

國立交通大學

機械工程學系

碩士論文

順滑模態觀測速度控制應用於無轉速感測之直驅式

可變速風力發電機



**Sliding Mode Observer for Sensorless Control of  
Direct-driven Variable Speed Wind Generator**

研究生：曾炫錡

指導教授：鄭泗東 博士

中華民國一百零一年六月

順滑模態觀測速度控制應用於無轉速感測之直驅式可變速風力發

電機

**Sliding Mode Observer for Sensorless Control of Direct-driven  
Variable Speed Wind Generator**

研 究 生：曾炫錡

Student：Hsuan-Chi Tseng

指 導 教 授：鄭泗東

Advisor：Stone Cheng

國 立 交 通 大 學



A Thesis  
Submitted to Department of Mechanical Engineering  
National Chiao Tung University  
in partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of  
Master  
in  
Mechanical Engineering

2012

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國一百零一年六月

# 順滑模態觀測速度控制應用於無轉速感測之直驅式可變速

## 風力發電機

研究生：曾炫錡 指導教授：鄭泗東博士

### 摘要

風力發電系統中可變速型發電機比定速型可獲取較多風能，其特色為發電機的轉速需要控制以隨風速變化。大型風力發電機與小型風力發電機比較起來造價高昂且需要維護，因此大型風力發電機轉速控制常安裝轉速感測器偵測發電機轉速與轉子位置。然而對於小型風力發電機而言其成本受市場效益因素而受限且必需保證長時間免維護，因此常採用無轉速感測轉速控制策略取代安裝轉速感測器所帶來的成本與可靠度問題。本文以順滑模態觀測器估測發電機轉速與轉子位置，其優點為對發電機參數變化敏感度低具強健性，此外運算程序簡易，可由數位訊號處理器或微處理器實現其控制法則。本研究使用永磁同步發電機搭配實作的周邊迴授電路、驅動電路與控制器軟硬體實現順滑模態觀測器於永磁同步發電機的轉速估測與控制，從模擬與實驗上探討順滑模態觀測器應用在風力發電系統無轉速感測轉速控制的可行性與強健性，最後搭配實驗數據與市面上風力發電機規格分析其應用範圍。

**關鍵詞：**順滑模態觀測器、無轉速感測轉速控制、風力發電、永磁同步發電機

# Sliding Mode Observer for Sensorless Control of Direct-driven Variable Speed Wind Generator

Student : Hsuan-Chi Tseng

Advisor : Dr. Stone Cheng

## Abstract

Variable speed wind turbines can obtain more wind energy than fixed speed wind turbines in wind energy conversion system (WECS). To obtain maximum power from wind, variable speed wind turbines need be controlled by rotor speed controller as wind speed varied. Compare with large scale variable wind turbines with small scale variable wind turbines, the former are expensive and need maintenance, therefore, they usually install rotor speed sensor for speed control application. However, the latter are restricted to low cost due to market consideration and guarantee maintenance free for long time. Therefore, they preferred to adopt sensorless control strategy. In this thesis, rotor position and speed estimation is established via sliding mode observer (SMO). It is good at its robustness against parameter variation and it can be implemented in microprocessors or digital signal processors (DSP). Permanent magnet synchronous generator (PMSG) with peripheral circuits, gate driver and DSP are used for PMSG sensorless speed controller implementation in this thesis. Feasibility of SMO in WECS application is discussed by simulation and experimental results. Finally, Applicable range of SMO is analyzed by experimental data and wind turbine specification from market.

**Keywords:** Sliding mode observer, Sensorless control, WECS, PMSG.

## 誌謝

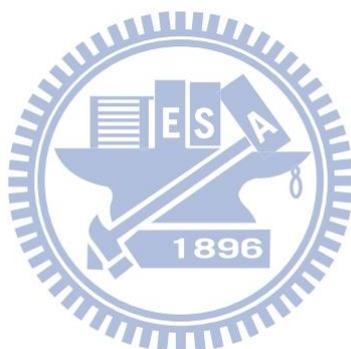
本文能夠完成除了感謝指導教授鄭泗東博士無時不刻的指導外，還要感謝實驗室學長權峰、敏瑞、志鴻、俊宏、志豪、國維、冠豪與靖哲的幫忙解決我學業或研究上的疑惑，感謝伯謙學長指點我口頭與書面報告上的一些要領，感謝育丞學長陪我跑步鍛鍊我的身心使我能夠在研究上有更高的專注力。而奇穎、家宏、咨宏、以成與岳桓也要感謝您們對我在研究方面上所提出的一些建議使我看自己的盲點所在，金大仁老師實驗室的奕豪與振瑋也感謝您們願意花時間與我討論研究理論上的問題，而士傑、仲翔、珺竹、歆華等學弟妹們也感謝您們陪我度過在實驗室最後一年的時光，而在背後支持我的家人雖然不太清楚我所研究的事物，卻仍然給予我適當的關懷令我相當感動，此外也非常感激朋友們對我的關心與照顧，身為研究生的這段時光即將要結束了，相信這些年是我難以忘懷的回憶。



# 目錄

摘要.....	i
Abstract.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
圖目錄.....	vi
表目錄.....	x
第一章 緒論.....	1
1-1 引言 .....	1
1-2 文獻回顧 .....	2
1-3 研究動機 .....	3
1-4 論文大綱 .....	5
第二章 風力發電系統架構.....	6
2-1 風力發電系統 .....	6
2-2 風力發電原理 .....	11
2-3 座標轉換 .....	13
2-4 永磁同步發電機 .....	15
第三章 永磁同步發電機無轉速感測轉速控制理論.....	19
3-1 順滑模態控制理論 .....	19
3-2 順滑模態觀測器 .....	23
3-3 永磁同步發電機向量控制理論 .....	27
3-4 永磁同步發電機轉速估測與控制模擬結果 .....	28
第四章 順滑模態觀測器週邊電路與控制器軟硬體介面.....	28
4-1 永磁同步發電機線電壓與相電流迴授電路 .....	36
4-2 智慧功率模組 .....	39
4-3 智慧功率模組驅動電路與緩衝電路 .....	40
4-4 光學編碼器介面電路 .....	43
4-5 周邊電路硬體與配置 .....	45
4-6 數位訊號處理器 TMS320 F2812 與程式編輯軟體介面.....	48
第五章 實驗平台與實驗結果.....	53
5-1 永磁同步風力發電機實驗平台 .....	53
5-2 實驗量測參考點選擇方法 .....	54
5-3 永磁同步發電機直交軸電感量測實驗 .....	56
5-4 永磁同步發電機電壓與電流回授實驗 .....	57
5-5 智慧功率模組三相整流器與變流器實驗 .....	60
5-6 永磁同步發電機轉速估測與控制程式流程 .....	65

5-7 永磁同步發電機轉速估測與無轉速感測轉速控制實驗 .....	67
5-8 順滑模態觀測器於風力發電機應用範圍分析 .....	82
第六章 結論與未來展望.....	85
6-1 結論 .....	85
6-2 未來展望 .....	85
第七章 參考文獻.....	86



## 圖目錄

圖 1-1 風力發電機無轉速感測轉速控制架構 .....	5
圖 2-1 水平軸式風力發電機 .....	6
圖 2-2 垂直軸式風力發電機 .....	6
圖 2-3 傳動式大型風力發電機 .....	7
圖 2-4 傳動式大型風力發電機齒輪箱 .....	7
圖 2-5 直驅式大型風力發電機 .....	8
圖 2-6 400W 風力發電機 .....	9
圖 2-7 5kW 風力發電機 .....	9
圖 2-8 獨立型風力發電系統 .....	10
圖 2-9 小型風力發電系統控制器 .....	10
圖 2-10 小型風力發電系統剎車裝置 .....	11
圖 2-11 風能轉換效率係數曲線 .....	12
圖 2-12 2kW 風力發電機功率曲線 .....	12
圖 2-13 2.5MW 風力發電機功率曲線 .....	13
圖 2-14 三相定子座標向量空間 .....	13
圖 2-15 兩相靜止座標與同步旋轉座標 .....	14
圖 2-16 400W 永磁同步發電機結構 .....	16
圖 2-17 永磁同步發電機三相等效電路 .....	17
圖 2-18 三相靜止與同步旋轉座標上的永磁同步發電機 .....	17
圖 3-1 符號函數 .....	19
圖 3-2 迫近模態與順滑模態 .....	20
圖 3-3 實際上的順滑模態產生 .....	20
圖 3-4 飽和函數 .....	21
圖 3-5 順滑條件 .....	22
圖 3-6 順滑模態轉速觀測器結構圖 .....	26
圖 3-7 直軸電流迴路方塊圖 .....	27
圖 3-8 交軸電流迴路方塊圖 .....	28
圖 3-9 速度迴路方塊圖 .....	28
圖 3-10 隨時間變動的風場 .....	29
圖 3-11 隨風場變動的發電機轉速 .....	29
圖 3-12 轉速估測圖 .....	30
圖 3-13 轉速估測誤差圖 .....	30
圖 3-14 真實轉子位置 .....	30
圖 3-15 估測轉子位置 .....	31
圖 3-16 $i_a$ 真實值 .....	31

圖 3-17 $i_a$ 估測值 .....	31
圖 3-18 $i_a$ 估測誤差 .....	32
圖 3-19 發電機 400rpm 時的 $e_a$ .....	32
圖 3-20 $K=5$ 時 400rpm 轉速估測結果.....	32
圖 3-21 具轉速感測的轉速響應(命令為 250rpm).....	33
圖 3-22 無轉速感測的轉速響應(命令為 250rpm).....	33
圖 3-23 具轉速感測的直軸電流響應.....	34
圖 3-24 無轉速感測的直軸電流響應.....	34
圖 3-25 具轉速感測的交軸電流響應.....	34
圖 3-26 無轉速感測的交軸電流響應.....	35
圖 3-27 變動命令下具轉速感測的轉速響應圖.....	35
圖 3-28 變動命令下無轉速感測的轉速響應圖.....	35
圖 4-1 永磁同步發電機線電壓迴授電路.....	37
圖 4-2 永磁同步發電機線電壓迴授數位化過程.....	37
圖 4-3 永磁同步發電機相電流迴授電路.....	37
圖 4-4 LA 55-P 電流感測器.....	38
圖 4-5 永磁同步發電相電流迴授數位化過程.....	38
圖 4-6 類比輸出電壓與待測電流關係.....	38
圖 4-7 智慧功率模組內部結構.....	39
圖 4-8 7MBP75RA060 功率模組實體結構.....	39
圖 4-9 交流-直流雙輸出變壓器.....	41
圖 4-10 光耦合器驅動電路.....	41
圖 4-11 IGBT 與 RCD 緩衝電路.....	42
圖 4-12 RCD 緩衝電路原理.....	42
圖 4-13 光學編碼器介面電路.....	44
圖 4-14 光學編碼器還原後的 A 相與 B 相方波.....	44
圖 4-15 光學編碼器 Z 相脈衝輸出.....	44
圖 4-16 周邊電路硬體.....	45
圖 4-17 正負 15V 電源供應電路.....	45
圖 4-18 焊線式變壓器.....	46
圖 4-19 驅動電路與智慧功率模組間的配置.....	46
圖 4-20 整體電路硬體配置圖.....	47
圖 4-21 光學編碼器介面電路.....	47
圖 4-22 F2812 eZdsp 開發板.....	48
圖 4-23 F2812 內部功能結構圖.....	50
圖 4-24 F2812 記憶體配置圖.....	51
圖 4-25 F2812 eZdsp 外部記憶體.....	51
圖 4-26 CCS 3.3 軟體介面.....	52

圖 5-1 永磁同步風力發電機實驗平台 .....	53
圖 5-2 轉軸扭力值與發電機轉速值 .....	53
圖 5-3 電性參數量測點示意圖 .....	55
圖 5-4 線電壓負半周被截掉的情形 .....	55
圖 5-5 轉子轉動時線電感最小值 .....	57
圖 5-6 轉子轉動時線電感最大值 .....	57
圖 5-7 線電壓量測結果 .....	58
圖 5-8 線電壓 ADC 結果 .....	58
圖 5-9 相電壓轉換結果 .....	59
圖 5-10 A 相電流量測結果 .....	59
圖 5-11 A 相電壓與電流轉換結果 .....	60
圖 5-12 智慧功率模組三相整流實驗架構 .....	60
圖 5-13 直流端電阻 $1k\Omega$ 時線電壓 .....	61
圖 5-14 直流端電阻 $8\Omega$ 時線電壓 .....	61
圖 5-15 直流端電阻 $1k\Omega$ 時直流端電壓 .....	61
圖 5-16 智慧功率模組三相變流實驗架構 .....	62
圖 5-17 未加入緩衝電路之線電壓 .....	62
圖 5-18 未加入緩衝電路之相電壓 .....	63
圖 5-19 加入緩衝電路之線電壓 .....	63
圖 5-20 加入緩衝電路之相電壓 .....	63
圖 5-21 濾波後的線電壓 .....	64
圖 5-22 濾波後的相電壓 .....	64
圖 5-23 永磁同步發電機轉速估測程式流程 .....	65
圖 5-24 永磁同步發電機無轉速感測轉速控制程式流程 .....	66
圖 5-25 永磁同步發電機轉速估測與控制實驗架構 .....	67
圖 5-26 永磁同步發電機轉速估測與控制實驗硬體架構 .....	67
圖 5-27 100rpm 時的轉速估測結果 .....	68
圖 5-28 200rpm 時的轉速估測結果 .....	68
圖 5-29 300rpm 時的轉速估測結果 .....	68
圖 5-30 500rpm 時的轉速估測結果 .....	69
圖 5-31 500rpm 時的轉速估測結果 .....	69
圖 5-32 300rpm 時 $i_\alpha$ 估測值與量測值 .....	69
圖 5-33 300rpm 時 $i_\alpha$ 估測誤差 .....	70
圖 5-34 300rpm 時 $i_\beta$ 估測值與量測值 .....	70
圖 5-35 300rpm 時 $i_\beta$ 估測誤差 .....	70
圖 5-36 任意調整轉速時的真實轉速與估測轉速 .....	71
圖 5-37 規律調整轉速時的真實轉速與估測轉速(一) .....	72
圖 5-38 規律調整轉速時的真實轉速與估測轉速(二) .....	72

圖 5-39 符號函數下的轉速估測結果 .....	73
圖 5-40 飽和函數下的轉速估測結果 .....	73
圖 5-41 發電機轉速 400rpm 時的 $e_a$ .....	73
圖 5-42 $K=5$ 時 400rpm 轉速估測結果 .....	74
圖 5-43 未補償角度時之真實與估測轉子位置 .....	75
圖 5-44 加入補償角度時之真實與估測轉子位置 .....	75
圖 5-45 轉速隨時間變動時真實與估測轉子位置 .....	75
圖 5-46 定子電阻值上升 20% .....	76
圖 5-47 定子電阻值上升 20% 時對應的任意轉速 .....	76
圖 5-48 定子電阻值減少 20% .....	77
圖 5-49 定子電阻值減少 20% 時對應的任意轉速 .....	77
圖 5-50 定子電阻值上升至 $5\Omega$ .....	77
圖 5-51 定子電阻值上升至 $5\Omega$ 時對應的任意轉速 .....	77
圖 5-52 定子電阻值減少為 $1\Omega$ .....	78
圖 5-53 定子電阻值減少為 $1\Omega$ 時對應的任意轉速 .....	78
圖 5-54 濾波前後的線電壓 .....	78
圖 5-55 300rpm 命令下的轉速響應 .....	79
圖 5-56 300rpm 命令下的直軸電流響應 .....	80
圖 5-57 300rpm 命令下具轉速感測控制的交軸電流響應 .....	80
圖 5-58 300rpm 命令下無轉速感測控制的交軸電流響應 .....	81
圖 5-59 300rpm 命令下交軸電流命令響應 .....	81
圖 5-60 250rpm 命令下的轉速響應 .....	82
圖 5-61 變動命令下的轉速響應 .....	82
圖 5-62 直流電壓 12V 時的波形(轉速 362rpm) .....	84
圖 5-63 直流電壓 24V 時的波形(轉速 694rpm) .....	84
圖 5-64 直流電壓 48V 時的波形(轉速 1419rpm) .....	84

## 表目錄

表 2-1 併網功率範圍定義 .....	8
表 3-1 發電機模擬參數 .....	28
表 4-1 富士 7MBP75RA060 規格 .....	40
表 4-2 編碼器輸出腳位說明 .....	43
表 5-1 發電機參數 .....	54
表 5-2 LCR meter 測試方式 .....	56
表 5-3 讀數值與 QEP 計算值比較 .....	71
表 5-4 不同轉速範圍下的補償角度 .....	74
表 5-5 不同轉速範圍時的估測結果 .....	82
表 5-6 各種類型風力發電機的有功轉速範圍 .....	83



# 第一章 緒論

## 1-1 引言

根據國際能源總署(International Energy Agency ; IEA)的研究報告，地球上的煤碳、天然氣與石油各約剩下二百年、五十年與三十年的存量供給人類使用。為了避免上述的非再生能源消耗過度，尋找可替代性的能源是非常重要的且急迫的，近幾年來關於像是太陽能、風能、地熱能與海洋能等再生能源的使用量大增，其原因是它們是永續的且永遠不會被消耗殆盡，風能為上述所提到的再生能源的其中之一，其成因為地球上不均勻的溫度分布造成氣壓差，愈大的氣壓差將造成更大的風力，風力發電系統是一種能將風的動能轉換成機械能然後再由發電機轉換成電力的一種架構。丹麥於 1890 年推動世界上第一個風力發電計畫，而具螺旋槳式葉片的風力發電機於 1931 年出現在蘇聯，在這之後風力發電機的建造於各國開始風行，直至今日研究數據上顯示世界上大約有二百兆瓦的風能可利用其能夠提供全球 8% 至 9% 的電力。

以台灣身為一個海島國家而言，其具有優良的風場位置因為東北季風與西南季風提供了充沛的風源，一些研究報告顯示出台灣陸地上占約兩千平方公里的平地地形其風速平均約為五至六米每秒潛在風能約一億瓦，而海洋上的潛在風能則為陸上的兩倍，陸地與海洋加起來總共三億瓦的風能將可帶來一千五百億台幣的經濟效益。尤其像台灣這種高度依賴煤碳的國家(約佔 40% 的總能源)更應在為了減少溫室氣體的排放的目的下發展及使用乾淨的再生能源。

目前的風力發電系統依照風力發電機轉速可分成定速恆頻與變速恆頻兩種，所謂的恆頻指的就是在風力發電電網端擁有頻率固定的交流電力輸出以與其它電力來源併網才能夠穩定的供給用戶使用，定速恆頻風力發電機的轉速可由葉片的可變螺距控制(Pitch Control)而維持一定的轉速而維持電網端定頻，然而這種形式的發電系統無法捕捉到最大的風能故其效率較低，為了獲得較高的效率變速

恒頻的風力發電系統近年來成為各家風力發電廠商發展的目標，它能夠變動發電機的轉速使其運轉在最佳值以捕捉較多風能，然而與定速恒頻風力發電系統比較起來其電力系統端需要加入閉迴路電流控制以達到變動發電機轉速的目的而增加系統的複雜性，不過在某些風能來源不甚穩定的區域而言發展此種形式的風力發電系統將是勢在必行的。

除了依轉速分別風力發電系統外，依照風力驅動發電機的方式也可分成傳動式及直驅式，傳動式的風力發電系統需要依靠齒輪組來帶動發電機而在風力長期扭力負荷下造成齒輪的壽命縮短因而增加其維修成本，直驅式的風力發電系統不需依靠齒輪傳動系統而使風力直接帶動發電機旋轉，在體積考量、噪音問題與維修成本而言都優於傳動式。

## 1-2 文獻回顧

直驅式變頻恒速風力發電系統在硬體上如何在實驗室中模擬以及在有轉速感測器時轉速控制策略的模擬及實現，以上兩者若同時建立的話便不需依靠風力而擁有穩定的實驗環境；以永磁同步發電機為基礎的風力發電系統在風速變動時其不同轉速估測方法的比較及順滑模態觀測器在永磁同步馬達的轉速控制應用，以上各項研究將在以下文獻介紹：

1. Junqi Wang 等人“Modeling and Real-Time Simulation of Non-Grid-Connected Wind Energy Conversion System”[1]，此篇論文以永磁同步發電機為架構建立直驅式變頻恒速風力發電系統並以 DSP 數位訊號處理器實現風力發電機的轉速控制策略，控制策略採用傳統比例積分控制器，從模擬與實驗結果證明風速變化時發電機轉速能夠變化到最佳值，然而此篇文獻中直驅式變頻恒速風力發電系統本身並非為硬體，而是建模在 RT-LAB 此套模擬軟體中，因此其實驗環境較實際上來的理想。
2. Jemaa Brahmi 等人“A Comparative Study Between Three Sensorless Control Strategies for PMSG in Wind Energy Conversion System”[2]，此篇文獻以模擬

的方式探討了適應性參考模型系統、類神經網路與順滑模態觀測器三種應用在風力發電系統中永磁同步發電機的轉速與轉子位置估測方法，模擬結果顯示出在變動風場下，發電機定子電阻值未變化下這三者皆能有效的估測到轉速與轉子位置且順滑模態觀測器估測結果具有切跳現象，然而當發電機定子電阻產生變化時只有類神經網路與順滑模態觀測器仍然具有估測能力。

3. Shengwen Fan 等人“High Performance Sensorless Control of PMSM Based on Sliding Mode Current Observer”[3]，此篇文獻利用典型的永磁同步馬達轉速控制架構搭配順滑模態觀測器從模擬與實驗上驗證了順滑模態觀測器應用在永磁同步馬達無轉速感測轉速控制的可行性並且將順滑模態觀測器中符號函數以飽和函數取代以減緩其切跳現象。
4. L.G. González 等人“Synchronization Techniques Comparison for Sensorless Control applied to Wind Energy Conversion Systems”[4]，此篇在前言中提到在中小型風力發電機中常使用轉速估測法取代安裝轉速感測器以減少成本。

### 1-3 研究動機

無轉速感測轉速控制起初是在馬達控制領域所提出，其目的是為了免於安裝轉速感測器帶來的可靠度與成本問題，無轉速感測轉速控制策略同樣的可套用於發電機上尤其是在風力發電系統長壽命的需求下(平均二十至二十五年)，轉速感測器的可靠度更顯得重要，大型風力發電機因造價高昂故安裝轉速感測器其成本與維護相對而言並不是太大的問題，然而對小型風力發電機而言為了爭取最大的市場效益且保證免維護，因此採用無轉速感測轉速控制是勢在必行的。

在馬達或發電機位置估測策略中卡爾曼濾波器[5](Kalman Filter)與順滑模態觀測器皆利用定子電壓與電流值估算出轉子目前位置而進一步求得轉速值，然而與順滑模態觀測器比較起來卡爾曼濾波器中的狀態預測、狀態轉移與狀態觀測矩陣需要繁雜的計算因此需要高性能的微處理器才有機會實現。類神經網路(Neural Network)速度估測法[3]與順滑模態觀測器的特色都是在系統參數變動時仍然具

有估測的能力，也就是對參數變化較不敏感，但是類神經網路的學習往往需要較長的時間且同樣的有計算量大的問題存在。應用適應性參考模型系統(Model Reference Adaptive System)[6]來估測轉速與順滑模態觀測器比較起來需要將定子電壓做同步旋轉座標轉換而需要目前轉子位置值，然而轉子位置即是欲估測值因此在程序上會比順滑模態觀測器來的多，且為了避免其估測能力在系統參數變化時下降，因此需多一道參數估測程序而增加其複雜性。

綜合以上比較本文使用順滑模態觀測器來估測發電機的轉子位置與轉速，同時利用直流馬達帶動永磁同步發電機來模擬直驅式變頻恒速風力發電系統，藉著實作的電壓與電流迴授電路搭配 DSP 數位訊號處理器 TMS320 F2812 實現發電機的轉子位置與轉速估測，藉由估測結果觀察順滑模態觀測器的估測能力並驗證其強健性，此外更利用實作的驅動電路搭配智慧功率模組進行無轉速感測器的發電機轉速控制實驗，實驗結果驗證了順滑模態觀測器應用於直驅式變頻恒速風力發電系統的可行性，而在最後本文也將以實驗數據分析順滑模態觀測器適用的風力發電機種類。

本文研究的風力發電機無轉速感測控制架構圖如圖 1-1 所示，風力發電機採用 200W 永磁同步發電機(Permanent Magnet Synchronous Generator, PMSG)，風源的部分則以直流馬達來模擬，其詳細平台架設將於第五章作介紹，順滑模態觀測器利用發電機產生的相電壓與相電流靜止兩相座標轉換後的值估測到發電機轉子位置與轉速後將轉速迴授至比例積分(Proportional Integral, PI)控制器的速度迴路產生電流命令至電流迴路產生電壓命令，再藉由空間向量脈寬調變[7](Space Vector Pulse Width Modulation, SVM)產生適當的脈波調變信號(Pulse Width Modulation, PWM)控制全橋全控整流器[8]中的功率開關元件以改變連接發電機的總負載大小進而改變發電機的轉速至轉速命令值，直流端電阻負載  $R_L$  能使整個系統產生電流，電容  $C_0$  的作用為穩定直流電壓與吸收不必要的突波。

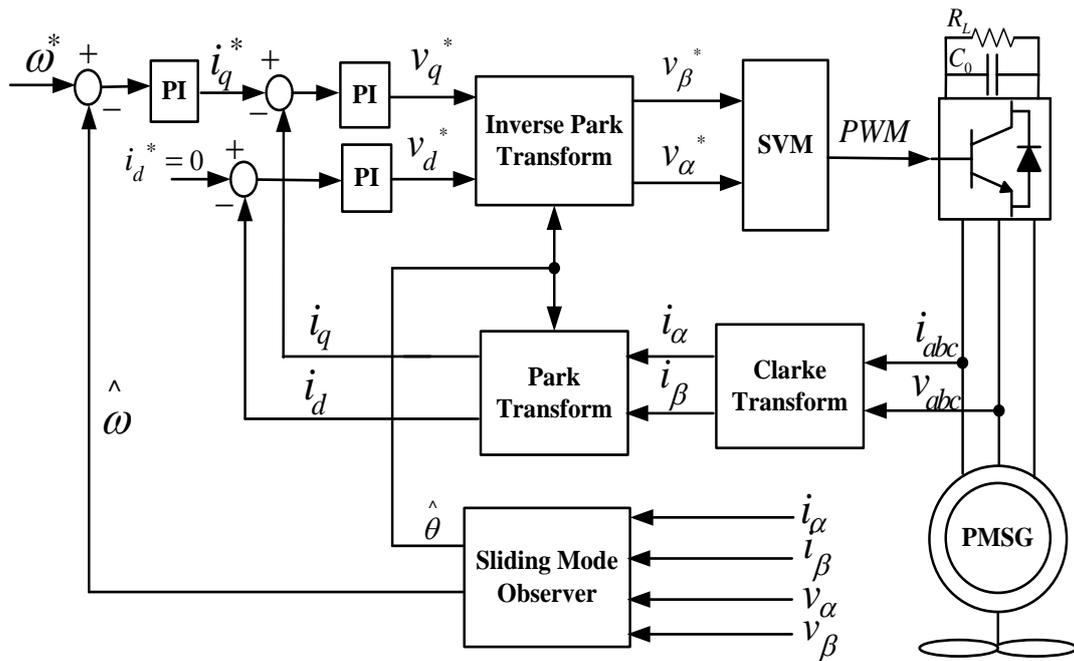


圖 1-1 風力發電機無轉速感測轉速控制架構

## 1-4 論文大綱

本論文架構安排如下：

第一章中，說明研究動機、研究背景與文獻回顧。

第二章中，介紹風力發電系統架構與永磁同步發電機。

第三章中，介紹順滑模態觀測器與永磁同步發電機向量控制原理，同時以 Matlab/Simulink 模擬永磁同步發電機轉速估測與控制架構。

第四章中，說明週邊電路與軟硬體介面。

第五章中，實驗平台與實驗結果。

第六章中，結論與未來展望。

第七章中，參考文獻。

## 第二章 風力發電系統架構

### 2-1 風力發電系統

風力發電機依照葉片主軸軸向與風向的關係可以分成水平軸式與垂直軸式的風力發電機，其中水平軸式風力發電機如圖 2-1 所示，而垂直軸式的風力發電機則如圖 2-2 所示，垂直軸式的風力發電機與水平軸式比較起來具有較低啟動風速、不受風向限制等優點，但其結構造成風能轉換效率較水平軸式為低，所以在發電效益的考量上水平軸式風力發電機普及率較高。



圖 2-1 水平軸式風力發電機



圖 2-2 垂直軸式風力發電機

水平軸式的風力發電機依照發電機主軸被葉片主軸帶動的方式可分成傳動式與直驅式兩種，傳動式的大型風力發電機如圖 2-3 所示，其內部擁有如圖 2-4 所示的齒輪傳動箱，藉由葉片主軸上的大齒輪帶動發電機軸上的小齒輪增加發電機轉速以獲得較高的功率，然而圖 2-5 中的直驅式大型風力發電機葉片主軸並無經過齒輪傳動而直接與發電機主軸相連，其與傳動式比較起來具有體積小、節省維護齒輪箱成本、低噪音等優點，然而由於發電機轉速較低因此需要多極數的發電機來提高產生的功率。



圖 2-3 傳動式大型風力發電機

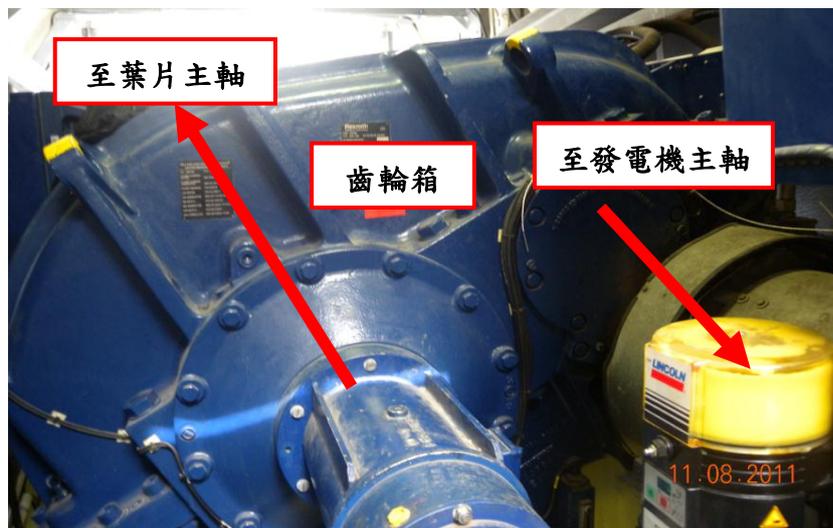


圖 2-4 傳動式大型風力發電機齒輪箱



圖 2-5 直驅式大型風力發電機

由於直驅式風力發電機擁有上述優點所以近年來除了在大型風力發電機上蓬勃發展外，在小型風力發電機上更是因為其轉速高不需要齒輪傳動而廣泛使用，小型風力發電機依照美國風能協會(American Wind Energy Association, AWEA)的定義為發電機功率 $\leq 100\text{kW}$ ，其中 $\leq 1\text{kW}$ 的更細分為微小型風力發電機如圖 2-6 所示的 400W 風力發電機，而圖 2-7 則是 5kW 的小型風力發電機，圖 2-6 與圖 2-7 的風力發電機皆屬於直驅式。併網與否依照發電機功率定義於表 2-1[9]，離網型與併網型指的是風力發電系統最後是否與電網相連，若與電網相連稱作併網，反之則是離網，亦稱為獨立型風力發電系統。

表 2-1 併網功率範圍定義

風力發電機功率	形式
大於等於 11kW	併網
1kW 至 10kW	併網或離網
小於 1kW	離網



圖 2-6 400W 風力發電機



圖 2-7 5kW 風力發電機

本研究在實驗上沒有與台電的市電併網因此屬於獨立型風力發電系統，目前在實際應用上其架構常如圖 2-8 所示，風力發電機產生的交流電經過充電控制器中的整流器整流後對電池充電，視負載端需求而決定是否由變流器將電池直流電轉換成交流電來使用。



圖 2-8 獨立型風力發電系統

圖 2-9 為市面上常見的小型風力發電系統控制器，具有充電控制與即時監測系統狀態的功能，此外配合圖 2-10 的剎車裝置可以在控制器偵測到發電機產生過大的電流時送出開關訊號控制繼電器來啟動三相短路剎車或是電阻式剎車使風力發電機停機。



圖 2-9 小型風力發電系統控制器



圖 2-10 小型風力發電系統剎車裝置

## 2-2 風力發電原理

風力發電機發電的原理是將風的動能透過葉片轉換成機械能，再由發電機轉換成電能，而由空氣動力學可以推導出風的動能能夠轉換出來的機械功率  $P$ [10] 可以表示成

$$P = \frac{1}{2} \pi \rho C_p(\lambda, \beta) R^2 V^3 \quad (2-1)$$

其中  $P$  的單位為 W，其他符號意義為

$R$ : 葉片半徑(m)

$\rho$ : 空氣密度( $\text{kg/m}^3$ )

$V$ : 風速(m/s)

$\beta$ : 葉片攻角(deg)

$\lambda$ : 尖端速度比，其定義如下

$$\lambda = \frac{\omega R}{V} \quad (2-2)$$

其中  $\omega$  為風力發電機機械旋轉角速度(rad/s)

$C_p$ : 風能轉換效率係數，為葉片尖端速度比  $\lambda$  與葉片攻角  $\beta$  的函數如圖 2-11 所示。

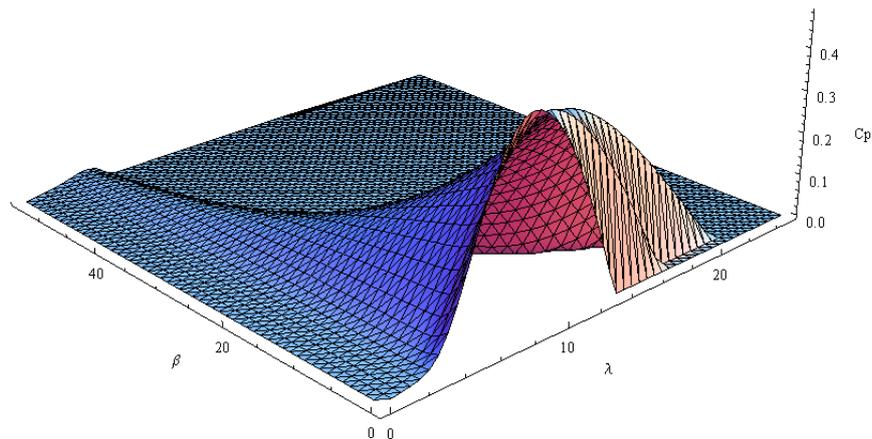


圖 2-11 風能轉換效率係數曲線

由(2-1)式與(2-2)式搭配 Matlab 模擬可以得到風力發電機在不同風速與轉速下的功率曲線，以葉片長 1 米的 2kW 小型風力發電機而言其功率曲線如圖 2-12 所示，由圖可知在每個不同的風速下有其最佳轉速值可獲得最大的風能如虛線所示，而變速型風力發電機便是在不同風速下變動其最佳轉速值以提高效率，稱之為最大功率追蹤(Maximum Power Point Tracking, MPPT)。

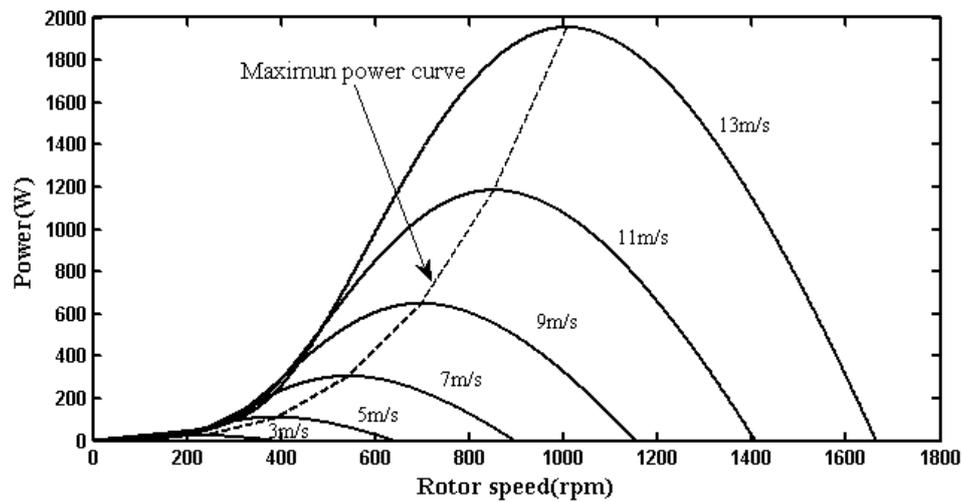


圖 2-12 2kW 風力發電機功率曲線

圖 2-13 為 2.5MW 大型風力發電機的功率曲線圖，與圖 2-12 比較起來其轉速非常低但是由於其葉片長度長達 50 米故可產生相當大的功率，由圖 2-12 與圖 2-13 可以看出風力發電機必須在特定風速與轉速範圍才能產生足夠的功率。

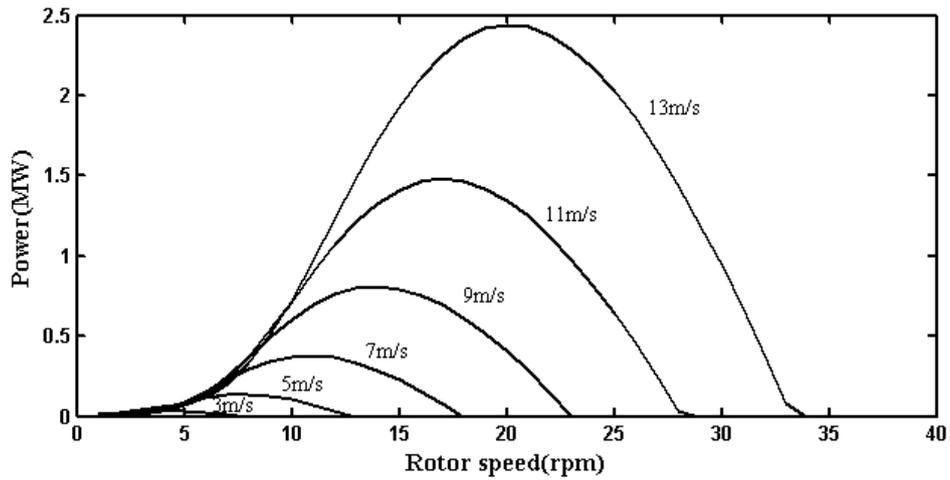


圖 2-13 2.5MW 風力發電機功率曲線

### 2-3 座標轉換

在介紹永磁同步發電機與推導其數學模型之前首先介紹座標轉換，由於永磁同步發電機在三相定子座標下的數學模型具有非線性與彼此耦合的特性使其在分析上較具複雜性，為了簡化上述的數學模型在此使用了將定子靜止參考座標轉換成同步旋轉參考坐標的方法，三相定子座標向量空間如圖 2-14 所示。

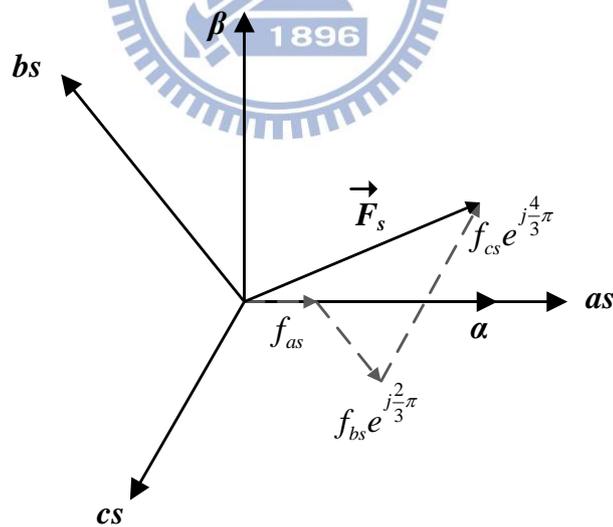


圖 2-14 三相定子座標向量空間

其中  $as-bs-cs$  座標與  $\alpha-\beta$  座標分別為定子三相與兩相靜止座標，定子空間向量  $\vec{F}_s$

可定義為

$$\vec{F}_s = c(f_{as} + f_{bs}e^{j\frac{2}{3}\pi} + f_{cs}e^{j\frac{4}{3}\pi}) = f_{\alpha s} + j \cdot f_{\beta s} \quad (2-3)$$

$\vec{F}_s$  在發電機中可以代表定子電壓、電流或磁通量的向量， $c$  為轉換常數其值通常為  $\frac{2}{3}$  或  $\sqrt{\frac{2}{3}}$ ， $c$  等於  $\frac{2}{3}$  時代表轉換前後的物理量是不變的，而當  $c$  等於  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  時則代表轉換前後的能量大小是不變的，在本文中由於轉換前後物理量大小不變故選擇  $c$  為  $\frac{2}{3}$ 。假設  $\alpha$  軸與  $as$  軸重合，根據複數計算中實部與虛部各自相等的原則，三相靜止座標與兩相靜止座標之間的關係可以表示成

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \\ f_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \equiv T_s^s \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

其中  $T_s^s$  為 Clarke 轉換矩陣且其反矩陣  $(T_s^s)^{-1}$  為

$$(T_s^s)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

$\alpha$ - $\beta$  靜止兩相座標與  $d$ - $q$  同步旋轉座標(直-交軸座標)的關係如圖 2-15 所示。

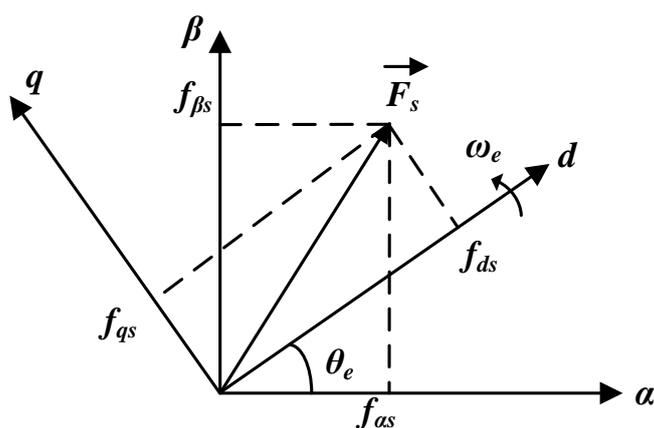


圖 2-15 兩相靜止座標與同步旋轉座標

其中  $\alpha$  軸與  $d$  軸的夾角為  $\theta_e$ ，同步旋轉座標以固定  $\omega_e$  的角速度旋轉，靜止兩相座標與同步旋轉座標的轉換關係如下

$$\begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \end{bmatrix} \equiv T_s^d \begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

$$(T_s^d)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

其中  $T_s^d$  稱為 Park 轉換矩陣，式(2-6)可以表示成

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

經由矩陣運算與三角函數和角公式後式(2-8)可以寫成

$$\begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \\ f_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin \theta_e & -\sin(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \equiv K_s \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

矩陣  $K_s$  為靜止三相座標與同步旋轉座標間的轉換矩陣，下一節中將會介紹如何套用座標轉換公式於永磁同步發電機數學模型的推導上。

## 2-4 永磁同步發電機

永磁同步發電機在構造上由內部永久磁鐵轉子與外部定子線圈繞組所組成，所謂的同步電機其定義為機械轉速與產生的電氣頻率同步[11]，它們之間的關係可以表示成

$$f_e = \frac{\omega p}{120} \quad (2-10)$$

其中  $f_e$  為電氣頻率， $\omega$  為機械轉速而  $p$  則是發電機的極數，永磁同步發電機轉子上依照永久磁鐵排放的位置可以分成表面黏附式與內置式兩種而各有不同的用

途，本文中所使用的則是表面黏附式。永磁同步發電機由於不需要電刷與滑環來建立旋轉磁場，因此有體積小與節省維護成本等優點且廣泛運用於直驅式風力發電機中，而其缺點是製造永久磁鐵所需的稀土材料昂貴尤其是在大型風力發電機中更為明顯，以 400W 的永磁同步發電機來說，其實際構造如圖 2-16 所示。

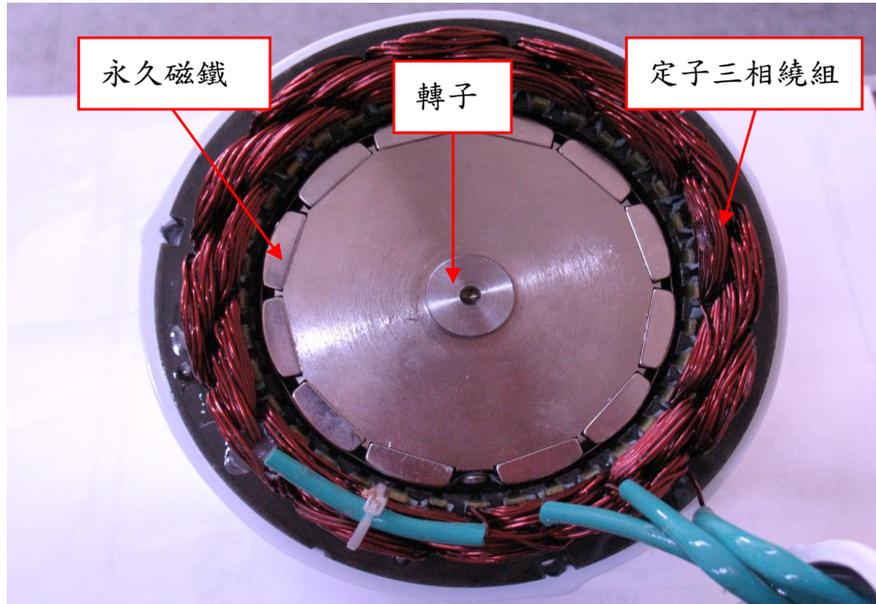


圖 2-16 400W 永磁同步發電機結構

由圖中轉子永久磁鐵的排列方式可以判斷其為表面黏附式的永磁同步發電機，而由永久磁鐵個數可以得知極數為 12 極，當風吹動葉片帶動轉子旋轉時其磁力線切割定子繞組線圈使其產生與轉子旋轉頻率同步的三相交流電輸出。

圖 2-17 為永磁同步發電機的等效電路模型，間隔 120 度的任一相由相電流變化產生的反電動勢、定子電阻與定子電感與定子電壓所組成，圖中的  $V_a$ 、 $V_b$  和  $V_c$  依序代表  $a$ 、 $b$  與  $c$  相的定子電壓， $e_{as}$ 、 $e_{bs}$  和  $e_{cs}$  依序代表  $a$ 、 $b$  與  $c$  相的反電動勢，而由於三相平衡，在三相中的任一相電阻值皆為  $R_s$  且任一相的電感值皆為  $L_s$ ，由自感與互感的觀念能夠推得線電感為相電感大小的三倍之關係，而線電阻則直觀的可以看出其為相電阻大小的兩倍。

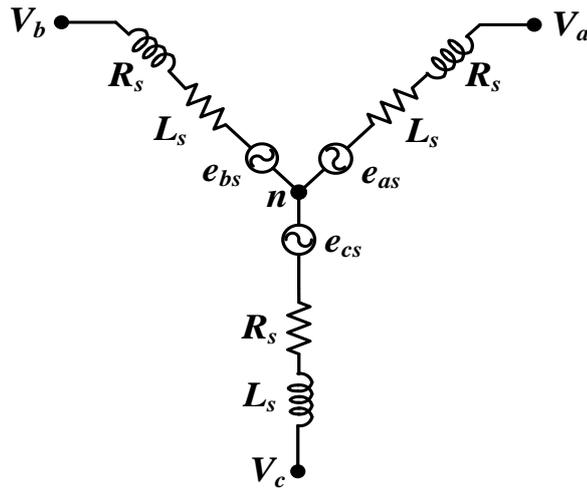


圖 2-17 永磁同步發電機三相等效電路

永磁同步發電機在三相靜止座標與同步旋轉座標上的示意圖如圖 2-18 所示，圖上座標軸與夾角的定義與上一節所介紹的座標轉換定義相同。

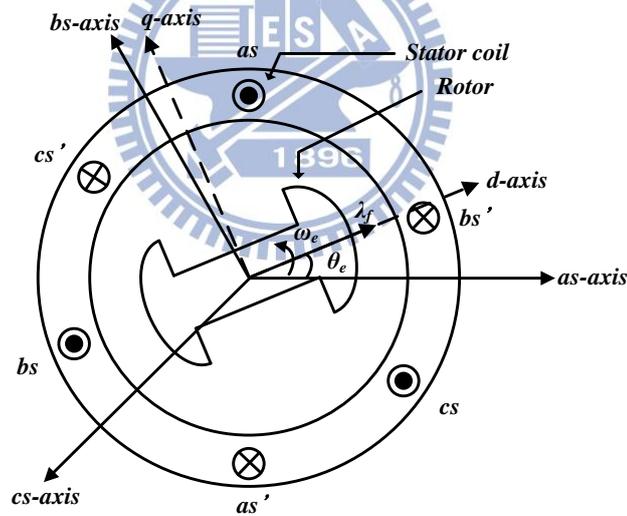


圖 2-18 三相靜止與同步旋轉座標上的永磁同步發電機

由圖 2-18 可以推導出永磁同步發電機在三相靜止座標上的定子電壓方程式為

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_f \sin(\theta_e) \\ \lambda_f \sin(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) \\ \lambda_f \sin(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

其中  $[v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T$  與  $[i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$  分別代表三相靜止座標上的定子電壓與電流， $\lambda_f$  為轉子磁通鏈，將(2-11)做座標轉換得到同步旋轉座標上的定子電壓方程式為

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt}L_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + \frac{d}{dt}L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_f \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

其中  $[v_d \ v_q]^T$  與  $[i_d \ i_q]^T$  分別代表同步旋轉座標上的定子電壓與電流， $L_d$  與  $L_q$  分別為同步旋轉坐標直軸與交軸上的電感值，而對表面黏附式的永磁同步發電機而言它們的大小相等其值為  $L(L_d = L_q = L)$ 且可表示成

$$L = L_{ls} + 1.5L_s \quad (2-13)$$

$L_{ls}$  為漏電感，一般而言甚小所以可以忽略，也因此得到直交軸電感為相電感 1.5 倍的關係，此外永磁同步發電機的電磁轉矩方程式為

$$T_e = \frac{3p}{2} \lambda_f i_q = K_t i_q \quad (2-14)$$

上式中  $T_e$  為電磁轉矩， $K_t$  為扭矩常數，而永磁同步發電機的機械方程式則為

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - B\omega \quad (2-15)$$

其中  $J$  為永磁同步發電機的轉動慣量， $T_L$  為負載扭矩而  $B$  為阻尼係數。

## 第三章 永磁同步發電機無轉速感測轉速控制理論

### 3-1 順滑模態控制理論

順滑模態觀測器的理論是來自於非線性控制理論中的順滑模態控制(Sliding mode control)理論。可變結構控制[12](Variable Structure Control)是一種使受控系統產生兩個以上的子結構後藉著切換條件來達到控制目的控制策略，此種控制策略在 1950 年代就曾經被前蘇聯的一些學者與工程師應用於馬達控制上並且發現了順滑模態的系統行為，到了 1969 年前蘇聯學者 V. Utkin 以俄文發表的順滑模態理論的著作被翻譯成英文發行後更因為其內容簡單易學而逐漸的吸引更多人投入這方面的研究，除此之外，順滑模態控制理論吸引人的地方還有它的強健性，亦即對於外界雜訊與參數變化較不敏感。順滑模態控制理論的定義為先使受控系統產生兩個以上的子結構後再利用刻意加入的切換條件產生順滑模態以達到控制目的且不連續的切換條件經由等效控制[13]證明可以產生連續的順滑模態，此定義更進一步的說明如下，假設有一系統可以表示成

$$\dot{x} = f(x, u(x)) \quad (3-1)$$

其中  $x$  為系統狀態， $u(x)$  為控制輸入可以表示成下列的切換條件

$$u(x) = \begin{cases} u^+(x) & S(x) > 0 \\ u^-(x) & S(x) < 0 \end{cases} \quad (3-2)$$

其中  $S(x)$  為順滑函數，(3-2)的切換條件可如圖3-1的符號函數(Sign Function)所示

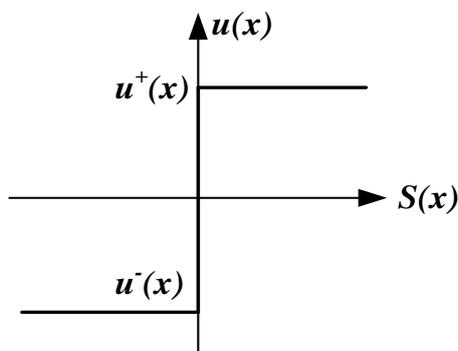


圖 3-1 符號函數

在圖 3-1 中  $S(x)$  分成大於零、等於零與小於零三個子空間， $S(x)=0$  時必須是連續的且包含系統狀態的平衡點  $x=0$ ，而順滑模態控制的目的便是使  $S(x)=0$  時產生順滑模態，此時的  $S(x)$  又稱之為順滑平面，當系統初始狀態  $x(0)$  位於順滑平面之外時，在切換條件控制輸入作用下必需確保狀態軌跡在有限的時間  $t_h$  之內接觸到順滑平面，這段過程叫做迫近模態(Reaching Mode)，當狀態軌跡進入順滑平面後產生順滑模態(Sliding Mode)，此時狀態軌跡便會朝著系統的平衡點逼近並且不再離開順滑平面，上述的過程如圖 3-2 所示。

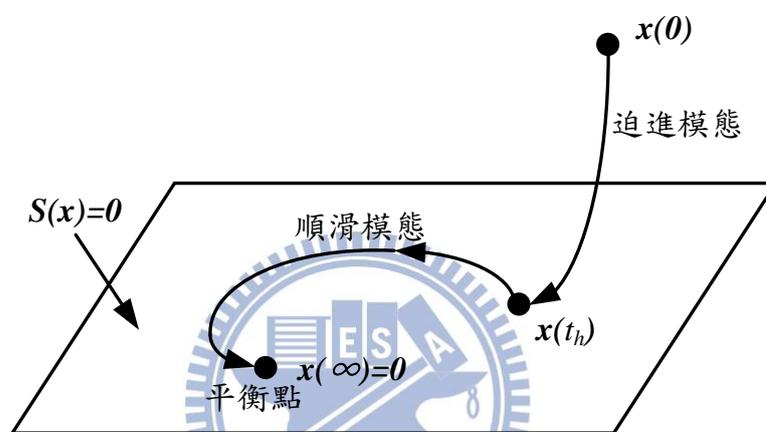


圖 3-2 迫進模態與順滑模態

在理論上若是切換條件的控制輸入擁有無限大的頻率，可以想像的是在圖 3-1 中若是  $u^+(x)$  與  $u^-(x)$  同時存在則順滑模態將永遠存在，然而在實際物理系統上皆有其有限的切換頻率或是必定存在的時間延遲故理想上的順滑模態不可能存在，因此實際上系統狀態在順滑模態附近的行為常以圖 3-3 所示。

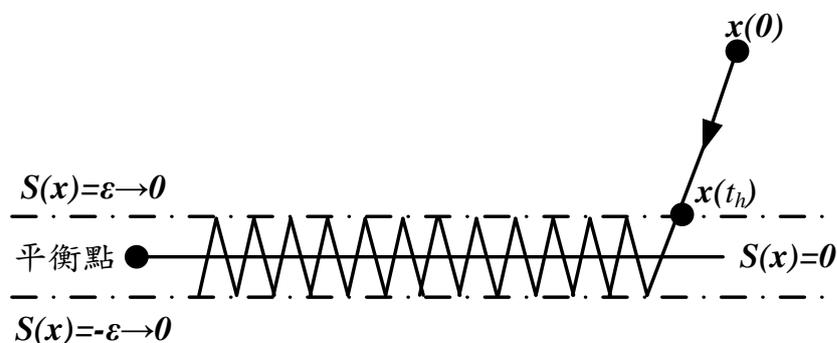


圖 3-3 實際上的順滑模態產生

在圖 3-3 中順滑平面被夾在兩個一正一負的順滑函數中，它們的大小  $\varepsilon$  趨近於零，當系統狀態軌跡進入此夾層時因為有限大的切換頻率因此無法固定的沿著順滑平面趨近平衡點，而是在上下兩個夾層中來回跳動而造成所謂的切跳 (Chattering) 現象，這種現象在高頻時往往會造成受控系統中未建模的高頻成分而使系統不穩定，為了減緩這種現象需要用到順滑層 [14] 的概念，也就是將圖 3-1 中的符號函數以圖 3-4 所示的飽和函數取代。

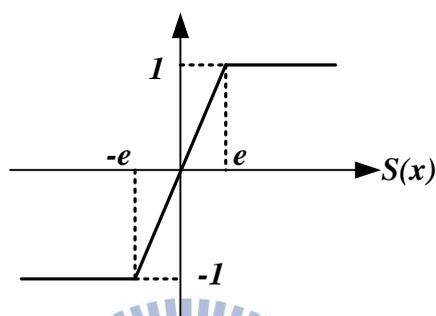


圖 3-4 飽和函數

將  $S(x)$  簡寫成  $S$  後圖 3-4 所示的飽和函數  $Sat(S)$  可以由下式表示之

$$Sat(S) = \begin{cases} 1 & S \geq e \\ \frac{S}{e} & -e \leq S \leq e \\ -1 & S \leq -e \end{cases} \quad (3-3)$$

在圖 3-4 中  $|S| \leq e$  這段範圍為邊界層的厚度，當順滑函數進入邊界層時其控制輸入值縮小為  $\frac{S}{e}$  因而減緩了切跳現象故邊界層厚度愈厚時切跳現象將愈不明顯，然而同時卻必須付出較低的控制精度的代價，其原因是較小的控制輸入使得系統狀態不易逼近於平衡點。

使受控系統在順滑平面附近時產生順滑模態行為的條件稱為順滑條件，順滑條件可由圖 3-5 來說明，當系統狀態位於順滑平面附近時若是  $S$  大於零則其值須隨時間遞減，也就是其對時間微分必須小於零才能迫使系統狀態朝順滑平面移動，相反的，當  $S$  小於零則其對時間微分必須大於零。

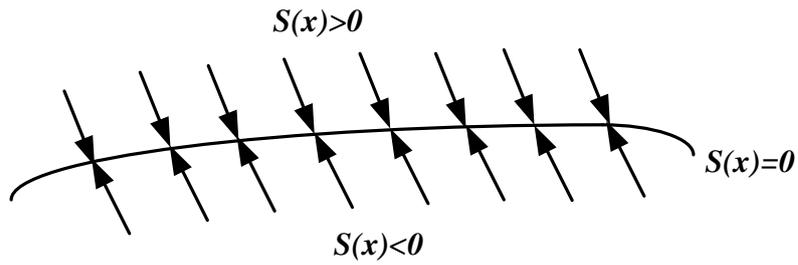


圖 3-5 順滑條件

上述說明可由下式表示之

$$\lim_{s \rightarrow 0} S\dot{S} < 0 \quad (3-4)$$

要使受控系統產生順滑模態的先決條件便是要使系統狀態在順滑平面外時產生迫近模態，而使得系統狀態產生迫近模態的條件稱為迫近條件，其定義為使系統狀態在有限時間內接觸到順滑平面，而最常用的迫近條件為

$$S\dot{S} < -\sigma|S| \quad S \neq 0 \quad (3-5)$$

其中  $\sigma$  為一大於零的實數，為了證明上述條件能夠在有限時間內使得系統狀態進入順滑平面，因此選定以下的 Lyapunov 函數  $V$

$$V = S^2 > 0 \quad (3-6)$$

對(3-6)微分得

$$\dot{V} = 2S\dot{S} \quad (3-7)$$

當(3-5)成立時可推得

$$\dot{V} = \frac{dV}{dt} < -2\sigma|S| < -2\sigma\sqrt{V} < 0 \quad (3-8)$$

由(3-8)知  $V$  的一次微分小於零滿足 Lyapunov 函數的定義，將(3-8)移項整理後得

$$\frac{dV}{\sqrt{V}} < -2\sigma dt \quad (3-9)$$

對(3-9)於時間 0 到  $t$  時積分得

$$\int_{V(0)}^{V(t)} \frac{dV}{\sqrt{V}} = 2\sqrt{V} \Big|_{V(0)}^{V(t)} = 2(\sqrt{V(t)} - \sqrt{V(0)}) < -2\sigma t \quad (3-10)$$

由(3-10)可以得知下式成立

$$0 \leq \sqrt{V(t)} < \sqrt{V(0)} - \sigma t \quad (3-11)$$

由(3-12)可以求得  $t$  必須滿足

$$t < \frac{\sqrt{V(0)}}{\sigma} \quad (3-12)$$

(3-12)中的  $t$  為一有限值因此證明  $V$  能夠在有限時間內趨近於零，也證明了(3-5)能夠滿足達到迫近模態的需求，當  $\sigma$  趨近於零時(3-5)與(3-4)是相同的所以(3-4)又稱為迫近順滑條件，同時  $V$  也滿足了 Lyapunov 穩定性理論[15]中的漸進穩定。

### 3-2 順滑模態觀測器

在介紹順滑模態觀測器首先介紹基本的全階觀測器(Full Order Observer)，考慮一線性系統如下



$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (3-13)$$

其中  $x$  為狀態向量， $u$  為控制輸入而  $y$  為系統輸出， $A$ 、 $B$  與  $C$  為不為零的常數矩陣且  $C$  為滿秩(Full rank)，由線性系統理論[16]知若  $(C, A)$  是可觀測的(Observable)則此系統的狀態可以由以下的全階觀測器估測之

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(C\hat{x} - y) \quad (3-14)$$

其中  $\hat{x}$  為估測的狀態向量， $L$  為不為零的常數矩陣，將(3-14)與(3-15)相減後得

$$\dot{e} = (A - LC)e \quad e = x - \hat{x} \quad (3-15)$$

根據線性系統理論可任意指定  $A - LC$  的特徵值使得估測誤差  $e$  趨近於零，考慮以下的順滑模態觀測器

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + K\text{sign}(\hat{y} - y) \quad (3-16)$$

其中  $\hat{y}$  為估測輸出而  $K$  為常數向量矩陣又稱為觀測器增益，觀察(3-14)與(3-16)可以發現它們的差異在於順滑模態觀測器將全階觀測器的連續輸出誤差取代成不連續的符號函數，令  $y=x$ ，(3-16)之順滑模態觀測器變成：

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + K\text{sign}(\hat{x} - x) \quad (3-17)$$

利用第二章所介紹的座標轉換可以推導永磁同步發電機在兩相靜止座標軸上的數學模型如下

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 \\ -\frac{R_s}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_\alpha}{L} \\ \frac{v_\beta}{L} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{e_\alpha}{L} \\ \frac{e_\beta}{L} \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

其中  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  為發電機靜止兩相座標上的定子電流， $v_\alpha$ 、 $v_\beta$  為發電機靜止兩相座標上的定子電壓而  $e_\alpha$ 、 $e_\beta$  為發電機靜止兩相座標上的反電動勢可以表示成

$$\begin{aligned} e_\alpha &= -\lambda_f \omega_e \sin \theta_e \\ e_\beta &= \lambda_f \omega_e \cos \theta_e \end{aligned} \quad (3-19)$$

由(3-17)，則順滑模態電流觀測器之控制方程式如下

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 \\ -\frac{R_s}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_\alpha}{L} \\ \frac{v_\beta}{L} \end{bmatrix} - K \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{1}{L} \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (3-20)$$

其中  $\hat{i}_\alpha$  與  $\hat{i}_\beta$  為靜止兩相座標定子電流估測值，同時取電流估測誤差  $\bar{i}_\alpha$  與  $\bar{i}_\beta$  為

$$\begin{aligned} \bar{i}_\alpha &= \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \bar{i}_\beta &= \hat{i}_\beta - i_\beta \end{aligned} \quad (3-21)$$

將(3-18)與(3-20)相減得

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha \\ \bar{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 \\ -\frac{R_s}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha \\ \bar{i}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{e_\alpha}{L} \\ \frac{e_\beta}{L} \end{bmatrix} - K \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \text{sign}(\bar{i}_\alpha) \\ \frac{1}{L} \text{sign}(\bar{i}_\beta) \end{bmatrix} \quad (3-22)$$

在  $K$  的作用下，電流估測誤差將趨近於零而(3-22)將變成

$$\begin{aligned} e_\alpha &\cong K \text{sign}(\bar{i}_\alpha) = z_\alpha \\ e_\beta &\cong K \text{sign}(\bar{i}_\beta) = z_\beta \end{aligned} \quad (3-23)$$

其中  $z_\alpha$  與  $z_\beta$  為符號函數所切換出來的靜止兩相座標軸反電動勢估測值，取順滑函數為

$$S = \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha \\ \bar{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (3-24)$$

其中  $S_\alpha$  與  $S_\beta$  為順滑函數，因此順滑模態電流觀測器的設計目的便是要藉著切換條件的輸入下使電流估測誤差狀態軌跡進入  $S = [0 \ 0]^T$  的順滑平面後產生順滑模態，最後估測誤差朝著平衡點零趨近，將選取的順滑函數代入(3-4)中得

$$\begin{aligned} S\dot{S} &= -\frac{R_s}{L}(\bar{i}_\alpha^2 + \bar{i}_\beta^2) + \frac{1}{L}(e_\alpha \bar{i}_\alpha - K \bar{i}_\alpha \text{sign}(\bar{i}_\alpha)) \\ &\quad + \frac{1}{L}(e_\beta \bar{i}_\beta - K \bar{i}_\beta \text{sign}(\bar{i}_\beta)) < 0 \end{aligned} \quad (3-25)$$

當  $K$  滿足上式時除了滿足迫近順滑條件之外也能確保此順滑模態觀測器為漸進穩定，由(3-25)知選取的順滑函數若要滿足迫近順滑條件  $K$  的大小必須滿足

$$K \geq \max(|e_\alpha|, |e_\beta|) \quad (3-26)$$

然而由(3-23)得到的反電動勢估測值為不連續，必須經過低通濾波器後才能得到連續反電動勢估測值  $\hat{e}_\alpha$  與  $\hat{e}_\beta$ ，此低通濾波器  $H(s)$  的轉移函數可設計為

$$H(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (3-27)$$

其中  $\omega_c$  為截止角頻率，將連續反電動勢估測值搭配(3-19)可以推得永磁同步發電機電氣角估測值  $\hat{\theta}_e$  為

$$\hat{\theta}_e = -\tan^{-1} \left( \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \right) \quad (3-28)$$

引入低通濾波器會造成估測的位置值相位落後真實值，因此需要加上角度補償如

$$\Delta\theta_e = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\omega}_e}{\omega_c}\right) \quad (3-29)$$

其中  $\Delta\theta_e$  為補償的角度而  $\hat{\omega}_e$  為電氣角速度估測值，最後的轉子位置估測值  $\hat{\theta}_m$  為

$$\hat{\theta}_m = \frac{\hat{\theta}_e + \Delta\theta_e}{P} \quad (3-30)$$

其中  $P$  為發電機極對數為極數的一半，將(3-30)代入下式可得發電機轉速

$$\hat{\omega} = \frac{d\hat{\theta}_m}{dt} \quad (3-31)$$

順滑模態電流觀測器結構圖如圖 3-6 虛線方塊中所示。

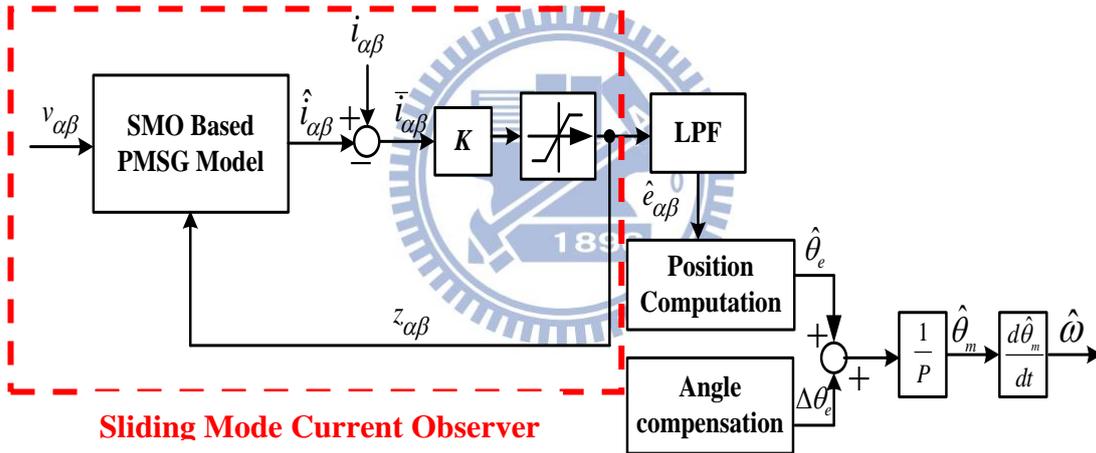


圖 3-6 順滑模態轉速觀測器結構圖

為了使上述數學模型能應用於 DSP 數位訊號處理器中，在此將(3-20)離散化為

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha(n+1) \\ \hat{i}_\beta(n+1) \end{bmatrix} = A_1 \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha(n) \\ \hat{i}_\beta(n) \end{bmatrix} + B_1 T_s - \frac{KT_s}{L} Z \quad (3-32)$$

其中  $T_s$  為取樣時間， $n$  為正整數， $A_1$ 、 $B_1$  與  $Z$  定義如下：

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L} T_s & 0 \\ 1 - \frac{R_s}{L} T_s & 0 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{v_\alpha(n)}{L} \\ \frac{v_\beta(n)}{L} \end{bmatrix}, \quad Z = \begin{bmatrix} \text{sign}(\hat{i}_\alpha(n) - i_\alpha(n)) \\ \text{sign}(\hat{i}_\beta(n) - i_\beta(n)) \end{bmatrix}$$

而(3-27)的低通濾波器則離散化[17]如下

$$o(n+1) = o(n) + 2\pi f_c [i(n) - o(n)] \quad (3-32)$$

其中  $o$  為濾波器輸出而  $f_c$  與  $i$  分別為截止頻率與濾波器輸入。

### 3-3 永磁同步發電機向量控制理論

透過磁場向量控制(Field Oriented Control)[18]理論將永磁同步發電機中非線性且彼此耦合的部分轉換成線性解耦控制，而藉由解耦後直交軸的電流控制迴路達到控制發電機轉速的目的，電流迴路中的直軸電流迴路如圖 3-7 所示。

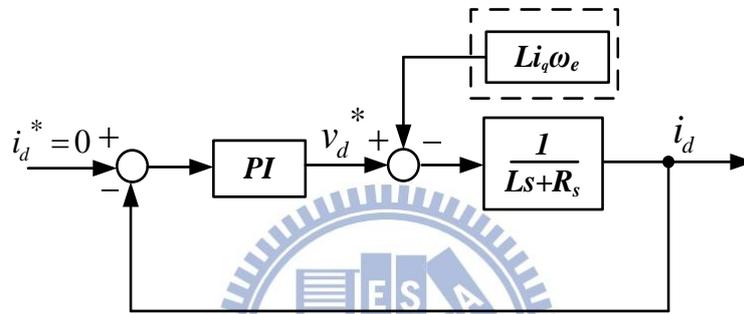


圖 3-7 直軸電流迴路方塊圖

由第二章的式(2-13)知直軸電流不影響表面黏附式的永磁同步發電機電磁轉矩，因此將圖 3-7 中直軸電流命令設為零將可得到最大電磁轉矩，至於圖 3-7 中的虛線方塊為耦合項其中含轉速成分，然而在風力發電機轉速不快的條件下可忽略此耦合項，圖 3-8 為交軸電流迴路同樣的虛線方塊中的耦合項在此也可忽略。速度迴路則如圖 3-9 所示，由圖 3-9 知轉速控制與交軸電流迴路有直接的關聯，圖 3-7 至圖 3-9 中所有迴路中的比例積分控制器其比例增益與積分增益皆由觀察響應圖形而做適當的調整。

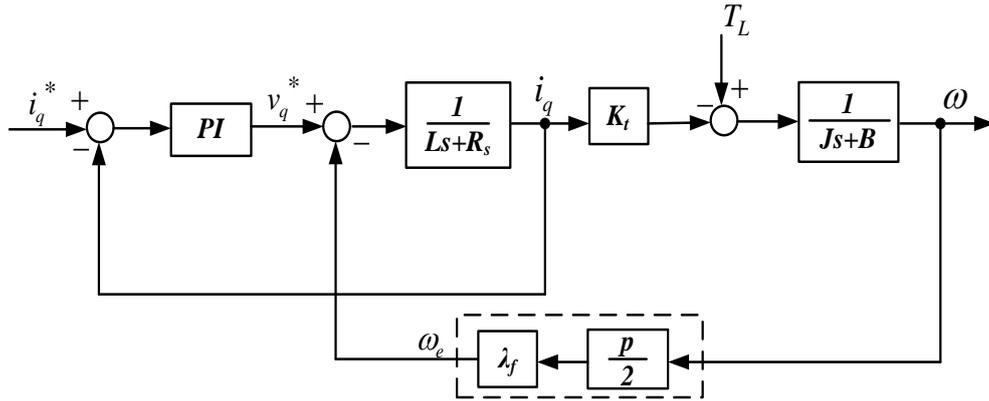


圖 3-8 交軸電流迴路方塊圖

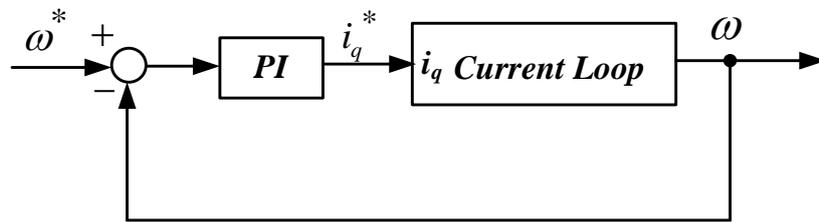


圖 3-9 速度迴路方塊圖

### 3-4 永磁同步發電機轉速估測與控制模擬結果

經過本章前三節的理論推導搭配 Matlab/Simulink 軟體建立順滑模態觀測器的數學模型並且與風場、電路模型結合進行模擬，模擬過程所使用的永磁同步發電機參數如下表所示。

表 3-1 發電機模擬參數

永磁同步發電機模擬參數	
轉子慣量	$0.185 \times 10^{-3} \text{ kg m}^2$
定子電阻	$1.6 \Omega$
直軸電感	$6.365 \text{ mH}$
交軸電感	$6.365 \text{ mH}$
轉子磁通鏈	$0.185 \text{ Wb}$
極數	4

為了模擬發電機轉速未受控制下時隨風而動的轉速響應而建立隨時間  $t$  變動的風場[19]，其數學式如下

$$w = 3.25 * (1 + 0.09 \sin(80\pi t) + 0.15 \sin(32\pi t)) \quad (3-30)$$

其中  $w$  為風速，而為了更貼近真實風速的變化而加入雜訊形成如圖 3-9 所示的風場模擬圖，此時發電機轉速將隨風場在 0.2 秒內形成如圖 3-10 的變化。

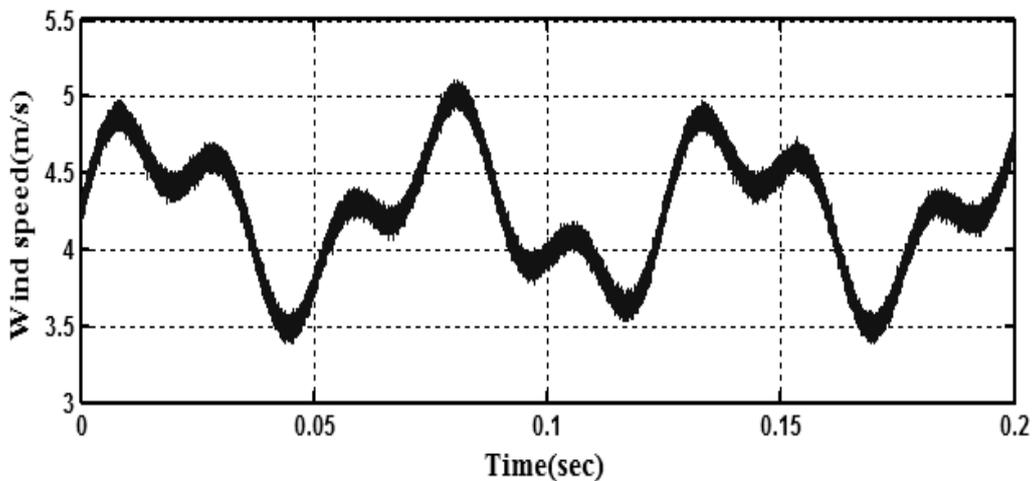


圖 3-10 隨時間變動的風場

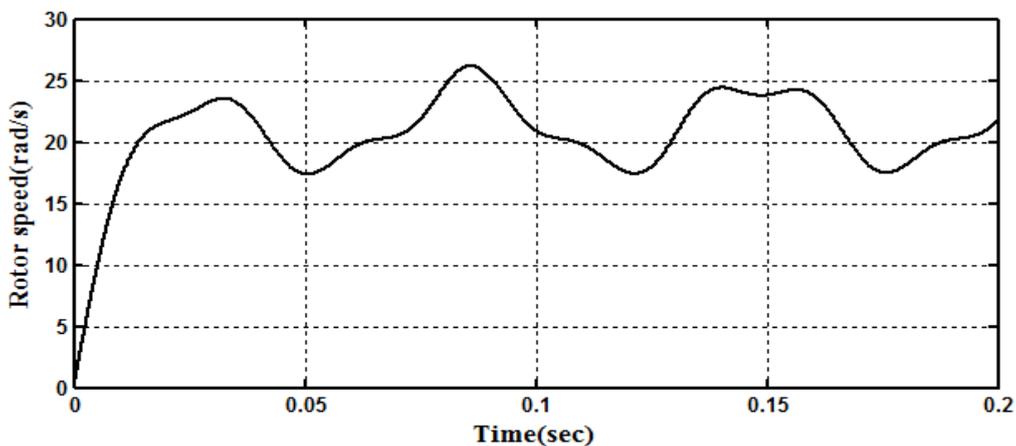


圖 3-11 隨風場變動的發電機轉速

此時平滑模態估測器估測到的轉速如圖 3-12 所示，與圖 3-11 比較得知估測值將會在真實值附近抖動，這符合了切跳現象且由圖 3-13 可以觀察到其估測誤差被限制在一定範圍(約  $\pm 0.6\text{rad}$  之間)內抖動。

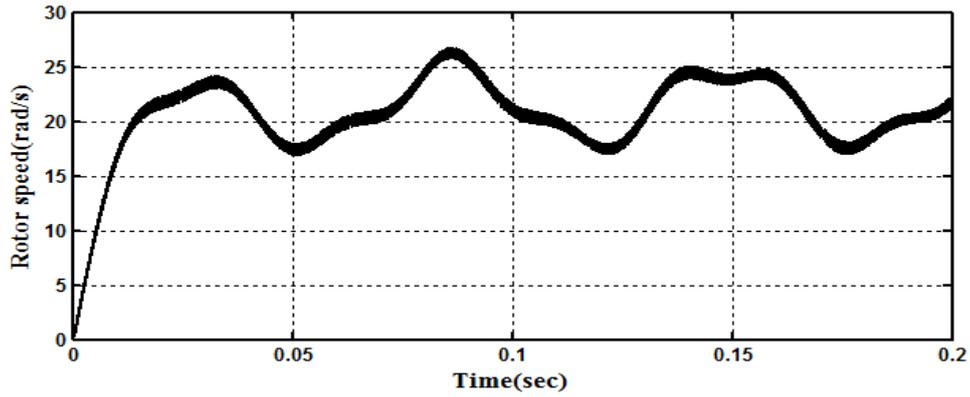


圖 3-12 轉速估測圖

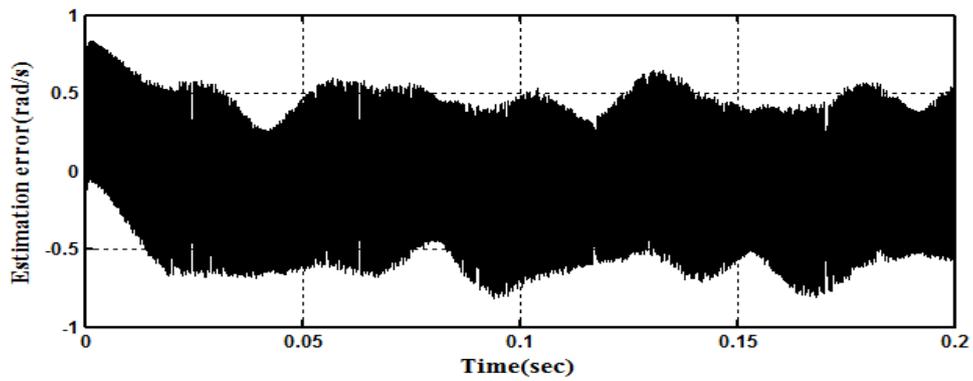


圖 3-13 轉速估測誤差圖

在同樣的風速變化影響下此時發電機的轉子真實位置將如圖 3-14 所示，同時經過角度補償後的估測轉子位置則如圖 3-15 所示，由圖 3-15 知順滑模態觀測器轉子位置估測值約需 0.005 秒收斂到真實值。

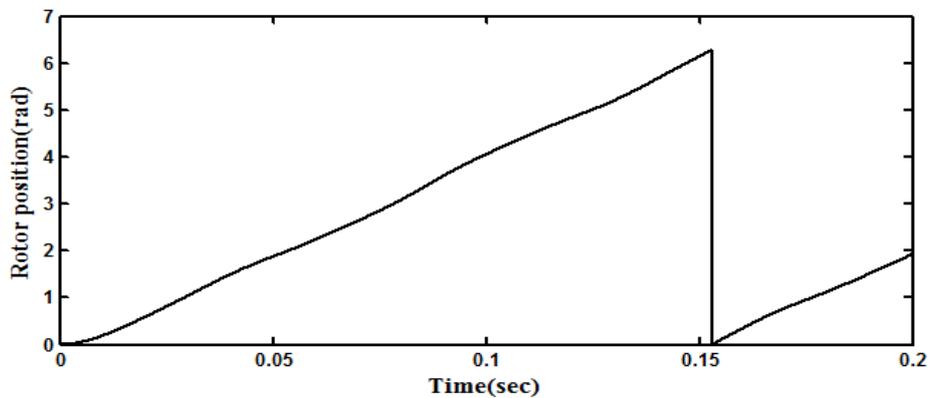


圖 3-14 真實轉子位置

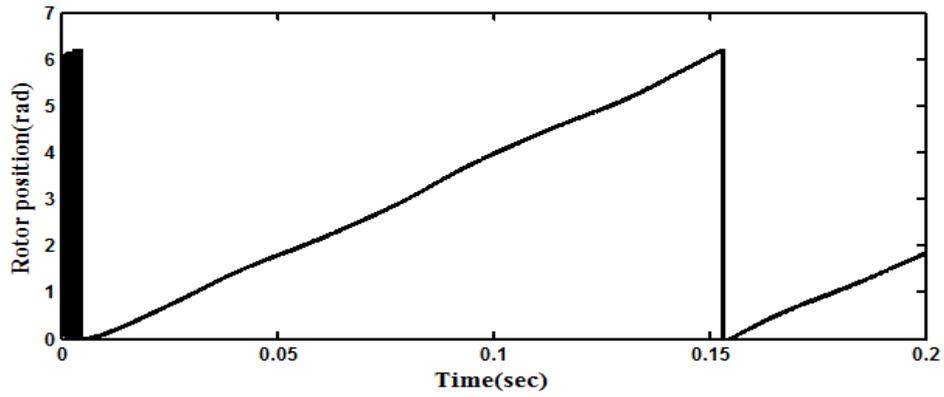


圖 3-15 估測轉子位置

同樣的條件下電流觀測器的輸入與輸出，也就是定子電流在  $\alpha$  軸分量  $i_\alpha$  的真實值與估測值分別如圖 3-16 與圖 3-17 所示，由圖 3-18 的  $i_\alpha$  估測誤差可以看出其具有與轉速相同的切跳現象。

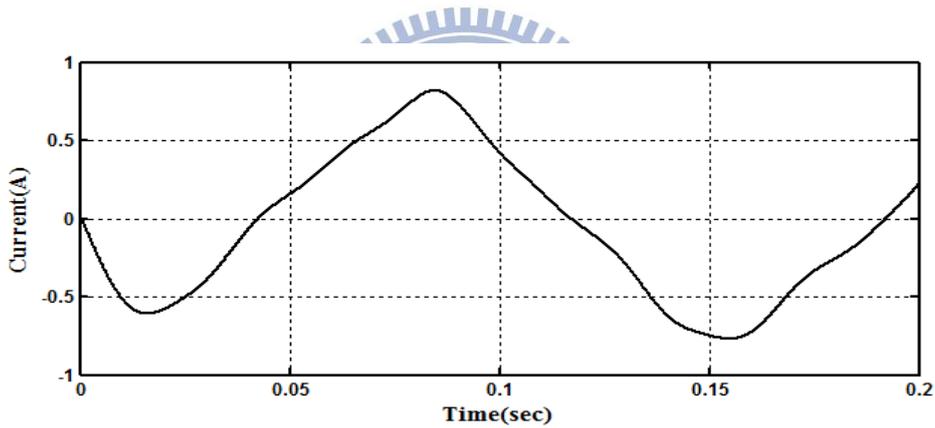


圖 3-16  $i_\alpha$  真實值

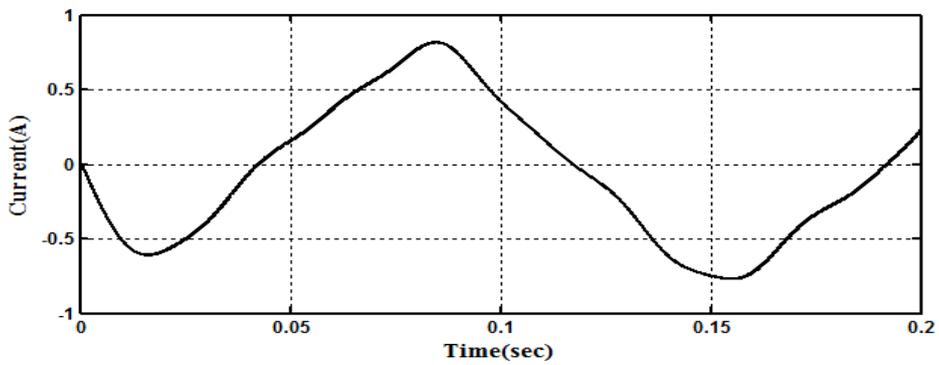


圖 3-17  $i_\alpha$  估測值

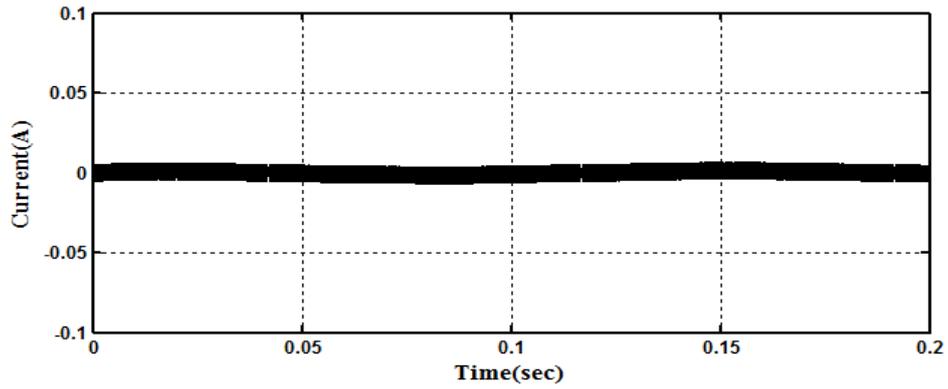


圖 3-18  $i_\alpha$  估測誤差

當順滑模態觀測器中的觀測器增益  $K$  的大小無法滿足(3-25)中的迫近順滑條件時將無法估測到真實轉速，在發電機轉速 400rpm 時圖 3-19 的反電動勢  $e_\alpha$  峰值絕對值大小約 14V， $K$  值等於 5 時將無法滿足(3-25)而使轉速估測能力失效而產生如圖 3-20 之轉速估測情形。

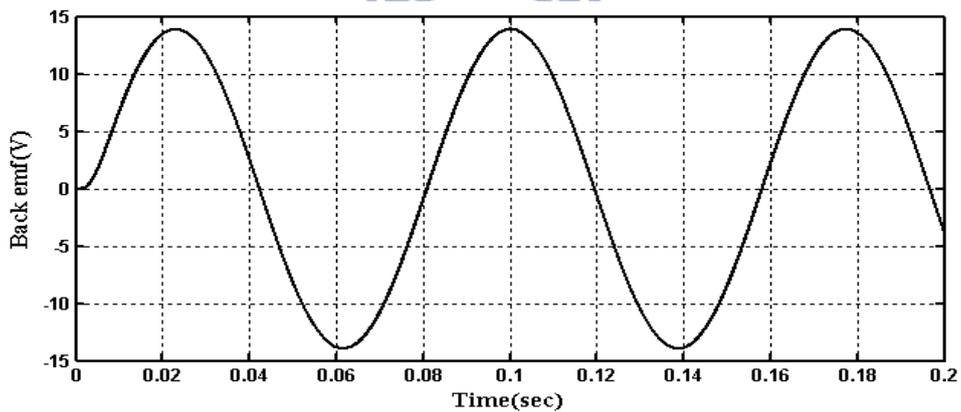


圖 3-19 發電機 400rpm 時的  $e_\alpha$

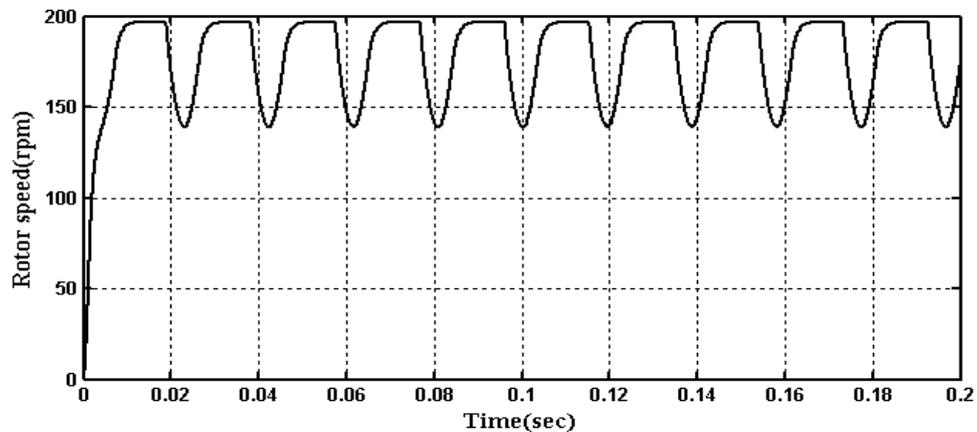


圖 3-20  $K=5$  時 400rpm 轉速估測結果

當發電機的真实轉速與轉子位置都能被估測到時便能利用它們來進行風力發電機無轉速感測轉速控制的模擬，圖 3-21 模擬的是在風速固定下，命令為 250rpm 時具轉速感測的轉速控制響應圖，由此圖可以得知其需 0.01 秒的時間收斂到命令值。

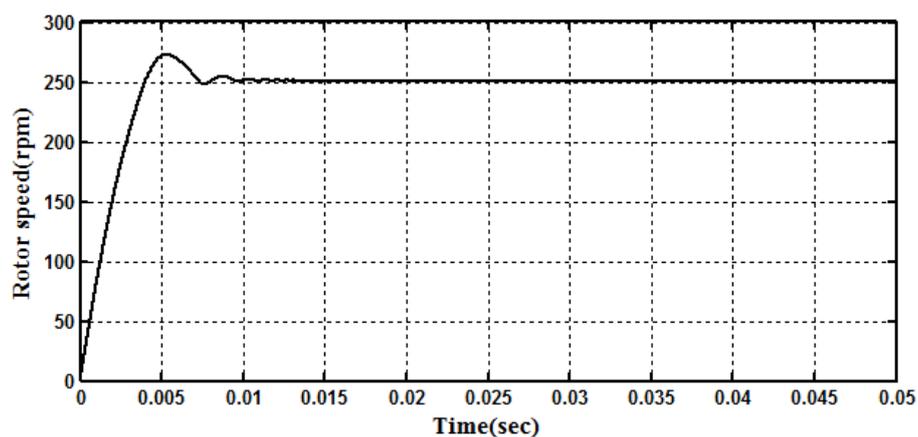


圖 3-21 具轉速感測的轉速響應(命令為 250rpm)

圖 3-22 是當發電機採用無轉速感測轉速控制時的響應圖，將此圖與圖 3-21 比較發現兩者響應圖形類似但圖 3-22 具有明顯的切跳現象。

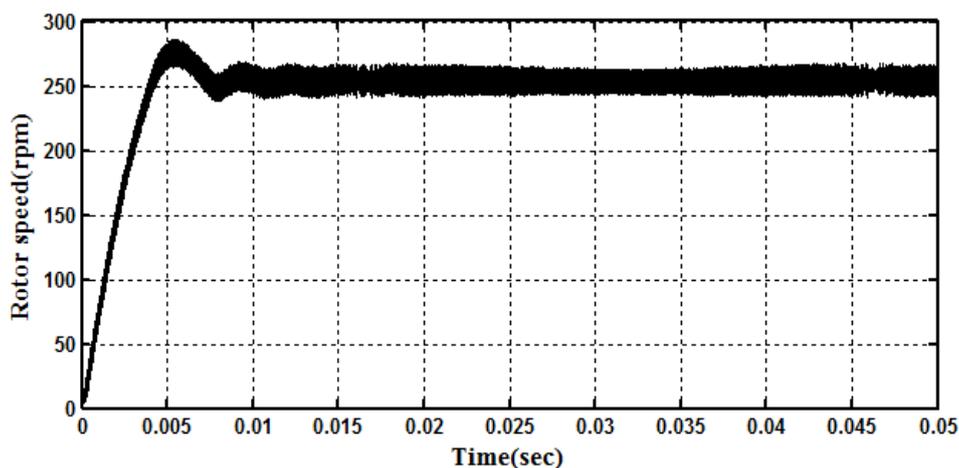


圖 3-22 無轉速感測的轉速響應(命令為 250rpm)

圖 3-23 與圖 3-24 為發電機直軸電流控制響應圖，在直軸命令為零之下由圖 3-23 可以看出當使用轉速感測控制策略時發電機直軸電流約需 0.015 秒收斂到命令值而無轉速感測時由圖 3-24 可以看出直軸電流則在 0.02 秒時在收斂至命令附

近抖動。圖 3-25 與圖 3-26 兩種不同控制策略下的交軸電流響應圖也有同樣的現象，此外也看出無轉速感測的交軸電流響應比具轉速感測時慢了約 0.05 秒，綜合以上敘述，雖然無轉速感測時的電流迴路需要比較多的時間來追蹤命令，然而此差距非常短而不會對轉速控制造成明顯的影響。

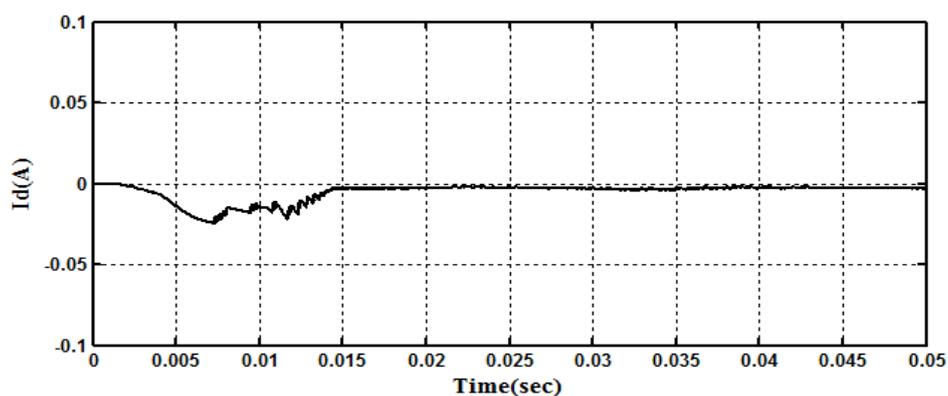


圖 3-23 具轉速感測的直軸電流響應

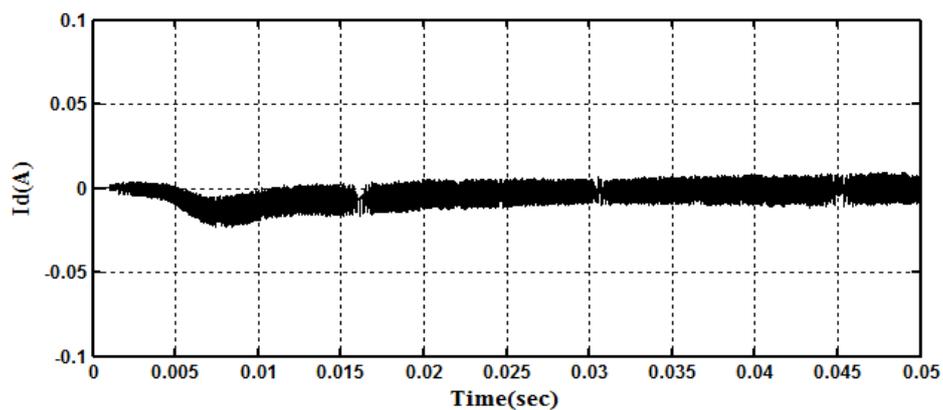


圖 3-24 無轉速感測的直軸電流響應

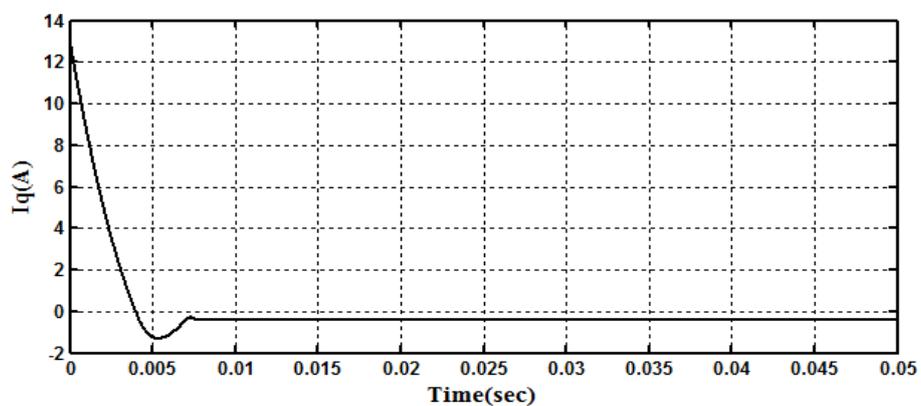


圖 3-25 具轉速感測的交軸電流響應

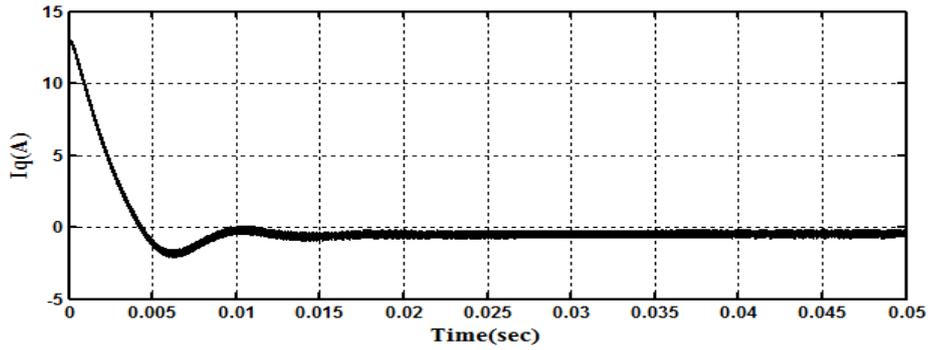


圖 3-26 無轉速感測的交軸電流響應

由於在真實自然環境中風速往往會隨著時間變動，因此發電機的轉速命令需要隨著風速而改變，圖 3-27 與圖 3-28 便是模擬在風速改變下發電機轉速命令在 0.05 秒時由 250rpm 變動至 500rpm 的響應圖，圖 3-28 顯示出無轉速感測的轉速控制能夠在命令瞬間變動時仍然擁有良好的追蹤能力。

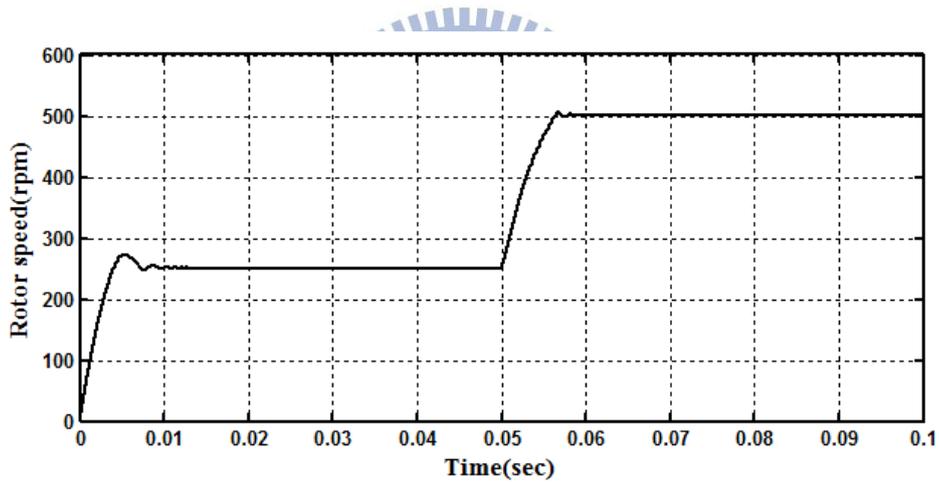


圖 3-27 變動命令下具轉速感測的轉速響應圖

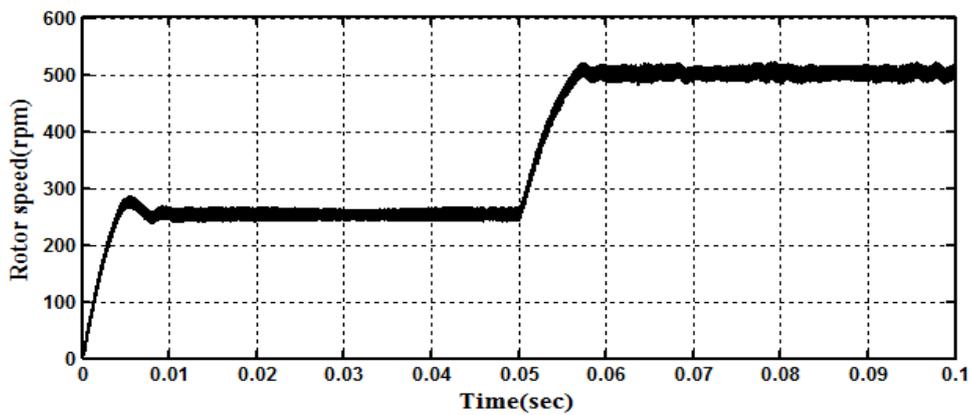


圖 3-28 變動命令下無轉速感測的轉速響應圖

## 第四章 順滑模態觀測器週邊電路與控制器軟硬體介面

### 4-1 永磁同步發電機線電壓與相電流迴授電路

永磁同步發電機轉速估測以及控制實驗需要硬體與軟體互相配合才能進行，由於順滑模態觀察器計算發電機轉子位置與轉速時需要發電機相電壓與相電流的資訊，因此在硬體方面首先需要的便是發電機相電壓與相電流的量測電路然後再將量測到的類比電壓/電流值由 DSP 轉換成數位值後進到順滑模態觀測器的程式中運算，由於實驗中所用的永磁同步發電機並無引出中性線故無法量測其相電壓，因此在第五章將會提出將量測到的線電壓轉換成相電壓的方法。

永磁同步發電機線電壓迴授電路如圖 4-1 所示，由於發電機產生的額定電壓峰值大小為正負 80V 遠超過一般運算放大器可接受的輸入電壓範圍，因此在進入運算放大器之前必需經由變壓器(規格: 110Vrms:12Vrms)經過一次降壓後再將二次側的電壓值輸入運算放大器，除了達到降壓的目的外也由於其一次側與二次側不共地的關係而隔離了發電機與 DSP 數位訊號處理器，兩個變壓器接法以 A 相為共地如此方能消去電壓諧波成分[20]，圖 4-1 所示的電路除了剛才所提到的變壓器之外還包括了反相加法器、反相放大器及電壓隨耦器，適當的調整反相加法器與反相放大器的外接電阻後使其將變壓器二次側線電壓縮小為原來的十分之一且提供了 1.65V 的準位提昇以符合 DSP 類比電壓輸入大小的限制(0~3V)[21]，其中輸入的 3.3V 與地來自於 DSP 的類比輸出腳位，至於電壓隨耦器的功能為將輸入電壓大小以原來大小輸出但是藉由運算放大器高阻抗的特性能夠再度將量測端與輸入端做隔離，最後在 DSP 的類比輸入與地之間並聯一齊納二極體(Zener Diode)，其功能為限制前端電路輸出大小最多不超過其崩潰電壓 3V，也就是 DSP 類比輸入大小的限制，線電壓由類比到數位化的整段過程如圖 4-2 所示。

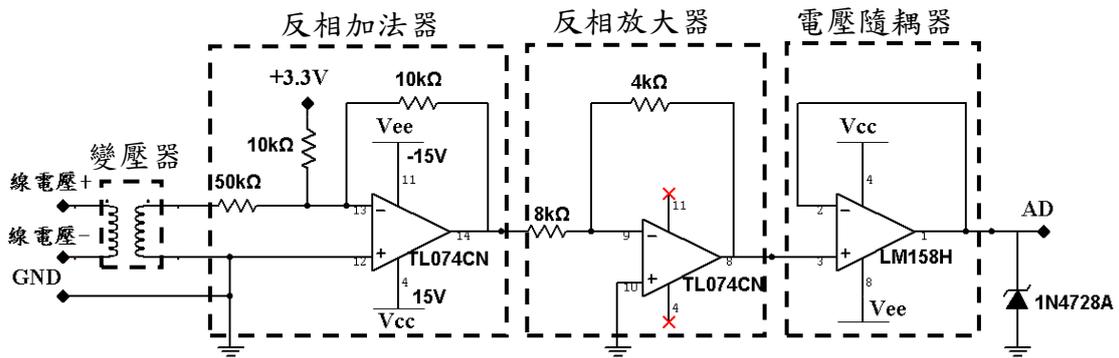


圖 4-1 永磁同步發電機線電壓迴授電路

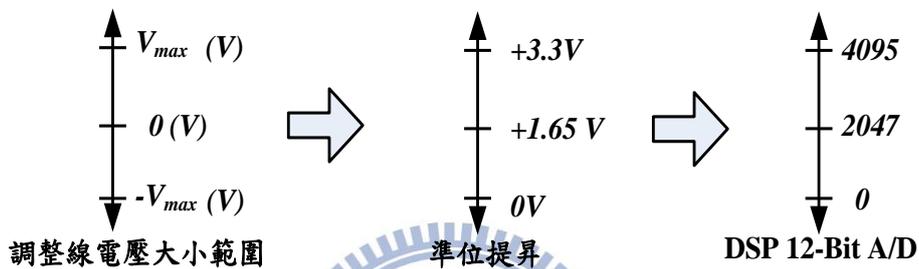


圖 4-2 永磁同步發電機線電壓迴授數位化過程

永磁同步發電機相電流迴授電路如圖 4-3 所示，其架構與線電壓迴授電路相同而在此反相放大器與反相加法器的搭配僅具有準位提昇的功能而沒有將電流感測器的輸出電壓大小作調整，其原因是電流感測器的輸出電壓大小本身並不會超過 DSP 類比輸入大小的限制(0~3V)，電流感測器 LA 55-P 如圖 4-4 所示，其類型為霍爾效應環路型，能夠將感測電流衰減成 1000:1 的電流訊號後經過 330Ω 的電阻轉換成電壓訊號輸出。相電流由類比到數位化的過程如圖 4-5 所示。

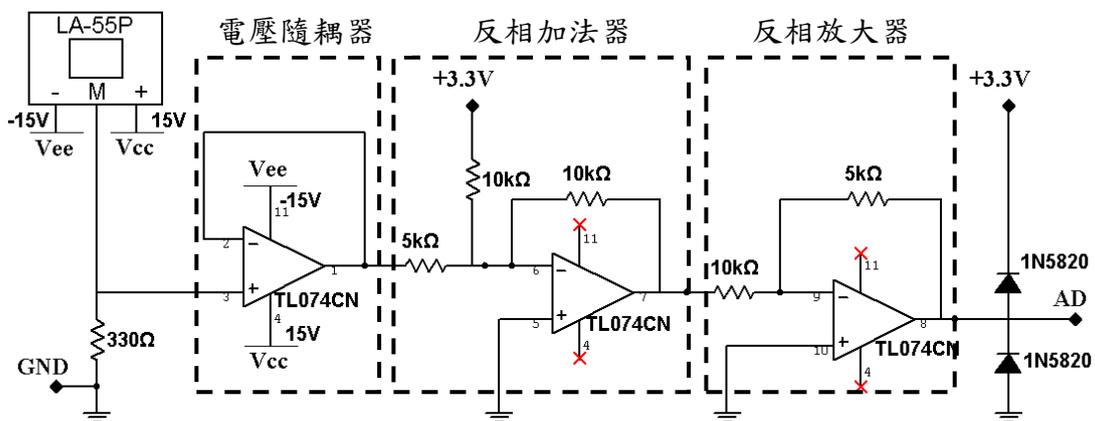


圖 4-3 永磁同步發電機相電流迴授電路

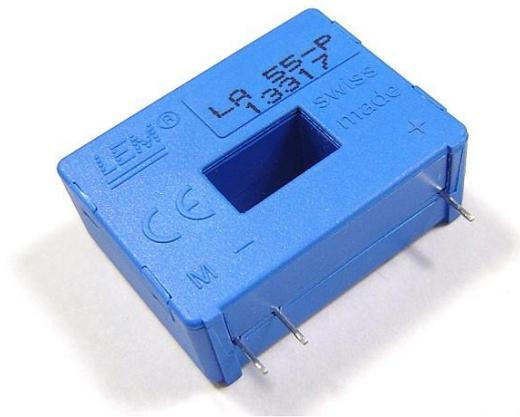


圖 4-4 LA 55-P 電流感測器

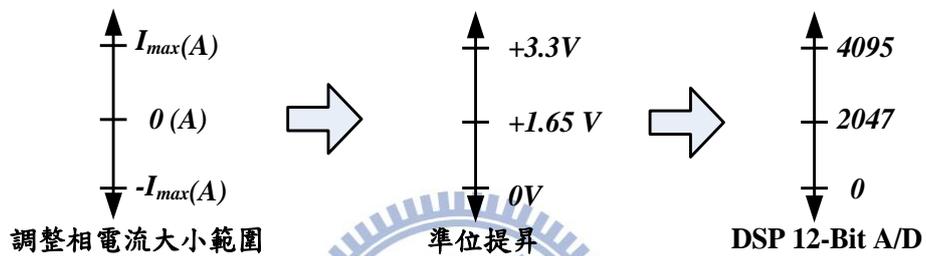


圖 4-5 永磁同步發電相電流迴授數位化過程

圖 4-3 所示的永磁同步發電機相電流迴授電路的類比輸出電壓與量測電流的關係如圖 4-6 所示，由圖知它們之間為線性的關係且可由下式表示。

$$Y = 0.003X - 0.012 \quad (4-1)$$

其中  $Y$  代表的是待測電流(A)而  $X$  則為輸出電壓(mV)。

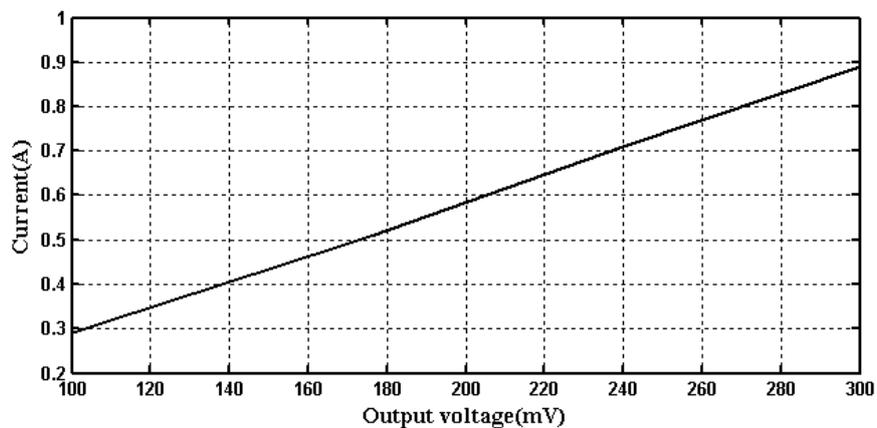


圖 4-6 類比輸出電壓與待測電流關係

## 4-2 智慧功率模組

智慧功率模組(Intelligent Power Module, IPM)常應用於交流馬達驅動器與變頻電源系統中,IPM 將功率元件縮小後封裝於一塊模組之內因此具有體積小的優點,但其散熱為重要的問題,IPM 內部的前級驅動電路可使外部的光耦合器驅動電路的設計較為簡化,應用於三相交流電源系統中的 IPM 如圖 4-7 中的虛線方塊所示,內部由六個 IGBT 功率開關元件(標註於圖中紅框處)、六個二極體與四組前級驅動電路(Pre-driver)所組成。在本文中所使用的 IPM 為富士的 7MBP75RA060,其規格如表 4-1 所示而實體結構則如圖 4-8 所示。

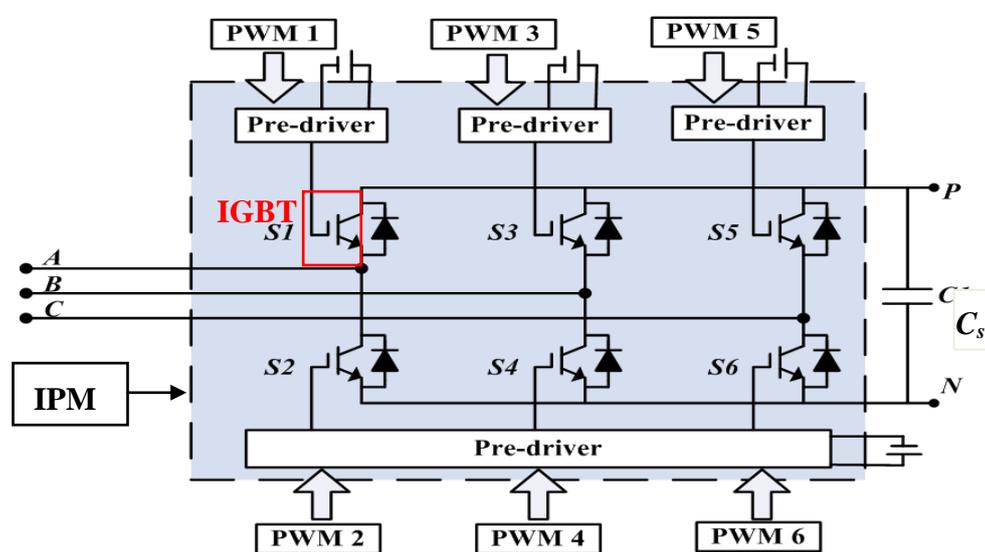


圖 4-7 智慧功率模組內部結構



圖 4-8 7MBP75RA060 功率模組實體結構

表 4-1 富士 7MBP75RA060 規格

額定直流電壓	450V
IGBT 最大跨壓	600V
額定電流	75A
額定驅動電源	20V
最高工作溫度	150°C
最高開關頻率	20kHz

IGBT(絕緣閘雙載子電晶體)是藉由控制其閘極(Gate)與射極(Emitter)之間的電壓來控制其導通，它的優點是切換速度快、具較低的導通損耗且可在大電流的環境下運作[22]，由於在發電機或馬達線圈中含有電感成分其反電動勢常會造成與其相連的電路元件損壞，因此 IGBT 通常會在旁邊並聯一個二極體以保護之，圖 4-6 中標明了 IPM 之輸出與輸入腳位，A、B 與 C 三個腳位在馬達驅動器中用途是三相電源輸出，P 與 N 在馬達驅動器中別是輸入直流電壓的正負極，電容  $C_s$  的用途是吸收直流電壓的突波電壓(Surge Voltage)，在本文中將 IPM 當作發電機的整流器來使用因此輸出與輸入腳位會與剛才所提到的腳位輸出輸入方向相反，外部控制 PWM 訊號輸入前級驅動電路的輸入腳位以控制 IGBT，前級驅動電路需要四組獨立電源才能運作其來源可由下一節介紹的獨立電源供應器提供。

### 4-3 智慧功率模組驅動電路與緩衝電路

在 IPM 中六個 IGBT 依位置可分成上下臂兩個部分，其中上臂三個 IGBT 需要有三個不共地的閘極-射極電壓( $V_{GE}$ )控制訊號來驅動，下臂三個 IGBT 則是需要三個共地的  $V_{GE}$  訊號來驅動，每一個接地端代表需要一組獨立的電源所以總共需要四組獨立電源，在本文使用如圖 4-9 所示型號為 A6-11151515B 的交流轉直流變壓器當作穩定的直流電源，此變壓器擁有兩組不共地的直流 15V 電壓輸出，因此要符合驅動 IPM 的四組獨立電源要求僅需兩個此型號的變壓器就能達成。



圖 4-9 交流-直流雙輸出變壓器

$V_{GE}$  驅動訊號的來源是由 DSP 的 PWM 輸出訊號經過光耦合器驅動電路後產生，光耦合器的第一個作用為隔離 DSP 與 IPM 兩端的地以避免 DSP 遭受電力系統端的過電流、過電壓與高頻切換雜訊的破壞，第二個作用是將 DSP 輸出的 PWM 訊號從 0~3.3V 放大到 0~15V 的大小以具有足夠功率驅動 IGBT，本文所使用的 IPM 外部光耦合器驅動電路如圖 4-10 所示，其中光耦合器為東芝生產的 TLP-250，圖中的電阻 200Ω 其功能是限制 PWM 訊號的電流大小以符合 TLP-250 發光二極體的電流限制範圍(小於 10mA)，與一般的光耦合器驅動電路比較起來圖 4-10 少掉了閘極驅動電阻以及保護用的齊納二極體，其原因是因為上述兩個元件已內建於 IPM 中故在電路設計上較一般光耦合驅動電路簡便一些，此驅動電路最後的三個輸出腳位將通往 IPM 內部的前級驅動電路，其中  $V_{cc}$  為+15V 電源，GND 為地且透過前級驅動電路與 IGBT 的射極相接， $V_{ctrl}$  則是前級驅動電路控制訊號可使前級驅動電路產生閘極控制訊號控制 IGBT。

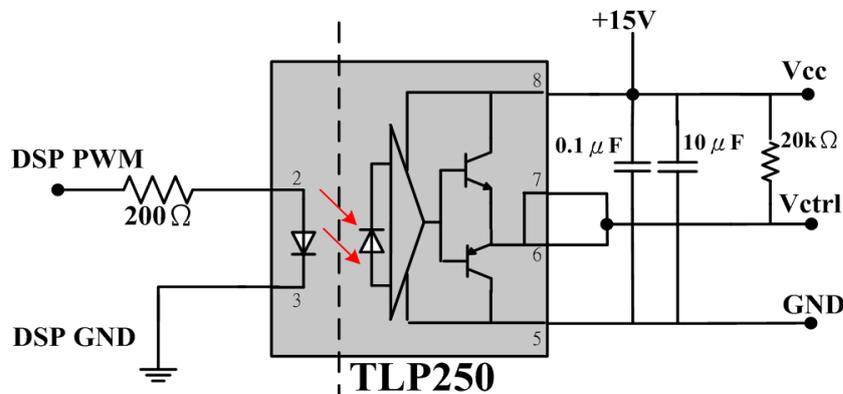


圖 4-10 光耦合器驅動電路

功率開關元件開關時因線路中雜散電感與電容造成的振鈴現象將使 IGBT 承受突波電壓與高頻共振也使得其他電路易被電磁干擾，加裝緩衝電路能夠減緩以上現象，然而考慮體積因素，目前市面上的 IPM 在設計時皆未加入緩衝電路，緩衝電路依照使用者需求不同有各種不同的形式，本文中所使用的是 RCD 緩衝電路[23]其結構如圖 4-11 所示，圖中  $C$ 、 $G$  與  $E$  分別代表 IGBT 的集極、閘極與射極， $R1$ 、 $C1$  與  $D1$  分別為電阻、電容與二極體其原理示意圖如圖 4-12 所示。

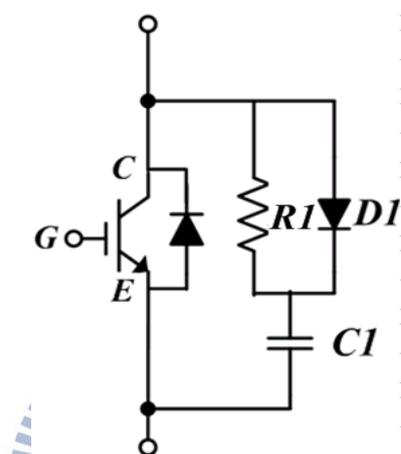


圖 4-11 IGBT 與 RCD 緩衝電路

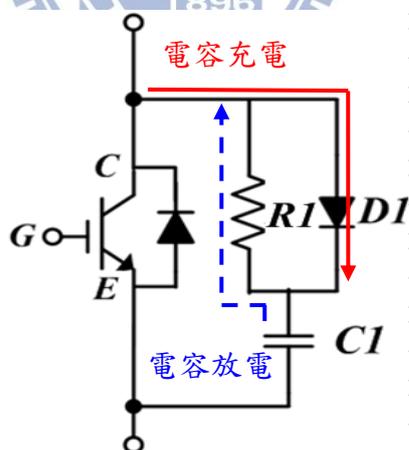


圖 4-12 RCD 緩衝電路原理

在圖 4-12 中當 IGBT 關斷時電流將沿著圖中紅色實線的方向流經二極體向電容充電此時電容便可以吸收 IGBT 關斷時的突波電壓，而當 IGBT 導通時電容放電，此時電流沿藍色虛線的方向流入電阻以消耗掉電容吸收的能量，此類型的緩衝電路在電容大小上要注意的是電容值愈大對於抑制振鈴現象的效果愈明

顯，然而過大的電容值卻會使 IGBT 關斷的時間變慢容易造成上下臂短路，二極體應使用快速二極體以跟上 IGBT 的開關時間，電阻應選擇較高功率的電阻以免流經較大電流時易燒毀。綜合以上原則本文使用的緩衝電路其電阻、電容與二極體規格分別為 1W-47Ω、0.001μF 與 FR201 快速二極體。

#### 4-4 光學編碼器介面電路

光學編碼器的原理是利用一發光源發出的光經過與軸連接一起旋轉的光柵後被光感測器所接收，之後由光感測器的訊號便可以計算出轉子目前的位置，為了追求高解析度定位的要求，目前光學編碼器輸出多採用兩相位差 90 度，也就是四分之一光感測週期的光柵產生 A、B 相方波訊號，經由觀察這兩個相位何者領先以判斷轉子轉動的方向，除此之外還搭配一歸零用的 Z 相脈衝訊號，每當轉子轉動一周時 Z 相就產生一次脈衝，本文所使用光學編碼器其輸出訊號為差動訊號形式其腳位如表 4-2 所示，這種形式的輸出訊號具有較佳的抗干擾能力[24]，然而在實際應用上需要將此差動訊號經由如圖 4-13 所示的光學編碼器介面電路還原後才能被 DSP 內部的交編碼脈衝(Quadrature Encoder Pulse, QEP)電路所利用而計算出轉子目前所位在的角度值，光學編碼器介面電路中的 AM26LV32 差動還原 IC 能將差動訊號還原成原本的 A、B 與 Z 相訊號，SN74LV125 三態緩衝器的作用為穩定還原後的 A、B 與 Z 相訊號電壓準位至數位訊號處理器可接受的 0~3.3V。還原後的 A、B 與 Z 相訊號實際上的波形則如圖 4-14 與圖 4-15 所示。

表 4-2 編碼器輸出腳位說明

接腳編號	名稱	接腳編號	名稱
1	A 相輸出	5	Z 相輸出
2	$\bar{A}$ 相輸出	6	$\bar{Z}$ 相輸出
3	B 相輸出	7	+5V 輸入
4	$\bar{B}$ 相輸出	8	GND

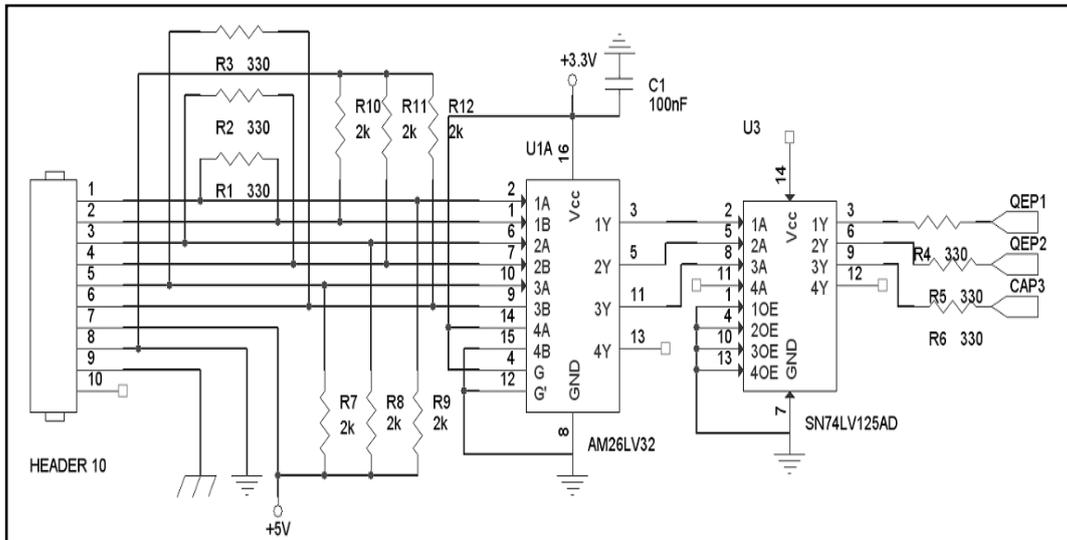


圖 4-13 光學編碼器介面電路

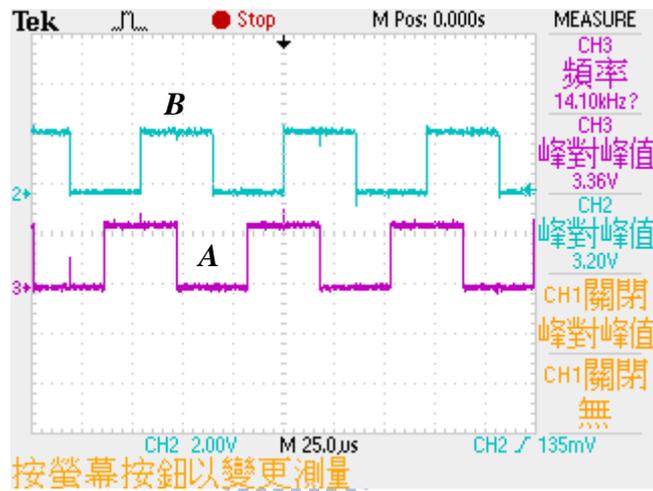


圖 4-14 光學編碼器還原後的 A 相與 B 相方波



圖 4-15 光學編碼器 Z 相脈衝輸出

## 4-5 周邊電路硬體與配置

這一節將介紹前面四節所提到的電路的實際硬體，圖 4-16 中包括了四組獨立電源供應電路、光耦合器驅動電路、電流回授電路、電壓回授電路、緩衝電路與智慧功率模組 IPM。

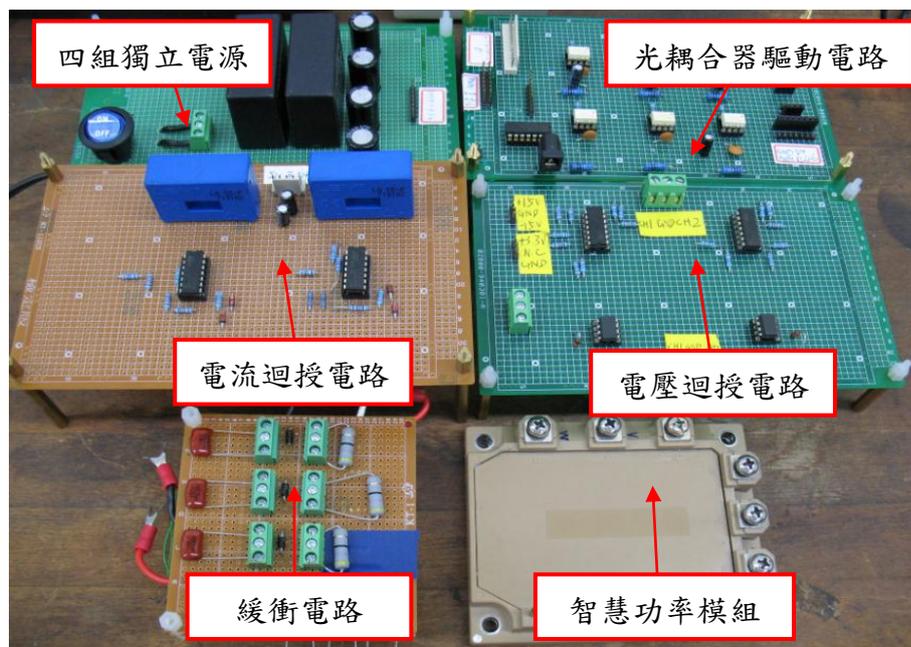


圖 4-16 周邊電路硬體

除了四組獨立電源供給驅動電路使用外其餘電路的電源皆由圖 4-17 的正負 15V 電源供應電路提供，其原理是利用變壓器降壓後再搭配橋式整流器及穩壓 IC 輸出穩定的正負 15V 電源。

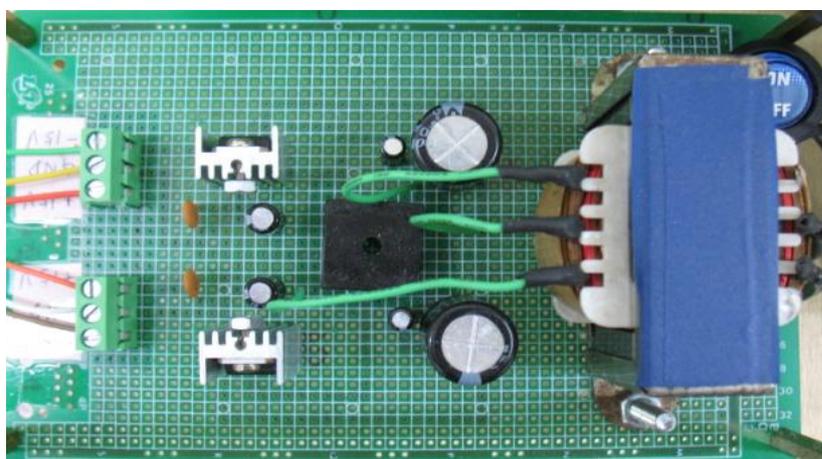


圖 4-17 正負 15V 電源供應電路

在進入電壓回授電路前用來降低發電機線電壓用的焊線式變壓器如圖 4-18 所示，圖中右側為一次側即發電機三相電源進入處，左側為降壓後的二次側，其接往電壓回授電路，為了避免通往變壓器一次側的三相電源電線在高電壓或大電流時脫落造成危險，因此連同兩個變壓器整體鎖在木板上以確保安全。

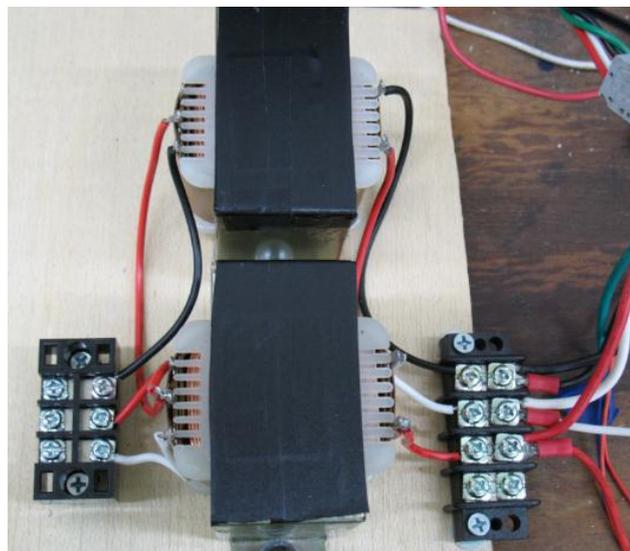


圖 4-18 焊線式變壓器

IPM 與其驅動電路在使用上應盡量縮短彼此間間距以減少線路造成的雜散電感與電容，而且光耦合器驅動電路也需盡量靠近 IPM[25]以達到減緩振鈴現象的效果，在硬體上為了達到此需求因此將緩衝電路與光耦合電路依照 IPM 腳位設計好位置後堆疊在 IPM 上如圖 4-19 所示。

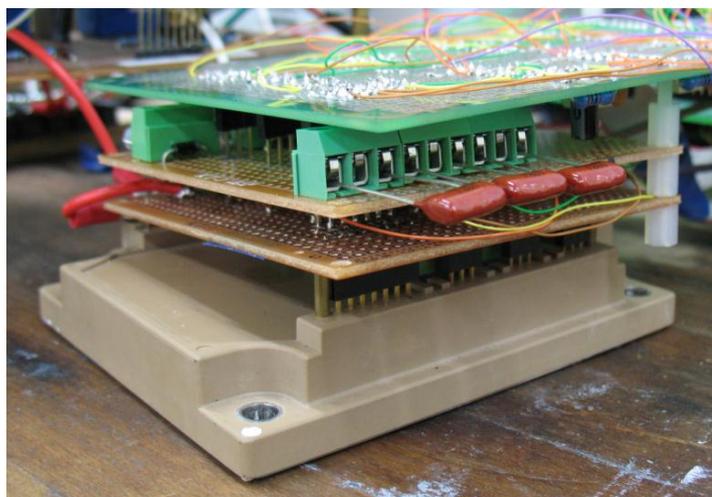


圖 4-19 驅動電路與智慧功率模組間的配置

整體電路搭配 F2812 eZdsp 的硬體配置圖如圖 4-20 所示，同樣的為了減少雜散電感與電容每個電路之間依然保持較短の間距或是採用堆疊方式，而為了減少外界雜訊對四組獨立電源與 DSP 所輸出的 PWM 訊號造成干擾，以上兩者的訊號傳輸都採用排線傳輸以隔離雜訊，而圖 4-21 則是光學編碼器介面電路硬體圖，其中光學編碼器的差動輸出訊號線位於圖的最右側。

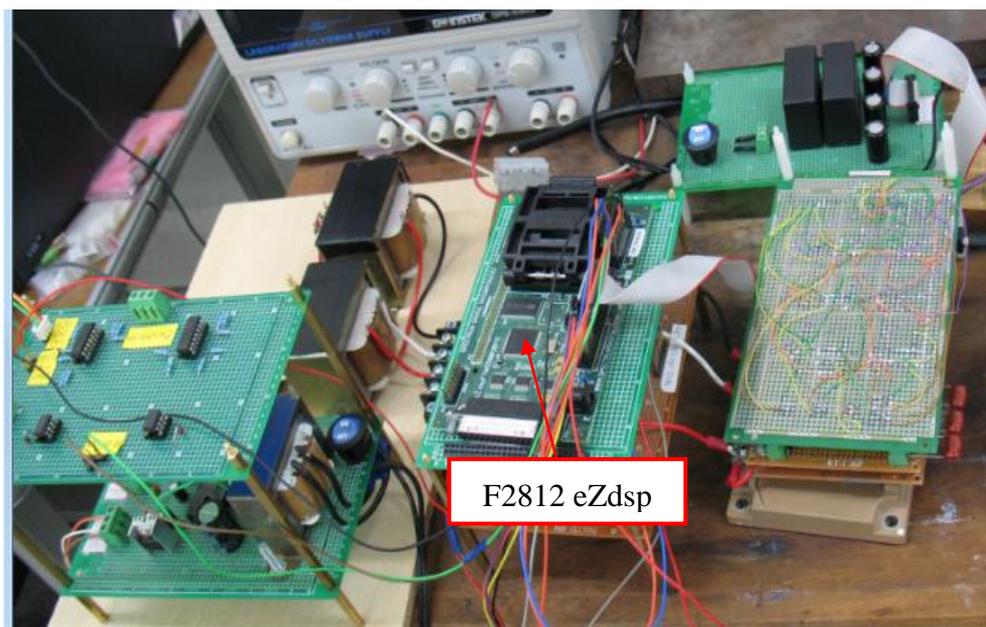


圖 4-20 整體電路硬體配置圖

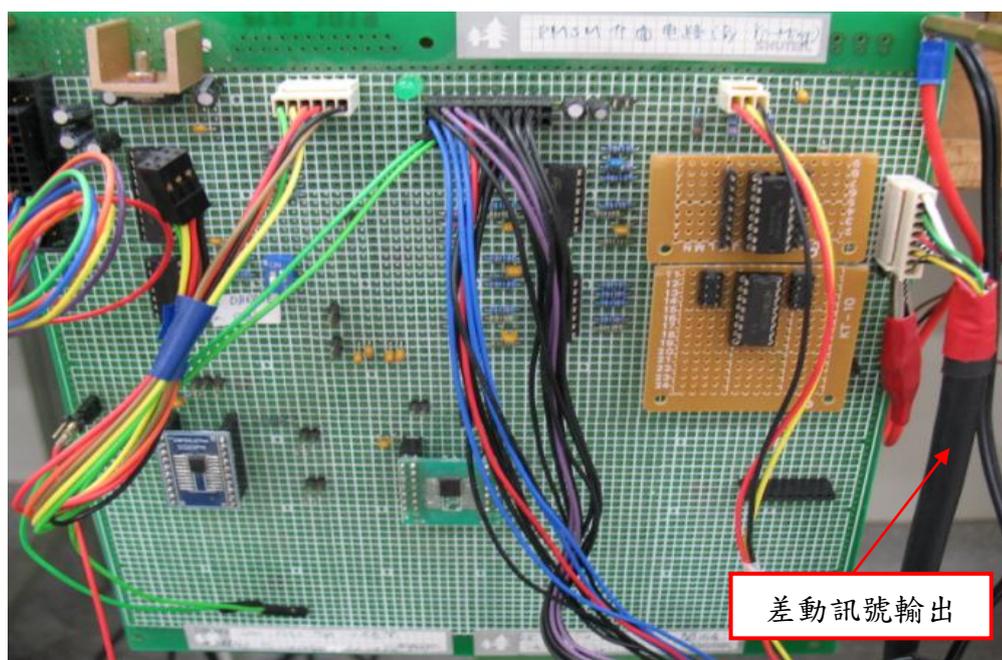


圖 4-21 光學編碼器介面電路

#### 4-6 數位訊號處理器 TMS320 F2812 與程式編輯軟體介面

TMS320C2000 系列是美國德州儀器(簡稱 TI)推出的最佳量測與控制應用的定點式 DSP 晶片，其主流產品分為二個系列：C24x 與 C28x。C24x 主要用於數位馬達控制、電機控制、工業自動化、電力轉換系統等，而近年來，TI 又推出了具有更高性能的改進型定點晶片 C/F28x 系列晶片，進一步增強了晶片的界面能力與嵌入功能，從而拓寬了數位信號處理器的應用領域。

TMS320C/F28x 系列是 TI 公司推出的控制型 DSP 晶片，包含 F281x 與 F280x 系列，是目前國際市場上先進、功能強大的 32 位元定點式 DSP 晶片。它既具有數位信號處理能力，又具有強大的事件管理能力與嵌入式控制功能，特別適用於有大批資料處理的測量與控制場合，如工業自動化控制、電力電子技術應用、自動化儀器儀表及電機、馬達伺服控制系統等。本文所使用的為如圖 4-22 所示搭載型號 F2812 數位訊號處理器由 Digital Spectrum 所生產的 F2812 eZdsp 開發板。

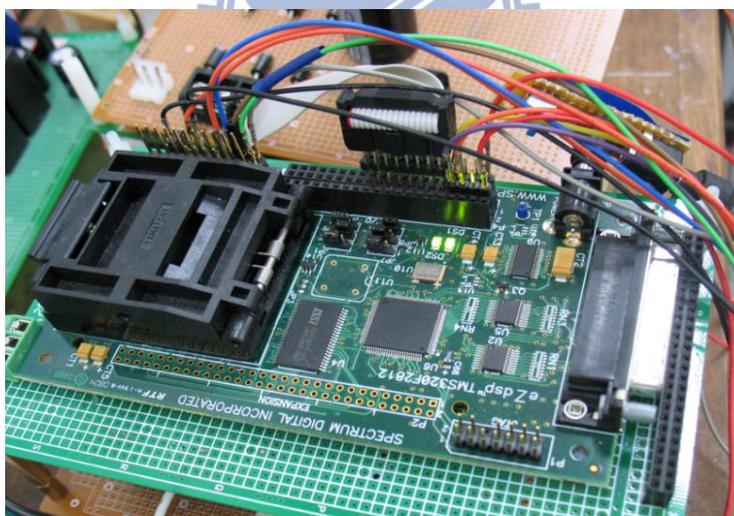


圖 4-22 F2812 eZdsp 開發板

F2812 數位訊號處理器透過相位鎖定迴路(Phase-Locked Loop, PLL)具有最高 150MHz(6.67ns)的信號處理頻率與哈佛匯流排結構，能夠實現複雜的控制演算法。採用省電設計(1.8V Core, 3.3V I/O)使得晶片消耗的功率較低。支援節點運作測試群(Joint Test Action Group, JTAG)邊界掃描，可將程式快速載入晶片內，方便使用者快速更改程式與實驗測試。

F2812系列晶片的主要性能如下:

- 高性能靜態CMOS技術
- 高效率 32-Bit CPU
- On-Chip 記憶體
- 開機唯讀記憶體(Boot ROM)(4K x 16)
- 時脈(Clock)與系統控制
- 週邊中斷展開(Peripheral Interrupt Expansion, PIE)，最多支援43個週邊中斷
- 最多包含三個 32-Bit CPU-計時器
- 128-Bit 保護鎖
- 增強型的控制週邊
- 12-Bit ADC,16 Channels
- 最多可有35個通用輸入/輸出(GPIO)接腳
- 進階型模擬器特性
- 低功率模式與功率保持
- 溫度控制
- Digital I/O×56
- PWM×12
- Sample/Hold×2
- 事件管理模組(Event Management) ×2
- 死區邏輯控制器(Dead Band Logic) ×2
- 多通道緩衝接口 ( Multi-channel Buffered Serial Port, McBSP) ×1
- 串列傳輸介面(Serial Communications Interface, SCI) ×2
- 串列周邊介面(Serial Peripheral Interface, SPI) ×1
- 捕抓/正交編碼器電路(CAP/QEP) ×6
- 增強型控制網路模組(Enhanced Controller Area Network, eCAN) ×1
- 看門狗計時器(Watch Dog Timer) ×1



F2812 數位訊號處理器內部功能結構圖如圖 4-23 所示，圖中斜線部分的方塊受到 128-Bit 程式碼保護鎖的保護[26]。

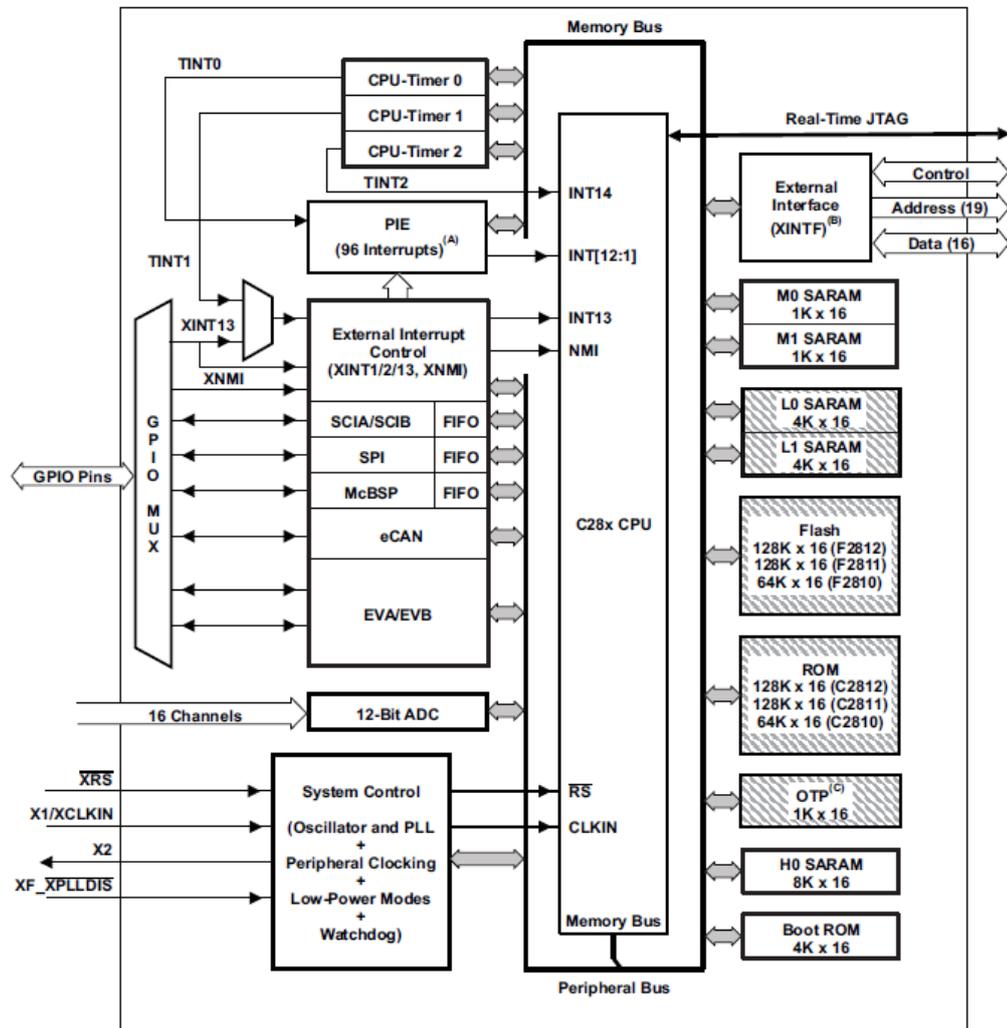


圖 4-23 F2812 內部功能結構圖

F2812 數位訊號處理器的記憶體配置如下：

- 一組 128K\*16 快閃記憶體(Flash EEPROM)
- 一組 1K\*16 單次可程式唯讀記憶體(OTP ROM)
- L<sub>0</sub>、L<sub>1</sub>：二組 4K\*16 單存取記憶體(SARAM)
- H<sub>0</sub>：一組 8K\*16 單存取記憶體
- M<sub>0</sub>、M<sub>1</sub>：二組 1K\*16 單存取記憶體

F2812 的記憶體區間可以由使用者根據所需使用記憶體的大小，而自由調整分配，以下首先介紹如圖 4-24 所示的記憶體配置圖。

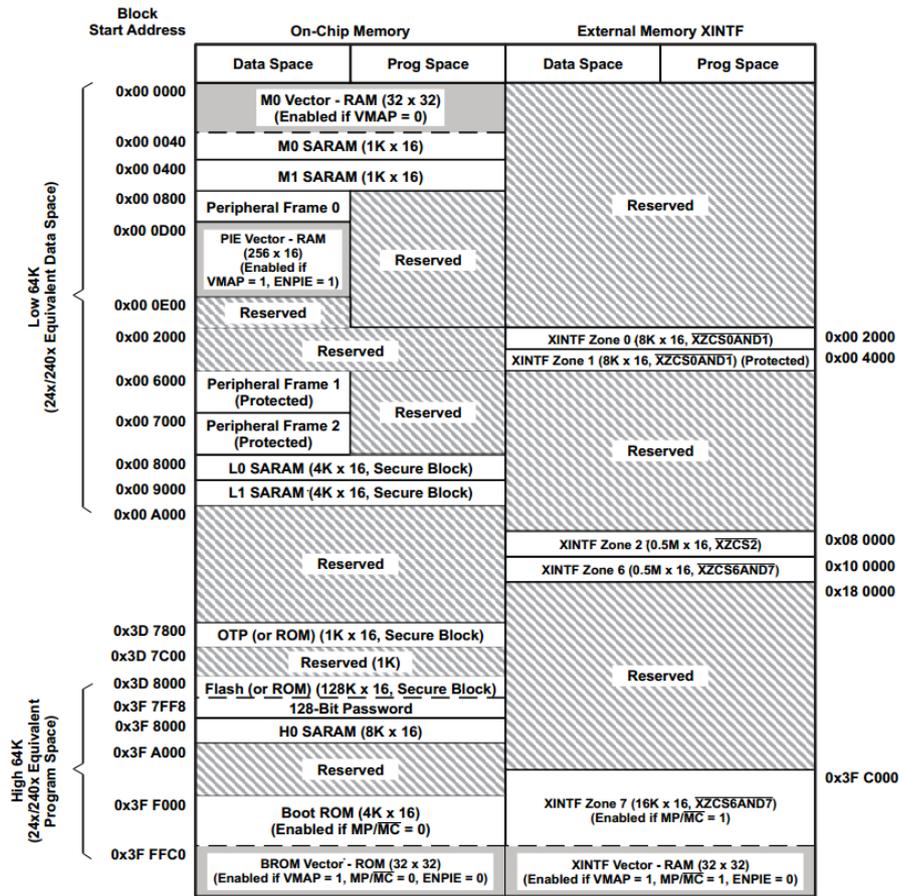


圖 4-24 F2812 記憶體配置圖

在實驗中由於定點數與浮點數數據與中斷副程式占用許多空間，因此經由記憶體配置後將原來程式碼中的中斷副程式及資料數據紀錄由原來內部記憶體的 H<sub>0</sub> 區塊移入外部記憶體的 Zone6 區塊[27]以解決記憶體空間不足的問題，如圖 4-25 中所示的外部記憶體是由開發板所提供，其大小為 64K\*16，使用外部記憶體時需要在程式內部設定外部記憶體時序方能對其進行讀寫。



圖 4-25 F2812 eZdsp 外部記憶體

F2812 的開發環境是一個稱為“代碼設計工作室(Code Composer Studio, CCS)”的軟體，本文使用的軟體是 CCS3.3，其介面如圖 4-26，此軟體提供了編譯 C/ASM 程式碼，由圖 4-24 所示的 JTAG 模擬器可以將程式燒錄至 F281x 的 ROM 或是 Flash 內，且提供晶片記憶體的配置。在程式中可以透過 View→Watch Window 觀察變數值，也可以用 View→Graph 將變數以波型的方式呈現。

CCS3.3 主要輸出文件有三類：

1. 組合語言碼輸出。編譯器可以產生組合語言碼文件，方便用戶查看由 C 語言產生的組合語言碼。
2. COFF 目標文件。通過目標文件格式(COFF)允許用戶在連接定義系統的記憶體映射(Memory Map)。如此可以將 C 語言程式連接到指定的晶片記憶體區域，使得利用 C 語言撰寫能提升最大程式的執行效率，取代組合語言碼的優勢，而使程式除錯與模組化更加容易。
3. ROM 數據格式轉換。對於獨立(Stand-alone)的嵌入式應用系統，編譯器能夠把所有程式碼與初始化數據寫入 ROM 中，使得 C 程式碼能夠在系統 RESET 後運行，對於運算速度較為要求的程式(如電流迴路)，建議將數據由 ROM 轉入至 RAM。

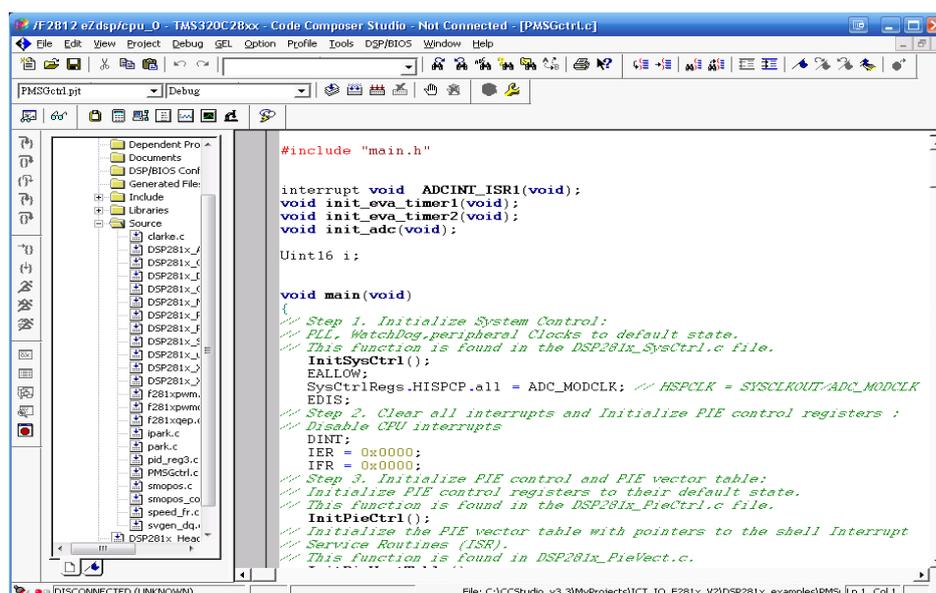


圖 4-26 CCS 3.3 軟體介面

## 第五章 實驗平台與實驗結果

### 5-1 永磁同步風力發電機實驗平台

由於室外風速及風向不穩定造成風力發電機無法穩定的長時間轉動造成實驗時的不便利性，於是在實驗室內建立如圖 5-1 的永磁同步風力發電機實驗平台，為了模擬風力發電機被風帶動時轉動的情形，在硬體上利用直流馬達透過聯軸器與永磁同步發電機的軸連接在一起，如此一來只需透過調整直流馬達的電源大小就可直接控制發電機的轉速，馬達與發電機之間裝置轉速扭力計可即時讀取如圖 5-2 中螢幕上所顯示的軸上扭力值與發電機轉速值。

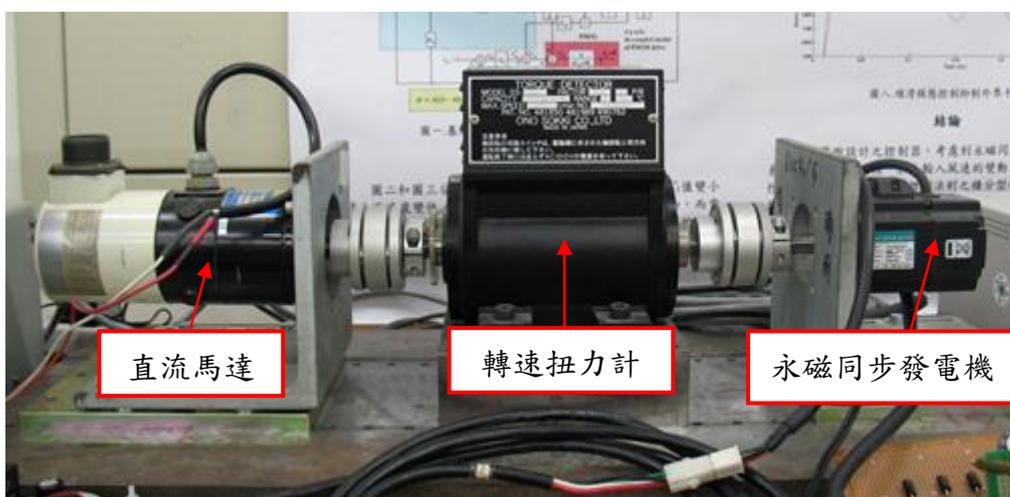


圖 5-1 永磁同步風力發電機實驗平台



圖 5-2 轉軸扭力值與發電機轉速值

直流馬達的額定參數值分別為:功率 200W、轉速 3000rpm、電流 3.6A、直流電壓 75V，永磁同步發電機的規格如表 5-1 所示，然而對於永磁同步發電機而言僅由表 5-2 的相電感參數值並無法直接判斷此永磁同步發電機轉子永久磁鐵為表面黏附式或是內置式，為了確保直軸電流等於零的電流控制策略可套用於此永磁同步電動機，因此下一節中將量測實驗平台中永磁同步發電機在同步旋轉座標軸上直軸與交軸的電感值以確認此發電機的種類。

表 5-1 發電機參數

永磁同步發電機規格	
額定功率	200W
額定電流	1.63A
額定轉速	3000rpm
額定扭矩	0.637N-m
轉子慣量	$0.182 \times 10^{-4} \text{kg} \cdot \text{m}^2$
轉子磁通鏈	0.178Wb
定子電阻	2.077 $\Omega$
相電感	7.607mH
極數	8

## 5-2 實驗量測參考點選擇方法

在進行量測時首先定義如圖 5-3 的電性參數量測點示意圖，當實際上要量測任一相電性參數時，舉例來說當要量測  $a$  相電感  $L_{an}$ 、相電阻  $R_{an}$  與相電壓  $V_{an}$  時就依照圖中標註(1)與(2)的箭號所指的參考點進行量測，而要量測任兩相之間的電性參數時，舉例來說當要量測  $a$  相與  $b$  相間線電感  $L_{ab}$ 、線電阻  $R_{ab}$  與線電壓  $V_{ab}$  時就依照圖中標註(3)與(4)的箭號所指的參考點進行量測，而量測直流端電性參數時，舉例來說當要量測直流端正端與負端間電壓  $V_{dc}$  時則依圖中標註(5)

與(6)的箭號所指的參考點進行量測，至於量測任一相電流，這裡舉  $c$  相電流  $I_c$  為例則依照圖中標註(7)的箭號進行量測。

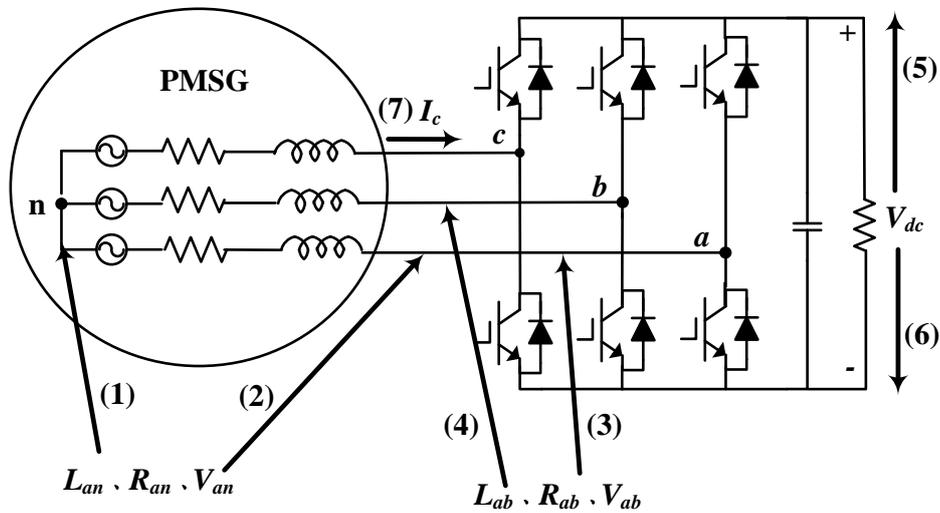


圖 5-3 電性參數量測點示意圖

整流器或變流器電路要同時量測其直流端電壓與線電壓時需要注意是否共地的問題，舉例來說以圖 5-3 進行三相全橋整流器實驗時，當線電壓  $V_{ab}$  進入負半周時將不會與直流端負端共地而造成如圖 5-4 所示負半周波形被截掉的情形，因此在電力電子實驗上需使用擁有獨立不共地量測輸入的示波器較為恰當。

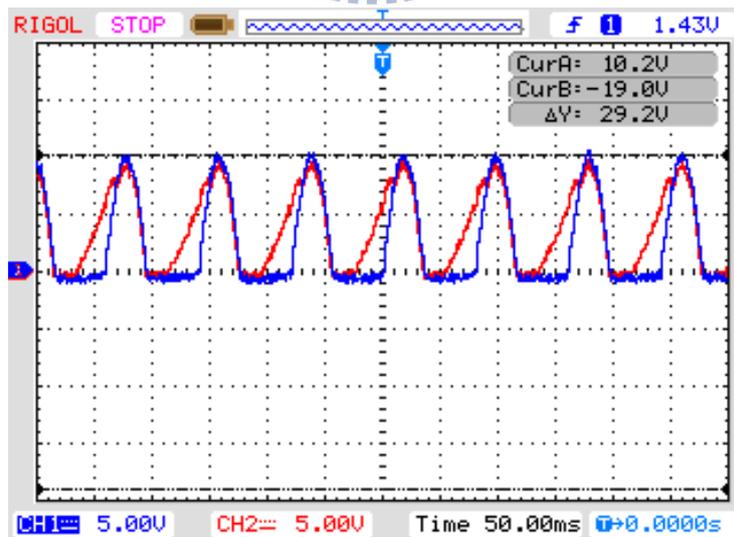


圖 5-4 線電壓負半周被截掉的情形

### 5-3 永磁同步發電機直交軸電感量測實驗

在此利用 LCR meter 量測永磁同步發電機的電感值，由於 LCR meter 的測試原理是利用可調頻率的電壓測試訊號施加於待測元件後由其電抗值反推出元件的參數大小，因此對於不同的參數大小值必須施加適當大小範圍的頻率之測試信號及適當的連接方式才能量到正確的參數值，對於電感而言此關係可由表 5-2 說明之，由表 5-1 給定的相電感大小值在此設定對應的測試信號頻率與大小分別為 0.8kHz 及 1V。

表 5-2 LCR meter 測試方式

電感大小範圍	測試頻率	連接方式
1nH~1uH	100Hz~100kHz	串聯
1uH~1mH	100Hz~10kHz	並聯
1mH~1H	100Hz~1kHz	並聯

由於實驗平台中的永磁同步發電機沒有將中性線引出，因此無法直接量測相電感值而僅能量測線電感的大小後由線電感大小為相電感三倍之關係推得相電感值，再由第二章的式(2-13)推出直交軸的電感大小。判別永磁同步發電機為何種類型的重要依據是藉著轉子轉動到不同位置時其線電感大小的變化，若為表面黏附式則線電感的大小變化不大，相反的內置式的永磁同步發電機其線電感的最大與最小值相差超過一倍以上，由於直交軸的位置出現在轉子特定位置上，因此為了得到較精確的實驗數據轉子必需緩慢地轉動，同時一邊觀察 LCR meter 上的數值，由圖 5-5 與圖 5-6 上 LCR meter 的數值可以得知此永磁同步發電機為表面黏附式且由式(2-13)得到直軸電感大小為 11.20mH 而交軸電感為 11.08mH。



圖 5-5 轉子轉動時線電感最小值



圖 5-6 轉子轉動時線電感最大值

#### 5-4 永磁同步發電機電壓與電流回授實驗

使用順滑模態觀察器估測發電機轉速及轉子位置時需要得知發電機當時的相電壓及電流值，受限於 DSP F2812 僅能允許 0~3V 的類比電壓輸入故需利用第四章所提到的電壓與電流迴授電路來量測發電機的線電壓及相電流，由發電機三相平衡的條件下在程式利用下列的推導將線電壓轉換成相電壓，由三相平衡

$$V_A + V_B + V_C = 0 \quad (5-1)$$

其中  $V_A$ ， $V_B$ ， $V_C$  分別為發電機 A 相、B 相與 C 相的相電壓，然後將兩個線電壓相加如(5-2)後便可以得到線電壓與相電壓的關係

$$\begin{aligned}
 V_{AB} + V_{AC} &= (V_A - V_B) + (V_A - V_C) \\
 &= 2V_A - (V_B + V_C) \\
 &= 2V_A - (-V_A) \\
 &= 3V_A \quad \Rightarrow V_A = \frac{V_{AB} + V_{AC}}{3}
 \end{aligned}
 \tag{5-2}$$

其中  $V_{AB}$  與  $V_{AC}$  為發電機  $AB$  線電壓與  $AC$  線電壓，同理可以推得  $B$  相電壓

$$V_B = \frac{V_{BA} + V_{BC}}{3}, \quad V_{BC} = V_{AC} - V_{AB}
 \tag{5-3}$$

其中  $V_{BC}$  為  $BC$  線電壓， $C$  相電壓大小由三相平衡條件便可獲得，圖 5-7 是示波器量測到的  $V_{AB}$  與  $V_{AC}$ ，圖 5-8 是將類比線電壓訊號 ADC 後經程式還原所得到的  $V_{AB}$  與  $V_{AC}$ ，比較它們的相位與大小後知 ADC 結果與真實物理值非常接近，由此結果便可進行下一步的線電壓轉相電壓實驗。

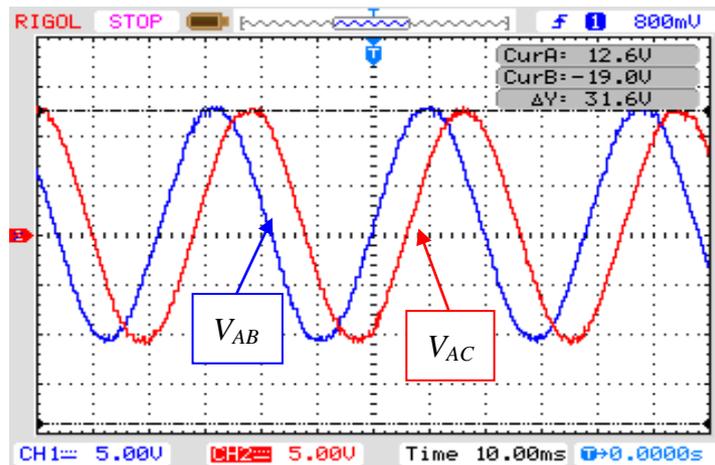


圖 5-7 線電壓量測結果

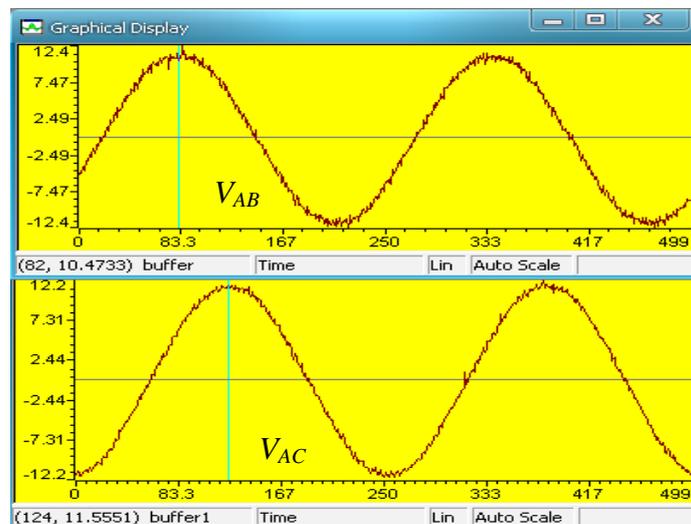


圖 5-8 線電壓 ADC 結果

圖 5-9 為經由線電壓計算出來的 A 相與 B 相電壓，由圖中計算相位差以及與線電壓大小的關係知其大小與兩相間相位差滿足三相交流電源大小與相位關係，然而為了確保計算出來的相電壓與物理量的相位為同步，在無法量測相電壓的限制下將利用相電流與相電壓同步的條件確認相位是否同步。

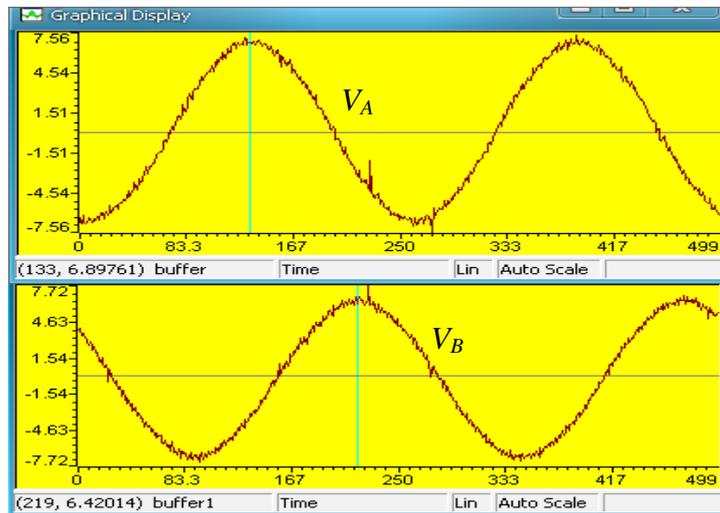


圖 5-9 相電壓轉換結果

圖 5-10 為示波器電流探棒量測到的 A 相電流  $I_A$  波形，其 ADC 結果與 A 相電壓一併放在圖 5-11 比較，圖 5-11 除了驗證電流 ADC 結果正確之外也顯示出相電流與相電壓為同相，也確認了由線電壓計算得到的相電壓與真實發電機的物理量是同相的。

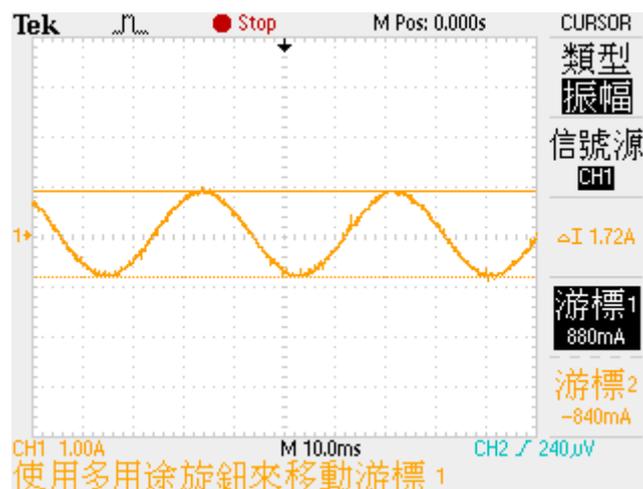


圖 5-10 A 相電流量測結果

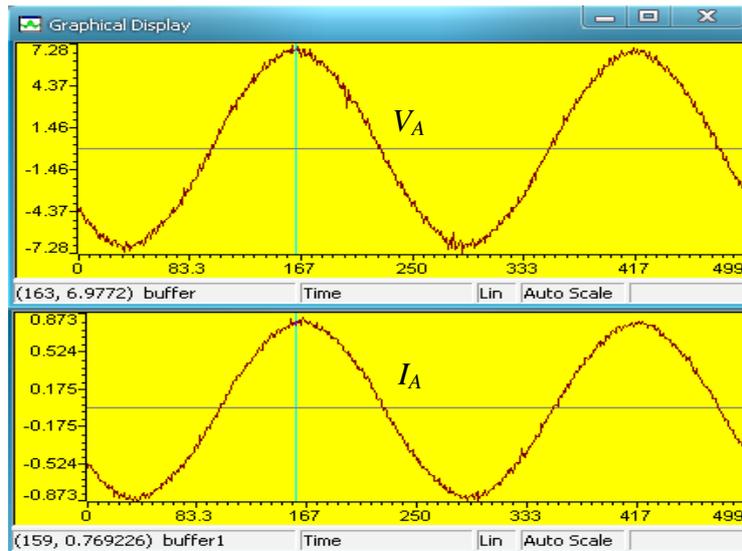


圖 5-11 A 相電壓與電流轉換結果

### 5-5 智慧功率模組三相整流器與變流器實驗

當未施加 PWM 控制訊號給 IPM 的控制端腳位時，此時 IPM 內部的 IGBT 並無作用，因此理論上 IGBT 旁邊並聯的二極體將使 IPM 變成三相全橋整流器，為了驗證以上的理論因此設置如圖 5-12 之實驗架構，其中直流端電阻規格為 100W 與 1k $\Omega$ ，當直流端電阻從 1k $\Omega$  更換成 8 $\Omega$  時發現發電機線電壓將會從圖 5-13 的波形變化至圖 5-14 的波形，由此發現當電流變大時 IPM 二極體整流的現象將會更加明顯，而比較圖 5-13 波形峰值與圖 5-15 量測的直流端電壓值知其符合二極體整流時線電壓峰值與直流端電壓大小相等的關係。

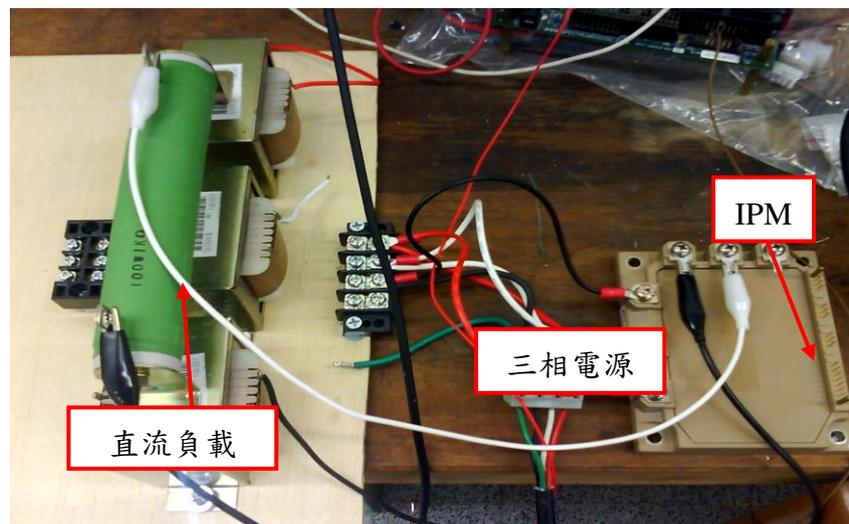


圖 5-12 智慧功率模組三相整流實驗架構

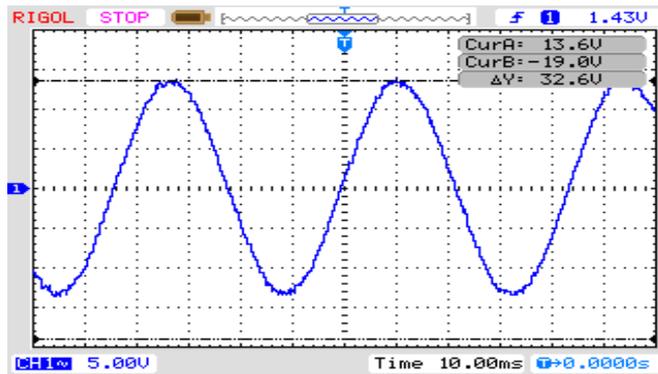


圖 5-13 直流端電阻 1kΩ 時線電壓

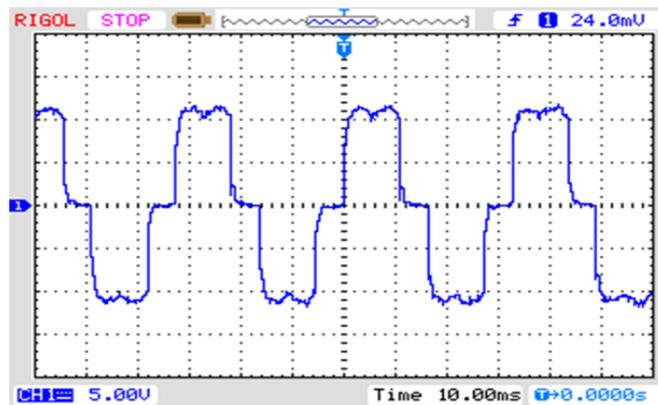


圖 5-14 直流端電阻 8Ω 時線電壓

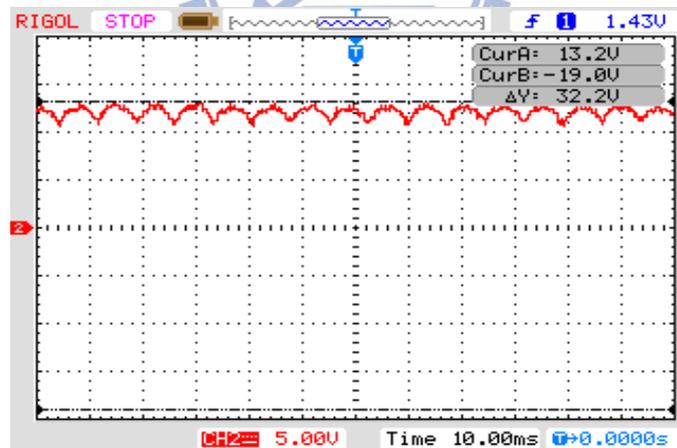


圖 5-15 直流端電阻 1kΩ 時直流端電壓

由於當施加 PWM 控制訊號給 IPM 的控制腳位時，其整流行為理論上與 IPM 當作變流器時是逆向的，因此進行如圖 5-16 架構的 IPM 三相變流器實驗，其中輸入 IPM 的 PWM 訊號是由三相弦式 PWM(Sine Pulse Width Modulation, SPWM) 的程式經 F2812 eZdsp 的類比輸出腳位產生。

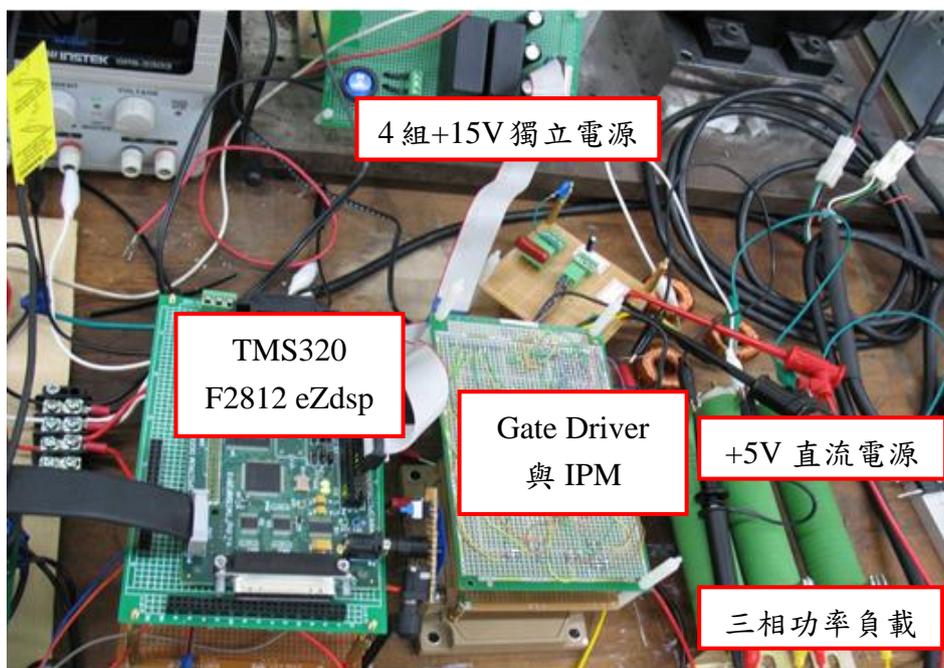


圖 5-16 智慧功率模組三相變流實驗架構

圖 5-17 與圖 5-18 分別是未加入緩衝電路時三相純電阻負載端量測到的線電壓與相電壓，圖 5-19 與圖 5-20 則分別為加入緩衝電路後三相純電阻負載端量測到的線電壓與相電壓，跟圖 5-17 與圖 5-18 比較起來可以發現由線路雜散電感所造成的振鈴現象有所改善，也因此才能夠由加入緩衝電路後量測的結果驗證電阻負載端相電壓與線電壓跟 IPM 直流輸入端電壓的大小關係是正確的。

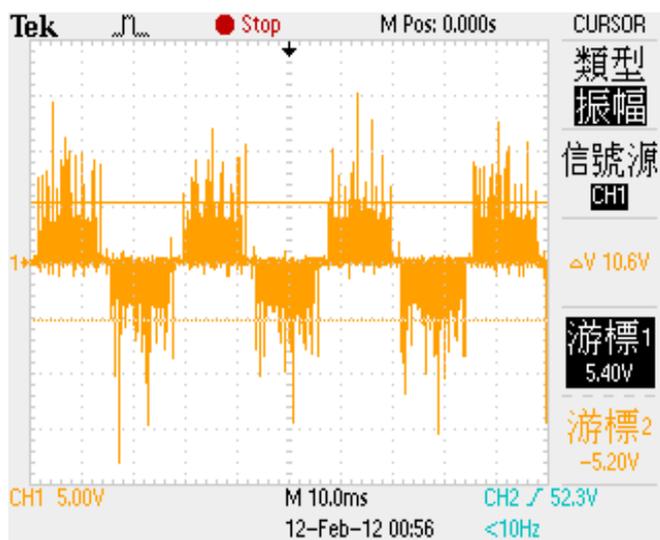


圖 5-17 未加入緩衝電路之線電壓

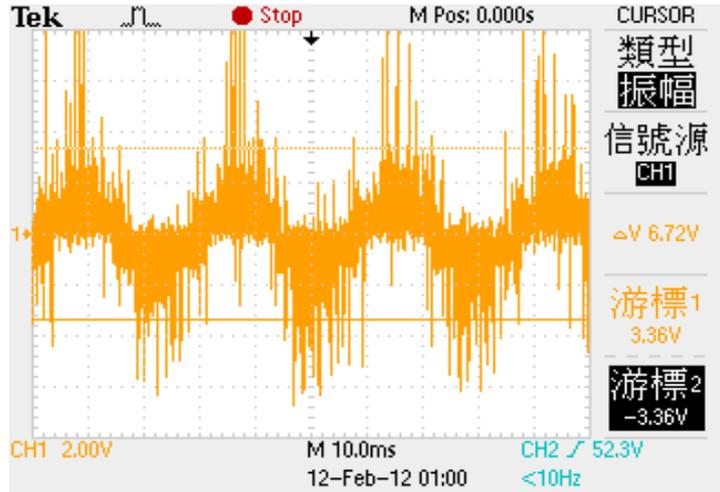


圖 5-18 未加入緩衝電路之相電壓

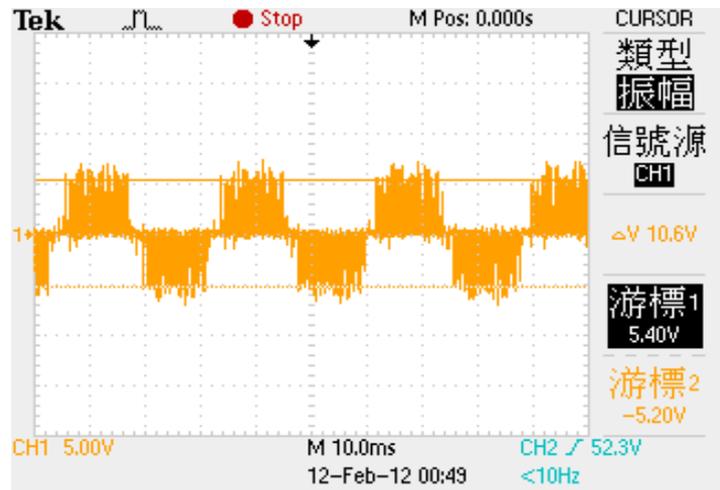


圖 5-19 加入緩衝電路之線電壓

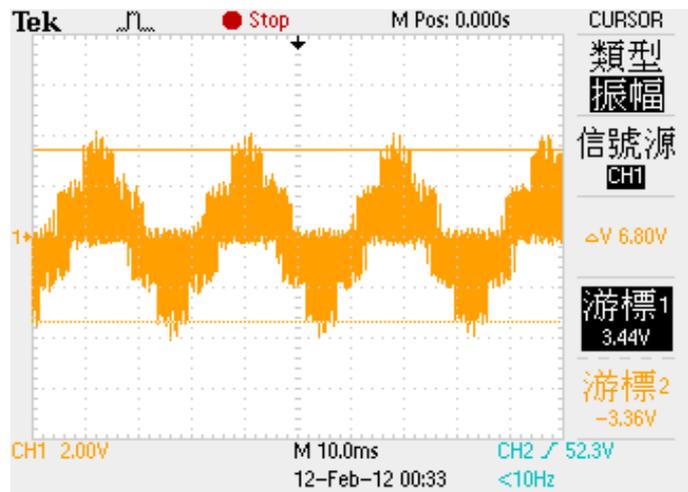


圖 5-20 加入緩衝電路之相電壓

圖 5-21 與圖 5-22 分別是加入電感性負載濾波後的線電壓及相電壓波形，由圖 5-21 與圖 5-22 知電感性負載具有把 PWM 形式的電壓還原成弦波的功能，一般常見的三相電源其輸出波形即是像這樣的弦波，而且具有線電壓大小為相電壓  $\sqrt{3}$  倍的關係，然而若將此變流器或當作整流器使用時則不需外加電感性負載在馬達或發電機的三相電源端，因為馬達與發電機的物理模型中已經存在有電感與電阻的成分。

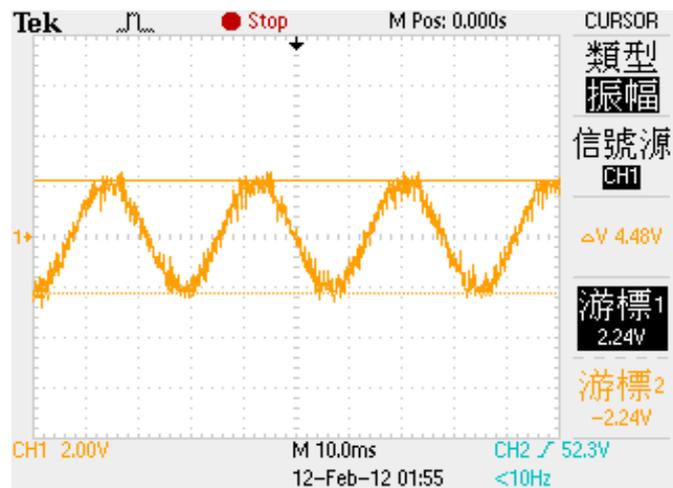


圖 5-21 濾波後的線電壓

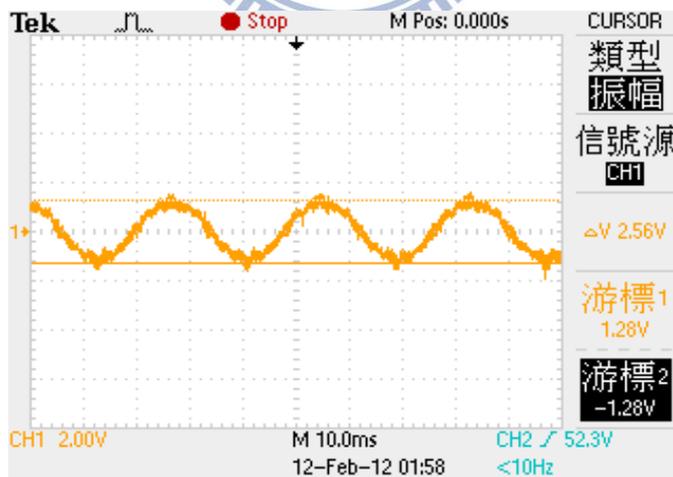


圖 5-22 濾波後的相電壓

經由章節 5-4 與章節 5-5 的實驗得到順滑模態估測器所需的發電機相電壓與電流資訊以及發電機轉速控制所需的 PWM 驅動電路，這兩者搭配起來便可以進行永磁同步發電機轉速估測以及無轉速感測轉速控制實驗。

## 5-6 永磁同步發電機轉速估測與控制程式流程

永磁同步發電機轉子位置及轉速估測程式流程如圖 5-23 所示，在主程式中使用兩個計數器(Timer1、Timer2)，其中一個計數器用來設定中斷時間為 $100\mu\text{s}$ (10kHz)，另一個則是用來讀取 QEP 電路的計數值，程式計算過程中使用定點運算其格式為 Q15[28]以達到較精密的估測結果，當發電機開始運轉時利用其線電壓與相電流 ADC 結果加上規格定義的發電機參數值計算目前轉子轉速與位置，至於在轉子位置補償上則是判斷目前轉速而補償適當的角度值，也就是所謂的查表法，為了比較估測值與真實值之間的誤差，程式中也將 QEP 電路的計數值轉換成真實的轉子位置與轉速值並且將數據儲存以方便繪製成圖表，為了避免數位訊號處理器 F2812 的內部記憶體因儲存數據過多而空間不足，所以在程式中設定將中斷程式及數據儲存這兩個區塊置於 F2812 eZdsp 的外部記憶體內。

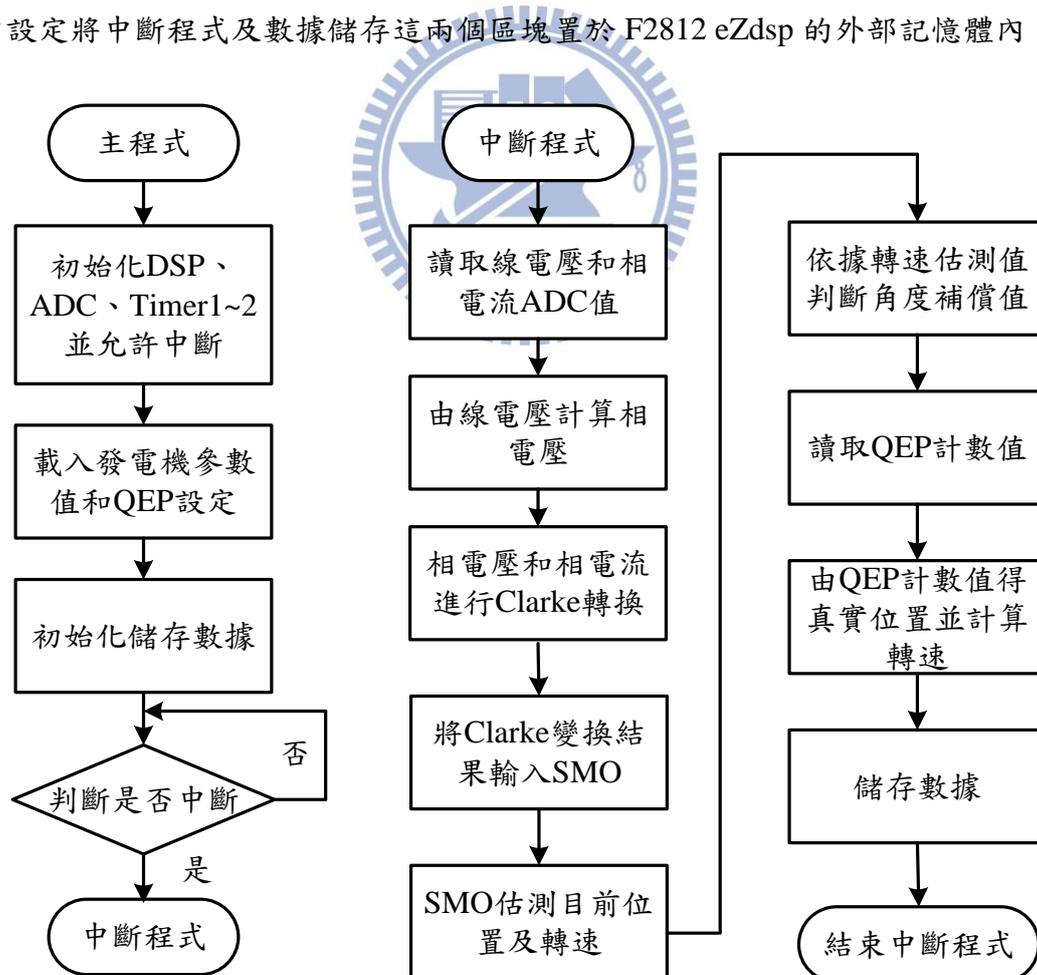


圖 5-23 永磁同步發電機轉速估測程式流程

永磁同步發電機無轉速感測轉速控制程式流程如圖 5-24 所示，在此主程式中除了轉速估測程式中需要用到的兩個計時器外還多了一個計時器(Timer3)用來設定 PWM 訊號的頻率為 18kHz，程式中設定讓發電機轉動一段時間(1s)後才開始進入速度控制，PI 控制器電流迴路取樣頻率與中斷頻率一樣為 10kHz，速度迴路的取樣頻率則設定為電流回路的四分之一(2.5kHz)，為了比較有無轉速感測時的速度響應因此在此程式流程中僅要將迴授轉速與轉子位置修改成 QEP 電路的計數值便可進行永磁同步發電機具轉速感測時的轉速控制實驗。

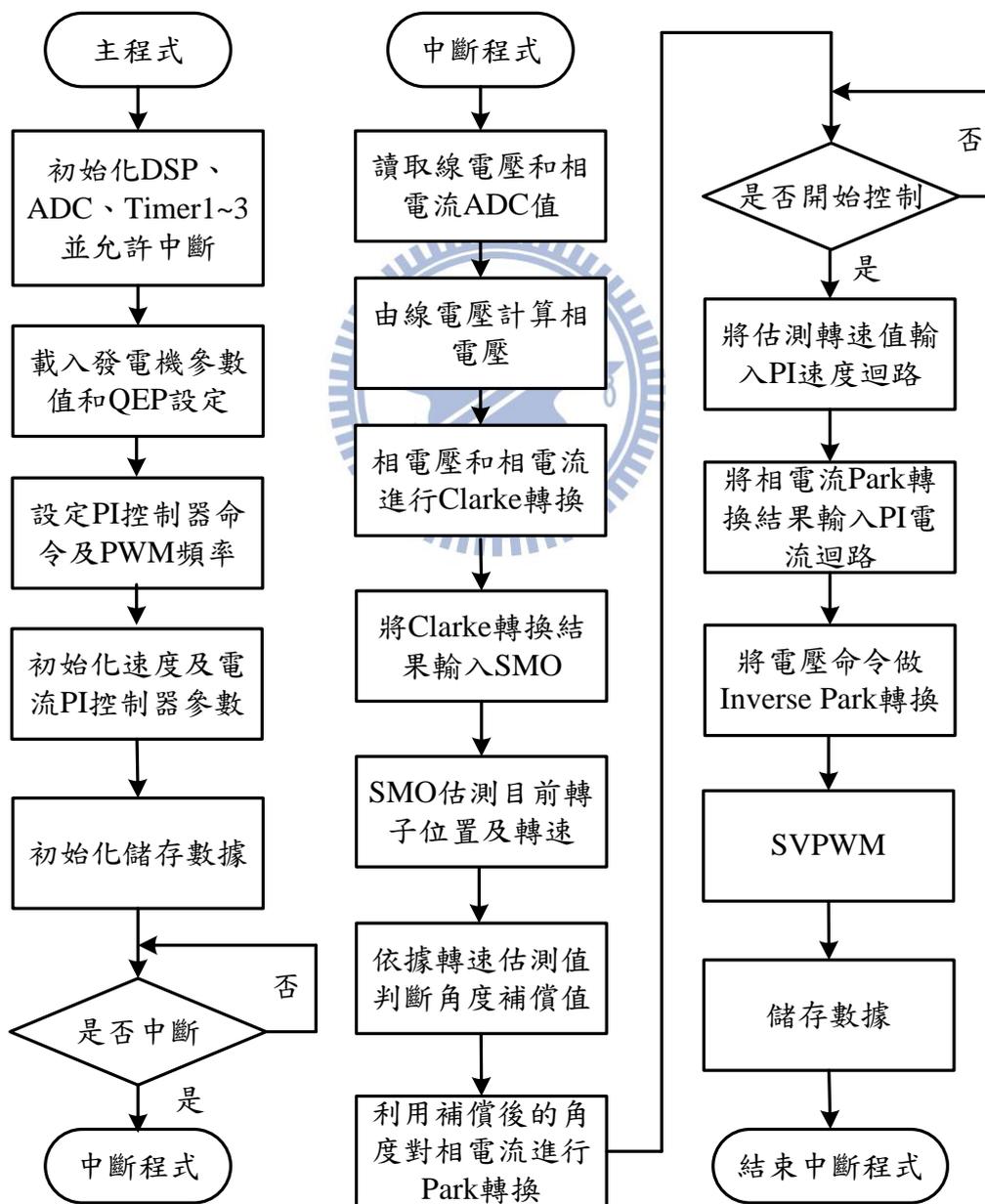


圖 5-24 永磁同步發電機無轉速感測轉速控制程式流程

## 5-7 永磁同步發電機轉速估測與無轉速感測轉速控制實驗

利用 F2812 eZdsp、周邊電路加上章節 5-1 所提到永磁同步風力發電機實驗平台形成如圖 5-25 所示的永磁同步發電機轉速估測與控制實驗架構圖，其硬體如圖 5-26 所示，為了減少雜散電感與電容造成不必要的振鈴現象，除了在閘極驅動電路加上緩衝電路外也盡量減少線路間距，同時在直流附載端並聯一大小為  $1\mu\text{F}$  的電容吸收突波電壓，實驗圖形將由程式內部儲存的數據匯入 Matlab 繪製。

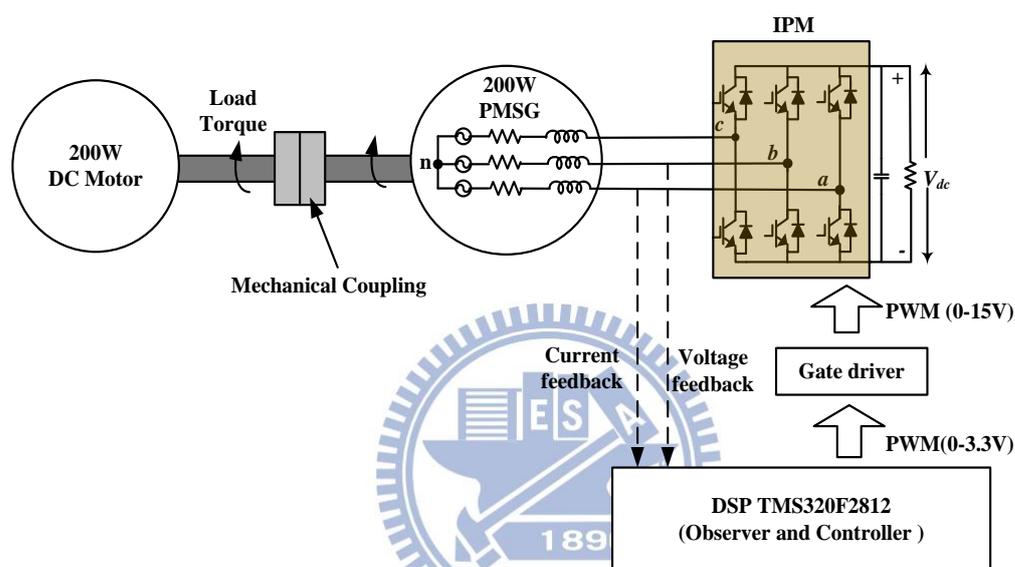


圖 5-25 永磁同步發電機轉速估測與控制實驗架構

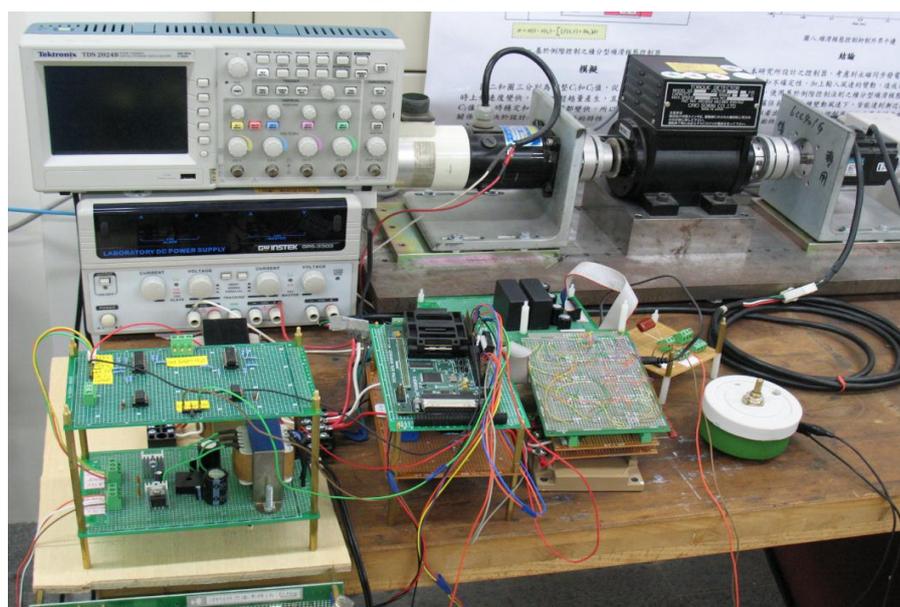


圖 5-26 永磁同步發電機轉速估測與控制實驗硬體架構

當未加入控制器作用時利用直流馬達帶動永磁同步發電機維持在定轉速，圖 5-27 至圖 5-30 分別顯示出真實轉速在 100rpm、200rpm、300rpm 與 500rpm 時的轉速估測情形，而 400rpm 的估測情形將在切換函數比較實驗時提出，由轉速估測結果知其符合順滑模態控制理論中由切換函數造成的切跳現象，為了觀察轉速估測的暫態響應，圖 5-31 顯示 500rpm 時約需 0.02 秒估測值才能追蹤到真實值。

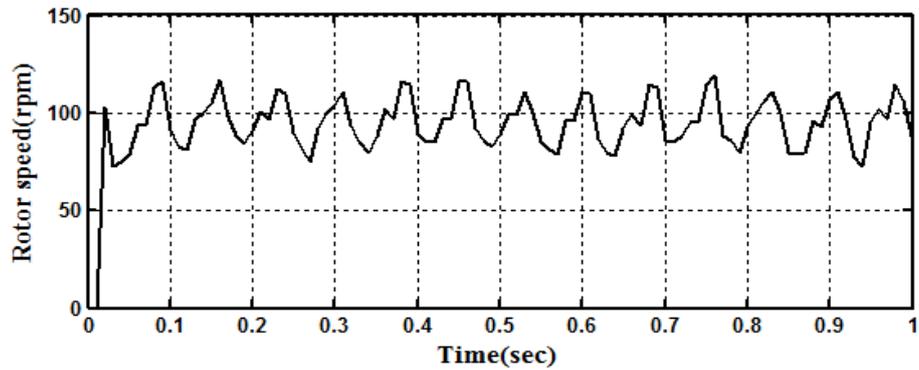


圖 5-27 100rpm 時的轉速估測結果

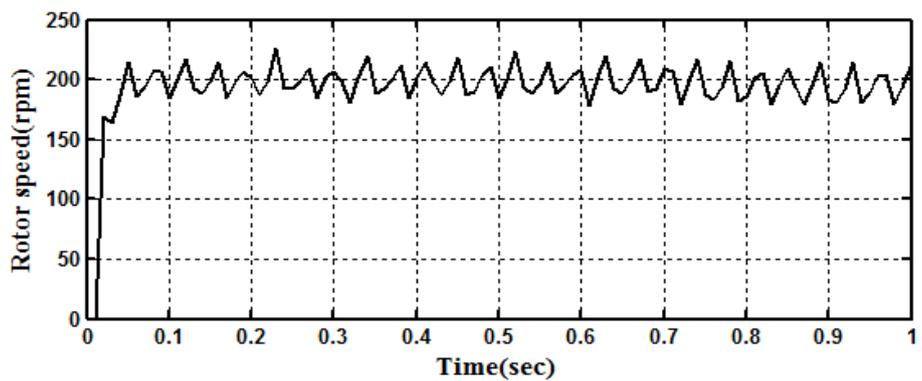


圖 5-28 200rpm 時的轉速估測結果

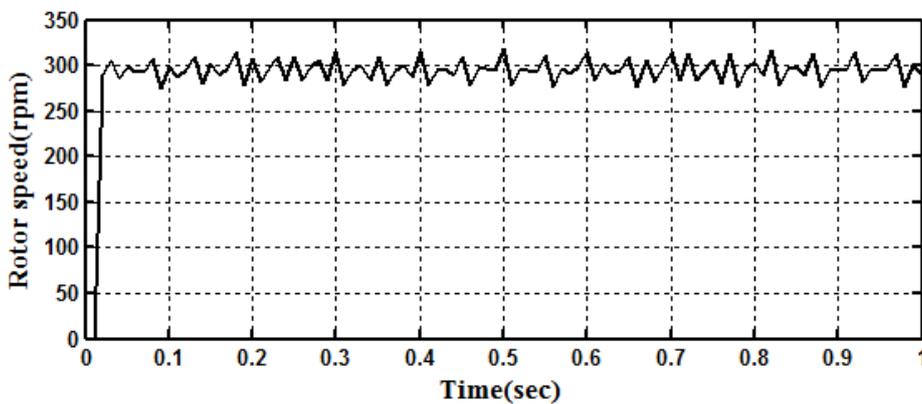


圖 5-29 300rpm 時的轉速估測結果

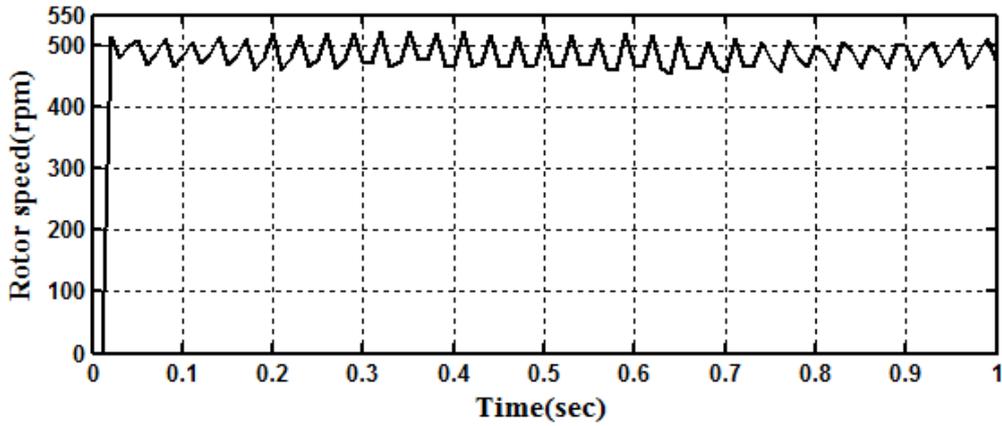


圖 5-30 500rpm 時的轉速估測結果

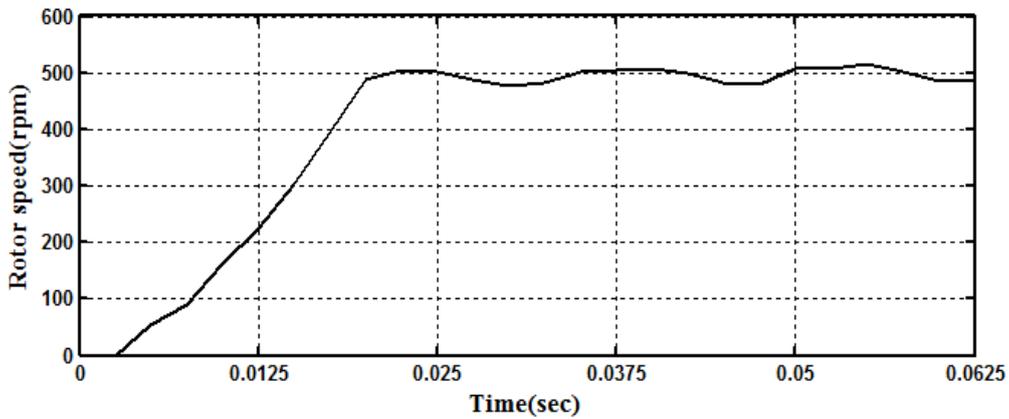


圖 5-31 500rpm 時的轉速估測結果

順滑模態觀察器估測轉速的原理是藉由估測永磁同步發電機在兩相靜止軸上的電流( $i_\alpha$ 、 $i_\beta$ )，因此為了觀察電流估測值與真實值之間的關係，300rpm 時靜止  $\alpha$  軸上的電流量測值與估測值以及估測誤差分別如圖 5-32 與圖 5-33 所示，另外靜止  $\beta$  軸上的電流量測值與估測值以及估測誤差則如圖 5-34 與圖 5-35 所示。

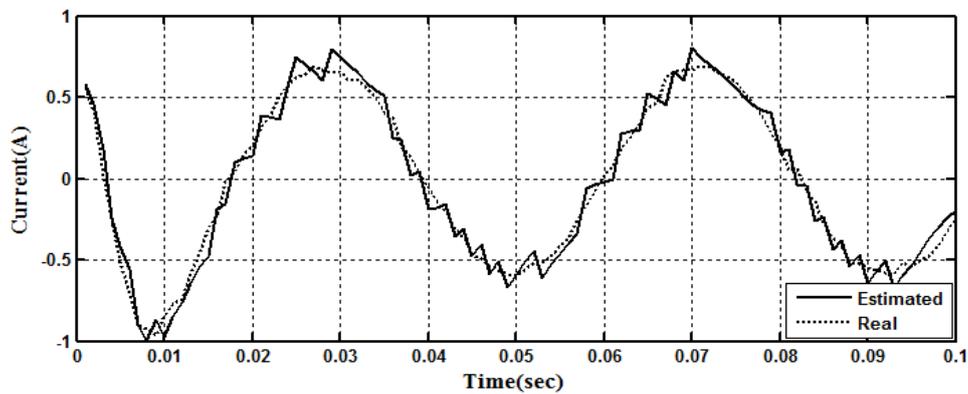


圖 5-32 300rpm 時  $i_\alpha$  估測值與量測值

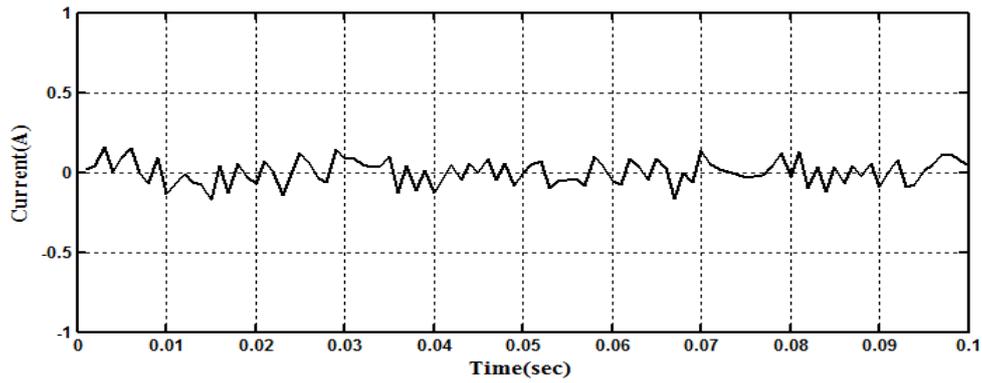


圖 5-33 300rpm 時  $i_\alpha$  估測誤差

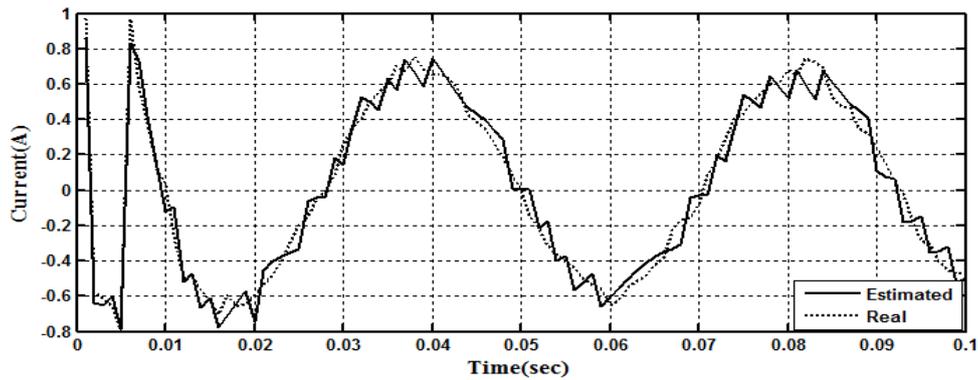


圖 5-34 300rpm 時  $i_\beta$  估測值與量測值

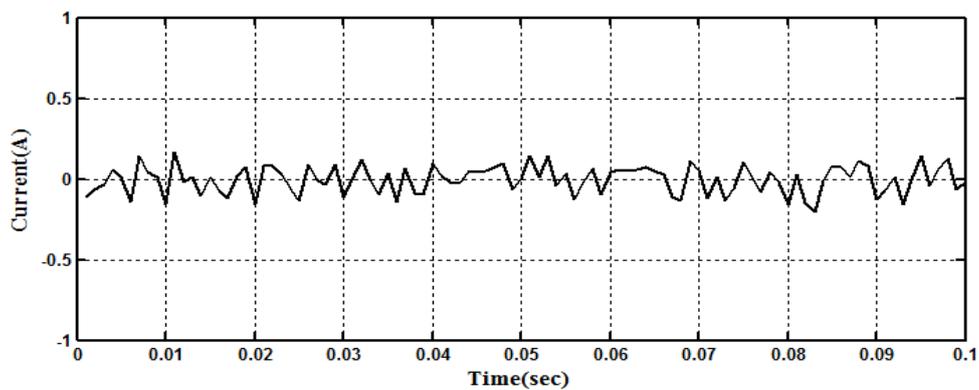


圖 5-35 300rpm 時  $i_\beta$  估測誤差

觀察圖 5-32 至圖 5-35 後發現發電機靜止軸上的電流分量與估測轉速一樣具有切跳現象且其估測誤差被限制在零的附近抖動，證明達到估測電流的目的便能估測到轉速。以下開始進行真實轉速與估測轉速的對照前首先要確保轉速扭力計上轉速讀數與程式中利用數位訊號處理器內部 QEP 電路計算出來的轉速值是否一致，經過實驗後整理如表 5-3 所示。

表 5-3 讀數值與 QEP 計算值比較

讀數值	QEP 計算值	誤差(%)
32	32	0
70	68	3
153	155	1
208	203	-2
293	290	-1
417	420	1
502	502	0
617	619	0.3
722	721	-0.1
807	810	0.4

由上表的數據可以判斷利用 QEP 電路計算出來的轉速與轉速扭力計上轉速讀數非常接近，甚至以電氣頻率較高的觀點來說比讀數值還要準確，為了模擬發電機轉子隨任意風速轉動時的轉速估測結果，圖 5-36 至圖 5-38 為在 5 秒內任意或規律調整發電機轉速時真實轉速與估測轉速間的關係。

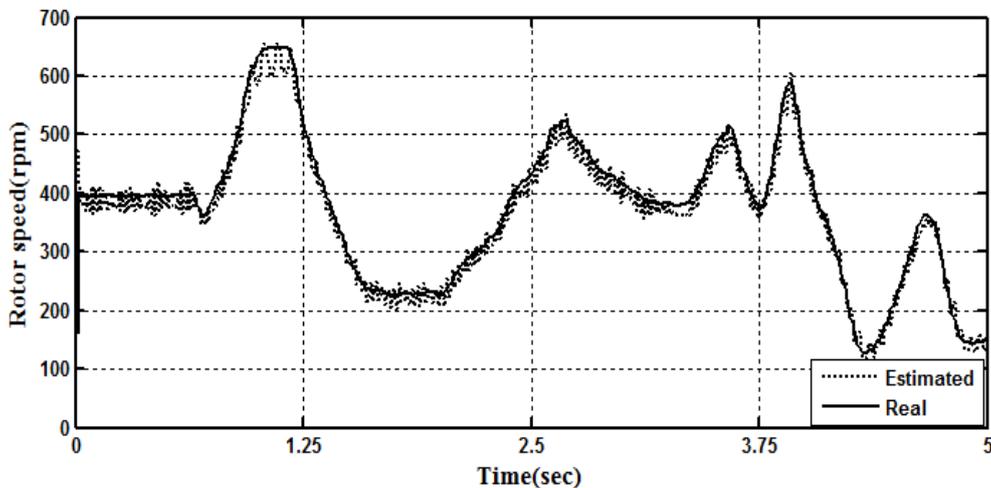


圖 5-36 任意調整轉速時的真實轉速與估測轉速

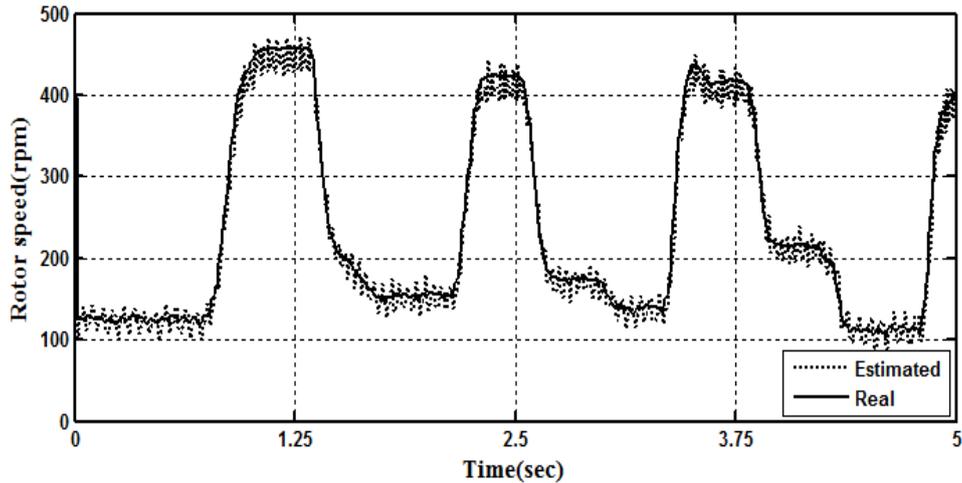


圖 5-37 規律調整轉速時的真實轉速與估測轉速(一)

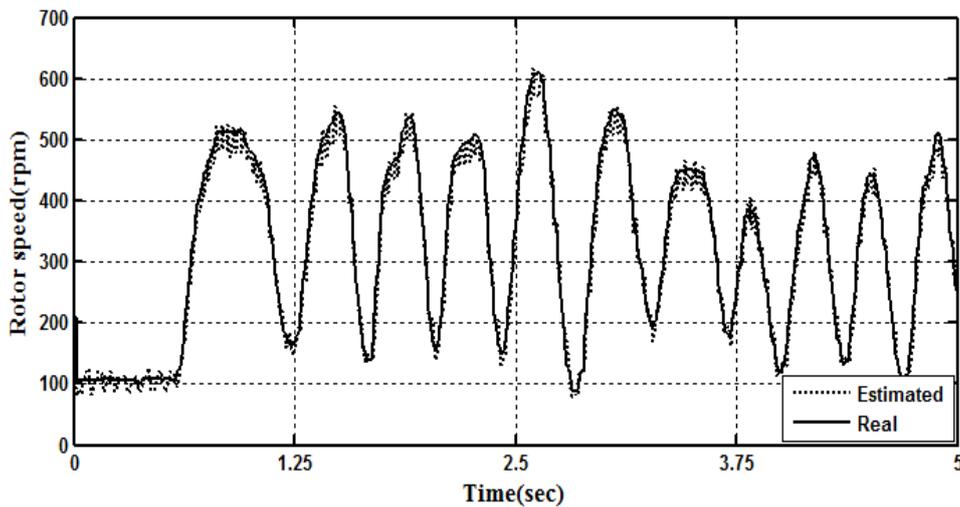


圖 5-38 規律調整轉速時的真實轉速與估測轉速(二)

圖 5-36 為無規律的調整發電機轉速變化，而圖 5-37 與圖 5-38 則是規律的調整轉速使其在快慢之間變化，圖 5-37 與圖 5-38 之間的差異在於轉速隨時間變動的快慢，而不論是那種變化情形轉速估測值皆能快速的追蹤到真實轉速值，此實驗證明了順滑模態觀測器應用於風力發電機轉速估測在實際上是可行的。

完全去除順滑模態觀測器轉速估測時的切跳現象是不可行的且違背了順滑模態控制理論的原理，然而藉由改變順滑模態觀測器中的切換函數型式可以改善切跳現象，圖 5-39 與圖 5-40 顯示出在兩種不同切換函數之下 400rpm 時轉速估測的結果，由這兩張圖可以看出當切換函數為飽和函數時其切跳現象與符號函數比較起來改善許多。

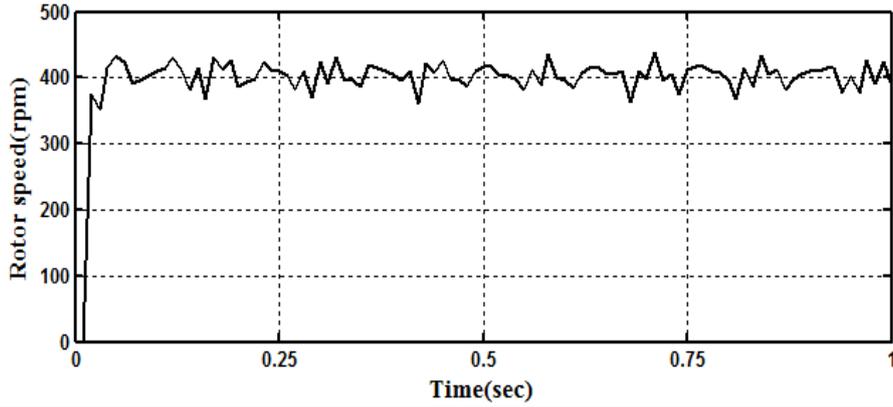


圖 5-39 符號函數下的轉速估測結果

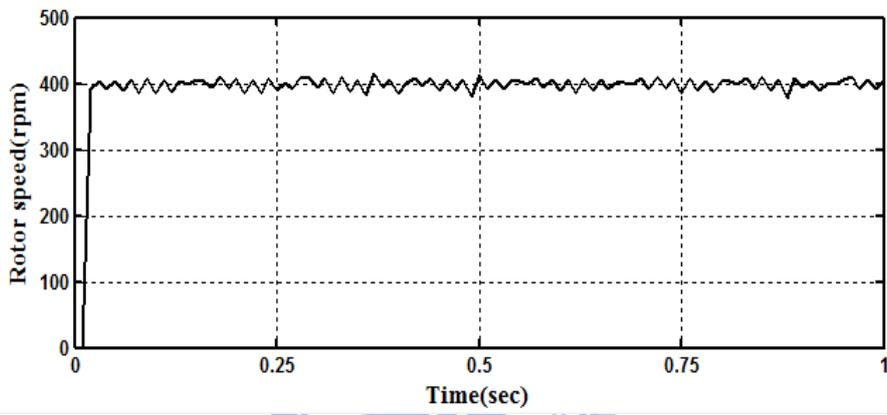


圖 5-40 飽和函數下的轉速估測結果

根據第三章的迫近順滑條件，觀測器增益  $K$  必需要大於靜止兩相座標軸上反電動勢峰值絕對值才能確保順滑模態的產生，在發電機轉速 400rpm 時圖 5-41 的反電動勢  $e_a$  峰值絕對值大小約 12V，因此  $K$  值大小必需至少為 12，當  $K$  值等於 5 時如圖 5-42 所示之轉速估測值將無法收斂至真實值附近抖動。

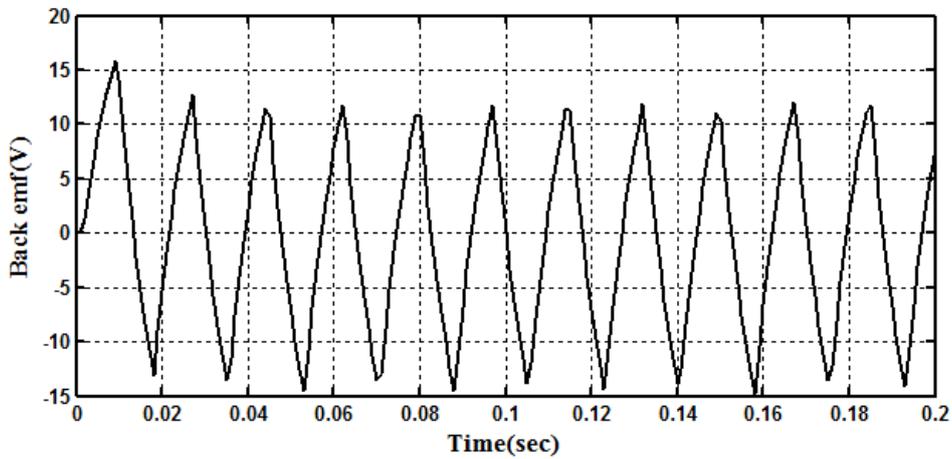


圖 5-41 發電機轉速 400rpm 時的  $e_a$

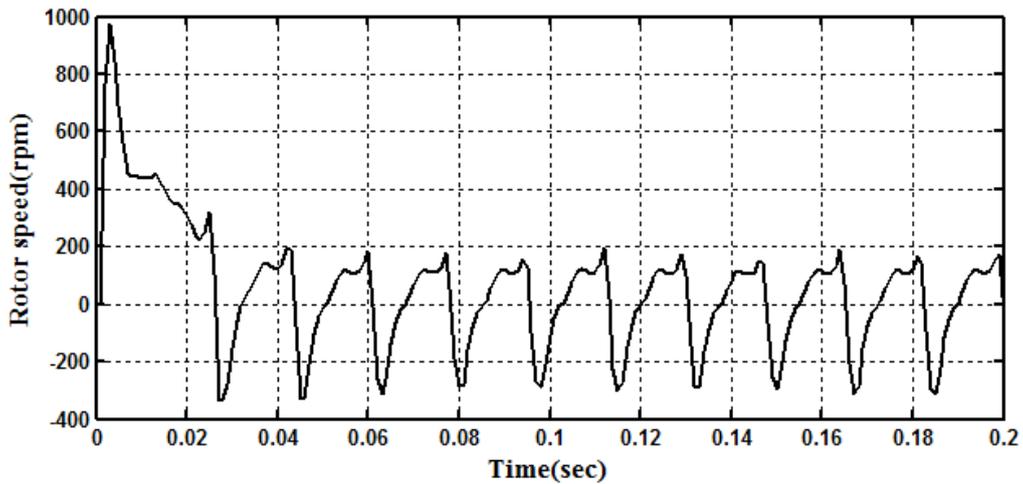


圖 5-42  $K=5$  時 400rpm 轉速估測結果

在實驗上轉子位置補償的方法是先在程式內部建立在不同轉速時對應的補償角度來補償，其數據內容如表 5-4 所示，補償角度的獲得是在不同轉速時觀察估測位置與真實位置之間的角度差而得。

表 5-4 不同轉速範圍下的補償角度

轉速(rpm)	補償角(deg)
100	34
150	60
200	66
250	74
300	89
350	99
400	101
450	104
500	110

轉子位置補償前後的差異如圖 5-43 與圖 5-44 所示，圖 5-43 為未補償角度時 350rpm 下真實轉子位置與估測轉子位置的角度變化圖，而圖 5-44 則是補償角度後的角度變化圖，由這兩張圖可以發現原來相位落後的估測角度值經補償後將會

與真實位置同相。除此之外，將發電機轉速在 5 秒內由 60rpm 加速到 200rpm 時轉子真實位置與估測位置變化圖如圖 5-45 所示，由此圖可以得知在真實轉子位置隨轉速變化時估測位置仍然可以快速追蹤到真實值。

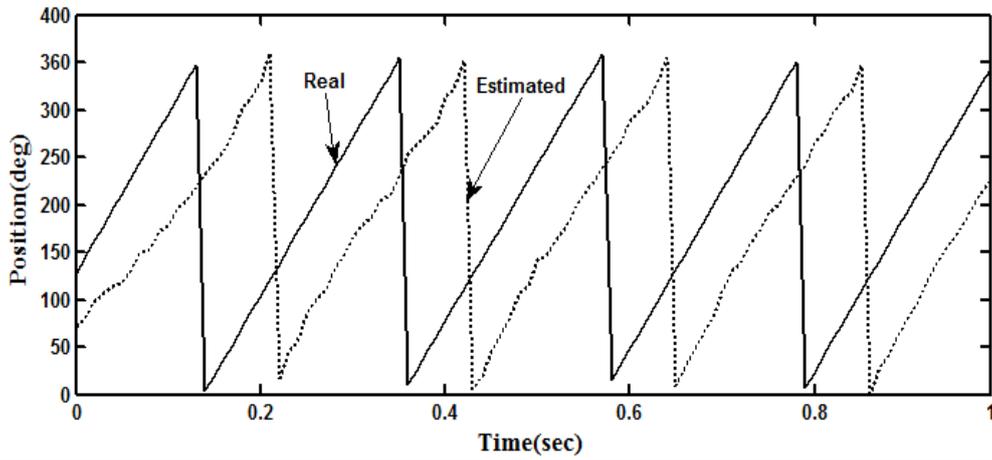


圖 5-43 未補償角度時之真實與估測轉子位置

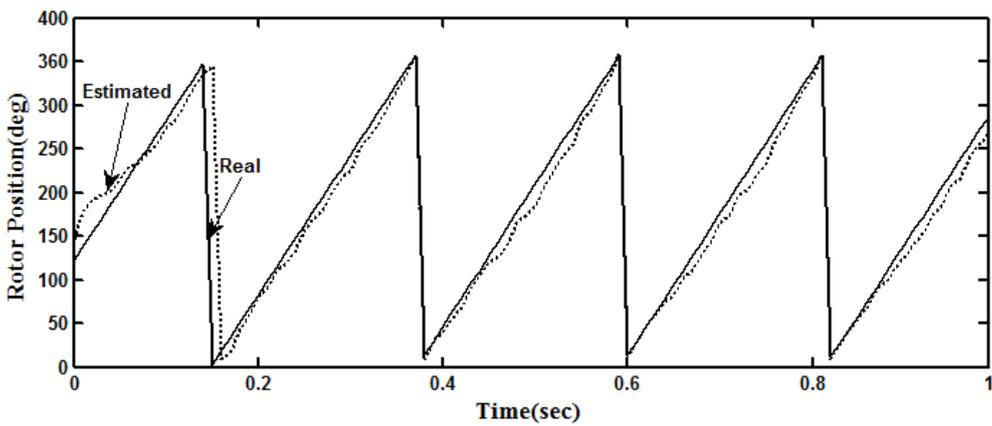


圖 5-44 加入補償角度時之真實與估測轉子位置

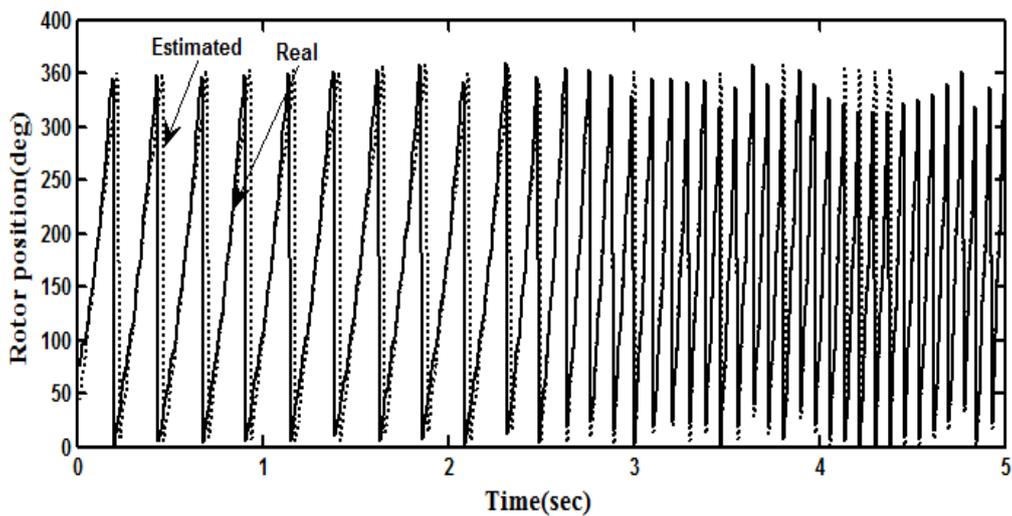


圖 5-45 轉速隨時間變動時真實與估測轉子位置

為了驗證順滑模態觀測器在參數變動下具有強健性，然而在發電機實際上無法任意調整參數的限制下在此採用改變程式中順滑模態觀測器參數的相對作法，圖 5-46 為改變順滑模態觀測器中發電機定子電阻值在 2.5 秒時從原本的  $2.077\Omega$  產生如文獻[2]上升 20% 的變化至  $2.49\Omega$ ，圖 5-47 則是與定子電阻變化相對應的任意變動轉速圖，變動轉速的方法與圖 5-36 至圖 5-38 相同，相反的圖 5-48 則是改變順滑模態觀測器中發電機定子電阻在 2.5 秒時減少 20% 的變化至  $1.66\Omega$ ，而相對應的變動轉速圖為圖 5-49。由圖 5-47 與圖 5-49 可以驗證當定子電阻產生變化時對於估測轉速追蹤真實轉速的能力幾乎沒有影響。甚至如圖 5-50 至圖 5-53 所示的大幅度定子電阻值變化時估測結果仍然具有強健性。

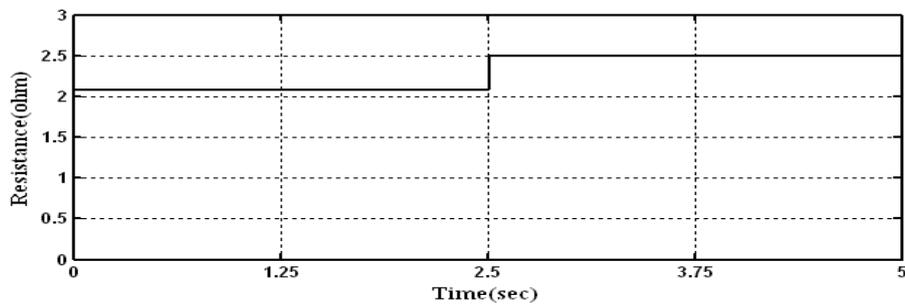


圖 5-46 定子電阻值上升 20%

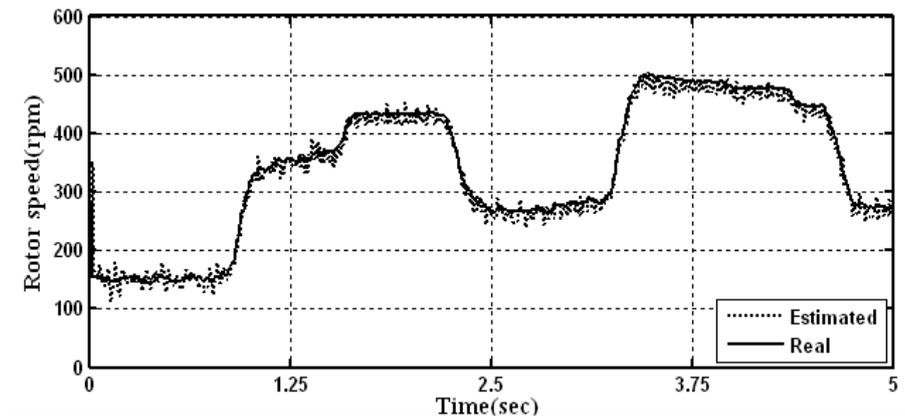


圖 5-47 定子電阻值上升 20% 時對應的任意轉速

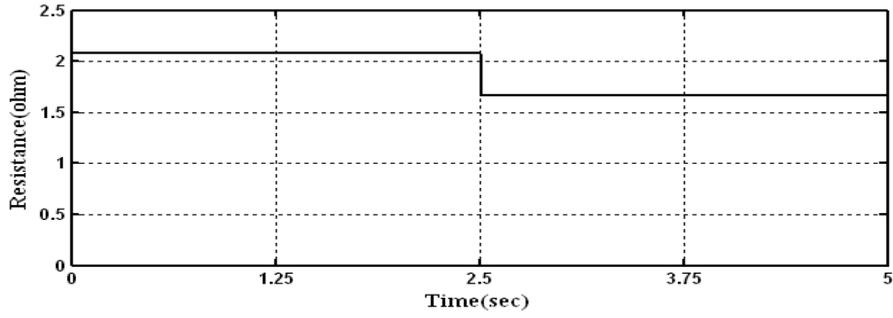


圖 5-48 定子電阻值減少 20%

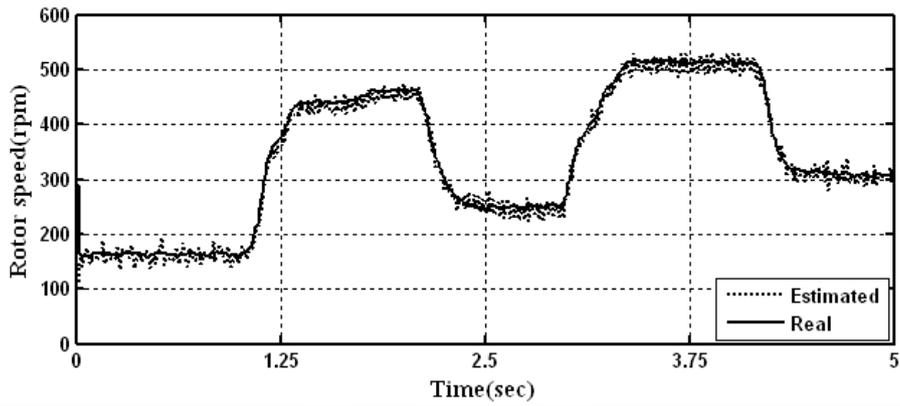


圖 5-49 定子電阻值減少 20% 時對應的任意轉速

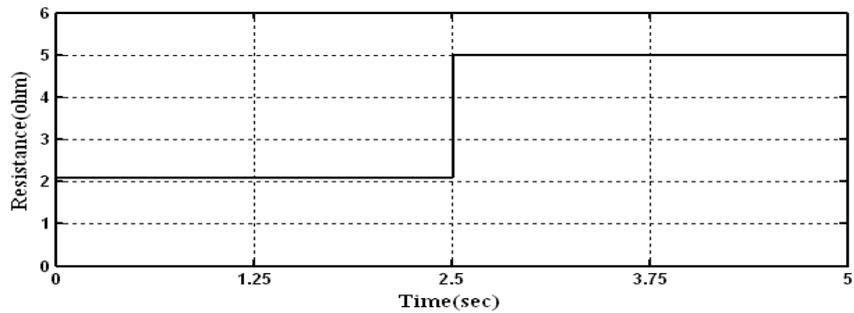


圖 5-50 定子電阻值上升至 5Ω

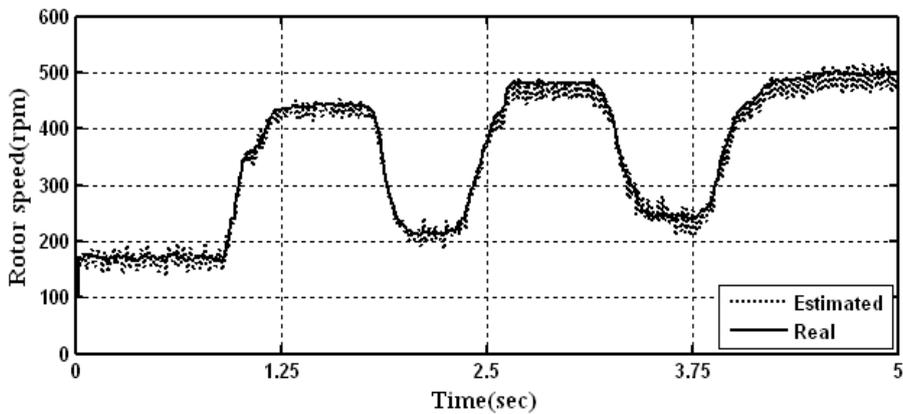


圖 5-51 定子電阻上升至 5Ω 時對應的任意轉速

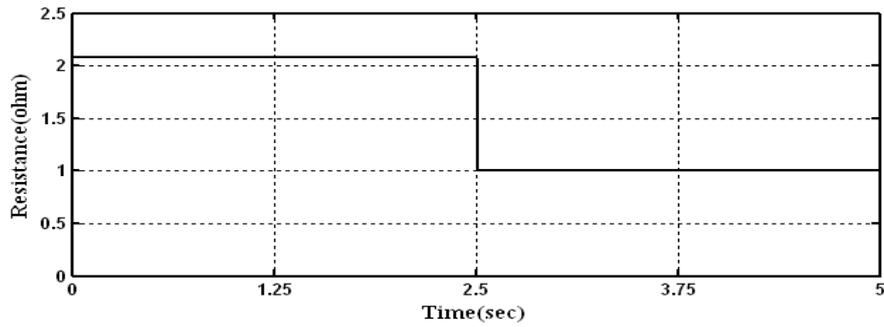


圖 5-52 定子電阻值減少為  $1\Omega$

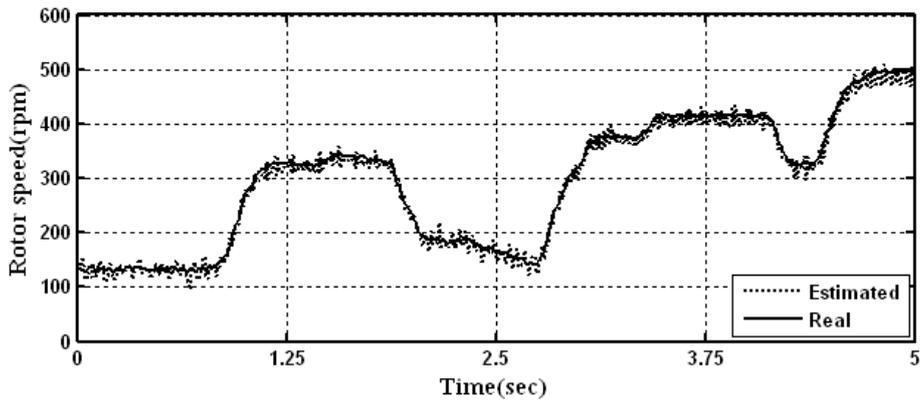


圖 5-53 定子電阻值減少為  $1\Omega$  時對應的任意轉速

當轉速與轉子位置都能夠被估測時便能夠進行永磁同步發電機無轉速感測轉速控制實驗，同時具轉速感測的轉速控制也將一併實驗以與無轉速感測的情形作比較，當加入 PWM 控制訊號時發電機的線電壓需要加入低通濾波器方能將其從 PWM 形式還原成弦波如圖 5-54 所示。

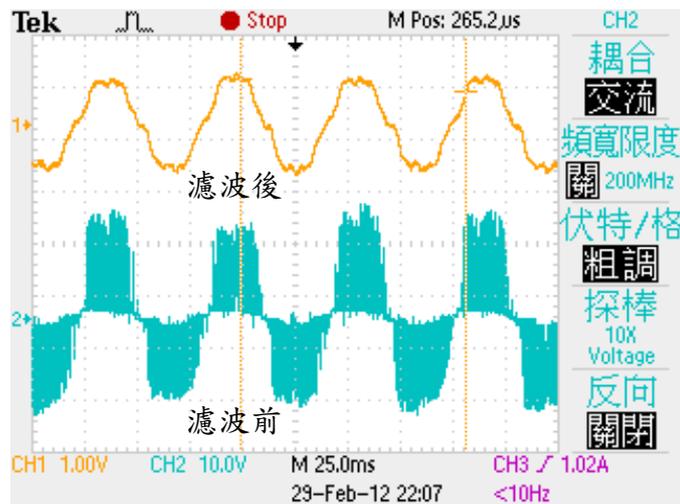


圖 5-54 濾波前後的線電壓

圖 5-54 中的弦波圖形看起來仍稍微具有全橋整流器的特性，其原因是未加

入電力系統端的整流控制[29]所致，經過還原的線電壓便能夠被順滑模態觀測器所利用，在此低通濾波器採用電感-電容低通濾波器，其截止頻率 $f_0$ 大小限制為

$$f_b \ll f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \ll f_{PWM} \quad (5-4)$$

其中 $f_b$ 為三相交流電頻率最大值，以本文發電機轉速不超過 1000rpm 的狀況下其值約為 67Hz， $f_{PWM}$ 為 PWM 切換頻率而在本文為 18kHz，最後採用電感值 $L_f$ 大小為 670 $\mu$ H 與電容值 $C_f$ 大小為 1000 $\mu$ F，經過計算後 $f_0$ 大小為 195Hz 滿足(5-4)。

圖 5-55 為轉速命令為 300rpm 時的轉速響應圖，由此圖可以計算出響應超越百分比約為 17%，而從程式中斷時間搭配圖表可計算出上升時間及安定時間分別為 0.05 秒與 0.4 秒，比較有無轉速感測的響應發現兩者大致相同，差別僅在於無轉速感測的轉速會在有轉速感測的轉速附近抖動。

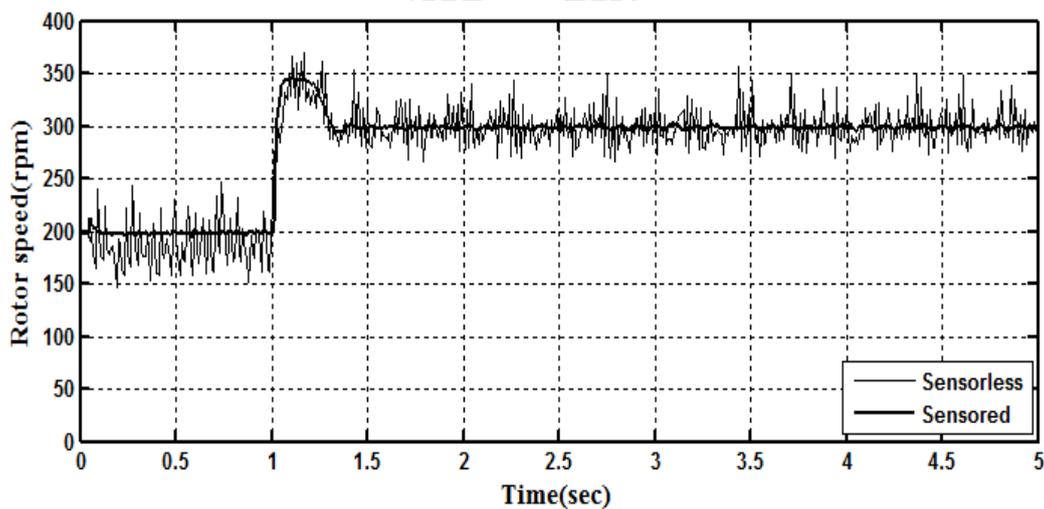


圖 5-55 300rpm 命令下的轉速響應

圖 5-56 為 300rpm 命令下時直軸電流迴路的控制情形，觀察此圖知不論有無轉速感測其穩態皆能達到直軸命令等於零的需求，在未加入控制時無轉速感測控制的直軸電流其抖動現象較具轉速感測時較為明顯。

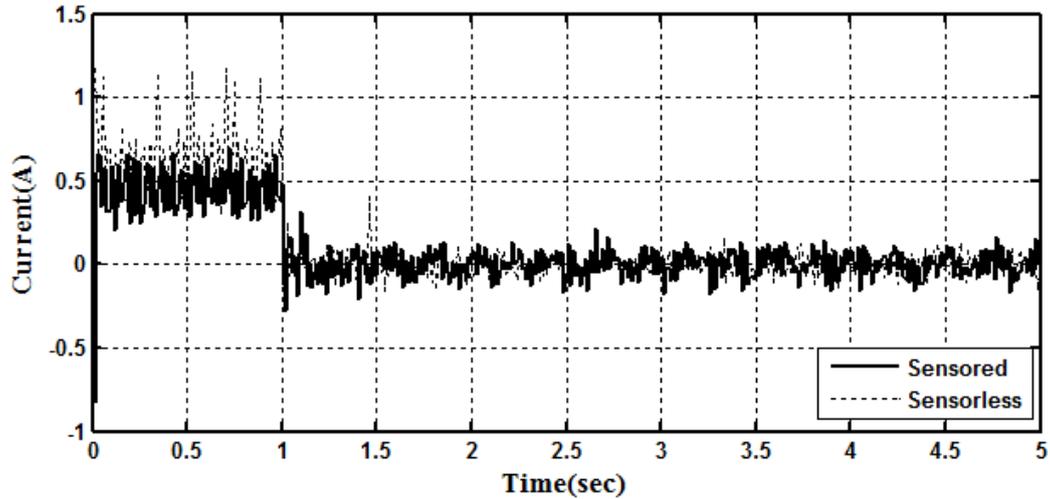


圖 5-56 300rpm 命令下的直軸電流響應

至於有無轉速感測時交軸電流迴路的響應分別如圖 5-57 與圖 5-58 所示，由這兩張圖可以看出兩者的交軸迴授電流皆能在穩態時追蹤到各自的交軸電流命令，而它們之間的差異由交軸電流的命令響應可以看出無轉速感測控制的交軸電流命令會在有轉速感測的命令附近抖動如圖 5-59 所示，而同樣的在未加入控制時無轉速感測控制的交軸電流其抖動現象較具轉速感測時較為明顯。

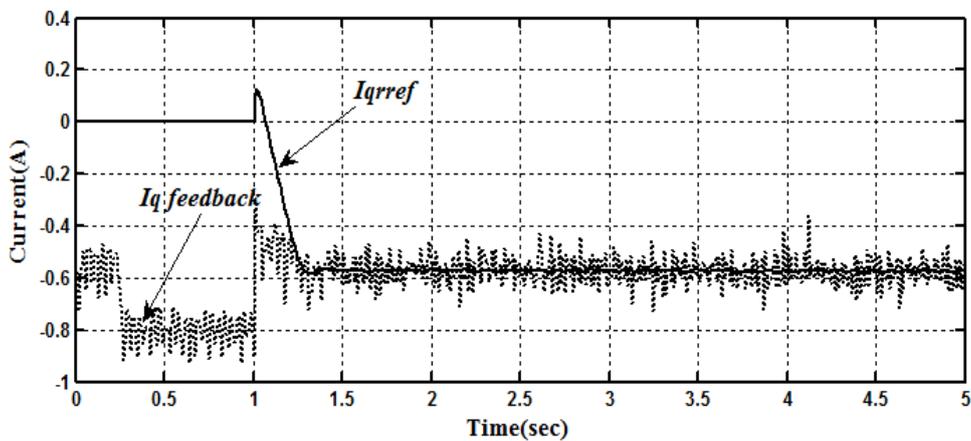


圖 5-57 300rpm 命令下具轉速感測控制的交軸電流響應

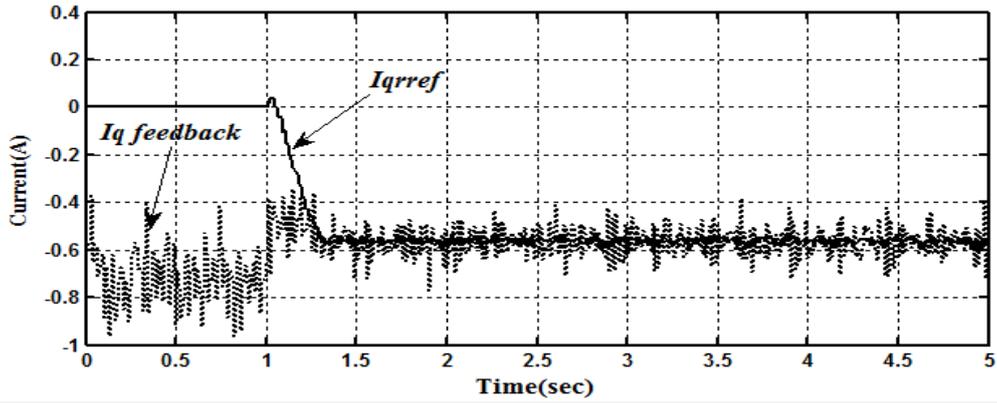


圖 5-58 300rpm 命令下無轉速感測控制的交軸電流響應

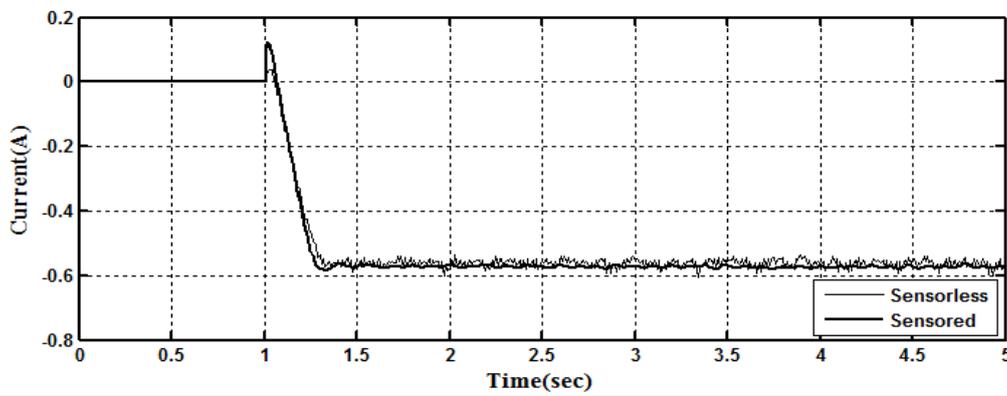


圖 5-59 300rpm 命令下交軸電流命令響應

圖 5-60 為轉速命令為 250rpm 下的轉速響應圖，而為了模擬變風速下發電機將會有不同的轉速命令值，在程式內設定在第 5 秒時轉速命令將由 250rpm 變化至 350rpm 而其響應如圖 5-61 所示，由圖 5-61 可以驗證無轉速感測轉速控制策略應用在風力發電機轉速控制是可行的。

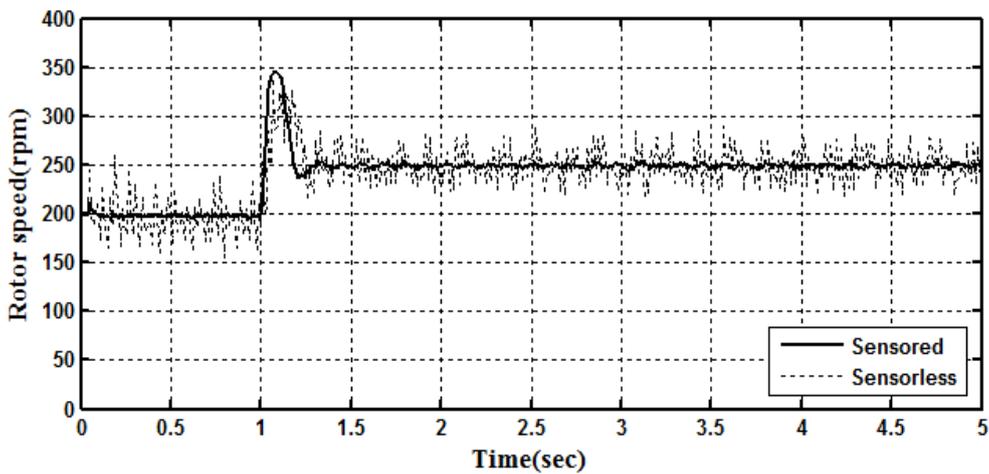


圖 5-60 250rpm 命令下的轉速響應

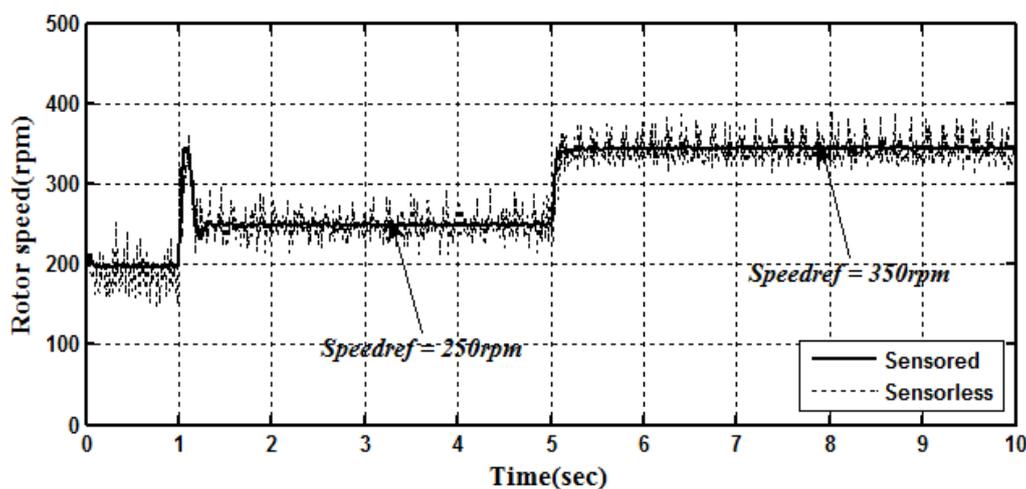


圖 5-61 變動命令下的轉速響應

### 5-8 順滑模態觀測器於風力發電機應用範圍分析

以馬達而言在轉速低時由於其電壓與電流值較小，因此轉速估測方法往往在低轉速時存在準確性不高的問題，這樣的問題同樣地存在於發電機上，由於在模擬的理想條件下無論轉速多低皆能估測到，因此為了探討本研究的轉速估測策略在真實風力發電機上的應用範圍，首先整理出順滑模態估測器在不同轉速時的準確性數據統計如表 5-5。

表 5-5 不同轉速範圍時的估測結果

真實值(rpm)	估測一	估測二	估測三	估測四	估測五	平均估測值	估測誤差(%)
600	607	617	593	561	583	592	-1.30
500	481	506	509	486	493	495	-1.00
400	396	390	401	416	399	400	0.10
300	320	289	308	285	320	304	1.47
200	207	191	190	189	205	196	-1.80
100	90	96	92	99	98	95	-5.00
90	72	82	80	88	86	82	-9.33
80	48	68	84	59	63	64	-19.50
70	85	83	57	88	78	78	11.71
60	48	35	52	74	35	49	-18.67
50	45	35	29	42	50	40	-19.60
40	31	33	37	11	54	33	-17.00

表 5-5 的數據是不同轉速範圍時針對每一個轉速取五次的瞬時估測值並計算出平均估測值，之後求出平均估測值的估測誤差，觀察表中數據可以得知本研究的順滑模態觀測器於 200rpm 至 600rpm 時的誤差百分比維持在 2% 以內，然而當轉速 100rpm 時誤差百分比增為 5% 且開始變大，一直到 40rpm 時誤差百分比已達 17%，對於以上結果，在此首先整理出幾種不同功率的風力發電機與其產生功率的轉速範圍[30]如表 5-6 來探討，表中所有機型皆是採用三相永磁同步發電機。

表 5-6 各種類型風力發電機的有功轉速範圍

廠商	功率(W)	產生功率的轉速範圍(rpm)	維護
AOQL	300	400~900	免維護
Espada	800	240~1000	免維護
Passaat	1.4k	180~775	免維護
東元電機	3k	145~780	免維護
Montana	5k	120~450	免維護
Alize	10k	25~300	免維護
東元電機	2M	6~18	需維護

一般來說當發電機在有功範圍時才需要進行轉速控制，在不考慮轉速感測器成本與可靠度的條件下，搭配表 5-5 的數據經過比較發現本文的順滑模態觀測器依照估測精準度至多能應用在功率 5kW(含)以下的機種，至於功率 10kW 以上的風力發電機由於轉速較低因此較不適用於轉速估測的方法，尤其是在 MW 等級的風機中由於發電量相當大，在發電效益與自身造價比較起來安裝轉速感測器是較佳的選擇，5kW(含)以下的風力發電系統中的電池電壓一般而言有 6V、12V、18V、24V 與 48V 五種選擇，當發電機直流端電壓大於上述電池電壓時才能對電池充電並開始進行轉速控制，因此本文選擇常見的 12V、24V 與 48V 三種電壓值，搭配實驗平台的 200W 永磁同步發電機，觀察轉速多快時開始進入轉速控制階段，相對應的直流電壓波形則如圖 5-62 至圖 5-64 所示，其對應的轉速分別為

362rpm、694rpm 與 1419rpm，由上述開始充電時的轉速值可以驗證其在本文之  
平滑模態觀測器可應用的範圍之內。

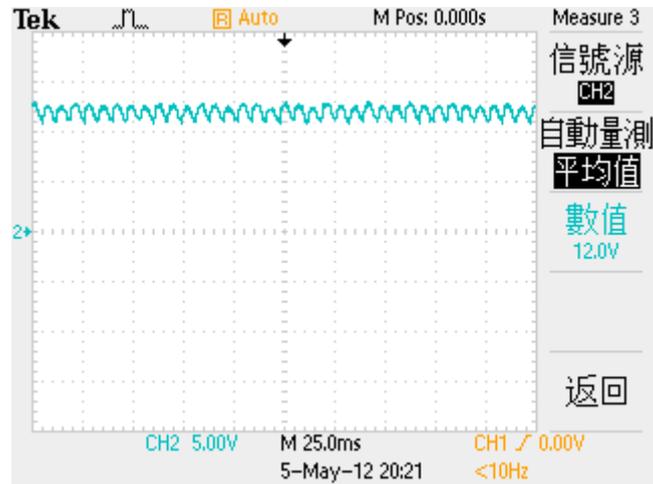


圖 5-62 直流電壓 12V 時的波形(轉速 362rpm)

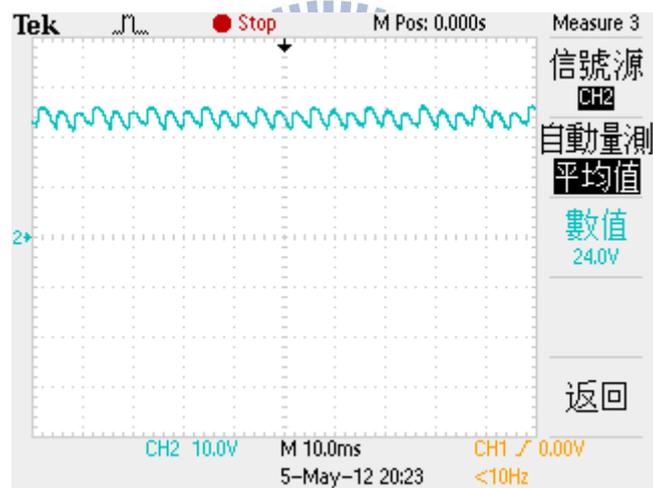


圖 5-63 直流電壓 24V 時的波形(轉速 694rpm)

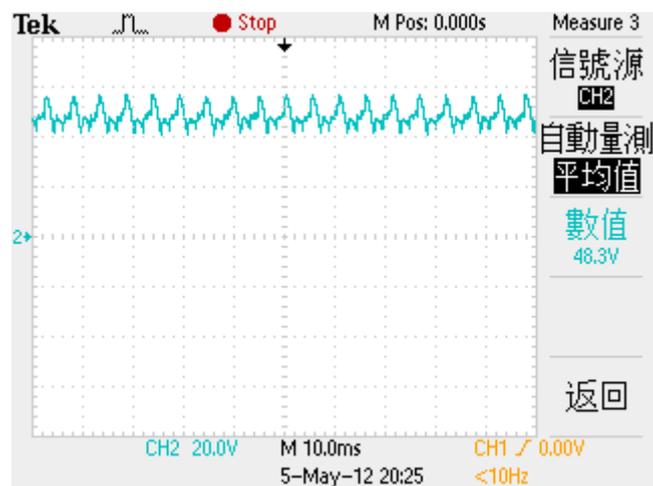


圖 5-64 直流電壓 48V 時的波形(轉速 1419rpm)

## 第六章 結論與未來展望

### 6-1 結論

本研究將順滑模態觀測器的理論應用於直驅式可變速風力發電機的轉速估測與轉速控制，發電機電性參數中直交軸電感值的量測能確保直軸電流為零控制策略能應用在實驗中的 200W 永磁同步發電機。在電壓回授上利用數學運算將無法量測的相電壓值由線電壓轉換出來，其運算結果從程式內部所紀錄的波形證明與真實相電壓大小一致且同步。轉速估測實驗結果顯示在定轉速與任意轉速時轉速估測值皆能收斂於真實值的附近抖動，符合理論中的切跳現象，而模擬結果也顯示在變動風場下估測值對真實值具有良好的追蹤能力。當以飽和函數取代符號函數時證明了其改善切跳現象的能力。在程式中特定時間改變發電機定子電阻值模擬真實系統的參數改變狀況，實驗結果證明了順滑模態觀測器的強健性。轉速控制實驗結果顯示當轉子位置補償得宜時，無轉速感測控制與有轉速感測控制的差異僅在於切跳現象的產生。將轉速估測值以數據表示並將其搭配市面上風力發電機之有功轉速範圍後推論出本研究所使用的順滑模態觀測器適用於 5kW 以下的小型風力發電系統。

### 6-2 未來展望

- 將本研究與風力發電機即時狀態監測系統結合，當發電機的葉片、三相電流、轉速、溫度等參數出現異常值時採取緊急應變的控制策略，要達成此項目標尚需將數位訊號處理器與 Labview 監測介面做整合。
- 本研究僅對於發電機轉速進行控制，未來希望在電力系統端加入實虛功率控制與整流控制使電流諧波成分下降而提升整體電力品質，發電機周邊電路以印刷電路板取代目前的焊線式電路以減少因線路造成的雜散電感與電容。
- 將順滑模態觀測器應用於實驗室中的 400W 風力發電機實驗平台中的轉速與轉子位置估測，以實作驅動電路取代原廠的控制電路進行轉速控制實驗。

## 第七章 參考文獻

- [1] Junqi Wang; Yundong Ma; Zurong Hu; Xing Yang, “Modeling and Real-time Simulation of Non-grid-connected Wind energy Conversion System”, *IEEE World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference*, pp. 1–5, Sep. 2009.
- [2] Jemaa Brahmi, Lotfi Krichen, Abderrazak Ouali, “A Comparative Study between Three Sensorless Control Strategies for PMSG in Wind Energy Conversion System,” *Applied Energy.*, vol. 86, issue 9, pp. 1565-1573, Sep. 2009.
- [3] Sheng Wen Fan, Haishan Liu, “High-Performance Sensorless Control of PMSM Based on Sliding Mode Current Observer,” *Advanced Materials Research.*, vol. 383-390, pp. 329-336, Nov. 2011.
- [4] L.G. Gonzalez, E. Figueres, G. Garcerá, O. Carranza, Fran González-Espín, “Synchronization Techniques Comparison for Sensorless Control applied to Wind Energy Conversion Systems,” *IEEE 13th European Conference on. Power Electronics and Applications*, pp. 1-9, Sep. 2009.
- [5] S. Stasi, L. Salvatore, F. Cupertino, “Sensorless control of PM synchronous motors based on LKF estimation of rotor position,” *Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference*, Vol.1 , pp. 686 –691, Nov. 2002.
- [6] Zhuang Xingming, Wen Xuhui, Zhao Feng, Guo Xinhua, Zhang Peng, “Wide-speed-range sensorless control of interior PMSM based on MRAS,” *IEEE international conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 804-808, 2010.
- [7] 黃靖哲, “阻抗源變流器之電力轉換研究”, 國立交通大學機械工程學系碩士論文, 中華民國一百零一年四月。
- [8] 高永昌, “全橋半控型功率轉換器於風力發電系統之應用”, 國立台灣科技

大學電機工程學系碩士論文，中華民國九十八年一月。

- [9] 林榮貴、王彥傑、張永源，“小型風力機系統開發”，*機械工業雜誌* 319期，中華民國九十八年十月。
- [10] Fernando D. Bianchi, Hernán de Battista, Ricardo J. Mantz, *Wind Turbine Control Systems: Principles, Modelling and Gain Scheduling Design*, Springer, 2007, pp. 64-67.
- [11] Stephen J. Chapman, Electric Machinery Fundamentals, third edition, The McGraw-Hill Companies, Inc.
- [12] 陳永平、張浚林，可變結構控制設計，修訂版，全華圖書股份有限公司，中華民國九十一年。
- [13] A.F. Flippov, Differential Equations with Discontinuous Righthand Sides, first edition, Springer, 1988.
- [14] J.E. Slotine, S.S. Sastry, “Tracking Control of Nonlinear Systems Using Sliding Surfaces with Applications to Robot Manipulators,” *Int. J. Control*, Vol. 38, pp. 465-492, 1983.
- [15] J.E. Slotine, Weiping Li, Applied Nonlinear Control, Prentice-Hall, 1991.
- [16] C.T. Chen, Linear System Theory and Design, Oxford University Press, 1998.
- [17] Charles L. Phillips, H. Troy Nagle, Digital Control System Analysis and Design, third edition, Prentice-Hall, 1994.
- [18] 劉昌煥，交流電機控制：向量控制與直接轉矩控制原理，東華書局，中華民國九十一年。
- [19] M. Karrari, W. Rosehart, O.P. Malik, “Comprehensive Control Strategy for a Variable Speed Cage Machine wind Generation Unit,” *IEEE Transactions on Energy Conversion.*, vol. 20, no. 2, pp. 415–423, Jun. 2005.
- [20] 鄭一鳴，電工機械學習講義，台科大圖書出版社，中華民國一百零一年。
- [21] 游謹憶，DSP 數位信號處理(C2000)理論實務與實作課程，智控科技股份有

限公司，中華民國九十八年。

- [22] 江炫樟，電力電子學，第三版，全華圖書股份有限公司，中華民國九十二年。
- [23] 陳立原，“以 DSP 為基礎之永磁同步馬達驅動器設計與製作”，逢甲大學電機工程學系碩士論文，中華民國九十七年六月。
- [24] 鄧義銘，“永磁同步馬達速度控制之參數估測與擾動補償”，國立交通大學機械工程學系碩士論文，中華民國九十八年八月。
- [25] Fuji Electrical Device Technology, Fuji IGBT-IPM Application Manual, Fuji Electrical Device Technology, 2004.
- [26] 張東亮，DSP 控制器原理與應用，北京機械工業出版社，中華民國一百年。
- [27] Texas Instruments, TMS320F2812 Digital Signal Processor Data Manual, Texas Instruments, 2004.
- [28] 李宜達，TI C54xx DSP 原理及實務應用—基礎篇，全華圖書股份有限公司，中華民國九十一年。
- [29] 李亞林、李含善、任永峰，“PWM 整流器在變速恆頻風力發電系統中的應用”，可再生能源期刊，第六期，中華民國九十六年。
- [30] 東元電機股份有限公司，3kW Grid-tied HAWT 使用手冊，東元電機股份有限公司。