

國立交通大學  
電機與控制工程學系  
碩士論文

無刷直流馬達之自動相角調整晶片的設計與實現

Design and Implementation of an Automatic Phase  
Adjustment Chip of a BLDC Motor

研究 生：羅振國  
指導 教授：林錫寬 博士

中華民國九十七年六月

# 無刷直流馬達之自動相角調整晶片的設計與實現

Design and Implementation of an Automatic Phase  
Adjustment Chip of a BLDC Motor

研究 生：羅振國

Student: Chen-Kuo Lo

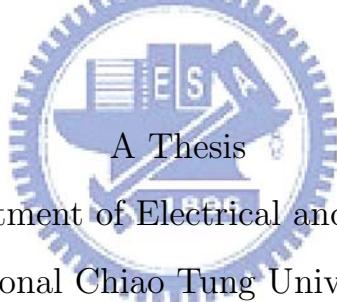
指 導 教 授：林錫 寛 博 士

Advisor: Dr. Shir-Kuan Lin

國 立 交 通 大 學

電 機 與 控 制 工 程 學 系

碩 士 論 文



Submitted to Department of Electrical and Control Engineering

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Engineering

in

Electrical and Control Engineering

June 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年六月

# 無刷直流馬達之自動相角調整晶片的設計與實現

學生：羅振國

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

本文針對單相及三相無刷直流馬達研製出自動相角調整晶片以改善震動和噪音：在單相無刷直流馬達方面，我們利用霍爾元件所偵測到的霍爾訊號搭配週邊電路送至場效型可規劃邏輯陣列元件 (FPGA) 處理，再根據不同情形下製造一個適當的假霍爾訊號送至驅動 IC，以達到不同轉速下的自動相角調整的目的。而三相無刷直流馬達方面，我們是以無感測換相為基礎，藉由馬達的相電壓訊號進行驅動與控制，改良傳統的 120 度六步方波驅動，並克服脈波寬度調變 (PWM) 訊號對無感測換相和震動的影響，設計降低震動與噪音的機制，並且利用此設計開發一個三相無刷直流馬達的自動相角調整之無感測控制晶片。

本文係利用場效型可規劃邏輯陣列元件 (FPGA) 和硬體描述語言 (VHDL) 系統層級模組化進行設計。在單相馬達方面，設計出一個數位自動換相器，以精準地估測馬達換相點。而在三相馬達方面，除了設計數位自動換相器外，還設計出一個數位濾波器以克服 PWM 訊號對無感測換相的影響。不管是單相或者是三相無刷直流馬達透過自動相角調整機制，都可以達到提高功率和改善降低震動與噪音的效果，並且從震動頻譜上探討其改善原因，確實為改善激磁頻下的震動。

# Design and Implementation of an Automatic Phase Adjustment Chip of a BLDC Motor

Student: Chen-Kuo Lo

Advisor: Dr. Shir-Kuan Lin

Submitted to Department of Electrical and Control Engineering  
National Chiao Tung University

## ABSTRACT

An automatic phase adjustment chip for 1-phase or 3-phase BLDCM is mentioned in this paper. In this paper , it is used to reduce the vibration and noise. In respect of 1-phase BLDCM, a Hall signal detected by a Hall device is sent to FPGA (Field Programmable Gate Array) and then a pseudo Hall signal is produced according to different situation to sent drive IC. As a result, automatic phase adjustment under different rotating speed is achieved. In respect of 3-phase BLDCM, based on sensorless commutating, the phase voltage signal is applied to drive and control, in order to improve traditional 120 degree six-step square-wave actuation. Moreover, the effect of PWM(Pulse Width Modulation) signal on sensorless commutating and vibration is overcome. By designing a mechanism to suppress vibration and noise, a 3-phase BLDCM automatic phase adjustment chip with sensorless control chip is implemented.

In this paper, FPGA is design by VHDL(Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language) on system level module. In respect of 1-phase motor, a digital automatic commutator is design to estimate the commutating point of a motor. By the way, a digital automatic commutator is also used on 3-phase motor and a digital filter is also designed to overcome the effect from PWM signal on sensorless commutating. Automatic phase adjustment can be used not only on 1-phase BLDCM but 3-phase BLDCM, and the effect on raising power and suppress vibration and noise can achieve. With respect to vibration frequency spectrum, the improvement is actually due to reduce exciting frequency vibration.

# 誌謝

非常感謝指導教授林錫寬博士，在研究所兩年的生涯中，給予我很多意見與指導。您豐富的學識以及堅持的研究精神，都是我效法的對象。其次，非常感謝蔡明祺教授、張文中教授和林昇甫教授，在百忙之中來幫我進行論文口試，也感謝各位老師對本論文的建議與指正，以及對我個人的勉勵。

感謝台灣德爾福副總王世杰博士，博士班王超民學長、李宗原學長，碩士班林星宇學長、高典璋學長、蔡鎧鐘學長和林凱祥學長在我研究過程中對我的指導與建議，並感謝我的同窗好友昱錚、宜釗，與學弟以軒、建智、淑婷，陪伴我在實驗室做研究的日子中，給我的鼓勵和支持，使得我在研究所這兩年獲益良多。

最後，我更要感謝我的家人和女友文琪，他們在這段時間內不曾間斷的鼓勵和關懷，讓我可以堅持下去。在此僅以本份論文的結果獻給我的家人、女友與其他關心、幫助過我的師長及朋友，非常的感謝你們。



# 目 錄

書名頁 . . . . .	i
博碩士論文全文電子檔著作權授權書 . . . . .	ii
博碩士紙本論文著作權授權書 . . . . .	iii
國家圖書館博碩士論文電子檔案上網授權書 . . . . .	iv
論文口試委員會審定書 . . . . .	v
中文摘要 . . . . .	vi
英文摘要 . . . . .	vii
誌謝 . . . . .	viii
目錄 . . . . .	ix
表目錄 . . . . .	xiii
圖目錄 . . . . .	xiv
1 緒論 . . . . .	1
1.1 研究動機與目的 . . . . .	1
1.2 研究方法與系統描述 . . . . .	1
1.3 文獻回顧 . . . . .	2
1.4 論文貢獻 . . . . .	5
1.5 論文架構 . . . . .	6
2 基本知識介紹 . . . . .	7
2.1 單相無刷直流馬達 . . . . .	7
2.1.1 單相無刷直流馬達結構 . . . . .	7

---

2.1.2	單相無刷直流馬達數學模型 . . . . .	8
2.1.3	霍爾感測器 . . . . .	9
2.1.4	單相無刷直流馬達驅動架構 . . . . .	10
2.2	三相無刷直流馬達 . . . . .	11
2.2.1	三相無刷直流馬達結構 . . . . .	11
2.2.2	三相無刷直流馬達數學模型 . . . . .	11
2.2.3	三相無刷直流馬達驅動原理 . . . . .	13
3	自動相角調整之實現方法 . . . . .	21
3.1	單相無刷直流馬達實現方法 . . . . .	21
3.1.1	霍爾訊號重整 . . . . .	21
3.1.2	轉速估測 . . . . .	23
3.2	三相無刷直流馬達實現方法 . . . . .	24
3.2.1	無感測控制的旋轉機制 . . . . .	24
3.2.2	數位式相位器 . . . . .	25
3.2.3	脈寬調變產生器 . . . . .	30
3.2.4	零交越點偵測機制 . . . . .	32
3.2.5	轉速估測 . . . . .	33
3.3	相角最佳化 . . . . .	34
4	晶片功能規劃及驗證模擬 . . . . .	35
4.1	Quartus II 設計軟體環境介紹 . . . . .	35
4.2	單相馬達自動相角之控制晶片規劃和模擬 . . . . .	37
4.2.1	相位控制模組 . . . . .	37

---

4.2.2	霍爾訊號重建模組	38
4.2.3	轉速估測模組	39
4.2.4	PWM 模組	40
4.2.5	單相馬達整體 FPGA 模組	41
4.3	三相馬達自動相角之控制晶片規劃和模擬	41
4.3.1	開關控制模組	42
4.3.2	定位及開迴路模組	44
4.3.3	閉迴路模組	46
4.3.4	旗標選擇和感應電動勢選擇模組	48
4.3.5	六橋輸出模組	51
4.3.6	數位濾波器模組	53
4.3.7	三相無感測馬達整體 FPGA 模組	54
5	系統硬體架構	55
5.1	震動指標	55
5.1.1	加速規	55
5.1.2	震動值量化	56
5.1.3	震動量測平台	57
5.2	噪音指標	58
5.2.1	麥克風	58
5.2.2	噪音值量化	59
5.2.3	半無響室(semi-anechoic chamber)	60
5.3	FPGA 發展板	60

---

5.4 單相無刷直流馬達硬體實現架構 . . . . .	62
5.5 三相無刷直流馬達硬體實現架構 . . . . .	63
6 實驗結果與分析 . . . . .	65
6.1 單相無刷直流馬達 . . . . .	65
6.1.1 霍爾訊號重整 . . . . .	65
6.1.2 自動相角之時域分析 . . . . .	66
6.1.3 自動相角之頻域分析 . . . . .	71
6.2 三相無刷直流馬達 . . . . .	73
6.2.1 無感測換相實驗 . . . . .	73
6.2.2 PWM 對無感測換相的影響 . . . . .	76
6.2.3 飛輪二極體效應對無感測換相的影響 . . . . .	80
6.2.4 自動相角之時域分析 . . . . .	82
7 結論與未來發展 . . . . .	85
7.1 結論 . . . . .	85
7.2 未來發展 . . . . .	86
參考文獻 . . . . .	87

# 表 目 錄

2.1 120 度六步方波的換相時間表 . . . . .	17
2.2 180 度六步方波的換相時間表 . . . . .	19
3.1 FG 輸出表 . . . . .	34
4.1 Quartus II 圖形用戶介面為設計流程的每個階段提供的功能 . . . . .	36
4.2 相位控制模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	38
4.3 霍爾訊號重建模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	39
4.4 轉速估測模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	40
4.5 PWM 模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	40
4.6 開關控制模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	42
4.7 定位及開迴路模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	44
4.8 閉迴路模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	46
4.9 旗標選擇模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	49
4.10 感應電動勢選擇模組表 . . . . .	50
4.11 六橋輸出模組表 . . . . .	51
4.12 六橋輸出模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	51
4.13 數位濾波器模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	53

# 圖 目 錄

1.1	相角超前的三種曲線 [1]	2
1.2	相位超前濾波器 [1]	3
1.3	三相無刷直流馬達之相位超前整體方塊圖 [13]	3
1.4	在 PWM 影響下重建感應電動勢之電路圖 [2]	4
1.5	沒有 PWM 影響與重建後的感應電動勢圖 [2]	4
1.6	PWM 與線性模式切換偵測電路圖 [3]	5
2.1	單相無刷直流馬達結構圖	7
2.2	頓轉扭矩 (a) 位於死點上 (b) 避免死點	8
2.3	霍爾元件	10
2.4	單相馬達驅動器架構	10
2.5	三相馬達繞組抽頭方式：(a) 三線式 (b) 四線式	11
2.6	馬達等效電路圖	12
2.7	轉子與定子之示意圖	14
2.8	三相無刷直流馬達的轉子與定子展開圖	15
2.9	$u, v, w$ 的三相 $K_t$ 圖	16
2.10	120 度驅動 $u, v, w$ 的三相電流圖	16
2.11	120 度驅動三相轉矩圖	17
2.12	120 度六步方波驅動的轉矩圖	18
2.13	180 度驅動 $u, v, w$ 的三相電流圖	18

---

2.14 180 度驅動三相轉矩圖	20
2.15 180 度六步方波驅動的轉矩圖	20
3.1 數位式相位器	21
3.2 相角延遲相位器	22
3.3 數位式相位器原理	26
3.4 飛輪二極體效應之影響	28
3.5 克服飛輪二極體效應之相位器	29
3.6 三相無刷直流馬達驅動器示意圖	30
3.7 脈波寬度調變操作原理	31
3.8 D 型正反器 (a) 方塊圖 (b) 真值表	32
3.9 RS正反器 (a) 方塊圖 (b) 真值表	33
3.10 數位濾波器架構	33
4.1 Quartus II 軟體設計流程	35
4.2 單相馬達控制晶片之內部系統架構圖	37
4.3 相位控制模組模擬結果	38
4.4 霍爾訊號重建模組模擬結果	39
4.5 轉速估測模擬結果	40
4.6 PWM 模擬結果	41
4.7 整體 Block 圖	41
4.8 三相馬達控制晶片之內部系統架構圖	42
4.9 開關控制模組流程圖	43

---

4.10 開關控制模組模擬結果 . . . . .	43
4.11 定位及開迴路模組流程圖 . . . . .	45
4.12 定位及開迴路模組模擬結果 . . . . .	46
4.13 閉迴路模組流程圖 . . . . .	47
4.14 120 度六步方波驅動的基本相位移器模擬結果 . . . . .	47
4.15 120 度六步方波驅動下，具遮罩功能的相位移器模擬結果 . . . . .	48
4.16 120 度六步方波驅動下，具相角超前 30 度電氣角的相位移器模擬結果	48
4.17 旗標選擇模組流程圖 . . . . .	49
4.18 旗標選擇模組模擬結果 . . . . .	50
4.19 感應電動勢選擇模組模擬結果 . . . . .	50
4.20 六橋輸出模組模擬結果 . . . . .	52
4.21 在 PWM 作用下，六橋輸出模組模擬結果 . . . . .	52
4.22 數位濾波器模組模擬結果 . . . . .	53
4.23 三相無感測馬達整體 Block 圖 . . . . .	54
5.1 加速規圖 . . . . .	55
5.2 電源供應器 (Power supply/Coupler) . . . . .	56
5.3 固定式量測平台 . . . . .	57
5.4 自由懸吊量測平台 . . . . .	58
5.5 麥克風 . . . . .	59
5.6 半無響室環境圖 . . . . .	60
5.7 Altera DE1 Board . . . . .	61

---

5.8 LB 11967V 方塊圖	62
5.9 單相相角超前流程圖	62
5.10 單相馬達驅動電路圖	63
5.11 三相無刷直流馬達無感測驅動之硬體架構圖	64
5.12 三相馬達驅動電路圖	64
6.1 霍爾訊號數位化	65
6.2 霍爾訊號重整	66
6.3 相角最佳化 (固定式量測平台)	67
6.4 軸向震動量 (固定式量測平台)	67
6.5 徑向震動量 (固定式量測平台)	68
6.6 二向震動量之合 (固定式量測平台)	68
6.7 相角最佳化 (自由懸吊量測平台)	69
6.8 軸向震動量 (自由懸吊量測平台)	69
6.9 徑向震動量 (自由懸吊量測平台)	70
6.10 二向震動量之合 (自由懸吊量測平台)	70
6.11 聲壓位準 (dB)	71
6.12 功率消耗 (W)	71
6.13 軸向震動量 (自由懸吊量測平台)	72
6.14 徑向震動量 (自由懸吊量測平台)	72
6.15 二向震動量之合 (自由懸吊量測平台)	73
6.16 三相電壓與中心相電壓圖 (相角無超前)	74

---

6.17 相位延遲零交越點 30 度電氣角之換相訊號 . . . . .	74
6.18 三相電壓與中心相電壓圖 (相角超前 30 度電氣角) . . . . .	75
6.19 相位延遲零交越點 0 度電氣角之換相訊號 . . . . .	75
6.20 三相電壓與中心相電壓圖 (PWM 與線性模式法) . . . . .	76
6.21 相位延遲零交越點 30 度電氣角之換相訊號 (PWM 與線性模式法) . .	77
6.22 三相電壓與中心相電壓圖 (數位濾波法) . . . . .	77
6.23 相位延遲零交越點 30 度電氣角之換相訊號 (數位濾波法) . . . . .	78
6.24 某相電壓與電流圖 (PWM 與線性模式法) . . . . .	78
6.25 某相電壓與電流圖 (數位濾波法) . . . . .	79
6.26 軸向震動量 (自由懸吊量測平台) . . . . .	79
6.27 徑向震動量 (自由懸吊量測平台) . . . . .	80
6.28 聲壓位準 (dB) . . . . .	80
6.29 飛輪效應造成的影響 (低電流) . . . . .	81
6.30 飛輪效應造成的影響 (高電流) . . . . .	81
6.31 相角最佳化 (自由懸吊量測平台) . . . . .	82
6.32 軸向震動量 (自由懸吊量測平台) . . . . .	82
6.33 徑向震動量 (自由懸吊量測平台) . . . . .	83
6.34 二向震動量之合 (自由懸吊量測平台) . . . . .	83
6.35 聲壓位準 (dB) . . . . .	84
6.36 功率消耗 (W) . . . . .	84

# 第 1 章 緒論

## 1.1 研究動機與目的

無刷直流馬達 (Brushless DC Motor , BLDCM) 係利用變頻器 (inverter) 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，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，在自動化系統中，已逐漸取代直流馬達。因此，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，所以應用範圍也逐漸擴大，包括風扇、電動機車、光碟機 (CD-ROM) 及其它高性能需求之場合。

為了使無刷直流馬達增加其最大轉速及效率，所以設計上大部分都會固定一個超前相位 (phase lead) 電氣角的驅動相位，但事實上這種方法只適用於最大轉速的操作。在一般的使用者操作下，其最大轉速並不是唯一要求，有些要求最小震動，或依不同轉速而有不同的需求，所以如何在適當的轉速調整其相位成為一個重要的關鍵。

在過去的研究大部分是在探討馬達相位和效率的關係，然而震動較大的散熱風扇在電腦系統會影響到硬碟機的效率，最近成為一個重大的議題。而在本文中發現到不管是單相或者是三相風扇其震動及噪音和換相的相位有重大的關係，如何在不同轉速找到適當的換相角度以降低風扇震動及噪音，進而製造出一個可以自動調整相位角度的晶片成為本論文最主要的目的。

## 1.2 研究方法與系統描述

本論文的主要目的是針對單相與三相無刷直流馬達，以自動相角調整為機制，利用相角補償改善風扇馬達的震動與噪音。震動上的量測是透過貼在馬達軸向和徑向的加速規之均方根 (RMS) 值，作為震動量測的指標。而噪音指標則是利用麥克風於半無響室所量測的數值為依據。在單相無刷直流馬達方面，主要利用外部電路擷取霍爾信號，再產生適當的換相訊號；而在三相無刷直流馬達方面，則以偵測未激發相感應電動勢的零交越點為基礎，設計一個可實現自動相角調整

的無感測驅動機制。整個系統以全數位化的 FPGA 系統為核心，並採用非常高速積體電路的硬體描述語言 (VHDL) 與 FPGA 晶片設計軟體，將自動相角調整機制運用在單相或者是三相無刷直流馬達所需之各功能模組逐一實現，最後整合此系統晶片與外部驅動電路，建立出一套以 FPGA 晶片為基礎的無刷直流馬達之自動相角調動系統。

### 1.3 文獻回顧

針對自動相角調整機制，我們研究了一些文獻依序如下：

在 1998 年 C.M Chao et al. [1] 提出一種新式的自動相角機制運用在單相馬達，他們首先根據馬達特性方程式，利用模擬的方式，將馬達不同相角切換下針對轉速對扭矩、轉速對功率、以及轉速對效率三種曲線作一個分析，如圖 1.1 所示。之後再根據操作者對扭矩、功率、以及效率之間的最佳化定義出一條曲線，以便做出一個適當的 RC 濾波器，如圖 1.2 所示。如此一來便可以利用 RC 濾波器來對霍爾訊號作一個相位延遲或超前，以達到自動相角調整的目的。

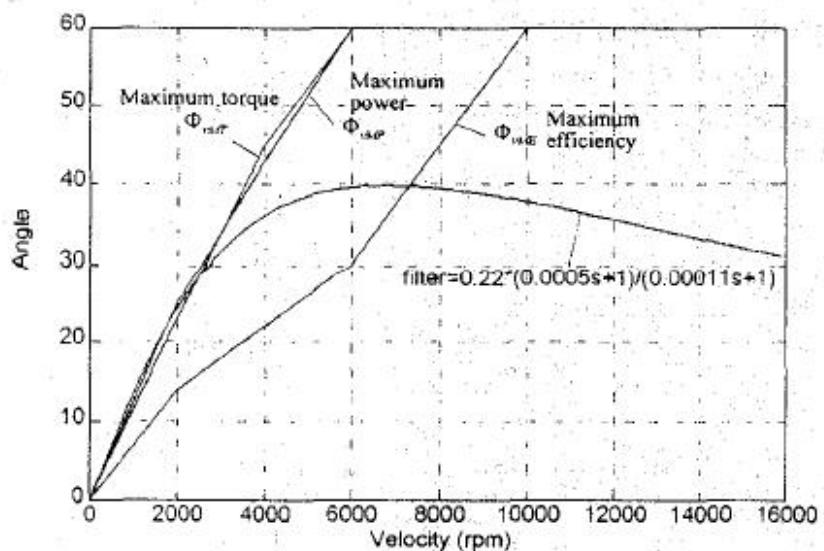


圖 1.1: 相角超前的三種曲線 [1]

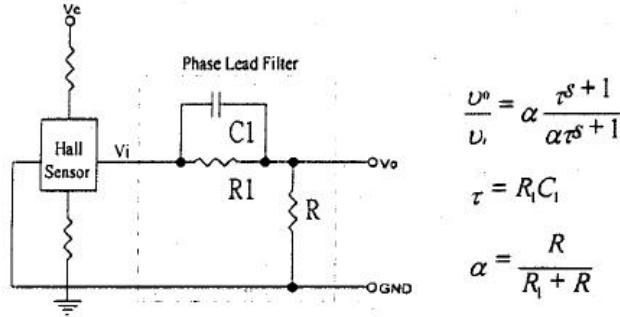


圖 1.2: 相位超前濾波器 [1]

根據台灣專利第 591882 號 [13]，鄭光耀和鄒應嶼所提出的無感測之三相無刷直流馬達驅動相角自動調整裝置，其驅動無需透過位置感測器回授，僅須利用量測三相無刷直流馬達任何一相之線電壓與功率級換流器之直流鏈電流作為回授訊號，利用軟體方式及時估算出馬達之旋轉速度連接負載之變動情形，並與該直流鏈所估算出的輸入功率進行比較，透過驅動相角補償器之自動調整驅動相角，使得馬達到達最佳效率及最大扭矩輸出之無感測驅動控制，如圖 1.3 所示。

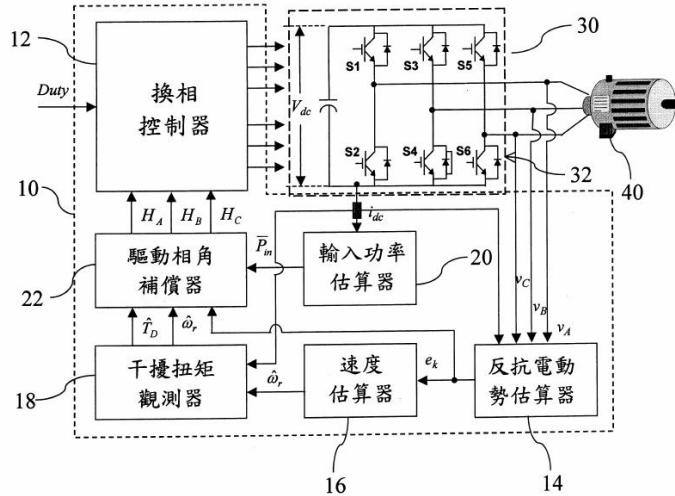


圖 1.3: 三相無刷直流馬達之相位超前整體方塊圖 [13]

而在三相無刷直流馬達零交越點偵測機制其文獻研究如下：

美國專利號第 6,163,120 號 [2] 提出一個感應電動勢重建的機制，為了避免 PWM 訊號影響到零交越點判斷。如圖 1.4 所示，當 PWM 訊號為高準位時，開關 S1 與 S4 導通，電容 C1 與 C8 分別儲存未激發相與中心相的電壓，當 PWM 訊號為低準位時，開關 S1 與 S4 不導通，斜率選擇訊號 PNSLOPE 會依此時感應電動勢的狀態選擇電容 C1 的充放電，若未激發相電壓大於中心相電壓，則開關 S3 導通，電流源 IS2 對電容 C1 放電，重建的未激發相電壓 N1 下降，反之，開關 S2 導通，電流源 IS1 對電容 C1 充電，重建的未激發相電壓 N1 上升；圖 1.5 為重建後的感應電動勢，其中曲線 112 為沒有 PWM 訊號影響的感應電動勢，曲線 116 為重建後的感應電動勢，可發現在零交越點發生的前後，曲線 112 與 116 近乎重疊，因此利用方法在 PWM 訊號的影響下，仍能精準的判斷零交越點的發生。

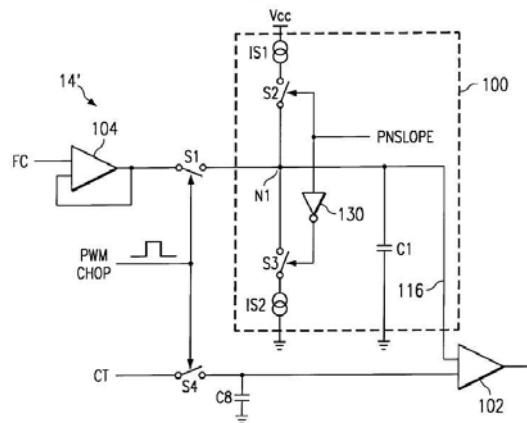


圖 1.4: 在 PWM 影響下重建感應電動勢之電路圖 [2]

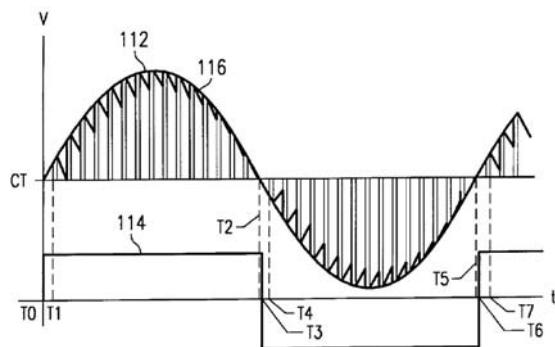


圖 1.5: 沒有 PWM 影響與重建後的感應電動勢圖 [2]

美國專利號第 5,789,895 號 [3] 提出一個預測零交越點發生的機制；在零交越點快要發生前，將 PWM 模式轉為線性模式，持續維持電晶體的導通，直到偵測零交越點的發生後，再轉回 PWM 模式；如下圖 1.6 所示，當 PWM 訊號為高準位時，比較器 20 比較中心相與未激發相的電壓，當兩者差距小於某值時，即快發生零交越點訊號，於是方塊 20 輸出訊號給邏輯方塊 22，使 PWM 訊號轉為線性模式以保持電晶體導通的訊號，避免 PWM 訊號影響到零交越點的偵測。因此，比較器 24 就可以確保在電晶體導通時偵測到零交越點的發生。

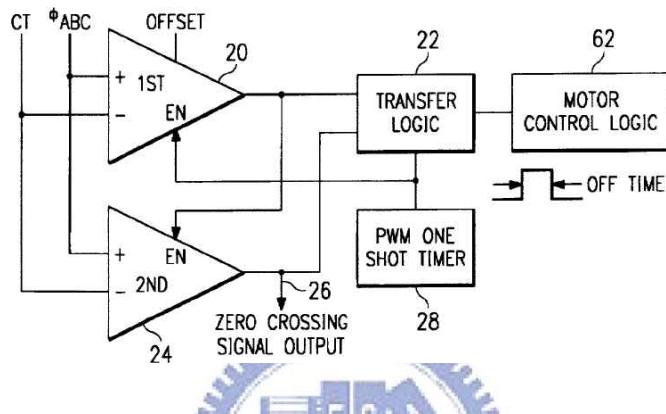


圖 1.6: PWM 與線性模式切換偵測電路圖 [3]

## 1.4 論文貢獻

在過去的研究大部份是在探討馬達相位和效率的關係，但本論文則是透過利用自動相位調整機制，適當轉速的相位補償，從實驗結果證實可以大幅改善風扇馬達的震動量、降低噪音以及提高馬達功率。並且從頻譜上探討其震動量改善的原因，確實為改善其激磁頻下的震動。另外一方面在三相無感測馬達的研究，我們利用一個數位濾波器，克服了 PWM 對無感測馬達換相的影響，進一步也大幅降低震動的影響。

## 1.5 論文架構

本論文架構可分為七個章節：

### 第一章：緒論

說明論文研究的動機與目的，並簡單的介紹研究方法與系統，對有關自動相角調整機制、無感測零交越點偵測文獻回顧，以及闡述論文貢獻。

### 第二章：基本知識介紹

說明單相和三相無刷直流馬達的內部構造、數學模式與驅動原理。

### 第三章：自動相角調整之實現方法

說明單相馬達和三相無感測馬達的實現方法：在單相馬達方面，包含數位自動相角調整器。而在三相馬達方面，包含數位自動相角調整器和數位濾波器以克服 PWM 訊號對無感測換相的影響。

### 第四章：晶片功能規劃及驗證模擬

包含軟體設計環境介紹、各晶片模組的設計功能及其驗證模擬結果。

### 第五章：系統硬體架構

介紹實驗的硬體架構，包括加速規、麥克風、半無響室以及 ALTERA DE1 發展板與其他相關驅動電路。

### 第六章：實驗之結果與分析

在自動相角調整機制下，分別從時域和頻域來探討震動與噪音實驗改善的結果，以及消耗功率的比較。另外在三相無感測驅動，則分析 PWM 訊號和飛輪效應，對零交越點偵測影響，以及利用本文所提的方法改善之後的結果比較。

### 第七章：結論

對整體作個總結並提出未來改進的方向與建議。

## 第 2 章 基本知識介紹

為了使讀者對本文的實驗有更深入的了解，在此章節將介紹單相及三相無刷直流馬達的結構、數學模型、驅動原理以及一些相關原理和基本知識，讓讀者能清楚了解之後所介紹的章節。

### 2.1 單相無刷直流馬達

首先針對單相無刷直流馬達作介紹，我們會簡單介紹其馬達的結構、數學模型，以及驅動單相馬達所需的霍爾感測器其原理和驅動電路架構。

#### 2.1.1 單相無刷直流馬達結構

本文所採用的單相無刷直流馬達為四槽四極架構，主要結構分為靜止與轉動二部份，靜止部份稱為定子 (stator) ，包含軸、電樞心及電樞繞組，主要功能是產生電磁與外部永久磁鐵產生轉矩，還有霍爾感測器 (hall sensor) 以代替傳統直流馬達的換相電刷 (brush) 。轉動部份稱為轉子 (rotor) ，包含永久磁鐵與風扇，經由產生的轉矩推動而產生旋轉，其整體架構如圖 2.1 所示。

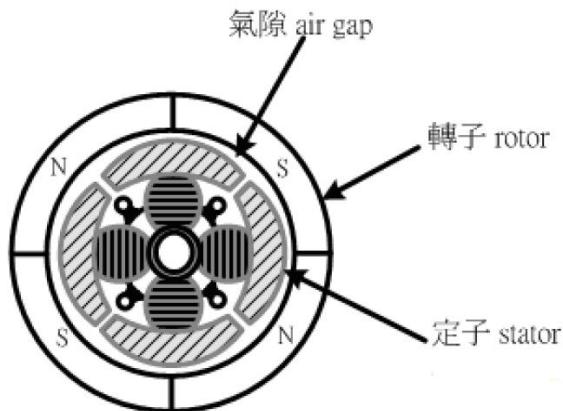


圖 2.1: 單相無刷直流馬達結構圖

單相馬達的操作僅需改變一組電流的相位，當馬達旋轉時，由霍爾感測器感應目前轉子位置而輸出一組差動訊號，以通知驅動電路適時改變輸出電流的方向，進而改變線圈激磁的磁性以維持與永久磁鐵產生轉矩，保持馬達旋轉。而單相馬達最大的特點就是有一個啓動死點 (dead point) 的存在，當馬達位於死點上時，所產生的轉矩恰好等於零，此時馬達如果承載具有摩擦力的負載，則可能停在死點上甚至無法再度啓動，如圖 2.2 (a) 所示。其中最簡單也是最常用的解決方式，就是設計不平均的氣隙，以避免產生的轉矩相消，而無法啓動 [4]，如圖 2.2 (b) 所示。

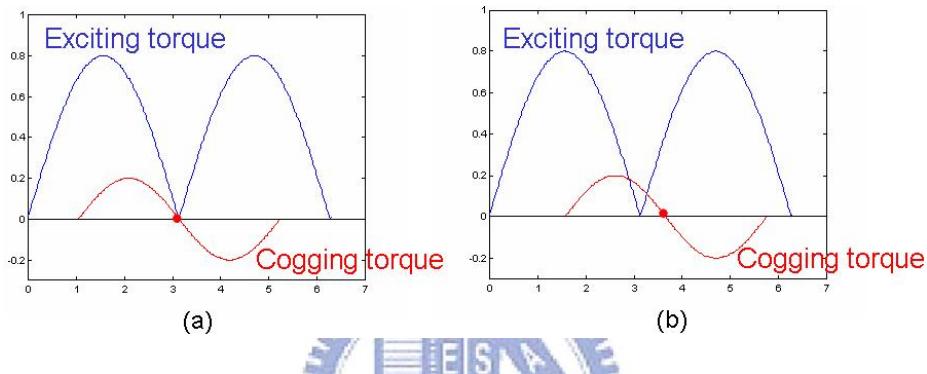


圖 2.2: 頃轉扭矩 (a) 位於死點上 (b) 避免死點

### 2.1.2 單相無刷直流馬達數學模型

根據單相馬達的電路推導出下列的方程式：

電壓方程式

$$v = ri + \frac{d}{dt}(Li + \Lambda) \quad (2.1)$$

電磁轉矩方程式：

$$T_e = k_i i \quad (2.2)$$

機械方程式：

$$T_e = J_m \frac{2}{P} \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \frac{2}{P} \omega_r + T_L \quad (2.3)$$

此處定義  $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$

單相無刷直流馬達的參數與變數定義如下：

$V$ ：馬達電壓

$i$ ：馬達電流

$L$ ：馬達電感

$r$ ：馬達電阻

$\Lambda$ ：磁交鏈

$\theta_r$ ：馬達轉子電氣角

$K_e$ ：感應電動勢常數

$P$ ：馬達極數

$T_e$ ：馬達轉矩

$K_t$ ：扭矩常數

$T_L$ ：負載轉矩

$J_m$ ：馬達慣量

$B_m$ ：馬達阻尼係數

$\omega_r$ ：轉子速度



### 2.1.3 霍爾感測器

利用霍爾效應 (hall effect) 效應，我們可以將霍爾感測器置於轉子下方，當轉子旋轉時施加於霍爾感測器上磁場大小及方向會隨之改變，因此輸出的霍爾電壓大小及方向也會有所不同。如圖 2.3 所示，電流流過霍爾元件的輸入端 pin 1 與 pin 3，且磁通密度  $B$  正向穿越霍爾元件，則霍爾元件依據左手定則，將具有速度的電子集中到霍爾元件的一側，導致輸出端 pin 2 與 pin 4 之間有電壓差：

$$V_H = \frac{R_H I_c B}{d} \quad (2.4)$$

對砷化鎵而言， $R_H = 10^{-5}$  (volt - cm/amp - oes)

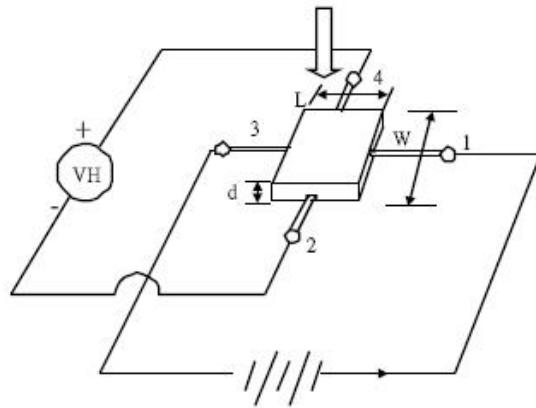


圖 2.3: 霍爾元件

因此整個迴路就是由轉子旋轉產生磁通變化開始，霍爾感測器依據感測到的磁場方向及大小，輸出霍爾信號通知驅動電路，驅動電路再改變驅動電流方向給線圈繞組，以維持馬達不斷旋轉。

#### 2.1.4 單相無刷直流馬達驅動架構

目前市面上單相無刷直流馬達的驅動電路可以分為雙極型 (bipolar) 和單極型 (unipolar) 二種架構，如圖 2.4 所示為單相無刷直流馬達驅動電路架構。由圖 2.4 中可以得知雙極型驅動電路因為線圈上電流流動方向有二種不同方向，因此稱之為雙極性，反之線圈電流只有一個流動方向稱之為單極性。

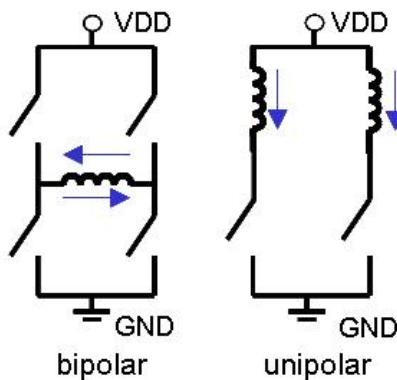


圖 2.4: 單相馬達驅動器架構

雙極性驅動電路需要四個電晶體，而單極型驅動電路則需要二個電晶體，雖然雙極型驅動電路在成本上比單極型驅動電路多了二個電晶體，可是在效率上也會比單極型驅動電路高，故本實驗所採用的為雙極型驅動電路。

## 2.2 三相無刷直流馬達

同樣的介紹完一些單相馬達的基本知識後，再來介紹有關三相無刷直流馬達的基礎相關知識，同樣包含其馬達結構、數學模型以及驅動原理。

### 2.2.1 三相無刷直流馬達結構

本論文所採用的為三相六槽八極架構 (內部定子有六槽，外部轉子有八極)，線圈纏繞方式為 Y 接，分別為  $u$ ,  $v$ ,  $w$  三組繞組，提供三線式接頭 (如圖 2.5 (a) 所示) 與馬達驅動器接線。而近年來為了提高可靠度與省電化，已發展無感測 (sensorless) 型的無刷直流馬達，不需要霍爾元件來幫助馬達旋轉，其繞組多為四線式抽頭 (如圖 2.5 (b))，其中心相  $n$  必須被引入馬達驅動器內，以偵測定子線圈上的感應電動勢 (back electromotive force) 來判斷換相點。

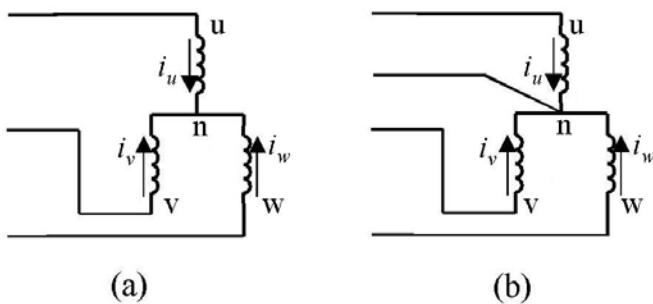


圖 2.5: 三相馬達繞組抽頭方式：(a) 三線式 (b) 四線式

### 2.2.2 三相無刷直流馬數學模型

三相無刷直流馬達有三個定子線圈包含  $u$ 、 $v$ 、 $w$  及在轉子上的永久磁鐵，其等效電路圖如圖 2.6 所示，此為馬達 Y 接線圈的等效電路圖，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（假設三相線圈上的等效電阻及等效電感均相同）。其中  $L$  代表的是等效電感值，包括了馬達的相電感  $L_p$  和相與相間的互感  $M$ ，而定義各相電流從相端點流入中心相  $n$  的方向為正電流。

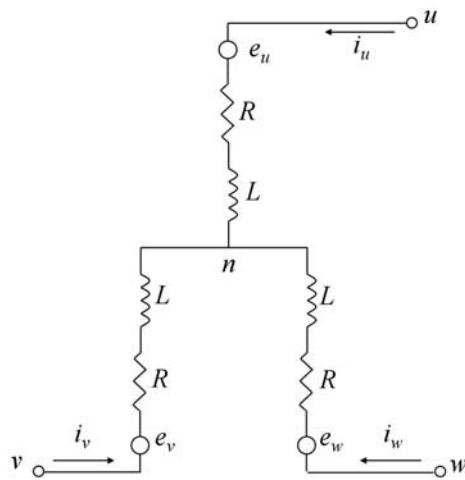


圖 2.6: 馬達等效電路圖

三相無刷直流馬達的參數與變數定義如下：

$n$ ：中心相

$V_{un}$ ,  $V_{vn}$ ,  $V_{wn}$ : u, v, w 三相的相電壓

$i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ : u, v, w 三相的相電流

$e_u$ ,  $e_v$ ,  $e_w$ : u, v, w 三相的感應電動勢

$L_p$ : 馬達繞組的相電感

$M$ : 馬達任兩相的互感

$R$ : 定子線圈的阻抗

$\omega_r$ : 馬達轉子轉速

$\theta_e$ : 馬達轉子電氣角

$K_e$ : 感應電動勢常數

$P$ : 轉子磁鐵極數

$T_e$ : 馬達轉矩

$K_t$ : 扭矩常數

$T_L$ : 負載轉矩

$J$ : 馬達慣量

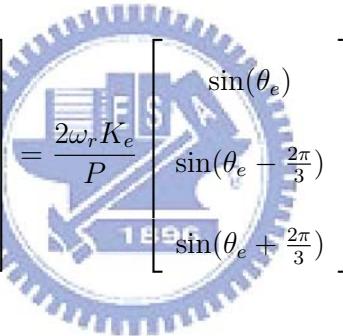
$B_m$ ：馬達阻尼係數

藉由以上的的馬達參數定義，即可由克西荷夫電壓定律與牛頓運動定律分別推導出三相無刷直流馬達的電氣方程式與機械方程式。

### 電氣方程式

$$\begin{bmatrix} V_{un} \\ V_{vn} \\ V_{wn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_p & -M & -M \\ -M & L_p & -M \\ -M & -M & L_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_u \\ \dot{i}_v \\ \dot{i}_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

其中感應電動勢如式(2.6)



$$\begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} = \frac{2\omega_r K_e}{P} \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

### 機械方程式

$$T_e = K_t (i_u - \frac{i_v}{2} - \frac{i_w}{2}) \sin(\theta_e) + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_w - i_v) \cos(\theta_e) = \frac{2J}{P} \dot{\omega}_r + \frac{2B_m}{P} \omega_r + T_L \quad (2.7)$$

### 2.2.3 三相無刷直流馬達驅動原理

三相無刷直流馬達外部轉子是由永久磁鐵所構成，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。藉由內部定子上的線圈，利用外界的輸入電流造成電磁場的改變而產生轉矩，但內部定子已經固定住了，所以產生一個反作用力推動外部轉子，使三相馬達旋轉。為了使馬達旋轉時具有最大的轉矩，通常採用的方法為六步方波驅動，其基本觀念及公式推導如下：

首先定義轉子與定子的位置如圖 2.7 所示：

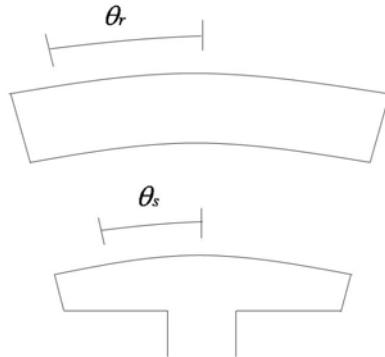


圖 2.7: 轉子與定子之示意圖

根據弗來明左手定律，可以得到馬達的電磁力

$$F = N \cdot L \cdot I \times B \quad (2.8)$$

其中  $N$ ：線圈匝數  
 $L$ ：線圈上受磁場感應的有效長度  
 $I$ ：線圈上的電流  
 $B$ ：磁通密度

三相無刷直流馬達扭矩則為

$$T = F \cdot r = N \cdot L \cdot I \times B \cdot r = K_t \cdot I \quad (2.9)$$

其中  $K_t$ ：扭矩常數

$r$ ：力臂

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

$$B = B(\theta_r, \theta_s) = B_{max} \cdot \cos[P/2(\theta_r - \theta_s)] \quad (2.10)$$

其中  $P$ ：轉子上永久磁鐵的磁極數

$\theta_r$ ：轉子上任一點對定子中點的角度差

$\theta_s$ ：定子上任一點對定子中點的角度差

將式 (2.10) 代入式 (2.9) 再經由推算可以得到

$$K_t = N \cdot B_{max} \cdot L \cdot r \cdot \sin(P \cdot \theta_r / 2) \quad (2.11)$$

從式 (2.11) 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。

三相無刷直流馬達的驅動方式可分為 120 度驅動和 180 度驅動兩種，其中 120 度六步方波驅動是任意導通兩相線圈以驅動馬達 (一相為電流輸入端，一相為電流輸出端，另一相為開路)；而 180 度六步方波驅動則為任意導通三相線圈以驅動馬達 (其中兩相為電流輸入端，另一相為電流輸出端；或是其中兩相為電流輸出端，另一相為電流輸入端)。

我們首先介紹 120 度六步方波的驅動原理：定義三相無刷直流馬達的轉子與定子的初始位置，如圖 2.8 所示。

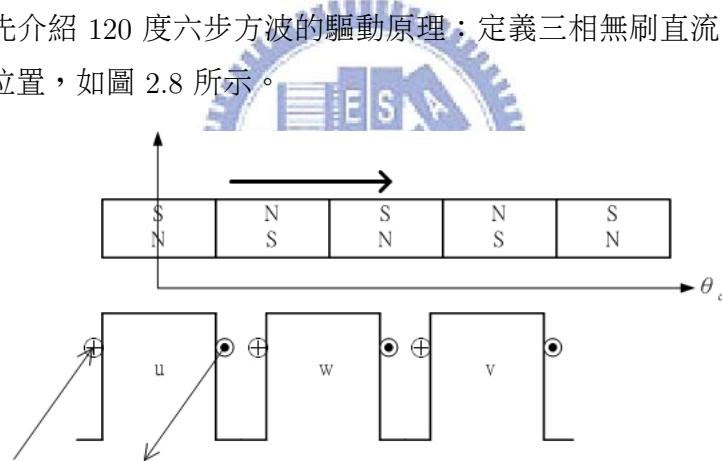


圖 2.8: 三相無刷直流馬達的轉子與定子展開圖

圖 2.9 為當三相無刷直流馬達旋轉時，在定義中的 u , v , w 三個定子位置，分別所量到  $K_t$  隨電氣角度變化的波形圖。

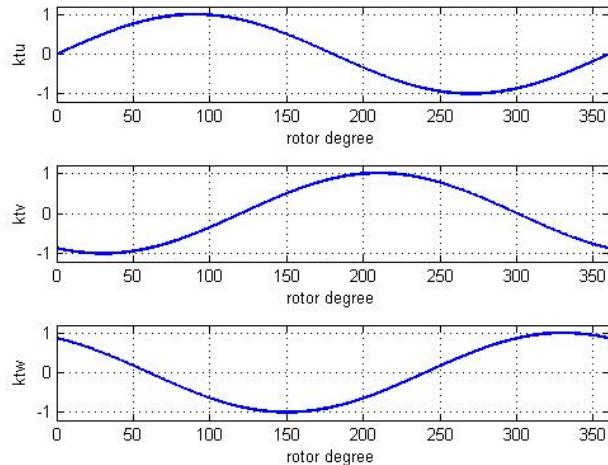


圖 2.9: u , v , w 的三相  $K_t$  圖

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 (2.9) 可以得知，必須配合適當的電流方向以維持  $K_t$  在最大值，因此可以整理出其電流導通情形如圖 2.10 所示。

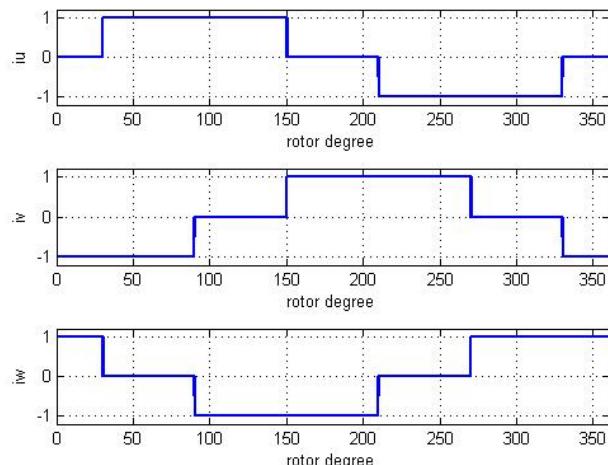


圖 2.10: 120 度驅動 u , v , w 的三相電流圖

藉由圖 2.10 可以整理切換電流的時間表如表 2.1 所示。

表 2.1: 120 度六步方波的換相時間表

狀態	u 相	v 相	w 相	通以電流方向	選擇電氣角度
狀態一	F	L	H	w → v	[ -30 , 30 ]
狀態二	H	L	F	u → v	[ 30 , 90 ]
狀態三	H	F	L	u → w	[ 90 , 150 ]
狀態四	F	H	L	v → w	[ 150 , 210 ]
狀態五	L	H	F	v → u	[ 210 , 270 ]
狀態六	L	F	H	w → u	[ 270 , 330 ]
關鍵切換點 -30 , 30 , 90 , 150 , 210 , 270 , 330					

由表 2.1 中可得知，當馬達在電氣角 [ -30 , 30 ] 間，為了要使轉矩在最大值，電流導通的方向必須選擇  $w \rightarrow v$ ，u 相開路；而當馬達在電氣角 [ 30 , 90 ] 間，電流導通的方向必須選擇  $u \rightarrow v$ ，w 相開路；以此類推，可將馬達 360 度電氣角分為六個狀態，每個狀態佔 60 度。每個定子線圈在導通電氣角 120 度之後，轉為開路，故此驅動法稱為 120 度六步方波驅動。因此，只要得知三相無刷直流馬達的電氣角角度，再依表 2.1 進行電流切換，便可獲得最值大的  $K_t$ 。假設馬達線圈電流為定值，可獲得在 120 度六步方波驅動的轉矩，其中  $T_u$ 、 $T_v$ 、 $T_w$ ，代表三相的力矩，而整體馬達所得到的力矩為  $T_u+T_v+T_w$  如圖 2.12 所示。

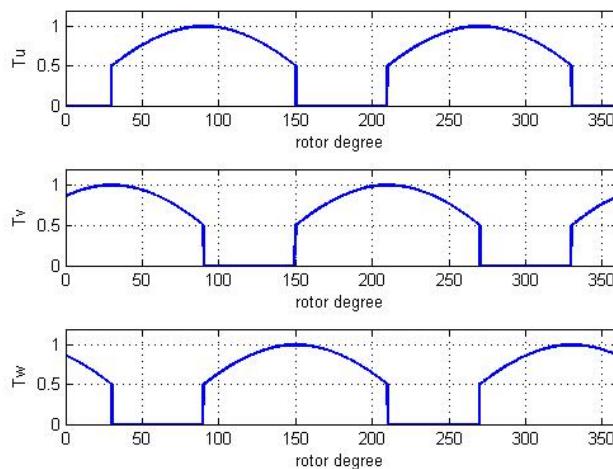


圖 2.11: 120 度驅動三相轉矩圖

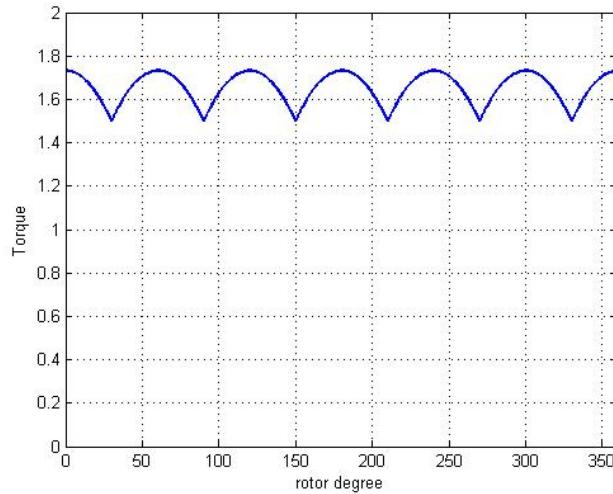


圖 2.12: 120 度六步方波驅動的轉矩圖

再接下來介紹 180 度六步方波的驅動原理，180 度六步方波驅動的每相定子線圈在任何時刻皆為導通，但電流導通的方向會依照馬達電氣角而變換，其推導方式與 120 度六步方波驅動方式類似。為了達到最大扭矩，因此可以整理出其電流導通情形如圖 2.13 所示。

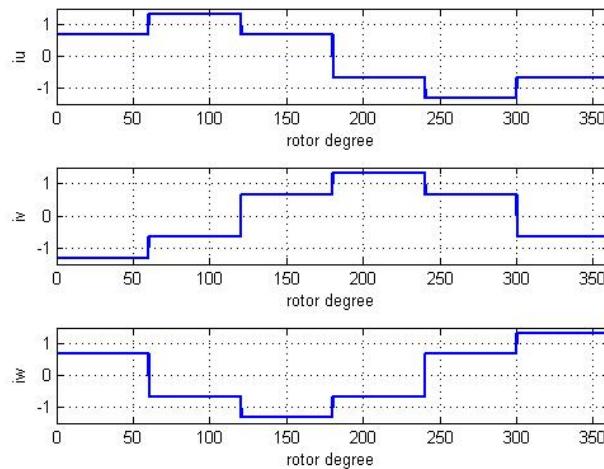


圖 2.13: 180 度驅動 u , v , w 的三相電流圖

可將圖 2.13 的波形圖整理成切換電流的時間表，如表 2.2 所示。

表 2.2: 180 度六步方波的換相時間表

狀態	u 相	v 相	w 相	通以電流方向	選擇電氣角度
狀態一	H	L	H	w → v u → v	[0, 60]
狀態二	H	L	L	u → v u → w	[60, 120]
狀態三	H	H	L	u → w v → w	[120, 180]
狀態四	L	H	L	v → w v → u	[180, 240]
狀態五	L	H	H	v → u w → u	[240, 300]
狀態六	L	L	H	w → u w → v	[300, 360]
關鍵切換點 0, 60, 120, 180, 240, 300, 360					

此驅動法將 360 度馬達電氣角分為六個狀態，每個狀態佔 60 度。每個定子線圈在導通電氣角 180 度後，改變電流方向，故稱為 180 度六步方波驅動。同理，可獲得 180 度六步方波驅動的轉矩，其中  $T_u$ 、 $T_v$ 、 $T_w$ ，代表三相的力矩，而整體馬達所得到的力矩為  $T_u+T_v+T_w$  如圖 2.15 所示。

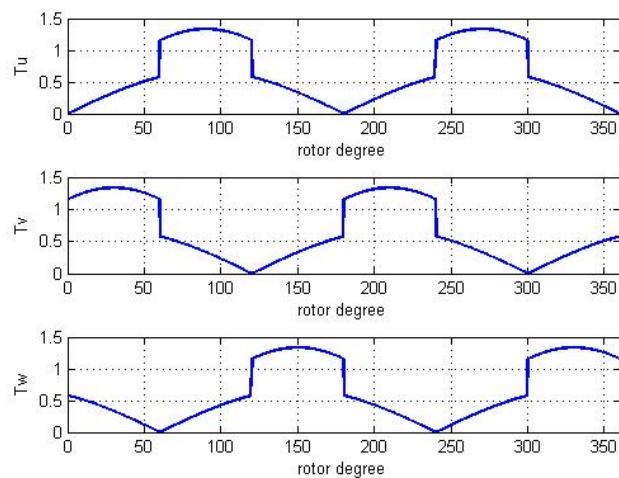


圖 2.14: 180 度驅動三相轉矩圖

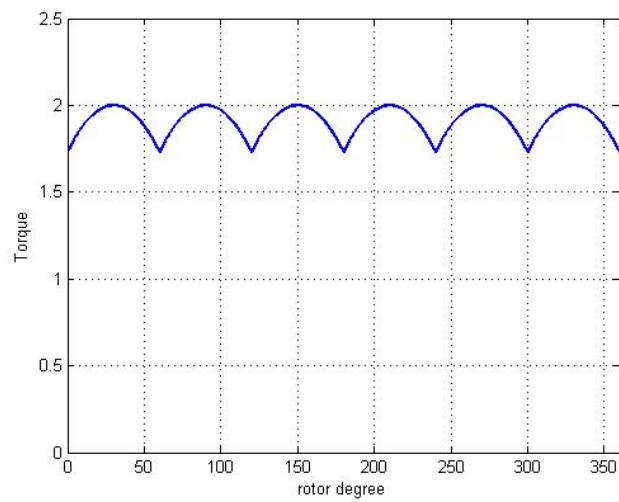


圖 2.15: 180 度六步方波驅動的轉矩圖

# 第 3 章 自動相角調整之實現方法

此章節將介紹自動相角調整的方法，將各別介紹單相和三相無刷直流馬達實現的方法。

## 3.1 單相無刷直流馬達實現方法

以下將介紹單相無刷直流馬達實現方法，包含如何依轉速估測而使得霍爾訊號重整，以達到自動相角調整的目的。

### 3.1.1 霍爾訊號重整

霍爾元件所產生的為類比訊號，因此我們利用霍爾訊號  $IN+$  和  $IN-$ ，透過一個比較器將其訊號轉換成數位訊號  $DIN+$  和  $DIN-$ ，再經由 FPGA 來作處理。此時我們便可以利用兩個計數器  $C_p$  和  $C_n$  分別計數  $DIN+$  和  $DIN-$  高準位時間，如此一來便可得  $IN+$  和  $IN-$  經過 180 度電氣角的時間  $T_{DIN+}$  和  $T_{DIN-}$ 。

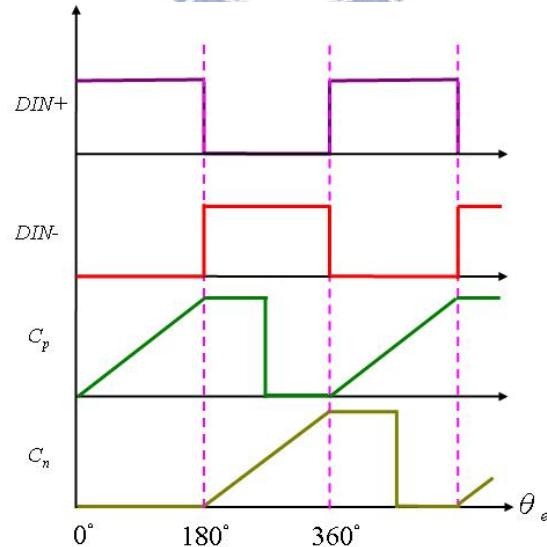


圖 3.1: 數位式相位器

一但我們要做切換相位延遲時，雖然霍爾元件上的 IN+ 和 IN- 訊號已換相，但是我們利用上次  $C_p$  和  $C_n$  二個計數器的數值，延遲適當的電氣角角度而做一個訊號重整，而形成 PIN+ 和 PIN- 的二個訊號送至 pre-driver 驅動馬達旋轉，以達到不同相角切換的目的。

以下我們以製造一個  $\theta$  落後的霍爾訊號作說明，假設目前馬達位置於 f 點，從圖 3.2 中，可以利用  $C_p$  計算出上一次霍爾訊號為高準位 (a 點到 b 點) 180 度電氣角的時間  $T_{DIN+}$ ，當馬達旋轉至 c 點時，此時霍爾訊號變成高準位，但 PIN+ 維持低準位，直到計數到  $\theta \times T_{DIN+}/180$  才輸出高準位，同理，可以利用  $C_n$  計算出霍爾訊號為低準位 (b 點到 c 點) 180 度電氣角的時間  $T_{DIN-}$ ，製造出 PIN+ 在 e 點的訊號。

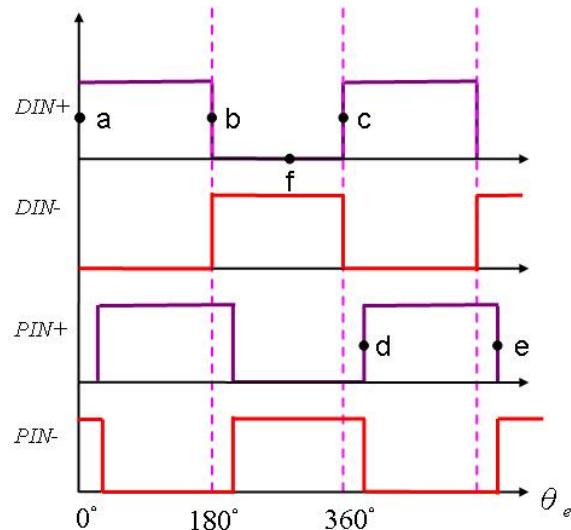


圖 3.2: 相角延遲相位器

### 3.1.2 轉速估測

無刷直流馬達在驅動時，馬達旋轉電氣角 360 度。其中馬達機械角  $\theta_m$  與馬達電氣角  $\theta_e$  的關係為

$$\theta_e = \frac{P}{2} \times \theta_m \quad (3.1)$$

因此我們可以利用換相時，霍爾元件經比較器後所產生的訊號 DIN+ 估測出目前的轉速值，其 DIN+ 為當馬達旋轉 360 度電氣角時，即會產生一個週期的 DIN+；由馬達電氣角與機械角的關係式 (3.1)，以及本實驗所使用的單相風扇馬達為四槽四極，可得轉速  $\omega_r$ ：

$$\omega_r = \frac{2}{P} \times \frac{60}{T_{FG}} = 30 \times \frac{1}{T_{FG}} \quad (\text{rpm}) \quad (3.2)$$

利用週期為  $T_{clk}$  的計時器去計數  $k$  個 FG 的週期，可得計數的值為  $N$ ，則：

$$\omega_r = 30 \times \frac{k}{T_{clk} \times N} \quad (\text{rpm}) \quad (3.3)$$

為了使計算出來的轉速值精準度可至個位數，取  $T_{clk}$  為  $2.56 \mu\text{s}$  和  $k$  為 10，可得：

$$\omega_r = \frac{117187500}{N} \quad (\text{rpm}) \quad (3.4)$$

故可利用 3.4 式 估測出轉速值，進入 FPGA 晶片內做自動相角調整訊號處理。

## 3.2 三相無刷直流馬達實現方法

本文三相無刷直流馬達自動相角調整的實現方法，是依無感測機制為基礎，配合數位式相位器，克服換相和 pwm 雜訊的干擾，精確的估測換相時機，以達到自動相角調整的目的。

### 3.2.1 無感測控制的旋轉機制

因為我們採用風扇馬達並不精確要求轉速控制，所以不另外加速度控制器，而是直接利用 PWM 訊號改變端電壓大小，進而達到速度調變的目的。目前無感測換相控制技術大多利用感應電動勢來作為換相訊號，其原因在於硬體電路的實現方式較簡單，馬達的端電壓也較易量測及取得，因此成本可以降低。但是使用此方法的缺點在於馬達轉速過低時，其感應電動勢太小而易受雜訊干擾，常會發生假零交越，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利用感應電動勢換相的問題。因此本文所設計的無感測旋轉驅動技術可以分為三個程序：(1) 定位 (2) 開迴路啓動 (3) 閉迴路換相控制。其中定位和開迴路啓動程序，希望藉由這兩個步驟的啓動程序，使轉速上升至感應電動勢的零交越點可以被正確地解析出來；其後閉迴路換相控制，便可以正確偵測到反應電動勢以進行換相。

(1)定位：

由於馬達轉子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，使馬達在啓動時，瞬間吸引轉子自行對正 (Align) 到一個轉矩為零的平衡點位置；因此，馬達在未達到開迴路啓動前即可事先得知轉子的初始位置，即可依照開迴路序列的導通順序進行最大轉矩的換相，使馬達能順利啓動。

(2)開迴路啓動：

由於馬達在低轉速時的感應電動勢振幅過小，因此偵測零交越點時容易受到雜訊的干擾而造成換相點判斷錯誤，使得馬達無法順利旋轉。因此，必須藉由開迴路啓動的程序，在未獲得足夠大的感應電動勢之前，先送出固定的換相序列，

使得馬達可以順利的旋轉，並隨著換相序列從低頻慢慢增加至高頻，使得馬達的轉速逐漸變高，讓馬達的感應電動勢振幅隨之逐漸增加。一旦當感應電動勢不會受到雜訊的干擾而造成換相點的判斷錯誤時，即可以進入閉迴路換相控制的程序。

### (3)閉迴路換相控制：

當馬達轉速提升到足以產生可解析的感應電動勢波形後，即可以進入閉迴路換相控制的程序。在閉迴路換相控制的程序中，由於可以正確地判斷出馬達的換相點，因此六步方波換相的邏輯即可正常的交替輸出。閉迴路換相控制的技術大多利用感應電動勢來偵測轉子磁極的位置，進而達到換相控制的目的。在利用未激發相感應電動勢的零交越點來判斷換相點時，需要注意切換雜訊的產生，因為此雜訊會導致假的零交越點，而影響換相點的估測。雜訊大部分會在改變電流方向時產生，因為電晶體在切換時，電流瞬間會流經上橋或下橋的飛輪二極體，此時就會造成假的零交越，所以在每一次換相點後都必須克服切換雜訊所造成的假零交越。

#### 3.2.2 數位式相位器



本文提出的無感測換相方法，是利用馬達感應電動勢的特性，當馬達以 120 度六步方波驅動，取得未激發相電壓與中心相電壓做比較，可獲得感應電動勢的零交越點 (zero crossing)，其兩次零交越的時間間隔即為馬達旋轉電氣角 60 度的時間。在傳統換相點是在零交越點發生後的電氣角 30 度，但是一旦我們將相角超前的觀念引入下，那麼換相點即可能在在零交越點發生後的電氣角  $\theta$  度 (0 度至 30 度之間)。換言之，當感應電動勢發生零交越後，此時系統便會依據適時的換相機制，使馬達旋轉適當的電氣角  $\theta$  度以達到正確的換相點，再旋轉電氣角 ( $60 - \theta$ ) 度就會發生下一次的零交越。

數位式相位器是計數感應電動勢零交越點發生的時間間距  $T$ ，即馬達電氣角旋轉 60 度的時間，當此時轉速下的換相角度為  $\theta$  時，我們可知馬達旋轉電氣角  $\theta$  度的時間為  $\theta \times T/60$ 。因此當感應電動勢發生零交越後  $\theta \times T/60$  的時間點，即為正確的切換點。圖 3.3 所示為切換相位為 30 度的操作示意圖，其不考慮電晶體切換所造成的假零交越點。其中  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  分別為三相電壓；  $u_d$ 、 $v_d$ 、 $w_d$  分別為三相電壓與中心相電壓比較後的數位訊號；  $E_d$  為未激發相相電壓與中心相電壓比較後的數位訊號（由  $u_d$ 、 $v_d$ 、 $w_d$  組成），其狀態改變即代表未激發相的感應電動勢發生了零交越點；  $C_p$  和  $C_n$  為計數器，分別負責計數  $E_d$  為高準位和低準位的時間；  $S_c$  為換相訊號，當  $S_c$  準位發生改變時，即代表做換相的動作；  $\theta_e$  為馬達轉子的電氣角。由於  $E_d$  為感應電動勢與零電壓準位比較後的數位訊號，因此可以藉由  $E_d$  狀態的改變來推知感應電動勢零交越點的發生。

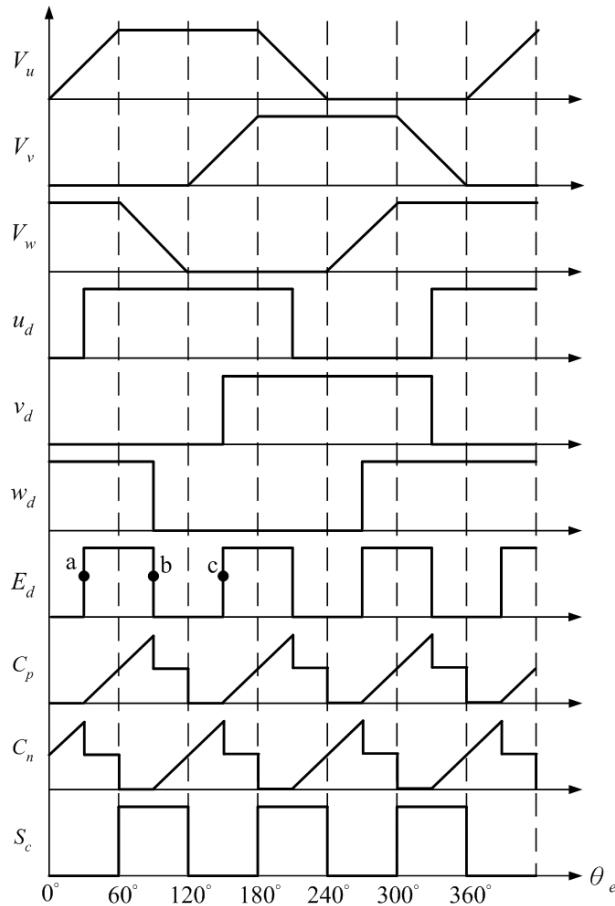


圖 3.3: 數位式相位器原理

假設目前轉子的電氣角為 60 度，電流導通的方向是從 u 通到 v， $\theta$  為 30 度，計數器  $C_p$  從  $E_d$  的狀態改變點 a 開始計數  $E_d$  為高準位的時間，當馬達從 a 點旋轉了電氣角 60 度後，感應電動勢產生零交越點， $E_d$  即會產生狀態改變點 b，此時  $C_p$  將計數值乘以  $30/60$  並停止計數；換計數器  $C_n$  開始計數  $E_d$  為低準位的時間，當  $C_n$  計數的值與  $C_p$  的值一樣時，就送出換相訊號（電流導通方向切換為 u 通到 w），並將  $C_p$  的值歸零，而  $C_n$  繼續計數；接著操作方式相似，只是換成  $C_n$  計數得到馬達旋轉電氣角 60 度的時間（b 點到 c 點的時間）， $C_p$  則計數與  $C_n$  比較，估測延遲馬達電氣角 30 度的時間點。以此類推，就可以利用兩個計數器 ( $C_p$ 、 $C_n$ ) 交替動作來實現基本相位移器。

因為切換雜訊將會影響感應電動勢的零交越點偵測，因此需要一些遮蔽的換相策略或設計遮蔽電路來避免切換雜訊造成的影響。切換雜訊產生的原因來自於飛輪二極體效應，圖 3.4 所示為電流方向由  $u \rightarrow w$  切換到  $v \rightarrow w$  的導通情形；圖 3.4 (c) 的(a)區間內的電流方向是由馬達的 u 相流至 w 相，如圖 3.4 (a) 圖所示；在馬達將電流轉為由 v 相流至 w 相的瞬間，也就是 u 相上橋的電晶體  $T_{r1}$  不導通，v 相上橋  $T_{r2}$  導通的瞬間，由於定子線圈具電感效應，必需維持原電流方向  $u \rightarrow w$  的連續，所以電流會由 u 相下橋的飛輪二極體流過，保持電流方向  $u \rightarrow w$  一小段時間，如圖 3.4 (b) 所示。因此在 (b) 區間內， $V_u$  會瞬間降為低準位，此狀態會一直到  $u \rightarrow w$  方向的電流消失。同理，當下橋電晶體瞬間關閉時，電流會從上橋電晶體的飛輪二極體流過，導致相電壓瞬間升為高準位；由於換相會發生飛輪二極體效應，因此在換相後都必須考慮切換雜訊對零交越點偵測的影響，方能使馬達正常的旋轉。

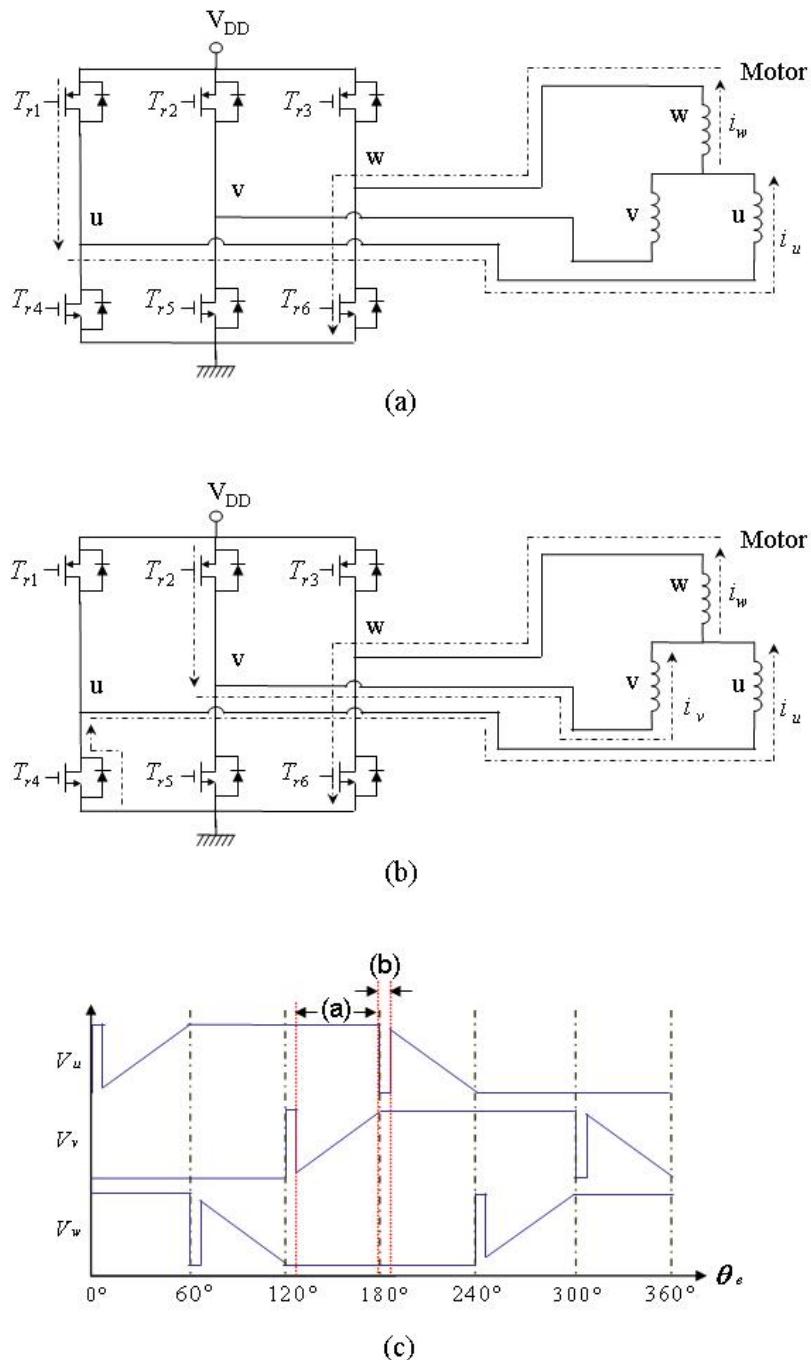


圖 3.4: 飛輪二極體效應之影響

數位式相位器主要是偵測感應電動勢的零交越點，再做馬達電氣角  $\theta$  度的延遲，以求得正確的換相時間點；可是因為飛輪二極體效應的影響，在換相後會有切換雜訊的產生，使得感應電動勢產生假零交越點，而造成基本相位移器的操作失敗。因此，為了避免切換雜訊影響換相點的估測，實際上必須將基本相位移器的兩個計數器 ( $C_p$ 、 $C_n$ ) 作一些修正。另外，為了方便說明，之後其他功能的示意圖皆不考慮切換雜訊的影響。圖 3.5 為具有遮蔽功能的相位移器操作示意圖。其中  $E_d$  為未激發相相電壓與中心相電壓比較後的數位訊號； $C_p$  和  $C_n$  為計數器，分別負責計數  $E_d$  為高準位和低準位的時間； $S_c$  為換相訊號，當  $S_c$  準位發生改變即代表作換相的動作； $\theta_e$  為馬達轉子的電氣角。因為飛輪二極體效應的影響，因此在每次換相後， $E_d$  就會產生零交越點的現象，為了避免假零交越點的影響，將計數器  $C_p$  和  $C_n$  設定一個遮蔽時間值  $k$ ；當  $C_p$  或  $C_n$  計數的值超過此遮蔽時間設定值，才視為發生真正的零交越，因此繼續進行基本相位移器的數學計算，實現馬達電氣角  $\theta$  度的延遲；反之，則視之發生假零交越的現象，此時必須將計數到的值累加至負責計數馬達旋轉電氣角 60 度的計數器中，直到  $C_p$  或  $C_n$  計數的值達到條件值  $k$  (發生真正的零交越)。

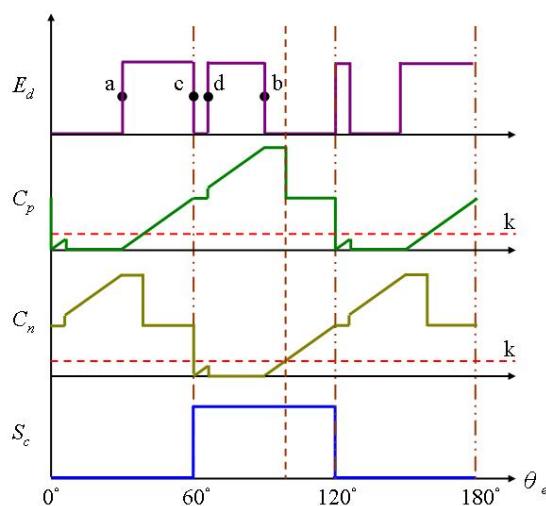


圖 3.5: 克服飛輪二極體效應之相位器

假設目前轉子的電氣角為 60 度， $\theta$  為 30 度，計數器  $C_p$  從  $E_d$  的狀態改變點 a 就開始計數  $E_d$  為高準位的時間，因為飛輪二極體效應的影響，因此  $E_d$  產生了狀態改變點 c，此時  $C_p$  停止計數， $C_n$  開始計數；由於  $C_n$  尚未計數至  $k$  值就發生了狀態點 d，因此視為發生了假零交越，而  $C_n$  計數到的值為假零交越點

所造成的，所以  $C_n$  的值必須累加至  $C_p$  中，並將  $C_n$  歸零。接著  $C_p$  繼續計數，直到  $E_d$  產生了狀態改變點 b，此時  $C_p$  停止計數， $C_n$  開始計數，當  $C_n$  計數到 k 值時，代表發生真正的零交越點，此時將  $C_p$  計數的值乘以 30/60，且  $C_n$  繼續計數，直到  $C_n$  計數的值與  $C_p$  的值一樣時，即送出換相訊號，並將  $C_p$  的值歸零。

### 3.2.3 脈寬調變產生器

下圖 3.6 為三相無刷直流馬達驅動器的示意圖，其中  $u$ 、 $v$ 、 $w$  為三相馬達的定子線圈。我們利用六個電晶體的開關可任意控制馬達定子線圈的電流方向，其中  $Tr1$ 、 $Tr2$ 、 $Tr3$  稱為上橋電晶體開關， $Tr4$ 、 $Tr5$ 、 $Tr6$  稱為下橋電晶體開關；進行馬達速度控制時，主要是利用脈波寬度調變 (PWM) 技術，即產生 PWM 訊號控制電晶體開關，PWM 訊號的責任週期與給予馬達的平均電壓成正比，故可進而控制馬達的轉速。PWM 訊號控制電晶體開關有許多不同的方式，例如只控制上橋電晶體開關、只控制下橋電晶體開關、輪流控制上下橋電晶體開關和同時控制上下橋電晶體開關；亦有許多論文專利討論此議題，而本論文所使用的脈波寬度調變技術是只控制上橋電晶體開關。

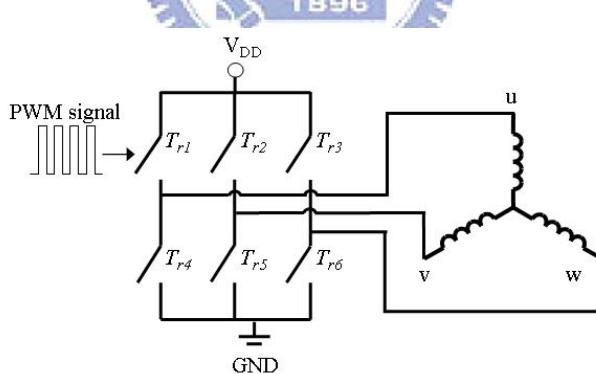


圖 3.6: 三相無刷直流馬達驅動器示意圖

脈波寬度調變技術主要是利用一個載波  $V_c$  (通常為三角波) 與命令基本波  $V_{control}$  (多為正弦波或定值)，將兩個波形經由大小的比較產生開關的切換訊號。圖 3.7 所示為脈波寬度調變操作原理，其中  $\hat{V}_c$  為載波  $V_c$  的最大值， $V_o$  為比較後的 PWM 訊號電壓波形， $V_{DD}$  為電壓源電壓， $\bar{V}$  為  $V_o$  的平均電壓， $T_s$  為載波  $V_c$  的週期， $t_{off}$  為  $V_o$  在一個週期內為低準位的時間， $t_{on}$  為  $V_o$  在一個週

期內為高準位的時間；當  $V_{control}$  較  $V_c$  大時，比較後使  $V_o$  為高準位，使開關導通，反之， $V_o$  則為低準位使開關截止，故  $V_o$  的週期與載波  $V_c$  同為  $T_s$ 。

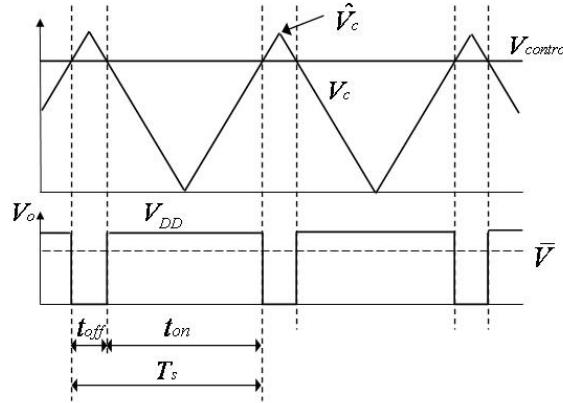


圖 3.7: 脈波寬度調變操作原理

PWM 訊號之責任週期 D 定義為：

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.5)$$

輸出電壓的平均值  $\bar{V}$  可以推得

$$\bar{V} = \frac{t_{on}}{T_s} \times V_{DD} = D \times V_{DD} \quad (3.6)$$

由於輸出平均電壓與 D 成正比，因此當 D 越大時，輸出平均電壓會越大，反之則越小。由三角形相似定理可以推知  $V_{control}$  和  $\hat{V}_c$  的關係式：

$$\frac{V_{control}}{\hat{V}_c} = \frac{t_{on}/2}{T_s/2} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (3.7)$$

由式 (3.6) 與式 (3.7) 可以得知藉由改變  $V_{control}$  的大小就可以改變責任週期 D 的大小，因此達到調變輸出平均電壓的目的，實現脈波寬度調變技術。

### 3.2.4 零交越點偵測機制

根據文獻探討 [3] 中提到，為了避免 PWM 訊號干擾零交越點偵測，我們可以利用快到零交越點前將 PWM 訊號停止，轉換成線性模式操作。但是此一不連續的 PWM 訊號 (PWM dead zone) 對於運轉中的馬達等於是一個不連續的命令，此法會造成馬達震動量和噪音增加。為了避免 PWM 訊號對零交越點的影響，以及希望提供一個連續型的 PWM 訊號 (no PWM dead zone)，本文提出一個方法，即是利用一個數位濾波器，將 PWM 對零交越點影響的雜訊做一個濾波的動作，利用此濾波器不但可以克服 PWM 對零交越點的雜訊影響，另外一方面也可以達到連續型的 PWM 訊號，以大幅降低 PWM 不連續型的震動量和噪音。

在本文所採用的數位濾波器，它是利用三個 D 型正反器 (D-type flip-flop) 做訊號的延遲，經過 AND 及 NOR 運算後再經過一個 RS 正反器 (RS flip-flop)，就可以濾除訊號變化的邊緣雜訊以及穩態雜訊，以回復正確的訊號。而在本文中選用三個 D 型正反器來作處理，主要原因有二點：第一點，為了擁有足夠的延遲訊號資訊以完成濾波的動作。第二點，避免濾波處理時間太久造成的延遲。

首先介紹 D 型正反器，它是有一個輸入、一個輸出和一個時脈輸入，當時脈由零轉為一 (正向觸發) 時，輸出的值會和輸入的值相等，否則輸出值維持前一次的狀態，如圖 3.8 (b) 所示。

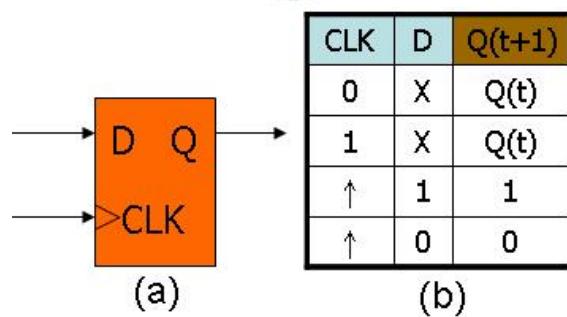


圖 3.8: D 型正反器 (a) 方塊圖 (b) 真值表

而 RS 正反器，其工作原理，則是當時脈由零轉為一 (正向觸發) 時，輸出的值會和依照其中一組輸入的值改變，當輸入值不變時，則輸出值維持前一次的狀態，如圖 3.9 (b) 所示。

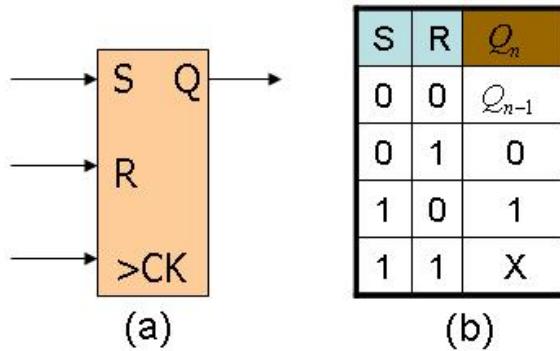


圖 3.9: RS正反器 (a) 方塊圖 (b) 真值表

而我們所設計的數位濾波器是利用三個 D 型正反器做訊號的延遲，再經過 AND 及 NOR 運算後再經過一個 RS 正反器，以達到濾波的效果。其整體架構如圖 3.10 所示，其意義代表當訊號連續三次為 1 時，則輸出訊號為 1，當訊號連續三次為 0 時，則輸出訊號為 0，其他情形則維持前一訊號不變，如此一來，我們就可以利用此濾波器濾除 PWM 雜訊對零交越點偵測的影響，以達到正確的換相點。

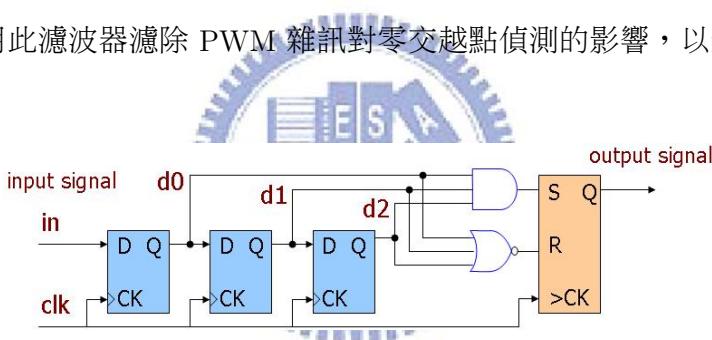


圖 3.10: 數位濾波器架構

### 3.2.5 轉速估測

其方法和單相馬達轉速估測類似，三相無刷直流馬達在無感測驅動時，完整的 120 度六步方波驅動包含六次的電晶體切換，使馬達旋轉電氣角 360 度。其中馬達機械角  $\theta_m$  與馬達電氣角  $\theta_e$  的關係為 3.1 式所示。

因此我們可以利用換相所產生的訊號  $FG$  估測出目前的轉速值，其  $FG$  定義如表 3.1；訊號  $FG$  的週期  $T_{FG}$  為圖 3.3 中換相訊號  $S_c$  週期的三倍，亦即每一組六步方波會產生一個週期的  $FG$ ，又一組六步方波可使馬達旋轉電氣角 360 度，故馬達旋轉電氣角 360 度會產生一個週期的  $FG$ ；由馬達電氣角與機械角的關係

式 3.1，以及本實驗所使用的三相風扇馬達為六槽八極，可得轉速  $\omega_r$ ：

$$\omega_r = \frac{2}{P} \times \frac{60}{T_{FG}} = 15 \times \frac{1}{T_{FG}} \quad (\text{rpm}) \quad (3.8)$$

表 3.1: FG 輸出表

Flag	電流導通方向	FG
0000	v → w	1
0001	v → u	1
0010	w → u	1
0011	w → v	0
0100	u → v	0
0101	u → w	0
0110	無	0

利用週期為  $T_{clk}$  的計時器去計數  $k$  個 FG 的週期，可得計數的值為  $N$ ，則：

$$\omega_r = 15 \times \frac{k}{T_{clk} \times N} \quad (\text{rpm}) \quad (3.9)$$

為了使計算出來的轉速值精準度可至個位數，取  $T_{clk}$  為  $2.56 \mu\text{s}$  和  $k$  為  $10$ ，可得：

$$\omega_r = \frac{58593750}{N} \quad (\text{rpm}) \quad (3.10)$$

故可利用式 3.10 再進入 FPGA 晶片內做自動相角調整訊號處理。

### 3.3 相角最佳化

不論是單相或三相無刷直流馬達，在本實驗中為了達成自動相角調整控制，必須先建立轉速和切換相角的關係。因此目前我們採用 offline 的方式，改變不同的切換相角，在相同轉速下，選取最低的震動指標，則該相角作為當下轉速的最佳切換相角之依據。

# 第 4 章 晶片功能規劃及驗證模擬

此章節主要是介紹如何利用 Quartus II 規劃與設計本文所需的晶片功能，並且模擬晶片功能是否正確達到我們所設計的需求。

## 4.1 Quartus II 設計軟體環境介紹

Altera 的 Quartus II 設計軟體提供一個非常容易適應特定設計所需要的完整多平臺設計環境，它是一可程式邏輯元件整合開發環境。圖 4.1 顯示 Quartus II 的設計流程，利用 Quartus II 軟體開發設計的流程可大致區分為設計輸入、邏輯合成、佈局和佈線、時序分析、模擬及程式下載規劃。使用 Quartus II 軟體可以完成設計流程的所有階段，是一種完整且容易使用的獨立解決方案。

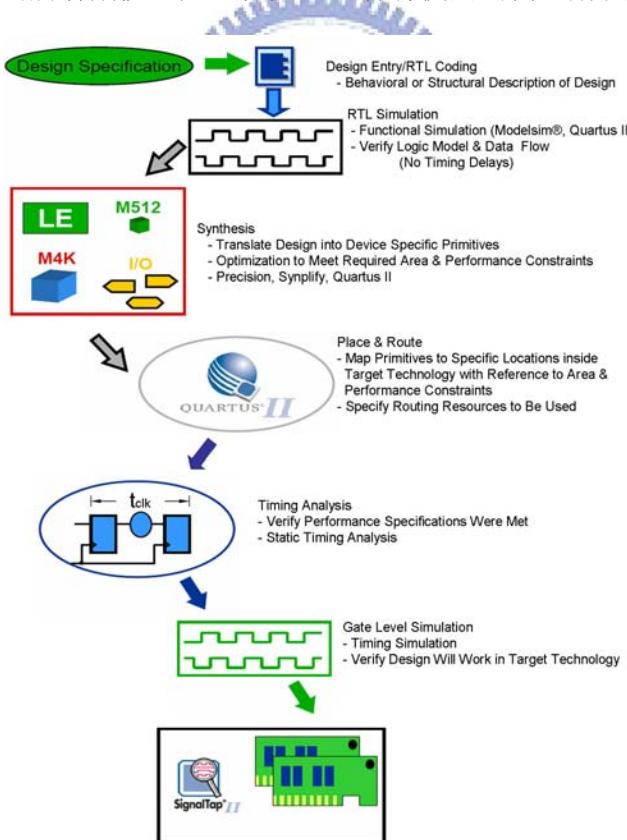


圖 4.1: Quartus II 軟體設計流程

Quartus II 軟體包含 Quartus II 圖形用戶介面、EDA 工具介面或指令介面，可在整個流程中僅使用其中一種介面，也可以在設計流程中的不同階段，依各人喜好使用不同的選項。Quartus II 圖形用戶介面為設計流程的每個階段提供的功能整理如表 4.1 所示。

表 4.1: Quartus II 圖形用戶介面為設計流程的每個階段提供的功能

Design flow	Graphical User Interface
Design Entry	Text Editor, Block & Symbol Editor, MigaWizard Plug-In Manager, Assignment Editor, Floorplan Editor
Synthesis	Analysis & Synthesis, VHDL verilog HDL & AHDL, Design Assistant, RTL Viewer
Place & Route	Fitter, Assignment Editor, Floorplan Editor
Timing Analysis	Timing Analyzer, Report Window
Simulation	Simulator, Waveform Editor
Programming	Assembler, Programer, Convert Programming Files

Quartus II 軟體包括 FPGA 和 CPLD 設計所有階段的解決方案，從傳統的自下而上設計方法改變為自上而下的設計方法，以硬體描述語言（Hardware Description Language）描述系統層級設計，並支援系統模擬與整合，提供從設計輸入到可程式邏輯元件下載規劃的全部功能。

在設計的方式上，將採取模組化的設計技巧。設計步驟中，首先將利用硬體描述語言 VHDL 設計規劃並建構各個獨立的馬達驅動功能模組，以減少各模組與模組間在功能特性錯誤發生機率上的影響。最後再針對各模組與模組間的訊息構通、傳遞方式及整合性之功能特性進行模擬與驗證。如此，不但可增加各模組間的使用彈性，也提高了模擬驗證上的方便性。

## 4.2 單相馬達自動相角之控制晶片規劃和模擬

在單相無刷直流馬達之自動相角晶片方面，本文採取以 FPGA 為控制晶片之依據。透過 ALTERA DE1 Development Board (簡稱 DE1 發展板) 及馬達驅動電路及週邊電路，以建立一套完整的馬達控制系統。

圖 4.2 所示，為此 FPGA 控制晶片內部的系統架構。晶片內部所包含的模組說明如下：

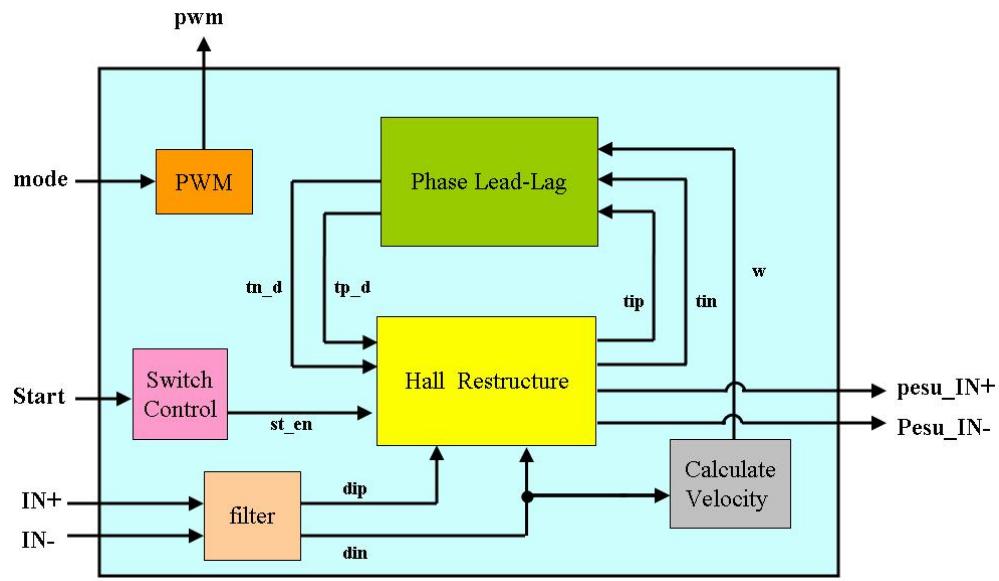


圖 4.2: 單相馬達控制晶片之內部系統架構圖

### 4.2.1 相位控制模組

表 4.2 所示為相位控制模組腳位訊號定義說明；本文藉由轉速估測器得到轉速後，跟據最佳化相角的關係而調整相位，之後訊後再送入霍爾訊號重建模組，以達到 phase delay 的效果。

表 4.2: 相位控制模組腳位訊號定義說明表

腳位名稱	屬性	位元數	訊號定義
<i>clk</i>	INPUT	1 bit	系統時脈(50 MHz)
<i>rpm</i>	INPUT	14 bit	轉速
<i>tp</i>	INPUT	20 bit	數位霍爾訊號 in+ 高準位
<i>tn</i>	INPUT	20 bit	數位霍爾訊號 in+ 低準位
<i>tp2</i>	INPUT	20 bit	數位霍爾訊號 in- 高準位
<i>tn2</i>	INPUT	20 bit	數位霍爾訊號 in- 低準位
<i>phaseout</i>	OUTPUT	6 bit	霍爾訊號 phase lead 角度輸出

模擬結果：

圖 4.3 所示為相位控制模組模擬結果，由圖中可以發現當轉速由 3200 rpm 轉換為 5000 rpm 時，其換相相位也由超前 5 度到超前 11 度，因為本來馬達為超前 26 度電氣角，所以等於在轉換為 3200 rpm 時延遲 21 度而在轉速為 5000 rpm 時延遲 15 度電器角，確實和圖 6.3 結果相同。

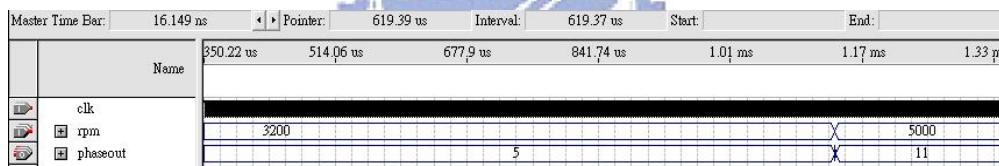


圖 4.3: 相位控制模組模擬結果

#### 4.2.2 霍爾訊號重建模組

表 4.3 所示為相位延遲模組腳位訊號定義說明；本文藉由相位控制模組傳來的最佳化相角之後，而做出一個霍爾重整的訊號，製造一個假霍爾訊號，以送入 pre-driver 驅動馬達。

表 4.3: 霍爾訊號重建模組腳位訊號定義說明表

腳位名稱	屬性	位元數	訊號定義
<i>clk</i>	INPUT	1 bit	系統時脈(50 MHz)
<i>inp</i>	INPUT	1 bit	數位 in+ 霍爾訊號
<i>inn</i>	INPUT	1 bit	數位 in- 霍爾訊號
<i>tp_delay</i>	INPUT	20 bit	延遲霍爾訊號 in+ 高準位
<i>tn_delay</i>	INPUT	20 bit	延遲霍爾訊號 in+ 低準位
<i>tp2_delay</i>	INPUT	20 bit	延遲霍爾訊號 in- 高準位
<i>tn2_delay</i>	INPUT	20 bit	延遲霍爾訊號 in- 低準位
<i>pesu_inp</i>	OUTPUT	1 bit	假霍爾訊號 in+
<i>pesu_inn</i>	OUTPUT	1 bit	假霍爾訊號 in-

模擬結果：

圖 4.4 所示為霍爾訊號重建模組模擬結果，假設我們欲製造一個 10 度的電氣角延遲的效果，由圖中可以發現 *pseu\_inp* 和 *inp* 有此效果，同樣的 *pseu\_inn* 和 *inn* 也有此情形產生。

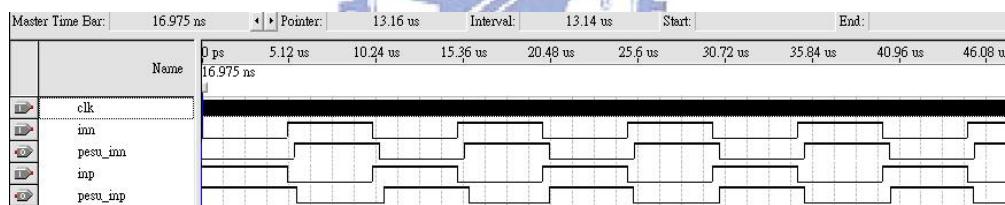


圖 4.4: 霍爾訊號重建模組模擬結果

### 4.2.3 轉速估測模組

表 4.4 所示為轉速估測模組腳位訊號定義說明；本文藉由偵測 *dinp* 的訊號配合 3.2 式，來作為轉速估測的目的。

表 4.4: 轉速估測模組腳位訊號定義說明表

腳位名稱	屬性	位元數	訊號定義
<i>clk_4</i>	INPUT	1 bit	除頻時脈(390 KHz)
<i>dinp</i>	INPUT	1 bit	數位 in+ 霍爾訊號
<i>rpm</i>	INPUT	14 bit	轉速

模擬結果：

圖 4.5 所示為轉速估測模組模擬結果，根據 3.2 式，由圖中可以發現當 *dinp* 從頻率為 50 Hz 變為 75 Hz 時，其相對應的轉速也由 1500 rpm 提升為 3750 rpm。



#### 4.2.4 PWM 模組

表 4.5 所示為 PWM 模組腳位訊號定義說明；本文藉由 DE1 發展版上的 dip switch，而達到不同工作 duty 的輸出。

表 4.5: PWM 模組腳位訊號定義說明表

腳位名稱	屬性	位元數	訊號定義
<i>clk</i>	INPUT	1 bit	系統時脈(50 MHz)
<i>mode</i>	INPUT	5 bit	dip switch 訊號
<i>pwm_o</i>	OUTPUT	1 bit	PWM 訊號輸出

模擬結果：

圖 4.6 所示為 PWM 模組模擬結果，藉由 dip switch 的選擇，改變不同 duty，由圖中可以發現前半段時間 duty 為 0.8，而後半段時間 duty 只有 0.2，其 *pwm\_o* 訊號為高準位的時間也隨之改變。

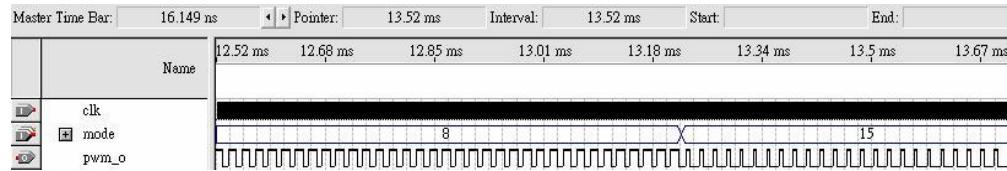


圖 4.6: PWM 模擬結果

#### 4.2.5 單相馬達整體 FPGA 模組

經由以上各模組之 block，將其整合起來如圖 4.7 所示，即可形成一個完整的單相馬達自動相角調整之晶片。

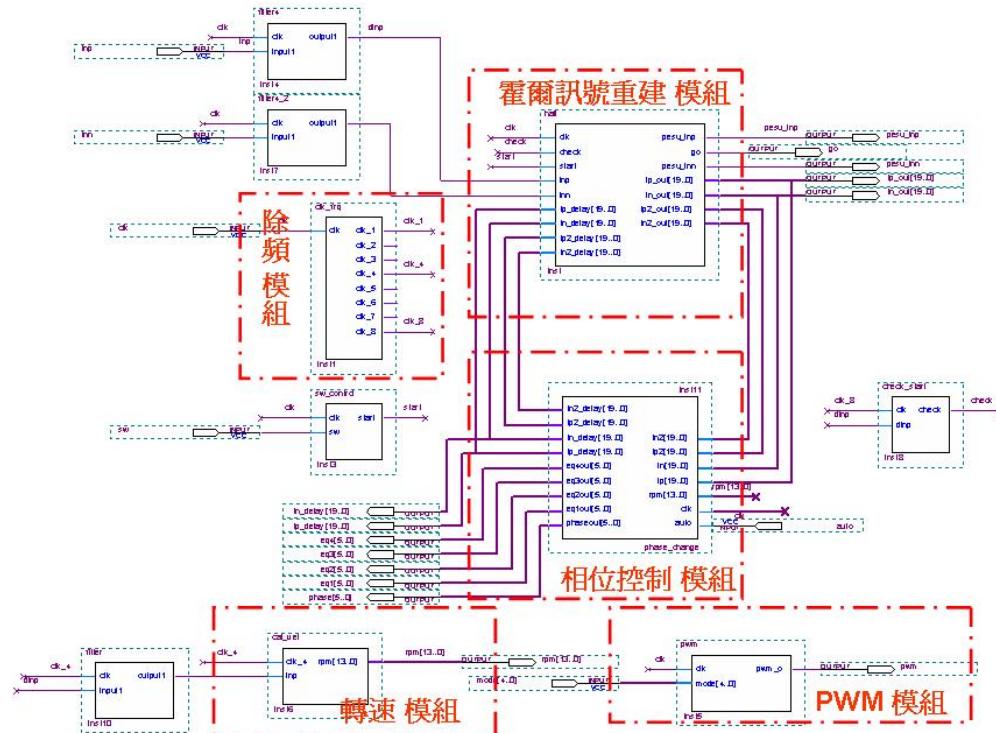


圖 4.7: 整體 Block 圖

### 4.3 三相馬達自動相角之控制晶片規劃和模擬

在三相無刷直流馬達之自動相角晶片方面，我們同樣以 DE1 發展板為基礎，搭配電壓感測電路、馬達驅動電路及週邊電路，以建立一套完整的馬達控制系統。

圖 4.8 所示，為此 FPGA 控制晶片內部的系統架構。晶片內部所包含的模組說明如下：

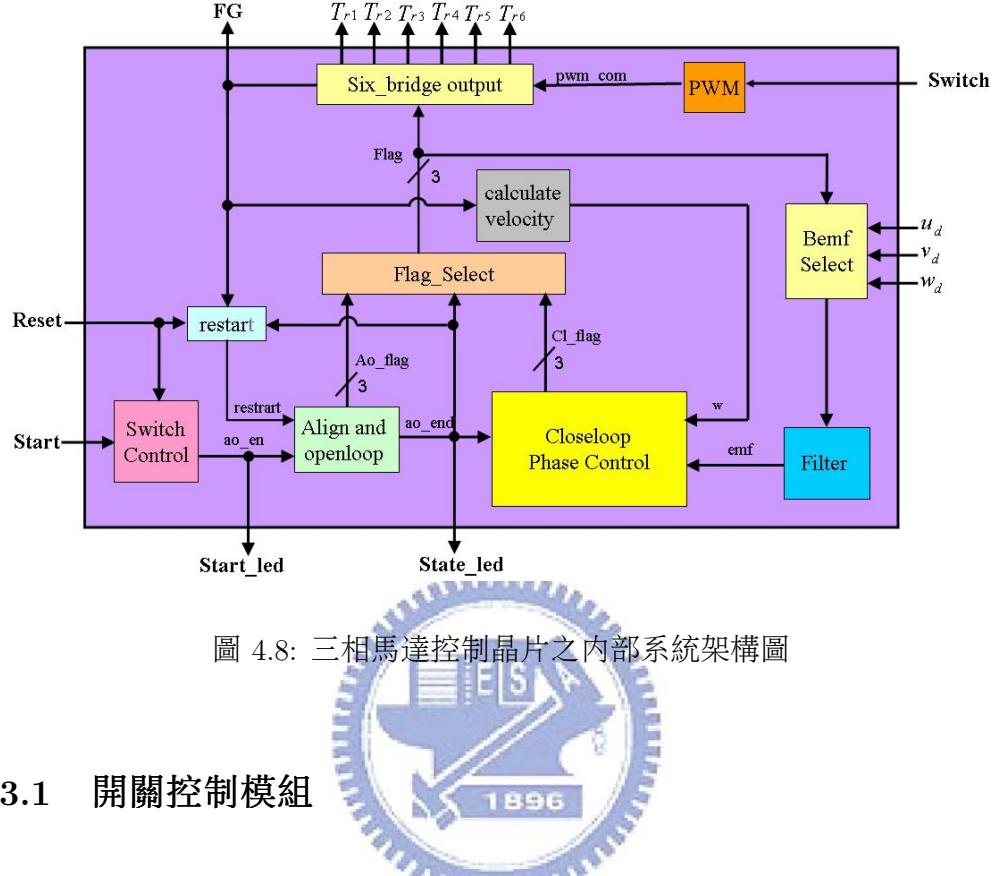


圖 4.8: 三相馬達控制晶片之內部系統架構圖

### 4.3.1 開關控制模組

表 4.6 所示為開關控制模組腳位訊號定義說明；本文藉由 Altera DE1 發展板上的開關 key0 和 key1 分別控制 *sw* 訊號和 *reset* 訊號 (開關按住時其訊號為低準位)；並設計一個內部暫存器 Reg，使得 key0 按下後放開，其 *start* 訊號保持高準位 (表示開始進行開迴路的動作)，使無感測驅動機制維持為啓動的狀態。

表 4.6: 開關控制模組腳位訊號定義說明表

腳位名稱	屬性	位元數	訊號定義
<i>clk</i>	INPUT	1 bit	系統時脈(50 MHz)
<i>sw</i>	INPUT	1 bit	啓動開關
<i>reset</i>	INPUT	1 bit	重置開關
<i>start</i>	OUTPUT	1 bit	定位及開迴路模組致能訊號

當 *clk* 發生正緣觸發的情況即進行開關控制模組的流程，如圖 4.9 所示；首先判斷 *sw* 和 *reset* 是否同時為 '0' (同時按住 key0 和 key1)，若 *sw* 和 *reset* 同

時為 '0'，則將 *start* 及內部暫存器 *Reg* 設定為 '0'；若此條件不成立則繼續判斷 *sw* 是否為 '0' (按下 key0)，若是的話則將 *start* 及內部暫存器 *Reg* 設定為 '1'，反之則繼續判斷內部暫存器 *Reg* 是否為 '1'，若內部暫存器 *Reg* 為 '1'，則將 *start* 設定為 '1'，反之則將 *start* 設定為 '0'。

其中為了更方便觀察，當 *start* 的狀態為 '1' 時，代表無感測驅動機制為啓動的狀態，此時 DE1 發展板上的指示燈 LEDG7 顯示為亮，反之則代表無感測驅動機制為停止的狀態，此時 DE1 發展板上的指示燈 LEDG7 顯示為暗。

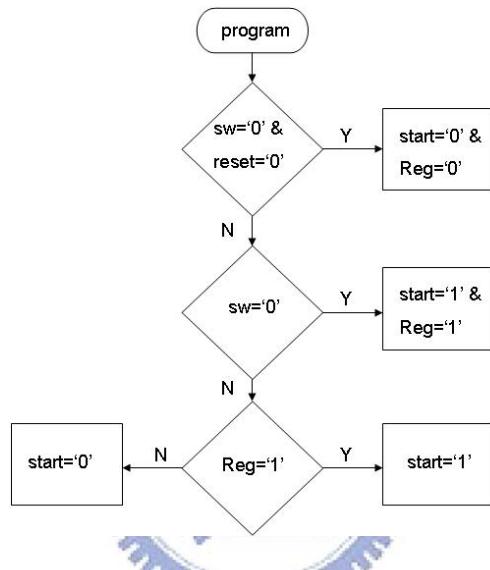


圖 4.9: 開關控制模組流程圖

模擬結果：

圖 4.10 所示為開關控制模組模擬結果，由圖中可以發現當 *sw* 由 '1' 變為 '0' 之後 *start* 設定為 '1'，之後即使 *sw* 再變為 '1'，對於 *start* 並沒有影響；而在 *reset* 和 *sw* 同時為 '0' 的狀態下，才將 *start* 設定為 '0'。

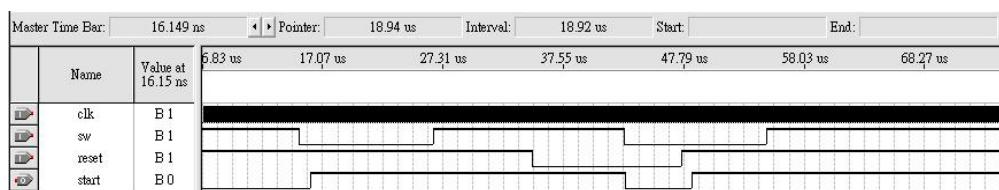


圖 4.10: 開關控制模組模擬結果

### 4.3.2 定位及開迴路模組

表 4.7 所示為定位及開迴路模組腳位訊號定義說明；由於在定位及開迴路啓動的過程中必須計算導通時間，因此必須利用時脈來計數時間；DE1 發展板內部的系統時脈的震盪頻率為 50 MHz，若使用此震盪頻率計數將會使得計數器的位元數增加，導致 IC 面積增大，因此將其除頻為 3.051 kHz，此即為 *clk\_count1* 訊號，透過 *clk\_count1* 即可在定位及開迴路啓動程序中計數所需的導通時間。

訊號 *flag1* 為定位及開迴路模組六橋輸出旗標，可經由旗標選擇模組輸入至六橋輸出模組，即可控制外部六橋電晶體的開關，決定定子線圈電流導通的方向。

表 4.7: 定位及開迴路模組腳位訊號定義說明表

腳位名稱	屬性	位元數	訊號定義
<i>clk_count1</i>	INPUT	1 bit	定位及開迴路模組時脈
<i>restart</i>	INPUT	1 bit	重新啓動訊號
<i>ao_en</i>	INPUT	1 bit	定位及開迴路模組致能訊號
<i>ao_end</i>	OUTPUT	1 bit	閉迴路電路致能訊號
<i>flag1</i>	OUTPUT	3 bit	定位及開迴路模組六橋輸出旗標

當 *clk\_count1* 發生正緣觸發的情況即進行定位及開迴路模組的流程，如圖 4.11 所示；首先判斷 *restart* 的狀態，若 *restart* 為 '1' 即代表重新啓動，因此必須將此模組中使用到的計數器及暫存器作初始化的動作，並將 *flag1* 設定為 "110" (六橋電路開關皆不導通) 以避免短路現象，同時將 *ao\_end* 設定為 '0'，若 *restart* 為 '0' 時即代表正常運作。

接著判斷 *ao\_en* 的狀態，若 *ao\_en* 為 '0' 即代表無感測驅動機制為停止的狀態，因此將 *flag1* 設定為 "110"；若 *ao\_en* 為 '1' 即代表無感測驅動機制為啓動的狀態，開始進行定位及開迴路啓動程序。

在定位程序中，先將電流導通的方向選擇為 u→v (*flag1* 狀態為 "100")，導通 0.7 秒以完成定位程序；而後電流導通方向切換至 v→w (*flag1* 狀態為 "000") 導通 0.038 秒；最後將電流方向切換至 v→u (*flag1* 狀態為 "001") 導通 0.015 秒，完成後將 *ao\_end* 設定為 '1'。當 *ao\_end* 為 '1' 的狀態，DE1 發展板上的指示

燈 LEDG6 顯示為亮；反之，DE1 發展板上的指示燈 LEDG6 顯示為暗。

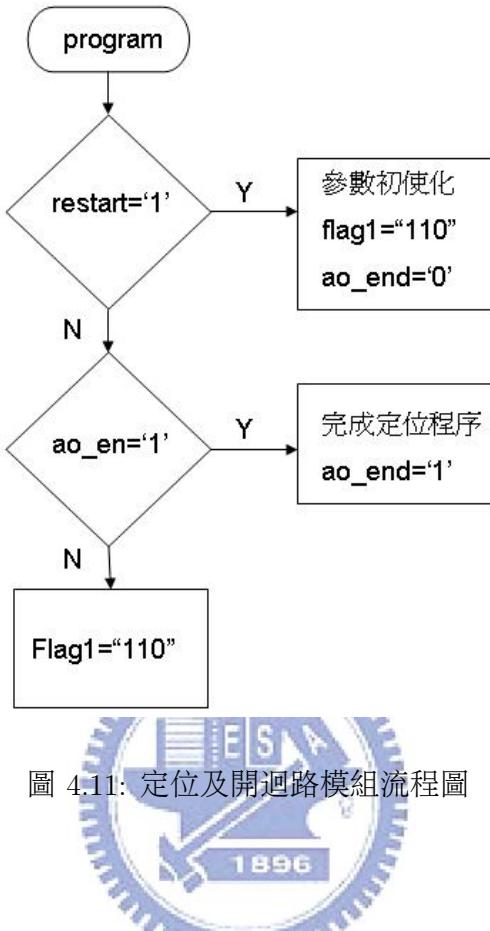


圖 4.11: 定位及開迴路模組流程圖

模擬結果：

由於模擬時間的限制，因此在所有與換相時間相關的模擬主要是驗證其輸出序列及流程是否正確，在實際操作上必須將換相時間的值再做一些修改以達到所需的時間。圖 4.12 所示為定位及開迴路模組模擬結果，由圖中可以發現當 `ao_en` 為 '1' 之後，即送出 `flag1` 一連串的換相序列，當 `flag1` 的值為 "001" 之後，代表已經完成了開迴路啓動程序的最後一個導通方向，因此當其導通時間結束後即送出 `ao_end` 為 '1' 的訊號；當 '`restart`' 轉為 '1' 的狀態時，送出 `ao_end` 為 '0' 的準位，直到 `restart` 回到 '0' 的狀態後，重新進行定位與開迴路啓動的程序。

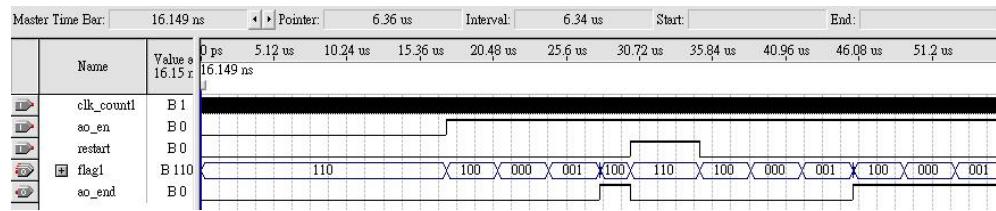


圖 4.12: 定位及閉迴路模組模擬結果

### 4.3.3 閉迴路模組

表 4.8 所示為閉迴路模組腳位訊號定義說明；閉迴路換相控制的可於 120 度六步方波驅動下實現，實驗上會有切換雜訊的影響，因此必須實現具有遮罩功能的數位式相位移器，才能夠避免假零交越影響換相點的估測；電流的導通方向可以透過 *flag2* 設定，*flag2* 訊號經過旗標選擇模組及六橋輸出模組後，即可控制外部六橋電路開關，決定電流導通的方向。另外，如同定位及開迴路模組設計 *clk\_count1* 的原因，在閉迴路模組中，將 *clk\_count2* 設計為 1.5625 MHz 以配合估算換相時間點。

表 4.8: 閉迴路模組腳位訊號定義說明表

腳位名稱	屬性	位元數	訊號定義
<i>clk_count2</i>	INPUT	1 bit	閉迴路模組時脈
<i>closed_en</i>	INPUT	1 bit	閉迴路模組致能訊號
<i>restart</i>	INPUT	1 bit	重新啓動訊號
<i>emf</i>	INPUT	1 bit	未激發相電壓與中心相電壓比較後的訊號
<i>flag2</i>	OUTPUT	3 bit	閉迴路模組六橋輸出旗標
<i>masked</i>	OUTPUT	1 bit	遮罩訊號
<i>Sc</i>	OUTPUT	1 bit	換相訊號
<i>FG_c</i>	OUTPUT	1 bit	<i>FG</i> 訊號

當 *clk\_count2* 發生正緣觸發的情況即進行閉迴路模組的流程，如圖 4.13 所示；首先判斷 *closed\_en* 的狀態，若 *closed\_en* 為 '1' 即代表已完成定位及開迴路啓動程序，因此接著以 120 度六步方波驅動法來驅動馬達；反之，則代表尚未完成定位及開迴路啓動程序，因此必須將此模組中使用到的計數器及暫存器作初始化的動作。

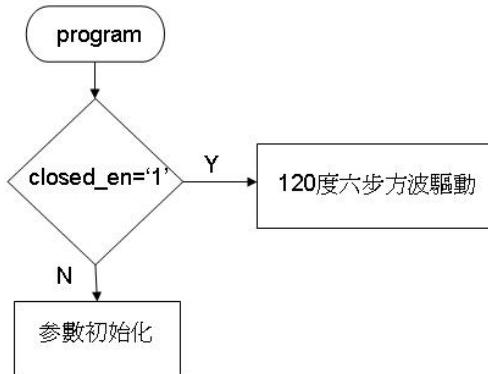


圖 4.13: 閉迴路模組流程圖

模擬結果：

下圖 4.14 為閉迴路模組中，120 度六步方波驅動的基本相位移器模擬結果，*closed\_en* 為 '1' 時才開始執行閉迴路換相控制程序；*emf* 設計為一個定頻的方波訊號，其週期代表馬達旋轉電氣角 120 度的時間，當 *emf* 值改變時，代表零交越點的發生；而 *Sc* 為換相訊號，由模擬結果可以發現六橋輸出旗標的變換點皆產生於 *emf* 為 '1' 或 '0' 的中間點，即延遲馬達電氣角 30 度的時間點，且在 360 度的馬達電氣角內，六橋輸出旗標變化 6 次，且輸出一個週期的 *FG* 訊號。

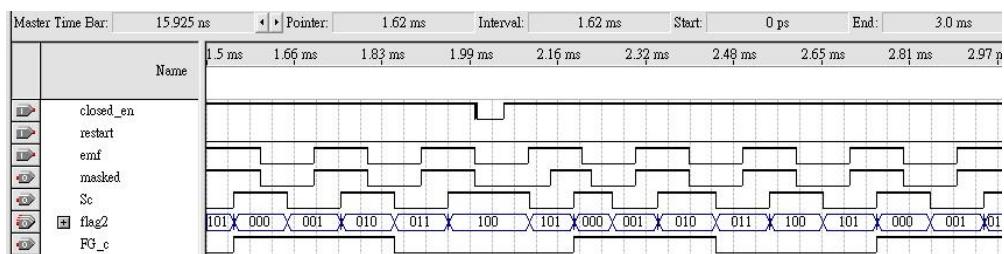


圖 4.14: 120 度六步方波驅動的基本相位移器模擬結果

下圖 4.15 為閉迴路模組中，在 120 度六步方波驅動下，具遮罩功能的相位移器模擬結果，*closed\_en* 為 '1' 時才開始執行閉迴路換相控制程序；*emf* 設計為一個定頻的方波訊號，並在換相點的附近皆給予一個短時間的反向脈衝，即假零交越點；由模擬結果可以發現，經由 *masked* 的遮罩，六橋輸出旗標的變換點不受到假零交越點的影響，仍產生於延遲馬達電氣角 30 度的時間點。

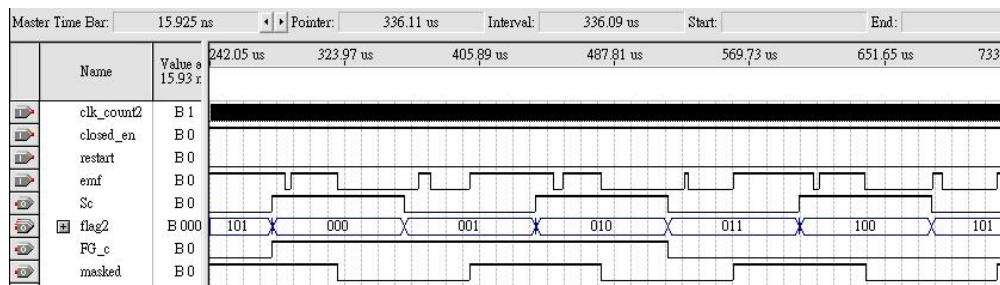


圖 4.15: 120 度六步方波驅動下，具遮罩功能的相位移器模擬結果

下圖 4.16 為閉迴路模組中，在 120 度六步方波驅動下，具相角超前的相位移器模擬結果，本模擬以超前相角馬達電氣角 30 度為例，可以從圖中發現到，每當 *emf* 訊號發生零交越點時，*Sc* 換相訊號也隨之換相以達到 phase lead 的效果。

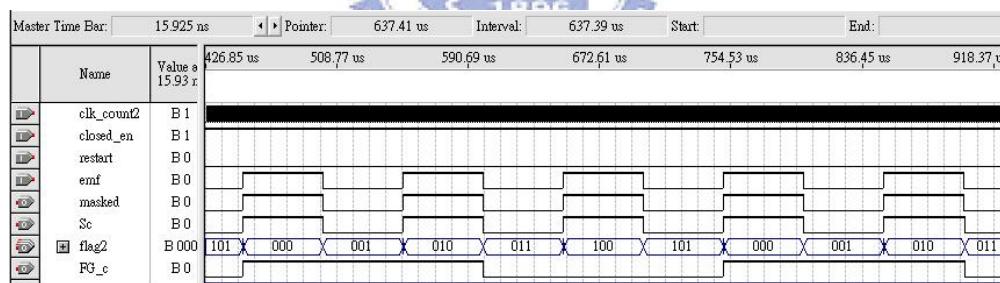


圖 4.16: 120 度六步方波驅動下，具相角超前 30 度電氣角的相位移器模擬結果

#### 4.3.4 旗標選擇和感應電動勢選擇模組

表 4.9 所示為旗標選擇模組腳位訊號定義說明；此模組藉由 *ao\_end* 判斷 *flag\_out* 應設定為 *flag1* 或是 *flag2*，即依照無感測驅動機制的狀態送出所需的六橋輸出旗標。

表 4.9: 旗標選擇模組腳位訊號定義說明表

腳位名稱	屬性	位元數	訊號定義
<i>clk</i>	INPUT	1 bit	系統時脈
<i>a</i>	INPUT	1 bit	<i>u</i> 和中心相比較訊號
<i>b</i>	INPUT	1 bit	<i>v</i> 和中心相比較訊號
<i>c</i>	INPUT	1 bit	<i>w</i> 和中心相比較訊號
<i>ao_end</i>	INPUT	1 bit	閉迴路電路致能訊號
<i>flag1</i>	INPUT	3 bit	定位及開迴路電路六橋輸出旗標
<i>flag2</i>	INPUT	3 bit	閉迴路電路六橋輸出旗標
<i>emf</i>	INPUT	1 bit	未激發相電壓與中心相電壓比較後的數位訊號
<i>flag_out</i>	OUTPUT	3 bit	六橋輸出旗標

當 *clk* 發生正緣觸發的情況即進行旗標選擇模組的流程，如圖 4.17 所示，首先判斷 *ao\_end* 的狀態，若 *ao\_end* 為 '1' 即代表已完成定位及開迴路啓動程序，此將 *flag\_out* 設定為 *flag2*；反之，則代表尚未完成定位及開迴路啓動程序，因此將 *flag\_out* 設定為 *flag1*。

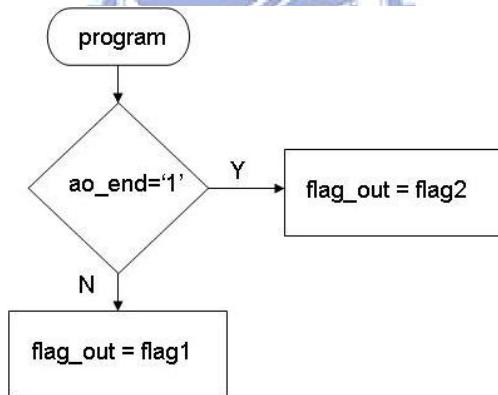


圖 4.17: 旗標選擇模組流程圖

模擬結果：

圖 4.18 為實現旗標選擇模組的模擬結果，當 *ao\_end* 為 '0' 時，*flag\_out* 會設定為 *flag1*，因此其值會隨著 *flag1* 而變；而當 *ao\_end* 為 '1' 時，*flag\_out* 會設定為 *flag2*，因此其值會隨著 *flag2* 而變。

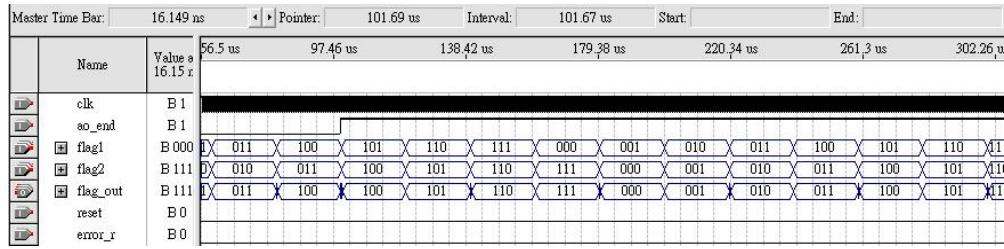


圖 4.18: 旗標選擇模組模擬結果

而感應電動勢選擇模組，此模組藉由判斷旗標  $flag\_out$  得知目前線圈導通方向，因此可以建立出表 4.10，將比較器電路的輸出訊號  $a$ 、 $b$ 、 $c$  合成出未激發相電壓與中心相電壓比較後的數位訊號  $emf$ 。

表 4.10: 感應電動勢選擇模組表

Flag	$emf$
000	$a$
001	$c$
010	$b$
011	$a$
100	$c$
101	$b$

模擬結果：

圖 4.19 為實現感應電動勢選擇模組的模擬結果，可以發現  $emf$  會隨著  $flag\_out$  而改變所選取的訊號，如表 4.10 中所對照的的訊號。

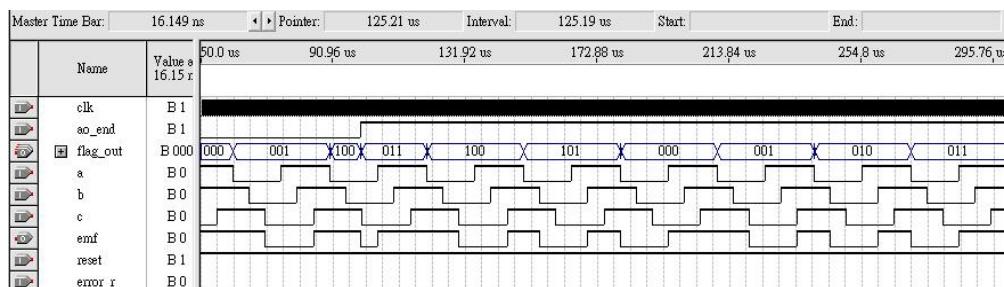


圖 4.19: 感應電動勢選擇模組模擬結果

### 4.3.5 六橋輸出模組

表 4.11: 六橋輸出模組表

Flag	<i>six1</i>	<i>six2</i>	<i>six3</i>	<i>six4</i>	<i>six5</i>	<i>six6</i>	<i>FG</i>	電流導通方向
000	0	0	1	0	0	1	1	$v \rightarrow w$
001	0	1	1	0	0	0	1	$v \rightarrow u$
010	0	1	0	0	1	0	1	$w \rightarrow u$
011	0	0	0	1	1	0	0	$w \rightarrow v$
100	1	0	0	1	0	0	0	$u \rightarrow v$
101	1	0	0	0	0	1	0	$u \rightarrow w$
110	0	0	0	0	0	0	0	無

表 4.12 所示為六橋輸出模組腳位訊號定義說明；此模組是以查表的方式送出六橋開關切換訊號及換相訊號，如表 4.11 所示，由於六橋中的上橋開關設計為 PMOS 元件，我們利用 PNP 電晶體設計一個電路，使得若要使上橋開關導通必須給予高準位的訊號，反之則給予低準位的訊號，讓訊號控制和下橋開關設計 NMOS 元件同步。

表 4.12: 六橋輸出模組腳位訊號定義說明表

腳位名稱	屬性	位元數	訊號定義
<i>clk</i>	INPUT	1 bit	系統時脈
<i>flag</i>	INPUT	3 bit	六橋輸出旗標
<i>six_out1</i>	OUTPUT	1 bit	<i>u</i> 相上橋開關切換訊號
<i>six_out2</i>	OUTPUT	1 bit	<i>u</i> 相下橋開關切換訊號
<i>six_out3</i>	OUTPUT	1 bit	<i>v</i> 相上橋開關切換訊號
<i>six_out4</i>	OUTPUT	1 bit	<i>v</i> 相下橋開關切換訊號
<i>six_out5</i>	OUTPUT	1 bit	<i>w</i> 相上橋開關切換訊號
<i>six_out6</i>	OUTPUT	1 bit	<i>w</i> 相下橋開關切換訊號

模擬結果：

圖 4.20 為實現六橋輸出模組的模擬結果，可以發現 *six\_out1*~*six\_out6* 會隨著 *flag* 而改變，如表 4.11 中所對照的的準位。

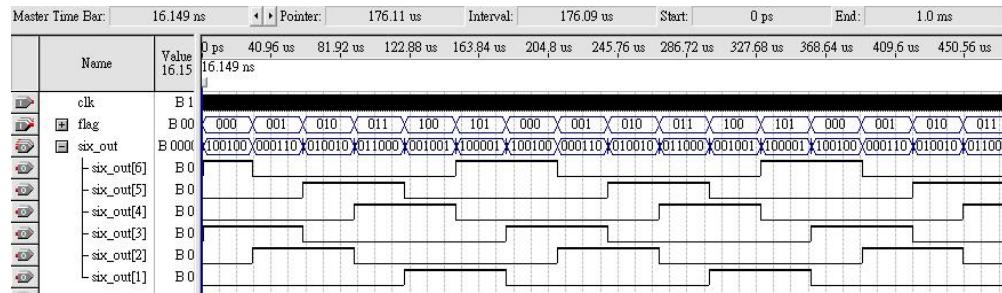


圖 4.20: 六橋輸出模組模擬結果

而下圖 4.21 則是在 PWM 作用下，六橋電路開關的情形，我們可以明顯發現到上橋電路的開關確實受到 PWM 訊號的影響。

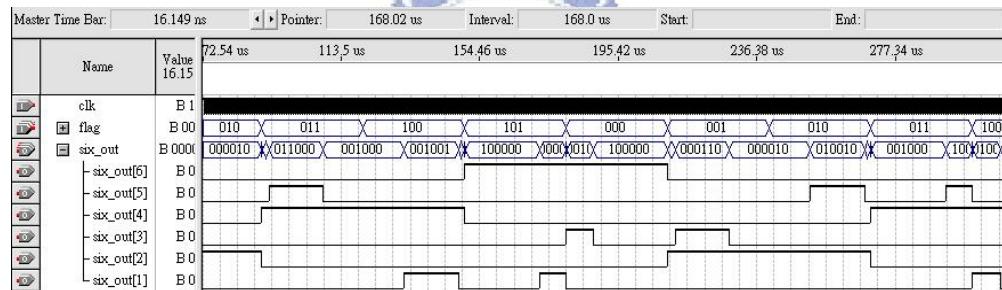


圖 4.21: 在 PWM 作用下，六橋輸出模組模擬結果

### 4.3.6 數位濾波器模組

表 4.13 所示為數位濾波器模組腳位訊號定義說明；此模組是利用如圖 3.10 所設計的，針對 PWM 訊號對零交越點的影響而進一步濾波，以偵測到真實訊號。

表 4.13: 數位濾波器模組腳位訊號定義說明表

腳位名稱	屬性	位元數	訊號定義
<i>clk</i>	INPUT	1 bit	系統時脈
<i>input1</i>	INPUT	1 bit	欲濾波之輸入訊號
<i>output1</i>	OUTPUT	1 bit	濾波後之輸出訊號

模擬結果：

而下圖 4.22 我們可以清楚看出，當 *input1* 有雜訊訊號時，經過此濾波模組後，可以濾除雜訊，*output1* 可以得到一小段時間延遲的正確的訊號。

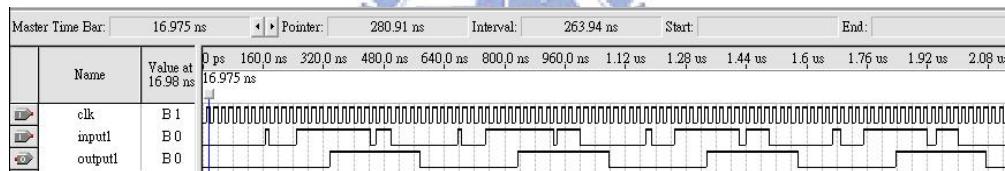


圖 4.22: 數位濾波器模組模擬結果

### 4.3.7 三相無感測馬達整體 FPGA 模組

經由以上各模組之 block，將其整合起來如圖 4.23 所示，即可形成一個完整的三相無感測馬達自動相角調整之晶片。

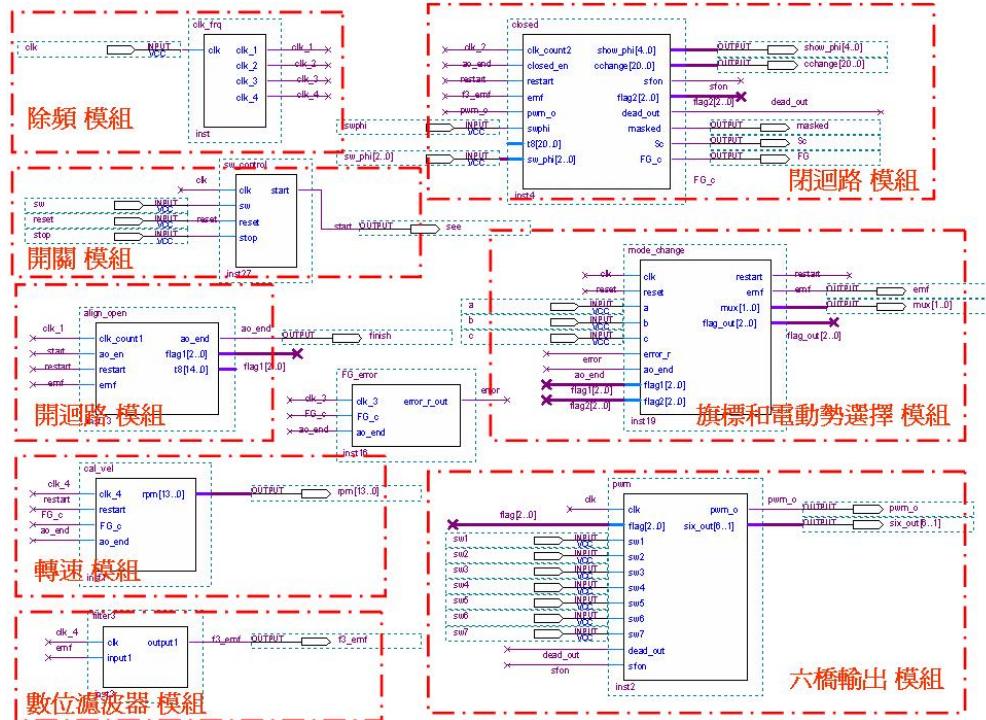


圖 4.23: 三相無感測馬達整體 Block 圖

# 第 5 章 系統硬體架構

此章節則介紹整體的硬體實現架構，包含單相和三相無刷直流馬達的電路架構、震動指標以及噪音指標所量測的儀器及其測試環境介紹。

## 5.1 震動指標

首先介紹量測震動所需的硬體以及測試環境，並且本文透過加速規量測而將震動值量化，以作為震動量評估的依據。

### 5.1.1 加速規

加速規為一個換能器，可以將待測物體的振動能量轉換成類比電壓輸出方式，本實驗加速規是採用 Kistler 公司出產，型號為 8636C5，如圖 5.1 所示。此加速規具有高敏感度，每一重力加速度 (g) 經校正可轉換成 1002 mV 的類比電壓輸出，量測範圍在正負 8 個重力加速度 (g)。重量輕，整體加速規本體僅 5 公克。

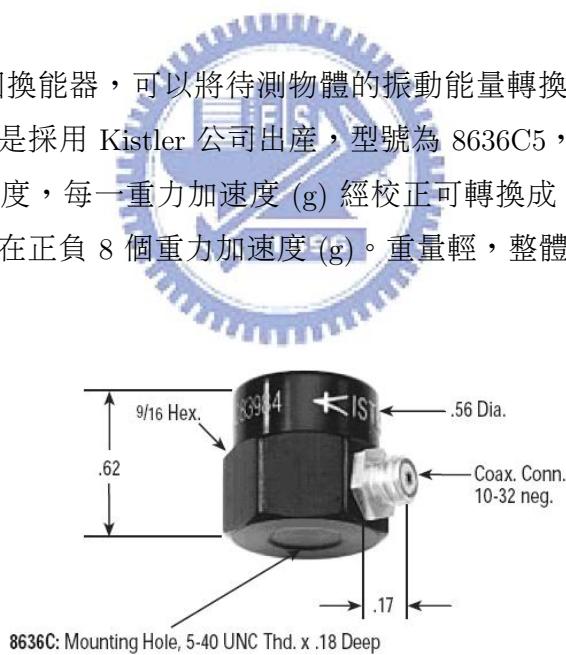


圖 5.1: 加速規圖

另外一方面，搭配 Kistler 公司出產，型號為 5114 之電源供應器 (Power supply/Coupler)，提供電力供加速規使用，如圖 5.2 所示，利用此兩套設備便可以進行震動量的量測。



圖 5.2: 電源供應器 (Power supply/Coupler)

### 5.1.2 震動值量化

本實驗分別在馬達軸向以及徑向各別貼上一個加速規，以作為此二個方向震動的量測。另外一方面由於我們所取樣的震動訊號，透過加速規已經轉換成一連串的電壓訊號，因此我們利用均方根 (RMS) 值來代表其震動指標的大小。

$$g_{arms} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N g_{ai}^2}{N}} \quad (5.1)$$

$$g_{rrms} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N g_{ri}^2}{N}} \quad (5.2)$$

此處變數定義如下：

$g_{arms}$ ：軸向震動量均方根值

$g_{rrms}$ ：徑向震動量均方根值

$g_{ai}$ ：軸向加速規所輸出的震動大小

$g_{ri}$ ：徑向加速規所輸出的震動大小

$N$ ：取樣個數

另外一方面由於本實驗的風扇馬達主要是供散熱系統使用，為了比較經過自動相角調整之後震動改善情形，本實驗將時域下的震動量經傅利葉轉換成頻域，再考慮激磁頻震動 gain 之均方根值，以作為震動指標的大小。

$$g_{earms} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N g_{eai}^2}{N}} \quad (5.3)$$

$$g_{errms} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N g_{eri}^2}{N}} \quad (5.4)$$

此處變數定義如下：

$g_{earms}$ ：頻率為激磁頻，軸向震動 gain 之均方根值

$g_{errms}$ ：頻率為激磁頻，徑向震動 gain 之均方根值

$g_{eai}$ ：頻率為激磁頻，軸向震動 gain 值

$g_{eri}$ ：頻率為激磁頻，徑向震動 gain 值

$N$ ：取樣個數

### 5.1.3 震動量測平台

本實驗震動量測，針對兩種不同測試平台而做比較。第一種為固定式量測平台，以鋁板作為底層板，利用螺絲把待測馬達固定於鋁板上，並在軸向和徑向兩個方向上各鎖上一個加速規，並用海綿作為阻尼器 (damping)，隔離外界對馬達震動的影響。

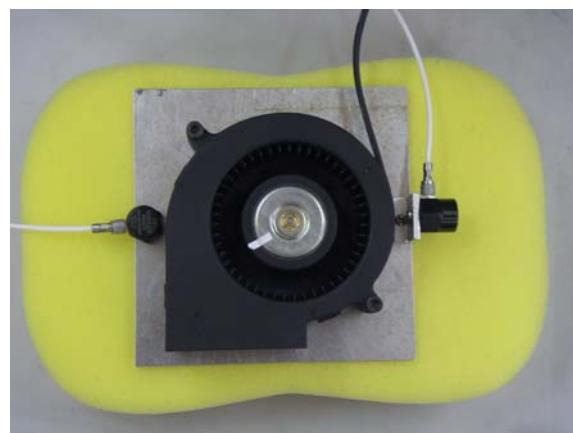


圖 5.3: 固定式量測平台

第二種為自由懸吊 (free free) 量測平台，此量測平台相較於第一種固定式量測平台，最大的不同在於此法是直接將加速規貼在馬達軸向和徑向上，並將馬達利用橡皮筋懸吊於測試系統中。

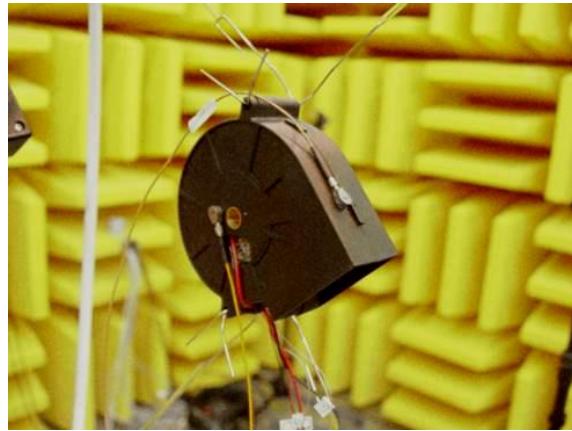


圖 5.4: 自由懸吊量測平台

## 5.2 噪音指標



介紹量測噪音所需的硬體以及測試環境，並且本文透過麥克風量測而將噪音值量化，以作為噪音評估的依據。

### 5.2.1 麥克風

麥克風為一種將壓力波轉換成電能，並且以電壓值來代表目前聲音的量值，本實驗採用的麥克風感度為  $50 \text{ (mV/Pa)}$ ，而量測範圍為  $14.5 \text{ dB} \sim 148 \text{ dB}$ 。



圖 5.5: 麥克風

### 5.2.2 噪音值量化

聲壓 (Sound Pressure) 代表聲音的大小，其單位為 Pa，而一般我們利用聲壓位準 ( $L_p$ , Sound Pressure Level) 來代表目前聲音的能量大小。而一般人耳能感受的壓力範圍為  $0.00002 \sim 200 \text{ Pa}$ ，因此 ISO 定義出  $Pa_{ref} = 2 \times 10^{-5} \text{ Pa}$ ，來作為聲壓位準的依據。



$$Pa_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N Pa_i^2}{N}} \quad (5.5)$$

$$L_p = 20 \log \frac{Pa_{rms}}{Pa_{ref}} \quad (5.6)$$

此處變數定義如下：

$L_p$ ：聲壓位準

$Pa_{rms}$ ：聲壓均方根值

$Pa_{ref}$ ：參考聲壓

$Pa_i$ ：麥克風對應聲音大小所輸出的聲壓

$N$ ：取樣個數

### 5.2.3 半無響室(semi-anechoic chamber)

半無響室不同於全無響室在於，全無響室是六面皆具有吸音材料，地板部份則是利用網狀地板。而半無響室地板部份則是使用完全反射的地板代替吸音材料。本實驗於半無響室環境下作噪音測試，此半無響室通過 ISO 標準，規格為 410 x 410 x 300 cm，在白天背景噪音為 15 dB，而晚上為 11 dB。



圖 5.6: 半無響室環境圖



## 5.3 FPGA 發展板

本文中單相和三相無刷直流馬達 FPGA 晶片控制系統中，採用 ALTERA 公司 DE1 Development and Education board 為主要的設計研發平台。此發展板所使用的 FPGA 晶片的型號為 Cyclone II EP2C20F484C7，這顆 FPGA 晶片是由 484 根腳位的 Fineline BGA 封裝而成，其發展版如圖 5.7 所示，其中包含：

I/O Devices :

- 16 MBytes 的 Flash memory
- 2 個 40-pin 擴充接頭，共有 72 I/O 腳位可應用
- 內建 Altera 的 USB Blaster 電路：提供 JTAG 與 AS 的燒錄模式
- 串列傳輸埠 ( Serial Ports )：RS-232 收發器 ( DB-9 Pin 接頭 )

- VGA 輸出 ( 4096 色 )
- PS/2 連接器：可接 PS2 滑鼠或 PS2 鍵盤
- 音訊編解碼器 ( Audio CODEC ) : 24 位元 CD 品質立體音輸入 ( Line In ) 、輸出 ( Line Out ) 及麥克風輸入 ( MIC In )

Memory :

- 8 MByte 同步動態隨機記憶體 ( SDRAM )
- 4 MByte 快閃記憶體 ( Flash )
- 512Kbyte 靜態記體 ( SRAM )
- SD 卡插槽

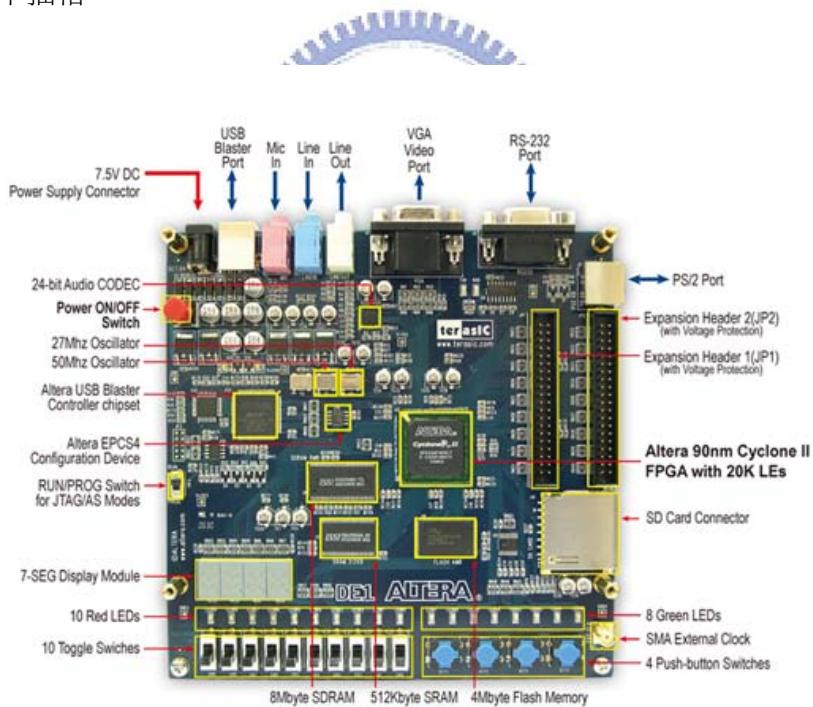


圖 5.7: Altera DE1 Board

## 5.4 單相無刷直流馬達硬體實現架構

實驗測試時，單相馬達採用 delphi 公司生產，型號為 BA9733，此馬達為四槽四極。而搭配驅動 IC 為 SANYO 公司，型號為 LB 11967V (圖 5.8)，此 IC 為一個 pre-driver，利用霍爾元件所偵測到的訊號 (IN+、IN-)，提供一個適當的換相訊號 (OUT1P、OUT1N、OUT2P、OUT2N) 級外界的 power stage，就可以使得馬達達到正常運作。因此我們在實驗過程中只要提供適當的霍爾訊號給 pre-driver IC，便可以達到不同的切換相角。

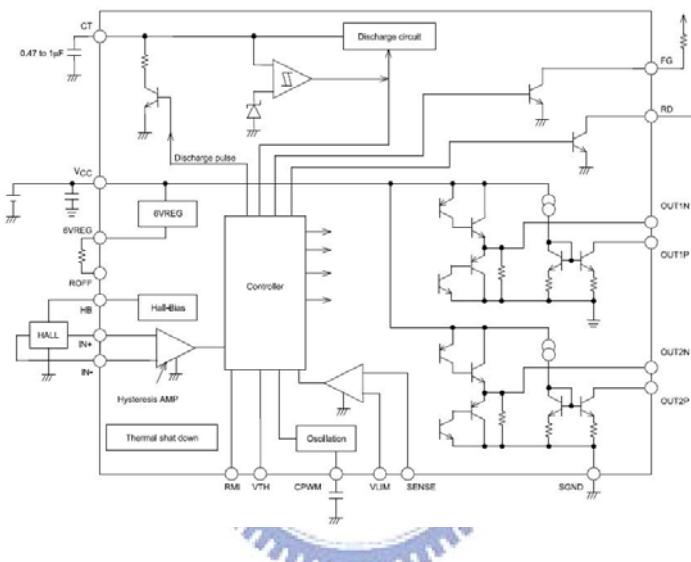


圖 5.8: LB 11967V 方塊圖

由於霍爾元件所偵測到的訊號為一個類比訊號，如果要送入 FPGA 處理必須透過一個 AD converter，但為了節省成本以及實驗硬體的簡便性，本實驗利用一個比較器 (LM 339) 達到將霍爾訊號數位化，以便送入 FPGA 處理，其整體流程圖如 5.9 所示。

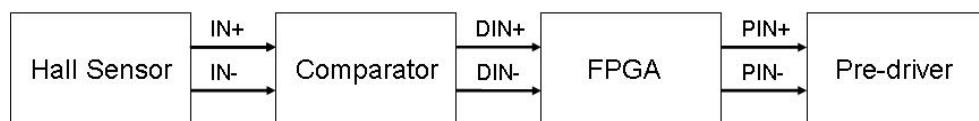


圖 5.9: 單相相角超前流程圖

於是本實驗結合 pre-driver IC 和一些週邊電路，以達到單相馬達自動相角調整的機制。其整體電路如圖 5.10 所示，其中 a 區塊代表 pre-driver IC 的相關輸

出、輸入腳位關係，b 區塊代表 power stage 和馬達線圈相連的電路，c 區塊代表把類比霍爾訊號轉換成數位霍爾訊號的電路，而 d 區塊代表輸出 pwm 訊號的電路。

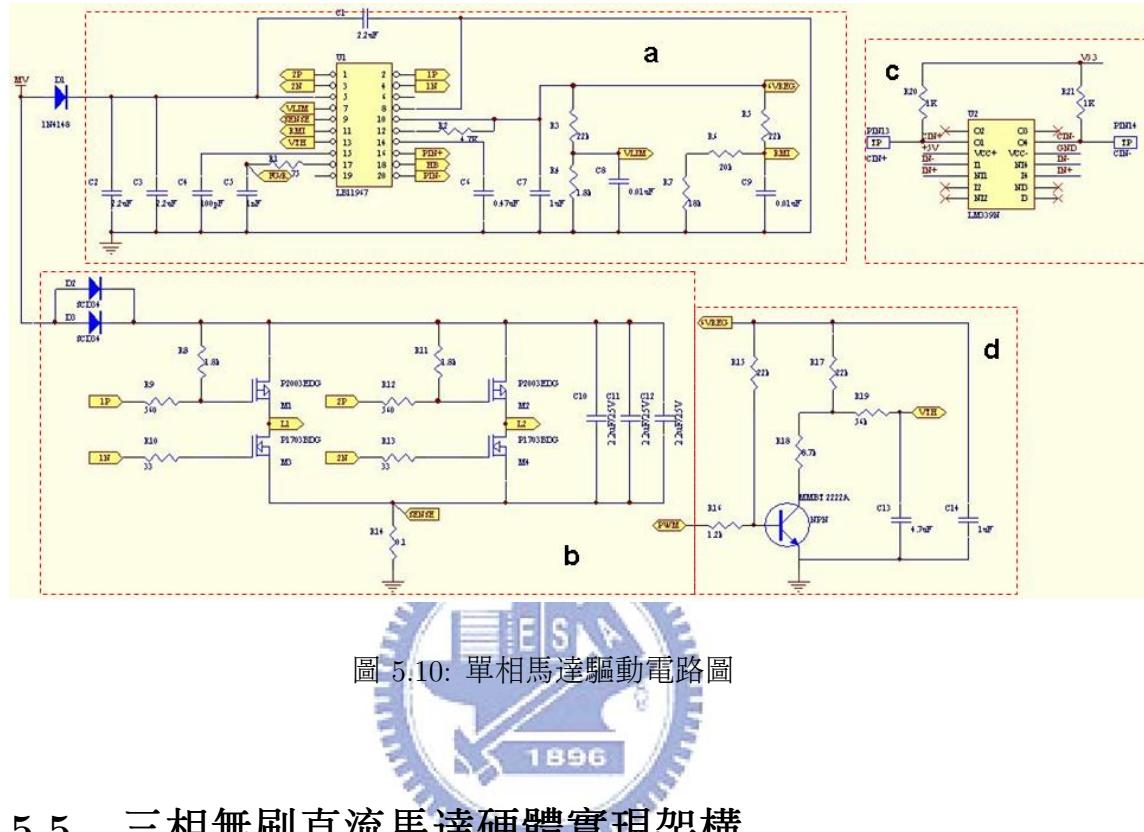


圖 5.10: 單相馬達驅動電路圖

## 5.5 三相無刷直流馬達硬體實現架構

圖 5.11 所示為三相無刷直流馬達無感測控制之硬體架構方塊圖，控制核心為 Altera DE1 發展板中的 FPGA 晶片；實驗過程中，首先在 PC 端利用 Altera 發展軟體 Quartus II 進行 VHDL 的撰寫，設計與驗證所需的功能方塊，而後將程式透過 JTAG 傳輸線下載至 FPGA 晶片中。

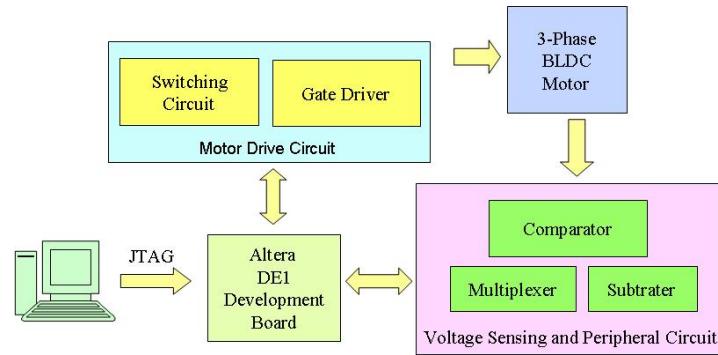


圖 5.11: 三相無刷直流馬達無感測驅動之硬體架構圖

程式下載完成後，FPGA 晶片輸出六橋控制訊號和零交越點回授訊號；六橋控制訊號六橋電路（圖5.12 a 區塊），進而控制馬達定子線圈的電流方向；電壓感測電路利用比較器比較三相電壓與未激發相電壓得到零交越點回授訊號（圖5.12 b 區塊）。

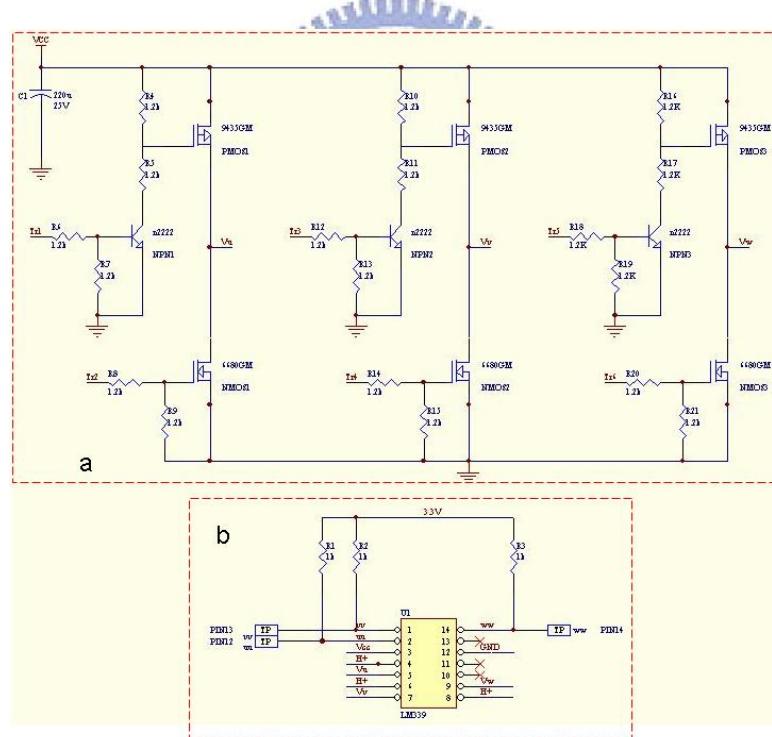


圖 5.12: 三相馬達驅動電路圖

# 第 6 章 實驗結果與分析

本章節針對單相及三相無刷直流馬達在自動相角機制下，分別從時域和頻域探討其震動、噪音改善的原因及效果，並且比較其功率的改善。

## 6.1 單相無刷直流馬達

實驗首先驗證是否製造正確的假霍爾訊號，另外一方面透過自動相角調整機制，將從時域和頻域來分析其震動及噪音改善原因和效果，並且進一步觀察其功率的改善。

### 6.1.1 霍爾訊號重整

本文利用 FPGA 藉由霍爾訊號來作為相位調整時，首先就是必須將原本的類比訊號轉換成數位訊號，如圖 6.1 所示，IN+ 和 IN- 為原本類比的霍爾訊號，而 DIN+ 和 DIN- 則為我們利用一個比較器，將類比的霍爾訊號轉換為數位的霍爾訊號，以方便進入 FPGA，作為後續運算處理的依據。

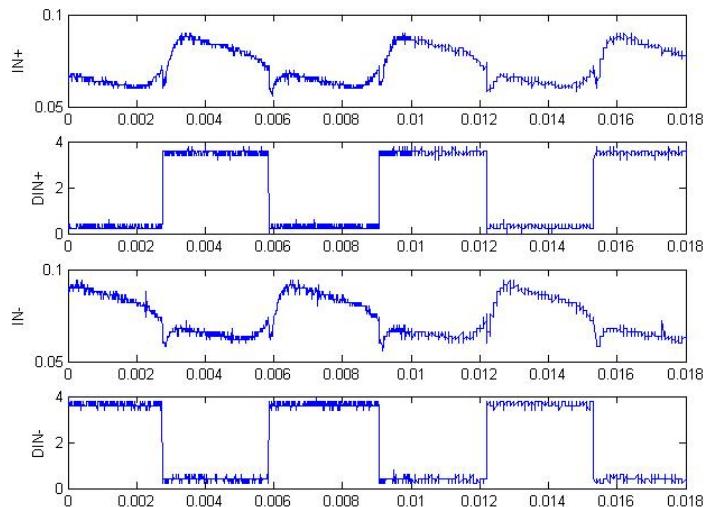


圖 6.1: 霍爾訊號數位化

一但將霍爾訊號轉換為數位訊號後，我們便可以依據當下的轉速而調整適當的霍爾訊號，提供給 driver IC 以達到適當的換相點。本實驗以製造一個落後 22 度電氣角的霍爾訊號為例，如圖 6.2，DIN+ 和 DIN- 為上述經過數位化的霍爾訊號，而 Pseudo IN+ 和 Pseudo IN- 則為我們製造一個落後原霍爾訊號 22 度電氣角的假霍爾訊號。

從圖中我們可以發現到 TDIN+ 為 4.2 ms，而 TPIN+ 為  $520 \mu s$ ，因為 TDIN+ 為 180 度電氣角的週期，因此可算出  $520 \mu s \times 180/4.2 ms = 22.28$ ，所以 TPIN+ 確實落後 DIN+ 22 度電氣角的時間。

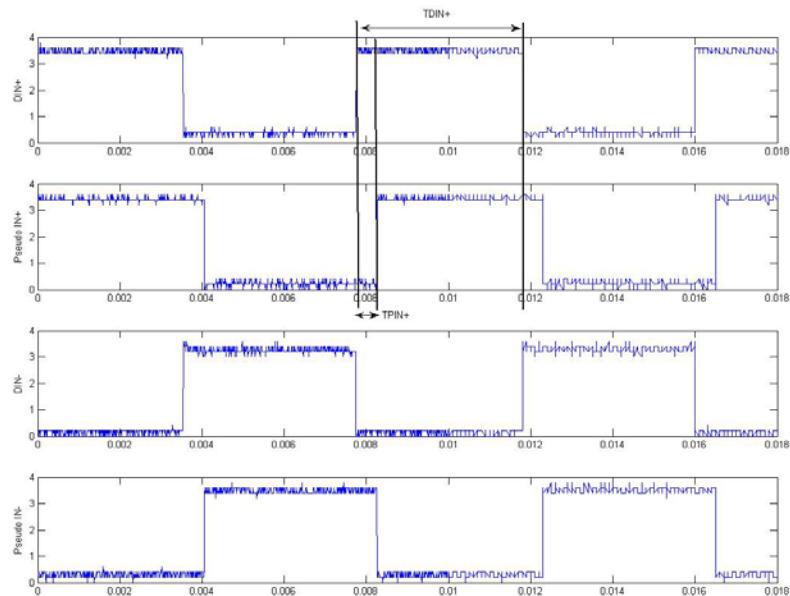


圖 6.2: 霍爾訊號重整

### 6.1.2 自動相角之時域分析

在固定式量測平台上，在時域震動量方面，我們以 5.1 式和 5.2 式作為震動指標，針對單相馬達自動相角調整機制和沒有此機制作一個比較，經過震動最佳化其相角對轉速關係如圖 6.3 所示。

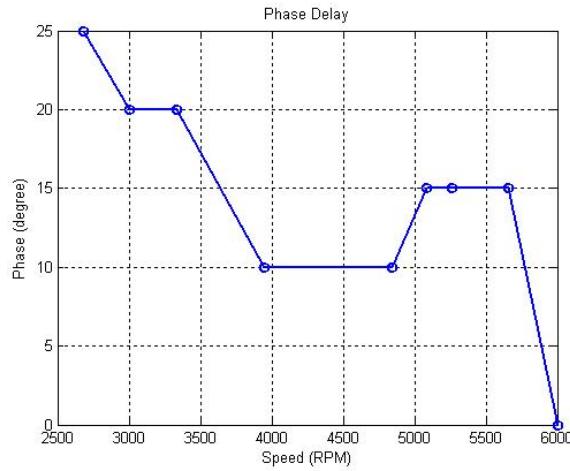


圖 6.3: 相角最佳化 (固定式量測平台)

在自動相角調整機制後，我們可以發現到不管在軸向或徑向方面震動量都有改善，其中軸向震動量只有在約 4000 rpm 有略微比無此機制大，其他轉速則比無此機制震動量來的好，而徑向震動量則有顯著改善，再觀察其軸向和徑向震動量總和大小，確實發現經過自動相角機制後，在時域的震動量大幅降低。

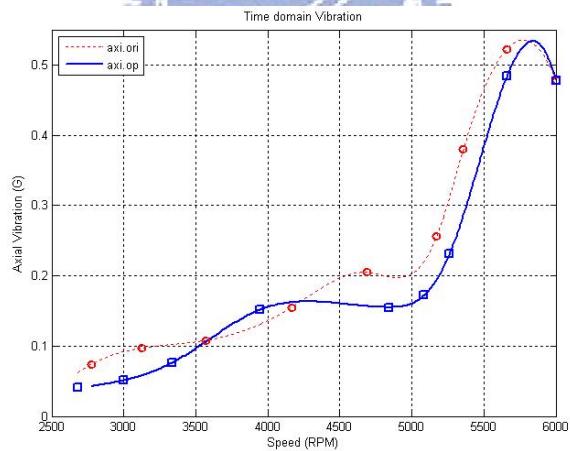


圖 6.4: 軸向震動量 (固定式量測平台)

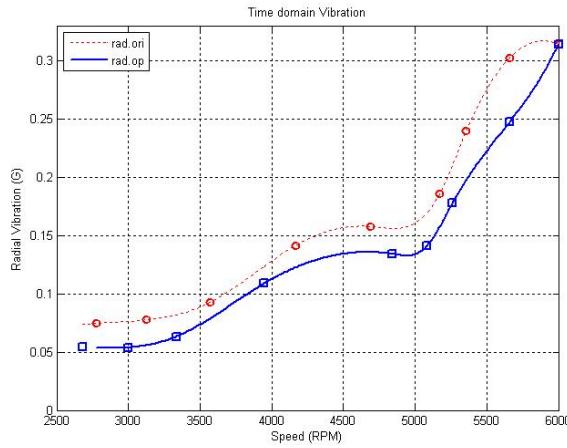


圖 6.5: 徑向震動量 (固定式量測平台)

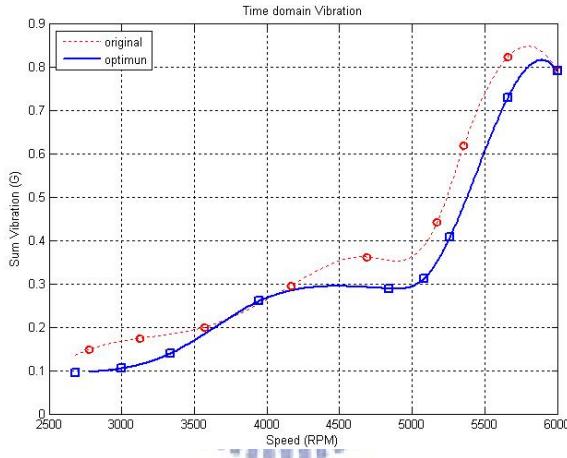


圖 6.6: 二向震動量之合 (固定式量測平台)

於自由懸吊 (free free) 量測平台，在時域震動量方面，和上面所述相同，我們同樣以 5.1 式和 5.2 式作為震動指標，針對單相馬達自動相角調整機制和沒有此機制作一個比較，經過震動最佳化其相角對轉速關係如圖 6.7 所示。

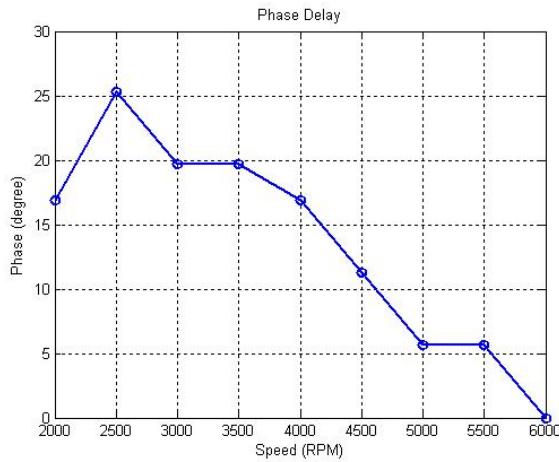


圖 6.7: 相角最佳化 (自由懸吊量測平台)

在自動相角調整機制後，我們可以發現到不管在軸向或徑向方面震動量都有改善，其中軸向震動量在 4500 rpm 以下較有些微改善，其他轉速則改善不明顯，而徑向震動量則有顯著改善，再觀察其軸向和徑向震動量總和大小，確實發現經過自動相角機制後，在時域的震動量大幅降低。

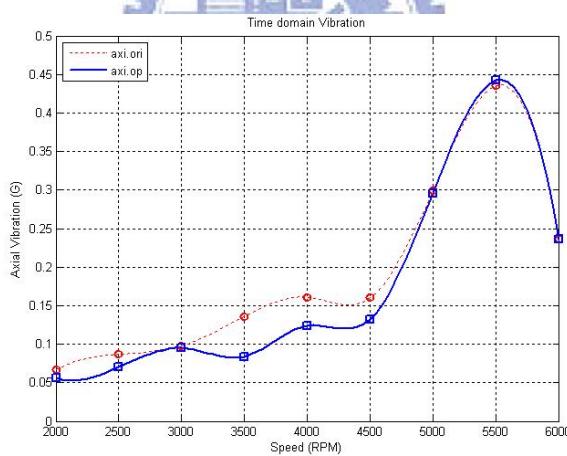


圖 6.8: 軸向震動量 (自由懸吊量測平台)

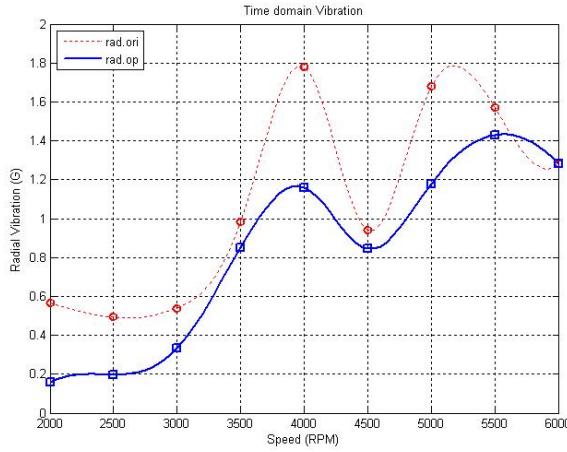


圖 6.9: 徑向震動量 (自由懸吊量測平台)

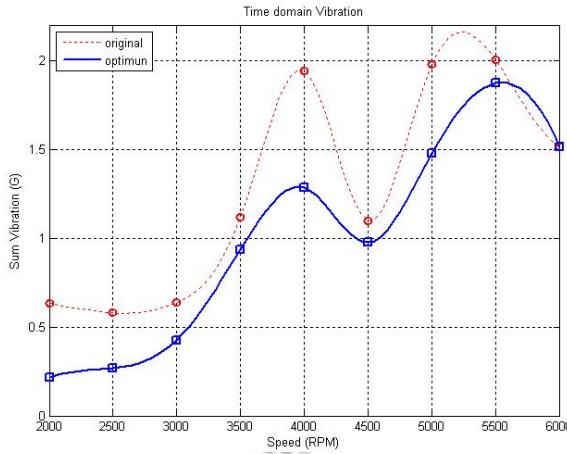


圖 6.10: 二向震動量之合 (自由懸吊量測平台)

從以上實驗結果可看出，不同的實驗平台會造成不同的邊界條件，以致於相角最佳化的不同，不過不管是固定式或者是自由式的量測平台，經過自動相角調整之後，震動量都有大幅降低。

於是本文便採用自由式量測平台下，在相角最佳化條件下，觀察在噪音方面的改善情形，其噪音指標採用如 5.6 式，實驗結果如圖 6.11 所示，從圖中可以發現到經過自動相角調整後，轉速在 5500 rpm 以下其噪音可以降低約 2 ~ 3 dB，但轉速高於 5500 rpm 時，此時因為我們要求馬達最高轉速，所以必須將相角超前到最大，所以在噪音方面並沒有明顯的改善。

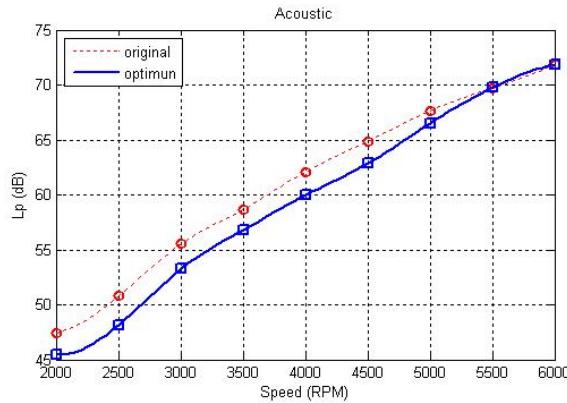


圖 6.11: 聲壓位準 (dB)

另外一方面，我們考慮功率的效果，從圖 6.12 得知，經過自動相角調整後，其功率消耗會比無此機制來的小，在相同轉速下，我們可以視為相同的功率輸出，所以一但功率消耗較小，也就代表經過自動相角調整機制之後，整體功率也較為提升。

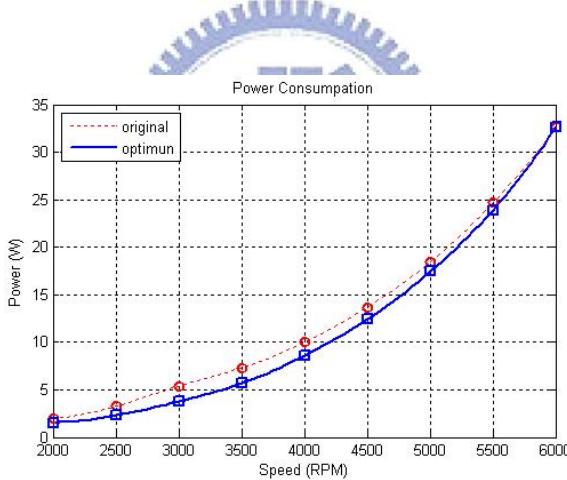


圖 6.12: 功率消耗 (W)

### 6.1.3 自動相角之頻域分析

進一步為了確認降低震動量是由於改變相角所造成的，本文以自由式量測平台下，在相角最佳化條件下，我們觀察其激磁頻底下的 gain 值，以 5.3 式和 5.4 式作為震動指標，因為本單相馬達為四槽四極，因此我們考慮其四倍頻、八倍頻、十二倍頻．．．等，在圖 6.13 、 6.14 、 6.15 ，分別表示軸向激磁頻 gain 值、徑

向激磁頻 gain 值、二向激磁頻之合 gain 值，我們可以發現到其時域震動量的改善確實來至於其激磁頻震動量的減少。

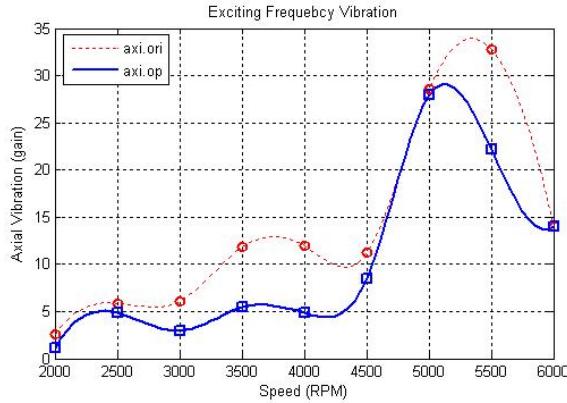


圖 6.13: 軸向震動量 (自由懸吊量測平台)

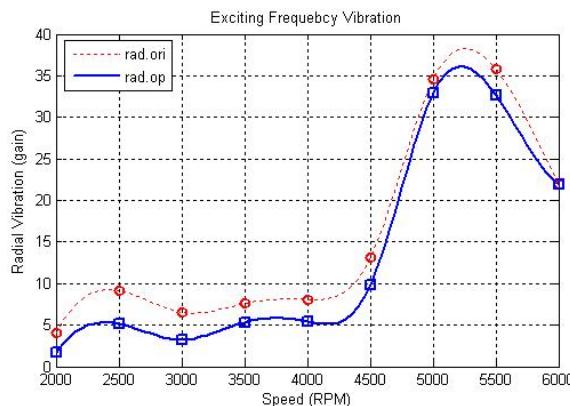


圖 6.14: 徑向震動量 (自由懸吊量測平台)

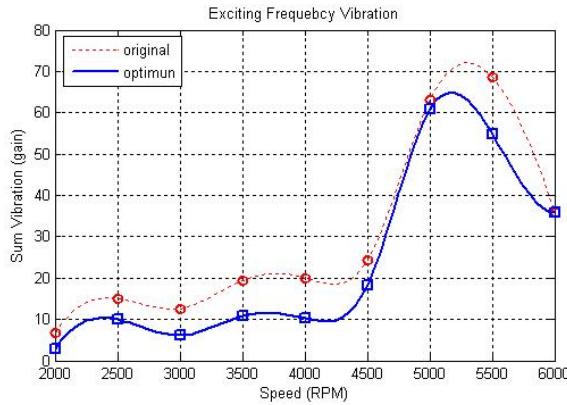


圖 6.15: 二向震動量之合 (自由懸吊量測平台)

## 6.2 三相無刷直流馬達

實驗首先驗證無感測換相是否正確，並且分析比較在 PWM 和飛輪效應作用下對換相的影響，另外一方面透過自動相角調整機制下，分析其震動及噪音改善原因和效果，並且進一步觀察其功率的改善。

### 6.2.1 無感測換相實驗

考慮當 PWM 的 duty 為 1 時，三相無感測驅動的實驗，圖 6.16 為馬達以 120 度六步方波驅動的三相與中心相電壓波形圖，可發現當馬達在換相的時候，電晶體的切換會導致電流瞬間流經飛輪二極體，在端電壓產生切換雜訊，因此在偵測感應電動勢時，會有假零交越的現象產生，使得換相時間估測錯誤；為了避免此情況，將數位式相位移器作一個修正以克服切換雜訊所造成的假零交越。

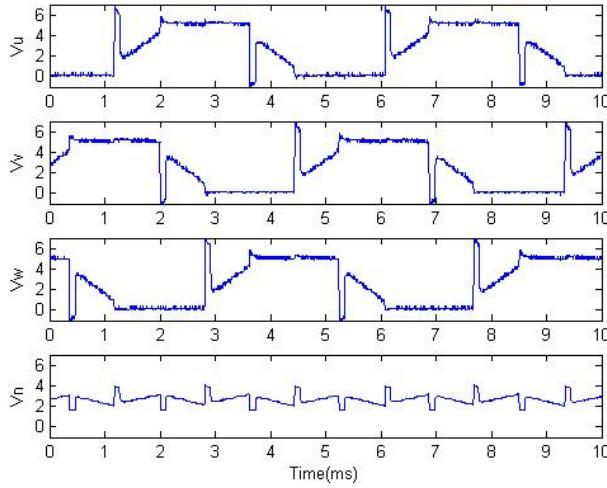


圖 6.16: 三相電壓與中心相電壓圖 (相角無超前)

圖 6.17 為 120 度六步方波驅動下，相位延遲馬達零交越點 30 度電氣角的波形圖，其中  $E_d$  為未激發相電壓與中心相電壓比較後的數位訊號，可發現每次換相之後皆會產生假零交越點； $f\_Ed$  則是將  $E_d$  作一個濾波的動作，因為此時尚未有 PWM 的干擾，所以暫看不出效果； $masked$  為  $f\_Ed$  加入遮罩功能後的訊號，可發現  $f\_Ed$  的假零交越點被消去； $S_c$  為馬達的換相訊號，與  $masked$  相差馬達 30 度電氣角，即  $S_c$  的變換點發生於零交越點延遲馬達電氣角 30 度的時間點。

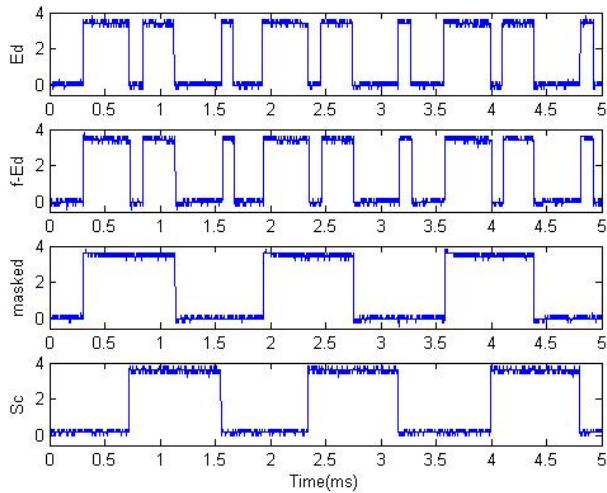


圖 6.17: 相位延遲零交越點 30 度電氣角之換相訊號

當馬達換相相角超前 30 度時，其三相電壓與中心相電壓如圖 6.18 所示。

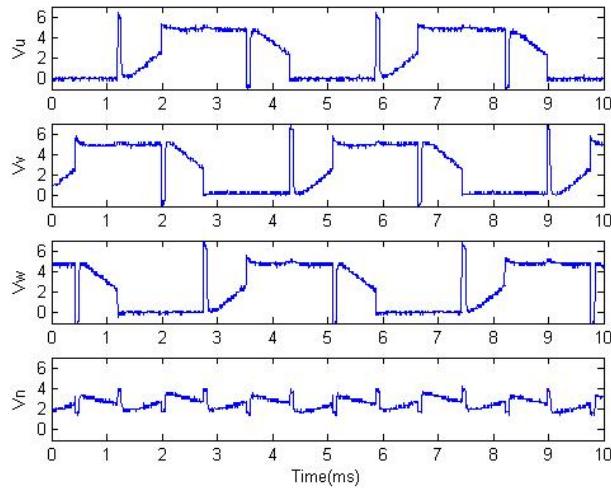


圖 6.18: 三相電壓與中心相電壓圖 (相角超前 30 度電氣角)

圖 6.19 為 120 度六步方波驅動下，相位延遲馬達零交越點 0 度電氣角的波形圖，其中和圖 6.17 不同的地方在於， $S_c$  的換相訊號與 *masked* 相差馬達 0 度電氣角，即  $S_c$  的變換點發生於零交越點時，此也驗證馬達確實提前 30 度電氣角換相。

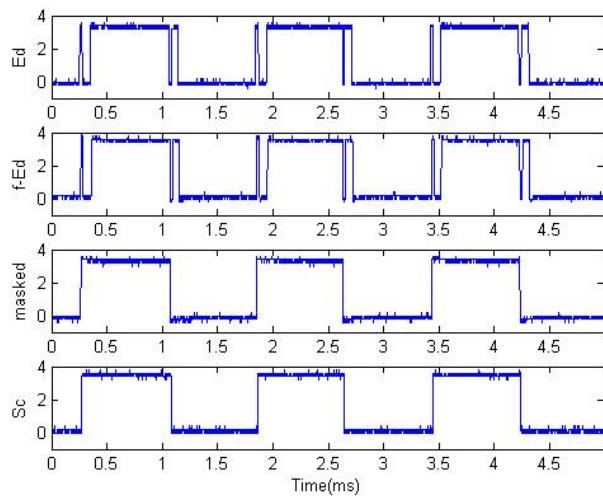


圖 6.19: 相位延遲零交越點 0 度電氣角之換相訊號

### 6.2.2 PWM 對無感測換相的影響

再來考慮有 PWM 訊號干擾下對無感測換相的探討，本文提出一個利用數位濾波器來克服 PWM 對無感測換相的影響，此法和文獻 [3] 所提到的方法（即在快發生零交越點時，將 PWM 模式轉換成線性模式，以利零交越點的偵測），來做一個比較。

首先探討如文獻 [3] 的方法，圖 6.20 為在 PWM 操作下，馬達的三相與中心相電壓波形圖；可發現在每步中間點的附近（即零交越點發生的附近），系統從 PWM 模式轉回線性模式，以進行零交越點的偵測。

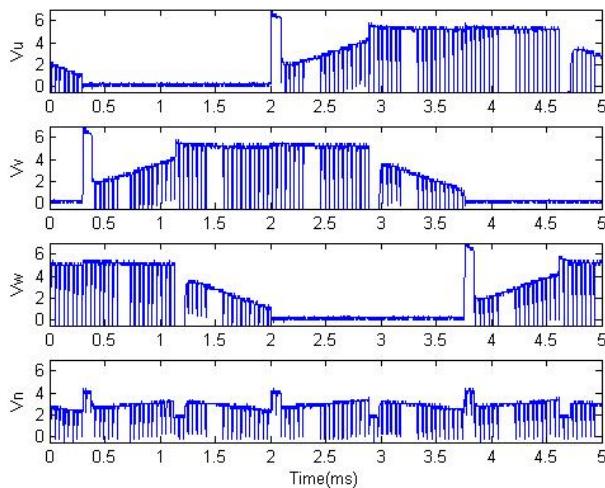


圖 6.20: 三相電壓與中心相電壓圖 (PWM 與線性模式法)

圖 6.21 為 PWM 操作下，相位同樣延遲零交越點 30 度馬達電氣角的波形圖，其中可發現受  $E_d$  受到 PWM 訊號的影響而產生許多假零交越；*masked* 為  $E_d$  加入遮罩功能與克服 PWM 訊號影響後的訊號，可發現  $E_d$  的假零交越點被消去； $S_c$  為馬達的換相訊號，與 *masked* 相差 30 度馬達電氣角，即  $S_c$  的變換點發生於零交越點延遲馬達電氣角 30 度的時間點。

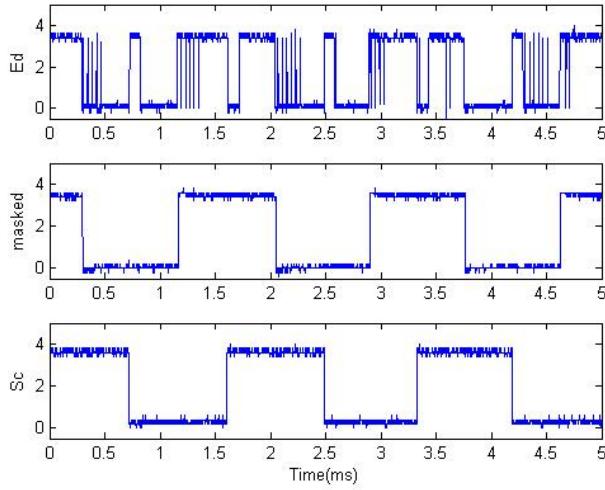


圖 6.21: 相位延遲零交越點 30 度電氣角之換相訊號 (PWM 與線性模式法)

而本文所提出的數位濾波法實驗結果如下：圖 6.22 為在 PWM 操作下，馬達的三相與中心相電壓波形圖；可發現不同於 PWM 與線性模式法，馬達三相電壓持續有 PWM 訊號的作動。

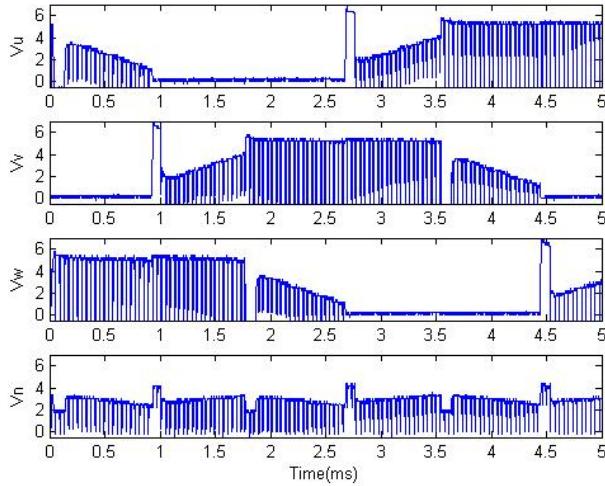


圖 6.22: 三相電壓與中心相電壓圖 (數位濾波法)

圖 6.23 為 PWM 操作下，相位同樣延遲零交越點 30 度馬達電氣角的波形圖，其中可發現  $E_d$  受到 PWM 訊號的影響而產生許多假零交越，包含在零交越點之前有許多的假零交越，不同於圖 6.21 中的  $E_d$ ；此時  $f_~E_d$  則是將  $E_d$  作一個濾波的動作，可看出將許多的假零交越都濾除了，剩下除了換相所造成的假零

交越點；此時便再透過 *masked* 為  $f_{-Ed}$  加入遮罩功能以克服換相所造成的假零交越； $S_c$  為馬達的換相訊號，同樣與 *masked* 相差 30 度馬達電氣角。

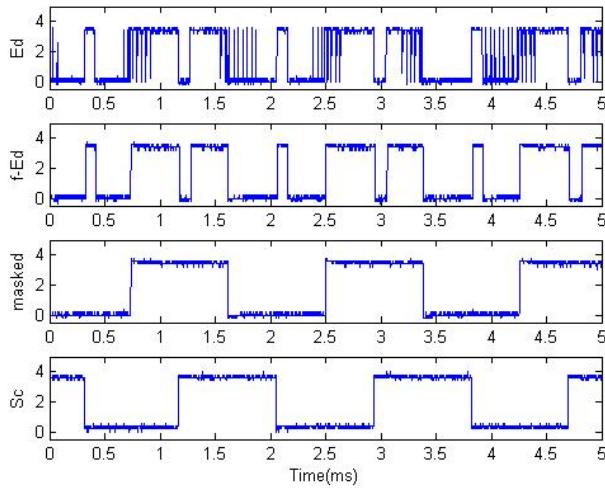


圖 6.23: 相位延遲零交越點 30 度電氣角之換相訊號 (數位濾波法)

本文設計出一個數位濾波器以克服 PWM 訊號對無感測換相的影響，此方法破除了線性區的限制，讓馬達相電壓達到 no PWM dead zone，使得可控制的轉速變成更廣大，另外一方面我們比較有無 PWM dead zone 所造成電流影響，在相同轉速 2000 rpm 下，我們可以發現到圖 6.24 ( PWM 與線性模式法 ) 所造成的電流突波確實比圖 6.25 ( 數位濾波法 ) 來的大。

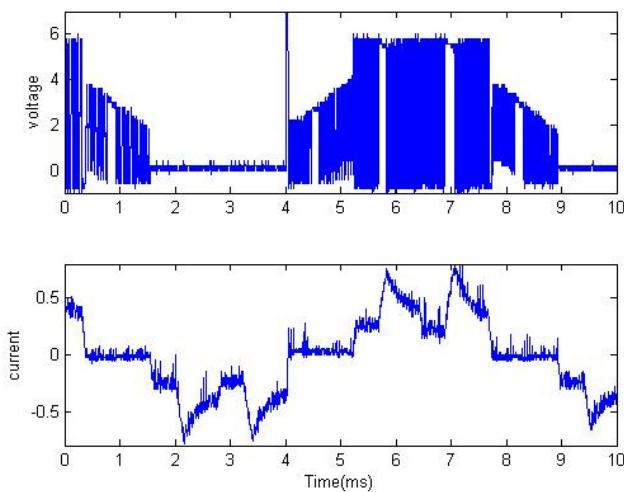


圖 6.24: 某相電壓與電流圖 (PWM 與線性模式法)

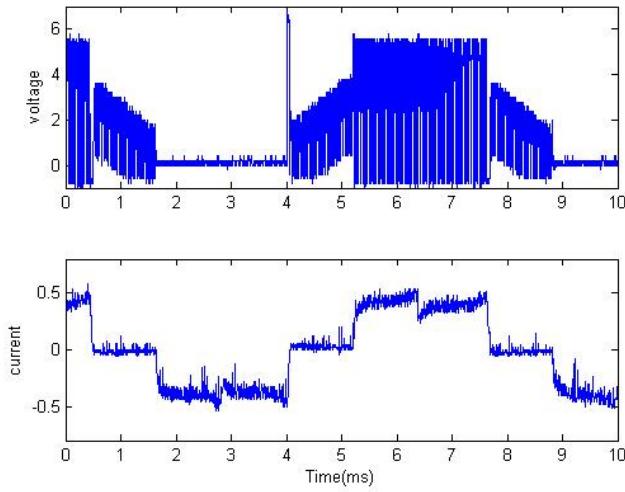


圖 6.25: 某相電壓與電流圖 (數位濾波法)

其電流突波的影響直接反應在震動及噪音上，從圖 6.26、圖 6.27 和圖 6.28 可以發現到，當轉速小於 3000 rpm 時，其中 no PWM dead zone 不管是軸相、徑相震動或者是噪音都明顯的較 PWM dead zone 來的小，等到轉速大於 3000 rpm 才逐漸縮小其震動值的差異，因為此時 PWM 的 duty 也變大，整體而言，no PWM dead zone 其震動和噪音都比 PWM dead zone 來的小。

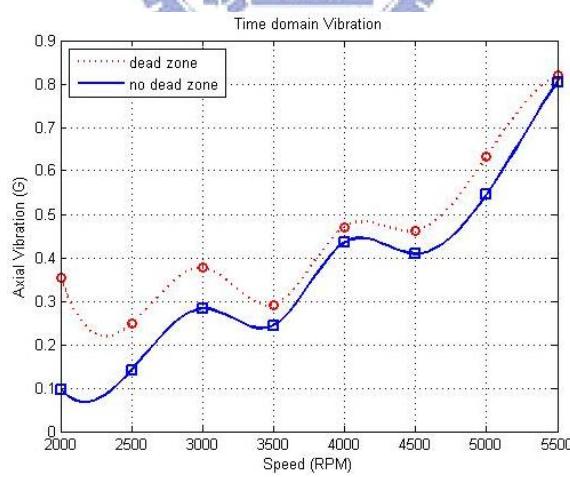


圖 6.26: 軸向震動量 (自由懸吊量測平台)

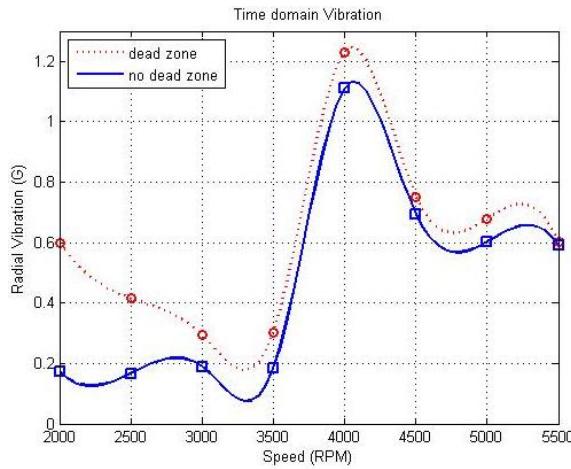


圖 6.27: 徑向震動量 (自由懸吊量測平台)

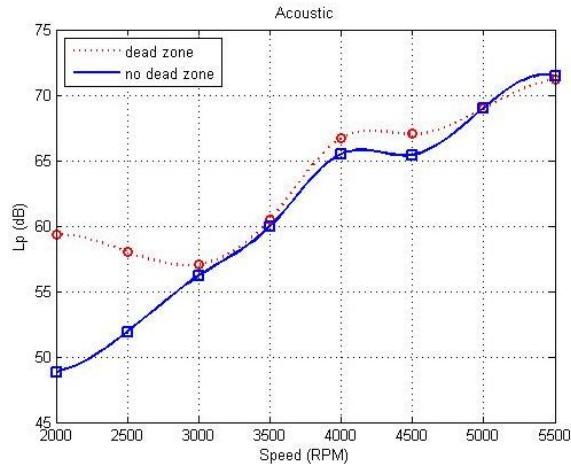


圖 6.28: 聲壓位準 (dB)

### 6.2.3 飛輪二極體效應對無感測換相的影響

本文無感測驅動原理，是藉由馬達的端電壓回授訊號，以偵測到零交越點的訊號為基礎，但如果針對較大功率的馬達而言，其換相所造成的飛輪效應會更加顯著，甚至會造成無法偵測到零交越點的產生，如下圖所示：圖 6.29，線條較粗的為零交越訊號，從圖中可發現到當馬達平均電壓較低時，此時換相所造成的飛輪效應，並不會讓我們偵測不到零交越訊號。

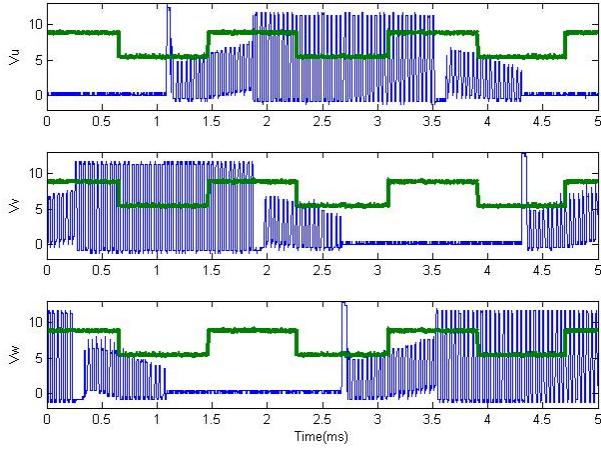


圖 6.29: 飛輪效應造成的影響 (低電流)

但是如果馬達平均電壓增大時，如圖 6.30，此時換相所造成的飛輪效應逼近零交越訊號或者超越零交越訊號時，就會無法偵測到零交越點，而造成馬達失步，其中一種解決的方法為我們可以利用 phase lead 的機制，讓飛輪效應不會遮蓋住零交越訊號。

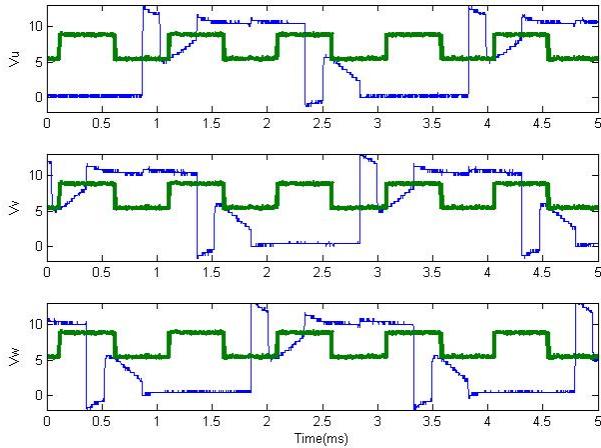


圖 6.30: 飛輪效應造成的影響 (高電流)

### 6.2.4 自動相角之時域分析

於自由懸吊 (free free) 量測平台，在時域震動量方面，和上面所述相同，我們同樣以 5.1 式和 5.2 式作為震動指標，針對三相馬達自動相角調整機制和沒有此機制作一個比較，經過震動最佳化其相角對轉速關係如圖 6.31 所示。

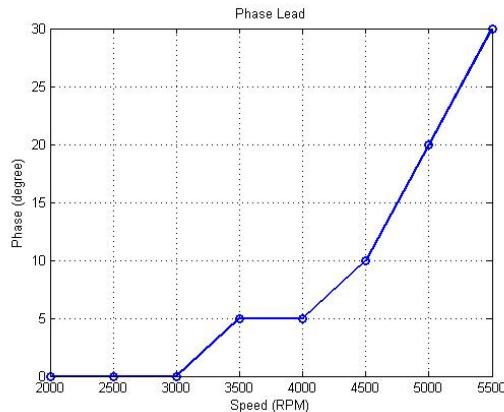


圖 6.31: 相角最佳化 (自由懸吊量測平台)

在自動相角調整機制後，我們可以發現到不管在軸向或徑向方面震動量都有改善，其中徑向震動量改善較明顯，再觀察其軸向和徑向震動量總和大小，確實發現經過自動相角機制後，在時域的震動量大幅降低。

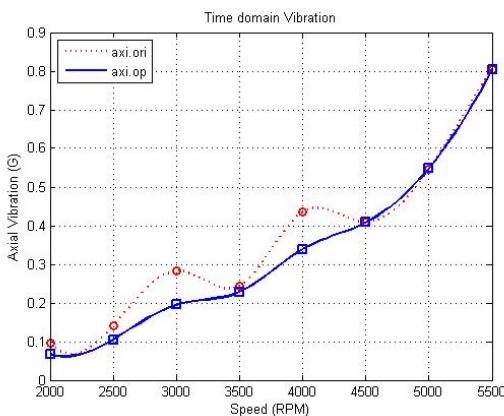


圖 6.32: 軸向震動量 (自由懸吊量測平台)

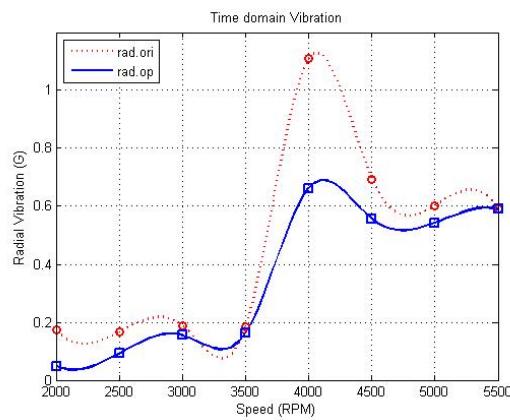


圖 6.33: 徑向震動量 (自由懸吊量測平台)

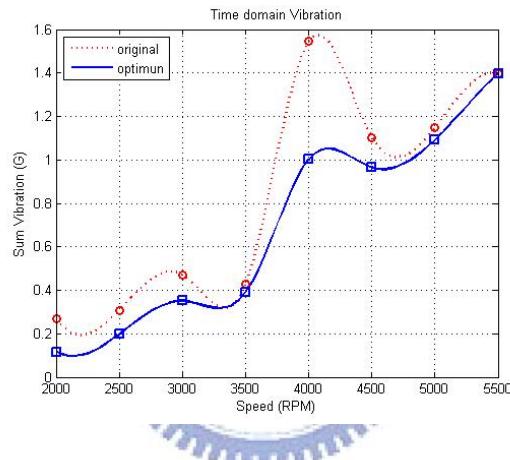


圖 6.34: 二向震動量之合 (自由懸吊量測平台)

再觀察噪音方面的改善情形，其噪音指標採用如 5.6 式，實驗結果如圖 6.35 所示，從圖中可以發現到經過自動相角調整後噪音方面些微改善，其改善效果不如單相。

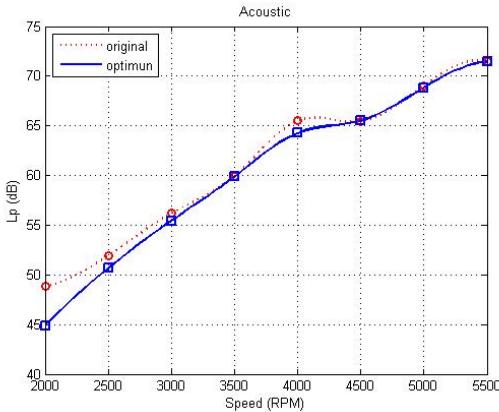


圖 6.35: 聲壓位準 (dB)

另外一方面，我們考慮功率的效果，從圖 6.36 得知，經過自動相角調整後，其功率消耗會比無此機制來的小，也就代表經過自動相角調整機制之後，整體功率也較為提升。

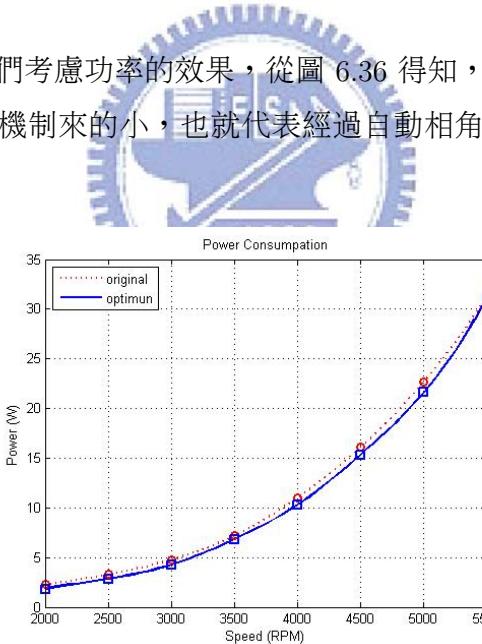


圖 6.36: 功率消耗 (W)

# 第 7 章 結論與未來發展

## 7.1 結論

本文以自動相角調整為機制，分別針對單相和三相無刷直流馬達為實驗目標，其實現成果如下：

在單相無刷直流馬達的成果：

- 成功攔截類比的 Hall signal，並搭配周邊電路，將 Hall signal 轉換為數位訊號送至 FPGA 處理，以製造一個適當的假霍爾訊號送至 driver IC，達到切換相角改變的目的。
- 經由自動相角調整機制為基礎，實驗結果證實可以降低震動、改善噪音，以及提高效率。
- 從震動頻譜來看震動和噪音的改善，確實是來自激磁頻的震動量減少。

在三相無刷直流馬達的成果：



- 以無感測換相為基礎，藉由馬達的端電壓回授訊號進行驅動與控制，消除了傳統使用位置感測器所造成的限制。
- 本文提出克服 PWM 訊號影響的機制。無感測換相是利用感應電動勢的零交越點作為回授訊號，但零交越點易受到 PWM 訊號的干擾，因此本文提出利用一個數位濾波器和具遮罩功能的數位式相位移器，濾除 PWM 和換相所造成的假零交越點，方可獲得正確的零交越點。
- 本文設計出 no PWM dead zone 的無感測驅動方法，相較於 PWM dead zone 的方法，可以減低電流突波的產生，以進一步大幅降低震動和噪音。
- 大功率馬達的飛輪效應會造成無法偵測到零交越點，以致馬達失步，其中可藉由 phase lead 的方法改善。
- 本文以自動相角調整機制為基礎，實驗結果證實可以降低震動、改善噪音，以及提高效率，但其改善效果不如單相明顯。

## 7.2 未來發展

由於本文目前相角最佳化目標都是以最低震動為指標，並且利用人工方式觀察不同相角而在同一轉速下切換的影響，以做出適當的轉速對切換相角的關係圖。未來可以利用基因演算法或者是 neural fuzzy . . . 等方法，搭配利用加速規、轉速、電流為回授訊號，以達到不同指標最佳化自動調整的方式。



## 參 考 文 獻

- [1] C. M. Chao, C. P. Liao, D. R. Huang and T. F. Ying , “A new automatic phase adjustment of optical drive signal,” *IEEE Trans. Magnetics*, Vol 34, pp.417 — 419, 1998.
- [2] P. Menegoli, “Simple back emf Reconstruction in pulse width modulation(PWM) mode,” *United States Patent* 6,163,120.
- [3] E. C. Lee, “Bemf crossing detection in PWM mode operation for sensorless motor control application,” *United States Patent* 5,789,895.
- [4] Byung-Il Kwon, Byoung-Yull Yang, Seung-Chan Park and Young-Sun Jin, “Novel Topology of Unequal Air Gap in a Single-Phase Brushless DC Motor,” *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*2001.
- [5] 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*, Vol. 1, pp. 363-369, 1994.
- [6] 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*, Vol. 1, pp. 33-37, 2002.
- [7] K. Iizuka, H. Uzuhashi, et al., “Microcomputer control for sensorless brushless motor,” *IEEE Trans. Ind. Applicant*, Vol. 21, pp. 595-601, May-June 1985.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] T. Hashimura, “Driving device for three-phase brushless motor,” *United States Patent* 6,316,894.

- 
- [11] H. S. Ko and K. J. Kim , "Characterization of noise and vibration sources in interior permanent-magnet brushless DC motors," *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 40, pp. 3482 - 3489 , Nov. 2004.
  - [12] C. H. Fang, S. K. Lin, Y. J. Wu and C. K. Lo, "Speed Control of The 12-Step Sensorless Drive for a Brushless DC Motor," *Journal of Applied Physics*, Vol. 103, 07E921, April 2008.
  - [13] 鄭光耀、鄒應嶼，無感測之三相無刷直流馬達驅動相角自動調整裝置，台灣專利 591,882。
  - [14] 林星宇，小型三相無刷直流馬達之無感測控制晶片的設計與實現，國立交通大學電機與控制工程研究所碩士論文，2006.
  - [15] 唐佩忠，*VHDL 與數位邏輯設計*，高立圖書，2002。
  - [16] 吳駿，*MATLAB 6.X 與基礎自動控制*，文魁書局股份有限公司，2003。
  - [17] 廖裕評，*系統晶片設計：使用 QUARTUS II*，全華圖書公司，2005。

