

國立交通大學

電機與控制工程學系

碩士論文

以FPGA為基礎發展永磁同步馬達使用線性型霍爾感測器與無感測控制方法

FPGA-Based PMSM Control Using Linear Hall Effect  
Sensors and Sensorless Control Algorithms

研究生：游哲韋

指導教授：鄒應嶼 博士

中華民國 九十五年 七月

以FPGA為基礎發展永磁同步馬達使用線性型  
霍爾感測器與無感測控制方法

FPGA-Based PMSM Control Using Linear Hall Effect  
Sensors and Sensorless Control Algorithms

研究生：游哲韋 Student: Tse-Wei Yu

指導教授：鄒應嶼 博士 Advisor: Dr. Ying-Yu Tzou

國立交通大學

電機與控制工程學系



Submitted to Department of Electrical and Control Engineering

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master

in

Electrical and Control Engineering

July 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年七月

# 以 FPGA 為基礎發展永磁同步馬達使用線性型霍爾感測器與無感測控制方法

研究生：游哲韋

指導教授：鄒應嶼 博士

國立交通大學電機與控制工程研究所

## 摘 要

本論文以現場可規劃邏輯閘陣列(Field Programmable Gate Array,FPGA)實現應用於永磁同步馬達的感測與無感測速度控制 IC，電路實現方式採用階層式、模組化的設計方式，降低其複雜度，並以電路並用的概念，降低邏輯閘數量，達到最佳化的目的。弦波型永磁同步馬達的控制方法，包括使用線性型霍爾感測器之速度控制架構，以及以定子磁通估測為基礎之無感測速度控制。首先利用線性型霍爾感測器訊號做為轉子位置之參考，達到磁場導向控制的目的。另一方面，無感測演算法以磁通鏈增量與正規化的反抗電動勢函數估測轉子角度變化量。此無感測演算法對於因數位化處理的量化誤差，以及回授訊號的雜訊所造的轉子角度估測誤差具有內迴路的自動修正機制。數學分析與電腦模擬驗證了此方法的強健性。然而，馬達參數的變異，以及回授訊號的不準確仍會導致估測誤差，對此本論文亦呈現分析與模擬之結果。根據這個以定子磁通估測為基礎的方法，本論文提出一種新型的演算法，此新型演算法加入了估測反抗電動勢峰值為另一個參數，藉由調整其比重能得到較原演算法為佳的估測性能。所設計之數位電路，藉由 ModelSim/Simulink/PSIM 軟體進行系統整合模擬，並分析取樣頻率對轉速估測之影響，以期所設計的控制系統能達到快速與精確的速度響應。本論文所設計的 IC 具有可程式化的特點，且透過 JTAG 下載線可觀測控制 IC 內各個參數及變數。實驗結果驗證了使用線性型霍爾感測器以及無感測控制方法的可行性與性能。

# FPGA-Based PMSM Control Using Linear Hall Effect Sensors and Sensorless Control Algorithms

Student: Tse-Wei Yu

Advisor: Dr. Ying-Yu Tzou

Department of Electrical and Control Engineering  
National Chiao Tung University

## Abstract

This thesis presents the design and implementation of a sensors or sensorless speed control IC for permanent magnet synchronous motors (PMSMs). By using the hierarchical and modular realization strategy, the designed circuit can be re-used to reduce the design complexity and the total gate counts for optimum design. Two methodologies are presented: 1) a speed control architecture employing linear Hall effect sensors, and 2) a sensorless speed control scheme with a flux-based rotor position estimation algorithm. By using linear Hall effect sensors, the rotor position information can be obtained, and flux-oriented control (FOC) is achieved. On the other hand, the sensorless algorithm uses the incremental values of flux linkage and the normalized back-EMF functions to estimate incremental rotor position. An internal closed-loop correction mechanism within this algorithm can correct rotor position estimation drift, which could be due to quantization error of digital processing or measurement noise. Mathematical analyses and numerical simulations demonstrate robustness of this sensorless algorithm. However, motor parameter variations and measurement inaccuracies still introduce rotor position estimation error. Sensitivity analyses to motor parameters and measured signals are also presented. According to this flux-based sensorless approach, a new algorithm is proposed. The estimated back-EMF peak value is involved in the new algorithm as an additional parameter. By tuning the weighting of the new parameter, better performance than the original algorithm's can be obtained. By using ModelSim/Simulink/PSIM, the system-level simulation can be achieved and the influence of sampling rate on speed error is also presented. All registers in the proposed control IC can be observed via the JTAG download cable. An experimental platform has been constructed and results are given for verification.

## 誌 謝

首先要感謝我的老師鄒應嶼教授兩年來的悉心指導，透過以解決問題為基礎的教學方式，除了在專業知識上的精進之外，也讓我更加瞭解自己不足的地方。同時在解決問題的過程中，積極的態度以及如何簡化問題的思考方式，更是這兩年來我所得到的最大收穫。

感謝國隆、育宗學長，在這兩年中給我很多的幫助，除了知識與經驗外，也提供我很多寶貴的建議，並且經常的鼓勵我。

還有逸軒學長，以及同窗戰友啟揚和建強，謝謝你們在這些日子裡陪我一起經歷了研究生活的苦與樂，相信這兩年中朝夕相處的點滴，將會是人生最難忘的回憶之一。

謝謝學弟晏銓、智達、少軍、翊仲與韋吉，有了你們的加入，讓實驗室充滿朝氣與歡樂。

感謝金峰在硬體電路方面的協助；感謝月貴在一些行政事務上的幫忙。

最後要感謝我的父母、女友文儷以及所有關心我的家人與長輩，謝謝你們給我的支持與關懷，願與你們一同分享這份喜悅與榮耀。

謹以此論文獻給所有關心我的長輩與師長們…

游哲韋

2006 夏 於新竹交大

# 目 錄

中文摘要 .....	i
英文摘要 .....	ii
誌謝 .....	iii
目錄 .....	iv
表列 .....	vii
圖列 .....	viii
第一章 簡介 .....	1
1.1 研究背景與發展現況.....	1
1.2 研究動機與目的.....	2
1.3 論文架構 .....	4
第二章 永磁同步馬達的基本工作原理與利用霍爾感測器之速度控制 .....	5
2.1 永磁同步馬達的基本原理與數學模型.....	5
2.2 使用線性型霍爾感測器之磁場導向控制.....	9
2.3 利用線性型霍爾感測器訊號偵測轉子位置與轉速.....	12
2.4 永磁同步馬達速度控制策略.....	13
2.5 模擬結果分析.....	14
第三章 永磁同步馬達無感測轉子角度估測演算法 .....	18
3.1 無感測轉子角度估測演算法的基本原理.....	18
3.3.1 強健性分析.....	20
3.2 新型無感測轉子角度估測演算法.....	23
3.2.1 強健性分析.....	23
3.3 參數與訊號感測靜態誤差對轉子角度估測的影響.....	26
3.3.1 反抗電動勢常數誤差對估測結果的影響.....	26
3.3.2 定子線圈電阻值誤差對估測結果的影響.....	28
3.3.3 定子線圈電感值誤差對估測結果的影響.....	30
3.3.4 馬達端電壓或線電流感測誤差對轉子角度估測的影響.....	32
3.3.5 三相不對稱誤差對轉子角度估測的影響.....	34

3.3.6	反抗電動勢峰值的估測誤差對轉子角度估測結果的影響.....	35
3.4	模擬結果分析.....	37
3.5	總結.....	42
第四章	感測與無感測電路設計說明.....	43
4.1	利用霍爾感測器之速度估測電路設計.....	44
4.1.1	轉子位置估測電路.....	44
4.1.2	轉速計算電路.....	45
4.1.3	霍爾感測器速度估測電路模擬.....	47
4.2	無感測演算法之速度估測電路設計.....	51
4.2.1	轉子位置估測電路.....	51
4.2.2	反抗電動勢函數產生器.....	54
4.2.3	速度估測機制.....	55
4.2.4	無感測演算法之速度估測電路模擬.....	56
4.3	數位脈寬調變產生器電路設計.....	60
4.3.1	鋸齒波參考訊號產生器與比較器.....	62
4.3.2	無效時間產生器.....	62
4.3.3	數位脈寬調變產生器電路模擬.....	63
4.4	迴授控制電路設計.....	65
4.5	電流控制電路設計.....	69
第五章	感測與無感測速度控制IC之實現與實驗結果分析.....	73
5.1	感測與無感測速度控制IC整體實現.....	74
5.2	實驗發展系統介紹.....	77
5.2.1	FPGA 控制板介紹.....	78
5.2.2	馬達介面實驗板介紹.....	79
5.3	實驗結果分析.....	83
5.3.1	使用線性型霍爾感測器之速度控制實驗結果分析.....	83
5.3.2	無感測速度控制實驗結果分析.....	86
第六章	結論與建議.....	92
6.1	結論.....	92

6.2 建議 .....	93
參考文獻 .....	94
作者簡介 .....	96





## 表 列

4.1	依據三相霍爾訊號正負符號不同所區分的六種狀況 .....	44
4.2	感測速度估測器之暫存器的數值實現及誤差表 .....	47
4.3	霍爾感測器速度估測電路腳位功能說明 .....	48
4.4	永磁同步馬達參數表 .....	52
4.5	無感測演算法速度估測電路腳位功能說明 .....	57
4.6	數位脈寬調變產生器腳位功能說明 .....	64
4.7	迴授控制電路腳位功能說明 .....	69
4.8	電流控制電路腳位功能說明 .....	72
5.1	控制 IC 暫存器配置表 .....	75
5.2	速度控制 IC 使用資源分析表 .....	76
5.3	永磁同步主軸馬達的參數值 .....	78



## 圖 列

1.1	永磁同步馬達速度控制系統發展平台架構.....	4
2.1	永磁同步馬達的結構與轉子磁通分佈 .....	5
2.2	永磁同步馬達的等效電路模型 .....	7
2.3	永磁同步馬達的反抗電動勢與電流波形圖 .....	8
2.4	永磁同步馬達的空間向量圖 .....	10
2.5	以靜止三軸與同步旋轉二軸互相轉換為基礎之磁場導向控制架構 .....	10
2.6	線性型霍爾感測器輸出訊號與反抗電動勢波形 .....	11
2.7	使用線性型霍爾感測器之磁場導向控制架構 .....	11
2.8	使用線性型霍爾感測器之轉子角度偵測(a)訊號波形(b)方塊圖 .....	12
2.9	轉速計算 .....	13
2.10	使用線性型霍爾感測器之永磁同步馬達速度控制架構 .....	14
2.11	使用線性型霍爾感測器訊號偵測轉子角度與轉速(a)霍爾感測器訊號為理想(b)霍爾感測器訊號非理想 .....	15
2.12	使用線性型霍爾感測器訊號之定轉速控制(a)100 rpm(b)4000 rpm .....	16
2.13	使用線性型霍爾感測器訊號速度控制響應，先加速至 4000 rpm，再減速至 100 rpm(a)步階命令(b)斜波命令 .....	17
3.1	無感測轉子角度估測演算法方塊圖 .....	20
3.2	估測與實際角度變化量的比值對估測誤差的關係曲線圖 .....	21
3.3	轉子角度估測誤差的收斂軌跡(a)取樣頻率為馬達電機頻率的 5 倍(b)取樣頻率為馬達電機頻率的 10 倍(c)取樣頻率為馬達電機頻率的 20 倍.....	22
3.4	新型無感測轉子角度估測演算法方塊圖 .....	23
3.5	估測和實際角度變化量的比值與估測誤差的關係曲線圖 .....	24
3.6	取樣頻率為馬達電機頻率的 20 倍，對應於不同的 $\lambda$ 估測誤差收斂軌跡(a) $\lambda=0.7$ (b) $\lambda=1$ (c) $\lambda=1.3$ .....	25
3.7	反抗電動勢常數不準確對轉子角度估測誤差的關係曲線 .....	27
3.8	反抗電動勢常數不準確對轉子角度估測的影響 .....	27

3.9	標稱定子線圈電阻誤差對應的電壓降與反抗電動勢之比對轉子角度估測誤差的關係曲線 .....	29
3.10	標稱定子線圈電阻誤差所對應的電壓降為反抗電動勢的 20% 時對轉子角度估測的影響 .....	29
3.11	標稱定子線圈電感誤差對應的電壓降峰值與反抗電動勢峰值之比對轉子角度估測誤差的關係曲線圖 .....	31
3.12	標稱定子線圈電感誤差所對應的電壓降峰值為反抗電動勢峰值的 20% 時對轉子角度估測的影響 .....	31
3.13	三相電壓回授訊號有直流偏移誤差對轉子角度估測的影響 .....	32
3.14	磁通鏈增量的相位誤差對估測結果的影響 .....	34
3.15	$\lambda$ 對轉子角度估測誤差與速度估測誤差的影響 .....	35
3.16	反抗電動勢峰值估測誤差與角度估測誤差的關係曲線 .....	36
3.17	反抗電動勢峰值估測誤差以及 $\lambda$ 對轉子角度估測的影響 .....	37
3.18	無感測速度控制的系統架構方塊圖 .....	38
3.19	由低速至高速斜坡命令無感測速度控制(a) $\lambda=1$ (b) $\lambda=0.75$ 之速度響應.....	39
3.20	由低速至高速步階命令無感測速度控制(a) $\lambda=1$ (b) $\lambda=0.75$ 之速度響應.....	40
3.21	無感測正反轉速度控制(a) $\lambda=1$ (b) $\lambda=0.75$ 之速度響應.....	41
3.22	無感測啟動，由靜止到 500 rpm.....	42
4.1	感測速度估測器之轉子位置估測的電路實現方塊圖 .....	45
4.2	感測速度估測器之轉速計算電路實現方塊圖 .....	46
4.3	霍爾感測器速度估測電路的 IP 方塊.....	47
4.4	在 500 rpm(a)取樣頻率 20 kHz(b)取樣頻率 200 kHz 情況下轉速及轉子位置模擬圖 .....	49
4.5	在 5000 rpm(a)取樣頻率 20 kHz(b)取樣頻率 200 kHz 情況下轉速及轉子位置模擬圖 .....	50
4.6	無感測演算法之速度估測電路方塊圖 .....	51
4.7	無感測演算法方塊圖 .....	52
4.8	無感測轉子角度估測演算法定點數實現架構方塊圖 .....	53

4.9	無感測演算法多組運算單元電路實現架構 .....	54
4.10	弦波型反抗電動勢之查表內容 .....	54
4.11	反抗電動勢波形 .....	55
4.12	無感測轉速計算電路實現方塊圖 .....	55
4.13	無感測演算法速度估測電路的 IP 方塊.....	56
4.14	無感測演算法參數說明 .....	57
4.15	在 500 rpm(a)取樣頻率 20 kHz(b)取樣頻率 200 kHz 情況下無感測轉速及 轉子位置模擬圖 .....	58
4.16	在 5000 rpm(a)取樣頻率 20 kHz(b)取樣頻率 200 kHz 情況下無感測轉速 及轉子位置模擬圖 .....	59
4.17	三相全橋換流器架構圖 .....	60
4.18	斜坡比較電流調節方塊圖 .....	61
4.19	數位脈寬調變訊號產生器電路方塊圖 .....	61
4.20	鋸齒波參考訊號產生器與比較器電路實現方塊圖 .....	62
4.21	無效時間產生器電路實現方塊圖 .....	63
4.22	數位脈寬調變產生器電路的 IP 方塊.....	63
4.23	數位脈寬調變產生器模擬波形 .....	65
4.24	速度控制系統架構圖 .....	66
4.25	速度控制電路方塊圖 .....	66
4.26	PI 控制器運算之執行順序示意圖.....	67
4.27	PI 控制器狀態變化圖.....	68
4.28	PI 控制器電路實現之硬體架構圖.....	68
4.29	迴授控制電路的 IP 方塊.....	69
4.30	電流控制電路方塊圖 .....	70
4.31	訊號調整電路之執行順序示意圖 .....	71
4.32	訊號調整電路狀態變化圖 .....	71
4.33	電流控制電路的 IP 方塊.....	72
5.1	感測與無感測速度控制 IC 功能方塊圖 .....	74
5.2	以 FPGA 為基礎之永磁同步馬達實驗發展平台實體圖 .....	77

5.3	FPGA 控制板實體圖 .....	79
5.4	馬達實驗介面板功能方塊圖 .....	80
5.5	馬達驅動電路 .....	80
5.6	數位類比轉換電路 .....	81
5.7	電流偵測電路 .....	81
5.8	馬達實驗介面板 .....	82
5.9	速度控制系統硬體方塊圖 .....	83
5.10	定轉速控制 500 rpm 取樣頻率(a)20 kHz(b)100 kHz 之速度響應圖 .....	84
5.11	定轉速控制 4000 rpm 取樣頻率(a)20 kHz(b)100 kHz 之速度響應圖 .....	85
5.12	定轉速控制 4000 rpm、取樣頻率 20 kHz 時(a)X=1(b)X=0.25 之速度響應圖 .....	87
5.13	定轉速控制 4000 rpm、取樣頻率 100 kHz 時(a)X=1(b)X=0.25 之速度響應圖 .....	88
5.14	定轉速控制 4000 rpm、X=0.25 時取樣頻率(a)20 kHz(b)100 kHz 之速度響應圖 .....	89
5.15	無感測弦波命令速度控制，由 1400 rpm 到 6000 rpm .....	90
5.16	無感測方波命令速度控制，由 1400 rpm 到 6000 rpm .....	90
5.17	定轉速命令 6000 rpm 時，轉子位置估測情形 .....	91

# 第一章

## 簡介

### 1.1 研究背景與發展現況

自十九世紀末以來，馬達是機電系統中主要的動力來源。在過去，直流馬達被廣泛的應用在各種場合。直流馬達的優點是控制容易，只要改變電樞電壓就可達到變速的目的，且從零轉速到額定轉速，馬達的轉矩都可維持定值。然而，因為直流馬達的電樞位於轉子，必須使用換向片與定子的碳刷接觸，當馬達旋轉時，兩者摩擦容易產生火花，使得直流馬達不適用於某些場合。而且碳刷必須經常維護，降低了直流馬達的可靠度。

永磁同步馬達(permanent magnet synchronous motor, PMSM)屬於交流馬達的一種，具有交流馬達結構簡單、不需維護及沒有火花產生之優點。另一方面，同步馬達與感應馬達比較，同步馬達是以同步轉速運轉，不似感應馬達有滑差(slip)，除此之外，感應馬達的定子電流還包括了磁化電流的部分，效率也會較轉子使用永久磁鐵的永磁同步馬達差。再加上磁場導向控制(field-oriented control, FOC)與微處理器的進步，使得控制複雜的交流馬達逐漸取代直流馬達成為伺服驅動主力。

在磁場導向控制中，由於定子電流要分解成磁場電流與轉矩電流兩分量須參考轉子磁場的方向，因此使用磁場導向控制時必須知道轉子的位置。轉子位置可使用額外的硬體裝置直接偵測，或是利用馬達本身的參數以及電壓、電流訊號做無感測轉子角度估測。使用硬體裝置直接偵測的好處是方便與簡單，但使用轉子偵測裝置除了有體積與可靠度的考量之外，解析度愈高的轉子角度偵測裝置所需的成本也愈高。使用無感測的方式雖然需要比較複雜的演算法，但是良好的無感測控制將可提高伺服控制系統的精準度。

目前永磁同步馬達的無感測方法大致可分為三大類[3]，第一類方法是直接偵測定子的反抗電動勢。由於反抗電動勢與轉子位置有關，直接偵測非激發相的反抗電動勢



可求得轉子位置，但因弦波型永磁同步馬達的電流在一個電機週期中是持續的導通，故此方法只適用於梯型波型的永磁同步馬達。第二類方法則是以馬達的數學模型為基礎，根據量測馬達的端電壓、電流以及馬達的電阻、電感、反抗電動勢等參數值，設計狀態觀察器(state observer)、卡曼濾波器(Kalman filter)、或以直接計算的方式，估測馬達的轉子位置[1]-[7]。這類方法的性能與訊號量測以及參數的準確性有很大的關係，且所需的運算量較大。這兩類方法在低轉速時都有低訊噪比(signal-to-noise ratio, SNR)的問題。第三類的方法只適用於凸極式的永磁同步馬達。利用凸極式永磁同步馬達在不同角度的磁阻不均等的特性，由定子線圈注入高頻訊號，並使用額外的電路與訊號處理的技術偵測高頻諧波訊號以求得轉子位置[8]。這樣的轉子估測方式與馬達的參數無關，即使在低速甚至靜止時仍有效，但注入高頻訊號卻可能導致其它的副作用，例如造成轉矩波動。

而在歐美市場上已經有不少種永磁同步馬達控制IC，以下列舉幾家公司所設計的IC皆採無感測技術作為換向控制的基礎，例如：美國IOR公司所設計的IRMCK203、法國SGS-THOMSON公司所設計的無感測主軸馬達控制IC-L6238、美國Micro-Linear公司的無感測主軸馬達控制IC-ML44系列、Allegro公司的所設計，以梯型波的反抗電動勢為基礎的馬達控制IC-8902-A、日本TOSHIBA公司的(pulse width modulation, PWM)型的無感測控制IC-TB6520P。其中IRMCK203為一顆功能強大的永磁同步馬達無感測控制IC，其特色在於內建的啟動方式可以符合各種不同的應用，同時使用者可以透過RS232、SPI、Parallel Interface的通訊介面，在其發展的系統工具中讀寫內部暫存器的數值，達到改善系統效能及監控的目的。由以上的介紹可以瞭解到，永磁同步馬達無感測控制IC的設計雖然在國外的業界發展蓬勃，但在國內晶片設計公司目前尚未設計出類似的控制IC，系統廠商所採用的控制IC均來自美日的供應商，由此可知國內在這方面的研究仍有很大進步空間。

## 1.2 研究動機與目的

永磁同步馬達的轉子為永久磁鐵，為了達到良好的同步運轉，轉子位置的偵測是必須的。常見的轉子位置偵測元件有編碼器(encoder)與霍爾感測器(Hall-effect sensor)。目前偵測馬達轉子位置的霍爾感測器通常是將霍爾元件所產生電壓訊號經過整形後成為方波。由於解析度低，這樣的方法僅適用於無刷直流馬達。然在低轉速時，以這樣

的方式所提供的低解析度轉子位置資訊仍會使得控制不易。編碼器雖能提供解析度較佳的轉子位置回授訊號，但價格較高。

線性型霍爾感測器提供了一個低成本且高解析度的解決方法。由於霍爾元件所產生的電壓正比於磁場的強度，當馬達旋轉時，霍爾元件產生的電壓便隨著轉子的位置的變化而改變。若轉子磁通的分佈情形為已知，只要偵測此電壓的大小，便可間接得知轉子的位置。然而，霍爾元件對環境溫度敏感，使得在某些應用環境不適合使用霍爾元件。此外，若是霍爾感測器的訊號受到雜訊的影響，亦可能使得在判斷轉子位置時產生誤差。由於速度迴授的訊號會直接影響到誤差訊號的大小，改變馬達驅動器所送出的驅動力大小，進而影響到整個速度控制的效能，因此良好且有效的速度估測機制為本論文之研究重點。

為了進一步解決使用霍爾感測器的缺點，在速度控制的模式下可以使用無感測的方式估測轉子位置與速度。除了降低硬體成本之外，亦可免去在不同應用環境下偵測裝置的使用限制，並提高可靠度。本論文採用的無感測轉子角度估測演算法是以磁通鏈增量與正規化反抗電動勢估測轉子角度變化量，再以累加的方式計算出轉子的電機角度。此方法對於雜訊等因素所造成之估測誤差具有自動修正的能力，但若是演算法中所使用的馬達參數或量測訊號不準確仍會造成估測結果的誤差。

本論文首先以PSIM模擬軟體發展永磁同步馬達的控制架構。如此可先排除在實際操作的情況中可能遭遇的非理想狀況，並建立對整個系統的初步概念。將無感測轉子速度估測演算法及速度迴路以FPGA實現，並以碧茂公司所生產的主軸馬達為控制對象，進行速度控制系統的設計。圖1.1為本永磁同步馬達速度控制系統發展平台方塊圖。



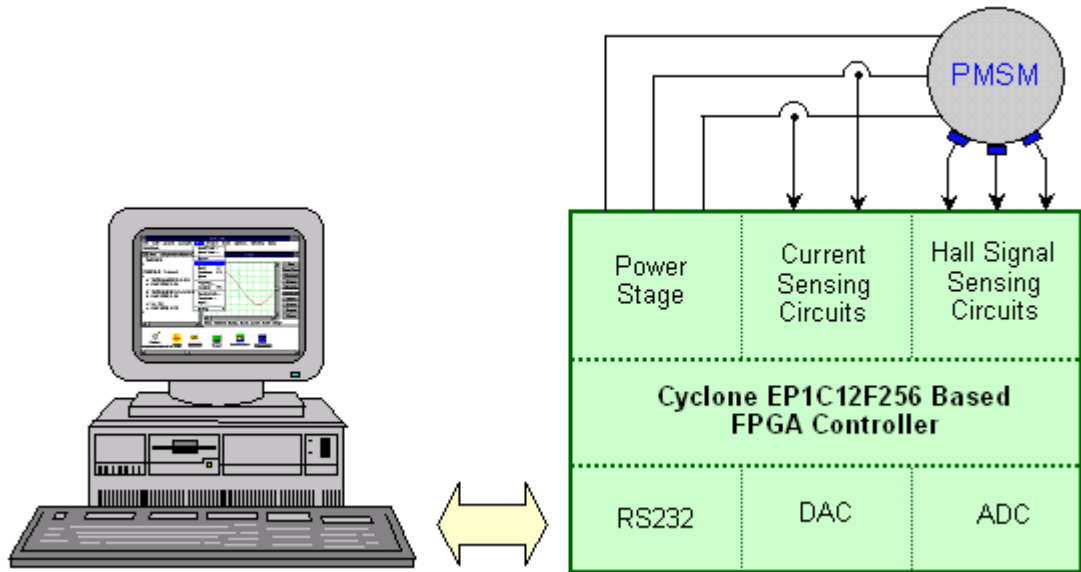


圖1.1 永磁同步馬達速度控制系統發展平台架構

### 1.3 論文架構

本節說明本論文的組織架構。

第一章介紹研究背景、發展現況、研究動機與目的。

第二章先介紹永磁同步馬達的基本原理與數學模型，再討論使用線性型霍爾感測器的永磁同步馬達速度控制，包括如何利用霍爾感測器的訊號產生三相電流命令，以及轉子角度與轉速的計算。

第三章介紹本論文所使用的無感測轉子角度估測方法，分析此估測方法對參數變異與雜訊的穩健度，並以模擬結果呈現此方法的性能。

第四章介紹感測與無感測速度控制數位電路的設計與實現方法，將數位速度估測器分為利用霍爾感測器的速度估測電路與無感測的速度估測電路，並將實現的數位電路透過ModelSim/Simulink/PSIM做系統整合模擬。

第五章介紹論文的實驗平台及此速度控制IC的實驗結果。最後在第六章總結本論文的研究成果，以及對未來可能改善或進一步研究的部分提出建議。

## 第二章

# 永磁同步馬達的基本工作原理

### 2.1 永磁同步馬達的基本原理與數學模型

永磁同步馬達屬於交流馬達的一種，其轉子部分為永久磁鐵，線圈繞組置於定子。穩態運轉時，定子線圈所產生的磁場與轉子同步旋轉，故稱為同步馬達。圖2.1為永磁同步馬達的構造圖與理想的磁通分佈波形，圖中 $B_a$ 與 $\theta_e$ 分別代表磁通密度與馬達的電機角。根據法拉第定律(Faraday's law)，當通過線圈的磁通量改變時，線圈兩端會感應一電壓，轉子轉動使定子線圈所感應的電壓即是反抗電動勢，除了轉子磁通分佈會影響反抗電動勢的波形之外，定子線圈繞組的分佈也是因素之一。本論文以反抗電動勢為弦波的非凸極式永磁同步馬達為主要的討論對象。非凸極式馬達的氣隙長度在任一角度皆相同，磁阻不會因轉子位置改變而不同。

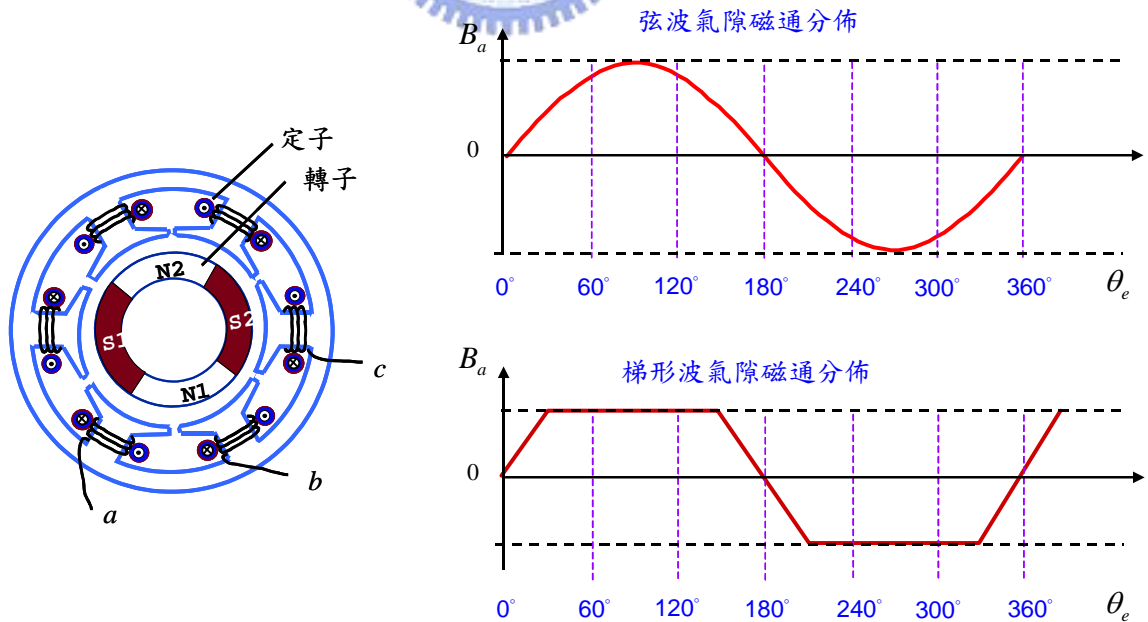


圖2.1 永磁同步馬達的結構與轉子磁通分佈

假設三相Y接永磁同步馬達的各相線圈電感與電阻相等，電壓方程式可寫成陣列的形式[9]-[10]：

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ss} & M & M \\ M & L_{ss} & M \\ M & M & L_{ss} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

其中

$v_{an}$ 、 $v_{bn}$ 與 $v_{cn}$	三相電壓
$i_a$ 、 $i_b$ 與 $i_c$	三相電流
$R_s$	三相定子線圈電阻
$L_{ss}$	三相定子線圈自感
$M$	相間線圈互感
$p$	對時間微分運算元
$e_a$ 、 $e_b$ 與 $e_c$	三相反抗電動勢

因線圈感應電勢的大小正比於通過磁通量的微分，故反抗電動勢的振幅與轉速間的關係可表示成：

$$E = K_E \cdot \omega_r \quad (2-2)$$

其中  $E$  代表單相反抗電動勢的振幅、 $\omega_r$  為轉子角速度， $K_E$  表示反抗電動勢振幅與轉速之間的比例關係，稱為反抗電動勢常數。若轉子為非凸極式，各相線圈的自感與互感不會隨轉子轉動而改變，可視為常數，再根據三相平衡電流和為零的關係，(2-1)可改寫成：

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

其中

$$L_s = L_{ss} - M \quad (2-4)$$

由(2-3)可知，永磁同步馬達每一相的等效電路模型為一電阻、電感與一代表反抗電動勢的電壓源串聯所構成，如圖2.2所示。

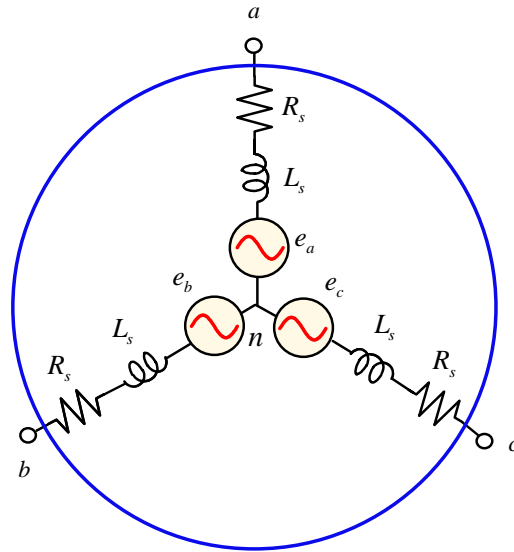


圖2.2 永磁同步馬達的等效電路模型

非凸極式馬達不會產生磁阻轉矩，其電磁轉矩僅由定子磁場牽引轉子磁場所產生。定子磁場由電流產生，轉子磁場會使定子線圈感應反抗電動勢，而反抗電動勢的大小又正比於馬達的轉速，因此馬達所產生的電磁轉矩可表示為反抗電動勢、定子電流與轉速的函數：

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} \quad (2-5)$$

根據上式，若馬達的反抗電動勢為弦波，電流必須也是弦波才能產生穩定的轉矩。圖2.3為理想的反抗電動勢與相電流波形。圖中 $\alpha$ 代表相電流與反抗電動勢的相角差，由(2-5)可推得馬達所產生的電磁轉矩為：

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{1.5EI}{\omega_r} \cos \alpha \\ &= 1.5K_E I \cos \alpha \end{aligned} \quad (2-6)$$

其中的 $E$ 與 $I$ 分別為反抗電動勢峰值與相電流峰值，在一般的操作情況下，若要單位電流能產生最大的轉矩， $\alpha$ 須為零。由(2-6)可知，馬達的轉矩是正比於電流的大小，因此馬達的轉矩控制即為定子之電流控制。然而，電磁轉矩並不等於馬達的輸出轉矩，考慮負載以及馬達本身所消耗的轉矩，機械方程式可表示為：

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - \frac{T_L}{N} - B\omega_r) \quad (2-7)$$

$J$ 與 $B$ 可進一步表示成

$$J = \frac{J_L}{N^2} + J_M \quad (2-8)$$

$$B = \frac{B_L}{N^2} + B_M \quad (2-9)$$

其中

$J_L$  負載轉動慣量

$J_M$  馬達轉動慣量

$N$  齒輪比

$B_L$  負載摩擦係數

$B_M$  馬達摩擦係數

$T_L$  外部負載轉矩

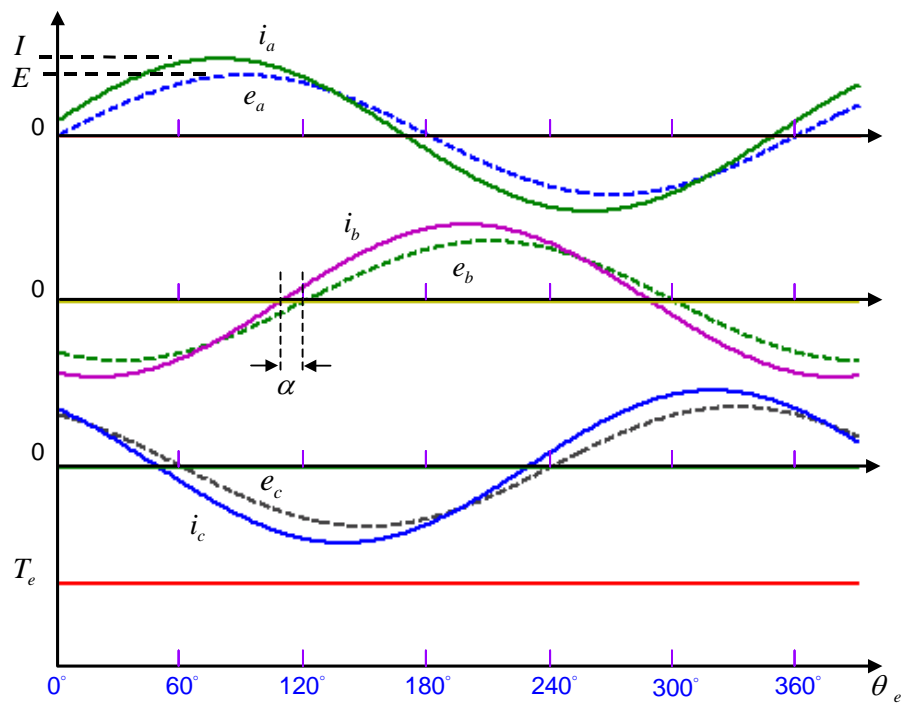


圖2.3 永磁同步馬達的反抗電動勢與電流波形圖

## 2.2 使用線性型霍爾感測器之磁場導向控制

如前節所述，為了使永磁同步馬達能產生穩定的轉矩，定子線圈必須根據馬達轉子的位置產生適當方向的磁場。一般的磁場導向向量控制法是使用 $d$ - $q$ 旋轉二軸座標轉換方式，如圖2.4所示， $d$ 軸為轉子磁場的方向， $q$ 軸與 $d$ 軸相差 $90^\circ$ 電機角； $\bar{I}$ 與 $\bar{E}$ 分別代表馬達的三相電流與反抗電動勢的合成向量。若要單位電流產生最大轉矩， $\bar{I}$ 與 $q$ 軸(或 $\bar{E}$ )的夾角 $\alpha$ 應為 $0^\circ$ ，也就是讓定子線圈所產生的合成磁場方向領先轉子磁場 $90^\circ$ 電機角。靜止三軸 $a$ - $b$ - $c$ 與同步旋轉二軸 $d$ - $q$ 的轉換關係式如下：

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \theta_e & \sin(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \\ \cos \theta_e & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

與

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta_e & \cos \theta_e & 1 \\ \sin(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & 1 \\ \sin(\theta_e + 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

其中 $F_d$ 、 $F_q$ 分別代表同步旋轉座標上 $d$ 軸與 $q$ 軸的分量， $F_0$ 代表零序分量， $f_a$ 、 $f_b$ 與 $f_c$ 分別代表 $a$ 、 $b$ 、 $c$ 三相的訊號。圖2.5為以靜止三軸與同步旋轉二軸互相轉換為基礎之磁場導向向量控制的架構圖，三相電流回授 $i_a$ 、 $i_b$ 與 $i_c$ 必須先轉換成同步旋轉二軸 $I_d$ 與 $I_q$ 兩分量，再分別與磁場電流命令 $I_d^*$ 以及轉矩電流命令 $I_q^*$ 經過控制器運算後輸出控制力為 $V_d^*$ 與 $V_q^*$ 的控制電壓量，再透過同步旋轉二軸至靜止三軸的轉換，得到馬達三個端電壓的控制量 $v_a^*$ 、 $v_b^*$ 與 $v_c^*$ ，經由脈寬調變產生三相換流器六個開關元件的控制訊號。

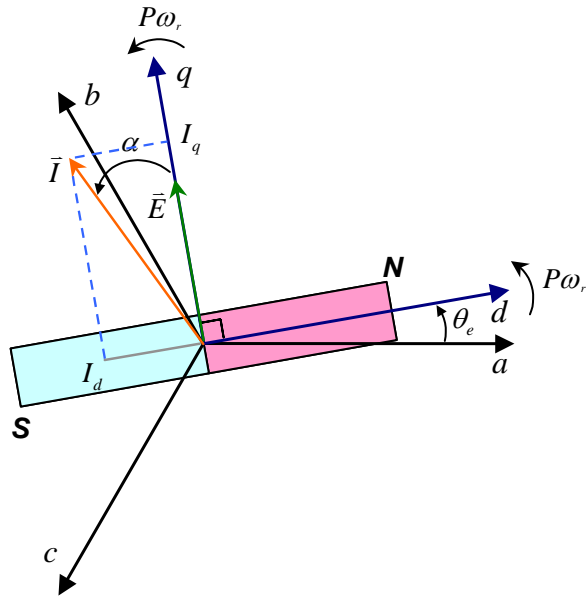


圖2.4 永磁同步馬達的空間向量圖

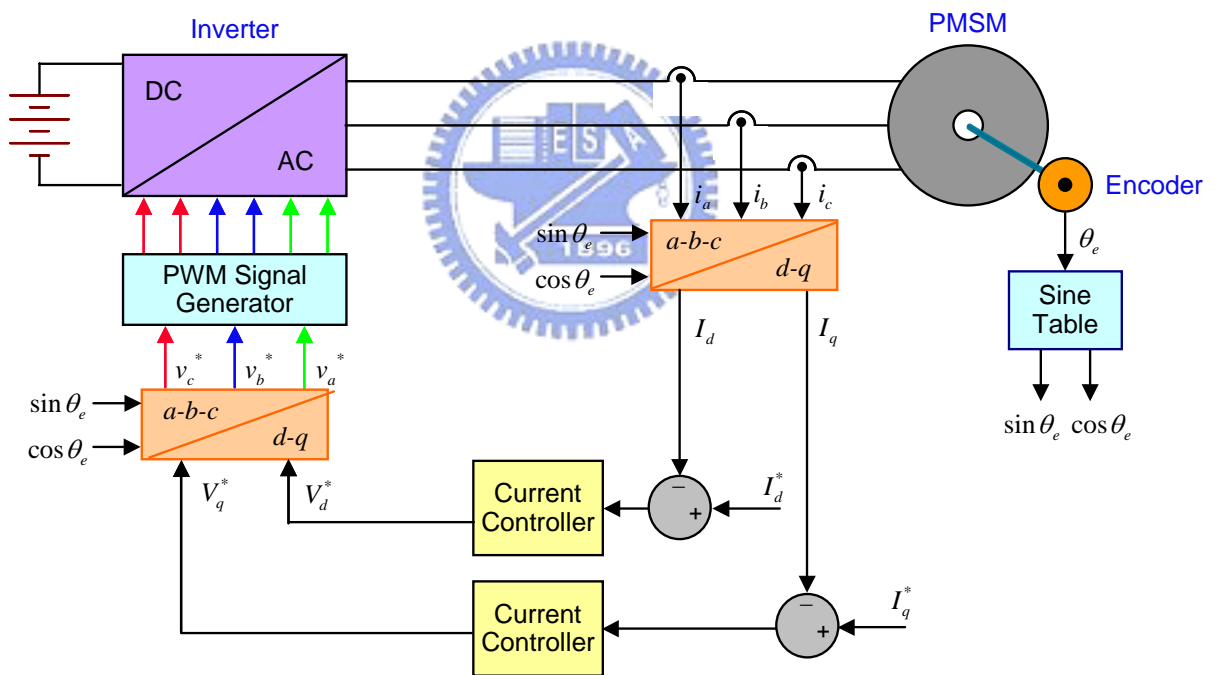


圖2.5 以靜止三軸與同步旋轉二軸互相轉換為基礎之磁場導向控制架構

為了免去在靜止三軸 $a-b-c$ 與同步旋轉二軸 $d-q$ 之間轉換的轉換過程，本論文使用線性型霍爾感測器的訊號做為反抗電動勢相位的參考。圖2.6為永磁交流馬達旋轉時， $a$ 相的反抗電動勢與該相對應的線性型霍爾感測器輸出波形，由於霍爾感測器是固定於定子，因此霍爾感測器的訊號與反抗電動勢波形的頻率應相同，且相位差固定。圖2.7為使用線性型霍爾感測器的永磁同步馬達控制架構，圖中的 $H_a$ 、 $H_b$ 與 $H_c$ 為三相的霍爾



感測器輸出訊號， $I^*$  為相電流峰值命令， $H_a$ 、 $H_b$  與  $H_c$  分別與  $I^*$  相乘後產生各相的電流命令  $i_a^*$ 、 $i_b^*$  與  $i_c^*$ ，經過電流控制器運算之後再產生三相電壓的控制量[11]-[13]。如此不需經過靜止三軸與同步旋轉二軸之間的轉換也可達到磁場導向向量控制的目的。

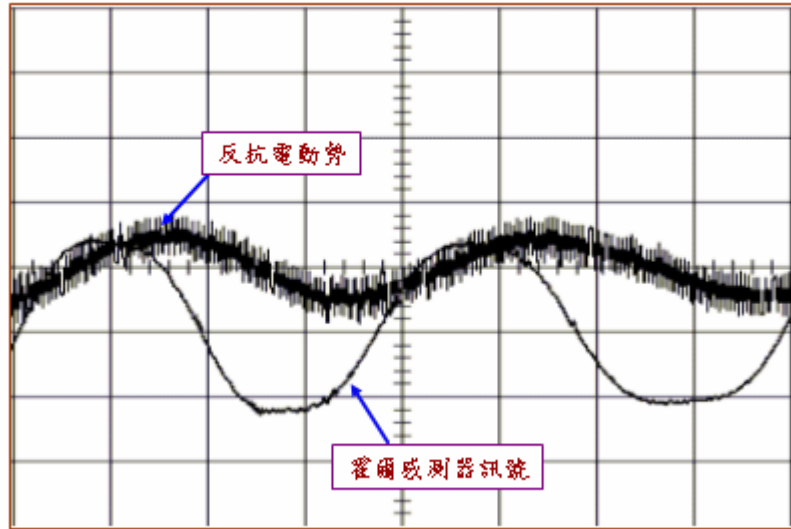


圖2.6 線性型霍爾感測器輸出訊號與反抗電動勢波形

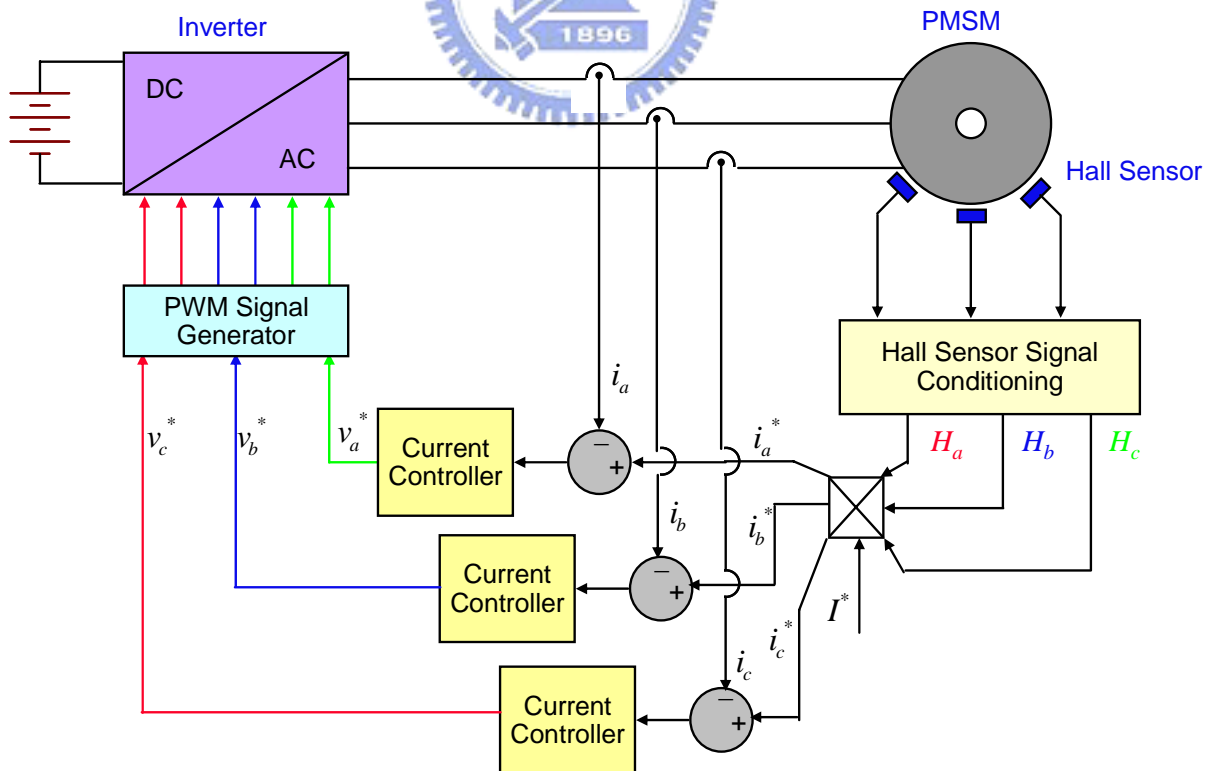


圖2.7 使用線性型霍爾感測器之磁場導向控制架構



## 2.3 利用線性型霍爾感測器訊號偵測轉子位置與轉速

由於光編碼器的價格較高，而一般的霍爾感測器輸出的方波訊號所提供的轉子位置資訊的解析度又太低，本節將介紹利用價格低廉的線性型霍爾感測器得到高解析度轉子位置資訊的方法。

線性型霍爾感測器所產生的電壓訊號波形與轉子磁場分佈的波形相同，對於弦波形永磁同步馬達，線性霍爾感測器的輸出電壓波形為弦波，轉子角度的一點變化就會使霍爾感測器的輸出的電壓大小不同，因此利用線性型霍爾感測器可以得到高解析度的轉子角度資訊。但以單獨一相來看，弦波訊號在一個週期中，同一個電壓訊號位準會對應到兩個不同的角度。為了避免模稜兩可的情形，需要同時使用三個霍爾感測器的訊號判斷轉子位置。圖2.8為使用線性型霍爾感測器判斷轉子位置的方法， $360^\circ$  電機角依三相弦波的正負符號不同可分為I到VI六個區間，每個區間各為 $60^\circ$ 。要決定轉子的電機角度，首先根據三個霍爾感測器訊號的正負判斷轉子角度所在的區間，區間I至區間VI分別取  $H_a$ 、 $-H_c$ 、 $H_b$ 、 $-H_a$ 、 $H_c$ 、 $-H_b$ ，做查表即可得知轉子電機角度。

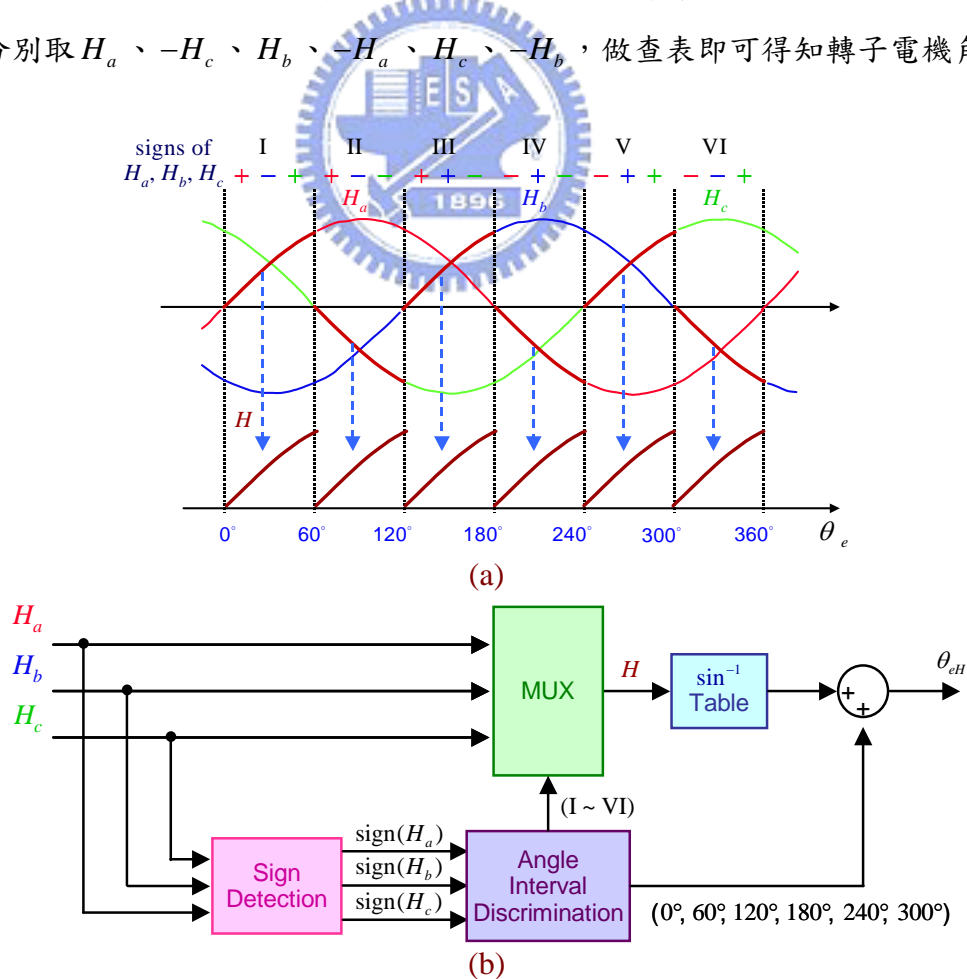


圖2.8 使用線性型霍爾感測器之轉子角度偵測(a)訊號波形(b)方塊圖

得到轉子的角度後，利用微分的方式可得到馬達的轉速。但由於所得到的轉子角度為 $0^\circ$ 到 $360^\circ$ ，當轉子轉至 $360^\circ$ 再由 $0^\circ$ 開始下一個週期的瞬間，直接利用轉子的角度增量計算轉速會導致速度估測錯誤。為了解決這個問題，假設馬達的轉速在一個取樣週期內的變化可以忽略，當偵測到轉子的角度增量太大時，便以前一個取樣週期的角度增量取代。圖2.9為利用轉子角度的變化計算馬達轉速的方塊圖。圖中 $\theta_{Hall}$ 代表使用霍爾感測器的訊號所得轉子角度， $\Delta\theta_{Hall}$ 為一個取樣週期的 $\theta_{Hall}$ 增量， $\omega_{Hall}$ 為計算出的轉子機械角速度。限制角度增量大小的 $\Delta\theta_{limit}$ 針對不同的馬達轉速可設為不同的值。

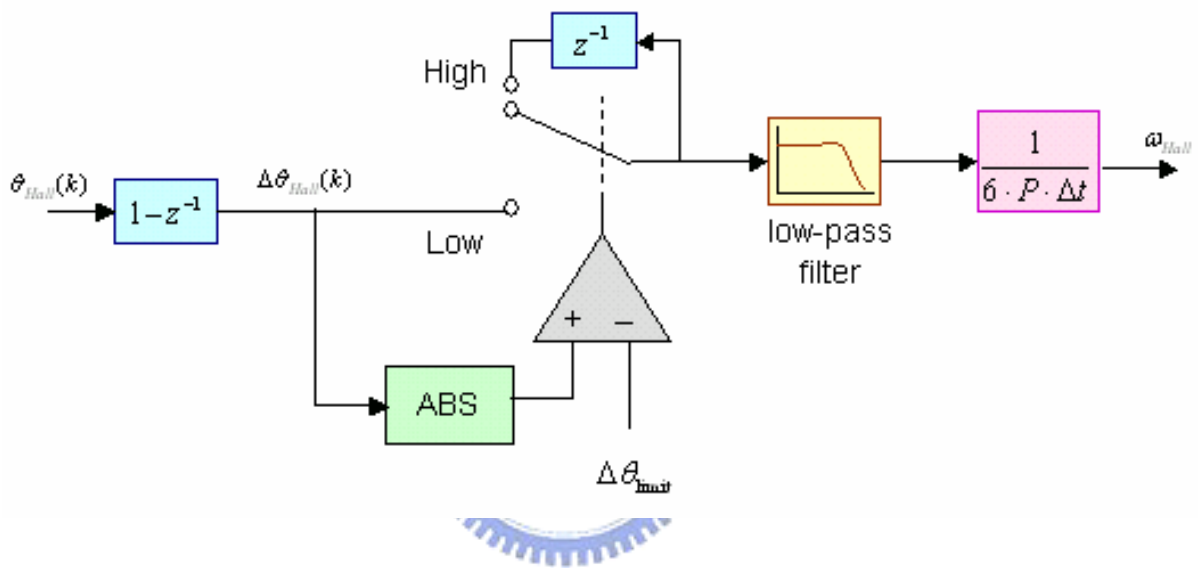


圖2.9 轉速計算

## 2.4 永磁同步馬達速度控制策略

圖2.10為使用線性型霍爾感測器之永磁同步馬達速度控制架構。本節將討論各迴路之控制器設計時的考量。

電流控制器最簡單的形式之一為比例積分控制器(PI controller)，然而，不同於使用靜止三軸轉同步旋轉二軸的磁場導向向量控制，電流控制器所控制的是直流量，使用線性型霍爾感測器的電流迴路控制器是直接控制各相電流，因此馬達轉速愈高時控制器所需的頻寬也愈大，若是頻寬太小，除了各相輸出電流與命令之間的振幅誤差會隨轉速增加而變大之外，還會使得各相電流的相位落後命令的現象發生。而使用比例控制器(P controller)輸出在追隨低頻弦波命令時就有振幅誤差，但可以得到較大的電流控

制迴路頻寬。

速度控制迴路的頻寬除了與速度控制器有關之外，也受到馬達所容許的最大電流限制，馬達能承受較大的電流流過，代表馬達能產生的轉矩也愈大，能有較高的加速度。為了使馬達在加速時的轉矩最大，速度控制器的設計應能在馬達加速時產生最大的電流命令。速度控制器使用比例積分器能使馬達對於定轉速命令沒有穩態誤差，但在選擇積分常數時須注意電流控制器所能產生的馬達最大加速度，若是積分常數太大，對於斜率較大的速度命令，甚至是步階命令，積分器可能提前飽和而失效。

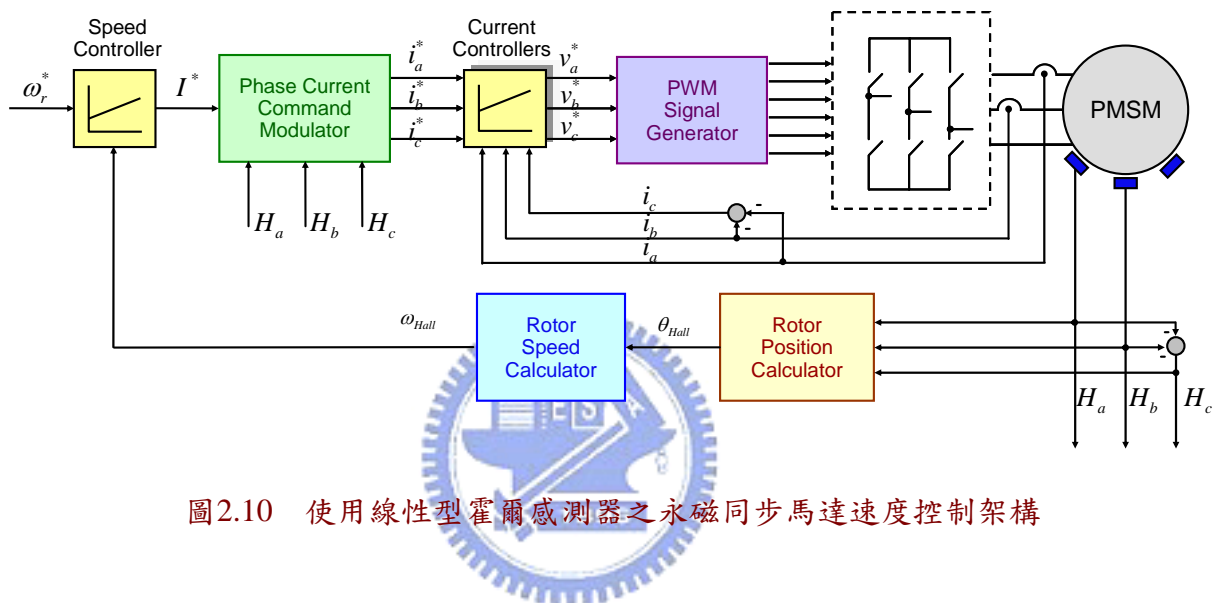


圖2.10 使用線性型霍爾感測器之永磁同步馬達速度控制架構

## 2.5 模擬結果與分析

本節將以PSIM模擬的結果驗證前面所述，利用線性型霍爾感測器之永磁同步馬達速度控制的方法。圖2.11為加速時轉子角度與轉速偵測的結果。假設霍爾感測器的訊號為三相平衡， $c$ 相的訊號可由 $a$ 相與 $b$ 相得到。由於量化誤差以及使用查表法的緣故，由圖2.11(a)轉子角度與轉速偵測的結果都會有一定程度的誤差，此誤差與數位類比轉換時的量化誤差、以及反正弦表的解析度和精確度有關。此外，另一個造成誤差的原因是非理想的霍爾感測器訊號。由於實際情況中霍爾感測器訊號會經過放大電路的處理，霍爾感測器訊號很可能發生三相的振幅不相同或直流偏移的情況，圖2.11(b)中 $H_a$ 的振幅為理想值的105%、 $H_b$ 直流偏移量為振幅的2%，在此條件下已造成轉子角度與轉速偵測較明顯的誤差，必須使用濾波器來降低轉速偵測的誤差。

圖2.12為定轉速控制的模擬結果。在圖2.12(a)中計算得到的轉速與實際轉速間有大

約30 rpm的誤差。圖2.12(b)的速度命令為4000 rpm，由圖中可發現計算得到的轉速與實際轉速間有大約30 rpm的誤差。圖2.13為對步階命令與斜坡命令之速度控制響應圖，模擬系統的加速性能。

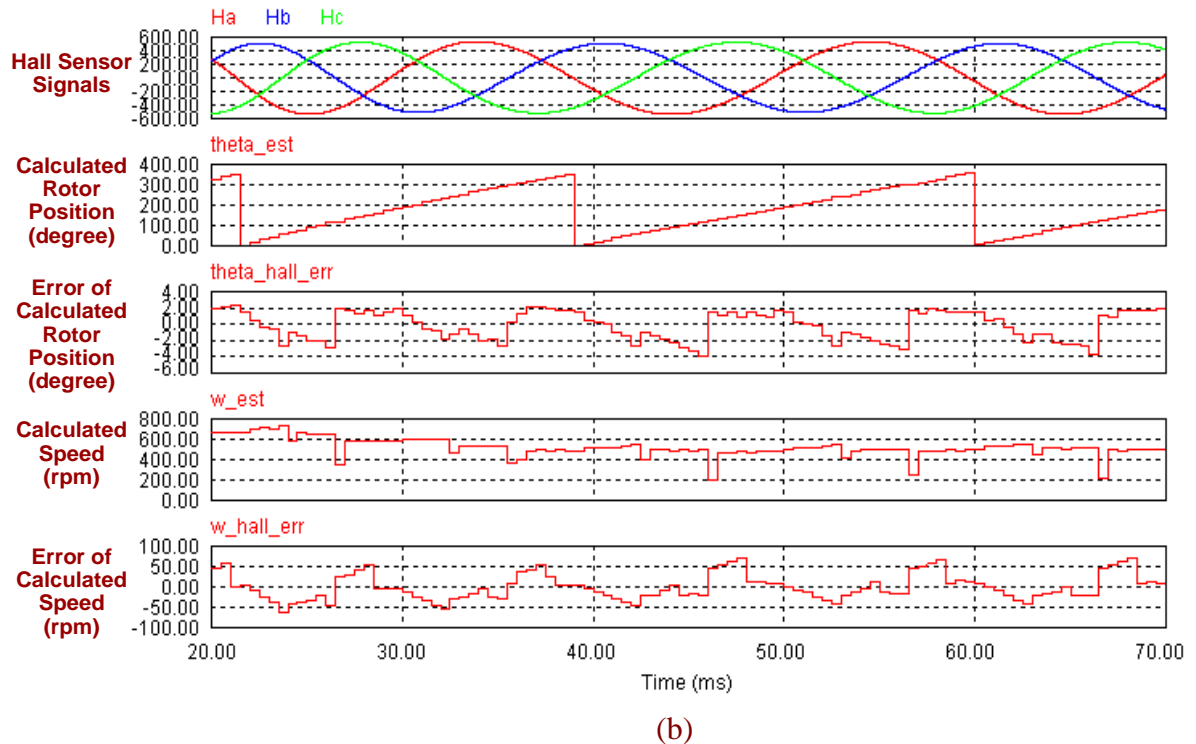
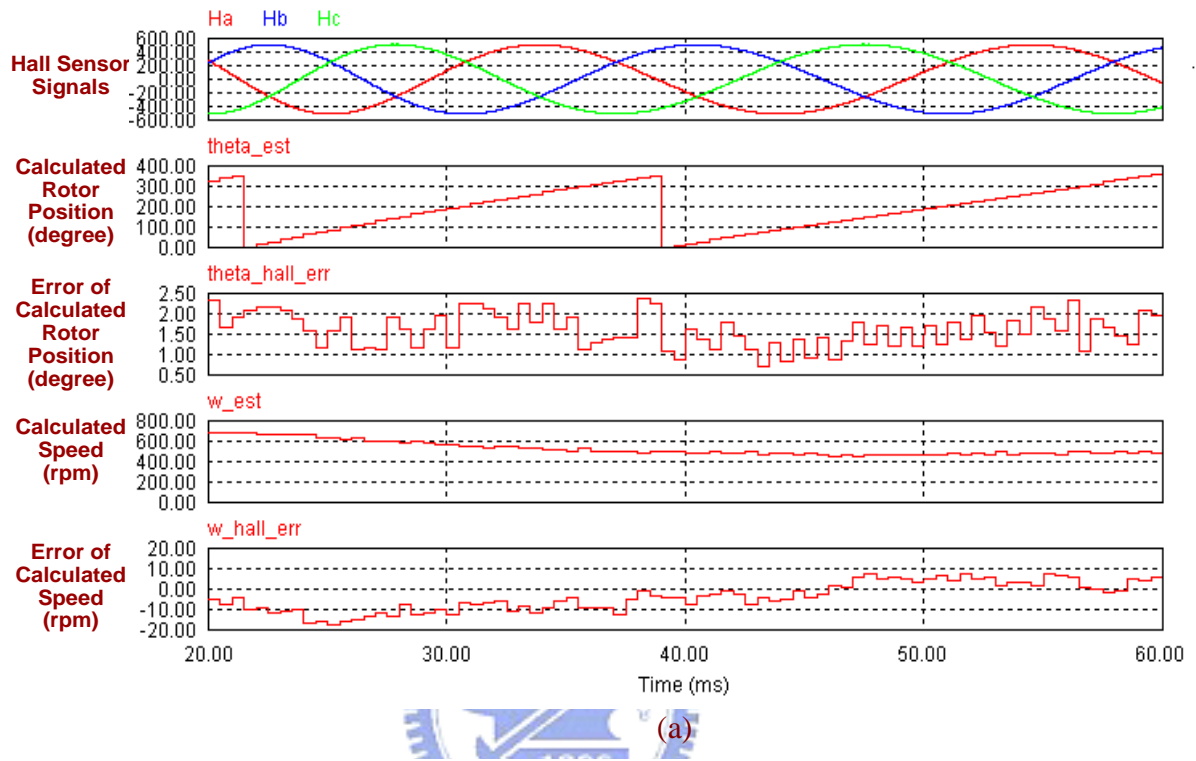
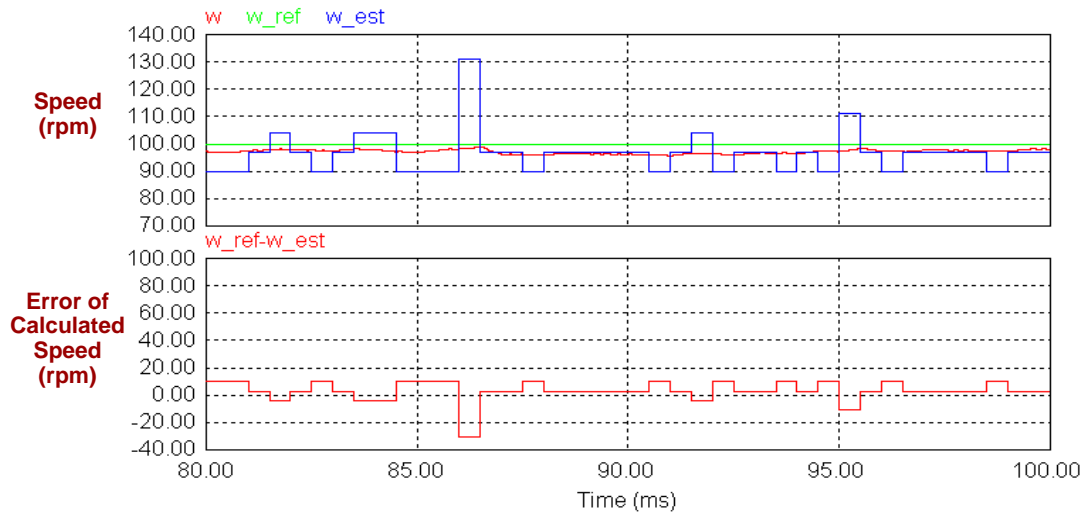
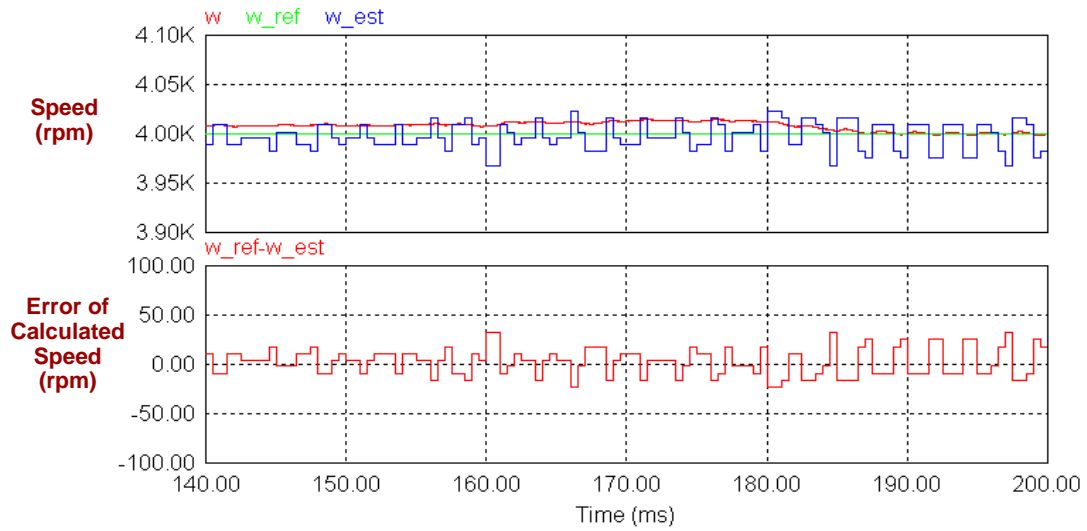


圖2.11 使用線性型霍爾感測器訊號偵測轉子角度與轉速(a)霍爾感測器訊號為理想(b)霍爾感測器訊號非理想

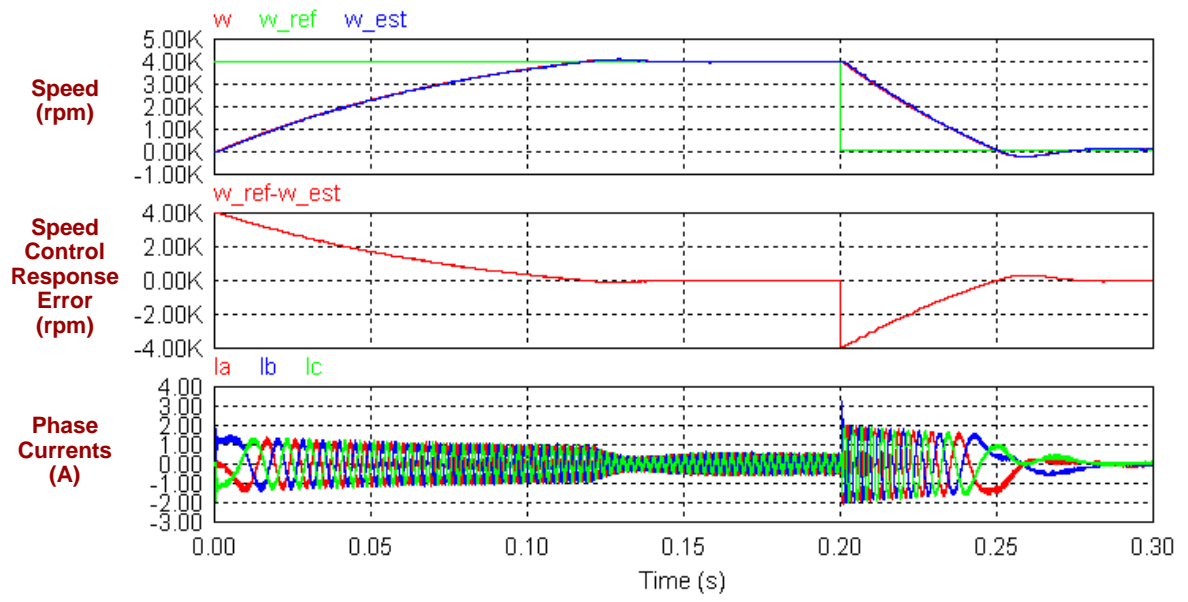


(a)

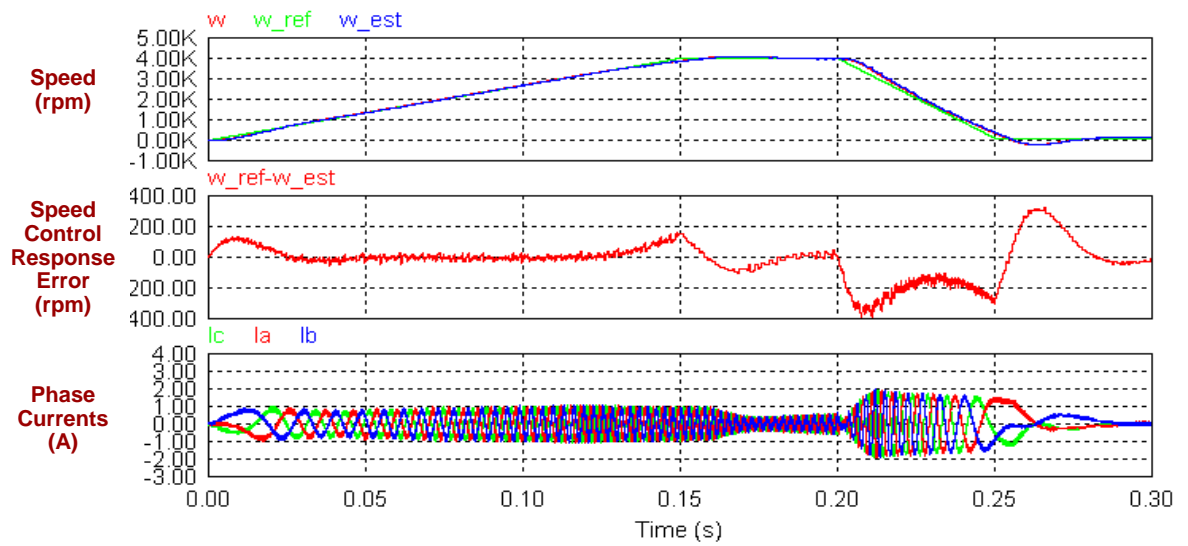


(b)

圖2.12 使用線性型霍爾感測器訊號之定轉速控制(a)100 rpm(b)4000 rpm



(a)



(b)

圖2.13 使用線性型霍爾感測器訊號速度控制響應，先加速至4000 rpm，再減速至100 rpm(a)步階命令(b)斜波命令

## 第三章

# 永磁同步馬達 無感測轉子角度估測演算法

在前一章中介紹了使用線性型霍爾感測器的永磁同步馬達控制方法，回授電流與霍爾元件訊號不需座標轉換即可達到磁場向量控制的目的，但使用霍爾感測器除了增加硬體成本之外，應用環境亦有其限制。本章將介紹一種無感測轉子角度估測演算法，能產生取代霍爾感測器之訊號，並對其強健性以及參數變異與回授訊號誤差對估測結果的影響做數學分析。

### 3.1 無感測轉子角度估測演算法的基本原理

永磁同步馬達的電壓方程式如(2-3)：

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

其中的反抗電動勢為轉子角度的函數，振幅與馬達轉速成正比，可將其表示成：

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = K_E \omega_r \begin{bmatrix} e_{a1}(\theta_e) \\ e_{b1}(\theta_e) \\ e_{c1}(\theta_e) \end{bmatrix} = \frac{K_E}{P} \cdot \frac{d\theta_e}{dt} \begin{bmatrix} e_{a1}(\theta_e) \\ e_{b1}(\theta_e) \\ e_{c1}(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

其中  $e_{a1}$ 、 $e_{b1}$  與  $e_{c1}$  為振幅正規化後的反抗電動勢波形，對於弦波型永磁同步馬達可表示為：

$$\begin{bmatrix} e_{a1}(\theta_e) \\ e_{b1}(\theta_e) \\ e_{c1}(\theta_e) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e - 120^\circ) \\ \sin(\theta_e + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

將(3-2)代入(3-1)，且為了能以數位方式實現此演算法，將微分運算以差分的方式表示，則分別由各相估測所得到的轉子角度增量為：



$$\Delta \hat{\theta}_{ea} = \frac{P}{K_E} \cdot \frac{(v_{an} - R_s i_a) \cdot T_{est} - L_s \Delta i_a}{e_{a1}(\hat{\theta}_e)} \quad (3-4a)$$

$$\Delta \hat{\theta}_{eb} = \frac{P}{K_E} \cdot \frac{(v_{bn} - R_s i_b) \cdot T_{est} - L_s \Delta i_b}{e_{b1}(\hat{\theta}_e)} \quad (3-4b)$$

$$\Delta \hat{\theta}_{ec} = \frac{P}{K_E} \cdot \frac{(v_{cn} - R_s i_c) \cdot T_{est} - L_s \Delta i_c}{e_{c1}(\hat{\theta}_e)} \quad (3-4c)$$

其中  $T_{est}$  代表轉子角度估測的取樣週期， $\Delta i_a$ 、 $\Delta i_b$  與  $\Delta i_c$  為三相電流的變化量。理想的情況下各相所得到的結果應相等

$$\Delta \hat{\theta}_{ea} = \Delta \hat{\theta}_{eb} = \Delta \hat{\theta}_{ec} = \Delta \hat{\theta}_e \quad (3-5)$$

其中  $\Delta \hat{\theta}_e$  代表轉子角度變化量。

然而，若使用(3-4)估測轉子角度，當反抗電動勢為零時會得到無限大的結果，導致很大的估測誤差。為了改善這個問題，將(3-4)改寫成：

$$\Delta \hat{\theta}_{ea} \cdot e_{a1}(\hat{\theta}_e) e_{b1}(\hat{\theta}_e) = \frac{P}{K_E} \cdot [(v_a - R_s i_a) \cdot T_{est} - L_s \Delta i_a] \cdot e_{b1}(\hat{\theta}_e) = \frac{P}{K_E} \cdot \Delta \psi_a \cdot e_{b1}(\hat{\theta}_e) \quad (3-6a)$$

$$\Delta \hat{\theta}_{eb} \cdot e_{b1}(\hat{\theta}_e) e_{c1}(\hat{\theta}_e) = \frac{P}{K_E} \cdot [(v_b - R_s i_b) \cdot T_{est} - L_s \Delta i_b] \cdot e_{c1}(\hat{\theta}_e) = \frac{P}{K_E} \cdot \Delta \psi_b \cdot e_{c1}(\hat{\theta}_e) \quad (3-6b)$$

$$\Delta \hat{\theta}_{ec} \cdot e_{c1}(\hat{\theta}_e) e_{a1}(\hat{\theta}_e) = \frac{P}{K_E} \cdot [(v_c - R_s i_c) \cdot T_{est} - L_s \Delta i_c] \cdot e_{a1}(\hat{\theta}_e) = \frac{P}{K_E} \cdot \Delta \psi_c \cdot e_{a1}(\hat{\theta}_e) \quad (3-6c)$$

其中的  $\Delta \psi_a$ 、 $\Delta \psi_b$  與  $\Delta \psi_c$  分別代表各相對應於反抗電動勢的磁通鏈變化量。由於  $e_{a1}$ 、 $e_{b1}$  與  $e_{c1}$  為相位差  $120^\circ$ 、振幅為1之三相弦波，對於所有的  $\hat{\theta}_e$  下式恆成立

$$e_{a1} e_{b1} + e_{b1} e_{c1} + e_{c1} e_{a1} = -0.75 \quad (3-7)$$

將(3-6)三式相加並根據(3-7)，經過一些運算後可推導得轉子角度變化量為：

$$\Delta \hat{\theta}_e = \frac{P}{-0.75 K_E} \cdot [\Delta \psi_a e_{b1}(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_b e_{c1}(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_c e_{a1}(\hat{\theta}_e)] \quad (3-8)$$

將上式的結果累加可估測轉子位置  $\hat{\theta}_e$ ：

$$\hat{\theta}_e(k) = \hat{\theta}_e(k-1) + \Delta \hat{\theta}_e(k) \quad (3-9)$$

圖3.1為此無感測轉子角度估測方法的方塊圖[14]，圖中由虛線所包圍的部分構成一迴路，當轉子角度估測結果產生誤差時，能自動修正使轉子角度的估測結果得以逐漸收斂至正確值[15]-[16]。在下一節中將說明此閉迴路估測誤差修正機制的運作原理。



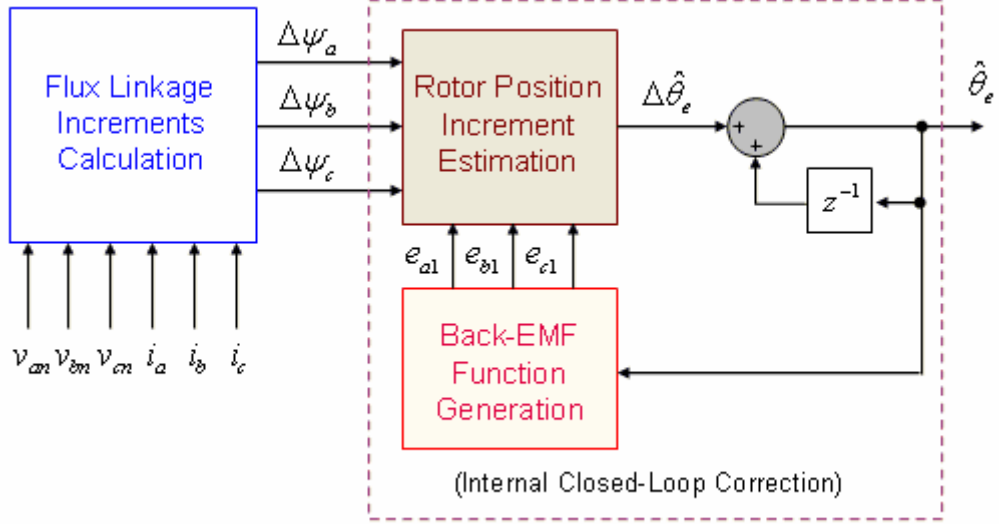


圖3.1 無感測轉子角度估測演算法方塊圖

### 3.1.1 強健性分析

由於轉子角度的估測是以累加的方式得到，因此若在第  $k$  個取樣週期產生估測誤差，勢必會影響到第  $k+1$  個取樣週期的估測結果。假設馬達定速運轉，第  $k$  個取樣週期對應於反抗電動勢的磁通鏈增量為：

$$\begin{bmatrix} \Delta\psi_a(k) \\ \Delta\psi_b(k) \\ \Delta\psi_c(k) \end{bmatrix} = T_{est} E \begin{bmatrix} \sin(\theta_e(k)) \\ \sin(\theta_e(k)-120^\circ) \\ \sin(\theta_e(k)+120^\circ) \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

第  $k$  個取樣週期的估測角度受數位化處理的量化誤差或回授訊號的感測雜訊影響存在一誤差  $\theta_{err}(k)$ ：

$$\hat{\theta}_e(k) = \theta_e(k) + \theta_{err}(k) \quad (3-11)$$

將(3-10)與(3-11)代入(3-8)可得到第  $k$  個取樣週期所估測的角度變化量與誤差的關係為：

$$\begin{aligned} \Delta\hat{\theta}_e(k) &= \frac{2PT_{est}E}{K_E} \sin(30^\circ + \theta_{err}(k)) \\ &= \Delta\theta_e \cdot 2 \sin(30^\circ + \theta_{err}(k)) \\ &= \beta_t(k) \cdot \Delta\theta_e \end{aligned} \quad (3-12)$$

其中  $\beta_t(k)$  為第  $k$  個取樣週期估測的角度變化量與實際角度變化量的比值， $\theta_{err}$  為  $0^\circ$  時， $\Delta\hat{\theta}_e$  與  $\Delta\theta_e$  相等。圖3.2為  $\beta_t$  與  $\theta_{err}$  的關係曲線圖[15]。當  $\theta_{err}$  在  $-180^\circ$  到  $0^\circ$  之間， $\beta_t$

小於1、當 $\theta_{err}$ 在 $0^\circ$ 到 $120^\circ$ 之間， $\beta_i$ 大於1，如此的負回授機制使得此無感測演算法對於因訊號的感測雜訊或數位化運算的量化誤差所造成的估測誤差具有自我修正的能力。當 $\theta_{err}$ 在 $-180^\circ$ 到 $120^\circ$ 的範圍之內，會逐漸往 $0^\circ$ 的方向收斂；若 $\theta_{err}$ 在 $120^\circ$ 到 $180^\circ$ 之間，會朝 $360^\circ$ 收斂。 $\theta_{err}$ 正好等於 $120^\circ$ 時是處於不穩定平衡的狀態，只要受到一點誤差或雜訊影響，就會向 $0^\circ$ 或 $360^\circ$ 收斂。圖3.3為估測誤差的收斂軌跡，圖3.3(a)因為取樣頻率相對於馬達電機頻率較低，造成 $\theta_{err}$ 最終在 $0^\circ$ 或 $360^\circ$ 附近來回振盪。若是取樣頻率夠高，如圖3.3(b)與3.3(c)， $\theta_{err}$ 約在半個馬達的電機週期內可收斂至 $0^\circ$ 或 $360^\circ$ 。

不過由圖3.2可看出估測誤差的收斂曲線只有一條，收斂速度唯一，因此在一些速度命令下，可能會因為收斂速度不夠快，造成速度估測誤差，在下一節將針對此演算法提出改善的方法，使轉子角度及轉速的估測有較好的效能。

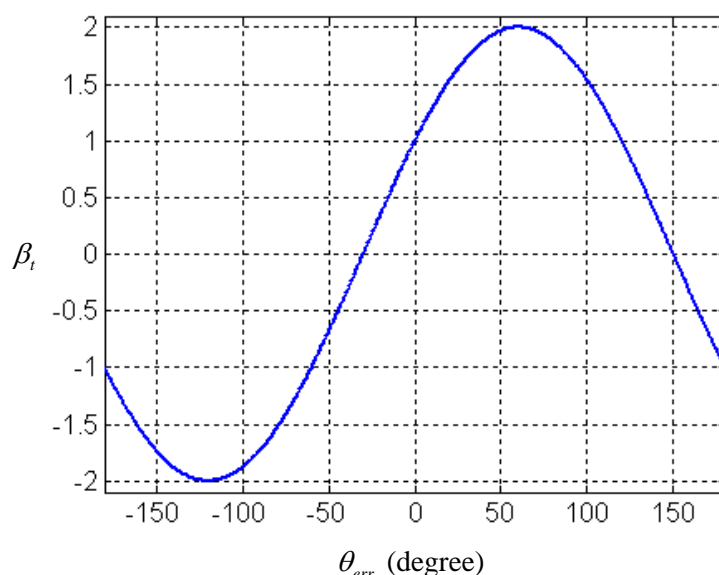


圖3.2 估測與實際角度變化量的比值對估測誤差的關係曲線圖

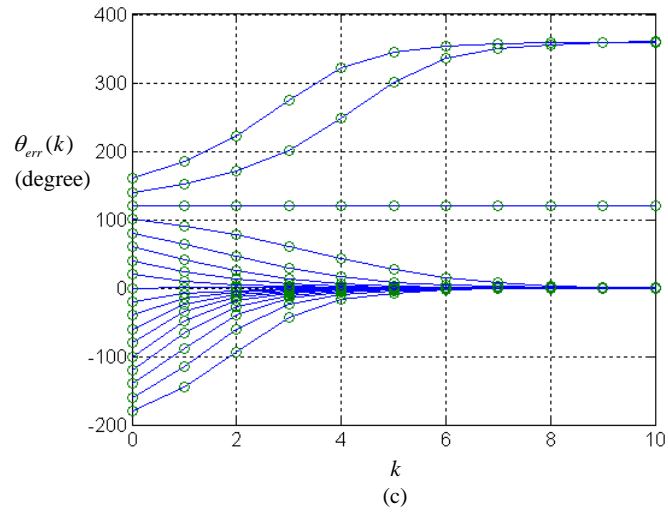
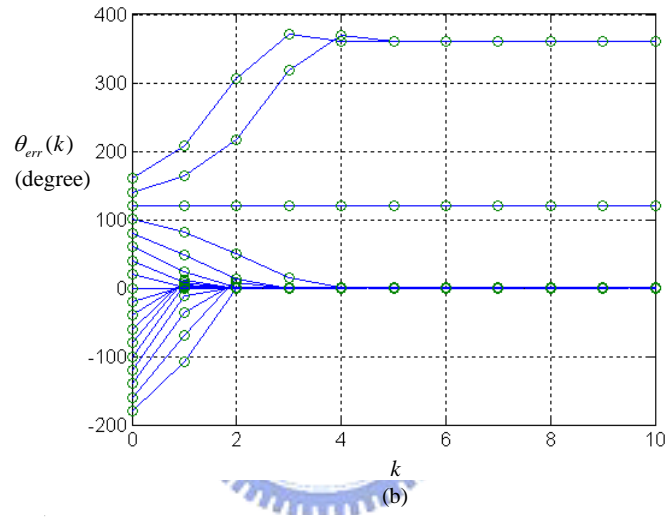
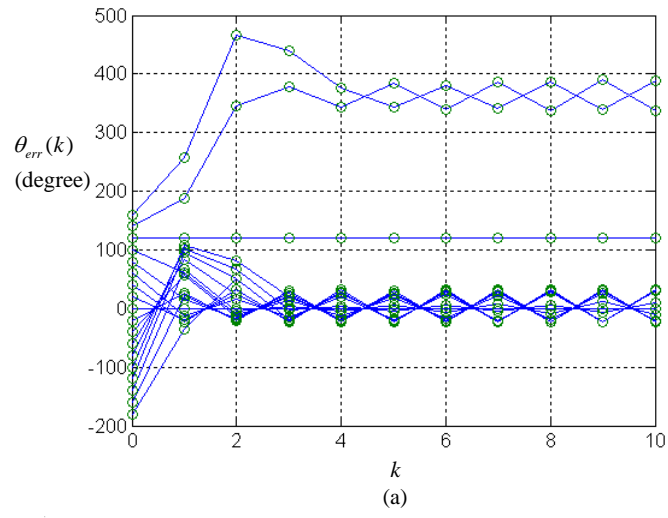


圖3.3 轉子角度估測誤差的收斂軌跡(a)取樣頻率為馬達電機頻率的5倍(b)取樣頻率為馬達電機頻率的10倍(c)取樣頻率為馬達電機頻率的20倍

## 3.2 新型無感測轉子角度估測演算法

根據原無感測轉子角度估測演算法(3-8)，於式中加入反抗電動勢峰值的估測值  $\hat{E}$ ，並以參數  $\lambda$  調整其比重，可得到一種新型的演算法如下：

$$\Delta \hat{\theta}_e = \frac{P}{-0.75K_E} \cdot \left[ \lambda \left( \Delta \psi_a e_{b1}(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_b e_{c1}(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_c e_{a1}(\hat{\theta}_e) \right) - 0.75(1-\lambda)T_{est} \hat{E} \right] \quad (3-13)$$

當  $\lambda$  為1時，(3-13)與(3-8)相同。新型的無感測轉子角度估測方塊圖如圖3.4。以下將討論不同的  $\lambda$  值對轉子角度以及轉速估測的影響。

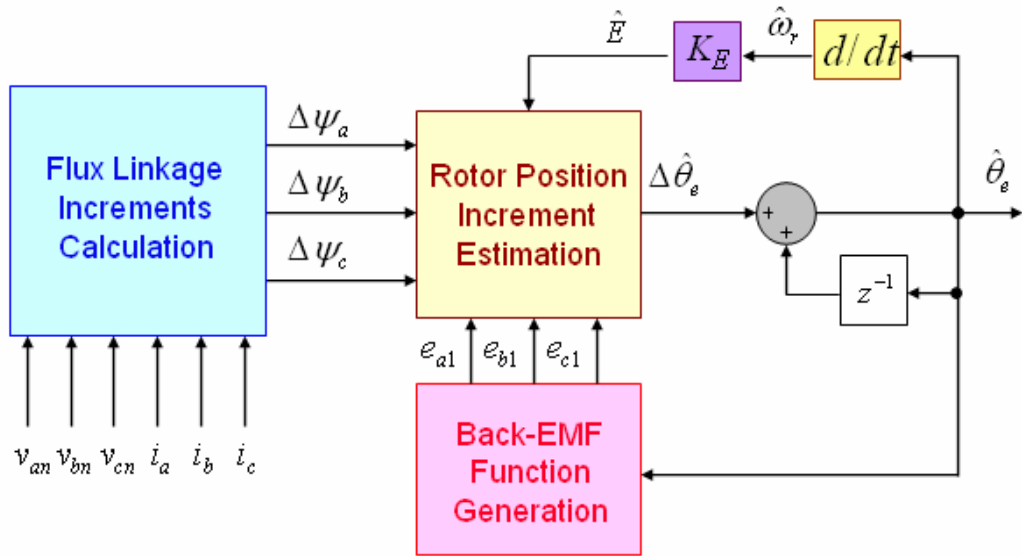


圖3.4 新型無感測轉子角度估測演算法方塊圖

### 3.2.1 強健性分析

如同(3-10)，假設第  $k$  個取樣週期對應於反抗電動勢的磁通鏈增量為：

$$\begin{bmatrix} \Delta \psi_a(k) \\ \Delta \psi_b(k) \\ \Delta \psi_c(k) \end{bmatrix} = T_{est} E \begin{bmatrix} \sin(\theta_e(k)) \\ \sin(\theta_e(k) - 120^\circ) \\ \sin(\theta_e(k) + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (3-14)$$

第  $k$  個取樣週期的估測角度受計算誤差或感測雜訊的影響，存在一誤差  $\theta_{err}(k)$ ：

$$\hat{\theta}_e(k) = \theta_e(k) + \theta_{err}(k) \quad (3-15)$$

將(3-14)與(3-15)代入(3-13)可推導出第  $k$  個取樣週期所估測的角度變化量與誤差的關係為：

$$\begin{aligned}
\Delta \hat{\theta}_e(k) &= \frac{PT_{est}E}{K_E} \left[ 2\lambda \cdot \sin(30^\circ + \theta_{err}(k)) + (1-\lambda) \right] \\
&= \Delta \theta_e \cdot \left[ 2\lambda \cdot \sin(30^\circ + \theta_{err}(k)) + (1-\lambda) \right] \\
&= \beta_t(k) \cdot \Delta \theta_e
\end{aligned} \tag{3-16}$$

第  $k$  個取樣週期所估測的角度變化量與實際角度變化量的比值  $\beta_t(k)$  與  $\theta_{err}(k)$  的關係對應於不同的  $\lambda$  所繪出的關係曲線如圖3.5。在  $-180^\circ$  到  $120^\circ$  內，當  $\theta_{err}$  的大小相同時， $\lambda$  愈大，所對應到的  $\beta_t$  的絕對值也愈大，因此暫時性的轉子角度估測誤差的收斂速度也會較快。圖3.6顯示取樣頻率為馬達的電機頻率的20倍時，調整  $\lambda$  所得到不同的  $\theta_{err}$  收斂軌跡。

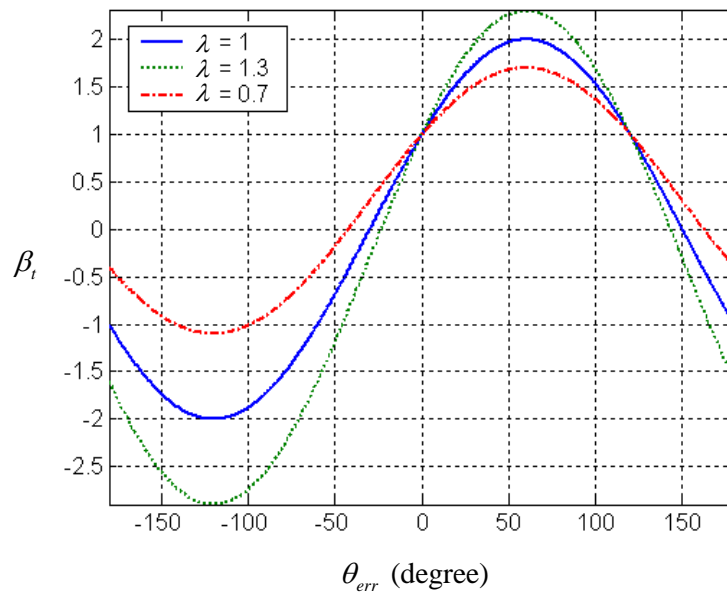


圖3.5 估測和實際角度變化量的比值與估測誤差的關係曲線圖

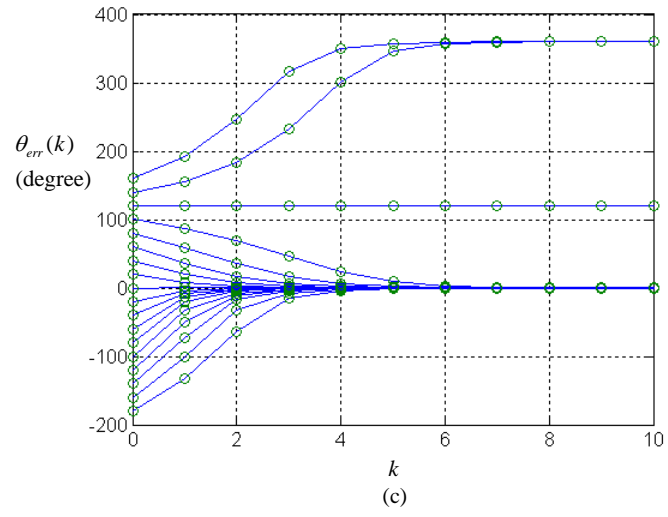
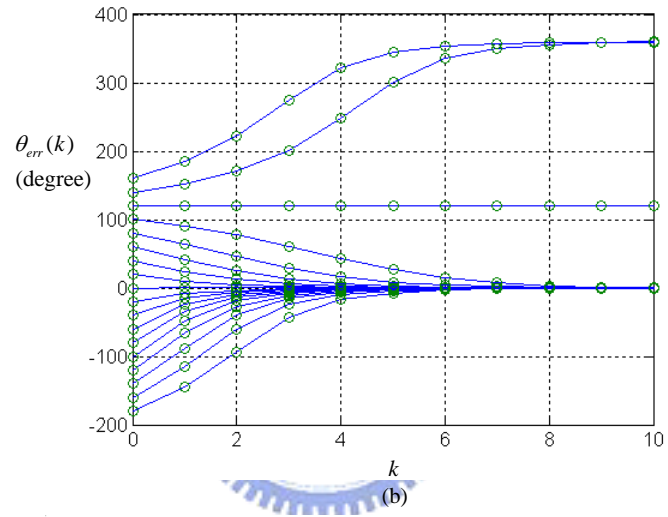
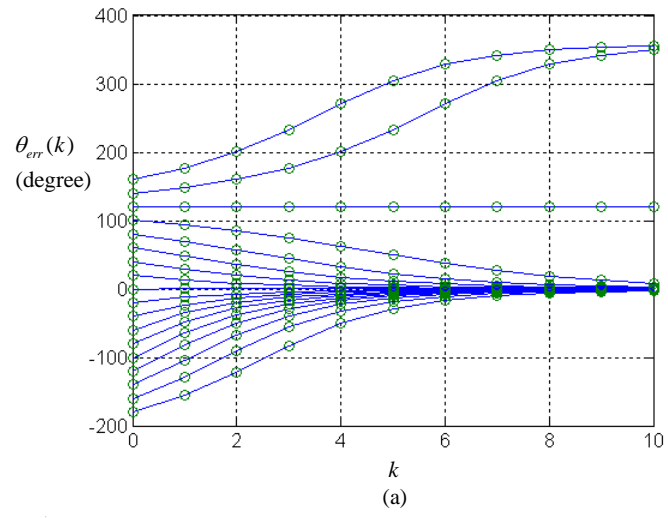


圖3.6 取樣頻率為馬達電機頻率的20倍，對應於不同 $\lambda$ 的估測誤差收斂軌跡  
 (a)  $\lambda=0.7$  (b)  $\lambda=1$  (c)  $\lambda=1.3$

### 3.3 參數與訊號感測靜態誤差對轉子角度估測的影響

由於此無感測轉子角度估測的演算法必須使用如定子線圈電阻、電感、反抗電動勢常數等馬達的參數，以及端電壓與線電流等回授訊號，這些參數與訊號數值的準確度必定會影響估測結果[14]。前一節探討了當量化誤差或訊號感測雜訊等動態誤差造成暫時性轉子角度估測誤差時，此演算法的自動修正能力，本節將以新型無感測轉子角度估測的演算法分析馬達參數與回授訊號的靜態誤差對轉子角度估測造成的影響。

#### 3.3.1 反抗電動勢常數誤差對估測結果的影響

假設實際反抗電動勢常數  $K_E$  與標稱反抗電動勢常數值  $\hat{K}_E$  的關係為：

$$K_E = \alpha_K \hat{K}_E \quad (3-17)$$

其中  $\alpha_K$  代表實際反抗電動勢常數與標稱反抗電動勢常數的比值。假設其它的參數與回授訊號皆準確無誤，將(3-17)代入(3-13)式可導出轉子角度變化量的估測結果為：

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\theta}_e &= \frac{PT_{est}}{\hat{K}_E} \left[ 2\lambda E \cdot \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \hat{E}(1-\lambda) \right] \\ &= \frac{PT_{est}}{K_E/\alpha_K} \left[ 2\lambda E \cdot \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \frac{E}{\alpha_K} \cdot (1-\lambda) \right] \\ &= \Delta \theta_e \cdot \left[ 2\lambda \alpha_K \cdot \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + (1-\lambda) \right] \end{aligned} \quad (3-18)$$

其中  $\bar{\theta}_{err}$  為穩態時轉子角度估測的估測結果受參數或訊號感測靜態誤差影響所產生的誤差。當估測結果到達穩態時， $e_{a1}(\hat{\theta}_e)$ 、 $e_{b1}(\hat{\theta}_e)$  以及  $e_{c1}(\hat{\theta}_e)$  的頻率應與馬達的電機頻率相同，因此  $\Delta \hat{\theta}_e$  等於  $\Delta \theta_e$ ，但因  $\alpha_K$  不為1，使得  $\bar{\theta}_{err}$  必須不為  $0^\circ$  才能使(3-18)的等式成立。由(3-18)可推導出  $\bar{\theta}_{err}$  與  $\alpha_K$  的關係為：

$$\bar{\theta}_{err} = \sin^{-1} \left( \frac{1}{2\alpha_K} \right) - 30^\circ \quad (3-19)$$

若  $\alpha_K$  小於0.5，(3-19)無解， $\bar{\theta}_{err}$  最終無法收斂到任何值，使得估測結果失去同步。 $\bar{\theta}_{err}$  與  $\alpha_K$  的關係曲線如圖3.7，圖中顯示，在  $\alpha_K$  不小於0.5的情況下，因標稱反抗電動勢不準確所造成的轉子角度估測誤差範圍在  $-30^\circ$  到  $60^\circ$  之間。圖3.8為標稱反抗電動勢常數與實際反抗電動勢常數有  $\pm 20\%$  的差異時轉子角度估測的結果。

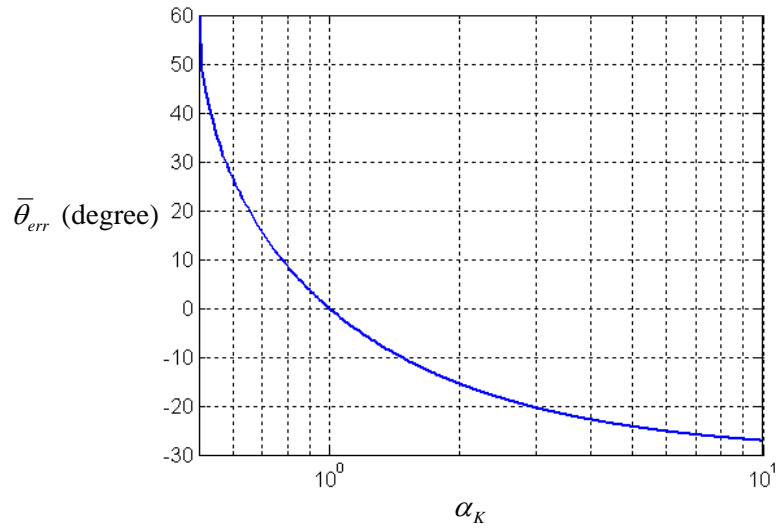


圖3.7 反抗電動勢常數不準確對轉子角度估測誤差的關係曲線

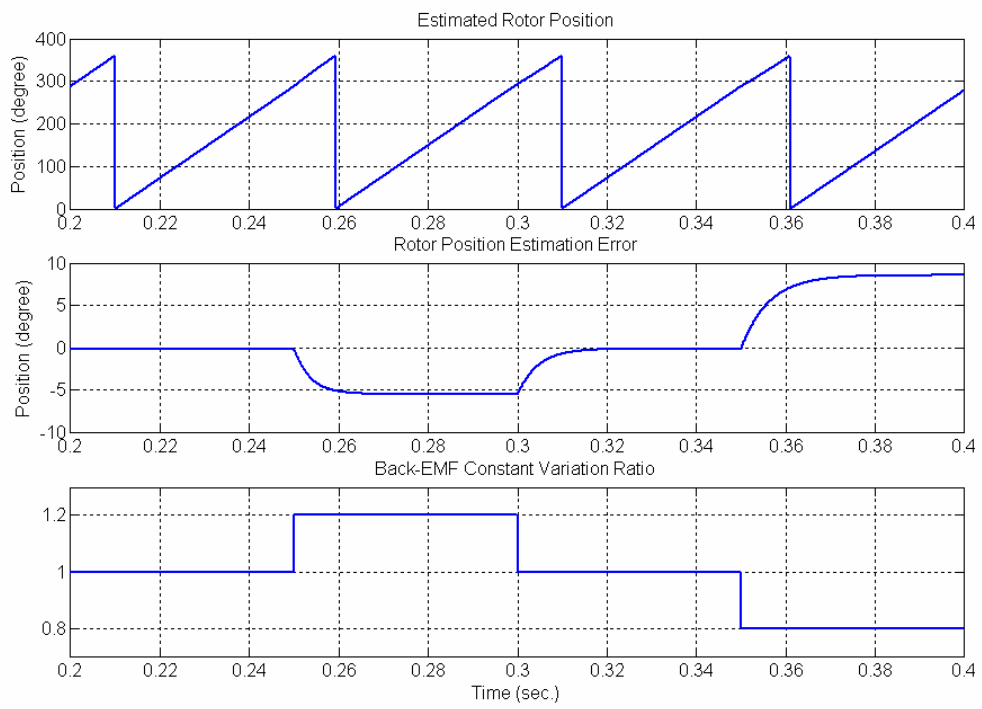


圖3.8 反抗電動勢常數不準確對轉子角度估測的影響



### 3.3.2 定子線圈電阻值誤差對估測結果的影響

除了參數鑑別的精確度之外，由於線圈電阻值對溫度的變化敏感，環境溫度也是影響標稱定子線圈電阻值與實際值之間差異的重要因素。假設實際的定子線圈電阻  $R_s$  與標稱值  $\hat{R}_s$  的關係為：

$$R_s = \hat{R}_s + \Delta R_s \quad (3-20)$$

其中的  $\Delta R_s$  代表標稱定子線圈電阻的誤差。根據上式所得到磁通鏈增量為：

$$\begin{aligned} \Delta \psi_a &= (v_{an} - R_s i_a) T_{est} - L_s \Delta i_a \\ &= (v_{an} - \hat{R}_s i_a) T_{est} - L_s \Delta i_a - \Delta R_s i_a T_{est} \end{aligned} \quad (3-21)$$

$\Delta \psi_b$ 、 $\Delta \psi_c$  的結果與(3-21)類似。假設其它的參數與回授訊號皆準確無誤，並且馬達的各相電流與反抗電動勢無相位差，轉子角度的估測結果利用(3-13)與(3-21)可推導出轉子角度變化量的估測結果為：

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\theta}_e &= \frac{PT_{est}}{K_E} \left[ 2\lambda(E + \Delta R_s I) \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \hat{E}(1 - \lambda) \right] \\ &= \frac{PT_{est} E}{K_E} \left[ \frac{2\lambda(E + \Delta R_s I)}{E} \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + (1 - \lambda) \right] \\ &= \Delta \theta_e \cdot \left[ 2\lambda \left( 1 + \frac{\Delta R_s I}{E} \right) \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + (1 - \lambda) \right] \\ &= \Delta \theta_e \cdot \left[ 2\lambda(1 + \alpha_R) \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + (1 - \lambda) \right] \end{aligned} \quad (3-22)$$

其中  $\alpha_R$  為  $\Delta R_s$  所對應的電壓降與反抗電動勢的比值。當估測結果到達穩態時， $e_{a1}(\hat{\theta}_e)$ 、 $e_{b1}(\hat{\theta}_e)$  以及  $e_{c1}(\hat{\theta}_e)$  的頻率與馬達的電機頻率相同，因此  $\Delta \hat{\theta}_e$  等於  $\Delta \theta_e$ ，但因  $\alpha_R$  不等於0，使得  $\bar{\theta}_{err}$  必須不為  $0^\circ$  才能使(3-22)的等式成立。由(3-22)可得到  $\bar{\theta}_{err}$  與  $\alpha_R$  的關係為：

$$\bar{\theta}_{err} = \sin^{-1} \left( \frac{1}{2(1 + \alpha_R)} \right) - 30^\circ \quad (3-23)$$

由以上的分析可知，標稱定子線圈電阻值誤差的大小並非直接影響估測結果的量，必須考量標稱定子線圈電阻誤差所對應電壓降大小，與反抗電動勢之間比例關係，才能決定其對估測結果所造成的影響，同時角度估測的誤差並不會因  $\lambda$  的值改變而不同。圖3.9所示為標稱定子線圈電阻誤差與反抗電動勢之比對轉子角度估測誤差的關係曲線。圖3.10為標稱定子線圈電阻誤差所對應的電壓降為反抗電動勢的20%時轉子角度

估測的結果。

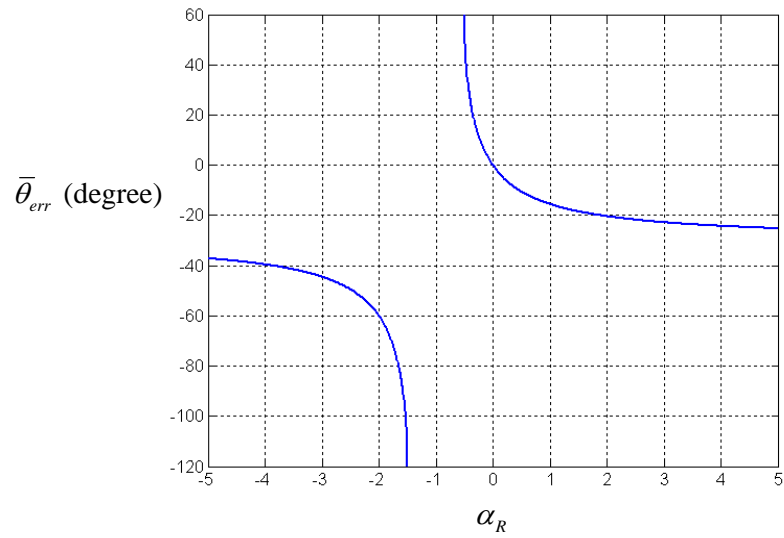


圖3.9 標稱定子線圈電阻誤差對應的電壓降與反抗電動勢之比對轉子角度估測誤差的關係曲線

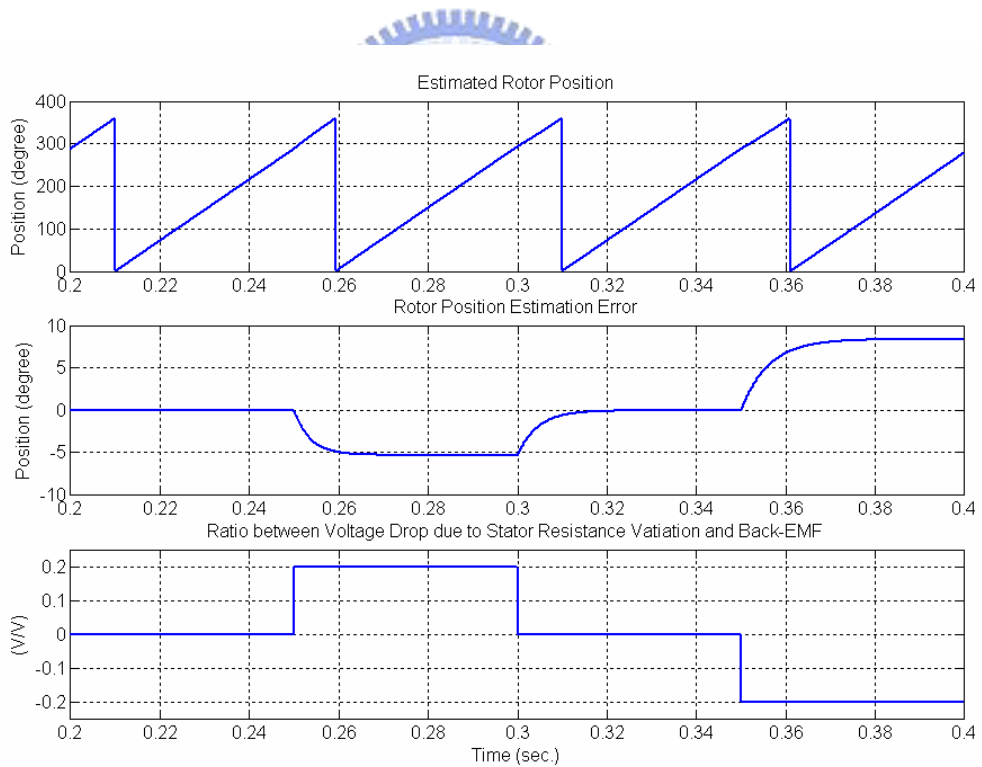


圖3.10 標稱定子線圈電阻誤差所對應的電壓降為反抗電動勢的20%時對轉子角度估測的影響

### 3.3.3 定子線圈電感值誤差對估測結果的影響

假設實際的定子電感  $L_s$  與標稱值  $\hat{L}_s$  的關係為：

$$L_s = \hat{L}_s + \Delta L_s \quad (3-24)$$

其中的  $\Delta L_s$  代表標稱定子線圈電阻的誤差。根據上式所得到磁通鏈增量為：

$$\begin{aligned} \Delta \psi_a &= (v_{an} - R_s i_a) T_{est} - L_s \Delta i_a \\ &= (v_{an} - R_s i_a) T_{est} - \hat{L}_s \Delta i_a - \Delta L_s \Delta i_a \end{aligned} \quad (3-25)$$

$\Delta \psi_b$ 、 $\Delta \psi_c$  的推導與(3-25)類似。假設其它的參數與回授訊號皆準確無誤，並且馬達各相的電流與反抗電動勢無相位差，利用(3-13)與(3-25)可導出轉子角度變化量的估測結果：

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\theta}_e &= \frac{PT_{est}}{K_E} \left[ 2\lambda E \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + 2\lambda \Delta L_s IP \omega_r \cos(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \hat{E}(1-\lambda) \right] \\ &= \frac{PT_{est} E}{K_E} \cdot \left[ \frac{2\lambda E \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + 2\lambda \Delta L_s IP \omega_r \cos(30^\circ + \bar{\theta}_{err})}{E} + (1-\lambda) \right] \\ &= \Delta \theta_e \cdot \left[ \frac{2\lambda E \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + 2\lambda \Delta L_s IP \omega_r \cos(30^\circ + \bar{\theta}_{err})}{E} + (1-\lambda) \right] \\ &= \Delta \theta_e \cdot \left( 2\lambda \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + 2\lambda \alpha_L \cos(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + (1-\lambda) \right) \end{aligned} \quad (3-26)$$

其中  $\alpha_L$  為  $\Delta L_s$  所對應的電壓降峰值與反抗電動勢峰值之比。當估測結果到達穩態時， $e_{a1}(\hat{\theta}_e)$ 、 $e_{b1}(\hat{\theta}_e)$  以及  $e_{c1}(\hat{\theta}_e)$  的頻率應與馬達的電機頻率相同，也就是  $\Delta \hat{\theta}_e$  與  $\Delta \theta_e$  相同，但因  $\alpha_L$  不等於0，使得  $\bar{\theta}_{err}$  必須不為  $0^\circ$  才能使(3-26)的等式成立。由(3-26)可得到  $\bar{\theta}_{err}$  與  $\alpha_L$  的關係為：

$$\bar{\theta}_{err} = \sin^{-1} \left( \frac{1}{2\sqrt{1+\alpha_L^2}} \right) - \tan^{-1}(\alpha_L) - 30^\circ \quad (3-27)$$

類似於定子線圈電阻誤差的分析結果，標稱定子線圈電感值誤差的程度並非直接影響估測結果的量，標稱定子線圈電感誤差所對應電壓降峰值大小，與反抗電動勢之間比例關係，才能決定其對估測結果所造成的影響，同時角度估測的誤差並不會因  $\lambda$  的值改變而不同。圖3.11顯示標稱定子線圈電感誤差對應的電壓降峰值與反抗電動勢峰值之比對轉子角度估測誤差的關係曲線。圖3.12為標稱定子線圈電感誤差所對應的電壓降峰值為反抗電動勢峰值的20%時轉子角度估測的結果。

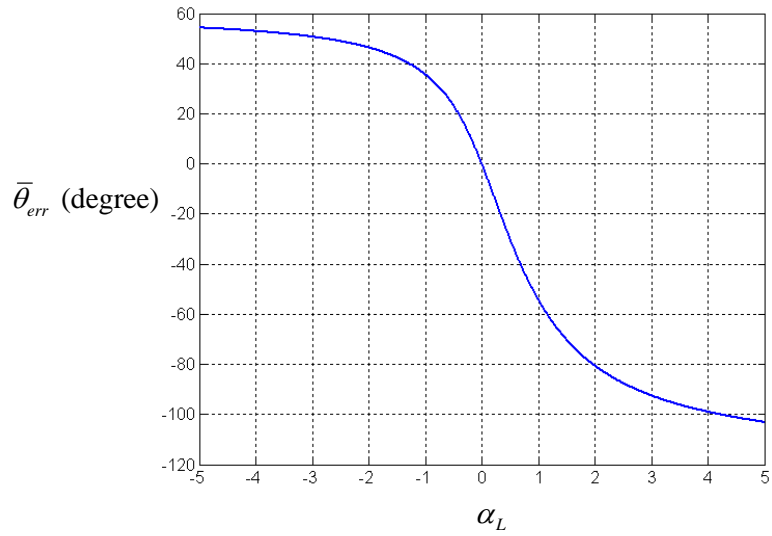


圖3.11 標稱定子線圈電感誤差對應的電壓降峰值與反抗電動勢峰值之比對轉子角度估測誤差的關係曲線圖

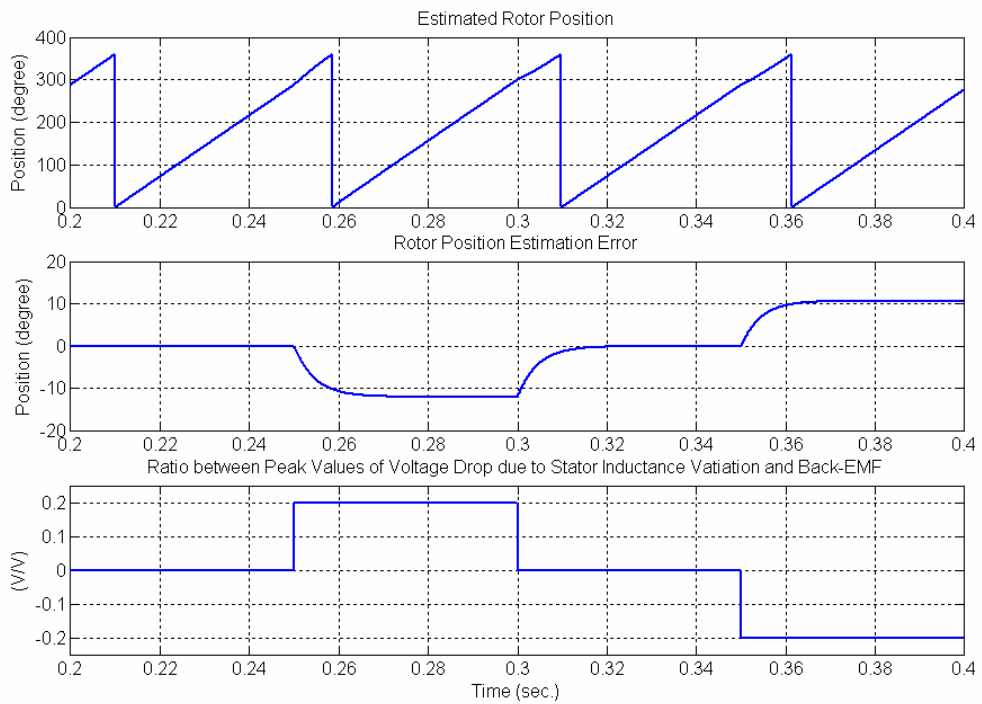


圖3.12 標稱定子線圈電感誤差所對應的電壓降峰值為反抗電動勢峰值的20%時對轉子角度估測的影響

### 3.3.4 馬達端電壓或線電流感測誤差對轉子角度估測的影響

馬達端電壓或線電流的回授因感測器的非理想因素可能產生包括直流偏移誤差、增益誤差與相位落後等靜態誤差。假設馬達端電壓的回授訊號三相同時有一相同大小的直流偏移誤差  $V_{offset}$ ：

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{an} + V_{offset} \\ \hat{v}_{bn} + V_{offset} \\ \hat{v}_{cn} + V_{offset} \end{bmatrix} \quad (3-28)$$

將上式代入(4-8)可得到轉子角度變化量的估測結果為：

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\theta}_e &= \frac{PT_{est}}{K_E} \cdot \left[ 2\lambda E \sin(\bar{\theta}_{err} + 30^\circ) + \frac{2\lambda V_{offset}}{0.75} \cdot (e_{a1}(\hat{\theta}_e) + e_{b1}(\hat{\theta}_e) + e_{c1}(\hat{\theta}_e)) + \hat{E}(1-\lambda) \right] \\ &= \Delta \theta_e \cdot (2\lambda \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + (1-\lambda)) \end{aligned} \quad (3-29)$$

電流回授訊號三相同時有一相同大小直流偏移誤差對估測結果的影響，推導方式與上式類似。由(3-29)可知，若馬達端電壓或電流三相同時有相同大小的直流偏移誤差，對估測的結果不會造成影響。圖3.13為感測電壓有直流偏移誤差時轉子角度估測的模擬，圖中顯示，當三相有等量的直流偏移誤差，轉子角度估測誤差仍維持不變。

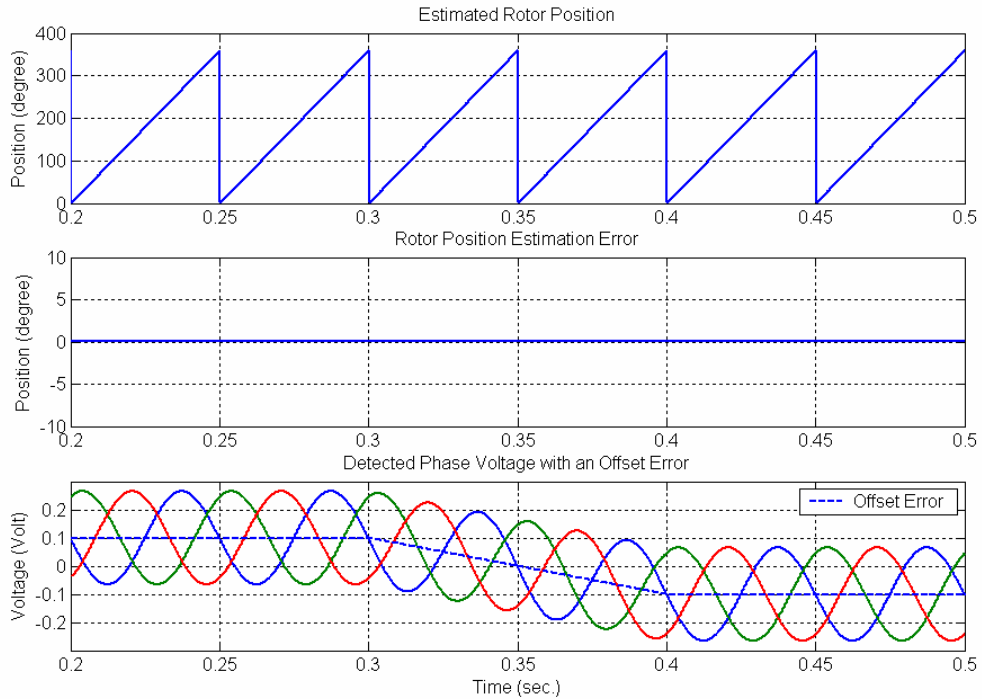


圖3.13 三相電壓回授訊號有直流偏移誤差對轉子角度估測的影響

感測電壓或電流時，感測器的增益誤差與相位落後直接影響到磁通鏈增量的計算。假設正確的對應於反抗電動勢的磁通鏈增量 $\Delta\psi_a$ 、 $\Delta\psi_b$ 與 $\Delta\psi_c$ 與計算出的對應於反抗電動勢的磁通鏈增量 $\Delta\hat{\psi}_a$ 、 $\Delta\hat{\psi}_b$ 與 $\Delta\hat{\psi}_c$ 之間的關係為：

$$\begin{bmatrix} \Delta\psi_a \\ \Delta\psi_b \\ \Delta\psi_c \end{bmatrix} = \alpha_{\Delta\psi} \begin{bmatrix} \Delta\hat{\psi}_a \\ \Delta\hat{\psi}_b \\ \Delta\hat{\psi}_c \end{bmatrix} \quad (3-30)$$

其中的 $\alpha_{\Delta\psi}$ 代表 $\Delta\psi_a$ （或 $\Delta\psi_b$ 、 $\Delta\psi_c$ ）與 $\Delta\hat{\psi}_a$ （或 $\Delta\hat{\psi}_b$ 、 $\Delta\hat{\psi}_c$ ）的比值。由(3-13)與(3-30)得：

$$\Delta\hat{\theta}_e = \Delta\theta_e \cdot [2\lambda\alpha_{\Delta\psi} \sin(30^\circ + \theta_{err}) + (1-\lambda)] \quad (3-31)$$

因此 $\Delta\hat{\psi}_a$ 、 $\Delta\hat{\psi}_b$ 與 $\Delta\hat{\psi}_c$ 的振幅誤差可等效成標稱反抗電動勢常數的誤差。

電壓或電流的感測誤差造成計算磁通鏈增量相位誤差對估測結果的影響分析如下。若假設 $\Delta\hat{\psi}_a$ 、 $\Delta\hat{\psi}_b$ 與 $\Delta\hat{\psi}_c$ 有一相位誤差 $\theta_{\Delta\psi}$ ，表示成：

$$\begin{bmatrix} \Delta\hat{\psi}_a \\ \Delta\hat{\psi}_b \\ \Delta\hat{\psi}_c \end{bmatrix} = T_{est} E \begin{bmatrix} \sin(\theta_e - \theta_{\Delta\psi}) \\ \sin(\theta_e - \theta_{\Delta\psi} - 120^\circ) \\ \sin(\theta_e - \theta_{\Delta\psi} + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (3-32)$$

由(3-13)與(3-32)可推得：

$$\Delta\hat{\theta}_e = \Delta\theta_e \cdot [2\lambda \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err} - \theta_{\Delta\psi}) + (1-\lambda)] \quad (3-33)$$

因此在穩態時：

$$\bar{\theta}_{err} = \theta_{\Delta\psi} \quad (3-34)$$

圖3.14為 $\Delta\hat{\psi}_a$ 、 $\Delta\hat{\psi}_b$ 與 $\Delta\hat{\psi}_c$ 有相位誤差時的轉子角度估測結果，如(3-34)所示，計算磁通鏈增量的相位誤差將直接反應至估測角度的誤差。

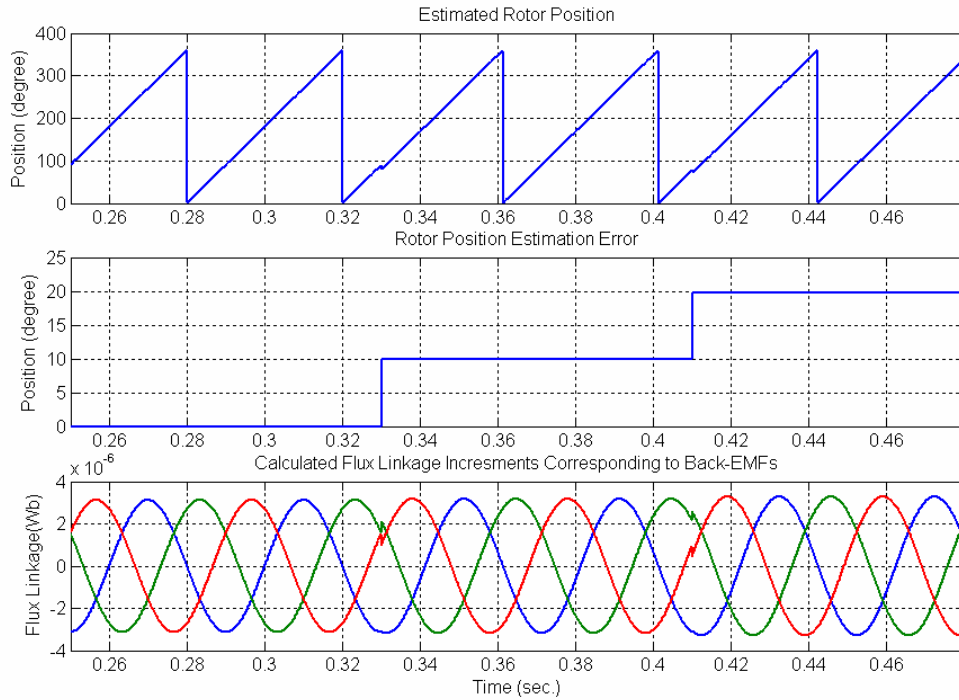


圖3.14 磁通鏈增量的相位誤差對估測結果的影響

### 3.3.5 三相不對稱誤差對轉子角度估測的影響

以上的討論都是假設三相同時發生等量的誤差或參數變異，然而在實際的情況中，馬達的各相之間可能本來就存在著某一程度的差異，例如各相的線圈電阻或電感值不相同、相間的角度差不正好等於 $120^\circ$ 或者、各相的電壓或電流感測器增益或直流偏移不相等…這些都是造成三相不對稱誤差的因素。為了簡化推導的過程，可將這些誤差全部等效成 $\Delta\hat{\psi}_a$ 、 $\Delta\hat{\psi}_b$ 或 $\Delta\hat{\psi}_c$ 的誤差。以下以振幅誤差做說明，利用(3-6)與(3-13)可推導 $\Delta\hat{\psi}_a$ 發生振幅誤差時的轉子角度估測結果：

$$\begin{aligned} \Delta\hat{\theta}_e &= \frac{P}{-0.75K_E} \cdot \left[ \lambda \left( (1+\delta_a)\Delta\psi_a e_{b1}(\hat{\theta}_e) + \Delta\psi_b e_{c1}(\hat{\theta}_e) + \Delta\psi_c e_{a1}(\hat{\theta}_e) \right) - 0.75(1-\lambda)\hat{E} \right] \\ &= \frac{PT_{est}E}{K_E} \left[ \lambda \left( 2\sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \frac{\delta_a}{1.5} \cos(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \frac{\delta_a}{1.5} \cos(2\theta_e - \bar{\theta}_{err} - 120^\circ) \right) + (1-\lambda) \right] \end{aligned} \quad (3-31)$$

其中的 $\delta_a$ 為 $\Delta\hat{\psi}_a$ 振幅誤差的比例，若 $\Delta\hat{\psi}_a$ 有振幅的誤差，角度估測結果在穩態會有一常數誤差以及一倍與兩倍於馬達電機頻率振盪的誤差。圖3.15為a相電壓感測訊號有振幅誤差時的轉子角度估測模擬。由圖3.15可看出當 $\lambda$ 較小時，轉子角度估測非常數誤



差振盪幅度較小。

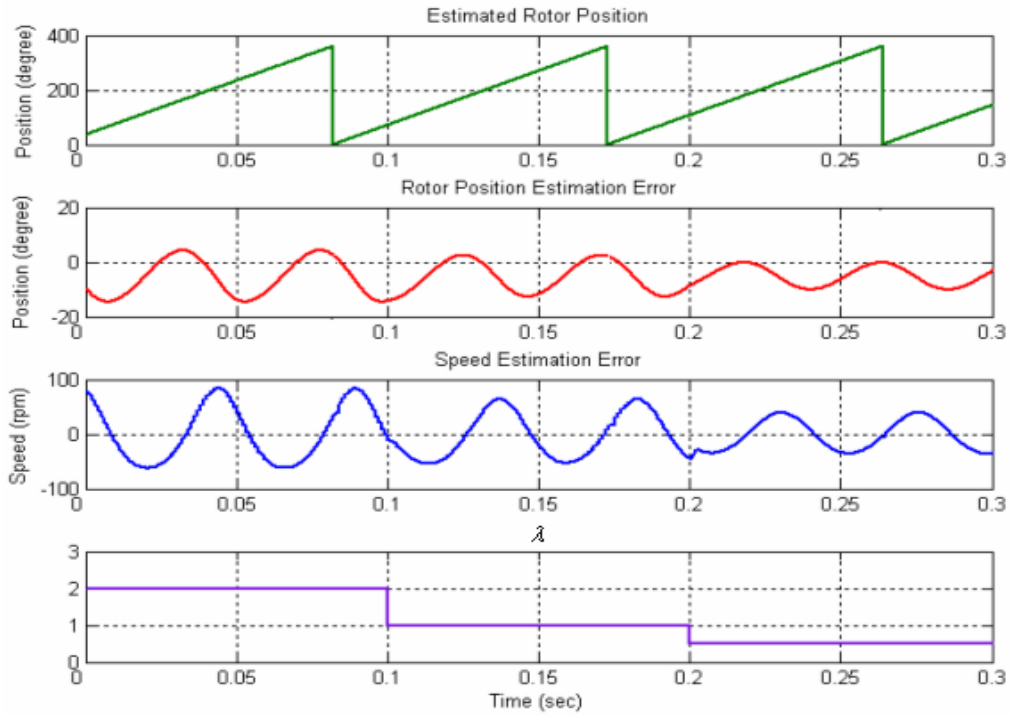


圖3.15  $\lambda$  對轉子角度估測誤差與速度估測誤差的影響

### 3.3.6 反抗電動勢峰值的估測誤差對轉子角度估測結果的影響

由於(3-13)演算法中的反抗電動勢峰值的估測值  $\hat{E}$  是由估測轉速除以反抗電動勢常數得到的。若速度估測有誤差，角度估測也會受到影響。假設估測的反抗電動勢峰值與實際的反抗電動勢峰值間的關係為：

$$E = \alpha_E \hat{E} \quad (3-32)$$

其中的  $\alpha_E$  為實際的反抗電動勢與估測的反抗電動勢的比值。假設其它的參數與回授訊號皆準確無誤，將(3-32)代入(3-13)可推導出：

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\theta}_e &= \frac{PT_{est}}{K_E} \left[ 2\lambda E \cdot \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \hat{E}(1-\lambda) \right] \\ &= \frac{PT_{est}}{K_E} \left[ 2\lambda E \cdot \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \frac{E}{\alpha_E} \cdot (1-\lambda) \right] \\ &= \Delta \theta_e \cdot \left[ 2\lambda \cdot \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \frac{1}{\alpha_E} (1-\lambda) \right] \end{aligned} \quad (3-33)$$

因此穩態時轉子角度估測結果會有一常數誤差：

$$\bar{\theta}_{err} = \sin^{-1}\left(\frac{\alpha_E - (1-\lambda)}{2\alpha_E\lambda}\right) - 30^\circ \quad (3-34)$$

$\hat{E}$  的誤差所造成的常數估測誤差是唯一會受到  $\lambda$  影響的， $\bar{\theta}_{err}$  與  $\alpha_E$  的關係曲線如圖 3.16。必須注意的是， $\lambda$  的值不同時，使(3-34)有解的  $\alpha_E$  範圍也不同。當  $\lambda$  很小時， $\bar{\theta}_{err}$  對  $\alpha_E$  的變化會較敏感，太小或過大(尤其是太小)的  $\lambda$  將會使得(3-34)有解的範圍變小，無感測演算法容易因  $\hat{E}$  的誤差而失去同步。圖 3.17 為反抗電動勢峰值估測誤差以及  $\lambda$  對轉子角度估測的影響的模擬圖。圖中顯示，當  $\lambda$  等於 1 時  $\alpha_E$  對估測結果沒有影響，而  $\lambda$  等於 0.5 時對於相同的  $\alpha_E$ ，轉子角度估測誤差較  $\lambda$  等於 1.5 時為大，與圖 3.16 的結果相符。

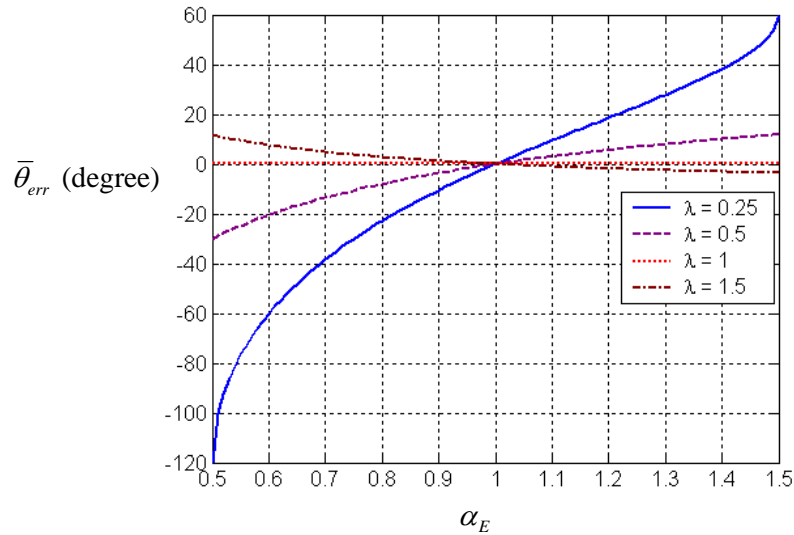


圖 3.16 反抗電動勢峰值估測誤差與角度估測誤差的關係曲線

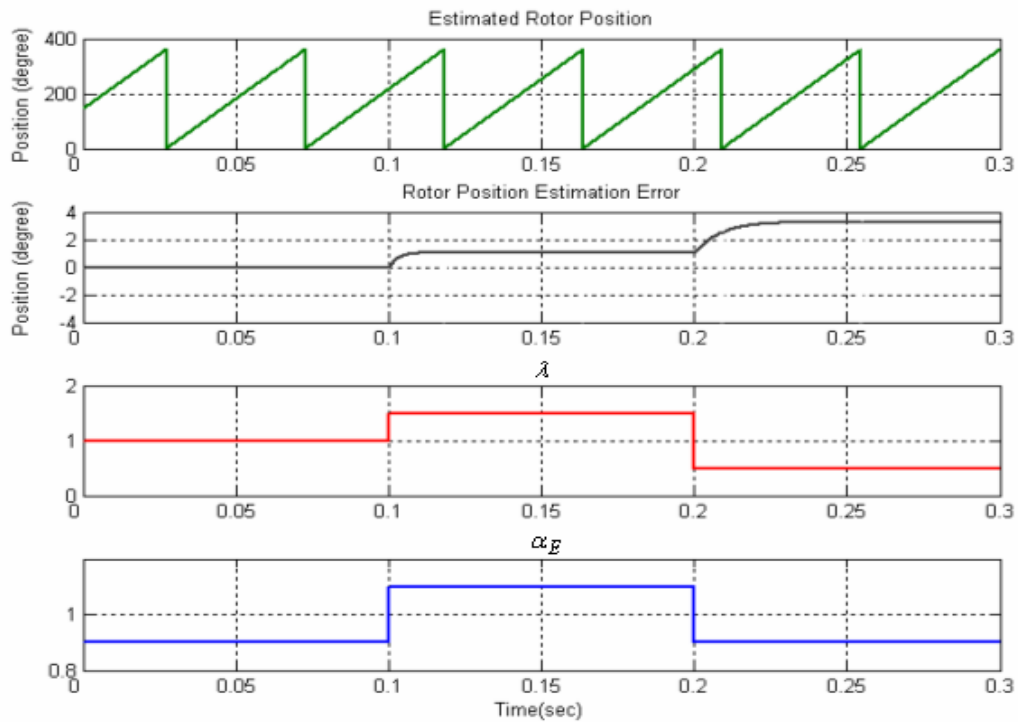


圖3.17 反抗電動勢峰值估測誤差以及 $\lambda$ 對轉子角度估測的影響

### 3.4 無感測演算法模擬結果分析

圖3.18為永磁馬達無感測速度控制的方塊圖。控制的架構與第二章中的架構相同，但調變三相的電流命令的霍爾感測器訊號 $H_a$ 、 $H_b$ 與 $H_c$ 以 $e_{a1}$ 、 $e_{b1}$ 與 $e_{c1}$ 取代，估測轉子角度 $\hat{\theta}_e$ 微分後經過濾波得到估測轉速 $\hat{\omega}_r$ 。馬達端電壓的訊號以電流控制器所產生的電壓命令取代電壓感測器的回授訊號，如此在實現時可節省電壓感測器以及濾波放大電路的使用。

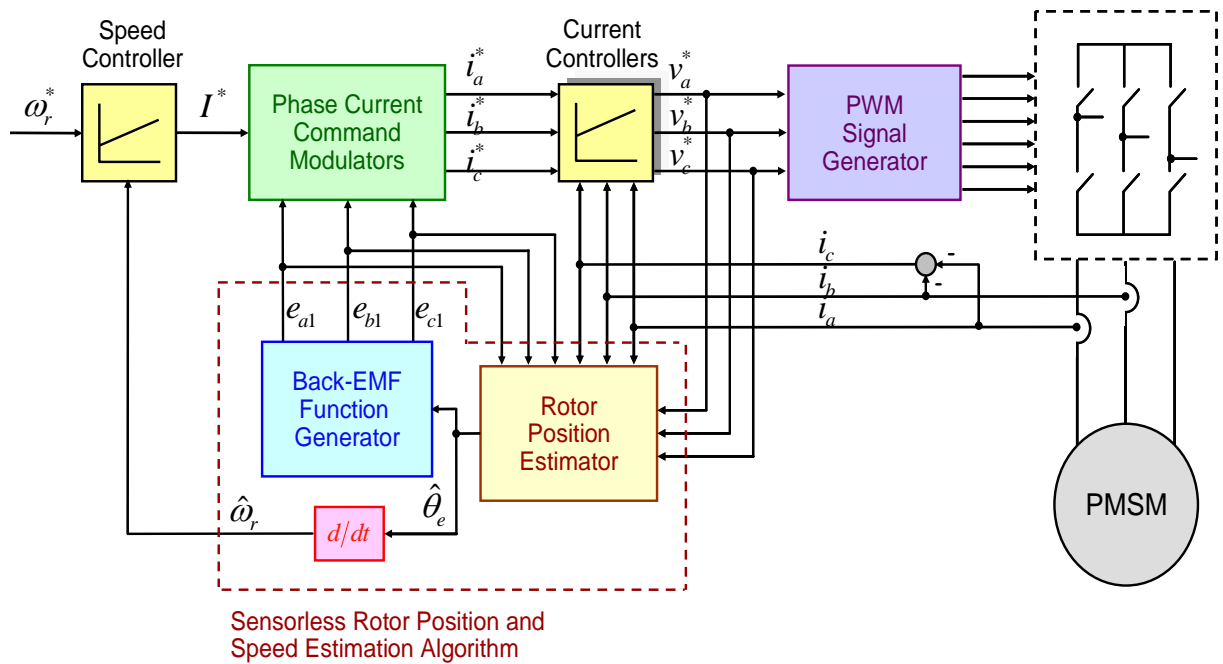
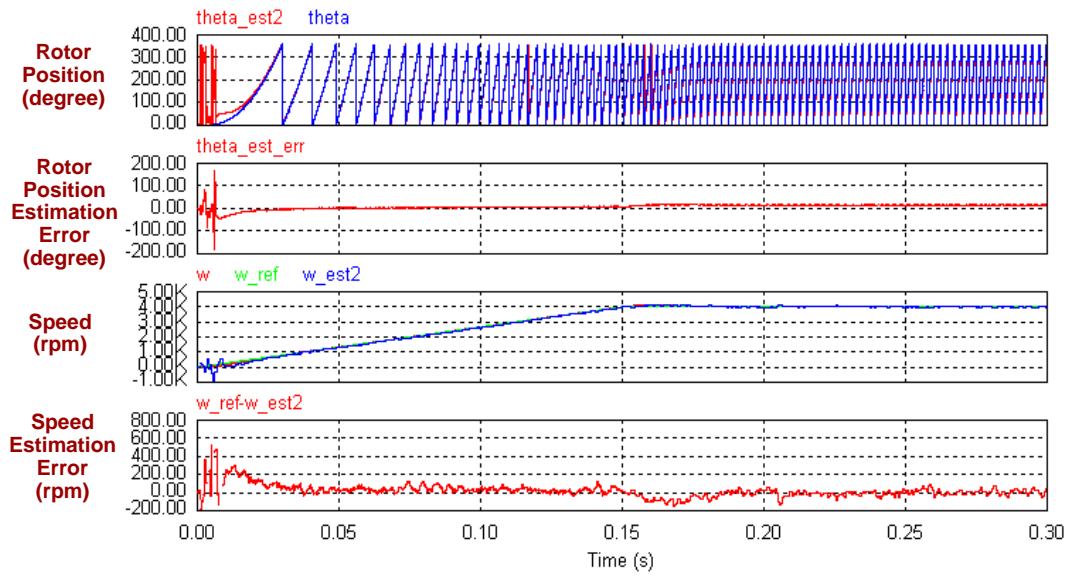
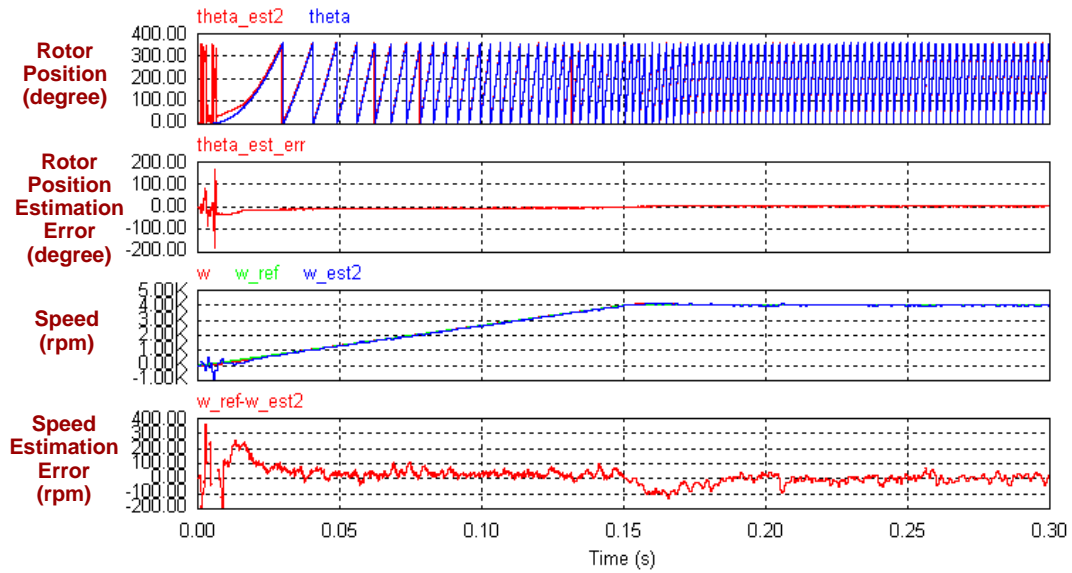


圖3.18 無感測速度控制的系統架構方塊圖

圖3.19為無感測速度控制對於由(0 rpm)至高速(4000 rpm)的斜波命令情形下，(a)  $\lambda=1$ (b)  $\lambda=0.75$ 的模擬結果，圖中顯示，在加速時會有較大的轉子角度估測誤差，進而使得速度估測的誤差也較大，當穩態  $\lambda=0.75$  轉速估測效能明顯優於  $\lambda=1$ 。圖3.20為無感測速度控制對於由(0 rpm)至高速(4000 rpm)步階命令情形下，(a)  $\lambda=1$ (b)  $\lambda=0.75$ 的模擬結果，由圖可知與之前相同結果。無感測正反轉速度控制的模擬如圖3.21，當  $\lambda=1$  時在轉速變換瞬間，振盪情形較  $\lambda=0.75$  時為嚴重。圖3.22為馬達由靜止啟動加速至500 rpm的模擬，由於無感演算法本身的閉迴路誤差修正機制，雖然啟動時估測角度的初始值與實際的轉子角度並不一致，啟動後估測誤差仍會逐漸收斂[15]。

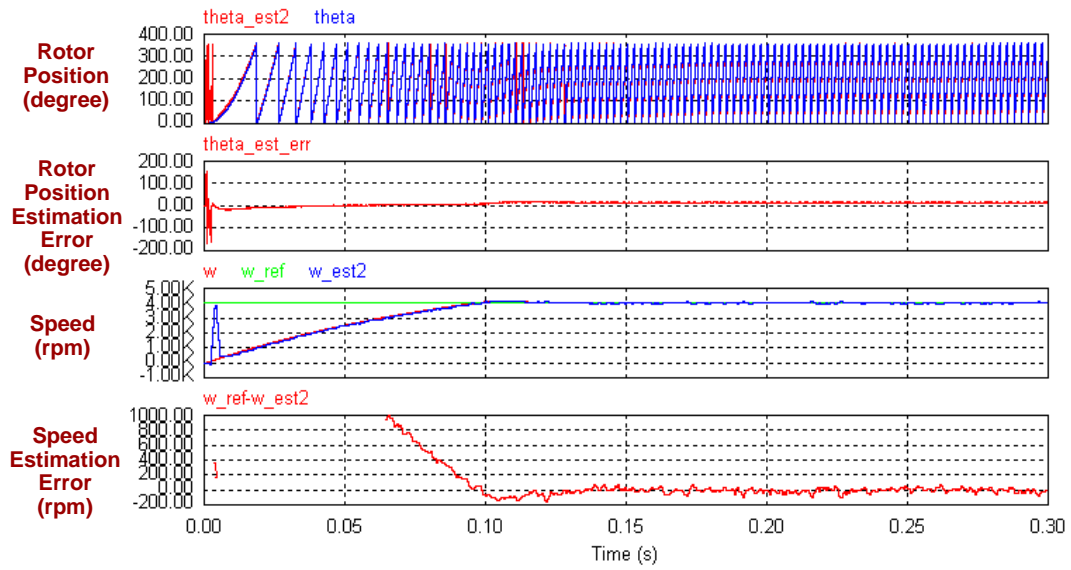


(a)

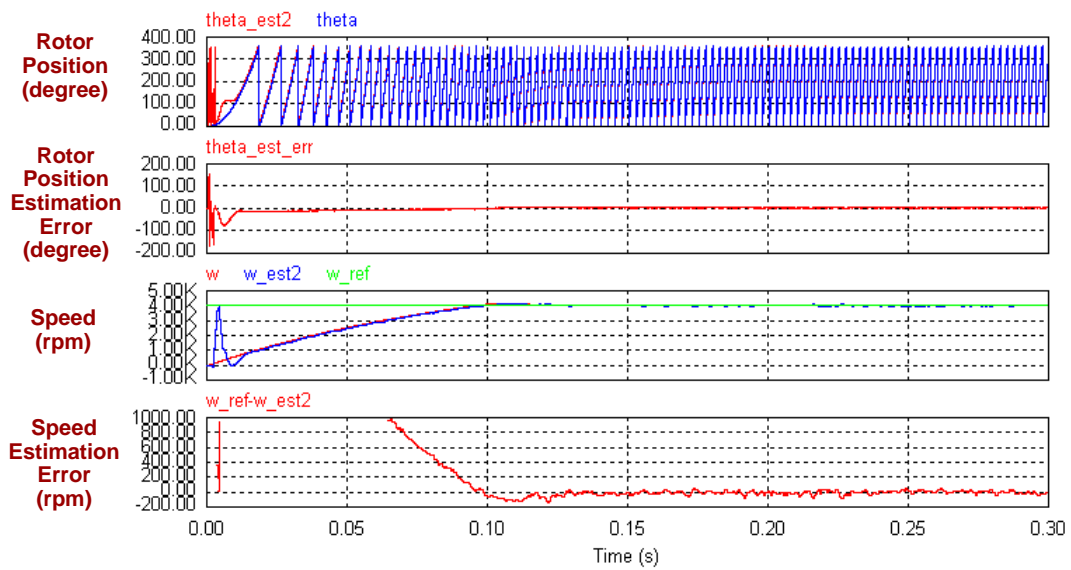


(b)

圖3.19 由低速至高速斜波命令無感測速度控制(a)  $\lambda=1$ (b)  $\lambda=0.75$ 之速度響應

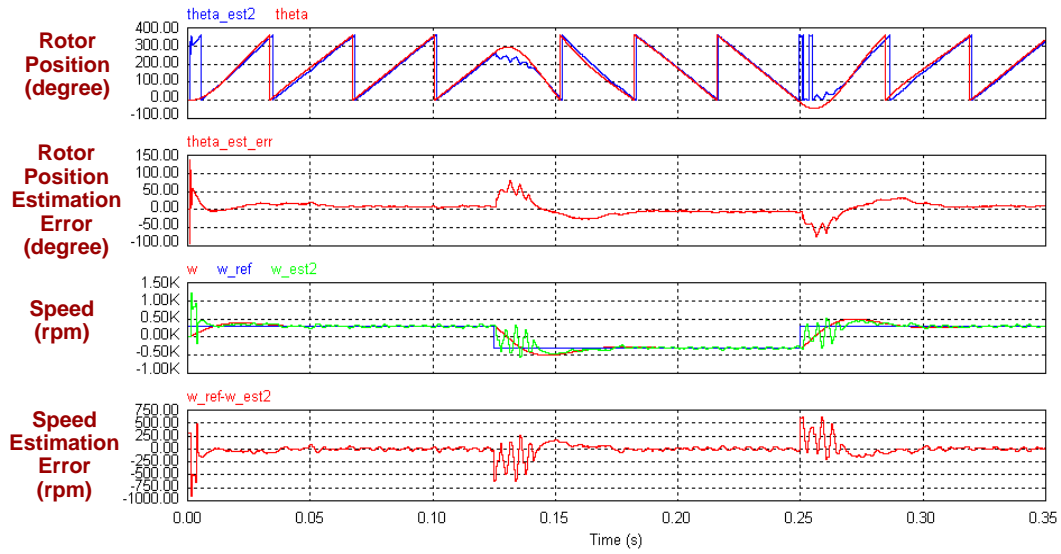


(a)

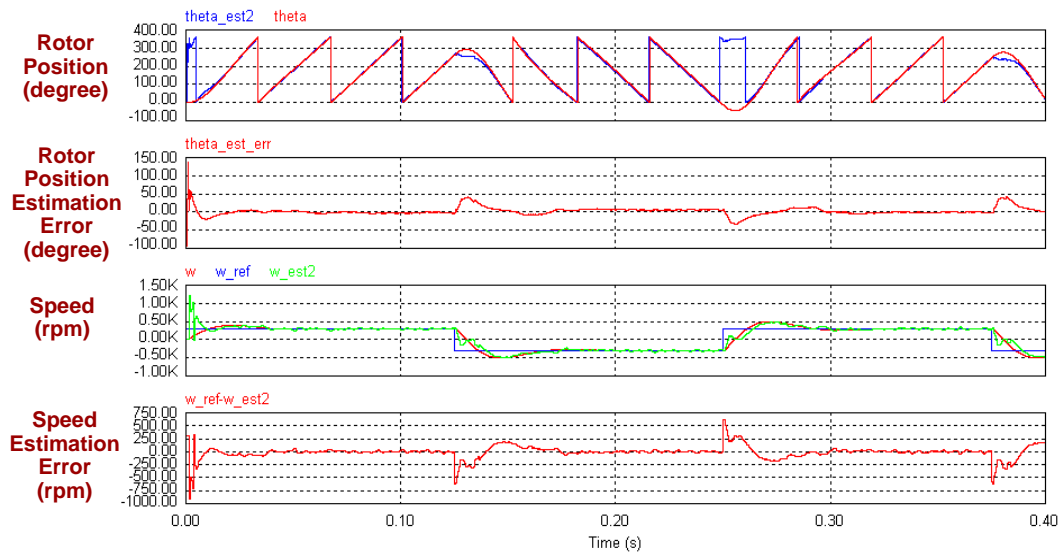


(b)

圖3.20 由低速至高速步階命令無感測速度控制(a)  $\lambda=1$ (b)  $\lambda=0.75$ 之速度響應



(a)



(b)

圖3.21 無感測正反轉速度控制(a)  $\lambda=1$ (b)  $\lambda=0.75$ 之速度響應



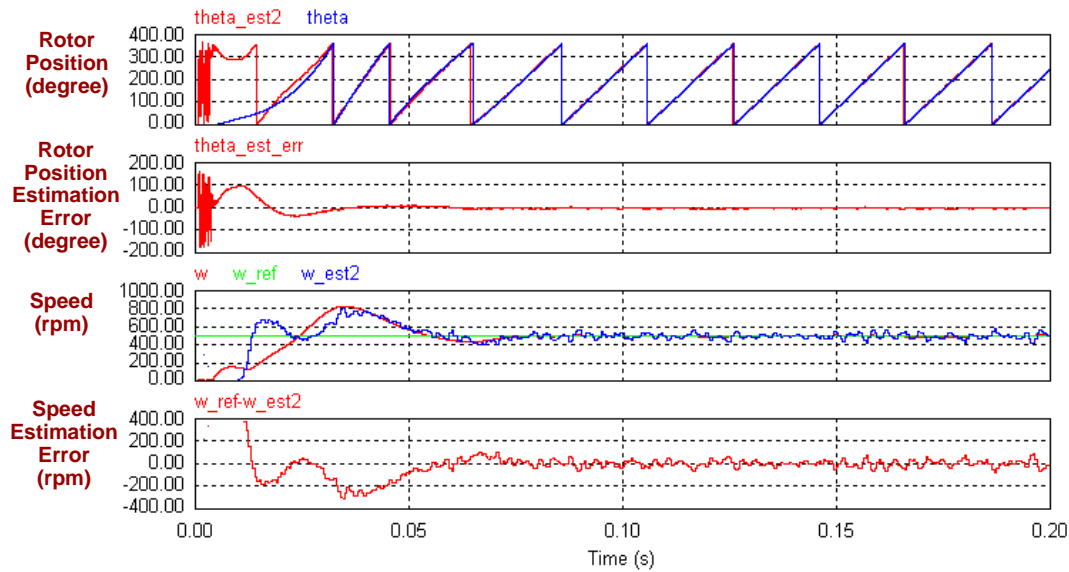


圖3.22 無感測啟動，由靜止到500 rpm

### 3.5 總結

由之前的分析可知，新型無感測轉子角度估測演算法，對於迴授訊號的雜訊或數位化運算的量化誤差所造成的暫時角度估測誤差，具有閉迴路修正的機制，使誤差能漸漸收斂；而對於馬達參數以及迴授訊號的靜態誤差又可分成兩類，第一類不會影響三相的對稱性，如馬達參數誤差以及迴授訊號三相有相同誤差，此一類的角度估測誤差並不會因調整 $\lambda$ 而改變，因此與原本的無感測角度估測演算法有相同結果；第二類則會使得三相變得不對稱，包括定子線圈三相不完全相同及迴授訊號的誤差三相不一樣，此一類的角度估測誤差，其中常數誤差仍然不受影響，而與馬達電機頻率同頻率以及兩倍於馬達電機頻率的振盪誤差皆會受到 $\lambda$ 的影響，當 $\lambda$ 值較小時，非常數誤差振盪幅度也較小，使轉子角度估測結果較佳，而由於轉速估測是將估測的角度微分，因此較平穩的轉子角度估測結果也會使轉速估測較準確。

## 第四章

# 感測與無感測速度控制電路設計說明

近年來隨著IC製程微縮速度加快，IC功能的複雜度提高，因此走向SOC(system on chip)是必然的趨勢，主要原因有以下幾點：成本降低、執行效能增加、耗電量降低、體積縮小以及可靠度增加。將系統中IC數目降到最低，體積縮小跟成本降低是可以預期的，而把所有電路濃縮到一顆晶片使得不同模組間彼此的連接距離都相當短，所以可以增加執行效能以及降低耗電量，可靠度之所以能提昇是因為系統中外部連接點數目減少的緣故，一般來說盡量將系統的功能整合到單一晶片中是目前IC設計的趨勢。

SOC的發展除了如何有效發揮IC的功能外，經濟性也是非常重要的考量，如何縮短開發時間，如何有效利用現有的資源都是關鍵之一。而現今IP的設計大都以模組化為主，接下來IP模組的可重複使用性便成了一個重要的課題，模組是否可重複使用的關鍵之一就是介面的設計。例如VSI(virtual socket interface) Alliance 提出的VC Interface 便是提供一個模組跟匯流排之間以及模組之間連接介面的標準規格，在這個規格之下，所有的IP模組都被視為一個個的VC(virtual component)，而VC之間的溝通就藉由VCI來完成，如此IP模組的可重複使用性便能大幅的提升，自然有助於降低開發成本以及開發週期。

因此本章感測與無感測速度控制電路，也是以模組化概念做設計，主要可分成迴授控制電路、數位脈寬調變產生電路、轉矩控制電路以及速度估測電路這四大部分。其功能為透過線性型霍爾感測器或以迴授相電流、相電壓訊號間接估測反抗電動勢，這兩種方式，得到轉子角度位置，並藉由此資訊對DVD主軸馬達進行速度控制。


## 4.1 利用霍爾感測器之速度估測電路設計

由第二章可知，線性型霍爾感測器所產生的電壓訊號波形與轉子磁場分佈的波形相同，對於弦波形永磁同步馬達，線性型霍爾感測器的輸出電壓波形為弦波，轉子角度的一點變化就會使霍爾感測器的輸出的電壓大小不同，因此利用線性型霍爾感測器可以得到高解析度的轉子角度資訊，在電路實現上主要分為轉子位置估測電路以及轉速計算電路。

### 4.1.1 轉子位置估測電路

由 $360^\circ$ 電機角依三相弦波的正負符號不同可分為I到VI六個區間，每個區間各為 $60^\circ$ 。要決定轉子的電機角度，首先根據三個霍爾感測器訊號的正負判斷轉子角度所在的區間，區間I至區間VI分別取 $H_a$ 、 $-H_c$ 、 $H_b$ 、 $-H_a$ 、 $H_c$ 、 $-H_b$ ，做查表即可得知轉子電機角度。表4.1列出了六種狀況。

表4.1 依據三相霍爾訊號正負符號不同所區分的六種狀況



$H_a, H_b, H_c$	$\theta_{shift}$	$\theta$
+ - +	$0^\circ$	$H_a$
+ - -	$60^\circ$	$-H_c$
+ + -	$120^\circ$	$H_b$
- + -	$180^\circ$	$-H_a$
- + +	$240^\circ$	$H_c$
- - +	$300^\circ$	$-H_b$

圖4.1為轉子位置估測的電路實現方塊圖，由圖可知迴授的三相霍爾元件訊號經由角度區間判斷電路輸出101、100、110、010、011、001六種狀況後，可以得到不同區間的 $\theta_{shift}$ 及查表後的 $\theta$ ，相加後就可以得到轉子電機角度。此處 $\text{Sin}^{-1}$  Table透過一可儲存500筆16位元資料之ROM來完成。

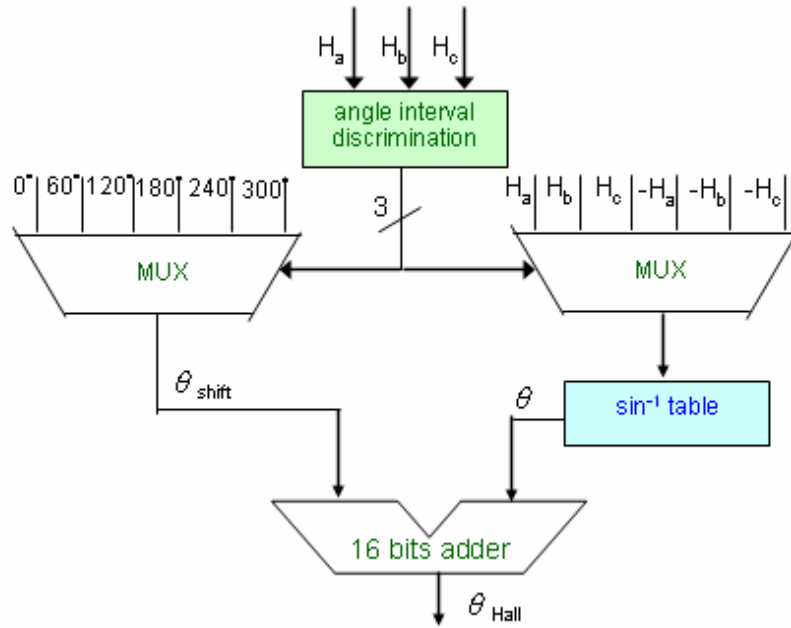


圖4.1 感測速度估測器之轉子位置估測的電路實現方塊圖

#### 4.1.2 轉速計算電路

得到轉子角度後，利用微分的方式可得到馬達的轉速，其數學的關係式如(4-1)。但由於所得到的轉子角度為 $0^\circ$ 到 $360^\circ$ ，當轉子轉至 $360^\circ$ 再由 $0^\circ$ 開始下一個週期的瞬間，直接利用轉子的角度增量計算轉速會導致速度估測錯誤。為了解決這個問題，假設馬達的轉速在一個取樣週期內的變化可以忽略，當偵測到轉子的角度增量太大時，便以前一個取樣週期的角度增量取代。

$$\omega_{Hall}(k) = \frac{60}{360} \times \frac{1}{P} \times \frac{\Delta\theta(k)}{\Delta T} \quad (4-1)$$

其中

- |                |         |
|----------------|---------|
| $P$            | 馬達極對數   |
| $\Delta T$     | 轉速取樣時間  |
| $\Delta\theta$ | 轉子角度變化量 |

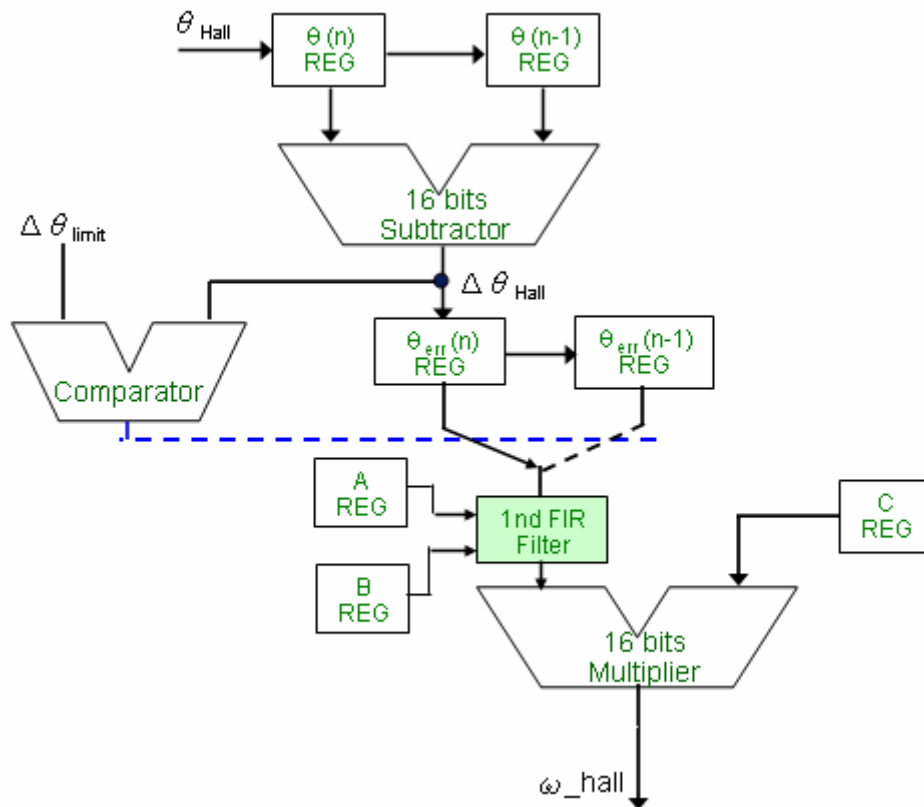


圖4.2 感測速度估測器之轉速計算電路實現方塊圖

圖4.2為利用轉子角度的變化計算馬達轉速的電路實現方塊圖。圖中 $\theta_{Hall}$ 代表由轉子位置估測電路所得到轉子電機角度， $\Delta\theta_{Hall}$ 為一個取樣週期的 $\theta_{Hall}$ 增量， $\omega_{Hall}$ 為計算出的轉子機械角速度。限制角度增量大小的 $\Delta\theta_{limit}$ 針對不同的馬達轉速可設為不同的值，假設欲估測的馬達機械轉速為10000 rpm，依據本實驗速度迴路頻寬2 kHz以及馬達極對數為6的情形下，可算出 $\Delta\theta_{limit}$ 為 $180^\circ$ 。

暫存器A及暫存器B為濾波器之參數，暫存器C所設定之參數為取樣時間內轉子角度變化量與轉速的比值關係，因為這三個參數皆非整數的數值，因此必須引入Q格式觀念增加計算的精度。所謂Q格式是在一個二進制的整數值中由程式設計者設定一個無形的小數點，Q值即為小數點之後的位元數，Q值越大數值的精度越高，但可表示的數值範圍越小。因此使用定點數運算，數值的精確度與範圍通常無法兼顧，若要表示較大數值範圍，必須犧牲精確度；若要提高精確度，則表示數值的範圍勢必減小。表4.2為暫存器的數值實現及誤差表。

表4.2 感測速度估測器之暫存器的數值實現及誤差表

暫存器名稱	常數數值	實際之數值	實現之數值	實現之數值	誤差量
A		0.1358	139(Q10)	0.13574	0.04%
B		0.7285	746(Q10)	0.72852	0.003%
C	$\frac{1}{6 \cdot 8 \cdot \Delta T \cdot P}$	6.9444	7111(Q10)	6.9443	0.0048%

#### 4.1.3 霍爾感測器速度估測電路模擬

本章設計的數位電路之模擬環境，是透過Simulink內Link for ModelSim的Library，它可以將ModelSim環境下的數位電路與Simulink環境下的類比電路做整合模擬，可大幅縮減混合訊號電路驗證的時間。

圖4.3為霍爾感測器速度估測電路的IP方塊，輸入訊號：Ha、Hb、Hc為三相霍爾元件訊號，以有號數12位元表示，其數值範圍(+2047 ~ -2048)；A、B為濾波器參數，以無號數10位元表示，其數值範圍(0~1023)；C為轉速計算參數，以無號數17位元表示，其數值範圍(0~131,072)；CS為同步取樣訊號，取樣頻率範圍(200 kHz~10 kHz)；Clk為電路時脈訊號。輸出訊號：Theta\_hall為轉子位置輸出，以無號數12位元表示，其數值範圍(0~4095)；Speed\_hall為轉速輸出，以有號數16位元表示，其數值範圍(+32,767 ~ -32,768)。表4.3為腳位功能說明。

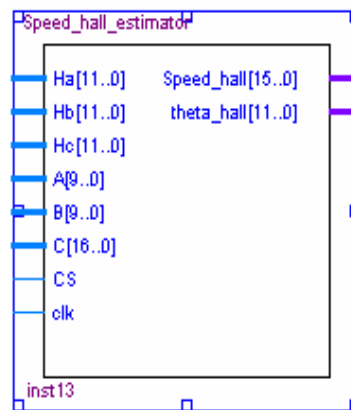


圖4.3 霍爾感測器速度估測電路的IP方塊

表4.3 霍爾感測器速度估測電路腳位功能說明

接腳名稱	輸入/出	資料長度	功能說明
Ha[11..0] Hb[11..0] Hc[11..0]	輸入	12位元	三相霍爾元件訊號 數值範圍：+2047 ~ -2048
Clk	輸入	1位元	系統時脈（運算時間需16個時脈週期）
A[11..0] B[11..0]	輸入	12位元	一階IIR濾波器參數 $\frac{a(z+1)}{z-b}$ A = a × 1024, B = b × 1024 (Q10)
C[16..0]	輸入	17位元	$\frac{1024}{6 \cdot 8 \cdot \Delta T \cdot P}$ (Q10) $\Delta T = 10T, P = \text{pole pairs}$
CS	輸入	1位元	取樣觸發訊號 $\frac{1}{T} = 200 \text{ kHz} \sim 10 \text{ kHz}$
Theta_hall[11..0]	輸出	12位元	轉子角度估測輸出 (0~2880) (Q3)
Speed_hall[15..0]	輸出	16位元	轉速估測輸出 (±10000 rpm)

圖4.4(a)(b)為低轉速500 rpm情況下，取樣頻率分別為20 kHz及200 kHz的轉速及轉子位置模擬圖，由模擬結果可看出，取樣頻率20 kHz時，穩態轉速誤差約70 rpm；取樣頻率200 kHz時，穩態轉速誤差約55 rpm。由於轉速的計算是經由單位時間內轉子角度變化量而得，當提高取樣頻率時，單位時間內轉子角度變化量是由較多次轉子角度變化量累加而得，無形之中如同增加ADC位元數，因此轉速估測效能也較佳。

圖4.5(a)(b)為高轉速5000 rpm情況下，取樣頻率分別為20 kHz及200 kHz的轉速及轉子位置模擬圖，取樣頻率20 kHz時，穩態轉速誤差約300 rpm，隨著取樣頻率提高為200 kHz後，穩態轉速誤差降為80 rpm，與低轉速有相同的結果。



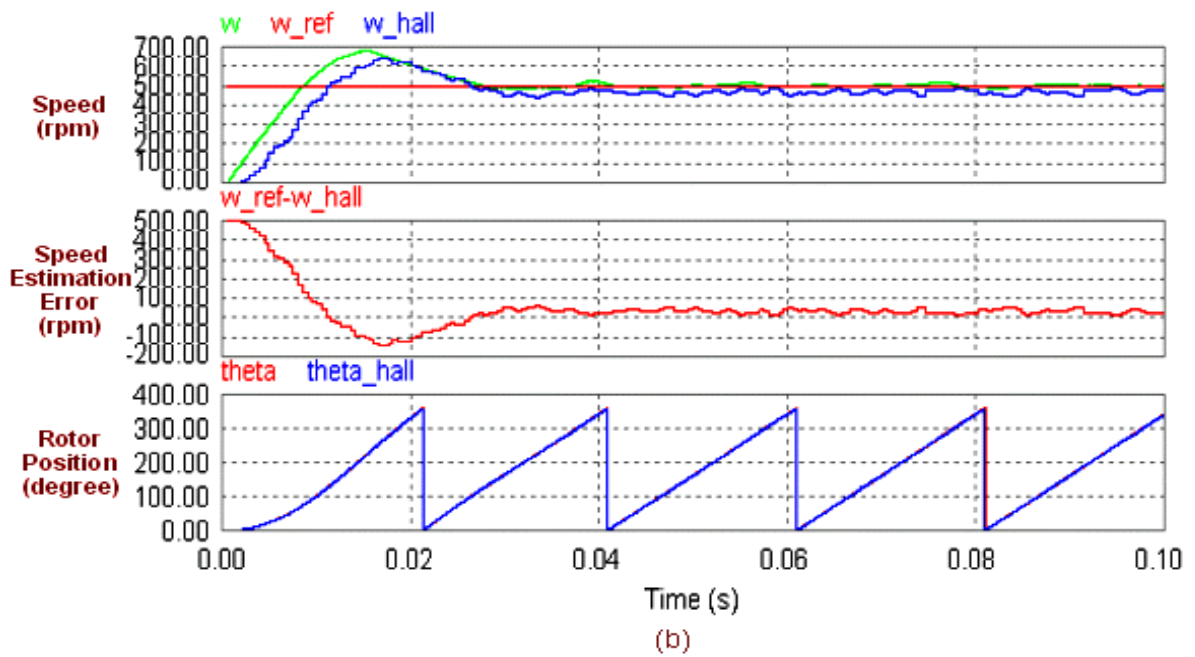
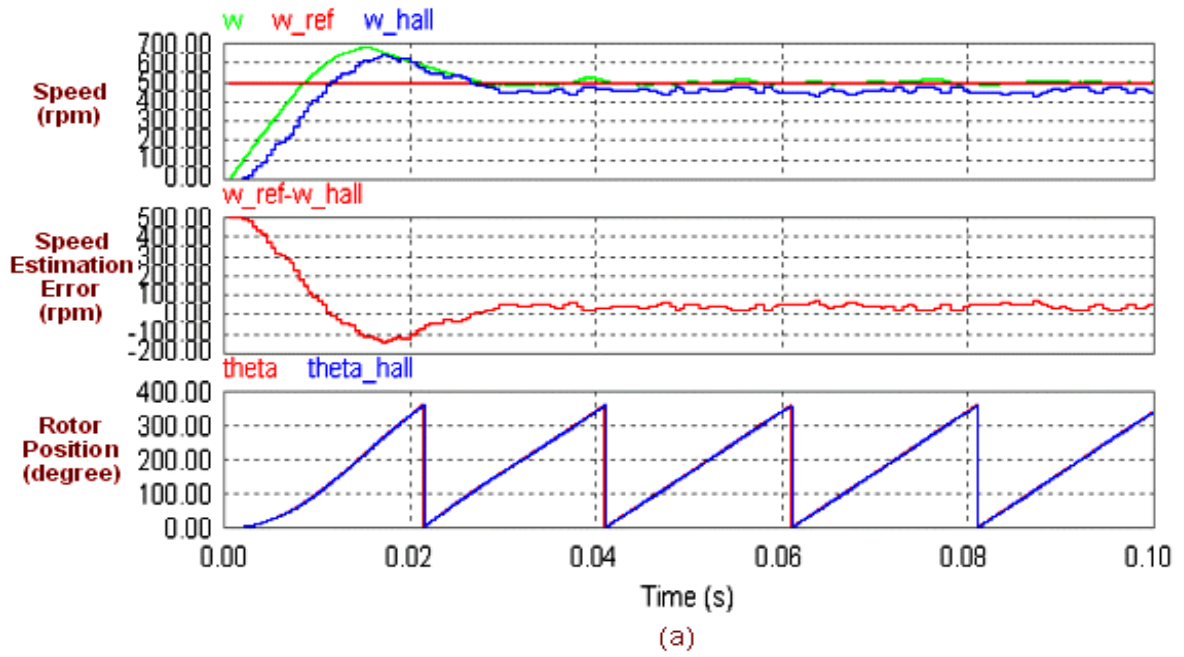


圖4.4 在500 rpm(a)取樣頻率20 kHz(b)取樣頻率200 kHz情況下轉速及轉子位置模擬圖

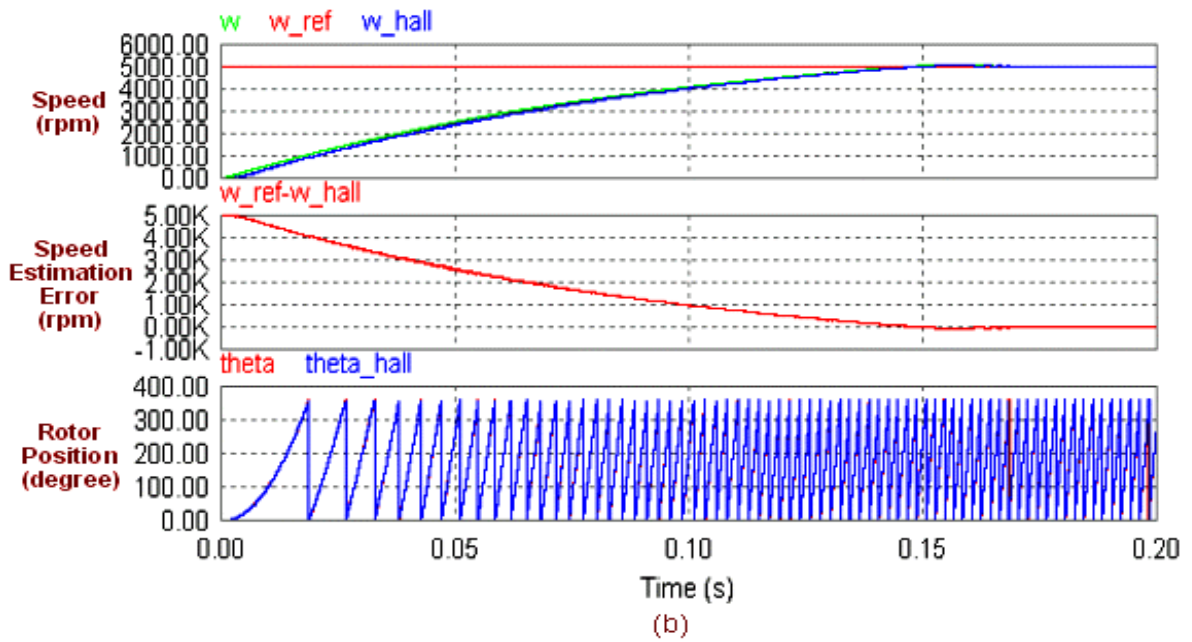
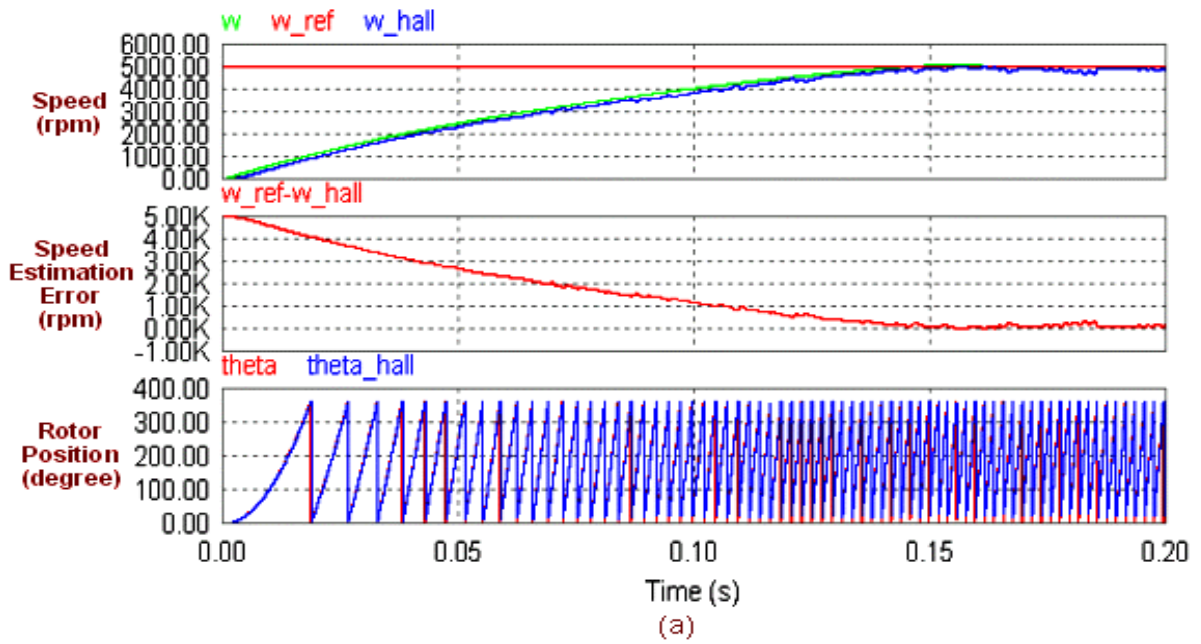


圖4.5 在5000 rpm(a)取樣頻率20 kHz(b)取樣頻率200 kHz情況下轉速及轉子位置模擬圖

## 4.2 無感測演算法之速度估測電路設計

利用無感測演算法之速度估測電路方塊圖如圖4.6，主要分成三部分介紹，第一部分為轉子位置估測器，在於無感測演算法的實現、第二部分為反抗電動勢函數產生器，根據所算出的轉子電機角度，透過查表的方式得到三相正規化的反抗電動勢、最後一部分為速度估測機制。

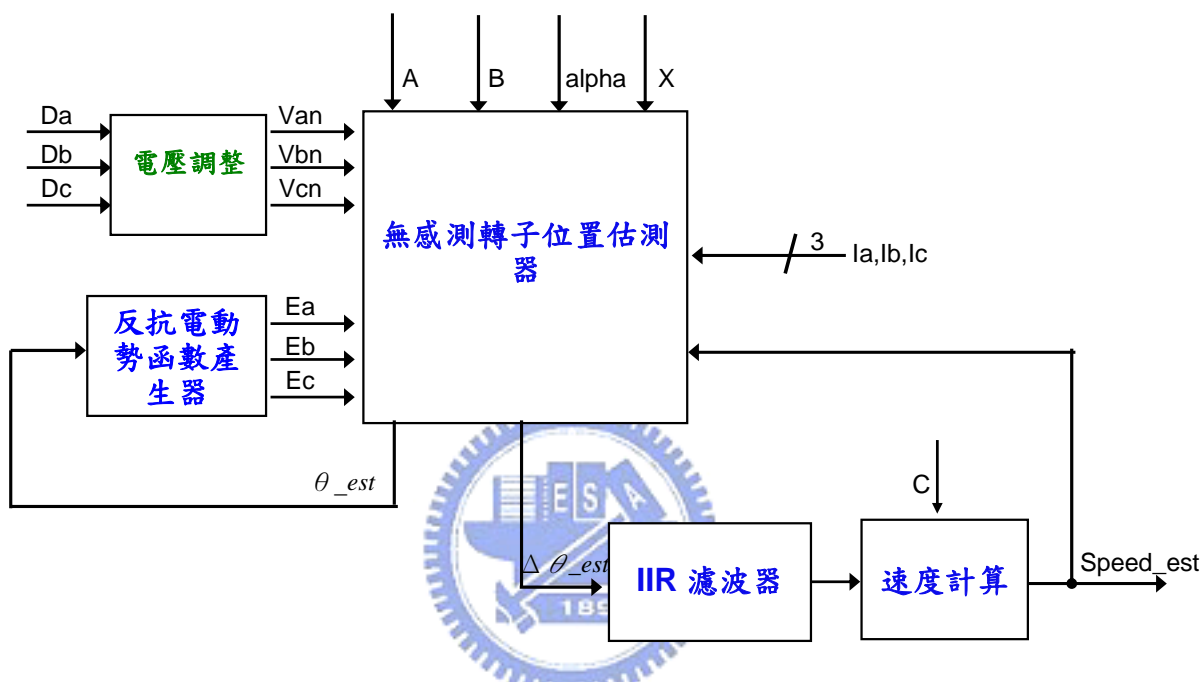


圖4.6 無感測演算法之速度估測電路方塊圖

### 4.2.1 轉子位置估測電路

根據第三章討論之演算法，可定出無感測演算法的方塊圖如圖4.7。同時，由於本論文使用的是小型馬達，其規格如表4.4。參數的尺度相對的較小，在執行無感測轉子角度估測的演算法時，若是將這些參數單獨儲存，不但精確度較差，運算時Q格式的轉換也會較繁瑣。由於在無感測的演算法中有許多的乘法運算，若能將數值較小的參數與其它數值較大的參數，先以手算的方式計算乘積後再代入演算法中，將可縮減合成的電路並提高精確度。

表4.4  
永磁同步主軸馬達的參數表

3-phase permanent magnet synchronous motor	
Type	Y-connection, 12 poles
Rated voltage	12 V
Stator resistance	0.6 Ω
Stator inductance	0.102 mH
Back-EMF constant	0.595 mV/rpm
Rotor inertia	$1.056 \times 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Mech. time constant	0.27 sec

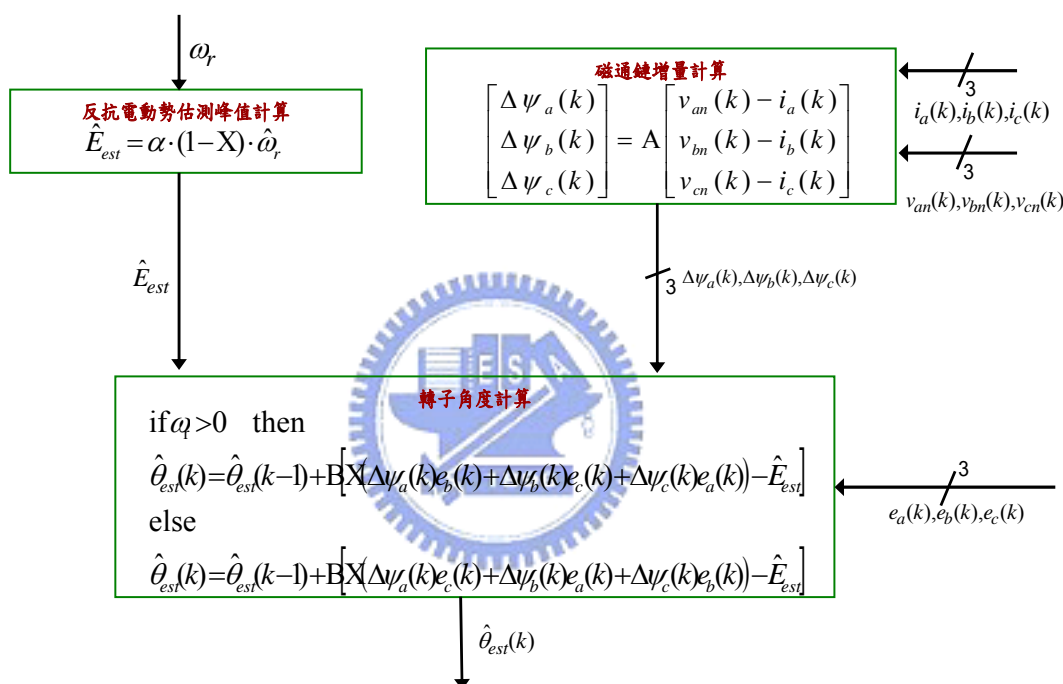


圖4.7 無感測演算法方塊圖

圖4.8為無感測轉子角度估測演算法定點數實現架構方塊圖，主要針對無感測演算法中，磁通鏈增量計算及轉子位置計算這部分的定點運算實現過程說明，根據實驗平台中類比數位轉換電路取樣頻率的限制，所以最高取樣頻率定為100 kHz。

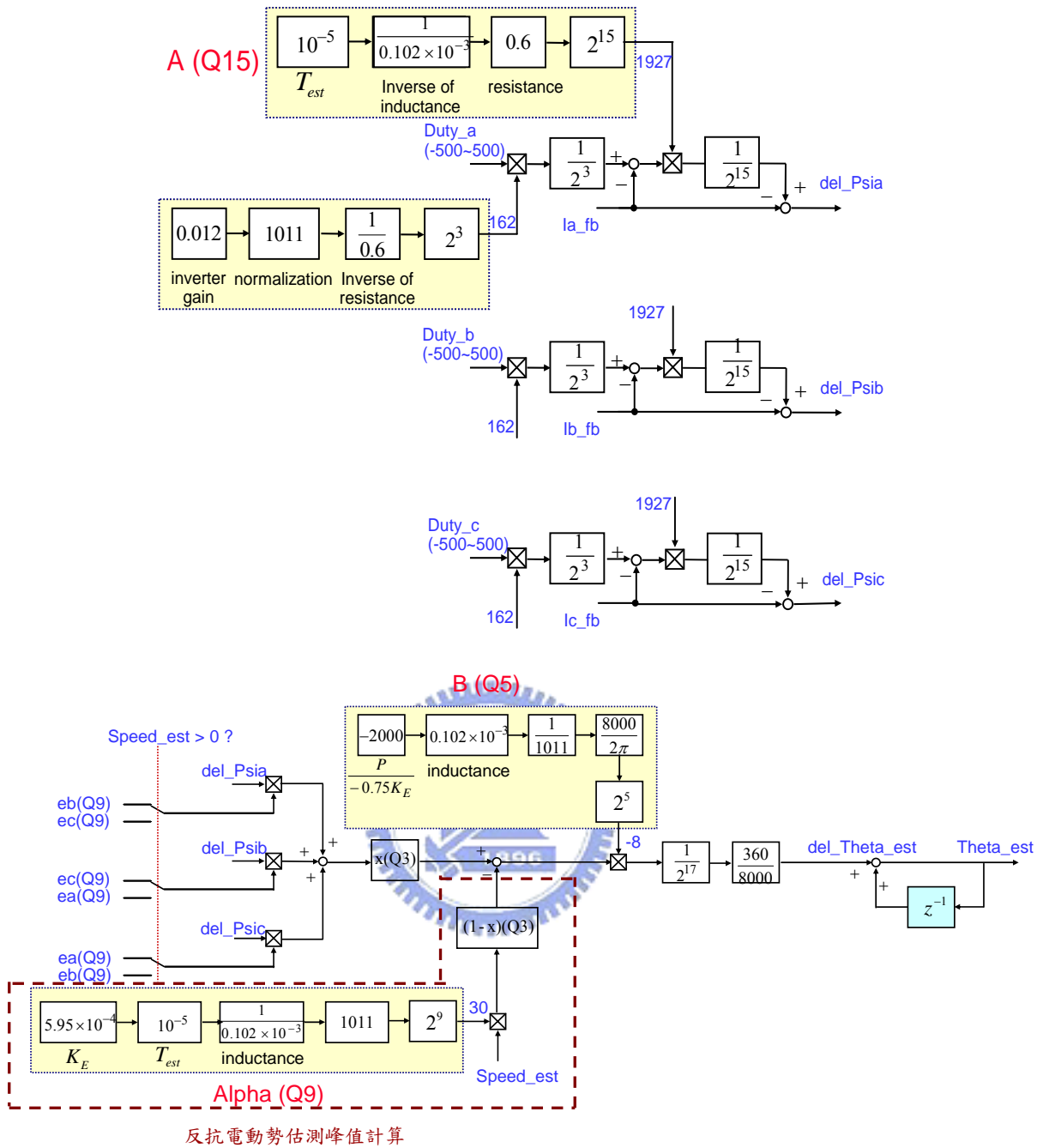


圖4.8 無感測轉子角度估測演算法定點數實現架構方塊圖

圖4.9為無感測演算法多組運算單元電路實現架構，反抗電動勢峰值計算電路需要兩個32位元乘法器；磁通鏈增量計算電路需要六個32位元乘法器及五個32位元加/減法器；轉子位置計算電路需要兩個32位元乘法器及兩個32位元加/減法器，由此可知若使用多組運算單元架構實現此演算法，則其中繁複的乘加運算勢必在電路合成上需要較多的邏輯單元，在評估邏輯單元需求量後，本論文以共用運算單元方式實現此演算法。在下一章會根據個別電路之邏輯單元列表說明電路資源分配情形。

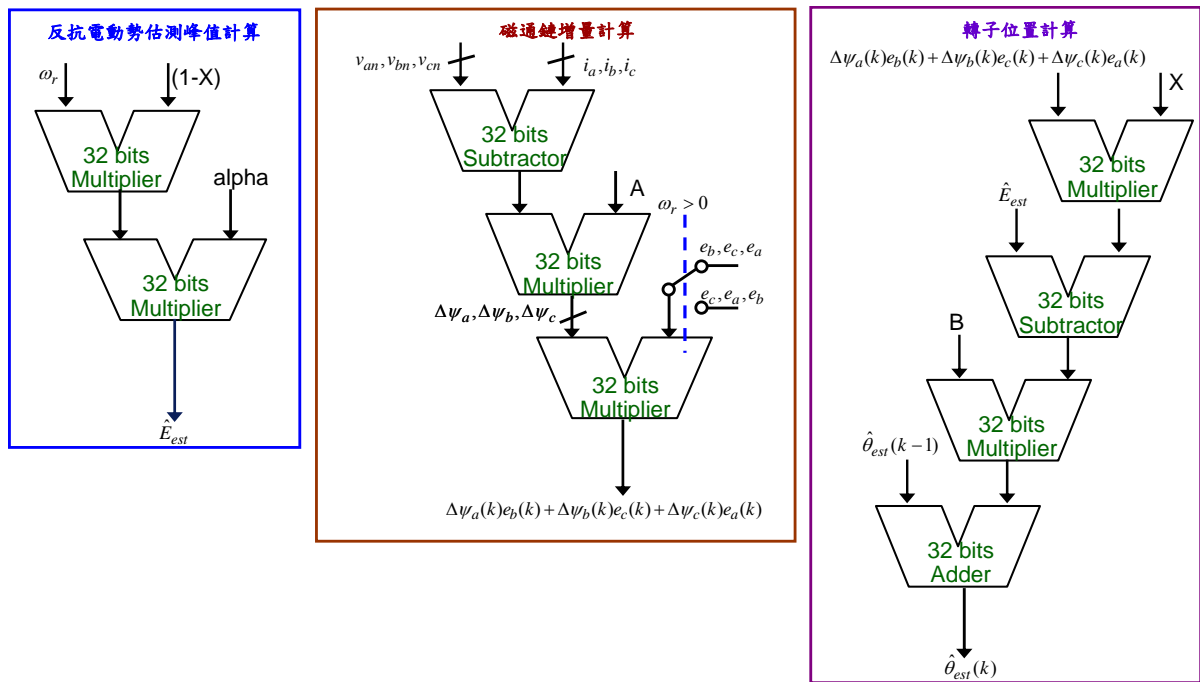


圖4.9 無感測演算法多組運算單元電路實現架構

#### 4.2.2 反抗電動勢函數產生器

由計算得到的  $\theta_{est}$  利用查表方式可得到三相各差  $120^\circ$  的正規化反抗電動勢波形，圖 4.10 為此 Sine Table 之內容，利用 Quartus II 內 lpm\_rom 可以自己設定位元數及儲存資料筆數，這裡因為反抗電動勢數值範圍是  $+511 \sim -511$ ，所以選擇 10 位元、可儲存 500 筆資料的 Sine Table 來表示反抗電動勢波形，如圖 4.11 所示。

Addr	+0	+1	+2	+3	+4	+5	+6	+7
000	0	2	3	5	6	8	10	11
008	13	14	16	18	19	21	22	24
010	26	27	29	30	32	33	35	36
018	38	40	41	43	44	46	47	49
020	50	52	53	54	56	57	59	60
028	62	63	64	66	67	69	70	71
030	73	74	75	77	78	79	80	82
038	83	84	85	86	88	89	90	91
040	92	93	94	95	97	98	99	100
048	101	102	103	104	104	105	106	107
050	108	109	110	111	111	112	113	114
058	114	115	116	116	117	118	118	119
060	120	120	121	121	122	122	123	123
068	124	124	124	125	125	125	126	126
070	126	127	127	127	127	127	128	128
078	128	128	128	128	128	128	128	128
080	128	128	128	128	128	127	127	127
088	127	127	126	126	126	125	125	125
090	124	124	124	123	123	122	122	121
098	121	120	120	119	118	118	117	116
0a0	116	115	114	114	113	112	111	111
0a8	110	109	108	107	106	105	104	104
0b0	103	102	101	100	99	98	97	95
0b8	94	93	92	91	90	89	88	86
0c0	85	84	83	82	80	79	78	77

圖4.10 弦波型反抗電動勢之查表內容

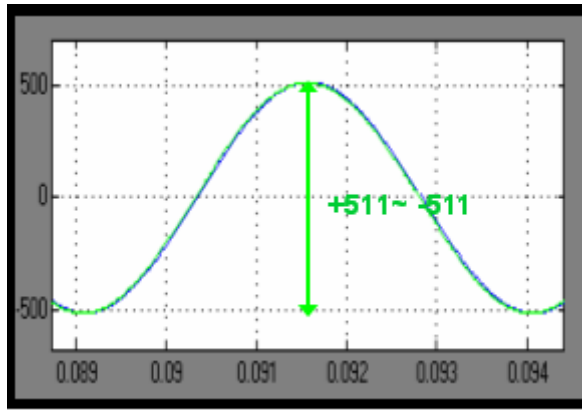


圖4.11 反抗電動勢波形

### 4.2.3 速度估測機制

轉速計算與之前霍爾感測器速度估測電路相同，唯一的差別在於濾波器的形式以及轉子角度變化量與轉速的比值不同，圖4.12為轉速計算電路實現方塊圖，由於 $\theta_{est}$ 數值範圍為0~500，因此轉子角度變化量與轉速的比值關係只是將(4-1)式中的360替換成500即可。

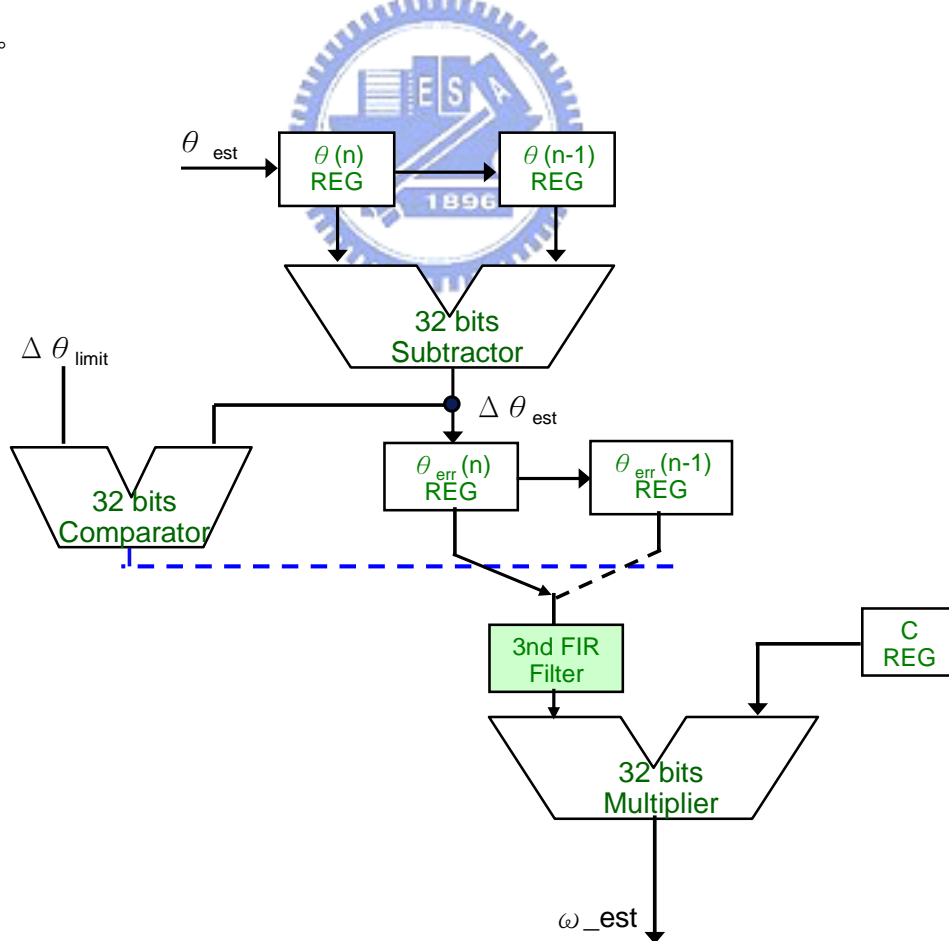


圖4.12 無感測轉速計算電路實現方塊圖



#### 4.2.4 無感測演算法之速度估測電路模擬

圖4.13為無感測演算法速度估測電路的IP方塊，輸入訊號：Da、Db、Dc為三相電流控制器所產生之電壓命令，以有號數10位元表示，其數值範圍(+500 ~ -500)；Ia、Ib、Ic為迴授三相電流，以有號數12位元表示，其數值範圍(+2047 ~ -2047)；A為磁通鏈增量計算參數，以無號數14位元表示，其數值範圍(0~32,767)；B為轉子角度增量計算參數，以無號數6位元表示，其數值範圍(0~63)；C為轉速計算參數，以無號數17位元表示，其數值範圍(0~131,072)；Alpha為轉子角度增量計算參數，以無號數8位元表示，其數值範圍(0~255)；X為調整反抗電動勢峰值的估測值參數，以無號數4位元表示，其數值範圍(0~15)；CS為同步取樣訊號，取樣頻率範圍(200 kHz~10 kHz)；Clk為電路時脈訊號。輸出訊號：Theta\_est為轉子位置輸出，以無號數10位元表示，其數值範圍(0~500)；Speed\_est為轉速輸出，以有號數16位元表示，其數值範圍(+32,767 ~ -32,768)。表4.5為腳位功能說明。

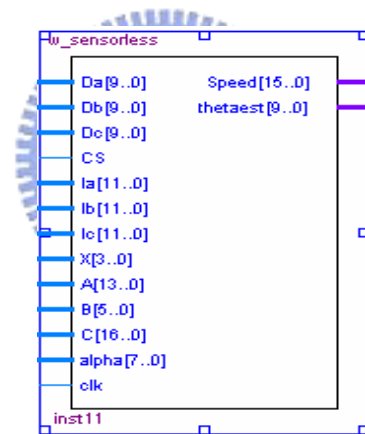


圖4.13 無感測演算法速度估測電路的IP方塊

為了簡化無感測演算法中繁複的乘加運算，因此先以手算的方式計算乘積後再代入演算法中，簡化過後的演算法，使用者只需要設定A、B、C、Alpha這四個參數，即可利用此IP估測轉子位置及轉速，參數說明如圖4.14。

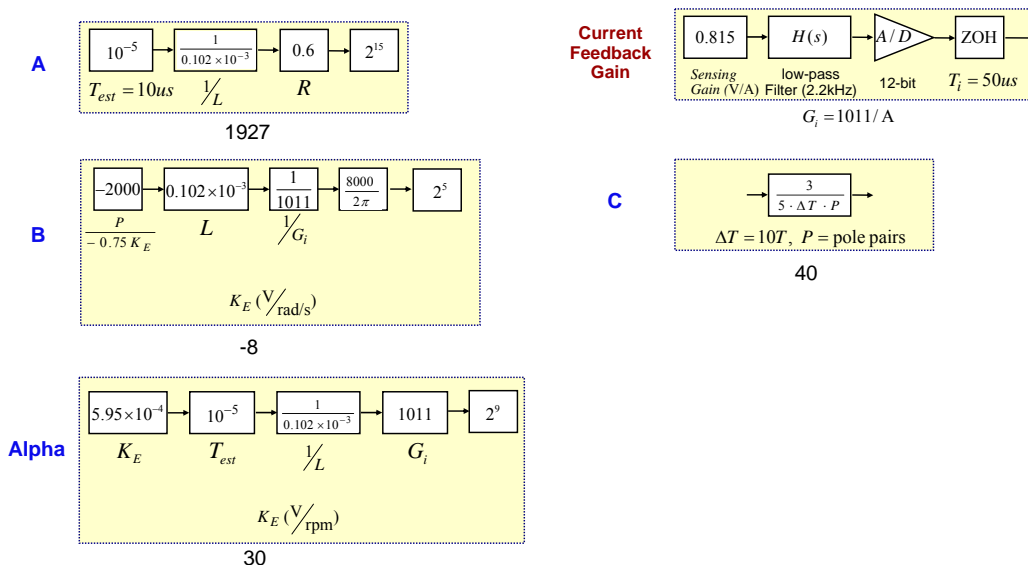


圖4.14 無感測演算法參數說明

表4.5 無感測演算法速度估測電路腳位功能說明

接腳名稱	輸入/出	資料長度	功能說明
Da[11..0] Db[11..0] Dc[11..0]	輸入	12位元	三相相電壓命令 數值範圍：+500 ~ -500
Ia[11..0] Ib[11..0] Ic[11..0]	輸入	12位元	三相相電壓命令 數值範圍：+2047 ~ -2048
X[3..0]	輸入	4位元	調整反抗電動勢峰值的估測值參數 數值範圍：0~8 (Q3)
Clk	輸入	1位元	系統時脈 (運算時間需26個時脈週期)
CS	輸入	1位元	取樣觸發訊號 $\frac{1}{T} = 200 \text{ kHz} \sim 10 \text{ kHz}$
A[13..0]	輸入	14位元	無感測演算法之磁通鏈增量計算參數
B[5..0]	輸入	6位元	無感測演算法之轉子角度增量計算參數
Alpha[7..0]	輸入	8位元	無感測演算法之轉子角度增量計算參數
C[16..0]	輸入	17位元	$\frac{3}{5 \cdot \Delta T \cdot P}$ $\Delta T = 10T$ , $P = \text{pole pairs}$
Theta_est[9..0]	輸出	10位元	轉子角度估測輸出 (0~500)
Speed_est[15..0]	輸出	16位元	無感測轉速估測輸出 ( $\pm 10000 \text{ rpm}$ )

圖4.15(a)(b)為低轉速500 rpm情況下，取樣頻率分別為20 kHz及200 kHz的轉速及轉子位置模擬圖，由模擬結果可看出，取樣頻率20 kHz時，穩態轉速誤差約80 rpm；取樣頻率200 kHz時，穩態轉速誤差約30 rpm。

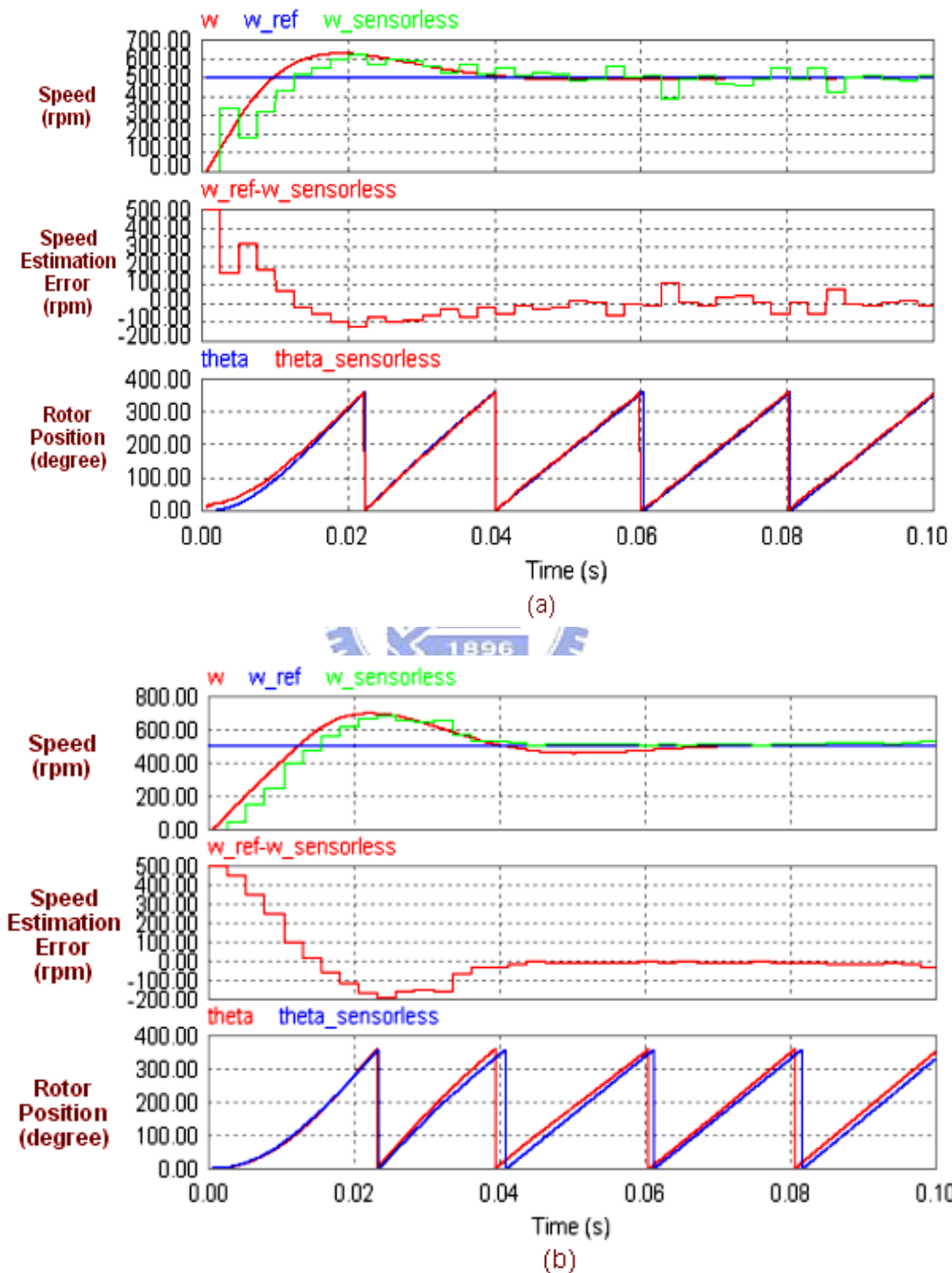


圖4.15 在500 rpm(a)取樣頻率20 kHz(b)取樣頻率200 kHz情況下無感測轉速及轉子位置模擬圖

圖4.16(a)(b)為高轉速5000 rpm情況下，取樣頻率分別為20 kHz及200 kHz的轉速及轉子位置模擬圖，取樣頻率20 kHz時，穩態轉速誤差約200 rpm，隨著取樣頻率提高為200 kHz後，穩態轉速誤差降為180 rpm，與低轉速有相同的結果。

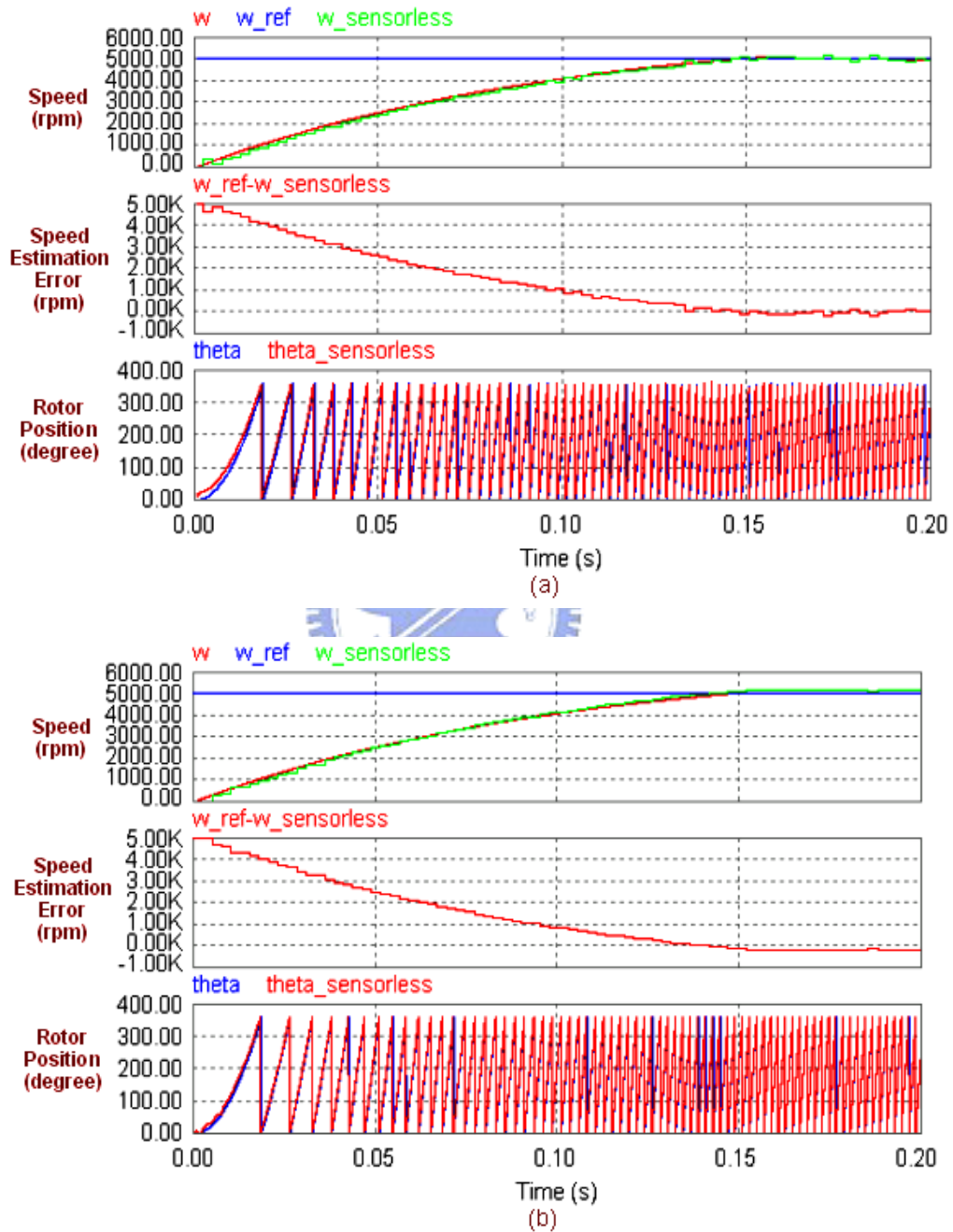


圖4.16 在5000 rpm(a)取樣頻率20 kHz(b)取樣頻率200 kHz情況下無感測轉速及轉子位置模擬圖

### 4.3 數位脈寬調變產生器電路設計

數位脈寬調變產生器之目的在於控制三相全橋換流器(three-phase full-bridge inverter)六個上下臂開關導通與否，其架構如圖4.17，圖中的功率半導體開關元件為絕緣閘雙載子電晶體(Insulated-Gate Bipolar Transistor, IGBT)，也可以BJT、MOSFET等元件取代，而與每個開關元件並聯的反相二極體其功能為，由於馬達屬於電感性負載，當電壓命令極性改變時，會產生反相電流，此二極體提供了此反相電流路徑以保護開關元件。

同時，直流鏈(DC link)提供給換流器為電壓源，所以當換流器同一相的上下臂開關同時導通時，會有一大電流通過，可能損壞開關元件，而且，在實際情況中，閘極端輸入電容不可能為無窮大，所以開關元件無法瞬間關閉，因此控制上下臂開關導通的訊號必須有一定長度的時間隔，以確保上下臂開關不會同時導通，這個操作上的限制會影響輸出電壓的最大值以及控制的線性度。

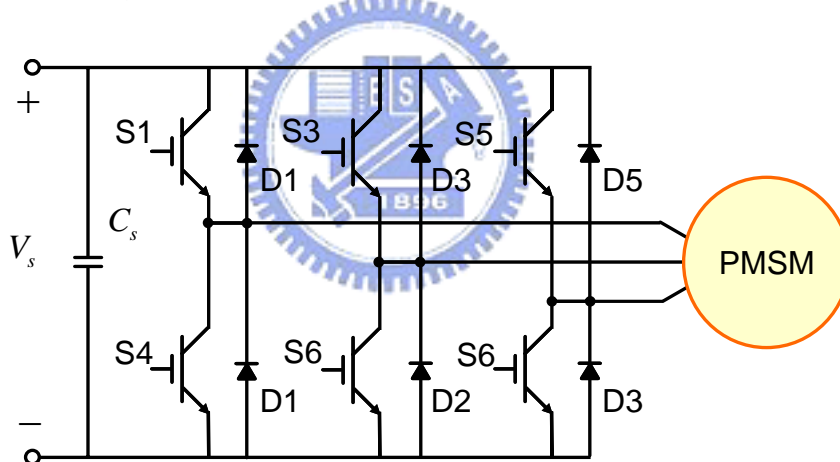


圖4.17 三相全橋換流器架構圖

由於馬達所產生的電磁轉矩正比於電流的大小，因此換流器可以藉由開關元件的切換使各相線圈流過適當大小的電流。本論文是利用斜坡比較(ramp comparison)的電流調節方式如圖4.18，相較於磁滯比較其優點在於開關的切換頻率固定。斜坡比較是將電流控制器輸出的電壓命令與三角載波 $v_{tri}$ 比較，產生每相上下臂開關的脈寬調變訊號，控制開關的導通狀態，另外，開關切換頻率等於三角載波的頻率，所以切換頻率可透過改變三角載波的頻率改變。

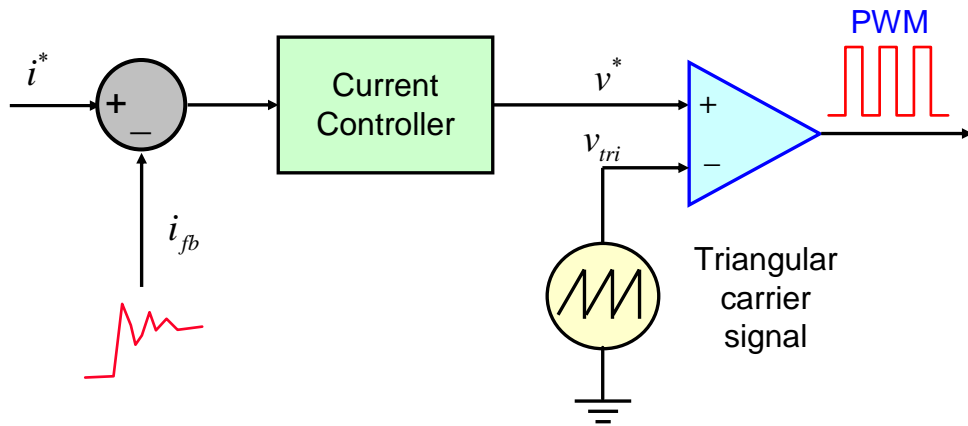


圖4.18 斜坡比較電流調節方塊圖

數位脈寬調變訊號產生器電路包含鋸齒波參考訊號產生器與比較器及無效時間 (dead-time) 產生器兩部分，其工作原理為，電流控制器輸出的三相電壓命令 (VAREF,VBREF,VCREF)與鋸齒波參考訊號比較後，產生三相互補的六個脈寬調變訊號。此外，為了防止上下臂開關同時導通，而使開關元件損壞，六個脈寬調變控制訊號需加上無效時間，而acnt為設定無效時間之暫存器，無效時間設定範圍為1 usec~7 usec。而servo為馬達啟動訊號，當 servo=1 時，脈寬調變訊號正常輸出至換流器開關驅動馬達，當 servo=0 時，脈寬調變訊號使換流器上下臂開關皆不導通，其電路方塊圖如圖4.19。

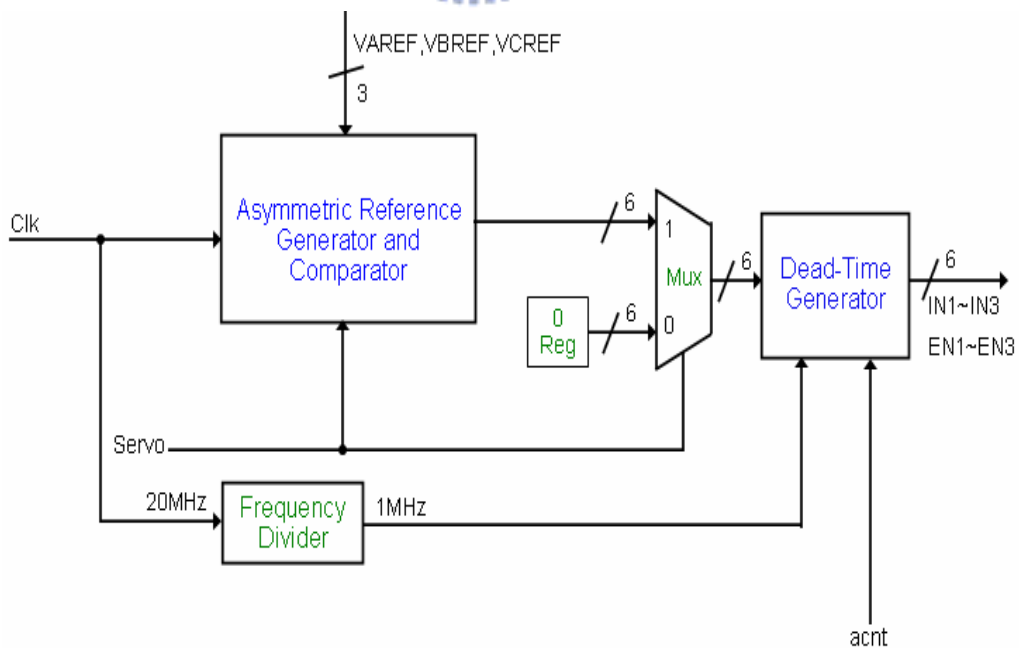


圖4.19 數位脈寬調變訊號產生器電路方塊圖

### 4.3.1 鋸齒波參考訊號產生器與比較器

此電路的目的是產生鋸齒波參考訊號與調變訊號比較，以得到想要的脈寬調變波形輸出，如圖4.20所示。當 servo=0 時，上數計數器的計數值會設定為-500且計數器不會動作，直到 servo=1 時，上數計數器才會動作，當計數值超過500則會重置為-500，所以可以得到振幅為500的鋸齒波參考訊號。當參考訊號小於調變訊號時，則上臂的PWM訊號輸出高準位，而下臂的輸出經過一反相器，故下臂PWM訊號輸出為低準位，反之亦然。

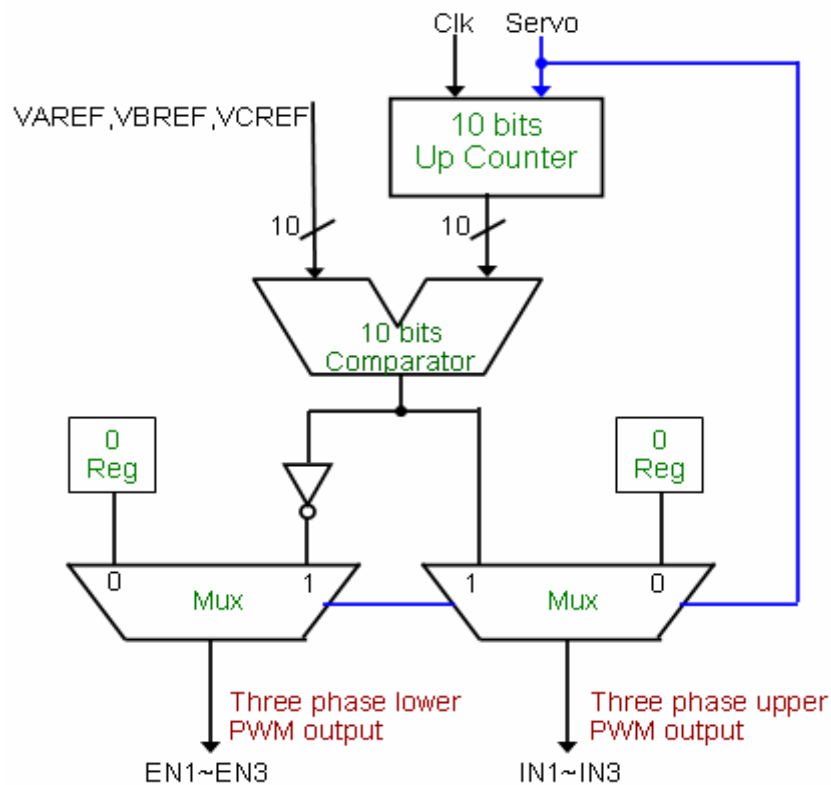


圖4.20 鋸齒波參考訊號產生器與比較器電路實現方塊圖

### 4.3.2 無效時間產生器

此電路之目的在於將每一相換流器之上下臂開關均加上一段無效時間，以避免上下臂開關元件同時導通，如圖4.21所示，這裡以單一個PWM訊號做說明。acnt為無效時間之設定腳位，PWM\_In為原先的脈寬調變訊號，當PWM\_In為低準位時，則PWM\_Out亦為低準位，而當PWM\_In為高準位時，開始比較計數器與acnt的值，當計數值小於acnt時，PWM\_Out維持在低準位到計數值大於acnt，則PWM\_Out轉為高準位，且計數器會維持這時的計數值一直到PWM\_In為低準位後才會重置計數器。



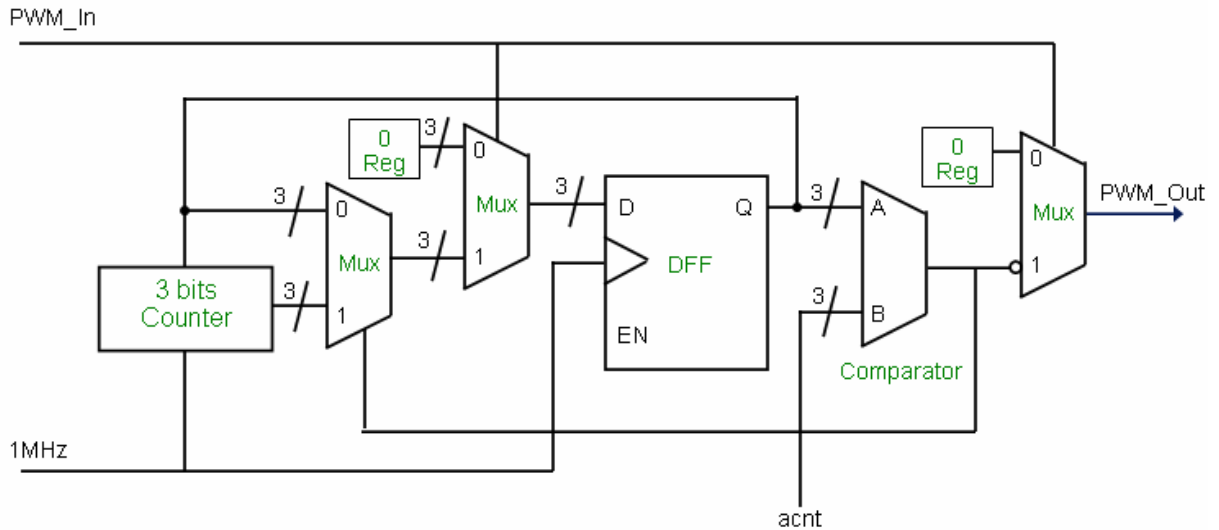


圖4.21 無效時間產生器電路實現方塊圖

### 4.3.3 數位脈寬調變產生器電路模擬

圖4.22為數位脈寬調變產生器電路的IP方塊，輸入訊號：VAREF、VBREF、VCREF為三相電流控制器所產生之電壓命令，以有號數10位元表示，其數值範圍(+500 ~ -500)；acnt為無效時間設定參數，以無號數3位元表示，其數值範圍(0~7)；servo為馬達啟動訊號；Clk為電路時脈訊號。輸出訊號：IN1~IN3為上臂PWM輸出訊號、EN1~EN3為下臂PWM輸出訊號，表4.6為腳位功能說明。

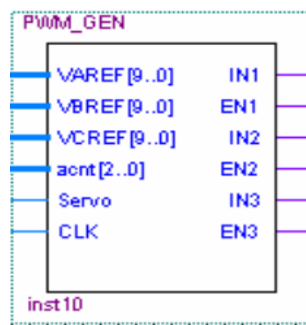


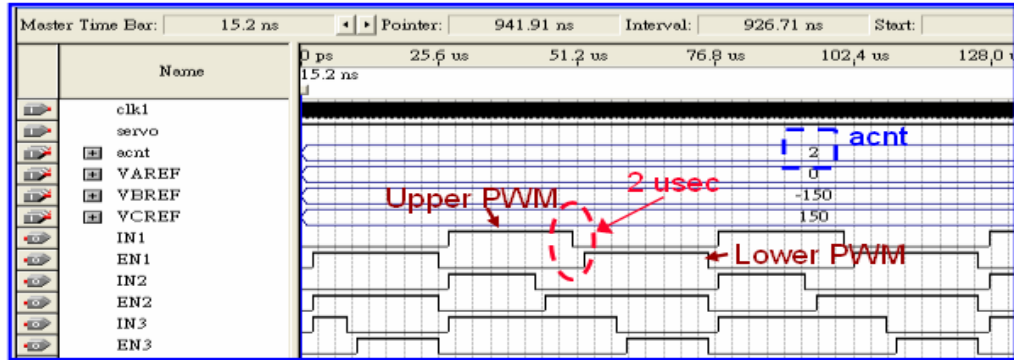
圖4.22 數位脈寬調變產生器電路的IP方塊

表4.6 數位脈寬調變產生器腳位功能說明

接腳名稱	輸入/出	資料長度	功能說明
VAREF [11..0] VBREF [11..0] VCREF [11..0]	輸入	10位元	三相調變訊號輸入 數值範圍：+500 ~ -500
acnt [2..0]	輸入	3位元	無效時間設定：0~7 Ex：acnt*1/clock = dead time
servo	輸入	1位元	致能訊號（0：重置，1：不重置）
clk	輸入	1位元	系統時脈
IN1 EN1 IN2 EN2 IN3 EN3	輸出	1位元	三相互補式PWM輸出 載波訊號範圍：+500 ~ -500 Ex：假如調變訊號振幅為280 Duty=280/500=0.56

圖4.23為此電路模擬結果，上圖acnt設為2，因此可看到上下臂的PWM訊號在從低準位變為高準位時皆延遲了2 usec，因此上下臂開關元件不會同時導通；而下圖為不加無效時間的模擬情形。

### 三相互補式PWM輸出 + dead-time



### 三相互補式PWM輸出

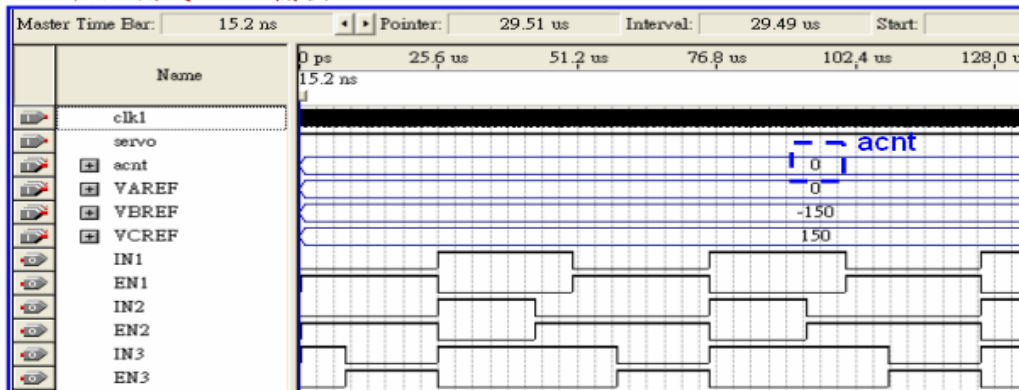


圖4.23 數位脈寬調變產生器模擬波形

## 4.4 迴授控制電路設計

迴授控制包含速度控制及位置控制，其目的在於達到馬達的定位控制以及轉速控制，而本論文著重在速度控制部分。圖4.24為速度控制系統架構圖，轉速迴授訊號可以透過無感測演算法所計算的轉速當作迴授訊號，也可透過利用霍爾感測器所計算的轉速當迴授訊號。而轉矩控制電路則包含相電流命令調變及電流控制器。

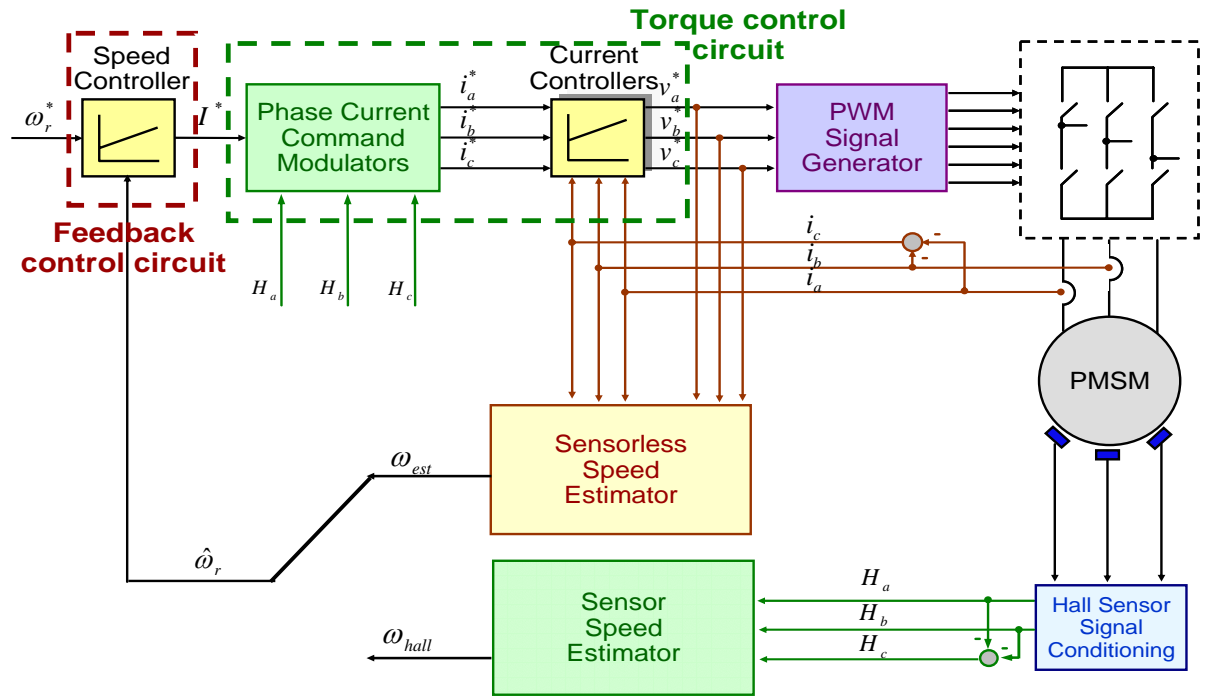


圖4.24 速度控制系統架構圖

迴授控制電路主要部分為速度控制器，其工作原理如下，由速度命令speed\_cmd與速度迴授speed\_fed相減後的速度誤差量speed\_err，作為速度控制器之輸入，skp、ski為比例、積分參數，Speed\_control\_en為控制器的觸發訊號，當 Speed\_control\_en=1時，控制器的狀態一直為S0，當 Speed\_control\_en=0時，狀態由S0變為S1，控制器開始動作，整個運算時間需要5個狀態，以輸入時脈為10 MHz而言，整個運算時間為500 ns。速度控制電路方塊圖如圖4.25所示。

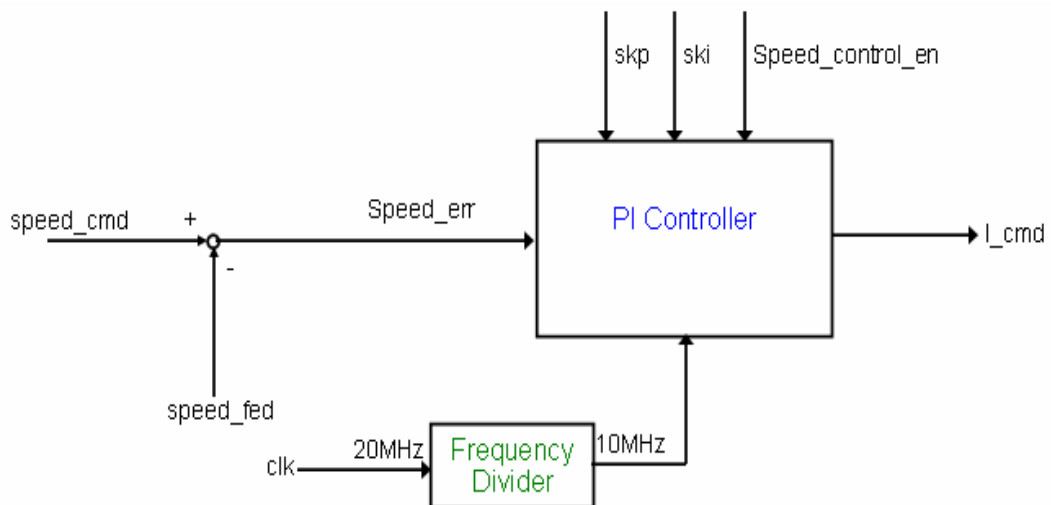


圖4.25 速度控制電路方塊圖

本論文在電流迴路以及速度迴路均使用PI控制器，從圖2.7可知電流迴路每一相的電流需要獨立的PI控制器，因此整個速度控制系統需要四個PI控制器。PI控制器在連續時間(continuous time)的數學方程式為

$$y(t) = u(t) \cdot Skp + \int_0^t Ski \cdot u(t) dt \quad (4-2)$$

其中 $u(t)$ 為速度誤差訊號， $y(t)$ 為速度迴授訊號， $Skp$ 為比例項的增益， $Ski$ 為積分項的增益，利用backward rule如(4-3)，將控制器由連續時間轉到離散時間(discrete time)，方能進行電路設計，轉換過後之差分方程式如(4-4)

$$s \rightarrow \frac{1-z^{-1}}{T} \quad (4-3)$$

$$y(k) = y(k-1) + u(k)(Skp + TSki) \quad (4-4)$$

透過差分方程式，利用狀態機方式設計，由於在每一個狀態中只能執行一次加/減法器、乘法器、限制器的運算，所以電路只需一組數值運算單元，圖4.26為PI控制器運算之執行順序示意圖，狀態S0~S3為控制器的運算過程，且為了防止過大的電流經過馬達線圈，增加狀態S4限制電流最大輸出，狀態變化如圖4.27所示。

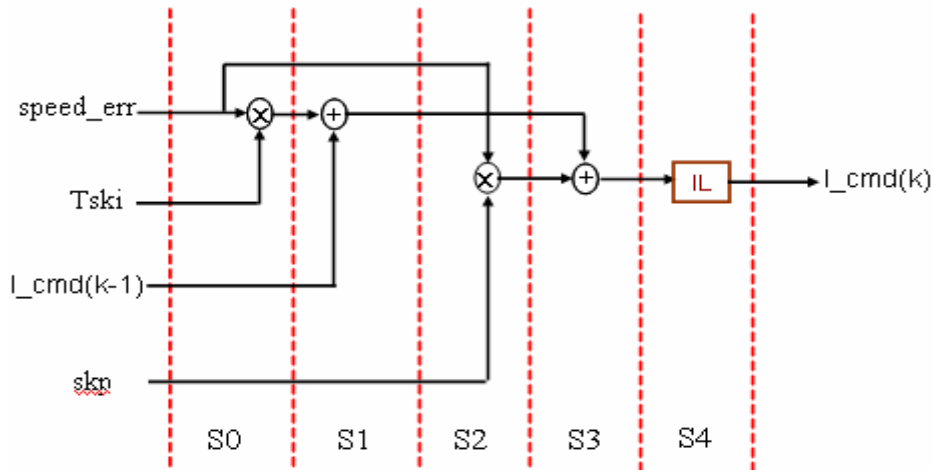


圖4.26 PI控制器運算之執行順序示意圖

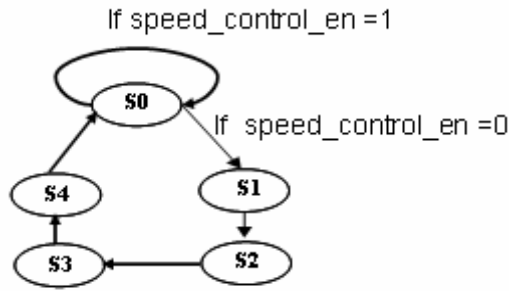


圖4.27 PI控制器狀態變化圖

圖4.28為PI控制器電路實現之硬體架構圖，包含了：一個數值運算單元與一個狀態機為基礎的運算控制器，數值運算單元包含一個16位元的乘法器、16位元的加/減法器與16位元的限制器。

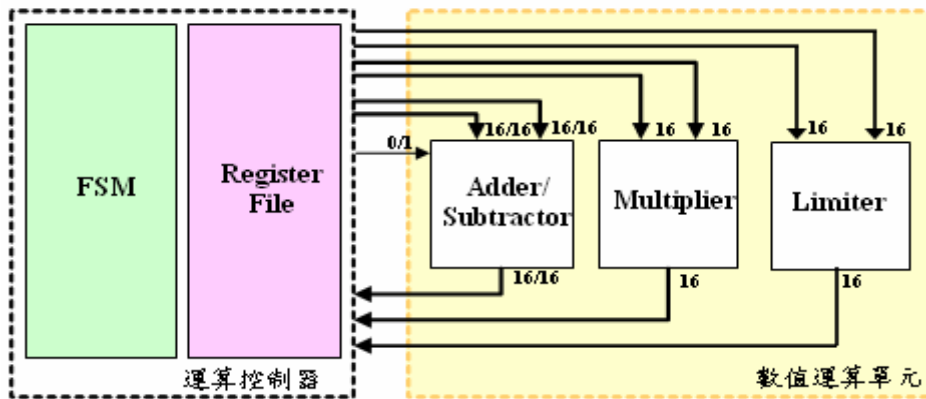


圖4.28 PI控制器電路實現之硬體架構圖

圖4.29為迴授控制電路的IP方塊，輸入訊號：Speed\_cmd為速度命令，以有號數16位元表示，其數值範圍(+32,767 ~ -32,768)；Speed\_fed為速度迴授訊號，以有號數16位元表示，其數值範圍(+32,767 ~ -32,768)；skp、ski為控制器比例、積分參數，以無號數16位元表示，其數值範圍(0~65535)；speed\_control\_en為觸發訊號；Clk為電路時脈訊號。輸出訊號：I\_cmd為電流命令輸出，以有號數16位元表示，其數值範圍(+32,767 ~ -32,768)，表4.7為腳位功能說明。

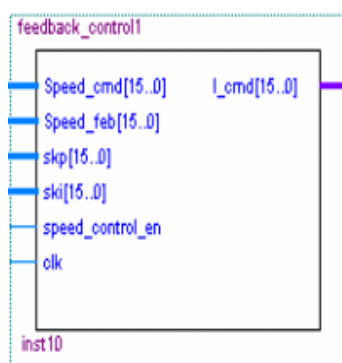


圖4.29 迴授控制電路的IP方塊

表4.7 迴授控制電路腳位功能說明

接腳名稱	輸入/出	資料長度	功能說明
Speed_cmd [15..0]	輸入	16位元	速度命令
Speed_feb [15..0]	輸入	16位元	速度迴授訊號
skp [15..0] ski [15..0]	輸入	16位元	速度控制器參數 (Q10)
Speed_control_en	輸入	1位元	致能訊號 (1：重置，0：不重置)
clk	輸入	1位元	系統時脈
I_cmd [15..0]	輸出	16位元	電流命令

## 4.5 電流控制電路設計

電流控制電路分成訊號調整及電流控制器部分，訊號調整在於將每相電流命令與電流迴授訊號相減以得到電流誤差訊號，所以電路包含一個數值運算單元及以狀態機器為主的運算控制器。而在電流控制器上，一般常用的電流控制器有三種，分別為磁滯型電流控制器(hysteresis current controller)、預測型電流控制器(predictive current controller)與比例積分型電流控制器(proportional integral current controller)，磁滯型電流控制器居有電路結構簡單的優點，但是其開關切換頻率變化範圍大，增加功率級電路設計的困難度；預測型電流控制器之控制參數，可直接由馬達參數得到，但其對於馬達參數的變異相當靈敏；比例積分型電流控制器，對於馬達參數的靈敏度低，且具有固定開關切換頻率之優點，因此本論文採用比例積分型控制器作為使用線性型霍爾感測器之磁場導向控制架構的電流控制器。



圖4.30為此電路方塊圖，Ha、Hb、Hc為三相霍爾感測器訊號，Ia、Ib、Ic為三相迴授電流訊號，Ia\_err、Ib\_err、Ic\_err為三相電流誤差訊號，I\_cmd為速度控制器輸出的電流命令，torque\_en為觸發訊號。sensorless\_on為無感測速度估測器的觸發訊號，Da、Db、Dc為三相電壓命令，此電路工作原理為當ADC取到霍爾感測器訊號後，torque\_en訊號觸發調整訊號電路動作，之後輸出的三相電流誤差訊號，經過PI控制器後，可以得到三相電壓命令，並同時觸發無感測速度估測器開始動作。

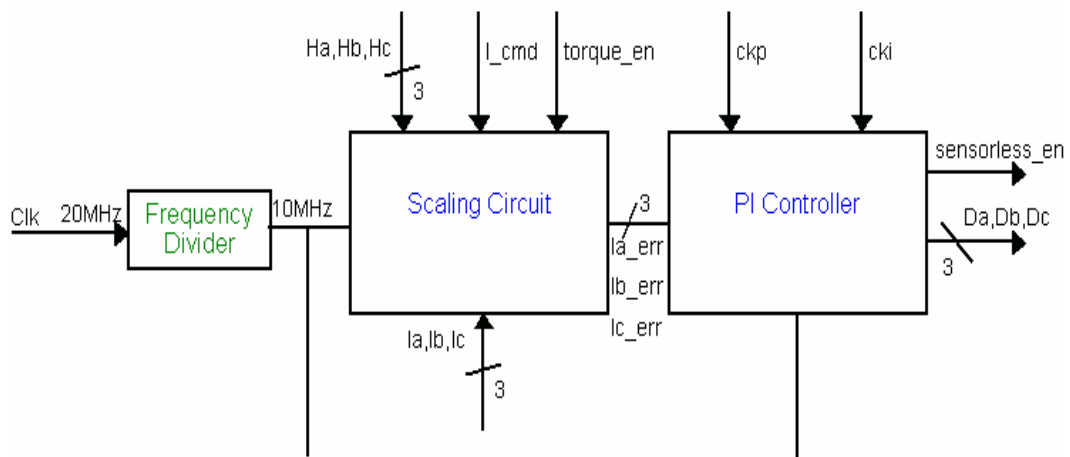


圖4.30 電流控制電路方塊圖

訊號調整電路包含了：一個數值運算單元與一個狀態機為基礎的運算控制器，其數值運算單元包含一個16位元的乘法器、16位元的加/減法器，而運算控制器之執行順序與狀態變化如圖4.31與圖4.32。電路硬體架構與圖4.28一樣，只是少了限制器而已。

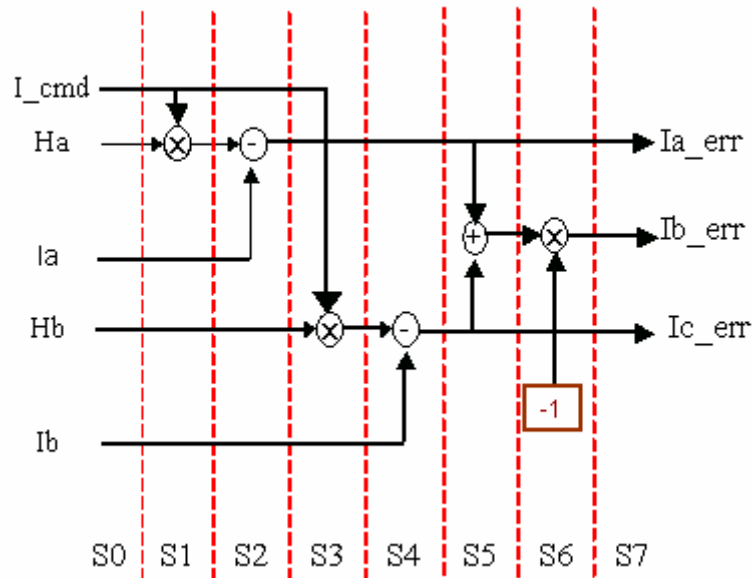


圖4.31 訊號調整電路之執行順序示意圖

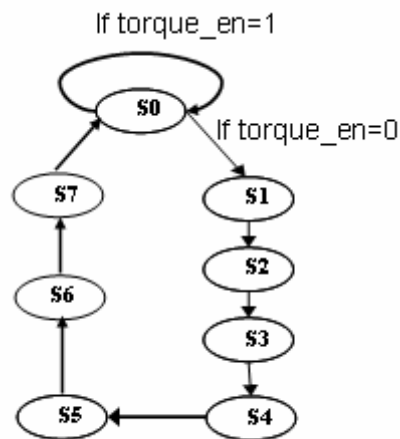


圖4.32 訊號調整電路狀態變化圖

至於比例積分型電流控制器，在前一節迴授控制電路設計以做介紹，因此不再贅述。

圖4.33為電流控制電路的IP方塊，輸入訊號：Ha、Hb、Hc為三相霍爾感測器訊號，以有號數12位元表示，其數值範圍(+2047 ~ -2048)；Ia、Ib、Ic為三相迴授電流訊號，以有號數12位元表示，其數值範圍(+2047 ~ -2048)；ckp、cki為電流控制器比例、

積分參數，以無號數16位元表示，其數值範圍(0~65535)；torque\_en為觸發訊號；I\_cmd為電流命令，以有號數16位元表示，其數值範圍(+32,767 ~ -32,768)；Clk為電路時脈訊號。輸出訊號：Da、Db、Dc為三相電壓命令輸出，以有號數10位元表示，其數值範圍(+500 ~ -500)；sensorless\_en為無感測速度估測器之觸發訊號。表4.8為腳位功能說明。

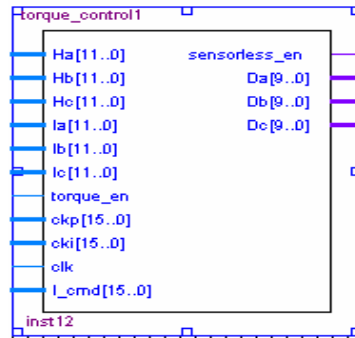


圖4.33 電流控制電路的IP方塊

表4.8 電流控制電路腳位功能說明

接腳名稱	輸入/出	資料長度	功能說明
Ha [11..0] Hb [11..0] Hc [11..0]	輸入	12位元	三相霍爾感測器訊號 數值範圍：+2047 ~ -2048
Ia [11..0] Ib [11..0] Ic [11..0]	輸入	16位元	三相電流迴授訊號 數值範圍：+2047 ~ -2048
I_cmd [15..0]	輸入	16位元	電流命令
torque_en	輸入	1位元	致能訊號 (1：重置，0：不重置)
ckp [15..0] cki [15..0]	輸入	16位元	轉矩控制器參數 (Q7)
clk	輸入	1位元	系統時脈
Sensorless_en	輸出	1位元	無感測速度估測電路觸發訊號 (1：不觸發，0：觸發)
Da [9..0] Db [9..0] Dc [9..0]	輸出	10位元	三相相電壓命令 數值範圍：+500 ~ -500

## 第五章

# 感測與無感測速度控制IC之實現與實驗結果分析

速度控制器若根據實現的方式可分為：類比式、微電腦數位式和ASIC/CPLD積體電路控制IC式。早期因為微處理器尚未成熟，因此多以類比電路實現，類比式電路雖有反應快及價格低廉的優點，但類比電路所組成的控制器設計過程複雜度高，控制器本身具有體積龐大且複雜，處理速度較慢，零件數目較多，容易受到溫度的變動與雜訊的干擾，往往造成整個控制器性能不穩定、更改困難且功能受限，很難實現複雜的控制。而數位控制器較穩定輸出可預期，且抗雜訊能力較強。隨著微處理器技術的發展，開始有單晶片微處理器之應用。採用微處理器的優點在於控制策略以軟體程式實現，因此，硬體電路結構簡單，控制器的修改彈性也較高。雖然單晶片微處理器有不少的優點，但用以製作頻寬較寬的控制器，如：電流迴路控制器，仍會受到指令執行時間的限制或佔用太多計算資源，對於交流馬達這控制法則複雜的系統，可能需要採用多處理器架構或專門用以交流馬達伺服控制的數位信號處理器。近年來，隨著半導體製程技術的進步，促成了ASIC及FPGA/CPLD的發展，由於此類硬體電路高效計算的能力，可以有效提高伺服迴路的頻寬。在實際應用上，ASIC適用於產品技術成熟且需求量大的市場，若在產品研發階段，不論在技術發展、成本及時效上FPGA/CPLD是較不錯的方式。

## 5.1 感測與無感測速度控制IC整體實現

圖5.1為感測與無感測速度控制IC功能方塊圖，主要包括：類比轉數位控制電路、無感測速度估測器、利用霍爾感測器之速度估測器、迴授控制電路、轉矩控制電路以及PWM產生電路。其中速度估測、迴授控制以及電流控制均以16位元2的補數的方式實現，PWM產生電路輸出為10位元的解析度。

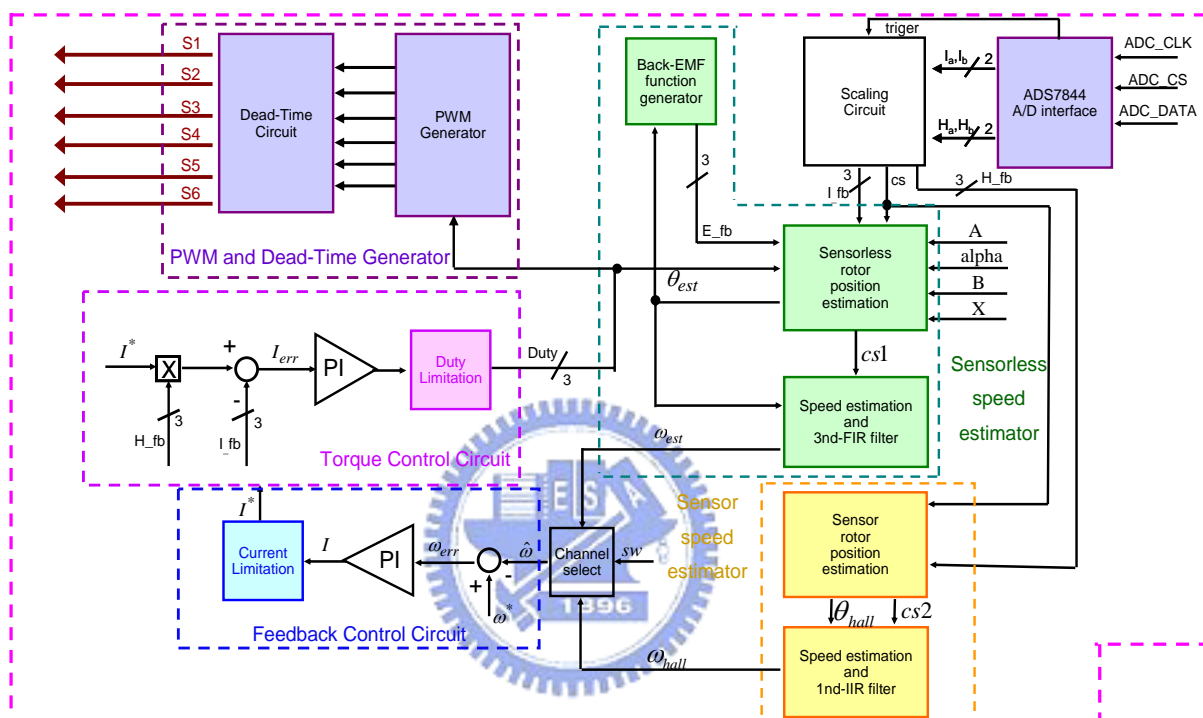


圖5.1 感測與無感測速度控制IC功能方塊圖

為了驗證此類速度控制IC的功能正確性與性能，透過ByteBlasterII將設計之電路功能模組，燒入到Cyclone系列以SRAM為基礎的FPGA，經由規劃IC內部暫存器，讓使用者可以觀測內部暫存器的數值，得知永磁同步馬達的動態響應。表5.1為控制IC內部暫存器的配置表，共規劃19個暫存器，暫存器資料長度皆為16位元，在狀態欄中”R/W”表示該暫存器可進行讀出與寫入之動作，而”R”表示該暫存器僅可進行讀取之動作。

表 5.1 速度控制 IC 暂存器配置表

NO.	Name	Range	Description	Status
PWM control related parameters				
0	Servo	0/1	(Servo on/off )	R/W
1	$D_a$	-280~280	$a$ -axis voltage command	R
2	$D_b$	-280~280	$b$ -axis voltage command	R
3	$D_c$	-280~280	$c$ -axis voltage command	R
Current(Torque) control loop related parameters				
4	$I_a$	-2048~2047	$a$ -axis current feedback	R
5	$I_b$	-2048~2047	$b$ -axis current feedback	R
6	$I_c$	-2048~2047	$c$ -axis current feedback	R
7	$I\_cmd$	-1500~1500	Current command	R
8	$H_a$	-2048~2047	$a$ -axis Hall sensor signal	R
9	$H_b$	-2048~2047	$b$ -axis Hall sensor signal	R
10	$H_c$	-2048~2047	$c$ -axis Hall sensor signal	R
11	$I_{a\_err}$	-32,768~32767	$a$ -axis current error signal	R
12	$I_{b\_err}$	-32,768~32767	$b$ -axis current error signal	R
13	$I_{c\_err}$	-32,768~32767	$c$ -axis current error signal	R
Speed control loop related control parameters				
14	$Speed\_cmd$	-10000~10000	Speed command	R/W
15	$Speed\_fed$	-32,768~32767	Speed feedback	R
Speed estimator related parameters				
16	$\omega_{est}$	-10000~10000	Sensorless speed feedback	R
17	$\theta_{est}$	0~500	Sensorless rotor position signal	R
18	$\omega_{hall}$	-10000~10000	Sensors speed feedback	R
19	$\theta_{hall}$	0~2880	Sensors rotor position signal	R

IC設計的目的，除了完成所有規格的要求，還希望使用最少的電路面積，降低IC製作的成本，論文以FPGA實現無感測與感測速度控制IC，無法直接以閘數目(gate count)大小，直接說明電路使用的面積，但是可藉由Logic Elements(LEs)使用的多寡，間接表示電路設計的面積。

表5.2為速度控制IC使用資源分析表，其中無感測與感測速度估測器佔整體IC大部分的資源，而此顆Cyclone晶片之LEs為12,060個，可以容納功能完整的感測與無感測速度控制IC。

表 5.2 速度控制 IC 使用資源分析表

電路名稱	使用資源 (LEs)
PWM產生電路	63
無效時間產生電路	18
速度迴路PI控制器	500
無感測速度估測器	4018
感測速度估測器	2370
轉矩控制電路	1264
類比數位轉換電路	503
外部通訊介面	949
除頻電路	77
Total	9763
百分比(%)	80%



## 5.2 實驗發展系統介紹

圖5.2為永磁同步馬達速度控制系統的發展平台，主要包括了一個12極的弦波型永磁同步馬達、功率級電路、訊號偵測與回授電路、Altera之Cyclone系列中EP1C12F256的晶片、與一台個人電腦，馬達的參數值如表5.3所示。FPGA為控制系統之核心，負責讀取外部訊號、各項控制機制以及無感測轉子角度與速度估測。其中功率級電路以及訊號偵測與迴授電路規劃於馬達介面實驗板，Cyclone晶片、類比數位電路…等電路規劃於FPGA控制板，驅動訊號由FPGA控制板產生透過C BUS送至馬達介面實驗板的功率級電路，而迴授訊號則先透過馬達介面實驗板的增益放大及濾波器電路處理後，由C BUS送到FPGA控制板。此外透過ByteBlasterII，可在個人電腦利用Quartus II中的Signaltap II Logic Analyzer[19]讀取Cyclone內部暫存器的數值，來得到馬達速度控制的動態響應情形。



圖5.2 以FPGA為基礎之永磁同步馬達實驗發展平台實體圖

表5.3  
永磁同步主軸馬達的參數值

3-phase permanent magnet synchronous motor	
Type	Y-connection, 12 poles
Rated voltage	12 V
Stator resistance	0.6 $\Omega$
Stator inductance	0.102 mH
Back-EMF constant	0.595 mV/rpm
Rotor inertia	$1.056 \times 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Mech. time constant	0.27 sec

### 5.2.1 FPGA控制板介紹

本論文採用Altera Corp.所生產Cyclone系列型號為EP1C12F256的晶片，其容量大小為百萬個邏輯閘，是一顆以SRAM為基礎之FPGA，具有可重複燒錄且價格低廉的優點，方便在實驗發展階段使用，並使用以此顆晶片所設計之FPGA控制板，此控制板由耀能科技公司所設計，其實體圖如圖5.3所示，主要功能特性包括：

- (1) 提供一個8M\*16bit的Flash Memory。
- (2) 提供一個4M\*32bit的SRAM。
- (3) 提供2個10-pin接頭，使用者可由ALTERA公司的download cable--- ByteBlasterII以JTAG模式直接對Cyclone晶片進行燒入或以AS模式對EPCS4進行燒入。
- (4) 提供一個8通道12-bit的類比數位電路(ADS7844)。
- (5) FPGA控制板的電源來源主要由馬達介面實驗板提供，藉由C BUS提供5V直流電壓，透過控制板上的電源電路轉換成3.3V的直流電壓，供給所有FPGA控制板所需的電源。
- (6) C Bus位於FPGA控制板的背面，為與馬達介面板連結之匯流排，其上有PWM、ADC/DAC、LCD、SPI。

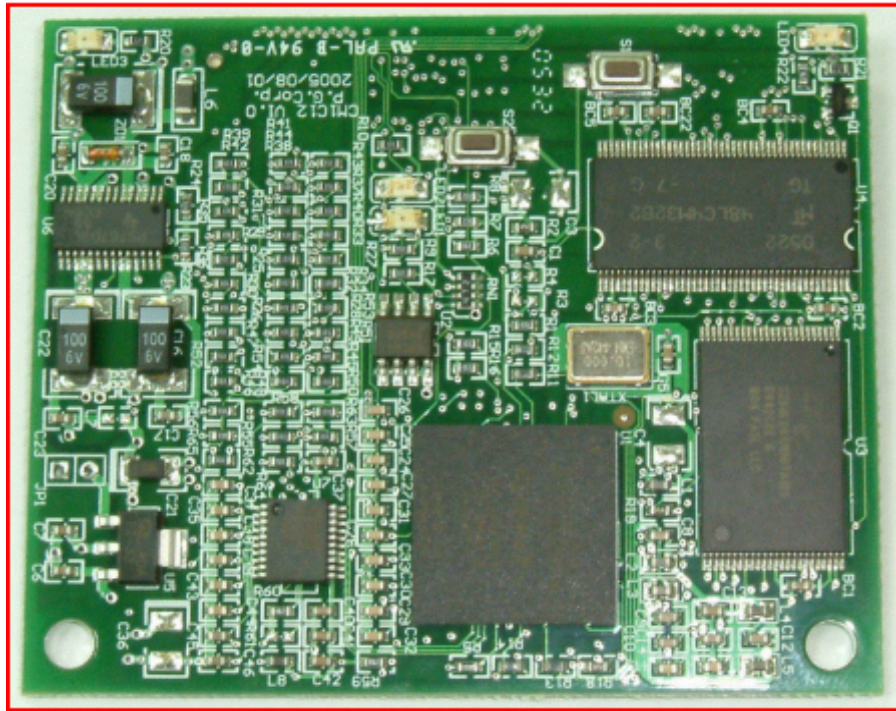


圖5.3 FPGA控制板實體圖

### 5.2.2 馬達介面實驗板介紹

由於FPGA的輸入輸出介面為數位介面，因此迎授訊號包括相電流、霍爾感測器訊號等需要類比轉數位電路，才能將類比訊號轉成數位訊號。為了方便觀測控制IC內部暫存器數值，需要數位轉類比電路。為了驅動馬達，需要驅動電路。因此，規劃了一塊可同時應用於FPGA與DSP的馬達實驗介面板，FPGA或DSP控制板，藉由相同的CBUS與實驗介面板做溝通，此實驗介面板由本人及圓創科技公司共同設計。圖5.4為馬達介面實驗板的功能方塊圖，主要電路包含：類比數位介面電路、數位類比電路、馬達驅動電路及通訊介面電路。

由以上說明可知，此馬達實驗平台結合了DSP發展系統與FPGA發展系統於一身，因此使用者可先透過DSP驗證系統之可行性後，再將演算法透過FPGA系統以數位IC方式實現，使得馬達發展系統的設計流程更趨於完整。

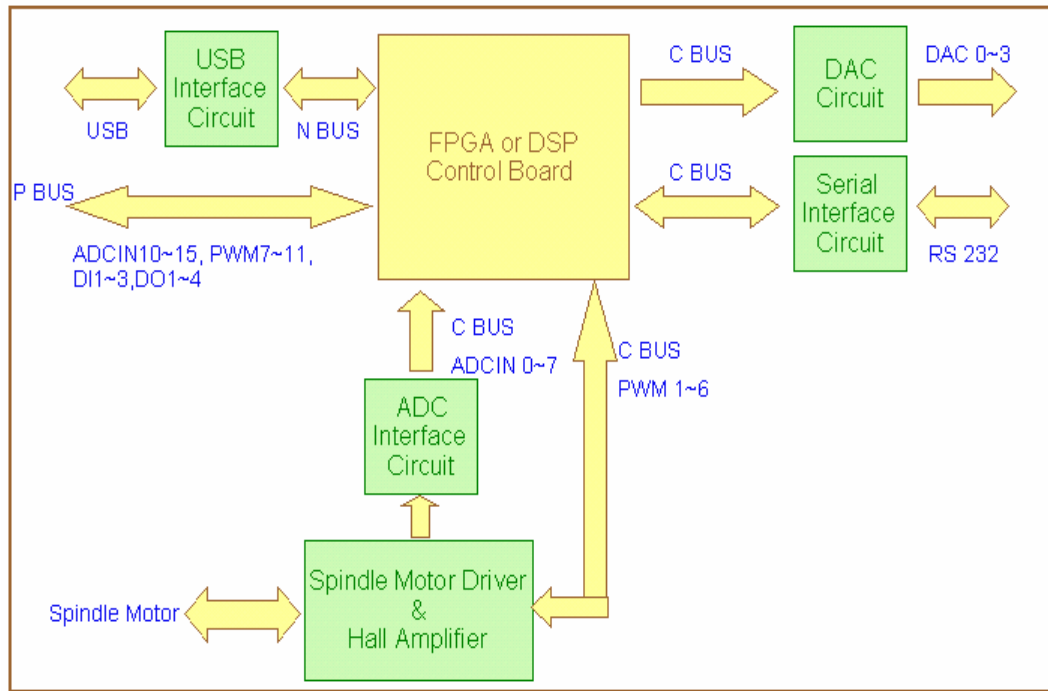


圖5.4 馬達實驗介面功能方塊圖

馬達驅動電路如圖5.5，以BJT組成之B類放大器、IRF7404(P-channel)與IRF7301(N-channel)所構成之三相換流器，PWM1為上臂開關控制訊號，當其訊號為高準位時，IRF7404則導通，相反地，當其訊號為低準位時，則關閉；PWM2為下臂開關控制訊號，當其訊號為高準位時，IRF7301則關閉，相反地，當其訊號為低準位時，則導通。而開關元件之 $V_{ds}$ 為20V，滿足DC Link Voltage為12V的需求，切換頻率也高達1MHz以上。

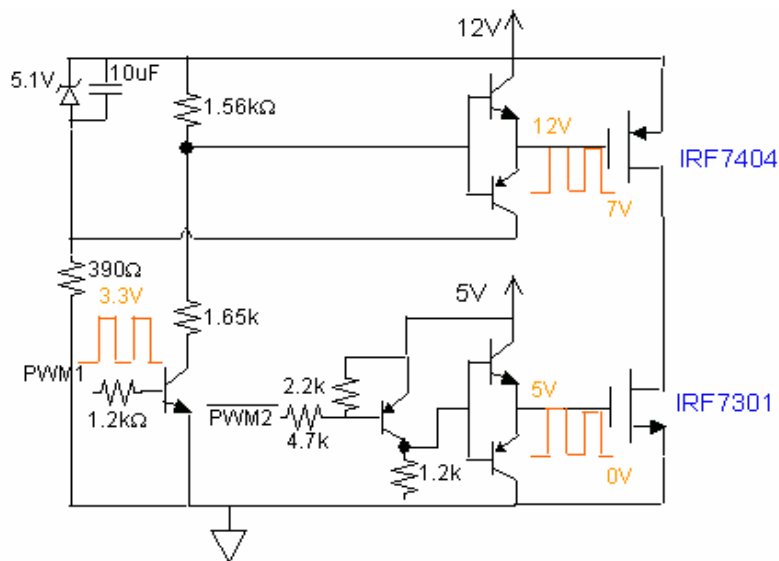


圖5.5 馬達驅動電路



以TI Corp.生產之DAC7513[20]為核心的數位類比轉換電路如圖5.6，工作電壓在2.7~3.6V，最快時脈頻率為20MHz，它有1個類比數位轉換單元，然後將12-bit暫存器資料以串列傳輸送出，數位類比轉換單元的最快轉換時間為800 ns。

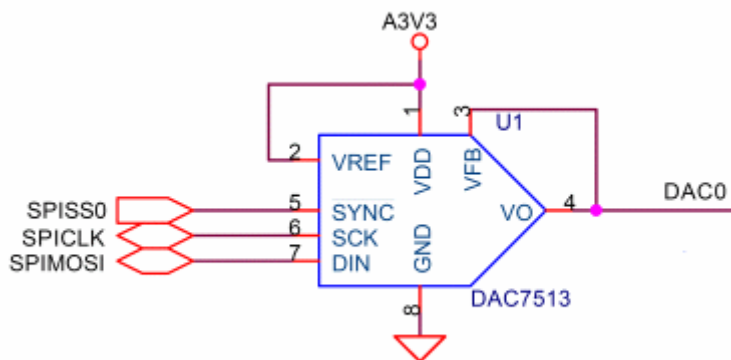


圖5.6 數位類比轉換電路

電流偵測電路如圖5.7，分成兩級前一級為差動放大，將電流訊號轉電壓訊號，後級為增益放大與低通濾波電路，其直流增益為1.23，3dB頻率為1.76kHz，輸出的類比訊號電壓範圍為0~3.3V，以滿足ADS7844的類比輸入訊號範圍。

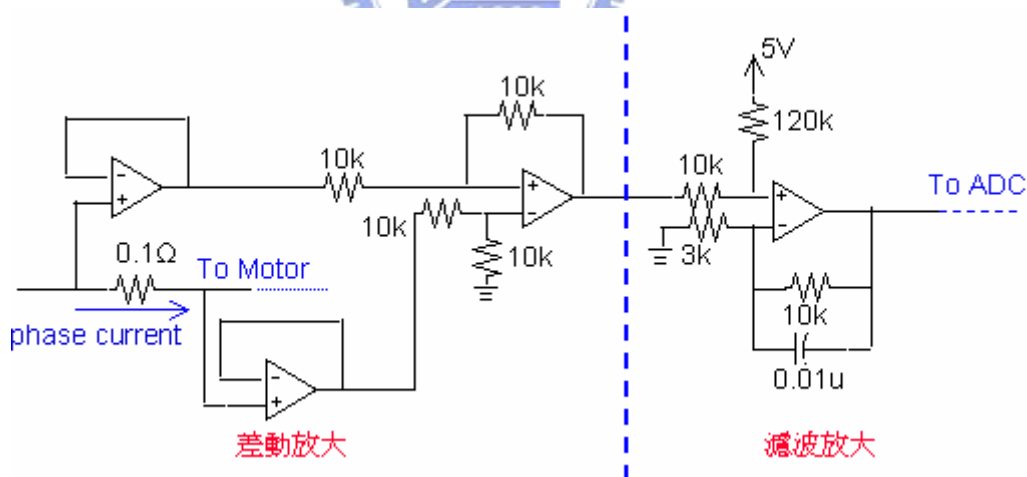


圖5.7 電流偵測電路

另外，輸入輸出介面包括：

- (1) Port 1：C BUS。
- (2) Port 2：N BUS，主要是USB介面訊號。
- (3) Port 3：DC Power Supply輸入。

- (4) Port 4：為小功率馬達驅動電路與包含霍爾感測器的永磁同步馬達本體的連接埠。
- (5) Port 5：為小功率馬達驅動電路與永磁同步馬達本體的連接埠。
- (6) Port 6：FPGA之JTAG模式燒入連接埠。
- (7) Port 7：FPGA之AS模式燒入連接埠。
- (8) Port 8：DSP燒入連接埠。
- (9) Port 9：4組數位輸出、3組數位輸入、三相霍爾感測器訊號。
- (10) Port 10：11組PWM訊號輸入、4組數位轉類比訊號輸入、16組類比轉數位訊號輸出。

圖5.8為馬達實驗介面板的實體圖，為一個兩層電路板。

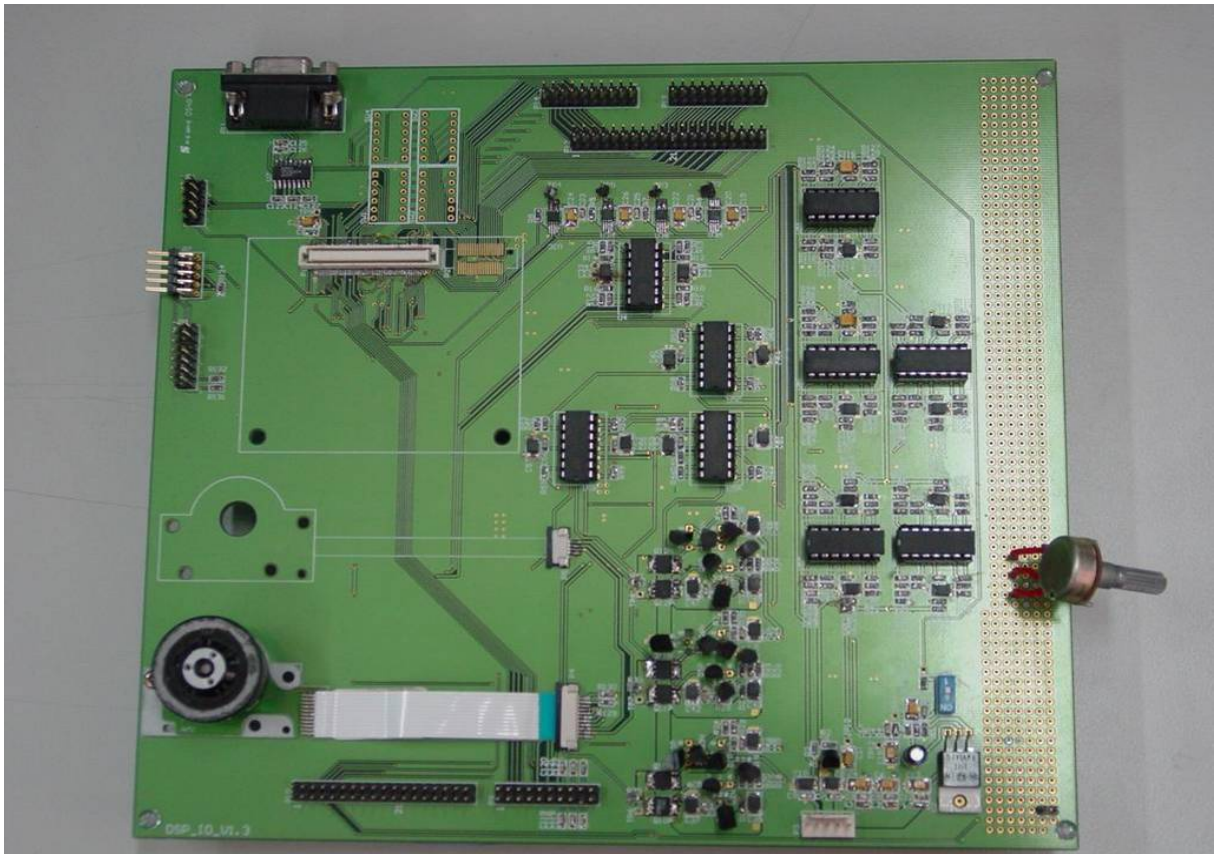


圖 5.8 馬達實驗介面板

### 5.3 實驗結果分析

圖5.9為Quartus II環境下所架構的永磁同步馬達速度控制系統硬體方塊圖，包含了類比數位轉換電路、速度迴授控制電路、感測與無感測之速度估測器、轉矩控制電路以及PWM與Dead-Time產生電路。

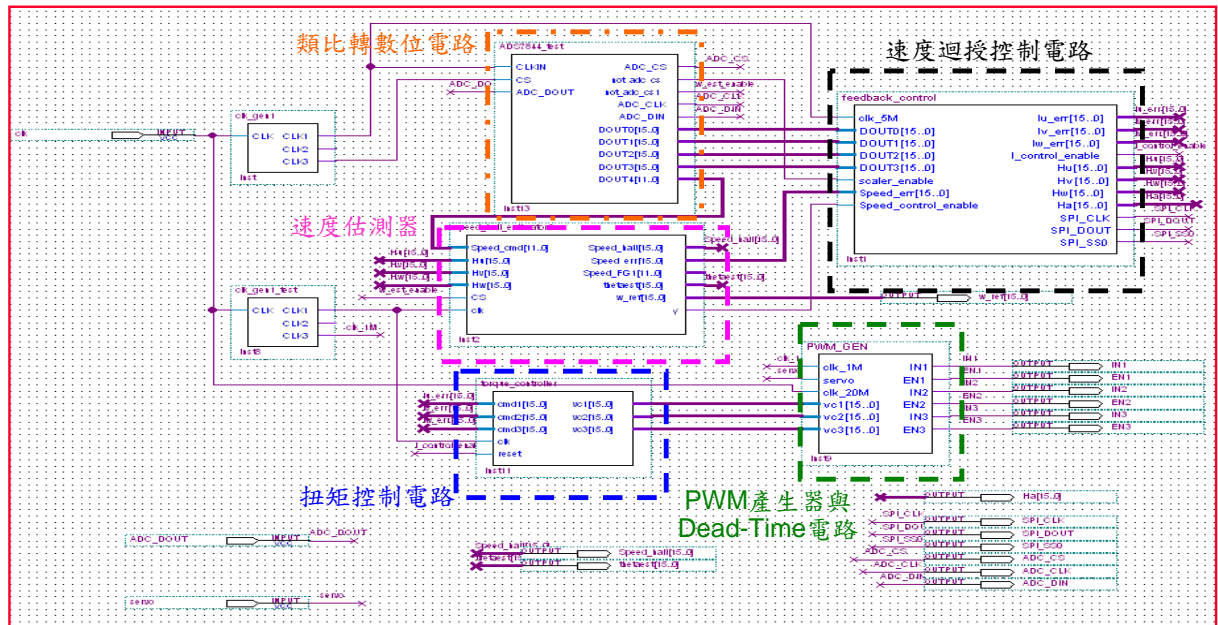
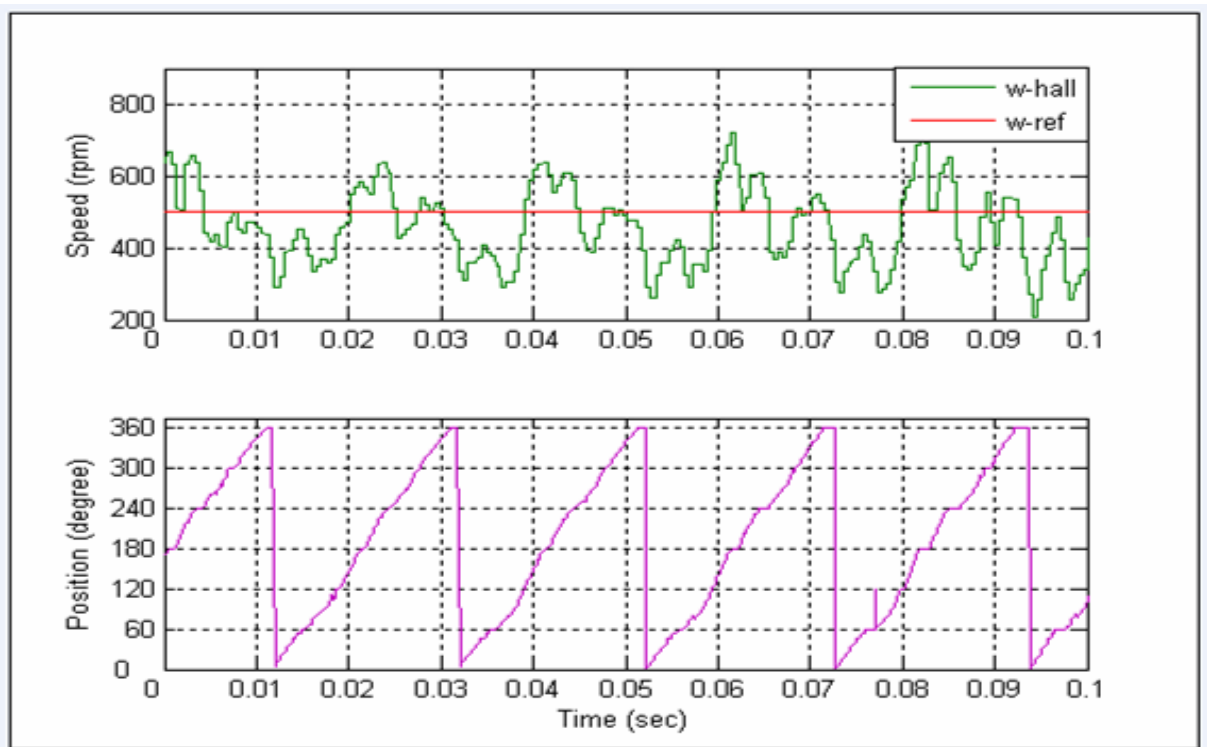


圖 5.9 速度控制系統硬體方塊圖

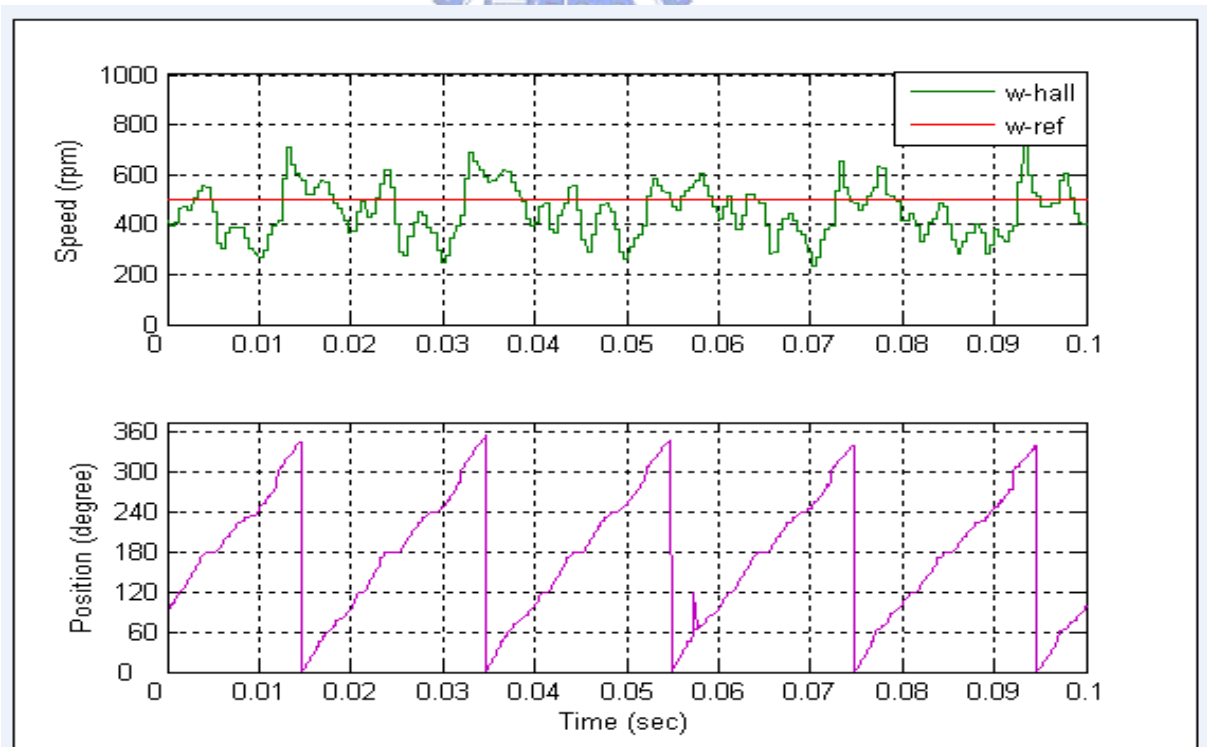
#### 5.3.1 使用線性型霍爾感測器之速度控制實驗結果分析

圖5.10(a)(b)為定速控制在低速(500 rpm)情形下，取樣頻率20 kHz與100 kHz之速度響應，受霍爾感測器訊號非理想的因素與控制器本身性能的影響，所得到之轉子角度訊號在區間轉換的部分會有估測誤差情形，因此也會影響到轉速的估測。當取樣頻率20 kHz時，轉速估測誤差最大約300 rpm，不過當取樣頻率提高至100 kHz時，轉速估測誤差最大約200 rpm，有明顯的改善。圖5.11(a)(b)為定速控制在高速(4000 rpm)情形下，取樣頻率20 kHz與100 kHz之速度響應，當取樣頻率20 kHz時，轉速估測誤差最大約260 rpm，不過當取樣頻率提高至100 kHz時，轉速估測誤差最大約150 rpm。因此取樣頻率的提高可以使轉速估測誤差變小。



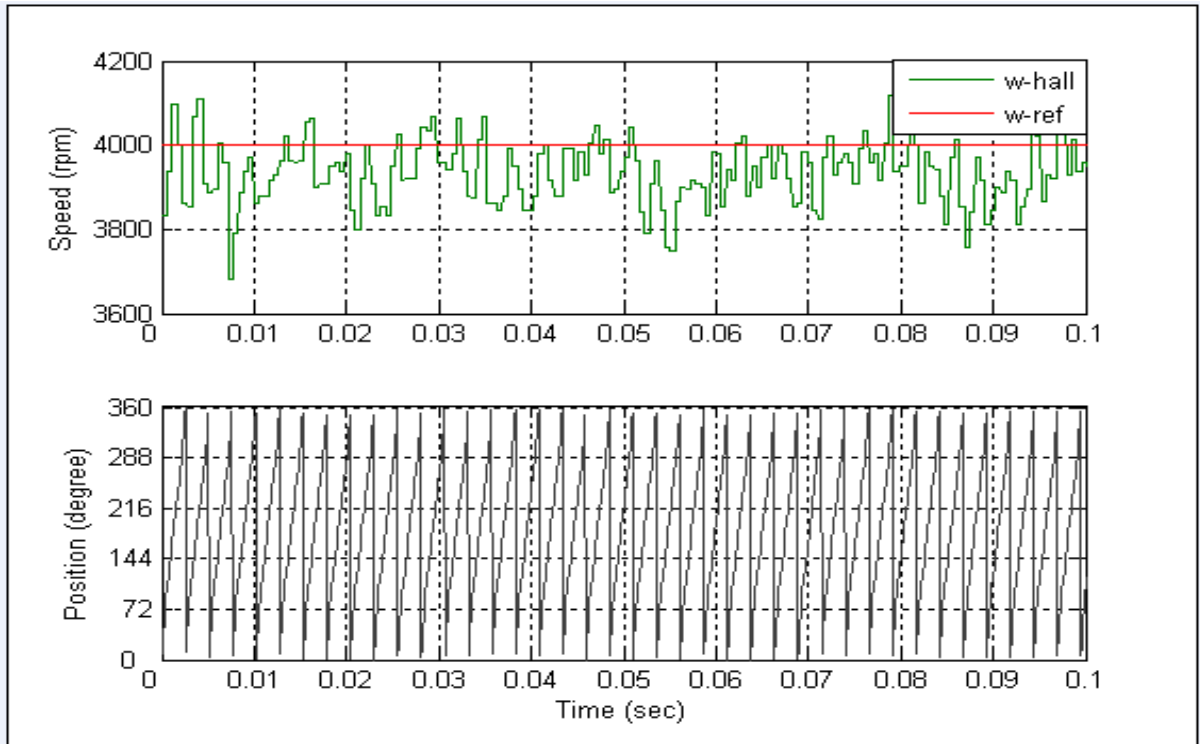


(a)

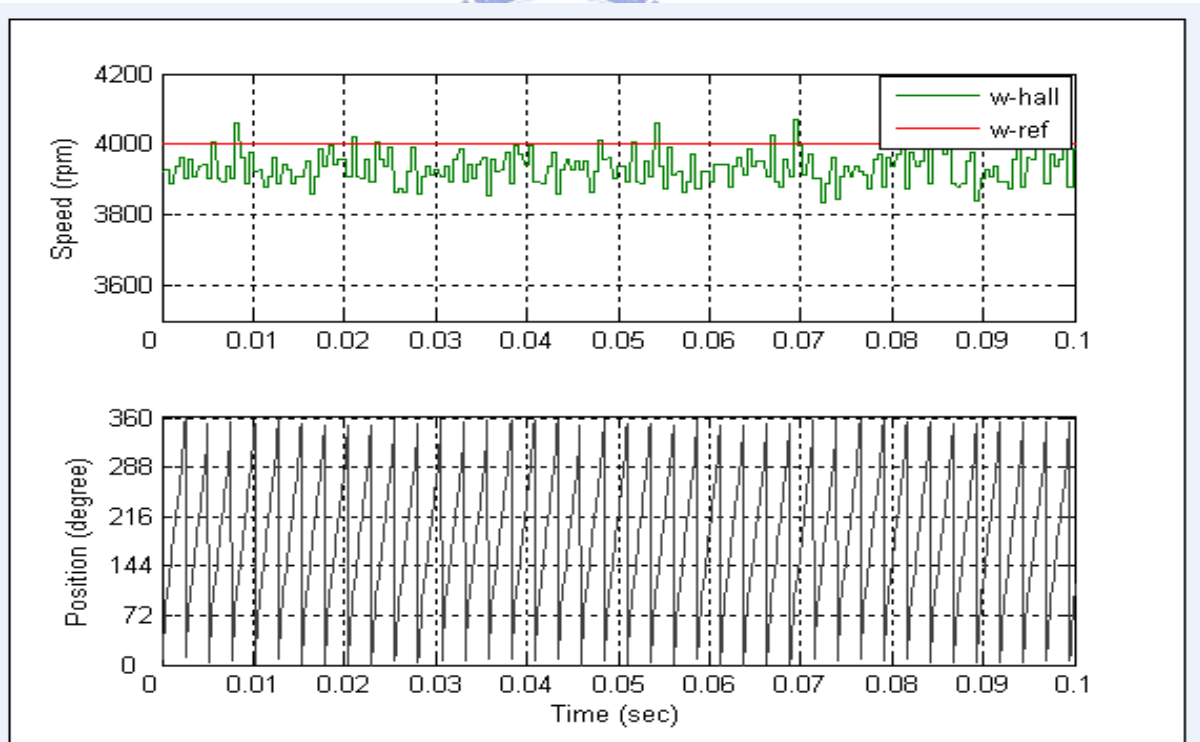


(b)

圖5.10 定轉速控制500 rpm取樣頻率(a)20 kHz(b)100 kHz之速度響應圖



(a)



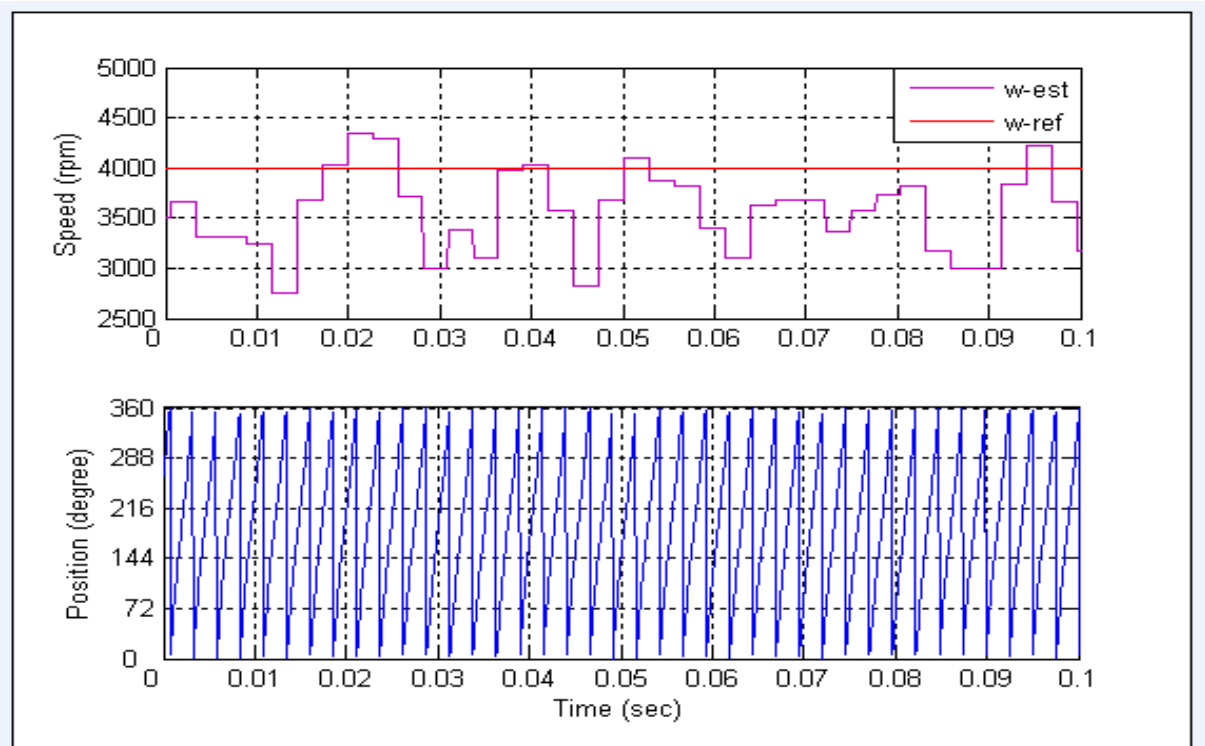
(b)

圖5.11 定轉速控制4000 rpm取樣頻率(a)20 kHz(b)100 kHz之速度響應圖

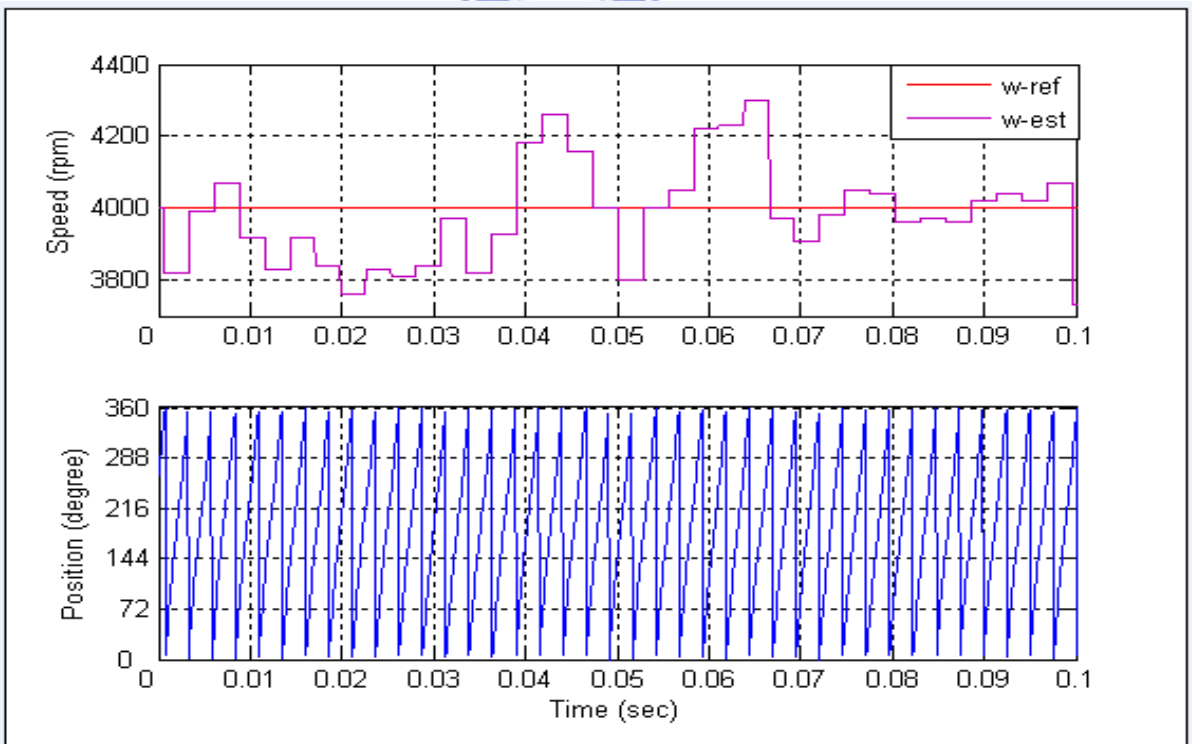
### 5.3.2 無感測速度控制實驗結果分析

圖5.12為定速控制在轉速(4000 rpm)、取樣頻率20 kHz情形下，(a) $X=1$ (b) $X=0.25$ 之速度響應，由圖可以明顯看出新型的無感測演算法( $X=0.25$ )的轉速估測效能較原本的好。圖5.13為定速控制在轉速(4000 rpm)、取樣頻率100 kHz情形下，(a) $X=1$ (b) $X=0.25$ 之速度響應，也有相同的情形。由圖5.12與5.13可看出，由於取樣頻率提高至100 kHz，因此相較於取樣頻率為20 kHz、 $X=1$ 與 $X=0.25$ 時，其轉速估測誤差皆有明顯的改善，圖5.14為速控制在轉速(4000 rpm)、 $X=0.25$ 時，取樣頻率(a)20 kHz(b)100 kHz之速度響應，說明了此情形。圖5.15為在取樣頻率100 kHz、 $X=0.25$ 時，弦波命令由1400 rpm至6000 rpm的速度控制，顯示此無感測演算法之動態速度響應情形，圖5.16為在取樣頻率100 kHz、 $X=0.25$ 時，方波命令由1400 rpm至6000 rpm的速度控制，當轉速瞬間變化時，無感測演算法無法立即反應而暫時失去同步，約在五個電機週期後角度估測才又恢復同步。圖5.17為定轉速6000 rpm時，轉子位置估測情形，由於霍爾感測器訊號的不理想，因此由圖可看出利用霍爾感測器訊號所估測之轉子角度位置較不平滑。



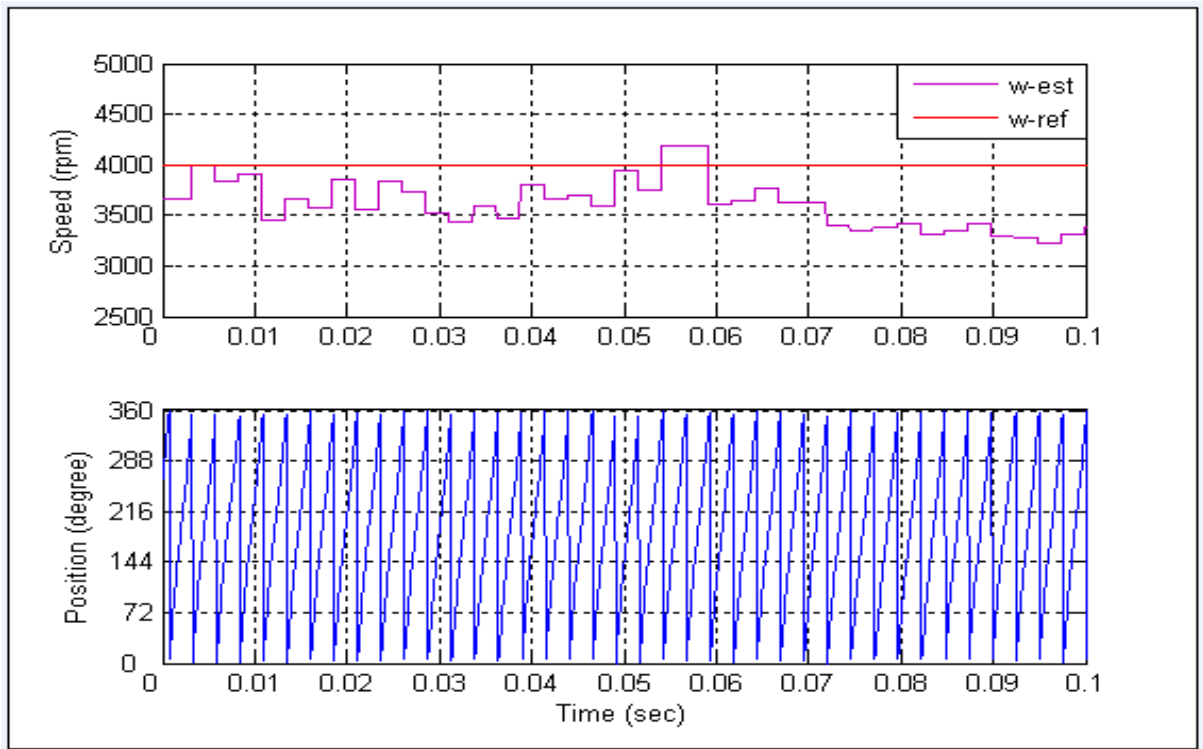


(a)

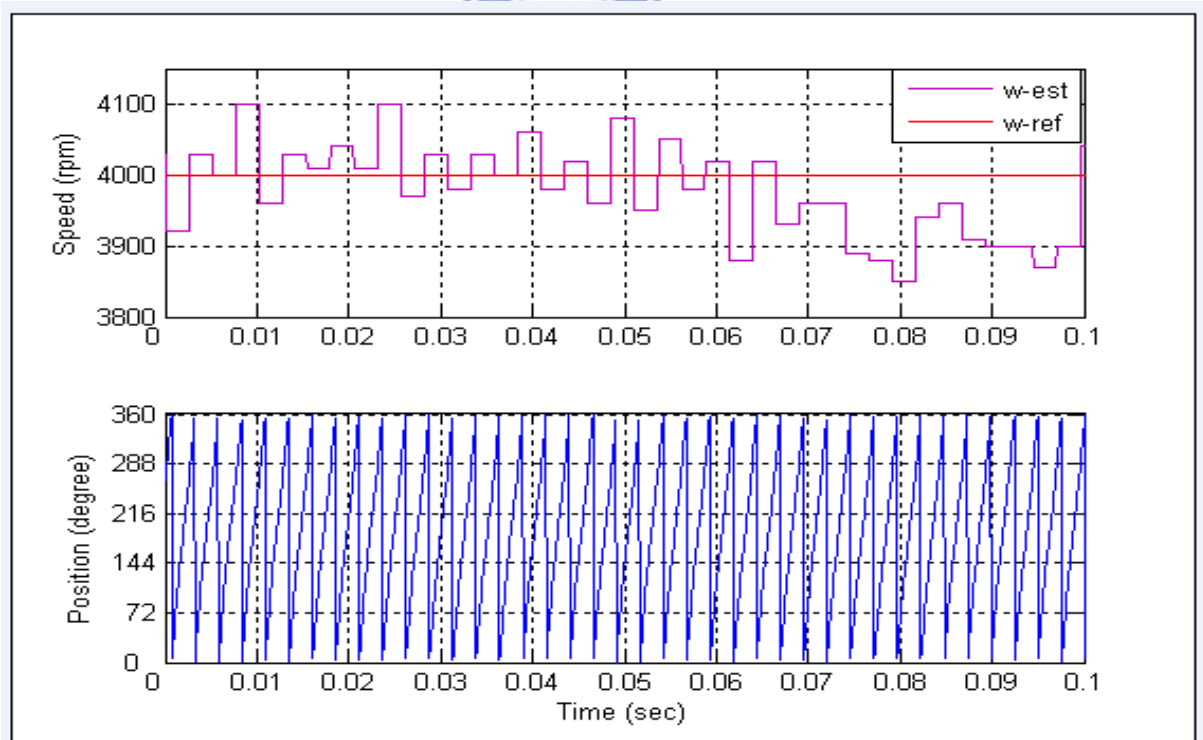


(b)

圖5.12 定轉速控制4000 rpm、取樣頻率20 kHz時(a) $X=1$ (b) $X=0.25$ 之速度響應圖

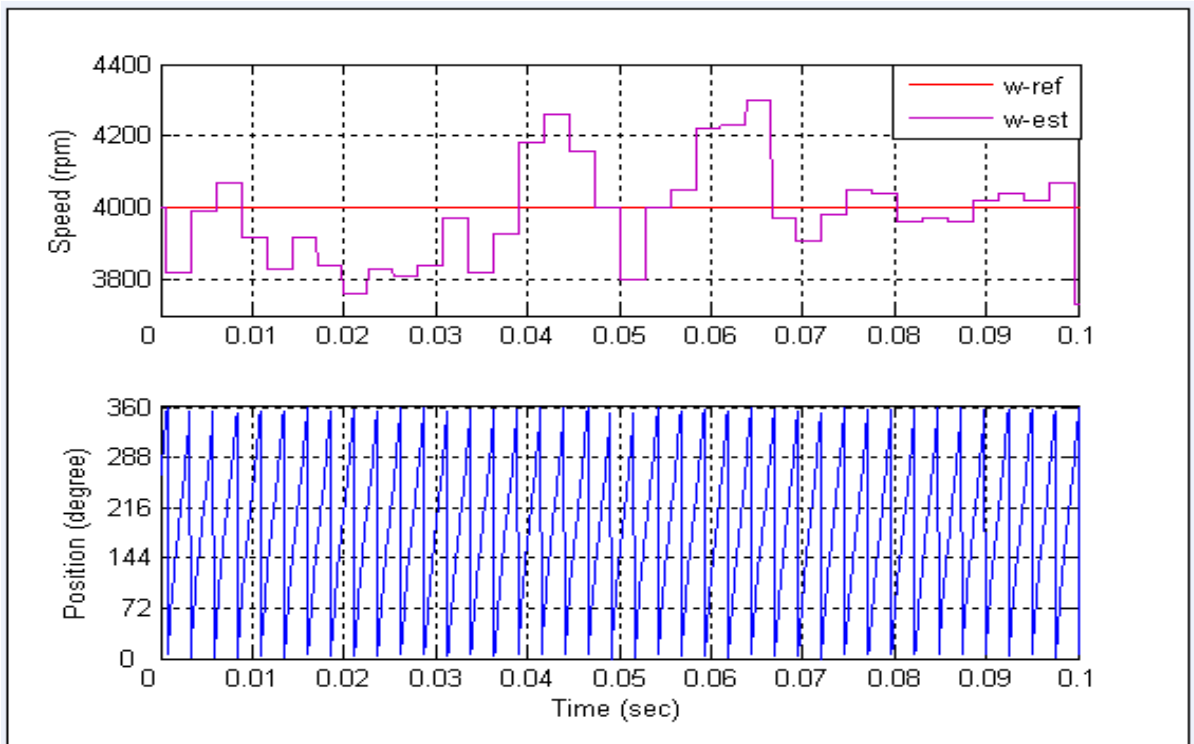


(a)

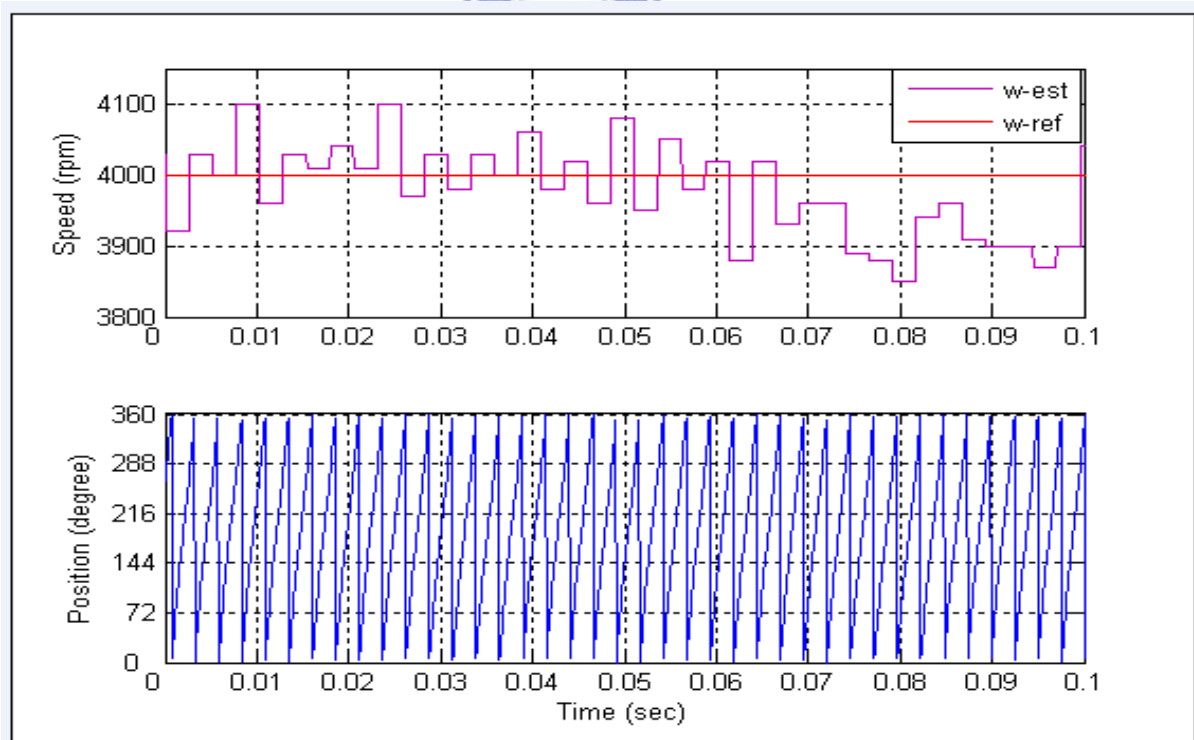


(b)

圖5.13 定轉速控制4000 rpm、取樣頻率100 kHz時(a) $X=1$ (b) $X=0.25$ 之速度響應圖



(a)



(b)

圖5.14 定轉速控制4000 rpm、 $X=0.25$ 時取樣頻率(a)20 kHz(b)100 kHz之速度響應圖

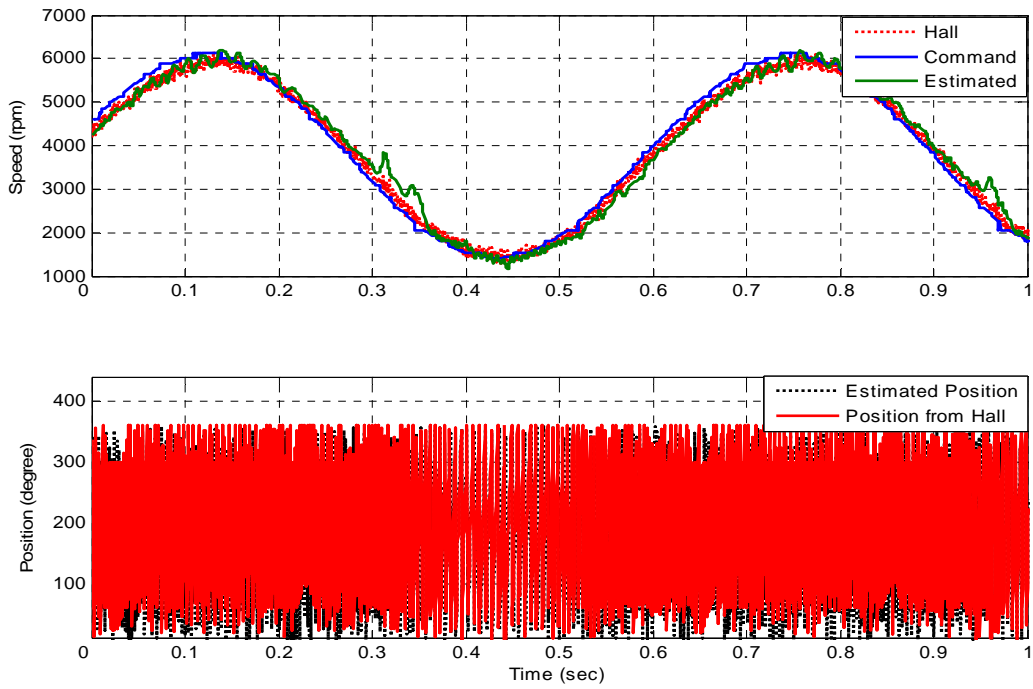


圖5.15 無感測弦波命令速度控制，由1400 rpm到6000 rpm

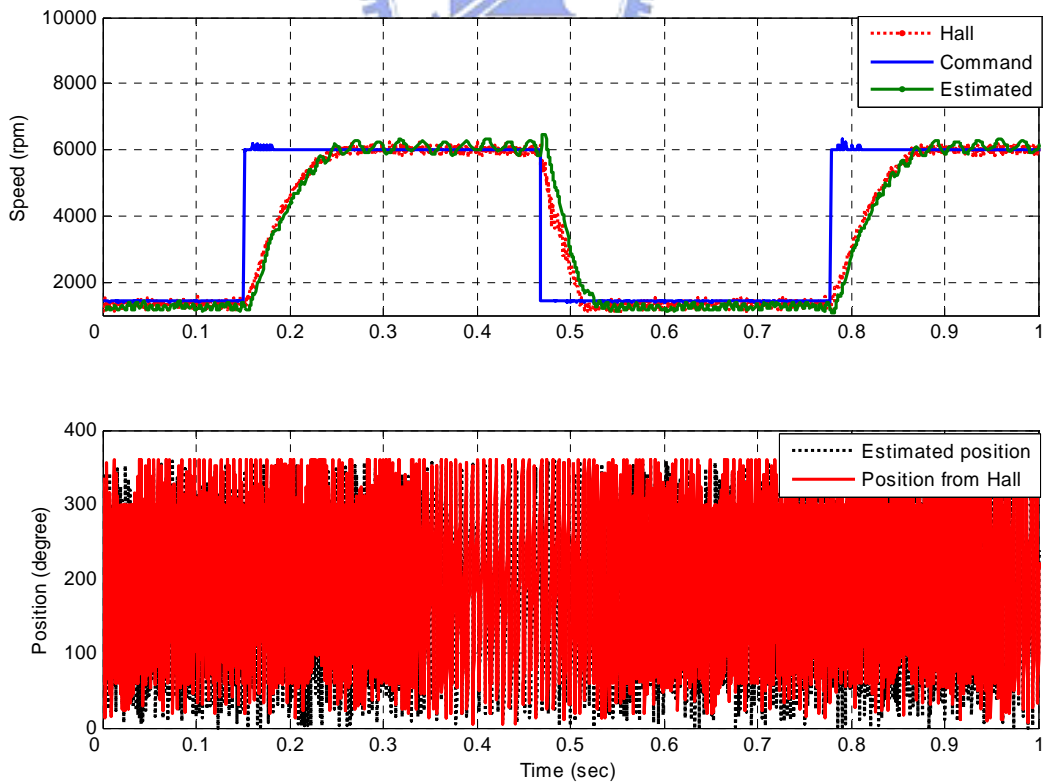


圖5.16 無感測方波命令速度控制，由1400 rpm到6000 rpm



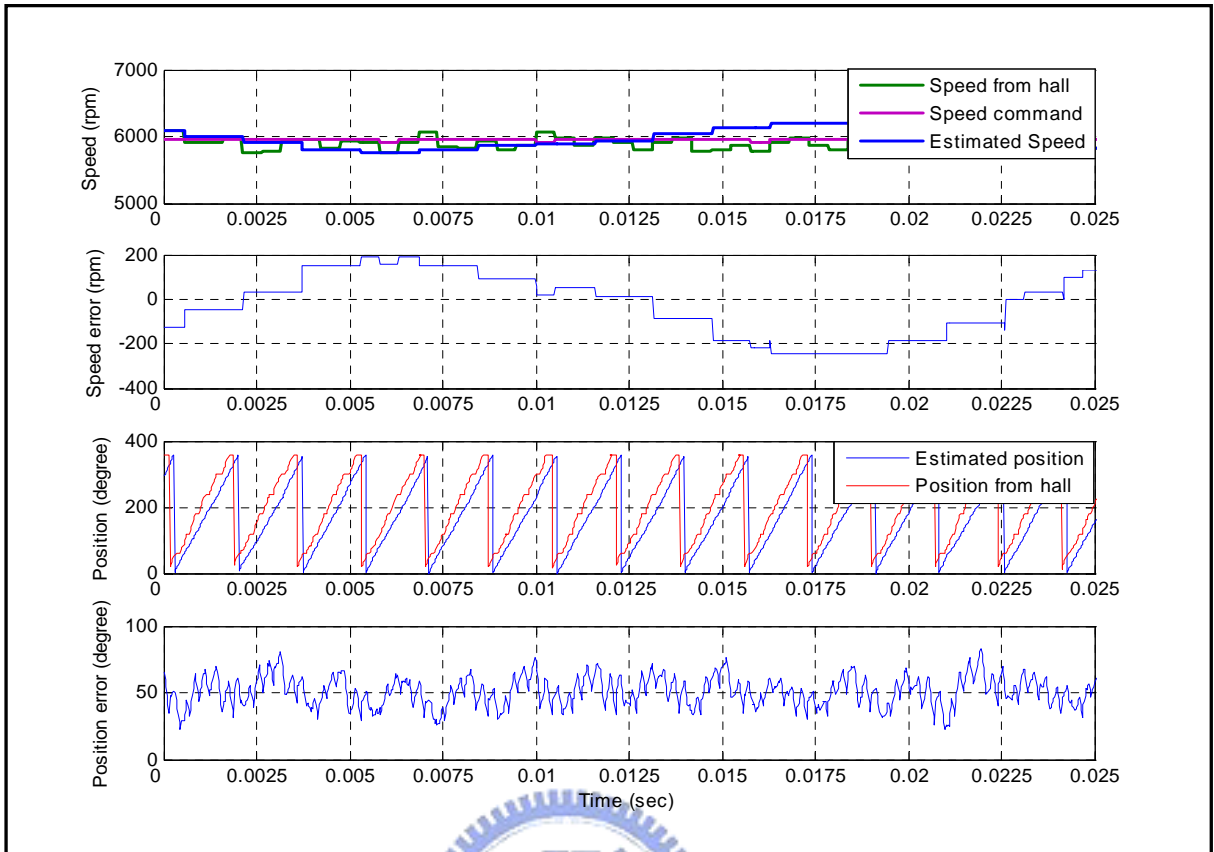
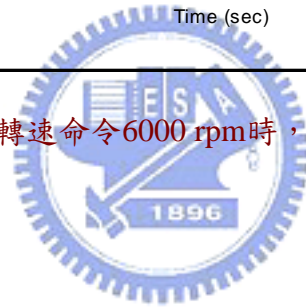


圖5.17 定轉速命令6000 rpm時，轉子位置估測情形



## 第六章

# 結論與建議

### 6.1 結論

本論文呈現永磁同步馬達使用線性型霍爾感測器做速度控制，以及無感測速度估測的設計與分析結果，並以模擬與實驗的方式，驗證控制演算法的可行性與效能。

第二章中討論了使用線性型霍爾感測器的速度控制方法。利用線性型霍爾感測器訊號與反抗電動勢相位差固定與振幅不變的特性，可得到轉子電機角度與轉速。藉由在靜止三軸以速度控制器所產生的相電流峰值命令與線性型霍爾感測器的訊號調變得到各相之電流命令，也可達到磁場導向向量控制的目的。

第三章中討論以計算磁通鏈增量為基礎之無感測轉子角度估測演算法，其對於因回授訊號的雜訊或量化誤差所造成的暫時性估測誤差，具有內迴路的修正機制，透過數學分析與電腦模擬的結果證明這個無感測方法具有高度的強健性。而為了進一步提高效能，亦提出一種新型的無感測演算法，在原演算法中加入估測的反抗電動勢峰值，並以 $\lambda$ 參數調整其比重， $\lambda$ 主要影響轉子角度估測暫時性誤差的收斂速度，以及頻率一倍與兩倍於馬達電機頻率的持續性振盪誤差的波動幅度。適當的 $\lambda$ 值可使角度估測與速度估測的品質較佳。

第四章為感測與無感測速度控制系統的電路設計，電路實現方式採用階層式、模組化的設計方式，其速度控制系統主要包含利用霍爾感測器之速度估測電路、無感測速度估測電路、轉矩控制電路、迴授控制電路以及PWM產生電路。而透過Modelsim/Simulink/PSIM，可整合馬達模型以及速度控制系統進行系統層次模擬，驗證電路功能的正確性。

第五章中首先介紹控制IC整體功能方塊，接著討論控制IC暫存器的配置以及使用資源的分配情形，然後介紹所使用的實驗發展平台。最後以實驗的波形曲線圖驗證本論文所提出的控制方法的性能。

綜合以上所述，第一，使用線性型霍爾感測器對永磁同步馬達的伺服控制為一便宜且簡單的解決方案。第二，本文所提出的無感測控制方法具有高強健度、高效率之性能。

## 6.2 建議

本節對本論文所提出的方法之缺點以及未臻完善之處提出可能的改進方向。首先，雖然使用線性型霍爾感測器訊號直接產生各相電流命令為一簡單的方法，但由於霍爾感測器之訊號未必與反抗電動勢同相位，因而可能使得馬達以較低的效率運轉。此外，霍爾感測器訊號若因雜訊或其它電路的非理想因素造成霍爾感測器訊號不穩定，一方面會造成角度與速度計算的誤差，另一方面則可造成馬達轉矩的波動。霍爾感測器訊號若能再進一步適當的處理，速度控制與定位控制皆能有較佳之性能。

無感測控制的部分，第三章中所提出之方法雖可降低因參數或訊號量測誤差所造成的估測誤差，卻仍無法消除，加入一補償機制消除估測誤差是未來可進一步研究的方向，如此將能使此無感測演算法轉子角度的估測結果更精準。此外，本論文所實現的速度控制IC透過Quartus II的SignalTap II Logic Analyzer雖可以即時讀取內部暫存器的數值，但尚無法線上寫入參數，因此加入外部通訊介面使其控制IC可以線上調整及觀測內部暫存器數值也是未來可改善的方向。

## 參考文獻

- [1] H. Watanabe, H. Katsushima, and T. Fujii, "An improved measuring system of rotor position angles of the sensorless direct drive servomotor," in *Proc. IEEE-IECON Conf.*, 1991, vol. 1, pp. 165-170, 1991.
- [2] R. Wu and G. R. Slemon, "A permanent motor drive without a shaft sensor," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 27, no. 5, pp. 1005-1011, Sept./Oct. 1991.
- [3] J. S. Kim and S. K. Sul, "New approach for high-performance PMSM drives without rotational position sensors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 5, pp. 904-911, Sept. 1997.
- [4] N. Matsui and M. Shigyo, "Brushless DC motor control without position and speed sensors," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 28, no. 1, pp. 120-127, Jan./Feb. 1992.
- [5] N. Matsui, T. Takeshita, and K. Yasuda, "A new sensorless drive of brushless DC motor," in *Proc. IEEE-IECON Conf.* 1992, vol. 2, pp. 430-435, 1993.
- [6] N. Matsui, "Sensorless Operation of brushless DC motor drives," in *Proc. IEEE-IECON Conf.* 1993, vol. 2, pp. 739-744, 1993.
- [7] N. Matsui, "Sensorless PM brushless DC motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, no. 2, pp. 300-308, April 1996.
- [8] A. B. Kulkarni and M. Ehsani, "A novel position sensor elimination technique for the interior permanent-magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 28, no. 1, pp. 144-150, Jan./Feb. 1992.
- [9] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling of permanent magnet motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.* vol. 35, no. 4, pp. 537-541, Nov. 1988.
- [10] P. Pillay and Krishnan, "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Ind. Applicat.* Vol. 25, no. 2, pp. 265-273, Mar./Apr. 1989.
- [11] G. M. Raimondi, D. Howe, and P. H. Mellor, "Assessment of alternative current control methods for brushless permanent magnet motors," PCIM, pp. 133-140, Nurnberg, Germany, June 10-12, 1997.
- [12] H. W. Park, S. J. Park, J. W. Ahn, Y. B. Choo, M. H. Lee, and C. U. Kim, "A novel optimal excitation scheme of brushless DC motor," *IEEE ISIE Conf. Rec.* pp. 656-660, 1999.
- [13] F. Caricchi, F. Giulii Capponi, F. Crescimbin, and L. Solero, "Sinusoidal brushless drive with low-cost linear Hall effect position sensors," in *Proc. IEEE-PESC Conf.*, 2001, pp. 799-804.
- [14] L. Ying and N. Ertugrul, "A novel position sensorless control for permanent magnet AC motors," in *Proc. Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, 2000, pp. 169-174.

- [15] L. Ying and N. Ertugrul, "A starting strategy for a robust position sensorless technique in non-salient PM AC motor drives," in *Proc. Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, 2004, vol. 2, pp. 1028-1032.
- [16] L. Ying and N. Ertugrul, "A novel, robust DSP-based indirect rotor position estimation for permanent magnet AC motors without rotor saliency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 539-546, March 2003.
- [17] R. S. Colby and D. W. Novotny, "An efficiency-optimizing permanent-magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 24, no. 3, pp. 462-469, May/June 1988.
- [18] 賴逸軒, 「以DSP為基礎發展永磁同步馬達使用線性型霍爾感測器與無感測控制方法」, 碩士論文, 國立交通大學電機與控制工程研究所, 民國九十四年七月。
- [19] Altera Corp., Design Debugging Using the Signaltap II Logic Analyzer, 2005.
- [20] DAC7513:12-Bit Serial Input Digital-to-Analog Converter, *Burr-Brown*, 2003.



## 作者簡介

### 個人資料

姓名：游哲韋 (Tse-Wei Yu)  
生日：民國 69 年 10 月 26 日  
出生地：台灣省台北縣  
專長：數位 IC 設計、伺服控制系統、  
控制系統設計與分析



### 學歷

2004.9~2006.7 交通大學電機與控制工程學系碩士班  
2001.9~2004.6 台北科技大學二年制電機工程系  
1996.9~2001.6 明志工專五年制電機工程科

