國 立 交 通 大 學

電機與控制工程學系

碩 士 論 文

直流無刷馬達無感測驅動之分析

Analysis of Various Drives of BDCM Sensorless Control

研　究　生：卓淑婷

指導教授：林錫寬 博士

中 華 民 國 九 十 八 年 六 月

直流無刷馬達無感測驅動之分析

Analysis of Various Drives of BDCM Sensorless Control

研究生：卓淑婷　　　Student：Shu-Ting Cho

指導教授：林錫寬博士　　　Advisor：Dr. Shir-Kuan Lin

國 立 交 通 大 學

電機與控制工程學系

碩 士 論 文

A Thesis

Submitted to Department of

Electrical and Control Engineering

College of Electrical Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master

in

Electrical and Control Engineering

June 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年六月

直流無刷馬達無感測驅動之分析

研究生：卓淑婷　　　　　　　　指導教授：林錫寬博士

國立交通大學電機與控制工程系

摘要

隨著科技的進步與發展，馬達在日常生活中開始扮演著重要的角色。憑藉著它的高效率與小尺寸的優勢，現今三相無刷直流馬達已被廣泛地應用於家電設備及多種裝置之中。但大部分的傳統三相無刷直流馬達必須使用霍爾位置感測器來偵測轉子與定子之間的相對位置，其缺點除了增加成本，減少馬達的壽命之外，霍爾感測器易受干擾且不耐高溫，而且在馬達上擺放感測器時，必須擺放在精確的位置才能得到準確的轉子位置。因此，可以改善以上缺點的無感測驅動技術便越來越受到重視。

本論文為探討在不同導通角度之下的無感測驅動方式與特性的分析，其中無感測驅動的技術為使用數位式相位移器與遮罩來偵測由感應電動勢訊號所得到的零交越點，並且藉由判斷這些零交越點來得到準確的馬達換相位置。在驅動實現方面，藉由馬達的電壓回授訊號來獲得零交越點訊號，進而達到驅動與控制的目的，並且利用場效型可規劃邏輯陣列元件 (FPGA) 與硬體描述語言(VHDL) 進行無感測驅動控制系統的模組化設計。本文採用 FPGA 內部晶片運算設計與搭配外部的驅動電路完成三相無刷直流馬達的無感測控制系統，最後將不同角度的驅動實驗結果做速度、電流與震動等特性的分析與比較，並且在其中得到一最佳的無感測驅動方式。

Analysis of Various Drives of BDCM Sensorless Control

Student：Shu-Ting Cho　　Advisor：Dr. Shir-Kuan Lin

Department of Electrical and Control Engineering
National Chiao Tung University

ABSTRACT

With the progress and development of technology, motors have become more and more important in our life. Because three-phase brushless direct current motors (BDCMs) possess high efficiency, high reliability and small sizes, they have been applied extensively in various home electrical appliances and devices now. But most of traditional three-phase BDCMs have to use Hall sensors to detect the corresponding position of the rotor and the stator. Besides increasing cost and reducing life of motors, using Hall sensors has many defects, because Hall sensors are interfered easily and cannot endure high temperature. Moreover, Hall sensors must be located precisely so that we can exactly acquire the present state of the rotor, when we place sensors in the motor. Therefore, people pay much more attention to using the sensorless drive schemes which can improve various drawbacks mentioned above.

This thesis discusses methods of the sensorless drives with various conduction degrees and characteristic analyses. We implement sensorless drive scheme by using the digital phase shifter and the mask to detect zero-crossing points obtained by the signal of the induced electromotive force, besides we can acquire accurate commutation positions with these zero-crossing points. The experiment achieves drive and control purposes because using voltage feedback to get zero-crossing signal, and using field programmable gate array (FPGA) and very high speed integated circuit hardware description language (VHDL) to design modular function of the sensorless drive control system. This thesis uses the interior operations of the FPGA chip and the drive circuit to accomplish sensorless drive control system of three-phase BDCMs. We last analyze and compare rotational speeds, currents and vibrations of results of different degree drives, and accurate a optimum sensorless drive scheme.

誌　謝

感謝指導教授林錫寬博士，在兩年的研究所生涯中，給予我很多的指導與學習機會，並且在我人生最低潮時，提供寶貴的意見外，也適時地關心與擔心我的狀況，使得我可以從跌倒處爬起來順利完成本論文。

其次，感謝口試委員蔡明祺教授、陳鴻祺教授與王世杰博士在百忙之中為我進行論文口試，並對論文須改進的地方提出建議與指正。感謝王超民、羅振國、吳昱錚、呂宜釗學長與魏愷學姊，教導我許多研究中的專業知識與經驗，使我獲益良多。並感謝實驗室同學以軒與建智以及學弟元亨、威志、家政、千綬與宗德在實驗室中的陪伴。感謝好友慧珊、恬君、詩翔、勇程、榮富與育德在研究所的日子裡給予支持與鼓勵。

最後感謝我的家人在這段期間內的鼓勵、付出與關懷，並照顧出車禍的我，讓我可以繼續堅持下去，並專心完成論文。我想將這份喜悅分享給不辭辛苦、不求回報的爸媽，與關心我的指導教授，還有幫助過我的師長及朋友，非常的感謝你們。

目　錄

圖　目　錄

表　目　錄

第一章 緒論

1.1 研究動機與目的

隨著工業的自動化與科技的快速發展，馬達成為生活中不可或缺的原件。而直流無刷馬達 (Brushless DC Motor, BDCM) 的設計是為了能夠解決直流有刷馬達的碳刷 (Brush) 與換向器 (Commutator) 維護與接觸所產生的摩擦力、電氣雜訊等問題，改以電子式的換相方式來取代碳刷與換向器的使用。直流無刷馬達具有高效率、小尺寸、低電氣雜訊、高可靠度、高使用壽命與易高速化等優點，所以在現今被廣泛地使用在工業、家電、 3C 產品等各式種類的裝置產品之中，漸漸取代有刷直流馬達的使用。

直流無刷馬達驅動多採用如霍爾元件、光編碼器等位置感測器來偵測轉子的位置。使用感測器的缺點為：編碼器的體積大且昂貴，而霍爾元件容易受干擾且不耐高溫。除了感測器本身的缺點外，感測器的訊號會直接影響到驅動器對換相控制的準確度，進而影響對閉迴路位置與速度控制的性能。若是要求提高感測器的準確度，只會讓生產成本更加的昂貴。而如何將感測器精準的擺放在馬達上也是影響馬達性能的因素之一，若是擺放不準確可能會得到錯誤的偵測訊號，進而造成馬達得到非預期的運作。近年來產品趨勢趨向於可攜帶型產品，所以馬達小型化、高效能化與高精密化已成為不避免的趨勢，然而位置感測器的存在卻成為阻礙馬達小型化的重要因素。有鑒於以上種種缺點，為了能夠使馬達達到更好的精確度、性能與小型化的設計，無感測驅動技術成為直流無刷馬達驅動的重要議題。

本文使用小型三相無刷直流馬達，藉由馬達回授的電壓訊號來估測適當的馬達換相點，達到無感測控制的目的，並實現不同角度的無感測驅動如 150 度六步方波、 180 度九步方波、 180 度六步方波、 210 度六步方波等無感測驅動，並分析其電流、速度、震動等特性，探討出最佳的無感測驅動方式。

1.2 研究方法簡介

本文探討不同角度驅動的特性與分析，參考 Toshiba 專利 [1] 240 度驅動的想法，並且依據 120 度無感測驅動技術 [12] ，實現 180 度與 210 度的無感測驅動，進而與 150 度驅動 [13] 做比較分析。無感測驅動技術是利用馬達未激發相的感應電動勢來獲得零交越點訊號，藉由這些零交越點來偵測換相的時機，並且設計數位式相位移器與遮罩達到準確的換相目的。本文採用 FPGA 系統做爲核心，以硬體描述語言 VHDL 來設計，將系統各個功能做模組化的實現，且以 FPGA 晶片設計軟體 (Quartus) 來做除錯與驗證，最後與外部驅動電路做整合，設計出一套以 FPGA 晶片爲基礎的三相無刷直流馬達無感測驅動系統。

1.3 論文架構

本論文架構可分爲七個章節：

第一章：緒論

對研究動機與目的進行說明，且簡略介紹本文研究的方法。

第二章：三相無刷直流馬達

說明三相無刷直流馬達的基本構造、數學模式與驅動原理。並且介紹無感測控制的技術。

第三章：不同角度的無感測驅動控制實現方法

介紹本文的無感測驅動技術，並說明 150 度十二步方波、 180 度九步方波、 180 度六步方波、 210 度六步方波驅動的無感測驅動實現方法與步驟。

第四章：系統架構

介紹系統整體架構，如外部驅動電路、 FPGA 開發板與晶片內部的架構。

第五章：晶片功能模組設計與模擬驗證

對系統模組化功能做詳細的說明，也針對每一個模組的輸出輸入做介紹，最後將其軟體模擬結果顯示出來並做驗證。

第六章：實驗結果與分析

將不同角度的無感測驅動方式實現，並且將其結果做分析與比較。

第七章：結論與未來發展

針對實驗結果做出總結，並且提出未來可發展的方向。

第二章 三相無刷直流馬達

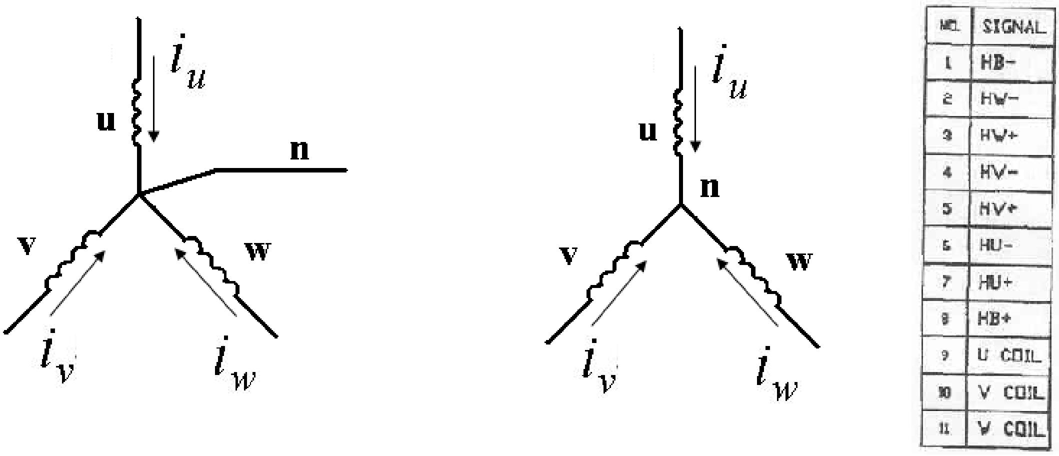
2.1 三相無刷直流馬達基本結構

三相無刷直流馬達可分為多種不同轉子極數與定子槽數的組合，電腦光碟機所使用的馬達大多為 9 槽 12 極架構，如圖 2.1 所示。因外部轉子為 12 極，所以每一極所佔的角度為 30 度機械角，由永久磁鐵所構成。而內部定子主要由鐵心繞上線圈所構成，槽與槽之中心點相距 40 度機械角，因不需要電刷傳導電流的關係，所以電樞位於定子上。通常馬達定子旁會有霍爾感測器 (HU，HV，HW) ，來感測定子與轉子的相對位置，並將訊號回授給驅動器，使得驅動器能夠適時地切換電流方向，產生一正向或負向轉矩讓馬達順利轉動起來。

圖 2.1: 三相無刷直流馬達外觀

本論文使用三相的 9 槽 12 極直流無刷馬達，為了達成無感測的驅動技術，所以並不採用霍爾感測器的回授訊號。無感測型的馬達引線數大多為四條，如圖 2.2 所示，與有感測型馬達不同之處為需要拉出中心點 n 相， 但不需要多餘的霍爾回授訊號引線，使得引線減少而降低生產成本。 我們需利用被牽引出的中心點 n 相來偵測定子線圈上的感應電動勢， 進而判斷正確的換相點， 使得馬達可以利用無

感測的方式順利運轉。



(a) **(b)**

圖 2.2: 三相無刷直流馬達出線方式: (a) 四線式，為無感測驅動所使用 ; (b) 一般為三線式及八條霍爾元件訊號引線

2.2 三相無刷直流馬達數學模型

三相無刷直流馬達的定子繞組是由 3 組繞組所構成，此一繞組稱為 3 相繞組。3 相繞組通常為 Y 結線，其等效電路圖如圖 2.3 所示。透過等效電路圖可以得知每一相皆由馬達的等效電阻、等效電感與馬達旋轉時所產生的感應電動勢組成。其中等效電感值 L 包含馬達的相電感值 L_p 及相與相之間的互感值 M，而我們假設每一相的等效電阻與等效電感皆相同，且各相電流從相端點流入中心相 n 為正電流。

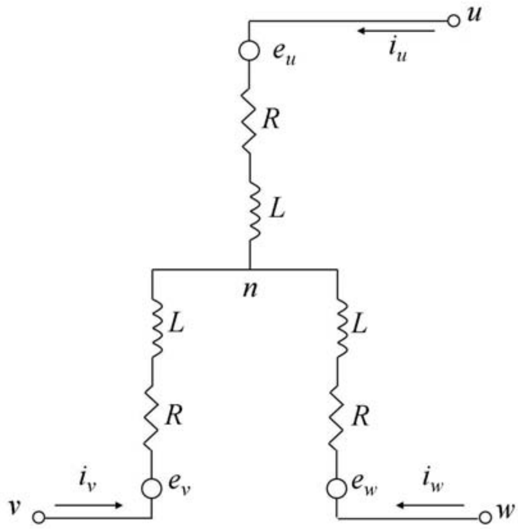


圖 2.3: 三相馬達等效電路圖

三相無刷直流馬達的數學模型之狀態方程式描述如下:

1. 電氣方程式

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

其中感應電動勢爲：

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

參數定義爲：

V_{un} ，V_{vn} ，V_{wn} ：u，v，w 三相的相電壓。

i_u ，i_v ，i_w ：u，v，w 三相的相電流。

e_u ，e_v ，e_w ：u，v，w 三相的感應電動勢。

L_p ：馬達繞組的相電感值。

M ：馬達任兩相的互感值。

R ：定子線圈的阻抗值。

ω_r ：馬達轉速。

θ_e ：馬達轉子電氣角。

K_e ：感應電動勢常數。

2. 機械動能方程式

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

其中參數定義為：

P ：轉子磁鐵極數。

T_e ：馬達轉矩。

K_t ：扭矩常數。

T_L ：負載轉矩。

J ：馬達慣量。

B_m ：馬達阻尼係數。

2.3 三相無刷直流馬達之動作與驅動原理

2.3.1 動作原理與公式推導

當我們輸入不同方向的電流於定子線圈時，馬達內部會產生磁場變化而生成一轉矩，由於定子部分為固定在馬達電路上，因此定子會產生一反作用力來推動外部永久磁鐵的轉子，使馬達旋轉運動。

此動作原理是根據佛萊明左手定律，當有電流 I 的導體至於磁場時，磁場會給導體一作用力。所以在三相無刷直流馬達中，當我們給予定子電流時，我們就可以得到馬達的內部定子電磁力

$$F = N \cdot L \cdot I \times B \tag{2.4}$$

上式中，

N ：線圈匝數。

L ：線圈上受磁場感應的有效長度。

I ：線圈上的電流。

B ：磁通密度。

由於導體固定於定子槽之中，磁通由轉子上的永久磁鐵所提供。根據牛頓作用力與反作用力原理，定子的反作用力及施加於永久磁鐵之上，進而推動轉子，其中在轉子上所產生的轉矩如 (2.5)式 所示：

$$T = F \cdot r = N \cdot L \cdot I \times B \cdot r = K_t \cdot I \tag{2.5}$$

上式中，

K_t ：扭矩常數。

r ：力臂。

而磁通密度 B 與轉子上任一點對定子中點的角度差 θ_r ，定子上任一點對定子中點的角度差 θ_s 之關係如下

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

其中，P 為轉子上永久磁鐵的磁極數，θ_r 與 θ_s 如圖 2.4 所示。

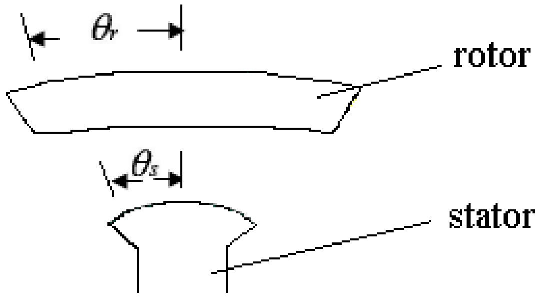


圖 2.4: θ_r與θ_s示意圖

將 (2.6)式 帶入 (2.5)式 推得

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

由 (2.7)式 可知馬達的扭矩常數 K_t 會隨著轉子轉動而生成 sin 波變化。

2.3.2 馬達驅動原理

傳統直流無刷馬達的驅動方式可分為 120 度六步方波驅動與 180 度六步方波驅動。其驅動方式與原理說明如下：

1. 120 度六步方波驅動

120 度六步方波驅動方式為將馬達的其中兩相導通，即一相為電流輸入端，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，則必須根據 (2.5)式 與 (2.7)式 推得正確的電流導通方向切換，例如我們必須在電氣角 -30 度到 30 度之間導通 w 流向 v 的電流，而在 30 度到 90 度之間導通 u 流向 v的電流，等以此類推，所以將馬達 360 度電氣角分為六個狀態，而每一相

定子線圈皆連續導通 120 度電氣角後轉爲開路，故稱此驅動方式爲 120 度六步方波驅動。

假設馬達每一相的等效阻抗爲一歐姆，輸入電流爲一安培，因此可藉由公式推得 120 度六步方波的相電壓與相電流，如圖 2.5 所示。圖中 V_u 、 V_v 、 V_w 爲三相相電壓， I_u 、 I_v 、 I_w 爲三相相電流， θ_e 爲電氣角度。

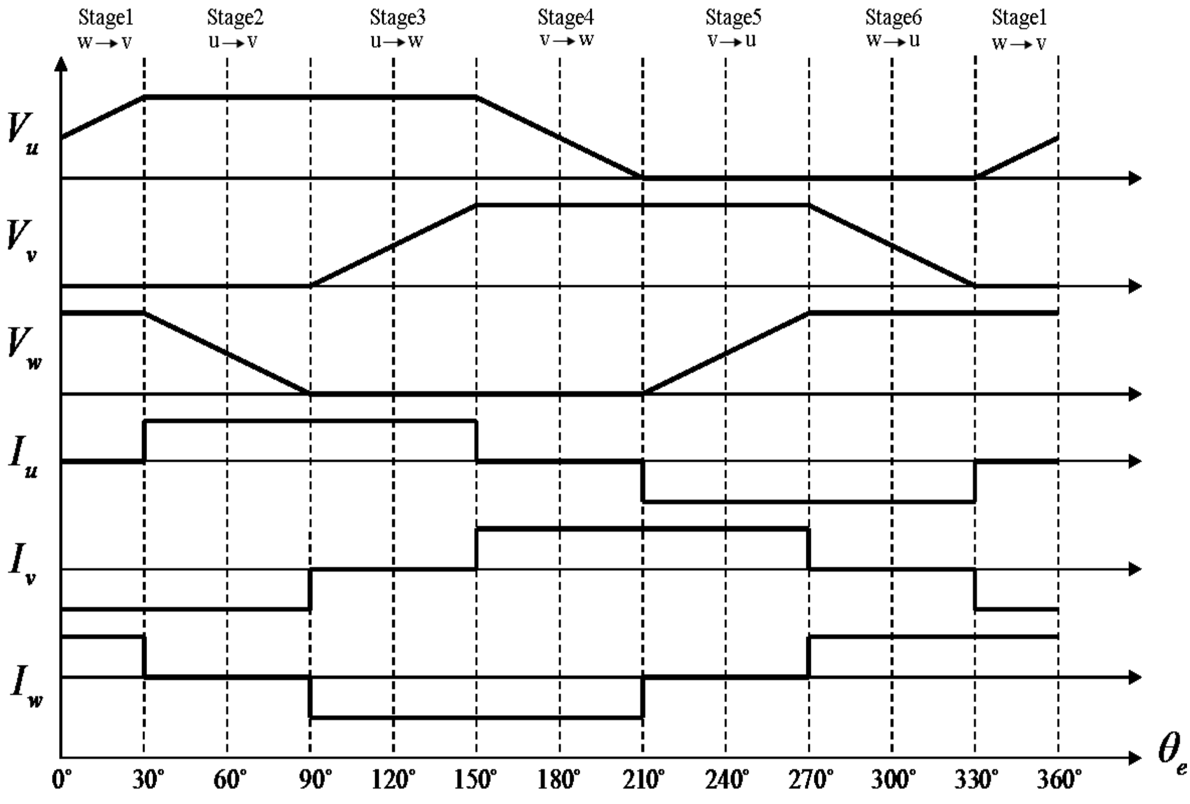


圖 2.5: 120 度六步方波驅動相電壓與相電流圖

經由電流與 sin 函數的扭矩常數 K_t 相乘後，可得轉矩如圖 2.6 所示，其中設 K_t 爲 unit sin 函數。

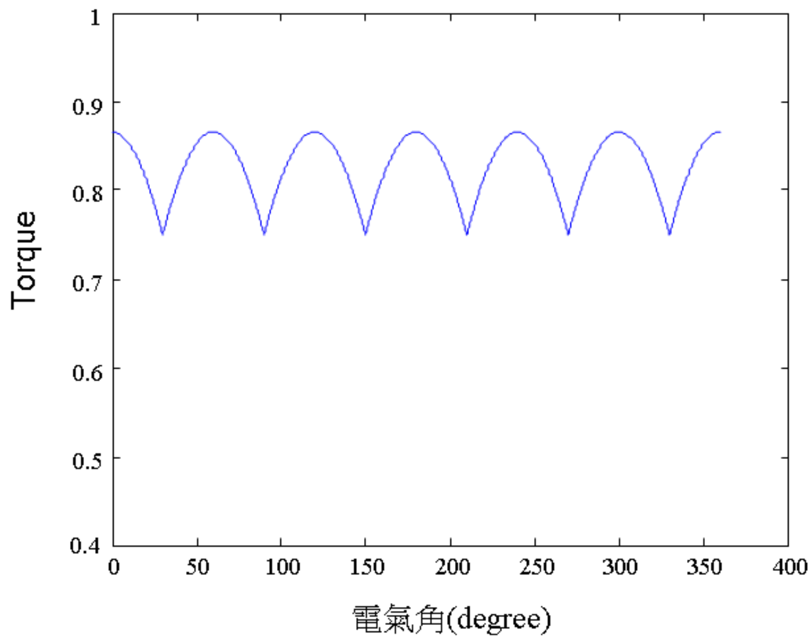


圖 2.6: 120 度六步方波驅動的轉矩圖

得到轉矩後，我們以 (2.8)式 計算轉矩漣波。

$$Torque\ ripple = \frac{\max(T) - \min(T)}{mean(T)} \tag{2.8}$$

其中平均轉矩 $mean(T) = 0.827\,(N \cdot m)$ ，所以可得轉矩漣波為 0.1403。

2. 180 度六步方波驅動

180 度六步方波驅動方式為三相皆為導通，即一相為電流輸入端，另外兩相為電流輸出端， 或是兩相為輸入端， 另一相為輸出端。 其推導方式與 120 度六步方波驅動方式類似，是利用 (2.5)式 與 (2.7)式 推得正確的電流導通方向切換，且將馬達 360 度電氣角分為六個狀態，而每一相定子線圈皆連續導通 180 度電氣角後改變其電流，故稱此驅動方式為 180 度六步方波驅動。阻抗與電流假設條件與 120 度六步方波驅動相同，我們可推得 180 度六步方波的相電壓與相電流，如圖 2.7 所示。

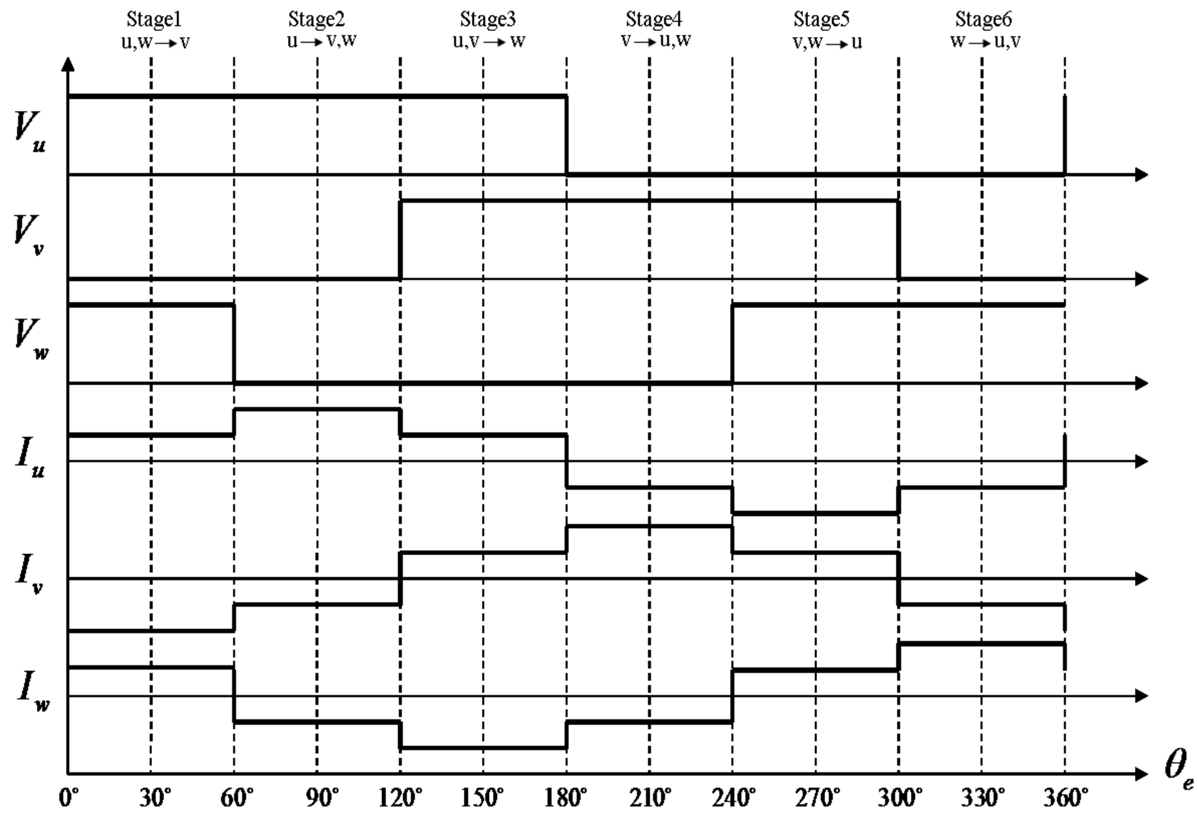


圖 2.7: 180 度六步方波驅動相電壓與相電流圖

同理，經由電流與 sin 函數的扭矩常數 K_t 相乘後，可得轉矩如圖 2.8 所示。

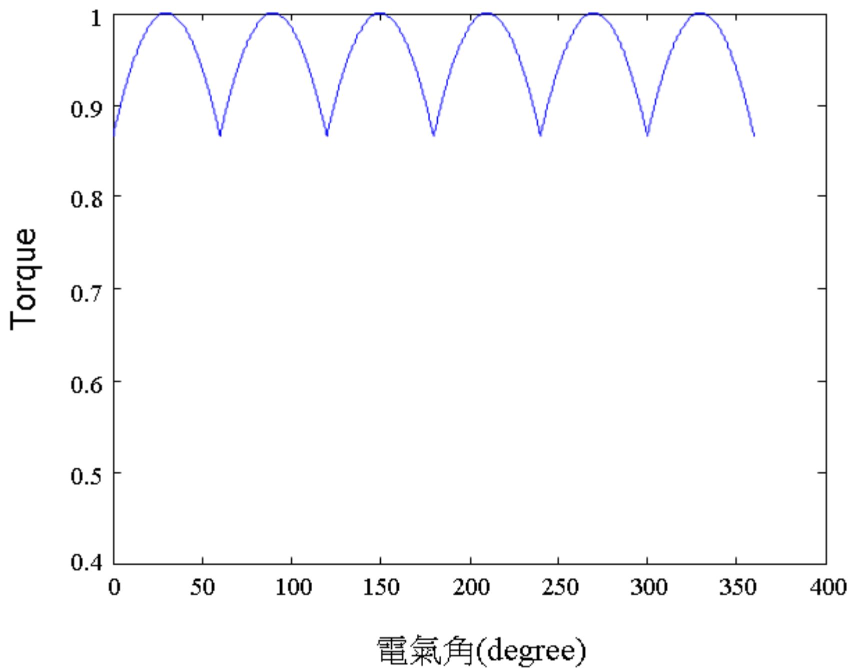


圖 2.8: 180 度六步方波驅動的轉矩圖

經由計算可得平均轉矩爲 0.9549 $(N \cdot m)$ 及轉矩漣波爲 0.1403。

2.4 無感測驅動方法

無感測的驅動技術大都可分爲四個程序，如圖 2.9 所示：(1) 定位；(2) 開迴路啓動；(3) 閉迴路加速；(4) 閉迴路等速。當完成這四個程序後，馬達就會鎖定在第四步驟做閉迴路等速的動作。 目前較具代表性的無感測技術爲檢測感應電動勢、直流電流 [6] 、電感變化或是偵測磁交鍊 (flux-linkage) 變化 [2][8] ，但大部分的技術爲使用感應電動勢來換相 [3][4][5][9] ，原因在於此驅動技術在硬體電路上比較容易實現， 且端電壓也較容易量測取得， 因此使得成本可以降低。 但其缺點爲馬達轉速過低時， 感應電動勢太小易受到雜訊干擾，且會有假零交越點的出現， 或是沒有產生零交越點使得馬達無法做判斷而不能正常運轉。 因此定位與開迴路啓動程序爲解決馬達低轉速時無法利用感應電動勢換相的問題， 藉由這兩個程序使轉速上升至感應電動勢的零交越點可以被正確地解析出來。 其後閉迴路加速與閉迴路等速兩個程序便可以偵測感應電動勢來進行換相。

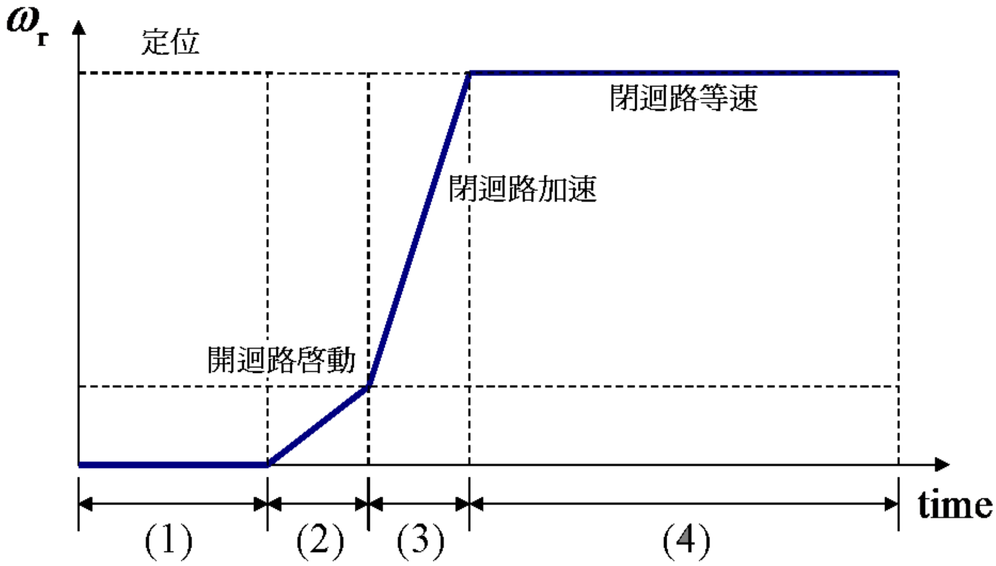


圖 2.9: 無感測驅動程序

以下為四個驅動程序做詳細的介紹：

1. 定位：

沒有使用感測器的馬達，一開始的初始位置是未知的。為了能夠讓馬達順利旋轉，所以必須先透過定位的程序。所謂的定位是藉由送出固定的激磁，使馬達在啓動時，可以瞬間吸引轉子自動對正到一個轉矩為零的平衡點位置。當我們得知轉子的初始位置後，即可依照開迴路序列的導通順序進行最大轉矩的換相，使馬達順利啓動運轉。

2. 開迴路啓動：

馬達在低轉速時會有較小的感應電動勢。當感應電動勢過小時，零交越點的偵測容易受雜訊的干擾而造成錯誤的換相點判斷，使得馬達無法順利旋轉。因此，我們必須藉由開迴路啓動的程序，在未獲得足夠大的感應電動勢時，先送出固定的換相序列，並隨著換相序列從低頻慢慢增加到高頻，使得馬達的轉速變快，讓馬達的感應電動勢逐之增加，解決感應電動勢過小的問題。一旦感應電動勢不受雜訊干擾，沒有錯誤判斷換相點時，即可以進入閉迴路換相的控制程序。

3. 閉迴路加速：

當完成開迴路啓動後，我們利用閉迴路換相控制的程序判斷正確的換相點，使得無感測驅動的換相邏輯可以正常的交替輸出。閉迴路換相控制技術大多是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。本文利用未激發相感應電動勢的零交越點來判斷換相點位置，但其缺點為需要注意切換雜訊的產生，因為此雜訊會造成假零交越點的出現而影響換相點的估測。雜訊大部分會在改變電流方向時產生，原因在於在電晶體切換時，電流會瞬間流經上橋或下橋的飛輪二極體而產生假零交越點，所以我們必須在每一次換相後克服雜訊所造成的假零交越現象。

4. 閉迴路等速：

當轉速爬升到速度命令的轉速時，開始進入閉迴路等速程序。我們可以透用速度控制器讓轉速不再往上爬升，或是即使加了負載也能將速度拉回到命令轉速。其轉速控制是利用脈衝寬度調變 (pulse-width modulation，PWM) 信號來控制，但換相點的判斷會受到調變訊號的干擾，而造成假零交越點，使得馬達因換相錯誤而不正常運轉，所以我們必須使用濾波器或其他方法來克服此干擾。

第三章 不同角度的無感測驅動控制實現方法

本文所使用的無感測技術主要爲利用馬達的感應電動勢特性，將任一相電壓與中心相電壓做比較，來取得換相的資訊。2.3.2 章節所介紹的 180 度六步方波驅動在相同的供給電壓之下會具有較大的轉矩與較高的轉速，但由於此 180 度六步方波驅動在任一時間皆導通三相線圈，無法得到未激發相的感應電動勢，所以無法使用感應電動勢來做換相的依據。但爲了能夠提升傳統 120 度六步方波驅動的性能，故提出 150 度十二步方波、180 度九步方波、180 度六步方波、210 度六步方波驅動。

3.1 150 度十二步方波無感測驅動

150 度十二步方波無感測驅動的概念爲，馬達在零交越點將要出現的一段時間內導通 120 度驅動以利於零交越點的偵測，而其餘時間則爲導通 180 度驅動。其驅動方式爲 120 度六步方波與 180 度六步方波驅動交替組合而成，以十二個狀態不斷重複進行，且定子線圈每次連續導通 150 度電氣角時間，故稱爲 150 度十二步方波驅動，如圖 3.1 所示。其中 V_u、V_v、V_w 分別爲馬達的三相電壓，I_u、I_v、I_w 分別爲馬達的三相電流，Stage2、Stage4、Stage6、Stage8、Stage10、Stage12 爲導通兩相線圈，爲偵測零交越點區域，而 Stage1、Stage3、Stage5、Stage7、Stage9、Stage11 爲導通三相線圈，其用意爲增加轉矩大小來提升馬達的轉速效能。

圖 3.2爲 150 度十二步方波驅動的相關訊號波形。其中 u_d、v_d、w_d 分別爲三相電壓 V_u、V_v、V_w 與中心相電壓比較後的訊號，Z_d 爲未激發相與中心相電壓比較後的訊號，因零交越點爲未激發相電壓曲線上升或下降與中心相電壓所產生的交越點，所以簡稱 Z_d 爲零交越點 (zero crossing point) 訊號，由 u_d、v_d、w_d 所組成。如圖，當 Z_d 訊號高低準位發生變化時，代表此時有零交越點產生。P_d 爲換相訊號，其準位改變時代表馬達做換相的動作。

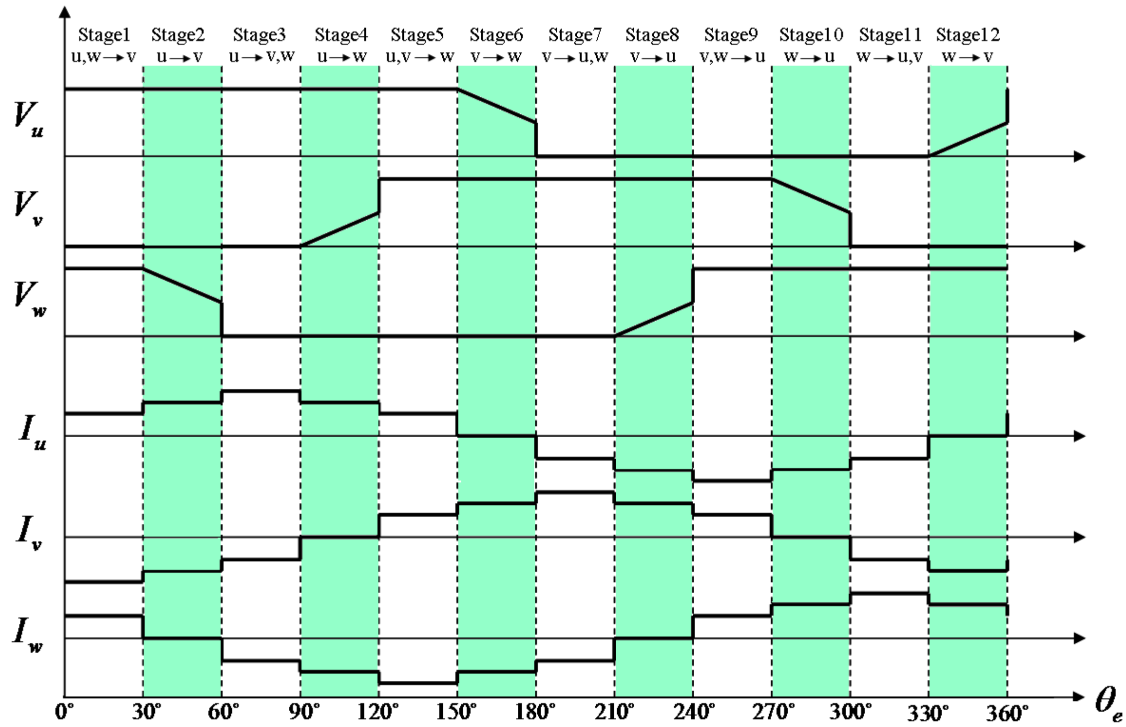


圖 3.1: 150 度十二步方波驅動之三相電壓與三相電流圖

本文使用相位移器來產生換相訊號 P_d ，其操作說明如下：

假設目前轉子的電氣角為 0 度且不考慮因飛輪效應所產生的假零交越點，計數器 C_p 從 Z_d 訊號正緣觸發後，開始計數 Z_d 的高準位時間。在 60 度電氣角時，因感應電動勢產生零交越點使 Z_d 轉變為低準位，此時 C_p 將計數值除以 2 並停止計數，接著 C_n 開始計數 Z_d 的低準位時間，並傳出換相的訊號給馬達。當 C_n 計數到與 C_p 的值相同時，再傳出換相的訊號給馬達，並將 C_p 值歸零而 C_n 繼續計數。 C_n 計數至 Z_d 轉變為高準位時將計數值除以 2 並停止計數，接著 C_p 開始計數 Z_d 的高準位時間，並傳出換相的訊號給馬達。之後操作方法相似以此類推，則可以利用 C_p 與 C_n 交替計數來實現 150 度十二步方波驅動。

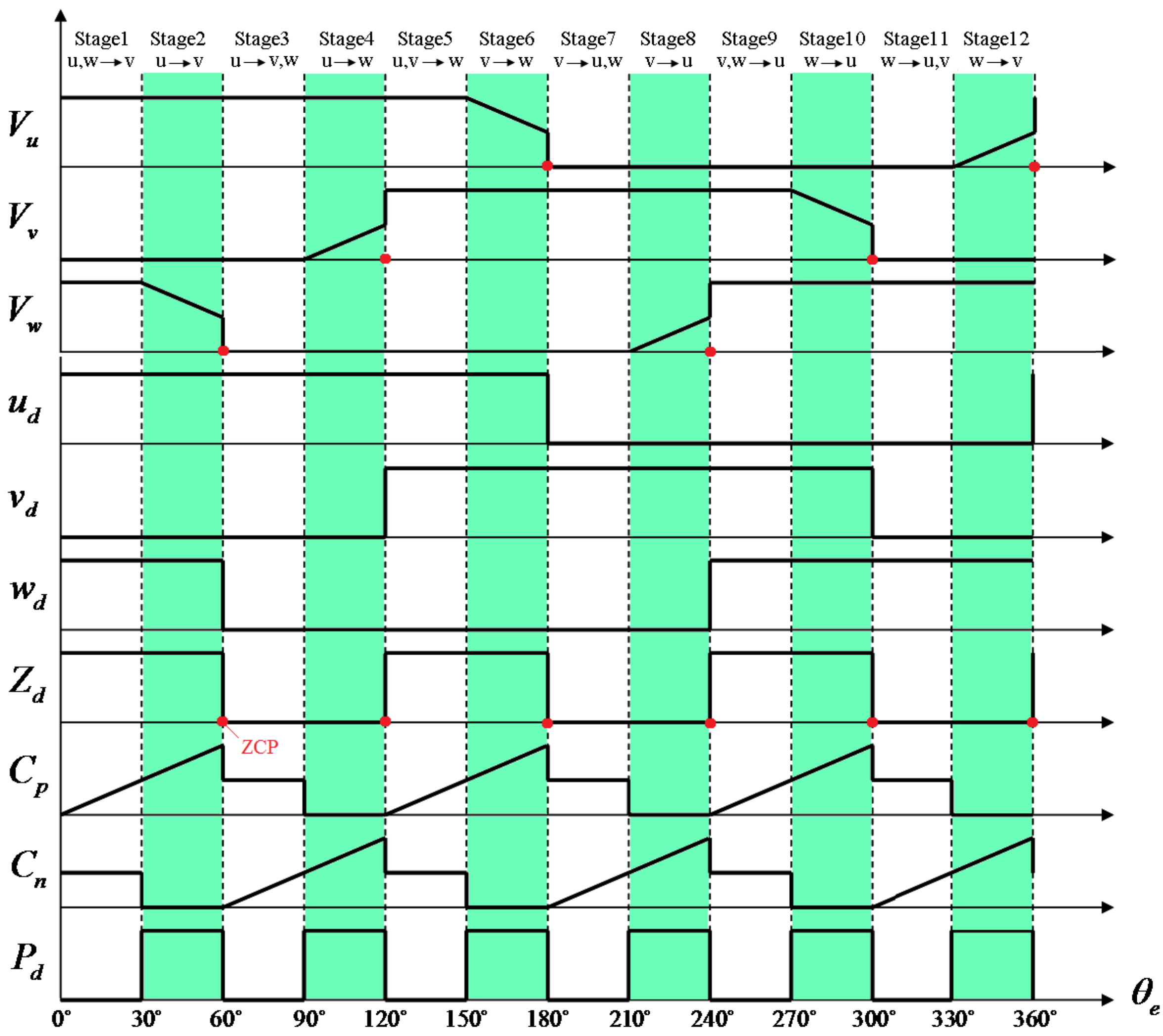


圖 3.2: 150 度十二步方波驅動的相關訊號波形

3.2 180 度九步方波無感測驅動

180 度九步方波無感測驅動的概念與 150 度十二步方波驅動相似，皆以馬達在零交越點將要出現時導通 120 度來偵測零交越點，其餘時間則導通 180 度驅動。其想法爲在傳統的 180 度六步驅動之中插入 120 度六步驅動的其中三步來做爲換相的依據。其驅動方式以九個狀態不斷重複進行，定子線圈每次連續導通 180 度電氣角時間，故稱爲 180 度九步方波驅動，如圖 3.3 所示。其中 V_u、V_v、V_w 分

別為馬達的三相電壓，I_u 、I_v 、I_w 分別為馬達的三相電流， Stage3、Stage6、Stage 9 為導通兩相線圈， 為偵測零交越點區域， 而 Stage1、Stage2、Stage4、Stage5、Stage7、Stage8 為導通三相線圈。

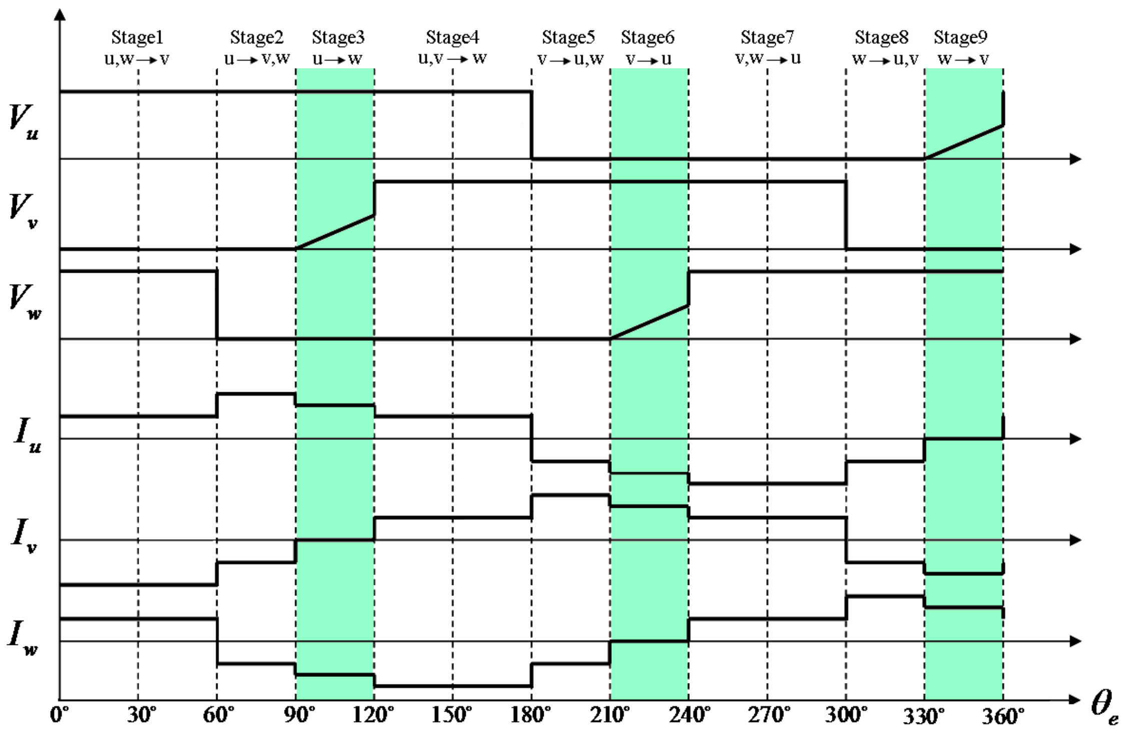


圖 3.3: 180 度九步方波驅動之三相電壓與三相電流圖

圖 3.4為 180 度九步步方波驅動的相關訊號波形。其中 u_d 、v_d 、w_d 分別為三相電壓 V_u 、V_v 、V_w 與中心相電壓比較後的訊號， Z_d 為未激發相與中心相電壓比較後的零交越點訊號。 P_d 為換相訊號。

其 180 度九步方波驅動的相位移器操作說明如下：

假設目前轉子的電氣角為 0 度且不考慮假零交越點，計數器 C_1 從 Z_d 低準位轉為高準位後，開始計數 Z_d 的一個週期時間。在 120 度電氣角時，因感應電動勢產生零交越點使 Z_d 轉變為高準位，此時 C_1 將計數值除以 4 並停止計數，接著 C_2 開始計數 Z_d 的下一週期時間，並傳出換相的訊號給馬達。當 C_2 計數到 180 度電氣角時間，即兩倍的 C_1 值時，傳出換相訊號給馬達。當 C_2 計數到 210 度電氣角

時間，即三倍的 C_1 值時，傳出換相訊號並將 C_1 值歸零而 C_2 繼續計數。C_2 計數至 Z_d 轉變為高準位時將計數值除以 4 並停止計數，接著 C_3 開始計數 Z_d 的一個週期時間，並傳出換相的訊號給馬達。之後操作方法相似以此類推，則可以利用 C_1、C_2 與 C_3 交替計數來實現 180 度九步方波驅動。

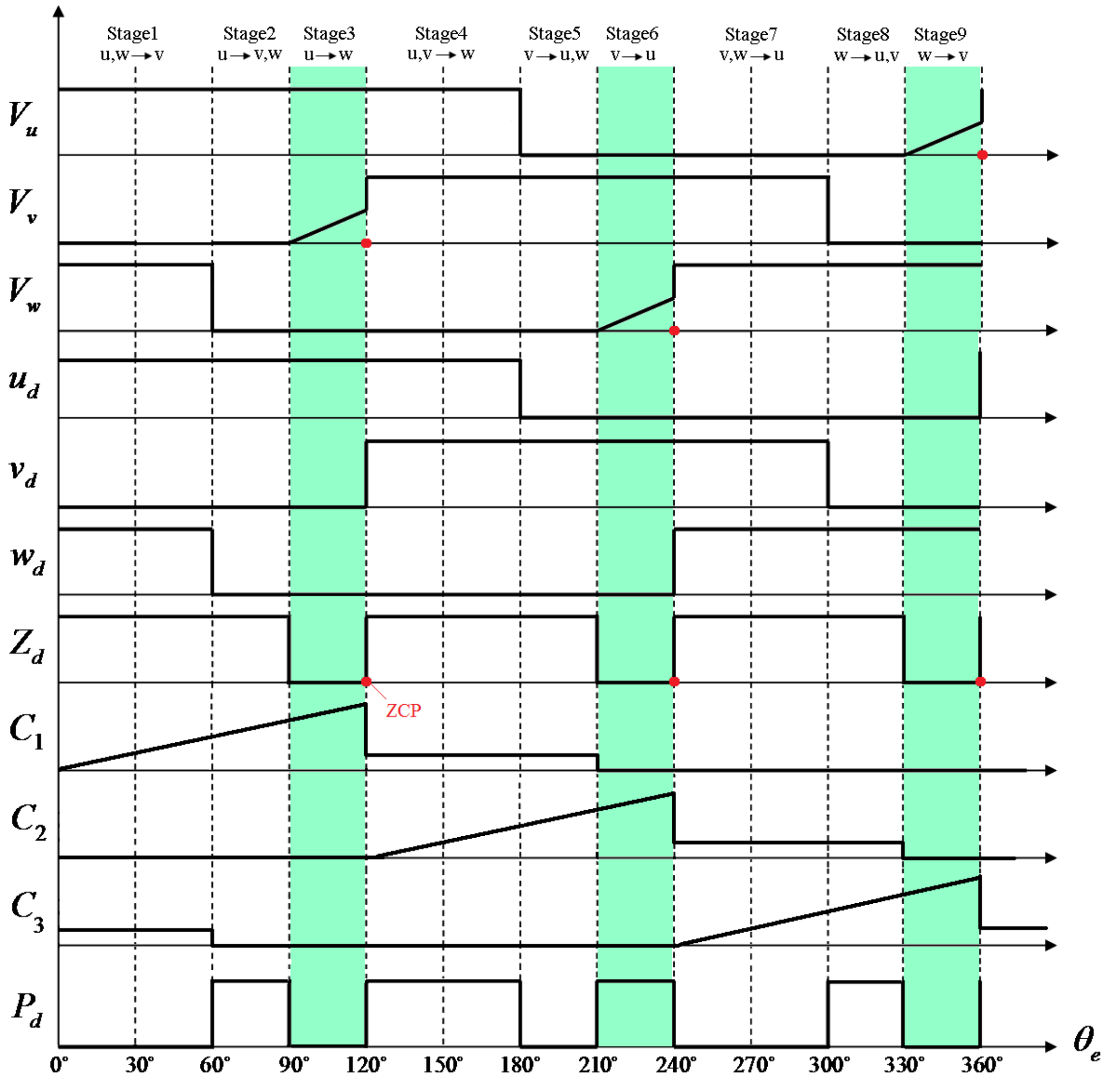


圖 3.4: 180 度九步方波驅動的相關訊號波形

3.3 180 度六步方波無感測驅動

180 度六步方波無感測驅動的概念爲將傳統 180 度六步的其中三步與 120 度六步的其中三步做搭配，且利用 120 度六步的其中三步做爲換相的依據。因以六個狀態不斷重複進行，且定子線圈每次連續導通 180 度電氣角時間，故稱爲 180 度六步方波驅動，如圖 3.5 所示。其中 V_u、V_v、V_w 分別爲馬達的三相電壓，I_u、I_v、I_w 分別爲馬達的三相電流， Stage2、Stage4、Stage6 導通兩相線圈，爲偵測零交越點區域，而 Stage1、Stage3、Stage5 爲導通三相線圈。

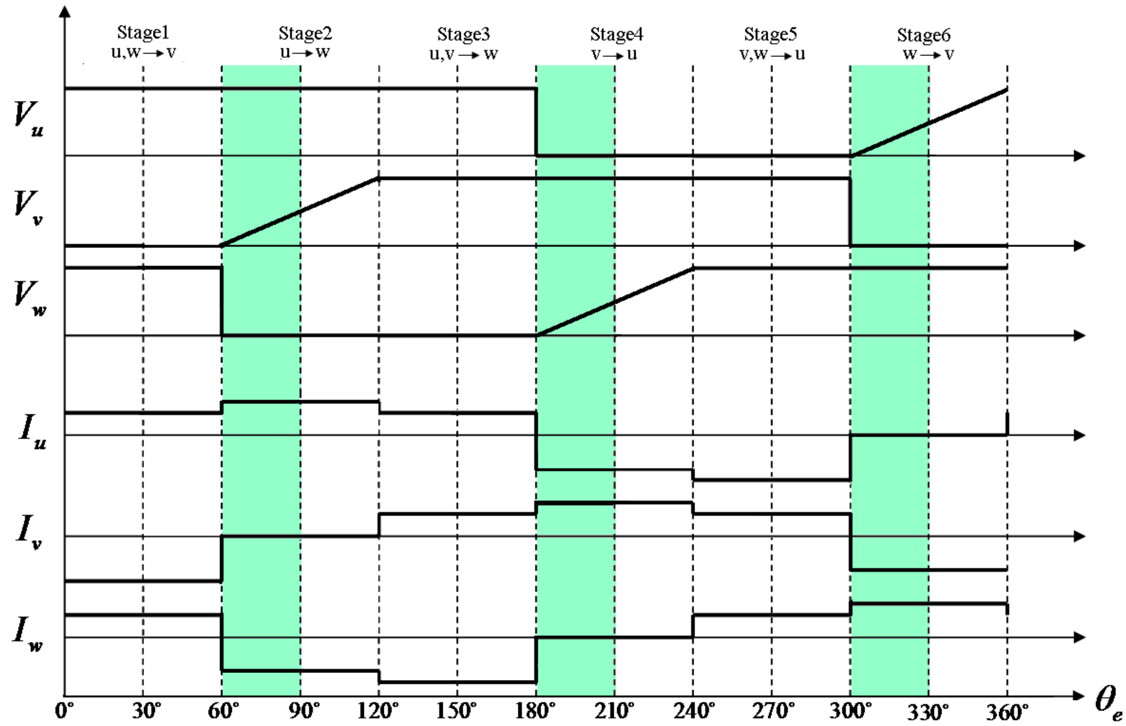


圖 3.5: 180 度六步方波驅動之三相電壓與三相電流圖

圖 3.6爲 180 度六步步方波驅動的相關訊號波形。其中 u_d 、v_d 、w_d 分別爲三相電壓 V_u 、V_v、V_w 與中心相電壓比較後的訊號，Z_d 爲未激發相與中心相電壓比較後的零交越點訊號。 P_d 爲換相訊號。

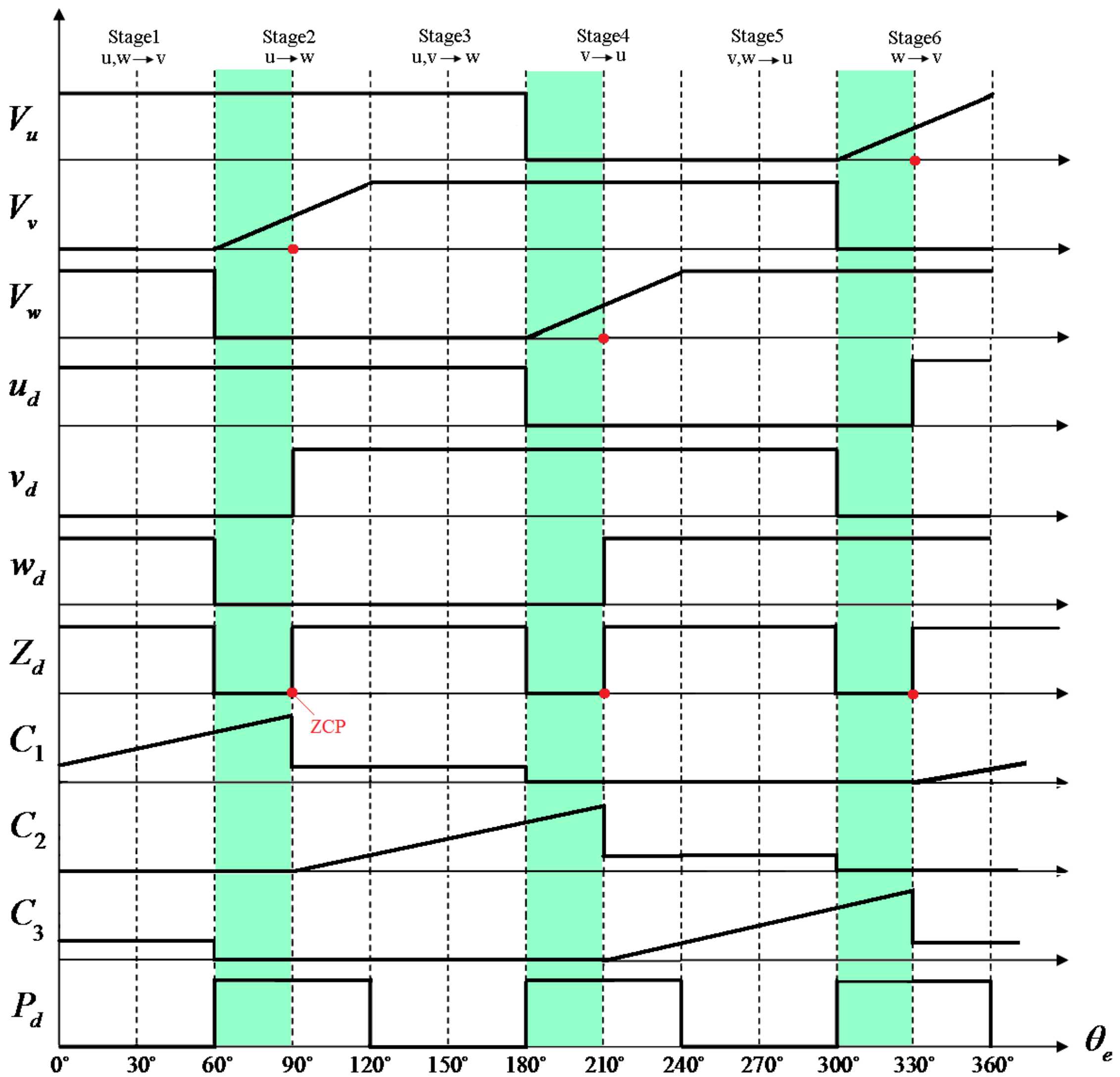


圖 3.6: 180 度六步方波驅動的相關訊號波形

其 180 度六步方波驅動的相位移器操作說明如下：

假設目前轉子的電氣角為 -30 度且不考慮假零交越點，計數器 C_1 從 Z_d 低準位轉為高準位後，開始計數 Z_d 的一個週期時間。在 90 度電氣角時，因感應電動勢產生零交越點使 Z_d 轉變為高準位，此時 C_1 將計數值除以 4 並停止計數，接著 C_2 開始計數 Z_d 的下一週期時間。當 C_2 計數到 120 度電氣角時間，即與 C_1 值相同時，傳出換相訊號給馬達。當 C_2 計數到 180 度電氣角時間，即三倍的 C_1 值時，傳出換相訊號並將 C_1 值歸零而 C_2 繼續計數。C_2 計數至 Z_d 轉變為高準位時將

計數值除以 4 並停止計數，接著 C_3 開始計數 Z_d 的一個週期時間。之後操作方法相似以此類推，則可以利用 C_1、C_2 與 C_3 交替計數來實現 180 度六步方波驅動。

3.4 210 度六步方波無感測驅動

210 度六步方波無感測驅動的概念為參略 [1] 的 240 度驅動想法，將 240 度三步驅動與 120 度六步的其中三步做搭配，且利用 120 度六步的其中三步做為換相的依據。所謂的 240 度三步驅動為抽出傳統 180 度六步方波驅動的其中三步，例如 Stage1 電流方向由 u,w 導通至 v ， Stage2 由 u,v 導通至 w ， Stage3 由 v,w 導通至 u 。因以六個狀態不斷重複進行，且定子線圈每次連續導通 210 度電氣角時間，故稱為 210 度六步方波驅動，如圖 3.7 所示。其中 V_u、V_v、V_w 分別為馬達的三相電壓，I_u、I_v、I_w 分別為馬達的三相電流， Stage2、Stage4、Stage6 導通兩相線圈，為偵測零交越點區域，而 Stage1、Stage3、Stage5 為導通三相線圈。

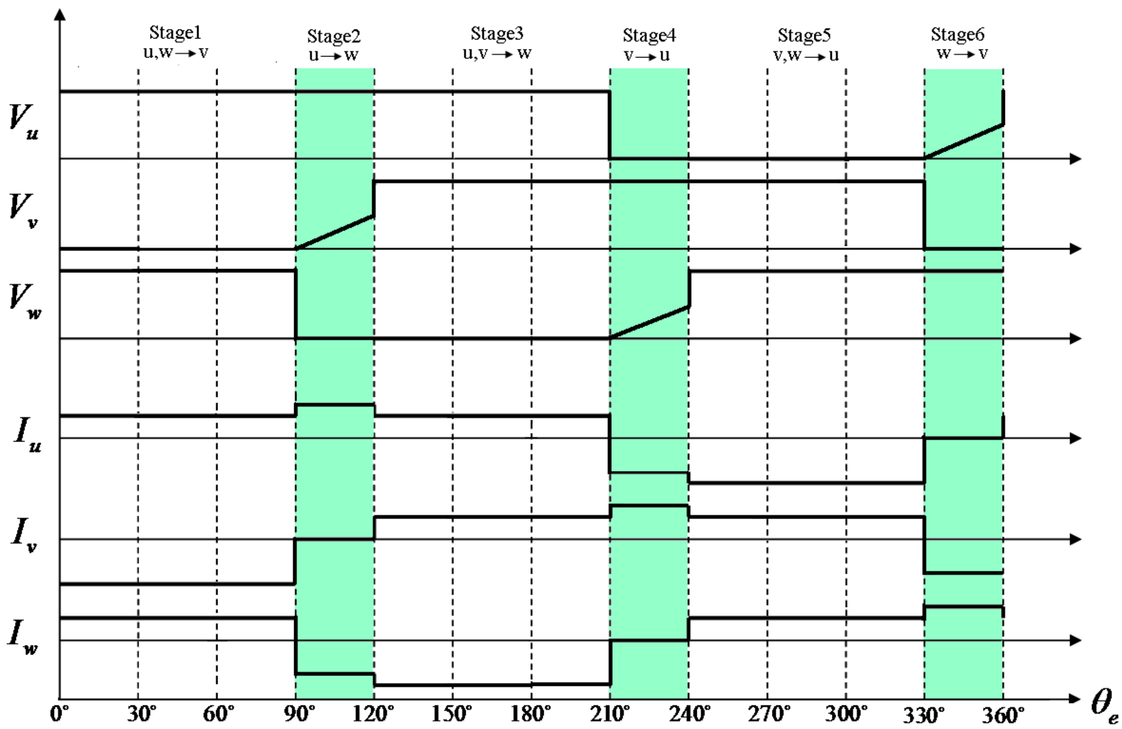


圖 3.7: 210 度六步方波驅動之三相電壓與三相電流圖

圖 3.8為 210 度六步步方波驅動的相關訊號波形。其中 u_d 、v_d 、w_d 分別為三相電壓 V_u 、V_v 、V_w 與中心相電壓比較後的訊號，Z_d 為未激發相與中心相電壓比較後的零交越點訊號。P_d 為換相訊號。

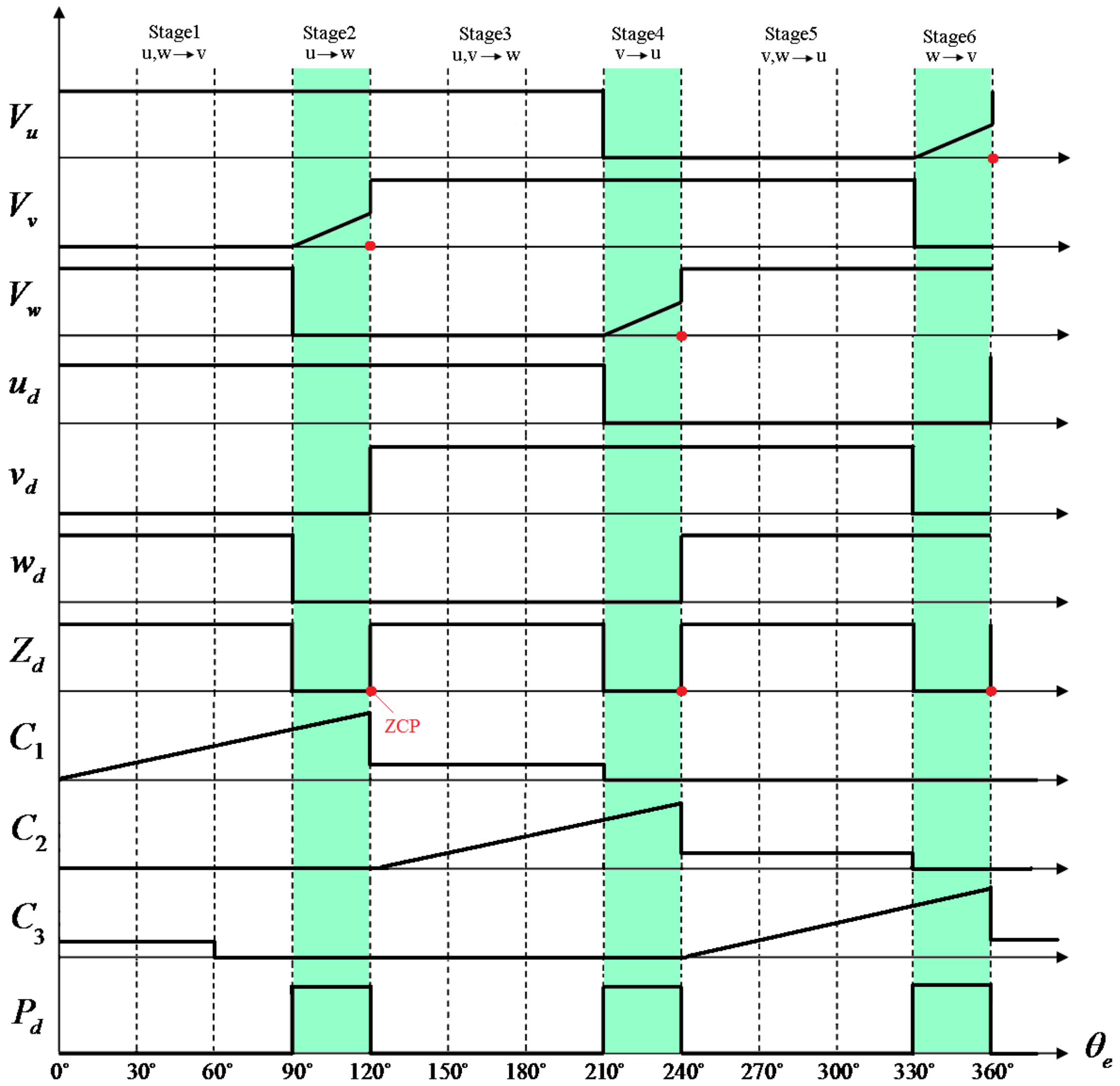


圖 3.8: 210 度六步方波驅動的相關訊號波形

其210度六步方波驅動的相位移器操作說明如下：

假設目前轉子的電氣角為 0 度且不考慮假零交越點，計數器 C_1 從 Z_d 低準位轉為高準位後，開始計數 Z_d 的一個週期時間。在 120 度電氣角時，因感應電動勢

產生零交越點使 Z_d 轉變爲高準位，此時 C_1 將計數值除以 4 並停止計數，接著 C_2 開始計數 Z_d 的下一週期時間，並傳出換相的訊號給馬達。當 C_2 計數到 210 度電氣角時間，即三倍的 C_1 值時，傳出換相訊號並將 C_1 值歸零而 C_2 繼續計數。C_2 計數至 Z_d 轉變爲高準位時將計數值除以 4 並停止計數，接著 C_3 開始計數 Z_d 的一個週期時間。之後操作方法相似以此類推，則可以利用 C_1、C_2 與 C_3 交替計數來實現 210 度六步方波驅動。

3.5 飛輪二極體效應與假零交越點

圖 3.9 (a) 爲當電流導通方向爲 u → w 的情形，當電流方向改變爲 v → w 的瞬間，原本導通的 u 相上橋電晶體 T_{r1} 轉變爲不導通，而導通 v 相的上橋電晶體 T_{r2}。由於定子線圈具有電感效應，必須維持原電流方向 u → w 的連續，所以電流會由 u 相下橋的飛輪二極體流過，如圖 3.9 (b)。因此當電流方向爲 v → w 的瞬間，V_u 會轉變爲低準位，直到 u → w 方向的電流消失爲止。同理，當下橋電晶體關閉的瞬間，電流會從上橋的飛輪二極體流過，使得相電壓瞬間升爲高準位，如圖 3.10。

基本的相位移器主要是偵測感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零交越點訊號上有假零交越點的出現，當我們在判斷零交越點當作換相依據時，會因爲偵測到假零交越點而造成錯誤的換相。有鑑於此，我們必須克服此切換雜訊的影響，得到正確的換相點估測。上述幾小章節的無感測驅動爲了方便說明，皆無討論飛輪二極體效應，若要考慮飛輪二極體所產生的雜訊，我們必須在相位移器上做設計上的改變。基本的相位移器在 Z_d 高低準位有所變化時，代表偵測到零交越點，但考慮飛輪二極體效應時，可能會因假零交越點的緣故而造成高低準位的變化，所以本文使用遮罩來避免假零交越點的偵測。由圖 3.10看出，假零交越點的發生時間比真零交越點時間早，所以設定一遮罩值，當 C_p 與 C_n 計數尚未到達遮罩值時，則不偵測零交越點。當計數超過遮罩值時，代表此時不會產生假零交越點，而可以準確地使用接下來所偵測的零交越點作爲換相的依據。

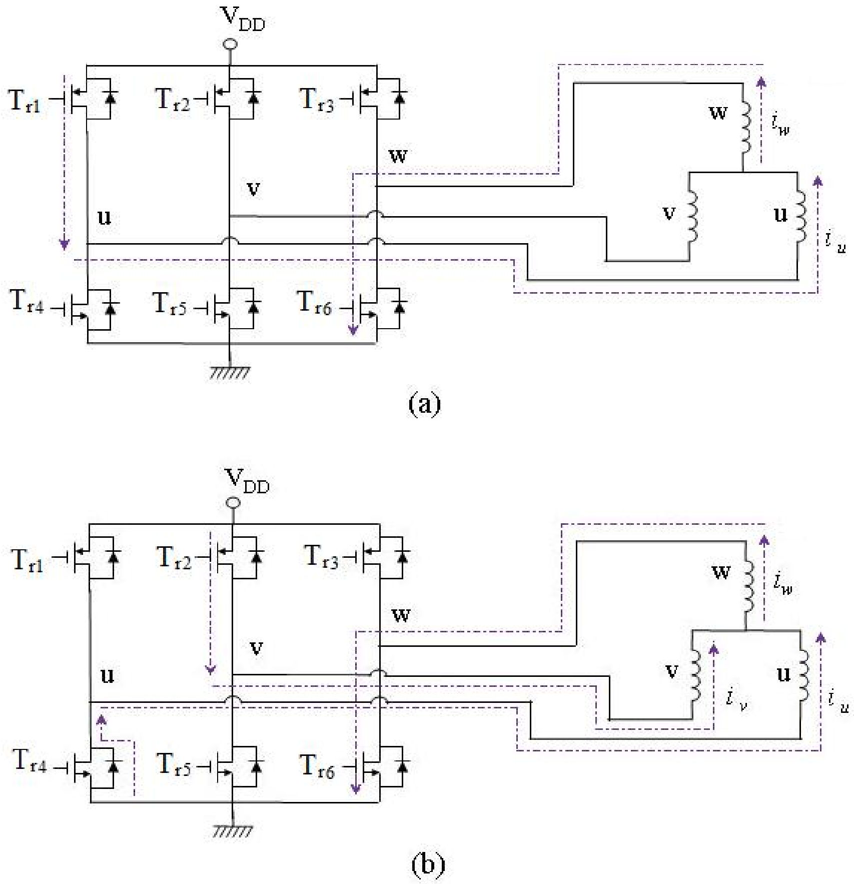


圖 3.9: 電流導通方向切換情形

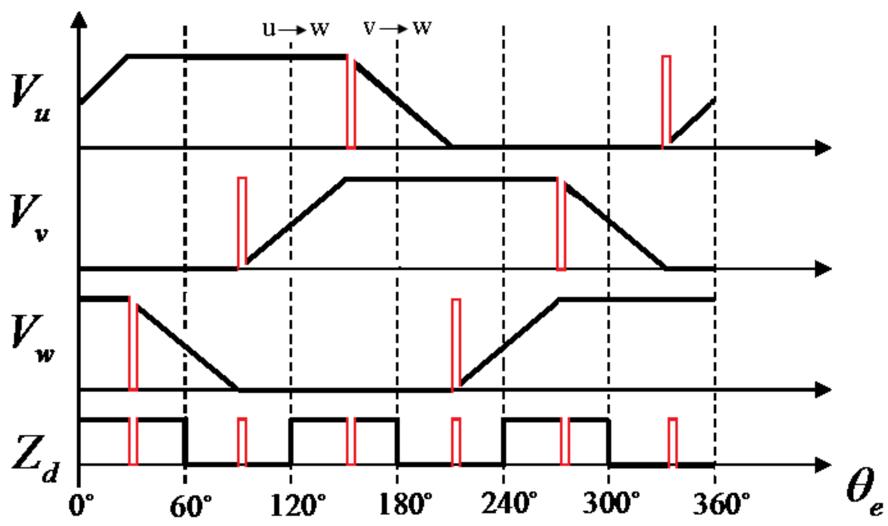


圖 3.10: 具飛輪二極體效應之三相電壓與零交越點訊號

3.6 脈波寬度調變與速度量測

3.6.1 脈波寬度調變

脈波寬度調變 (Pulse Width Modulation , PWM) 的實現主要是將一三角載波與一控制命令訊號做比較後輸出，其操作原理如圖 3.11 所示。其中 V_c 爲三角載波，$\hat{V}_c$ 爲載波的最大值，$V_{control}$ 爲控制命令訊號，V_{PWM} 爲 PWM 的輸出電壓，V_{DD} 爲電壓源電壓，V_{avg} 爲輸出的平均電壓。當 $V_{control}$ 較 V_c 大時，使得 V_{PWM} 輸出爲高準位；當 $V_{control}$ 較 V_c 小時，V_{PWM} 輸出則爲低準位。

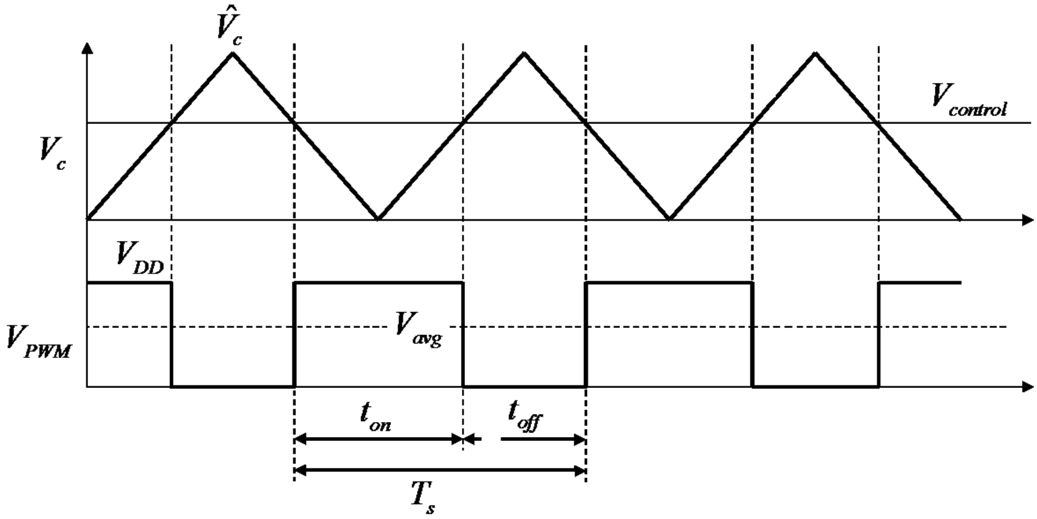


圖 3.11: PWM操作原理圖

PWM訊號的duty cycle定義爲

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \tag{3.1}$$

其中 T_s 爲三角載波的週期，即 V_{PWM} 的週期，t_{on} 爲經比較產生高準位輸出的時間，而 t_{off} 爲低準位輸出的時間。

輸出電壓的平均值爲

$$V_{avg} = \frac{t_{on}}{T_s} \cdot V_{DD} = D \cdot V_{DD} \tag{3.2}$$

依三角形相似定理可得

$$\frac{V_{control}}{\hat{V}_c} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \tag{3.3}$$

所以可經由 (3.2)式 與 (3.3)式 得知，我們可藉由改變控制命令訊號 $V_{control}$ 來改變 PWM 的 duty cycle 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。當實現 PWM 技術後，將其輸出訊號輸入至適當的上橋開關中，便可以達到控制馬達平均電壓的效果。

本文利用偵測零交越點的方法達到無感測驅動的技術，當馬達以全速運轉時，零交越點訊號不會受到因 PWM 所造成的雜訊干擾；但當馬達以 PWM 實現速度控制時，輸入至上橋開關的 PWM 訊號將會對零交越點偵測造成干擾，而不易辨識出真正的零交越點位置，如圖 3.12 所示，其中 V_u 爲馬達 u 相電壓， Z_d 爲零交越點訊號， θ_e 爲電氣角時間。

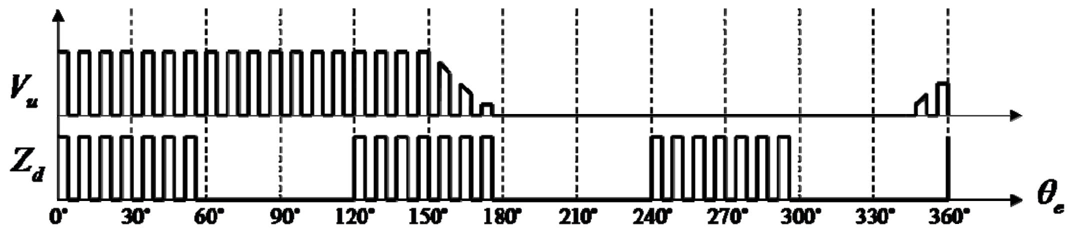


圖 3.12: PWM 訊號所造成的零交越點偵測干擾

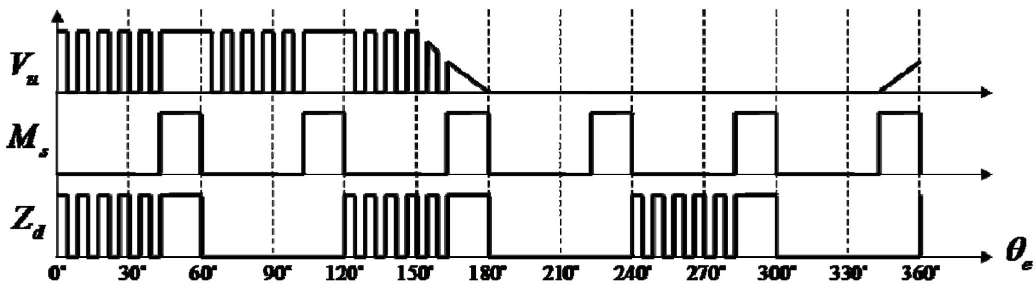


圖 3.13: 線性模式切換示意圖

爲了克服 PWM 訊號所造成的干擾影響，在將要發生零交越點的時間區域內，將原先的 PWM 模式切換爲線性模式，線性模式即爲 PWM 的 duty cycle 爲 1時，而一偵測到零交越點之後，則再切回 PWM 模式，如圖 3.13 所示，其中 M_s 爲選擇模式訊號，高準位爲線性模式，而低準位則爲PWM模式。因此藉由此方法在偵測零交越點時，即可不受 PWM 訊號干擾，進而順利偵測零交越點達到無感測的驅動技術。

3.6.2 速度量測

在進行無感測驅動時，可利用換相所產生的 FG 訊號來計算目前馬達的轉速值。其中 FG 訊號週期 T_{FG} 爲每一無感測驅動的 360 度電氣角時間。因實驗所使用的馬達爲 9 槽 12 極，且由 (3.4)式 得知電氣角 θ_e 、機械角 θ_m 與極數 P 的關係，進而推導馬達的轉速 ω_r 與 FG 訊號週期 T_{FG} 之關係式，如 (3.5)式 所示。

$$\theta_e = \frac{P}{2}\theta_m \tag{3.4}$$

$$\omega_r = \frac{60}{P/2 \cdot T_{FG}} = \frac{10}{T_{FG}} \tag{3.5}$$

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

$$T_{FG} = \frac{T_{clk} \cdot N}{k} \tag{3.6}$$

再將 (3.6)式 代入 (3.5)式 得

$$\omega_r = \frac{10 \cdot k}{T_{clk} \cdot N} \tag{3.7}$$

為了能夠讓計算出的轉速值精確至個位數，因此選擇 T_{clk} 為 2.56 us，k 為 10 代入 (3.7)式 得

$$\omega_r = \frac{39062500}{N} \tag{3.8}$$

所以經由推導出 (3.8)式 後，可在 FPGA 中計算出馬達的時計轉速。

3.7 轉矩與轉矩漣波模擬

轉矩大小與轉矩漣波為影響馬達轉速與性能的因素，為了可以驗證之後不同角度驅動的速度實驗結果，以下為對這些驅動的轉矩做模擬與比較。設馬達每一相的等效阻抗為一歐姆，輸入電流為一安培，且 K_t 為 unit sin 函數，經由 (2.5)式 與 (2.8)式 計算可得不同角度驅動的轉矩與轉矩漣波。

圖 3.14(a) 為 150 度十二步方波驅動經 (2.5)式 計算後所得的轉矩圖，其平均轉矩為 0.9224 $(N \cdot m)$，轉矩漣波為 0.1772；圖 3.14 (b) 為 180 度九步方波驅動的轉矩圖，其平均轉矩為 0.9229 $(N \cdot m)$，轉矩漣波為 0.2708；圖 3.14 (c) 為 180 度六步方波驅動的轉矩圖，其平均轉矩為 0.8355 $(N \cdot m)$，轉矩漣波為 0.6786；圖 3.14 (d) 為 210 度六步方波驅動的轉矩圖，其平均轉矩為 0.8590 $(N \cdot m)$，轉矩漣波為 0.5819。觀察圖 3.14，在 150 度十二步方波驅動中，每一步驅動的電氣角時間均為擷取傳統 180 度六步與 120 度六步驅動中轉矩最大的時間區域，所以其轉矩為較大。180 度九步方波驅動雖然轉矩為最大，轉速可能為最快，但因在導通 120 度六步方波驅動的時間並非為最大的時間區域，而且整個轉矩還有往下拉的現象，所以其轉矩漣波較150 度十二步方波驅動大，因此180 度九步方波驅動的轉速不見得會比 150 度十二步方波驅動快。在 180 度六步方波與 210 度六步方波驅動中，其中三步的轉矩有很嚴重下拉的現象，使得平均轉矩較小，且也得到較大的轉矩漣波。

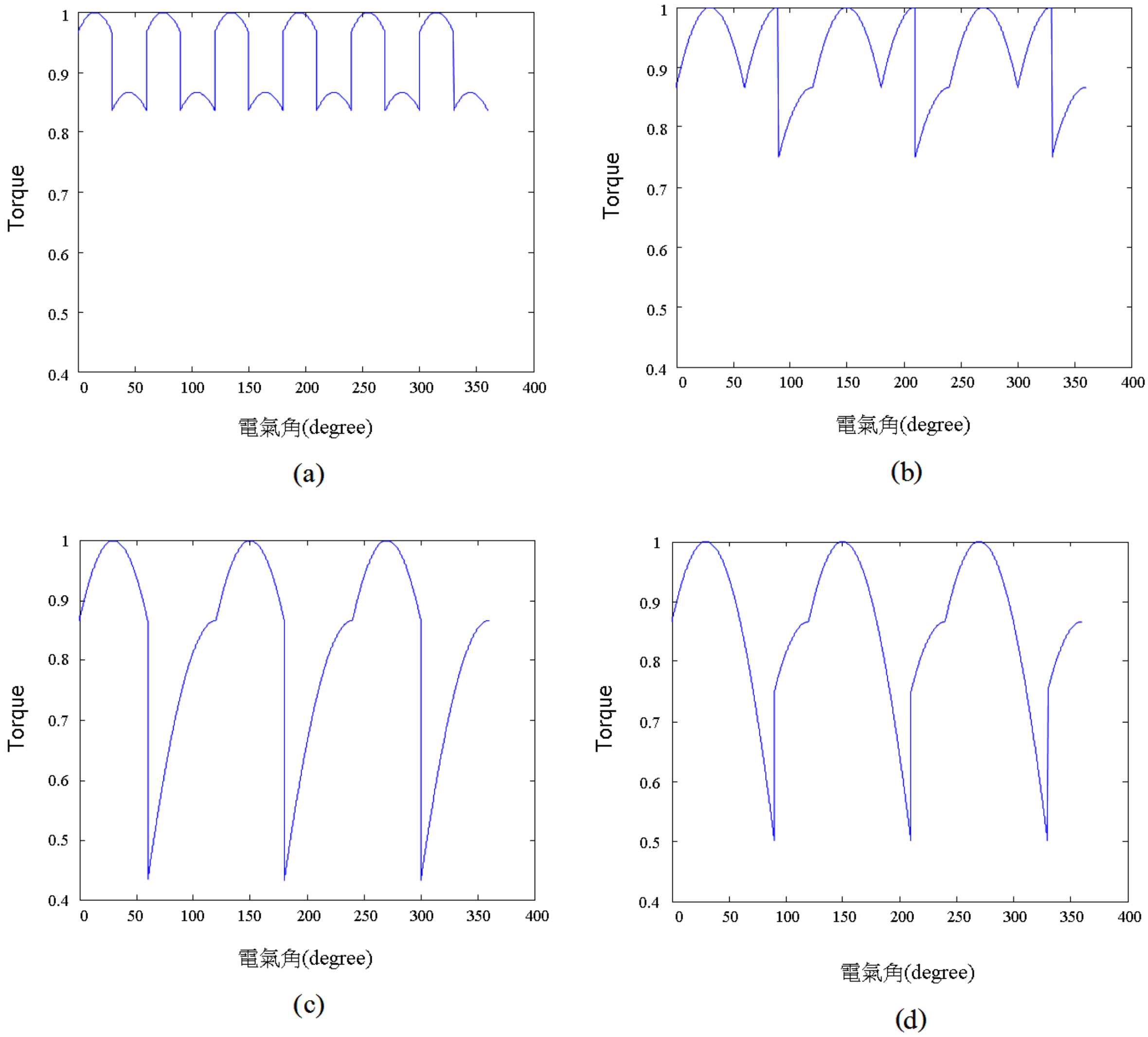


圖 3.14: 不同角度驅動之轉矩圖

第四章 系統架構

4.1 系統架構

本文之無感測驅動控制系統主要以 Altera DE1 FPGA 開發板、六橋開關電路、電壓感測比較器電路與三相無刷直流馬達所組成。如圖 4.1 所示。

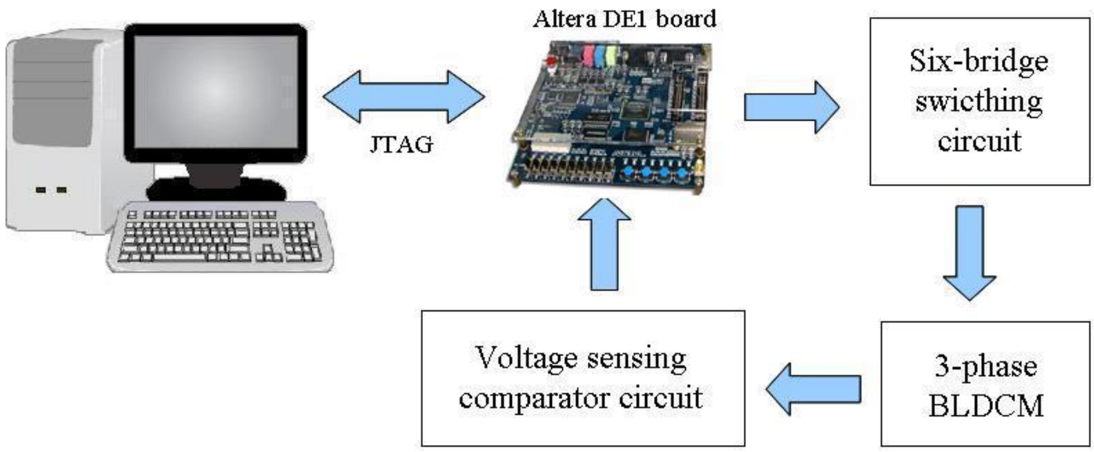


圖 4.1: 系統架構圖

馬達的三相電壓與中心相電壓經過電壓感測比較器比較後，將比較過後的數位訊號傳送給 Altera DE1 開發板。開發板利用此數位訊號來偵測零交越點並執行無感測驅動，接著送出驅動馬達的六橋開關訊號給六橋開關電路，使得馬達可以順利運轉。 DE1 開發板藉由 JTAG 與個人電腦相連接，其目的除了方便做系統整合開發與除錯外，也可以使用 Quartus II 與內建的 SignalTap II 來顯示馬達的即時轉速數據。而本文之無感測驅動控制實驗平台如圖 4.2 所示。

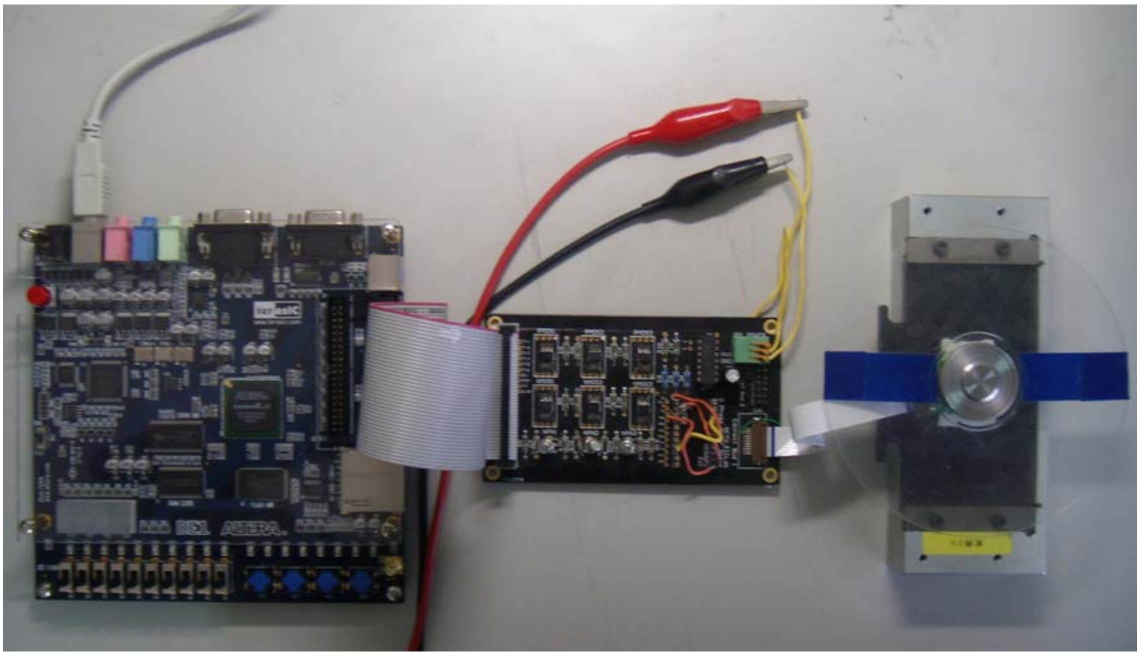


圖 4.2: 無感測驅動控制實驗平台

4.2 外部驅動電路

外部驅動電路分爲電壓感測比較器電路與六橋開關電路兩部分，電路圖如圖 4.3 所示。

電壓感測比較器電路功用爲接收馬達的 u、v、w 三相電壓及中心相電壓，並利用比較器將三相電壓分別與中心相電壓做比較，使得可以將原本爲類比訊號的三相電壓轉換爲數位訊號，供 DE1 開發板做訊號處理用。而六橋開關電路爲使用 3 個 PMOS 作爲上橋開關， 3 個 NMOS 作爲下橋開關。爲了讓開關訊號一致性，另外在上橋開關部分加入電晶體 NPN 的反相器，使得六橋開關訊號在高準位時，皆代表爲導通開關；在低準位時，皆代表關閉開關。經由 DE1 開發板送出六橋開關訊號 ($T_{r1} \sim T_{r6}$) 至六橋開關中，讓馬達可以正確換相旋轉。其中某一組上下橋開關控制馬達的某一相，當我們要做速度控制時，則將不同 duty cycle 的 PWM 訊號輸入至上橋開關。

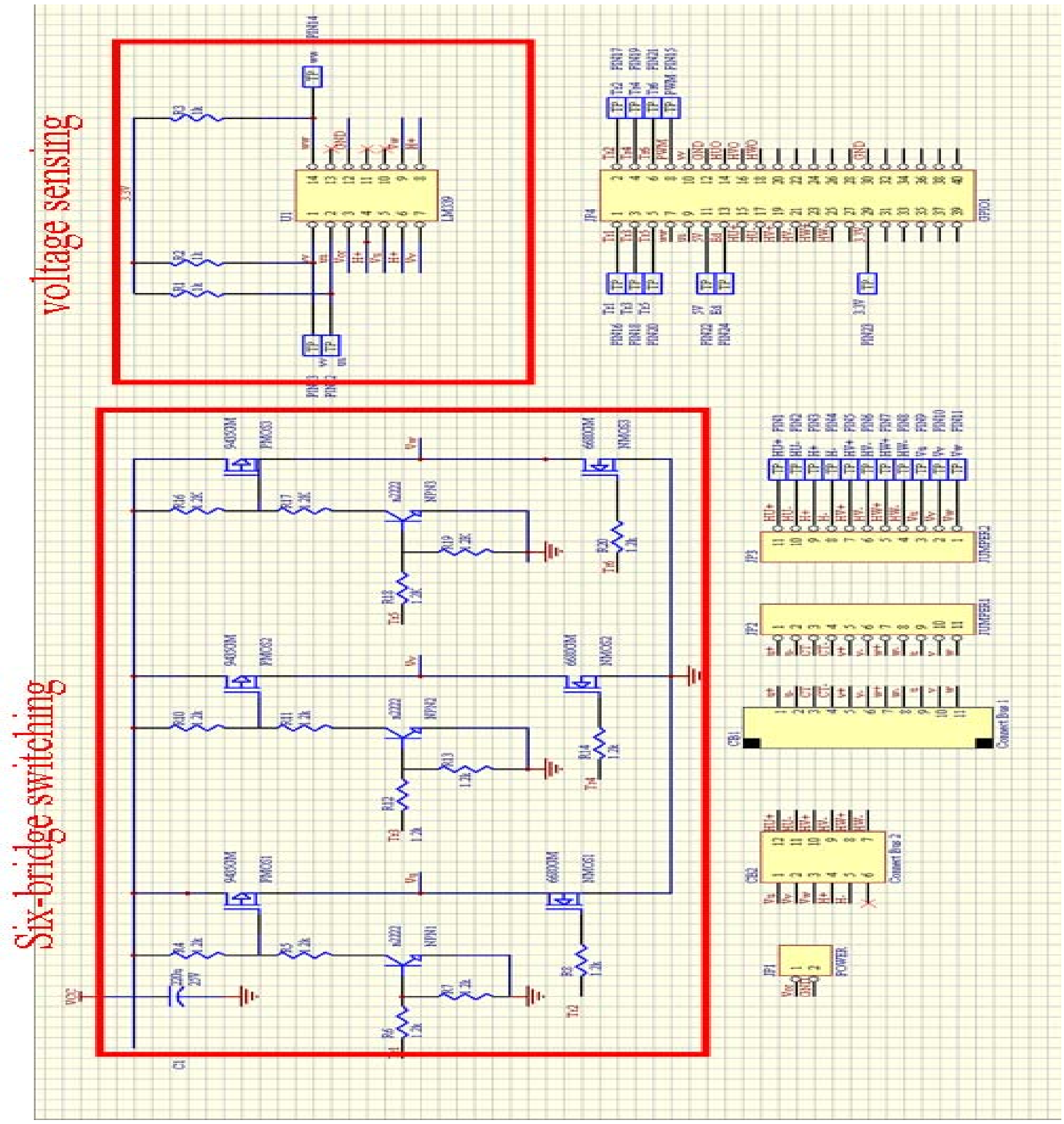


圖 4.3: 外部驅動電路圖

4.3 Altera DE1 開發板簡介

Altera DE1 開發板為一整合式的開發板，它擁有許多功能供使用者實現邏輯電路設計或是複雜的影像多媒體應用，其相關硬體如圖 4.4 所示。

本文主要所使用的硬體部分如下所示：

- Altera Cyclone II 2C20 FPGA device
- Altera Serial Configuration device – EPCS4
- USB Blaster (on board) for programming and user API control; both JTAG and Active Serial (AS) programming modes are supported
- 50-MHz oscillator, 27-MHz oscillator and 24-MHz oscillator for clock sources
- 4-Mbyte Flash memory
- 4 pushbutton switches
- 10 toggle switches
- 10 red user LEDs
- 8 reen user LEDs
- Two 40-pin Expansion Headers with resistor protection

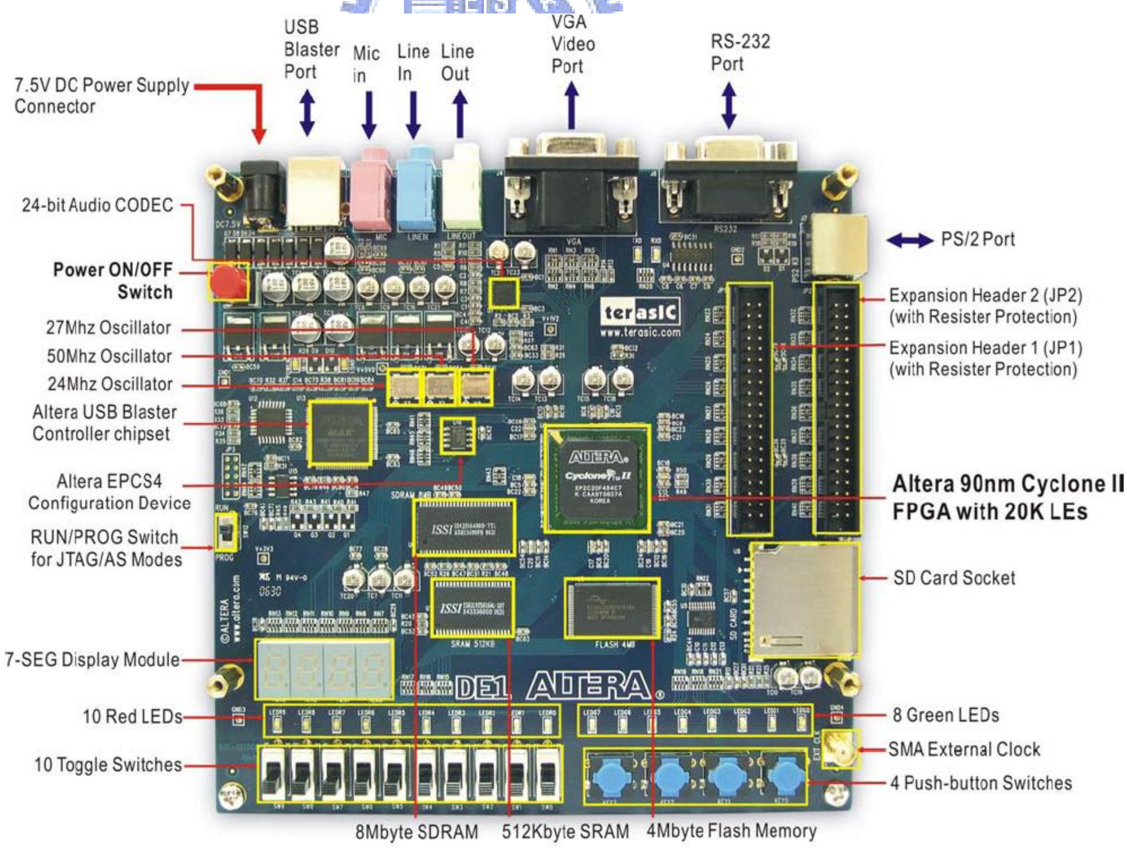


圖 4.4: Altera DE1開發板外觀

如圖 4.5，DE1 開發板以 Cyclone II 晶片做主要的核心將各相關硬體互相連結起來，因此我們可以撰寫硬體描述語言，藉由開發軟體轉換為 .sof 檔燒入到 Cyclone II 2C20 晶片來控制周邊硬體。其 Cyclone II 2C20 晶片規格如表 4.1 所示。

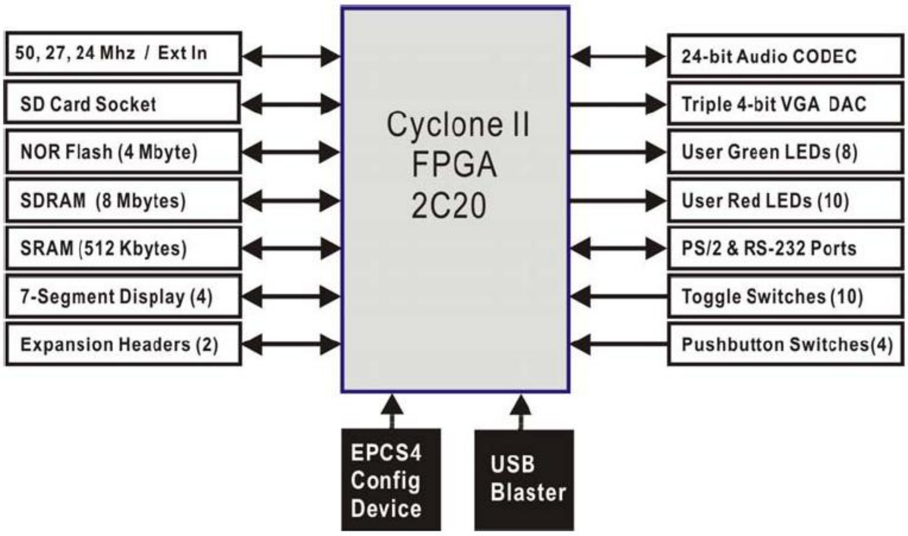


圖 4.5: Altera DE1 開發板方塊圖

表 4.1: Altera Cyclone II 2C20 晶片規格

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

4.4 晶片內部系統架構

無感測驅動控制的內部系統設計爲使用硬體描述語言 VHDL 在晶片中完成各模組的功能，並實現於 DE1 開發板之中，其內部晶片的功能模組規劃如下圖 4.7 所示。利用開關 *sw* 啓動此系統，第一步做定位及開迴路啓動，再來做閉迴路部分，利用 Bemf Select 所選擇的訊號來偵測零交越點，並選擇正確的輸出旗標做正確的換相，而每個旗標則對應不同的六橋開關訊號，六橋開關訊號爲系統的主要輸出，控制馬達電流的導通方向。爲了做速度控制下達 *cv* 速度命令給 pwm 模組部分，並將 PWM 訊號輸入至上橋開關。在下一章節將會詳細介紹各模組的功能與腳位說明。

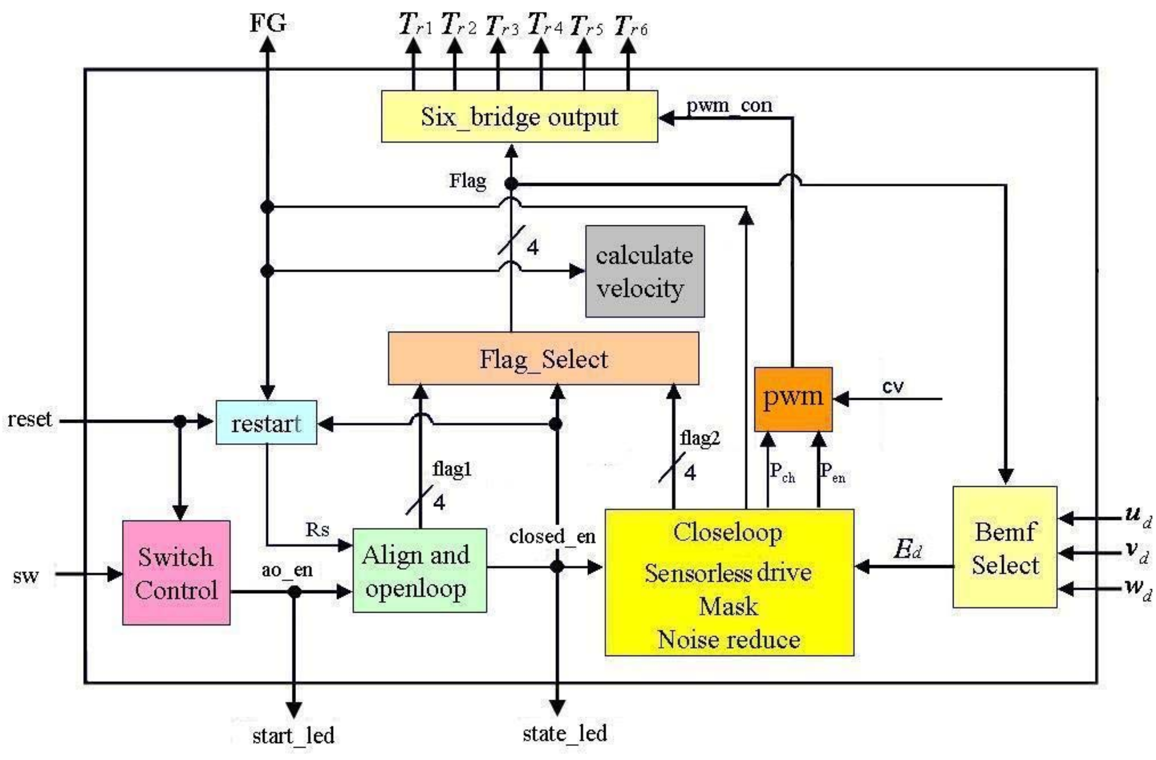


圖 4.6: 內部系統架構圖

第五章 晶片功能模組設計與模擬驗證

5.1 系統功能模組規劃

本論文利用 VHDL 撰寫各模組功能，並且使用 Quartus II 整合所有的模組，完成一無感測驅動技術的 FPGA 晶片內部系統架構，其內部整體架構圖如圖 5.1。以下將逐一介紹說明各個模組的功能及其驗證的結果。

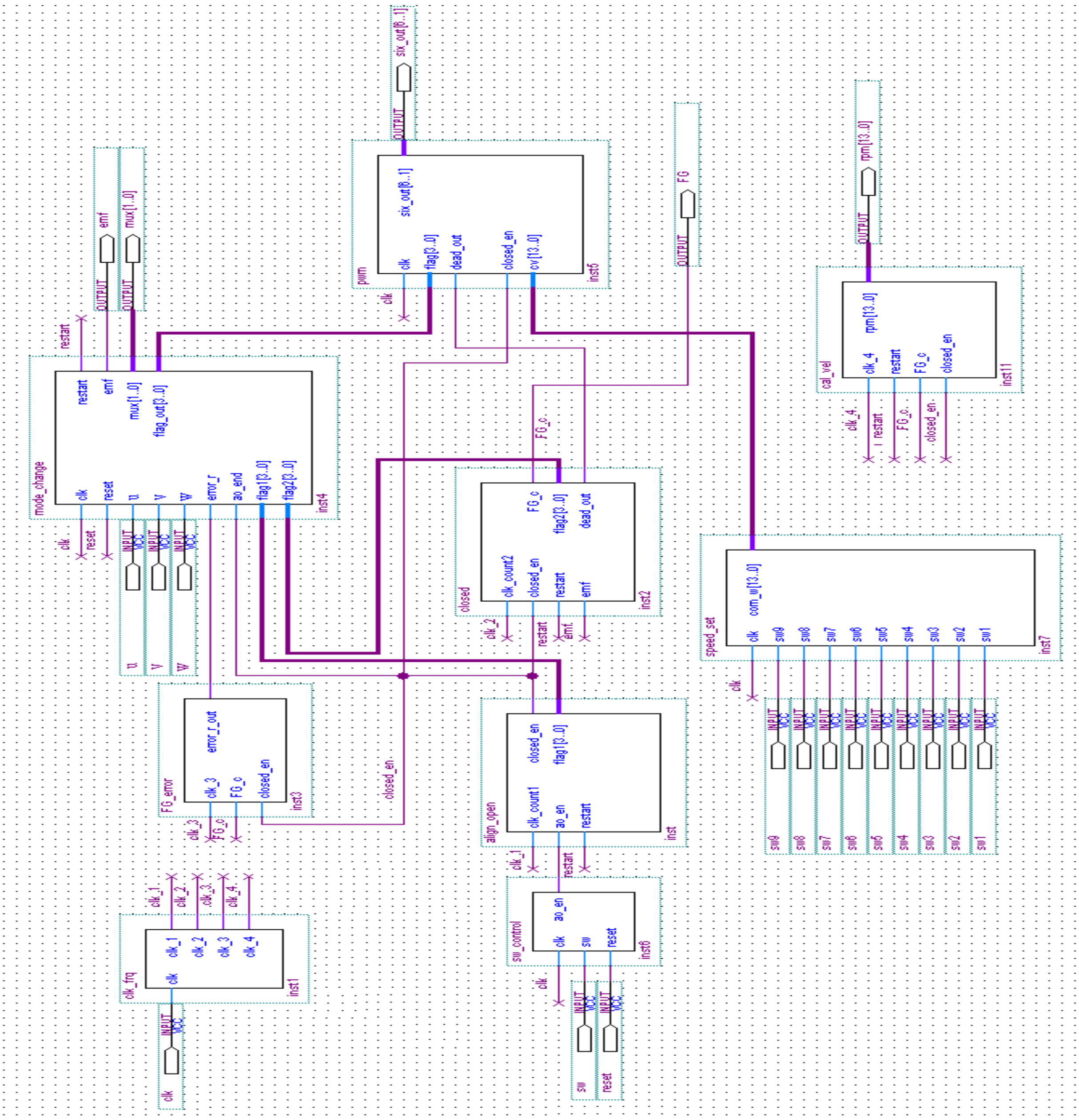


圖 5.1: 晶片內部整體架構圖

5.1.1 開關控制模組

開關控制模組方塊圖如圖 5.2 所示，其中 sw 與 reset 訊號由 DE1 開發板上的 KEY3 與 KEY2 兩個按鈕所控制，其腳位定義如下表 5.1 所示。

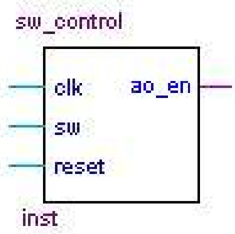


圖 5.2: 開關控制模組

表 5.1: 開關控制模組腳位說明

腳位名稱	屬性	位元數	腳位說明
clk	Input	1 bit	Cyclone II 晶片輸出時脈，20 *ns* 。
sw	Input	1 bit	系統啓動開關，當 sw=0 且符合防彈跳時間時，系統啓動。
reset	Input	1 bit	外部系統重致訊號，當 reset=0 時，系統重致。
ao_en	Output	1 bit	定位與開迴路模組致能訊號。

圖 5.3 爲開關控制模組流程圖，當時脈 clk 正緣觸發時，開始偵測 sw 與 reset 訊號的狀態。若 reset 爲低準位 (KEY2 鈕被按下) ，則將內部計數器 q 歸零；若 sw 爲低準位位 (KEY3 鈕被按下)，則開始計數 q。當計數器從 000000 計數至 011111 時，代表持續按住 KEY3 鈕達 31x20ns=620ns ，避免偵測到開關彈跳的錯誤訊號，使定位與開迴路模組的致能訊號轉爲高準位，讓定位與開迴路模組開始啓動。

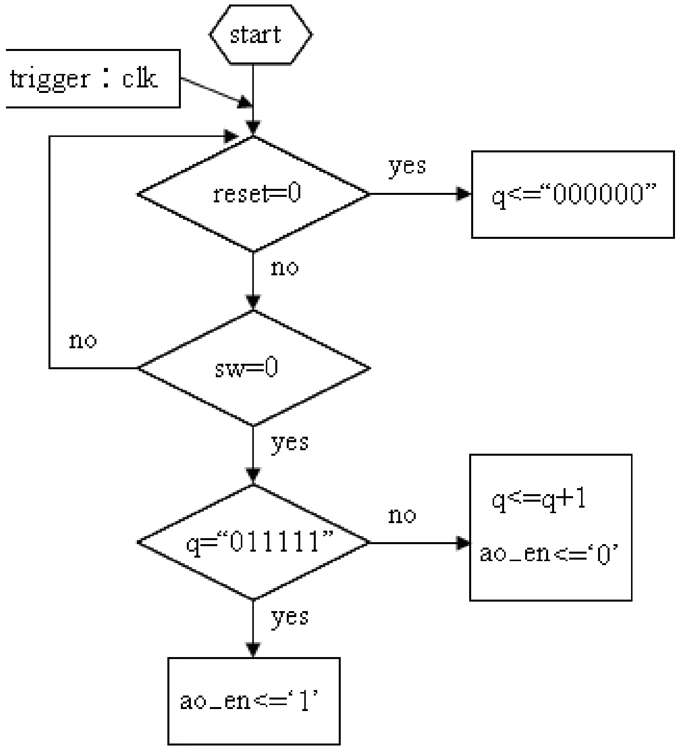


圖 5.3: 開關控制流程圖

5.1.2 除頻器模組

除頻器模組方塊圖如圖 5.4 所示，因每一模組所需的時脈不同，所以在此模組實現各模組所需要的時脈訊號，其腳位定義如下表 5.2 所示。

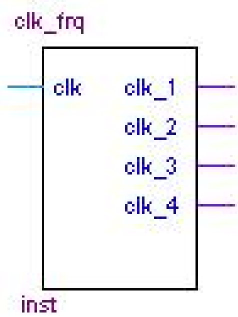


圖 5.4: 除頻器模組

表 5.2: 除頻器模組腳位說明

腳位名稱	屬性	位元數	腳位說明
clk	Input	1 bit	晶片輸出時脈，20 ns 。
clk_1	Output	1 bit	定位與開迴路模組時脈，327.68 μs 。
clk_2	Output	1 bit	閉迴路模組時脈，0.64 μs 。
clk_3	Output	1 bit	錯誤偵測模組時脈，40.96 μs 。
clk_4	Output	1 bit	轉速計算模組時脈，2.56 μs 。

如圖 5.5，當時脈 clk 正緣觸發時，開始計數內部的暫存器 q，分別取得時脈：

clk_1 為 $20\ ns \cdot 2^{14} = 327.68\ \mu s$ ；

clk_2 為 $20\ ns \cdot 2^{5} = 0.64\ \mu s$ ；

clk_3 為 $20\ ns \cdot 2^{11} = 40.96\ \mu s$ ；

clk_4 為 $20\ ns \cdot 2^{7} = 2.56\ \mu s$ 。

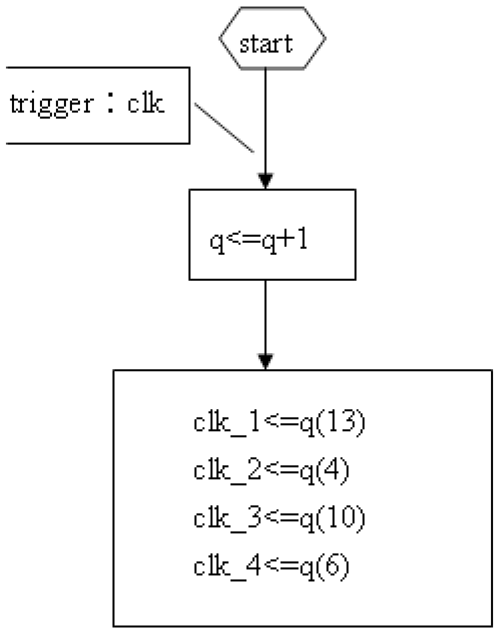


圖 5.5: 除頻器流程圖

5.1.3 定位與開迴路模組

定位與開迴路模組方塊圖如圖 5.6 所示，此模組主要實現無感測驅動程序中的定位及開迴路啓動步驟。爲了避免使計數器的位元數增加，我們利用經除頻器除頻後的 clk_1 訊號作爲 clk_count1 的訊號，並透過 clk_count1 訊號來計數定位及開迴路啓動程序所需的導通時間。其腳位定義如下表 5.3 所示。

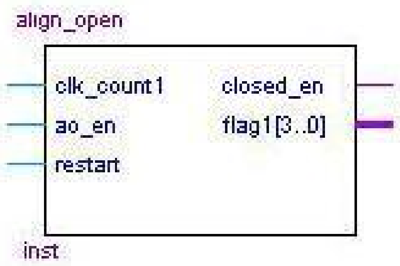


圖 5.6: 定位與開迴路模組

表 5.3: 定位與開迴路模組腳位說明

腳位名稱	屬性	位元數	腳位說明
clk_count1	Input	1 bit	模組時脈，327.68 μs 。
ao_en	Input	1 bit	定位與開迴路模組致能訊號。
restart	Input	1 bit	系統重致訊號，當外部重致訊號 low 或產生 error 訊號時，系統重致。
closed_en	Output	1 bit	閉迴路模組致能訊號。
flag1	Output	4 bit	定位與開迴路六橋開關輸出旗標。

如圖 5.7，當 clk_count1 正緣觸發時，開始偵測 restart 訊號。若 restart 爲高準位，則將此模組參數重致，即內部暫存器歸零、flag1 設定爲 0110 (旗標狀態 0110 代表外部的六橋開關皆爲關閉狀態) 與將 closed_en 訊號維持在低準位。若 restart 爲低準位，則偵測 ao_en 訊號。當 ao_en 爲高準位時，表示啓動定位與開迴路啓動程序，先將電流導通的方向選擇爲 u → v (flag1=0100)，導通 0.7 秒後完成定位程

序。之後將導通方向切換爲爲 v → w (flag1=0000) 導通 0.038 秒，再將導通方向切換爲 v → u (flag1=0001) 導通 0.015 秒，完成開迴路啓動程序後將 closed_en 設定爲高準位，使閉迴路模組開始運作。

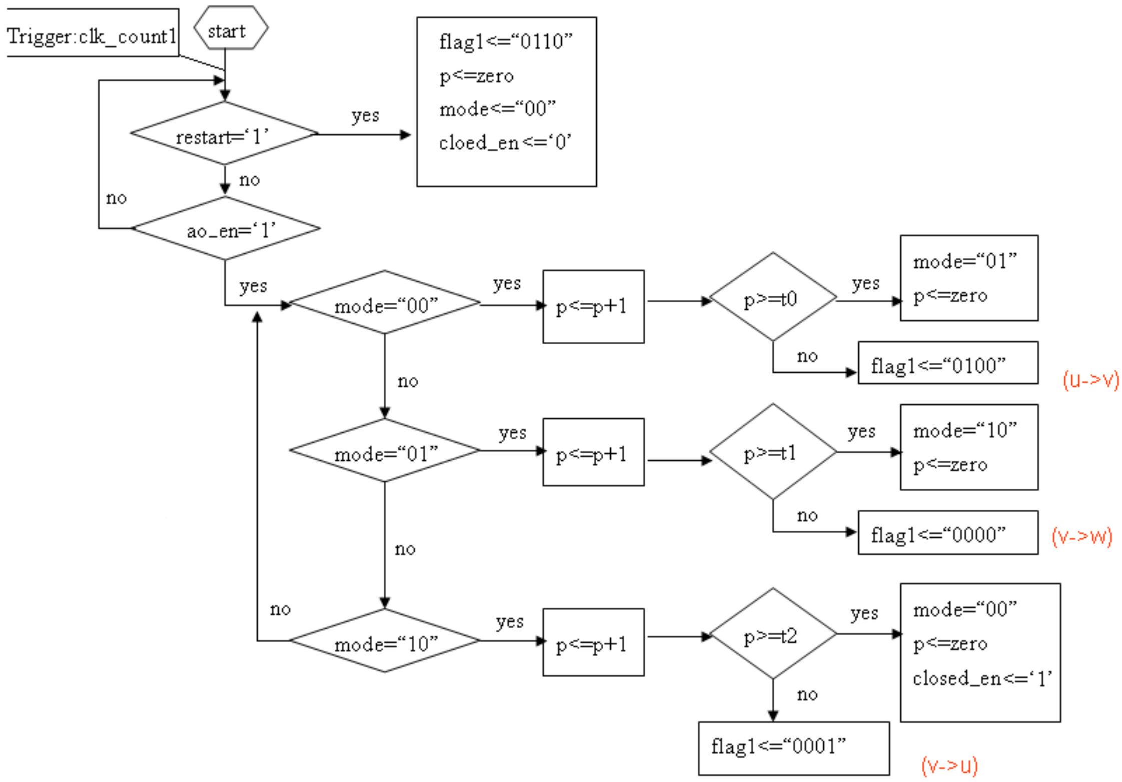


圖 5.7: 定位與開迴路流程圖

5.1.4 閉迴路模組

閉迴路模組方塊圖如圖 5.8 所示，此模組主要實現無感測驅動程序中的閉迴路加速程序，執行 150 度十二步方波、 180 度六步方波、 180 度九步方波與 210 度六步方波等驅動。其腳位說明如表 5.4 所示。

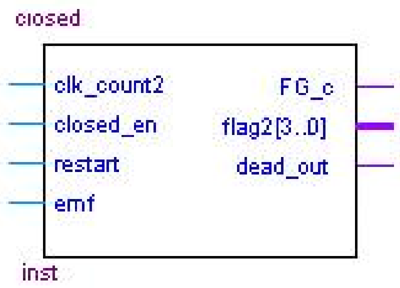


圖 5.8: 閉迴路模組

表 5.4: 閉迴路模組腳位說明

腳位名稱	屬性	位元數	腳位說明
clk_count2	Input	1 bit	模組時脈，0.64 μs 。
closed_en	Input	1 bit	閉迴路模組致能訊號。
restart	Input	1 bit	系統重致訊號。
emf	Input	1 bit	未激發相相電壓與中心相電壓比較後的訊號，由 u, v, w 訊號所組成。
FG_c	Output	1 bit	轉速產生訊號。
flag2	Output	4 bit	閉迴路六橋開關輸出旗標。
dead_out	Output	1 bit	會產生零交越點的區域訊號。當此訊號爲 low 時代表此區會出現零交越點，但也有可能爲飛輪效應的假零交越點，所以在 dead_out 爲 low 時，要使用遮罩來處理假零交越點。此訊號輸出的用意是讓 pwm block 知道，當零交越點要產生時，不能讓六橋開關以 PWM 訊號輸出，不然會產生雜訊。

如圖 5.9，當 clk_count2 正緣觸發時，開始偵測 restart 訊號。若 restart 爲高準位，則將此模組參數重致；若 restart 爲低準位，則判斷 closed_en 訊號。當 closed_en 爲高準位時，表示啓動閉迴路加速程序，因此開始以不同角度驅動的方式來驅動馬達，其中驅動方式在 3.2 節有做詳細介紹。

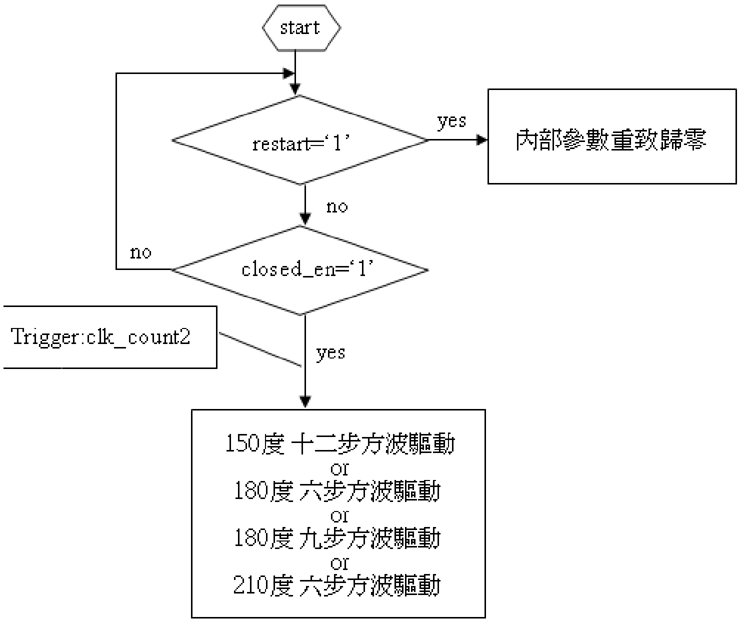


圖 5.9: 閉迴路流程圖

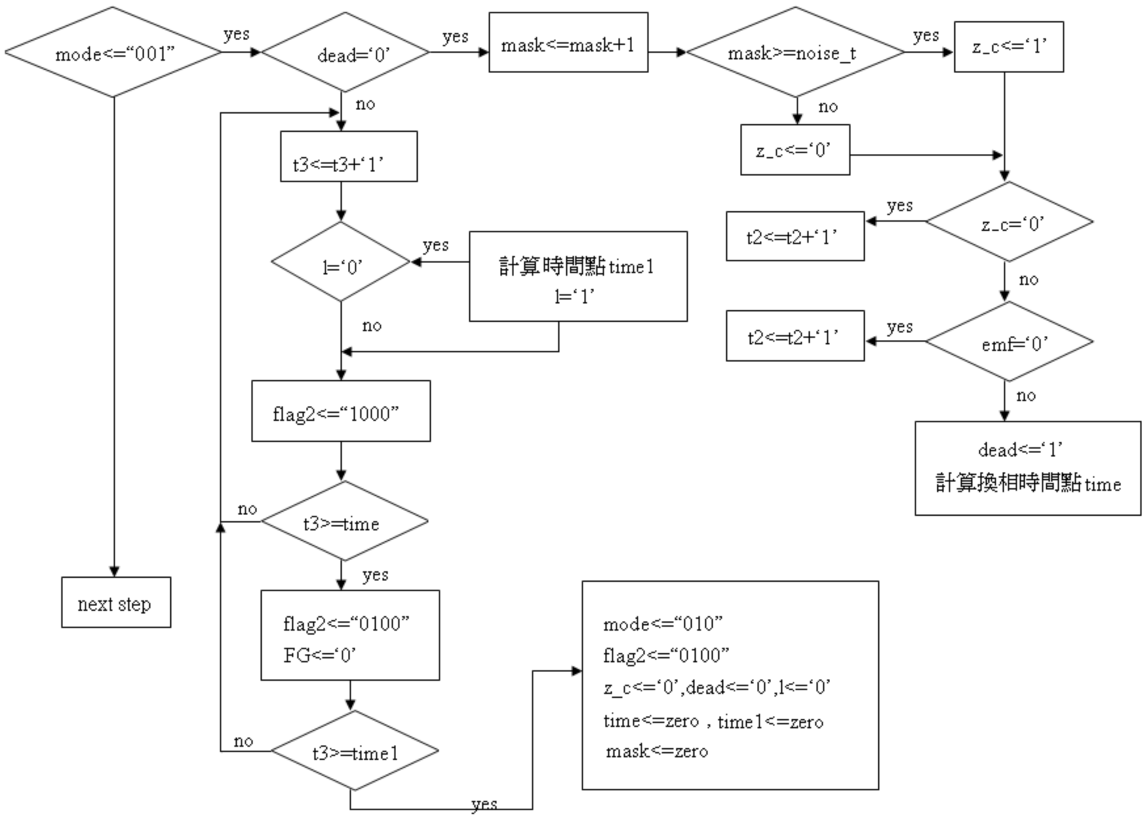


圖 5.10: 其中一步方波流程圖

將其中一步做詳細說明，如圖 5.10 所示。由於 PWM 訊號會影響零交越點的偵測，所以需要判斷 dead 訊號，當 dead 為低準位時，代表 PWM 訊號關閉以利於做零交越點的偵測。藉由遮罩的計數可防止錯誤偵測到飛輪二極體效應所產生的假零交越點，當遮罩計數超過雜訊區域時，則開始判斷感應電動勢訊號是否有零交越點的產生。當零交越點產生時，則將 dead 訊號設定為高準位並且計算出換相的時間點 time。若 dead 訊號為高準位時，開始計算下一步進入 dead=0 區域的時間點，並設定電流的導通方向與做時間暫存器的計數。當時間暫存器計數到達換相時間點達 time 時進行換相，否則繼續計數。若時間暫存器計數到達 time1 時，則進入下一步並且將暫存器初始化，否則繼續計數。

5.1.5 錯誤偵測模組

錯誤偵測模組方塊圖如圖 5.11 所示，此模組功能為偵測馬達轉速是否正常，當轉速低於 100 rpm 時，代表馬達轉動發生錯誤，需送出錯誤訊號使馬達重新啟動。其腳位說明如表 5.5 所示。

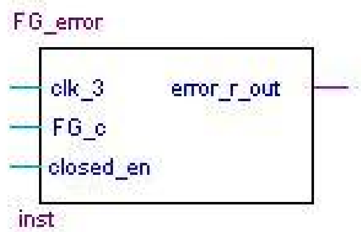


圖 5.11: 錯誤偵測模組

表 5.5: 錯誤偵測模組腳位說明

腳位名稱	屬性	位元數	腳位說明
clk_3	Input	1 bit	模組時脈，40.96 μs 。
FG_c	Input	1 bit	轉速產生訊號。
closed_en	Input	1 bit	閉迴路模組致能訊號。
error_r_out	Output	1 bit	錯誤訊號輸出。當馬達轉速沒達到某一臨界值時，代表馬達可能卡位，所以當錯誤訊號為 high 時，系統會重新啟動。

如圖 5.12，當 clk_3 正緣觸發時，將 error_r 訊號歸零，並且開始偵測 closed_en 訊號。若 closed_en 爲低準位，代表目前馬達還在定位中，不需偵測馬達是否卡位。若 closed_en 爲高準位時，則開始計數 FG_c 訊號高準位的持續時間與低準位的持續時間。由 (3.5)式 得知 FG_c 訊號與轉速成反比，因此我們可藉由計數 FG_c 訊號來偵測馬達是否因卡位而使得轉速過慢，當 FG_c 訊號高準位或低準位計數超過某臨界值時，代表此時的轉速過慢，馬達可能發生卡位，所以必須送出馬達錯誤訊號 error_r 爲高準位，使得能夠讓系統再次重新啓動。

利用 (5.1)式

$$T_{FG} = \frac{10}{\omega_r} = \frac{10}{100} = 0.1 \tag{5.1}$$

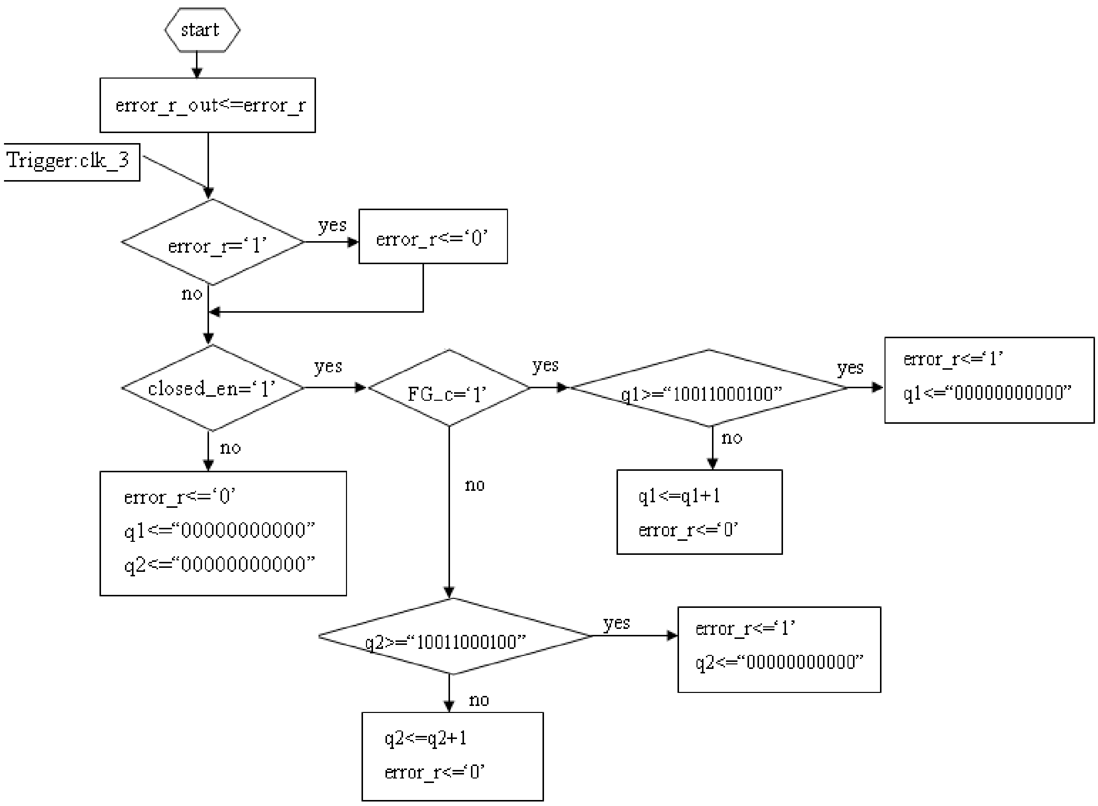


圖 5.12: 錯誤偵測流程圖

可得轉速在 100 rpm 時的 FG_c 週期爲 0.1 秒，而 FG_c 訊號的高準位或低準位持續的臨界時間爲 0.05 秒。由於此模組的時脈爲 40.96 μs ，所以當計數器計數超過

10011000100 此臨界值時，表示馬達轉速低於 100 rpm，必須將 error_r 訊號設定爲高準位使系統重致。

5.1.6 模式切換模組

模式切換模組方塊圖如圖 5.13 所示，其功能主要分爲兩部份，一爲選擇定位與開迴路模組或是閉迴路模組的六橋開關輸出旗標，另一爲依據六橋開關輸出旗標選擇三相端電壓中正確的未激發相來產生零交越點訊號。其腳位說明如表 5.6 所示。

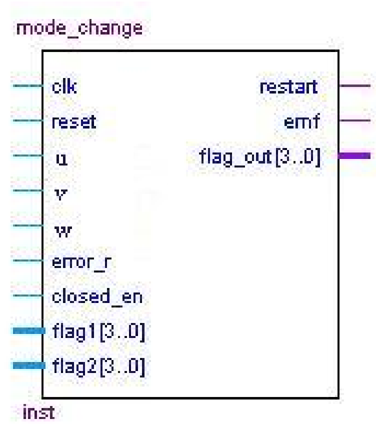


圖 5.13: 模式切換模組

表 5.6: 模式切換模組腳位說明

腳位名稱	屬性	位元數	腳位說明
clk	Input	1 bit	模組時脈，20 *ns* 。
reset	Input	1 bit	外部系統重致訊號，當 reset=0 時，系統重致。
closed_en	Input	1 bit	閉迴路模組致能訊號。
u	Input	1 bit	v 相電壓與中心相電壓比較後的訊號。
v	Input	1 bit	v 相電壓與中心相電壓比較後的訊號。
w	Input	1 bit	w 相電壓與中心相電壓比較後的訊號。

腳位名稱	屬性	位元數	腳位說明
error_r	Input	1 bit	錯誤訊號輸入，與 FG_error 的 error_r_out 相連接，當此模組 error_r 接收 high 訊號時，則設定系統重新啓動。
flag1	Input	4 bit	定位與開迴路六橋開關輸出旗標。
flag2	Input	4 bit	閉迴路六橋開關輸出旗標。
restart	Output	1 bit	系統重致訊號，當外部重致訊號 low 或產生 error 訊號時，系統重致。
emf	Output	1 bit	零交越點訊號，由 u, v, w 訊號所組成
flag_out	Output	4 bit	六橋開關輸出旗標，由 closed_en 訊號決定，爲 align_open 旗標或是 closed 旗標。

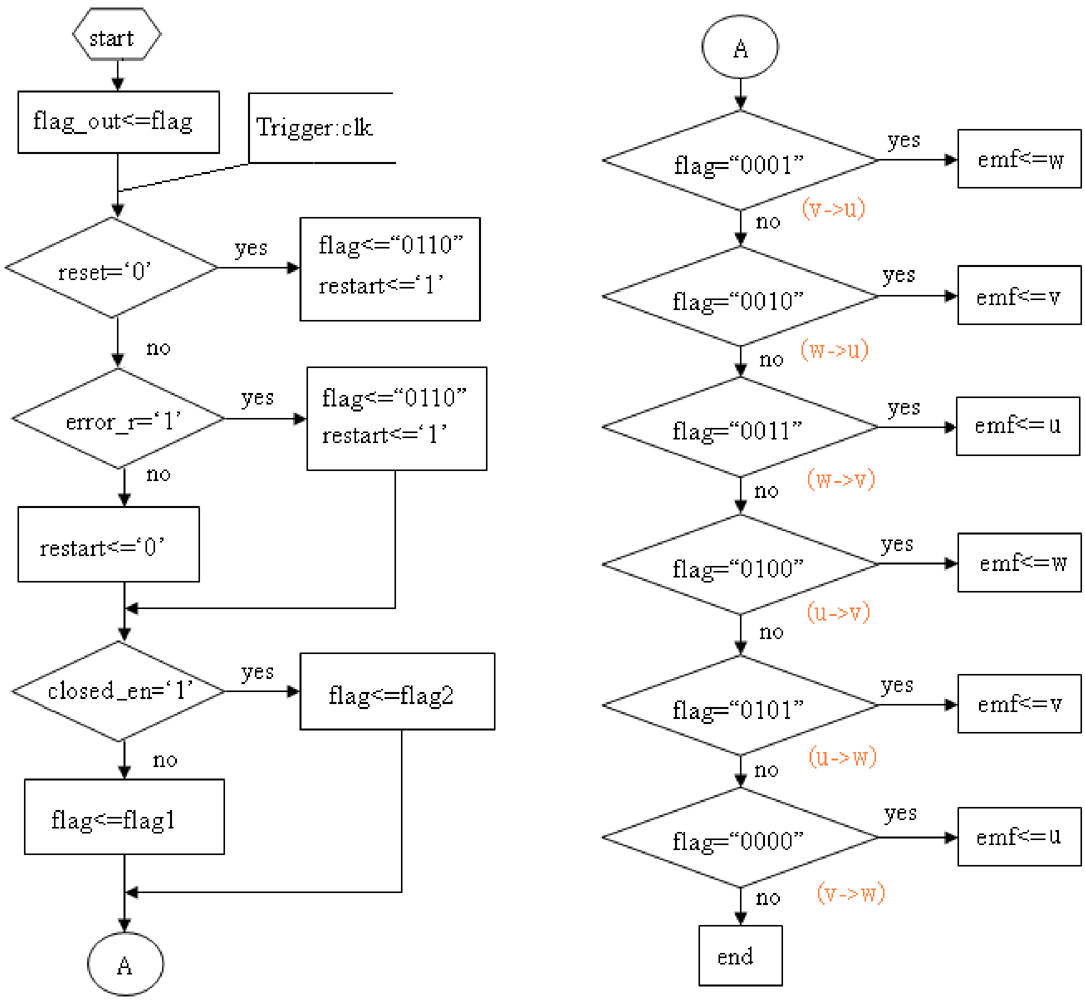


圖 5.14: 模式切換流程圖

如圖 5.14，當 clk 正緣觸發時，開始檢測 reset 鍵是否被按下或是否有錯誤訊號 error_r 產生。 reset 訊號為低準位或是 error_r 訊號為高準位時，將六橋開關設定為關閉狀態 (flag=0110)，並且將 restart 訊號拉升為高準位，使系統重致。再來判斷六橋開關輸出旗標，當 closed_en 訊號為高準位時，代表此時為執行閉迴路部份，以閉迴路六橋開關輸出旗標 flag2 作為最後系統的六橋開關輸出旗標 flag；若 closed_en 訊號為低準位時，代表此時為執行定位與開迴路部份，以定位與開迴路六橋開關輸出旗標 flag1 作為 flag。至於選擇感應電動勢方面，偵測目前的六橋開關輸出旗標 flag 為何，以便選擇相對應的未激發相訊號。

5.1.7 六橋輸出與脈波寬度調變模組

六橋輸出與脈波寬度調變模組方塊圖如圖 5.15 所示，其模組功能主要為依據六橋開關輸出旗標選擇正確的六橋開關訊號，以及實現脈波寬度調變輸出。其腳位說明如表 5.7 所示。

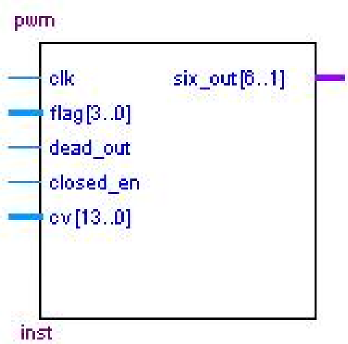


圖 5.15: 六橋輸出與脈波寬度調變模組

表5.7: 六橋輸出與脈波寬度調變模組腳位說明

腳位名稱	屬性	位元數	腳位說明
clk	Input	1 bit	模組時脈，20 *ns* 。
flag	Input	4 bit	外部系統重致訊號，當 reset=0 時，系統重致。
dead_out	Input	1 bit	會產生零交越點的區域訊號。
closed_en	Input	1 bit	閉迴路模組致能訊號。
cv	Input	14 bit	電壓控制訊號。
six_out	Output	6 bit	六橋開關訊號。

表5.8: 六橋輸出旗標與六橋開關訊號對應表

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

當 clk 正緣觸發時，則開始依據現在的 flag 值輸出適當的六橋開關切換訊號 six_out 給外部的六個電晶體開關，flag 值所對應的六橋開關切換訊號如表 5.8 所示，其中 $T_{r1} \sim T_{r6}$ 分別為馬達 u 相上下橋、v 相上下橋與 w 相上下橋之開關訊號。因為外部電路所使用的上橋開關為 PMOS ，但因為有加電晶體當反相器，所以當給予的訊號為 0 時代表關閉此開關，而下橋開關為使用 NMOS ，當給予的訊號為 0 時也代表關閉此開關。

而實現脈波寬度調變 PWM 部分如圖 5.16(a) 所示，將模組接受到的速度控制命令 cv 與利用計數器實現的三角載波做比較，則可以得到我們所想到的 PWM 訊號。如5.16(b)，由於 PWM 訊號在偵測零交越點時會造成雜訊，所以必須偵測是否在要產生零交越點產生的區域 (dead_out=0)，若是的話則將 PWM 的 duty cycle 設定為1，也就是將 PWM 輸出訊號 pwm_con 設定為高準位。若是馬達還在定位與開迴路程序時，也不做速度控制，將 PWM 輸出訊號 pwm_con 設定為高準位。若 dead_out=0 且在閉迴路程序時，則將圖 5.16(a) 所得的 PWM 訊號傳送給 pwm_con 輸出訊號。

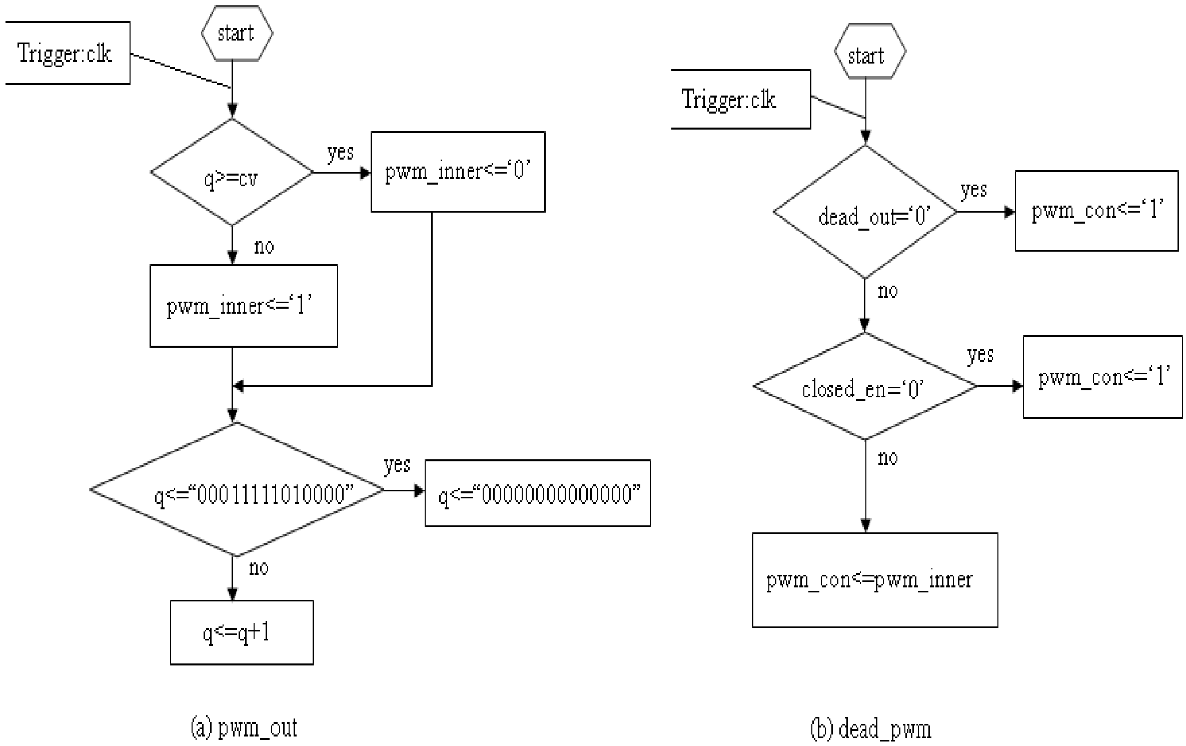


圖 5.16: 脈波寬度調變流程圖

5.1.8 轉速計算模組

轉速計算模組方塊圖圖 5.17所示，其模組功能為依據轉速產生訊號 FG_c 的週期來計算馬達目前的轉動速度。其腳位說明如表 5.9 所示。

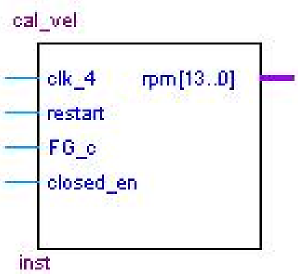


圖 5.17: 轉速計算模組

表5.9: 轉速計算模組腳位說明

腳位名稱	屬性	位元數	腳位說明
clk_4	Input	1 bit	模組時脈，2.56 μs 。
restart	Input	1 bit	系統重致訊號，當外部重致訊號 low 或產生 error 訊號時，系統重致。
FG_c	Input	1 bit	轉速產生訊號。轉速產生訊號。
closed_en	Input	1 bit	閉迴路模組致能訊號。
rpm	Input	14 bit	經計算的馬達轉速，rpm=39062500/qfout。

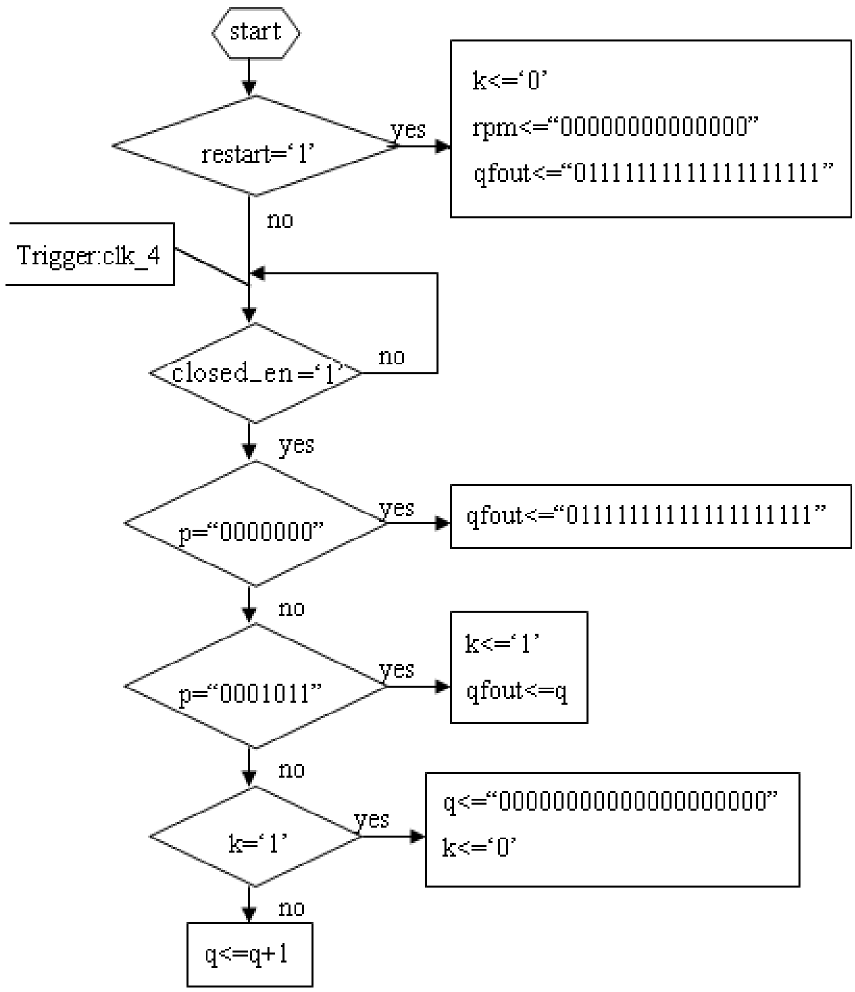


圖5.18: 轉速計算流程圖

如圖 5.18，當 clk_4 正緣觸發時，先判斷 restart 訊號是否為高準位，若是則將此模組的參數重致歸零，若 restart 訊號為低準位時，則偵測 closed_en 訊號，判斷是否進入閉迴路程序。若 closed_en 訊號為高準位時，則依據閉迴路模組輸出的 FG_c 訊號來計算出目前的轉速。計算轉速的方法為利用此模組內的計數器 qfout 不斷計數十個週期的 FG_c 訊號，然後將 qfout 值套入 (3.8)式 的 N 中，即可得知目前的轉速。

5.2 模組模擬與驗證

由於有些模組時脈較大，需要較多的時間量來跑模擬，但模擬只是為了驗證其模組的功能性，所以為了其方便與效率性，除了閉迴路模組與轉速計算模組外，模擬時將各模組的時脈皆設定為 20 *ns* 。

5.2.1 開關控制模組模擬

以圖 5.19模擬結果驗證圖 5.3的流程圖，當 sw 為低準位且計數器數到 011111 時，ao_en 則轉為高準位；當 sw 與 reset 同為低準位時，ao_en 則轉為低準位。

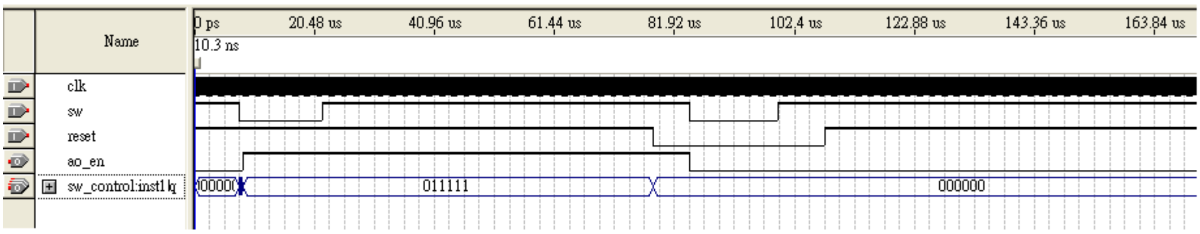


圖 5.19: 開關控制模組模擬圖

5.2.2 定位與開迴路模組模擬

將 clk_count1 的訊號縮減 2^{14} 倍，以 20 *ns* 當作模組時脈來跑模擬，模擬圖如

圖 5.20，當 ao_en 為高準位時，經過定位與開迴路程序後，則將 closed_en 設定為高準位。若是 restart 為高準位時，則將 closed_en 轉為低準位及將輸出旗標設定為 0110。流程圖見圖 5.7。

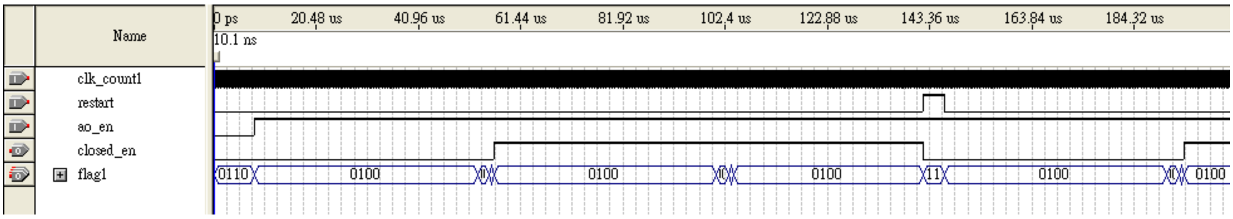


圖5.20: 定位與開迴路模組模擬圖

為了能夠更仔細的觀察輸出旗標的狀態，我們將模擬圖放大如圖 5.21。當啓動定位與開迴路啓動程序時，flag1=0100 導通 42.72(0.7×2^{-14}) μs 後完成定位程序。之後 flag1=0000 導通 2.32(0.038×2^{-14}) μs ，再將 flag1=0001 導通 0.92 (0.015×2^{-14}) μs 完成開迴路啓動程序。

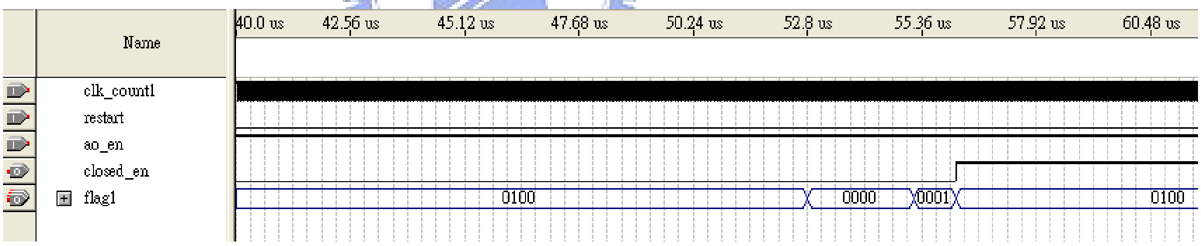


圖 5.21: 定位與開迴路模組模擬放大圖

5.2.3 閉迴路模組模擬

1. 150 度十二步方波驅動

如圖 5.22，當 restart 為低準位且 closed_en 為高準位時，則開始驅動 150度十二步方波驅動。利用計數器計數 emf 訊號的高準位與低準位，高低準位的時間各佔 60 度電氣角時間，輸出旗標以 30 度電氣角時間作切換，在 360 度電氣角時間內總共切換了十二步，與圖 3.2相符合。為了防止 PWM 訊號影響到零交越點的偵

測，在要產生時交越點的區域，設定 dead_out 為低準位。當零交越點偵測完畢之後，再把 dead_out 訊號恢復到高準位，使 PWM 訊號輸入到六橋電路。

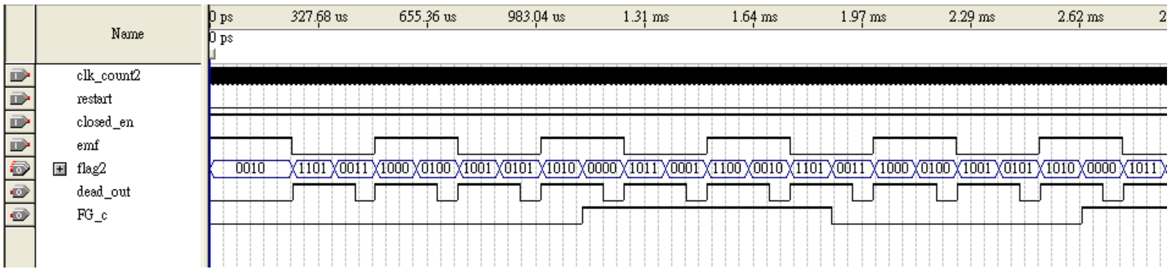


圖 5.22: 閉迴路模組 - 150 度十二步方波驅動模擬圖 1

當 restart 為高準位且 closed_en 為低準位時，則將此模組的參數歸零，flag2 保持不變，如圖 5.23。比較圖 5.22與圖 5.23可得，當馬達轉速與 emf 頻率增快時 (圖 5.23)，FG_c 的週期會變小，驗證了馬達轉速與 FG_c 訊號成反比的關係。

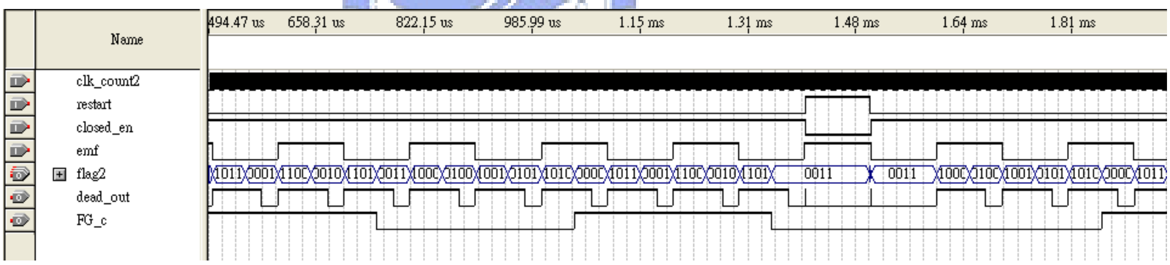


圖 5.23: 閉迴路模組 - 150 度十二步方波驅動模擬圖 2

2. 180 度九步方波驅動

如圖 5.24，當 restart 為低準位且 closed_en 為高準位時，則開始驅動 180 度九步方波驅動。利用計數器計數 emf 訊號一個週期的電氣角時間，約為 120 度電氣角時間。當偵測到零交越點後開始導通 180 度六步方波驅動，分別導通 60 度電氣角與 30 度電氣角時間。之後再換相導通 120 度驅動以便零交越點的偵測。輸出旗標以 60 度電氣角與 30 度電氣角時間作切換，在 360 度電氣角時間內總共切換了九步，與圖 3.4相符合。

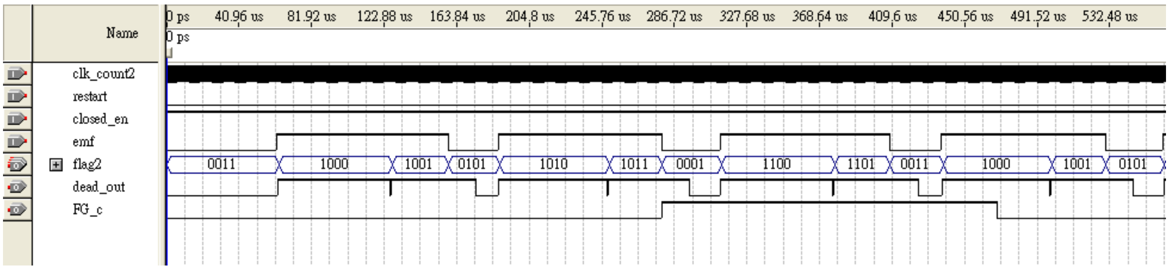


圖 5.24: 閉迴路模組 - 180 度九步方波驅動模擬圖

3. 180 度六步方波驅動

如圖 5.25，當 restart 爲低準位且 closed_en 爲高準位時，則開始驅動 180 度六步方波驅動。利用計數器計數 emf 訊號，計數直到偵測到零交越點，約爲 120 度電氣角時間。當偵測到零交越點時，計數 30 度電氣角時間後作換相，導通 60 度電氣角時間的 240 度三步方波驅動的其中一相之後，再導通 120 度驅動以便做零交越點偵測。其中輸出旗標以 60 度電氣角時間作切換，在 360 度電氣角時間內總共切換了六步，與圖 3.6相符合。

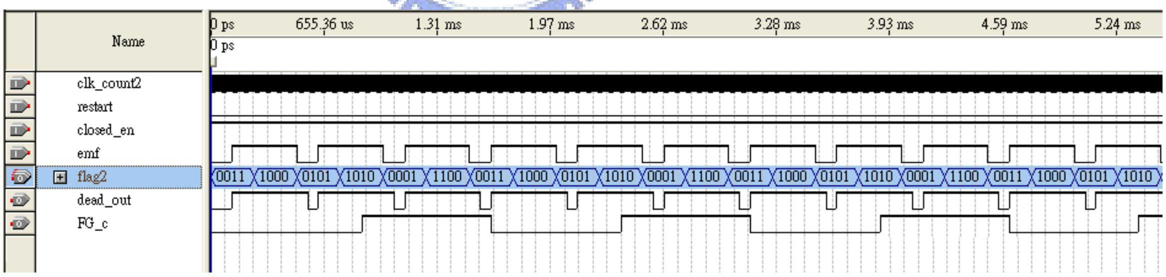


圖 5.25: 閉迴路模組 - 180 度六步方波驅動模擬圖

4.210度六步方波驅動

如圖 5.26，當 restart 爲低準位且 closed_en 爲高準位時，則開始驅動 210 度六步方波驅動。利用計數器計數 emf 訊號一個週期的電氣角時間，約爲 120 度電氣角時間。當偵測到零交越點後開始導通 240 度三步方波驅動的其中一相，計數 90 度電氣角時間後再做換相。其中輸出旗標以 90 度與 30 度電氣角時間作切換，在

360 度電氣角時間內總共切換了六步，與圖 3.8相符合。

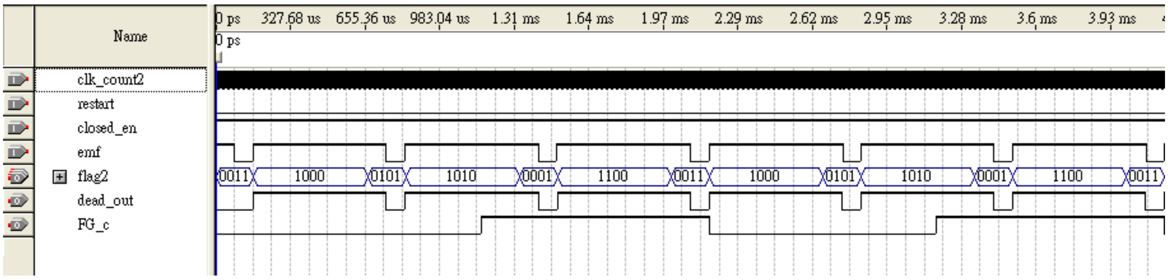


圖 5.26: 閉迴路模組組 - 210 度六步方波驅動模擬圖

5.2.4 錯誤偵測模組模擬

圖 5.27爲錯誤偵測的模擬結果，當轉速過慢時會造成 FG_c 訊號週期變大，所以 FG_c 訊號在高準位或低準位持續時間太久時，則將 error_r_out 訊號拉升爲高準位，告知系統馬達旋轉似乎出現問題需要將系統重致。

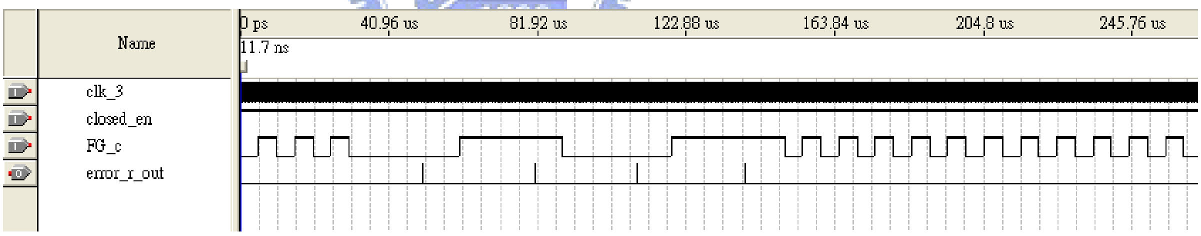


圖 5.27: 錯誤偵測模組模擬圖

5.2.5 模式切換模組

如圖 5.28，reset 訊號爲低準位或是 error_r 訊號爲高準位時，將 flag 設定爲 0110 使外部六橋開關關閉，並且將 restart 訊號拉升爲高準位，使系統重致。最後依據 flag 爲何來適當選擇未激發相與中心相電壓比較後的 u、v、w 訊號作爲零交越點訊號 emf。由於偵測零交越點訊號的任務是在閉迴路部份執行，所以只有在 closed_en 爲高準位時，才是我們所要的訊號，至於在 closed_en 爲低準位的 emf 訊

號則不理會之。

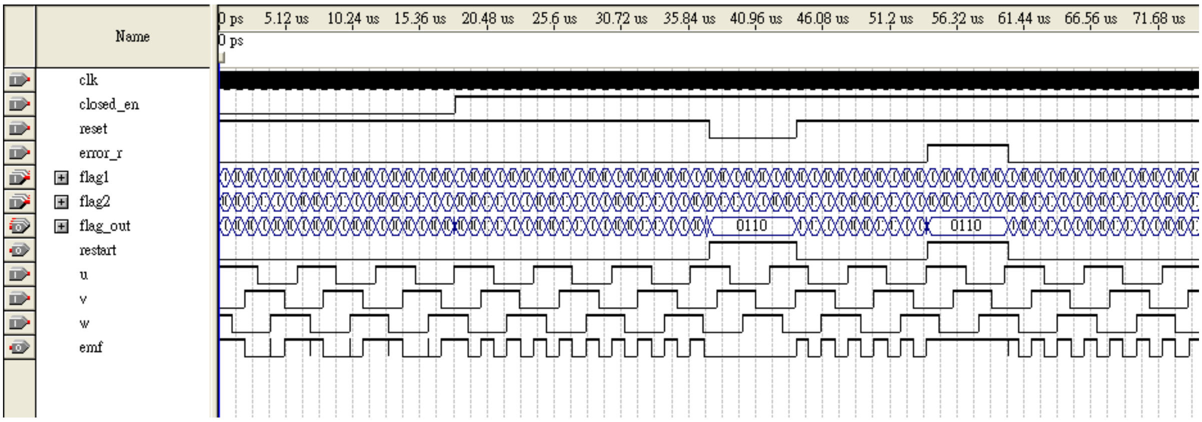


圖 5.28: 模式切換模組模擬圖

模式切換模組另一功能爲選擇 flag_out 爲定位與開迴路六橋開關輸出旗標 flag1 或閉迴路六橋開關輸出旗標 flag2。爲了能夠清楚看出 flag_out 訊號，所以將模擬圖放大，如圖 5.29。若 closed_en 訊號爲低準位時，代表此時爲執行定位與開迴路程序，flag_out 爲 flag1。否則代表此時爲執行閉迴路程序，flag_out 爲 flag2。

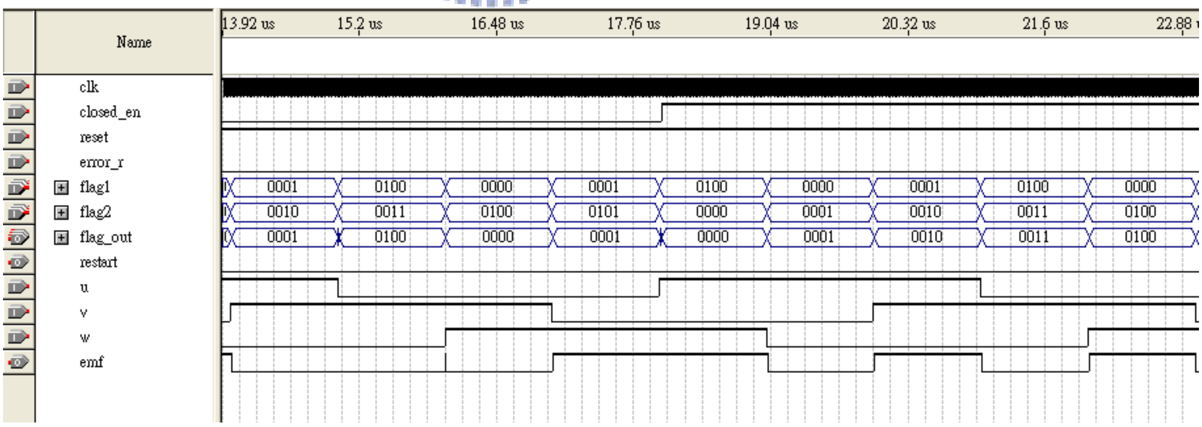


圖 5.29: 模式切換模組模擬放大圖

5.2.6 六橋輸出與脈波寬度調變模組

爲了方便觀察六橋開關上的 PWM 訊號，所以使用 120 度六步方波驅動做模擬。如圖 5.30，我們可觀察到在 dead_out=0 的區域與定位與開迴路程序 (closed-_en=0) 時，PWM 訊號停止輸入至各上橋電路，但六橋開關依然隨著 flag 的不同而作切換。

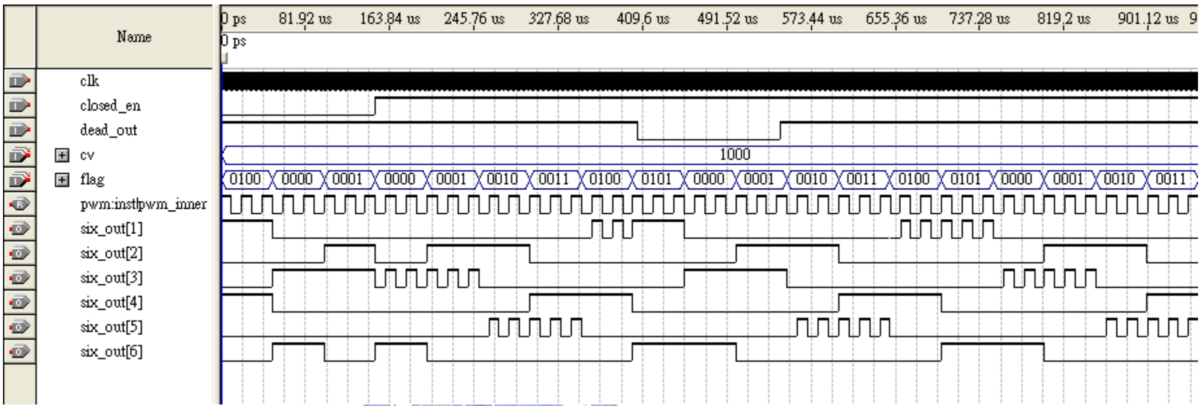


圖 5.30: 當 dead=0 與 closed_en=0 時，六橋輸出與脈波寬度調變模組模擬圖

而 PWM 的 duty cycle 可藉由不同的電壓控制命令 cv 來改變，此模組的三角波擺動振幅爲 0 至 2000，所以當輸入 cv 爲 500 時，PWM 的 duty cycle 約爲 25%，如圖 5.31；若 cv爲 1000 時，PWM 的 duty cycle 約爲 50%，如圖 5.32；若 cv爲 1500 時，PWM 的 duty cycle 約爲 75%，如圖 5.33。

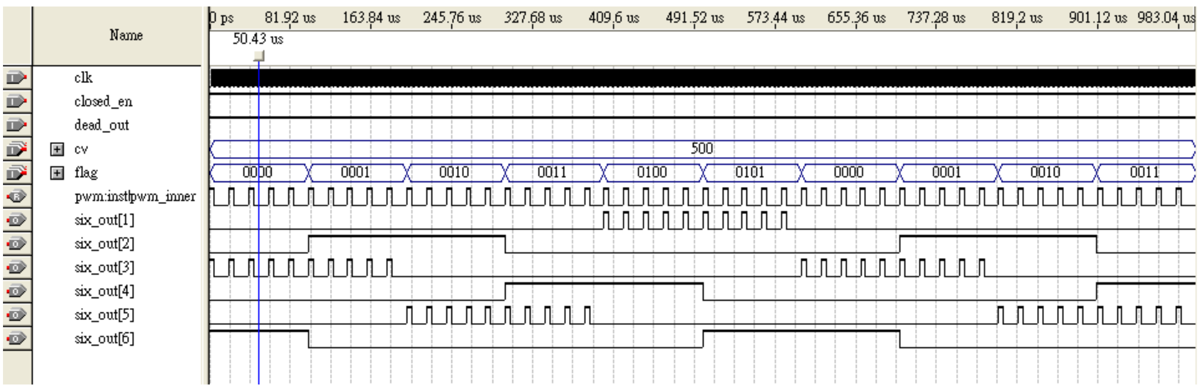


圖 5.31: 當 PWM 的 duty cycle 約爲 25% 的模擬圖

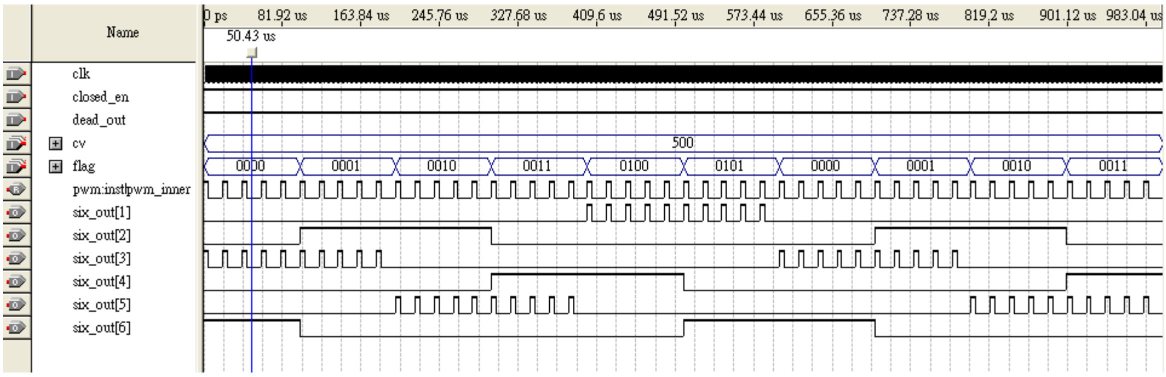


圖 5.32: 當 PWM 的 duty cycle 約為 50% 的模擬圖

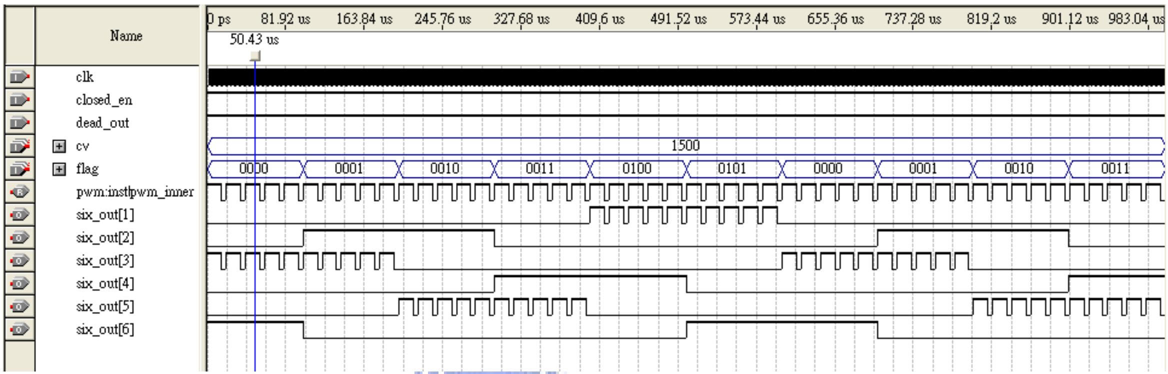


圖 5.33: 當 PWM 的 duty cycle 約為 75% 的模擬圖

5.2.7 轉速計算模組

如圖 5.34， restart 訊號為高準位時，則將參數重致歸零，而 closed_en 訊號為低準位時，不計算轉速。若 restart 訊號為低準位且 closed_en 訊號為高準位時，依據閉迴路模組輸出的 FG_c 訊號來計算出目前的轉速。設定 FG_c 週期為 2ms，利用 (3.5)式 計算轉速為 5000 rpm 與模擬結果相符合。

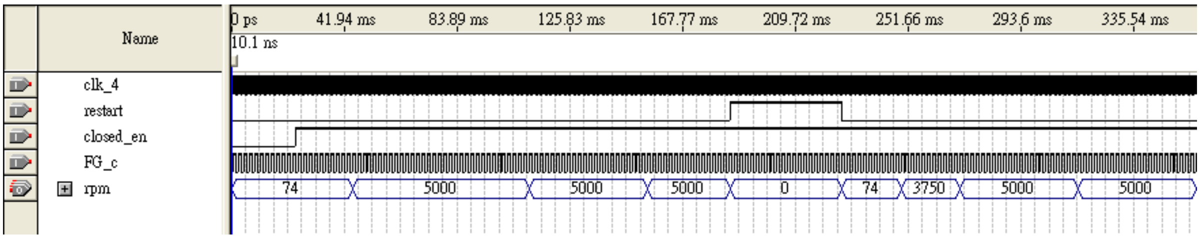


圖 5.34: 轉速計算模組模擬圖

第六章 實驗結果與分析

6.1 不同角度驅動之電壓波形

圖 6.1 爲 150 度十二步方波驅動的三相電壓 u,v,w 與零交越點訊號。如圖可見，當馬達換相爲導通兩相線圈時，會因爲飛輪二極體效應而造成假零交越點的出現，但由於在數位式相位移器中加入遮罩的設計，使得即使出現假零交越點也不至於造成錯誤的零交越點偵測，達到準確的換相使馬達順利運轉。在 150 度十二步方波驅動之下，當偵測到零交越點時，則將電流導通爲三相線圈，並利用相位移器得到下一個換相的時間點。當到達下一個換相時間時，則導通兩相線圈，並藉由感應電動式產生零交越點訊號來偵測零交越點。

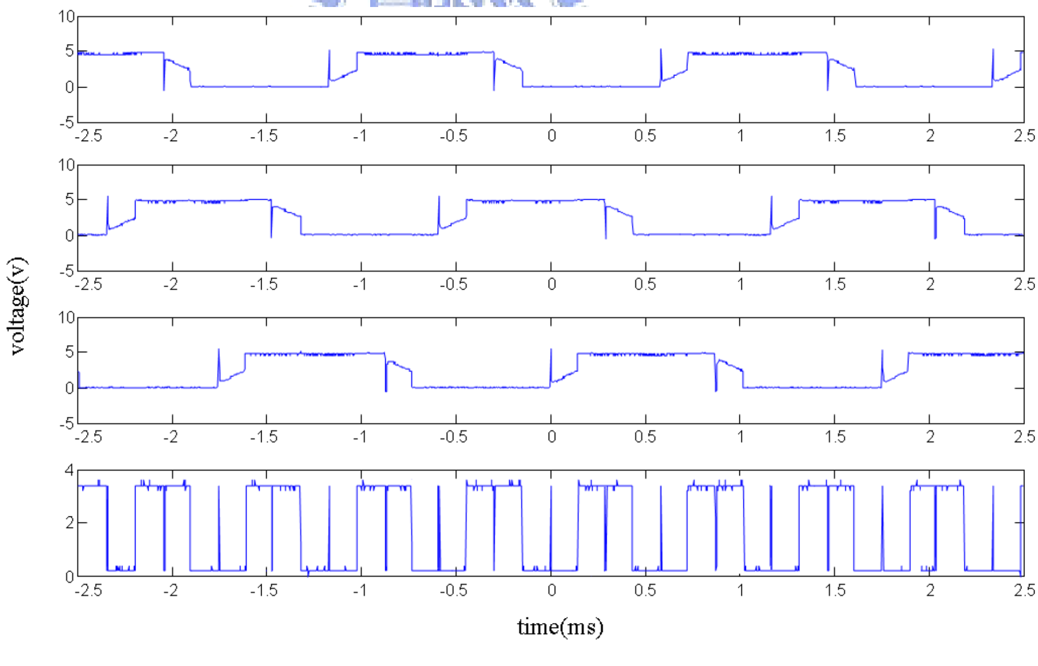


圖 6.1: 150 度十二步方波驅動三相電壓與零交越點訊號圖

圖 6.2爲使用 PWM 做速度控制的 150 度十二步方波驅動的三相電壓 u,v,w 與零交越點訊號。爲了避免 PWM 訊號影響到零交越點的偵測，當在將要發生零交越

點時，將 PWM 訊號切換 duty cycle 為 1，待零交越點偵測完畢後再恢復之前 PWM 訊號的 duty cycle。如此一來就可防止偵測到 PWM 訊號的假零交越點。

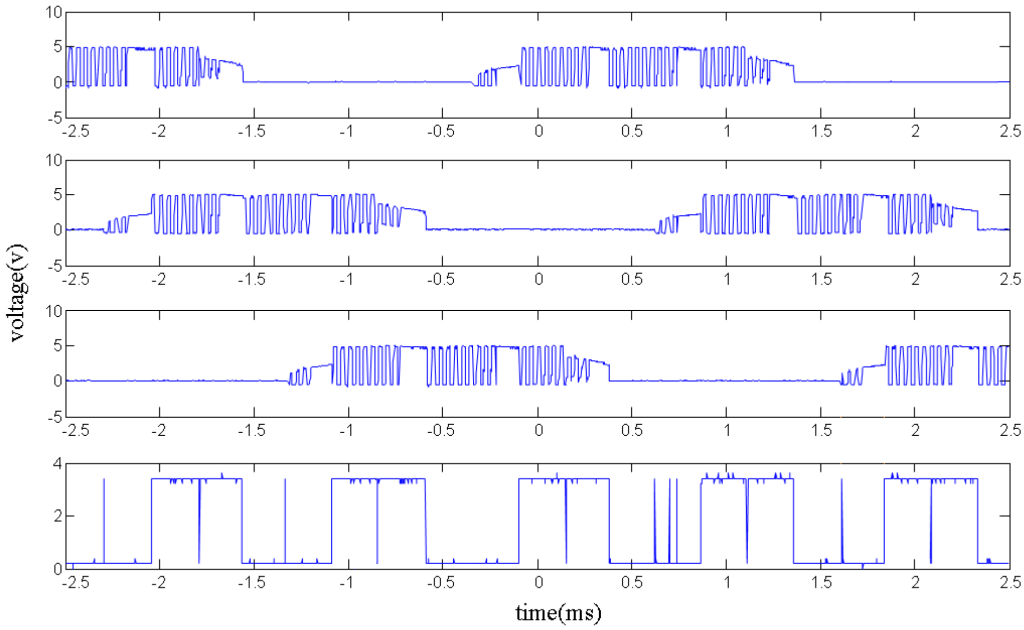


圖 6.2: PWM 操作下的 150 度十二步方波驅動三相電壓與零交越點訊號圖

圖 6.3為 180 度九步方波驅動的三相電壓 u,v,w 與零交越點訊號。在 180 度九步方波驅動之下，利用遮罩避免假零交越點的偵測，當偵測到真正的零交越點時，則將電流導通為三相線圈，並且利用相位移器得到 60 度電氣角與 90 度電氣角的換相時間。當計數到 60 度電氣角時間時，則導通下一組三相線圈；當計數到 90 度電氣角時間時，則導通兩相線圈，並藉由感應電動式產生零交越點訊號來偵測零交越點。

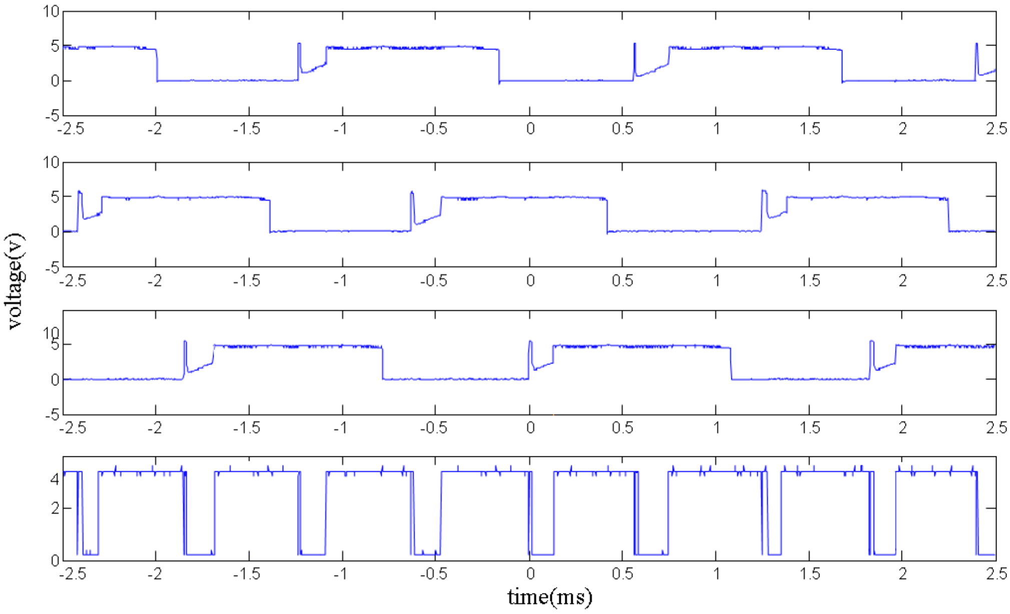


圖 6.3: 180 度九步方波驅動三相電壓與零交越點訊號圖

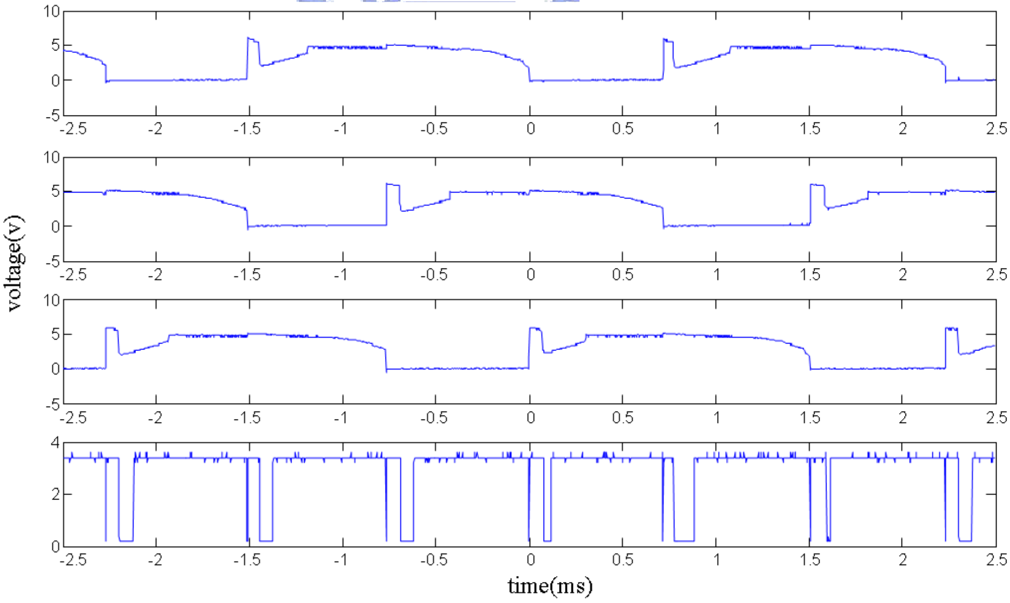


圖 6.4: 180 度六步方波驅動三相電壓與零交越點訊號圖

圖 6.4爲 180 度六步方波驅動的三相電壓 u,v,w 與零交越點訊號。在 180 度六步方波驅動之下，當偵測到真正的零交越點時，則將電流導通爲三相線圈，並且利用相位移器得到 60 度電氣角的換相時間。當到達 60 度電氣角換相時間時，則導通兩相線圈，並藉由感應電動式產生零交越點訊號來偵測零交越點。

圖 6.5爲 210 度六步方波驅動的三相電壓 u,v,w 與零交越點訊號。210 度六步方波驅動與 180 度六步方波驅動方式類似，相異之處爲 210 度六步方波驅動是利用相位移器得到 90 度電氣角的換相時間。當到達 90 度電氣角換相時間時，則將電流導通爲兩相線圈，並藉由零交越點訊號來偵測零交越點。

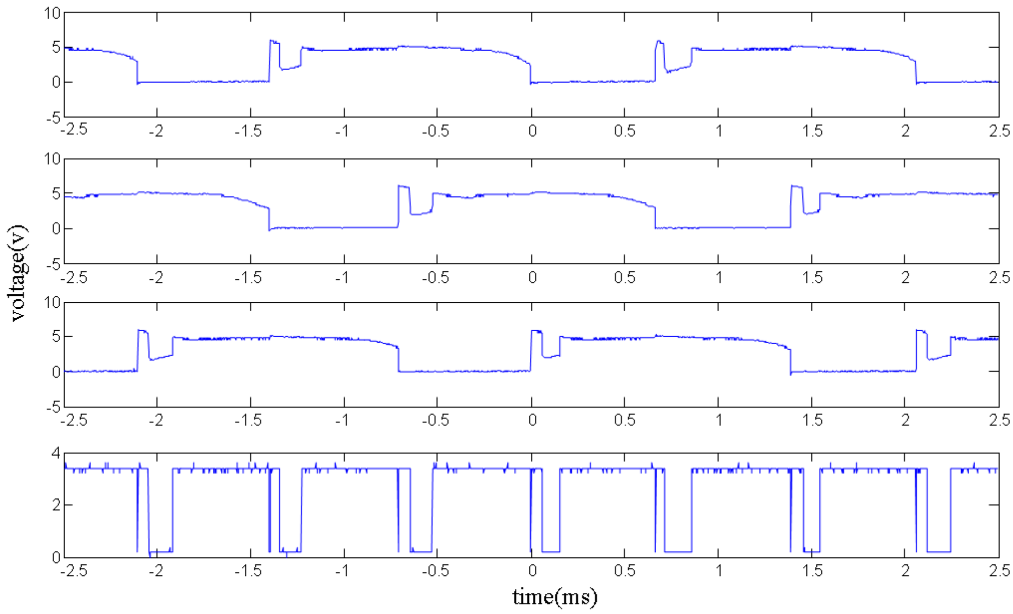


圖 6.5: 210 度六步方波驅動三相電壓與零交越點訊號圖

6.2 電流比較

如圖 6.6，其中 (a) 爲 150 度十二步方波驅動的相電流，(b) 爲 180 度九步方波

驅動的相電流，(c) 爲 180 度六步方波驅動的相電流，(d) 爲 210 度六步方波驅動的相電流。

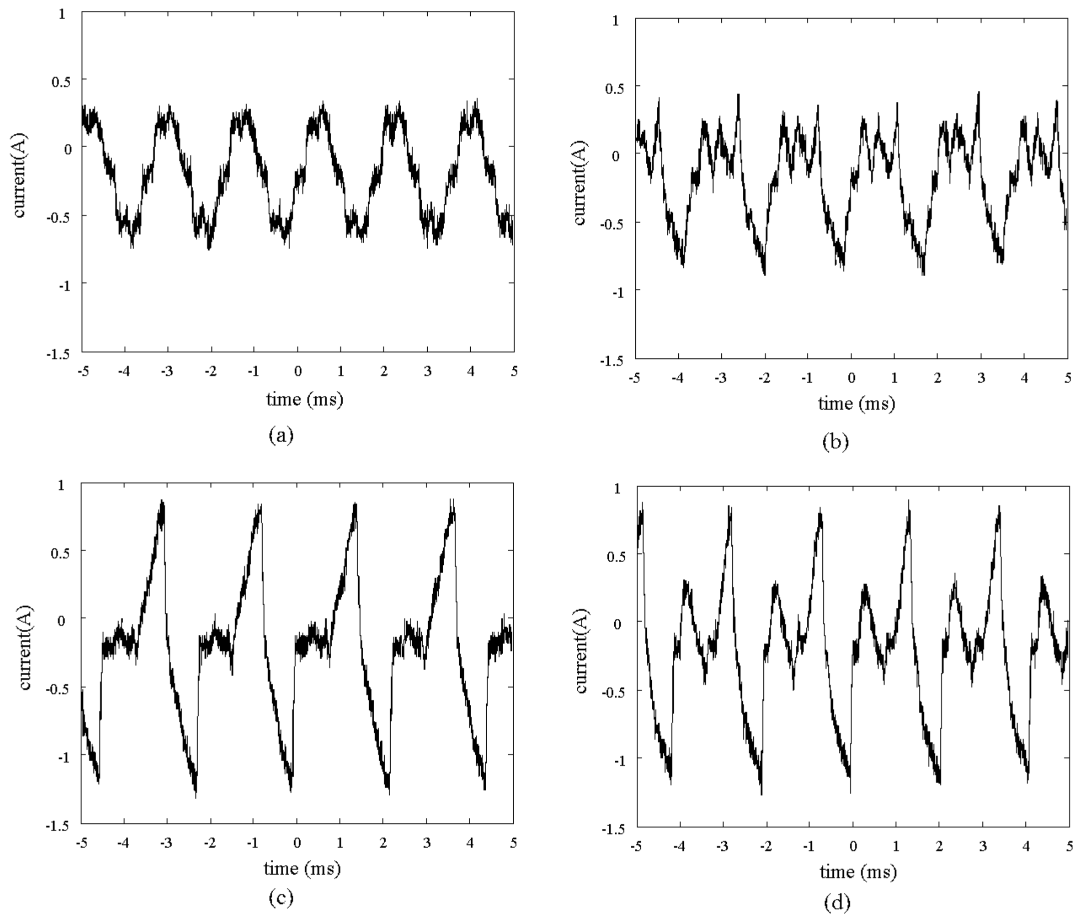


圖 6.6: 不同角度驅動之相電流圖

由圖 6.6觀察得，150 度十二步方波驅動的相電流最爲像sin曲線，且波形較爲對稱。而以相同的 180 度驅動做比較的話，六步方波驅動的電流波形較九步方波不對稱，以此觀點來看六步方波驅動會較九步方波驅動不穩定，而且六步方波驅動較不佳之處爲電流大小比九步方波驅動大。至於 210 度六步方波驅動與 180 度六步方波驅動相同，除了波形不對稱外，所需要的電流大小也較其他兩個驅動方式來的大。

表 6.1: 不同角度驅動的平均電流值

驅動方式	電流大小
150度十二步方波驅動	0.34A
180度九步方波驅動	0.38A
180度六步方波驅動	0.5A
210度六步方波驅動	0.46A

表 6.1顯示不同角度驅動的平均電流值，其中 150 度十二步方波驅動的平均電流值最小。因導通三相線圈的電流值比導通兩相線圈大，所以 180 度九步方波驅動的電流會比150度十二步方波驅動大。而 210 度六步方波驅動電流值比 180 度六步方波驅動小的原因為，240 度三步方波驅動的電流值比傳統 180 度六步方波驅動的電流值小，所以 210 度六步方波驅動的電流會比 180 度六步方波驅動小。

6.3 速度響應

圖 6.7為 120 度六步方波、150 度十二步方波、180 度九步方波、180 度六步方波與 210 度六步方波無感測驅動在無速度控制之下的速度響應圖。本文所探討的不同角度驅動目的皆為能夠增加 120 度六步方波驅動的扭力，不過由圖 6.7得 180 度六步方波與 210 度六步方波驅動的結果並非像預想的一樣因搭配 240 度與 120 度驅動而得到較大的扭力，所以比 120 度六步方波驅動的速度慢。而 150 度十二步方波與 180 度九步方波驅動均有達到速度較快的效果，其中以 150 度十二步方波驅動的速度為最快。

將 3.7節所模擬的平均轉矩與轉矩漣波數值做整理，如表 6.2與表 6.3，藉由這些數據來做速度響應的結果驗證。180 度九步方波驅動因轉矩漣波大於 150 度十二步方波驅動的轉矩漣波，使得 180 度九步方波驅動即使為連續導 180 度電氣角時間，其速度並沒有像預想一樣比 150 度十二步方波驅動的速度快。而 180 度六

步方波與 210 度六步方波驅動的平均轉矩較小，且也得到較大的轉矩漣波，所以速度比其他三種驅動方式慢。 由 2.3.2 章節得知 120 度六步驅動的平均轉矩為 0.827 $(N \cdot m)$，轉矩漣波為 0.1403，雖然 180 度六步方波與 210 度六步方波驅動的平均轉矩比 120 度六步驅動大，但因為這兩種驅動的轉矩漣波太大，造成驅動時會有較大的震動，因此影響其轉速，使得 180 度六步方波與 210 度六步方波的驅動方式並沒有達到改善轉速的效果。

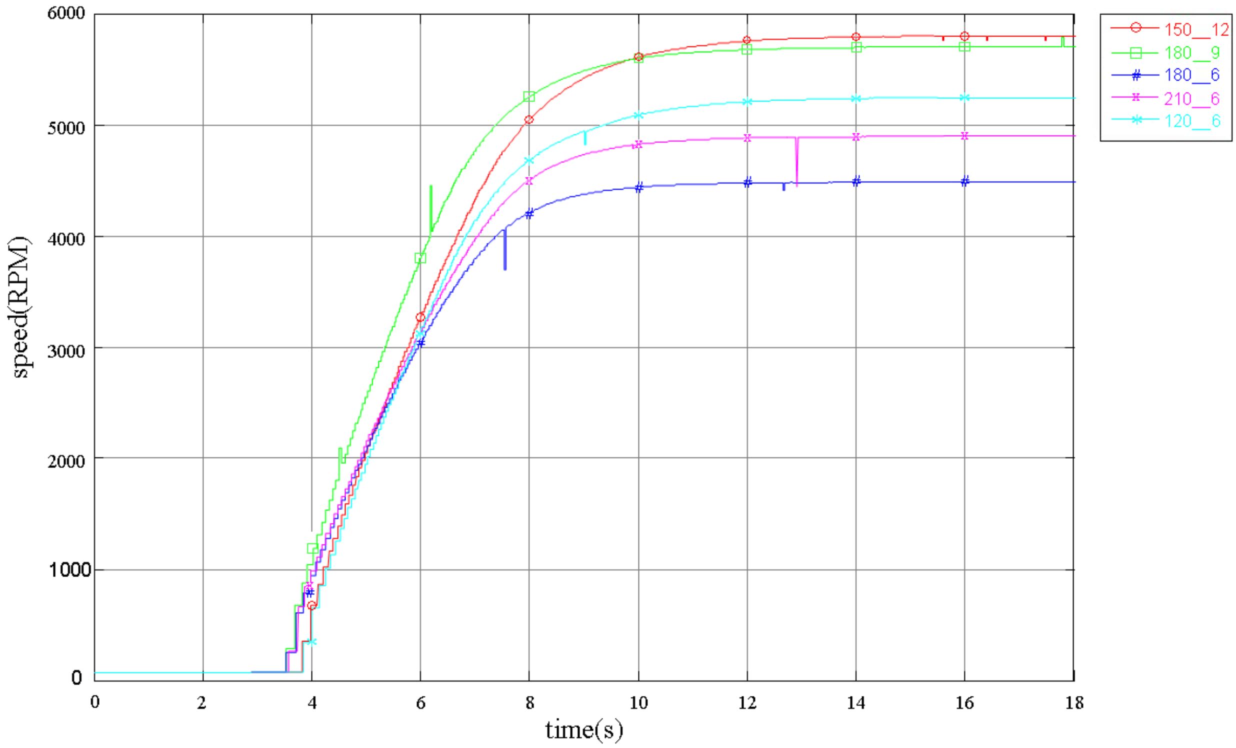


圖 6.7: 不同角度驅動之速度響應圖

表 6.2: 不同角度驅動的平均轉矩與轉矩漣波

驅動方式	平均轉矩	轉矩漣波
150度十二步方波驅動	0.9224	0.1772
180度九步方波驅動	0.9229	0.2708
180度六步方波驅動	0.8355	0.6786
210度六步方波驅動	0.8590	0.5819

6.4 震動比較

震動為使用兩個 Kistler 8636C5 的加速規所量測，如圖 6.8。利用示波器來擷取加速規所偵測的訊號，並將各筆數據做方均根的計算而得到此時速度的震動量值。

圖 6.9 與圖 6.10 為在不同角度無感測驅動之下使用加速規所量測的速度對軸向震動與轉速對徑向震動圖。3.7 節所算出的轉矩漣波大小與震動量值相關，轉矩漣波越大，代表其震動量會較大，較大的震動會影響到整個系統的效能，例如使轉速變慢與系統不穩定等。

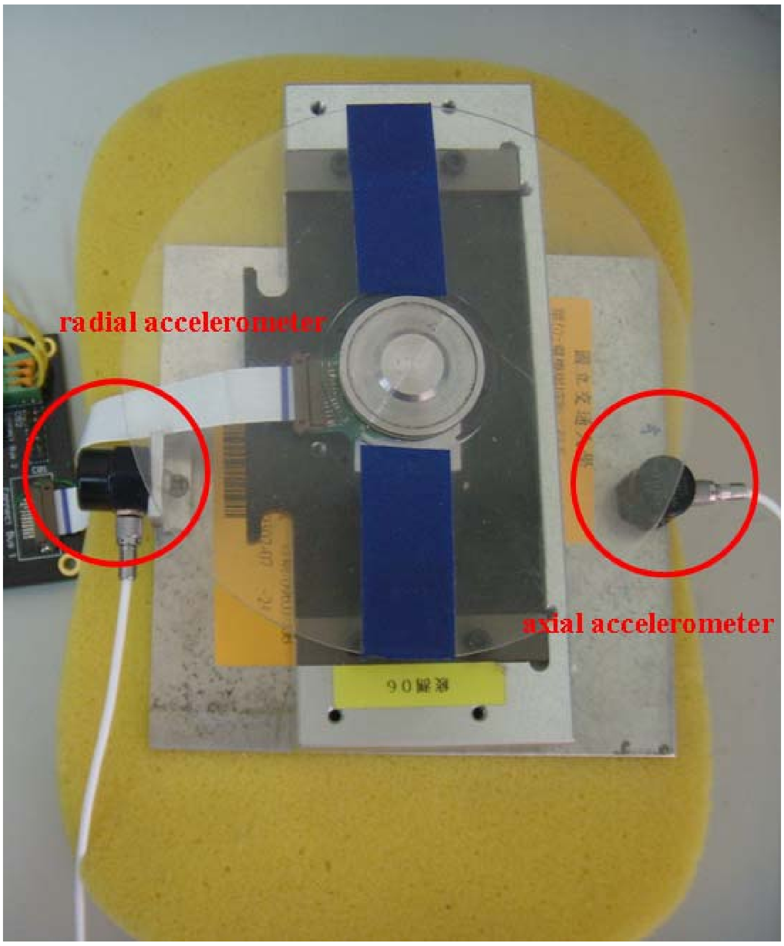


圖 6.8: 震動量測實驗平台

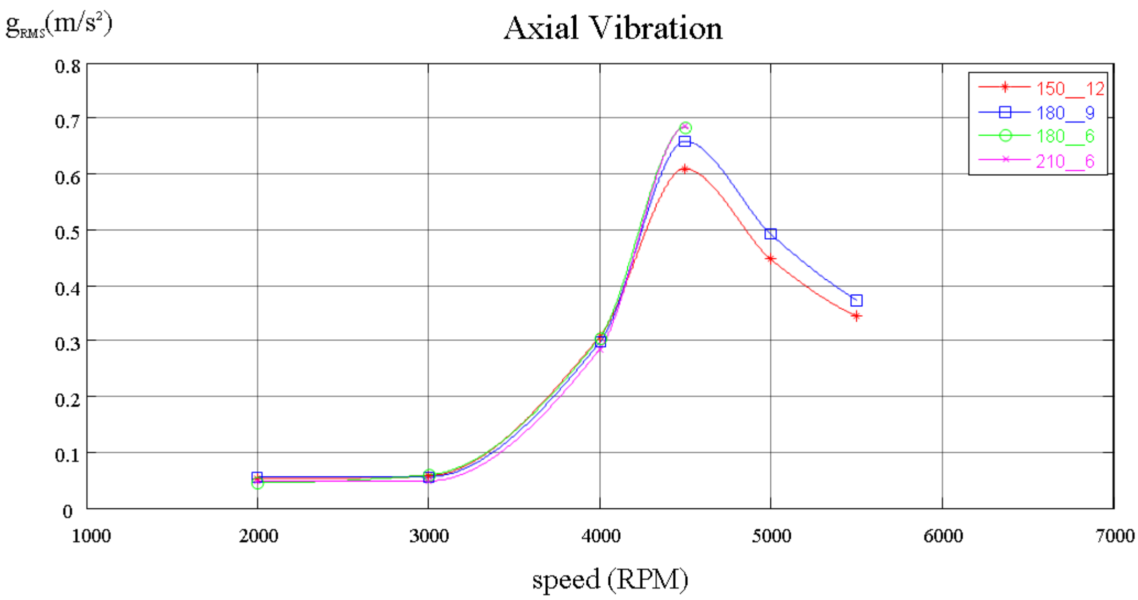


圖 6.9: 不同角度驅動之軸向震動

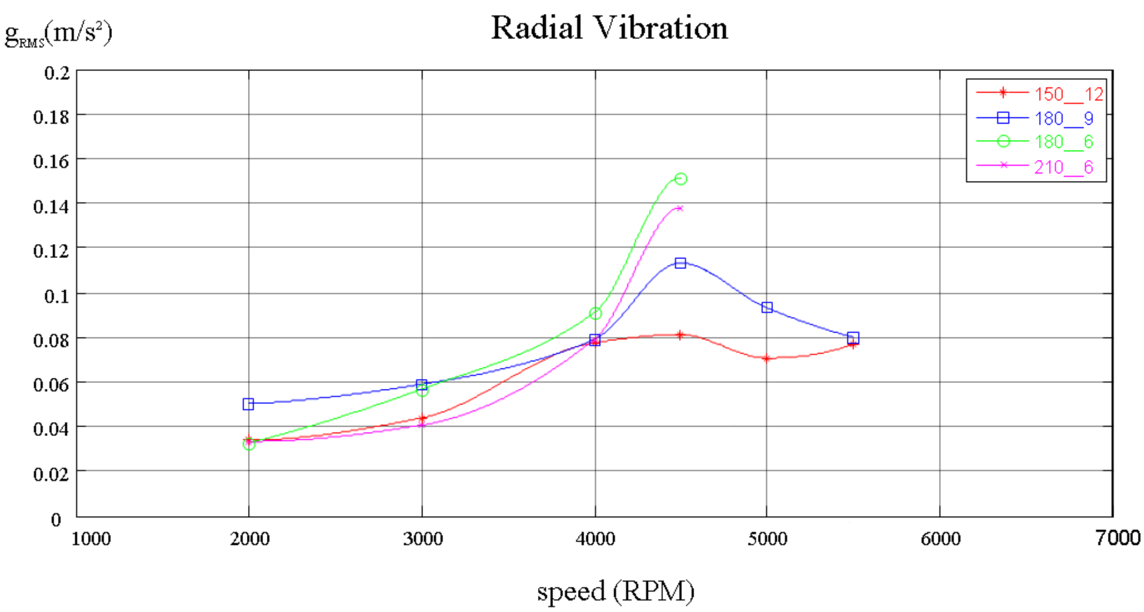


圖 6.10: 不同角度驅動之徑向震動

如圖 6.9與圖 6.10顯示，在 4000 rpm 以上的高轉速之下，震動量值與轉矩漣波相驗證，其中以 180 度六步方波驅的轉矩漣波最大，所以其震動量也最大；而以 150 度十二步方波驅動的轉矩漣波最小，震動量也為最小，不過在低轉速之下 210 度六步方波驅動卻有較小得震動值，不然通常以 150 度十二步方波驅動的震動量最小。震動量值會間接影響到轉速，圖 6.9與圖 6.10也驗證了 6.3 節的速度結果，其中以 180 度六步方波驅的震動量最大，所以其轉速為最慢，而 150 度十二步方波驅動的震動量最小，所以其轉速為最快。

第七章 結論與未來發展

為了解決傳統使用位置感測器的缺點與限制，本論文利用偵測零交越點的方式與使用具遮罩功能的數位式相位移器，來達到準確的無感測換相目的，並在FPGA 上實現不同角度的無感測控制技術。以下為實現不同角度無感測驅動的分析結論：

1. 在電流方面，以 150 度十二步方波驅動的電流波形最為對稱，且平均電流也最少，但在不同角度驅動之下比較電流是沒意義的，因此以 180 度驅動而言，180 度六步方波驅動的平均電流大於九步方波驅動 0.12A，所以 180 度九步方波驅動會優於六步方波驅動。

2. 在震動方面，因 150 度十二步方波驅動的電流波形最為對稱，所以有較小的轉矩漣波，使得在相同轉速之下較其他驅動方式的震動量小。而 180 度六步方波驅動的轉矩漣波最大，震動量也最大，其次為 210 度六步方波驅動與 180 度九步方波驅動。

3. 在速度方面，以 180 度九步方波驅動的扭力為最大，不過因為其震動量比 150 度十二步方波驅動大，所以導致轉速並沒有像預期一般比 150 度十二步方波驅動快。而 210 度六步方波驅動並沒有因為它連續導通時間較長而得到較大的扭力，而且震動量也較大，因此其速度比 150 度十二步方波驅動與 180 度九步方波驅動慢。速度最慢的則為震動量最大的 180 度六步方波驅動。

為了使馬達驅動方式能夠越趨近於傳統 180 度六步方波的驅動，本文提出 210 度六步方波、180 度六步方波與 180 度九步方波的驅動方式，依據以上這三種特性的分析，180 度六步方波與 210 度六步方波驅動並沒有因為連續導通的電氣角時間較長而得到較快的轉速，反而得到更大的震動與平均電流值。而 150 度十二步方波與 180 度九步方波驅動能夠得到比 120 度六步方波驅動更大的轉矩與速度，但由於 180 度九步方波驅動的震動量值較大，使得速度無法較 150 度十二步方波驅動快，而且較大的震動也容易影響到整個系統的表現，所以在這四種驅動方式中，

以150度十二步方波驅動爲最佳的無感測驅動方式，除了轉速較快外，也擁有較少的震動與平均電流值。

由於傳統 180 度六步方波驅動在相同電壓下可得到較其他驅動方式大的轉矩與速度，但因其每步皆爲導通三相線圈，不會產生感應電動勢，因此無法利用電壓回授來偵測零交越點，而且藉由本文實驗得知，無法利用傳統 180 度與 120 度六步方波驅動搭配成真正我們想要的 180 度無感測驅動，所以在未來發展方面，可嘗試藉由馬達電流波形來獲得換相相關的訊息來實現 180 度的無感測驅動。抑是設計其他偵測零交越點的方式，使得不受假零交越點的限制，將 150 度十二步方波驅動中的 120 度驅動時間減少，讓驅動方式可以更近似於 180 度驅動。除了希望在相同電壓下得到較大的轉矩外，現今使用馬達的產品越來越注重靜音與低震動，所以如何降低噪音與減少震動量也成爲一個重要的議題。

參考文獻

[1] S. Murai, and K. Ken, “Motor Drive Circuit Having a Resistor Circuit for Sine Wave Generation”,*United States Patent* 6469470

[2] J. P. Johnson, M. Ehsani and Y. Guzelgunler, “Review of Sensorless Methods for Brushless DC” , *IEEE Ind. Applicat. Confer.*, Vol. 1, pp.143-150, 1999.

[3] S. Murai, and K. Ken, “Method to Detect the True Zero-Crossing Points of the Phase Back EMF for Sensorless Control of Brushless DC Motors”,*United States Patent* 6879124

[4] J. Shao and D. Nolan, “Further Improvement of Direct Back EMF Detection for Sensorless Brushless DC (BLDC) Motors Drives” , *IEEE Applied Power Electronics Confer. and Exposition*, Vol. 2, pp.933-937, 2005.

[5] Q. Jiang, C. Bi and R. Huang, “A New Phase-Delay-Free Method to Detect Back EMF Zero-Crossing Points for Sensorless Control of Spindle Motors” , *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 41, pp.2287-2294, 2005.

[6] Y. Iwaji and K. Endo, “Sensorless Motor Control Method for Compressor Applications ” , *International Appliance Technical Confer.*, 2005.

[7] C.G. Kim, H.W. Kim and M.J. Youn , “Study on Maximum Torque Generation for Sensorless Controlled Brushless DC Motor with Trapezoidal Back EMF” , *IEE Proceedings Electric Power Applicat.*, Vol. 152, pp.277-291, 2005.

[8] T. Kim, H.W. Lee and M. Ehsani, “Position Sensorless Brushless DC Motor / Generator Drives: Review and Future Trends” , *IET Electric Power Applicat.*, Vol. 1, pp.557-564, 2007.

[9] C. M. Wang, S. J. Wang, S. K. Lin and H. Y. Lin,"A Novel Twelve - Step Sensorless Drive Scheme for a Brushless DC Motor", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 43 , pp.2555-2557, June 2007.

[10] D. Gambetta, and A. Ahfock , "New Sensorless Commutation Technique for Brushless DC motors" , *IET Electric Power Applicat.*, Vol. 3, pp.40-49, 2009.

[11] Altera Corporation,"DE1 Development and Education Board User Manual", 2006.

[12] 林星宇，小型三相直流無刷馬達之無感測控制晶片的設計與實現，國立交通大學電機與控制工程學系碩士論文，2006.

[13] 吳昱錚，應用於三相直流無刷馬達之150度12步方波無感測驅動技術與速度控制，國立交通大學電機與控制工程學系碩士論文，2008.

[14] 見成尙志、永守重信，最新無刷直流馬達，孫清華譯，全華圖書股份有限公司，2001.