

國立交通大學

電機與控制工程研究所

碩士論文

應用於三相直流無刷馬達之 150 度 12 步方波  
無感測驅動技術與速度控制

Twelve-Step Sensorless Drive and Speed Control for a  
Three-Phase Brushless DC Motor



研究生：吳昱錚

指導教授：林錫寬博士

中華民國九十七年六月

應用於三相直流無刷馬達之 150 度 12 步方波  
無感測驅動技術與速度控制

Twelve-Step Sensorless Drive and Speed Control for a  
Three-Phase Brushless DC Motor

研 究 生：吳昱錚

Student: Yu-Cheng Wu

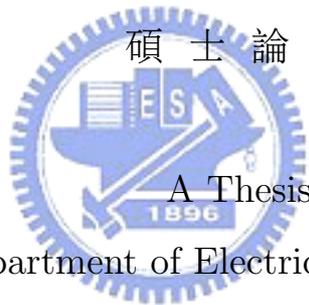
指 導 教 授：林錫寬博士

Advisor: Dr. Shir-Kuan Lin

國立交通大學

電機與控制工程研究所

碩 士 論 文



Submitted to Department of Electrical and Control Engineering

College of Electrical Engineering

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Engineering

in

Electrical and Control Engineering

June 2008

Hsinchu City, Taiwan

中華民國九十七年六月

# 應用於三相直流無刷馬達之 150 度 12 步方波 無感測驅動技術與速度控制

學生：吳昱錚

指導教授：林錫寬博士

國立交通大學電機與控制工程研究所

## 摘 要

小型三相無刷直流馬達具有高可靠性、高效率和可控制性的優點，已被廣泛的應用於各種場合。然而，傳統的小型三相無刷直流馬達必須利用霍爾元件 (Hall sensor) 來偵測其轉子與定子之相對位置，其限制有：感測器須精準地擺放在馬達旁特定位置才能準確地獲得轉子目前狀況、對於溫度與雜訊具有高敏感度、降低馬達壽命、增加成本與阻礙馬達輕薄短小化。而沒有使用霍爾元件的無感測驅動技術則可以改善上述的各項缺點。

本論文以 150 度無感測換相為基礎 [13]，藉由馬達的電壓與電流回授訊號達到正常驅動的目的。克服脈波寬度調變 (PWM) 訊號對無感測換相的影響，進一步延伸推展至對其實現速度控制，並利用線性調變與數位濾波器兩種不同的方式使得馬達可控速度範圍增加，再者加入反積分過飽和控制器使整體速度響應更為良好，最後利用此設計開發一個小型三相無刷直流馬達的數位式無感測馬達控制晶片，而本文主要成果已發表在期刊論文 [10] 上。

實驗運用場效型可規劃邏輯陣列元件 (FPGA) 和硬體描述語言 (VHDL) 進行系統層級模組化設計。其中，估算線性調變函式以使馬達轉速降低同時正常換相；使用數位濾波器以克服 PWM 訊號對換相訊號所造成之干擾；加入反積分過飽和控制器使馬達速度響應表現提升。因此，FPGA 晶片內部運算搭配外部馬達、六橋驅動電路、AD 電流回授與電壓感測，完成三相無刷直流光碟機馬達 150 度無感測控制系統的建構與實作驗證。

# Twelve-Step Sensorless Drive and Speed Control for a Three-Phase Brushless DC Motor

Student: Yu-Cheng Wu

Advisor: Dr. Shir-Kuan Lin

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

## ABSTRACT

Small three-phase brushless direct current motors (BLDCMs) that own high reliability, high efficiency and good controllability are extensively adopted. However, the traditional BLDCMs have to use Hall sensors to detect the corresponding position of the rotor and the stator which leads to some limitations: The Hall sensors must be located precisely in the specific position beside the motor in order to exactly acquire the present state of the rotor; High sensitivity to temperature and disturbance; Life reducing; Cost increasing and obstruct the minimization of it. Using the sensorless drive schemes which do not rely on the Hall sensors can improve various drawbacks mentioned above.

On the basis of the  $150^\circ$  sensorless drive scheme [13], depended on the voltage and feedback current signals of the motor to reach the goal of normal drive. Overcome the influence of the pulse width modulation (PWM) signal during commutation for the purpose of controlling its speed. ; Apply two approaches: Linear modulation approach and digital filter approach for the purpose of increasing its controllable speed range; Attach an anti-windup controller for the propose of improving its speed response, and finally use these schemes to develop a digital sensorless drive chip applied to small BLDCMs. The main results of this thesis have already published in the form of a journal paper [10] in Journal of Applied Physics.

---

The experiment using field programmable gate array (FPGA) and very high speed integrated circuit hardware description language (VHDL) to deal with the system planning level and module design. It includes estimating the linear modulated equation in order to normally commute while the speed of the motor is decreasing, applying a digital filter to overcome the disturbed commutation signal caused by PWM signal, and attaching an anti-windup controller to improve the speed response. As a result, the interior operations of the FPGA chip accompany peripheral motor, six-bridge circuit, feedback current using AD and voltage sensing to construct and verify a  $150^\circ$  sensorless drive control system.



# 誌 謝

感謝指導教授林錫寬博士，在兩年研究生涯的諄諄教誨，使得本論文得以順利完成，並感謝口試委員蔡明祺教授、鄭木火教授與張文中教授能在百忙中來參加我的論文口試，並對論文中尚須改進的部份提出建議與指正，使本論文更為嚴謹。

感謝亞力電機的方志行博士，在論文研究過程中給予我許多建議；感謝博士班王超民學長以及碩士班的蔡鎧鍾、林凱祥學長及魏愷學姊，教導了我許多研究中專業的知識，使我獲益良多。感謝實驗室同學振國與宜釗以及學弟妹淑婷、以軒與建智。感謝好友偉程、智翔、與宜新在研究的日子裡所給予的勉勵與支持。感謝一起從動機過來電控打拼的夥伴威儀、又誠、清泉與英哲。

感謝爸媽以及妹妹，在這段時間所給予的關懷與付出，讓我可以專心的完成論文。另外也感謝綺恩的陪伴與支持。最後再次謝謝週遭關心我的師長與朋友，願將這份喜悅與你們分享。



# 目 錄

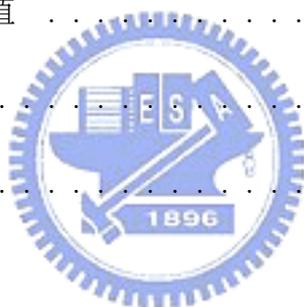
書名頁	i
中文摘要	ii
英文摘要	iii
誌謝	v
目錄	vi
表目錄	ix
圖目錄	x
1 緒論	1
1.1 研究動機與目的	1
1.2 研究方法與系統描述	2
1.3 論文架構	2
2 三相直流無刷馬達相關知識	4
2.1 馬達結構概述	4
2.2 馬達之數學模型	6
2.3 三相無刷直流馬達驅動原理	8
2.3.1 公式推導與基本觀念	8
2.3.2 120 度六步方波驅動原理	10
2.3.3 180 度六步方波驅動原理	12
2.4 無感測驅動方法	13
3 150 度無感測驅動控制實現方法	16

---

3.1	120 度 6 步方波無感測驅動 . . . . .	16
3.1.1	數位式相位移器 . . . . .	17
3.2	150 度 12 步方波驅動 . . . . .	18
3.3	閉迴路速度控制 . . . . .	21
3.3.1	脈波寬度調變產生器 . . . . .	21
3.3.2	零交越點之偵測 . . . . .	23
3.3.3	轉速與電流 PI 控制器 . . . . .	28
3.3.4	反積分過飽和控制器 [12] . . . . .	31
4	各模組規劃與模擬驗證 . . . . .	34
4.1	無感測驅動各功能模組規劃與模擬 . . . . .	34
4.1.1	開關控制模組 . . . . .	35
4.1.2	定位與開迴路模組 . . . . .	36
4.1.3	閉迴路模組 . . . . .	38
4.1.4	線性調變模組 . . . . .	41
4.1.5	數位濾波模組 . . . . .	43
4.1.6	模式切換模組 . . . . .	44
4.1.7	六橋輸出與脈波寬度調變模組 . . . . .	47
4.1.8	錯步偵測模組 . . . . .	50
4.1.9	轉速計算模組 . . . . .	52
4.1.10	PI 控制器模組 . . . . .	54
4.1.11	反積分過飽和控制器模組 . . . . .	56
4.1.12	晶片內部整體架構 . . . . .	57

---

5	系統硬體架構與實驗結果分析	58
5.1	系統硬體架構	58
5.1.1	外部驅動電路	59
5.1.2	Altera DE1 FPGA 發展版	60
5.2	實驗結果	62
5.2.1	電壓波形	63
5.2.2	電流波形	65
5.2.3	速度響應	66
5.2.4	震動量值	68
6	結論與未來展望	72
	參考文獻	73



# 表 目 錄

2.1	三相直流無刷馬達規格 . . . . .	5
2.2	120 度六步方波換相時間表 . . . . .	10
2.3	180 度六步方波的換相時間表 . . . . .	12
3.1	150 度 12 步方波的換相時間表 . . . . .	19
4.1	開關控制模組各訊號定義 . . . . .	35
4.2	定位與開迴路模組各訊號定義 . . . . .	37
4.3	閉迴路模組各訊號定義 . . . . .	39
4.4	線性調變模組各訊號定義 . . . . .	41
4.5	數位濾波模組各訊號定義 . . . . .	43
4.6	模式切換模組各訊號定義 . . . . .	45
4.7	六橋輸出與脈波寬度調變模組各訊號定義 . . . . .	47
4.8	六橋輸出旗標與六橋開關訊號對應表 . . . . .	48
4.9	錯步偵測模組各訊號定義 . . . . .	50
4.10	轉速計算模組各訊號定義 . . . . .	52
4.11	轉速 PI 控制器模組各訊號定義 . . . . .	55
4.12	電流 PI 控制器模組各訊號定義 . . . . .	55
4.13	反積分過飽和控制器模組各訊號定義 . . . . .	56
5.1	Altera Cyclone II 2C20 晶片規格 . . . . .	62

# 圖 目 錄

2.1	馬達之轉子與定子 . . . . .	4
2.2	馬達出線之兩種方式：(a)三線式；(b)四線式 . . . . .	5
2.3	馬達各部份零件 . . . . .	6
2.4	三相馬達等效電路圖 . . . . .	6
2.5	$\theta_r$ 與 $\theta_s$ 之定義圖 . . . . .	9
2.6	三相無刷直流馬達之轉子與定子展開圖 . . . . .	10
2.7	120 度六步方波換相電壓與電流波形圖 . . . . .	11
2.8	120 度六步方波驅動之馬達轉矩圖 . . . . .	11
2.9	180 度六步方波換相電壓與電流波形圖 . . . . .	12
2.10	180 度六步方波驅動之馬達轉矩圖 . . . . .	13
2.11	無感測驅動程序 . . . . .	13
3.1	120 度驅動之相關訊號波形 . . . . .	16
3.2	$Z_d$ 與 $P_d$ 之關係波形 . . . . .	17
3.3	數位式相位移器操作示意圖 . . . . .	17
3.4	150 度驅動之相關訊號波形 . . . . .	20
3.5	脈波寬度調變技術操作原理 . . . . .	22
3.6	馬達外部驅動電路示意圖 . . . . .	23
3.7	PWM 干擾示意圖 . . . . .	23
3.8	PWM 模式與線性模式切換示意圖 . . . . .	24

---

3.9	線性模式限制可控轉速示意圖 . . . . .	24
3.10	線性調變線性區域示意圖 . . . . .	25
3.11	D 正反器示意圖與其真值表 . . . . .	27
3.12	RS 正反器示意圖與其真值表 . . . . .	27
3.13	數位濾波器架構圖 . . . . .	27
3.14	電流回授處理流程圖 . . . . .	30
3.15	轉速與電流控制器方塊圖 . . . . .	30
3.16	PI 控制器方塊圖 . . . . .	31
3.17	回授系統方塊圖 . . . . .	32
3.18	加入反積分過飽和控制器之回授系統方塊圖 . . . . .	33
3.19	反積分過飽和控制器之實現方式 . . . . .	33
4.1	無感測驅動晶片系統架構方塊圖 . . . . .	34
4.2	開關控制模組 . . . . .	35
4.3	開關控制模組流程圖 . . . . .	36
4.4	開關控制模組模擬結果 . . . . .	36
4.5	定位與開迴路模組 . . . . .	36
4.6	定位與開迴路模組流程圖 . . . . .	37
4.7	定位與開迴路模組模擬結果之一 . . . . .	38
4.8	定位與開迴路模組模擬結果之二 . . . . .	38
4.9	閉迴路模組 . . . . .	38
4.10	閉迴路模組流程圖 . . . . .	40

---

4.11 閉迴路模組模擬結果之一 . . . . .	40
4.12 閉迴路模組模擬結果之二 . . . . .	40
4.13 線性調變模組 . . . . .	41
4.14 線性調變模組流程圖 . . . . .	42
4.15 線性調變模組模擬結果之一 . . . . .	42
4.16 線性調變模組模擬結果之二 . . . . .	42
4.17 數位濾波模組 . . . . .	43
4.18 數位濾波模組模擬結果 . . . . .	44
4.19 模式切換模組 . . . . .	44
4.20 模式切換模組流程圖 . . . . .	46
4.21 模式切換模組模擬結果 . . . . .	46
4.22 六橋輸出與脈波寬度調變模組 . . . . .	47
4.23 六橋輸出與脈波寬度調變模組模擬結果 . . . . .	49
4.24 六橋輸出與脈波寬度調變模組模擬結果 . . . . .	49
4.25 六橋輸出與脈波寬度調變模組模擬結果 . . . . .	49
4.26 六橋輸出與脈波寬度調變模組模擬結果 . . . . .	49
4.27 錯步偵測模組 . . . . .	50
4.28 錯步偵測模組流程圖 . . . . .	51
4.29 錯步偵測模組模擬結果 . . . . .	51
4.30 轉速計算模組 . . . . .	52
4.31 錯步偵測模組流程圖 . . . . .	53
4.32 轉速計算模組模擬結果之一 . . . . .	53



4.33 轉速計算模組模擬結果之二 . . . . .	53
4.34 轉速 PI 控制器模組 . . . . .	54
4.35 電流 PI 控制器模組 . . . . .	54
4.36 PI 控制器模組模擬結果 . . . . .	56
4.37 反積分過飽和控制器模組 . . . . .	56
4.38 反積分過飽和控制器模組模擬結果 . . . . .	57
4.39 晶片內部整體架構圖 . . . . .	57
5.1 系統硬體架構方塊圖 . . . . .	58
5.2 150 度無感測驅動控制系統實驗平台 . . . . .	59
5.3 外部驅動電路圖 . . . . .	59
5.4 Altera DE1 FPGA 發展版 [11]. . . . .	60
5.5 Altera DE1 FPGA 發展版內部架構 [11] . . . . .	62
5.6 轉速 5000 RPM 下使用線性調變法之馬達三相端電壓與中心相訊號 波形圖 . . . . .	63
5.7 轉速 1000 RPM 下使用線性調變法之馬達三相端電壓與中心相訊號 波形圖 . . . . .	63
5.8 轉速 5000 RPM 下使用數位濾波法之馬達三相端電壓與中心相訊號 波形圖 . . . . .	64
5.9 轉速 1000 RPM 下使用數位濾波法之馬達三相端電壓與中心相訊號 波形圖 . . . . .	64
5.10 馬達某相電壓與零交越訊號波形圖 . . . . .	65
5.11 PWM 訊號輸入方式對導通相電流影響波形圖 . . . . .	66
5.12 內嵌線性調變法之 150 度無感測驅動速度響應圖 . . . . .	67

---

5.13 內嵌線性調變法與反積分過飽和控制器之 150 度無感測驅動速度響應圖 . . . . .	67
5.14 內嵌數位濾波法之 150 度無感測驅動速度響應圖 . . . . .	68
5.15 震動量測實驗平台 . . . . .	69
5.16 150 度無感測驅動之軸向震動量值 . . . . .	69
5.17 150 度無感測驅動之徑向震動量值 . . . . .	70
5.18 120 度與150 度無感測驅動之軸向震動量值 . . . . .	70
5.19 120 度與 150 度無感測驅動之徑向震動量值 . . . . .	71



# 第 1 章 緒論

## 1.1 研究動機與目的

無刷直流馬達 (Brushless DC Motor, BLDCM) 為一良好、便利、可控且穩定的驅動裝置，所以應用範圍廣泛，除了一般使用在工業用途外，在家電與 3C 產品上的例子更是不勝枚舉。而其是利用位置感測器，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，傳統的有刷直流馬達存在著換向器及碳刷的消耗與接觸所產生的摩擦力、電氣雜訊等問題，相形之下，無刷直流馬達具有低噪音、低雜訊、高使用壽命、高速度與小型化等優點，隨著半導體元件成本的降低與技術的進步，無刷直流馬達在自動化伺服控制系統中，已漸漸取代直流有刷馬達。

現行的無刷直流馬達驅動多是採用感測器來偵測馬達轉子的位置，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，而換相控制的準確與否將會直接影響到閉迴路位置、速度控制的性能表現；然而，若要求提高這些感測器的解析度，以求增加換相控制的精準度，其生產成本將愈加昂貴，且感測元件的存在將使得系統體積小型化受到限制。

面對各種產品的「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。然而，隨著馬達縮小體積，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，位置感測器本身壽命與對溫度、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。所以，不需使用各種位置感測器的無感測驅動技術可以減少馬達廠商為了找出感測器擺放的準確位置所花的時間與人力，以及上述所提之感測元件的種種限制，而成為一極具發展潛力的驅動技術。

本文目的針對小型三相無刷直流馬達，以 120 度無感測換相控制為基礎，進而推展至 150 度無感測速度控制，並改良 150 度十二步方波驅動，使可控速度範圍加大；使震動量減小，藉由馬達回授的電壓、電流訊號，估測適當的馬達換相點，達到無感測控制的目的。

## 1.2 研究方法與系統描述

本文主要是探討有關小型直流無刷馬達應用於無感測技術驅動上所產生的一些問題。先前的 120 度無感測驅動技術 [13] 是利用馬達的未激發相感應電動勢的零交越點來偵測適當換相的時機，而本文則是將其原有技術推展至 150 度無感測驅動，使馬達在運轉時能產生較大轉矩，並利用線性遞減的方式調變脈波寬度調變訊號 (PWM) 之不可控範圍，使馬達可於極低速下運轉，增加整體速度的可控範圍；利用一數位濾波器使 PWM 對換相訊號所產生之干擾可以被消除，進而可移除不可控之 PWM 調變區間，同樣達到可控速度區間增大並震動量減小之效果；加入反積分過飽和控制器，使馬達表現出之速度響應更為良好。最後將整體結果於一可規劃邏輯陣列元件 (FPGA) 發展板上作驗證，並採用硬體描述語言 (VHDL) 與 FPGA 晶片設計軟體 (Qartus)，將其各個功能模組化並逐一實現，接著整合此系統晶片與外部的驅動電路結合而完成一套以 FPGA 為基礎的三相直流無刷無感測驅動系統。



## 1.3 論文架構

本論文架構可分為六個章節：

### 第一章：緒論

介紹研究此主題的動機與欲達成之目的，接著說明所使用的研究方法並對整體的系統作一簡略描述。

### 第二章：三相直流無刷馬達相關知識

說明馬達的內部構造及其數學模型方程式，並對先前所使用的無感測驅動技術作一敘述。

### 第三章：150 度無感測驅動控制實現方法

首先說明此系統的驅動方式及步驟，達成基本的速度控制，其次額外加入線性調變法、數位濾波法以及反積分過飽和控制器使系統整體表現更加完善。

#### 第四章：各模組規劃與模擬驗證

主要包括晶片設計軟體的操作簡介，各功能模組化之介紹，以及最後的模擬驗證結果。

#### 第五章：系統硬體架構與實驗結果分析

介紹整體系統架構，包括 FPGA 發展版與外部的驅動電路，另外對實驗結果作一分析與比較。

#### 第六章：結論與未來展望

對於上述五章之內容提出結論，並提出未來可再繼續發展之方向。



## 第 2 章 三相直流無刷馬達相關知識

為了使讀者對本論文之實驗有更深入的了解並詳知之後的理論推導與實作方法，在此章將對馬達的結構、驅動方式以及其原理與相關知識作一基本介紹。

### 2.1 馬達結構概述

本文所討論之馬達為九槽十二極之三相直流無刷馬達(應用於光碟機中)；九槽指馬達內部定子有九個槽；十二極為馬達外部轉子共有十二極，如圖 2.1 所示。而外部轉子為永久磁鐵所構成，因此每一極所佔角度為 30 度機械角；內部定子由線圈纏繞鐵心所構成，繞組出線方式為三線式；分別為  $u$ 、 $v$ 、 $w$  三相繞組，並與馬達之驅動器相連接。此外馬達定子旁設置三個霍爾感測器，用來偵測轉子與定子之相對位置，並回授訊號給驅動器，藉此感測器輸出訊號驅動器才能適時切換改變電流方向，產生一正向力矩，馬達始能正常運轉。

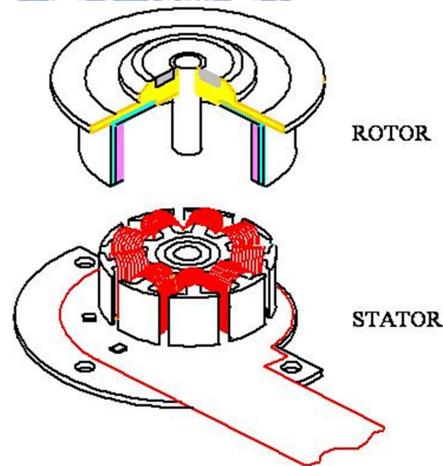


圖 2.1: 馬達之轉子與定子

近幾年三相直流無刷馬達為了實現薄型化及省電化，已有廠商利用無感測型的三相直流無刷馬達取代具有霍爾感測器的三相直流無刷馬達，無感測型的三相直流無刷馬達其出線方式大多為四線式，如圖 2.2 所示，其中心相  $n$  必須被引入外部驅動器中，方可藉定子線圈中的感應電動勢 (back electromotive force) 來判斷換相點。

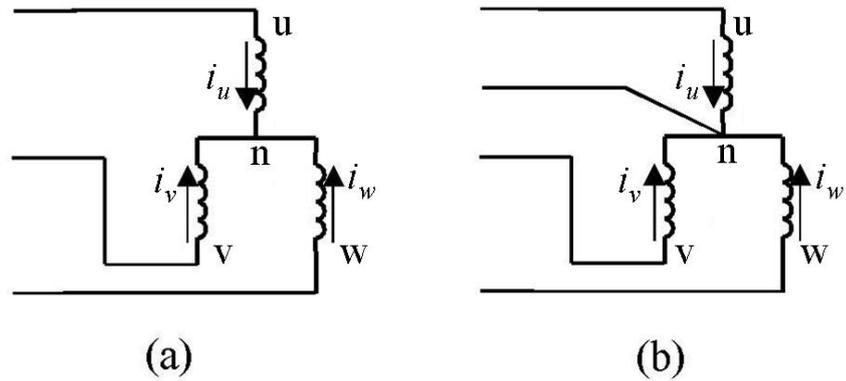


圖 2.2: 馬達出線之兩種方式：(a)三線式；(b)四線式

由於本論中所使用之馬達已預先將霍爾感測器摘除，因此必須藉由無感測驅動技術來判斷馬達轉子與定子之相對位置，以適當切換電流方向，使馬達產生一正向力矩，以便於順利運轉。而馬達之規格及內部各部份零件定義如表 2.1 與圖 2.3 所示。

表 2.1: 三相直流無刷馬達規格

$\lambda_r$	$7.62 \times 10^{-4} \text{ Wb} - \text{turn}$
$L_s$	$0.63 \text{ mh}$
$R_s$	$2.2 \Omega$
$J$	$17 \times 10^{-7} \text{ kgm}^2$
$B_m$	$5 \times 10^{-3} \text{ Ntm}/(\text{rad}/\text{sec})$
$M$	$0.37 \text{ mh}$

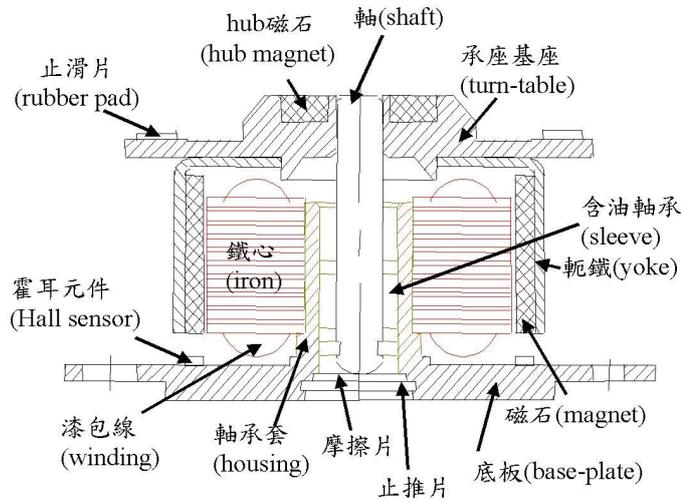


圖 2.3: 馬達各部份零件

## 2.2 馬達之數學模型

三相無刷直流馬達由三個定子線圈與轉子上的永久磁鐵所組成，而其 Y 接方式之線圈等效電路如圖 2.4 所示，在此假設三相線圈上之等效電阻及等效電感均相同，則透過等效電路圖可以看出每一相皆是由馬達的等效電阻、等效電感與旋轉時所產生的感應電動勢所組成。其中  $L$  為等效電感值，包括相自電感  $L_p$  及相互電感  $M$ ，而定義各相電流由相端點流入中心相  $n$  之方向為正電流。

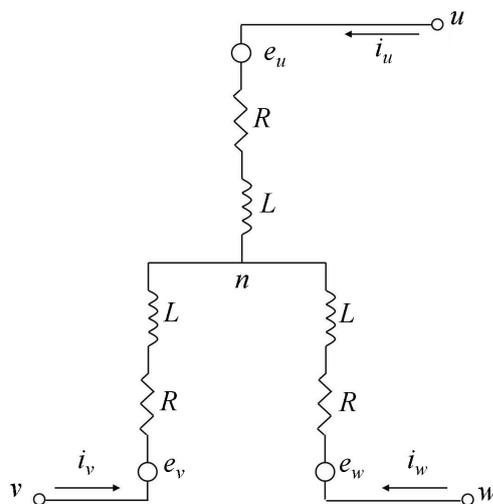


圖 2.4: 三相馬達等效電路圖

三相無刷直流馬達之參數與變數定義如下：

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

$i_u, i_v, i_w$  :  $u, v, w$  三相相電流

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

$n$  : 中心相

$L_p$  : 馬達繞組的的相電感值

$M$  : 馬達任兩相的互感值

$R$  : 定子線圈的阻抗值

$B_m$  : 馬達阻尼係數

$J$  : 馬達慣量

$K_e$  : 感應電動勢常數

$K_t$  : 扭矩常數

$T_e$  : 馬達轉矩

$T_L$  : 負載轉矩

$P$  : 轉子磁鐵極數

$\omega_r$  : 馬達轉速

$\theta_e$  : 馬達轉子電氣角度



藉由上述之等效電路圖與定義各參數，即可由克西荷夫定律及牛頓運動定律分別推導出三相無刷直流馬達之電氣方程式(2.1)與機械方程式(2.3)。

$$\begin{bmatrix} V_{un} \\ V_{vn} \\ V_{wn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_p & -M & -M \\ -M & L_p & -M \\ -M & -M & L_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_u \\ \dot{i}_v \\ \dot{i}_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} = \frac{2\omega_r K_e}{P} \begin{bmatrix} \sin \theta_e \\ \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$T_e = K_t(i_u - \frac{i_v}{2} - \frac{i_w}{2}) \sin \theta_e + \frac{\sqrt{3}}{2}(i_w - i_v) \cos \theta_e = \frac{2J}{P}\dot{\omega}_r + \frac{2B_m}{P}\omega_r + T_L \quad (2.3)$$

## 2.3 三相無刷直流馬達驅動原理

### 2.3.1 公式推導與基本觀念

由於三相無刷直流馬達的外部轉子是由永久磁鐵所構成，所以若欲使馬達轉子作一旋轉運動，則必須使內部定子之磁場依照轉子之相對位置作適時變換，而經由輸入不同電流方向於定子線圈中可使馬達內部產生電磁場變化進而生成一轉矩，但因為此時定子為固定，所以其將會產生一反作用力推動外部轉子，使馬達開始旋轉。為了使馬達在旋轉時有最大的轉矩輸出，一般通常採用六步方波驅動法，其公式推導及基本觀念敘述如下：

根據佛萊明左手定律，可得產生於內部定子之電磁力

$$F = N \cdot L \cdot I \cdot B \quad (2.4)$$

馬達轉矩則為

$$T = F \cdot r = N \cdot L \cdot I \cdot B \cdot r = K_t \cdot I \quad (2.5)$$

而磁通密度  $B$  與  $\theta_r$ 、 $\theta_s$  之關係如下

$$B = B(\theta_r, \theta_s) = B_{max} \cdot \cos\left[\frac{P}{2(\theta_r - \theta_s)}\right] \quad (2.6)$$

將式(2.6)代入式(2.5)可得

$$K_t = N \cdot B_{max} \cdot L \cdot r \cdot \sin\left(\frac{P\theta_r}{2}\right) \quad (2.7)$$

由式(2.7)可知當轉子轉動時扭矩常數  $K_t$  之變化波形為一正弦曲線。

而上述變數分別定義為

$N$ ：線圈匝數

$L$ ：線圈受磁場感應的有效長度

$I$ ：線圈電流

$B$ ：磁通密度

$K_t$ ：扭矩常數

$r$ ：力臂

$P$ ：轉子永久磁鐵磁極數

$\theta_r$ ：轉子上任一點與定子中點之角度差，如圖 2.5 所示

$\theta_s$ ：定子上任一點與定子中點之角度差，如圖 2.5 所示

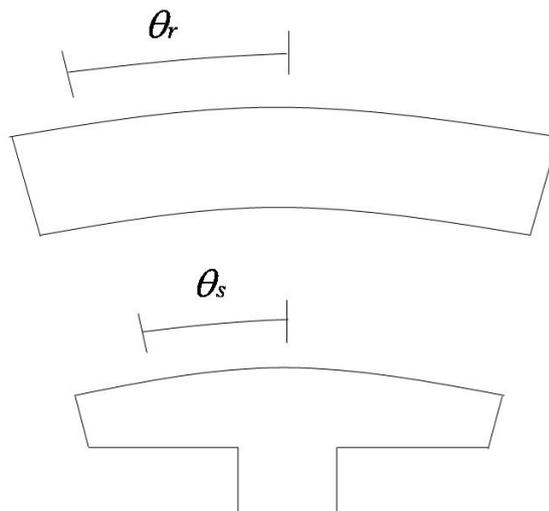


圖 2.5:  $\theta_r$  與  $\theta_s$  之定義圖

六步方波驅動法依照三相線圈導通方式的不同可分為 120 度六步方波驅動與 180 度六步方波驅動。120 度六步方波驅動法為在驅動馬達時任意導通馬達三相中的兩相，使其一端電流流入，另一端電流流出，而第三相保持為浮接狀態；180 度六步方波驅動法則是三相線圈皆導通，並作一相流入電流，另兩相流出電流，或兩相流入電流，剩餘一相流出電流。

### 2.3.2 120 度六步方波驅動原理

首先定義三相無刷直流馬達之轉子與定子的初始位置，如圖 2.6 所示。

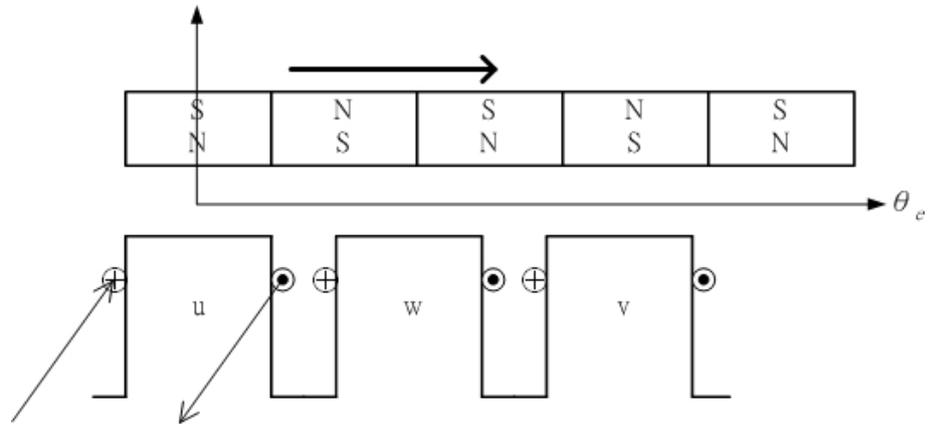


圖 2.6: 三相無刷直流馬達之轉子與定子展開圖

由式(2.5)與式(2.7)可知，為了使馬達運轉時有最大轉矩輸出，則必須在不同電器角度下選擇適當的導通電流方向，而整理出 120 度六步切換電流之時程表如表 2.2 及圖 2.7，其中表中符號 V 代表該相連接至高電壓；符號 G 代表該相接地；符號 F 代表該相為浮接狀態；圖中  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  為三相相電壓， $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  為三相相電流， $\theta_e$  為電氣角度。

表 2.2: 120 度六步方波換相時間表

狀態	$u$ 相相電壓	$v$ 相相電壓	$w$ 相相電壓	電流導通方向	電氣角度
狀態一	F	G	V	$w \rightarrow v$	$[-30, 30]$
狀態二	V	G	F	$u \rightarrow v$	$[30, 90]$
狀態三	V	F	G	$u \rightarrow w$	$[90, 150]$
狀態四	F	V	G	$v \rightarrow w$	$[150, 210]$
狀態五	G	V	F	$v \rightarrow u$	$[210, 270]$
狀態六	G	F	V	$w \rightarrow u$	$[270, 330]$
切換點： $-30, 30, 90, 150, 210, 270, 330$					

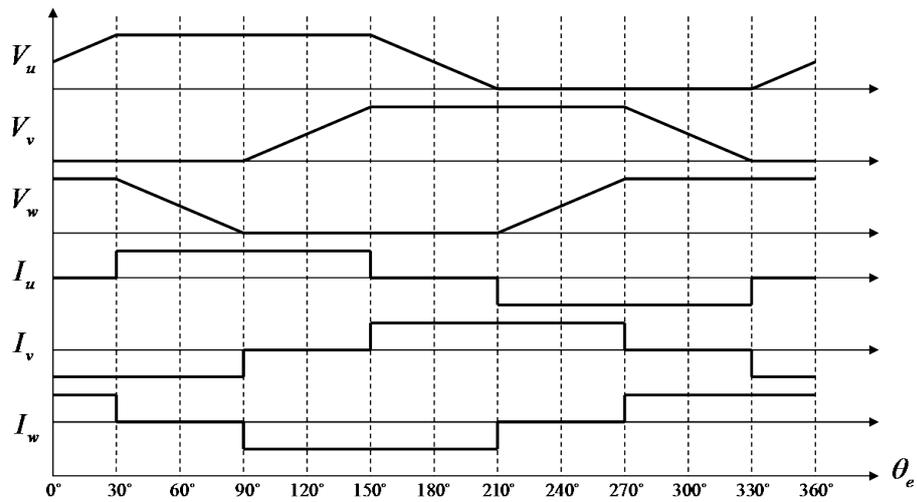


圖 2.7: 120 度六步方波換相電壓與電流波形圖

由表 2.2 可知，為了使馬達轉矩最大，在電器角  $-30$  度到  $30$  度時，應選擇  $w \rightarrow v$  的電流導通方向；而在電器角  $30$  度到  $90$  度時，應選擇  $u \rightarrow v$  的電流導通方向；以此類推，在  $360$  度的電器角間，共依序產生六組不同的電流切換方向，而每一相定子線圈皆連續導通  $120$  度電器角後轉換為浮接狀態，故此法稱為  $120$  度六步方波驅動法。所以只要知道目前轉子電器角位置，便可藉表 2.2 適當選擇電流導通方向，使馬達獲得一最大轉矩。若假設流經馬達線圈中電流為定值，感應電動勢為弦波，則可得到  $120$  度六步方波驅動之轉矩，如圖 2.8 所示。

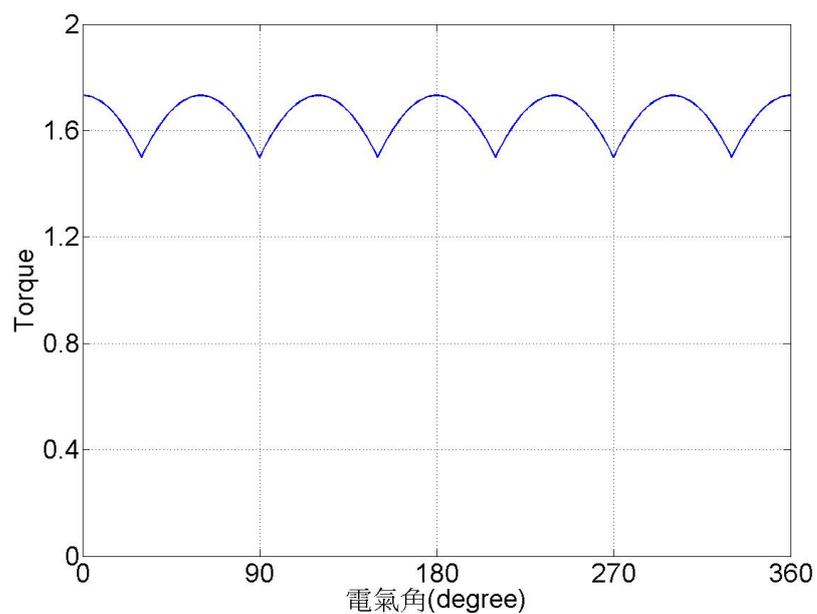


圖 2.8: 120 度六步方波驅動之馬達轉矩圖

### 2.3.3 180 度六步方波驅動原理

180 度六步方波驅動為三組定子線圈皆為導通狀態，但電流切換方向隨著轉子電器角度的變化而有不同的選擇，其總共會產生六組不同的導通方式。

同理，為使馬達輸出最大轉矩，在不同電器角度下，可得適當之電流導通方式如表 2.3與圖 2.9。

表 2.3: 180 度六步方波的換相時間表

狀態	$u$ 相相電壓	$v$ 相相電壓	$w$ 相相電壓	電流導通方向	電氣角度
狀態一	V	G	V	$w, u \rightarrow v$	$[0, 60]$
狀態二	V	G	G	$u \rightarrow v, w$	$[60, 120]$
狀態三	V	V	G	$u, v \rightarrow w$	$[120, 180]$
狀態四	G	V	G	$v \rightarrow w, u$	$[180, 240]$
狀態五	G	V	V	$v, w \rightarrow u$	$[240, 300]$
狀態六	G	G	V	$w \rightarrow u, v$	$[300, 360]$

切換點：0, 60, 120, 180, 240, 300, 360

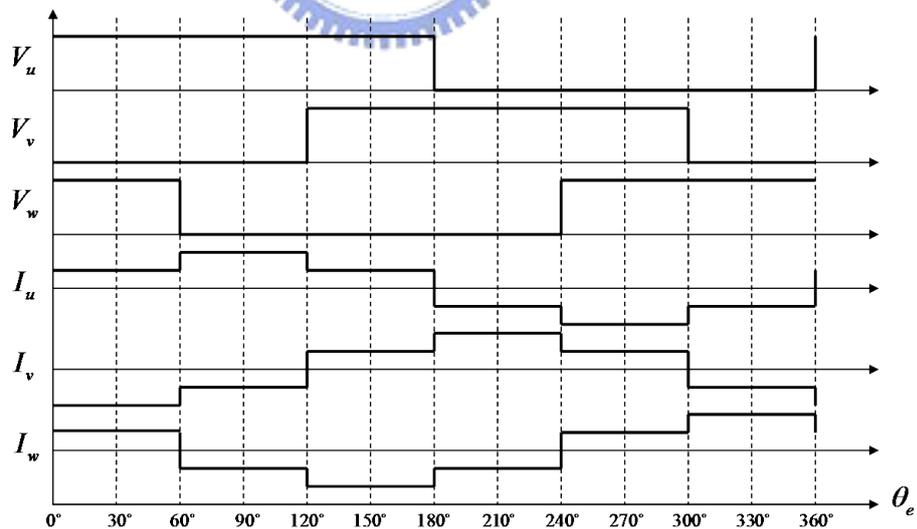


圖 2.9: 180 度六步方波換相電壓與電流波形圖

類似 120 度六步驅動，180 度六步驅動在 360 度的電器角間，依序產生六組不同的電流切換方向，而每一相定子線圈皆連續導通 180 度電器角後改變其電流方向，故稱為 180 度六步方波驅動法。同理，假設流經馬達線圈中電流為定值，感應電動勢為弦波，則可得到 180 度六步方波驅動之轉矩，如圖 2.10 所示。

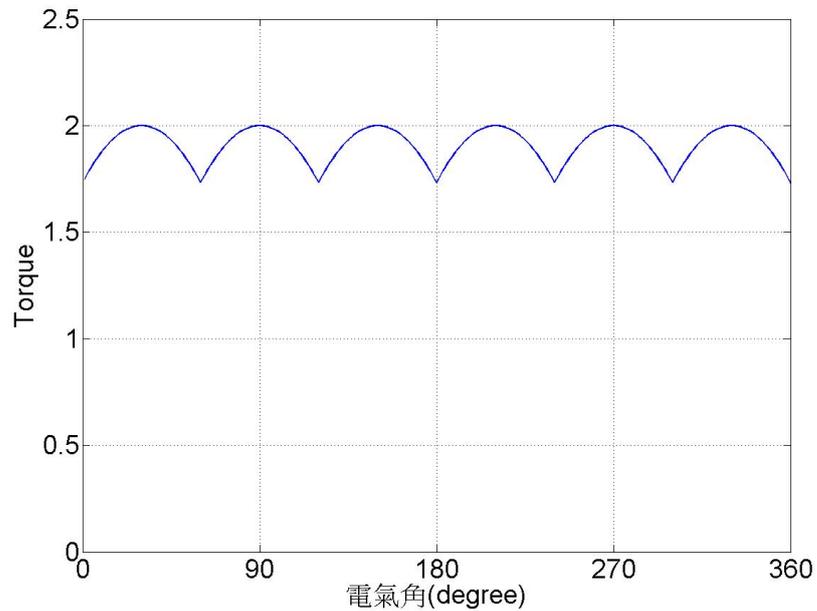


圖 2.10: 180 度六步方波驅動之馬達轉矩圖

## 2.4 無感測驅動方法

無感測驅動技術的旋轉可以大略分為四個程序：(1)定位；(2)開迴路啓動；(3)閉迴路加速；(4)閉迴路等速，當依序完成這四個程序後，馬達就鎖定在第四個步驟進行閉迴路等速的階段，如圖 2.11所示。

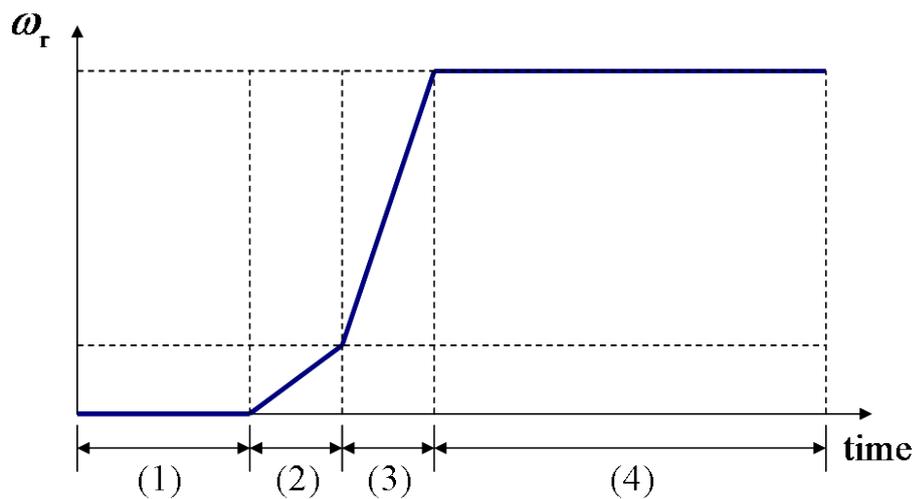


圖 2.11: 無感測驅動程序

目前實現無感測換相控制技術大略有三種方式：偵測感應電動勢、偵測電感變化 (inductance variation) 與偵測磁交鏈變化 (flux-linkage variation) [2] [7]。而本文採用量測馬達三相感應電動勢來取得換相依據，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。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。因此定位和開迴路啓動程序就是在避免此類的狀況而產生，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；其後閉迴路加速與閉迴路等速兩個程序便可以偵測感應電動勢以便進行換相，並藉助速度控制器達到馬達定速度的控制。以下針對這四個程序作探討。

#### (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，瞬間吸引轉子自行定位 (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) 閉迴路加速：

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。

(4)閉迴路等速：

當轉速上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命令轉速，不再往上爬升，就算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命令轉速；無感測換相控制是利用馬達旋轉時的感應電動勢進行換相點判斷，轉速是利用脈寬調變 (pulse-width modulation，簡稱 PWM) 信號來控制，然而換相點的判斷會受到脈衝調變信號的干擾，因此必須利用濾波器或其他方法克服之。



## 第 3 章 150 度無感測驅動控制實現方法

本論文主要為在三相直流無刷馬達上實現 150 度 12 步方波無感測驅動技術，並對其速度控制方面作深入的探討，而 150 度 12 步方波驅動是從 120 度 6 步方波驅動所衍生而來，因此以下會先描述 120 度 6 步無感測技術的運行原理，而後再進一步地說明 150 度 12 步驅動以及其相關部分。

### 3.1 120 度 6 步方波無感測驅動

本文提出的無感測換相方法是利用馬達感應電動勢特性，將任意一相端電壓與中心相做比較，而從中取得換相資訊。由 120 度六步方波換相時間表(表 2.2)可以繪出圖 3.1，其中  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  分別為馬達三相端電壓； $u_d$ 、 $v_d$ 、 $w_d$  分別為  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  與中心相電壓比較後之數位訊號； $Z_d$  為由  $u_d$ 、 $v_d$ 、 $w_d$  組成之未激發相電壓與中心相電壓比較後之數位訊號，簡稱零交越訊號，而當  $Z_d$  的高低準位產生變化的瞬間時代表未激發相電壓曲線上升或下降而與中心相電壓產生交越，稱為零交越點 (zero crossing point)。

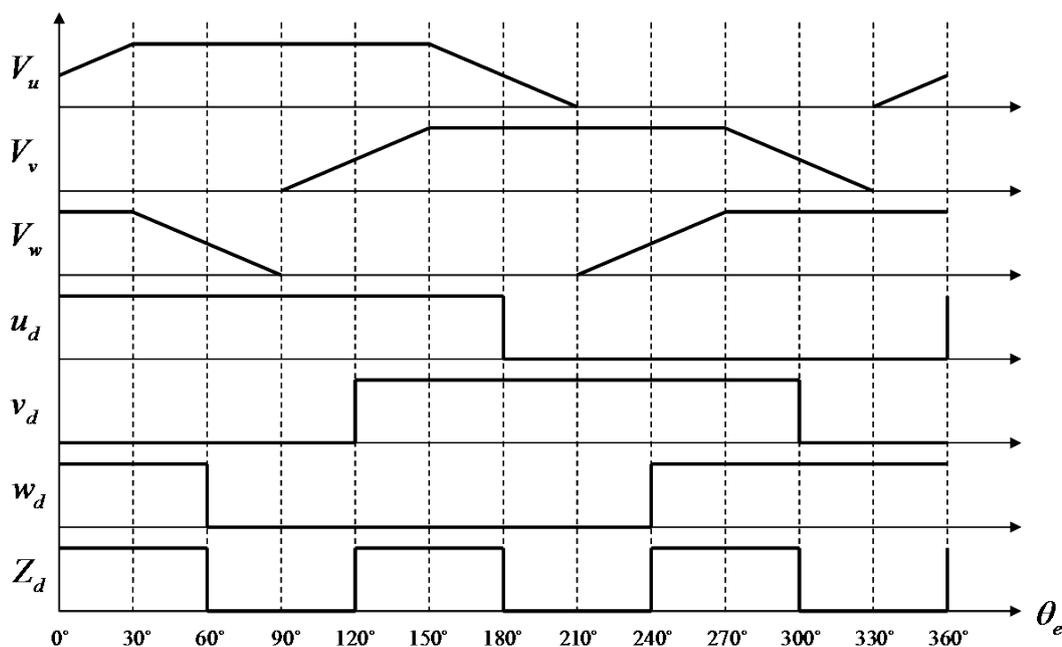


圖 3.1: 120 度驅動之相關訊號波形

同樣的由表 2.2 可知關鍵的電流方向切換點發生在零交越點產生後延遲 30 度之電器角度，也就是 30、90、150、210、270、330，所以在此需要一數位式的相位移器來達成將整體  $Z_d$  訊號延遲 30 度之效果，而產生換相訊號  $P_d$ ，如圖 3.2 所示，當  $P_d$  準位發生變化的同時，便作換相的動作。

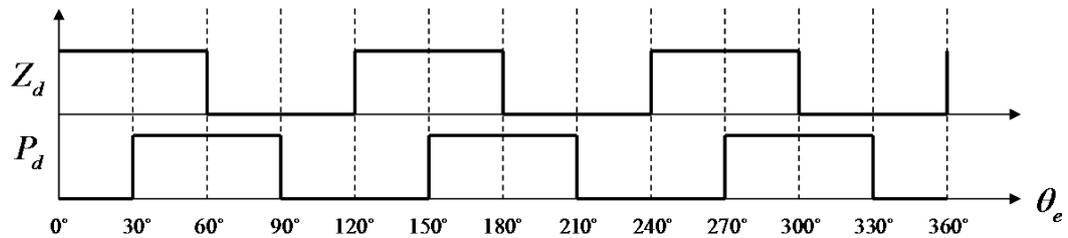


圖 3.2:  $Z_d$  與  $P_d$  之關係波形

### 3.1.1 數位式相位移器

基本的相位移器是計數感應電動勢兩兩發生零交越點的區間  $T$ ，即馬達旋轉 60 度電器角度的時間，而可預估  $T/2$  時間，亦即 30 度電器角度。當估測出零交越點發生後的  $T/2$  時間，便可正確的換相。

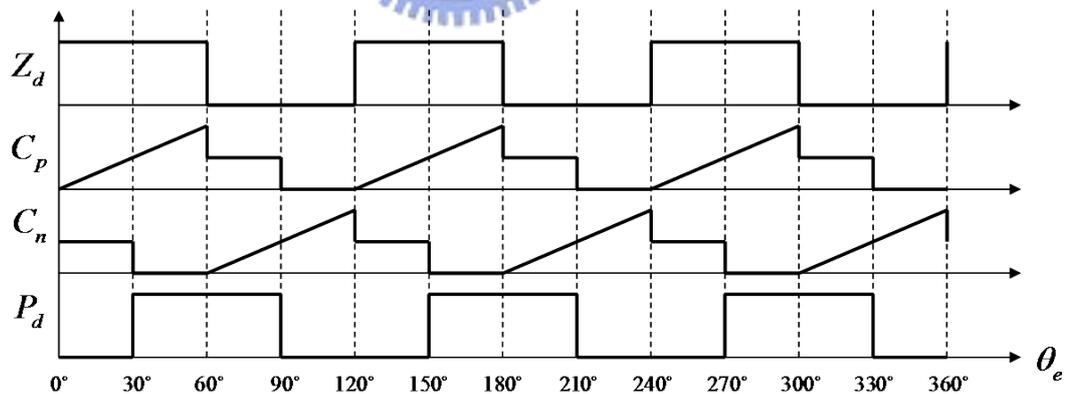


圖 3.3: 數位式相位移器操作示意圖

圖 3.3 為基本的相位移器實現原理，其中  $C_p$ 、 $C_n$  為計數器，分別計數  $Z_d$  之高低準位時間(60 度電器角)，其操作說明如下：

當  $Z_d$  訊號為高準位時， $C_p$  開始計數；當  $Z_d$  轉為低準位時，將  $C_p$  計數值除以二並儲存在一暫存器中，而同時  $C_n$  開始計數，當  $C_n$  計數之值與暫存器值相同時，便使換相訊號  $P_d$  作一準位改變，並將  $C_p$  值歸零，此時  $C_n$  仍繼續計數，直至  $Z_d$  準位轉為高準位時，將  $C_n$  值除以二並儲存在另一暫存器中；然後同理  $C_p$  開始重新計數，計數至與暫存器值相同時，再使  $P_d$  作一準位改變，並將  $C_n$  值歸零；之後不斷循環此一操作步驟，便可經由兩個簡單的計數器而達成將  $Z_d$  訊號延遲 30 度電器角，產生換相訊號  $P_d$ ，以利馬達憑藉此訊號作一正確的換相動作。

### 3.2 150 度 12 步方波驅動

利用感應電動勢特性的 120 度六步方波驅動無感測換相方法，馬達在任意時間只有導通任意兩相定子線圈，故在任意時間必定有一相沒有被導通，而此相稱為未激發相。擷取未激發相電壓與中心相電壓做比較，即可獲得感應電動勢的零交越點，以進行無感測換相運用；馬達以 180 度六步方波驅動具有轉矩大的優點，在同樣的供給電壓下會具有較高的轉速，而 180 度六步方波驅動在任一時間皆同時導通三相線圈，無法得到感應電動勢，故無法使用未激發相之感應電動勢來進行無感測換相。鑒於無感測需擷取感應電動勢相關資訊的限制，和 180 度六步方波驅動的優點，本論文提出 150 度 12 步方波進行無感測換相控制驅動，此方法較傳統的 120 度六步方波驅動具有更大的轉矩。

由表 2.2 與圖 3.2 可知，在 120 度六步方波驅動下，每個狀態皆經過 60 度的電器角，而零交越點發生之時間皆位於每個狀態的中間點，即 30、90、150、210、270、330。因此 150 度 12 步方波驅動的基本概念為，馬達運轉時只需要在零交越點將要出現前將驅動方式轉為 120 度以利偵測零交越點，而等到零交越點偵測完畢之後，便將其驅動方式調整為 180 度驅動。

表 3.1 為 150 度 12 步方波的換相時間表，此驅動法為 120 度六步方波驅動與 180 度六步方波驅動交替組合而成，其 12 個狀態不斷重複運行，定子線圈每次導通馬達電氣角 150 度，故稱為 150 度 12 步方波驅動；其中狀態二、狀態四、狀態六、狀態八、狀態十、狀態十二只導通兩相定子線圈，且導通的角度為零交越點發生以前的馬達電氣角 30 度，所以在這些狀態時，可以利用未激發相電壓與中心相電壓作比較得到零交越點，之後分別轉為狀態三、狀態五、狀態七、狀態九、狀態十一、狀態一；這些狀態皆導通三相線圈，具有轉矩大的優勢，故可以提升馬達的轉速效能。簡單的說，150 度 12 步方波驅動可比 120 度六步方波驅動產生更大的轉矩，且具有更高的轉速效能，卻沒有 180 度六步方波驅動無法用於無感測換相法的限制。

表 3.1: 150 度 12 步方波的換相時間表

狀態	$u$ 相相電壓	$v$ 相相電壓	$w$ 相相電壓	電流導通方向	電氣角度
狀態一	V	G	V	$w, u \rightarrow v$	[0, 30]
狀態二	V	G	F	$u \rightarrow v$	[30, 60]
狀態三	V	G	G	$u \rightarrow v, w$	[60, 90]
狀態四	V	F	G	$u \rightarrow w$	[90, 120]
狀態五	V	V	G	$u, v \rightarrow w$	[120, 150]
狀態六	F	V	G	$v \rightarrow w$	[150, 180]
狀態七	G	V	G	$v \rightarrow w, u$	[180, 210]
狀態八	G	V	F	$v \rightarrow u$	[210, 240]
狀態九	G	V	V	$v, w \rightarrow u$	[240, 270]
狀態十	G	F	V	$w \rightarrow u$	[270, 300]
狀態十一	G	G	V	$w \rightarrow u, v$	[300, 330]
狀態十二	F	G	V	$w \rightarrow v$	[330, 360]
切換點：0、30、60、90、120、150、180、210、240、270、300、330、360					

圖 3.4 為 150 度 12 步方波驅動的相關訊號波形。其中  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  分別為馬達三相相電壓； $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  分別為馬達三相相電流； $u_d$ 、 $v_d$ 、 $w_d$  分別為  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  與中心相電壓比較後之數位訊號； $Z_d$  為由  $u_d$ 、 $v_d$ 、 $w_d$  組成之未激發相電壓與中心相電壓比較後之數位訊號； $P_d$  為換相訊號，當其準位改變時即代表馬達作換相的動作，而又當  $P_d$  為高準位時，為兩相定子線圈導通之 120 度方波驅動模式；反之，為三相定子線圈皆導通之 180 度方波驅動模式。

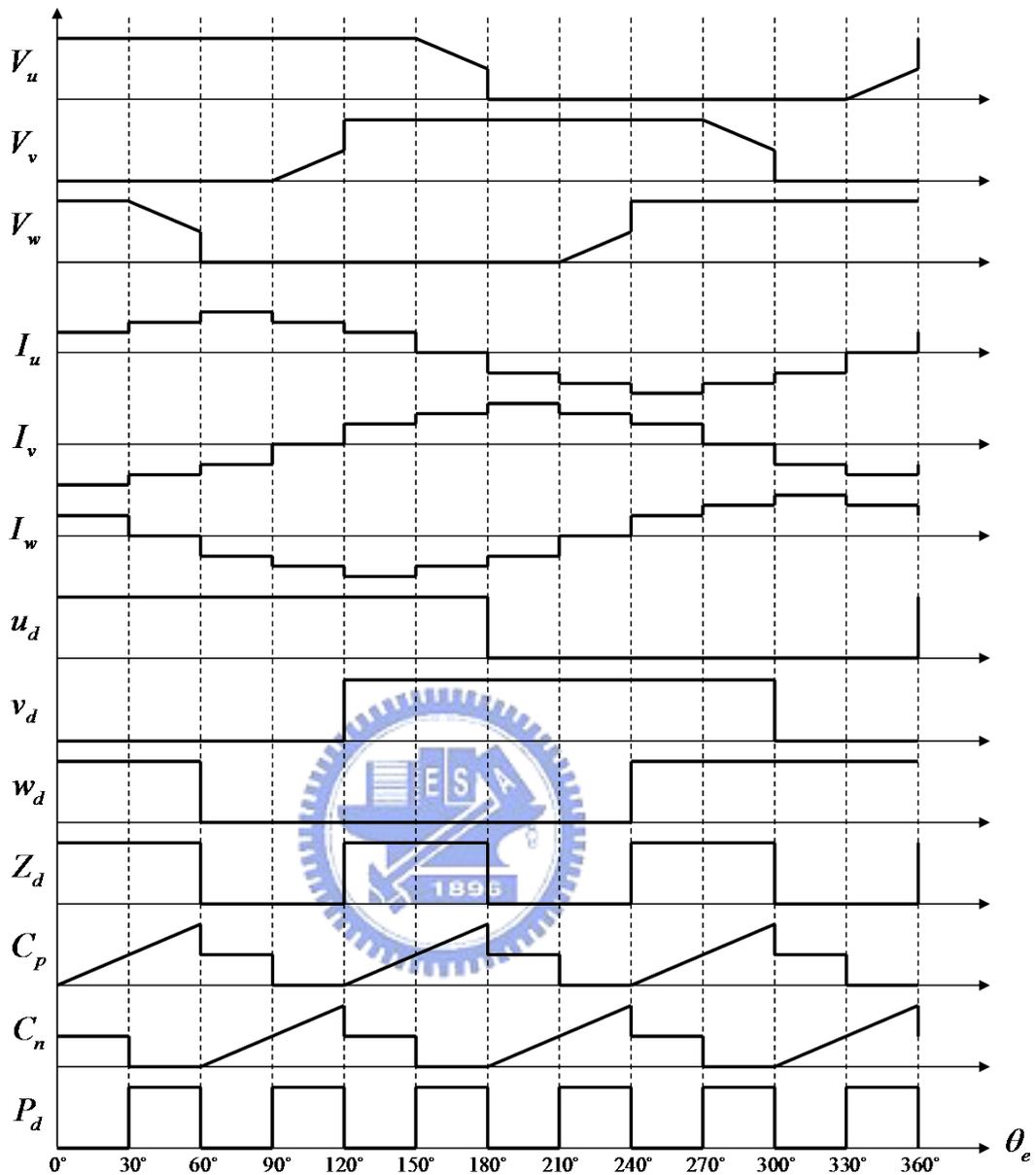


圖 3.4: 150 度驅動之相關訊號波形

150 度 12 步方波驅動的相位移器其操作說明如下：

假設目前轉子的電氣角為 0 度，計數器  $C_p$  從  $Z_d$  的準位改變點就開始計數  $Z_d$  為高準位的時間，當馬達旋轉了電氣角 60 度後，感應電動勢產生零交越點， $Z_d$  就會轉變為低準位，此時  $C_p$  將計數值除以二並停止計數與送出換相訊號  $P_d$  為低準位，使三相定子線圈皆導通；換計數器  $C_n$  開始計數  $Z_d$  為低準位的時間，當  $C_n$  計數的值與  $C_p$  的值一樣時，再送出換相訊號  $P_d$  為高準位，使兩相定子線圈導通，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， $C_p$  則計數與比較，估測延遲馬

達電氣角 30 度的時間點，換相訊號  $P_d$  在零交越點與延遲馬達電氣角 30 度時變化。以此類推，就可以利用  $C_p$  與  $C_n$  兩個計數器交替動作來實現 150 度 12 步方波驅動的相位移器。

### 3.3 閉迴路速度控制

在能夠經由擷取適當的換相訊號使馬達以無感測閉迴路方式運轉之後，以下將逐步介紹如何實現閉迴路速度控制部份，其主要分為脈波寬度調變技術、零交越點偵測法、PI 控制器與反積分過飽和控制器。

#### 3.3.1 脈波寬度調變產生器

脈波寬度調變 (Pulse Width Modulation, PWM) 技術主要是將一三角載波與一控制命令訊號作一相減比較後輸出，其操作原理如圖 3.5 所示，其中  $V_{tri}$  為三角載波； $\hat{V}_{tri}$  為三角載波之振幅； $V_{control}$  為控制命令訊號； $V_{PWM}$  為 PWM 輸出電壓； $V_{DD}$  為電壓源電壓； $V_{avg}$  為輸出平均電壓。當控制命令值大於等於載波值時，比較後輸出高準位電壓源電壓  $V_{DD}$ ；當控制命令值小於載波值時，比較後輸出低準位零電壓，其數學表示式如下：

$$V_o = \begin{cases} V_{DD} & (V_{control} \geq V_{tri}) \\ 0 & (V_{control} < V_{tri}) \end{cases} \quad (3.1)$$

在一個三角載波週期  $T_s$  內比較產生低準位輸出的時間定義為  $t_{off}$ ；而產生高準位輸出的時間定義為  $t_{on}$ ，藉此可再定義 PWM 訊號的責任週期  $D$  為：

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.2)$$

輸出電壓的平均值為

$$V_{avg} = \frac{t_{on}}{T_s} * V_{DD} = D * V_{DD} \quad (3.3)$$

依三角形相似定理可推得下列關係式

$$\frac{V_{control}}{\hat{V}_{tri}} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (3.4)$$

由式 (3.3) 可知輸出平均電壓  $V_{avg}$  與責任週期  $D$  成正比，當  $D$  越大時， $V_{avg}$  也會越大；反之則越小。由式 (3.4) 可知，在三角載波頻率與振幅固定的情況下，加大或減小控制命令訊號即可改變責任週期，進而達到調變輸出平均電壓的效果，實現脈波寬度調變技術。

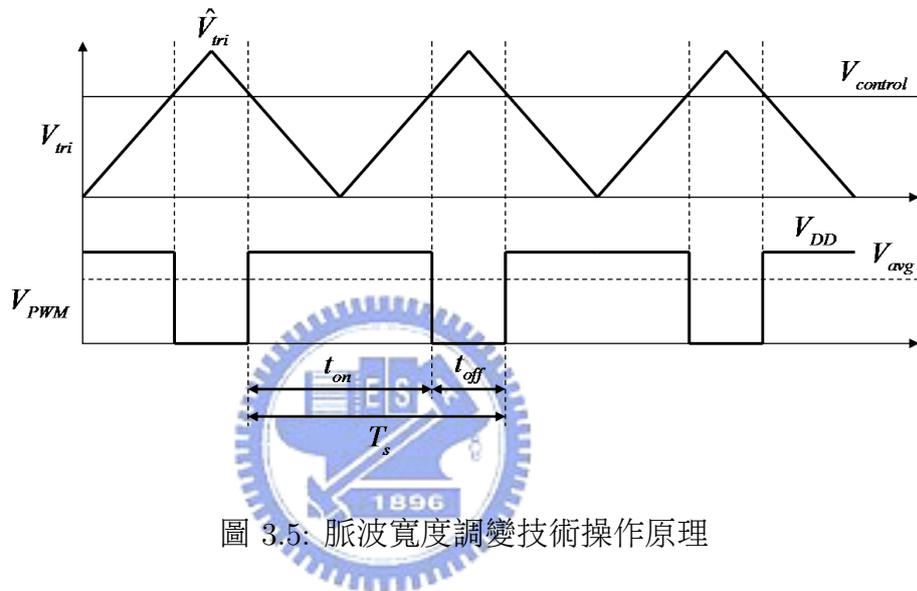


圖 3.5: 脈波寬度調變技術操作原理

圖 3.6 為馬達外部驅動電路示意圖，其中  $u$ 、 $v$ 、 $w$  為馬達三相； $V_{DD}$  為電壓源； $GND$  為接地； $T_{r1}$ 、 $T_{r3}$ 、 $T_{r5}$  為上橋電晶體開關； $T_{r2}$ 、 $T_{r4}$ 、 $T_{r6}$  為下橋電晶體開關。當實現脈波寬度調變技術後，將其訊號輸入適當電晶體開關中，便可以達到控制馬達平均電壓的目的，由於馬達平均電壓與轉速成一正比關係，所以進而可藉此實現速度控制。有關 PWM 的輸入控制電晶體開關有許多不同的方法，例如只控制輸入上橋電晶體；控制輸入下橋電晶體；輪流控制輸入上下橋電晶體與同時輸入控制上下橋電晶體，而本文所用之方法為只單獨輸入控制上橋電晶體。

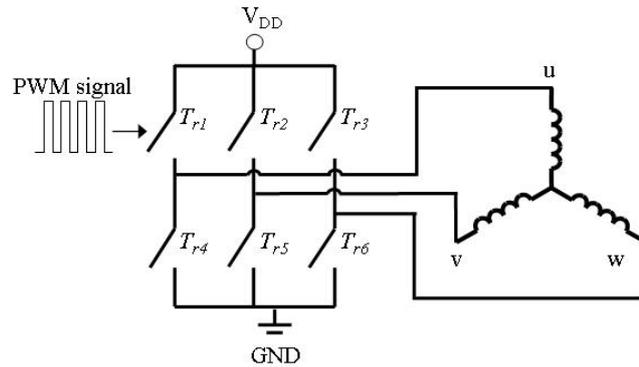


圖 3.6: 馬達外部驅動電路示意圖

### 3.3.2 零交越點之偵測

本文所使用之無感測驅動方法主要是利用馬達感應電動勢特性，將三相電壓與中心相電壓做比較而得出零交越訊號，得到零交越訊號後再進一步使用，相位移器而獲得換相訊號。在馬達以開迴路狀態全速運轉時，零交越點的訊號並不會受到雜訊所干擾，所以容易辨識；但當馬達進行電流與轉速回授，以 PWM 實現閉迴路控制時，輸入在馬達上橋的 PWM 訊號將會對零交越點之偵測造成干擾，而不易辨識出零交越點真實發生的位置，如圖 3.7 所示，其中  $V_u$  為馬達  $u$  相相電壓； $Z_d$  為零交越訊號； $\theta_e$  為電器角角度。

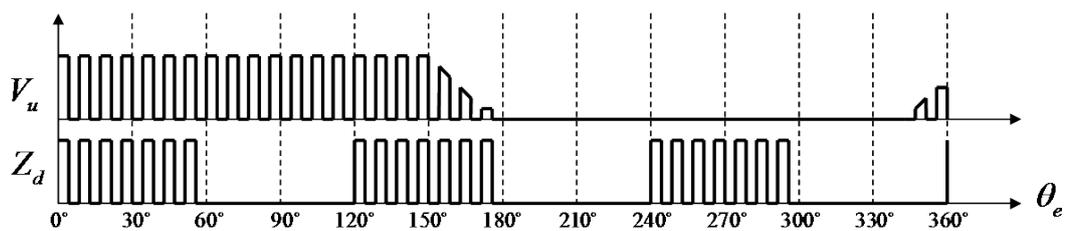


圖 3.7: PWM 干擾示意圖

為了克服 PWM 訊號切換對零交越訊號造成的影響，在此利用相位移器來預測零交越點發生的時間點，當零交越即將發生的前一段時間，就將 PWM 模式切換為線性模式 (PWM 責任週期為 1)，而一偵測到零交越點時，便再將線性模式切換回 PWM 模式，如此一來即可不受 PWM 訊號干擾而準確地偵測各個零交越點，進而以無感測技術驅動馬達，如圖 3.8 所示，其中  $V_u$  為馬達  $u$  相相電壓； $M_s$  為選擇模式訊號，高準位時為線性模式、低準位時為 PWM 模式； $Z_d$  為零交越訊號； $\theta_e$  為電器角角度。

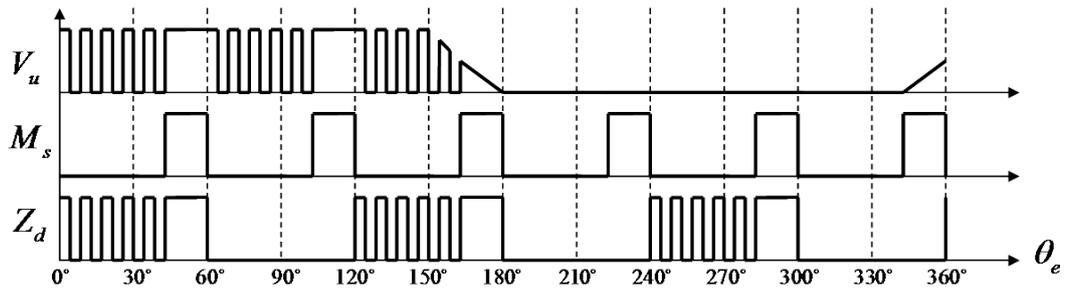


圖 3.8: PWM 模式與線性模式切換示意圖

[線性調變法]

經由線性模式與 PWM 模式的適當切換後，可以確實達到零交越點偵測不受 PWM 訊號干擾，換相點可準確地被相位移器所估測，馬達得以以無感測的方式正常驅動，但此種模式的相互切換法會對馬達速度控制的可控範圍造成限制，因為馬達平均電壓與轉速成一正比關係，當轉速命令很小，使 PWM 責任週期降為零時，平均電壓因為線性區域的影響，會使其維持在某一固定值以上，相對地轉速會有一底限，其示意圖如圖 3.9 所示，其中  $\omega_c$  為轉速控制命令； $V_u$  為馬達某相相電壓； $M_s$  維模式選擇訊號，高準位為線性模式，低準位為 PWM 模式； $V_{avg}$  為馬達平均電壓； $\omega_r$  為馬達實際轉速。

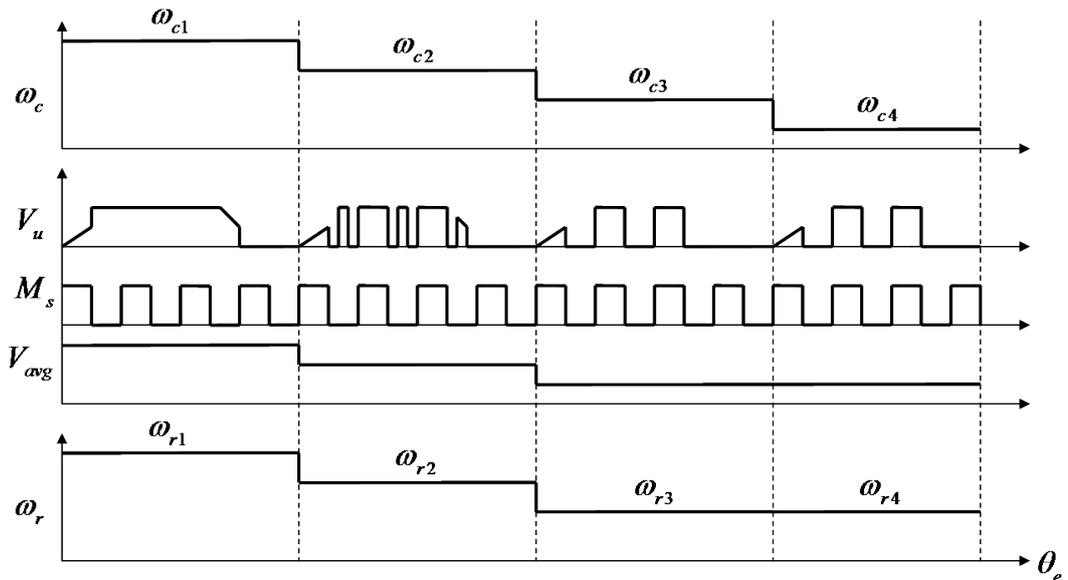


圖 3.9: 線性模式限制可控轉速示意圖

以下將針對圖 3.9 的各別四個轉速命令部份作說明：

當轉速命令為  $w_{c1}$  時，PWM 責任週期為 100%，實際轉速  $w_{r1}$  可達到與  $w_{c1}$  相同；當轉速命令為  $w_{c2}$  時，PWM 責任週期落在 0% 至 100% 之中，實際轉速  $w_{r2}$  可透過 PWM 使平均電壓下降而達到與  $w_{c2}$  相同；當轉速命令為  $w_{c3}$  時，PWM 責任週期降為 0%，實際轉速  $w_{r3}$  可降低至與  $w_{c3}$  相同，同時也為可控的底限轉速；當轉速命令為  $w_{c4}$  時，PWM 責任週期雖已降至 0%，但因為線性區域的存在，使馬達平均轉速無法再下降，實際轉速  $w_{r4}$  無法降至與  $w_{c4}$  相同，而限制了馬達的可控速度範圍。

由上述說明可知，固定電器角時間的線性區域雖然可以免除 PWM 訊號對零交越訊號所產生的干擾，但同時也限制了馬達的可控速度範圍，尤其是在低速部份，因此，為了實現低轉速可控，在此將使用線性調變法以適當地調變線性區域的寬度，達成馬達低轉速運轉的目的。

由於轉速與零交越訊號頻率成正比，在一段固定時間裡，如圖 3.10 所示，當馬達以高轉速運轉時，零交越訊號為一高頻訊號，其高低準位轉換的週期非常短暫，於是需要設定線性區域為一段較長的電器角時間，以順利偵測正確的零交越點；而當馬達以較低轉速運轉時，零交越訊號為一低頻訊號，其高低準位轉換的週期較長，於是設定線性區域的電器角寬度便可以較窄，就可以順利地偵測正確的零交越點，產生延遲 30 度的換相訊號，讓馬達正常換相而驅動。

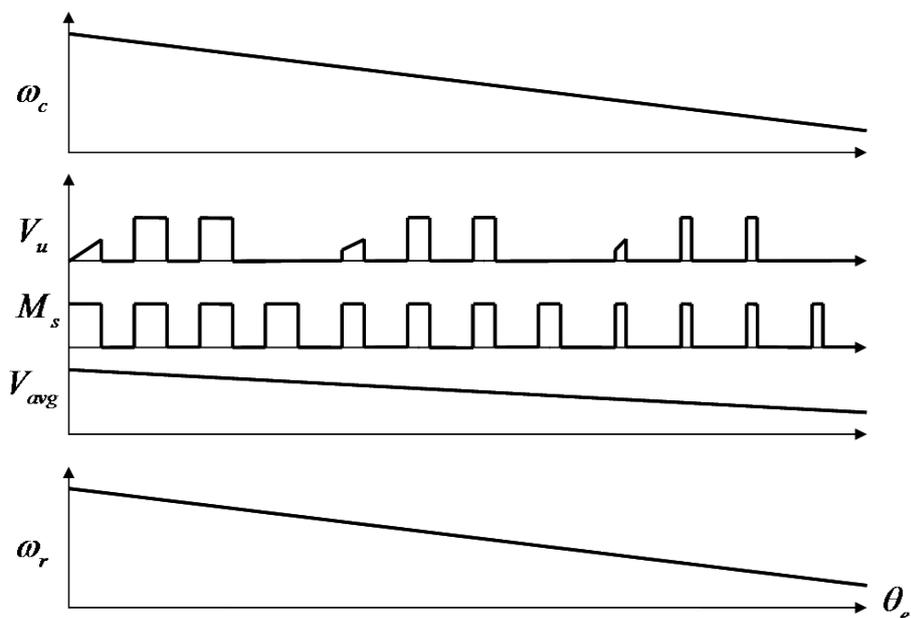


圖 3.10: 線性調變線性區域示意圖

圖 3.10 顯示當 PWM 責任週期已為 0%，而轉速命令  $w_c$  仍持續下降時，線性區域寬度隨實際轉速  $w_r$  作一線性調變，透過實驗的方法，可以歸納出其依據的線性調變方程如式 (3.5) 所示，其中  $\theta_{ZC}$  為線性區域電氣角寬度； $\omega_M$  為在線性區域寬度為 15 度電氣角時馬達可達到的最大轉速； $\omega_m$  為在線性區域寬度為 1 度電氣角時馬達可降至的最低轉速； $\omega$  為回授之實際轉速。

$$\theta_{ZC} = 1^\circ + \frac{15^\circ - 1^\circ}{\omega_M - \omega_m} (\omega - \omega_m) \quad (3.5)$$

藉由回授實際轉速與線性調變方程式 (3.5) 可得目前轉速所需設定之線性區域電氣角寬度，進而達到增加馬達可控區域的目的。

#### [數位濾波法]

除了線性調變法能使可控轉速降低之外，在此再介紹另一種方法：數位濾波法，其同樣能夠讓可控速度範圍增大，達到降低轉速的效果。由於 PWM 訊號責任週期由 0% 至 100% 對零交越訊號產生之脈波雜訊干擾有一頻率範圍，而本文是利用 VHDL 硬體描述語言作一數位控制，因此可藉由撰寫一數位濾波器來達到濾除零交越訊號雜訊之功效。

圖 3.11 與 3.12 分別為 D 正反器與 RS 正反器的示意圖及其真值表，D 正反器的功能為：當取樣時脈為正緣觸發時偵測  $D_{in}$  準位，而  $Q_{out}$  輸出與  $D_{in}$  相同，其他時刻當取樣時脈為高準位、低準位或負緣觸發時， $Q_{out}(n)$  輸出維持在與上一個時刻的  $Q_{out}(n-1)$  值相同，其整體同等於延遲一個取樣時脈週期的延遲器。RS 正反器的功能為：當 R、S 皆為低準位時，目前輸出  $Q(n)$  維持與上個時刻之輸出值  $Q(n-1)$  相同；當 R 為高準位、S 為低準位時，輸出為低準位；當 R 為低準位、S 為高準位時，輸出為高準位，其布林表示式如式 (3.6) 所示。

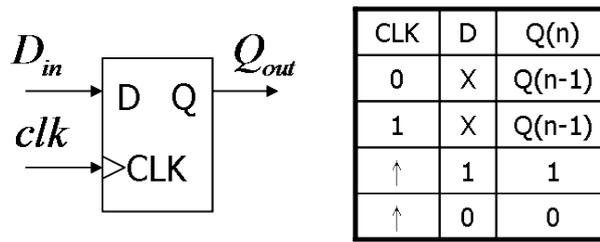


圖 3.11: D 正反器示意圖與其真值表

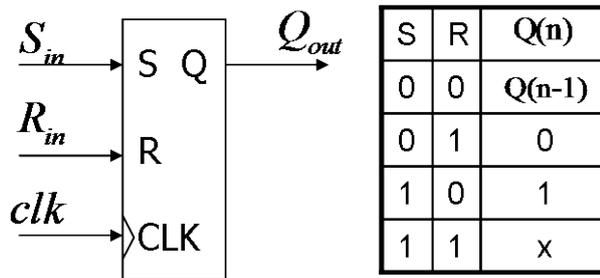


圖 3.12: RS 正反器示意圖與其真值表



$$Q_{out} = S_{in} + (\overline{R}_{in} \cdot Q_{out}) \quad (3.6)$$

現將零交越訊號  $Z_d$  串聯經過三個 D 型正反器分別作一個、兩個與三個取樣脈波週期的延遲，產生  $d_0$ 、 $d_1$  與  $d_2$  之數位訊號，再將這三個數位訊號輸入一 AND 閘與一 NOR 閘，之後輸入 RS 正反器，便可得一個基本的數位濾波器，如圖 3.13 所示。

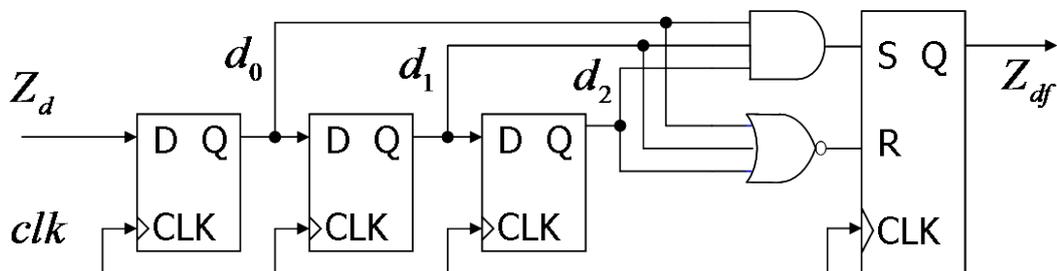


圖 3.13: 數位濾波器架構圖

由式 (3.6) 可推導此數位濾波器之布林函數為：

$$Z_{df} = (d_0 \cdot d_1 \cdot d_2) + \overline{((d_0 + d_1 + d_2))} \cdot Z_{df} \quad (3.7)$$

其中設置 AND 閘之目的為：當  $d_0$ 、 $d_1$  與  $d_2$  三個訊號皆為高準位時，則設定 S 為高準位；設置 NOR 閘之目的為：當  $d_0$ 、 $d_1$ 、 $d_2$  三個訊號皆為低準位時，則設定 R 為高準位。而當 S 為高準位時，R 必為低準位，輸出則為高準位；當 S 為低準位時，R 必為高準位，輸出則為低準位，也就是說，當  $d_0$ 、 $d_1$ 、 $d_2$  皆為高準位時，輸出便判斷為高準位； $d_0$ 、 $d_1$ 、 $d_2$  皆為低準位時，輸出便判斷為低準位，藉此選擇適當地取樣脈波頻率便可以達到對零交越訊號濾除雜訊的功效。

### 3.3.3 轉速與電流 PI 控制器

本文所採用之閉迴路控制分為兩個層級：轉速閉迴路控制與電流閉迴路控制，而兩者以串聯形式存在。閉迴路控制法是由感測電路感測回授訊號，並回傳至 FPGA 晶片中與命令訊號相減後作一閉迴路控制，其中轉速控制之回授訊號是利用無感測驅動中之換相訊號，適當轉換成轉速訊號，以便於回授至轉速控制器中作控制；電流回授訊號則是將馬達電流經由電阻轉換為電壓訊號，再經類比電路與 AD 處理回授至 FPGA 中的電流控制器。

#### [速度回授處理]

在進行無感測驅動時，利用換相訊號  $P_d$  可以產生轉速訊號  $FG$ ，其中  $FG$  週期  $T_{FG}$  設定為  $P_d$  之三倍，意即當  $P_d$  週期同等於 120 度電氣角時間時， $T_{FG}$  之週期為 360 度電氣角時間。因實驗所採用之馬達為 9 槽 12 極，由式 (3.8)：馬達電氣角  $\theta_e$ 、機械角  $\theta_m$  與極數  $P$  之關係可進而算得馬達之轉速  $\omega_r$  (RPM) 與  $T_{FG}$  之關係，如式 (3.9) 所示。

$$\theta_e = \frac{P}{2} \theta_m \quad (3.8)$$

$$\omega_r = \frac{60}{\frac{P}{2} \times T_{FG}} = \frac{10}{T_{FG}} \quad (3.9)$$

現利用週期為  $T_{clk}$  的取樣時脈計數  $k$  個  $FG$  週期的時間，可得計數值  $N$  為

$$T_{FG} = \frac{T_{clk} \times N}{k} \quad (3.10)$$

再將其代入式 (3.9) 可得

$$\omega_r = \frac{10 \times k}{T_{clk} \times N} \quad (3.11)$$

為了使計算出之轉速值能較平均與精確至個位數，在此選擇  $T_{clk}$  為  $2.56 \mu s$ 、 $k$  為 10，也就是一次計數 10 個  $FG$  訊號週期再輸出轉速，代入式 (3.11) 可得



$$\omega_r = \frac{39062500}{N} \quad (3.12)$$

所以經由推導出式 (3.12) 後，可在 FPGA 中計算馬達實際轉速值，並回授至轉速控制器中做處理。

#### [電流回授處理]

圖 3.14 為電流回授處理之流程圖。首先經由電流感測器感測馬達中的電流，其次透過串接於六橋驅動電路與地之間的  $0.25 \Omega$  小電阻將其轉為電壓值，因為電流範圍為  $0 \sim 0.5$  安培，所以轉為電壓後為  $0 \sim 0.125$  伏特，接著再藉比例放大器放大 80 倍電壓，使其範圍落於  $0 \sim 10$  伏特之間以符合 AD 轉換器的輸入範圍，輸入 AD 之前再經一低通濾波器，濾除 25KHz 以上之高頻雜訊，最後 AD 轉換器以  $20 \mu s$  的轉換時間將類比電壓轉換為 12 位元的數位訊號並輸入 FPGA 中之電流回授控制器做處理。

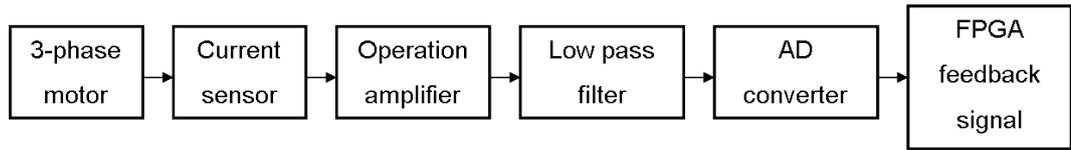


圖 3.14: 電流回授處理流程圖

[PI控制器]

本論文提出控制三相無刷直流馬達速度之架構主要是藉由串聯兩個比例積分控制器 (porportional and integrated controller, PI controller) 所達成，如圖 3.15所示：馬達轉速命令  $\omega_c$  與回授轉速  $\omega_r$  相減後輸入轉速 PI 控制器做處理，而後產生電流命令  $i_c$ ，而其再與回授電流相減後輸入電流 PI 控制器，再者輸出電壓命令  $v_c$  以調整 PWM 的責任週期，進而達到控制馬達平均電壓與轉速的目的。

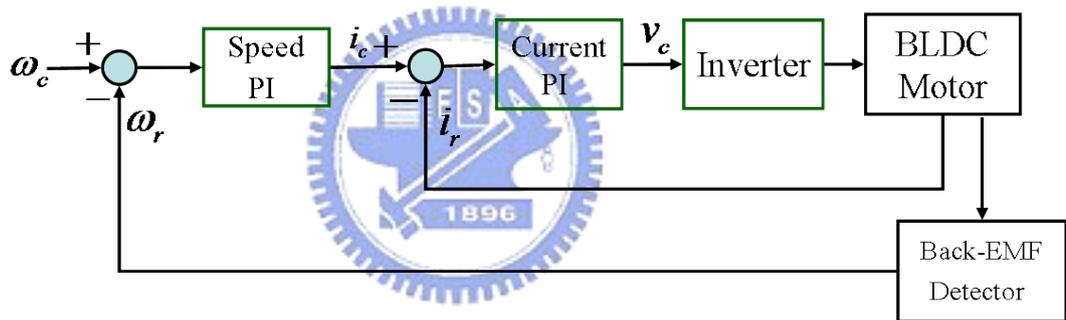


圖 3.15: 轉速與電流控制器方塊圖

由 PI 控制器的輸出函數  $U(z)$  與誤差輸入函數  $E(z)$  之比值可求出其在數位系統中之轉移函數  $G(z)$  為

$$G(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_p + \frac{K_i}{1 - z^{-1}} \quad (3.13)$$

其中  $K_p$  為比例常數； $K_i$  為積分常數

將式 (3.13) 乘開之後各別分為比例控制部份與積分控制部分之差分方程式表示可得

$$u_p(k) = K_p e(k) \quad (3.14)$$

$$u_i(k) = u_i(k-1) + K_i e(k) \quad (3.15)$$

式 (3.14) 與式 (3.15) 相加後可得 PI 控制器之差分方程式，如式 (3.16) 所示，而經由式 (3.16) 可將 PI 控制器於 FPGA 中實現。

$$u(k) = u_p(k) + u_i(k) = K_p e(k) + u_i(k-1) + K_i e(k) \quad (3.16)$$

其中  $u(k)$  為第  $k$  個取樣時間的輸出訊號； $u_p(k)$  為第  $k$  個取樣時間的比例控制輸出訊號； $u_i(k)$  為第  $k$  個取樣時間的積分控制輸出訊號； $u_i(k-1)$  為第  $k-1$  個取樣時間的積分控制輸出訊號； $e(k)$  為第  $k$  個取樣時間的誤差訊號。

圖 3.16 為 PI 控制器方塊圖，其主要是將比例控制與積分控制先各自處理後再加總起來作整合輸出的動作； $z^{-1}$  方塊代表延遲一次積分控制輸出的功能，可用圖 3.11 之 D 型正反器實現；另外在積分累加後與整體輸出前各設置有一個輸出飽和限制方塊，其功能在於防止累加數值太過龐大而導致晶片內部運算溢位，因此若當運算值超出其上下限時，就以臨界邊界值輸出。

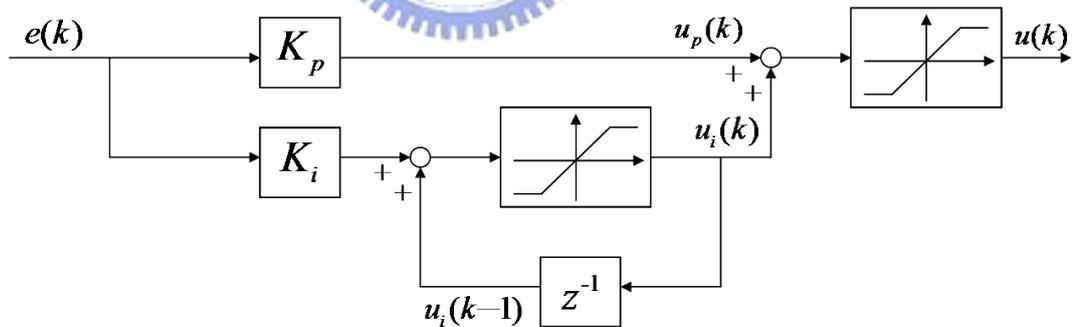


圖 3.16: PI 控制器方塊圖

### 3.3.4 反積分過飽和控制器 [12]

經由轉速與電流 PI 控制器串聯後可確實完成馬達速度控制的目的，但實驗所顯現出的響應趨勢不甚理想，在達到穩態後仍會產生時大時小的波動狀穩態誤差，其類似積分過飽和現象，所以在此使用一反積分過飽和控制器並聯於電流 PI 控制器旁，以使馬達之速度響應更為良好。

在大多數的電機系統中，因為致動器 (actuator) 實際動態輸出有其上限值，所以有時會達到飽和狀態，例如馬達不能產生無限大的轉矩，而是有一個極大值，當控制系統中的受控體動態輸出已達到最大但系統輸出仍無法達到與輸入命令相同而有穩態誤差時，此時積分器會不斷累積誤差量，並在下一次輸出時以超越量 (overshoot) 的形式在系統總輸出響應中顯現出來 [12]，此種現象稱為積分過飽和 (integrator windup)。

考慮圖 3.17 的回授控制系統，以便對積分過飽和現象作一較詳細之敘述：假設現在有一較大的參考命令  $r$  輸入此回授系統，使得經 PI 控制器後的控制輸入訊號  $u_c$  大於  $u_{max}$ ，輸入訊號  $u$  維持在飽和狀態，在此情況下，積分控制器中的積分器便會持續累加誤差而使得  $u_c$  不斷增大，但由於輸入受控體 (plant) 的訊號  $u$  仍維持不變，也就是  $u = u_{max}$ ，所以使得誤差量值  $e$  依舊非常大，因為輸入訊號  $u$  是維持不變的，所以增大  $u_c$  並不會達到原本應有的功效(使誤差減小)，在此情況下，如果飽和的情形持續一段時間，積分器的累加的輸出可能會變得非常大，而產生一個可觀的負誤差訊號  $e$  [12]，使訊號  $u_c$  的絕對值減小，讓訊號  $u$  由飽和狀態輸出掉回正常寬帶輸出。

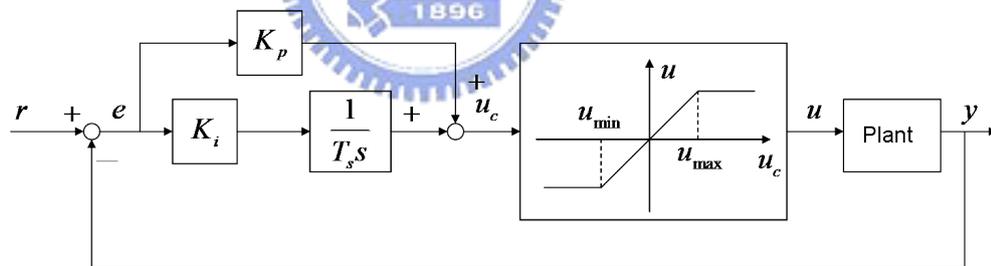


圖 3.17: 回授系統方塊圖

要克服系統發生積分過飽和的現象，則必須加入反積分過飽和控制器 (integrator antiwindup controller)，如圖 3.18 所示，其可以在致動器發生飽和現象時立即啟動，將誤差訊號  $e_a$  減低，進而同樣使訊號  $u_c$  減小，讓訊號  $u$  維持在線性區域。

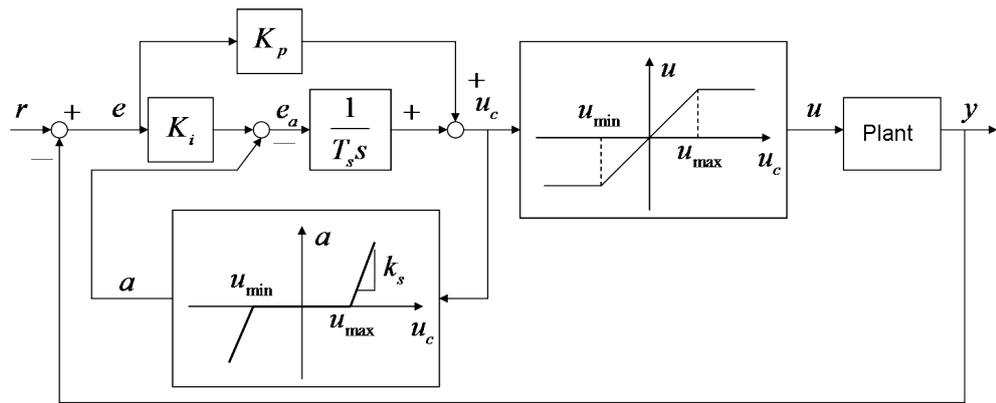


圖 3.18: 加入反積分過飽和控制器之回授系統方塊圖

為了使反積分過飽和控制器能確實作用，其中的斜率  $k_s$  必須設定在足夠大的值以上，以便即時地將系統從飽和狀態中拉回。在本文中使用的圖 3.19 之方式去實現一個反積分過飽和控制器，其架構與圖 3.18 完全相同，只是較易理解與實現於一個數位系統中。

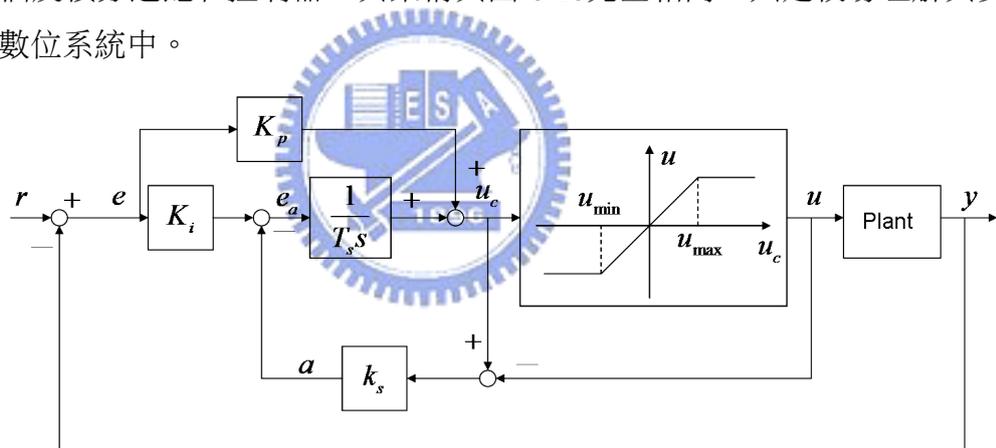


圖 3.19: 反積分過飽和控制器之實現方式

## 第 4 章 各模組規劃與模擬驗證

在本論文中使用 Altera 公司的 Cyclone 2 FPGA 晶片實現一套無感測控制的系統，其主要操作流程與架構是先在 Quartus II 軟體中將各演算法模組式地寫成硬體描述語言 (VHDL)，最後將其總合成一個 .sof (SRAM Object File) 檔案，以便透過 JTAG (Joint Test Action Group) 傳輸下載至 FPGA 發展版中，接著再經由 FPGA 發展版將各種訊號輸出至外部的六橋驅動電路，以驅動一個三相無刷直流馬達。

### 4.1 無感測驅動各功能模組規劃與模擬

圖 4.1 表示一顆擁有 150 度無感測驅動技術的 FPGA 晶片的內部系統架構，利用 VHDL 在晶片中完成各模組之功能，接著使用 Quartus II 整合所有模組並燒錄於 ALTERA DE1 發展版上，搭配外部電壓電流感測電路與六橋驅動電路，即可完成一套無感測驅動系統架構，以下將逐一說明各個模組及驗證其功能性。

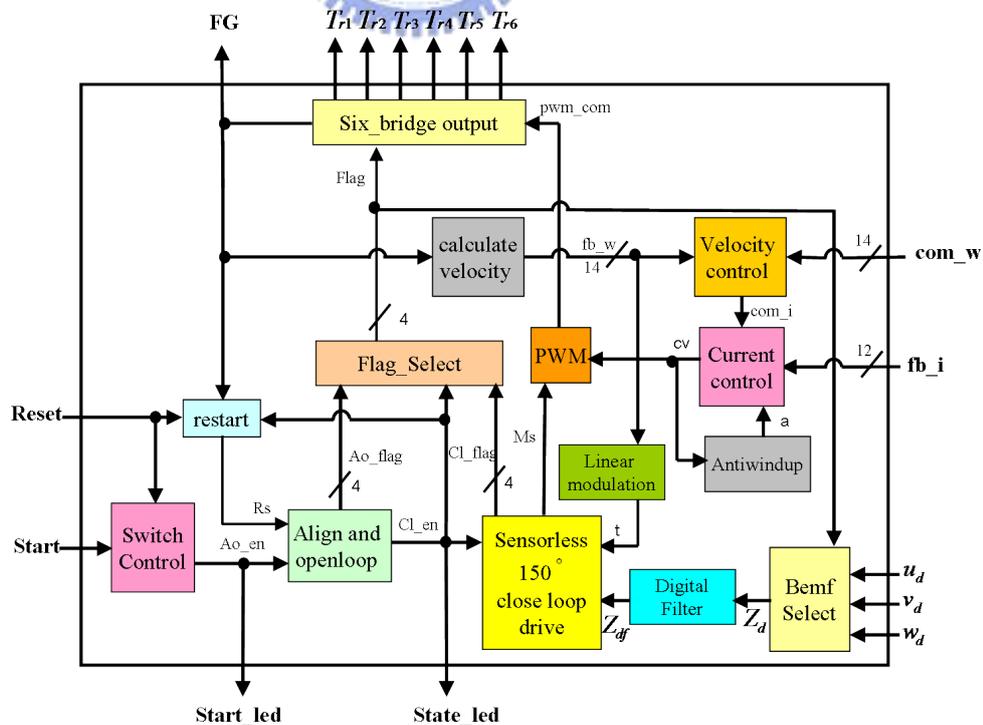


圖 4.1: 無感測驅動晶片系統架構方塊圖

### 4.1.1 開關控制模組

開關控制模組，如圖 4.2所示，是利用 DE1 發展版上的 KEY3 與 KEY2 兩個按鈕來分別控制 start 與 reset 訊號，其定義如表 4.1所示。

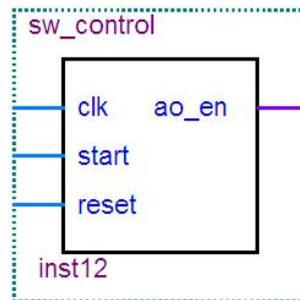


圖 4.2: 開關控制模組

表 4.1: 開關控制模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數 (bit)	訊號定義
clk	INPUT	1	模組時脈 (50MHz)
start	INPUT	1	啓動開關
reset	INPUT	1	重新啓動開關
ao_en	OUTPUT	1	定位與開迴路模組致能訊號

當開關控制時脈 clk 正緣觸發時便開始進行開關控制模組，如圖 4.3所示，此時偵測 start 及 reset 訊號狀態，若 start 為低準位(代表按下 KEY3 按鈕)，則內部計數器 reg 開始計數，當 reg 從 000000 計數至 011111，也就是按住 KEY3 按鈕持續  $31 \times 20ns = 620ns$  時，使定位與開迴路模組致能訊號 ao.en 轉為高準位，以便使定位與開迴路模組開始啓動；若 reset 為低準位(代表按下 KEY2 按鈕)，則將 reg 歸零，以便重新啓動整個系統。

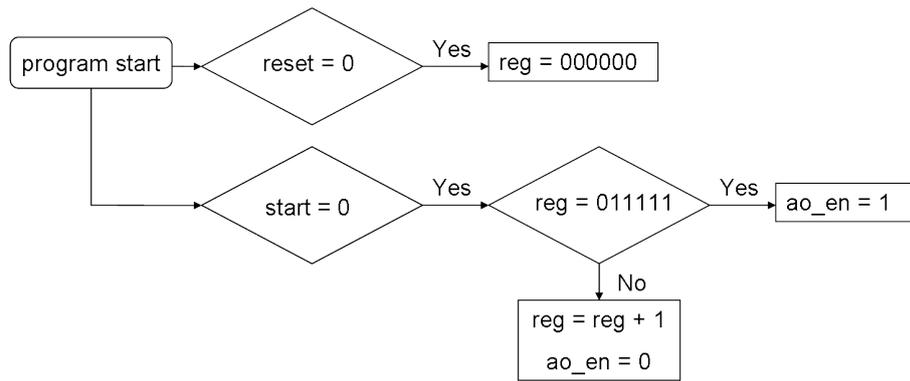


圖 4.3: 開關控制模組流程圖

圖 4.4為開關控制模組的模擬結果，可看出當 start 為低準位時，ao\_en 轉為高準位，代表定位與開迴路模組開始啓動；而當 start 和 reset 訊號同時為低準位時，ao\_en 轉為低準位。

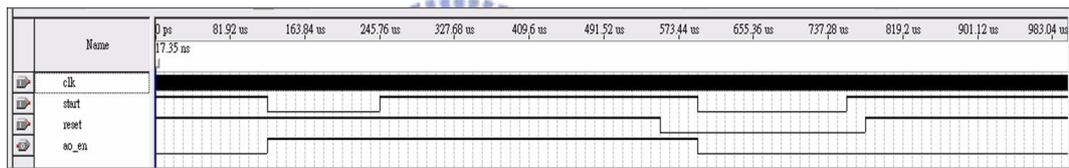


圖 4.4: 開關控制模組模擬結果

### 4.1.2 定位與開迴路模組

圖 4.5顯示定位與開迴路模組方塊圖，此模組主要是在初始馬達轉子與定子相互位置未知時，對其進行定位的動作，以便得知其位置，當確定轉子位置後，方能進行接下來的閉迴路十二步方波驅動。



圖 4.5: 定位與開迴路模組

表 4.2: 定位與開迴路模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數 (bit)	訊號定義
clk_ao	INPUT	1	模組時脈 (327.68 $\mu$ s)
ao_en	INPUT	1	定位與開迴路模組致能訊號
restart	INPUT	1	重新啓動訊號
cl_en	OUTPUT	1	閉迴路模組致能訊號
flag_ao	OUTPUT	4	定位與開迴路輸出旗標

表 4.2 定義了此模組中的各個訊號，當 clk\_ao 正緣觸發時便偵測 restart 訊號：其為低準位時對模組作一初始化動作，包括將內部計數器歸零、定位與開迴路輸出旗標 flag\_ao 設定為 0110 (代表控制外部六橋開關皆為關閉狀態) 與閉迴路模組致能訊號 cl\_en 維持在低準位；restart 為高準位時，偵測 ao\_en 訊號的準位，當其為高準位時，表示開始啓動定位程序，使馬達電流依序導通  $u \rightarrow v$  (flag\_ao = 0100)、 $v \rightarrow w$  (flag\_ao = 0000) 及  $v \rightarrow u$  (flag\_ao = 0001) 方向，透過實驗測試，其導通時間分別約為 0.7s、38ms 與 15ms，即可完成三步激磁定位，接著將 cl\_en 訊號設定為高準位，使閉迴路模組開始運作；若偵測 ao\_en 訊號準位為低準位，則持續設定 flag\_ao = 0110，保持六橋開關為關閉狀態，如圖 4.6 所示。

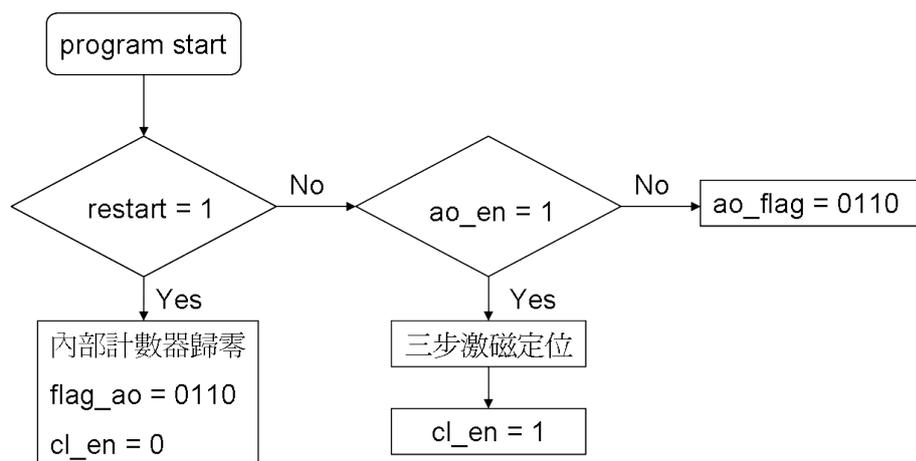


圖 4.6: 定位與開迴路模組流程圖

由於若使用週期為  $327.68\mu s$  之時脈來模擬此模組會造成 Quartus II 模擬時間太長，於是在此使用週期為  $20ns$  之時脈來驗證其功能，因為取樣時脈減小了  $2^{14}$  倍，所以上述三個實際導通時間應也會減小  $2^{14}$  倍，而約為  $42.72\mu s$ 、 $2.32\mu s$  及  $0.92\mu s$ 。由圖 4.7與圖 4.8(為圖 4.7的局部放大)的模擬結果可得在  $ao\_en$  為高準位而  $restart$  為低準位時， $flag\_ao$  開始進行 0100、0000 和 0001 三步換相，當三步換相結束後， $cl\_en$  轉為高準位，代表閉迴路模組致能，由圖中可得三步換相時間確實約為  $42.72\mu s$ 、 $2.32\mu s$  及  $0.92\mu s$ ；而  $restart$  為高準位時， $flag\_ao$  恢復為 0110、 $cl\_en$  掉回低準位。

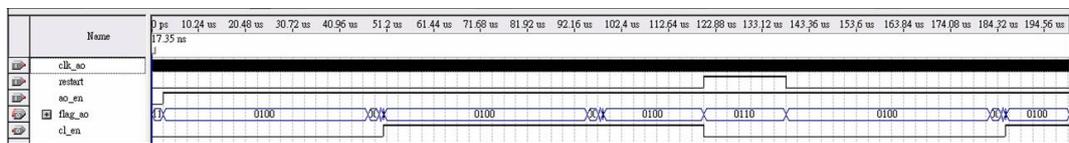


圖 4.7: 定位與開迴路模組模擬結果之一

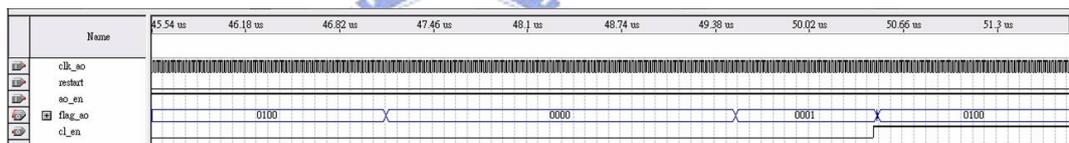


圖 4.8: 定位與開迴路模組模擬結果之二

### 4.1.3 閉迴路模組

此模組串聯在定位與開迴路模組之後，主要功能在執行 150 度十二步方波驅動，模組方塊圖如圖 4.9所示；各訊號定義如表 4.3所示。

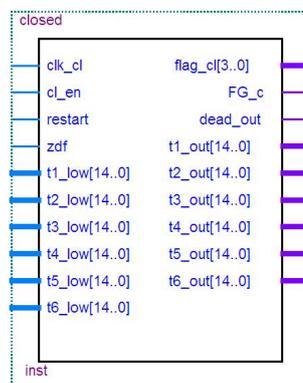


圖 4.9: 閉迴路模組

表 4.3: 閉迴路模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數 (bit)	訊號定義
clk_cl	INPUT	1	模組時脈 (0.64 $\mu$ s)
cl_en	INPUT	1	閉迴路模組致能訊號
restart	INPUT	1	重新啓動訊號
zdf	INPUT	1	濾波後的零交越訊號
t1~6_low	INPUT	15	線性區電氣角時間計數值
flag_cl	OUTPUT	4	閉迴路輸出旗標
FG_c	OUTPUT	1	轉速產生訊號
dead_out	OUTPUT	1	線性區判斷訊號
t1~6_out	OUTPUT	15	60 度電氣角時間計數值

如圖 4.10 所示，當 clk\_cl 正緣觸發時便偵測 restart 訊號之準位，當其為高準位時，將模組內所有參數初始化；當其為低準位時，再判斷若 cl\_en 訊號為高準位，則開始進行 150 度十二步方波驅動，其驅動方法與換相時機在 3.2 節有詳細的說明；依據濾波後的零交越訊號 zdf 與數位式相位移器便可達到目的，並適當地輸出閉迴路輸出旗標訊號 flag\_cl，以控制外部六橋開關；另外一併輸出轉速產生訊號 FG\_c，經由計算此訊號週期，再乘以一定值便可得到馬達的轉速(見 4.2.9 轉速計算模組)；dead\_out 訊號為線性區判斷訊號，當其為高準位時 PWM 訊號輸入三相端電壓；為低準位時 PWM 訊號停止輸入三相端電壓，以便偵測正確的零交越點；t1\_out 到 t6\_out 訊號分別為六個模組內部計數器，其計算 60 度電器角時間的計數值以傳至線性調變模組，線性調變模組依據轉速輸出適當的 t1\_low 到 t6\_low 訊號，控制 dead\_out 高低準位時間，以調變線性區域的電器角時間。

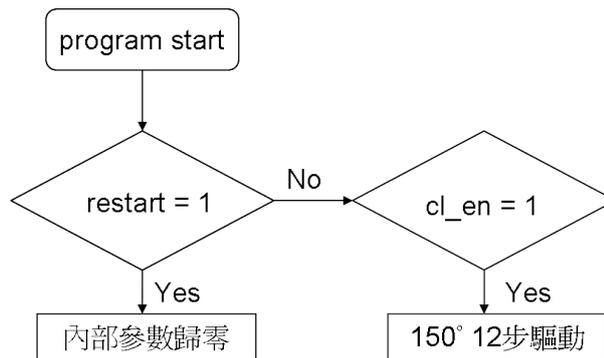


圖 4.10: 閉迴路模組流程圖

圖 4.11 為模擬閉迴路模組所產生之結果，在 `restart` 為低準位與 `cl_en` 為高準位時，代表 150 度十二步驅動正在運行，在此輸入一固定頻率的零交越訊號 `zdf` 作為依據，而其高低準位時間各佔 60 度電氣角時間，可從圖中得出換相旗標每 30 度電氣角時間便變更一次，在 360 度電氣角時間內總共轉換十二次，且轉換順序與表 3.1 相同，代表此模組確實執行 150 度十二步方波驅動。另外，在此設定線性區域電氣角時間為 15 度，因此可看出在零交越點發生前的 15 度電氣角時間，`dead_out` 為低準位，使 PWM 訊號暫停輸入三相端電壓，以便偵測正確的零交越點，當一偵測到零交越點，也就是 `zdf` 高低準位變換的瞬間，`dead_out` 便恢復為高準位，使 PWM 重新注入三相端電壓。最後，可得 `FG_c` 訊號每六步的時間切換一次準位，當馬達速度增快時，每步切換的時間會減少，因此 `FG_c` 的頻率會變大；反之，當馬達的速度降低時，`FG_c` 的頻率會變小，兩者成一正比關係，所以可依據其頻率來計算馬達目前的速度，圖 4.12 顯示在模擬後半段時間將 `zdf` 頻率增快，可得 `FG_c` 頻率也跟著增快。

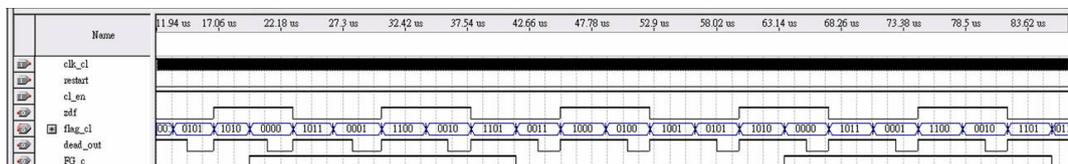


圖 4.11: 閉迴路模組模擬結果之一

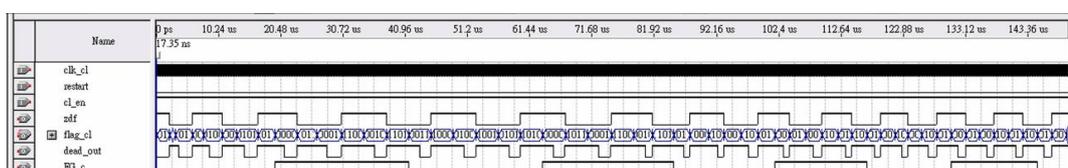


圖 4.12: 閉迴路模組模擬結果之二

#### 4.1.4 線性調變模組

此模組與閉迴路模組相互並聯，當閉迴路模組致能時，其便從不斷地從閉迴路模組中讀取數值，並輸入本身，透過內嵌的線性方程式計算而後得出正確的線性區寬度設定，最後再將訊號回送給閉迴路模組，完成整體線性調變的功能。

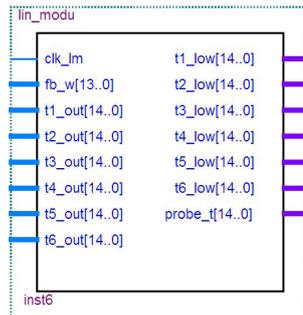


圖 4.13: 線性調變模組

表 4.4 定義線性調變模組內的各種訊號，其模組工作流程如圖 4.14 所示，首先當模組時脈 `clk_lm` 正緣觸發時，便讀取回授轉速數值 `fb_w` 進入模組內，接著透過模組內嵌的線性方程式，依據 `fb_w` 而得到目前轉速下適當的線性區域電氣角度 `probe_t`，再來利用 `probe_t` 依據 60 度電氣角時間計數值 `t1~t6_out` 計算應該回送多大的暫存器數值 `t1~t6_low` 給閉迴路模組作使用。

表 4.4: 線性調變模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數 (bit)	訊號定義
<code>clk_lm</code>	INPUT	1	模組時脈 (50MHz)
<code>fb_w</code>	INPUT	14	回授轉速 (rpm)
<code>t1~t6_out</code>	INPUT	15	60 度電氣角時間計數值
<code>t1~t6_low</code>	OUTPUT	15	線性區電氣角時間計數值
<code>probe_t</code>	OUTPUT	15	實際線性區電氣角度

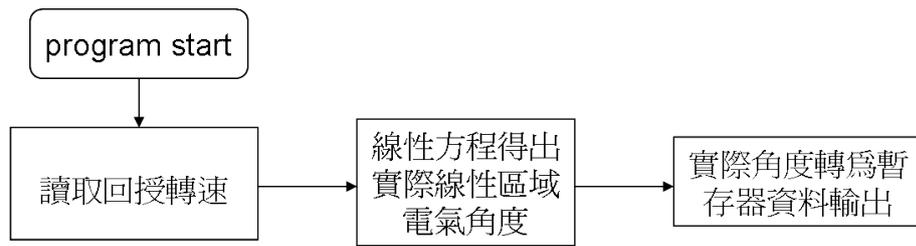


圖 4.14: 線性調變模組流程圖

圖 4.15為線性調變模組的模擬結果，在此設定回授轉速為 2048 RPM，而由閉迴路模組送出  $t1\sim t6\_out$  的計數器值為 1024，代表在此轉速下 60 度的電氣角時間內，計數器計數了 1024 次。probe\_t 所顯示之值為 6，代表此轉速下線性區電氣角應為 6 度，而因為 60 度電氣角度所代表的計數值為 1024，則 6 度電氣角度所代表的計數值應為 102，由模擬結果可以得知，輸出的計數值  $t1\sim t6\_low$  為 104，與理想結果差不多，在模組時脈為  $0.02ns$  的情況下，誤差僅有  $0.04ns$ ，而產生此誤差的原因在於 FPGA 為數位晶片，所以計算角度的解析度最低只能降到 1 度；圖 4.16顯示轉速為 512 RPM 下所模擬的結果，可以看出 probe\_t 為 2 度電氣角，輸出的計數值  $t1\sim t6\_low$  為 36，與理想值 34 同樣也只誤差兩次計數值。

Name	0 ps	10.24 us	20.48 us	30.72 us	40.96 us	51.2 us	61.44 us	71.68 us	81.92 us	92.16 us	102.4 us	112.64 us	122.88 us	133.12 us	143.36 us
clk_in	17.35 ns														
fb_w									2048						
probe_t									6						
t1_out									1024						
t2_out									1024						
t3_out									1024						
t4_out									1024						
t5_out									1024						
t6_out									1024						
t1_low									104						
t2_low									104						
t3_low									104						
t4_low									104						
t5_low									104						
t6_low									104						

圖 4.15: 線性調變模組模擬結果之一

Name	0 ps	2.56 us	5.12 us	7.68 us	10.24 us	12.8 us	15.36 us	17.92 us	20.48 us	23.04 us	25.6 us	28.16 us	30.72 us	33.28 us	35.84 us	38.4 us	40.96 us	43.52 us	46.08 us	48.64 us
clk_in	17.35 ns																			
fb_w																				
probe_t																				
t1_out																				
t2_out																				
t3_out																				
t4_out																				
t5_out																				
t6_out																				
t1_low																				
t2_low																				
t3_low																				
t4_low																				
t5_low																				
t6_low																				

圖 4.16: 線性調變模組模擬結果之二

### 4.1.5 數位濾波模組

圖 4.17 為數位濾波器之模組，其主要功能為將受到 PWM 訊號干擾的零交越訊號適當地濾除雜訊，以便在沒有設定線性區域的條件下，仍可正確地判斷零交越點所在位置。

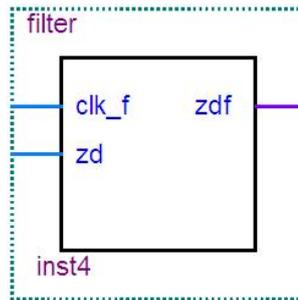


圖 4.17: 數位濾波模組

表 4.5: 數位濾波模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數 (bit)	訊號定義
clk_f	INPUT	1	模組時脈 ( $0.64\mu s$ )
zd	INPUT	1	零交越訊號
zdf	OUTPUT	1	濾波後之零交越訊號

此模組利用三個 D 型正反器、一個 RS 正反器、一個 AND 閘與一個 NOR 閘實現一簡單的數位濾波器，見圖 3.13，在經由實驗得知 PWM 訊號所造成之干擾訊號的頻寬之後，便可以選擇適當的模組時脈來達到濾波的效果，如圖 4.18 所示，而零交越訊號  $zd$  經過三個 D 型正反器之後輸出產生  $zdf$  訊號，會造成  $zdf$  訊號有三個模組時脈的延遲，在模組時脈為  $0.64\mu s$  的情況下，產生的延遲為  $1.92\mu s$ ，假設目前馬達轉速維持在 6000 RPM，則其 1 度的電氣角時間約為  $4.63\mu s$ ，所以雖然經濾波後之  $zdf$  訊號較原訊號  $zd$  會有延遲的情況出現，但其延遲時間比 1 度電氣角還小，為可容忍之誤差範圍。

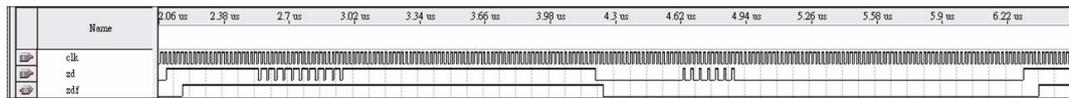


圖 4.18: 數位濾波模組模擬結果

#### 4.1.6 模式切換模組

此模組主要功能有二：第一是依據目前系統狀態，選擇定位與開迴路輸出旗標或閉迴路輸出旗標作為六橋輸出旗標；第二是依據六橋輸出旗標選擇三相端電壓中正確的未激發相以組成零交越訊號。

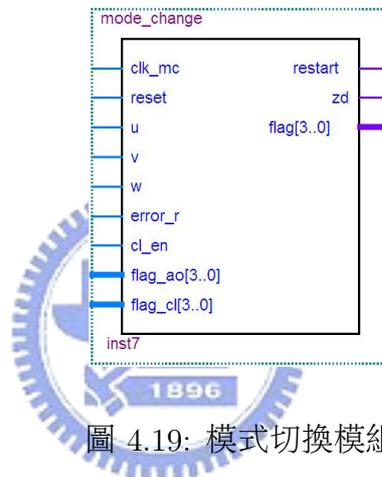


圖 4.19: 模式切換模組

表 4.6為此模組的各訊號定義表，當模組時脈 `clk_mc` 正緣觸發時，首先判斷 `reset` 訊號的高低準位，若其為低準位，則設定六橋輸出旗標 `flag=0110`，代表六橋開關皆設定關閉，並送出重新啓動訊號，使系統重置；其次偵測馬達運轉錯步訊號 `error_r`，若其為高準位，代表馬達目前運轉發生錯誤，則同樣設定六橋輸出旗標 `flag=0110`，使六橋開關閉、系統重置；另外在選擇感應電動勢方面，偵測目前六橋輸出旗標為何，便選擇相對應的未激發相訊號，例如六橋輸出旗標為 `0001`，代表目前馬達電流方向為 `u` 相流向 `v` 相，在此電氣角時間內，則選擇 `w` 訊號為零交越訊號，如圖 4.20所示。

表 4.6: 模式切換模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數 (bit)	訊號定義
clk_mc	INPUT	1	模組時脈 (50MHz)
reset	INPUT	1	重新啓動開關
u	INPUT	1	u 相與中心相電壓比較後之數位訊號
v	INPUT	1	v 相與中心相電壓比較後之數位訊號
w	INPUT	1	w 相與中心相電壓比較後之數位訊號
error_r	INPUT	1	馬達運轉錯步訊號
cl_en	INPUT	1	閉迴路致能訊號
flag_ao	INPUT	4	定位與開迴路輸出旗標
flag_cl	INPUT	4	閉迴路輸出旗標
restart	OUTPUT	1	重新啓動訊號
zd	OUTPUT	1	零交越訊號
flag	OUTPUT	4	六橋輸出旗標

圖 4.21 為模式切換模組的模擬結果，從圖中可得當 reset 訊號為低準位，代表按 FPGA 發展版上的重新啓動開關時，或著 error\_r 為高準位，代表馬達運轉出現錯誤時，flag 皆設定為 0110，使外部六橋開關關閉，並使 restart 準位拉高，讓系統重新啓動；另外當 cl\_en 為低準位時，表示目前系統在定位與開迴路狀態，則六橋輸出旗標 flag 便和定位與開迴路輸出旗標 flag\_ao 相同，反之，表示目前系統在閉迴路狀態，則六橋輸出旗標 flag 便和定位與開迴路輸出旗標 flag\_cl 相同；最後，設定 u、v、w 三個訊號，並依據 flag 之值以選擇零交越訊號 zd 應從三個訊號中擷取何者。

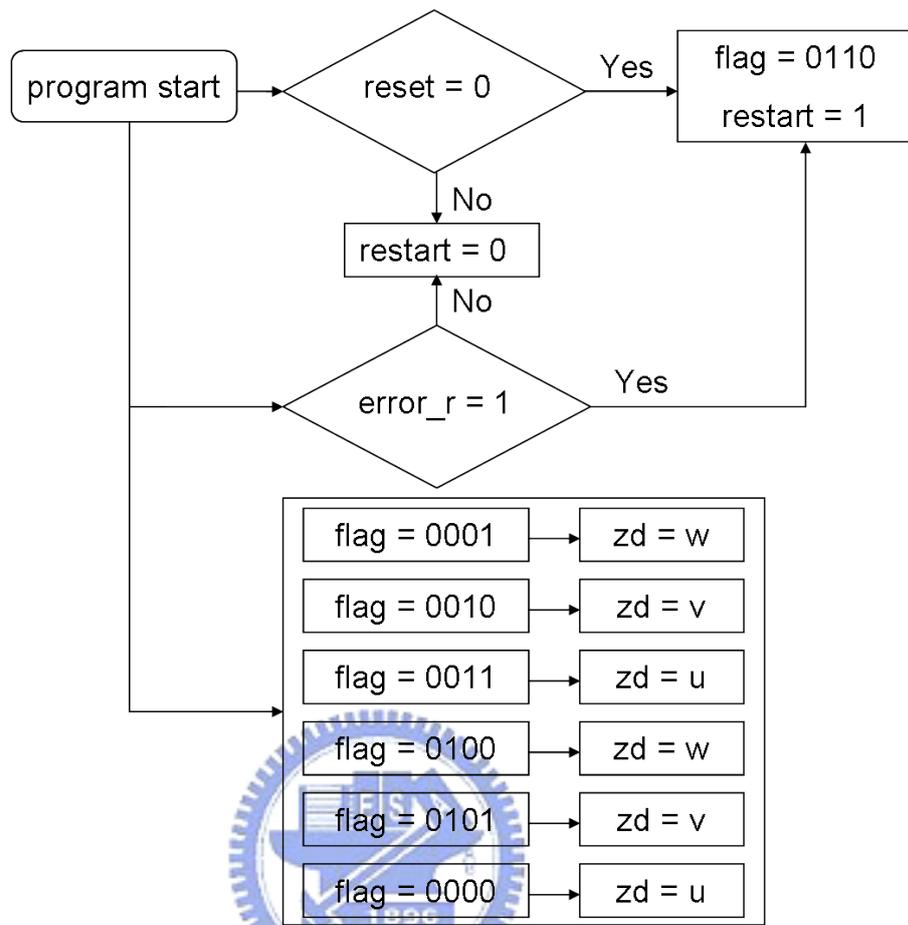


圖 4.20: 模式切換模組流程圖

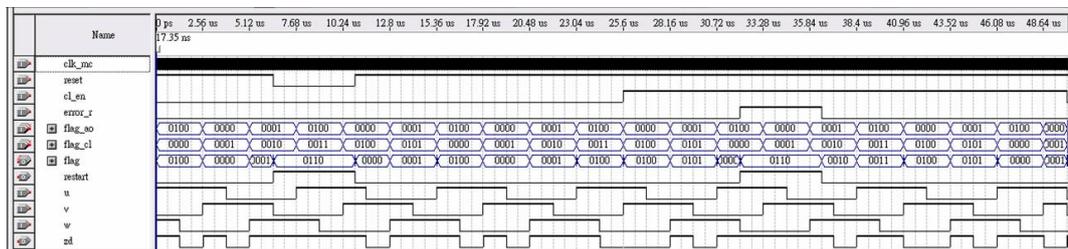


圖 4.21: 模式切換模組模擬結果

### 4.1.7 六橋輸出與脈波寬度調變模組

圖 4.22 為此模組之方塊圖，其主要功能有二：第一為依據六橋輸出旗標選擇適當的六橋開關訊號；第二則是實現脈波寬度調變輸出。

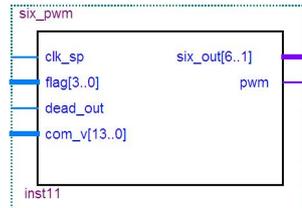


圖 4.22: 六橋輸出與脈波寬度調變模組

表 4.7: 六橋輸出與脈波寬度調變模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數 (bit)	訊號定義
clk_sp	INPUT	1	模組時脈 (50MHz)
flag	INPUT	4	六橋輸出旗標
dead_out	INPUT	1	線性區判別訊號
com_v	INPUT	14	電壓控制命令訊號
six_out	OUTPUT	6	六橋開關訊號
pwm	OUTPUT	1	脈波寬度調變訊號

表 4.7 為各訊號定義，當模組時脈正緣觸發時，依據目前 flag 之值，輸出不同的六橋開關訊號 six\_out 給外部的六個電晶體開關，以使電流通過正確的方向，如表 4.8 所示，其中  $T_{r1}$  至  $T_{r6}$  分別為馬達 u 相上下橋、v 相上下橋與 w 相上下橋之開關訊號，個別輸入場效電晶體 (MOS) 的閘極端，由於上橋電路使用 PMOS，所以當給予之訊號為 1 時代表關閉，而下橋電路使用 NMOS，給予訊號為 0 時代表關閉；另外，模組接收由電流 PI 控制器所輸出的電壓控制命令 cv，並與內部使用計數器所實現的三角載波做比較，而可得脈波寬度調變訊號 pwm。

表 4.8: 六橋輸出旗標與六橋開關訊號對應表

flag	six_out						FG_c	電流導通方向
	$T_{r1}$	$T_{r2}$	$T_{r3}$	$T_{r4}$	$T_{r5}$	$T_{r6}$		
1000	0	0	1	1	0	0	0	w,u → v
0100	0	0	1	1	1	0	0	u → v
1001	0	0	1	1	1	1	0	u → v,w
0101	0	0	1	0	1	1	0	u → w
1010	0	0	0	0	1	1	0	u,v → w
0000	1	0	0	0	1	1	1	v → w
1011	1	1	0	0	1	1	1	v → w,u
0001	1	1	0	0	1	0	1	v → u
1100	1	1	0	0	0	0	1	v,w → u
0010	1	1	1	0	0	0	1	w → u
1101	1	1	1	1	0	0	1	w → u,v
0011	1	0	1	1	0	0	0	w → v
0110	1	0	1	0	1	0	0	N/A

在此模組中三角載波的擺動振幅為 0 至 2000，所以經由輸入不同的電壓控制命令 cv 便可以改變 pwm 輸出的責任週期，以圖 4.23至圖 4.25為例，當輸入 cv 為 1536 時，pwm 的責任週期約為 76.8%；cv 為 1024 時，pwm 的責任週期約為 51.2%；cv 為 256 時，pwm 的責任週期約為 12.8%，另外當不同的 flag 輸入時，六橋開關訊號也可適當地切換，以選擇正確的電流方向，並在各上橋導通時，輸入相對應責任週期的 pwm 訊號。圖 4.26顯示，若線性區判別訊號 dead\_out 準位為零時，則 pwm 訊號停止輸入各上橋電路，但六橋開關仍依照應當的電流導通方向作切換。

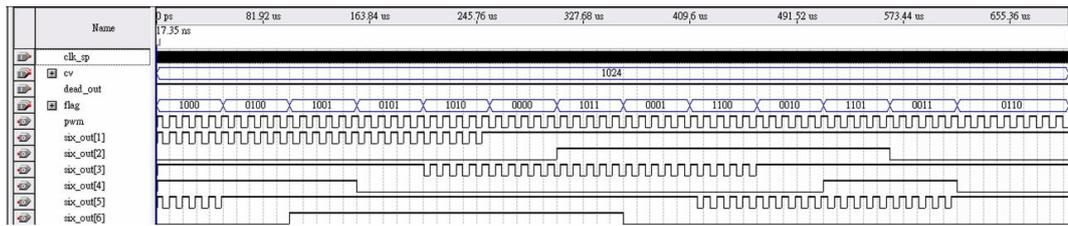


圖 4.23: 六橋輸出與脈波寬度調變模組模擬結果

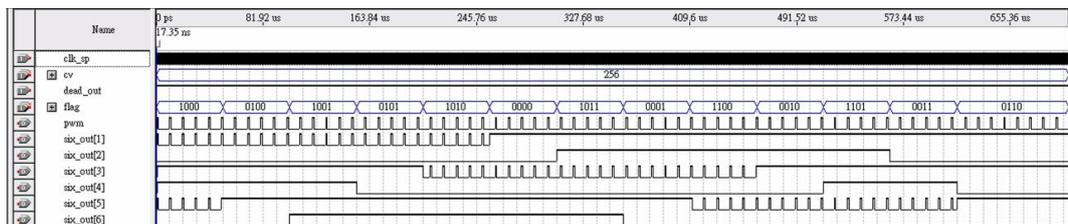


圖 4.24: 六橋輸出與脈波寬度調變模組模擬結果

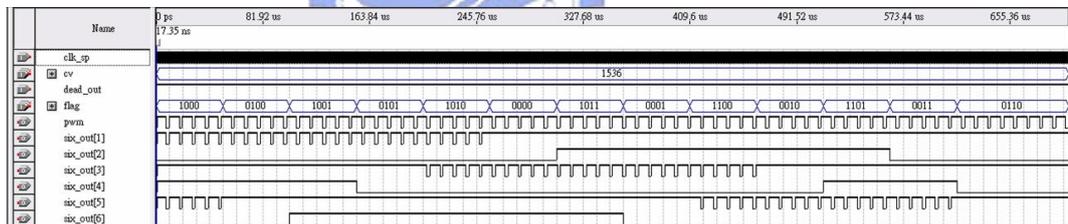


圖 4.25: 六橋輸出與脈波寬度調變模組模擬結果

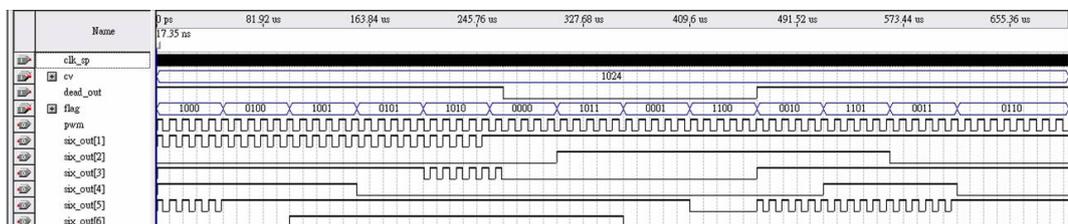


圖 4.26: 六橋輸出與脈波寬度調變模組模擬結果

### 4.1.8 錯步偵測模組

此模組主要功能為依據轉速產生訊號，進而達到偵測馬達運轉是否正常的目的，若發生錯步現象，則送出錯誤訊息使馬達重新啟動。

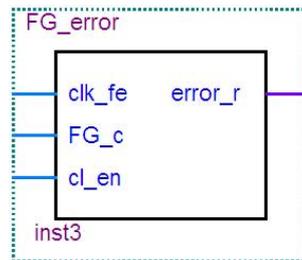


圖 4.27: 錯步偵測模組

表 4.9: 錯步偵測模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數 (bit)	訊號定義
clk_fe	INPUT	1	模組時脈 (40.96 $\mu$ s)
FG_c	INPUT	1	轉速產生訊號
cl_en	INPUT	1	閉迴路致能訊號
error_r	OUTPUT	1	馬達運轉錯步訊號

表 4.9 為模組內各訊號之定義，當模組時脈正緣觸發時，首先判斷馬達是否已在閉迴路模式下運作，若是，則開始利用內部的兩組計數器分別計數轉速產生訊號 FG\_c 的高準位持續時間與低準位持續時間，由於 FG\_c 訊號週期與馬達轉速成反比，所以如果當其週期大於某值，則代表馬達轉速下降至一不正常的低點，馬達可能發生錯步情況，於是在此設定一週期時間的臨界值，當計數器計數超過此臨界值，表示 FG\_c 太久沒有進行準位變化，也就代表馬達可能已經發生錯步現象，於是便設定傳送出馬達錯步訊號 error\_r 為高準位，使整體系統再次重新啟動，如圖 4.28 所示。

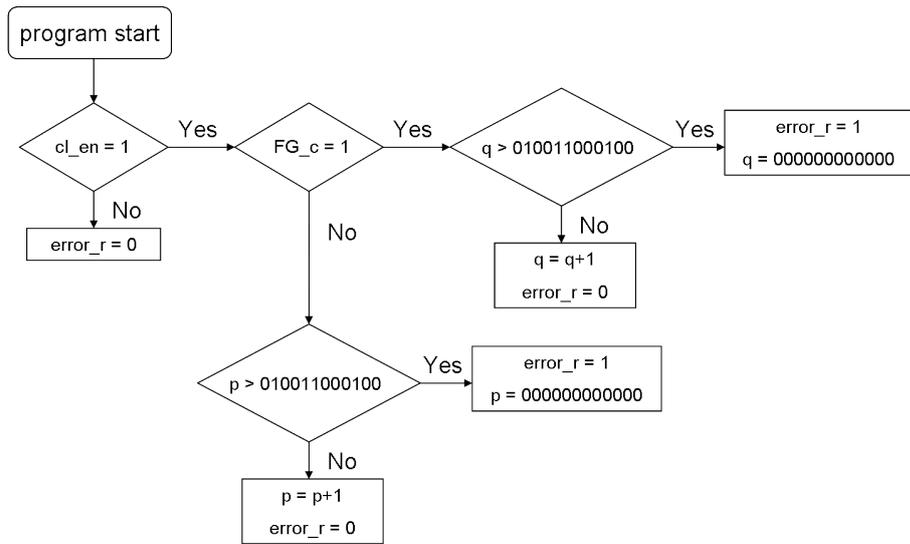


圖 4.28: 錯步偵測模組流程圖

在此模組內設定當馬達轉速低於 100 RPM 時，則送出 error\_r 訊號為高準位使馬達重新啓動，由 3.9 式可得當轉速為 100 RPM 時，對應的週期時間為 0.1 秒，代表 FG\_c 訊號高或低準位持續的臨界時間為 0.05 秒，在搭配模組時脈為 40.96  $\mu s$  的情況下，只要計數器計數超過 122010=100110001002 就馬上使 error\_r 拉高為高準位。圖 4.29 為錯步偵測模組的模擬結果，其中 FG\_c 有兩處發生異常情形，分別為高準位持續時間太久與低準位持續時間太久，而相對應地 error\_r 也拉高準位，使系統重新啓動。

$$T_{FG} = \frac{10}{\omega_r} = \frac{10}{100} = 0.1 \quad (4.1)$$

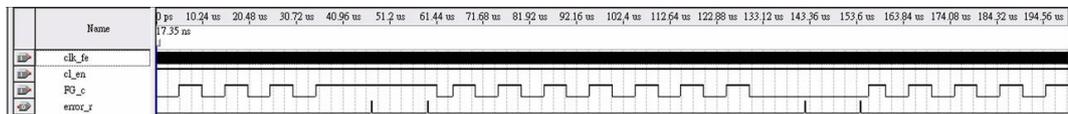


圖 4.29: 錯步偵測模組模擬結果

### 4.1.9 轉速計算模組

圖 4.30 為轉速計算模組方塊圖，其功能主要為依據轉速產生訊號 FG\_c 的週期來計算目前馬達所運轉的速度。

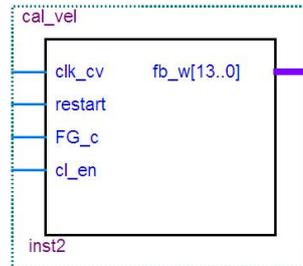


圖 4.30: 轉速計算模組

表 4.10: 轉速計算模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數 (bit)	訊號定義
clk_cv	INPUT	1	模組時脈 ( $2.56\mu s$ )
restart	INPUT	1	重新啓動訊號
FG_c	INPUT	1	轉速產生訊號
cl_en	INPUT	1	閉迴路致能訊號
fb_w	OUTPUT	1	回授轉速訊號

當模組時脈正緣觸發時，首先判斷重新啓動訊號 restart 是否為高準位，若是，則表示系統現處於重新啓動狀態，於是將模組內部參數歸零；若否，則再偵測閉迴路致能訊號 cl\_en，如系統已進入閉迴路模式，則依據閉迴路模組輸出的 FG\_c 訊號來計算目前轉速。此模組內部含有計數器，其不斷計數 FG\_c 訊號經過十個週期所需的時間，再將計數值除以十，以得到一較能代表平均轉速的計數值，最後利用式 (3.9) 便可得知目前轉速，如圖 4.31 所示。

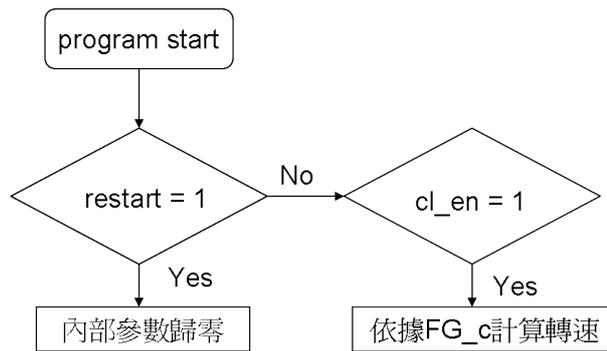


圖 4.31: 錯步偵測模組流程圖

圖 4.32為轉速計算模組模擬結果，在前半段時間設定 FG\_c 週期為  $3.33ms$ ，後半段則為  $6.66ms$ ，由於一個 FG\_c 週期代表  $360$  度電氣角時間，經由簡單的運算可得對應的轉速分別為  $3030$  RPM 與  $1515$  RPM，而透過模擬結果可知模組功能正確，其可良好地顯示目前轉速。另外圖 4.33設定 FG\_c 週期為  $6.66ms$ ，當 restart 訊號拉高其準位時，可得轉速歸零；當其準位回復為低準位時，則再開始重新計數。

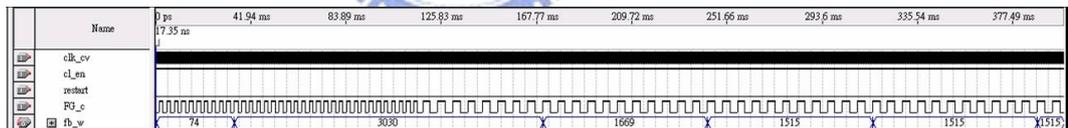


圖 4.32: 轉速計算模組模擬結果之一

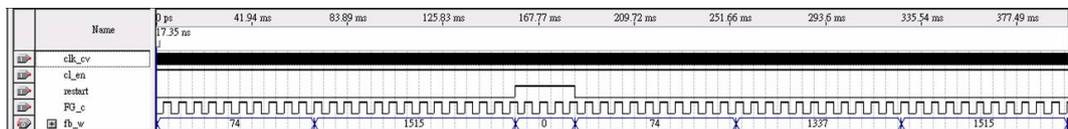


圖 4.33: 轉速計算模組模擬結果之二

### 4.1.10 PI控制器模組

應用圖 3.16之架構，實現於圖 4.34與圖 4.35之模組中，即可分別完成數位式的轉速與電流 PI 控制器，將兩者作串聯後，便能經由電壓控制命令訊號輸出至六橋輸出與脈波寬度調變模組，調變 PWM 的責任週期，以達到控制馬達速度的目的。

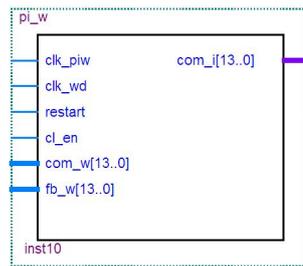


圖 4.34: 轉速 PI 控制器模組

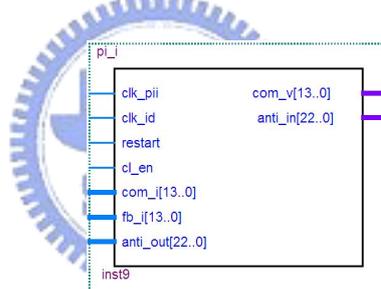


圖 4.35: 電流 PI 控制器模組

表 4.12與表 ??為轉速 PI 控制器與電流 PI 控制器模組內的各訊號定義，兩者使用訊號類似，以轉速 PI 控制器為例，clk\_piw 為模組時脈；clk\_wd 為實現內部積分器累加之延遲時脈；偵測重新啟動訊號 restart 為低準位與 cl\_en 為高準位之情況下，使模組致能；透過轉速控制命令 com\_w 和回授 fb\_w 相減，產生誤差訊號後，接著作比例放大與積分相關運算，便可得電流控制命令 com\_i 輸出至電流 PI 控制器。而電流 PI 控制器比轉速 PI 控制器多出兩組訊號：反積分過飽和控制器輸入訊號 anti\_in 與反積分過飽和控制器輸出訊號 anti\_out，以便與反積分過飽和控制器作一並聯，達到改善速度響應的效果。

表 4.11: 轉速 PI 控制器模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數 (bit)	訊號定義
clk_piw	INPUT	1	模組時脈( 50MHz)
clk_wd	INPUT	1	延遲時脈 (5.24ms)
restart	INPUT	1	重新啓動訊號
cl_en	INPUT	1	閉迴路致能訊號
com_w	INPUT	14	轉速控制命令訊號
fb_w	INPUT	14	回授轉速訊號
com_i	OUTPUT	14	電流控制命令訊號

表 4.12: 電流 PI 控制器模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數 (bit)	訊號定義
clk_piw	INPUT	1	模組時脈 (50MHz)
clk_wd	INPUT	1	模組時脈 (5.24ms)
restart	INPUT	1	重新啓動訊號
cl_en	INPUT	1	閉迴路致能訊號
com_i	INPUT	14	電流控制命令訊號
fb_i	INPUT	14	回授電流訊號
anti_out	INPUT	23	反積分過飽和控制器輸出訊號
com_v	OUTPUT	14	電壓控制命令訊號
anti_in	OUTPUT	23	反積分過飽和控制器輸入訊號

圖 4.36 為轉速 PI 控制器模組的模擬結果，首先設定 restart 為低準位與 cl\_en 為高準位，以便使模組致能，接著設定轉速控制命令 com\_w 維持在 2048 RPM、回授轉速由 0 RPM 漸漸提昇至 2048 RPM，一開始因 com\_w 與 fb\_w 兩者間誤差甚大，所以可得輸出電流控制命令 com\_i 由 1032 開始往上提升，希望得到更多電流來推動馬達，使轉速上升；當 com\_w 與 fb\_w 兩者間誤差減小後，com\_i 也隨之下降，代表不再需要太多的電流來推動馬達；最後當 com\_w 與 fb\_w 間無誤差，表示馬達已達到目標速度時，com\_i 的大小剩餘

為 60°。

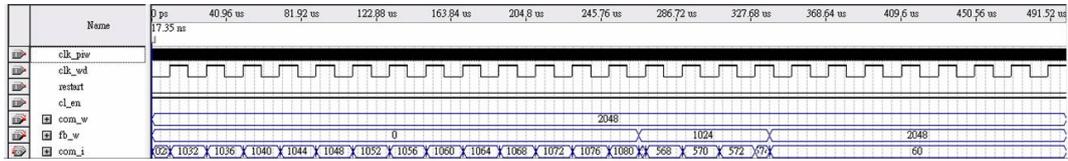


圖 4.36: PI 控制器模組模擬結果

#### 4.1.11 反積分過飽和控制器模組

圖 4.37為反積分過飽和控制器模組，將此模組與電流 PI 控制器模組相互並聯後，即可實現一反積分過飽和之功能，如圖 3.19所示。



圖 4.37: 反積分過飽和控制器模組

表 4.13為各訊號定義，其中  $anti\_in$  為反積分過飽和控制器輸入訊號，其同等於圖 3.19中的訊號  $u_c$  與訊號  $u$  相減； $anti\_out$  為反積分過飽和控制器輸出訊號，其同等於圖 3.19中的訊號  $a$ 。

表 4.13: 反積分過飽和控制器模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數 (bit)	訊號定義
clk_aw	INPUT	1	模組時脈 (50MHz)
restart	INPUT	1	重新啓動訊號
anti_in	INPUT	23	反積分過飽和控制器輸入訊號
anti_out	OUTPUT	23	反積分過飽和控制器輸出訊號

圖 4.38為反積分過飽和控制器模組模擬結果，在此設定系統飽和限制為 4096000，斜率  $k_s$  為 32，由圖中可得，當 anti\_in 小於等於飽和限制時，輸出訊號 anti\_out 為 0；當 anti\_in 大於飽和限制時，輸出訊號 anti\_out 為  $(4161566-4096000) \times 32 = 2098112$ ，符合圖 3.19之架構，且確能達到一反積分過飽和之效果。

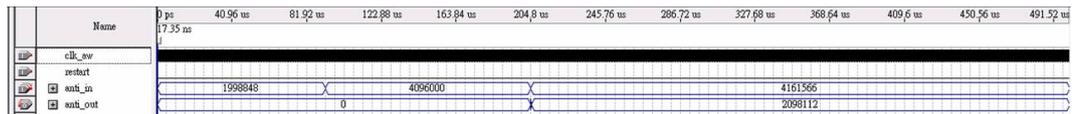


圖 4.38: 反積分過飽和控制器模組模擬結果

#### 4.1.12 晶片內部整體架構

當完成上述各部份功能模組的驗證之後，將其相互連接起來，並設定好相對應的輸入與輸出腳位，便可以完成一個 150 度無感測驅動控制系統的晶片架構，如圖 4.39所示：在正中央的模組為代表無感測驅動核心的閉迴路換相模組；而與其並聯的為線性調變模組；右下方三個模組為轉速、電流 PI 控制器及反積分過飽和控制器；右上方兩個模組為模式切換模組和六橋輸出與脈波寬度調變模組，其主要控制輸出至外部電路六橋開關的訊號；左方則為轉速計算模組、數位濾波模組、開關控制模組、定位與開迴路模組、錯步偵測模組與取樣時脈除頻模組。

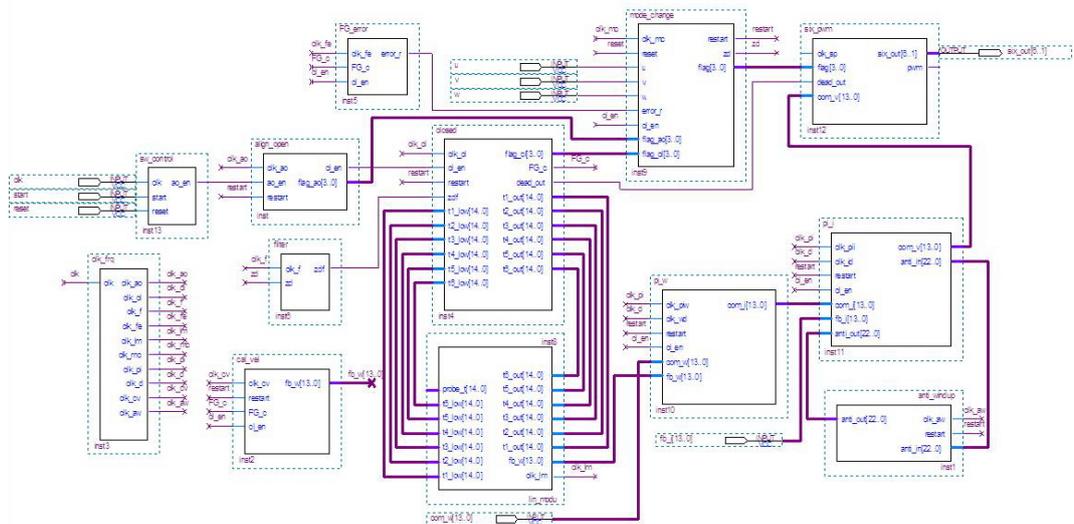


圖 4.39: 晶片內部整體架構圖

## 第 5 章 系統硬體架構與實驗結果分析

### 5.1 系統硬體架構

150 度無感測驅動控制系統主要為將第四章中所介紹的各種不同的功能模組，利用硬體描述語言 VHDL，實現在 ALTERA DE1 FPGA 發展版中，完成一個無感測驅動晶片的內部架構，如圖 4.39所示。

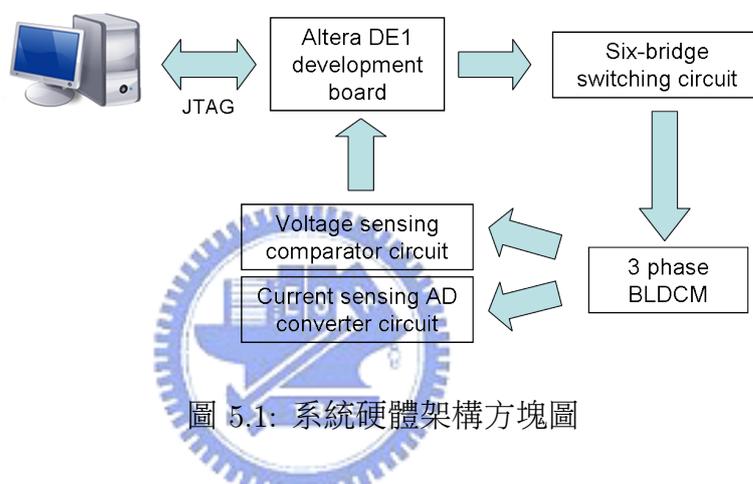


圖 5.1: 系統硬體架構方塊圖

再者，搭配外部六橋開關電路、電壓感測比較器電路、電流感測類比至數位轉換電路與馬達相連接後，即可完成一個 150 度無感測驅動控制系統的硬體架構，如圖 5.1與圖 5.2所示，而其再透過 JTAG 將發展版與個人電腦相連，便可在螢幕上利用 Quartus II 內建的 SignalTap II 顯示馬達即時的轉速數據。以下則分別介紹外部驅動電路與 Altera DE1 FPGA 發展版。

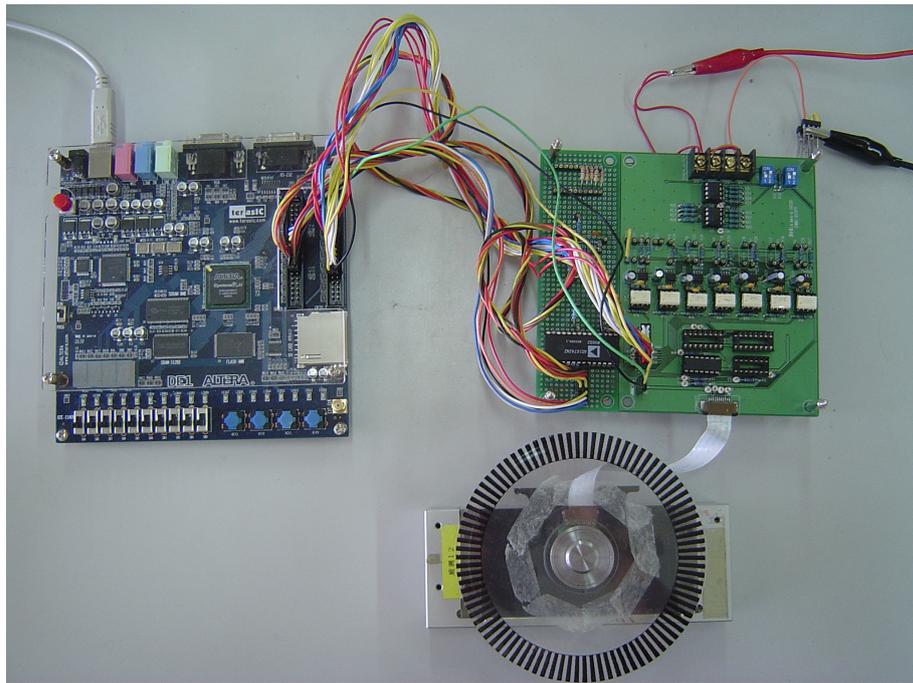


圖 5.2: 150 度無感測驅動控制系統實驗平台

### 5.1.1 外部驅動電路

實現 150 度無感測驅動控制系統的外部電路主要有 3 個部份：六橋開關電路、電壓感測電路與電流感測電路，如圖 5.3 所示。

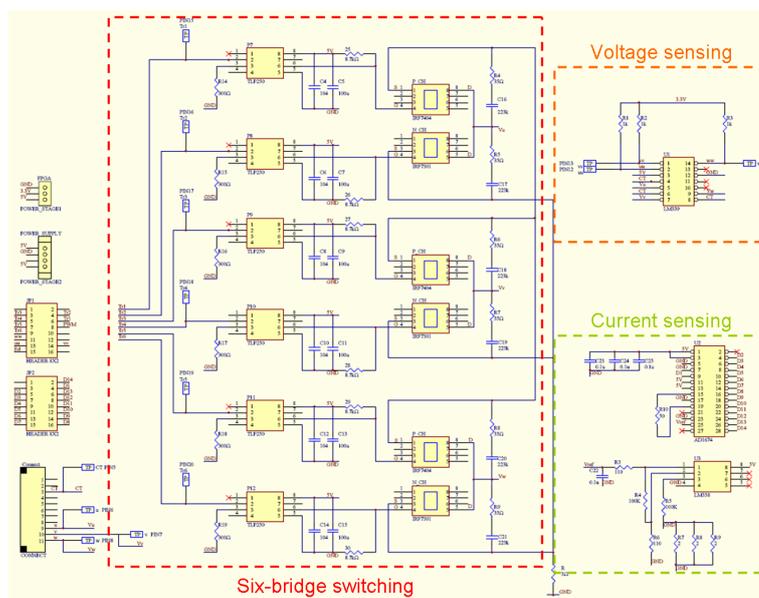


圖 5.3: 外部驅動電路圖

六橋開關電路使用 3 個 PMOS 與 3 個 NMOS 分別當作上橋開關及下橋開關，而一組上下橋電路控制馬達的某一相，經由 FPGA 發展版輸出適當的 6 組訊號 ( $T_{r1} \sim T_{r6}$ ) 至六橋開關中，便可以適時換相以驅動馬達。另外，當需作速度調控時，則在 3 個上橋輸入 PWM 訊號，利用其責任週期的不同，來達到速度控制的目的。

電壓感測電路接收馬達的  $u$ 、 $v$ 、 $w$  三相電壓，由於三相相電壓為類比形式，於是將其輸入比較器，分別與中心相相電壓比較，得出三組  $u_d$ 、 $v_d$ 、 $w_d$  代表馬達相電壓的數位訊號，以便送進 FPGA 發展版中做訊號處理。

電流感測電路包括一個 AD 轉換器與一個放大器，此部分電路偵測流經馬達的電流，並將其透過一放大器放大以符合 AD 轉換器的輸入範圍，接著利用 AD 轉換器把類比形式的電流轉換為數位形式，然後輸出至 FPGA 發展版。

### 5.1.2 Altera DE1 FPGA 發展版

Altera DE1 FPGA 發展版，如圖 5.4 所示，為一整合式的發展版，其擁有許多功能，可以讓使用者從簡單的邏輯電路設計到影像多媒體應用都可以在上面實現。

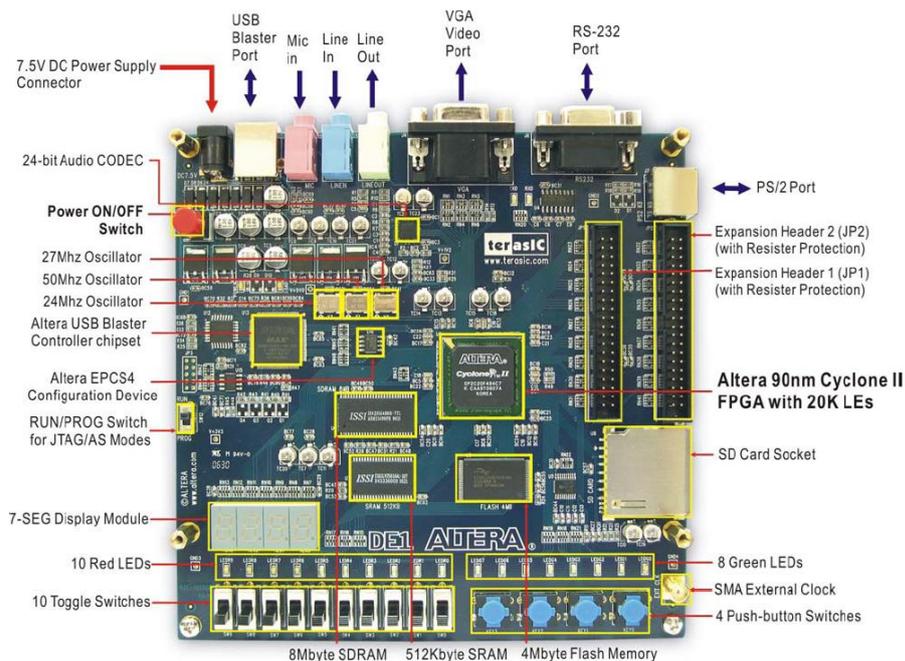


圖 5.4: Altera DE1 FPGA 發展版 [11]

下列為 Altera DE1 FPGA 發展版上所提供的相關硬體：

- Altera Cyclone II 2C20 FPGA device
- Altera Serial Configuration device — EPCS4
- USB Blaster (on board) for programming and user API control; both JTAG and Active Serial (AS) programming modes are supported
- 512-Kbyte SRAM
- 8-Mbyte SDRAM
- 4-Mbyte Flash memory
- SD Card socket
- 4 pushbutton switches
- 10 toggle switches
- 10 red user LEDs
- 8 green user LEDs
- 50-MHz oscillator, 27-MHz oscillator and 24-MHz oscillator for clock sources
- 24-bit CD-quality audio CODEC with line-in, line-out, and microphone-in jacks
- VGA DAC (4-bit resistor network) with VGA-out connector
- RS-232 transceiver and 9-pin connector
- PS/2 mouse/keyboard connector
- Two 40-pin Expansion Headers with resistor protection
- Powered by either a 7.5V DC adapter or a USB cable

而上述的各項硬體則以 Altera Cyclone II 2C20 這個 FPGA 晶片作為主要核心而相互聯結起來，如圖 5.5 所示。表 5.1 則列出 Altera Cyclone II 2C20 的晶片規格。

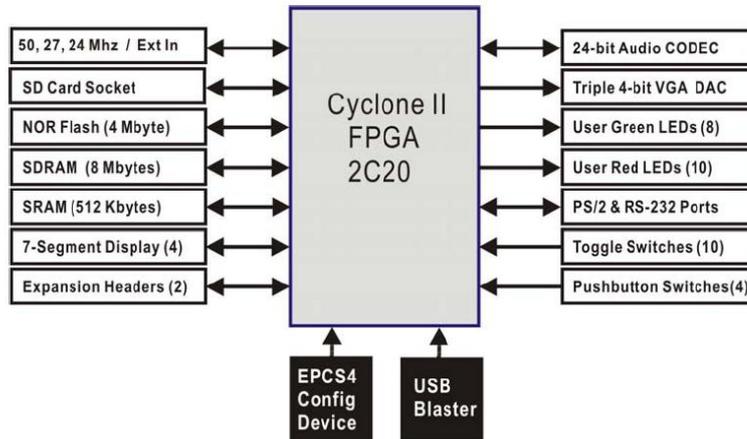


圖 5.5: Altera DE1 FPGA 發展版內部架構 [11]

表 5.1: Altera Cyclone II 2C20 晶片規格

Cyclone II 2C20 FPGA
18,752 LEs
52 M4K RAM blocks
240K total RAM bits
26 embedded multipliers
4 PLLs
315 user I/O pins
FineLine BGA 484-pin package

## 5.2 實驗結果

在利用 FPGA 發展版搭配外部驅動電路，完成整體的實驗平台後，靠著偵測馬達零交越點與兩組相位移器的相關機制，實驗所使用的三相無刷直流馬達便可完成一個正常的 150 度無感測驅動程序，而始可正常運轉。再者，本文提出了兩個不同的方法：線性調變法與數位濾波法，來改善原本的 150 度驅動方式，使馬達在回授電流、速度響應以及震動量值各方面都達到不錯的改良效果。

### 5.2.1 電壓波形

圖 5.6與圖 5.7分別表示了在高轉速 5000 RPM 與低轉速 1000 RPM 情況下使用線性調變法所實際量測出來的馬達三相端電壓與中心相電壓，可以看出在經過線性調變之後，線性區的寬度由原先的 15 度電氣角縮減為 1 度電氣角左右。

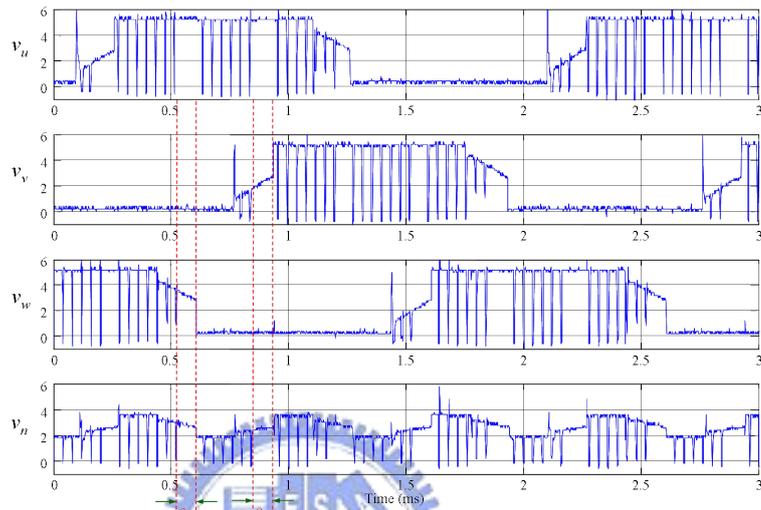


圖 5.6: 轉速 5000 RPM 下使用線性調變法之馬達三相端電壓與中心相訊號波形圖

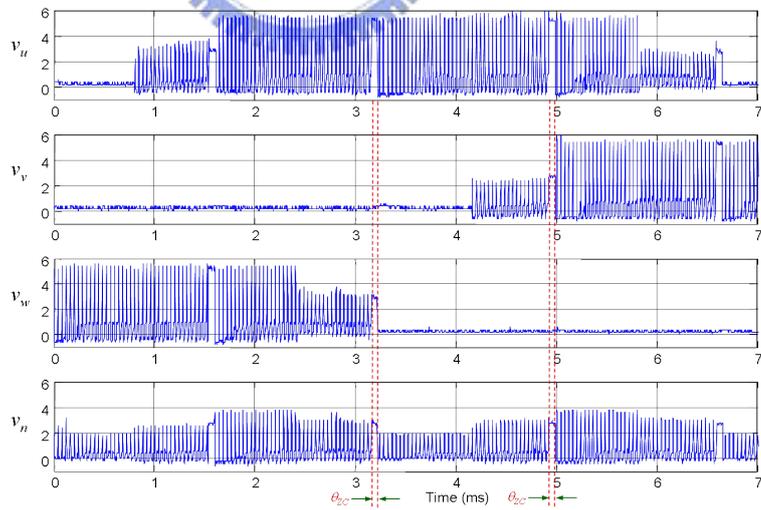


圖 5.7: 轉速 1000 RPM 下使用線性調變法之馬達三相端電壓與中心相訊號波形圖

圖 5.8與圖 5.9分別表示了在高轉速 5000 RPM 與低轉速 1000 RPM 情況下使用數位濾波法所實際量測出來的馬達三相端電壓與中心相電壓，可以看出在使用數位濾波法之後，PWM訊號可以直接且不間斷地注入馬達端電壓。

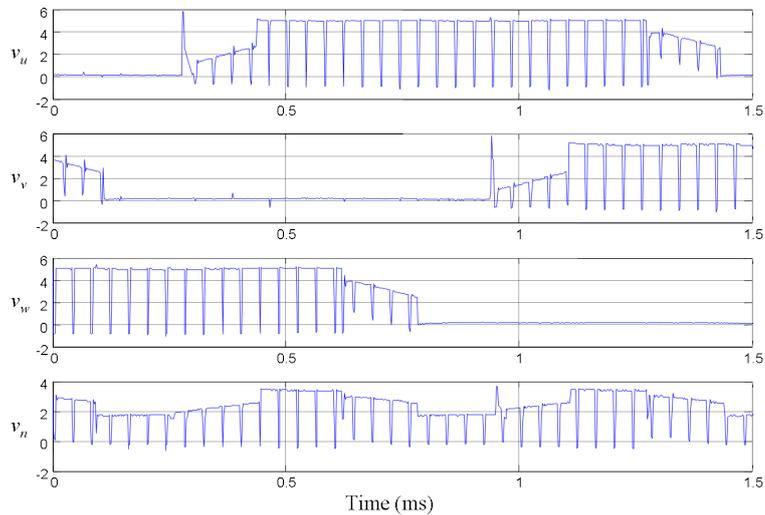


圖 5.8: 轉速 5000 RPM 下使用數位濾波法之馬達三相端電壓與中心相訊號波形圖

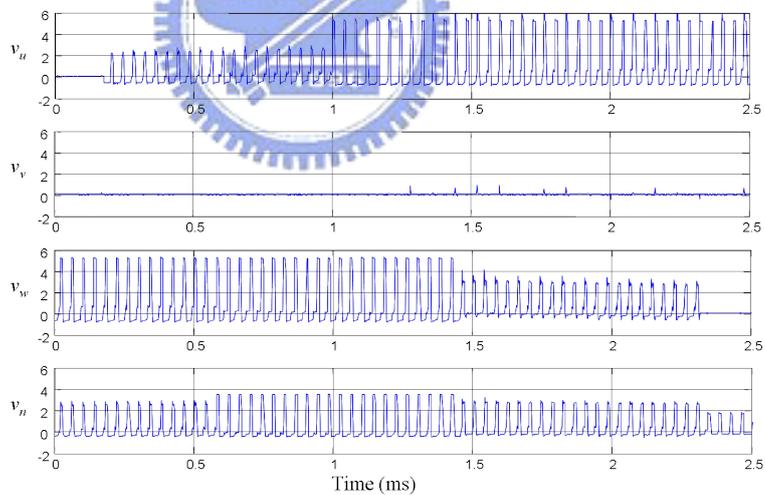


圖 5.9: 轉速 1000 RPM 下使用數位濾波法之馬達三相端電壓與中心相訊號波形圖

圖 5.10顯示三種不同驅動方式對馬達相電壓與零交越訊號所造成的影響，其中 A1、A2 為正常使用 150 度無感測驅動法所得的某相電壓波形與其對應的零交越訊號，為了偵測零交越點的發生時機，所以利用適時加入線性區的方式來隔絕 PWM 訊號輸入相電壓，而造成的影響為馬達可控轉速因平均電壓無法持續下降而有其下限值；B1 則是將線性區域移除，使 PWM 訊號連續地輸入相電壓中，但從 B2 中可得知，由於 PWM 訊號的干擾，對零交越訊號所產生的影響為不易偵測出真正的零交越點發生時機，而可能有誤判的情況，使得馬達產生不正確換相；C1、C2 則是加入數位濾波法，將零交越訊號作一濾波的動作，可從圖中看出，經由濾波後的零交越訊號很容易判斷其高低準位轉換的時機，也就是零交越點所在 PWM 訊號連續輸入相電壓的情況下正常地換相。

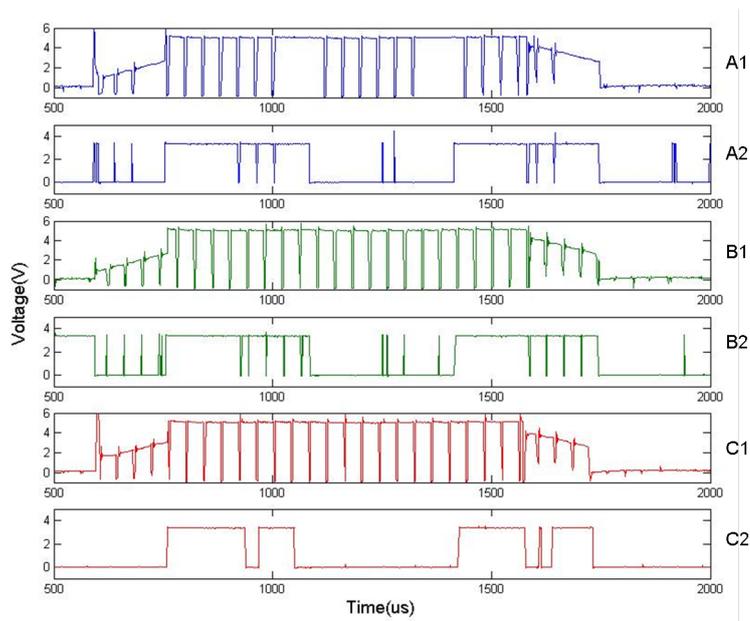


圖 5.10: 馬達某相電壓與零交越訊號波形圖

### 5.2.2 電流波形

圖 5.11為分別量測兩種不同驅動方式後所得出的馬達導通相電流波形圖，其中上方的為 PWM 訊號連續地輸入相電壓所產生的導通相電流波形(數位濾波法)；下方的則為線性區域存在而使得 PWM 訊號斷續輸入相電壓所產生的導通相電流波形(線性調變法)，由於線性區域的存在，使得某段時間內的平均相電壓會突然升高，相對應地會有較大的電流突波發生，對於馬達運轉時的整體特性來說，電流發生突波現象是較不好的結果，而由此可看出使用數位濾波法

讓 PWM 訊號可以連續性地輸入相電壓，在電流表現這一方面是優於線性調變法的。

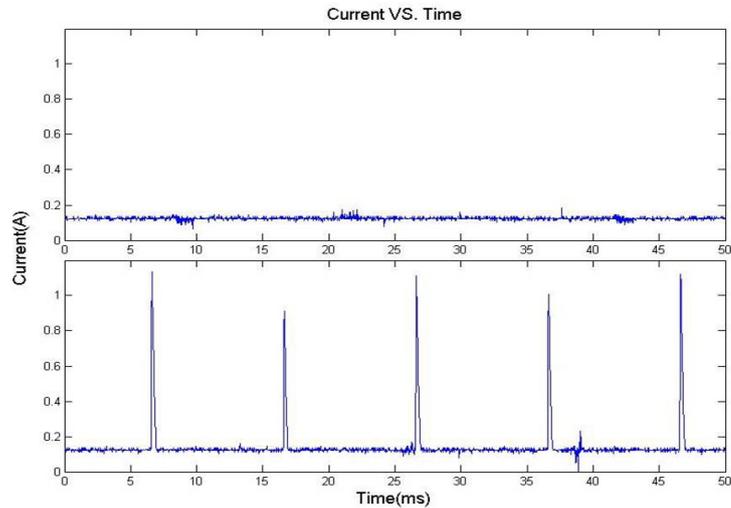


圖 5.11: PWM 訊號輸入方式對導通相電流影響波形圖

### 5.2.3 速度響應

圖 5.12至圖 5.14顯示三種不同改良方式對馬達速度響應所造成的結果，各條曲線代表不同轉速命令時馬達的速度響應。當單純使用 150 度無感測驅動程序驅動馬達時，因為線性區域的影響，如圖 3.9所示，會造成馬達可控轉速有其一底限值(約為 2500 RPM)，當轉速命令低於此底限值時，馬達仍無法再依轉速命令而降速，圖 5.12顯示當加入線性調變法而適當地調整線性區寬度時，馬達轉速的可控範圍因為平均相電壓可持續下降因而增大，由於降速到最後仍需保留一小段線性區域以偵測零交越點，所以此時的臨界最低可控轉速約可以達到 180 RPM 左右。

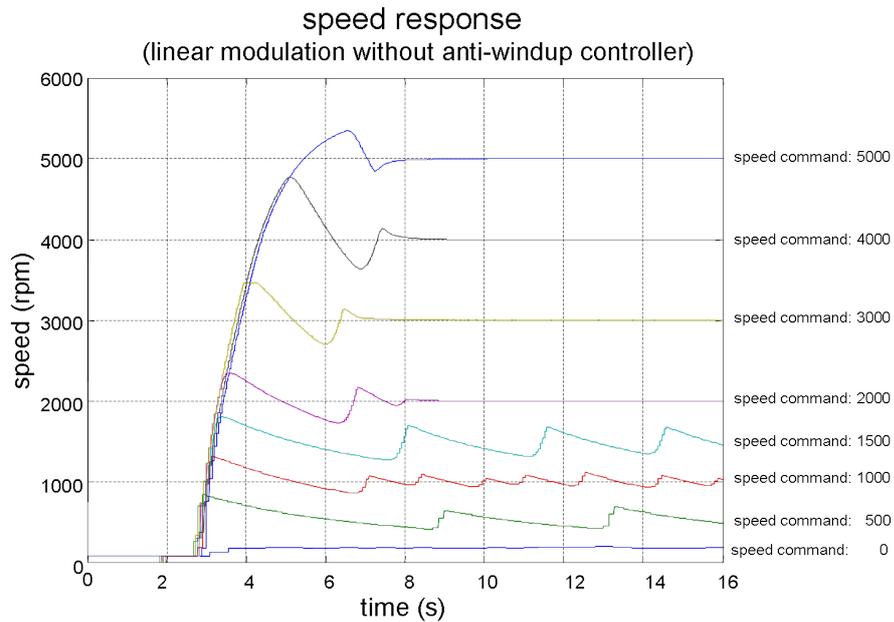


圖 5.12: 內嵌線性調變法之 150 度無感測驅動速度響應圖

由圖 5.12的結果可發現馬達的速度響應結果並不是非常的理想，特別是在低速的部份，產生了類似積分過飽和的現象。在另外內嵌一個反積分過飽和控制器後，則可以有效的改善馬達的速度響應，如圖 5.13所示。

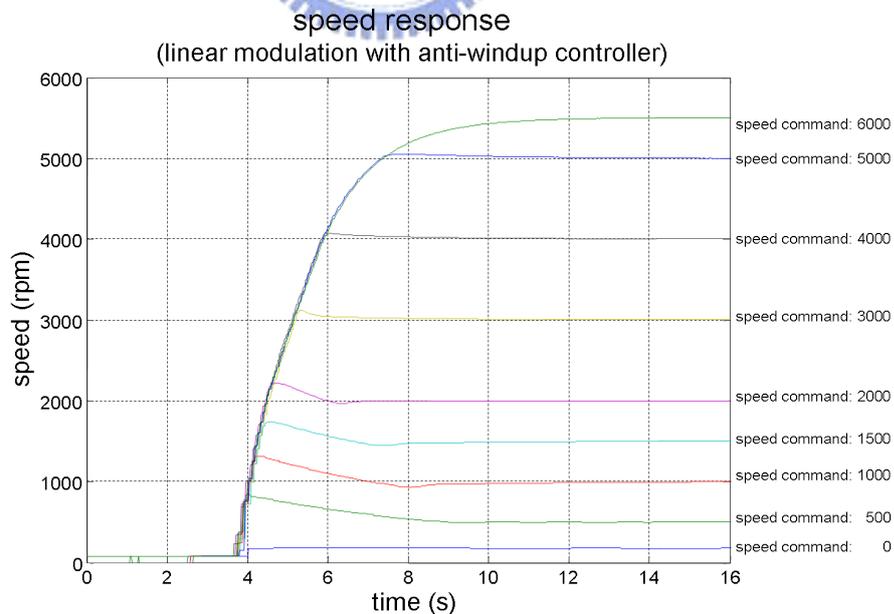


圖 5.13: 內嵌線性調變法與反積分過飽和控制器之 150 度無感測驅動速度響應圖

再者，於正常驅動程序外，另外內嵌數位濾波法可得圖 5.14 之速度響應結果，其速度響應與圖 5.13 差不多，但因為線性區已不存在的關係，其可控轉速範圍下限為 0 RPM，圖 5.14 顯示，當轉速命令為 0 RPM，可得馬達一開始正常啓動後，存在一極小轉速，而 PI 控制器在時間為 15 秒左右時將馬達轉速壓低至 0 RPM。

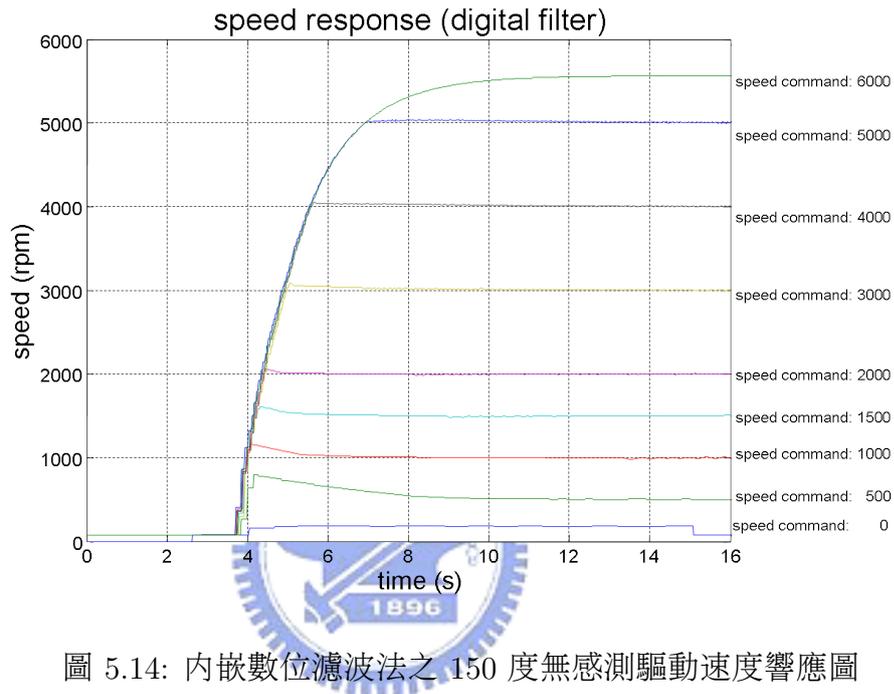


圖 5.14: 內嵌數位濾波法之 150 度無感測驅動速度響應圖

#### 5.2.4 震動量值

在評估馬達各項眾多特性中，震動量值是其中一個重要的指標，震動量的大小有時會直接影響到整體系統的表現，實驗中利用兩個 Kistler 8636C5 加速規來分別量測馬達的軸向與徑向震動，並將整體結構放置於一海棉上，避免量測時受到外界干擾，以便量到較正確的數據，如圖 5.15 所示。

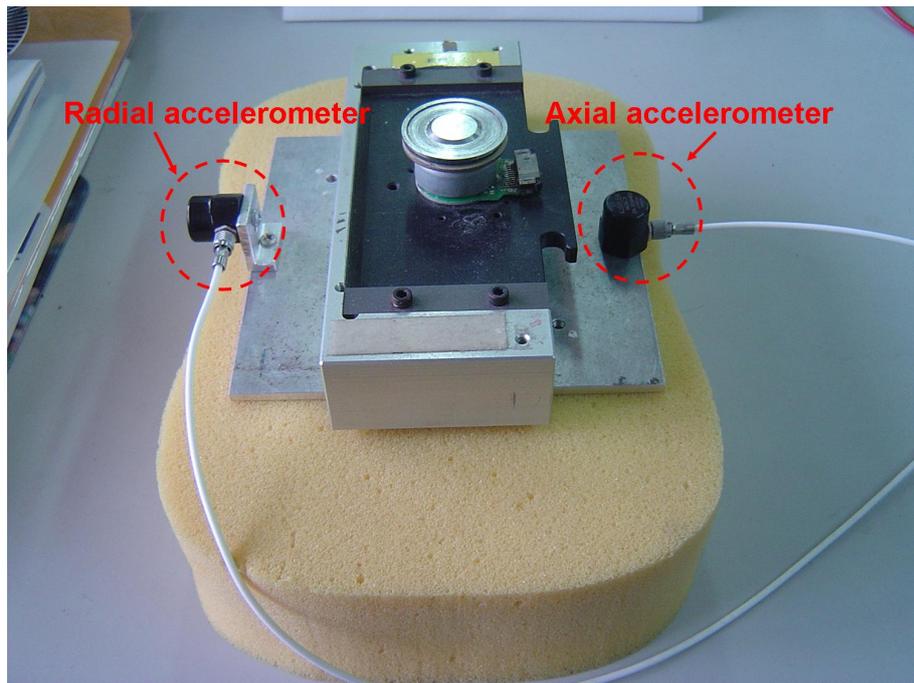


圖 5.15: 震動量測實驗平台

圖 5.16與圖 5.17為在 150 度無感測驅動的基礎下，分別使用三種不同的驅動方式所量測出的轉速對震動圖，其中 150\_ND 代表單純使用 150 度無感測驅動換相；150\_LM 代表加入了線性調變法；150\_DF 代表加入了數位濾波法，由圖中可得在內嵌了兩種不同的方法後，除了可使可控轉速範圍下降外，馬達所產生的震動也較小，特別是在低轉速部份。若再拿 150\_LM 與 150\_DF 相比較，則又可得 150\_DF 的結果較好，其原因應是在其消除了使 PWM 強制截止的線性區域，而使馬達轉矩更為平均所致。

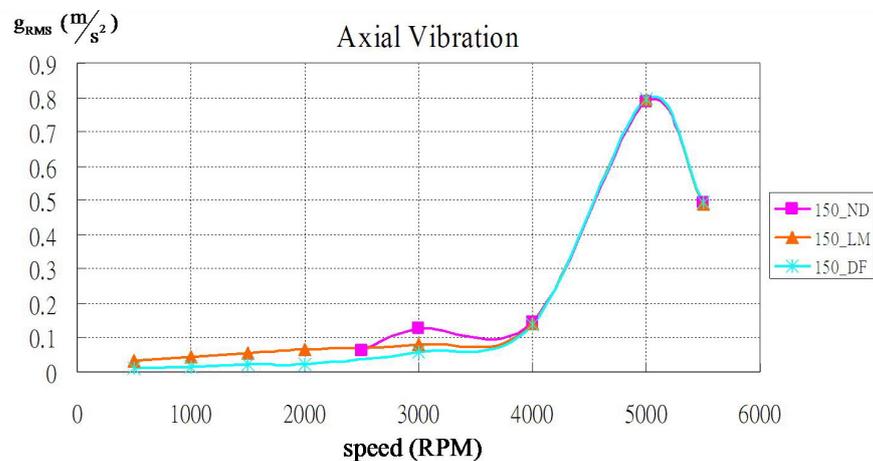


圖 5.16: 150 度無感測驅動之軸向震動量值

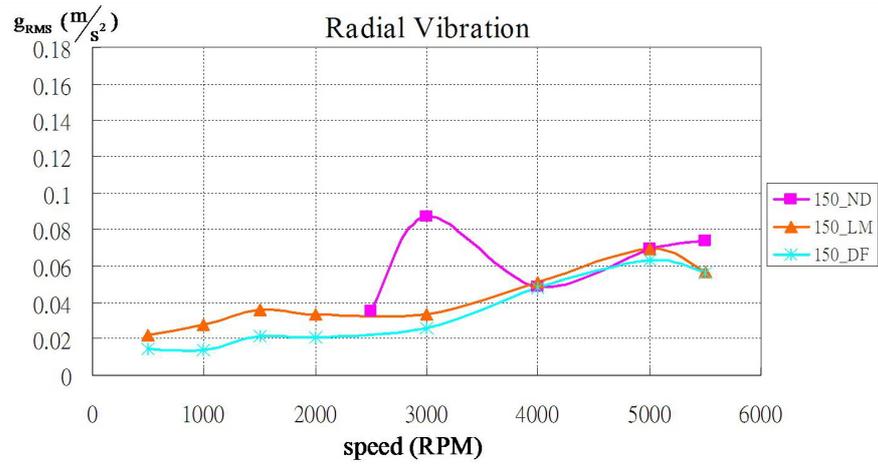


圖 5.17: 150 度無感測驅動之徑向震動量值

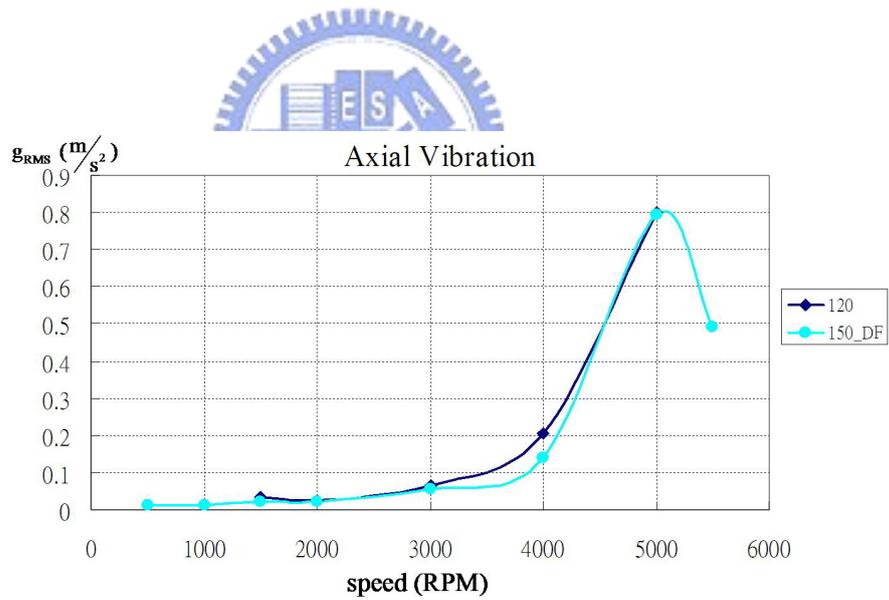


圖 5.18: 120 度與150 度無感測驅動之軸向震動量值

圖 5.18與圖 5.19顯示 120 度無感測驅動與 150 度無感測驅動內嵌數位濾波法兩者的震動量值比較，由圖中可看出由於 150 度無感測驅動的導通時間較長，使得轉矩漣波平均值較大，因而轉速較 120 度無感測驅動可提升約 500 RPM，又因 PWM 訊號連續輸入上橋開關電晶體，也使得最低轉速可不斷地往下修正，而原先的 120 度無感測驅動最低轉速只能達到約 1500 RPM 左右。另外由圖 5.19 可得，使用 150 度無感測驅動內嵌數位濾波法之徑向震動值較 120 度有明顯的改善。

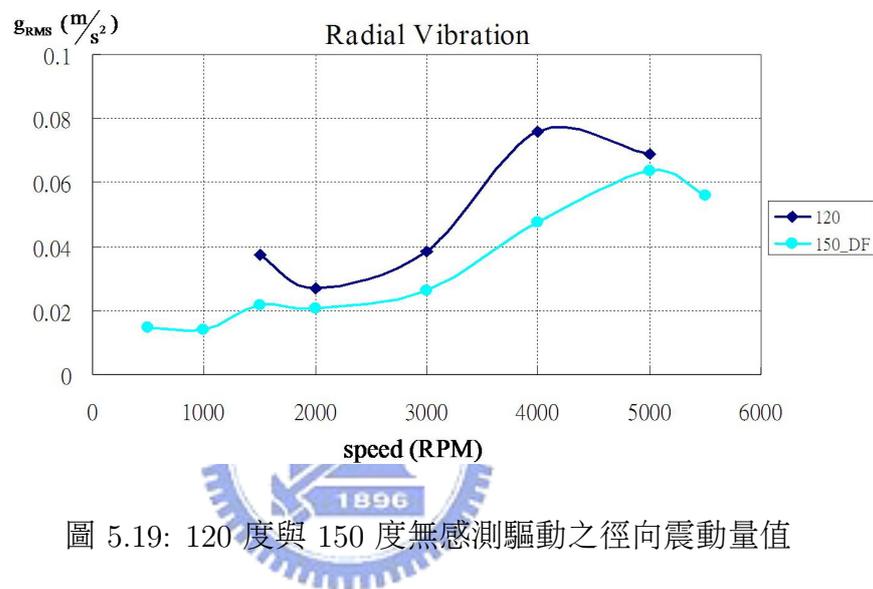


圖 5.19: 120 度與 150 度無感測驅動之徑向震動量值

## 第 6 章 結論與未來展望

在移除馬達位置感測器(霍爾元件)的情況下，本文利用電壓與電流感測的外部電路，搭配數位相位移器的相互作用下，在 FPGA 上實現導通角度為 150 度的無感測換相程序，並將其實際驅動一個三相無刷直流馬達。而主要獲得的成果有：

1. 相較於 120 度六步無感測驅動，150 度 12 步無感測驅動因結合了 120 度與 180 度換相，所以具有較高的轉矩，相對地轉速也可獲得提昇。
2. 加入轉速與電流 PI 控制器，以對馬達實現速度控制。另再加入反積分過飽和控制器，使馬達的速度響應更為良好。
3. 為了準確偵測零交越點的發生時機，並避免 PWM 訊號干擾，提出置入線性區間的方法，使 PWM 訊號停止輸入，但由於其將會對轉速下限造成影響，遂再內嵌線性調變法，使可控轉速下限降低，實現低轉速控制。
4. 提出數位濾波法，直接針對零交越訊號進行濾波，因無線性區間影響，可控轉速無下限限制，另馬達電流與震動特性也更為良好。

本文實現一個 150 度 12 步方波無感測驅動系統，並在 FPGA 晶片中內嵌線性調變法與數位濾波法，未來在換相時序方面，12 步中可逐漸增加 180 度換相時序導通時間，並相對地縮短 120 度換相時序導通時間，使馬達驅動方式越趨近於 180 度換相驅動，預期可以得到更大的轉矩與轉速，另外由於 180 度六步方波驅動為三相導通，無感應電動勢的存在，因此無法由電壓的資訊得出零交越訊號，若要實現此無感測驅動可從電流方面著手，找尋與換相相關的資訊；在速度控制方面，可加入適應性控制器或模糊控制器，以增加系統的穩定度與響應；在初始定位方面，目前仍需要經由三步激磁的方式來對馬達進行定位程序，此法所需的定位時間稍長，未來可研究如何使馬達不需定位程序即可馬上啓動，以進一步地使驅動方式更為完善。

## 参 考 文 献

- [1] K. Iizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo and K. Mohri, “Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. IA-21, pp.595-601, May/June 1985.
- [2] J. P. Johnson, M. Ehsani and Y. Guzelgunler, “Review of Sensorless Methods for Brushless DC,” *IEEE Ind. Applicat. Confer.*, Vol. 1, pp.143-150, 1999.
- [3] K. Y. Cheng and Y. Y. Tzou, “Design of a Sensorless Commutation IC for BLDC Motors,” *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 18, pp.143-150, November 2003.
- [4] J. Shao and D. Nolan, “Further Improvement of Direct Back EMF Detection for Sensorless Brushless DC (BLDC) Motors Drives,” *IEEE Applied Power Electronics Confer. and Exposition*, Vol. 2, pp.933-937, March 2005.
- [5] Q. Jiang, C. Bi and R. Huang, “A New Phase-Delay-Free Method to Detect Back EMF Zero-Crossing Points for Sensorless Control of Spindle Motors,” *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 41, pp.2287-2294, July 2005.
- [6] C. L. Xia and W. Chen, “Sensorless Control of Brushless DC Motors at Low Speed Using Neural Networks,” *IEEE Machine Learning and Cyber.*, Vol. 2, pp.1099-1103, August 2005.
- [7] P. P. Acarnley and J. F. Watson, “Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines,” *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, Vol. 53, pp.352-362, April 2006.
- [8] J. X. Shen and S. Iwasaki, “Sensorless Control of Ultrahigh-Speed PM Brushless Motor Using PLL and Third Harmonic Back EMF,” *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, Vol. 53, pp.421-428, April 2006.
- [9] C. M. Wang, S. J. Wang, S. K. Lin and H. Y. Lin, “A Novel Twelve-Step Sensorless Drive Scheme for a Brushless DC Motor,” *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 43, pp.2555-2557, June 2007.

- 
- [10] 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.
- [11] Altera Corporation, “DE1 Development and Education Board User Manual,” 2006.
- [12] G. F. Franklin, J. D. Powell and A. Emaminaeini, “Feedback Control of Dynamic Systems,” *Pearson Prentice Hall*, 2006.
- [13] 林星宇，小型三相直流無刷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學系碩士論文，2006。

