

# 永磁無刷馬達使用霍爾感測器或無感測之數位控制器設計

## Design of a Digital Controller for PM Brushless Motors with or without Hall Sensors

張晏銓  
Yen-Chuan Chang

鄒應嶼  
Ying-Yu Tzou

電力電子系統與晶片實驗室  
國立交通大學 電機與控制工程學系  
Power Electronic Systems & Chips Lab.,  
Department of Electrical and Control Engineering,  
National Chiao Tung University, Hsinchu, Taiwan.

### 摘要

本文針對永磁無刷馬達之數位控制晶片設計提出一種包含兩種控制模式的設計方法，一種是可使用弦波型霍爾感測器進行位置控制模式，另一種是無感測速度控制模式。本文所設計之控制IC採用階層式、模組化的設計方式，IC內每個功能方塊皆具有可程式化之特點，可透過外部通訊介面調整各方塊功能與設定參數以配合不同應用，使用者可免去複雜之軟體設計步驟，減少開發時程。此數位控制IC使用現場可程式化的閘陣列(Field Programmable Gate Array, FPGA)實現，並以實驗結果驗證其可行性與效能。本文亦提出一個無刷直流馬達之新型啟動方法，可避免無感測啟動時產生反轉之情形。此方法可在馬達靜止時偵測出馬達轉子初始位置，再以一特殊之方法加速馬達，直到反抗電動勢大小足以提供無感測演算法正確的估測轉子位置，便可切換到無感測驅動模式。與傳統方法比較，此方法僅需回授直流鏈電流，不需要額外的位置感測器，可降低成本，且其轉子估測方式與馬達參數無關，具有高強健度，初始位置估測之解析度為30度電氣角。最後以實驗結果驗證所提出啟動方法之可行性。

關鍵字— 無刷直流馬達，數位伺服控制IC，無感測控制，啟動控制

### Abstract

This paper presents the design of a digital controller for brushless PM brushless motors with and without Hall sensors. By using linear Hall sensors, a digital servo motor control system is implemented. Besides, a sensorless algorithm is fulfilled to accomplish a sensorless speed control system. The control IC is realized using hierarchical and modular realization strategy, each functional block for the digital control IC is designed as a reusable IP with FPGA implementation. The sensorless IC is configurable with its modular blocks and control registers via a serial interface to fit various applications without complicated software programming efforts. Experiment results are presented to verify the performance and feasibility of the proposed IC. This paper also presents a new sensorless starting method for brushless DC motors without reversing rotation. The method can detect the rotor position at standstill and a specific start-up method is used to accelerate the motor up to middle-speed where conventional sensorless control algorithms based on the back-EMF can work properly. The proposed scheme employs only one current sensor at DC-link side, and can be applied to a motor without knowing its parameters. As compared with previous approaches, the presented technique can simplify the sensorless position detection procedure and lower the cost. The proposed initial rotor position detection

本論文乃由國科會補助之計畫研究成果，計畫編號為 NSC 94-2622-E-009-001。

technique has a resolution of 30 electrical degrees. Experimental results reveal that the starting procedure can work smoothly without temporary reversing rotation.

Keywords: brushless dc motor, digital servo control IC, sensorless control, start-up control

### 一、簡介

隨著科技的快速發展，馬達在日常生活應用中扮演越來越重要的角色，例如光碟機的主軸馬達、影像掃描器的驅動馬達，或是電動玩具、汽車雨刷等等。而其中永磁式的無刷直流馬達由於沒有碳刷，因此較直流馬達易維護，低噪音，且效率較高、體積可以比較小，許多的優點使得無刷直流馬達被廣泛的使用。傳統式的永磁無刷直流馬達驅動方式是藉霍爾感測器或編碼器估測轉子位置與速度，以進行伺服或速度控制，然而霍爾感測器容易受外界環境的影響，造成感測準確度降低，而編碼器之成本又過於昂貴，因此無感測的驅動方式便越來越受到重視 [1]。

傳統無刷直流馬達控制系統多採用微控制器或數位訊號處理器[2]，其缺點為需要較長的開發時程且取樣頻率受到限制。近年來由於積體電路的蓬勃發展，以FPGA硬體電路實現為基礎的技術亦被應用於馬達控制系統。FPGA的優點在於具有彈性化，開發者能夠根據特定應用進行配置，且由於晶片內部邏輯閘各自獨立，採用平行運算的電路架構可達到快速的處理速度，因此許多無刷直流馬達驅動器之研製皆採用FPGA[3]-[5]，而其中又以無感測的驅動IC為發展重點。

在無感測的驅動方式下，通常是藉由反抗電動勢估測轉子之位置，然而在低轉速或是馬達靜止的情況下，反抗電動勢幾乎為零，無法估測轉子位置，因此如何在無感測的驅動方式下，穩定的啟動馬達成了很重要的課題之一。在無感測的啟動方法中最常用的是在啟動時先對定子線圈激磁，使得馬達轉子固定在某個已知方向上，再以開迴路送出三相頻率漸增的弦波電壓命令，則由於同步馬達的特性，轉速也會漸漸增加。然而此方法在對線圈激磁時可能會有馬達反轉的情況發生，因此在應用上受到限制。第二種方式為先估測馬達的初始位置，再以開迴路的方式啟動馬達，此方法可避免啟動時產生反轉的情況。關於馬達轉子初始位置估測已有許多方法被提出，其感測原理大多是利用線圈電感磁飽和之

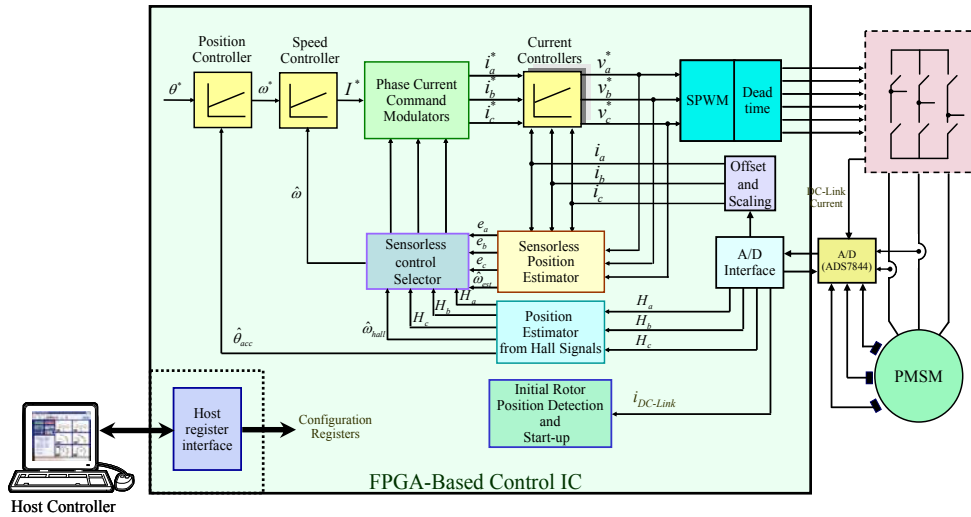


圖1 永磁無刷馬達數位控制器內部架構圖

特性，如參考文獻[6]-[7]，然而這些方法需要較複雜的演算法或回授三相電壓與電流。

本文以FPGA為基礎呈現一個使用線性型霍爾感測器之伺服控制器與一個無感測之速度控制器。所設計之控制IC包含永磁同步馬達驅動系統內所需之各功能方塊，例如數位控制器、數位脈寬調變、有感測位置估測器、無感測位置估測器等，且其採用階層式與模組化的設計方式，IC內每個功能方塊皆具有可程式化之特點，可透過外部通訊介面調整各方塊功能與設定參數以配合不同應用，使用者可免去複雜之軟體設計步驟，減少開發時程。此外，本文亦提出一個簡單且低成本的無感測啟動方法。此方法首先送出電壓測試訊號，再經由直流鏈電流之變化判斷轉子初始位置，此方法不需預先知道馬達參數且估測時不會有馬達振動之情形。在估測完初始位置後，再以一個特殊的啟動步驟加速馬達。利用此方法，可實現一個從靜止啟動到高速運轉的無感測馬達驅動系統。

## 二、無刷直流馬達控制器系統研製

### A. 系統架構

圖1為本文所實現之以FPGA為基礎之永磁無刷馬達數位控制內部架構圖。控制器中主要包含位置控制器、速度控制器、磁場導向轉矩控制器、脈寬調變產生器、無感測速度估測器、初始位置估測器與基於霍爾感測器之位置與速度估測器。此控制器在使用霍爾感測器的情況下可達到伺服控制之目的，而沒有霍爾感測器的情況下則可以無感測的方式進行速度控制。為了簡化控制IC之介面，其內部方塊暫存器設定與外部命令是透過串列介面從個人電腦端做調整，僅需回授兩相電流訊號與三相霍爾感測器訊號，

在有感測的情況下，伺服控制所需的位置與速度資訊是經由回授霍爾感測器訊號獲得。由於線性型霍爾感測器所產生的電壓訊號波形與轉子磁場分佈的波形相同，對於弦波形永磁同步馬達，線性型霍爾感測

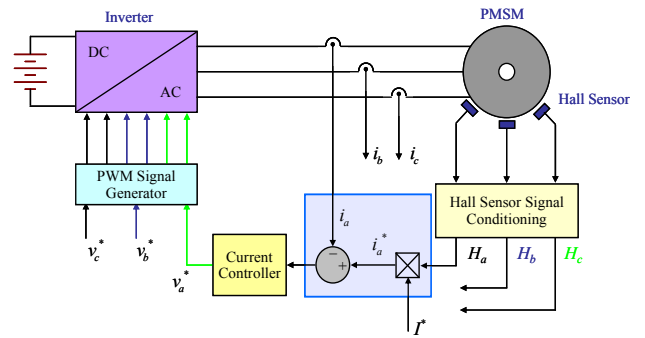


圖2 使用線性型霍爾感測器進行磁場導向控制之方塊圖

器的輸出電壓波形為弦波，且其振幅固定，與反抗電動勢間之相位差為定值，因此可透過計算從霍爾感測器訊號獲得位置與轉速資訊，此外線性型霍爾感測器訊號亦可當作相電流控制命令之參考訊號，速度控制器輸出之力矩命令與霍爾感測器訊號相乘產生各相之電流命令，藉由控制馬達相電流與反抗電動勢同相，以使單位電流下之轉矩最大。如此便可達到磁場導向控制之目的，而省去座標轉換之複雜計算。圖2為一使用線性型霍爾感測器進行磁場導向控制之方塊圖。

此控制器在無感測驅動下是透過無感測演算法獲得馬達速度資訊，以進行無感測之速度控制。此時在磁場導向轉矩控制器中，三相估測之反抗電動勢訊號將取代原本之霍爾感測器訊號，以產生各相電流命令。而無感測啟動過程則是先估測轉子之初始位置，再送出頻率漸增之三相弦波電壓命令以加速馬達，直到無感測演算法可正確估測轉子位置再切換至閉迴路控制。

### B. 使用線性型霍爾感測器計算速度與位置

圖3為理想之線性型霍爾感測器訊號波形，其中360°電氣角依三相弦波的正負符號可分為I到VI六個區間，每個區間各為60°。要決定轉子的電氣角度，首先根據三個霍爾感測器訊號的正負判斷轉子角度所在的區間，區間I至區間VI分別取 $H_a$ 、 $-H_c$ 、 $H_b$ 、 $-H_a$ 、 $H_c$ 、 $-H_b$ ，做查表即可得知轉子角度。得到轉子的角度後，利用微分的方式可得到馬達的轉速。但由於轉子

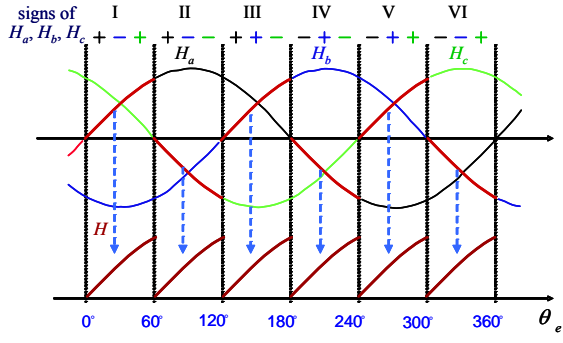


圖3 理想之線性型霍爾感測器訊號波形

角度在 $0^\circ$ 到 $360^\circ$ ，或從 $360^\circ$ 到 $0^\circ$ 的時候，直接利用轉子的角度增量計算轉速會導致速度估測錯誤。為了解決這個問題，假設馬達的轉速在一個取樣週期內的變化可以忽略，當偵測到轉子的角度增量太大時，便以前一個取樣週期的角度增量取代，如此便可避免較大的速度估測誤差。

此轉子位置估測方法利用線性型霍爾感測器的輸出電壓大小對於轉子角度不同產生之變化，經由適當的估測機制得到高解析度的轉子角度與速度資訊，可應用於取代高成本之編碼器達到伺服定位控制之目的。

### C. 無感測位置估測演算法

本文所使用的無感測轉子角度估測演算法是以磁通鏈增量、正規化反抗電動勢與估測之反抗電動勢峰值計算轉子角度變化量，再以累加的方式計算出轉子的電氣角度。此方法具有一閉路回授機制，對於雜訊或量化等因素所造成之估測誤差具有自動修正的能力，但若是演算法中所使用的馬達參數或量測訊號不準確仍會造成估測結果的誤差。根據[8]，角度增量可以表示為

$$\Delta \hat{\theta}_e = \frac{P}{K_E} \frac{\Delta \psi_a e_b(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_b e_c(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_c e_a(\hat{\theta}_e)}{e_a(\hat{\theta}_e) e_b(\hat{\theta}_e) + e_b(\hat{\theta}_e) e_c(\hat{\theta}_e) + e_c(\hat{\theta}_e) e_a(\hat{\theta}_e)} \quad (1)$$

其中 $P$ 為馬達極對數， $K_E$ 為反抗電動勢常數， $\Delta \psi_a$ 、 $\Delta \psi_b$ 與 $\Delta \psi_c$ 為各相在單位取樣週期內之磁通鏈增量， $\hat{\theta}_e$ 為估測之角度， $e_a$ 、 $e_b$ 與 $e_c$ 為振幅正規化後的三相反抗電動勢波形。對於一個弦波型反抗電動勢的馬達而言，其正規化後之反抗電動勢具有下列關係

$$e_a(\hat{\theta}_e) e_b(\hat{\theta}_e) + e_b(\hat{\theta}_e) e_c(\hat{\theta}_e) + e_c(\hat{\theta}_e) e_a(\hat{\theta}_e) = -0.75 \quad (2)$$

因此(1)可表示為

$$\Delta \hat{\theta}_e = \frac{P}{-0.75 K_E} [\Delta \psi_a e_b(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_b e_c(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_c e_a(\hat{\theta}_e)] \quad (3)$$

由於反抗電動勢估測峰值大小正比於轉速，故角度增量亦可根據反抗電動勢估測峰值計算，其關係可表示為

$$\Delta \hat{\theta}_e = \frac{T_{est} P \hat{E}}{K_E} \quad (4)$$

其中 $T_{est}$ 為取樣時間， $\hat{E}$ 為估測之反抗電動勢峰值。將(4)與(3)經由權重參數 $\lambda$ 的分配，可得一新型角度估測演算法

$$\Delta \hat{\theta}_e = \frac{P}{-0.75 K_E} \left[ \lambda (\Delta \psi_a e_b(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_b e_c(\hat{\theta}_e) + \Delta \psi_c e_a(\hat{\theta}_e)) - 0.75(1-\lambda) T_{est} \hat{E} \right] \quad (5)$$

將上式的角度增量結果累加可估測轉子位置 $\hat{\theta}_e$ ：

$$\hat{\theta}_e(k) = \hat{\theta}_e(k-1) + \Delta \hat{\theta}_e(k). \quad (6)$$

在估測出轉子角度後，正規化反抗電動勢函數 $e_a$ 、 $e_b$ 與 $e_c$ 可經由查表獲得，並帶回(5)以計算下一取樣週期內之角度增量。此關係形成一閉迴路修正機制，當轉子角度估測結果產生誤差時，能自動修正使轉子角度的估測結果得以逐漸收斂至正確值。在(5)中， $\lambda$ 主要影響轉子角度估測暫時性誤差的收斂速度，而適當的 $\lambda$ 值可使角度估測與速度估測的效果較佳[9]。

### D. 轉子初始位置估測

永磁無刷直流馬達中，轉子為永久磁鐵，定子為線圈，受到永久磁鐵磁極之作用，定子線圈的電感值並非一定值，而是為轉子電氣角的函數[10]。當線圈在永久磁鐵的N極或S極時，線圈將產生磁飽和現象，使得線圈電感值減小。若在線圈中輸入電流使得線圈產生S極磁場對準永久磁鐵，則當永久磁鐵N極對準線圈時，兩磁場同向，磁飽和效應將更明顯，使得線圈電感值小於沒有通入電流時，如圖4(a)；若將永久磁鐵S極對準線圈，則兩磁場反向，磁飽和效應降低，線圈電感值大於沒有通入電流的情形，如圖4(b)。

馬達線圈可等效為一電阻、電感與反抗電動勢之串聯。在馬達靜止時，反抗電動勢為零。若對馬達線圈輸入直流電壓，則將使線圈電流上升，而較小的電感值將使電流上升斜率較大，如圖5。又電感值之差異可反應出永久磁鐵之磁極位置，電流上升速率較快的即表示線圈磁場與轉子永久磁鐵磁場同向，可以此判斷轉子位置。因此，透過對馬達送出不同方向磁場之測試訊號，觀察直流鏈電流的變化，便可分辨出電感值之差異，進而判別出磁鐵磁極位置。

根據此原理，可對三相線圈送出十二組測試訊號，如圖6，這十二組測試訊號可合成出十二個方向各相差 $30^\circ$ 電氣角之磁場，初始位置的判斷是根據回授直流鏈電流之峰值決定。當測試訊號合成出的磁場與轉子永久磁鐵之磁場同向時，會有最大的直流鏈電流峰值。圖7為送出十二組測試訊號後，回授之直流鏈電流響應，圖中當測試訊號為(2)時有最大電流峰值，即表示磁鐵磁極位置與圖6中測試訊號型態(2)所合成之磁場同相。根據這個方法，初始位置判斷之解析度可達到 $30^\circ$ 電氣角，足以提供無感測啟動而不致產生反轉之情況。

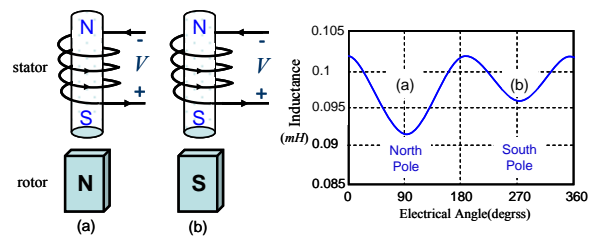


圖4 線圈電感為轉子角度與線圈電流的函數



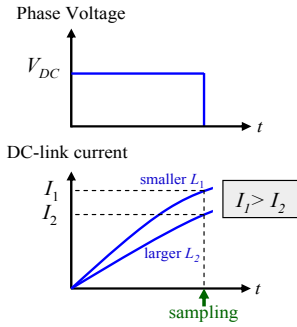


圖5 測試訊號與直流鏈電流響應圖(a)直流測試訊號 (b)直流鏈電流響應

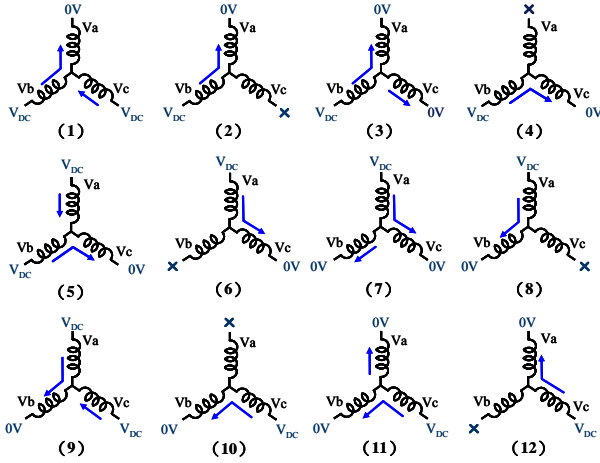


圖6 十二種測試訊號型態圖

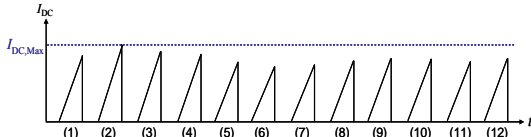


圖7 十二種測試訊號送出後之直流鏈電流響應

### 三、無刷直流馬達新型啟動方法

大多數馬達無感測驅動技術在中高速時具有良好的速度控制性能，然而在低速或靜止時，由於反抗電動勢或回授訊號過小，無法做出正確之位置判斷，因此必須借助特殊之啟動步驟將馬達帶到較高轉速。

本文提出一個以前一節之初始位置估測為基礎之無刷直流馬達啟動方法。在判斷出初始位置後，便可以送出一個 $90^\circ$ 超前的磁場向量以產生最大的啟動力矩，而在加速的過程中，位置資訊必須隨時被更新，以維持磁鐵磁場與線圈磁場間正交之關係。若在馬達旋轉的過程中仍然送出圖6中十二組測試訊號，則會產生反轉之力矩，因此一個特殊的啟動方式必須被採用。舉例來說，假設馬達之初始位置為 $90^\circ$ 電氣角，此時兩個在 $180^\circ$ 與 $210^\circ$ 方向之電壓向量將被送出，此時回授之直流鏈電流峰值大小關係為 $I_{DC(180^\circ)} < I_{DC(210^\circ)}$ ，如圖8(a)。在電壓向量送出後，由於轉子受到正向力矩作用會開始旋轉，當轉子轉到 $120^\circ$ 電氣角後，此時回授之直流鏈電流峰值大小關係為 $I_{DC(180^\circ)} > I_{DC(210^\circ)}$ ，如圖8(b)，之後再送出 $210^\circ$ 與 $240^\circ$ 方向之電壓向量。此方法可在馬達加速過程中將力矩維持在正向，以確保馬達可順利啟動，並且避免啟動時反轉之情況，若有外部干擾使得馬達加速過程中停止旋轉，此方法亦可重新加速啟動馬達。

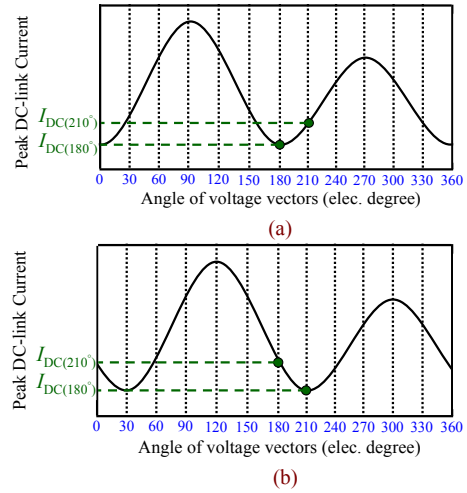


圖8 直流鏈電流峰值響應，當轉子位置為(a)  $90^\circ$  (b)  $120^\circ$  電氣角

## 四、功能方塊電路實現

### A. 基於霍爾感測器之位置與速度估測器

圖9為基於霍爾感測器之位置估測器電路架構。其中霍爾感測器之訊號讀取是經由一個12位元之類比數位轉換器，其中最低兩位元被捨去，以減少雜訊之影響，因此霍爾訊號之範圍為 $-512 \sim 511$ 。圖9之估測器中主要可分為兩個多工器，左邊之多工器為選擇角度區間而右邊為選擇霍爾訊號並作查表之動作，最後再將兩個結果相加可獲得精確之轉子位置資訊。其中一個433點之反正弦表必須被建立，因為

$$512 \times \sin 60^\circ \approx 443 \quad (7)$$

在位置估測器中的位置資訊是採用Q-3格式，而速度的計算為根據角度之微分獲得，其關係可表示為

$$\omega_{hall}[k] = \frac{\theta_{hall}[k] - \theta_{hall}[k-1]}{2880 \times \Delta T_1} \times \frac{60}{P} \quad (8)$$

其中 $\omega_{hall}$ 為估測之速度，單位為rpm，而 $\theta_{hall}$ 估測之電氣角度， $\Delta T_1$ 為速度計算之取樣週期， $P$ 為極對數。在(8)中，最小可計算之速度解析度與取樣週期有關，對於一個6極對的馬達且計算取樣週期為2 kHz，其最小可計算之速度解析度為7 rpm。圖10為速度估測器之電路架構，其中 $\Delta\theta_{limit}$ 為避免角度增量過大產生速度計算誤差之範圍限制。

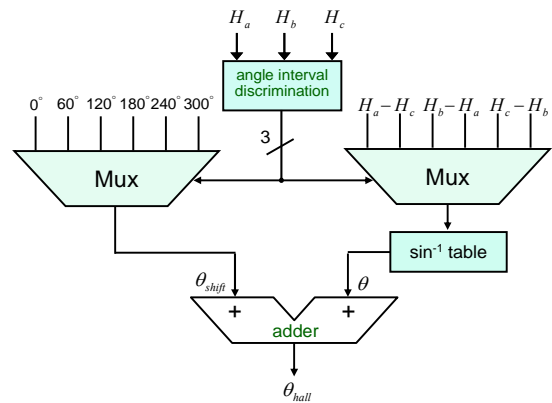


圖9 位置估測器電路架構

## 五、實驗結果與分析

為了驗證第三節中提出啟動方法之可行性，本文利用數位訊號處理器 TMS320LF2407A 實現所提出的啟動控制方法，實驗中使用之無刷直流主軸馬達的參數值如表1所示，直流鏈端電流感測電阻為0.2Ω，實驗時以弦波形霍爾感測器訊號作為轉子位置與速度之參考。

圖12為馬達從靜止啟動之實驗結果，圖中可發現在加速過程中估測之角度皆能跟上實際轉子之位置，且啟動時不會有反轉之情形。圖13顯示在加速過程中受到外界干擾而停止加速並靜止一段時間後，馬達重新啟動之過程。在圖13中可發現在一開始初始位置估測有約30°的估測誤差，但因此時仍可維持一個正向的啟動力矩，因此啟動時不會有反轉之情形。

本文提出之永磁無刷馬達之數位控制器已被實現於 Altera EP1C12F256C8 晶片，其內部暫存器之設定是在個人電腦端透過一個以Matlab為基礎之人機介面程式經由串列傳輸與IC做溝通。為了驗證此類控制IC之可行性，本文採用一個DVD主軸馬達，其參數值如表1。在伺服控制系統中，PWM切換頻率與電流迴路取樣頻率為20 kHz，而位置控制與速度控制之取樣頻率為2 kHz。圖14與15顯示使用線性型霍爾感測器做伺服位置控制之實驗結果，其中圖14為斜坡命令正反轉一圈，而圖15為步階命令正反轉一圈。圖中顯示定位控制的結果沒有穩態誤差，但因位置控制迴路僅使用比例控制器，使得位置響應對於斜坡命令會有追隨誤差。圖16顯示無感測速度控制之啟動實驗結果，啟動過程為先估測初始位置，再以開迴路加速馬達，最後再切換至閉迴路控制，圖中可看出啟動時沒有反轉之情況，且角度估測誤差在切換至閉迴路後漸漸收斂至零。圖17顯示無感測斜坡速度控制從500 rpm至7000 rpm之實驗結果。實驗結果顯示此類控制IC具有良好的動態響應與速度控制性能。

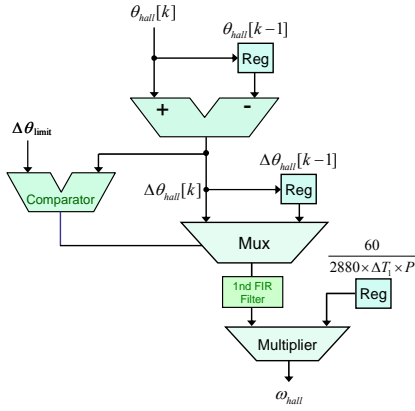


圖10 速度估測器電路架構

### B. 無感測位置估測方塊

在無感測的演算法(5)中，磁通鏈增量 $\Delta\psi_a$ 可表示為

$$\Delta\psi_a = (v_{an} - Ri_a) \cdot T_{est} - L\Delta i_a \quad (9)$$

其中線對中性點電壓 $v_{an}$ 、 $v_{bn}$ 與 $v_{cn}$ 是根據此IC中PWM產生器方塊之電壓控制責任比決定，因此(9)可被改寫為

$$\Delta\psi_a = \frac{L}{K_c} \left[ \left( \frac{K_c}{R} K_v D_a - i_{a(AD)} \right) \cdot \frac{R}{L} T_{est} - \Delta i_{a(AD)} \right] \quad (10)$$

其中 $v_{an} = D_a \times K_v$ ， $D_a$ 為a相電壓控制訊號責任比， $K_v$ 為變頻器之增益， $K_c$ 為電流感測增益，而 $i_{a(AD)}$ 為a相電流經由類比數位轉換後之結果。另兩相之磁通鏈 $\Delta\psi_b$ 與 $\Delta\psi_c$ 亦可以類似(10)之方式表示，則(5)可改寫為

$$\Delta\hat{\theta}_e = B \cdot \left\{ \begin{aligned} &[(CD_a - i_{a(AD)}) \cdot A - \Delta i_{a(AD)}] \cdot e_b \\ &+ [(CD_b - i_{b(AD)}) \cdot A - \Delta i_{b(AD)}] \cdot e_c \\ &+ [(CD_c - i_{c(AD)}) \cdot A - \Delta i_{c(AD)}] \cdot e_a \end{aligned} \right\} + \alpha \hat{\omega} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \text{其中 } A &= \frac{R}{L} T_{est} & B &= \frac{PL\lambda}{-0.75K_E K_c} \\ C &= \frac{K_c}{R} \times K_v & \alpha &= PT_{est}(1-\lambda) \end{aligned}$$

圖11為無感測轉子角度估測器之方塊圖，估測器中只有四個參數A、B、C與 $\alpha$ 必須被預先計算並設定，其餘參數皆為IC內部產生，透過四個參數之設定即可使此無感測位置估測方塊滿足於不同之馬達。

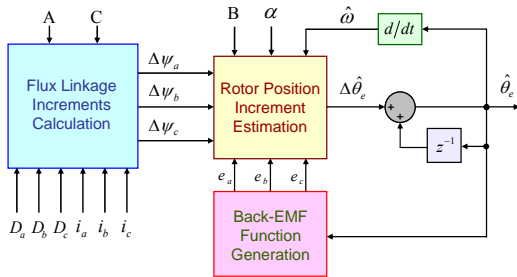


圖11 無感測轉子角度估測演算法方塊圖

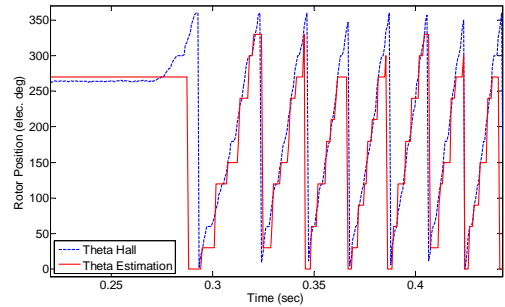


圖12 啟動響應

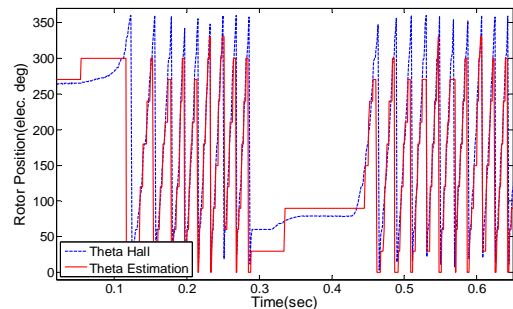


圖13 受到外部干擾之啟動響應

## 六、結論

本文以FPGA為基礎，實現一個基於線性型霍爾感測器為基礎之伺服控制IC，此IC提供無刷直流馬達伺服控制一個系統化且低成本的解決方案。此IC中亦包含一個具有初始位置估測並從靜止啟動加速至高速運轉之無感測速度控制器，實驗結果顯示其具有良好之加速響應，且啟動時不會有反轉之情況。此控制器已被實現於以Altera EP1C12F256C8晶片為基礎之實驗平台，其資源使用量為8038 LCs(logic cells)，為全部資源之66.7%。此控制IC內每個功能方塊與暫存器具有可程式化之特點，可透過外部通訊介面調整以應用於不同場合。本文亦提出一個無感測之啟動方法，此方法只需回授直流鏈電流，且不需預先得知馬達之參數，可避免馬達啟動產生反轉或啟動失敗之情形，且可在受到外界干擾而停止加速後重新啟動馬達。

表 1 無刷直流主軸馬達之參數值

3-phase permanent magnet synchronous motor	
Type	Y-connection, 12 poles
Rated voltage	12 V
Stator resistance	0.5 $\Omega$
Stator inductance	0.102 mH
Back-EMF constant	0.423 mV/rpm
Rotor inertia	$1.056 \times 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Mech. time constant	0.27 sec

## 參考文獻

- [1] 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.
- [2] T. M. Jahns, "Motion control with permanent-magnet AC machines," *IEEE Proc.*, vol. 82, no. 8, pp. 1241-1252, Aug. 1994.
- [3] J. Moutinho, R. E. Araujo, and V. Leite, "Low cost control and monitoring motion control ICs," *IEEE Electrotechnical Conf.*, pp. 1138-1141, May 2006.
- [4] L. Charaabi, E. Monmasson, M. Nassani, and I. Slama-Belkhdja, "FPGA-based implementation of DTSFC and DTRFC algorithms," *Industrial Electronics Society, IECON 2005. 32<sup>nd</sup>*, pp. 245-250, Nov. 2005.
- [5] Zhaoyong Zhou, Tiejai Li, T. Takahashi, and E. Ho, "FPGA realization of a high-performance servo controller for PMSM," *IEEE APEC*, vol. 3, pp. 1604-1609, 2004.
- [6] W. J. Lee and S. K. Sul, "A new starting method of BLDC motors without position sensor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, pp. 1532-1538, Nov.-Dec. 2006.
- [7] G. H. Jang, J. H. Park, and J. H. Chang, "Position detection and start-up algorithm of a rotor in a sensorless BLDC motor utilizing inductance variation," *Electric Power Appl., IEE Proc.*, vol. 149, pp. 137-142, Mar. 2002.
- [8] L. Ying and N. Ertugrul, "A novel, robust DSP-based indirect rotor position estimation for permanent magnet AC motors without rotor saliency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 539-546, Mar. 2003.
- [9] 賴逸軒, 鄒應嶼, "永磁同步馬達無感測控制方法之研究", 2005年台灣電力電子研討會。
- [10] P. B. Schmidt, M. L. Gasperi, R. Glen, and A. H. Wijanayake, "Initial rotor angle detection of a nonsalient pole permanent magnet synchronous machine," *IEEE IAC*, vol. 1, pp. 459-463, Oct. 1997.

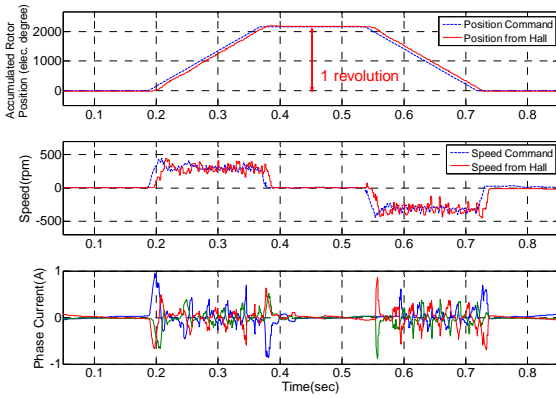


圖 14 斜坡位置控制命令 (正反轉一圈)

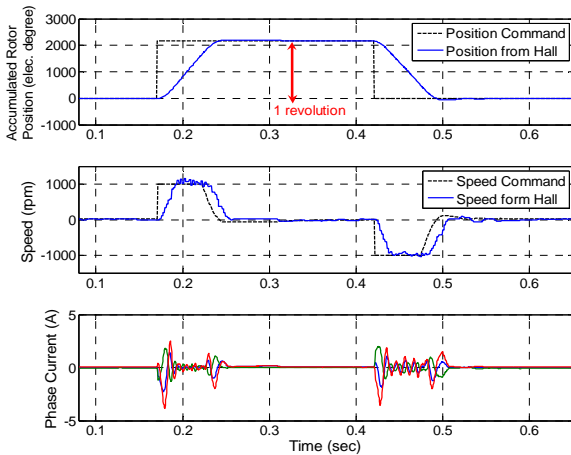


圖 15 步階位置控制命令 (正反轉一圈)

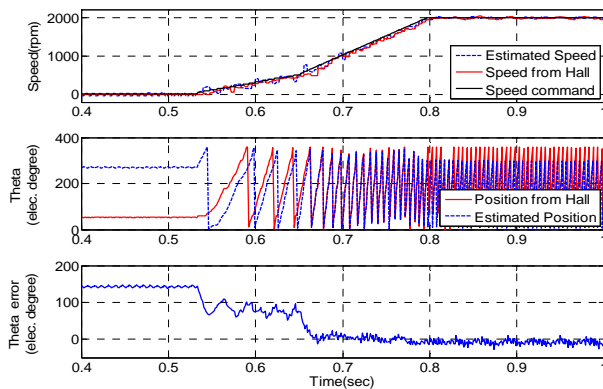


圖 16 無感測啟動加速響應

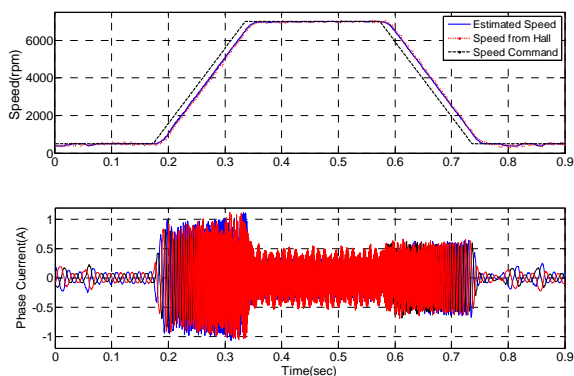


圖 17 無感測斜坡速度控制 (由500 rpm到7000 rpm)