

具有線上調適感應馬達定子與轉子電阻之無量測器

直接轉矩控制驅動器

羅永昌 洪清寶 賴秋庚

勤益技術學院電機工程系

摘要

直接轉矩控制(direct torque control, DTC)係以轉矩誤差與磁通誤差來決定變頻器的切換式樣，其相較於傳統向量控制擁有控制原理簡單、響應快速、不需要執行複雜的電壓與電流解耦合計算等優點，因此可望成為新一代馬達驅動器控制的主要發展技術之一。由於無量測器直接轉矩控制感應馬達驅動器必須應用定、轉子電阻參數來分別計算定子磁通與估測轉軸速率，若因溫昇造成控制器中的定、轉子電阻參數無法匹配於馬達的實際定、轉子電阻，勢必造成系統穩定度問題。因此，本文採用觀測有效功率為基礎之模式參考適應性控制(model reference adaptive control, MRAS)定子電阻線上辨識架構，來線上調適馬達定子電阻以獲得精確的定子磁通計算式。之後，再以固定軌跡法(fixed trace algorithm FTA)轉子電阻線上估測技術，來獲取正確的轉軸估測速度。經由模擬與實驗結果，驗證本文所提出方法能有效的使系統穩定，以更加提昇無速度量測器直接轉矩控制感應馬達驅動器的性能。

關鍵字：直接轉矩控制、參數估測、模式參考適應控制、固定軌跡法

1. 前言

直接轉矩控制最初的主要研究重點，是在曳引機(traction)、電動車(electric vehicle)與一般工業運用之高性能驅動器的設計與實現。近年來，由於微處理機技術的蓬勃發展，增快了計算速度與處理容量，以及電力電子元件功率與切換速率的迅速提昇，更加擴大其應用範圍。

由於感應馬達直接轉矩控制驅動器的定子磁通控制迴路中，必須於定子參考座標系統上利用所量測定子電流與電壓來線上估測定子磁通的大小與位置，且定子磁通估測法則中又需要以定子電阻為參數，但是定子電阻卻會因溫升與定子頻率而變動，尤其在低速率運轉時的定子電阻壓降更是佔定子端電壓的主要部分，因此定子電阻參數的變動會導致定子磁通估測誤差，而降低了驅動器的性能。再者，要實現無速度量測器直接轉矩控制感應馬達驅動器，必須應用轉子電阻參數來估測轉軸速度，若轉子電阻因溫昇而變動，勢必影響轉軸速度估測的精確度，而降低無量測器直接轉矩控制感應馬達驅動器的性能。

文獻上已經提出一些可用來估測或調適 DTC 驅動器中之定子或轉子電阻的方法，[1]提出具

有多項參數估測的全階參考模式適應系統型無速度量測器之驅動器架構,由其模擬結果可看出若僅單獨估測速度、定子電阻、或轉子電阻時可獲得不錯的效果。但同時執行速度與定子電阻估測時雖可收斂到實際值,但是收斂速度比單獨參數估測時慢。在同時執行速度與轉子電阻估測時雖然仍具收斂性,但改變初值條件或運轉速度範圍可能會造成估測轉子電阻無法到達實際值。另在同時執行速度、定子電阻、或轉子電阻估測時,雖然估測速度可收斂到實際值,但因存在多穩定點影響,使得所估測之定子電阻與轉子電阻無法達到其實際值。[2]使用一個九階非線性演算法來線上估測定子與轉子電阻,並且證實當速度為定值且信號有界情況下,轉子與定子電阻估測可在有限的定子電流時間積分內以指數型方式收斂至其真實值。[3]的方法可在整個運轉速率範圍中精確地計算定子磁通,尤其以低速操作時更是有效,它採用兩種方法來交互計算定子磁通以同時調諧定子與轉子電阻。[4]在兩軸同步座標系統上建立擴展式 Luenberger 觀測器(Extended Luenberger Observer, ELO),其是在參考磁通電流命令中加入高頻率正弦波信號來改良轉子電阻估測的精確度,並且也可從輸入至估測器的相電流來近似的計算出鐵損電阻效應。[5]以注入虛擬電流與電壓信號方式來建立感應馬達速度與轉子時間常數估測架構,它以具有虛擬電流與電壓以及它們的導數作為輸入信號的線性代數系統之解來獲取轉子電阻與轉軸速度估測。

本文提出一個全數位化控制的無速度量測器 DTC 型感應馬達驅動器,以減少感應馬達驅動器的體積與成本並保留感應馬達機構的簡單與強健性。其採用電壓空間向量調變來控制變頻器的切換式樣,再組成定子磁通與轉矩回授控制迴路、以及速度控制迴路,並且具有線上調適定子電阻與轉子電阻功能。其中採用 MRAS 之定子電阻線上辨識系統所估測的定子電阻,可用來求得正確的定子磁通計算值。另外以 FTA 線上辨識的轉子電阻將可調適轉子電阻溫昇變化,以獲取正確的轉軸估測速度。

2. 無量測器直接轉矩控制感應馬達驅動器的原理

感應馬達在靜止參考座標系統($w_e = 0$),於兩軸座標($d^s - q^s$)平面上使用複數向量型態來表示的動態方程式為

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + p \boldsymbol{\Psi}_s \quad (1)$$

$$0 = R_r \mathbf{i}_r + p \boldsymbol{\Psi}_r - j w_r \boldsymbol{\Psi}_r \quad (2)$$

式中 $\mathbf{v}_s = v_{ds}^s + j v_{qs}^s$ 為定子電壓, R_s 為定子電阻, $\mathbf{i}_s = i_{ds}^s + j i_{qs}^s$ 為定子電流, $\boldsymbol{\Psi}_s = \Psi_{ds}^s + j \Psi_{qs}^s$ 為定子磁通, R_r 為轉子電阻, $\mathbf{i}_r = i_{dr}^s + j i_{qr}^s$ 為轉子電流, $\boldsymbol{\Psi}_r = \Psi_{dr}^s + j \Psi_{qr}^s$ 為轉子磁通, w_r 為轉軸速度, $p = d/dt$ 為微分運算子。而定子與轉子磁通又可表示為

$$\boldsymbol{\Psi}_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_r = L_m \mathbf{i}_s + L_r \mathbf{i}_r \quad (4)$$

式中 L_s 、 L_m 與 L_r 分別為定子電感、互感與轉子電感。

由式(1)的電壓方程式可獲得定子磁通估測模式為

$$\hat{\boldsymbol{\Psi}}_s = \hat{I}_{ds}^s + j \hat{I}_{qs}^s = \int (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt \quad (5)$$

由於式(5)之純積分項在低頻率運轉時會造成低信號雜訊比,因此將其修正為[6]

$$\hat{\varphi}_s = \frac{t_c}{1 + pt_c} (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s) + \frac{1}{1 + pt_c} \hat{\varphi}_s^* \quad (6)$$

式中的常數 t_c 由式(5)來決定，且 $\hat{\varphi}_s^*$ 為參考定子磁通向量。

式(6)中的定子電流 \mathbf{i}_s 可使用霍爾元件電流感測器(Hall current sensors)直接量測馬達電流，再經 3 相至 2 軸座標轉換到兩軸靜止座標系統來取得。定子電壓 \mathbf{v}_s 則由變頻器的切換狀態來決定 [7]，將所取得切換狀態資訊再利用式(7)來計算加於馬達端之電壓：

$$\begin{aligned} \hat{v}_{an} &= \frac{V_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ \hat{v}_{bn} &= \frac{V_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ \hat{v}_{cn} &= \frac{V_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{aligned} \quad (7)$$

式中 \hat{v}_{an} 、 \hat{v}_{bn} 與 \hat{v}_{cn} 為加於馬達的三相電壓， V_{dc} 為變頻器的直流鏈電壓， $S_x = 1$ 或 0 表示各相 $x = a, b, c$ 的上臂開關為閉合或打開，而各相下臂開關則與其上臂開關成互補狀態。轉換至靜止兩軸系統的定子電壓可表示成：

$$v_{ds}^s = \frac{V_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \quad (8)$$

$$v_{qs}^s = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} (S_b - S_c)$$

至於轉子磁通可利用式(5)來計算

$$\hat{\varphi}_r = \hat{\mathbf{i}}_{dr}^s + j\hat{\mathbf{i}}_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\hat{\varphi}_s - sL_s \mathbf{i}_s) \quad (9)$$

式中： $s = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ 為漏感係數。

利用 d-、q-軸的定子磁通可得到定子磁通角為

$$q_e = \tan^{-1}(\hat{\mathbf{i}}_{qs}^s / \hat{\mathbf{i}}_{ds}^s) \quad (10)$$

以類似於式(10)方式求出轉子磁通角，再將其對時間微分可得到同步旋轉速度為

$$\omega_e = \frac{\hat{\mathbf{i}}_{dr}^s p \hat{\mathbf{i}}_{qr}^s - \hat{\mathbf{i}}_{qr}^s p \hat{\mathbf{i}}_{dr}^s}{\hat{\mathbf{i}}_{dr}^s{}^2 + \hat{\mathbf{i}}_{qr}^s{}^2} \quad (11)$$

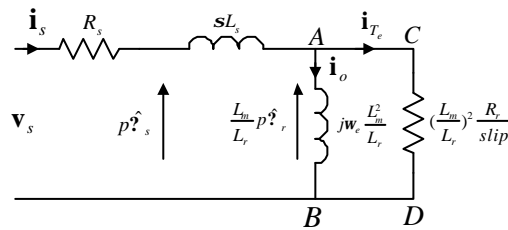


圖 1 感應馬達轉子反射到定子側的等效電路。

圖 1 所示感應馬達轉子反射到定子側的等效電路，可用來求得轉軸估測速度。由圖 1 可得到感應馬達的氣隙功率為

$$P_{ag} = \frac{3P}{4} \omega_e \frac{L_m}{L_r} \left| \hat{\varphi}_r \right| \left| \hat{\mathbf{i}}_{T_e} \right| \quad (12)$$

由氣隙功率 P_{ag} 與 ω_e 也可求得電磁轉矩

$$T_e = \frac{P_{ag}}{\omega_e} = \frac{3P}{4} \frac{L_m}{L_r} \left| \hat{\varphi}_r \right| \left| \hat{\mathbf{i}}_{T_e} \right| \quad (13)$$

利用圖 1 中的 $|V_{AB}| = |V_{CD}|$ 關係與式(13)，可獲得以電磁轉矩與轉子磁通表示的滑差速率為

$$\omega_{sl} = \frac{4}{3P} R_r \frac{T_e}{\left| \hat{\varphi}_r \right|^2} \quad (14)$$

因此，可將感應馬達的轉軸估測速度表示為

$$\hat{\omega}_r = \frac{2}{P} \left(\omega_e - \frac{4}{3P} R_r \frac{\hat{T}_e}{\left| \hat{\varphi}_r \right|^2} \right) \quad (15)$$

轉矩控制迴路中的估測轉矩，可由定子磁通與定子電流來表示為

$$\begin{aligned} \hat{T}_e &= \frac{3P}{4} (\hat{\varphi}_s \times \mathbf{i}_s) \\ &= \frac{3P}{4} (\hat{I}_{ds}^s i_{qs}^s - \hat{I}_{qs}^s i_{ds}^s) \end{aligned} \quad (16)$$

式中 \hat{T}_e 為估測轉矩， P 為馬達磁極數，“ \times ”定義為向量叉積。

3. 定、轉子電阻辨識原理

由式(5)與式(15)知：定、轉子電阻的變動會分別影響定子磁通估測的精確度與轉軸估測速度的準確度，假若馬達實際的定、轉子電阻因溫升影響而增大，但控制器中仍然使用固定值的定、轉子電阻參數來分別估算定子磁通與轉軸速度，勢必使整體系統的性能變差。因此，必須讓控制器中的定、轉子電阻參數也隨著馬達實際定、轉子電阻變化而作適當調適，才能維持良好的控制性能。

3.1 模式參考適應性控制定子電阻辨識原理

將式(1)以兩軸分量來表示為

$$v_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + p \mathbf{I}_{ds}^s \quad (17)$$

$$v_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + p \mathbf{I}_{qs}^s \quad (18)$$

感應馬達自電源所吸收的有效功率可表示為

$$P_s = \text{Re}(\hat{\mathbf{i}}_s \mathbf{v}_s) = v_{ds}^s \hat{i}_{ds}^s + v_{qs}^s \hat{i}_{qs}^s \quad (19)$$

式中 $\hat{\mathbf{i}}_s$ 為 \mathbf{i}_s 的共軛複數，將式(17)與(18)代入式(19)，可得到

$$P_s' = \hat{R}_s (i_{ds}^s{}^2 + i_{qs}^s{}^2) + i_{ds}^s p \hat{\mathbf{I}}_{ds}^s + i_{qs}^s p \hat{\mathbf{I}}_{qs}^s \quad (20)$$

依據 MRAS 理論[8]，可將式(19)作為參考模型，另以式(20)作為可調模型，並取兩者之間誤差經一適應調適機構來辨識定子電阻如圖 2 所示。在此辨識架構中除了定子電阻外，完全無其他參數存在也不具有轉速成分，因此可免除其他參數或轉速誤差而影響到辨識的結果。

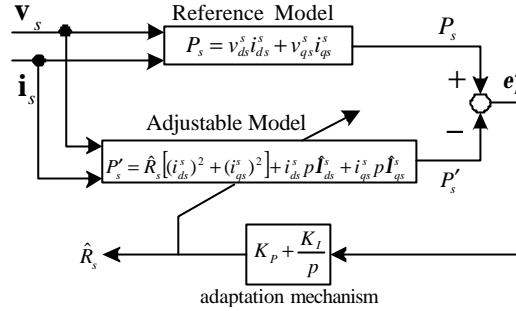


圖 2 觀測有效功率之 MRAS 定子電阻辨識架構。

3.2 固定軌跡法轉子電阻辨識的原理

在兩軸座標系統上將式(2)改寫成

$$p \mathbf{I}_{dr} = -R_r i_{dr} - \mathbf{w}_r \mathbf{I}_{qr} \quad (21)$$

$$p \mathbf{I}_{qr} = -R_r i_{qr} - \mathbf{w}_r \mathbf{I}_{dr} \quad (22)$$

再將式(22)改寫為

$$\mathbf{w}_r = \frac{p \mathbf{I}_{qr} + R_r i_{qr}}{\mathbf{I}_{dr}} \quad (23)$$

將式(23)代入式(21)可得到以轉子磁通與電流表示的轉子電阻為

$$R_r = -\frac{p \mathbf{I}_{dr} \mathbf{I}_{dr} + p \mathbf{I}_{qr} \mathbf{I}_{qr}}{i_{dr} \mathbf{I}_{dr} + i_{qr} \mathbf{I}_{qr}} \quad (24)$$

固定軌跡法(FTA)是從遞迴最小平方方法(Recursive Least Square Method, RLS)演變而來[9]，它可避免在估算過程中分母除以零的發散情況發生，由於 FTA 將 RLS 中的遺忘因子(forgetting factor)由常數改成依據所估測值改變之變數，可以較不受外來雜訊的影響。

依據固定軌跡法所獲得轉子估算式可整理成[9]

$$\hat{R}_r[N] = \hat{R}_r[N-1] - \frac{g a[N]}{1 + g (a[N])^2} (\hat{R}_r[N-1] a[N] - b[N]) \quad (25)$$

式中 $a[N] = -(i_{dr} \mathbf{I}_{dr} + i_{qr} \mathbf{I}_{qr})$ ， $b[N] = p \mathbf{I}_{dr} \mathbf{I}_{dr} + p \mathbf{I}_{qr} \mathbf{I}_{qr}$ ，且 g 為增益。

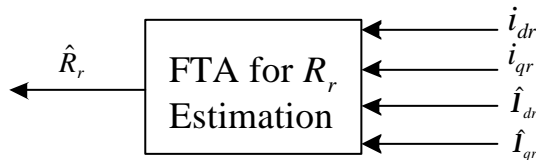


圖 3 FTA 轉子電阻估測。

圖 3 為本文所提出的固定軌跡法轉子電阻估測架構，它利用轉子磁通與轉子電流作為輸入，

以固定軌跡演算法則來進行轉子電阻線上估測，之後，再將所估測的轉子電阻參數傳送至轉軸速度估測器進行計算。

3.3 MRAS 定子電阻辨識的穩定性分析

感應馬達的等效動態模型如圖 4 所示，定義激磁電流為

$$\mathbf{i}_m = (L_r/L_m)\mathbf{i}_r + \mathbf{i}_s \quad (26)$$

且定義跨於磁化電感兩端的激磁反電勢為

$$\mathbf{e}_m \equiv \frac{L_m^2}{L_r} p \mathbf{i}_m \quad (27)$$

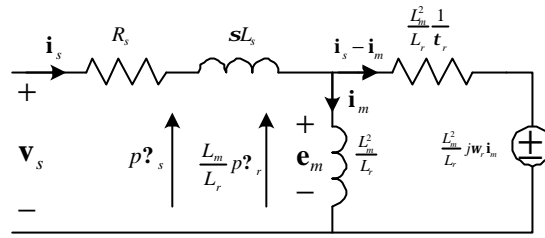


圖 4 感應馬達的等效動態模型。

接著可由馬達動態方程式推導 \mathbf{e}_m 滿足下列方程式：

$$p\mathbf{e}_m = -(L'_m + \frac{1}{t_r})\mathbf{e}_m + j\mathbf{w}_r\mathbf{e}_m - L'_m R_s \mathbf{i}_s + L'_m \mathbf{v}_s \quad (28)$$

式中 $t_r = L_r/R_r$ 且 $L'_m = L_m^2/(L_r t_r s L_s)$ 。同理，可對激磁反電勢估側值 $\hat{\mathbf{e}}_m$ 推導出

$$p\hat{\mathbf{e}}_m = -(L'_m + \frac{1}{t_r})\hat{\mathbf{e}}_m + j\mathbf{w}_r\hat{\mathbf{e}}_m - L'_m \hat{R}_s \mathbf{i}_s + L'_m \mathbf{v}_s \quad (29)$$

令 $\mathbf{e}_R \equiv \mathbf{e}_m - \hat{\mathbf{e}}_m$ ，式中 $\mathbf{e}_R = e_{dR}^s + j e_{qR}^s$ 、 $\mathbf{e}_m = e_{dm}^s + j e_{qm}^s$ 且 $\hat{\mathbf{e}}_m = \hat{e}_{dm}^s + j \hat{e}_{qm}^s$ ，則可推導激磁反電勢的誤差狀態為

$$\begin{aligned} p\mathbf{e}_R &= -(L'_m + \frac{1}{t_r})\mathbf{e}_R + j\mathbf{w}_r\mathbf{e}_R - L'_m (R_s - \hat{R}_s) \mathbf{i}_s \\ &= \mathbf{A}\mathbf{e}_R - \mathbf{W} \end{aligned} \quad (30)$$

式中 $\mathbf{A} = [-(L'_m + 1/t_r) + j\mathbf{w}_r]$ ， $\mathbf{W} = L'_m (R_s - \hat{R}_s) \mathbf{i}_s$ 。

由式(30)可建立 MRAS 的等效非線性時變回授系統如圖 5 所示，其中包括一線性非時變的前饋子系統與一非線性時變回授子系統。

依據 MRAS 理論與 Popov's 積分不等式，圖 5 中的非線性時變回授子系統要為漸進穩定系統 [10]，必須滿足

$$pf(t) = -p\hat{R}_s = \text{Re}(\bar{\mathbf{e}}_R \mathbf{i}_s) L'_m \equiv -\mathbf{e}'_R \quad (31)$$

式中 \mathbf{e}'_R 為輸出誤差。由式(31)可獲得定子電阻估測器的調適法則為

$$\hat{R}_s(t) = \int_0^t p\hat{R}_s dt + \hat{R}_s(0) = (k_p + \frac{k_I}{p})[-\text{Re}(\bar{\mathbf{e}}_R \mathbf{i}_s) L'_m] \quad (32)$$

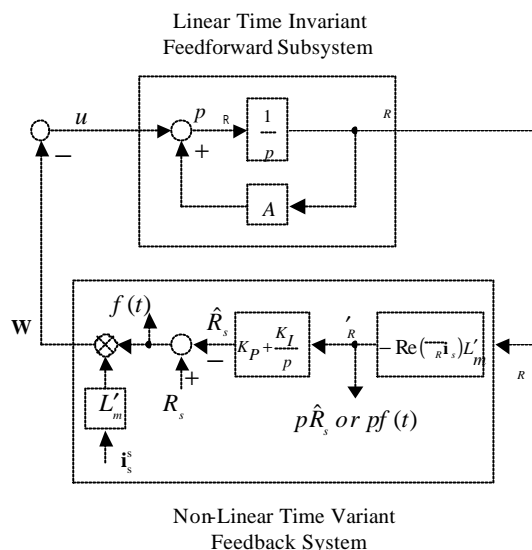


圖 5 等效非線性回饋系統。

由圖 4 感應馬達的等效動態模型，可知感應電勢的兩軸分量能表示成

$$e_{dm}^s = pI_{ds}^s - sL_s pi_{ds}^s \quad (33)$$

$$e_{qm}^s = pI_{qs}^s - sL_s pi_{qs}^s \quad (34)$$

再利用 $p\hat{v}_s = \mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s$ 關係，可獲得估測氣隙電勢的兩軸分量為

$$\hat{e}_{dm}^s = v_{ds}^s - \hat{R}_s i_{ds}^s - sL_s pi_{ds}^s \quad (35)$$

$$\hat{e}_{qm}^s = v_{qs}^s - \hat{R}_s i_{qs}^s - sL_s pi_{qs}^s \quad (36)$$

此外，線性非時變前饋子系統又可表示成

$$\mathbf{e}_R = \mathbf{e}_{dR}^s + j\mathbf{e}_{qR}^s = (e_{dm}^s - \hat{e}_{dm}^s) + j(e_{qm}^s - \hat{e}_{qm}^s) \quad (37)$$

將式(37)代入式(32)，再結合式(33)、(34)與式(35)、(36)可得到

$$\mathbf{e}_R' = (v_{ds}^s i_{ds}^s + v_{qs}^s i_{qs}^s) - [\hat{R}_s (i_{ds}^{s2} + i_{qs}^{s2}) + i_{ds}^s pI_{ds}^s + i_{qs}^s pI_{qs}^s] \quad (38)$$

再者，由圖 2 所示的定子電阻辨識系統可得到輸出誤差 \mathbf{e}_R'' 為

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_R'' &= P_s - P_s' \\ &= (v_{ds}^s i_{ds}^s + v_{qs}^s i_{qs}^s) - [\hat{R}_s (i_{ds}^{s2} + i_{qs}^{s2}) + i_{ds}^s pI_{ds}^s + i_{qs}^s pI_{qs}^s] \end{aligned} \quad (39)$$

由於式(38)的輸出誤差 \mathbf{e}_R' 與式(39)的輸出誤差 \mathbf{e}_R'' 完全相同，所以圖 2 中的 MRAS 定子電阻辨識架構會等效於圖 5 所代表的定子電阻估測架構。因圖 5 的等效非線性回饋系統為一漸進穩定系統。所以在圖 2 所示的 MRAS 定子電阻辨識架構中，其 \mathbf{e}_R' 也必會收斂而使可調模型的有效功率 P_s' 逐漸趨近於參考模型的有效功率 P_s 。因此，圖 2 採用觀測馬達有效功率來辨識定子電阻的操作方式，也必為一漸進穩定系統。

圖 6 為本計畫所提架構的完整方塊圖，它採用電壓空間向量調變式的變頻器切換式樣，並組成了定子磁通與轉矩回授控制迴路、以及速度控制迴路。其中應用觀測有效功率為基礎的 MRAS 定子電阻線上辨識系統，所估測到的定子電阻參數可用來求得正確的定子磁通計算值。而以 FTA 線上辨識的轉子電阻則可調適轉子電阻溫昇變化，因而獲取正確的轉軸估測速度。

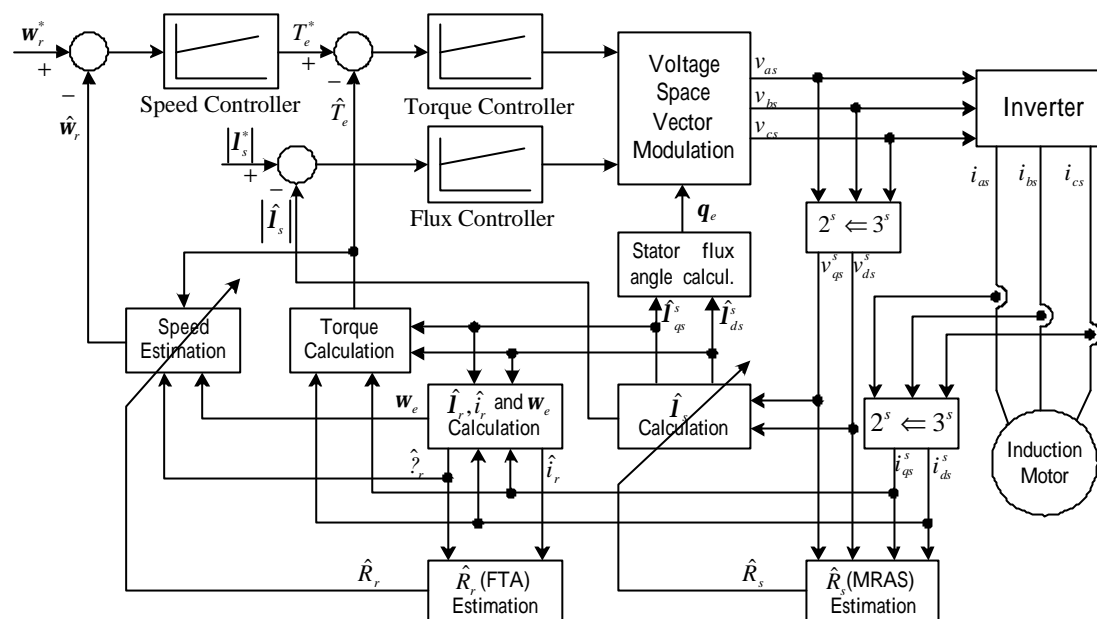


圖 6 具有定、轉子電阻線上辨識的無速度量測器直接轉矩控制感應馬達驅動器。

4. 模擬與實驗結果

為了驗證本文所提出具有線上辨識定、轉子電阻之無量測器直接轉矩控制感應馬達驅動系統的正確性，採用一 3 相、0.75kw、220V、 Δ -接、鼠籠式標準型馬達為受控體。並且選用 20 r/min 與 100 r/min 兩種穩態轉速命令作為模擬測試，其中轉速命令在 0 至 0.25 秒期間為線性正轉加速，之後，在 0.25 至 4.75 秒期間維持在穩態正轉，由 4.75 至 5.25 秒為線性正轉減速到零速再反向線性加速期間，接著，維持穩態反向運轉於 5.25 至 9.75 秒期間，最後於 9.75 至其 10 秒期間為反向線性減速到零速率，在運轉期間並於 0.1 秒加上 2 N·m 負載，模擬結果如圖 7 至 11 所示。

首先，研究當控制器中的定、轉子電阻參數不隨著馬達實際電阻溫升變動時對系統性能的影響，其模擬結果如圖 7 所示，令 R_{sc} 與 R_{rc} 為 DTC 控制迴路中不具有調適功能之定子與轉子電阻參數， R_{sm} 與 R_{rm} 為執行模擬研究所使用的馬達定、轉子電阻，馬達定、轉子電阻的室溫值為 2.85 Ω 與 2.3433 Ω ，假定馬達實際定、轉子電阻因溫升效應較其室溫值增加了 35%，但控制器中的定、轉子電阻仍然保持在室溫值。由圖 7 中了解性能變差的情況包括：馬達的速率無法追隨轉速命令，馬達轉矩約為負載轉矩的 2 倍。

圖 8 至 11 則為具有定、轉子電阻調適的模擬結果，其中圖 8 為 20 r/min 轉速命令且馬達定、轉子電阻維持在室溫值，採用線上 MRAS 調適定子電阻以及 FTA 調適轉子電阻的模擬結果，由於控制器具有良好的定、轉子電阻調適功能，馬達轉速可追隨著轉速命令，馬達轉矩也與負載轉矩相當，使得整個系統呈現穩定。圖 9 為 20 r/min 轉速命令且令馬達定、轉子電阻因溫升效應增加 35% 電阻值，在所有控制參數保持不變情況下，採用線上 MRAS 調適定子電阻以及 FTA 調適轉子電阻的模擬結果，此時因具有 R_{sc} 可調適 R_{sm} 以及 R_{rc} 可調適 R_{rm} 受溫升變化影響，使得馬達轉速依然能追隨著轉速命令、馬達轉矩也匹配於負載轉矩，穩態運轉後的定子電流仍可保持在穩定值。而圖 10 與圖 11 則為相對應於 100 r/min 轉速命令且定、轉子電阻分別在室溫值與增加 35% 電阻值的模擬結果。

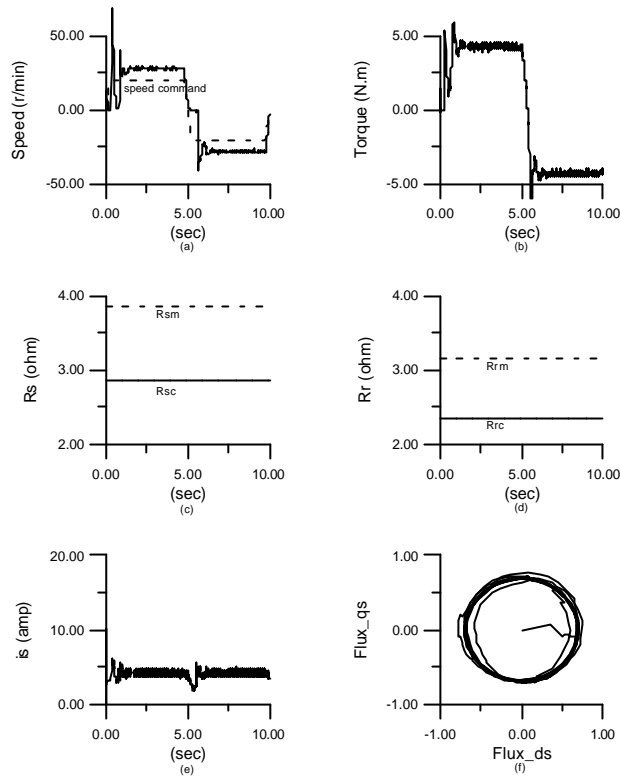


圖 7 不具有定、轉子電阻調適時之模擬研究，(a)速度 (b)轉矩 (c) R_{sc} 與 R_{sm} (d) R_{rc} 與 R_{rm} (e)定子電流($|i_s|$) (f) $\hat{\varphi}_{qs}^s$ 對 $\hat{\varphi}_{ds}^s$ 。

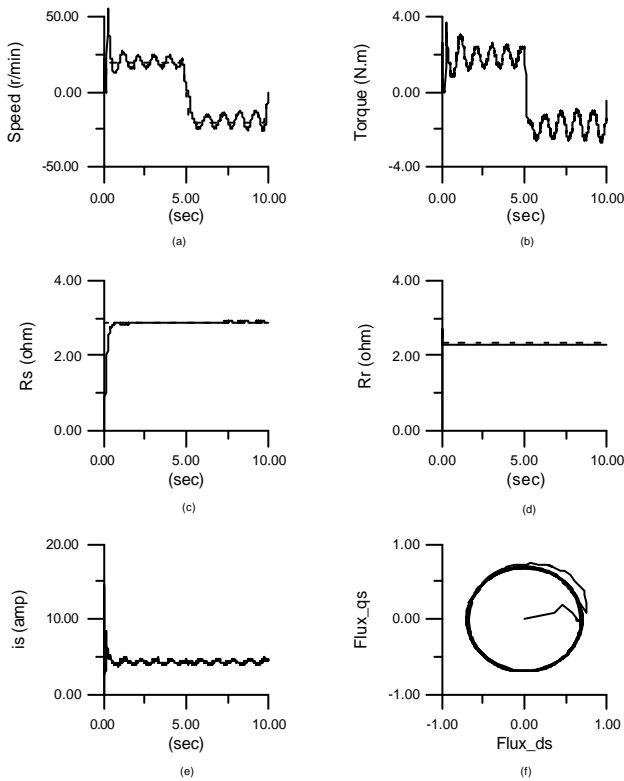


圖 8 定、轉子電阻在室溫值且 20 r/min 轉速命令時的調適模擬研究，(a)速度 (b)轉矩 (c) R_{sc} 與 R_{sm} (d) R_{rc} 與 R_{rm} (e)定子電流($|i_s|$) (f) $\hat{\varphi}_{qs}^s$ 對 $\hat{\varphi}_{ds}^s$ 。

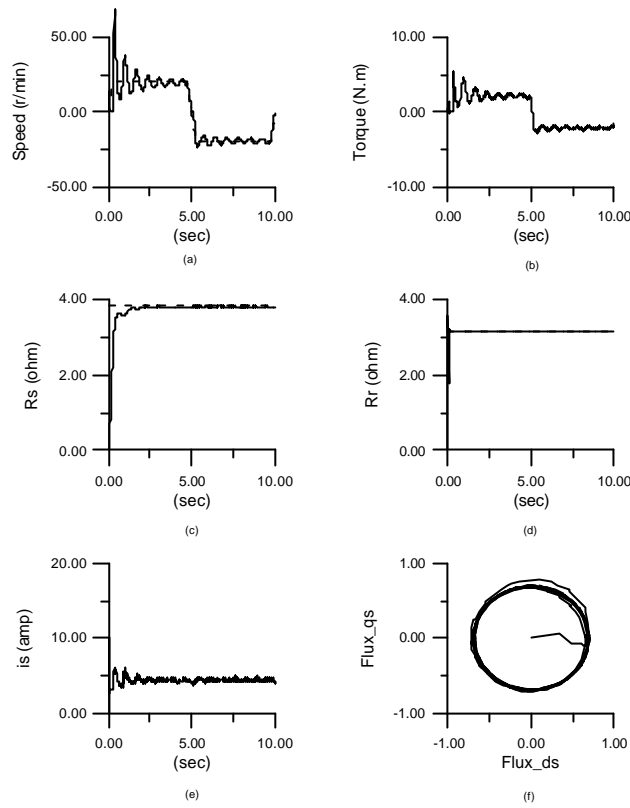


圖 9 定、轉子電阻增加 35% 電阻值且 20 r/min 轉速命令時的調適模擬研究，(a)速度 (b)轉矩 (c) R_{sc} 與 R_{sm} (d) R_{rc} 與 R_{rm} (e) 定子電流 ($|i_s|$) (f) $\hat{\psi}_{qs}^s$ 對 $\hat{\psi}_{ds}^s$ 。

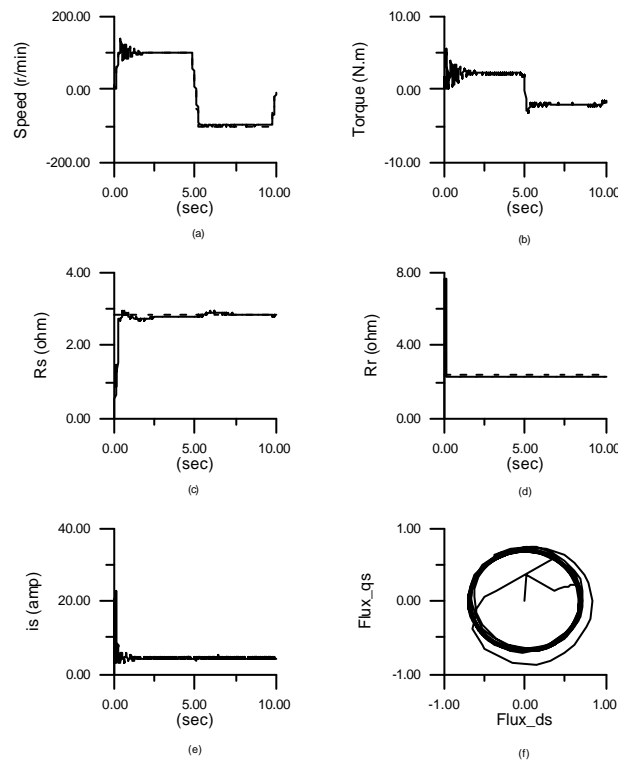


圖 10 定、轉子電阻在室溫值且 100 r/min 轉速命令時的調適模擬研究，(a)速度 (b)轉矩 (c) R_{sc} 與 R_{sm} (d) R_{rc} 與 R_{rm} (e) 定子電流 ($|i_s|$) (f) $\hat{\psi}_{qs}^s$ 對 $\hat{\psi}_{ds}^s$ 。

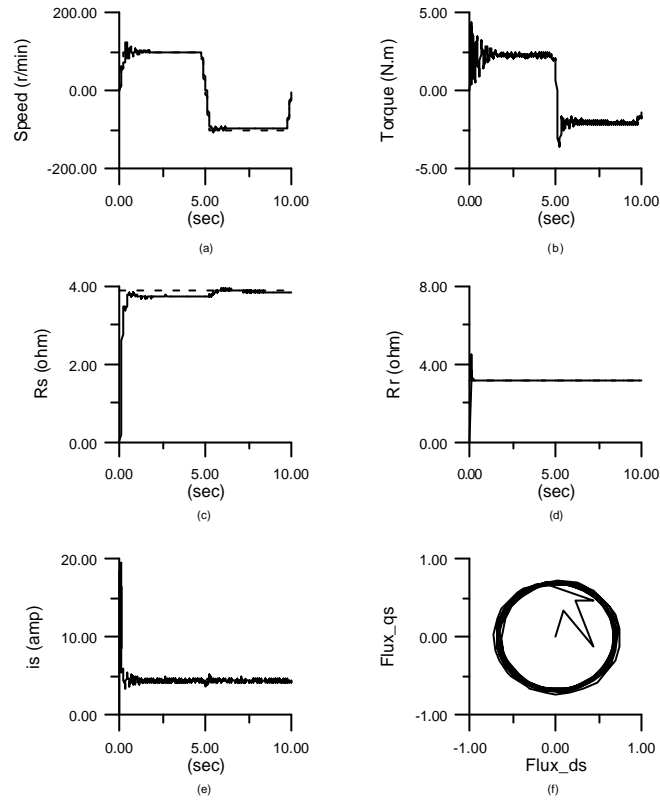


圖 11 定、轉子電阻增加 35% 電阻值且 100 r/min 轉速命令時的調適模擬研究，(a)速度 (b)轉矩 (c) R_{sc} 與 R_{sm} (d) R_{rc} 與 R_{rm} (e) 定子電流 ($|i_s|$) (f) $\hat{\psi}_{qs}^s$ 對 $\hat{\psi}_{ds}^s$ 。

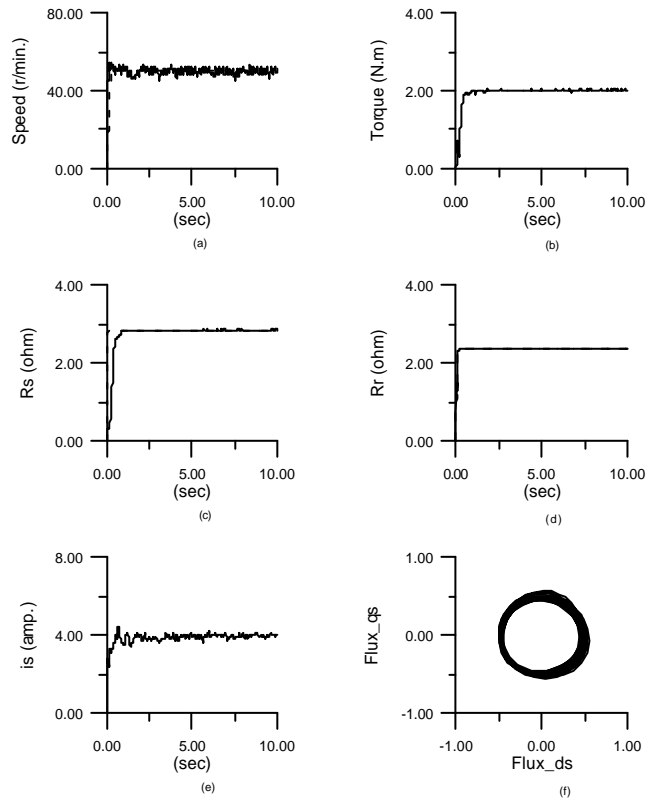


圖 12 定、轉子電阻在室溫值且 50 r/min 轉速命令時的調適實驗研究，(a)速度 (b)轉矩 (c) R_{sc} 與 R_{sm} (d) R_{rc} 與 R_{rm} (e) 定子電流 ($|i_s|$) (f) $\hat{\psi}_{qs}^s$ 對 $\hat{\psi}_{ds}^s$ 。

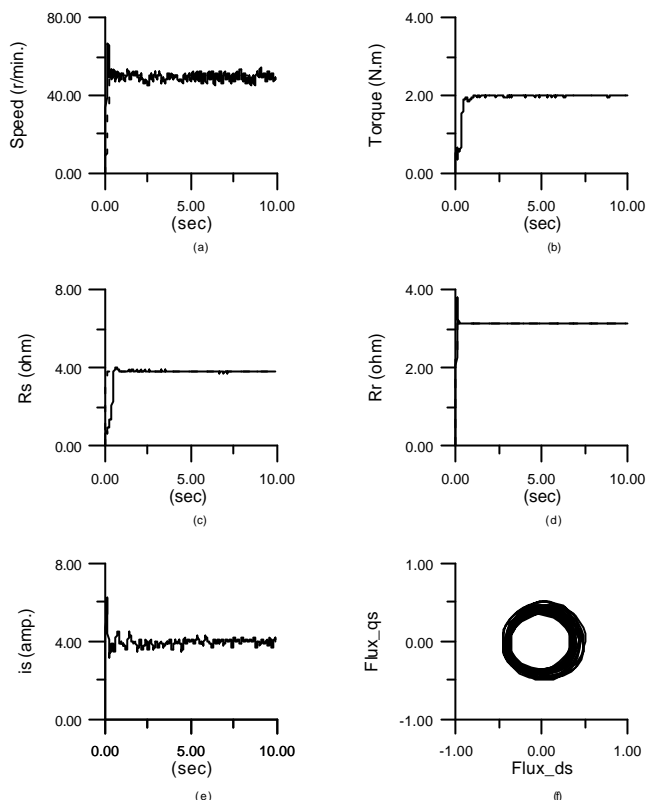


圖 13 定、轉子電阻增加 35% 電阻值且 50 r/min 轉速命令時的調適實驗研究，(a)速度 (b)轉矩 (c) R_{sc} 與 R_{sm} (d) R_{rc} 與 R_{rm} (e) 定子電流 (i_s) (f) $\hat{\psi}_{qs}^s$ 對 $\hat{\psi}_{ds}^s$ 。

圖 12 與 13 為具有定、轉子電阻調適的實驗結果，其中轉速命令在 0 至 0.25 秒期間為線性正轉加速，之後，保持穩定速率運轉一直至 10 秒，在運轉期間並於 0.1 秒加上 2 N-m 負載。圖 12 為 50 r/min 轉速命令且馬達定、轉子電阻維持在室溫值，採用線上 MRAS 調適定子電阻以及 FTA 調適轉子電阻的實驗結果，可看出控制器在實驗時能具有良好的調適功能，其可讓馬達轉速追隨著轉速命令，馬達轉矩也與負載轉矩相當，使得整個系統呈現穩定。圖 13 為 50 r/min 轉速命令且令馬達定、轉子電阻因溫昇效應增加 35% 電阻值，在所有控制參數保持不變情況下，採用線上 MRAS 調適定子電阻以及 FTA 調適轉子電阻的實驗結果，因 R_{sc} 與 R_{rc} 在實驗時仍具有調適 R_{sm} 與 R_{rm} 的功能，可補償它們受溫昇變化影響，使得馬達轉速依然能追隨著轉速命令、馬達轉矩也匹配於負載轉矩，並且穩態運轉後的定子電流仍可保持在穩定值。

5. 結論

本文提出一改善無量測器直接轉矩控制感應驅動器性能的控制策略，由於溫升會造成感應馬達定、轉子電阻變動，而影響到定子磁通估測與轉軸速度估測，以至於降低系統的性能。其中使用觀測有效功率為基礎的 MRAS 的定子電阻線上辨識系統，可正確的估測定子電阻以求得適當的定子磁通計算值。而採用固定軌跡法轉子電阻線上辨識架構，則可調適控制器中的轉子電阻參數來取得正確的轉軸估測速率。從模擬與實驗研究中證實所提出控制策略，當溫升使馬達電阻較其室溫值增加 35% 時，仍具有良好的定、轉子電阻調適效果，因而能有效的改善無量測器直接轉矩控制感應驅動器的性能。

6. 參考文獻

- [1] T. Zhuohui, L. Yongdong, and J. Zhiyan, "Speed sensorless DTC and parameter estimation of induction motor based on a full-order MRAS method," in *Proc. Power Electronics and Motion Control Int. Conf.* vol. 3, pp. 1202-1206, 2000.
- [2] Marino, R., Peresada, S., and P. Tomei, "On-line stator and rotor resistance estimation for induction motors," *IEEE Trans. Control Sys. Tech.*, vol. 8, no. 3, pp. 570-579, May. 2000.
- [3] Habetler, T. G., F. Profumo, G. Griva, and M. Pastorelli, "Stator resistance tuning in a stator-flux field-oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 1, pp. 125-133, Jan. 1998.
- [4] Wade, S., Dunnigan, M. W., and B. W. Williams, "Improving the accuracy of the rotor resistance estimate for vector-controlled induction machines," in *Proc. IEE Elec. Power Appl.*, vol. 1, pp.285-294, 1997.
- [5] Zaremba, A. T., and S. V. Semenov, "Speed and rotor resistance estimation for torque control of an induction motor," in *Proc. American Control Conf. 2000.*, vol. 1, pp.605-609, 2000.
- [6] T. G. Habetler, F. Profumo, and M, Pastorelli, "Direct torque control of induction machines over a wide speed range," in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meet.*, Houston, vol. 1, pp. 600-606, 1992.
- [7] Y. Xue, X. Xu, T. G. Habetler, and D. M. Divan, "A stator flux-oriented voltage source variable-speed drive based on dc link measurements," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 5, pp. 962-969,1991.
- [8] Y. D. Landau, *Adaptive Control: the Model Reference Approach*. New York, NY: Marcel Dekker, 1979.
- [9] Pana, T. and Y. Hori, "Simultaneous speed and rotor resistance estimation for sensorless induction motor drives," in *Proc. IPEC'95*, Yokohama, pp. 316-321, 1995.
- [10] Y. C. Luo, C. H. Liu, and Y. S. Lai, "Adaptive stator resistance estimation and torque ripple minimization for a sensorless direct torque controlled induction motor drive at low speed," *Journal of the Chinese Institute of Electrical Engineering*, vol. 8, no. 3, pp.215-228, 2001.

附錄

馬達參數

| | |
|---------|------------------|
| $Poles$ | 4 |
| R_s | 2.85 Ω |
| R_r | 2.3433 Ω |
| L_s | 0.1967 H |
| L_r | 0.1967 H |
| L_m | 0.1886 H |
| J_m | 0.009 $Nt-m-s^2$ |

