\beta} \right) \\ &= V_{DC} \bar{\alpha} \left(\frac{2}{3} \frac{T_x}{T} + \frac{1}{3} \frac{T_y}{T} \right) + \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{T_y}{T} V_{DC} \bar{\beta} \\ &= V_{\alpha} \bar{\alpha} + V_{\beta} \bar{\beta} \end{aligned}$$

即可求出 T_x 與 T_y 的時間值：

$$\begin{cases} V_{\alpha} = \left(\frac{2}{3} \frac{T_x}{T} + \frac{1}{3} \frac{T_y}{T} \right) V_{DC} \\ V_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{T_y}{T} V_{DC} \end{cases} \Rightarrow \begin{aligned} T_x &= \frac{1}{2} \frac{T}{V_{DC}} (3V_{\alpha} - \sqrt{3}V_{\beta}) \\ T_y &= \frac{\sqrt{3}T}{V_{DC}} V_{\beta} \end{aligned}$$

可得：

$$\begin{bmatrix} T_X \\ T_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \times \frac{T}{V_{DC}} \quad (2-26)$$

當空間向量落在圖 2-4 的第 1 號扇區時，如圖 2-6 所示，可以由 U_{60} 及 U_{120}

之向量和來合成輸出電壓向量 U_{out} ：

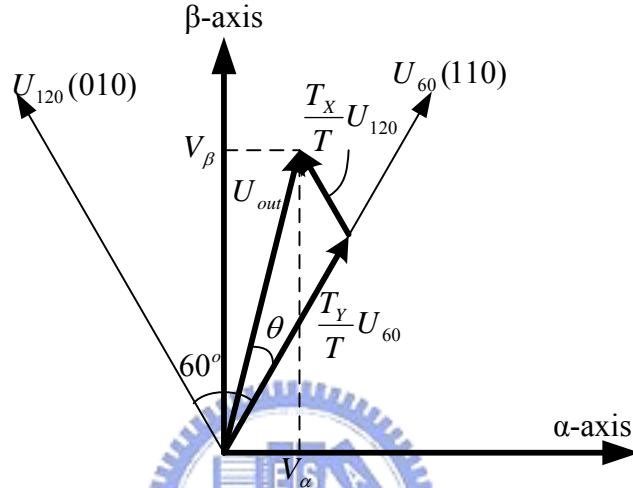


圖 2-6 第 1 號扇區的電壓向量投影

由圖 2-6 可得輸出電壓向量 U_{out} 與 U_{60} 及 U_{120} 的基本向量之關係式如下：

$$U_{out} = \frac{T_X U_{120}}{T} + \frac{T_Y U_{60}}{T} \quad (2-27)$$

由表 2-3 得 $U_{60} = \frac{1}{3}V_{DC}\vec{\alpha} + \frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}\vec{\beta}$ 、 $U_{120} = -\frac{1}{3}V_{DC}\vec{\alpha} + \frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}\vec{\beta}$ 代入(2-27)式

$$\begin{aligned} U_{out} &= \frac{T_X U_{120}}{T} + \frac{T_Y U_{60}}{T} \\ &= \frac{T_X}{T} \left(-\frac{1}{3}V_{DC}\vec{\alpha} + \frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}\vec{\beta} \right) + \frac{T_Y}{T} \left(\frac{1}{3}V_{DC}\vec{\alpha} + \frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}\vec{\beta} \right) \\ &= V_{DC}\vec{\alpha} \left(-\frac{1}{3}\frac{T_X}{T} + \frac{1}{3}\frac{T_Y}{T} \right) + \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{T_X}{T} + \frac{1}{\sqrt{3}}\frac{T_Y}{T} \right) V_{DC}\vec{\beta} \\ &= V_\alpha \vec{\alpha} + V_\beta \vec{\beta} \end{aligned}$$

即可求出 T_x 與 T_y 的時間值：

$$\begin{cases} V_\alpha = \left(-\frac{1}{3} \frac{T_x}{T} + \frac{1}{3} \frac{T_y}{T} \right) V_{DC} \\ V_\beta = \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{T_x}{T} + \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{T_y}{T} \right) V_{DC} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T_x = \frac{1}{2} \frac{T}{V_{DC}} (-3V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta) \\ T_y = \frac{1}{2} \frac{T}{V_{DC}} (3V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta) \end{cases}$$

可得：

$$\begin{bmatrix} T_x \\ T_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \times \frac{T}{V_{DC}} \quad (2-28)$$

其它各區間以同樣的方式可以求得兩 T_x 、 T_y 數值，並整理如表 2-4，其中 X 、 Y 、 Z 如(2-29)式：

$$\begin{aligned} X &= \sqrt{3} \frac{T}{V_{DC}} V_\beta \\ Y &= \frac{1}{2} \frac{T}{V_{DC}} (3V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta) \\ Z &= \frac{1}{2} \frac{T}{V_{DC}} (-3V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta) \end{aligned} \quad (2-29)$$

表 2-4 各區間之 T_x 與 T_y 值比對表

時間 \ 扇區	0	1	2	3	4	5
T_x	$-Z$	Z	X	$-X$	$-Y$	Y
T_y	X	Y	$-Y$	Z	$-Z$	$-X$

2.3.4 對稱式 SVPWM

由 2.3.3 節得到的 T_x 與 T_y 數值後，計算 DSP 內 PWM 輸出相對應的比較值，再與 DSP 計時器的計數三角波數值進行比較，使得 DSP 相對應的 PWM 腳位產生所需的 PWM 信號輸出。如圖 2-7 所示，脈波寬度調變的三角波與比較值比較相符後以高準位輸出；每個比較週期皆會產生 T_x 與 T_y 的導通時間，以及 T_z 的截止時間。每一區間由三個比較值 $CMP1$ 、 $CMP2$ 及 $CMP3$ 與三角波計數值比較後使 PWM 腳位轉態。

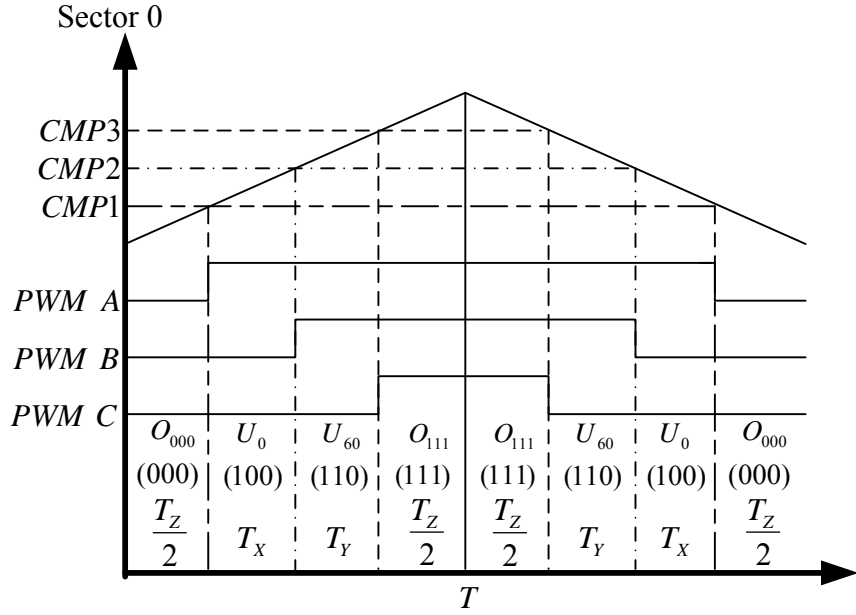


圖 2-7 比較器與計時器產生三相 PWM 轉態信號

由以上推論得到，用區間之判別找出相鄰的兩空間向量，經計算後分別得到兩相鄰向量之大小 T_X 與 T_Y ，再計算三角波比較時間 T_{aon} 、 T_{bon} 及 T_{con} 。由圖 2-7 可知 T 為載波工作週期，令 T_{aon} 為 2 個 T_Z 導通總時間， T_{bon} 為 T_X 導通總時間， T_{con} 為 T_Y 導通總時間，則三個比較數值 T_{aon} 、 T_{bon} 及 T_{con} 可由(2-30)式計算出：

$$\begin{aligned}
 T_{aon} &= \frac{(T - T_X - T_Y)}{2} = \frac{T_Z}{2} \\
 T_{bon} &= T_{aon} + T_X \\
 T_{con} &= T_{bon} + T_Y
 \end{aligned} \tag{2-30}$$

U_{out} 落於第 0 扇區時，設 $CMP1$ 為 T_{aon} 、 $CMP2$ 為 T_{bon} 、 $CMP3$ 為 T_{con} 時，則 T_X 與 T_Y 即可組成所需的 U_0 及 U_{60} 兩空間電壓向量的分量值，其他扇區以此類推可得圖 2-8。

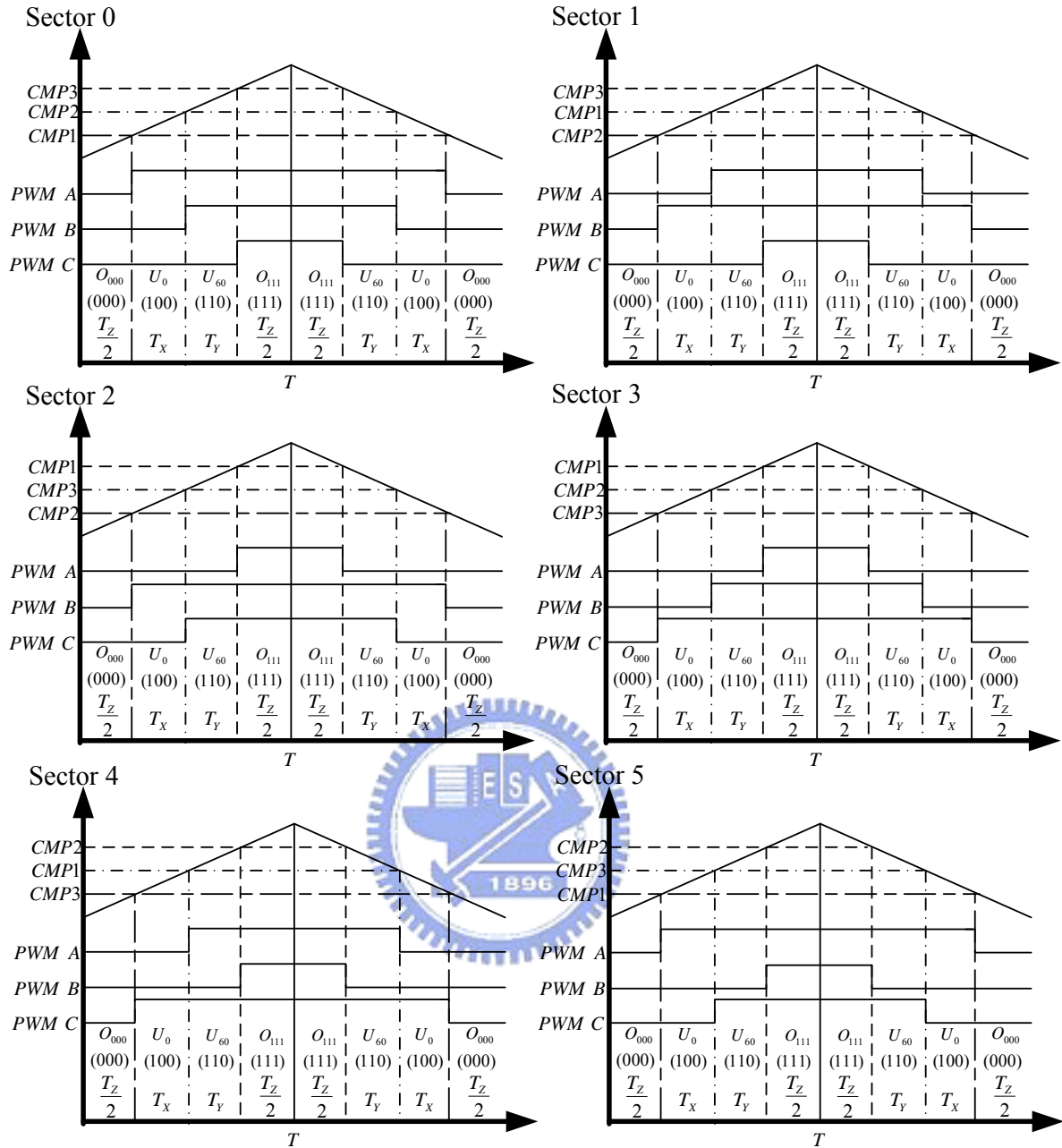


圖 2-8 各扇區 PWM 輸出信號

依此方式可決定出各個區間的三相比較數值 $CMP1$ 、 $CMP2$ 及 $CMP3$ 分別對應之 T_{aon} 、 T_{bon} 及 T_{con} ，整理後可得各區間之比較數值如表 2-5。

表 2-5 各扇區的比較器數值

扇區 比較器	0	1	2	3	4	5
CMP1	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}
CMP2	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
CMP3	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}

2.4 硬體簡介

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有大幅的改善，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，下圖2-9 即為硬體系統架構示意圖，圖 2-10 為永磁式交流伺服馬達控制系統實體圖。

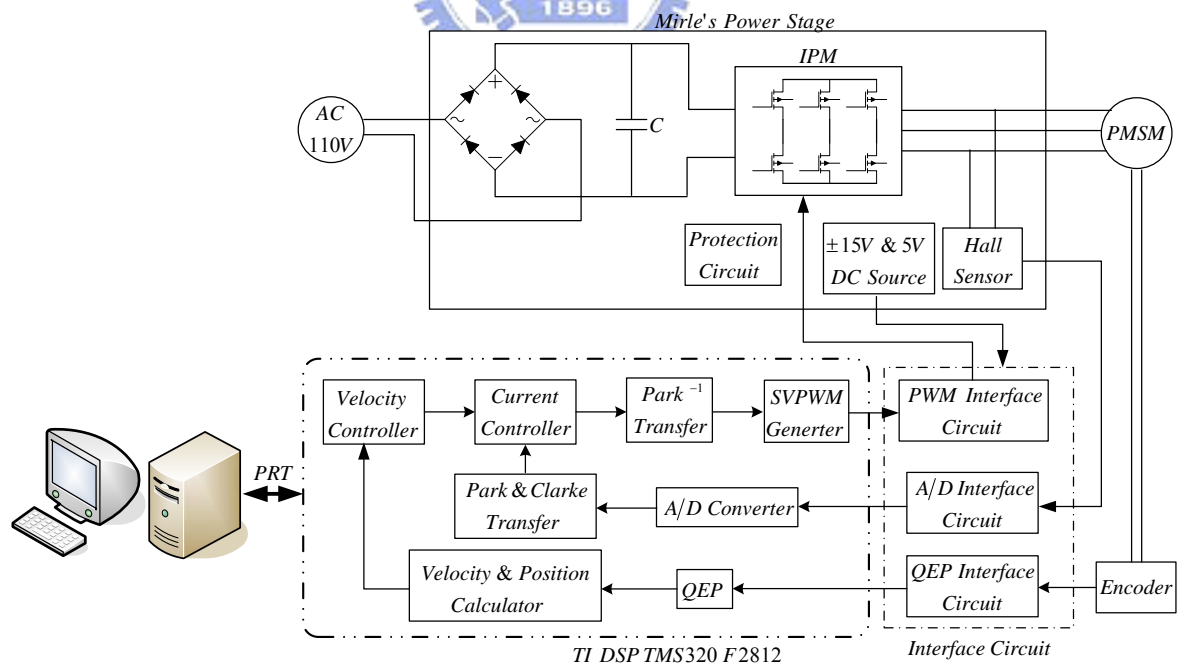


圖 2-9 硬體系統架構示意圖

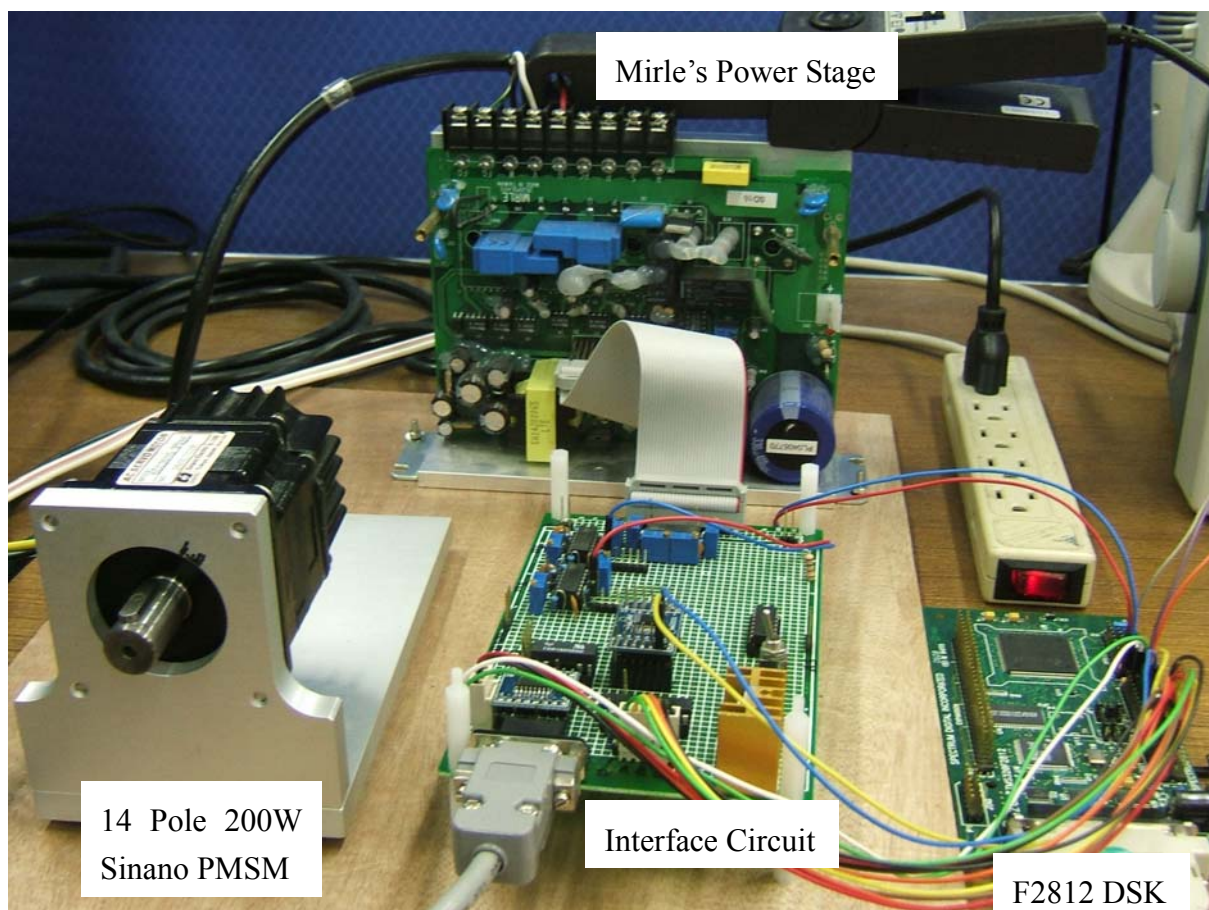


圖 2-10 永磁式交流伺服馬達控制系統實體圖

2.4.1 eZdsp™ F2812 DSK 之功能介紹

德州儀器公司所生產的 DSP 中[14]，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，如 2.3.4 節提及的 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；因週邊功能強大而完整，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 (12.5MSPS)，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 2-11 TI TMS320F2812 DSP 功能方塊圖。

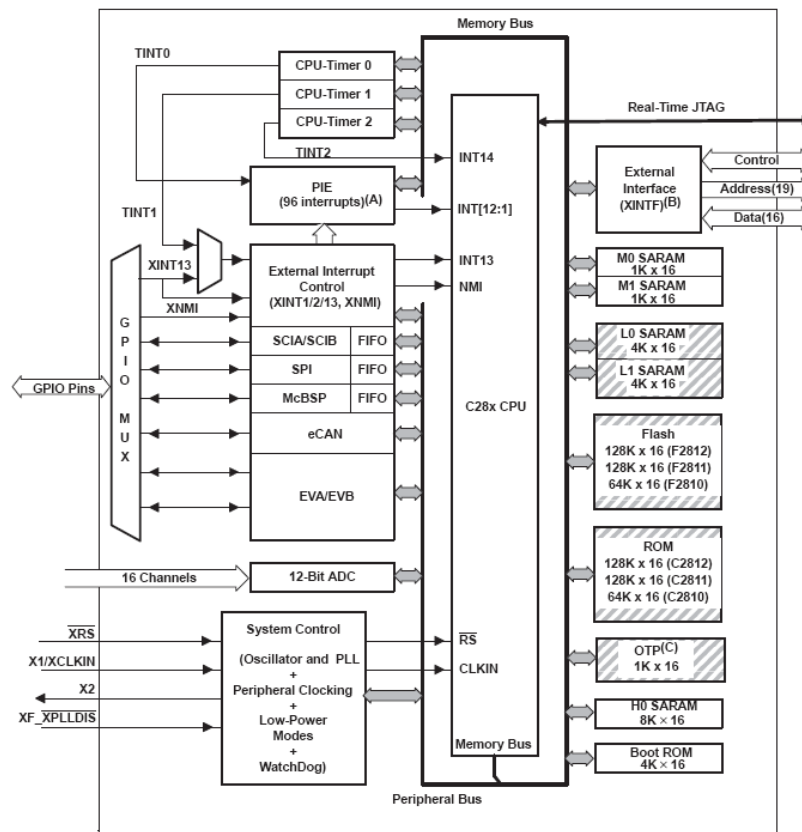


圖 2-11 TI TMS320F2812 DSP 功能方塊圖

2.4.2 DSP F2812 與 Power Stage 介面電路

1 · 功率輸出電路(power stage)

在此是使用盟立股份有限公司所提供的 200 瓦功率輸出電路。其中包括了 AC 三相或單相整流電路、感測馬達三相電流的霍爾感測器(Hall sensor)、馬達旋轉停止時消耗反電動勢之能量的動態煞車、輸出電壓供給馬達的智慧功率模組(intelligent power module, IPM)和可提供給 encoder 和 ADC 介面電路的 ± 15 伏特和 5 伏特的直流電壓等。

2 · PWM 介面電路

PWM 介面電路主要是將 DSP 輸出之 3.3 伏特的 PWM 信號轉換為 5 伏特供給功率輸出電路中的智慧功率模組；另外還包含一個 Servo On-Off 開關用來控制智慧功率模組的 On-Off。

3．光學編碼器(encoder)之原理與介面電路

圖 2-12 左側為一般遞增型[15]輪式編碼器，其特色為將圓等分成數千甚至上萬黑白間隔，當輪子轉動時，利用光在相異顏色下折射效果不同或有無穿透等原理，造成電子訊號反覆 ON-OFF 而產生方波，此又稱為方形編碼器脈波(quadrature encoder pulse，QEP)。

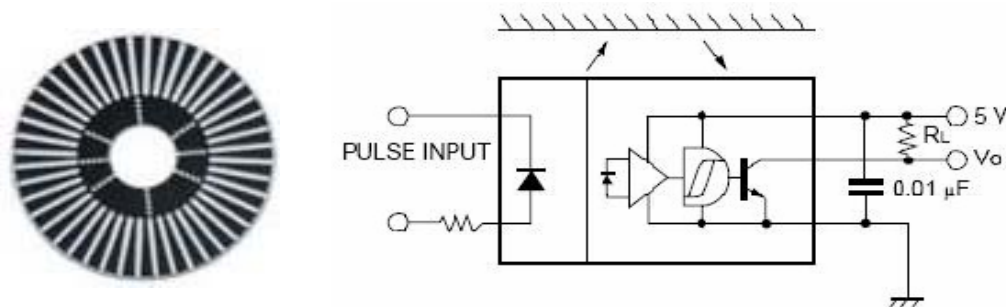


圖 2-12 輪式編碼器原理圖

一般會有兩組相同原理產生的 QEP 訊號，相位(phase)相差 90 度，如圖 2-13，通常稱為 A 相和 B 相，因此產生了四種邏輯訊號組合(00、01、11、10)，除了可將解析度提升四倍之外，也可藉由四種邏輯訊號出現的先後順序得知輪軸轉動方向(direction)。另外，encoder 通常還會有 Z 相，它是每轉一圈只會出現一個 pulse，常用來更新轉子的絕對位置，常稱為 Z-index。encoder 輸出除了 A、B、Z 三相信號外，通常還有 A、B、Z 的反相信號共六條信號線，其用意是為了消除環境雜訊對 encoder 輸出的影響，故使用時常將此六條信號線再用 encoder 的解碼 IC 加以解碼，解出 A、B、Z 三相信號進入 DSP 的 QEP 電路中。

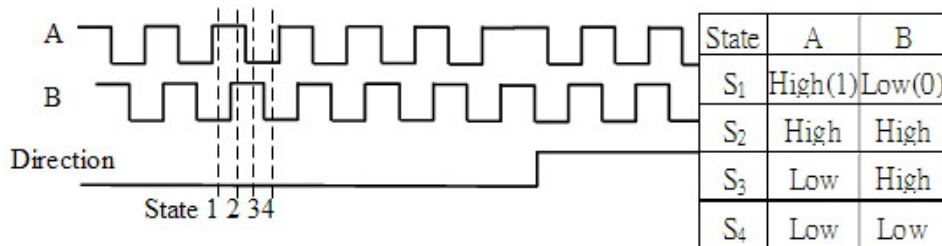


圖 2-13 QEP 訊號示意圖

在本論文中，使用日本 Sinano 公司出產的永磁式交流同步馬達，型號為 6CC201G 的同步馬達，其規格為：極數 14 極(7 Pole Pairs)，200 瓦，瞬間最大電流約為 5 安培，額定電流 2.1 安培，額定轉速 3000 RPM。而馬達所搭配的 encoder 解析度為 2000 *pulse/cycle*，輸入電壓為 5 伏特，且此 encoder 還有自動偵測馬達轉子之電氣角初始位置的功能，圖 2-14 為 encoder 輸出的時序圖，在 encoder 電源 Power on 的 3~5 msec 左右時，其輸出的 A 相、B 相和 Z 相會輸出訊號表示目前馬達轉子之電氣角粗略位置落在圖 2-4 的那個扇區之中，超過 5 msec 後即恢復 encoder 原本 QEP 的功能輸出。

雖然此 encoder 自動偵測馬達轉子之電氣角初始位置的功能不能得知轉子落在該扇區的精確角度，使得 PWM 輸出無法正確地完全施力在 q 軸上，而讓此時輸出的電流可能會含有微量的 d 軸分量造成些許的能量損失，但至少此功能方便了電源啟動時，得知馬達轉子之電氣角粗略位置所在的扇區，可使 PWM 輸出能正確地推動同步馬達往正確的方向旋轉，等到旋轉經過 Z-index 出現後再進行馬達轉子之電氣角絕對位置的角度校正。圖 2-15 為 encoder 輸出之轉子初始位置與電氣角扇區對照圖。

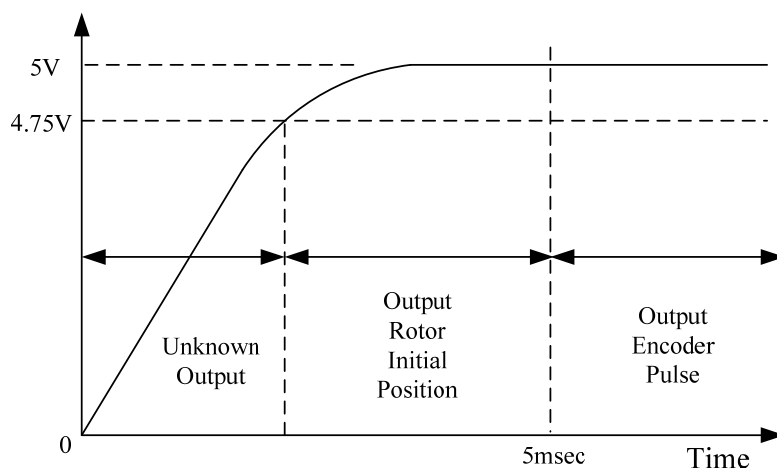


圖 2-14 電源 Power on 後 encoder 的輸出時序圖

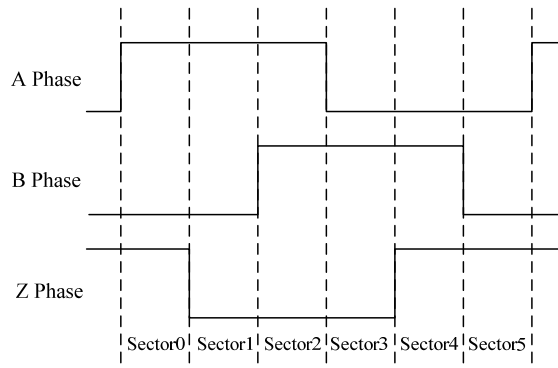


圖 2-15 encoder 輸出之轉子初始位置與電氣角扇區對照圖

encoder 電源供給電路方面，由於 DSP 必須準確地在電源 Power on 後的 3~5 msec 左右抓取 encoder 所輸出之轉子初始位置，因此設計了一個簡單的電路，利用 DSP 的 GPIO 腳位控制 TRR1B05D 的 IC 型繼電器(relay)，於 DSP 程式執行時，先將 encoder 的電源關閉一小段時間(約 10 msec)，再對 encoder 重新供電，供電後 3 msec 再抓取此時 encoder 之輸出進行轉子初始位置判定。另外，使用 AM26LV32 這個 encoder 解碼 IC 將 encoder 所輸出的 A、B、Z 和 A、B、Z 反相等六個 5 伏特信號解碼為 3.3 伏特的 A、B、Z 信號再接入 DSP 的 QEP 腳位。如圖 2-16，其中 LD1117 為 3.3 伏特的穩壓 IC。

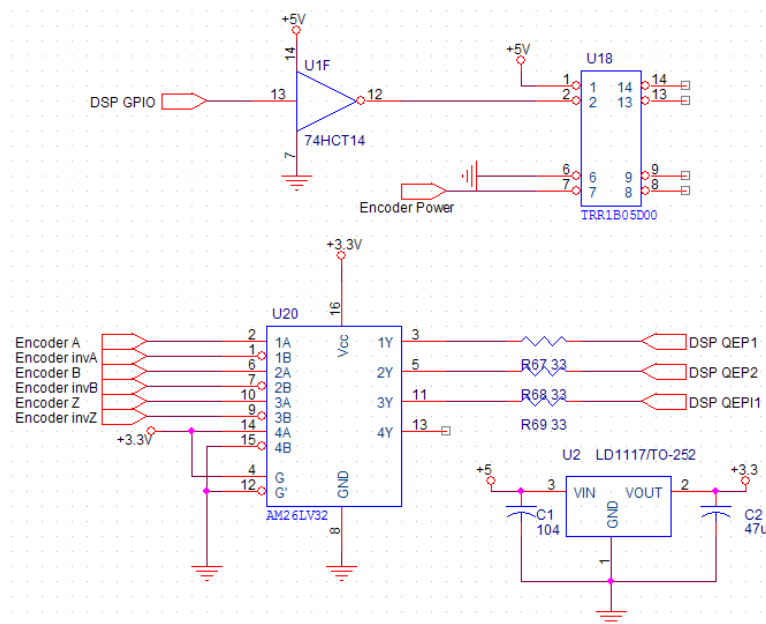
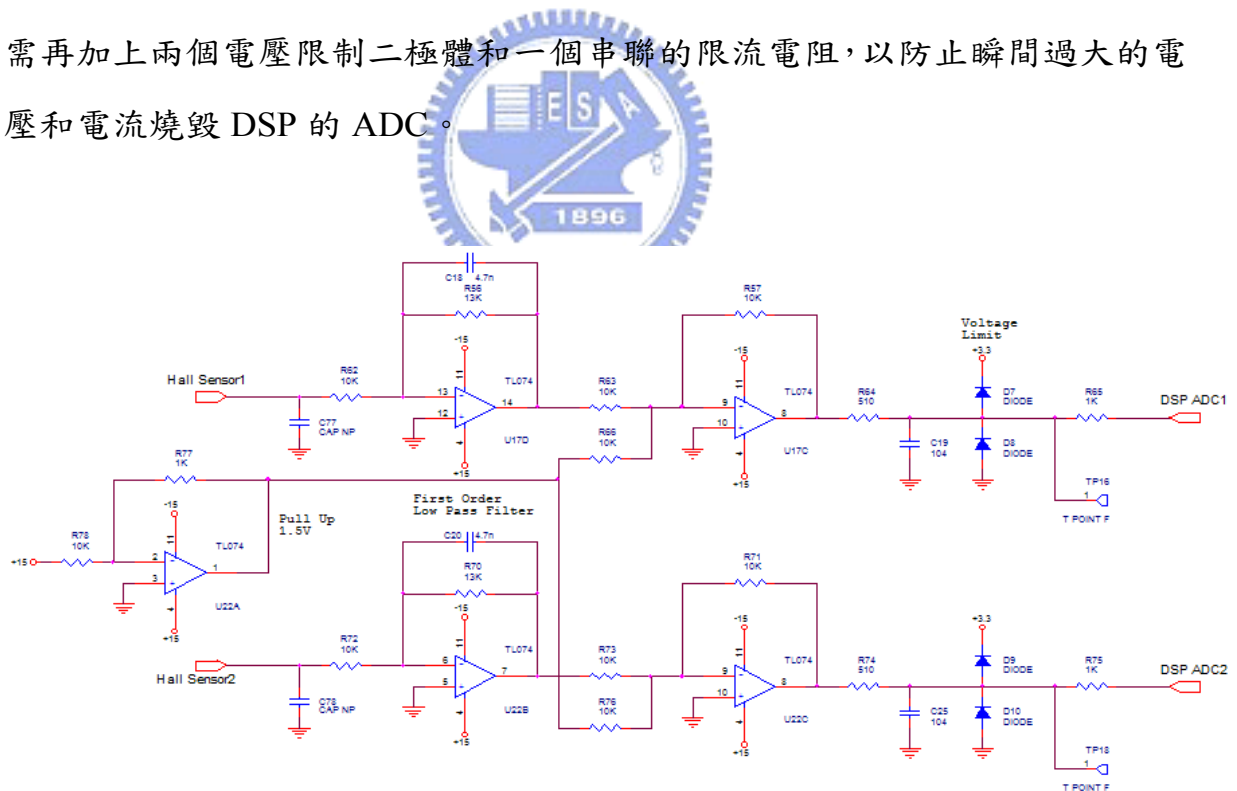


圖 2-16 encoder 的介面電路

4 · ADC 介面電路

圖 2-17 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 5 安培，故選定之霍爾電流感測器為 ± 5 安培轉換為 ± 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 KHz 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 ± 1.5 伏特，再由籍位電路將信號拉升至 0 至 3 伏特的範圍中進入 DSP 的 ADC。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。



第三章 永磁式交流同步馬達伺服控制

本章將建立永磁式交流同步馬達的電流回授控制與速度回授控制，逐步地探討建立同步馬達回授控制的流程。本論文的程式架構主要採用德州儀器公司(Texas Instruments, TI)網站[14]專為 DSP F2812 提供之數位運動控制程式庫所加以建立而成的，其中包含了 F2812 的 ADC、QEP、PID 控制器、Clarke 轉換、Park 轉換、Park⁻¹ 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，而程式模組化也更方便於程式管理、研發和除錯。

首先分析霍爾感測器感測之電流信號受到雜訊干擾的影響，並且利用 DSP F2812 的硬體特性降低電流回授的雜訊。進而完成電流回授控制與速度回授控制，並且分別測試它們的步階響應(Step Response)和頻譜響應(Frequency Response)。



3.1 同步馬達開迴路控制

首先進行同步馬達開迴路的控制如圖 3-1，令 $v_d^* = 0$ ，在 v_q^* 上給一個數值，檢視 QEP、Park⁻¹ 轉換和 SVPWM 產生器這三個模組的輸出值是否正確。其中 QEP 軟體模組是利用 encoder 的輸出計算轉子的機械角 θ_r 和電氣角 θ_e ，而電氣角 θ_e 對 Park⁻¹ 轉換和 SVPWM 產生器來說相當重要，若 QEP 所計算出的電氣角 θ_e 錯誤的話，馬達可能會逆轉或是卡住不動，有燒毀的可能。

利用第 2.4.2 節第 3 項所提及的 encoder 之特性和介面電路，整體電路於電源剛啟動時即可得知馬達轉子的初始位置之電氣角扇區，即可用來初始化 QEP 輸出的電氣角 θ_e ，讓馬達順利地啟動運轉。於開迴路時，給予 v_q^* 一個正數值，可得到 SVPWM 模組產生三相的 PWM Duty Ratio 和 QEP 算出的電氣角 θ_e ，如圖 3-2。

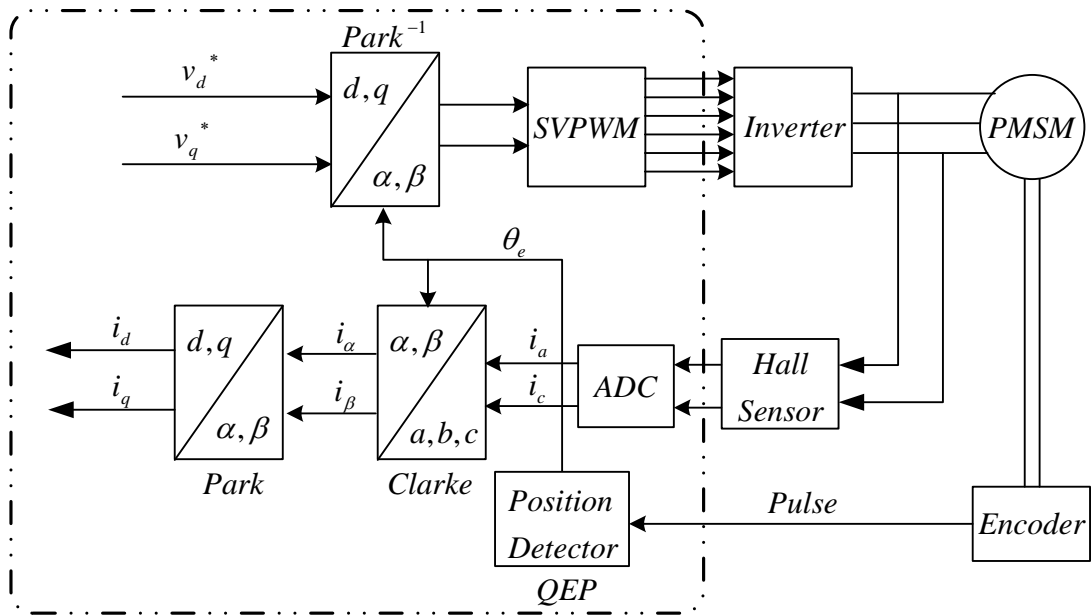


圖 3-1 系統開迴路架構圖

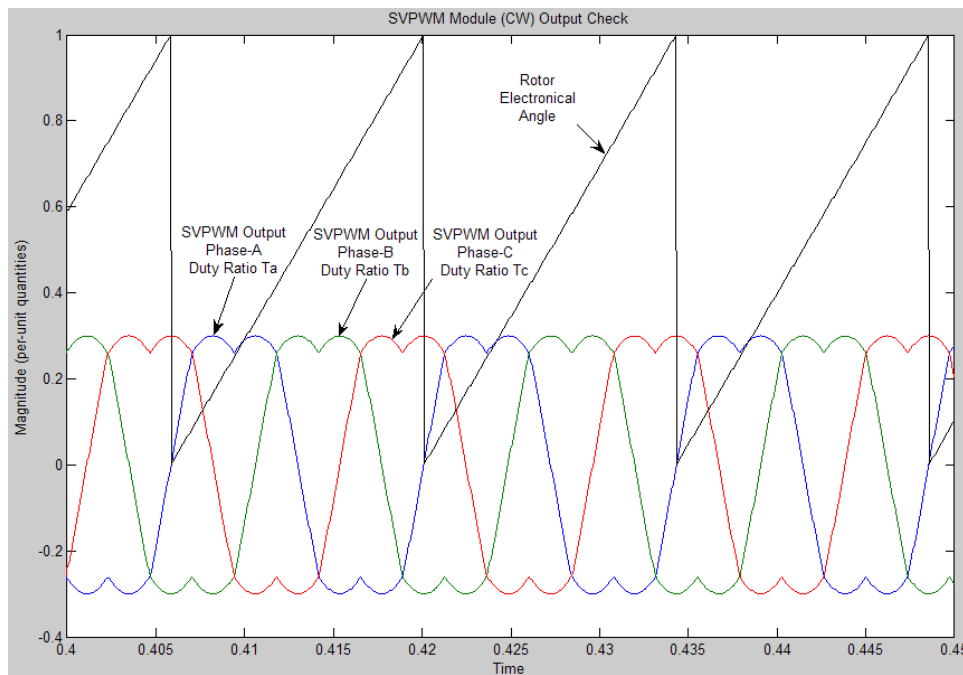


圖 3-2 理想開迴路 SVPWM 模組輸出之 PWM Duty Ratio 波形

接著檢視馬達的旋轉方向是否正確，即 v_q^* 為正數值時，馬達正轉(逆時針方向旋轉, CW)； v_q^* 為負數值時，馬達反轉(順時針方向旋轉, CCW)，接下來再測試回授部份 ADC、Clarke 轉換和 Park 轉換各點信號的正確性。

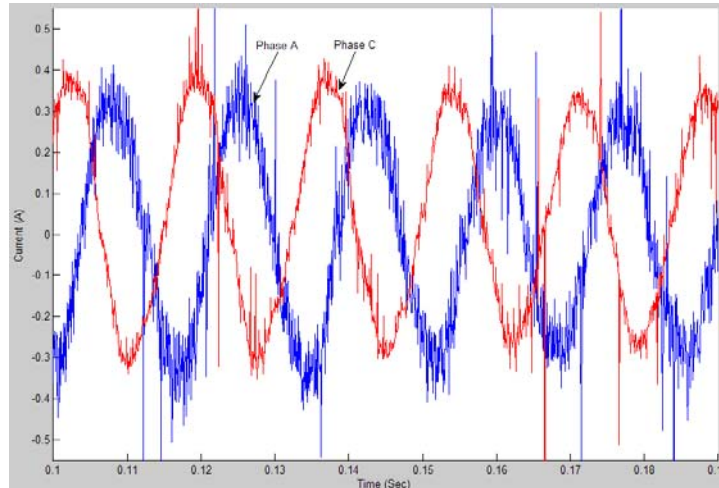


圖 3-3 開迴路(300 RPM)之 A 相與 C 相電流量測結果

利用 DSP 的 ADC 模組可將霍爾感測器所量測到的電流波形轉換成數位信號進入 DSP 的數位運算中。雖然霍爾感測器所量測到的電流信號經過了第 2.4.2 節第 4 項 ADC 介面電路的濾波電路濾波，但由圖 3-3 仍可看出 ADC 轉換得到的 A 相與 C 相電流，受 PWM 切換雜訊和環境雜訊影響情況仍相當嚴重！如圖 3-4，嚴重的雜訊使得 Park 轉換出來的 d 軸與 q 軸電流也充滿著許多的雜訊和突波，這樣也將影響馬達運轉的平順度和電流回授控制的精準度。

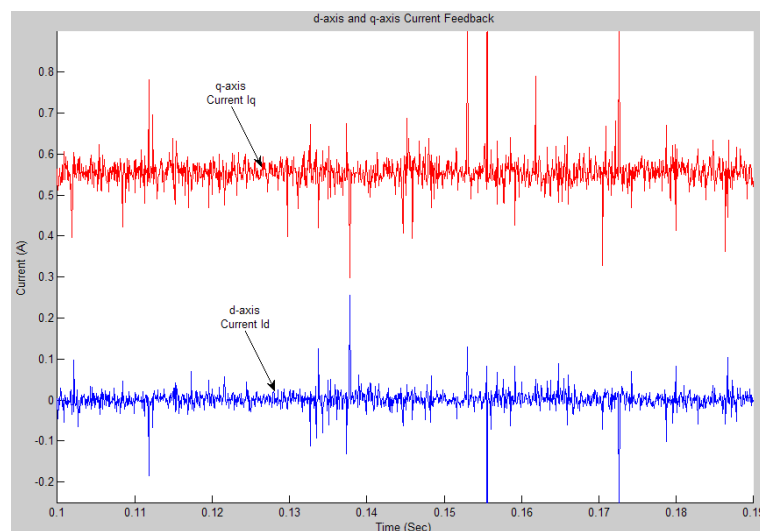


圖 3-4 開迴路 Park 轉換模組轉換得之 d 軸與 q 軸電流

3.2 電流回授的雜訊抑制

為了抑制 A 相與 C 相電流在 ADC 轉換時受 PWM 切換雜訊和環境雜訊的影響，本論文已於 ADC 介面電路適當地加入濾波電路進行濾波，但雜訊問題仍未有效地解決；此時若於回授信號上多加入幾個軟體或硬體的低通濾波器都將造成濾波出來的信號有相位延遲(phase lag)的情形，將使得 d 軸與 q 軸的電流回授信號有漣波的情形或 d 軸的電流回授信號過大，而且濾波器的截止頻率(cut-off frequency)過低時也會影響電流迴路的整體頻寬。

由於 PWM 切換雜訊是因為切換智慧功率模組 IPM 時的瞬間會有很大的電磁突波，常對 ADC 造成很大的雜訊干擾，因此若能避免在 PWM 信號切換時進行 ADC 取樣則可避免此雜訊的干擾；但於馬達運轉時，轉速和工作情形並不固定，所以 PWM 信號切換時間並不固定，程式無法完全避免在 PWM 切換時進行 ADC 取樣。

為了克服 PWM 切換雜訊和環境雜訊，本論文利用 DSP F2812 含有一個 16 通道 12 位元的 ADC 之特性，如圖 3-5 在同一個電流迴路取樣周期內對回授之電流信號進行多次 ADC 取樣，其每次取樣會有些許的時間差(ADC 每次轉換所需的時間)，若其中某些取樣的結果受到 PWM 切換雜訊的影響，可將多次取樣的資料進行分析處理以降低雜訊的影響，因此可得較低雜訊的電流回授信號。其中本論文設定電流迴路中斷頻率為 15 KHz ($66.67 \mu sec$)。

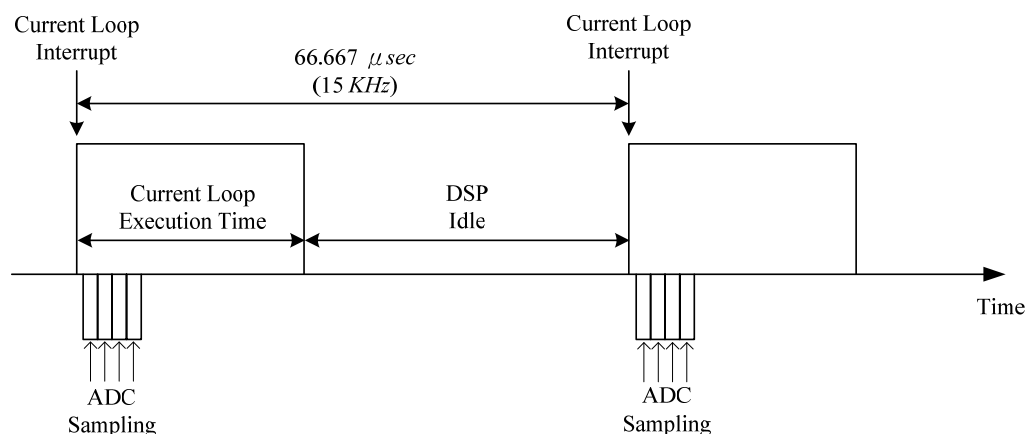


圖 3-5 電流迴路中斷 ADC 取樣示意圖

3.2.1 ADC 多取樣點平均法

1 · ADC 取樣二點平均

在此實驗利用 DSP F2812 ADC，在同一個電流迴路中斷內，同時對 A 相與 C 相的電流回授信號取樣二次，並將取樣結果平均，其結果如圖 3-6。由圖中可明顯看出在重負載電流較大的情況下，雜訊明顯地降低；但在輕負載電流較小的情況下，此方式所得之結果仍有相當嚴重的雜訊干擾！

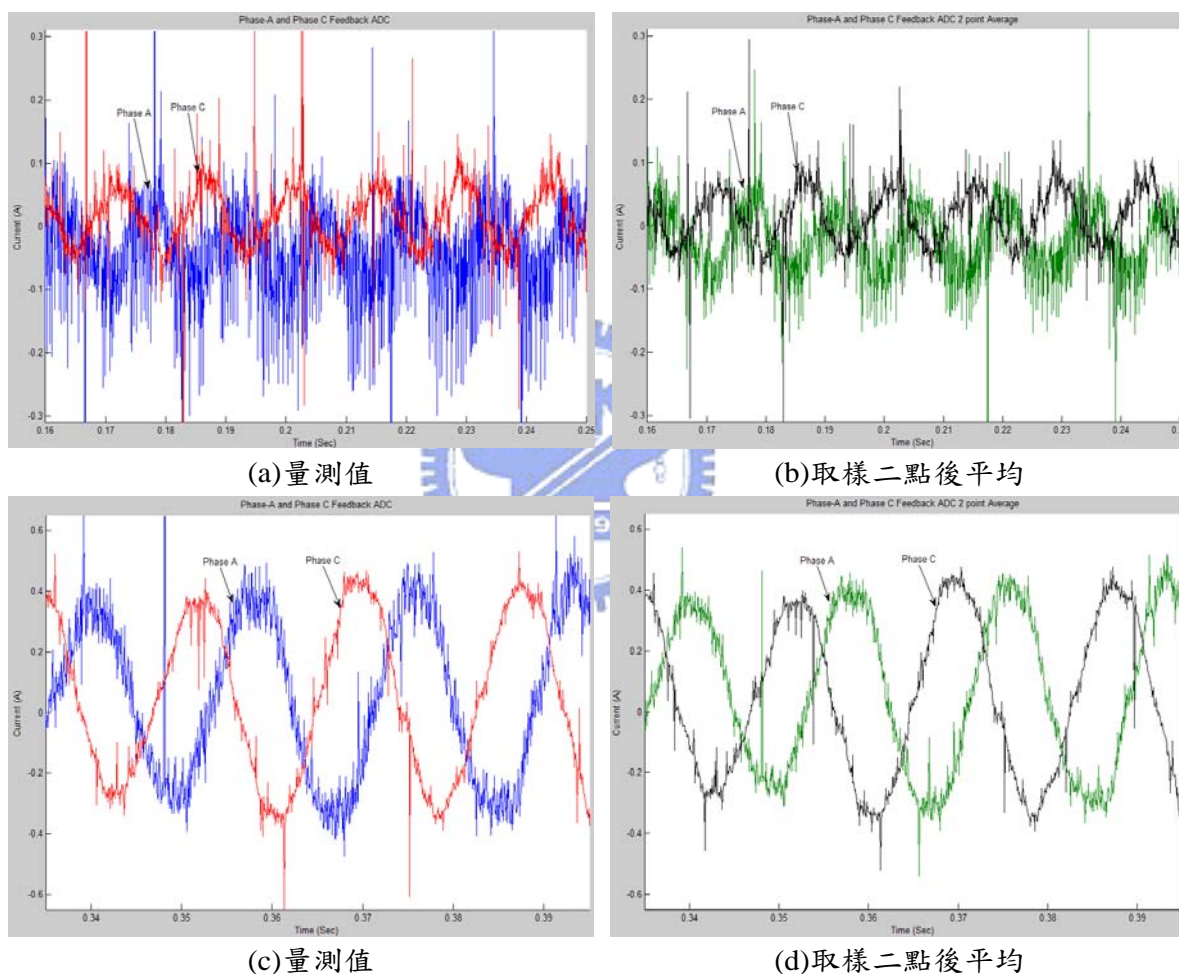


圖 3-6 電流回授 ADC 二點取平均法比較圖

(a)-(b) 輕負載時之電流比較 (c)-(d) 重負載時之電流比較

此外 ADC 取樣加上取平均運算時間由原本只取樣一次時的 $1.4 \mu sec$ 增加為 $4 \mu sec$ ，而整體電流迴路的執行時間由 $17.4 \mu sec$ 增加為 $20.2 \mu sec$ 。

2 · ADC 取樣四點平均

接著實驗在同一個電流迴路中斷內，同時對 A 相與 C 相的電流回授信號取樣四次，並將四次取樣的結果平均，其結果如圖 3-7。由圖中可看出雜訊的影響明顯地降低許多，但由實驗結果發現用 ADC 多點取樣後平均對 PWM 的切換雜訊所產生的突波情形只能減小而無法完全消除！

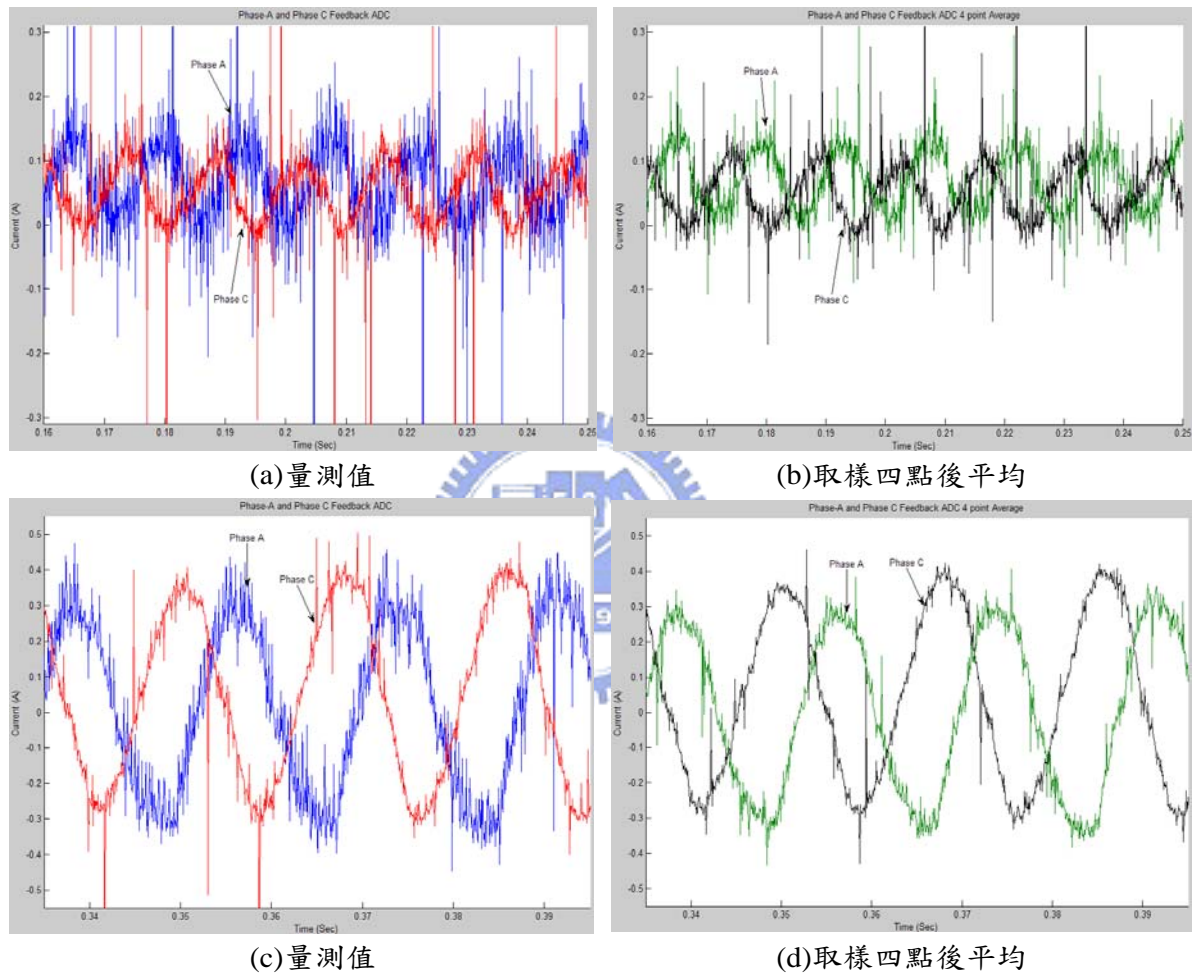


圖 3-7 電流回授 ADC 四點取平均法比較圖

(a)-(b) 輕負載時之電流比較 (c)-(d) 重負載時之電流比較

此外 ADC 取樣四次加上取平均的運算時間需耗時 $6.8 \mu sec$ ，而整體的電流迴路執行的時間增加為 $23.2 \mu sec$ 。

3.2.2 ADC 多取樣點排序後中間值平均法

1 · ADC 取樣三點後排序取中間值

為了完全地解決 PWM 的切換雜訊所產生的突波情形，所以將 A 相與 C 相的電流回授信號在同一個電流迴路中斷內進行三次取樣，並將這三次取樣的信號做資料分析辨識，發現若某個取樣結果受到 PWM 切換的影響時，其轉換得到之數值相對於另外兩個數值將過於偏大或偏小，所以我們將每次電流迴路中斷所得的三次取樣結果進行數值大小排序，接著去除最大和最小的數值，取出排序的中間數值，其結果如圖 3-8。

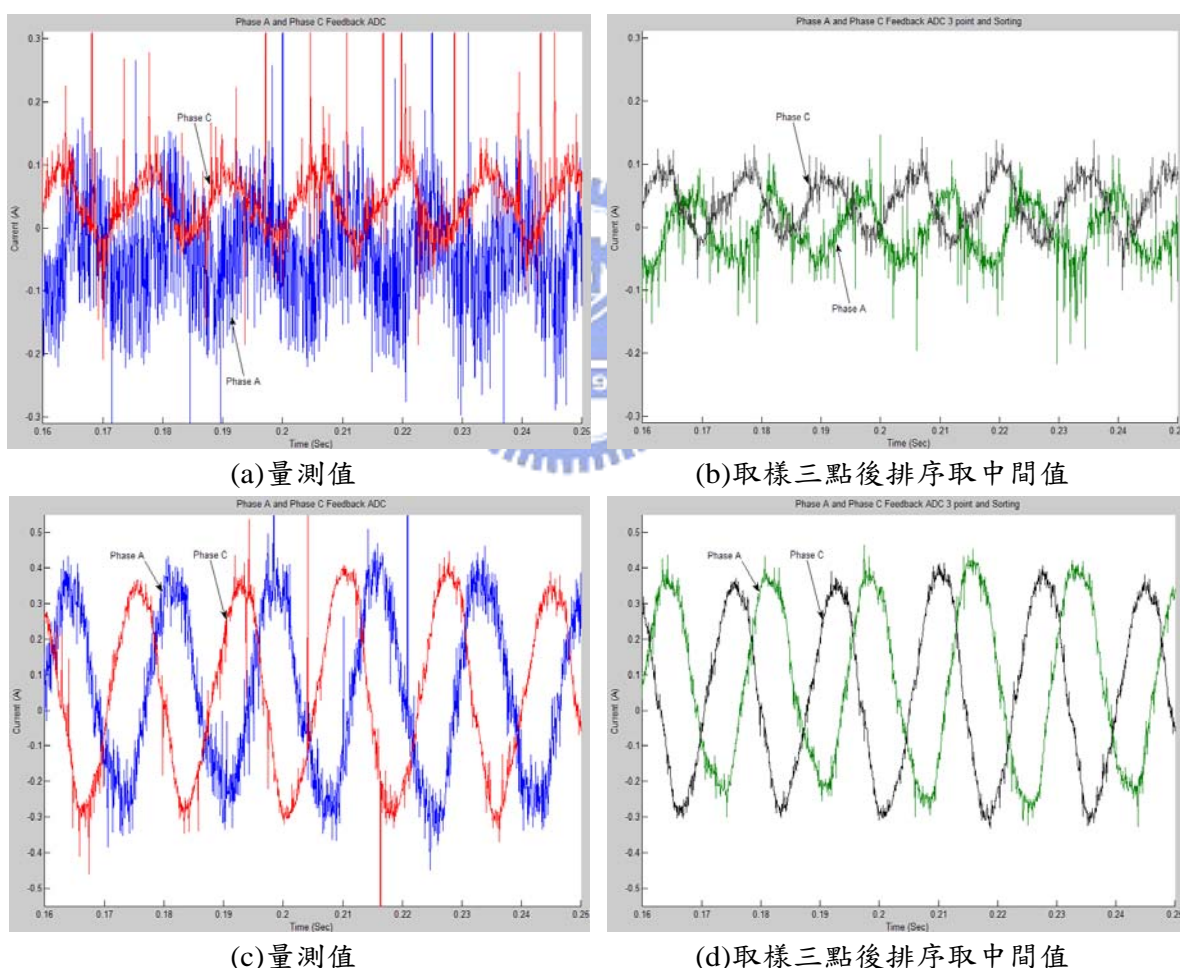


圖 3-8 電流回授 ADC 三點取樣排序法比較圖

(a)-(b) 輕負載時之電流比較 (c)-(d) 重負載時之電流比較

ADC 取樣三次加上排序取中間值的運算時間需耗時 $7.8 \mu sec$ ，而整體電流迴路的執行時間增加為 $24.2 \mu sec$ 。

2. ADC 取樣四點後排序取中間二數之平均值

由 ADC 取樣三次加上排序取中間值的結果，雖然比 3.2.1 節只取平均值時的結果還要好一些，且 PWM 切換雜訊的突波影響已降低相當多，但發現它在電流信號較小、雜訊較大的情形時，還是有稍大的雜訊存在，故接下來利用 ADC 取樣四點的結果進行排序，然後取中間那二個數值的平均值，希望用取平均值的方法再將雜訊再降低些，其結果如圖 3-9。

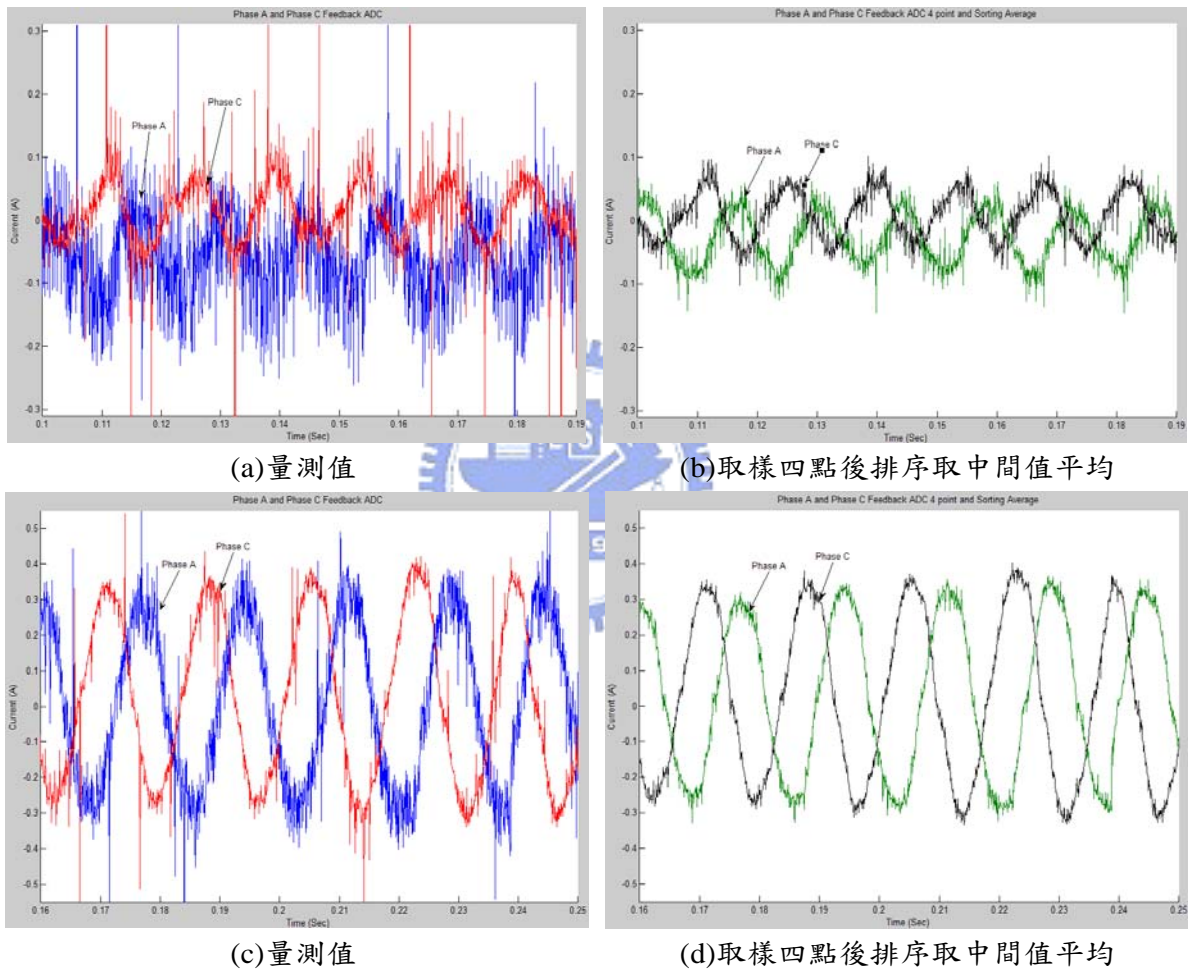


圖 3-9 電流回授 ADC 四點取樣排序法比較圖
(a)-(b) 輕負載時之電流比較 (c)-(d) 重負載時之電流比較

ADC 取樣四點加上排序後取中間二數的平均值之運算時間需耗時 $10.6 \mu sec$ ，而整體電流迴路的執行時間增加為 $26.8 \mu sec$ 。

3 · ADC 取樣五點後排序取中間值

將 ADC 取樣三次排序後取中間值和 ADC 取樣四點排序後取中間二數的平均值的結果進行比較，可明顯看出後者的確又將雜訊的影響更為降低了，並且在電流信號較小、雜訊較大的情形時，它的抑制雜訊能力也相當不錯，所以接下來希望利用 ADC 取樣五點，並將其結果進行排序後取中間值，實驗看看是否能將雜訊再降低，其實驗的結果如圖 3-10。

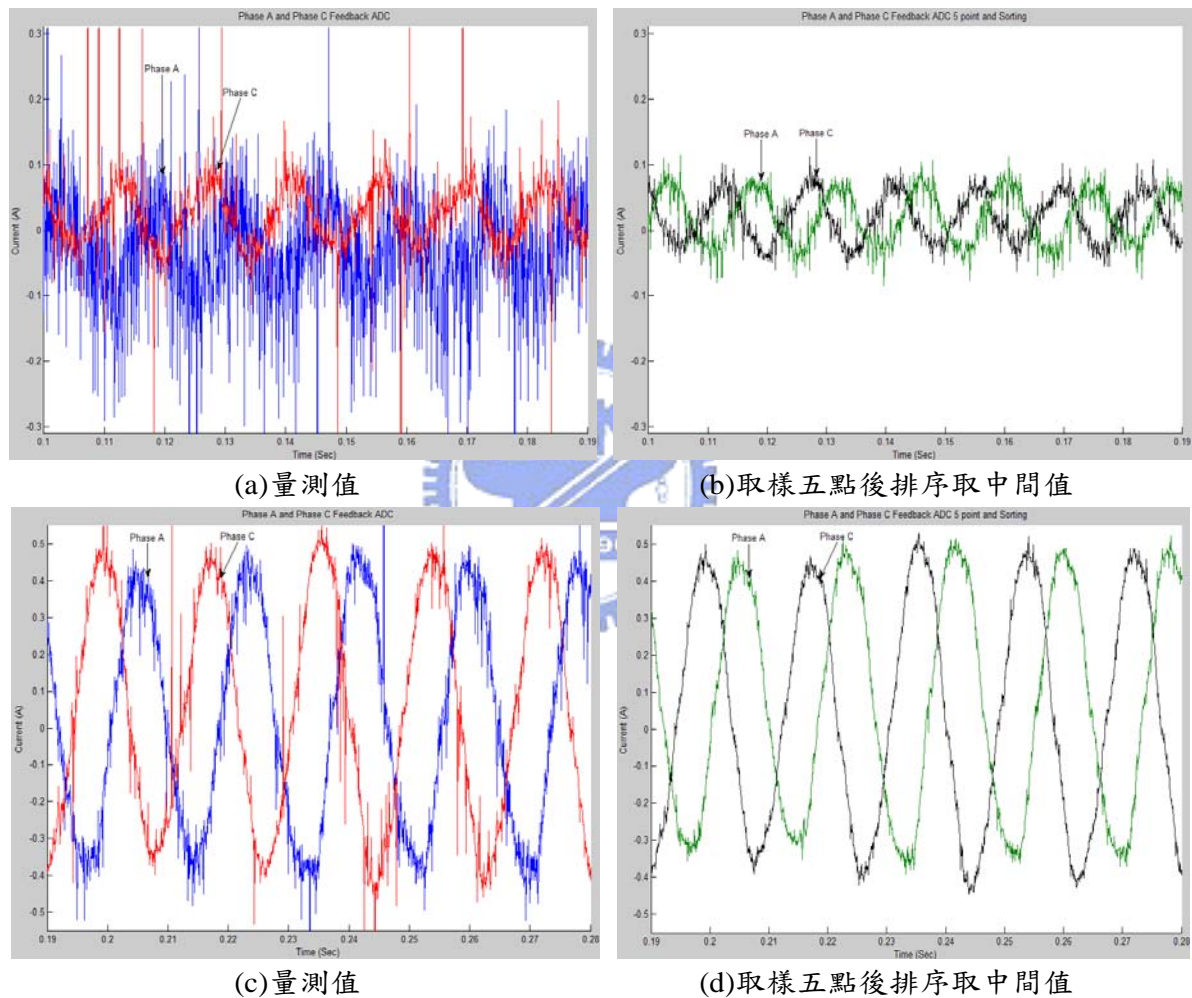


圖 3-10 電流回授 ADC 五點取樣排序法比較圖

(a)-(b) 輕負載時之電流比較 (c)-(d) 重負載時之電流比較

ADC 取樣五次加上排序取中間值的運算時間需耗時 $15 \mu sec$ ，而整體電流迴路的執行時間增加為 $31.4 \mu sec$ 。

4 · ADC 取樣六點後排序取中間二數之平均值

比較圖 3-9 和圖 3-10 兩者的結果十分相似，皆能將雜訊的干擾抑制地相當不錯；接下來利用 ADC 取樣六點的結果進行排序，然後取中間那二個數值的平均值，希望取平均值的方法再將前兩者的結果再改善些，其實驗的結果如圖 3-11。

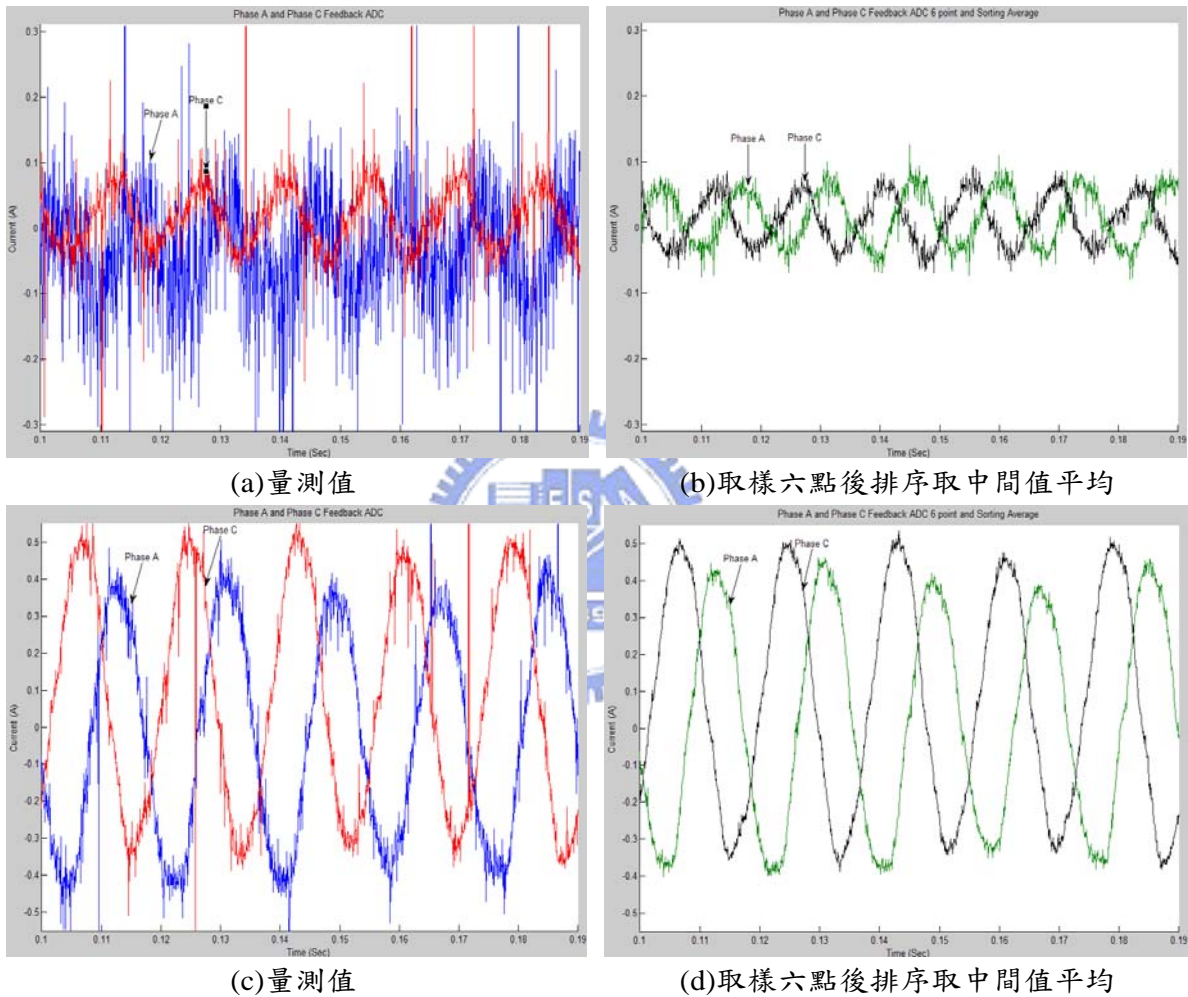


圖 3-11 電流回授 ADC 六點取樣排序法比較圖

(a)-(b) 輕負載時之電流比較 (c)-(d) 重負載時之電流比較

ADC 取樣六點加上排序後取中間二數的平均值之運算時間需耗時 $19.6 \mu sec$ ，而整體電流迴路的執行時間增加為 $36 \mu sec$ 。

3.2.3 雜訊消除方法之比較

由 3.2.1 節與 3.2.2 節的實驗結果，可發現在同一個電流迴路取樣周期內，利用 ADC 對電流回授信號多次取樣的結果進行資料分析處理，可降低 PWM 切換雜訊和環境雜訊的影響；尤其以 3.2.2 節中將 ADC 多次取樣的結果排序後取平均，可將 PWM 切換雜訊降低到最小，所得到的電流回授信號較為平順，進而讓 Park 轉換出來的 d 軸與 q 軸電流更加穩定精準，如圖 3-12。降低了回授信號的雜訊將使接下來伺服馬達的電流與速度迴路控制的更精準，使馬達運轉時更平順。

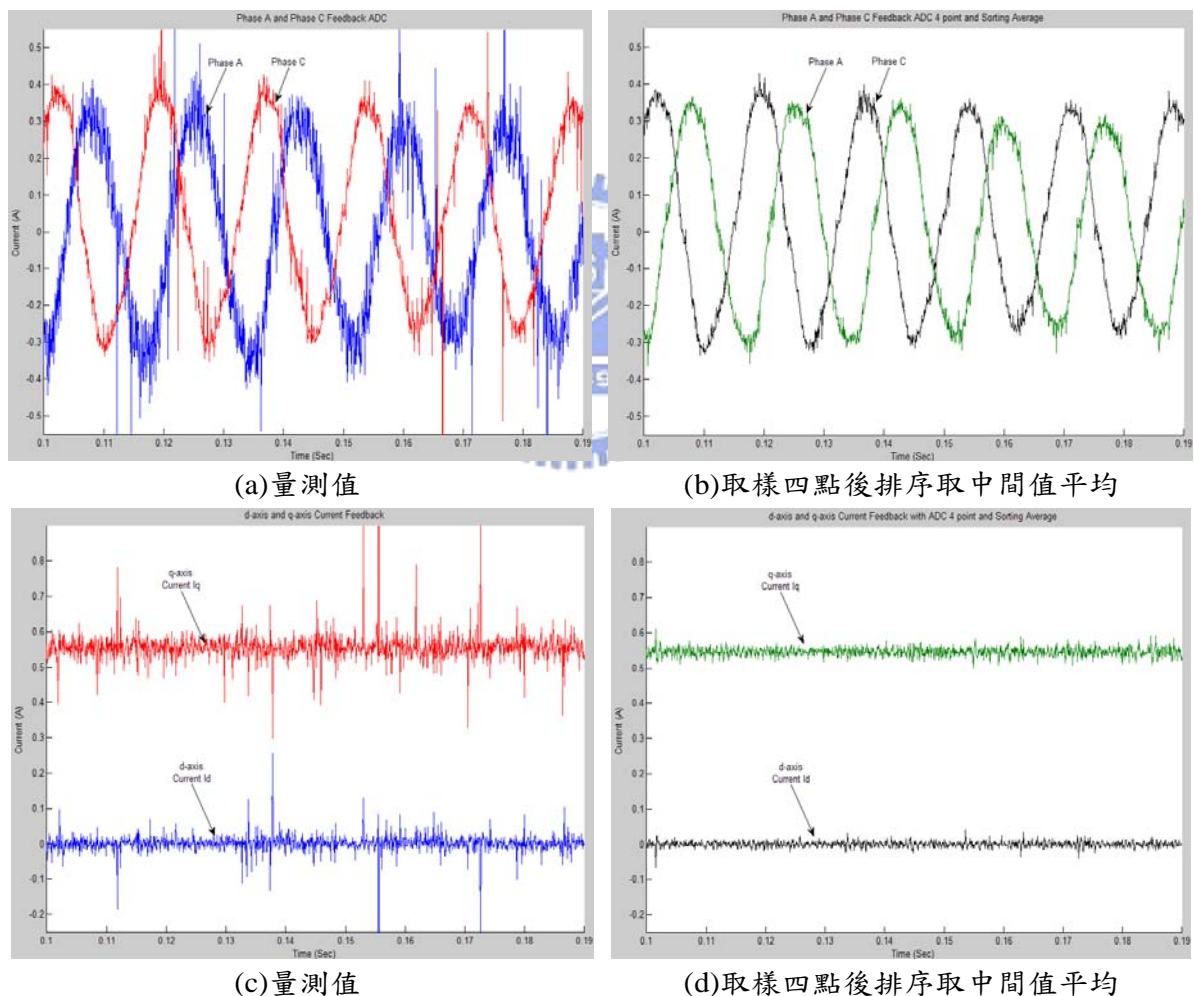
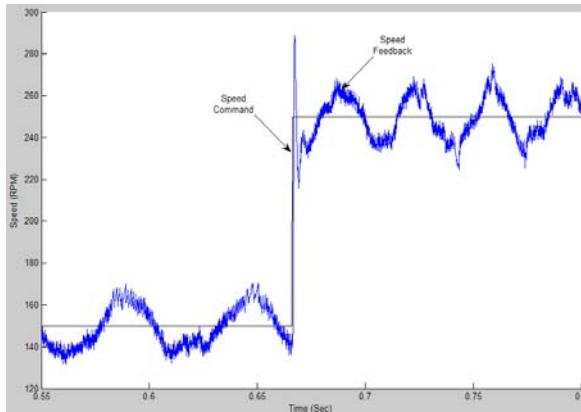
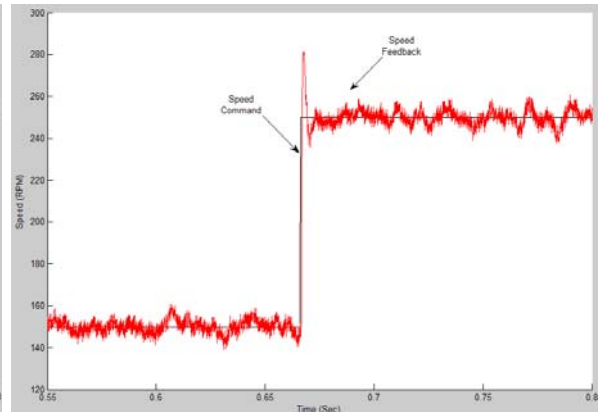


圖 3-12 電流回授的雜訊抑制比較圖

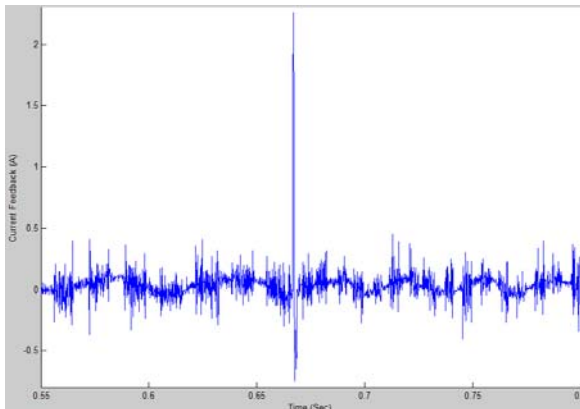
(a)-(b) A、C 相電流回授信號比較 (c)-(d) d-q 軸電流回授信號比較



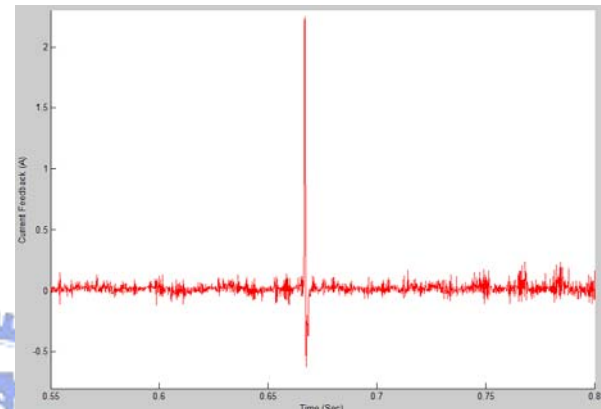
(a) 電流回授未經雜訊抑制



(b) 電流回授經雜訊抑制



(c) 電流回授未經雜訊抑制



(d) 電流回授經雜訊抑制

圖 3-13 速度閉迴路響應之電流回授的雜訊抑制比較圖

(a)-(b) 速度步階響應比較 (c)-(d) d-q 軸電流信號比較

在速度閉迴路時，比較所提出的電流回授雜訊抑制方法與未處理雜訊時馬達速度響應的運轉情形，如圖 3-13。由圖中可明顯看出經過電流回授雜訊抑制的方法後，馬達速度響應的運轉較為平順、震盪較小，於 d-q 軸電流回授方面雜訊也少了很多，使得回授控制更為平順且精準。

接下來探討運算時間的問題，由於 3.2.1 節與 3.2.2 節所提出的方式，在同一個電流中斷周期內，ADC 需多次取樣電流回授信號，並且加上排序與平均等運算將多花費一些 DSP 的運算時間，DSP 所需的運算時間如表 3-1 所示：

表 3-1 ADC 多次取樣與資料處理所需時間表

	ADC 取樣 一次	ADC 取樣 二次平均	ADC 取樣 四次平均	ADC 取樣 三次排序	ADC 取樣 四次排序	ADC 取樣 五次排序	ADC 取樣 六次排序
ADC 取樣 與排序運算 執行時間	1.4 μsec	4.0 μsec	6.8 μsec	7.8 μsec	10.6 μsec	15.0 μsec	19.6 μsec
整體電流迴 路執行時間	17.4 μsec	20.2 μsec	23.2 μsec	24.2 μsec	26.8 μsec	31.4 μsec	36.0 μsec

雖然 3.2.2 節所提出的方式較 3.2.1 節來說，對於改善雜訊干擾的情況有相當不錯的效果。由表 3-1 可明顯看出若 ADC 取次數過多，使得資料排序平均的運算時間提升，此外因為本論文設定電流迴路的取樣頻率為 15 KHz (66.667 μsec)，所以若整體電流迴路的運算執行時間過長，這將會壓縮未來建立之速度迴路的運算時間。由 3.2.2 節的結果，發現 ADC 取樣四次、五次和六次，再經排序平均後對雜訊抑制的效果都非常相近，且 ADC 取樣四次排序平均的運算時間較適中，故本論文將採用此方法進行接下來的實驗。

3.3 PI 電流回授控制

藉由第 3.1 節開迴路的測試，和第 3.2 節提出的電流回授信號雜訊抑制方法，將能大大地減低雜訊對電流回授信號的干擾，故此時經 Park 轉換後，即可獲得如圖 3-12 所示較平穩、較無雜訊影響的 d-q 軸電流回授信號；接著再將 d-q 軸的電流命令與回授信號加上 PI 控制器，即能完成伺服馬達的電流回授控制系統，系統架構如圖 3-14。

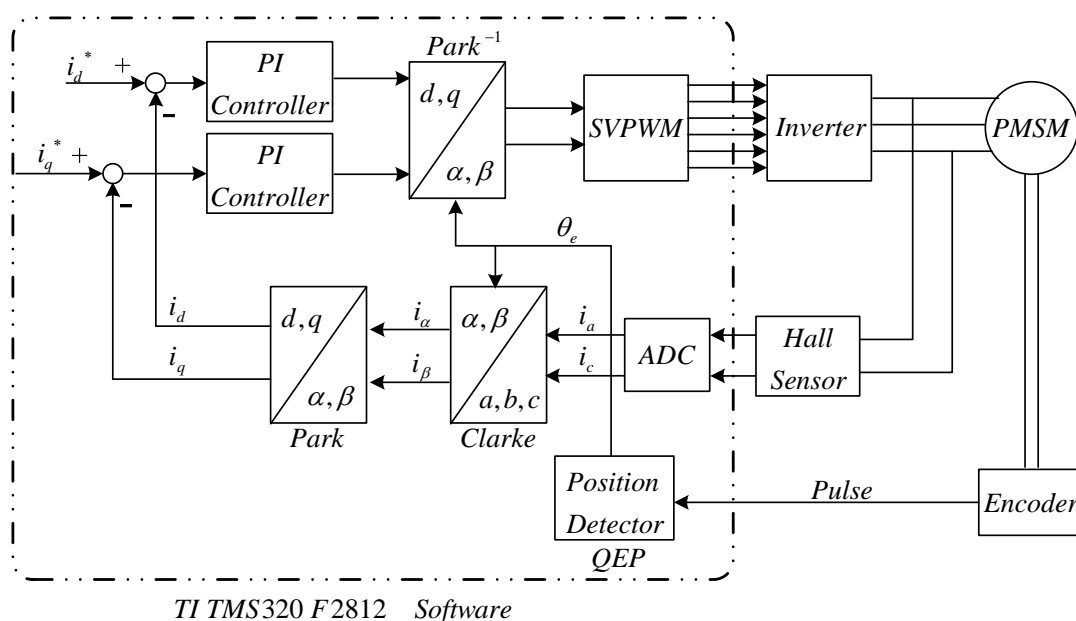


圖 3-14 電流迴路控制系統架構圖

電流迴路 PI 控制器的參數調整部份，因其主要的控制目標是得到較快的電流響應速度，且系統須為穩定系統，故經幾次實驗後選定 PI 控制器中的比例增益(proportional gain)為 2.0，積分增益(integral gain)為 $T/0.0025$ ，其中 T 為電流迴路的取樣周期時間。

為了更了解電流迴路整體的效能與頻率響應的頻寬(bandwidth, BW)，因此我們對整個系統做系統辨識(system identification)。在此利用 Matlab 的系統鑑別工具(System Identification Toolbox)產生 PRBS (pseudo-random binary signal)的系統辨識測試信號進行電流迴路的系統辨識。系統辨識結果可用二階的離散轉移函數來近似整個電流迴路系統，圖 3-15 為系統辨識得到之二階系統與電流迴路真實測試時的步階響應圖，可看出步階響應結果十分接近，此時的上升時間(rise time, T_r)約為 0.27 msec。

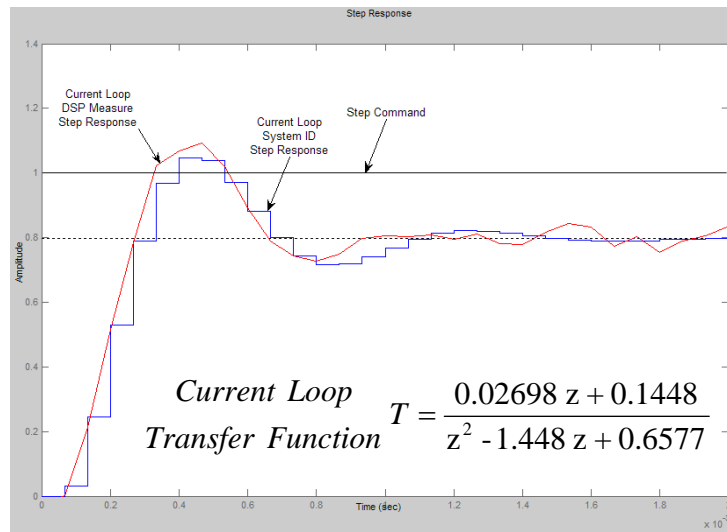


圖 3-15 電流迴路之步階響應

圖 3-16 為電流迴路系統辨識得到之頻率響應的波德圖(Bode diagram)，電流迴路頻寬約為 1734.8 Hz。

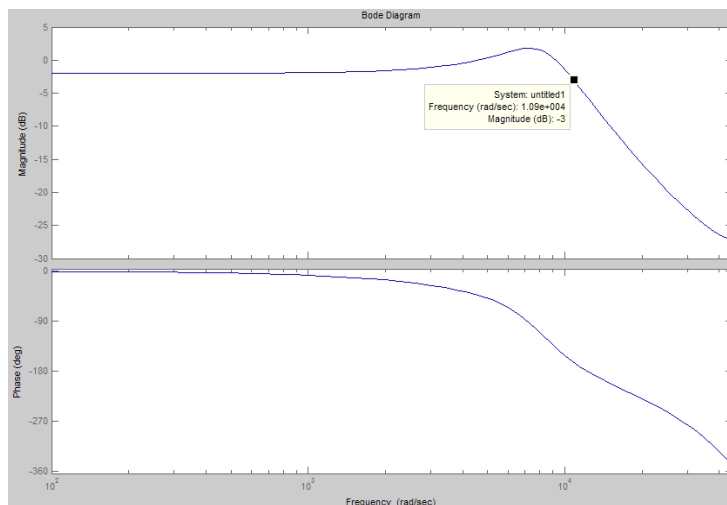


圖 3-16 電流迴路之頻率響應波德圖

3.4 PI 速度回授控制

由第 3.3 節所建立的電流控制迴路，於外層再加上 PI 控制器以建立速度的控制迴路，其架構圖如圖 3-17。

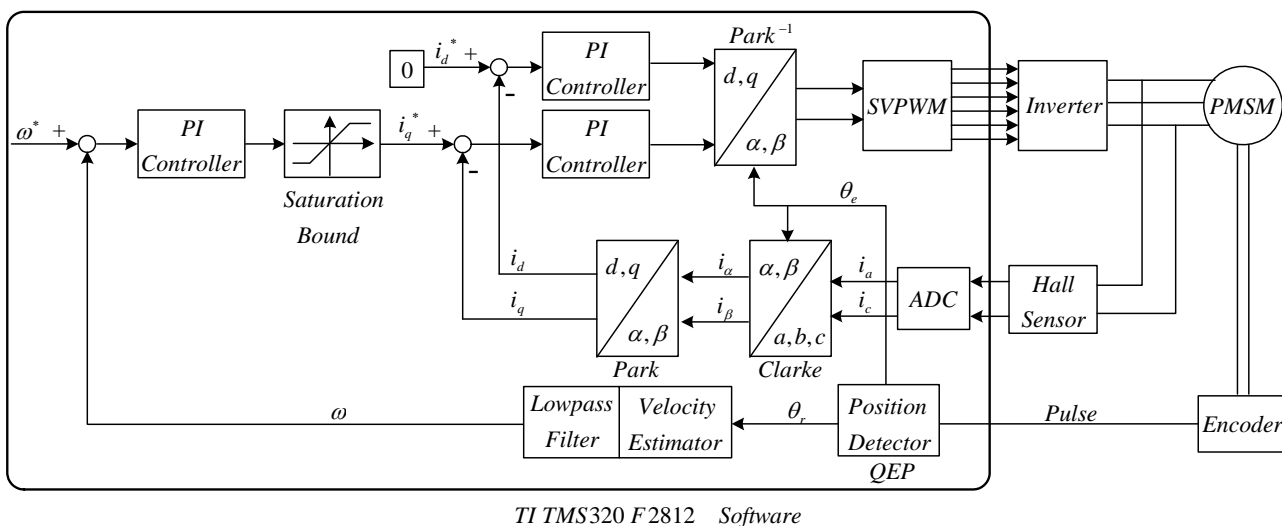


圖 3-17 速度迴路控制系統架構圖

3.4.1 速度回授與低通濾波器

速度回授的速度估測器部份，利用轉子角度 θ_r 的差分(differential)計算估測出目前馬達的轉速，但差分運算常會造成估測出的速度回授信號含有嚴重的雜訊，而使馬達運轉時產生高頻震動減低壽命，因此速度估測器輸出的速度回授信號需加以濾波，加入截止頻率為 250 Hz 的低通濾波器後的濾波結果如圖 3-18。

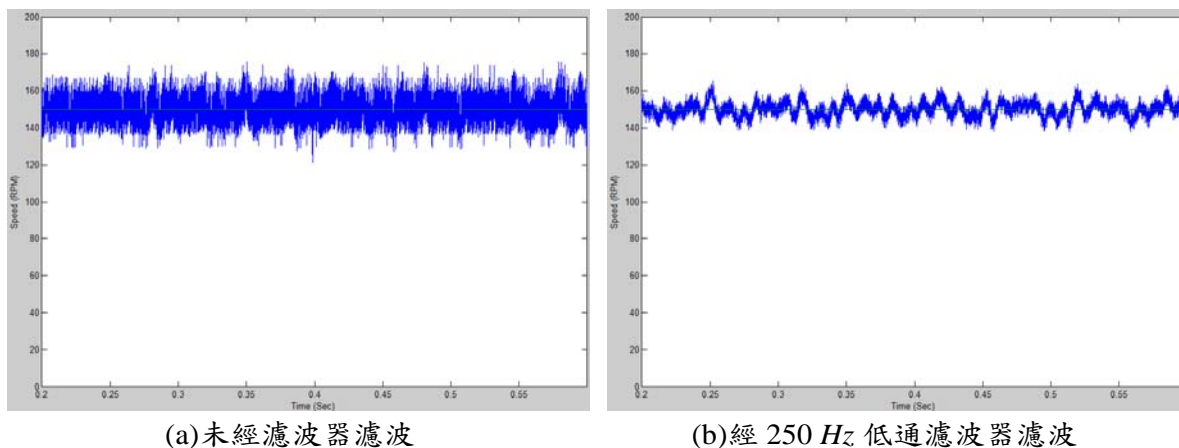


圖 3-18 速度回授信號之雜訊與濾波

由圖 3-18 明顯看出濾波器可將差分計算所造成的速度回授信號之雜訊降低，並且能改善馬達在穩態運轉的震動問題；但若將濾波器的截止頻率固定為 250 Hz 又會影響到回授信號的反應速度，而使速度迴路的整體頻寬降低。

由於此濾波器主要是為了改善穩態時的雜訊問題，為了避免工作頻寬被此濾波器所限制，在此本論文使用二段式的低通濾波器如圖 3-19，利用速度的誤差來判斷系統的運轉是否已達穩態；當速度的誤差大於 90 RPM 時，則認定系統響應未達穩態，並將截止頻率切換至 600 Hz ，使濾波器不至於對系統頻寬產生太大的影響；當速度的誤差小於 90 RPM 時，則認定系統響應已達穩態，而將截止頻率切換為 250 Hz ，使穩態響應更為平順。然而穩態時的截止頻率也不能太低，否則使回授信號過份失真時，可能使系統產生震盪的情況。

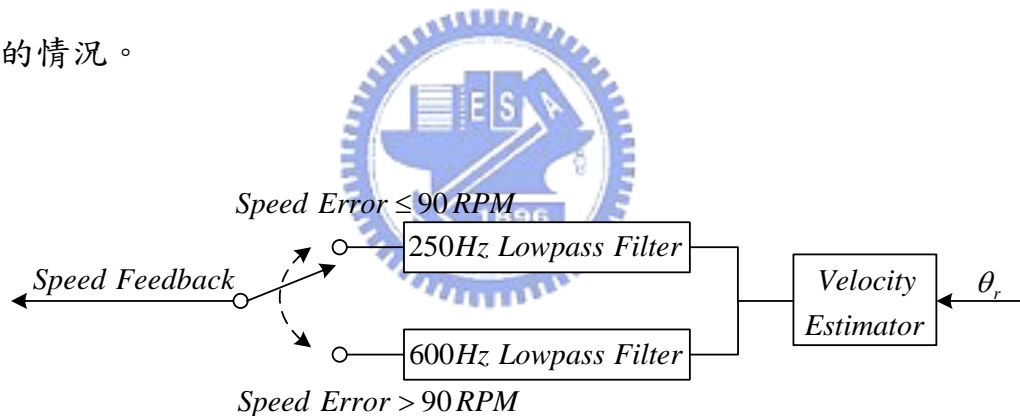


圖 3-19 二段式速度回授濾波器

3.4.2 速度迴路之系統效能

速度迴路 PI 控制器的參數調整部份，因其主要的控制目標是希望得到較快的速度響應、較短的穩態時間(settling time)和較小的命令超越量(overshoot)，使系統更快、更準確並且更穩定，故經幾次實驗調整後選定 PI 控制器中的比例增益(proportional gain)為 2.0，積分增益(integral gain)為 $T/0.0013$ ，其中 T 為速度迴路的取樣周期時間。

1. 無負載測試：

圖 3-20 為速度迴路在兩種不同速度且無負載的應用情況下所做的步階響應測試，其中上升時間(rise time, T_r)大約為 2.6~3 msec 左右，而最大超越量(overshoot)大約為 90~100 RPM 左右。

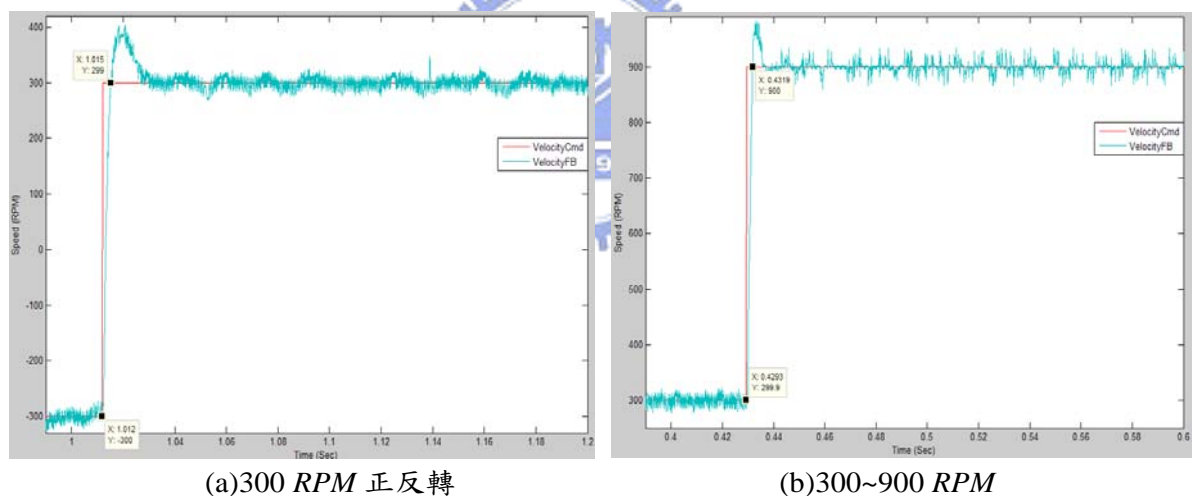


圖 3-20 速度迴路無負載之步階響應

圖 3-21 為速度迴路系統辨識得到的頻率響應波德圖，速度迴路無負載時頻寬約為 169.1 Hz 。

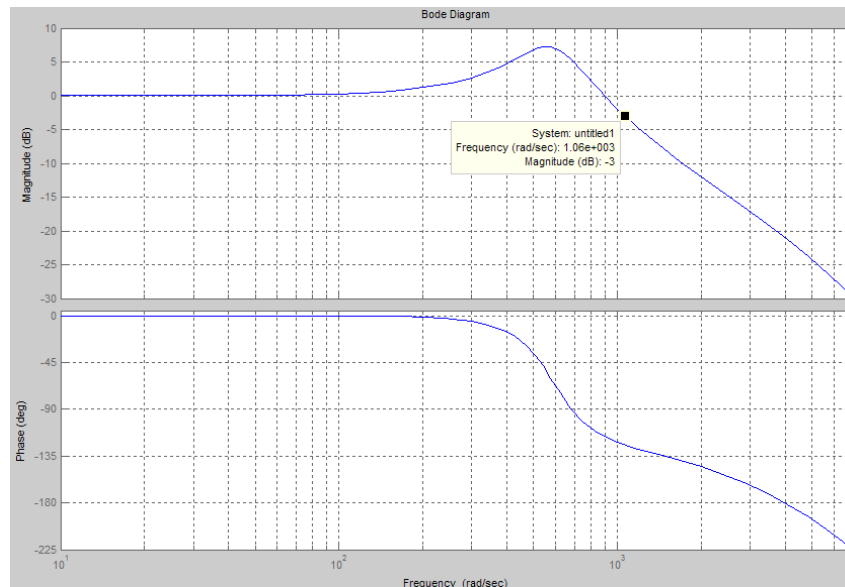


圖 3-21 速度迴路無負載之頻率響應波德圖

2. 加入五倍慣量(Inertia)之負載測試：

在此在馬達上加入圓形的負載，其重量大約為馬達轉子慣量的五倍，加入負載後的步階響應如圖 3-22，其上升時間增加為 12 msec 、最大超越量增加為 185 RPM ，且安定時間拉長，進入穩態前也有輕微的震盪情形產生。

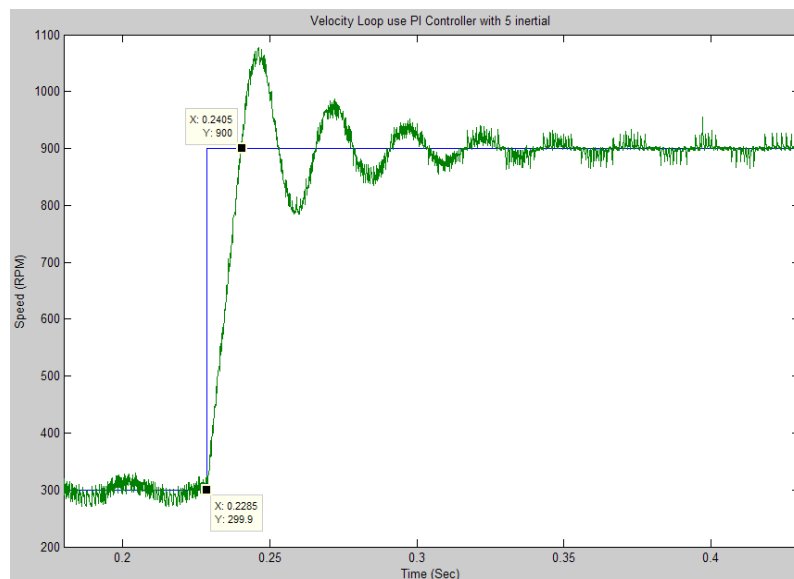


圖 3-22 速度迴路加入五倍慣量負載之步階響應

圖 3-23 為速度迴路加入五倍慣量負載時系統辨識得到的頻率響應結果，加入五倍慣量負載後系統頻寬約為 61.1 Hz 。其中在波德圖的增益圖(magnitude)上產生較大的尖峰，代表整個系統在加入五倍慣量負載後會有較大的最大超越量(overshoot)；另外在波德圖的相位圖(phase)方面，可發現相位在稍高的頻率時突然迅速地向下下降，則在代表系統加入五倍慣量負載後的高頻響應相位落差較為嚴重。

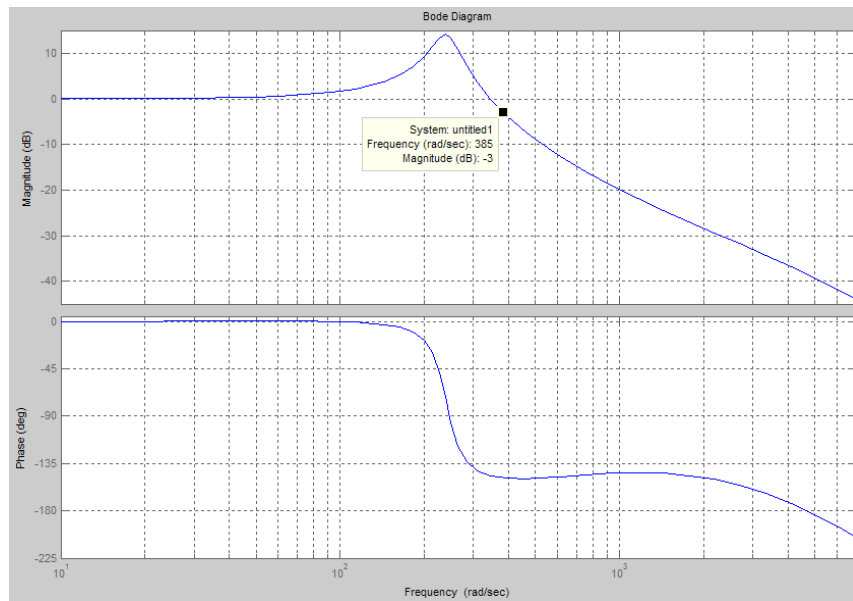


圖 3-23 速度迴路加入五倍慣量負載之頻率響應波德圖

3.4.3 小結

利用第 3.2 節中提出的降低電流回授信號雜訊之方法，可有效降低 PWM 切換雜訊和環境雜訊對電流回授信號的影響，使所得到的 d-q 軸電流回授信號較為平順，進而使第 3.3 節的電流迴路控制效能更佳，達到 1734.8 Hz 的頻寬。

基於良好的電流迴路響應，架構的外層速度迴路也獲得不錯的工作效能，利用 PI 控制器架構的速度迴路，無載時頻寬可達 169.1 Hz ，但有 overshoot 過大的缺點；加入五倍慣量負載後頻寬約為 61.1 Hz ，但暫態震盪較為嚴重。

第四章 相位領先與相位落後補償器設計

本章利用相位領先-落後補償器(Phase Lead-Lag Compensator) [19][20][21][22]來取代速度迴路的PID控制器。相對於PID控制器，相位領先補償器(Phase Lead Compensator)與相位落後補償器(Phase Lag Compensator)是以波德圖為根據，進而設計控制器使系統達到所需效能。

基本上，相位領先補償器類似於PD控制器，是由頻率響應的觀點來設計提升系統於高頻時的相位角，具有改善相對穩定度與暫態響應的特性；而相位落後補償器則類似於PI控制器，可提升系統在低頻時的增益值，具有改善穩態響應、降低系統的穩態誤差與抑制雜訊的特性。



4.1 相位領先與相位落後補償器之設計原理

4.1.1 相位領先補償器

相位領先補償器是為了提供開迴路系統有足夠的相位大小，增加系統開迴路時波德圖的相位邊限(Phase Margin)，進而提升系統閉迴路時的穩定度與改善暫態響應。相位領先補償器的轉移函數(Transfer Function)如(4-1)式所示：

$$G_C(s) = K \frac{1 + \tau s}{1 + \alpha \tau s}, \quad K > 0, \quad 0 < \alpha < 1, \quad \tau > 0 \quad (4-1)$$

其中 K 為比例增益(proportional gain)， α 和 τ 為相位領先補償器的設計參數，圖 4-1 為比例增益 K 為 1 時之波德圖。

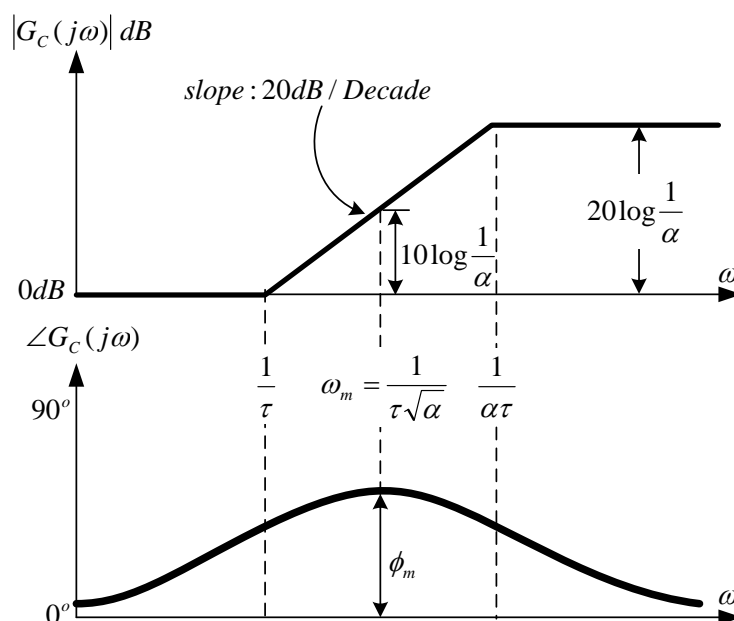


圖 4-1 相位領先補償器之波德圖

相位領先補償器設計的觀念及步驟如下：

1. 首先調整比例控制器增益 K ，使系統開迴路時的波德增益圖 (magnitude) 之 0 dB 交越點 ω_g 之頻寬達到設定的頻寬目標，並由 0 dB 交越點 ω_g 的頻率向下對，求出此時波德相位圖 (phase) 的相位邊限 ϕ 。若欲設計的相位邊限大小為 ϕ_d ，且 $\phi_d > \phi$ 則表示系統的相位邊限不夠，需設計相位領先補償器來補償相位大小。

2. 若相位邊限不夠，則需利用相位領先補償器補償的相位大小為 ϕ_m ，其中 $\phi_m = \phi_d - \phi$ ，接著利用(4-2)式求得相位領先補償器的參數 α 。

$$\alpha = \frac{1 - \sin \phi_m}{1 + \sin \phi_m}, \quad 0 < \alpha < 1 \quad (4-2)$$

3. 接著決定相位領先補償器補償相位峰值的位置，即圖 4-1 中的頻率 $\omega_m = \omega_g$ 。當相位領先補償器加入系統後，波德增益圖會微幅增加，使新的 0 dB 交越點 ω_g^* 會稍大於原本的 0 dB 交越點 ω_g 。

4. 利用(4-3)式計算出相位領先補償器的參數 τ ，即可完成(4-1)式相位領先補償器的設計。

$$\tau = \frac{1}{\omega_m \sqrt{\alpha}} \quad (4-3)$$

從頻域響應而言，相位領先補償器相當於高通濾波器(high pass filter)，會將高頻雜訊放大，故若參數 α 之數值越小，則對具有雜訊干擾的系統越不利。而參數 α 之數值與補償的相位大小為 ϕ_m 有關，故設計時通常使 $\phi_m < 50^\circ$ 。

<<設計範例>>

考慮一單位回授控制系統，其開迴路系統轉移函數為 $G(s) = \frac{400}{s(s+20)}$ ，希望將系統之相位邊限 ϕ_d 提升至 70° ，並提升其頻寬。系統之波德圖如圖 4-2 所示，將系統分別乘上增益 $K=5$ 和 $K=10$ ，可將 0 dB 交越點 $\omega_g = 15.7 \text{ rad/sec}$ 增加至 $\omega_{g5} = 42.5 \text{ rad/sec}$ 與 $\omega_{g10} = 61.6 \text{ rad/sec}$ ，而系統相位邊限 $\phi = 52^\circ$ 減少為 $\phi_5 = 25^\circ$ 與 $\phi_{10} = 18^\circ$ 。並由圖 4-2 可看出增益 K 增加並不會改變系統相位圖的圖形，但若增益 K 太大時，則會使系統相位邊限 ϕ 太小而難以補償。

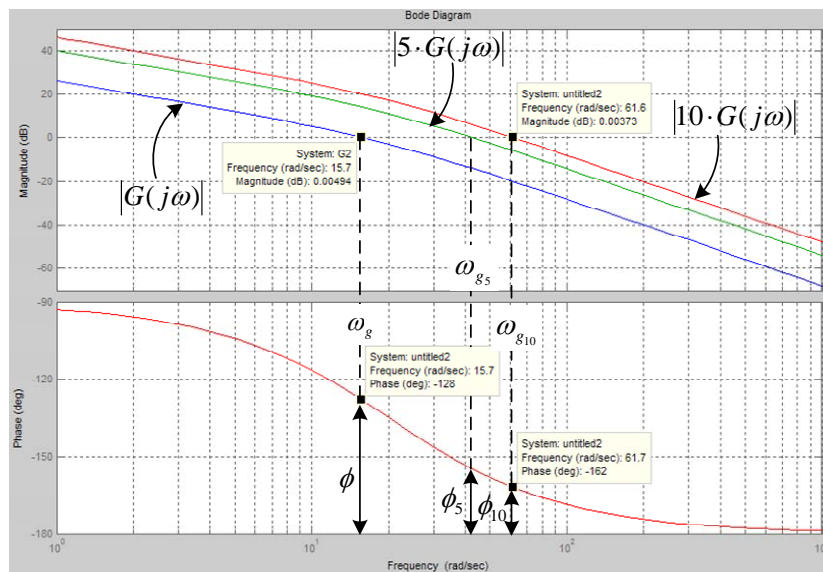


圖 4-2 理想相位領先補償器設計範例之波德圖

由於欲提升相位邊限 ϕ_d 至 70° ，且 $\phi_m < 50^\circ$ 的條件下，選擇增益 $K = 5$ 進行相位領先補償器的設計，由圖 4-2 可得知 $\omega_g = 42.5 \text{ rad/sec}$ 、 $\phi_m = 45^\circ$ ，即可算出 $\alpha = 0.17157$ 、 $\tau = 0.05615$ ，得到之相位領先補償器 $G_c(s) = 5 \cdot \frac{1 + 0.05615s}{1 + 0.009633s}$ ，其補償結果如圖 4-3 所示：

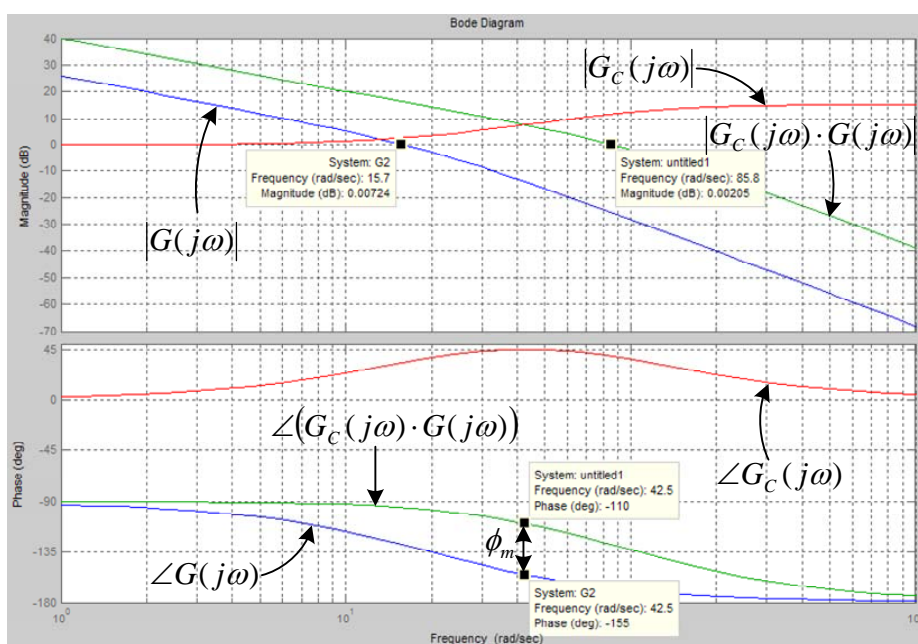


圖 4-3 理想相位領先補償器設計範例之補償結果($\phi = 70^\circ$)

由圖 4-3 可發現相位領先補償器能將系統在頻率為 42.5 rad/sec 時的相位邊界 ϕ 由 25° 提升至 70° ，提升了 45° ，符合設計時 ϕ_m 的大小，也達到設計時相位邊界 70° 的目標；並且系統的 0 dB 交越點 ω_g 由 15.7 rad/sec 增加至 85.8 rad/sec 。

將系統經相位領先補償器補償前與補償後進行閉迴路測試，其頻率響應如圖 4-4，可發現系統閉迴路的頻寬由 25.4 rad/sec 提升至 138 rad/sec ，且相位部分也大幅提升。

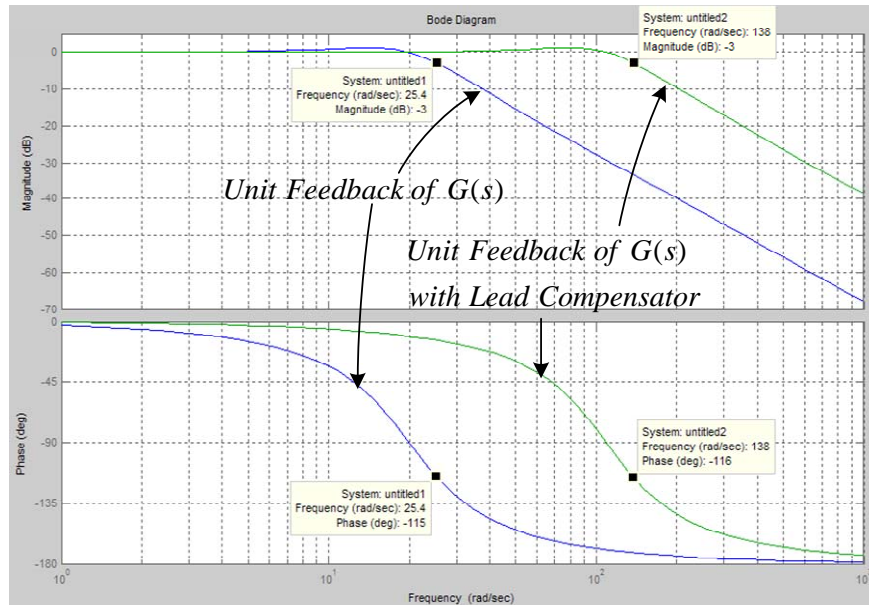


圖 4-4 理想相位領先補償器設計範例之閉迴路補償結果

接著將閉迴路系統做步階響應測試，如圖 4-5，經過相位領先補償器補償後，改善了系統暫態的響應速度。

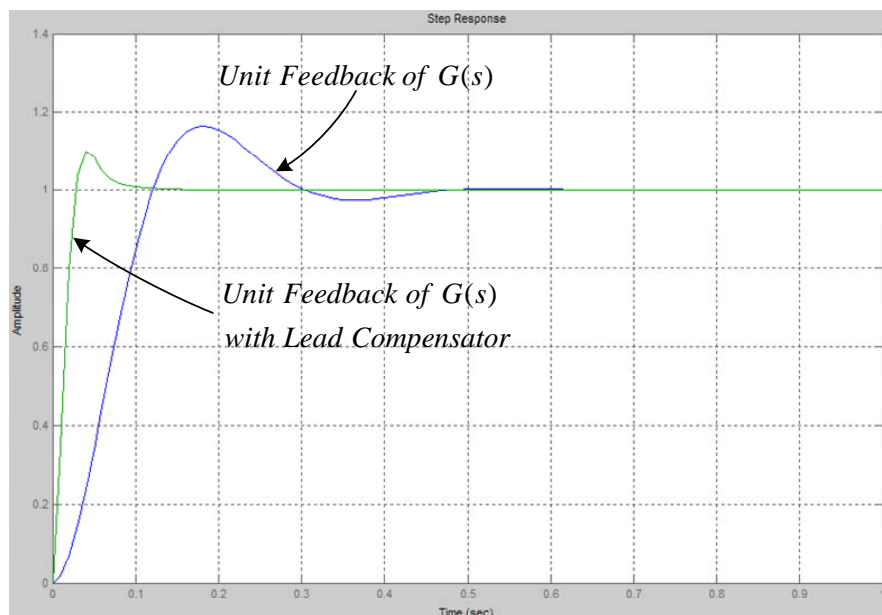


圖 4-5 理想相位領先補償器設計範例閉迴路之步階響應

4.1.2 相位落後補償器

相位落後補償器基本上是為了提供開迴路系統在低頻時，有更足夠的增益大小，進而降低系統的穩態誤差與抑制雜訊，提升系統在閉迴路時的穩態響應。大部份的應用是將相位落後補償器搭配相位領先補償器當做系統之控制器，利用相位落後補償器的優點來改善相位領先補償器穩態特性的不足。

傳統的 PI 控制器雖然可提供較大的直流增益(DC gain, $\omega=0$)，消除系統的穩態誤差，但最大缺點是波德圖的直流增益處其相位角起始點為 -90° ，使得系統的相位邊限較小；而相位落後補償器與 PI 控制器最大的不同處是它可以設計直流增益和相位角起始點之角度，使得系統的相位較 PI 控制器大。相位落後補償器的轉移函數如(4-4)式所示：

$$G_C(s) = K \frac{1 + \tau s}{1 + \beta \tau s}, \quad K > 0, \quad \beta > 1, \quad \tau > 0 \quad (4-4)$$

其中 K 為比例增益(proportional gain)， β 和 τ 為相位落後補償器的設計參數，圖 4-6 為比例增益 K 為 1 時之波德圖。

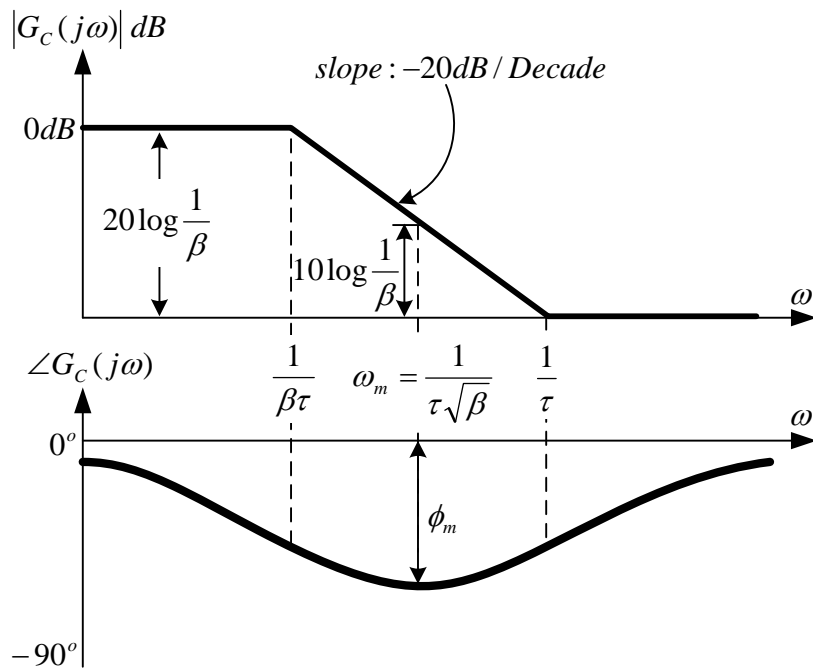


圖 4-6 相位落後補償器之波德圖

相位落後補償器設計的觀念及步驟如下：

1．由於通常的應用是將相位落後補償器搭配相位領先補償器當做系統之控制器，通常希望直流增益為原本的 10 倍，故在此常將比例增益 K 值設定為 10。

2．設定相位落後補償器的相位起始值大小為 ϕ_m ，其中 $\phi_m < 0^\circ$ ，接著利用(4-5)式求得相位領先補償器的參數 β 。

$$\beta = \frac{1 - \sin \phi_m}{1 + \sin \phi_m}, \beta > 1 \quad (4-5)$$

3．接著決定相位落後補償器的相位底峰位置，即圖 4-6 中的頻率 ω_m 。一般為極低頻的附近，以增加直流增益，並且較不會影響到高頻時的相位邊限大小。

4．利用(4-6)式計算出相位領先補償器的參數 τ ，即可完成(4-4)式相位領先補償器的設計。

$$\tau = \frac{1}{\omega_m \sqrt{\beta}} \quad (4-6)$$

從頻域響應而言，相位落後補償器相當於低通濾波器(low pass filter)，對高頻雜訊有抑制作用。此外參數 β 之數值不能太大，因為太大的 β 值將導致過負的 ϕ_m ，不利於閉迴路系統的穩定度，故設計時通常使 $\phi_m \geq -55^\circ$ 或令 $\beta = 10$ 。

4.2 速度迴路的相位領先補償器設計

利用第 4.1.1 節相位領先控制器的設計方法，在實際伺服馬達控制系統上加以實現。並測試相位領先控制器對實際伺服馬達控制系統之效能的改善情形。

4.2.1 速度迴路之開迴路系統辨識

首先對整個伺服馬達控制系統做開迴路系統辨識，其系統辨識的架構圖如圖 4-7。此時利用 PRBS 做為系統辨識的測試信號，將整個伺服馬達控制系統的軟體與硬體部份一起進行系統辨識，可使辨識出系統模型更為精準，更近似實際系統的行為。

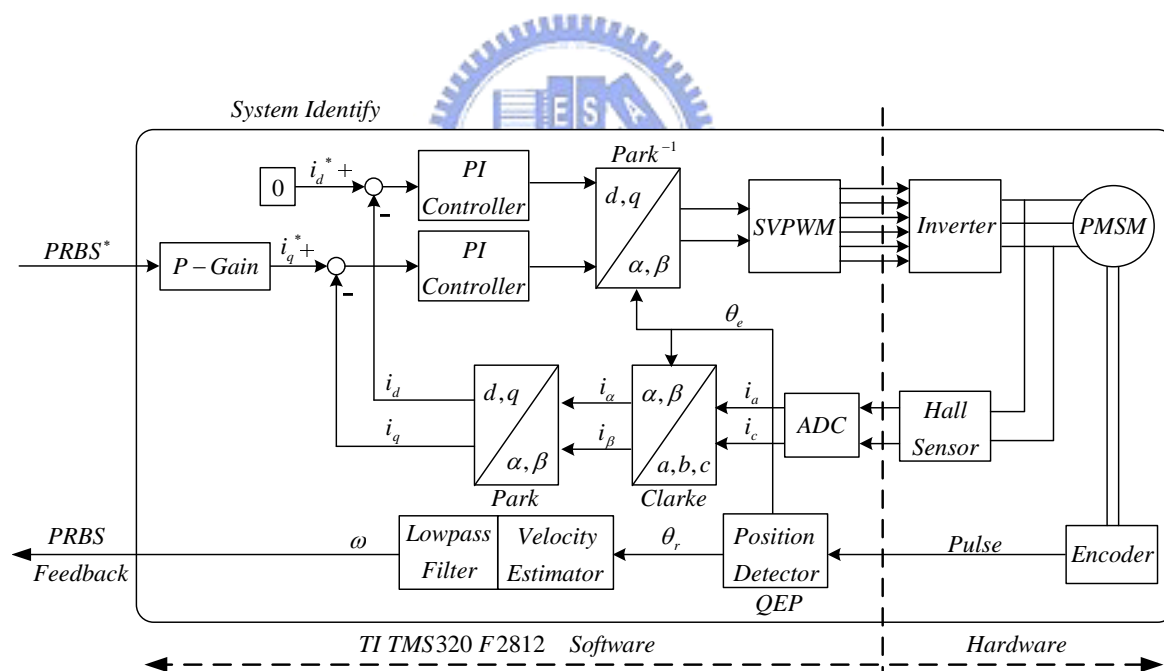


圖 4-7 速度迴路之開迴路系統辨識架構圖

在此設定系統辨識的 PRBS 大小範圍為 $\pm 0.0384 \text{ p.u.}$ ，使得系統的輸出較不易產生飽和的情形，而影響系統辨識的準確性。接著測試系統開迴路於不同增益($P\text{-Gain}$)時，系統辨識出的波德圖，如圖 4-8。

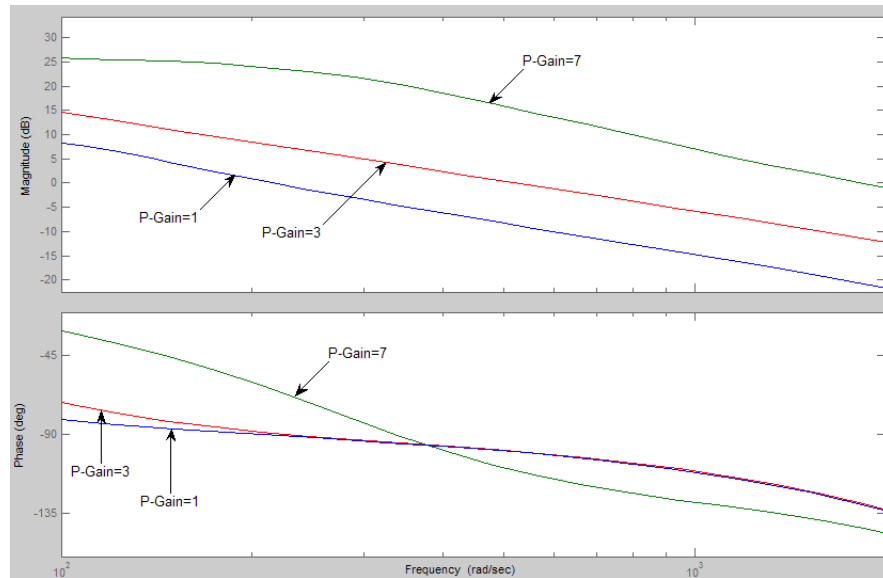


圖 4-8 開迴路系統辨識波德圖

由圖 4-8 可明顯看出，若增益過大時，容易造成系統有飽和與非線性的情形產生；且增益過大時，相位圖將產生較嚴重的變化。由此可知實際系統會有飽和的情形，無法像模擬的理想系統一樣，不隨著增益大小改變而變化其相位，在此選擇較小的增益值，使系統仍於線性工作區間內工作，並進行 4.2.2 節相位領先補償器之設計。

4.2.2 速度迴路之相位領先補償器設計與實驗

在此選定增益 3 做為相位領先補償器中的比例增益 K 值，此時系統之 0dB 交越點 $\omega_g \approx 650 \text{ rad/sec}$ ，相位邊限 $\phi \approx 77^\circ$ ，希望透過補償器能將系統的相位邊限提升至約 90° 。由於系統模型可能受環境雜訊或是實驗誤差而產生系統模型與真實系統的誤差(modeling error)，所以設計的補償器之補償角度需較大設計所需規格。在此由 4.1.1 節之設計步驟，分別設計領先 20° 與 30° 之相位領先補償器，並利用 Matlab 的 Bilinear 方式將設計出的控制器由 s-domain 轉換至 z-domain，如(4-7)式與(4-8)式，並進行實驗如圖 4-9 所示。

$$\text{Phase Lead } 20^\circ : G_C(s) = 3 \cdot \frac{0.002197s + 1}{0.001077s + 1}, \quad G_C(z) = \frac{5.938z - 5.588}{z - 0.8834} \quad (4-7)$$

$$\text{Phase Lead } 30^\circ : G_C(s) = 3 \cdot \frac{0.002665s + 1}{0.0008882s + 1}, \quad G_C(z) = \frac{8.582z - 8.163}{z - 0.8604} \quad (4-8)$$

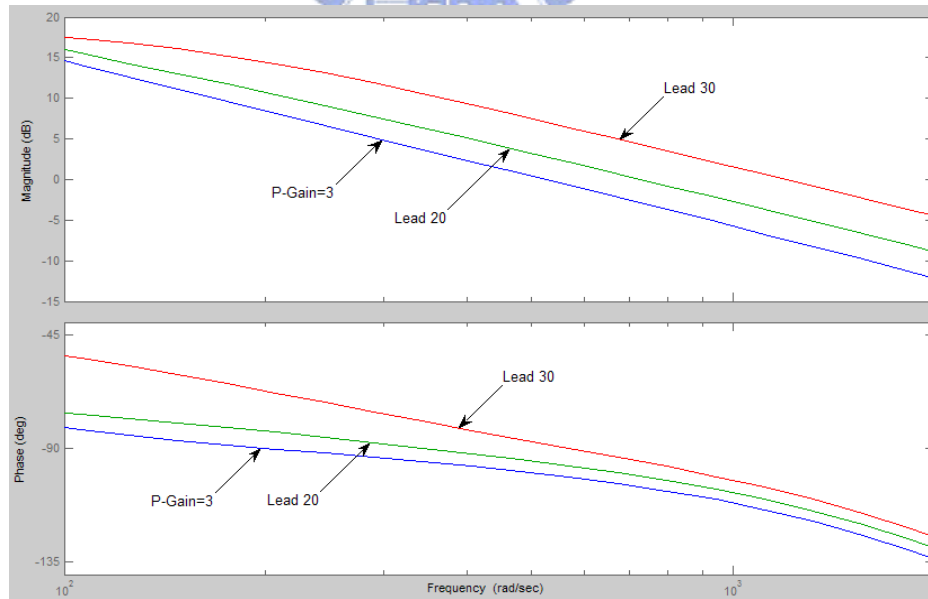
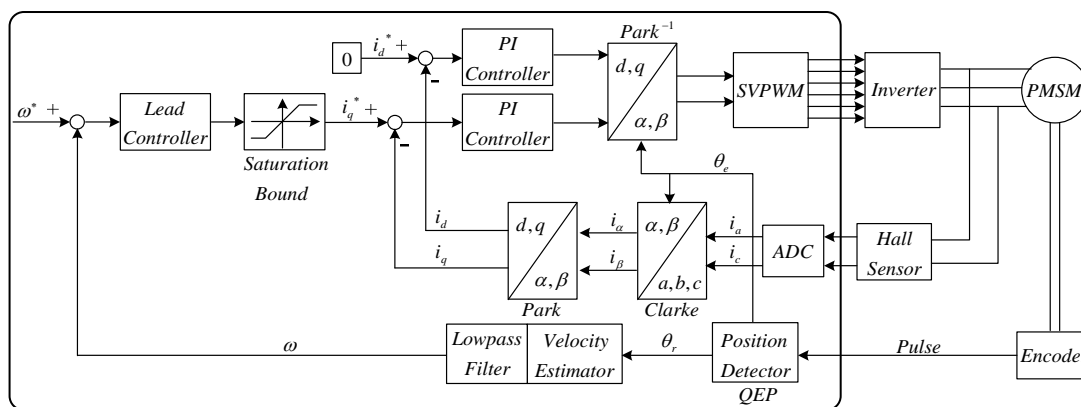


圖 4-9 相位領先補償器之開迴路頻率響應實驗

由圖 4-9 可發現系統開迴路的增益圖都受到相位領先補償器的補償而有明顯的提升；而相位圖部份，雖然有所提升，但受實際系統的限制，仍比所設計的提升角度稍小一些。接著進行系統的閉迴路測試，其架構圖如圖 4-10。



TI TMS320 F2812 Software

圖 4-10 相位領先補償器之閉迴路系統架構圖

首先，在速度命令處設定系統辨識信號 PRBS 的大小範圍為 150 ~ 250 RPM，其閉迴路之無負載頻率響應測試如圖 4-11。

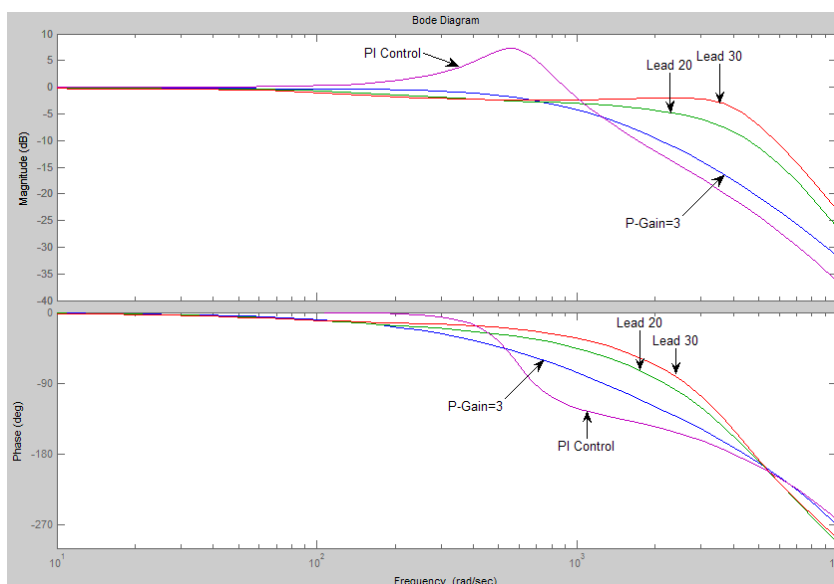


圖 4-11 相位領先補償器閉迴路之無負載頻率響應

由圖 4-11 發現系統利用 20° 與 30° 的相位領先補償器所達成的頻率響應，在增益圖方面，其頻寬較 P 控制器與 PI 控制器更高，且系統沒有 overshoot，但有穩態誤差的情況。另外，相位領先補償器在相位圖方面亦是大大地優於其他兩者。表 4-1 為各個控制器閉迴路時無負載的頻寬大小。

表 4-1 閉迴路系統之無負載頻寬比較表

	$P - Gain = 3$	$PI \text{ Controller}$	$Lead 20^\circ$	$Lead 30^\circ$
無載($J=1$) 之頻寬	131 Hz	169.1 Hz overshoot	186.1 Hz	593.5 Hz

接著對系統進行步階響應測試，如圖 4-12，明顯看出相位領先補償器較 P 控制器與 PI 控制器有更為快速的上升曲線；但因為相位領先補償器受穩態誤差特性的影響，上升曲線後段的上升速度變得和緩。

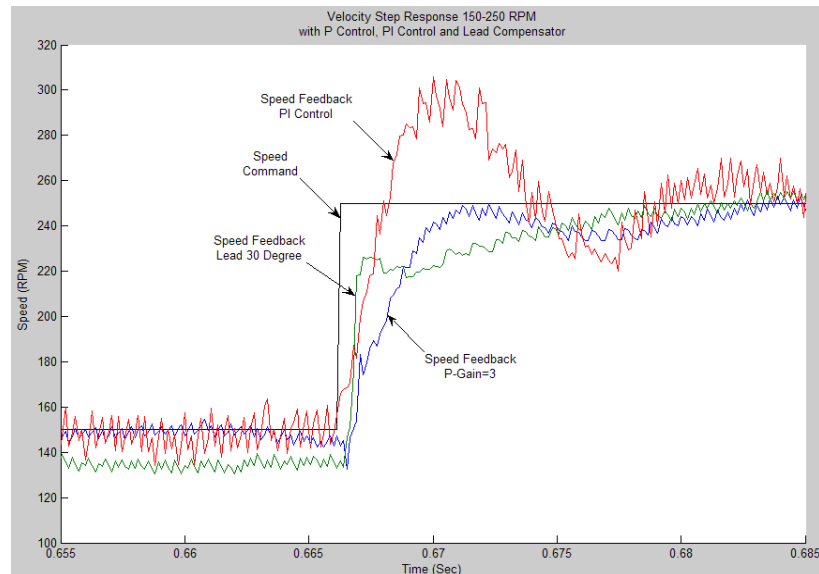


圖 4-12 相位領先補償器之無負載步階響應

探討相位領先補償器有較為迅速的速度上升曲線之原因，發現在步階響應的命令變化時，相位領先補償器能給予電流迴路較為迅速的電流命令數值，讓馬達的速度回授能快速地上所給予的速度命令，如圖 4-13。

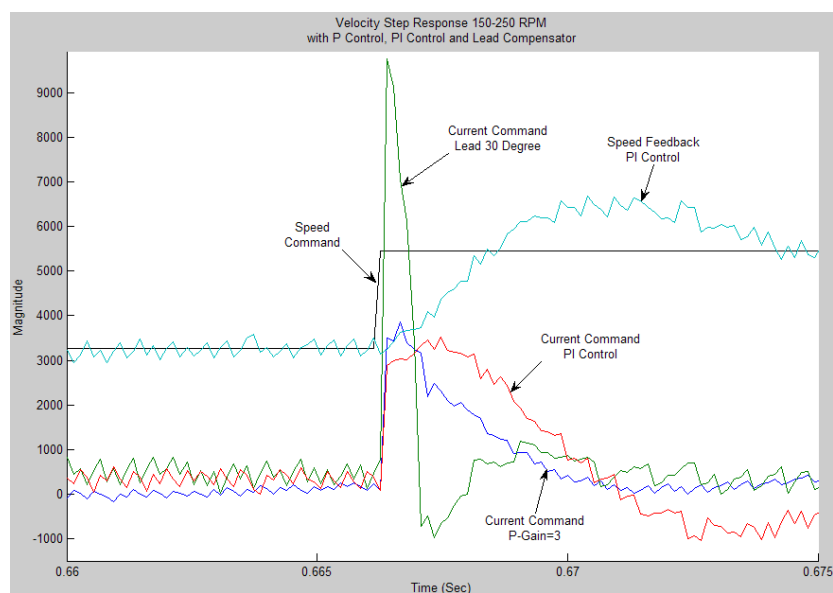


圖 4-13 相位領先補償器於無負載步階響應時之電流命令

為了觀察相位角對整體系統的重要性，因此在原步階響應測試命令中，分別加入 15 Hz 與 30 Hz 的正弦波，觀測系統的追蹤能力與計算追蹤誤差 (Tracking Error)。

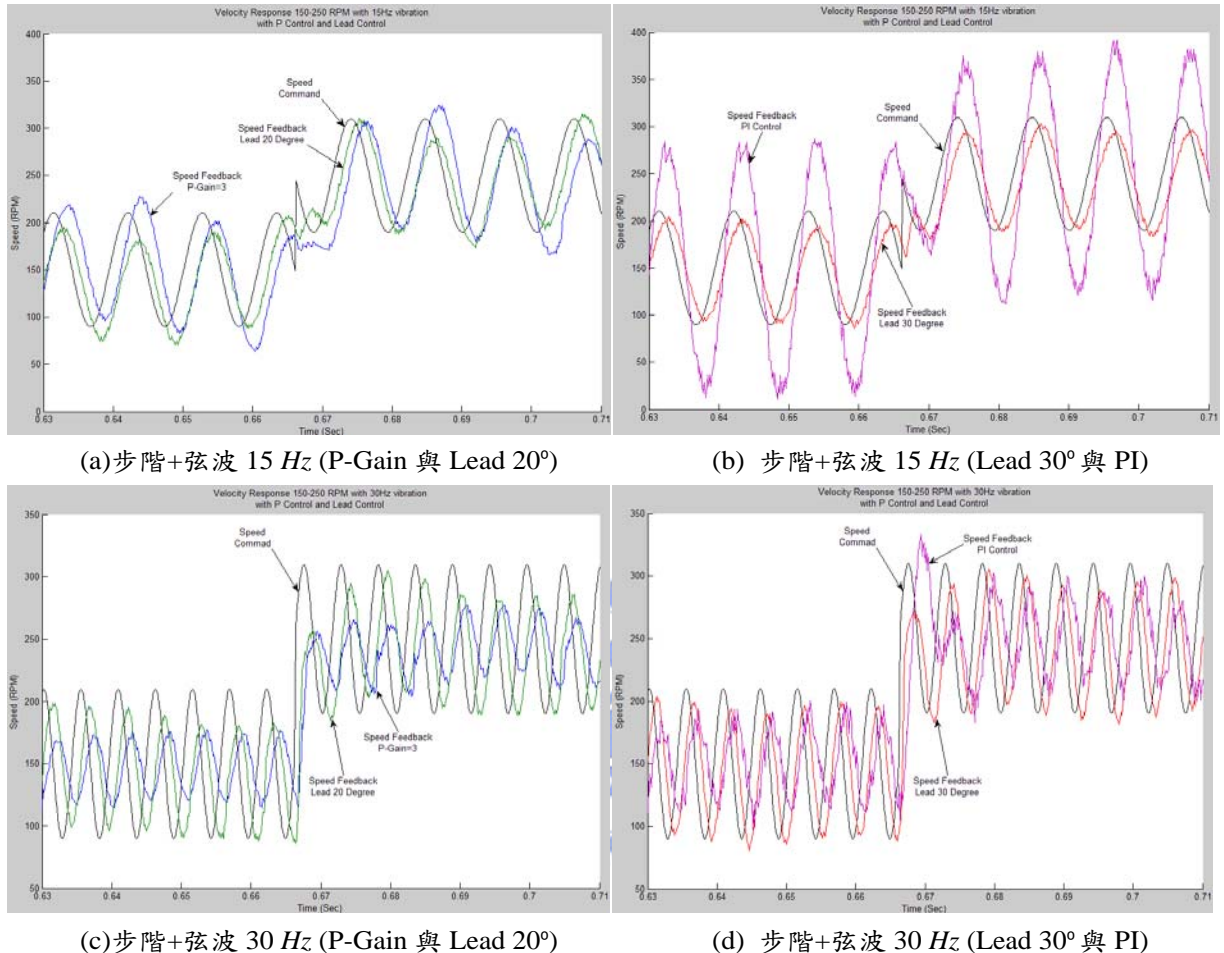


圖 4-14 相位領先補償器無負載時步階+弦波之響應

由圖 4-14 可看出相位領先補償器較 P 控制器與 PI 控制器有較高的相位邊界，故對快速變化的命令有較佳的追蹤能力、較少的相位落後。其中圖 4-14 (b) 中，PI 控制器因為有 overshoot 的特性，使得追蹤情形有過大的現象。

在此利用最大追蹤誤差(Maximum Tracking Error)與絕對誤差累積值(Integral of Absolute Error)的平均做為控制器的性能指標如(4-9)、(4-10)式，並可整理得此測試時，控制器的性能比較表，如表 4-2。

$$\text{Maximum Tracking Error} = \max(e_k) \quad (4-9)$$

$$\text{Average of IAE} = \frac{\sum_{k=1}^N |e_k|}{N} \quad (4-10)$$

表 4-2 相位領先補償器閉迴路無負載時步階+弦波之響應比較表

		<i>P – Gain = 3</i>	<i>PI Controller</i>	<i>Lead 20°</i>	<i>Lead 30°</i>
Step + Sin 15 Hz	Maximum Tracking Error	100.3 RPM	126.7 RPM	69.1 RPM	52.9 RPM
	Average of IAE	45.0 RPM	69.5 RPM	30.3 RPM	24.4 RPM
Step + Sin 30 Hz	Maximum Tracking Error	97.3 RPM	106.3 RPM	97.2 RPM	80.4 RPM
	Average of IAE	51.4 RPM	55.3 RPM	48.5 RPM	41.7 RPM

4.2.3 速度迴路相位領先補償器於不同工作條件測試

由 4.2.2 節，可發現 20° 與 30° 的相位領先補償器較 P 控制器與 PI 控制器有較佳的控制效能，接著測試相位領先補償器在其他不同的工作區域或加入負載時，是否能維持良好的控制性能。

<測試條件 1：加大系統的工作區間>

在此將系統的工作區間增大，看相位領先補償器是否依然能維持不錯的控制效能。首先將開迴路系統辨識的 PRBS 大小範圍由 $\pm 0.0384 \text{ p.u.}$ 提升至 $\pm 0.116 \text{ p.u.}$ ，如圖 4-15。

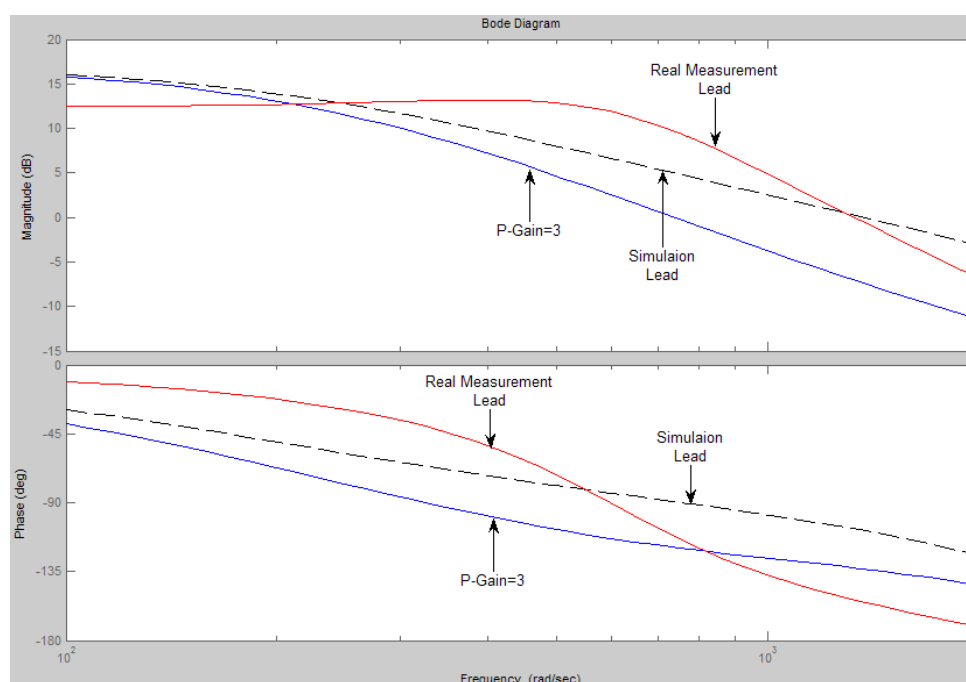


圖 4-15 相位領先補償器加大工作範圍時開迴路頻率響應

由圖 4-15 的實驗發現，加大工作範圍後整個系統的工作點變得不同了，且使系統產生飽和現象和非線性的特性，所以相位領先補償器無法正確地補償系統的相位大小，相位邊限甚至較未加入補償器時還小。因此相位領先補償器在不同的工作操作區域時，需要重新設計，並且系統需工作於線性區域。

<測試條件 2：系統穩態的工作情形>

在此測試各種控制器於穩態時的運轉情形，如圖 4-16。由圖中可發現相位領先補償器只補償了系統高頻的響應，但於穩態時，則會有較大的穩態誤差和穩態震盪的情況產生。

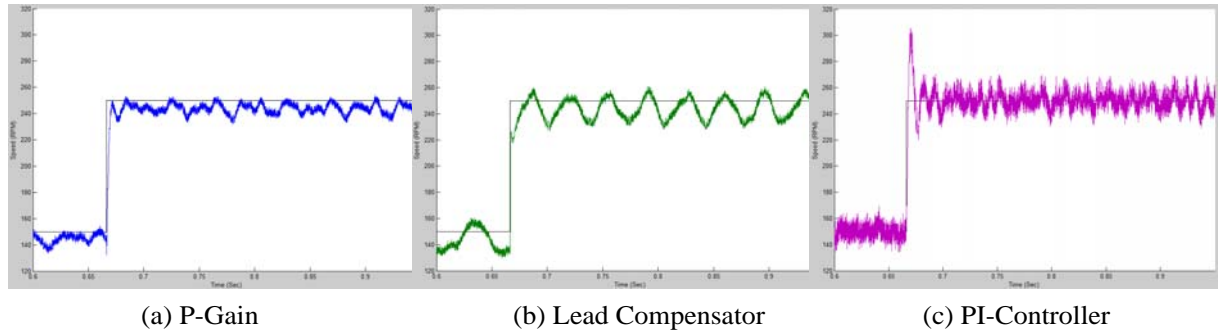


圖 4-16 相位領先補償器之穩態響應

<測試條件 3：系統加入 5 倍慣量負載之工作情形>

在此對系統加入 5 倍慣量負載，並對各種控制器進行分析比較。首先進行系統的步階響應測試，如圖 4-17。

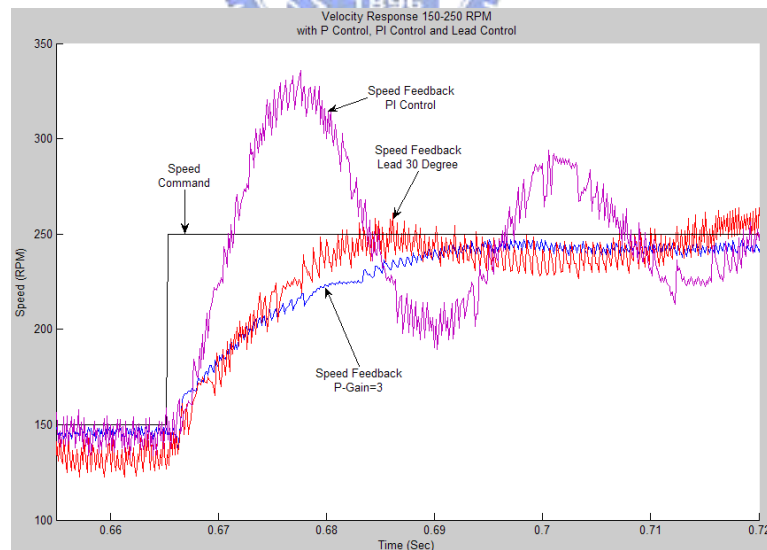


圖 4-17 相位領先補償器加入 5 倍慣量負載之步階響應

由圖 4-17 可看出 5 倍慣量負載加入系統後，使得工作點偏移，造成相位領先補償器的響應不佳，所以在不同的負載與工作操作區域時，需要重新設計控制器；雖然 PI 控制器有較大的 overshoot，但仍維持不錯的效能。

接下來測試系統加入負載後，對命令的追蹤能力。對步階命令加入 15 Hz 與 30 Hz 的正弦波進行測試，並觀測速度命令與回授的相位關係，實驗結果如圖 4-18。由圖 4-18 可發現，相位領先補償器響應結果與 P-Gain 控制器相似；而 PI 控制器在此有較大的響應輸出，但其相位落後的情形較為嚴重。

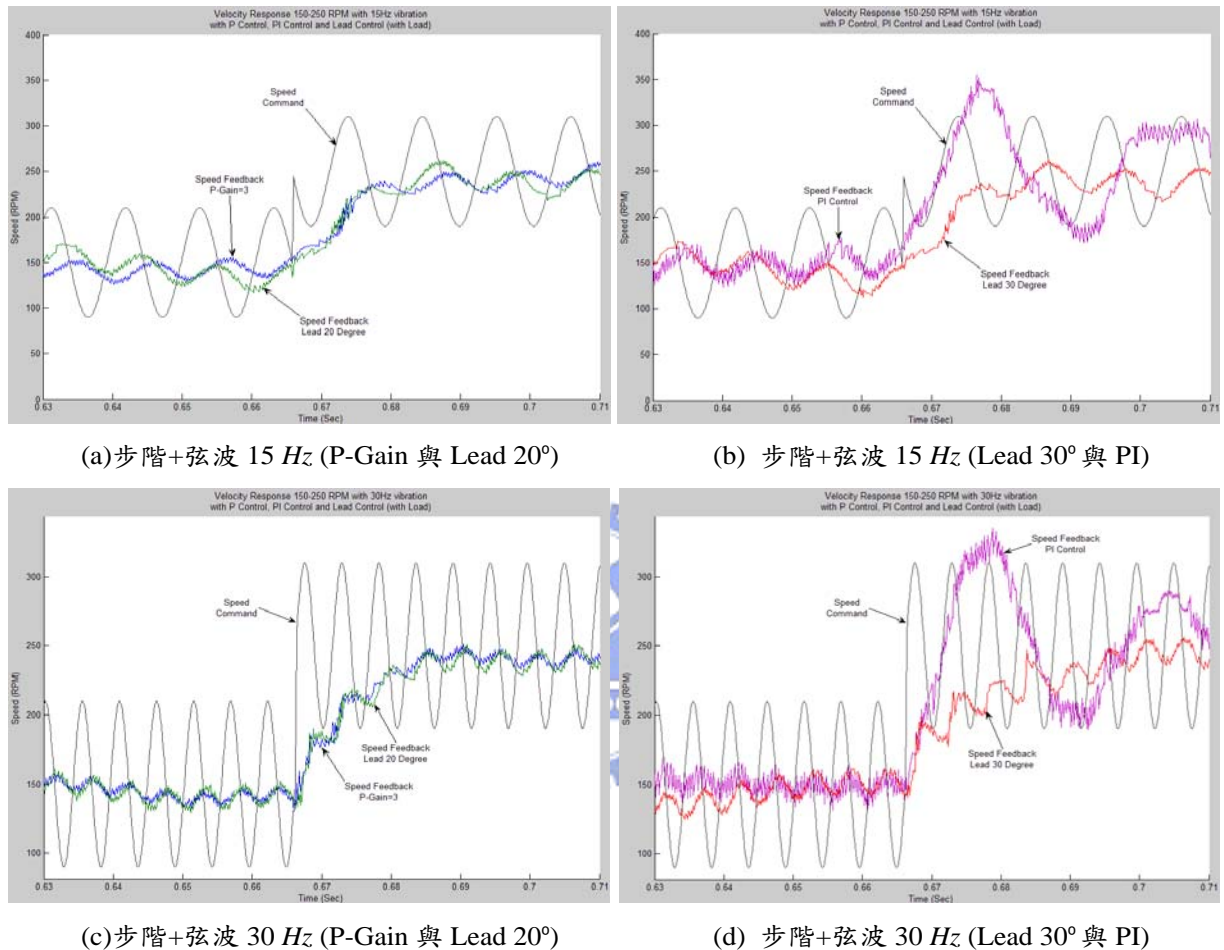


圖 4-18 相位領先補償器加入 5 倍慣量負載時步階+弦波之響應

表 4-3 相位領先補償器閉迴路 5 倍慣量負載時步階+弦波之響應比較表

		$P - \text{Gain} = 3$	$PI \text{ Controller}$	$\text{Lead } 20^\circ$	$\text{Lead } 30^\circ$
Step + Sin 15 Hz	Maximum Tracking Error	80.1 RPM	104.6 RPM	83.4 RPM	79.8 RPM
	Average of IAE	42.0 RPM	46.6 RPM	40.6 RPM	39.1 RPM
Step + Sin 30 Hz	Maximum Tracking Error	77.1 RPM	84.0 RPM	77.7 RPM	78.3 RPM
	Average of IAE	40.3 RPM	40.4 RPM	40.9 RPM	40.8 RPM

在步階響應加入 30 Hz 正弦波的測試實驗中，對各個控制器所產生的電流命令進行紀錄，如圖 4-19。

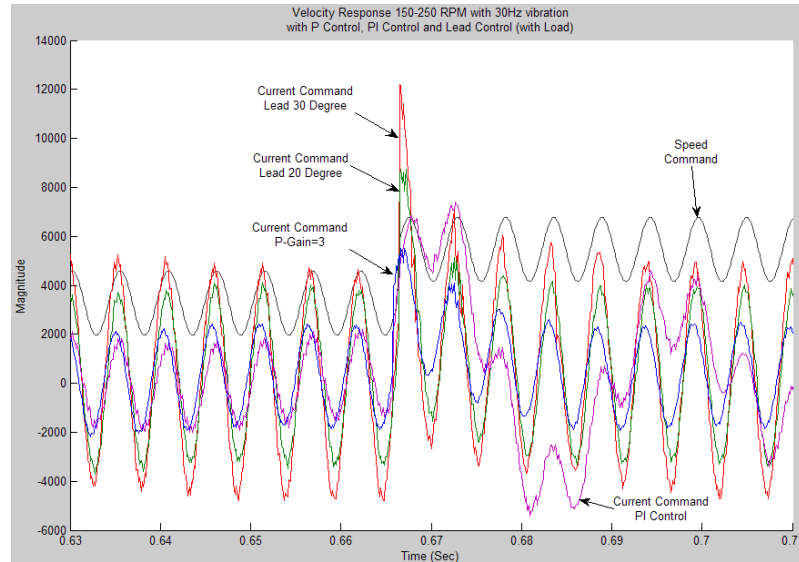


圖 4-19 加入 5 倍慣量負載時步階+弦波響應之電流命令

由圖 4-19 的紀錄結果可發現，相位領先補償器仍能給出較為快速且震幅較大的電流命令，但由於 5 倍慣量負載對此系統仍是太重，使得相位領先補償器所輸出的電流命令無法使系統效能更為提升。而 PI 控制器所輸出之電流命令，會有相位延遲的情況，並且在步階信號轉態時會有較大的震盪情形產生。

此外，由 PI 控制器所輸出之電流命令對照速度回授的結果，發現在系統有負載時，若速度命令瞬間轉態，其電流命令保持在較大的數值一小段時間，可增快系統的上升時間。

接著由頻率響應方面來分析系統加入 5 倍慣量負載後，相位領先補償器無法保持良好控制特性之原因。首先進行系統的開迴路頻率響應測試，如圖 4-20。

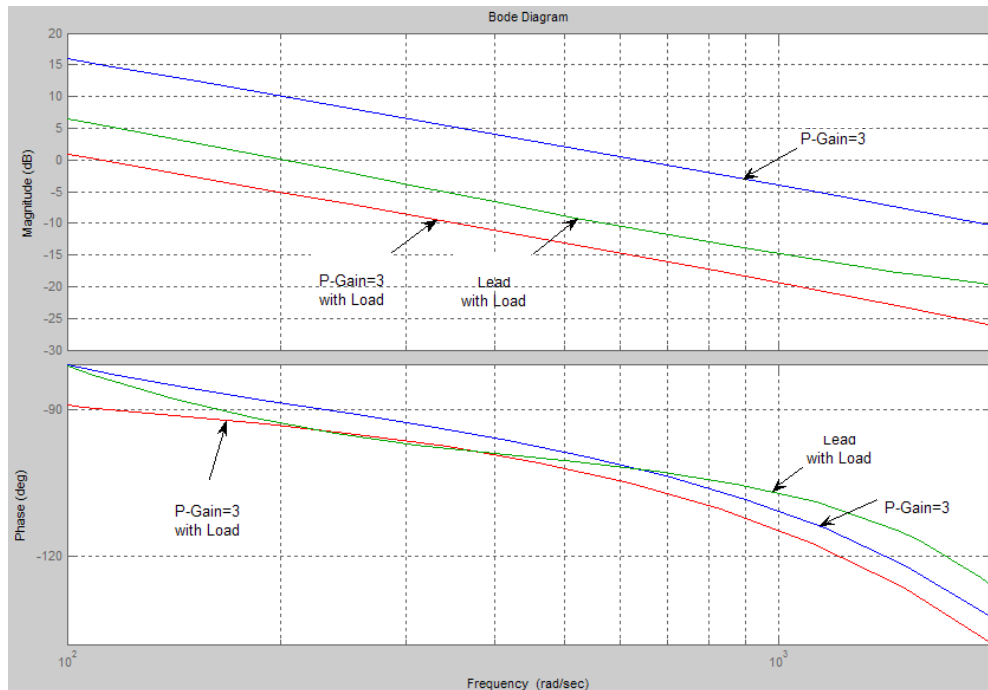


圖 4-20 加入 5 倍慣量負載之開迴路頻率響應

由圖 4-20 可看出系統受到 5 倍慣量負載之影響，使得系統開迴路的增益及相位降低，而工作點有較大的偏移。雖然原設計之相位領先補償器可些微提升系統開迴路的增益，且在所設計的 $\omega_g = 650 \text{ rad/sec}$ 處有明顯的相位角提升，但於增益 0 dB 交越點時的相位部份並無補償效果，故所設計之相位領先補償器無法在此情況下得到較好的系統效能，因此在不同的負載與工作操作區域時，需要重新設計控制器。

圖 4-21 為加入 5 倍慣量負載之閉迴路頻率響應，可看出相位領先補償器雖有較高的相位邊限，但增益的頻寬過小，導致高頻響應的震幅過小。而 PI 控制器，雖有較高的頻寬，但卻含有較大的 overshoot，且其相位邊限非常小，使得追蹤高頻命令時，相位落後的情形較為嚴重。表 4-4 為系統加入有無負載之頻寬比較表，由表中可看出系統在加入慣量負載後，頻寬下降非常嚴重。

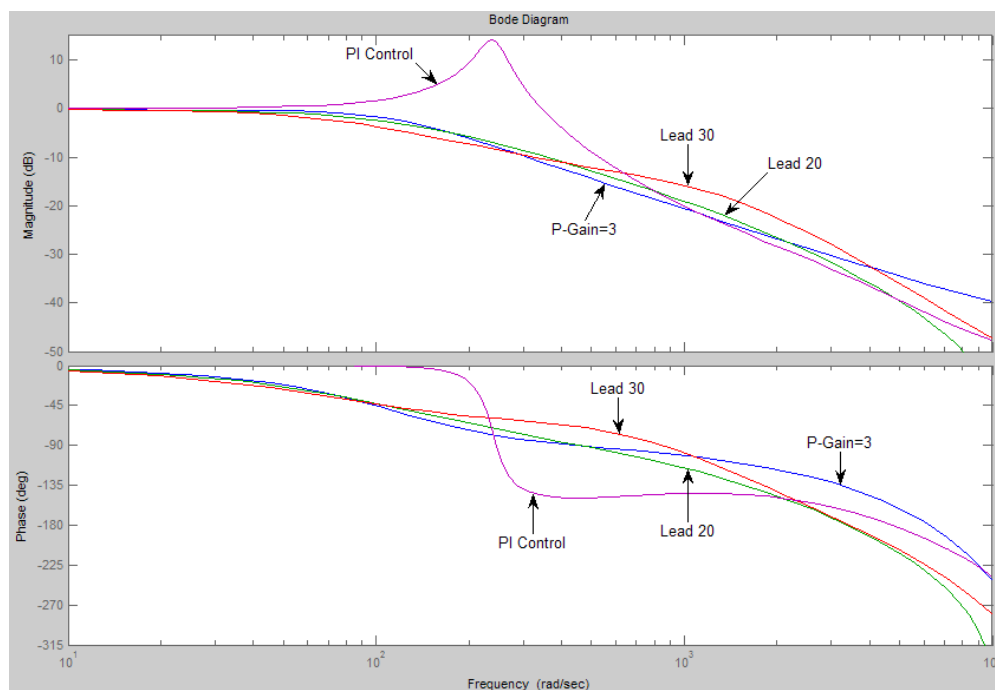


圖 4-21 相位領先補償器閉迴路加入 5 倍慣量負載之頻率響應

表 4-4 閉迴路系統頻寬比較表

	$P - Gain = 3$	$PI \text{ Controller}$	$Lead 20^\circ$	$Lead 30^\circ$
無載($J=1$) 之頻寬	131 Hz	169.1 Hz overshoot	186.1 Hz	593.5 Hz
加入 5 倍慣量負載 ($J=6$)之頻寬	19.5 Hz	61.1 Hz overshoot	21.1 Hz	14.3 Hz

4.3 速度迴路的相位領先-落後補償器設計

為了改善 4.2.3 節相位領先補償器穩態誤差的情形，並且保有相位領先補償器的優點，故在原相位領先補償器之系統中，再設計加入相位落後補償器，以克服穩態誤差的問題。而系統在加入不同的慣量負載時，加入增益控制器來補償慣量負載對系統的影響。

4.3.1 相位落後補償器設計與無載測試

在此設計之相位落後補償器，如(4-11)式所示，其波德圖如圖 4-22。

$$\text{Phase Lag (DC Gain = 20dB): } G_C(s) = \frac{s+50}{s+5} \quad (4-11)$$

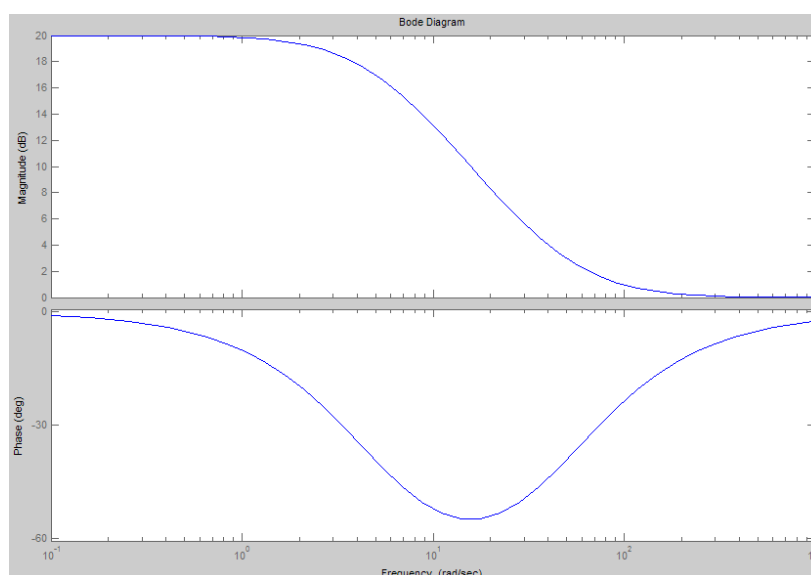


圖 4-22 相位落後補償器之波德圖

由圖 4-22，將相位落後補償器設計於較低頻處，增加低頻時的增益，以克服穩態誤差的問題。由於一般系統在低頻(DC gain)處皆有較大的相位邊限，故相位落後補償器產生的低頻相位角落後部份將不會對系統產生太大的影響，且不會影響到高频時系統的相位。接著測試步階響應與穩態誤差的情形如圖 4-23、圖 4-24。

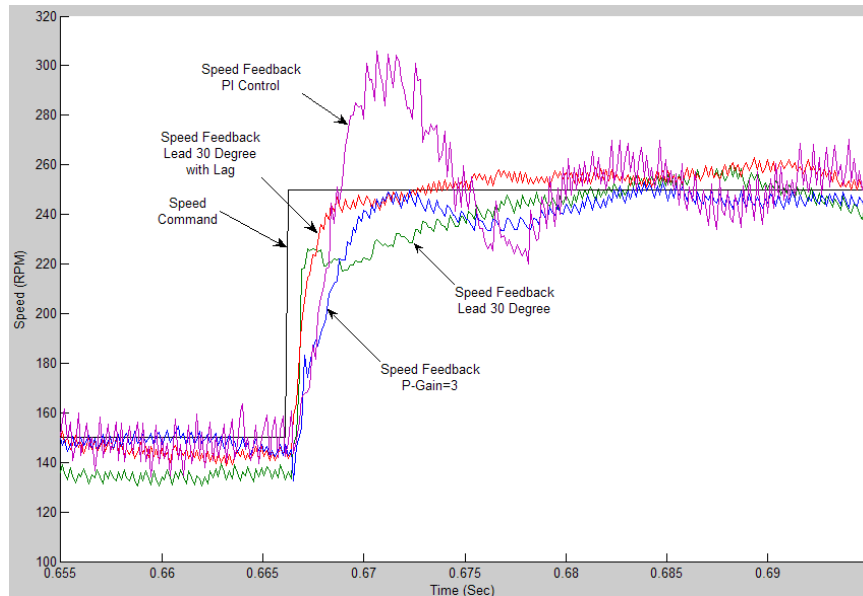


圖 4-23 相位領先-落後補償器之步階響應

由圖 4-23 可看出加入相位領先-落後補償器之後，在快速的命令變化時，依然保有快速的上升曲線，且沒有 overshoot 的情形。在穩態的部份如圖 4-24，可看出相位領先-落後補償器完全消除穩態誤差並減少穩態震盪。

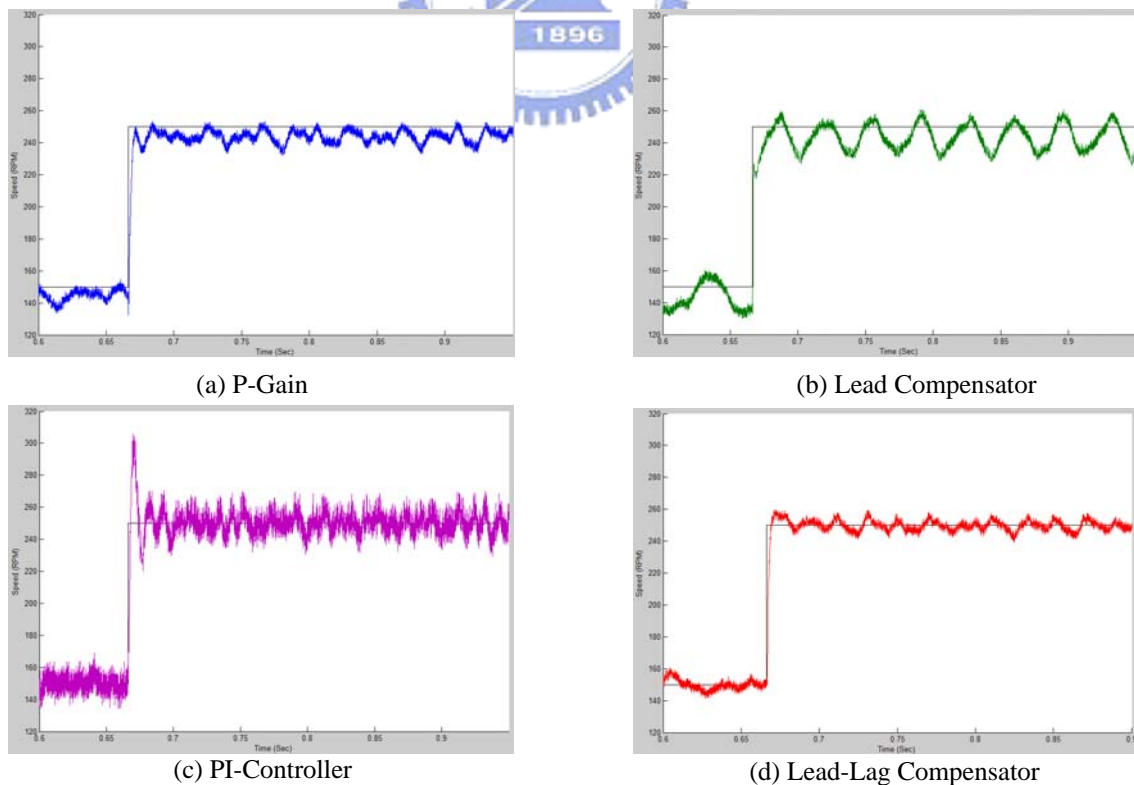


圖 4-24 相位領先-落後補償器之穩態響應

相位領先-落後補償器對命令變化的追蹤效能，如圖 4-25。因為相位領先-落後補償器有較小的穩態誤差，因此有較低的最大追蹤誤差；但由於加入相位落後補償器後，系統相位稍微降低，使得 IAE 的平均值有微幅的上升，性能比較如表 4-5。

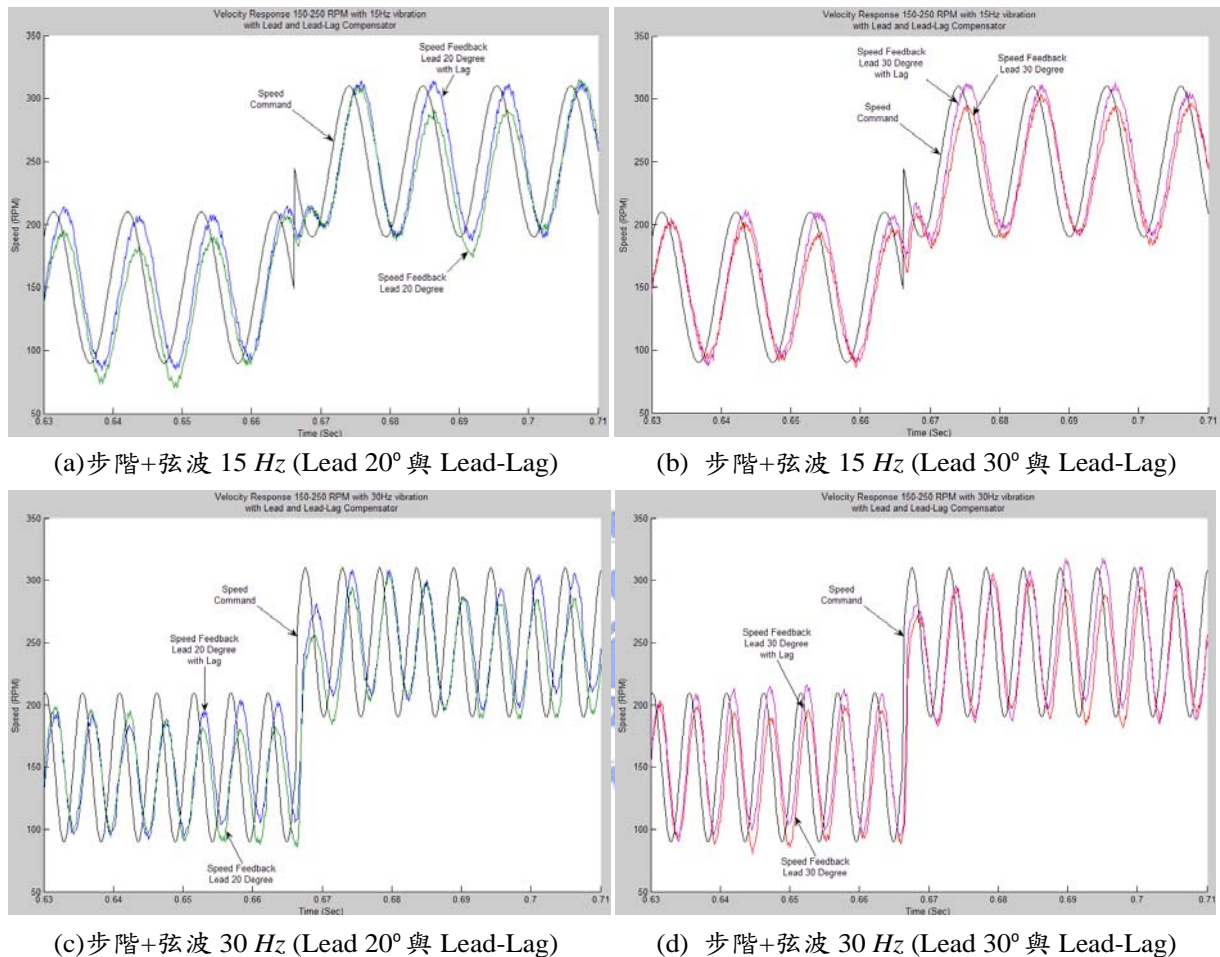


圖 4-25 相位領先-落後補償器無負載時步階+弦波之響應

表 4-5 相位領先-落後補償器閉迴路無負載時步階+弦波之響應比較表

		<i>Lead 20°</i>	<i>Lead 20° with Lag</i>	<i>Lead 30°</i>	<i>Lead 30° with Lag</i>
Step + Sin 15 Hz	Maximum Tracking Error	69.1 RPM	59.6 RPM	52.9 RPM	49.0 RPM
	Average of IAE	30.3 RPM	32.1 RPM	24.4 RPM	25.6 RPM
Step + Sin 30 Hz	Maximum Tracking Error	97.2 RPM	94.7 RPM	80.4 RPM	80.7 RPM
	Average of IAE	48.5 RPM	51.6 RPM	41.7 RPM	43.4 RPM

在此比較相位領先補償器與相位領先-落後補償器之閉迴路系統的頻率響應，並觀察相位落後補償器加入系統後對頻率響應的影響，如圖 4-26。

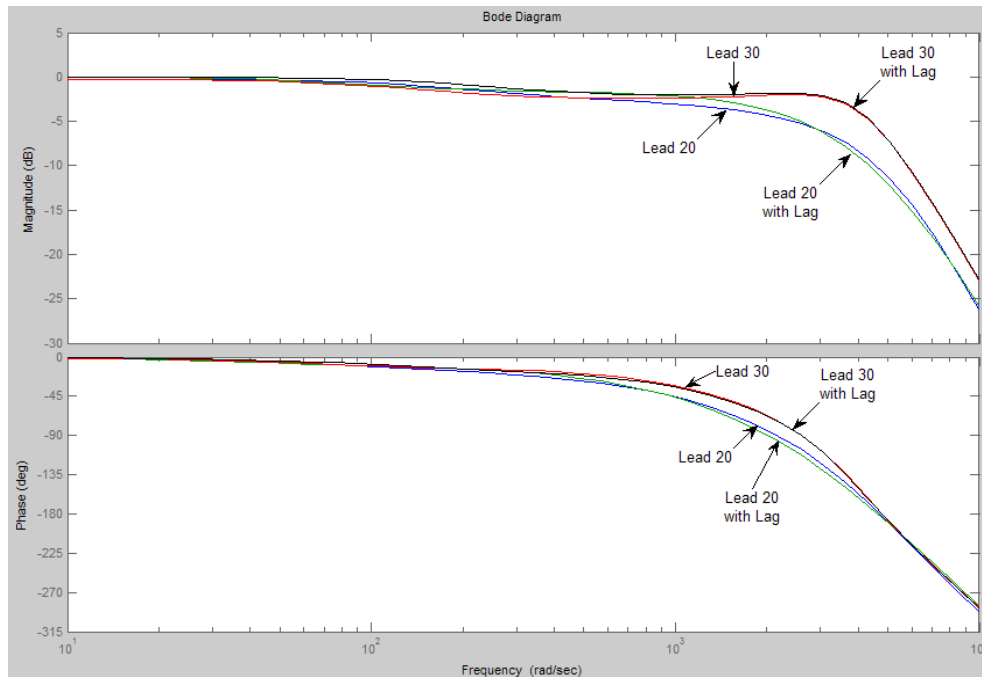


圖 4-26 相位領先-落後補償器閉迴路之無負載頻率響應

由圖 4-26 發現，不管是 20° 或 30° 的相位領先補償器之閉迴路系統，在加入相位落後補償器後其頻率響應十分接近；在增益方面，受相位落後補償器提升直流增益之影響而有些許提升；另外在相位方面，由於相位落後補償器設計的範圍於較低頻處，故其影響較小，幾乎與原系統之相位圖重合。

整體來說，相位領先-落後補償器改善了相位領先補償器的穩態響應，且沒有為系統帶來太多的副作用。其系統頻寬如表 4-6 所示：

表 4-6 Lead-Lag Compensator 之無負載頻寬比較表

	<i>PI Controller</i>	<i>Lead 20°</i>	<i>Lead 20° with Lag</i>	<i>Lead 30°</i>	<i>Lead 30° with Lag</i>
無載($J=1$) 之頻寬	169.1 Hz <i>overshoot</i>	186.1 Hz	254 Hz	593.5 Hz	595.6 Hz

4.3.2 相位領先-落後補償器之慣量負載測試

<測試條件：系統加入 5 倍慣量負載測試>

對相位領先-落後補償器系統加入 5 倍慣量負載，並進行整體系統的步階響應測試，如圖 4-27。

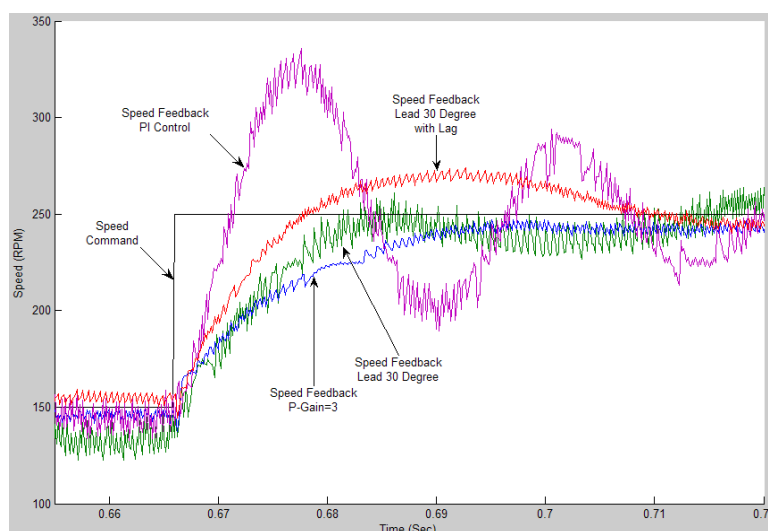
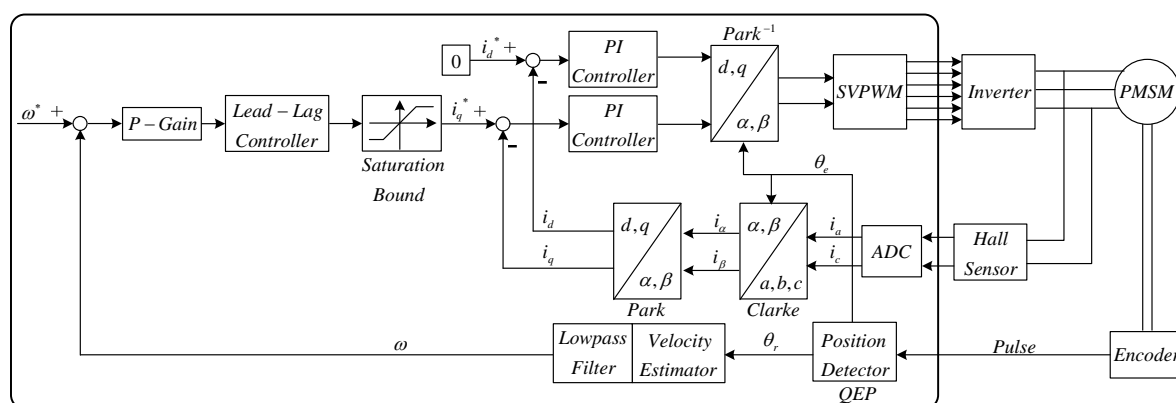


圖 4-27 相位領先-落後補償器加入 5 倍慣量負載之步階響應

由圖 4-27 可看出相位領先-落後補償器加入 5 倍慣量負載後，上升時間仍比相位領先補償器更短，但有 overshoot 的情形產生。然而上升時間仍無法達到與 PI 控制器一樣快速，但相位領先-落後補償器有相對較小的 overshoot，並且系統更快進入穩態等優點。

為了降低慣量負載對相位領先-落後補償器系統的影響，在系統中加入增益控制器，以提升系統加入慣量負載時的效能，系統架構如圖 4-28。



TI TMS320 F2812 Software

圖 4-28 相位領先-落後補償器(有載)閉迴路系統架構圖

首先對圖 4-28 的系統做開迴路測試，測試加入 5 倍慣量負載時，需調整的增益控制器大小，以降低負載對系統的影響，實驗如圖 4-29。由圖中若設定增益控制器 $P-Gain=2$ 時，可有效地提升有載時系統的頻率響應，且接近於無載時的頻率響應情形；但若設定 $P-Gain=3$ 時，系統的相位下降很快，其相位邊限將明顯不足，將會使系統較不穩定。因此在系統加入 5 倍慣量負載時，選擇 $P-Gain=2$ 來補償負載的影響。

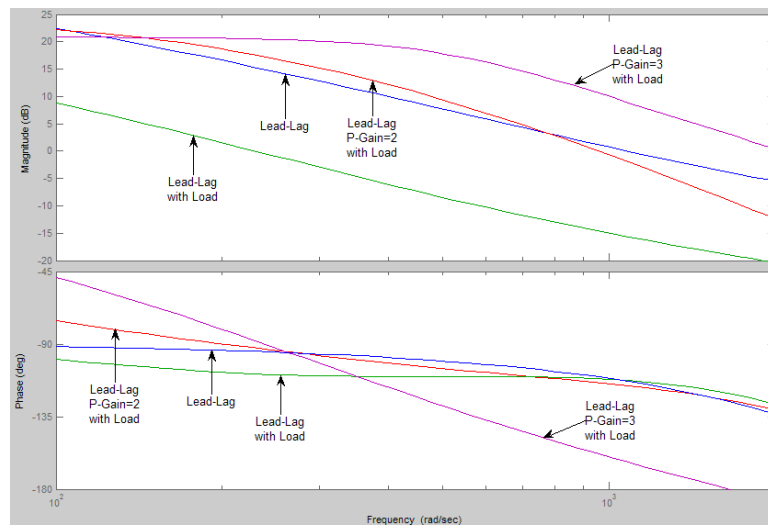


圖 4-29 相位領先-落後補償器+增益控制器補償負載影響之開迴路測試

接著在加入增益控制器 ($P-Gain=2$) 的系統中測試閉迴路的系統響應，其步階響應如圖 4-30。由圖中可明顯看出加入增益控制器後，系統的上升時間明顯加快，到達穩態的時間也相當短，並且只有些微的 overshoot 情況，慣量負載對系統的影響降低，保持了相位領先-落後補償器的控制優點。

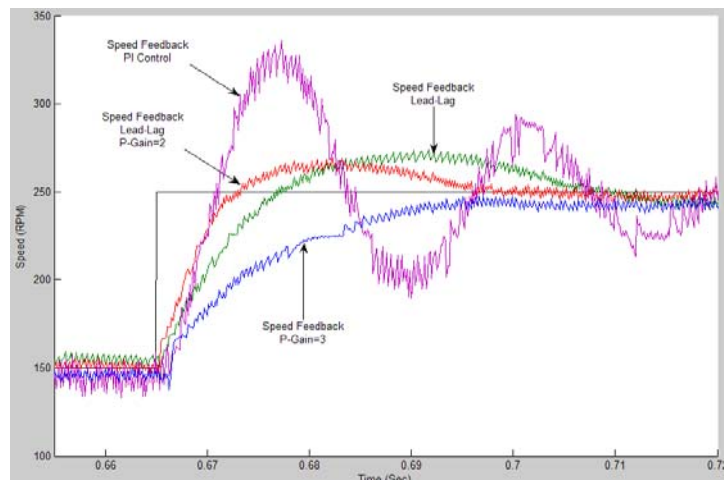


圖 4-30 相位領先-落後補償器加入 5 倍慣量負載之步階響應

此時系統的穩態響應如圖 4-31，由圖中可看出加入增益控制器 ($P-Gain = 2$) 後，穩態的震盪情形也明顯降低。

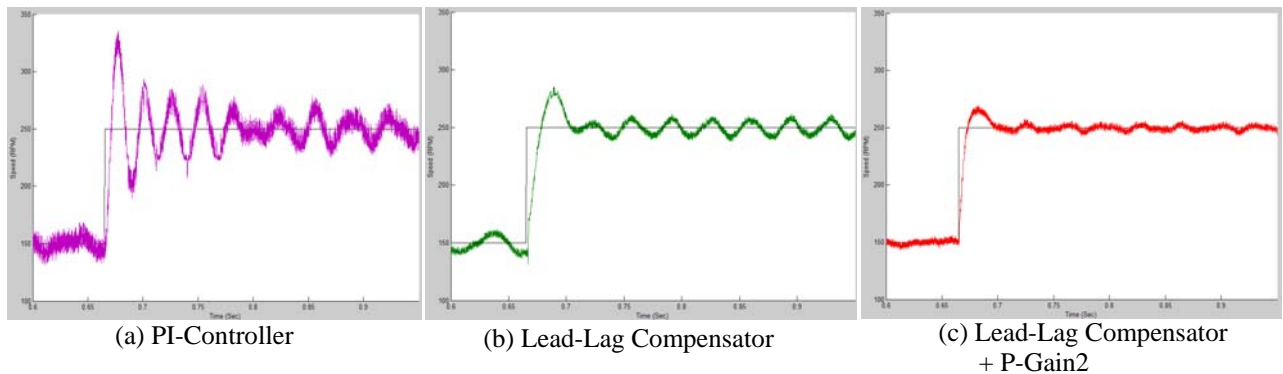


圖 4-31 相位領先-落後補償器加入 5 倍慣量負載之穩態響應

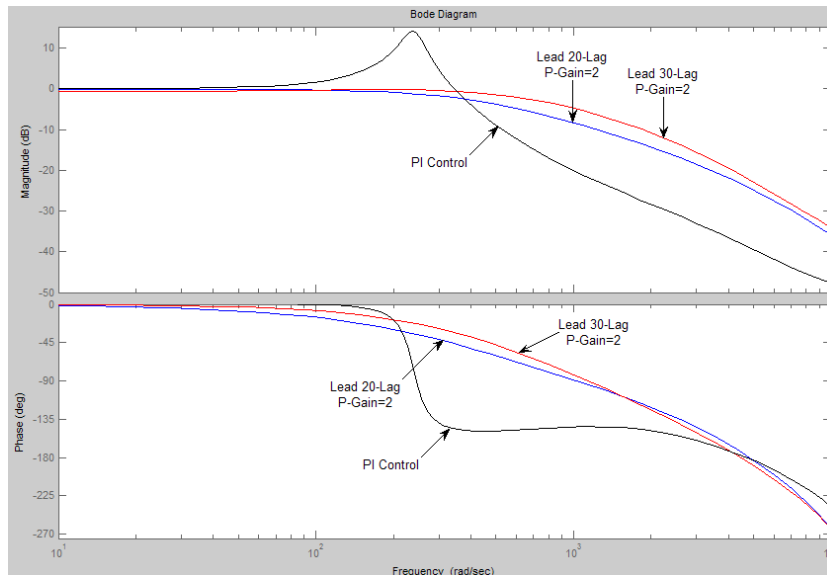


圖 4-32 相位領先-落後補償器閉迴路加入 5 倍慣量負載頻率響應

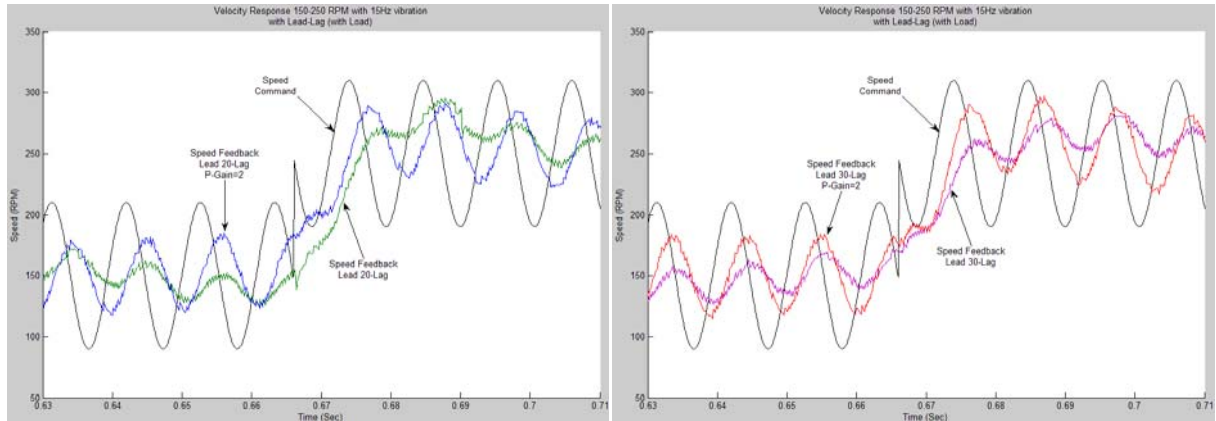
圖 4-32 為系統加入增益控制器 ($P-Gain = 2$) 後，測試加入 5 倍慣量負載時的頻率響應。在增益圖和相位圖兩方面，皆可看出相位領先-落後補償器加入增益控制器後有顯著的提升，成功地降低了負載對系統的影響，並且不會像 PI 控制器有嚴重的 overshoot、穩態震盪和相位邊限太小的缺點。

表 4-7 Lead-Lag Compensator 加入 5 倍慣量負載之頻寬比較表

	<i>PI Controller</i>	<i>Lead 20° with Lag</i>	<i>Lead 20° with Lag PGain = 2</i>	<i>Lead 30° with Lag</i>	<i>Lead 30° with Lag PGain = 2</i>
加入 5 倍慣量負載 ($J=6$)之頻寬	61.1 Hz <i>overshoot</i>	33.1 Hz	67.7 Hz	20.9 Hz	132.9 Hz

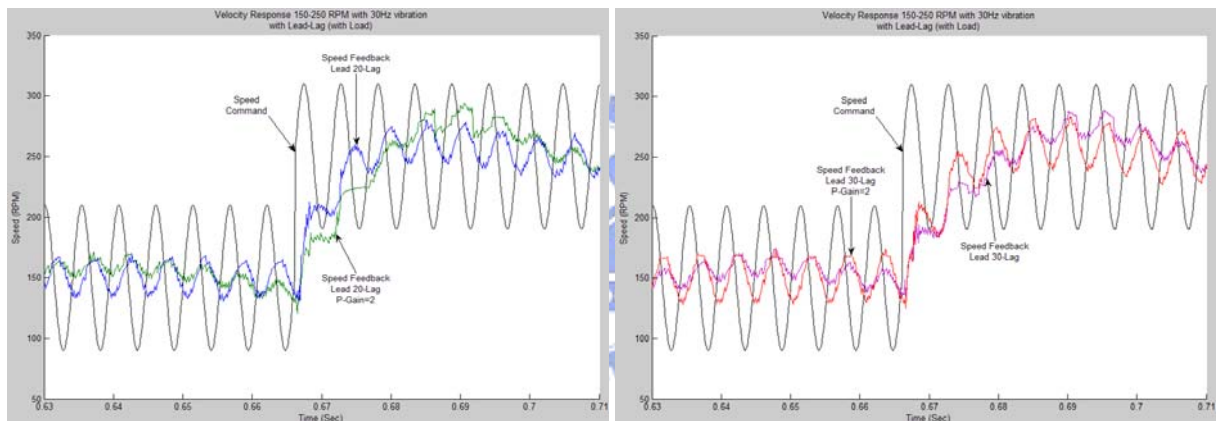
在系統加入增益控制器後，測試命令變化時的追蹤效能，如圖 4-33。

由圖中可看出相位領先-落後補償器加入增益控制器後，震幅大小和追蹤效能有明顯提升，改善的追蹤效能比較表如表 4-8。



(a)步階+弦波 15 Hz (Lead20-Lag 與 Lead-Lag+PGain2)

(b)步階+弦波 15 Hz (Lead30-Lag 與 Lead-Lag+PGain2)



(c)步階+弦波 30 Hz (Lead20-Lag 與 Lead-Lag+PGain2)

(d)步階+弦波 30 Hz (Lead30-Lag 與 Lead-Lag+PGain2)

圖 4-33 相位領先-落後補償器加入 5 倍慣量負載時步階+弦波之響應

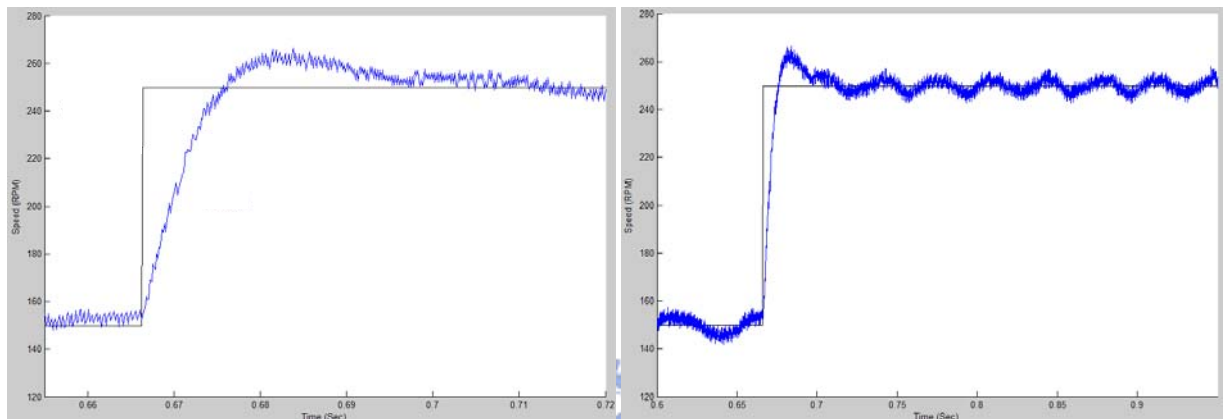
表 4-8 相位領先-落後補償器閉迴路 5 倍慣量負載時步階+弦波之響應比較表

		<i>Lead 20° with Lag</i>	<i>Lead 20° with Lag PGain = 2</i>	<i>Lead 30° with Lag</i>	<i>Lead 30° with Lag PGain = 2</i>
Step + Sin 15 Hz	Maximum Tracking Error	77.6 RPM	75.4 RPM	72.2 RPM	66.8 RPM
	Average of IAE	41.6 RPM	42.7 RPM	40.1 RPM	38.7 RPM
Step + Sin 30 Hz	Maximum Tracking Error	77.5 RPM	73.9 RPM	76.3 RPM	71.9 RPM
	Average of IAE	40.6 RPM	43.0 RPM	40.6 RPM	42.3 RPM

<測試條件：系統加入 10 倍慣量負載測試>

對相位領先-落後補償器系統加入 10 倍慣量負載，並進行整體系統的步階、穩態響應測試如圖 4-34。

在此 $Lead\ 20^\circ - Lag$ 透過調整增益控制器 ($P-Gain = 3$) 便可降低 10 慣量負載對系統的影響，使系統獲得較佳的響應；但此時 $Lead\ 30^\circ - Lag$ 加上增益控制器後，系統輸出常出現飽和現象，使得系統常出現不穩定的運轉。



(a) 步階響應 (Lead20-Lag+PGain3) (b) 穩態響應 (Lead20-Lag+PGain3)

圖 4-34 相位領先-落後補償器閉迴路加入 10 倍慣量負載步階與穩態響應

系統加入 10 倍慣量負載時的頻率響應如圖 4-35，此時 $Lead\ 20^\circ - Lag$ 之頻寬約為 $53.9\ Hz$ 。而 $Lead\ 30^\circ - Lag$ 在頻譜圖上也呈現了極不穩定的現象，因此並不適合進行這個測試。

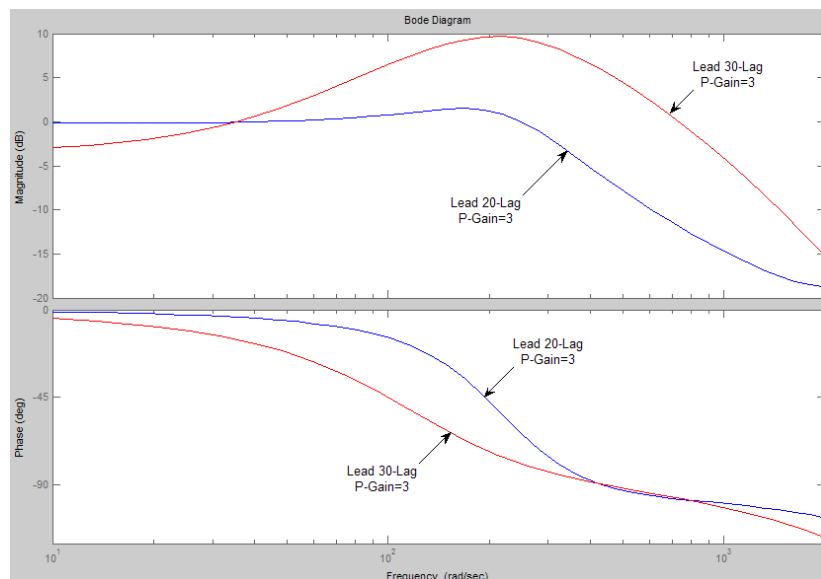


圖 4-35 相位領先-落後補償器閉迴路加入 10 倍慣量負載頻率響應

4.3.3 小結

- (1) 由第 4.2 節，若系統的增益值過大或是測試區間過大時，容易使系統的電流輸出產生飽和現象，而進入非線性的工作區，因此將會使得相位領先-落後補償器或其他的非線性控制法則無法達到所設計規格和效能；若於線性工作區間時，相位領先-落後補償器將獲得較佳的控制效能。
- (2) 由第 4.3 節，相位領先-落後補償器系統不論是在無載的情形，或是加入 5 倍、10 倍的慣量負載時，透過增益控制器的調整來補償負載的影響後，都能成功地改善相位領先補償器的穩態響應，並且保存了相位領先補償器提升系統相位的優點，系統各方面的效能也都有所提升。
- (3) 由表 4-9，在無載或是加入 5 倍慣量負載的情況時， $Lead\ 30^\circ - Lag$ 皆能得到較佳的控制效能，但當系統加入 10 倍慣量負載時， $Lead\ 30^\circ - Lag$ 卻會有控制不穩定的現象，故在此將採用 $Lead\ 20^\circ - Lag$ 的設計，使系統擁有較佳的運轉穩定性和工作效能。

表 4-9 $Lead - Lag$ 不同工作條件之頻寬

	150 RPM~250 RPM測試		
	無載	5 倍 慣量負載 ($PGain = 2$)	10 倍 慣量負載 ($PGain = 3$)
$Lead\ 20^\circ - Lag$ 頻寬	254 Hz	67.7 Hz	53.9 Hz
$Lead\ 30^\circ - Lag$ 頻寬	595.6 Hz	132.9 Hz	unstable

第五章 模糊控制器設計

伺服馬達的速度迴路控制方面，雖然可利用波德圖(Bode Plot)來設計相位領先-落後補償器，使系統在所設計的線性工作範圍內達到不錯的工作效能，但相對於PI控制器，其缺點是無法於各種不同的工作條件下都還能維持一定的效能。本章將利用模糊控制器(fuzzy controller)取代速度迴路中的PI控制器和相位領先-落後補償器，以模糊控制器的模糊推論得到最佳的電流命令，使得速度迴路於各種不同的應用情形時都能有不錯的工作效能。最後比較各種控制器於不同的工作條件下的控制效能。

5.1 模糊控制器之簡介[23]

在傳統控制領域裡，控制系統的動態模型(dynamic model)精確度與否是影響控制性能優劣的主要原因，但在複雜且工作區域廣泛的情形時，往往無法正確描述出系統的動態模型，故傳統的控制較難適用於工作區域廣泛的情形。然而模糊控制器不需要精確的系統動態模型，而是利用似人類語言陳述的控制規則，透過專家經驗訂定與調整控制變數與控制量，即能判斷和決策並且給定系統控制的命令。

模糊邏輯為一種多值邏輯(many-valued logic)，以區間 $[0,1]$ 上的任何數字來表示資料的歸屬(membership)程度，進而做近似推論(approximate reasoning)，因此模糊邏輯可以實現人類的直覺操作或是專家的經驗推論。模糊邏輯控制是讓輸入資料依歸屬程度的高低給予區間 $[0,1]$ 中的數字來表示，透過若-則規則(IF-THEN rule)推論出一個特定歸屬程度的輸出。由於系統在複雜且工作區域廣泛情形下時，系統的動態模型並不固定，甚至在某些工作區域會呈現出非線性的特性，而模糊邏輯控制具有下列特點可提供較佳

的控制效能：

1. 有較大的容忍性，可以接受不精確的資訊。
2. 不需要知道控制系統的動態模型。
3. 能控制非線性系統。
4. 對於參數的變化有很強的適應性。
5. 提供類似人類思考模式的控制。

5.1.1 模糊集合與歸屬函數

集合的區間定義對模糊控制器中的模糊化來說相當重要，而集合大致可分為明確集合(crisp set)和模糊集合(fuzzy set)兩種。

■ 明確集合(crisp set)：明確界定所屬事物的集合體。

令 x 是論域，明確集合 A 的特徵函數(characteristic function) $\mu_A(x)$ 為單一數值，即：

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & , x \in A \\ 0 & , x \notin A \end{cases} \quad (5-1)$$

■ 模糊集合(fuzzy set)：不明確界定所屬事物的集合體。

令 u 是論域中 x 的元素，模糊集合 A 的特徵函數 $\mu_A(u)$ 可定義為：

$$\begin{aligned} \mu_A : x &\rightarrow [0, 1] \\ A &= \{(u, \mu_A(u)) \mid u \in x\} \end{aligned} \quad (5-2)$$

若論域 x 為有限集合，則模糊集合可用離散方式表示：

$$A = \frac{\mu_A(u_1)}{u_1} + \frac{\mu_A(u_2)}{u_2} + \dots + \frac{\mu_A(u_n)}{u_n} = \sum_{i=1}^n \frac{\mu_A(u_i)}{u_i}, \quad \forall u_i \in x \quad (5-3)$$

若論域 x 為無限集合，則模糊集合可用連續方式表示：

$$A = \int_U \frac{\mu_A(u)}{u}, \quad \forall u \in x \quad (5-4)$$

其中 \int_U 代表無限多個元素合併的縮寫記號。

■ 歸屬函數(membership function)：元素屬於模糊集合的程度大小。

模糊理論將二值邏輯(binary logic)擴展到連續多值(continuous multi-value)，透過 0 到 1 的數字來描述屬於集合的程度。由語言變數及對應歸屬函數的選擇，將形成多種不同的模糊控制器架構，而常見的歸屬函數有以下幾種：

1. 三角形歸屬函數(triangular membership function)

$$\mu(x: a, b, c) = \begin{cases} 0 & , x < a \\ (x-a)/(b-a) & , a \leq x \leq b \\ (c-x)/(c-b) & , b \leq x \leq c \\ 0 & , x > c \end{cases} \quad (5-5)$$

2. 梯形歸屬函數(trapezoidal membership function)

$$\mu(x: a, b, c, d) = \begin{cases} 0 & , x < a \\ (x-a)/(b-a) & , a \leq x < b \\ 1 & , b \leq x < c \\ (d-x)/(d-c) & , c \leq x < d \\ 0 & , x \geq d \end{cases} \quad (5-6)$$

3. 高斯歸屬函數(Gaussian membership function)

$$\mu(x: m, \sigma) = \exp\left[-\frac{(x-m)^2}{\sigma^2}\right] \quad (5-7)$$

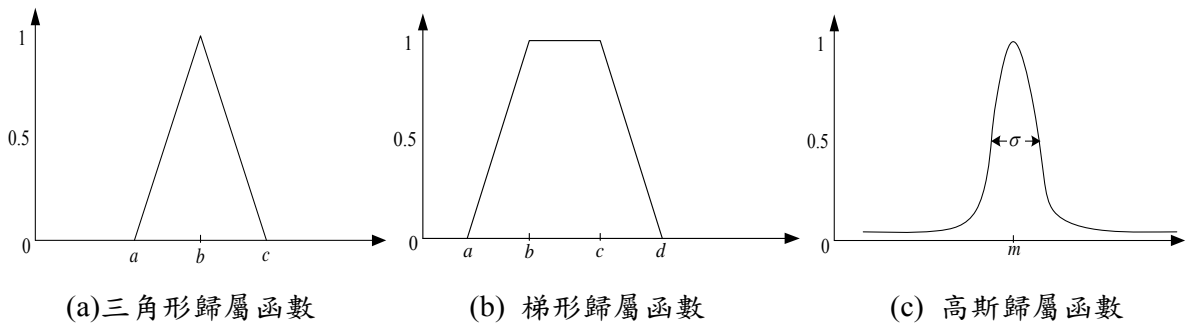


圖 5-1 歸屬函數

5.1.2 模糊控制器之結構

模糊控制器的基本結構包含下列四個主要部份，如圖 5-2 所示：

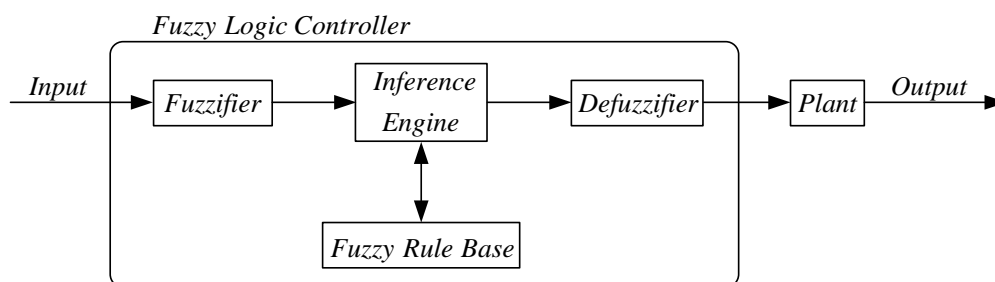


圖 5-2 模糊控制器的基本結構

1 · 模糊化(fuzzifier)

將量測到的輸入數據轉換為主觀的數值，意即將一個實數轉換為一個模糊歸屬函數的程度值。例如：速度誤差 $\omega_e = -450 \text{ RPM}$ 模糊化後為「 ω_e 是 NB (Negative Big) 的程度為 0.85」。經過模糊化的數據才能夠作為模糊控制器的輸入。

2 · 模糊規則庫(fuzzy rule base)

由包含語言變數(linguistic variable)的模糊若-則規則的集合所組成，此集合象徵出該系統的輸入與輸出之間的關係。在 MISO (multi-input-single-output) 的系統中，典型的模糊若-則規則如(5-8)所示：

$$R^i: \text{IF } x \text{ is } A_i, \dots, \text{AND } y \text{ is } B_i, \text{ THEN } z \text{ is } C_i, \quad i=1,2,\dots,n \quad (5-8)$$

其中 x, \dots, y 與 z 為語言變數，分別代表輸入與輸出參數； A_i, \dots, B_i 與 C_i 為模糊歸屬函數。

3 · 推論引擎(inference engine)

為模糊控制器的核心，透過模糊邏輯與近似推論的架構，模擬人類的決策模式。舉例如(5-9)所示：

$$\begin{array}{ll} \text{假設 1:} & \text{IF } x \text{ is } A, \text{ THEN } y \text{ is } B. \\ \text{假設 2:} & x \text{ is } A'. \\ \hline \text{結論:} & y \text{ is } B'. \end{array} \quad (5-9)$$

4 · 解模糊化(defuzzifier)

與模糊化相反，將一個模糊歸屬函數的程度值轉換為一個實際數值，作為控制器的輸出，才能利用實際數值進行系統的控制。常用的兩種解模糊化方法如下：

- 重心法：將模糊法則推論的輸出模糊歸屬函數之結果，計算其面積的重心轉換為一個實際數值。

$$z_{COA}^* = \frac{\sum_{j=1}^n \mu_c(z_j) \cdot z_j}{\sum_{j=1}^n \mu_c(z_j)} \quad (5-10)$$

- 最大值平均法：將模糊法則推論的輸出模糊歸屬函數，將其結果之最大值加總後取平均值。

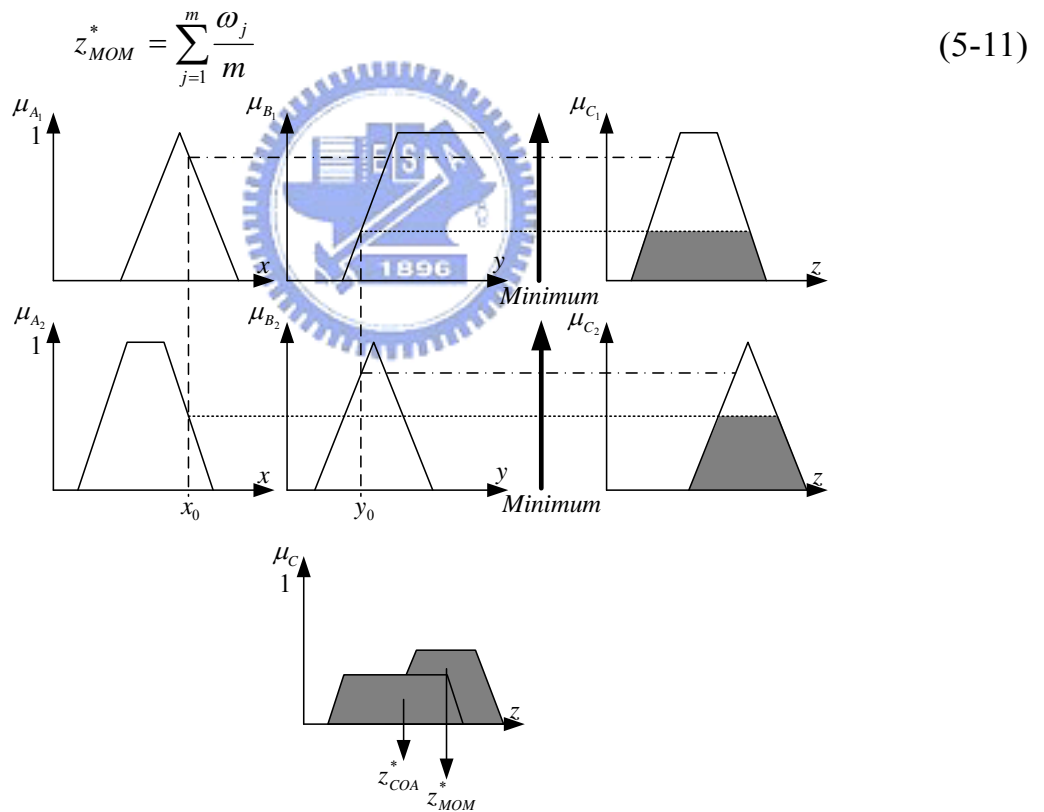


圖 5-3 解模糊化示意圖

5.2 模糊控制器之設計

在此以速度的誤差 ω_e 做為模糊控制器的輸入信號，經過模糊化與模糊推論後計算可得到電流迴路的命令 i_q^* ，其架構圖如圖 5-4：

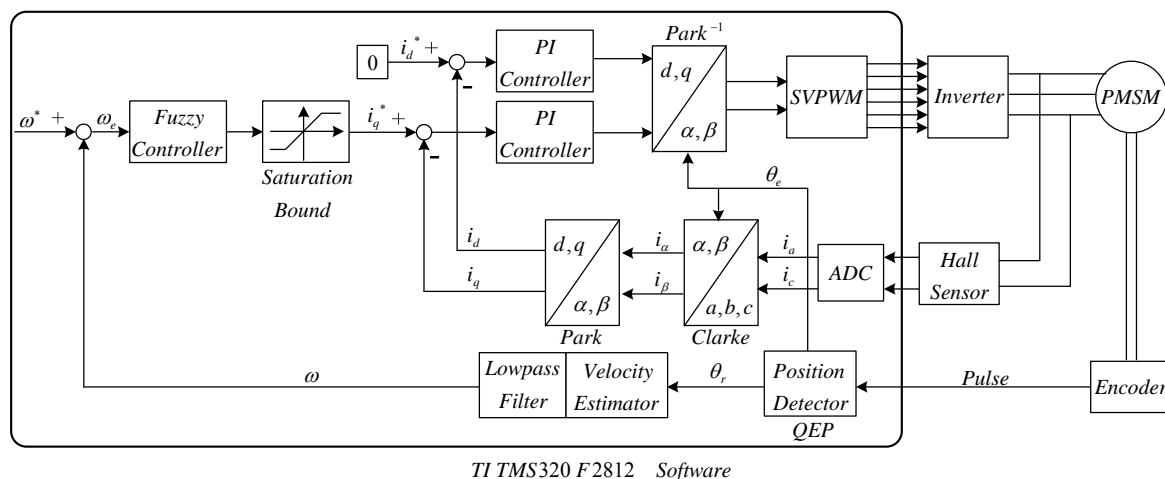


圖 5-4 模糊控制器之閉迴路系統架構圖

1. 模糊化

模糊化過程中，歸屬函數主要是由實驗所得之經驗進行設計而成的。為了簡化模糊化的轉換過程和減少 DSP 的程式運算量[24]，輸入參數的歸屬函數使用較為簡單的三角形或梯形函數。輸出參數的歸屬函數則設計為脈衝型，以便簡化解模糊化時的計算。而其中設計的數值大小是依據實驗時的經驗數值來進行調整。

圖 5-5 為模糊控制器的輸入與輸出參數的歸屬函數設計。其中輸入參數與輸出參數皆有五個歸屬函數：NB (Negative Big)、NS (Negative Small)、ZE (Zero)、PS (Positive Small)、PB (Positive Big)。在 DSP 程式的運算中，均將速度誤差 ω_e 和電流命令 i_q^* 的大小正規化(normalize)，故其大小介於 ± 1 之間。

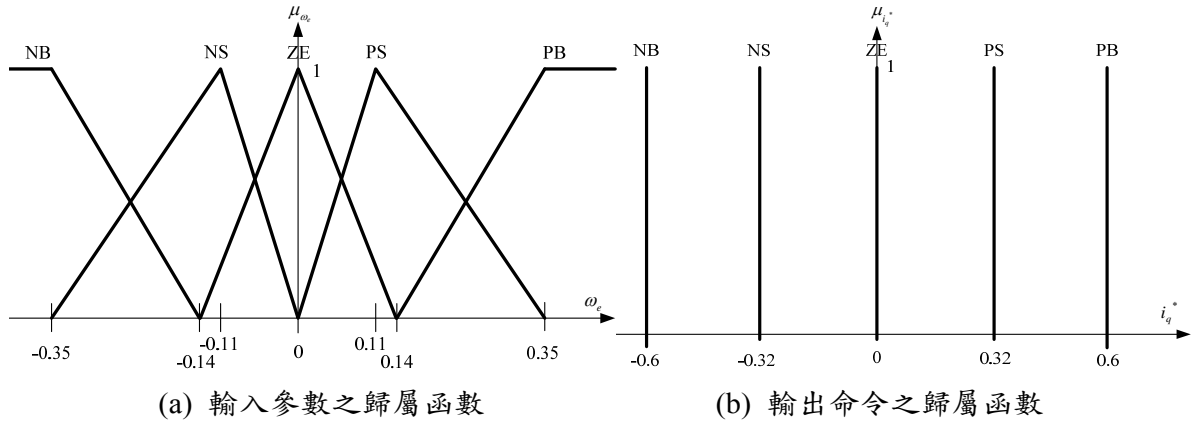


圖 5-5 模糊控制器之歸屬函數

2 · 模糊規則庫

模糊若-則規則也是依據人類的直覺與專家的經驗所建立。在此由於只有速度誤差一個輸入信號，故其對應的輸出電流命令之歸屬函數較為簡單，即為一對一的情形，例如：若速度誤差 ω_e 為 NB (誤差為較大的負值)，則電流命令 i_q^* 也需為 NB (電流迴路命令為較大的負值)；速度誤差 ω_e 為 ZE (誤差值在零附近)，則電流命令 i_q^* 也需為 ZE (電流迴路命令接近零)等。

3 · 推論引擎

本論文的推論引擎計算方式說明如下：若輸入之速度誤差 ω_e 為 -0.2 ，則會使用到以下二條若-則規則：

R^1 : IF Velocity Error ω_e is NB, THEN Current Command i_q^* is NB,

R^2 : IF Velocity Error ω_e is NS, THEN Current Command i_q^* is NS,

由輸入的數值決定歸屬的程度 α_1 與 α_2 分別為：

$$\alpha_1 = \mu_{NB}(\omega_e) = 0.32$$

$$\alpha_2 = \mu_{NS}(\omega_e) = 0.62$$

依據第 k 條模糊控制規則的控制決定為

$$\mu_{i_q^*}^k(w) = \alpha_i \wedge \mu_{i_q^*}^k(w)$$

最後推論的結果為

$$\begin{aligned} \mu_{i_q^*}^*(w) &= \mu_{i_q^*}^1 \vee \mu_{i_q^*}^2 \\ &= [\alpha_1 \wedge \mu_{NB}(w)] \vee [\alpha_2 \wedge \mu_{NS}(w)] \end{aligned}$$

推論引擎的計算方式如圖 5-6 所示。

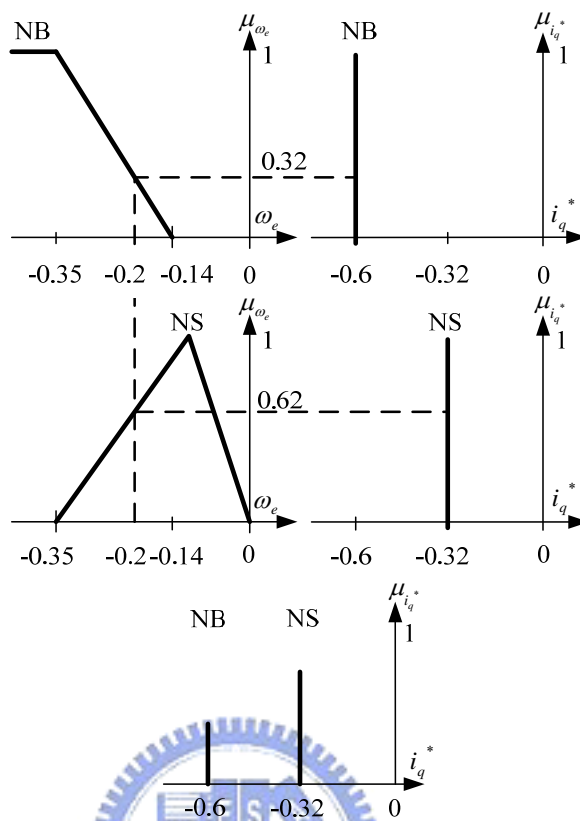


圖 5-6 推論引擎的計算流程

4 · 解模糊化

本論文使用 COA 作為解模糊化的方法，如(5-13)式。

$$z_{COA}^* = \frac{\sum_{j=1}^n \mu_c(z_j) \cdot z_j}{\sum_{j=1}^n \mu_c(z_j)} \quad (5-13)$$

其中 n 是輸出的量化等級， z_j 是量化等級 j 的控制輸出量， $\mu_c(z_j)$ 是輸出模糊集合 C 的歸屬數值。此公式之意義是將推論引擎所得的推論輸出尋找其重心，並將該重心點作為解模糊化後的輸出值，如圖 5-7 所示。

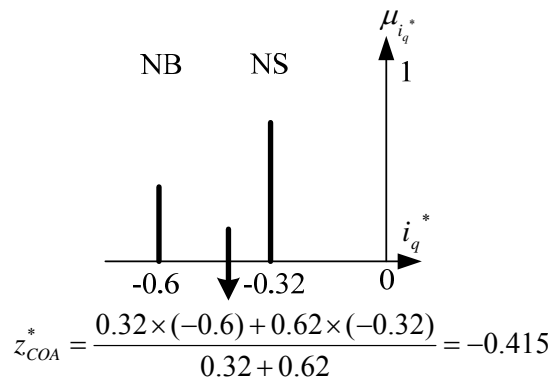


圖 5-7 解模糊化(COA)

5.3 模糊控制器的實驗結果

5.3.1 模糊控制器之無載測試

利用 5.2 節所設計之模糊控制器進行速度迴路的步階響應測試，並觀測模糊控制器輸出的電流命令 i_q^* ，其結果如圖 5-8。

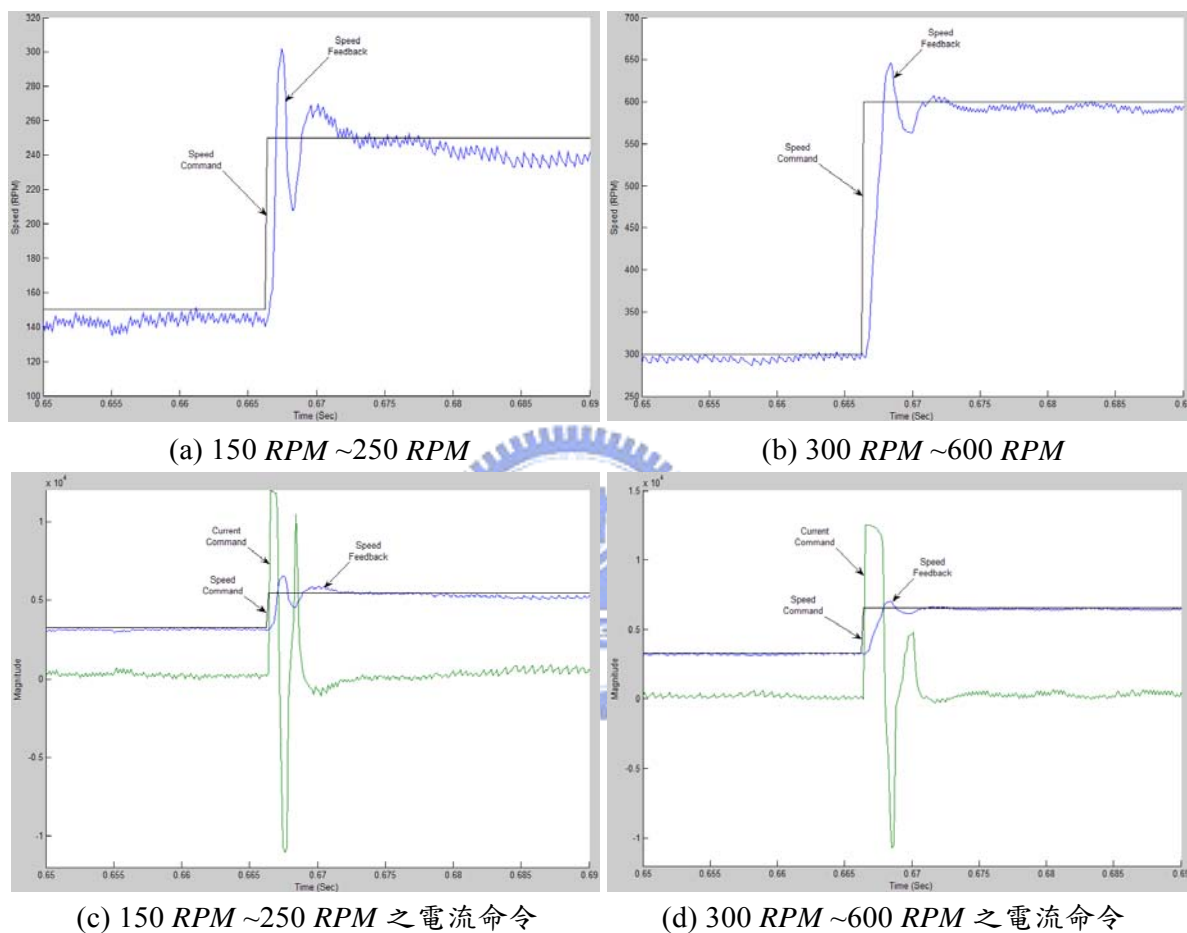
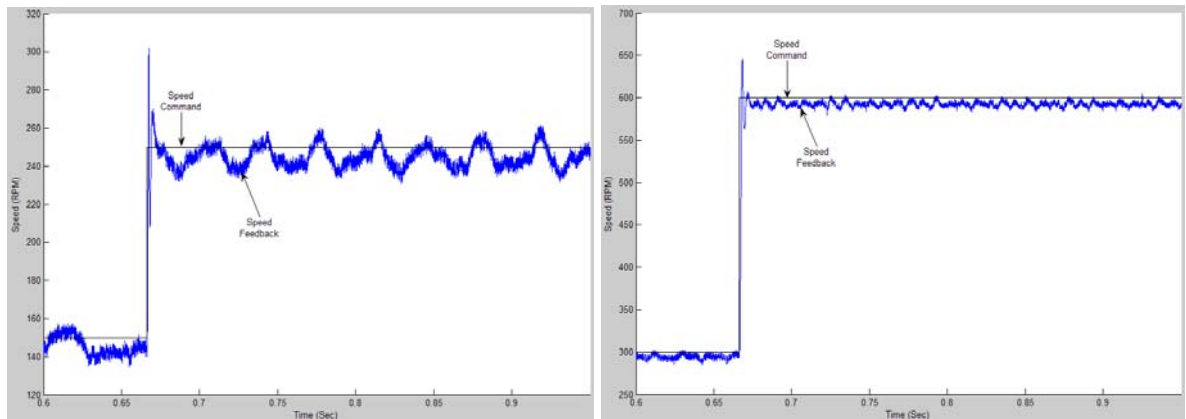


圖 5-8 Fuzzy 無載之步階響應

由圖 5-8 可明顯看出模糊控制器在無載時，其步階響應的上升時間和穩定時間十分迅速，其主要的原因在於模糊控制器所輸出之電流命令 i_q^* 非常快且直接，使得 150 RPM~250 RPM 步階響應之上升時間約為 0.8 msec，300 RPM ~600 RPM 步階響應之上升時間約為 1.6 msec，但缺點是有較大的 overshoot 產生。

接下來實驗模糊控制器在無載穩態時的響應情形，如圖 5-9。發現模糊控制器在穩態時會有輕微的震盪和穩態誤差。



(a) 150 RPM ~250 RPM

(b) 300 RPM ~600 RPM

圖 5-9 Fuzzy 之穩態響應

模糊控制器在無載時的頻率響應如圖 5-10，其頻寬約為 699.1 Hz，遠大於 PI 控制器的 169.1 Hz 和 Lead-Lag 補償器的 595.6 Hz，但有較大的 overshoot 的情形。

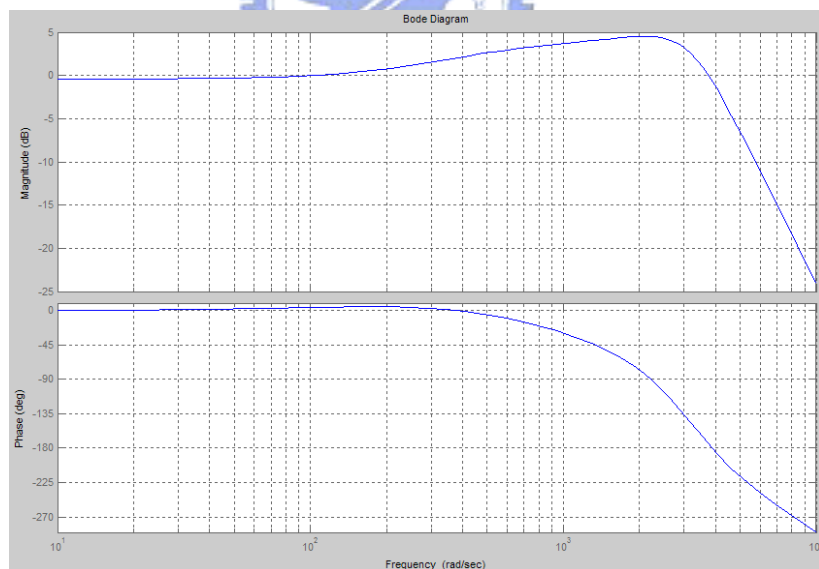
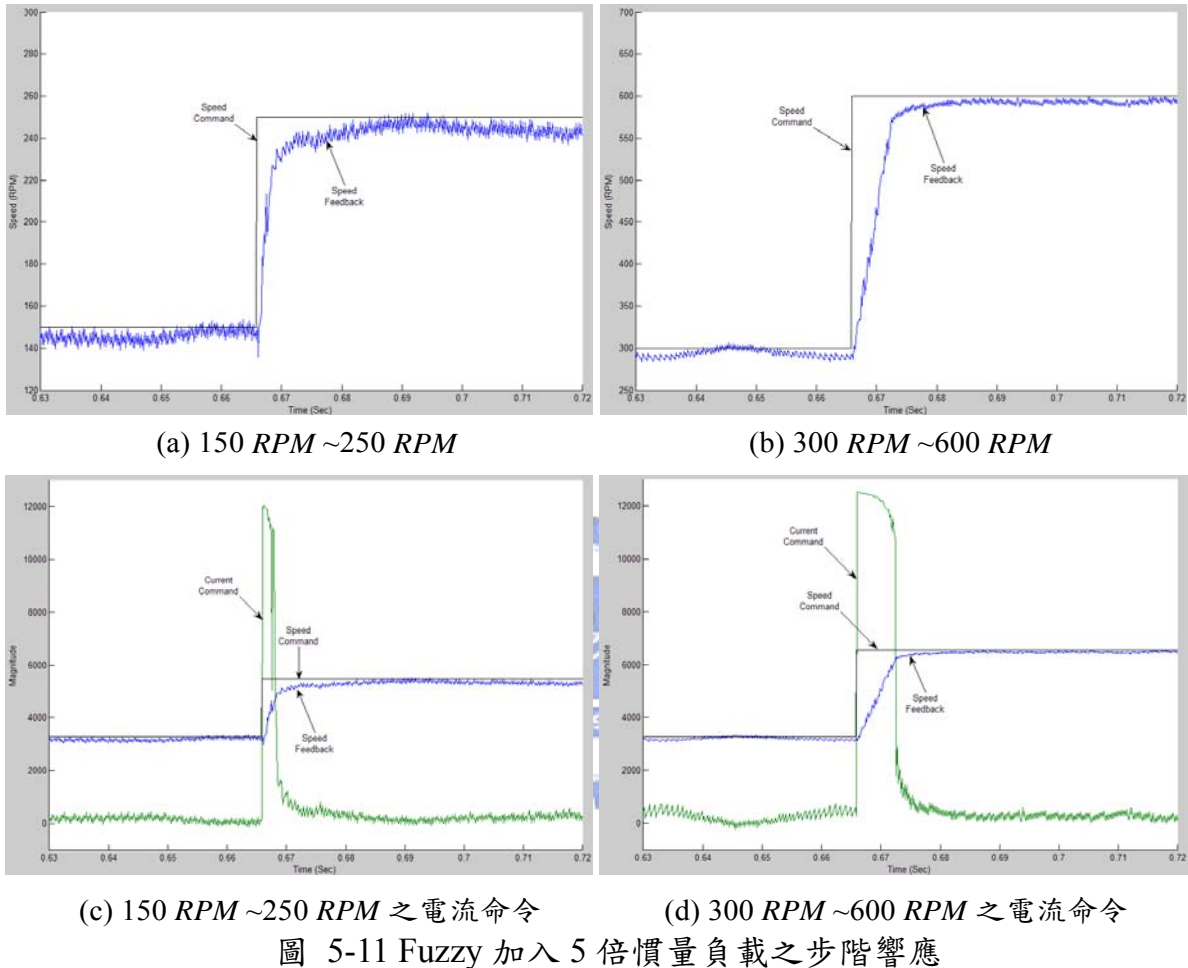


圖 5-10 Fuzzy 之頻率響應

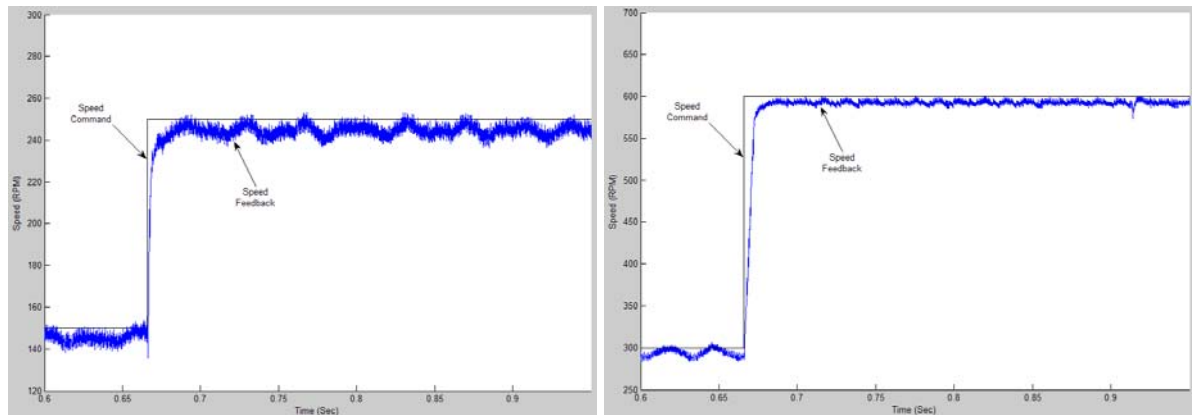
5.3.2 模糊控制器之慣量負載測試

對系統加入 5 倍慣量負載後，進行速度迴路的步階響應測試，並觀測模糊控制器輸出的電流命令 i_q^* ，如圖 5-11。



由圖 5-11 的(c)、(d)可看出系統加入 5 倍慣量負載後，模糊控制器輸出的電流命令 i_q^* 在步階命令轉態時，會維持較大的電流值，使系統獲得較快的上升時間，其中 150 RPM ~250 RPM 步階響應之上升時間約為 5.7 msec，300 RPM ~600 RPM 步階響應之上升時間約為 5.3 msec，並且系統隨即達到穩態，並且不會有 overshoot 的情形。

接著測試系統加入 5 倍慣量負載後，模糊控制器的響應情形，如圖 5-12。發現模糊控制器在穩態時仍會有輕微的穩態誤差。



(a) 150 RPM ~250 RPM

(b) 300 RPM ~600 RPM

圖 5-12 Fuzzy 加入 5 倍慣量負載之穩態響應

系統加入 5 倍慣量負載後，模糊控制器的頻率響應如圖 5-13，其頻寬約為 174.1 Hz，雖然加入負載後，頻寬降低非常多，但仍遠大於 PI 控制器的 61.1 Hz 和 Lead-Lag 補償器的 33.1 Hz，並且不會有 overshoot 的情況。

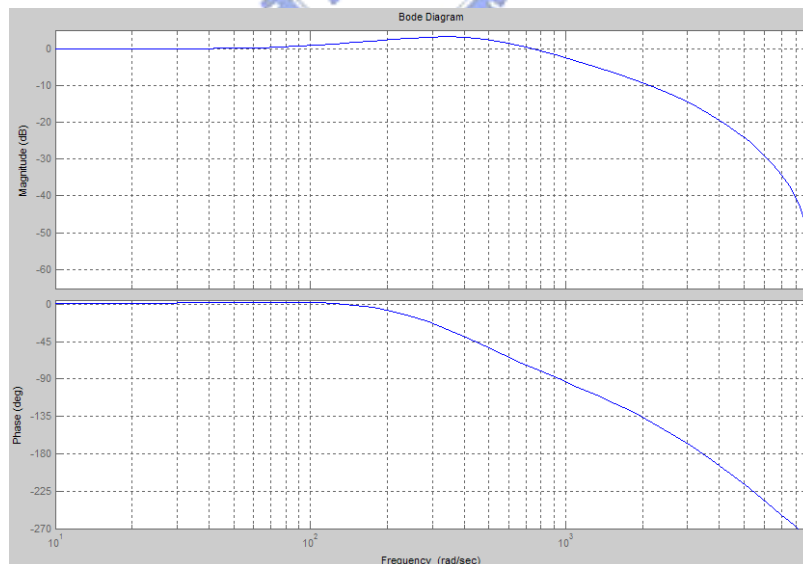


圖 5-13 Fuzzy 加入 5 倍慣量負載之頻率響應

5.4 模糊控制器與積分控制器

為了解決 5.3 節模糊控制器會有穩態誤差的情形，本論文提出模糊控制器加入積分控制器(Fuzzy + Integrator)的方法，利用積分控制器來消除穩態誤差，並保持模糊控制器的控制優點，其架構圖如圖 5-14。

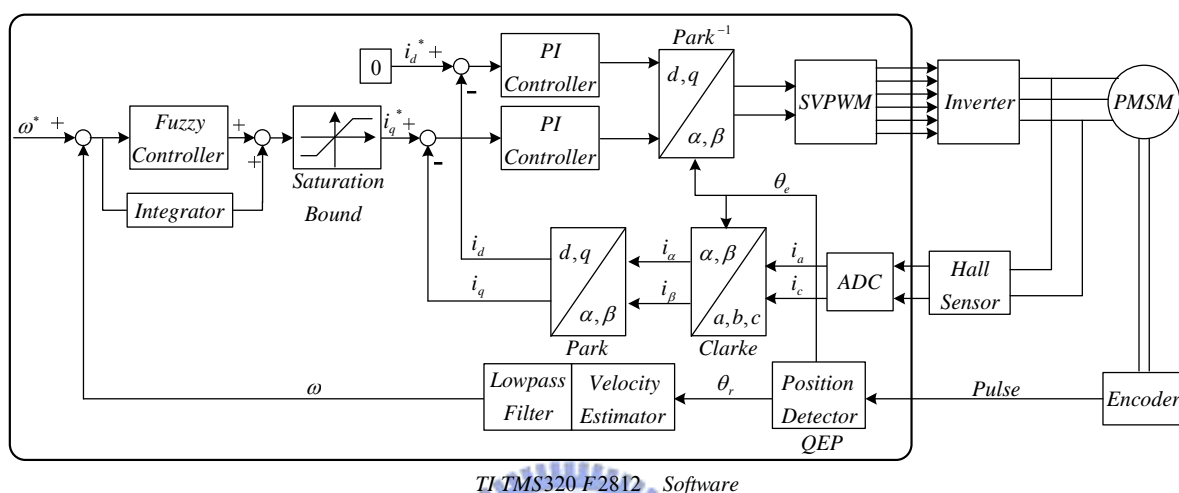
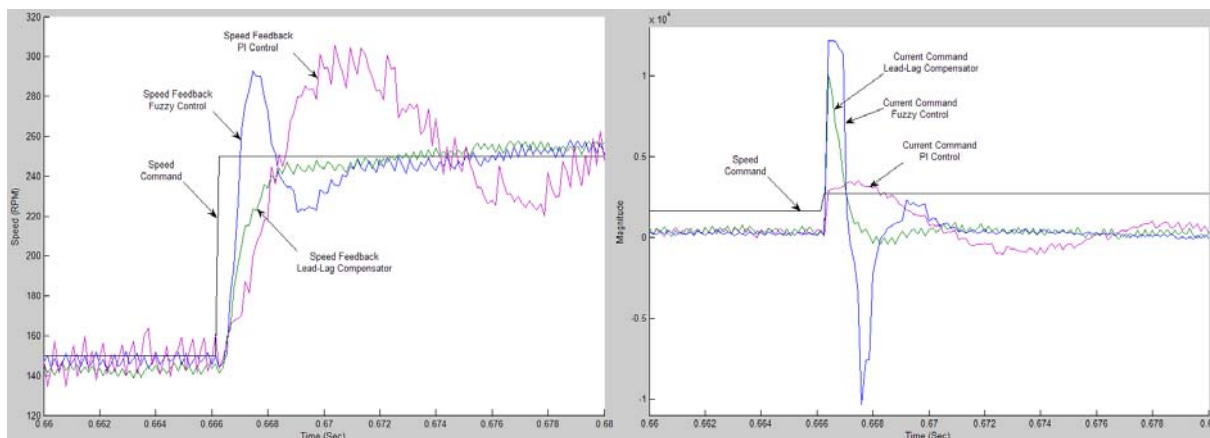


圖 5-14 Fuzzy + Integrator 之閉迴路系統架構圖

5.4.1 模糊與積分控制器之無載測試

<測試條件 1：步階響應>

首先進行步階響應測試如圖 5-15，可發現模糊控制器仍能給出最為快速的電流命令，使得速度迴路的響應最為快速，但會有較大的 overshoot。



(a) 150 RPM ~ 250 RPM

(b) 150 RPM ~ 250 RPM 之電流命令

圖 5-15 Fuzzy + Integrator 無載時步階響應

在此將原設計之模糊控制器稱為 Fuzzy 1，為了改善 Fuzzy 1 的 overshoot 問題，本論文設計了另一組模糊控制器稱為 Fuzzy 2，歸屬函數如圖 5-16，其中輸出命令的歸屬函數範圍從 Fuzzy 1 的 ± 0.6 降至 ± 0.5 ；而步階響應如圖 5-17，由圖可看出所調整設計的 Fuzzy 2 能大幅降低 overshoot 的情形，且 overshoot 在 15% 以內。

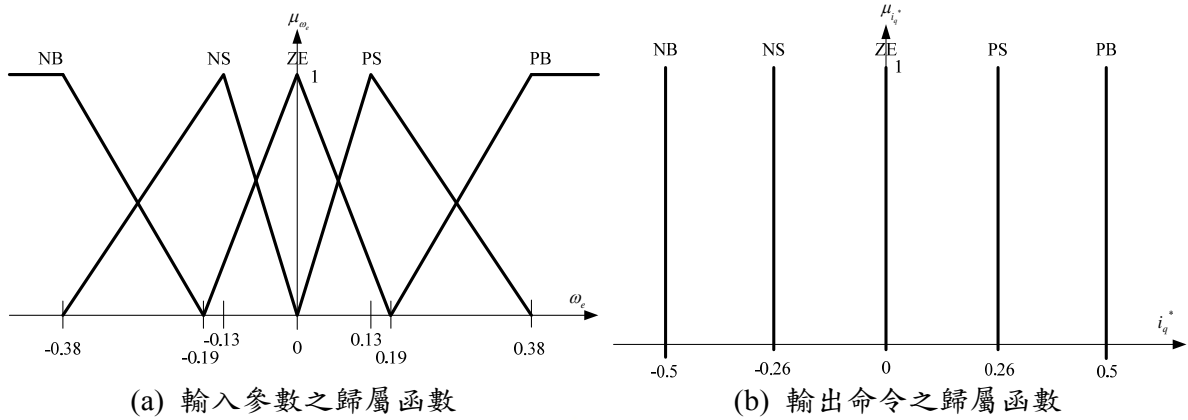


圖 5-16 模糊控制器 Fuzzy 2 之歸屬函數

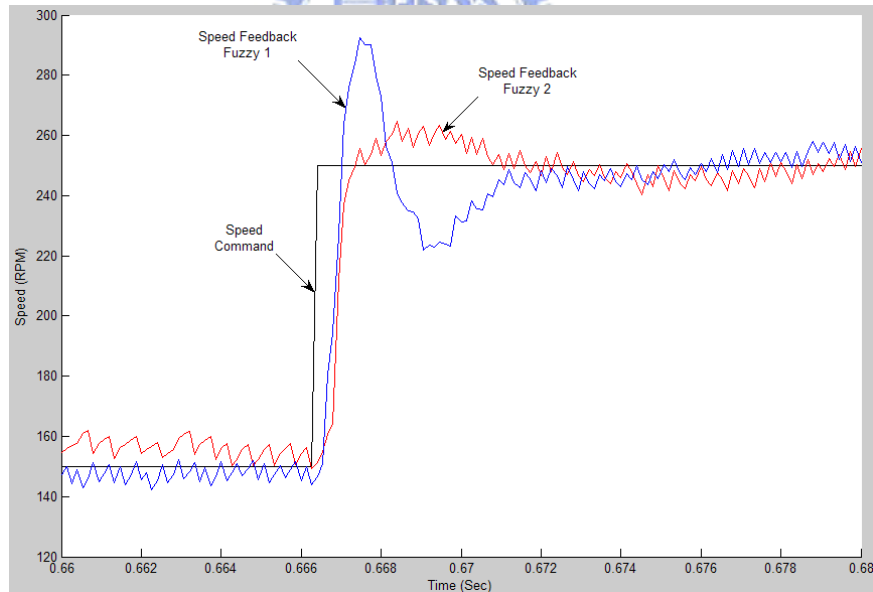


圖 5-17 Fuzzy 1 與 Fuzzy 2 無載時之步階響應

<測試條件 2：系統頻率響應>

於速度命令設定系統辨識信號 PRBS 的大小範圍為 150 *RPM* ~250 *RPM*，系統之無負載頻率響應如圖 5-18，其中波德增益圖可看出 Fuzzy 2 的峰值 1.89 dB 較 Fuzzy 1 的 5.29 dB 稍小些，代表 Fuzzy 2 在時域中的 overshoot 情形會較小，雖然頻寬較小些，但整體的頻譜響應較 Fuzzy 1 佳。表 5-1 為各控制器之頻寬大小。

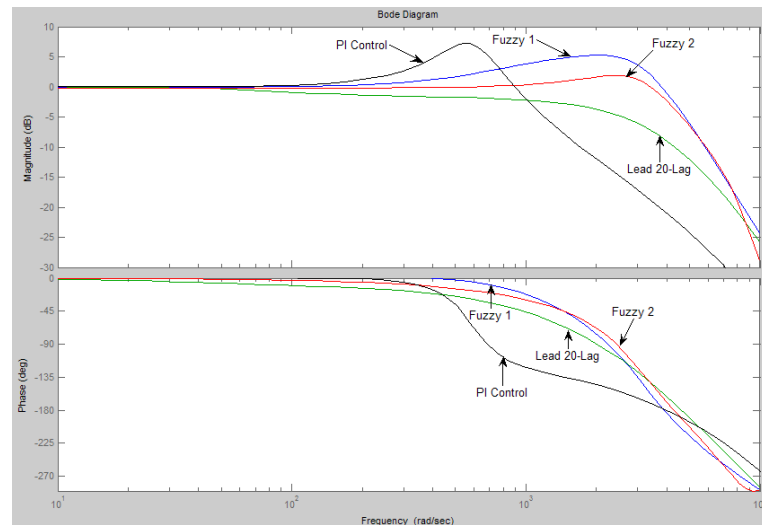


圖 5-18 Fuzzy + Integrator 無載時頻率響應

<測試條件 3：加大系統的工作區間>

改變系統辨識信號 PRBS 的大小範圍為 37 *RPM* ~346 *RPM*，系統之無負載頻率響應如圖 5-19，系統頻寬如表 5-1 所示。

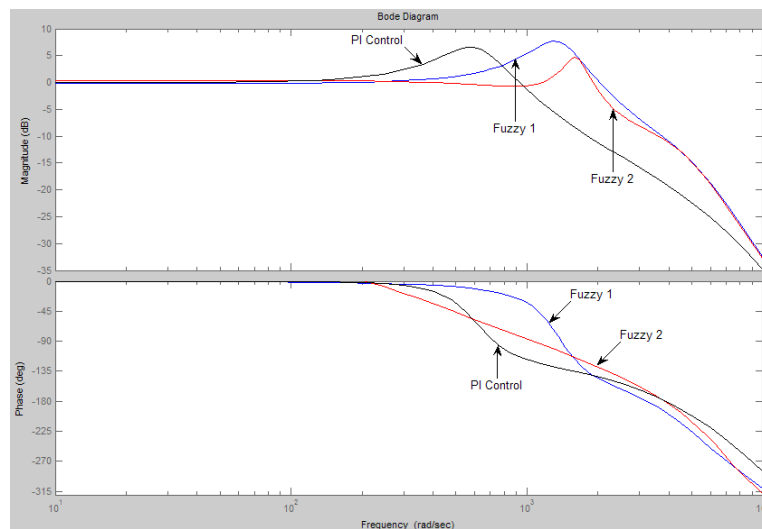


圖 5-19 Fuzzy + Integrator 無載於 37 *RPM* ~346 *RPM* 之頻率響應

表 5-1 Fuzzy + Integrator 之無負載頻寬比較表

	<i>PI Controller</i>	<i>Lead 20° with Lag</i>	<i>Lead 30° with Lag</i>	<i>Fuzzy 1</i>	<i>Fuzzy 2</i>
150~250 RPM 之頻寬	169.1 Hz <i>overshoot</i>	254 Hz	595.6 Hz	699.5 Hz <i>overshoot</i>	668.1 Hz
37~346 RPM 之頻寬	175.8 Hz <i>overshoot</i>	unstable	unstable	379.8 Hz <i>overshoot</i>	331.3 Hz <i>overshoot</i>

由圖 5-18、圖 5-19 和表 5-1 的比較中，可看出 Fuzzy + Integrator 的控制架構在任意的工作區間皆較相位領先-落後補償器和 PI 控制器有較佳的效能，但缺點是 overshoot 仍然有較大的情形。

<測試條件 4：穩態響應>

系統穩態響應之測試如圖 5-20，可看出 Fuzzy + Integrator 的控制架構確實能消除穩態誤差，其中 Fuzzy 2 的穩態震盪較 Fuzzy 1 稍大些。

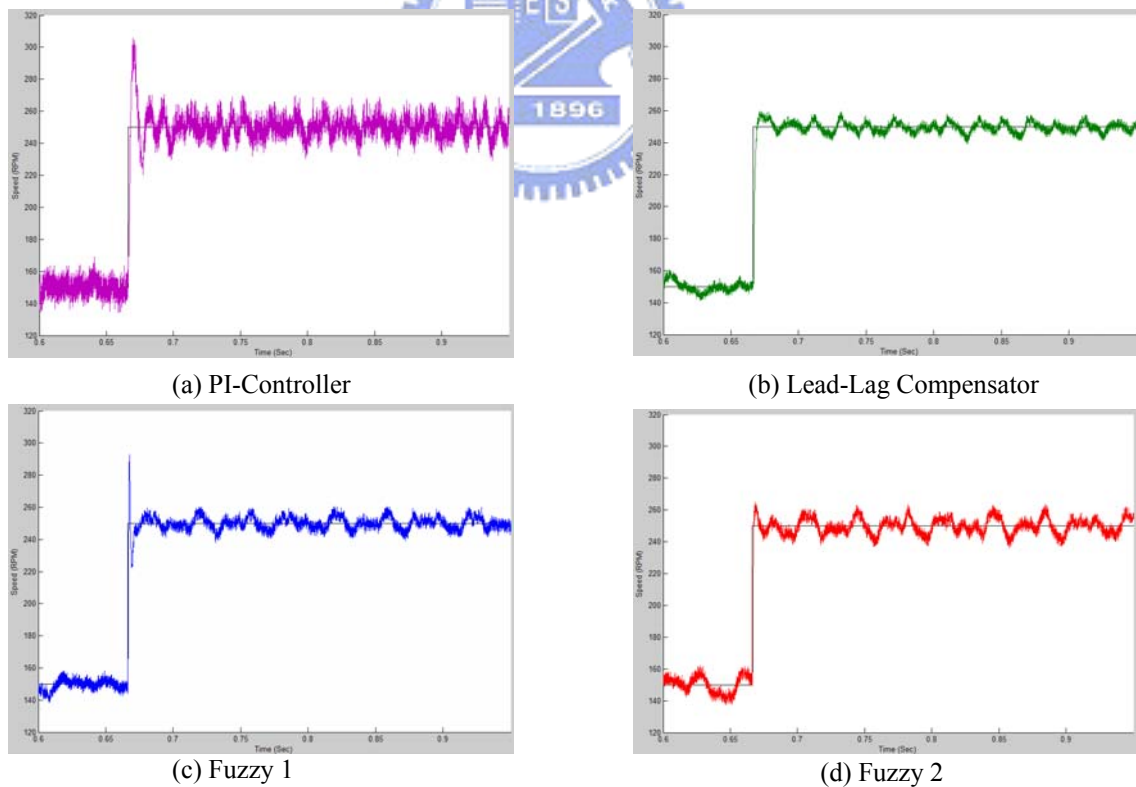
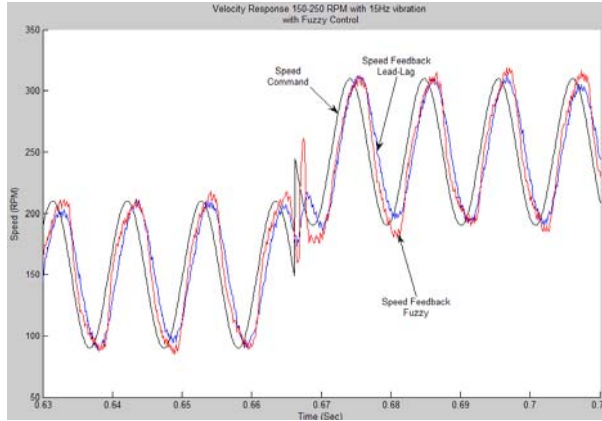


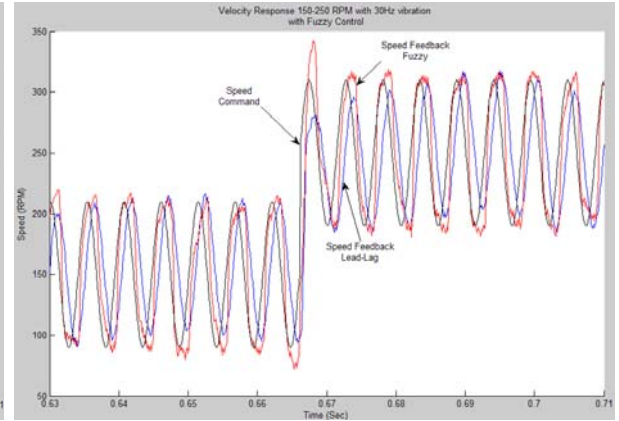
圖 5-20 Fuzzy + Integrator 之穩態響應

<測試條件 5：步階+弦波響應>

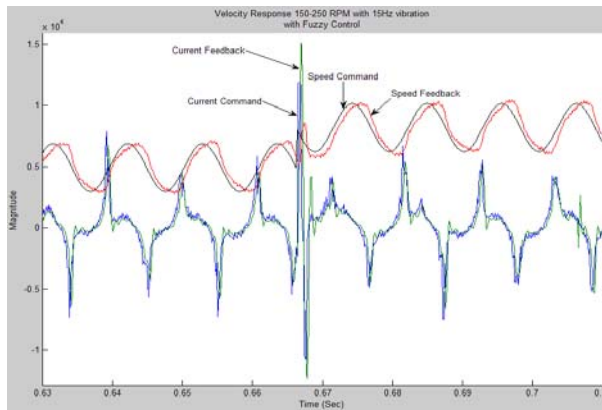
接著進行步階加弦波命令追蹤測試如圖 5-21，可看出 Fuzzy + Integrator 依然擁有較佳的效能，其中表 5-2 為最大追蹤誤差和絕對誤差累積平均值。



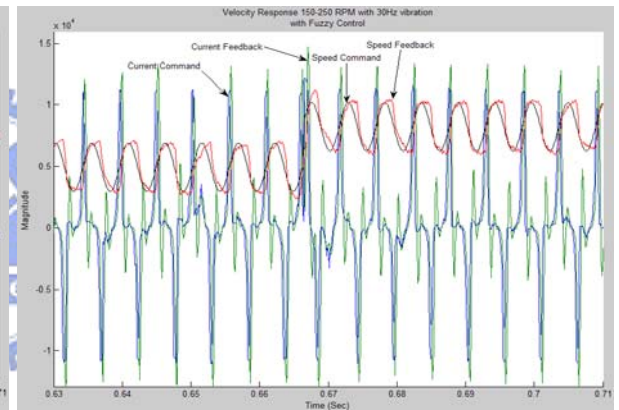
(a) 步階+弦波 15 Hz (Fuzzy 與 Lead-Lag)



(b) 步階+弦波 30 Hz (Fuzzy 與 Lead-Lag)



(c) 步階+弦波 15 Hz 之 Fuzzy 電流命令



(d) 步階+弦波 30 Hz 之 Fuzzy 電流命令

圖 5-21 Fuzzy + Integrator 無載時步階+弦波之響應

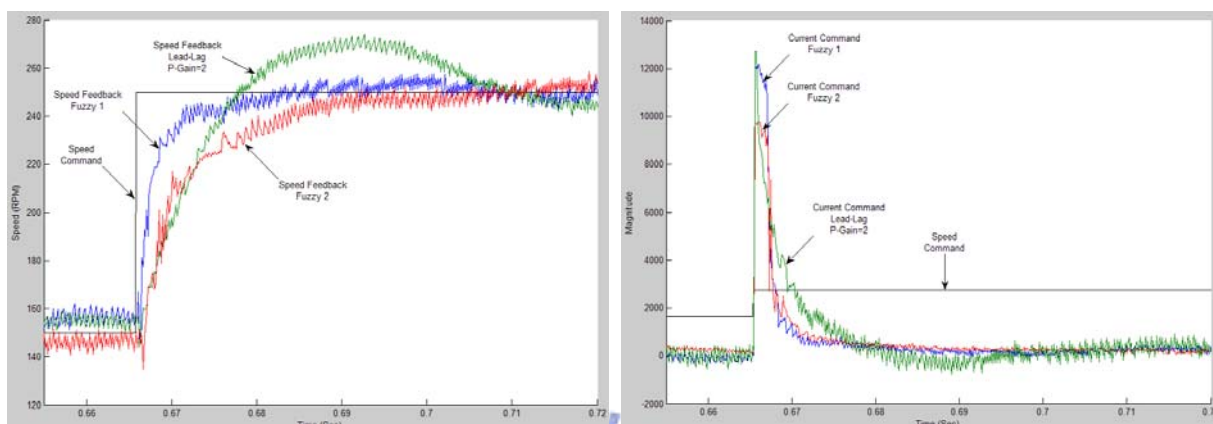
表 5-2 Fuzzy + Integrator 無負載時步階+弦波之響應比較表

		<i>PI Controller</i>	<i>Lead 20° with Lag</i>	<i>Lead 30° with Lag</i>	<i>Fuzzy + Integrator</i>
Step + Sin 15 Hz	Maximum Tracking Error	126.7 RPM	59.6 RPM	49.0 RPM	41.5 RPM
	Average of IAE	69.5 RPM	32.1 RPM	25.6 RPM	17.9 RPM
Step + Sin 30 Hz	Maximum Tracking Error	106.3 RPM	94.7 RPM	80.7 RPM	68.8 RPM
	Average of IAE	55.3 RPM	51.6 RPM	43.4 RPM	19.5 RPM

5.4.2 模糊與積分控制器之慣量負載測試

<測試條件 1：加入 5 倍慣量負載之步階響應>

測試步階響應如圖 5-22。由圖 5-22(b)可看出 Fuzzy 1 輸出的電流命令會維持較高的數值一段時間，使得系統在有載時仍有最快的上升時間，並且系統很快地進入穩態，幾乎沒有 overshoot 的情況。



(a) 步階響應測試

(b) 步階響應測試之電流命令

圖 5-22 Fuzzy 1 與 Fuzzy 2 加入 5 倍慣量負載之步階響應

<測試條件 2：加入 5 倍慣量負載之頻率響應>

系統加入 5 倍慣量負載之頻率響應測試，設定系統辨識信號 PRBS 的大小範圍為 150 RPM~250 RPM，如圖 5-23。表 5-3 為各控制器之頻寬大小。

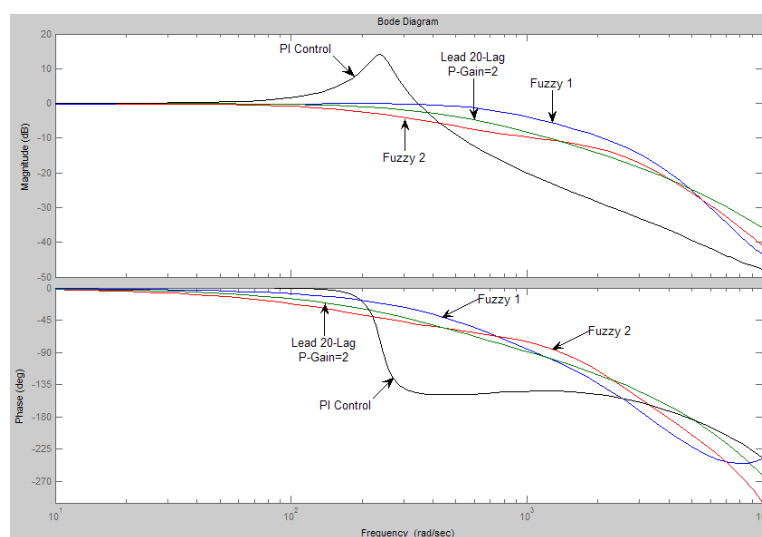


圖 5-23 Fuzzy + Integrator 加入 5 倍慣量負載之頻率響應

<測試條件 3：加入 5 倍慣量負載並加大系統的工作區間>

改變系統辨識信號 PRBS 的大小範圍為 37 *RPM*~346 *RPM*，此時 Fuzzy 2 的頻譜圖有穩態誤差的情形，而 PI 控制器則有嚴重的 overshoot，如圖 5-24。

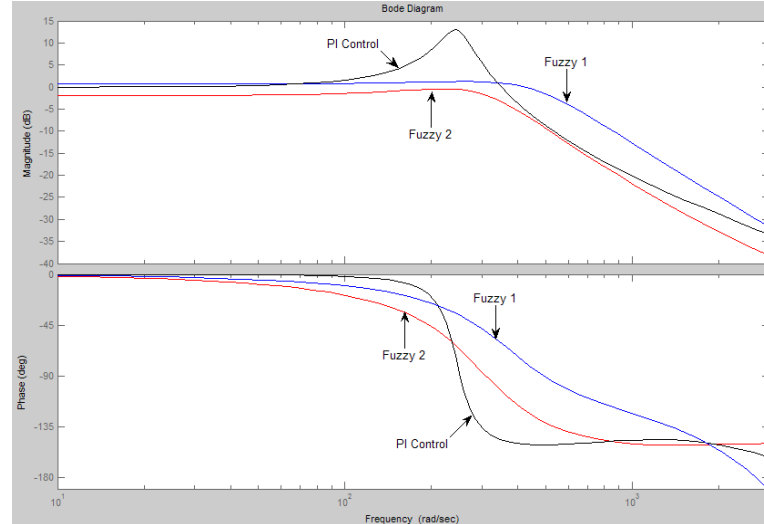


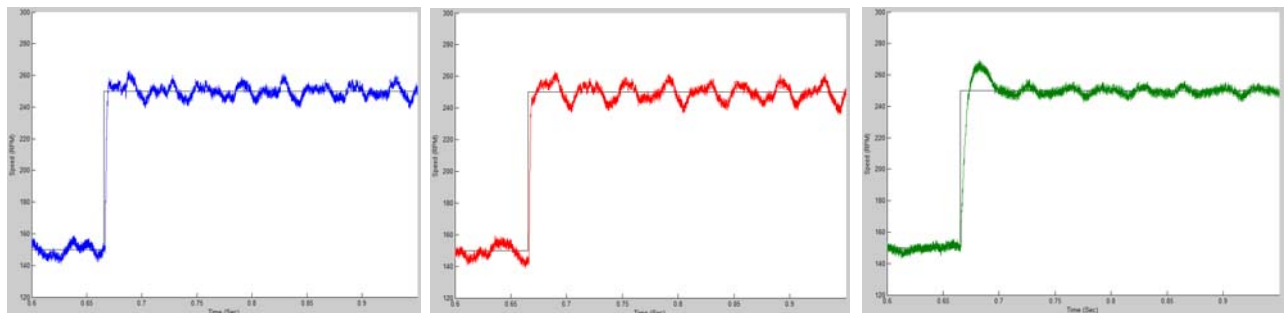
圖 5-24 Fuzzy + Integrator 加入 5 倍慣量負載於大工作範圍之頻率響應

表 5-3 Fuzzy + Integrator 加入 5 倍慣量負載時頻寬比較表

	<i>PI Controller</i>	<i>Lead 20° - Lag PGain = 2</i>	<i>Lead 30° - Lag PGain = 2</i>	<i>Fuzzy 1</i>	<i>Fuzzy 2</i>
150~250 <i>RPM</i> 之頻寬	61.1 <i>Hz</i> <i>overshoot</i>	67.7 <i>Hz</i>	132.9 <i>Hz</i>	142.7 <i>Hz</i>	39.5 <i>Hz</i>
37~346 <i>RPM</i> 之頻寬	62.0 <i>Hz</i> <i>overshoot</i>	unstable	unstable	85.0 <i>Hz</i>	62.1 <i>Hz</i>

<測試條件 4：加入 5 倍慣量負載之穩態響應>

系統加入 5 倍慣量負載後的穩態響應測試如圖 5-25，其中 Fuzzy 2 的穩態震盪較 Fuzzy 1 稍大些，而相位領先-落後補償器有較好的穩態響應。



(a) Fuzzy 1

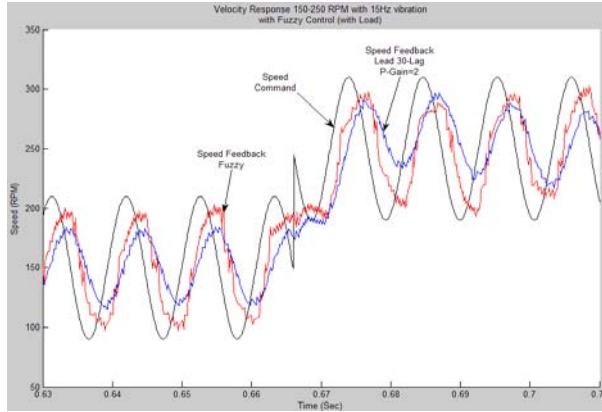
(b) Fuzzy 2

(c) Lead-Lag Compensator + P-Gain2

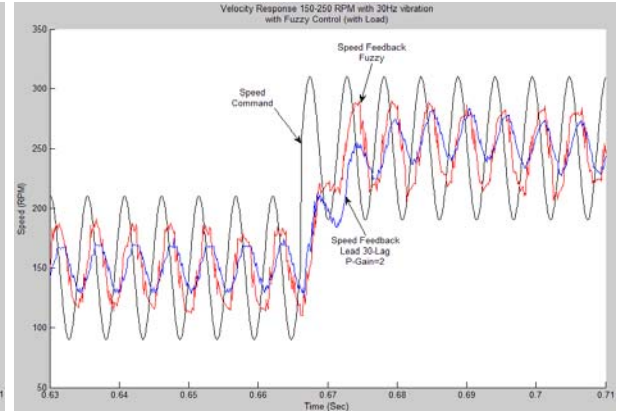
圖 5-25 Fuzzy + Integrator 加入 5 倍慣量負載之穩態響應

<測試條件 5：加入 5 倍慣量負載之步階+弦波響應>

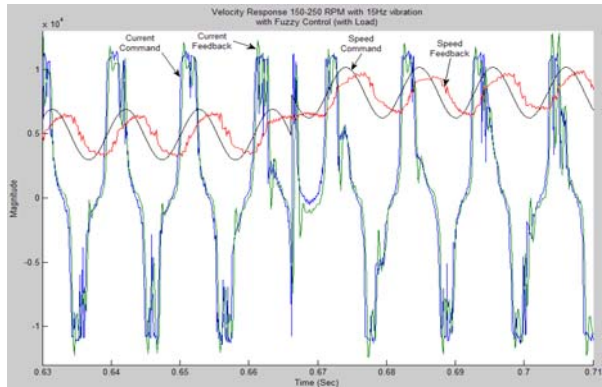
由上面幾項測試發現系統加入 5 倍慣量負載後，Fuzzy 1 仍有不錯的效能，接著利用 Fuzzy 1 進行步階加弦波命令追蹤測試如圖 5-26。由圖中可看出 Fuzzy 1 追蹤命令的能力較佳，其響應的振幅最大，相位落後的情形最小。



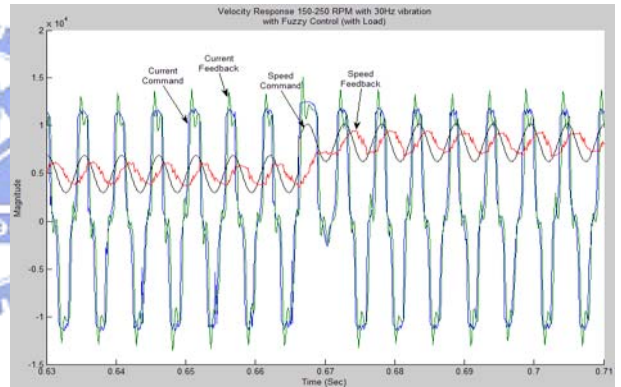
(a) 步階+弦波 15 Hz (Fuzzy 與 Lead-Lag)



(b) 步階+弦波 30 Hz (Fuzzy 與 Lead-Lag)



(c) 步階+弦波 15 Hz 之 Fuzzy 電流命令



(d) 步階+弦波 30 Hz 之 Fuzzy 電流命令

圖 5-26 Fuzzy + Integrator 加入 5 倍慣量負載之步階+弦波之響應

表 5-4 Fuzzy + Integrator 加入 5 倍慣量負載時步階+弦波之響應比較表

		<i>PI</i> <i>Controller</i>	<i>Lead 20° – Lag</i> <i>PGain = 2</i>	<i>Lead 30° – Lag</i> <i>PGain = 2</i>	<i>Fuzzy +</i> <i>Integrator</i>
Step + Sin 15 Hz	Maximum Tracking Error	104.6 RPM	75.4 RPM	66.8 RPM	67.1 RPM
	Average of IAE	46.6 RPM	42.7 RPM	38.7 RPM	32.1 RPM
Step + Sin 30 Hz	Maximum Tracking Error	84.0 RPM	73.9 RPM	71.9 RPM	77.6 RPM
	Average of IAE	40.4 RPM	43.0 RPM	42.3 RPM	39.2 RPM

<測試條件 6：加入 10 倍慣量負載之步階、穩態和頻率響應>

系統加入 10 倍慣量負載後，Fuzzy 1 和 Fuzzy 2 之步階與穩態響應分別如圖 5-27 和圖 5-28，Fuzzy 1 在此測試中仍有較短的上升時間，並且沒有 overshoot 的情形。圖 5-29 為系統加入 10 倍慣量負載後的頻率響應，頻寬如表 5-5 所示。

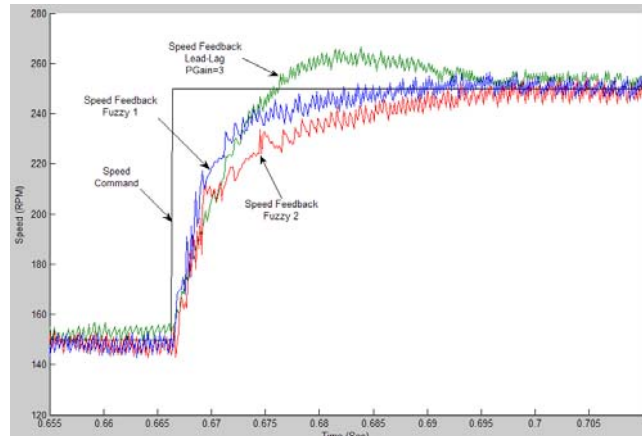


圖 5-27 Fuzzy 1 與 Fuzzy 2 加入 10 倍慣量負載之步階響應

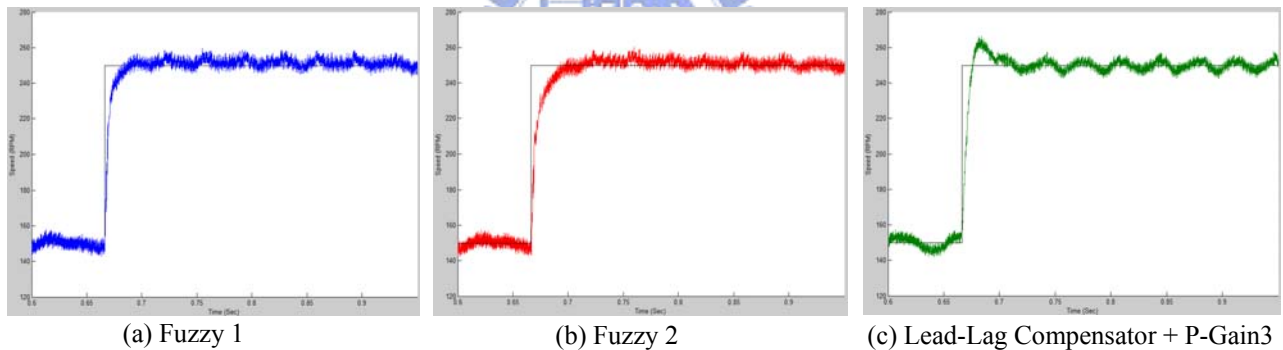


圖 5-28 Fuzzy + Integrator 加入 10 倍慣量負載之穩態響應

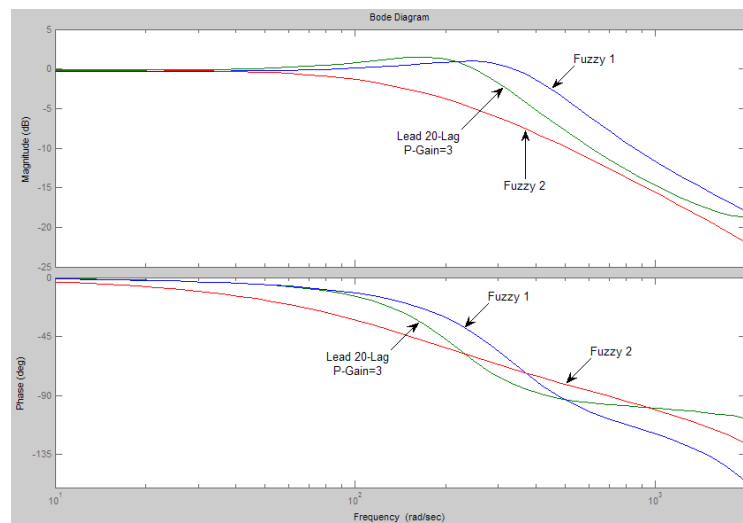


圖 5-29 Fuzzy + Integrator 加入 10 倍慣量負載之穩態響應

5.4.3 小結

- (1) 利用積分器可順利改善模糊控制器有穩態誤差和穩態震盪的情形。由於模糊控制器為非線性控制器，隨著不同輸入誤差值，經過所設計的歸屬函數，可輸出較一般線性控制器更好的電流命令，因此不管在有無負載的情況，或是加大的工作區間，模糊控制器都能比一般線性控制器有更好的控制效能，並且幾乎沒有工作條件上的限制。
- (2) 第 5.4 節中分別設計了 Fuzzy 1 和 Fuzzy 2 兩種模糊控制器，不同工作條件之頻寬如表 5-5，其中 Fuzzy 1 在無載時 overshoot 較嚴重，而 Fuzzy 2 的 overshoot 較小，控制效能較好。而系統加入慣量負載測試時，Fuzzy 1 的整體控制效能優於 Fuzzy 2，但模糊控制器在系統有載時，會有較大的穩態震盪情形。

表 5-5 Fuzzy + Integrator 不同工作條件之頻寬

	150 RPM ~250 RPM測試			37 RPM ~346 RPM測試	
	無載	5 倍 慣量負載	10 倍 慣量負載	無載	5 倍 慣量負載
Fuzzy1 頻寬	699.5 Hz overshoot	142.7 Hz	76.4 Hz	379.8 Hz overshoot	85.0 Hz
Fuzzy2 頻寬	668.1 Hz	39.5 Hz	22.5 Hz	331.3 Hz overshoot	62.1 Hz

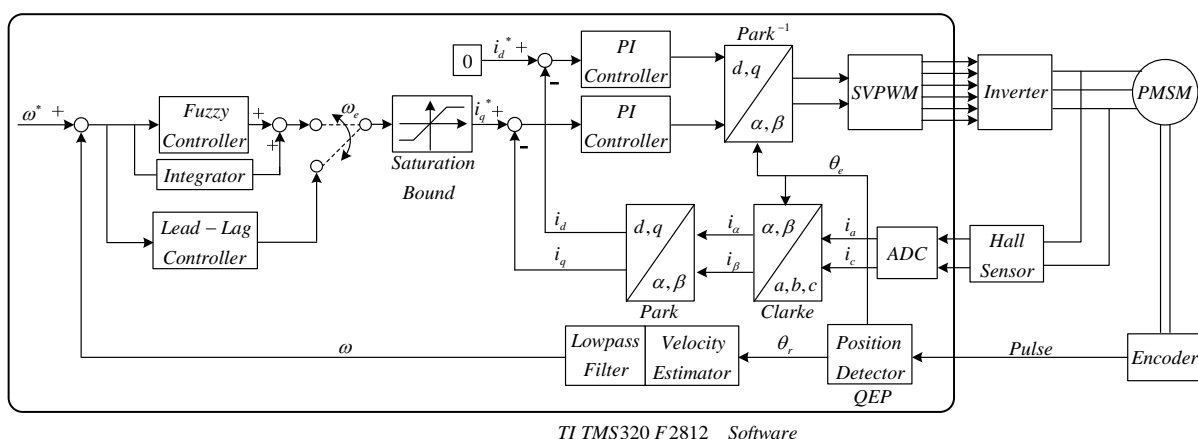
第六章 整合線性/非線性之自動切換式控制器設計

在第四章的相位領先-落後補償器與第五章的模糊控制器分別為線性與非線性控制器，因控制器的特性不同，使得在不同的工作條件下兩者有各自的優缺點。在本章中希望結合這兩種控制器的優點，以切換的方式使得控制器在不同的工作條件下，皆能達到最佳的工作效能。

6.1 固定切換式控制器設計

在此希望結合線性與非線性控制器的優點，使系統在較非線性的工作區間時切換至模糊控制器，而系統進入線性工作區域時，再切換至相位領先-落後控制器，以發揮線性控制器的優點，其系統架構如圖 6-1。在此利用速度誤差 ω_e 作為切換的指標如(6-1)式所示。

$$\begin{aligned} \text{Speed Error } \omega_e \geq 60 \text{ RPM} &\Rightarrow \text{Fuzzy - Integrator Control} \\ \text{Speed Error } \omega_e < 60 \text{ RPM} &\Rightarrow \text{Lead - Lag Compensator} \end{aligned} \quad (6-1)$$



TI TMS320 F2812 Software

圖 6-1 模糊與相位領先-落後控制器系統架構圖

6.1.1 固定切換式控制器之無載測試

在本節中，將利用 5.4 節中的Fuzzy 1 和Fuzzy 2 兩個模糊控制器，搭配 4.3 節中有無負載特性皆較穩定的 $Lead\ 20^\circ - Lag$ 補償器，整合成「固定切換式模糊與相位領先-落後控制器」(Fixed Switching Fuzzy Lead-Lag Controller, FS_FLC)，並進行以下的分析與比較。其中利用Fuzzy 1 所整合而成的控制器簡稱為FS_FLC 1，而利用Fuzzy 2 所整合而成的控制器簡稱為FS_FLC 2。

<測試條件 1：步階響應測試>

圖 6-2 為FS_FLC之步階響應測試，其中FS_FLC 1 的上升時間最短，但overshoot較大些；而FS_FLC 2 的上升時間較長，但overshoot較小，可達到約 10%左右。

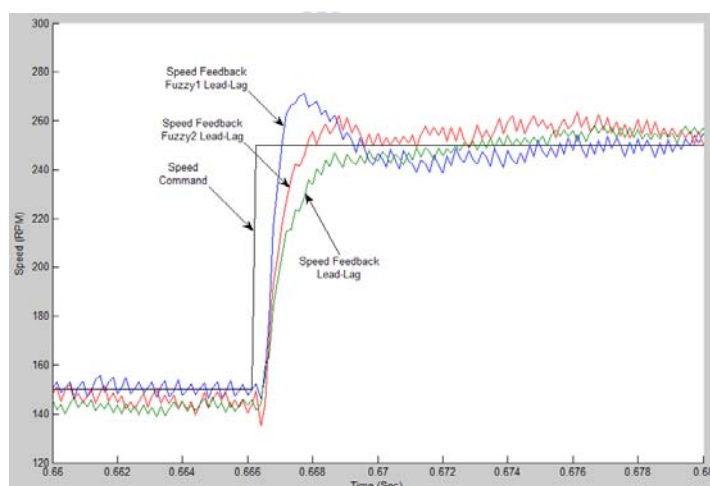


圖 6-2 FS_FLC 之步階響應

<測試條件 2：穩態響應測試>

圖 6-3 可看出FS_FLC控制器不會有穩態誤差。

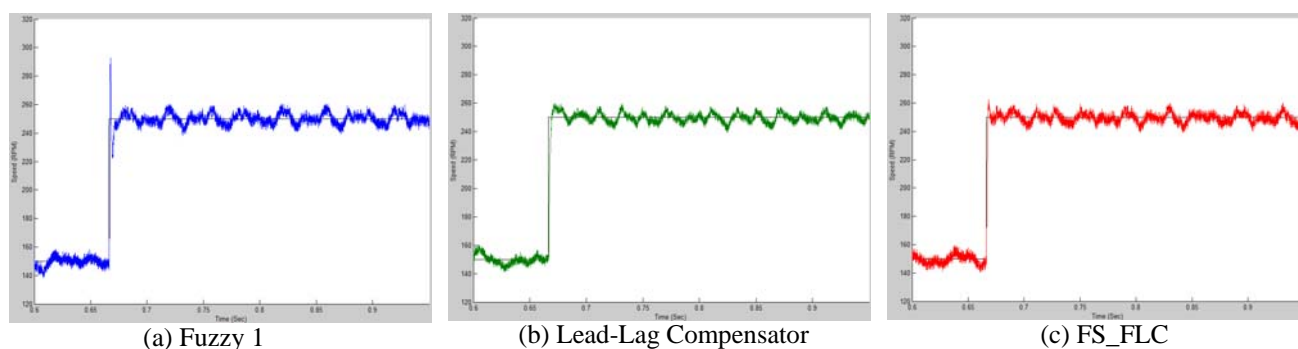


圖 6-3 FS_FLC 之穩態響應

<測試條件 3：頻率響應測試>

FS_FLC控制系統的頻率響應如圖 6-4。並由表 6-1 可看出FS_FLC 1 的頻率響應較佳，頻寬較高，並且不會像Fuzzy 1 過大的overshoot。

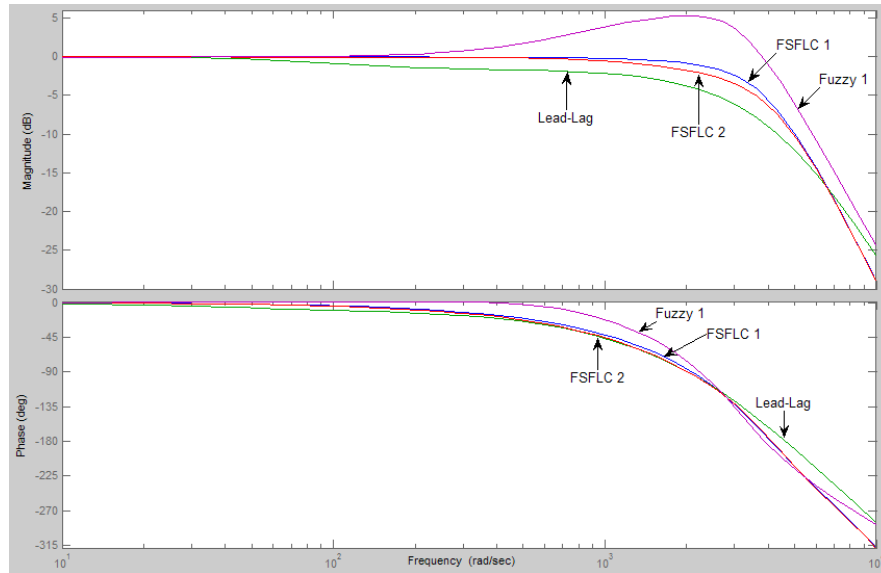


圖 6-4 FS_FLC 之頻率響應

表 6-1 FS_FLC 無載時頻寬比較表

	<i>Lead 20° – Lag</i>	<i>Fuzzy 1</i>	<i>Fuzzy 2</i>	<i>FS_FLC 1</i>	<i>FS_FLC 2</i>
無載($J=1$) 之頻寬	254.0 Hz	699.5 Hz <i>overshoot</i>	668.1 Hz	517.2 Hz	445.7 Hz

6.1.2 固定切換式控制器之慣量負載測試

<測試條件 1：步階響應測試>

接著對FS_FLC控制系統加入 5 倍慣量負載並進行步階響應測試如圖 6-5。在此測試中，發現FS_FLC於速度命令瞬間改變時，有較快的反應速度，但當速度誤差 $\omega_e < 60 \text{ RPM}$ 時，速度回授的上升曲線便趨於和緩，主要是因為FS_FLC太早切換為Lead-Lag補償器。

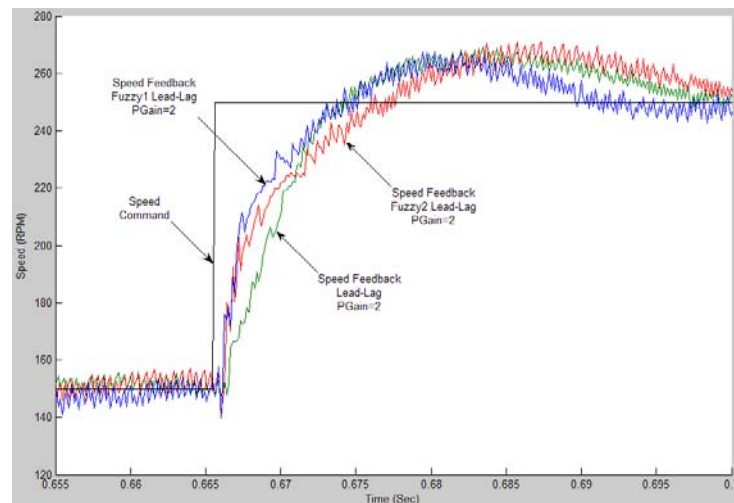


圖 6-5 FS_FLC 加入 5 倍慣量負載之步階響應

<測試條件 2：穩態響應測試>

由圖 6-6 的穩態測試，可看出FS_FLC在穩態時切換為Lead-Lag補償器，有較小的穩態震盪，並且不會有穩態誤差。

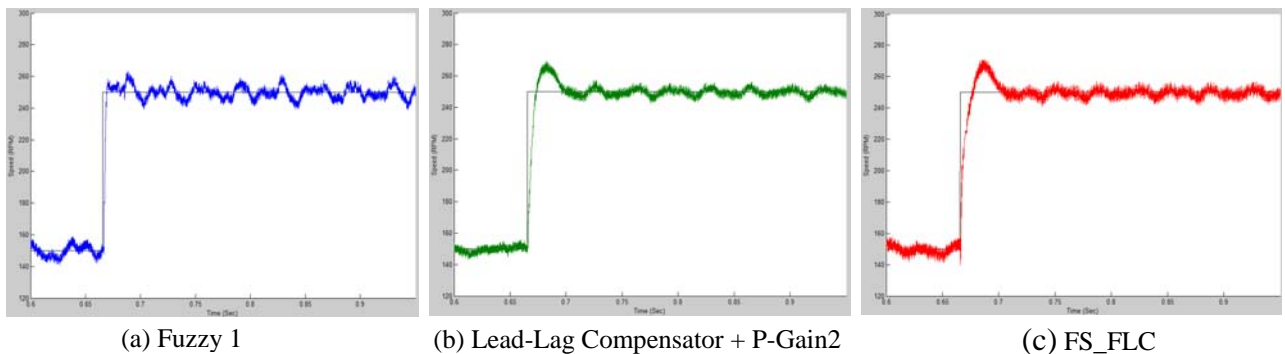


圖 6-6 FS_FLC 加入 5 倍慣量負載之穩態響應

<測試條件 3：頻率響應測試>

接著當系統加入 5 倍慣量負載時，對FS_FLC控制系統進行頻率響應測試如圖 6-7，表 6-2 為頻寬數值比較表。

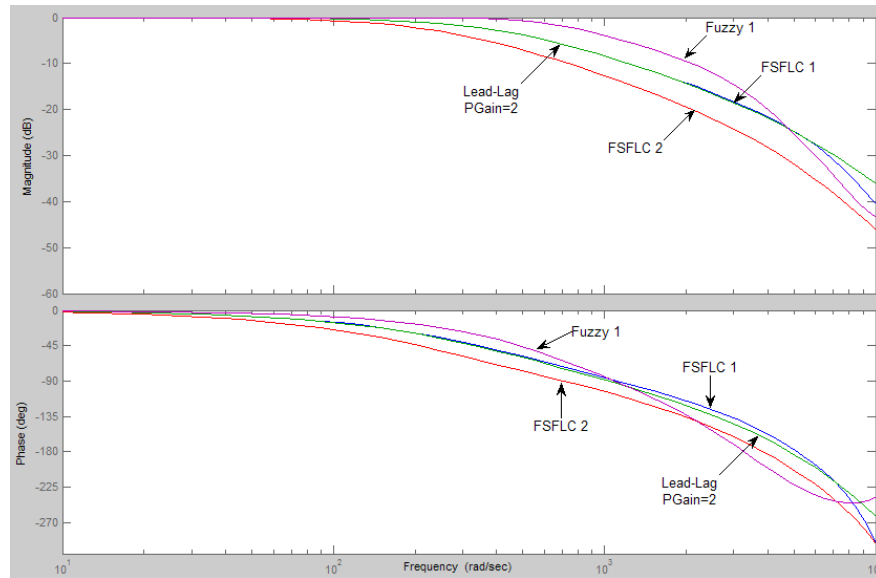


圖 6-7 FS_FLC 加入 5 倍慣量負載之頻率響應

表 6-2 FS_FLC 加入 5 倍慣量負載時頻寬比較表

	<i>Lead 20° - Lag</i> <i>PGain = 2</i>	<i>Fuzzy 1</i>	<i>Fuzzy 2</i>	<i>FS_FLC 1</i>	<i>FS_FLC 2</i>
無載($J=1$) 之頻寬	254 Hz	699.5 Hz <i>overshoot</i>	668.1 Hz	517.2 Hz	445.7 Hz
加入 5 倍慣量負載 ($J=6$)之頻寬	67.7 Hz	142.7 Hz	39.5 Hz	67.1 Hz	39.5 Hz

由圖 6-4、圖 6-7 和表 6-2 比較可得FS_FLC在無負載時overshoot小，且反應速度也較快；但在加入負載後，頻寬和反應速度仍是Fuzzy 1 較佳，而FS_FLC 1 的頻寬相當接近於 *Lead 20° - Lag* 。

6.2 自動切換式控制器設計

由 6.1 節的實驗中，令 FS_FLC 固定在速度誤差 $\omega_e < 60 \text{ RPM}$ 時進行 Fuzzy-Integrator 與 Lead-Lag 補償器之間的切換，因此在無載的步階測試中，會有較小 overshoot；但當系統加入慣量負載時，這樣的切換條件讓控制器過早切換為 Lead-Lag 補償器，使速度回授的上升曲線便趨於和緩。

因此當系統加入慣量負載時，若能延長 Fuzzy-Integrator 控制器的控制時間，利用 Fuzzy-Integrator 控制器於有負載時能輸出較佳的電流命令之優點，將能提升系統在有負載時的控制效能。在本節中設計自動切換式模糊與相位領先-落後控制器，利用系統在初始狀態時，自動進行步階響應測試，計算此時的上升時間 t_r ，如圖 6-8，並依據不同的負載大小，將所得到的 t_r 數值分成三個範圍 $t_r < 1.5 \text{ msec}$ 、 $1.5 \text{ msec} \leq t_r < 12 \text{ msec}$ 和 $t_r \geq 12 \text{ msec}$ ，做為輕載、中載和重載的判斷，接著修改切換控制器的條件值，如圖 6-9 所示。

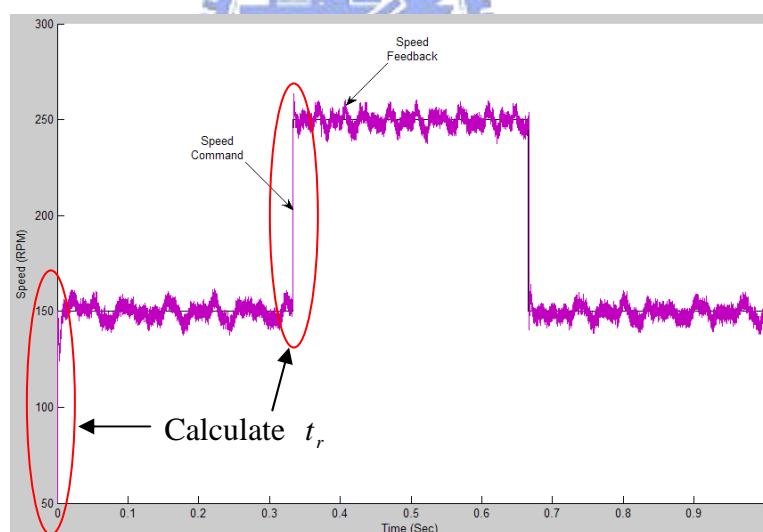


圖 6-8 步階響應測試計算上升時間判斷有無負載

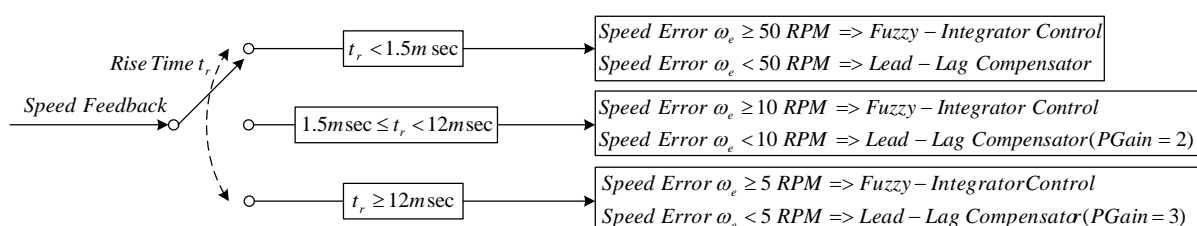


圖 6-9 三段式速度誤差之切換條件

6.2.1 自動切換式控制器之無載測試

<測試條件 1：步階響應測試>

利用上述所提的自動切換式的Fuzzy-Integrator+Lead-Lag控制系統(簡稱為AS_FLC)進行接下來的各項實驗，在此選定以反應速度較快的Fuzzy 1 和負載測試較為穩定的 $Lead\ 20^\circ - Lag$ 做控制器的整合。首先進行步階響應測試如圖 6-10。由圖中可看出AS_FLC的上升曲線相當迅速，並且overshoot相當小。

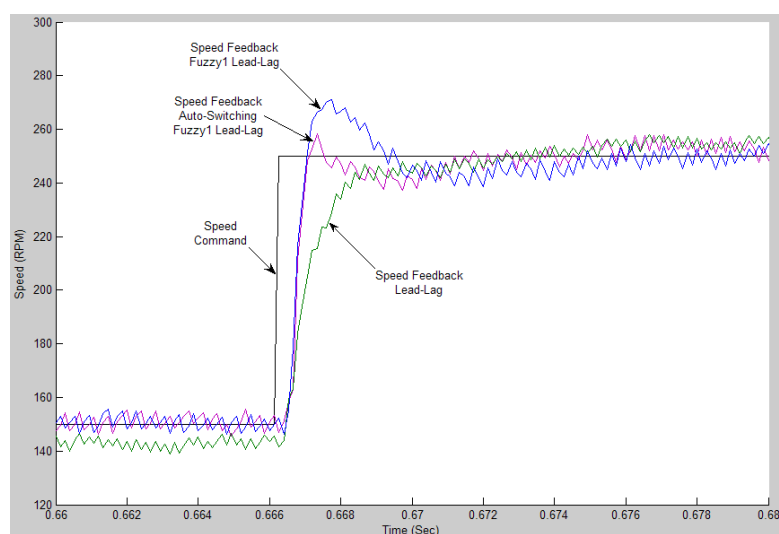


圖 6-10 AS_FLC 之步階響應

<測試條件 2：穩態響應測試>

AS_FLC的穩態測試如圖 6-11。由圖中可看出AS_FLC也有不錯的穩態響應。

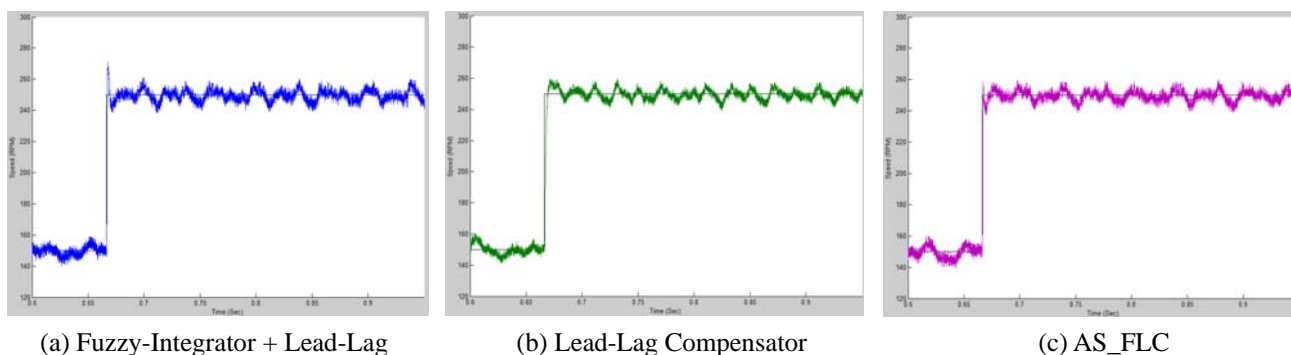


圖 6-11 AS_FLC 之穩態響應

<測試條件 3：頻率響應測試>

AS_FLC之頻率響應測試如圖 6-10。由波德增益圖可看出AS_FLC的頻率響應沒有overshoot的情形，在較高頻處也能維持較大的增益值。頻寬如表 6-3。

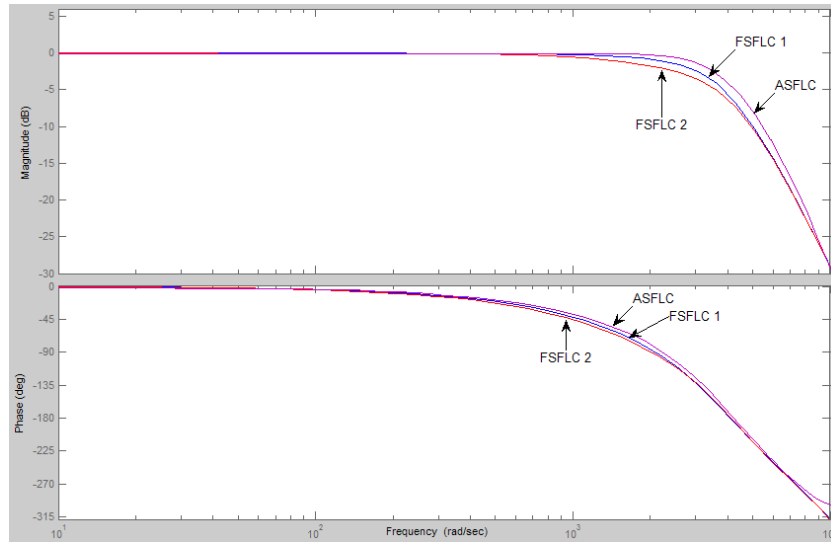


圖 6-12 AS_FLC 之頻率響應

<測試條件 4：加大系統的工作區間測試>

圖 6-13 為 37 RPM~346 RPM之頻率響應測試。AS_FLC的overshoot較小。

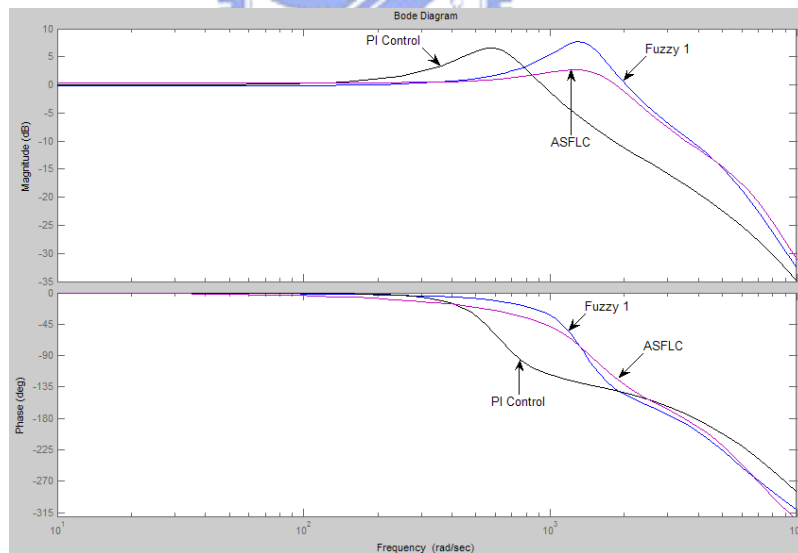


圖 6-13 AS_FLC 於 37 RPM~346 RPM 之頻率響應

表 6-3 AS_FLC 無載時之頻寬比較表

	<i>PI Control</i>	<i>Lead 20° – Lag</i>	<i>Fuzzy 1</i>	<i>AS_FLC</i>
150~250 RPM 之頻寬	169.1 Hz overshoot	254.0 Hz	699.5 Hz overshoot	593.8 Hz
37~346 RPM 之頻寬	175.8 Hz overshoot	unstable	379.8 Hz overshoot	347.5 Hz

6.2.2 自動切換式控制器之慣量負載測試

<測試條件 1：加入 5 倍慣量負載之步階響應測試>

對AS_FLC系統加入 5 倍慣量負載，其步階響應測試如圖 6-14。由圖中可看出AS_FLC有較短的上升時間，和較小的overshoot。

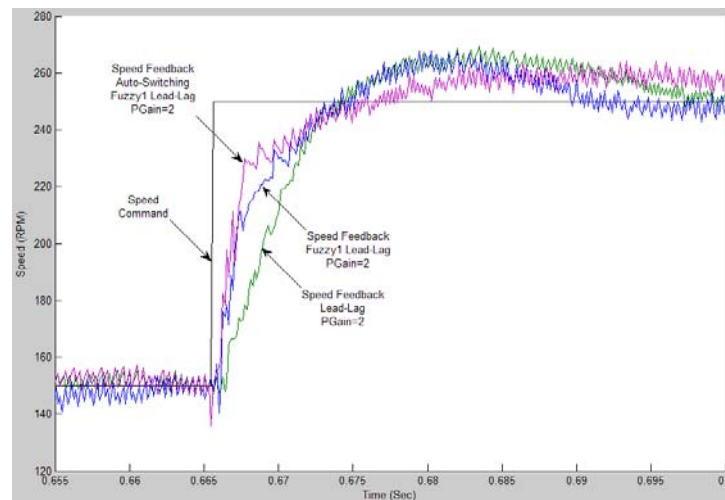


圖 6-14 AS_FLC 加入 5 倍慣量負載之步階響應

<測試條件 2：加入 5 倍慣量負載之穩態響應測試>

AS_FLC系統加入 5 倍慣量負載時的穩態響應如圖 6-15。

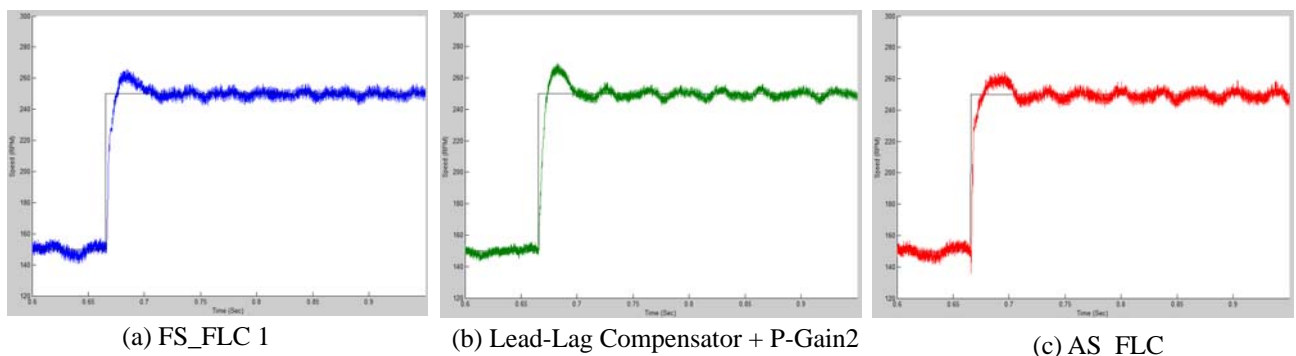


圖 6-15 AS_FLC 加入 5 倍慣量負載之穩態響應

<測試條件 3：加入 5 倍慣量負載之頻率響應測試>

AS_FLC加入 5 倍慣量負載之頻率響應如圖 6-16，其頻寬如表 6-4 所示。

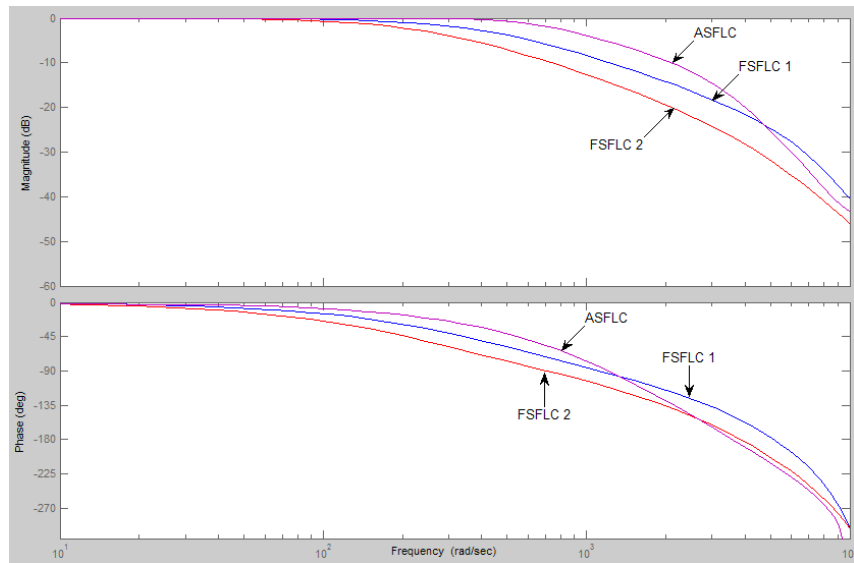


圖 6-16 AS_FLC 加入 5 倍慣量負載之頻率響應

<測試條件 4：加入 5 倍慣量負載並加大工作區間頻率響應測試>

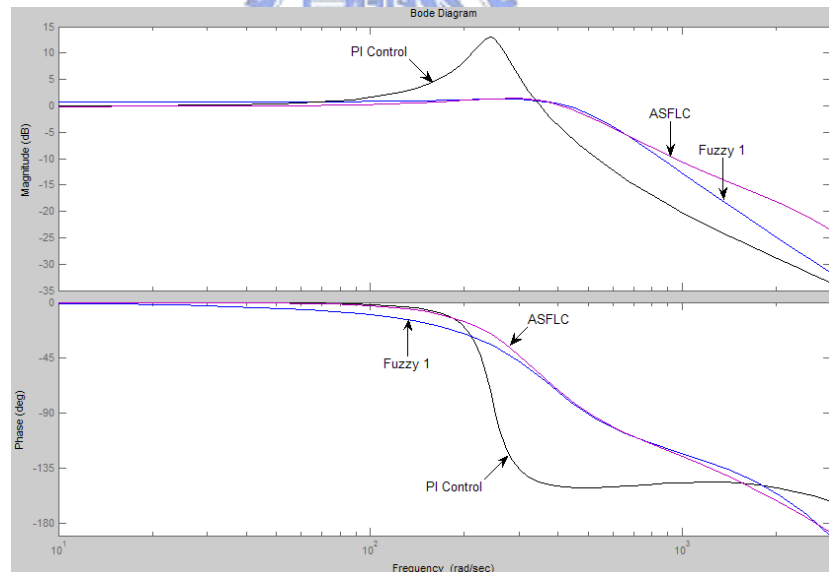


圖 6-17 AS_FLC 加入 5 倍慣量負載於 37 RPM ~346 RPM 之頻率響應

表 6-4 AS_FLC 加入 5 倍慣量負載之頻寬比較表

	<i>PI Control</i>	<i>Lead 20° – Lag</i> <i>PGain = 2</i>	<i>Fuzzy 1</i>	<i>AS_FLC</i>
150~250 RPM 之頻寬	61.1 Hz <i>overshoot</i>	67.7 Hz	142.7 Hz	161.4 Hz
37~346 RPM 之頻寬	62.0 Hz <i>overshoot</i>	unstable	85.0 Hz	87.4 Hz

<測試條件 5：加入 10 倍慣量負載之步階與頻率響應測試>

對AS_FLC系統加入 10 倍慣量負載，其步階響應測試如圖 6-18。

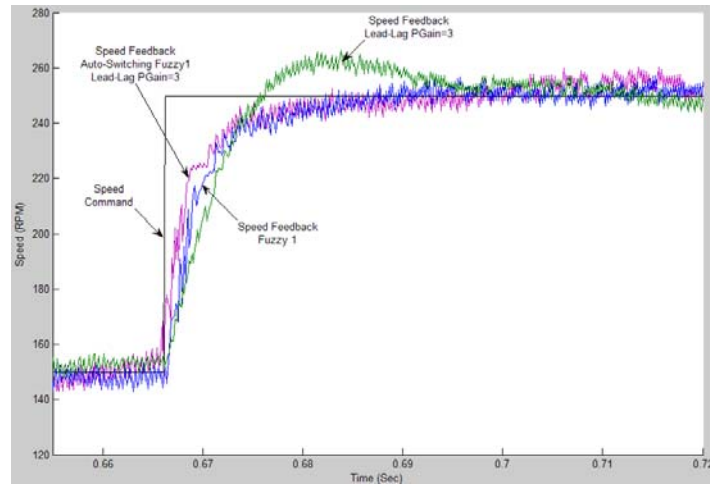


圖 6-18 AS_FLC 加入 10 倍慣量負載之步階響應

AS_FLC系統加入 10 倍慣量負載，其步階響應測試如圖 6-19。在AS_FLC系統加入 10 倍慣量負載時，頻寬仍能維持在 99.3 Hz。

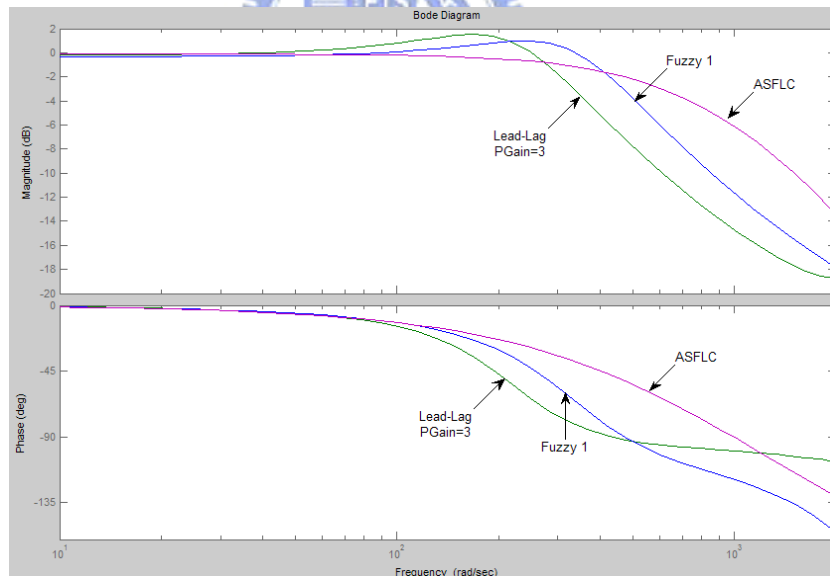


圖 6-19 AS_FLC 加入 10 倍慣量負載之頻率響應

表 6-5 AS_FLC 加入 10 倍慣量負載之頻寬比較表

	<i>Lead 20° – Lag PGain = 3</i>	<i>Fuzzy 1</i>	<i>AS_FLC</i>
加入 10 倍慣量負載 ($J=11$)之頻寬	53.9 Hz	76.4 Hz	99.3 Hz

6.2.3 工業應用之自動切換式控制器實現

由第五章和第六章的實驗結果，可看出控制器輸出的電流命令對整體系統的響應效能有極大的影響，其中模糊控制器在速度誤差較大的情況時，能輸出較大的電流命令並維持一小段時間，使速度誤差快速下降，大大地提升系統效能，但其缺點是程式撰寫較繁雜且運算時間較長，較適合以C、C++等高階程式語言來撰寫。

而[25][26][27]文中所提出的Bang-Bang控制器之設計概念，輸出只有正飽和與負飽和兩種數值，因此在速度誤差較大的情況下時，希望應用Bang-Bang控制器的輸出特性，輸出飽和數值的電流命令並維持一段時間的特性，來取代AS_FLC的模糊控制器部份；而當速度誤差減小至一定範圍再切換為線性控制器，將可使系統達到較佳的系統響應和較快的反應速度。在此的Bang-Bang控制器結合相位領先-落後補償器的工作原理如圖 6-20，並且此控制器不論在C語言或是組合語言的程式實現上都相當容易。

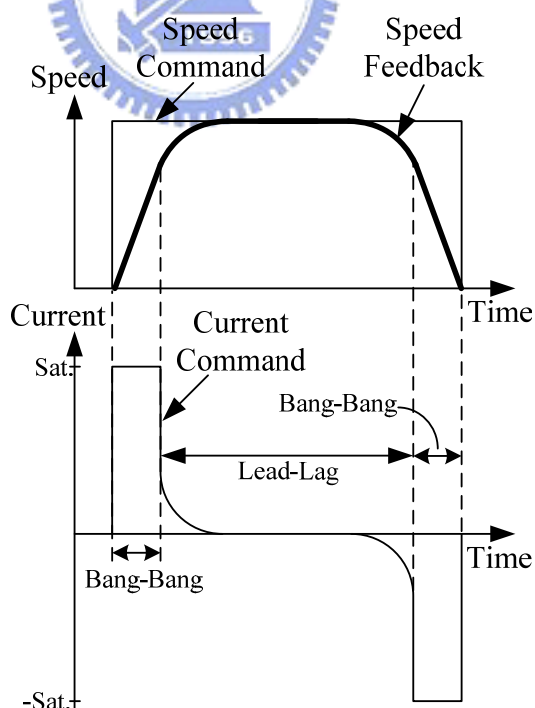


圖 6-20 Bang-Bang + Lead-Lag 工作原理

圖 6-21 為Bang-Bang+Lead-Lag控制器於無有負載時之步階響應與電流命令。由圖中可發現無載時，Bang-Bang+Lead-Lag控制器輸出的電流命令較大，使得overshoot會較AS_FLC稍大一些；在加入 5 倍慣量負載時，兩種控制器的上升速度和overshoot之情形相近。

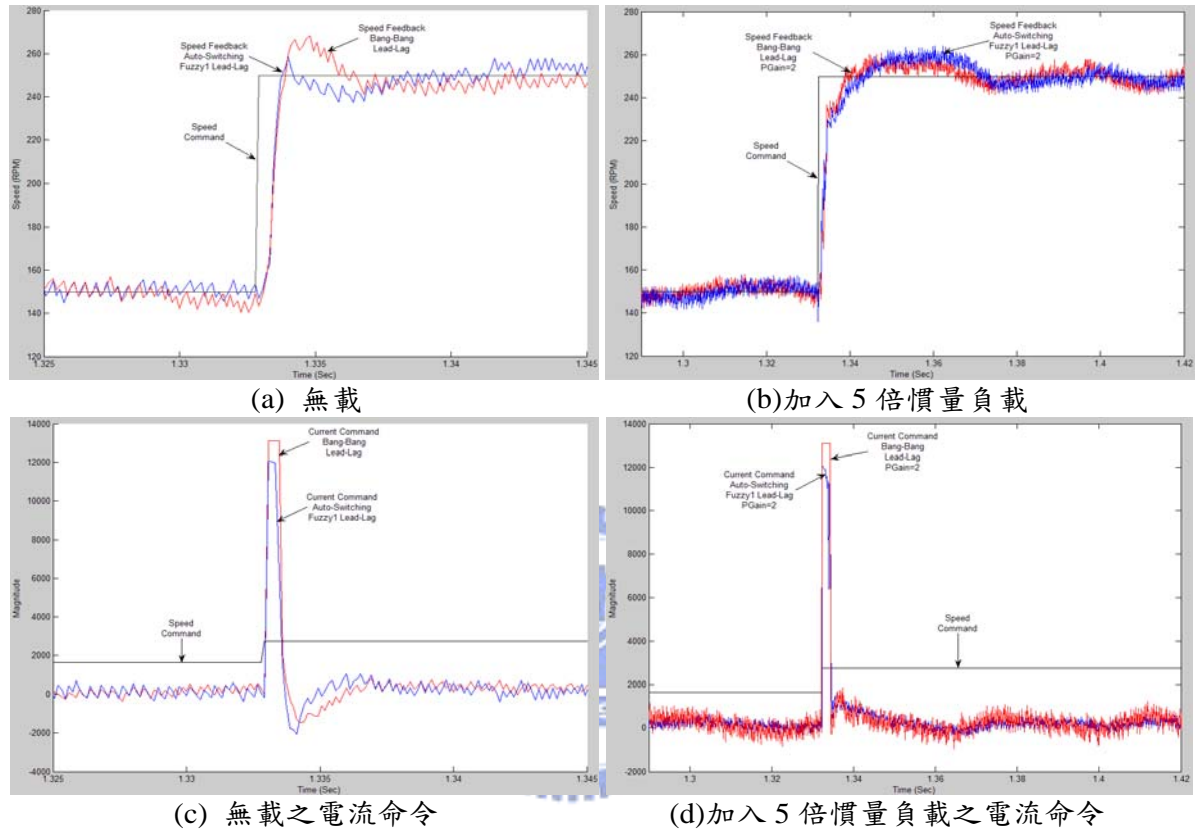


圖 6-21 Bang-Bang + Lead-Lag 步階響應

圖 6-22 為Bang-Bang+Lead-Lag控制器之頻率響應，其響應結果與AS_FLC十分接近，且頻寬都較AS_FLC稍大一些，無載時會有輕微的overshoot情形。

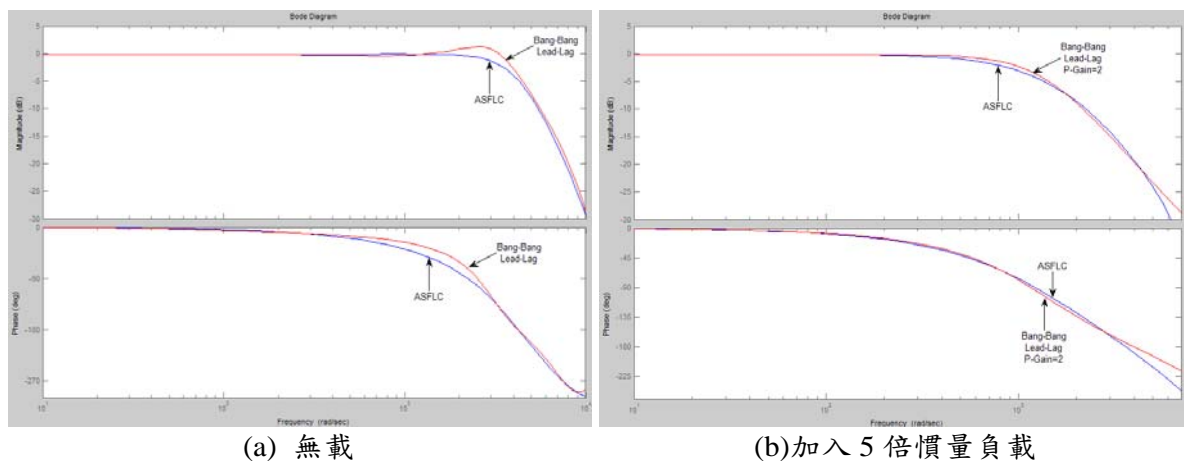


圖 6-22 Bang-Bang + Lead-Lag 頻率響應

6.2.4 小結

- (1) 第 6.1 節中，設計的切換式模糊與相位領先-落後控制器，結合了非線性與線性控制器的優點。在無載測試中，成功地降低了系統的 overshoot 情況，並且 FS_FLC 的頻寬達到 517.2 Hz。而負載測試中，由於固定切換的機制過早切換為 Lead-Lag，使得加入負載的上升曲線較慢，系統的響應頻寬較小。
- (2) 第 6.2 節中利用系統在初始狀態時，自動進行的步階響應並計算出上升時間 t_r ，便可粗略估算的負載大小，接著修正 AS_FLC 的切換條件值，因此 AS_FLC 結合了非線性與線性控制器的優點，可適用於各種不同的工作條件，並且擁有較佳的工作效能，overshoot 非常小。表 6-6 為 AS_FLC 在各種不同工作條件測試之頻寬。此外，AS_FLC 與 Bang-Bang+Lead-Lag 控制器於有無負載時之控制效能都相當接近，其中無載時 AS_FLC 的 overshoot 較小、控制結果較佳，但 Bang-Bang+Lead-Lag 控制器架構較簡單，較易以 C 語言或組合語言實現。

表 6-6 AS_FLC 與 Bang-Bang+Lead-Lag 不同工作條件之頻寬

	150 RPM ~250 RPM測試			37 RPM ~346 RPM測試	
	無載	5 倍 慣量負載	10 倍 慣量負載	無載	5 倍 慣量負載
AS_FLC 頻寬	593.8 Hz	161.4 Hz	99.3 Hz	347.5 Hz	87.4 Hz
Bang – Bang Lead – Lag	648.3 Hz overshoot	173.8 Hz	107.7 Hz	354.8 Hz overshoot	103.3 Hz

在此表之 overshoot 約為 10%

第七章 結論

根據以上實驗結果，分別針對電流迴路控制和速度迴路控制的相位領先-落後補償器、模糊控制器、線性/非線性控制器整合設計等部分做出以下幾點結論：

1、電流迴路控制方面

在每次電流迴路的取樣周期內，利用 DSP F2812 的硬體特性，進行 ADC 的多次取樣、排序後取平均值，能成功地降低 PWM 切換雜訊和環境雜訊對電流回授信號的影響，使所得到的 d-q 軸電流回授信號較為平順，進而使電流迴路控制效能更佳，達到 1734.8 Hz 的頻寬。基於良好的電流迴路響應，架構的外層速度迴路時，將獲得較佳且較穩定的工作效能。

2、相位領先-落後補償器方面

若系統的增益值過大或是測試區間過大時，容易使系統的電流輸出產生飽和現象，而進入非線性的工作區，因此將會使得相位領先-落後補償器或其他的線性控制法則無法達到所設計規格和效能。在限定工作範圍於較線性的工作區域條件下，相位領先-落後補償器將獲得相當好的工作效能。系統加入負載時，由於系統模型的改變，使得所設計的控制效能變差，故透過增益控制器來降低負載對系統的影響，將使系統在加入負載的情形下仍有不錯的控制效能。

3、模糊控制器方面

模糊控制器為非線性控制器，隨著不同的速度誤差值，經過所設計的歸屬函數，可輸出較一般線性控制器更好的電流命令，因此不管在有無負載或是較大的工作區間，其暫態和頻率響應皆較一般線性控制器有更好的控制效能，並且幾乎沒有工作條件上的限制。模糊控制器加入積分器成功地改善穩態誤差和穩態震盪的情形，但加入慣量負載時會有較大的穩態震盪。

4、線性/非線性控制器整合設計方面

為了使系統能工作於任何工作條件下，並且皆能維持良好的控制效能，故結合線性與非線性控制器的優點，設計自動切換式模糊與相位領先-落後控制器(AS_FLC)。AS_FLC 於系統初始狀態時，利用步階響應算出上升時間 t_r ，粗略估算的負載大小，接著自動修正 AS_FLC 的切換條件值，使 AS_FLC 可適用於各種不同的工作條件，並且於時域和頻域皆擁有較佳的工作效能。

整體而言，原有 PI 控制器在不同的工作條件都能正常運作，但工作效能較差，在無載與加入 5 倍慣量負載的頻寬僅達 169.1 Hz 和 61.1 Hz；而所提出的 AS_FLC 於不同的工作條件時，對系統的工作效能皆有顯著的提升，在無載與加入 5 倍慣量負載的頻寬可達 593.8 Hz 和 161.4 Hz。另外，為了能夠更簡單地實現 AS_FLC 的控制概念到不同的控制平台(如組合語言為主的 F2407 DSP)，本論文提出 Bang-Bang+Lead-Lag 控制器，其工作效能與 AS_FLC 相近，在無載與加入 5 倍慣量負載的頻寬可達 648.3 Hz 和 173.8 Hz。由研究成果可證明本論文所發展的控制系統是一個實用且能顯著地改善性能的控制系統。

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," *Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, Proceedings of the 1996 International Conference*, Vol. 1, pp. 353-359, 1995
- [4] B. K. Bose, "A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine," *Industry Applications, IEEE Transactions*, 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," *Industry Applications, IEEE Transactions*, 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," *Industry Applications, IEEE Transactions*, Vol. 304, pp. 920-926, July-Aug. 1994
- [7] 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," *交通大學電機與控制工程研究所 碩士論文*, 2000.
- [8] C. M. Ong, "Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab®/Simulink," *Prentice Hall PTR*, 1998.
- [9] J. F. Moynihan, M. G. Egan, J. M. D. Murphy, "Theoretical spectra of space-vector-modulated waveforms," *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 145, No. I, pp. 17-24, Jan. 1998.

- [10] 劉昌煥、許溢适, “AC伺服系統的理論與設計實務,” 文笙出版社, 1993.
- [11] 陳建武, “永磁式同步馬達伺服控制晶片之研制,” 南台科技大學電機工程研究所碩士論文, 2000.
- [12] 林容益, “TMS320F240X組合語言及C語言多功能控制應用,” 全華出版社, 2005.
- [13] 龔應時、陳建武、徐永松, “TMS320F/C24x DSP控制器原理與應用,” 滄海書局, 2001.
- [14] <http://www.ti.com/>
- [15] J. L. Jones and A. M. Flynn, “Mobile Robots Inspiration to Implementation,” A.K. Peters, Ltd., 1993.
- [16] H. A. Toliyat and S. Campbell, “DSP-Based Electromechanical Motion Control,” CRC Press LLC, 2004
- [17] Y. Li, K. H. Ang and G. C. Y. Chong, “PID Control System Analysis and Design,” *IEEE control systems magazine*, pp. 32~34, February, 2006
- [18] K. J. Astrom and T. Hagglund, “Advanced PID Control,” *ISA-Instrumentation, Systems, and Automation Society*, 2006
- [19] N. S. Nise, “Control Systems Engineering, 3rd ED.” John Wiley & Sons, Inc, 2000
- [20] B. C. Kuo and F. Golnaraghi, “Automatic Control Systems, 8th ED.” John Wiley & Sons, Inc, 2003
- [21] G. F. Franklin, J. D. Powell and M. L. Workman, “Digital Control of Dynamic Systems, 3rd ED.” Addison Wesley Longman, Inc, 1998
- [22] K. Ogata, “Discrete-Time Control System, 2nd ED.” Prentice Hall PTR, 1995
- [23] C. T. Lin and C. S. G. Lee, “Neural Fuzzy Systems,” Prentice Hall PTR, 1996.
- [24] S. T. Welstead, “Neural Network and Fuzzy Logic Applications in C/C++.” John Wiley & Sons, Inc, 1994

- [25] L. C. and A. Piazzzi, "Generalized bang-bang control for feedforward constrained regulation." *IEEE Decision and Control, 45th Conference*, pp. 893~898, December, 2006
- [26] D. Zhao and H. N. Li, "Semi-Active Fuzzy Sub-Optimal Bang-Bang Control of Structure using Friction Damper." *Intelligent Control and Automation, WCICA*. Vol. 1, pp. 3149~3153, June, 2006
- [27] M. H. Park and C. Y. Won "Time optimal control for induction motor servo system." *IEEE Transactions on Power Electronics*, VOL. 6. NO. 3, pp. 514~524, July, 1991

