

# 以MRAS為基礎之馬達線上 參數估測技術之研究

彭世興 詹前茂

國立宜蘭技術學院電機系副教授

## 摘要

本論文是針對參考模型調適系統(MRAS)為基礎之各種感應馬達線上參數估測技術，就估測法則實現之難易程度、負載與馬達參數變動對估測器性能之影響，加以評估比較，結果可提供業界在發展高性能感應馬達驅動技術時之參考。

關鍵詞：線上估測技術、馬達驅動技術、電阻估測器

# On-Line Parameter Estimator for Induction Motors based on the MRAS

**Shyh-Shing Perng and Chien-Mao Chan**

Associate Professor, Department of Electrical Engineering, National Ilan Institute of Technology

## **Abstract**

The paper focuses on the induction motor drive with on-line parameter estimation scheme based on the model reference adaptive system (MRAS). In order to compare the different schemes performance, the motor parameters sensitivity and dynamic response will be studied. The results of this paper can be valuable references for designing the high performance of induction motor drives.

**Key Words :** resistance identification, MRAS, induction motor drive

## 一、前言

交流感應馬達驅動技術依控制架構大致可分為兩大類[1]：第一類具有滑差補償之閉迴路速度控制法；係以定電壓/頻率( $V/f$ )比之控制方式為基礎，用負載變動來做滑差頻率的補償以調整馬達的同步轉速。本法具有低價位與控制架構簡單的特性，但僅適用於機械運動性能要求不高的場合。第二類具有速度回授之閉迴路控制法；以編碼器量測馬達速度(或以馬達的端電壓及電流訊號來估測轉速)當做系統回授量，達到馬達閉迴路的速度控制。本法又可分為純量控制法與向量控制法兩類，其中向量控制法的基本觀念是利用座標轉換，將馬達的電流訊號變換到同步轉速座標系統，再經由解耦合控制，使成兩個等效且互相垂直之電流分量，其一相當於磁場電流，另一個則相當於轉矩電流。控制馬達定子三相電流之大小、相位及頻率，即可控制磁場電流與轉矩電流分量，若使磁場保持固定值，則控制轉矩電流分量可直接控制馬達輸出轉矩之大小，使感應馬達之控制性能，達到類似於直流分激電動機之高性能控制效果，因此向量控制技術已經普遍應用於交流感應馬達驅動技術。

然而；感應馬達向量控制驅動技術，在執行磁場導向控制或轉速估測技術時，感應馬達的電氣參數正確與否會對其產生直接影響，而這些電氣參數中又以轉子電阻的影響最大。原因是當馬達加載運轉時，隨著時間的增加轉子的溫度會升高而使定子或轉子電阻變大，導致磁通估算的誤差，進而影響到磁場導向控制或轉速估測的精確性。因此，如何在線上估測馬達電阻參數，適時修正轉子磁通估測器，以減少誤差增加向量控制及轉速估測的精確度，便成為近來研究的重點。至目前為止，國內外有許多針對馬達線上參數調適的方法，這些方法大致可歸類為下列幾種：(一)直接計算法[2]；由馬達的非線性微分方程式解出參數式，直接由數值計算法估算出參數值。本法最大的優點為簡單，但精確度受到其他相關參數影響甚大。(二)運用擴展型卡曼濾波器法[3]；本法的優點是具有優異的雜訊免疫能力，為高精確度的估測技術，但本法需要大量的數學運算，計算時間較長，且要高階浮點運算器之微處理機才得以實現。(三)以類神經網路或模糊理論為基礎之參數調適法[4]；本法優點是不需要知道受控體之詳細數學模型及精確的參數值，但有收斂速度及穩定度之取舍問題，實現上須採用高階之 DSP 微處理機。(四)使用參考模式調適系統法(MRAS)[5-10]；本法具有結構簡單、實現容易及估測時不受其他參數的影響(參數敏感度較低)等優點。

由於 MRAS 具有結構簡單、實現容易及參數敏感度較低等優點。因此本文將針對文獻上以 MRAS 為基礎之感應馬達線上參數估測技術，就估測法則實現之難易程度、負載與馬達速度變動之影響等性能，加以評估比較，結果可提供業界在發展高性能感應馬達驅動技術時之參考。

## 二、研究方法

### (一) MRAS 之估測原理

MRAS 之估測技術，具有結構簡單、實現容易及對參數靈敏度較低等優點，是目前被廣泛研究與探討的估測技術。其估測原理說明如下：圖 1 所示為並聯參考模式 MRAS 之基本架構，用狀態空間(state space)來表示參考模型及可調系統，參考模型可用線性方程式描述如下

$$p\mathbf{x} = A_M\mathbf{x} + B_M\mathbf{u} \quad (1)$$

其中小寫  $p = \frac{d}{dt}$  代表微分符號， $\mathbf{x}$  為狀態向量，初值為  $\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0$ ， $\mathbf{u}$  為輸入向量， $A_M$  及  $B_M$  為一常數矩陣。可調系統可描述如下

$$p\hat{\mathbf{x}} = A_s(\mathbf{e}, t)\hat{\mathbf{x}} + B_s(\mathbf{e}, t)\mathbf{u} \quad (2)$$

其中  $\hat{\mathbf{x}}$  代表估測狀態向量， $A_s(\mathbf{e}, t)$  及  $B_s(\mathbf{e}, t)$  是與狀態誤差向量( $\mathbf{e} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$ )相關之時變參數矩陣，初值為  $A_s(0) = A_0$  及  $B_s(0) = B_0$ 。MRAS 設計目標主要是找出適應法則(adaptation law)來估測正確參數值，以修正可調系統之參數矩陣  $A_s(\mathbf{e}, t)$  及  $B_s(\mathbf{e}, t)$ ，使狀態誤差向量  $\mathbf{e}$  逐漸趨近於零，則估測之參數值即為正確值。因為狀態誤差向量是逐漸趨近於零，其代表之涵義為適應機構(adaptation mechanism)必須有記憶性(memory)，一般可用積分器(integrator)來實現。

MRAS 設計目標是使系統為總體漸進穩定(globally asymptotically stable)，並保證估測值可以適當之動態特性(dynamic characteristic)收斂至真實值，常用之設計方法有 Lyapunov 法及超穩定法(hyperstability)兩種[11]。其中 Lyapunov 法係利用 Lyapunov 穩定理論(Lyapunov stability theorem)設計一個可保證閉迴路系統穩定的 MRAS，使用本法之條件為系統之所有狀態必須被量測或觀測，即系統須有全階狀態觀測器。其適應機構可由任一候選之 Lyapunov 函數直接導出，可有多種之結果。使用 Lyapunov 法雖可成功的設計出穩定的 MRAS 系統，但此法需使用

全階狀態觀測器(full-order state observer)量測系統之所有狀態，且沒有明確的方法可選定合適的 Lyapunov 方程式，因此限定了 Lyapunov 法的使用範圍。另一超穩定理論早期由 Popov 導出，Landau 則依此超穩定概念發展一套實用的 MRAS 合成技術，此法是先將圖 1 所示之 MRAS 轉速估測架構，化為圖 2 所示之等效之非線性時變回授系統。依 Popov 超穩定理論，此系統要達到總體漸進穩定必需滿足下列兩個條件：

1. 線性非時變子系統的轉移函數矩陣必須為嚴格的正實數(strictly positive real)。
2. 非線性時變反饋子系統要滿足如下所示之 Popov's 積分不等式。

$$\int_0^{t_1} \text{Re}(\bar{v} \cdot W) dt \geq -r_0^2 \quad \text{for all } t_1 > 0 \quad (3)$$

其中  $r_0^2$  為一有限之正數， $v$  為狀態誤差量即線性非時變子系統的輸出量；也為非線性時變子系統的輸入量， $W$  為非線性時變子系統的輸出量。故依超穩定理論設計 MRAS 之適應機構時，可分為下列幾個基本步驟：

1. 將 MRAS 估測系統轉換為等效之非線性時變回授系統。
2. 證明線性非時變前饋子系統的轉移函數矩陣為嚴格的正實數(strictly positive real)。
3. 找出調適機構(adaptation mechanism)使非線性時變子系統能滿足 Popov's 積分不等式。
4. MRAS 估測器之實現：由上述調適機構即可建立穩定的 MRAS 估測器。

## (二) MRAS 感應馬達參數估測架構

本文將目前文獻上發表過之 MRAS 感應馬達線上參數估測技術，歸納整理出下列五種方法：

### 1. 方法一之估測架構

方法一為文獻[5] Lin 等所提之 MRAS 轉子時間常數估測架構。如圖 3(a) 所示，系統觀測狀態量為靜止坐標之磁化電流  $i_m^a$ ，其參考模型由下式不含估測參數  $\frac{1}{t_r}$  之定子電壓方程式，來估測磁化電流

$$p i_m^a = \frac{L_r}{L_m} [v_s^a - (R_s + s L_s p) i_s^a] \quad (4)$$

其中  $v_s^a$  為靜止坐標之定子電壓向量， $i_s^a$  為靜止坐標之定子電流向量。而可調模型則由下式包含估測參數  $\frac{1}{t_r}$  之轉子電流方程式，來估測磁化電流

$$p \hat{i}_m^a = \left( \frac{-1}{t_r} + j w_r \right) \hat{i}_m^a + \frac{1}{t_r} i_s^a \quad (5)$$

其中  $w_r$  為馬達之轉子速度，適應機構之估測法則為

$$\frac{1}{t_r} = \left( k_p + \frac{k_f}{p} \right) \text{Re} \{ \bar{e} (i_s^a - \hat{i}_m^a) \} \quad (6)$$

其中狀態誤差向量  $e = (i_m^a - \hat{i}_m^a)$ 。本法之參考模型要用到純積分器會造成初值選定及飄移等問題，且參考模型包含定子電阻參數，使系統在低速時對定子電阻有很高的靈敏度，性能變差。

### 2. 方法二之估測架構

方法二為文獻[6] Jemli 等所提之 MRAS 轉子時間常數估測架構。如圖 3(b)所示，選定觀測狀態變數為同步座標之轉子磁通  $\hat{e}_r^r$ ，其參考模型由下列不含估測參數  $1/t_r$  之定子電壓方程式來估測轉子磁通

$$\ddot{e}_r^r = \frac{L_r}{L_m} \left[ \frac{1}{p + j w_e} (v_s^r - R_s i_s^r) \right] - s L_s i_s^r \quad (7)$$

其中  $v_s^r$  為同步座標之定子電壓向量， $i_s^r$  為同步座標之定子電流向量。而可調模型則由包含估測參數  $\frac{1}{t_r}$  之轉子電流方程式來估測轉子磁通，

$$\hat{e}_r^r = \frac{\frac{L_m}{t_r} i_s^r}{p + \frac{1}{t_r} + j(w_e - w_r)} \quad (8)$$

其中  $w_e$  為馬達之同步轉速，適應機構之估測法則為

$$\frac{1}{\hat{t}_r} = (k_p + \frac{k_1}{p})(|\hat{\mathbf{e}}_r^r| - |\hat{\mathbf{e}}_r^a|) \quad (9)$$

本法在低速時對定子電阻有較高的靈敏度，使估測系統性能變差。

### 3. 方法三之估測架構

方法三為文獻[7] Wang 等所提之 MRAS 轉子電阻估測架構。如圖 3(c)所示，選定觀測狀態變數為靜止座標上轉子磁通  $\hat{\mathbf{e}}_r^a$ ，其參考模型由定子電壓方程式來估測轉子磁通

$$p\hat{\mathbf{e}}_r^a = \frac{L_r}{L_m}[\mathbf{v}_s^a - (R_s + sL_s)p\mathbf{i}_s^a] \quad (10)$$

可調模型則由下列包含估測參數  $\frac{1}{\hat{t}_r}$  之轉子電流方程式來估測轉子磁通

$$p\hat{\mathbf{e}}_r^a = (\frac{-1}{\hat{t}_r} + jw_r)\hat{\mathbf{e}}_r^a + \frac{L_m}{L_r}s\mathbf{i}_s^a \quad (11)$$

適應機構之估測法則為

$$\frac{1}{\hat{t}_r} = (k_p + \frac{k_1}{p})\text{Re}\{\hat{\mathbf{a}}(\hat{\mathbf{e}}_r^a - L_m\mathbf{i}_s^a)\} \quad (12)$$

其中狀態誤差向量  $\hat{\mathbf{a}} = (\hat{\mathbf{e}}_r^a - \hat{\mathbf{e}}_r^a)$ 。本法之參考模型要用到純積分器，且參考模型包含定子電阻參數，使系統在低速時對定子電阻有很高的靈敏度，性能變差。

### 4. 方法四之估測架構

方法四為文獻[8] Ide 等所提之 MRAS 轉子電阻估測架構。如圖 3(d)所示，觀測狀態變數為馬達之電磁轉矩  $T_e$ ，在同步座標上假設變頻器沒有損失，則由電功率與機械功率會相等可推導出電磁轉矩方程式為

$$T_e = \frac{P}{2}[(V_{DC}I_{DC} - \frac{2}{3}R_s|\hat{\mathbf{i}}_s^r|^2)]/w_e \quad (13)$$

其中大寫  $P$  代表馬達磁極數， $V_{DC}$  為變頻器直流電壓， $I_{DC}$  為變頻器直流電流。由磁化電流及定子電流可估測出之馬達磁轉矩為

$$\begin{aligned} \hat{T}_e &= k_{r0} \text{Im}(\hat{\mathbf{i}}_s^r \hat{\mathbf{i}}_m^r) = k_{r0} \hat{i}_{sq}^r \hat{i}_m^r \\ &= (\frac{P}{3} \frac{L_m^2}{L_r}) \hat{i}_{sq}^r [\frac{\hat{R}_r}{L_{r0}} \int (\hat{i}_{sd}^r - \hat{i}_m^r) dt] \end{aligned} \quad (14)$$

其中  $\text{Im}()$  表示取虛部， $\hat{\cdot}$  表示共軛複數。則適應機構之估測法則為

$$\hat{R}_r = (k_p + \frac{k_1}{p})(T_e - \hat{T}_e)(V_{\text{sign}}) \quad (15)$$

其中  $V_{\text{sing}} = \begin{cases} \text{i) if } \hat{i}_{sq0} \geq 0 \text{ and } |\hat{i}_{sq0}| \geq \hat{i}_{sd0} \text{ then } 1 \\ \text{ii) if } \hat{i}_{sq0} \geq 0 \text{ and } |\hat{i}_{sq0}| < \hat{i}_{sd0} \text{ then } -1 \\ \text{iii) if } \hat{i}_{sq0} < 0 \text{ and } |\hat{i}_{sq0}| \geq \hat{i}_{sd0} \text{ then } -1 \\ \text{iv) if } \hat{i}_{sq0} < 0 \text{ and } |\hat{i}_{sq0}| < \hat{i}_{sd0} \text{ then } 1 \end{cases} \circ$

本法不需要用到純積分器，但參考模型包含定子電阻參數，在低速時對定子電阻有較高的靈敏度，使估測系統性能變差。

### 5. 方法五之估測架構

方法五為文獻[9] Kanmachi 等所提之 MRAS 定子電阻估測架構。如圖 3(e)所示，選定觀測狀態變數為靜止座標上轉子磁通  $|\hat{\mathbf{e}}_r^a|^2$ ，馬達在靜止參考座標上之穩態無效功率  $Q$  為

$$Q = \text{Im}(\bar{\mathbf{i}}_s^a \mathbf{v}_s^a) = \mathbf{w}_e [\mathbf{s}L_s (\mathbf{i}_s^a)^2 + \frac{L_m^2}{L_r} (\mathbf{i}_m^a)^2] \quad (16)$$

由上述之穩態無效功率可得

$$\left| \frac{L_m}{L_r} \ddot{\mathbf{e}}_r^a \right|^2 = \frac{L_m^2}{L_r} \left( \frac{Q}{\mathbf{w}_e} - \mathbf{s}L_s |\mathbf{i}_s^a|^2 \right) \quad (17)$$

由定子電壓方程式可得

$$\left| \frac{L_m}{L_r} \hat{\mathbf{e}}_r^a \right|^2 = \left| \int (\mathbf{v}_s^a - \hat{R}_s \mathbf{i}_s^a) dt - \mathbf{s}L_s \mathbf{i}_s^a \right|^2 \quad (18)$$

其中(17)式不含估測參數  $\hat{R}_s$  可當參考模型，(18)式含估測參數  $\hat{R}_s$  可做為可調模型，則適應機構之估測法則為

$$\hat{R}_s = (k_p + \frac{k_1}{p}) \left( \left| \frac{L_m}{L_r} \hat{\mathbf{e}}_r^a \right|^2 - \left| \frac{L_m}{L_r} \ddot{\mathbf{e}}_r^a \right|^2 \right) \quad (19)$$

本法不需要用到純積分器，且不受溫度靈敏參數的影響，但本估測法則是以穩態模型推導，故系統之動態特性較差。

### 6. 方法六之估測架構

方法六為作者所提之 MRAS 定子電阻估測架構[10]。如圖 3(f)所示，選定觀測狀態變數為氣隙功率來估測定子電阻，感應馬達在同步參考座標下，傳輸到馬達的氣隙功率為

$$\hat{P}_{air} = \frac{2}{3} \text{Re}(\bar{\mathbf{e}}_m^r \mathbf{i}_s^r) = \frac{2}{3} [\text{Re}(\bar{\mathbf{v}}_s^r \mathbf{i}_s^r) - \hat{R}_s |\mathbf{i}_s^r|^2] \quad (20)$$

其中  $\text{Re}()$  表示取實部，馬達氣隙功率也可用電磁轉矩  $T_e$  與同步轉速  $\mathbf{w}_e$  之乘積表示

$$P_{air} = T_e \cdot \mathbf{w}_e \cdot \frac{p}{2} = \frac{2L_m}{3L_r} \dot{\theta}_{dr}^r i_{qs}^r \mathbf{w}_e \quad (21)$$

其中(21)式不含估測參數  $\hat{R}_s$  可當參考模型，(20)式含估測參數  $\hat{R}_s$  可做為可調模型，則適應機構之估測法則為

$$\hat{R}_s = (k_p + \frac{k_1}{p}) (\hat{P}_{air} - P_{air}) \quad (22)$$

本法不需要用到純積分器，且不受溫度靈敏參數的影響，在低速時系統有優異之性能。

## 三、實驗結果

### (一) 實驗系統

本文實驗系統採用 PC-Based 馬達控制器即時發展系統 *Simu-Drive*[12]，如圖 4 所示。包含個人電腦、馬達控制驅動介面卡、可推動 3 馬力以上感應馬達的功率級板等。其中馬達控制驅動介面卡具 PWM 產生器、A/D、數位 I/O 及正交解碼器等功能。此系統之向量控制及轉速估測技術等，相關的電腦輔助設計及模擬，均將於 MATLAB Simulink 5.3 版以上的環境中發展。感應馬達、各種估測技術及向量控制架構是以圖式模型(graphical model)建立，可先經由電腦模擬確定其可行性，然後將同一運算法則以 Real-Time Workshop 及 Borland C++ 組譯器處理後，經由軟式開關直接切入相對硬體實測以驗證之，無需再以單晶片微處理器或數位信號處理器(DSP)實現此一運算法則。

### (二) 具參數調適之感應馬達向量控制架構

為了驗證上述各種 MRAS 電阻估測技術之性能及參數靈敏度之影響，本文採用具參數調適之感應馬達向量控制架構如圖 5 所示。感應馬達之向量控制是以轉子磁場導向方式操作，所有模擬是在理想模擬條件下進行，所謂理想模擬條件如下所述：

1. 理想的變頻器(電壓命令被直接加入馬達端點)。
2. 不考慮系統雜訊及量測雜訊。

3. 所有馬達參數都是已知，系統在向量控制下操作。
4. 定子與轉子電阻有相同之溫度係數。

### (三) 實驗結果與評估

1. 參數靈敏度之模擬實驗：假設各種估測法則採用之電阻及電感參數值設定為正確值之 80%，則在不同的轉速及負載下馬達參數誤差對各種估測法造成估測誤差之結果，如圖 6 所示。方法一 ~ 方法四均受定子電阻參數之影響尤其是在低轉速時估測誤差變大，而電感參數對估測系統之影響與馬達轉速無關，但估測誤差與負載成正比，其中方法二之參數靈敏度最高。方法五及方法六不受定子電阻參數影響，但電感參數對估測系統之影響與馬達轉速及負載成正比，當轉速升高時估測誤差變大。
2. 各種估測法之暫態響應模擬實驗：假設轉速命令為 600rpm，負載為 6Nt-m，電阻初值設定為正確值之 50%，並於 3 秒時產生 100%之步級變化量，各種估測法則於 1.5 秒時開始進行線上參數估測，估測值並對系統進行線上參數調適，各種估測法之暫態響應模擬實驗結果如圖 7 所示。顯示在 1.5 秒前系統無參數調適，由於電阻初值有 50% 誤差，產生磁化電流與滑差轉速計算誤差，造成轉子磁通 d 軸及 q 軸分量之偏差，即 q 軸分量無法保持為零，使向量控制之性能變差。1.5 秒時開始進行線上參數調適，方法一 ~ 方法六均能估測正確參數值，讓轉子磁通 q 軸分量保持為零，使系統具有良好的向量控制。3 秒時電阻產生 100%之步級變化量，方法一 ~ 方法 4 均受定子電阻參數之影響(參考模型包含定子電阻參數)，產生估測誤差，估測參數無法收斂到正確值。方法五及方法六不受定子電阻參數影響，能正確估測參數值，讓轉子磁通 q 軸分量保持為零，使系統具有良好的向量控制。
3. 圖 8 所示為方法六之實驗結果：假設系統在無載下，轉速命令為 500rpm，電阻初值設定為正確值之 50%，估測法則於 1.5 秒時開始進行線上參數估測，估測值並對系統進行線上參數調適，實驗結果顯示在 3 秒時估測電阻值收斂到正確值。
4. MRAS 線上參數估測技術之評估：由模擬及實驗結果分析各估測法則之優缺點如表一所示。

## 四、結論

上述各種估測法則中，方法一~方法四之參考模型使用到定子電阻，會受溫度敏感參數影響產生誤差，尤其是在低速時誤差變大。方法五及方法六不受定子電阻參數影響，但電感參數對估測系統之影響與馬達轉速及負載成正比，當轉速升高時估測誤差變大。然而，電感  $L_s$ 、 $L_r$  及  $L_m$  等不是溫度靈敏參數，不隨溫度變化，故可經由精確的量測使誤差減至最低。方法二及方法五以穩態模型推導，系統之動態特性較差，適應機構之控制器參數較不易設計。綜合上述結果以方法六具有結構簡單，適應機構之控制器參數設計容易及暫態響應較佳等優點，可提供業界在發展高性能感應馬達驅動技術時之參考。

## 五、誌謝

本文之研究承行政院國家科學委員會編號 NSC89-2626-E-197-001 計畫支持研究經費，謹此誌謝。

## 六、參考文獻

1. Rajashekara, K., A. Kawamura and K. Matsuse (1996), *Sensorless Control of AC Motor Drives*, IEEE Press, New York.
2. Akatsu, K. and A. Kawamura (1997), "Sensorless speed estimation based on primary and secondary resistance estimation and output voltage compensation of induction motor," *PCC '97, Nagaoka*, vol.1, pp.73-78.
3. Wade, S., M.W. Dunnigan and B. W. Williams (1997), "Improving the accuracy of the rotor resistance estimate for vector-controlled induction machines" *Proceedings of the Electric Power Applications*, vol.144 5, pp.285-294.
4. Bose, B. K. and N. R. Patel (1998), "Quasi-fuzzy estimation of stator resistance of induction motor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.13 3, pp. 401-409.
5. Lin, F. J., H. M. Su and H. P. Chen (1998), "Induction motor servo drive with adaptive rotor time-constant estimation," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol.34 1, pp. 224-234.
6. Jemli, M., M. Boussak, M. Gossa, and A. Chaari (1994), "Rotor time constant identification in vector controlled

- induction motor applied flux model reference adaptive system (MRAS),” *Proceedings of the Electrotechnical Conference*, vol.2, pp.797–800.
7. Wang, C., G. Tan and N. Wang (1993), “High performance speed-sensor-less AC drive system for induction motor,” *IEEE TENCON’ 93*, Beijing, pp.602–606.
  8. Ide, K., Z. G. Bai; Z. J. Yang and T. Tsuji (1995), “Vector approximation method with parameter adaptation and torque control of CSI-fed induction motor,” *IEEE IA’95*, vol. 31 4, pp. 830–840.
  9. Kanmachi, T. and I. Takahashi (1997), “Sensorless speed control of an induction motor with no influence of resistance variation,” *IEEE PCC’ 97 -NAGAOKA*, p.91~96.
  10. 彭世興，詹前茂 (2001)，感應電機線上參數估測技術，中華民國第二十二屆電力研討會，第 1619-1623 頁。
  11. Landau, Y. D. (1979), *Adaptive Control: The Model Reference Approach*, Marcel Dekkerpress, New York, U.S.A.
  12. 王偉修 (1998)，PC-Based 馬達控制器即時發展系統：Simu-Drive，微鋒自動科技，台北市。

91 年 09 月 03 日投稿

91 年 09 月 26 日接受



表 1 參數估測器比較結果

估測法則	優點	缺點
方法一	1.估測器架構簡單。 2.調適機構參數設計容易。	1.本法受定子電阻 $R_s$ 影響，在低速時誤差較大。 2.本法受 $L_s$ 、 $L_r$ 、 $L_m$ 等參數影響，隨負載增加而變大，但不隨轉速變化。
方法二	1.估測器架構簡單。	1.本法受定子電阻 $R_s$ 影響，在低速時誤差較大。 2.本法受 $L_s$ 、 $L_r$ 、 $L_m$ 等參數影響，隨負載增加而變大，但不隨轉速變化。 3.本法在輕載時,容易發散。 4.本法調適機構參數較靈敏，設計較不易。
方法三	1.估測器架構簡單。 2.調適機構參數設計容易。	1.本法受定子電阻 $R_s$ 影響，在低速時誤差較大。 2.本法受 $L_s$ 、 $L_r$ 、 $L_m$ 等參數影響，隨負載增加而變大，但不隨轉速變化。
方法四	1.估測器架構簡單。 2.不受 $L_s$ 參數影響。 3.機構參數設計容易。	1.本法受定子電阻 $R_s$ 影響，在低速時誤差較大。 2.本法受 $L_r$ 、 $L_m$ 等參數影響固定，不會隨轉速及負載變化。
方法五	1.器架構簡單。 2.不受定子電阻 $R_s$ 參數影響。	1.本法受 $L_s$ 、 $L_r$ 、 $L_m$ 等參數影響，隨轉速與負載增加而變大。 2.本法調適機構參數較靈敏設計較不易。
方法六	1.器架構簡單。 2.不受定子電阻 $R_s$ 及 $L_s$ 參數影響。 3.調適機構參數設計容易。	1.本法受 $L_r$ 、 $L_m$ 等參數影響，隨轉速與負載增加而變大。

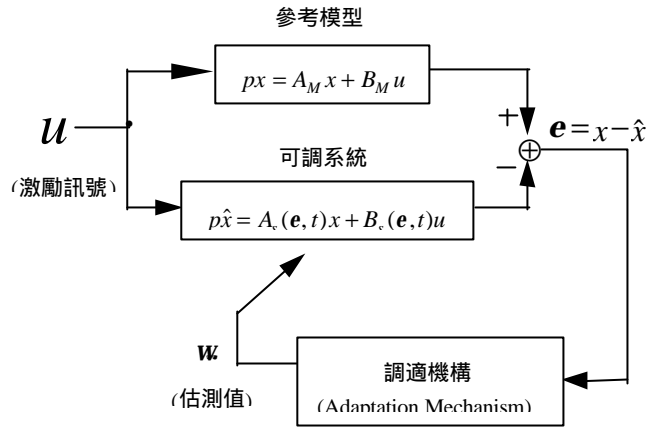


圖 1 並聯參考模式 MRAS 之基本架構

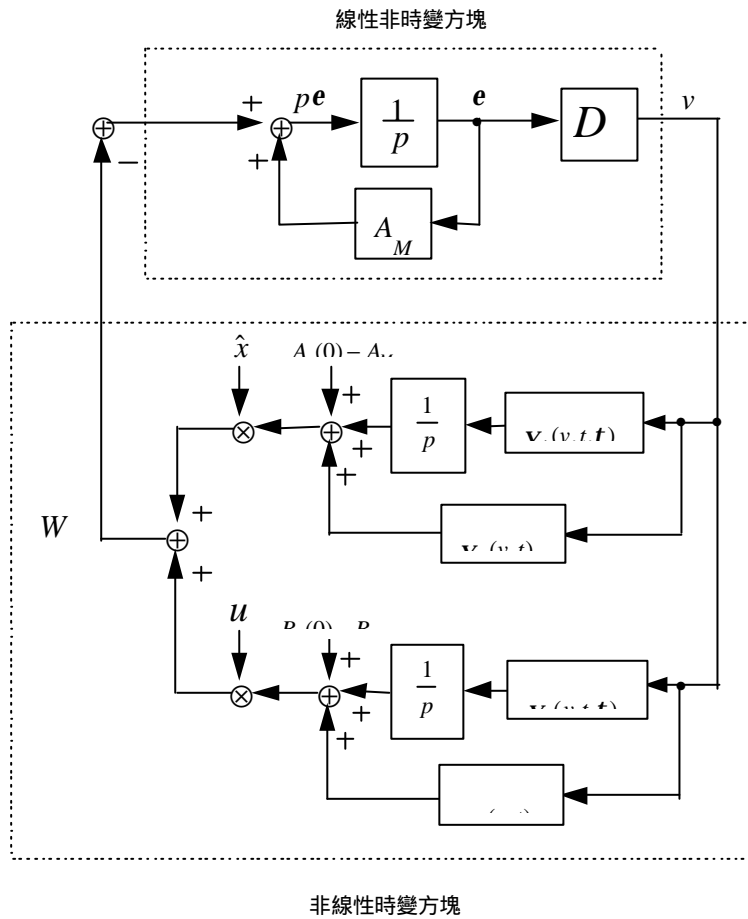
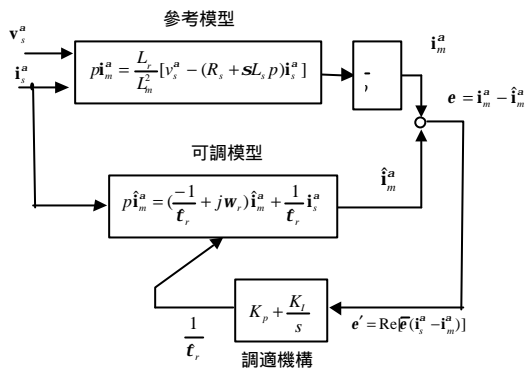
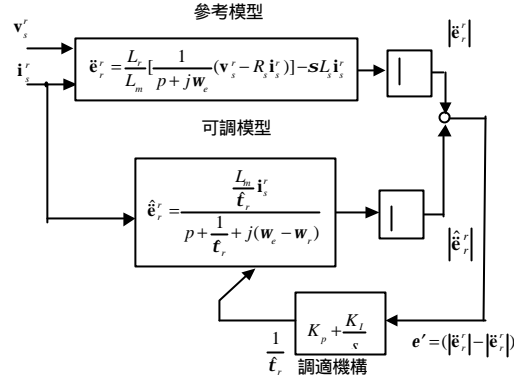


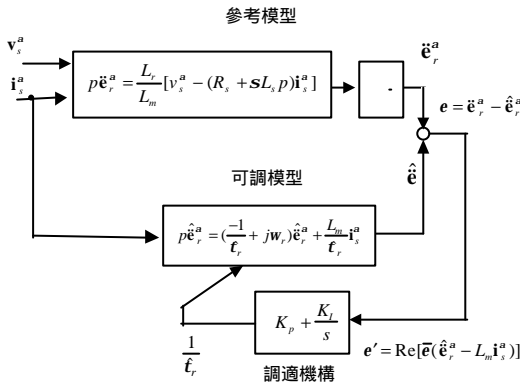
圖 2 MRAS 之等效非線性時變回授系統



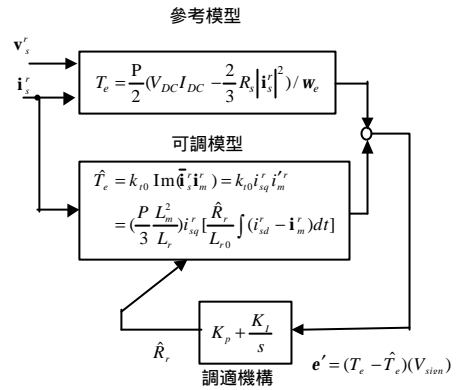
1(a) 方法一之估測架構



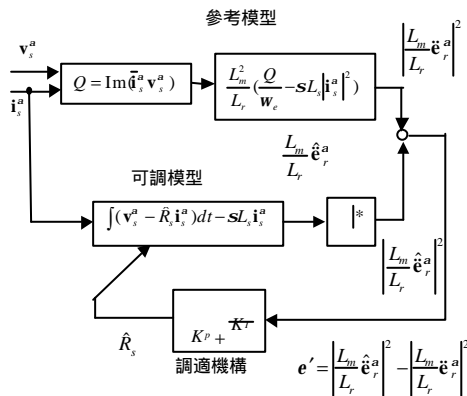
1(b) 方法二之估測架構



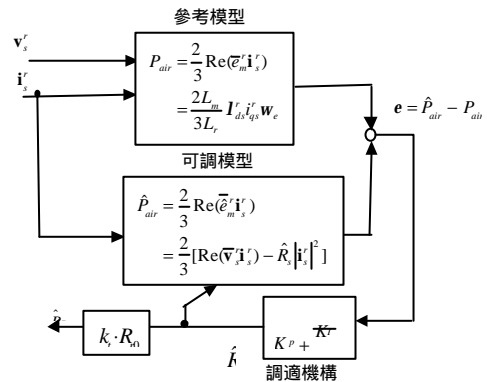
1(c) 方法三之估測架構



1(d) 方法四之估測架構



1(e) 方法五之估測架構



1(f) 方法六之估測架構

圖 3 各種 MRAS 線上參數估測架構圖

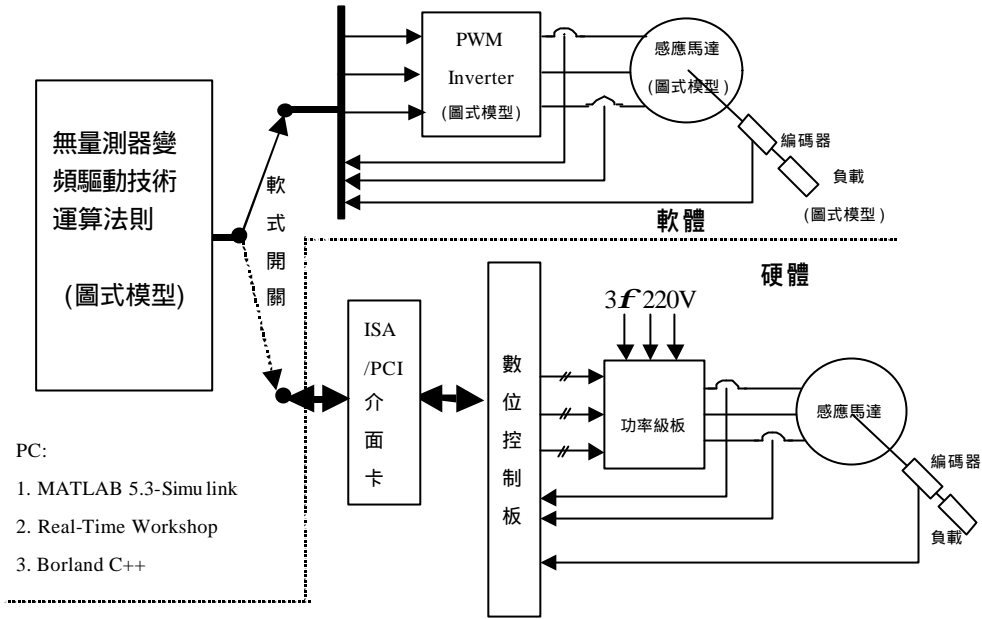


圖 4 以個人電腦為基礎的感應馬達驅動器實驗系統

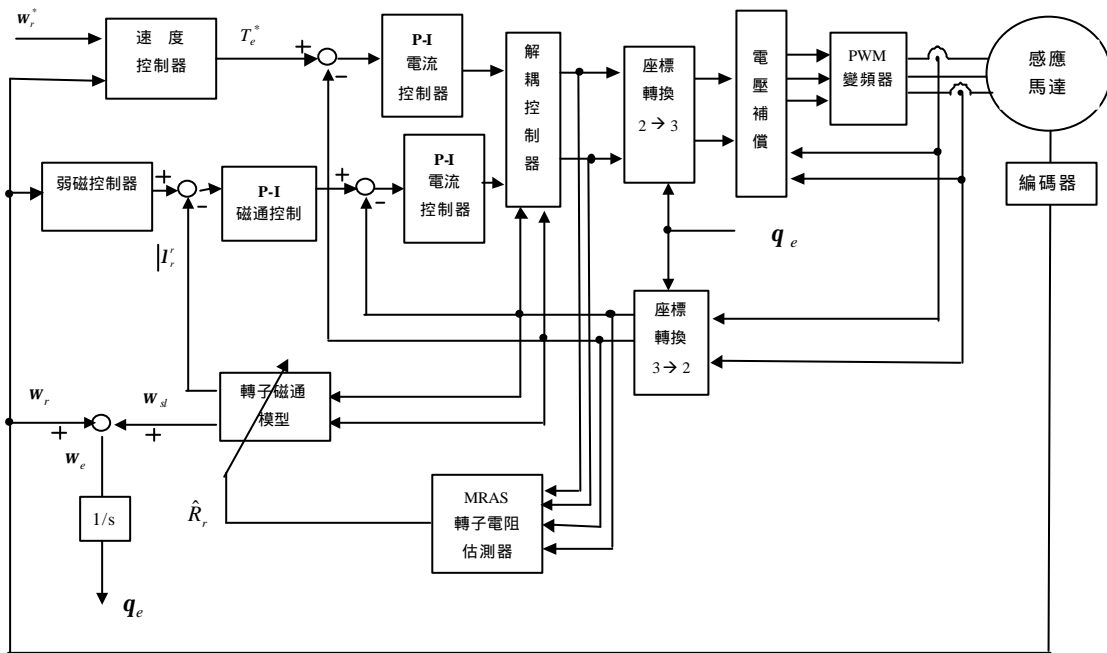


圖 5 感應馬達線上參數估測系統架構圖

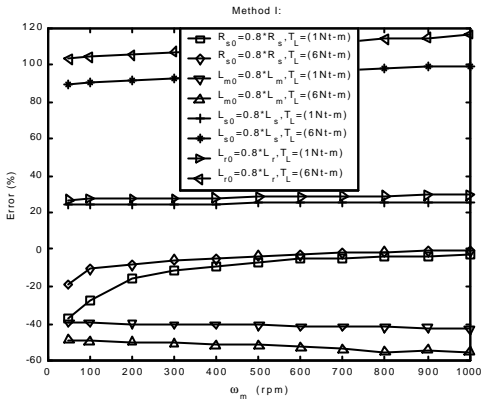


圖 6(a) 方法一之模擬結果。

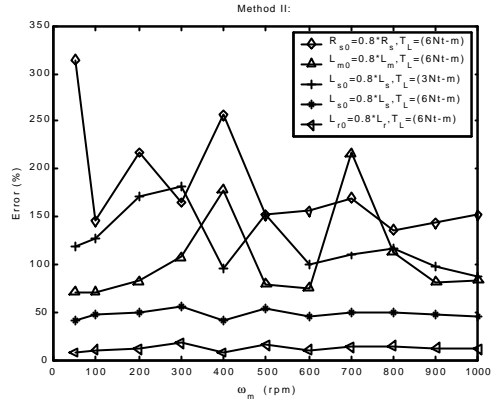


圖 6(b) 方法二之模擬結果。

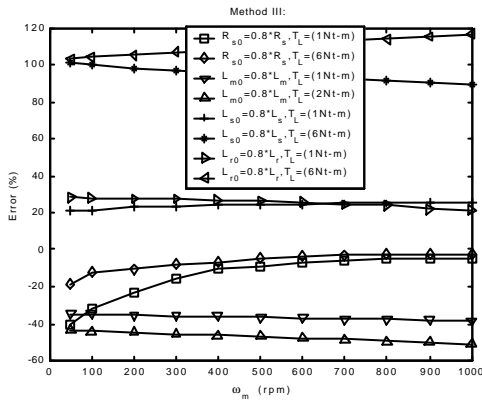


圖 6(c) 方法三之模擬結果。

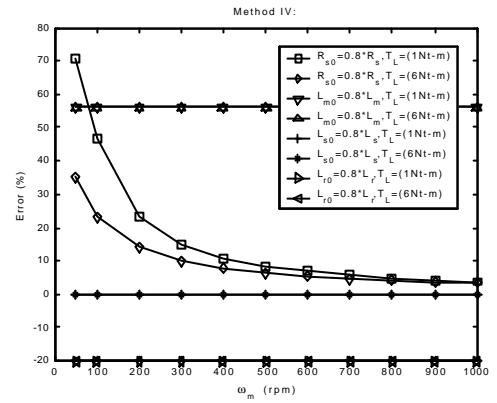


圖 6(d) 方法四之模擬結果。

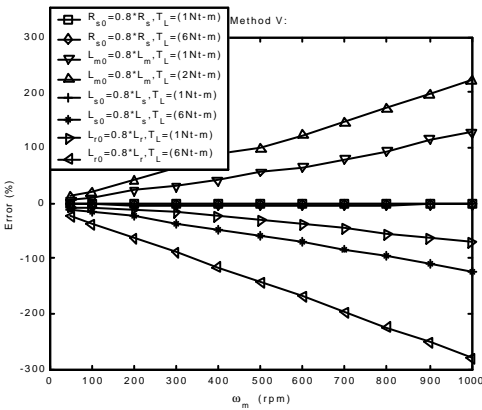


圖 6(e) 方法五之模擬結果。

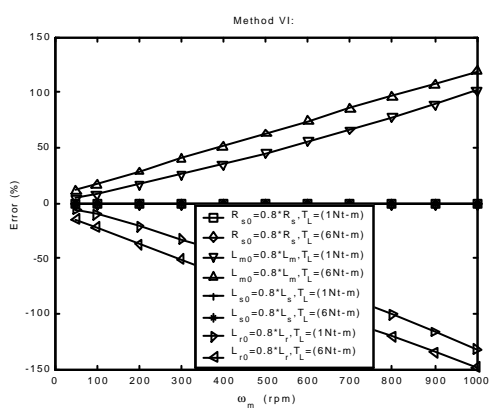


圖 6(f) 方法六之模擬結果。

圖 6 各種估測法則對參數變動造成估測誤差之模擬實驗結果

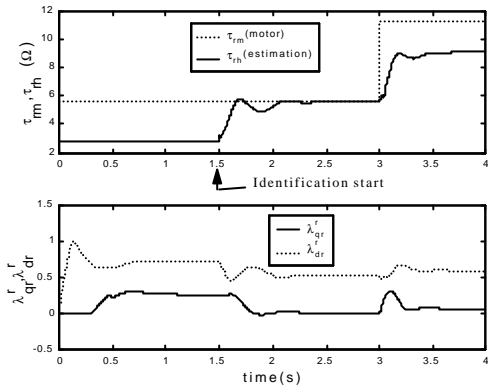


圖 7(a) 方法一之模擬結果。

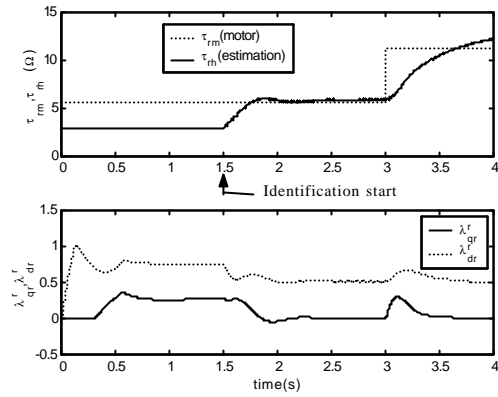


圖 7(b) 方法二之模擬結果。

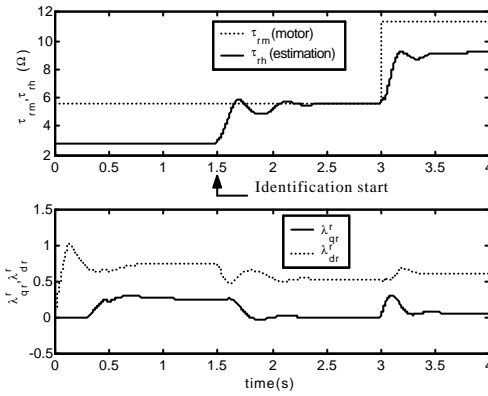


圖 7(c) 方法三之模擬結果。

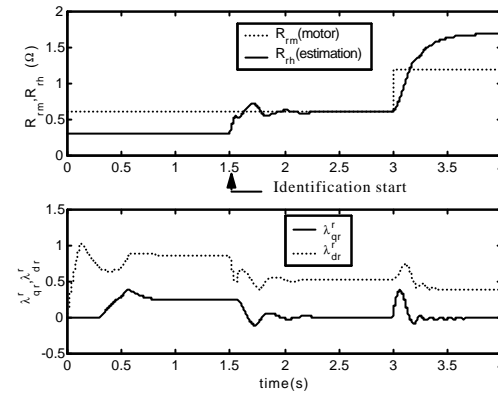


圖 7(d) 方法四之模擬結果。

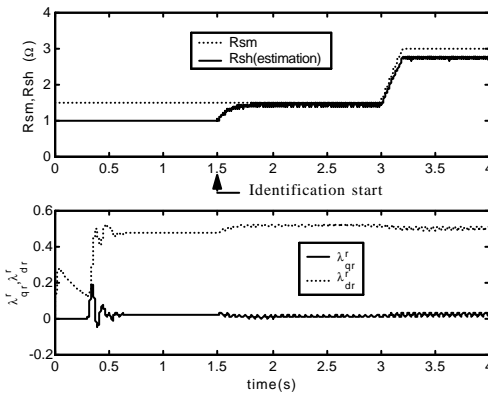


圖 7(e) 方法五之模擬結果。

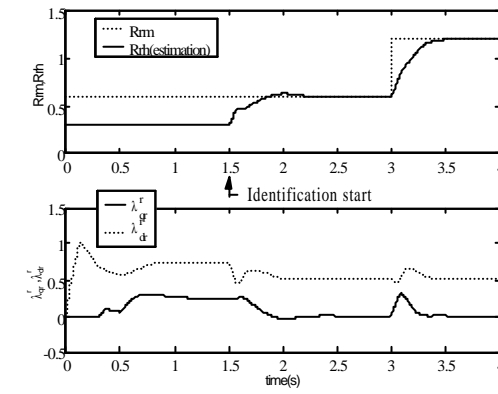


圖 7(f) 方法六之模擬結果。

圖 7 線上參數調適技術之暫態響應模擬結果

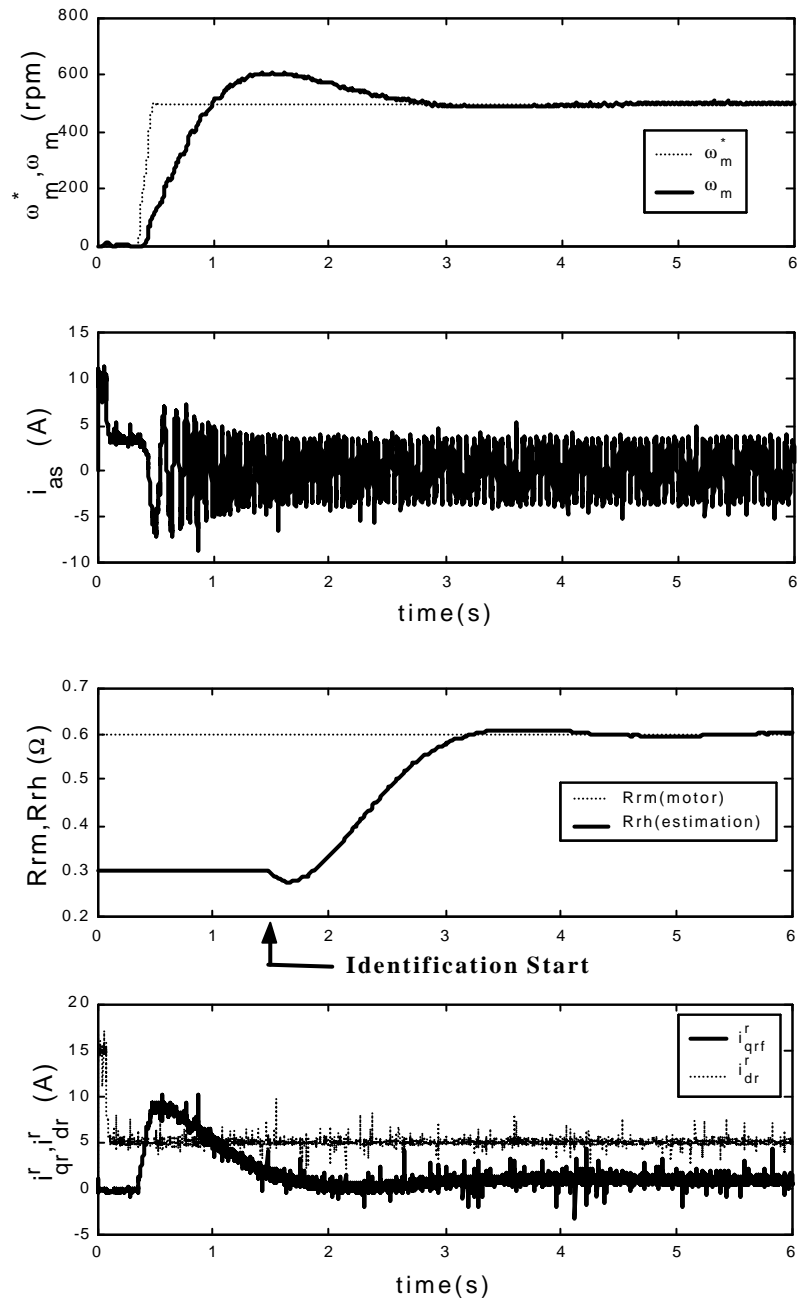


圖 8 方法六之 MRAS 線上參數估測技術的實驗結果