

行政院國家科學委員會專題研究計畫 期中進度報告

直驅式車輪馬達分析與無感測滑動控制器設計(1/2)

計畫類別：個別型計畫

計畫編號：NSC93-2213-E-009-133-

執行期間：93年08月01日至94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 吳欣達

報告類型：精簡報告

報告附件：出席國際會議研究心得報告及發表論文

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 94 年 6 月 1 日

Analysis of Direct-Drive in-Wheel Motor and the Design of Sensorless Sliding Mode Controller (1/2)

陳永平

國立交通大學 電機與控制工程學系

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。

本計畫利用有限元素分析，建構直驅式外轉子車輪馬達的動態模式，並以此模式設計相對應之驅動方式，改善整體電機系統的性能。同時，計畫中更利用滑動控制理論的穩健特性，藉以抑制外來雜訊的干擾，研發低轉速應用時的控制器，更重要的，此控制器是結合運用滑動觀測器之無感測技術來達成。

關鍵詞：車輪馬達；無感測驅動；滑動觀測器。

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 Servo-motor 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. The objective of this project is to analyze the in-wheel motor with FEM and to construct its analytical model. A driving method based on the in-wheel motor's dynamic model is then proposed to improve the overall efficiency. Furthermore, sliding mode theory is employed

for controller design to suppress the external disturbance. Most significantly, the sliding-mode control for low speed operation is implemented via the senseless technology, which is achieved by using a sliding observer.

Keywords: in-wheel motor; sensorless drive; sliding mode observer.

I. 前言與研究目的

直驅式車輪馬達，因為少了減速機構，因此效率可大幅提昇，然而馬達在電動載具的使用場合上，環境較一般更為惡劣，若能利用控制的方法，以減少感測元件的數目，則可有效地降低系統發生錯誤的機率。本計畫欲利用滑動控制理論作為基礎，發展滑動估測器，以減少必須的感測元件數目。此外，直驅式車輪馬達的具有高轉矩，低轉速的特性，因此量測的電流訊號會比量測的反電動勢訊號更適合作為系統的輸出訊號使用。利用量測的電流，則可設計滑動估測器來得知馬達的位置。

II. 文獻探討

目前在無感測控制器設計上，主要可分成五個研究方向[1]:

- (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) 無感測的啟動技術
- (5) 運用其他方法的控制技術

直流無刷馬達的反電動勢理想上為梯形波分佈，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[2-4]，少部分則利用量測的電氣訊號進行磁通步進角估測[5]。

目前滑動觀測器運用於反電動勢為弦波的 PMSM 理論較為完全[6-7]，因此對於反電動勢為梯形波的 BLDC 馬達，如何利用滑動理論為基礎，有效地設計轉子位置估測器，仍尚未解決。

III. 研究方法

利用 Clark 轉換矩陣 T_s

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

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 $u_\alpha = l_1 \text{sign}(i_\alpha - \hat{i}_\alpha)$ 、 $u_\beta = l_1 \text{sign}(i_\beta - \hat{i}_\beta)$

由(2)-(5)，可得到觀測器的誤差動態為

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

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

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

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

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

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

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

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

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

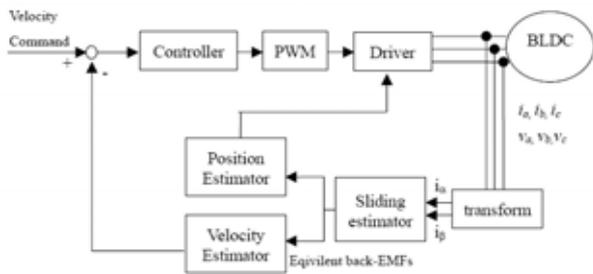
最後定義一 Lyapunov 函數為

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{Z}_\alpha^2 + \tilde{Z}_\beta^2 + \tilde{\omega}_e^2) \geq 0 \quad (19)$$

利用(16)-(18)，可得(19)的微分式為

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

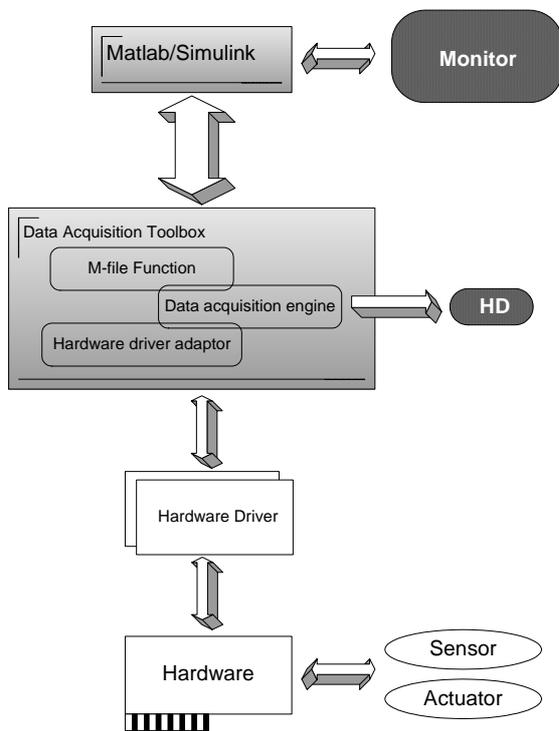
因此由(19)-(20)，則保證觀測器(4)-(5)以及(13)-(15)可以將轉速估測出來，整體的方塊圖如(圖一)所示。



(圖一)無感測轉速控制方塊圖

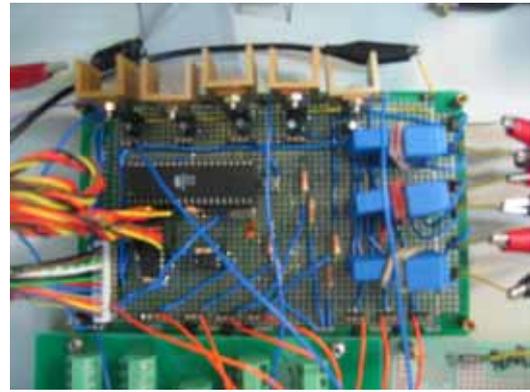
IV. 實驗結果與討論

本計畫第一年度著重在 PC-Based 的量測平台實現，並將現有的驅動器改成 PC-Based 的控制方式，期中 PC-Based 的硬體概念如(圖二)所示。



(圖二) PC-Based 概念方塊圖

其中量測電路已完成的分別為轉速與三相電流量測電路，如(圖三)所示，並且將原有的馬達驅動器做修改，完成可經由電腦輸出控制命令，如(圖四)所示。

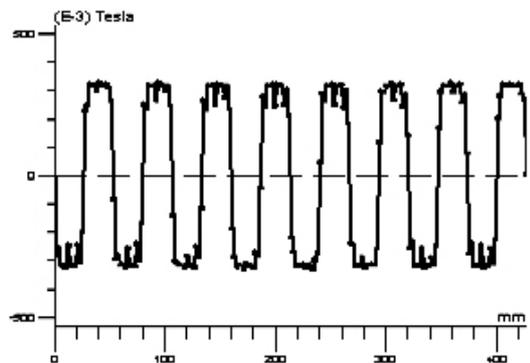


(圖三)轉速量測電路與三相電流量測電路。

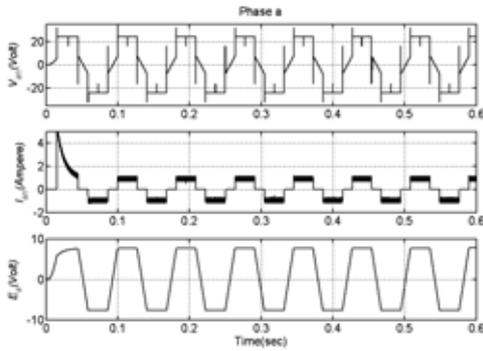


(圖四) 修改的 PC-Based 控制器

在馬達的模型建構上，分為馬達磁力部分與驅動器電路部分。馬達本體方面，利用 Flux2D®做分析，可得到馬達的磁通分佈，結果如(圖五)所示。在驅動器的部分，因為六步方波的驅動關係，會使得二極體的效應特別明顯[8]，電壓變化如(表一)所示，利用 State-Flow 將實際的電壓建構出來，得到的 A 相電壓、電流及反電動勢模擬結果為(圖六)。



(圖五) 直驅式馬達的磁通分佈



(圖六)A 相電壓、電流及反電動勢模擬結果

		V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
\overline{AB}	$I_c > 0$	$\frac{2}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$
	$I_c = 0$	$\frac{1}{2} V_{dc}$	$-\frac{1}{2} V_{dc}$	E_c
\overline{AC}	$I_b < 0$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{2}{3} V_{dc}$
	$I_c = 0$	$\frac{1}{2} V_{dc}$	E_b	$-\frac{1}{2} V_{dc}$
\overline{BC}	$I_a > 0$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{2}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$
	$I_a = 0$	E_a	$\frac{1}{2} V_{dc}$	$-\frac{1}{2} V_{dc}$
\overline{BA}	$I_c < 0$	$-\frac{2}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$
	$I_c = 0$	$-\frac{1}{2} V_{dc}$	$\frac{1}{2} V_{dc}$	E_c
\overline{CA}	$I_b > 0$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{2}{3} V_{dc}$
	$I_b = 0$	$-\frac{1}{2} V_{dc}$	E_b	$\frac{1}{2} V_{dc}$
\overline{CB}	$I_a < 0$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{2}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$
	$I_a = 0$	E_a	$-\frac{1}{2} V_{dc}$	$\frac{1}{2} V_{dc}$

(表一) 六步方波電壓輸入變化

V. 計畫成果自評與下年度目標

已完成第一年度的目標，包含 PC-Based 量測與控制平台的建構、BLDC 馬達模型的建立以及初步的滑動觀測器數學推導。

下個年度將著重在：

1. 無感測控制策略的發展：將反電動勢為弦波的 PMSM 的無感測滑動觀測理論，發展到梯形波的 BLDC 馬達。
2. 控制器及驅動器的設計：將估測理論利用 DSP 來實現，並且設計不需霍爾元件做位置迴授的驅動器，達到無感測控制的目的。
3. 無感測啟動方式研發：利用馬達的電氣特性以及其他的零轉速位置決定方式，

來解決在車輛運輸系統當中，可能面臨馬達啟動時非預期反轉的現象。

VI. 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] 張育源, "無刷直流馬達無感測器驅動系統之研製", 中央大學電機所碩士論文, 民國九十一年六月。
- [3] 林穎燦, "無刷直流馬達無感測換向 IC 之規劃與設計", 交通大學電機與控制工程研究所碩士論文, 民國九十一年六月。
- [4] 楊明哲, "無感測直流無刷馬達驅動器研製", 中興大學電機工程學研究所碩士論文, 民國九十一年七月。
- [5] 范哲豪, "永磁無刷馬達之無感測控制器之研製", 台北大學機電整合研究所碩士論文, 民國八十九年七月。
- [6] 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.
- [7] Zhiqian Chen, Mutuwo Tomita, Shinji Doki and Shigeru Okuma, "New Adaptive Sliding Observer for Position and Velocity Sensorless Controls of Brushless DC Motors," *IEEE Trans. Indust. Electronics*, Vol. 47, NO.3 2000.
- [8] R. Carlson, M. Lajoie-Mazenc, and J. C. S. Fagundes, "Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless DC machines," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 28, pp. 632-638, May/June 1992.