

國立交通大學

電控工程研究所

碩士論文

以 FPGA 實現直流無刷馬達無位置感測控制

FPGA-Based Implementation of BDCM Sensorless Control

研究生：鄭庠澤

指導教授：陳鴻祺博士

中華民國九十八年十二月

以 FPGA 實現直流無刷馬達無位置感測控制

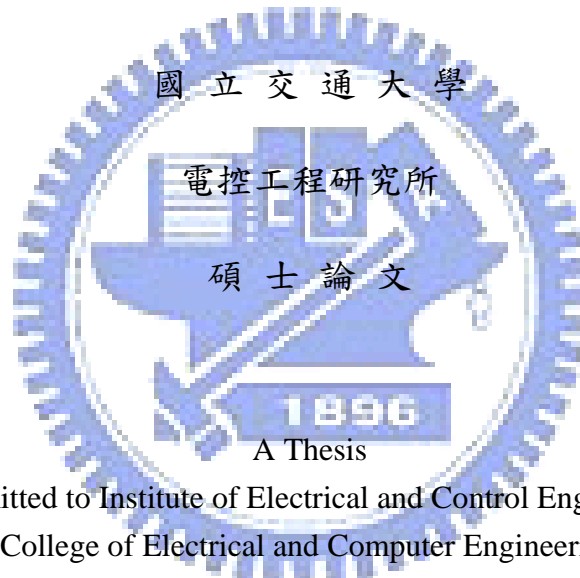
FPGA-Based Implementation of BDCM Sensorless Control

研究生：鄭庠澤

Student : Hsiang-Tse Cheng

指導教授：陳鴻祺

Advisor : Hung-Chi Chen



A Thesis
Submitted to Institute of Electrical and Control Engineering
College of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University
in partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master
in

Electrical and Control Engineering

Dec. 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年十二月

以 FPGA 實現直流無刷馬達無位置感測控制

研究生：鄭庠澤

指導教授：陳鴻祺 博士

國立交通大學電控工程研究所

摘要

直流無刷馬達具有高可靠度、高效率及可控制性等優點，已被廣泛應用於各種場合。然而，直流無刷馬達需使用霍爾元件來偵測轉子與定子間的相對位置。霍爾元件在使用上通常有幾點限制：感測器必須擺放精準才能正確得到轉子位置、易受雜訊干擾且不耐高溫。因此，沒有使用霍爾元件的無感測控制技術則可以改善上述缺點。

本論文以現場可規劃邏輯閘陣列(Field Programmable Gate Array, FPGA)實現應用於直流無刷馬達無位置感測控制晶片，其電路實現方式以階層式、模組化設計，降低其複雜度。以並行電路的概念，降低邏輯閘使用數量，達到最佳化目的。直流無刷馬達無位置感測策略為以 120 度方波脈波寬度調變為驅動；以反應電動勢偵測電路偵測應電勢之零交會點為基礎。利用零交會點來得到準確的開關換相點，進而達到驅動與控制的目的。最後利用模擬與實作結果來驗證所提無位置感測控制策略。

FPGA-Based Implementation of BDCM Sensorless Control

Student : Hsiang-Tse Cheng

Advisor : Hung-Chi Chen

Institute of Electrical and Control Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

Brushless DC motors (BDCMs) with high reliability, high efficiency and good controllability are extensively used. However, the BDCMs must use Hall sensors to detect the relative position of the rotor and the stator. It leads to the limitation that the Hall sensors must be mounted properly in the motor in order to acquire the exact rotor position, ease of interference with noise and temperature failure. The BDCM sensorless control schemes can overcome the limitations.

This thesis presents the design and implementation of FPGA-based sensorless control for BDCMs. By using the hierarchical and modular realization strategy, the designed parallel circuit can reduce the design complexity and the total gate counts for optimum design. The proposed BDCM sensorless control fed by 120-degree square-wave-pulse-width-modulation (SWPWM) approach obtains the zero crossing points by the back-EMF detecting circuit. In addition, accurate commutation instants can be obtained by those zero crossing points. Simulation and experimental results have been carried out to verify the proposed control scheme.

誌謝

首先要感謝指導教授陳鴻祺博士，在撰寫本論文的過程中，給予細心指導，使本論文能順利完成。透過以解決問題為基礎的教學方式，除了專業知識上的精進之外，也讓我更加瞭解自己不足的地方。在解決問題的過程中，積極的態度以及如何簡化問題的思考方式，更是這兩年多來我所得到的最大收穫。在此對老師獻上由衷的感謝。除此之外，感謝口試委員廖聰明教授及張鈺炯博士，給予本論文之批評指教並提供寶貴的意見，使得本論文得以更加完整。

這兩年多的研究生活中，在交大認識了許多好朋友，實驗室成員彼此間的情誼是支持我的力量之一。感謝我的學姊如璇、學長子揚和奕謙，教導我許多專業知識，使我獲益良多。感謝同學們任浩、志杰、曄舜和育慶，在兩年多的時間裡一起學習一起成長，沒有你們的日子會是寂寞的。感謝學弟們振宇、崇賢、子安、智豪、威諭和宏和，讓我在最後的研究生活裡還是充滿樂趣。

感謝我最親愛的爸媽及妹妹，在這段時間的關懷及付出，讓我可以無後顧之憂的完成學業。另外，感謝伊婕這些日子以來的陪伴與支持。最後再次謝謝週遭關心我的朋友們，願將這份喜悅與你們一起分享。



目錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	iv
圖目錄	vi
表目錄	viii
第一章 緒論	1
1.1 研究背景與發展現況	1
1.2 文獻回顧	2
1.3 研究目的	3
1.4 本文架構	3
第二章 直流無刷馬達控制原理	4
2.1 直流無刷馬達簡介	4
2.2 直流無刷馬達數學模型	5
2.3 直流無刷馬達驅動原理	7
2.3.1 120 度六步方波驅動	9
2.3.2 馬達換相時機	10
2.4 脈波寬度調變原理	12
2.5 120 度方波脈波寬度調變(SWPWM)	13
2.6 直流無刷馬達有位置感測控制	17
第三章 直流無刷馬達無位置感測控制策略	19
3.1 無感測控制架構	19
3.2 無感測控制啟動	21
3.3 反應電動勢偵測電路	23
3.4 飛輪二極體效應	26
3.5 無感測控制模擬	27
3.5.1 穩態模擬	29

3.5.2 換相時間命令變化暫態模擬	32
3.5.3 負載切換暫態模擬	32
第四章 晶片功能模組設計	33
4.1 現場可規劃邏輯閘陣列(FPGA)介紹	33
4.2 無感測驅動各功能模組規劃	35
4.2.1 開關控制模組	36
4.2.2 啟動模組	37
4.2.3 無感測換相模組	39
4.2.4 區間選擇模組	42
4.2.5 開關訊號產生模組	43
4.2.6 脈波寬度調變模組	45
4.2.7 換相時間估算模組	46
4.2.8 PI 控制器模組	47
第五章 實作電路與結果	49
5.1 現場可規劃邏輯閘陣列(FPGA)	49
5.2 實作電路	50
5.2.1 開關驅動電路	52
5.2.2 數位類比轉換電路(DAC)	52
5.3 穩態實作波形	53
5.4 換相時間命令變化實作波形	56
5.5 負載切換實作波形	57
第六章 結論	58
參考文獻	59

圖目錄

圖 2.1 直流無刷馬達工作原理	4
圖 2.2 直流無刷馬達等效電路模型	6
圖 2.3 (a)120 度；與(b) 180 度方波驅動開關導通順序圖	8
圖 2.4 (a)理想上 120 度方波驅動下馬達端電壓波形；	10
(b)實際上 120 度方波驅動下馬達端電壓波形	10
圖 2.5 (a)同步反應電動勢與相電流波形；(b)不同步反應電動勢與相電流波形	10
圖 2.6 理想開關操作	11
圖 2.7 PWM 之基本原理	12
圖 2.8 後半 60 度 PWM 導通模式	13
圖 2.9 開關組合 2 之等效電路	14
圖 2.10 120 度方波脈波寬度調變驅動之馬達三相端電壓波形	15
圖 2.11 有感測直流無刷馬達控制：(a)架構 1；(b)架構 2	18
圖 3.1 無位置感測直流無刷馬達控制圖	19
圖 3.2 啟動流程圖	21
圖 3.3 無感測控制啟動波形示意圖	22
圖 3.4 反應電動勢偵測電路圖	24
圖 3.5 位置訊號波形示意圖	25
圖 3.6 具飛輪二極體效應之端電壓 v_a 與位置訊號	26
圖 3.7 無位置感測控制之模擬電路圖	27
圖 3.8 各命令下之模擬波形($R_g = 40\Omega$)：(a) $T_H^* = 5ms$ (1000rpm)；	30
(b) $T_H^* = 2.5ms$ (2000rpm)；(c) $T_H^* = 1.666ms$ (3000rpm)	30
圖 3.9 各命令下之模擬波形($R_g = 100\Omega$)：(a) $T_H^* = 5ms$ (1000rpm)；	31
(b) $T_H^* = 2.5ms$ (2000rpm)；(c) $T_H^* = 1.666ms$ (3000rpm)	31
圖 3.10 換相時間命令從 $5ms$ (1000rpm) 切換至 $1.666ms$ (3000rpm) 暫態模擬波形	32
圖 3.11 負載切換暫態模擬波形	32
圖 4.1. FPGA 元件基本結構	34
圖 4.2 無感測驅動晶片系統架構	35
圖 4.3 開關控制模組方塊圖	36

圖 4.4 啟動模組方塊圖	37
圖 4.5 無感測換相模組方塊圖	39
圖 4.6 零交會點偵測架構圖	40
圖 4.7 換相點產生架構圖	41
圖 4.8 無感測換相模組內部訊號波形示意圖	41
圖 4.9 區間選擇模組架構圖	42
圖 4.10 開關訊號產生模組方塊圖	43
圖 4.11 脈波寬度調變模組架構圖	45
圖 4.12 轉速估算模組架構圖	46
圖 4.13 PI 控制模組架構圖	47
圖 4.14 限制器架構圖	48
圖 5.1 實作電路組成	50
圖 5.2 實作電路照片	51
圖 5.3 開關驅動電路	52
圖 5.4 D/A 轉換電路	52
圖 5.5 FPGA 內部訊號波形圖	53
圖 5.6 各命令下之穩態波形($R_g = 100\Omega$) : (a) $5ms$ ($1000rpm$) ; (b) $2.5ms$ ($2000rpm$) ; (c) $1.66ms$ ($3000rpm$)	54
圖 5.7 各命令下之穩態波形($R_g = 40\Omega$) : (a) $5ms$ ($1000rpm$) ; (b) $2.5ms$ ($2000rpm$) ; (c) $1.66ms$ ($3000rpm$)	55
圖 5.8 換相時間命令變化實作波形($R_g = 100\Omega$)	56
圖 5.8 負載切換暫態實作波形	57

表目錄

表 2.1 各開關組合之各端電壓表示式	9
表 2.2 各開關組合之各端電壓表示式	16
表 3.1 驅動端馬達參數	28
表 3.2 發電機端馬達參數	28
表 3.3 反應電動勢偵測電路元件參數	28
表 4.1 開關控制模組各訊號定義	36
表 4.2 啟動模組各訊號定義	37
表 4.3 同步加速表	38
表 4.4 無感測換相模組各訊號定義	40
表 4.5 區間選擇模組各訊號定義	42
表 4.6 開關訊號產生模組各訊號定義	43
表 4.7 區間訊號與六開關訊號對應表	44
表 4.8 開關訊號產生模組各訊號定義	45
表 4.9 轉速估算模組各訊號定義	46
表 4.10 PI 控制器模組各訊號定義	48
表 5.1 FPGA 使用率	49

第一章

緒論

1.1 研究背景與發展現況

隨著工業的快速發展，馬達廣泛的被應用於產業自動化與電腦相關產品。直流馬達的優點是控制容易，只要改變電樞電壓就可達到變速的目的，且從零轉速到額定轉速，馬達的轉矩都可維持定值，最早為工業界運用於各類機械負載驅動器。然而，傳統直流有刷馬達的電樞位於轉子，必須使用換向片與定子的碳刷接觸，當馬達旋轉時，兩者摩擦容易產生火花，使得傳統直流有刷馬達不適用於多塵、易爆的特殊場合。而且碳刷必須經常維護，降低了直流有刷馬達的可靠度。為了能夠有效解決因直流有刷馬達碳刷與換向片維護以及所產生之摩擦火花、電器雜訊等問題，直流無刷馬達以電子式換相取代碳刷與換向片。因此直流無刷馬達由於構造簡單、堅固、體積小和免維護等優點，亦擁有相當於直流有刷馬達的性能，更因為轉子為磁性材料、轉動慣量小、不需激磁電流，可減少轉子功率損失，提昇運轉效能，目前已被廣泛應用在精密機械、電腦週邊及消費性電子產品等裝置中。

在工業運用上，直流無刷馬達驅動大多使用如霍爾感測元件、光編碼器等位置感測器來偵測轉子的位置，並且即時計算馬達轉速，以達到馬達速度控制的功能。然而使用位置感測器的缺點為：光編碼器會額外增加馬達體積且價格昂貴，霍爾元件容易受干擾且在高溫環境下易受損。除了感測器自身的缺點外，感測器訊號會直接影響驅動器對馬達換相控制的精準度，進而影響對閉迴路位置與速度控制。若只是提高感測器解析度，會讓生產成本更加昂貴。如何將感測器精準的擺放在馬達上也是影響整體性能的因素之一。有鑑於此，考慮到馬達應用場合、體積縮小與節省成本，若能夠不需使用位置感測器來達到相同的驅動目的，會更加符合經濟效益，故有無位置感測器控制策略的提出。

1.2 文獻回顧

近年來，在六開關電壓源反流器(Voltage Source Inverter, VSI)中常使用方波調變(Square Wave Modulation, SWM)來產生需要的輸出電壓[1]。方波調變可分為6步方波及12步方波，前者包含常見的 120° 方波調變[2]-[9]及 180° 方波調變[11]-[12]，後者包含 150° 方波調變[13]-[16]。每一方波調變開關訊號在任意兩個換相間可能保持連續的導通或是截止，並提供了固定大小的基本波成分[5], [12]-[14]。因此，方波調變常被使用於主軸馬達[5], [14]及風扇馬達[13]等固定轉速之應用上。

在變速應用中，變壓變頻(Variable Voltage and Variable Frequency, VVVF)是必需的。有兩種方波調變策略可以達成變壓變頻功能，其中一種方法稱為脈波高度調變(Pulse Amplitude Modulation, PAM)但需要增加額外電路來調整六開關反流器的直流鏈電壓。另一種方法是將方波調變與脈波寬度調變(Pulse Width Modulation, PWM)綜合起來成為方波脈波寬度調變(Square Wave Pulse Width Modulation, SWPWM)來形成可控制的輸出電壓。後者經常被使用並且可以分為 120° 方波脈波寬度調變[3]-[4], [6]-[9]、 180° 方波脈波寬度調變[11]及 150° 方波脈波寬度調變[15]-[16]。

過去數十年來，很多直流無刷馬達無感測控制方法被提出且可分為好幾個種類[17]，如：利用馬達的端電壓與中性點電位做比較[18]，可取得反應電動勢零交會點，未激磁相截止到下次導通的中間點。取得零交越點後，經過一個相位延遲電路，去控制反流器開關之切換順序，即可完成無感測驅動之目的。以及使用反電勢積分法來進行無刷馬達無感測器驅動[19]，由未激磁相之零交越點開始對反應電動勢之絕對值進行積分，預設一個門檻電壓，當到達該值時，則反流器開始進行換相動作，以此達到馬達驅動之目的。還有經由檢測反應電動勢之三次諧波成份[20]，來做為無感測驅動器中反流器開關切換之依據。此法是將馬達三相的端電壓相加，由於馬達為三相平衡系統，所以三相端電壓基本波之和為零，因此三相端電壓之和為三次諧波與高次諧波所組成，此電壓再經由低通濾波器將其高次諧波成份濾除，取得三次諧波成份，再對其以時間積分，可得轉子磁通三次諧波等效值，而轉子磁通三次諧波之零交越點即可做為反流器開關切換時間。

1.3 研究目的

從降低驅動器的複雜度、生產成本以及操作環境等方面做考量，均必須捨棄轉子位置感測器。有鑑於此，本論文將針對直流無刷馬達配合方波脈寬調變驅動並對其反應電動勢進行偵測，經適當訊號處理後完成無位置感測控制之目標。以往馬達控制系統中，大多以數位訊號處理(DSP)作為控制器核心[5]-[7]。近幾年由於微電子技術的迅速發展，馬達控制透過特殊應用積體電路(Application Specific Integrated Circuit, ASIC)、系統晶片(System On Chip, SOC)或可程式邏輯元件(CPLD/ FPGA)[14], [23]，使得控制器可依系統的應用需求作特殊規劃，提昇整體效能。故本論文針對直流無刷馬達，發展出以 FPGA 為控制器核心並使用硬體描述語言(Verilog HDL)來設計，將系統各個功能做模組化實現，最後與外部驅動電路結合，設計出一套以 FPGA 晶片為基礎之直流無刷馬達無位置感測控制系統。本文使用 PSIM 進行模擬與設計，驗證實驗結果並做出分析與比較。

1.4 本文架構

本論文的內容一共分為五個章節，各章節之大綱內容概述如下：

第一章：說明本論文的研究背景以及相關文獻回顧。

第二章：介紹直流無刷馬達基本原理、馬達數學模型與驅動原理。

第三章：介紹本文所使用之無感測控制架構，說明啟動原理、反應電動勢偵測方法。

最後再進行電腦模擬驗證。

第四章：採用階層式、模組化的設計方式實現無感測速度回授控制 FPGA 電路。

第五章：對實際電路做一簡介，並將實作之結果進行量測及討論。

第六章：總結本論文之研究成果以及主要貢獻。

參考文獻。

附錄

第二章

直流無刷馬達控制原理

2.1 直流無刷馬達簡介

直流無刷馬達內部的轉子為永久磁鐵，欲使轉子轉動必須要從外界的磁場變化著手，利用定子繞組線圈，以輸入電流造成電磁場的改變。直流無刷馬達工作原理可經由觀察弦波類型直流無刷馬達之操作來了解，一個二極三相直流無刷馬達如圖 2.1(a)所示，其定子繞組呈 120 度分佈，由三相平衡電流控制換向器提供定子繞組電流如圖 2.1(b)之 t_1 與 t_2 ，結果定子磁場所在位置如圖 2.1(c)與 2.1(d)所示。藉由觀察定子磁場與轉子磁場與電磁力作用的觀念可知：如要使馬達的輸出轉矩最大則必須使馬達轉子產生之磁通量和輸入電流產生之電磁場保持垂直的位置，但因直流無刷馬達之轉子(磁極)位置是會隨著時間週期變化，為了保持轉子之順序轉動及獲得最大轉矩，一般的作法是偵測永久磁鐵轉子之磁極位置，然後由驅動電路提供相對應之輸入電流給線圈，使其磁動勢和轉子磁極隨時保持垂直狀態，藉由此控制方法使得馬達不停運轉。

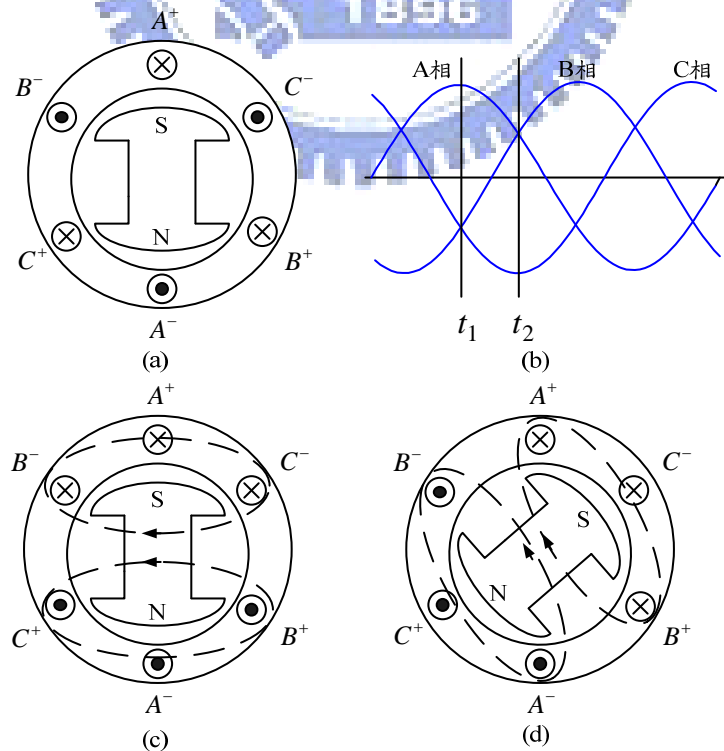


圖 2.1 直流無刷馬達工作原理

2.2 直流無刷馬達數學模型

假設三相繞組 Y 接直流無刷馬達的各相線圈電阻與電感相等，其電壓方程式可表示為[21]

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ss} & M & M \\ M & L_{ss} & M \\ M & M & L_{ss} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \omega_r K_e \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

其中參數定義為

v_{an} 、 v_{bn} 與 v_{cn} ：三相電壓

R_s ：定子繞組各相電阻

i_a 、 i_b 與 i_c ：三相電流

L_{ss} ：定子繞組相間自感

M ：定子繞組各相互感

e_a 、 e_b 與 e_c ：三相反應電動勢

ω_r ：馬達轉速

K_e ：反應電動勢常數

θ_e ：馬達轉子電氣角

各相線圈的自感與互感不會隨著轉子轉動而改變，可視為常數，再根據三相平衡電流和為零之關係。

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.3)$$

故

$$Mi_b + Mi_c = -Mi_a \quad (2.4)$$

(2.1)可改寫為

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

其中

$$L_s = L_{ss} - M \quad (2.6)$$

由(2.5)可知，直流無刷馬達每一相的等效電路模型為一個電阻、電感與一個代表反應電動勢的電壓源所串聯構成，如圖 2.2 所示。

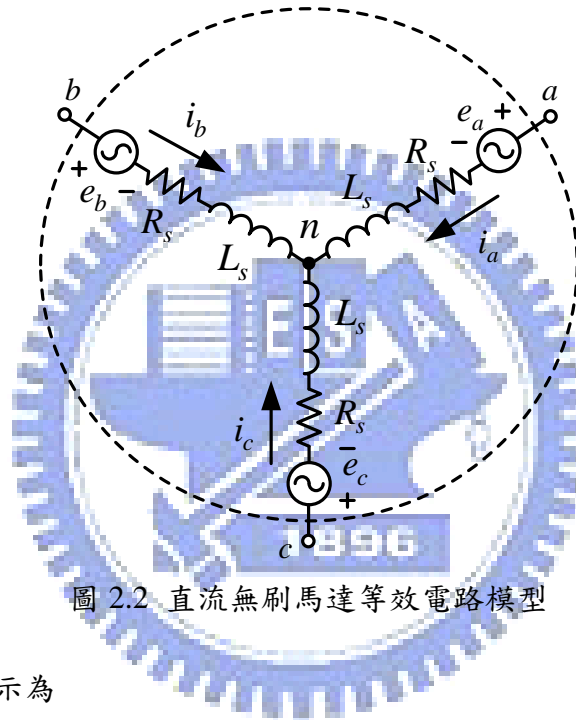


圖 2.2 直流無刷馬達等效電路模型

而電磁轉矩可表示為

$$T_e = \frac{(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c)}{\omega_r} \quad (2.7)$$

將(2.2)代入(2.7)得

$$T_e = K_e \left[i_a \cdot \sin(\theta_e) + i_b \cdot \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cdot \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (2.8)$$

然而，電磁轉矩並不等於馬達的輸出轉矩，考慮負載以及馬達本身所消耗的轉矩，機械方程式可表示為

$$T_e = T_L + B\omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.9)$$

其中參數定義為：

T_e ：電磁力矩

T_L ：負載力矩

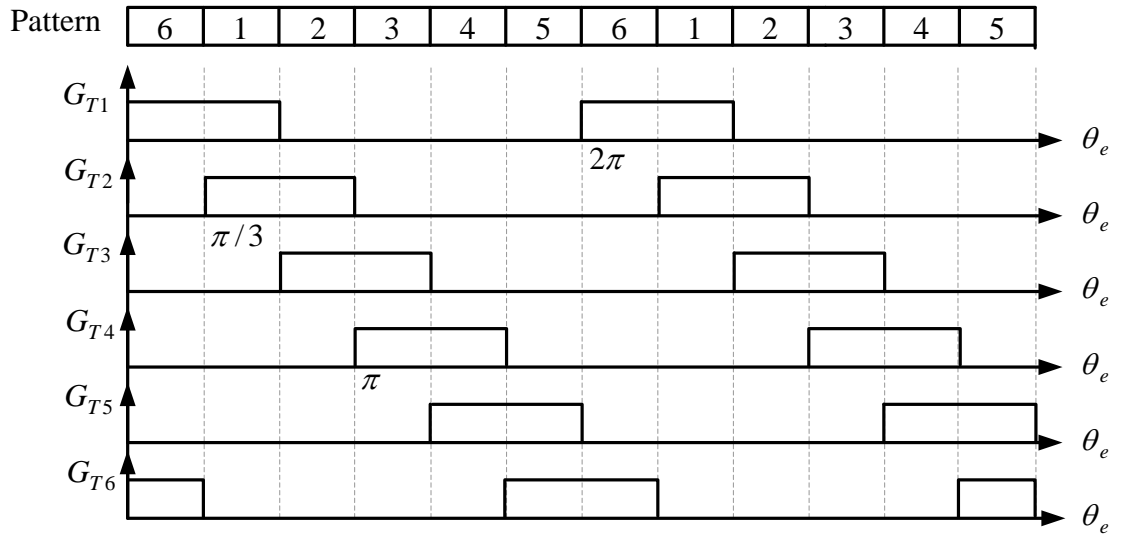
J ：總慣量常數

B ：總阻尼係數

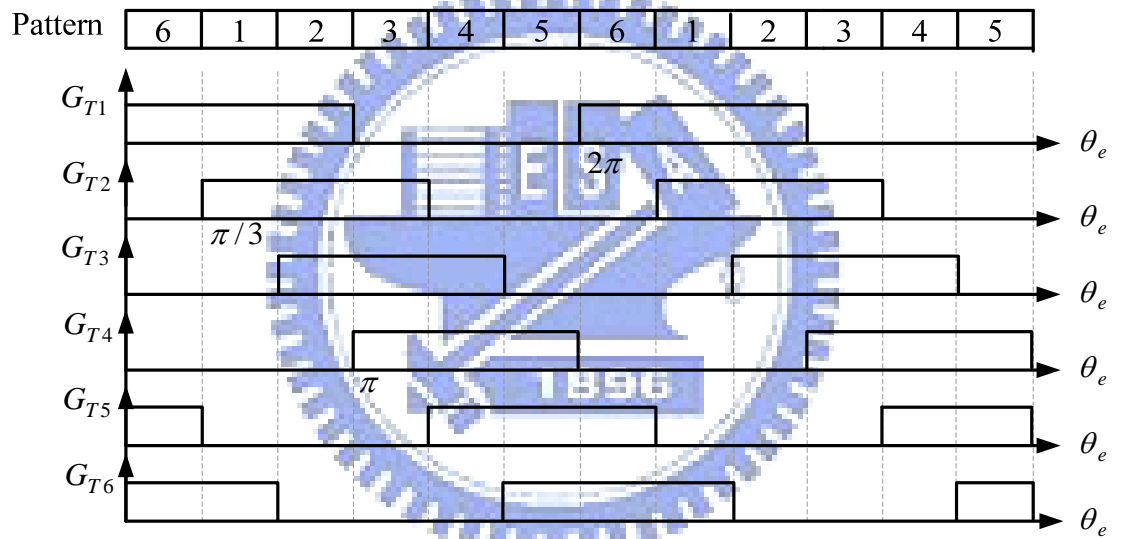
2.3 直流無刷馬達驅動原理

三相直流無刷馬達最基本的驅動方法，分為方波驅動與正弦波驅動。前者將六個開關以單純方波開關訊號驅動馬達運轉，後者驅動方式如同一般的交流馬達，在定子端輸入三相正弦波訊號，合成一旋轉磁場帶動轉子旋轉，其馬達運轉情況如同永磁式交流同步馬達，因本論文使用方波驅動馬達運轉，所以正弦波驅動方式不在此描述。

六步方波驅動方法分成二種，一種為120度方波驅動，另一種則是180度方波驅動，兩種驅動方式的差異點在於開關導通的順序跟各開關導通的時間。如圖2.3(a)與2.3(b)所示，圖中GT1~GT6為開關控制訊號， θ_e 為電氣角。120度導通模式順序為：(T6、T1) → (T1、T2) → (T2、T3) → (T3、T4) → (T4、T5) → (T5、T6)每一個開關之導通時間皆為120度電氣角的時間，又每一個導通區間只有兩個開關導通。另外180度導通模式之開關順序為(T5、T6、T1) → (T1、T2、T6) → (T1、T2、T3) → (T2、T3、T4) → (T3、T4、T5) → (T4、T5、T6)，相較於120度導通模式，180度導通模式在每一個導通區間中有三個開關導通，且導通時間為180度電氣角時間。但不管是120度導通或是180度導通，都是藉由導通六個開關控制導通電流，在馬達內部產生六個方向的磁場，吸引轉子到達六個定點，經由改變的開關順序，可使馬達旋轉。在實際運用上，因為180度方波驅動每次導通開關較120度方波驅動多一個，其功率損失較大。且180度方波驅動還要避免上下臂同時導通的情形發生。實際運用上大多採用120度方波驅動。綜合以上比較，本論文內馬達驅動方式採用120度方波驅動。



(a)



(b)

圖 2.3 (a)120 度；與(b) 180 度方波驅動開關導通順序圖

2.3.1 120 度六步方波驅動

120 度方波驅動是利用控制單元，產生六個控制訊號來驅動反流器上的開關元件，其控制訊號如圖 2.3(a)所示。當馬達其中兩相導通時，一相為電流輸入端，一相為電流輸出端，另一相則為開路。為了使馬達運轉時能夠達到最大的轉矩輸出，則必須推得正確的電流導通方向切換，所以將馬達 360 度電氣角分為六個狀態，而每一相定子線圈接連續導通 120 度電氣角後轉為開路，故此驅動方式稱為 120 度六步方波驅動。

120 度導通模式，其導通情形可分為六個區間，表 2.1 為各開關組合與端電壓關係整理。

表 2.1 各開關組合之各端電壓表示式

開關組合	上臂	下臂	v_a	v_b	v_c
1	GT1 ON	GT2 ON	V_d	$\frac{V_d}{2} + \frac{3}{2}e_b$	0
2	GT3 ON	GT2 ON	$\frac{V_d}{2} + \frac{3}{2}e_a$	V_d	0
3	GT3 ON	GT4 ON	0	V_d	$\frac{V_d}{2} + \frac{3}{2}e_c$
4	GT5 ON	GT4 ON	0	$\frac{V_d}{2} + \frac{3}{2}e_b$	V_d
5	GT5 ON	GT6 ON	$\frac{V_d}{2} + \frac{3}{2}e_a$	0	V_d
6	GT1 ON	GT6 ON	V_d	0	$\frac{V_d}{2} + \frac{3}{2}e_c$

圖 2.4(a)與 2.4(b)分別為 120 度方波驅動時，理想上與實際上的馬達端電壓。由於馬達為電感性負載。當開關停止導通時，馬達線圈上的電流不會立刻停止，而是慢慢減少，造成電流會改為流向開關上之飛輪二極體，此時飛輪二極體導通。若為上臂飛輪二極體導通，馬達端電壓強制變為高電壓 V_d ；若是下臂飛輪二極體導通時，馬達端電壓會強制接地變為零。

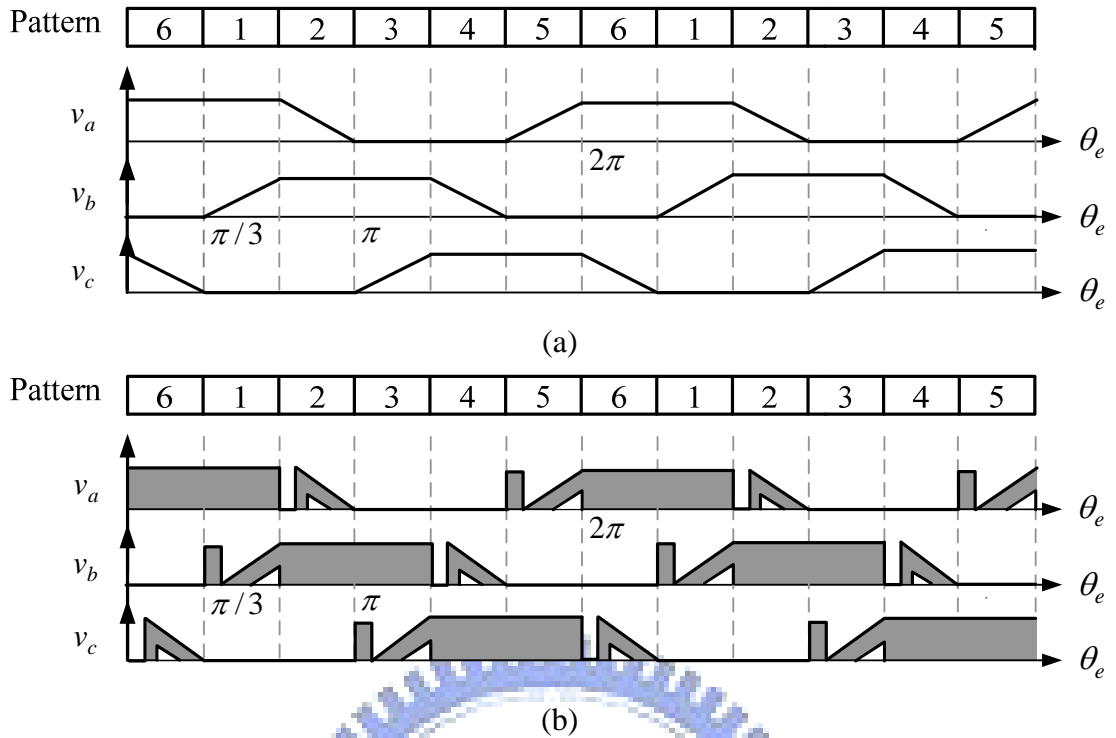


圖 2.4 (a)理想上 120 度方波驅動下馬達端電壓波形；
(b)實際上 120 度方波驅動下馬達端電壓波形

2.3.2 馬達換相時機

直流無刷馬達使用電子式換相取代電刷換相，但是此換相動作需得知轉子之動態位置才可做正確的換相工作。上一小節所提直流無刷馬達 120 度方波驅動，會吸引轉子到六個定點，需依序給予驅動訊號，馬達才能旋轉。但在驅動直流無刷馬達時，還需要考慮使相電流與反應電動勢同相，效率才是最佳，如圖 2.5 所示。

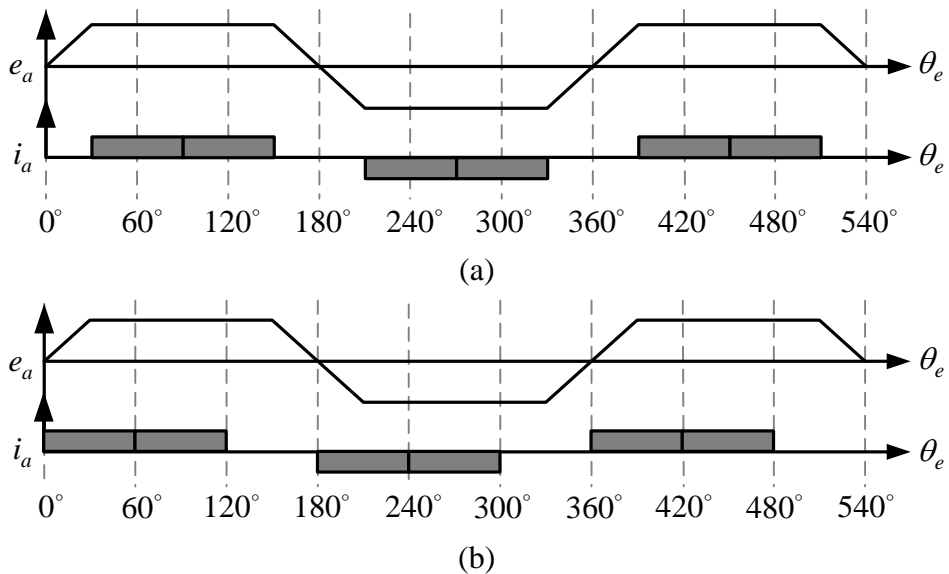


圖 2.5 (a)同步反應電動勢與相電流波形；(b)不同步反應電動勢與相電流波形

為了正確驅動馬達，必須知道轉子位置。如圖 2.6 所示，對應著反應電動勢波形來切換開關，才可做正確的換相動作，使得相電流與反應電動勢同步。

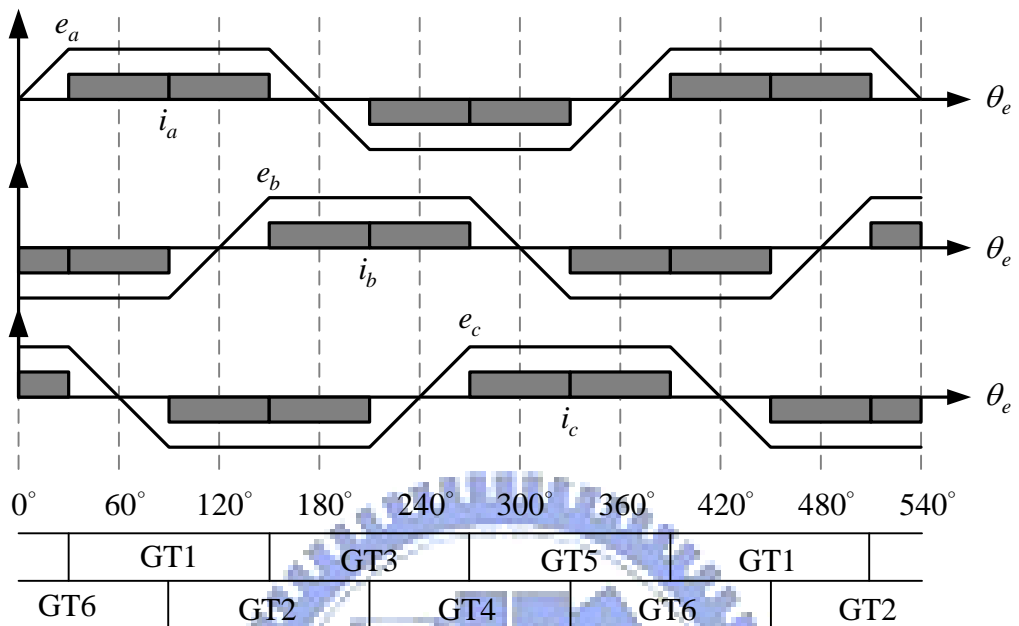


圖 2.6 理想開關操作

2.4 脈波寬度調變原理

有關直流無刷馬達的驅動控制，是以高頻波加以轉換成實質之電流，再將其加以類比控制。其最具代表性者為脈波寬度調變(PWM, Pulse Width Modulation)。脈波寬度調變的實現主要是將一個三角波與一個控制命令做比較後輸出，其操作原理如圖 2.7 所示。其中 v_{tri} 為三角波， $v_{control}$ 為控制命令， v_{PWM} 為 PWM 的輸出電壓， V_{DD} 為電壓源電壓， V_{avg} 為平均輸出電壓。當 $v_{control}$ 較 v_{tri} 大時，使得 v_{PWM} 為高準位；當 $v_{control}$ 較 v_{tri} 小時，使得 v_{PWM} 為低準位。

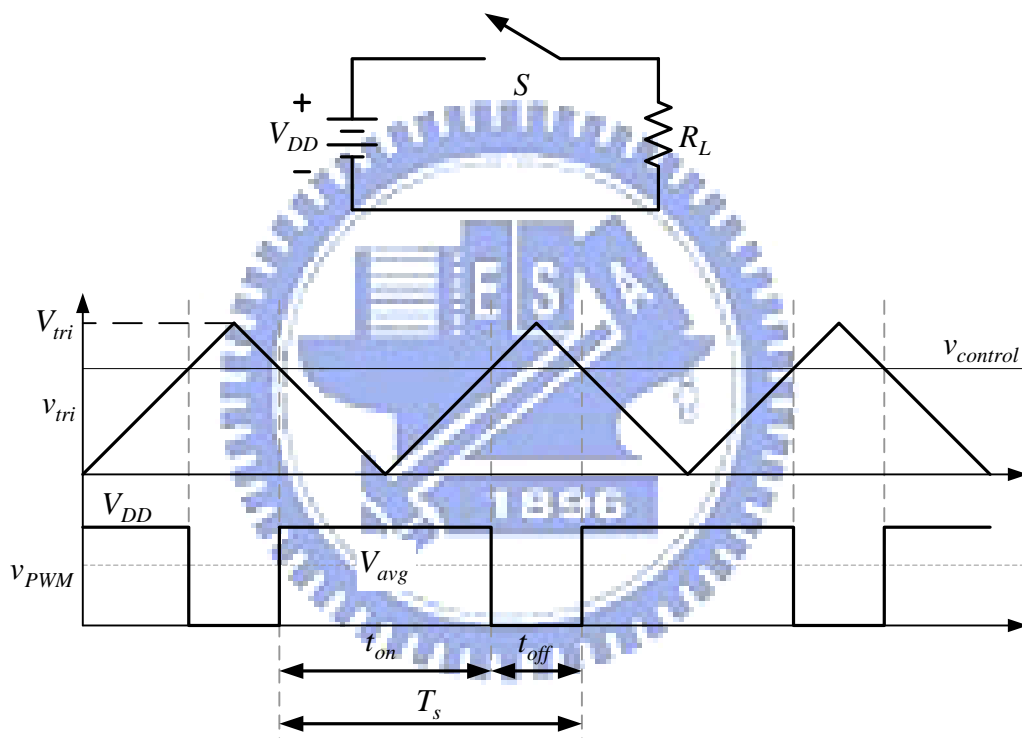


圖 2.7 PWM 之基本原理

PWM 之基礎原理為將電壓變化成脈波狀，平均負載電壓為

$$V_{avg} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \cdot V_{DD} = \frac{t_{on}}{T_s} \cdot V_{DD} \quad (2.10)$$

其中 T_s 為三角波的週期，即 PWM 之週期。 t_{on} 為高位準輸出時間； t_{off} 為低位準輸出時間。PWM 訊號之責任週期(Duty cycle)定義為

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.11)$$

將(2.11)代入(2.10)可得

$$V_{avg} = D \cdot V_{DD} \quad (2.12)$$

依三角形相似定理可得

$$\frac{v_{control}}{V_{tri}} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (2.13)$$

所以經由(2.12)與(2.13)可知，我們藉由改變控制命令準位可改變 PWM 的責任週期比值 D ，達到調變輸出平均電壓的目的與實現脈波寬度調變的技術。

2.5 120 度方波脈波寬度調變(SWPWM)

120 度方波脈波寬度調變為 120 度方波驅動與脈波寬度調變之結合，其利用 120 度方波作為馬達驅動並配合脈波寬度調變調整馬達轉速。常用的 PWM 類型有四種，分別是後半 60 度 PWM、前半 60 度 PWM、上臂 PWM 以及下臂 PWM。本文採用後半 60 度 PWM，其開關訊號導通模式如圖 2.8 所示，每個開關在 120 度電氣角內方波連續導通 60 度後，在剩下的 60 度內轉為 PWM 模式即為後半 60 度 PWM。

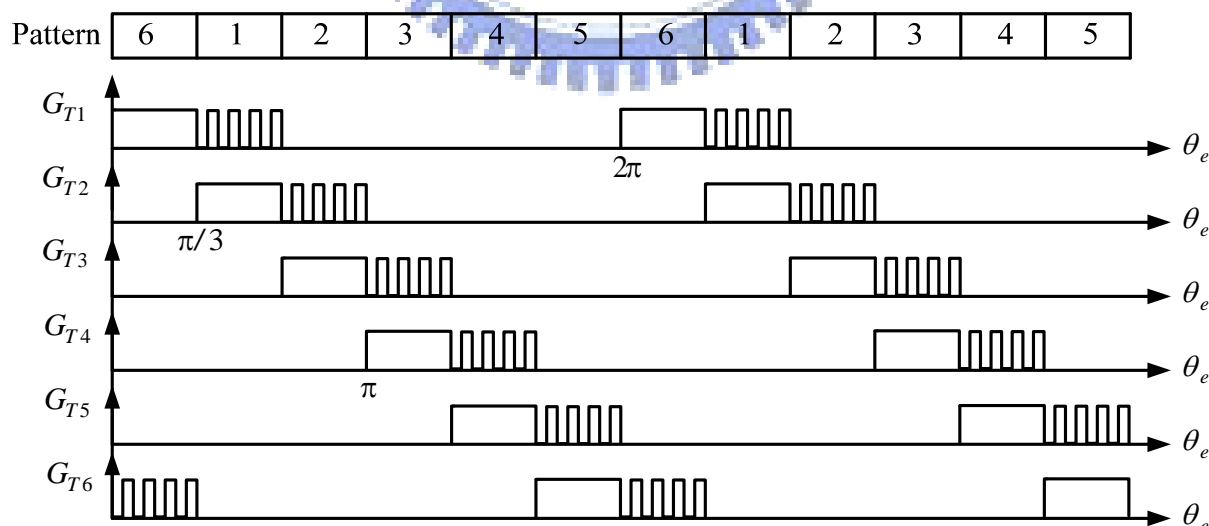


圖 2.8 後半 60 度 PWM 導通模式

一個週期共有六個區間。因此在每個時刻都只有兩個開關元件處於導通狀態，觀察其中一區間之電路行為便可大致了解其他區間之電路行為。

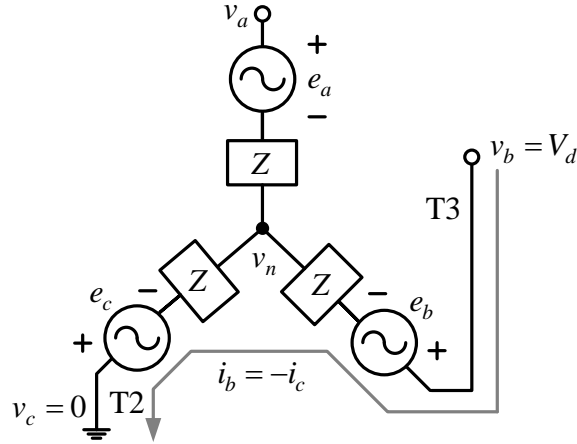


圖 2.9 開關組合 2 之等效電路

首先，假設如圖 2.9 所示之操作區間，T2 和 T3 導通，此時 GT2 為 PWM 形式，GT3 為 ON/OFF 形式。且導通電流由 B 相流入，C 相流出時，則中性點 v_n 可表示為

$$v_n = v_b - i_b \cdot Z - e_b \quad (2.14)$$

$$v_n = v_c - i_c \cdot Z - e_c \quad (2.15)$$

其中 Z 為馬達等效阻抗， e_b 、 e_c 為馬達 B、C 相反應電動勢。因此(2.14)和(2.15)兩式相加，由於 $i_b = -i_c$ ，得中性點 v_n 為

$$v_n = \frac{v_b + v_c - (e_b + e_c)}{2} \quad (2.16)$$

此時 A 相無電流(或稱未激磁相)，故其端電壓可表示為

$$v_a = v_n + e_a \quad (2.17)$$

整理(2.16)與(2.17)，可獲得 A 相之端電壓 v_a 表示式為

$$v_a = \frac{v_b + v_c}{2} - \frac{(e_b + e_c)}{2} + e_a \quad (2.18)$$

若反應電動勢為理想弦波且互差 120 度，則 $e_a + e_b + e_c = 0$ ，代入(2.18)得

$$v_a = \frac{v_b + v_c}{2} + \frac{3}{2}e_a \quad (2.19)$$

由於此區間內，T3 固定導通，故 B 相端電壓 $v_b = V_d$ ，當 T2 PWM ON 時，端電壓 v_c 接

地為零；當 T2 PWM OFF 時，D5 二極體導通，故端電壓 $v_c = V_d$ ，因此(2.19)可進一步化簡為

$$v_a = \begin{cases} \frac{V_d}{2} + \frac{3}{2}e_a, & \text{T2 PWM ON} \\ V_d + \frac{3}{2}e_a, & \text{T2 PWM OFF} \end{cases} \quad (2.20)$$

(2.20)為位於 GT2、GT3 的導通區間時，未激磁相之端電壓 v_a 之表示式。同理，各開關區間之端電壓表示式可依相同程序推導其結果整理如表 2.2 所示。圖 2.10 為 120 度方波脈波寬度調變驅動之馬達三相端電壓波形。

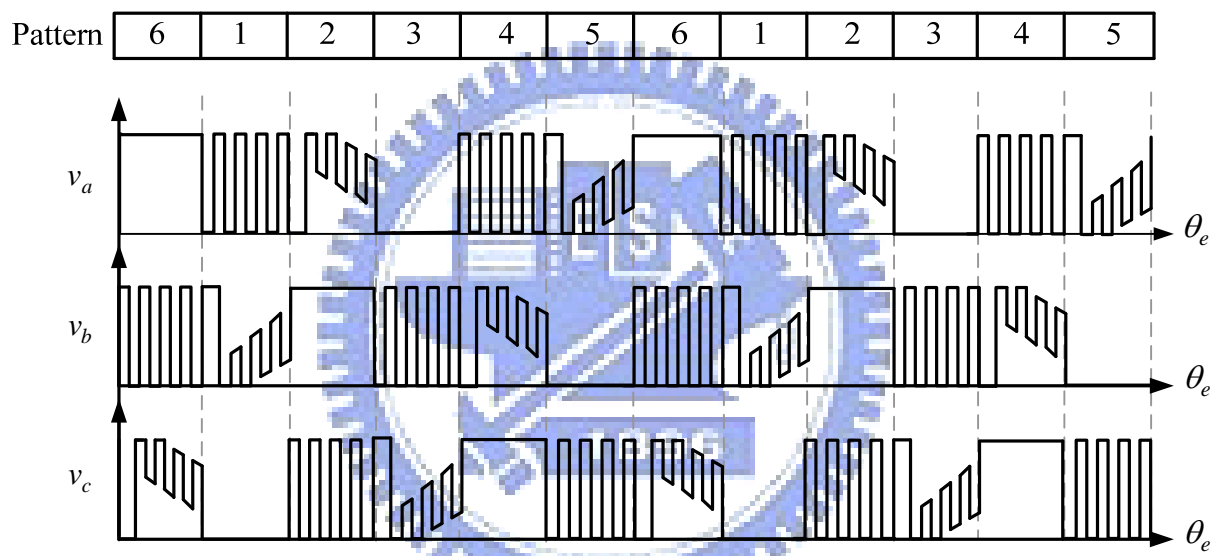


圖 2.10 120 度方波脈波寬度調變驅動之馬達三相端電壓波形

表 2.2 各開關組合之各端電壓表示式

開關組合	上臂	下臂	v_a	v_b	v_c
1	GT1 PWM ON	GT2 ON	V_d	$\frac{V_d}{2} + \frac{3}{2}e_b$	0
	GT1 PWM OFF		0	$\frac{3}{2}e_b$	0
2	GT3 ON	GT2 PWM ON	$\frac{V_d}{2} + \frac{3}{2}e_a$	V_d	0
		GT2 PWM OFF	$V_d + \frac{3}{2}e_a$	V_d	V_d
3	GT3 PWM ON	GT4 ON	0	V_d	$\frac{V_d}{2} + \frac{3}{2}e_c$
	GT3 PWM OFF		0	0	$\frac{3}{2}e_c$
4	GT5 ON	GT4 PWM ON	0	$\frac{V_d}{2} + \frac{3}{2}e_b$	V_d
		GT4 PWM OFF	V_d	$V_d + \frac{3}{2}e_b$	V_d
5	GT5 PWM ON	GT6 ON	$\frac{V_d}{2} + \frac{3}{2}e_a$	0	V_d
	GT5 PWM OFF		$\frac{3}{2}e_a$	0	0
6	GT1 ON	GT6 PWM ON	V_d	0	$\frac{V_d}{2} + \frac{3}{2}e_c$
		GT6 PWM OFF	V_d	V_d	$V_d + \frac{3}{2}e_c$

2.6 直流無刷馬達有位置感測控制

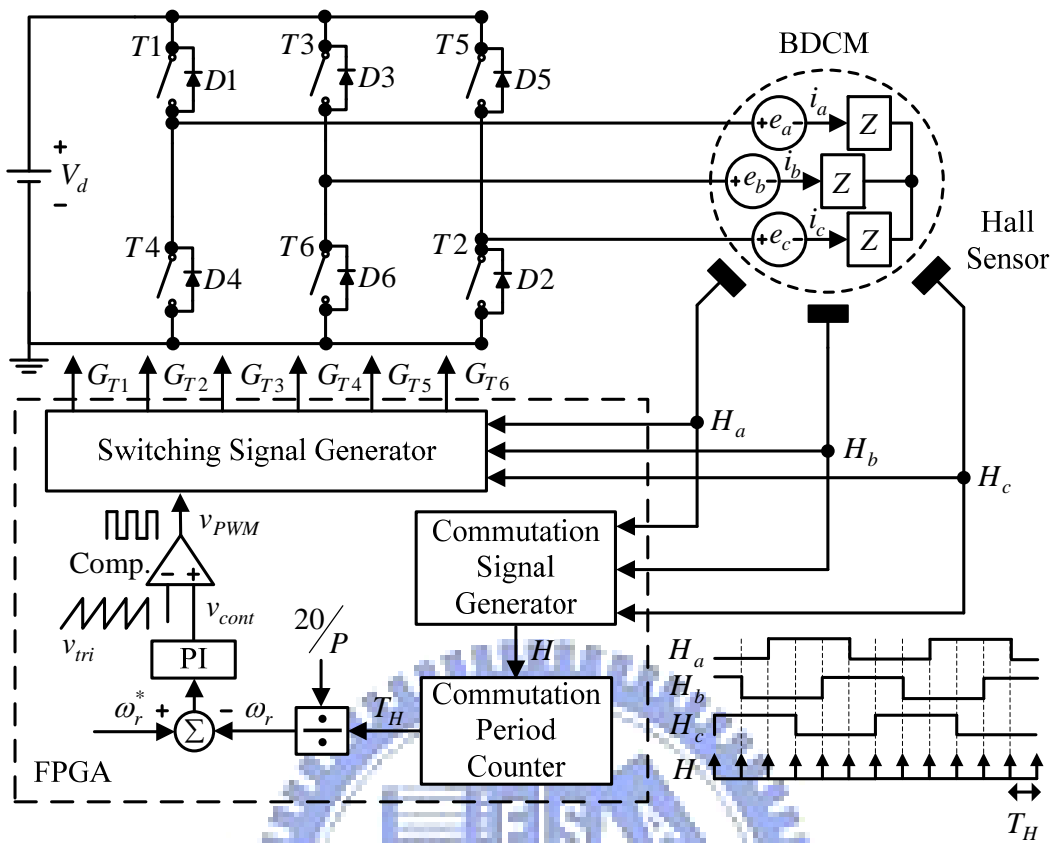
有位置感測直流無刷馬達控制架構 1，如圖 2.11(a)所示。使用三個霍爾元件來偵測馬達轉子位置，並藉由三個霍爾感測器訊號 H_a 、 H_b 、 H_c 達成有位置感測之馬達控制。霍爾感測器訊號決定開關何時換相並且可用來產生換相點訊號 H 。利用換相點訊號 H 可計算出換相時間 T_H 。六個 T_H 週期時間對應 360 度電氣角時間。由(2.21)可知電氣角 θ_e 、機械角 θ_r 與馬達極數 P 之關係，進而推導馬達轉速 ω_r 與換相時間 T_H 之關係式，如(2.22)所示。

$$\theta_r = \frac{2}{P} \theta_e \quad (2.21)$$

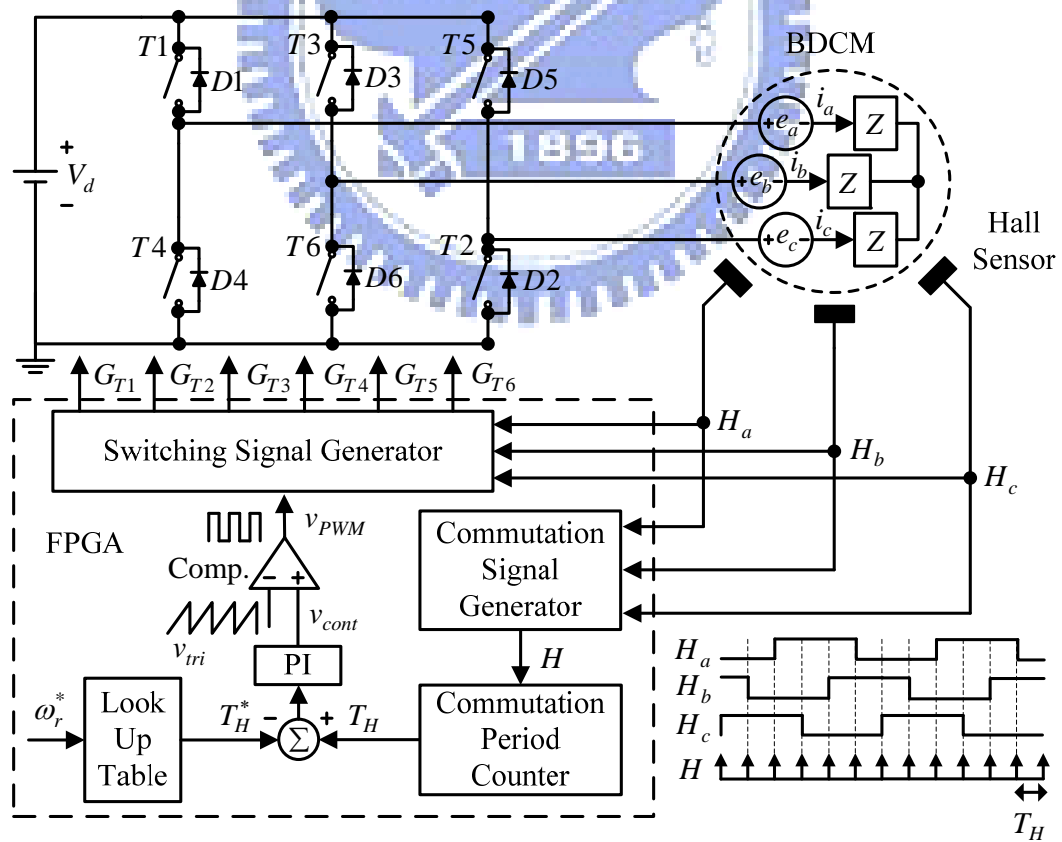
$$\omega_r = \frac{1}{6T_H} \times \frac{60}{P/2} = \frac{20/P}{T_H} (\text{rpm}) \quad (2.22)$$

將轉速 ω_r 與轉速命令 ω_r^* 比較後產生之誤差值，經 PI 控制器產生控制訊號 v_{cont} 與三角波訊號 v_{tri} 比較產生 v_{PWM} ，進入開關訊號產生器且配合霍爾感測器訊號 H_a 、 H_b 、 H_c 完成開關換相，即可控制馬達轉速。

由(2.22)可知估測轉速為換相時間 T_H 之倒數成份，表示此控制架構需要除法運算，為了能精簡程式，所以不直接使用轉速命令與轉速做速度回授控制。改以直接使用換相時間與換相時間命令來替代。有位置感測直流無刷馬達控制架構 2，如圖 2.11(b)所示。轉速命令輸入後經查表對應一個換相時間命令 T_H^* 與換相時間 T_H 比較後產生誤差值。要注意的是換相時間 T_H 此時為正端，最後同樣經 PI 控制器產生控制訊號 v_{cont} 與三角波訊號 v_{tri} 比較產生 v_{PWM} ，進入開關訊號產生器且配合霍爾感測器訊號 H_a 、 H_b 、 H_c 完成開關換相，控制馬達轉速。



(a)



(b)

圖 2.11 有感測直流無刷馬達控制：(a)架構 1；(b)架構 2

第三章

直流無刷馬達無位置感測控制策略

3.1 無感測控制架構

無位置感測控制架構，如圖 3.1 所示，無感測控制策略乃是回授馬達端電壓 v_a 、 v_b 、 v_c 、 V_P 、 V_N ，而馬達未激磁相之端電壓即為該相的反應電動勢。接著利用反應電動勢偵測電路(Back-EMF Detecting Circuit, BEDC)產生位置訊號 H_a 、 H_b 、 H_c ，最後使用 FPGA 處理這三個位置訊號來取得換相點(Commutation Point, H)，經過處理後即能正確估測馬達的轉子位置，並達到無位置感測馬達控制。

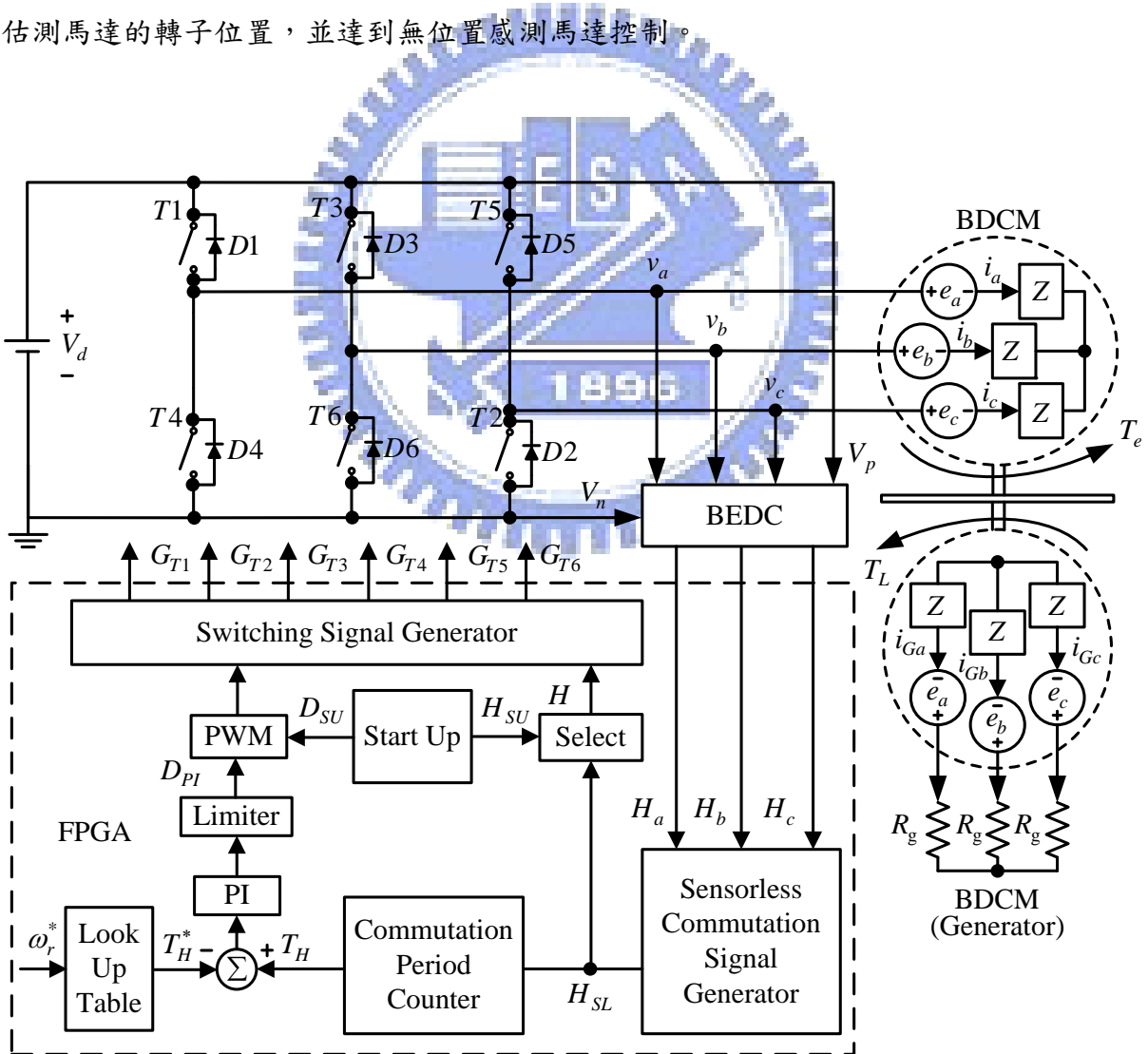


圖 3.1 無位置感測直流無刷馬達控制圖

此種利用回授馬達三相端電壓來取得反應電動勢之無感測控制策略主要的控制基礎為：

1. 馬達無位置感測啟動，輸出啟動責任週期比 D_{SU} 及啟動換相點 H_{SU} 。
2. 利用反應電動勢偵測電路處理馬達回授端電壓。
3. 避開飛輪二極體導通所引起的誤偵測效應。
4. 從反應電動勢中擷取零交會點成份。
5. 利用所得之零交會點得到無感測換相點 H_{SL} 與換相時間 T_H 。

其中飛輪二極體效應和反應電動勢零交會點為馬達三相端電壓之物理現象。但是換相點必需經由數學計算，也就是記錄兩兩零交會點之時間差值，即可得下一次換相延遲時間。如果馬達轉速加快，零交會點將更早發生，延遲時間必須減小以使得反應電動勢和相繞組的電流同方向。所以，這種無感測控制就是一一直以相同的順序處理二極體時間、零交會點、換相點。馬達定位啟動後，根據連續檢測到一定次數的零交會點後即進入無感測開迴路模式。最後就能夠進入完整的閉迴路速度回授控制。

最後根據所提無感測控制策略來研擬之無感測控制架構。利用無感測啟動原理讓馬達從靜止狀態順利運轉，此時馬達換相乃是根據啟動換相訊號 H_{SU} 做切換。同時回授馬達三端電壓 v_a 、 v_b 、 v_c 以及直流鏈電壓 V_p 、 V_n 到反應電動勢偵測電路，產生位置訊號 H_a 、 H_b 、 H_c 。再將位置訊號經由數位控制器找出零交會點，產生無感測換相點 H_{SL} 與 120 度方波脈波寬度調變結合，產生開關信號 GT1~GT6。並且利用回授實際換相時間 T_H 與由轉速命令 ω_r^* 查表所得換相時間命令 T_H^* 做比較，經 PI 控制器產生開關信號 PWM 所需之責任週期比 D_{PI} ，完成整個無感測閉迴路控制。

實作部份，將兩相同馬達對接，分別稱為馬達側及發電機側，並於發電機端接上三 Y 接相同負載電阻 R_g ，發電機側經馬達側帶動，產生三相電動勢 e_a 、 e_b 、 e_c 及三相負載電流 i_{Ga} 、 i_{Gb} 、 i_{Gc} 。

3.2 無感測控制啟動

馬達靜止時沒有反應電動勢感應於定子繞組，故首先必須了解無位置感測之啟動原理。在馬達啟動前，需要先配合馬達之轉動慣量及負載，適當的設定一些參數，使馬達由對位啟動至正確換相運轉均能順利完成。直流無刷馬達啟動如常見的同步馬達，其速度藉由適當的頻率增加而逐漸上升，直到反應電動勢大到足夠去估測零交會點，開關訊號轉至啟動模式。在啟動模式下同步開關訊號須小心地設計以避免電壓變動過大。

圖 3.2 表示啟動原理的流程，沒有使用感測器的馬達，其轉子初始位置是未知的。為了能夠讓馬達順利旋轉，馬達在接收到啟動命令後會立即開始進行馬達轉子對位。所謂的對位是藉由送出固定激磁，使馬達在啟動時可以瞬間吸引轉子至平衡位置。當轉子就定位後，即可依照開迴路開關導通順序進行換相，使馬達順利啟動。

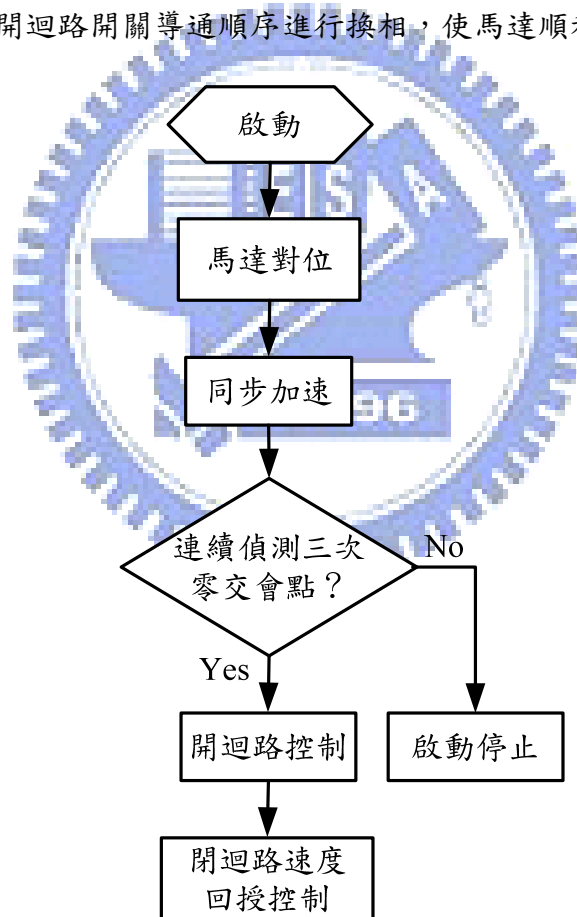


圖 3.2 啟動流程圖

馬達在低轉速時，反應電動勢較小。當反應電動勢過小時，零交會點的偵測容易受到雜訊的干擾而造成換相點判斷錯誤，使得馬達無法順利運轉。因此藉由同步加速程序，在未獲得夠大之反應電動勢前，依序循環改變導通之開關組合，開關組合開始如表

2.1 之開關組合由 1、2、3、...、6 順序變化，過程中我們令 PWM 責任週期比及開關導通時間同步作線性變化。隨著開關組合導通時間縮短及 PWM 責任週期比變大，此時馬達轉速逐漸變快，反應電動勢也漸趨明顯。當開關組合導通時間與責任週期比匹配，馬達的反應電動勢與相電流為同相。如此才能對應著反應電動勢波形來切換開關，做出正確的換相動作。

在同步加速的過程中開始檢測反應電動勢的零交會點，當能夠連續正確檢測到超過三個以上的反應電動勢零交會點，表示啟動完成。接著進入到無感測開迴路模式，這時開關換相頻率與 PWM 責任週期保持固定，亦即馬達轉速固定。如馬達能順利保持運轉，在無感測開迴路運轉一段時間後，加入速度回授控制完成無感測閉迴路控制。假如在同步加速結束前還沒完成零交會點同步檢測，馬達會自動停止運轉。圖 3.3 為無感測控制啟動波形示意圖。

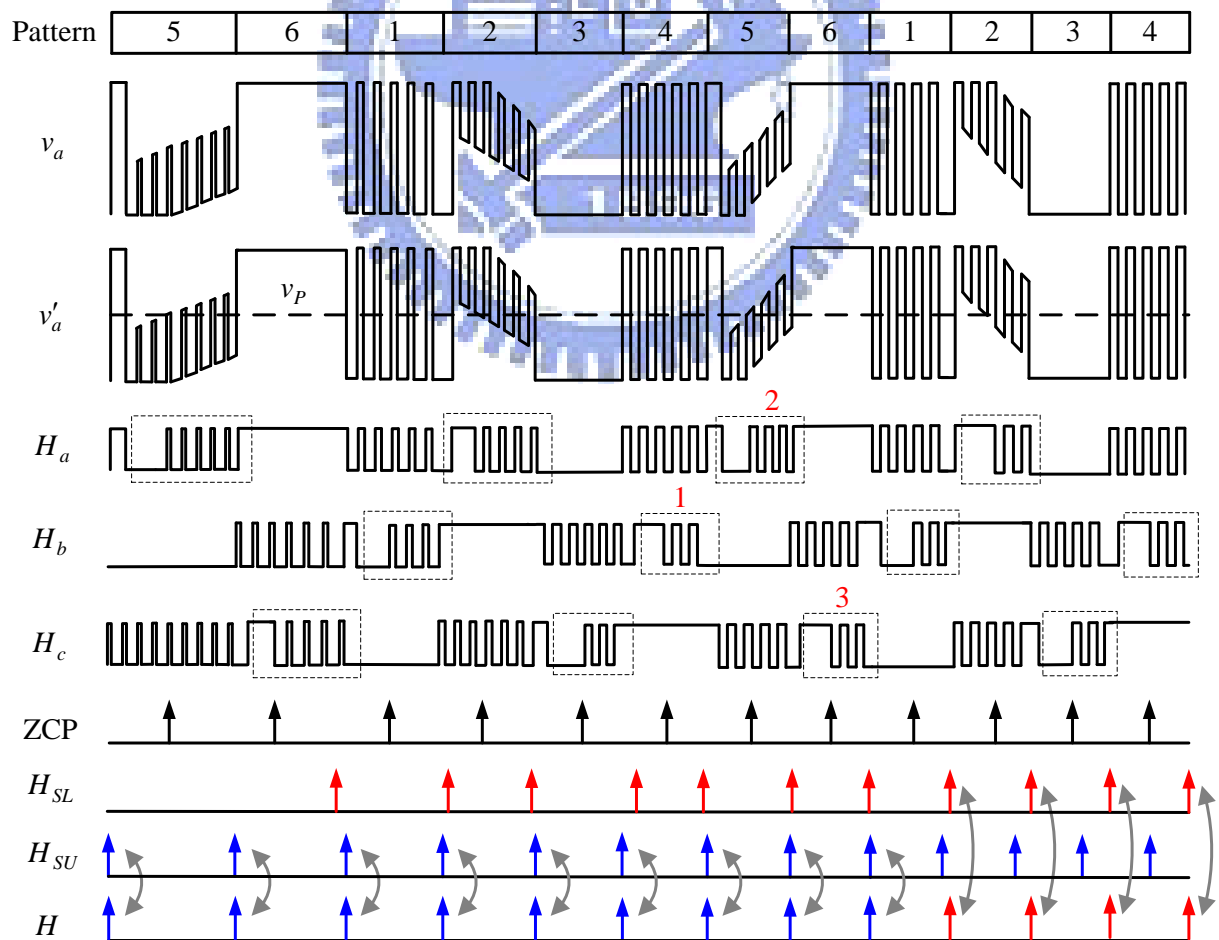


圖 3.3 無感測控制啟動波形示意圖

3.3 反應電動勢偵測電路

反應電動勢檢測常利用於 120 度方波驅動，就此法而言，當各端電壓從正電壓切換至負電壓時，有 60 度未激磁相時間，此時該端電壓會夾雜反應電動勢成份。因而可利用此一現象，為從反流器輸出三相馬達端電壓波形著手，將不必要之波形成份與雜訊加以去除，可經由濾波器取出訊號。接著經類比與數位之訊號處理，可取出轉子位置資訊。

從表 2.2 可知，當 PWM 狀態為 ON 時，未激磁相端電壓可表示為

$$v_x = 0.5V_d + 1.5e_x \quad (3.1)$$

x 可為 a 、 b 、 c 。這表示將端電壓 V_x 與一半的直流鏈電壓 $0.5V_d$ 做比較，即可偵測反應電動勢之零交會點。圖 3.4 為反應電動勢偵測電路圖，有四個低通濾波網路以及所有端電壓 v_a 、 v_b 、 v_c 、 V_p 、 V_n 。濾波器信號 v'_a 、 v'_b 、 v'_c 以及 v_p 是從端電壓而來，且可表示為

$$v_p(s) = \frac{R_2}{1 + \frac{sC(R_3 + R_1)R_2}{R_3 + R_1 + R_2}} V_{pn} \quad (3.2)$$

$$v'_x(s) = \frac{R_2}{1 + \frac{sCR_1R_2}{R_1 + R_2}} V_{xn} \quad (3.3)$$

然後利用三端電壓 v_a 、 v_b 、 v_c 經電路濾波後產生 v'_a 、 v'_b 、 v'_c ，在與直流鏈電壓 V_p 經電路產生之 v_p 信號比較得到位置訊號 H_a 、 H_b 、 H_c 。注意無感測電路的低通濾波器並不會減弱 PWM 部分的電壓，但會過濾雜訊。因此低通濾波器的截止頻率必須遠大於 PWM 頻率 f_{PWM} 。

$$\frac{R_3 + R_1 + R_2}{sC(R_3 + R_1)R_2} \gg f_{PWM} \quad (3.4)$$

$$\frac{R_1 + R_2}{sCR_1R_2} \gg f_{PWM} \quad (3.5)$$

由 3.1 式可知未激磁相端電壓包含 $0.5V_p$ 以及感應電動勢，為了使端電壓與 $0.5V_p$ 能做比較，必須滿足下列公式：

$$\frac{2R_2}{R_3 + R_1 + R_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow R_3 = R_1 + R_2 \quad (3.6)$$

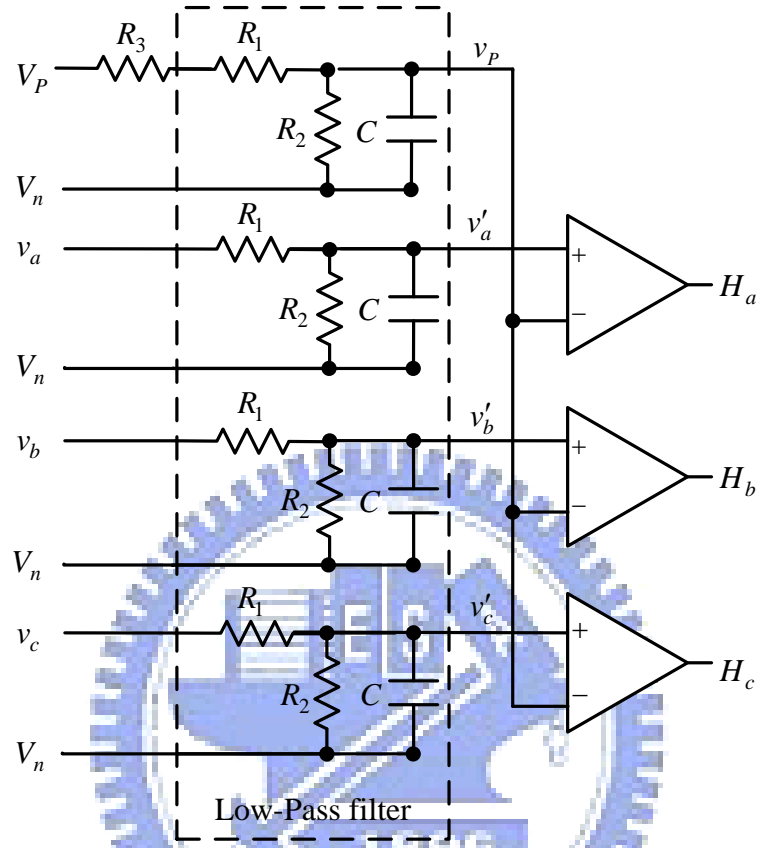


圖 3.4 反應電動勢偵測電路圖

位置訊號波形示意圖，如圖 3.5 所示。其中 ZCP 為零交會點， H 為換相點訊號。觀察每一未激磁相區間，可發現在最新一次換相後，位置訊號會保持固定直到未激磁相之零交會點出現。如果我們能夠精確的擷取位置訊號在未激磁相的改變，這表示反應電動勢偵測電路可以偵測感應電動勢的零交會點。

反應電動勢偵測電路產生位置訊號並擷取出零交會點後，利用換相原理可知在零交會點後 30 度即為換相點，此時開關導通至下一區間。每一區間之未激磁相皆固定，利用此一規律可簡單利用數位控制器處理位置訊號，擷取零交會點，產生換相訊號，完成開關切換。

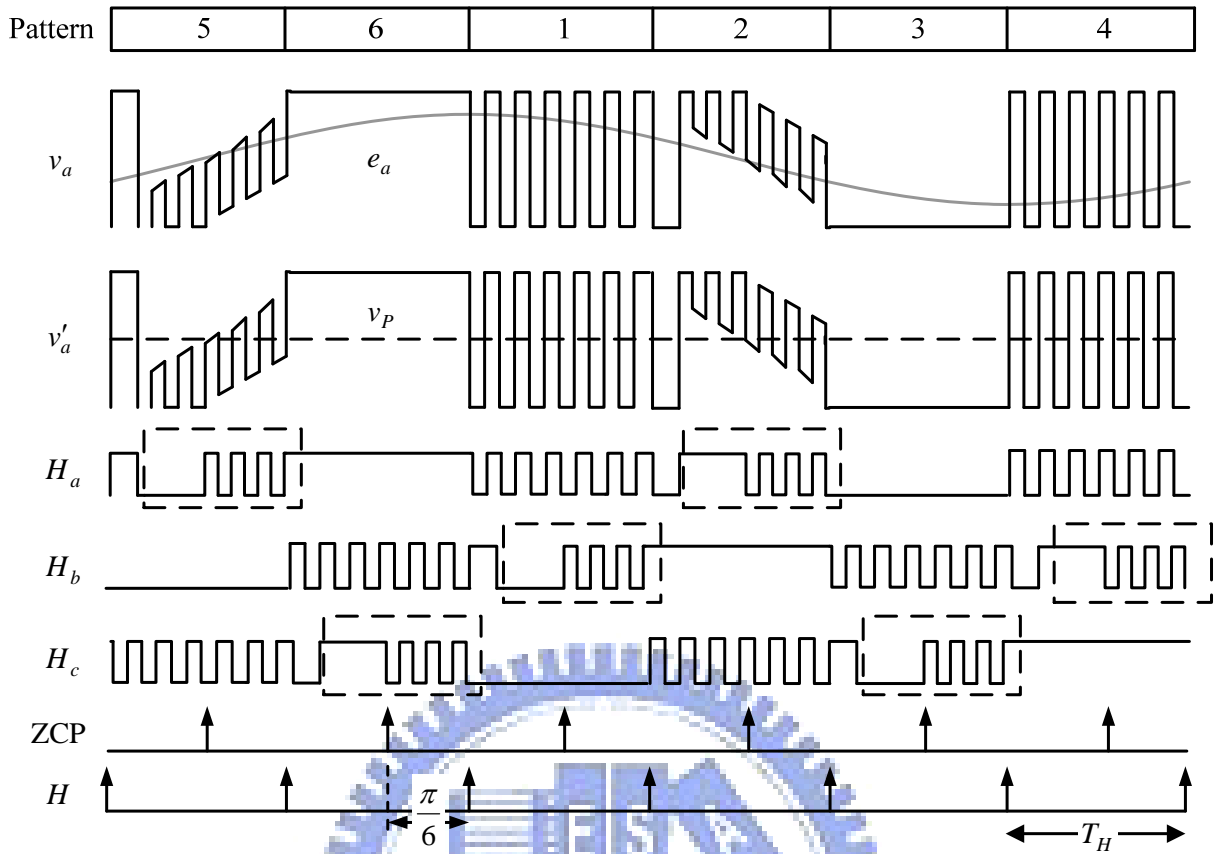


圖 3.5 位置訊號波形示意圖

3.4 飛輪二極體效應

在第二章提到由於馬達定子線圈具有電感效應。換相時開關停止導通，馬達線圈上的電流不會立刻停止，而是慢慢減少，造成電流會改為流向開關上之飛輪二極體，此時飛輪二極體導通。若為上臂飛輪二極體導通，馬達端電壓強制變為高電壓 V_d ；若是下臂飛輪二極體導通時，馬達端電壓會強制接地變為零。如圖 3.6 所示，在每一開關換相時刻，由於飛輪二極體效應之緣故，開關雖然已經完成切換，但是端電壓仍然需要一段二極體時間，將馬達線圈上的電流放盡。此二極體時間會造成位置訊號出現切換雜訊。

反應電動勢偵測電路主要是偵測反應電動勢的零交越點以求得正確的換相時間點，但由於上述之飛輪二極體效應會造成在利用位置訊號尋找零交會點時出現誤判，進而找到錯誤的零交會點，使得開關在錯誤的時間點作換相。有鑑於此，必須要克服位置訊號雜訊之影響，估測出正確的換相點。所以本文在實作上將會設計一個遮罩，以屏蔽飛輪二極體時間所造成之雜訊。

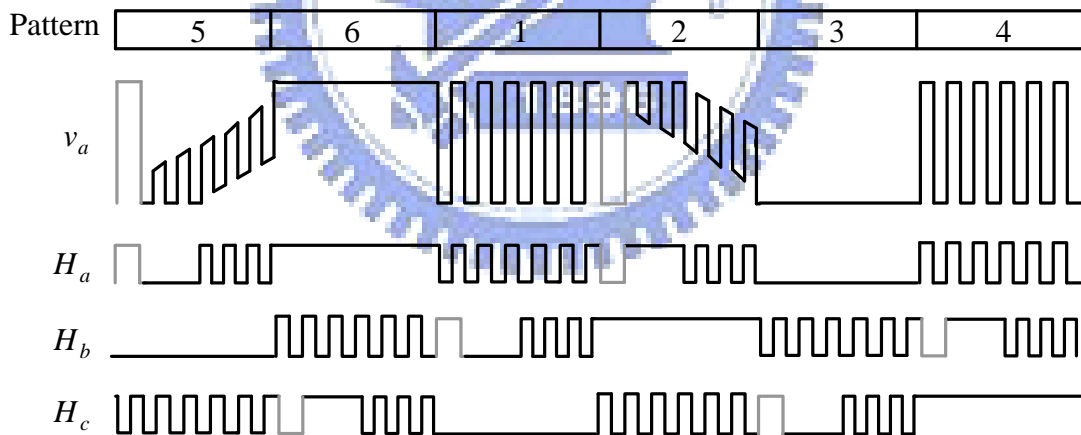


圖 3.6 具飛輪二極體效應之端電壓 v_a 與位置訊號

3.5 無感測控制模擬

根據圖 3.1 之控制架構，在 PSIM 模擬環境下，所建立之模擬電路圖如圖 3.7 所示。此模擬電路可分為四個部份：反流器電路其直流電源為 300 伏特；反應電動勢偵測電路；及用來模擬數位控制器之區塊，此區塊包含了換相訊號產生、速度回授控制、開關訊號切換；還有兩對接馬達，一個稱為驅動端馬達，另一個稱為發電機端馬達並加上 Y 接三相平衡電阻 R_g ，作為負載與觀察馬達各相反應電動勢電壓之用途。

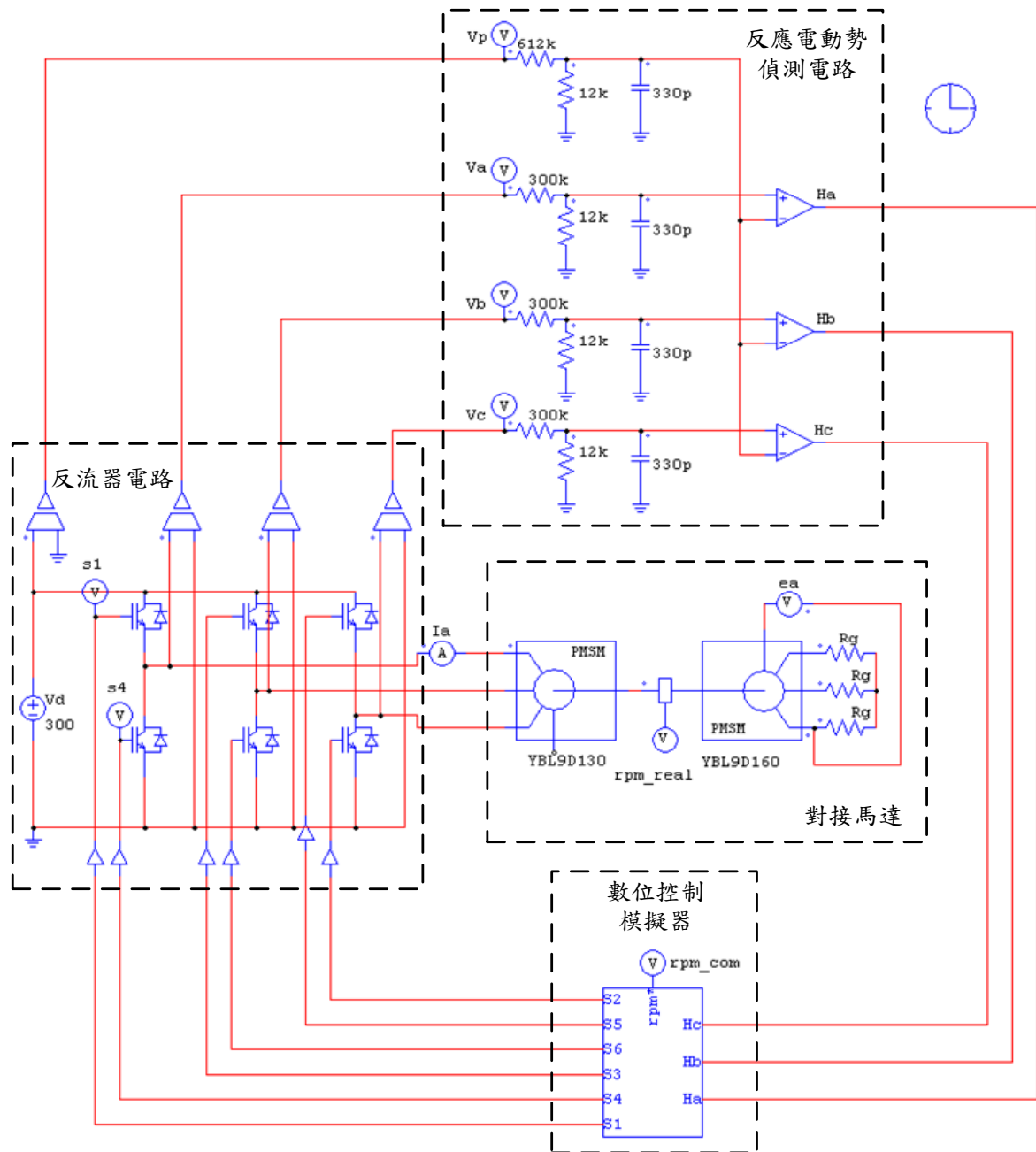


圖 3.7 無位置感測控制之模擬電路圖

模擬之驅動馬達參數與反流器參數列於表 3.1，發電機馬達參數列於表 3.2，反應電動勢偵測電路元件參數列於表 3.3。

表 3.1 驅動端馬達參數

定子電阻	2.2Ω
定子電感	$L_q = 4.58mH, L_d = 3.61mH$
反應電動勢電壓常數 (Line-to-Line)	75Vp / krpm
額定功率	750W
馬達極數	4 pole
馬達慣量	1.61 kg - cm ²
直流鏈電壓	300V
PWM 頻率	5kHz

表 3.2 發電機端馬達參數

定子電阻	1.65Ω
定子電感	$L_q = 3.43mH, L_d = 2.73mH$
反應電動勢電壓常數 (Line-to-Line)	65Vp / krpm
額定功率	1000W
馬達極數	4 pole
馬達慣量	1.92 kg - cm ²

表 3.3 反應電動勢偵測電路元件參數

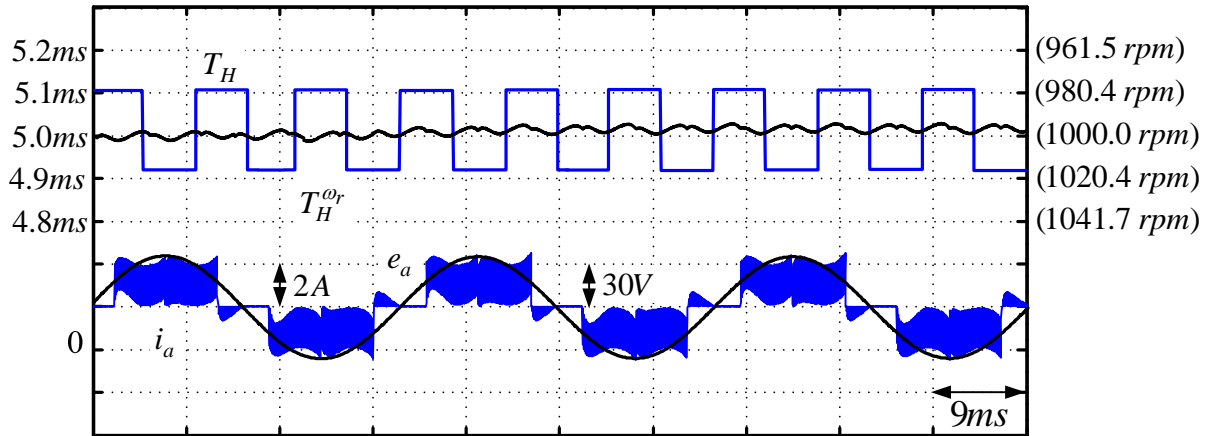
電阻 R_1	300kΩ
電阻 R_2	12kΩ
電阻 R_3	312kΩ
電容 C	330pF

3.5.1 穩態模擬

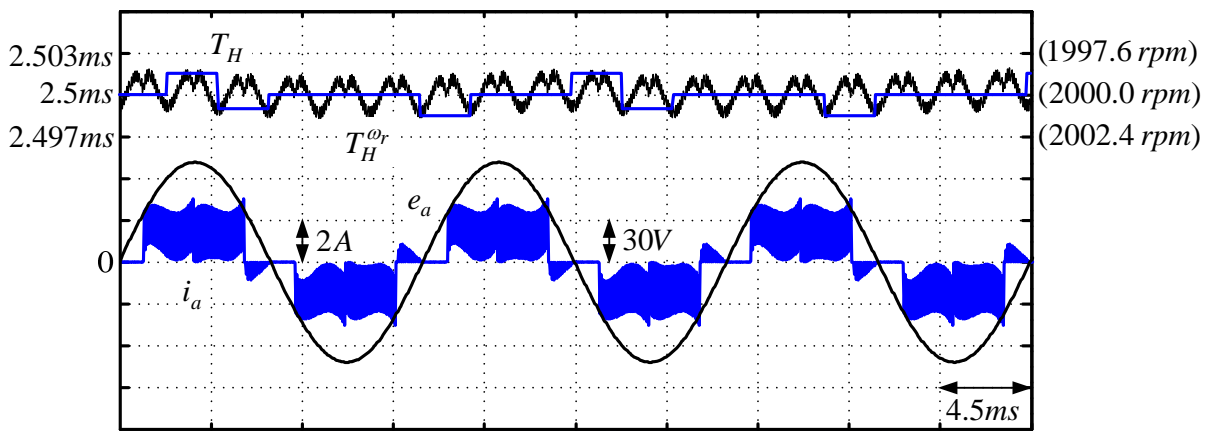
這一小節主要是討論所提無感測控制之穩態特性，首先討論馬達在兩種不同負載下之模擬波形，分別考慮輸出負載 R_g 為 40Ω 及 100Ω 之模擬條件。當負載 R_g 為 40Ω ，馬達電流 i_a 及反應電動勢 e_a 模擬波形圖，如圖 3.8 所示， T_H 為估算換相時間， $T_H^{\omega_r}$ 為馬達實際轉速 ω_r 所對應之換相時間。當換相時間命令分別穩定於 $5ms$ ($1000rpm$)、 $2.5ms$ ($2000rpm$) 和 $1.666ms$ ($3000rpm$)，觀察馬達反應電動勢 e_a 、電流 i_a 可以發現，轉速穩定時，所採用之無感測控制策略，確實使馬達電流與各相反應電動勢同相，亦即轉子磁場與定子磁場保持 90 度，最佳轉矩產生角度。在換相時間命令為 $5ms$ ($1000rpm$) 時，換相時間估測誤差較大約為 2% ；換相時間命令為 $2.5ms$ ($2000rpm$) 時，換相時間估測誤差最小。

當負載 R_g 為 100Ω ，馬達電流 i_a 及反應電動勢 e_a 模擬波形圖，如圖 3.9 所示，馬達電流亦與其反應電動勢同相且轉速穩定。在換相時間命令為 $5ms$ ($1000rpm$) 時，換相時間估測誤差較大約為 3% ；換相時間命令為 $2.5ms$ ($2000rpm$) 時，換相時間估測誤差最小。觀察所模擬無感測控制在穩態運轉時之結果，可知在不同的轉速及不同負載大小的情況下，皆可保持系統的穩定且能保持最佳轉矩。這證明了無感測控制架構在穩態下是可以確實執行。

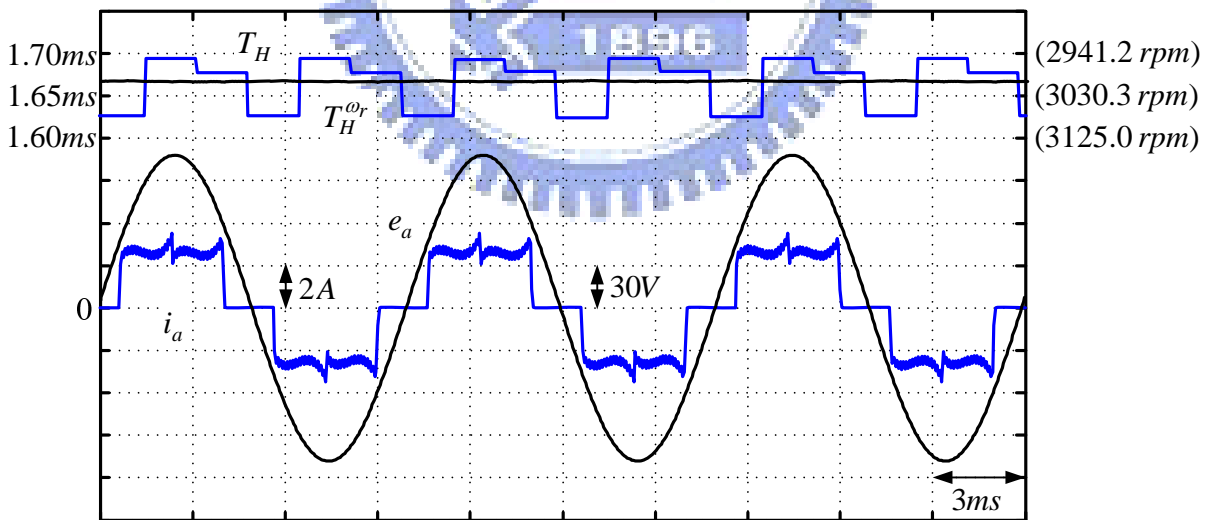




(a)



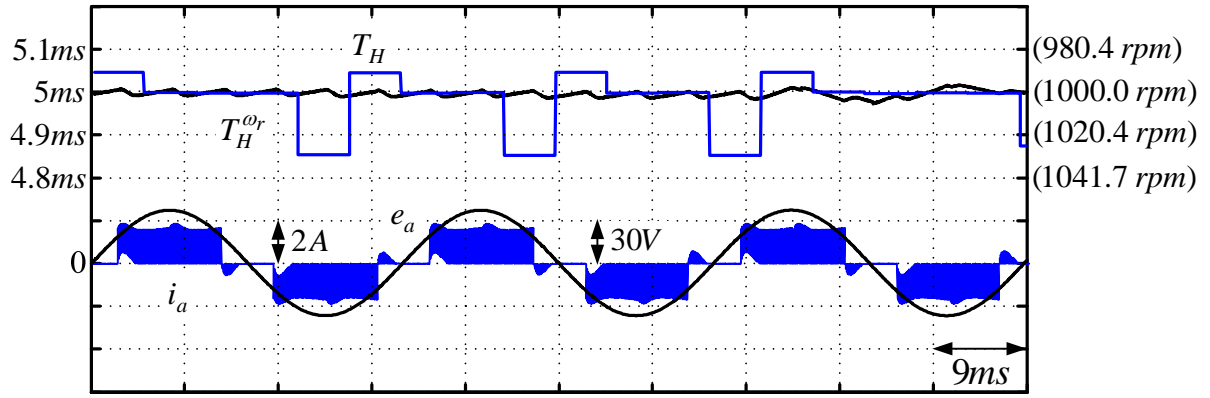
(b)



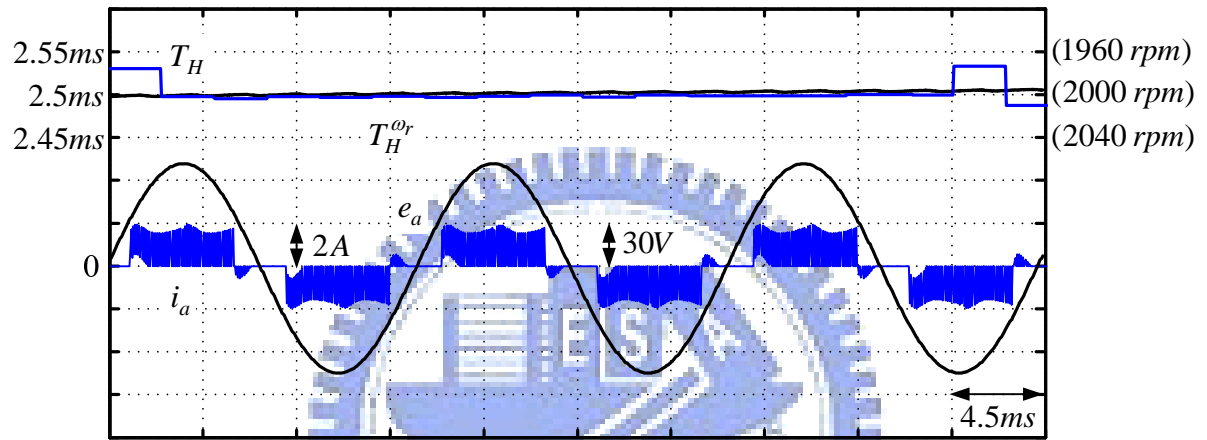
(c)

圖 3.8 各命令下之模擬波形($R_g = 40\Omega$) : (a) $T_H^* = 5ms$ (1000rpm) ;

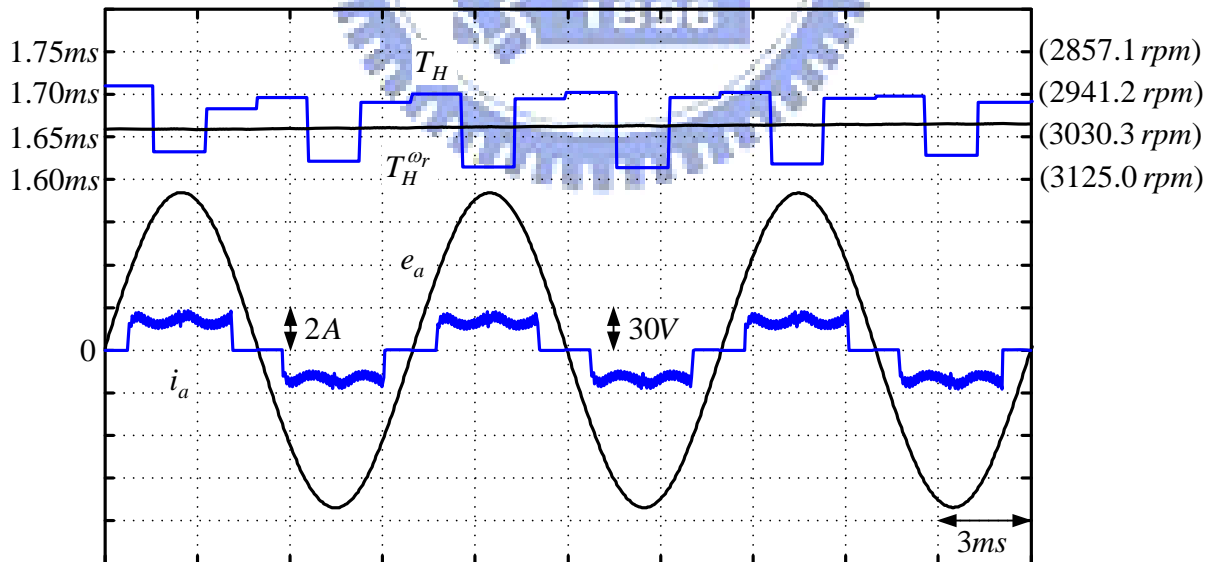
(b) $T_H^* = 2.5ms$ (2000rpm) ; (c) $T_H^* = 1.666ms$ (3000rpm)



(a)



(b)



(c)

圖 3.9 各命令下之模擬波形 ($R_g = 100\Omega$) : (a) $T_H^* = 5ms$ (1000rpm) ;

(b) $T_H^* = 2.5ms$ (2000rpm) ; (c) $T_H^* = 1.666ms$ (3000rpm)

3.5.2 換相時間命令變化暫態模擬

除了考慮無感測電路穩態時的表現，亦需考慮到電路在暫態時的情況。當換相時間命令由 $5ms$ ($1000rpm$) 減少到 $1.666ms$ ($3000rpm$)，如圖 3.10 所示。在命令變動時，由於轉速誤差變大，使得無感測控制進入暫態。但是隨著轉速誤差收斂，無感測控制很快就回復穩態，其暫態時間約為 1.5 秒。

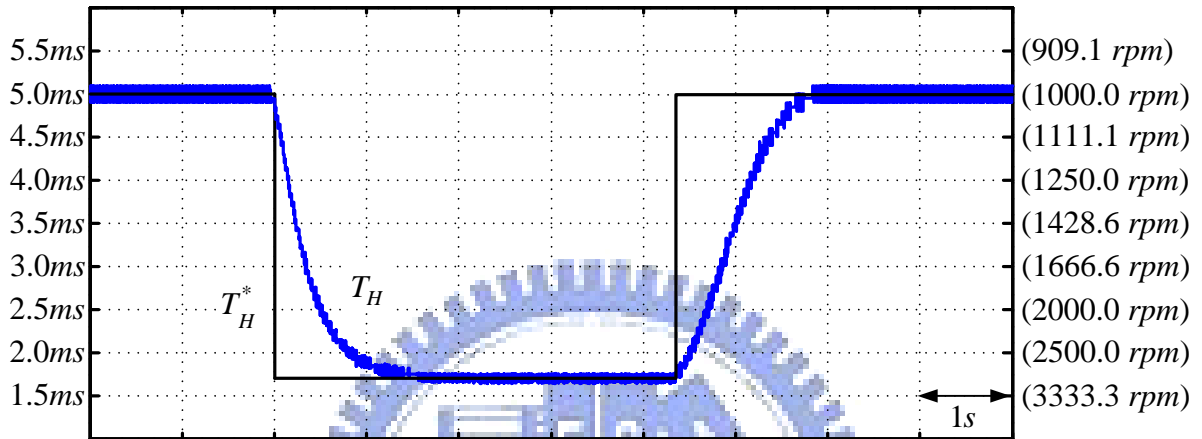


圖 3.10 換相時間命令從 $5ms$ ($1000rpm$) 切換至 $1.666ms$ ($3000rpm$) 暫態模擬波形

3.5.3 負載切換暫態模擬

負載端的變動也會造成無感測控制進入暫態，因此必須考慮讓電路能在最短的時間內由不穩定的暫態回復到穩態中。根據圖 3.11，當負載 R_g 從 100Ω 切換至 40Ω 時，馬達轉速瞬間降至約 $2600rpm$ ，但約在 0.8 秒內即能回復到穩定的狀態。根據本節所提無感測控制模擬，其不論是在穩態模擬或者是暫態模擬，系統均能保持穩定。

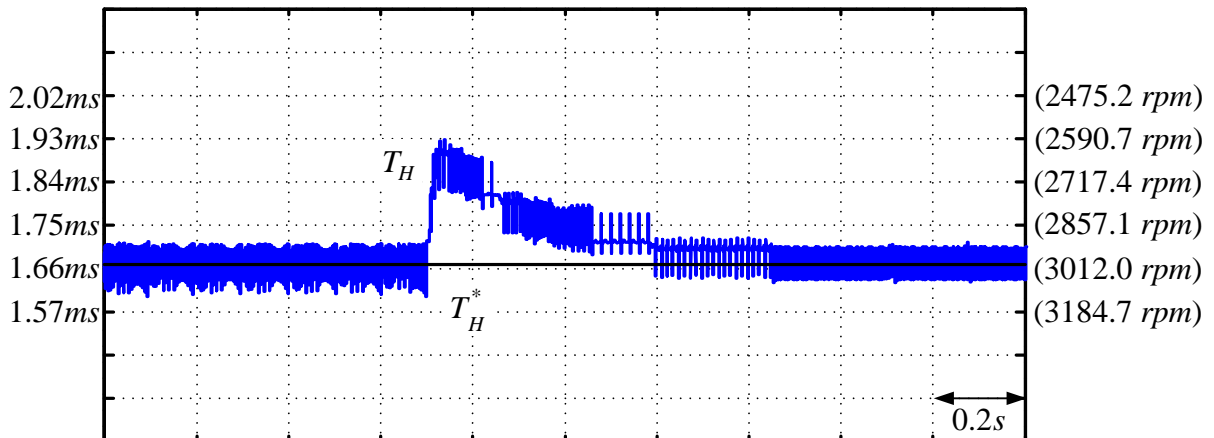


圖 3.11 負載切換暫態模擬波形

第四章

晶片功能模組設計

4.1 現場可規劃邏輯閘陣列(FPGA)介紹

現場可規劃邏輯閘陣列(Field Programmable Gate Array, FPGA)是一種可規劃邏輯陣列 IC，它提供了「邏輯閘陣列」(Gate Array, GA)元件的特性與「可程式陣列邏輯」(Programmable Array Logic, PAL)元件的規劃彈性，具有以下幾個特點：一、使用者可以規劃任意邏輯電路；二、FPGA 元件可以重複使用燒錄；三、可以快速合成使用者的電路；四、具有完善的軟體可以配合使用。

利用 FPGA 來實現控制系統有著不少優勢在，除了有較高的運算時脈外，其平行運算的能力也相當高。除此之外，利用 FPGA 實現的控制器，其行為亦非常接近等效之類比控制器，而且不但能保留其優點，如無計算上的延遲(No Calculation Delay)、更高的頻寬(Higher Bandwidth)等；更能將其缺點排除，如參數漂移(Parameter Drifting)、較低的積分層級(Poor Level of Integration)。除此之外，FPGA 與其類似功能之 CPLD 做比較亦存在不少優點，在編程上 FPGA 比 CPLD 具有更大的靈活性，且 FPGA 非常適合複雜邏輯結構，這些優勢也讓 FPGA 更適合使用在控制系統上。

FPGA 元件內部主要包含了三大部分，數萬個標準的可程式邏輯單元(Configurable Logic Blocks, CLBs)，排列形成 $N \times N$ 的電路矩陣；每個邏輯單元均連接至縱向網路及橫向網路，外部在圍繞一圈輸入輸出單元，如圖 4.1 所示。當電路完成設計後，便可以把產生之電路架構編譯檔下載至 FPGA 中進行連線規劃，成為一顆具有特定功能之 IC。這樣不但縮短了研發時間，同時又擁有多次燒錄等功能，而且也大大增加設計方法上之彈性。

接下來將介紹 FPGA 的設計流程。首先 FPGA 的設計方法有二種，分別為圖形化流程(Schematic Flow)以及硬體描述語言編輯(HDL Editor)，然而近年來電路設計的規模日益龐大複雜，若使用圖形化的設計方法則相當的費時且容易發生錯誤，因此利用硬體描述語言的設計方式成為主流，一般常見的硬體描述語言有 VHDL、Verilog 等，而本論

文所使用的為 Verilog。

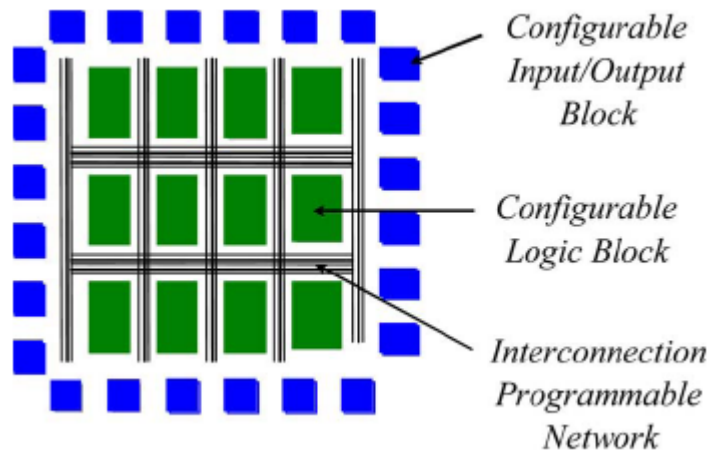


圖 4.1. FPGA 元件基本結構

將所希望設計的電路利用上述方法完成後，接下來則可以做行為模擬(Behavior Simulation)及合成後的函數模擬(Function Simulation)，藉此可以了解所設計的電路功能是否正確。驗證功能正確後，就可以進行時序模擬(Timing Simulation)，模擬電路在燒入 FPGA 後，所造成延遲是否符合需求。



4.2 無感測驅動各功能模組規劃

圖 4.2 表示一顆 120 度方波驅動無位置感測控制之 FPGA 晶片內部系統架構，利用 Verilog 在晶片中完成各模組功能。大致上包含了開關控制模組、啟動模組、開關導通區間選擇模組、PWM 產生模組、開關訊號產生模組、無感測模組、換相時間估測模組、PI 控制模組，接著使用 Xilinx ISE 10.1 整合所有功能模組並燒錄於 UBD-Spartan3E-ST3E 發展板上，搭配外部反應電動勢偵測電路與反流器，即可完成一套無感測驅動系統，以下將逐一說明各個模組功能性。

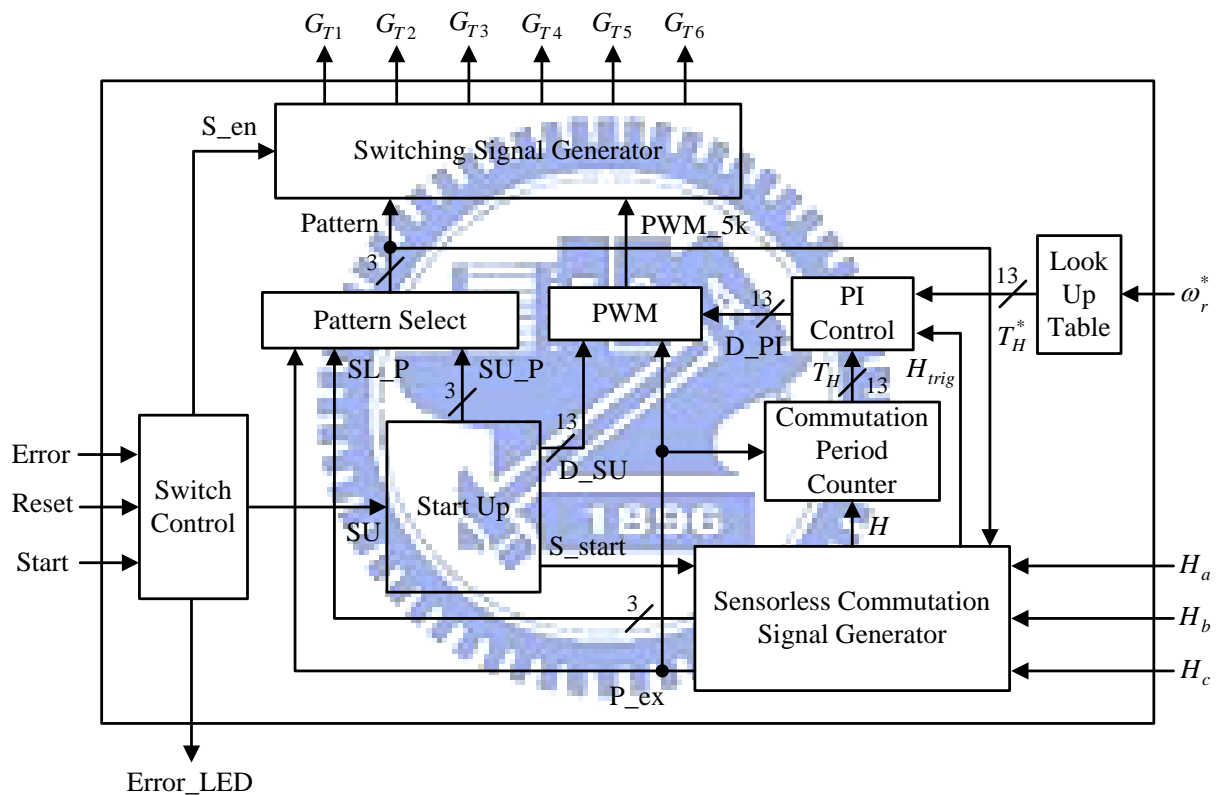


圖 4.2 無感測驅動晶片系統架構

4.2.1 開關控制模組

開關控制模組，如圖 4.3 所示。其定義如表 4.1。當模組時脈 Clk 正緣觸發時便開始進行開關控制模組，此時偵測 Error 訊號狀態，若 Error 為高準位表示 IGBT 過電流，必須設定 S_en 為高準位強制關閉開關訊號產生模組以保護 IGBT 且亮起 FPGA 發展板上的一個 LED 警示過電流發生。Clk_40M 為正緣觸發時也同時偵測 Reset 及 Start 訊號，當 Start 為高準位時，設定 SU 為高準位以準備啟動馬達；當 Reset 為高準位時，設定內部訊號 R_r 為高準位以重設所有暫存器為零。假若 Reset 與 Start 同時為高準位，此時不做任何動作。

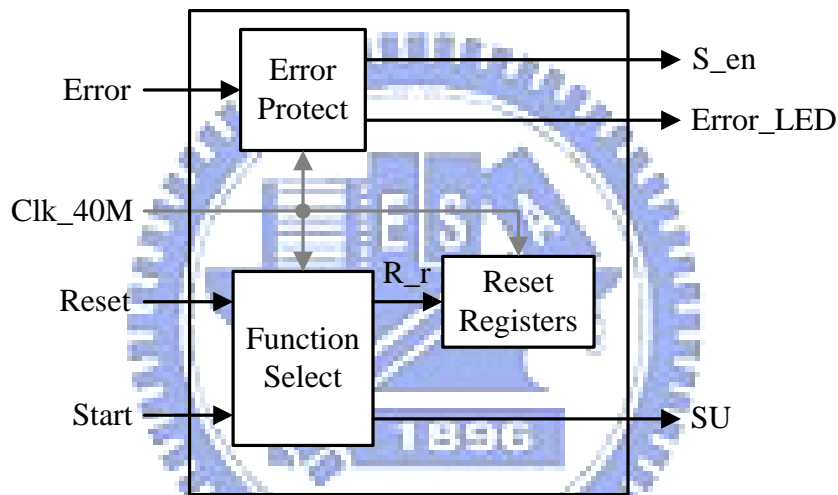


圖 4.3 開關控制模組方塊圖

表 4.1 開關控制模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數(bit)	訊號定義
Clk_40M	Input	1	模組時脈(40MHz)
Error	Input	1	DIP-IPM 內部錯誤訊號
Reset	Input	1	重設暫存器訊號
Start	Input	1	馬達啟動訊號
S_en	Output	1	開關訊號產生模組 致能訊號
SU	Output	1	啟動模組致能訊號

4.2.2 啟動模組

由於在馬達正式運轉前，無法得知馬達轉子停滯位置，所以需將轉子校正到一已知位置。利用圖 2.9 介紹 120 度方波脈波寬度調變之開關導通組合，將開關組合固定於區間 6 一段時間，即導通 T1、T6 完成轉子定位。當確定馬達轉子位置後，方能進行驅動。

馬達轉子位置定位後，依序循環改變開關組合狀態，開關組合開始由區間 1、2、3、...、6 順序變化，過程中我們令 PWM 責任週期和同步頻率皆為線性變化。實作上利用查表法逐步減少每一個開關組合的時間並同時配合轉速增大 PWM 責任週期，即可使馬達加速，如表 4.3 所示。速度換算如(3.8)。

圖 4.4 為啟動模組方塊圖，當 Clk_40M 正緣觸發時偵測 SU 為高準位，立即開始轉子定位，持續導通開關 T1、T6，0.5s 後開始查表順序輸出 SU_p 及 D_SU，並將 S_start 設為高準位，使無感測換相模組開始運作。表 4.2 定義了此模組中的各個訊號。

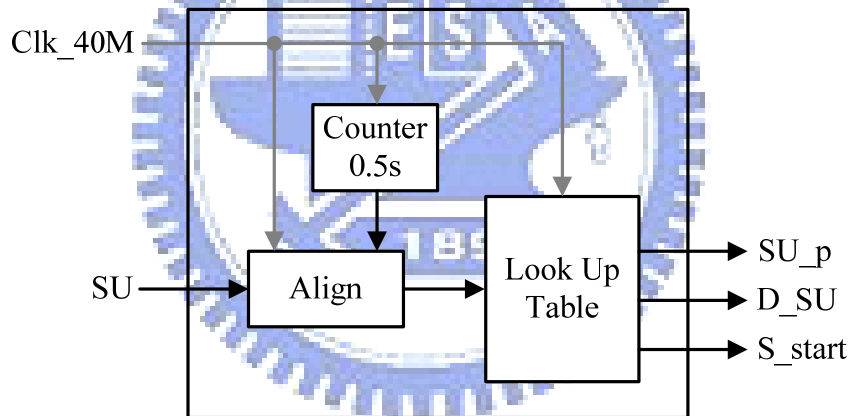


圖 4.4 啟動模組方塊圖

表 4.2 啟動模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數(bit)	訊號定義
Clk_40M	Input	1	模組時脈(40MHz)
SU	Input	1	啟動模組致能訊號
SU_p	Output	3	啟動區間訊號
D_SU	Output	13	啟動模組責任週期
S_start	Output	1	無感測模組致能訊號

表 4.3 同步加速表

	區間 時間 (ms)	轉速 (rpm)	責任 週期 (%)	對應 區間		區間 時間 (ms)	轉速 (rpm)	責任 週期 (%)	對應 區間
1	55.6	90	1.500	1	19	18.3	274	5.841	1
2	45.5	110	1.972	2	20	17.8	280	5.996	2
3	39.6	126	2.359	3	21	17.4	287	6.148	3
4	35.6	141	2.695	4	22	17.1	293	6.296	4
5	32.6	153	2.997	5	23	16.7	299	6.441	5
6	30.3	165	3.274	6	24	16.4	305	6.583	6
7	28.4	176	3.532	1	25	16.1	311	6.722	1
8	26.8	186	3.773	2	26	15.8	317	6.859	2
9	25.5	196	4.001	3	27	15.5	323	6.993	3
10	24.4	205	4.218	4	28	15.2	328	7.125	4
11	23.4	214	4.425	5	29	15.0	334	7.254	5
12	22.5	222	4.624	6	30	14.7	339	7.382	6
13	21.7	230	4.815	1	31	14.5	344	7.507	1
14	21.0	238	5.000	2	32	14.3	350	7.630	2
15	20.3	246	5.178	3	33	14.1	355	7.752	3
16	19.8	253	5.351	4	34	13.9	360	7.872	4
17	19.2	260	5.519	5	35	13.7	365	7.990	5
18	18.7	267	5.682	6	36	13.5	369	8.100	6

4.2.3 無感測換相模組

此模組串聯在啟動模組之後，主要功能在決定無感測換相點及無感測區間選擇並且檢查零交會點偵測是否正確。模組方塊圖如圖 4.5 所示；各訊號定義如表 4.4 所示。當從啟動模組傳來之 S_start 訊號為高準位時，代表無感測換相開始。首先使用一個多工器且根據目前區間訊號來選擇所需位置訊號 H_a 、 H_b 、 H_c ，篩選出各相端電壓含有零交會點資訊的區間，假若目前導通區間為第 6 區間，C 相即為未激磁相，此時 H_{MUX} 為 H_c ；若 B 相即為未激磁相， H_{MUX} 為 H_b ，依此類推並合成一個訊號 H_{MUX} 。接著從 H_{MUX} 中擷取出零交會點 ZCP，並利用零交會點找出適合的換相點，產生換相點訊號 H 。在此之前為了預防在暫態下零交會點訊號的不穩定導致判斷錯誤，先設定所擷取之零交會點必須界於 25 度至 35 度間才可為正確偵測零交會點。當連續三次正確偵測零交會點，送出 P_ex 至區間選擇模組與 PWM 產生模組且進入無感測階段。在無感測狀態下，責任週期維持固定不變。此時開關導通區間之切換時間，不再依照查表法。改為根據每當換相點訊號 H 正緣觸發時，累加器即開始進行累加，並且同時輸出累加值為無感測區間訊號 SL_p ，累加值上限設定為 6。若已達上限，在下次 H 為正緣觸發時更新累加值為 1，依此循環完成無感測時開關區間選擇。

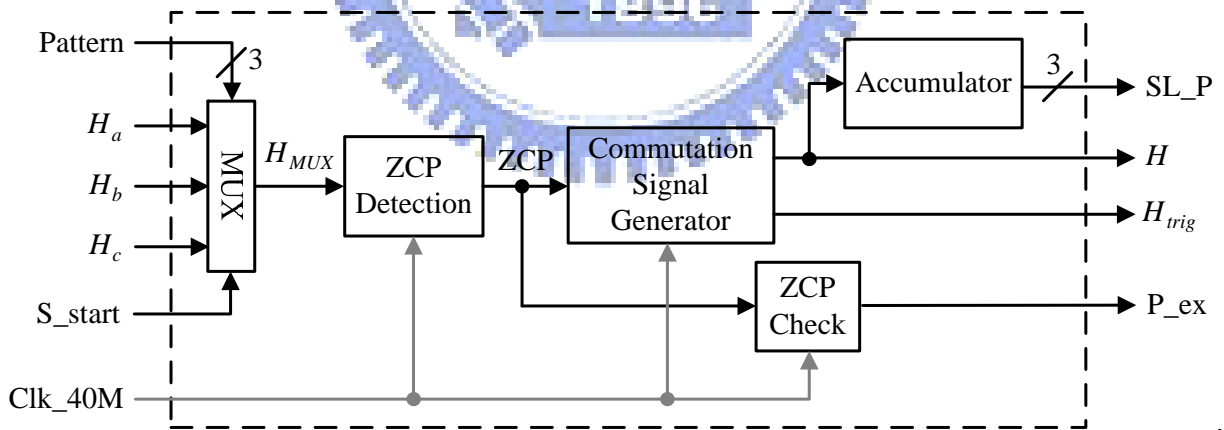


圖 4.5 無感測換相模組方塊圖

表 4.4 無感測換相模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數(bit)	訊號定義
Clk_40M	Input	1	模組時脈(40MHz)
S_start	Input	1	無感測模組啟動訊號
Pattern	Input	3	區間訊號
H_a	Input	1	A 相位置訊號
H_b	Input	1	B 相位置訊號
H_c	Input	1	C 相位置訊號
H_{trig}	Output	1	零交會點脈衝訊號
H	Output	1	換相訊號
SL_p	Output	3	無感測區間訊號
P_ex	Output	1	啟動與無感測 切換訊號

零交會點偵測架構，如圖 4.6 所示。根據 3.4 節，每次換相時，由於飛輪二極體導通，此時所取得之反應電動勢端電壓波形會有一短暫二極體時間，此情況會導致零交會點偵測失敗。所以 H_{MUX} 需要經過一數位濾波器，在此應用上遮罩時間 0.2ms 必須大於飛輪二極體導通時間，才能避免發生誤判。最後利用單端邊緣觸發來尋找零交會點位置。由於零交會點位置分成高準位到低準位及低準位到高準位兩種，所以分別利用兩計數器來擷取零交會點位置並輸出 f_{LH} 、 f_{HL} ，最後使用 AND 邏輯閘合成一個零交會點訊號 ZCP。

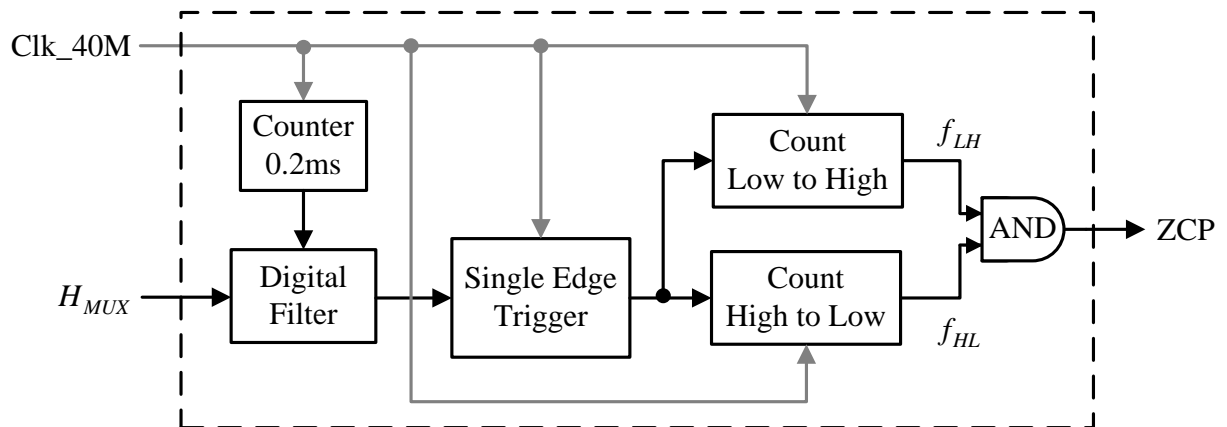


圖 4.6 零交會點偵測架構圖

在正確獲得零交會點訊號後，由 2.3 節馬達換相時機可知，在零交會點往後延遲 30 度電氣角即為換相點。如圖 4.7 所示，為換相點產生架構圖。當零交會點訊號為正緣觸發時，產生一個 0.1us 的脈衝訊號 H_{trig} ，利用 H_{trig} 可計算出兩零交會點之時間差，將上次時間差堆疊值與此次時間差值作平均，可得一校正零交會點時間差。不直接使用本次時間差的原因乃是因為在擷取零交會點時，所設定區間界於 25 度至 35 度間，為了能將擷取誤差縮小才使用一校正時間差。兩零交會點間隔為 60 度電氣角，一半的零交會點時間差即可作為零交會點至換相點所需之相位移間隔。圖 4.8 為無感測換相模組內部訊號處理波形示意圖。

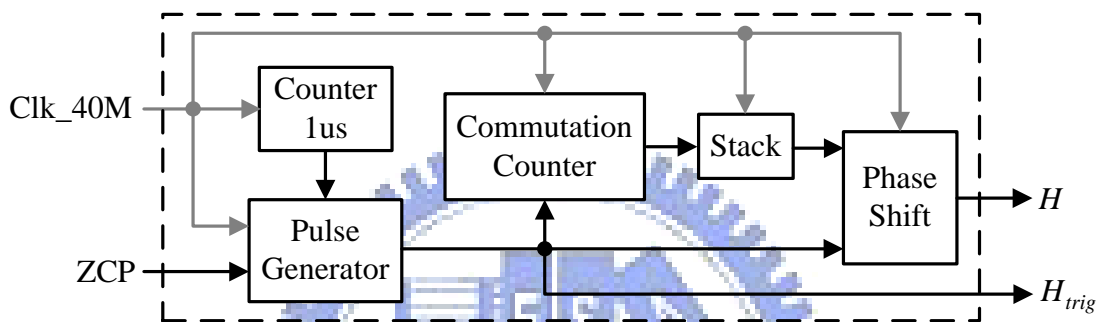


圖 4.7 換相點產生架構圖

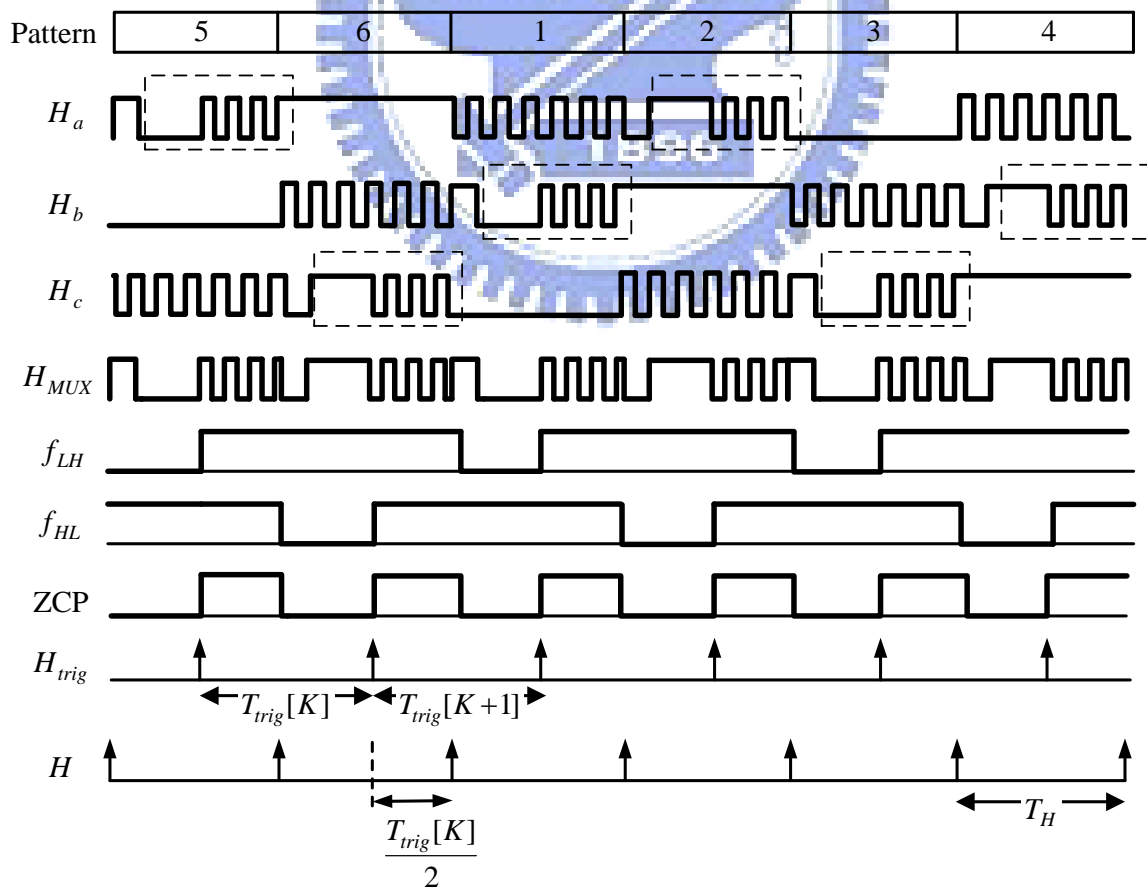


圖 4.8 無感測換相模組內部訊號波形示意圖

4.2.4 區間選擇模組

此模組主要功能有二：第一是依據系統目前狀態，切換啟動區間訊號與無感測區間訊號以作為開關切換模組之區間訊號；第二是將區間選擇輸出給無感測換相模組以選擇正確未激磁相的位置訊號。區間選擇模組架構圖，如圖 4.9 所示。簡單的利用一個多工器，當 P_ex 訊號為低準位時，表示此時還處於啟動模式，區間訊號等於啟動區間訊號；當 P_ex 訊號為高準位時，表示零交會點順利正確偵測已進入無感測模式，區間訊號等於無感測區間訊號。表 4.5 定義了此模組中的各個訊號。

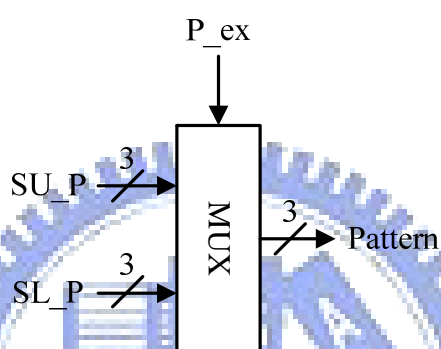


圖 4.9 區間選擇模組架構圖

表 4.5 區間選擇模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數(bit)	訊號定義
P_ex	Input	1	啟動與無感測 切換訊號
SU_p	Input	3	啟動區間訊號
SL_p	Input	3	無感測區間訊號
Pattern	Output	3	區間訊號

4.2.5 開關訊號產生模組

開關訊號產生模組主要的功能為依據區間訊號來選擇並產生六個開關訊號，其模組方塊圖，如圖 4.10 所示。

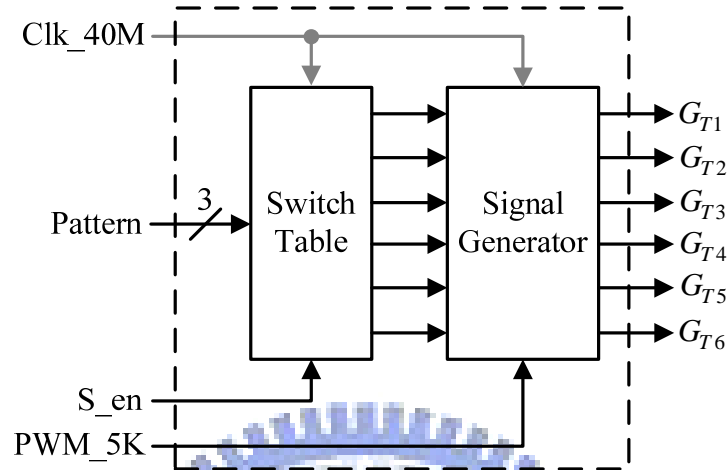


圖 4.10 開關訊號產生模組方塊圖

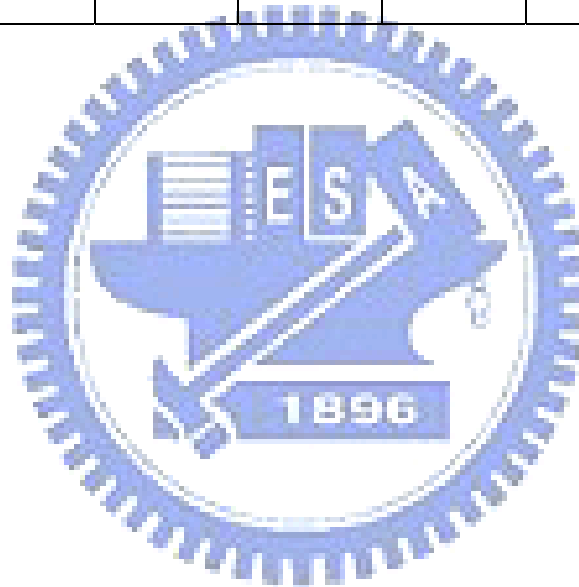
表 4.6 開關訊號產生模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數(bit)	訊號定義
Clk_40M	Input	1	模組時脈(40MHz)
Pattern	Input	3	區間訊號
PWM_5K	Input	1	5KHz PWM 訊號
S_en	Input	1	開關訊號產生模組 致能訊號
$G_{T1} \sim G_{T6}$	Output	1	六開關訊號

表 4.6 為各訊號定義。當模組時脈正緣觸發時，先判斷 S_en 是否為高準位，若為高準位代表 IGBT 開關模組異常，停止輸出開關訊號；若為低準位代表 IGBT 開關模組正常工作，可開始依據表 4.7 所定義之區間訊號與六開關訊號對應表，決定此時哪些開關為導通(1 為高準位)；哪些開關為截止(0 為低準位)；哪些開關為 PWM，最後經由訊號產生器輸出不同的六開關訊號 $G_{T1} \sim G_{T6}$ 給外部 IGBT 開關模組。

表 4.7 區間訊號與六開關訊號對應表

Pattern	六開關訊號					
	G_{T1}	G_{T2}	G_{T3}	G_{T4}	G_{T5}	G_{T6}
001	PWM	1	0	0	0	0
010	0	PWM	1	0	0	0
011	0	0	PWM	1	0	0
100	0	0	0	PWM	1	
101	0	0	0	0	PWM	1
110	1	0	0	0	0	PWM



4.2.6 脈波寬度調變模組

此模組主要功能在產生開關訊號產生模組所需之 PWM。其模組架構，如圖 4.11 所示。當 P_ex 為低準位，此時處於啟動狀態，PWM 責任週期選擇 D_SU；當 P_ex 轉為高準位時，零交會點已正確偵測，進入無感測控制階段，PWM 責任週期選擇 D_PI。每一次更新責任週期，同時啟動計數器。將所得責任週期與計數器之值做比較，若計數器數值小於責任週期，PWM 持續輸出高準位。一旦計數器數值大於責任週期且小於 0.2ms，PWM 輸出低準位。當數值等於 0.2ms 時，計數器數值歸零。表 4.8 為各訊號定義。

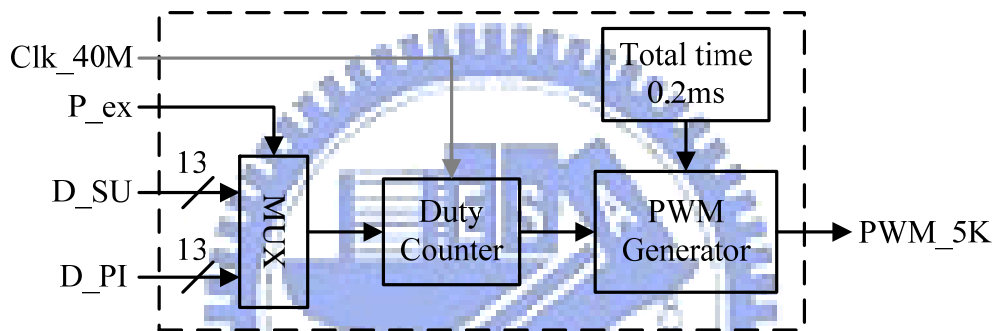


圖 4.11 脈波寬度調變模組架構圖

表 4.8 開關訊號產生模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數(bit)	訊號定義
Clk_40M	Input	1	模組時脈(40MHz)
P_ex	Input	1	啟動與無感測 切換訊號
D_SU	Input	13	啟動模組責任週期
D_PI	Input	13	無感測模組責任週期
PWM_5K	Output	1	5KHz PWM 訊號

4.2.7 換相時間估算模組

轉速估算模組主要功能為依據換相點訊號 H 的週期來計算開關換相時間 T_H 。換相時間估算模組方塊圖，如圖 4.12 所示。當 P_ex 為高準位，馬達進入無感測狀態，開始致能此模組。偵測換相點訊號 H 之正緣觸發，當正緣觸發發生時，致能模組內部週期計數器計算 H 的週期時間可得 T_H ，最後輸出目前換相時間至 PI 控制模組。表 4.9 為各訊號定義。

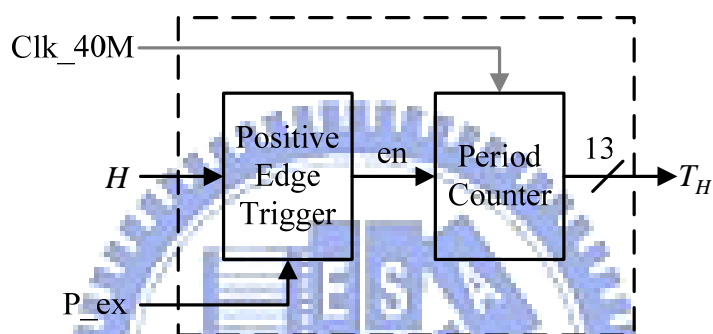


圖 4.12 轉速估算模組架構圖

表 4.9 轉速估算模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數(bit)	訊號定義
Clk_40M	Input	1	模組時脈(40MHz)
P_ex	Input	1	啟動與無感測 切換訊號
H	Input	1	換相訊號
T_H	Output	13	換相間隔時間

4.2.8 PI 控制器模組

應用 3.5 節之架構，實現於圖 4.13 之模組中，即可完成數位式轉速 PI 控制器。將輸出之責任週期送至 PWM 模組產生無感測模式所需之 PWM。當模組時脈 1KHz 為正緣觸發時輸入目前換相時間命令，將自換相時間估算模組取得之換相時間與換相時間命令相減得到一誤差值 $T_{H,err}$ ，依據其最高位元為 0 或 1，判斷誤差值為正或負。若誤差值為負數，先將其作 2 的補數運算後，分別使其與 KP 參數跟 KI 參數相乘，實作上控制器參數 KP 為 $77.47(\frac{1}{\text{sec}})$ 及 KI 為 $78.08(\frac{1}{\text{sec}})$ 。在乘法器中為兩個 13bit 的暫存器相乘，存入一個 26bit 的暫存器。此時若誤差值為負數，再將乘積作 2 的補數運算。

KI_sum 為誤差值經積分器過後的結果，在運算中以累加的方式來達成，由於其值為累加結果，所以在加法器後面需要再加上一組限制器以防溢位。模組時脈 1KHz 為正緣觸發時，D 型正反器才會輸出 KI_sum 進行累加。KP_sum 及 KI_sum 經加法器後，取總和的最高 13 位元，設定數值上下限後，則成為無感測責任週期計數。表 4.10 為各訊號定義。

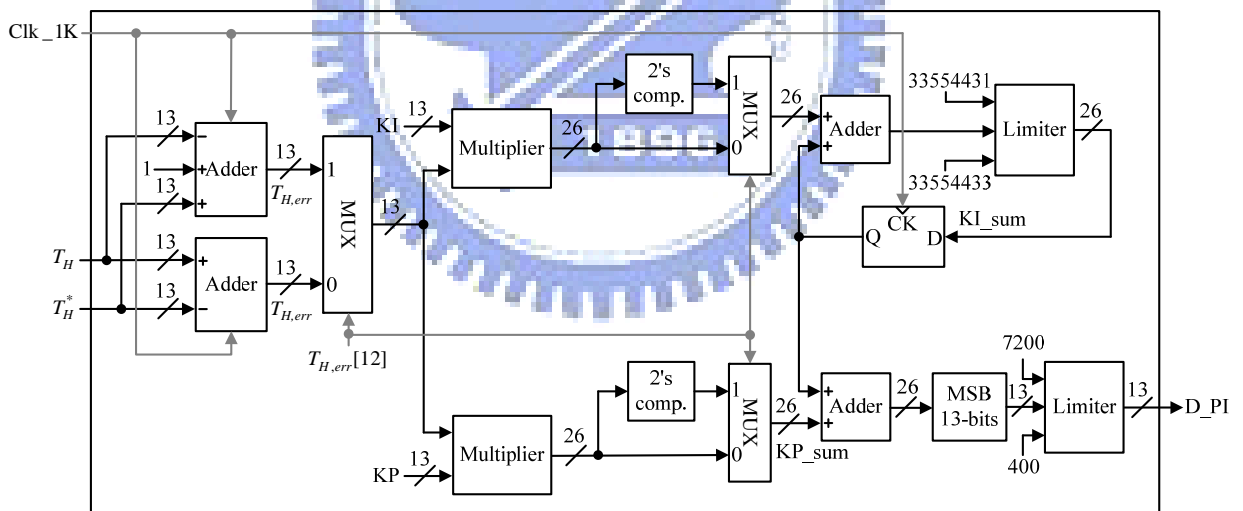


圖 4.13 PI 控制模組架構圖

限制器架構如圖 4.14 所示，輸入訊號分別與上限及下限比較後產生多工器選擇訊號，用以選擇輸出訊號值。

表 4.10 PI 控制器模組各訊號定義

腳位名稱	屬性	位元數(bit)	訊號定義
Clk_1K	Input	1	模組時脈(1KHz)
T_H	Input	13	估算換相間隔時間
T_H^*	Input	13	換相間隔時間命令
D_PI	Output	13	無感測責任週期計數器

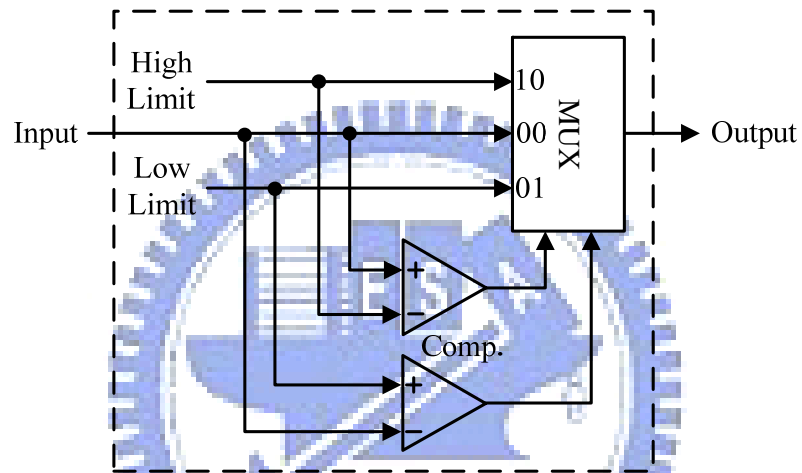


圖 4.14 限制器架構圖

第五章

實作電路與結果

5.1 現場可規劃邏輯閘陣列(FPGA)

本論文所使用之現場可規劃邏輯閘陣列發展板，型號為 UBD-Spartan3E-ST3E。其核心為 Xilinx 公司研製，型號為 Spartan-3E XC3S250E，並配合 Xilinx ISE 10.1i 之軟體進行電路之撰寫及模擬。此核心內含 4896 個 4 輸入 LUT(Look-Up Table)及 Slice 正反器 (Slice Flip-Flop)，封裝為 PQFP 208 隻腳位，其中可供使用者使用之腳位有 158 隻。此外，還包含了有 12 個 18K-bits 的 Block RAMs，12 個 18 乘 18 的硬體乘法器。實驗板上則提供 8 個指撥開關及 LED 介面及 40MHz 之石英振盪器等。

晶片設計的目的，除了完成所有規格的要求，還希望使用最少的電路面積，降低晶片製作的成本，本論文以FPGA實現無感測速度控制，無法直接以閘數目(Gate Count)大小，直接說明電路使用的面積，但是可藉由Logic Elements(LEs)使用的多寡，間接表示電路設計的面積。表5.1為FPGA使用率分析表。

表 5.1 FPGA 使用率

Logic Elements	可使用	已使用 (使用率)
4 Input LUTs	4896	1059 (21%)
Slice Flip-Flops	4896	464 (9%)
IOBs	158	23 (14%)
Block RAMs	12	0 (0%)
MULT 18X18s	12	1 (8%)

5.2 實作電路

直流無刷馬達之無位置感測控制實作，以Xilinx之Spartan系列中XC3S250E的晶片為實現無感測控制平台。主要包括了兩個四極直流無刷馬達、功率級電路、反應電動勢偵測電路，並有數位類比轉換電路及開關驅動電路。大致的直流無刷馬達之無位置感測控制實作架構，如圖5.1所示。數位類比轉換電路是對轉速命令及實際轉速進行觀察，以利於了解馬達實際轉速是否達到轉速命令。開關驅動電路自FPGA接收六個開關訊號，進行隔離放大，用以驅動IGBT模組。IGBT模組為使用Mitsubishi公司所生產之型號PS21565-P DIP-IPM。直流無刷馬達使用的型號為YELI BD-130.X。實際實作電路照片如圖5.2所示。

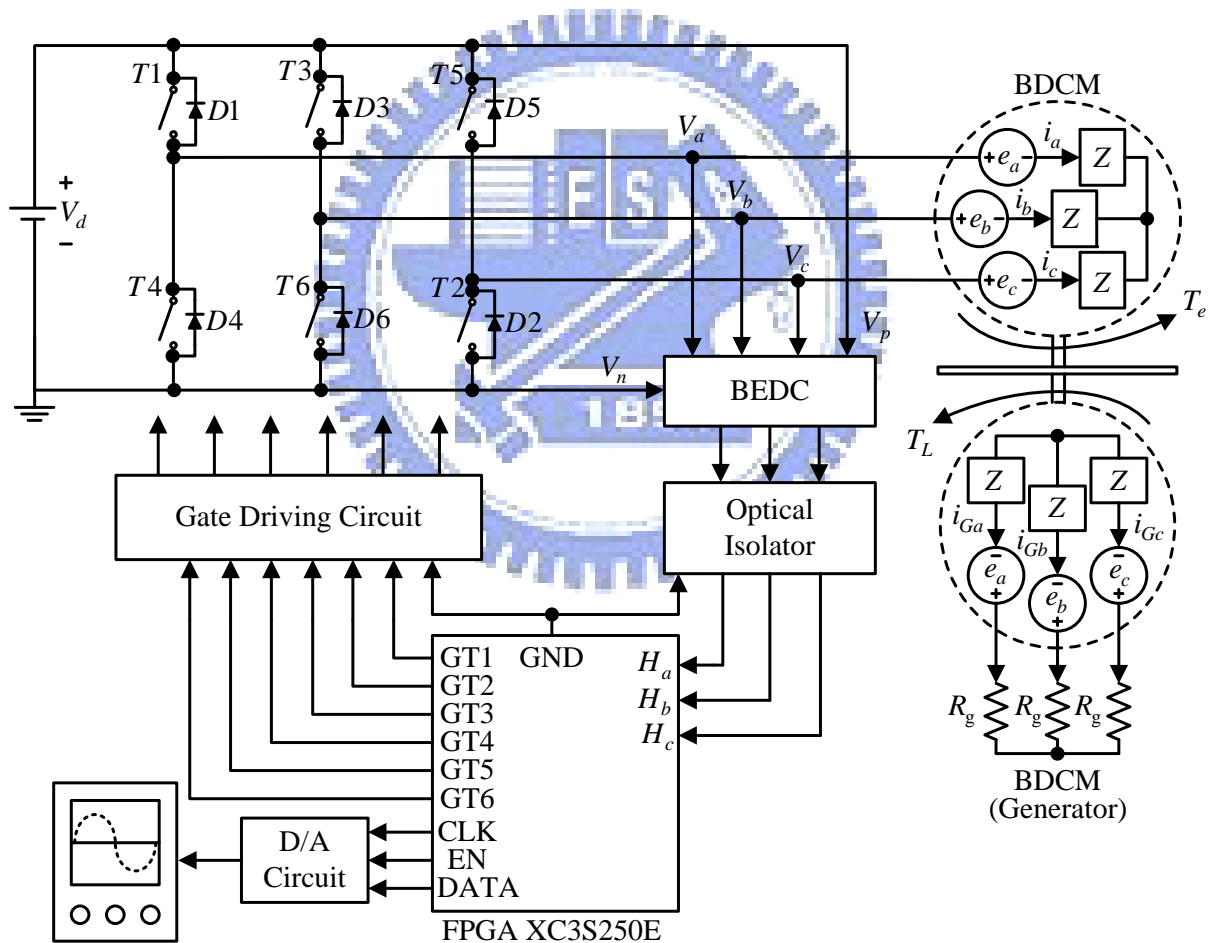


圖 5.1 實作電路組成

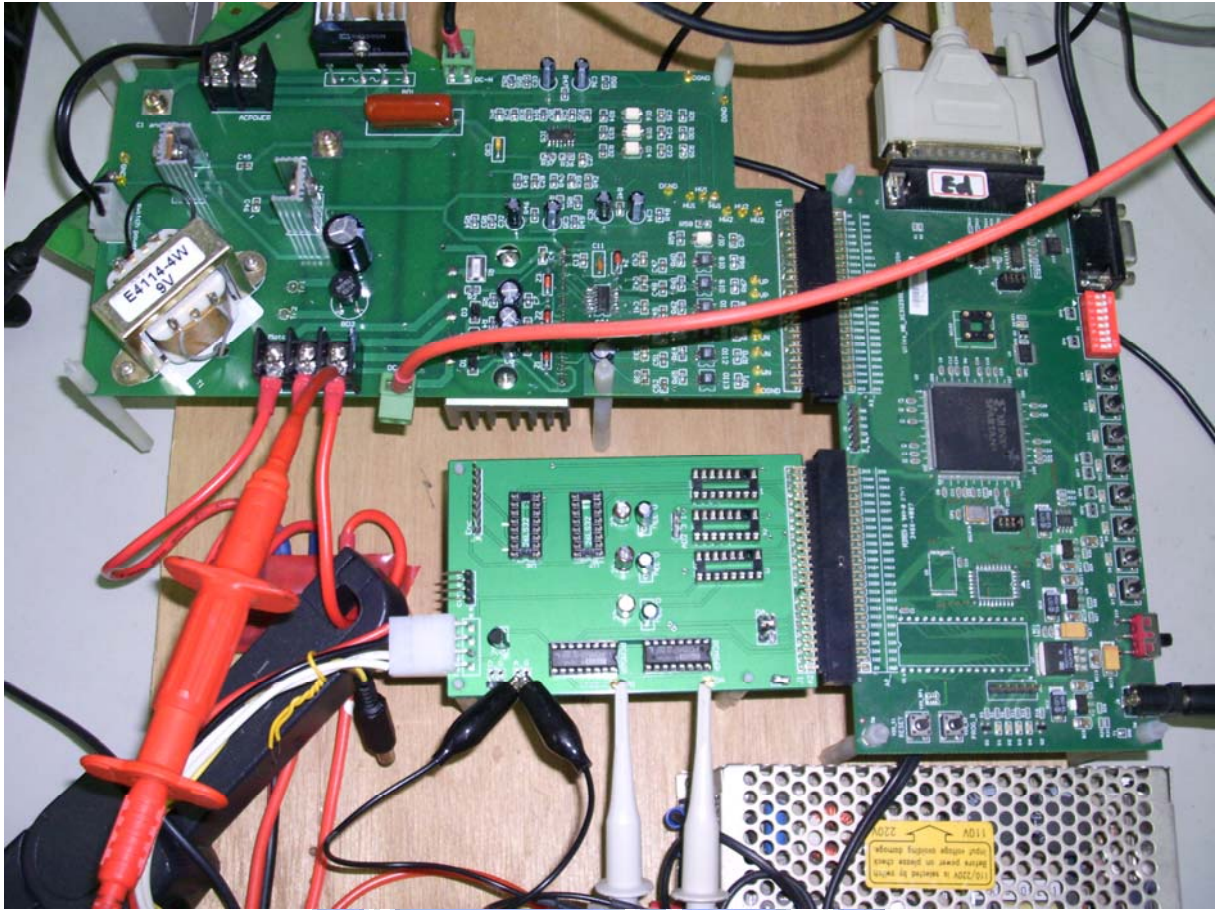


圖 5.2 實作電路照片

5.2.1 開關驅動電路

如圖 5.3 所示，從 FPGA 取得開關訊號進入開關驅動電路，接著產生足夠大的電壓以驅動主電路中 IGBT 開關模組。開關訊號首先由光耦合 IC HCPL-M601 進行隔離，但光耦合 IC 為反相輸出，因此在開關訊號從自光耦合 IC 輸出時，接上一個反相緩衝 IC 7404。7404 總共有 6 組反相器，在這裡僅表達單一開關運作的關係圖簡略說明。光耦合器將 FPGA 的輸出準位從 0~3.3v 提升至 0~5v，同時使其反相。7404 則將開關訊號作再一次的反相，讓 IGBT 模組的驅動與 FPGA 的輸出訊號一致。

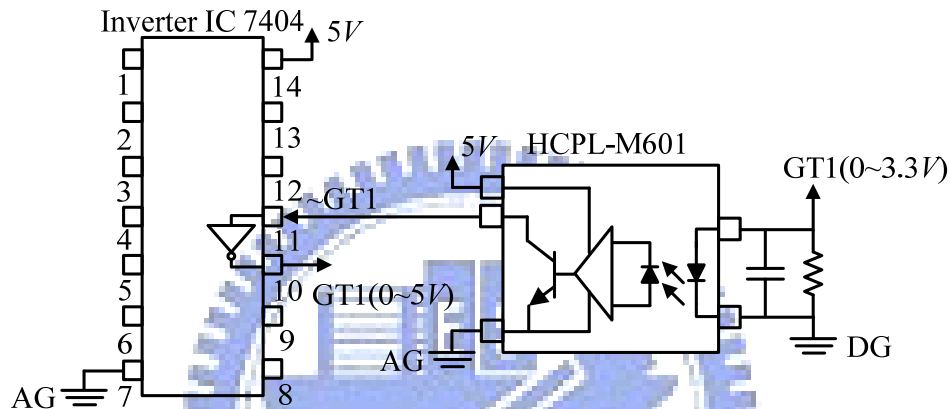


圖 5.3 開關驅動電路

5.2.2 數位類比轉換電路(DAC)

在實作電路中，D/A 轉換電路組成，如圖 5.4 所示。首先由 FPGA 內部的 D/A 模組輸出轉速命令訊號以及實際估測轉速訊號至數位類比轉換 IC PCM56P，最後將類比訊號由示波器觀測。藉由 D/A 轉換器可直接觀察穩態下轉速之誤差；切載暫態下實際轉速是否能即時提升至轉速命令。

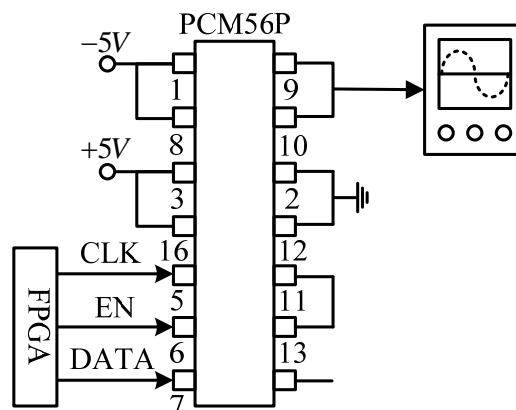


圖 5.4 D/A 轉換電路

5.3 穩態實作波形

在無感測控制實作中，反流器直流電源為 300 伏特，IGBT 模組開關頻率為 5KHz，輸出負載 R_g 分別為 40Ω 及 100Ω ，轉速命令為 $1000rpm$ 、 $2000rpm$ 和 $3000rpm$ 。在各個情況下觀察馬達的相電流與端電壓波形並且比較估測轉速與轉速命令。穩態下 FPGA 各內部訊號波形，如圖 5.5 所示。 v_a 經反應電動勢偵測電路產生位置訊號 H_a ， H_{mux} 為三位置訊號所合成，藉以判斷零交會點訊號 ZCP。利用零交會點訊號可知換相點 H 。

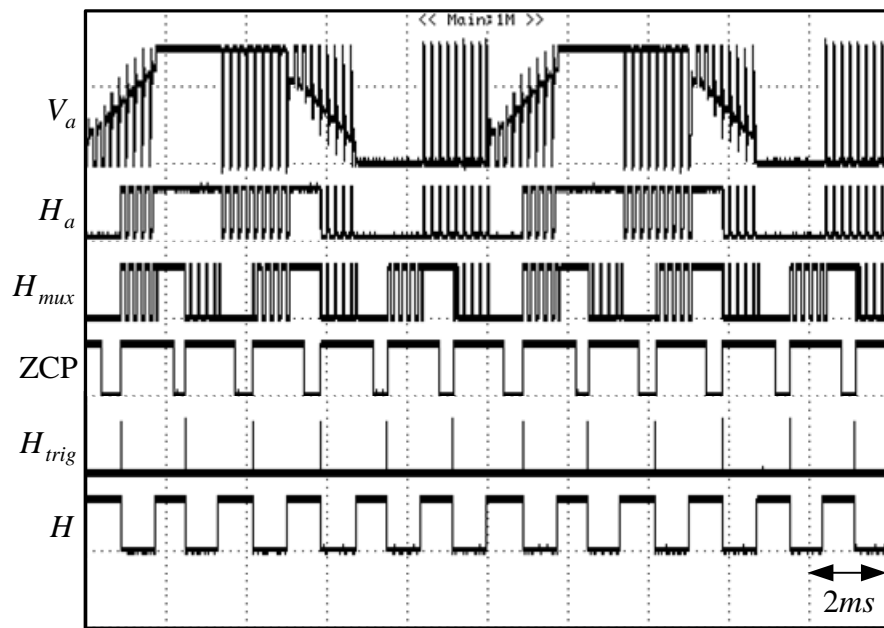
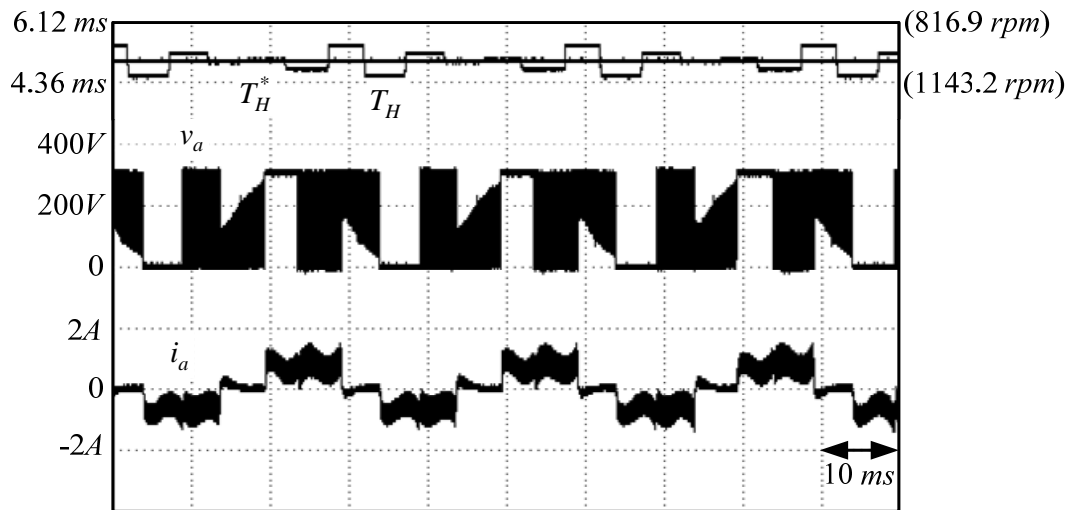
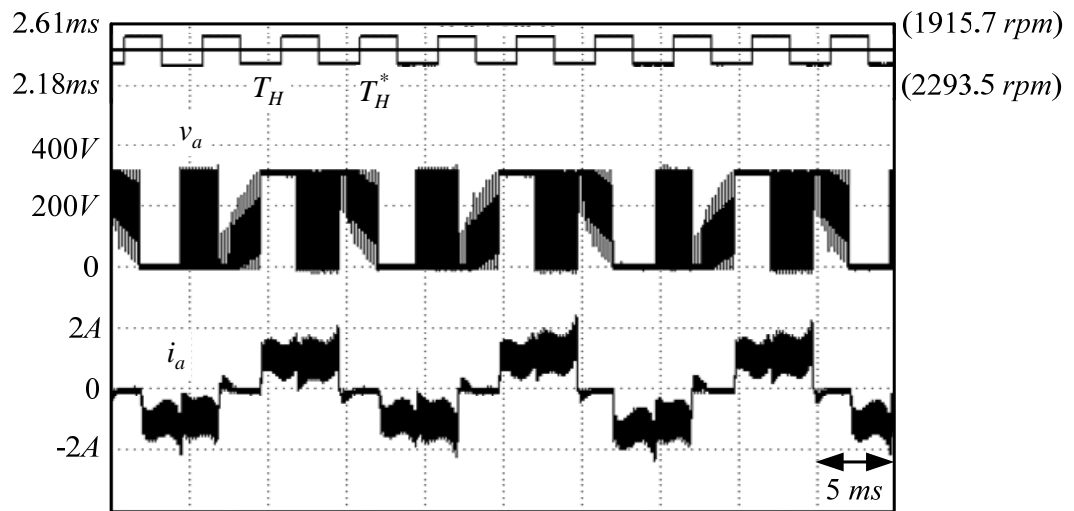


圖 5.5 FPGA 內部訊號波形圖

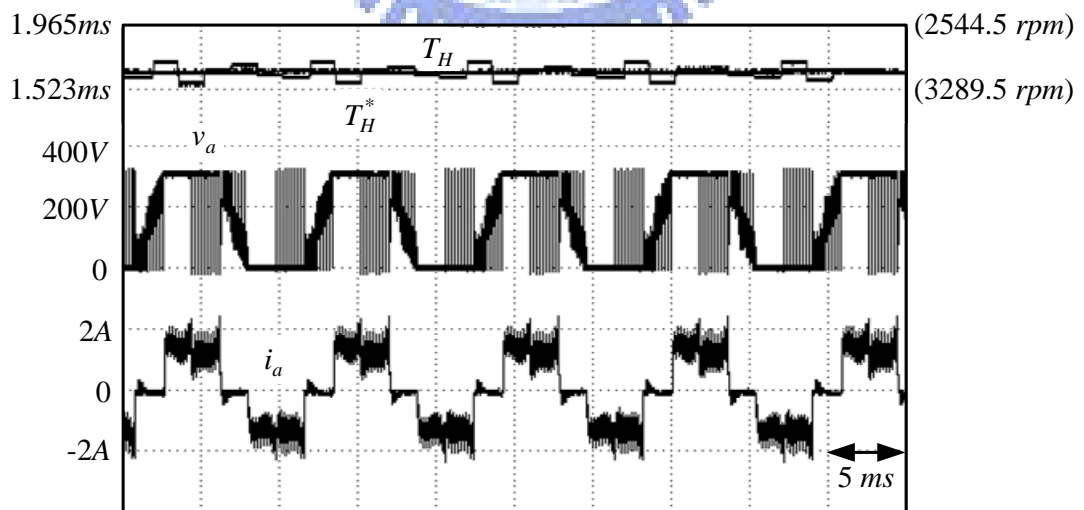
穩態下負載 R_g 為 100Ω ，實作結果如圖 5.6 所示。當速度分別穩定於 $1000rpm$ 、 $2000rpm$ 和 $3000rpm$ 時，觀察馬達端電壓 v_a 、電流 i_a 可以發現，當轉速穩定時，馬達電流與端電壓同相，維持系統穩定並使轉矩出力達到最大。當負載 R_g 為 40Ω ，實作結果如圖 5.7 所示。轉速穩定時，其端電壓端電壓 v_a 與電流 i_a 亦同相。



(a)

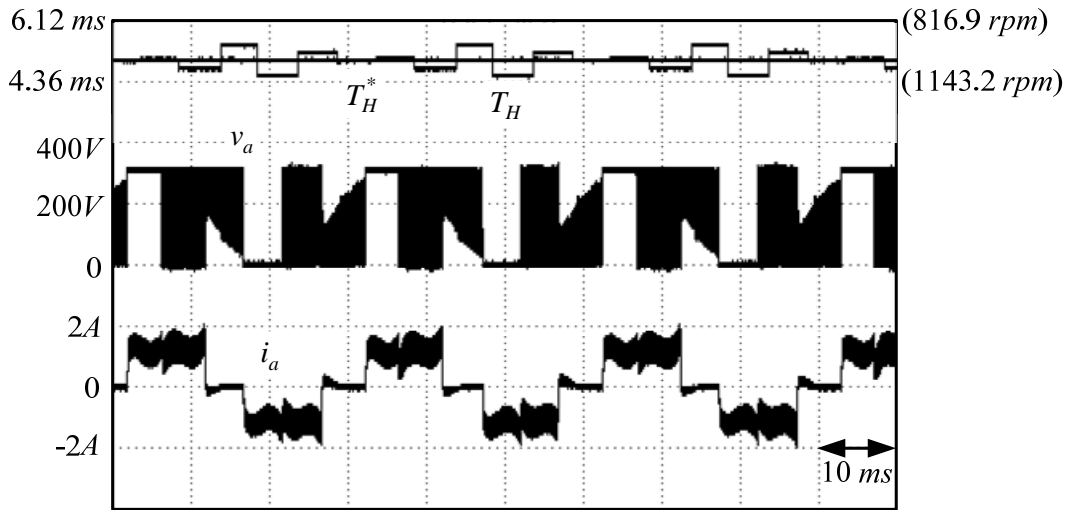


(b)

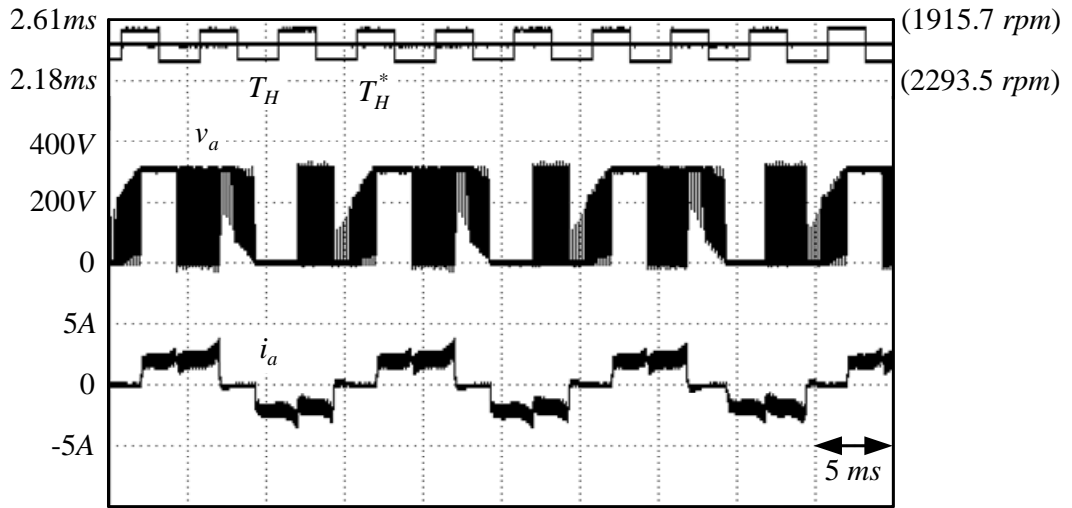


(c)

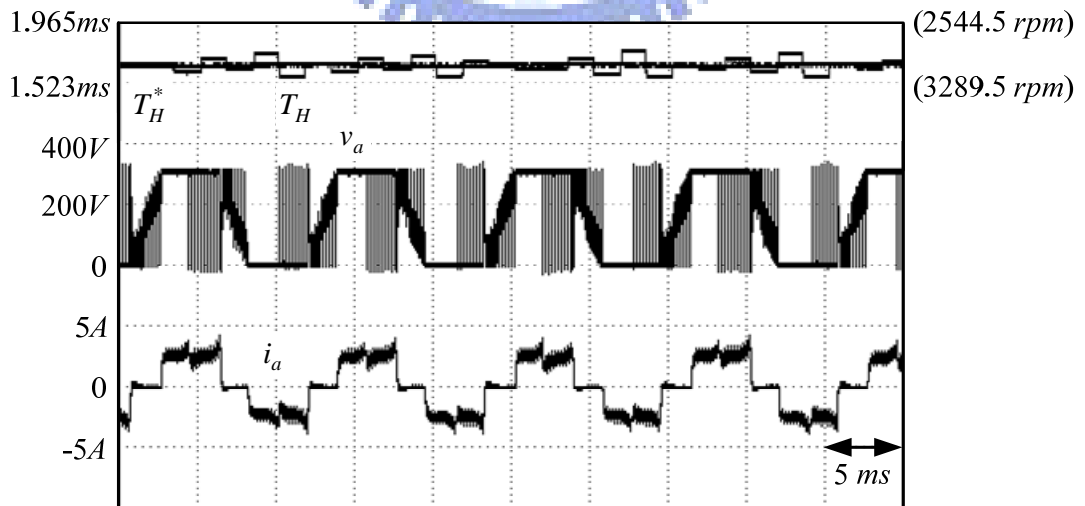
圖 5.6 各命令下之穩態波形($R_g = 100\Omega$) : (a) 5ms (1000rpm) ; (b) 2.5ms (2000rpm) ;
(c) 1.66ms (3000rpm)



(a)



(b)



(c)

圖 5.7 各命令下之穩態波形($R_g = 40\Omega$) : (a) 5ms (1000rpm) ; (b) 2.5ms (2000rpm) ;
(c) 1.66ms (3000rpm)

5.4 換相時間命令變化實作波形

換相時間命令從 $5ms$ ($1000rpm$) 切換至 $1.666ms$ ($3000rpm$)，其暫態實作圖，如圖 5.8 所示。在命令變動時，由於換相時間誤差變大，使得無感測控制進入暫態。但是隨著換相時間誤差收斂，無感測控制很快就回復穩態。在低轉速切換至高轉速時，約需時 2 秒至穩態；在高轉速切換至低轉速時，也約需時 2 秒至穩態。

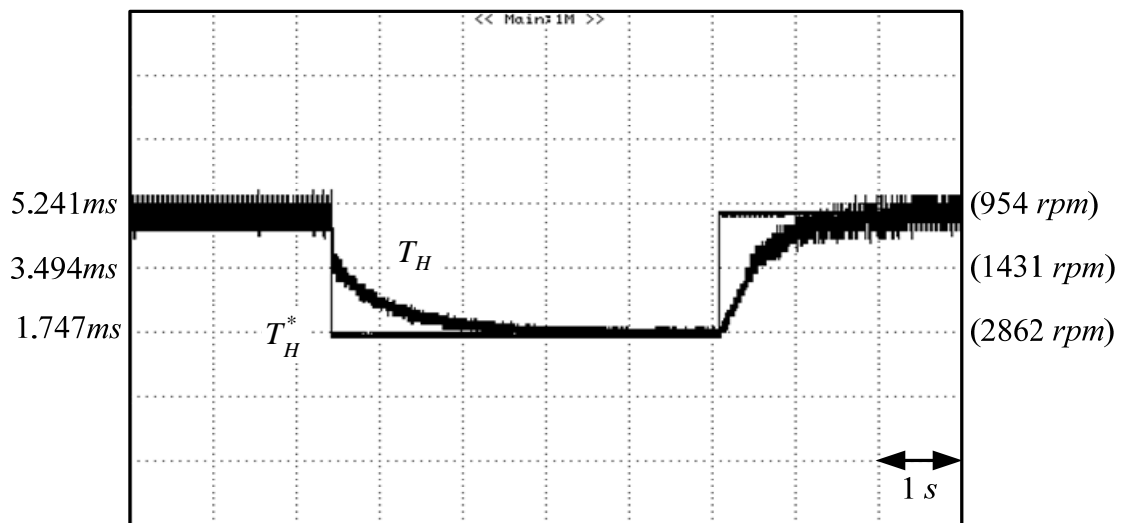


圖 5.8 換相時間命令變化實作波形 ($R_g = 100\Omega$)

5.5 負載切換實作波形

負載切換造成無感測控制進入暫態，因此必須考慮讓電路能在最短的時間內由不穩定的暫態回復到穩態中。根據圖 5.8，當切載開始時負載 R_g 從空載切換至 40Ω ，由於電流增大，負載由輕載切入重載，估算換相時間降至約 $2.18ms$ ，馬達轉速瞬間降至約 $2300rpm$ ，但約在 1 秒內即能回復到穩定的狀態。根據無感測控制實作，其不論是在穩態實作或者是暫態實作，系統均能維持穩定。

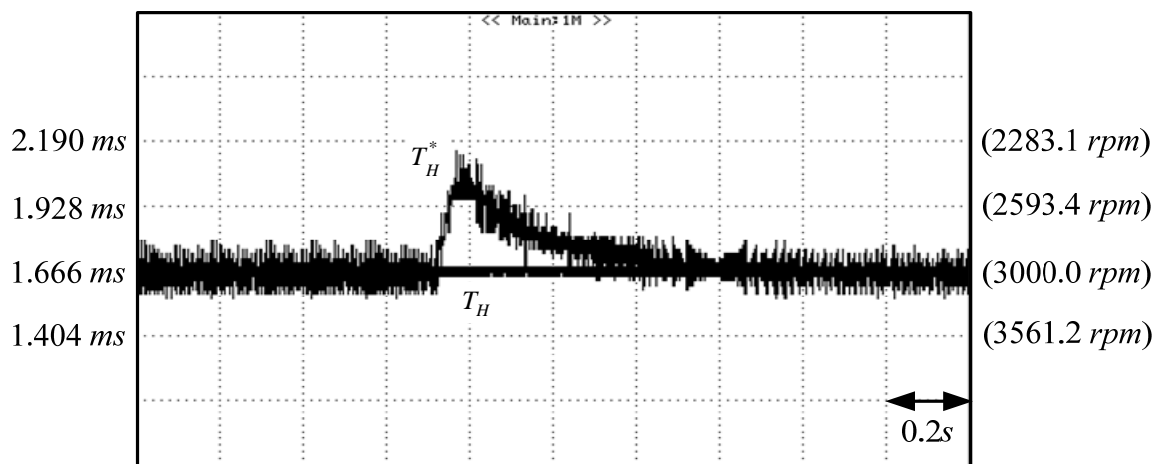


圖 5.8 負載切換暫態實作波形

第六章

結論

本文呈現直流無刷馬達無位置感測之換相時間控制，以及無感測速度估測的設計與分析結果，並以模擬與實驗的方式，驗證控制架構的可行性。所採用的架構主要使用由電阻、電容以及三個電壓比較器組成的反應電動勢偵測電路，以 FPGA 為實現平台，提出利用反應電動勢零交會點檢測轉子位置以計算出換相時間，進而達成馬達的速度回授控制。整個系統的優點為利用偵測反應電動勢，取代霍爾位置感測元件。

無感測速度回授控制系統 FPGA 電路設計，其實現採用階層式、模組化的設計方式，速度控制系統主要包含利用三位置訊號之零交會點估測電路、換相點產生電路、無感測換相時間估測電路、PI 回授控制電路以及 PWM 產生電路。而透過 PSIM，整合馬達模型以及速度控制系統進行系統層次模擬，驗證電路功能的正確性。

由實驗結果觀察可知在穩態時，不同負載情況下，換相時間與時間命令之誤差穩定在一定的範圍內。當命令變化暫態的情況下，馬達也能夠很快的回復到所下達的轉速命令。

本文所提出的方法尚有未臻完善之處。首先在啟動時，未考慮避免馬達反轉啟動。使用同步加速的概念同時調整 PWM 責任周期與換相頻率，以達到馬達反應電動勢與相電流同相。此一同步調整斜率需經過設計，當馬達不一樣時，此斜率需做重新調整。如能搭配更好的啟動方式，將會使無感測啟動更加容易。由於馬達在低轉速時，反應電動勢較不明顯，零交會點就更難準確偵測，使得馬達在低轉速時穩態誤差增大，雖然已經使用平均法減少因零交會點不穩定所造成的換相時間估測誤差，卻仍無法完全消除，加入一補償機制消除估測誤差是未來可進一步研究的方向，如此將能使此無感測控制換相更為精準。

參考文獻

- [1] Q. Han, N. Samoylenko, and J. Jatskevich, "Average-Value Modeling of Brushless DC Motors with 120° Voltage Source Inverter," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 2, pp. 423-432, June 2008.
- [2] M. H. Saied, M. Z. Mostafa, T. M. Abdel-Moneim, and H. A. Yousef, "On Three-Phase Six-Switch Voltage Source Inverter: A 150-degree Conduction Mode," in *Proc. of ISIE'06*, pp. 1504-1509.
- [3] H. C. Chen, Y. C. Chang, and C. K. Huang, "Practical Sensorless Control for Inverter-Fed BDCM Compressors," *IET Proc. Electric Power Applications*, vol. 1, no. 1, pp. 127-132, Jan. 2007.
- [4] G. J. Su and W. Mckeever, "Low-Cost Sensorless Control of Brushless DC Motors with Improved Speed Range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 296-302, March 2004.
- [5] Q. Jiang, C. Bi, and R. Huang, "A New Phase-Delay-Free Method to Detect Back-EMF Zero-Crossing Points for Sensorless Control of Spindle Motors," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 41, no. 7, pp. 2287-2294, July 2005.
- [6] D. K. Kim, K. W. Lee, and B. I. Kwon, "Commutation Torque Ripple Reduction in a Position Sensorless Brushless DC Motor Drive," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 6, pp. 1762-1768, 2006.
- [7] K. W. Lee, D. K. Kim, B. T. Kim, and B. I. Kwon, "A Novel Starting Method of the Surface Permanent-Magnet BLDC Motors without Position Sensor for Reciprocating Compressor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 1, pp. 85-92, 2008.
- [8] J. Shao, "An Improved Microcontroller-Based Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drive for Automotive Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 5, pp. 1216-1221, Sep., 2006.
- [9] Y. S. Lai and Y. K. Lin, "Novel Back-EMF Detection Technique of Brushless DC Motor Drives for Wide Range Control Without Using Current and Position Sensors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 934-940, March 2008.

- [10] H. C. Chen and C. M. Liaw, "Current-mode Control of Sensorless BDCM Drive with Intelligent Commutation Tuning," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 747-756, 2002.
- [11] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems", IEEE Press, Wiley-Interscience.
- [12] T. Weng, Y. Inoue, S. Morimoto, and M. Sanada, "Expansion of Operating Range of Sensorless PMSM Drive by Square-Wave Operation at High Speed," in *Proc. of PCC'97*, pp. 2036-2042.
- [13] A. Lelkes, J. Krotzsch, and R. W. De Doncker, "Low-Noise External Rotor BLDC Motor for Fan Applications," in *Proc. of IAS'02*, pp. 2036-2042.
- [14] C. M. Wang, S. J. Wang, S. K. Lin and H. Y. Lin, "A Novel Twelve-Step Sensorless Drive Scheme for a Brushless DC Motor," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 43, no. 6, pp. 2555-2557, June 2007.
- [15] S. Saha, Tazawa, T. Iijima, K. Narazaki, H. Murakami, and Y. Honda, "A Novel Sensorless Control Drive for an Interior Permanent Magnet Motor," in *Proc. of IECON'01*, pp. 1655-1660.
- [16] M. Yasohara, T. Tsubouchi, and K. Sugiura, "Motor Driving Device for Motor Having Multi-Phase Coils," *US Patent 6710559*, 2004.
- [17] P. P. Acarnley and J. F. Watson, "Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 352-362, Apr. 2006.
- [18] K. Iizuka, "Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 3, pp. 595-601, May/June 1985.
- [19] R. C. Becerra, M. Ehsani, and T. M. Jahns, "Four-quadrant Brushless ECM Drive with Integrated Current Regulation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, pp. 833-841, 1992.
- [20] J. C. Moreira, "Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating over a Wide Speed Range," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, pp. 1394-1401, 1996.

- [21]P. Pillay and R. Krishnan, “Modeling of Permanent Magnet Motor Drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 35, pp. 537-541, 1988.
- [22]N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robins, “Power Electronics – Converters, Applications and Design,” John Wiley & Sons.
- [23]C. T. Lin, C. W. Hung, and C. W. Liu, “Position Sensorless Control for Four-Switch Three-Phase Brushless DC Motor Drives,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 438-444, Jan. 2008.
- [24]T. A. Lipo and D. G. Holmes, “Pulse Width Modulation for Power Converter: Principles and Practice,” John Wiley & Sons.

