

行政院國家科學委員會專題研究計畫 成果報告

直驅式車輪馬達分析與無感測滑動控制器設計(2/2)

計畫類別：個別型計畫

計畫編號：NSC94-2213-E-009-047-

執行期間：94年08月01日至95年07月31日

執行單位：國立交通大學電機與控制工程學系(所)

計畫主持人：陳永平

計畫參與人員：蔡建峰 程思穎 陳胤宏

報告類型：完整報告

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 95 年 9 月 18 日

行政院國家科學委員會專題研究計畫成果報告

直驅式車輪馬達分析與無感測滑動控制器設計(2/2)

Analysis of Direct-Drive in-Wheel Motor and the Design of Sensorless Sliding Mode Controller (2/2)

計畫編號：NSC 94-2213-E-009-047-

執行期間：中華民國94年8月1日至95年7月31日

主持人：陳永平 (交通大學電機與控制工程學系)

計畫參予人員：蔡建峰 (交通大學電機與控制工程學系)

程思穎 (交通大學電機與控制工程學系)

陳胤宏 (交通大學電機與控制工程學系)

一、中文摘要

傳統的電動車輛系統中，以高速馬達作為動力源，其動力傳動採用減速機構，最終輸出至輪軸，此種設計雖可利用目前在技術上已經相當成熟的伺服馬達，但因傳動機構的能量損失，大大降低了整體系統的效率。直驅式馬達具有低轉速、高扭力之特性，不需要額外之減速機構，運用在運輸系統當中，可大幅提升動力系統整體的效率。

因直流無刷馬達有高功率密度、高效率以及易控制的特性，近年來被廣泛的應用在車輛驅動系統當中。控制直流無刷馬達時，一般傳統的方式都是依賴安裝在馬達內部的位置感測器或是編碼器，但是卻造成一些不可避免的缺點，例如體積和成本的增加，另外在車輛驅動應用的場合當中，震動和惡劣的工作環境都可能造成感測器失效。因此，無感測控制的方式近年來成為越來越被重視的研究課題，所以，本計劃主要目的是分析並且實現直流無刷馬達無感測偵測元件之驅動器研製。

在計劃中，反電動式位置偵測法被運用在即時回授的系統中，偵測出轉子磁極的位置，以提供換相訊號。此外，無感測最常見到的起動問題，也藉由計劃中所提到的起始位置偵測方式克服了，一旦起始位置被偵測出來之後，馬達便可有效率的由靜止起動到要求的速度，這些無感測的控制方法以及由靜止起動的過程將在計劃報告中完整呈現。

關鍵詞：無感測控制、直流無刷馬達、起始位置偵測、反電動勢

Abstract

Traditionally, high-speed motor is adopted as the power source in an EV (electric vehicle). It uses the transmission mechanism to deliver power to the shaft of the wheels. Recently, the technology of Servomotor has been well developed, which can be applied in such procedure. However, the loss resulted from the transmission mechanism could reduce the overall efficiency seriously.

Nowadays, the BLDC motor becomes more and more attractive and be applied to many applications since it is easy to control and with high power density and high efficiency. Conventionally, the Hall-effect sensors are needed in electrical commutation. However, the Hall-effect sensors have several disadvantages, such as cost, size and reliability. Besides, for the transportation application, the motor will suffer to extreme vibration and work in the severe environment. Therefore, the sensorless control methods have been widely investigated in recent years. This project analyzes and then realizes a sensorless drive for the BLDC motor with the position estimated method to control the motor from standstill to the desired speed. In addition, the start-up problem existing in the back-EMF based method has been overcome simply by the initial position detection. Once the initial rotor position is attained, the motor can be driven from standstill effectively by a modified open-loop method. Finally, experimental results are included to demon-

strate the success of the proposed sensorless control algorithm.

keyword : Sensorless Control、Brushless DC Motor、Initial Position Detection、Back EMF

二、簡介

基於世界環保潮流的意識抬頭，對於生活環境的品質要求也日趨嚴格，國內由於地理環境的因素，以及國人用車的習慣，使得機車的使用密度成為世界第一，因此減少機車的排放廢氣污染，成為改善空氣品質的重要一環。所以在政府政策的制訂執行下，電動機車的研究發展，透過學校、研究單位以及民間機車工業的共同推動，使得國內電動機車的使用人口已經呈現大幅成長。直驅式車輪馬達提供了電動車輛整體效率提升的新解決方案，更直接了簡化了中間機構的複雜性。電機系統的效率提升，必須同時著手於馬達本體與驅動器雙方面的研究，本計畫先對馬達的動態特性做基礎性的研究，分析並建模以提供驅動器及控制器設計時所需之足夠資訊。一般直流無刷馬達必須利用霍爾元件作為位置迴授的訊號，然而霍爾元件的安裝、固定以及其電氣特性，在惡劣的工作環境下，忍受度不佳，故障率高，若將霍爾元件也應用至直驅式車輪馬達之系統，將亦無法避免上述之缺點，高故障率，必造成使用的不便性，因此不利用霍爾元件的無感測驅動技術 (sensorless drive)，變成這幾年來馬達控制的一個新技術領域 [1-4]。在無感測控制技術方面，主要可分成五個研究方向 [5]：

1. 利用量電流、電壓所發展出來的控制技術
2. 利用觀測器所發展出來的控制技術
3. 利用量測反電動勢所發展的控制技術
4. 無感測的起動技術
5. 運用其他方法的控制技術

目前在估測轉速與位置的技術方面，以狀態觀測器有較為引人注目的成果。其中滑動估測 (Sliding mode observer) 方式更為突出，不僅運算簡單，實現上也相當方便，此外，還可加入適應性控制法則 [6,7]，進一步改善系統的表現。起動問題在無感測技術存在著相當高的難度，由於在靜止的狀況下，反電動勢為零，因此直接利用反電動勢或者間接估測反電動勢的控制技術將無法克服起動問題，必須有其他的控制技術加入。然而對於只允許起動之後循環單一方向運轉的工作場合，例如運輸載具，在起動時的絕對估測變成相當重要，對於這方面的問題，如果沒有外加的實體結構，例如額外的線圈等等，並沒有一個相當完善的解決方式被提出。目前國內的研究方向大多是利用反電動勢的零交越點 (Zero-Crossing Point) 偵測，來計算適當的換向時機與轉速 [8-10]，少部分則利用量測的電氣訊號進行磁通步進角估測

[11]。在起動的問題上面，有數種方法經常被探討 [12]，例如：端電壓電流式位置感測，必須假設靜止起動的瞬間，馬達轉子的真實位置與估測位置不超過 65° ；又如：載頻電壓式位置感測，對於 d 軸與 q 軸電感相同的馬達並不可行；為了避開這些問題，在車輛系統當中，原始的光編碼器仍被保留作為起動時之用，由此可見無感測起動問題，仍具有相當大的困難度。目前在車輪馬達之低轉速估測與控制問題仍未獲得全面的解決，本計畫將嘗試在不改變馬達原始的結構下，發展出較為理想的起動技術，避免初始轉動方向不可預測之缺點，以供車輛應用。

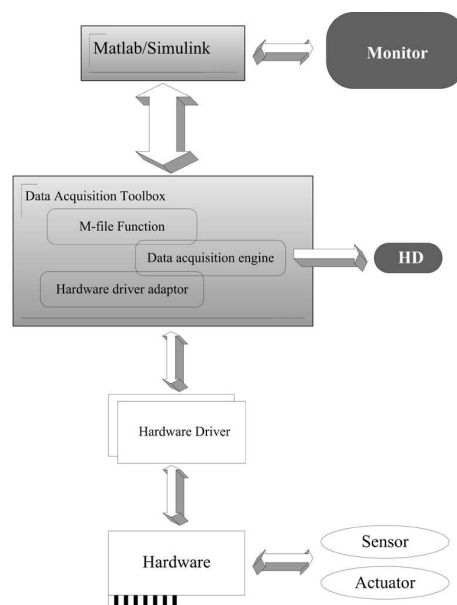
本計畫為兩年期計劃：

第一年：利用 Matlab 的 Real-Time Workshop、Real-Time Windows Target 與 xPC 等，以 Hardware-in-the-loop (HIL) 之方式建構出馬達的基本模型，用以驗證驗證控制器的可行性。並且將滑動估測理論用來作為無感測驅動器的理論基礎，建構 PC-Based 控制器，結果與討論將於第二、第三與第四節中提出。

第二年：著重在馬達驅動器以及起動問題的解決。在驅動器的設計中，以反電動勢估測法為基礎，驗證驅動電路的正確性，並加上初始電流的偵測，以達到起動時初始位置能夠較精確的得到，結果與討論將於第五、第六與第七節中提出。

三、PC-Based controller 及 HIL 建構

由於 MatlabR/Simulink 所提供的便利性，使得 PC-Based 量測與控制平台的建構，能夠大大減少時間，本計畫的 PC-Based 架構流程如 (圖一)。

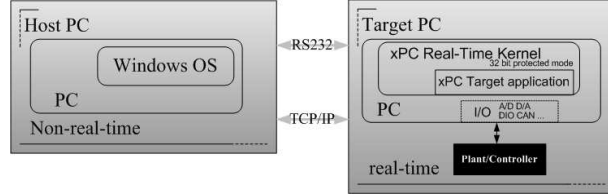


(圖一) PC-Based 量測平台方塊圖 [8]

使用到的介面卡分別為 NI-6130 與 MRC-6810，並且使用 Real-Time Workshop

的工具箱，完成 PC-Based 的控制器以及訊號擷取的動作。

在建構馬達模型與驅動器方面，利用 HIL 的概念與使用 xPC，可以省略反覆修改的時間，等到結果符合需求之後，才實際去做出成品，其概念如 (圖二) 所示。



(圖二) xPC 軟硬體環境示意圖 [9]

三、運用滑動估測之感測控制器

利用 Clark 轉換矩陣 T_s ,

$$T_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

將馬達的座標轉到靜止的 α - β 參考軸，因此可得到馬達的動態方程式為

$$\frac{d}{dt}i_\alpha = -\frac{R}{L}i_\alpha + \frac{1}{L}v_\alpha - \frac{1}{L}E_\alpha \quad (2)$$

$$\frac{d}{dt}i_\beta = -\frac{R}{L}i_\beta + \frac{1}{L}v_\beta - \frac{1}{L}E_\beta \quad (3)$$

其中

$i_{(\alpha,\beta)}$ 代表 α - β 參考軸上的電流

$v_{(\alpha,\beta)}$ 代表 α - β 參考軸上的輸入電壓

$E_{(\alpha,\beta)}$ 代表 α - β 參考軸上的反電動勢

R 和 L 分別代表相電阻與相電感。

首先定義電流的滑動觀測器為

$$\frac{d}{dt}\hat{i}_\alpha = -\frac{R}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L}v_\alpha - \frac{1}{L}u_\alpha \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt}\hat{i}_\beta = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L}v_\beta - \frac{1}{L}u_\beta \quad (5)$$

其中

$u_\alpha = l \text{sign}(i_\alpha - \hat{i}_\alpha)$, $u_\beta = l \text{sign}(i_\beta - \hat{i}_\beta)$ 。

由 (2)-(5)，可得到觀測器的誤差動態為

$$\frac{d}{dt}\tilde{i}_\alpha = -\frac{R}{L}\tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L}v_\alpha - \frac{1}{L}u_\alpha \quad (6)$$

$$\frac{d}{dt}\tilde{i}_\beta = -\frac{R}{L}\tilde{i}_\beta + \frac{1}{L}v_\beta - \frac{1}{L}u_\beta \quad (7)$$

其中 $\tilde{i}_\alpha = i_\alpha - \hat{i}_\alpha$, $\tilde{i}_\beta = i_\beta - \hat{i}_\beta$ 代表估測誤差。再來定義滑動平面為

$$s_\alpha = \tilde{i}_\alpha \quad (8)$$

$$s_\beta = \tilde{i}_\beta \quad (9)$$

由等效控制的理論

$$s_\alpha \Big|_{u_\alpha=u_{\alpha eq}} = 0, s_\beta \Big|_{u_\beta=u_{\beta eq}} = 0 \quad (10)$$

其中 $u_\alpha \Big|_{u_{\alpha eq}} = E_\alpha$, $u_\beta \Big|_{u_{\beta eq}} = E_\beta$ 。

又因為反電動勢大小是受限制的，因此選擇 $l_1 > \max(|E_\alpha|, |E_\beta|)$ ，則可保證滑動平面在有限時間內到達零，並可進一步利用低通濾波器將等效輸入的基頻取得。為了進一步估測轉速，因此定義反電動勢基頻的理想動態為

$$\dot{Z}_\alpha = -\omega_e Z_\beta \quad (11)$$

$$\dot{Z}_\beta = -\omega_e Z_\alpha \quad (12)$$

並設計反電動勢基頻的估測器以及轉速估測器分別為

$$\dot{\hat{Z}}_\alpha = -\hat{\omega}_e \hat{Z}_\beta + l_2(Z_\alpha - \hat{Z}_\alpha) \quad (13)$$

$$\dot{\hat{Z}}_\beta = -\hat{\omega}_e \hat{Z}_\alpha + l_2(Z_\beta - \hat{Z}_\beta) \quad (14)$$

$$\dot{\hat{\omega}}_e = (Z_\alpha - \hat{Z}_\alpha)\hat{Z}_\beta - (Z_\beta - \hat{Z}_\beta)\hat{Z}_\alpha \quad (15)$$

由 (11)-(15)，可得誤差動態為

$$\dot{\tilde{Z}}_\alpha = -\omega_e Z_\beta + \hat{\omega}_e \hat{Z}_\beta - l_2(\tilde{Z}_\alpha) \quad (16)$$

$$\dot{\tilde{Z}}_\beta = -\omega_e Z_\alpha + \hat{\omega}_e \hat{Z}_\alpha - l_2(\tilde{Z}_\beta) \quad (17)$$

$$\dot{\tilde{\omega}}_e = (Z_\alpha - \hat{Z}_\alpha)\hat{Z}_\beta - (Z_\beta - \hat{Z}_\beta)\hat{Z}_\alpha \quad (18)$$

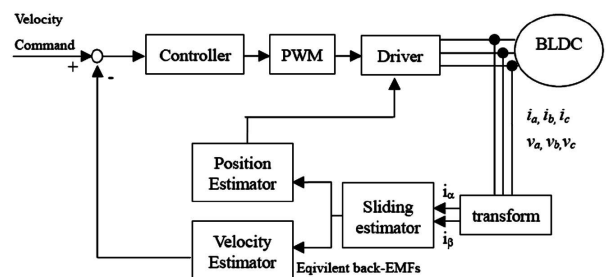
最後定義一 Lyapunov 函數為

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{Z}_\alpha^2 + \tilde{Z}_\beta^2 + \tilde{\omega}_e^2) \quad (19)$$

利用 (16)-(18)，可得 (19) 的微分式為

$$\dot{V} = -l_2(\tilde{Z}_\alpha^2 + \tilde{Z}_\beta^2) \leq 0 \quad (20)$$

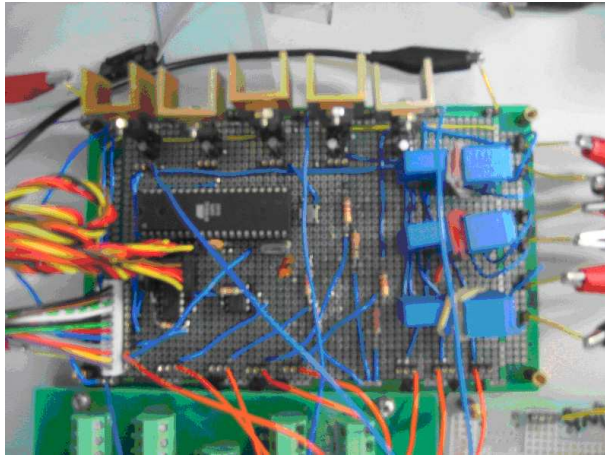
因此由 (19)-(20)，則保證觀測器 (4)-(5) 以及 (13)-(15) 可以將轉速估測出來，整體的方塊圖如 (圖三) 所示。



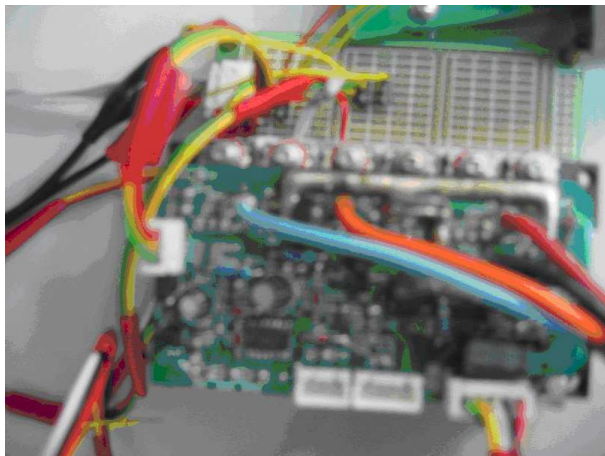
(圖三) 無感測轉速控制方塊圖

四、量測電路與實驗結果

量測電路的實作以及驅動器修改電路分別為(圖四)及(圖五),量測到的三相電流以及輸入電壓,分別當作滑動估測器的參考以及輸入



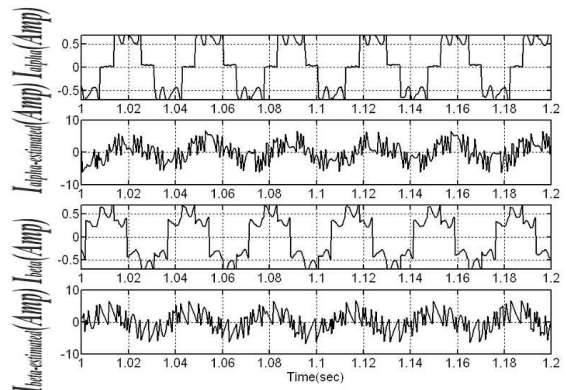
(圖四) 量測電路



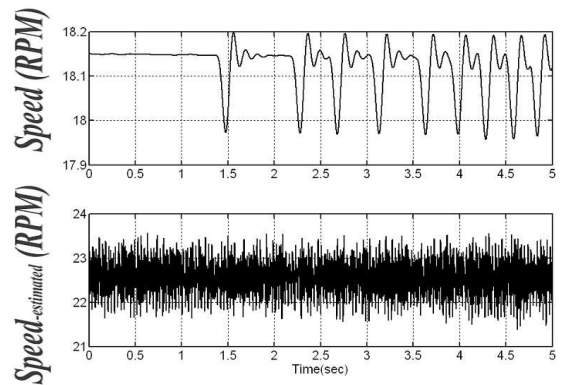
(圖五) 驅動電路

利用第三節的理論,在 $\omega_e = 18rpm$ 的情況可得到 $\alpha - \beta$ 軸上面的量測電流及估測電流如(圖六)所示,實際轉速 ω_e 以及估測轉速 $\hat{\omega}_e$ 則如(圖七)所示。而在 $\omega_e = 10rpm$ 的情況下, $\alpha - \beta$ 軸上面的量測電流及估測電流如(圖八)所示,實際轉速 ω_e 以及估測轉速 $\hat{\omega}_e$ 如(圖九)所示。

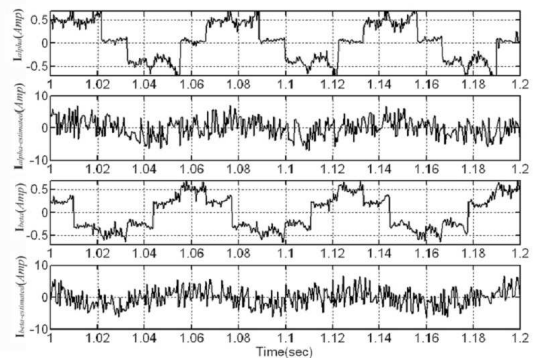
從結果可看出,估測出的轉速,都比原來的轉速高,此結果有可能導致換相的不正確性,因此在後面的計劃中,改用反電動勢來找出換相的時機,並探討起始位置偵測的問題,最後將驅動電路製作成電路板。



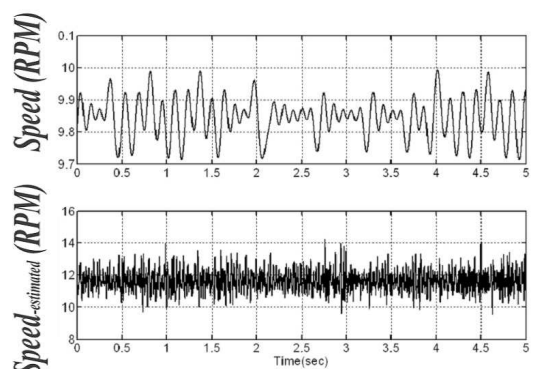
(圖六) $\alpha - \beta$ 軸的量測電流以及估測電流 ($\omega_e = 18rpm$)



(圖七) 實際轉速及估測轉速 ($\omega_e = 18rpm$)



(圖八) $\alpha - \beta$ 軸的量測電流以及估測電流 ($\omega_e = 10rpm$)



(圖九) 實際轉速及估測轉速 ($\omega_e = 10rpm$)

五、反電動勢偵測法

反電動勢偵測法已廣泛的運用在現有的商用控制 IC 當中，利用偵測零交越點的位置，來做出換相的訊號，相關文獻可參考 [10][11]，其原理簡述如後。

一般 Y 型接法的馬達，其電氣動態方程式可表示如下

$$v_a = v_{an} + v_n = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + v_n \quad (21)$$

$$v_b = v_{bn} + v_n = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + v_n \quad (22)$$

$$v_c = v_{cn} + v_n = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + v_n \quad (23)$$

其中 v_n 代中性點電壓， v_a, v_b, v_c 分別代表相電壓， i_a, i_b, i_c 分別代表相電流， e_a, e_b, e_c 則三相反電動勢。由 (21)-(23)，可得到

$$v_a + v_b + v_c = (v_{an} + v_{bn} + v_{cn}) + 3v_n \quad (24)$$

更進一步的可以表示為

$$\begin{aligned} e_{non-excited} &= V_{non-excited} - v_n \\ &= v_{non-excited} - \frac{1}{3}[(v_a + v_b + v_c) - e_{non-excited}] \end{aligned} \quad (25)$$

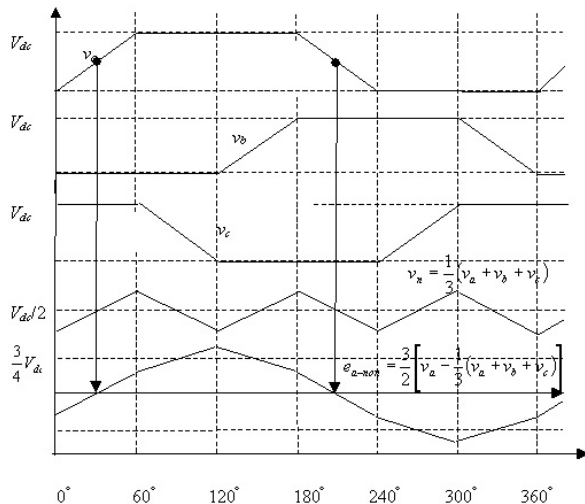
簡化上式，可表示為

$$e_{non-excited} = \frac{3}{2} [v_{non-excited} - \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c)] \quad (26)$$

當 $e_{non-excited}$ 趨近於零的時候， $v_{non-excited}$ 可以大概估計為

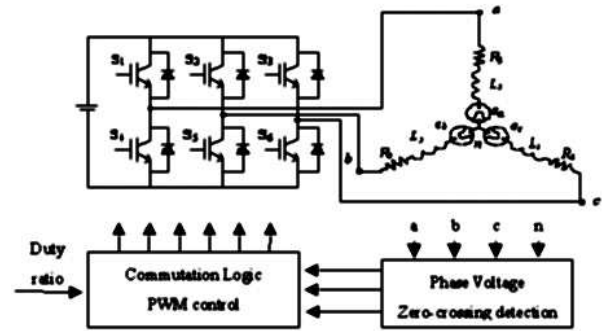
$$v_{non-excited} = \frac{1}{3} [(v_a + v_b + v_c)] = v_n \quad (27)$$

因此，端電壓和反電動勢的波形如 (圖十) 所示



(圖十) 理想三相電壓和反電動勢波形

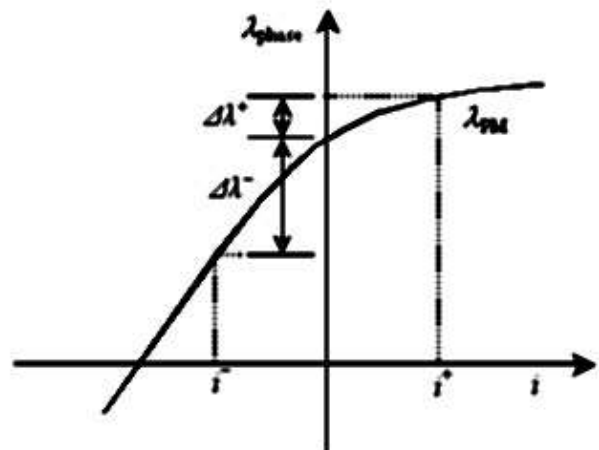
由 a 相的反電動勢可看出，在 $0^\circ \sim 60^\circ$ 以及 $180^\circ \sim 240^\circ$ 的區間，分別有一個零交越點產生，b 相和 c 相可以用相同的方法去決定出來零交越點。得到零交越點之後，仍須把相位往後延遲 30° ，才能產生正確的換相訊號，此方法可參考文獻 [11] 中的敘述，最終得到利用反電動勢偵測法決定換相時機的控制邏輯方塊圖如 (圖十一)



(圖十一) 反電動勢偵測法控制邏輯方塊圖

六、起動位置偵測

起動位置的偵測，傳統都使用開迴路的方式，但是開迴路的方式不能保證一開始的轉向即為正確的轉向。在文獻 [12] 中，利用馬達的電感會因為轉子位置不同而不一樣，因此於馬達靜止的時候打入一極短時間的電壓，量測得到的電流大小，因為轉子位置不同，因此量測出來的電流會呈現如 (圖十二) 情況



(圖十二) 正向電流與反向電流對磁通鏈的影響

其關係式可以表示為

$$\lambda_{Phase} = \lambda_{PM} + Li \quad (28)$$

其中 λ_{Phase} 代表總磁通， λ_{PM} 是磁鐵的磁通， L_i 是激磁電流所產生的磁通。如此一來，先假設取 AB 兩相當作導通相，A 接正電壓 B 接地的電流記為 i_1^+ ，反之記為 i_1^- ，實際量測得到的電流在不同的電氣角下，如 (圖十三) 所示。先對電流取一次差值

$$di_{1,2,3} = i_{1,2,3}^+ - i_{1,2,3}^- \quad (29)$$

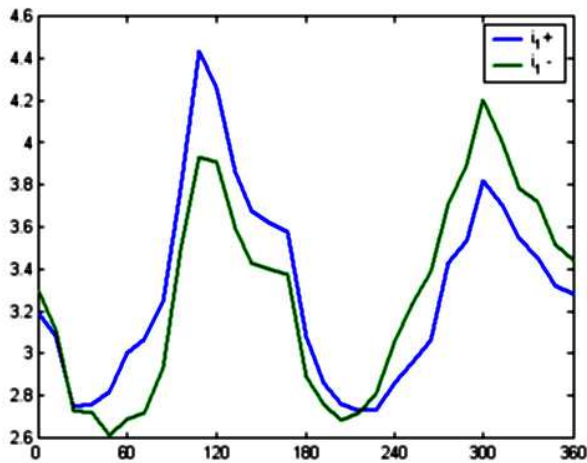
可得到另外一個正負分布的圖形，結果如 (圖十四) 所示，為了更進一步獲得磁平衡點附近的電流差值極性，因此再取一次差值為電流二次差值

$$ddi_1 = di_1 - di_2 \quad (30)$$

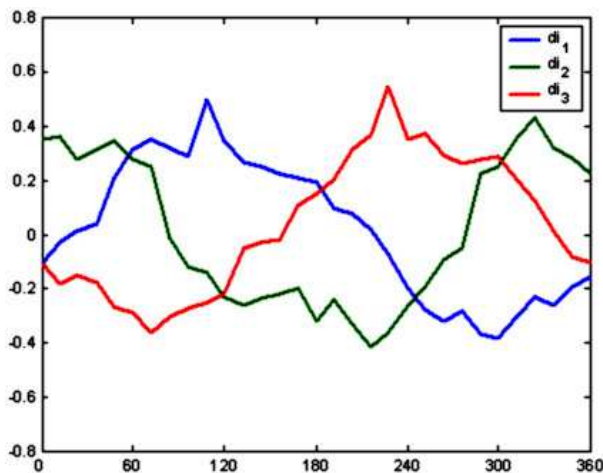
$$ddi_2 = di_2 - di_3 \quad (31)$$

$$ddi_3 = di_3 - di_1 \quad (32)$$

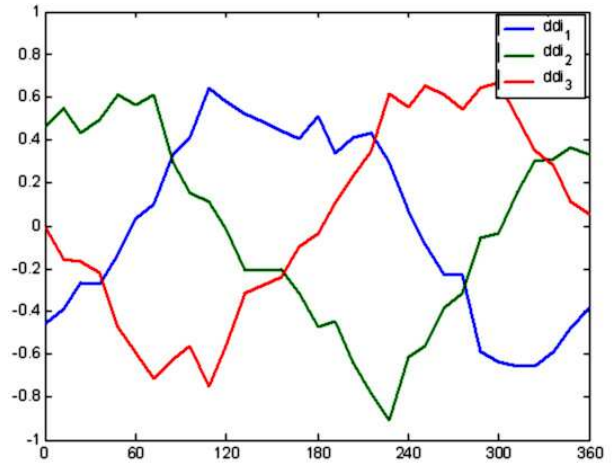
最後得到的結果如 (圖十五) 所示，如此一來，極性便可容易的判定，也可同時推論出馬達轉子的起始位置。其互相對應的關係列在 (表一)



(圖十三) i_1^+ 與 i_1^- v.s 電氣角



(圖十四) 電流一次差值 v.s 電氣角



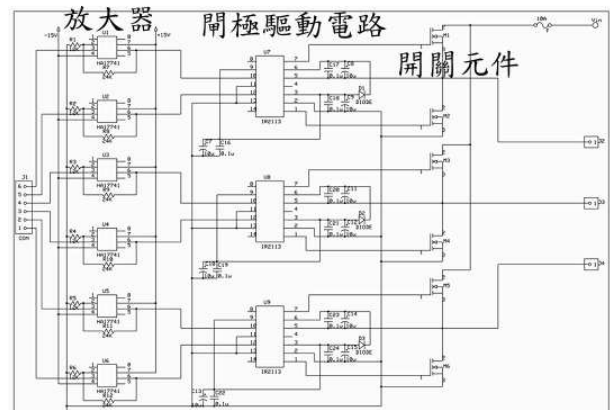
(圖十五) 電流二次差值 v.s 電氣角

(表一) 六個區間電流二次差值 v.s 電氣角

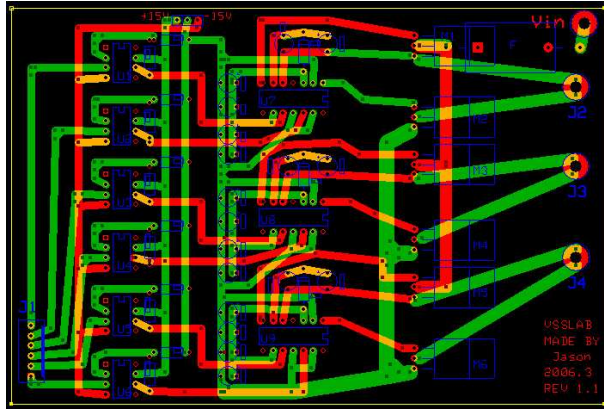
Electrical position	ddi_1	ddi_2	ddi_3
$0^\circ \sim 60^\circ$	-	+	-
$60^\circ \sim 120^\circ$	+	+	-
$120^\circ \sim 180^\circ$	+	-	-
$180^\circ \sim 240^\circ$	+	-	+
$240^\circ \sim 300^\circ$	-	-	+
$300^\circ \sim 360^\circ$	-	+	+

七、驅動電路實作與實驗結果

驅動電路採用傳統的三相驅動電路，利用 ExpressPCB 的免費軟體所製作，電路的架構與 Layout 圖分別如 (圖十六) 與 (圖十七) 所示。總共三個主要部分包含在電路中：放大器 (741系列)，半橋閘極驅動電路 (IR2110)，開關元件 (IRF640N)。經由使用開極驅動電路，可使得原本需要獨立電壓源的電路可大大省略。馬達採用的是直接驅動式外轉子馬達，相關參數如 (表二) 所示。



(圖十六) 驅動電路架構



(圖十七) 驅動電路 Layout

(表二) 馬達參數

Weight (kg)	6
Outer diameter of rotor (mm)	188
Outer diameter of stator (mm)	148
Length of PM (mm)	40
Pole numbers	6
Slot numbers	48
Coil numbers per phase	11
Phase resistance (ω)	0.5
Phase inductance (mH)	0.001025
Operation voltage (volt)	36
Maximum unload speed (rpm)	177

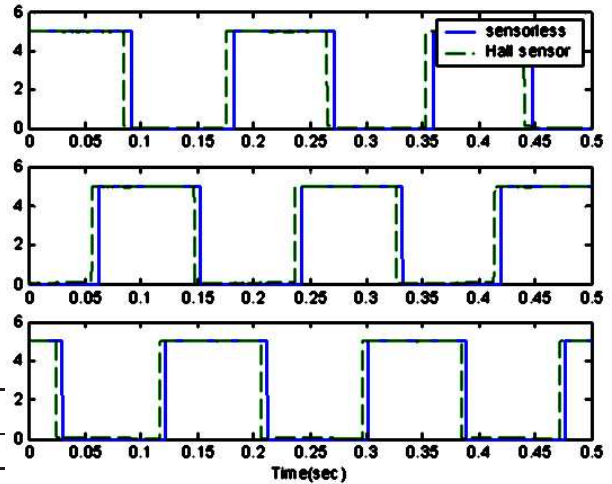
在低轉速底下的實驗結果，如(圖十八)所示，虛線代表實際的霍爾元件訊號，實線代表利用反電動勢法偵測推算出的訊號，可以發現因為使用了濾波器的關係，因此存在著不可避免的訊號延遲，大約0.005(s)，換算成電氣角約 5° ，算是在可接受的範圍之內，如果要調整延遲的情況，可以更進一步分析主要的操作點，將濾波器的參數調整在附近，即可改善延遲情況。

轉子起始位置的偵測，主要利用打入一小段時間的電壓，去量測產生的電流，分別作出電流一次差值以及電流二次差值，最後利用(表一)，即可推算出起始位置坐落的區間。(圖十九)為馬達於起始位置尚未轉動的時候所量得的電流訊號，利用(29)-(32)，則可推得電流二次差值的正負關係，再來利用(表一)，最後可得出此時馬達的起始位置介於 $0^\circ \sim 60^\circ$ 之間。結合前面的反電動勢偵測法，整個起動到轉動的過程可分為：

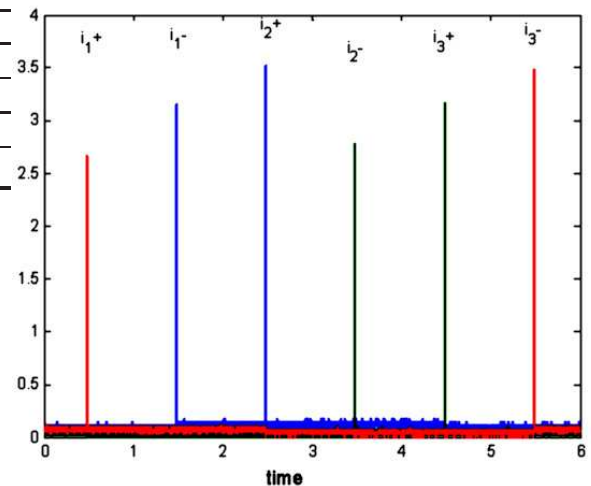
1. 系統起動區間 (System Start)
2. 開迴路區間 (Open-Loop)
3. 無感測換向模式 (Commutation mode)

實驗的結果如(圖二十)所示，可以發現起動期間，利用反電動勢法偵測的換向訊號，的確相當的雜亂，因為此時馬達尚未轉動，因此沒有反電動勢可提供資訊，然而利用起始位置偵測法，再加上初始的開迴路控制，起動時並沒有馬達反轉的情況，待開迴路控制到反電動

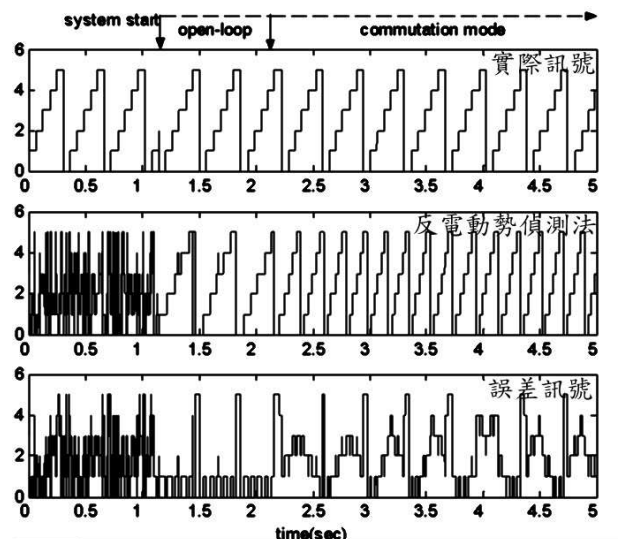
勢訊號夠大的時候，立即切換到無感測換向模式，之後可在該換向模式的區間，獲得可靠的換向訊號。



(圖十八) 霍爾元件訊號 v.s 估測換相訊號



(圖十九) 起始位置電流量測訊號



(圖二十) 起始至無感測換向實驗結果

八、結論

本計劃利用了馬達三相電感會因為轉子位置不同而改變的性質，在靜止的狀態下量測初始電流而推算出轉子的位置，經由開迴路控制後，馬達將獲得足夠的轉速，最後進入無感測換向模式的區間，結果已經由實驗的驗證，有一定的可行性。

馬達驅動器方面，製作完成一個約400W的三相直流無刷馬達驅動器，以六步方波的方式去驅動馬達，所有的訊號可以經由PC-Based的方式完成量測和控制。經由無感測控制理論的搭配，完成了一個系統的無感測直流無刷馬達驅動器。

七、參考文獻

1. N. Matsui, T. Takashita, and K. Yasuda, "A new sensorless drive of brushless DC motor," IEEE IECON'92, pp.430-435, 1992.
2. N. Matsui, "Sensorless operation of brushless DC motor drive," IEEE IECON'91, pp.165-170, 1991.

3. N. Matsui, "Sensorless PM Brushless DC Motor Drives," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 43, pp.300-308, 1996.
4. Ertugrul, N, and PP Acarnley, "A new Algorithm for Sensorless operation of Permanent Magnet Motors," IEEE Trans. Ind. Appl. Society Annual Meeting, Vol. 1, pp. 414-421, (1992).
5. J. P. Johnson, M. Ehsani and Y. Guzelgunler, "Review of Sensorless Methods for Brushless DC," IEEE Trans. Ind. Appl., Conference, Vol. 1, pp. 143-150, (1999).
6. T. Furuhashi, S. Sangwongwanich and S. Okuma, "A Position-and-Velocity Sensorless Control for Brushless DC Motors Using an Adaptive Sliding Mode Observer," IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 39, NO. 2, 1992.
7. Y.S. Han, J. S. Choi and Y. S. Kim, "Sensorless PMSM Drive with a Sliding Mode Control Based Adaptive Speed and Stator Resistance Estimator," IEEE Trans. Magnetics, Vol. 36, NO.5, 2000.
8. <http://www.mathworks.com>
9. <http://www.terasoft.com.tw>
10. K. Y. Cheng and Y. Y. Tzou, "Design of a Sensorless Commutation IC for BLDC Motors," IEEE Transactions on Power Electronics, vol.18, no.6, pp.1365-1375, November 2003.
11. 鄭光耀，無刷直流馬達無感測控制方法之研究與 DSP 實現技術之發展，國立交通大學電機與控制工程學系，博士論文，2003。
12. 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," IEE Proc.-Electr. Power Applicat., vol. 149, no. 2, pp.137-142, March 2002.