

第二章

感應馬達新型轉子磁場導向驅動

2.1 前言

為了整個論文的完整性及對其模型有更深入的了解，本章第二節將先推導感應馬達的動態數學模型。然後在第三節中將介紹傳統轉子磁場導向之控制方法（RFOC），此控制方法主要目的在於解決感應馬達輸出轉矩之非線性耦合現象，並且達到和他激式直流馬達一樣，有著電磁轉矩與激磁場解耦合而可獲得瞬時轉矩響應之效果。接著在第四節中提出一新型感應馬達轉子磁場導向控制策略，此控制策略之優點為可免除兩個電流感測器或電壓感測器，所以可以降低成本。此外在其功能上除了能保有傳統轉子磁場導向控制的功能，並且更具設計簡單及容易於實現之優點。

2.2 感應馬達之動態數學模型

一部理想 Y 接三相感應馬達，基本上須滿足以下假設：

1. 三相定子和轉子繞組均為平衡的繞組。
2. 沒有鐵心磁飽合問題。
3. 定子和轉子鐵心的相對導磁係數為無窮大。
4. 考慮銅損，而忽略鐵損。
5. 忽略溝槽諧波(Slot Harmonic)成份。
6. 定子和轉子繞組造成的磁動勢在氣隙中均呈弦波分布。

7.轉子和定子之間的氣隙均相同且無凸極效應。

依上面的假設一部三相感應馬達的動態模型可以圖 2.1 之耦合電感電路表示之：

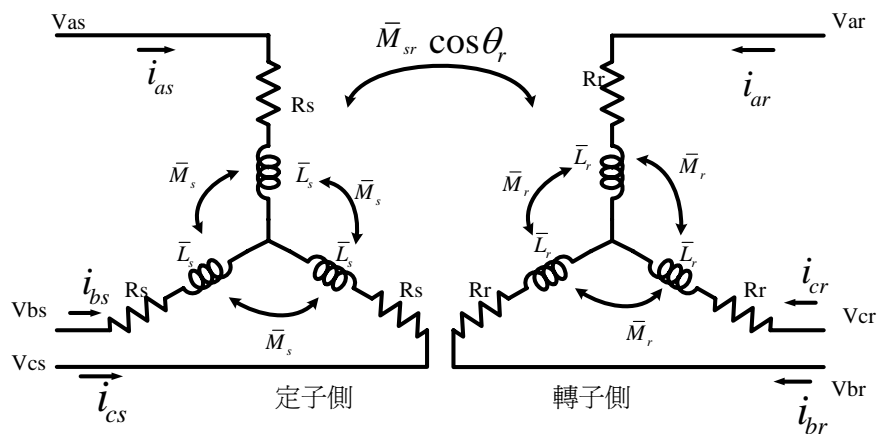


圖 2.1 感應馬達之耦合電感動態模式

上圖依克希荷夫電壓定律可得：

$$\begin{cases} v_{as} = R_s i_{as} + p\lambda_{as} \\ v_{bs} = R_s i_{bs} + p\lambda_{bs} \\ v_{cs} = R_s i_{cs} + p\lambda_{cs} \end{cases} \quad (2-1)$$

$$\begin{cases} v_{ar} = R_r i_{ar} + p\lambda_{ar} \\ v_{br} = R_r i_{br} + p\lambda_{br} \\ v_{cr} = R_r i_{cr} + p\lambda_{cr} \end{cases} \quad (2-2)$$

上式中

V_{as} , V_{bs} , V_{cs} : 定子三相相電壓

V_{ar} , V_{br} , V_{cr} : 轉子三相相電壓

i_{as} , i_{bs} , i_{cs} : 定子三相線電流

i_{ar} , i_{br} , i_{cr} : 轉子三相線電流

λ_{as} , λ_{bs} , λ_{cs} : 定子三相磁通鏈

λ_{ar} , λ_{br} , λ_{cr} : 轉子三相磁通鏈

R_s , R_r : 定子電阻和轉子電阻

p : 微分運算子

圖 2.2 所示為一部三相感應馬達之截面示意圖。以定子 a 相磁場之磁軸作為 d 軸，且定義 θ_r 為轉子 a 相磁場磁軸與定子 a 相磁場磁軸之夾角。

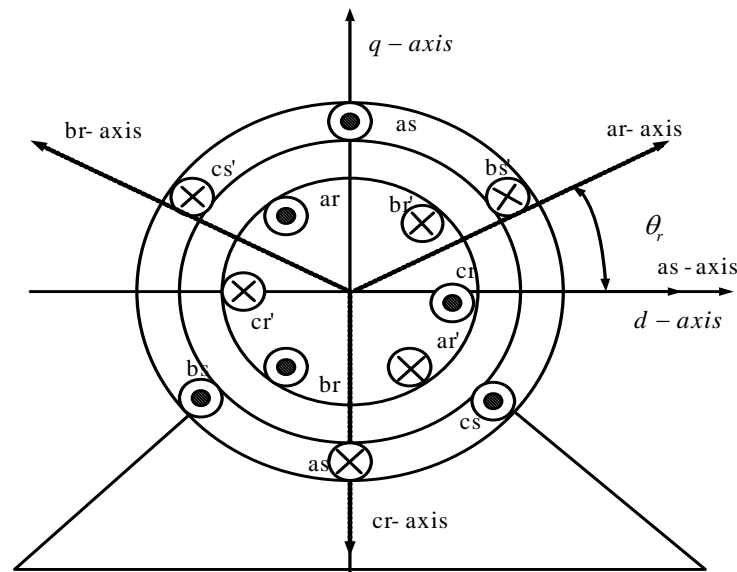


圖 2.2 三相感應馬達截面示意圖

由圖 2.1 可知定子磁鏈及轉子磁鏈和定子電流及轉子電流之間的關係可

表示如下：

定子磁通鏈方程式如下：

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{L}_s & \bar{M}_s & \bar{M}_s \\ \bar{M}_s & \bar{L}_s & \bar{M}_s \\ \bar{M}_s & \bar{M}_s & \bar{L}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \bar{M}_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \theta_1 & \cos \theta_2 \\ \cos \theta_2 & \cos \theta_r & \cos \theta_1 \\ \cos \theta_1 & \cos \theta_2 & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

同理轉子磁通鏈方程式如下：

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \\ \lambda_{cr} \end{bmatrix} = \bar{M}_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \theta_2 & \cos \theta_1 \\ \cos \theta_1 & \cos \theta_r & \cos \theta_2 \\ \cos \theta_2 & \cos \theta_1 & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{L}_r & \bar{M}_r & \bar{M}_r \\ \bar{M}_r & \bar{L}_r & \bar{M}_r \\ \bar{M}_r & \bar{M}_r & \bar{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

上述為六個電壓方程式和六個磁鏈方程式構成之三相感應電動機耦合電感模型，但是其中還是有一些問題比如：

1. 在上述模型中，定子磁通鏈方程式是在定子座標而轉子磁通鏈方程式是在轉子座標，兩者分屬兩個不同的座標系統。
2. 上述模型為六乘六非線性時變系統，對實際應用而言是太過於複雜了。

<簡化之第一步> 消除定子繞組間之互感

$$\text{令 } \bar{L}_s = L_{sl} + L_{sm}, \bar{M}_s = -\frac{1}{2}L_{sm}, L_s = L_{sl} + \frac{3}{2}L_{sm} \text{ 且 } i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$$

則(2-3)式可寫為：

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \bar{M}_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \theta_1 & \cos \theta_2 \\ \cos \theta_2 & \cos \theta_r & \cos \theta_1 \\ \cos \theta_1 & \cos \theta_2 & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

同理令 $\bar{L}_r = L_{rl} + L_{rm}, \bar{M}_r = -\frac{1}{2}L_{rm}, L_r = L_{rl} + \frac{3}{2}L_{rm}$ 則(2-4)式可寫為：

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \\ \lambda_{cr} \end{bmatrix} = \bar{M}_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r \cos \theta_2 \cos \theta_1 \\ \cos \theta_1 \cos \theta_r \cos \theta_2 \\ \cos \theta_2 \cos \theta_1 \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

<簡化第二步> 應用空間向量表示法

為了簡化上述複雜的矩陣數學式之表示，本論文均採用空間向量來表示，茲定義空間向量如下：

$$\bar{f} = \frac{2}{3}[f_a + af_b + a^2 f_c] \quad (2-7)$$

$$\vec{f} = f_d + jf_q \quad (2-8)$$

$$a \equiv e^{j\frac{2}{3}\pi} \quad (2-9)$$

(2-8)式中 f_d 和 f_q 分別為空間向量中的實數與虛數之分量，且 f_a 、 f_b 、 f_c 可分別代表三相電壓、電流、或磁鏈。上述(2-7)式、(2-8)式有時為了方便起見可表為矩陣型式：

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

依上述空間向量的定義，則(2-1)(2-2)(2-5)(2-6)式可分別表示如下：

$$\vec{v}_s^s = R_s \vec{i}_s^s + p \vec{\lambda}_s^s \quad (2-12)$$

$$\vec{v}_r^r = R_r \vec{i}_r^r + p \vec{\lambda}_r^r \quad (2-13)$$

$$\vec{\lambda}_s^s = L_s \vec{i}_s^s + \frac{3}{2} \bar{M}_{sr} \vec{i}_r^r e^{j\theta_r} \quad (2-14)$$

$$\vec{\lambda}_r^r = \frac{3}{2} \bar{M}_{sr} \vec{i}_s^s e^{-j\theta_r} + L_r \vec{i}_r^r \quad (2-15)$$

但須注意的是 \vec{v}_s^s 、 \vec{i}_s^s 、 $\vec{\lambda}_s^s$ 均為定子座標下之定子電壓、定子電流、定子磁鏈，而 \vec{v}_r^r 、 \vec{i}_r^r 、 $\vec{\lambda}_r^r$ 則為轉子座標下之轉子電壓、轉子電流、轉子磁鏈，這是不同參考座標下之空間向量，在應用上較不方便，必須將其轉到同一參考座標。

<簡化第三步> 轉換到同步座標

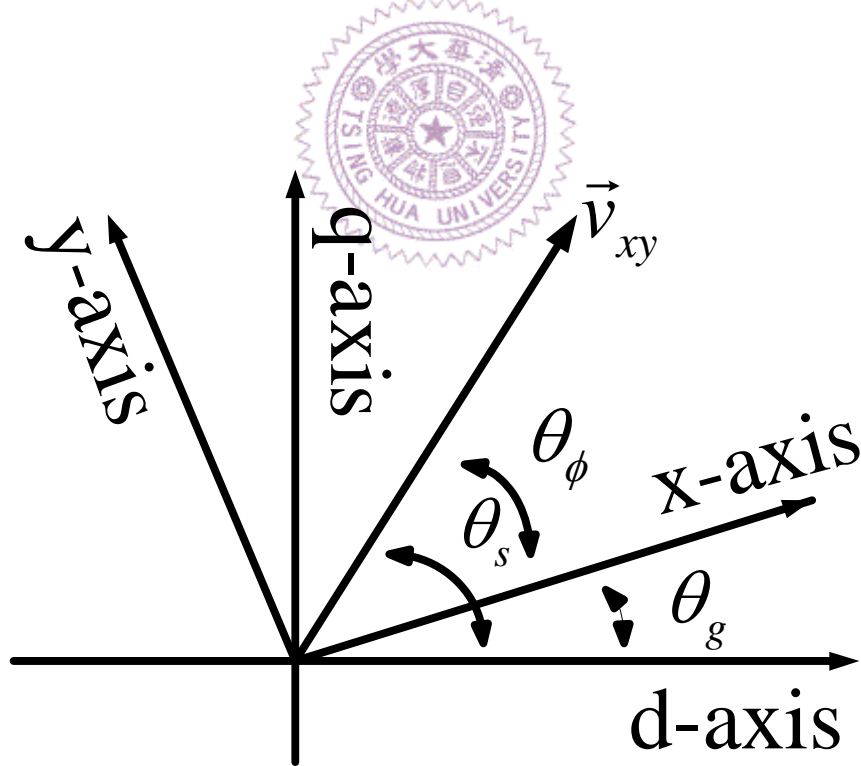


圖 2-3 廣義座標系與直交軸座標系之關係圖

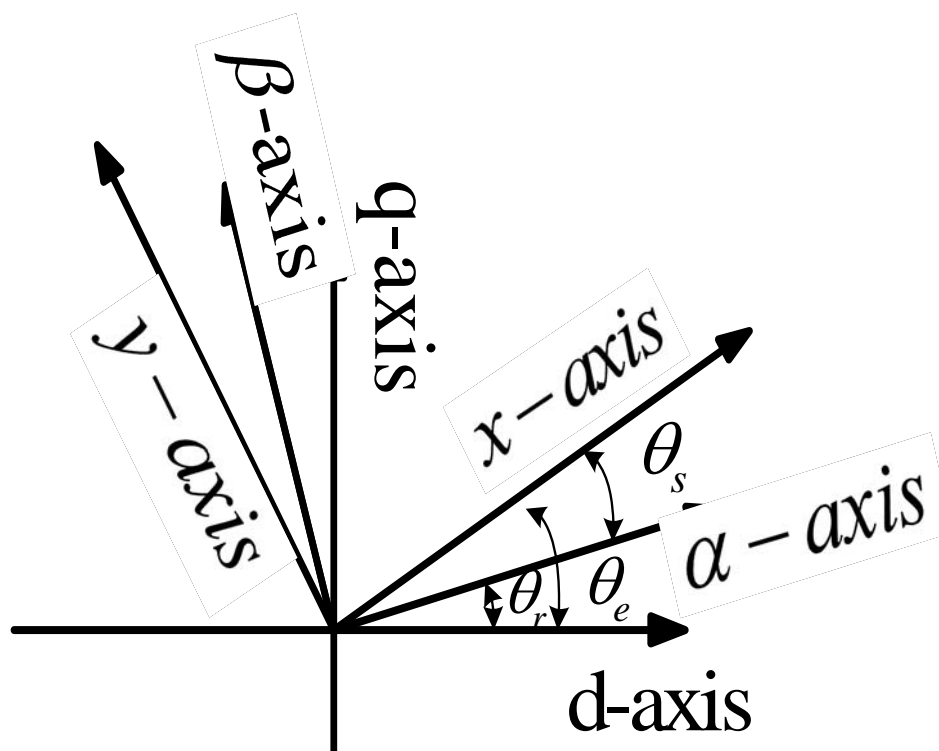


圖 2-4 定子、轉子、和同步座標系間之關係圖

由圖(2-3)可看出

$$\begin{aligned}
 \vec{v}_{xy} &= |\vec{v}_{xy}| e^{j\theta_\phi} = |\vec{v}_{dq}| e^{j(\theta_s - \theta_g)} \\
 &= |\vec{v}_{dq}| e^{j\theta_s} e^{-j\theta_g} \\
 &= \vec{v}_{dq} e^{-j\theta_g}
 \end{aligned}$$

故

$$\vec{v}_{xy} = \vec{v}_{dq} e^{-j\theta_g} \quad (2-16)$$

將(2-12)到(2-15)式轉到同步座標而成為下面式子

$$\vec{v}_s^e = R_s \vec{i}_s^e + p \vec{\lambda}_s^e + j \omega_e \vec{\lambda}_s^e \quad (2-17)$$

$$\vec{v}_r^e = R_r \vec{i}_r^e + p \vec{\lambda}_r^e + j(\omega_e - \omega_r) \vec{\lambda}_r^e \quad (2-18)$$

$$\vec{\lambda}_s^e = L_s \vec{i}_s^e + \frac{3}{2} \bar{M}_{sr} \vec{i}_r^e \quad (2-19)$$

$$\vec{\lambda}_r^e = \frac{3}{2} \bar{M}_{sr} \vec{i}_s^e + L_r \vec{i}_r^e \quad (2-20)$$

<簡化第四步> 參考到定子側

首先以圖(2.4)之定子 a 相繞組和轉子 a 相繞組之一組耦合電感器來看，
假設 $\theta_r = 0$ 同時將其近似為耦合係數等於 1.0，則兩繞組間的電感與匝

數具有 $\overline{M}_{sr}^2 = L_{sm} L_{rm}$ 及 $\sqrt{\frac{L_{sm}}{L_{rm}}} = \frac{N_s}{N_r}$ 之關係。

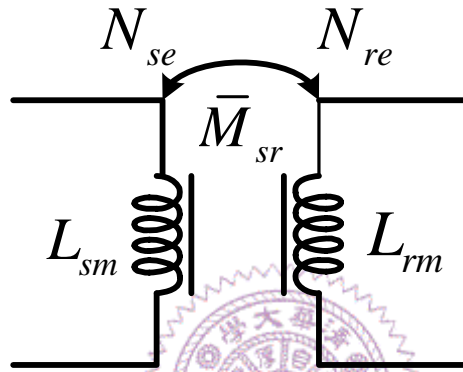


圖 2-5 定子 a 相繞組與轉子 a 相繞組之耦合電感圖(耦合係數等於 1)

將(2-18)式兩邊分別乘以 $\frac{N_{se}}{N_{re}}$ 以便參考到定子側：

$$\frac{N_{se}}{N_{re}} \vec{v}_r^e = \frac{N_{se}}{N_{re}} R_r \frac{N_{se}}{N_{re}} \vec{i}_r^e \frac{N_{re}}{N_{se}} + p \frac{N_{se}}{N_{re}} \vec{\lambda}_r^e + j(\omega_e - \omega_r) \frac{N_{se}}{N_{re}} \vec{\lambda}_r^e \quad (2-21)$$

即為

$$\vec{v}_r^e = R_r' \vec{i}_r^e + p \vec{\lambda}_r^e + j(\omega_e - \omega_r) \vec{\lambda}_r^e \quad (2-22)$$

同理將(2-19)式參考到定子側可得

$$\vec{\lambda}_s^e = L_s \vec{i}_s^e + \frac{3}{2} \bar{M}_{sr} \frac{N_{se}}{N_{re}} \vec{i}_r^e \frac{N_{re}}{N_{se}} \quad (2-23)$$

令 $\bar{M}_{sr} \frac{N_{se}}{N_{re}} \triangleq L_{sm}$ ， $\frac{3}{2} L_{sm} \triangleq L_m$ ，則(2-23)式可表示如下：

$$\vec{\lambda}_s^e = L_s \vec{i}_s^e + L_m \vec{i}_r^e \quad (2-24)$$

同理將(2-20)式參考到定子側可得：

$$\vec{\lambda}_r^e = \frac{3}{2} \bar{M}_{sr} \frac{N_{se}}{N_{re}} \vec{i}_s^e + \left(\frac{N_{se}}{N_{re}} \right)^2 L_r \vec{i}_r^e \frac{N_{re}}{N_{se}} \quad (2-25)$$

而(2-25)式可進一步簡化成下式：

$$\vec{\lambda}_r^e = L_m \vec{i}_s^e + L_r' \vec{i}_r^e \quad (2-26)$$

為了方便起見，感應馬達動態方程式可整理成一下列簡單的空間向量方程式：

$$\begin{cases} \vec{v}_s^e = R_s \vec{i}_s^e + p \vec{\lambda}_s^e + j \omega_e \vec{\lambda}_s^e \\ \vec{v}_r^e = R_r \vec{i}_r^e + p \vec{\lambda}_r^e + j(\omega_e - \omega_r) \vec{\lambda}_r^e \\ \vec{\lambda}_s^e = L_s \vec{i}_s^e + L_m \vec{i}_r^e \\ \vec{\lambda}_r^e = L_m \vec{i}_s^e + L_r \vec{i}_r^e \end{cases} \quad (2-27)$$

其中若將(2-27)式之實數和虛數分開，且以矩陣型式表示，則可以得到一般教科書上可見到之式子如下：

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \\ v_{dr}^e \\ v_{qr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_e L_s & pL_m & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + pL_s & \omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & -(\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + pL_r & -(\omega_e - \omega_r) L_r \\ (\omega_e - \omega_r) L_m & pL_m & (\omega_e - \omega_r) L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

上式為表示在同步座標系，假如令 $\omega_e = 0$ 則表示在定子座標系；同樣地假如令 $\omega_e = \omega_r$ 則轉變為轉子座標系。依(2-28)式亦可以用圖繪出吾人所熟悉的 d 軸和 q 軸等效電路，如下圖所示。

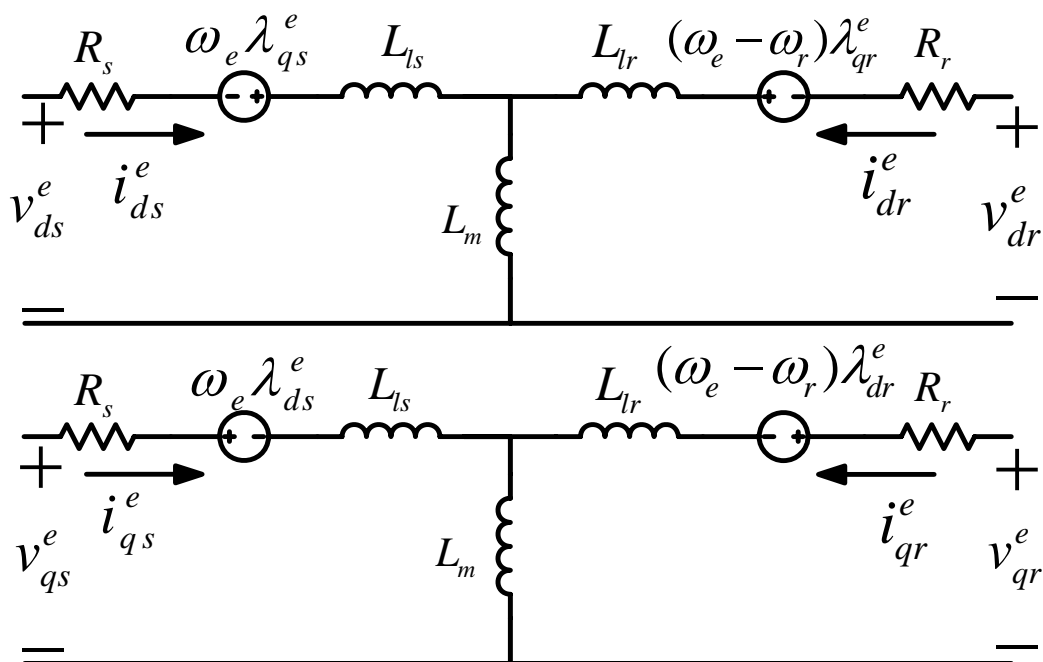


圖 2-6 感應馬達之 d 軸和 q 軸等效電路

因鼠籠式感應馬達之具有耐粗價廉而且又不太需要保養維護的特點，所以本論文以下討論的感應馬達將聚焦於鼠籠式感應馬達，由於其轉子三相繞組彼此短接，因此以上所有式子中的 \vec{v}_r^e 均等於零。由圖(2-6)感應馬達之 d 軸和 q 軸等效電路及 $\vec{v}_r^e = 0$ 可以觀察出輸入馬達之功率為：

$$P_e = \frac{3}{2} \text{Re} \{ \vec{v}_s^e \times \vec{i}_s^{e*} \} = \frac{3}{2} \{ v_{ds}^e i_{ds}^e + v_{qs}^e i_{qs}^e \} \quad (2-29)$$

吾人亦可由參考文獻[10]得知，其對應之電磁轉矩可以表示成如下形式：

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs}^e \lambda_{dr}^e - i_{ds}^e \lambda_{qr}^e) \quad (2-30)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i_{qs}^e i_{dr}^e - i_{ds}^e i_{qr}^e) \quad (2-31)$$

最後有關驅動器系統之機械系統之數學模式，可以牛頓運動定律表示如下：

$$T_e = \frac{2J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} + B \frac{2}{P} \omega_r + T_{load} \quad (2-32)$$

其中 B 為摩擦係數而 T_{load} 為負載轉矩。

2.3 傳統轉子磁場導向控制之基本原理

場導向控制理論[11-13]，於 70 年代初被提出後，為交流馬達控制開啟了一個新世紀，而發展至今已應用至各式各樣的交流馬達驅動器。此理論的主要精神即是希望達到如同它激式直流有刷馬達伺服控制之瞬時轉矩響應效果，亦即如同直流電機若激磁場不變，則轉矩可隨著電樞電流 I_a 作瞬時變化，而獲得最佳的響應。常見的場導向控制策略依據所估測的磁通不同又可以分為轉子磁場導向控制[1][19]、氣隙磁場導向控制[10]及定子磁場導向控制[17][18]；而基於磁場之獲得方式又可分為直接式磁場導向控制(Direct Field Oriented Control)，和間接式磁場導向控制(Indirect Field Oriented Control)；後者主要為利用計算滑差角速度 ω_s ，加上所量測到的 ω_r ，即可得到同步轉速 ω_e ，再經由積分後可得到磁場之位置，而前者則可利用安裝Hall sensors或磁通估測器來得知d-q軸的磁鏈位置。雖然感應馬達向量控制的方法為數甚多，但是其中以間接式轉子磁場導向控制為最普遍，因此本論文亦採用此項控制策略，以下簡單介紹有關於間接式轉子磁場導向控制之基礎理論。

(一)首先我們考慮到感應馬達具有六個狀態變數即 \vec{v}_s 、 \vec{i}_s 、 $\vec{\lambda}_s$ 、 \vec{v}_r 、 \vec{i}_r 、

$\vec{\lambda}_r$ ，轉子磁場導向控制則特別選擇 \vec{i}_s 、 $\vec{\lambda}_r$ 為態變數。

(二)選擇同步座標俾使控制變數在穩態時成為直流量，方便控制器之設

計。

(三) 就鼠籠式感應馬達而言 $\vec{v}_r = 0$ 。

(四) 以 $\vec{\lambda}_r$ 為 d-axis 方向，則 q 軸磁通為零，轉子磁通完全落在 d 軸方向並且保持定值如下式。

$$\vec{\lambda}_r^e = \lambda_{dr}^e + j0 \quad (2-33)$$

因此由 $\lambda_{qr} = 0$ 可得下列轉矩表示式：

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs}^e \lambda_{dr}^e - i_{ds}^e \lambda_{qr}^e) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e \lambda_{dr}^e \end{aligned} \quad (2-34)$$

由上式可得知如果把 λ_{dr}^e 保持定值，則電磁轉矩即與 q 軸電流成為線性關係，可達到類似他激式直流電動機一樣的瞬時轉矩響應特性。

由(2-27)式之轉子磁鏈關係式可得到轉子電流如下式所示。

$$\vec{i}_r^e = \frac{\vec{\lambda}_r^e - L_m \vec{i}_s^e}{L_r} \quad (2-35)$$

將上式代入(2-27)式轉子電壓方程式並令 $\vec{v}_r = 0$ 可得

$$0 = \frac{1}{\tau_r} (\vec{\lambda}_r^e - L_m \vec{i}_s^e) + j\omega_s \vec{\lambda}_r^e + p \vec{\lambda}_r^e \quad (2-36)$$

$$\text{其中 } \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

若 $\vec{\lambda}_r^e = \lambda_{dr}^e + j0$ ，且將(2-36)式之實部與虛部分開可得下列二式：

$$\lambda_{dr}^e = \frac{L_m}{1 + \tau_r p} i_{ds}^e \quad (2-37)$$

$$\omega_s = \frac{L_m \dot{i}_{qs}^e}{\tau_r \lambda_{dr}^e} \quad (2-38)$$

如果利用(2-38)式來控制 $\vec{\lambda}_r^e$ 於d軸方向，則稱為間接轉子磁場導向控制。從前面可知假如保持 $|\vec{\lambda}_r^e|$ 為一定值可獲得瞬間轉矩響應，則此時(2-37)及(2-38)式可改寫成下列式子：

$$\lambda_{dr}^e = L_m \dot{i}_{ds}^e \quad (2-39)$$

$$\omega_s = \frac{1}{\tau_r} \frac{\dot{i}_{qs}^e}{\dot{i}_{ds}^e} \quad (2-40)$$

圖(2-7)所示即為一典型轉子磁場導向控制之控制架構圖，且僅操作在非弱磁區，也因此定子直軸參考電流 i_{ds}^* 可以設定成定值以獲得所需的轉子磁通鏈，如(2-39)式所示。至於定子交軸參考電流 i_{qs}^* ，則由外迴路決定，以產生所需的電磁轉矩，如(2-34)式所示，而滑差角速度 ω_s 則依(2-40)式計算之，此時由於 λ_{qr}^e 等於零，轉子磁通鏈完全落在d軸上而達到正確轉子磁場導向之效果。最後由(2-34)式可看出電磁轉矩和 i_{qs}^e 成為線性關係，吾人只須控制轉矩電流分量 i_{qs}^e 就可以控制電動機的電磁轉矩，以達到類似他激式直流馬達以電樞電流控制輸出轉矩之快速響應效果。另外提供座標之間轉換的轉子磁場角度 θ_e ，可由 ω_e 積分得之，而 ω_e 是由附在馬達轉子側之(Encoder)所得之 ω_r 加上滑差角速度 ω_s 而得之。以上所述即所謂的轉子磁場導向控制策略。

式(2.41)及(2.42)可改變成：

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + (p + j\omega_e) \vec{\lambda}_s \quad (2-45)$$

$$0 = R_r \vec{i}_r + (p + j\omega_s) \vec{\lambda}_r \quad (2-46)$$

由(2-44)可求得：

$$\vec{i}_r = \frac{\vec{\lambda}_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} \vec{i}_s \quad (2-47)$$

將(2.47)式代入(2.46)式可得出下列方程式：

$$0 = \frac{\vec{\lambda}_r}{\tau_r} - \frac{L_m}{\tau_r} \vec{i}_s + (p + j\omega_s) \vec{\lambda}_r \quad (2-48)$$

再重新整理上式可得定子電流 \vec{i}_s 與 $\vec{\lambda}_r$ 之關係式如下：

$$\vec{i}_s = \frac{\tau_r}{L_m} (p + \frac{1}{\tau_r} + j\omega_s) \vec{\lambda}_r \quad (2-49)$$

將(2.43)式及(2.47)式代入(2.45)式可得：

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + (p + j\omega_e) L_s \vec{i}_s - (p + j\omega_e) \frac{L_m^2}{L_r} \vec{i}_s + (p + j\omega_e) \frac{L_m}{L_r} \vec{\lambda}_r \quad (2-50)$$

化簡上式可得：

$$\vec{v}_s = [R_s + (p + j\omega_e)(L_s - \frac{L_m^2}{L_r})] \vec{i}_s + (p + j\omega_e) \frac{L_m}{L_r} \vec{\lambda}_r \quad (2-51)$$

令

$$L_s - \frac{L_m^2}{L_r} = L_s (1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}) = L_s \sigma = L'_s \quad (2-52)$$

故(2.51)式可以改寫為：

$$\vec{v}_s = [R_s + (p + j\omega_e) L'_s] \vec{i}_s + (p + j\omega_e) \frac{L_m}{L_r} \vec{\lambda}_r \quad (2-53)$$

下列為感應馬達之轉矩公式[52]:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} I_m \{ \vec{i}_s \vec{\lambda}_r^* \} \quad (2-54)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} I_m \left\{ \frac{\tau_r}{L_m} \left(p + \frac{1}{\tau_r} + j\omega_s \right) \vec{\lambda}_r \vec{\lambda}_r^* \right\} \quad (2-55)$$

由於 $\vec{\lambda}_r^* \vec{\lambda}_r$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{\tau_r}{L_r} I_m \left\{ \vec{\lambda}_r^* \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\tau_r} + j\omega_s \right) |\vec{\lambda}_r|^2 \right\} \quad (2-56)$$

檢查轉子磁場導向之特性:

令

$$\vec{\lambda}_r = \lambda_{dr} + j0 \quad (2-57)$$

而且在轉子磁場導向下之 ω_s 可利用前饋控制得到如下式:

$$\omega_s = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \quad (2-58)$$

所以(2-56)式可改寫為:

$$T_{em} = \left(\frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} \right) i_{qs} \quad (2-59)$$

上式說明了在符合(2-57)式及(2-58)式即可達到轉子磁場導向控制

再來將(2-49)式代入(2-53)式可得:

$$\vec{v}_s = [R_s + (p + j\omega_e)L_s'] \frac{\tau_r}{L_m} \left(p + \frac{1}{\tau_r} + j\omega_s \right) \vec{\lambda}_r + (p + j\omega_e) \frac{L_m}{L_r} \vec{\lambda}_r \quad (2-60)$$

上式中之 $\vec{\lambda}_r$ 再用 λ_{dr} 代入可得:

$$\vec{v}_s = \left[\left(\frac{R_s}{\tau_r} - \omega_e \omega_s L'_s \right) + j \left(R_s \omega_s + \frac{\omega_e L'_s}{\tau_r} \right) \right] \frac{\tau_r}{L_m} \lambda_{dr} + j \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} \quad (2-61)$$

再將上式分解成實部和虛部可得：

$$v_{ds} = \left(\frac{R_s}{\tau_r} - \omega_e \omega_s L'_s \right) \frac{\tau_r}{L_m} \lambda_{dr} \quad (2-62)$$

$$v_{qs} = \left(R_s \omega_s + \frac{\omega_e L'_s}{\tau_r} \right) \frac{\tau_r}{L_m} \lambda_{dr} + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} \quad (2-63)$$

吾人可用 $\omega_s = \frac{L_m i_{qs}}{\tau_r \lambda_{dr}}$ 再進一步消去 ω_s 而得下列二式：

$$v_{ds} = \frac{R_s}{L_m} \lambda_{dr} - \omega_e L'_s i_{qs} \quad (2-64)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_e \frac{L_s}{L_m} \lambda_{dr} \quad (2-65)$$

由於 $\lambda_{dr} = L_m i_{ds}$ ，因此上二式又可進一步消去 λ_{dr} 而獲得下列結果

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_e L'_s i_{qs} \quad (2-66)$$

$$v_{ds} = \omega_e L_s i_{ds} + R_s i_{qs} \quad (2-67)$$

並將(2-66)式及(2-67)式化成矩陣型式：

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L'_s \\ \omega_e L_s & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (2-68)$$

綜上述所得，假設在非弱磁控制區域，傳統的轉子磁場導向控制可以經由精確的數學模式導演而得到上式非常簡單的定子電壓及電流關係式。基於此關係，圖(2-7)之傳統控制策略。可重新規劃成圖(2-8)之新型架構而仍獲得瞬間轉矩響應之效果。

由圖(2-8)之新型控制策略，吾人可以發現新的控制架構可以省略傳統所需二個電流感測器或二個電壓感測器。當然，如果有需要的話圖(2-8)亦可在 v_{ds}^* 及 v_{qs}^* 外插入2個PI控制器，經由二個電壓感測器之助而完成另一個電壓調節器。

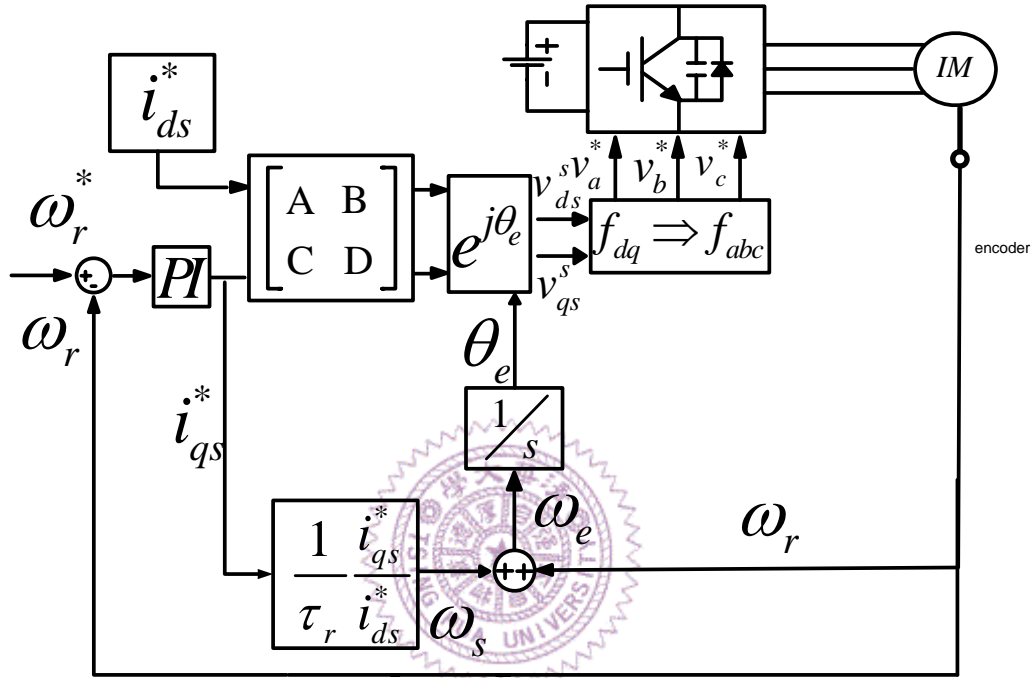


圖 2-8 新型間接式轉子磁場導向控制架構圖

2.5 模擬結果

本節將依據上一節所提出的感應馬達新型轉子磁場導向控制策略，以 MathWorks 公司所出品之專業軟體 MATLAB 軟體模擬此控制策略之特性，以確定此新型控制策略之性能是否符合要求，並作為第四章中實測波形之對照比較之參考。以下從圖(2-9)到圖(2-10)之模擬全部使用柔性啟動控制方式，因為如果沒有使用柔性啟動，那麼就沒有事先建立起轉子磁場，而在啟動時才去同時建立轉子磁場，則啟動時之感應馬達輸出電磁轉矩即無法獲得瞬時響應，故須先建立起轉子磁場。而模擬所採用之三相感應馬達參數為：

馬達型號：NA100-75F

$$L_m = 26.6mH$$

直流電壓：150V

$$L_s = 27.9mH$$

電壓限制：75V

$$L_r = 27.9mH$$

電流限制：10A

$$R_s = 0.31\Omega$$

$$R_r = 0.55\Omega$$

以下將設計兩種情況之模擬以用來驗證本論文提出之理論(一)負載變化、定轉速控制。(二)負載固定、感應馬達轉子轉速變化。

情況一：負載變化、感應馬達轉子轉速固定

圖(2-9c)可看出當負載變化時，轉速只會受到很輕微的影響，而從圖(2-9h)可看出輸出的電磁轉矩確實可以做到瞬時響應的特性。從圖(2-9d)及圖(2-9f)可看出定子直軸電流(i_{ds}^e)及轉子直軸磁通(λ_{dr}^e)在負載變化時幾乎是維持定值，再從圖(2-9g)可看出負載變化時之轉子交軸磁通(λ_{qr}^e)是為零這和吾人預期的一樣，而圖(2-9e)及圖(2-9h)之定子交軸電流和輸出轉矩跟隨著負載的變化而作瞬時的改變並且成一線性關係由以上所述之特性均符合第二章第三節提到之轉子磁場導向控制原理，可証明新控制架構也可以將馬達控制在轉子磁場導向。

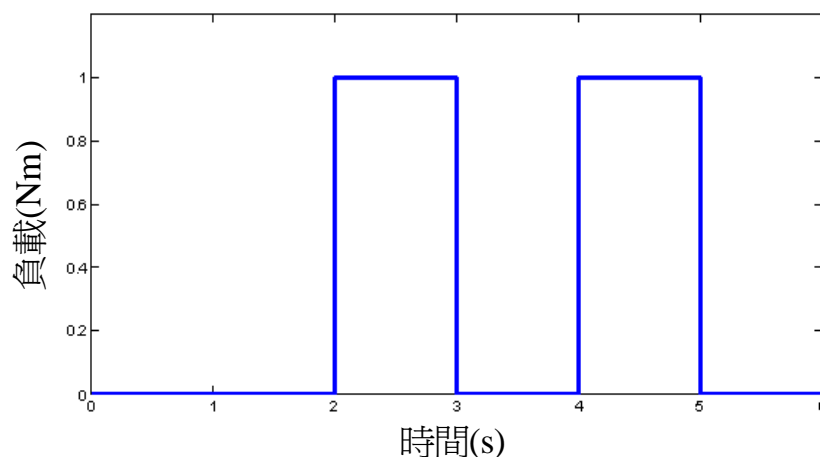


圖 2-9 (a)負載曲線圖

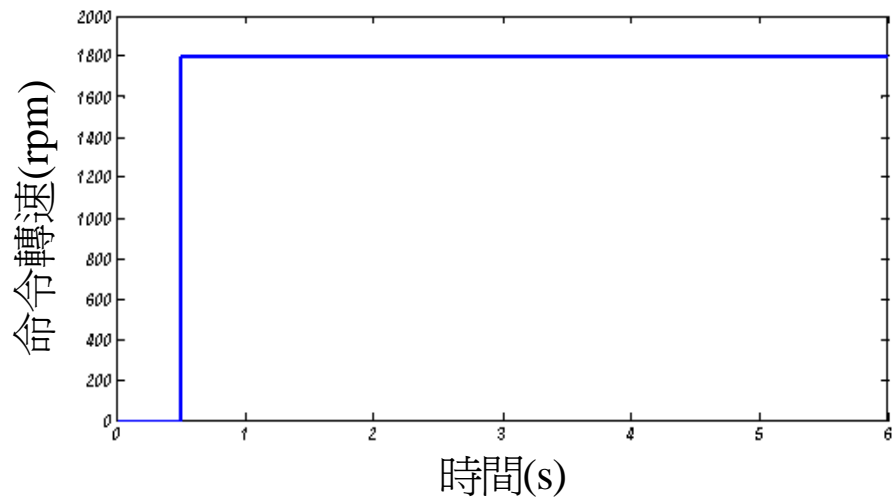


圖 2-9 (b)轉速命令圖

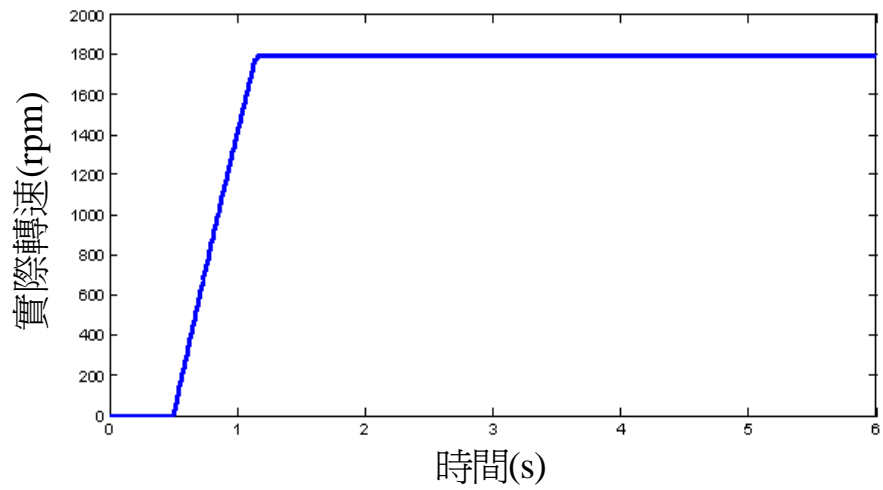


圖 2-9 (c)轉子轉速響應圖

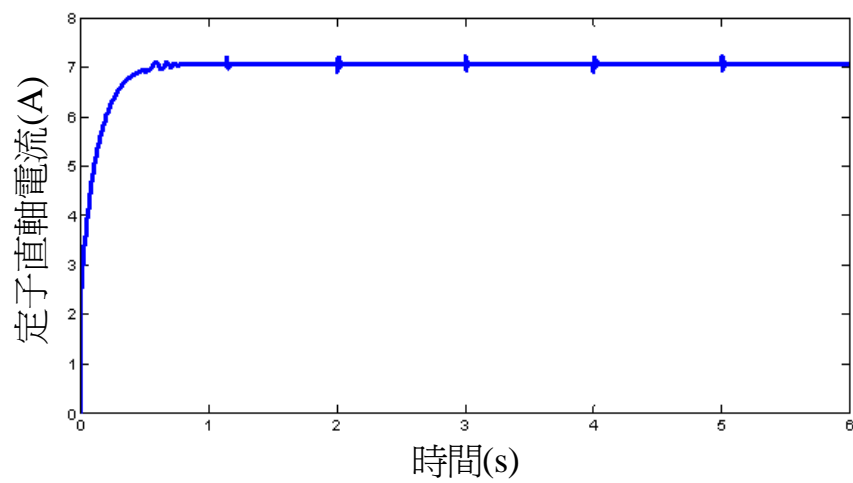


圖 2-9 (d)定子直軸電流響應圖

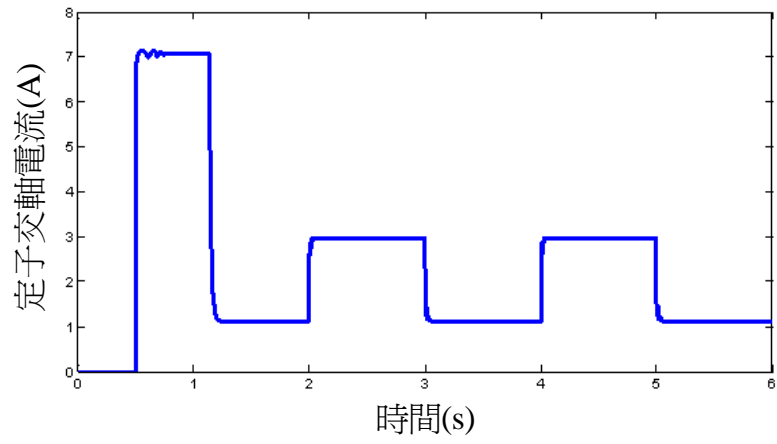


圖 2-9 (e) 定子交軸電流響應圖

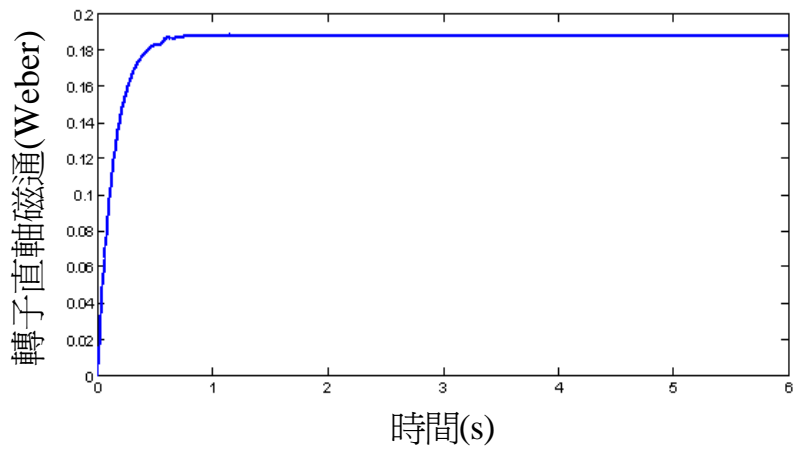


圖 2-9 (f) 轉子直軸磁通響應圖

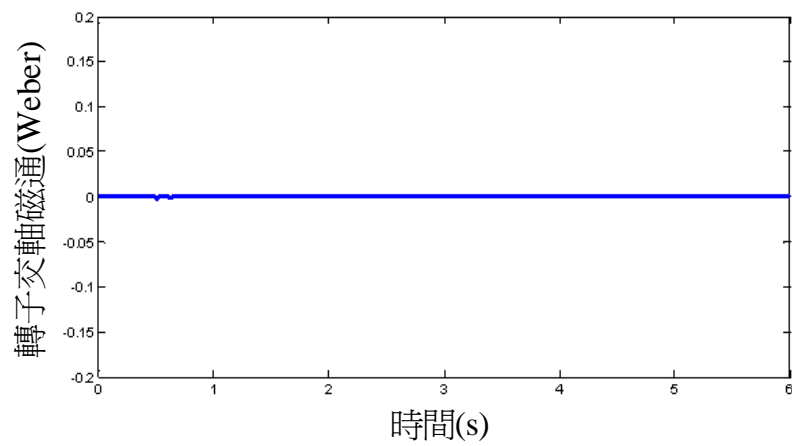
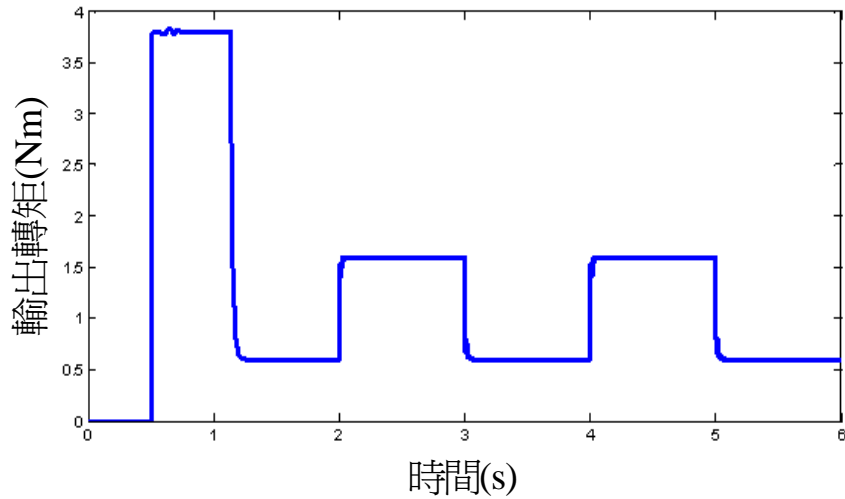


圖 2-9 (g) 轉子交軸磁通響應圖



2-9 (h)馬達輸出轉矩響應圖

圖 2-9 負載變化、定轉速度控制下之:

- (a) 負載曲線圖 (b) 轉速命令圖 (c) 轉子轉速響應圖 (d) 定子直軸電流響應圖 (e) 定子交軸電流響應圖 (f) 轉子直軸磁通響應圖 (g) 轉子交軸磁通響應圖 (h) 馬達輸出轉矩響應圖

情況二: 負載固定、感應馬達轉子轉速變化

從圖(2-10g)可以看出當轉子轉速變化時，輸出之電磁轉矩可以瞬時響應，而從圖(2-10e)可看出當轉子轉速變化時，d 軸磁場在暫態時之變化量相當的小而在穩態時可以保持定值而不受到轉速變化的影響，而 q 軸磁場亦幾乎維持在零，由於以上之現象均符合第二章第三節所提到之轉子磁場導向控制原理，所以吾人可以証明感應馬達之新型轉子磁場導向控制法，具備了傳統轉子磁場導向之理想特性，而將於第四章中利用硬體實作再次驗證其理論的可行性。

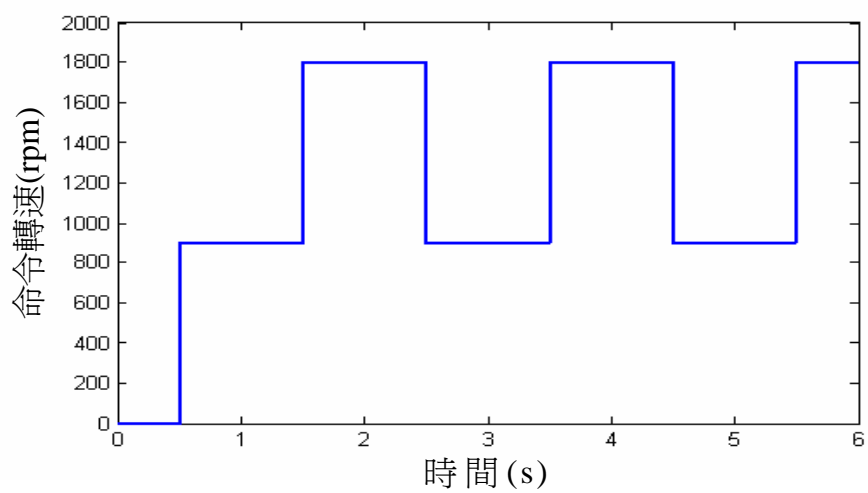


圖 2-10 (a)轉速命令圖

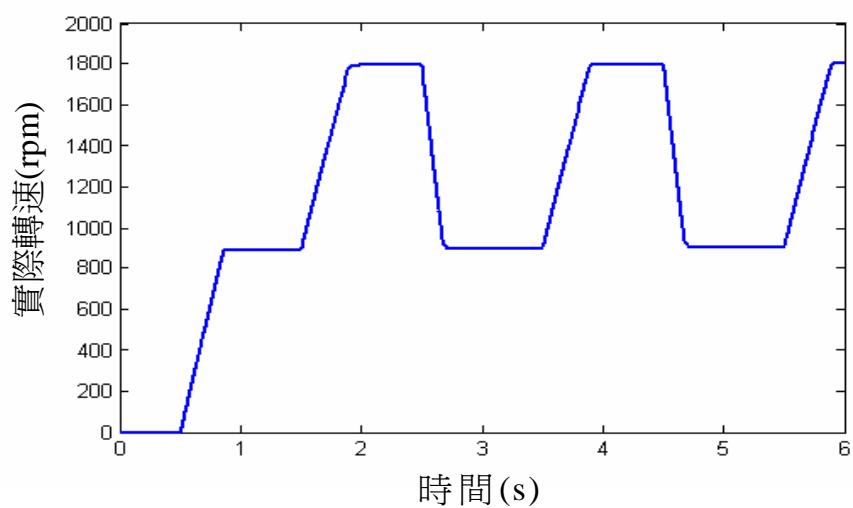


圖 2-10 (b)轉子轉速響應圖

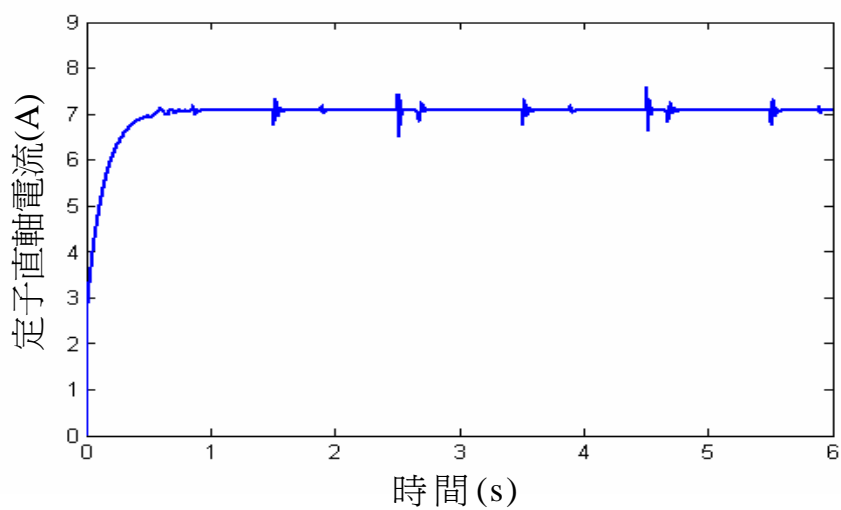


圖 2-10 (c)定子直軸電流響應圖

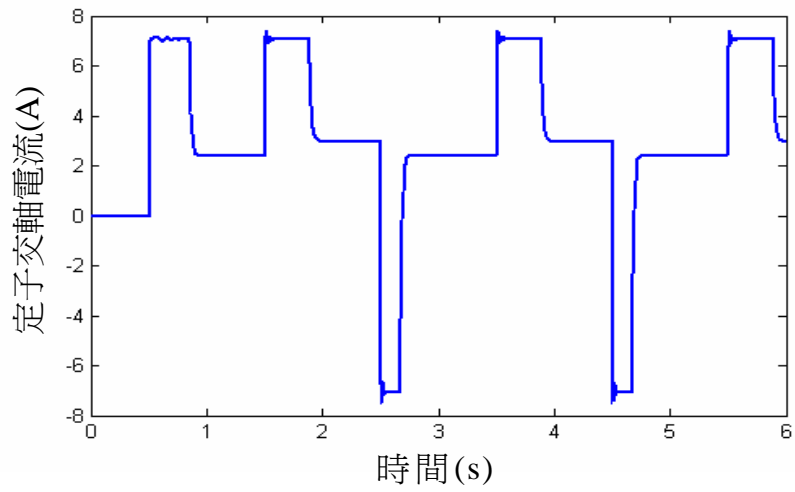


圖 2-10 (d) 定子交軸電流響應圖

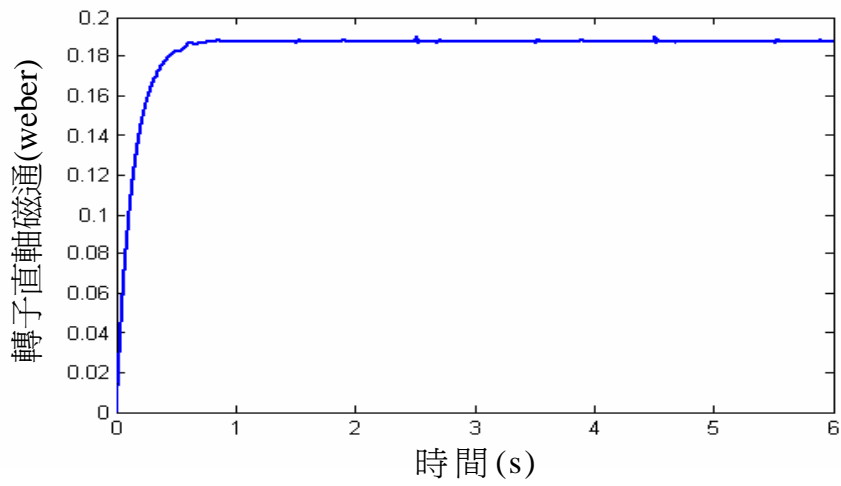


圖 2-10 (e) 轉子直軸磁通響應圖

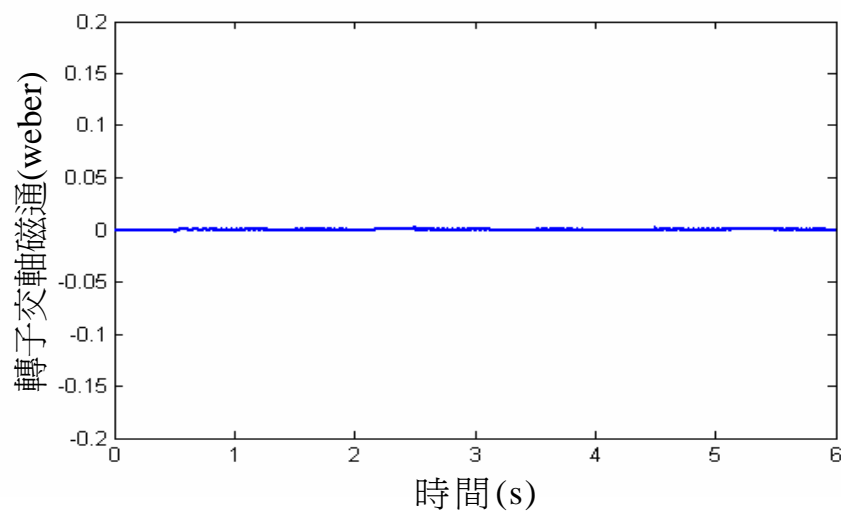


圖 2-10 (f) 轉子交軸磁通響應圖

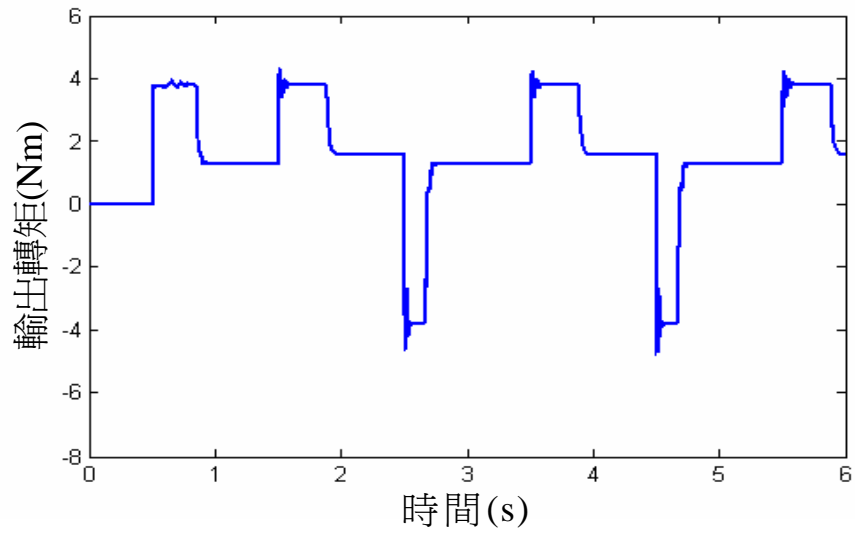


圖 2-10 (g)馬達輸出轉矩響應圖

圖 2-10 負載固定、轉速變動下之:

(a)轉速命令圖 (b)轉子轉速響應圖 (c)定子直軸電流響應圖(d)定子交
軸電流響應圖 (e)轉子直軸磁通響應圖 (f)轉子交軸磁通響應圖(g)馬達
輸出轉矩響應圖