

## 結合參數自調與模糊邏輯之永磁同步馬達控制器設計

林滋偉<sup>1</sup> 徐昌鴻<sup>2</sup> 張永華<sup>3</sup> 陳邦家<sup>4</sup> 陳功<sup>1</sup>

<sup>1</sup>國防大學中正理工學院電機系 <sup>2</sup>軍管部  
<sup>3</sup>長庚大學電機系(聯絡人) <sup>4</sup>空軍航空技術學院飛機系

### 摘 要

本文旨在探討永磁同步馬達控制器設計，其中特別運用模糊邏輯法則調整電流控制器參數；另藉由永磁同步馬達轉矩方程式得到一個簡化的馬達控制模型，並以最小平方遞迴估測法線上估測馬達機械參數，進而估測變動性負載，再結合極點配置理論得以線上調整速度控制器參數。最後，本文以一個 PC-Based 的實驗系統來驗證所提出的法則，實驗結果說明本文所提方法較傳統的 PI 控制器有較佳的控速性能。

**關鍵字：**模糊邏輯，向量控制，參數自調

## Controller Design of PM Synchronous Motor with Parameter Tuning and Fuzzy Logic

Hung-Wei Lin<sup>1</sup>, Chang-Hong Shiu<sup>2</sup>, Yeong-Hwa Chang<sup>3</sup>  
Pang-Chia Chen<sup>4</sup> and Gong Chen<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Department of Electrical Engineering, Chung Cheng Institute of Technology, National Defense University

<sup>2</sup>Armed Forces Reserve Command

<sup>3</sup>Department of Electrical Engineering, Chang Gung University (Corresponding Author)

<sup>4</sup>Department of Aircraft Engineering, the Air Force Institute of Technology

### ABSTRACT

This paper mainly investigates the controller design of a permanent magnet synchronous motor. Particularly, the fuzzy logic is used to tune the current controller parameters. The mechanical parameters, mechanical inertia and friction coefficient, are estimated via a simplified model from the torque equation. Combined with the load torque estimation and the pole-placement method, the parameters of speed controller can be on-line tuned. Finally, a PC-based experimental scheme is used to evaluate the proposed methods. Experiment results indicate that the proposed method provides better speed control performance than the conventional PI controller does.

**Keywords:** fuzzy logic, vector control, parameter self tuning

## 一、緒論

早年，直流馬達因具備可靠的轉速與位置控制性能，且驅動器裝置便宜，最常被工業界使用。然而，直流馬達卻有著構造複雜、效率較低，及碳刷、整流子、換向片容易磨損等缺點，並且有定期維護與保養的困擾[1-3]。相較於直流馬達，交流馬達具有轉子轉動慣量小、啟動性能好、散熱效果佳及體積小等優點。隨著功率半導體元件、微處理機及控制技術等快速發展，使得複雜的控制法則得以實現，進而改善交流馬達控制困難的缺點，因而交流馬達已漸漸取代直流馬達，成為工業應用之主流。

交流馬達之數學模式為一高階、時變與耦合的非線性系統，但因構造堅固、控速範圍大、維護容易且可在許多惡劣的工作環境下工作等優點，使得許多工程師致力於將其實現於各方面的應用上。1970 年代德國西門子公司工程師 Hasse 與 Blaschke 發展出向量控制理論 (vector control)，又稱磁場導向控制 (field-oriented control) [4-12]，利用座標轉換及解耦控制等方法，致使交流馬達能等效如同直流馬達控制一般。

電流控制器為向量控制內部核心，一般均使用傳統 PI 形式之控制器，其設計方法大多以極點配置法或根軌跡法來作控制器參數設計；近年來，雖然不乏有其他控制法則之應用實例，然大多需一定程度的數學理論推導設計，致使在實際應用上並不是非常廣泛，致使比例積分 (PI) 控制器仍扮演一定程度的角色。PI 控制器設計概念簡單，但缺乏對工作環境的適應能力仍有其改進之空間，故如何設計一個 PI 控制器，可依環境條件變動調整控制器參數，適應於相當範圍的工作環境，即是本論文的研究動機之一。

一般而言，馬達速度控制器設計是參考馬達機械參數決定之，然而在不同的工作條件下，其等效機械參數亦不相同；在實際運轉時，外加負載對於馬達控速性能亦有一定的影響，故若能改善參數變化及負載效應，對於控速精度與抗載能力的提昇當有一定的助益。本論文以向量控制法則為基礎，以模糊邏輯 (fuzzy logic) 法則調整馬達之電流控制器參數；藉由負載之估測與補償，並結合極點配置法 (pole placement) 設計之線上參數自調速度控制器，得以有效改善系統之整體控速性能。

本文共分六節，第一節為緒論，包括研究動機與目的。第二節介紹永磁同步馬達向量控制原理與架構，說明永磁同步馬達動態數學模型、轉矩方程式與簡化之永磁同步馬達控制模型。第三節為比例-積分控制器之分析設計，將分別以頻域設計法探討  $d^e$ 、 $q^e$  軸的電流迴路控制器與速度控制器設計。第四節為模糊邏輯法則電流控制器設計，介紹模糊邏輯法則調整 PI 控制器參數的方法。第五節為馬達機械參數之量測方法，並討論結合負載轉矩估測及運用極點配置法之線上自調速度控制器設計。第六節為結論。

## 二、同步馬達向量控制原理與架構

近年來，由於磁性材料、半導體功率元件和控制理論的進步發展，已經使得低、中功率範圍內的永磁同步馬達在工業控制應用日益廣泛。永磁同步馬達具有堅固且體積小的結構、高氣隙磁通密度、高功率、高轉矩慣量比及高轉矩容量等特點。相較於感應馬達，由於沒有轉子損失，同時解耦控制的性能較不受馬達參數變動影響，致使永磁同步馬達具有較高的效率。

## 2.1 永磁同步馬達之向量控制數學模型

向量控制法已被廣泛運用於許多交流電動機的控制，以提高傳統閉迴路之控制精度，其推導步驟是先確定永磁同步馬達之電路方程式，經座標轉換並推導出轉矩方程式，再加上非干涉控制，如此就是一般所謂的向量控制[1]。

永磁同步馬達(d-q)直流座標之等效電路如下[1]：

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_{re}L_s \\ \omega_{re}L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{ds} \\ e_{qs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中

- $v_{ds}, v_{qs}$  : d、q 軸電樞電壓
- $i_{ds}, i_{qs}$  : d、q 軸電樞電流
- $e_{ds}, e_{qs}$  : d、q 軸的電樞線圈之感應電動勢
- $\omega_{rm}$  : 電器角速度

永磁同步馬達於旋轉座標系下的狀態方程式表示如下[1,3]：

$$p \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_{re} \\ -\omega_{re} & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} 0 \\ e_{qs} \end{bmatrix} \quad (2)$$

由(2)式中可觀察出在(d-q)軸電樞電流  $i_{ds}$ 、 $i_{qs}$  可控制；另由(1)式可知，永磁同步馬達(d-q)軸間會互相干擾。若令  $v_{ds}$ 、 $v_{qs}$  如下所示：

$$\begin{aligned} v_{ds} &= v'_{ds} - \omega_{re}L_s i_{qs} \\ v_{qs} &= v'_{qs} + e_{qs} + \omega_{re}L_s i_{ds} \\ &= v'_{qs} + \omega_{re}(\phi_f + L_s i_{ds}) \end{aligned} \quad (3)$$

將(3)式代入永磁同步馬達數學模式(1)式中，可得

$$\begin{bmatrix} v'_{ds} \\ v'_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 \\ 0 & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (4)$$

並由上式可得非干涉控制方塊圖如圖 1 所示：

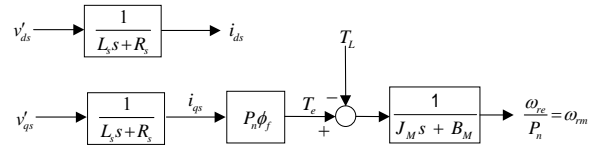


圖 1. 非干涉化控制之永磁同步馬達示意圖。

因為永磁同步馬達只能直接量測其三相電樞電流，若考慮相關回授電流在(d-q)軸座標系下使用，需先將三相(u-v-w)電流轉換成二相(d-q)；如此其控制便能等效如直流馬達控制一般。三相電樞電流轉換為二軸(d-q)電流方式如下：

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\left(\theta_{re} + \frac{\pi}{3}\right) & \sin\theta_{re} \\ \cos\left(\theta_{re} + \frac{\pi}{3}\right) & \cos\theta_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \end{bmatrix} \quad (5)$$

根據佛來明左手定則，永磁同步馬達電磁轉矩  $T_e$  係以互相垂直相交之電樞線圈交鏈磁通數與電樞電流乘積之和表示，如(6)式。

$$\begin{aligned} T_e &= P_n \phi_f \left\{ -i_{us} \sin\theta_{re} - i_{vs} \sin\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) - i_{ws} \sin\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \right\} \\ &= P_n \phi_f \left\{ -i_{us} \sin\theta_{re} + i_{vs} \cos\theta_{re} \right\} \\ &= P_n \phi_f i_{qs} \end{aligned} \quad (6)$$

因  $\phi_f$  受永久磁鐵的溫度或磁飽和影響有限，並無太大的變動，所以永磁同步馬達電路方程式經適當的座標變換並作解耦合後，僅需控制電樞電流  $i_{qs}$  便可控制永磁同步馬達轉矩，正如他激式直流馬達控制一般。

### 三、比例-積分控制器之分析與設計

#### 3.1 電流迴路控制器之分析與設計

在向量控制架構下之永磁同步馬達方塊圖可簡化如圖 2 所示。本節將採用根軌跡法來調適三個迴路控制器參數的比例積分控制器，其中包括  $q$  軸定子電流控制器、 $d$  軸定子電流控制器及速度控制器的控制器參數，相關設計流程如圖 3[1,2]。

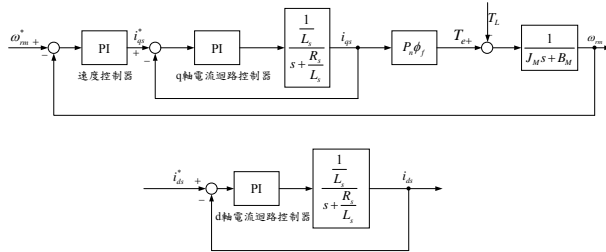


圖 2. 永磁同步馬達控制方塊圖。

參考圖 4， $q$  軸未加 PI 控制器時開迴路轉移函數為：

$$\frac{i_{qs}^e}{v_{qs}^e} = \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_s}} \quad (7)$$

加入 PI 控制器後  $q$  軸電流閉迴路轉移函數為：

$$T_q(s) = \frac{(k_{pq} + \frac{k_{iq}}{s})(\frac{1}{L_s})}{1 + (k_{pq} + \frac{k_{iq}}{s})(\frac{1}{L_s})} \quad (8)$$

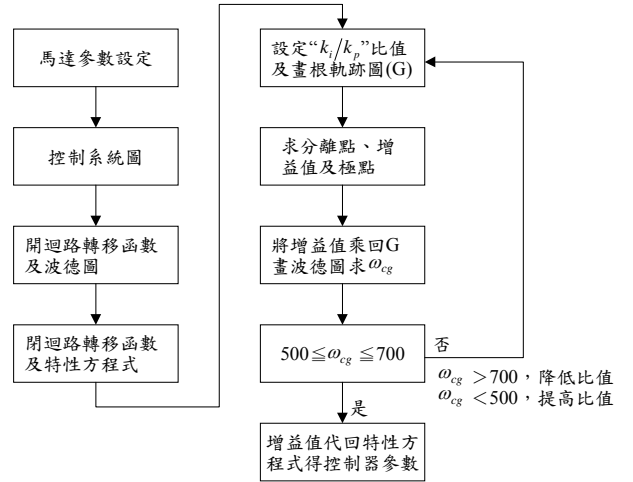


圖 3. 永磁同步馬達 PI 控制器設計流程。

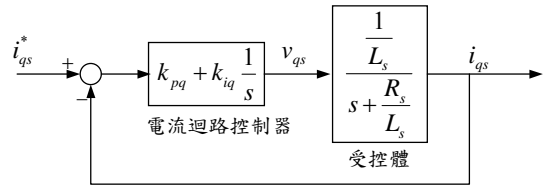


圖 4.  $q$  軸電流迴路系統加 PI 控制器的方塊圖。

其中特性根滿足下列方程式：

$$1 + k_{pq} \times \frac{1}{L_s} \times \frac{s + \frac{k_{iq}}{s}}{s(s + \frac{R_s}{L_s})} = 0 \quad (9)$$

由已知的馬達電器參數，依據圖 3 的設計流程 [1]，可得到  $q$  軸電流控制器  $k_{pq} = 6.5$ ， $k_{iq} = 2339$ 。其中  $d$  軸電流開迴路轉移函數為

$$\frac{i_{ds}}{v_{ds}} = \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_s}} \quad (10)$$

參考第 (7) 式與第 (10) 式由於  $d$  軸系統架構與  $q$  軸相同，因此  $d$  軸電流控制器的參數值設計與  $q$  軸電流控制器的參數相同，其中  $d$  軸電

流閉迴路控制架構如圖 5 所示。

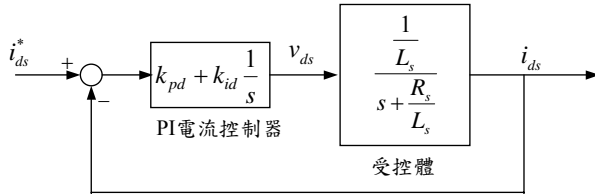


圖 5.  $d$  軸電流迴路系統加 PI 控制器的方塊圖。

當內迴路的電流控制器的截止頻率 (cut-off frequency) 高於速度控制器的截止頻率數倍以上時，電流迴路的特性不會影響到速度控制器的特性，即電流迴路的閉迴路轉移函數可等效視為 1，則速度受控系統  $G_s(s)$  為

$$G_s(s) = \frac{\omega_m}{T_e} = \frac{J_M}{s + \frac{B_M}{J_M}} \quad (11)$$

其中  $J_M$  為轉動慣量、 $B_M$  為黏滯摩擦係數。

圖 6 為速度閉迴路控制系統方塊圖，閉迴路轉移函數為：

$$T_s(s) = \frac{(k_{ps} + \frac{k_{is}}{s})(\frac{1}{J_M s + B_M})}{1 + (k_{ps} + \frac{k_{is}}{s})(\frac{1}{J_M s + B_M})} \quad (12)$$

其中，特性根滿足下列方程式：

$$1 + (K_{ps} + \frac{K_{is}}{s})(\frac{1}{J_M s + B_M}) = 0 \quad (13)$$

一般而言，系統速度迴路增益交越頻率約在 300 rad/sec [1]；據此，本文所得到速度控制器  $k_{ps} = 0.743$ 、 $k_{is} = 39.38$ 。

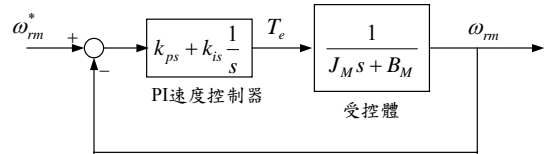


圖 6. 速度閉迴路控制系統方塊圖。

#### 四、模糊邏輯電流控制器設計

有鑑於電流控制之良窳直接影響向量控制之整體性能，本文進一步採用模糊邏輯針對永磁同步馬達 PI 電流控制器進行參數調整，最後並設計馬達的負載估測補償架構，以增進馬達控速性能。文獻[13]提出線上適應學習演算法之參考模式調整模糊類神經網路之方法、文獻[14]提出模糊法則自調之控制器設計與文獻[15]提出應用於鼠籠式感應馬達之模糊控制器設計，均是改變馬達之速度控制器，對電流控制無法直接達到控制效果，而文獻[16]提出利用自調模糊法則控制感應馬達電流控制迴路，是直接以模糊控制法則控制電流迴路需要較複雜的運算過程，文獻[17-20]提出自調式模糊功率系統安定裝置的設計，其中使用學習演算法可更新先前的規則表，而本文便是參考文獻[21]基於模糊法則的自調架構調整 PI 控制器，主要是利用所定義的參考軌跡的誤差及微分誤差值繪製出模糊邏輯關係式進而調整 PI 控制器，並加入負載估測以提升抗負載之能力。

由於馬達向量控制核心為電流控制迴路，其性能的重要性存在將影響馬達整體控速性能的原由分析，所以本文提出模糊邏輯法則進行 PI 控制器參數調整，異於前面論文所述將模糊控制法則直接應用於控制架構，並且將證明應用在永磁同步馬達電流控制器設計層面上。

#### 4.1 模糊邏輯法則線上調整 PI 電流控制器參數

一個典型的 PI 電流控制器如 (14) 式所示，其中  $K_{pc}$  及  $K_{ic}$  之初始值可由前節所討論之極點配置法設計得到。

$$G_C(s) = K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} = K_{pc} \left(1 + \frac{1}{T_{ic}s}\right) \quad (14)$$

後續之模糊邏輯法則參數調整皆以正規化之參數值  $K_{pc,nom}$  及  $T_{ic,nom}$  進行演算， $K_{ic,nom} = K_{pc,nom} / T_{ic,nom}$ 。

模糊邏輯電流控制器參數自調方塊圖如圖 7 所示，其中  $e$  是輸入及回授速度誤差 (error)  $e = i_{qs}^* - i_{qs}$  值， $\dot{e}$  為比例變化量，並以此兩輸入值作為電流控制器參數調整輸入變量，由於  $q$  軸電流迴路與  $d$  軸電流迴路設計理論相同，在此僅以  $q$  軸電流迴路說明。考慮模糊邏輯 PI 電流控制器輸入變量  $e$  之正規化 (normalized) 如下：

$$\varepsilon = \text{sat}\left(\frac{e}{\bar{e}_{\max}}\right) \quad (15)$$

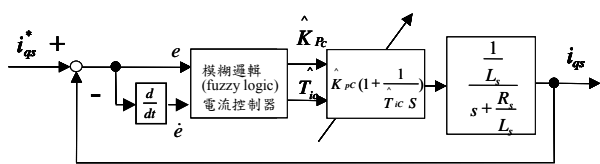


圖 7. 電流控制器模糊自調架構示意圖。

飽和函數  $\text{sat}(\cdot)$  定義為

$$\text{sat}(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 1 \\ x, & -1 \leq x \leq 1 \\ -1, & x \leq -1 \end{cases} \quad (16)$$

而  $\bar{e}_{\max}$  是  $e$  的最大值。

另比例變化  $\dot{e}$  離散正規化值為

$$\zeta_\varepsilon = \begin{cases} \text{sgn}[(-e-1)], & \text{if } e(k) = 0 \\ \text{sat}\left(\frac{\Delta e(k)}{e(k)}\right), & \text{if } e(k) \neq 0 \end{cases} \quad (17)$$

$\text{sgn}(\cdot)$  為 sign 符號函數 (sign function)

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (18)$$

兩個輸入模糊化變量為大值或小值，符合指數歸屬函數：

$$\mu_{\text{small}}(\varepsilon) = \exp\left(-\frac{|\varepsilon|}{\sigma_\varepsilon}\right), \quad \mu_{\text{large}}(\varepsilon) = 1 - \exp\left(-\frac{|\varepsilon|}{\sigma_\varepsilon}\right) \quad (19)$$

$$\mu_{\text{small}}(\zeta_\varepsilon) = \exp\left(-\frac{|\zeta_\varepsilon|}{\sigma_{\zeta_\varepsilon}}\right), \quad \mu_{\text{large}}(\zeta_\varepsilon) = 1 - \exp\left(-\frac{|\zeta_\varepsilon|}{\sigma_{\zeta_\varepsilon}}\right) \quad (20)$$

其中參數  $\sigma_\varepsilon$  和  $\sigma_{\zeta_\varepsilon}$  為正整數。

經中心法解模糊化後，可得經調整之  $K_{pc}$  及  $T_{ic}$  參數值，分別表示為 [22,23]：

$$\hat{K}_{pc} = \omega_c \cdot \frac{\mu_{\text{small}} K_{pc,\min} + \mu_{\text{large}} K_{pc,\max}}{\mu_{\text{small}} + \mu_{\text{large}}} \quad (21)$$

$$= \omega_c \cdot [K_{pc,\max} - (K_{pc,\max} - K_{pc,\min}) \exp\left(-\frac{|\varepsilon|}{\sigma_\varepsilon}\right)]$$

$$\hat{T}_{ic} = \omega_c \cdot \frac{\mu_{\text{small}} T_{ic,\min} + \mu_{\text{large}} T_{ic,\max}}{\mu_{\text{small}} + \mu_{\text{large}}} \quad (22)$$

$$= \omega_c \cdot [T_{ic,\max} + (T_{ic,\max} - T_{ic,\min}) \exp\left(-\frac{|\varepsilon|}{\sigma_\varepsilon}\right)]$$

其中  $\omega_c$  為權重值 (weighted constant)，

$$\omega_c = [\omega_{c,\max} - (\omega_{c,\max} - \omega_{c,\min}) \exp\left(-\frac{|\zeta_\varepsilon|}{\sigma_{\zeta_\varepsilon}}\right)] \quad (23)$$

而  $\omega_{c,\max}$  和  $\omega_{c,\min}$  是  $\omega_c$  的最大及最小值，

$$\omega_{c,\max} = 2\omega_{c,nom}, \quad \omega_{c,\min} = \frac{\omega_{c,nom}}{2} \quad (24)$$

其中  $\omega_{c,nom}$  是  $\omega_c$  的正規化值。

電流控制器參數的最大及最小值分別定義為

$$K_{pc,\max} = 2K_{pc,nom}, \quad K_{pc,\min} = \frac{K_{pc,nom}}{2} \quad (25)$$

$$T_{ic,\max} = 2T_{ic,nom}, \quad T_{ic,\min} = \frac{T_{ic,nom}}{2} \quad (26)$$

其中  $K_{pc,nom}$  和  $T_{ic,nom}$  為根軌跡法設計之電流控制器參數正規化值。

## 4.2 馬達負載轉矩估測

馬達負載轉矩的變動對於永磁同步馬達伺服控制系統可視為擾動，並對馬達控速性能會造成相當的影響，故若能在線上估測負載轉矩並立即予以補償，相信能有效地提升馬達控速性能。文獻[19]運用一個狀態估測器估測直流馬達負載轉矩，文獻[24,25]提出利用類神經網路調整速度控制器並進行負載估測補償，文獻[26]提出利用類神經網路架構設控制器並結合負載估測對控制器進行補償，但上述幾種方法均需佔用大量記憶體與需要大量的計算速度，因此在考量系統運作與穩定性，便採用較不複雜的演算方法進行，本文所採用之估測方程式如(27)式所示。

$$\hat{T}_L = T_e - (J_M \frac{d\omega_m}{dt} + B_M \omega_m) \quad (27)$$

由於感測器所得訊號高頻雜訊很大，故根據實際需要，加了三個數位濾波器。其負載轉矩估測示意圖如圖 8。依此簡化之負載估測補償架構而利用直流馬達所產生的負載轉矩作實

驗，經由此一結構上的改善，可以適當地改善當瞬間加載時其轉速響應所受到干擾並能快速到達穩定狀況，所以大致可以說明負載估測補確實可增進馬達運作上的效能，永磁同步馬達向量控制結合負載估測補償架構示意圖如圖 9 所示

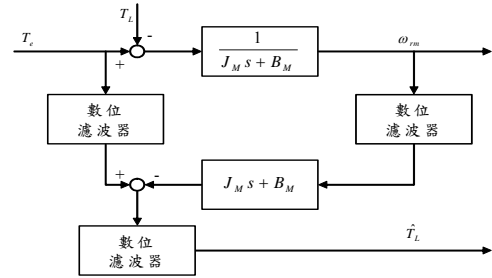


圖 8. 負載轉矩估測示意圖。

## 五、速度控制器參數自調

### 5.1 簡介

文獻[27]提出參考模式之三角適應法則之週期性模糊類神經網路自調速度控制器，文獻[24,25]提出利用類神經網路調整速度控制器並進行負載估測補償，文獻[26]提出利用類神經網路架構設控制器並結合負載估測對控制器進行補償，文獻[28]提出強健控制法則及參考模型架構並結合負載估測補償對 IP 控制器進行控制方式，文獻[29,30]提出利用可變結構之速度控制器自調，文獻[31]提出速度控制器自調方式並利用 RLS (recursive least square) 估測器估測負載並對系統進行補償，文獻[32]提出利用卡爾曼濾波器估測負載轉矩並對系統進行補償及控制，文獻[34]提出速度控制器使用模糊控制法則對於控制器輸出進行調整的方法。

本文所採用為最小平方遞迴估測法則，其是目前即時參數估測判斷中，最廣泛使用在各個領域，且最為成熟的方法，將馬達參數或負載轉矩估測完成之後，可將估測結果之變化立即回授，並計算控制器參數，或對系統作補償

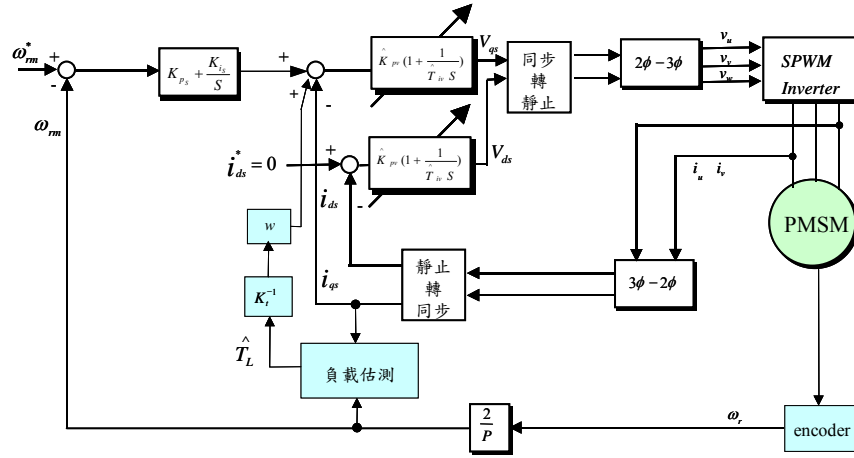


圖 9. 永磁同步馬達模糊電流控制器結合負載補償向量控制圖。

以增加馬達控速性能，馬達機械參數意指轉動慣量  $J_M$  與黏滯係數  $B_M$ ，由於速度控制器的設計是針對  $J_M$ 、 $B_M$  進行，而  $J_M$ 、 $B_M$  值之變化情形會間接影響永磁同步馬達控速的性能，故加以討論  $J_M$ 、 $B_M$  值量測的方式進而對馬達速度控制器進行參數自調。

## 5.2 最小平方遞迴估測法則線上估測馬達機械參數

馬達轉矩方程式以可表示如下

$$T_e - T_L = J_M \frac{d\omega_{rm}}{dt} + B_M \omega_{rm} \quad (28)$$

如圖 10，另  $H(s)$  表示馬達機械參數部分的連續模型轉移函數

$$H(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{1}{s + \frac{B_M}{J_M}} \quad (29)$$

由於我們的實驗系統是採用 Pentium 級的電腦作為控制平台，全部控制過程係以數位的方式進行演算，故所有系統的計算都必須轉換

至離散系統上，重新整理系統轉移函數如下式 [33]：

$$\frac{y(z)}{u(z)} = \frac{\frac{1}{J_M} \cdot T_s}{z + \frac{B_M}{J_M} \cdot (T_s - 1)} \quad (30)$$

其中  $T_s$  為取樣時間。

根據最小平方遞迴估測理論 (recursive least square; RLS) [34,35]，令

$$\theta = \begin{bmatrix} \frac{B_M}{J_M} \cdot (T_s - 1) & \frac{1}{J_M} \cdot T_s \end{bmatrix}^T$$

$$\varphi^T(n) = [-y(n) \quad u(n)] \quad (31)$$

以上標“^”表示估測值，則估測  $\theta$  值之演算法如下：

$$\hat{\theta}(n) = \hat{\theta}(n-1) + K(n)(y(n) - \varphi^T(n)\hat{\theta}(n-1)) \quad (32)$$

$$K(n) = P(n-1)\varphi(n)(\lambda I + \varphi^T(n)P(n-1)\varphi(n))^{-1} \quad (33)$$

$$P(n) = (I - K(n)\varphi^T(n))P(n-1)/\lambda \quad (34)$$

其中  $\lambda$  是遺忘因子 (forgetting factor)， $0.5 \leq \lambda \leq 1$ ； $K(n)$  是估測增益 (estimator gain)； $P(n)$  是協方差矩陣 (covariance matrix)。



由於  $T_a$  無法以感測器量測得知，故在整個實驗系統中，我們僅能藉由向量控制的計算過程中得知  $i_{qs}^e$ ，並以此值進而計算得出  $T_a$ ，故重新修改架構圖如圖 10。 $T_a$  之計算如下式：

$$T_a = T_c - T_L = K_i \cdot i_{qs}^e - T_L \quad (35)$$

由第 (35) 式所計算出的  $T_a$  與感測器所量測出之轉速響應，並藉由第 (32) - (34) 式的最小平方遞迴估測演算法，計算出當時  $H(s)$  的參數值，再反推算至第 (30) 式的形式，就可以得到馬達轉動慣量  $J_M$  與黏滯係數  $B_M$ 。

由於實際系統中的電流值是經由 PWM 多次切割組合而成，所產生的高階諧波多少會影響到參數估測的準確性，故對於所擷取訊號加一低通濾波器是十分必要的，濾波器的頻寬選擇必須大於馬達系統頻寬，以避免馬達特性失真。另為了要把  $T_a$  計算出來，其中需要知道負載轉矩  $T_L$  之值，故將前節所述負載估測結果納入，整合起來再以 RLS 估測馬達離散模型，其離散模型估測示意圖如圖 11。

### 5.3 極點配置法設計馬達速度控制器

如圖 10，假設  $i_{ds}^e$  為定值，即可視  $K_i$  為定值，重新整理可得系統開迴路離散馬達模型轉移函數，故運用極點配置理論設計線上控制器參數自調演算法。所採用之離散型式 PI 速度控制器表示如下：

$$G_c(z) = k_p \left( 1 + \frac{T_s z}{T_i(z-1)} \right) \quad (36)$$

將控制器加上馬達離散模型，並計算系統閉迴路特性方程式如下：

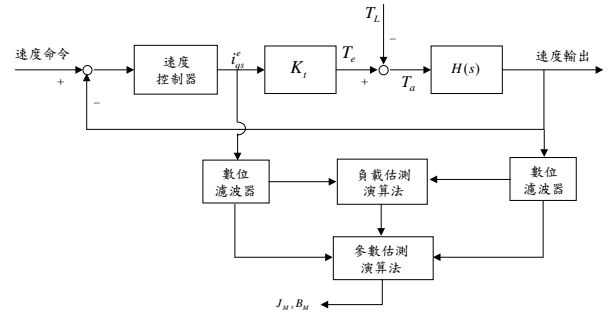


圖 10. 馬達系統參數估測演算架構圖。

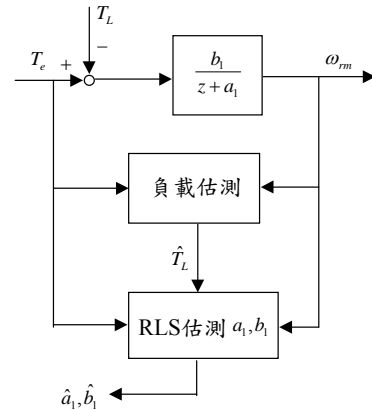


圖 11. 永磁同步馬達離散模型估測示意圖。

$$z^2 + [a_1 + b_1(k_p + \frac{k_p T_s}{T_i}) - 1]z - (a_1 + k_p b_1) = 0 \quad (37)$$

依極點配置理論假設指定其閉迴路極點為  $\alpha \pm j\beta$ ，在指定極點的同時，其上升時間 (rising time)、與阻尼比 (damping ratio) 等特性亦被指定，所指定的極點產生的閉迴路特性方程式為：

$$z^2 - 2\alpha z + (\alpha^2 + \beta^2) = 0 \quad (38)$$

藉由比較 (37)、(38) 兩式，可得

$$k_p = -\left( \frac{\alpha^2 + \beta^2 + a_1}{b_1} \right) \quad (39)$$

$$T_i = -T_s \left( \frac{\alpha^2 + \beta^2 + a_1}{\alpha^2 + \beta^2 + 1 - 2\alpha} \right) \quad (40)$$

如此若  $J_m$  及  $B_m$  因工作條件不同變動，其相對應之控制器參數  $k_p$  及  $T_i$  亦可隨之調變。整個永磁同步馬達線上參數自調速度控制架構圖如圖 12 所示，實驗參數如表 1，而圖 13 至圖 17 為永磁同步馬達模糊邏輯電流控制器結合極點配置線上參數自調速度控制器響應圖，表 2 至表 11 分別為馬達於全程加滿載 (2.4nt-m) 與第五秒瞬間加滿載之穩態誤差均方根值統計表，從統計中可以明顯發現無論是全程加載或是中途加載的轉速穩定度，均較採用傳統 PI 電流控制器有顯著的改善，圖 18 至圖 27 為馬達全程加滿載與第五秒加滿載響應情形。實驗結果說明以參數自調速度控制器結合模糊邏輯電流控制器且具負載估測補償之控制架構有較佳之控速性能。

表 1. 電動機參數表。

電動機功率 ( $P_R$ )	750 W
電動機極數 ( $P$ )	8 極
額定轉矩 ( $T_R$ )	2.4 nt-m
定子電阻 ( $R_s$ )	3.34 $\Omega$
定子電感 ( $L_s$ )	0.0098 H
轉子慣量 ( $J_m$ )	0.000223 $kg \cdot m^2$
轉矩常數 ( $K_T$ )	7.92 $kgf \cdot cm/A$
磁通 ( $\phi_f$ )	0.080 V·s / rad

## 六、結論

本文提出一個結合模糊邏輯及線上參數自調的控制架構；首先以模糊邏輯法則調整 PI 電流控制器參數，並即時估測負載並對馬達進行補償，再整合線上自調的 PI 速度控制器進行轉速控制。本文以一個向量控制永磁同步馬達進行實驗驗證，實驗結果說明無論全程加載或瞬間加載，文中所提控制架構均較傳統 PI 控制器

架構有較佳之穩態響應與轉速回復能力。

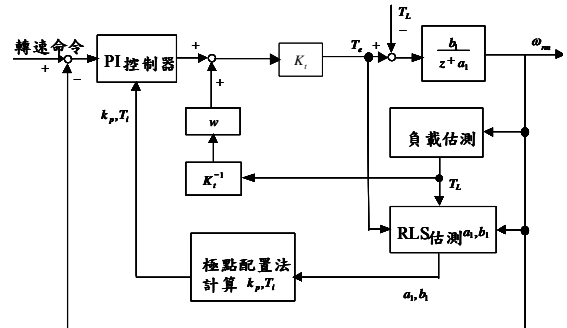


圖 12. 永磁同步馬達模糊邏輯與參數自調控制器設計示意圖。

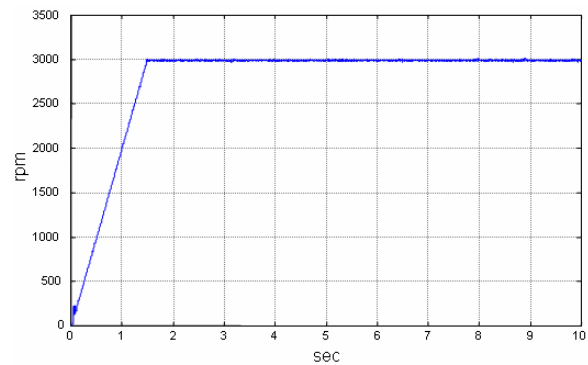


圖 13. 速度控制器參數自調結合模糊電流控制器於轉速命令 3000 rpm 時之轉速響應圖。

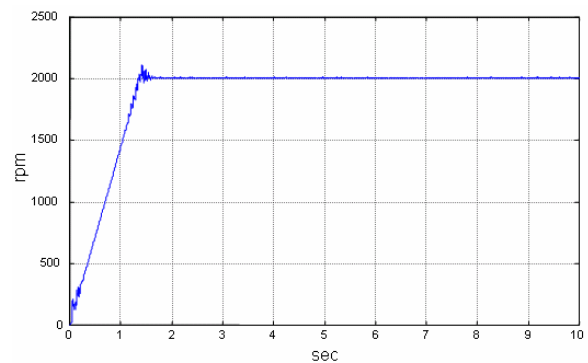


圖 14. 速度控制器參數自調結合模糊電流控制器於轉速命令 2000 rpm 時之轉速響應圖。

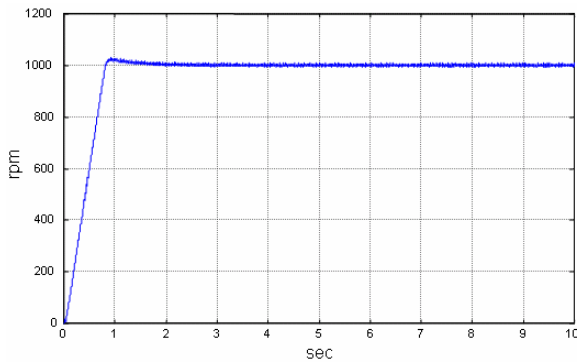


圖 15. 速度控制器參數自調結合模糊電流控制器於轉速命令 1000 rpm 時之轉速響應圖。

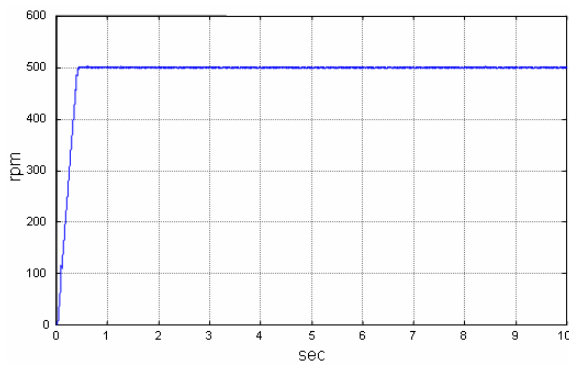


圖 16. 速度控制器參數自調結合模糊電流控制器於轉速命令 500 rpm 時之轉速響應圖。

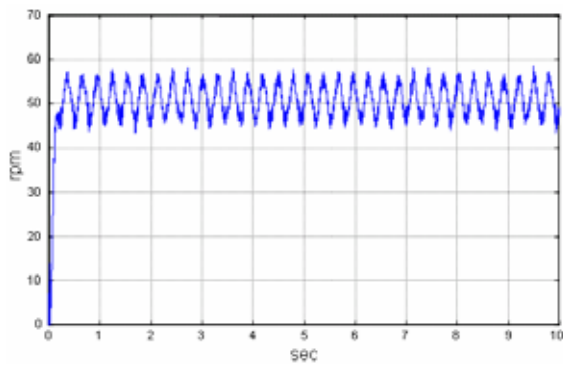
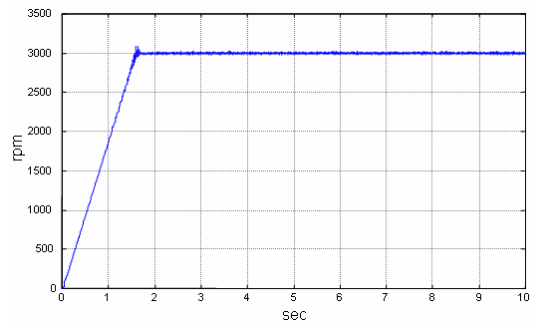


圖 17. 速度控制器參數自調結合模糊電流控制器於轉速命令 50 rpm 時之轉速響應圖。

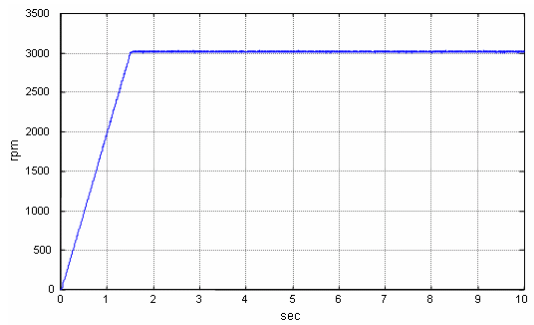
表 2. 轉速命令 3000 rpm 全程加滿載 (2.4nt-m) 之系統響應性能。

控制器種類	(a)	(b)	(c)
穩態誤差均方根值	7.2506	6.8525	5.7368

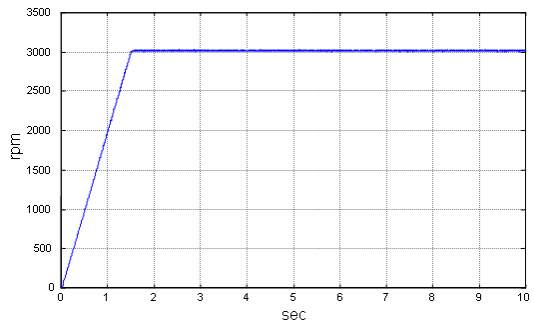
(a) PI 速度與電流控制器之組合；(b) PI 速度控制器結合模糊邏輯電流控制器且具負載估測補償；(c) 參數自調速度控制器結合模糊邏輯電流控制器且具負載估測補償。



(a)



(b)



(c)

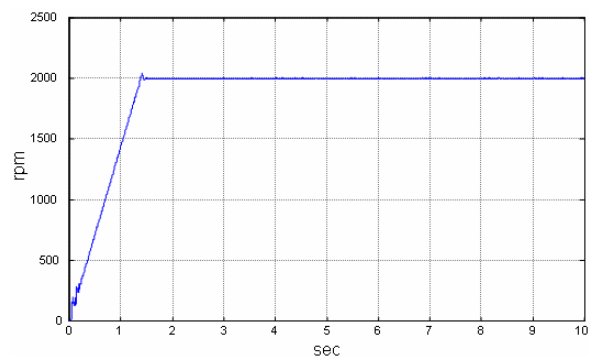
圖 18. 轉速命令 3000 rpm 響應情形(全程加滿載 2.4nt-m)，(a)-(c)同表 2。

表 3. 轉速命令 2000 rpm 全程加滿載 (2.4nt-m) 之系統響應性能, (a)-(c)同表 2。

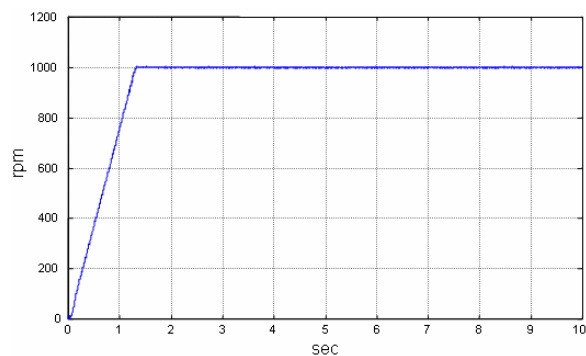
控制器種類	(a)	(b)	(c)
穩態誤差均方根值	2.4127	1.9386	1.8723

表 4. 轉速命令 1000 rpm 全程加滿載 (2.4nt-m) 之系統響應性能, (a)-(c)同表 2。

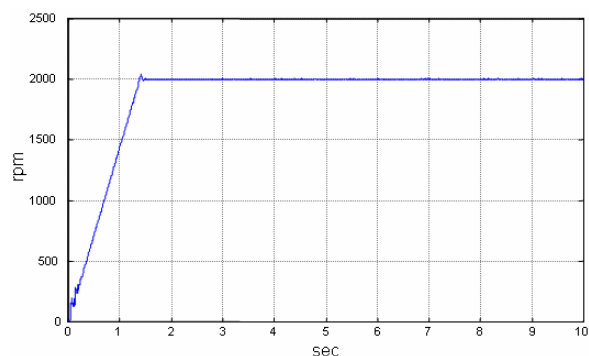
控制器種類	(a)	(b)	(c)
穩態誤差均方根值	1.2078	1.1415	0.9752



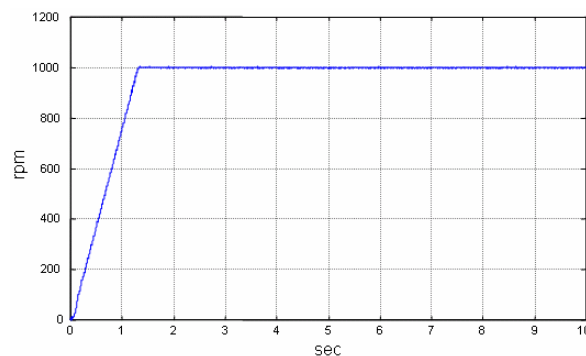
(a)



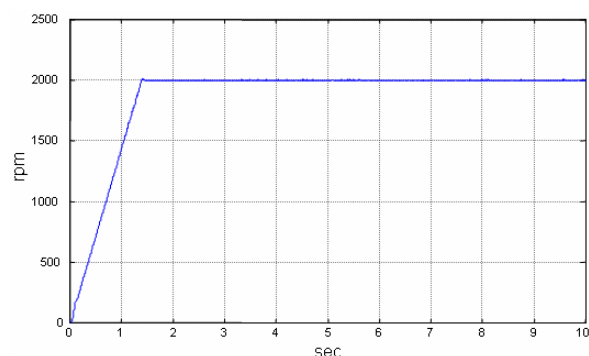
(a)



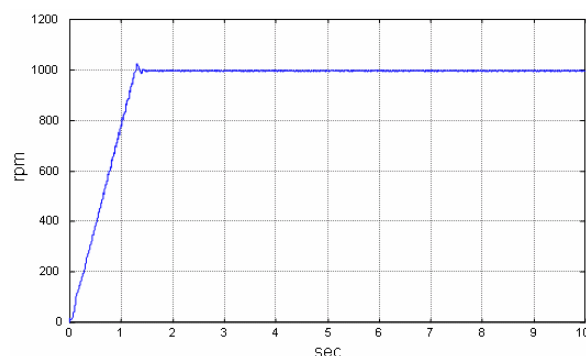
(b)



(b)



(c)



(c)

圖 19. 轉速命令 2000 rpm 響應情形(全程加滿載 2.4nt-m), (a)-(c)同表 2。

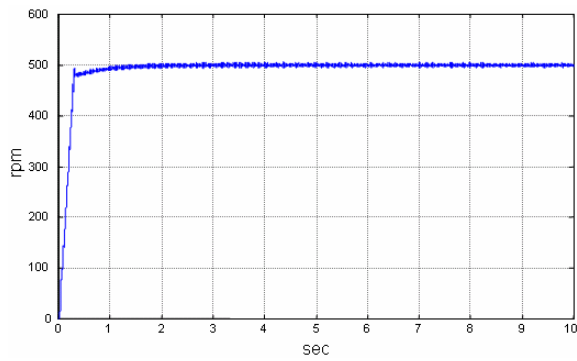
圖 20. 轉速命令 1000 rpm 響應情形(全程加滿載 2.4nt-m), (a)-(c)同表 2。

表 5. 轉速命令 500 rpm 全程加滿載 (2.4nt-m) 之系統響應性能, (a)-(c)同表 2。

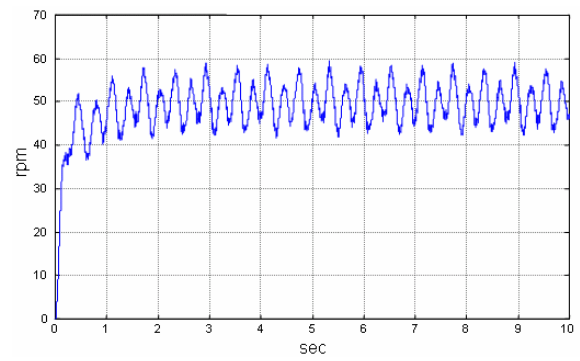
控制器種類	(a)	(b)	(c)
穩態誤差均方根值	3.2332	1.7453	1.5755

表 6. 轉速命令 50 rpm 全程加滿載 (2.4nt-m) 之系統響應性能, (a)-(c)同表 2。

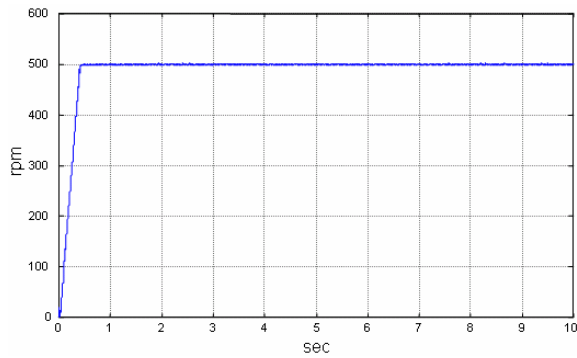
控制器種類	(a)	(b)	(c)
穩態誤差均方根值	4.0428	3.4668	3.3513



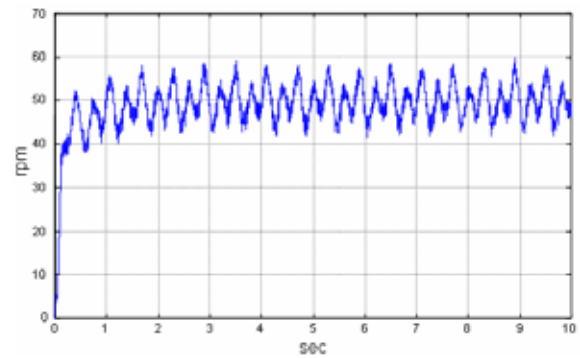
(a)



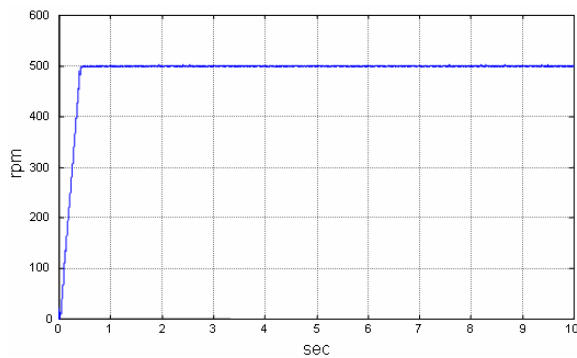
(a)



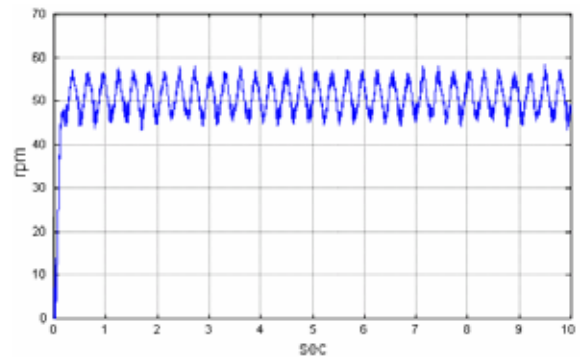
(b)



(b)



(c)



(c)

圖 21. 轉速命令 500 rpm 響應情形(全程加滿載 2.4nt-m), (a)-(c)同表 2。

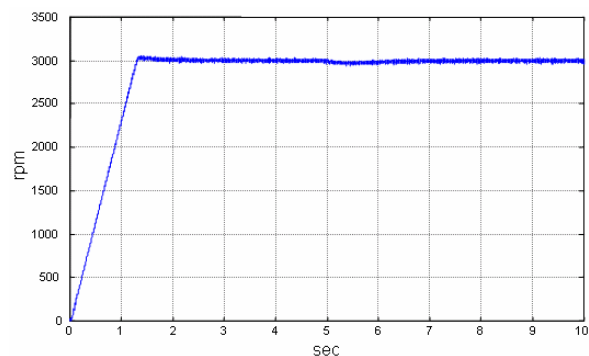
圖 22. 轉速命令 50 rpm 響應情形(全程加滿載 2.4nt-m), (a)-(c)同表 2。

表 7. 轉速命令 3000 rpm 第 5 秒加載 (2.4nt-m) 之系統響應性能, (a)-(c)同表 2。

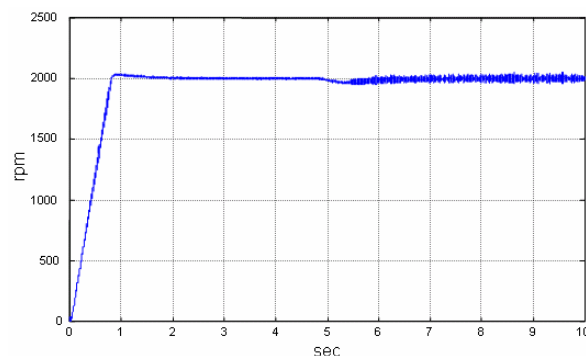
控制器種類	(a)	(b)	(c)
加載前	8.5676	7.6246	6.2527
加載後	9.3041	8.3125	7.5376

表 8. 轉速命令 2000 rpm 第 5 秒加滿載 (2.4nt-m) 之系統響應性能, (a)-(c)同表 2。

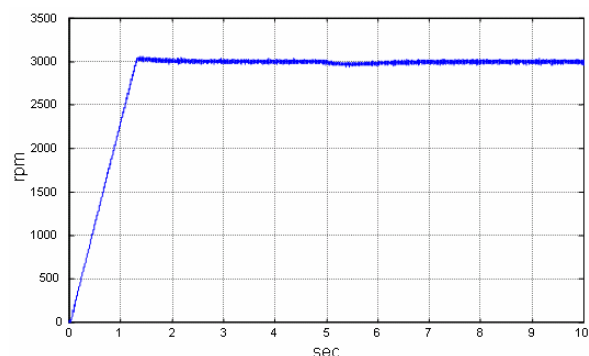
控制器種類	(a)	(b)	(c)
加載前	3.0198	2.4562	2.0988
加載後	6.0987	5.0822	3.5432



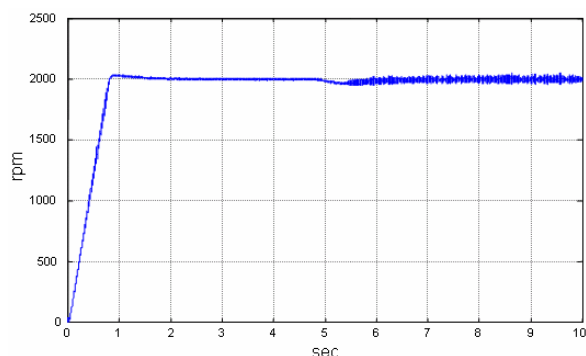
(a)



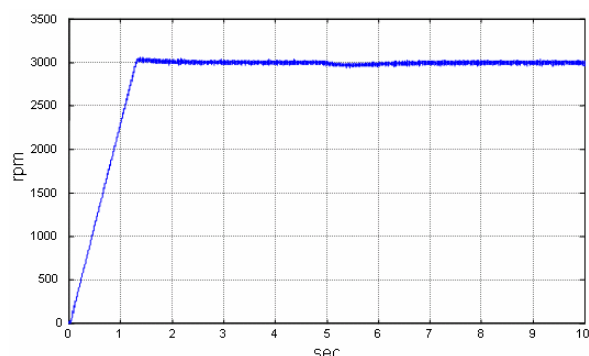
(a)



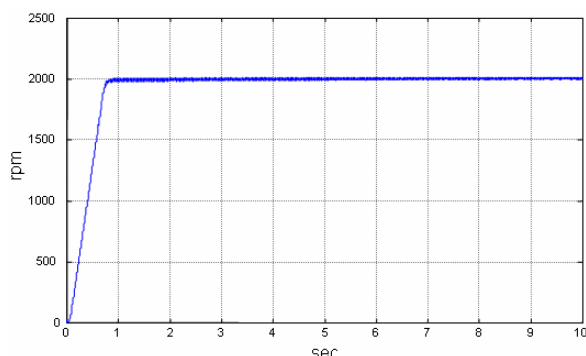
(b)



(b)



(c)



(c)

圖 23. 轉速命令 3000 rpm 響應情形(第 5 秒加滿載 2.4nt-m), (a)-(c)同表 2。

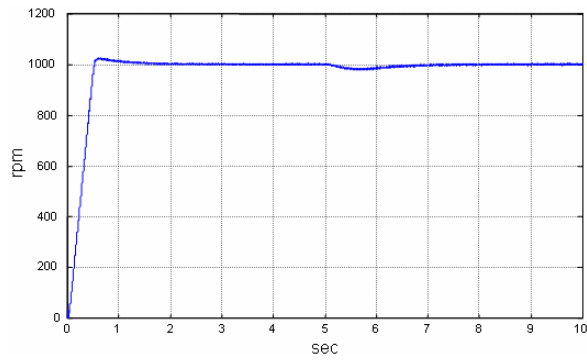
圖 24. 轉速命令 2000 rpm 響應情形(第 5 秒加滿載 2.4nt-m), (a)-(c)同表 2。

表 9. 轉速命令 1000 rpm 第 5 秒加滿載 (2.4nt-m)  
 之系統響應性能, (a)-(c)同表 2。

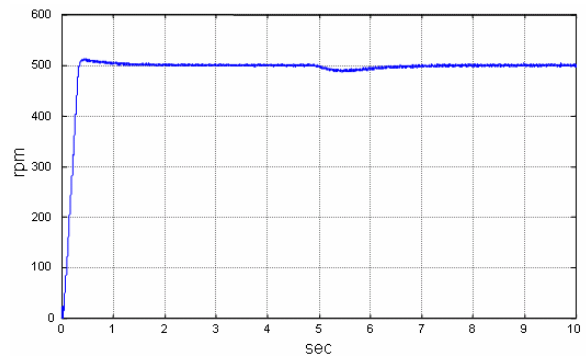
控制器種類	(a)	(b)	(c)
加載前	1.4817	1.4167	1.3275
加載後	1.6834	1.4923	1.4156

表 10. 轉速命令 500 rpm 第 5 秒加滿載 (2.4nt-m)  
 之系統響應性能, (a)-(c)同表 2。

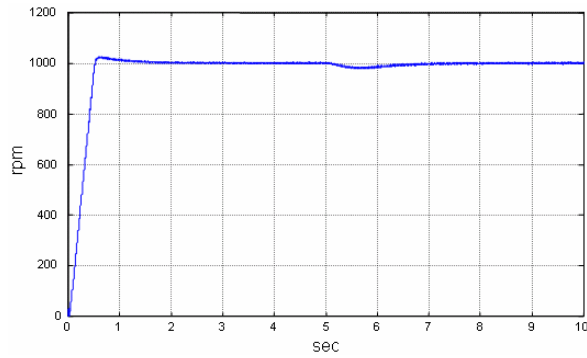
控制器種類	(a)	(b)	(c)
加載前	1.0318	1.0001	0.9767
加載後	1.5402	1.2618	1.0280



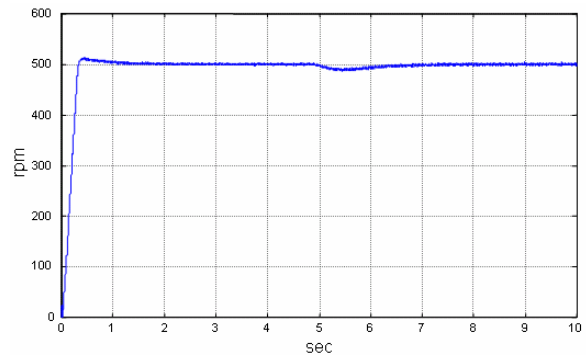
(a)



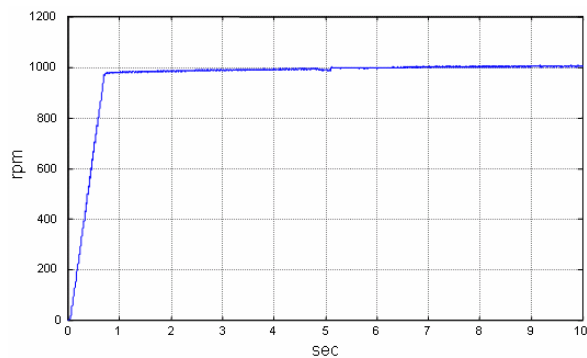
(a)



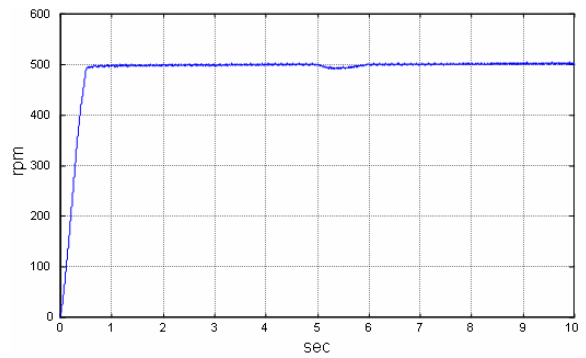
(b)



(b)



(c)



(c)

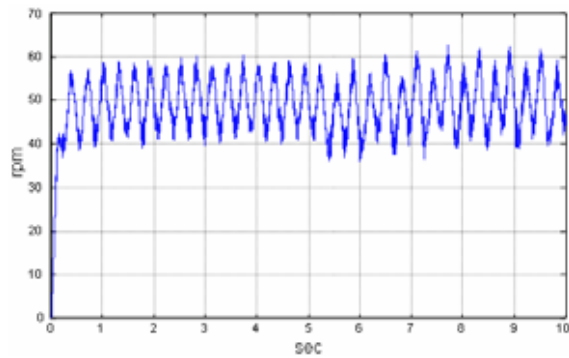
圖 25. 轉速命令 1000 rpm 響應情形(第 5 秒加滿載  
 2.4nt-m), (a)-(c)同表 2。

圖 26. 轉速命令 500 rpm 響應情形(第 5 秒加滿載  
 2.4nt-m), (a)-(c)同表 2。

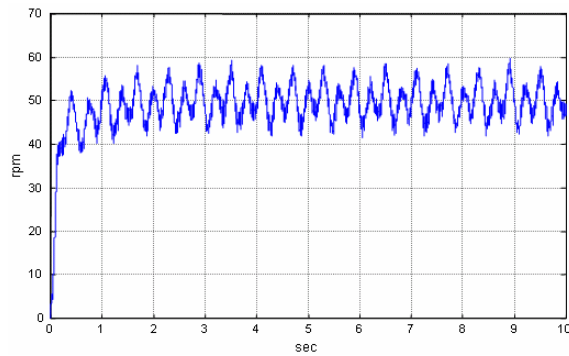


表 11. 轉速命令 50 rpm 第 5 秒加滿載 (2.4nt-m) 之  
 系統響應性能，(a)-(c)同表 2。

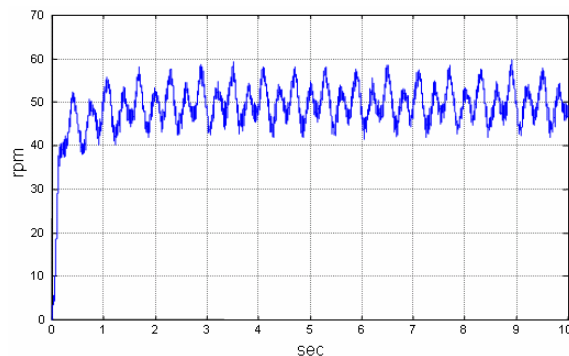
控制器種類	(a)	(b)	(c)
加載前	4.8922	3.4668	3.2879
加載後	5.5990	3.6251	3.3192



(a)



(b)



(c)

圖 27. 轉速命令 50 rpm 響應情形(第 5 秒加滿載  
 2.4nt-m)，(a)-(c)同表 2。

## 參考文獻

- [1] 劉昌煥、許溢适，AC 伺服系統的理論與設計實務，文笙書局，1992。
- [2] 劉昌煥、許溢适，變頻器驅動技術，文笙書局，1994。
- [3] 許溢适，交流電動機的向量控制，文笙書局，1998。
- [4] Blaschke, F., "The Principle of Field Orientation as Applied to The New Trans Vector Closed Loop Control System for Field Machines," *Siemens Review*, Vol. 34, No. 5, pp.217-220, 1972.
- [5] Lorenz, R. D., Lipo, T. A., and Novotny, D.W., "Motion Control with Induction Motor," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 82, No. 8, pp.1215-1240, 1994.
- [6] Novotny, D. W. and Lipo, T. A., Vector Control and Dynamics of AC Drives, Clarendon Press, Oxford, 1996.
- [7] Vas, P., Vector Control of AC Machines, Clarendon Press, Oxford, 1990.
- [8] Bose, B. K., "Technology Trends in Microcomputer Control of Electrical Machines," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 35, No. 1, pp.160-176, 1988.
- [9] Sen, P. C., "Electric Motor Drives and Control-Past, Present, and Future," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 37, No. 6, pp.562-575, 1990.



- [10] Bayer, K. H., Waldmann, H., and Weibelzahl, M., "Field-Oriented Close-Loop Control of a Synchronous Machine with The New Transvector Control System," Siemens Rev, Vol. 39, No. 5, pp. 220-223, 1972.
- [11] Leomhard, W., Control of Electrical Drive, Springer-Verlag, Berlin, 1996.
- [12] Krause, P. C., Analysis of Electric Machinery, McGraw-Hill, NY, 1986.
- [13] Lin, F. J., Lin, C. H., and Shen, P. H., "Self-Constructing Fuzzy Neural Network Speed Controller for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive Fuzzy Systems," IEEE Trans. on Fuzzy Systems, Vol. 9, No. 5, pp. 751-759, 2001.
- [14] Zhao, C., Han, Q., and Wen, B., "Self-Organizing Fuzzy Controller for Synchronization of Two Motor Axes," in Proc. of Intelligent Control and Automation, Vol. 3, pp. 1780-1784, 2000.
- [15] Frigui, H. and Rhouma, M. B. H., "Clustering Based on Synchronization of Pulse-Coupled Oscillators," Int. Conf. on Fuzzy Systems, pp. 128-132, 2000.
- [16] Tunyasrirut, S., Kanchanathep, A., Ngamwiwit, J., and Furuya, T., "Fuzzy Logic Control for Speed of Wound Rotor Induction Motor with Slip Energy Recovery," Conf. Rec. IEEE-IAS Annu.Meet., pp. 1199-1203, 1999.
- [17] Profumo, F., Griva, G., and Donescu, V., "Self Tuning Fuzzy Logic Current Control for High Performance Induction Motor Drives," Conf. Rec. IEEE-IAS Annu.Meet., Vol. 3, pp. 1871-1876, 1998.
- [18] Lown, M., Swidenbank, E., and Hogg, B. W., "Adaptive Fuzzy Logic Control of a Turbine Generator System Energy Conversion," IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 12, No. 4, pp. 394-399, 1997.
- [19] Lown, M., Swidenbank, E., and Hogg, B. W. "Adaptive Fuzzy Control of a Pilot Turbo-Generator Plant," Industrial Applications of Intelligent Control, Vol. 6, No. 144, pp.1-5, 1997.
- [20] Park, Y. M., Moon, U. C., and Lee, K.Y., "A Power System Stabilization with a Self-Organizing Fuzzy Logic Controller Intelligent Systems Applications to Power Systems," Int. Conf. on Power Systems, pp. 114-118, 1996.
- [21] Chiricozzi, E., Parasiliti, F., Tursini, M., and Zhang, D.Q., "Fuzzy Self-Tuning PI Control of PM Synchronous Motor Drives Power Electronics and Drive Systems," Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems, pp. 749-754, 1995.
- [22] Hsu, S. C., Liu C. H., Liu, C. H., and Wang, N. J., "Fuzzy PI Controller Tuning for a Linear Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Industrial Electronics Society," Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meet., Vol. 3, pp. 1661-1666, 2001.
- [23] Ha, Q. P., Negnevitsky, M., and Palis, F., "Cascade PI controllers with Fuzzy Tuning," in Proc. 6th IEEE Int. Conf. Fuzzy Syst., pp.361-366. 1997.

- [24] Lin, F. J., Lin, C. H., and Hong, C. M., "Robust Control of Linear Synchronous Motor Servodrive Using Disturbance Observer and Recurrent Neural Network Compensator," IEE Proc. on Electric Power Applications, Vol. 147, No. 4, pp. 263-272, 2000.
- [25] Lin, F. J., Wai, R. J., and Chen, H. P., "A PM Synchronous Servo Motor Drive with an on-Line Trained Fuzzy Neural Network Controller," IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 13, No. 4, pp.319-325, 1998.
- [26] Qingding, G., Yue, Z., and Wei, G., "Neural Network Real-Time IP Position Controller Online Design for Permanent Magnet Linear Synchronous Motor," International Conference on Control, Vol. 2, pp. 996-999, 2000.
- [27] Lin, F. J. and Lin, C. H., "On-Line Gain-Tuning IP Controller Using RFNN," IEEE Trans. on Aerospace and Electric Systems, Vol. 37, No. 2, pp.655-670, 2001.
- [28] Lin, F. J. and Lin, Y. S., "A Robust PM Synchronous Motor Drive with Adaptive Uncertainty Observer," IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 14, No. 4, pp. 989-995, 1999.
- [29] Lin, F. J. and Chiu, S. L., "Robust PM Synchronous Motor Servo Drive with Variable-Structure Model-Output-Following Control," IEE Proc. on Electric Power Applications, Vol. 144, No. 5, pp. 317-324, 1997.
- [30] Lin, F. J., Chiu, S. L., and Shyu, K. K., "Adaptive Control of PM Synchronous Motor Drive Using VSS Approach," Int. Conf. on Control, Vol. 3, pp. 1740-1745, 1997.
- [31] Lin, F. J., "Real-Time IP Position Controller Design with Torque Feedforward Control for PM Synchronous Motor," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 3, pp. 398-407, 1997.
- [32] Kim, C. K., Rhew, H. W., and Kim, Y. Ho., "Robust Speed Control of PMSM Using Kalman Filter Load Torque Observers," Int. Conf. on Control, Vol. 2, pp. 918-924, 1997.
- [33] 劉文達，線性與轉動型永磁式同步伺服馬達之參數自動調適，碩士論文，國立台灣科技大學，1999。
- [34] Ljung, L. and Soderstrom, T., Theory and Practice of Recursive Identification, MIT Press, Mass., 1983.
- [35] Ljung, L., System Identification: Theory for The User, Prentice Hall, N.J., 1987.