

第三章

新型感應馬達無速率感測器驅動器

3.1 前言

在一般應用上，控制感應馬達的轉速必須在馬達的轉子軸上加裝速度感測器(Sensor)，用來偵測轉速，並且回傳訊號到控制器上，以達到閉回路速度控制的目的。而近年來所發展無轉速量測器之感應馬達向量控制驅動器，因其不須額外加裝速度感測器(例如編碼器)來回授感應馬達的轉子轉速或轉角，不但降低了成本，並且也減少了體積，又因為速度感測器對環境的要求非常高，也就是馬達必須在合適的環境下運轉，如果運轉環境都不甚乾淨，則速度感測器便很容易受損，所以發展無轉速量測器之感應馬達向量控制驅動器以同時保有機械強健性。確有其必要性，在本章第二節所介紹的許多的方法，其基本觀念是將轉速量測器或位置感測器，利用數學演算法取代，由軟體的方式實現其數學演算法，並將其所估測到的值 ω_r 回授到參考轉速控制器，以得到轉速誤差命令，進而完成一個閉回路控制系統。此外大部份文獻中[31-39]所提出的估測轉速方法，其中之演算法均非常複雜，需要大量的數學運算，所以必須較長之計算時間，此會影響系統的響應速度，且需要較高階具有浮點運算的微處理器才較易實現，但是這將會增加成本。本論文以下將提出一計算簡單的新方法，利用量測定子端電壓 \vec{v}_s 和定子端電流 \vec{i}_s 去估測出轉速值，以達到無速度量測器向量控制之目的，且不需要較高階之運算微處理器就能實現，此可以減少成本，並減少運算錯誤。

另外無轉速量測器之感應馬達向量控制驅動器，通常需要有正確的馬達電氣參數，然而馬達參數具有時變性，易受到環境的影響(尤其是溫度)而變化，所以在本章第五節將提出一新型參數估測方法，可以同時考慮到 R_s 、 R_r 、 L_s 、 L_r 、 L_m 之參數漂移，有別於其它方法只考慮到 R_s 、 R_r 而未考慮 L_s 、 L_r 、 L_m 之缺點，所以更能增加系統的可靠性。

3.2 無速率感測器之感應馬達向量控制器簡介

感應電動機速度控制回路中，需要加裝轉速感測器以量測轉速，作為閉回路回授訊號，以達到速度控制的目的；但是如果加裝了轉速感測器除了增加成本外，也喪失了感應馬達之機構簡單、穩健等優點，並且有些場合不適合加裝轉速感測器，所以藉由不同的估測技術來估測轉速。目前已有很多種無測速器的感應馬達驅動技術被提出[20-39]，而本節主要目的便是整理一些目前有關文獻，將無測速器感應馬達驅動技術分為下面不同的類型：

一. 利用系統中一些易於量測的物理量（如定子電壓和定子電流），經由演算法去估測其它不易（如轉子磁通和轉子轉速）或者不能量測之系統狀態。其中包含有：

1. 利用電動機的反電動勢推導轉子轉速，選定觀測靜止座標上之反電勢來估測馬達轉速。

2. 參考模型適應系統(Model Reference Adaptive System, MRAS)，其系統包含有二個具有相同輸出變數的模型(估測器)，一為參考模型(Reference Model)，此估測器是不包括轉子轉速，另一為可調模

型(Adjustable Model)此估測器包括轉子轉速，二模組輸出變數經比較之後，得到一誤差 ε ，經過適當的計算(例如:積分)，來調整估測之轉速，使其誤差值 ε 迅速收斂至零，並使系統之實際轉速能精確地追隨命令轉速，以達到最佳輸出響應之目的。其 MRAS 之基本架構可分為下列三種:

- *. 並聯參考模式(Parallel MRAS): 如圖(3-1)所示，是最常用的 MRAS 架構，又稱為輸出誤差法(Output Error Method)。
- *. 串並聯參考模式(Series-Parallel MRAS): 如圖(3-2)和圖(3-3)所示，又稱為方程式誤差法(Equation Error Method)。
- *. 串聯參考模式(series MRAS): 如圖(3-4)所示，又稱為輸入誤差法(input error method)。

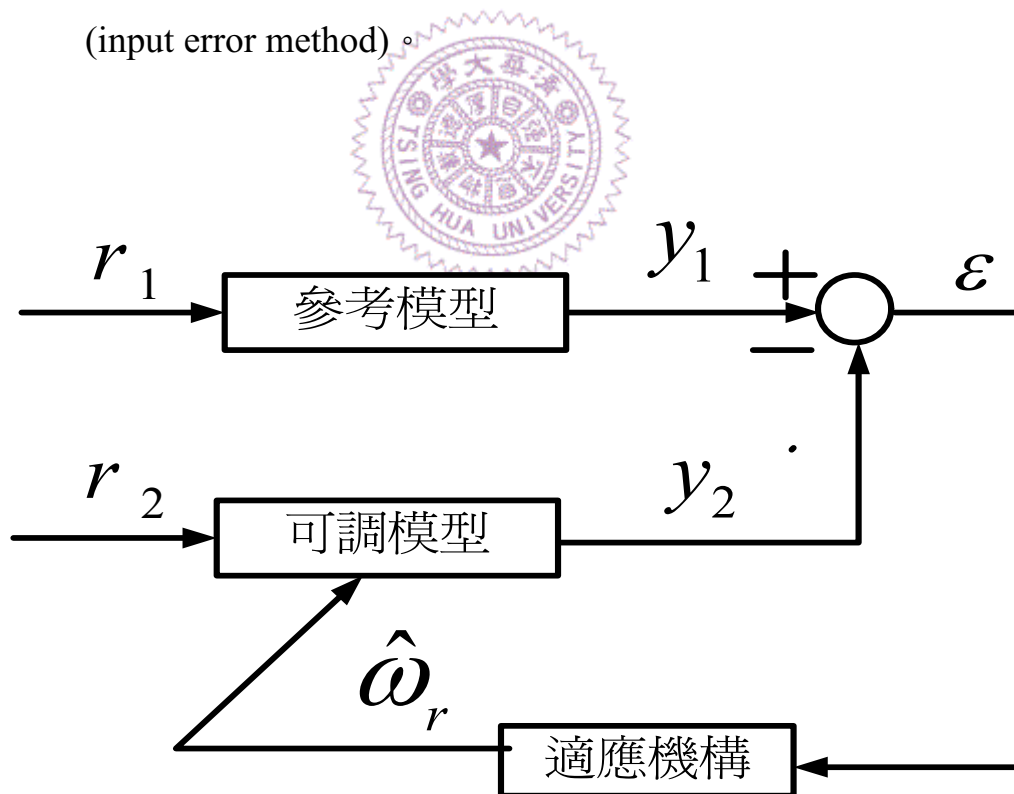


圖 3-1 並聯參考模式(parallel MRAS)

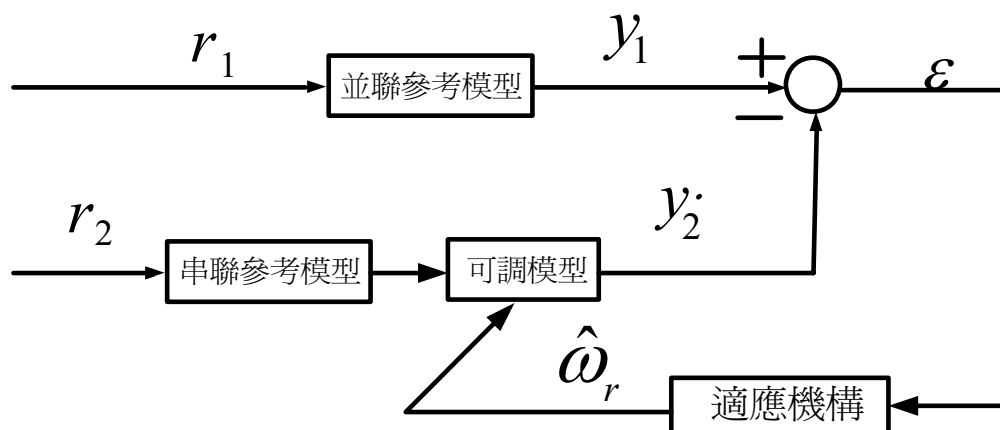


圖 3-2 串並聯參考模式(series-parallel MRAS)

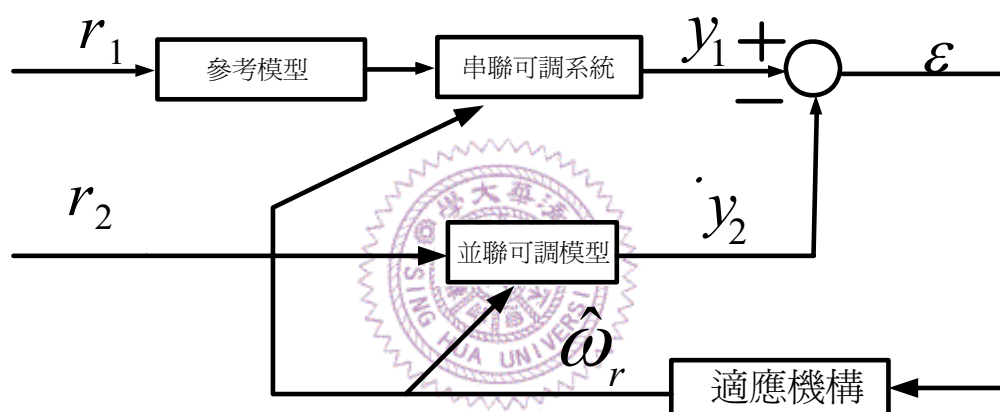


圖 3-3 串並聯參考模式(series-parallel MRAS)

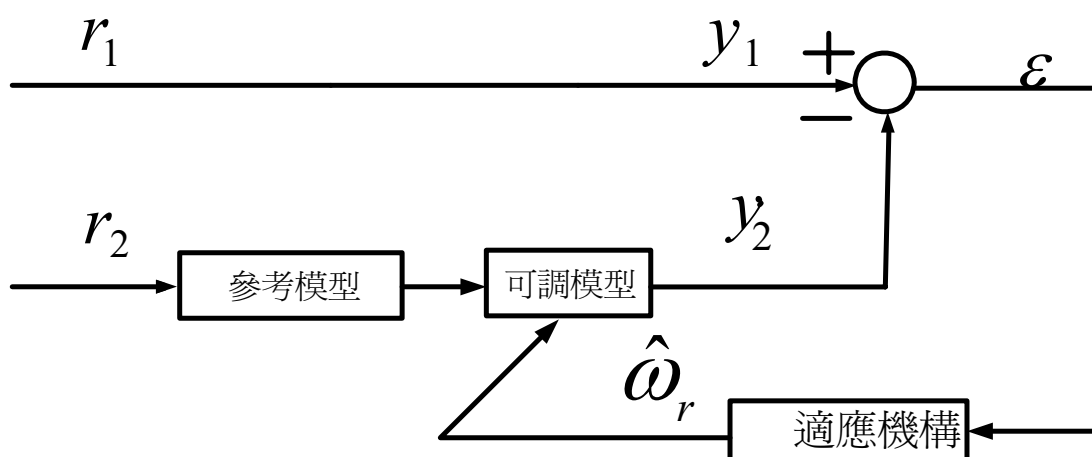


圖 3-4 串聯參考模式(series MRAS)

二．利用高頻注入原理

一般說來高頻注入訊號的技術是利用在馬達d軸及q軸信號命令端注入高頻訊號，進而發展出無量測器感應馬達向量控制演算法則。例如從感應電動機的定子電壓信號命令另注入高頻訊號，而因為集膚效應的影響，此注入的高頻訊號所對應之d-q軸的阻抗因而不同，故可從定子電流訊號，估測出轉子磁通鏈之同步轉速 ω_e ，配合滑差估測器所估測的 ω_s 值，即可得到轉子轉速的估測值 $\hat{\omega}_r$ 。

三．檢測轉子槽隙諧波 RSH(Rotor Slot Harmonics)以估測轉速

因為感應馬達的轉子表面的溝槽(Slot)在運轉時產生磁阻調變現象(Reluctance Modulation),會在氣隙磁通中產生諧波，轉子溝槽引起的漣波磁通是附隨於磁通基本波中，所以定子電壓和定子電流會包含此漣波電壓成份，此漣波電壓或電流的頻率和大小正比於轉子轉速，因此可利用偵測定子電壓或電流之諧波以估測三相感應電動機之轉子轉速。

四．運用卡門濾波器(Kalman Filter)之速度估測法。

著名數學家 Wiener 在 1949 年發表了平穩過程濾波理論，但由於此濾波理論計算複雜，應用上無法滿足信號即時處理的要求，因此卡門(Kalman)在 1960 年通過引入狀態變量的方法，成功推導出一套方法可以解決了 Wiener 濾波方法的缺點，此方法稱為卡門(Kalman)濾波法，是一種最佳狀態估測技術，如應用在馬達上，利用完整的感應馬達參數模型為基礎，可擁有即時觀測器(Real-Time Observer)的能力。基本上是利用定子電壓或電流之量測量，應用卡門濾波器技術將馬達之轉速視為狀態變數，進行最佳狀態變數的估測工作，以獲得所需轉速估測值但是本方法還是需要大量的數學運算，為其一優缺點。

3.3 新型感應馬達轉子轉速估測器原理

由第二章中的(2-27)式，可得到感應馬達參考到同步框的電壓和電流的關係式為：

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \\ v_{dr}^e \\ v_{qr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_e L_s & pL_m & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + pL_s & \omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & -(\omega_e - \omega_r)L_m & R_r + pL_r & -(\omega_e - \omega_r)L_r \\ (\omega_e - \omega_r)L_m & pL_m & (\omega_e - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

如考慮感應馬達在穩態時方程式(3.1)可簡化成下式：

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \\ v_{dr}^e \\ v_{qr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_s & 0 & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s & \omega_e L_m & 0 \\ 0 & -(\omega_e - \omega_r)L_m & R_r & -(\omega_e - \omega_r)L_r \\ (\omega_e - \omega_r)L_m & 0 & (\omega_e - \omega_r)L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

將上式矩陣方程式分開成(3-3)式至(3-6)式之純量方程式，其中 $\omega_s = \omega_e - \omega_r$ ：

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e - \omega_e L_s i_{qs}^e - \omega_e L_m i_{qr}^e \quad (3-3)$$

$$v_{qs}^e = \omega_e L_s i_{ds}^e + R_s i_{qs}^e + \omega_e L_m i_{dr}^e \quad (3-4)$$

$$v_{dr}^e = -\omega_s L_m i_{qs}^e + R_r i_{dr}^e - \omega_s L_r i_{qr}^e \quad (3-5)$$

$$v_{qr}^e = \omega_s L_m i_{ds}^e + \omega_s L_r i_{dr}^e + R_r i_{qr}^e \quad (3-6)$$

因本論文所使用的感應馬達為鼠籠式感應馬達，，因此 v_{dr}^e 與 v_{qr}^e 均等於零，所以(3-5)式和(3-6)式可改寫為：

$$0 = -\omega_s L_m i_{qs}^e + R_r i_{dr}^e - \omega_s L_r i_{qr}^e \quad (3-7)$$

$$0 = \omega_s L_m i_{ds}^e + \omega_s L_r i_{dr}^e + R_r i_{qr}^e \quad (3-8)$$

再將(3-7)式和(3-8)式表示達成下列矩陣方式:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

由(3-9)式，吾人可解得轉子電流向量如下:

$$\begin{bmatrix} i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} = \frac{1}{R_r^2 + L_r^2 \omega_s^2} \begin{bmatrix} -L_m L_r \omega_s^2 & L_m R_r \omega_s \\ -L_m R_r \omega_s & -L_m L_r \omega_s^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

同樣亦可將(3-3)式和(3-4)式表達成如下矩陣方式:

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_s \\ \omega_e L_s & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

然後再將(3-10)式帶入(3-11)式可得:

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{L_m^2 R_r \omega_s \omega_e}{R_r^2 + L_r^2 \omega_s^2} & -\omega_e L_s + \frac{L_m^2 L_r \omega_s^2 \omega_e}{R_r^2 + L_r^2 \omega_s^2} \\ \omega_e L_s - \frac{L_m^2 L_r \omega_s^2 \omega_e}{R_r^2 + L_r^2 \omega_s^2} & R_s + \frac{L_m^2 R_r \omega_s \omega_e}{R_r^2 + L_r^2 \omega_s^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

為了方面起見，本論文定義下面向量與等效電阻及電抗:

$$V_s \triangleq \begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix} \quad : \text{定子電壓向量} \quad (3-13)$$

$$I_s \triangleq \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} \quad : \text{定子電流向量} \quad (3-14)$$

$$z_1(\omega_s, \omega_r) \triangleq R_s + \frac{L_m^2 R_r \omega_s \omega_e}{R_r^2 + L_r^2 \omega_s^2} \quad : \text{等效電阻} \quad (3-15)$$

$$z_2(\omega_s, \omega_r) \triangleq \omega_e L_s - \frac{L_m^2 L_r \omega_s^2 \omega_e}{R_r^2 + L_r^2 \omega_s^2} \quad : \text{等效電抗} \quad (3-16)$$

$$Z_s = \begin{bmatrix} z_1(\omega_s, \omega_r) & -z_2(\omega_s, \omega_r) \\ z_2(\omega_s, \omega_r) & z_1(\omega_s, \omega_r) \end{bmatrix} \quad : \text{等效阻抗矩陣} \quad (3-17)$$

因此(3-12)式可表示成下列矩陣方程式：

$$V_s = Z_s I_s \quad (3-18)$$

另外根據本論文所使用的空間向量法，則(3-12)式亦可表示為：

$$\vec{v}_s^e = z_s \times \vec{i}_s^e \quad (3-19)$$

其中

$$\vec{v}_s^e = v_{ds}^e + jv_{qs}^e \quad (3-20)$$

$$\vec{i}_s^e = i_{ds}^e + ji_{qs}^e \quad (3-21)$$

$$z_s \equiv z_1(\omega_s, \omega_r) + jz_2(\omega_s, \omega_r) \quad (3-22)$$

事實上 z_s 可視為感應馬達之等效同步阻抗，為了方便起見，吾人可將

(3-19)式畫成圖(3-5)之電路模型。

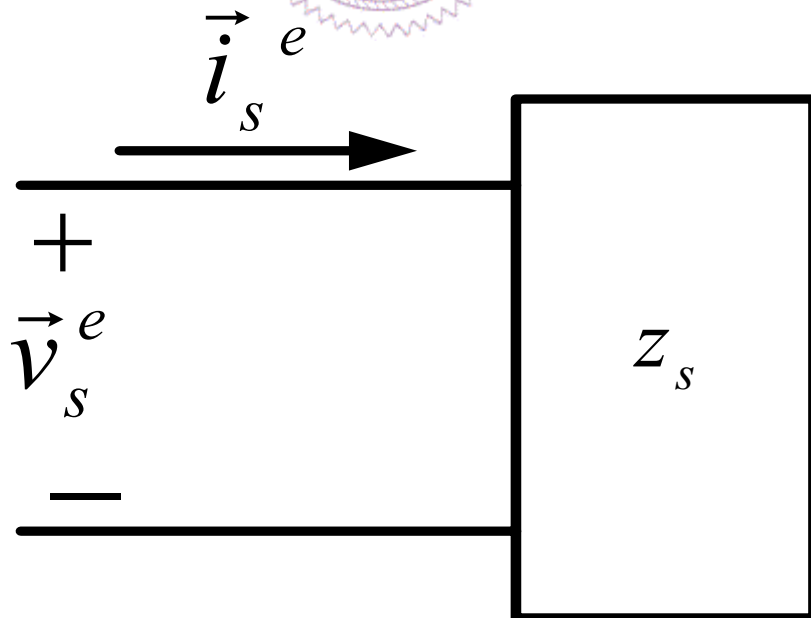


圖 3-5 感應馬達之穩態等效模型

從上面感應馬達之穩態等效模型中吾人可知其輸入的複數功率為：

$$\begin{aligned}
 \vec{s} &= \frac{3}{2} \vec{v}_s^e (\vec{i}_s^e)^* \\
 &= \frac{3}{2} (v_{ds}^e + jv_{qs}^e)(i_{ds}^e - ji_{qs}^e) \\
 &= \frac{3}{2} (v_{ds}^e i_{ds}^e + v_{qs}^e i_{qs}^e) + j \frac{3}{2} (v_{qs}^e i_{ds}^e - v_{ds}^e i_{qs}^e) \\
 &\triangleq P + jQ
 \end{aligned} \tag{3-23}$$

由上面式子吾人可分別獲得如下之實功率 P 與虛功率 Q：

$$P = \frac{3}{2} (v_{ds}^e i_{ds}^e + v_{qs}^e i_{qs}^e) \tag{3-24}$$

$$Q = \frac{3}{2} (v_{qs}^e i_{ds}^e - v_{ds}^e i_{qs}^e) \tag{3-25}$$

另外吾可由另一觀點看待 (3-19) 式：

$$\begin{aligned}
 \vec{s} &= \frac{3}{2} \vec{v}_s^e (\vec{i}_s^e)^* \\
 &= \frac{3}{2} z_s \vec{i}_s^e (\vec{i}_s^e)^* \\
 &= \frac{3}{2} z_s |\vec{i}_s^e|^2 \\
 &= \frac{3}{2} z_s [(i_{ds}^e)^2 + (i_{qs}^e)^2] \\
 &= \frac{3}{2} (z_1 + jz_2) [(i_{ds}^e)^2 + (i_{qs}^e)^2] \\
 &\triangleq P + jQ
 \end{aligned} \tag{3-26}$$

由上面式子可得知馬達輸入實功率和虛功率也可表達成：

$$P = \frac{3}{2} z_1 \times [(i_{ds}^e)^2 + (i_{qs}^e)^2] = \frac{3}{2} z_1 \times |\vec{i}_s^e|^2 \tag{3-27}$$

$$Q = \frac{3}{2} z_2 \times [(i_{ds}^e)^2 + (i_{qs}^e)^2] = \frac{3}{2} z_2 \times |\vec{i}_s^e|^2 \quad (3-28)$$

另外由下式：

$$P + jQ = \frac{3}{2} \{ (v_{ds}^s + jv_{qs}^s) \times (i_{ds}^s - ji_{qs}^s) \} \quad (3-29)$$

吾人可以求得如下之實功率與虛功率公式：

$$P = \frac{3}{2} (v_{ds}^s i_{ds}^s + v_{qs}^s i_{qs}^s) \quad (3-30)$$

$$Q = \frac{3}{2} (v_{qs}^s i_{ds}^s - v_{ds}^s i_{qs}^s) \quad (3-31)$$

由實功和虛功不變定理可知

$$P = \frac{3}{2} (v_{ds}^e i_{ds}^e + v_{qs}^e i_{qs}^e) = \frac{3}{2} (v_{ds}^s i_{ds}^s + v_{qs}^s i_{qs}^s) \quad (3-32)$$

$$Q = \frac{3}{2} (v_{qs}^e i_{ds}^e - v_{ds}^e i_{qs}^e) = \frac{3}{2} (v_{qs}^s i_{ds}^s - v_{ds}^s i_{qs}^s) \quad (3-33)$$

另外由於

$$|\vec{v}_s^e| = |\vec{v}_s^s| \quad (3-34)$$

由(3-34)式、(3-33)式、(3-32)式、(3-28)式、(3-27)式、(3-15)式、(3-16)式可得如下面四式：

$$z_1 = \frac{v_{ds}^s i_{ds}^s + v_{qs}^s i_{qs}^s}{(i_{ds}^s)^2 + (i_{qs}^s)^2} \quad (3-35)$$

$$z_2 = \frac{v_{qs}^s i_{ds}^s - v_{ds}^s i_{qs}^s}{(i_{ds}^s)^2 + (i_{qs}^s)^2} \quad (3-36)$$

$$z_1(\omega_s, \omega_r) \triangleq R_s + \frac{L_m^2 R_r \omega_s \omega_e}{R_r^2 + L_r^2 \omega_s^2} \quad (3-37)$$

$$z_2(\omega_s, \omega_r) \triangleq \omega_e L_s - \frac{L_m^2 L_r \omega_s^2 \omega_e}{R_r^2 + L_r^2 \omega_s^2} \quad (3-38)$$

可以看出(3-37)式及(3-38)式左邊為可測量之值，而右邊之 ω_s 是前饋控制而得到故為可抓取的訊號，而除了 ω_e 為不可獲得之值外其他的為可得到之值，且(3-37)式及(3-38)式任何一式均可得到 ω_e 而由於 $\omega_e = \omega_r + \omega_s$ 、所以可以估測轉速值 ω_r 。但是可以發現它們總共有五個參數，而這些參數是會跟隨著外在環境而改變的，所幸它們的改變並不會很快。我們設法將其參數減少，以增加可靠度。

可將(3-37)式改寫為：

$$\begin{aligned} z_1(\omega_s, \omega_r) &= R_s + \frac{(L_m^2 R_r \omega_s \omega_e) \frac{L_r}{R_r^2}}{(R_r^2 + L_r^2 \omega_s^2) \frac{L_r}{R_r^2}} \\ &= R_s + \frac{L_m^2 \tau_r \omega_s \omega_e}{L_r [1 + (\tau_r \omega_s)^2]} \end{aligned} \quad (3-39)$$

重寫上式可得：

$$z_1 - R_s = \frac{L_m^2 \tau_r \omega_s \omega_e}{L_r [1 + (\tau_r \omega_s)^2]} \quad (3-40)$$

同理可將(3-38)式改寫為：

$$\begin{aligned} z_2(\omega_s, \omega_r) &= \omega_e L_s - \frac{(L_m^2 L_r \omega_s^2 \omega_e) \frac{L_r}{R_r^2}}{(R_r^2 + L_r^2 \omega_s^2) \frac{L_r}{R_r^2}} \\ &= \omega_e L_s - \frac{L_m^2 \tau_r^2 \omega_s^2 \omega_e}{L_r [1 + (\tau_r \omega_s)^2]} \end{aligned} \quad (3-41)$$

重寫上式可得：

$$-z_2 + \omega_e L_s = \frac{L_m^2 \tau_r^2 \omega_s^2 \omega_e}{L_r [1 + (\tau_r \omega_s)^2]} \quad (3-42)$$

然後將(3-40)式和(3-42)式相除可得：

$$\frac{z_1 - R_s}{-z_2 + \omega_e L_s} = \frac{\frac{L_m^2 \tau_r \omega_s \omega_e}{L_r [1 + (\tau_r \omega_s)^2]}}{\frac{L_m^2 \tau_r^2 \omega_s^2 \omega_e}{L_r [1 + (\tau_r \omega_s)^2]}} = \frac{1}{\tau_r \omega_s} \quad (3-43)$$

亦即：

$$\frac{z_1 - R_s}{-z_2 + \omega_e L_s} = \frac{1}{\tau_r \omega_s} \quad (3-44)$$

由式(3.44)可以得到下列僅含三個參數之方程式：

$$z_2 = \omega_e L_s + (R_s - z_1) \tau_r \omega_s \quad (3-45)$$

觀查(3-36)式吾人發現其中不包含 ω_r ，而(3-45)式之 z_2 包含了 ω_r ，依前節所述參考模型調適系統 MRAS 為基礎之速度估測法，具有結構簡單、且實現容易的優點，是目前被廣泛探討及運用的技術，故本論文就採用此法，我們把不包含 ω_r 資訊的(3-31)式稱作參考模型，而把包含了 ω_r 資訊的(3-28)及(3-45)式稱作可調模型，如圖(3-6)所示。

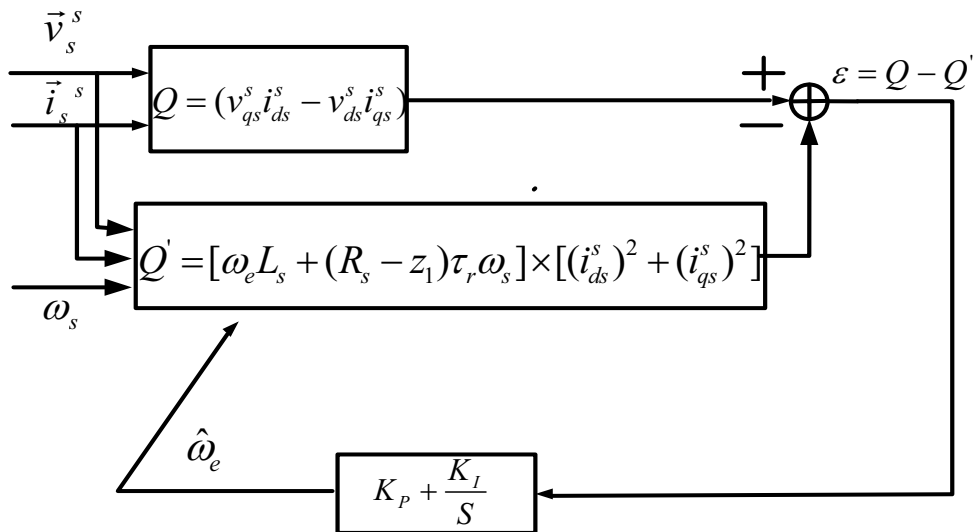


圖 3-6 MRAS 轉子轉速估測器

3.4.2 變頻器調變方式

由前述控制理論可知，感應馬達之驅動需要一台可變頻及變壓之反流器，即簡稱之變頻器，其基本功率電路如圖(3-8)所示，為一全橋式之三相反流器架構，包含了三個臂每一個臂對應到一相，而每一相輸出之電壓相差 120 度，在圖中可看出有六個開關而變頻及變壓乃是利用開關之 PWM 切換控制達成，有許多類型的技術可以使輸出電壓接近正弦波，而其中正弦 PWM 非常普遍被採用，主要是其分析及實現簡易，且有良好之輸出特性，所以本論文亦採用正弦 PWM 策略，一般原則為希望輸出三相線電壓：(1)呈三相平衡純弦波，(2)基本波電壓越大越好，(3)可以變頻及變壓，(4)諧波電壓頻率愈高愈好因為愈高頻之諧波愈易濾除。

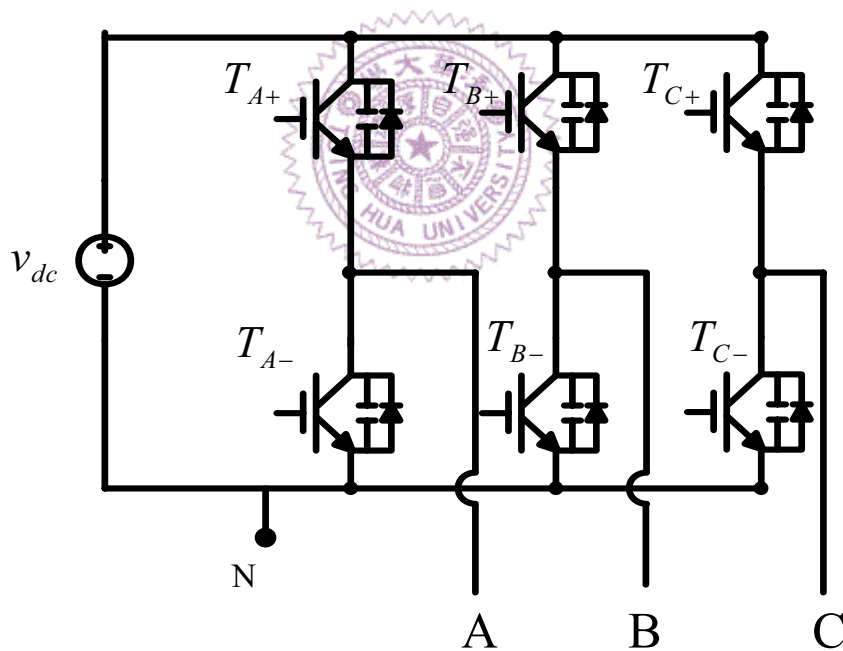


圖 3-8 三相變頻器之電路架構

正弦 PWM 切換技術如圖(3-9)所示，由三個正弦波形控制信號(頻率及振幅相同而相位各相差 120 度) $v_{controlA}$ ， $v_{controlB}$ ， $v_{controlC}$ 與一三角波 v_{tri} 作比較圖(3-10a)。三角波(載波)之振幅為 \hat{v}_{tri} ，頻率為 f_s ， f_s 決定變頻器開關之切換頻率，正弦波控制信號 $v_{control}$ (調制信號)之頻率 f_1 是為變頻器之

輸出電壓之基頻部份，而其振幅則決定變頻器輸出電壓之大小。定義振幅調制指數 m_a 、 m_b 、 m_c 為：

$$m_a = \frac{\hat{v}_{controlA}}{\hat{v}_{tri}}, m_b = \frac{\hat{v}_{controlB}}{\hat{v}_{tri}}, m_c = \frac{\hat{v}_{controlC}}{\hat{v}_{tri}} \quad (3-46)$$

其中 $\hat{v}_{control}$ 為 $v_{control}$ 之振幅，而頻率調制指數 m_f 則定義為：

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (3-47)$$

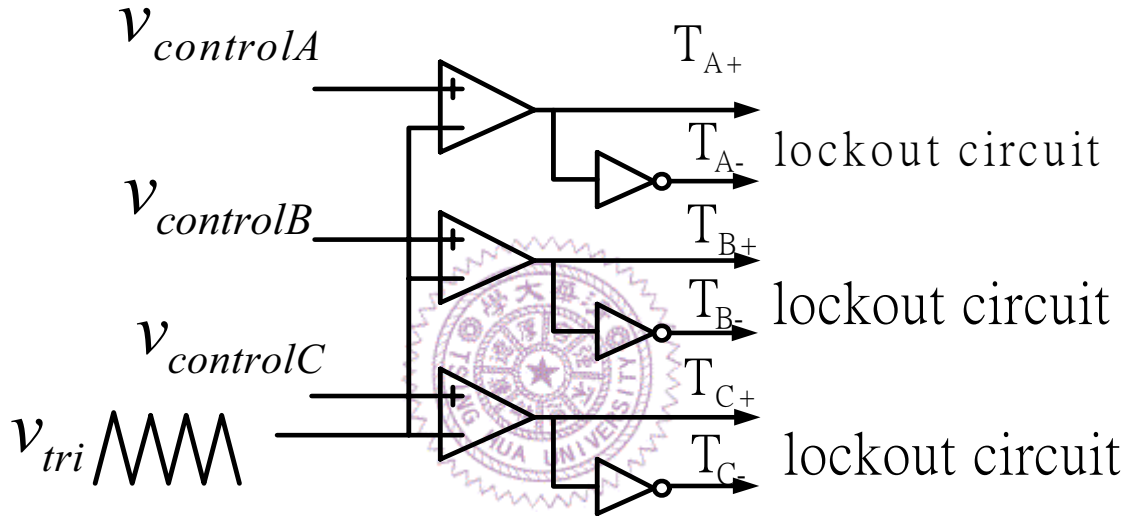


圖 3-9 正弦 PWM 切換控制架構

另外定義開關切換狀態及輸出電壓狀態：

$$v_{controlA} > v_{tri}, T_{A+} \text{ on}, V_{AN} = v_{dc}$$

$$v_{controlA} < v_{tri}, T_{A-} \text{ on}, V_{AN} = 0$$

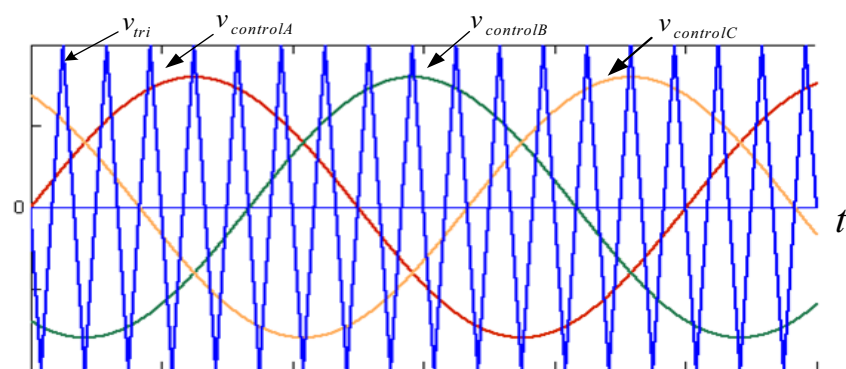
$$v_{controlB} > v_{tri}, T_{B+} \text{ on}, V_{BN} = v_{dc}$$

$$v_{controlB} < v_{tri}, T_{B-} \text{ on}, V_{BN} = 0$$

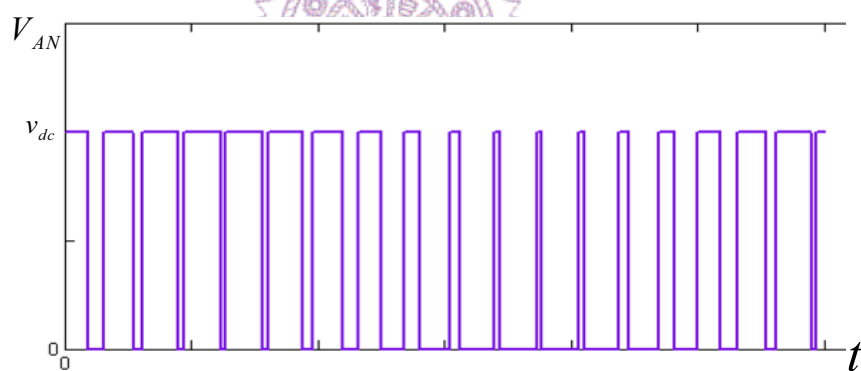
$$v_{controlC} > v_{tri}, T_{C+} \text{ on}, V_{CN} = v_{dc}$$

$$v_{controlC} < v_{tri}, T_{C-} \text{ on}, V_{CN} = 0$$

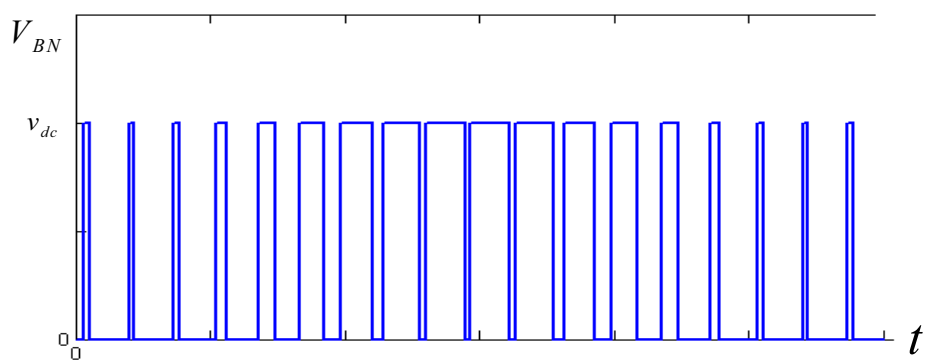
由於同臂的二開關之導通為互補，因此輸出電壓 V_{AN} ， V_{BN} ， V_{CN} 只在 v_{dc} 與0二值間作變動，圖(3-10b)所示為 $m_f = 15$ ， $m_a = 0.8$ 時 V_{AN} ，圖(3-10c)所示為 $m_f = 15$ ， $m_b = 0.8$ 時 V_{BN} ，而圖(3-10d)為送給馬達之線電壓 $V_{AB}(V_{AN} - V_{BN})$ 及其基本波之波形而其頻譜圖則為圖(3-11)。



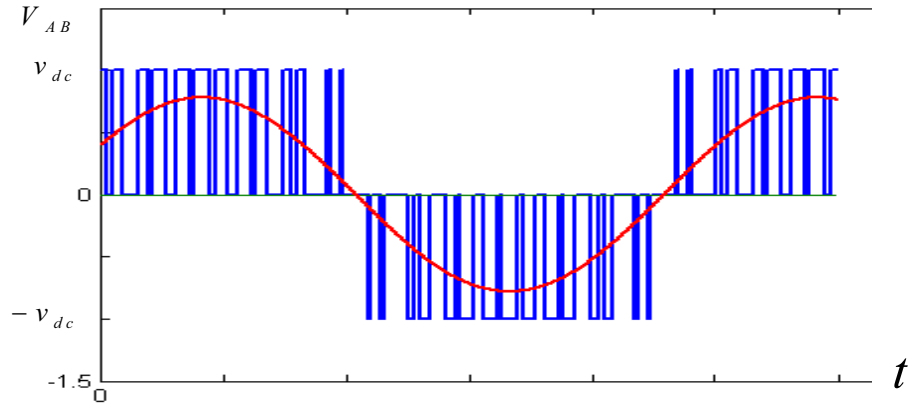
(a)



(b)



(c)



(d)

圖 3-10 三相 PWM 相電壓及線電壓波形

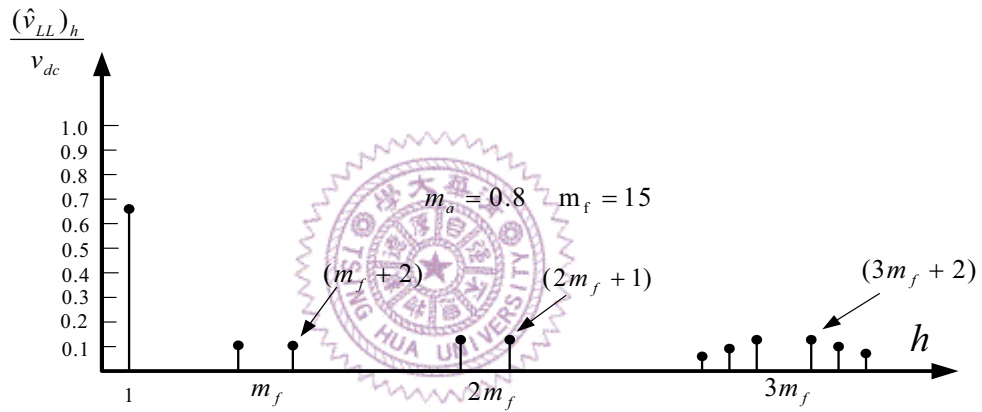


圖 3-11 線電壓之頻譜特性

其中振幅調制指數 m_a 大於 1 稱之為過調制，其輸出電壓基本波之振幅將不會與 m_a 成正比，固本論文將在線性調制區 ($m_a \leq 1$) 中操作，其輸出電壓之基本波大小和 m_a (振幅調制信號) 成線性正比例，而線對線電壓之基本波均方根值為 $v_{LL} = 0.612m_a v_{dc}$ ，另外如考慮開關非理想，即其導通與截止過程均需要時間，因此同一臂的兩開關切換時間必須錯開一小段時間，稱為空白時間，以避免兩開關同時導通而發生短路，而空白時間將引起電流在零交越點時輸出電壓之失真，由以上所討論可知道要驅動感應馬達需要一台設計較良好的可變頻及變壓之反流器及能力夠大的直流電源供應器，其每一部份都是值得研究的課題。

3.5 感應馬達參數估測和線上校正

由於感應馬達的控制器使用到許多的參數，在馬達運轉時容易受到溫度、雜訊、磁飽合及其它外在環境變動而產生漂移的現象，而使得所提出的新型轉子磁場導向控制的瞬時轉矩響應性能受到不良的影響。連帶地轉速估測法，亦會因此而產生誤差。因此為了增加系統的強健性，在本節提出了一感應馬達新型參數估測方法，以有效消除感應馬達因外在環境變化而造成參數漂移及降低驅動器之效能。

由(3-12)、(3-15)及(3-16)可得

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1(\omega_s, \omega_r) & -z_2(\omega_s, \omega_r) \\ z_2(\omega_s, \omega_r) & z_1(\omega_s, \omega_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (3-48)$$

假設 $i_{ds} \neq 0$ ，則吾人可由(3-48)式得到下列二關係式：

$$\frac{v_{ds}}{i_{ds}} = z_1 \frac{i_{ds}}{i_{ds}} - z_2 \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (3-49)$$

$$\frac{v_{qs}}{i_{ds}} = z_2 \frac{i_{ds}}{i_{ds}} + z_1 \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (3-50)$$

將 $\omega_s = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}}$ 代入上二式可簡化成下列方程式：

$$\begin{bmatrix} 1 & -\omega_s \tau_r \\ \omega_s \tau_r & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_{ds}}{i_{ds}} \\ \frac{v_{qs}}{i_{ds}} \end{bmatrix} \quad (3-51)$$

再由(3-51)式，吾人可求出 Z_1 及 Z_2 解如下：

$$Z_1 = \frac{1}{1 + (\omega_s \tau_r)^2} \left(\frac{v_{ds}}{i_{ds}} + \frac{v_{qs} \omega_s \tau_r}{i_{ds}} \right) \quad (3-52)$$

$$Z_2 = \frac{1}{1 + (\omega_s \tau_r)^2} \left(-\omega_s \tau_r \frac{v_{ds}}{i_{ds}} + \frac{v_{qs}}{i_{ds}} \right) \quad (3-53)$$

由(3-52)及(3-53)可直接求得下列關係式：

$$Z_1 v_{ds} + Z_2 v_{qs} = \frac{1}{1 + (\omega_s \tau_r)^2} \left(\frac{v_{ds}^2}{i_{ds}} + \frac{v_{qs}^2}{i_{ds}} \right) \quad (3-54)$$

重新整理上式可得：

$$(\omega_s \tau_r)^2 = \frac{|\vec{v}_s|^2}{(Z_1 v_{ds} + Z_2 v_{qs}) i_{ds}} - 1 \quad (3-55)$$

因此由上式吾人可以求得 $\omega_s \tau_r$ 值，然後再由已知之 ω_s (為前饋控制所決定，是為可獲得之訊號)即可求得 τ_r 值。由於 R_r 會受到溫度及頻率變化的影響，而 L_r 亦會受到磁飽合與頻率的影響，固 τ_r 之變化是可以預期的。 L_s 參數和 L_r 參數會受到磁飽合與頻率的變化的影響之主要部分為 L_m ，故可知道 L_s 和 L_r 變化的比率基本上是相似的。另外感應馬達之轉子電阻 R_r 和定子電阻 R_s 亦大致具有相同之溫度靈敏度，且因為多數的馬達是用在密閉的空間中，故 R_s 和 R_r 變化的比率也是相似的。因此由

定子時間常數(Stator Time Constant) $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$ 之定義可知轉子時間常數

τ_r (Totor Time Constant)和定子時間常數 τ_s 亦應有著相同的變化比率。

定義：

$$\hat{\tau}_r = k\tau_r \text{ 及 } \hat{\tau}_s = k\tau_s \quad (3-56)$$

其中

$\hat{\tau}_r$ 為參數漂移後的轉子時間常數

$\hat{\tau}_s$ 為參數漂移後的定子時間常數

τ_r 為參數未漂移的轉子時間常數

τ_s 為參數未漂移的定子時間常數

k 為參數漂移比率

因此由上述定義可得：

$$\hat{\tau}_s = k\tau_s = \frac{\tau_r}{\tau_r} \hat{\tau}_r \quad (3-57)$$

因 τ_r 、 τ_s 為參數未漂移時的轉子、定子時間常數，其值均為已知，而 $\hat{\tau}_r$ 為參數漂移後的轉子時間常數，是個未知的值，但是由前面(3-55)式可知如何求得 $\hat{\tau}_r$ ，因此由(3-57)式吾人可求得之 $\hat{\tau}_s$ 值。

基於上面的觀念，現在吾人重新將(3-45)式表示成下列形式：

$$(z_1 - R_s)\tau_r\omega_s = -z_2 + \omega_e L_s \quad (3-58)$$

為了利用到 τ_s 須要將(3-58)式轉成(3-59)式：

$$(z_1 - R_s)\tau_r\omega_s = -z_2 + \omega_e L_s \frac{R_s}{R_s} = -z_2 + \omega_e R_s \tau_s \quad (3-59)$$

將上式作整理可得下列結果。

$$\hat{R}_s = \frac{z_1 \hat{\tau}_r \omega_s + z_2}{\omega_e \hat{\tau}_s + \omega_s \hat{\tau}_r} \quad (3-60)$$

從上式求得 \hat{R}_s 後，又因 $\hat{\tau}_s = \frac{\hat{L}_s}{\hat{R}_s}$ ，故可求得 \hat{L}_s ，到此吾人已可解決

圖(3-6)控制方塊圖因參數漂移而造成之控制誤差，值得注意的是因參數的變化是緩慢的故在每一固定時間線上更新即可，不用隨時更新，且不可在暫態時作估測，而暫態時所用之參數就參考前一次穩態時所估測的參數即可。

3.6 模擬結果

本節將依據本章第四節，新型轉子磁場導向無轉速感測器感應馬達驅動器，及第五節感應馬達參數估測和線上校正，以 MathWorks 公司所出品之專業軟體 MATLAB 軟體模擬其特性，以驗證是否符合要求，並作為第四章實測波形之對照比較的基礎，且在模擬時均採用柔性啟動方式，而使用的馬達參數則和第二章第五節相同。

情況一：

假設在 $t = 0$ 先進行柔性起動，然後再於 $t = 0.5$ 時，以 900rpm 轉速命令及 1Nm 之固定負載，自靜止狀態起動，並採用第二章第四節所提之新型轉子磁場導向控制，而速度估測則採用第三章第三節之估測法則。

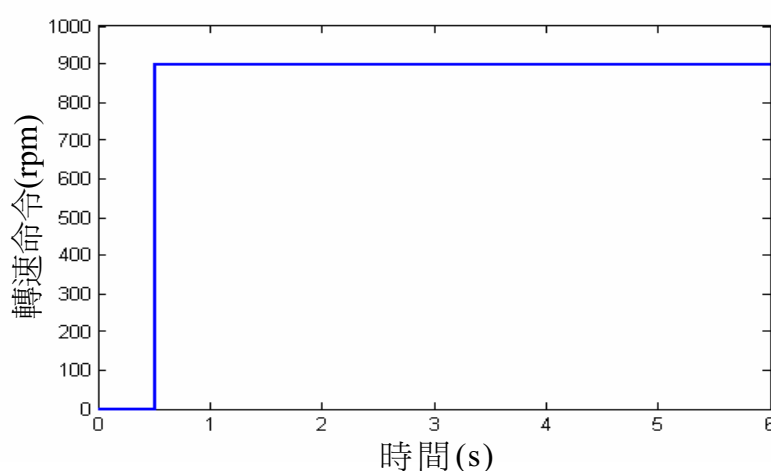


圖 3-12 (a)轉速命令圖

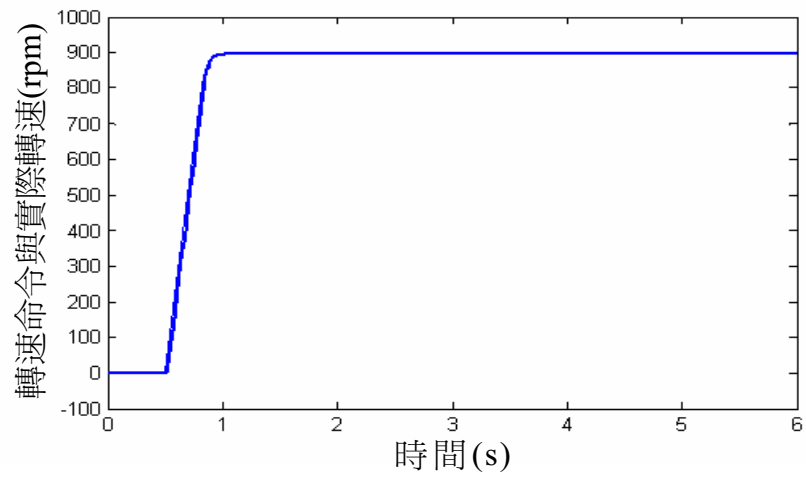


圖 3-12 (b)實際轉速和估測轉速

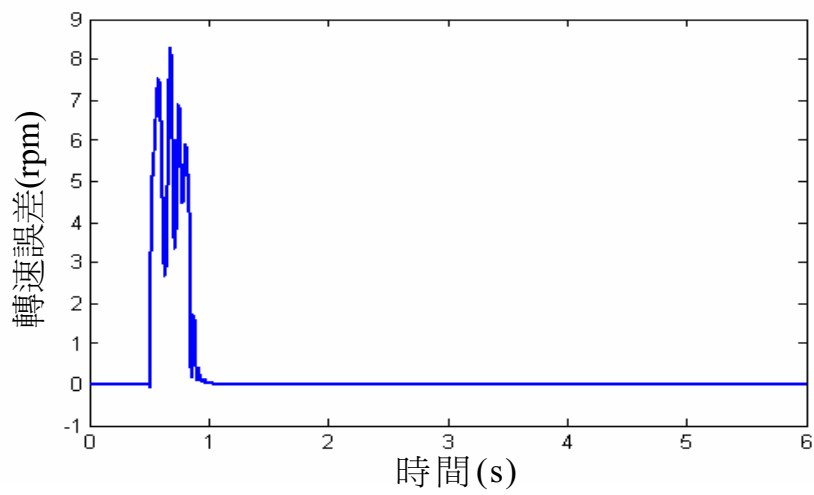


圖 3-12 (c)轉速誤差

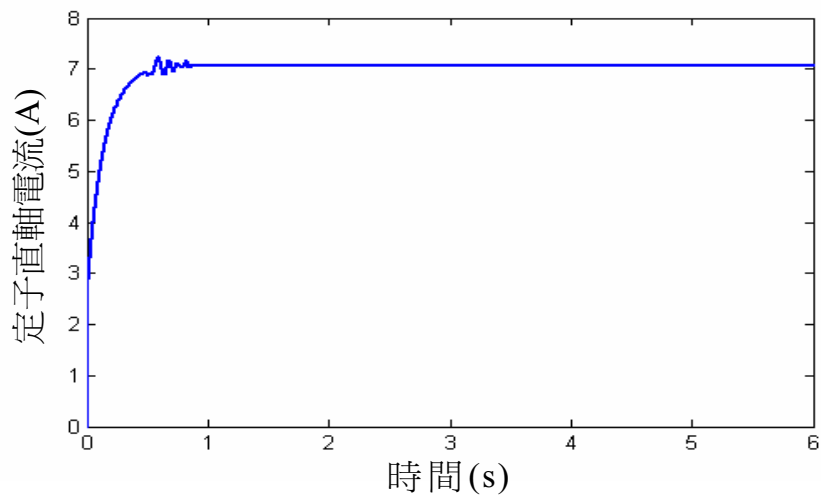


圖 3-12 (d)定子直軸電流

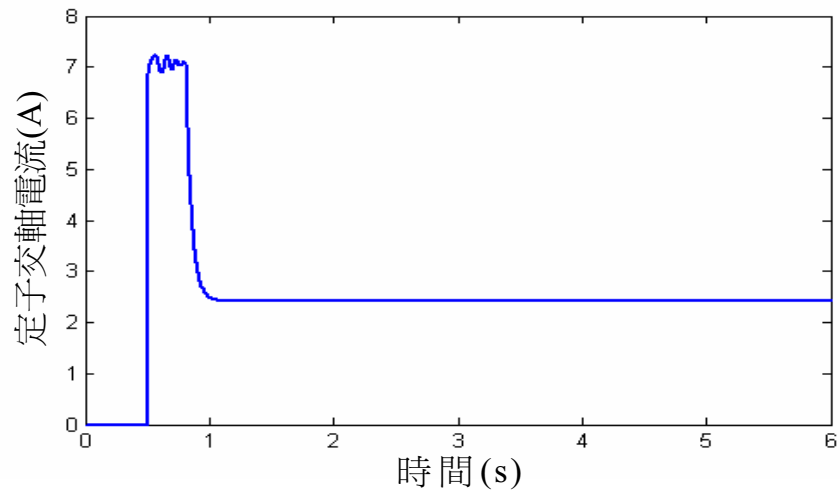


圖 3-12 (e) 定子交軸電流

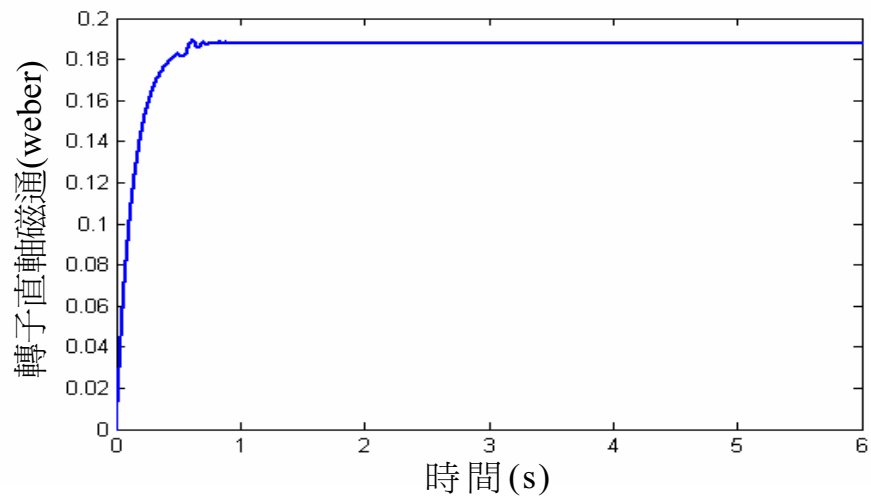


圖 3-12 (f) 轉子直軸磁通

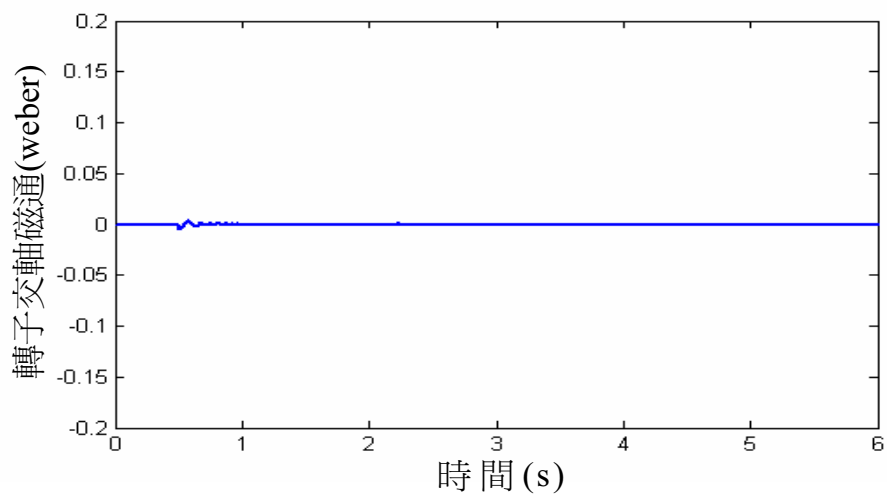


圖 3-12 (g) 轉子交軸磁通

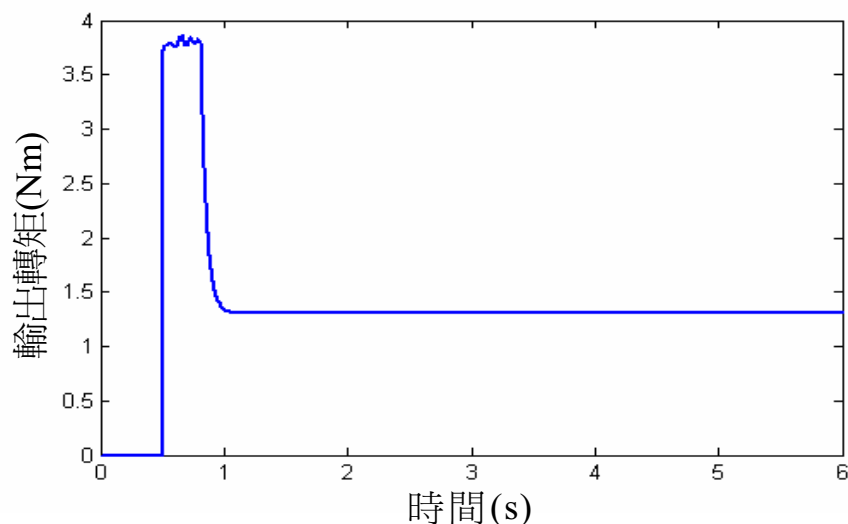


圖 3-12 (h)輸出轉矩

圖 3-12

- (a)轉速命令圖 (b)實際轉速和估測轉速響應圖 (c)轉速誤差響應圖
 (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)輸出轉矩響應圖

觀查上面模擬圖可知實際轉子轉速確實能達到 900rpm，而估測所得之轉速誤差亦相當微小，此外轉子交軸磁通(λ_{qr}^e)亦能保持在零，確實顯示出正確的轉子磁場導向效果也因此可以獲得瞬時轉矩響應之效果。另外值得一提的是由圖 3-12 在 0.5 秒之擾動變化此乃因為步階不連續變化引起之影響。

情況二:

同情況一，惟將固定負載改變成週期性負載模擬結果如圖 3-13 所示，由圖 3-13 可見雖然負載呈現週期性變化，但所獲得之速率響應，估測之速率響應、定子直軸及交軸電流響應、轉子直軸及交軸磁通鏈響應以及種種響應均能符合轉子磁場導向控制原理之預期效果。

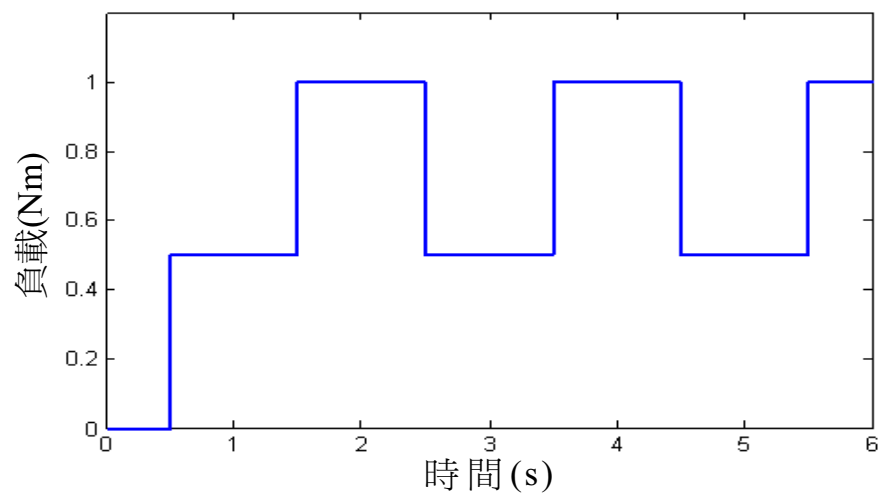


圖 3-13 (a) 負載曲線圖

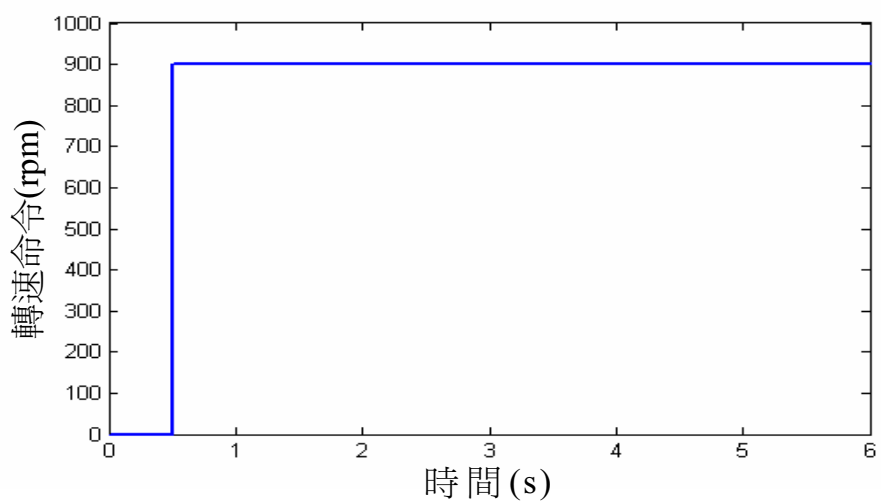


圖 3-13 (b) 轉速命令圖

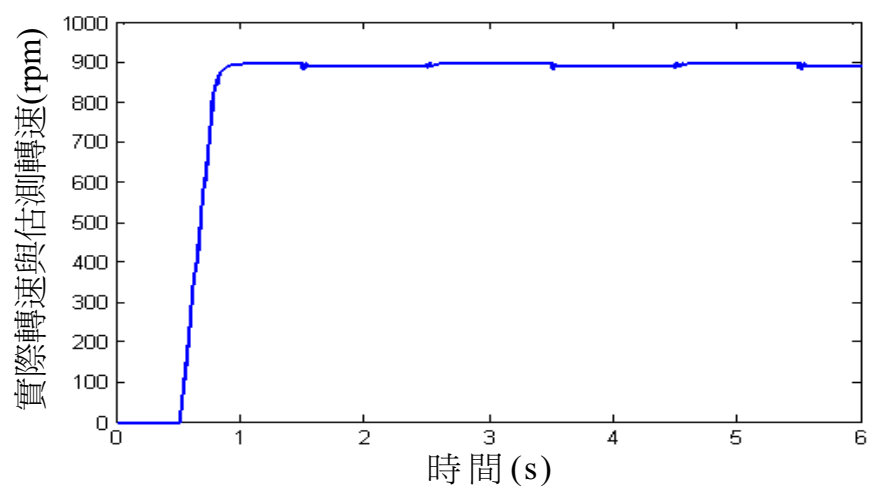


圖 3-13 (c) 實際轉速和估測轉速響應圖

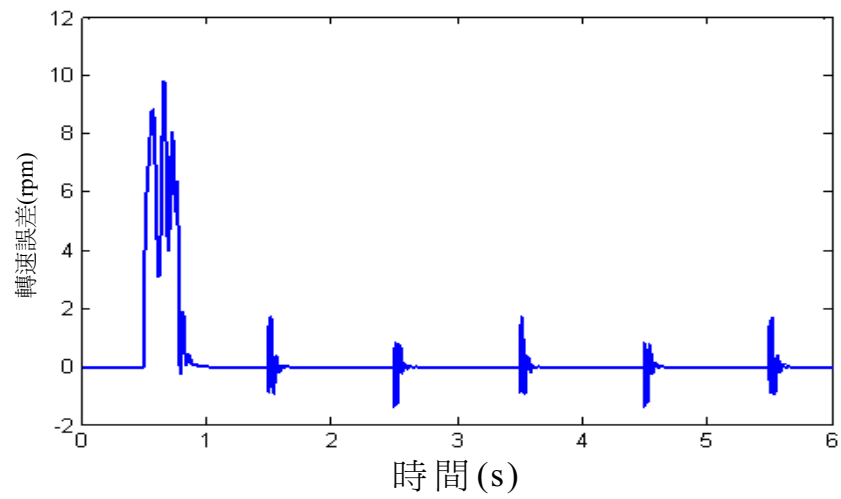


圖 3-13 (d)轉速誤差響應圖

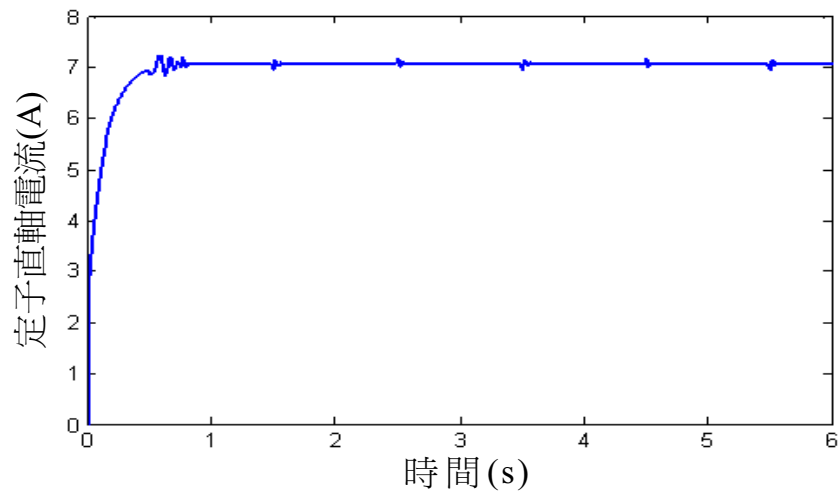


圖 3-13 (e)定子直軸電流響應圖

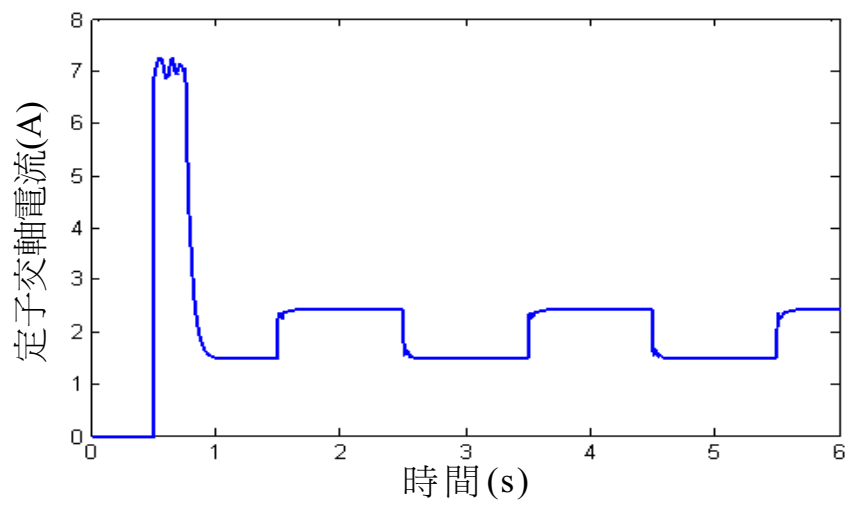


圖 3-13 (f)定子交軸電流響應圖

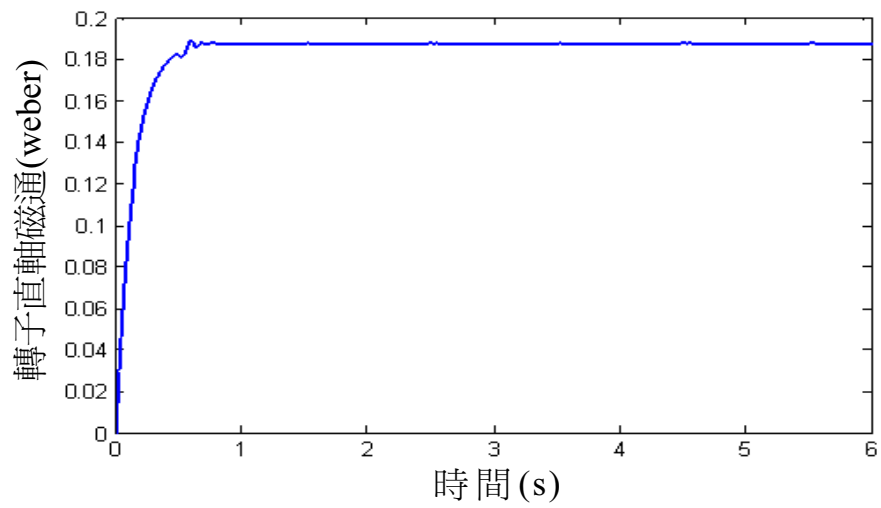


圖 3-13 (g)轉子直軸磁通響應圖

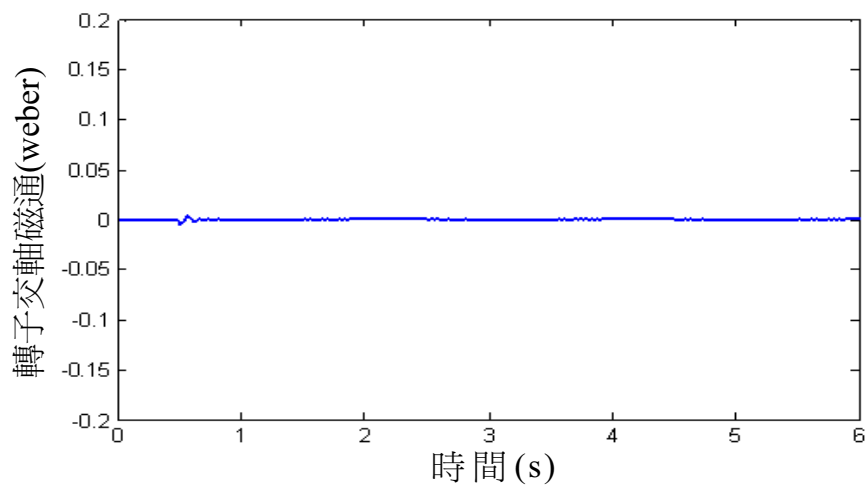


圖 3-13 (h)轉子交軸磁通響應圖

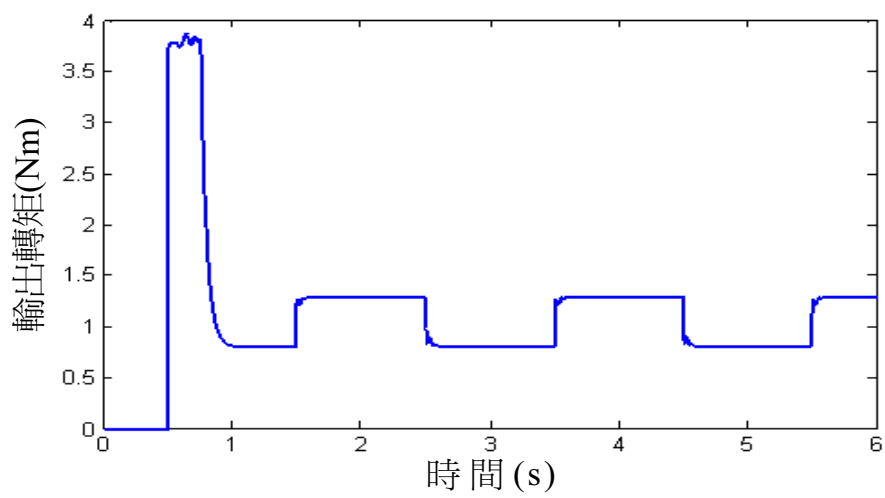


圖 3-13 (i)輸出轉矩響應圖

圖 3-13

(a)負載曲線圖 (b)轉速命令圖 (c)實際轉速和估測轉速響應圖 (d)轉速誤差響應圖 (e)定子直軸電流響應圖 (f)定子交軸電流響應圖 (g)轉子直軸磁通響應圖 (h)轉子交軸磁通響應圖 (i)輸出轉矩響應圖

情況三：

假設速度命令自 $t = 0.5$ 起以 2 秒週期在 900rpm 及 600rpm 兩速率間作步階變化，而負載為固定 1Nm，其餘條件則與前面模擬情況一相同，所模擬結果如圖 3-14 所示，其中包括(a)轉子速率命令 (b)實際及估測所得之速率響應圖 (c)轉速誤差響應圖 (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)輸出轉矩響應圖，由圖可見，只要有不連續的突變，則種種的響應圖均會產生一些擾動，就如同前述二種情況一樣。

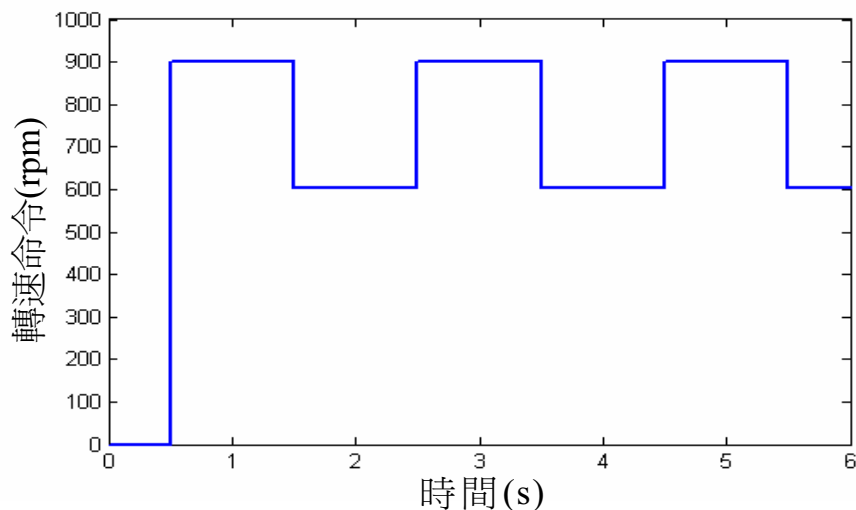


圖 3-14 (a)轉速命令圖

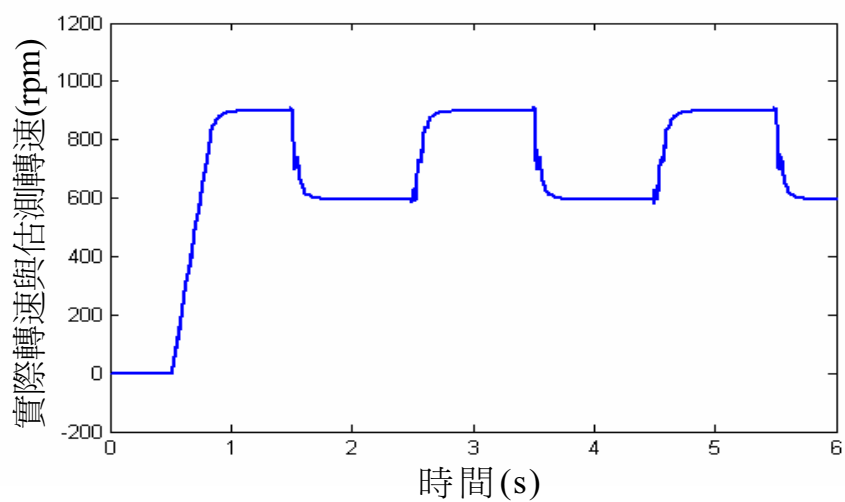


圖 3-14 (b)實際轉速和估測轉速響應圖

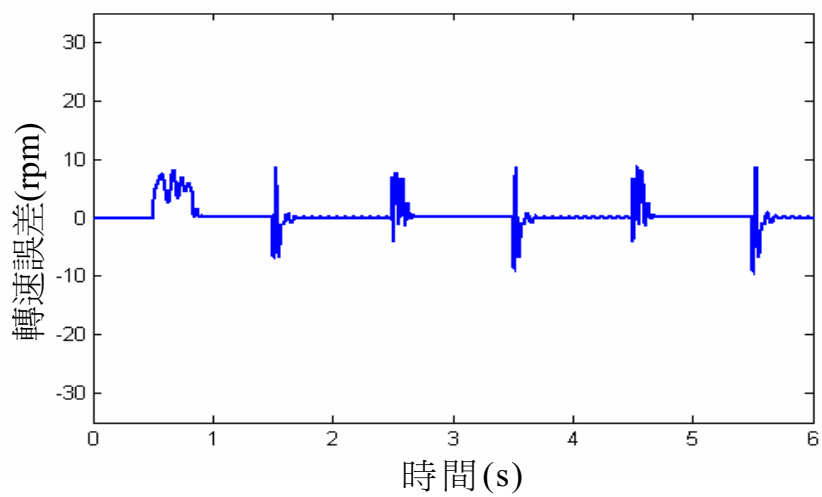


圖 3-14 (c)轉速誤差響應圖

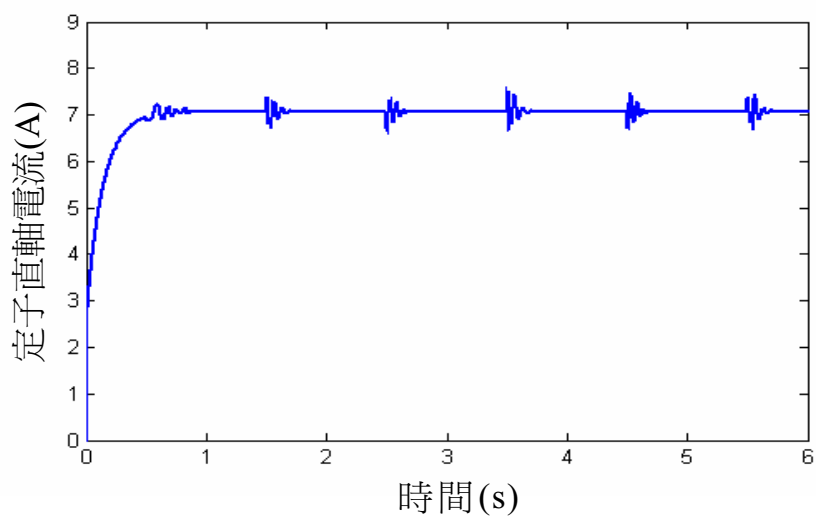


圖 3-14 (d)定子直軸電流響應圖

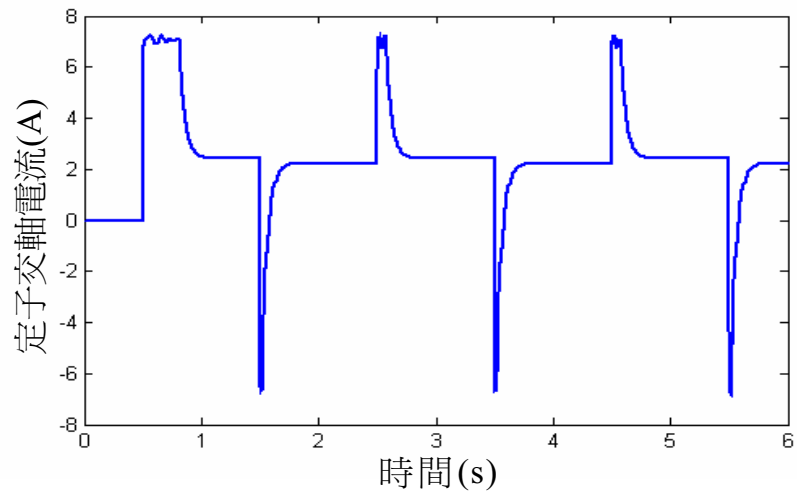


圖 3-14 (e) 定子交軸電流響應圖

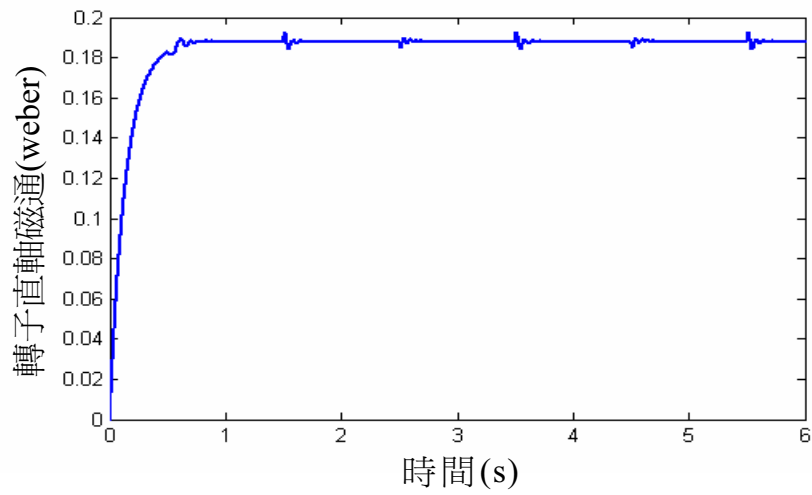


圖 3-14 (f) 轉子直軸磁通響應圖

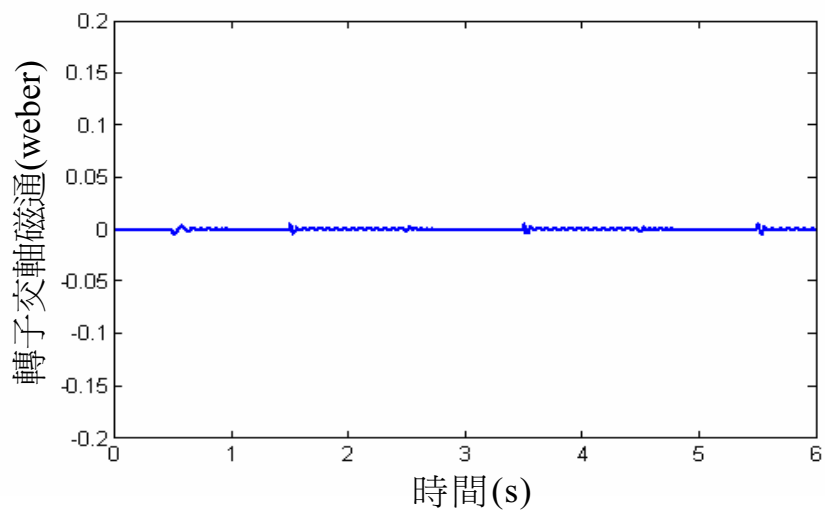


圖 3-14 (g) 轉子交軸磁通響應圖

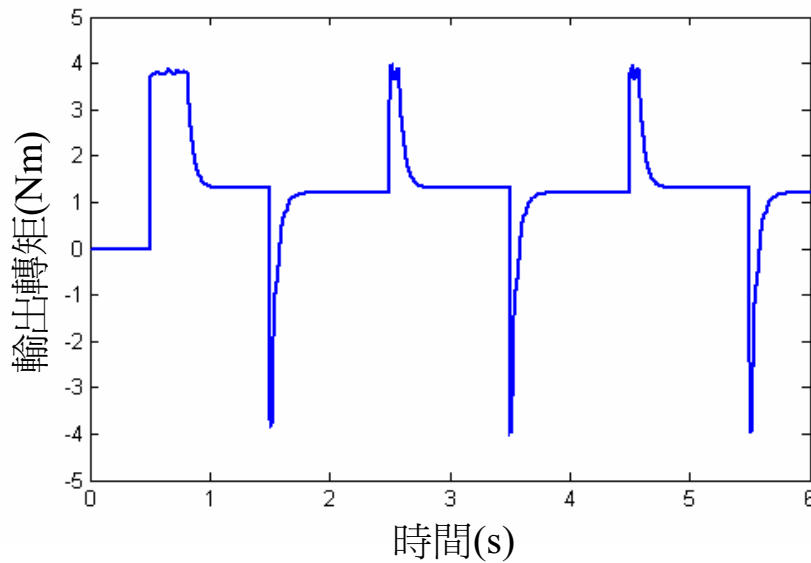


圖 3-14 (h)輸出轉矩響應圖

圖 3-14

(a)轉子速率命令 (b)實際及估測所得之速率響應圖 (c)轉速誤差響應圖
(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)輸出轉矩響應圖

情況四：馬達參數估測和線上校正校果之模擬

首先設控制器之參數為正確的 R_s 、 R_r 、 L_s 、 L_r 、 L_m ，而模擬時之馬達參數任意定為 $R_s^* = 2R_s$ 、 $R_r^* = 2R_r$ 、 $L_s^* = 1.5L_s$ 、 $L_r^* = 1.5L_r$ 、 $L_m^* = 1.5L_m$ ，以模擬參數值因操作環境不同或馬達因為長時間運轉而產生漂移之變化，首先在 $t = 0$ 時，開始柔性起動建立磁通鏈，直到 $t = 0.5$ 秒時開始以二秒週期性方波之轉速命令使馬達轉動於 300rpm 或 100rpm 因為在一開始運轉的時候，控制器內設定的參數與馬達內之參數是不一致，因此如圖 3-15f 所示，轉子磁場位置並未真正僅在轉子直軸上，而由圖 3-15g 亦可見並未達到最大加速轉矩。直到 $t = 3.25$ 秒開始進行參

數估測與校正。由圖 3-15e 及 f 可見校正後，磁通鏈確實僅為直軸分量而無交軸分量，同樣由圖 3-15b 及 g 亦可見在 4.5 秒已可獲得最大轉矩及瞬時轉矩響應之效果。

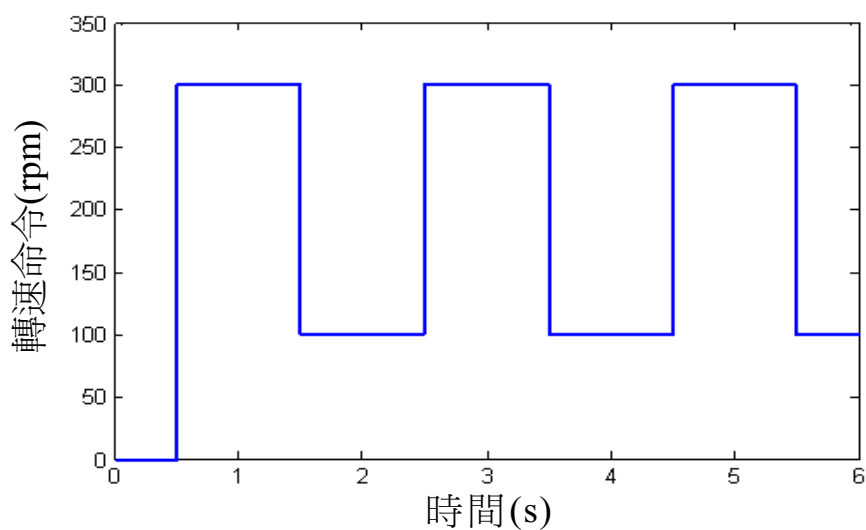


圖 3-15 (a) 轉速命令圖

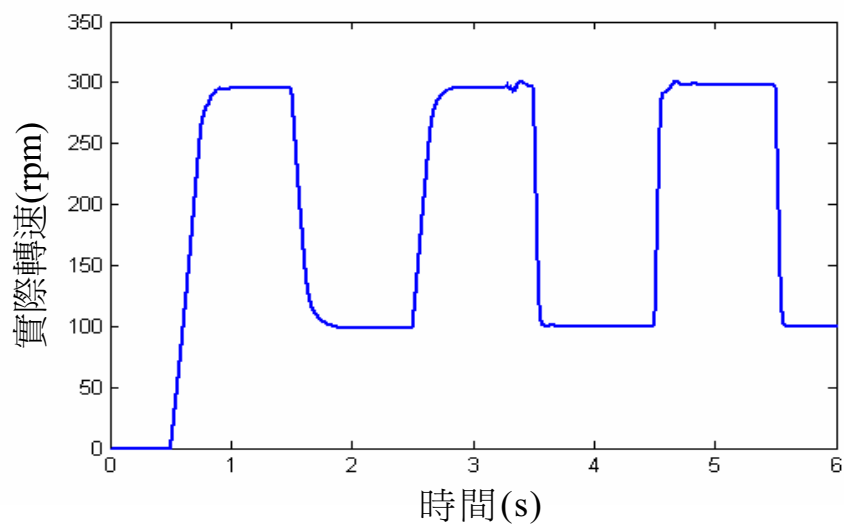


圖 3-15 (b) 實際轉速響應圖

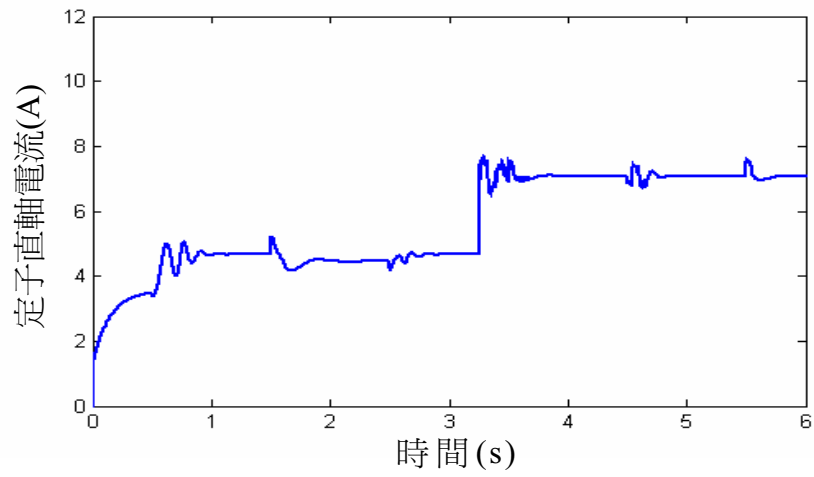


圖 3-15 (c) 定子直軸電流響應圖

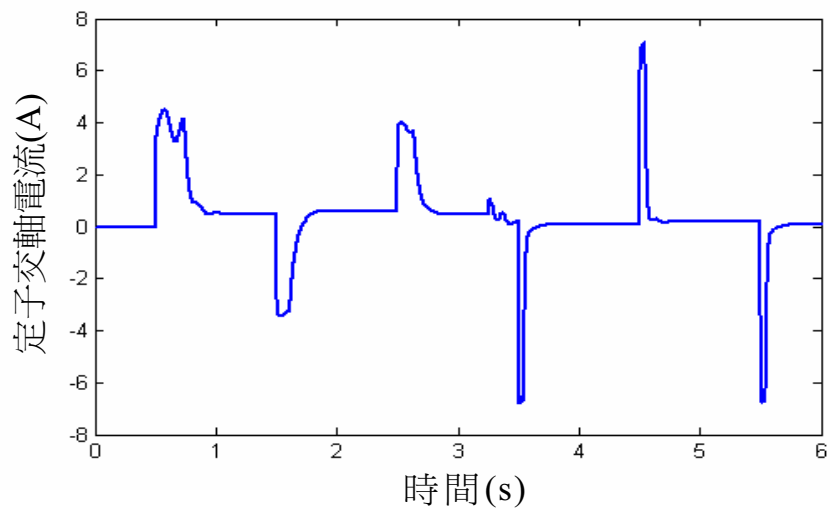


圖 3-15 (d) 定子交軸電流響應圖

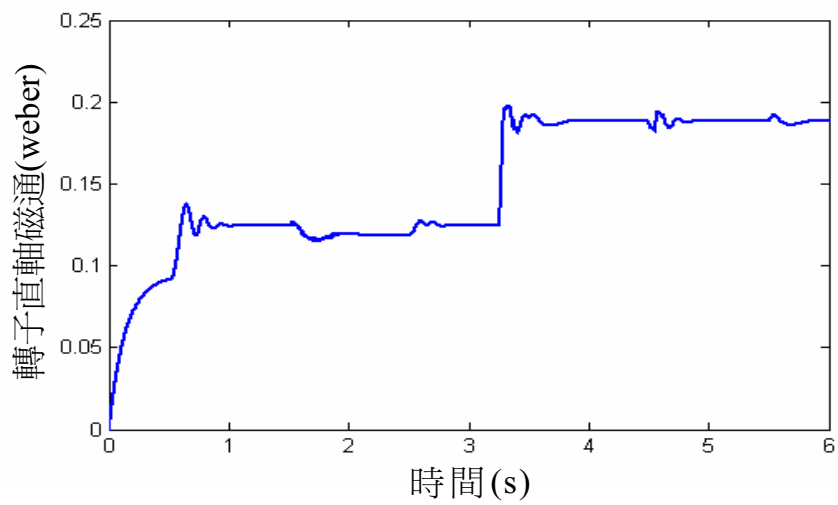


圖 3-15 (e) 轉子直軸磁通響應圖

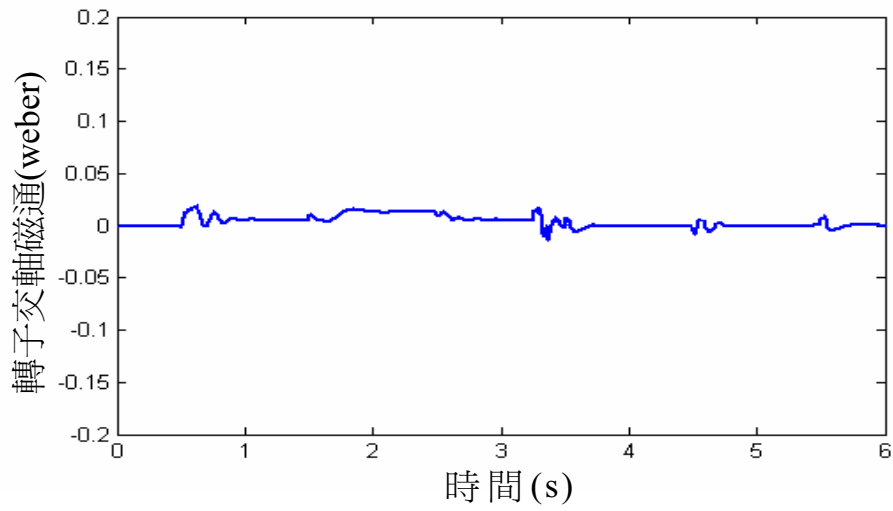


圖 3-15 (f)轉子交軸磁通響應圖

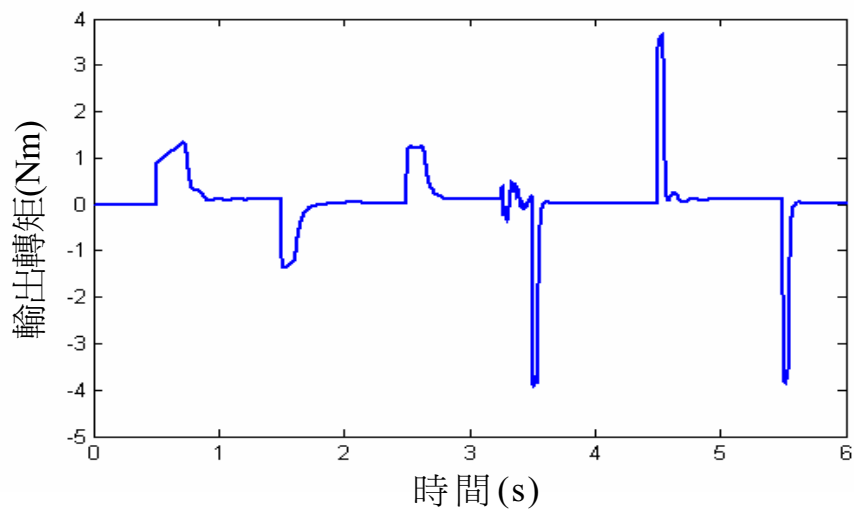


圖 3-15 (g)輸出轉矩響應圖

圖 3-15

(a)轉速命令圖 (b)實際轉速響應圖 (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)輸出
轉矩響應圖