

國立交通大學

電機與控制工程學系

碩士論文

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

DSP-Based PMSM Control Using Linear Hall Effect  
Sensors or Sensorless Control Algorithms

研究生：賴逸軒

指導教授：鄒應嶼 博士

中華民國 九十四 年 七 月

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

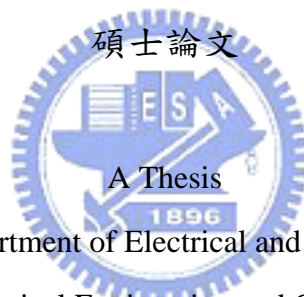
DSP-Based PMSM Control Using Linear Hall Effect  
Sensors or Sensorless Control Algorithms

研究生：賴逸軒 Student: Yi-Syuan Lai

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 2005

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十四年七月

# 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

研究生：賴逸軒

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

本論文利用數位訊號處理器發展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伺服控制架構，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，不需透過靜止三軸與同步旋轉二軸間的座標轉換，而能在三軸靜止座標直接產生各相電流命令。由轉子位置資訊可計算轉速，進而達到速度控制與定位控制之目的。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。此外，為了提升穩態時馬達的運轉效率，本論文提出一個參數調整機制，刻意的使估測結果產生誤差，使各相電流能與反抗電動勢同相。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。

# DSP-Based PMSM Control Using Linear Hall Effect Sensors or Sensorless Control Algorithms

Student: Yi-Syuan Lai

Advisor: Dr. Ying-Yu Tzou

Department of Electrical and Control Engineering  
National Chiao Tung University

## Abstract

This thesis presents the development of control methods based on a digital signal processor (DSP) for permanent magnet synchronous motors (PMSMs). Two methodologies are presented: 1) a servo 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 by generating current references in the three-phase stationary frame without the stationary-to-rotating reference frame transformation and its inverse. Also, the rotor speed can be calculated, and then speed control and position control are carried out. 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. This thesis proposes another approach, which makes the phase current be in phase with each phase back-EMF respectively by tuning a parameter in the new sensorless algorithm at the steady state to intentionally produce rotor position estimation error. 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，除了專業知識上的啟發之外，也讓我思考與解決問題的能力有很大的成長。

感謝光耀學長，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。

還有國隆、久峰、志祥…等幾位實驗室的學長們，以及育宗、哲韋、啟揚、威凱和建強，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，

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，還有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…

賴逸軒

2005 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 .....	vi
圖列 .....	vii
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 .....	5
2.1 永磁同步馬達的基本原理與數學模型.....	5
2.2 永磁同步馬達的參數鑑別.....	9
2.2.1 電氣參數的鑑別.....	9
2.2.2 機械參數的鑑別.....	10
2.3 永磁同步馬達控制的基本原理.....	11
2.3.1 驅動器的架構.....	11
2.3.2 轉子位置偵測元件.....	12
2.3.3 電流調節.....	13
2.3.4 永磁同步馬達的伺服控制架構.....	14
第三章 使用線性型霍爾感測器之永磁同步馬達伺服定位控制 .....	16
3.1 使用線性型霍爾感測器之磁場導向控制.....	16
3.2 利用線性型霍爾感測器偵測轉子位置與轉速.....	19
3.3 控制策略.....	20
3.4 模擬結果分析.....	22
第四章 永磁同步馬達無感測轉子角度估測演算法 .....	27
4.1 無感測轉子角度估測演算法的基本原理.....	27

4.2	強健性分析 .....	29
4.3	參數與訊號感測靜態誤差對轉子角度估測的影響 .....	32
4.3.1	反抗電動勢常數誤差對估測結果的影響 .....	32
4.3.2	定子線圈電阻值誤差對估測結果的影響 .....	34
4.3.3	定子線圈電感值誤差對估測結果的影響 .....	36
4.3.4	馬達端電壓或線電流感測誤差對估測結果的影響 .....	38
4.3.5	三相不對稱誤差對估測結果的影響 .....	40
4.4	馬達反轉時的無感測演算法修正 .....	43
4.5	模擬結果分析 .....	44
第五章	無感測控制演算法的效能增進 .....	48
5.1	新型無感測轉子角度估測演算法 .....	48
5.1.1	強健性分析 .....	49
5.2.2	參數誤差與訊號量測靜態誤差對估測結果的影響 .....	52
5.2.3	反抗電動勢峰值估測誤差對轉子角度估測結果的影響 .....	54
5.2	使用相角自動調整法提升穩態運轉效率 .....	56
5.3	模擬結果分析 .....	57
第六章	永磁同步馬達控制方法之DSP實現與實驗結果分析 .....	61
6.1	實驗平台 .....	61
6.2	軟體實現與數位化的數值考量 .....	62
6.2.1	軟體實現 .....	62
6.2.2	數位化的數值考量 .....	64
6.2.3	無感測演算法的實現 .....	65
6.3	使用線性型霍爾感測器之伺服控制實驗結果分析 .....	67
6.4	無感測速度控制實驗結果分析 .....	71
第七章	結論與建議 .....	78
7.1	結論 .....	78
7.2	建議 .....	79
	參考文獻 .....	80
	附錄 無感測轉子角度估測之程式碼 .....	82





# 表 列

6.1 永磁同步主軸馬達的參數值.....	62
-----------------------	----



## 圖 列

1.1	永磁同步馬達伺服控制系統發展平台架構.....	3
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	定子線圈的電壓與電流響應波形.....	9
2.5	反抗電動勢常數的計算.....	10
2.6	馬達機械參數的計算.....	11
2.7	交流轉交流轉換器的基本架構.....	12
2.8	三相換流器與永磁同步馬達的連接.....	12
2.9	光編碼器的基本構造.....	13
2.10	霍爾感測器的基本原理.....	13
2.11	遲滯電流調節的方塊圖與波形圖.....	14
2.12	斜波比較電流調節的方塊圖.....	14
2.13	典型的永磁同步馬達伺服控制架構.....	15
3.1	永磁同步馬達的空間向量圖.....	17
3.2	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.....	17
3.3	線性型霍爾感測器輸出訊號與反抗電動勢波形.....	18
3.4	使用線性型霍爾感測器之磁場導向控制架構.....	18
3.5	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.....	19
3.6	轉速計算.....	20
3.7	使用線性型霍爾感測器之永磁同步馬達伺服控制架構.....	21
3.8	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.....	23
3.9	使用線性型霍爾感測器訊號之定轉速控制(a)100 rpm(b)5000 rpm.....	24
3.10	使用線性型霍爾感測器訊號速度控制響應，先加速至 5000 rpm，再減速至 100 rpm(a)步階命令(b)斜波命令.....	25

3.11 使用線性型霍爾感測器訊號位置控制響應圖，先正轉一圈再反轉兩圈(a)	
步階命令(b)斜波命令 .....	26
4.1 無感測轉子角度估測演算法方塊圖 .....	27
4.2 估測與實際角度變化量的比值對估測誤差的關係曲線圖 .....	30
4.3 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.....	31
4.4 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 .....	33
4.5 反抗電動勢常數不準確對轉子角度估測的影響 .....	33
4.6 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 .....	35
4.7 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 .....	35
4.8 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 .....	37
4.9 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 .....	37
4.10 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 .....	38
4.11 磁通鏈增量的相位誤差對估測結果的影響 .....	40
4.12 三相不對稱誤差對轉子角度估測的影響(a)單相電壓感測振幅誤差(b)單	
相電壓感測相位誤差(c)單相電壓感測直流偏移誤差 .....	42
4.13 反轉時的估測與實際角度變化量的比值對估測誤差的關係曲線圖 .....	43
4.14 馬達反轉時演算法修正前後的轉子角度估測結果 .....	44
4.15 無感測速度控制的系統架構方塊圖 .....	45
4.16 由低速至高速斜波命令無感測速度控制 .....	45
4.17 由低速至高速步階命令無感測速度控制 .....	46
4.18 無感測正反轉速度控制 .....	46
4.19 無感測啟動，由靜止到 500 rpm.....	47
5.1 新型無感測轉子角度估測演算法方塊圖 .....	49
5.2 估測和實際角度變化量的比值與估測誤差的關係曲線圖 .....	50

5.3	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) $\lambda = 1.3$ .....	51
5.4	$\lambda$ 對轉子角度估測誤差與速度估測誤差的影響 .....	53
5.5	反抗電動勢的估測誤差與角度估測誤差的關係曲線 .....	55
5.6	反抗電動勢峰值估測誤差以及 $\lambda$ 對轉子角度估測的影響 .....	55
5.7	使用相角自動調整法提升運轉效率之流程圖 .....	56
5.8	由低速至高速斜坡命令無感測速度控制 .....	57
5.9	由低速至高速步階命令無感測速度控制 .....	58
5.10	無感測正反轉速度控制 .....	58
5.11	無感測啟動，由靜止到 500 rpm .....	59
5.12	最大速度控制範圍之呈現 .....	59
5.13	使用相角自動調整法提升穩態運轉效率 .....	60
6.1	以 DSP 為基礎之永磁同步馬達實驗發展平台實體圖 .....	61
6.2	DSP 程式的中斷配置 .....	63
6.3	內迴路控制之程式流程圖 .....	63
6.4	外迴路控制之程式流程圖 .....	64
6.5	無感測轉子角度估測演算法之程式流程圖 .....	65
6.6	無感測轉子角度估測演算法定點數軟體實現架構方塊圖 .....	66
6.7	定轉速控制(a)50 rpm(b)7000 rpm .....	68
6.8	步階命令速度控制 .....	69
6.9	斜坡命令速度控制 .....	69
6.10	有載時的加速響應 .....	70
6.11	步階命令定位控制，正反轉一圈 .....	70
6.12	斜坡命令定位控制，正反轉一圈 .....	71
6.13	無感測定轉速控制，速度命令 300 rpm(a) $\lambda = 1$ (b) $\lambda = 0.25$ .....	72
6.14	無感測定轉速控制，速度命令 3000 rpm(a) $\lambda = 1$ (b) $\lambda = 0.25$ .....	73
6.15	穩態時對步階減速命令之響應 .....	74
6.16	無感測步階命令速度控制，由 1000 rpm 到 7000 rpm .....	74
6.17	無感測斜坡命令速度控制，由 1000 rpm 到 7000 rpm .....	75

6.18 無感測正反轉速度控制， $\pm 500$ rpm .....	75
6.19 無感測啟動，由零轉速至 500 rpm.....	76
6.20 有載時無感測控制的加速響應 .....	76
6.21 有載時無感測控制的高速穩態響應 .....	77
6.22 使用相角自動調整法提升定速時的運轉效率 .....	77



# 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)由於沒有碳刷，因此較直流馬達易維護，而且效率較高、體積可以比較小。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，效率也會較定子使用永久磁鐵的永磁同步馬達差。眾多的優點使得永磁同步馬達的應用日漸廣泛，舉凡工業應用所需的精密伺服系統，以及一般家庭中常見的電氣用品，如洗衣機、冷氣機、電冰箱、DVD播放機……等等，都是永磁同步馬達的應用範圍。

永磁同步馬達依其反抗電動勢(back electromotive force, back-EMF)的波形可分為梯形波型與弦波型。梯形波型的永磁同步馬達又常被稱為無刷直流馬達(brushless DC motor, BLDCM)。無刷直流馬達由於在任一瞬間僅有兩相導通，所以換相控制較簡單；而弦波型的永磁同步馬達的優點在於，電流波形是平滑的弦波，不會有無刷直流馬達在電流換相的瞬間造成漣波轉矩的問題，適用於對振動較敏感的系統或是低噪音需求的應用[1]-[2]。

目前交流馬達的控制主要有直接轉矩控制(direct torque control, DTC)與磁場導向控制(field-oriented control, FOC)兩種方法。直接轉矩控制是藉由控制馬達定子的電壓空間



向量直接控制馬達轉矩與磁通，演算法所使用的馬達參數僅有定子電阻，故參數變化對控制性能的影響不大，且具有快速轉矩響應的特性。磁場導向控制的觀念則是：將定子電流分解成與轉子磁場同方向的磁場電流以及與其正交的轉矩電流兩分量，控制定子三相電流的大小、相位和頻率，就能如控制直流馬達般的控制馬達的輸出轉矩。使用磁場導向控制方法可以得到較直接轉矩控制為佳的精確度。

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[4]-[10]。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[11]。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。

## 1.2 研究動機與目的

由於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。

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。本論文亦根據此方法提出改良的新型演算法，並以數學分析、模擬與實驗的方式比較新型演算法與原演算法之性能。

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。演算法的實現使用德州儀器公司的TMS320LF2407A數位訊號處理器(digital signal processor, DSP)，並以Nidec公司所生產的主軸馬達為控制對象，進行伺服控制系統的設計。圖1.1為本永磁同步馬達伺服控制系統發展平台方塊圖。



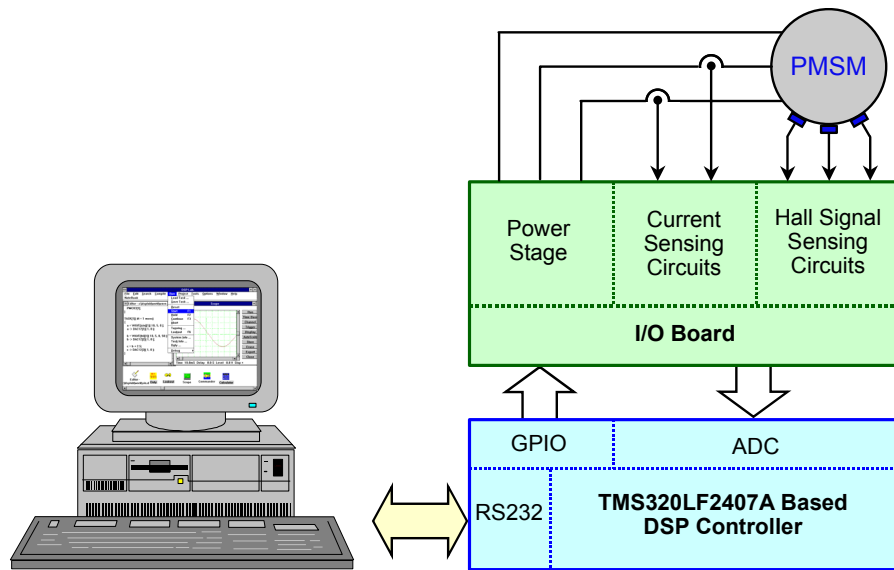


圖1.1 永磁同步馬達伺服控制系統發展平台架構

### 1.3 論文架構

本節說明本論文的組織架構。

第二章介紹永磁同步馬達的基本原理與數學模型、參數量測方法，以及典型的伺服控制架構。

在第三章中將討論使用線性型霍爾感測器的永磁同步馬達伺服控制，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。

第四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。

第五章針對前一章所介紹的無感測方法進行改良，使轉子角度估測與轉速估測在參數變異與雜訊的影響之下，能有較佳的估測品質，並將介紹一種能在穩態時自動調整電流相位的方法，藉此提高馬達的運轉效率。本章同樣的以模擬的方式呈現改良後的性能。

以DSP為基礎的數位實現相關問題在第六章中討論，並以實驗結果分別驗證使用霍爾感測器之伺服控制與無感測速度控制之性能。最後在第七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。

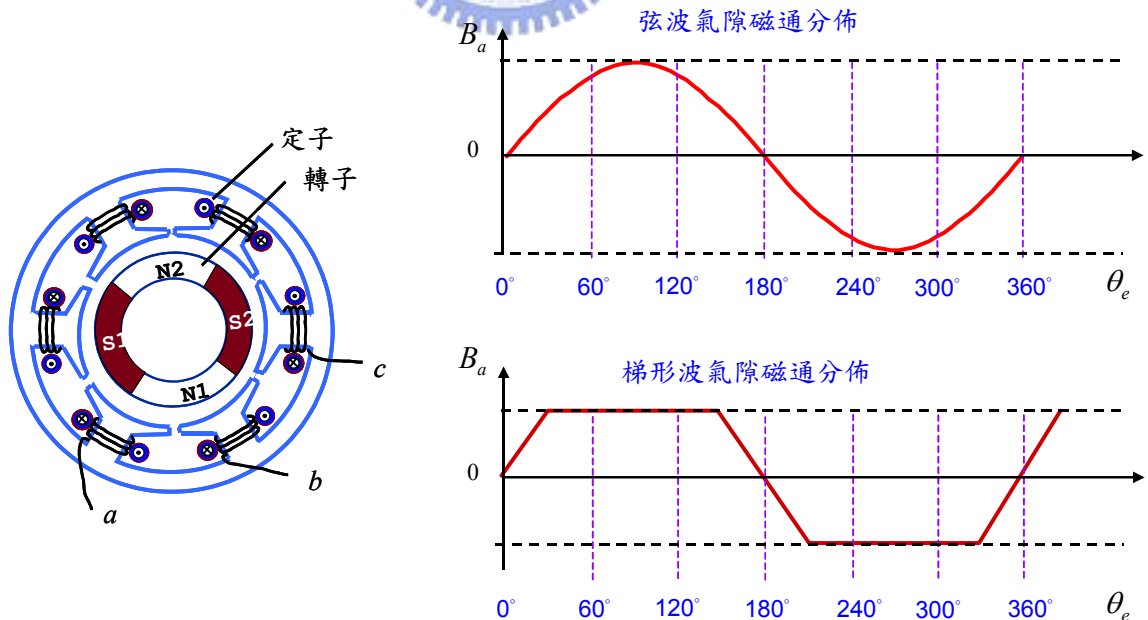


圖2.1 永磁同步馬達的結構與轉子磁通分佈

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[12]-[13]

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ss} & M & M \\ M & L_{ss} & M \\ M & M & L_{ss} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

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。

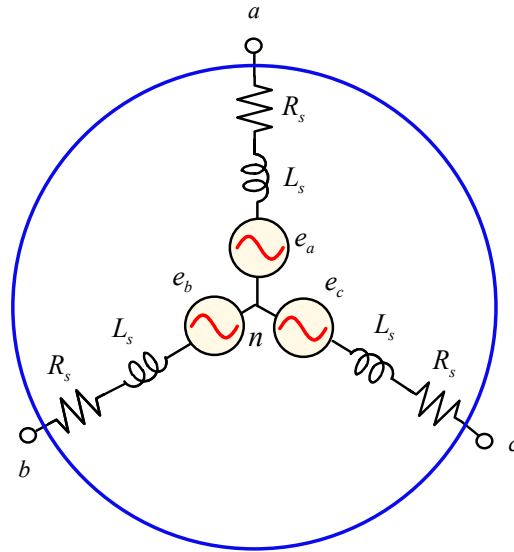


圖2.2 永磁同步馬達的等效電路模型

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

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

$J$ 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。

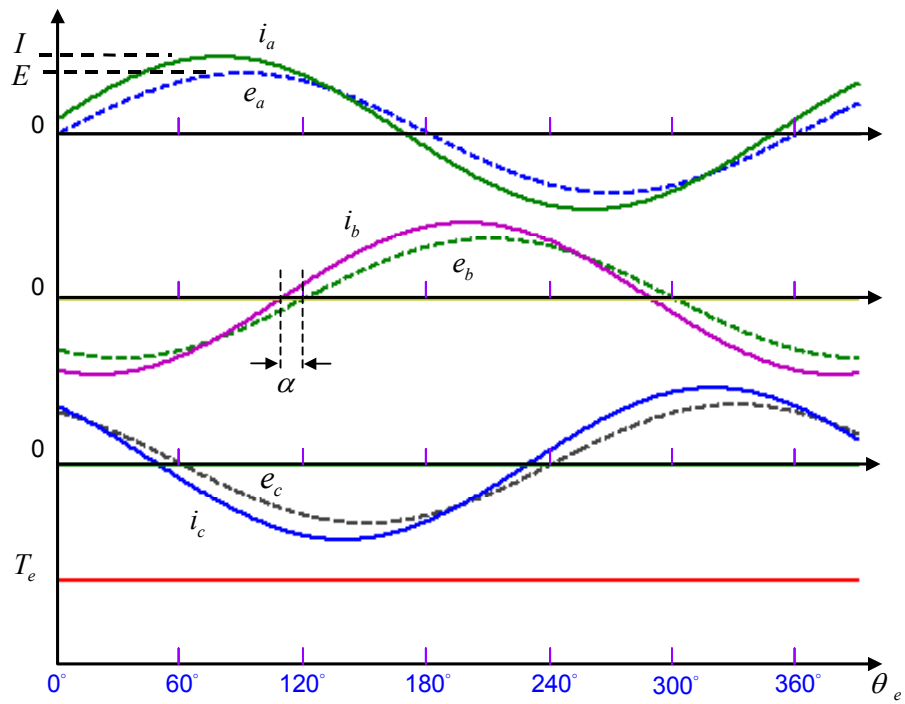


圖2.3 永磁同步馬達的反抗電動勢與電流波形圖

## 2.2 永磁同步馬達的參數鑑別

### 2.2.1 電氣參數的鑑別

永磁同步馬達主要的電氣參數為定子線圈電阻、電感與反抗電動勢常數。電阻與電感決定馬達的電氣時間常數；反抗電動勢常數與馬達扭矩的產生以及馬達的速控範圍有關。

電阻與電感除了可利用儀器直接量測之外，也可輸入一電壓訊號，藉由觀察電流響應波形求得。為了使問題單純化，可將馬達的轉子鎖住，如此就不會有反抗電動勢產生，再由馬達的任意二線輸入步階電壓訊號：

$$v(t) = V \cdot u_s(t - t_0) \quad (2-10)$$

同時將馬達的第三條線開路。輸入電壓與電流的響應波形應如圖2.4所示，利用(2-11)可求出電阻值與時間常數，進而得到電感值。

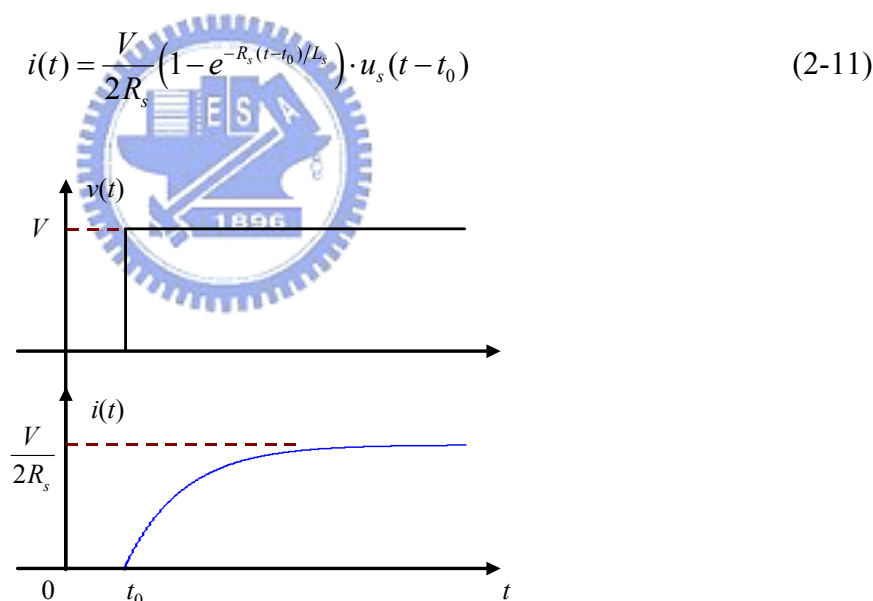


圖2.4 定子線圈的電壓與電流響應波形

反抗電動勢常數為馬達每單位的轉速所產生的反抗電動勢振幅。在一般的操作情況下，馬達兩線間測得的電壓值必須減去電阻與電感所造成的壓降才是反抗電動勢。為了直接得到馬達反抗電動勢的波形，可利用外力驅使馬達旋轉，再以示波器量測馬達的線間電壓，即可得到馬達線對線的反抗電動勢，根據反抗電動勢的頻率  $f_e$  以及峰值  $E$  可求出反抗電動勢常數，如圖2.5與(2-12)，通常反抗電動勢常數是以  $V/\text{rpm}$  為單

位表示：

$$K_E = \frac{PE}{60f_e} \text{ (V/rpm)} \quad (2-12)$$

其中的 $P$ 為馬達的極對數。

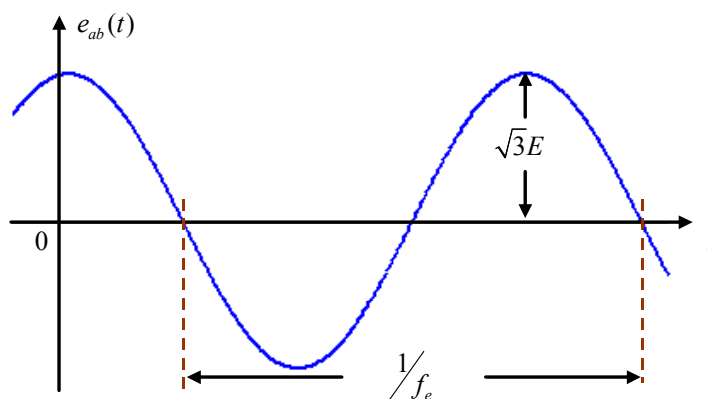


圖2.5 反抗電動勢常數的計算

### 2.2.2 機械參數的鑑別

與速度控制或位置控制的響應直接相關的馬達參數為轉子的轉動慣量以及摩擦係數。根據(2-7)，馬達無負載時的轉矩方程式可寫成

$$T_e = J_M \frac{d\omega_r}{dt} + B_M \omega_r \quad (2-13)$$

若控制電流使馬達產生固定的轉矩，並假設摩擦力 $B_M$ 可忽略，馬達的轉速會如圖2.6直線上升，轉子的轉動慣量 $J_M$ 可由下式計算得到：

$$J_M = \frac{T_e \cdot \Delta t}{\Delta \omega_r} \quad (2-14)$$

若考慮摩擦力，定轉矩應使轉速呈指數曲線上升，如下式：

$$\omega_r = \frac{T_e}{B_M} (1 - e^{-B_M \cdot \Delta t / J_M}) \quad (2-15)$$

利用(2-15)可同時求出轉子的轉動慣量 $J_M$ 與摩擦力 $B_M$ 。



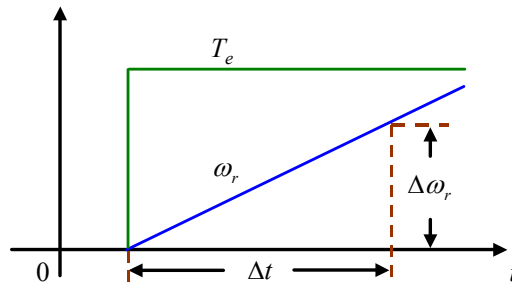


圖2.6 馬達機械參數的計算

## 2.3 永磁同步馬達控制的基本原理

### 2.3.1 驅動器的架構

對於多數以市電做為電源的應用，為了提供馬達振幅可變、頻率可變的電壓源，通常使用如圖2.7的兩級架構，先將市電整流成為直流電源，再由換流器(inverter)將直流電轉為交流電輸出供給馬達。目前驅動永磁同步馬達(弦波型或梯型波型)的直流轉交流換流器，最常見的形式如圖2.8，此為三相全橋換流器(three-phase full-bridge inverter)。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)，但也可以BJT、MOSFET等元件取代。由於馬達屬於電感性負載，每個開關元件須與一反向的二極體並聯，提供反向電流路徑以保護開關元件[1]。

如圖2.8所示，直流鏈(DC link)提供給換流器的是電壓源，若換流器同一相的上下臂開關同時導通，會造成一大電流通過，可能導致元件的損壞，在實際情況中，由於導通中的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以上的時間隔，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與控制的線性度

為了使永磁同步馬達能在穩定且高效率的狀態下操作，換流器六個開關必須能夠根據轉子的位置作切換，使定子產生適當方向的磁場，並調節各相電流的大小來控制馬達的輸出轉矩。接下來的兩個小節將分別討論轉子位置偵測元件與電流調節的方法。



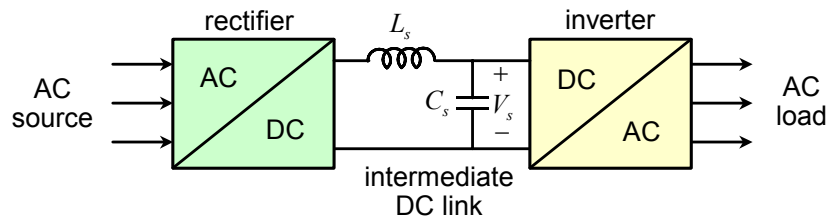


圖2.7 交流轉交流轉換器的基本架構

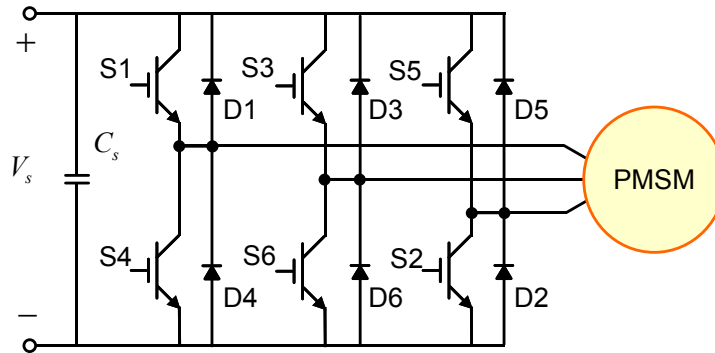


圖2.8 三相換流器與永磁同步馬達的連接

### 2.3.2 轉子位置偵測元件

如同前一節所述，永磁同步馬達運轉的效能與反抗電動勢和電流之間的相角差有很大的關係，因此，精確的轉子位置資訊是必須的。目前常見的轉子位置感測元件有光編碼器與霍爾感測器。

光編碼器的基本構造如圖2.9，當光源穿過圓盤上的小孔時，圓盤另一側的光感測器接收到光源發出的光會輸出一訊號。光編碼器有增量型與絕對型兩種，增量型光編碼器的原理為，當馬達旋轉時，光感測器透過圓盤接受到光源連續的脈衝訊號，藉由計算脈衝的數目得知馬達轉動的相對角度。絕對型光編碼器圓盤上有許多大小不一的孔，光感測器接收到的光訊號可轉位二進制數的資訊，由此二進制數值即可知道轉子絕對位置。不論是絕對型或增量型，圓盤上的小孔愈多愈密，解析度就愈高，價格也愈貴。

另一種轉子位置偵測元件為霍爾感測器，其動作原理如圖2.10，當一磁場通過一通有電流的半導體時，會產生一正比於磁場大小的電壓。磁場、電流與感應的電壓三者在空間中是互相垂直的。霍爾元件的感應電壓通常會接至史密特觸發器(Schmitt trigger)，產生一數位訊號輸出。一個馬達會使用三個霍爾感測器，根據三個感測器的

輸出訊號即可判斷轉子位置。由於無刷直流馬達僅需每隔 $60^\circ$ 電機角換相一次，且電流為方波，霍爾感測器便很適合用於無刷直流馬達。霍爾感測器的優點除了價格低廉之外，還包括高可靠度，且操作頻率最高可至100 kHz左右。但對環境溫度敏感是最大的缺點，霍爾感測器不適用於高溫的環境中。

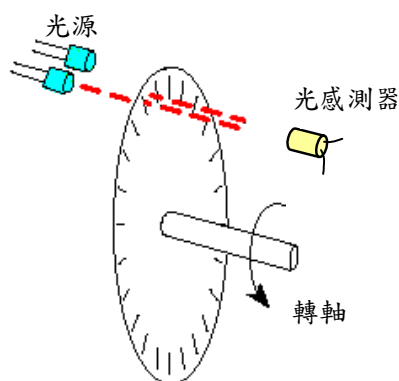


圖2.9 光編碼器的基本構造

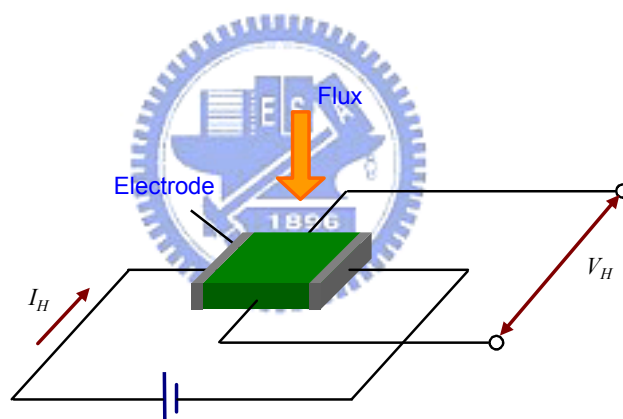


圖2.10 霍爾感測器的基本原理

### 2.3.3 電流調節

如(2-6)所示，馬達的所產生的電磁轉矩正比於電流的大小。圖2.8中的換流器主要功能便是藉由開關元件的切換使各相線圈流過適當大小的電流。電流調節方式有磁滯(hysteresis)與斜波比較(ramp comparison)兩種。

圖2.11所示為磁滯電流調節，當回授電流 $i_b$ 與電流命令 $i^*$ 相差超過 $I_h$ 時，輸出的訊號位準會改變，使該相上下臂開關元件的導通狀態互換，讓輸出電流維持在磁滯帶(hysteresis band) $I_h$ 的範圍內。磁滯帶設定得愈小，電流漣波也會愈小，但是開關切換頻率也愈高，開關的切換頻率同時也與馬達線圈的時間常數有關

相較於磁滯電流調節方式，使用斜波比較的優點是開關的切換頻率固定。斜波比較是將電流命令  $i^*$  與回授電流  $i_{fb}$  相減，經過控制器的運算後產生一電壓命令，根據電壓命令決定脈寬調變訊號(pulse-width modulation, PWM)的脈波寬度，此脈波調變訊號便可直接控制開關元件的導通狀態，開關元件切換頻率等於三角載波  $v_{tri}$  的頻率。斜波比較電流調節的方塊圖如圖2.12。

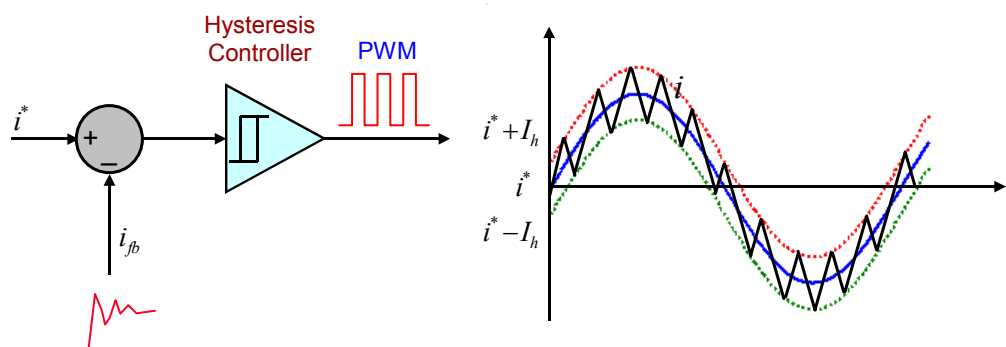


圖2.11 磁滯電流調節的方塊圖與波形圖

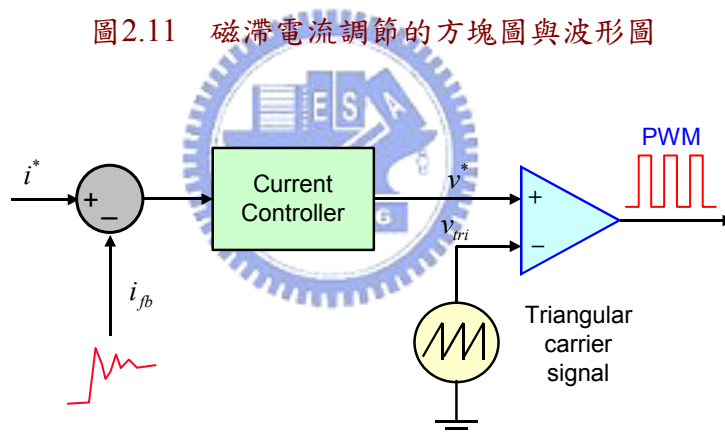


圖2.12 斜波比較電流調節的方塊圖

### 2.3.4 永磁同步馬達的伺服控制架構

一般的伺服控制系統大都採用多重迴路的設計概念[1]，主要是因為可以將複雜的高階系統由內迴路至外迴路，分別簡化成較低階的系統來設計。圖2.13為典型的伺服控制系統方塊圖，由內至外分別為轉矩、速度與位置控制迴路。

轉矩控制迴路主要的功能為根據速度控制器所輸出的轉矩命令(或電流命令)以及轉子位置，產生換流器的開關控制訊號，以調節各相電流，使馬達能維持同步運轉，並產生所需的轉矩。此迴路因位於控制系統最內層，頻寬必須最大才能達到快速響應的目的。轉矩控制迴路設計得好與壞對於速度控制與位置控制的性能，以及馬達的效率

會有很大的影響。

在速度控制迴路中，速度誤差經由速度控制器的運算之後產生轉矩命令，速度誤差為正時，會產生正向的轉矩命令使馬達加速，反之則會產生使馬達減速的負向轉矩命令。由於馬達通常有電流最大值的限制，速度控制器輸出的轉矩命令必須經過一限制器，避免轉矩控制迴路產生一過大電流流入馬達。

在最外圈的控制迴路是位置控制迴路，目的在於根據位置誤差訊號產生適當之速度命令，消除位置誤差，為了要達成精密的定位控制，精確的位置訊號就顯得格外重要。

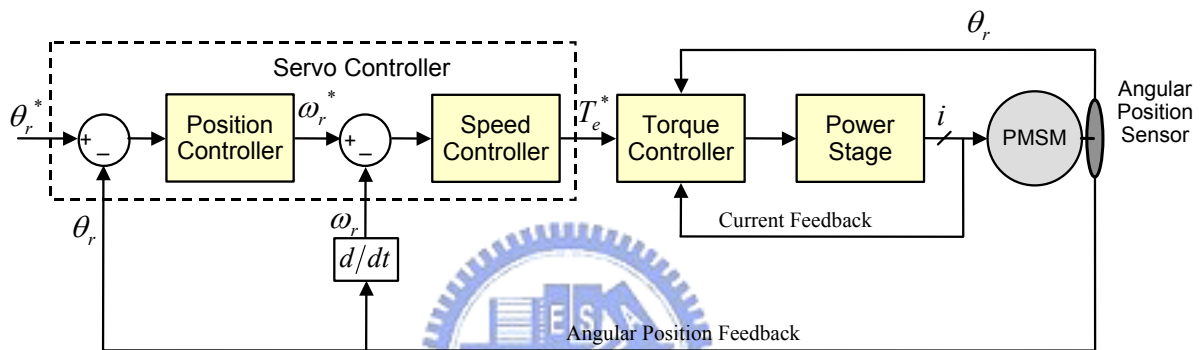


圖2.13 典型的永磁同步馬達伺服控制架構

## 第三章

# 使用線性型霍爾感測器之永磁同步馬達伺服定位控制

### 3.1 使用線性型霍爾感測器之磁場導向控制

如前章所述，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3.1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 $\bar{E}$ 與分別代表馬達的三相電流與反抗電動勢的合成向量。若要單位電流所產生最大轉矩， $\bar{I}$ 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：

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

與

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

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3.2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。

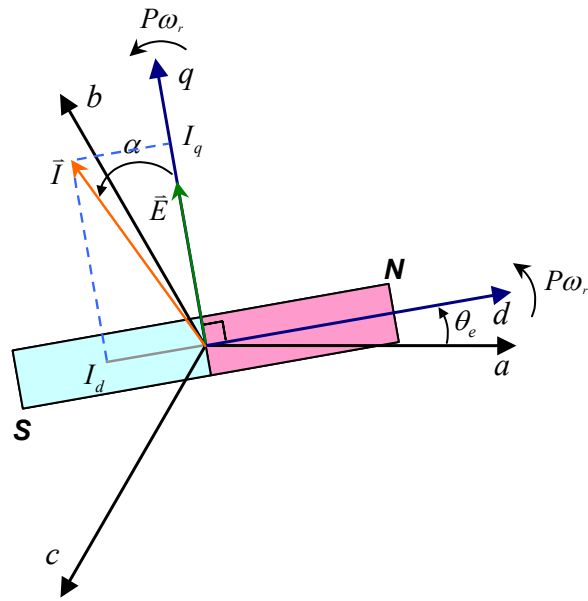


圖3.1 永磁同步馬達的空間向量圖

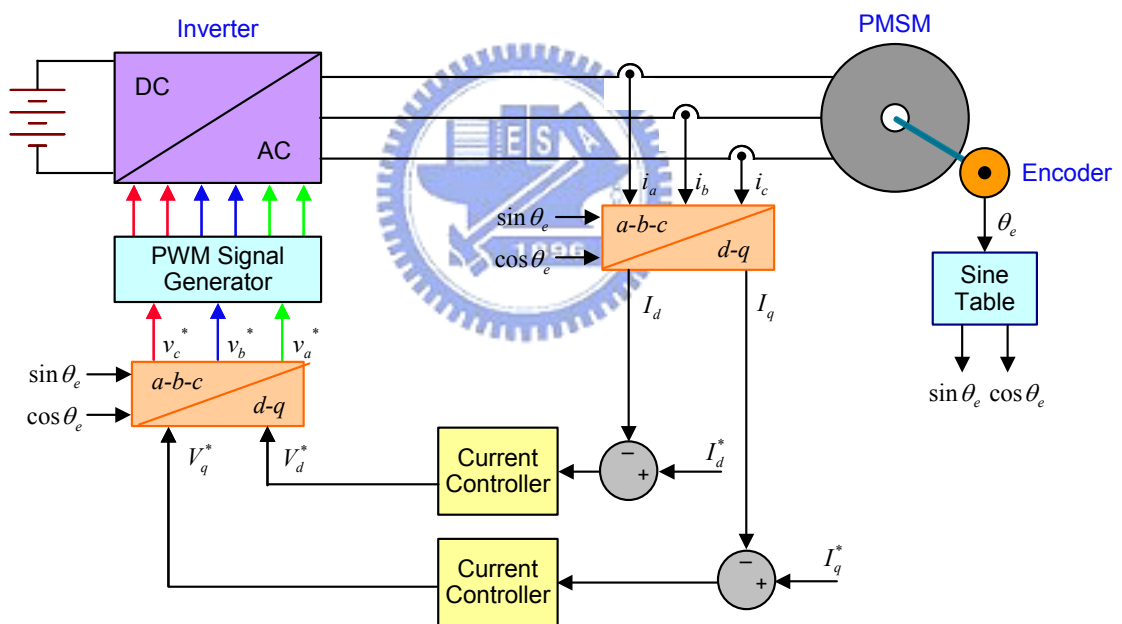


圖3.2 以靜止三軸與同步旋轉二軸互相轉換為基礎之磁場導向控制架構

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3.3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3.4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[14]-[16]。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。

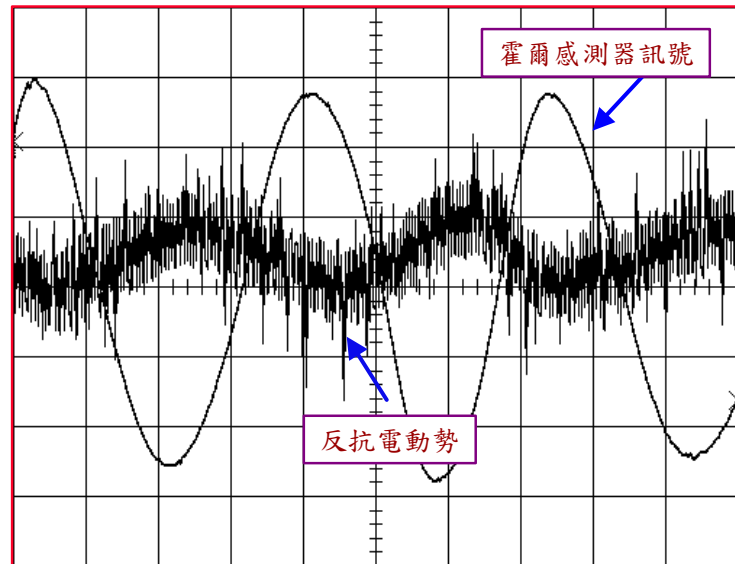


圖3.3 線性型霍爾感測器輸出訊號與反抗電動勢波形

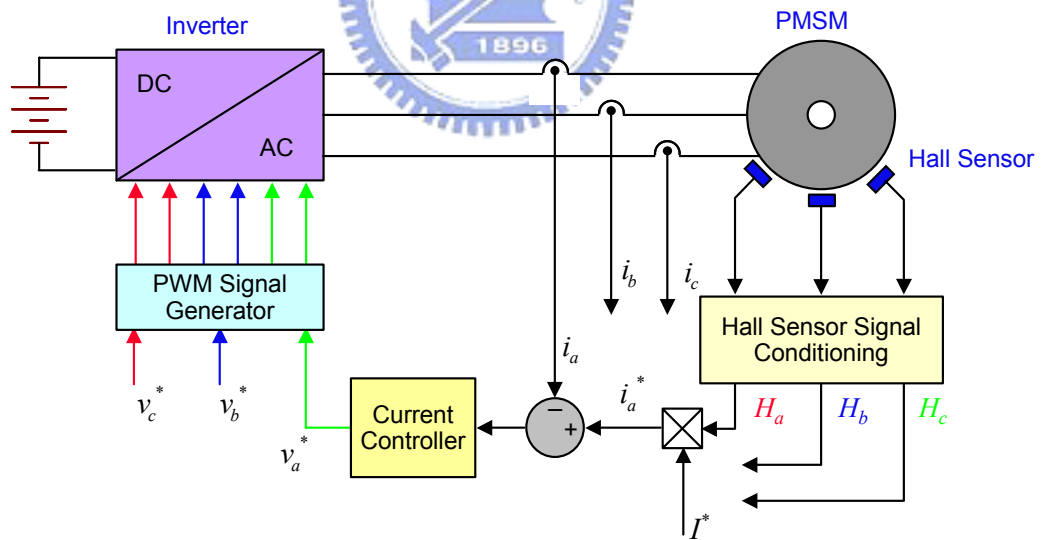


圖3.4 使用線性型霍爾感測器之磁場導向控制架構



### 3.2 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3.5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。

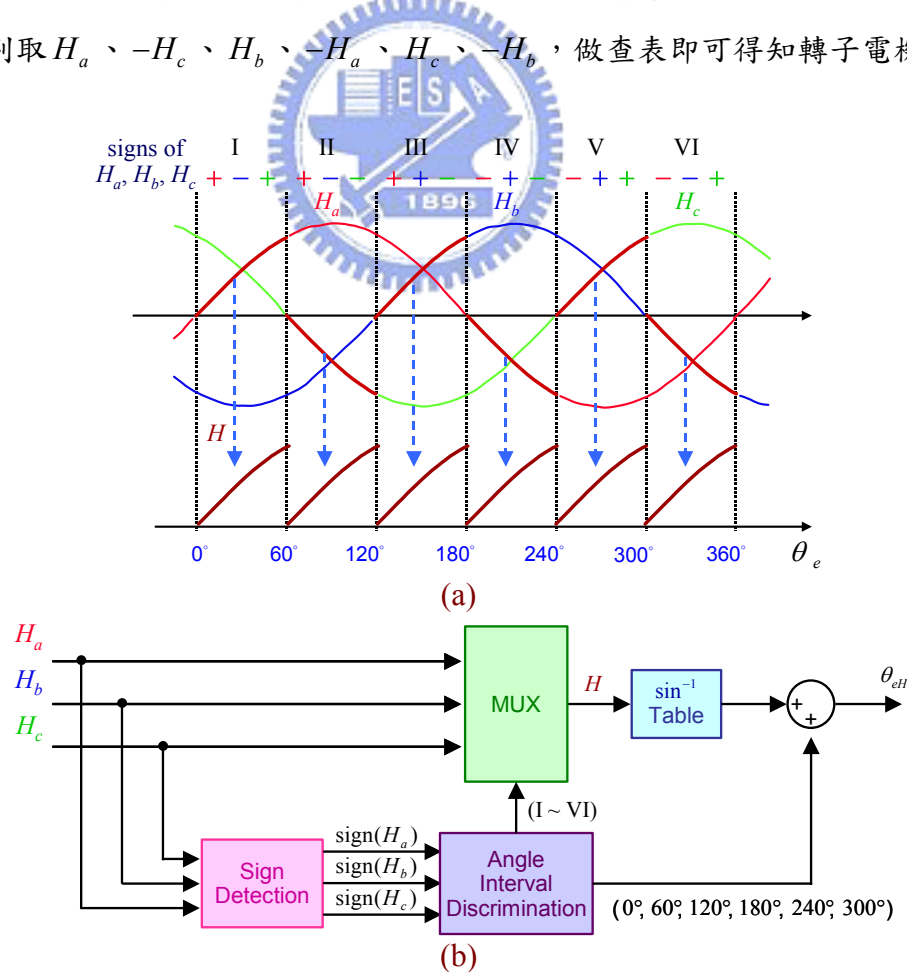


圖3.5 使用線性型霍爾感測器之轉子角度偵測(a)訊號波形(b)方塊圖



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3.6為利用轉子角度的變化計算馬達轉速的方塊圖。圖中 $\theta_{eH}$ 代表使用霍爾感測器的訊號所得轉子角度， $\Delta\theta_{eH}$ 為一個取樣週期的 $\theta_{eH}$ 增量， $\omega_{rH}$ 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。

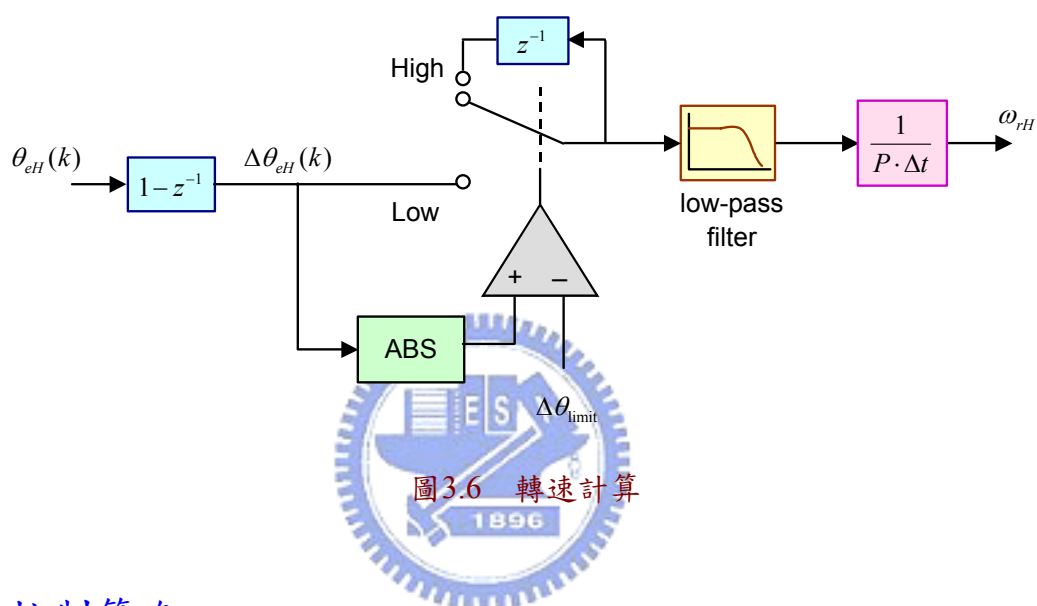


圖3.6 轉速計算

### 3.3 控制策略

圖3.7為使用線性型霍爾感測器之永磁同步馬達伺服控制架構。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。

位置控制器是根據位置誤差產生速度命令，基本的位置控制器形式是比例控制器。使用比例控制的情況下，若位置命令為斜坡命令，穩態時速度迴路會產生固定的追隨速度，此時位置的響應有固定的誤差，稱為追隨誤差，將控制器的增益加大雖可使追隨誤差降低，但對於步階命令，較大的控制器增益所造成的超越量(overshoot)也會較大。

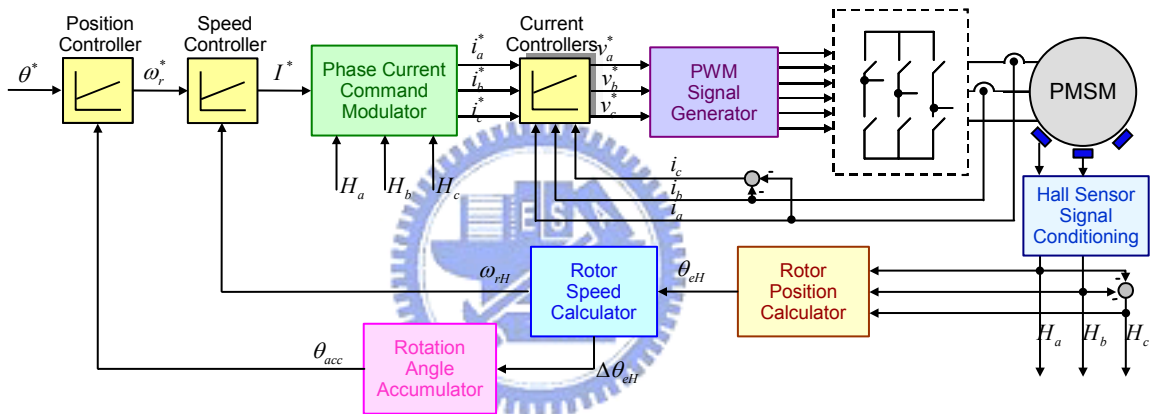


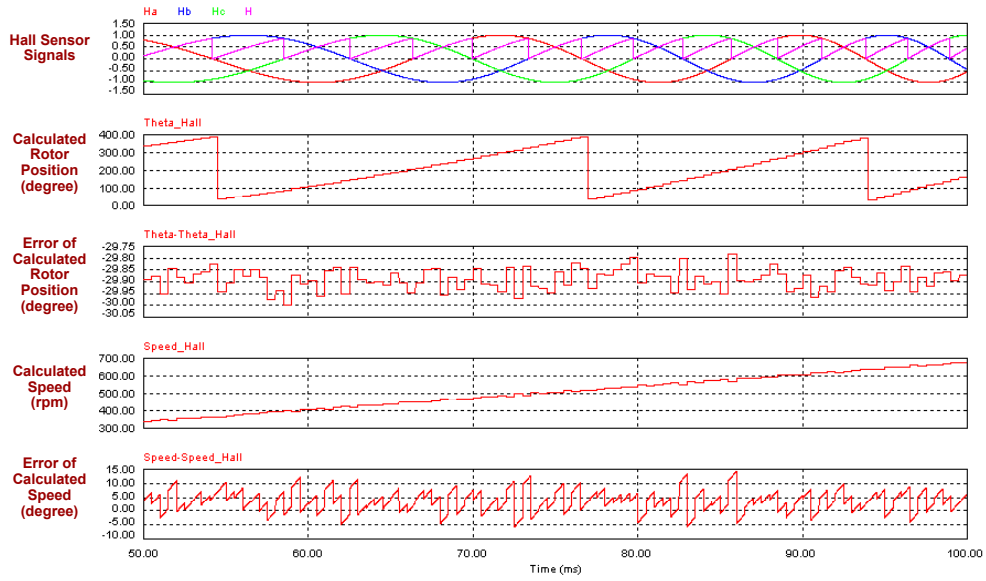
圖3.7 使用線性型霍爾感測器之永磁同步馬達伺服控制架構

### 3.4 模擬結果與分析

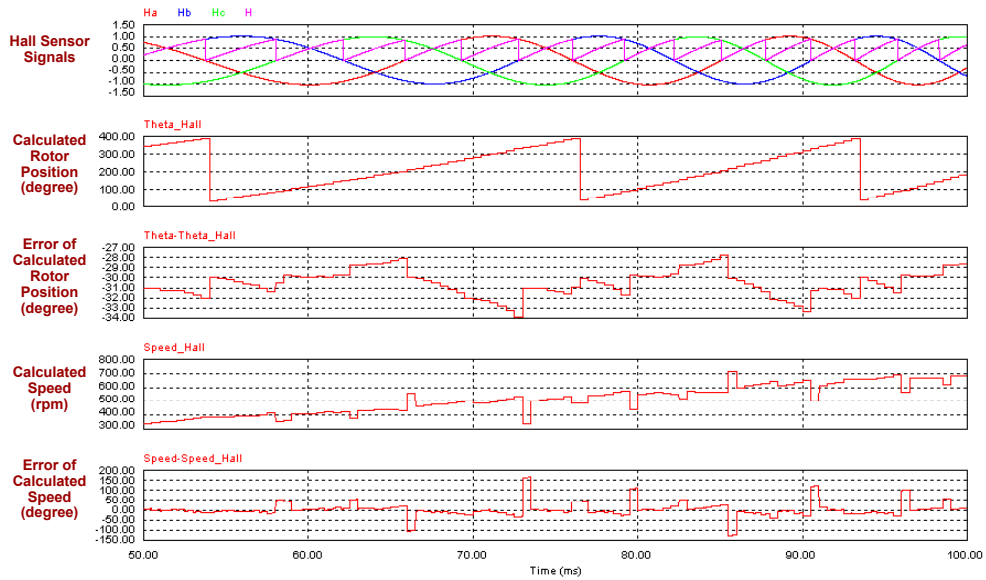
本節將以模擬的結果驗證前面所述，利用線性型霍爾感測器之永磁同步馬達伺服控制的方法。圖3.8為加速時轉子角度與轉速偵測的結果。假設霍爾感測器的訊號為三相平衡， $c$ 相的訊號可由 $a$ 相與 $b$ 相得到。由於量化誤差以及使用查表法的緣故，由圖3.8(a)轉子角度與轉速偵測的結果都會有一定程度的誤差，此誤差與數位類比轉換時的量化誤差、以及反正弦表的解析度和精確度有關。此外，另一個造成誤差的為因是非理想的霍爾感測器訊號。由於實際情況中霍爾感測器訊號會經過放大電路的處理，霍爾感測器訊號很可能發生三相的振幅不相同或直流偏移的情況，圖3.8(b)中 $H_a$ 的振幅為理想值的102%、 $H_b$ 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3.9為定轉速控制的模擬結果。馬達在低速運轉時，所需的電流較小，因此在圖3.9(a)中的電流波形僅能看到因開關切換所造成的電流漣波。圖3.9(b)的速度命令為5000 rpm，由圖中可發現計算得到轉速與實際轉速間有大約20 rpm的誤差，這是因為轉速的計算是將轉子角度變化量乘上一個倍數，此倍數因數位化的關係影響其精確度所造成的，在高速的時候會較明顯。圖3.10為對步階命令與斜波命令之速度控制響應圖，模擬系統的加速性能。

圖3.11為位置控制的模擬結果，對於16極的馬達而言，旋轉一圈即代表8個電機週期。觀察圖3.11(a)可發現，若位置命令為步階形式，馬達在到達定位目標後會先超越再反轉，最後在目標位置穩定。在圖3.11(b)中，當位置命令為斜波時，位置的響應與命令之間有一追隨誤差。

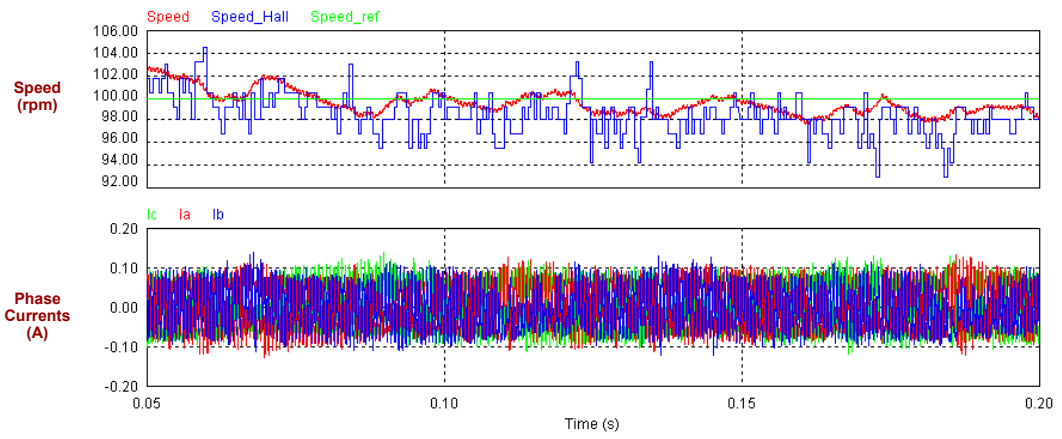


(a)

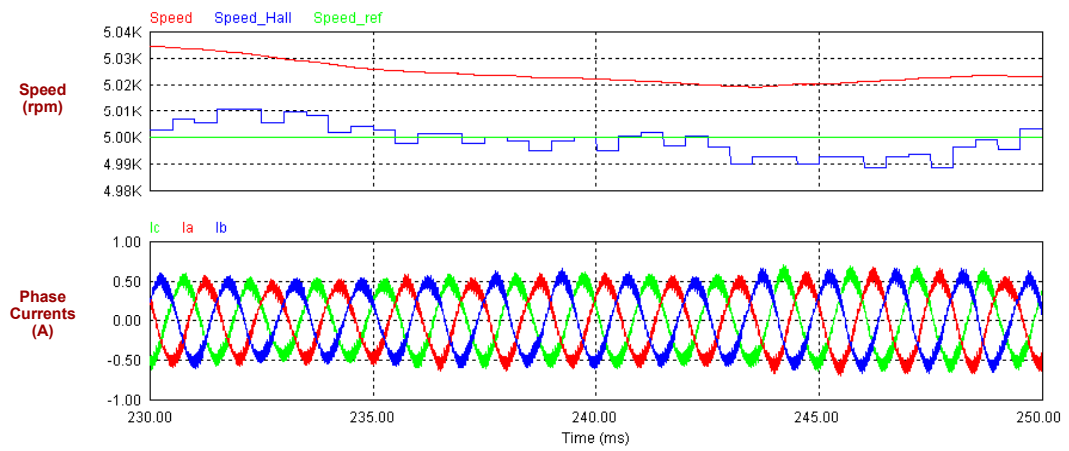


(b)

圖3.8 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

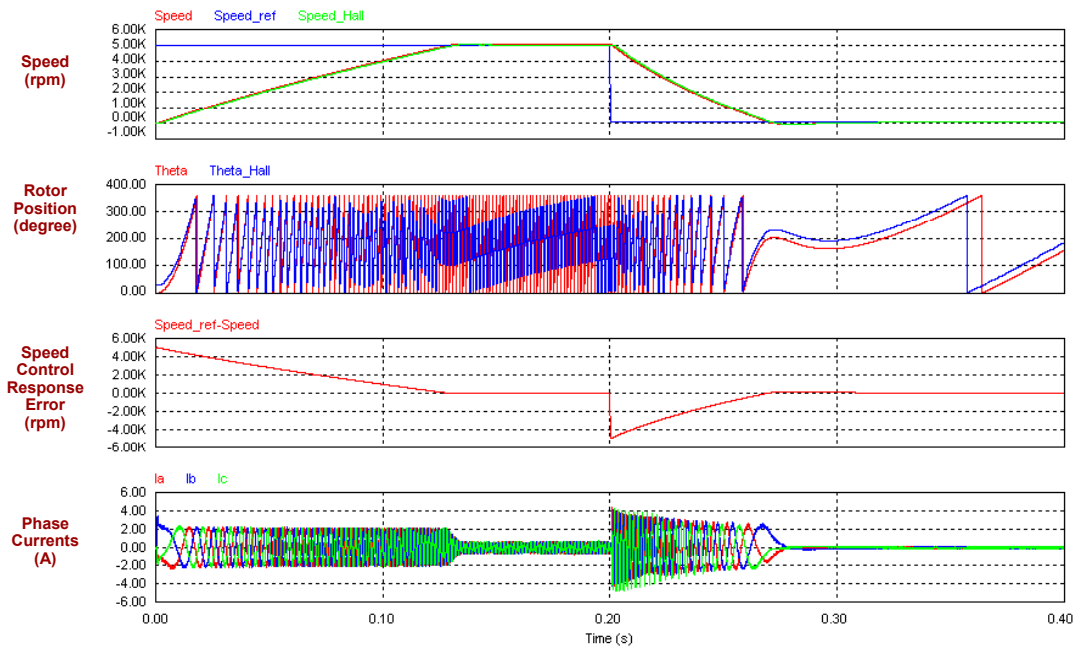


(a)

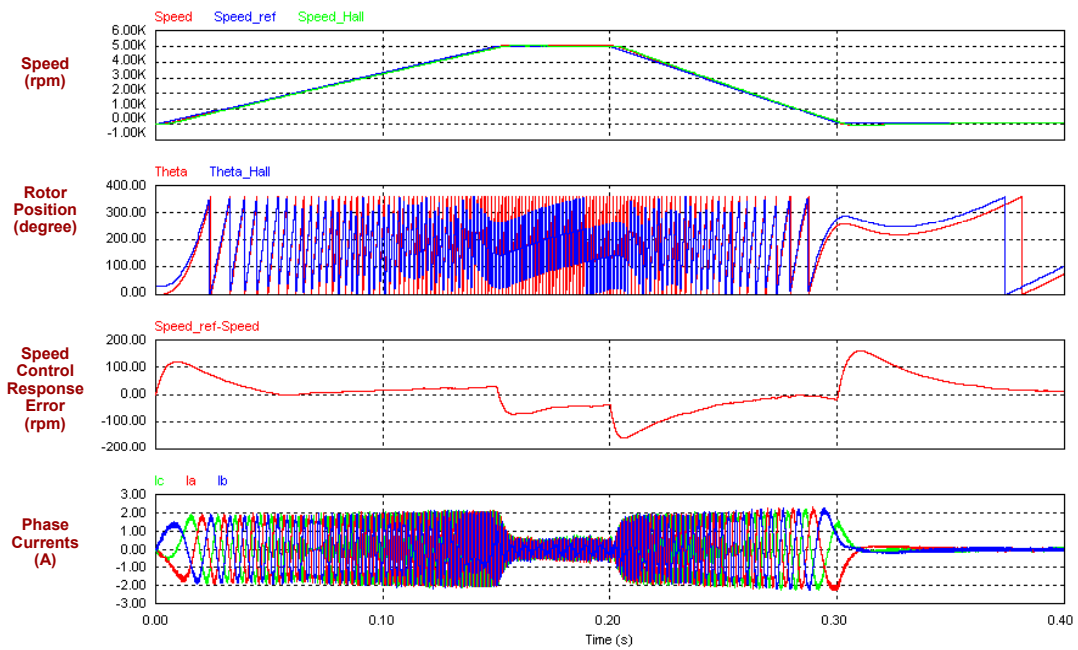


(b)

圖3.9 使用線性型霍爾感測器訊號之定轉速控制(a)100 rpm(b)5000 rpm

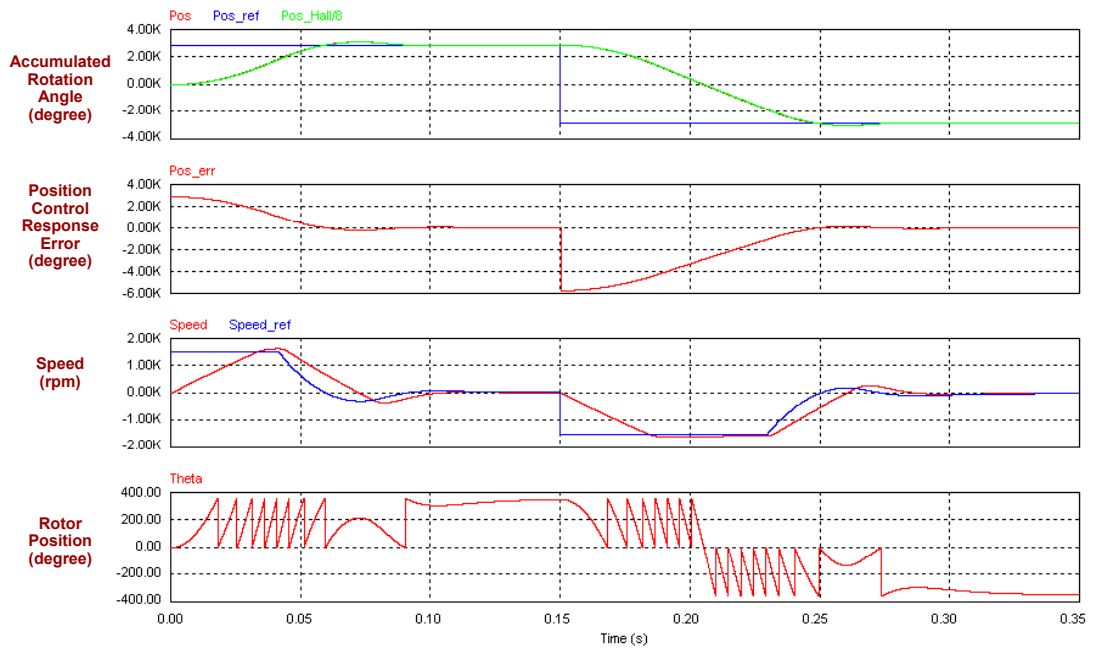


(a)

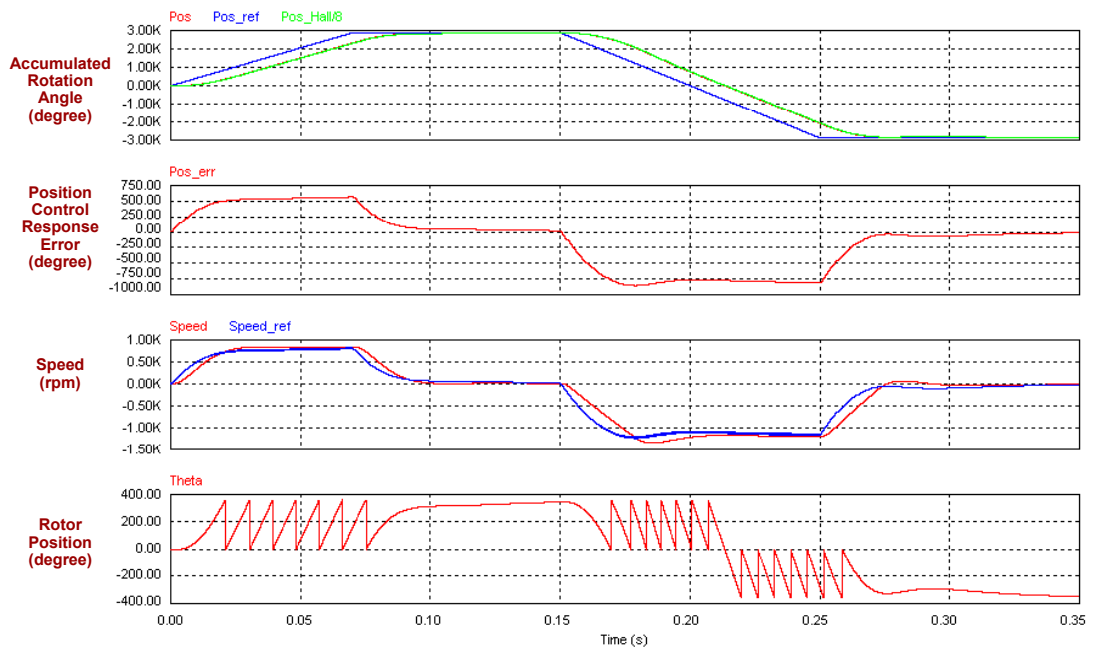


(b)

圖3.10 使用線性型霍爾感測器訊號速度控制響應，先加速至5000 rpm，再減速至100 rpm(a)步階命令(b)斜波命令



(a)



(b)

圖3.11 使用線性型霍爾感測器訊號位置控制響應圖，先正轉一圈再反轉兩圈(a)步階命令(b)斜波命令

## 第四章

# 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，回授電流與輸出電壓命令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。

### 4.1 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)：

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

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

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = K_E \omega_r \begin{bmatrix} e_{a1}(\theta_e) \\ e_{b1}(\theta_e) \\ e_{c1}(\theta_e) \end{bmatrix} = \frac{K_E}{P} \cdot \frac{d\theta_e}{dt} \begin{bmatrix} e_{a1}(\theta_e) \\ e_{b1}(\theta_e) \\ e_{c1}(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

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

$$\begin{bmatrix} e_{a1}(\theta_e) \\ e_{b1}(\theta_e) \\ e_{c1}(\theta_e) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e + 120^\circ) \\ \sin(\theta_e + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

將(4-2)代入(4-1)，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



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

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

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

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

$$\Delta \hat{\theta}_{ae} = \Delta \hat{\theta}_{be} = \Delta \hat{\theta}_{ce} = \Delta \hat{\theta}_e \quad (4-5)$$

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

然而，若使用(4-4)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，首先將(4-4)改寫成：

$$\Delta \hat{\theta}_{ea} \cdot e_{a1}(\hat{\theta}_e) e_{b1}(\hat{\theta}_e) = \frac{P}{K_E} \cdot [(v_a - R_s i_a) \cdot T_{est} - L_s \Delta i_a] \cdot e_{b1}(\hat{\theta}_e) = \frac{P}{K_E} \cdot \Delta \psi_a \cdot e_{b1}(\hat{\theta}_e) \quad (4-6a)$$

$$\Delta \hat{\theta}_{eb} \cdot e_{b1}(\hat{\theta}_e) e_{c1}(\hat{\theta}_e) = \frac{P}{K_E} \cdot [(v_b - R_s i_b) \cdot T_{est} - L_s \Delta i_b] \cdot e_{c1}(\hat{\theta}_e) = \frac{P}{K_E} \cdot \Delta \psi_b \cdot e_{c1}(\hat{\theta}_e) \quad (4-6b)$$

$$\Delta \hat{\theta}_{ec} \cdot e_{c1}(\hat{\theta}_e) e_{a1}(\hat{\theta}_e) = \frac{P}{K_E} \cdot [(v_c - R_s i_c) \cdot T_{est} - L_s \Delta i_c] \cdot e_{a1}(\hat{\theta}_e) = \frac{P}{K_E} \cdot \Delta \psi_c \cdot e_{a1}(\hat{\theta}_e) \quad (4-6c)$$

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

$$e_{a1} e_{b1} + e_{b1} e_{c1} + e_{c1} e_{a1} = -0.75 \quad (4-7)$$

將(4-6)三式相加並根據(4-8)，經過一些運算後可推導得轉子角度變化量為

$$\Delta \hat{\theta}_e = \frac{P}{-0.75 K_E} \cdot [\Delta \psi_a e_{b1}(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_b e_{c1}(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_c e_{a1}(\hat{\theta}_e)] \quad (4-8)$$

將上式的結果累加可估測轉子位置  $\hat{\theta}_e$ ：

$$\hat{\theta}_e(k) = \hat{\theta}_e(k-1) + \Delta \hat{\theta}_e(k) \quad (4-9)$$

圖4.1為此無感測轉子角度估測方法的方塊圖[17]，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[18]-[19]。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。

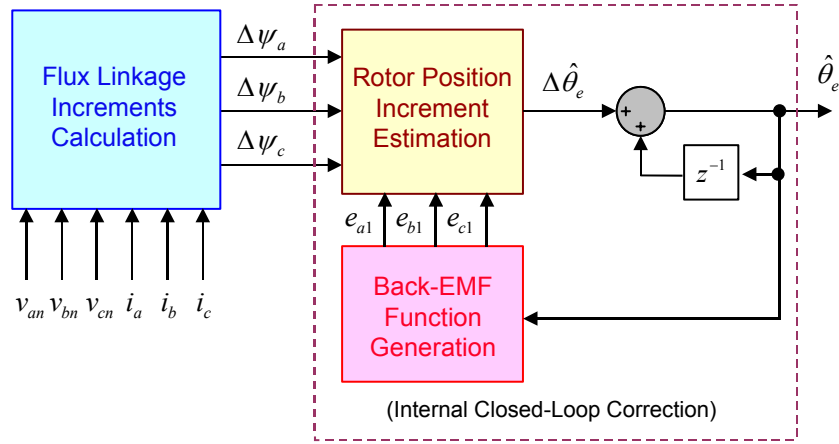


圖4.1 無感測轉子角度估測演算法方塊圖

## 4.2 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

$$\begin{bmatrix} \Delta\psi_a(k) \\ \Delta\psi_b(k) \\ \Delta\psi_c(k) \end{bmatrix} = T_{est} E \begin{bmatrix} \sin(\theta_e(k)) \\ \sin(\theta_e(k) - 120^\circ) \\ \sin(\theta_e(k) + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (4-10)$$

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  $\theta_{err}(k)$ ：

$$\hat{\theta}_e(k) = \theta_e(k) + \theta_{err}(k) \quad (4-11)$$

將(4-10)與(4-11)代入(4-8)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：

$$\begin{aligned} \Delta\hat{\theta}_e(k) &= \frac{2PT_{est}E}{K_E} \sin(30^\circ + \theta_{err}(k)) \\ &= \Delta\theta_e \cdot 2\sin(30^\circ + \theta_{err}(k)) \\ &= \beta_t(k) \cdot \Delta\theta_e \end{aligned} \quad (4-12)$$

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4.2為  $\beta_t$  與  $\theta_{err}$  的關係曲線圖[18]。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， $\beta_t$  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4.3為估測誤差的收斂軌跡，圖4.3(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4.3(b)與4.3(c)， $\theta_{err}$  約在半個馬達的電機週期內可收斂至  $0^\circ$  或  $360^\circ$ 。

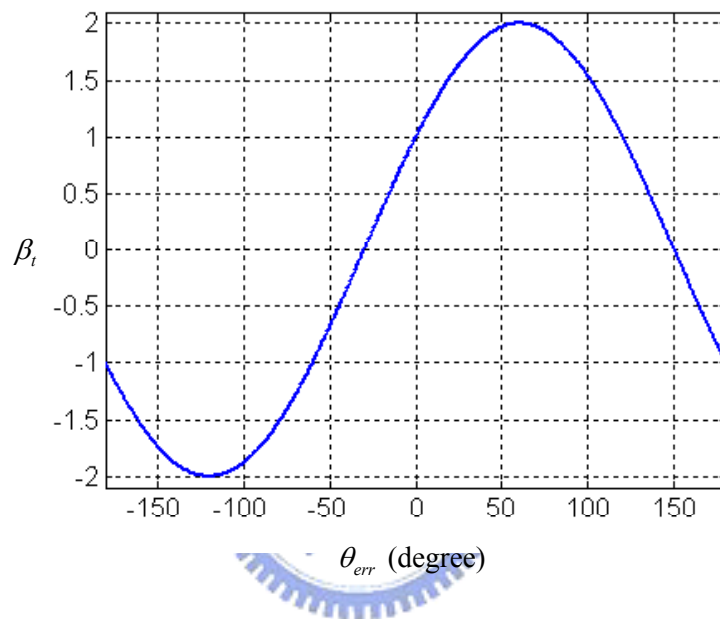


圖4.2 估測與實際角度變化量的比值對估測誤差的關係曲線圖

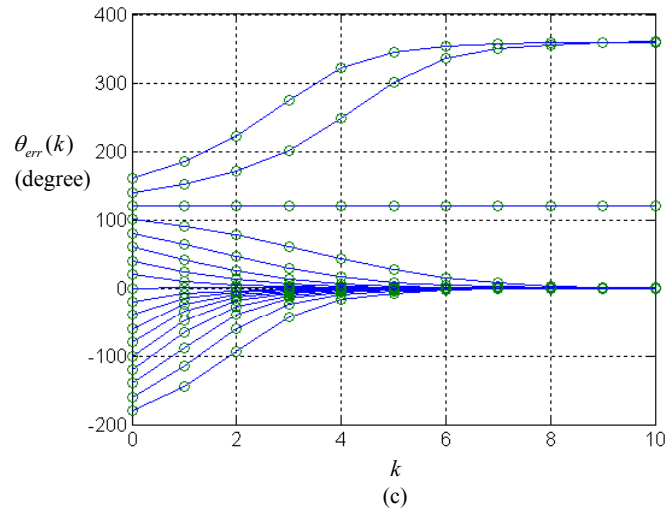
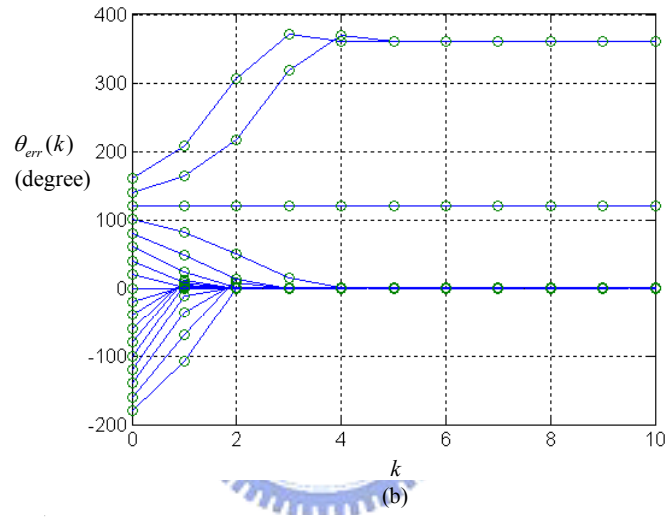
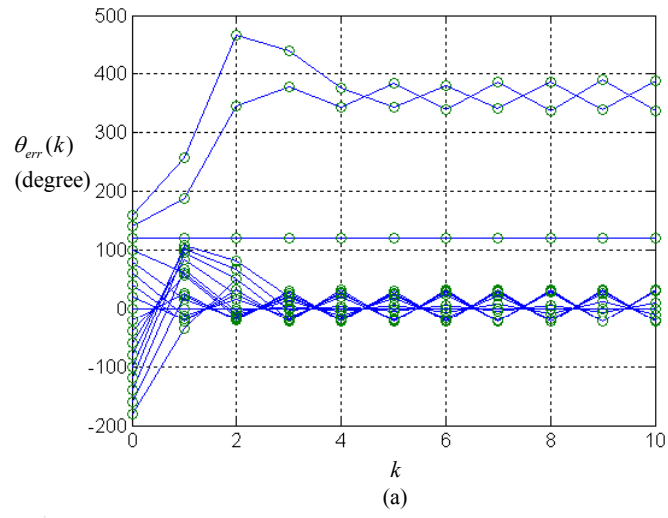


圖4.3 轉子角度估測誤差的收斂軌跡(a)取樣頻率為馬達電機頻率的5倍(b)取樣頻率為馬達電機頻率的10倍(c)取樣頻率為馬達電機頻率的20倍

### 4.3 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[19]。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。

#### 4.3.1 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

$$K_E = \alpha_K \hat{K}_E \quad (4-13)$$

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(4-13)代入(4-8)式可導出轉子角度變化量的估測結果為：

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\theta}_e &= \frac{2PT_{est}E}{\hat{K}_E} \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) \\ &= \frac{2PT_{est}E}{K_E / \alpha_K} \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) \\ &= \Delta \theta_e \cdot 2\alpha_K \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) \end{aligned} \quad (4-14)$$

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。根據前一節的分析，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(4-14)的等式成立。由(4-14)可推導出  $\bar{\theta}_{err}$  與  $\alpha_K$  的關係為

$$\bar{\theta}_{err} = \sin^{-1}\left(\frac{1}{2\alpha_K}\right) - 30^\circ \quad (4-15)$$

若  $\alpha_K$  小於0.5，(4-15)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4.4，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4.5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。

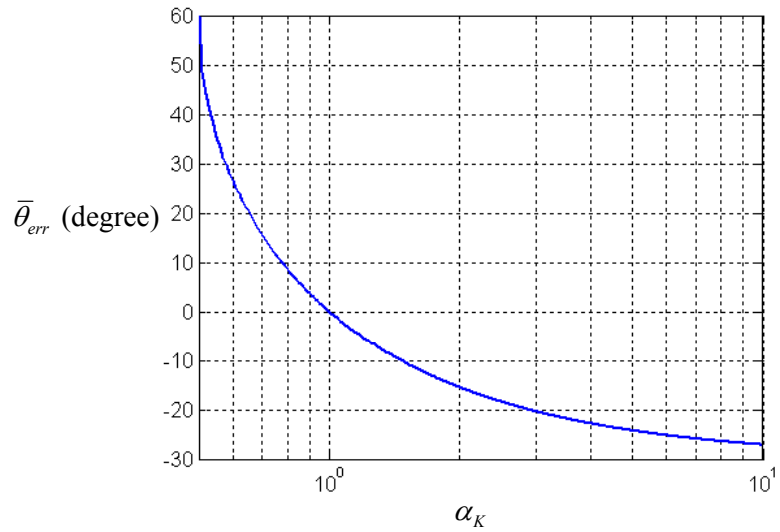


圖4.4 反抗電動勢常數不準確對轉子角度估測誤差的關係曲線

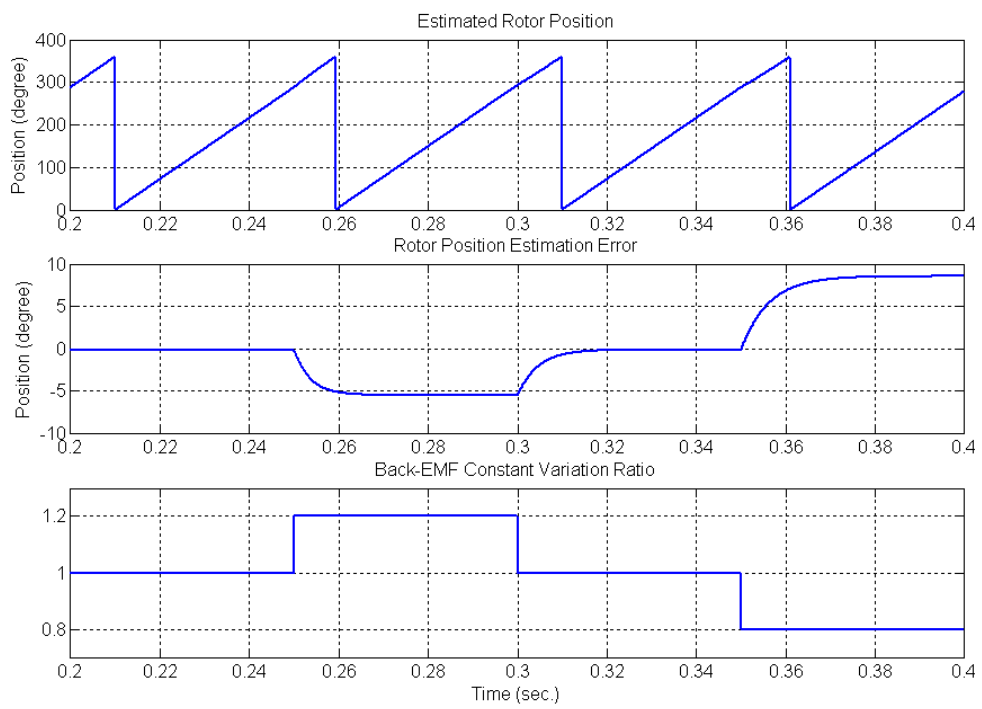


圖4.5 反抗電動勢常數不準確對轉子角度估測的影響

### 4.3.2 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

$$R_s = \hat{R}_s + \Delta R_s \quad (4-16)$$

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

$$\begin{aligned} \Delta \psi_a &= (v_{an} - R_s i_a) T_{est} - L_s \Delta i_a \\ &= (v_{an} - \hat{R}_s i_a) T_{est} - L_s \Delta i_a - \Delta R_s i_a T_{est} \end{aligned} \quad (4-17)$$

$\Delta \psi_b$ 、 $\Delta \psi_c$  的結果與(4-16)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(4-8)與(4-17)可推導出轉子角度變化量的估測結果為

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\theta}_e &= \frac{2PT_{est}(E + \Delta R_s I)}{K_E} \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) \\ &= \frac{2PT_{est}E}{K_E} \cdot \frac{E + \Delta R_s I}{E} \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) \\ &= \Delta \theta_e \cdot 2 \left( 1 + \frac{\Delta R_s I}{E} \right) \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) \\ &= \Delta \theta_e \cdot 2(1 + \alpha_R) \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) \end{aligned} \quad (4-18)$$

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(4-18)的等式成立。由(4-18)可得到  $\bar{\theta}_{err}$  與  $\alpha_R$  的關係為：

$$\bar{\theta}_{err} = \sin^{-1} \left( \frac{1}{2(1 + \alpha_R)} \right) - 30^\circ \quad (4-19)$$

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，必須考量定子線圈電阻實際值與標稱值之間的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。圖4.6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4.7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。



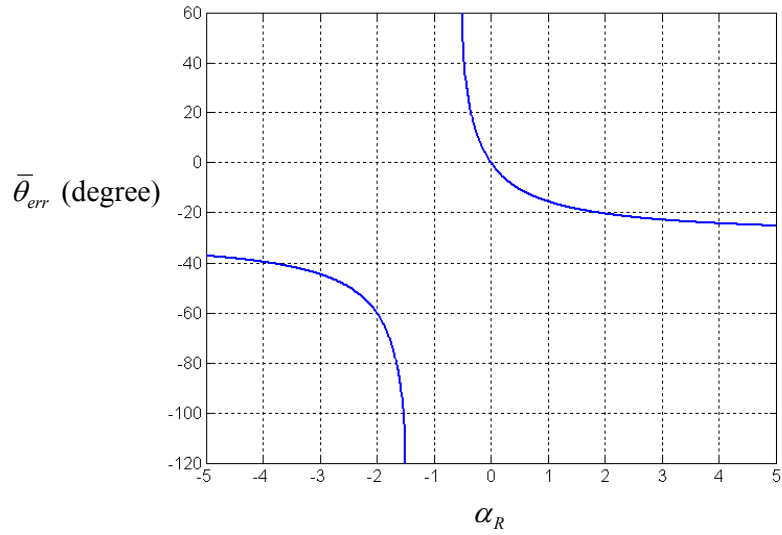


圖4.6 標稱定子線圈電阻誤差對應的電壓降與反抗電動勢之比對轉子角度估測誤差的關係曲線

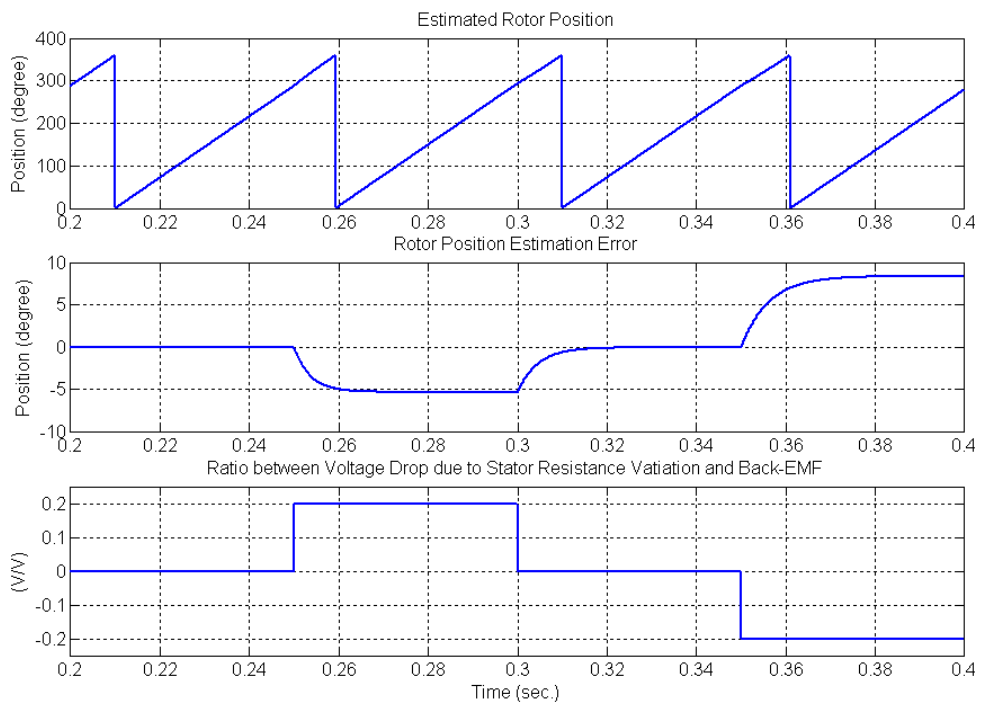


圖4.7 標稱定子線圈電阻誤差所對應的電壓降為反抗電動勢的20%時對轉子角度估測的影響

### 4.3.3 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

$$L_s = \hat{L}_s + \Delta L_s \quad (4-20)$$

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

$$\begin{aligned} \Delta \psi_a &= (v_{an} - R_s i_a) T_{est} - L_s \Delta i_a \\ &= (v_{an} - \hat{R}_s i_a) T_{est} - L_s \Delta i_a - \Delta L_s i_a \end{aligned} \quad (4-21)$$

$\Delta \psi_b$ 、 $\Delta \psi_c$  的推導與(4-23)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(4-8)與(4-21)可導出轉子角度變化量的估測結果：

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\theta}_e &= \frac{2PT_{est}}{K_E} \left[ E \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \Delta L_s IP \omega_r \cos(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) \right] \\ &= \frac{2PT_{est} E}{K_E} \cdot \frac{E \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \Delta L_s IP \omega_r \cos(30^\circ + \bar{\theta}_{err})}{E} \\ &= \Delta \theta_e \cdot \frac{2E \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + 2\Delta L_s IP \omega_r \cos(30^\circ + \bar{\theta}_{err})}{E} \\ &= \Delta \theta_e \cdot 2 \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + 2\alpha_L \cos(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) \end{aligned} \quad (4-22)$$

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(4-22)的等式成立。由(4-22)可得到  $\bar{\theta}_{err}$  與  $\alpha_L$  的關係為：

$$\bar{\theta}_{err} = \sin^{-1} \left( \frac{1}{2\sqrt{1+\alpha_L^2}} \right) - \tan^{-1}(\alpha_L) - 30^\circ \quad (4-23)$$

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，定子線圈電阻實際值與標稱值之間的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。圖4.8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4.9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。

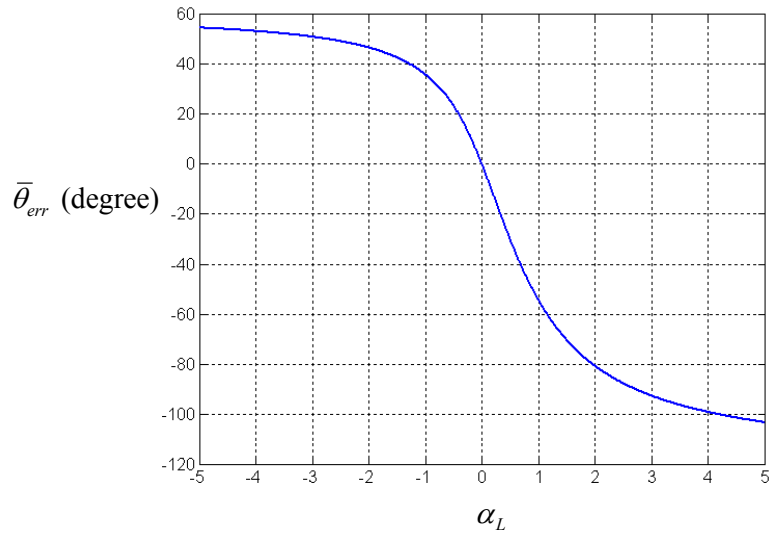


圖4.8 標稱定子線圈電感誤差對應的電壓降峰值與反抗電動勢峰值之比對轉子角度估測誤差的關係曲線圖

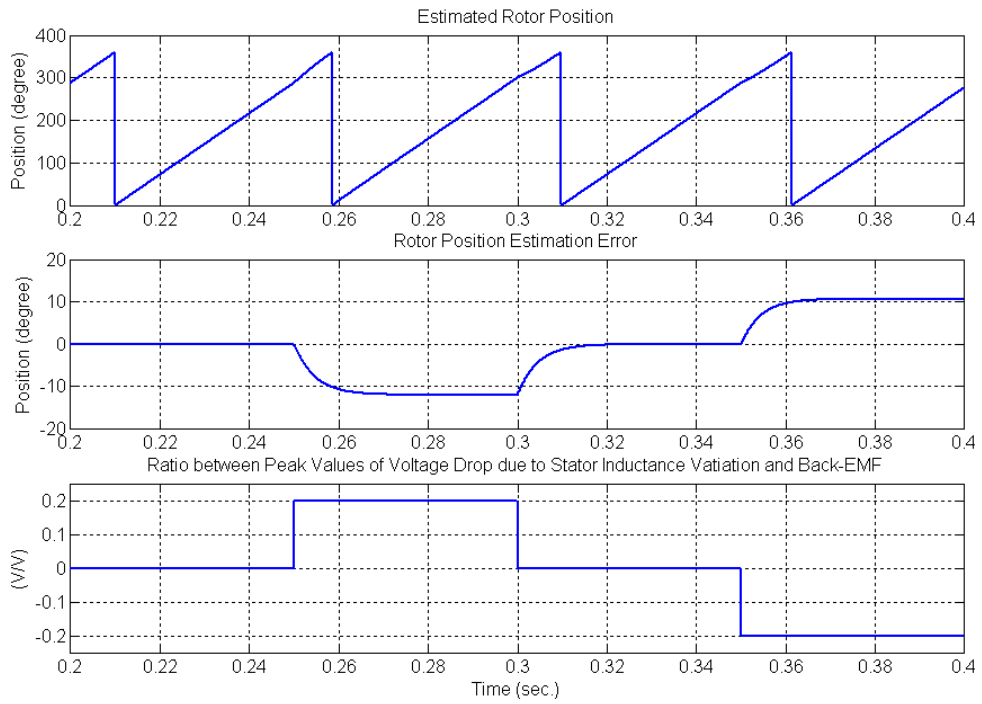


圖4.9 標稱定子線圈電感誤差所對應的電壓降峰值為反抗電動勢峰值的20%時對轉子角度估測的影響

#### 4.3.4 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  $V_{offset}$ ：

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{an} + V_{offset} \\ \hat{v}_{bn} + V_{offset} \\ \hat{v}_{cn} + V_{offset} \end{bmatrix} \quad (4-24)$$

將上式代入(4-8)可得到轉子角度變化量的估測結果為

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\theta}_e &= \frac{2PT_{est}}{K_E} \cdot \left[ E \sin(\bar{\theta}_{err} + 30^\circ) + \frac{V_{offset}}{0.75} \cdot (e_{a1}(\hat{\theta}_e) + e_{b1}(\hat{\theta}_e) + e_{c1}(\hat{\theta}_e)) \right] \\ &= \Delta \theta_e \cdot \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) \end{aligned} \quad (4-25)$$

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(4-25)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4.10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，即時三相有等量的的直流偏移誤差，轉子角度估測誤差仍維持不變。

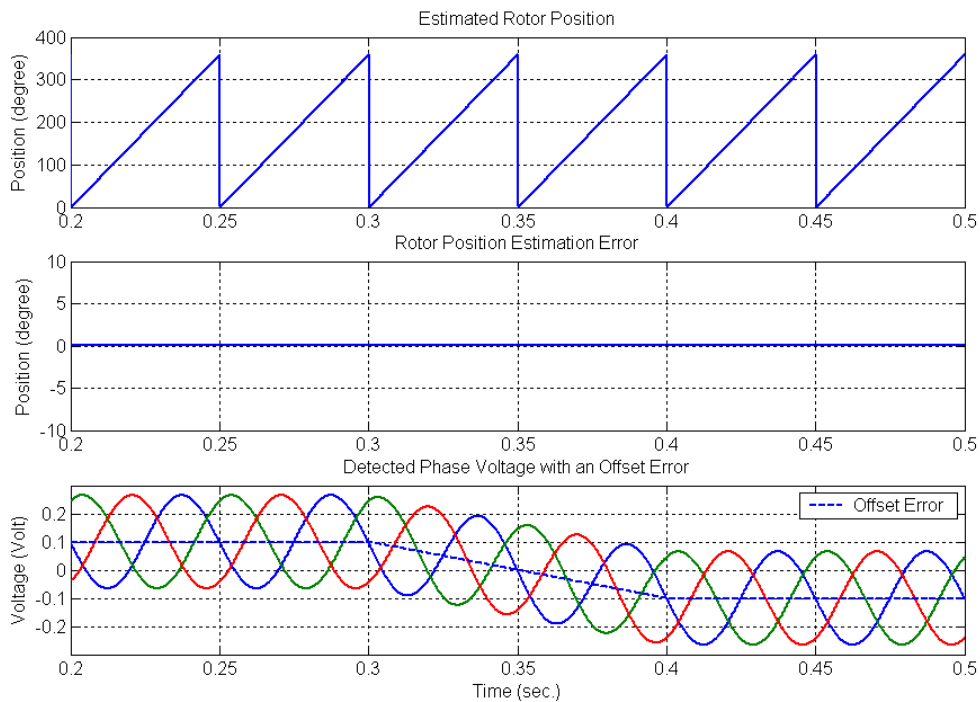


圖4.10 三相電壓回授訊號有直流偏移誤差對轉子角度估測的影響

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

$$\begin{bmatrix} \Delta\psi_a \\ \Delta\psi_b \\ \Delta\psi_c \end{bmatrix} = \alpha_{\Delta\psi} \begin{bmatrix} \Delta\hat{\psi}_a \\ \Delta\hat{\psi}_b \\ \Delta\hat{\psi}_c \end{bmatrix} \quad (4-26)$$

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(4-8)與(4-26)可推得

$$\Delta\hat{\theta}_e = \frac{2PT_{est}E}{K_E} \cdot \alpha_{\Delta\psi} \sin(30^\circ + \theta_{err}) \quad (4-27)$$

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

$$\begin{bmatrix} \Delta\hat{\psi}_a \\ \Delta\hat{\psi}_b \\ \Delta\hat{\psi}_c \end{bmatrix} = T_{est} E \begin{bmatrix} \sin(\theta_e - \theta_{\Delta\psi}) \\ \sin(\theta_e - \theta_{\Delta\psi} - 120^\circ) \\ \sin(\theta_e - \theta_{\Delta\psi} + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (4-28)$$

由(4-8)與(4-28)可推得

$$\Delta\hat{\theta}_e = \frac{P}{K_E} \cdot T_{est} E \cdot 2 \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err} - \theta_{\Delta\psi}) \quad (4-29)$$

因此在穩態時

$$\bar{\theta}_{err} = \theta_{\Delta\psi} \quad (4-30)$$

圖4.11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(4-30)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。

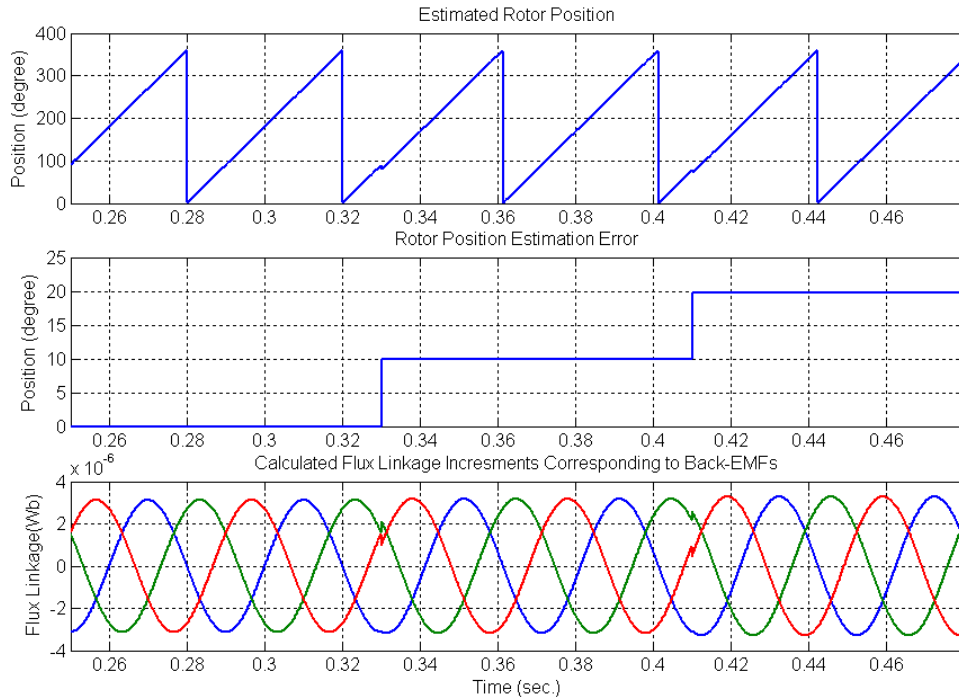


圖4.11 磁通鏈增量的相位誤差對估測結果的影響

#### 4.3.5 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。以下三式利用(4-6)與(4-8)分別推導 $\Delta\hat{\psi}_a$ 單獨發生振幅誤差、直流偏移誤差與相位誤差時的轉子角度估測結果：

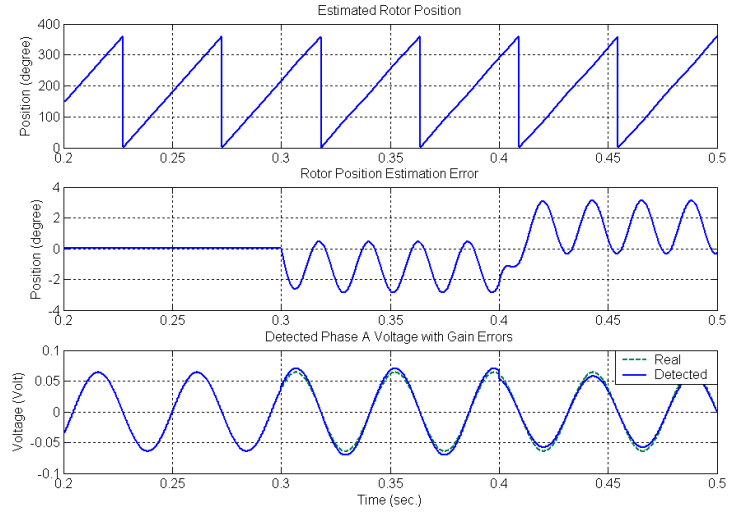
$$\begin{aligned} \Delta\hat{\theta}_e &= \frac{P}{-0.75K_E} \cdot \left[ (1+\delta_a)\Delta\psi_a e_{b1}(\hat{\theta}_e) + \Delta\psi_b e_{c1}(\hat{\theta}_e) + \Delta\psi_c e_{a1}(\hat{\theta}_e) \right] \\ &= \frac{PT_{est}E}{K_E} \left[ 2\sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \frac{\delta_a}{1.5}\sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) - \frac{\delta_a}{1.5}\cos(2\theta_e - \bar{\theta}_{err} - 120^\circ) \right] \quad (4-31) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\Delta \hat{\theta}_e &= \frac{P}{-0.75K_E} \cdot \left[ \Delta \hat{\psi}_a e_{b1}(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_b e_{c1}(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_c e_{a1}(\hat{\theta}_e) \right] \\
&= \frac{PT_{est}E}{1.5K_E} \left[ \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err} + \theta_{\Delta\psi}) + \cos(2\theta_e - \bar{\theta}_{err} - 120^\circ + \theta_{\Delta\psi}) \right. \\
&\quad \left. + \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \cos(2\theta_e - \bar{\theta}_{err}) \right. \\
&\quad \left. + \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \cos(2\theta_e - \bar{\theta}_{err} + 120^\circ) \right] \\
&= \frac{PT_{est}E}{1.5K_E} \left[ 2 \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err} + \theta_{\Delta\psi}) \right. \\
&\quad \left. - \cos(2\theta_e - \bar{\theta}_{err} - 120^\circ) + \cos(2\theta_e - \bar{\theta}_{err} - 120^\circ + \theta_{\Delta\psi}) \right] \quad (4-32)
\end{aligned}$$

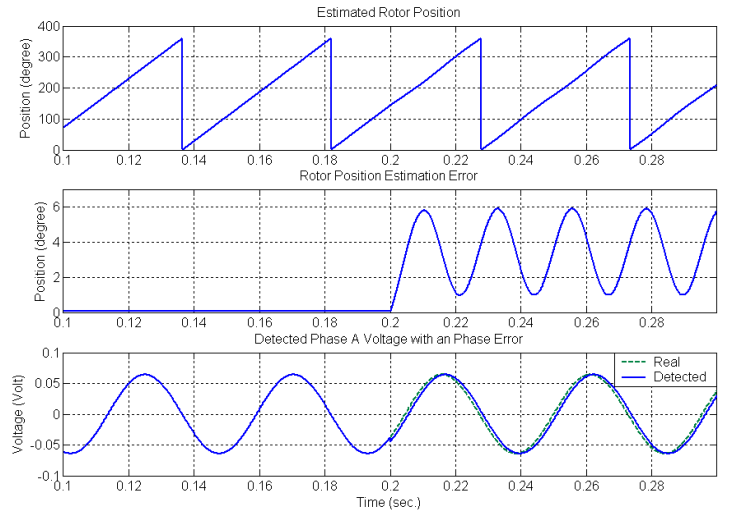
$$\begin{aligned}
\Delta \hat{\theta}_e &= \frac{P}{-0.75K_E} \cdot \left[ (\Delta \psi_a + \delta_o) e_{b1}(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_b e_{c1}(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_c e_{a1}(\hat{\theta}_e) \right] \\
&= \frac{PT_{est}E}{K_E} \left[ 2 \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) - \frac{\delta_o}{0.75} \sin(\theta_e - \bar{\theta}_{err} - 120^\circ) \right] \quad (4-33)
\end{aligned}$$

其中的  $\delta_a$  為  $\Delta \hat{\psi}_a$  振幅誤差的比例， $\delta_o$  為  $\Delta \hat{\psi}_a$  的直流偏移誤差， $\theta_{\Delta\psi}$  為  $\Delta \hat{\psi}_a$  的相位誤差。觀察以上三式可知，若  $\Delta \hat{\psi}_a$  有振幅的誤差或相位誤差，角度估測結果在穩態會有一常數誤差以及以兩倍於馬達電機頻率振盪的誤差；若  $\Delta \hat{\psi}_a$  有一直流偏移誤差，角度估測結果在穩態會有一常數誤差以及與馬達電機頻率相同的振盪誤差。圖4.12分別為a相電壓感測訊號有振幅誤差、相位落後與直流偏移誤差時的轉子角度估測模擬。

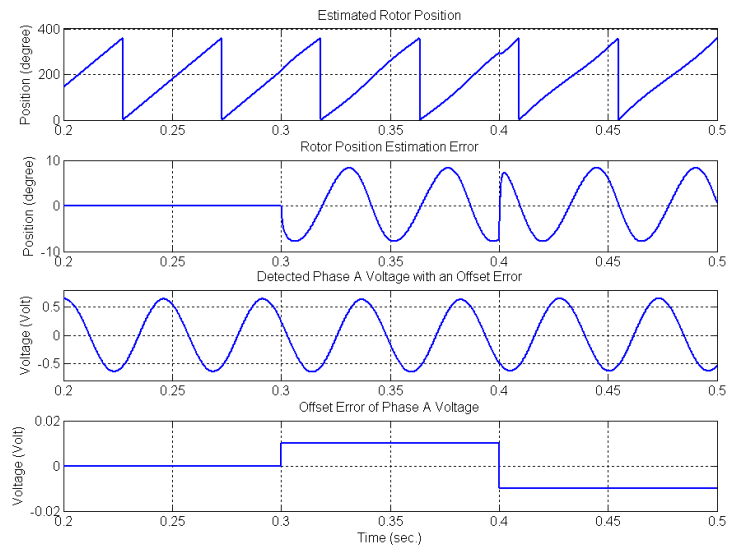




(a)



(b)



(c)

圖4.12 三相不對稱誤差對轉子角度估測的影響(a)單相電壓感測振幅誤差(b)單相電壓感測相位誤差(c)單相電壓感測直流偏移誤差

#### 4.4 馬達反轉時的無感測演算法

由於馬達的轉子在同一角度時反轉的反抗電動勢與正轉的反抗電動勢相差 $180^\circ$ ，對應於反抗電動勢的磁通鏈增量亦會差 $180^\circ$ ， $\beta_i$ 與 $\theta_{err}$ 的關係曲線在反轉時並無不同。但因反轉時的轉子角度增量為負， $\theta_{err}$ 為正時 $\beta_i$ 應小於1， $\theta_{err}$ 為負時 $\beta_i$ 應大於1，如此才能使誤差最終收斂至 $0^\circ$ ，因此若在反轉時仍使用(4-8)估測轉子角度的變化量，圖4.2的 $\beta_i$ 與 $\theta_{err}$ 關係曲線 $\theta_{err}$ 等於 $0^\circ$ 時反而成為不穩定平衡點，當 $\theta_{err}$ 在 $0^\circ$ 到 $180^\circ$ 的範圍之內，會往 $120^\circ$ 的收斂；若 $\theta_{err}$ 在 $-180^\circ$ 到 $0^\circ$ 之間，最後會收斂在 $-240^\circ$ 。

為了使馬達反轉時的轉子角度估測誤差能收斂至 $0^\circ$ 須將圖4.2的曲線向左移，因此將馬達反轉時的無感測演算法由(4-8)改為

$$\Delta \hat{\theta}_e = \frac{P}{-0.75K_E} \cdot \left[ \Delta \psi_a e_{c1}(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_b e_{a1}(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_c e_{b1}(\hat{\theta}_e) \right] \quad (4-34)$$

則估測角度變化量與誤差的關係變成：

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\theta}_e(k) &= \frac{2PT_{est}E}{K_E} \sin(150^\circ + \theta_{err}(k)) \\ &= \Delta \theta_e \cdot 2 \sin(150^\circ + \theta_{err}(k)) \\ &= \beta_i(k) \cdot \Delta \theta_e \end{aligned} \quad (4-35)$$

圖4.13為根據上式所繪出估測與實際角度變化量的比值對估測誤差的關係曲線。圖4.14顯示馬達反轉時，使用(4-8)或(4-34)所得到估測結果的差異

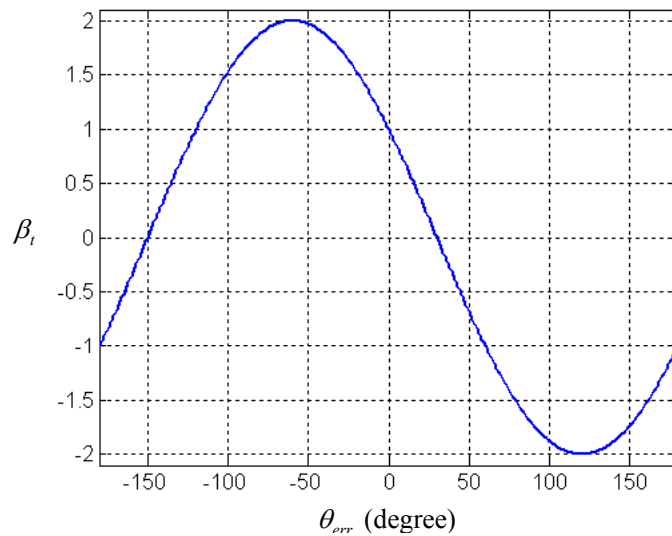


圖4.13 反轉時的估測與實際角度變化量的比值對估測誤差的關係曲線圖

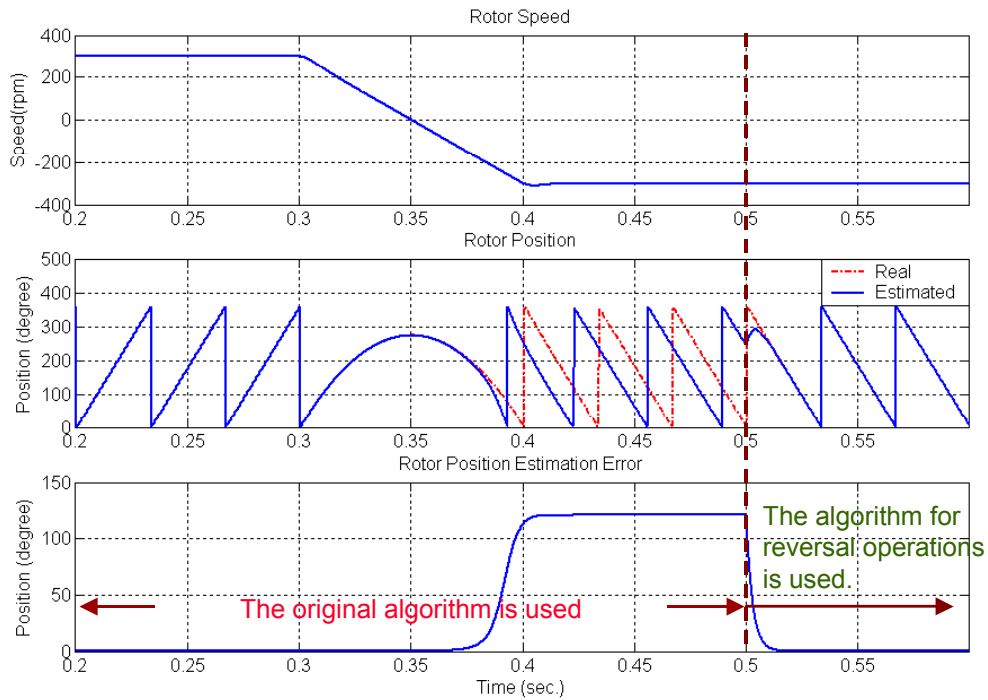


圖4.14 馬達反轉時演算法修正前後的轉子角度估測結果

## 4.5 模擬結果分析

圖4.15為永磁馬達無感測速度控制的方塊圖。控制的架構與第三章中的架構相同，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 $\hat{\theta}_e$ 的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4.16與4.17分別為無感測速度控制對於由低速(300 rpm)至高速(3000 rpm)的斜波命令與步階命令的模擬結果，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。無感測正反轉速度控制的模擬如圖4.18，即使馬達的轉速跨越零點，無感測控制仍然能維持正常工作。圖4.19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[18]。

本節的模擬結果雖然顯示此無感測演算法能有效的估測轉子角度與轉速，且不需

使用其它的方法即可啟動，但由圖4.16至4.18可以看到角度與轉速估測有明顯的誤差。下一章將針對本章的演算法提出改善的方法，使轉子角度與轉速都能有較佳的估測效能。

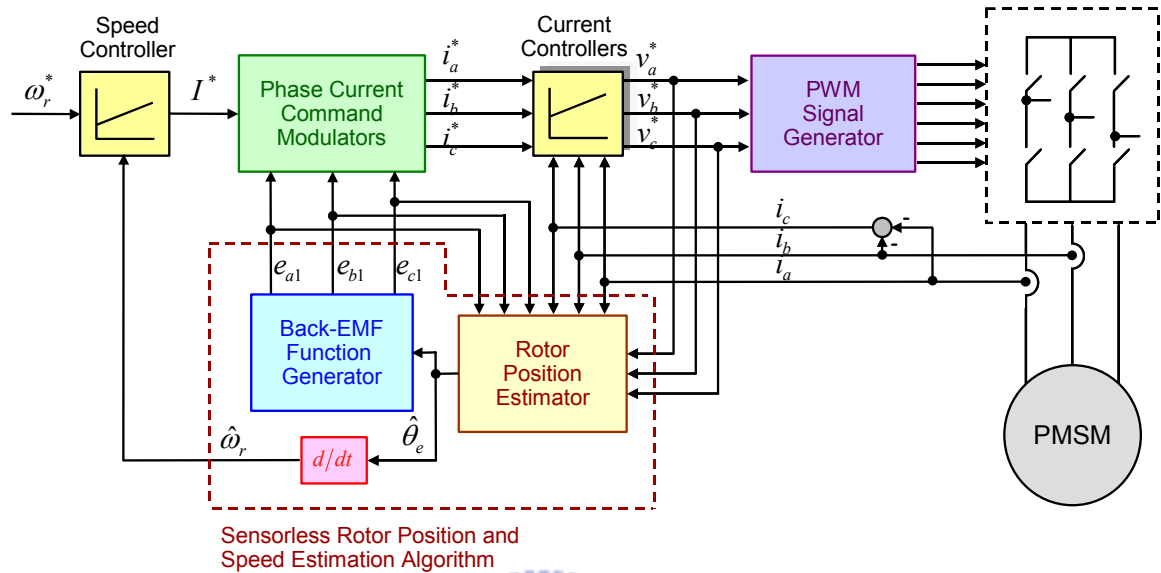


圖4.15 無感測速度控制的系統架構方塊圖

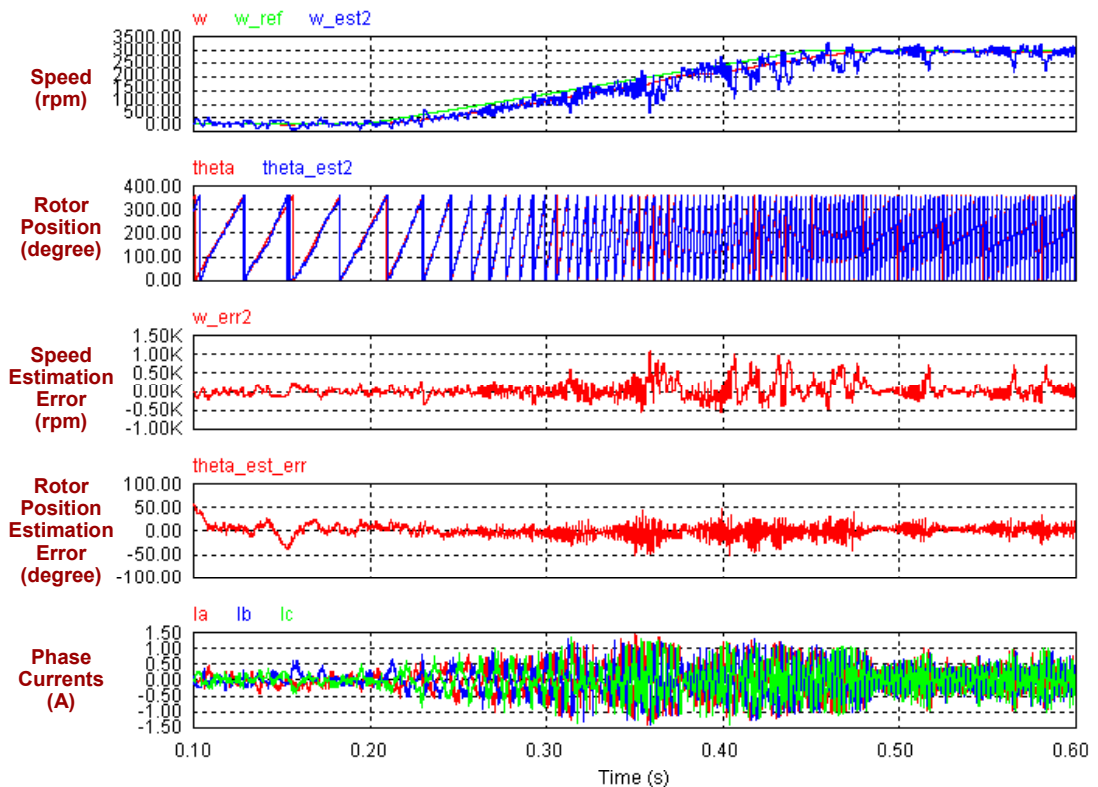


圖4.16 由低速至高速斜坡命令無感測速度控制

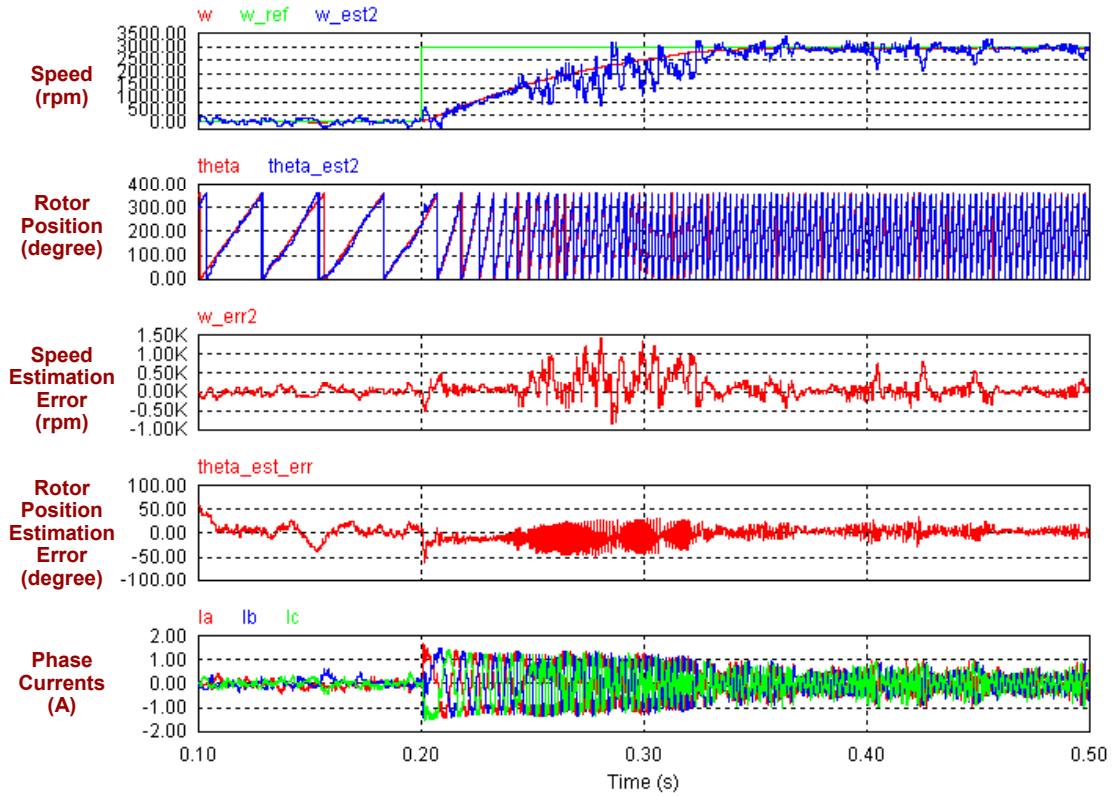


圖4.17 由低速至高速步階命令無感測速度控制

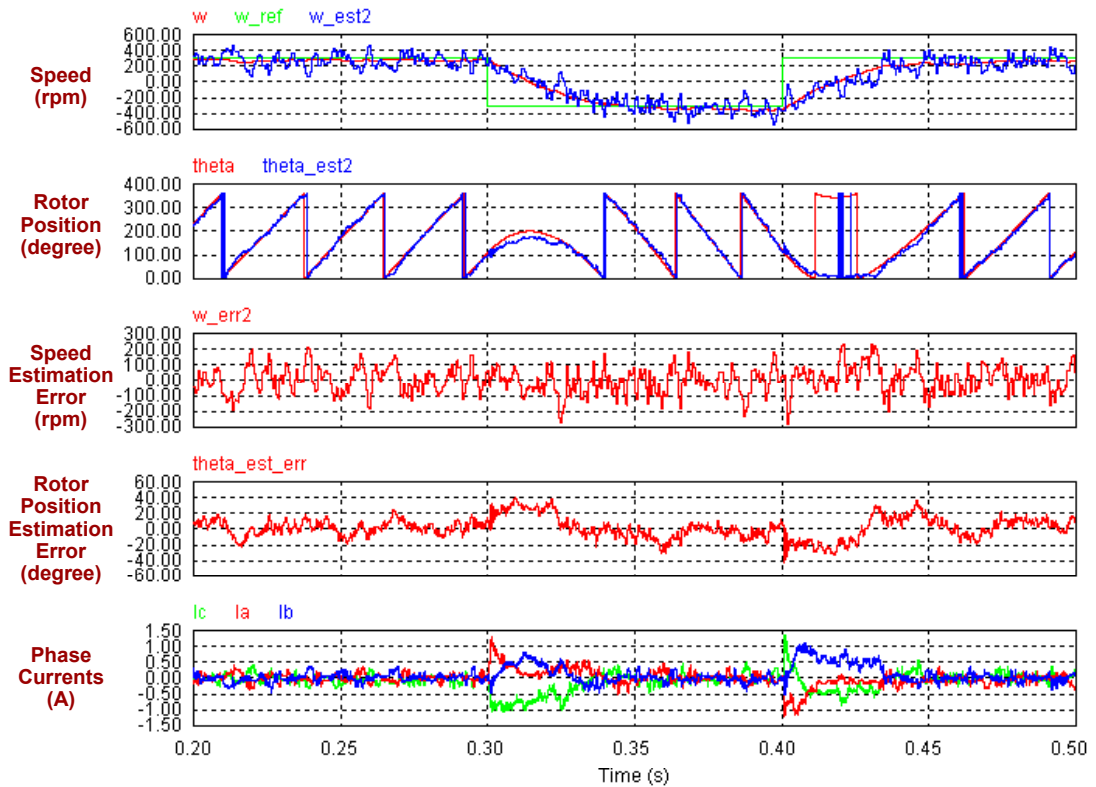


圖4.18 無感測正反轉速度控制

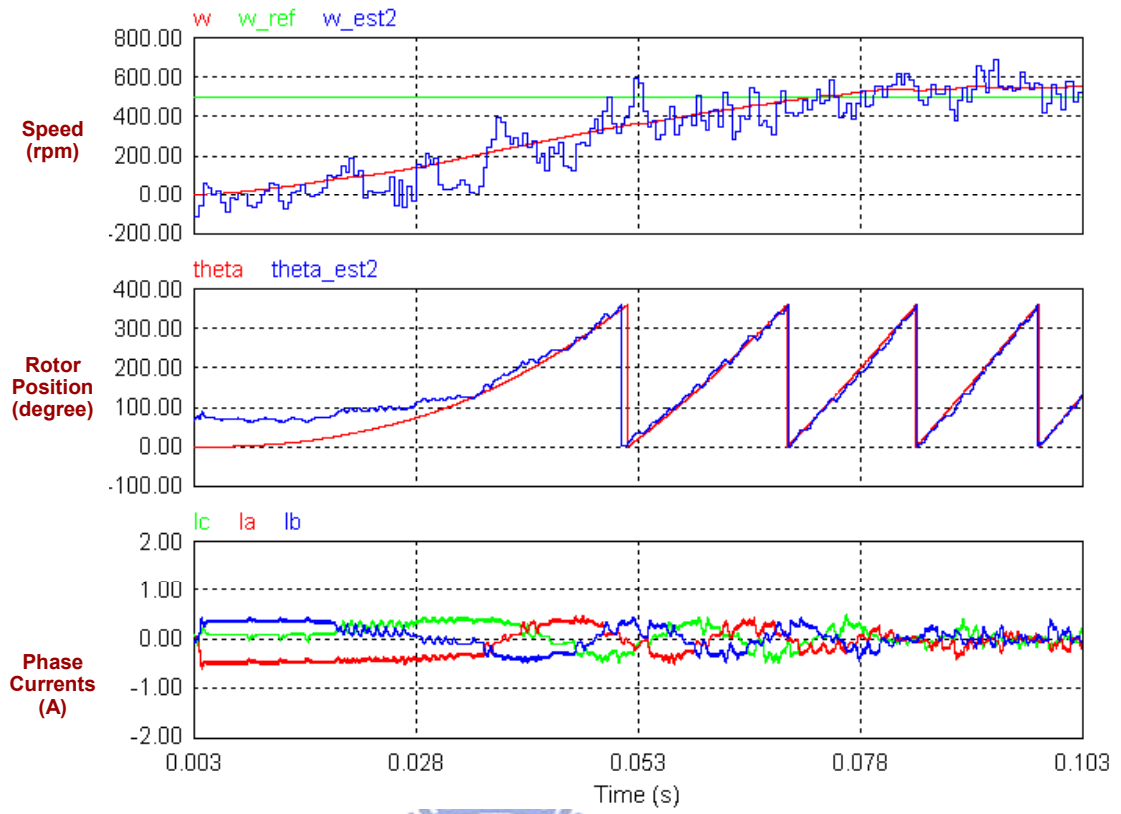


圖4.19 無感測啟動，由靜止到500 rpm



## 第五章

### 無感測控制演算法的效能增進

由前一章的討論可知，此一無感測轉子角度估測的方法，對於回授訊號的雜訊或數位化運算的量化誤差等動態所造成的暫時性角度估測誤差，具有閉迴路修正的機制，使誤差能漸漸收斂；而馬達參數與回授訊號的靜態誤差則會使得角度估測的結果產生持續性的誤差，包括以馬達電機頻率振盪的誤差、兩倍於馬達電機頻率振盪的誤差、以及常數誤差。暫時性的誤差以及持續性的非常數誤差除了會間接的使馬達產生突波轉矩而造成振動，也會導致速度的估測誤差；持續性的常數誤差則會影響相電流控制命令的相位，而可能使馬達無法在效率最高的狀態下運轉。本章以前一章所介紹的無感測轉子角度估測演算法為基礎，提出一種新型的演算法，以期能夠提升無感測控制的性能，並藉由調整演算法參數的方式改變相電流命令的相位，使得馬達在定轉速時能以較高之效率運轉。本章的討論以馬達正轉的情況為主，但根據4.3節之結論可推廣至反轉時的狀態。

#### 5.1 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(4-8)，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：

$$\Delta \hat{\theta}_e = \frac{P}{-0.75K_E} \cdot \left[ \lambda \left( \Delta \psi_a e_{b1}(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_b e_{c1}(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_c e_{a1}(\hat{\theta}_e) \right) - 0.75(1-\lambda) T_{est} \hat{E} \right] \quad (5-1)$$

當  $\lambda$  為1時，(5-1)與(4-8)相同。新型的無感測轉子角度估測方塊圖如圖5.1。以下將討論不同的  $\lambda$  值對轉子角度以及轉速估測的影響。



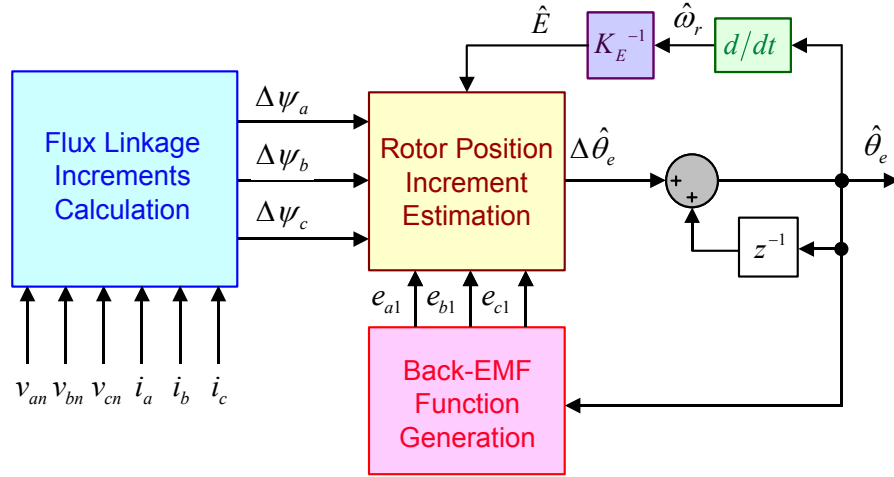


圖5.1 新型無感測轉子角度估測演算法方塊圖

### 5.1.1 強健性分析

如同(4-10)，假設第  $k$  個取樣週期對應於反抗電動勢的磁通鏈增量為：

$$\begin{bmatrix} \Delta\psi_a(k) \\ \Delta\psi_b(k) \\ \Delta\psi_c(k) \end{bmatrix} = T_{est} E \begin{bmatrix} \sin(\theta_e(k)) \\ \sin(\theta_e(k) - 120^\circ) \\ \sin(\theta_e(k) + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

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  $\theta_{err}(k)$ ：

$$\hat{\theta}_e(k) = \theta_e(k) + \theta_{err}(k) \quad (5-3)$$

將(5-2)與(5-3)代入(5-1)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：

$$\begin{aligned} \Delta\hat{\theta}_e(k) &= \frac{PT_{est}E}{K_E} \left[ 2\lambda \cdot \sin(30^\circ + \theta_{err}(k)) + (1-\lambda) \right] \\ &= \Delta\theta_e \cdot \left[ 2\lambda \cdot \sin(30^\circ + \theta_{err}(k)) + (1-\lambda) \right] \\ &= \beta_i(k) \cdot \Delta\theta_e \end{aligned} \quad (5-4)$$

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  $\beta_i(k)$  與  $\theta_{err}(k)$  的關係對應於不同的  $\lambda$  所繪出的關係曲線如圖5.2。在  $-180^\circ$  到  $120^\circ$  內，當  $\theta_{err}$  的大小相同時， $\lambda$  愈大，所對應到的  $\beta_i$  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5.3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。

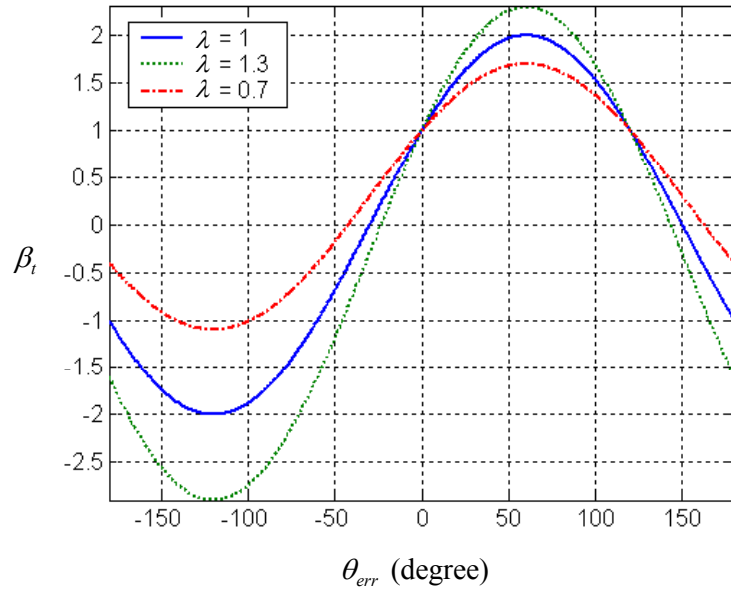


圖5.2 估測和實際角度變化量的比值與估測誤差的關係曲線圖



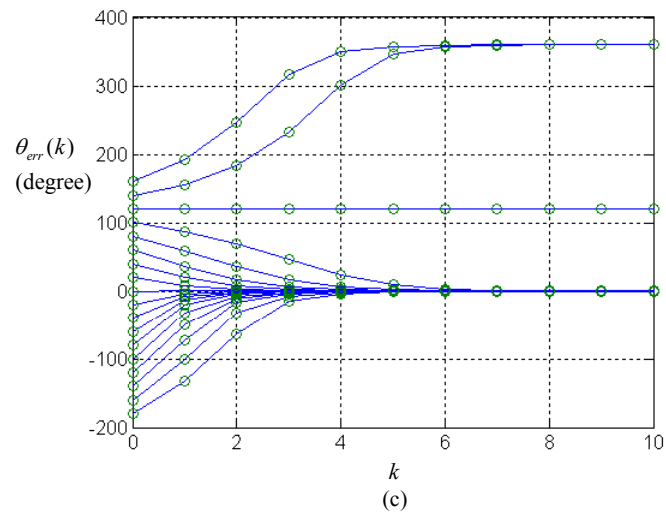
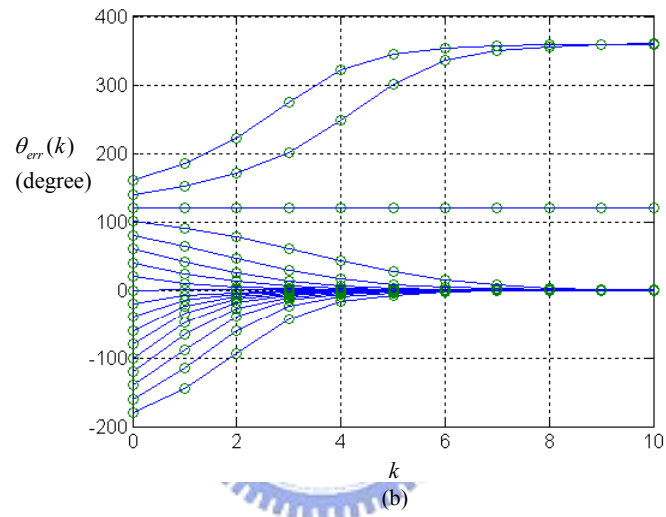
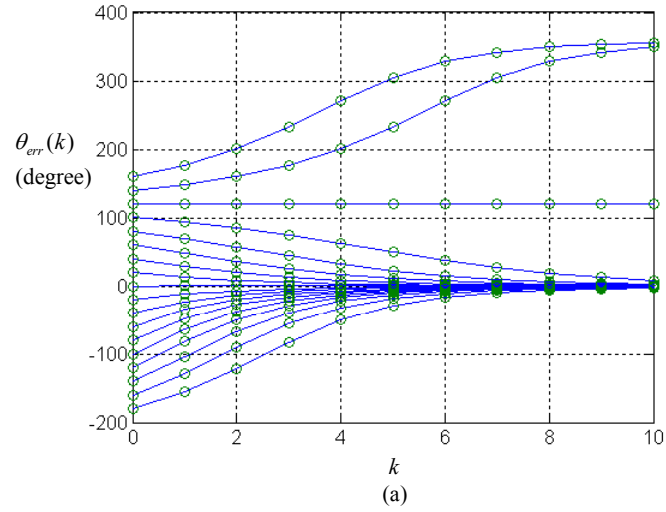


圖5.3 取樣頻率為馬達電機頻率的20倍，對應於不同 $\lambda$ 的估測誤差收斂軌跡  
 (a)  $\lambda = 0.7$  (b)  $\lambda = 1$  (c)  $\lambda = 1.3$

### 5.1.2 參數誤差與訊號量測靜態誤差對轉子角度估測的影響

根據前一章的討論，造成轉子角度估測持續性誤差的原因可分成兩類，第一類的原因不影響三相的對稱性，包括馬達參數誤差，以及回授訊號三相有相同的誤差；第二類則會使三相變得不對稱，包括定子線圈三相不完全相同、回授訊號的誤差三相不等量。

調整 $\lambda$ 對第一類原因所造成的轉子角度估測誤差的影響，以標稱反抗電動勢與標稱定子電阻有誤差為例做說明。類似於(4-14)的推導過程，新型演算法受反抗電動勢常數不準確影響，估測轉子角度變化量 $\Delta\hat{\theta}_e$ 與估測誤差 $\bar{\theta}_{err}$ 的關係為：

$$\begin{aligned}\Delta\hat{\theta}_e &= \frac{PT_{est}}{\hat{K}_E} \left[ 2\lambda E \cdot \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \hat{E}(1-\lambda) \right] \\ &= \frac{PT_{est}}{K_E/\alpha_K} \left[ 2\lambda E \cdot \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \frac{E}{\alpha_K} \cdot (1-\lambda) \right] \\ &= \Delta\theta_e \cdot \left[ 2\lambda\alpha_K \cdot \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + (1-\lambda) \right]\end{aligned}\quad (5-5)$$

穩態時的角度估測誤差與標稱反抗電動勢常數誤差的關係為

$$\bar{\theta}_{err} = \sin^{-1}\left(\frac{1}{2\alpha_K}\right) - 30^\circ \quad (5-6)$$

類似於(4-18)的推導過程，新型演算法受定子電阻值不準確影響，估測轉子角度變化量 $\Delta\hat{\theta}_e$ 與估測誤差 $\bar{\theta}_{err}$ 的關係為：

$$\begin{aligned}\Delta\hat{\theta}_e &= \frac{PT_{est}}{K_E} \left[ 2\lambda(E + \Delta R_s I) \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \hat{E}(1-\lambda) \right] \\ &= \frac{PT_{est} E}{K_E} \cdot \left[ \frac{2\lambda(E + \Delta R_s I)}{E} \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + (1-\lambda) \right] \\ &= \Delta\theta_e \cdot \left[ 2\lambda \left( 1 + \frac{\Delta R_s I}{E} \right) \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + (1-\lambda) \right] \\ &= \Delta\theta_e \cdot \left[ 2\lambda(1 + \alpha_R) \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + (1-\lambda) \right]\end{aligned}\quad (5-7)$$

穩態時的角度估測誤差與標稱定子電阻值誤差的關係為

$$\bar{\theta}_{err} = \sin^{-1}\left(\frac{1}{2(1 + \alpha_R)}\right) - 30^\circ \quad (5-8)$$

由(5-6)與(5-8)可發現，角度估測的常數誤差並不會因 $\lambda$ 的值的改變而不同，以相同的方法對其它的參數或回授訊號的靜態誤差做分析可得到相同的結果。

另一方面，調整 $\lambda$ 對第二類原因所造成的轉子角度估測誤差的影響，以 $\Delta\hat{\psi}_a$ 發生振幅誤差為例做說明。類似於(4-31)的推導過程，使用新型的演算法若 $\Delta\hat{\psi}_a$ 有振幅誤差，估測轉子角度變化量 $\Delta\hat{\theta}_e$ 與估測誤差 $\bar{\theta}_{err}$ 的關係為：

$$\begin{aligned}\Delta\hat{\theta}_e &= \frac{P}{-0.75K_E} \cdot \left[ \lambda \left( (1+\delta_a)\Delta\psi_a e_{b1}(\hat{\theta}_e) + \Delta\psi_b e_{c1}(\hat{\theta}_e) + \Delta\psi_c e_{a1}(\hat{\theta}_e) \right) - 0.75(1-\lambda)\hat{E} \right] \\ &= \frac{PT_{est}E}{K_E} \left[ \lambda \left( 2\sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \frac{\delta_a}{1.5}\cos(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \frac{\delta_a}{1.5}\cos(2\theta_e - \bar{\theta}_{err} - 120^\circ) \right) + (1-\lambda) \right]\end{aligned}\quad (5-9)$$

以同樣的方法對 $\Delta\hat{\psi}_a$ 的直流偏移誤差與相位誤差做分析可發現，常數誤差仍然不受影響，但與馬達電機頻率相同以及兩倍於馬達電機頻率的振盪誤差皆會受到 $\lambda$ 的值的影響，若 $\lambda$ 的值較小，非常數誤差的振盪幅度也會較小，可使轉子角度估測的結果較佳。而由於轉速估測是將估測角度微分，因此較平穩的轉子角度估測結果將連帶的使得轉速估測的誤差也會較小。在圖5.4中，因 $a$ 相電壓的回授同時有感測器的增益誤差、直流偏移誤差，使得轉子角度的估測有一倍與兩倍於馬達電機頻率的振盪誤差以及常數誤差，同時 $a$ 相電壓回授時加入了雜訊的影響，造成轉子角度估測的暫時性誤差。由圖中可看出，當 $\lambda$ 較小時，不但轉子角度估測的常數誤差較小，因雜訊造成的暫時性誤差波動也較不明顯，使得速度估測的結果較佳。

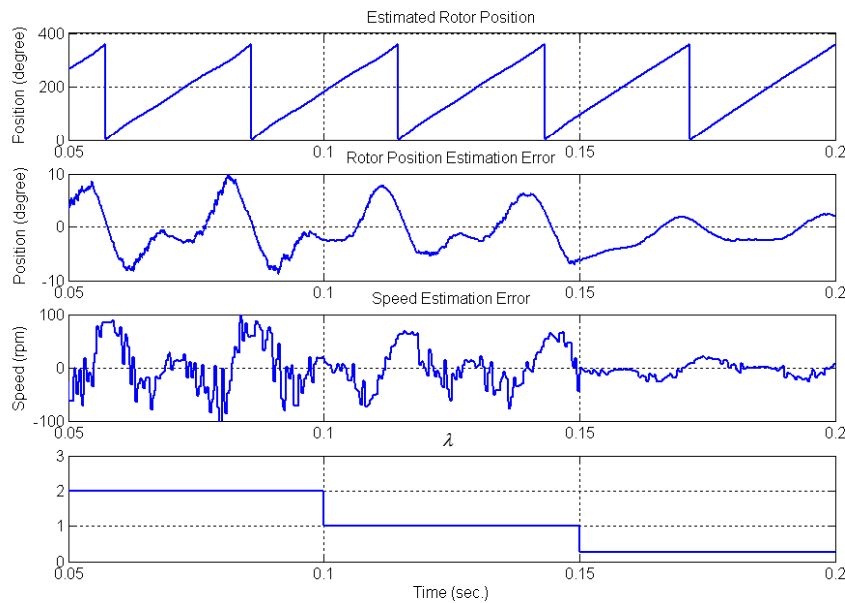


圖5.4  $\lambda$ 對轉子角度估測誤差與速度估測誤差的影響

### 5.1.3 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(5-1)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

$$E = \alpha_E \hat{E} \quad (5-10)$$

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(5-10)代入(5-1)可推導出

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\theta}_e &= \frac{PT_{est}}{K_E} \left[ 2\lambda E \cdot \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \hat{E}(1-\lambda) \right] \\ &= \frac{PT_{est}}{K_E} \left[ 2\lambda E \cdot \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \frac{E}{\alpha_E} \cdot (1-\lambda) \right] \\ &= \Delta \theta_e \cdot \left[ 2\lambda \cdot \sin(30^\circ + \bar{\theta}_{err}) + \frac{1}{\alpha_E} (1-\lambda) \right] \end{aligned} \quad (5-11)$$

因此穩態時轉子角度估測結果會有一常數誤差：

$$\bar{\theta}_{err} = \sin^{-1} \left( \frac{\alpha_E - (1-\lambda)}{2\alpha_E \lambda} \right) - 30^\circ \quad (5-12)$$

$\hat{E}$ 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5.5。必須注意的是， $\lambda$ 的值不同時，使(5-12)有解的 $\alpha_K$ 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(5-7)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5.6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 $\alpha_K$ 對估測結果沒有影響，而 $\lambda$ 等於0.5時對於相同的 $\alpha_K$ ，轉子角度估測誤差較 $\lambda$ 等於1.5時為大，與圖5.5的結果相符。

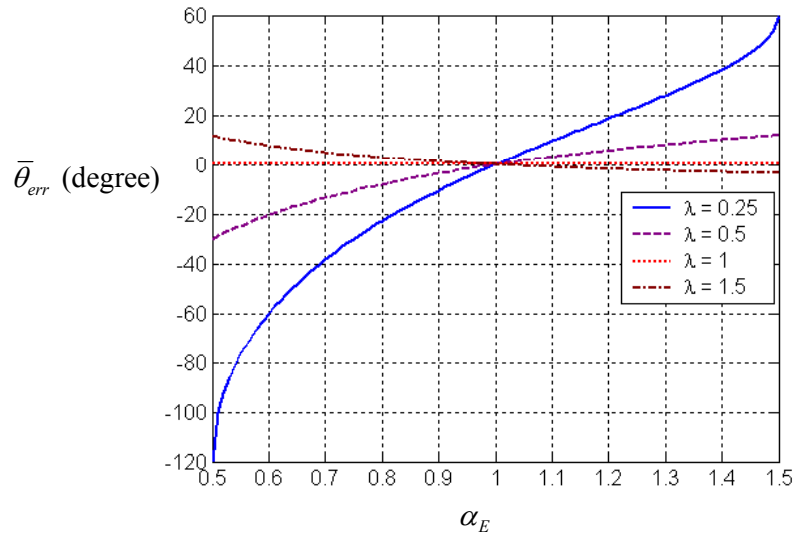


圖5.5 反抗電動勢峰值估測誤差與角度估測誤差的關係曲線

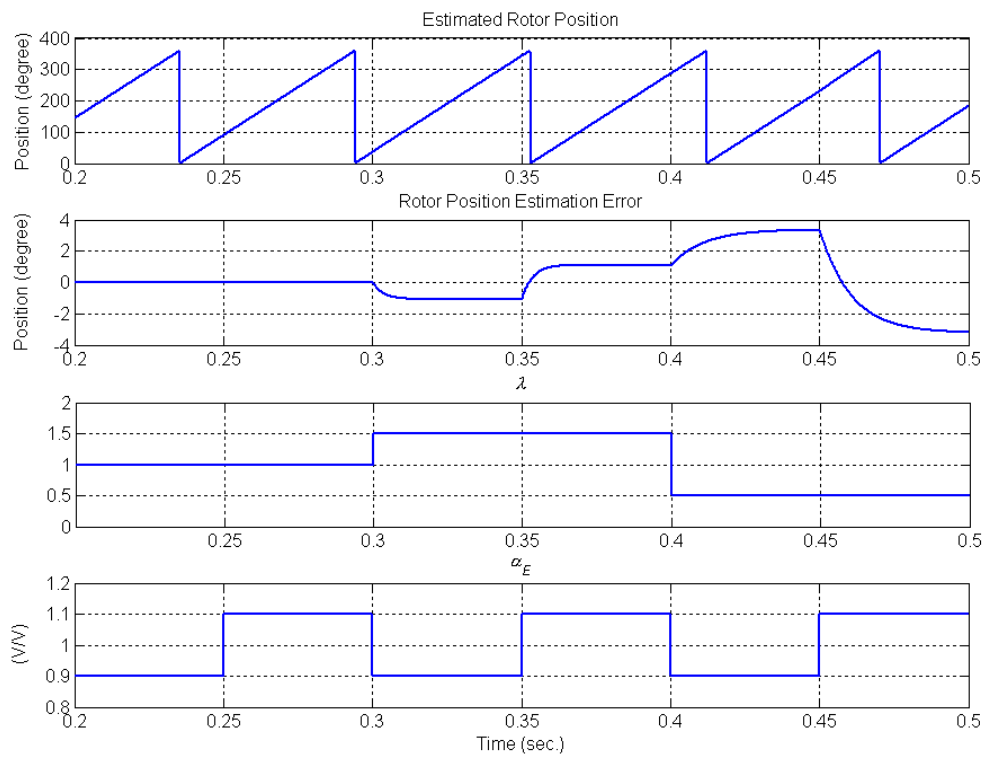


圖5.6 反抗電動勢峰值估測誤差以及 $\lambda$ 對轉子角度估測的影響



## 5.2 使用相角自動調整法提升穩態運轉效率

由圖5.5可知，改變 $\alpha_E$ 可調整轉子角度估測的常數誤差。若有絕對的或較準確的轉子位置訊號可供參考，當轉子角度的估測結果受到馬達參數或回授訊號的靜態誤差的影響而產生常數誤差時，可藉由單獨的調整 $\alpha_E$ 來消除。然而，在大部份的應用場合中並沒有絕對的轉子位置訊號可供參考，更重要的是，由於電流控制器的頻寬有限以及電流與電壓回授所使用的濾波器會造成相位誤差，即使轉子角度的估測沒有誤差，各相的電流仍可能與反抗電動勢之間有相位差，造成馬達以較低的效率運轉。馬達穩態運轉時，在負載不變的情況下，定子電流的大小也應固定。由於各相電流命令分別與 $e_{a1}$ 、 $e_{b1}$ 、 $e_{c1}$ 同相位，為了改善馬達在穩態運轉時的效率，可藉由調整估測反抗電動勢常數刻意的產生估測誤差的方法，改變 $e_{a1}$ 、 $e_{b1}$ 與 $e_{c1}$ 的相位，搜尋輸出相電流峰值的相對低點，提升馬達運轉的效率。圖5.7為此方法的流程圖， $K'_E$ 為演算法中計算反抗電動勢峰值所使用的反抗電動勢常數， $\delta_K$ 代表每次 $K'_E$ 微調的量。由於對於不同的 $\lambda$ 值，圖5.5中曲線的斜率也不同， $\delta_K$ 的大小需根據 $\lambda$ 的值決定[20]。

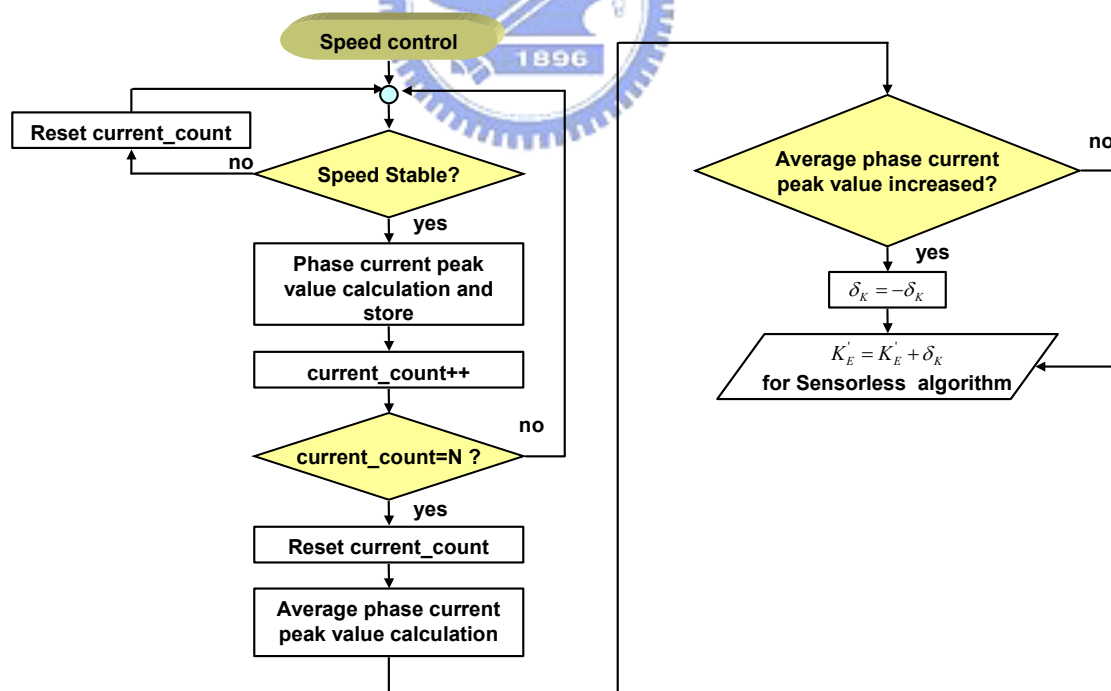


圖5.7 使用相角自動調整法提升運轉效率之流程圖

### 5.3 模擬結果分析

在本節中將呈現使用新型演算法的無感測控制模擬結果，並與前一章的結果比較。利用試誤法後選擇 $\lambda$ 約等於0.125可得較佳之估測結果， $\lambda$ 太大會使轉子角度估測結果波動較劇烈，而太小會使無感測演算法本身的閉迴路誤差修正機制無法作用。圖5.8與5.9分別為使用新型演算法之無感測速度控制，對於由低速(300 rpm)至高速(6000 rpm)的斜波命令與步階命令的模擬結果；圖5.10為低速正反轉(300 rpm)速度控制。圖5.8至5.10顯示此新型演算法在馬達低速、加速、與高速狀態時皆能有效的估測轉子角度，且轉子角度與轉速估測誤差較圖4.16至4.18所呈現之結果為佳。圖5.11為使用 $\lambda$ 值等於0.5時啟動馬達的模擬，啟動時選擇不同的 $\lambda$ 是因為 $\lambda$ 較小時， $\hat{E}$ 所佔的比重較大，但在啟動時轉速估測的結果誤差較大，根據估測轉速所計算的 $\hat{E}$ 誤差也會較大，使得估測轉子角度的初始誤差較不易收斂，造成啟動容易失敗。圖5.12是無感測控制方法最大速度控制範圍的呈現。定速時使用相角自動調整法提升馬達運轉效率的模擬結果如圖5.13，相角調整由1秒時開始，約在1.5秒到達穩態，相角約變動了 $10^\circ$ ，使馬達的消耗功率由1.2瓦降至0.7瓦，而轉速與轉矩仍保持固定。

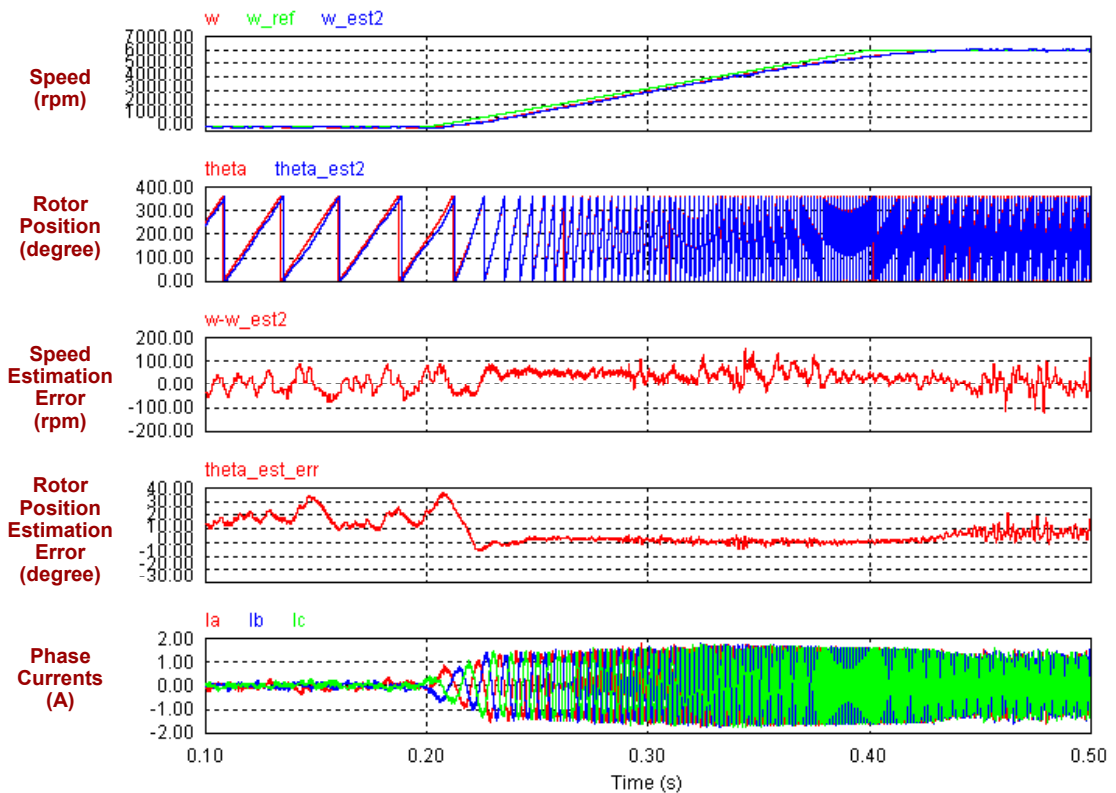


圖5.8 由低速至高速斜波命令無感測速度控制

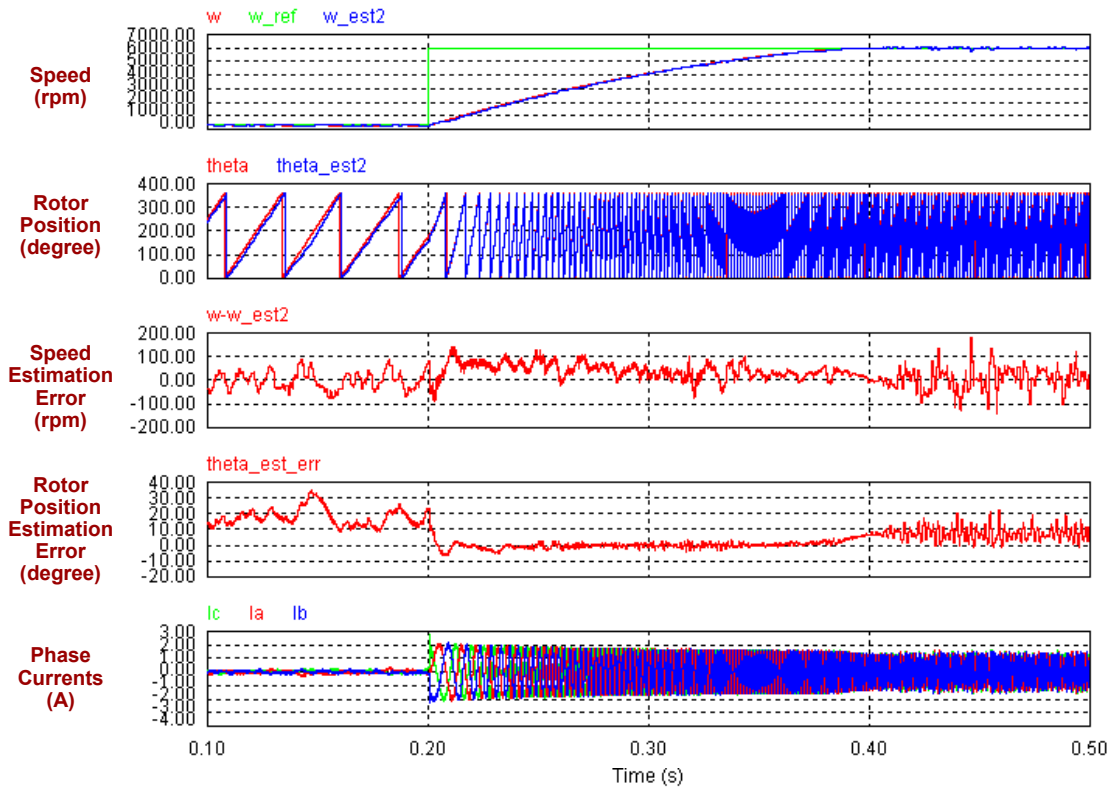


圖5.9 由低速至高速步階命令無感測速度控制

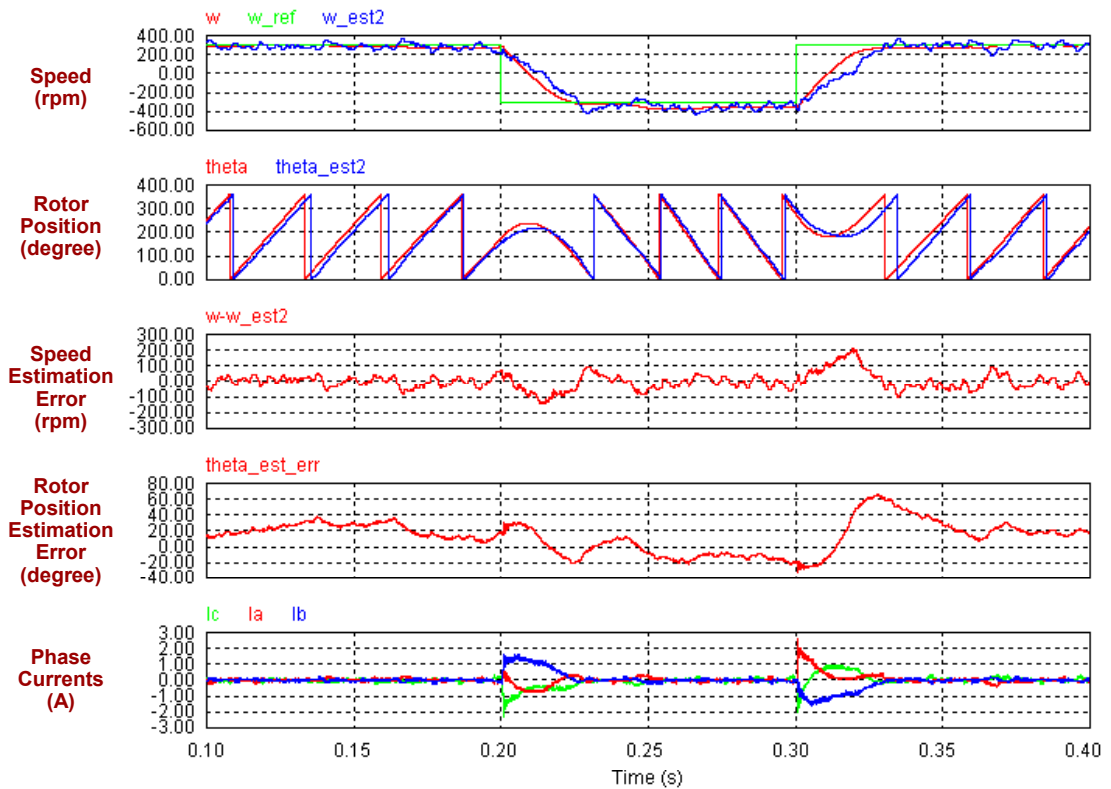


圖5.10 無感測正反轉速度控制

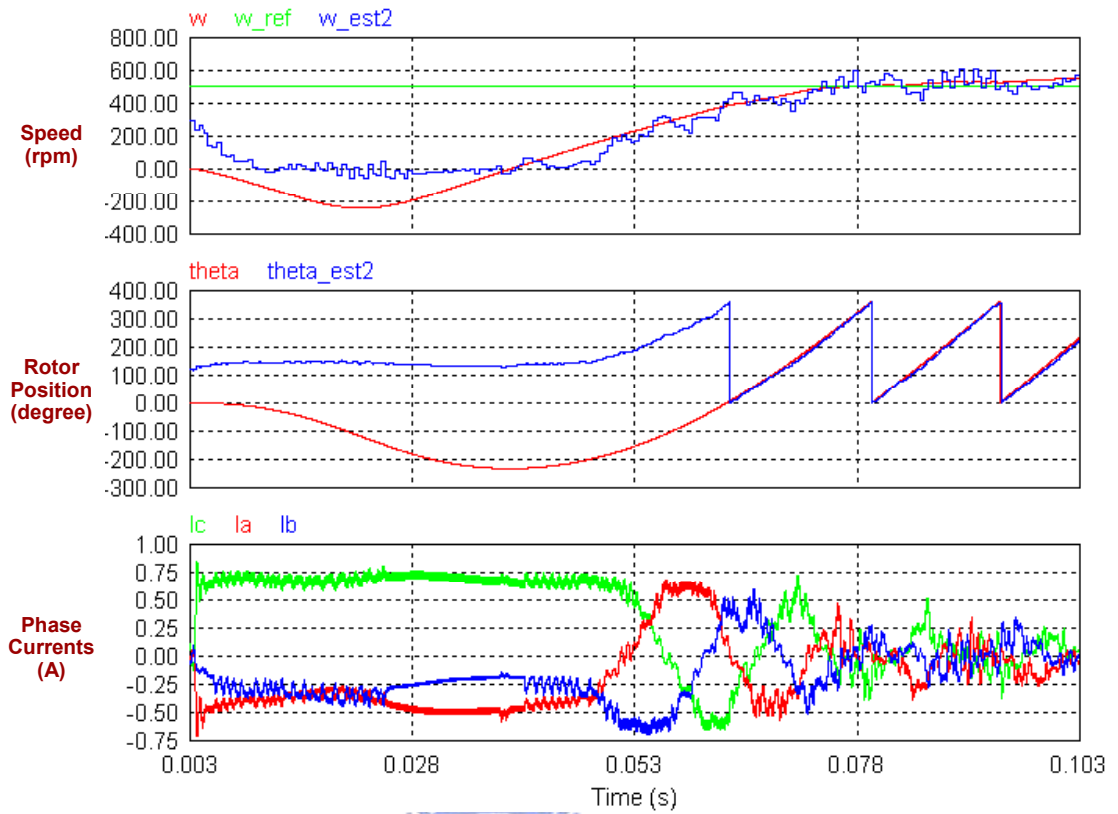


圖5.11 無感測啟動，由靜止到500 rpm

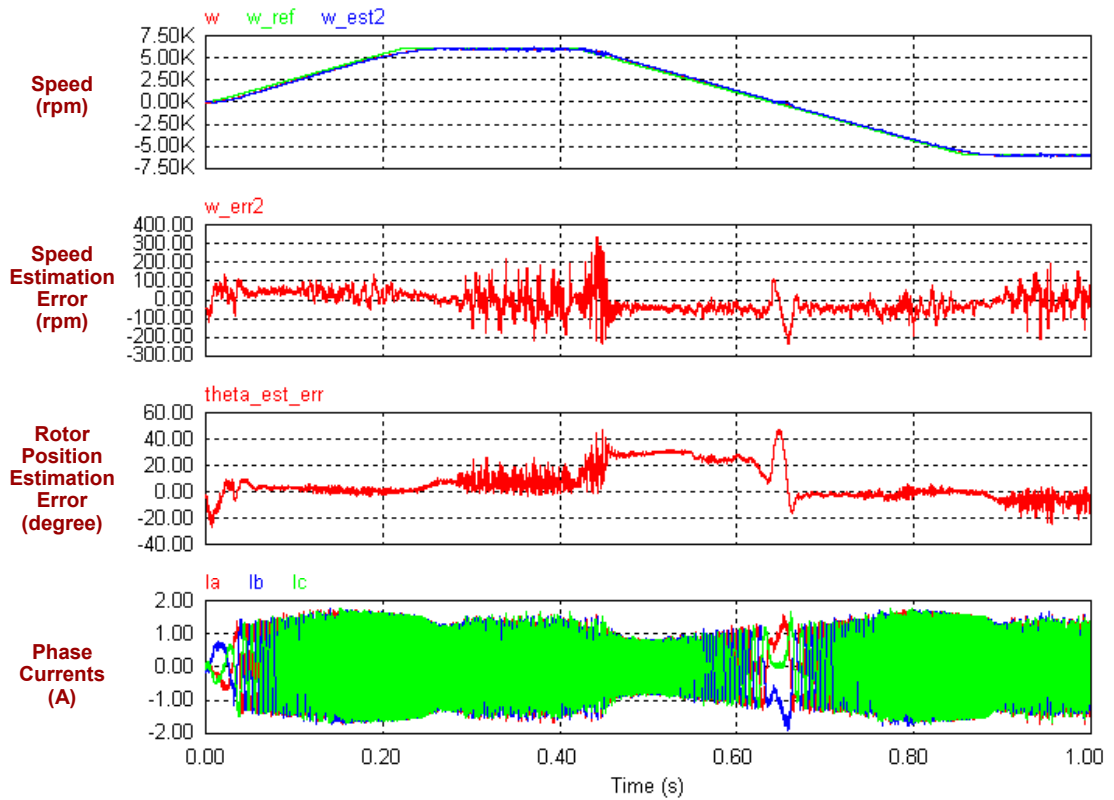


圖5.12 最大速度控制範圍之呈現

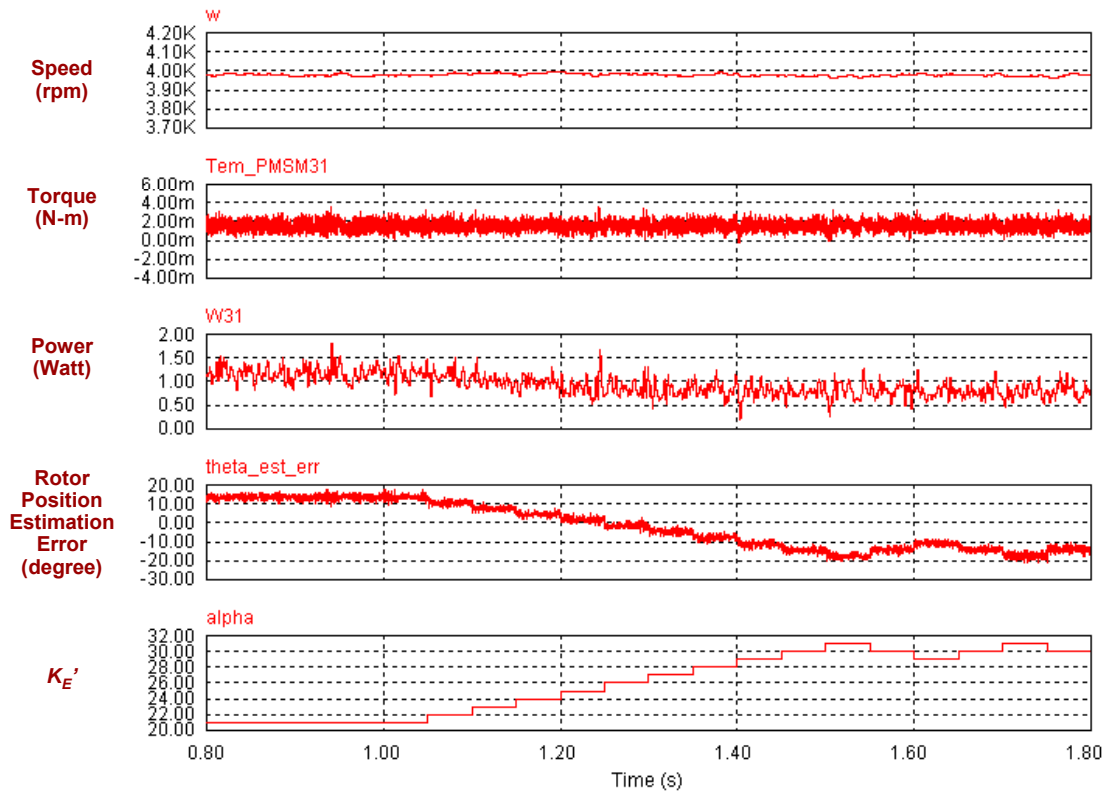


圖5.13 使用相角自動調整法提升穩態運轉效率





## 第六章

# 永磁同步馬達控制方法之DSP實現與實驗結果分析

### 6.1 實驗發展系統介紹

圖6.1為永磁同步馬達伺服控制系統的發展平台，主要包括了一個16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、定點數運算的DSP(德州儀器，TMS320LF2407A)、與一台個人電腦。馬達的參數值如表6.1所示。DSP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。功率級電路採用ST公司的L6234晶片，負責依DSP的PWM開關控制訊號驅動馬達運轉。訊號偵測與回授電路將馬達的電流訊號與霍爾感測器訊號經過放大和濾波後接到DSP的數位類比轉換器(A/D converter)。透過RS-232的介面與DSP連結，可在個人電腦利用WinDSP軟體觀察與調整DSP程式的所有參數與數據。

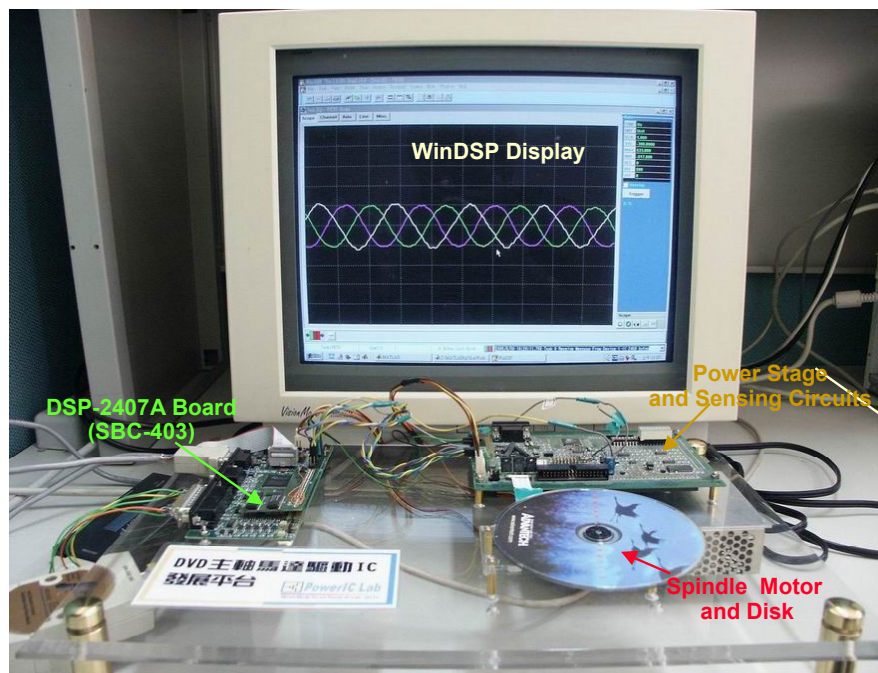


圖6.1 以DSP為基礎之永磁同步馬達實驗發展平台實體圖

表6.1  
永磁同步主軸馬達的參數值

3-phase permanent magnet synchronous motor	
Type	Y-connection, 16 poles
Rated voltage	5 V
Stator resistance	0.75 $\Omega$
Stator inductance	0.165 mH
Back-EMF constant	0.333 mV/rpm
Rotor inertia	$1.8 \times 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Mech. time constant	0.8 sec

## 6.2 軟體的實現與數位化的數值考量

### 6.2.1 軟體的實現

DSP程式中的工作主要是在各個中斷服務常式中執行，中斷的配置如圖6.2，共有三個以計時器觸發的定時中斷，與一個由外部觸發的不定時中斷。透過RS232的與電腦之間資料傳遞是在背景程式中進行，DSP接收資料時，該不定時中斷會被觸發。

兩個頻率為20 kHz定時中斷的其中之一負責讀取A/D轉換器的轉換結果；另一個20 kHz定時中斷的服務常式流程圖如圖6.3，負責執行無感測轉子角度估測演算法、根據速度控制器的輸出結果產生各相電流命令以及電流控制器的運算，並利用電流控制器的輸出產生PWM開關控制訊號。在此中斷服務常式中可選擇使用霍爾感測器訊號或以無感測的方式所產生的正規化反抗電流勢波形調變相電流命令。

第三個定時中斷的頻率為2 kHz，服務常式流程圖如圖6.4所示，負責以霍爾感測器訊號計算轉速，若為定位控制模式，還需計算轉子的累計旋轉角度。若在速度控制模式下，可選擇以霍爾感測器訊號所得到的轉速或無感測轉速估測的結果做為速度回授。當馬達轉速穩定後，提升馬達運轉效率的演算法亦包含在此服務常式中。



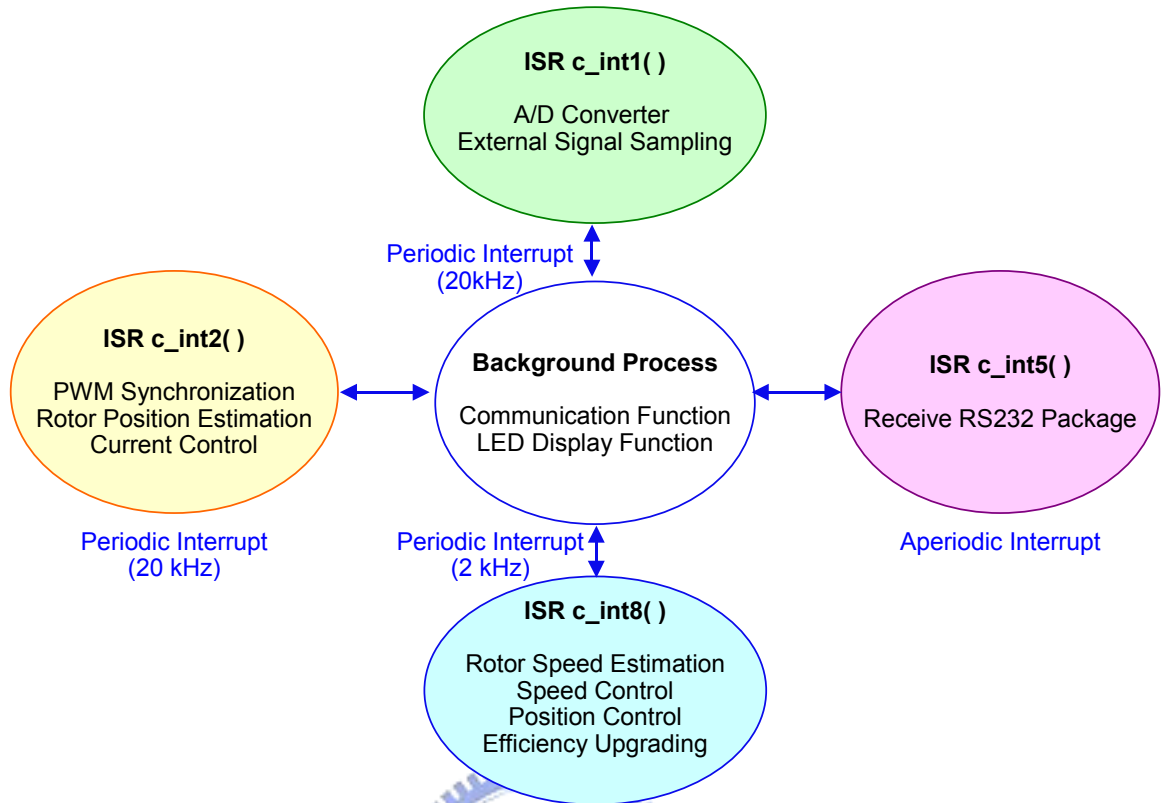


圖6.2 DSP程式的中斷配置

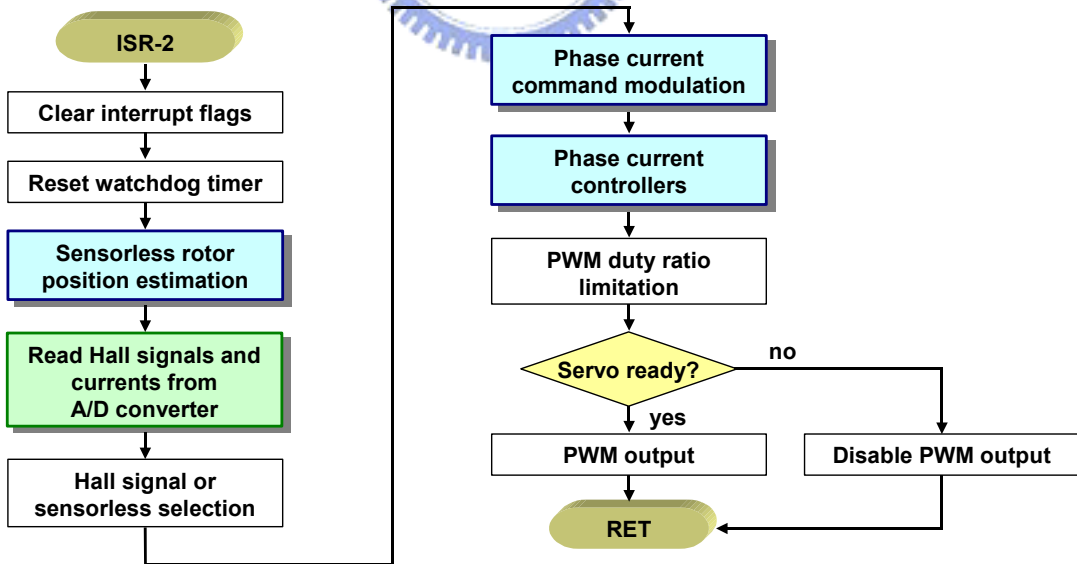


圖6.3 內迴路控制之程式流程圖

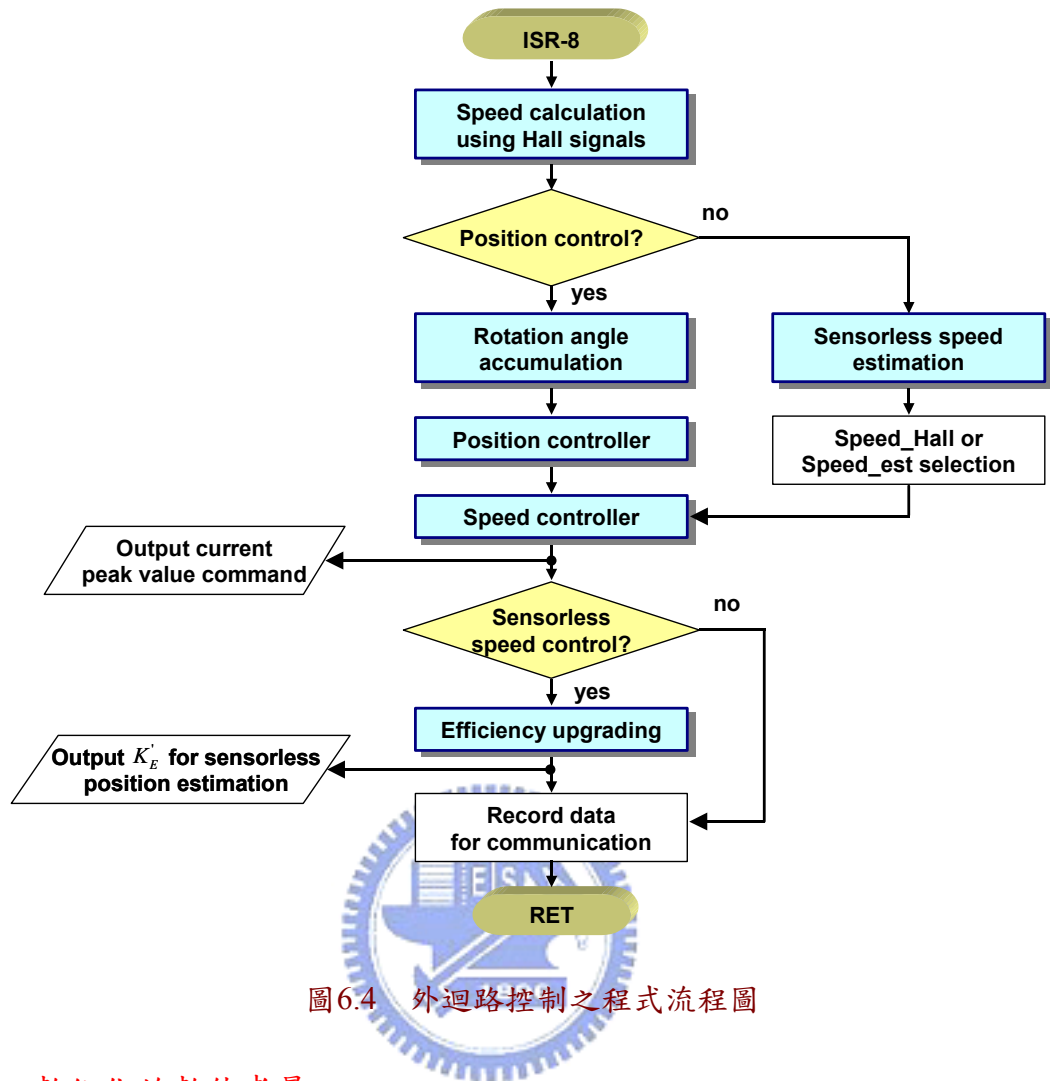


圖6.4 外迴路控制之程式流程圖

### 6.2.2 數位化的數值考量

以數位的方式實現控制器與演算法時，由於處理器的字長(word length)有限，數值的表示範圍與精確度之間往往無法兼顧，造成數位類比的轉換結果、數值的儲存、以及數值運算的結果有誤差，此誤差稱為量化誤差(quantization error)。除此之外，若是定點數運算的處理器，因無法儲存非整數的數值，程式設計者必須使用Q格式觀念。所謂的Q格式是在一個二進值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值愈大數值的精度愈高，但可表示的數值範圍愈小。例如使用16位元之暫存器，Q15代表以15個位元表示小數點後的數值，因此能儲存最小 $-1$ 、最大 $1-2^{-15}$ 之有號數，精度為 $2^{-15}$ ；若不使用Q格式(或者說使用Q0)，則暫存器所能表示的數值範圍最大，由 $-2^{15}$ 至 $2^{15}-1$ ，精度為1。由以上的說明可知，使用定點數運算，數值的精確度與範圍通常無法兼顧，若要表示較大的數值範圍，必須犧牲精度；若要提高精度，則數值的表示範圍就會減小。

### 6.2.3 無感測演算法的實現

根據第四章與第五章所討論之演算法，可定出無感測演算法之程式流程圖如圖 6.5。無感測轉子角度估測是在頻率為 20 kHz 之中斷服務常式中執行的，因此圖 6.5 中的  $T_{est}$  等於  $5 \times 10^{-5}$  秒。另外，由於本論文使用的是小型馬達，參數的尺度也相對的較小，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程式中，將可簡化程式執行運算的步驟並提高精確度。圖 6.6 為無感測轉子角度估測演算法的定點數軟體實現架構方塊圖，程式碼節錄於附錄中。

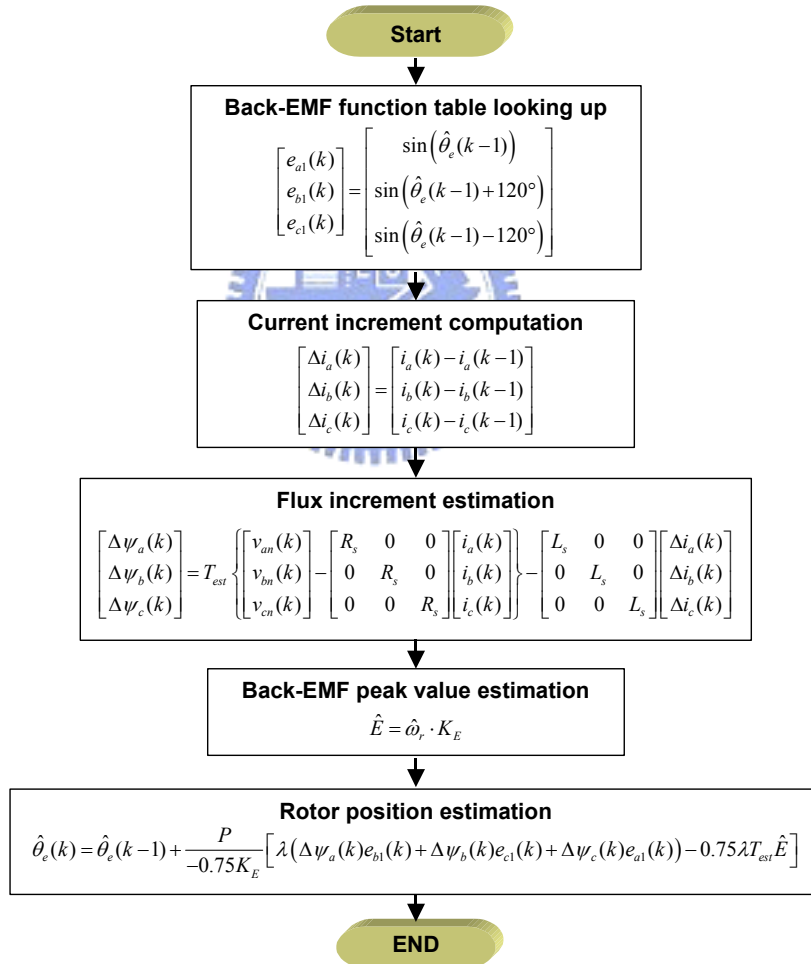


圖 6.5 無感測轉子角度估測演算法之程式流程圖

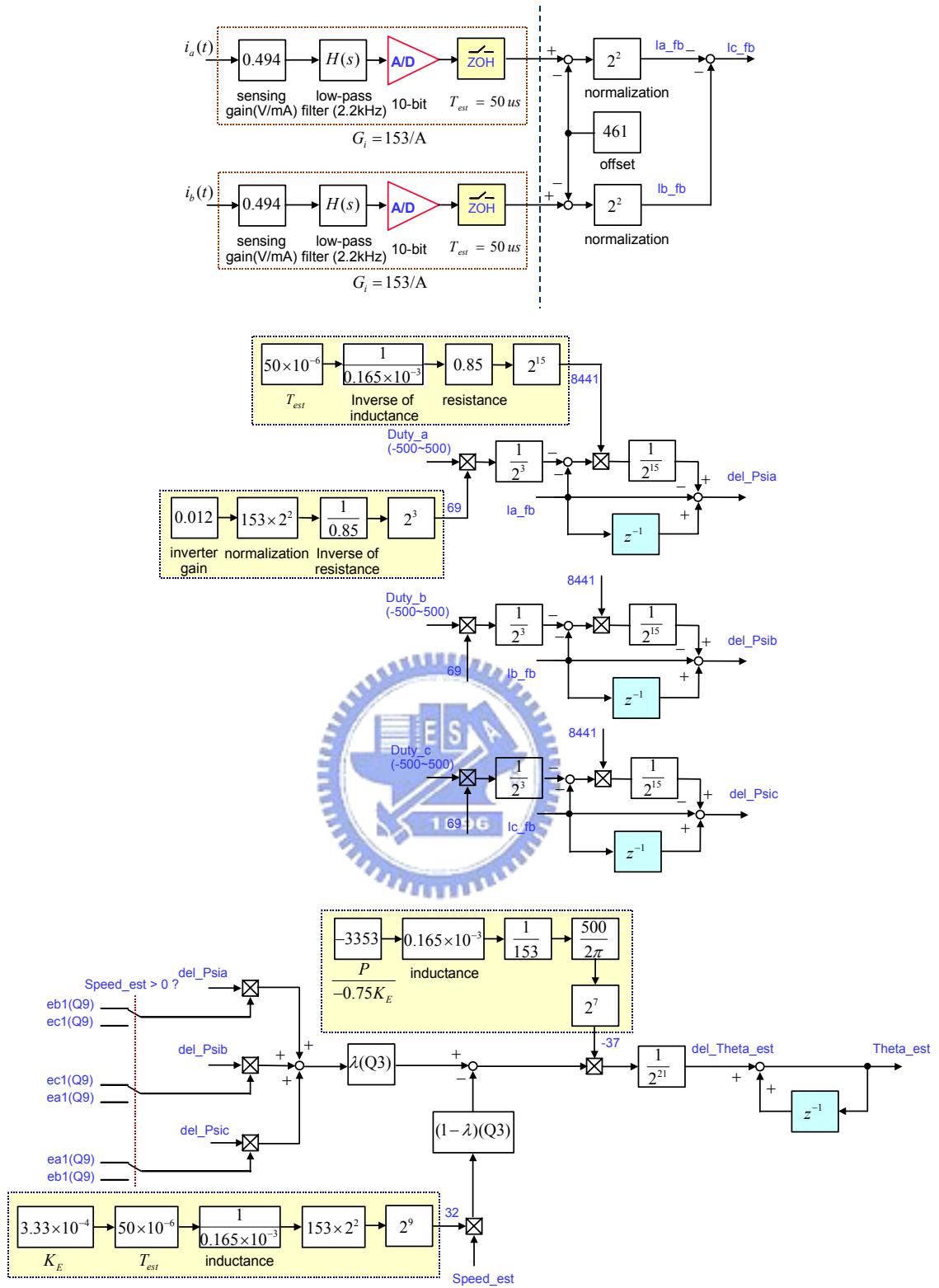


圖6.6 無感測轉子角度估測演算法定點數軟體實現架構方塊圖

### 6.3 使用線性型霍爾感測器之伺服控制實驗結果分析

本節呈現使用線性型霍爾感測器之伺服控制的實驗結果，包括速度控制與定位控制。在速度較高時，可以使用霍爾感測器訊號的零交越點發生的頻率做為實際轉速之參考。由於在一個電機週期三相共可有六個零交越點，因此對於一個十六極的馬達，此方法能產生一個48 ppr的訊號，若每0.025秒檢查一次零交越點數，則每一個零交越點相當於50 rpm。圖6.7為定速控制在低速(50 rpm)與高速(7000 rpm)之響應，受霍爾感測器訊號的非理想因素與控制器本身性能的影響，低速時速度命令與速度回授之差最大約40 rpm，而在高速時速度命令與速度回授之差最大約200 rpm，以霍爾感測器訊號的零交越點所計算出的轉速與速度命令之差最大約150 rpm。圖6.8與6.9分別為由步階命令與斜坡命令由零轉速加速至6000 rpm再減速之實驗結果，顯示加減速控制與追隨命令之能力，但由圖中也可觀察到與圖6.7一致的結果：高速時回授速度訊號之漣波較低速時略大。圖6.10為馬達加上光碟片做為負載後，由3000 rpm 加速至6000 rpm的情形。加載後高速時較大的速度誤差會使平台的振動較明顯。

圖6.11與6.12分別為步階命令與斜坡命令定位控制之響應，控制馬達正反轉一圈(2880°電機角)，圖中顯示定位控制的結果沒有穩態誤差，但因位置控制迴路僅使用比例控制器，使得位置響應對於斜坡命令會有追隨誤差。

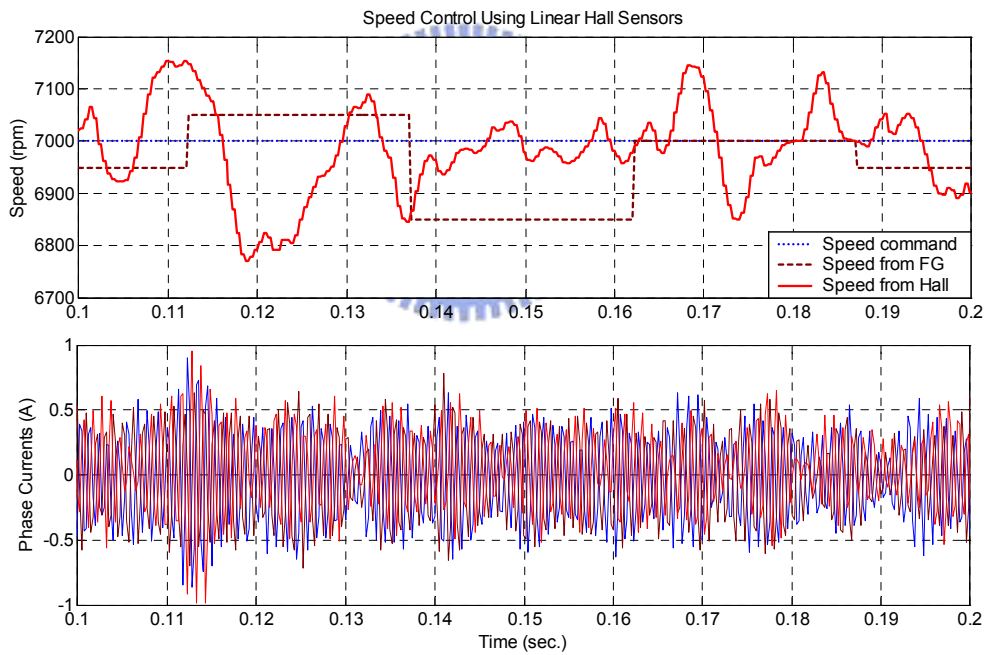
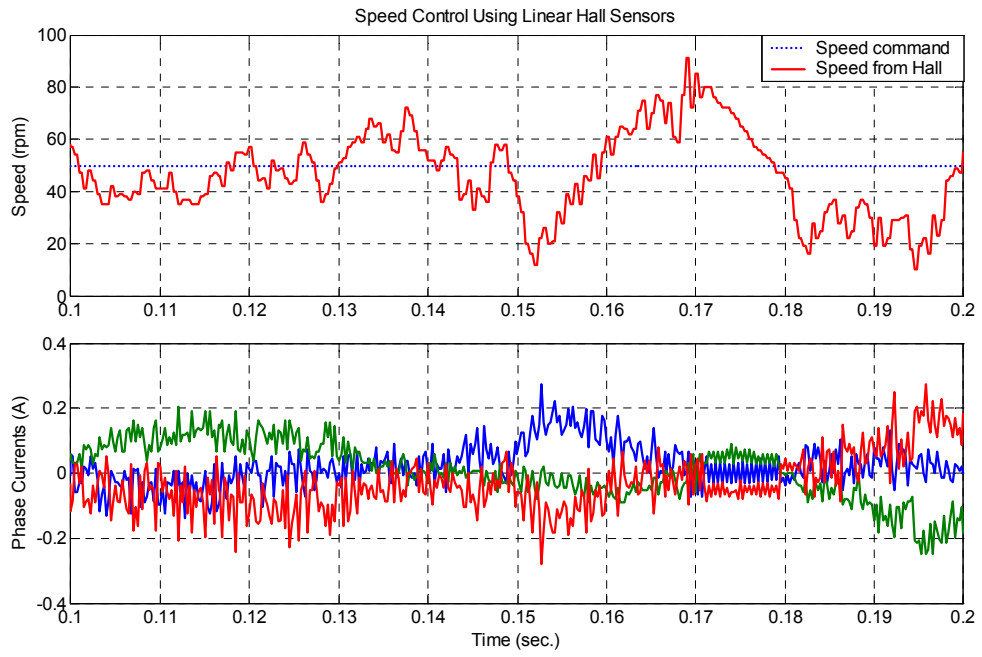


圖6.7 定轉速控制(a)50 rpm(b)7000 rpm

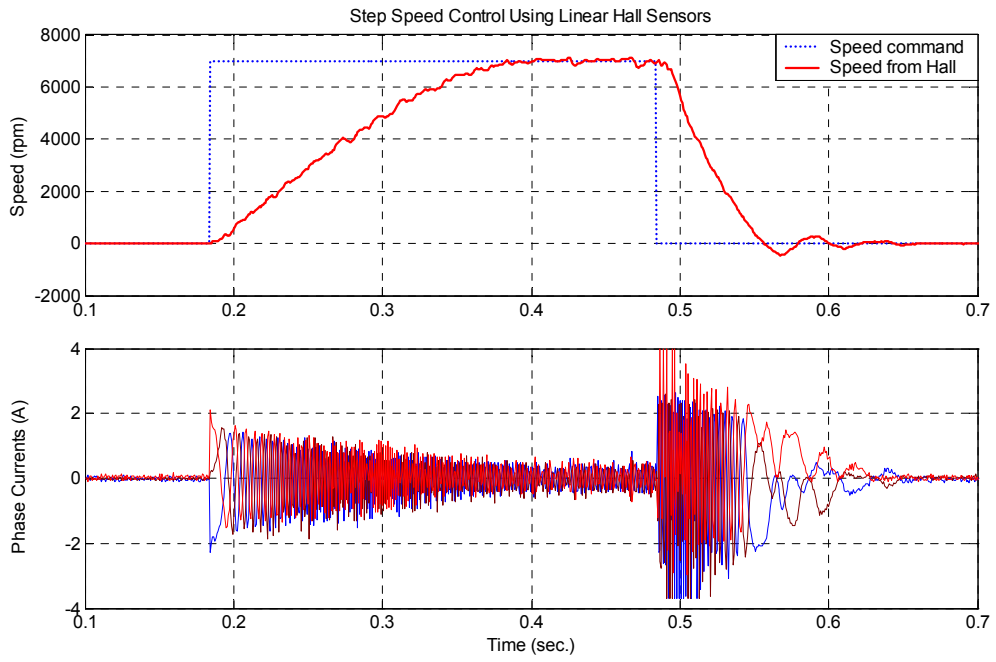


圖6.8 步階命令速度控制

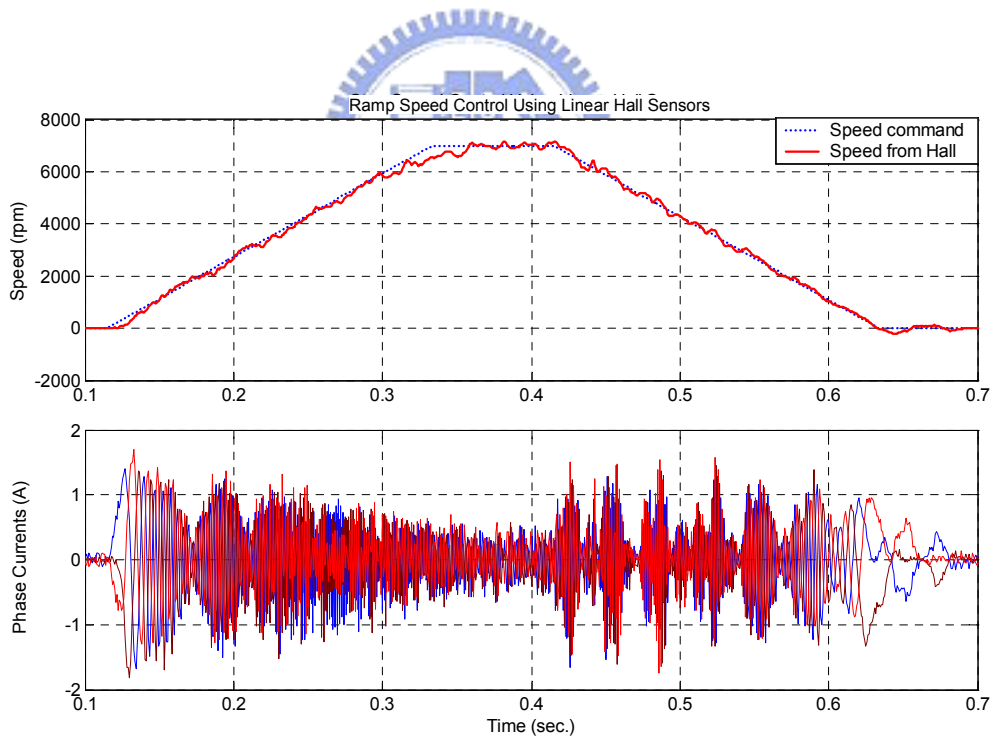


圖6.9 斜波命令速度控制



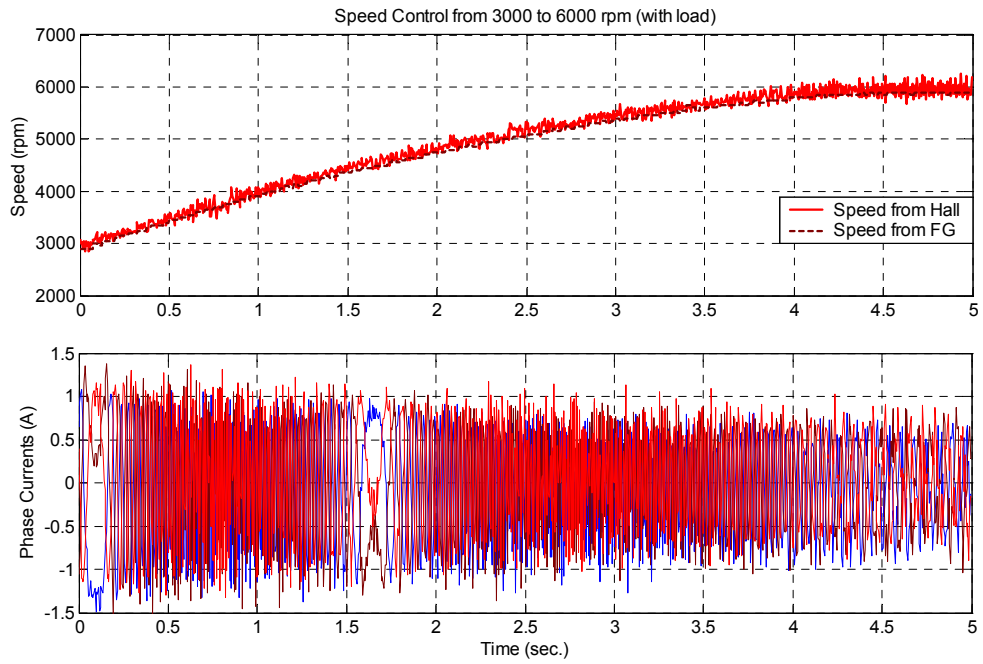


圖6.10 有載時的加速響應

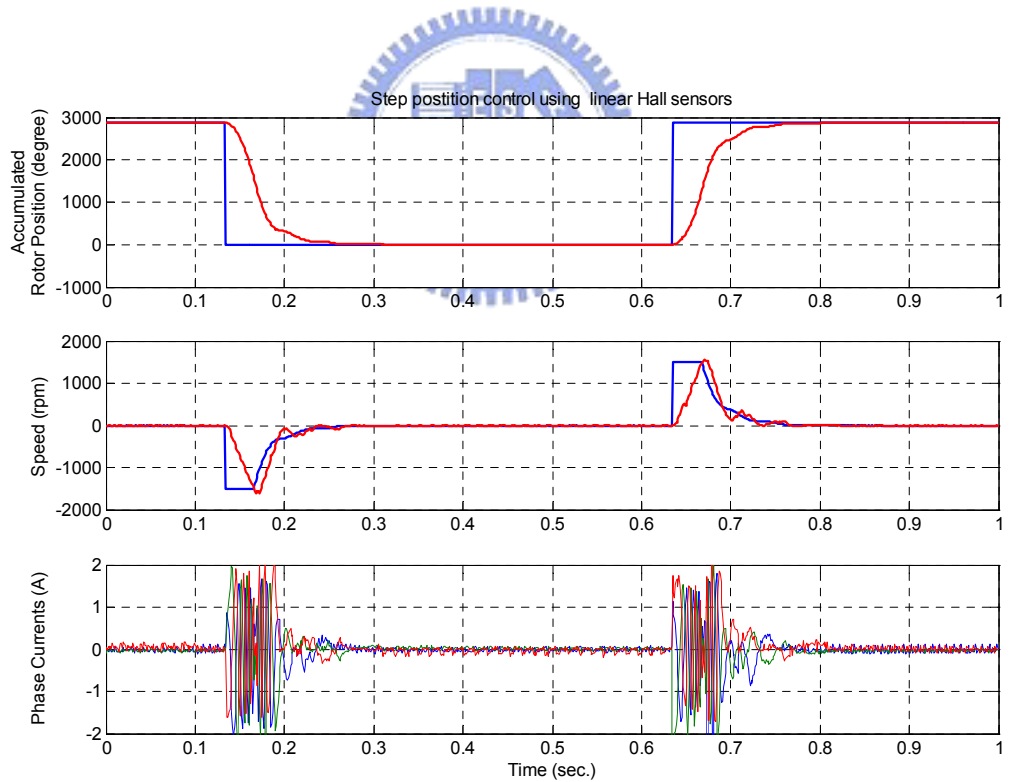


圖6.11 步階命令定位控制，正反轉一圈

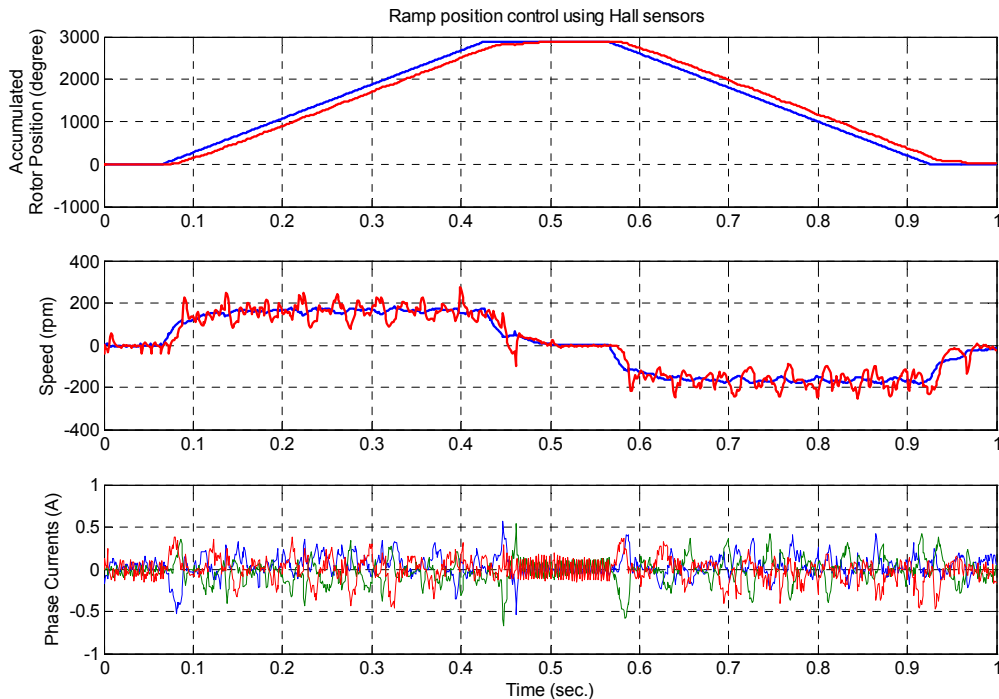


圖6.12 斜波命令定位控制，正反轉一圈

## 6.4 無感測速度控制實驗結果分析

本節呈現無感測速度控制之實驗結果。圖6.13為 $\lambda$ 等於1與 $\lambda$ 等於0.25時，300 rpm定速控制的實驗結果；圖6.14為 $\lambda$ 等於1與 $\lambda$ 等於0.25時，300 rpm定速控制的實驗結果，不論是在低速或高速， $\lambda$ 等於0.25時的控制性能皆明顯優於 $\lambda$ 等於1時的性能。因此本實驗發展系統選擇0.25為穩態時 $\lambda$ 的值。

圖6.15為穩態時，產生一步階減速命令之響應，此無感測演算法在突然減速時無法立即反應而暫時失去同步，約在兩個電機週期後角度估測才又恢復同步。圖6.16與6.17分別為步階命令與斜波命令由1000 rpm至7000 rpm的速度控制，顯示無感測演算法在加速時之性能。圖6.18為無感測正反轉速度控制，雖然圖中顯示在無感測控制下馬達正反轉的能力，但在速度零交越點附近因無感測演算法在(4-9)與(4-34)兩式間切換，而使得馬達反轉瞬間較不平順。由於轉速很低時反抗電動勢峰值不易估測，因此在啟動時選擇 $\lambda$ 等於0.625，圖6.19為在無載時啟動後加速至500 rpm之實驗結果，顯示此無感測演算法在無載或輕載時不需特殊方法可直接啟動。圖6.20為馬達加載時，由3000 rpm加速至6000 rpm的情形；圖6.21為有載時在6000 rpm的穩態響應，圖中顯示在穩態時有一低

頻的速度漣波。圖6.22所示為在定速時使用相角自動調整法提升效率，圖中的各相電流峰值在0秒到2秒之間逐漸的變小，而轉速仍保持固定，顯示此方法確實能提升馬達穩態時的效率。

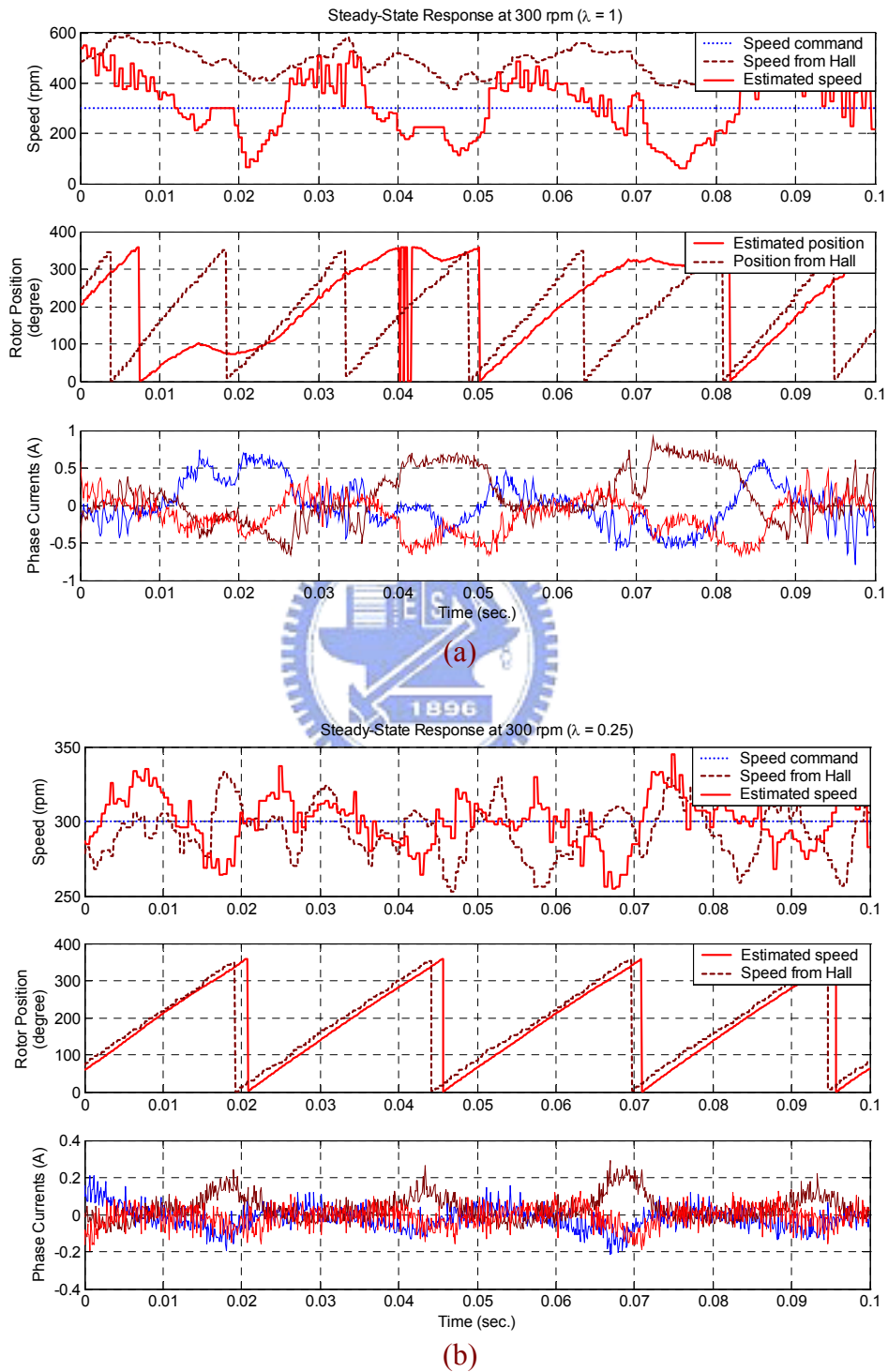
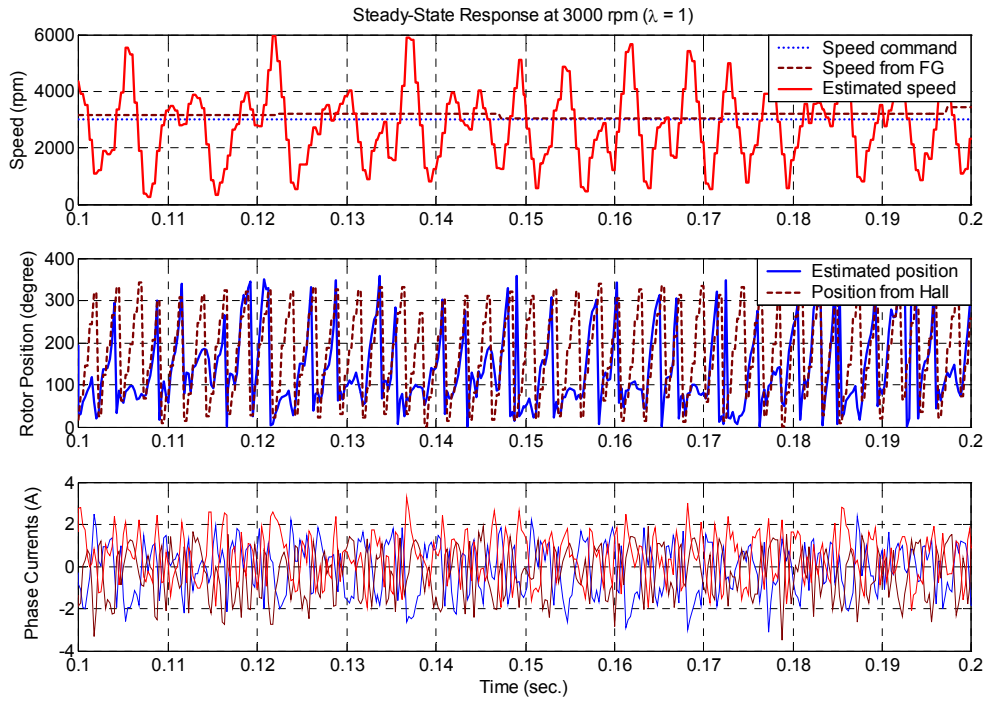
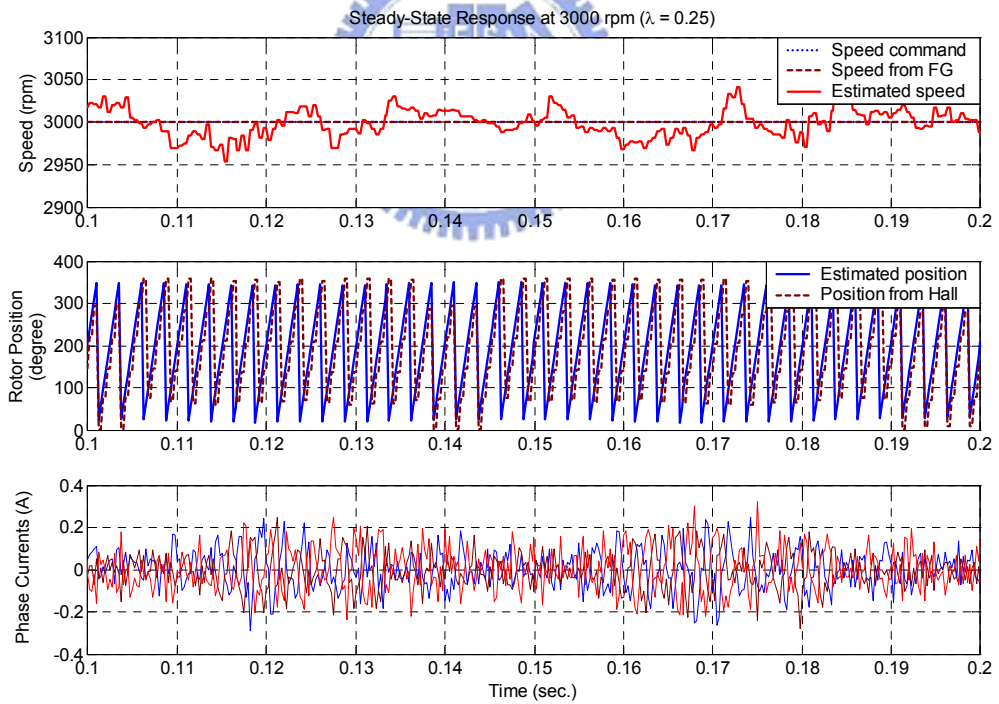


圖6.13 無感測定轉速控制，速度命令300 rpm(a)  $\lambda = 1$  (b)  $\lambda = 0.25$



(a)



(b)

圖6.14 無感測定轉速控制，速度命令3000 rpm(a)  $\lambda = 1$  (b)  $\lambda = 0.25$

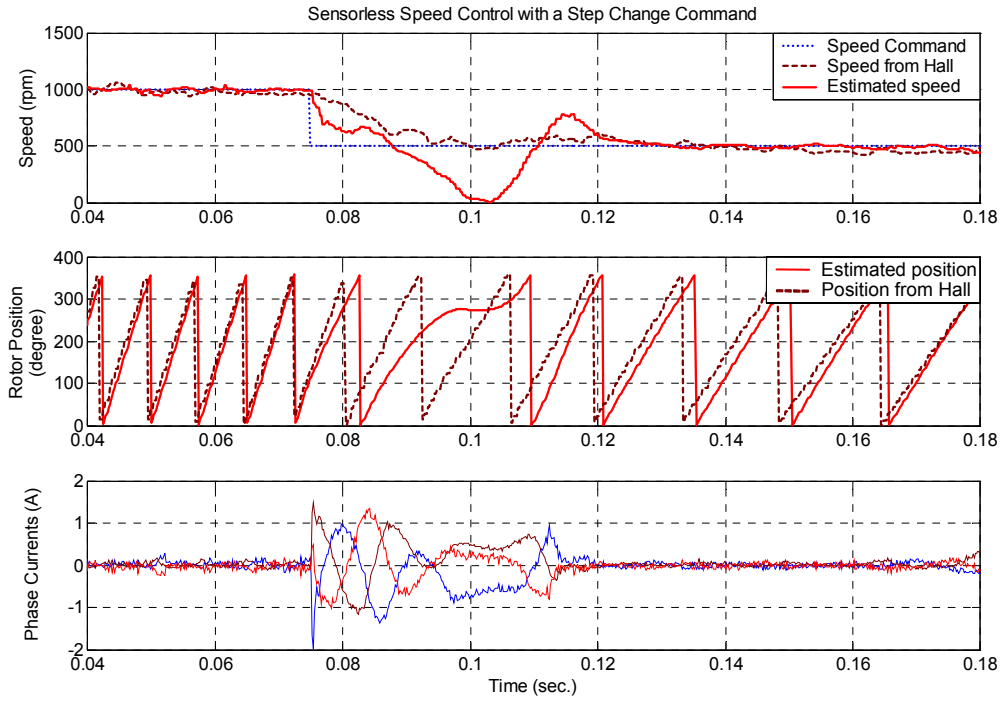


圖6.15 穩態時對步階減速命令之響應

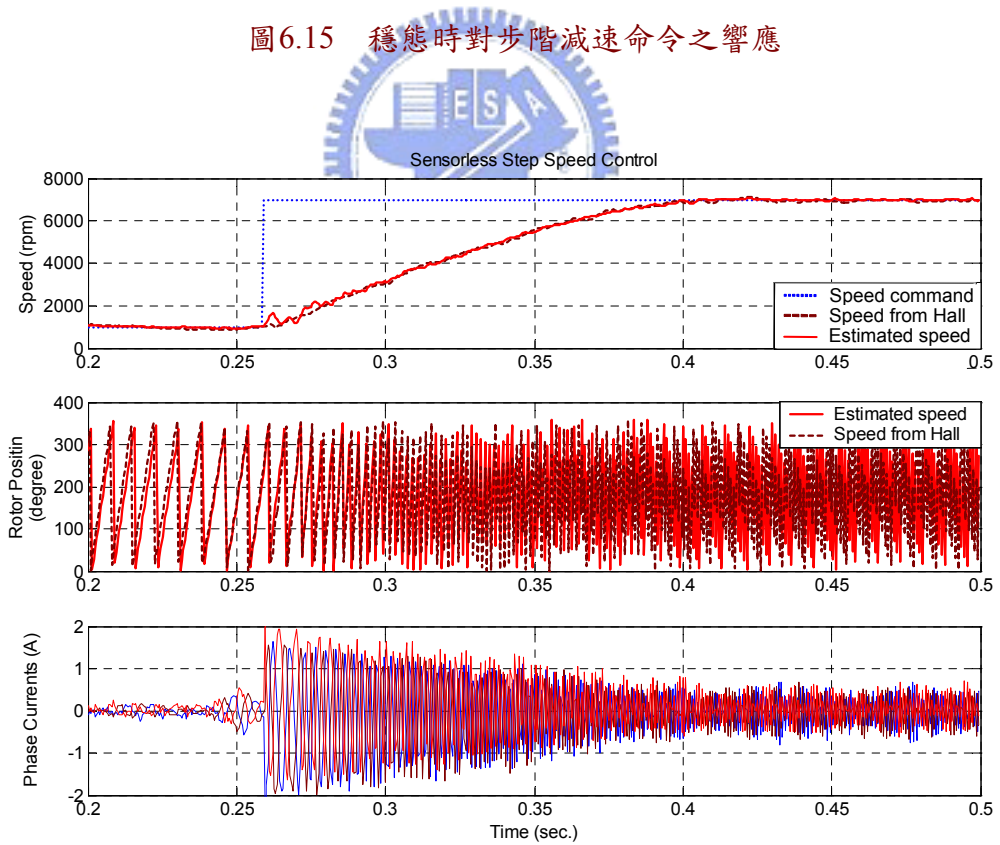


圖6.16 無感測步階命令速度控制，由1000 rpm到7000 rpm

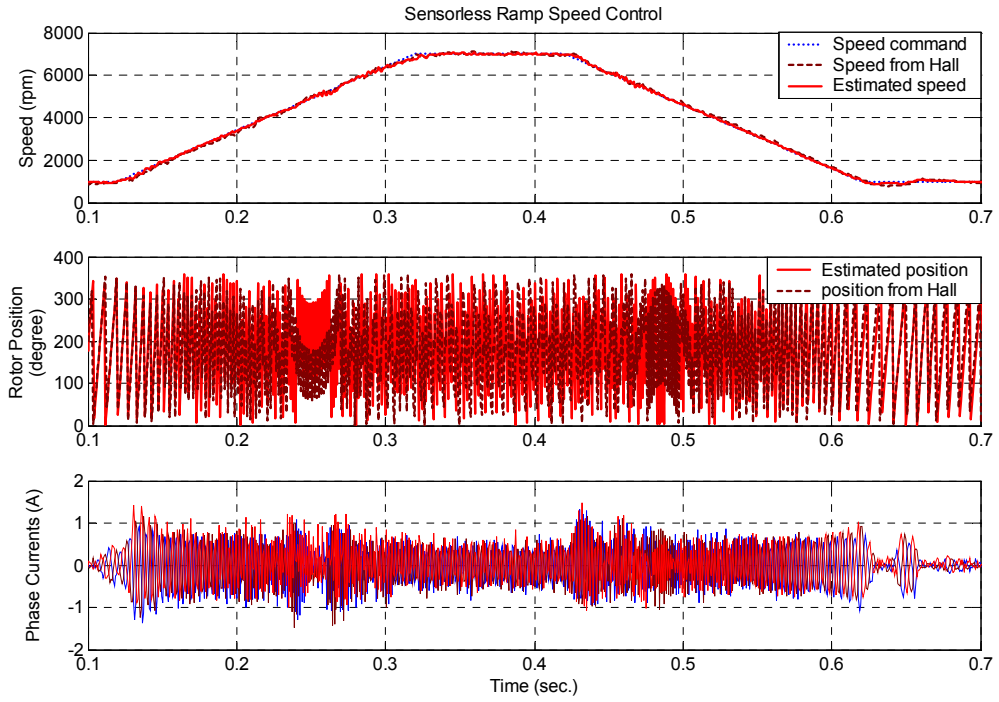


圖6.17 無感測斜波命令速度控制，由1000 rpm到7000 rpm

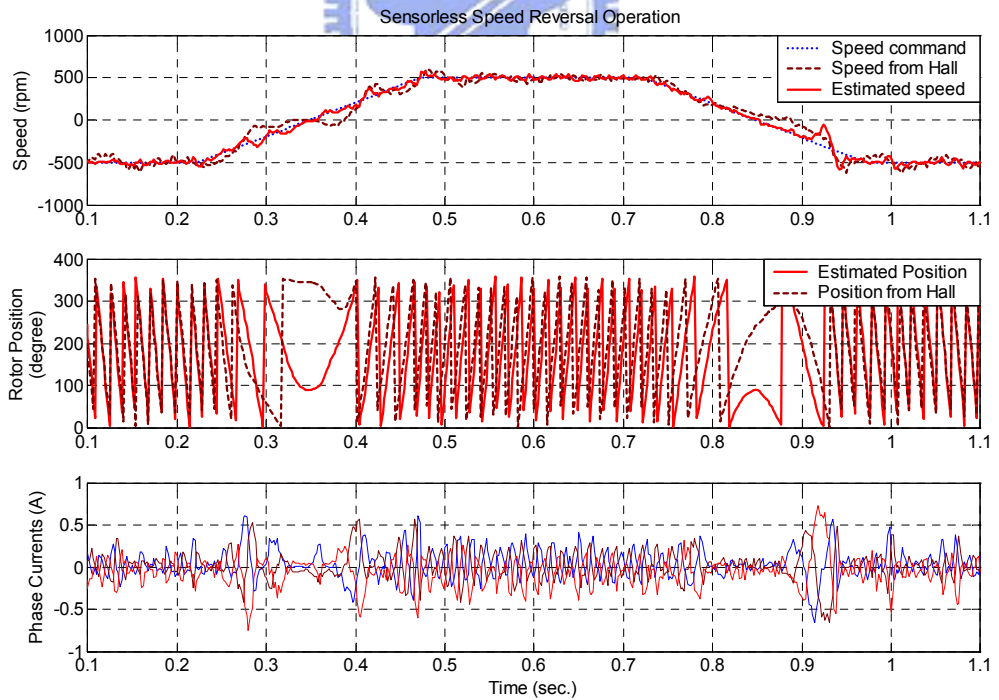


圖6.18 無感測正反轉速度控制，±500 rpm



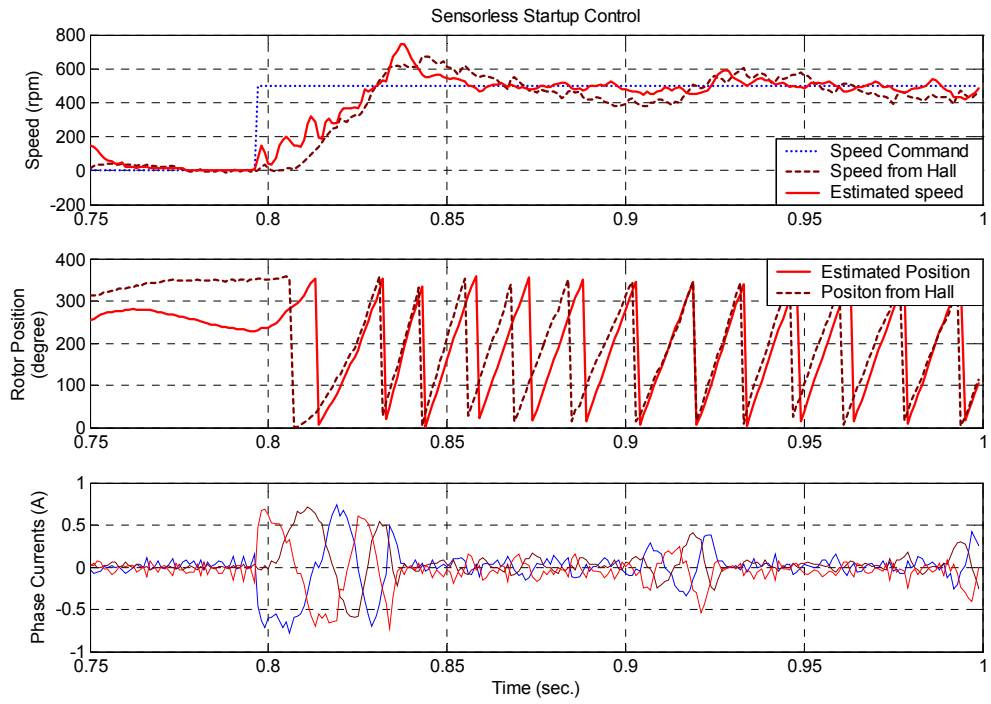


圖6.19 無感測啟動，由零轉速至500 rpm

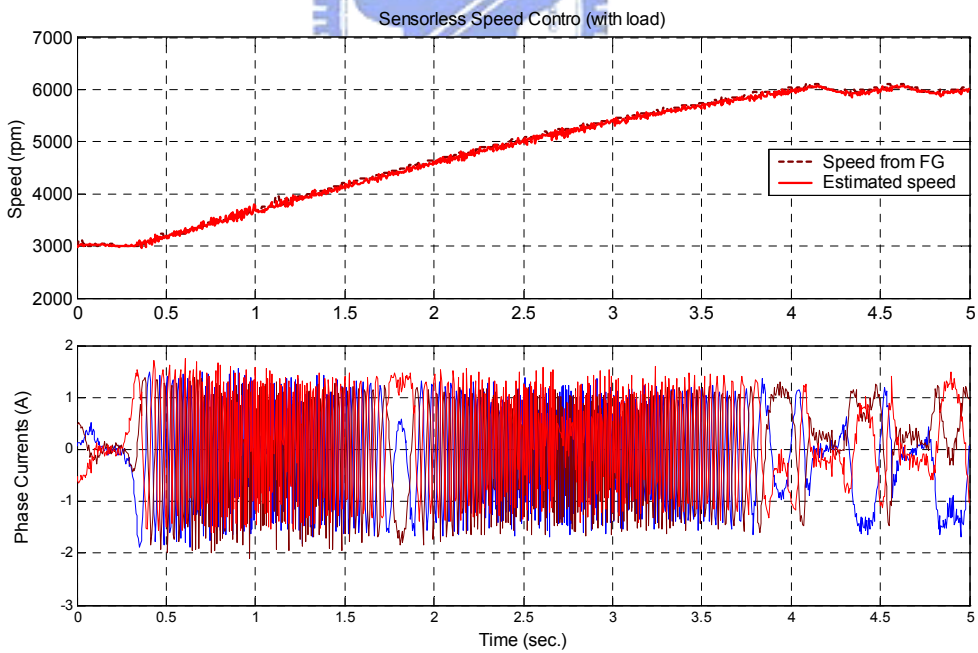


圖6.20 有載時無感測控制的加速響應



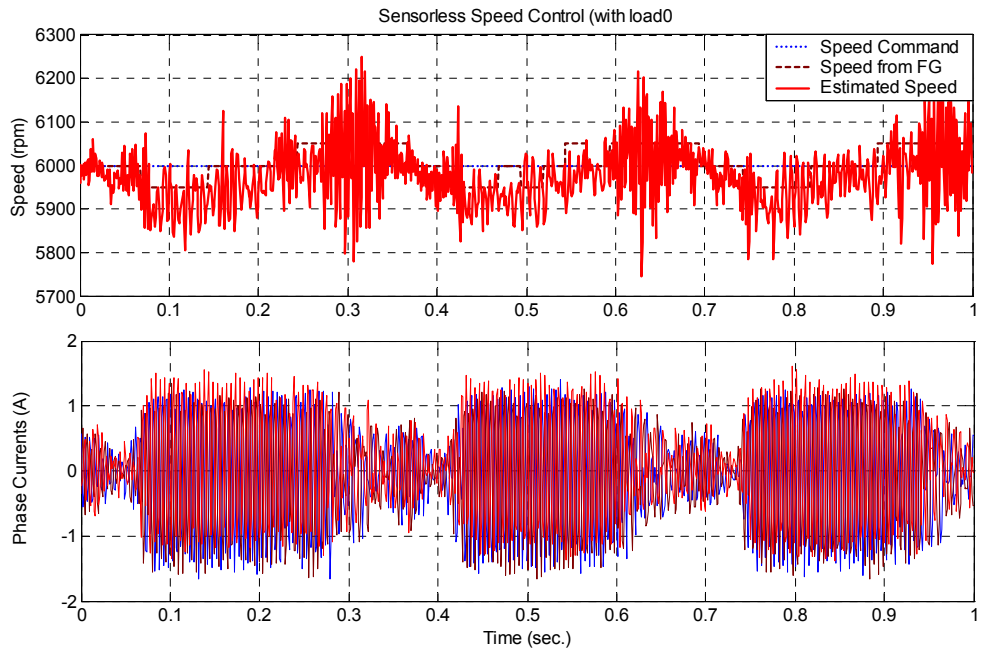


圖6.21 有載時無感測控制的高速穩態響應

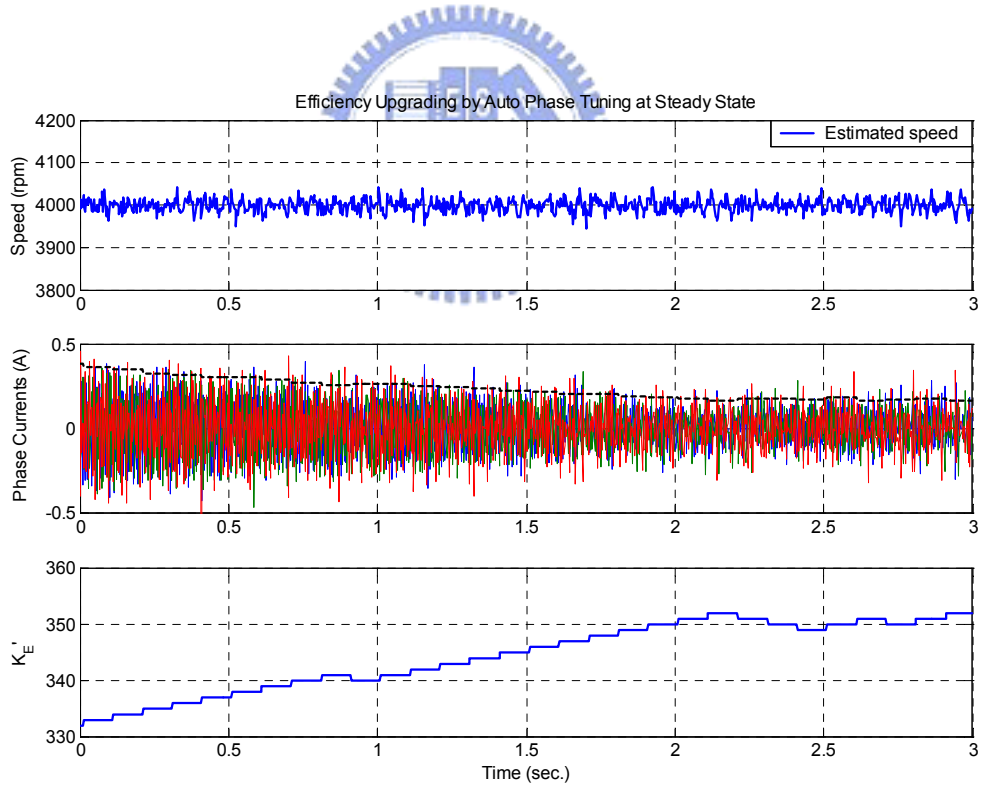


圖6.22 使用相角自動調整法提升定速時的運轉效率

# 第七章

## 結論與建議

### 7.1 結論

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

第三章中討論了使用線性型霍爾感測器的伺服控制方法。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。磁場導向向量控制不需透過靜止三軸與同步旋轉二軸間的座標轉換，而是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。

以計算磁通鏈增量為基礎之無感測轉子角度估測演算法，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，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。在第四章中也分析了馬達參數與回授訊號的靜態誤差對此無感測演算法的影響。

根據第四章所介紹的方法，本論文在第五章中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。另外，為了提高馬達穩態運轉時的效率，調整估測反抗電動勢峰值與實際反抗電動勢峰值的比例，使估測的轉子角度與實際轉子角度間的差改變，藉此改變各相電流命令的相位，以搜尋輸出電流的最低點，使相電流不受電流控制器與回授電路頻寬的影響，在低速與高速時相位都能與實際反抗電動勢對準。

第六章中首先介紹本論文所使用的實驗平台，接著討論永磁同步馬達控制演算法

的DSP實現，以及DSP程式中的中斷服務常式配置與規劃。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。

## 7.2 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，第五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，本論文所提出在穩態時調整相電流命令的相位以提升運轉效率之方法，在相位調整到達穩態時相位仍會在一小範圍之內變動，造成轉矩的波動。為了能使以高效率運轉，並產生穩定的轉矩，必須在搜尋到電流的振幅最小的操作點後，即停止相位調整。

## 參考文獻

- [1] T. M. Jahns, "Motion control with permanent-magnet AC machines," *IEEE Proc.*, vol. 82, no. 8, pp. 1241-1252, Aug. 1994.
- [2] R. Krishnan, *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001.
- [3] K. Rajashekara, A. Kawamura, "Sensorless control of permanent magnet AC motors," *IEEE-IECON Conf.*, 1994, vol. 4, pp. 1589-1594, 1994.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] N. Matsui, "Sensorless Operation of brushless DC motor drives," in *Proc. IEEE-IECON Conf.* 1993, vol. 2, pp. 739-744, 1993.
- [10] N. Matsui, "Sensorless PM brushless DC motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, no. 2, pp. 300-308, April 1996.
- [11] 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.
- [12] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling of permanent magnet motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.* vol. 35, no. 4, pp. 537-541, Nov. 1988.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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.

- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] 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.



## 附錄

### 無感測轉子角度估測之程式碼

```
/** Back-EMF function table looking up */
if(Theta_est>8000)
    Theta_est-=8000;
else if(Theta_est<0)
    Theta_est+=8000;

if(Theta_est>2667)
    Theta_est_c=Theta_est-2667;
else
    Theta_est_c=Theta_est+5333;

if(Theta_est>5333)
    Theta_est_b=Theta_est-5333;
else
    Theta_est_b=Theta_est+2667;

eal=(sinTab+(Theta_est>>4)); /* Return format: Q9 */
ecl=(sinTab+(Theta_est_c>>4));
ebl=(sinTab+(Theta_est_b>>4));
/** Back-EMF function table looking up (END) */

/** Current increment computation */
del_Ia=Cur_Ia_fb-Cur_Ia_old;
del_Ib=Cur_Ib_fb-Cur_Ib_old;
del_Ic=Cur_Ic_fb-Cur_Ic_old;
/** Current increment computation (END) */

Cur_Ia_old=Cur_Ia_fb;
Cur_Ib_old=Cur_Ib_fb;
Cur_Ic_old=Cur_Ic_fb;

/** Flux increments computation */
del_Psia=(int)((long)Van-Cur_Ia_fb)*8441>>15)-del_Ia;
del_Psib=(int)((long)Vbn-Cur_Ib_fb)*8441>>15)-del_Ib;
del_Psic=(int)((long)Vcn-Cur_Ic_fb)*8441>>15)-del_Ic;
/** Flux increments computation (END) */

/** Back-EMF peak value estimation */
E_est=32*(Speed_est>>2)*(long)(8-lambda); /* Format of lambda: Q3 */
/** Back-EMF peak value estimation (END) */

/** Rotor position estimation */
if(Speed_est>0)
    del_Theta_est=(int)(-
(37*((del_Psia*ecl+del_Psic*ebl+del_Psib*ea1)*(long)lambda)-E_est))>>17);
else
    del_Theta_est=(int)(-
(37*((del_Psia*ebl+del_Psic*ea1+del_Psib*ec1)*(long)lambda)-E_est))>>17);
Theta_est+=del_Theta_est;
/** Rotor position estimation (END) */
```

## 作者簡介

### 個人資料

姓名：賴逸軒 (Yi-Syuan Lai)  
生日：民國 69 年 11 月 14 日  
出生地：台灣省台北縣  
專長：DSP 應用、伺服控制系統、  
控制系統設計與分析



### 學歷

2003.9~2005.7 交通大學電機與控制工程學系碩士班  
2001.9~2003.6 台北科技大學二年制電機工程系  
1996.9~2001.6 台北工專五年制電機工程科