

國立交通大學  
電機與控制工程學系

碩士論文

三相無刷直流馬達之無感測器驅動技術研究

The Research of The Sensorless Drive Technology for The  
Three-Phase Brushless DC Motor

研究生：賴威勳

指導教授：林錫寬 博士

中華民國九十四年六月

# 誌謝

首先，我想感謝我的指導教授林錫寬博士並致上十二萬分的謝意，老師在這兩年的研究生涯內給予課業及論文研究上的指導，使得本論文得以順利完成。並感謝胡竹生教授、王偉修教授及蔡明祺教授等諸位口試委員在百忙之中來幫我進行論文口試，對本論文費心的評閱與指正，使得論文內容能更加的嚴謹。

感謝工研院王世杰博士、方志行博士在我研究過程中對我的指導與建議，在與學長不斷地討論後，本論文才能慢慢組織起來。感謝博士班李宗原學長、以及孟勳、俊傑、豪揚、維娜幾位學長姊，感謝他們在實驗室各方面的提攜與指導。並感謝我的同窗好友俊杰、宇中、存堯、啓昌在研究所兩年的生活中彼此相互砥礪與扶持，以及學弟典璋、星宇、品齊、匯欽在學問研究上的幫助及生活點滴的分享，使得我在研究所這兩年獲益良多，我由衷的感謝你們。

感謝敬愛的父親賴振賢先生及母親王惠珠女士對於我的關懷與不求回報的付出，以及小弟威諭在學業及各方面的支持。感謝女友淑芬在我研究所生涯中的支持與體諒，感謝妳。再次感謝週遭關心我的朋友，願將這份喜悅與你們分享。

賴威勳 謹識於新竹 2005 年 6 月

# 三相無刷直流馬達之無感測器驅動技術研究

The Research of The Sensorless Drive Technology for The  
Three-Phase Brushless DC Motor

研究生 : 賴威勳

Student : Wei-Hsun Lai

指導教授 : 林錫寬 博士

Advisor : Dr. Shir-Kuan Lin



A Thesis

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

in

Electrical and Control Engineering

June 2005

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十四年六月

# 三相無刷直流馬達之無感測器驅動技術研究

研究生：賴威勳

指導教授：林錫寬 博士

國立交通大學電機與控制工程學系

## 摘要

由於無刷直流馬達無感測器驅動技術具有高轉速、響應快以及小型化、薄型化的優點，所以已經被廣泛地使用在硬碟機、光碟機等資訊商品上。然而因為沒有在馬達上安裝位置感測器，所以需要無感測驅動技術偵測馬達轉子位置以達到換相控制。大部分的無感測換相控制技術會利用馬達旋轉時產生的反電動勢，但是在利用反電動勢做位置偵測時都會面臨到一個共同的難題：反電動勢的振幅是與轉速成正比，所以在低轉速時振幅太小，容易受到雜訊干擾，若此時以閉迴路換相控制技術驅動馬達，則在進行反電動勢零交越點判斷時，會因振幅太小而偵測不到或是因雜訊而判斷錯誤的情況發生，導致錯誤換相的動作，因此需要開迴路啟動程序先提升馬達轉速，當有足夠大的反電動勢之後，便可以切換到閉迴路程序，以反電動勢進行換相控制。因此，在開迴路啟動程序中最重要就是如何在愈短時間內讓反電動勢振幅愈高，便可以愈早切換到閉迴路程序，本論文在此提出兩個新型開迴路序列，能夠在短時間內增大反電動勢振幅，所以能比傳統式開迴路換相序列更早切換至閉迴路程序，縮短馬達暫態響應的時間。

本論文選擇以無感測驅動 IC：BD6609fv 驅動一顆三相無刷直流馬達，並提出實驗方法以測試 IC 內部的無感測驅動技術，希望透過此顆 IC 的實作能獲得市面上比較成熟的無感測驅動技術。另外為了驗證無感測驅動技術，本論文以 Visual C++ 架構一個模擬系統，透過這個模擬系統，我們可以模擬出各個開迴路換相序列的優缺點。而為了與模擬互相驗證，本論文藉由一套以 Nios 發展板中之 FPGA 為控制核心及馬達週邊相關電路的實驗平台，實現開迴路換相序列的實作驗證。

# The Research of The Sensorless Drive Technology for The Three-Phase Brushless DC Motor

Student : Wei-Hsun Lai

Advisor : Dr. Shir-Kuan Lin

Department of Electrical and Control Engineering

National Chiao Tung University

## ABSTRACT

Sensorless brushless DC motors have been widely used for HDD ,DVD devices because of their high speed, fast response and small size. However, the rotation of motor requires special techniques because there are not any position sensors in the motor. Most techniques use the back EMF to detect motor position. However, the above techniques have a common problem: The amplitude of back EMF is too small at low speed to be detected because the amplitude is proportional to rotation speed. Therefore we need a series of open-loop sequence to accelerate the motor speed. When the back EMF is large enough, the mode is changed from open-loop mode to close-loop mode and the motor is self-commutated by the back EMF. Thus the important thing during open-loop mode is to acquire the largest amplitude of back EMF as quickly as possible. This paper raises two new open-loop sequences that could acquire larger amplitude of back EMF in the short time. Therefore the time of the start-up of the motor can be shortened. Besides, in order to make research of the sensorless drive techniques of sensorless control IC, this paper uses IC:BD6609fv to drive a BLDCM and proposes a method to test this IC.

The proposed new open-loop sequences are verified with the Visual C++ simulation firstly and then is realized with FPGA-based chip collocating with voltage sensing circuit, motor drive and peripheral circuit for proving the announced sequences are valid .

# 目錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
目錄	ii
圖例目錄	iv
表格目錄	ix
第一章 緒論	1
1.1 研究動機與目的	1
1.2 專利分析	2
1.3 論文架構	7
第二章 三相無刷直流馬達之無感測器驅動技術	8
2.1 三相無刷直流馬達驅動原理介紹	8
2.2 三相無刷直流馬達數學模式	16
2.3 無感測器無刷直流馬達旋轉機制介紹與文獻回顧	18



<b>第三章 IC 啓動程序實作與驗證</b>	<b>42</b>
3.1 BD6609fv 驅動 IC 功能簡介 . . . . .	42
3.2 BD6609fv 驅動 IC 實作與驗證 . . . . .	44
3.3 BD6609fv 驅動馬達實測 . . . . .	60
<b>第四章 開迴路啓動程序之程式模擬</b>	<b>68</b>
4.1 三步方波與六步方波介紹 . . . . .	68
4.2 六步方波開迴路換相序列模擬 . . . . .	71
4.3 三步方波開迴路換相序列模擬 . . . . .	73
4.4 BD6609fv 開迴路換相序列模擬 . . . . .	75
4.5 新型開迴路換相序列模擬 . . . . .	77
<b>第五章 開迴路序列實驗結果</b>	<b>82</b>
<b>第六章 結論</b>	<b>87</b>
<b>附錄 A BD6609fv datasheet</b>	<b>88</b>



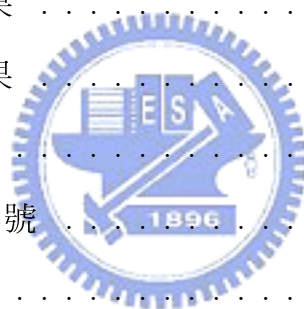
# 圖例目錄

1.1	專利分類魚骨圖 . . . . .	3
1.2	專利技術比例圖 . . . . .	3
1.3	歷年來發表無刷直流馬達之無感測器驅動技術相關專利的國家 .	4
1.4	擁有無刷直流馬達之無感測器驅動技術相關專利的國家比例圖 .	5
1.5	擁有無刷直流馬達之無感測器驅動技術相關專利的前八大公司 .	5
1.6	歷年來各公司發表馬達之無感測器驅動技術相關專利的件數 . .	6
1.7	國家研發影響力分析 . . . . .	6
1.8	公司研發影響力分析 . . . . .	6
1.9	. . . . .	7
2.1	六橋驅動電晶體驅動無刷直流馬達之等效電路圖 . . . . .	9
2.2	$\theta_r$ 與 $\theta_s$ 示意圖 . . . . .	9
2.3	三相無刷直流馬達中轉子與定子的展開圖 . . . . .	11
2.4	單相 $K_t$ 圖 ( 橫軸單位 :degree , 縱軸單位 :g*cm/A) . . . . .	12
2.5	任意導通兩相電流的 $K_t$ 圖 ( 橫軸單位 :degree , 縱軸單位 :g*cm/A) .	12
2.6	120 度六步方波的轉矩漣波 . . . . .	13
2.7	任意導通三相電流的 $K_t$ 圖 ( 橫軸單位 :degree , 縱軸單位 :g*cm/A) .	14
2.8	180 度六步方波的轉矩漣波 . . . . .	15
2.9	馬達等效電路圖 . . . . .	16



2.10 無感測技術的旋轉程序爲:(1) 定位 (2) 開迴路啓動 (3) 閉迴路加速 (4) 閉迴路等速 . . . . .	19
2.11 馬達線對線轉矩圖 . . . . .	20
2.12 電晶體開關示意圖 . . . . .	21
2.13 加入高頻三步方波波形圖 . . . . .	23
2.14 加入高頻三步方波激磁前後的反電動勢振幅比較圖 . . . . .	23
2.15 30 度相位延遲示意圖 . . . . .	24
2.16 反電動勢積分法 . . . . .	26
2.17 數位式相位移器 . . . . .	27
2.18 數位式相位移器 . . . . .	28
2.19 90 度相位延遲技術 . . . . .	28
2.20 六橋電晶體示意圖 . . . . .	29
2.21 六橋電晶體開關信號圖 . . . . .	30
2.22 $T_{a+}$ 由導通狀態變成非導通狀態的等效電路圖 . . . . .	30
2.23 偵測飛輪二極體導通狀態的電路 . . . . .	32
2.24 PWM 導通策略 . . . . .	33
2.25 $A \rightarrow B$ 的狀態等效電路圖 . . . . .	33
2.26 三次諧波換相技術 . . . . .	35
2.27 遮蔽 (mask) 電路 . . . . .	36
2.28 加入遮蔽電路之後的波形圖 . . . . .	37
2.29 利用電容充放電定義的 watchdog time 遮蔽電路 . . . . .	38
2.30 遮蔽電路 . . . . .	39
2.31 遮蔽電路的波形圖 . . . . .	39
2.32 速度控制技術 . . . . .	41
3.1 BD6609fv 應用實例圖 . . . . .	43

3.2	三相四線式電阻負載 . . . . .	44
3.3	定位程序中的 U,V,W 相激磁 . . . . .	46
3.4	定位程序中的 U 相激磁與外部電容 $CSL1, CSL2, CST$ 充放電波形 . . . . .	46
3.5	不對稱六步方波 . . . . .	48
3.6	開迴路啓動換相機制 . . . . .	49
3.7	開迴路啓動換相機制 . . . . .	49
3.8	開迴路啓動換相機制 . . . . .	50
3.9	開迴路啓動切換閉迴路加速機制實驗架構圖 . . . . .	51
3.10	開迴路啓動切換閉迴路加速 . . . . .	52
3.11	未滿足頻率條件的結果 . . . . .	53
3.12	未滿足振幅條件的結果 . . . . .	54
3.13	FG 訊號產出電路圖 . . . . .	55
3.14	反電動勢訊號與 FG 訊號 . . . . .	55
3.15	六步方波激磁波形 . . . . .	57
3.16	IC 的 30 度相位延遲做法 . . . . .	57
3.17	出力電流波形圖 . . . . .	59
3.18	三相永磁馬達的轉子 (ROTOR) 與定子 (STATOR) . . . . .	60
3.19	以 BD6609fv 實測三相無刷直流馬達實作圖 . . . . .	61
3.20	BD6609fv 接線圖 . . . . .	62
3.21	三相端電壓波形圖 . . . . .	64
3.22	相位延遲波形圖 . . . . .	64
3.23	FG 訊號產出波形圖 . . . . .	65
3.24	電流波形圖 . . . . .	66
3.25	具有 90 組明暗區塊的圓環 . . . . .	66
3.26	轉速波形 . . . . .	67



3.27 加上負載的轉速波形 . . . . .	67
4.1 120、180 度導通控制 . . . . .	69
4.2 120 度導通開關控制 . . . . .	70
4.3 12 極轉子磁軸等分為 6 個區間 . . . . .	70
4.4 六步方波驅動轉子示意圖 . . . . .	70
4.5 三步方波驅動轉子示意圖 . . . . .	71
4.6 40Hz 定頻激磁的六步方波 . . . . .	72
4.7 轉速波形與角位移圖 . . . . .	72
4.8 轉矩與反電動勢波形 . . . . .	73
4.9 20Hz 定頻激磁的三步方波 . . . . .	74
4.10 轉速波形與角位移圖 . . . . .	74
4.11 轉矩與反電動勢波形 . . . . .	75
4.12 BD6609fv 換相序列模擬 . . . . .	76
4.13 轉速波形與角位移圖 . . . . .	76
4.14 轉矩與反電動勢波形 . . . . .	77
4.15 新型換相序列模擬 . . . . .	78
4.16 轉速波形與角位移圖 . . . . .	79
4.17 轉矩與反電動勢波形 . . . . .	79
4.18 新型換相序列模擬 . . . . .	80
4.19 轉速波形與角位移圖 . . . . .	80
4.20 轉矩與反電動勢波形 . . . . .	81
5.1 實驗平台 . . . . .	83
5.2 U 相端電壓與反電動勢波形 . . . . .	83
5.3 U 相端電壓與反電動勢波形 . . . . .	84



---

5.4 U 相端電壓與反電動勢波形.....	85
5.5 U 相端電壓與反電動勢波形.....	86



# 表格目錄

2.1	120 度六步方波的換相時間表 . . . . .	13
2.2	180 度六步方波的換相時間表 . . . . .	15
2.3	開關切換時序圖 . . . . .	22
2.4	三步方波與六步方波的比較 . . . . .	22
3.1	搭配不同電容時的定位時間 . . . . .	47
3.2	<i>RIB</i> 對滿載電流大小的引響 . . . . .	59
3.3	<i>RF</i> 對滿載電流大小的引響 . . . . .	59
3.4	三相永磁馬達規格 . . . . .	61



# 第一章

## 緒論

### 1.1 研究動機與目的

無刷直流馬達 (Brushless DC Motor, BLDCM) 是利用位置感測器，如 Hall IC，取代傳統有刷直流馬達的換向器 (Commutator) 及碳刷 (Brush) 等整流機械結構，因而具有低噪音、高使用壽命等優點，由於沒有整流子及碳刷，可高速運轉且避免維修，在自動化伺服控制系統中，已逐漸取代直流有刷馬達。另外，就控制性能、穩定性而言，無刷直流馬達為一良好的驅動裝置，所以應用範圍日漸擴大，除了一般應用在工業用途外，應用在家電產品方面的例子更是不勝枚舉，舉凡冷氣機、洗衣機、電冰箱等等。另外，應用在資訊家電上的產品，如光碟機、DVD 播放器等，在後 PC 時代更是扮演著重要的角色。

現行的無刷直流馬達驅動多是採用感測器來檢測出馬達轉子之位置，如霍爾元件、光編碼器或解角器等，加裝了這些位置感測器後，驅動器才能送出適當的換相訊號使馬達正常旋轉，而換相控制的優劣將會直接引響到閉迴路位置、速度控制的性能表現，所以若要求提高這些感測器的解析度，增加換相控制的準確度，則成本將愈加昂貴，並且這些感測元件將使得系統的體積變大，也增加了系統的成本。面對各型產品的「輕薄短小化」趨勢，馬達的小型化、薄型化、高性能化與高精密度化已是不可避免的趨勢。這時位置感測器所佔的空間就成為阻礙薄型化的一個重要因素。此外，位置感測器本

身對溫度、雜訊敏感等因素容易造成感測元件的可靠性降低，進而影響換相控制的可靠度，也相對地限制了馬達應用的環境與場合。而且無感測驅動技術也可以減少馬達廠商爲了找出感測器的準確位置所花的時間與人力，基於以上所提感測元件的種種限制，不需要位置感測器之無感測驅動技術就變的很有吸引力，爲一極具有發展潛力之驅動技術。

本論文以無感測驅動 IC：BD6609fv 驅動一顆三相無刷直流馬達，用來研究目前市面上已開發成晶片的無感測驅動技術，同時以文獻閱讀的方式，研究傳統型無感測驅動技術，並針對傳統型無感測驅動技術的缺點，研發出新型無感測驅動技術，希望能縮短其暫態響應的時間，而爲了驗證新技術性能，並與傳統型無感測驅動技術比較，以 Visual C++ 建構了無感測驅動技術的動態模擬系統，再配合一套以 Nios 發展板中之 FPGA 爲控制核心及馬達週邊相關電路的實驗平台，實作驗證新技術之可行性。

## 1.2 專利分析

本論文首先查詢美國專利局自 1976 年迄今的無感測器驅動無刷直流馬達的相關專利，並針對這些專利進行分析研究。圖 1.1 和圖 1.2 是將相關專利文件進行分類後的專利魚骨圖，希望了解各國在無感測驅動技術專利佈局的方向。圖 1.1 和圖 1.2 可以顯示目前無感測驅動技術的專利佈局可分爲轉子位置估測 (rotor position detection)、自啓動程序 (start-up)、遮蔽電路 (mask) 與速度控制 (speed control) 四大類，而以轉子位置估測所申請的專利數爲最多。

圖 1.3 及圖 1.4 可看出歷年來此技術的發展，主要是美國和日本在相互競爭，而韓國、義大利、德國在 1991 年之後也陸續進行相關技術的研究。所以無感測驅動技術未來仍然是世界各國熱門研究重點。



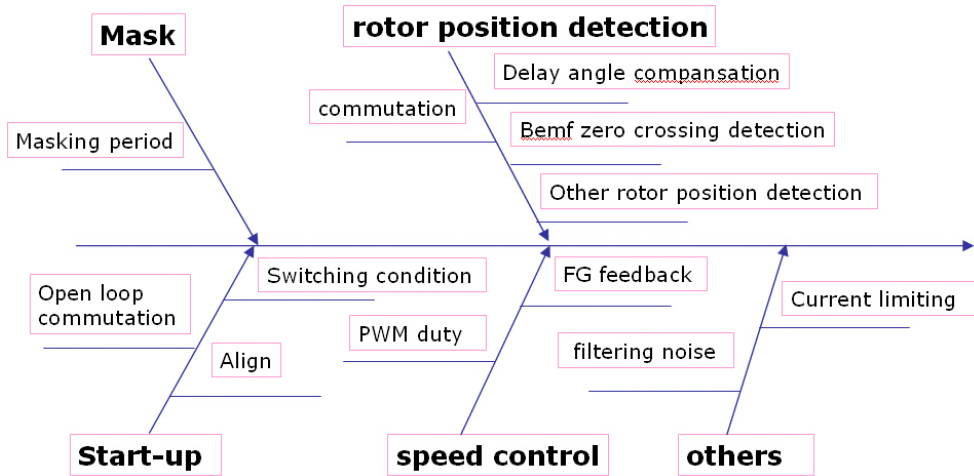


圖 1.1: 專利分類魚骨圖

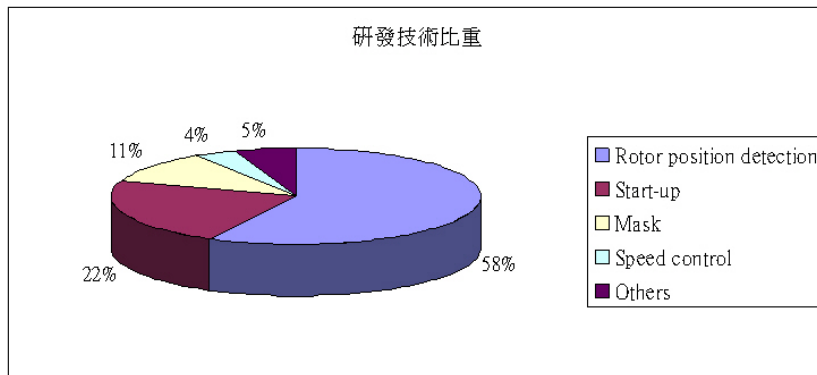


圖 1.2: 專利技術比例圖



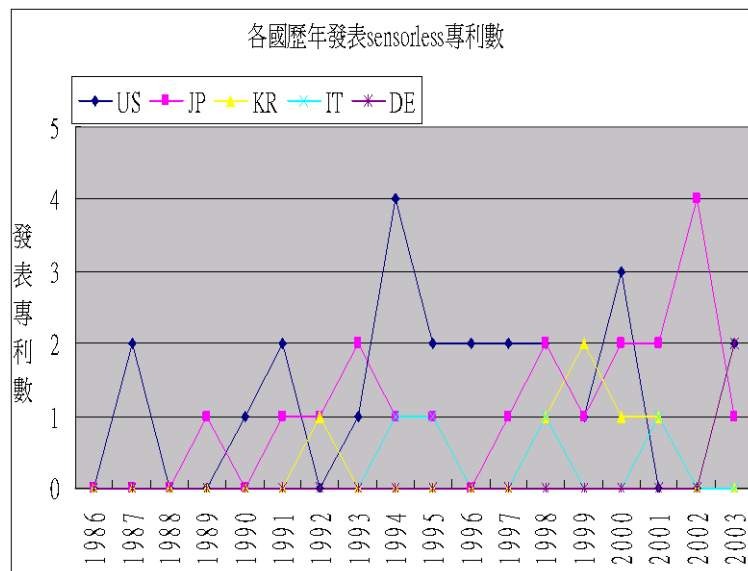


圖 1.3: 歷年來發表無刷直流馬達之無感測器驅動技術相關專利的國家

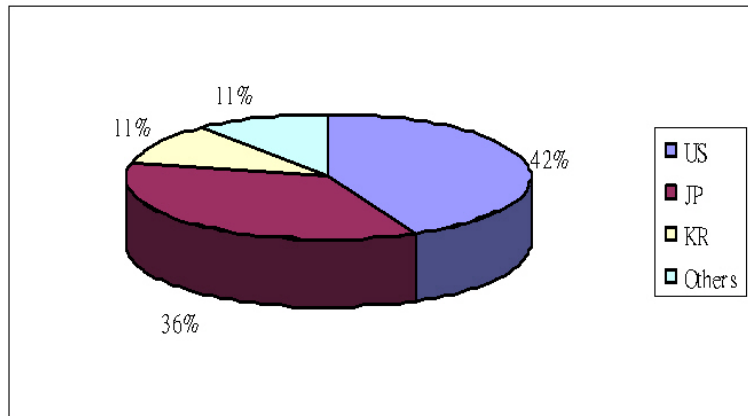


圖 1.4: 擁有無刷直流馬達之無感測器驅動技術相關專利的國家比例圖

圖 1.5 是世界上投入無感測驅動技術研發的主要公司之專利發表數的長條圖，由此圖可以知道，世界上發展無感測驅動技術的公司有美國的 ST；日本的 Matsushita、sony、Toshiba、Rohm；韓國的 Samsung、Daewoo，都是各國主要的經濟體。並且由圖 1.6 可以知道這些公司一直都在針對無感測驅動技術進行持續不斷的研發工作。

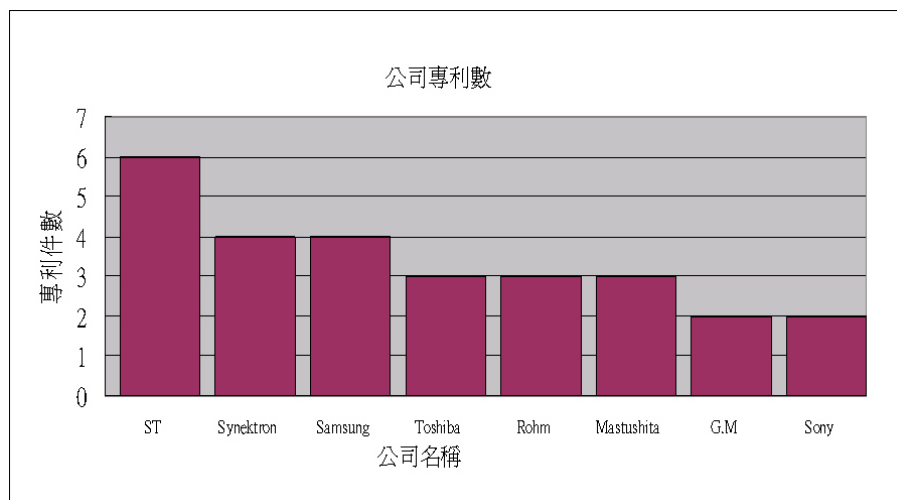


圖 1.5: 擁有無刷直流馬達之無感測器驅動技術相關專利的前八大公司

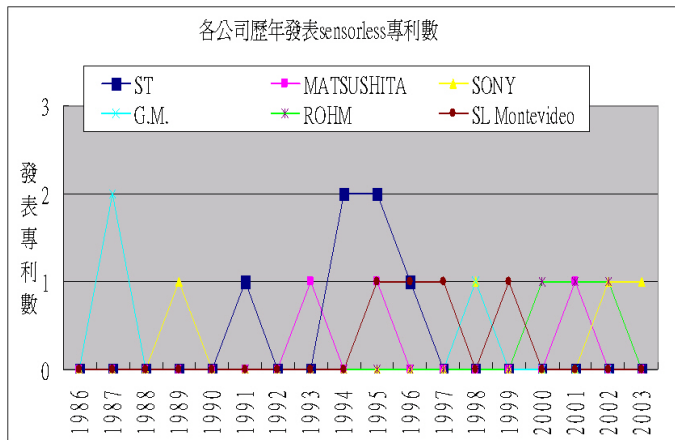


圖 1.6: 歷年來各公司發表馬達之無感測器驅動技術相關專利的件數

圖 1.7及圖 1.8分別是國家與公司的研發引響力分析，主要是從國家、公司擁有的專利文件中被引用的總次數，做為其研發引響力的依據。由這兩個圖可見美國的STMicroelectronics公司在無感測驅動技術中居於領導地位。

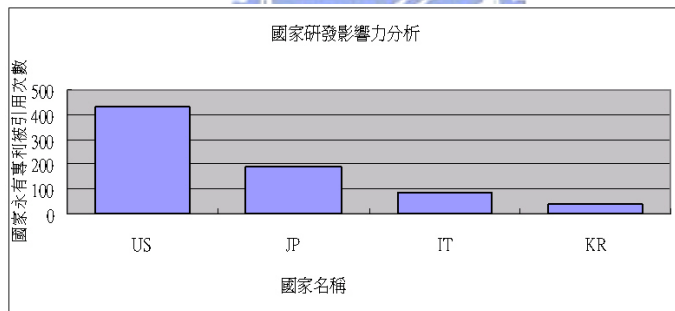


圖 1.7: 國家研發引響力分析

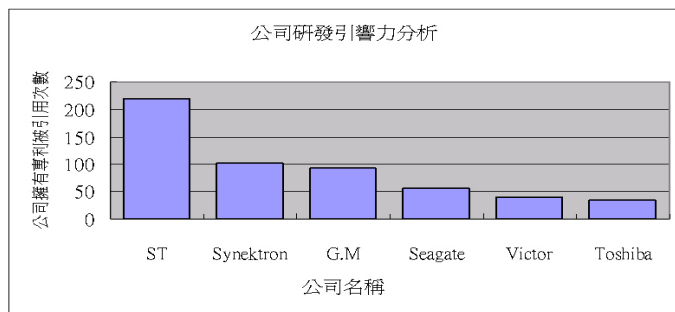
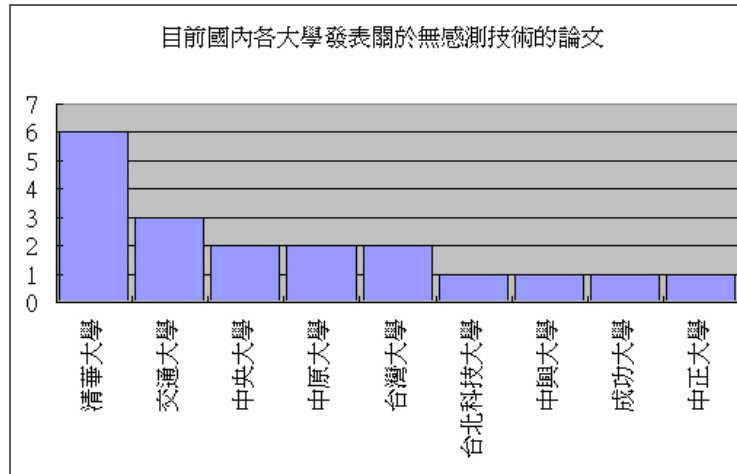


圖 1.8: 公司研發引響力分析

圖 1.9 是目前國內學術研究單位對於無感測驅動技術所發表的論文數目長條圖，由此圖可以知道雖然台灣目前沒有任何公司有發表相關專利，但是國內的學術研究單位一直持續不斷的投入研發。



### 1.3 論文架構

本論文各章節之內容大綱分別說明如下：第一章為論文研究動機與目的、專利分析與論文架構。第二章則為三相無刷直流馬達驅動原理介紹和其數學模型，以及無感測器驅動無刷直流馬達旋轉機制介紹與文獻回顧。第三章是實測 Rohm 公司所生產之 IC:BD6609fv，包含了定位程序、開迴路啟動程序、閉迴路加速程序、出力電流與馬達實測等單元。第四章則針對開迴路啟動程序提出了新型開迴路換相序列，以 Visual C++ 架構一個模擬程式以模擬不同的開迴路換相序列，並對模擬結果加以分析討論。第五章則以 FPGA 為控制核心，配合馬達週邊硬體電路的實驗平台，實作驗證新型開迴路換相序列。最後在第六章中對本論文作一總結。

## 第二章

# 三相無刷直流馬達之無感測器驅動技術

### 2.1 三相無刷直流馬達驅動原理介紹



三相無刷直流馬達外部轉子是由永久帶磁物質所構成，若欲使轉子轉動則必須要使內部定子的磁場依照轉子的位置改變。藉由在內部的定子上繞線圈，用外界的輸入電流至三相線圈中，造成電磁場的改變，因此產生轉矩，但由於內部定子已經固定住，因此會產生一個反作用力推動外部轉子，便可以使三相無刷直流馬達旋轉。由電磁作用的理論可知，若要使馬達是以最大的轉矩在旋轉，則馬達轉子產生的磁通和電樞電流產生的磁動勢必須維持在垂直的位置，但是馬達轉子位置是隨著時間改變，所以必須先檢測出轉子位置，再經由驅動電路提供相對應的電樞電流至三相定子線圈，而為了使馬達是以最大的轉矩在旋轉，通常輸入至三相定子線圈的輸入電流通常為六步方波的型式，三相無刷直流馬達旋轉原理及公式推導與六步方波驅動原理敘述如下：

## 三相無刷直流馬達旋轉原理及公式推導

三相無刷直流馬達以電子迴路取代了機械式滑動整流結構的直流馬達，並以六橋驅動電晶體驅動無刷直流馬達，六橋驅動電晶體與三相無刷直流馬達之連結如圖 2.1 所示，利用驅動電晶體六個開關配合轉子磁極位置作切換動作，則無刷直流馬達可具有如有刷直流馬達之優良特性。

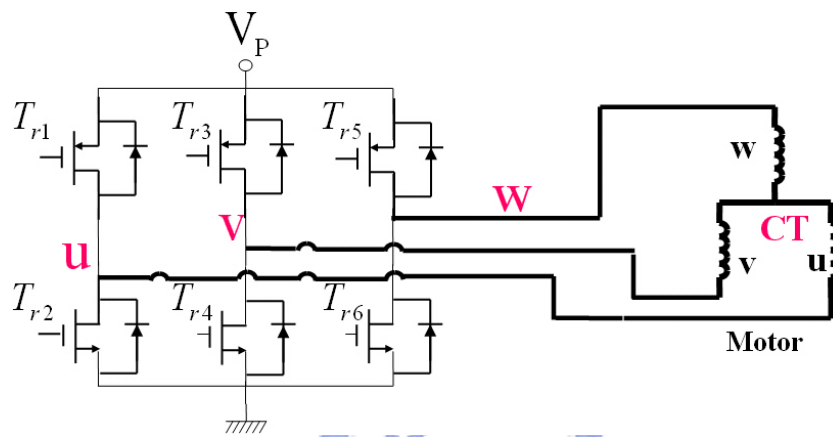


圖 2.1: 六橋驅動電晶體驅動無刷直流馬達之等效電路圖

首先，定義轉子與定子的位置如圖 2.2 所示。

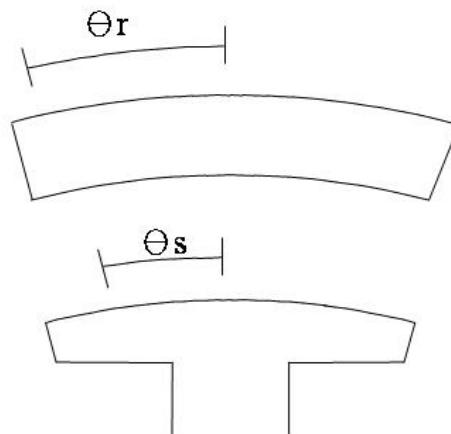


圖 2.2:  $\theta_r$  與  $\theta_s$  示意圖

根據弗來明左手定律 ( 若有  $N$  匝線圈 )，可以得知

$$F = N \cdot L \cdot I \times B \quad (2.1)$$

其中  $I$  定義為線圈上的電流

$L$  定義為線圈上受磁場感應的有效長度

$B$  定義為磁通密度

$N$  定義為線圈匝數

三相無刷直流馬達扭矩則為

$$T = F \cdot r = N \cdot L \cdot I \times B \cdot r = K_t \cdot I \quad (2.2)$$

其中  $K_t$  定義為扭矩常數

$r$  定義為力臂



因為  $B$  與  $\theta_r, \theta_s$  的角度有關，可以推知

$$B = B(\theta_r, \theta_s) = B_{max} \cdot \cos[P/2(\theta_r - \theta_s)] \quad (2.3)$$

其中  $P$  定義為轉子上永久磁鐵的磁極數

$\theta_r$  定義為轉子上任一點對定子中點的角度差

$\theta_s$  定義為定子上任一點對定子中點的角度差

將式 (2.3) 代入式 (2.2) 在經由推算可以得到

$$K_t = 6 \cdot N \cdot B_{max} \cdot L \cdot r \cdot \sin(P\theta_r/2) \quad (2.4)$$

從式 (2.4) 可以發現三相無刷直流馬達的扭矩常數  $K_t$  會隨著轉子轉動而成  $\sin$  波變化。

## 六步方波驅動方式

六步方波驅動依照三相線圈導通的方式不同可以分為 120 度六步方波驅動與 180 度六步方波驅動。120 度六步方波驅動是以任意導通兩相線圈的情況下驅動馬達 ( 一相為電流輸入端，一相為電流輸出端，另一相為開路 )，180 度六步方波驅動則為任意導通三相線圈的情況下驅動馬達 ( 其中兩相為電流輸入端，另一相為電流輸出端；或者是其中兩相為電流輸出端，另一相為電流輸入端 )。

[120 度六步方波的驅動原理] 首先，定義三相無刷直流馬達的轉子與定子的初始位置如圖 2.3 所示。

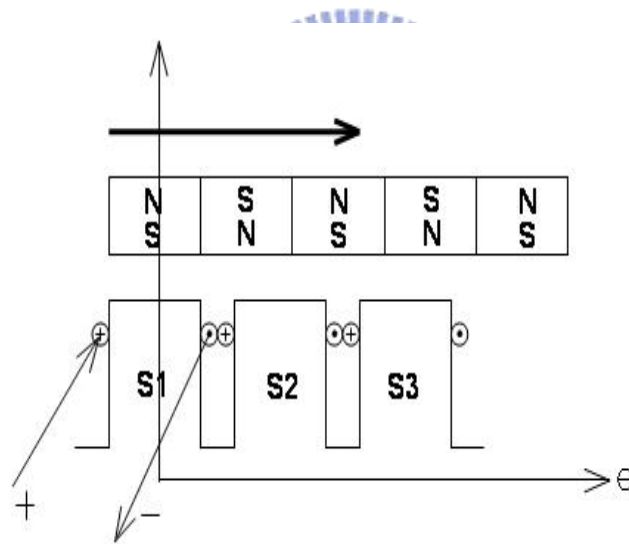


圖 2.3: 三相無刷直流馬達中轉子與定子的展開圖

圖 2.4 為當三相無刷直流馬達旋轉時，分別在 S1,S2,S3 三個定子的位置，所量到  $K_t$  隨著電氣角與機械角變化的波形圖 ( 電氣角 / 機械角 = pole 的數目 / 2 = 6，所以電氣角跑了 360 度，機械角只跑了 60 度，也就是說馬達只轉了 60 度 )



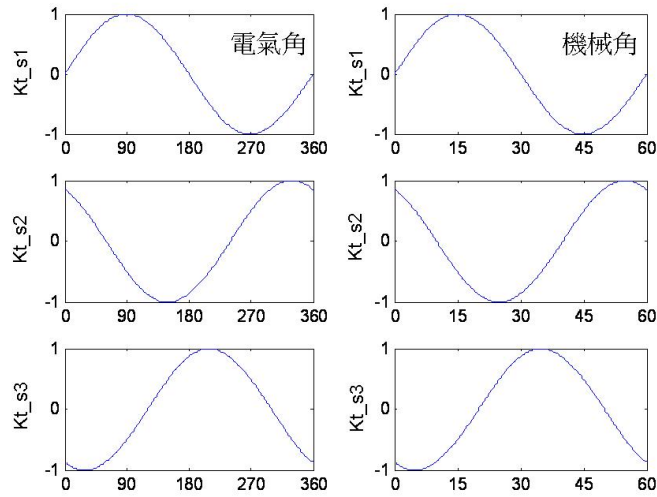


圖 2.4: 單相  $K_t$  圖 ( 橫軸單位 :degree，縱軸單位 :g\*cm/A)

圖 2.5 為 S1,S2,S3 三個定子任意導通兩相線圈的情況下， $K_t$  隨著電氣角變化的波形圖。

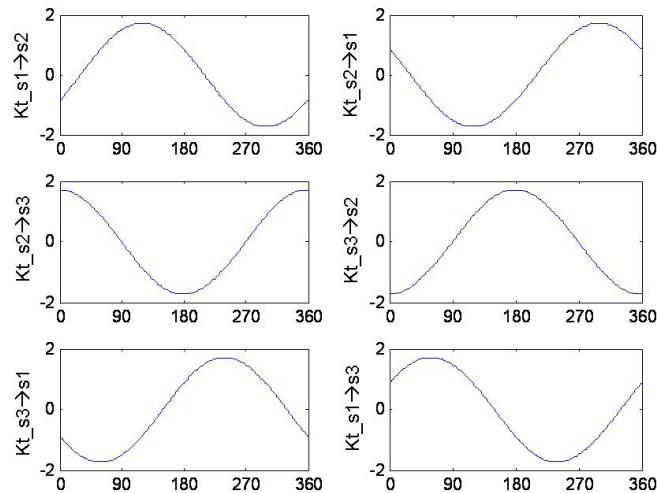


圖 2.5: 任意導通兩相電流的  $K_t$  圖 ( 橫軸單位 :degree，縱軸單位 :g\*cm/A)

若要使三相無刷直流馬達的輸出轉矩維持在最大值，由公式  $T = K_t \cdot I$  可以得知，必須要將  $K_t$  維持在最大值，因此藉由圖 2.5 的波形圖我們可以整理切換電流的時間點如表 2.1。

表 2.1: 120 度六步方波的換相時間表

狀態	通以電流方向	選擇電氣角度
狀態一	S2 → S3	[-30,30]
狀態二	S1 → S3	[30,90]
狀態三	S1 → S2	[90,150]
狀態四	S3 → S2	[150,210]
狀態五	S3 → S1	[210,270]
狀態六	S2 → S1	[270,330]
狀態一	略	略
關鍵切換點 -30,30,90,150,210,270,330		

由表 2.1 中可以得知，當馬達在電氣角 [-30,30] 間，爲了要使  $T$  在最大值，因此電流導通的方向必須選擇 S2 → S3，而當馬達在電氣角 [30,90] 間，電流導通的方向必須選擇 S1 → S3。因此，只要得知三相無刷直流馬達在哪一個狀態點後，再利用電流的切換，便可以達到最大轉矩 (如圖 2.6)。

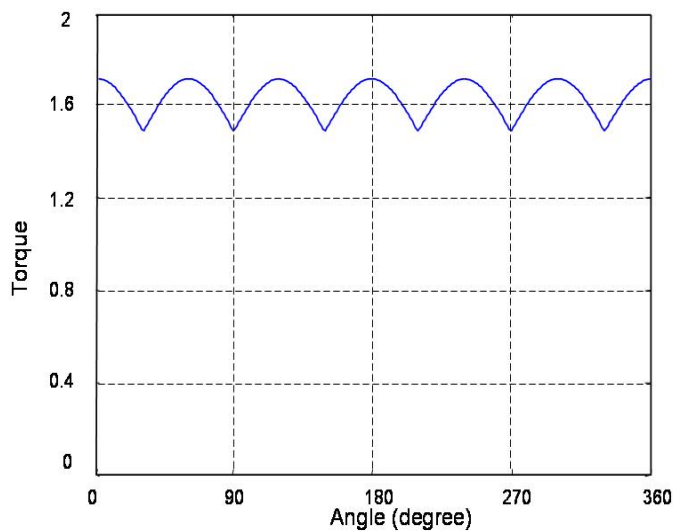


圖 2.6: 120 度六步方波的轉矩漣波

[180 度六步方波的運轉原理]

其推導方式與 120 度六步方波類似，圖 2.7 為 S1,S2,S3 三個定子任意導通三相線圈的情況下， $K_t$  隨著電氣角變化的波形圖。

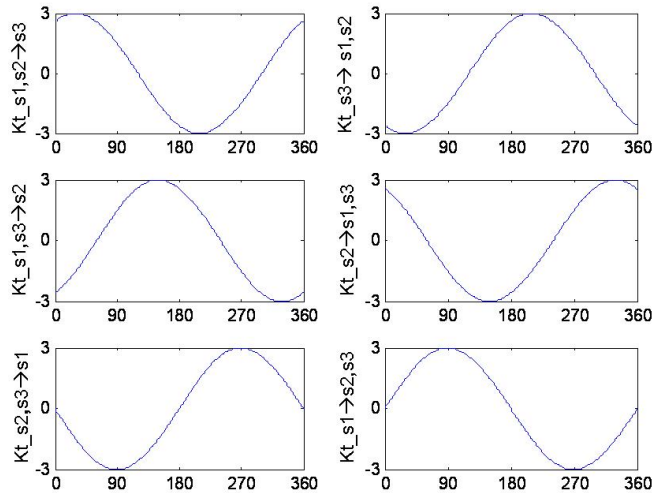


圖 2.7: 任意導通三相電流的  $K_t$  圖 (橫軸單位 :degree，縱軸單位 :g\*cm/A)

同理，爲了要使三相無刷直流馬達的輸出轉矩維持在最大值，藉由圖 2.7 的波形圖我們可以整理切換電流的時間點如表 2.2，所以只要得知三相無刷直流馬達在哪一個狀態點後，再利用電流的切換，便可以達到最大轉矩 (如圖 2.8)。

表 2.2: 180 度六步方波的換相時間表

狀態	通以電流方向	選擇電氣角度
狀態一	S2 → S3 S1 → S3	[0,60]
狀態二	S1 → S3 S1 → S2	[30,120]
狀態三	S1 → S2 S3 → S2	[120,180]
狀態四	S3 → S2 S3 → S1	[180,240]
狀態五	S3 → S1 S2 → S1	[240,300]
狀態六	S2 → S1 S2 → S3	[300,360]
狀態一	略	略
關鍵切換點 0,60,120,180,240,300,360		

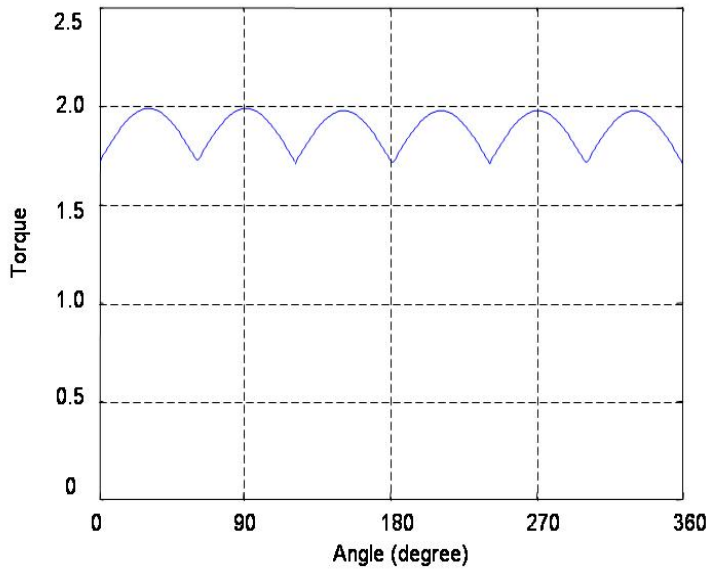


圖 2.8: 180 度六步方波的轉矩漣波

## 2.2 三相無刷直流馬達數學模式

三相永磁馬達由定子線圈及轉子上的永久磁鐵組成，等效電路圖大致上如圖 2.9，這是個 Y 接的馬達等效電路，每一相都由馬達的等效電阻、等效電感以及馬達旋轉時所產生的感應電動勢組成。其中的  $L$  代表的是等效電感值，包括了馬達的相電感  $L_p$  與相與相間的互感  $M$ ，而各相電流自相端點流入中性線  $S$  的方向定義為正電流。

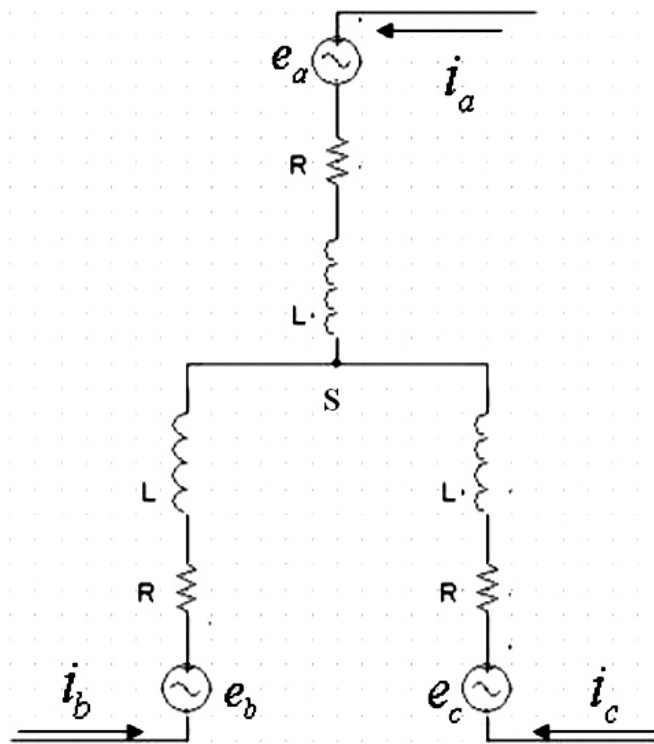


圖 2.9: 馬達等效電路圖

三相無刷直流馬達的參數定義如下：

$S$ ：中性線

$V_{as}$ 、 $V_{bs}$ 、 $V_{cs}$ ：分別為馬達三相的相電壓

$i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ ：分別為馬達三相的相電流

$e_a, e_b, e_c$ ：a,b,c 三相的感應電動勢

$L_p$ ：馬達的相電感值

$M$ ：馬達相與相間的互感值

$R$ ：定子線圈的阻抗值

$\omega_r$ ：馬達的轉速 (以電氣角表示)

$\theta_r$ ：馬達轉子的角位移 (以電氣角表示)

$K_{emax}$ ：感應電動勢常數

$P$ ：馬達極數

$T_e$ ：馬達出力轉矩

$K_t$ ：扭矩常數

$T_L$ ：負載轉矩

$J$ ：馬達慣量

$B_m$ ：馬達的阻尼係數



有了以上的馬達參數定義，即可由克西荷夫電壓定律推導出三相永磁馬達的電氣方程式 (2.5式)；另外由牛頓運動定律可推導出三相永磁馬達的機械方程式 (2.7式)。

電氣方程式

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & -M & -M \\ -M & L_s & -M \\ -M & -M & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} + \frac{2\omega_r K_{emax}}{P} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

其中感應電動勢如式 2.6

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \frac{2\omega_r K_{emax}}{P} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

機械方程式

$$T_e = K_t \left( i_a - \frac{i_b}{2} - \frac{i_c}{2} \right) \cos(\theta_r) + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_b - i_c) \sin(\theta_r) = \frac{2J}{P} \dot{\omega}_r + \frac{2B_m}{P} \omega_r + T_L \quad (2.7)$$

### 2.3 無感測器無刷直流馬達旋轉機制介紹與文獻回顧

一般無感測技術的旋轉程序可以分為四個程序，如圖 2.10 所示為 (1) 定位 (2) 開迴路啓動 (3) 閉迴路加速 (4) 閉迴路等速，當完成這四個程序後，馬達就一直處在第四個步驟，也就是閉迴路等速的過程。目前的無感測器換相控制技術大半利用到反電動勢來換相，問題是當轉速過低時，因為反電動勢太小，易受雜訊干擾，常會發生假零交越或甚至無零交越的現象，而導致馬達無法啓動，所以在馬達啓動時需要一套機制，解決馬達低轉速時無法用反電動勢換相的問題，定位以及開迴路啓動程序就是在避免這樣的狀況發生，希望藉由這兩個步驟的啓動程序，能使轉速上升至反電動勢的零交越點可以被正確地解析出來；之後閉迴路加速與閉迴路等速兩個程序便可以藉由反電動勢的偵測來換相並藉助速度控制器達到馬達定速度的控制。以下將針對這四個程序以及其相關文獻作探討。

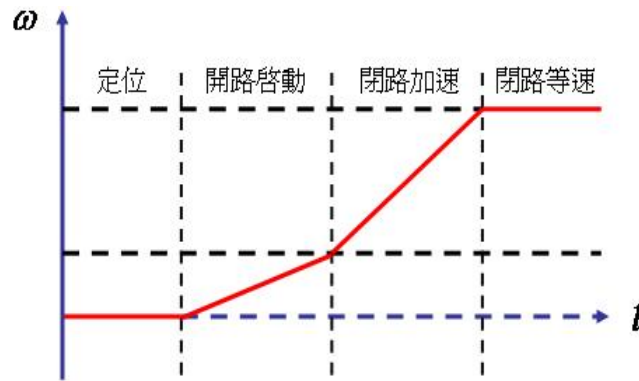


圖 2.10: 無感測技術的旋轉程序為:(1) 定位 (2) 開迴路啟動 (3) 閉迴路加速 (4) 閉迴路等速

#### (1) 定位：

由於馬達的初始位置是未知的，為了讓馬達能夠順利旋轉，必須先透過定位的程序，而定位的程序是藉由送出固定方向的激磁，使馬達在啟動時，瞬間吸引轉子自行對正 (Align) 到一個轉矩為零的平衡點位置，如此一來，馬達在未到開迴路啟動前就可事先得知轉子之初始位置，便可以依照開迴路序列的導通順序進行最大轉矩的換相，使馬達能順利啟動。

J. S. Kim and S. K. Sul[1] 提出以一測試電流，通入馬達的固定兩相線圈，便可以先將馬達轉子吸引到固定的穩定平衡點 (轉矩為零) 位置，如此馬達在未到開迴路啟動前就可事先得知轉子之初始位置，之後便可以依照驅動電路之導通順序進行最大轉矩的換相程序，使馬達能順利啟動。S.Ogasawara and H.Akagi [2] 也有提出類似的定位程序。

美國專利號第 5,343,127 號 [3] 提出另一種無感測啟動程序，此程序在定位後便直接進行反電動勢零交越點的偵測，若偵測到反電動勢零交越點，則直接進入閉迴路加速程序，並無開迴路程序。其定位方法是以定頻六步方波激磁序列為基礎，首先以預設的一段時間導通六步方波的第一組換相訊號，將馬達定位，定位完後便直接進行反電動勢的零交越偵測，假如在第一次定位後沒有反電動勢零交越點的資訊，則選擇導通六步方波的第三組換相訊號 (相差一組的原因是為了取得最大轉矩進行換相)，即進行第二次定位的動作，如此一直週而復始直到偵測到反電動勢有零交越的現象後，再切換至閉



迴路啓動程序。舉例說明 (如圖 2.11) 若不幸當馬達轉子的靜止位置跟第一組換相訊號 (UV) 的穩定平衡點位置相同時，則在第一次定位後，馬達不會有任何的轉動，此時就沒有任何的零交越發生，所以必須再送一次與第一次的換相序列相差一組的換相訊號 (VW)，才能以最大轉矩加速轉子以得到反電動勢零交越點的資訊。這邊特別要說明的是 (UV) 指的是馬達 U 和 V 二相導通，(VW) 指的是馬達 V 和 W 二相導通。

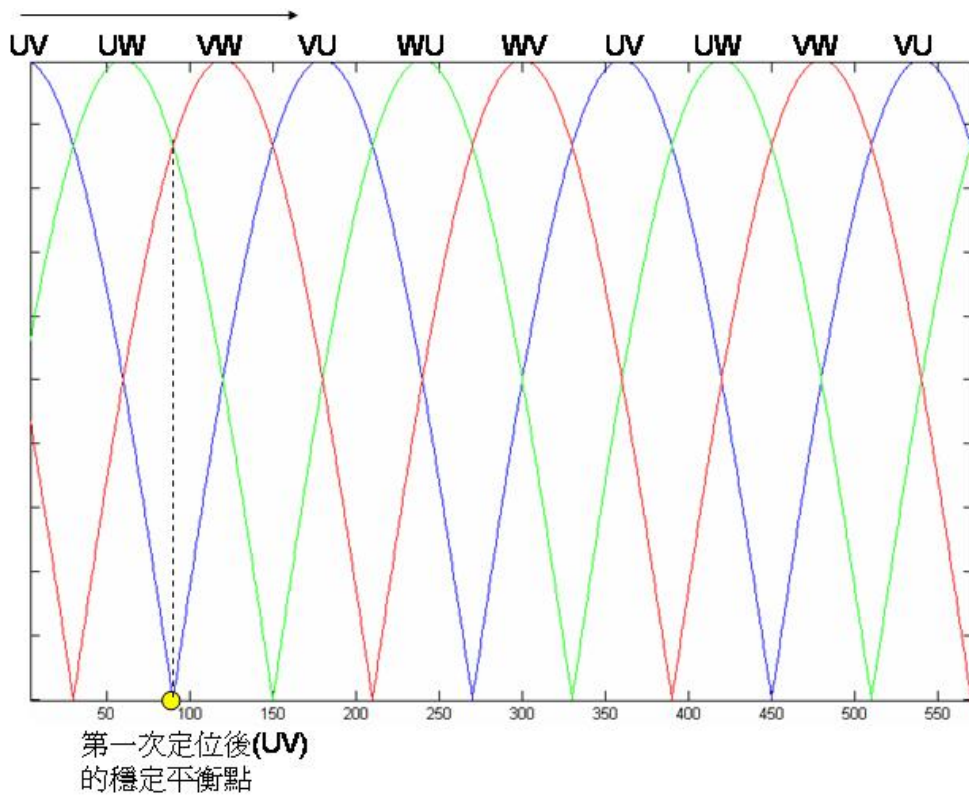


圖 2.11: 馬達線對線轉矩圖

## (2) 開迴路啓動：

由於馬達在低轉速時，反電動勢的振幅過小，因此在偵測換相點時，容易受到雜訊的干擾而造成換相點判斷錯誤而使得馬達無法順利旋轉；因此必須藉由開迴路啓動的程序，在馬達還未有足夠大的反電動勢之前，驅動器控制中心先送出固定的換相序列，使得馬達可以順利的旋轉，而隨著換相序列從低頻慢慢增加至高頻，馬達的轉速也逐漸變高，換言之馬達的反電動勢的振幅逐漸增加，當反電動勢大到不易受到雜訊的干擾而造成換相點判斷錯誤時，便可以進入閉迴路換相控制的程序。在許多參考文獻裡都有針對此固定的換相序列以及開迴路啓動如何銜接閉迴路啓動的策略做了許多探討。

美國專利號第 6,153,993 號 [4] 提出在馬達開迴路啓動時，因為沒有回授訊號可以估測換相點位置，所以輸出一組內建的換相序列 (forced commutation)，此換相序列是採用 PWM 技術控制開關的切換，並以六步方波變頻激發的方式驅動，圖 2.12 與表 2.3 分別是其六橋開關的示意圖及開關切換時序圖。

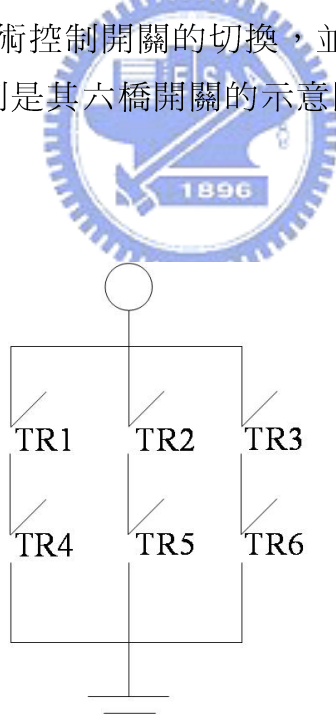


圖 2.12: 電晶體開關示意圖

表 2.3: 開關切換時序圖

<i>pattern</i>	<i>TR1</i>	<i>TR2</i>	<i>TR3</i>	<i>TR4</i>	<i>TR5</i>	<i>TR6</i>
<i>m1</i>	<i>PWM</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>
<i>m2</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>PWM</i>
<i>m3</i>	<i>OFF</i>	<i>PWM</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>
<i>m4</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>PWM</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>
<i>m5</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>PWM</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>
<i>m6</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>PWM</i>	<i>OFF</i>

Shigen Nagamori[5] 提出在開迴路過程中使用三步方波定頻激發，如表 2.4 的三步方波激磁相序，能夠比典型的六步方波激磁相序增加 20 % 到 30 % 的轉矩，所以在相同負載下，可以降低啓動電流。

表 2.4: 三步方波與六步方波的比較

	Three-Step Start-Up	Six-Step Start-Up
1	$U \rightarrow V$	$U \rightarrow V$
2	$U \rightarrow V$	$U \rightarrow W$
3	$V \rightarrow W$	$V \rightarrow W$
4	$V \rightarrow W$	$V \rightarrow U$
5	$W \rightarrow U$	$W \rightarrow U$
6	$W \rightarrow U$	$W \rightarrow V$

美國專利號第 5,726,543 號 [6] 提出採用除了在開迴路過程中使用三步方波定頻激發，並插入另一組高頻的三步方波，如圖 2.13，則將能增加反電動勢振幅的大小，如圖 2.14，在此圖中可發現，在原本三步方波定頻激發的條件下，反電動勢振幅只有 370mv; 可是當插入另一組高頻的三步方波後，反電動勢振幅就可以增加到 500mv，而此專利的開迴路啓動切閉迴路啓動的機制是採取將反電動勢振幅與一個使用者可以設定的電壓振幅相比，若反電動勢振幅可以大於預先設定的電壓，則切到閉迴路啓動模式。所以反電動勢振幅的增大可以使馬達提早切換到閉迴路啓動程序，縮短開迴路啓動時間。

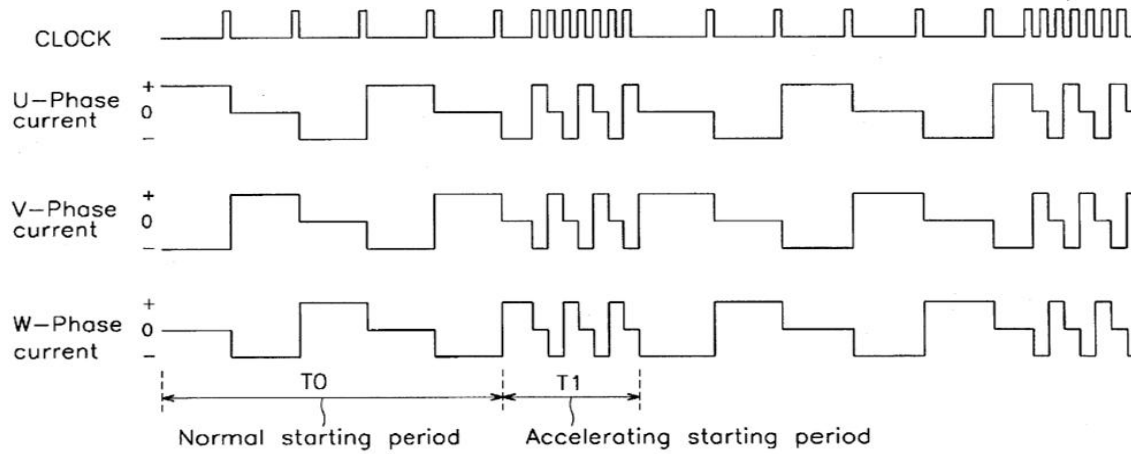
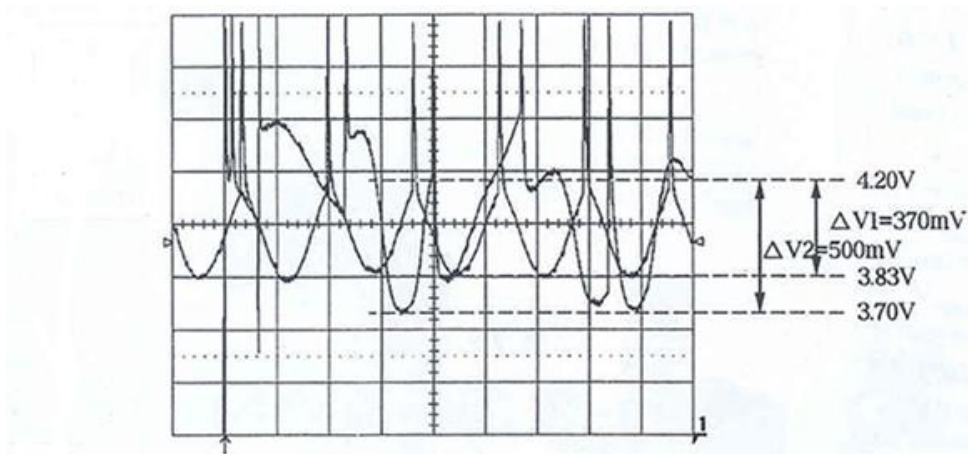


圖 2.13: 加入高頻三步方波波形圖



$\Delta V1$  = 三步方波定頻激磁的反電動勢振幅(Peak-Peak)

$\Delta V2$  = 插入高頻三步方波激磁的反電動勢振幅(Peak-Peak)

圖 2.14: 加入高頻三步方波激磁前後的反電動勢振幅比較圖

## (3) 閉迴路加速：

轉速爬升到一個臨界速度後，就會進入閉迴路加速程序，此時轉速已經夠快，足以產生可以解析的反電動勢波形，馬達六步方波換相的邏輯就一直輪替下去。閉迴路換相控制之技術大多利用反電動勢來偵測轉子磁極的位置，進而達到換相控制的目的，在使用反抗電動勢的零交越點來判斷換相點時需要注意雜訊的產生，因為雜訊會產生假的零交越點，影響換相點的估測；而雜訊大部分會在切換電流方向時產生，因為電晶體在切換時電流瞬間會由下臂的飛輪二極體流出，此時就會造成假的零交越，因此在每一次換相後都必須克服切換雜訊所造成的假零交越。在許多文獻裡都有針對閉迴路啟動的換相策略、反電動勢零交越點之後的相位延遲技術以及遮蔽電路等做相關探討。

K. Iizaka, H. Uzuhashi, et. al.[7] 提出可以利用馬達端電壓的量測，估測未激發相反電動勢的零交越點（電壓值由負值變成正值或由正值變成負值），當未激發相反電動勢發生零交越後，再配合一個電氣角 30 度的相位延遲動作，即可以找到最佳換相點，在最佳換相點作換相就可以產生最大的力矩推動馬達旋轉，如圖 2.15。

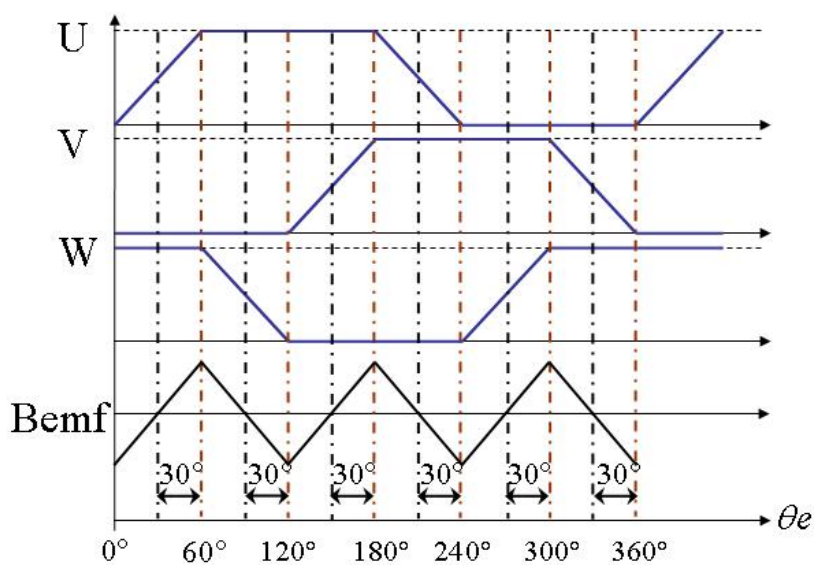


圖 2.15: 30 度相位延遲示意圖

R. C. Becerra ; T.M. Jahns ; M. Ehsani[8] 提出一個換相點偵測電路，此電路以偵測未激發相反電動勢為基礎，卻不需要延遲電路即可正確找出換相點，而且可以配合轉速高低，進行相位領先或相位落後的補償。工作原理（見圖 2.16）如下所述：假設三相反電動勢均為理想梯形波，即在未導通相識線性上升或下降，則可將未導通相的反電動勢表示為

$$E(t) = E_0 t \quad (2.8)$$

當反電動勢發生零交越時，將該相反電動勢的絕對值經過一個積分器，經過積分處理後可得到  $v_{int}$

$$v_{int} = \int_0^t \frac{E(t)}{k} dt \quad (2.9)$$

將式 (2.8) 代入式 (2.9))，得到式 (2.10))



$$v_{int} = \frac{E_0 t^2}{2k} \quad (2.10)$$

當積分後的值  $v_{int}$  達到預設的值  $v_{th}$  後就送出換相訊號，因此透過  $v_{th}$  及積分常數  $k$  的設定即可以調整相位延遲角度，配合轉速高低，進行相位領先或相位落後的補償，另外，為了避免經由切換雜訊所產生的假零交越會使積分器產生錯誤動作，此技術包含了 MASK 功能，其作法是在每一次換相後，即將積分器設定一段時間不要動作 ( $R_{st}$  訊號為 High)，等到設定的時間過後才開始偵測反電動勢零交越點的產生，如此就可以遮蔽住切換雜訊所產生的假零交越。

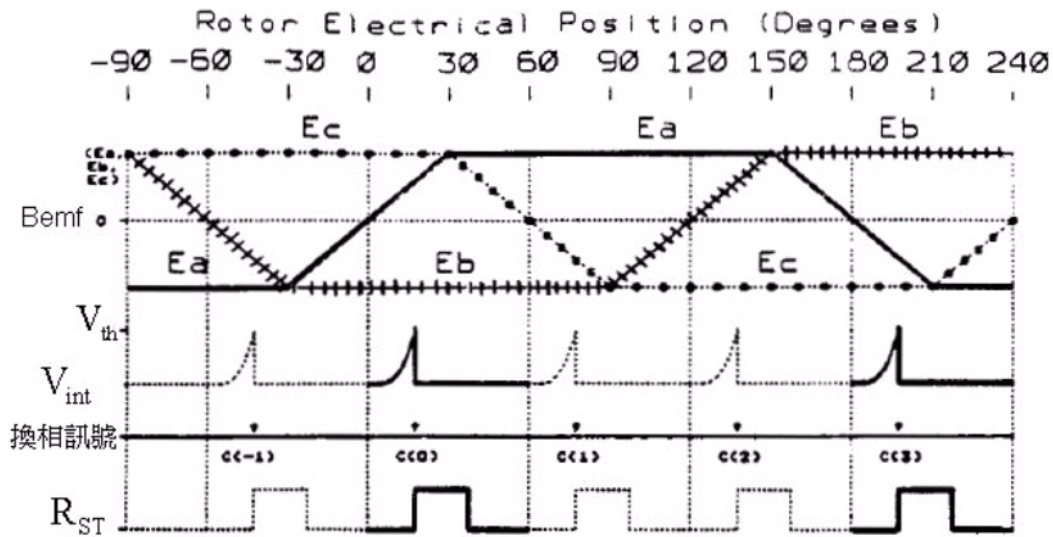


圖 2.16: 反電動勢積分法

K. Y. Cheng and Y. Y. Tzou [9] 提出一個數位式相位移器，此相位移器包含了兩個恆大於零的計數器  $P(k)$  和  $N(k)$ ，利用這兩個計數器達到估測馬達電氣角 30 度的相位延遲，其原理如圖 2.17 說明：首先定義  $P(k)$  與  $N(k)$  分別為正負緣觸發的計數器；計數器的遞增與遞減量分別為  $r_i$  與  $r_d$ ； $Z(k)$  為反電動勢零交越訊號； $C(k)$  為換相訊號。當開路相反電動勢由負值變成正值瞬間，正向計數器  $P(k)$  開始以  $r_i$  的速率累加，直到開路相反電動勢由正值變成負值瞬間，此時  $P(k)$  計數到的值即為馬達旋轉電氣角 60 度所需要的時間，為了延遲馬達旋轉電氣角 30 度的時間，只要將  $P(k)$  在反電動勢由正值變成負值瞬間改以兩倍  $r_i$  的速率下數，即  $r_d = 2r_i$ ，當  $P(k)$  下數至零時就代表馬達真正的換相時間點。當開路相反電動勢由正值變成負值瞬間，負向計數器數  $N(k)$  開始以  $r_i$  的速率累加，直到開路相反電動勢由負值變成正值瞬間，此時  $N(k)$  計數到的值即為馬達旋轉電氣角 60 度所需要的時間，為了延遲馬達旋轉電氣角 30 度的時間，只要將  $N(k)$  在反電動勢由正值變成負值瞬間改以兩倍  $r_i$  的速率下數，即  $r_d = 2r_i$ ，當  $N(k)$  下數至零時就代表馬達真正的換相時間點。

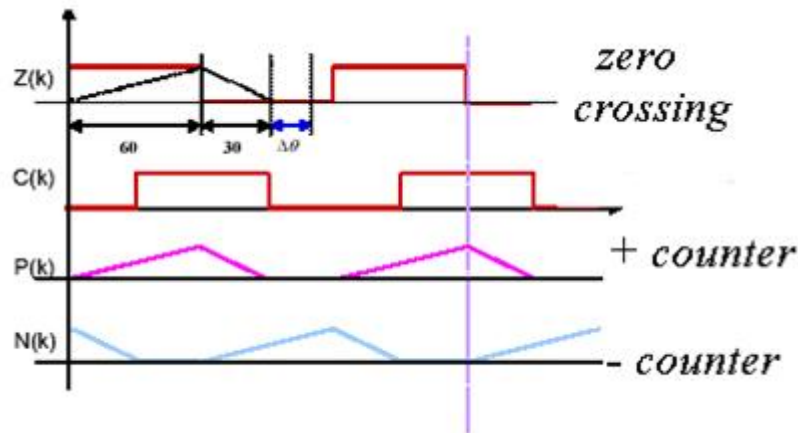


圖 2.17: 數位式相位移器

美國專利號 5,886,486 [10] 提供一個數位式的相位移器，藉著達成 90 度的相位延遲來進行馬達換相。此相位移器的結構中含六個計數器  $P_a$ 、 $N_a$ 、 $P_b$ 、 $N_b$ 、 $P_c$ 、 $N_c$ 。我們又定義  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  訊號分別是馬達三相端電壓與中性相電壓比較後的輸出訊號， $P_a$ 、 $P_b$ 、 $P_c$  分別負責計數  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  訊號為 high 的時間， $N_a$ 、 $N_b$ 、 $N_c$  分別負責計數  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  訊號為 low 的時間，每一個計數器的計數時間都是馬達電氣角旋轉 180 度的時間，其工作原理，如圖 2.18、圖 2.19 所示，當  $S_a$  訊號由 high 轉為 low (反電動勢發生零交越)，改由  $N_a$  計數  $S_a$  訊號為 low 的時間，當  $N_a$  計數器內計數量為  $P_a$  計數量的一半時，即代表馬達大約旋轉了電氣角 90 度，就需送出換相訊號，同時將  $P_a$  計數器歸零重置，而  $N_a$  繼續計數，當  $S_a$  訊號由 low 轉為 high (反電動勢發生零交越)，改由  $P_a$  計數，當  $P_a$  計數器內計數量為  $N_a$  計數量的一半時，又送出換相訊號，並將  $N_a$  計數器歸零重置，同理  $P_b$ 、 $N_b$ 、 $P_c$ 、 $N_c$  的動作也是一樣，因此可以利用六個計數器估測出六步方波的六個換相訊號。



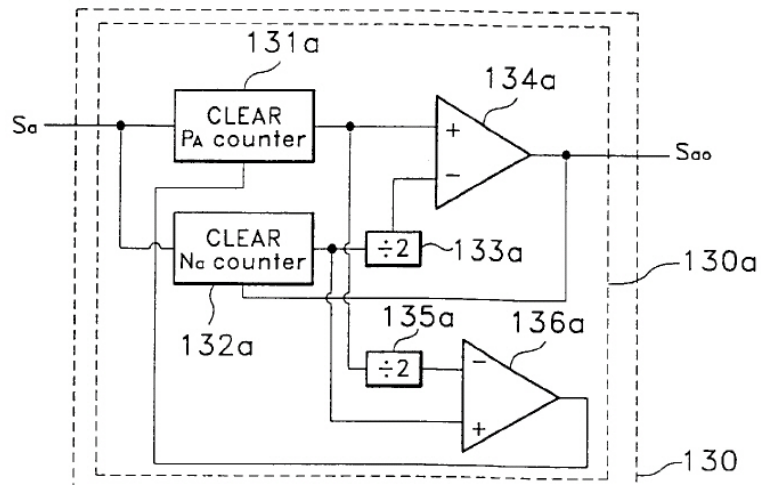


圖 2.18: 數位式相位移器

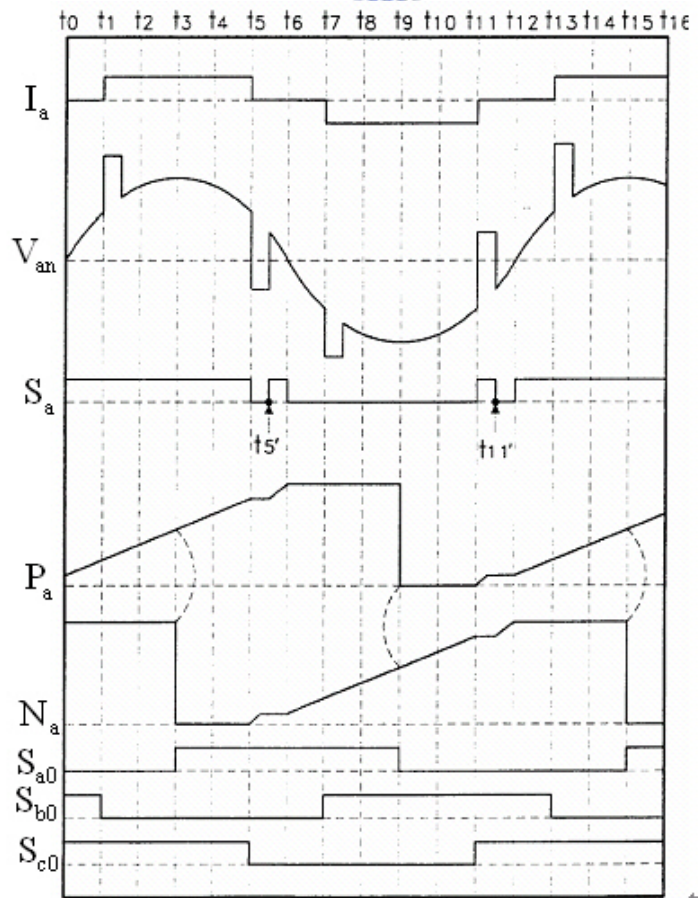


圖 2.19: 90 度相位延遲技術

S.Ogasawara and H.Akagi[2] 提出可以利用馬達驅動電路中的飛輪二極體 (Fly- Wheel Diode) 來偵測反電動勢的零交越點，不過此技術只能應用在反電動勢波形是梯形波的馬達上。原理說明如下：圖 2.20 為六橋電晶體示意圖，圖 2.21 為六橋電晶體開關信號圖，在  $T_1$  期間是導通 ab 相，所以 c 相是 open 的狀態，並且以 PWM 切換  $T_{a+}$  開關，當  $T_{a+}$  由導通狀態變成非導通狀態時，電流會通過  $T_{a-}$  旁的飛輪二極體  $D_{a-}$ ，圖 2.22 為此時的等效電路圖，而藉由以下電路方程式的推導得知， $D_{c-}$  開始導通的時間會約略等於 C 相反電動勢發生零交越的時間，所以便可利用偵測無刷直流馬達驅動電路中飛輪二極體的導通時間來做為反電動勢零交越點的偵測。電路方程式的推導如下：

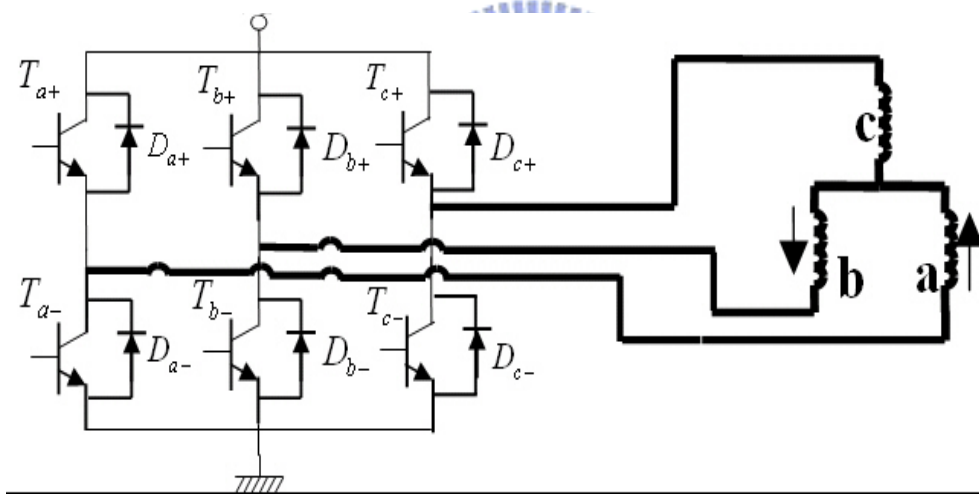


圖 2.20: 六橋電晶體示意圖

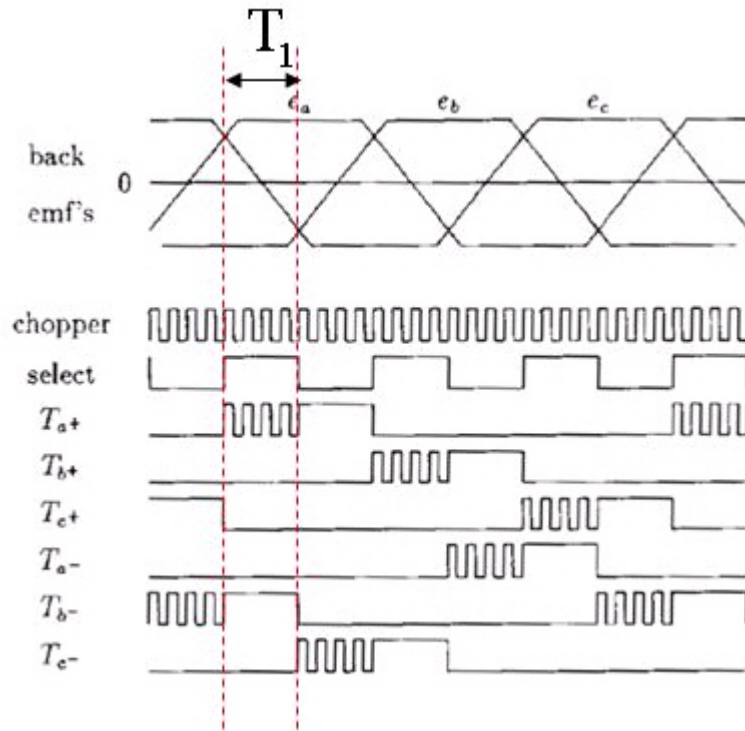


圖 2.21: 六橋電晶體開關信號圖

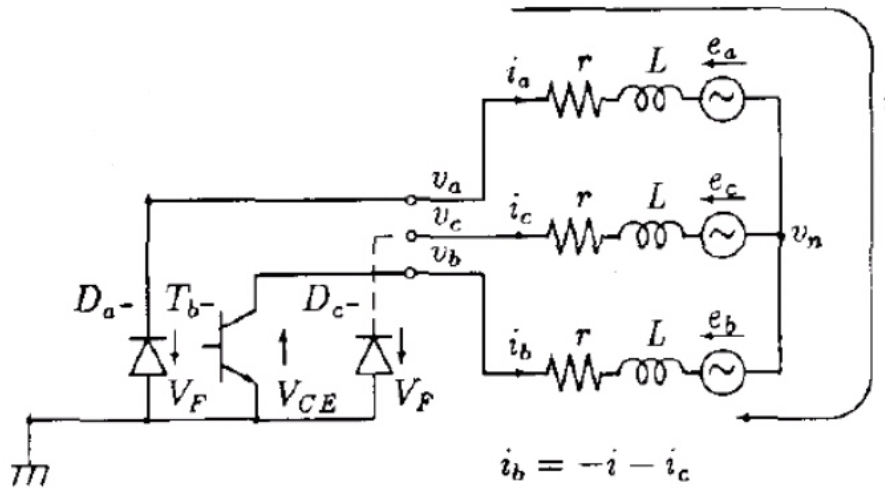


圖 2.22:  $T_{a+}$  由導通狀態變成非導通狀態的等效電路圖

由圖 2.22 可推得

$$V_F + L \frac{di}{dt} + ri + e_a - e_b + ri + L \frac{di}{dt} + V_{CE} = 0 \quad (2.11)$$

其中  $V_{CE}$  為導通電晶體的電壓降、 $V_F$  為導通二極體的電壓降  
所以

$$L \frac{di}{dt} + ri = -\frac{e_a - e_b}{2} - \frac{V_{CE} + V_F}{2} \quad (2.12)$$

另外，由圖也可推出中性點電壓  $V_n$

$$V_n = V_{CE} + ri + L \frac{di}{dt} - e_b = -V_F - ri - L \frac{di}{dt} - e_a \quad (2.13)$$

$$V_n = \frac{V_{CE} - V_F}{2} - \frac{e_a + e_b}{2} \quad (2.14)$$

所以 C 相的相電壓為

$$V_c = e_c + V_n = e_c + \frac{V_{CE} - V_F}{2} - \frac{e_a + e_b}{2} \quad (2.15)$$

而因為 C 相下臂的飛輪二極體導通條件為

$$V_c < -V_F \quad (2.16)$$

將式 (2.15) 代入式 (2.16) 可得到

$$e_c - \frac{e_a + e_b}{2} < -\frac{V_{CE} + V_F}{2} \quad (2.17)$$

而因為反電動勢是梯形波，所以  $e_a + e_b = 0$ ，因此 C 相下臂的飛輪二極體導通條件為

$$e_c < -\frac{V_{CE} + V_F}{2} \quad (2.18)$$

通常反電動勢電壓  $e_c$  會大於  $V_{CE}$  與  $V_F$ ，因此當  $e_c$  開始變號（反電動勢發生零交越的狀態），此時 C 相下臂的飛輪二極體也開始導通，因此只要偵測未激發相電晶體旁的飛輪二極體導通狀態便可以做為反電動勢零交越點的偵測，圖 2.23 便是此篇論文提出的飛輪二極體導通狀態的偵測電路。

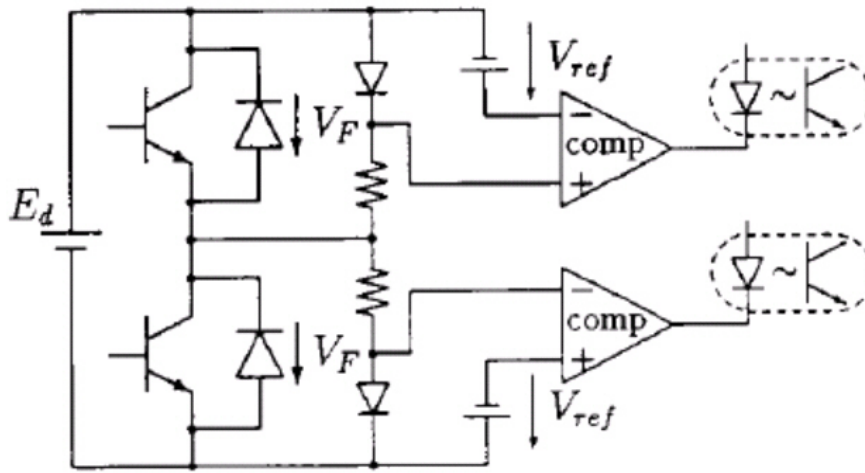


圖 2.23: 偵測飛輪二極體導通狀態的電路

J. Shao, D. Nolan and T. Hopkinsy[11] 提出了一種 PWM(Pulse Width Modulation) 的切換策略來偵測反電動勢的零交越點。傳統反電動勢零交越點偵測電路將未激發相 (floating phase) 相電壓與中性線電壓經過減法器後得到的電壓差以作換相之用，此缺點在於若使用 PWM 驅動六橋開關，PWM 的信號將會疊加在中性線上，導致反電動勢零交越點偵測電路會偵測到許多假零交越點，因此偵測電路必須使用濾波器濾掉 PWM 產生的雜訊，可是濾波器會產生相位延遲的問題，造成換相點估測錯誤，尤其是當馬達在高轉速時，相位延遲的問題更為嚴重。為了解決此問題，此文獻選擇以 PWM 切換馬達驅動器的上橋電晶體開關，相對應的下橋電晶體則維持在導通狀態，如圖 2.24，經由圖 2.25 電路方程式的推導可以得知，當 PWM 信號為 off 的期間，反電動勢的值為未激發相端電壓的三分之二倍，因此，只要偵測出未激發相端電壓的零交越點即可得知反電動勢的零交越點，因為此方法可以避免濾波器的相位延遲問題，而正確地掌握到換相點，所以可以應用的轉速範圍也比較廣。

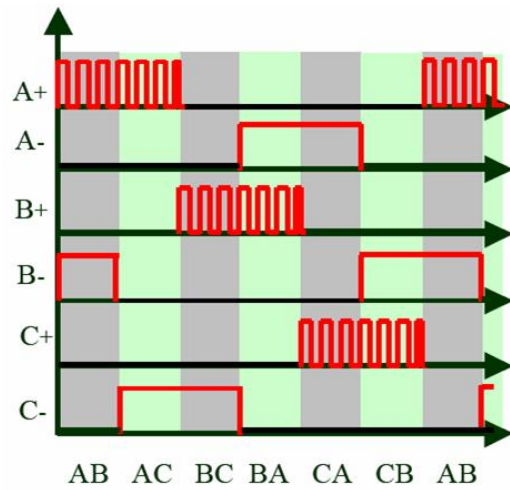


圖 2.24: PWM 導通策略

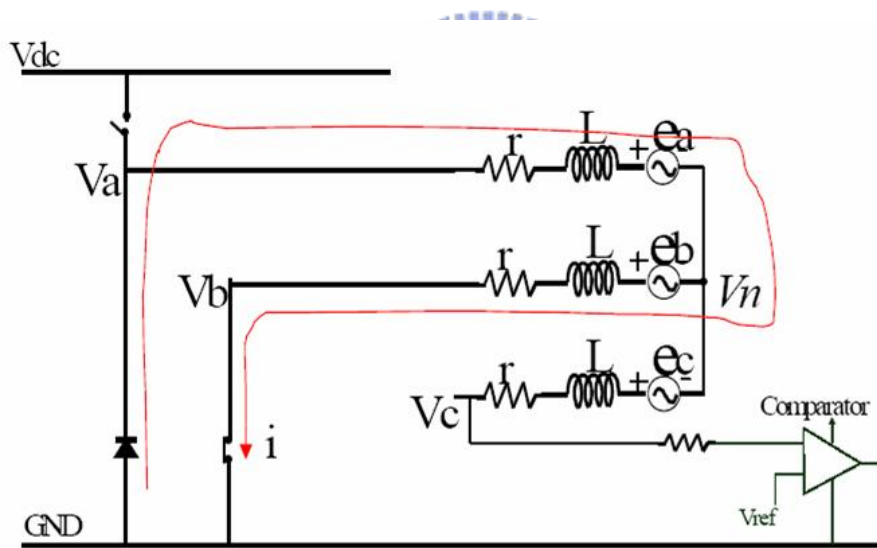


圖 2.25: A → B 的狀態等效電路圖

我們推導相關電路方程式如下，假設在 A → B 導通的狀態，且 A 相 PWM 為 off 的期間，馬達電流會回流至電晶體旁的二極體  $V_d$ ，而 phase C 因為是開路，並沒有任何電流通流，由等效電路圖可推出：

$$V_n = 0 - ri - L \frac{di}{dt} - e_a \tag{2.19}$$

$$V_n = ri + L \frac{di}{dt} - e_b \quad (2.20)$$

式 (2.19) 與式 (2.20) 相加可得式 (2.21)

$$V_n = -\frac{e_a + e_b}{2} \quad (2.21)$$

又因爲  $e_a + e_b + e_c = 0$ ，所以可以得到

$$V_n = \frac{V_c}{2} \quad (2.22)$$

所以 C 相端電壓  $V_c$  爲

$$V_c = e_c + V_n = \frac{3V_c}{2} \quad (2.23)$$

上式中  $V_c$  爲 c 相的端電壓， $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  分別爲馬達 a 相、b 相、c 相繞組的感應電動勢， $r$  和  $L$  分別爲馬達的相電阻和相電感， $V_n$  爲馬達中性點電壓。

Julio C. Moreira[12] 提出一個不用偵測反電動勢零交越點，也不需要延遲電路的換相技術，可利用反電動勢的三次諧波找出正確的換相點。此方法的優點在於不需要大量或複雜的濾波器，克服了濾波器相位延遲的問題，再加上在低頻時，三次諧波比傳統端電壓量測法更容易偵測（因爲三次諧波的頻率是反電動勢基本波的三倍），所以此方法可以使馬達有較大的轉速範圍，只是此原理只能適用於反電動勢爲梯型波的電動機上，其推導如下說明：因馬達 a、b、c 三相反電動勢  $e_{as}$ 、 $e_{bs}$ 、 $e_{cs}$  包含了許多電壓諧波成分，可表示爲

$$e_{as} = E(\cos(\omega_e t) + k_3 \cos(3\omega_e t) + k_5 \cos(5\omega_e t) + k_7 \cos(7\omega_e t) + \dots) \quad (2.24)$$

$$e_{bs} = E(\cos(\omega_e t + 120) + k_3 \cos 3(\omega_e t + 120) + k_5 \cos 5(\omega_e t + 120) + \dots) \quad (2.25)$$

$$e_{cs} = E(\cos(\omega_e t + 240) + k_3 \cos 3(\omega_e t + 240) + k_5 \cos 5(\omega_e t + 240) + \dots) \quad (2.26)$$

式 (2.24)+ 式 (2.25)+ 式 (2.26) 可得到

$$\begin{aligned}
e_{as} + e_{bs} + e_{cs} &= E[\cos(\omega_e t) + \cos(\omega_e t + 120) + \cos(\omega_e t + 240)] \\
&+ Ek_3[\cos 3(\omega_e t) + \cos 3(\omega_e t + 120) + \cos 3(\omega_e t + 240)] \\
&+ Ek_5[\cos 5(\omega_e t) + \cos 5(\omega_e t + 120) + \cos 5(\omega_e t + 240)] \\
&+ \dots \\
&= E[\cos(\omega_e t) + \cos(\omega_e t) \cos(\omega_e t + 120) + \sin(\omega_e t) \sin(\omega_e t + 120) \\
&+ \cos(\omega_e t) \cos(\omega_e t + 240) + \sin(\omega_e t) \sin(\omega_e t + 240)] \\
&+ Ek_3[\cos(3\omega_e t) + \cos(3\omega_e t) \cos(3\omega_e t + 360) + \sin(3\omega_e t) \sin(3\omega_e t + 360) \\
&+ \cos(3\omega_e t) \cos(3\omega_e t + 720) + \sin(3\omega_e t) \sin(3\omega_e t + 720)] + \dots \\
&= 3Ek_3 \cos 3(\omega_e t) + \dots
\end{aligned}$$

而在馬達定子線圈為 Y 型連接的條件下，可以推導出以下式子

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 3Ek_3 \cos(3\omega_e t) + V_{high\_freq} = V_3 + V_{high\_freq} \quad (2.27)$$

$$\lambda_{r3} = \int V_3 dt \quad (2.28)$$

其中  $V_3$  為三次諧波電壓，將  $V_3$  對時間積分後可以得到轉子磁通的三次諧波  $\lambda_{r3}$ ，當此值發生零交越時，即為六步方波的換相點，如圖 2.26 所示。

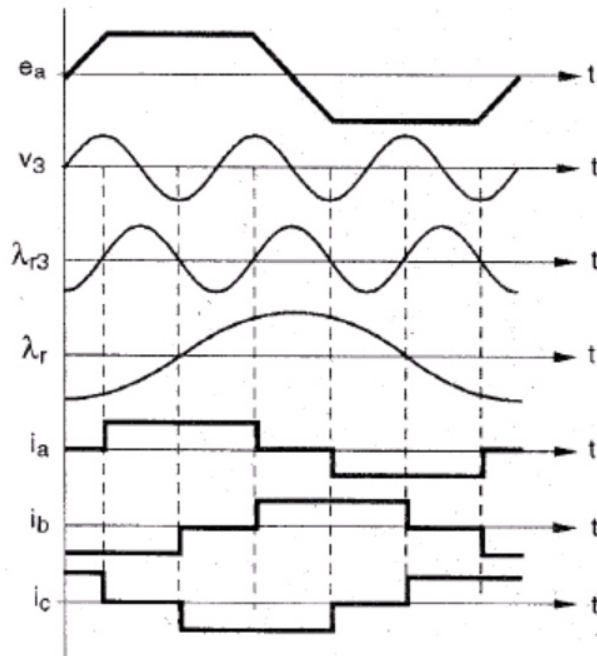


圖 2.26: 三次諧波換相技術



美國專利號 6,316,894 [13] 提出一個遮蔽電路 (mask circuit)，目的在於防止換相偵測電路受到切換雜訊的干擾而造成假零交越的現象產生。首先定義圖 2.27 中的符號， $V_U, V_V, V_W$  為三相相電壓訊號， $P_U, P_V, P_W$  為三相相電壓與中性線電壓相減之後的訊號， $D_{UU}, D_{UL}, D_{VU}, D_{VL}, D_{WU}, D_{WL}$  為驅動六橋電晶體開關的訊號， $FGP$  為  $FG$  訊號經電氣角 30 度相位延遲後得到的訊號， $FBU1, FBU2, FBV1, FBV2, FBW1, FBW2$  為  $D_{UU}, D_{UL}, D_{VU}, D_{VL}, D_{WU}, D_{WL}$  與  $FGP$  經過 SELECTOR CIRCUIT 的邏輯運算之後所得到的訊號； $M_U, M_V, M_W$  是將  $FBU1, FBU2, FBV1, FBV2, FBW1, FBW2$  回授至 GATE CIRCUIT，分別與  $P_U, P_V, P_W$  經過 GATE CIRCUIT 裡的邏輯運算而得到， $FG$  是將  $M_U, M_V, M_W$  經過 exclusive-OR 邏輯運算後所得。此專利的遮蔽原理在於可以利用  $FBU1, FBU2, FBV1, FBV2, FBW1, FBW2$  控制  $P_U, P_V, P_W$  是否能進到  $M_U, M_V, M_W$ ，事實上，只有當  $FBU1, FBU2$  都為 High 的狀態時， $P_U$  才能反應到  $M_U$  上，而此時也是反電動勢發生零交越點的時刻，所以並不會影響零交越點的偵測；若當  $FBU1, FBU2$  不是都為 High 的狀態時， $P_U$  便無法反應到  $M_U$  上， $M_U$  維持原本的準位，因此若有切換雜訊發生在  $V_U$  上，如圖 2.28，就可以被  $FBU1, FBU2$  阻絕在  $M_U$  外，而根據  $M_U, M_V, M_W$  產生的  $D_{UU}, D_{UL}, D_{VU}, D_{VL}, D_{WU}, D_{WL}$  便不會因反電動勢的假零交越而發生錯誤的換相訊號，達到遮蔽的效果。

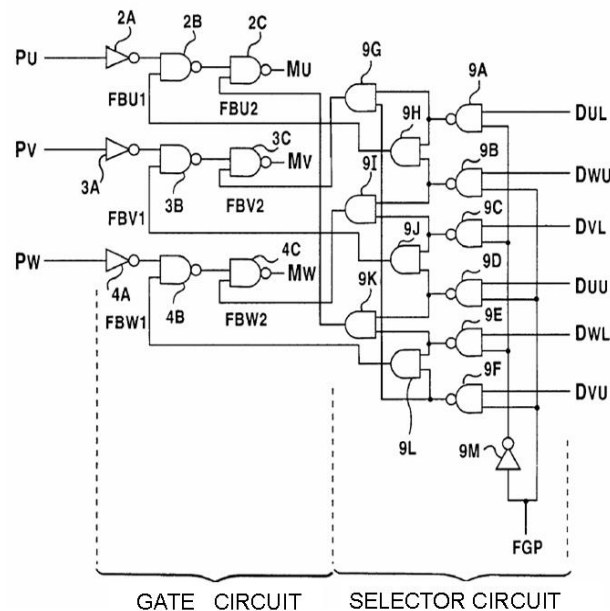


圖 2.27: 遮蔽 (mask) 電路

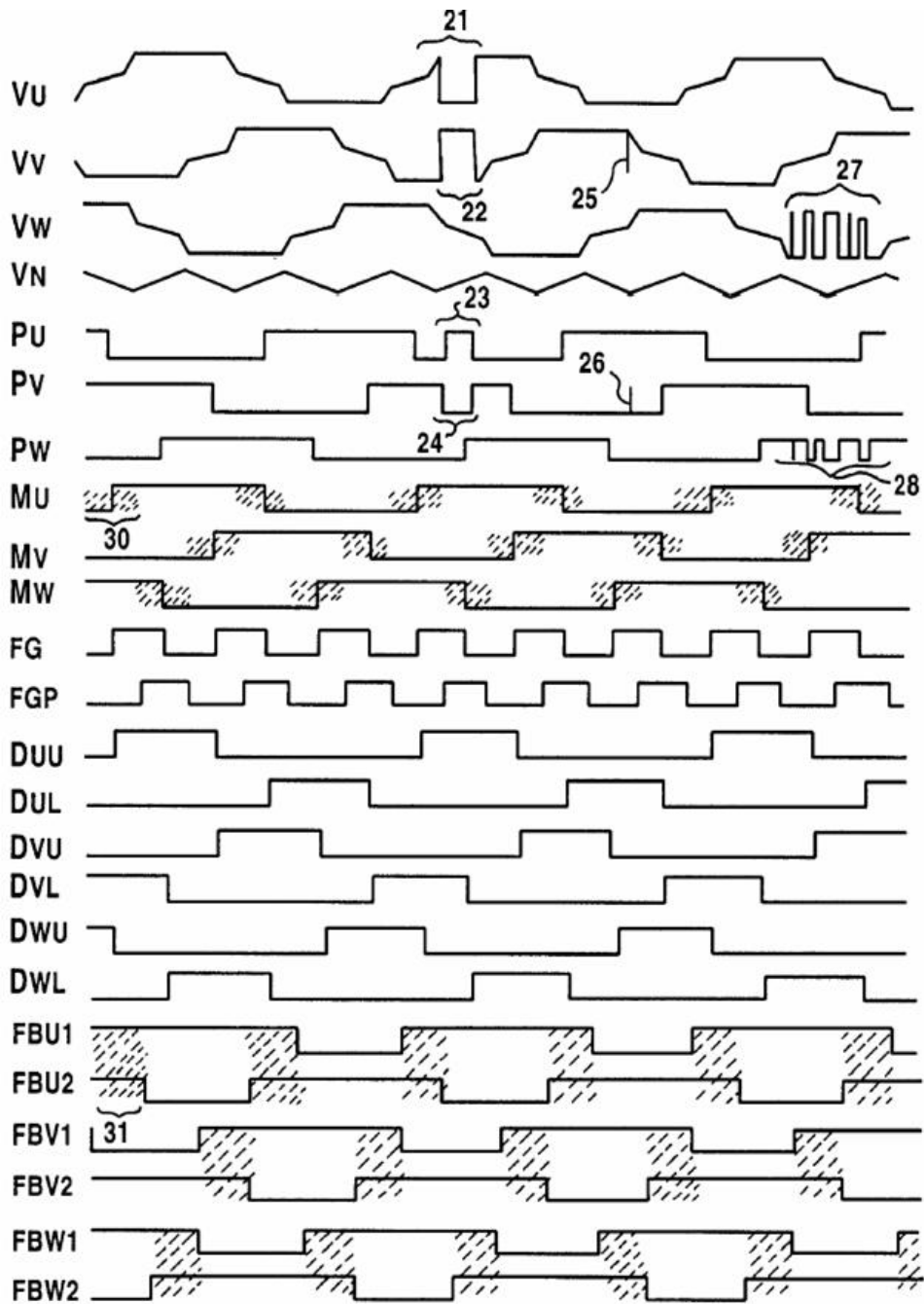


圖 2.28: 加入遮蔽電路之後的波形圖

Full-wave sensorless drive ICs for brushless DC motors[14] 這篇論文中提到利用 IC 外部電容充放電的週期定義出兩段時間  $t_1$  與  $t_2$  來作轉子位置偵測的動作，如圖 2.29， $t_1$  是此顆電容充電時間； $t_2$  則是從電容放電完成且到下一次電容預備充電的時間。在  $t_1$  時間內，關閉反電動勢零交越點偵測的功能，也

就是說在此段時間之後，才會開始反電動勢的零交越點偵測，目的在於防止零交越點偵測受到切換雜訊的干擾而造成假零交越的現象產生；另一段時間的目的是判斷開迴路啟動程序是否可以切換至閉迴路加速程序，其方法是在  $t_2$  時間內判斷有沒有偵測到未激發相反電動勢的零交越點，若未偵測到零交越點，便表示馬達轉速尚未達到可切換到閉迴路加速程序的轉速要求，則繼續下一個開迴路啟動程序的換相序列。

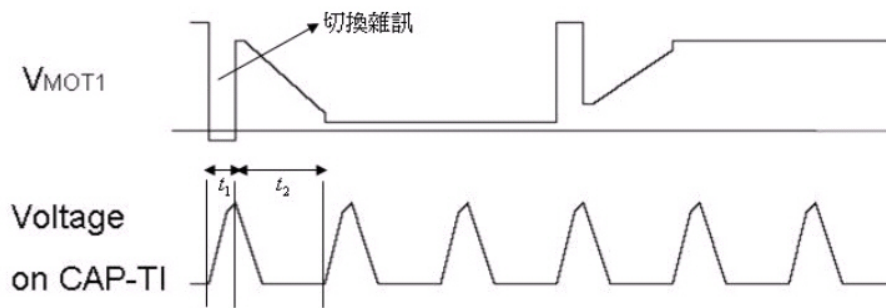


圖 2.29: 利用電容充放電定義的 watchdog time 遮蔽電路

美國專利號 6,111,372 [15] 設計了一個類比的遮蔽電路，此遮蔽電路會輸出一個  $V_{MASK}$  訊號，當  $V_{MASK}$  為 low 時，偵測電路並不會偵測反電動勢的零交越點，避免偵測到因切換雜訊產生的假零交越，產生錯誤換相動作。此電路的遮蔽週期可以依據切換雜訊的週期大小，進行自我調整的動作，如此便可以解決馬達在啟動或者負載增加時，切換雜訊的週期會增長的問題。其原理可以圖 2.30 說明之，圖中的  $P1$ 、 $P2$  分別是與  $FG$  訊號同相、反相的訊號，其可以控制遮蔽電路對電容  $C1$  進行充放電的動作， $P1$  為 High、 $P2$  為 Low 時， $C1$  進行放電的動作； $P1$  為 Low、 $P2$  為 High 時， $C1$  進行充電的動作；clamp 電路則是將  $C1$  充放電的電壓鎖在  $V_a$ 、 $V_b$  中，經過 clamp 之後的充放電電壓再分別與預設的參考電壓值  $V_D + -V_1$  一起經過兩個比較器電路，二個比較之後的輸出一起輸入至 OR 邏輯閘後，其輸出即為  $V_{MASK}$  訊號。圖 2.31 中遮蔽時間  $A1$ 、 $A2$  的長短可以隨著切換雜訊的週期大小，進行自我調整，其原因乃在於  $A1$ 、 $A2$  的長短取決於電容充、放電斜率，斜率愈大，則  $A1$  愈短；斜率愈小，則  $A1$  愈長。舉例來說當馬達在啟動或者負載增加時，

流經馬達的電流變大，於是電流感測元件輸出的電壓  $V_{RNF}$  就會變大，使得從定電流源 (63) 分到電晶體 Q1 的電流變大，因此流到 Q2 的電流變小，如此結果會使得流過電容 C1 的電流變小，因此 C1 充放電斜率變小，A1 變長，便可以完全遮蔽住因負載增加使得週期變長的切換雜訊。

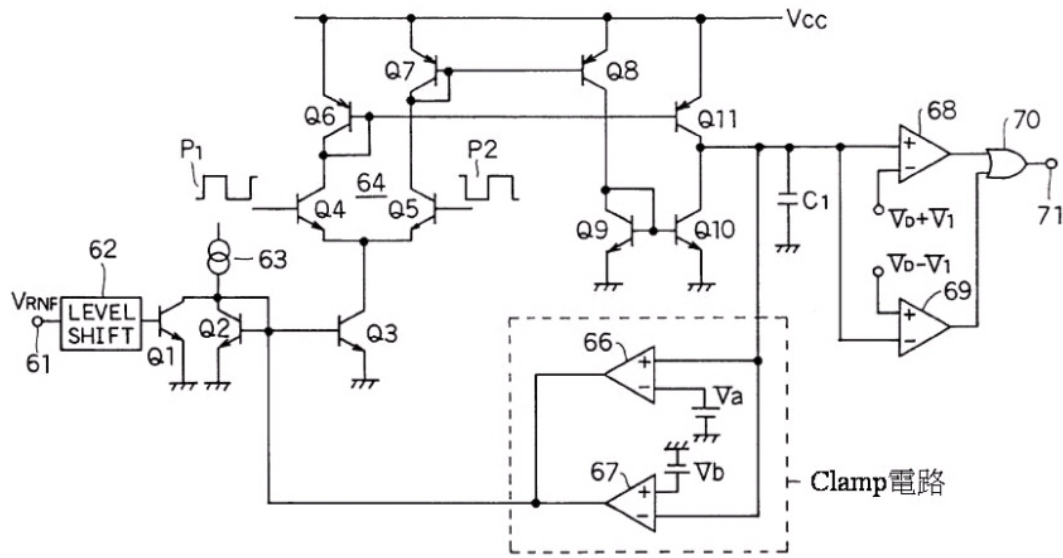


圖 2.30: 遮蔽電路

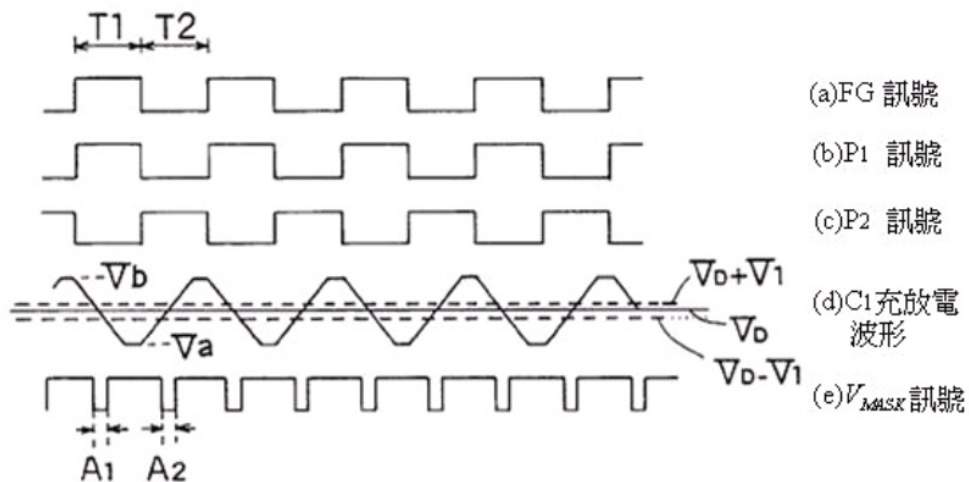


圖 2.31: 遮蔽電路的波形圖

## (4) 閉迴路等速：

當轉速爬升到速度命令的轉速時，開始進入閉迴路等速程序，此時轉速可以透過速度控制器鎖在轉速命令，不再往上爬升，而在負載加重導致轉速下降時，透過速度控制器也能將轉速拉回至速度命令。

美國專利號第 6,153,993 號 [4] 提出一個速度估測以及速度控制的機制，此機制內的轉子位置估測電路 (position determination circuit) 在判斷出反電動勢零交越訊號後，便送出訊號給轉子轉速估測電路 (rotation speed detection circuit) 計算出馬達轉速，此電路主要是根據上一次零交越點到目前的零交越點之間的時間，計算出轉速  $N_c$ ，並且將  $N_c$  訊號送至馬達轉速誤差檢出電路 (rotation speed comparator circuit)，此電路負責比較  $N_c$  與命令轉速  $N_{sc}$ ，若  $N_c < N_{sc}$ ，則此電路送出增加馬達電壓命令 (increase voltage) 的信號給馬達電壓決策電路 (voltage determination circuit)；反之則送出減少馬達電壓命令 (decrease voltage)，馬達電壓決策電路會藉著增加或減少 PWM duty 以達到電壓增加或減少，便可做到速度控制。

美國專利號第 6,377,008 號 [16] 提出一個速度控制的機制，利用 FG 訊號回授至馬達速度決策單元 (speed discriminator) 做速度判斷，判斷的方法是將 FG 的週期與參考週期 (reference period) 做比較，如果 FG 的週期大於參考週期，加速脈衝 (accelerating pulses) 會從 high level 轉變為 low level，而且維持 low level 的時間為 FG 的週期與參考週期的時間差，此加速脈衝的訊號會再經過濾波器得到較低頻的直流電壓，再與三角載波做比較之後，便可以產生較大 duty 的 PWM 波形，而得到了加速的效果，減速則為相反的操作，如圖 2.32。

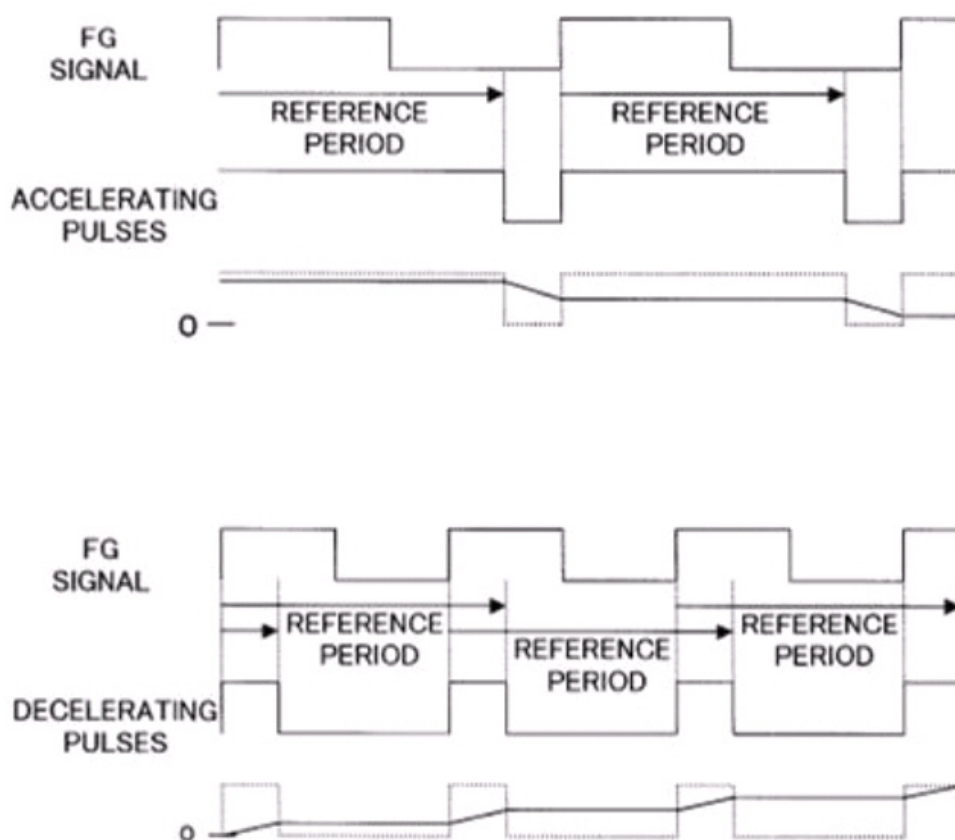



圖 2.32: 速度控制技術

## 第三章

# IC 啓動程序實作與驗證

### 3.1 BD6609fv 驅動 IC 功能簡介



BD6609fv 是由 Rohm 所生產的三相無刷直流馬達之無感測器驅動 IC，主要是應用在 CD/MD 的主軸馬達驅動上，此顆 IC 內含電流命令控制器，內建的電流回授迴路會將馬達回授的電流與電流命令比較，差值用來控制馬達驅動電壓的大小，再配合馬達轉子位置偵測電路回傳的位置訊息，便可讓三相永磁馬達穩定轉動。此顆 IC 並無速度命令控制器，換句話說，無法透過 IC 的外部腳位或是外部電路控制馬達轉速，所以馬達轉速會一直爬升至最大速度，之後就維持在最大速度，所以並無如圖 2.10 所示的閉迴路等速啓動程序。除此之外，此顆 IC 具有以下功能：

1. 內建啓動電路。
2. 內建軟切換驅動系統 (Soft-Switching)。
3. 內建遮蔽電路 (Mask)。
4. 內建電源保護以及過熱停止功能。
5. 內建 FG 輸出。
6. 內建 standby 電路。
7. 內建短路煞車腳位。

圖 3.1 是這顆 IC 的應用實例圖，透過圖上所介紹的電路，便可讓三相永磁馬達正常的旋轉，1、20、19 這三隻接腳必須接到三相永磁馬達的三相端點；3、4、5、6 為三相永磁馬達回授的三相相電壓與中性線電壓訊號；7、8、9 為 IC 外部要接的電容，目的是在馬達啓動過程中，提供換相序列的時脈控制；16 是這顆 IC 的信號部電源，提供 IC 內部的邏輯閘驅動；17 是提供功率電晶體驅動電路的電源；11 為 FG 的訊號，可利用此信號計算馬達轉速。

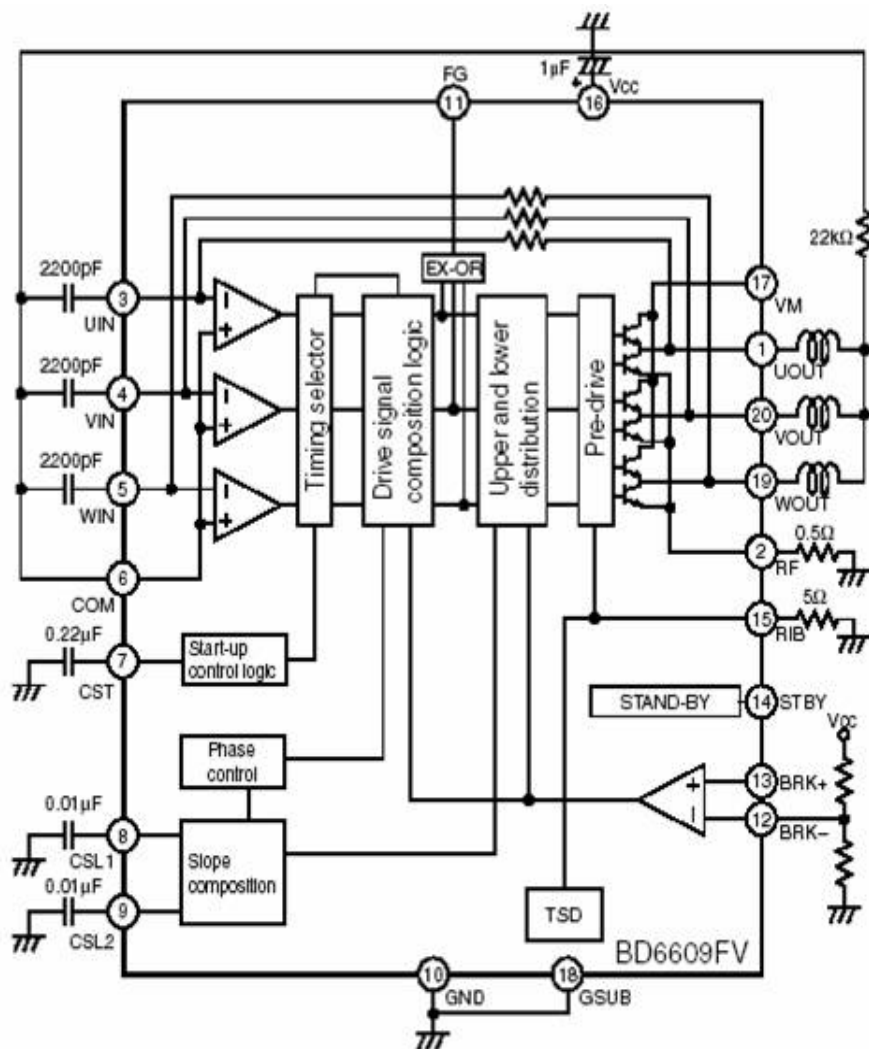


圖 3.1: BD6609fv 應用實例圖



## 3.2 BD6609fv 驅動 IC 實作與驗證

吾人選擇三個各 5 歐姆的電阻模擬三相四線式馬達負載，並以 Y 接的方式與 BD6609fv 連接，如圖 3.2，另外吾人進行此顆 IC 出力電流的測試，以求了解出力電流在馬達旋轉的三個步驟中的變化，與影響出力電流的因素。而吾人使用純電阻性負載的目的是因其沒有反電動勢的產生，所以這顆 IC 會因為未偵測到可以解析的反電動勢，而一直處在定位與開路啓動的程序，以便於觀察。

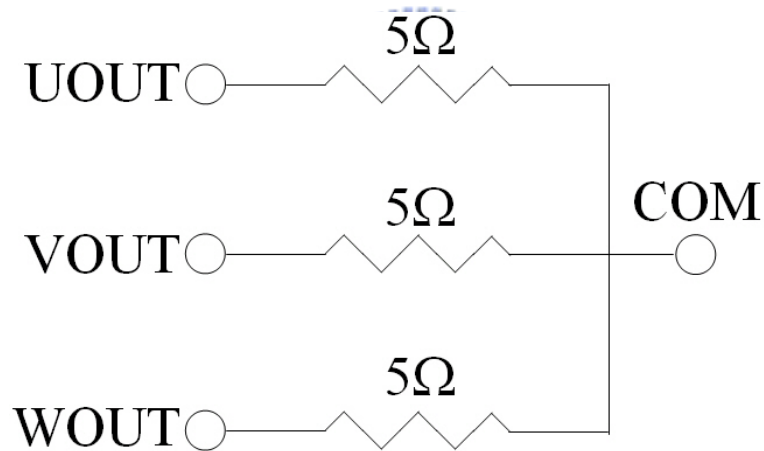


圖 3.2: 三相四線式電阻負載

### 定位程序

我們在定位程序的實作驗證方面，將會透過下面幾個題目來探討此程序。

1. 定位程序的目的。
2. 定位程序的激磁。
3. 定位程序的時間。
4.  $CST$  ,  $CSL1$  ,  $CSL2$  這三個外部電容在定位程序中的作用。
5. 定位程序切換至開迴路啓動程序的機制。

定位程序的目的是藉由送出固定方向的激磁，使馬達在啓動時，強迫吸引轉子自行對正 (Align) 定子到一個轉矩爲零的平衡點位置，準備下一個激磁動作。圖 3.3，是 IC 掛載外部電容  $CST = 0.1\mu f$  ,  $CSL1 = CSL2 = 0.05\mu f$  (參考圖 3.1) 的定位特性表現圖，此圖中的  $U$  相爲 *High* ;  $W$  相爲 *Low* ;  $V$  相爲 *Middle*，所以可以判斷出此顆 IC 定位程序的激磁是固定通  $U \rightarrow W$  相，而  $V$  相開路。在圖 3.4 中，吾人可以判斷出定位程序的時間大小，是由  $CST$  第一個充放電的週期  $T_1$ ，再加上當  $CST$  放電完之後， $CSL2$  開始充電至臨界值  $V_2$  的時間  $T_2$ ，所以定位時間  $T = T_1 + T_2$ 。圖 3.4 中的  $V_1$  ,  $V_2$  分別是  $CSL1$  放電與  $CSL2$  充電至臨界值的電壓，可以觀察到當  $V_1 = V_2 = 2.8v$  時，定位程序便結束並切換至開迴路啓動程序，也就是說，定位程序切換至開迴路啓動程序的機制是採取固定時間切換 (在相同的  $CSL1$ 、 $CSL2$  之下)。而由於 IC 的 datasheet 中有明確地規定  $CSL1$  與  $CSL2$  必須選用相同的電容值大小，所以圖 3.4 中的  $CSL1$ 、 $CSL2$  充放電波形是互補且頻率相同，因此只要調整這三顆電容的電容值，藉著影響電容充放電快慢，便可以進而調整定位時間長短。其實，這樣的設計很符合定位程序的物理意義，因爲當加上不同慣量的馬達負載時，便可以由這三顆電容來調整相對應的定位時間，以達到充分定位的效果。表 3.1 是搭配不同電容時的定位時間，由此表可觀察到當調整  $CST$ 、 $CSL1$ 、 $CSL2$  這三顆電容時，定位時間也就有所改變，因爲電容愈大，充放電的斜率就愈小，達到  $V_1 = V_2 = 2.8v$  的切換條件所花的時間就愈長所以定位時間愈長。

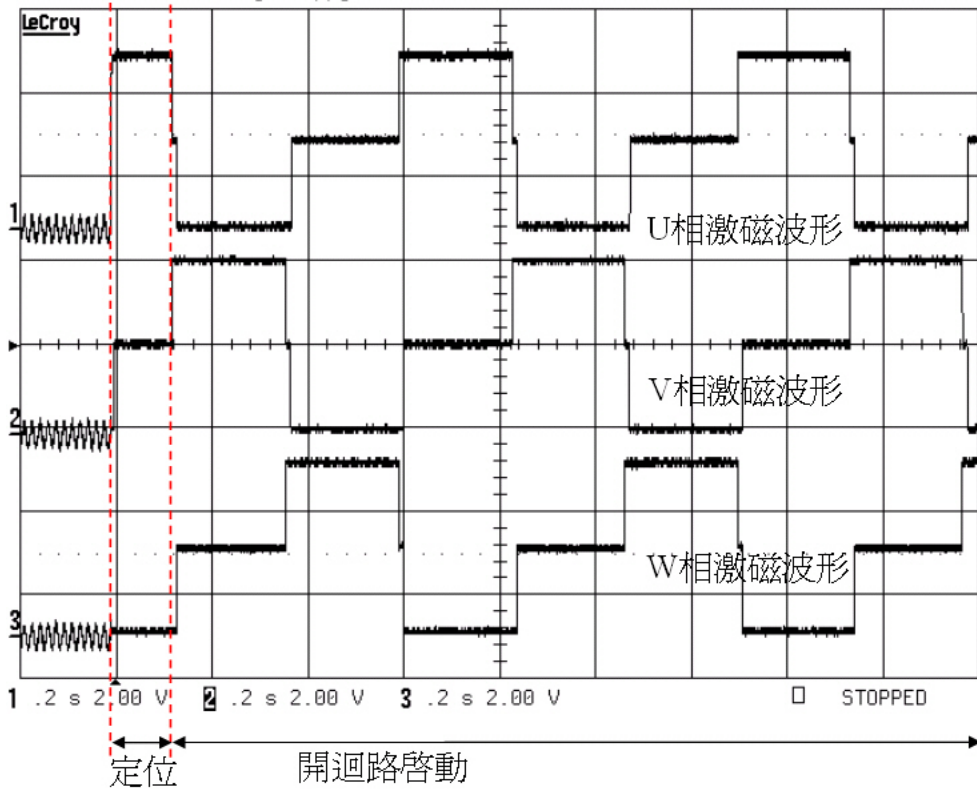


圖 3.3: 定位程序中的 U,V,W 相激磁

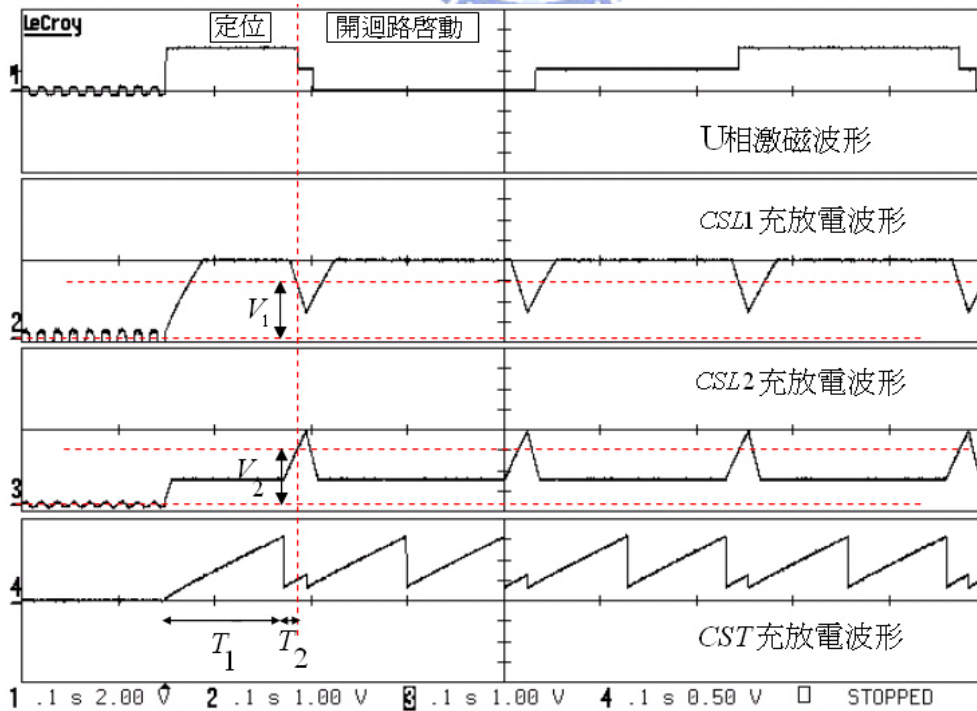


圖 3.4: 定位程序中的 U 相激磁與外部電容  $CSL1, CSL2, CST$  充放電波形

表 3.1: 搭配不同電容時的定位時間

	<i>CST</i>	<i>CSL1</i>	<i>CSL2</i>	定位時間	激磁狀態
1	0.1 $\mu$ f	0.01 $\mu$ f	0.01 $\mu$ f	0.05625(s)	$U \rightarrow W$
2	0.1 $\mu$ f	0.033 $\mu$ f	0.033 $\mu$ f	0.06375(s)	$U \rightarrow W$
3	0.1 $\mu$ f	0.05 $\mu$ f	0.05 $\mu$ f	0.0725(s)	$U \rightarrow W$
4	0.22 $\mu$ f	0.01 $\mu$ f	0.01 $\mu$ f	0.1375(s)	$U \rightarrow W$
5	0.22 $\mu$ f	0.033 $\mu$ f	0.033 $\mu$ f	0.14375(s)	$U \rightarrow W$
6	0.22 $\mu$ f	0.05 $\mu$ f	0.05 $\mu$ f	0.14875(s)	$U \rightarrow W$

## 開迴路啓動程序

我們在開迴路程序的實作驗證方面，將會透過下面幾個題目來探討此程序。



1. 開迴路啓動程序的目的。
2. 開迴路啓動程序的換相序列與換相機制。
3. 開迴路啓動時間。
4. *CST*，*CSL1*，*CSL2* 外部電容在開迴路啓動程序中的作用。
5. 開迴路啓動切換至閉迴路啓動的機制。

開迴路啓動的目的是在還未回授足夠大的反電動勢之前，先送出一系列的換相序列，希望這組換相序列能使馬達轉速逐漸變高，同時馬達的反電動勢也慢慢變大，以致於可以滿足切換到閉迴路啓動程序的條件，所以開迴路啓動序列的要求是希望在愈短的時間內增大反電動勢振幅。在開迴路啓動程序的實作驗證方面，圖 3.5 是開迴路啓動程序圖，由此圖可以觀察出此類 IC 的開迴路啓動程序所送出的換相序列乃是一個不對稱的六步方波，不同於典型左右對稱的六步方波，此六步方波在通  $V \rightarrow W$ ， $W \rightarrow U$ ， $U \rightarrow V$ ，這三步激磁時，激磁時間較前後狀態的激磁時間短了許多，所以才會形成此不對稱

的六步方波。

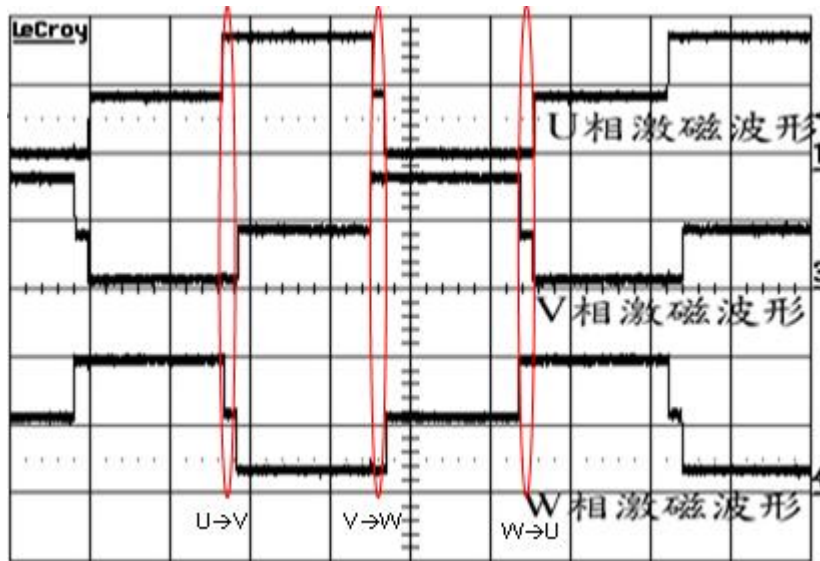


圖 3.5: 不對稱六步方波

此不對稱六步方波的換相機制是由外部電容  $CSL1$ 、 $CSL2$  所控制，由圖 3.6 可觀察到在兩個週期的  $CST$  充放電之後， $CSL1$  開始放電； $CSL2$  開始充電，而  $V_1$ 、 $V_2$  分別是  $CSL1$  放電與  $CSL2$  充電至臨界值的電壓，當  $V_1 = V_2 = 2.8v$  時，便做下一個狀態的換相動作； $V_3$ 、 $V_4$  分別是  $CSL1$  充電與  $CSL2$  放電至臨界值的電壓，當  $V_3 = V_4 = 1.8v$  時，便做下一個狀態的換相動作，換句話說，開迴路啓動程序的換相機制乃是由外部電容  $CST$ 、 $CSL1$ 、 $CSL2$  所控制，經由改變這三顆外部電容，便可以改變電容充放電斜率，進而調整每一個狀態的激磁時間，達到改變開迴路啓動換相序列的激磁頻率，如此一來，便可以針對不同慣量的馬達負載，調整開迴路啓動換相序列的激磁頻率，以達到最佳化的目的。圖 3.7、圖 3.8 分別是搭配  $CST = 0.22\mu f$ 、 $CSL1 = CSL2 = 0.01\mu f$  與  $CST = 0.22\mu f$ 、 $CSL1 = CSL2 = 0.05\mu f$ ，由這兩個圖可觀察出增大  $CSL1$ 、 $CSL2$  可以使  $T_{CSL}$  變大，因為電容愈大，充放電的斜率就愈小，達到切換條件所花的時間就愈長，所以  $T_{CSL}$  變大。

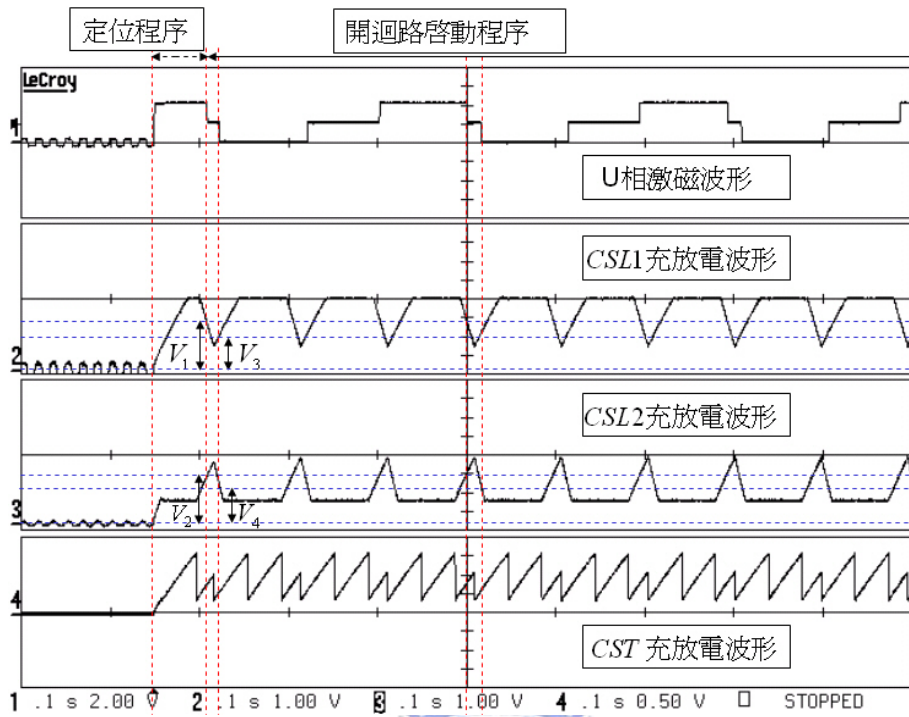


圖 3.6: 開迴路啓動換相機制

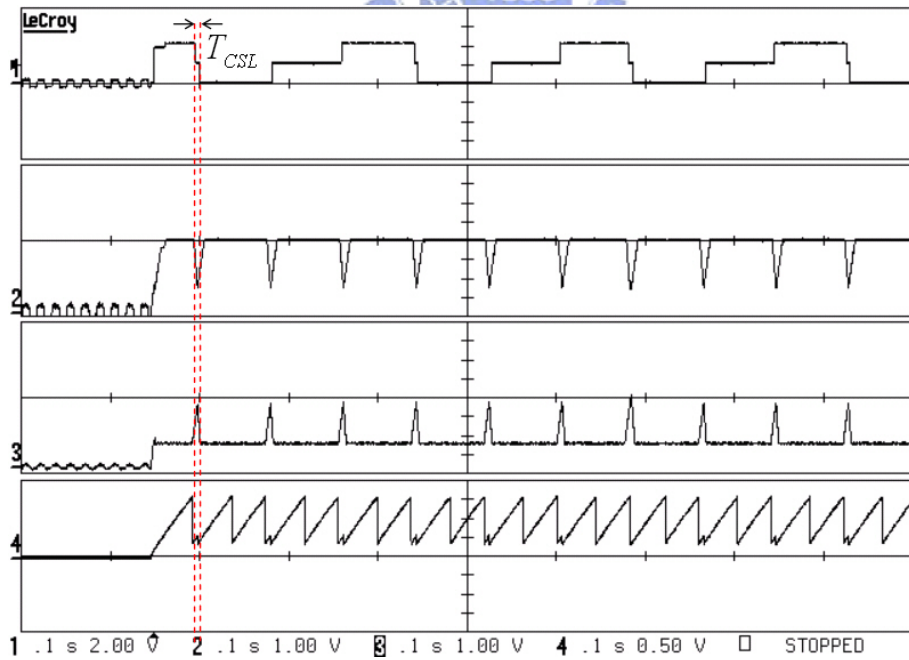


圖 3.7: 開迴路啓動換相機制

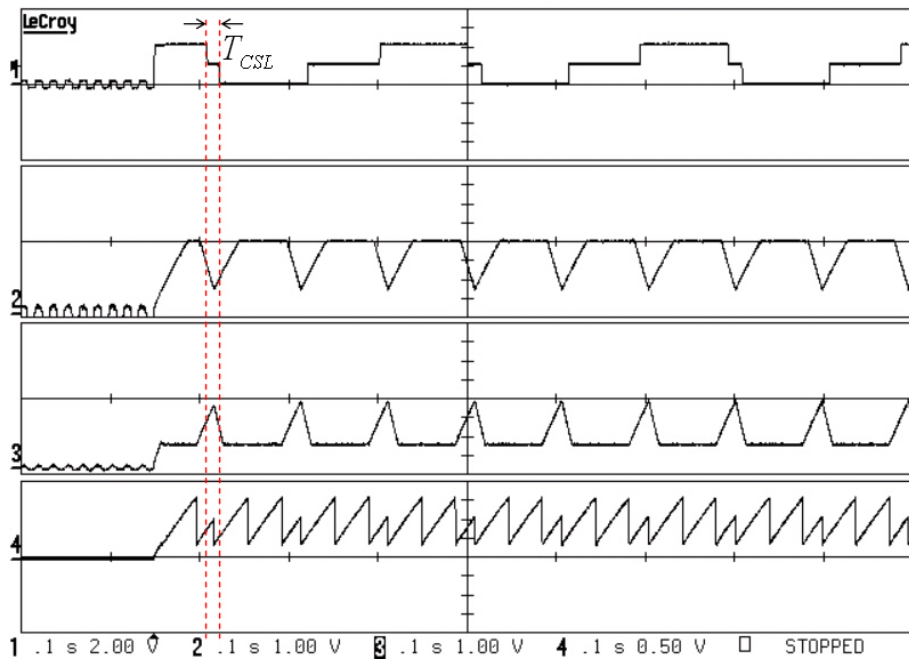


圖 3.8: 開迴路啟動換相機制

接著我們想要了解開迴路啟動程序切換到閉迴路加速程序是在什麼條件觸發下做切換，此實驗架構，如圖 3.9 所示，除了以三個 5 歐姆的電阻，以 Y 接的型式來模擬三相四線式馬達負載，首先由 A/D 卡抓取三相端電壓訊號進到電腦做程式判斷，一但偵測到開路相 (open phase) 為 U 相的狀態後，便開始以 D/A 卡送入三角波訊號，做為反電動勢的假訊號。此假訊號會與原本的中性線電壓相加後送進 IC 內部處理，如此一來，當此假反電動勢滿足 IC 內設的切換條件後，IC 內部的開迴路啟動程序與閉迴路加速程序便會互相切換，如圖 3.10，切換至閉迴路加速程序後，吾人便可以藉由改變 D/A 卡產生的三角波 (假反電動勢) 頻率，控制六步方波的切換頻率，證明已經切換到以反電動勢零交越點為換相基礎的閉迴路程序。

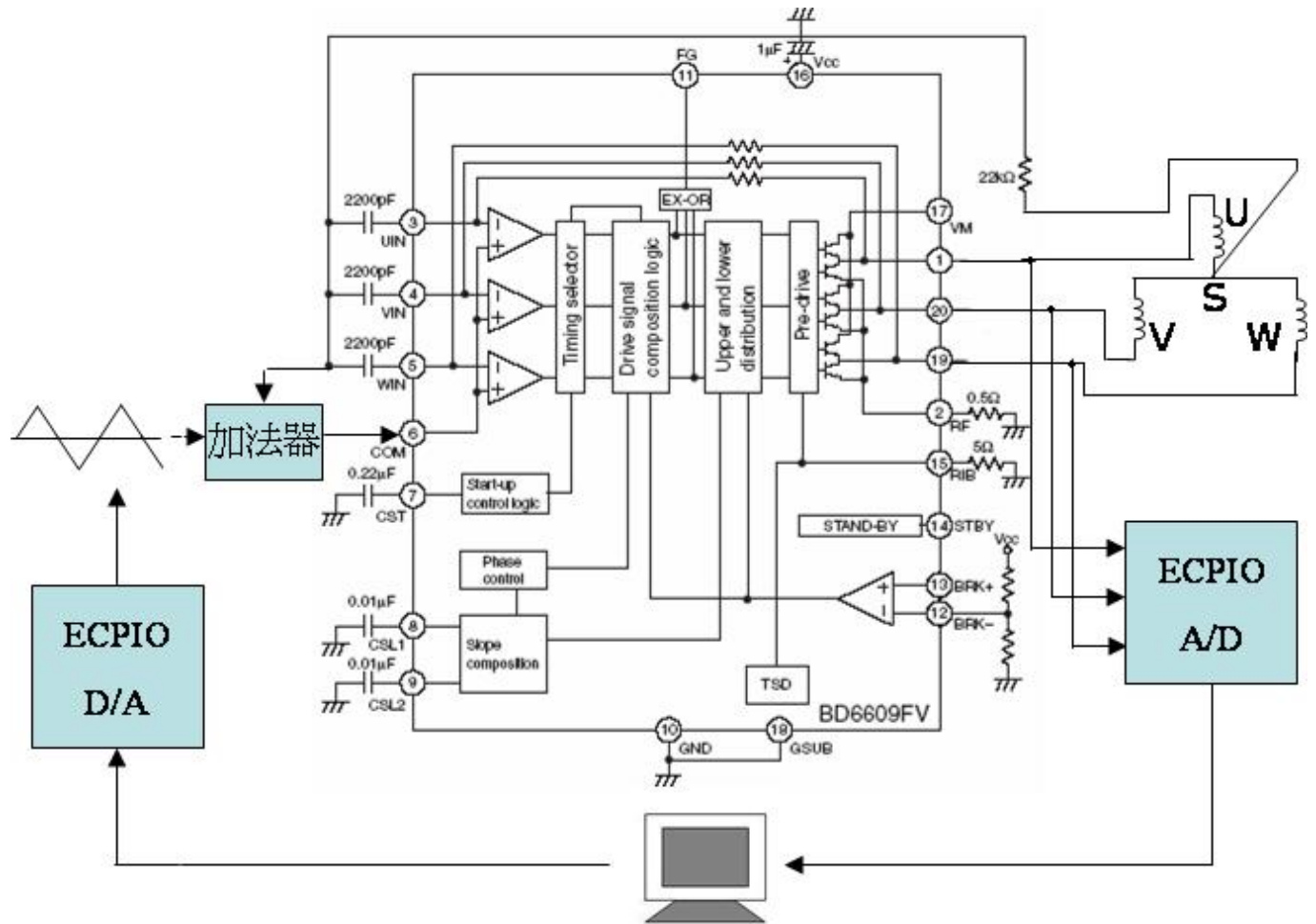


圖 3.9: 開迴路啓動切換閉迴路加速機制實驗架構圖



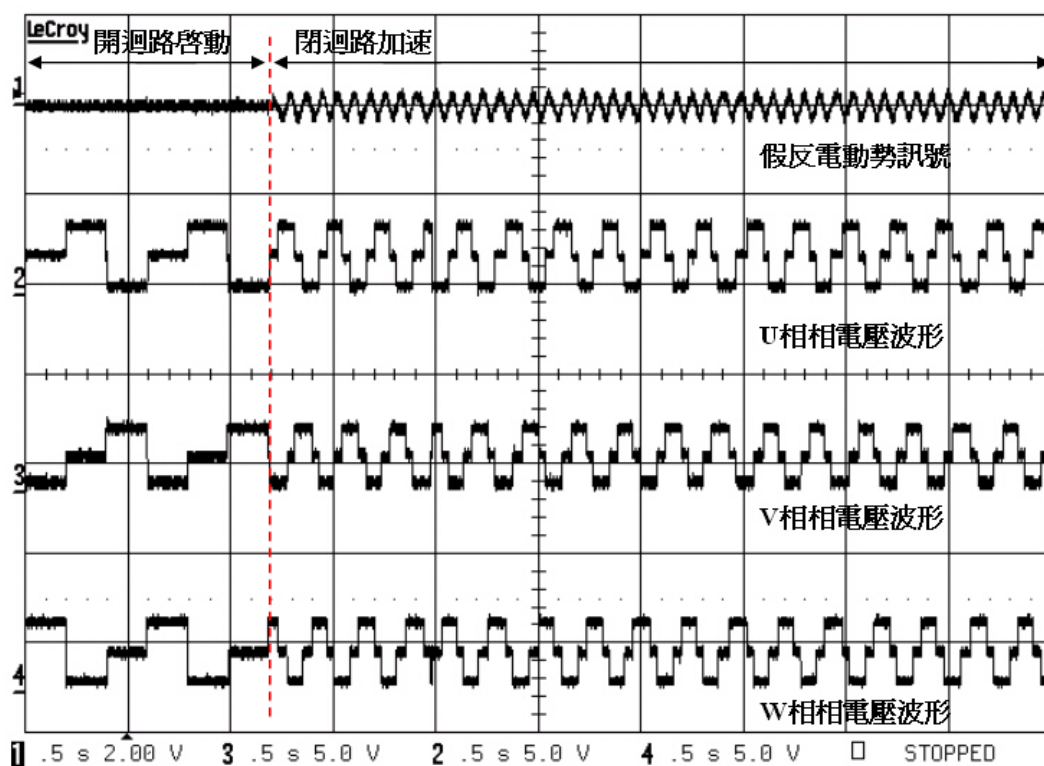


圖 3.10: 開迴路啓動切換閉迴路加速

之所以會選擇偵測到開路相為 U 相的狀態，才開始以 D/A 卡送入三角波訊號，其原因在於吾人原先預設 IC 內部的切換機制為了簡化電路，可能只偵測某固定相的開路狀態，並判斷此時的反電動勢訊號是否滿足切換條件。事實上，經過實驗後發現無論是選擇開路相為 U 相或是其他兩相，都可以用來判斷反電動勢是否滿足條件以達到開迴路啓動程序與閉迴路加速程序的切換，換句話說，此類 IC 的開、閉迴路切換機制一直在偵測每一相的狀態，不是只固定針對某相的開路狀態作偵測。

開、閉迴路切換機制的實驗結果發現送進 IC 的假反電動勢訊號必須同時滿足振幅與頻率的某些要求才能完全切換到閉迴路加速的狀態，振幅的要求是假反電動勢訊號振幅的絕對值必須大於 50mv；頻率的要求是假反電動勢訊號頻率必須大於開迴路啓動程序裡每一步的頻率。頻率的要求是必要條件，也就是說若吾人選擇送入的假反電動勢頻率低於原先開迴路換相序列裡某一步的頻率，則將造成如圖 3.11 中開迴路的換相序列與閉迴路的換相序列

互相夾雜的結果，且無法以假反電動勢頻率來控制換相序列的切換頻率；振幅的要求是充分條件，也就是說假使振幅的絕對值沒有滿足臨界條件，則無法切換到閉迴路換相序列，可是仍會因為頻率滿足臨界條件限制，而可以依假反電動勢頻率來控制換相序列的切換頻率，圖 3.12 便是吾人故意選擇送入的假反電動勢，其振幅的絕對值沒有大於 50mv，所以無法得到對稱的六步方波閉迴路換相序列。

假使反電動勢振幅在啓動後很快就可以增大到滿足振幅切換條件，可是此時的馬達轉子可能尚未跟上激磁頻率，若強制此時以閉迴路加速程序的換相序列作換相的動作，則可能會導致馬達失步的情況，這顆 IC 的振幅、頻率臨界條件的雙重條件便可以避免這樣的情況發生。

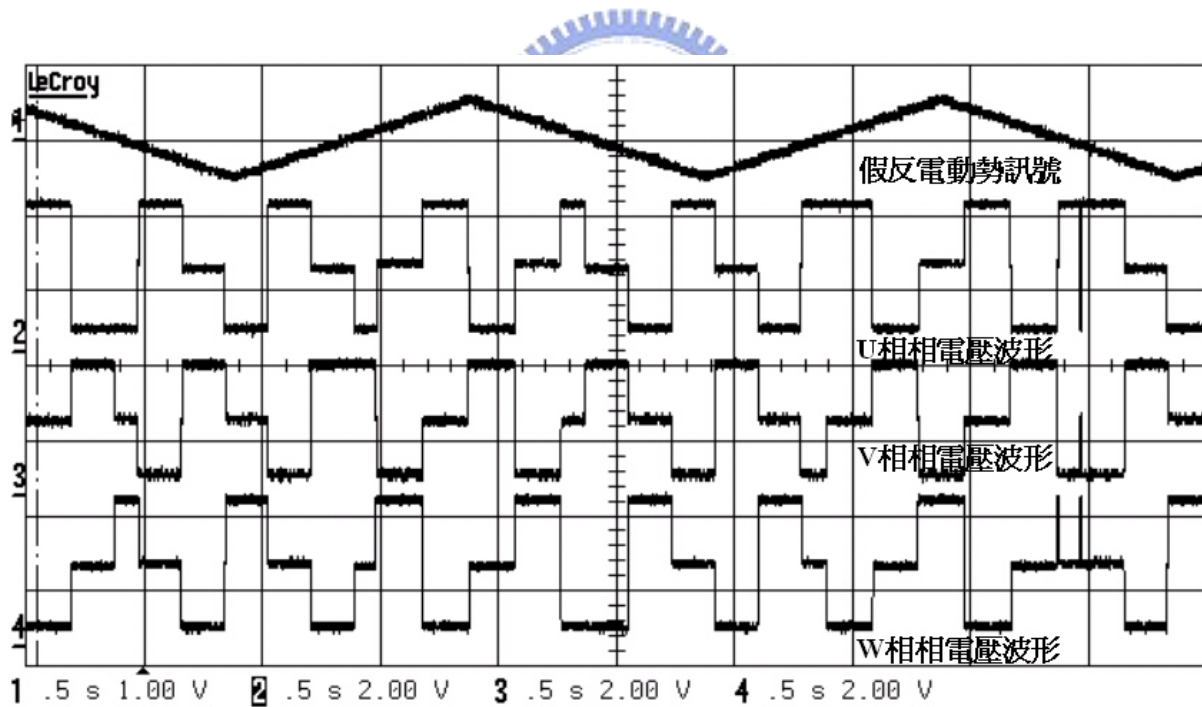


圖 3.11: 未滿足頻率條件的結果

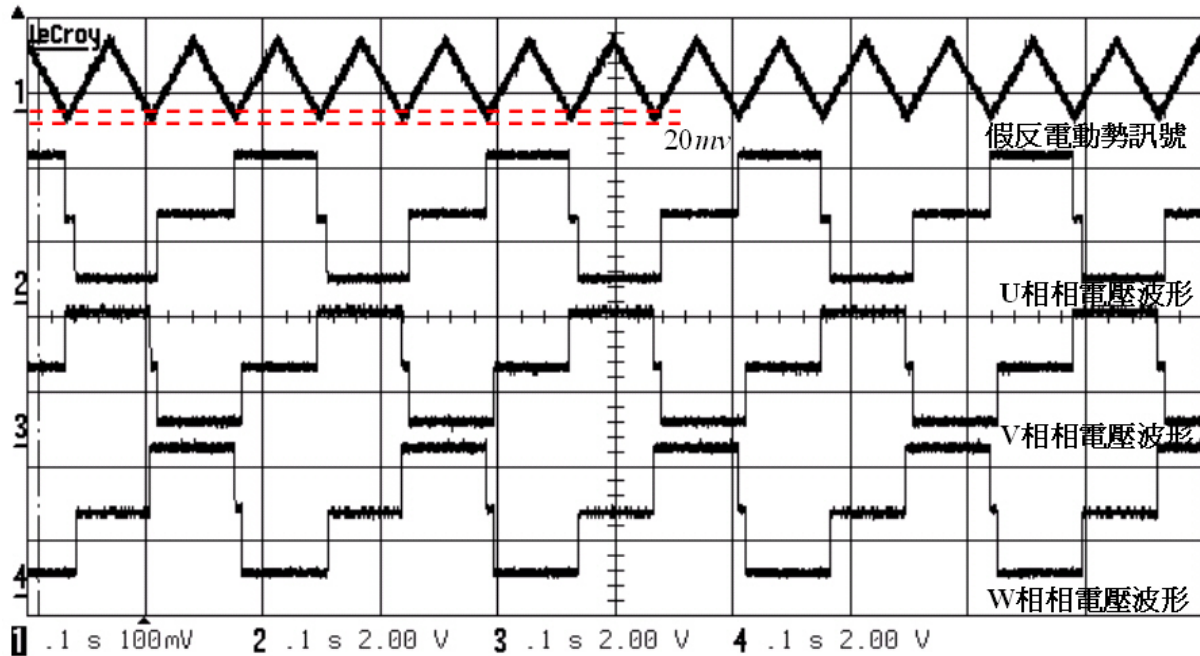


圖 3.12: 未滿足振幅條件的結果



## 閉迴路加速程序

我們在閉迴路加速程序的實作驗證方面，將會透過下面幾個題目來探討此程序

1. 閉迴路加速程序的目的。
2. *FG* 訊號的產出。
3. 閉迴路加速程序的換相序列。
4. 閉迴路加速程序的換相機制。
5. *CSL1*，*CSL2* 外部電容在閉迴路加速程序中的作用。

從開迴路啓動程序切換至閉迴路加速程序之後，此時的轉速已經夠快，足以產生可以解析的反電動勢波形，之後便可以依照文獻中所提的無感測換

相策略來進行六步方波的換相，使得馬達轉速可以逐漸拉高至穩態轉速。此類 IC 規劃的 FG 訊號的產出方式，如圖 3.13 所示，是將馬達三相的端電壓  $U_{IN}$ 、 $V_{IN}$ 、 $W_{IN}$ ，分別與中性線電壓  $COM$  經過三個比較器，得到  $P_U$ 、 $P_V$ 、 $P_W$  訊號， $P_U$ 、 $P_V$ 、 $P_W$  再經過 MASK 電路的遮蔽處理，去掉了疊在  $P_U$ 、 $P_V$ 、 $P_W$  上的切換雜訊後，再經過一個互斥或閘 (EX-OR Gate)，便可以得到 FG 訊號。由上述電路產生的 FG 訊號，可以發現當我們送進去的假反電動勢訊號發生零交越時，FG 訊號便轉態一次，如圖 3.14 所示，所以 FG 訊號可以看成是反電動勢零交越點訊號。

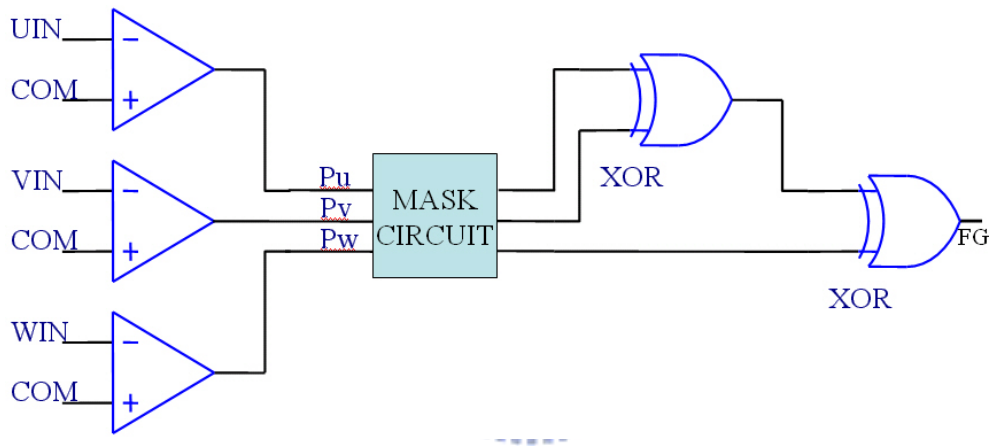


圖 3.13: FG 訊號產出電路圖

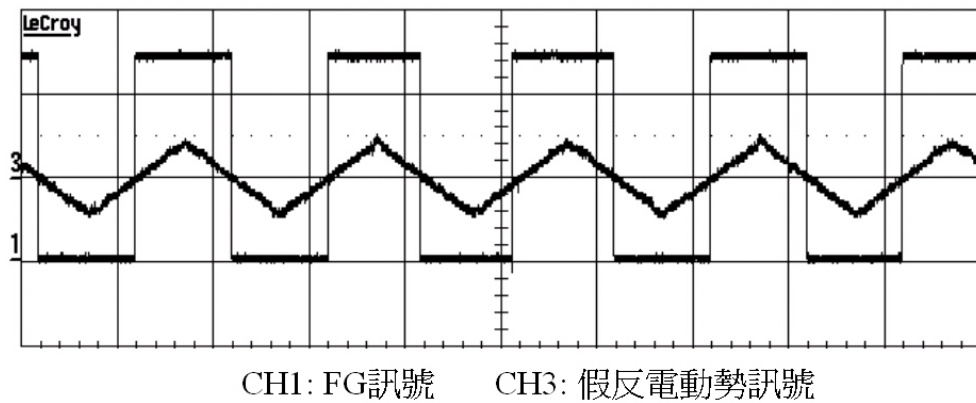


圖 3.14: 反電動勢訊號與 FG 訊號

此類 IC 所採用的閉迴路加速程序換相序列是如圖 3.15 的典型六步方波激磁，而六步方波序列的換相機制，是藉由開路相的反電動勢波形之零交越點訊號的偵測，再延遲一個 30 度相位移，來取得換相點以實現無感測換相控制，如圖 2.15 說明。此類 IC 的 30 度相位延遲技術是回授 FG 訊號做為控制訊號，控制兩顆外部電容  $CSL1$ ， $CSL2$  的充放電時機，如圖 3.16。當 FG 訊號由 Low 轉態為 High 的瞬間，便開始以一固定電流  $I_{CSL1(charge)}$  對  $CSL1$  充電，直至 FG 訊號由 High 轉態為 Low 時，再以大約兩倍的  $I_{CSL1(charge)}$  的固定電流  $I_{CSL1(discharge)}$  對  $CSL1$  進行放電的動作，直至  $V_{CSL1}$  下降至一個固定電壓 1.2V，此時便換相到下一個狀態；另一顆外部電容  $CSL2$  也以相似的機制動作，以取得另一個換相點。所以由電容充放電的公式便可以推得下面的式子：

$$t_{CSL1} = t_{FG} * \frac{I_{CSL1(charge)}}{I_{CSL1(discharge)}} \quad (3.1)$$

$$t_{CSL2} = t_{FG} * \frac{I_{CSL2(charge)}}{I_{CSL2(discharge)}} \quad (3.2)$$

由式 (3.1)、式 (3.2) 可以推出  $t_{CSL1}$  大約是  $t_{FG}$  的一半時間，而兩個反電動勢零交越點之間的電氣角約莫是 60 度，也就是說， $t_{FG}$  是馬達轉子走了 60 度電氣角的時間，而  $t_{CSL1}$  便是 30 度電氣角的時間，馬達轉子便可以達到 30 度相位延遲的控制。使用 FG 訊號做為控制訊號的優點便是可以依照馬達實際旋轉的情況而自動同步調整延遲時間，達到換相點的最佳化。比如當馬達正常旋轉時，突然加上一個外部負載而使得反電動勢頻率變小， $t_{FG}$  變大，此時  $t_{CSL1}$  便可以自動同步做相對應的調整，達到換相點的最佳化。

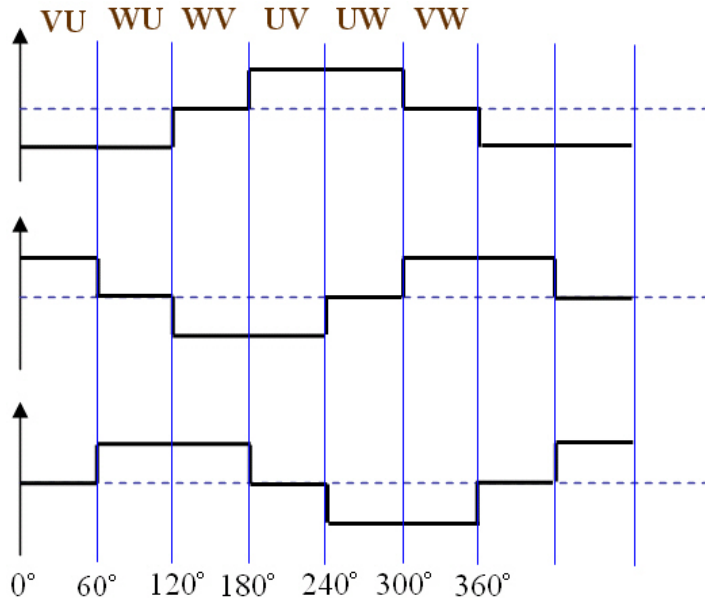


圖 3.15: 六步方波激磁波形

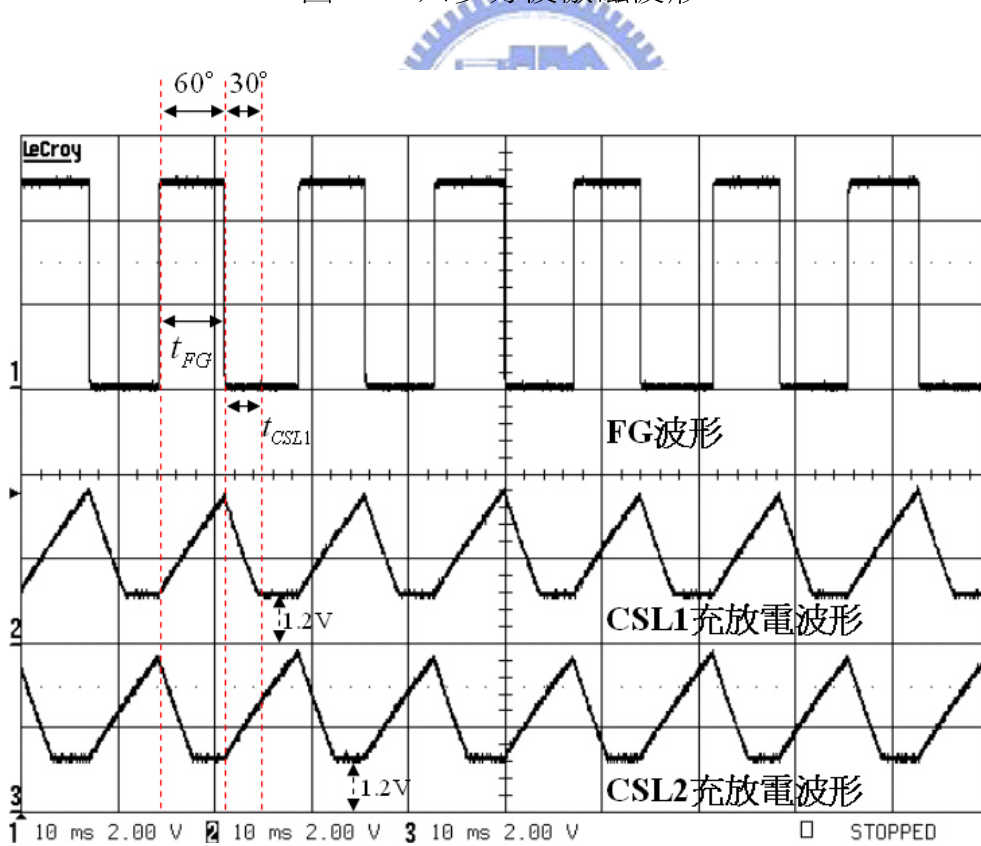


圖 3.16: IC 的 30 度相位延遲做法

## 出力電流測試

在 BD6609fv 這顆 IC 中，電流在定位、開迴路啓動程序中的變化如圖 3.17 所示，可以看出在定位與開迴路啓動過程中，IC 都是供給固定大小的滿載電流進行啓動的程序，也就是六橋功率電晶體的開關皆是以電流滿載的方式在做切換，並沒有選擇以 PWM(Pulse Width Modulation) 控制開關切換，所以此時 IC 內部的限流電路便十分重要，必須避免在電流滿載的情況下燒毀 IC。

IC 外部有兩個外接電阻會影響滿載電流大小，此兩個電阻分別是電流感測電阻  $R_F$  與限流電阻  $R_{IB}$ ，(參考圖 3.1)，電流感測電阻的目的是回授電流資訊給電流控制器；限流電阻的目的則是避免電流過大而燒毀 IC。爲了測試這兩顆外部電阻對電流的影響，所以設計了一個實驗，負載仍爲三個各 5 歐姆的電阻，當電流感測電阻  $R_F$  固定的情況下，可以藉由改變  $R_{IB}$  的大小調整限流大小，如表 3.2， $R_{IB}$  電阻愈小，燒毀 IC 的可能性愈大；可是  $R_{IB}$  過小卻會導致流經馬達的電流過小而無法有足夠的轉矩驅動馬達旋轉。當固定  $R_{IB}$  的情況下，改變  $R_F$ ，電流值也隨之改變， $R_F$  愈大，馬達上的電流也就愈小；反之，馬達上的電流也就愈大，如表 3.3。由上述可知，電流感測電阻  $R_F$  與限流電阻  $R_{IB}$  在馬達旋轉過程中皆可用來控制馬達的最大電流。

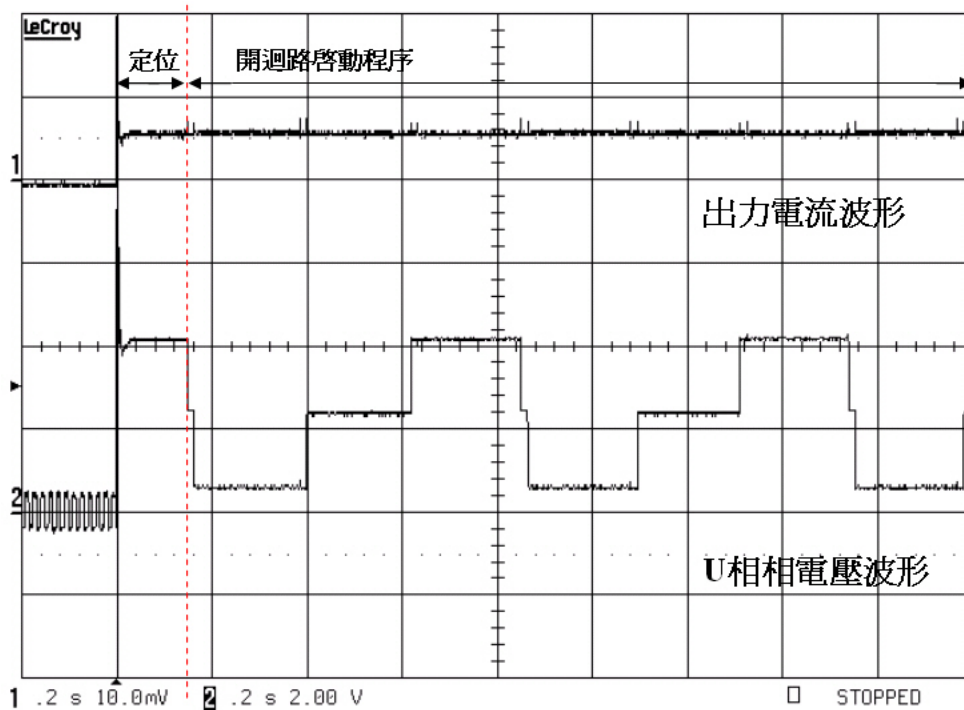


圖 3.17: 出力電流波形圖



表 3.2:  $R_{IB}$  對滿載電流大小的引響

	$R_F$	$R_{IB}$	電流值
1	$1\Omega$	$10\Omega$	大於 $1.1A$
2	$1\Omega$	$50\Omega$	大於 $1.1A$
3	$1\Omega$	$1K\Omega$	$0.415A$
4	$1\Omega$	$10K\Omega$	$0.372A$

表 3.3:  $R_F$  對滿載電流大小的引響

	$R_F$	$R_{IB}$	電流值
1	$1\Omega$	$5\Omega$	大於 $1.1A$
2	$5\Omega$	$5\Omega$	大於 $1.1A$
3	$10\Omega$	$5\Omega$	$0.62A$
4	$50\Omega$	$5\Omega$	$0.28A$



### 3.3 BD6609fv 驅動馬達實測

在以 BD6609fv 驅動馬達的實作上，我們選用的三相無刷直流馬達 ( 如圖 3.18 所示 ) 是 9 槽 12 極的三相永磁馬達 ( 內部定子有九個槽，外部轉子有 12 極 )，其馬達規格如表 3.4。外部轉子每極所佔的角度是 30 度，由永久磁鐵所構成；內部的定子則是鐵心繞上線圈，鐵心兩邊的線圈各佔 5 度，因此每槽所佔的機械角度為 30 度，槽與槽的中心點相距 40 度，其中的空隙為纏繞線圈的空間。由於內部並沒有感測器，因此必須藉由無感測驅動技術來判斷轉子與定子的相對位置，進而改變線圈電流的流動方向，產生一正向的扭矩，推動外部轉子，讓三相無刷直流馬達能夠朝同一方向旋轉。圖 3.19、圖 3.20 便是以 BD6609fv 驅動三相無刷直流馬達的實作圖與接線圖。

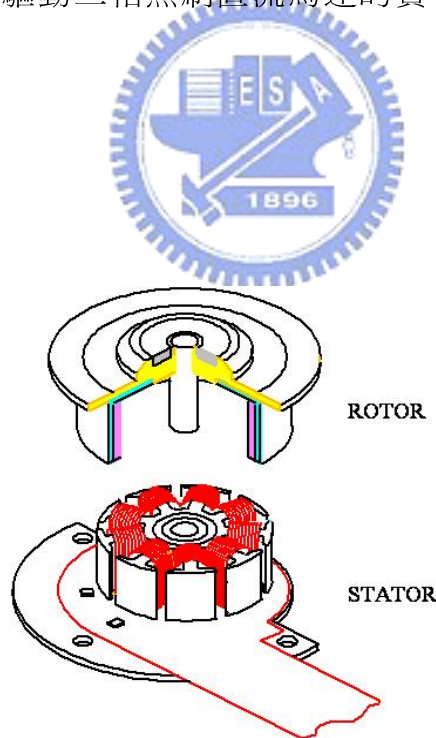


圖 3.18: 三相永磁馬達的轉子 (ROTOR) 與定子 (STATOR)

表 3.4: 三相永磁馬達規格

$\lambda_r$	$7.62 \times 10^{-4} Wb - turn$
$L_s$	$0.136 mh$
$R_s$	$1.95 \Omega$
$J$	$17 \times 10^{-7} kgm^2$
$B_m$	$5 \times 10^{-3} Ntm/(rad/sec)$
$M$	$0.63 mh$

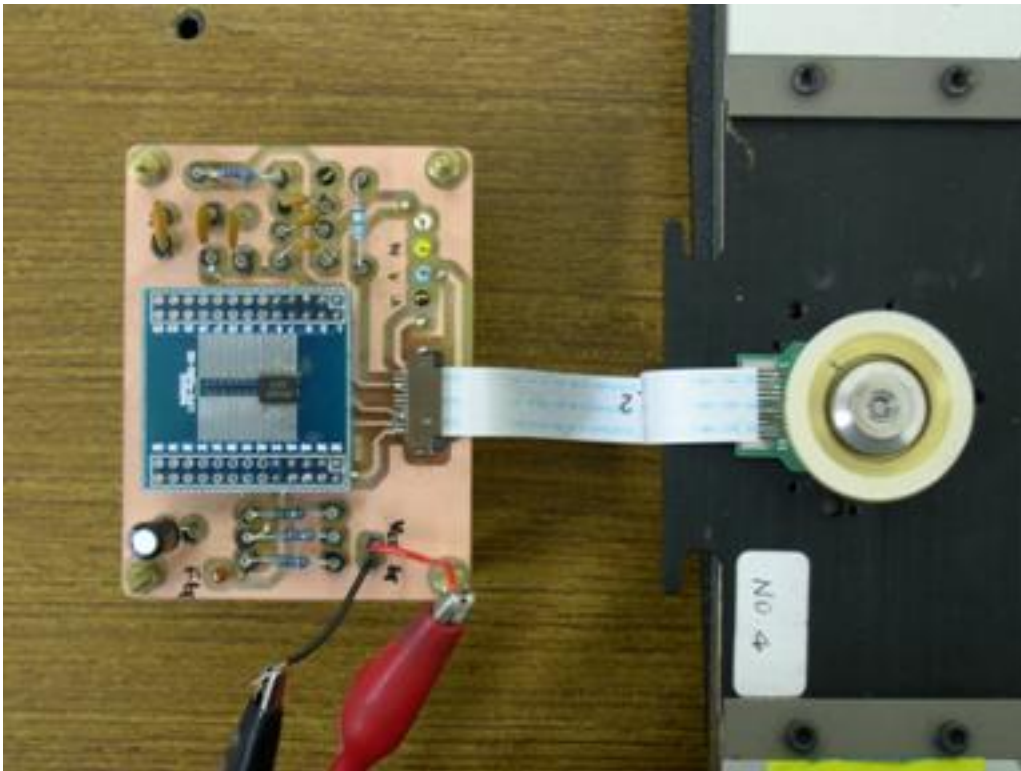


圖 3.19: 以 BD6609fv 實測三相無刷直流馬達實作圖



圖 3.21、圖 3.22 分別是當馬達旋轉到穩態轉速時的三相端電壓波形圖，以及利用  $CSL1$ 、 $CSL2$  達到 30 度相位延遲的波形圖，由這兩個圖可以看出不論是馬達端電壓的六步方波序列或是 30 度相位延遲的作法都與之前以電阻模擬馬達所測試的特性是一致的。圖 3.23 可以驗證 FG 波形的產出方式以及此類 IC 的遮蔽功能， $UIN$ 、 $VIN$ 、 $WIN$  是有切換雜訊干擾的三相端電壓，分別與中性線電壓  $COM$  經過三個比較器，得到  $P_U$ 、 $P_V$ 、 $P_W$  訊號，可以觀察到切換雜訊仍然出現在  $P_U$ 、 $P_V$ 、 $P_W$  上，之後經過 MASK 電路的遮蔽處理，再經過一個互斥或閘 (EX-OR Gate)，便可以產生沒有切換雜訊的 FG 訊號，達到遮蔽的功能。

此外，此類 IC 的出力電流在定位、開迴路啓動與閉迴路加速程序中的變化如圖 3.24 所示，可以觀察到 IC 供給最大的電流以進行定位與開迴路啓動的程序，之後切換到閉迴路加速程序時，反電動勢振幅隨著轉速上升而逐漸增大，由式 2.5 可以知道當反電動勢振幅變大時，IC 提供的電壓被反電動勢抵消掉一些，於是電流逐漸變小，直到馬達轉速上升到穩態時，反電動勢振幅不再增大，電流波形開始趨於穩態。

爲了精確地計算無感測旋轉程序的上升時間，我們選擇在碟片上安裝如圖 3.25 的速度編碼器，編碼方式是將碟片外圍圓環的部分加上 90 組明暗的區塊，並利用光遮斷器 SY-508 偵測這些明暗的區塊，如此一來，光遮斷器將會針對明暗區塊產生方波信號（馬達旋轉一圈，光遮斷器會產生 90 個方波），所以只要透過 A/D 卡抓取此方波信號，再計算出方波的頻率後再除以 90 即爲馬達實際上的轉速值。透過這個實驗方法，便可以明確地偵測到整個無感測旋轉程序的上升時間以及穩態轉速，如圖 3.26，我們可觀察出馬達從定位、開迴路啓動、閉迴路加速到穩態旋轉大概需 10(s) 的時間，其穩態轉速約 3800rpm。而且此類 IC 並不提供使用者可以改變馬達穩態轉速的功能，換句話說，使用者無法透過 IC 的外部腳位或是外部電路控制馬達轉速，所以馬達轉速是一直爬升至最大速度，之後就維持在最大速度。圖 3.27 是強迫加上一個外部負載時轉速的波形圖，由此圖我們可以看出當馬達受到瞬間的一個外部負載而轉速下降時，此類 IC 內部的電流控制器加大出力電流將轉速拉回至穩態轉速的情形。

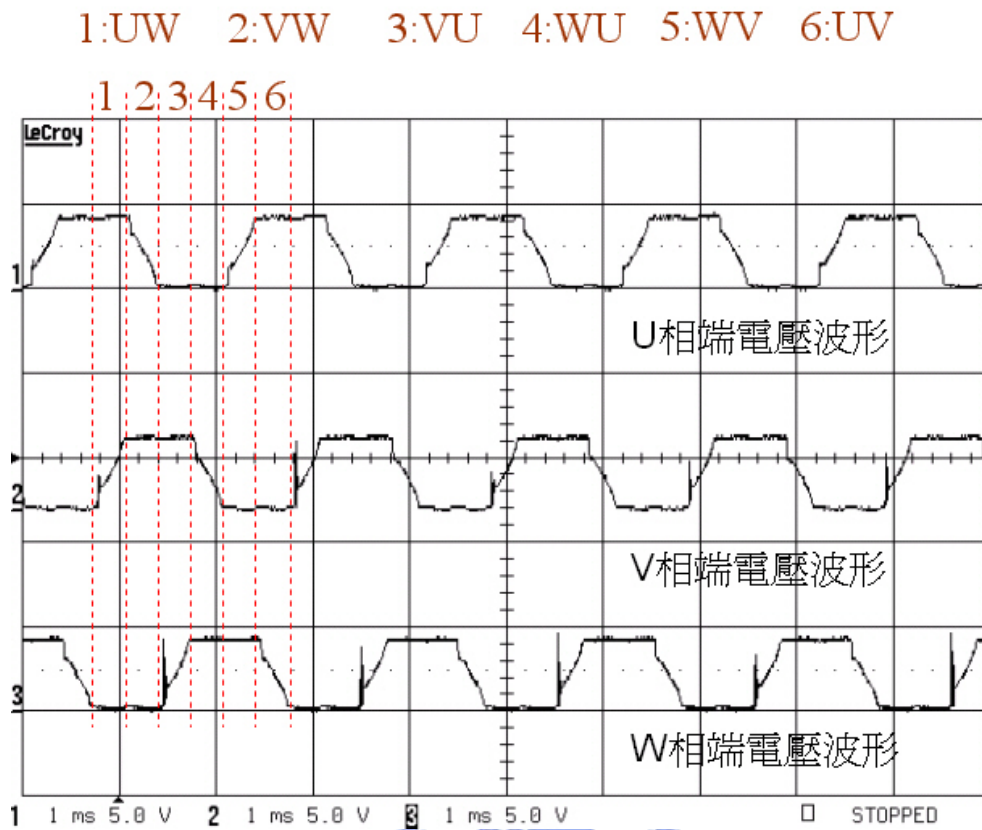


圖 3.21: 三相端電壓波形圖

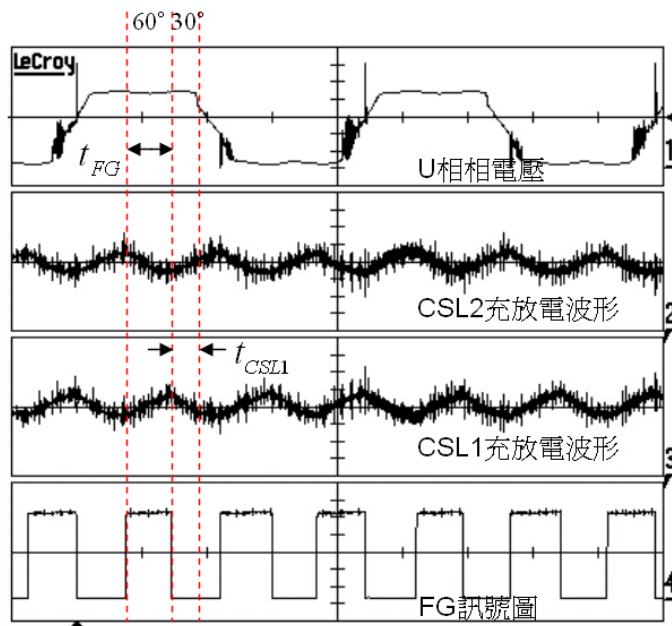


圖 3.22: 相位延遲波形圖

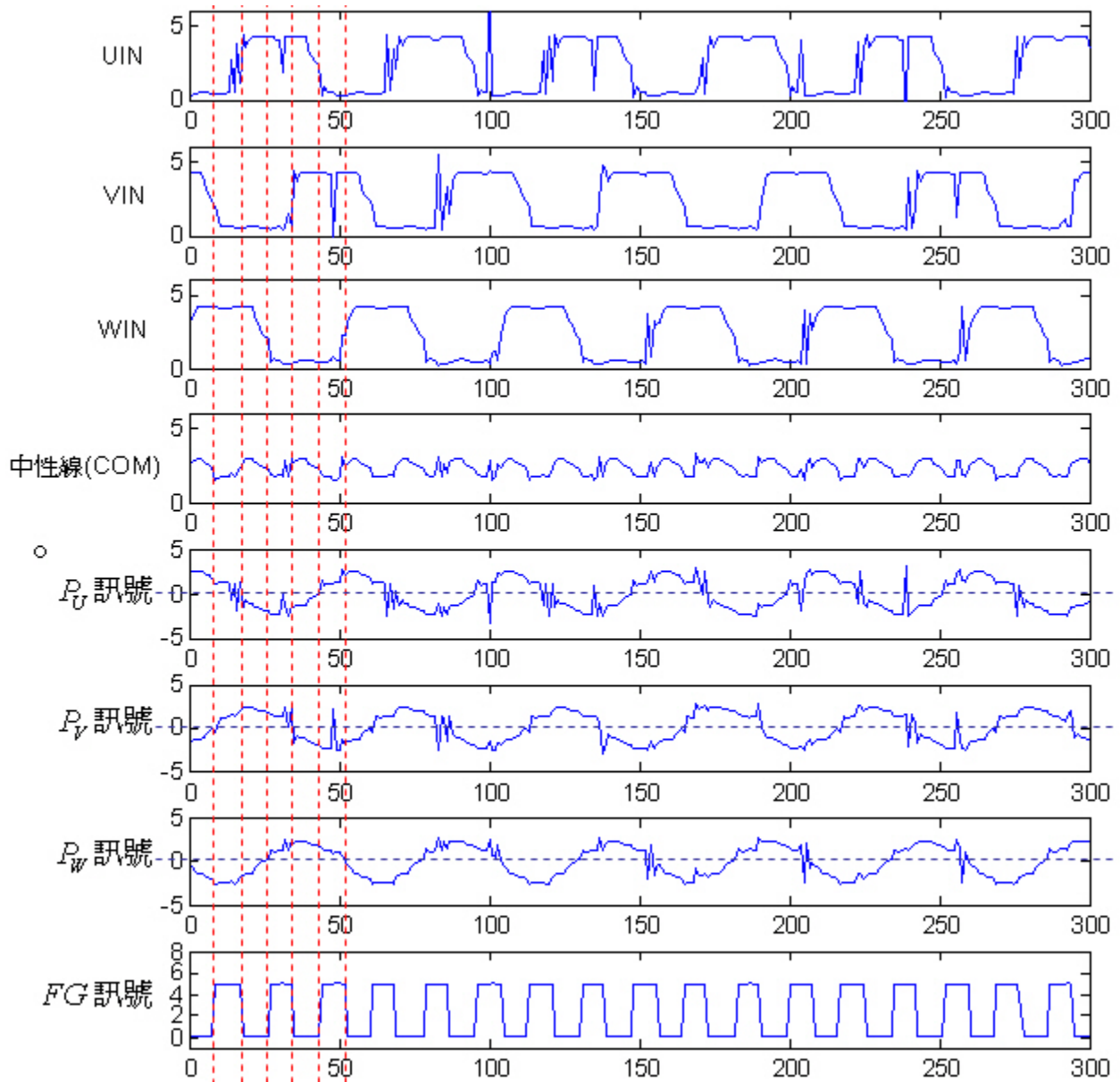


圖 3.23: FG 訊號輸出波形圖

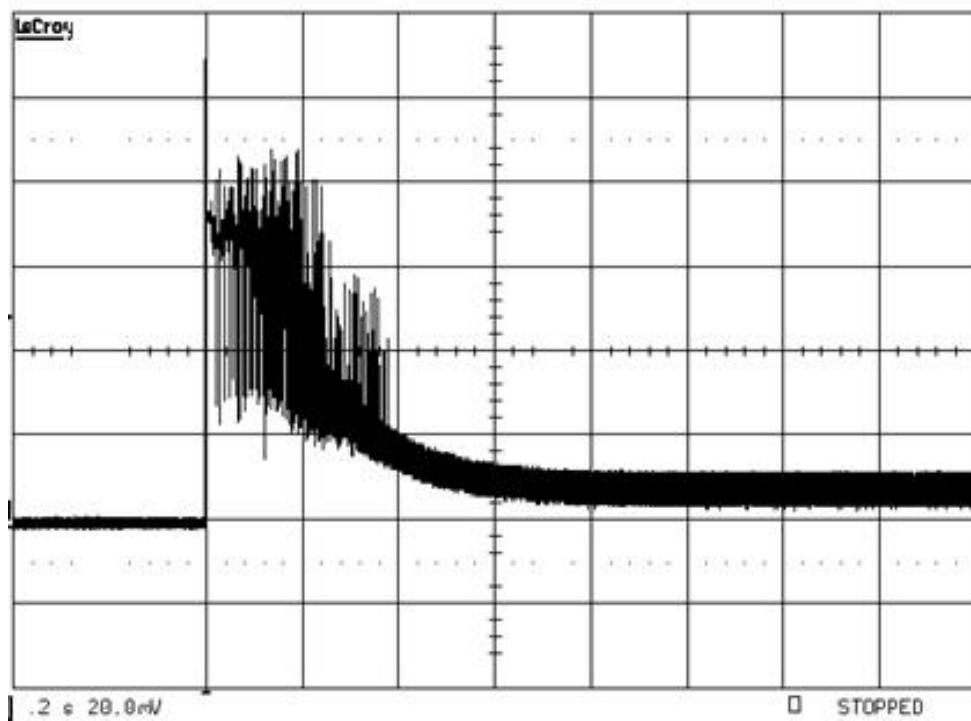


圖 3.24: 電流波形圖

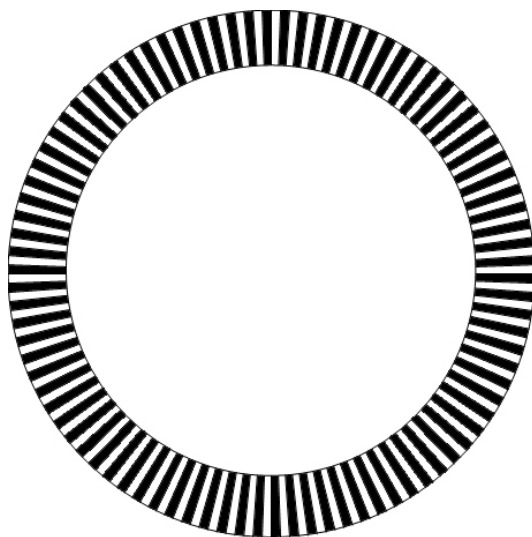


圖 3.25: 具有 90 組明暗區塊的圓環

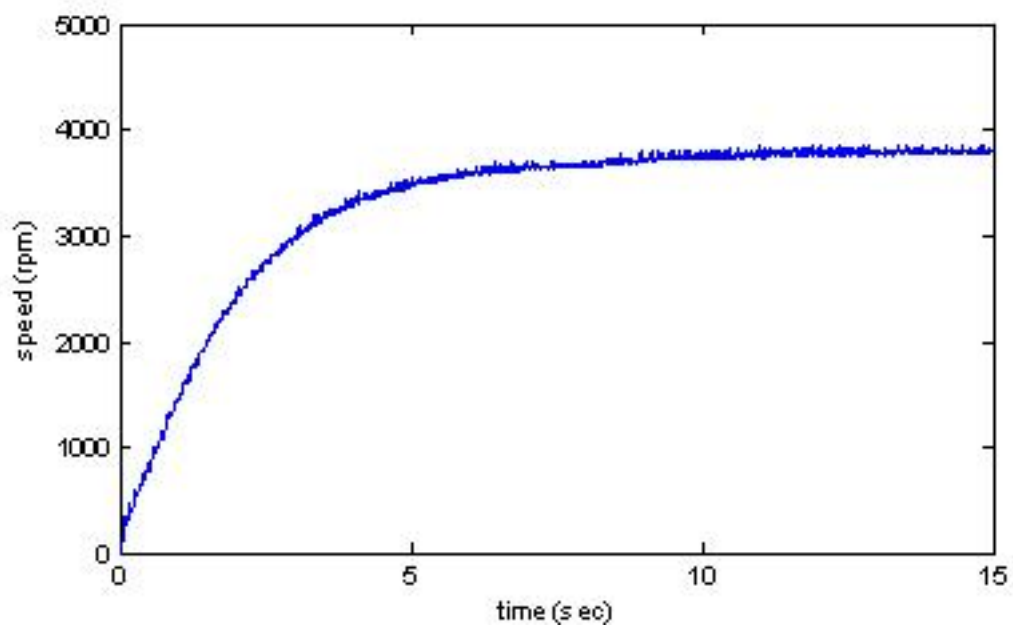


圖 3.26: 轉速波形

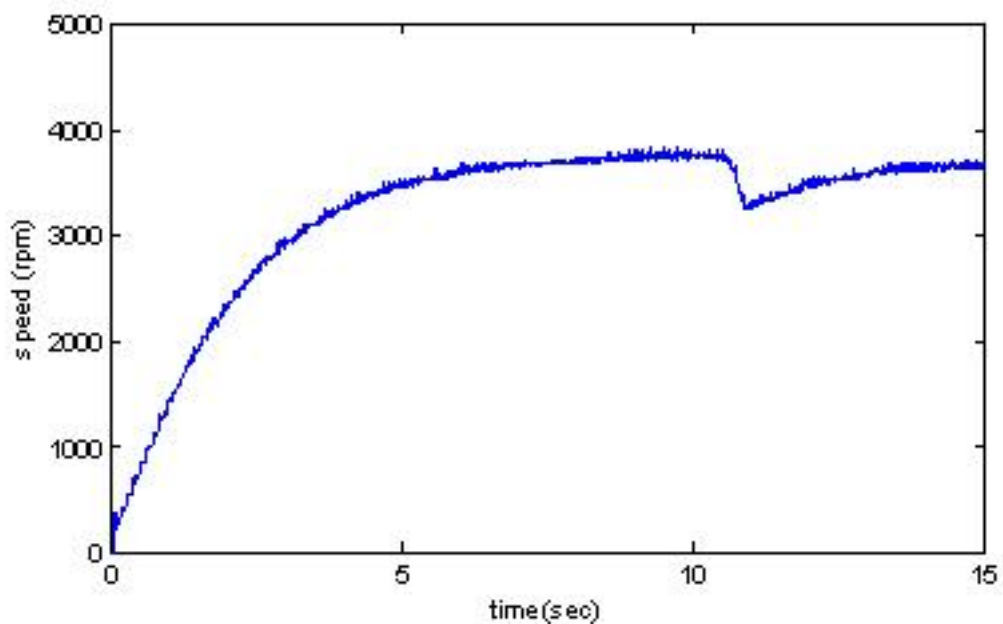


圖 3.27: 加上負載的轉速波形



## 第四章

# 開迴路啓動程序之程式模擬

開迴路啓動程序中最重要就是如何在愈短時間內，產生愈大的反電動勢振幅，使馬達愈早切換到閉迴路啓動程序，縮短開迴路啓動時間。因此，這一章的程式模擬主要是針對開迴路啓動程序裡的換相序列佐以模擬分析，並提出兩個新型開迴路換相序列，藉由程式模擬的結果與傳統式開迴路換相序列作比較，，希望能在愈短時間內獲得愈大的反電動勢振幅，另外也會針對 BD6609fv 實測所發現的開迴路換相序列佐以程式模擬，以模擬結果發現此換相序列的優點。本章的程式模擬，是由 Visual C++ 6.0 edition 所建構而成，所使用的馬達參數皆以之前實測的馬達規格一致，(參考表 3.5) 以便於之後可以實作驗證模擬結果。在討論開迴路換相序列的模擬結果前，先介紹傳統式六步方波與三步方波的換相序列。

### 4.1 三步方波與六步方波介紹

傳統六步方波驅動依照電流通的方式分爲 120 度導通與 180 度導通控制，其驅動原理如 2.1 節介紹，120 度六步方波驅動是以任意導通兩相線圈的情況下驅動馬達；180 度六步方波驅動則爲任意導通三相線圈的情況下驅動馬達，如圖 4.1。不過由於無感測器驅動方式必須拉出未導通相的反電動勢做爲馬達轉子位置控制，所以選擇 120 度六步方波驅動方式。在 120 度導通控

制中，六橋電晶體每次只有兩個電晶體導通，分別是導通相的上臂開關與下臂開關，換句話說，在每個狀態裡，必定會有一相為非導通相，如圖 4.2 所示，便是  $T_{r1}$ 、 $T_{r4}$  為導通的狀態，所以 W 相便是非導通相，此時便可以利用 W 相的反電動勢做馬達位置控制。圖 4.3 是將馬達 12 極轉子磁軸位置等分為六個區間，而六步方波驅動是採取每 60 度電氣角 (10 度機械角) 換相一次，所以一個電氣角週期內會有六次換相，馬達轉子亦旋轉了 60 度機械角，如圖 4.4 所示，因此若能以六步方波的換相序列準確地在換相點進行換相的動作便能使馬達順利地旋轉。傳統三步方波驅動是採取每 120 度電氣角 (20 度機械角) 換相一次，所以一個電氣角週期內會有三次換相，馬達轉子亦旋轉了 60 度機械角，如圖 4.5 所示。

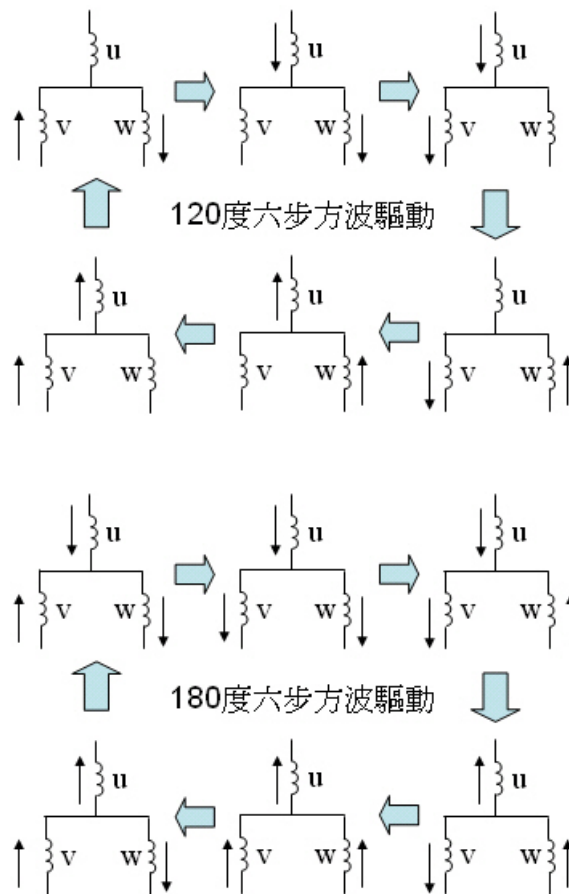


圖 4.1: 120、180 度導通控制

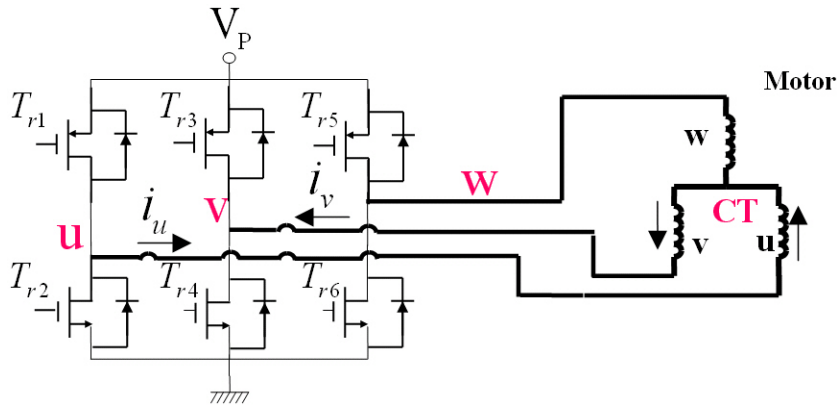


圖 4.2: 120 度導通開關控制



圖 4.3: 12 極轉子磁軸等分為 6 個區間

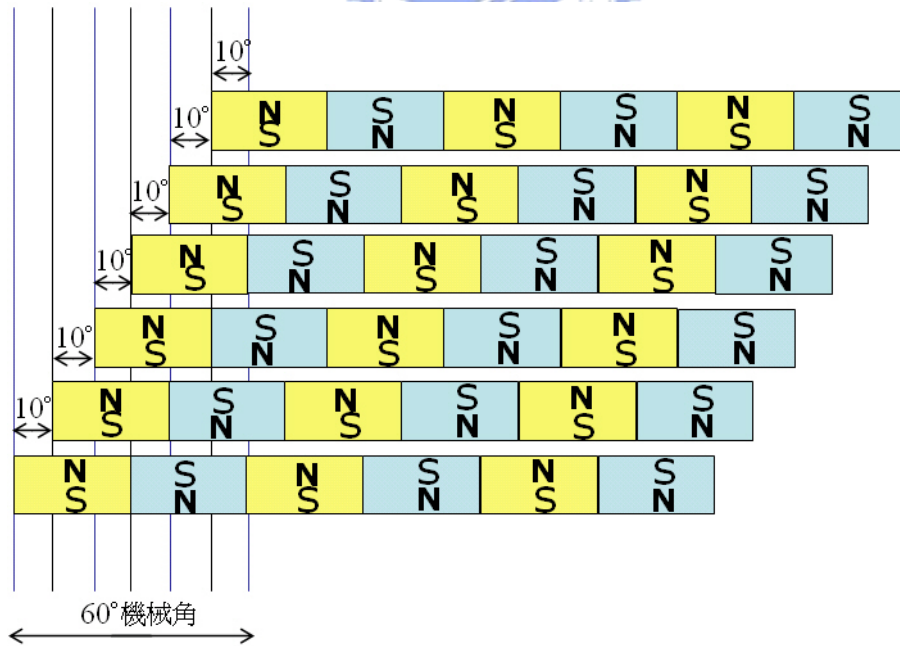


圖 4.4: 六步方波驅動轉子示意圖

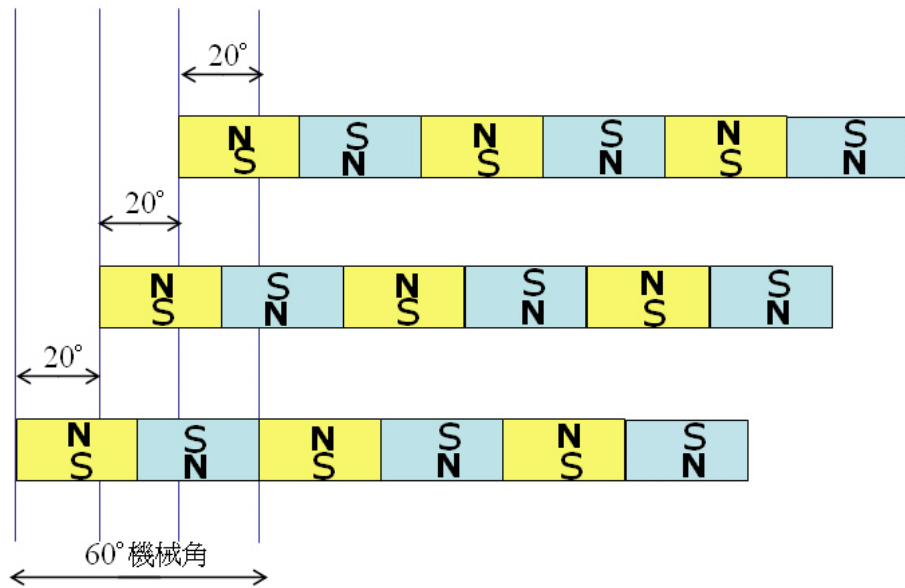


圖 4.5: 三步方波驅動轉子示意圖

本章節的開迴路換相序列模擬都是在相同的環境下進行，以定頻激磁的方式模擬，並以反電動勢振幅大小、對稱性與不失步為其性能指標，(不失步乃指馬達轉子旋轉的電氣角度能跟上激磁命令)，在此性能指標的規範下，選擇以  $40\text{Hz}$  定頻激磁進行換相序列的模擬，而因為六步方波每一個狀態是通以  $60$  度電氣角；三步方波每一個狀態是通以  $120$  度電氣角，所以六步方波每一步的頻率必須是三步方波的兩倍，即  $f_6 = 2f_3 = 40\text{Hz}$ ，如此才能比較出哪一個換相序列能在開迴路啓動程序有最好的性能表現。

## 4.2 六步方波開迴路換相序列模擬

圖 4.6 是模擬開迴路序列是六步方波的情形，由圖 4.7 中的轉速波形可以看出馬達是以約  $25 \sim 60 \text{rpm}$  上下的轉速旋轉，轉子旋轉的角度也很穩定的增加，沒有失步的情形。圖 4.8 是轉矩與反電動勢波形圖，由轉矩圖可以看出其包絡線是近似於圖 2.6 的波形，而反電動勢波形則是很對稱地在正負  $47\text{mV}$  上下震盪。

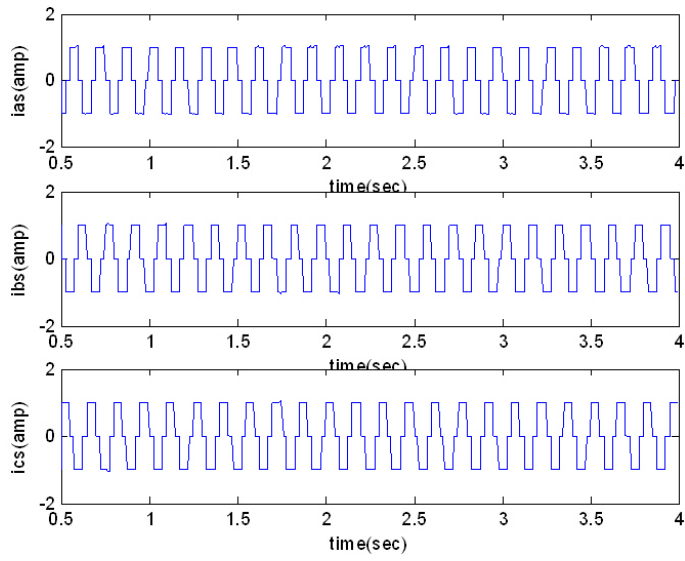


圖 4.6: 40Hz 定頻激磁的六步方波

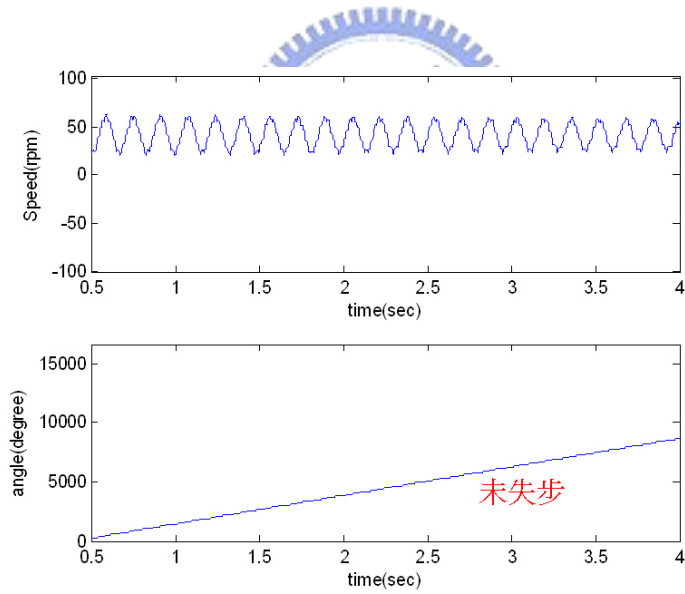


圖 4.7: 轉速波形與角位移圖

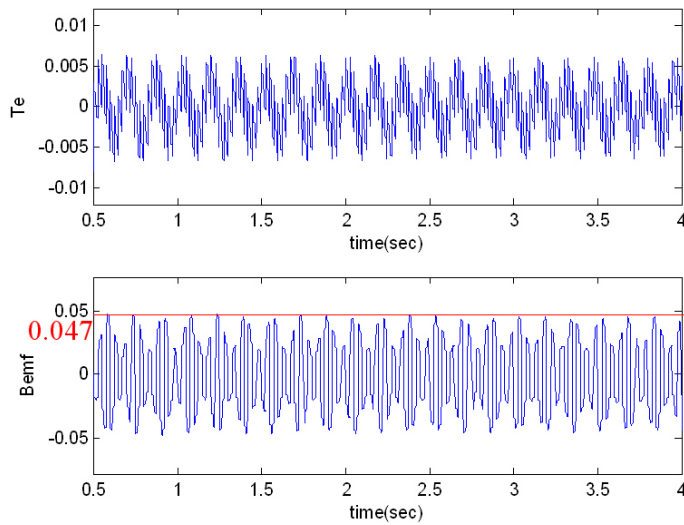


圖 4.8: 轉矩與反電動勢波形

### 4.3 三步方波開迴路換相序列模擬

圖 4.9 是模擬開迴路序列是三步方波的情形，由圖 4.10 中的轉速波形可以看出馬達是以約 10 ~ 75 rpm 上下的轉速旋轉，轉子旋轉的角度也很穩定的增加，沒有失步的情形。圖 4.11 是轉矩與反電動勢波形圖，與圖 4.8 比較可以看出三步方波換相序列產生的轉矩比六步方波產生的轉矩大了約 25%，所以可以使馬達轉速比六步方波高，而由式 2.2 可以知道，當馬達轉速  $\omega_r$  愈高，反電動勢振幅也就愈大，所以可以觀察到圖 4.11 的反電動勢振幅會比圖 4.8 的大，而且反電動勢振幅的絕對值可達 59mv，可是此反電動勢波形缺點是對稱性不佳，所以在偵測反電動勢零交越點時，容易因偵測電路的非理想效應而發生偵測不到零交越點的情形。

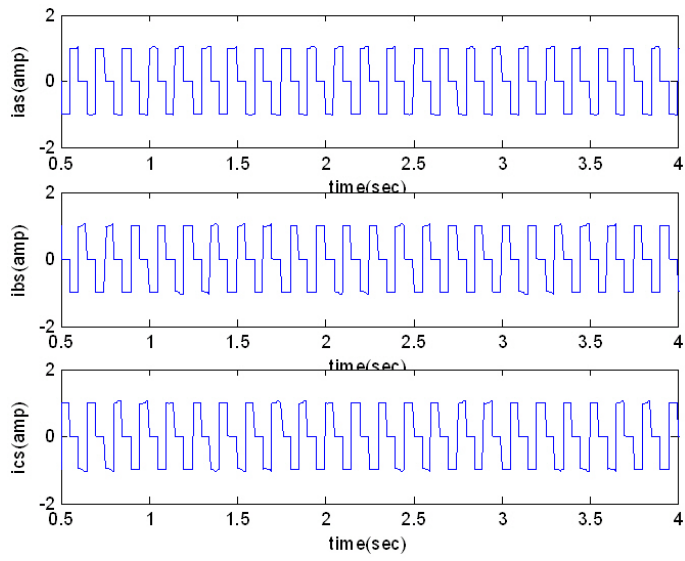


圖 4.9: 20Hz 定頻激磁的三步方波

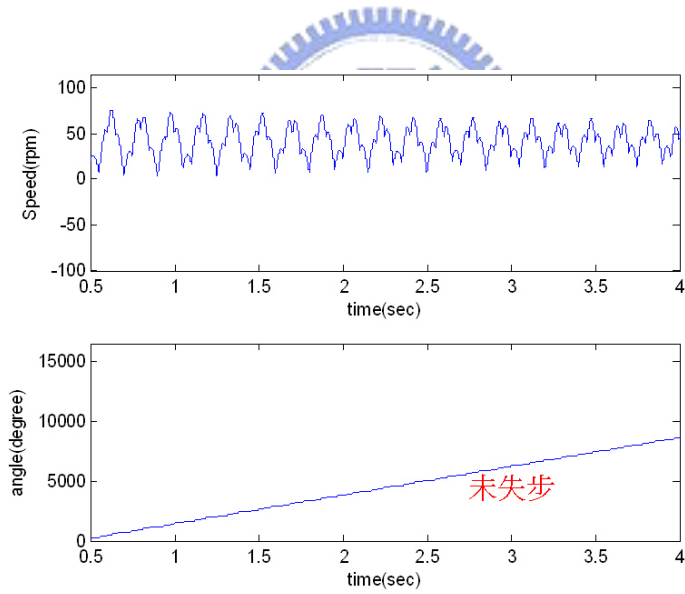


圖 4.10: 轉速波形與角位移圖

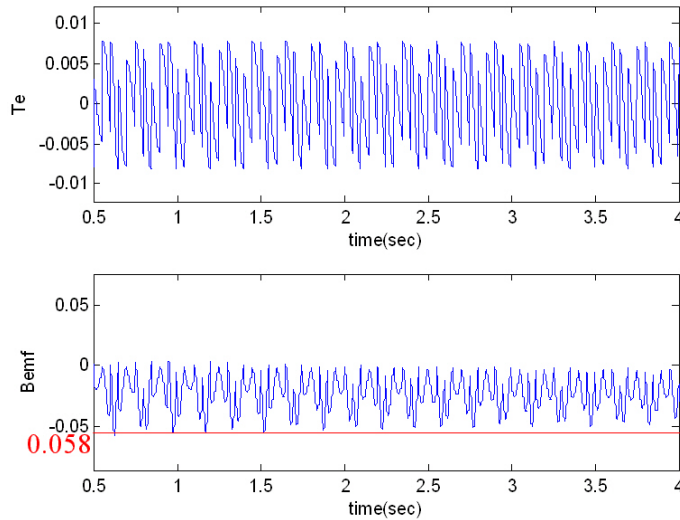


圖 4.11: 轉矩與反電動勢波形

#### 4.4 BD6609fv 開迴路換相序列模擬

圖 4.12 是模擬 IC：BD6609fv 的開迴路換相序列，在這個序列的模擬中，爲了能與傳統的六步方波與三步方波比較，使其平均轉速都一樣，因此選擇以 22 Hz 定頻激磁導通  $W \rightarrow V$ 、 $U \rightarrow W$ 、 $V \rightarrow U$ ；以 220 Hz 定頻激磁導通  $W \rightarrow U$ 、 $U \rightarrow V$ 、 $V \rightarrow W$ ，便可以達到類似 BD6609fv 的開迴路換相序列。由圖 4.14 中的轉矩波形可以看出此開迴路序列產生的轉矩波形約與三步方波一樣，可是在與圖 4.11 的轉矩波形比較，可以知道此開迴路序列產生的轉矩，其瞬間振幅是小於三步方波所產生的瞬間振幅，所以圖 4.13 中轉速的最大值會小於三步方波，也因此圖 4.14 中反電動勢振幅的最大值約爲 50mv，略小於三步方波產生的反電動勢振幅，可是也因爲正負轉矩都比三步方波來得小，所以馬達轉子較不會有抖動的情形，因此反電動勢波形不會產生類似三步方波的不對稱現象，解決了三步方波的缺點，同時反電動勢振幅也能增大，而且馬達也能順利旋轉，沒有失步的情形。



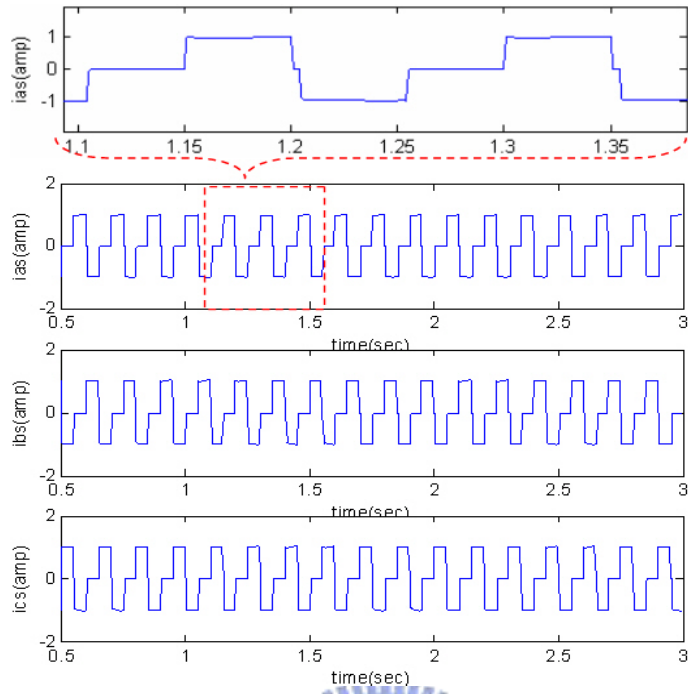


圖 4.12: BD6609fv 換相序列模擬

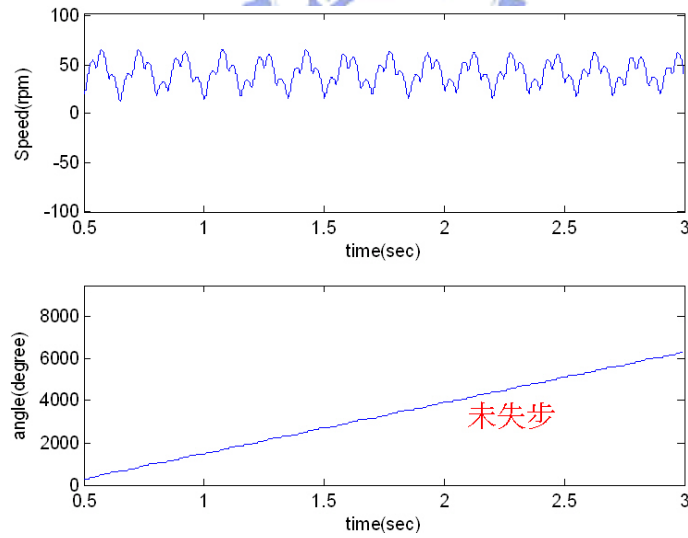


圖 4.13: 轉速波形與角位移圖

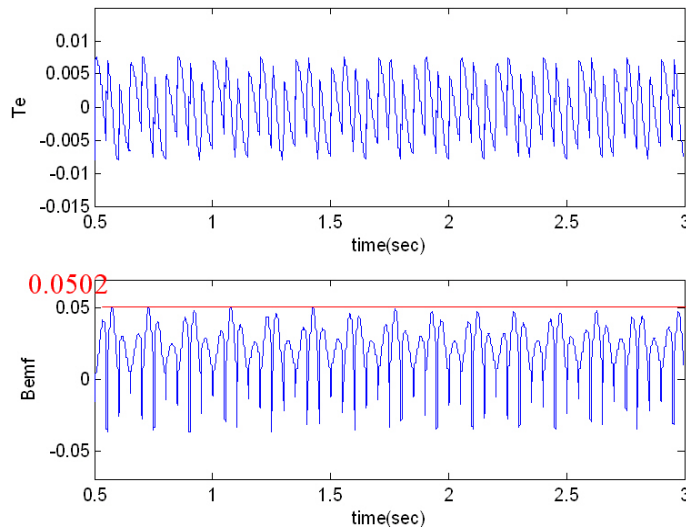


圖 4.14: 轉矩與反電動勢波形

## 4.5 新型開迴路換相序列模擬

觀察圖 4.7 與圖 4.10 可以發現傳統式六步方波與三步方波的轉速最大值都是固定的，因此其反電動勢振幅的最大值會固定在某個值  $V_{Bemf}$ ，不會有太大的變化，若遇到大慣量的馬達，或是馬達在啓動時摩擦力太大而導致馬達平均轉速下降，使得  $V_{Bemf}$  跟著下降，可能會無法滿足切換到閉迴路程序的條件，導致啓動失敗，所以新型開迴路序列必須能克服這個問題。吾人嘗試在原本的開迴路序列中加入擾動，使反電動勢振幅能在擾動加入後增大，則遇到上述問題時，下降後的振幅仍能滿足切換條件。

本論文依據上述方法提出了兩個新型開迴路序列，並模擬其在開迴路啓動程序中的性能表現，圖 4.15 是第一個開迴路序列的模擬，吾人選擇在原本 40 Hz 定頻的六步方波換相序列中，插入 20 Hz 的三步方波，由圖 4.16 中的轉速波形可以看出原本的六步方波只能使馬達以約 25 ~ 62 rpm 上下的轉速旋轉，在插入三步方波後，轉速最大值  $\omega_{r_{max}}$  可以增大到 74 rpm，而且之後再導通六步方波時，轉速不會下降到原本的 62 rpm，而是以約 70 rpm 的轉速旋轉，而反電動勢振幅大小會隨著轉速的趨勢而產生如圖 4.17 中的變化，如此一來便可以克服上述問題。探討其原因在於三步方波的擾動增加了馬達轉矩

(如圖 4.17 中的轉矩波形圖)，使  $\omega_{r_{max}}$  上升，所以之後再導通六步方波後， $\omega_{r_{max}}$  就不會掉到原先的值，反電動勢振幅因此能較傳統式六步方波增大了 14%，且有良好的對稱性，馬達也能順利旋轉，沒有失步的情形。

利用三步方波能夠產生比六步方波大 20 ~ 30% 轉矩的特性，吾人提出第二個開迴路換相序列，圖 4.18 是此開迴路序列的模擬，吾人選擇先以 20 Hz 定頻導通三步方波，再通以 40 Hz 的六步方波，希望反電動勢能夠在一開始便產生比較大的振幅。結果由模擬圖 4.19、圖 4.20 可以看出先導通三步方波可以在一開始就得到比較大的轉矩與  $\omega_{r_{max}}$ ，而且之後再導通六步方波時， $\omega_{r_{max}}$  繼續上升使得反電動勢振幅增大到 62.3mv，較傳統式六步方波增大了 32%，且馬達也能順利旋轉，沒有失步的情形。

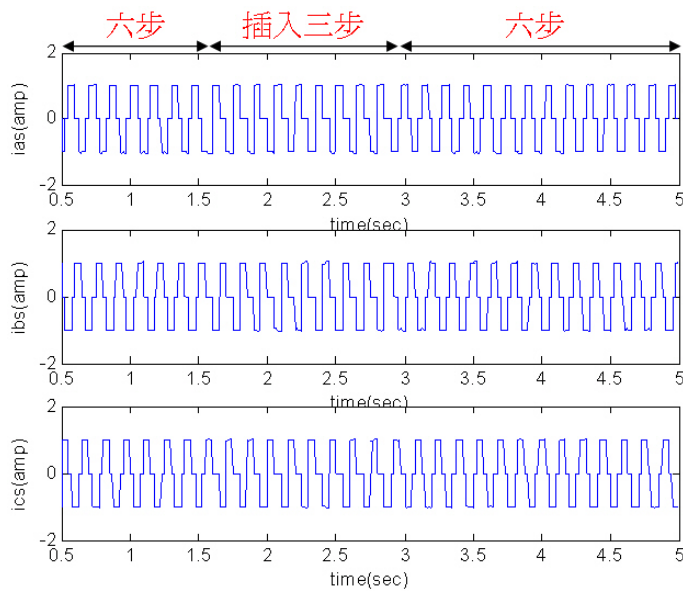


圖 4.15: 新型換相序列模擬

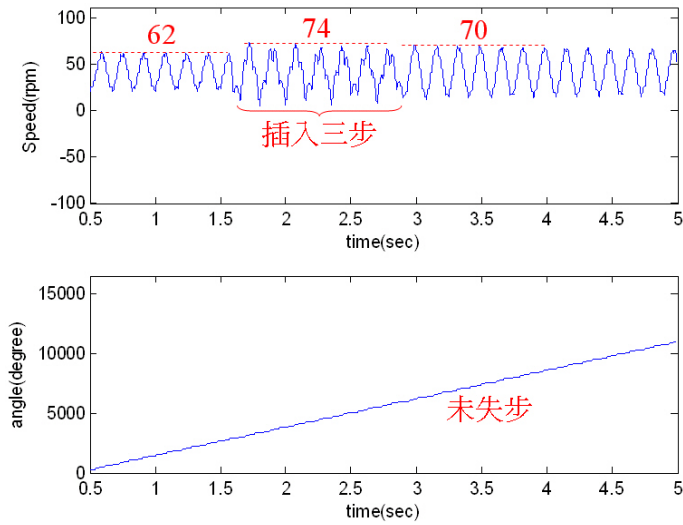


圖 4.16: 轉速波形與角位移圖

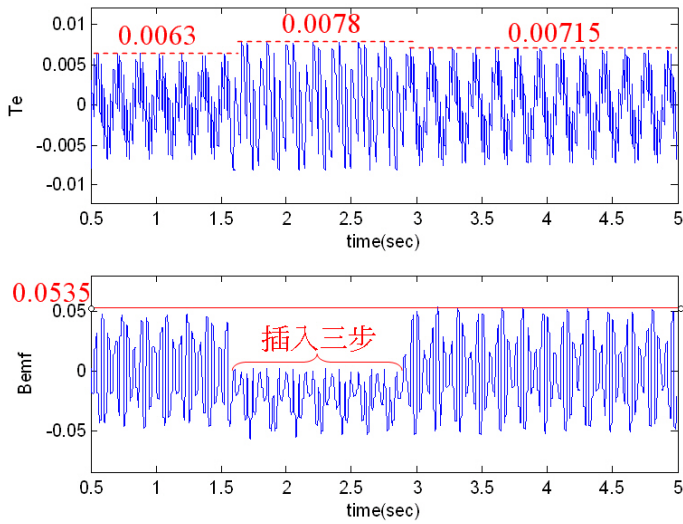


圖 4.17: 轉矩與反電動勢波形

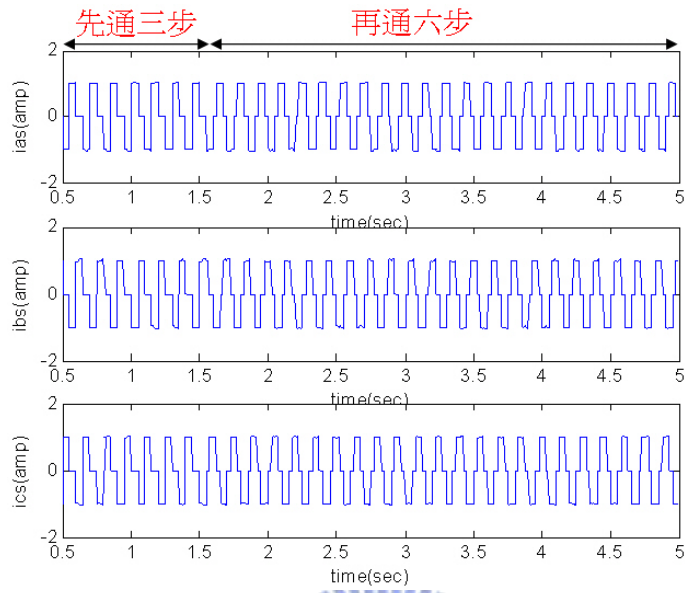


圖 4.18: 新型換相序列模擬

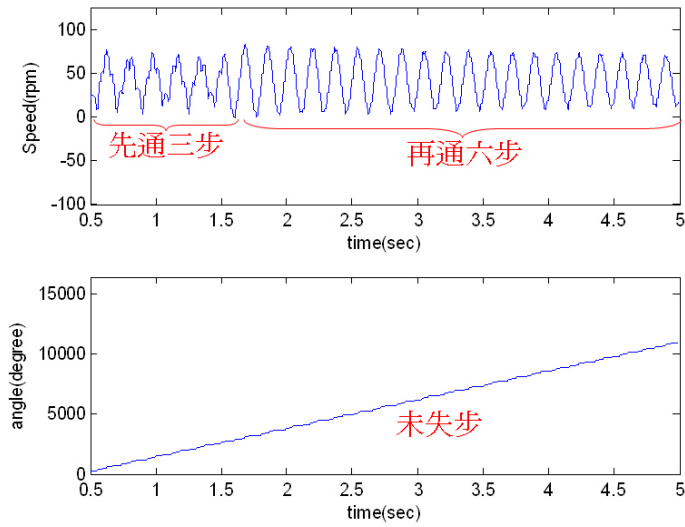


圖 4.19: 轉速波形與角位移圖

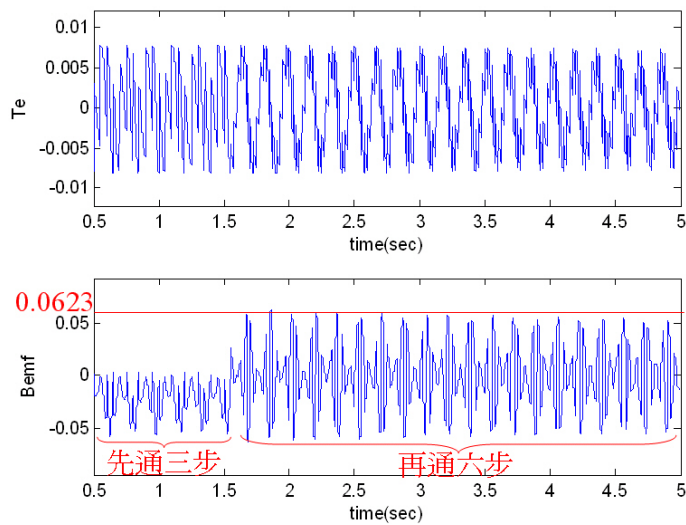


圖 4.20: 轉矩與反電動勢波形

綜合以上的模擬結果，可以發現新型開迴路換相序列與傳統型換相序列、IC：BD6609fv 的換相序列相比，新型換相序列的確可以達到在最短時間內得到最大的反電動勢振幅，使反電動勢與雜訊的訊雜比愈大，便可以切換到閉迴路程序，以反電動勢的偵測進行換相控制，所以可以縮短開迴路啓動時間，使馬達旋轉的暫態響應時間更短。

## 第五章

### 開迴路序列實驗結果

針對上節提出的傳統式六步方波、新型開迴路換相序列與 IC：BD6609fv 的開迴路換相序列，本章節將以實作的方式驗證模擬結果，並比較不同換相序列的優缺點。實作環境是以 Nios 發展板中之 FPGA 為控制核心，在 PC 端利用 Altera 發展軟體 QuartusII 撰寫開迴路序列的硬體描述語言，並透過電腦印表機連接埠連結至 ByteBlaster 下載規劃晶片，晶片之輸出埠所產生之控制訊號經由 Motor Drive and Peripheral Circuit 驅動馬達，進行開迴路啟動程序。在硬體架構上，設計了減法器和多工器等電路，透過晶片輸出埠的控制訊號改變多工器的輸入，可以從六步方波中的每一步擷取出感應電動勢，因此能夠觀察馬達因開迴路序列而產生的感應電動勢波形，此波形與 U 相端電壓波形經過低通濾波器後，再透過 A/D 卡擷取到電腦內部作程式處理。圖 5.1 為實際的測試環境，右上方為 Nios 發展板，右下方為馬達驅動週邊電路及電壓偵測電路。

本章節的開迴路換相序列實作是採取跟程式模擬相同頻率的開迴路換相序列，六步方波是以 40 Hz 定頻激磁；三步方波則是以 20 Hz 定頻激磁，所使用的馬達是 9 槽 12 極的三相永磁馬達 (如圖 3.18 所示)，馬達參數則參考表 3.5，此顆馬達與之前模擬與實測的相同，以便於互相驗證。

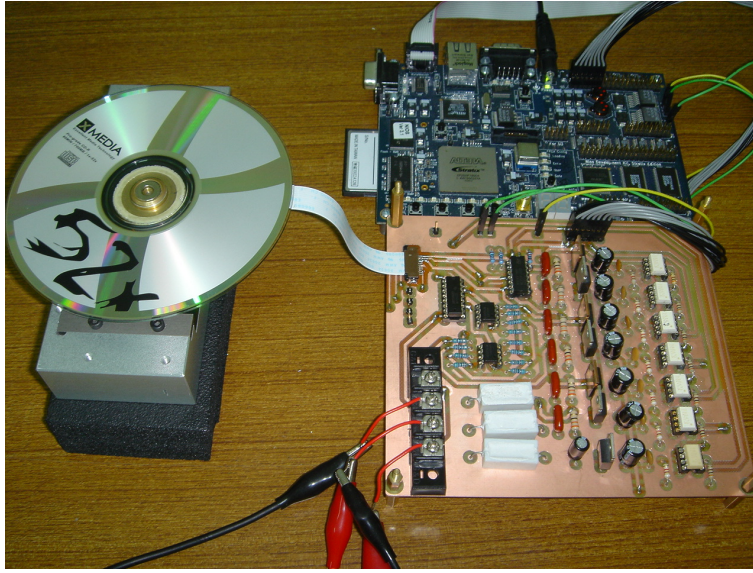


圖 5.1: 實驗平台

圖 5.2a 是導通 40 Hz 六步方波時的 U 相端電壓；圖 5.2b、圖 5.2c 則是刻度不同的反電動勢波形，觀察這兩個圖可以發現六步方波產生的反電動勢波形是很一致的，振幅也沒有太大變化，其最大值約 70mv。

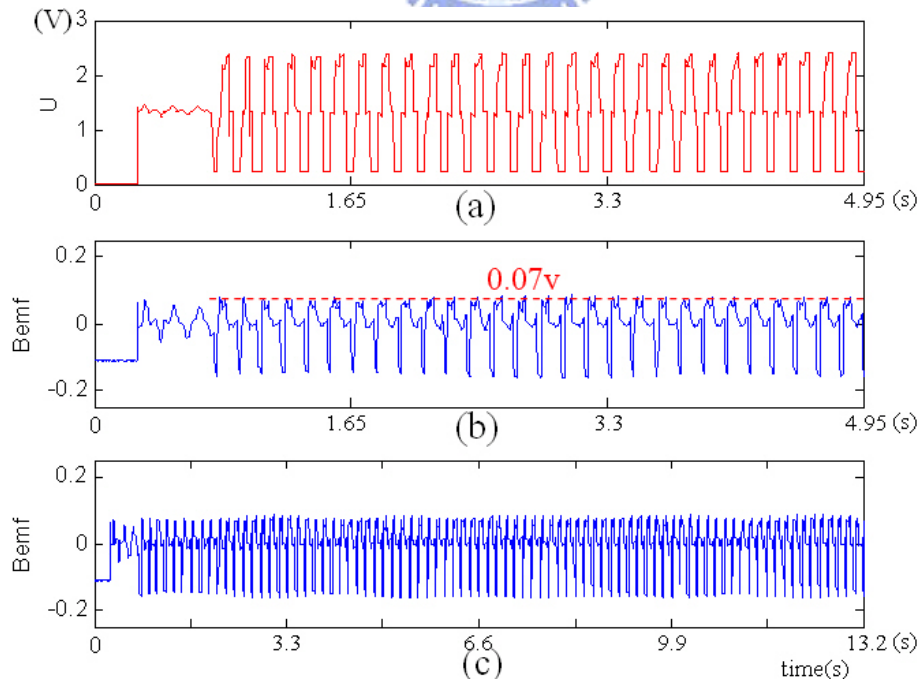


圖 5.2: U 相端電壓與反電動勢波形



IC : BD6609fv 的開迴路換相序列實作是選擇以 22 Hz 定頻激磁導通  $W \rightarrow V$ 、 $U \rightarrow W$ 、 $V \rightarrow U$ ；以 220 Hz 定頻激磁導通  $W \rightarrow U$ 、 $U \rightarrow V$ 、 $V \rightarrow W$ ，圖 5.3a 是其 U 相的端電壓波形，可看出實作出來的序列可以達到類似 BD6609fv 的開迴路換相序列；圖 5.3b 及圖 5.3c 則是刻度不同的反電動勢波形，可以看出反電動勢比六步方波稍大，且有對稱的特性，所以與前述模擬的結果是可以互相驗證的。

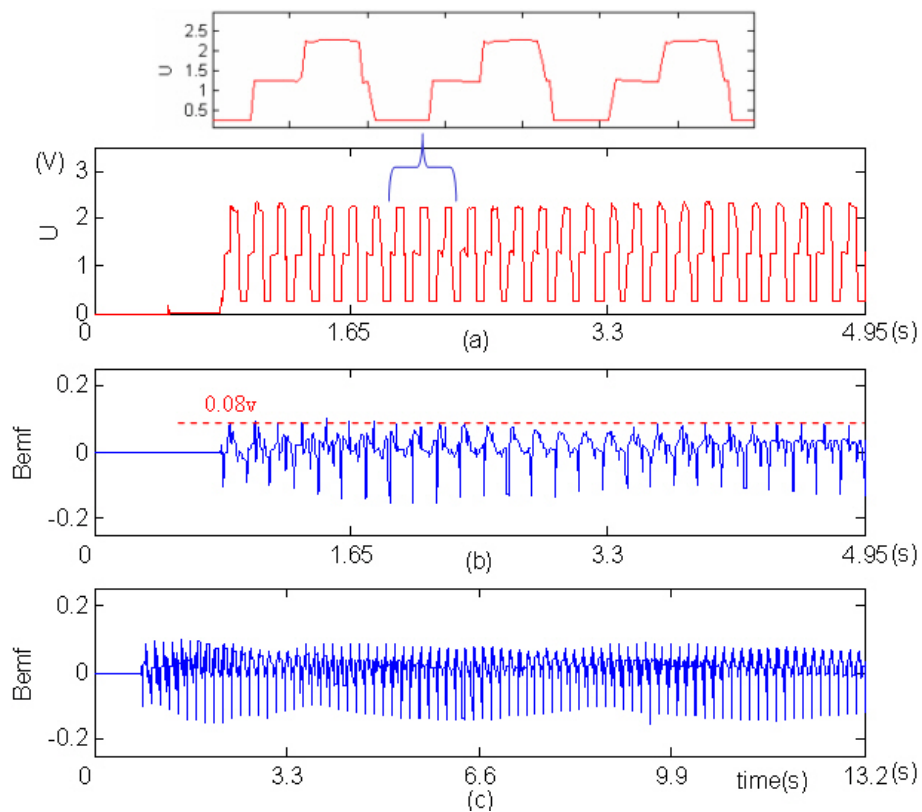


圖 5.3: U 相端電壓與反電動勢波形

第一個新型開迴路序列是採取在原本 40 Hz 定頻的六步方波換相序列中，加入 20 Hz 三步方波換相序列的擾動，如圖 5.4a 所示；圖 5.4b 則是反電動勢波形，由此圖可以發現反電動勢振幅在加入三步方波的擾動後，由導通六步方波時的約 70mv 上升至約 100mv，而且之後再導通六步方波時，振幅仍可維持在約 90 mv，由圖 5.4c 可以更明顯地看出反電動勢振幅變化的趨勢，此趨勢也驗證了 4.5 節模擬圖 4.17 中的反電動勢振幅變化情形。綜合此序列模擬與實驗的結果，我們可以證明加入三步方波換相序列去擾動原本的六步方波，可以使反電動勢振幅增大，克服遇到大慣量的馬達，或是馬達摩擦力太大使反電動勢振幅無法滿足切換條件的問題。

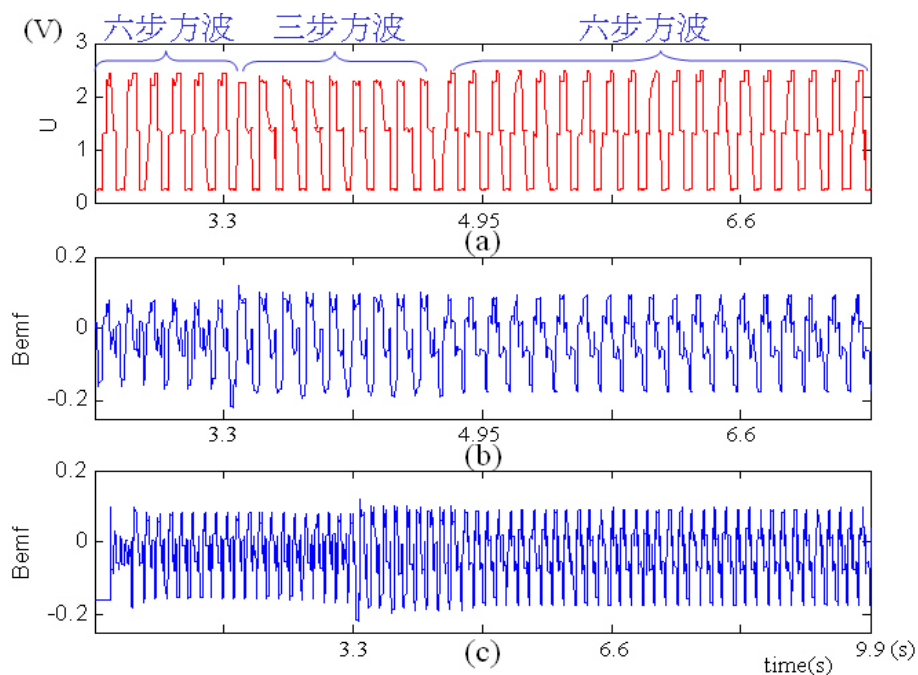


圖 5.4: U 相端電壓與反電動勢波形

第二個新型開迴路序列是採取先以 20 Hz 定頻導通三步方波換相序列，再接著導通 40 Hz 的六步方波換相序列，如圖 5.5a 所示；圖 5.5b 則是反電動勢波形，由此圖可以發現反電動勢振幅在一開始加入三步方波時，可以達到約 100 mv，之後再導通六步方波時，振幅仍可維持在約 90 mv，雖然沒有 4.5 節模擬圖 4.20 中的反電動勢振幅變化情形，可是仍然可以將反電動勢振幅增大到傳統式六步方波的 28%，由圖 5.5c 可以明顯地看出反電動勢振幅變化的趨勢。

綜合以上開迴路換相序列模擬與實驗的結果，我們可以證明此新型開迴路序列可以在一開始便能產生比較大的反電動勢振幅，所以可以比傳統式換相序列或是 IC:BD6609fv 的開迴路換相序列更早切換至閉迴路程序，而且當遇到大慣量的馬達，或是馬達摩擦力太大時，導致反電動勢振幅變小，此新型開迴路序列仍能使下降後的振幅滿足閉迴路程序切換條件。

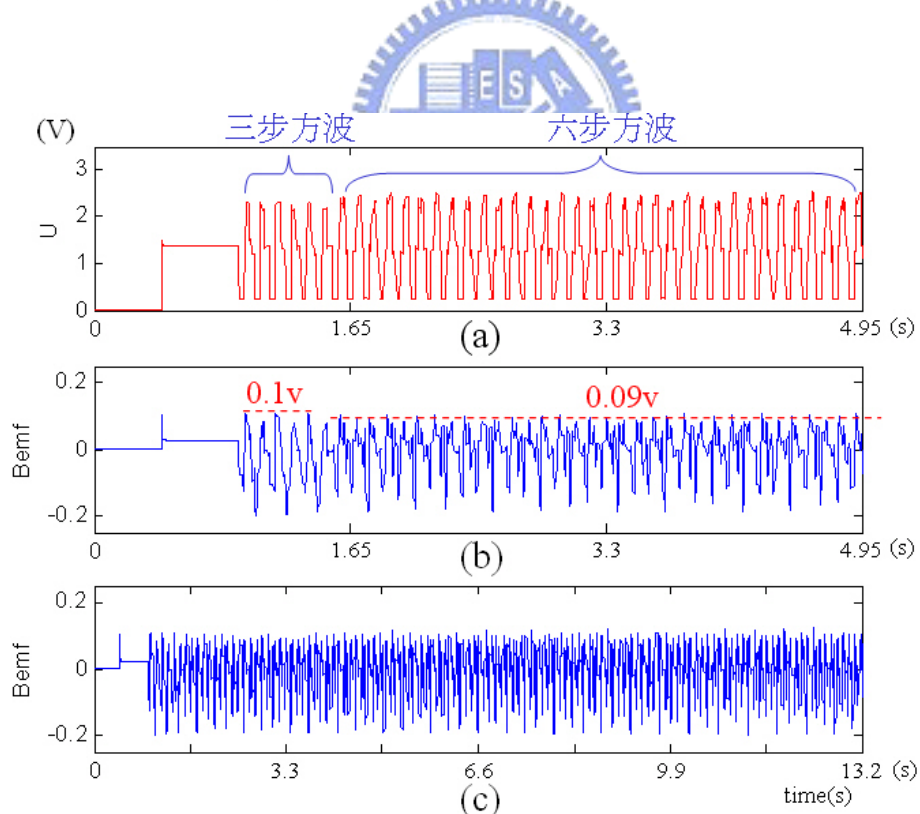


圖 5.5: U 相端電壓與反電動勢波形

## 第六章

### 結論

本論文在發展過程中，首先針對無刷直流馬達之無感測控制技術的相關文獻做回顧與簡介，其次針對三相無刷直流馬達旋轉原理與數學模型作探討，接著提出許多實驗方法以檢測無感測驅動 IC：BD6609fv 內部的無感測驅動技術以及實際驅動一顆三相無刷直流馬達。透過這顆 IC 的實測，以研究目前市面上已開發的晶片內部的無感測驅動技術，並希望未來能提供給應用無感測驅動 IC 的使用者當作參考資料。之後針對大部分的無感測換相技術在低轉速時所面臨的共同難題尋找解決之道，而研發出兩個新型開迴路序列使反電動勢振幅能在短時間內增大，提早切換到閉迴路加速程序。

本論文爲了驗證整個控制系統，以 Visual C++ 建立一模擬系統，可以模擬出各開迴路換相序列的優缺點。而爲了與模擬互相驗證，本論文藉由一套以 Nios 發展板中之 FPGA 爲控制核心及馬達週邊相關電路的實驗平台，實現開迴路換相序列的實作驗證。由模擬與實作結果可知，新型開迴路換相序列可以達到在最短時間內得到最大的反電動勢振幅，反電動勢與雜訊的訊雜比愈大，便可以愈快切換到閉迴路程序，以反電動勢的偵測進行換相控制，所以可以比傳統式的開迴路換相序列以及 BD6609fv 這顆 IC 的開迴路換相序列更早切換至閉迴路，縮短開迴路啓動時間，使馬達旋轉的暫態響應時間更短。

# 附錄 A

## BD6609fv datasheet

因爲本論文使用 BD6609fv 驅動無刷直流馬達，因此爲了對照方便，我們擷取其 data-sheet，摘錄如下：



### ●Description

The BD6609FV is a CD/MD spindle motor driver employing a 3-phase, full-wave, soft switching, driving system. This motor driver reduces switching noise of the output current and enables for smooth motor rotation.

### ●Dimension (Units:mm)



### ●Features

- 1) Switching noise reduced due to a soft switching driving system
- 2) Sensorless driving system allows for a small set design
- 3) Built-in start, brake, and standby function
- 4) FG signal output function (with built-in "chatter" prevention circuit)
- 5) Built-in Thermal Shutdown (TSD) circuit

SSOP-B20

● Applications

CD, MD

Absolute Maximum Ratings (Ta=25°C)

Parameter	Symbol	Limits	Unit
Power supply voltage	V <sub>CC</sub>	7	V
Power dissipation	P <sub>d</sub>	800 *	mW
Operating temperature range	T <sub>opr</sub>	-30 ~ +80	°C
Storage temperature range	T <sub>stg</sub>	-55 ~ +150	°C
Output current	I <sub>OMAX</sub>	700	mA

\* Derating: 6.4mW/°C for operation above Ta=25°C.

● Recommended Operating Conditions (Ta=25°C)

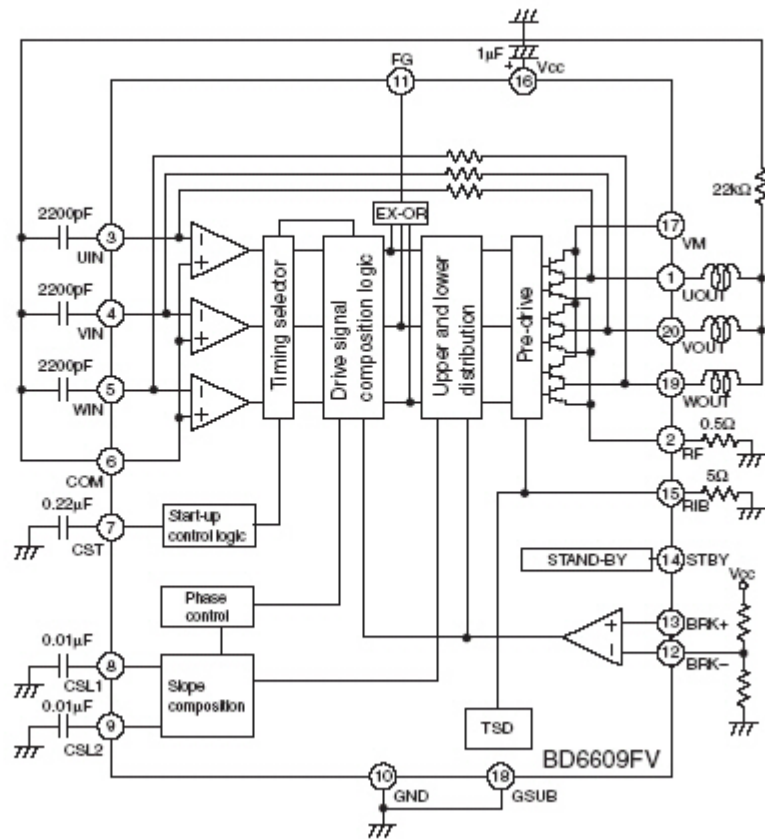
Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Power supply voltage	V <sub>CC</sub>	2.4	—	6.5	V

● Electrical characteristics (Unless otherwise noted, Ta=25°C, V<sub>CC</sub>=3.4V, V<sub>M</sub>=0.3V)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Conditions
Circuit current	I <sub>CCS</sub>	—	10	35	μA	STBY=L
	I <sub>CC</sub>	—	11	15	mA	STBY=H IM=20mA
Output saturation voltage H1	VOH1	—	0.85	1	V	VM=VCC Io=400mA
Output saturation voltage H2	VOH2	—	0.2	0.35	V	VM=VCC-1V Io=400mA
Output saturation voltage L	VOL	—	0.25	0.35	V	Io=400mA
~Rotor position detection pin~						
Input offset voltage	VCO	-10	—	+10	mV	
~Standby pin~						
Input current	IST	—	115	155	μA	STBY=VCC
Input "H" level voltage	VSTH	2	—	VCC	V	
Input "L" level voltage	VSTL	—	—	0.3	V	
~FG pin~						
Output "L" voltage	VOLF	—	0.1	0.25	V	Io=500μA
Pull up resistance	RBF	10	20	30	Ω	

\* This product is not designed for protection against radioactive rays.

● Block Diagram



## 參考文獻

- [1] J. S. Kim, and S. K. Sul, “New stand-still position detection strategy for PMSM drive without rational transducers.” , *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC, 94*, vol. 1, pp. 363-369, 1994.
- [2] S. Ogasawara, and H. Akagi, “An approach to position sensorless drive for brushless DC motors” ,*IEEE Trans. Industry Applications.*, vol. 27, pp. 928-933, 1991.
- [3] G. Maiocchi, and V. Giuseppe, “Start-up procedure for a brushless sensorless motor” , *United States Patent 5,343,127*
- [4] N. Oomura, A. Hiruma, and S. Ikawa, “Method and apparatus for controlling a brushless DC motor that indicates a motor failure” ,*United States Patent 6,153,993*
- [5] S. Nagamori, “spindle motor drive method by use of reverse excitation” , *I.E.E Japan Transaction on Industry Applications.*, Society, 1993.
- [6] S.H. Park, S.H. Bahng and N.J. Kang, “Sensorless brushless DC motor start-up circuit using intermittently-accelerated-rate clock” , *United States Patent 5,726,543*
- [7] K. Iizaka, H. Uzuhashi, et al., “Microcomputer control for sensorless brushless DC motor” , *IEEE Trans. Ind. Applicant*, vol. 21, pp. 595-601, May-June 1985.
- [8] R. C. Becerra, T. M. Jahns, and M. Ehsani, “Four-quadrant sensorless brushless DC motor drive” , *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC, 91*, pp. 202-209, 1991.



- [9] K. Y. Cheng, and Y. Y. Tzou, “Design of a sensorless commutation IC for BLDC motors” , *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 18, pp. 1365-1375, 2003.
- [10] S. K. Jeong, I. J. Ha, and D. H. Jung, “Sensorless brushless DC motor” , *United States Patent* 5,886,486
- [11] J. Shao, D. Nolan, and T. Hopkins, “A novel direct back EMF detection for sensorless brushless DC (BLDC) motor drivers” , *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2002*, vol. 1, pp. 33-37, 2002.
- [12] J. C. Moreira, “Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet AC motors operating over a wide speed range” , *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 32, pp. 401-407, 1996.
- [13] T. Hashimura, “Driving device for three-phase brushless motor” , *United States Patent* 6,316,894
- [14] P. Dominique, “Full-wave sensorless drive ICs for brushless DC motors” , *Electronic Components Applications*, v. 10, pp. 2-11, 1990.
- [15] K. Nishimura , “Sensorless motor driver” , *United States Patent* 6,111,372
- [16] S. Hirata, “Motor driving device” , *United States Patent* 6,377,008
- [17] J. P. Johnson, M. Ehsani, and Y. Giizelgiinler, “Review of Sensorless Methods for Brushless DC” , *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, vol.1, pp. 143-150 ,1999.
- [18] P. B. Schmidt, M. L. Gasperi, G. Ray and A.H. Wijenayake, “Initial rotor angel detection of a non-salient pole permanent magnet synchronous machine” , *IEEE IAS,97*, pp. 459-463, 1997.
- [19] J. Shao, D. Nolan, and T. Hopkins, “Improved Direct Back EMF Detection for Sensorless Brushless DC(BLDC) Motor Drivers” , *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE* . , vol.1, pp. 300-305, 2003.

- [20] S. H. Park, and Y. K. Lee, “Commutation circuit for a sensorless three-phase brushless direct current motor” , *United States Patent* 6,181,093.
- [21] H. Meyer, J. Reiter ,J. Schunn, and R. Villhauer, “Driving device for three-phase brushless motor” , *United States Patent* 6,600,279.
- [22] E. Danino, “Simplified sensorless DC motor commutation control using analog timing techniques” , *United States Patent* 5,233,275.
- [23] A. El-Sadi, B. R. Peterson, and D. Rowe, “Start-up algorithm for a brushless sensorless motor” , *United States Patent* 6,100,656.
- [24] G.H. Jang, J.H. Park , and J. H. Chang “Position detection and start-up algorithm of a rotor in a sensorless BLDC motor utilizing inductance variation” *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, Vo149 , Issue: 2, March 2002.
- [25] 趙貴祥 ,*DC 無刷電動機與控制電路* ,文笙書局股份有限公司 , 1995 .
- [26] 陳家宏 ,*小型電動機的基礎知識* ,文笙書局股份有限公司 , 1995 .
- [27] 蔡明志 , *Visual C++6 教學手冊* , 碁峰資訊股份有限公司 , 1999.
- [28] 羅姆電子股份有限公司網站 <http://www.rohm.com> 。