第十一屆台灣電力電子研討會暨展覽
台灣 新竹市 101 年 9 月 11 日

應用降階擴展式卡爾曼濾波器於永磁同步馬達之速度估測

Speed Estimation of PMSM Drive Based on Reduced-Order Extended Kalman Filter

[1] 龔應時 [2] 阮武瓊 [3] 黃中雋 [4] 黃光亮
Ying-Shieh Kung Nguyen Vu Quynh Chung-Chun Huang Liang-Chiao Huang

[1,2] 南台科大電機工程系
Department of Electrical Engineering, Southern Taiwan University

[3,4] 工業技術研究院綠能與環境研究所
Green Energy and Environment Research Laboratories, Industrial Technology Research Institute

摘 要

本文主要應用降階擴展式卡爾曼濾波器(Reduced-order EKF)來估測永磁同步馬達之磁極角度與轉子速度。首先將推導擴展式卡爾曼濾波器之數學式。其次再推導降階模式以應用在永磁同步馬達磁極角度與轉子速度之估測上。與滑動模式觀測器法(SOM)相比，擴展式卡爾曼濾波器具有較佳的抗雜性能力及所估測值具有較快的收斂速度。接著，此估測法則將以硬體描述語言 (VHDL)程式撰寫並直接下載在現場可程式邏輯晶片(Field programmer gate array, FPGA)上以進行永磁同步馬達無感測速度估測。

關鍵字：擴展式卡爾曼濾波器、永磁同步馬達、速度估測技術、現場可程式邏輯晶片、硬體描述語言。

Abstract

The paper presents a rotor speed estimator for PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) drive based on reduced-order EKF (Extended Kalman Filter). Firstly, an algorithm of EKF is derived. Then, a reduced-order EKF is introduced to apply the estimation of rotor flux position and rotor speed for PMSM. Comparing with SMO (Sliding Mode Observer), EKF has an advantage of noise immunity and rapid estimation response. The next, the VHDL (Very-High-Speed IC Hardware Description Language) is adopted to describe the behavior of the algorithm of reduced-order EKF. And it will be downloaded to the FPGA (Field Programmable Gate Array) for further verify its effectiveness and correctness in rotor speed estimation of PMSM drive.

Keywords : Extended Kalman Filter, Permanent magnet synchronous motor, Speed estimation technique, Field Programmable Gate Array, Hardware Description Language.

I. 前 言

永磁同步馬達由於具有結構簡單、高效率、優異的電力密度、高性能的速度響應與精度、控制簡易及方便等優點，已成為很多自動化控制系統之致動器。永磁同步馬達在控制方面可以分為有感測器控制與無光編碼器感測控制。具有光編碼感測器控制為現今工業上常用之控制，在馬達轉子上加裝光編碼感測器以偵測馬達磁極角度位置，以利於電流迴路及速度迴路控制。但光編碼器隨著精密度越高，價格也越高，且也有增加體積、減少可靠性及提高訊號干擾之缺點。另外、具光編碼感測器之馬達不適合在震動大或濕氣高的環境使用，如冷氣機、電動機車...等，因此無感測器速度控制技術成為近年來永磁同步馬達研究之主題。在文獻中，有多種無光編碼器感測控制方法被提出[1-8]，如：數值計算速度估測法、使用擴展式卡爾曼濾波器(Extended Kalman filter)速度估測法、以滑動模式(Sliding Mode)估測反電動勢之電流觀測器、以類神經網路為基礎之速度估測法及以參考模型調適系統 MRAS(model reference adaption system)為基礎之速度估測法。滑動模式估測法[1-3]乃利用一個電流觀測器先估測出馬達的反電動勢，再間接估測磁極角度與轉子速度。此方法具有計算簡單，易於硬體實現之優點，且馬達在中高速運轉時，可獲得良好之速控性能。但是當馬達運轉於低速時，由於反電動勢訊號較薄弱易受干擾，將失去磁極角估測之準確度而無法精準控速。擴展式卡爾曼濾波器[4-8]具有線上即時估測可適用於非線性系統，具有較佳的抗雜性能力以應用在低速控制、具有快速的收斂率特性可提昇速度控制之暫態響應性能、因此適合非線性系統之永磁同步馬達。擴展式卡爾曼濾波器有降階式與全階式兩種。其中降階擴展式卡爾曼濾波器僅需要 3x3 矩陣運算，且可直接估測磁極角度與轉子速度，因此易於以晶片實現。因此本論文以 Altera FPGA 晶片來發展降階擴展式卡爾曼濾波器以應用在永磁同步馬達無感測速度估測技術，如圖 1 所示架構，其中永磁同步馬達驅動器為有感測速度控制，而 $\alpha-\beta$ 軸的電壓值與電流值將迴饋至降階擴展式卡爾曼濾波器以進行磁極角度與轉子速度估測。本論文亦建構一套實驗系統以證實其可行性。

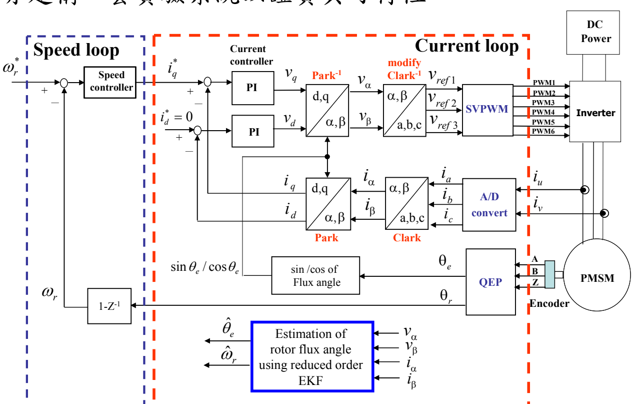

圖 1. 有感測器永磁同步馬達驅動器速度控制下之磁極角度與轉子速度估測架構

II. 擴展式卡爾曼濾波器

在考慮輸入及輸出訊號有隨機干擾時，卡爾曼濾波器為一種較佳的估測法則。此估測器一般用在線性系統上。若是應用在非線性系統上，稱為擴展式卡爾曼濾波器。此論文將應用在 PMSM 上，因此首先定義馬達非線性系統：

$$\dot{x}(t) = f[x(t)] + Bu(t) + \sigma(t) \tag{1}$$

$$y(t) = h[x(t)] + \mu(t) \tag{2}$$

其中 $x(t)$ 為系統狀態、$u(t)$ 為系統輸入、$\sigma(t)$ 為輸入隨機干擾訊號、$y(t)$ 為系統輸出、$\mu(t)$ 為輸出隨機干擾訊號。$\sigma(t)$ 及 $\mu(t)$ 為高斯函數之白噪音，其平均值為零且變異數(Covariance)各自為 $Q(t)$ 及 $R(t)$。

根據(1)及(2)式，馬達系統線性化之關係為

$$\delta\dot{x}(t) = F(x(t))\delta x(t) + B\delta u(t) + \sigma(t) \tag{3}$$

$$\delta y(t) = H(x(t))\delta x + \mu(t) \tag{4}$$

其中 Jacobian 矩陣定義為

$$F(x(t)) = \left.\frac{\partial f}{\partial x}\right|_{x=x(t)} \text{ 且 } H(x(t)) = \left.\frac{\partial h}{\partial x}\right|_{x=x(t)} \tag{5}$$

經由取樣時間 T_c 之數位化後，馬達線性化之數位系統為

$$\begin{aligned} x(t_n) &= \Phi(t_n, t_{n-1}, x(t_{n-1}))x(t_{n-1}) \\ &\quad + \int_{t_{n-1}}^{t_n} \Phi(t_n, t_{n-1}, x(t_{n-1}))Bd\tau \cdot u(t_{n-1}) + \nu(t_{n-1}) \end{aligned} \tag{6}$$

$\Phi(t_n, t_{n-1}, x(t_{n-1}))$ 是指數矩陣(exponential matrix)，在計算上可簡化如下

$$\Phi(t_n, t_{n-1}, x(t_{n-1})) \cong I + FT_c \tag{7}$$

$$\int_{t_{n-1}1}^{t_n} \Phi(t_n, t_{n-1}, x(t_{n-1}))Bd\tau \cong BT_c \tag{8}$$

因此簡化之馬達數位系統形成

$$x(t_n) = (I + FT_C)x(t_{n-1}) + BT_c \cdot u(t_{n-1}) + \nu(t_{n-1}) \tag{9}$$

$$y(t_n) = H \cdot x(t_n) + \xi(t_n) \tag{10}$$

至於數位系統之噪音 ν 計算如下

$$\nu(t_n) = \int_{t_n}^{t_{n+1}} \Phi(t_{n+1}, s, x(s))\sigma(s)ds \tag{11}$$

而變異數陣列 Q_d

$$Q_d(t_n) = \int_{t_n}^{t_{n+1}} \Phi(t_{n+1}, s, x(s))Q(s)\Phi'(t_{n+1}, s, x(s))ds \tag{12}$$

擴展式卡爾曼濾波器的目的為不斷的搜尋較佳的增益值 K，使得系統狀態的誤差值為最小；也就是成本函數 $J = \sum_{i=1}^{n} E\{\tilde{x}_i^2\}$ 為最小，其中 $\tilde{x} = \hat{x} - x$。基本上，擴展式卡爾曼濾波器之計算步驟如下：

步驟 1：求預估值 (Prediction step)。

由(1)式應用簡單的方形積分技巧可得(13)式。

$$\hat{x}_{n|n-1} = \hat{x}_{n-1|n-1} + (f[\hat{x}_{n-1|n-1}] + B \cdot u_{n-1})T_c \tag{13}$$

或由(9)式

$$\hat{x}_{n|n-1} = (I + FT_C)\hat{x}_{n-1|n-1} + BT_c \cdot u_{n-1} \tag{14}$$

而變異數之修正如下

$$P_{n|n-1} = \Phi_{n-1}P_{n-1|n-1}\Phi_{n-1}^T + Q_d \tag{15}$$

步驟 2：狀態更新 (Innovation step)

$$\hat{x}_{n|n} = \hat{x}_{n|n-1} + K_n(y_n - H\hat{x}_{n|n-1}) \tag{16}$$

$$P_n = P_{n|n-1} - K_n HP_{n|n-1} \tag{17}$$

增益值計算

$$K_n = P_{n|n-1}H^T[HP_{n|n-1}H^T + R]^{-1} \tag{18}$$

III. 降階擴展式卡爾曼濾波器在永磁同步馬達速度估測技術

永磁同步馬達在 d-q 旋轉軸座標的電路方程式可表示如下

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + sL_s & -\omega_e L_s \\ \omega_e L_s & r_s + sL_s \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_f \end{bmatrix} \tag{19}$$

其中 $L_s \triangleq L_d = L_q$。將(19)式之永磁同步馬達電路方程式轉換至 $\alpha - \beta$ 固定軸座標，其方程式如下

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + sL_s & 0 \\ 0 & r_s + sL_s \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_e \lambda_f \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} \tag{20}$$

其中 $[v_\alpha\ v_\beta]^T$ 為固定軸座標之電壓；$[i_\alpha\ i_\beta]^T$ 為固定軸座標之電流；θ_e 為磁極角度；s 為微分運算子。接著，定義反電動勢(EMF)為

$$e = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \triangleq \omega_e \lambda_f \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} \tag{21}$$

由於反電動勢(EMF)為轉子位置角度及角速度之函數，因此在降階式 EKF 中，其狀態變數以 EMF 代替電流定義永磁同步馬達數學模式的輸出入變數為

$$x(t) = \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \\ \omega_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{T_c}{L_s}e_\alpha \\ -\frac{T_c}{L_s}e_\beta \\ \omega_e \end{bmatrix} \text{ 且 } y(t) = \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{T_c}{L_s}e_\alpha \\ -\frac{T_c}{L_s}e_\beta \end{bmatrix} \tag{22}$$

若假設在每一個取樣時間內，轉子角速度為定值，則由(21)及(22)可得永磁同步馬達數學模式的狀態方程式

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \dot{z}_\alpha \\ \dot{z}_\beta \\ \dot{\omega}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{T_c}{L_s}\dot{e}_\alpha \\ -\frac{T_c}{L_s}\dot{e}_\beta \\ \dot{\omega}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_c}{L_s}\omega_e e_\beta \\ \frac{T_c}{L_s}\omega_e e_\alpha \\ 0 \end{bmatrix} \tag{23}$$

或是

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_\alpha \\ \dot{z}_\beta \\ \dot{\omega}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_e z_\beta \\ \omega_e z_\alpha \\ 0 \end{bmatrix} + \sigma(t) \tag{24}$$

而永磁同步馬達數學模式的輸出方程式為

$$\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} + \mu(t) \tag{25}$$

此兩式可對等(1)及(2)，因此 Jacobian 矩陣為

$$F(x(t))=\left.\frac{\partial f}{\partial x}\right|_{x=x(t)}=\begin{bmatrix}0 & -\omega_e & -z_\beta\\ \omega_e & 0 & z_\alpha\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\Phi(t_n,t_{n-1},x(t_{n-1}))\cong I+FT_c$$
$$=\begin{bmatrix}1 & -\omega_e T_c & -z_\beta T_c\\ \omega_e T_c & 1 & z_\alpha T_c\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix}\triangleq\begin{bmatrix}1 & \phi_{12} & \phi_{13}\\ \phi_{21} & 1 & \phi_{23}\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix} \quad (27)$$

$$H(x(t))=\left.\frac{\partial h}{\partial x}\right|_{x=x(t)}=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0\end{bmatrix} \quad (28)$$

其中 $\phi_{12}=-\omega_e T_c$ 、$\phi_{21}=\omega_e T_c$ 、$\phi_{13}=-z_\beta T_c$ 且 $\phi_{23}=z_\alpha T_c$。另外，由於(24)並無輸入值，因此 e_α 及 e_β (或是 z_α 及 z_β) 無法直接獲得。首先考慮由(20)及(21)，則可得

$$\begin{bmatrix}\frac{e_\alpha}{L_s}\\ \frac{e_\beta}{L_s}\end{bmatrix}=-\begin{bmatrix}\frac{r_s}{L_s}i_\alpha\\ \frac{r_s}{L_s}i_\beta\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}\frac{di_\alpha}{dt}\\ \frac{di_\beta}{dt}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{v_\alpha}{L_s}\\ \frac{v_\beta}{L_s}\end{bmatrix} \quad (29)$$

應用簡單的方形積分技巧，則 e_α 及 e_β (或是 z_α 及 z_β) 之數位模式及可求得

$$\begin{bmatrix}z_\alpha(n)\\ z_\beta(n)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{T_c}{L_s}e_\alpha(n)\\ -\frac{T_c}{L_s}e_\beta(n)\end{bmatrix} \quad (30)$$
$$=\begin{bmatrix}i_\alpha(n+1)\\ i_\beta(n+1)\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}1-\frac{r_s}{L_s}T_c & 0\\ 0 & 1-\frac{r_s}{L_s}T_c\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_\alpha(n)\\ i_\beta(n)\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}\frac{T_c}{L_s} & 0\\ 0 & \frac{T_c}{L_s}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}v_\alpha(n)\\ v_\beta(n)\end{bmatrix}$$

(30)為 non-causal 系統，$i_\alpha(n+1)$ 及 $i_\beta(n+1)$ 不易獲得，可考慮在取樣時間內 $i_\alpha(n+1)\approx i_\alpha(n)$ 及 $i_\beta(n+1)\approx i_\beta(n)$ 以簡化(30)式，如下

$$\begin{bmatrix}z_\alpha(n)\\ z_\beta(n)\end{bmatrix}=-\begin{bmatrix}\frac{r_s}{L_s}T_c & 0\\ 0 & \frac{r_s}{L_s}T_c\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_\alpha(n)\\ i_\beta(n)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{T_c}{L_s} & 0\\ 0 & \frac{T_c}{L_s}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}v_\alpha(n)\\ v_\beta(n)\end{bmatrix} \quad (31)$$

或是其純量表示式為

$$z_\alpha(n)=-\frac{r_s T_c}{L_s}i_\alpha(n)+\frac{T_c}{L_s}v_\alpha(n)\triangleq a_1 i_\alpha(n)+a_2 v_\alpha(n) \quad (32)$$

$$z_\beta(n)=-\frac{r_s T_c}{L_s}i_\beta(n)+\frac{T_c}{L_s}v_\beta(n)\triangleq a_1 i_\beta(n)+a_2 v_\beta(n) \quad (33)$$

其中 $a_2=T_c/L_s$ 及 $a_1=-r_s a_2$。接著(13)至(18)的擴展式卡爾曼濾波器法則可用來實現估測狀態值。其中 Q_d 、R 及 P_0 需先設定初始值，接著經由遞迴計算，在每一次的取樣週期時可估測出 $\hat{x}(n)=[\hat{i}_\alpha(n),\hat{i}_\beta(n),\hat{\omega}_e(n),\hat{\theta}_e(n)]^T$。最後轉子速度及磁極角度可分別由下式獲得

$$\hat{\omega}_r(n)=\frac{\hat{\omega}_e(n)}{N_P} \quad (34)$$

$$\hat{\theta}_e(n)=\tan^{-1}\left(\frac{-\hat{e}_\alpha(n)}{\hat{e}_\beta(n)}\right)=\tan^{-1}\left(\frac{-\hat{z}_\alpha(n)}{\hat{z}_\beta(n)}\right) \quad (35)$$

根據降階式擴展式卡爾曼濾波器法則，磁極角位置與轉子速度可歸納下列步驟計算獲得：

步驟 1：設定 Q_d 、R 、P_0 之初始值，及 n=1。

步驟 2：由永磁同步馬達驅動系統量測 $i_\alpha(n)$ 、$i_\beta(n)$ 、$v_\alpha(n)$ 、$v_\beta(n)$ 值。

步驟 3：由(32)及(33)計算 $z_\alpha(n)$ 及 $z_\beta(n)$。

步驟 4：從(13)式估測暫時狀態變數。另外、再參考(24)式，預測方程式的純量表示式如下：

$$\hat{z}_\alpha(n|n-1)=\hat{z}_\alpha(n-1)-\hat{\omega}_e(n-1)T_C\hat{z}_\beta(n-1) \quad (36)$$

$$\hat{z}_\beta(n|n-1)=\hat{z}_\beta(n-1)+\hat{\omega}_e(n-1)T_C\hat{z}_\alpha(n-1) \quad (37)$$

$$\hat{\omega}_e(n|n-1)=\hat{\omega}_e(n-1) \quad (38)$$

步驟 5：由(15)式獲得暫時性變異矩陣 $P_{n|n-1}$。因為此矩陣 $P_{n|n-1}$ 為對稱矩陣，其 $p_{ij}=p_{ji}$， 因此它可以選擇成如下表示式

$$P_{n|n-1}=\begin{bmatrix}p_{11} & p_{12} & p_{13}\\ p_{12} & p_{22} & p_{23}\\ p_{13} & p_{23} & p_{33}\end{bmatrix} \quad (39)$$

步驟 6：由(18)式計算卡爾曼增益值(Kalman gain)。接著、從(28)及(39)式，卡爾曼增益值計算可簡化如下

$$K_n=\begin{bmatrix}p_{11} & p_{12}\\ p_{12} & p_{22}\\ p_{13} & p_{23}\end{bmatrix}\left(\begin{bmatrix}p_{11} & p_{12}\\ p_{12} & p_{22}\end{bmatrix}+R\right)^{-1}\triangleq\begin{bmatrix}p_{11} & p_{12}\\ p_{12} & p_{22}\\ p_{13} & p_{23}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}t_{11} & t_{12}\\ t_{21} & t_{22}\end{bmatrix} \quad (40)$$

步驟 7：由(16)式調整現行狀態變數，其純量運算式如下

$$\hat{z}_\alpha(n)=\hat{z}_\alpha(n|n-1)+k_{11}\tilde{z}_\alpha(n)+k_{12}\tilde{z}_\beta(n) \quad (41)$$

$$\hat{z}_\beta(n)=\hat{z}_\beta(n|n-1)+k_{21}\tilde{z}_\alpha(n)+k_{22}\tilde{z}_\beta(n) \quad (42)$$

$$\hat{\omega}_e(n)=\hat{\omega}_e(n|n-1)+k_{31}\tilde{z}_\alpha(n)+k_{32}\tilde{z}_\beta(n) \quad (43)$$

其中 $\tilde{z}_\alpha(n)=z_\alpha(n)-\hat{z}_\alpha(n|n-1)$ (44)

$$\tilde{z}_\beta(n)=z_\beta(n)-\hat{z}_\beta(n|n-1) \quad (45)$$

且 k_{ij} 為卡爾曼增益 K_n 的元件。

步驟 8：由(17)式修正現行變異矩陣 P_n。

步驟 9：由(34)及(35)計算轉子速度及磁極角度。令 *n=n+1* 且回到步驟 2。

IV. 模擬與實驗

永磁同步馬達無感測速度伺服控制系統如圖1所示，而實驗系統如圖2所示。實驗元件詳細介紹如下；

- **一顆永磁同步馬達：**本實驗所使用之永磁式同步伺服馬達功率為0.75 Kw，馬達之極數為8極，具增量式光學編碼器(每轉2500脈波，經FPGA晶片之4倍頻後每轉10,000脈波)感測轉子位置。馬達電阻值為0.63 R、 電感值為2.77 mH
- **一組換流器(Inverter)及其驅動電路：**每組換流器分別驅動一顆交流伺服馬達。智慧型功率晶體模組使用三菱所出產的IPM 21265-AP，此晶片內之IGBT電晶體集射極之額定電壓為600V，閘射極額定電壓為

200V，集極DC額定電流為20A，短時間(1ms) 額定電流為40A。光耦合隔離IC型號為TLP250，其輸出具有推挽放大器功能。

- **一組FPGA控制器**：此控制器為整個系統之核心單元，主要包括一個單晶片微處理器(FPGA)及其週邊電路。本計畫FPGA採用Altera Cyclone II EP2C35晶片，具有33,216LEs (相當於332,160邏輯閘元件)、最多約475個可用I/O腳位、483,840位元之RAM、35個嵌入式乘法器。降階擴展式卡爾曼濾波器法則在FPGA晶片實現，其計算時間為8.88μs，而需使用3,425 邏輯元件(LEs)與49,152位元RAM之硬體資源。

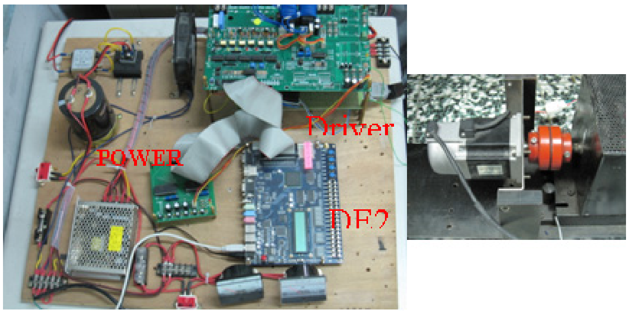

圖2 實驗系統

在磁極角估測時中，首先將圖1中永磁同步馬達以有感測器運轉在300rpm、1000rpm及1500 rpm之間來進行測試。實驗的結果如圖3至圖5所示，其中θ_e為實際磁極角度、$\hat{\theta}_e$為由滑動模式觀察器(SMO)法及由降階式卡爾曼濾波器法所估測之磁極角度。此結果顯示，採用滑動模式觀察器(SMO)法估測之磁極角度與實際磁極角度之誤差明顯比採用降階式卡爾曼濾波器法估測法大許多，而且估測值會振盪。因此，為何當我們採用SMO法估測之磁極角度再去推算轉子速度值時需作多筆資料之平均以過濾此振盪狀況。接著，進一步測試速度估測性能，圖1中永磁同步馬達也是以有感測器方式運轉，當速度命令步級變化從800rpm->1300rpm->1800rpm->1300rpm時，轉子速度響應如圖6所示。圖6中也顯示以降階式卡爾曼濾波器法及以滑動模式觀察器法所估測到之速度響應。其中後者估測到之速度響應明顯較慢，而前者估測到之速度響應接近轉子之速度響應。

V. 結 論

本文完成應用降階擴展式卡爾曼濾波器來估測永磁同步馬達之磁極角度與轉子速度。在硬體實現方面，雖然降階擴展式卡爾曼濾波器之計算式非常複雜，但是以 FPGA 晶片實現僅需 8.88μs，而僅使用 3,425 邏輯元件(LEs)與 49,152 位元 RAM 之 FPGA 資源。與滑動模式觀測器法(SOM)相比，降階擴展式卡爾曼濾波器具有較佳的磁極角估測值及較快的速度估測響應。未來，可進一步將降階擴展式卡爾曼濾波器估測之磁極角度與轉子速度迴饋至電流迴路及速度迴路以進行無位置感測器永磁同步馬達之速度控制。

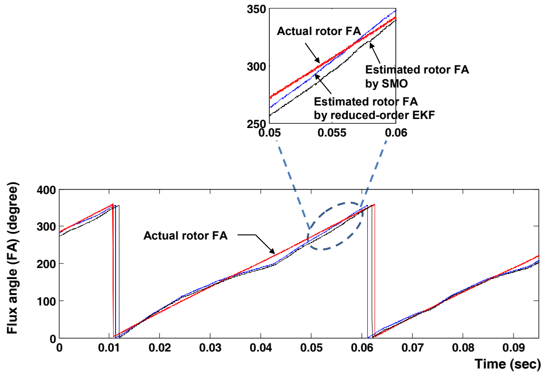

圖 3 永磁同步馬達運轉在 300rpm 時，實際磁極角度 θ_e 、由 SMO 估測到之磁極角度及由降階式 EKF 估測到之磁極角度

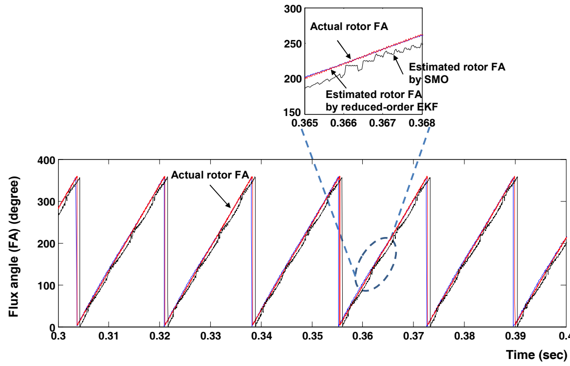

圖 4 永磁同步馬達運轉在 1000rpm 時，實際磁極角度 θ_e 、由 SMO 估測到之磁極角度及由降階式 EKF 估測到之磁極角度

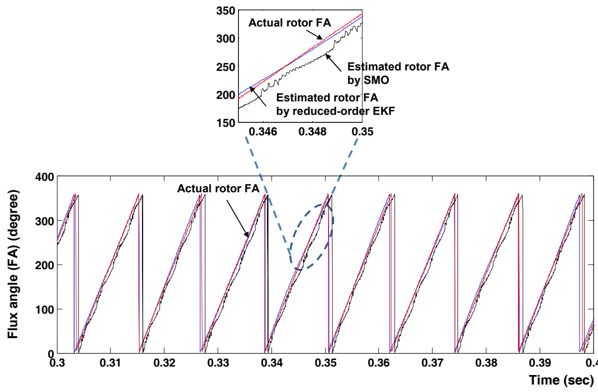

圖 5 永磁同步馬達運轉在 1500rpm 時，實際磁極角度 θ_e 、由 SMO 估測到之磁極角度及由降階式 EKF 估測到之磁極角度

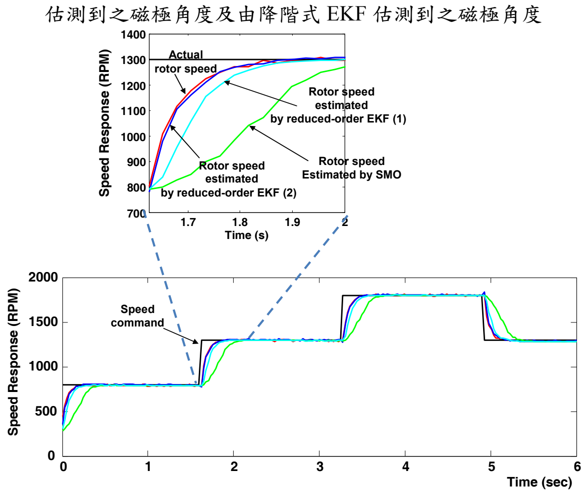

圖 6 在有感測器永磁同步馬達速度控制下採用降階式 EKF 及採用 SMO 方法所估測之轉子速度值

致 謝

本研究工作承蒙能源局資助，謹此致謝。

參考文獻

[1] V.D. Colli and R.D. Stefano and F. Marignetti, "A System-on-Chip Sensorless Control for a Permanent-Magnet Synchronous Motor," *IEEE Trans. on Indus. Electron.*, vol. 57, no. 11, pp.3822~3829, Nov. 2010.

[2] M. Ezzat and J.d. Leon and N. Gonzalez and A. Glumineau, "Sensorless Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor by using Sliding Mode Observer," *in Proceedings of 2010 11th International Workshop on Variable Structure Systems*, pp.227~232, June 26 - 28, 2010.

[3] V.C. Ilioudis and N.I. Margaris, "PMSM Sensorless Speed Estimation Based on Sliding Mode Observers," *in Proceedings of Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp.2838~2843, 2008.

[4] S. Bolognani, R. Oboe, and M. Zigliotto, "Sensorless Full-Digital PMSM Drive With EKF Estimation of Speed and Rotor Position," *IEEE Trans. on Indus. Electron.*, vol. 46, no. 1, pp.184~191, Feb. 1999.

[5] L. Idkhajine and E. Monmasson, "Design methodology for complex FPGA-based controllers –Application to an EKF sensorless AC drive," *in Proceedings of International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 1-6, 2010.

[6] W, Wang, M. Zhang and Q. Wu, "Application of reduced-order extended kalman filter in permanent magnet synchronous motor sensorless regulating system," *in Proceedings of International Conference on Digital Manufacturing and Automation (ICDMA)*, pp. 271-274, 2010.

[7] M. C. Huang and A. J. Moses and F. Anayi, X. G. Yao, "Reduced-Order Linear Kalman Filter (RLKF) Theory in Application of Sensorless Control for Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM)," *in Proceedings of IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp.1~6, 2006.

[8] J.S. Jang, B.G. Park, T.S. Kim, D.M. Lee and D.S. Hyun, "Parallel reduced-order extended Kalman filter for PMSM sensorless drives," *in Proceedings of IEEE Industrial Electronics Annual Conference (IECON), pp.1326-1331, 2008.*