

國立交通大學
電機與控制工程學系
碩士論文

小型三相無刷直流風扇馬達無感測控制晶片研製

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

研究生：鄭啟昌

指導教授：林錫寬 博士

中華民國九十四年六月

誌謝

首先，我想感謝我的指導老師林錫寬教授，在研究所這兩年的生涯中，老師給了我很多的意見與指導。此外，老師在學術研究上所抱持的嚴謹態度、豐富的學識一直是我深感值得效法的典範。其次，非常感謝楊谷洋教授、蔡明祺教授和王偉修教授，在百忙之中來幫我進行論文口試，也感謝各位老師對本論文的建議與指正，以及對我個人的勉勵。感謝博士班王世杰學長、方志行學長與李宗原學長以及謝孟勳、張豪揚、邱俊傑和張維娜幾位學長姐在我研究過程中對我的指導與建議，並感謝我的同窗好友存堯、威勳、宇中、俊杰，與學弟星宇、典瑋、品齊、匯欽陪伴我在實驗室做研究的日子中，給我的鼓勵和支持，使得我在研究所這兩年獲益良多。

最後，我要感謝我的家人，他們在這段時間內不曾間斷的鼓勵和關懷，使得我能順利完成論文的撰寫。在此僅以本份論文的結果獻給我的家人與其他關心、幫助我師長及朋友，非常的感謝你們。

小型三相無刷直流風扇馬達無感測控制晶片 研製

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

研究生：鄭啓昌

Student：Chi-Chang Cheng

指導教授：林錫寬 博士

Advisor：Dr. Shir-Kuan Lin



A Thesis

Submitted to Department of

Electrical and Control Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master

in

Electrical and Control Engineering

June 2005

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十四年六月

小型三相無刷直流風扇馬達無感測控制晶片研製

研究生：鄭啓昌

指導教授：林錫寬 博士

國立交通大學電機與控制工程學系

摘要

本論文之主要目的在於發展一個應用於小型三相風扇馬達的數位式無感測控制晶片。目前風扇馬達大多採用單相設計，而且需要感測器（如霍爾元件）來偵測轉子位置，面對各型應用到風扇馬達的產品，如notebook，其「輕薄短小化」的趨勢，風扇馬達的小型化、輕量化、高性能化與高精密度化已是不可避免的，因此本文以場效型可規劃邏輯陣列元件 (Field Programmable Gate Array，簡稱 FPGA) 為基礎，利用硬體描述語言 VHDL 系統層級模組化的設計技巧，實現三相無刷直流風扇馬達無感測控制晶片的製作，藉以提升目前單相風扇馬達所達不到的特性。

設計的流程先以 Visual C++ 模擬驗證無感測驅動機制之正確性及可行性，再以 FPGA 晶片搭配電壓感測電路、馬達驅動及週邊電路，完成三相無刷直流風扇馬達無感測控制系統的建構。

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

Student : Meng-Hsun Hsieh

Advisor : Dr. Shir-Kuan Lin

Department of Electrical and Control Engineering

National Chiao Tung University

ABSTRACT

This paper presents the development of a sensorless control chip for a small three-phase brushless DC (BLDC) fan motor. The fan motors mostly adopt the single-phase design now. And they need a sensor to detect the rotor position. For various products applied to the fan motor, such as notebook, there is a trend to miniaturize. It is unavoidable to make fan motor miniaturization, light quantization, high performance and high precision. Therefore, in this thesis, a FPGA (Field Programmable Gate Array)-based chip design is taken to implement a sensorless control chip conceptual core for three-phase BLDC fan motor drive, utilizing VHDL (Very High Speed Integrated Circuit (VHSIC) Hardware Description Language) modulation techniques and competence from system planning level opinion, improving the single-phase characteristic reached of fan motor at present.

The proposed sensorless drive scheme is verified with the Visual C++ simulation first, and then is realized with FPGA-based chip collocating with voltage sensing circuit, motor drive and peripheral circuit for constructing a sensorless control system for a three-phase BLDC fan motor.

目錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
目錄	ii
圖例目錄	iv
表格目錄	vii
第一章 緒論	1
1.1 研究動機與目的	1
1.2 研究背景與發展現況	2
1.3 研究方法與系統描述	7
1.4 論文貢獻	8
1.5 論文架構	9
第二章 三相無刷直流馬達	10
2.1 三相無刷直流馬達結構	10



目錄	iv
2.2 三相無刷直流馬達數學模式	11
2.3 三相無刷直流馬達驅動原理	13
2.4 三相與單相無刷直流馬達之比較	20
第三章 無感測換相控制晶片之實現方法	28
3.1 數位式相位移器	28
3.1.1 等步法	28
3.1.2 最小平方誤差法	30
3.1.3 飛輪二極體效應	32
3.2 程式模擬	35
3.3 第三條導線設計	38
第四章 晶片功能規劃及驗證模擬	41
4.1 Quartus II 設計軟體環境介紹	41
4.2 FPGA 控制晶片之系統硬體架構	46
第五章 系統硬體架構與實驗之結果與分析	64
5.1 實驗硬體架構	64
5.2 ALTERA Stratix EP1S10 Nios Development Board	65
5.3 實驗結果	68
第六章 結論與未來發展	73
6.1 結論	73
6.2 未來發展	74

圖例目錄

1.1 三相無刷直流風扇馬達無感測控制系統架構	8
2.1 三相無刷直流馬達的轉子 (ROTOR) 與定子 (STATOR)	11
2.2 定子示意圖	12
2.3 θ_r 與 θ_s 示意圖	14
2.4 三相無刷直流馬達中轉子與定子的展開圖	15
2.5 單相 K_t 圖 (橫軸單位 :degree, 縱軸單位 :g*cm/A)	16
2.6 任意導通兩相電流的 K_t 圖 (橫軸單位 :degree, 縱軸單位 :g*cm/A)	17
2.7 120 度六步方波的轉矩漣波	18
2.8 任意導通三相電流的 K_t 圖 (橫軸單位 :degree, 縱軸單位 :g*cm/A)	19
2.9 180 度六步方波的轉矩漣波	20
2.10 單相風扇馬達驅動器架構 (左圖為雙極型架構, 右圖為單極型 架構)	21
2.11 三相無刷直流馬達驅動器	21
2.12 單相無刷直流馬達內部定子繞線方式 (左圖為徑向繞線, 右圖 為軸向繞線)	22
2.13 三相無刷直流馬達 120 度六步方波正規化的轉矩漣波圖	22
2.14 單相無刷直流馬達正規化的轉矩漣波圖	23
2.15 單相無刷直流馬達發生死點的轉矩圖	24
2.16 單相無刷直流馬達避免死點的轉矩圖	25

2.17 三相無刷直流馬達的轉矩圖	26
2.18 風壓風流特性曲線圖 (左圖中的 curve3 為 6248NH 的風壓風流特性曲線，右圖中的 curve2 為 6248NTD 的風壓風流特性曲線) . . .	27
3.1 等步法的操作示意圖	29
3.2 最小平方誤差法示意圖	30
3.3 電流方向由 $u \rightarrow w$ 切換到 $v \rightarrow w$ 時導通情形	33
3.4 遮罩功能的操作示意圖	34
3.5 馬達電氣角 30 度延遲一等步法	36
3.6 馬達轉速上升波形圖一等步法	36
3.7 馬達電氣角 30 度延遲一最小平方誤差法	37
3.8 馬達轉速上升波形圖一最小平方誤差法	37
3.9 脈波寬度調變操作原理	38
3.10 開關電路	40
3.11 脈波—直流電壓轉換器	40
4.1 Quartus II 軟體設計流程	42
4.2 Quartus II 圖形用戶介面	45
4.3 FPGA 控制晶片內部的系統架構	46
4.4 開關控制模組流程圖	48
4.5 開關控制模組模擬結果	48
4.6 定位及開迴路模組流程圖	50
4.7 定位及開迴路模組模擬結果	51
4.8 閉迴路模組流程圖	52
4.9 閉迴路模組模擬結果	53
4.10 等步法實現閉迴路模組模擬結果	53
4.11 最小平方誤差法實現閉迴路模組模擬結果	53

4.12 旗標選擇模組流程圖	54
4.13 旗標選擇模組模擬結果	55
4.14 旗標選擇模組模擬結果	57
4.15 感應電動勢選擇模組模擬結果	59
4.16 重新啓動模組流程圖	61
4.17 重新啓動模組模擬結果	62
4.18 脈波寬度調變模組模擬結果	63
5.1 三相無刷直流馬達無感測器之硬體架構	65
5.2 實驗平台	65
5.3 Nios 發展板電路實體圖	67
5.4 Nios 發展板電路架構方塊圖	67
5.5 馬達的三相電壓與中性線電壓波形圖 (1: V_u , 2: V_v , 3: V_w , 4: V_{CT})	68
5.6 三相電壓與中性線電壓比較的波形圖 (1: u_d , 2: v_d , 3: w_d)	69
5.7 感應電動勢和三相電壓與中性線電壓相減的波形圖 (1:bemf , 2:U-CT , 3:V-CT , 4:W-CT)	69
5.8 相位延遲馬達電氣角 30 度的波形圖 (1:bemf , 2: E_d , 3:FG)	70
5.9 PWM 信號調變馬達端電壓波形圖 (1:PWM signal , 2: 馬達端電壓)	70
5.10 restart 功能 (1:FG signal , 2:low-level 爲失步 , high-level 爲正常旋轉)	71
5.11 具有 90 組明暗區塊的圓環	71
5.12 等步法實現無感測驅動的轉速圖	72
5.13 最小平方誤差法實現無感測驅動的轉速圖	72

表格目錄

1.1	三步方波與六步方波的激磁序列	4
2.1	三相永磁馬達規格	11
2.2	120 度六步方波的換相時間表	17
2.3	180 度六步方波的換相時間表	19
2.4	6248NH 與 6248NTD 的特性比較表	26
2.5	三相與單相無刷直流馬達的架構及特性比較表	27
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 . . .	43
4.2	開關控制模組腳位訊號定義說明表	47
4.3	定位及開迴路模組腳位訊號定義說明表	49
4.4	閉迴路模組腳位訊號定義說明表	52
4.5	旗標選擇模組腳位訊號定義說明表	54
4.6	六橋輸出模組腳位訊號定義說明表	56
4.7	六橋輸出模組表	57
4.8	感應電動勢選擇模組腳位訊號定義說明表	58
4.9	感應電動勢選擇模組表	59
4.10	重新啟動模組腳位訊號定義說明表	60
4.11	脈波寬度調變模組腳位訊號定義說明表	62
5.1	EP1S10F780C6 晶片規格	66

第一章

緒論

1.1 研究動機與目的



現今市場上的無刷直流風扇馬達，都是採用單相設計，原因在於其架構簡單、生產容易，但近幾年來，在某些場合如交換機主機或大型磁帶儲存單元上，已有要求風扇馬達高效率化與穩定的需求出現，所以三相馬達儼然成為取代單相馬達的明日之星。目前德國知名小型散熱風扇大廠 Papst 已有類似的產品出現在市面上，雖然國外其他大廠如 Ebm、Comairrottron，尚未有進行此種馬達開發的計畫，而國內散熱風扇廠建準、達隆、台達、鴻海、協禧也找不到有推出類似產品的訊息，但鑒於市場的需求已經存在，而且三相馬達的設計與生產技術也日趨成熟下，其製造成本預期是可以快速降低的。所以本論文擬研發設計三相無刷直流風扇馬達驅動器，藉以提升目前單相馬達所達不到的特性，甚至在某些領域完全取代單相馬達。

無刷直流風扇馬達之驅動需感測器來檢測出馬達轉子磁極之位置，驅動器才能送出適當的切換訊號使馬達正常運轉，一般需加裝轉軸偵測裝置如霍爾元件、光編碼器或解角器等，可是當這些感測器之解析度愈高時，成本也愈加昂貴，如此一來將使得風扇的體積變大，也增加了整個風扇馬達的成本。面對各型應用到風扇馬達的產品，如 notebook，其「輕薄短小化」的趨

勢，風扇馬達的小型化、輕量化、高性能化與高精密度化已是不可避免的。

然而，隨著風扇馬達縮小體積，感測器所佔的空間就成為阻礙小型化的一個重要因素。此外，感測器本身對溫度、雜訊敏感等因素容易影響風扇馬達性能，因此感測器回授馬達轉子位置訊號可能影響馬達控制的可靠度，在考慮到這些問題時，以不需轉子位置感測器之無感測驅動器就變的很有吸引力，且風扇馬達的負載決定在本身，當風扇馬達轉速越高，負載就越大，因此風扇馬達為一輕載啟動的裝置，所以將無感測驅動技術應用在風扇馬達為一極具有發展潛力之驅動技術。

為了降低風扇噪音、節省電量使用、並延長風扇使用壽命，目前筆記型電腦在 CPU 風扇上大多採用溫控風扇技術，其原理主要是透過系統依據 CPU 的溫度狀況，輸出給 CPU 風扇不同電壓以控制風扇轉速，當溫度低時，風扇轉速自動降低，溫度高時，風扇轉速自動提高。因此在設計風扇馬達輸出導線時，除了兩條電源線以外，大多會再設計第三條導線，其目的主要是接收 PWM 信號，藉由系統端改變 PWM 信號的 Duty 就可以控制馬達端電壓，實現溫控風扇的技術。

因此，本文目的就是針對於小型三相無刷直流風扇馬達，以無感測器換相控制為基礎，藉由馬達回授的電壓訊號驅動馬達，以達到無感測控制的目的，而為了應用在風扇上，IC 體積必須要小，以便嵌入馬達本體，加上風扇馬達在轉速上並不需要控制的非常精準，因此本文省略了電流控制與速度控制的功能，在實現溫控風扇的技術上，可以藉由接收 PWM 信號，改變馬達端電壓的大小，進而達到速度調變的目的。

1.2 研究背景與發展現況

目前無感測器換相驅動與控制技術大都利用感應電動勢 (back-emf) 來決定換相點，其原因在於硬體電路的實現較簡單，馬達端電壓的量測及取得也較容易，因此成本可以降低。而使用此方法的問題在於馬達轉速過低時，感應電動勢振幅過小，訊號與雜訊比過低，造成換相點判斷錯誤，使得馬達無法順利旋轉，因此，利用感應電動勢訊號判斷換相點最大的問題在於啟動，必須要使用一些方法讓馬達轉動，直到馬達轉速夠大，感應電動勢的振幅足

夠作為換相點的判斷，才能利用感應電動勢訊號來決定換相點。馬達無感測器換相的驅動有三個程序：(1) 定位；(2) 開迴路啟動；(3) 閉迴路換相控制。

(1) 定位：

由於馬達的初始位置是未知的，為了讓馬達能夠順利旋轉，必須先透過定位的程序，將馬達的轉子對正至一個轉矩為零的平衡點位置，使下一個程序開迴路啟動的激磁能夠有效帶動轉子旋轉。

J. S. Kim, and S. K. Sul [1] 選擇固定導通某兩相線圈，便可以先將馬達轉子固定在某個位置，使馬達在未啟動前就可事先得知轉子之初始位置，然後再依照驅動電路之導通順序慢慢地循序導通。S. Ogasawara, and H. Akagi [2] 也有提出類似的定位程序。

美國專利號第 5,343,127 號 [3] 提出另一種定位程序，先送出內定的第一組換相訊號，將馬達定位，但由於馬達轉子的初始位置是未知的，所以假使馬達轉子一開始便在死點的位置（就是磁極位置恰與定子磁場合力的方向平行且反相，造成合力矩為零），接著再送一次與初始的換相序列相差兩組的換相訊號，以避免上述死點的情形。

(2) 開迴路啟動：

由於馬達在低轉速時，感應電動勢的振幅過小，因此在偵測換相點時，容易受到雜訊的干擾而造成換相點判斷錯誤，使得馬達無法順利旋轉；因此，必須藉由開迴路啟動的程序，在還未得到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，而隨著換相序列從低頻慢慢增加至高頻，可以使得馬達的轉速逐漸變高，並且讓馬達的感應電動勢的振幅逐漸增加，當感應電動勢不易受到雜訊的干擾而造成換相點判斷錯誤時，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 [4] 提出在馬達開迴路啟動時，因為沒有回授訊號可以估測換相點位置，所以輸出一組內建的換相序列 (forced commutation)，此換相序列是採用 PWM 控制開關的切換，並以六步方波變頻激發的方式驅動。

S. Nagamori [5] 提出在開迴路過程中使用三步方波定頻激發，表 1.1 所示為三步方波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，可以降低啓動電流。

表 1.1: 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 [6] 除了在開迴路過程中使用三步方波定頻激發，並插入另一組高頻的三步方波，使得感應電動勢振幅的大小可以從 370mV 增加至 500mV，因此可以提早切換到閉迴路換相控制的程序，縮短開迴路啓動的時間。

(3) 閉迴路換相控制：

當馬達轉速已經夠快，足以產生可以解析的感應電動勢波形，就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，因為可以判斷出馬達的換相點，因此六步方波換相的邏輯就會一直輪替下去。閉迴路換相控制之技術是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 1985 年，K. Iizaka, H. Uzuhashi, et al. [7] 即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，即可以找到換相點。在使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雜訊的產生，因為雜訊會產生假的零交越點，影響換相點的估測。雜訊大部分會在切換電流方向時產生，因為電晶體在切換時電流瞬間會由下臂的飛輪二極體流出，此時就會造成假的零交越，因此在每一次換相後都必須克服切換雜訊所造成的假零交越。

JJ. Shao, D. Nolan, and T. Hopkins [8] 提出了一種 PWM(Pulse Width Modu-

lation) 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 (floating phase) 相電壓與中性線電壓經過減法器，得到的電壓差即是此狀態的感應電動勢，傳統方法的缺點在於若使用 PWM 驅動六橋開關，PWM 的信號將會疊加在中性線上，導致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的問題，造成換相點估測錯誤，尤其是當馬達在高轉速時，相位延遲的問題更為嚴重。為了解決此問題，此文獻選擇以 PWM 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 信號為 off 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。

R. C. Becerra, T. M. Jahns, and M. Ehsani [9] 提出一個感應電動勢積分法的技術來偵測換相點。原理是當感應電動勢發生零交越後，即將感應電動勢的絕對值經過一積分器，當積分後的值 V_{int} 達到預設的值 V_{th} 後就送出換相訊號，因此，透過 V_{th} 及積分常數的設定可以調整 30 度的延遲時間，也可以配合轉速高低，進行相位領先或相位落後的補償，例如在高轉速時，可以將積分常數調大、縮小延遲時間，以提供更準確的換相；此技術為了避免切換雜訊產生的假零交越影響積分器的值，在每一次換相後，即將積分器設定一段時間不要動作，等到設定的時間過後才開始偵測零交越點的產生，如此就可以避免經由切換雜訊所產生的假零交越點。

K. Y. Cheng, and Y. Y. Tzou [10] 提出一個數位式相位移器，此相位移器包含了兩個恆大於零的計數器，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 $P(k)$ 與 $N(k)$ 分別為正負緣觸發的計數器，計數器的遞增與遞減量分別為 r_i 與 r_d ，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 $P(k)$ 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 $P(k)$ 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 $P(k)$ 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 $P(k)$ 下數至零時就代表馬達真正的換相時間點，感應電動勢負

緣發生時的工作原理亦同，只是使用 $N(k)$ 計數器來達成。

S.Ogasawara and H.Akagi [2] 提出可以利用馬達驅動電路中的飛輪二極體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。

J. C. Moreira [11] 提出一個不用偵測感應電動勢零交越點，也不需要延遲電路的換相技術。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與氣隙電壓有關，經由積分計算後可以得到轉子磁通的三次諧波，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，克服了濾波器相位延遲的問題，再加上在低頻時，三次諧波比傳統端電壓量測法更容易偵測（因為三次諧波的頻率是感應電動勢基本波的三倍），所以此方法可以使馬達有較大的轉速範圍，而此原理只能適用於感應電動勢為梯型波的電動機上。

美國專利第 6,316,894 號 [12] 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 [13] 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性相電壓比較後的輸出訊號， P_a 、 P_b 、 P_c 分別負責計數 S_a 、 S_b 、 S_c 訊號為 high 的時間， N_a 、 N_b 、 N_c 分別負責計數 S_a 、 S_b 、 S_c 訊號為 low 的時間，因此每一個計數器的計數時間都是馬達電氣角旋轉 180 度的時間，假設 S_a 訊號由 high 轉為 low（感應電動勢發生零交越），改由 N_a 計數 S_a 訊號為 low 的時間，當 N_a 計數至 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 low 轉為 high，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，而 P_b 、 N_b 、 P_c 、 N_c 的動作也是一樣，因

此可以利用六個計數器估測出六步方波的六個換相訊號。

美國專利第 6,111,372 號 [14] 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 low 時，偵測電路並不會偵測零交越點，由於馬達在啟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 low 的時間也會增加，以避免切換雜訊造成的假零交越。

目前市面上單相風扇設計的輸出導線有兩線式和三線式兩種結構，兩線式結構的輸出導線為 V_{cc} 與 GND，而三線式結構的導線除了 V_{cc} 和 GND 外，還包含了第三條導線，其功能設計依客戶的需求可以區分爲：

1. 轉速檢測信號輸出 (FG Signal Output) – Open-collector
2. 警告信號輸出 (Alarm Signal Output) – Open-collector
3. 速度控制信號輸入 (Speed Control Input)
 - (a) 溫控型 (Thermistor)
 - (b) 雙轉速型 (Two Speed Operation)
 - (c) 脈波調變控速型 (PWM Signal)

筆記型電腦大多採用溫控技術來驅動風扇馬達，其目的在於降低風扇噪音、節省電量使用、延長風扇使用壽命。溫控技術的原理主要是利用熱敏電阻偵測系統溫度，再藉由 PWM 調變馬達電壓，達到改變風扇轉速的目的 ([15] ~ [21])。

由於本論文主要是針對小型三相無刷直流風扇馬達，設計一可實現的數位式無感測控制晶片，爲了減少成本與符合目前市面上單相風扇的設計，本文將在各章節討論相關的設計方法及數位式相位移器的實現。

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風扇馬達，以偵測未激發相感應電動勢的零交越點爲基礎，設計一個可實現的無感測器驅動機制，並

討論無感測器的啟動法及延遲馬達電氣角 30 度的機制，最後以 FPGA 作一簡單的驗證，圖 1.1 簡單表示了三相無刷直流風扇馬達無感測控制的系統架構，此系統建構在一全數位化的 FPGA 系統中，並採用硬體描述語言 VHDL 與 FPGA 晶片設計軟體，將 120 度六步方波驅動原理及無感測器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風扇馬達無感測驅動系統。

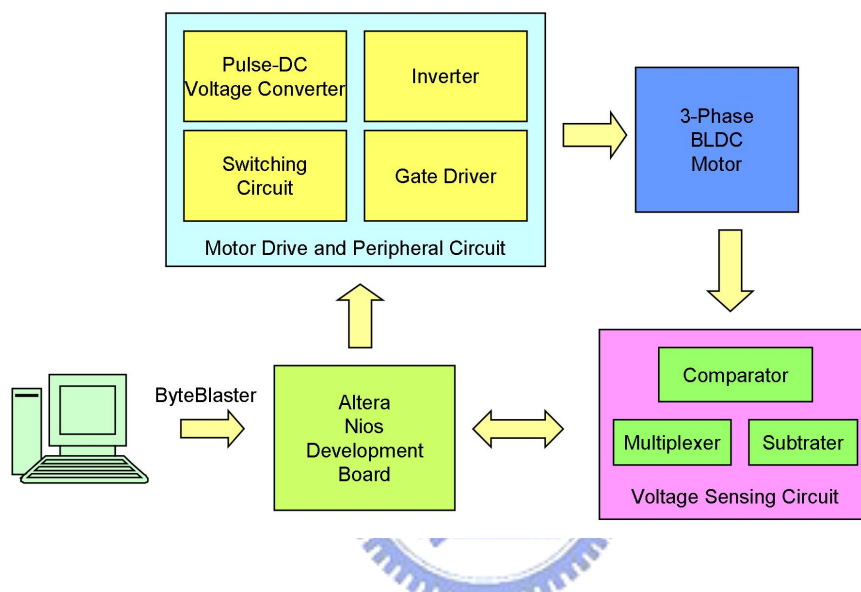


圖 1.1: 三相無刷直流風扇馬達無感測控制系統架構

1.4 論文貢獻

1. 針對馬達無感測換相控制的閉迴路換相控制程序，提出等步法及最小平方誤差法來實現馬達電氣角 30 度的估測，並且能夠克服切換雜訊造成的假零交越現象。
2. 實現 IC 晶片設計，由於外部電路只使用了六橋電路與比較器電路，在未來開發 IC 晶片上可以縮小體積，以便嵌入風扇馬達本體上。

1.5 論文架構

本論文架構可分為六個章節。第一章為研究動機與目的、研究背景與發展現況、研究方法與系統描述、論文貢獻與架構等；第二章在說明三相無刷直流馬達的內部構造與驅動原理，並在特性及架構上與單相無刷直流馬達做比較；第三章在說明無感測換相控制晶片之實現方法，包含數位式相位移器、程式模擬及第三條導線設計；第四章為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；第五章則介紹實驗硬體架構及實驗結果；第六章為結論與未來發展。



第二章

三相無刷直流馬達

2.1 三相無刷直流馬達結構



本論文選用的三相無刷直流馬達 (如圖 2.1 所示) 是 9 槽 12 極的三相永磁馬達 (內部定子有九個槽，外部轉子有 12 極)，其規格如表 2.1。外部轉子每極所佔的角度是 30 度，由永久磁鐵所構成；內部的定子則是鐵心繞上線圈，鐵心兩邊的線圈各佔 5 度，因此每槽所佔的機械角度為 30 度，槽與槽的中心點相距 40 度，其中的空隙為纏繞線圈的空間；由於內部並沒有感測器，因此必須藉由無感測驅動技術來判斷轉子與定子的相對位置，進而改變線圈電流的流動方向，產生一正向的扭矩，推動外部轉子，讓三相無刷直流馬達能夠朝同一方向旋轉。

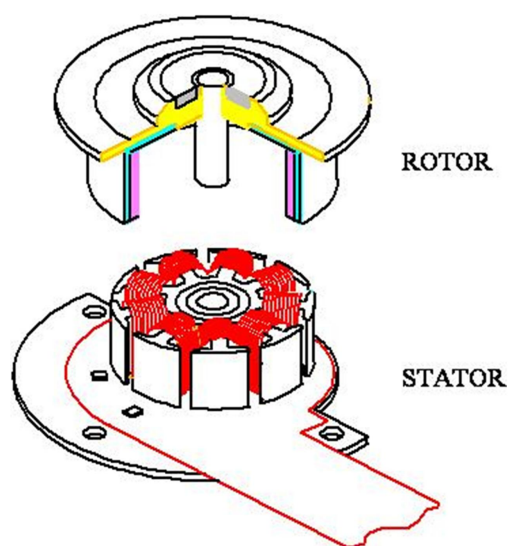


圖 2.1: 三相無刷直流馬達的轉子 (ROTOR) 與定子 (STATOR)

表 2.1: 三相永磁馬達規格

λ_r	$7.62 \times 10^{-4} Wb - turn$
L_s	$0.136 mh$
R_s	1.95Ω
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，其定子的示意圖大致如圖 2.2 所示，此為馬達 Y 接的等效電路圖，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（假設所有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 與相與相間的互感 M ，而各相電流自相端點流入中性線 n 的方向定義為正電流。

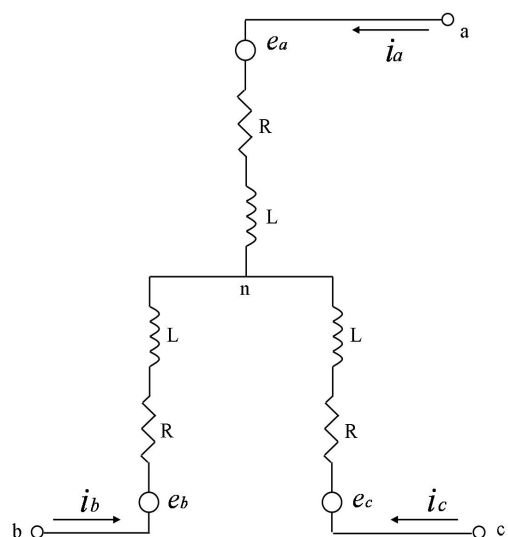


圖 2.2: 定子示意圖

三相無刷直流馬達的參數與變數定義如下:

n : 中性線

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : a,b,c 三相的相電壓

i_{an}, i_{bn}, i_{cn} : a,b,c 三相的相電流

e_a, e_b, e_c : a,b,c 三相的感應電動勢

L_p : 定子線圈的自感值

M : 定子線圈的互感值

R : 定子線圈的阻抗值

ω_r : 馬達的轉速

θ_r : 轉子角度

K_{emax} : 感應電動勢常數

P : 馬達極數

T_e : 馬達轉矩

K_t : 扭矩常數

T_L : 負載轉矩

J : 馬達慣量

B_m : 馬達的阻尼係數

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

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & -M & -M \\ -M & L_s & -M \\ -M & -M & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

機械方程式

$$T_e = K_t \left((i_a - \frac{i_b}{2} - \frac{i_c}{2}) \cos(\theta_r) + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_b - i_c) \sin(\theta_r) \right) = \frac{2J}{P} \dot{\omega}_r + \frac{2B_m}{P} \omega_r + T_L \quad (2.2)$$

其中感應電動勢如式 (2.3)

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \frac{2\omega_r K_{emax}}{P} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

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帶磁物質所構成，若欲使轉子轉動則必須要使內部定子的磁場依照轉子的位置改變。藉由在內部的定子上繞線圈，利用外界的輸入電流造成電磁場的改變，因此而產生轉矩，但內部定子已經固定住，因此產生了一個反作用力推動外部轉子，所以才能使三相無刷直流馬達旋轉。爲了使馬達是以最大的轉矩在旋轉，通常採用的方法爲六步方波驅動，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 2.3 所示。

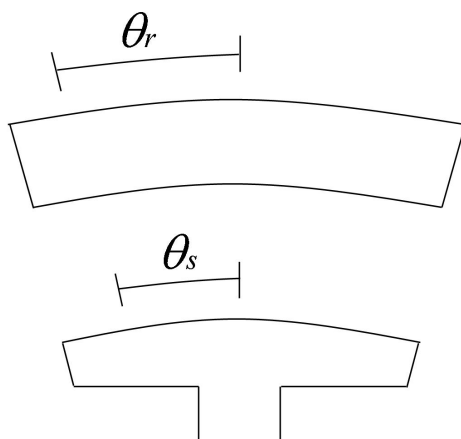


圖 2.3: θ_r 與 θ_s 示意圖

根據弗來明左手定律 (若有 N 匝線圈)，可以得知

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

其中 I 定義為線圈上的電流

L 定義為線圈上受磁場感應的有效長度

B 定義為磁通密度

N 定義為線圈匝數

三相無刷直流馬達扭矩則為

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

其中 K_t 定義為扭矩常數

r 定義為力臂

因為 B 與 θ_r, θ_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 定義為轉子上永久磁鐵的磁極數

θ_r 定義為轉子上任一點對定子中點的角度差

θ_s 定義為定子上任一點對定子中點的角度差

將式 (2.6) 代入式 (2.5) 在經由推算可以得到

$$K_t = 6 \cdot N \cdot B_{max} \cdot L \cdot r \cdot \sin(P\theta_r/2) \quad (2.7)$$

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

[120 度六步方波的驅動原理]

首先，定義三相無刷直流馬達的轉子與定子的初始位置如圖 2.4 所示。

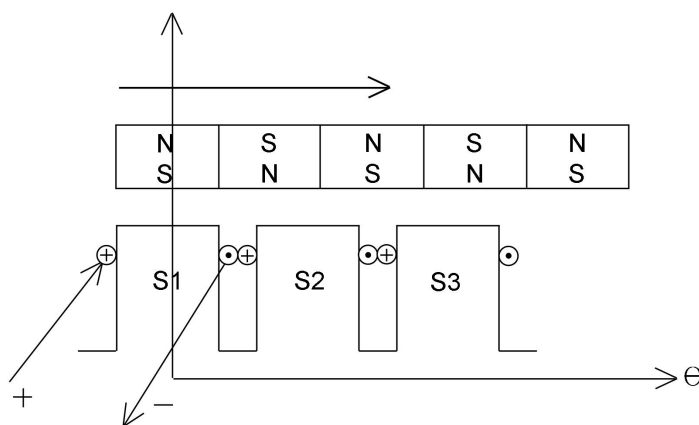


圖 2.4: 三相無刷直流馬達中轉子與定子的展開圖

圖 2.5 為當三相無刷直流馬達旋轉時，分別在 S1,S2,S3 三個定子的位置，所量到 K_t 隨著電氣角與機械角變化的波形圖 (電氣角 / 機械角 = pole 的數目 / 2 = 6，所以電氣角跑了 360 度，機械角只跑了 60 度，也就是說馬達只轉了 60 度)

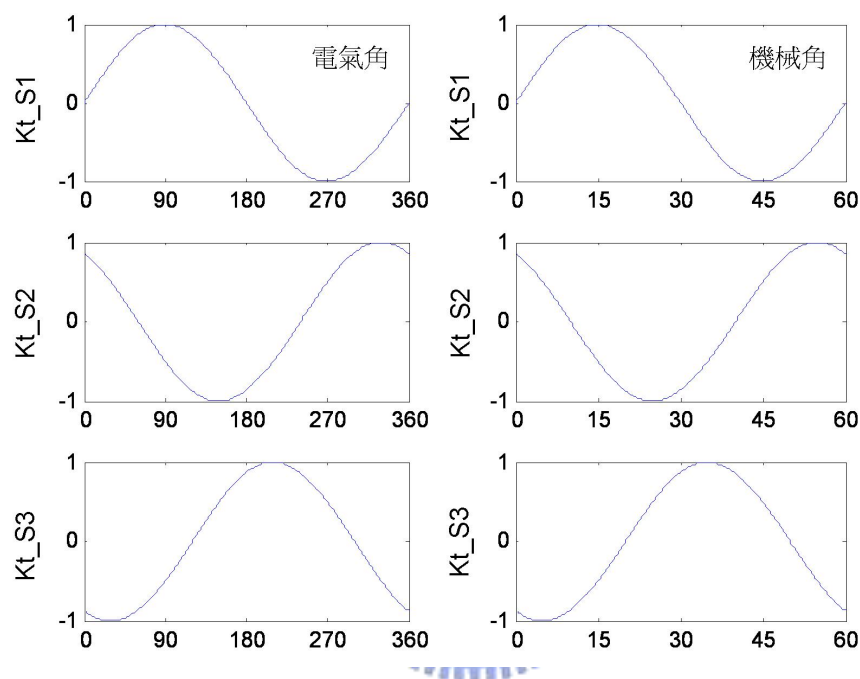


圖 2.5: 單相 K_t 圖 (橫軸單位 :degree，縱軸單位 :g*cm/A)

圖 2.6 為 S1,S2,S3 三個定子任意導通兩相線圈的情況下， K_t 隨著電氣角變化的波形圖。

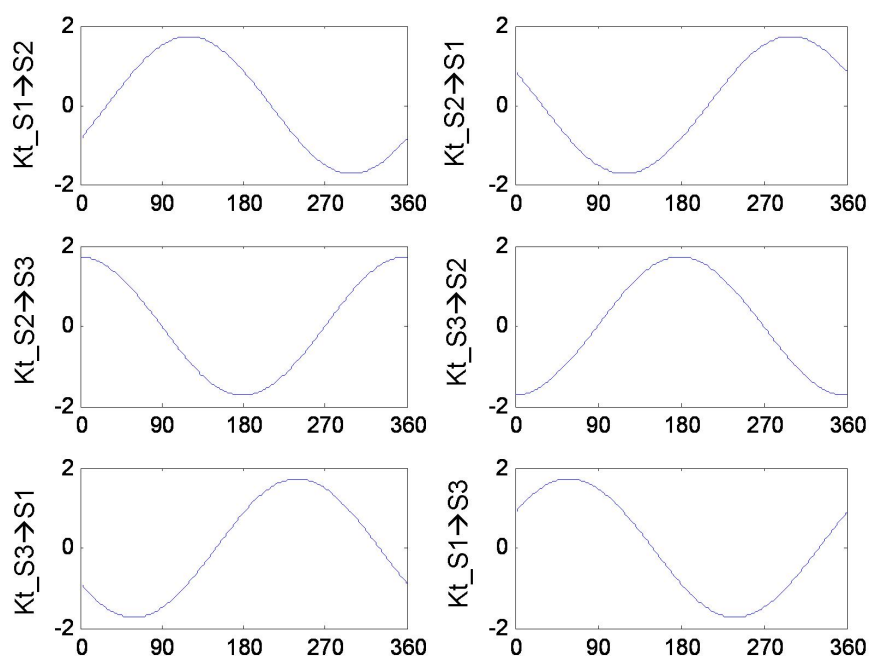


圖 2.6: 任意導通兩相電流的 K_t 圖 (橫軸單位: degree, 縱軸單位: g*cm/A)

若要使三相無刷直流馬達的輸出轉矩維持在最大值，由公式 $T = K_t \cdot I$ 可以得知，必須要將 K_t 維持在最大值，因此藉由圖 2.6 的波形圖我們可以整理切換電流的時間點如表 2.2。

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	S2 → S3	[-30,30]
狀態二	S1 → S3	[30,90]
狀態三	S1 → S2	[90,150]
狀態四	S3 → S2	[150,210]
狀態五	S3 → S1	[210,270]
狀態六	S2 → S1	[270,330]
狀態一	略	略
關鍵切換點 -30,30,90,150,210,270,330		

由表 2.2 中可以得知，當馬達在電氣角 $[-30,30]$ 間，爲了要使 T 在最大值，因此電流導通的方向必須選擇 $S2 \rightarrow S3$ ，而當馬達在電氣角 $[30,90]$ 間，電流導通的方向必須選擇 $S1 \rightarrow S3$ 。

因此，只要得知三相無刷直流馬達在哪一個狀態點後，再利用電流的切換，便可以達到最大轉矩 (如圖 2.7)。

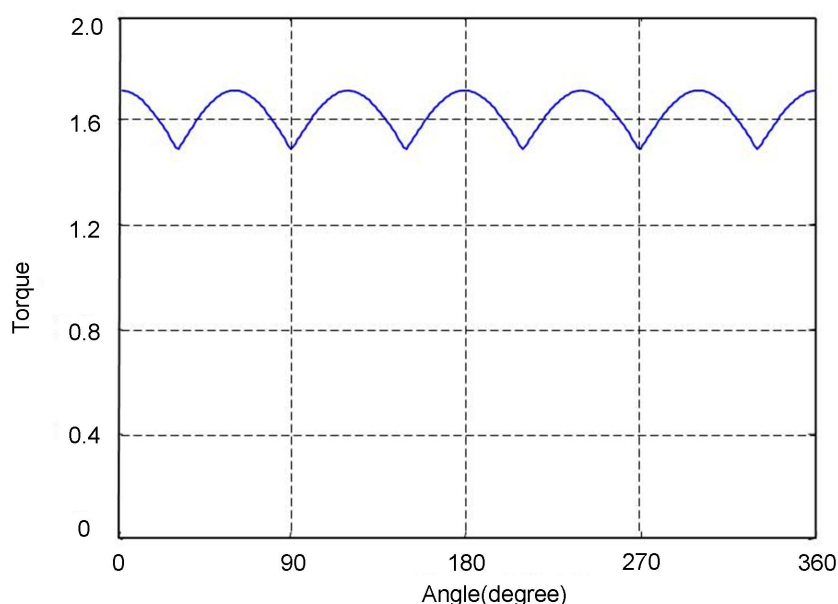


圖 2.7: 120 度六步方波的轉矩漣波

[180 度六步方波的運轉原理]

其推導方式與 120 度六步方波類似，圖 2.8 爲 $S1, S2, S3$ 三個定子任意導通三相線圈的情況下， K_t 隨著電氣角變化的波形圖。

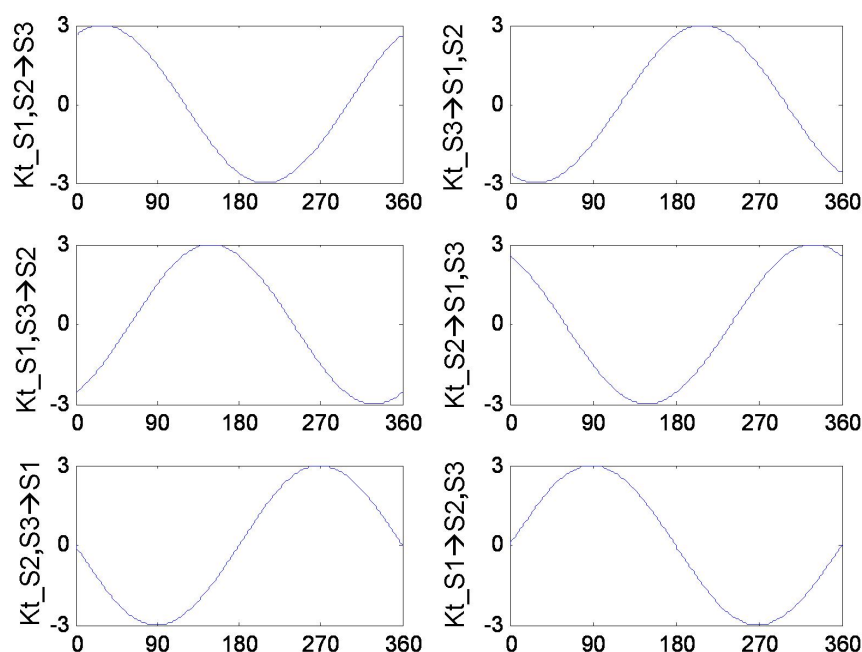


圖 2.8: 任意導通三相電流的 K_t 圖 (橫軸單位: degree, 縱軸單位: $\text{g} \cdot \text{cm/A}$)

同理，爲了要使三相無刷直流馬達的輸出轉矩維持在最大值，藉由圖 2.8 的波形圖我們可以整理切換電流的時間點如表 2.3。

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	S2 → S3 S1 → S3	[0,60]
狀態二	S1 → S3 S1 → S2	[60,120]
狀態三	S1 → S2 S3 → S2	[120,180]
狀態四	S3 → S2 S3 → S1	[180,240]
狀態五	S3 → S1 S2 → S1	[240,300]
狀態六	S2 → S1 S2 → S3	[300,360]
狀態一	略	略
關鍵切換點 0,60,120,180,240,300,360		

只要得知三相無刷直流馬達在哪一個狀態點後，再利用電流的切換，便可以達到最大轉矩如圖 2.9 所示。

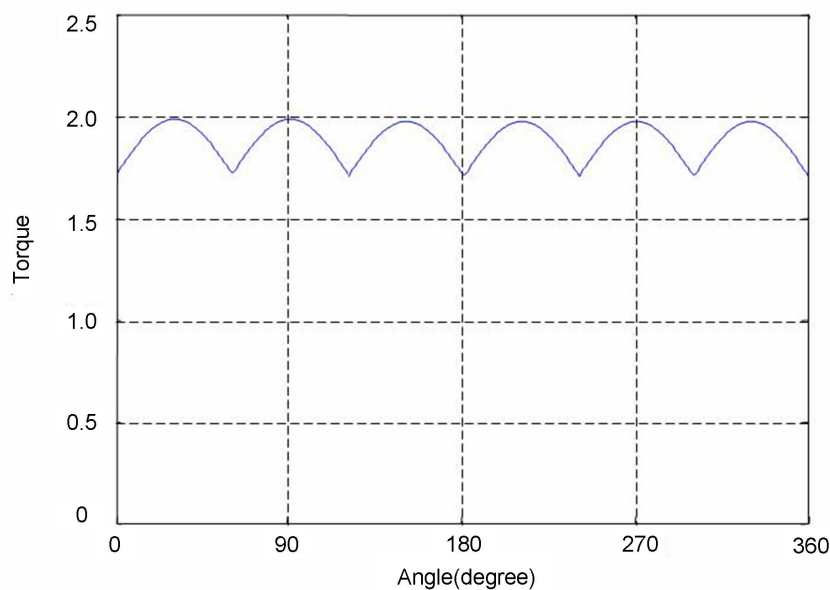


圖 2.9: 180 度六步方波的轉矩漣波

2.4 三相與單相無刷直流馬達之比較

如第一章所述，三相無刷直流馬達已漸漸有取代單相風扇馬達的趨勢，因此本節將進一步說明三相無刷直流馬達與單相無刷直流馬達的差異。

霍爾元件

單相無刷直流馬達至少需要一顆霍爾元件偵測轉子位置以達到換相控制的目的，可是霍爾元件容易受高溫而故障，如此將造成馬達無法旋轉，嚴重地減少馬達壽命。反之，三相無刷直流馬達若採用無感測換相控制技術，除了可以省略霍爾元件的成本，也可以改善因霍爾元件故障而縮短馬達壽命的問題。

驅動器架構

目前市面上單相風扇馬達的驅動器可以分為雙極型 (bipolar) 和單極型 (unipolar) 兩種架構，如圖 2.10 所示為單相風扇馬達驅動器架構。

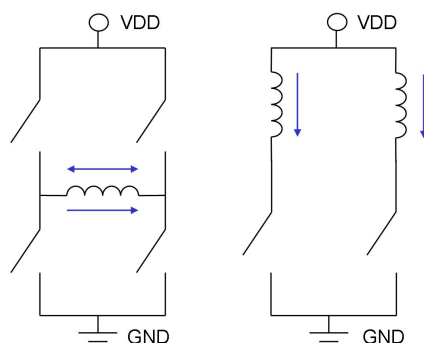


圖 2.10: 單相風扇馬達驅動器架構 (左圖為雙極型架構，右圖為單極型架構)

由圖 2.10 中可以得知雙極型驅動器需要四個電晶體，單極型驅動器則需要兩個電晶體，雖然雙極型驅動器在成本上比單極型驅動器多了兩個電晶體，可是在效率上也會比單極型驅動器高。三相無刷直流馬達的驅動器為三相雙極型，如圖 2.11 所示。

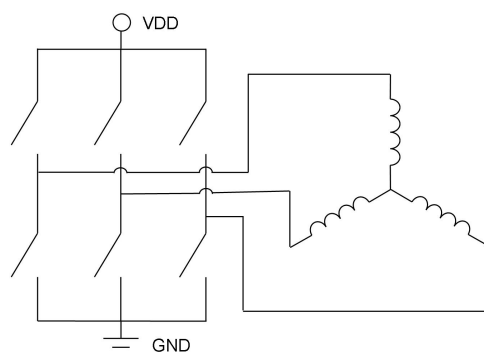


圖 2.11: 三相無刷直流馬達驅動器

定子繞線方式

單相無刷直流馬達內部定子的繞線方式可以分為徑向繞線與軸向繞線，如圖 2.12 所示。三相無刷直流馬達內部定子的繞線方式為徑向繞線。



圖 2.12: 單相無刷直流馬達內部定子繞線方式 (左圖為徑向繞線，右圖為軸向繞線)

轉矩漣波分析

由於本論文是以未激發相感應電動勢的資訊估測馬達換相點，所以在策略上將採以 120 度六步方波驅動三相無刷直流馬達，如此才能由未激發相得知感應電動勢的資訊 (由圖 2.2 可以得知感應電動勢即為未激發相與中性線的電壓差)。為了方便比較單相與三相無刷直流馬達的轉矩漣波，可以將兩者的轉矩漣波正規化，圖 2.13 所示為三相無刷直流馬達 120 度六步方波正規化的轉矩漣波圖。

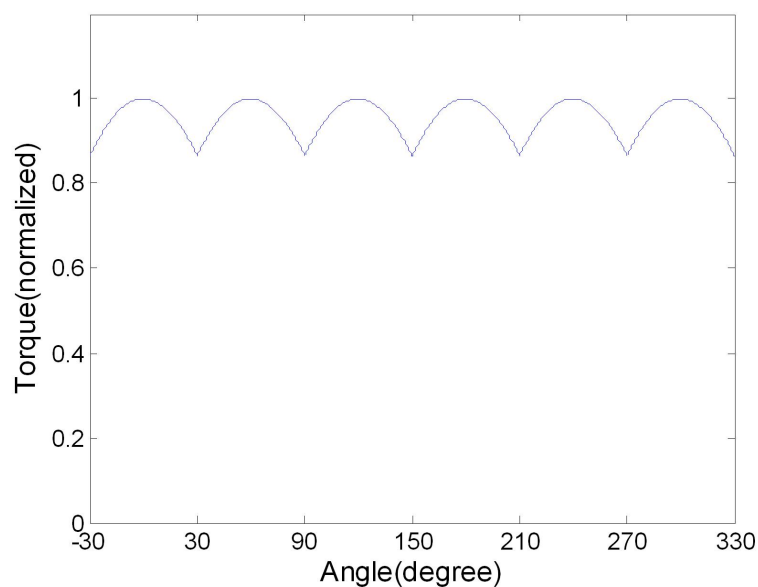


圖 2.13: 三相無刷直流馬達 120 度六步方波正規化的轉矩漣波圖

轉矩漣波的計算公式如式 (2.8) 所示。

$$Torque\ ripple = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{mean}} * 100\% \quad (2.8)$$

因此可以計算出三相無刷直流馬達的轉矩漣波

$$Torque\ ripple = \frac{1 - \sqrt{3}/2}{3/\pi} * 100\% = 14.03\%$$

圖 2.14 所示為單相無刷直流馬達正規化的轉矩漣波圖。

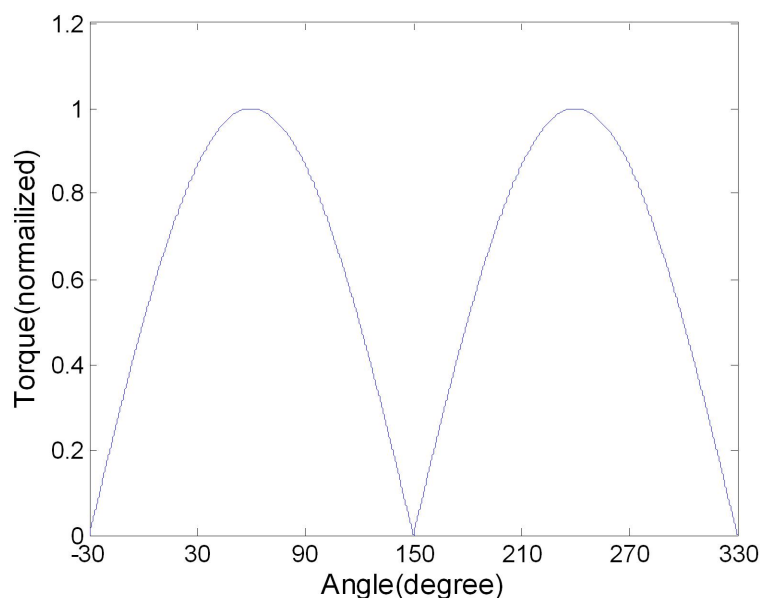


圖 2.14: 單相無刷直流馬達正規化的轉矩漣波圖

因此可以計算出單相無刷直流馬達的轉矩漣波

$$Torque\ ripple = \frac{1 - 0}{2/\pi} * 100\% = 157\%$$

比較圖 2.13 和圖 2.14 可以得知三相無刷直流馬達在單位體積輸出扭矩及轉速限制上都優於單相無刷直流馬達，而因為三相無刷直流馬達的轉矩漣波小於單相無刷直流馬達，所以三相無刷直流馬達除了在振動噪音上會比單相無刷直流馬達小，在壽命上也會比單相無刷直流馬達長。

頓轉轉矩

馬達的轉子有一種沿著某一特定方向與定子對齊的趨勢，由此趨勢會產生一種振盪轉矩，稱為齒槽轉矩或頓轉轉矩 (cogging torque)，此種振盪轉矩是由於定子齒槽的存在，使得在一個磁極下之磁阻發生變化而引起，亦稱為磁阻轉矩脈動，而整個馬達之頓轉轉矩是各個磁極所產生的磁阻轉矩脈動之合成。針對結構對稱的馬達而言，頓轉轉矩相對於旋轉方向之空間機械角度呈現週期性的變化波形，其週期大小可由馬達的磁極數與槽數決定。

單相無刷直流馬達在驅動上會有死點 (無法旋轉) 的問題，因此必須藉由頓轉轉矩的調整來避免死點的問題，圖 2.15 和圖 2.16 分別為單相無刷直流馬達發生死點與避免死點的轉矩圖。

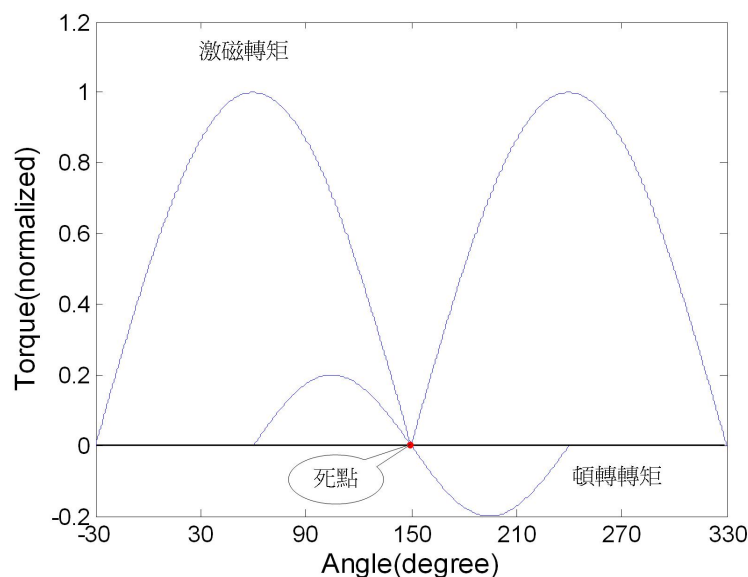


圖 2.15: 單相無刷直流馬達發生死點的轉矩圖

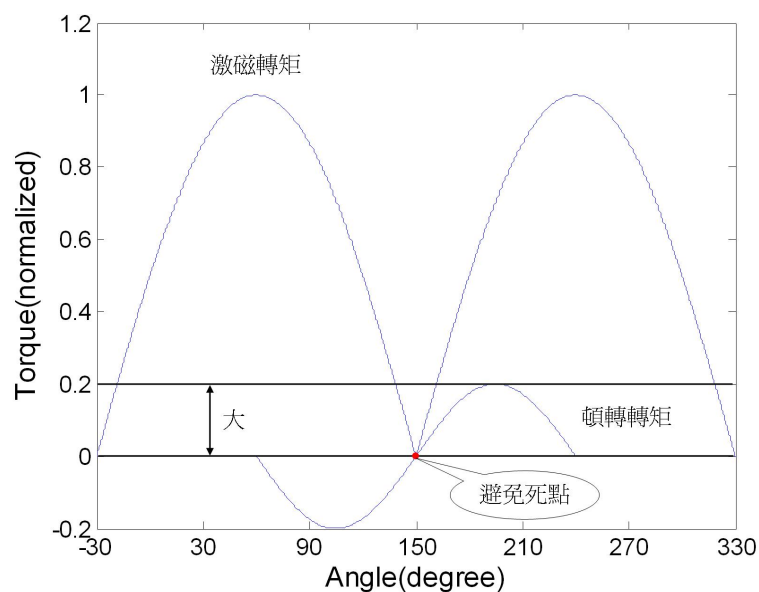


圖 2.16: 單相無刷直流馬達避免死點的轉矩圖

頓轉轉矩可以藉由改變磁鐵、調整齒槽等方式來改變，可是頓轉轉矩會造成速度與位置控制的誤差，也會因為定子機械結構的關係，造成不可預測的震動與噪音，以致於整個系統的不穩定。

因為三相無刷直流馬達的驅動不會有死點的問題，所以在設計磁路時，可以盡量降低頓轉轉矩，以減少頓轉轉矩造成的影響。圖 2.17 所示為三相無刷直流馬達的轉矩圖。

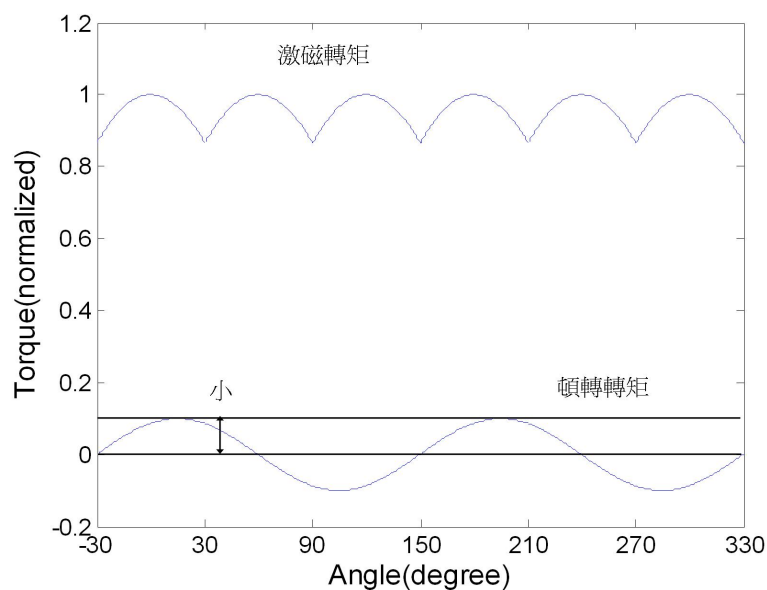


圖 2.17: 三相無刷直流馬達的轉矩圖

風壓與風流特性

以德國小型散熱風扇廠 Papst 所製造生產的二款軸流扇為例子，其外觀尺寸都為 $172\phi \times 51\text{mm}$ 。編號分別為 6248NH(單相風扇馬達)，6248NTD(三相風扇馬達)，其特性比較如表 2.4 所示。

表 2.4: 6248NH 與 6248NTD 的特性比較表

項目	6248NH	6248NTD
馬達相數	1	3
操作電壓 (Volt)	48	48
輸出功率 (W)	26	50
操作轉速 (rpm)	4000	5100
最大風壓 (Pa)	480	600
最大風流 (m^3/h)	282.5	353

圖 2.18 所示 6248NH 與 6248NTD 的風壓風流特性曲線圖。由圖 2.18 中可以看出 6248NTD 的風壓風流操作範圍已包含了 6248NH 的風壓風流操作範

圍，因此三相無刷直流馬達在風壓及風流的特性上會比單相無刷直流馬達好。

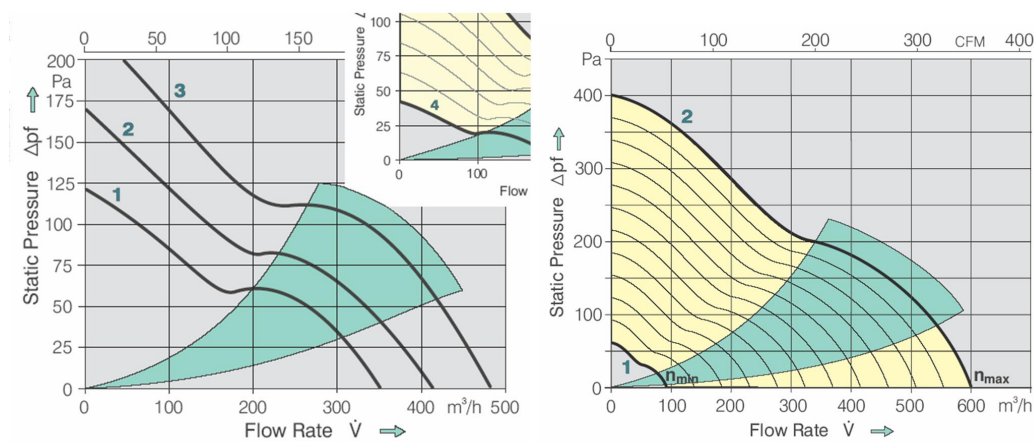


圖 2.18: 風壓風流特性曲線圖 (左圖中的 curve3 為 6248NH 的風壓風流特性曲線，右圖中的 curve2 為 6248NTD 的風壓風流特性曲線)

綜合上述資訊可以整理出三相與單相無刷直流馬達的架構及特性比較表如表 2.5 所示。

表 2.5: 三相與單相無刷直流馬達的架構及特性比較表

項目	三相無刷直流馬達	單相無刷直流馬達
驅動器	雙極型	單極型、雙極型
電晶體個數	6	2 或 4
繞線方式	徑向	徑向或軸向
振動噪音	轉矩漣波 =14.03% 所以振動噪音較小	轉矩漣波 =157% 所以振動噪音較大
磁路設計	齒型設計容易，盡量降低頓轉扭矩即可	齒型設計困難，為避免啓動死點，一般頓轉扭矩較大
單位體積輸出扭矩	較大	較小
轉速限制	可至高轉速	不利於高轉速
壽命和效率	長和高	短和低

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



本論文提出的馬達電氣角 30 度估測法，主要是利用馬達感應電動勢的特性：當馬達正常旋轉時，如果感應電動勢發生兩次零交越，在這兩次零交越時間上的間隔即為馬達旋轉電氣角 60 度的時間，換句話說，當感應電動勢發生零交越後，每當馬達旋轉了電氣角 60 度就會出現一次零交越。估測馬達電氣角 30 度的方法在應用上提出了兩種想法，一種是以等步法實現，而一種是以最小平方誤差法實現。

3.1.1 等步法

等步法是以計數的方式來計算感應電動勢發生兩次零交越點的時間 T ，因為馬達電氣角旋轉 30 度的時間約略為 $T/2$ ，因此當感應電動勢發生零交越時，開始計數 $T/2$ 的時間後即為切換點。

圖 3.1 所示為等步法的操作示意圖，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性線電壓比較後的回授訊號， E_d 為未激發相電壓與中性線電壓比較後的數位訊號（由 u_d 、 v_d 、 w_d 組成）， C_p 和 C_n 為計數器，分別負責計數 E_d 準位為 high 和 low 的時間， S_c 為換相訊號，當 S_c 準位改變即代表做換相的動作， θ_e 為馬達轉子的電氣角。由於 E_d 即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 的狀態是否改變來推知感應電動勢是否產生零交越。

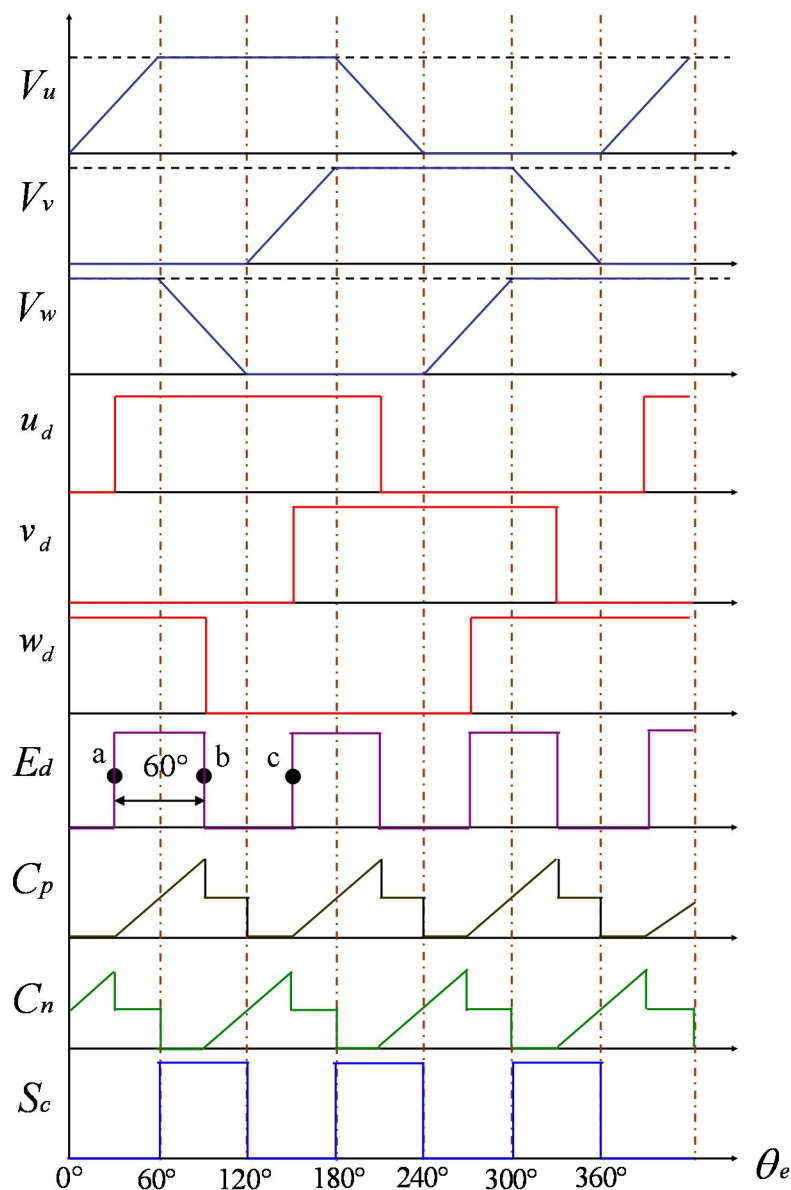


圖 3.1: 等步法的操作示意圖

等步法的操作說明如下：

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 就開始計數 E_d 準位為 high 的時間，當馬達從 a 點旋轉了電氣角 60 度後， 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， C_n 開始計數，當 C_n 計數的值與 C_p 的值一樣時，就送出換相訊號（此時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，接著操作方式相同，只是換成 C_n 計數馬達旋轉電氣角 60 度的時間（b 到 c 所花的時間）， C_p 則計數估測得到馬達電氣角 30 度的時間，以此類推，就可以利用兩個計數器（ C_p 、 C_n ）交替的動作來實現等步法。

3.1.2 最小平方誤差法

最小平方誤差法的觀念是利用過去數個已知的值推算出最小平方誤差的方程式，其方程式可能為一次式、二次式、或以上，最後再利用此方程式來估測目前的值。在實際的應用上，本論文是利用過去四個已知的值來推算出最小平方誤差的一次直線方程式，最後再估測目前的值。

計算及推導如下（參考圖 3.2）：

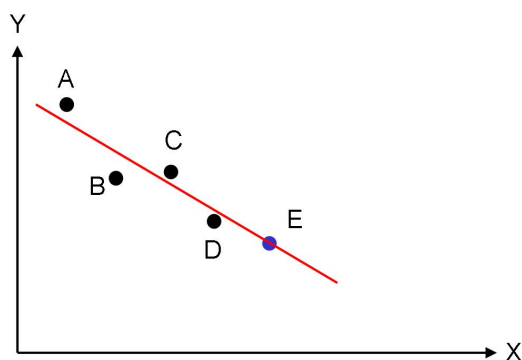


圖 3.2: 最小平方誤差法示意圖

在 X-Y 平面上，四個座標點分別定義為 $A(1, T_1)$ 、 $B(2, T_2)$ 、 $C(3, T_3)$ 、 $D(4, T_4)$ ，直線方程式定義為

$$y = ax + b \quad (3.1)$$

預估測的座標為 $E(5, T_5)$ ，定義誤差 e 為

$$e = \sum_{i=1}^4 (y_i - ax_i - b)^2 \quad (3.2)$$

將已知的四點座標代入式 (3.2)，再利用 $\frac{\partial e}{\partial a} = 0$ 、 $\frac{\partial e}{\partial b} = 0$ ，可以得到

$$\begin{cases} 30a + 10b = T_1 + 2T_2 + 3T_3 + 4T_4 \\ 10a + 4b = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 \end{cases} \quad (3.3)$$

解聯立方程式即可得到直線方程式的係數

$$a = \frac{-3T_1 - T_2 + T_3 + 3T_4}{10} \quad (3.4)$$

$$b = \frac{2T_1 + T_2 - T_4}{2} \quad (3.5)$$

將預估測的座標 $E(5, T_5)$ 代入式 (3.1) 即可得預估測的值

$$T_5 = \frac{-T_1 + T_3 + 2T_4}{2} \quad (3.6)$$

因此，在以最小平方誤差法估測馬達電氣角 30 度時，是利用前四次馬達旋轉電氣角 60 度所花的時間 ($T_1 \sim T_4$) 實現。與等步法的差別在於等步法只取過去一次馬達旋轉電氣角 60 度的資訊，而最小平方誤差法則取前四次馬達旋轉電氣角 60 度的資訊。因為最小平方誤差法必須持續紀錄四次馬達旋轉電氣角 60 度的資訊，因此在實現上必須比等步法多使用四組暫存器 ($R_1 \sim R_4$)，而在送出換相訊號後，其暫存器的值必須更新一次。

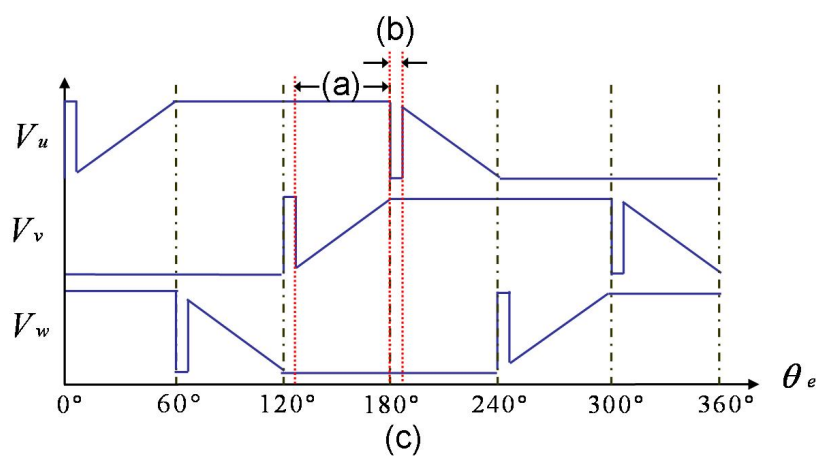
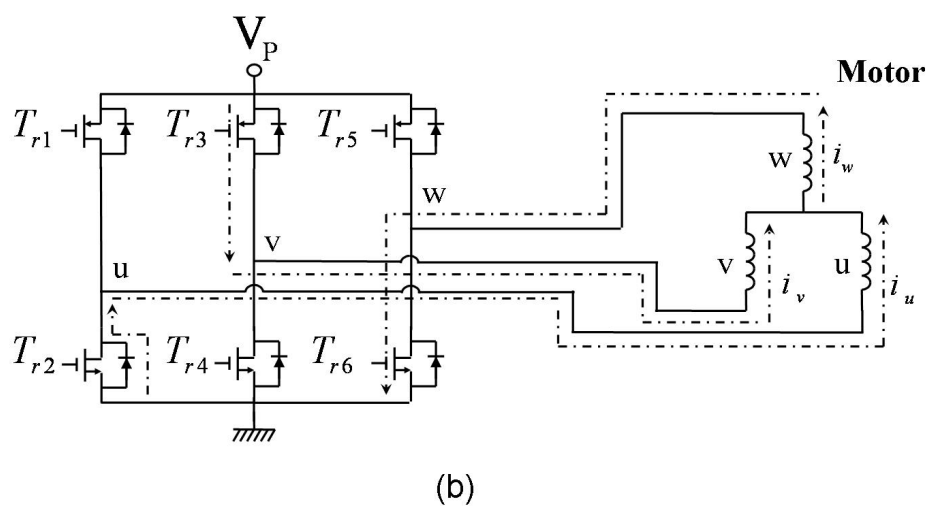
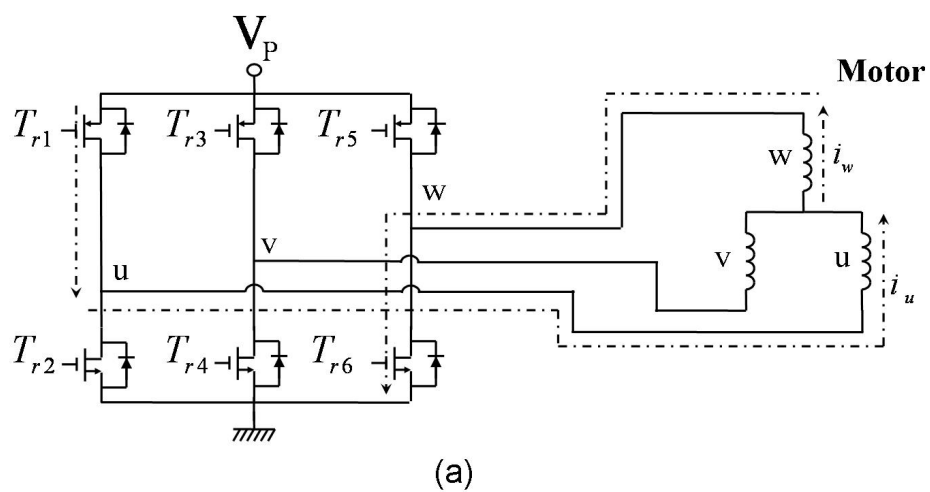
最小平方誤差法的操作說明如下：

最小平方誤差法的操作步驟與等步法類似，只是在估測馬達電氣角 30 度時，必須再套用式 (3.6)。如圖 3.1 所示，假設 E_d 產生了狀態改變點 b，而 C_p 已計數了馬達旋轉電氣角 60 度的時間 (a 到 b 所花的時間)，此時將 C_p 的值存入 R_4 ($R_1 \sim R_3$ 已經紀錄了前三次馬達旋轉電氣角 60 度的時間)，接著將 $R_1 \sim R_4$ 代入式 (3.6) 的 $T_1 \sim T_4$ ，將得到的值 (T_5) 除以二後存入 C_p ，然後 C_n 開始計數，當 C_n 計數的值與 C_p 的值一樣時，就送出換相訊號，並將暫存器的值更新 ($R_1=R_2$ 、 $R_2=R_3$ 、 $R_3=R_4$) 且 C_p 的值歸零，而 C_n 繼續計數，接著操作方式相同，只是換成 C_n 計數馬達旋轉電氣角 60 度的時間 (b 到 c 所花的時間)， C_p 則計數估測得到馬達電氣角 30 度的時間，以此類推，就可以利用兩個計數器 (C_p 、 C_n) 交替的動作和四個暫存器 ($R_1 \sim R_4$) 實現最小平方誤差法。

由於此方法在開迴路切到閉迴路時，其 $R_1 \sim R_3$ 的值是未知的，因此在開迴路切到閉迴路後，最小平方誤差法必須先以等步法估測換相點，當 $R_1 \sim R_3$ 儲存了三次馬達旋轉電氣角 60 度的資訊 (也就是使用等步法換相三次)，就可以使用最小平方誤差法。

3.1.3 飛輪二極體效應

在第二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者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 3.3 所示為電流方向由 $u \rightarrow w$ 切換到 $v \rightarrow w$ 時導通情形，在 (a) 區間內電流方向是由馬達的 u 相流至 w 相，在馬達將電流換成由 v 相流至 w 相的瞬間，也就是 u 相上臂的電晶體 T_{r1} 為 OFF， v 相上臂 T_{r3} 為 ON 的瞬間，電流會由 u 相下臂的飛輪二極體流過，因此在 (b) 區間內， V_u 會瞬間降為 Low 的準位，此情況會一直到 u 相電流消失。由於每次換相後都會發生飛輪二極體效應，因此在每次換相後都必須考慮切換雜訊的問題，才能使馬達正常的旋轉。

圖 3.3: 電流方向由 $u \rightarrow w$ 切換到 $v \rightarrow w$ 時導通情形

等步法和最小平方誤差法在想法上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，以求得最佳的換相時間點，可是實際上因為飛輪二極體效應的影響，在每次換相後都會有切換雜訊的產生，如此將會使得感應電動勢有假零交越的現象，也就造成等步法和最小平方誤差法無法實現，因此，為了避免切換雜訊影響切換點的估測，實驗上必須將數位式相位移器的兩個計數器 (C_p 、 C_n) 作一些修正。

圖 3.4 為具有遮蔽功能的數位式相位移器，其中 E_d 為未激發相相電壓與中性線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 準位為 high 和 low 的時間， S_c 為換相訊號，當 S_c 準位改變即代表作換相的動作， θ_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 就會產生零交越的現象，為了避免假零交越的影響，可以將計數器 C_p 和 C_n 設定一個遮蔽時間值 k 。只有當 C_p 或 C_n 計數到的值達到此遮蔽時間值，才視為已發生了真正的零交越，因此能夠做等步法或最小平方誤差法的數學計算，並實現馬達電氣角 30 度的延遲，反之，則視為發生了假零交越的現象，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 度的計數器上，直到 C_p 或 C_n 計數到的值達到條件值 k (發生真正的零交越)。

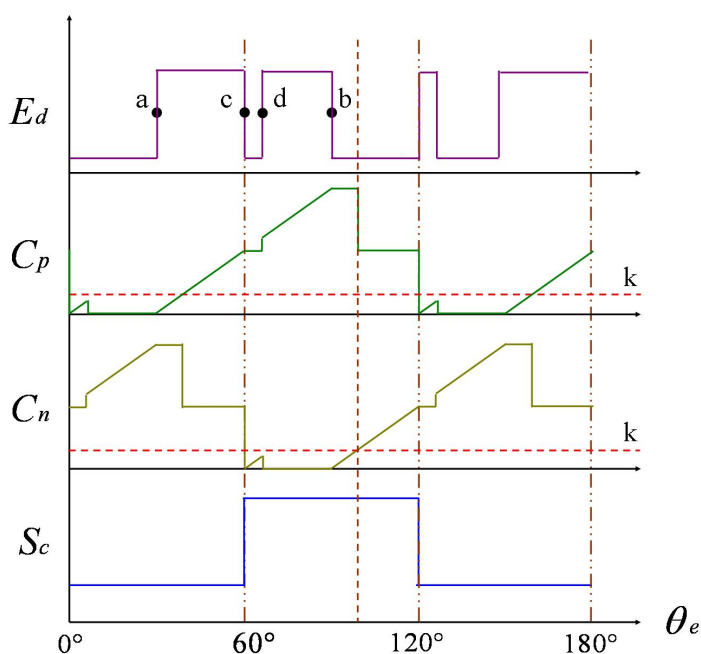


圖 3.4: 遮罩功能的操作示意圖

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 準位為 high 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，因此可以視為發生了假零交越，而 C_n 計數到的值仍然在馬達旋轉電氣角 60 度的時間內，所以 C_n 的值必須累加至 C_p 上，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，就將 C_p 作等步法或最小平方誤差法的數學運算，且 C_n 繼續計數，直到 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（若使用最小平方誤差法必須將暫存器更新），以此類推，就可以在實驗上實現等步法和最小平方誤差法。

3.2 程式模擬



無感測器驅動機制的程式模擬主要是由 Visual C++ 建構而成，所使用的馬達參數與選用的馬達規格一致（參考表 2.1），以便應用於硬體實現。馬達無感測器換相的驅動有三個程序：(1) 定位；(2) 開迴路啟動；(3) 閉迴路換相控制，因此在程式模擬的流程上，便依照此三個程序實現無感測驅動機制。

在定位程序中，先將電流導通的方向選擇為 $u \rightarrow v$ ，當導通時間為 0.5 秒後，即將電流導通方向切換為 $v \rightarrow w$ ，接著導通 0.1 秒即完成定位程序。在開迴路啟動程序中將電流方向切換為 $v \rightarrow u$ ，其導通時間為 0.08 秒，接著依序送出六步方波序列，並縮短導通時間，使馬達轉速慢慢提升，當馬達轉速提升至 200rpm 即完成開迴路啟動程序。在閉迴路換相控制程序中是以感應電動勢估測法為主，當未激發相感應電動勢發生零交越後，再延遲馬達旋轉電氣角 30 度的時間，即為最佳切換點，而馬達電氣角 30 度的延遲可由等步法和最小平方誤差法實現。

圖 3.5 與圖 3.6 是等步法的模擬結果，可以觀察出馬達電氣角 30 度的延遲可以由等步法實現，使得馬達成功地在閉迴路換相控制程序中將轉速提升至穩態轉速。

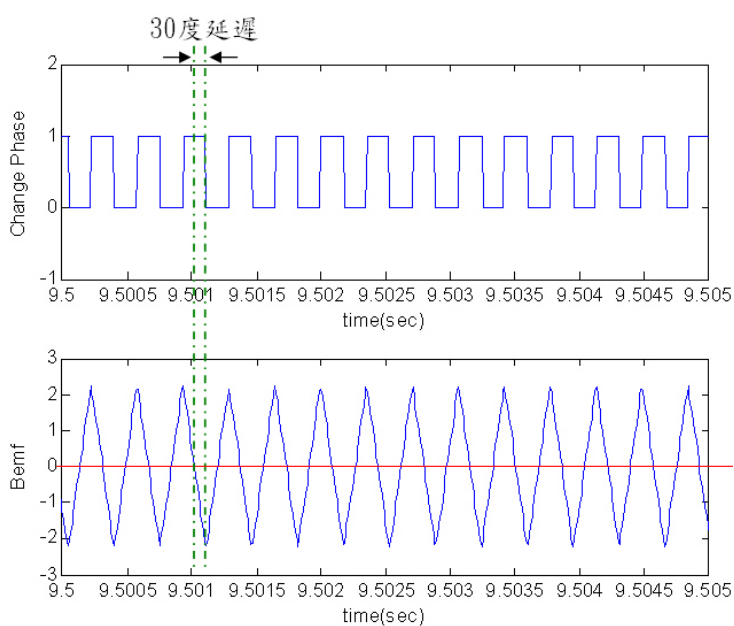


圖 3.5: 馬達電氣角 30 度延遲—等步法

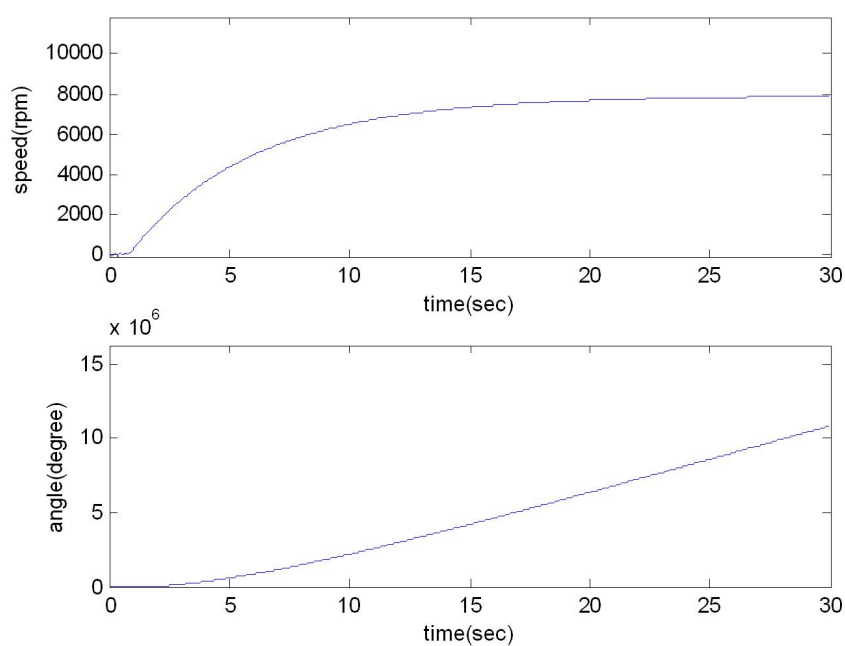


圖 3.6: 馬達轉速上升波形圖—等步法

圖 3.7 與圖 3.8 是最小平方誤差法的模擬結果，可以觀察出馬達電氣角 30 度的延遲可以由最小平方誤差法達成，使得馬達成功地在閉迴路換相控制

程序中將轉速提升至穩態轉速，而且轉速的上升時間 (rising time) 以及穩態轉速幾乎都與等步法的模擬結果相同。

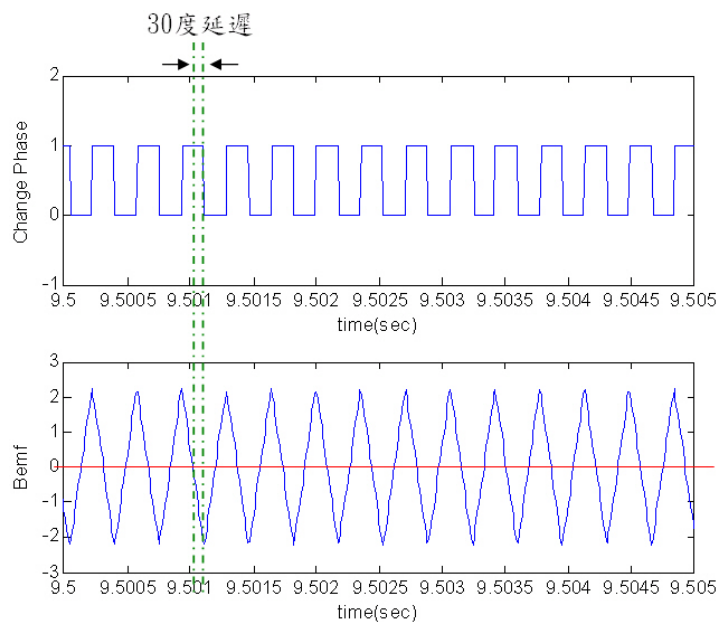


圖 3.7: 馬達電氣角 30 度延遲—最小平方誤差法

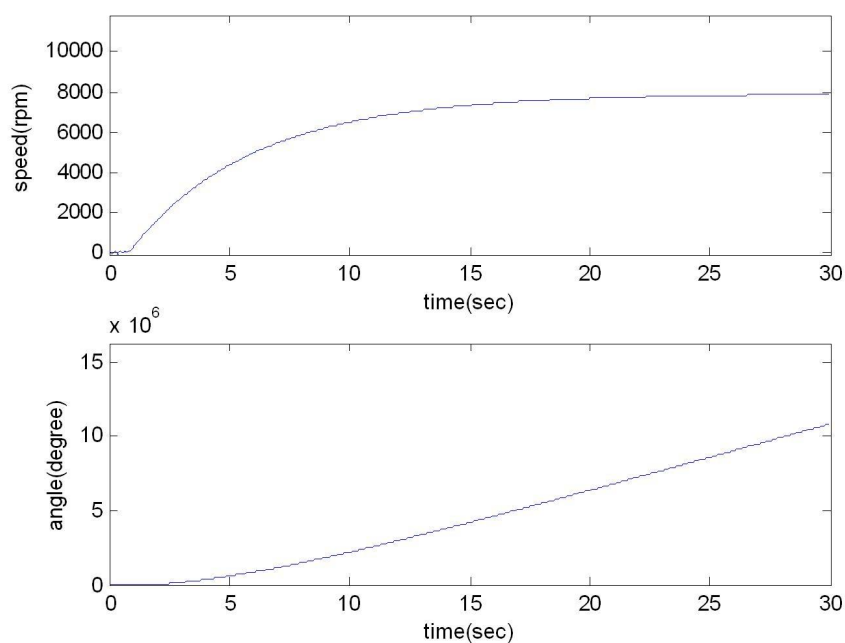


圖 3.8: 馬達轉速上升波形圖—最小平方誤差法

3.3 第三條導線設計

本文將風扇馬達的第三條導線設計為 PWM 信號輸入，藉由改變 PWM 信號的責任週期 (duty ratio) 可以調變風扇馬達的供給電壓，因此能夠改變馬達轉速，實現溫控風扇技術。

首先對脈波寬度調變技術 (pulse-width modulation, PWM) 作一說明：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 3.9 所示為脈波寬度調變操作原理，當 $V_{control}$ 較 V_c 大時，比較之結果為高準位使開關導通，否則為低準位使開關截止，故開關之切換週期與載波同為 T_s 。

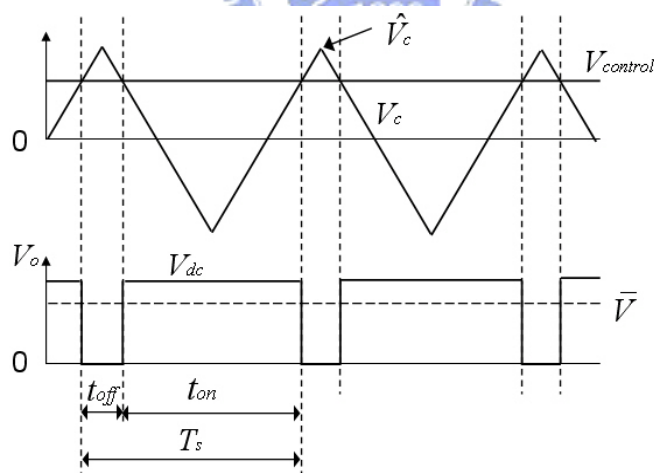


圖 3.9: 脈波寬度調變操作原理

開關切換之責任週期 D 定義為：

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.7)$$

輸出電壓的平均值 $\bar{V}$ 可以推得

$$\bar{V} = \frac{t_{on}}{T_s} * V_{dc} = D * V_{dc} \quad (3.8)$$

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：

$$\frac{V_{control}}{\hat{V}_c} = \frac{(t_{on} - T_s/2)/2}{T_s/4} = 2 * \frac{t_{on}}{T_s} - 1 = 2 * D - 1 \quad (3.9)$$

由式 (3.8) 與式 (3.9) 可以得知藉由改變 $V_{control}$ 的大小就可以改變 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。

風扇馬達接收到 PWM 信號後，必須在經過一些電路的處理才能達到調變馬達端電壓的目的，圖 3.10 和圖 3.11 分別為開關電路及脈波-直流電壓轉換器。首先，PWM 信號會將開關電路（目前使用 PMOS，亦可使用 Bipolar Junction Transistor 替代）作切換，使輸出之脈波訊號以電壓源為準位，並藉由開關電路提供足夠大的電流以驅動馬達，開關電路產生之脈波訊號輸入脈波-直流電壓轉換器（目前設計為 RC 濾波器，亦可用二階低通濾波器或其他相關低通濾波 IC）將 PWM 信號濾掉，所得到的信號為一個 DC 電壓值，此一 DC 電壓值即提供了馬達的驅動電壓。

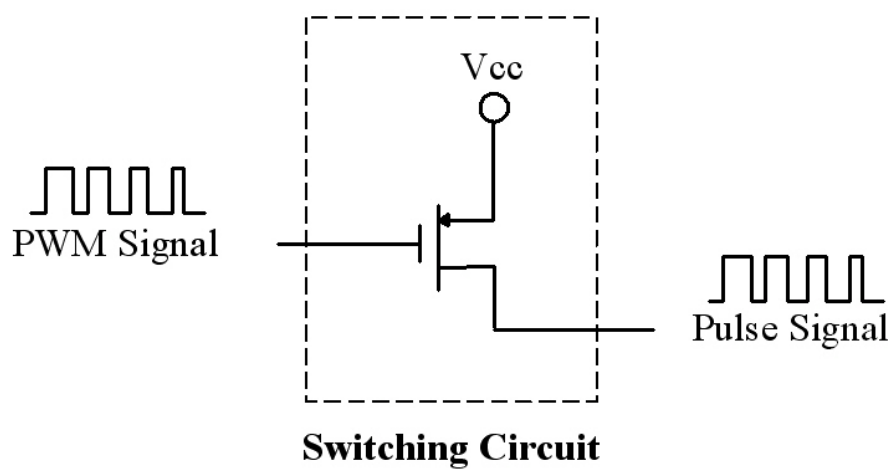


圖 3.10: 開關電路

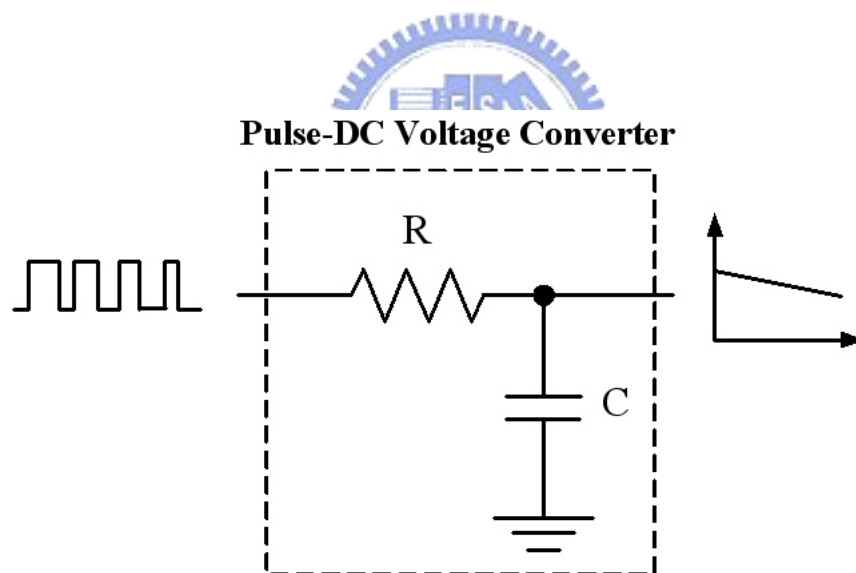


圖 3.11: 脈波－直流電壓轉換器

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。

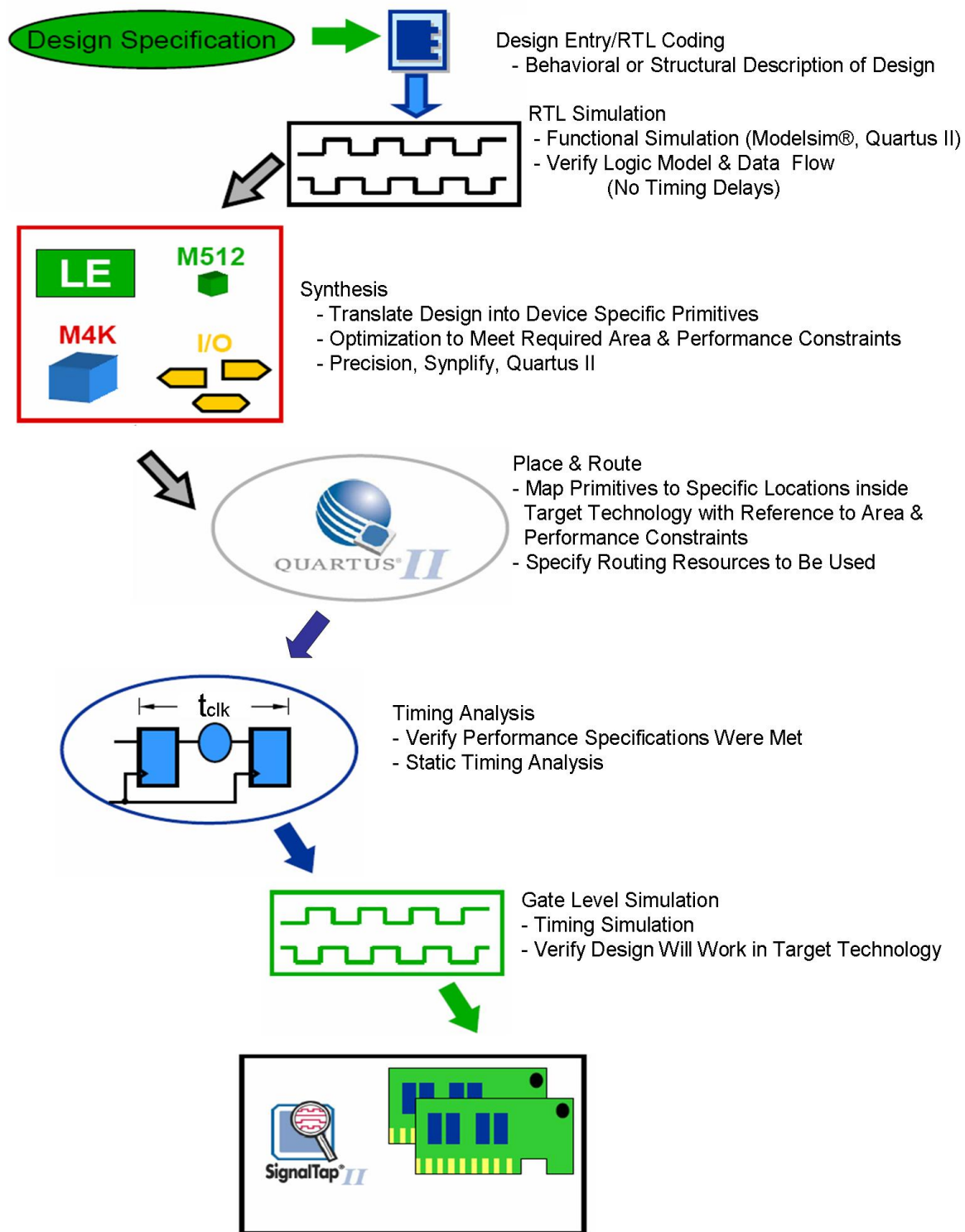


圖 4.1: Quartus II 軟體設計流程

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 , Programer , 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。

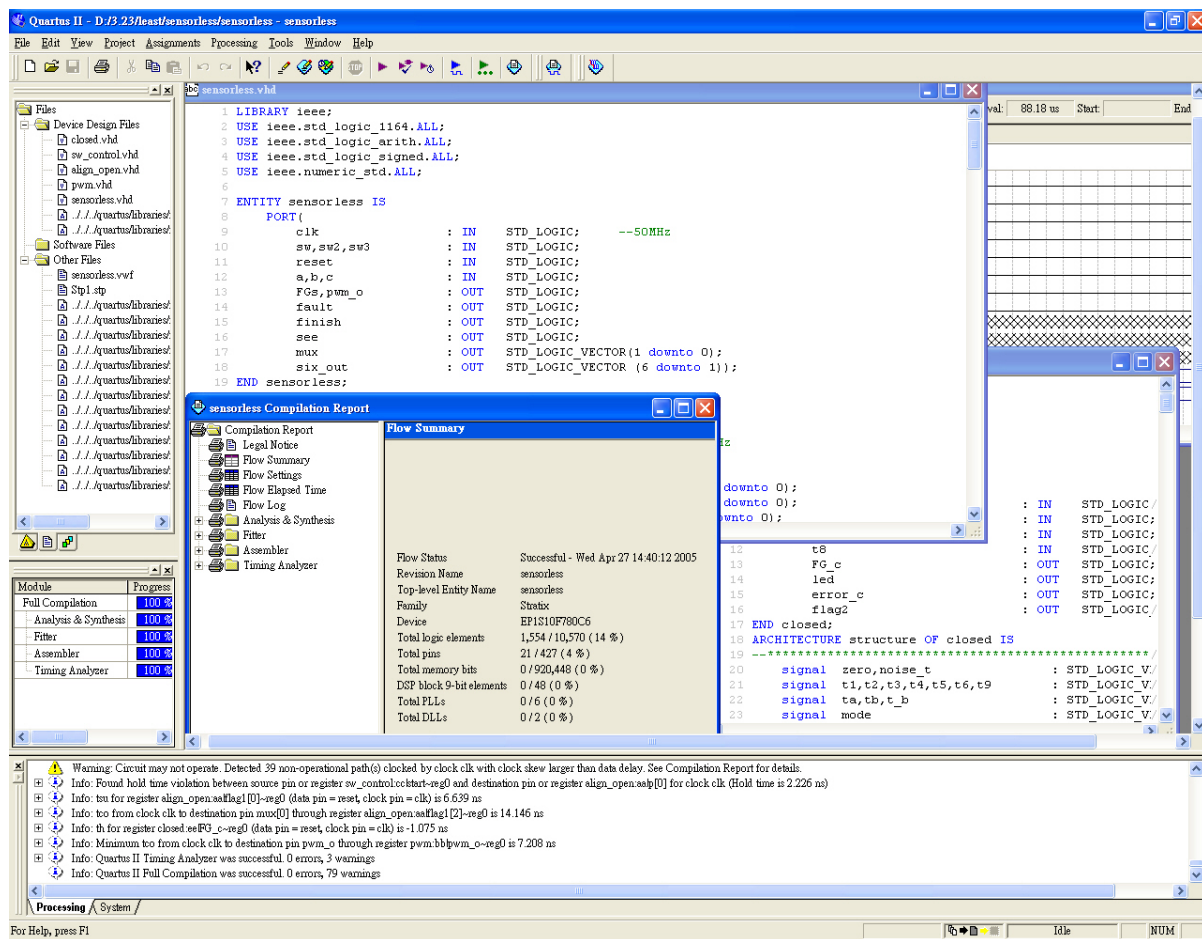


圖 4.2: Quartus II 圖形用戶介面

4.2 FPGA 控制晶片之系統硬體架構

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 Development Board(簡稱 Nios 發展板) 及電壓感測電路、馬達驅動及週邊電路，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：

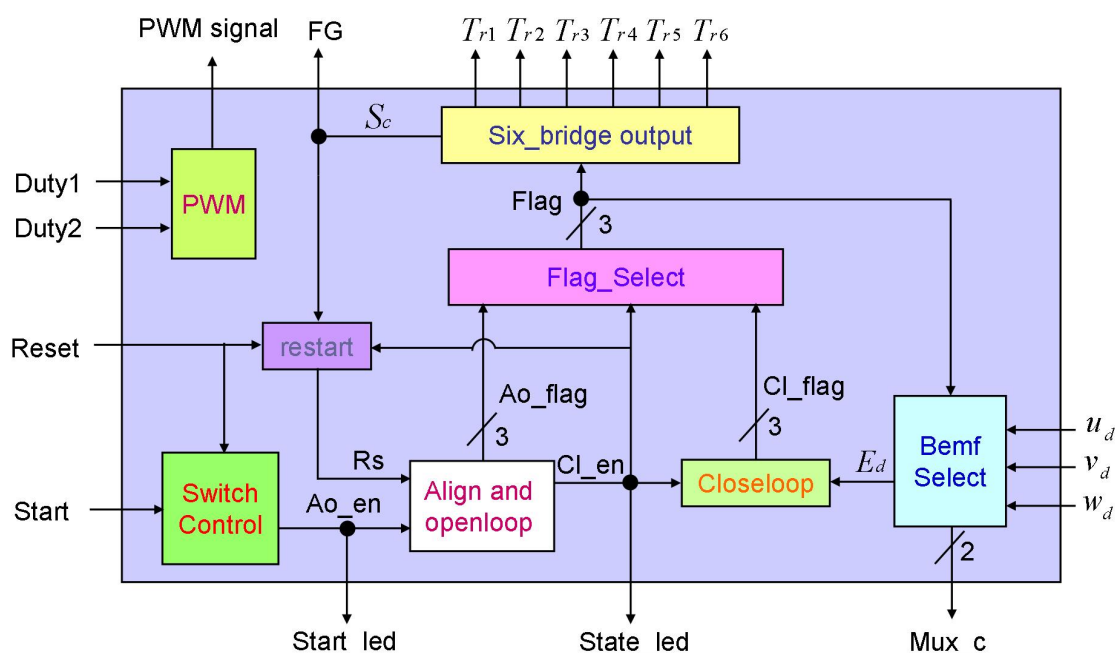


圖 4.3: FPGA 控制晶片內部的系統架構

[開關控制模組]

模組功能：

1. 利用 Nios 發展板上的開關控制馬達無感測器驅動機制啓動及停止：按下 SW0 時可以啓動馬達無感測器驅動機制，同時按住 SW0 與 SW1 可以停止馬達無感測器驅動機制。
2. 可由 Nios 發展板上的指示燈 (LED) D0 觀察無感測器驅動機制的狀態：當 D0 顯示爲亮即代表馬達無感測器驅動機制爲啓動的狀態，當 D0 顯示爲暗即代表馬達無感測器驅動機制爲停止的狀態。

表 4.2 所示爲開關控制模組腳位訊號定義說明。

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	啓動訊號
Reset	INPUT	1 bit	重置訊號
Ao_en	OUTPUT	1 bit	定位及開迴路模組置能訊號

功能實現：

藉由 Nios 發展板上的開關 SW0 和 SW1 分別控制 Start 訊號和 Reset 訊號 (開關按住時其訊號爲 low)，並設計一個內部暫存器 Reg，使得 SW0 按下後放開，其無感測器驅動機制仍然爲啓動的狀態。

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。

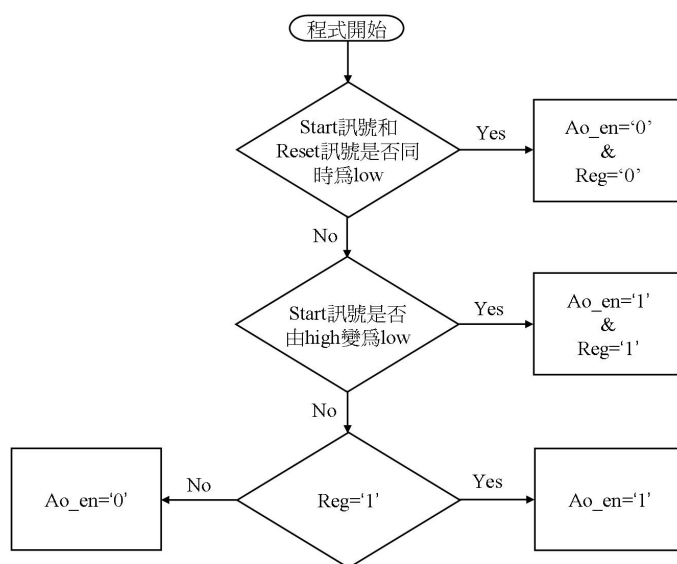


圖 4.4: 開關控制模組流程圖

首先判斷 Start 和 Reset 是否同時為 low(同時按住 SW0 和 SW1)，若 Start 和 Reset 同時為 low 則將 Ao_en 及內部暫存器 Reg 設定為 low，若此條件不成立則繼續判斷 Start 是否由 high 變 low(按下 SW0)，若是的話則將 Ao_en 及內部暫存器 Reg 設定為 high，反之則繼續判斷內部暫存器 Reg 是否為 high，若內部暫存器 Reg 為 high 則將 Ao_en 設定為 high，反之則將 Ao_en 設定為 low。其中 Ao_en 的狀態為 high 時，代表無感測器驅動機制為啟動的狀態，此時 Nios 發展板上的指示燈 D0 顯示為亮；反之則代表無感測器驅動機制為停止的狀態，此時 Nios 發展板上的指示燈 D0 顯示為暗。

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 high 變為 low 之後，Ao_en 皆設定為 high 的準位，而在 Reset 和 Start 同時為 low 的狀態下，將 Ao_en 設定為 low 的準位。

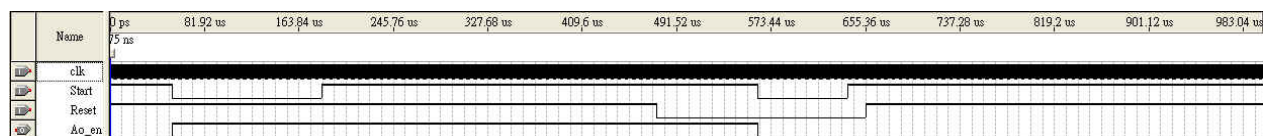


圖 4.5: 開關控制模組模擬結果

[定位及開迴路模組]

模組功能：

1. 依照無感測器驅動機制中的定位及開迴路啟動程序，依序送出定位及開迴路模組六橋輸出旗標。
2. 透過輸入訊號的改變可以將定位及開迴路啟動程序停止或重新啟動。
3. 可由 Nios 發展板上的指示燈 (LED) D1 觀察是否已經完成定位及開迴路啟動程序：當 D1 顯示為亮即代表已完成定位及開迴路啟動程序，當 D1 顯示為暗即代表尚未完成定位及開迴路啟動程序。

表 4.3 所示為定位及開迴路模組腳位訊號定義說明。

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	重新啟動訊號
Ao_en	INPUT	1 bit	定位及開迴路模組置能訊號
Cl_en	OUTPUT	1 bit	閉迴路電路置能訊號
Ao_flag	OUTPUT	3 bit	定位及開迴路模組六橋輸出旗標

功能實現：

由於在定位及開迴路啟動的程序中必須計算導通時間，因此必須利用時脈來計數時間，透過 Nios 發展板內部的系統時脈 (clk)，其震盪頻率為 50MHz，若使用此震盪頻率將會使得計數器的 bit 數增加，導致 IC 面積增大，因此將之除頻為 24.414kHz，此即為 clk_ao 訊號，透過 clk_ao 即可在定位及開迴路啟動程序中計數所需的導通時間，而在此模組中其定位及開迴路的導通時間皆設定為 Visual C++ 程式模擬測試的時間。

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。

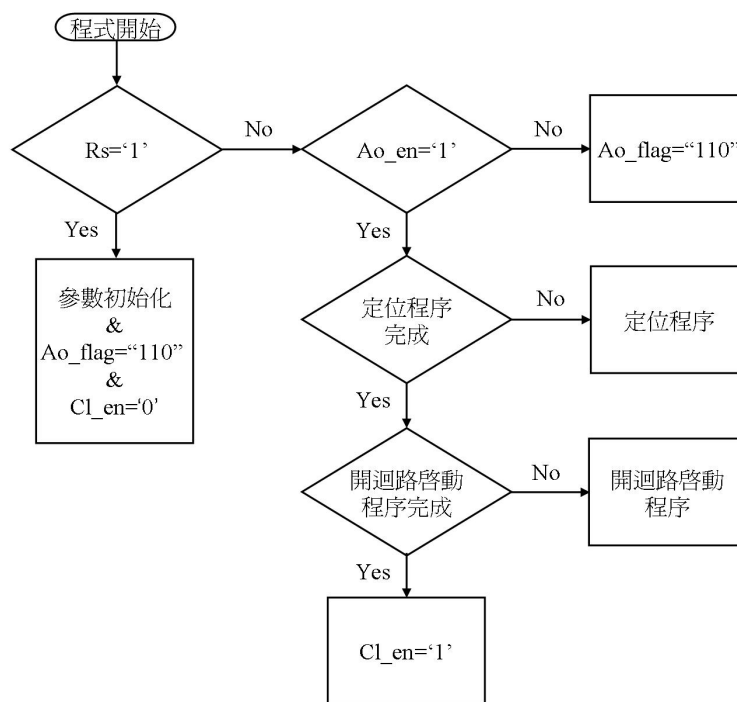


圖 4.6: 定位及開迴路模組流程圖

首先判斷 Rs 的狀態，若 Rs 為 high 即代表重新啟動，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 "110" (此旗標所送出的六橋開關切換訊號會使得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 low，若 Rs 為 low 時即代表正常運作。接著判斷 Ao_en 的狀態，若 Ao_en 為 low 即代表無感測器驅動機制為停止的狀態，因此將 Ao_flag 設定為 "110"，若 Ao_en 為 high 即代表無感測器驅動機制為啟動的狀態，因此開始進行定位及開迴路啟動程序。

在定位程序中，先將電流通過的方向選擇為 $u \rightarrow v$ ，當導通時間為 0.5 秒後，即將電流通過方向切換為 $v \rightarrow w$ ，接著導通 0.1 秒即完成定位程序。在開迴路啟動程序中將電流通過方向切換為 $v \rightarrow u$ ，其導通時間為 0.08 秒，接著依序送出六步方波序列，並縮短導通時間，使馬達轉速慢慢提升，當馬達轉速提升至 200rpm 即完成開迴路啟動程序，此時將 Cl_en 設定為 high。當 Cl_en 為 high 的狀態，Nios 發展板上的指示燈 D1 顯示為亮；反之，Nios 發展板上的指

示燈 D1 顯示為暗。在定位及開迴路啟動程序中，電流的導通方向可以透過 Ao_flag 設定，Ao_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。

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換相時間。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 high 之後，即送出 Ao_flag 一連串的換相序列，當 Ao_flag 的值第二次為 "100" 時，因為已到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 high 的訊號。而當 Rs 發生 high 的狀態，此時會送出 Cl_en 為 low 的準位和 Ao_flag 為 "110" 的值，直到 Rs 回到 low 的狀態，接著重新進行定位與開迴路啟動的程序。

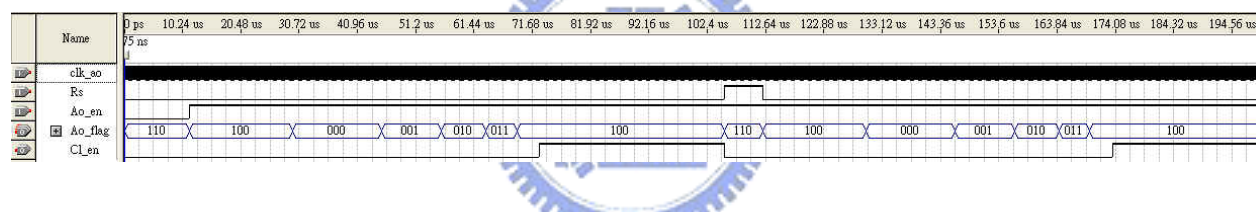


圖 4.7: 定位及開迴路模組模擬結果

[閉迴路模組]

模組功能：

1. 偵測感應電動勢的零交越點，並利用等步法或最小平方誤差法計算延遲馬達電氣角 30 度的時間，以送出適當的換相序列。
2. 透過輸入訊號將閉迴路換相控制程序停止或重新啟動。

表 4.4 所示為閉迴路模組腳位訊號定義說明。

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	閉迴路模組置能訊號
E_d	INPUT	1 bit	未激發相相電壓與中性線電壓比較後的數位訊號
Cl_flag	OUTPUT	3 bit	閉迴路模組六橋輸出旗標

功能實現：

閉迴路換相控制的實現有等步法和最小平方誤差法兩種方式。由於等步法和最小平方誤差法都是利用計數器估測出換相時間點，如同定位及開迴路模組設計 clk_ao 的方式，在閉迴路模組中將 clk_cl 設計為 1.5625MHz 以配合估測換相時間點。因為實驗系統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（參考 3.1.3 節）才能夠避免假零交越影響換相點的估測。

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。

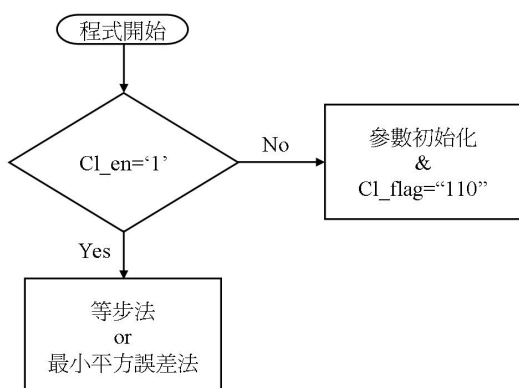


圖 4.8: 閉迴路模組流程圖

首先判斷 Cl_en 的狀態，若 Cl_en 為 high 即代表已完成定位及開迴路啟動

程序，因此接著改以等步法或最小平方誤差法估測馬達換相點，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 "110" 以避免短路現象。

模擬結果：

圖 4.9 為閉迴路模組的模擬結果，當 Cl_en 為 high 才開始執行閉迴路換相控制程序，為了驗證其數位式相位移器具具有遮罩功能，將 E_d 設計為一個定頻的方波訊號，並在其換相點的附近皆給予一個短時間的脈衝，模擬結果可以發現閉迴路模組能夠克服假零交越並實現延遲馬達電氣角 30 度的機制。由於 E_d 為一個週期性的方波訊號，因此實現上採用等步法或是最小平方誤差法其結果都會是相同的。

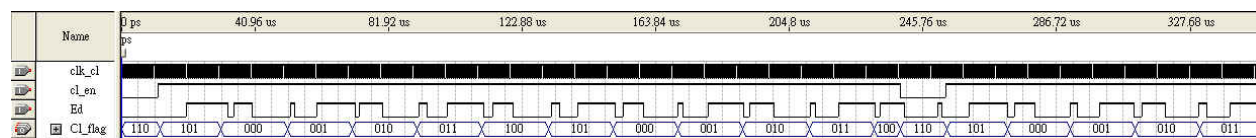


圖 4.9: 閉迴路模組模擬結果

為了驗證最小平方誤差法的實現，可將 E_d 設計為一個變頻的方波訊號，由於已經驗證了遮罩功能能夠實現的，因此在其換相點的附近並不給予短時間的脈衝以便觀察，圖 4.10 與圖 4.11 分別為等步法與最小平方誤差法實現閉迴路模組的模擬結果，可以發現換相時間點有些許的差別。

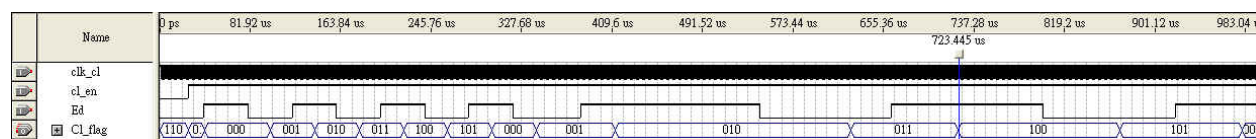


圖 4.10: 等步法實現閉迴路模組模擬結果

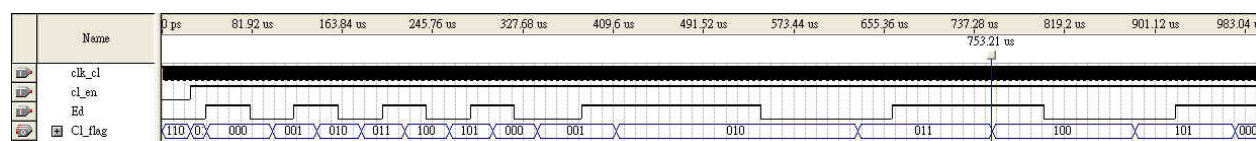


圖 4.11: 最小平方誤差法實現閉迴路模組模擬結果

[旗標選擇模組]

模組功能：

1. 依照無感測器驅動機制的狀態送出該狀態的六橋輸出旗標。

表 4.5 所示為旗標選擇模組腳位訊號定義說明。

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	閉迴路電路置能訊號
Ao_flag	INPUT	3 bit	定位及開迴路電路六橋輸出旗標
Cl_flag	INPUT	3 bit	閉迴路電路六橋輸出旗標
Flag	OUTPUT	3 bit	六橋輸出旗標

功能實現：

藉由 Cl_en 判斷 Flag 應設定為 Ao_flag 或是 Cl_flag。

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 4.12 所示。

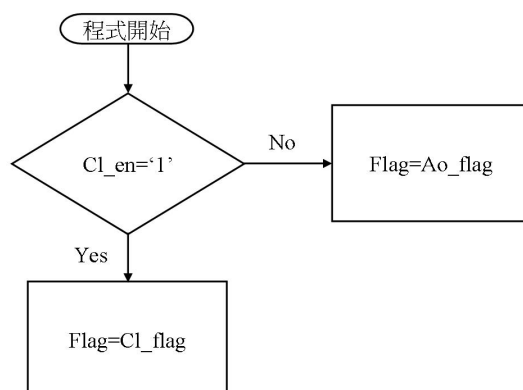


圖 4.12: 旗標選擇模組流程圖

首先判斷 CLen 的狀態，若 CLen 為 high 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。

模擬結果：

圖 4.13 為實現旗標選擇模組的模擬結果，當 CLen 為 low 時，Flag 會設定為 Ao_flag，因此其值會隨著 Ao_flag 而變，而當 CLen 為 high 時，Flag 會設定為 Cl_flag，因此其值會隨著 Cl_flag 而變。

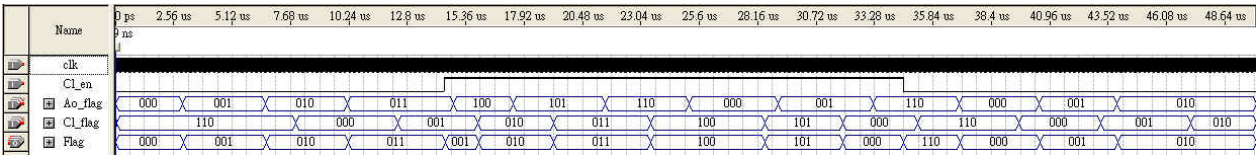


圖 4.13: 旗標選擇模組模擬結果



[六橋輸出模組]

模組功能：

- 1. 依照六橋輸出旗標，送出相對應的六橋開關切換訊號以控制外部六橋電路開關。
- 2. 送出換相訊號以估測轉速。

表 4.6 所示為六橋輸出模組腳位訊號定義說明。

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
Flag	INPUT	3 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
S_c	OUTPUT	1 bit	換相訊號

功能實現：

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 low 的訊號，若要使其不導通則給予 high 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 high 的訊號，若要使其不導通則給予 low 的訊號。當 clk 發生正緣觸發的情況即進行查表的動作。

表 4.7: 六橋輸出模組表

Flag	T_{r1}	T_{r2}	T_{r3}	T_{r4}	T_{r5}	T_{r6}	S_c	電流導通方向
000	1	0	0	0	1	1	1	$v \rightarrow w$
001	1	1	0	0	1	0	0	$v \rightarrow u$
010	1	1	1	0	0	0	1	$w \rightarrow u$
011	1	0	1	1	0	0	0	$w \rightarrow v$
100	0	0	1	1	1	0	1	$u \rightarrow v$
101	0	0	1	0	1	1	0	$u \rightarrow w$
110	1	0	1	0	1	0	0	無

模擬結果：

圖 4.14 為實現六橋輸出模組的模擬結果，可以發現 $T_{r1} \sim T_{r6}$ 及 S_c 會隨著 Flag 的改變輸出表 4.7 中所對照的的準位。

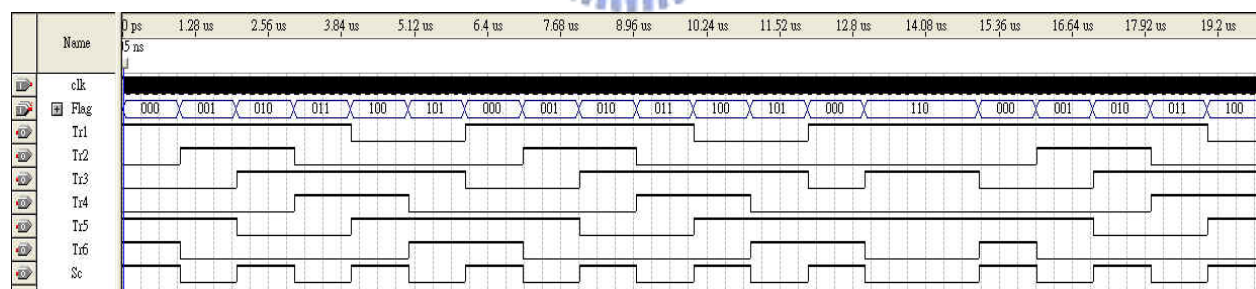


圖 4.14: 旗標選擇模組模擬結果

[感應電動勢選擇模組]

模組功能：

1. 將比較器電路的輸出訊號 (u_d 、 v_d 、 w_d) 合成出未激發相相電壓與中性線電壓比較後的數位訊號 (E_d)。
2. 送出外部多工器的控制訊號 (Mux_c)，由於外部多工器的輸入分別為三相電壓與中性線電壓相減後的電壓值，因此藉由 Mux_c 訊號控制外部多工器，即可使多工器的輸出為未激發相相電壓與中性線電壓相減後的電壓值，而此電壓值即為馬達旋轉時的感應電動勢，因此可以觀察馬達旋轉時的感應電動勢波形。其中 Mux_c 為 "00" 時多工器輸出為 u 相電壓與中性線電壓相減後的電壓值，Mux_c 為 "10" 時多工器輸出為 v 相電壓與中性線電壓相減後的電壓值，Mux_c 為 "01" 時多工器輸出為 w 相電壓與中性線電壓相減後的電壓值。

表 4.8 所示為感應電動勢選擇模組腳位訊號定義說明。

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	3 bit	六橋輸出旗標
u_d	INPUT	1 bit	u 相電壓與中性線電壓比較後的回授訊號
v_d	INPUT	1 bit	v 相電壓與中性線電壓比較後的回授訊號
w_d	INPUT	1 bit	w 相電壓與中性線電壓比較後的回授訊號
E_d	OUTPUT	1 bit	未激發相相電壓與中性線電壓比較後的數位訊號
Mux_c	OUTPUT	2 bit	外部多工器控制訊號

功能實現：

藉由判斷 Flag 的旗標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，使得 E_d 的輸出皆為未激發相相電壓與中性線電壓比較後的數位訊號及外部多工器的輸出皆為未激發相相電壓與中性線電壓相減後的電壓值。當 clk 發生正緣觸發的情況即進行查表的動作。

表 4.9: 感應電動勢選擇模組表

Flag	E_d	Mux.c
000	u_d	"00"
001	w_d	"01"
010	v_d	"10"
011	u_d	"00"
100	w_d	"01"
101	v_d	"10"

模擬結果：

圖 4.15 為實現感應電動勢選擇模組的模擬結果，可以發現 E_d 及 Mux.c 會隨著 Flag 的改變輸出表 4.9 中所對照的的訊號。

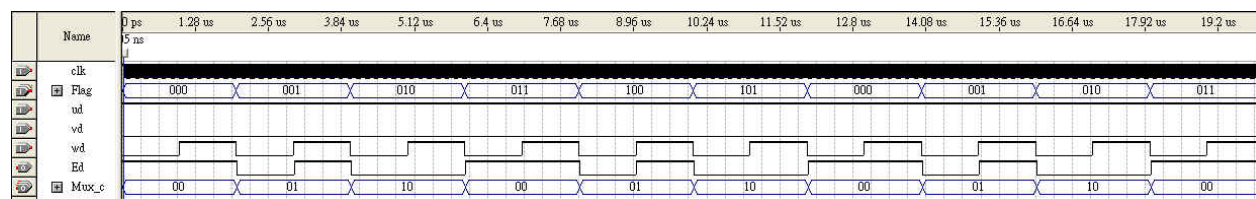


圖 4.15: 感應電動勢選擇模組模擬結果

[重新啓動模組]

模組功能：

1. 當馬達在閉迴路換相控制程序時，若馬達轉速低於 150rpm 即送出重新啓動訊號，使馬達重新從定位的程序開始。
2. 利用 Nios 發展板上的開關 (SW1) 直接送出重新啓動訊號。

表 4.10 所示爲重新啓動模組腳位訊號定義說明。

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	重置訊號
S_c	INPUT	1 bit	換相訊號
Cl_en	INPUT	1 bit	閉迴路電路置能訊號
Rs	OUTPUT	1 bit	重新啓動訊號

功能實現：

當 clk_ao 發生正緣觸發的情況即進行重新啓動模組的流程，如圖 4.16 所示。

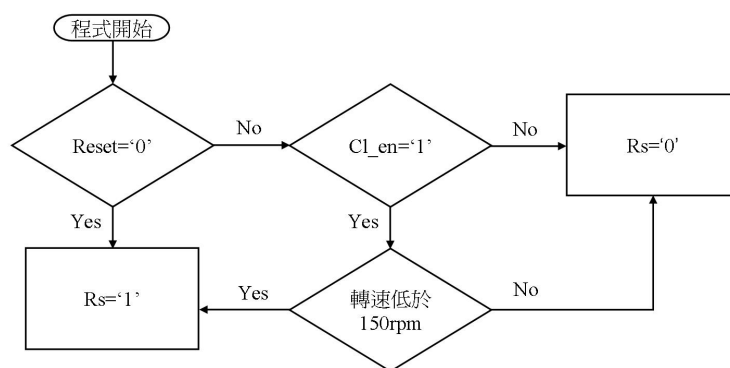


圖 4.16: 重新啟動模組流程圖

首先判斷 Reset 是否為 low(按住 SW1)，若 Reset 為 low，則將 Rs 設定為 high，使得無感測驅動機制重新啟動，反之則繼續判斷 Cl_en 是否為 high，若 Cl_en 為 low 則代表尚未到閉迴路換相控制程序，因此將 Rs 設定為 low，反之則代表已進入閉迴路換相控制程序，接著利用 S_c 訊號計算馬達轉速，當轉速低於 150rpm 即將 Rs 設定為 high，反之則設定為 low。

利用 S_c 訊號計算馬達轉速的說明如下：

由於本論文選用的三相無刷直流馬達為 9 槽 12 極，因此電氣角與機械角的關係為：電氣角 / 機械角 = pole 的數目 / 2 = 6，所以電氣角跑了 360 度，機械角只跑了 60 度，也就是說馬達只轉了 60 度。假設六步方波中每一步的導通時間為 T ，當電氣角跑了 360 度也就是導通了 $6T$ 的時間，因此可以推知馬達旋轉一圈 (機械角 360 度) 總共花了 $36T$ 的時間，如此可以計算出轉速為

$$rpm = \frac{1}{36T} * 60 = \frac{5}{3T} \quad (4.1)$$

藉由式 (4.1) 即可推算出轉速在 150rpm 下換相時間 T 的大小

$$T = \frac{5}{3 * rpm} = \frac{5}{3 * 150} = 0.011(s) \quad (4.2)$$

由於 S_c 訊號維持同一準位的時間即為六步方波中導通一步的時間，因此藉由計數 S_c 維持同一準位的時間即可判斷馬達轉速是否低於 150rpm。

模擬結果：

圖 4.17 為實現重新啟動模組的模擬結果，可以發現當 Reset 為 low 時，即送出 Rs 為 high 的準位，而當 Cl.en 為 low 時，即送出 Rs 為 low 的準位，在 Cl.en 為 high 時則計數 S_c 維持同一準位的時間，當超過一個時間後即送出 Rs 為 high 的準位。

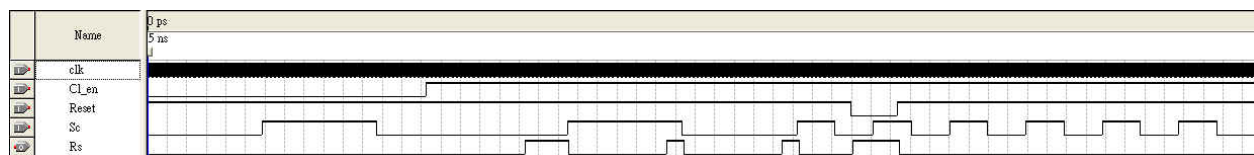


圖 4.17: 重新啟動模組模擬結果

[脈波寬度調變模組]

模組功能：

1. 產生脈波寬度調變訊號，實際觀察 PWM 調變馬達轉速的功能。
2. 利用 Nios 發展板上的開關選擇脈波寬度調變訊號的責任週期：按住 SW2 送出 Duty 為 0.6 的 PWM 訊號，按住 SW3 送出 Duty 為 0.5 的 PWM 訊號，若兩個開關皆無按住則送出 Duty 為 0 的訊號。

表 4.11 所示為脈波寬度調變模組腳位訊號定義說明。

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
Duty1	INPUT	1 bit	責任週期 1
Duty2	INPUT	1 bit	責任週期 2
PWM signal	OUTPUT	1 bit	脈波寬度調變訊號

功能實現：

藉由 Nios 發展板上的開關 SW2 和 SW3 分別控制 Duty1 訊號和 Duty2 訊號 (開關按住時其訊號為 low)。PWM 訊號產生的方式主要是利用一個三角載波 V_c 與一個為定值的命令基本波 $V_{control}$ (參考 3.3 節)，三角載波產生的方式主要是利用 clk 計數的功能，將其頻率設計為 20kHz，並透過 Duty1 和 Duty2 設定命令基本波的定值 (若 Duty 已知可由式 (3.9) 計算出命令基本波的定值大小)，將 V_c 與 $V_{control}$ 做比較即可得到 PWM 訊號。

模擬結果：

圖 4.18 為實現脈波寬度調變模組的模擬結果，若 Duty1 和 Duty2 皆為 high，其 PWM signal 輸出的 Duty 為 0，若 Duty1 為 low，其 PWM signal 輸出的 Duty 為 0.6，若 Duty2 為 low，其 PWM signal 輸出的 Duty 為 0.5。

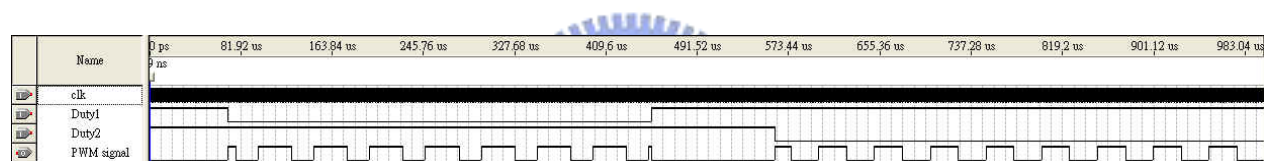


圖 4.18: 脈波寬度調變模組模擬結果

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



如圖 5.1 所示，為三相無刷直流馬達無感測器之硬體架構，其中控制核心為 Nios 發展板中之 FPGA，在 PC 端利用 Altera 發展軟體 QuartusII 撰寫設計所需功能規格之硬體描述語言，並透過電腦印表機連接埠連結至 ByteBlaster 下載規劃晶片，晶片之輸出埠所產生之控制訊號經由馬達驅動及週邊電路驅動馬達，而晶片輸入埠則讀取馬達三相電壓與中性相電壓比較後的資訊，以建構出一套三相無刷直流馬達無感測驅動系統。此外，在實驗的硬體架構上，還設計了減法器和多工器等電路，透過晶片輸出埠的控制訊號改變多工器的輸入，可以從六步方波中的每一步擷取出感應電動勢，因此能夠觀察馬達旋轉時的感應電動勢波形，增加驗證的可靠性。圖 5.2 為實際的測試環境，右上方為 Nios 發展板，右下方為電壓感測電路、馬達驅動及週邊電路。

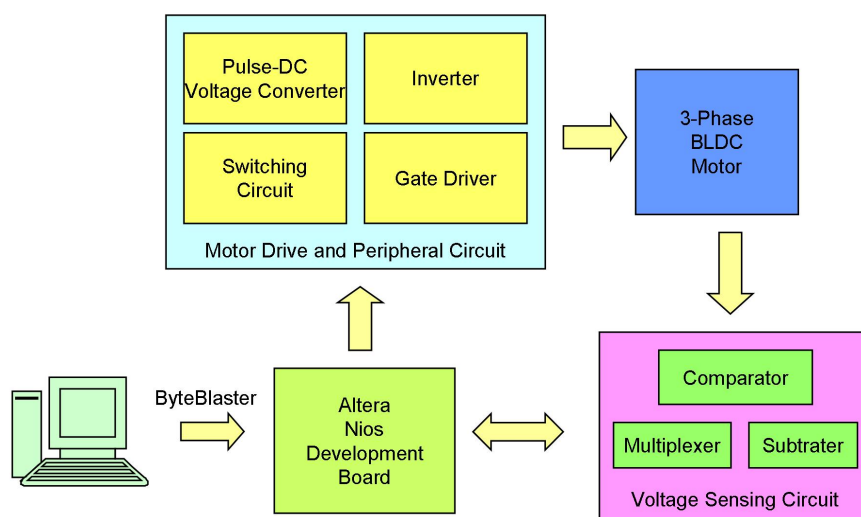


圖 5.1: 三相無刷直流馬達無感測器之硬體架構

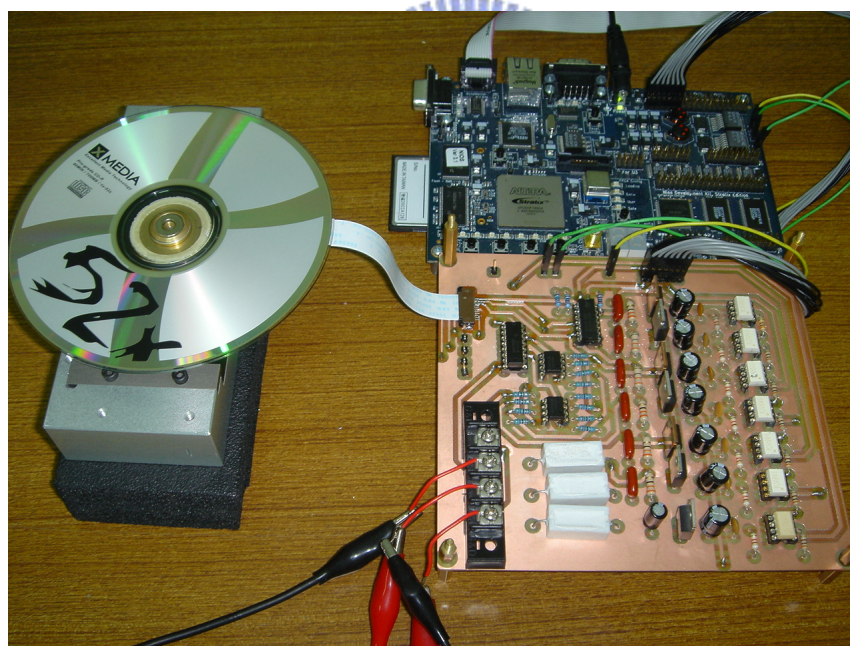


圖 5.2: 實驗平台

5.2 ALTERA Stratix EP1S10 Nios Development Board

本論文中三相無刷直流馬達 FPGA 晶片控制系統中，採用了 ALTERA 公司 Nios Development Board 為主要的設計研發平台。在 Nios 發展版中，FPGA 晶片的種類與型號為 Stratix EP1S10F780C6，其詳細規格如下表 5.1 所示。

表 5.1: EP1S10F780C6 晶片規格

規格 Feature	EP1S10F780C6
LEs	10,570
M512 RAM blocks (32 x 18 bits)	94
M4K RAM blocks (128 x 36 bits)	60
M-RAM blocks (4K x 144 bits)	1
Total RAM bits	920,448
DSP blocks	6
Embedded multipliers	48
PLLS	6
Maximum user I/O pins	426

下圖 5.3 所示為 Nios 發展板電路實體圖。除了一顆 FPGA 晶片及一般輸出 / 入接腳外，尚包含了 8Mbytes 的快取記憶體、50MHz 內部震盪器、外部震盪器、四組按鈕開關、八個 LED 指示燈、兩組七段顯示器、兩組 RS232 串列埠、1Mbytes 的 static RAM 及 16Mbytes 的 SDRAM 等。因此，在系統功能與設計時序的驗證除錯上，可對系統設計者提供完善且快速的解決方案。

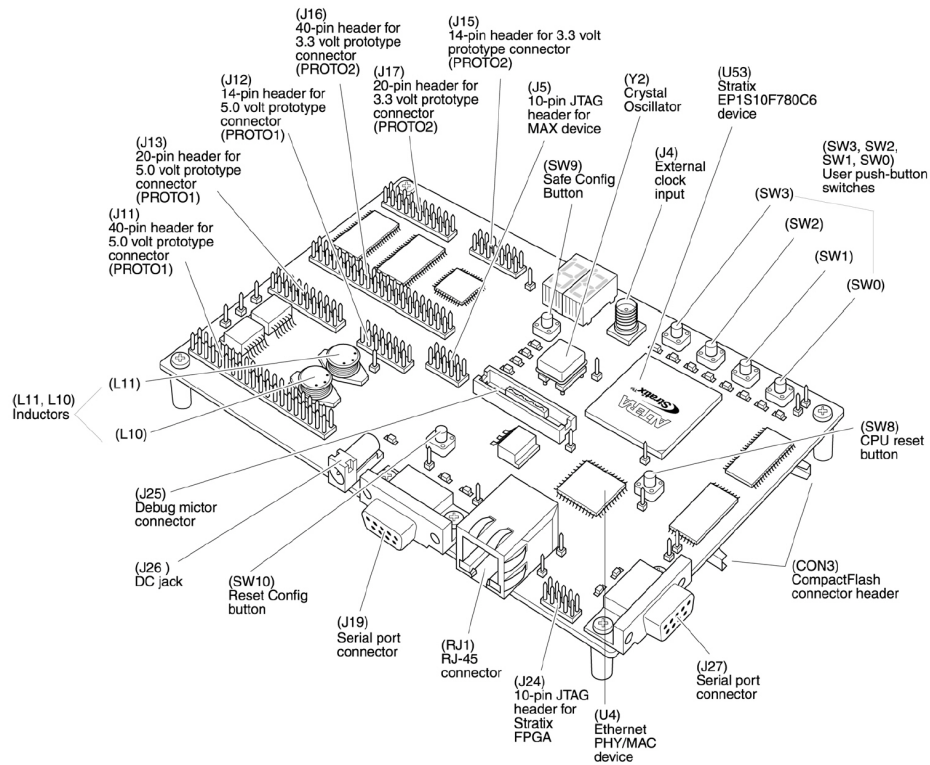


圖 5.3: Nios 發展板電路實體圖

下圖 5.4 所示為 Nios 發展板上電路架構的方塊圖。

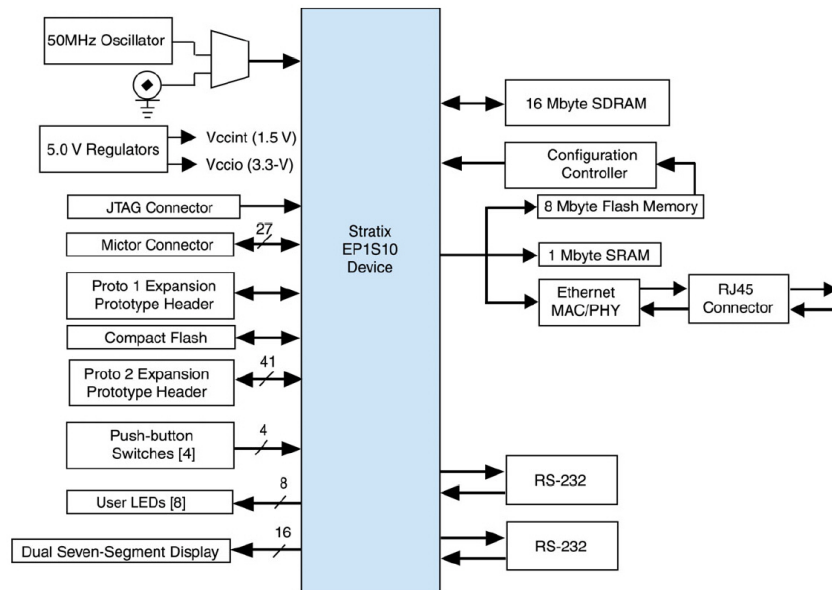


圖 5.4: Nios 發展板電路架構方塊圖

5.3 實驗結果

圖 5.5 可以觀察出馬達在旋轉時，由於飛輪二極體的逆向導通電流，造成端電壓產生突波，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，爲了避免此一情況，可以將數位式相位移器作一個修正以克服切換雜訊的假零交越，而實驗上設計的遮罩時間爲 90us；圖 5.6 爲三相電壓與中性線電壓比較後的波形圖，可以觀察出切換雜訊的時間約爲 20us；圖 5.7 爲三相電壓與中性線電壓相減後的波形圖，因爲感應電動勢即爲未激發相相電壓與中性線電壓相減後的電壓，透過多工器的設計，可以將六步方波中的感應電動勢合成出來；圖 5.8 爲相位延遲馬達電氣角 30 度的波形圖，可以觀察出感應電動勢發生零交越後再延遲馬達電氣角 30 度即爲馬達的換相時間點。

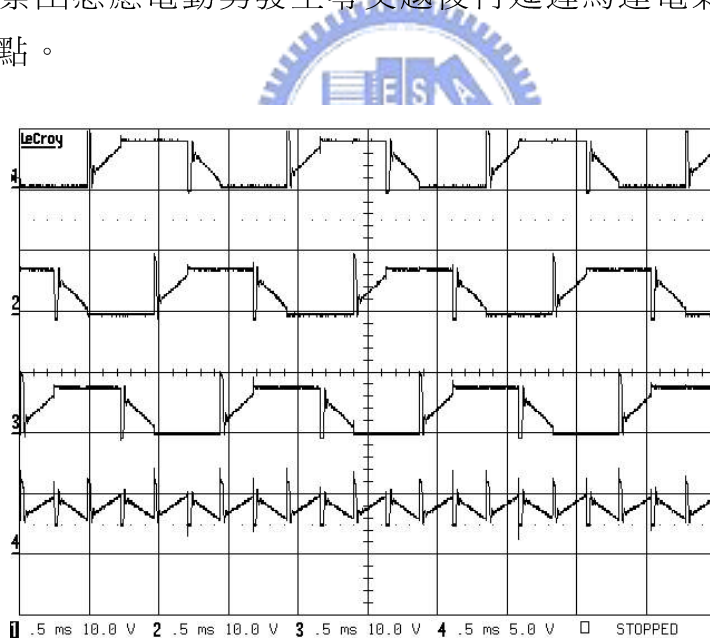


圖 5.5: 馬達的三相電壓與中性線電壓波形圖 (1: V_u , 2: V_v , 3: V_w , 4: V_{CT})

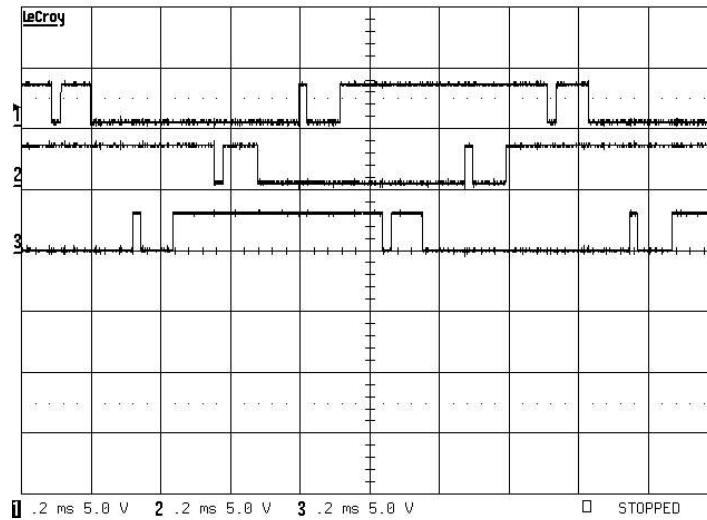


圖 5.6: 三相電壓與中性線電壓比較的波形圖 (1: u_d , 2: v_d , 3: w_d)

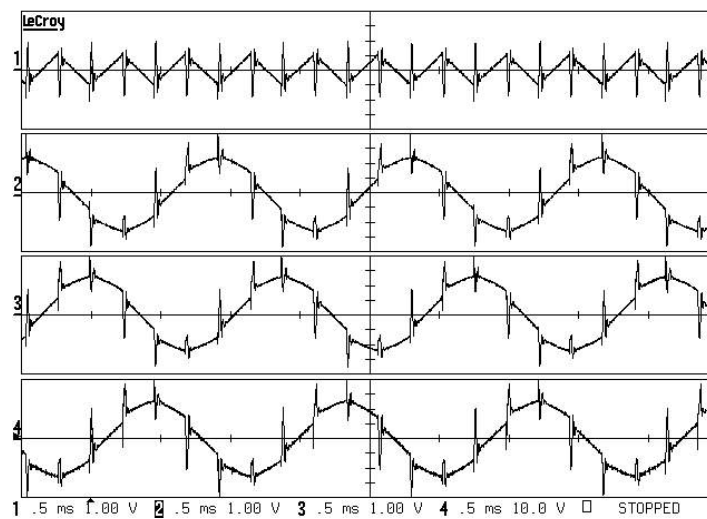


圖 5.7: 感應電動勢和三相電壓與中性線電壓相減的波形圖 (1:bemf , 2:U-CT , 3:V-CT , 4:W-CT)

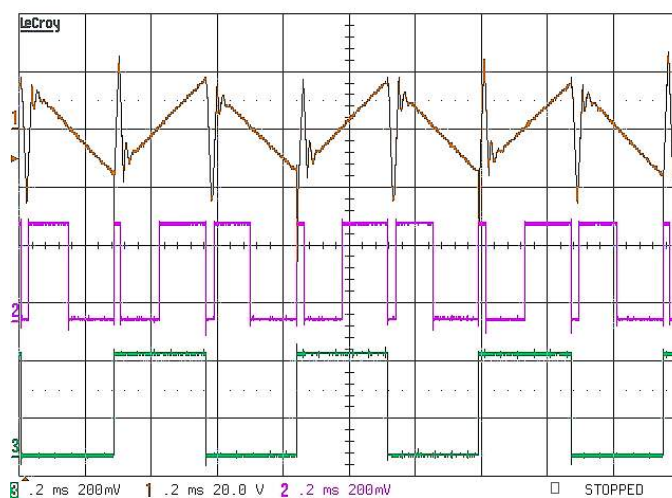


圖 5.8: 相位延遲馬達電氣角 30 度的波形圖 (1:bemf, 2: E_d , 3:FG)

圖 5.9 為 PWM 信號調變馬達端電壓的波形圖，若將 Duty 設定為 0.5，馬達端電壓會調變為 6V，因此馬達的轉速會降低，達到風扇控速的目的。

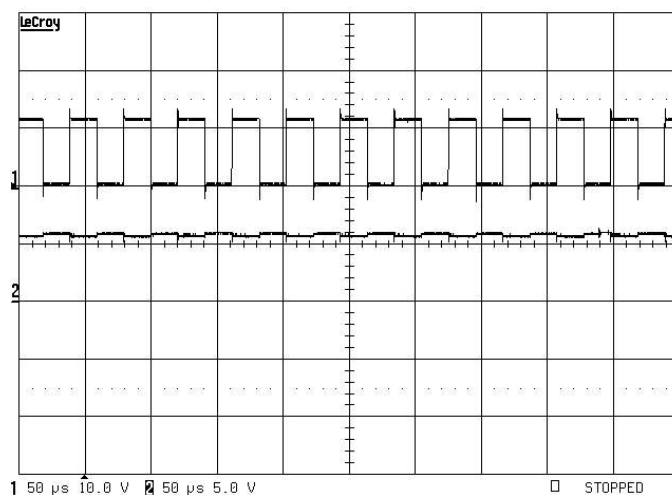


圖 5.9: PWM 信號調變馬達端電壓波形圖 (1:PWM signal, 2: 馬達端電壓)

圖 5.10 顯示了 restart 的功能，當轉速過低時，會造成 FG 信號的頻率降低，利用 FPGA 所規劃的重新啟動模組偵測馬達轉速，當轉速低於一個定值 (設定為 150rpm)，即啟動 restart 功能，馬達就會從定位的程序從新開始，實驗上是利用外力強制馬達停止，再將外力移除後，觀察馬達是否有重新啟動。

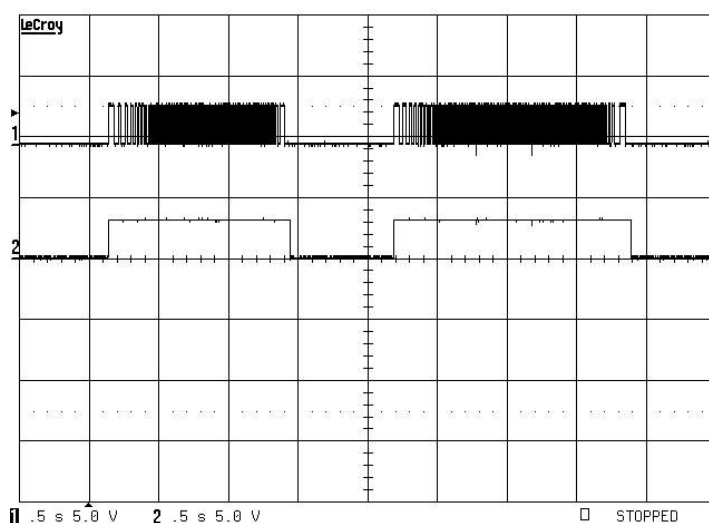


圖 5.10: restart 功能 (1:FG signal, 2:low-level 爲失步, high-level 爲正常旋轉)

由於馬達上並沒有位置偵測器，爲了精確地計算馬達旋轉的上升時間，可以在碟片加上 encoder。圖 5.11 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 即爲馬達實際上的轉速值。

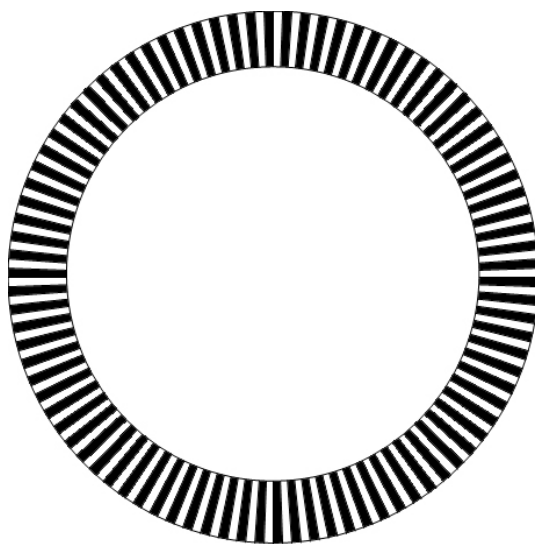


圖 5.11: 具有 90 組明暗區塊的圓環

圖 5.12 為等步法實現無感測驅動的轉速圖，其上升時間約為 12 秒，圖 5.13 為最小平方誤差法實現無感測驅動的轉速圖，其上升時間也約略為 12 秒，由實驗可以觀察到此兩種方式在上升時間上是約略相同的，而兩種方式也都能夠實現無感測驅動技術。

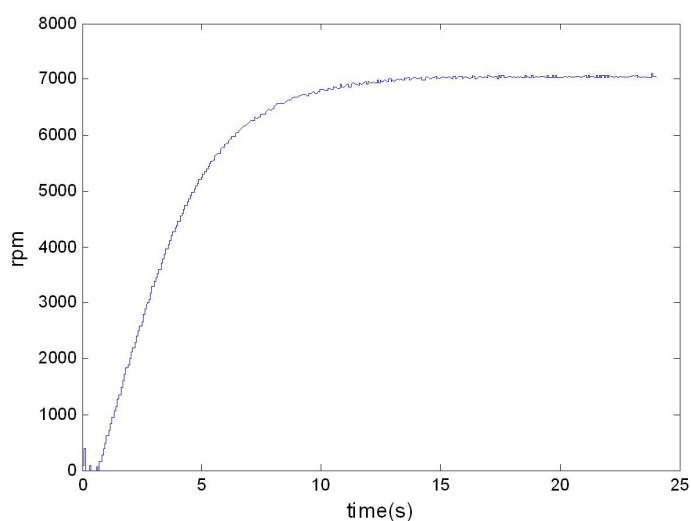


圖 5.12: 等步法實現無感測驅動的轉速圖

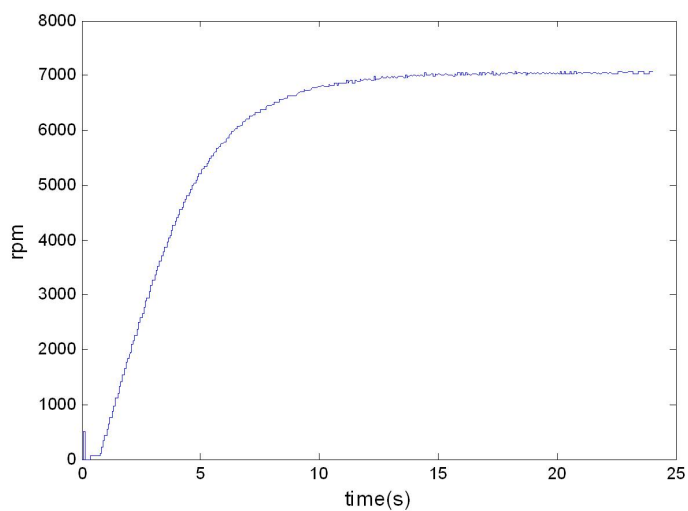


圖 5.13: 最小平方誤差法實現無感測驅動的轉速圖

第六章

結論與未來發展

6.1 結論



1. 由於市面上並無小型三相風扇馬達的相關產品出現，因此本論文所選用的馬達是以應用在 9 槽 12 極的光碟機主軸馬達為主 (規格如表 2.1 所示)，由於主軸馬達的定子電阻較風扇馬達小，因此在實驗上將主軸馬達串聯 9 歐姆的電阻以符合風扇馬達定子電阻的條件，而馬達的驅動電壓設定為 12V，若加上光碟片其轉速可至 7000rpm 左右，電流約為 0.5A。
2. 本論文以場效型可規劃邏輯陣列 FPGA 晶片為基礎，利用等步法與最小平方誤差法來實現三相無刷直流風扇馬達無感測控制晶片的設計，並且能夠實現 PWM 調變馬達轉速，達到目前市面上單相風扇溫控風扇的技術。

6.2 未來發展

1. 在理論上，三相馬達的特性都會比單相馬達好，可是市面上尚未有小型三相風扇馬達的相關產品出現，還不能夠實際地比較出小型單相與三相風扇馬達的特性。因此未來可以針對市面上的小型風扇馬達，將鐵心繞線方式由單相繞線設計為三相繞線，再實際測量其轉速、電流、風流及風壓等等，而由於負載是相同的，因此可以用來驗證三相的設計方式其特性是否優於單相設計。
2. 由於本論文主要是針對小型風扇設計，爲了讓 IC 體積盡量小，因此將電流控制與速度控制省略，反之，只要將本論文實現的技術再加上電流控制及速度控制，即可增加其應用範圍，如光碟機、硬碟機、MD 等。



參考文獻

- [1] J. S. Kim, and S. K. Sul, “New stand-still position detection strategy for PMSM drive without rational transducers.” , *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC, 94*, vol. 1, pp. 363-369, 1994.
- [2] S. Ogasawara, and H. Akagi, “An approach to position sensorless drive for brushless DC motors” ,*IEEE Trans. Industry Applications.*, vol. 27, pp. 928-933, 1991.
- [3] G. Maiocchi, and V. Giuseppe, “Start-up procedure for a brushless sensorless motor” , *United States Patent* 5,343,127
- [4] N. Oomura, A. Hiruma, and S. Ikawa, “Method and apparatus for controlling a brushless DC motor that indicates a motor failure” ,*United States Patent* 6,153,993
- [5] S. Nagamori, “spindle motor drive method by use of reverse excitation” , *I.E.E Japan Transaction on Industry Applications.*, Society, 1993.
- [6] S.H. Park, S.H. Bahng, and N.J. Kang, “Sensorless brushless DC motor start-up circuit using intermittently-accelerated-rate clock” , *United States Patent* 5,726,543
- [7] K. Iizaka, H. Uzuhashi, et al., “Microcomputer control for sensorless brushless DC motor” , *IEEE Trans. Ind. Applicant*, vol. 21, pp. 595-601, May-June 1985.
- [8] J. Shao, D. Nolan, and T. Hopkins, “A novel direct back EMF detection for sensorless brushless DC (BLDC) motor drivers” , *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2002*, vol. 1, pp. 33 - 37, 2002.

- [9] R. C. Becerra, T. M. Jahns, and M. Ehsani, “Four-quadrant sensorless brushless DC motor drive” , *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC, 91*, pp. 202-209, 1991.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] T. Hashimura, “Driving device for three-phase brushless motor” , *United States Patent* 6,316,894
- [13] S. K. Jeong, I. J. Ha, and D. H. Jung, “Sensorless brushless DC motor” , *United States Patent* 5,886,486
- [14] K. Nishimura, “Sensorless motor driver” , *United States Patent* 6,111,372
- [15] C. K. Ko, “Fan speed control circuit” , *United States Patent* 5,457,766
- [16] H. M. Hsieh, and C. N. Lin, “PWM control circuit for a DC brushless fan” , *United States Patent* 5,942,866
- [17] A. Horng, and N. L. Tsai, “Fan motor with its speed controlled by operating periods of a pulse wave” , *United States Patent* 6,385,395
- [18] T. H. Huang, “Method and device for controlling revolving speed of heat-dissipating fan” , *United States Patent* 6,390,379
- [19] A. Horng, M. S. Wang, and N. L. Tsai, “Fan motor having two-stage speed control” , *United States Patent* 6,396,231
- [20] T. T. Ho, “Fan driving circuit using a PWM input signal” , *United States Patent* 6,806,673
- [21] A. Horng, Y. Y. Lu , and M. S. Wang, “Speed-control drive circuit for a D.C. brushless fan motor” , *United States Patent* 6,815,916

- [22] Altera Corporation, “Nios Development Board Reference Manual, Stratix Edition”, December 2003.
- [23] 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 .
- [24] 陳家宏, 小型電動機的基礎知識, 文笙書局股份有限公司, 1995 .
- [25] 廖裕評, 系統晶片設計：使用 QUARTUS II, 全華圖書公司, 2005 .

