

國立交通大學  
電機與控制工程學系  
碩士論文

小型三相無刷直流馬達之無感測控制晶片的  
設計與實現



Design and Implementation of a Sensorless Control Chip for a  
Small Three-Phase Brushless DC Motor

研究生：林星宇

指導教授：林錫寬 博士

中華民國 九十五年 六 月

# 誌謝

非常感謝指導教授林錫寬博士，在兩年研究生涯給予我的耐心指導，使得本論文得以順利完成；並感謝口試委員蔡明祺老師、胡竹生老師與張文中老師在百忙中來參加論文口試，對我論文的建議與指正，使本論文更為嚴謹。

感謝工研院王世杰博士與方志行博士，感謝博士班李宗原學長、王超民學長與吳東穎學長以及碩士班的鄭啓昌、賴威勳、范存堯、林俊杰與吳宇中學長們，學長們在研究過程中的指導與建議讓我獲益良多。感謝實驗室的同學典璋、品齊與匯欽以及學弟妹銘峰、凱祥、鎧鍾與魏愷，感謝身邊的好友佳芬、嘉宏、智超、家豪與彥文，感謝你們在研究的日子裡所給予的勉勵與支持。

感謝敬愛的父母親以及大哥、大嫂與二哥，感謝你們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。再次感謝週遭關心我的師長與朋友，願將這份喜悅與你們分享。

# 小型三相無刷直流馬達之無感測控制晶片的 設計與實現

Design and Implementation of a Sensorless Control Chip for a  
Small Three-Phase Brushless DC Motor

研究生 : 林星宇

Student : Hsing-Yu Lin

指導教授 : 林錫寬 博士

Advisor : Dr. Shir-Kuan Lin



A Thesis

Submitted to Department of

Electrical and Control Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master

in

Electrical and Control Engineering

June 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 九十五年 六月

# 小型三相無刷直流馬達之無感測控制晶片的設計與實現

研究生：林星宇

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

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。然而，小型三相無刷直流馬達必須利用位置感測器來偵測馬達的轉子位置，其限制有：感測器必須經過精密定位才能準確地獲得轉子位置、對於溫度與雜訊具有高敏感度、降低馬達壽命與增加成本、阻礙馬達輕薄短小化的趨勢。

本論文以無感測換相為基礎，藉由馬達的電壓與電流回授訊號進行驅動與控制。改良傳統的 120 度六步方波驅動，設計降低電子噪音的機制，並克服脈波寬度調變 (PWM) 訊號對無感測換相的影響，以控制無感測馬達之速度；並且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。

論文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。設計數位式相位移器，以精準地估測馬達換相點；利用 150 度 12 步方波驅動方法，以提增馬達的轉速與效率；探討 PWM 訊號對無感測馬達控制的影響，設法克服以達成速度控制，對於電子噪音進行研究與改善。因此，FPGA 晶片配合馬達驅動、電流回授、電壓感測與週邊電路，完成三相無刷直流光碟機馬達無感測控制系統的建構與實作驗證。

# Design and Implementation of a Sensorless Control Chip for a Small Three-Phase Brushless DC Motor

Student : Hsing-Yu Lin

Advisor : Dr. Shir-Kuan Lin

Department of Electrical and Control Engineering

National Chiao Tung University

## ABSTRACT

Small three-phase brushless direct current motors (BLDCM) that own high reliability, efficiency and good controllability are extensively adopted. However, a BLDCM detects the position of the rotor by using position sensors, so there are some limitations: Positioning precisely to detect rotor's position; Highly sensitivity to temperature and disturbance; Life reducing, cost increasing and baffle against minimization of a BLDCM.

This paper presents a sensorless drive and control methods by utilizing the voltage and current feedback signals. The reformed means with 120-degree electrical angles driving is developed to reduce acoustic noise, to overcome the influence from the PWM signal, and to achieve the speed control. Furthermore, a sensorless driving chip for BLDCM is materialized.

The design of the Field Programmable Gate Array (FPGA) and the modulation techniques and competence from system planning level opinion of the very high speed integrated circuit hardware description language are adopted in the paper. To do so, the commutation signals can be generated from a digital phase shifter accurately. Additionally, the speed and efficiency of BLDCM can be enhanced by using novel means with 150-degree electrical angles driving. Moreover, the speed of BLDCM can be controlled and the acoustic noise can be reduced by overcoming the influence of PWM signal. Therefore, the sensorless drive scheme accompanied with the voltage sensing, current feedback, motor drive and peripheral circuits to construct a sensorless control system for a BLDCM can be realized by a FPGA-based chip.

# 目錄

中文摘要	i
<b>Abstract</b>	<b>ii</b>
目錄	iii
圖例目錄	v
表格目錄	ix
<b>第一章 緒論</b>	<b>1</b>
1.1 研究動機與目的 . . . . .	1
1.2 專利分析 . . . . .	2
1.3 研究方法與系統描述 . . . . .	4
1.4 論文架構 . . . . .	5
<b>第二章 基本知識介紹</b>	<b>6</b>
2.1 三相無刷直流馬達結構 . . . . .	6
2.2 三相無刷直流馬達數學模式 . . . . .	8



目錄	iv
2.3 三相無刷直流馬達驅動原理 . . . . .	10
2.4 三相無刷直流馬達無感測控制的旋轉機制介紹與文獻回顧 . . . . .	16
<b>第三章 無感測換相控制晶片之實現方法</b>	<b>27</b>
3.1 數位式相位移器 . . . . .	27
3.1.1 基本數位相位移器 . . . . .	27
3.1.2 飛輪二極體效應與遮罩法 . . . . .	29
3.2 150 度 12 步方波驅動 . . . . .	32
3.3 電子噪音降低機制 . . . . .	35
3.4 閉迴路的電流與速度控制器 . . . . .	37
3.4.1 脈寬調變產生器 . . . . .	37
3.4.2 零交越點偵測器 . . . . .	39
3.4.3 回授訊號處理 . . . . .	41
3.4.4 電流與速度 PI 控制器 . . . . .	42
<b>第四章 晶片功能規劃及驗證模擬</b>	<b>45</b>
4.1 Quartus II 設計軟體環境介紹 . . . . .	45
4.2 FPGA 控制晶片之規劃與模擬 . . . . .	50
<b>第五章 系統硬體架構與實驗之結果與分析</b>	<b>70</b>
5.1 實驗硬體架構 . . . . .	70
5.2 ALTERA Nios II Development Board . . . . .	71
5.3 實驗結果 . . . . .	74
<b>第六章 結論</b>	<b>82</b>



# 圖例目錄

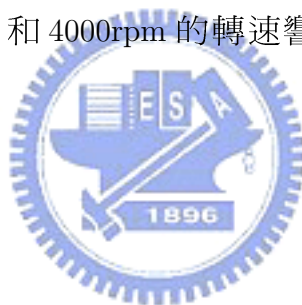
1.1	專利分類魚骨圖 . . . . .	3
1.2	專利技術比例圖 . . . . .	3
1.3	擁有無刷直流馬達之無感測驅動技術相關專利的前六大公司 . . . . .	4
2.1	光碟機主軸馬達繞組抽頭的二種方式；(a) 三線式；(b) 四線式 . . . . .	6
2.2	三相無刷直流馬達的轉子與定子 . . . . .	7
2.3	馬達等效電路圖 . . . . .	8
2.4	$\theta_r$ 與 $\theta_s$ 示意圖 . . . . .	10
2.5	三相無刷直流馬達的轉子與定子展開圖 . . . . .	12
2.6	u, v, w 的單相 $K_t$ 圖 . . . . .	12
2.7	導通任意兩相電流的 $K_t$ 圖 . . . . .	13
2.8	120 度六步方波驅動的轉矩圖 . . . . .	14
2.9	導通任意三相電流的 $K_t$ 圖 . . . . .	15
2.10	180 度六步方波驅動的轉矩圖 . . . . .	16
2.11	無感測技術的旋轉程序 . . . . .	17
2.12	馬達線對線轉矩圖 . . . . .	18
2.13	加入高頻三步方波波形圖 [16] . . . . .	20
2.14	馬達電氣角 30 度相位延遲示意圖 . . . . .	21
2.15	數位式相位移器 [11] . . . . .	23
2.16	脈衝調變信號對感應電動勢的影響 . . . . .	24



2.17 重建感應電動勢電路圖 [13]	25
2.18 重建後的感應電動勢 [13]	26
2.19 PWM 與線性模式切換實現電路圖 [2]	26
3.1 基本相位移器的操作示意圖	28
3.2 電流方向由 $u \rightarrow w$ 切換到 $v \rightarrow w$ 的導通情形	30
3.3 遮罩功能的操作示意圖	31
3.4 150 度 12 步方波驅動的相位移器示意圖	34
3.5 某相端電壓與電流波形圖	35
3.6 具噪音降低機制的相位移器示意圖	36
3.7 三相無刷直流馬達驅動器示意圖	38
3.8 脈波寬度調變操作原理	38
3.9 克服 PWM 訊號影響的相位移器示意圖	40
3.10 電流回授訊號處理流程圖	41
3.11 三相無刷直流馬達的電流與速度控制方塊圖	43
3.12 PI 控制器方塊圖	44
4.1 Quartus II 軟體設計流程	46
4.2 Quartus II 圖形用戶介面	49
4.3 FPGA 控制晶片內部的系統架構	50
4.4 開關控制模組流程圖	52
4.5 開關控制模組模擬結果	52
4.6 定位及開迴路模組流程圖	54
4.7 定位及開迴路模組模擬結果	54
4.8 閉迴路模組流程圖	56
4.9 120 度六步方波驅動的基本相位移器模擬結果	56

4.10	150 度六步方波驅動的相位移器模擬結果 . . . . .	57
4.11	120 度六步方波驅動下，具遮罩功能的相位移器模擬結果 . . . . .	57
4.12	120 度六步方波驅動下，具降低噪音機制的相位移器模擬結果 . . . . .	57
4.13	120 度六步方波驅動下，克服 PWM 訊號影響的相位移器模擬結果 . . . . .	58
4.14	旗標選擇模組流程圖 . . . . .	59
4.15	旗標選擇模組模擬結果 . . . . .	59
4.16	六橋輸出模組模擬結果 . . . . .	62
4.17	感應電動勢選擇模組模擬結果 . . . . .	63
4.18	重新啓動模組流程圖 . . . . .	64
4.19	重新啓動模組模擬結果 . . . . .	65
4.20	脈波寬度調變模組流程圖 . . . . .	66
4.21	脈波寬度調變模組模擬結果 . . . . .	67
4.22	轉速計算模組流程圖 . . . . .	68
4.23	轉速計算模組模擬結果 . . . . .	68
4.24	速度控制器模組模擬結果 . . . . .	69
5.1	三相無刷直流馬達無感測控制之硬體架構方塊圖 . . . . .	71
5.2	實驗平台 . . . . .	71
5.3	Nios II 發展板電路實體圖 [1] . . . . .	73
5.4	Nios II 發展板電路架構方塊圖 [1] . . . . .	73
5.5	120 度六步方波驅動下，馬達的三相電壓與中心相電壓波形圖 (1: $V_u$ ; 2: $V_v$ ; 3: $V_w$ ; 4: $V_n$ ) . . . . .	74
5.6	120 度六步方波驅動下，相位延遲馬達電氣角 30 度的波形圖 (1: $Bemf$ ; 2: $E_d$ ; 3:masked $E_d$ ; 4: $S_c$ ) . . . . .	75
5.7	重新啓動功能 (1: $FG$ , 2: $Rs$ ) . . . . .	75
5.8	150 度 12 步方波驅動下，馬達的三相電壓與中心相電壓波形圖 (1: $V_u$ ; 2: $V_v$ ; 3: $V_w$ ; 4: $V_n$ ) . . . . .	76

5.9 降低噪音機制下，馬達的三相電壓與中心相電壓波形圖 (1: $V_u$ ; 2: $V_v$ ; 3: $V_w$ ; 4: $V_n$ ) . . . . .	77
5.10 馬達的噪音高頻頻譜圖 :(1) 正常運作下 ; (2) 降低噪音機制下 . . .	77
5.11 PWM 操作下，馬達的三相與中心相電壓波形圖 (1: $V_u$ ; 2: $V_v$ ; 3: $V_w$ ; 4: $V_n$ ) . . . . .	78
5.12 PWM 操作下，相位延遲馬達電氣角 30 度的波形圖 (1: $V_u$ ; 2: $E_d$ ; 3:masked $E_d$ ; 4: $S_c$ ) . . . . .	79
5.13 具有 90 組明暗區塊的圓環 . . . . .	79
5.14 120 度六步方波無感測驅動的轉速響應圖 . . . . .	80
5.15 150 度 12 步方波無感測驅動的轉速響應圖 . . . . .	80
5.16 轉速命令為 2000、3000 和 4000rpm 的轉速響應圖 . . . . .	81



# 表格目錄

2.1	三相永磁馬達規格 . . . . .	7
2.2	120 度六步方波的換相時間表 . . . . .	13
2.3	180 度六步方波的換相時間表 . . . . .	15
2.4	三步方波與六步方波的激磁序列 . . . . .	19
3.1	150 度 12 步方波的換相時間表 . . . . .	33
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 . . .	47
4.2	開關控制模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	51
4.3	定位及開迴路模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	53
4.4	閉迴路模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	55
4.5	旗標選擇模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	58
4.6	六橋輸出模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	60
4.7	六橋輸出模組表 . . . . .	61
4.8	感應電動勢選擇模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	62
4.9	感應電動勢選擇模組表 . . . . .	63
4.10	重新啓動模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	64
4.11	脈波寬度調變模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	66
4.12	轉速計算模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	67
4.13	速度控制器模組腳位訊號定義說明表 . . . . .	69

4.14 電流控制器模組腳位訊號定義說明表 . . . . . 69

5.1 EP2C35F672C6ES 晶片規格 . . . . . 72



# 第一章

## 緒論

### 1.1 研究動機與目的

無刷直流馬達 (Brushless DC Motor, BLDCM) 是利用位置感測器，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、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，已漸漸取代了直流有刷馬達。另外，就控制性能、穩定性而言，無刷直流馬達為一良好的驅動裝置，所以應用範圍日漸擴大，除了一般應用在工業用途外，應用在家電、3C 產品的例子更是不勝枚舉。

現行的無刷直流馬達驅動多是採用感測器來檢測馬達轉子的位置，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，而換相控制的優劣將會直接引響到閉迴路位置、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，增加換相控制的準確度，成本將愈加昂貴，並且這些感測元件將使得系統的體積變大，也增加了系統的成本。

面對各型產品的「輕薄短小化」趨勢，馬達的小型化、薄型化、高性能化與高精密度化已是不可避免的趨勢。然而，隨著馬達縮小體積，位置感測器所佔的空間就成爲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；無感測驅動技術亦可以減少馬達廠商爲了找出感測器的準確位置所花的時間與人力，基於以上所提感測元件的種種限制，不需要位置感測器之無感測驅動技術就變的很有吸引力，爲一極具有發展潛力之驅動技術。

本文目的就是針對於小型三相無刷直流馬達，以無感測換相控制爲基礎，改良傳統的 120 度六步方波驅動，克服脈波寬度調變 (PWM) 訊號對無感測換相的影響，且對於三相無刷直流馬達的電子噪音進行研究與改善，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 專利分析

本論文首先查詢美國專利局自 1976 年迄今的無刷直流馬達之無感測驅動的相關專利，並針對這些專利進行分析研究。利用美國專利局網頁搜尋關鍵字 :TTL/sensorless OR ABST/sensorless AND brushless，共得 112 篇專利；圖 1.1 和圖 1.2 是將相關專利文件進行分類後的專利魚骨圖與技術比例圖，希望藉此了解各公司在無感測驅動技術專利佈局的方向。圖 1.1 和圖 1.2 顯示目前無感測驅動技術的專利佈局，可分爲轉子位置估測 (rotor position detection)、啓動程序 (start-up)，遮蔽電路 (mask) 與速度控制 (speed control) 四大類，其中以轉子位置估測所申請的專利數爲最多，啓動程序次之。

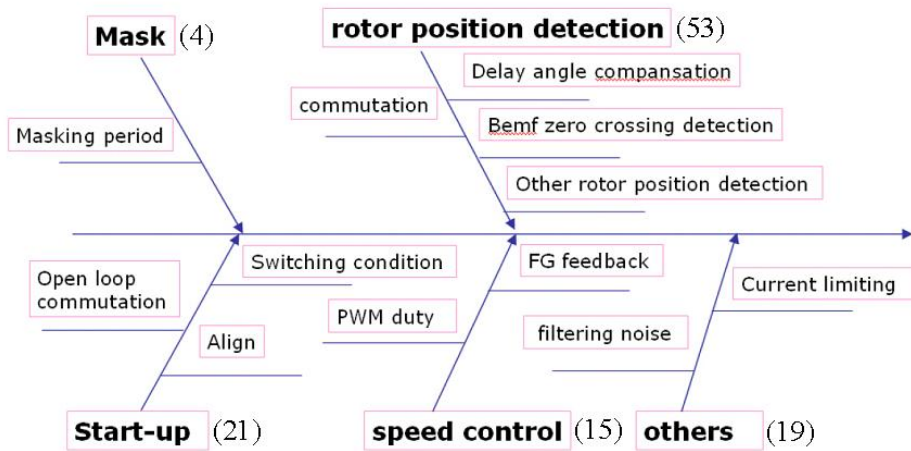


圖 1.1: 專利分類魚骨圖

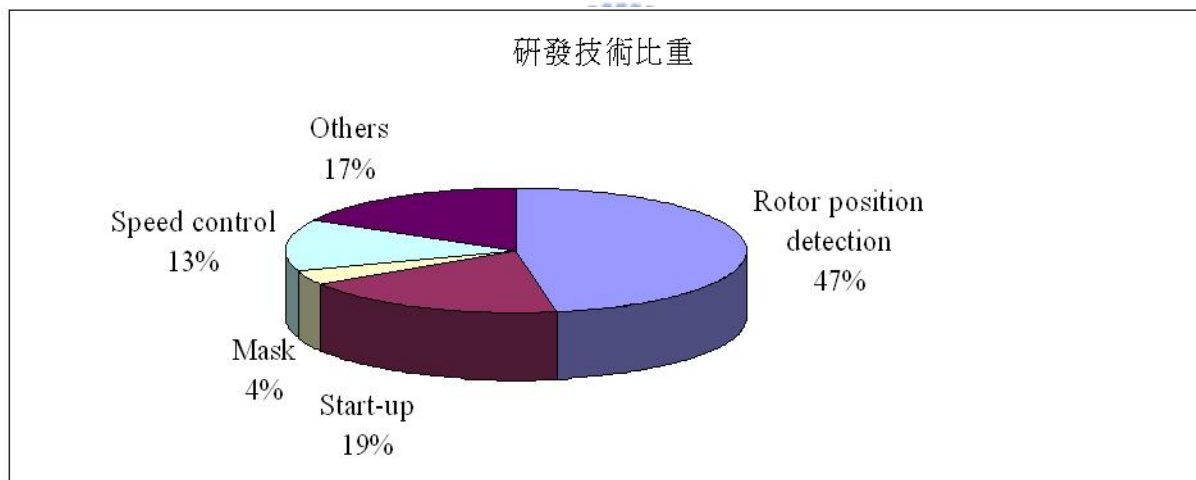


圖 1.2: 專利技術比例圖

圖 1.3 是世界上投入無感測驅動技術研發的主要公司之專利發表數的長條圖，由此圖可以知道，世界上發展無感測驅動技術的公司有美國的 ST、Sundstrand、SL Montevideo，日本的 Matsushita、Sony，韓國的 Samsung，都是各國主要的經濟體；並且這些公司仍持續不斷的針對無感測驅動技術進行研發工作。



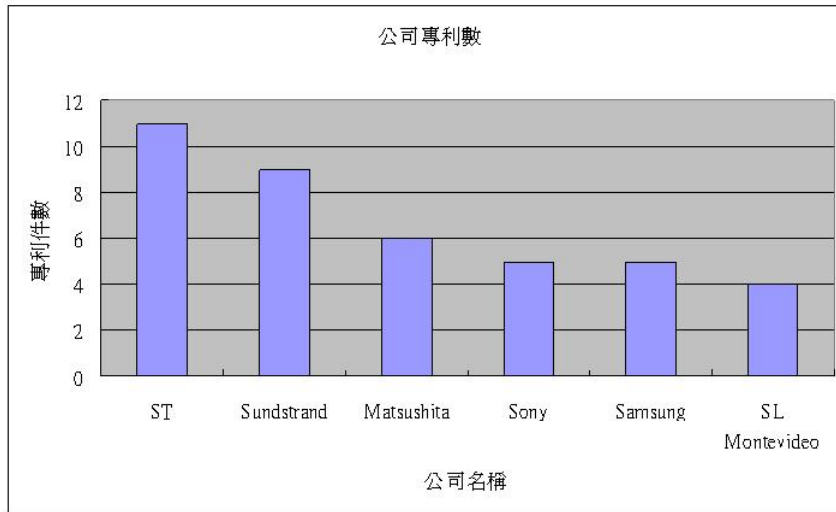


圖 1.3: 擁有無刷直流馬達之無感測驅動技術相關專利的前六大公司

### 1.3 研究方法與系統描述

本文的目的主要是針對於小型三相無刷直流馬達，以偵測未激發相感應電動勢的零交越點為基礎，設計一個可實現的無感測驅動機制，討論無感測換相機制、150 度 12 度方波、降低馬達電子噪音機制及電流與速度迴路控制器的設計，最後以場效型可規劃邏輯陣列元件 (FPGA) 作驗證；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，將無感測驅動機制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 晶片為基礎的三相無刷直流馬達無感測驅動系統。

## 1.4 論文架構

本論文架構可分為六個章節：

第一章：緒論，說明論文研究的動機與目的，分析專利佈局並簡單的介紹研究方法與系統。

第二章：基本知識介紹，說明三相無刷直流馬達的內部構造、數學模式與驅動原理，並對無感測控制作介紹與文獻回顧。

第三章：無感測換相晶片之實現方法，說明無感測換相控制晶片的實現方法，包含數位式相位移器、150 度 12 步方波驅動、電子噪音降低機制、電流與速度控制器。

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：系統硬體架構與實驗之結果與分析，介紹實驗的硬體架構，包括 ALTERA 公司的 Nios II 發展板與其他相關的電路；並分析實驗的結果。

第六章：結論，對整體作個總結並提出未來改進的方向與建議。



## 第二章

### 基本知識介紹

#### 2.1 三相無刷直流馬達結構

桌上型電腦光碟機所使用的無刷直流馬達多為三相 9 槽 12 極架構 ( 內部定子有 9 槽，外部轉子有 12 極 )，線圈纏繞方式為 Y 接，分別為 u、v、w 三相繞組，提供三線抽頭 ( 如圖 2.1 (a) 所示 ) 與馬達驅動器接線。近幾年來光碟機為了薄型化與省電化，已有廠商使用無感測 (sensorless) 型的無刷直流馬達當主軸馬達，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 2.1 (b) 所示 )，中心相 n 必須被引入馬達的驅動器內，方可偵測定子線圈上的感應電動勢 (back electromotive force) 來判斷換相點。

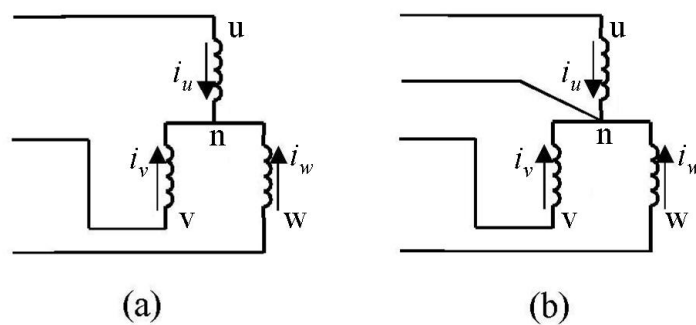


圖 2.1: 光碟機主軸馬達繞組抽頭的二種方式；(a) 三線式；(b) 四線式

本論文選用的三相無刷直流馬達 (如圖 2.2 所示) 為 9 槽 12 極，其規格如表 2.1。馬達外部轉子每極所佔的機械角度為 30 度，由永久磁鐵所構成；內部的定子主要由鐵心繞上線圈構成，鐵心兩邊的線圈各佔 5 度，而每槽所佔的機械角度為 30 度，槽與槽的中心點相距 40 度，其中的空隙為繞阻線圈的空間；由於馬達內部沒有位置感測器，因此必須藉由無感測驅動技術來判斷轉子與定子的相對位置，進而決定線圈電流的流動方向，使其產生一正向扭矩去推動外部轉子，讓三相無刷直流馬達朝同一方向旋轉。

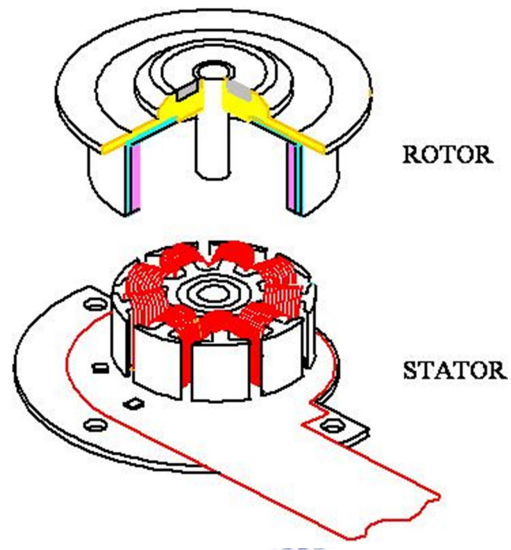


圖 2.2: 三相無刷直流馬達的轉子與定子

表 2.1: 三相永磁馬達規格

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

## 2.2 三相無刷直流馬達數學模式

三相無刷直流馬達有三個定子線圈及在轉子上的永久磁鐵，等效電路圖如圖 2.3 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  $M$ ，而各相電流從相端點流入中心相  $n$  的方向定義為正電流。

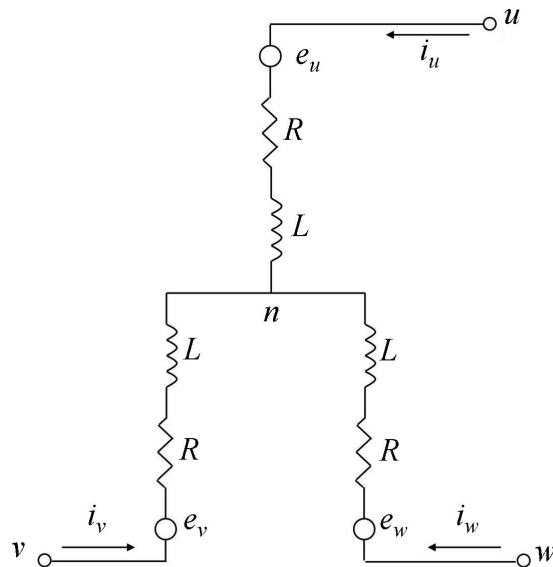


圖 2.3: 馬達等效電路圖

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

$L_p$ ：馬達繞組的的相電感值

$M$ ：馬達任兩相的互感值

$R$ ：定子線圈的阻抗值

$\omega_r$ ：馬達轉速

$\theta_e$  : 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

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

其中感應電動勢如式 (2.2)

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

機械方程式

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

### 2.3 三相無刷直流馬達驅動原理

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，所以產生了一個反作用力推動外部轉子，使三相無刷直流馬達旋轉。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敘述如下：

首先，定義轉子與定子的位置如圖 2.4 所示。

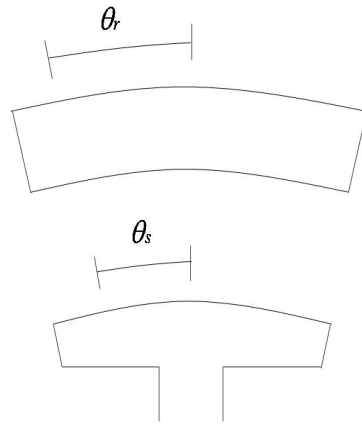


圖 2.4:  $\theta_r$  與  $\theta_s$  示意圖

根據弗來明左手定律，可以得知馬達的電磁力

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

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

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

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

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

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 (2.6) 代入式 (2.5) 再經由推算可以得到

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

從式 (2.7) 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。

## 驅動方式

六步方波驅動依照三相線圈導通的方式不同可以分為 120 度與 180 度六步方波驅動。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 )；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 )。



[120 度六步方波的驅動原理]

首先定義三相無刷直流馬達的轉子與定子的初始位置，如圖 2.5 所示。

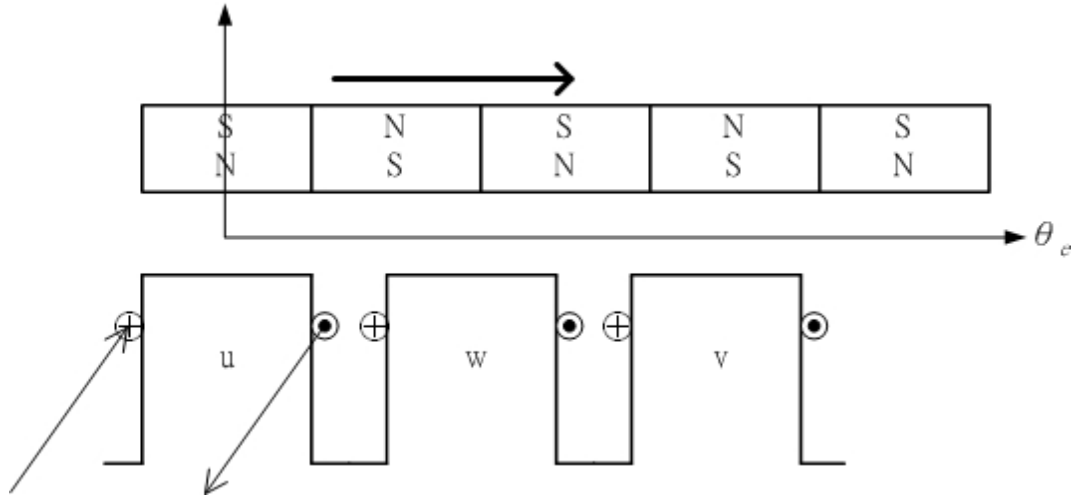


圖 2.5: 三相無刷直流馬達的轉子與定子展開圖

圖 2.6 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。

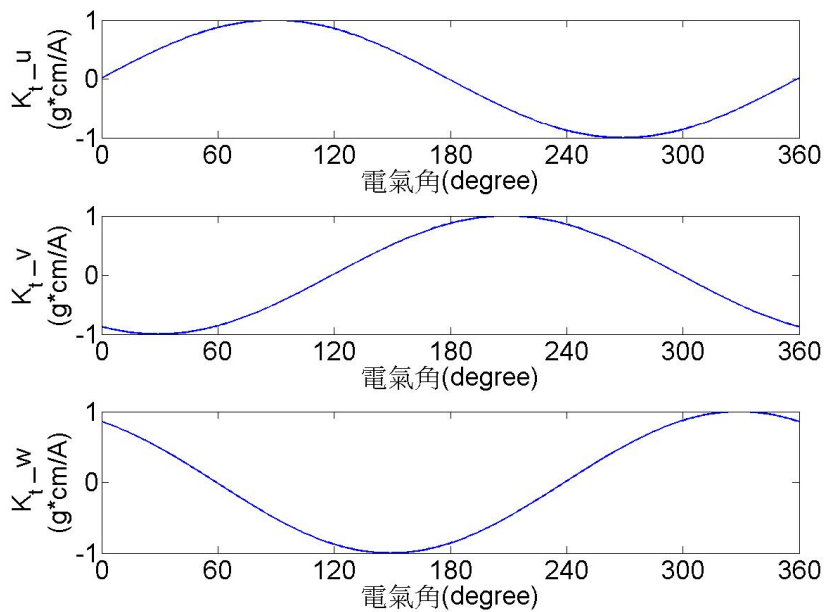


圖 2.6: u, v, w 的單相  $K_t$  圖

圖 2.7 為  $u, v, w$  三相導通任意兩相線圈的情況， $K_t$  隨電氣角度變化的波形圖。

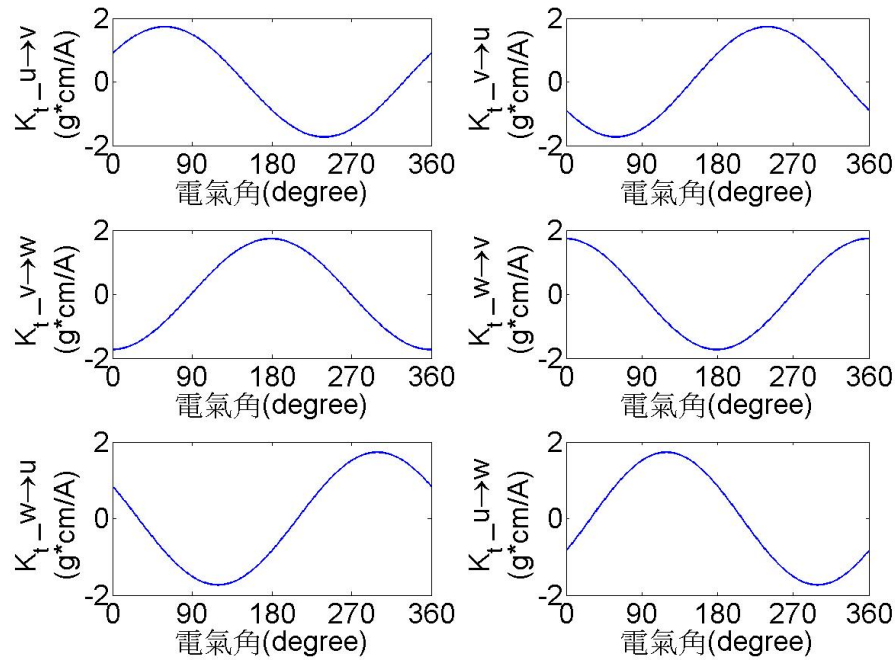


圖 2.7: 導通任意兩相電流的  $K_t$  圖

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 (2.5) 可以得知，必須將  $K_t$  維持在最大值，因此藉由圖 2.7 的波形圖可以整理切換電流的時間表如表 2.2 所示。

表 2.2: 120 度六步方波的換相時間表

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

由表 2.2 中可得知，當馬達在電氣角  $[-30,30]$  間，爲了要使轉矩在最大值，電流導通的方向必須選擇  $w \rightarrow v$ ；而當馬達在電氣角  $[30,90]$  間，電流導通的方向必須選擇  $u \rightarrow v$ ；以此類推，可將馬達 360 度電氣角分爲六個狀態，每個狀態佔 60 度。每個定子線圈在導通電氣角 120 度之後，轉爲開路，故此驅動法稱爲 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 2.2 進行電流切換，便可獲得最值大的  $K_t$ 。假設馬達線圈電流爲定值，可獲得在 120 度六步方波驅動的轉矩，如圖 2.8 所示。

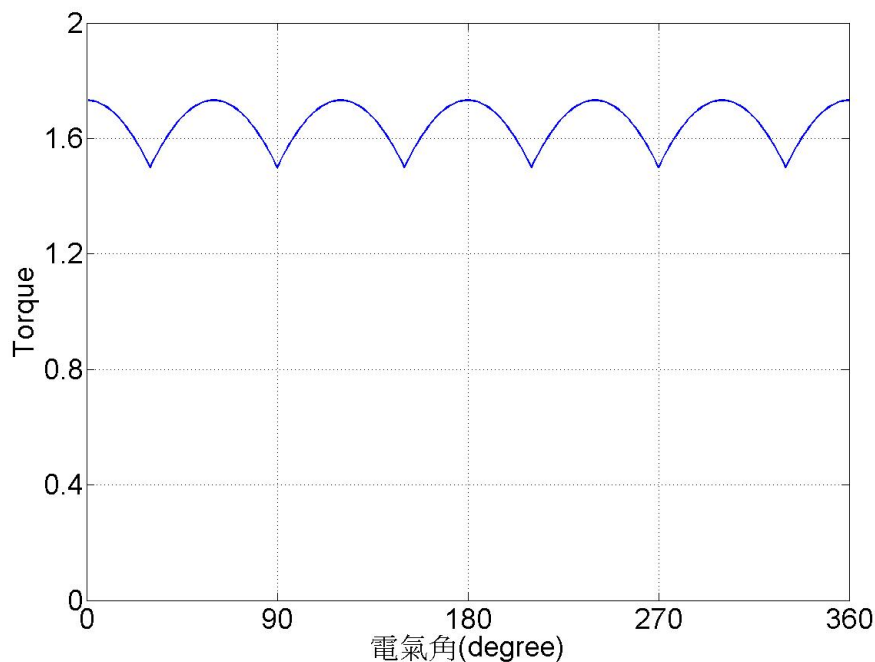


圖 2.8: 120 度六步方波驅動的轉矩圖

[180 度六步方波的驅動原理]

180 度六步方波驅動的定子線圈在任何時刻皆爲導通，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。圖 2.9 爲任意導通  $u, v, w$  三相的情況下， $K_t$  隨著電氣角度變化的波形圖。

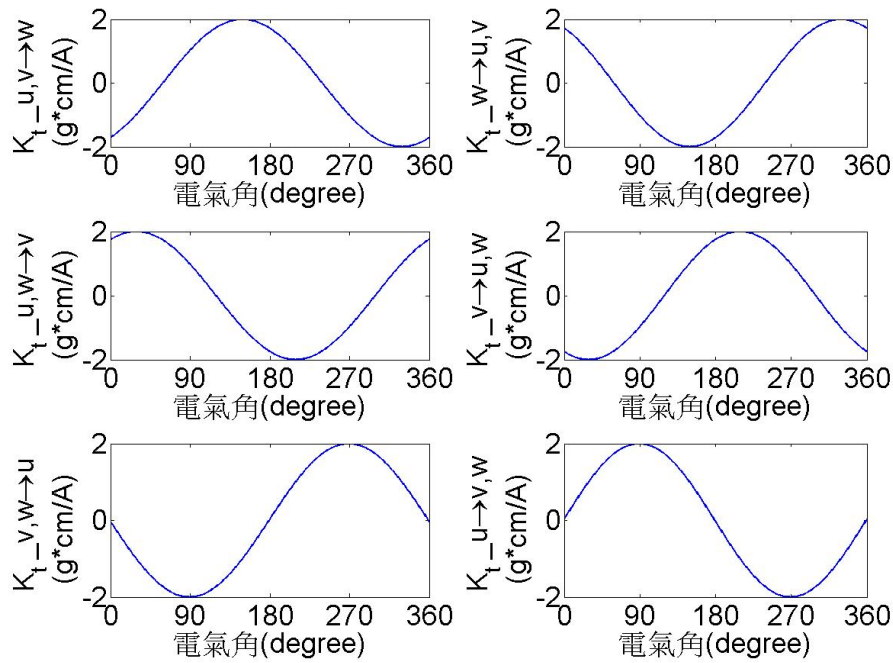


圖 2.9: 導通任意三相電流的  $K_t$  圖

同理，爲了要使三相無刷直流馬達的輸出轉矩維持在最大值，可將圖 2.9 的波形圖整理成切換電流的時間表，如表 2.3 所示。

表 2.3: 180 度六步方波的換相時間表

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

此驅動法將 360 度馬達電氣角分爲六個狀態，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，故稱爲 180 度六步方波驅動。同理，可獲得 180 度六步方波驅動的轉矩，如圖 2.10 所示。

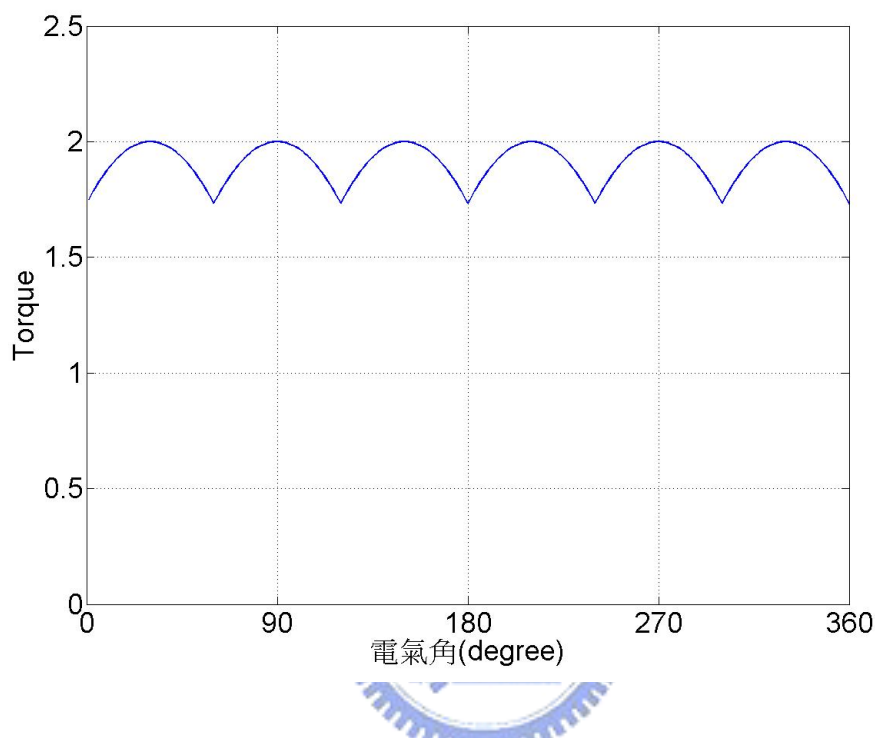


圖 2.10: 180 度六步方波驅動的轉矩圖

## 2.4 三相無刷直流馬達無感測控制的旋轉機制介紹 與文獻回顧

無感測驅動技術的旋轉可以分爲四個程序，如圖 2.11 所示：(1) 定位；(2) 開迴路啓動；(3) 閉迴路加速；(4) 閉迴路等速。當完成這四個程序後，馬達就鎖定在第四個步驟進行閉迴路等速的階段。目前的無感測換相控制技術多利用感應電動勢來換相，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感偵測應電動勢以進行換相，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以及其相關文獻作探討。

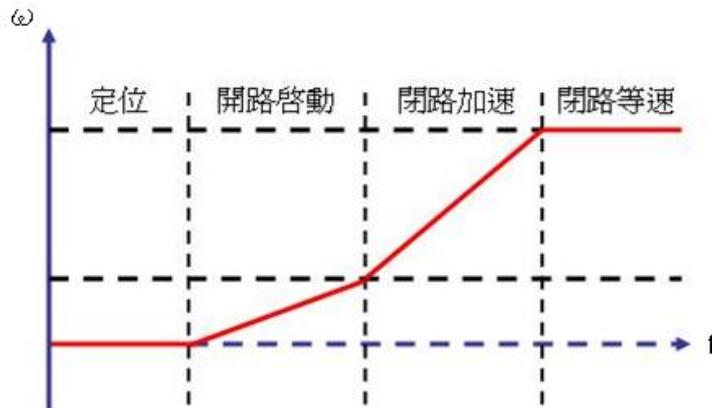


圖 2.11: 無感測技術的旋轉程序

#### (1) 定位：

由於馬達轉子的初始位置是未知的，爲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) 到一個轉矩爲零的平衡點位置；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。

J. S. Kim, and S. K. Sul [7] 提出固定導通某兩相線圈電流，便可以先將馬達轉子固定在某個位置，使馬達在未啓動前即可事先得知轉子的初始位置，然後再依照驅動電路之導通順序循序導通。另外，S. Ogasawara, and H. Akagi [20] 也有提出類似的定位程序。

美國專利號第 5,343,127 號 [3] 提出另一種無感測啓動程序，此程序在定位後便直接進行感應電動勢的零交越點的偵測，若偵測到感應電動勢零交越點，則直接進入閉迴路加速程序，而無開迴路程序。首先預設一段固定時間導通六步方波的第一組換相訊號使馬達定位，定位時直接進行感應電動勢的零交越點偵測。假如在第一次定位後沒有感應電動勢的零交越點資訊，則選擇導通六步方波的第三組換相訊號 (其相差一組的原因是爲了取得最大轉矩進行換相)，即進行第二次定位的動作，如此週而復始直到偵測到感應電動勢有零交越的現象發生後，再切換至閉迴路啓動程序。如圖 2.12 所示，若當馬達轉子的靜止位置跟第一組換相訊號 (uv) 的穩定平衡點位置相同時，則第一次定位後，馬達不會有任何的轉動，此時就沒有任何零交越點的發生，也就必須再輸送一次與第一次的換相序列相差一組的換相訊號 (vw)，才能以最大轉矩加速轉子，以得到感應電動勢的零交越點資訊。

註：(uv) 的導通電流是由馬達的 u 相流至 v 相；(vw) 的導通電流是由馬達的 v 相流至 w 相。

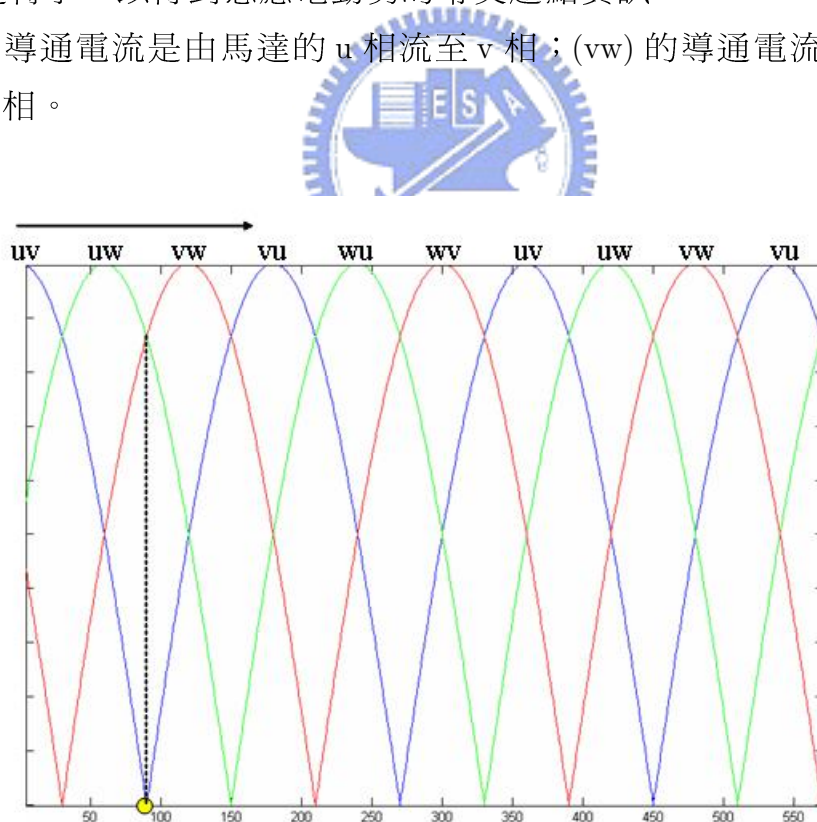


圖 2.12: 馬達線對線轉矩圖

## (2) 開路啓動：

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。

美國專利號第 6,153,993 號 [12] 提出在馬達開迴路啓動時，並無回授訊號加以估測換相點位置，所以輸出一組內建的換相序列 (forced commutation)，此換相序列是採用 PWM 控制開關的切換，並以六步方波變頻激發的方式進行驅動。

S. Nagamori [15] 提出在開迴路過程中使用三步方波定頻激發，表 2.4 所示為三步與六步方波的激磁序列，若採用三步方波激磁序列，能夠比典型的六步方波激磁序列增加 20 % 到 30 % 的轉矩，所以在相同負載下，可以降低馬達的啓動電流。

表 2.4: 三步方波與六步方波的激磁序列

	Three-Step Start-Up	Six-Step Start-Up
1	$u \rightarrow v$	$u \rightarrow v$
2	$u \rightarrow v$	$u \rightarrow w$
3	$v \rightarrow w$	$v \rightarrow w$
4	$v \rightarrow w$	$v \rightarrow u$
5	$w \rightarrow u$	$w \rightarrow u$
6	$w \rightarrow u$	$w \rightarrow v$

美國專利號第 5,726,543 號 [16] 除了採用開迴路過程的三步方波定頻激發，並插入另一組高頻的三步方波，如圖 2.13，使感應電動勢的振幅大小從 370mv 增加至 500mv，因此可以縮短開迴路啓動時間，提早切換到閉迴路換相控制的程序。



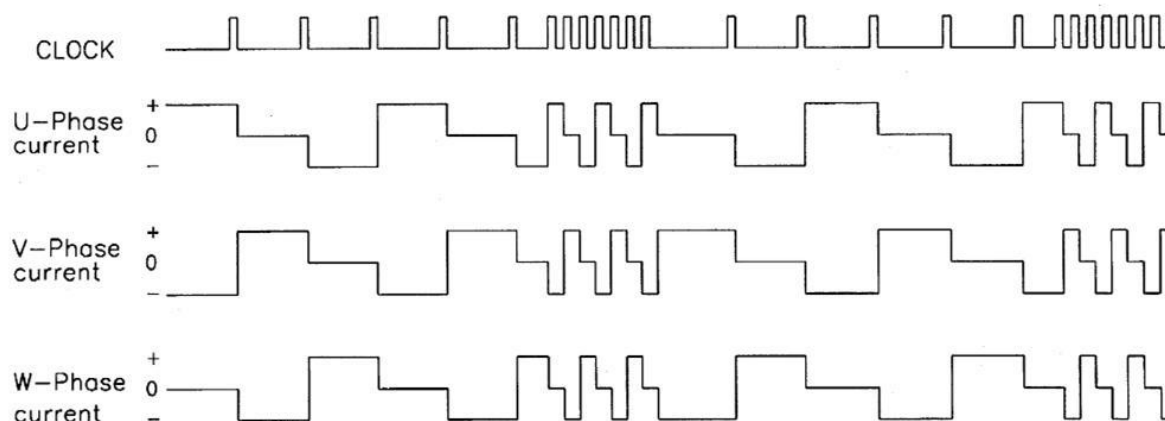


圖 2.13: 加入高頻三步方波波形圖 [16]

### (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。

1985 年，K. Iizuka, H. Uzuhashi, *et al.* [9] 提出可以利用馬達端電壓的量測，估測未激發相感應電動勢的零交越點（電壓值由負值變成正值或由正值變成負值），當未激發相的感應電動勢發生零交越後，再配合一個馬達電氣角 30 度的相位延遲，即可找到正確的換相點，如圖 2.14 所示，其中  $Bemf$  即為馬達未激發相的感應電動勢。

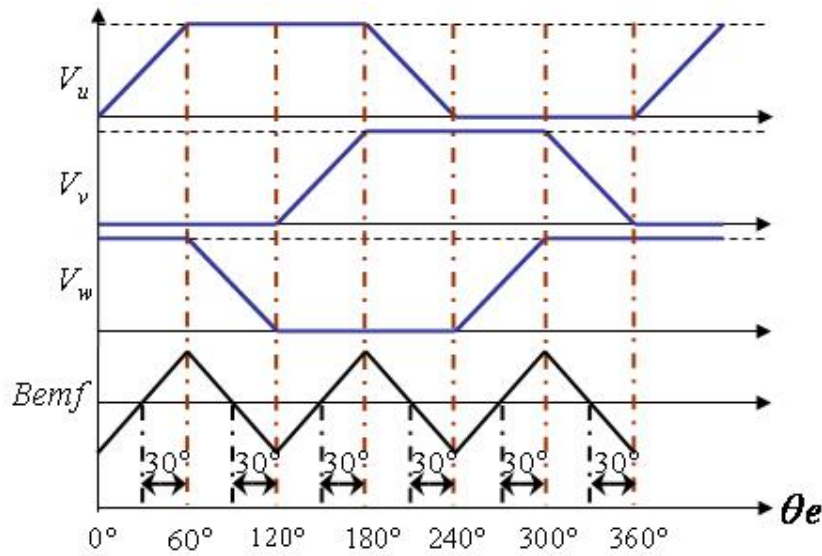


圖 2.14: 馬達電氣角 30 度相位延遲示意圖

R. C. Becerra, T. M. Jahns, and M. Ehsani [14] 提出一個感應電動勢積分法來偵測換相點。其原理是當感應電動勢發生零交越後，將感應電動勢的絕對值經過一個積分器。當積分後的值  $V_{int}$  達到預設的門檻值  $V_{th}$  後即會送出換相訊號。因此透過  $V_{th}$  和積分常數的設定即可調整 30 度的延遲時間，亦可配合轉速高低，進行相位領先或相位落後的補償。例如在高轉速時，可將積分常數變大和縮小延遲時間，以提供更準確的換相。此方法為了避免切換雜訊產生的假零交越而影響積分器，所以在每一次換相後，設定一段時間讓積分器不要動作，等待設定時間過後才開始偵測零交越點的產生，如此可以避免切換雜訊所產生的假零交越點。

J. C. Moreira [5] 提出一個不需要偵測感應電動勢零交越點，亦不需要延遲電路的換相方法。在馬達定子線圈為 Y 型連接的條件下，不會產生三次諧波的電流，所以相電壓的三次諧波電壓成分只會與氣隙電壓有關，經由積分計算後可獲得轉子磁通的三次諧波。一旦當此值發生零交越時，即為六步方波的換相點。此方法的優點在於不需要大量或複雜的濾波器，所以不會有濾波器相位延遲的問題；且在低頻時，三次諧波電壓比傳統端電壓量測法更容易偵測，所以此方法可以使馬達具有較大的轉速範圍，但此原理只適用於感應電動勢為梯型波的電動機。

S.Ogasawara and H.Akagi [20] 提出可以利用馬達驅動電路中的飛輪二極體偵測感應電動勢的零交越點，不過此技術只能應用在感應電動勢波形是梯形波的馬達上。其原理為馬達在換相瞬間，電晶體開關由導通狀態變成非導通狀態時，電流會通過該電晶體旁之飛輪二極體，藉由電路方程式的推導，只要偵測未激發相下橋電晶體旁的飛輪二極體導通狀態便可以做為感應電動勢零交越點的偵測。此方法也可以解決馬達在啓動或低轉速時，感應電動勢振幅過小而無法偵測零交越點的問題，但也需要較一般複雜的偵測電路。

美國專利第 6,316,894 號 [21] 對於傳統的換相偵測電路因開關切換而產生的切換雜訊，提出一個以邏輯電路構成的遮蔽電路 (mask circuit)，只要將回授訊號經過此一遮蔽電路，換相偵測電路即可忽略切換雜訊所造成的假零交越點，使馬達正常旋轉。

美國專利第 5,886,486 號 [19] 提供一個數位式的相位移器，以達成 90 度的相位延遲。此相位移器包含了六個計數器  $P_a$ 、 $N_a$ 、 $P_b$ 、 $N_b$ 、 $P_c$ 、 $N_c$ 。首先定義  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  訊號分別是三相電壓與中心相電壓比較後的輸出訊號， $P_a$ 、 $P_b$ 、 $P_c$  分別負責計數  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  訊號為高準位的時間， $N_a$ 、 $N_b$ 、 $N_c$  分別負責計數  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  訊號為低準位的時間，因此每一個計數器所計數時間都是馬達電氣角旋轉 180 度的時間；假設  $S_a$  訊號由高準位轉為低準位 (感應電動勢發生零交越)，改由  $N_a$  計數  $S_a$  訊號為低準位的時間，當  $N_a$  計數至  $P_a$  值的一半時，即代表馬達大約旋轉了電氣角 90 度，因此送出換相訊號，並將  $P_a$  歸零， $N_a$  繼續計數，當  $S_a$  訊號由低準位轉為高準位，改由  $P_a$  計數，當  $P_a$  計數至  $N_a$  值的一半時，送出換相訊號，並將  $N_a$  歸零；同理， $P_b$ 、 $N_b$ 、 $P_c$ 、 $N_c$  也是以一樣的動作去計數  $S_b$  與  $S_c$ ，因此可以利用六個計數器估測出六步方波的六個換相訊號。

美國專利第 6,111,372 號 [10] 設計了一個類比的 mask 電路，此 mask 電路會輸出一個 mask 訊號，當 mask 訊號為低準位時，偵測電路並不會偵測零交越點，由於馬達在啓動時或者負載增加時，會產生較大的電流，因此其切換雜訊的時間也會較長，爲了克服此問題，此 mask 電路回授了馬達電流的資訊，在馬達電流增加時其 mask 訊號為低準位的時間也會增加，以避免切換雜訊造成的假零交越。

K. Y. Cheng, and Y. Y. Tzou [11] 提出一個數位式相位移器，如圖 2.15 所示，此相位移器包含了兩個恆大於零的計數器，並利用這兩個計數器達到估測馬達電氣角 30 度的相位延遲。其原理說明如下：首先定義  $C_p(k)$  與  $C_n(k)$  分別為正負緣觸發的計數器，計數器的遞增與遞減量分別為  $r_i$  與  $r_d$ ，當感應電動勢正緣發生時（電壓值由負值變成正值），正向計數器  $C_p(k)$  開始以  $r_i$  的速率累加直到感應電動勢的負緣發生（電壓值由正值變成負值），而  $C_p(k)$  計數到的值即為馬達旋轉電氣角 60 度所需要的時間；因此，為了延遲馬達旋轉電氣角 30 度的時間，只要將  $C_p(k)$  在感應電動勢負緣發生時改以兩倍  $r_i$  的速率下數，即  $r_d = 2r_i$ ，當  $C_p(k)$  下數至零時就代表馬達正確的換相時間點，感應電動勢負緣發生時的工作原理亦同，只是使用  $C_n(k)$  計數器來達成。

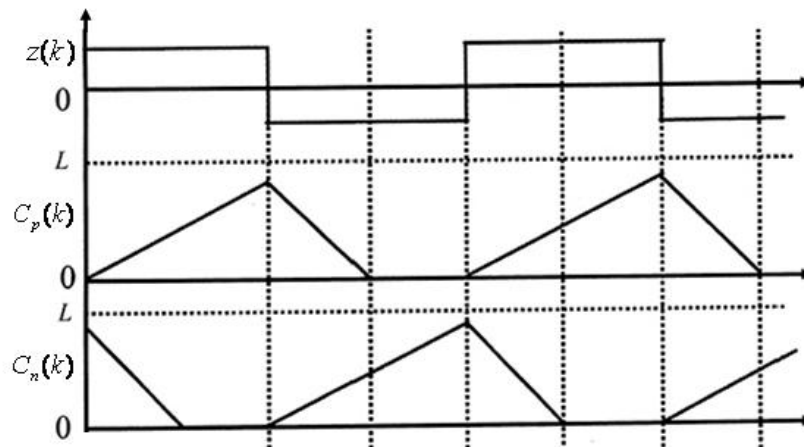


圖 2.15: 數位式相位移器 [11]

#### (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，如圖 2.16 所示，當脈衝調變信號為低準位時，電晶體關閉，無法偵測零交越點的發生，因此必須利用濾波器或其他方法克服之。

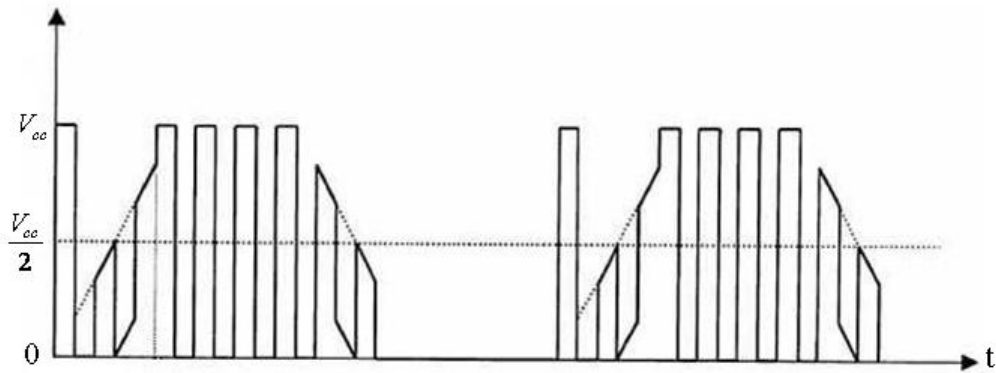


圖 2.16: 脈衝調變信號對感應電動勢的影響

J. Shao, D. Nolan, and T. Hopkins [8] 提出了一種 PWM 的切換策略來偵測感應電動勢的零交越點。傳統式感應電動勢零交越點偵測電路將未激發相相電壓與中心相電壓經過減法器得到感應電動勢，其的缺點在於 PWM 訊號將會導致感應電動勢零交越點偵測電路偵測到假零交越點；因此偵測電路必須使用濾波器濾掉 PWM 產生的雜訊，可是濾波器會產生相位延遲造成換相點估測錯誤，尤其是當馬達在高轉速時，相位延遲的問題更為嚴重。為了解決此問題，此文獻選擇以 PWM 導通上橋電晶體開關，相對應的下橋電晶體則維持在導通狀態，經由電路方程式的推導可以推知，當 PWM 訊號為低準位的期間，感應電動勢的值為未激發相相電壓的三分之二倍，因此，只要偵測出未激發相相電壓的零交越點即可得知感應電動勢的零交越點；因為此方法可以避免濾波器的相位延遲問題，所以可以應用的轉速範圍也比較廣。

美國專利號第 6,153,993 號 [12] 提出一個速度估測以及速度控制的機制；此機制內的轉子位置估測電路在判斷出感應電動勢零交越訊號後，便送出訊號給轉子轉速估測電路計算出馬達轉速；此電路主要是根據上一次零交越點到目前的零交越點之間的時間，計算出轉速  $N_c$ ，並且將  $N_c$  訊號送至馬達轉速誤差檢出電路；此電路負責比較  $N_c$  與命令轉速  $N_{sc}$ ，若  $N_c < N_{sc}$ ，則此電路送出增加馬達電壓命令的信號給馬達電壓決策電；反之則送出減少馬達電壓命令；馬達電壓決策電路會藉著增加或減少 PWM 的責任週期以達到電壓增加或減少，便可達到速度控制的目的。

美國專利號第 6,377,008 號 [18] 提出一個速度控制的機制；利用 FG 訊號回授至馬達速度決策單元做速度判斷，判斷的方法是將 FG 的週期與參考週期做比較，如果 FG 的週期大於參考週期，加速脈衝會從高準位轉變為低準位，而且維持低準位的時間為 FG 的週期與參考週期的時間差；此加速脈衝的訊號會經過濾波器得到較低頻的直流電壓，直流電壓與三角載波做比較之後，便可以產生較大責任週期 (duty) 的 PWM 波形，而得到了加速的效果，減速則為相反的操作。

美國專利號第 6,163,120 號 [13] 提出一個感應電動勢重建的機制，避免 PWM 訊號影響零交越點判斷。如圖 2.17 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 2.18 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，因此在 PWM 訊號的影響下，仍能精準的判斷零交越點的發生。

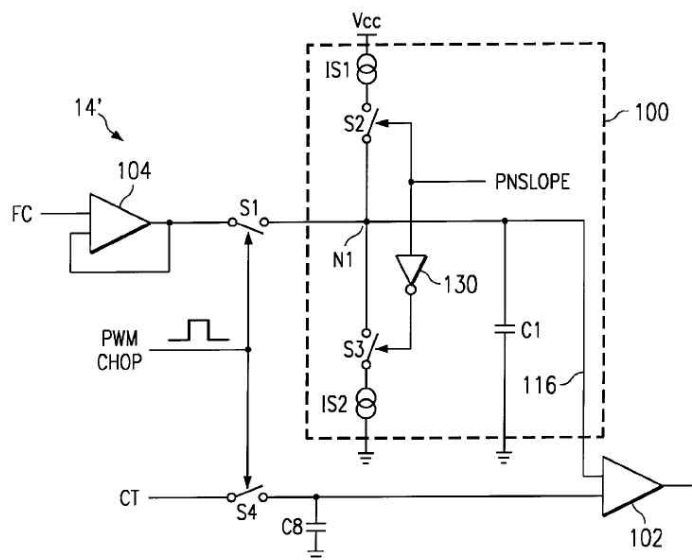


圖 2.17: 重建感應電動勢電路圖 [13]

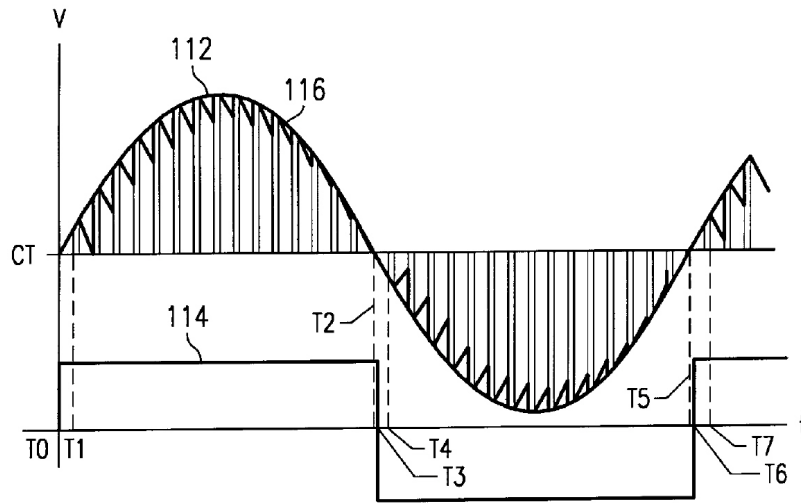


圖 2.18: 重建後的感應電動勢 [13]

美國專利號第 5,789,895 號 [2] 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 2.19 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，輸出訊號給邏輯方塊 22，使 PWM 訊號轉為保持電晶體導通的訊號，因此，比較器 24 可確保在電晶體導通時偵測到零交越點的發生。

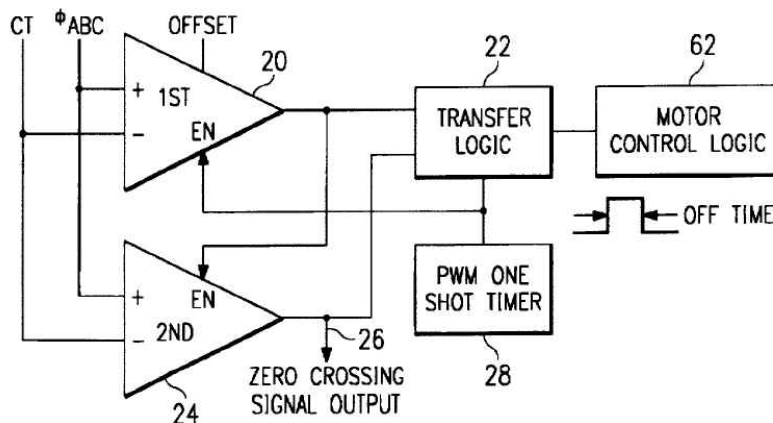


圖 2.19: PWM 與線性模式切換實現電路圖 [2]

## 第三章

# 無感測換相控制晶片之實現方法

### 3.1 數位式相位移器

本論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（電壓值由負值變正值或由正值變負值），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，而正確的換相點在零交越點發生後的電氣角 30 度。換言之，當感應電動勢發生零交越後，馬達旋轉電氣角 30 度即為正確的換相點，再旋轉電氣角 30 度就會發生下一次的零交越。

#### 3.1.1 基本數位相位移器

基本的相位移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，可知馬達旋轉電氣角 30 度的時間為  $T/2$ 。因此當感應電動勢發生零交越後  $T/2$  的時間點，即為正確的切換點。



圖 3.1 所示為基本相位移器的操作示意圖，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的發生。

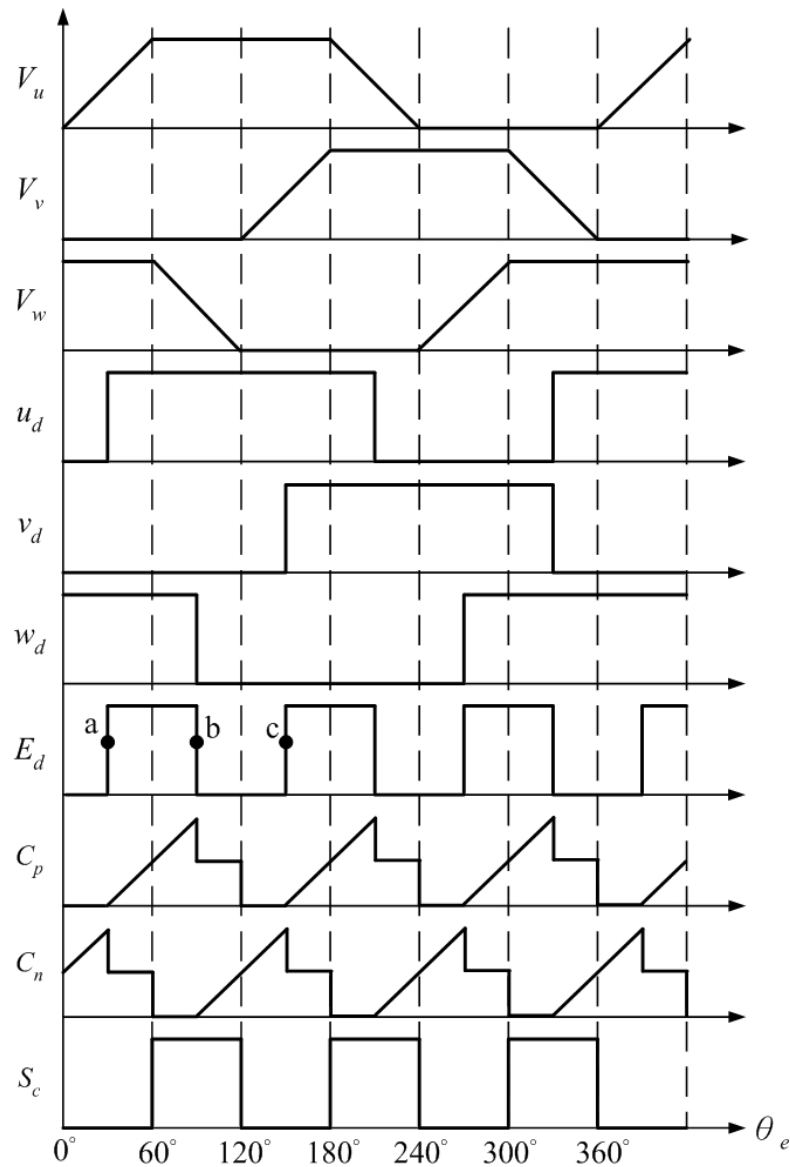


圖 3.1: 基本相位移器的操作示意圖

基本相位移器的操作說明如下：

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，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  $C_p$  將計數值除以二並停止計數；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。

### 3.1.2 飛輪二極體效應與遮罩法

在第一章提到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 3.2 所示為電流方向由 u → w 切換到 v → w 的導通情形；(c) 圖中的 (a) 區間內的電流方向是由馬達的 u 相流至 w 相，如 (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 → 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 → w 一小段時間，如 (b) 圖所示。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 → 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。

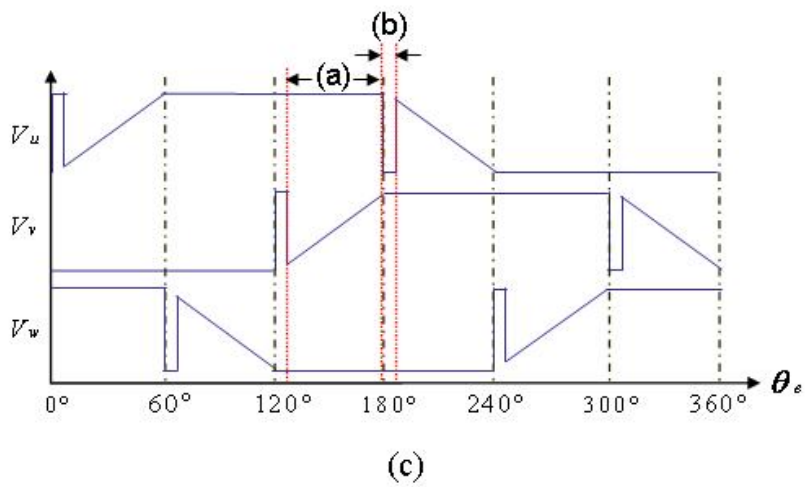
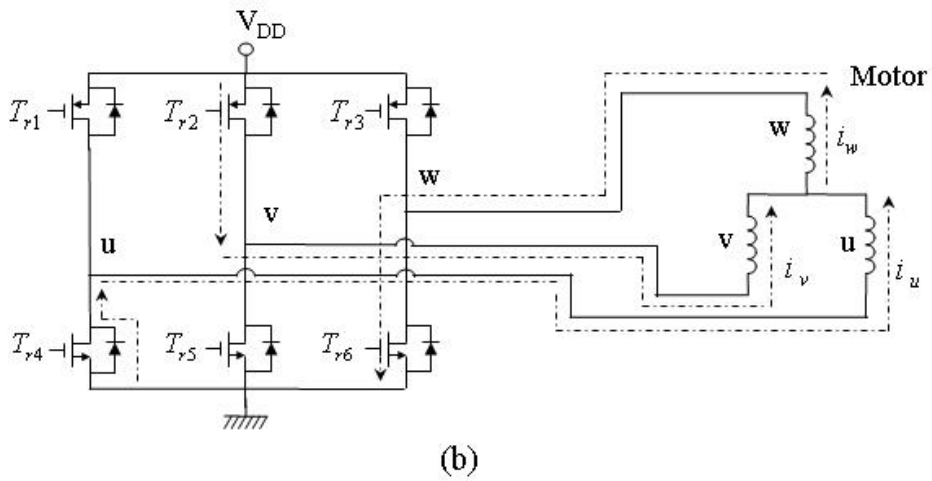
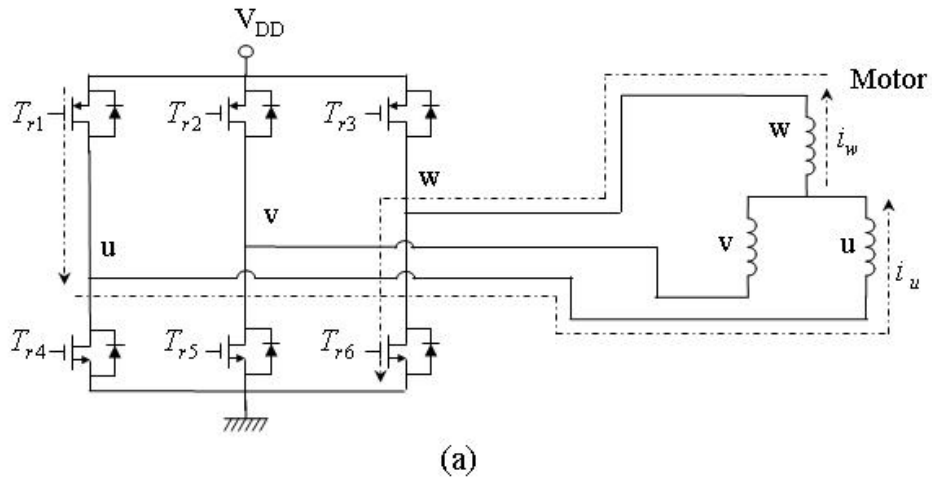


圖 3.2: 電流方向由  $u \rightarrow w$  切換到  $v \rightarrow w$  的導通情形

基本相位移器主要是偵測感應電動勢的零交越點，再做馬達電氣角 30 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 3.3 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 30 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)。

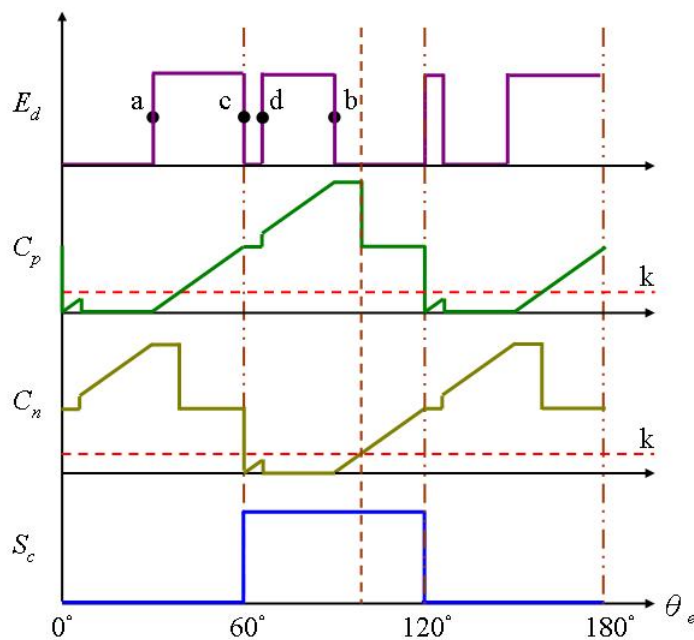


圖 3.3: 遮罩功能的操作示意圖

具有遮罩功能的數位式相位移器其操作說明如下：

假設目前轉子的電氣角為 60 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  $C_p$  計數的值除以二，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。以此類推，即可實現具遮蔽功能的相位移器。

## 3.2 150 度 12 步方波驅動

傳統利用感應電動勢的無感測換相驅動方法，馬達需以 120 度六步方波驅動，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，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，以進行無感測換相的運用。馬達以 180 度六步方波驅動具有轉矩大的優點，在同樣的電壓下會具有較高的轉速，180 度六步方波驅動在任一時間同時導通三相線圈，但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。有鑒於無感測的限制，和 180 度六步方波的優點，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 2.7 可發現，馬達在 120 度六步方波驅動下，每一個狀態馬達旋轉電氣角 60 度，零交越點發生於每一個狀態的中間點，即發生在馬達電氣角 0 度、60 度、120 度、180 度、240 度和 300 度。因此我們只需於零交越點發生前轉為 120 度六步方波的狀態（只導通兩相），利用未激發相電壓與中心相電壓比較求得零交越點，其餘的時間可為 180 度六步方波驅動（三相皆導通）。

表 3.1 為 150 度 12 步方波的換相時間表，此驅動法具有 12 個狀態不斷重複，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。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。隨著狀態二、狀態四、狀態六、狀態八、狀態十、狀態十二所旋轉的馬達電氣角的減少，即增加狀態一、狀態三、狀態五、狀態七、狀態九、狀態十一旋轉的馬達電氣角，可使無感測換相進行近似於 180 度六步方波的驅動，其近似的程度，主要侷限於電晶體切換所造成的切換雜訊。

表 3.1: 150 度 12 步方波的換相時間表

狀態	通以電流方向	選擇電氣角度
狀態一	$u, w \rightarrow v$	[0, 30]
狀態二	$u \rightarrow v$	[30, 60]
狀態三	$u \rightarrow v, w$	[60, 90]
狀態四	$u \rightarrow w$	[90, 120]
狀態五	$u, v \rightarrow w$	[120, 150]
狀態六	$v \rightarrow w$	[150, 180]
狀態七	$v \rightarrow u, w$	[180, 210]
狀態八	$v \rightarrow u$	[210, 240]
狀態九	$v, w \rightarrow u$	[240, 270]
狀態十	$w \rightarrow u$	[270, 300]
狀態十一	$w \rightarrow u, v$	[300, 330]
狀態十二	$w \rightarrow v$	[330, 360]
關鍵切換點 0, 30, 60, 90, 120, 150, 180, 210, 240, 270, 300, 330		

圖 3.4 為 150 度 12 步方波驅動的相位移器示意圖。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； $C_p$  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； $D_{en}$  為 150 度 12 步方波驅動的換相訊號，其準位改變即代表作換相的動作，當  $D_{en}$  為高準位時，此時只有兩相定子線圈導通；反之，此時三相定子線圈皆導通； $\theta_e$  為馬達轉子的電氣角。

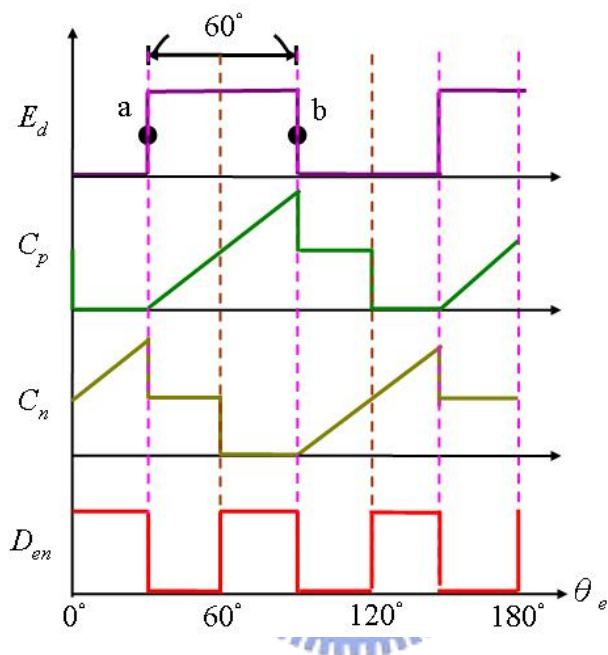


圖 3.4: 150 度 12 步方波驅動的相位移器示意圖

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 60 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，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， $E_d$  就會產生狀態改變點 b，此時  $C_p$  將計數值除以二並停止計數，並送出換相訊號  $D_{en}$  為低準位，使三相定子線圈皆導通；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，再送出換相訊號  $D_{en}$  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  $D_{en}$  在零交越點與延遲馬達電氣角 30 度時變化。以此類推，就可以利用兩個計數器 ( $C_p$ 、 $C_n$ ) 交替動作來實現 150 度 12 步方波驅動的相位移器。

### 3.3 電子噪音降低機制

電子噪音主要的成因是電晶體瞬間的切換，造成定子線圈電流瞬間的變化而產生噪音；如圖 3.5 所示，通道 1 為某相的端電壓波形，通道 2 為某相的電流波形。可發現在換相的瞬間會因為電晶體的切換而造成了電流突波。

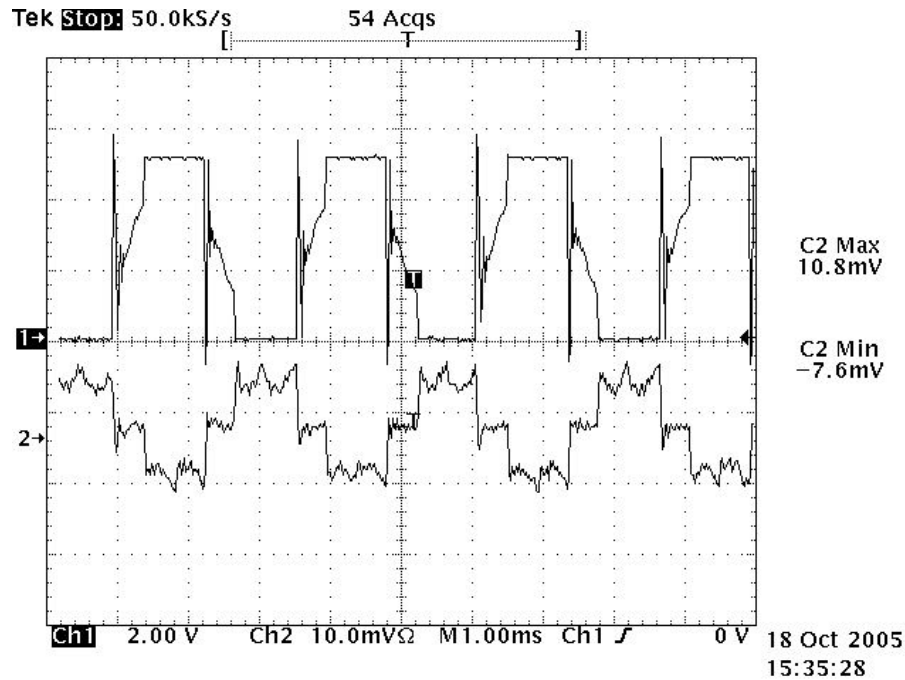


圖 3.5: 某相端電壓與電流波形圖

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

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

當馬達的轉速為  $f(Hz)$  時，則電晶體的切換頻率  $f_n(Hz)$  為

$$f_n = f \cdot 6 \cdot \frac{P}{2} \quad (3.2)$$

本論文所選用的三相無刷直流馬達為 9 槽 12 極，所以切換的頻率  $f_n$  為  $36f$ 。



爲了降低電晶體切換所造成的電子噪音，本論文提出在換相點前後給予電晶體 PWM 訊號或改變 PWM 訊號的週期，藉以減低電流突波的狀況。一般而言，PWM 訊號會影響感應電動勢零交越點的判斷，但換相點介於兩個相鄰的零交越點的中間，所以在換相點前後一小段角度的電氣角內，不會發生零交越點，所以這段角度內不需要進行零交越點的偵測。

圖 3.6 爲具降低噪音機制的相位移器示意圖。其中  $E_d$  爲未激發相相電壓與中心相電壓比較後的數位訊號； $C_p$  和  $C_n$  爲計數器，分別負責計數  $E_d$  爲高準位和低準位的時間； $Reg1$  和  $Reg2$  爲暫存器，分別儲存馬達旋轉電氣角  $(30 - \Delta\theta)$  度和  $(30 + \Delta\theta)$  度所需的時間，即記錄切換點的前後電氣角  $\Delta\theta$  度； $P_{ch}$  爲 PWM 訊號改變訊號，當其爲高準位時，給予電晶體 PWM 訊號或改變 PWM 訊號的週期，此時計數器  $C_p$  和  $C_n$  在不偵測  $E_d$  的狀態下計數； $S_c$  爲換相訊號，當  $S_c$  準位發生改變即代表作換相的動作； $\theta_e$  爲馬達轉子的電氣角。

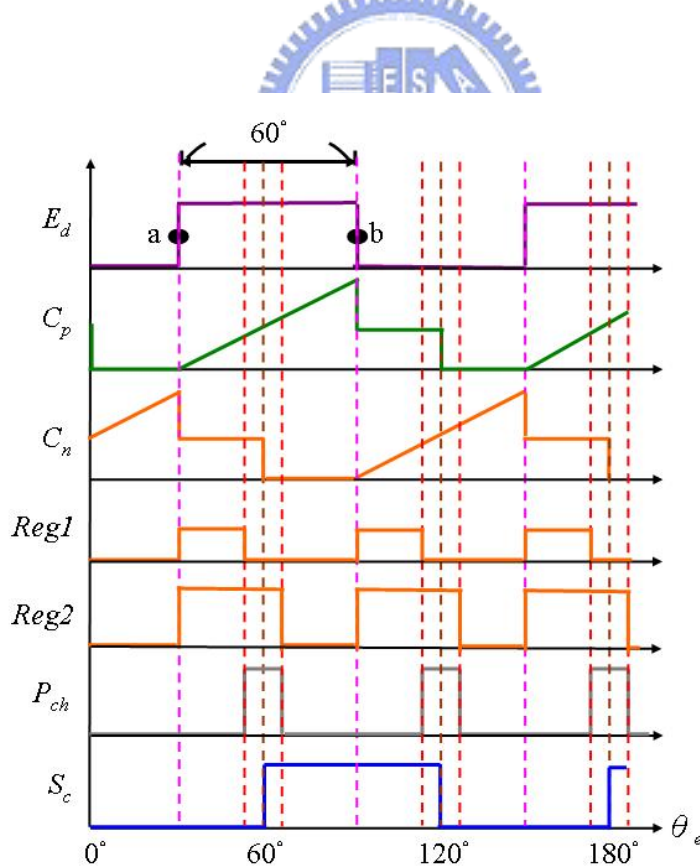


圖 3.6: 具噪音降低機制的相位移器示意圖

具降低噪音機制的相位移器的操作說明如下：

假設目前轉子的電氣角為 60 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；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， $E_d$  就會產生狀態改變點 b，此時  $C_p$  將計數值除以二並停止計數，然後暫存器  $Reg1$  和  $Reg2$  分別儲存  $C_p$  值減加某一數值，即記錄馬達旋轉電氣角  $(30 - \Delta\theta)$  度和  $(30 + \Delta\theta)$  度的時間；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  $Reg1$  的值一樣時， $P_{ch}$  變成高準位，此時  $C_n$  在不偵測  $E_d$  的狀態下，繼續計數；當  $C_n$  計數的值與  $C_p$  的值一樣時，就送出換相訊號，並將  $C_p$  的值歸零；當  $C_n$  計數的值與  $Reg2$  的值一樣時， $P_{ch}$  變成低準位，此時  $C_n$  回到偵測  $E_d$  的狀態下繼續計數；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，暫存器  $Reg1$  和  $Reg2$  分別儲存馬達旋轉電氣角  $(30 - \Delta\theta)$  度和  $(30 + \Delta\theta)$  度所需的時間， $C_p$  則計數與比較，估測延遲馬達電氣角  $(30 - \Delta\theta)$  度、30 度和  $(30 + \Delta\theta)$  度的時間點， $P_{ch}$  在切換點前後電氣角  $\Delta\theta$  度內為高準位。以此類推，就可以利用兩個計數器 ( $C_p$ 、 $C_n$ ) 與兩個暫存器 ( $Reg1$ 、 $Reg2$ ) 交替動作來實現具降低噪音機制的基本相位移器。

## 3.4 閉迴路的電流與速度控制器

### 3.4.1 脈寬調變產生器

下圖 3.7 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。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；進行馬達電流與速度控制時，主要是利用脈波寬度調變技術，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電流與轉速。PWM 訊號控制電晶體開關有許多不同的方式，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。

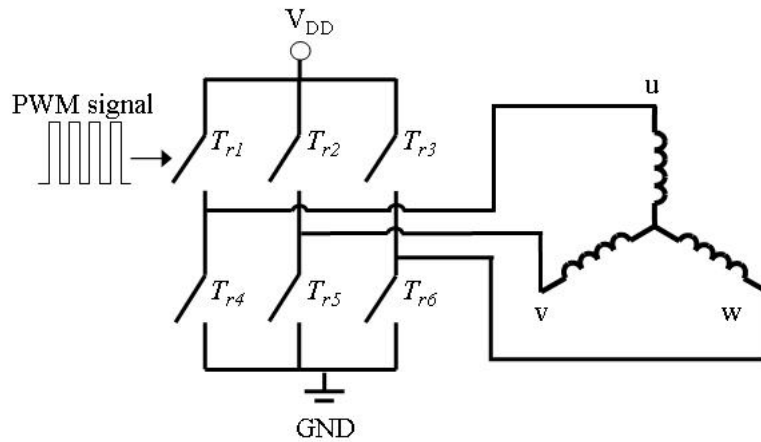


圖 3.7: 三相無刷直流馬達驅動器示意圖

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 3.8 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  $T_s$ 。

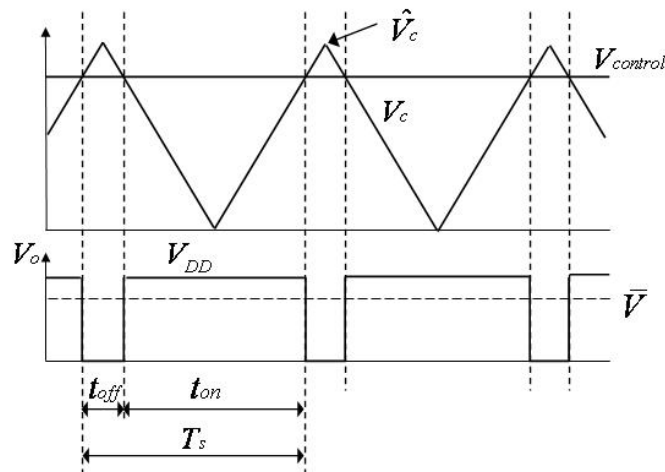


圖 3.8: 脈波寬度調變操作原理

PWM 訊號之責任週期  $D$  定義為：

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.3)$$

輸出電壓的平均值  $\bar{V}$  可以推得

$$\bar{V} = \frac{t_{on}}{T_s} * V_{dc} = D * V_{DD} \quad (3.4)$$

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：

$$\frac{V_{control}}{\hat{V}_c} = \frac{t_{on}/2}{T_s/2} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (3.5)$$

由式 (3.4) 與式 (3.5) 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。

### 3.4.2 零交越點偵測器

本論文所使用的無感測驅動方法主要是利用馬達感應電動勢的特性，但進行電流與速度控制時，需利用脈波寬度調變技術，所產生的 PWM 訊號會對於馬達感應電動勢的零交越點判斷造成影響；因此利用數位式相位移器來預測零交越點的發生，在零交越點快發生時，將原本的 PWM 訊號維持在高準位，保持電晶體的導通，即將原本的 PWM 模式轉為線性模式，直到偵測到零交越點的發生之後，PWM 訊號恢復正常，線性模式轉回 PWM 模式。

圖 3.9 為克服 PWM 訊號影響的相位移器示意圖。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； $Reg$  為暫存器，儲存馬達旋轉電氣角  $(60 - \Delta\theta)$  度所需的時間，即記錄下一次零交越點發生前的電氣角  $\Delta\theta$  度； $P_{en}$  為 PWM 模式與線性模式的切換訊號，當  $P_{en}$  為高準位時，系統為 PWM 模式，此時計數器  $C_p$  和  $C_n$  在不偵測  $E_d$  的狀態下計數，反之，系統為線性模式； $S_c$  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。

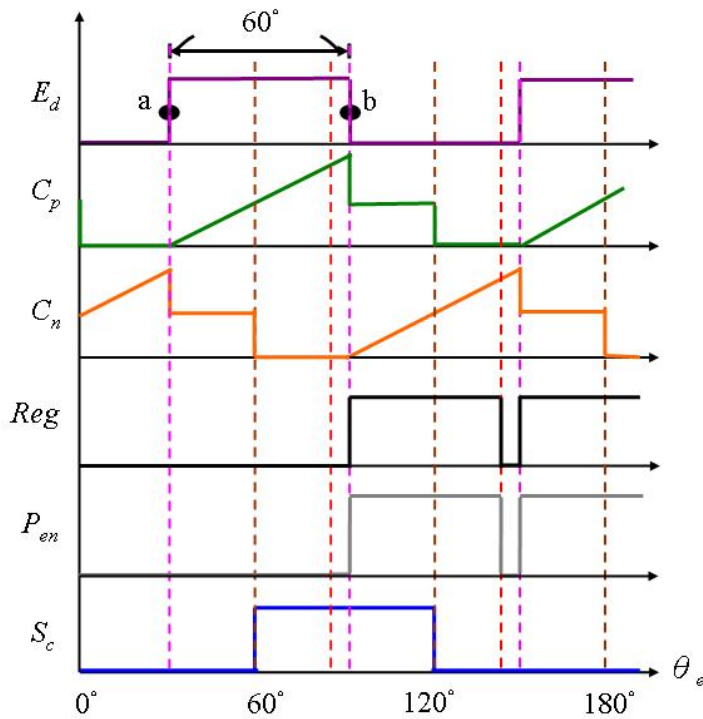


圖 3.9: 克服 PWM 訊號影響的相位移器示意圖

克服 PWM 訊號影響的相位移器其操作說明如下：

假設目前轉子的電氣角為 60 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；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， $E_d$  就會產生狀態改變點 b，由於  $P_{en}$  在狀態改變點 b 之前皆為低準位，其在線性模式下不會影響零交越點的判斷；產生狀態改變點 b 後， $C_p$  將計數值除以二並停止計數， $P_{en}$  變成高準位，進入 PWM 模式；暫存器  $Reg$  儲存兩倍的  $C_p$  值減某一數值，即記錄馬達旋轉電氣角  $(60 - \Delta\theta)$  度所需的時間；換計數器  $C_n$  在不偵測  $E_d$  的狀態下進行計數，當  $C_n$  計數的值與  $C_p$  的值一樣時，就送出換相訊號，並將  $C_p$  的值歸零；當  $C_n$  計數的值與  $Reg$  的值一樣時， $P_{en}$  變成低準位，即轉為線性模式，計數器  $C_n$  回到偵測  $E_d$  的狀態，計數  $E_d$  為低準位的時間；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，暫存器  $Reg$  儲存馬達旋轉電氣角  $(60 - \Delta\theta)$  度所需的時間， $C_p$  則計數與比較，估測延遲馬達電氣角 30 度和  $(60 - \Delta\theta)$  度的時間點， $P_{en}$  在零交越點發生前的電氣角  $\Delta\theta$  度內為低準位。以此類推，就可以利用兩

個計數器 ( $C_p$ 、 $C_n$ ) 與暫存器  $Reg$  交替動作來實現克服 PWM 訊號影響的相位移器。

### 3.4.3 回授訊號處理

三相無刷直流馬達的閉迴路控制法，分為二個層級的閉迴路：電流控制迴路與速度控制迴路。在閉迴路的控制法則下，利用感測器感測回授訊號，並傳回晶片中作閉迴路控制。其中電流控制迴路將馬達電流大小轉換為電壓值，經處理後成為數位訊號送進晶片內的閉迴路電流控制器；而速度控制迴路所需的回授訊號是利用無感測驅動時，晶片所產生的換相訊號，在晶片內計算成轉速訊號，再回授到控制器中速度的閉迴路控制器。

[ 電流回授處理 ]

圖 3.10 為電流回授處理示意圖。首先，電流感測器將馬達電流的大小感應轉為電壓值，實驗使用感測電阻 ( $0.25 \Omega$ ) 串接於六橋電路與地之間，所有流經馬達線圈的電流經由感測電阻轉變為電壓值，設定電流範圍為  $0 \sim 0.5$  A，則電壓值範圍為  $0 \sim 0.125$  V；由於必須符合 A/D 轉換器可讀取的範圍值，所以利用比例放大器將感測電壓放大 80 倍，放大後的電壓值範圍為  $0 \sim 10$  V；放大後的電壓經過低通濾波器，濾過 25 kHz 以上的高頻雜訊後，進入 A/D 轉換器；A/D 轉換器以  $20\mu s$  的轉換時間將類比電壓值轉換為 12bit 的數位訊號；最後，數位訊號進入 FPGA 晶片內的電流回授控制器中做電流回授訊號處理。

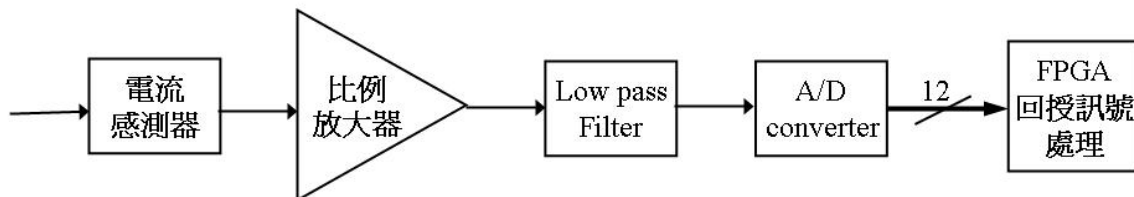



圖 3.10: 電流回授訊號處理流程圖

[速度回授處理]

無感測驅動時，利用換相所產生的訊號  $FG$  可以計算出目前的轉速值；訊號  $FG$  的週期  $T_{FG}$  為圖 3.1 中換相訊號  $S_c$  週期的三倍，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，以及實驗所使用的光碟機馬達為 9 槽 12 極，可得轉速  $\omega_r$ ：

$$\omega_r = 10 * \frac{1}{T_{FG}} \quad (rpm) \quad (3.6)$$

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：

$$\omega_r = 10 * \frac{k}{T_{clk} * N} \quad (rpm) \quad (3.7)$$


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

$$\omega_r = \frac{39062500}{N} \quad (rpm) \quad (3.8)$$

故可利用式 3.8 計算出轉速值，進入 FPGA 晶片內的速度回授控制器中做速度回授訊號處理。

#### 3.4.4 電流與速度 PI 控制器

圖 3.11 所示為三相無刷直流馬達的電流與速度控制方塊圖，速度回授訊號與速度命令經由速度控制器 (velocity controller，簡稱 VC) 處理後，產生電流命令進入電流控制器；電流回授訊號與電流命令經由電流控制器 (current controller，簡稱 IC) 處理後，產生電壓命令控制 PWM 訊號的責任週期，進而控制給予三相無刷直流馬達的平均電壓，藉此達到電流與速度控制的目的。

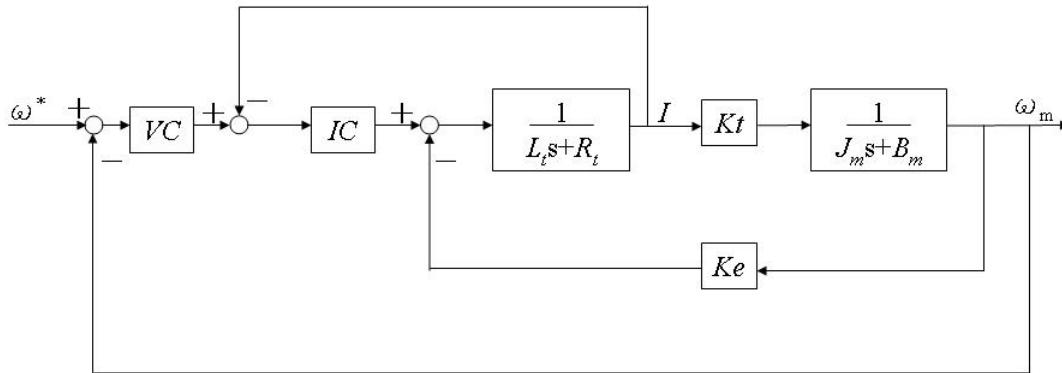


圖 3.11: 三相無刷直流馬達的電流與速度控制方塊圖

本控制晶片中所採用的電流與速度控制器皆為 PI(比例積分)控制器，由輸出函數  $U(z)$  和誤差函數  $E(z)$  的比值可求出在數位控制系統上的離散轉移函數  $G(z)$ ：

$$G(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_p + \frac{K_i}{1 - z^{-1}} \quad (3.9)$$

其中  $K_p$ ：比例常數

$K_i$ ：積分常數

將式 (3.9) 的比例控制部分和積分控制部分拆開為獨立項，並改寫成差分方程式可得下兩式：

$$u_p(k) = K_p e(k)$$

$$u_i(k) = u_i(k-1) + K_i T_s e(k)$$

再將比例控制的輸出項與積分控制的輸出項加起來，就可寫出 PI 控制器的差分方程式，如式 (3.10) 所示，如此便可在數位晶片上實現。



$$u(k) = u_p(k) + u_i(k) = K_p e(k) + u_i(k-1) + K_i T_s e(k) \quad (3.10)$$

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

PI 控制器在晶片內部的實現方法，圖 3.12 為 PI 控制器的方塊圖，將比例控制器與積分控制器分離處理後，再做整合輸出的動作。

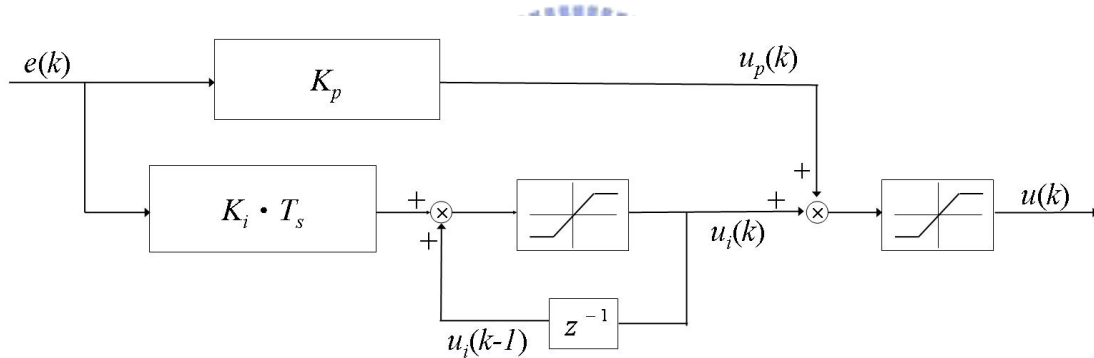


圖 3.12: PI 控制器方塊圖

圖 3.12 中的  $z^{-1}$  方塊，也就是延遲一次積分控制輸出值的功能，可用一個 D 型正反器來實現；此外，在積分控制輸出值  $u_i(k)$  要與比例控制輸出值  $u_p(k)$  相加之之前，為了防止積分控制器中積分動作產生的累加值過大，而導致控制器後面的運算溢位，影響控制結果，所以在  $u_i(k)$  輸出前加上一個飽和輸出限制的功能，當判斷輸出值超過上、下邊界值時，就限制輸出值為上邊界值或下邊界值；同樣的情形，在整個 PI 控制器輸出訊號時，也會有飽和輸出限制，以防止後面的處理會有溢位的發生。

## 第四章

# 晶片功能規劃及驗證模擬

### 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 QuartusII 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。

QuartusII 軟體包含 QuartusII 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。QuartusII 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。

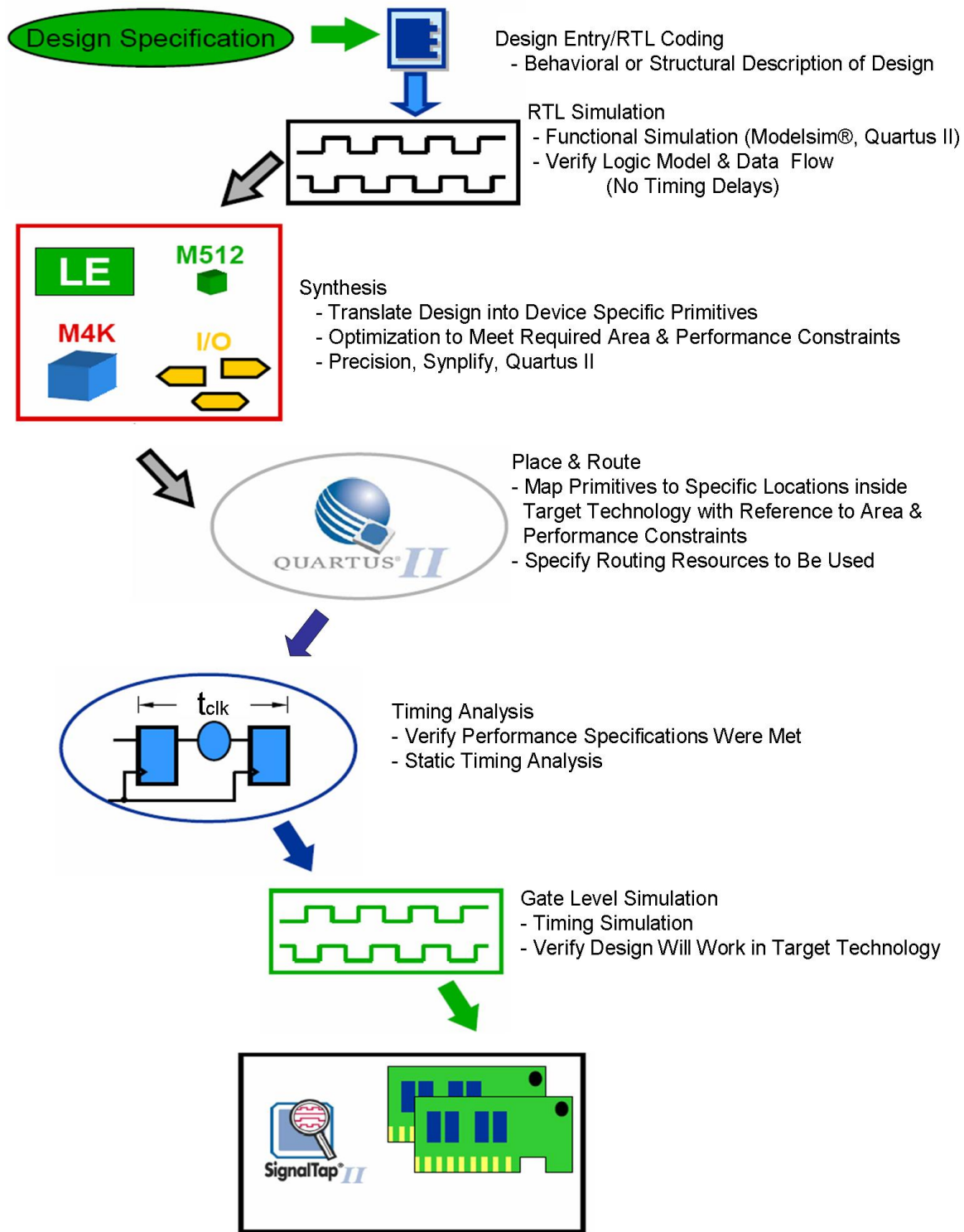


圖 4.1: Quartus II 軟體設計流程

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 , Programmer , Convert Programming Files

以下步驟描述 Quartus II 基本設計流程，但並非每個步驟均為必需步驟，使用者可依自行需要省略某項步驟或稍微變動步驟程序：

1. 使用視窗選單 File→New project Wizard 建立新專案並指定目標元件或元件系列
2. 使用 Text Editor 建立 Verilog HDL、VHDL 或 Altera 硬體描述語言 (AHDL) 設計。可以使用 Block Editor 建立包含代表其他設計檔案符號的方塊圖或建立示意圖。
3. 使用視窗選單 Assignments , Assignment Editor、Setting 對話框、Floorplan Editor、LogicLock 功能特定初始設計限制。
4. 使用 Analysis & Synthesis 合成設計。
5. 使用 Simulator 對設計執行功能模擬。
6. 使用 Fitter 對設計執行配置和路線。

7. 使用 Timing Analysis 對設計進行時序分析。
8. 使用 Simulator 對設計進行時序模擬。
9. 使用實體合成 (Physical Synthesis)、時序閉合平面佈置圖。(Timing Closure floorplan)、LogicLock 功能、設定 (Settings) 對話框和 Assign Editor 進行時序改進。
10. 使用 Assembler 為設計建立編程檔案 (Programmer files)。
11. 使用編程檔案、Programmer 畫面和 Altera 硬體 (例如 Byteblaster II) 對元件進行編程 (program)；或將編程檔案轉換為其他檔案格式以供嵌入式處理器等其他系統使用。

圖 4.2 所示為 Quartus II 圖形用戶介面。QuartusII 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。

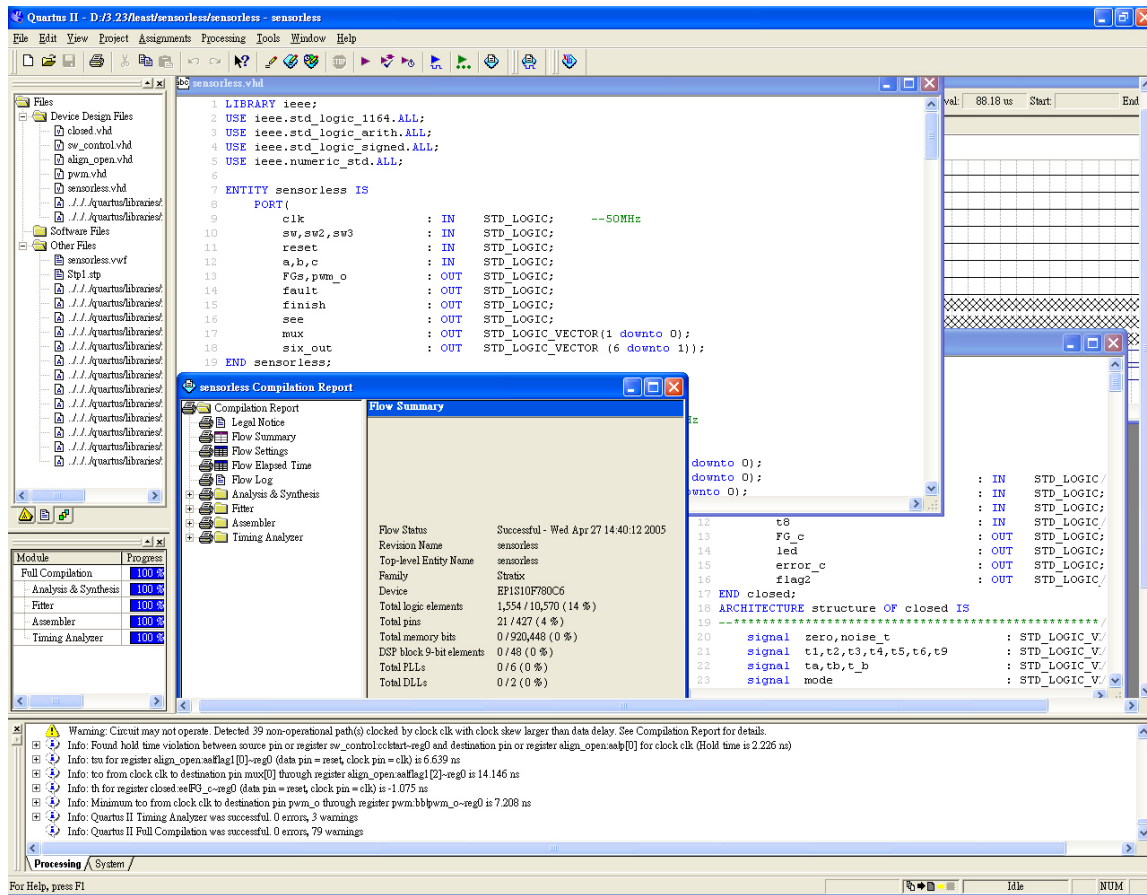


圖 4.2: Quartus II 圖形用戶介面

## 4.2 FPGA 控制晶片之規劃與模擬

在無感測控制晶片設計系統架構中，其控制核心為一顆場效型可規劃邏輯陣列元件。透過 ALTERA Nios II Development Board( 簡稱 Nios II 發展板 ) 及電壓與電流感測電路、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 4.3 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：

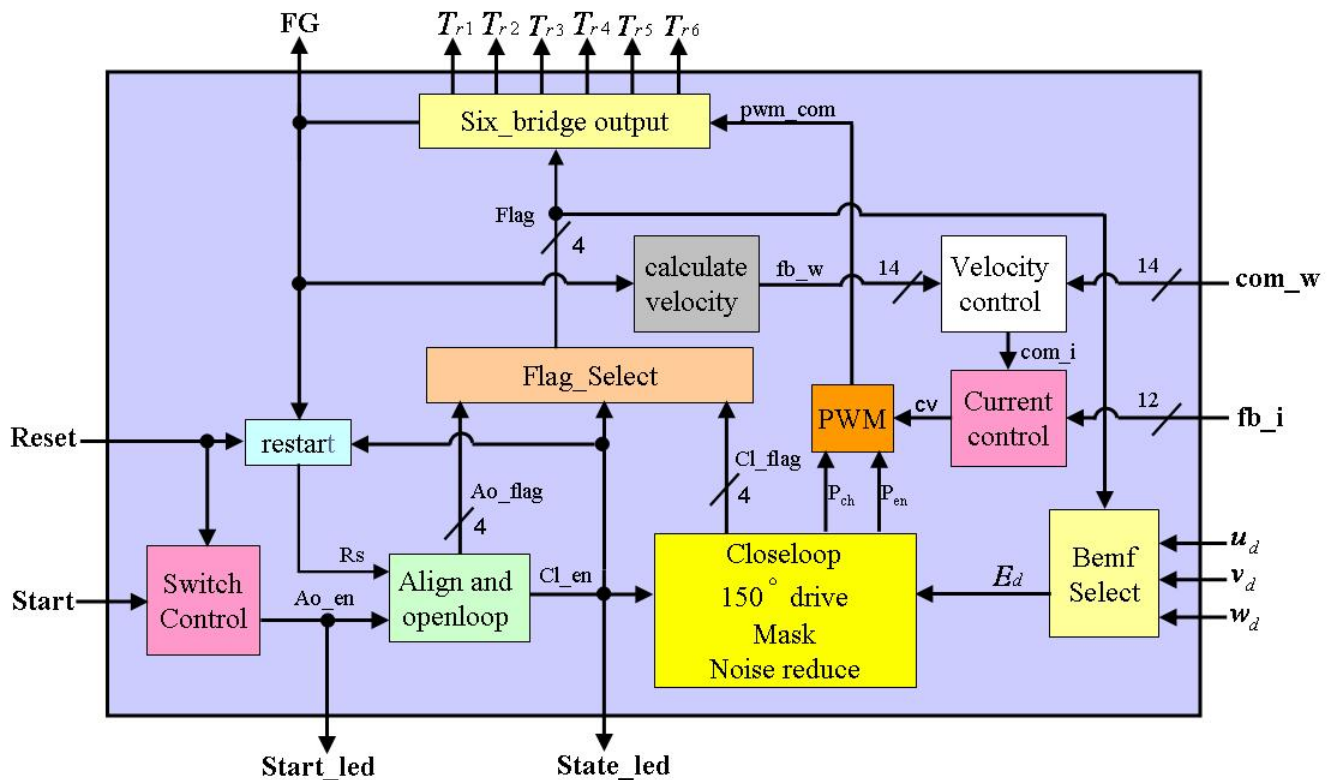


圖 4.3: FPGA 控制晶片內部的系統架構

[ 開關控制模組 ]

模組功能：

表 4.2 所示為開關控制模組腳位訊號定義說明；藉由 Nios II 發展板上的開關 SW0 和 SW1 分別控制 Start 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 SW0 按下後放開，其 Ao\_en 訊號保持高準位，使無感測驅動機制維持為啟動的狀態。

表 4.2: 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
clk	INPUT	1 bit	系統時脈 (50MHz)
Start	INPUT	1 bit	啟動開關
Reset	INPUT	1 bit	重置開關
Ao_en	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 4.4 所示；首先判斷 Start 和 Reset 是否同時為 '0' ( 同時按住 SW0 和 SW1 )，若 Start 和 Reset 同時為 '0'，則將 Ao\_en 及內部暫存器 Reg 設定為 '0'；若此條件不成立則繼續判斷 Start 是否為 '0' ( 按下 SW0 )，若是的話則將 Ao\_en 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 Ao\_en 設定為 '1'，反之則將 Ao\_en 設定為 '0'。當中 Ao\_en 的狀態為 '1' 時，代表無感測驅動機制為啟動的狀態，此時 Nios II 發展板上的指示燈 D0 顯示為亮，反之則代表無感測驅動機制為停止的狀態，此時 Nios II 發展板上的指示燈 D0 顯示為暗。



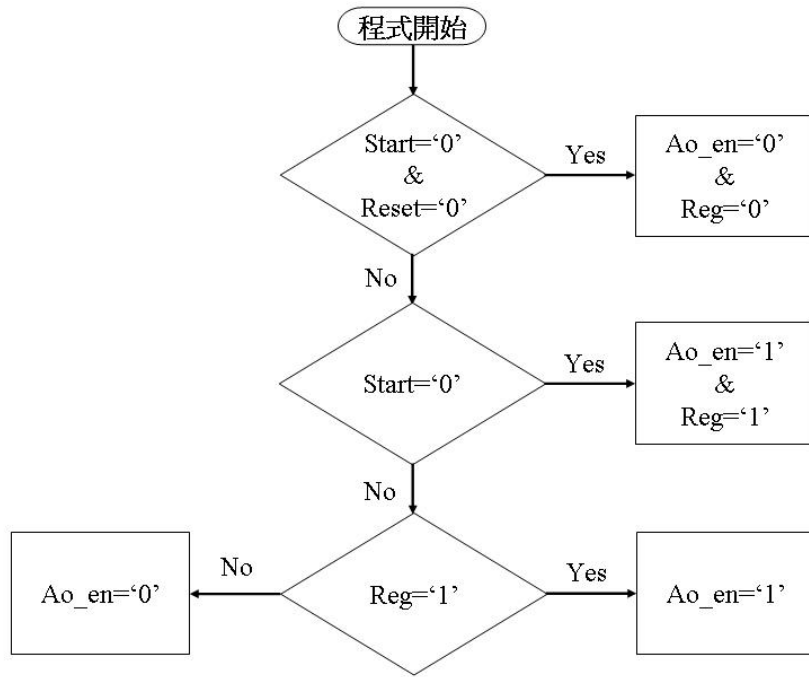


圖 4.4: 開關控制模組流程圖

模擬結果：

圖 4.5 所示為開關控制模組模擬結果，由圖中可以發現當 Start 由 '1' 變為 '0' 之後，Ao\_en 皆設定為 '1'，之後即使 Start 再變為 '1'，對於 Ao\_en 並沒有影響；而在 Reset 和 Start 同時為 '0' 的狀態下，才將 Ao\_en 設定為 '0'。

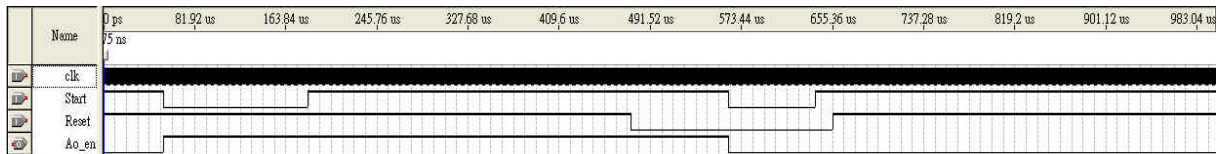


圖 4.5: 開關控制模組模擬結果

[ 定位及開迴路模組 ]

模組功能：

表 4.3 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；Nios II 發展板內部的系統時脈的震盪頻率為 50MHz，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 3.051kHz，此即為 clk\_ao 訊號，透過 clk\_ao 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 Ao\_flag 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，決定定子線圈電流通的方向。

表 4.3: 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
clk_ao	INPUT	1 bit	定位及開迴路模組時脈
Rs	INPUT	1 bit	重新啓動訊號
Ao_en	INPUT	1 bit	定位及開迴路模組致能訊號
Cl_en	OUTPUT	1 bit	閉迴路電路致能訊號
Ao_flag	OUTPUT	4 bit	定位及開迴路模組六橋輸出旗標

當 clk\_ao 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 4.6 所示；首先判斷 Rs 的狀態，若 Rs 為 '0' 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 Ao\_flag 設定為 "0110" (六橋電路開關皆不導通) 以避免短路現象，同時將 Cl\_en 設定為 '0'，若 Rs 為 '1' 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 Ao\_flag 設定為 "0110"；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，先將電流通的方向選擇為  $u \rightarrow v$  (Ao\_flag 狀態為 "0100")，導通 0.7 秒以完成定位程序；而後電流通方向切換至  $v \rightarrow w$  (Ao\_flag 狀態為

”0000”) 導通 0.038 秒；最後將電流方向切換至  $v \rightarrow u$  (Ao\_flag 狀態為 ”0001”) 導通 0.015 秒，完成後將 Cl\_en 設定為 ’1’。當 Cl\_en 為 ’1’ 的狀態，Nios II 發展板上的指示燈 D1 顯示為亮；反之，Nios II 發展板上的指示燈 D1 顯示為暗。

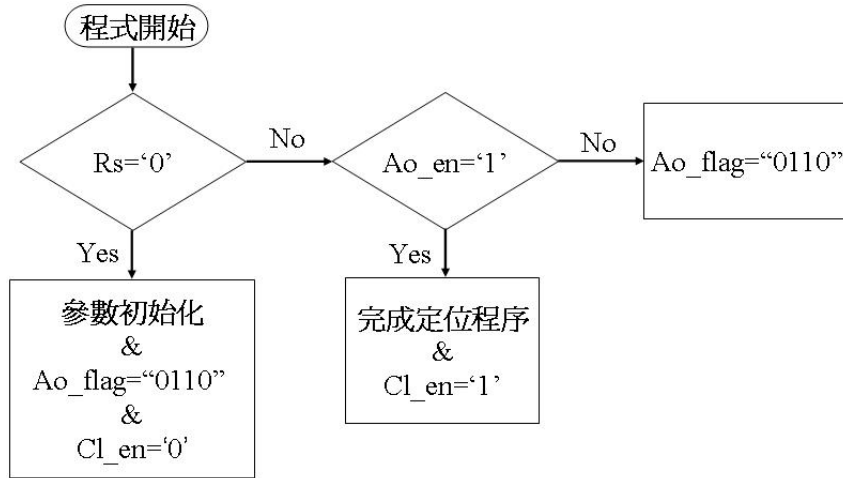


圖 4.6: 定位及開迴路模組流程圖

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 4.7 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 Ao\_flag 一連串的換相序列，當 Ao\_flag 的值為 ”0001” 之後，代表已經完成了開迴路啟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 Cl\_en 為 ’1’ 的訊號；當 Rs 轉為 ’1’ 的狀態時，送出 Cl\_en 為 ’0’ 的準位和 Ao\_flag 為 ”0110” 的值，直到 Rs 回到 ’0’ 的狀態後，重新進行定位與開迴路啟動的程序。

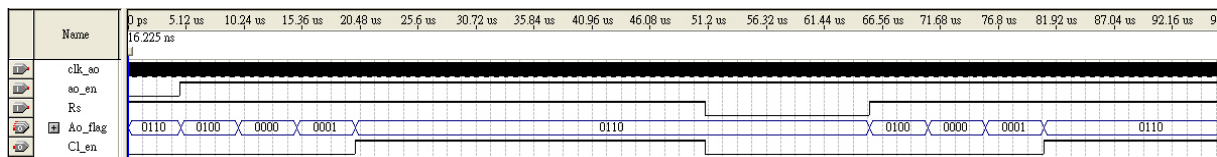


圖 4.7: 定位及開迴路模組模擬結果

[閉迴路模組]

模組功能：

表 4.4 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 度六步方波驅動或 150 度 12 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；為了降低噪音，因此產生 P\_ch 訊號；為了可操作於 PWM 模式下，因此產生 P\_en；電流的導通方向可以透過 Cl\_flag 設定，Cl\_flag 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，設定電流導通的方向。另外，如同定位及開迴路模組設計 clk\_ao 的原因，在閉迴路模組中，將 clk\_cl 設計為 1.5625MHz 以配合估算換相時間點。

表 4.4: 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
clk_cl	INPUT	1 bit	閉迴路模組時脈
Cl_en	INPUT	1 bit	閉迴路模組致能訊號
$E_d$	INPUT	1 bit	未激發相電壓與中心相電壓比較後的訊號
P_en	OUTPUT	1 bit	PWM 致能訊號
P_ch	OUTPUT	1 bit	PWM 責任週期改變訊號
Cl_flag	OUTPUT	4 bit	閉迴路模組六橋輸出旗標

當 clk\_cl 發生正緣觸發的情況即進行閉迴路模組的流程，如圖 4.8 所示；首先判斷 Cl\_en 的狀態，若 Cl\_en 為 '1' 即代表已完成定位及開迴路啟動程序，因此接著以 120 度六步方波驅動法或 150 度 12 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啟動程序，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，並將 Cl\_flag 設定為 "0110" 以避免短路現象。

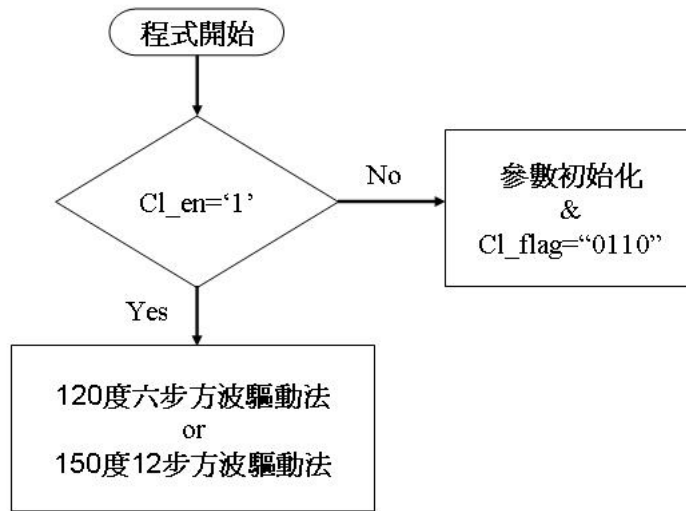


圖 4.8: 閉迴路模組流程圖

模擬結果：

下圖 4.9 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，ClEn 為 '1' 時才開始執行閉迴路換相控制程序； $E_d$  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  $E_d$  值改變時，代表零交越點的發生；由模擬結果可以發現六橋輸出旗標的變換點皆產生於  $E_d$  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。

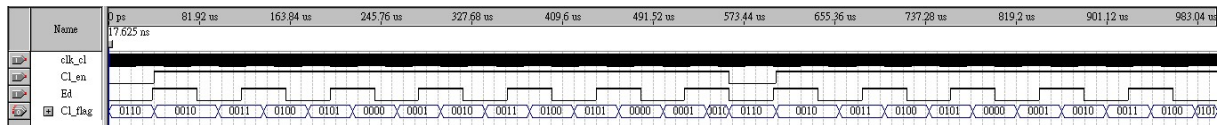


圖 4.9: 120 度六步方波驅動的基本相位移器模擬結果

下圖 4.10 為閉迴路模組中，150 度六步方波驅動的相位移器模擬結果，ClEn 為 '1' 時才開始執行閉迴路換相控制程序； $E_d$  設計為一個定頻的方波訊號，由模擬結果可以發現六橋輸出旗標的變換點皆產生於零交越點與零交越點延遲馬達電氣角 30 度的時間點，且在 360 度馬達電氣角內，六橋輸出旗標變化 12 次。

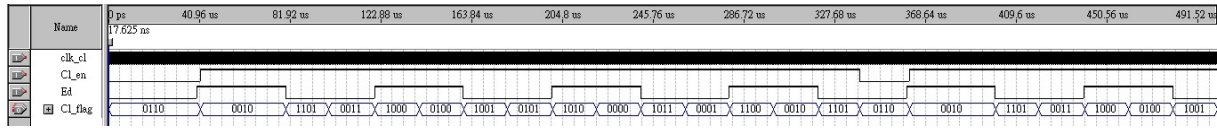


圖 4.10: 150 度六步方波驅動的相位移器模擬結果

下圖 4.11 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，CL\_en 為 '1' 時才開始執行閉迴路換相控制程序； $E_d$  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。

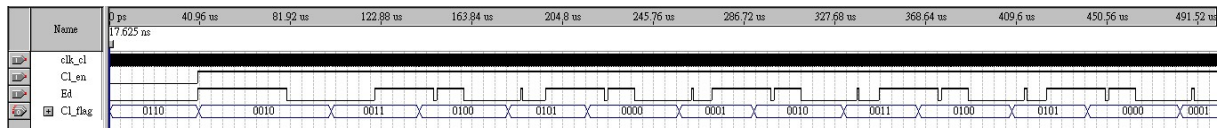


圖 4.11: 120 度六步方波驅動下，具遮罩功能的相位移器模擬結果

下圖 4.12 為閉迴路模組中，在 120 度六步方波驅動下，具降低噪音機制的相位移器模擬結果，CL\_en 為 '1' 時才開始執行閉迴路換相控制程序； $E_d$  設計為一個定頻的方波訊號，由模擬結果可以發現六橋輸出旗標的變換點產生於延遲馬達電氣角 30 度的時間點，P\_ch 在六橋輸出旗標變換點前後一小段時間內為 '1'，其餘時間皆為 '0'，所以在換相點前後 PWM 訊號的責任週期會改變以達到降低噪音的目的。

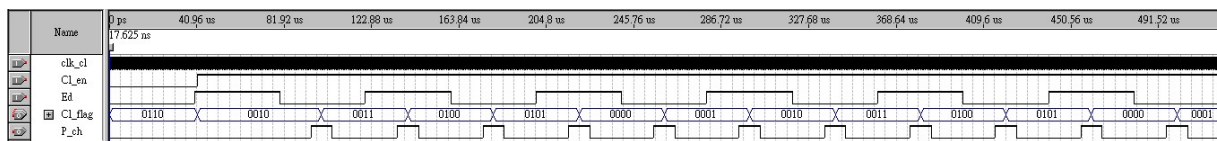


圖 4.12: 120 度六步方波驅動下，具降低噪音機制的相位移器模擬結果

下圖 4.13 為閉迴路模組中，在 120 度六步方波驅動下，克服 PWM 訊號影響的相位移器模擬結果，Cl\_en 為 '1' 時才開始執行閉迴路換相控制程序； $E_a$  設計為一個定頻的方波訊號，由模擬結果可以發現六橋輸出旗標的變換點產生於延遲馬達電氣角 30 度的時間點，P\_en 在零交越點發生前一小段時間內為 '0'，其餘時間皆為 '1'，所以除了零交越點發生前系統會轉為線性模式外，其餘時間皆為 PWM 模式。

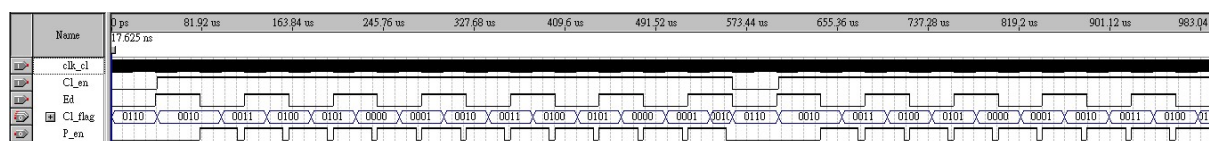


圖 4.13: 120 度六步方波驅動下，克服 PWM 訊號影響的相位移器模擬結果

[ 旗標選擇模組 ]

模組功能：

表 4.5 所示為旗標選擇模組腳位訊號定義說明；此模組藉由 Cl\_en 判斷 Flag 應設定為 Ao\_flag 或是 Cl\_flag，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 4.5: 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
clk	INPUT	1 bit	系統時脈
Cl_en	INPUT	1 bit	閉迴路電路致能訊號
Ao_flag	INPUT	4 bit	定位及開迴路電路六橋輸出旗標
Cl_flag	INPUT	4 bit	閉迴路電路六橋輸出旗標
Flag	OUTPUT	4 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 4.14 所示，首先判斷 Cl\_en 的狀態，若 Cl\_en 為 '1' 即代表已完成定位及開迴路啟動程序，因此將 Flag 設定為 Cl\_flag；反之，則代表尚未完成定位及開迴路啟動程序，因此將 Flag 設定為 Ao\_flag。

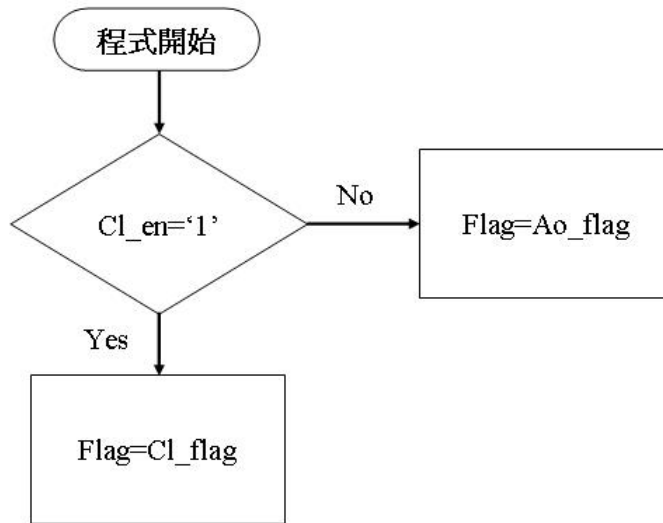


圖 4.14: 旗標選擇模組流程圖

模擬結果：

圖 4.15 為實現旗標選擇模組的模擬結果，當 Cl\_en 為 '0' 時，Flag 會設定為 Ao\_flag，因此其值會隨著 Ao\_flag 而變；而當 Cl\_en 為 '1' 時，Flag 會設定為 Cl\_flag，因此其值會隨著 Cl\_flag 而變。

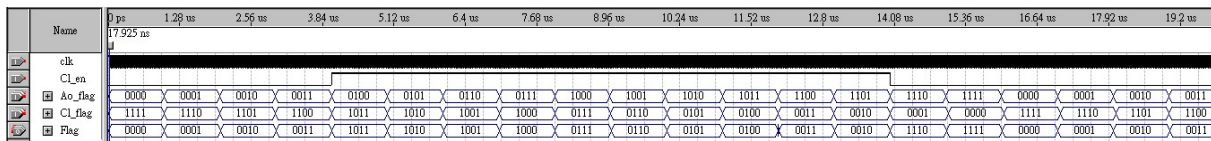


圖 4.15: 旗標選擇模組模擬結果



## [ 六橋輸出模組 ]

模組功能：

表 4.6 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 4.7 所示，由於六橋中的上橋開關設計為 PMOS 元件，因此若要使上橋開關導通必須給予低準位的訊號，反之則給予高準位的訊號；而六橋中的下橋開關設計為 NMOS 元件，因此若要使下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；pwm\_com 訊號為脈波寬度調變模組的輸出，給予需導通的上橋開關以達到速度控制的目的。FG 訊號隨著 Flag 變化六次 ( 或 12 次 ) 而產生一個週期的時脈，其週期為馬達旋轉 360 度電氣角所需的時間；當 clk 發生正緣觸發的時候，即進行查表的動作。

表 4.6: 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
clk	INPUT	1 bit	系統時脈
pwm_com	INPUT	1 bit	PWM 訊號
Flag	INPUT	4 bit	六橋輸出旗標
$T_{r1}$	OUTPUT	1 bit	u 相上橋開關切換訊號
$T_{r2}$	OUTPUT	1 bit	u 相下橋開關切換訊號
$T_{r3}$	OUTPUT	1 bit	v 相上橋開關切換訊號
$T_{r4}$	OUTPUT	1 bit	v 相下橋開關切換訊號
$T_{r5}$	OUTPUT	1 bit	w 相上橋開關切換訊號
$T_{r6}$	OUTPUT	1 bit	w 相下橋開關切換訊號
FG	OUTPUT	1 bit	換相訊號

表 4.7: 六橋輸出模組表

Flag	$T_{r1}$	$T_{r2}$	$T_{r3}$	$T_{r4}$	$T_{r5}$	$T_{r6}$	$FG$	電流導通方向
0000	1	0	0	0	1	1	1	$v \rightarrow w$
0001	1	1	0	0	1	0	1	$v \rightarrow u$
0010	1	1	1	0	0	0	1	$w \rightarrow u$
0011	1	0	1	1	0	0	0	$w \rightarrow v$
0100	0	0	1	1	1	0	0	$u \rightarrow v$
0101	0	0	1	0	1	1	0	$u \rightarrow w$
0110	1	0	1	0	1	0	0	無
1000	0	0	1	1	0	0	0	$u, w \rightarrow v$
1001	0	0	1	1	1	1	0	$u \rightarrow v, w$
1010	0	0	0	0	1	1	0	$u, v \rightarrow w$
1011	1	1	0	0	1	1	1	$v \rightarrow u, w$
1100	1	1	0	0	0	0	1	$v, w \rightarrow u$
1101	1	1	1	1	0	0	1	$w \rightarrow u, v$

模擬結果：

圖 4.16 為實現六橋輸出模組的模擬結果，可以發現  $T_{r1} \sim T_{r6}$  及  $FG$  會隨著 Flag 而改變，如表 4.7 中所對照的的準位，而  $pwm.com$  連接至需導通的上橋開關。

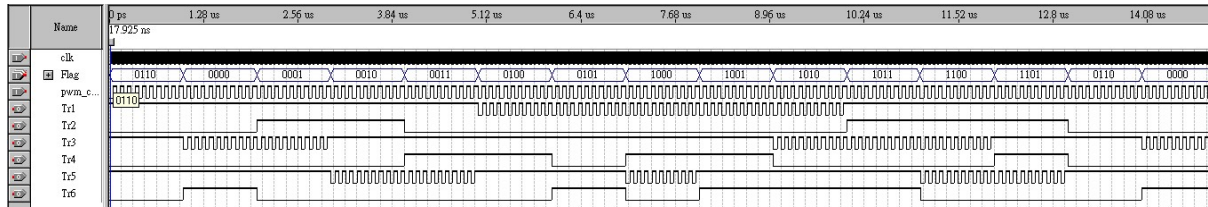


圖 4.16: 六橋輸出模組模擬結果

[ 感應電動勢選擇模組 ]

模組功能：

表 4.8 所示為感應電動勢選擇模組腳位訊號定義說明；此模組藉由判斷旗標 Flag 得知目前線圈導通方向 ( 參考表 4.7 )，因此可以建立出表 4.9，將比較器電路的輸出訊號 ( $u_d$ 、 $v_d$ 、 $w_d$ ) 合成出未激發相電壓與中心相電壓比較後的數位訊號 ( $E_d$ )；當 clk 發生正緣觸發時，即進行查表的動作。

表 4.8: 感應電動勢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
clk	INPUT	1 bit	系統時脈
Flag	INPUT	4 bit	六橋輸出旗標
$u_d$	INPUT	1 bit	u 相電壓與中心相電壓比較後的回授訊號
$v_d$	INPUT	1 bit	v 相電壓與中心相電壓比較後的回授訊號
$w_d$	INPUT	1 bit	w 相電壓與中心相電壓比較後的回授訊號
$E_d$	OUTPUT	1 bit	未激發相電壓與中心相電壓比較後的訊號

表 4.9: 感應電動勢選擇模組表

Flag	$E_d$
0000	$u_d$
0001	$w_d$
0010	$v_d$
0011	$u_d$
0100	$w_d$
0101	$v_d$

模擬結果：

圖 4.17 為實現感應電動勢選擇模組的模擬結果，可以發現  $E_d$  會隨著 Flag 而改變所選取的訊號，如表 4.9 中所對照的的訊號。

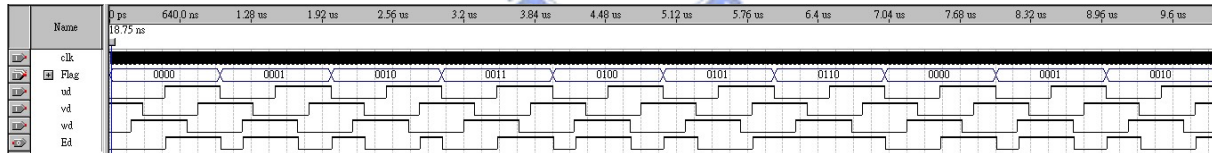


圖 4.17: 感應電動勢選擇模組模擬結果

[重新啓動模組]

模組功能：

表 4.10 所示為重新啓動模組腳位訊號定義說明；利用 Nios II 發展板上的重置開關直接送出重新啓動訊號，或當馬達在閉迴路換相控制程序中轉速低於 150rpm 時，即送出重新啓動訊號，使馬達重新從定位的程序開始。

表 4.10: 重新啓動模組腳位訊號定義說明表

腳位名稱	屬性	位元數	訊號定義
clk_ao	INPUT	1 bit	系統時脈
Reset	INPUT	1 bit	重置開關
<i>FG</i>	INPUT	1 bit	換相訊號
Cl_en	INPUT	1 bit	閉迴路電路致能訊號
Rs	OUTPUT	1 bit	重新啓動訊號

當 clk\_ao 發生正緣觸發時，進行重新啓動模組的流程，如圖 4.18 所示；首先判斷 Reset 是否為 '0' ( 按住開關 )，若 Reset 為 '0'，則將 Rs 設定為 '0'，使無感測機制重新啓動；當 Reset 為 '1' 時，判斷 Cl\_en 是否為 '1'，若 Cl\_en 為 '0'，則代表尚未到閉迴路換相控制程序，因此將 Rs 設定為 '1'；反之，若 Cl\_en 為 '1'，則代表已進入閉迴路換相控制程序，接著利用 *FG* 訊號計算馬達轉速，當轉速低於 150rpm 即將 Rs 設定為 '0'，大於 150rpm 則設定為 '1'。

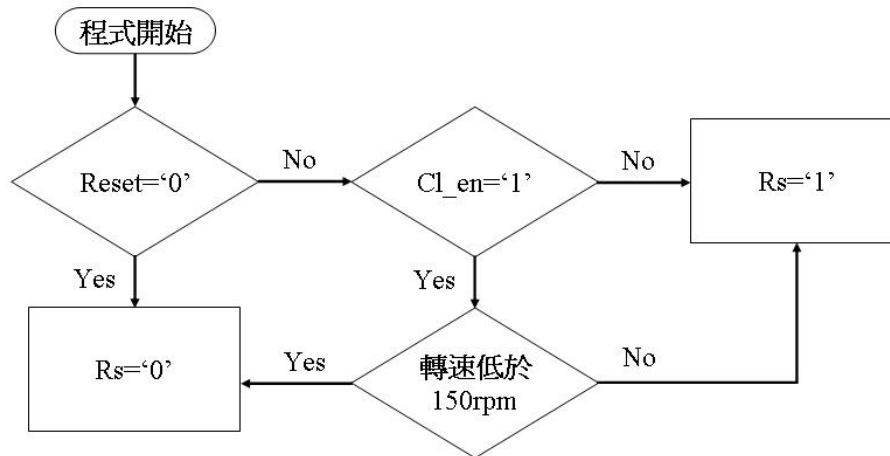


圖 4.18: 重新啓動模組流程圖

式 (3.6) 為馬達轉速與訊號  $FG$  週期的關係，可進而推算出轉速在 150rpm 時， $FG$  週期的大小：

$$T_{FG} = \frac{10}{\omega_r} = \frac{10}{150} = 0.067(s) \quad (4.1)$$

重新啓動模組是藉由  $FG$  訊號維持同一準位的時間  $T$  來判斷馬達轉速是否低於 150rpm，由於時間  $T$  約為  $T_{FG}$  的二分之一，因此當時間  $T$  大於 0.0335 秒時，轉速低於 150rpm。

模擬結果：

圖 4.19 為實現重新啓動模組的模擬結果，可以發現當 Reset 為 '0' 時，即送出  $R_s$  為 '0' 的訊號；當 Reset 為 '1' 且  $Cl_{en}$  為 '0' 時，即送出  $R_s$  為 '1' 的準位；當 Reset 為 '1' 且  $Cl_{en}$  為 '1' 時，則計數  $FG$  維持同一準位的時間，當超過某一個時間後即送出  $R_s$  為 '0' 的訊號。

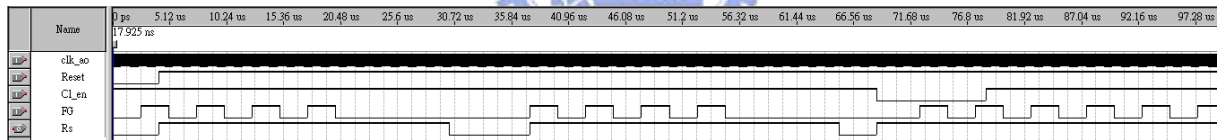


圖 4.19: 重新啓動模組模擬結果

[ 脈波寬度調變模組 ]

模組功能：

表 4.11 所示為脈波寬度調變模組腳位訊號定義說明；PWM 訊號產生的方式主要是利用一個三角載波  $V_c$  與一個命令基本波  $V_{control}$  (參考 3.4 節)，三角載波產生的方式主要是利用時脈計數的功能，將其頻率設計為 25kHz，命令基本波即為訊號  $cv$ ，控制  $cv$  值則可以控制 PWM 訊號的責任週期，進而控制給予馬達的平均電壓； $P_{en}$  為線性模式與 PWM 模式切換的訊號， $P_{ch}$  為改變 PWM 責任週期的訊號。

表 4.11: 脈波寬度調變模組腳位訊號定義說明表

腳位名稱	屬性	位元數	訊號定義
clk	INPUT	1 bit	系統時脈
cv	INPUT	1 bit	電壓控制訊號
P_en	INPUT	1 bit	PWM 致能訊號
P_ch	INPUT	1 bit	PWM 責任週期改變訊號
pwm_com	OUTPUT	1 bit	PWM 訊號

當 clk 發生正緣觸發時，進行脈波寬度調變模組的流程，如圖 4.20 所示；首先判斷 P\_en 的狀態，當 P\_en 為 '0' 時，訊號 pwm\_com 為 '0' 使電晶體維持導通；當 P\_en 為 '1' 時，判斷 P\_ch 的狀態，若 P\_ch 為 '0'，則 pwm\_com 為訊號 cv 與三角載波比較後的訊號；反之，則改變訊號 cv 與三角載波比較後訊號的責任週期，且 pwm\_com 為改變責任週期後的訊號。

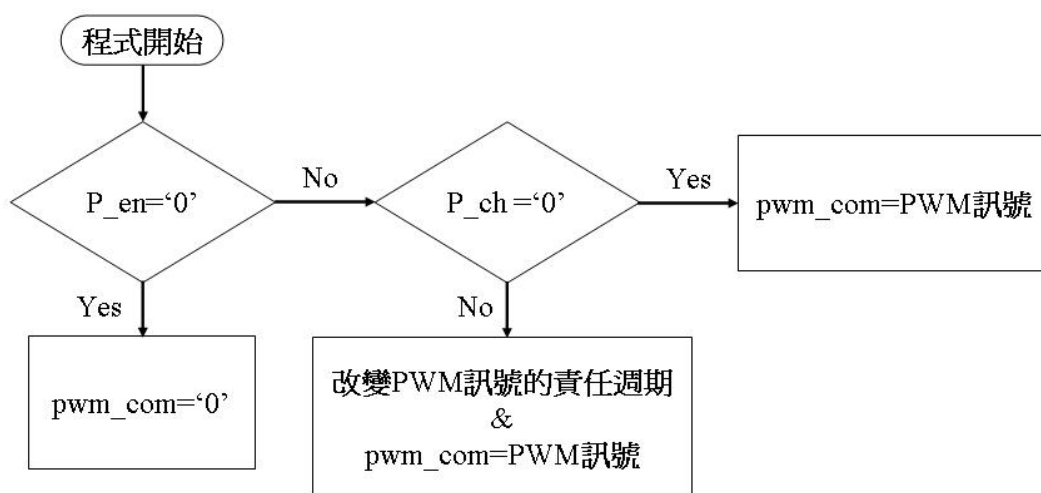


圖 4.20: 脈波寬度調變模組流程圖

模擬結果：

圖 4.21 為實現脈波寬度調變模組的模擬結果，當 P\_en 為 '0' 時，pwm\_com 為 '0'；當 P\_en 為 '1' 且 P\_ch 為 '0' 時，pwm\_com 為 PWM 訊號；當 P\_en 為 '1' 且 P\_ch 為 '1' 時，可改變 pwm\_com 的責任週期。

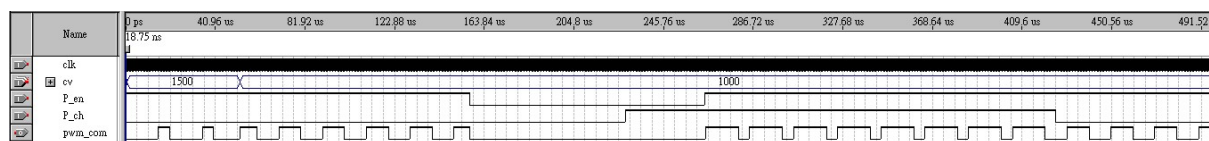


圖 4.21: 脈波寬度調變模組模擬結果

[ 轉速計算模組 ]

模組功能：

表 4.12 所示為轉速計算模組腳位訊號定義說明；進入閉迴路控制換相控制後，開始計數 10 個 *FG* 週期的時間，並將計數的值經運算求得目前馬達的轉速值 fb\_w；另外，在轉速計算模組中將 clk\_cal 設計為 390.625kHz 以配合轉速的運算。

表 4.12: 轉速計算模組腳位訊號定義說明表

腳位名稱	屬性	位元數	訊號定義
clk_cal	INPUT	1 bit	系統時脈
Cl_en	INTPUT	1 bit	閉迴路電路致能訊號
<i>FG</i>	INPUT	1 bit	換相訊號
fb_w	OUTPUT	14 bit	回授速度訊號

當 clk 發生正緣觸發時，進行轉速計算模組的流程，如圖 4.22 所示；首先判斷 Cl\_en 的狀態，若 Cl\_en 為 '1' 即代表已完成定位及開迴路啟動程序，因此利用 *FG* 進行轉速計算；反之，則代表尚未完成定位及開迴路啟動程序，因此將模組內的暫存器與計數器作初始化，並將 fb\_w 設定為 0。



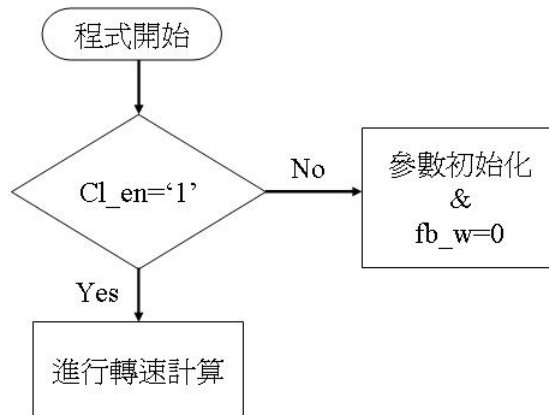


圖 4.22: 轉速計算模組流程圖

模擬結果：

圖 4.23 為實現轉速計算模組的模擬結果；當 Cl.en 為 '1' 時開始計算轉速，前半段 FG 的頻率約為 3.33ms，利用式 (3.6) 可計算出轉速約為 3000rpm；後半段 FG 的頻率約為 6.66ms，可計算出轉速約為 1500rpm。

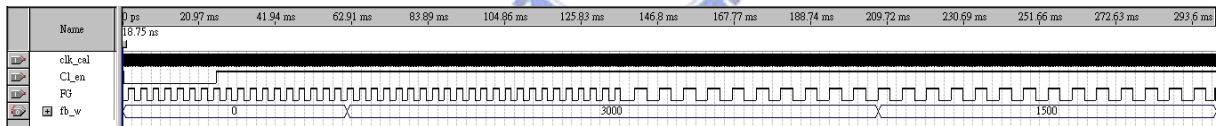


圖 4.23: 轉速計算模組模擬結果

[ 速度控制器模組與電流控制器模組 ]

模組功能：

表 4.13 與表 4.14 所示為分別為速度控制器模組與電流控制器模組的腳位訊號定義說明；兩模組皆使用 PI 控制器，速度控制器模組將速度命令訊號與回授速度訊號相減，經過 PI 控制器產生電流命令訊號；電流控制器模組將電流命令訊號與回授電流訊號相減，經過 PI 控制器產生電壓控制訊號 cv。

表 4.13: 速度控制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
clk	INPUT	1 bit	系統時脈
clk_sc	INPUT	1 bit	取樣頻率
com_w	INTPUT	14 bit	速度命令訊號訊號
fb_w	INPUT	14 bit	回授速度訊號
com.i	INPUT	14 bit	電流命令訊號

表 4.14: 電流控制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
clk	INPUT	1 bit	系統時脈
clk_ic	INPUT	1 bit	取樣頻率
com.i	INTPUT	14 bit	電流命令訊號訊號
fb.i	INPUT	14 bit	回授電流訊號
cv	INPUT	14 bit	電壓控制訊號

模擬結果：

由於兩控制器皆使用 PI 控制器，因此只對速度控制器模組作模擬，圖 4.24 為實現速度控制器模組的模擬結果；此模擬的 P 設定為 2，I 設定為 0.5，而 com\_w 與 fb\_w 相差 100，可發現控制器的輸出 com.i 從 250 開始，並以 50 的間距往上累加。

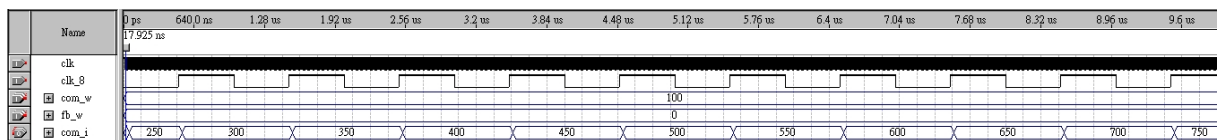


圖 4.24: 速度控制器模組模擬結果

## 第五章

# 系統硬體架構與實驗之結果與分析

### 5.1 實驗硬體架構

圖 5.1 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 Nios II 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 QuartusII 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 ByteBlaster II 傳輸線下載至 FPGA 晶片中。

程式下載完成後，FPGA 晶片輸出六橋控制訊號、A/D 控制訊號和週邊電路控制訊號，輸入回授電流訊號和零交越點回授訊號；六橋控制訊號經由光耦器控制六橋電路，進而控制馬達定子線圈的電流方向；A/D 控制訊號控制電流回授所需的 A/D 轉換器，將類比訊號轉為數位的電流回授訊號進入 FPGA 晶片內處理；週邊電路控制訊號控制外部的多工器以擷取未激發相電壓，未激發相電壓與三相電壓再經由減法器產生未激發相的感應電動勢，可作為觀察與驗證的訊號；電壓感測電路利用比較器比較三相電壓與中心相電壓得到零交越點回授訊號。圖 5.2 為實驗平台，上方為 Nios II 發展板，右下方為電壓與電流感測電路、馬達驅動電路和週邊電路。

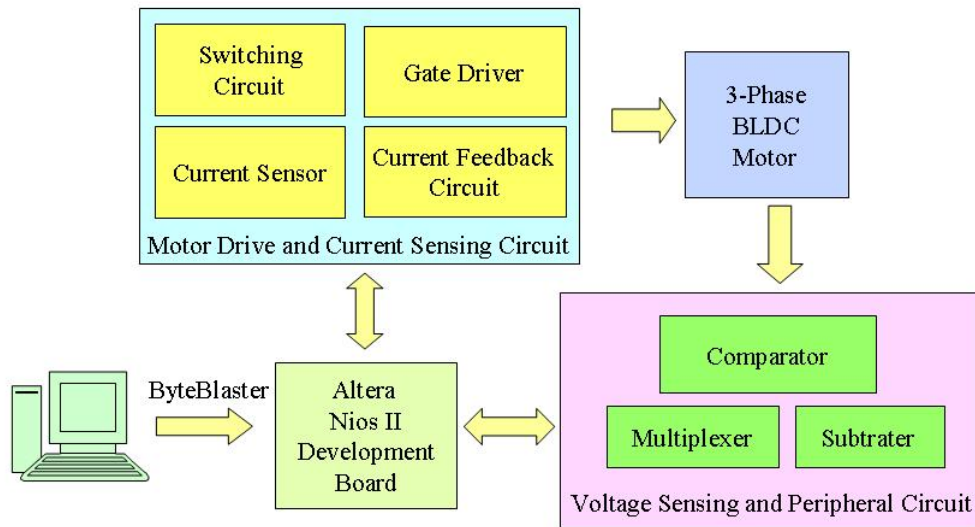


圖 5.1: 三相無刷直流馬達無感測控制之硬體架構方塊圖

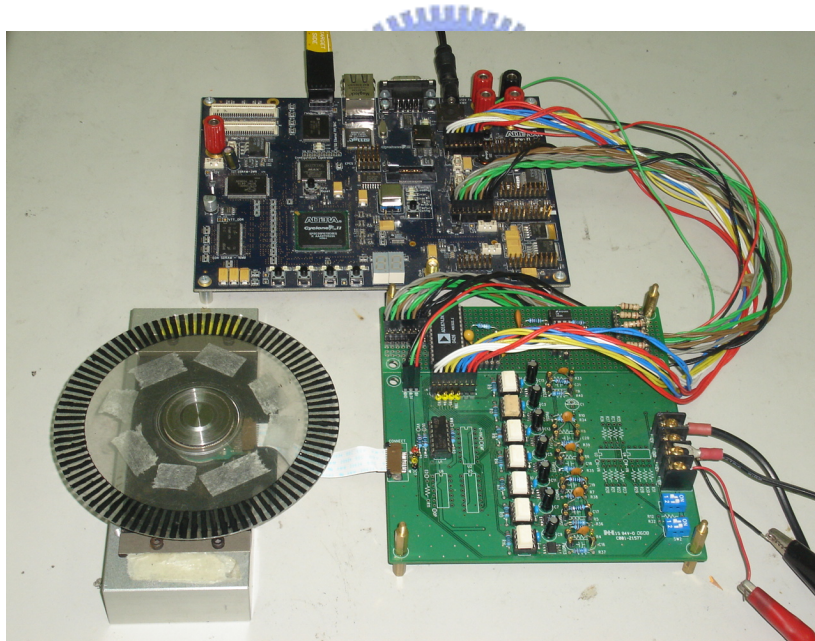


圖 5.2: 實驗平台

## 5.2 ALTERA Nios II Development Board

本論文中三相無刷直流馬達 FPGA 晶片控制系統中，採用 ALTERA 公司 Nios II Development 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 EP2C35F672C6ES，這顆 FPGA 晶片是由 672 根腳位

的 Fineline BGA 封裝而成，其詳細規格表如表 5.1 所示。

表 5.1: EP2C35F672C6ES 晶片規格

規格 Feature	2C35F672C6ES
LEs	33,216
M4K RAM blocks (128 x 36 bits)	105
Total RAM bits	920,448
Embedded 18x18 Multiplier Blocks	35
PLLS	4
User I/O pins	475

下圖 5.3 所示為 Nios II 發展板電路實體圖。除了一顆 FPGA 晶片及一般輸出入接腳外，尚包含

- 16MBytes 的 Flash memory
- 2MBytes 的 synchronous SRAM
- 32MBytes 的 DDR SDRAM
- 一組 Ethernet MAC/PHY 裝置與 RJ45 接頭用以透過網路做資料傳輸
- 一組 Compact Flash(CF) 接頭及一塊 32MB 的 CF Card
- 一個可操作於 33MHz 與 66MHz 的 32 位元 PMC 接頭
- 一組 Mictor 接頭可進行軟硬體的除錯
- 一組 RS232 接頭可以連接序列埠
- 四顆按鈕與八顆 LED 連接至 FPGA 的輸出入腳
- 兩組七段顯示器
- JTAG 接頭使程式可經由傳輸線下載至 FPGA 裝置
- 一個 50MHz 的石英震盪器



這些週邊對設計者在晶片功能的驗證與除錯上，提供了多種介面及完善的解決方案，利於減少晶片研發的時間。其發展板上的電路架構的方塊圖如圖 5.4 所示。

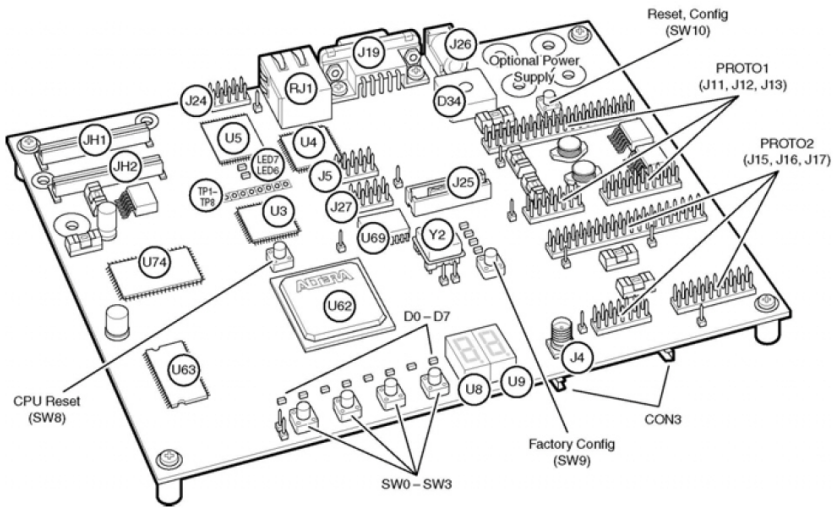


圖 5.3: Nios II 發展板電路實體圖 [1]

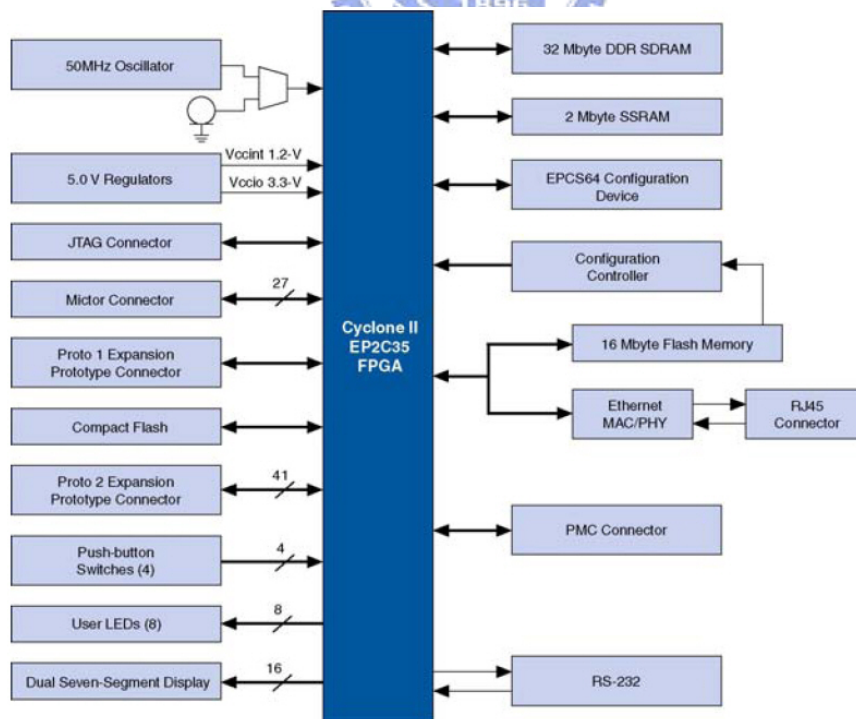


圖 5.4: Nios II 發展板電路架構方塊圖 [1]

### 5.3 實驗結果

圖 5.5 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，實驗上設計的遮罩時間遠大於圖中切換雜訊的時間 25us。圖 5.6 為 120 度六步方波驅動下，相位延遲馬達電氣角 30 度的波形圖， $E_d$  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；masked  $E_d$  為  $E_d$  加入遮罩功能後的訊號，可發現  $E_d$  的假零交越點被消去，而每一個週期的 masked  $E_d$  訊號代表； $S_c$  為馬達的換相訊號，與 masked  $E_d$  相差馬達電氣角 30 度，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。

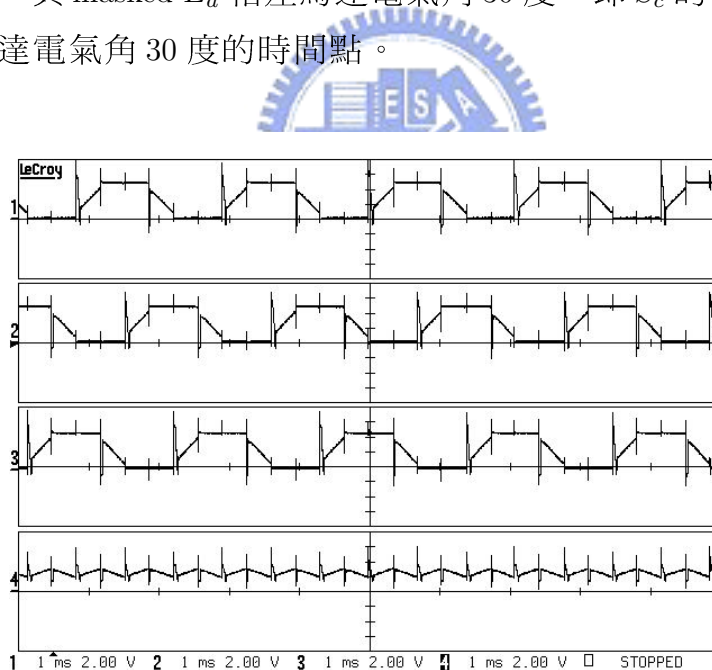


圖 5.5: 120 度六步方波驅動下，馬達的三相電壓與中心相電壓波形圖 (1: $V_u$  ; 2: $V_v$  ; 3: $V_w$  ; 4: $V_n$ )

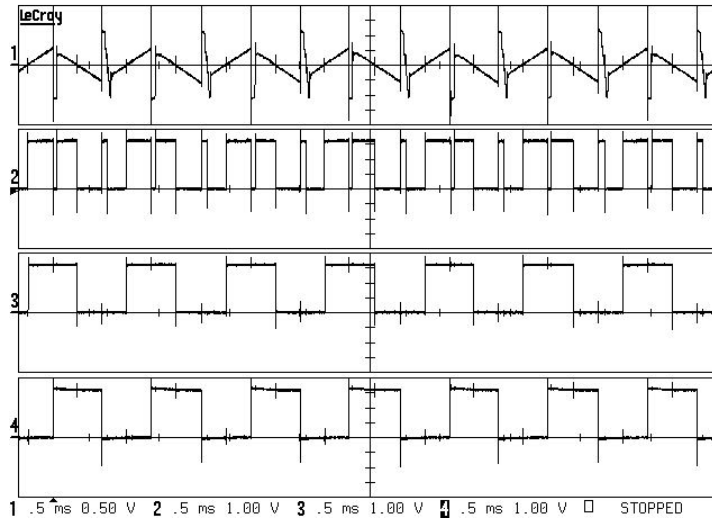


圖 5.6: 120 度六步方波驅動下，相位延遲馬達電氣角 30 度的波形圖 (1: $B_{emf}$  ; 2: $E_d$  ; 3:masked  $E_d$  ; 4: $S_c$ )

圖 5.7 顯示了重新啓動的功能，轉速與換相訊號  $FG$  的頻率成正比，當  $FG$  的頻率低於某個值時，重新啓動訊號  $R_s$  變成低準位，馬達會從定位的程序重新開始；因此  $R_s$  為高準位代表馬達正常運轉， $R_s$  為低準位代表馬達失步。實驗上是利用外力強制馬達停止，然後將外力移除，觀察馬達是否有重新啓動。

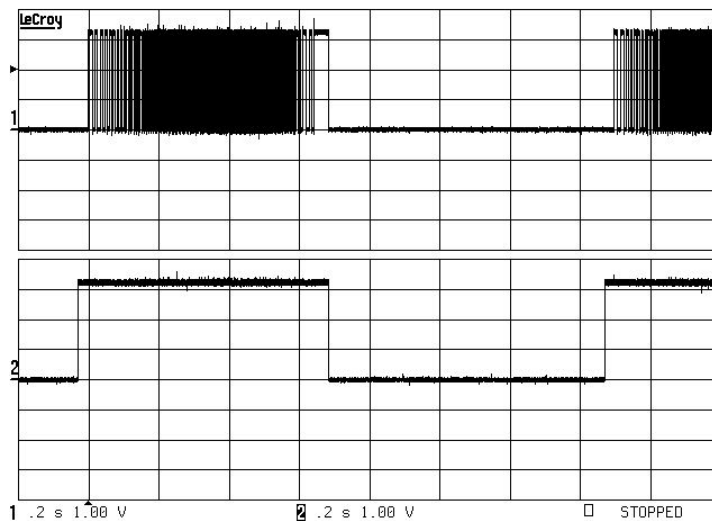


圖 5.7: 重新啓動功能 (1: $FG$  , 2: $R_s$ )



圖 5.8 為馬達以 150 度 12 步方波驅動的三相與中心相電壓波形圖，可發現當偵測到零交越點之後，馬達立即進行換相；因此，每相每次導通馬達電氣角 150 度後才換相，較傳統的 120 度六步方波有較大的力矩。

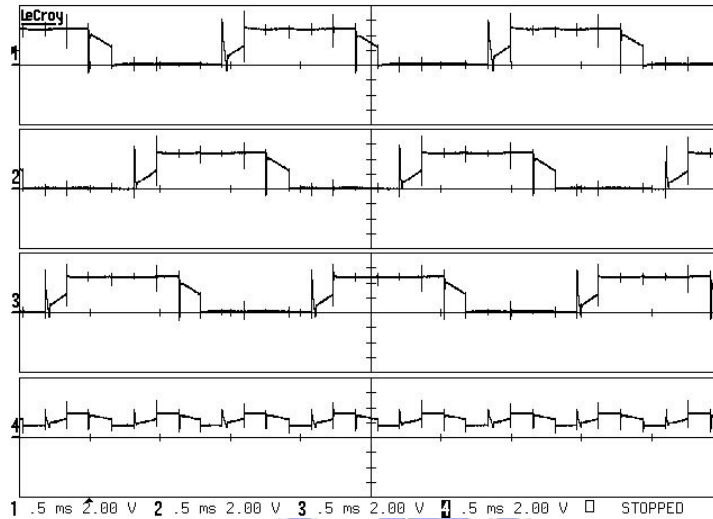


圖 5.8: 150 度 12 步方波驅動下，馬達的三相電壓與中心相電壓波形圖 (1: $V_u$ ；2: $V_v$ ；3: $V_w$ ；4: $V_n$ )

圖 5.9 為馬達在降低噪音機制下的三相與中心電壓相波形圖，可發現在切換點的前後，加入了 PWM 訊號以減少電流突波；爲了了解降低噪音機制的效果，實驗利用分貝計量測馬達的噪音，再經由頻譜分析儀去觀察馬達在切換雜訊頻率的噪音。圖 5.10 爲馬達正常運作下和降低噪音機制下，馬達的噪音高頻頻譜圖；正常運作時，在 5V 的電壓源驅動下，馬達轉速約爲 100(rps)，切換雜訊的頻率約爲 3600Hz，可發現其噪音大小大約爲  $3.6mV_{rms}$ ；在降低噪音機制下，增加電壓源電壓使馬達轉速約爲 100(rps)，可發現其噪音大小大約爲  $3mV_{rms}$ ，較小於正常操作下的噪音。

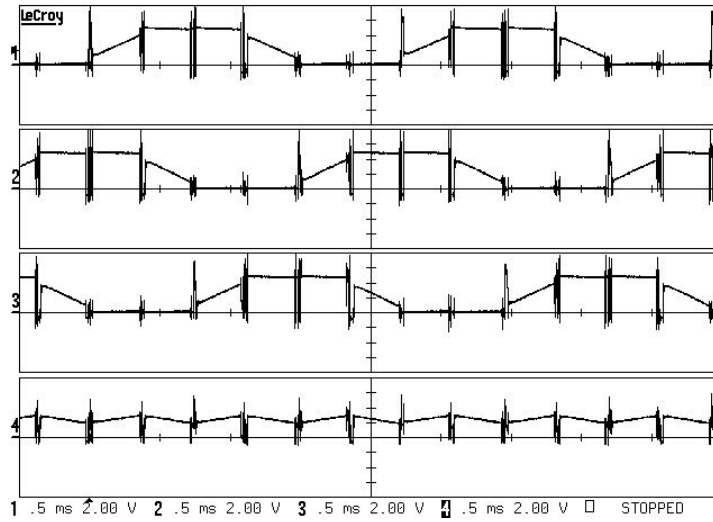


圖 5.9: 降低噪音機制下，馬達的三相電壓與中心相電壓波形圖 (1: $V_u$  ; 2: $V_v$  ; 3: $V_w$  ; 4: $V_n$ )

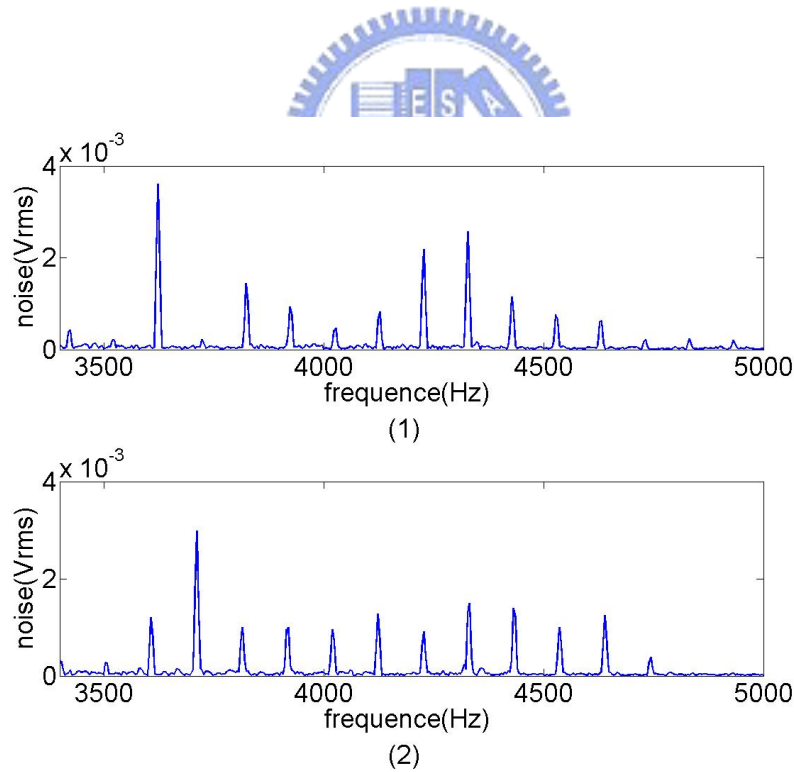


圖 5.10: 馬達的噪音高頻頻譜圖:(1) 正常運作下 ; (2) 降低噪音機制下

圖 5.11 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 5.12 為 PWM 操作下，相位延遲馬達電氣角 30 度的波形圖， $E_d$  為未激發相電壓與中心相電壓比較後的數位訊號，可發現受 PWM 訊號的影響而產生許多假零交越；masked  $E_d$  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  $E_d$  相差馬達電氣角 30 度，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。

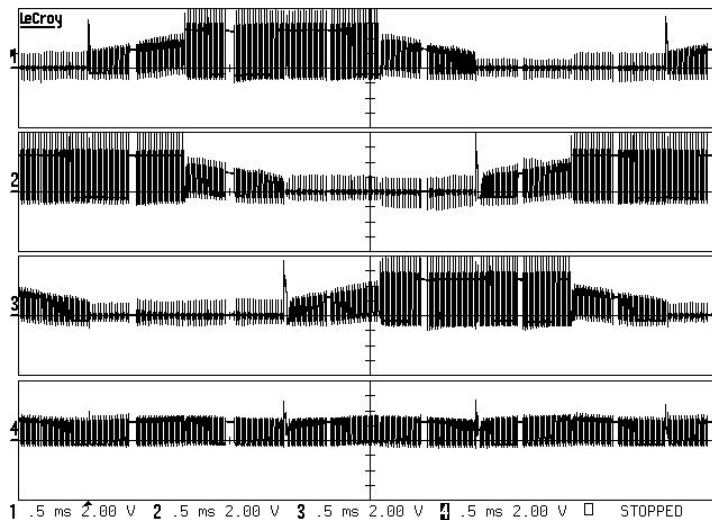


圖 5.11: PWM 操作下，馬達的三相與中心相電壓波形圖 (1: $V_u$  ; 2: $V_v$  ; 3: $V_w$  ; 4: $V_n$ )

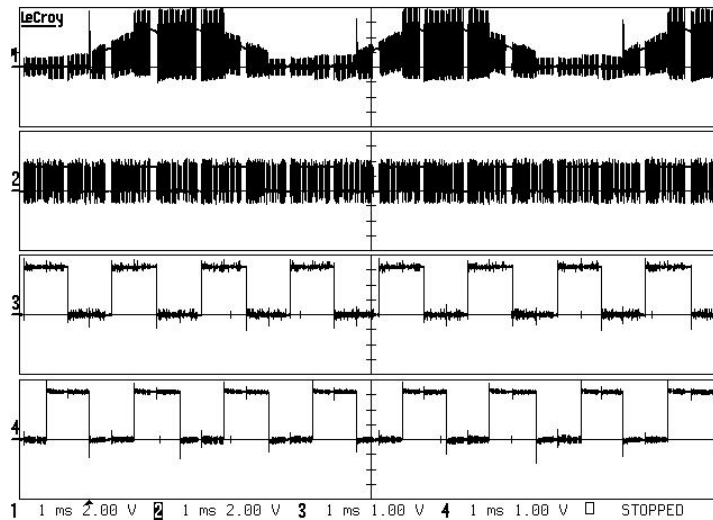


圖 5.12: PWM 操作下，相位延遲馬達電氣角 30 度的波形圖 (1: $V_u$ ；2: $E_d$ ；3:masked  $E_d$ ；4: $S_c$ )

由於馬達上並沒有位置偵測器，為了精確地計算馬達旋轉的上升時間，可以在碟片加上編碼器。圖 5.13 在圓環的部分有 90 組明暗的區塊，利用光遮斷器 SY-508 偵測馬達碟片上明暗的區塊，即可輸出一與轉速有關的方波信號（馬達旋轉一圈，光遮斷器會產生 90 個方波）；再透過 ADLink DAQ-2501 偵測此方波信號，計算出方波的頻率後再除以 90 即為馬達實際上的轉速值。

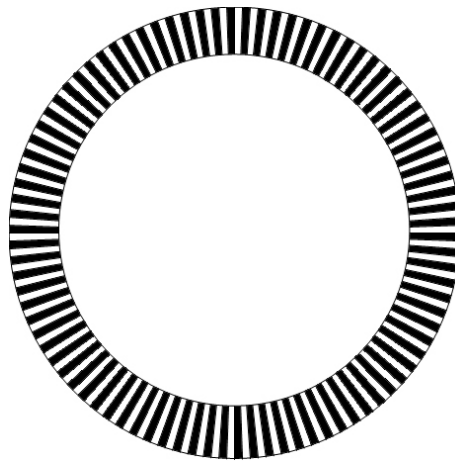


圖 5.13: 具有 90 組明暗區塊的圓環

圖 5.14 為 120 度六步方波無感測驅動的轉速響應圖，其轉速最後約可以達到 4900rpm；圖 5.15 為 150 度 12 步方波無感測驅動的轉速響應圖，其轉速最後約可以達到 5450rpm，由此可知，150 度 12 步方波的確具有較大的力矩，可提升馬達的在轉速方面的效能。

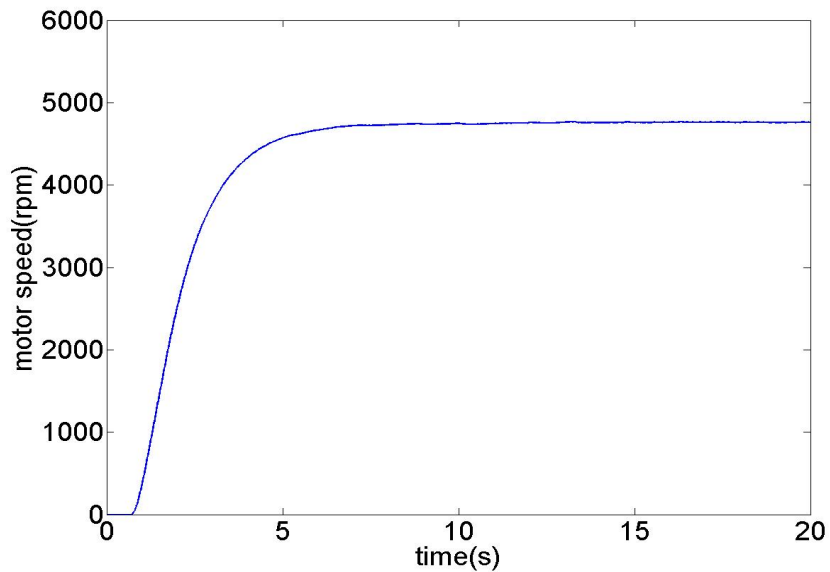


圖 5.14: 120 度六步方波無感測驅動的轉速響應圖

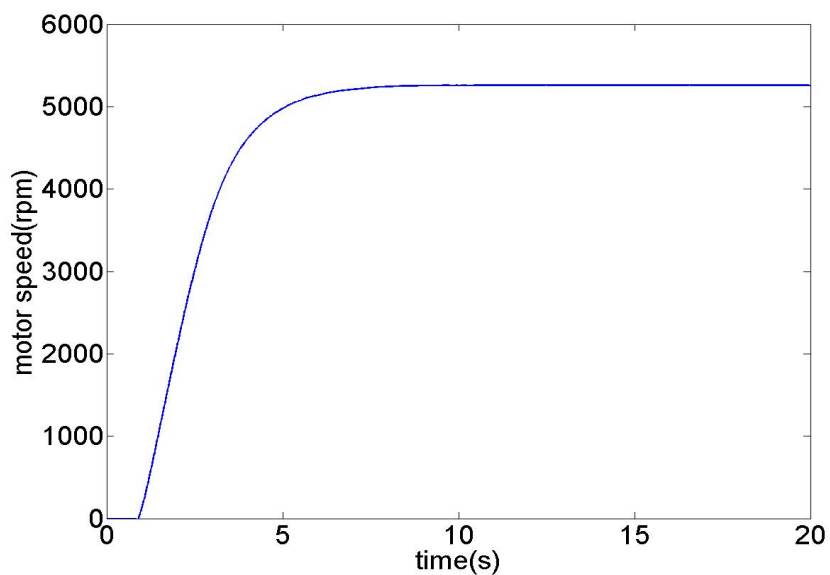


圖 5.15: 150 度 12 步方波無感測驅動的轉速響應圖

圖 5.16 為轉速命令分別為 2000rpm、3000rpm 和 4000rpm 的轉速響應圖，控制器的設計使轉速響應具有些許的超越量 (overshoot)，使系統可以快速的達到命令值；其最大超越量百分比分別為 6.5%、2.6% 和 1.7%，上升時間分別為 1.44 秒、2.16 秒和 3.24 秒，而穩態誤差分別為 0.1%、0.133% 和 0.15%。

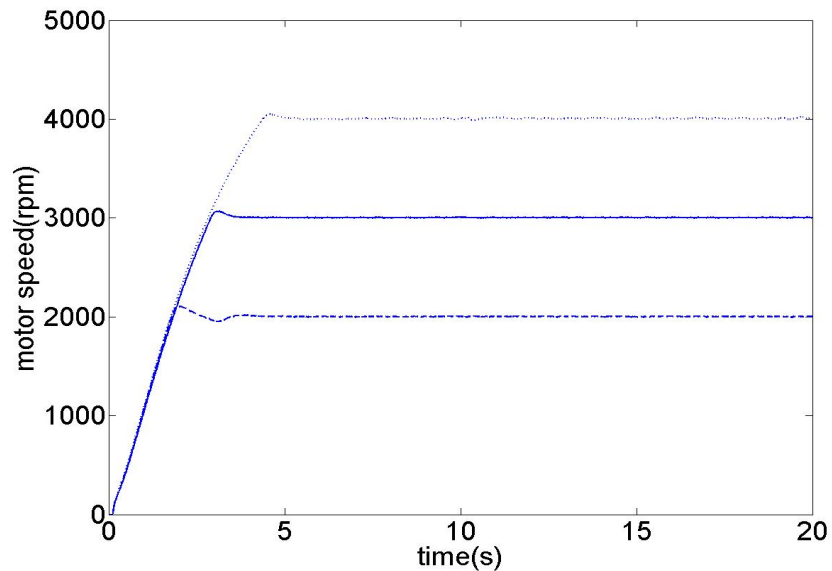


圖 5.16: 轉速命令為 2000、3000 和 4000rpm 的轉速響應圖

## 第六章

### 結論

本論文以無感測換相為基礎，藉由馬達的電壓與電流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，並對無感測驅動技術作改良。下列為本論文的成果：

- 本文提出一個具遮罩功能的數位式相位移器，對於感應電動勢的零交越點進行 30 度馬達電氣角的位移，且克服馬達在換相時，切換雜訊所造成的假零交越點。經由此相位移器的處理，可以使馬達在沒有感測器的狀況下正確的換相。
- 本文提出應用於無感測的 150 度 12 步方波驅動法，除了在零交越點發生前的馬達電氣角 30 度內，導通馬達的兩相線圈外，其餘時間皆導通馬達的三相線圈；相較於 120 度六步方波驅動，其具有較高的轉矩與轉速。
- 本文提出抑制馬達電子噪音的機制，在馬達換相點的前後降低 PWM 訊號的責任週期，藉以降低馬達的電流突波，以達到降低電子噪音的目的。
- 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，因此在零交越點發生前一小段時間內保持在線性模式操作，方可獲得正確的零

交越點。此機制沒有利用濾波器濾過 PWM 訊號所造成的相位延遲，所以不需要作相位補償，因此具有高精準度與高廣泛性的優點。

- 本文設計數位式的 PI 控制器，對電流與速度進行閉迴路控制，以達到穩定的速度控制。
- 本文以場效型可規劃邏輯陣列 FPGA 晶片為核心，配合 Quartus II 整合性發展軟體，進行晶片功能程式的撰寫、編譯、模擬與驗證，再透過週邊相關的電路，實現小型三相無刷直流馬達之無感測控制晶片。

在未來發展方面，由於本論文所使用的控制器皆為 PI 控制器，在控制響應與精度日趨要求下，可以使用較複雜的控制理論，例如適應控制理論、模糊控制理論，以加強系統的響應與穩定度。關於開迴路啓動換相時間與假零交越點遮罩時間的長短，皆以實驗的 9 槽 12 極光碟機馬達為基準，若要使其應用於三相無刷直流馬達的範圍可以更廣，例如小型振動馬達、大型風扇馬達，必須可以克服隨著馬達參數變化的開迴路啓動換相時間與假零交越點遮罩時間。另外，無感測控制符合馬達輕薄短小化的趨勢，但輕薄短小後將面臨到噪音的問題，如攜帶型產品就具有低噪音的要求，因此，如何降低馬達的噪音就變成一個很重要的課題。



## 參考文獻

- [1] Altera Corporation, “Nios II Development Kit Getting Started User Guide, Cyclone II Edition” , May 2005.
- [2] E. C. Lee, “Bemf crossing detection in PWM mode operation for sensorless motor control application” , *United States Patent* 5,789,895.
- [3] G. Maiocchi and V. Giuseppe, “Start-up procedure for a brushless sensorless motor” , *United States Patent* 5,343,127.
- [4] H. Meyer, J. Reiter, J. Schunn and R. Villhauer, “Driving device for three-phase brushless motor” , *United States Patent* 6,600,279.
- [5] J. C. Moreira, “Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet AC motors operating over a wide speed range” , *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 32, pp. 401-407, 1996.
- [6] J. P. Johnson, M. Ehsani and Y. Giizelgiinler, “Review of Sensorless Methods for Brushless DC” , *Industry Applications Conference*, Vol. 1, pp. 143-150 ,1999.
- [7] 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.
- [8] 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.

- [9] K. Iizuka, H. Uzuhashi, et al., “Microcomputer control for sensorless brushless motor” , *IEEE Trans. Ind. Applicant*, Vol. 21, pp. 595-601, May-June 1985.
- [10] K. Nishimura, “Sensorless motor driver” , *United States Patent* 6,111,372.
- [11] 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.
- [12] N. Oomura, A. Hiruma and S. Ikawa, “Method and apparatus for controlling a brushless DC motor that indicates a motor failure” , *United States Patent* 6,153,993.
- [13] P. Menegoli, “Simple back emf Reconstruction in pulse width modulation(PWM) mode” , *United States Patent* 6,163,120.
- [14] R. C. Becerra, T. M. Jahns and M. Ehsani, “Four-quadrant sensorless brushless DC motor drive” , *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 202-209, 1991.
- [15] S. H. Park, S. H. Bahng and D. J. Kim, “Sensorless brushless DC motor uses fast and reliable unbalanced three-step start” , *Powerconversion & Intelligent Motion*, Vol. 22, No. 4, pp.6, Apr 1996.
- [16] S.H. Park, S.H. Bahng and N.J. Kang, “Sensorless brushless DC motor start-up circuit using intermittently-accelerated-rate clock” , *United States Patent* 5,726,543.
- [17] S. H. Park and Y. K. Lee, “Commutation circuit for a sensorless three-phase brushless direct current motor” , *United States Patent* 6,181,093.
- [18] S. Hirata, “Motor driving device” , *United States Patent* 6,377,008.
- [19] S. K. Jeong, I. J. Ha and D. H. Jung, “Sensorless brushless DC motor” , *United States Patent* 5,886,486.
- [20] 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.

- [21] T. Hashimura, “Driving device for three-phase brushless motor” , *United States Patent* 6,316,894.
- [22] 陳家宏，小型電動機的基礎知識，文笙書局股份有限公司，1995。
- [23] 廖裕評，系統晶片設計：使用 *QUARTUS II*，全華圖書公司，2005。
- [24] 趙貴祥，*DC 無刷電動機與控制電路*，文笙書局股份有限公司，1995。

