

# 國立交通大學

電控工程研究所

碩士論文

以數位座標旋轉演算法為主之  
直流無刷馬達弦波電流無感測控制



CORDIC-Based BDCM Sensorless Control  
with Sinusoidal Current Waveform

研究生：黃暉舜

指導教授：陳鴻祺博士

中華民國九十八年九月

以數位座標旋轉演算法為主之  
直流無刷馬達弦波電流無感測控制  
CORDIC-Based BDCM Sensorless Control  
with Sinusoidal Current Waveform

研究生：黃暉舜

Student : Wei-Shun Huang

指導教授：陳鴻祺

Advisor : Hung-Chi Chen

國立交通大學



Submitted to Institute of Electrical and Control Engineering  
College of Electrical and Computer Engineering  
National Chiao Tung University  
in partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of  
Master  
in  
Electrical and Control Engineering

Sep. 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年九月

# 以數位座標旋轉演算法為主之 直流無刷馬達弦波電流無感測控制

指導教授：陳鴻祺

研究生：黃暉舜

國立交通大學電控工程研究所

## 摘要

本論文以數位訊號處理器(Digital Signal Processor,DSP)來實現弦波直流無刷馬達之無感測速度迴路控制。首先分析馬達的等效模型和討論控制策略。然後利用擴展應電勢(Extended Electromotive Force, EEMF)推導出本篇論文所使用的位置誤差估測式，因此位置誤差估測式為一反正切( $\arctan$ )函數，故我們利用數位座標旋轉演算法(CORDIC)運算出結果。之後在 PSIM 建立整個無感測控制電路架構並且模擬確立其可行性後，再進入實作。在實作中我們利用光編碼器來偵測轉子位置，先完成整個磁場導向控制有感測控制系統作為比對之用。之後在有感測之情況下，利用本篇論文之角度誤差估測式加上數位座標旋轉演算法來推算得估測角度誤差值並與真正誤差進行比對。確定角度估測是正確後，再進入無感測控制實作。實作驗證結果本篇所提之無感測控制架構是可行的。

# CORDIC-Based BDCM Sensorless Control with Sinusoidal Current Waveform

Advisor: Hung-Chi Chen

student: Wei-Shun Huang

Institute of Electrical and Control Engineering  
National Chiao Tung University

## Abstract

This thesis presents the implementation of a sensorless speed controller for brushless DC motor(BDCM) with sinusoidal current waveform. First, the BDCM equivalent model and the control strategies are studied, an equation for estimated position error based on EEMF is derived. After the simulation of CORDIC, EEMF and BDCM driver in PSIM, the proposed CORDIC-based sensorless control is demonstrated.

Then, the conventional FOC(Flux-Oriented Control) with an encoder is implemented. After comparing the estimated angular error of CORDIC to the actual angular error and implementing the sensorless controller for BDCM, the provided experimental results also demonstrate the proposed sensorless control.

## 誌謝

本論文能順利完成，首先要感謝指導教授陳鴻祺博士，在撰寫本論文中，給予細心指導。雖然在研究的過程中難免會有摩擦，也感受到挫折，但仍能克服其困難，這些過程也成為研究的一小部分，使其論文修飾得圓潤。還有，感謝口試委員徐保羅教授和廖德誠教授，給予本論文批評指教並提供寶貴意見，更加強論文的完整性。

在研究生活這兩年多中，感謝交大認識的好朋友：感謝學長子揚和奕謙，在剛進實驗室時，讓我很快融入研究生活，並以過來人身份給予叮嚀與教導。感謝同窗們志杰、庠澤、任號、和育慶，在兩年多的時間裡一起學習成長。感謝學弟們振宇、崇賢、子安、智豪、威諭和宏和在最後研究生活的陪伴。最重要感謝的是跟我同窗六年的朋友們政興、韋傑和懿德等，從交大電控系到交大電控所六年的時間，互相扶持克服難關，完成課業後一同歡樂，讓枯燥的生活添加不少的樂趣。由衷感謝在影響人生中最重要時刻，能夠認識你們這群好友。

最後感激家人的支持，讓我在這兩年多的研究生活可以無後顧之憂的完成學業，總在背後默默的付出，讓我在人生的這段重要時期過得更為順利，謝謝。

# 目錄

摘要 .....	I
Abstract .....	II
誌謝 .....	III
目錄 .....	IV
圖目錄 .....	VII
表目錄 .....	VIII
<b>第一章 緒論</b> .....	<b>1</b>
1.1 研究背景與發展現況 .....	1
1.2 數位座標旋轉演算法 .....	2
1.3 無位置感測電流控制 .....	2
1.4 論文架構 .....	3
<b>第二章 數位座標旋轉演算法</b> .....	<b>4</b>
2.1 座標軸旋轉 .....	4
2.2 特定旋轉角度 .....	5
2.3 CORDIC 演算法 .....	7
<b>第三章 無位置感測弦波電流控制</b> .....	<b>11</b>
3.1 擴展感應電壓(Extended EMF) .....	11
3.2 馬達中電感和電壓參數推導 .....	13
3.4 同步旋轉軸參考座標 $d-q$ 軸 .....	16
3.5 假想同步參考座標 $dc-qc$ 軸 .....	18
3.6 CORDIC-Based 無感測控制 .....	22
3.7 位置感測器信號量測與分析 .....	23
3.7.1 位置感測編碼器 .....	24
3.7.2 差動放大訊號電路 AM26LS32 .....	25
3.7.3 實際量測信號 .....	26
<b>第四章 無感測控制模擬</b> .....	<b>29</b>
4.1 啟動策略 .....	30
4.2 穩態模擬波形 .....	32
4.3 運轉變化模擬波形 .....	34
4.4 CORDIC-Based 反正切函數模擬 .....	36
<b>第五章 實作結果</b> .....	<b>39</b>
5.1 光編碼器位置對位 .....	39
5.2 有位置感測下之開迴路測試 .....	43
5.3 有位置感測下之閉迴路測試 .....	47
5.3.1 電流回授 .....	47
5.3.2 速度回授 .....	49

5.4 有感測下角度誤差估測器之比對 .....	54
5.5 無位置感測控制之閉迴路測試 .....	59
5.5.1 穩態運轉實作波形 .....	59
5.5.2 轉速變化實作波形 .....	61
5.5.3 無感測之啟動實作波形 .....	63
第六章 結論 .....	65
參考資料 .....	66



## 圖目錄

圖 2.1 座標軸旋轉示意圖 .....	5
圖 2.2 座標旋轉軸運算示意圖 .....	5
圖 2.3 座標軸旋轉示意圖 .....	6
圖 2.4 經 5 次疊代後之樹枝狀 CORDIC 角度分布圖 .....	8
圖 2.5 八次疊代之 CORDIC 運作方式 .....	9
圖 3.1 同步參考座標 $dc-qc$ 軸與 $d-q$ 軸之相對關係 .....	12
圖 3.2 二極三相的直流無刷馬達 .....	13
圖 3.3 無感測弦波電流控制架構 .....	22
圖 3.4 無感測弦波電流控制架構 .....	23
圖 3.5 編碼器的外觀以及輸出訊號 .....	24
圖 3.6 AM26LS32IC 輸出腳位圖 .....	25
圖 3.7 信號經 AM26LS32IC 輸入和輸出示意圖 .....	25
圖 3.8 三相等效圖 .....	26
圖 3.9 量測接線圖 .....	26
圖 3.10 馬達(8 極) .....	27
圖 3.11 馬達(4 極) .....	27
圖 4.1 所研擬無感測弦波電流控制之模擬電路 .....	29
圖 4.2 所研擬啟動策略模擬波形 .....	30
圖 4.3 速度與位置估測迴路 .....	32
圖 4.4 無感測控制在 1000rpm 穩態模擬結果 .....	33
圖 4.5 無感測控制在 2000rpm 穩態模擬結果 .....	33
圖 4.6 無感測控制在 3000rpm 穩態模擬結果 .....	34
圖 4.7 無感測控制在 1000rpm~3000rpm 暫態模擬結果 .....	35
圖 4.8 CORDIC-Based 反正切函數模擬 .....	36
圖 4.9 不同疊代次數下反正切函數理想值與 CORDIC 演算值之比較 (a) 5 次 ; (b) 8 次 ; (c) 10 次 ; (d) 12 次 .....	38
圖 5.1 直流無刷馬達開迴路的光電編碼器位置硬體配置圖 .....	40
圖 5.2 (a) sin 三相和 T2CNT 的關係 (b) cos 三相和 T2CNT 的關係 .....	41
圖 5.3 $V_{contA}$ 和馬達 A 相之電動勢( $V_q^* = 7FFF, V_d^* = 0$ ) .....	41
圖 5.4 Z 軸訊號和 T2CNT .....	42
圖 5.5 電壓控制訊號 $V_{contA}$ 與 A 相上下臂 PWM 開關訊號關係圖 (a) $V_{contA}$ 正最大值時 ; (b) $V_{contA}$ 為零時 ; (c) $V_{contA}$ 為負最大值時 .....	44
圖 5.6 DSP 程式執行配合變頻器送電的主要流程圖 .....	45
圖 5.7 開迴路控制系統圖 .....	46
圖 5.8 電流閉迴路控制示意圖 .....	47



圖 5.9	給予 $I_q^*$ 電流命令由 1A 提升到 2A, $I_d^* = 0$ ( $R_L = 40\Omega$ ).....	48
圖 5.10	速度閉迴路控制示意圖(有感測) .....	49
圖 5.11	1000rpm 和 3000rpm 轉速切換實作結果圖 ( $R_L = 100\Omega$ ) .....	50
圖 5.12	有感測穩態運轉實作波形( $R_L = 100\Omega$ )	
	(a)1000rpm ; (b)2000rpm ; (c)3000rpm .....	51
圖 5.13	有感測穩態運轉實作波形( $R_L = 40\Omega$ )	
	(a)1000rpm ; (b)2000rpm ; (c)3000rpm .....	52
圖 5.14	整體直流無刷馬達控制(有感測)流程圖 .....	53
圖 5.16	Z 軸對準預設誤差值之示意圖 (a)0 度 (b)-9 度(c)9 度 .....	54
圖 5.16	Z 軸對準誤差值為 9 度之實作波形( $R_L = 100\Omega$ )	
	(a)1000rpm ; (b)2000rpm ; (c)3000rpm .....	55
圖 5.17	Z 軸對準誤差值為 9 度之實作波形( $R_L = 40\Omega$ )	
	(a)1000rpm ; (b)2000rpm ; (c)3000rpm .....	56
圖 5.18	Z 軸對準誤差值為-9 度之實作波形( $R_L = 100\Omega$ )	
	(a)1000rpm ; (b)2000rpm ; (c)3000rpm .....	57
圖 5.19	Z 軸對準誤差值為-9 度之實作波形( $R_L = 40\Omega$ )	
	(a)1000rpm ; (b)2000rpm ; (c)3000rpm .....	58
圖 5.20	無感測穩態運轉實作波形( $R_L = 100\Omega$ )	
	(a)1000rpm ; (b)2000rpm ; (c)3000rpm .....	60
圖 5.21	無感測穩態運轉實作波形( $R_L = 40\Omega$ )	
	(a)1000rpm ; (b)2000rpm ; (c)3000rpm .....	61
圖 5.22	無感測之轉速切換實作 1000rpm~3000rpm ( $R_L = 100\Omega$ ) .....	61
圖 5.23	整體直流無刷馬達控制(無感測)流程圖 .....	62
圖 5.24	直流無刷馬達控制無感測啟動波形	
	(a)定電流模式 ; (b)定頻模式 ; (c)鎖相模式.....	64

## 表目錄

表 2.1 特定旋轉角度 .....	6
表 4.1 相關馬達模擬參數 .....	35
表 4.1 樹枝狀 CORDIC 角度分佈 .....	37
表 5.1 有感測跟無感測之功率比較 (100Ω) .....	63
表 5.2 有感測跟無感測之功率比較 (40Ω) .....	63



# 第一章

## 緒論

### 1.1 研究背景與發展現況

在過去，直流馬達廣泛的被應用在各種場合上。直流馬達的優點在於控制容易，僅改變電樞電壓就可改變轉速，而且馬達的轉矩都可維持定值在不同的轉速下。但直流馬達最大的缺點在電樞位於轉子，須使用換向片與定子的碳刷接觸作為電流換向，故當馬達旋轉時，兩者間的摩擦容易產生火花，此現象使得直流馬達不適用於某些場合，如在於充滿粉塵的場所下，會有引發塵爆的可能。而且因摩擦造成的損壞，也使得碳刷須經常維護或更換。近年來，一種名為直流無刷馬達(Brushless DC motor, BDCM)具有交流馬達結構簡單、不需維護及沒有火花產生之優點，並且不具像感應馬達有滑差(slip)的缺點，而效率也較感應馬達高，但最大的缺點在於控制較為複雜。但因隨著磁場導向控制(Field-Oriented Control, FOC)與微處理器的進步，也使得直流無刷馬達的實際應用逐漸成熟。

在磁場導向控制中，由於電流在向量中分為磁場電流與轉矩電流兩分量因此參考轉子磁場的方向，故轉子的位置是需要的。轉子位置可使外接的硬體裝置直接偵測，如光編碼器，還有就是利用馬達參數、直流鏈電壓、電流訊號做無感測轉子角度估測。使用光編碼器直接偵測的好處就是方便與簡單，但轉子偵測裝置除了有體積的增加和可靠性的問題，解析度愈高的轉子角度偵測裝置所需的成本也愈高，還有就是對於環境容忍性的不好而易損壞。而使用無感測的方式雖然需要比較複雜的演算法，但好的無感測控制也是可提升直流無刷馬達系統，使得直流無刷馬達的應用更為廣範。

在歐美和日本的市場已出現不少此無感測控制IC作為馬達控制換向之技術基礎，如日本TOSHIBA公司IC-TB6582FG為控制三相弦波型馬達直流無刷馬達風扇所設計、美國IR公司所設計的IRMCK203為一高性能之直流無刷馬達無感測單晶片控制IC，近年來也推出IC-IRMCF341可跟微處理器8051集成一系統控制器的高效態晶片、MICROCHIP公司的AN1078為一微控器可以控制ACIM、BDC、BLDC和PMSM等多穩馬達，而且它

其中的估測器運算也運用到CORDIC的方法，更可印証我們所使用的演算法可靠性提升。雖然無感測IC的研發日益進步，也發展了不少產品，但台灣在這方面的研發仍究不足，廠商所使用之馬達控制IC都是由日本或歐美所提供的，如此可知我國在這方面的研究仍有很大的努力空間。

## 1.2 數位座標旋轉演算法

數位座標旋轉演算法(CORDIC)，最早是應用在導航系統上，有了此演算法，使得向量的旋轉和定運算無需作三角函數的查表、乘法、開平方和反三角函數一連串複雜的運算，僅僅需要乘法、加法即建立少量的特定數值表即可達到所求。在直流無刷馬達控制上，像FOC這類需要牽涉到向量和角度的控制，本來在實際上的應用是比較困難的，但近年來因FPGA和DSP這類的即時運算數位控制器的成熟，使得此控制方法的實際應用變得可行進而得以發展，而其中的向量控制也應用到了CODIC演算法。本篇論文中馬達無感測控制中，在使用馬達的參數運算得來的轉子估測誤差值，便為一反三角函數值，若直接使用其中之函數運算會耗費大量的時間，故使用數位座標旋轉演算法來作式子的運算。

## 1.3 無位置感測電流控制

參考文獻[14]-[15]整理目前所使用之無感測控制方法大致上可以分為三大類，第一類是量測定子之反抗電動勢。因為反抗電動勢與轉子的位置有關係，可以去偵測反抗電動勢來推得到轉子的位置。但是此類的方法大多是只能用在電流不連續之直流無刷馬達上，並不合適在弦波電流控制之直流無刷馬達。第二類之無感測方式是以直流無刷馬達的數學模型為出發點，以內部之參數如端電壓、電流、電感和內部電阻等，設計一觀察器和卡曼濾波器，或者是以直接計算估測方式來得到轉子位置。這類方法通常是需要大量的運算或者需特殊之演算法來輔助運算，其性能方面跟參數和訊號之量測的準確性有很大的關聯。而最後一類是為只適用於凸極式直流無刷馬達的方法，利用凸極式直流無刷馬達的特性，轉子在不同之角度位置上具有磁阻不均等之關係，注入高頻訊號於定子

線圈中，再使用外部電路處理所偵測到之高頻訊號來得到轉子位置，此類方法有會有因高頻訊號而有轉矩鏈波之產生。

## 1.4 論文架構

說明本篇論文之組織架構

第一章為研究背景、現況發展和研究目的

第二章為介紹無感測控制器所使用之數位轉換座標演算法(CORDIC)

第三章為介紹馬達模型分析和控制，及本論文所使用之無感測控制架構。

第四章為本論文之所有電路模擬。

第五章為本論文之所有電路實作。

第六章為本論文之結論、如何進一步改善之建議和未來研究方向。



# 第二章

## 數位座標旋轉演算法

本篇論文於位置誤差角度計算，是所應用無位置感測弦波電流控制之關鍵部份。但由於牽涉到反正切函數(arctan)之計算，在數位系統上不易實現。直覺方式先使用除法後，再根據結果查表得到，但一來除法相當耗時間，又有誤差；二來又需耗用相當記憶體空間儲存反正切函數的表，因此不易實現。

本論文擬採用 CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computer, 稱為座標旋轉數位演算法)計算該反正切函數的結果。該方法是一個適用於數位系統上實現的演算法，可以根據輸入向量之  $xy$  座標，僅使用加法器、位移暫存器與特定角度之建表，即可經由有限次數的遞迴運算(即有限次數的座標軸旋轉後)，使初始輸入之  $xy$  向量與最終座標軸之  $x$  軸接近。隨後計算疊代過程中之所有旋轉角度總和，即可獲得該反正切函數對應之角度大小。



### 2.1 座標軸旋轉

圖 2.1 為座標軸旋轉示意圖，在  $xy$  座標軸下，該點座標為  $(x_0, y_0)$ ；當  $xy$  座標軸順時間旋轉  $\alpha$  角度成為  $x'y'$  座標軸，該點座標之標示變為  $(x'_0, y'_0)$ ，則  $(x_0, y_0)$  與  $(x'_0, y'_0)$  之關係為

$$\begin{bmatrix} x'_0 \\ y'_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix} = \cos \alpha \begin{bmatrix} 1 & -\tan \alpha \\ \tan \alpha & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

由上面的矩陣關係式，我們可以發現是每個向量的旋轉是由四個乘法器和兩個加法器所構乘的數位運算，如圖 2.2 所示。

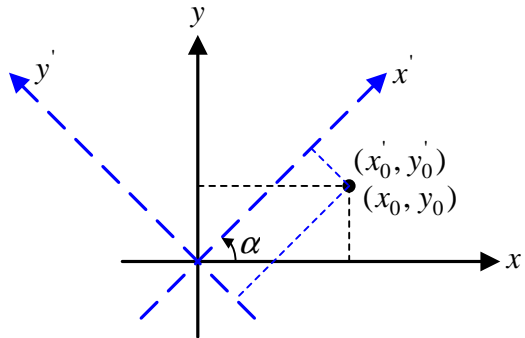


圖 2.1 座標軸旋轉示意圖

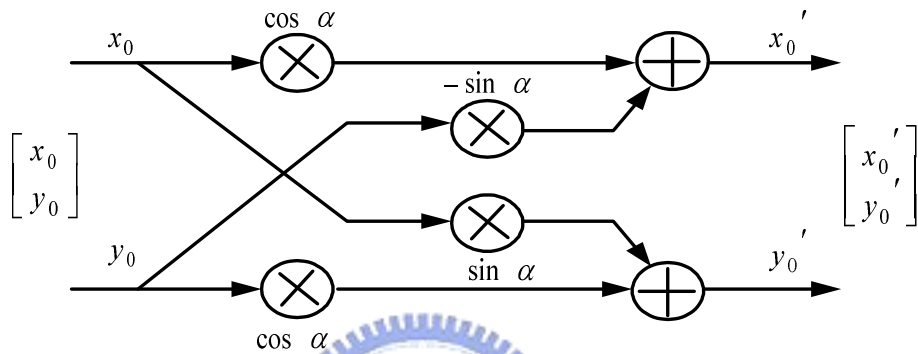


圖 2.2 座標旋轉軸運算示意圖

## 2.2 特定旋轉角度

在某些特定旋轉角度，其正切函數之值恰為 2 之負整數次方，如 1, 1/2, 1/4... 等等，如表 2.1 所示。正切函數值為 0.5 時，該角度約為 26.565 度，比 45/2 度來得大。當座標軸旋轉角度為這些特定角度，因此將(2.1)式改寫為

$$\begin{bmatrix} x_0'' \\ y_0'' \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} x_0' \\ y_0' \end{bmatrix}}{\cos \alpha} = \begin{bmatrix} 1 & -\tan \alpha \\ \tan \alpha & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_0 - 2^{-n} y_0 \\ 2^{-n} x_0 + y_0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

關注這些角度有一個好處，就是當座標軸旋轉角度為這些特定角度時，在數位實現上可以使用簡單的加法與右移(Right Shift)指令，即可以得到新的座標結果，而不需要使用耗資源之乘法器或乘法指令即可得到結果。

其示意圖如圖 2.3 所示，雖然經過此簡單計算所得到之座標  $(x_0'', y_0'')$  與原座標  $(x_0, y_0)$  不是同一點，向量長度增加為  $(\cos \alpha)^{-1}$  倍，但其對應之向量角度而言，並沒有



改變；也就是說，對於反正切函數(arctan)或是其他三角函數之計算而言，當座標軸旋轉角度為這些特定角度時，並不會使計算結果改變。

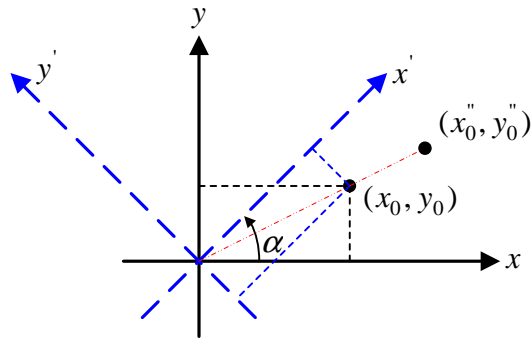


圖 2.3 座標軸旋轉示意圖

表 2.1 特定旋轉角度

i	$\tan(\alpha_i)$ $= 2^{-i}$	$\alpha_i$ (in degree)	$\alpha_i$ (in Q15)	$\frac{1}{\prod_{n=0}^i \cos(\alpha_n)}$
0	$\pm 1$	$\pm 45^\circ$	$\pm 8192$	1.4142
1	$\pm 1/2$	$\pm 26.565^\circ$	$\pm 4836$	1.5811
2	$\pm 1/4$	$\pm 14.036^\circ$	$\pm 2555$	1.6298
3	$\pm 1/8$	$\pm 7.1250^\circ$	$\pm 1297$	1.6425
4	$\pm 1/16$	$\pm 3.5763^\circ$	$\pm 651.051$	1.6457
5	$\pm 1/32$	$\pm 1.7899^\circ$	$\pm 325.843$	1.6465
6	$\pm 1/64$	$\pm 0.8953^\circ$	$\pm 162.961$	1.6467
7	$\pm 1/128$	$\pm 0.4476^\circ$	$\pm 81.4857$	1.6467
8	$\pm 1/256$	$\pm 0.2238^\circ$	$\pm 40.7435$	1.6468
9	$\pm 1/512$	$\pm 0.1119^\circ$	$\pm 20.3718$	1.6468
10	$\pm 1/1024$	$\pm 0.0560^\circ$	$\pm 10.1859$	1.6468
11	$\pm 1/2048$	$\pm 0.0280^\circ$	$\pm 5.0930$	1.6468



## 2.3 CORDIC 演算法

首先，根據原座標 $(x_0, y_0)$ 之 $x_0 y_0$ 乘積之正負值，決定接下來之座標軸旋轉角度為+45度，或是-45度。以圖 2.1 為例，由於 $x_0$ 、 $y_0$ 皆為正，因此第一次座標軸旋轉角度為+45度。旋轉完後之新座標 $(x_1, y_1)$

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_0 - 2^{-0} y_0 \\ 2^{-0} x_0 + y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_0 - y_0 \\ x_0 + y_0 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

接下來，根據新座標 $(x_1, y_1)$ 之 $x_1 y_1$ 乘積之正負值，決定接下來之座標軸旋轉角度為+26.565度，或是-26.565度。以圖 2.1 為例，由於 $x_1 y_1$ 乘積為負，因此第二次座標軸旋轉角度為-26.565度。旋轉完後之新座標 $(x_2, y_2)$

$$\begin{bmatrix} x_2 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 - 2^{-1} y_1 \\ 2^{-1} x_1 + y_1 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

CORDIC 演算法在 N 次疊代設定下，依照上述這些步驟進行疊代，

$$d_i = \begin{cases} -1, & \text{when } x_i y_i > 0 \\ +1 & \text{when } x_i y_i < 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} x_i \\ y_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{i-1} - 2^{-(i-1)} d_{i-1} y_{i-1} \\ 2^{-(i-1)} d_{i-1} x_{i-1} + y_{i-1} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

最終，原座標 $(x_0, y_0)$ 對應之角度 $\theta$ ，可近似為

$$\theta \approx - \sum_{i=0}^{N-1} d_i \alpha_i = \pm \alpha_0 \pm \alpha_1 \pm \dots \pm \alpha_{N-1} \quad (2.7)$$

圖 2.4 為經過 N=5 次後之角度分布圖，很明顯地，由於這些特定旋轉角度並沒有經過平均分配，因此，在某些區間發生重疊現象(Overlapping Branches)[16]。

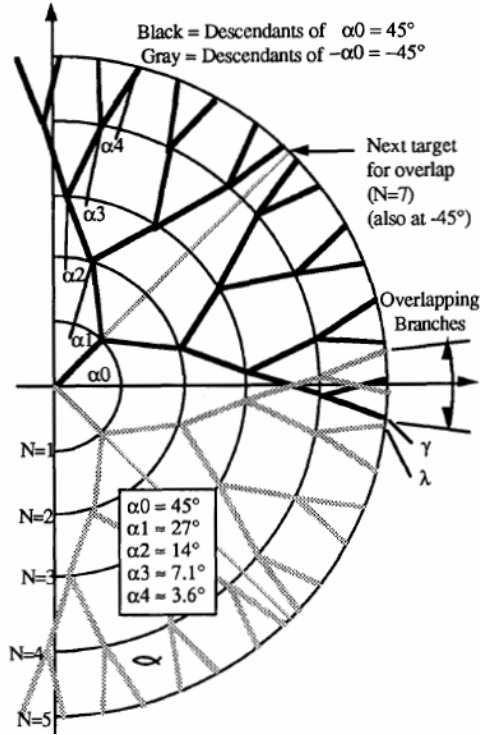


圖 2.4 經 5 次疊代後之樹枝狀 CORDIC 角度分布圖[16]

表 2.2 列出了經過  $N=5$  次後，共  $2^5=32$  種可能之 CORDIC 角度分布與其對應之正餘弦函數。除了某些區間發生重疊現象(Overlapping Branches)[16]值得注意以外，其某些角度會超過  $\pm 90$  度之範圍以外，因此實際有效 CORDIC 角度不到 32 種。

此外，經過這些演算， $y_N$  會趨近 0， $x_N$  會趨近原來座標  $(x_0, y_0)$  長度  $\sqrt{x_0^2 + y_0^2}$  之 1.6465 倍[74](約 3/5 倍)。因此，在取  $x_0, y_0$  數值時，應考慮此現象，不要以 0x7FFFH 為基值，最少應以 0.6 倍為基值，必免演算後， $x_N$  出現溢位現象，影響計算值。

舉一例子，作八次的 CODIC 的運算，說明其過程。取角度 60 度作運算：

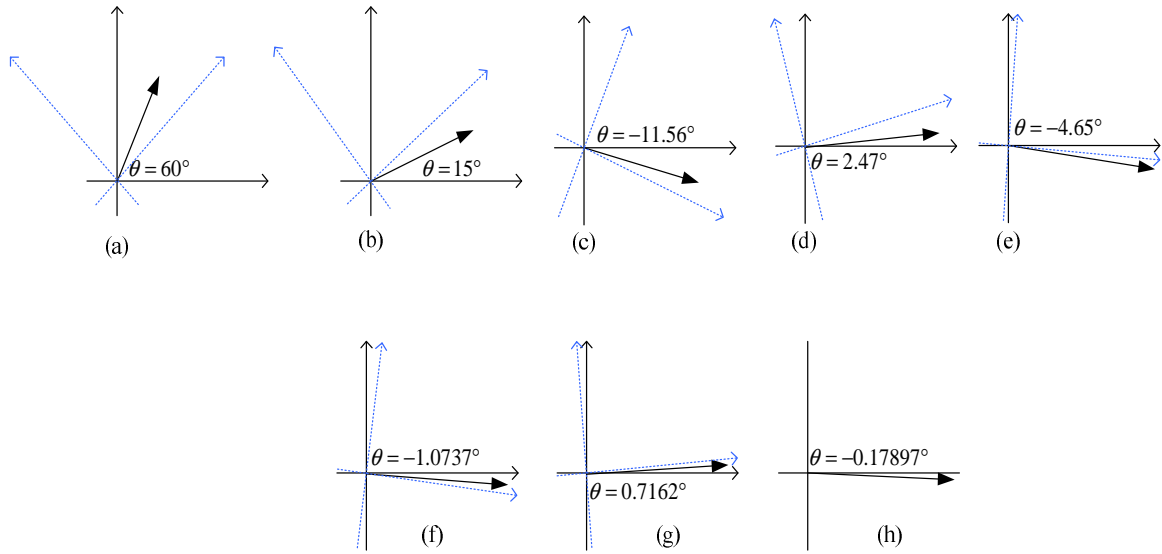


圖 2.5 八次疊代之 CORDIC 運作方式

圖 2.5(a)~(h)的運算式子為以下表示(利用式子 2.5 和 2.6)：

$$(a) : \begin{matrix} x_0 = 0.5 \\ y_0 = 0.866 \end{matrix} \Rightarrow d_0 = -1, \theta_0 = 45^\circ$$

$$(b) : \begin{matrix} x_1 = 0.5 - (-1) * \left(\frac{1}{2}\right)^{1-1} * 0.866 = 1.366 \\ y_1 = 0.866 + (-1) * \left(\frac{1}{2}\right)^{1-1} * 0.5 = 0.366 \end{matrix} \Rightarrow d_1 = -1, \theta_1 = 26.565^\circ$$

$$(c) : \begin{matrix} x_2 = 1.366 - (-1) * \left(\frac{1}{2}\right)^{1-2} * 0.366 = 1.549 \\ y_2 = 0.366 + (-1) * \left(\frac{1}{2}\right)^{1-2} * 1.366 = -0.317 \end{matrix} \Rightarrow d_2 = 1, \theta_2 = 14.036^\circ$$

$$(d) : \begin{aligned} x_3 &= 1.549 - (1) * \left(\frac{1}{2}\right)^{1-3} * (-0.317) = 1.62825 \\ y_3 &= -0.317 + (1) * \left(\frac{1}{2}\right)^{1-3} * 1.549 = 0.07025 \end{aligned} \Rightarrow d_3 = -1, \theta_3 = 7.125^\circ$$

$$(e) : \begin{aligned} x_4 &= 1.62825 - (-1) * \left(\frac{1}{2}\right)^{1-4} * 0.07025 = 1.637 \\ y_4 &= 0.07025 + (-1) * \left(\frac{1}{2}\right)^{1-4} * 1.62825 = -0.1332 \end{aligned} \Rightarrow d_4 = 1, \theta_4 = 3.5763^\circ$$

$$(f) : \begin{aligned} x_5 &= 1.637 - (1) * \left(\frac{1}{2}\right)^{1-5} * (-0.1332) = 1.645325 \\ y_5 &= -0.1332 + (1) * \left(\frac{1}{2}\right)^{1-5} * 1.637 = -0.03088 \end{aligned} \Rightarrow d_5 = 1, \theta_5 = 1.79^\circ$$

$$(g) : \begin{aligned} x_6 &= 1.645325 - (1) * \left(\frac{1}{2}\right)^{1-6} * (-0.03088) = 1.64629 \\ y_6 &= -0.03088 + (1) * \left(\frac{1}{2}\right)^{1-6} * 1.645325 = 0.02054 \end{aligned} \Rightarrow d_6 = -1, \theta_6 = 0.8951^\circ$$

$$(h) : \begin{aligned} x_7 &= 1.64629 - (-1) * \left(\frac{1}{2}\right)^{1-7} * (0.02054) = 1.64645 \\ y_7 &= 0.02054 + (-1) * \left(\frac{1}{2}\right)^{1-7} * 1.64629 = 0.007678 \end{aligned} \Rightarrow d_7 = -1, \theta_7 = 0.4476^\circ$$

最後把(a)~(h)的式子結果  $d_i$  和  $\theta_i$  全代入 2.7 式，此時可以得到：

$$\begin{aligned} \theta &= -(-45^\circ - 26.565^\circ + 14.036^\circ - 7.125^\circ + 3.5763^\circ + 1.79^\circ - 0.89517^\circ - 0.4476^\circ) \\ &= 60.63^\circ \end{aligned}$$

其最終  $\theta$  的值跟我們所預設的  $60^\circ$  相當接近，誤差不超過  $1^\circ$  也足夠實作所需之精度，當然隨著疊代的增加，我們所達到的精度也會提高，但也要考慮其運算量也會跟著增加，使處理器的資源耗費也提高，兩者的平衡也是要去考慮的。

## 第三章

# 無位置感測弦波電流控制

根據文獻資料[1-13]評估，雖然有為數眾多之弦波電流控制技術被提出來，但是考慮控制架構實現之簡單度與必須適用性，決定選擇文獻資料中[6]所提出之“擴展感應電壓(Extended Electromotive Force, EEMF)”作為接下來本篇文章之控制架構。並介紹馬達的模型與控制架構。

### 3.1 擴展感應電壓(Extended EMF)

有關直流無刷馬達之模型推導，當採用同步參考座標軸，且此參考座標  $d$  軸固定於轉子最大磁通處時，如圖 3.1 所示，故此直流無刷馬達的主導電壓方程式為(3.1)式：

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_d \cdot i_d \\ L_q \cdot i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} -L_q \cdot i_q \\ L_d \cdot i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

其中  $L_d$ 、 $L_q$  分別為  $d$ - $q$  軸的電感； $V_d$ 、 $V_q$  表為  $d$ - $q$  軸的電壓； $i_d$ 、 $i_q$  表為  $d$ - $q$  軸的電流； $r$  是定子繞組； $p$  是微分符號； $E_0$  是實際感應電壓(Electromotive Force, EMF)在  $q$  軸的大小，實際感應電壓在  $d$  軸的電壓大小為零。 $\omega_r$  為轉子磁場角速度，亦為此同步參考座標軸之旋轉角速度，單位為  $\text{rads/sec}$ 。若馬達極數為  $P$ ，則馬達實際轉速應為

$$\omega_m = \frac{120\omega_r}{P} \quad (\text{rpm}) \quad (3.2)$$

若馬達無凸極效應，即無所謂  $L_d$ 、 $L_q$  電感之分別，亦即  $L = L_d = L_q$ 。此時(3.1)式

可簡化為

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + pL \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r L \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_0 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

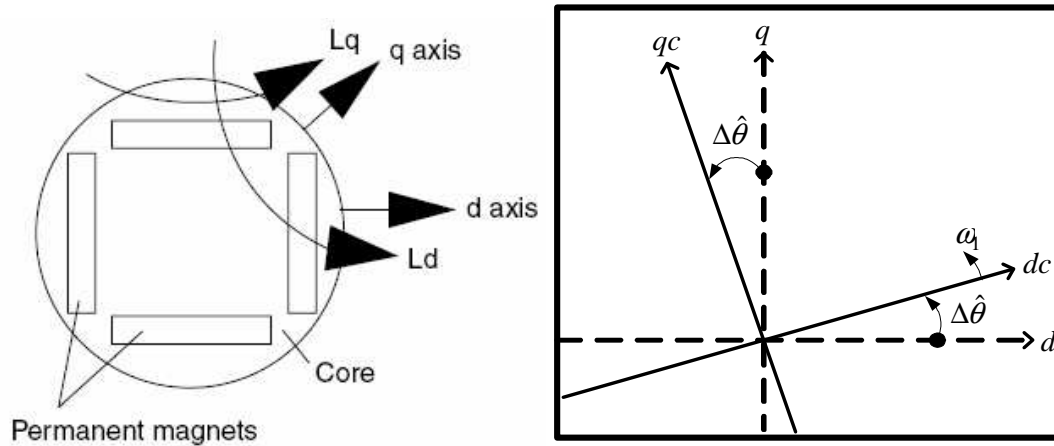


圖 3.1 同步參考座標  $dc$ - $qc$  軸與  $d$ - $q$  軸之相對關係

經由加減項，而不改變等式間的關係。電壓方程式(3.1)可以另外整理為

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + pL_d \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r L_q \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_0 + p(L_q - L_d) \cdot i_q + \omega_r(L_d - L_q) \cdot i_d \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

對照(3.3)與(3.4)式，發現十分類似；其中(3.4)式第四項可視為感應電動勢項，但包含實際感應電動勢  $E_0$  和凸極效應項(Salient pole)  $p(L_q - L_d) \cdot i_q + \omega_r(L_d - L_q) \cdot i_d$  的總和，參考資料[64-71]中稱為擴展感應電壓(Extended EMF)  $E_{0x}$ ，其等式為：

$$E_{0x} = E_0 + p(L_q - L_d) \cdot i_q + \omega_r(L_d - L_q) \cdot i_d \quad (3.5)$$

### 3.2 馬達中電感和電壓參數推導

圖 3.2 的馬達模型中，每相的電感和電壓值方程式如下一一介紹：

定子中的相磁交鏈可以表示為(2.1)式：

$$\lambda_a = L_{ls}i_a + \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi\mu_0rl\left(\alpha_1 - \frac{\alpha_2}{2} \cos 2\theta_r\right)i_a \quad (3.6)$$

其中：

$\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ ：馬達氣隙長度常數(當 $(\alpha_1 - \alpha_2)^{-1}$ 時為最長， $(\alpha_1 + \alpha_2)^{-1}$ 為最短)

$l$ ：矽鋼片疊積厚度

$r$ ：馬達氣隙位置半徑

$\mu_0$ ：導磁係數

$L_{ls}$ ：漏磁電感

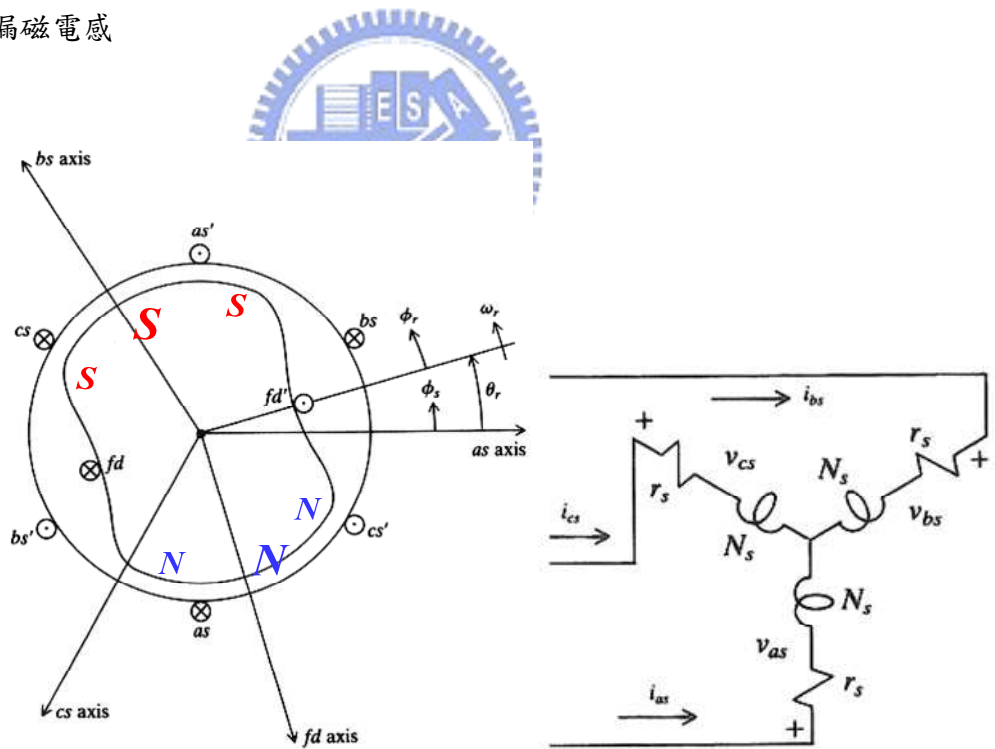


圖 3.2 二極三相的直流無刷馬達

每相的自感可以表示為(3.7)式：

$$L_{aa} = L_{ls} + \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi\mu_0 rl \left(\alpha_1 - \frac{\alpha_2}{2} \cos 2\theta_r\right) \quad (3.7)$$

而每相的互感可以表示為(3.8)式：

$$L_{ab} = -\left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi\mu_0 rl \left(\alpha_1 + \frac{\alpha_2}{2} \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right)\right) \quad (3.8)$$

由上面的(3.6)到(3.8)這三個式子，我們可以把一些值作替換：

$$L_A = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi\mu_0 rl \alpha_1 \quad (3.9)$$

$$L_B = \frac{1}{2} \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi\mu_0 rl \alpha_2 \quad (3.10)$$

永磁式同步馬達三相磁交鏈方程式如式子(3.11)所示：

$$\begin{aligned} \lambda_a &= L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c + \lambda_{am} \\ \lambda_b &= L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c + \lambda_{bm} \\ \lambda_c &= L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c + \lambda_{cm} \end{aligned} \quad (3.11)$$

永磁式同步馬達磁交鏈方程式用矩陣形式(3.12)表示：

$$\lambda_{abc} = L_s i_{abc} + \lambda_{abcf} \quad (3.12)$$



其中：

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \frac{\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \pi) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \frac{\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$\lambda_{abcf} = \begin{bmatrix} \lambda_{am} \\ \lambda_{bm} \\ \lambda_{cm} \end{bmatrix} = \lambda_m \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau + \theta_r(0)$$

介紹直流無刷馬達三相電壓方程式如式子(3.13)所示：

$$v_a = r \cdot i_a + p\lambda_a$$

$$v_b = r \cdot i_b + p\lambda_b$$

$$v_c = r \cdot i_c + p\lambda_c$$



(3.13)

### 3.4 同步旋轉軸參考座標 $d$ - $q$ 軸

同步旋轉軸參考座標下將三軸轉換成兩軸的數學表示式為(3.14)：

$$f_{dq0} = K_s f_{abc} \quad (3.14)$$

式中

$$f_{dq0} = [f_q \quad f_d \quad f_o]^T$$

$$f_{abc} = [f_a \quad f_b \quad f_c]^T$$

轉換矩陣  $K_s^r$  為：

$$K_s^r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_r & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

反轉換矩陣  $K_s^{r-1}$  為：

$$(K_s^r)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

在同步旋轉座標下的直流無刷馬達電壓方程式為(3.15)：

$$\begin{aligned} (K_s^r)^{-1} v_{qd0} &= r(K_s^r)^{-1} i_{qd0} + p[(K_s^r)^{-1} \lambda_{qd0}] \\ \Rightarrow v_{qd0} &= (K_s^r) r (K_s^r)^{-1} i_{qd0} + (K_s^r) [p(K_s^r) \lambda_{qd0} + (K_s^r)^{-1} p \lambda_{qd0}] \\ &= r i_{qd0} + \omega_r \lambda_{qd0} + p \lambda_{qd0} \end{aligned} \quad (3.15)$$

其中：

$$\lambda_{qd0} = [\lambda_d \quad -\lambda_q \quad 0]$$

$d$ - $q$  軸上電壓方程式為(3.16)：

$$v_{qd0} = r i_{qd0} + \omega_r \lambda_{qd0} + p \lambda_{qd0} \quad (3.16)$$

$q$ - $d$  軸磁交鏈方程式為(3.17)：

$$\begin{aligned}
\lambda_{abc} &= L_s i_{abc} + \lambda_{af} \\
\Rightarrow (K_s^r)^{-1} \lambda_{qd0} + L_s (K_s^r)^{-1} i_{qd0} + \lambda_{af} & \quad (3.17) \\
\Rightarrow \lambda_{qd0} = K_s^r L_s (K_s^r)^{-1} + K_s^r \lambda_{af} &= \begin{bmatrix} L_q & 0 & 0 \\ 0 & L_d & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \end{bmatrix} + \lambda_{af} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

其中：

$$\begin{aligned}
L_q &= L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A - L_B) \\
L_d &= L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A + L_B)
\end{aligned}$$

$q$ - $d$  軸電壓方程式展開：

$$\begin{aligned}
v_q &= r i_q + \omega_r \lambda_d + p \lambda_q \\
v_d &= r i_d - \omega_r \lambda_q + p \lambda_d \\
v_0 &= r i_0 + p \lambda_0
\end{aligned}$$

$q$ - $d$  軸磁交鏈方程式展開：

$$\begin{aligned}
\lambda_q &= L_q i_q \\
\lambda_d &= L_d i_d + \lambda'_m \\
\lambda_0 &= L_{ls} i_0
\end{aligned}$$



最後把  $q$ - $d$  軸電壓方程式整理得出為(3.18)：

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r + pL_q & \omega_r L_d & 0 \\ -\omega_r L_q & r + pL_d & 0 \\ 0 & 0 & r + pL_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_r \lambda_{af} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

直流無刷馬達電壓方程式經過轉換後，其中  $v_0$  軸表為零相序的量，當系統平衡時為零，

其方程式可表整示為(3.19)：

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & r + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_{af} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

此時直流無刷馬達的轉矩  $T_e$  為(3.20)：

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [(L_d - L_q) i_q i_d + \lambda_{af} i_q] \quad (3.20)$$

其中：

$v_q$ 、 $v_d$ ：為同步旋轉座標軸的定子電壓

$i_q$ 、 $i_d$ ：為同步旋轉座標軸的定子電流

$L_q$ 、 $L_d$ ：為同步旋轉座標軸的電感值

$p$ ：為  $\frac{d}{dt}$

$P$ ：為極數

### 3.5 假想同步參考座標 $dc$ - $qc$ 軸

在無位置感測控制中，轉子角度位置和角速度  $\omega_r$  是不可直接量測的。故研究方法是先假想同步參考座標  $dc$ - $qc$  軸，作為公式推導的開始。此同步參考座標  $dc$ - $qc$  軸與同步參考座標  $d$ - $q$  軸之間角度誤差  $\Delta\theta$  為

$$\Delta\theta = \theta_{dc} - \theta_d \quad (3.21)$$

其中， $\theta_{dc}$  表示從固定座標軸的  $\alpha$  軸到同步參考座標  $dc$  軸的角度； $\theta_d$  表示從固定座標軸的  $\alpha$  軸到同步參考座標  $d$  軸的角度。假設此同步參考座標  $dc$ - $qc$  軸之旋轉角速度  $\omega_1$ ，且同步參考座標  $d$ - $q$  軸之旋轉角速度  $\omega_r$ ，則角度差  $\Delta\theta$  之一次微分等於兩同步參考座標旋轉角速度之差

$$\frac{d\Delta\theta}{dt} = \omega_1 - \omega_r \quad (3.22)$$

使用軸角度誤差  $\Delta\theta$  之關係，同步參考座標  $d$ - $q$  軸推導之電壓方程式(3.1)，可表示為(3.23)式：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix} &= r \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_{dc} & -L_{dq} \\ -L_{dq} & L_{qc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} \\ &+ \omega_1 \begin{bmatrix} L_{qc} & L_{dq} \\ L_{dq} & L_{dc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} + E_0 \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.23)$$

其中  $L_{dc}$ ,  $L_{qc}$  和  $L_{dq}$  不是固定值，而會隨參考軸角度誤差  $\Delta\theta$  改變，其關係為：

$$\begin{aligned} L_{dc} &= \frac{1}{2} [(L_d + L_q) + (L_d - L_q) \cos 2\Delta\theta] \\ L_{qc} &= \frac{1}{2} [(L_d + L_q) - (L_d - L_q) \cos 2\Delta\theta] \\ L_{dq} &= \frac{1}{2} (L_d - L_q) \sin 2\Delta\theta. \end{aligned} \quad (3.24)$$

根據圖 3.1，在同步參考座標  $d-q$  軸中計算所得之量  $[F_d \quad F_q]^T$  與在同步參考座標  $dc-qc$  軸中計算所得之量  $[F_{dc} \quad F_{qc}]^T$  具有以下之線性關係

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} F_{dc} \\ F_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{dc} \\ F_{qc} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

因此

$$\begin{bmatrix} -F_q \\ F_d \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} -F_{qc} \\ F_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -F_{qc} \\ F_{dc} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

且關係矩陣  $M$  之一次微分為

$$\frac{dM}{dt} = T \frac{d\Delta\theta}{dt} = \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta & -\cos \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \end{bmatrix} \frac{d\Delta\theta}{dt} \quad (3.27)$$

其中

$$M^{-1}T = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

利用(3.27)-(3.28)之轉換關係， $d$ - $q$  軸之電壓關係(3.4)式，可以轉換到以  $dc$ - $qc$  軸的

電壓方程式：

$$\begin{aligned}
 M \begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix} &= rM \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + pL_d (M \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix}) + \omega_r L_q M \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{0x} \end{bmatrix} \\
 &= rM \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + (L_d \frac{dM}{dt} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + L_d Mp \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix}) + \omega_r L_q M \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{0x} \end{bmatrix} \\
 &= rM \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + (L_d T \frac{d\Delta\theta}{dt} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + L_d Mp \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix}) + \omega_r L_q M \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{0x} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

(3.29)等式左右各乘上  $M^{-1}$  項，(3.29)可以變為

$$\begin{aligned}
 M^{-1}M \begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix} &= rM^{-1}M \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + L_d M^{-1} T \frac{d\Delta\theta}{dt} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + L_d M^{-1} Mp \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} \\
 &\quad + \omega_r L_q M^{-1}M \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} + M^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ E_{0x} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

(3.30)可以進一步簡化為

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix} &= r \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + L_d \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} \frac{d\Delta\theta}{dt} + pL_d \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + \omega_r L_q \begin{bmatrix} -I_{qc} \\ I_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{0x} \sin \Delta\theta \\ E_{0x} \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \\
 &= r \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + pL_d \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + \omega_1 L_q \begin{bmatrix} -I_{qc} \\ I_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{0x} \sin \Delta\theta \\ E_{0x} \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \\
 &\quad - (\omega_1 - \omega_r) L_q \begin{bmatrix} -I_{qc} \\ I_{dc} \end{bmatrix} + L_d \frac{d\Delta\theta}{dt} \begin{bmatrix} -I_{qc} \\ I_{dc} \end{bmatrix} \\
 &= r \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + pL_d \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + \omega_1 L_q \begin{bmatrix} -I_{qc} \\ I_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{0x} \sin \Delta\theta \\ E_{0x} \cos \Delta\theta \end{bmatrix} + \frac{d\Delta\theta}{dt} (L_d - L_q) \begin{bmatrix} -I_{qc} \\ I_{dc} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.31}$$

因此表示有關擴展感應電壓項  $E_{0x}$ ，可整理為：

$$E_{0x} \cdot \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix} - r \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} - pL_d \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} - \omega_1 L_q \begin{bmatrix} i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} - \frac{d\Delta\theta}{dt} (L_d - L_q) \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

由於無感測控制中，假想座標軸位置  $\theta_{dc}$  可以知道，但需估計  $d$ - $q$  軸之位置  $\theta_d$ ，即轉子位置；換言之，根據(3.21)式，亦即估計正確之軸角度誤差  $\Delta\theta$  即可，而不需要確實計算延伸電動勢(EEMF)的估算值。因此我們可以利用正切函數(tangent function)關係作方程式轉換，

$$\tan \Delta\theta = \frac{V_{dc} - (r + pL_d) \cdot i_{dc} + \left\{ \omega_1 L_q + (L_d - L_q) \frac{d\Delta\theta}{dt} \right\} \cdot i_{qc}}{V_{qc} - (r + pL_d) \cdot i_{qc} - \left\{ \omega_1 L_q + (L_d - L_q) \frac{d\Delta\theta}{dt} \right\} \cdot i_{dc}} \quad (3.33)$$

最後，位置誤差  $\Delta\theta$  之估計值為：

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \left[ \frac{V_{dc} - (r + pL_d) \cdot i_{dc} + \left\{ \omega_1 L_q + (L_d - L_q) \frac{d\Delta\theta}{dt} \right\} \cdot i_{qc}}{V_{qc} - (r + pL_d) \cdot i_{qc} - \left\{ \omega_1 L_q + (L_d - L_q) \frac{d\Delta\theta}{dt} \right\} \cdot i_{dc}} \right] \quad (3.34)$$

在方程式(3.34)中，位置誤差  $\Delta\theta$  與感應電動勢(EMF)的值無關。這也表示感應電動勢的變化，不會影響到位置誤差  $\Delta\theta$  的變化。另外，在無凸極直流無刷馬達中  $L_d = L_q = L$ ；因此方程式(3.34)可簡化為

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \left[ \frac{V_{dc} - (r + pL) \cdot i_{dc} + \omega_1 L i_{qc}}{V_{qc} - (r + pL) \cdot i_{qc} - \omega_1 L i_{dc}} \right] \quad (3.35)$$

如上述所提到的，位置誤差方程式(3.34)中是沒有任何的近似假設獲得而來的。然而此方程式是無法應用在實際的微處理器控制上，因為方程式(3.34)中包含太多的微分運算。一般而言，我們不會去牽涉到微分運算會比較好的原因是控制系統這樣才不會有

不穩定的現象，如此一來感應器也不會得到雜訊成份。藉由忽略方程式(3.34)之微分項，一個實際可用的位置誤差估計計算是便可獲得如下：

$$\Delta\hat{\theta} = \tan^{-1} \left[ \frac{V_{dc} - r \cdot i_{dc} + \omega_1 L_q \cdot i_{qc}}{V_{qc} - r \cdot i_{qc} - \omega_1 L_q \cdot i_{dc}} \right] \quad (3.36)$$

$\Delta\hat{\theta}$  是估測的位置誤差，明顯地，位置誤差在穩態下僅僅只用了兩個馬達參數  $r$  和  $L_q$  就可以計算而得到。因此估測下一時刻之轉子位置為

$$\theta_{dc}(k) = \theta_{dc}(k-1) + \tan^{-1} \left[ \frac{V_{dc} - r \cdot i_{dc} + \omega_1 L_q \cdot i_{qc}}{V_{qc} - r \cdot i_{qc} - \omega_1 L_q \cdot i_{dc}} \right] \quad (3.37)$$

### 3.6 CORDIC-Based 無感測控制

目前所研擬之無感測弦波電流控制架構如圖 3.2 所示。根據(3.21)，估算出參考軸與實際馬達模型參考軸之誤差以後，先利用鎖相迴路(PLL)之原理，即時調整座標軸角頻率  $\omega_1$ ，一方面加以積分，產生轉子位置  $\theta_{dc}$ ；另一方面，座標軸角頻率  $\omega_1$  經過馬達極數之調整倍數以後，可以作為目前轉速  $\omega_{re}$  估測使用。

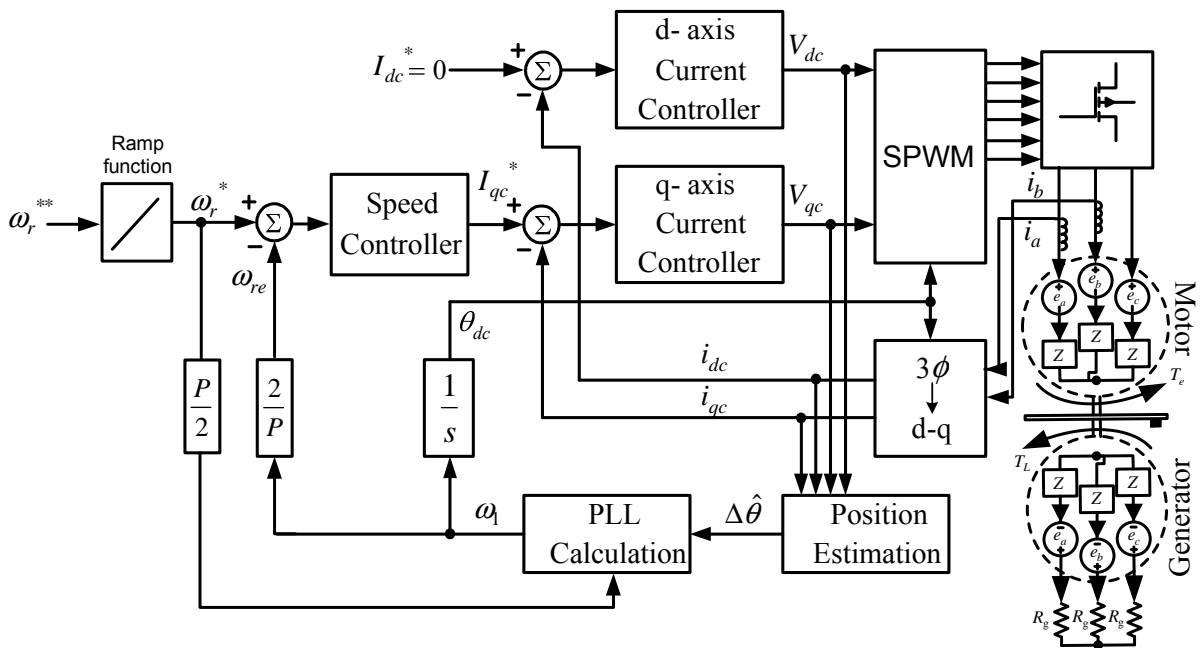


圖 3.3 無感測弦波電流控制架構



在無感測控制中，馬達如何從靜止到運轉也是一個課題，在這裡我們也配合位置估測式加上 CORDIC 演算出來的角度誤差結果作啟動策略。在這個啟動策略裡，包含三個主要的模式：定電流模式、定頻模式與鎖相模式。在定電流模式中，我們先給一定值的定子電流，讓定子磁場去吸引轉子磁場帶起轉動，此時馬達中的位置訊號也是給一定值的。而定頻模式中馬達的位置訊號，仍是維持前模式之定值，不同的是此時我們把定子電流遞減，使定子磁場跟轉子磁場漸漸分離，然後此時就利用角度誤差來作檢查是否要切換至鎖相模式，在角度誤差接近五度時我們會進入鎖相模式。進入鎖相模式後，此時我們的位置訊號將由鎖相迴路控制器來給予，而電流之命令也將由速度和電流控制器去作決定，其整個啟動之示意圖由圖 3.4 所示。

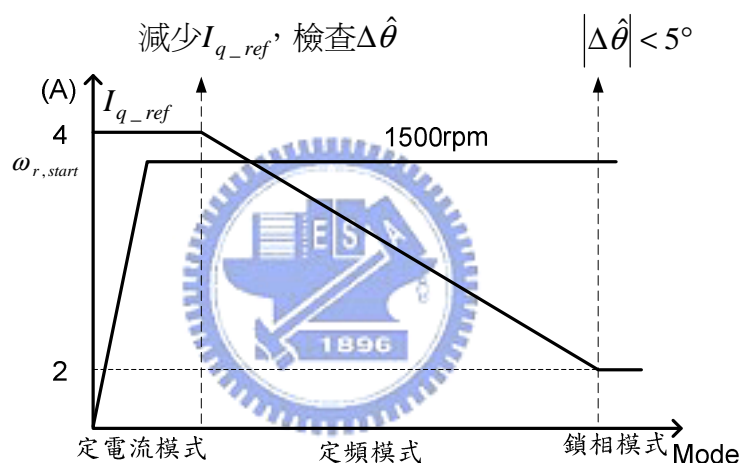


圖 3.4 無感測弦波電流控制架構

### 3.7 位置感測器信號量測與分析

本篇文章雖然是無感測，在轉子位置偵測方面並無需外接硬體電路，但要了解馬達的特性，還是要先從有感測作起，故我們還是要了解光編碼器是如何運作的，藉由馬達本身的輸出各種訊號，可以了解馬達運作的狀態。一般的直流無刷馬達擁有三相接線，分別是 U、V、W 以及中性線，以處理過的入電訊號即可控制馬達的轉速以及轉向。除了本身 UVW 三相的接線之外，為了精準的測得馬達的位置，多會在傳動軸後附上感測的編碼器，方便使用者從其訊號中分析目前的位置以及相關電流訊號。但由於馬達轉動的本身是電場跟磁

場交互作用而形成的，難免會有不可預期的訊號產生，對於訊號傳送會造成干擾，因此除了編碼器之外，訊號的隔絕也是需要探討的議題之一。

### 3.7.1 位置感測編碼器

就一般的編碼器而言，會在馬達運轉時輸出規律的 high low 訊號，總共會有 A、B、Z 三組的訊號輸出，Z 相訊號在馬達轉一圈時候才會出現一次，主要是用於定位，另外兩組則是依據規格上的解析度輸出額定的數量。每一組的訊號皆會接上反向邏輯電路，輸出相反的訊號，便於使用者以外接的差動放大電路來將馬達運轉時產生的雜訊濾除。

如同圖 3.5 所示，編碼器上通常有類似柵欄的結構，主用於對光訊號的控制，與馬達傳動軸為同軸連結，可以確切的紀錄馬達軸心的運作情況。在馬達運轉的同時，可以預期的狀況是如同圖 3.5 右側的訊號一般(沒有顯示反向的訊號)，規律的輸出類似 PWM 的訊號。藉由每個方波之間的頻率變化以及 Z 軸的輸出，可以隨時測知馬達當前轉速的變化以及位置，表 3.1 為此節所用編碼器腳位列表。

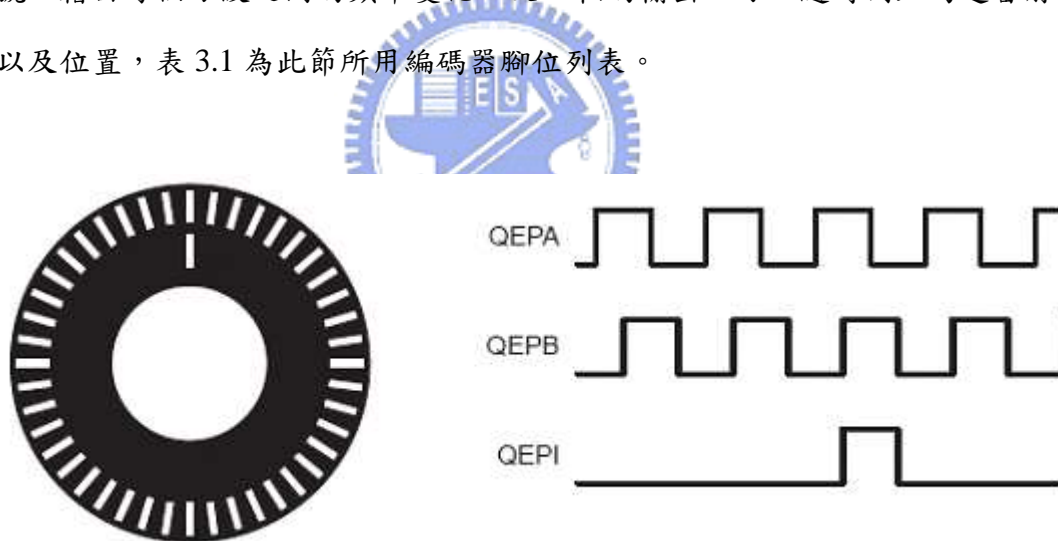


圖 3.5 編碼器的外觀以及輸出訊號

表 3.1 編碼器腳位列表

編碼器引線顏色對照表								
引線顏色	綠	白綠	灰	白灰	黃	白黃	紅	黑
信號名稱	A	/A	B	/B	Z	/Z	+ 5v	0v

### 3.7.2 差動放大訊號電路 AM26LS32

由上一節可以得知，訊號本身對於觀測者而言相當的重要，因此雜訊的阻絕是個值得研究的方向。AM26LS32 是一顆差動放大器，故它具有可濾除雜訊之功用，本段即是對這顆 IC 以及編碼器訊號的連結做一個探討。

如圖 3.6 所示，A、B 為一組相互反向的輸入訊號，以圖表 3.1 之訊號為例，1A 接 A(綠線)、1B 接  $\bar{A}$ (白綠線)。經過 3.6 的邏輯電路後，會將背景雜訊給清除。而 G 以及  $\bar{G}$  是決定輸出訊號是否為反相，在此章節內之訊號 G 設定為 +5v，而  $\bar{G}$  設定為 GND。如下圖 3.7 所示：將左邊的 A 與  $\bar{A}$  坐相減後，因為訊號是經由同樣的傳輸路線，所以接收到的背景雜訊也是相同的，在相減之後則會將這些雜訊給去掉，而輸出很單純的 0 或 1 兩種訊號。

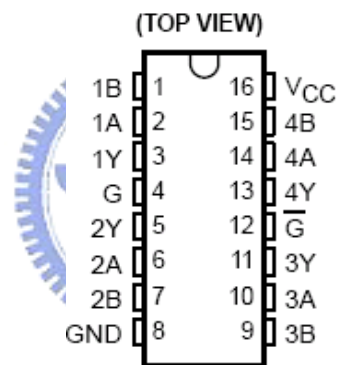


圖 3.6 AM26LS32IC 輸出腳位圖

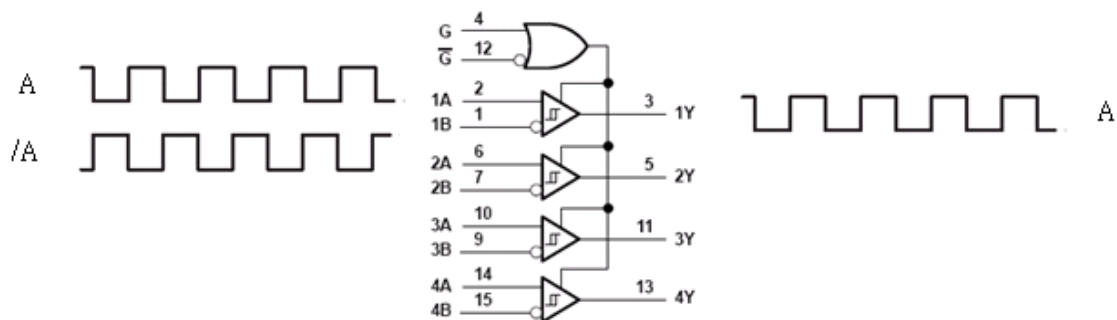


圖 3.7 信號經 AM26LS32IC 輸入和輸出示意圖

### 3.7.3 實際量測信號

上面兩段介紹了馬達編碼器的輸出與相對應的電路，接下來則是對另外一組接腳 U(A 相)、V(B 相)、W(C 相)，我們進一步將他等效為一組固定 NS 磁極，而入電端相位的改變對照此磁極作旋轉，就如同圖 3.8 一般。馬達軸心轉動的方向與三相入電的相序有關，以不接電的方式轉動馬達，以馬達當成發電機來觀測輸出相序。將 U、V、W 以 Y 接的型態接上負載，探棒則皆在其中一項以及中性線兩點，可以觀測到馬達輸出的波形，如圖 3.9。

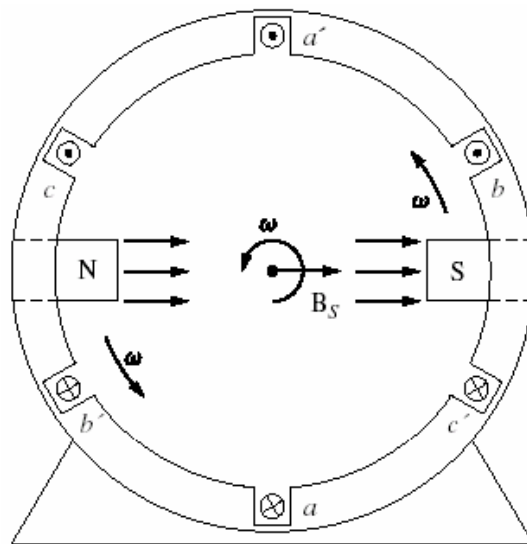


圖 3.8 三相等效圖

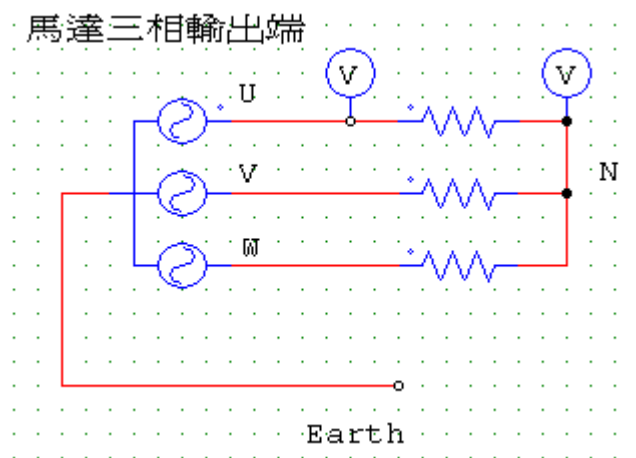


圖 3.9 量測接線圖

實際量測出來的訊號，會呈現出類似弦波的波形，波形與轉動時的速度與穩定度有關。將三個輸出都接上探棒觀測，可以發現雖然呈現一樣的波形，但是彼此之間會有相序上的差別，藉由三個波形彼此的相位差，便可判定其相序。馬達的極數可以從一圈裡面的應電勢裡得知：兩極可以形成一個週期的弦波，計算轉一圈馬達可以得到多少個弦波，再乘上 2 就是這顆馬達的極數了，圖 3.10 以及圖 3.11 為兩種不同極數的直流無刷馬達所測得的波形。

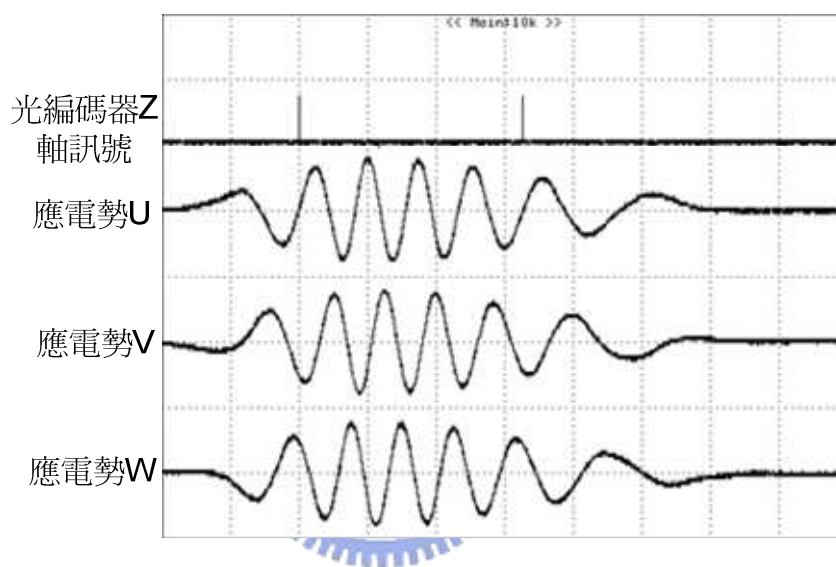


圖 3.10 馬達(8 極)

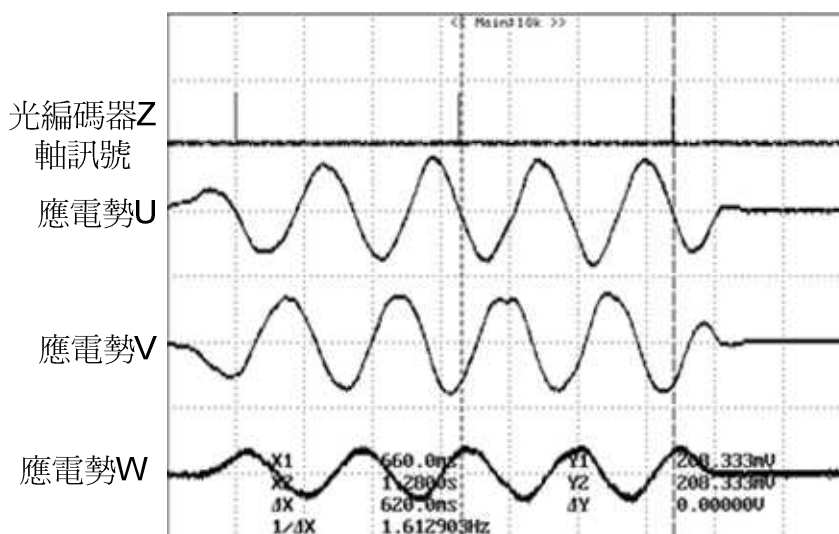


圖 3.11 馬達(4 極)

從上面三段可以明白，欲控制一組馬達，可以從其應電勢找到三入電相位的相序差。再藉由每圈一個突波的編碼器 z 軸訊號定位，得到當前馬達的位置、另外兩組編碼器則可以確切的得知馬達的運轉狀況。



# 第四章

## 無感測控制模擬

根據圖 3.3 之控制架構圖，在 PSIM 之模擬環境下，所建立之模擬電路如圖 4.1 所示。由於現階段主要著重於位置估計方程式(3.36)之計算與驗證；因此，圖 3.3 中之 SPWM 反流器開關電路，簡單地以三個電壓控制電壓源取代，以簡化模擬程式。共包含速度控制器， $d$ 、 $q$  軸電流控制器與轉速估測控制器，等 4 個控制器。

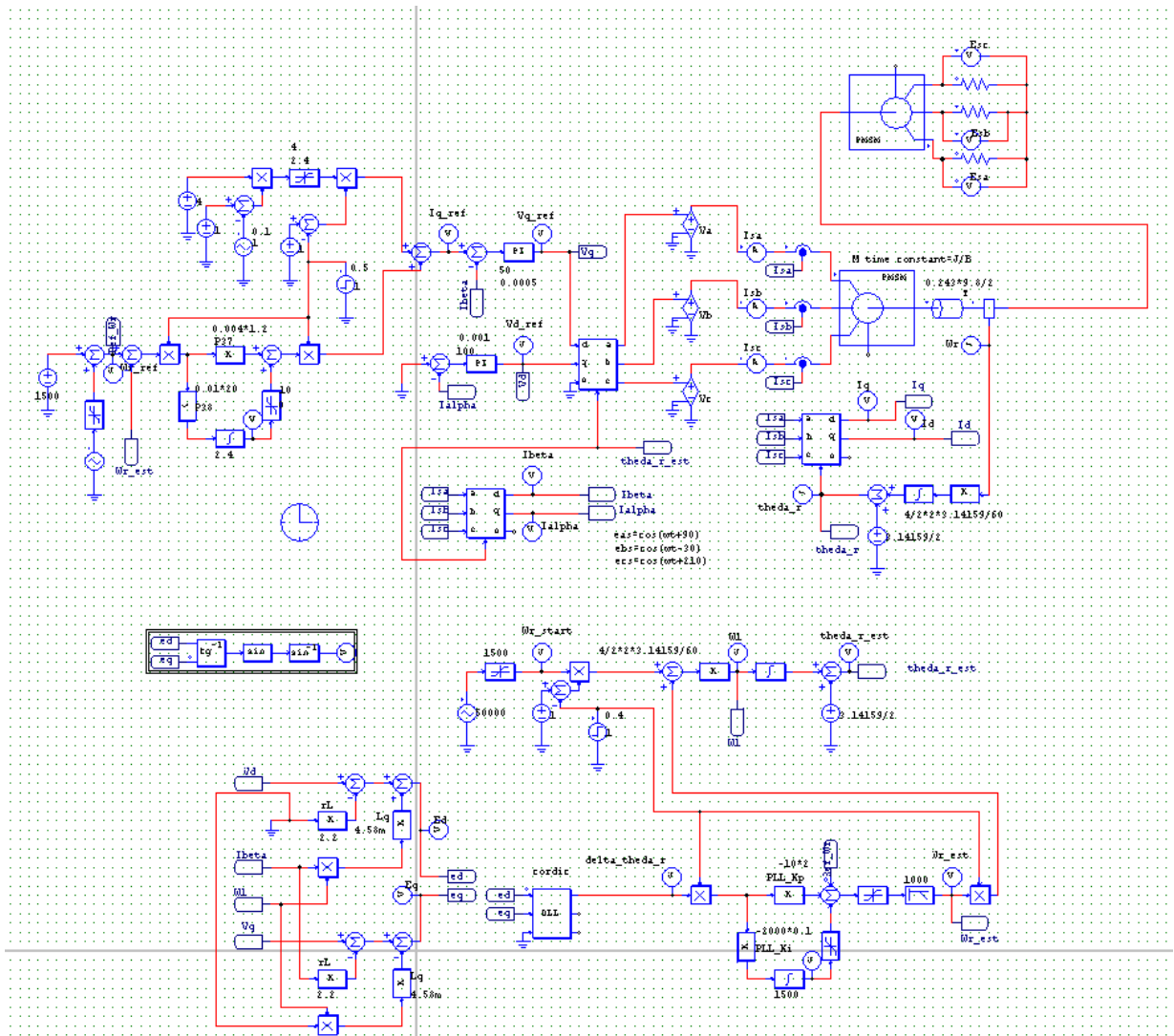


圖 4.1 所研擬無感測弦波電流控制之模擬電路



## 4.1 啟動策略

所擬定的啟動策略，可分為 3 個模式，但無論在何種模式， $d$  軸電流命令  $i_d^*$  皆設為零； $q$  軸電流命令  $i_q^*$  則依照模式的變化，而有不同之設定變化；啟動完成後，則由速度控制器自動調整  $q$  軸電流命令  $i_q^*$  大小。相關啟動波形變化如圖 4.2 所示。

定電流模式中，設定一固定  $q$  軸電流命令  $i_q^* = i_{q\_ref}$  (圖 4.2 設定為 4A)，維持一固定時間(約 0.1 秒)。轉速命令  $\omega_{r,start}$  由零線性增加(15000rpm/sec)，直到某一固定速度(圖 4.2 設定為 1500rpm)，此時  $d$ - $q$  軸轉換所需要的位置資訊，由轉速命令  $\omega_{r,start}$  經由積分運算所取得。

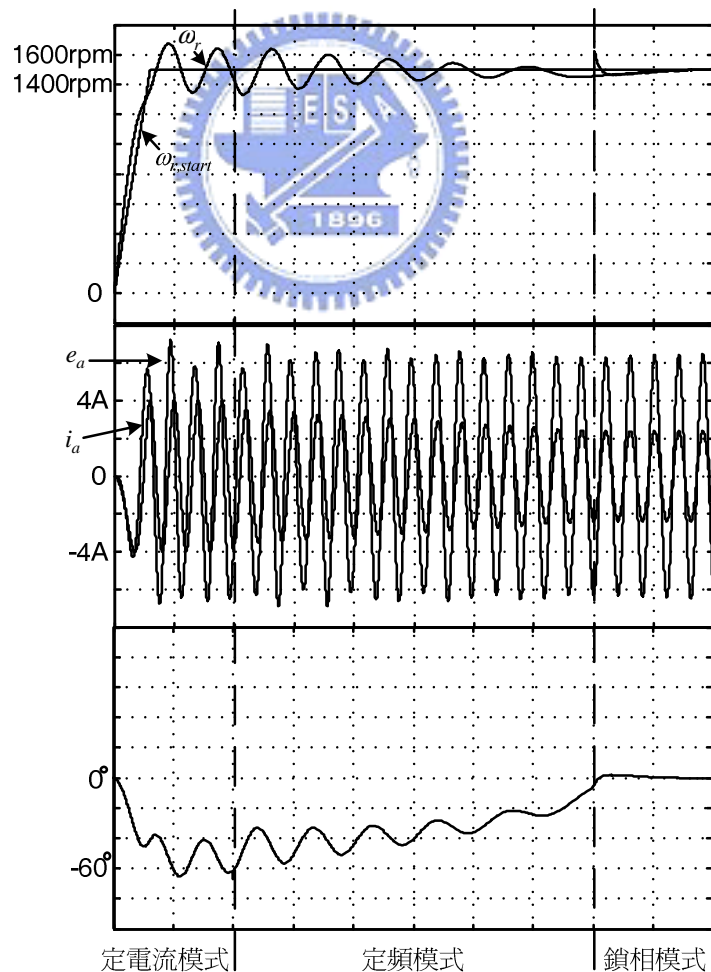


圖 4.2 所研擬啟動策略模擬波形



$$\theta_{start} = \int \omega_{r,start} dt + \theta_{start}(0) \quad (4.1)$$

上述電流與轉速之設定，會對應產生一旋轉速度逐漸增加之定子旋轉磁場，同時吸引轉子永久磁鐵磁場，到達同樣轉速。此時馬達雖然運轉，但是轉子磁場與定子磁場夾角角度很小，類似步進馬達。

進入定頻模式後，給定轉子位置以固定轉速增加，但  $q$  軸電流命令  $i_{q\_ref}$  開始以固定斜率減少(圖 4.2 設定為 8A/sec)，同時根據(3.21)式計算結果，不斷檢查估測之轉子誤差  $\Delta\hat{\theta}$ 。當  $q$  軸電流命令  $i_{q\_ref}$  開始減少時，轉子磁場與定子磁場夾角會逐漸拉開，故估測之轉子誤差  $\Delta\hat{\theta}$  從接近-90 度，漸漸減少，當誤差值接近零時，表示目前給定之轉子位置與實際轉子位置接近，立即進入第三模式。

鎖相模式時，固定  $q$  軸電流命令  $i_q^* = i_{q\_ref}$  (圖 3.4 設定為 2A)，但此時  $d-q$  軸轉換所需要的位置資訊不再由(4.1)式計算所得，而是利用鎖相迴路(Phase Locked Loop)技術，根據估測之轉子誤差  $\Delta\theta$  大小，經過 PI 控制器，隨時調整估測轉速  $\omega_{re}$  大小(初始值為 1500rpm)，再由估測轉速  $\hat{\omega}_r$  之積分結果，得到估測位置  $\theta_{re}$ 。由於此時類似速度迴路開路操作，因此，當  $q$  軸電流命令  $i_{q\_ref}$  固定時，轉速不會維持在 1500rpm，但由模擬圖形可知，估測轉速  $\omega_{re}$  與實際轉速  $\omega_r$  緊緊跟隨。當估測轉速與估測位置與實際值相當時，此時估測誤差為零，估測轉速  $\omega_{re}$  不再變化。

啟動成功後，進入穩態模式， $q$  軸電流命令  $i_q^*$  由速度迴路決定，完成無感測控制下之啟動操作。

我們由圖 4.2 的相電流和應電勢看出整個啟動模式的過程，由一開始的定電流模式中，此時是由定子帶起轉子轉動的，故此時的相電流和應電勢的相位角比較大，也可以由我們的估測系統得知。而此刻的轉矩也會比較小。到了定頻模式時，此時由於慢慢的減小電流使得相電流和應電勢的相位角漸漸的縮小，也如同我們的估測角度一樣，

最後我們偵測到我們的估測角小於大約在  $-5^\circ$  時，就切進到我們的鎖相迴路模式，這時經由我們的鎖相迴授使我們的相電流和應電勢達到同相的目的，此時我們的估測角也會趨進於 0。

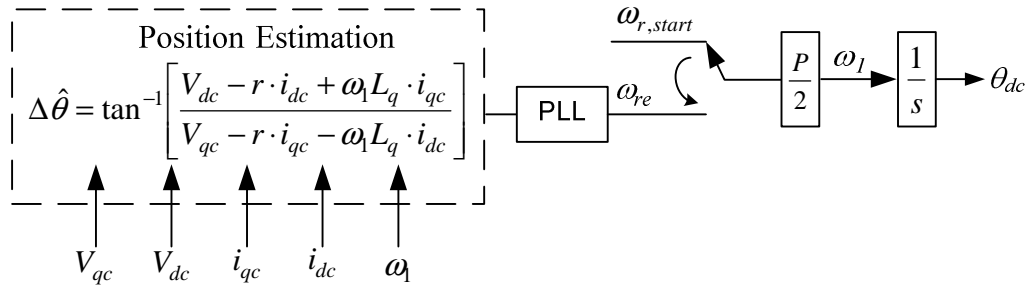


圖 4.3 速度與位置估測迴路

## 4.2 穩態模擬波形

啟動成功後，確定正常運轉後，於固定時間以後(圖 4.2 設定為 0.5sec)，進入第四模式， $q$  軸電流命令  $i_q^*$  由速度迴路決定，完成無感測控制下之啟動操作。為完成相關模擬，模擬程式修改如下，在馬達端並接上同樣馬達參數之另外一顆馬達，此馬達不作為負載用，故外接 Y 接大電阻，乃作為量測馬達各相感應電壓用途。同時在電流控制器與轉速控制器以外，加入速度迴路，觀察速度閉迴路之運轉狀態。

啟動成功後，為使速度迴路進入第四模式方才開始運作，一方面在模式四開始前，於控制器輸入端強制輸入零誤差信號，使積分器不動作，並將積分器之初始積分值設定第三模式結束時之  $q$  軸電流命令  $i_\beta^*$  大小(圖 4.2 為 2.4A)。經速度控制器調控，當速度分別穩定於轉速命令 1000rpm(圖 4.4)、2000rpm(圖 4.5)和 3000rpm(圖 4.6)時，所得之馬達應電勢電壓、電流。很清楚可以發現，當轉速穩定時，所採用之無感測控制策略，確使馬達之電流與應電勢同相，亦即轉子磁場與定子磁場保持 90 度，最佳轉矩產生角度。

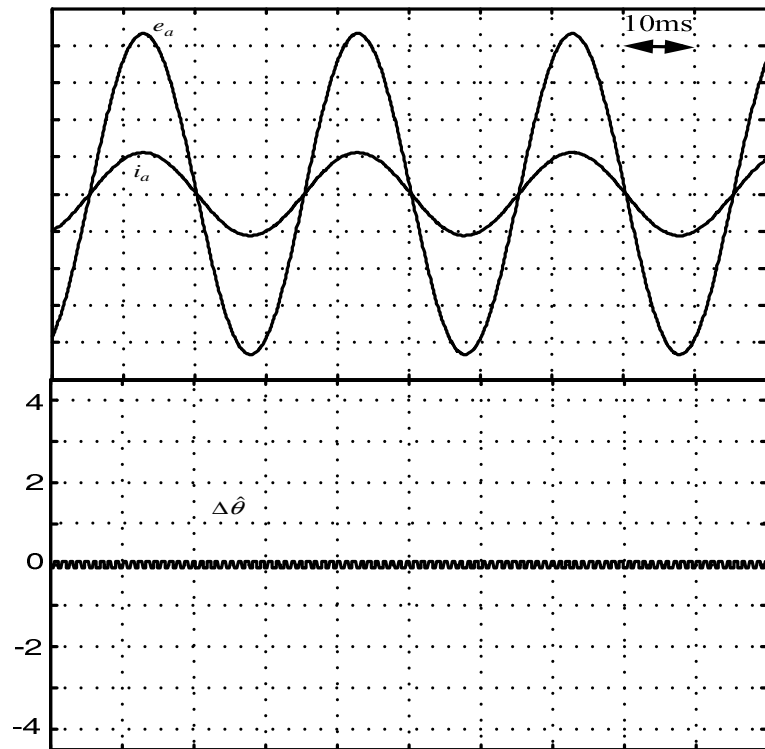


圖 4.4 無感測控制在 1000rpm 穩態模擬結果

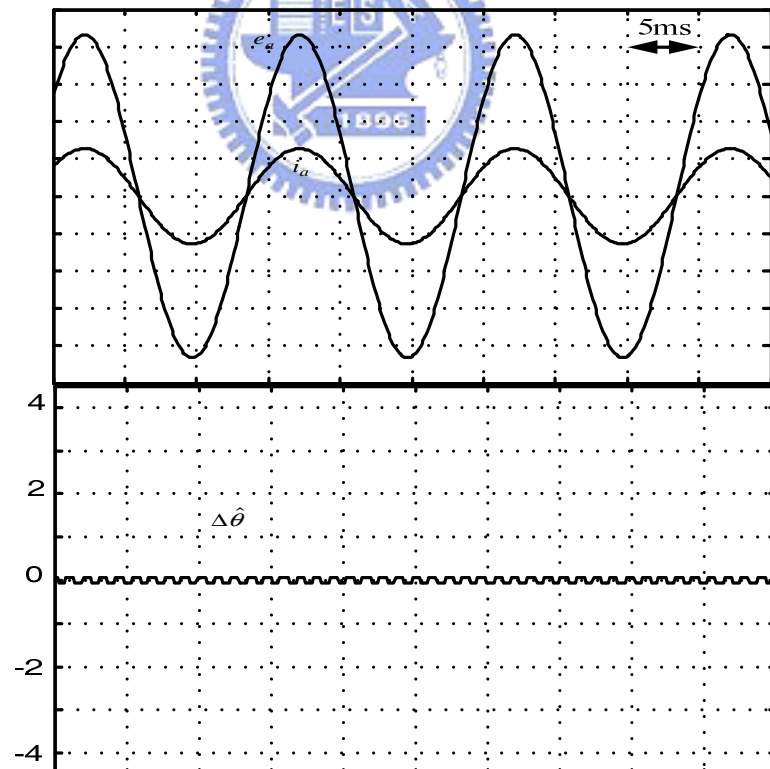


圖 4.5 無感測控制在 2000rpm 穩態模擬結果

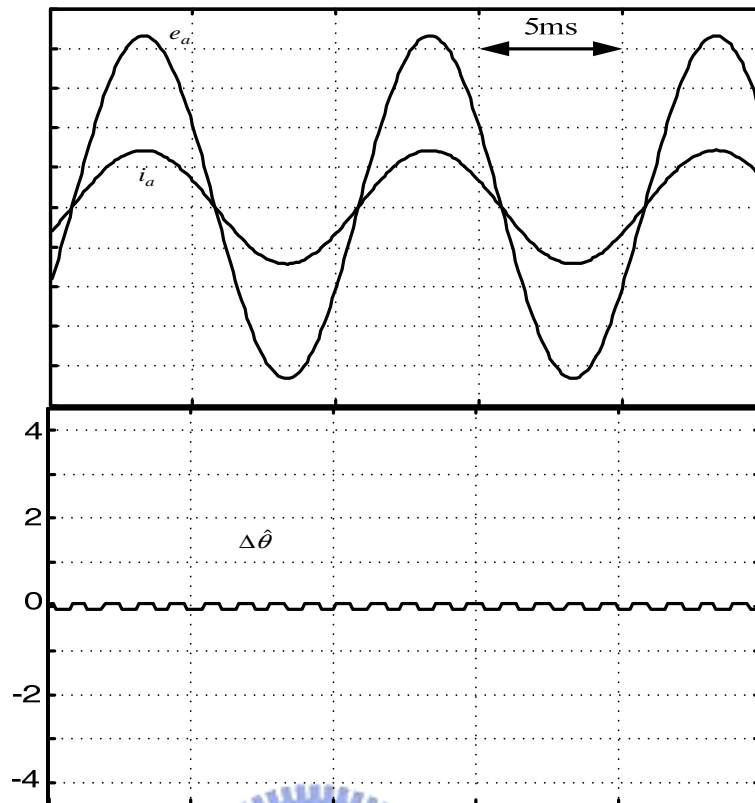


圖 4.6 無感測控制在 3000rpm 穩態模擬結果

由圖 4.4 到 4.6 觀察我們所模擬的無感測控制在穩態的運轉下，在不同的轉速下，都可以保持系統的穩定，而角度的估測也跟我們的相位角反應大至相同，都在零度上下，也確定本篇文章的無感測控制在穩態的模擬是可行的。

### 4.3 運轉變換模擬波形

接下來，轉速命令由 1000rpm 向上調高到 3000rpm，再由 3000rpm 下降至 1000rpm，如圖 4.7 所示。暫態過程中，位置估測誤差之緣故，馬達各相電流與對應之各相感應電壓會短暫出現相差關係，但是隨著位置估測誤差收斂至零，相位關係很快呈現同相關係。

在根據位置誤差信號，對於估測轉速，由於轉速估測控制器參數之設定，顯然無法正確地估測轉速，所幸最後系統仍然穩定。但亦顯示轉速估測控制器控制參數之決定，在無感測控制之行能表現上，扮演相當關鍵的角色。



圖 4.7 無感測控制在 1000rpm~3000rpm 暫態模擬結果

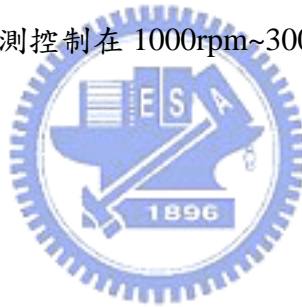


表 4.1: 相關馬達模擬參數

Stator resistance	2.2Ω
Stator inductance	$Lq = 4.58mH$ , $Ld = 3.61mH$
Voltage constant (Line-to-Line)	$75V_{rms} / krpm$
Pole number	4 pole
Motor inertia	$0.000161 kg - m^2$

## 4.4 CORDIC-Based 反正切函數模擬

無感測弦波電流控制之模擬程式中，對於(3.36)所提位置估計誤差 $\Delta\hat{\theta}$ 之計算，是將計算得到之擴展感應電壓項 $E_d$ 、 $E_q$ 直接輸入 PSIM 模擬軟體所提供之反正切函數計算方塊，得到對應之位置估計誤差 $\Delta\hat{\theta}$ 。在此節，將原本反正切函數計算方塊，改為依據 CODRIC 疊代演算計算方式(2.5~2.7)，於 C++ 程式環境轉譯為 DLL 形式，由 PSIM 軟體呼叫，如圖 4.8 所示。

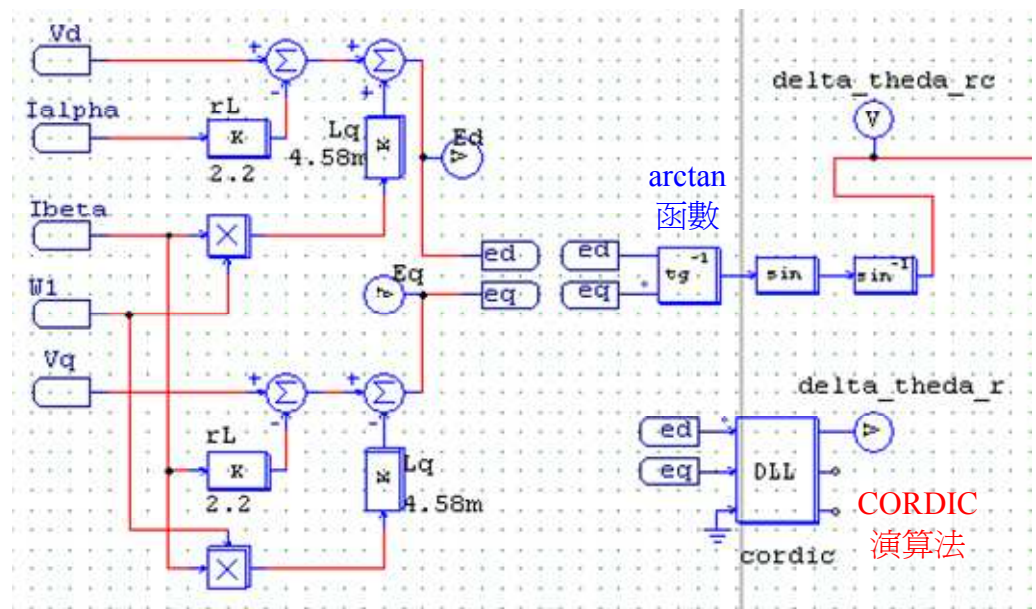


圖 4.8 CORDIC-Based 反正切函數模擬

表 4.1 樹枝狀 CORDIC 角度分佈

$d_0$	$d_1$	$d_2$	$d_3$	$d_4$	$\theta \approx \sum_{i=0}^{N-1} d_i \alpha_i = \pm \alpha_0 \pm \alpha_1 \pm \dots \pm \alpha_{N-1}$	$\cos(\theta)$	$\sin(\theta)$
+1	+1	+1	+1	+1	$+\alpha_0 + \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4 = 96.3023$		
+1	+1	+1	+1	-1	$+\alpha_0 + \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 - \alpha_4 = 89.1497$	0.01484	0.99989
+1	+1	+1	-1	+1	$+\alpha_0 + \alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_3 + \alpha_4 = 82.0523$	0.138269	0.990395
+1	+1	+1	-1	-1	$+\alpha_0 + \alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_3 - \alpha_4 = 74.8997$	0.26051	0.965471
+1	+1	-1	+1	+1	$+\alpha_0 + \alpha_1 - \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4 = 68.2303$	0.370877	0.928682
+1	+1	-1	+1	-1	$+\alpha_0 + \alpha_1 - \alpha_2 + \alpha_3 - \alpha_4 = 61.0777$	0.483623	0.875276
+1	+1	-1	-1	+1	$+\alpha_0 + \alpha_1 - \alpha_2 - \alpha_3 + \alpha_4 = 53.9803$	0.588063	0.808815
+1	+1	-1	-1	-1	$+\alpha_0 + \alpha_1 - \alpha_2 - \alpha_3 - \alpha_4 = 46.8277$	0.684195	0.729299
+1	-1	+1	+1	+1	$+\alpha_0 - \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4 = 43.1723$	0.729299	0.684195
+1	-1	+1	+1	-1	$+\alpha_0 - \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 - \alpha_4 = 36.0197$	0.808815	0.588063
+1	-1	+1	-1	+1	$+\alpha_0 - \alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_3 + \alpha_4 = 28.9223$	0.875276	0.483623
+1	-1	+1	-1	-1	$+\alpha_0 - \alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_3 - \alpha_4 = 21.7697$	0.928682	0.370877
+1	-1	-1	+1	+1	$+\alpha_0 - \alpha_1 - \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4 = 15.1003$	0.965471	0.26051
+1	-1	-1	+1	-1	$+\alpha_0 - \alpha_1 - \alpha_2 + \alpha_3 - \alpha_4 = 7.9477$	0.990395	0.138269
+1	-1	-1	-1	+1	$+\alpha_0 - \alpha_1 - \alpha_2 - \alpha_3 + \alpha_4 = 0.8503$	0.99989	0.01484
+1	-1	-1	-1	-1	$+\alpha_0 - \alpha_1 - \alpha_2 - \alpha_3 - \alpha_4 = -6.3023$	0.993957	-0.10977
-1	+1	+1	+1	+1	$-\alpha_0 + \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4 = 6.3023$	0.993957	0.109774
-1	+1	+1	+1	-1	$-\alpha_0 + \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 - \alpha_4 = -0.8503$	0.99989	-0.01484
-1	+1	+1	-1	+1	$-\alpha_0 + \alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_3 + \alpha_4 = -7.9477$	0.990395	-0.13827
-1	+1	+1	-1	-1	$-\alpha_0 + \alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_3 - \alpha_4 = -15.1003$	0.965471	-0.26051
-1	+1	-1	+1	+1	$-\alpha_0 + \alpha_1 - \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4 = -21.7697$	0.928682	-0.37088
-1	+1	-1	+1	-1	$-\alpha_0 + \alpha_1 - \alpha_2 + \alpha_3 - \alpha_4 = -28.9223$	0.875276	-0.48362
-1	+1	-1	-1	+1	$-\alpha_0 + \alpha_1 - \alpha_2 - \alpha_3 + \alpha_4 = -36.0197$	0.808815	-0.58806
-1	+1	-1	-1	-1	$-\alpha_0 + \alpha_1 - \alpha_2 - \alpha_3 - \alpha_4 = -43.1723$	0.729299	-0.68419
-1	-1	+1	+1	+1	$-\alpha_0 - \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4 = -46.8277$	0.684195	-0.7293
-1	-1	+1	+1	-1	$-\alpha_0 - \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 - \alpha_4 = -53.9803$	0.588063	-0.80881
-1	-1	+1	-1	+1	$-\alpha_0 - \alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_3 + \alpha_4 = -61.0777$	0.483623	-0.87528
-1	-1	+1	-1	-1	$-\alpha_0 - \alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_3 - \alpha_4 = -68.2303$	0.370877	-0.92868
-1	-1	-1	+1	+1	$-\alpha_0 - \alpha_1 - \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4 = -74.8997$	0.26051	-0.96547
-1	-1	-1	+1	-1	$-\alpha_0 - \alpha_1 - \alpha_2 + \alpha_3 - \alpha_4 = -82.0523$	0.138269	-0.99039
-1	-1	-1	-1	+1	$-\alpha_0 - \alpha_1 - \alpha_2 - \alpha_3 + \alpha_4 = -89.1497$	0.01484	-0.99989
-1	-1	-1	-1	-1	$-\alpha_0 - \alpha_1 - \alpha_2 - \alpha_3 - \alpha_4 = -96.3023$		

以下我們分別模擬疊代 5 次、8 次、10 次和 12 次的 CORDIC 演算法，然後比對 arctan 函數出來的結果如圖 4.9 所示。



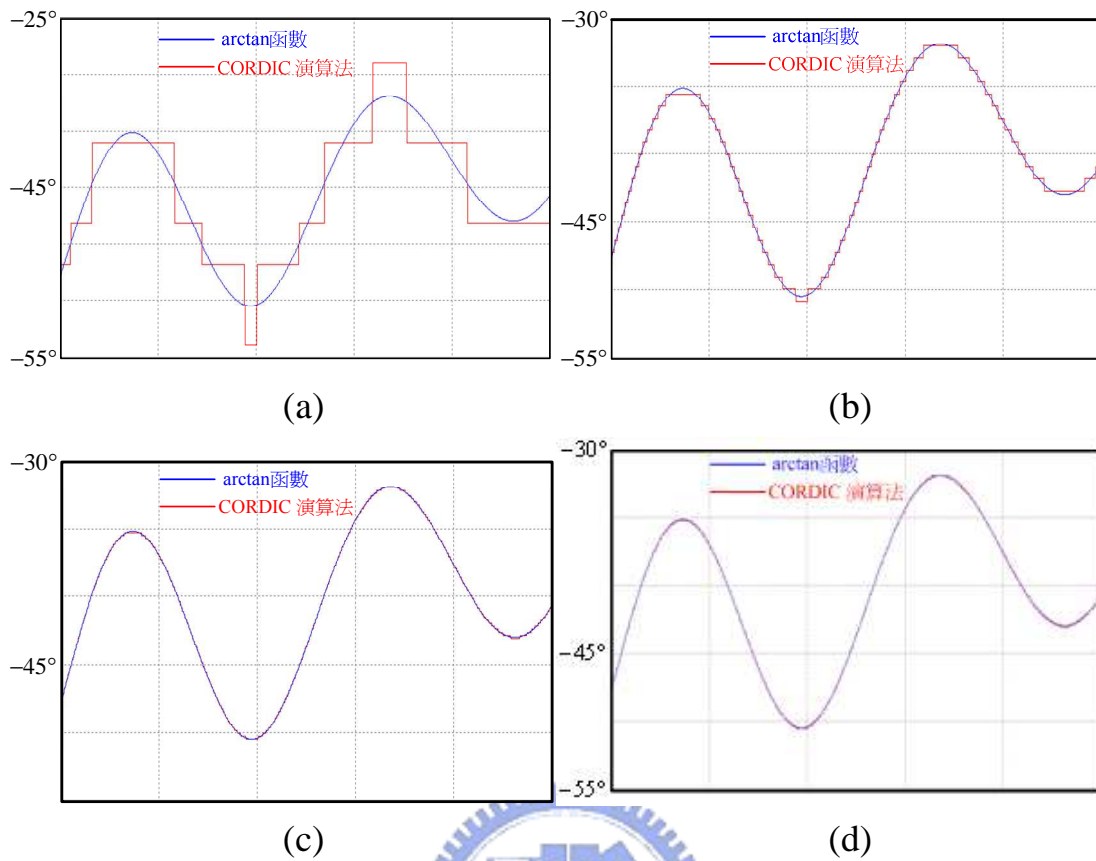


圖 4.9 不同疊代次數下反正切函數理想值與 CORDIC 演算值之比較

(a) 5 次；(b) 8 次；(c) 10 次；(d) 12 次

由圖 4.9 的模擬結果可以看出，當 CORDIC 演算法疊代 10 次以上時，其角度計算與用 arctan 函數幾乎沒有差別，而且當疊代 10 次以上時，其 CORDIC 演算法的精度也幾乎沒有較大的差別，故我們選擇 10 次疊代的 CORDIC 演算法當作我們這次角度估算的運算器。



# 第五章

## 實作結果

進入直流無刷馬達控制的實作部分，在此我們是使用 TI 公司的 DSP 控制板 F2812ezp，而直流無刷馬達使用的型號為 YELI BD-130.X。在本篇論文裡，介紹如何去進行操作馬達的控制，以及在硬體方面的注意事項和軟體方面上的配合，完成基本的有感測控制迴路實作後，最後進行無感測控制實作。而一開始會先介紹光編碼器的使用，雖然本篇論文是著重在無感測下，但我們仍需借於有感測的幫助下來比對無感測的正確性，故在前面的此章節的前面說明光編碼器的原理。

### 5.1 光編碼器位置對位

由圖 5.1 所示，為直流無刷馬達控制硬體實現電路示意圖。圖中編碼器會送出  $A^+$ 、 $A^-$ 、 $B^+$ 、 $B^-$ 、 $Z^+$ 、 $Z^-$ ，經過一差動比較放大器 26LS32 後，產生了 A、B、Z 後(此部分已在第二章敘述)，此三個訊號分別經由 DSP 的 QEP1、QEP2、XINT1 的這三個腳位進入。

此時就可以由這三個外部訊號的獲得並經程式的資料處理後來作馬達對位的工作。由 A 和 B 訊號分別進入 QEP1 和 QEP2 經過程式中 Capture mode 的處理後，對應到 DSP 中 T2CNT 暫存器之數值。

在實作測試中我們得知馬達轉一圈時，T2CNT 的值是為 8000，並且我們由前面第二章可以得知本篇文章中的所用的馬達是為四極馬達，故可以得知每一電氣週期(360 度)對應數值為 4000。

利用此關係並配合上第二章中的式子(2.13)轉換矩陣  $K_s^r$ ，我們建立出一個 cos table 的 data 表。此 table 是把 cos 的值 -1~1 對應到 8000~7FFF，並把 360 度取 8000 個精度，為對應數值的兩倍，為提高精度所需。

但在作 dq 與 abc 三相的轉換中，對應的轉換矩陣  $K_s^r$  需要以下六個三角函數數值，分別為  $\cos \theta_r$ 、 $\cos(\theta_r - 120^\circ)$ 、 $\cos(\theta_r + 120^\circ)$ 、 $\sin \theta_r$ 、 $\sin(\theta_r - 120^\circ)$  與  $\sin(\theta_r + 120^\circ)$ ，在此我們使用這個 cos table 的 data 表，配合 T2CNT 的數值在程式中作餘數運算的處理，便可以得到以上六個三角函數值，就可以建立轉換矩陣  $K_s^r$  了。

舉一例子，當 T2CNT=1100，先乘兩倍再取 8000 的餘數完後經 data 查表我們可以馬上獲得到  $\cos \theta_r$  的值，而  $\sin \theta_r$  值的獲得方法就是要把 T2CNT=1100 的值先乘兩倍減 90 度對應值 2000(對應精度每一週期為 8000)後，取 8000 的餘數後，再經 data 查表得到的值就為  $\sin \theta_r$  值。而其他的四個三角函數值也以同此方法獲得。圖 5.2 為實際馬達運轉所顯示的六個三角函數值和 T2CNT。

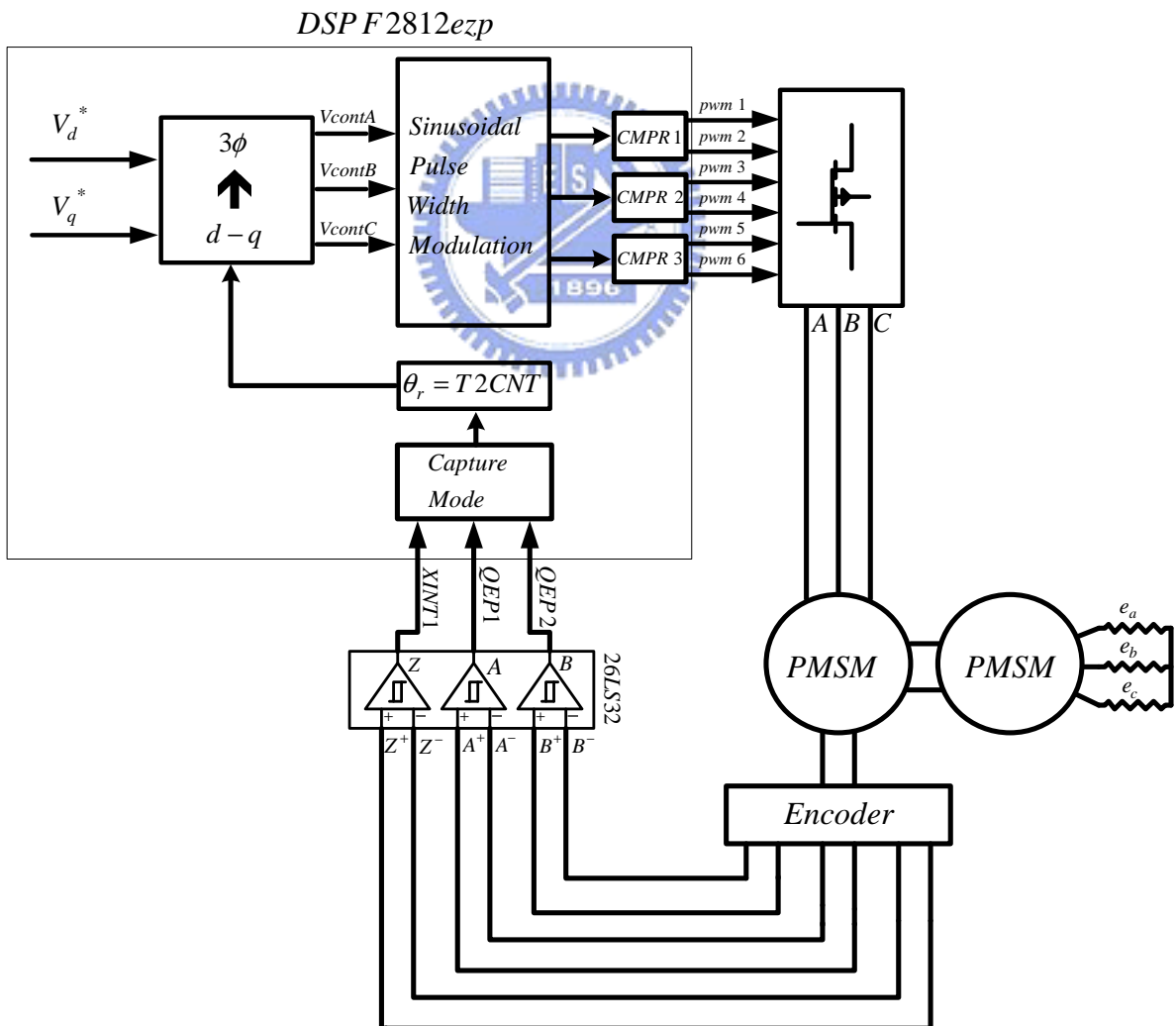
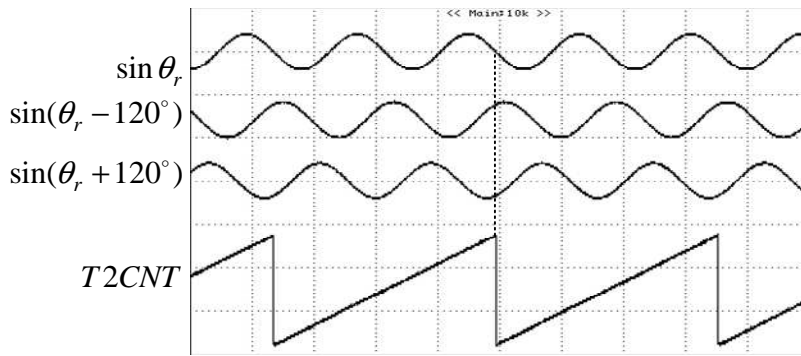
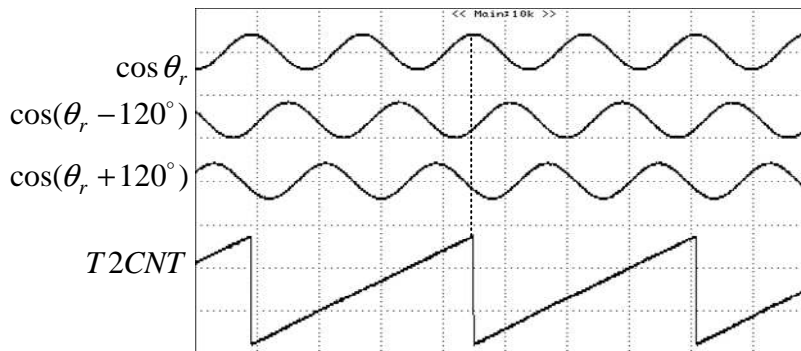


圖 5.1 直流無刷馬達開迴路的光電編碼器位置硬體配置圖



(a)



(b)

圖 5.2 (a) sin 三相和 T2CNT 的關係 (b) cos 三相和 T2CNT 的關係

程式上我們作了查表的改變，拿來對應到我們馬達的感應電動勢是否符合，由圖 5.3 中可以看出，A 相控制信號的變化與該相應電勢的變化相符，而且也配合到我們式子 (2.13) 轉換矩陣  $K_s^r$  的關係式。

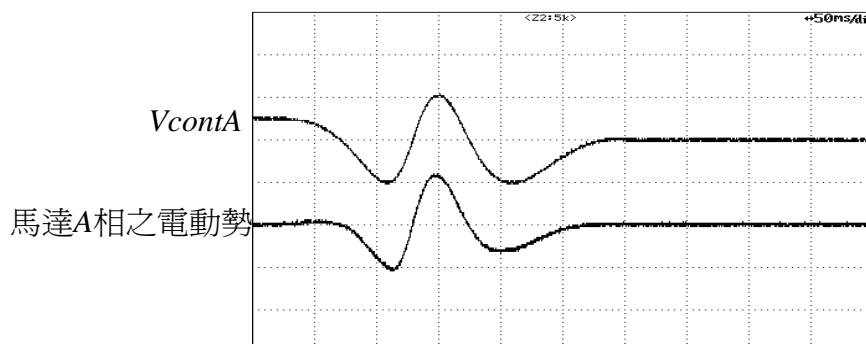


圖 5.3  $V_{contA}$  和馬達 A 相之電動勢 ( $V_q^* = 7FFF, V_d^* = 0$ )

完成我們的轉換矩陣  $K_s^r$  後，接下來就是進入對位的工作。前面提到的是給定每個位置的對應值，但我們需要的是馬達的機械角一圈正確的由 0~270 度對應到 T2CNT=1000~8000 而 270~360 度對應到的則為 T2CNT=1~1000，且 0 度要對到 T2CNT=1000，如此的對應關係是因為我們馬達的電動勢是為一個  $\sin \theta$  函數，但為了符我們轉換矩陣  $K_s^r$  是以  $\cos \theta$  為出發點，故我們是由 T2CNT=1000 相當為 90 度對到馬達機械角的 0 度。此時利用 Z 軸這個訊號來作馬達的對位，由圖 5.1 可以看出，Z 軸的訊號是由 XINT1 進入 DSP，此作用是為了作為引發 DSP 中外部中斷的訊號，當 Z 軸訊號發生如圖 5.6 由高準位變動到低準位時，變會觸發外部中斷，而在此中斷的程式中我們就執行 T2CNT=1000 這個動作，此時也就是對應到馬達機械角的 0 度了。

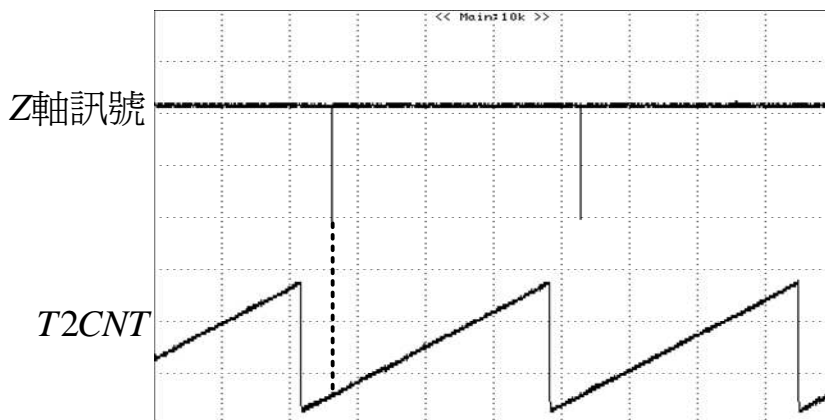


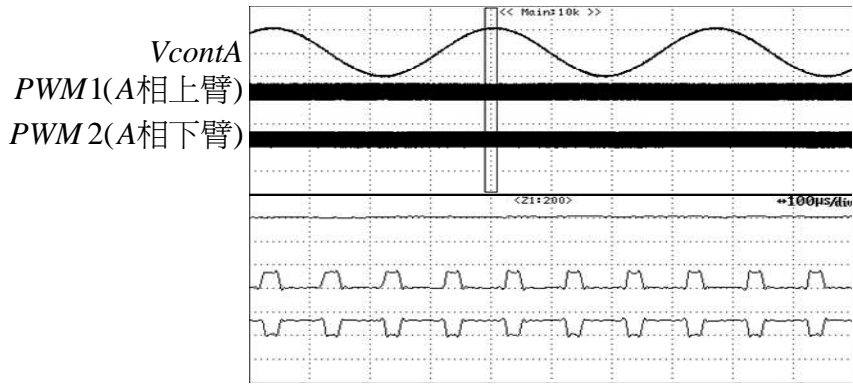
圖 5.4 Z 軸訊號和 T2CNT

## 5.2 有位置感測下之開迴路測試

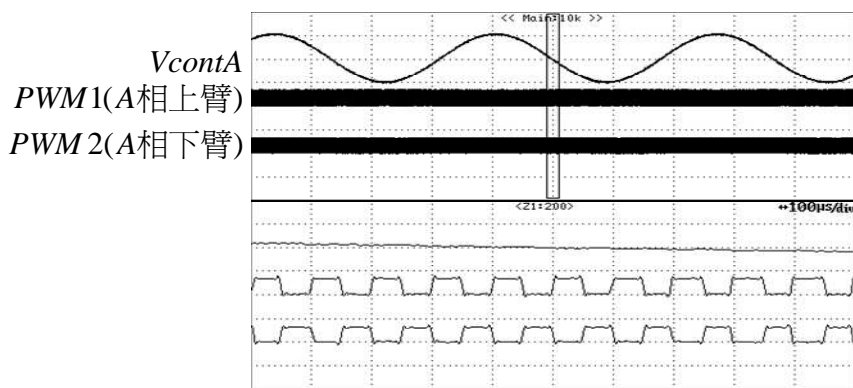
由圖 5.1 可得知，我們得到  $V_{contA}$ 、 $V_{contB}$  和  $V_{contC}$  這三個電壓控制訊號後，就進入 PWM mode 模組，此時這三個電壓訊號的值也就是分別會決定暫存器 CMPR1、CMPR2 和 CMPR3，每個 CMPR 又會決定一組上下臂開關訊號。在此計畫中我們使用變頻器中的開關模組是為 low active，也就是當 PWM 訊號為低準位時，我們的開關 IGBT 是為導通狀態，而為高準位時則反之。

圖 5.5 為  $V_{contA}$  和 A 相上下臂的 PWM 開關訊號的關係圖，可以看出，當  $V_{contA}$  處於正最大值時，此時的上臂會比下臂 low active 的時間長，也意味著此刻上臂的導通時間比下臂長；在  $V_{contA}$  信號位於負最大值時則反之，這個也符合我們所希望的產生的開關訊號。

而  $V_{contA}$  的範圍值是在 8000~7FFF 對應到 CMPR 中的值為 0~9000，且我們的 PWM mode 中的比較值 T1PR 為 9000，故當 CMPR 中的值為 0 時，則表示我們最終由 PWM 輸出的工作週期要為 0，表此時是全 low 狀態而會觸發開關全時導通，但跟我們想達成的目的是當 CMPR 為零時，實際的開關 IGBT 狀態要為全時不導通。故在此我們在程式中也作了運算的更變，使得當  $CMPR=0$  時，PWM 的輸出工作週期為 100%，此時我們的開關 IGBT 狀態也亦為全時不導通，反之  $CMPR=9000$  時，則會為開關 IGBT 全時導通。



(a)



(b)



(c)

圖 5.5 電壓控制訊號  $V_{contA}$  與 A 相上下臂 PWM 開關訊號關係圖

(a)  $V_{contA}$  正最大值時 ; (b)  $V_{contA}$  為零時 ; (c)  $V_{contA}$  為負最大值時

確定完我們的電壓控制訊號跟開關訊號後，接下來就是接上正式進入對變頻器送電的部分了。要送電前要先執行 DSP 中的程式，在程式中有我們自行設定一個 PWM mode 是否動作的控制開關，開始執行程式時我們令這個開關的動作是為 off 的狀態，故此時六個 PWM 所送出去的訊號都會強迫為高準位，而使得我們變頻器中的開關 IGBT 都會為不導通狀態。當確定變頻器送電成功後，再使這個自行設定的控制開關 on，此時 PWM 就會為 active low 而開始了變頻器中的開關 IGBT 導通運行。如需修改程式或關閉程式時，就要先使自行設定的控制開關 off，再關掉變頻器的主電源，確定變頻器是完全關掉的狀態後，最後才作修改或關閉程式的動作。其流程可參照圖 5.6 所示。

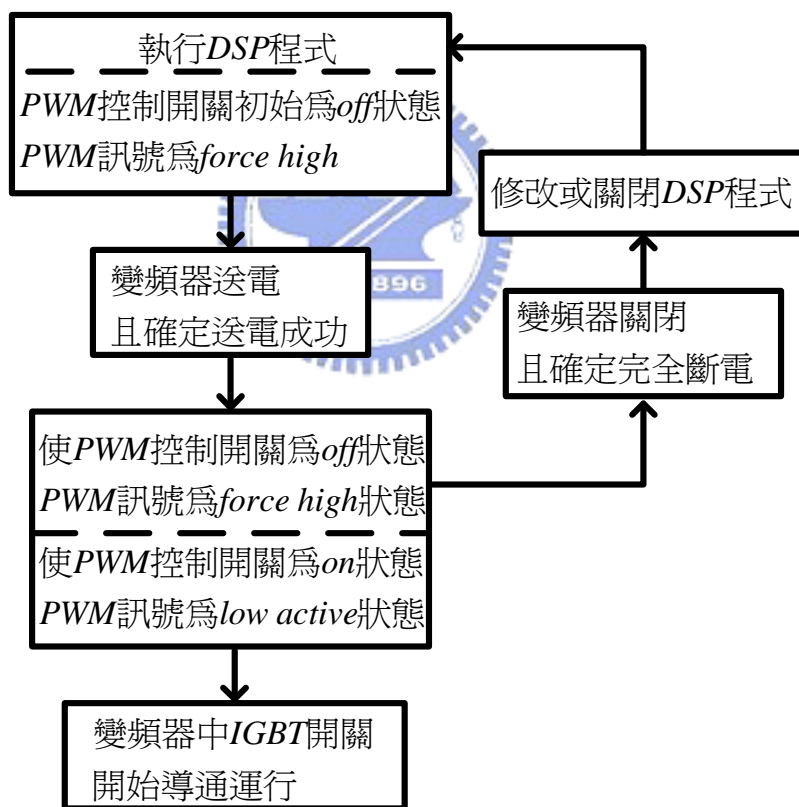


圖 5.6 DSP 程式執行配合變頻器送電的主要流程圖



在確定以上的程序正確後，我們作才正式進入開迴路測試，如圖 5.1 所示，我們將分別給  $V_q^*$ 、 $V_d^*$  命令給定  $V_d^* = 0$ ，而  $V_q^*$  為一定值(例如 3FFF)作為開迴路測試用，在此開迴路的最主目的為測試馬達運轉的情況，確認 encoder 的讀取是否正確。對於 encoder 位置的讀取是否有正確就看馬達的運轉情況，如果馬達運轉不順暢的話，那就很有可能是我們對於 encoder 的位置定位並沒有用得很好，要重新檢查，直到馬達可以順利的平順運轉。圖 5.7 為開迴路測試系統圖。

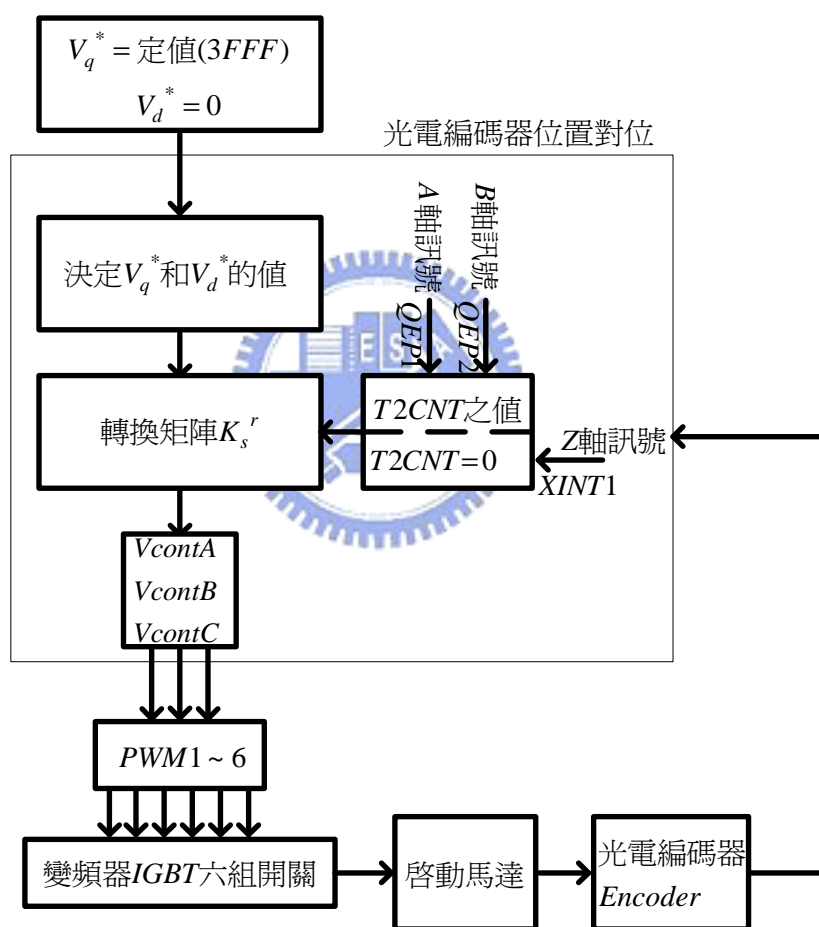


圖 5.7 開迴路控制系統圖



## 5.3 有位置感測下之閉迴路測試

### 5.3.1 電流回授

首先我們要先注意我們的電流感測的霍爾元件，它是一個可以把電流的訊號經過磁通變化來轉換成電壓訊號。在這裡電流和電壓的關係是 15A 的電流大小對應到 4V 的電壓訊號大小，故電流 1A 之感測電壓為  $4/15V$ 。為了配合我們 DSP 中 AD 的 0~3V 的轉換範圍，故我們在電流回授中有一個準位調整電路，使電流的對應為 15A~-15A 對到 0V~3V。而 AD 的轉換中是為 0~3V 對應到 0~4095，故此時我們實際 1A 的電流大小時，則在程式中對應值為 218。

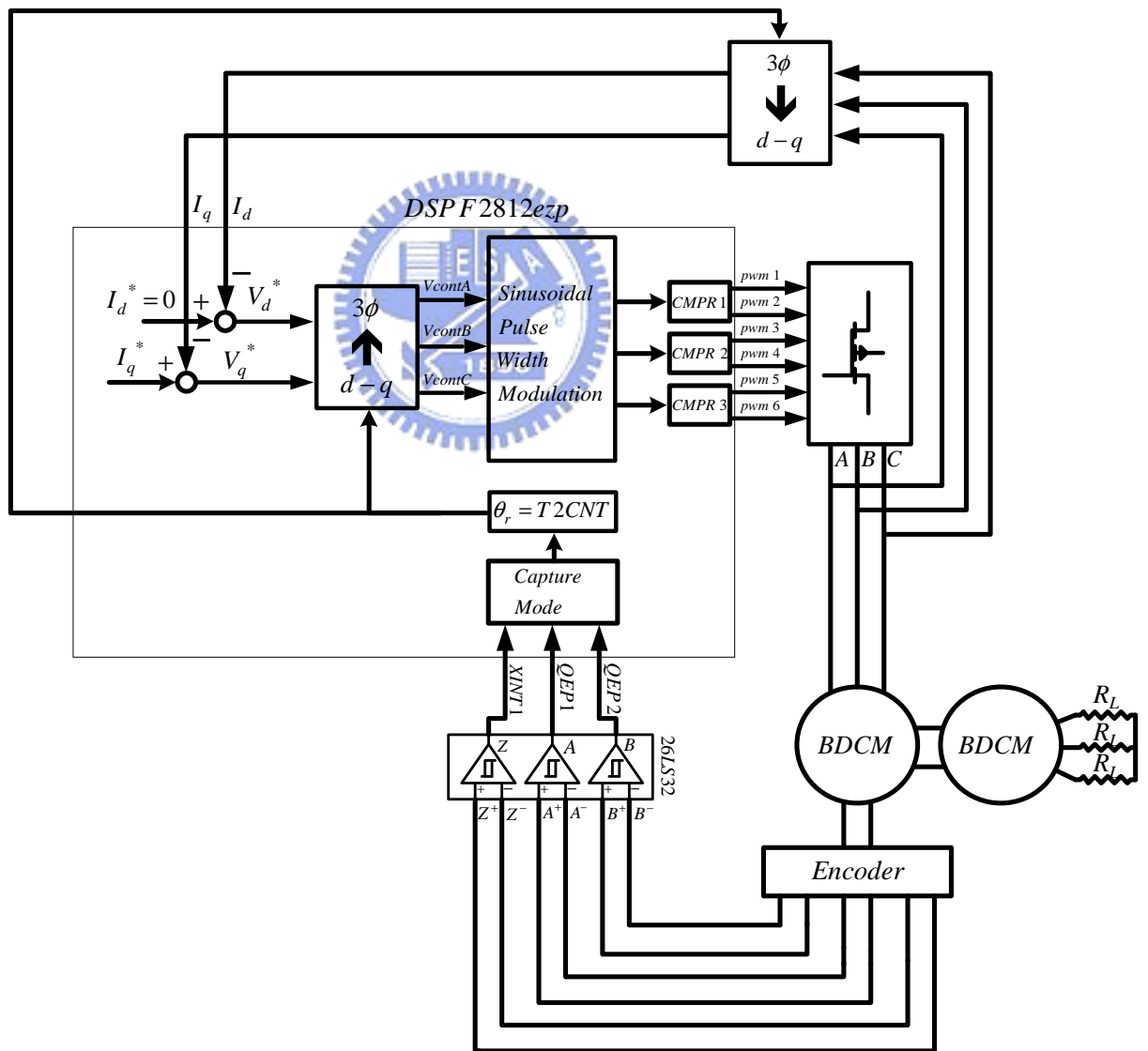


圖 5.8 電流閉迴路控制示意圖

命令值將依據第二章 2.3.1 章節所提到的固定轉矩角控制。故在此給定  $I_d^* = 0$ ，然後作  $I_q^*$  值的改變，為確認電流控制迴路的穩定性。電流控制迴路示意圖如圖 5.8 所示。其  $I_d, I_d^*$  和  $I_q, I_q^*$  的誤差值經個經過 PI 控制器而分別產生  $V_q^*$  和  $V_d^*$ 。我們作 1A 的電流在穩態下切換到 2A，如圖 5.9 所示，觀察其電流切換的情況來判定迴路中 PI 控制器是否設定正確。

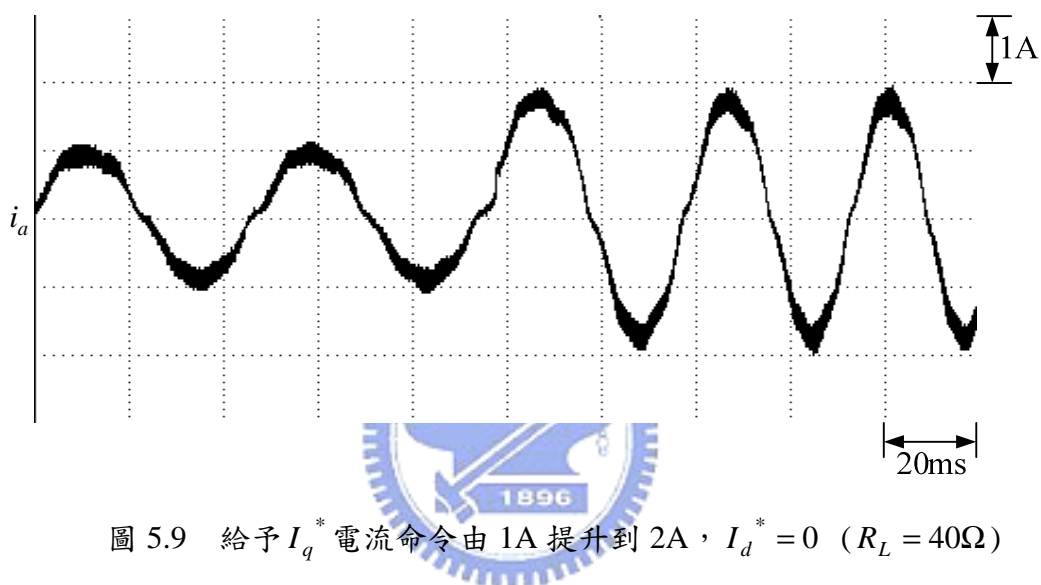


圖 5.9 給予  $I_q^*$  電流命令由 1A 提升到 2A， $I_d^* = 0$  ( $R_L = 40\Omega$ )

### 5.3.2 速度回授

速度回授的示意圖為圖 5.12 所示。其中其轉速的誤差值先經過一 PI 控制器，產生一  $I_q^*$  值，再進入電流迴路。再此我們也是作簡單的測試，在馬達穩定的運轉下，作轉速的變化。下面是我們作轉速變化的測試。如圖 5.11 所示。

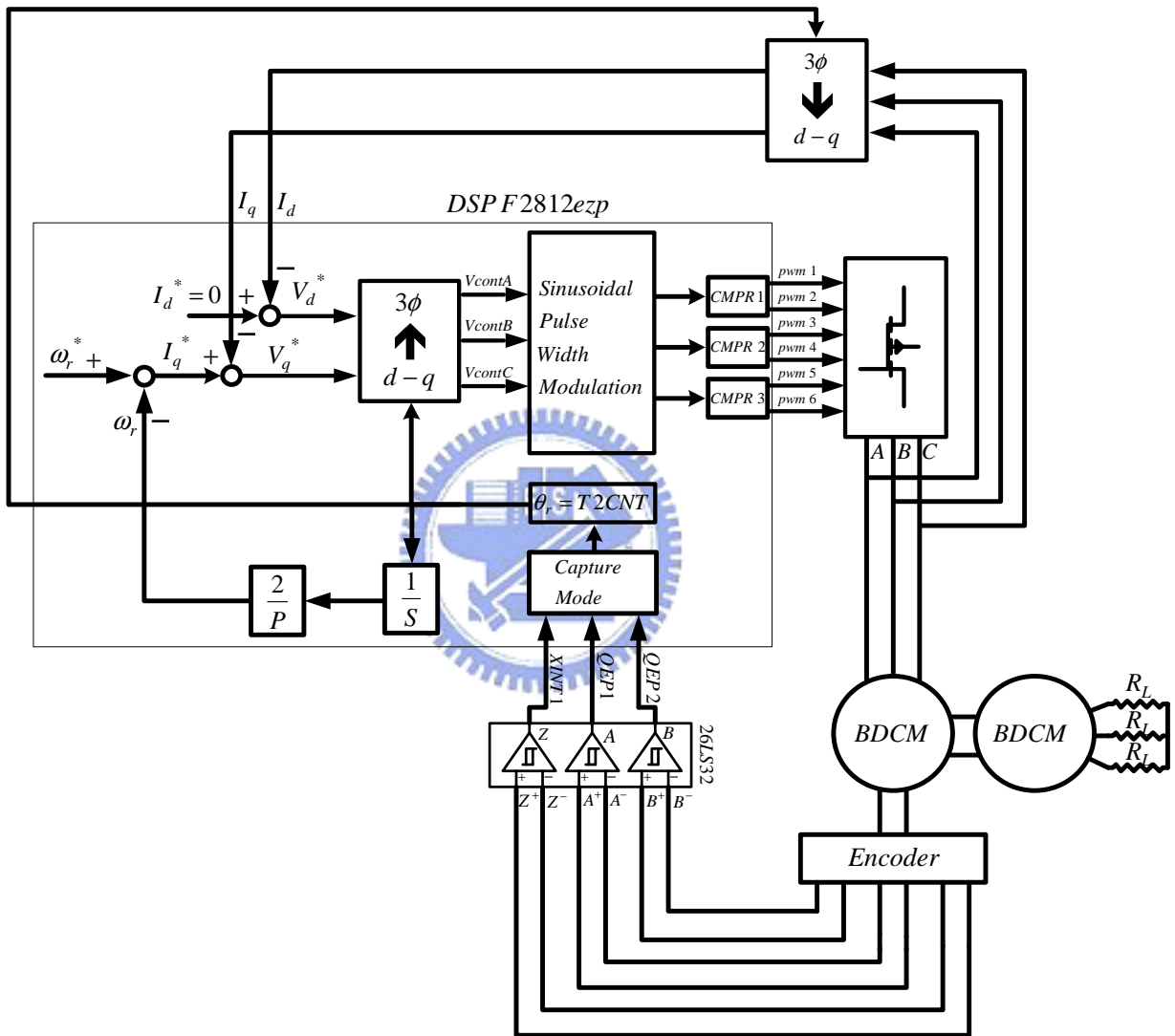


圖 5.10 速度閉迴路控制示意圖(有感測)

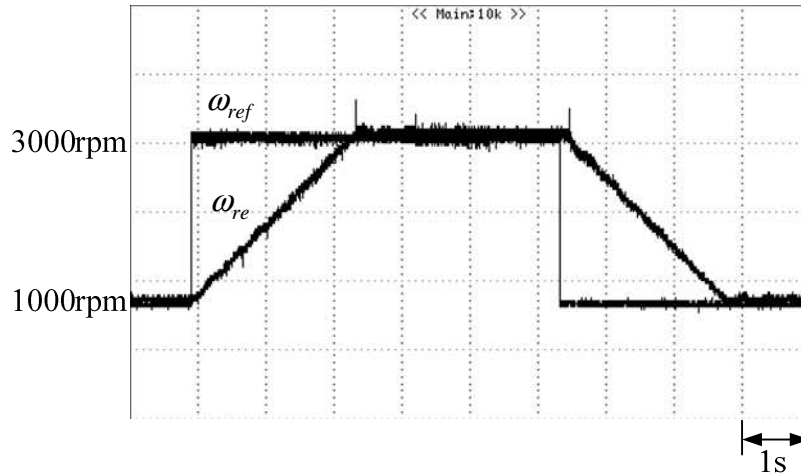
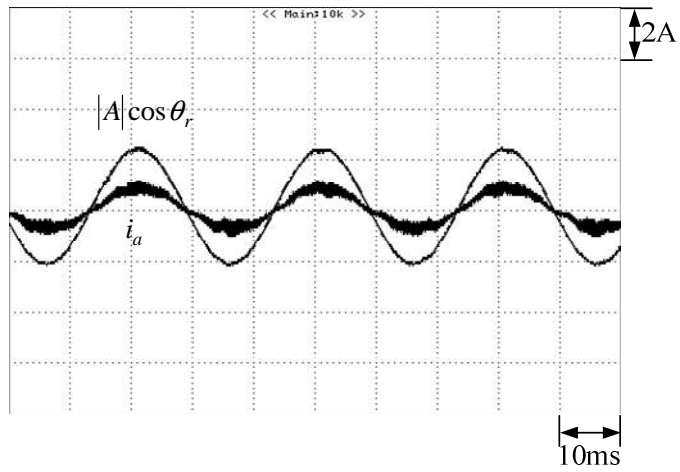


圖 5.11 1000rpm 和 3000rpm 轉速切換實作結果圖( $R_L = 100\Omega$ )

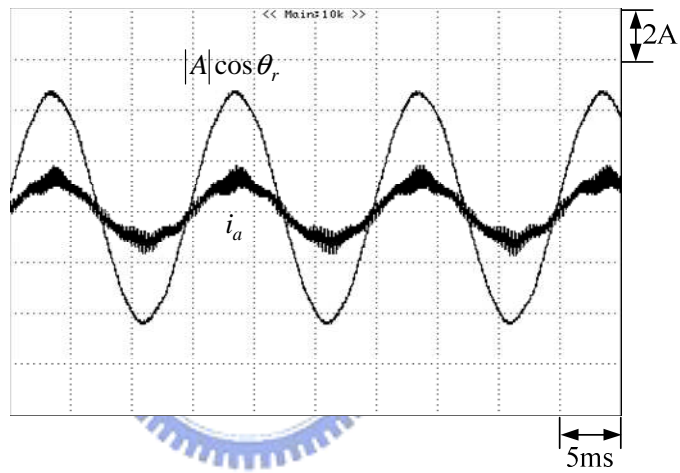
以上為轉速切換的實作，其轉速的命令經一 ramp 的函數後，才與實際轉速作比較誤差，此一步驟為作無感測控制時的考量。由圖我們可以看出轉速控制在有感測下是成功的。到此為有感測直流無刷馬達控制。

整體電路由圖 5.10 所示，將兩相同馬達對接，其中一發電機側接 Y 接電阻形成負載，進形固定轉速下不同的加載電阻 ( $100\Omega$ 、 $40\Omega$ )實作，觀察其馬達的 A 相電流和  $\cos\theta_r$ ，觀察  $\cos\theta_r$  的原因為反電動勢的式子為  $e_a = K_e * \omega * \cos\theta_r$ ，其中  $K_e$  和  $\omega$  分別為反電動勢常數和馬達轉軸角速度，都為純量，故我們才會討論是向量的  $\cos\theta_r$ ，而在實作中我們所量測到的數據為  $-|A|\cos\theta_r$ ，這個  $|A|$  會隨控制電壓大小而改變，但這個不影響向量的變化，只是純量的改變而以，故我們仍可由這兩個的關係也可以間接得到 A 相電流和 A 相動電勢的相位關係。而實作的部分為  $R_L = 100\Omega$  (圖 5.12)、 $R_L = 40\Omega$  (圖 5.13)同負載不同轉速下進行。

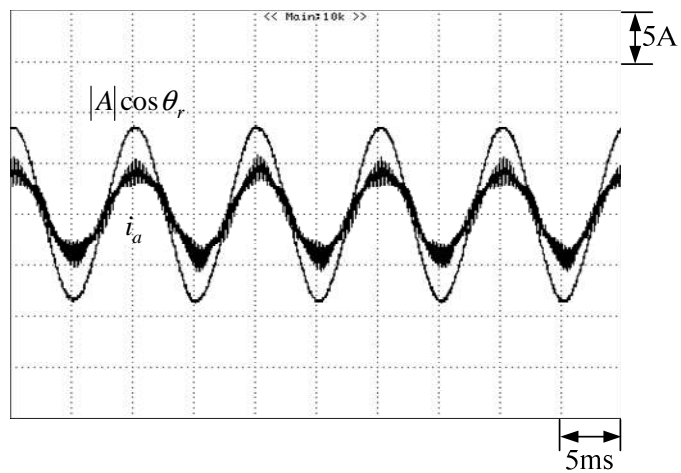
由實作的結果觀察得到，當重載時，量測到的馬達相電流也愈大，也愈接近弦波，此情形也利於接下來進行的無感測控制的實作，在無感測中，我們也會比較負載不同時，對於本篇文章無感測控制會有什麼影響。實作之操作頻率為 6.67Khz，其他參數如同表 4.1



(a)



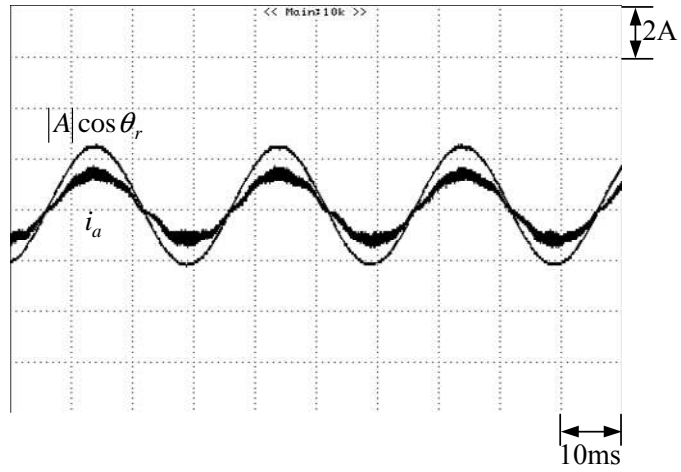
(b)



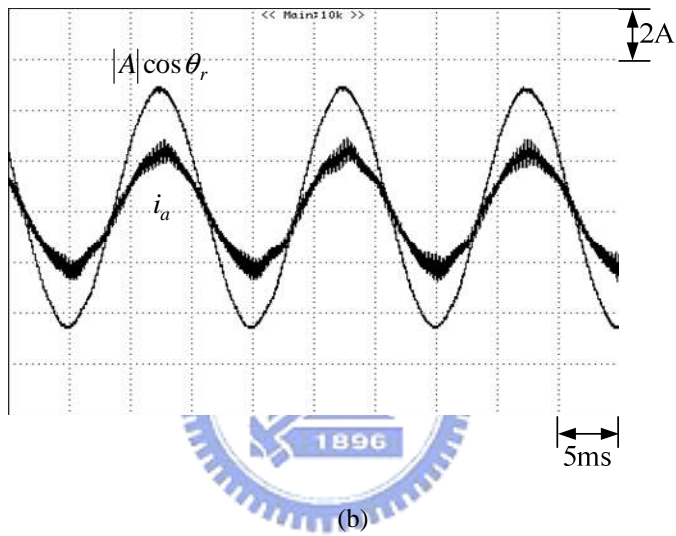
(c)

圖 5.12 有感測穩態運轉實作波形( $R_L = 100\Omega$ )

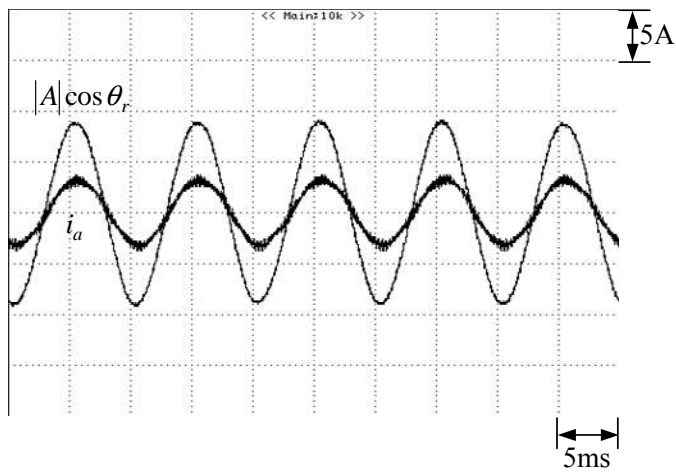
(a)1000rpm ; (b)2000rpm ; (c)3000rpm



(a)



(b)



(c)

圖 5.13 有感測穩態運轉實作波形( $R_L = 40\Omega$ )

(a)1000rpm ; (b)2000rpm ; (c)3000rpm

整體直流無刷馬達有感測控制流程圖，如圖 5.14 所示。

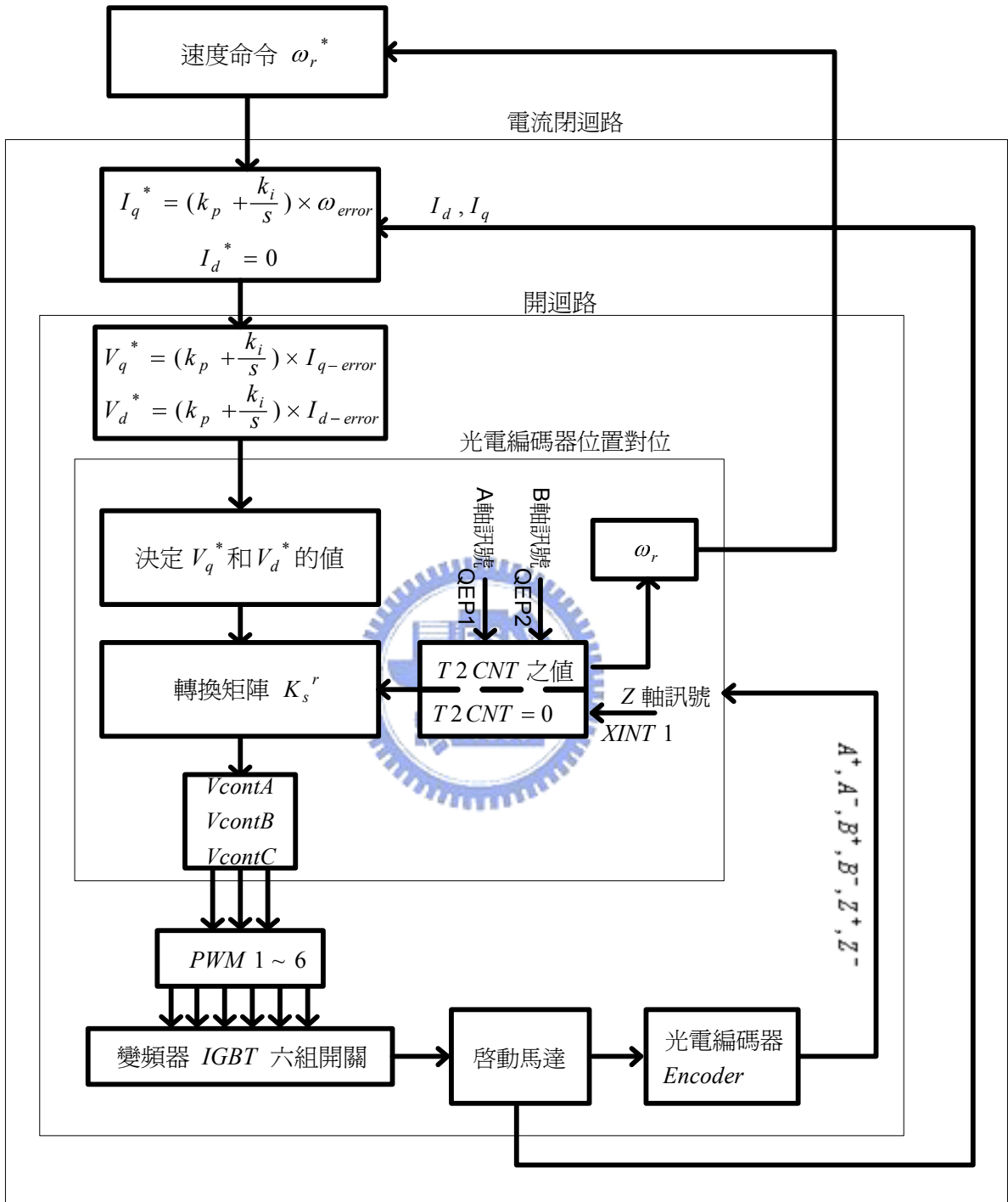


圖 5.14 整體直流無刷馬達控制(有感測)流程圖



## 5.4 有感測下角度誤差估測器之比對

建立完整的有感測馬達控制系統後，接下來就是進入無感測系統下，在第三章介紹角度誤差估測法，先在有感測的情況下套入本篇文章之角度估測器來實作測試是否正確，所以我們把 Z 軸的對準訊號分別設為對準 -9 度 ( $T2CNT=900$ ) 和對準 9 度 ( $T2CNT=1100$ )，如此一來馬達的相電流和應電勢就會產生一相位差，Z 軸對準誤差值之示意圖如圖 5.15。分別 1000rpm、2000rpm 和 3000rpm 不同轉速下配合在不同負載 40 歐姆和 100 歐姆之情況下，觀察本篇文章所使用之轉子角度估測器所估算出角度誤差是否符合我們預設的誤差值，如圖 5.16-圖 5.19 所示。

觀察比較圖 5.16-5.19 後，可以發現在輕載時，估測角度跟我們所預設誤差值，會隨著轉速的提高使得這兩者的有所差異，但所幸差異的範圍值不大，絕對值在 2-3 度之間，符合我們當初預估絕對值 5 度以內。而此差異值是可以利用鎖相迴路來彌補。而當重載時，其估測角度跟我們所預設的誤差值，幾乎是相同的，並不會產生因轉速提高而產生差異值，此一現象也符合我們當初所預想的重載情況下有利於無感測控制。

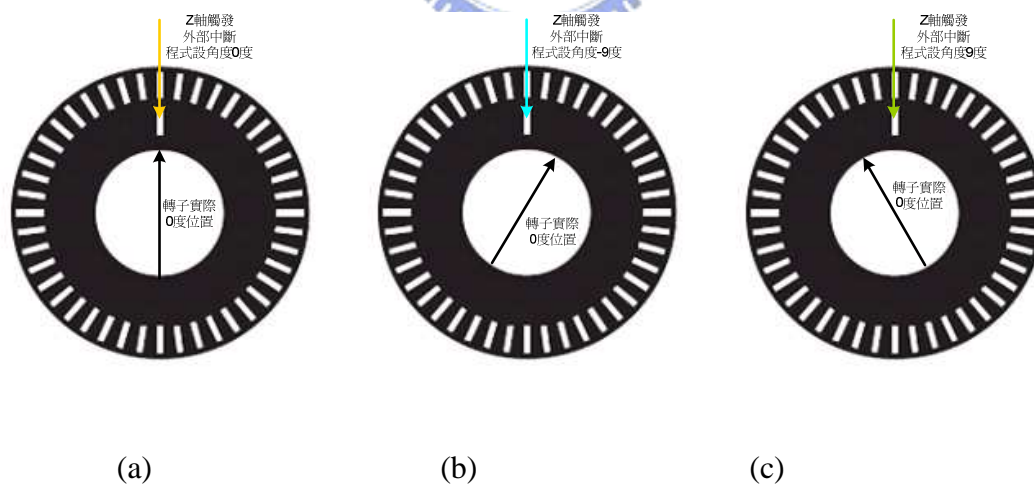
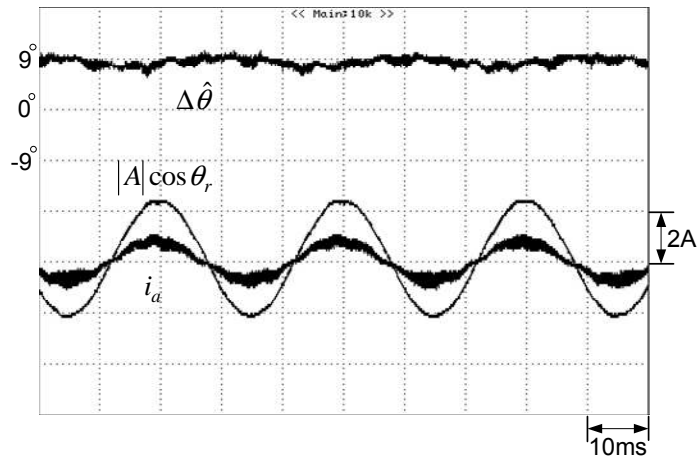


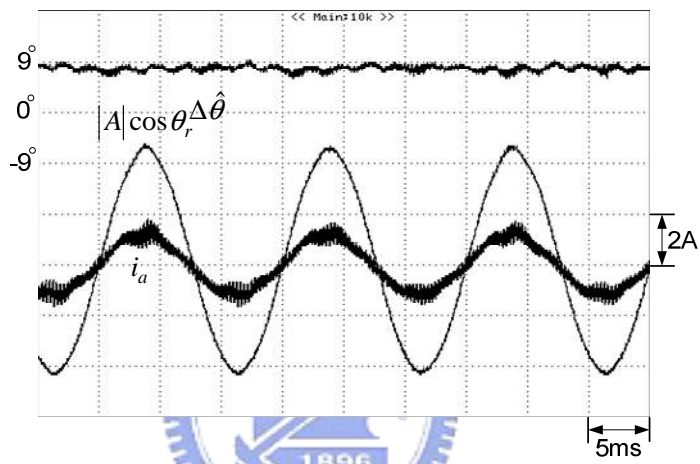
圖 5.16 Z 軸對準預設誤差值之示意圖

(a)0 度 (b)-9 度(c)9 度

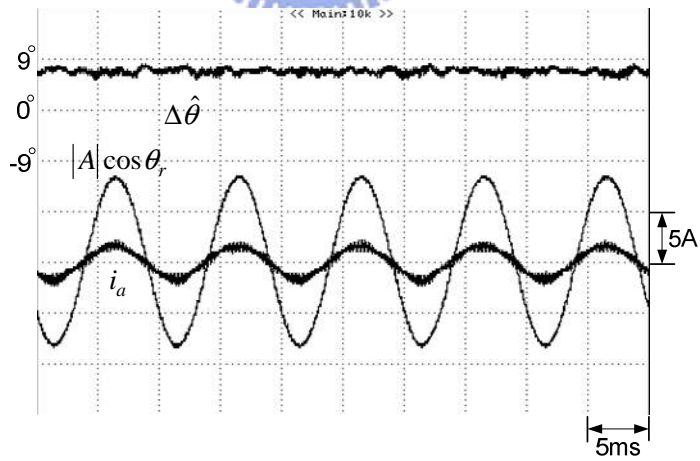




(a)



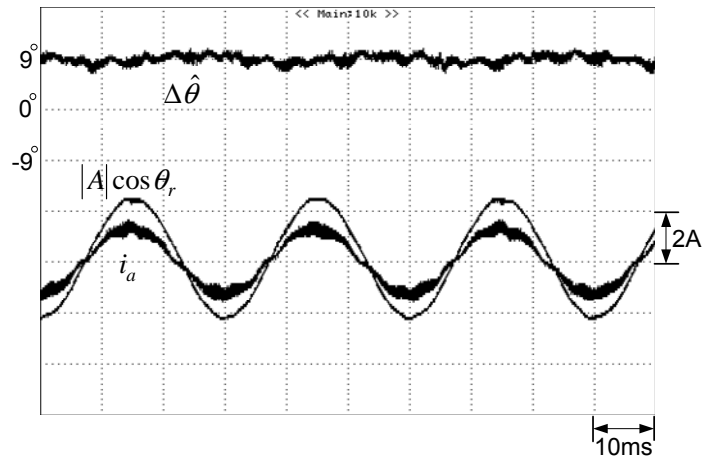
(b)



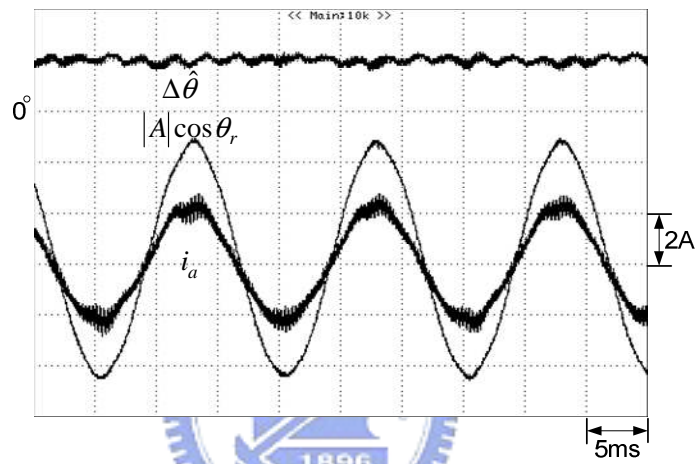
(c)

圖 5.16 Z 軸對準誤差值為 9 度之實作波形 ( $R_L = 100\Omega$ )

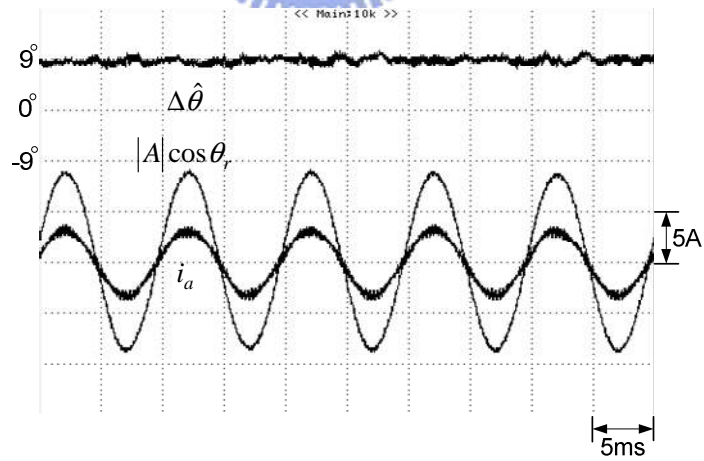
(a)1000rpm ; (b)2000rpm ; (c)3000rpm



(a)



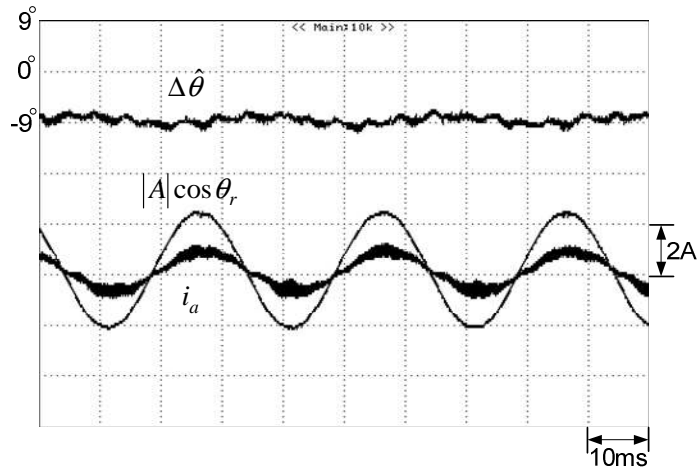
(b)



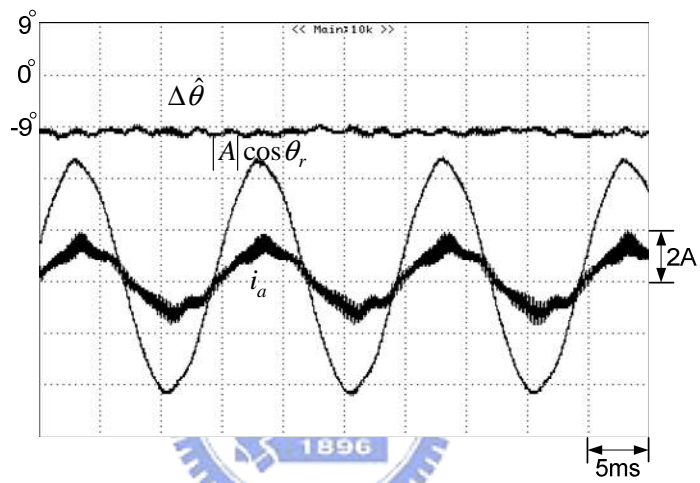
(c)

圖 5.17 Z 軸對準誤差值為 9 度之實作波形 ( $R_L = 40\Omega$ )

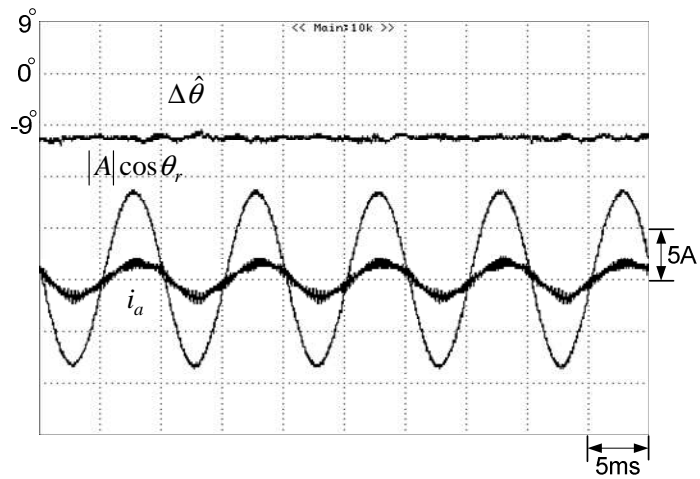
(a)1000rpm ; (b)2000rpm ; (c)3000rpm



(a)



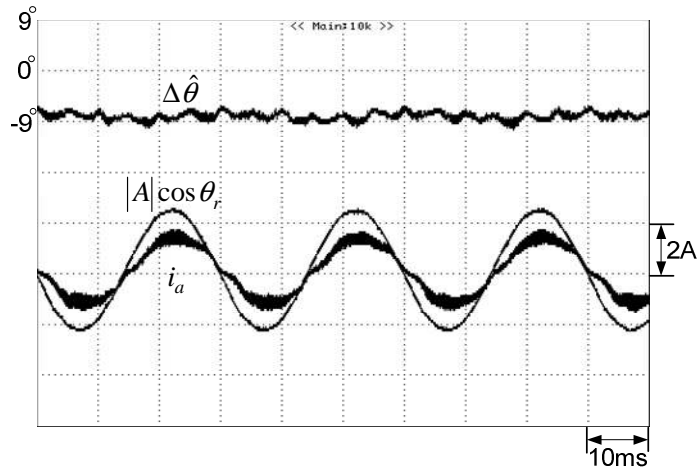
(b)



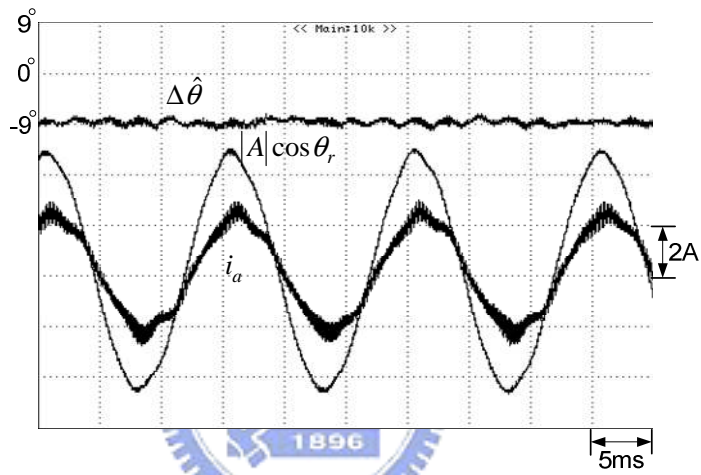
(c)

圖 5.18 Z 軸對準誤差值為-9 度之實作波形( $R_L = 100\Omega$ )

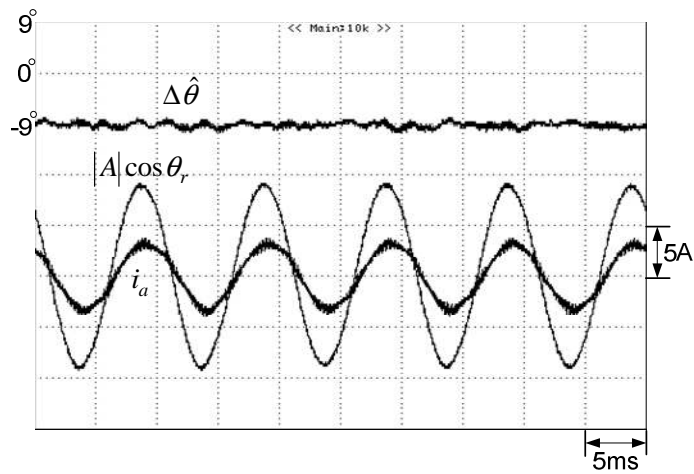
(a)1000rpm ; (b)2000rpm ; (c)3000rpm



(a)



(b)



(c)

圖 5.19 Z 軸對準誤差值為-9 度之實作波形( $R_L = 40\Omega$ )

(a)1000rpm ; (b)2000rpm ; (c)3000rpm

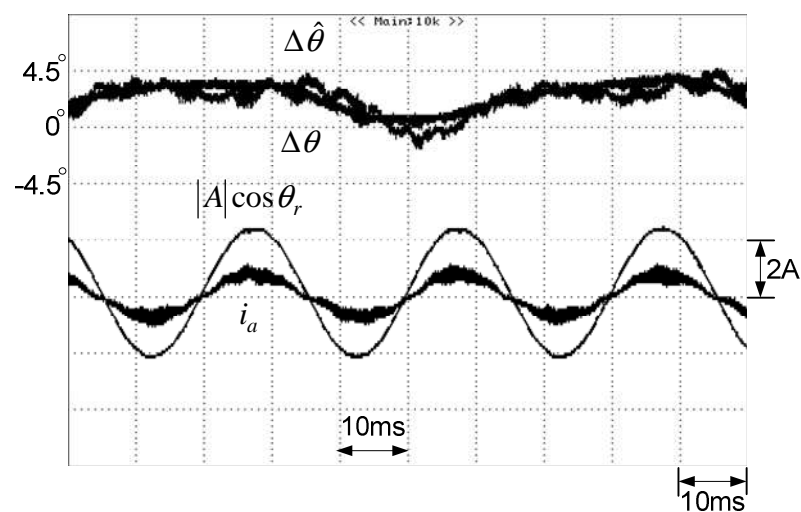
## 5.5 無位置感測控制之閉迴路測試

在有感測下，確定我們的估測器是可行的，故接下來我們就直接進入無感測的控制實作。在此實作裡，我們實作分別在 1000rpm、2000rpm 和 3000rpm 不同轉速穩態運轉情況下，並配合在不同負載 40 歐姆和 100 歐姆之情況下，觀察馬達的相電流和應電勢波形並比較估測角度誤差  $\Delta\hat{\theta}$  和實際角度誤差  $\Delta\theta_r$ 。實作結果為圖 5.21-5.22 所示。還有加上轉速切換 1000rpm~3000rpm 的暫態實作，如圖 5.20 所示。

觀察圖 5.21-5.22，可以明顯的比較出輕載跟重載的差異，在轉速不同的情況下其所估測的角度跟實際角度誤差值是一致的當在重載的狀況下，這也印証我們在有感測時所量測估測值誤差也是在重載狀況較準確，雖然輕載時估測會有所誤，但由波形看來，因鎖相迴路的幫助使同相電流和應電勢同相，維持系統的穩定和使轉矩出力達到最大。最後的轉速切換也為速度控制的成功，此也代表為本篇文章的目的使用轉子誤差估測器來替代光編碼器在實作上是可行的。

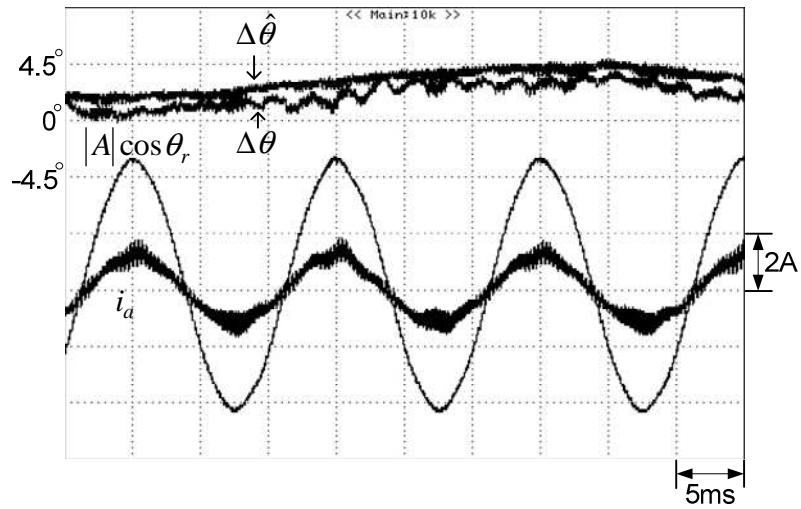


### 5.5.1 穩態運轉實作波形

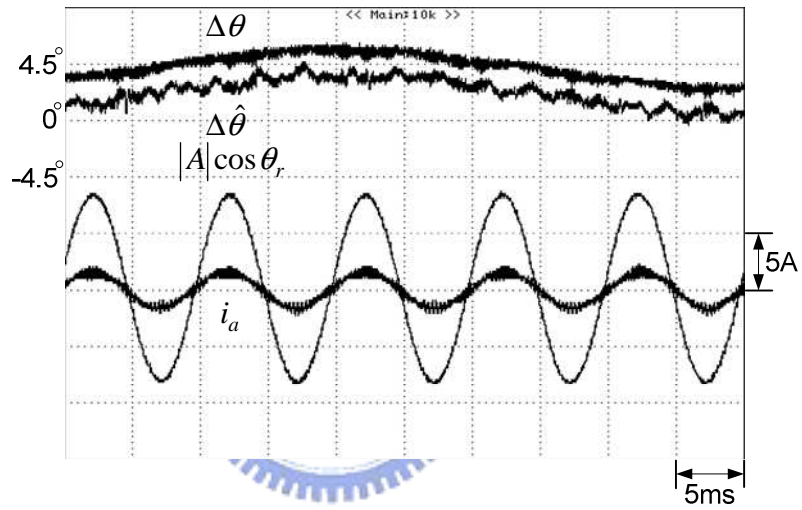


(a)





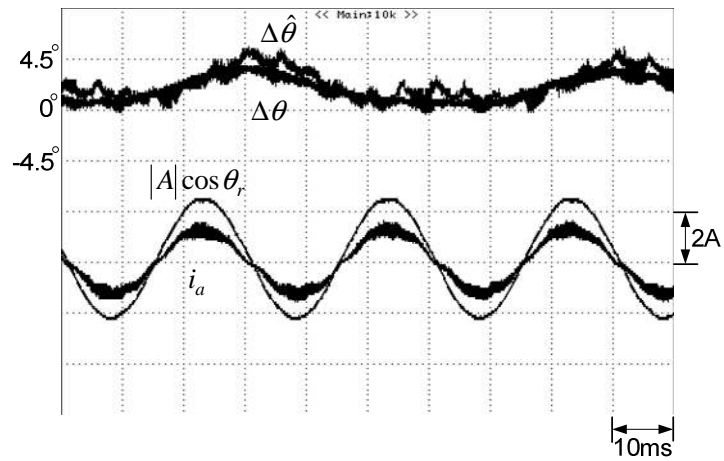
(b)



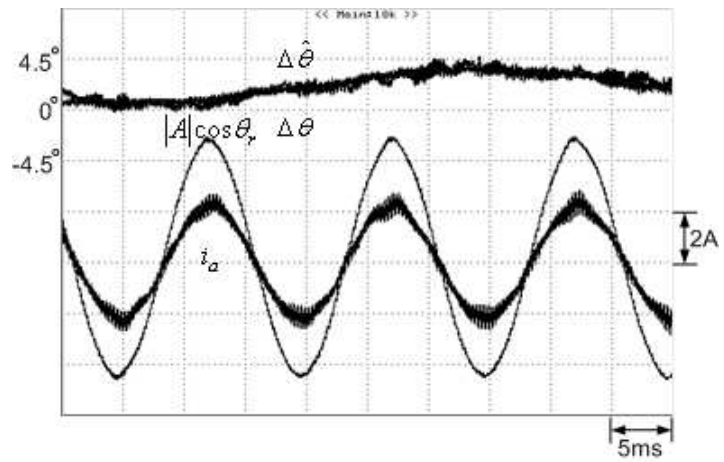
(c)

圖 5.20 無感測穩態運轉實作波形( $R_L = 100\Omega$ )

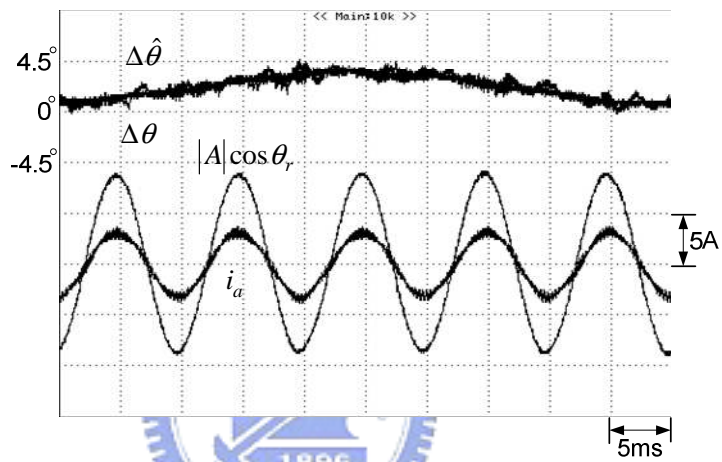
(a)1000rpm ; (b)2000rpm ; (c)3000rpm



(a)



(b)



(c)

圖 5.21 無感測穩態運轉實作波形( $R_L = 40\Omega$ )

(a)1000rpm ; (b)2000rpm ; (c)3000rpm

### 5.5.2 轉速變化實作波形

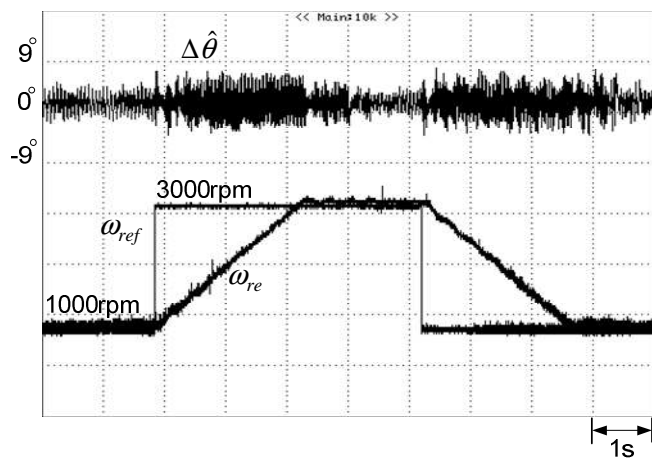


圖 5.22 無感測之轉速切換實作 1000rpm~3000rpm ( $R_L = 100\Omega$ )

整體直流無刷馬達無感測控制流程圖，如圖 5.23 所示。

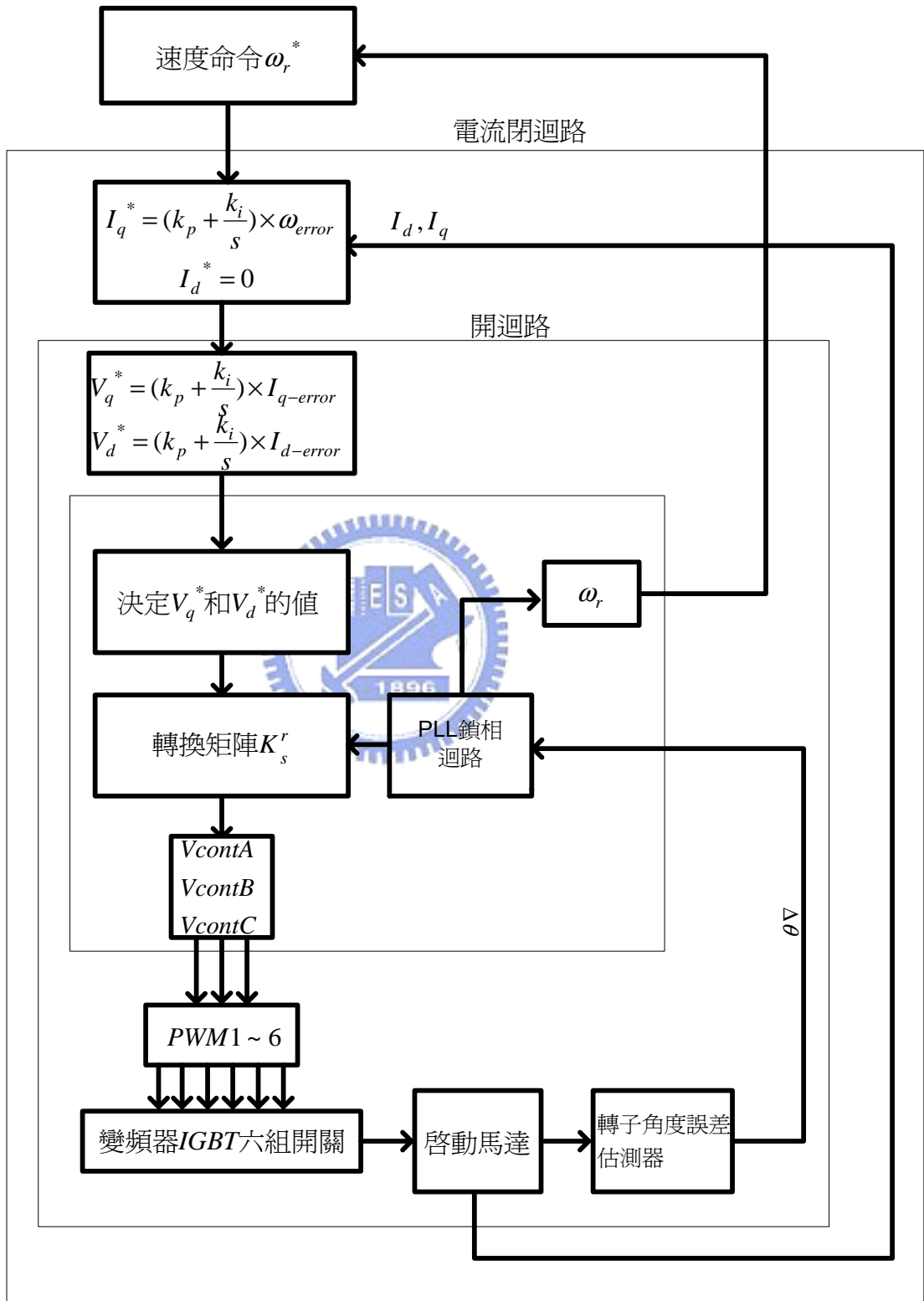


圖 5.23 整體直流無刷馬達控制(無感測)流程圖



在第五章的最後，我們把有感測和無感測的實作結果作一個比較，首先我們可以單看實作波形如圖 5.12 對圖 5.21 和圖 2.13 對圖 5.22，在各轉速下，其電流波形在有感測和無感測幾乎表現得差不多，而我們更進一步去量測 AC Power 的輸入功率( $P_{in}$ )，其結果為表 5.1 和表 5.2 所示。由兩表的比較，我們可以清楚得知其在本實作的結果中，有感測和無感測在相同的電流和速度控制器下，其直流無刷馬達的表現效果是差不多的，這也表示我們的無感測實作在 1000rpm-3000rpm 下是可成功的取代有感測的。

表 5.1 有感測跟無感測之功率比較(100Ω)

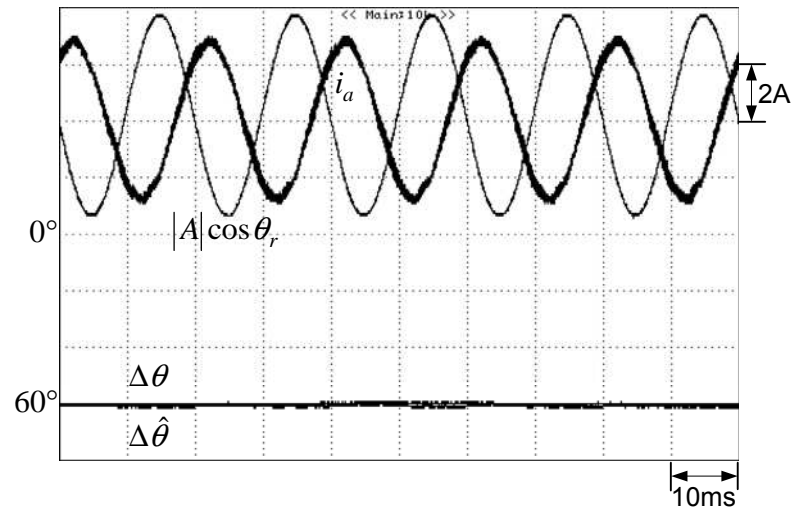
輸入功率( $P_{in}$ ) 單位(W)		
負載=100Ω	有感測	無感測
1000rpm	62.5	62.9
2000rpm	162.5	164
3000rpm	301	303

表 5.2 有感測跟無感測之功率比較(40Ω)

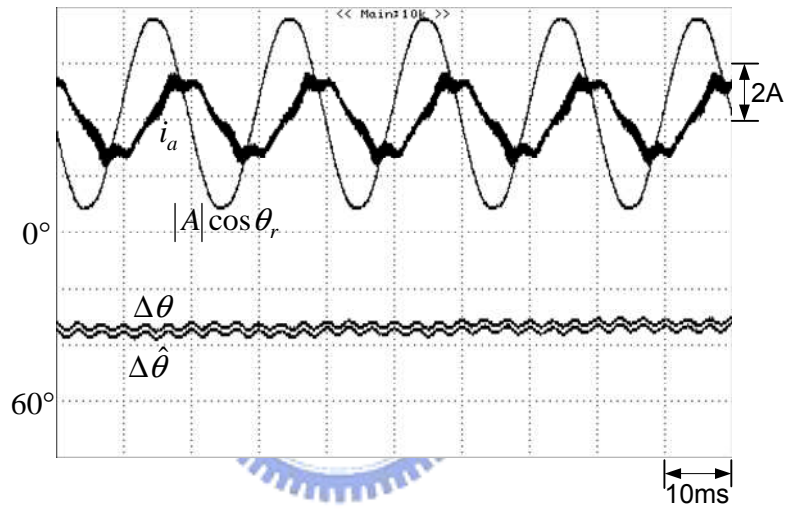
輸入功率( $P_{in}$ ) 單位(W)		
負載=40Ω	有感測	無感測
1000rpm	94	94.5
2000rpm	290	292
3000rpm	583	585

### 5.5.3 無感測之啟動實作波形

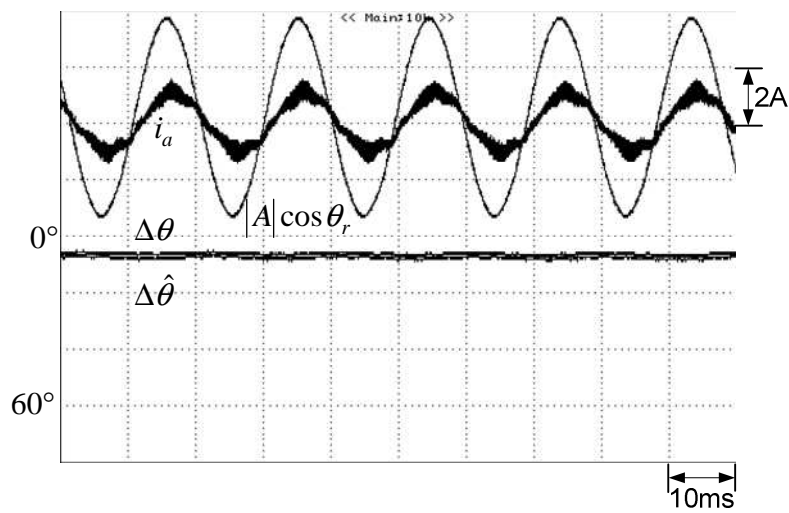
由圖 4.2 所模擬的啟動策略模式，其實作如圖 5.24 所示，我們可以觀察其模擬的三種模式中，其電流相位的變化跟我們所模擬的圖形走勢大致相同，而當運作到鎖相模式時便會一直維持著此時之狀態直至速度命令有所變化。



(a)



(b)



(c)

圖 5.24 直流無刷馬達控制無感測啟動波形

(a)定電流模式(b)定頻模式(c)鎖相模式

## 第六章

### 結論

由第五章的實作來看，仔細的比較有感測跟無感測之實作波形，不論是不同的轉速和不同的負載下，其所展示的圖形中同相電流和應電勢差異不會太大，也說明本篇文章所使用之「以數位座標旋轉演算法為主之直流無刷馬達弦波電流無感測控制」在實際應用上是可行的。

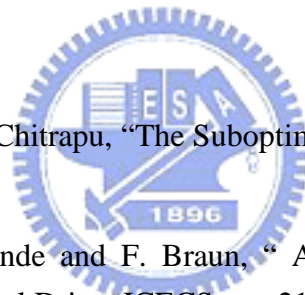
從無感測弦波電流控制模擬結果來看，使用所謂「擴展感應電壓(Extended Electromotive Force, EMF)」架構，作為控制器設計，對於位置誤差估測具有相當準確度；但是在實作實現時，在重載的部分可以看出此估測器和控制架構算是可行且估測正確，而當在輕載時，該位置誤差估測會有部分之誤差，但仍可靠鎖相迴路使系統穩定。然而鎖相迴路沒有使估測角度完美的修正接近零度，會有一穩定在零度附近之振盪誤差，最大原因為速度的修正受到限制，要以 50rpm 為 1pulse 單位計算，此限制為因在程式中是利用每一次中斷中所計算之 pulse 數來給於位置訊息和計算轉速，而此要補償 1pulse 所要用的補償轉速也要比較大，故此為誤差之最大來源，若能更加進一步大量建表使精度提高，讓 1pulse 為 5rpm 為單位時，此現象應能有所改善。還有就是直流鏈電壓的變動，此對於高低轉速的不同下，亦會造成影響，加上馬達參數  $L_q$  的變動也會使估測角度有所變化，這些需要更進一步的改善，本篇文章提出之無感測控制對於內置式直流無刷馬達為一控制利器。

## 參考資料

- [1] H.-C. Chen and C.-M. Liaw, "Current-mode control for sensorless BDCM drive with intelligent commutation tuning," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 747–756, Sep. 2002.
- [2] K.-Y. Cheng and Y.-Y. Tzou, "Design of a sensorless commutation IC for BLDC motors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 6, pp. 1365–1375, Nov. 2003.
- [3] K. Iizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo, and K. Mohri, "Microcomputer control for sensorless brushless motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, no. 4, pp. 595–601, May/Jun. 1985.
- [4] Y. Amano, T. Tsuji, A. Takahashi, S. Ouchi, K. Hamatsu, and M. Iijima, "A sensorless drive system for brushless DC motors using a digital phase-locked loop," *Electr. Eng. Jpn.*, vol. 142, no. 1, pp. 57–66, 2003.
- [5] S. Ichikawa, Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless controls of salient-pole permanent magnet synchronous motors using extended electromotive force models," *Electr. Eng. Jpn.*, vol. 146, no. 3, pp. 55–64, 2004.
- [6] K. Sakamoto, Y. Iwaji, T. Endo and Y. Takakura, "Position and speed Sensorless control for PMSM drive using direct position error estimation," IECON'01, pp. 1680–1685, 2001.
- [7] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 2, pp. 288–295, Apr. 2003.
- [8] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless control of permanent-magnet synchronous motors using online parameter identification based on system identification theory," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 363–372, Apr. 2006.
- [9] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless control of synchronous reluctance motors based on extended EMF models considering magnetic saturation with online parameter identification," *IEEE Trans. Industry Applications.*, vol. 42, no. 5, pp. 1264–1274, Sep. 2006.
- [10] H. Kim, M. C. Harke and R. D. Lorenz, "Sensorless control of interior permanent-magnet machine drives with zero-phase lag position estimation," *IEEE Trans. Industry Applications.*, vol. 39, no. 6, pp. 1726–1733, Nov. 2003.

- [11] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada and Y. Takeda, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame," *IEEE Trans. Industry Applications.*, vol. 38, no. 4, pp. 1054–1061, July 2002.
- [12] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada and Y. Takeda, "Mechanical sensorless drives of IPMSM with online parameter identification," *IEEE Trans. Industry Applications.*, vol. 42, no. 5, pp. 1241–1248, Sep., 2006.
- [13] H. J. Guo, S. Sagawa, T. Watanabe, and O. Ichinokura, "Sensorless Driving Method of Permanent-Magnet Synchronous Motors Based on Neutral Networks," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 39, no. 5, pp. 3247-3249, Sep. 2003.
- [14] 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.
- [15] P. P. Acarnley and J. F. Watson, "Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 2, pp. 352-362, April 2006.

#### CORDIC



- [16] D. H. Kitabjian and P. R. Chitrapu, "The Suboptimality of Angle Coding in the CORDIC Algorithm", 1992.
- [17] H. S. Kebbati, J. P. Blonde and F. Braun, " Area Efficient and Accurate CORDIC Processor for Motor Control Drive, ICECS, pp. 212–215, 2003.
- [18] M. Fathallah, J. P. Chante, F. Calmon, and M. H. EL-Husseini, "Design of an Optimized IC for Control Algorithms of AC Machines: System Testing and Application", IAS, pp. 103–109, 2001.
- [19] C. T. Kowalski, J. Lis and O. K. Teresa, "FPGA Implementation of DTC Control Method for the Induction Motor Drive," EUROCON, pp. 1916–1921, 2007.
- [20] M. Tonelli, P. Battaiotto and M. I. Valla, "FPGA Implementation of an Universal Space Vector Modulator," IECON, pp. 1172–1177, 2001.