

# 行政院國家科學委員會專題研究計畫成果報告

## CNC 系統的參數估測泛智慧型監控系統設計(子計劃三) Parameter estimation and intelligent diagnostic system design for CNC systems

計畫編號：NSC 88-2212-E-009-028

執行期限：87 年 8 月 1 日至 88 年 7 月 31 日

主持人：徐保羅 國立交通大學 電機與控制工程研究所

### 一、中文摘要

本文將 CPLD 與 DSP 硬體結合起來使用，並且成功地以此實現了簡化方式的定子電阻補償法，在三相交流感應馬達中達到有載低速運轉。在有載變化不常的情況下，如此的補償法有效的控制電源使用率，且可提升電壓及節省能源，使馬達在低於 1.5Hz 轉速時，依然可承受補償前扭矩負載的 4~5 倍。在 CPLD 晶片內完成最佳化空間向量脈寬調變產生器，如此可以減少低諧波以及切換次數。而在 DSP 晶片內，只需一條電流迴授即可完成簡化式補償法的運算，還可以儲存各種波形，提供觀察與設計的方便。以上的設計過程，皆在軟體和硬體的互相搭配下，以模擬和實驗的互動比較方式，來驗證本文所提出的低頻補償法應用在 SVPWM 的可行性，並在最後得以驗證成功。

關鍵詞：定子電阻、低頻補償、空間向量

### Abstract

This thesis presents a newly simplified design of the resistor compensation of the induction motor under the load at the low speed. The simplified compensation and realization based on the space-vector PWM are also presented by using the CPLD and DSP chips. Under the load change situation, the voltage utilization of this compensation method is well controlled. It also reduces the current harmonic and the switching loss by using the optimal space-vector PWM in this study. The V/f concept is used for deriving the relation between the compensated voltage and the modulation inside the space-vector

PWM. With the measured stator resistor of the induction motor, the proposed system only requires one-line stator current feedback to achieve the compensation. It is shown that by using the proposed method, the speed of the induction motor can be controlled down to 1.5Hz with more than 5 times load torque than that before compensation.

**Keywords:** Stator Resistor, Low Frequency, Compensation, Space Vector

### 二、緣由與目的

近年來，高性能的交流馬達控制系統已廣泛的使用在工業上的應用和生產自動化方面。其中在工業界中的變頻器大部份還是利用傳統的純量控制(Scalar Control)方法，即是採用 V/f 保持一定比率的方式來控制，方法簡單及不需迴授信號，成本便宜許多，但是在交流感應馬達應用中，當處於低頻轉速時，因受一次側定子電阻壓降影響，造成輸出轉矩低下，導致不正常運轉或停下來。針對上述的缺點，業界及學術界陸續的提出了許多新的改善方法及補償法(Abbondanti, 1977; Munoz-Garcia *et. al.*, 1997; Bose, 1996)來改進轉速控制效果。同時在提供馬達驅動級功率開關元件的脈寬調變技巧也有很大的進展(Holtz, 1994)，尤其以空間向量脈寬調變(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)(Zhang, *et. al.*, 1994; 陳燧宗和鄭大森, 1994; 廖振宏和蘇信銘, 1999)技術中有更低的諧波、較小的切換損失以及更高的電壓利用率。隨著超大型積體電路技術(VLSI)發展迅速，功能強大以及運算速度快，使得各種晶片如 DSP、ASIC、CPLD、FPGA 等的應用越來越廣泛，因此各種不同

的改善方法都可以以數位化方式在變頻器中實現。

在定子電阻補償方法中，有學者(Munoz-Garcia, *et. al.*, 1997)曾以 DSP 晶片實現之，不過其推導的式子繁多，且需二個相電流迴授訊號。在本文裡，亦將會使用 DSP 晶片(TI, 1997)來實現新的定子電阻補償方法，此法將會比 Munoz-Garcia 等人所提出的方式更為簡化，易於實現於硬體中，且只需一個相電流迴授訊號，此種補償法，也是首次結合在以 SVPWM 為基礎的變頻器中，其中 SVPWM 實現在 CPLD 晶片(蕭如宣, 1996)內，一方面接收補償量資料及產生轉速命令，另一方面可以分擔微處理器(DSP)的計算負擔。

### 三、空間向量脈寬調變分析

空間向量脈寬調變(SVPWM)方法是眾多脈寬調變(PWM)中以空間向量的觀念來實現，例如把三相平衡電壓在空間平面上以向量表示法產生一組旋轉磁場(磁通向量)，藉著控制參考的電壓向量方向與大小，讓交流感應馬達在氣隙(Airgap)中所感應出的旋轉磁通向量軌跡可以逼近一個理想圓，也就是控制開關功率元件的導通截止時間，以得到各種不同的電壓與頻率組合。

#### 空間向量轉換

定義電壓空間向量：

$$\vec{V}_s \equiv \frac{2}{3}(v_{an} + \bar{a}v_{bn} + \bar{a}^2v_{cn}) \quad (1)$$

其中  $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ ， $\bar{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$ ， $v_{an}$ 、 $v_{bn}$ 、 $v_{cn}$  是三相的電壓物理量。

$$\begin{aligned} v_{an}(t) &= V_x \cos(\omega t) \\ v_{bn}(t) &= V_x \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) \\ v_{cn}(t) &= V_x \cos(\omega t + \frac{\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2)$$

式子(1)中的  $\frac{2}{3}$  是讓經過轉換後的向量與原物理量的三相輸入的振幅維持相等，即是在任意角度時，振幅維持一樣。

$$\vec{V}_s \equiv \frac{2}{3}(v_{an} + \bar{a}v_{bn} + \bar{a}^2v_{cn}) = V_x \cdot e^{j\omega t} \quad (3)$$

$$v_{an} = \text{Re}(\vec{V}_s), \quad v_{bn} = \text{Re}(\bar{a}^2\vec{V}_s), \quad v_{cn} = \text{Re}(\bar{a}\vec{V}_s) \quad (4)$$

在式子(3)中， $v_x$  的大小與磁通軌跡半徑的大小成正比例，而且經轉換後的旋轉速度與原輸入電源的頻率相等。在物理意義上即使電壓向量軌跡逼近一圓，則磁通向量軌跡亦逼近為一圓，如式子(4)所示。

$$\vec{\lambda}_s = \frac{V_x}{\omega} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \quad (5)$$

#### 參考空間向量電壓合成

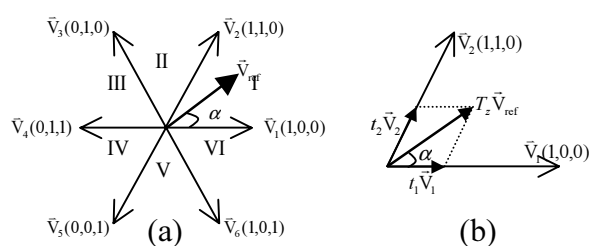


圖 1 (a)空間向量區間(Sector);(b)空間向量電壓合成圖

假設 8 種不同角度的空間向量電壓把一理相圓區分為 6 個區間(Sector)，參考圖 1(a)，而每個區間裡的任一個向量電壓，稱之為參考電壓( $\vec{V}_{ref}$ )，都是由兩個相鄰的向量電壓加上零電壓合成而得，例如圖 2.5(b)中第 I 區間的參考電壓，是由向量電壓  $\vec{V}_1$ 、 $\vec{V}_2$ 、 $\vec{V}_0$  和  $\vec{V}_7$  合成的，其中  $\vec{V}_{ref}$  與  $\vec{V}_1$  的夾角為  $\alpha$ 。

$$\begin{aligned} V_i &= \frac{2}{3}(v_{an} + \bar{a}v_{bn} + \bar{a}^2v_{cn}) \\ &= \frac{2}{3}V_{dc} \cdot e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} \quad i=1, \dots, 6 \end{aligned} \quad (6)$$

若以平均電壓計算法的觀點來看：

$$\begin{aligned} &\int_0^{t_0/4} \vec{V}_0 dt + \int_{t_0/4}^{t_0/4+t_1/2} \vec{V}_1 dt + \int_{t_0/4+t_1/2}^{t_0/4+t_1/2+t_2/2} \vec{V}_2 dt \\ &+ \int_{t_0/4+t_1/2+t_2/2+t_0/4}^{t_0/4+t_1/2+t_2/2} \vec{V}_7 dt = \int_0^{t_z} \vec{V}_{ref} dt \end{aligned} \quad (7)$$

式中  $\frac{t_1}{2}$ ：空間向量電壓  $\vec{V}_1$  的導通時間

$\frac{t_2}{2}$ ：空間向量電壓  $\vec{V}_2$  的導通時間

$t_0$ : 空間向量電壓  $\bar{V}_0$  或  $\bar{V}_7$  的導通時間

$T_z = \frac{t_1}{2} + \frac{t_2}{2} + \frac{t_0}{2}$ :  $\bar{V}_{ref}$  的切換週期時間

從式(6)得知  $|\bar{V}_1| = |\bar{V}_2| = \frac{2}{3}V_{dc}$ , 式子(7)整理如下:

$$\frac{t_0}{4}\bar{V}_0 + \frac{t_1}{2}\bar{V}_1 + \frac{t_2}{2}\bar{V}_2 + \frac{t_2}{4}\bar{V}_7 = T_z\bar{V}_{ref} \quad (8)$$

將以上式子表示法以直角座標系表示成:

$$\frac{2}{3}V_{dc} \begin{bmatrix} \cos 0^\circ \\ \sin 0^\circ \end{bmatrix} \frac{t_1}{2} + \frac{2}{3}V_{dc} \begin{bmatrix} \cos 60^\circ \\ \sin 60^\circ \end{bmatrix} \frac{t_2}{2} = |\bar{V}_{ref}| \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{bmatrix} T_z \quad (9)$$

令  $a = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{dc}}$ ,  $T_s = 2T_z$  則

$$\frac{2}{3}V_{dc} \begin{bmatrix} \cos 0^\circ \\ \sin 0^\circ \end{bmatrix} \frac{t_1}{2} + \frac{2}{3}V_{dc} \begin{bmatrix} \cos 60^\circ \\ \sin 60^\circ \end{bmatrix} \frac{t_2}{2} = \frac{2}{3}V_{dc} a \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} \quad (10)$$

$a$  代表著輸出參考向量電壓與單位向量電壓的比值。將式(11)分別展開後, 得到導通時間:

$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{2}{\sqrt{3}}aT_s \sin(60^\circ - \alpha) = MT_s \sin(60^\circ - \alpha) \\ t_2 &= \frac{2}{\sqrt{3}}aT_s \sin \alpha = MT_s \sin \alpha \\ t_0 &= T_s - t_1 - t_2 \end{aligned} \quad (11)$$

令  $M = \frac{2}{\sqrt{3}}a$ ,  $M$  是調變指數 (Modulation Index), 角度  $\alpha$ :  $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$

欲得到較好的空間向量脈寬調變波形, 則在開始與結束時最好以零向量電壓組成, 而且每次只讓相鄰的空間向量電壓變化一個狀態而已, 左半邊( $\frac{T_s}{2}$  切換週期)與右半邊具有對稱的波形, 此類 SVPWM 也稱為中央對稱型-空間向量脈寬調變 (Center-Pulse SVPWM)(Van Der Broeck *et. al.*, 1988)。

#### 調變指數 $M$

本文中採取將  $\bar{V}_7$  改成  $\bar{V}_0$  的替換方法, 這樣可以減少切換損失。再配合上中央型對稱波形, 更可以減少磁通漣波和諧波失真(Zhang, *et. al.*, 1994), 提高了工作效率。如區間 I, 空間向量電壓動作順序如下:

$$\bar{V}_0 \rightarrow \bar{V}_1 \rightarrow \bar{V}_2 \rightarrow \bar{V}_2 \rightarrow \bar{V}_1 \rightarrow \bar{V}_0$$

而三組開關元件的開關情況如下:  
其中的 1 代表導通(關), 0 代表短路(開)

$$000 \rightarrow 100 \rightarrow 110 \rightarrow 110 \rightarrow 100 \rightarrow 000$$

下列是在各區間的調變函數:

$$\begin{aligned} f_{duty\_a} = f(M, \alpha) &= \begin{cases} M \sin(60^\circ + \alpha) & \text{if } 0^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ \\ 0 & \text{if } 120^\circ \leq \alpha \leq 240^\circ \\ M \sin(60^\circ - \alpha) & \text{if } 240^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ \end{cases} \\ f_{duty\_b} = f(M, \alpha - 120^\circ) &= \begin{cases} M \sin \alpha & \text{if } 0^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ \\ M \sin(\alpha - 60^\circ) & \text{if } 120^\circ \leq \alpha \leq 240^\circ \\ 0 & \text{if } 240^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ \end{cases} \\ f_{duty\_c} = f(M, \alpha + 120^\circ) &= \begin{cases} 0 & \text{if } 0^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ \\ M[-\sin(60^\circ + \alpha)] & \text{if } 120^\circ \leq \alpha \leq 240^\circ \\ M(-\sin \alpha) & \text{if } 240^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ \end{cases} \end{aligned} \quad (12)$$

為了方便運算, 取  $M = \frac{2}{\sqrt{3}}a$ , 由此可得到調變指數與參考向量電壓的關係式:

$$\bar{V}_{ref} = \frac{2}{3}V_{dc} a e^{j\alpha} = \frac{2}{3}V_{dc} \frac{\sqrt{3}}{2} M e^{j\alpha} = M \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} e^{j\alpha} \quad (13)$$

若將式子(13)的參考向量電壓進行反轉換, 可以得到馬達三相電壓:

$$\begin{aligned} v_{an}(t) &= \text{Re}(\bar{V}_{ref}) = \frac{MV_{dc}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t) \\ v_{bn}(t) &= \text{Re}(\bar{a}^2 \bar{V}_{ref}) = \frac{MV_{dc}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) \\ v_{cn}(t) &= \text{Re}(\bar{a} \bar{V}_{ref}) = \frac{MV_{dc}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t + \frac{\pi}{3}) \end{aligned} \quad (14)$$

具備以上關係式後可看出, 即調整調變指數  $M$  就是等於在控制參考向量振幅大小, 當  $|\bar{V}_{ref}|_{\max} = \frac{2}{3}V_{dc}$  時,  $M_{\max} = \frac{2}{\sqrt{3}}$ , 這個時候  $M$  已經過調(over modulation), 若對  $\frac{2}{3}V_{dc}$  取 per unit, 則電壓使用率可提高到 90% 或更高的使用率, 且在輸出電壓上可在  $0 \sim \frac{2}{\sqrt{3}}$  進行線行控制。

#### 四、低轉速的 V/f 補償

在指定負載轉矩下變頻變壓的轉速控制, 要特別注意的是在低轉速時候, 給於定子端的電壓的大小會受原本忽略的

定子電阻( $R_s$ )的影響，會出現突然停下來  
的狀況。

$$V_s \cong V_m + R_s I_s + (2\pi f L_s) I_m \quad (15)$$

如式子(15)所示，當 $\lambda_A$ 為定值，且在低頻時， $V_m$ 的值會很少，通常 $R_s I_s$ 壓降會接近於 $V_m$ ，甚致大於 $V_m$ 值。 $V_m$ 與 $f$ 也成一正比， $I_m$ 為定值。所以在定負載轉矩之下，且處低頻時， $V_s$ 必須額外加一補償電壓用以補償之前電壓頻率比控制法中所省略 $R_s I_s$ 之壓降，但是此電壓與 $f$ 無關而與 $I_s$ 成正比。

定子電阻補償方式

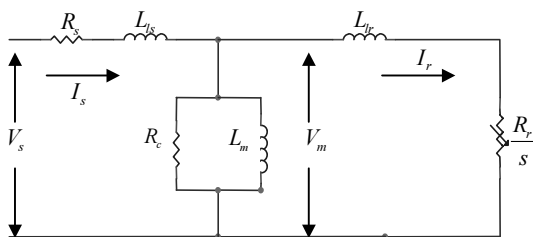


圖 2 簡化後馬達之等效電路圖

參考等效電路圖(圖 2)，可以進一步從  
等效相位圖(圖 3)得到定子端的相電壓與電  
流的向量關係(Munoz-Garcia *et. al.*, 1997)。

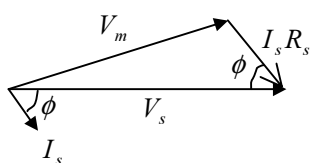


圖 3 交流感應馬達等效穩態之相位圖

三相交流感應馬達中的定子相電壓與電流  
有著 $\phi$ 角度之相位差，如式(17)所示。

$$v_{an}(t) = V_x \cos(\omega t)$$

$$v_{bn}(t) = V_x \cos(\omega t - \frac{\pi}{3})$$

$$v_{cn}(t) = V_x \cos(\omega t + \frac{\pi}{3})$$

$$i_a(t) = I_x \cos(\omega t - \phi)$$

$$i_b(t) = I_x \cos(\omega t - \frac{\pi}{3} - \phi)$$

$$i_{cn}(t) = I_x \cos(\omega t + \frac{\pi}{3} - \phi)$$

(17)

如式子(18)所示，當負載扭矩加大時電  
流與電壓的角度差會變的很小，對於餘弦  
具有較大的值，正弦則反而比前者小得  
多，因此這時候假設一有電流迴授的話，  
既使不是很大，但對於正處于低頻低電壓  
的狀態下，就具有很大的作用效果，雖不  
能將如此低頻維持在高頻時所具的負載能  
力，因顧慮到電流會快速增高，但也提升  
了一到二倍左右的能力，主要因素還是必  
須考慮到設計的 V/f 表要依馬達特性及工  
作情況而變。

$$V_x \cos(\omega_e t) \approx V_m + I_x R_x \cos(\omega_e t + \alpha)$$

$$= V_m + I_x R_x \cos(\omega_e t) \cos(\alpha) - I_x R_x \sin(\omega_e t) \sin(\alpha)$$

$$\approx V_m + I_x R_x \cos(\omega_e t) \cos(\alpha)$$

(18)

$$I_x R_x \cos(\omega_e t) \cos(\alpha) = v_{xcom} = \frac{MV_{dc}}{\sqrt{3}}$$

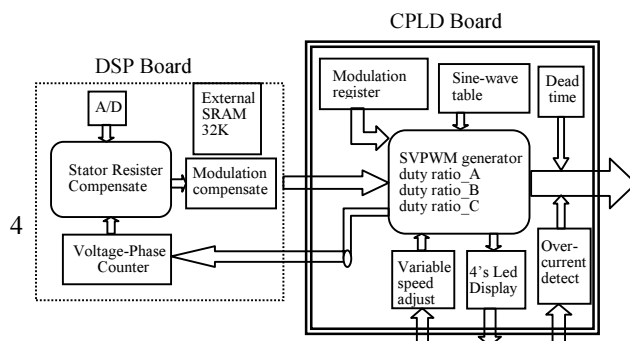
(19)

其中式子(19)為欲補償的量，由式中可看出  
此補償量是可以經由控制調變指數的大小  
而得到的壓降值。

## 五、系統硬體實現

以 CPLD 為主，而以 DSP 為輔的整個

系統架構如圖 4 所示。利用兩顆由美商公  
司 Altera 所出產的 Flex10k-84 晶片以及一  
個由 TI 公司所產的 DSK50(Starter Kit)硬體  
板(內含 TMS320C50 和 AIC 晶片)來完成整  
個具低頻補償的空間向量脈寬調變為主的  
變頻器控制設計板。



## 六、模擬與實驗

圖 4 CPLD 結合 DSP 之系統架構圖

其中在 CPLD 板上有設計一些簡易操作的介面，有 4 個七段顯示器以及 4 個外部按鍵，分別提供顯示速度訊息或資料傳送訊息以及外部速度改變按鍵、扭矩改變按鍵和 Reset 動作按鍵。而除了在 DSK50 自身有 9K 的資料和程式記憶體，還特別加上了 32K 16Bits 的 SRAM 記憶體空間。

整個系統的工作可劃分為在 CPLD 內執行和在 DSP 內執行的兩大組，工作內容簡略如下表 1：

CPLD--Altera	DSP-DSK50
<ul style="list-style-type: none"> <li>• 空間向量脈寬調變</li> <li>• 變頻控制</li> <li>• 過電流保護</li> <li>• 解碼電路</li> <li>• 調變指數控制和補償</li> <li>• 訊息顯示與按鍵介面</li> <li>• 電壓角度計算</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 電流迴授之 A/D 轉換</li> <li>• 定子相電壓相位對表</li> <li>• 定子電阻之補償運算</li> <li>• 換算成調變指數補償量</li> <li>• 讀取或儲存波形資料</li> </ul>

表 1 整體系統工作規劃表

針對以上 Altera 公司的晶片，有附帶一套功能強大的設計軟體做為輔助，此套軟體稱為 MAX+PLUS II，可以支援設計者從設計圖的輸入，一直到規劃連接的燒錄檔燒錄及模擬作業均可支援。而 DSK50 也是在一完整的軟體發展環境下(DSK-VDE 與 DSK-Express 視窗軟體)進行設計、編譯、偵錯以及資料顯示或繪圖。其中程式下載及除錯均透過 RS232 的介面進行，這是 C50 利用軟體模擬而成的，還包含與除錯器溝通之部份，整個程式儲存於 DSK50 板子上的 PROM 中，在接上電源後就載入 C50 晶片上的記憶體中。

整體的實驗發展大環境大致上可以劃分為以下五大部份，分別是：

1.)發展軟體與監控系統(PC): MaxPlusII 與 C5x VDE 提供兩個軟體發展、程式撰寫、監控、模擬等環境。2.)CPLD 與 DSK 實驗板研製: Altera Flex10K10-84 晶片、按鍵、7 段顯示器、EPROM 與 TMS320C50 晶片、AIC 晶片、SRAM、PEEL 之結合控制實驗板子等。3.)馬達驅動板子: 微峰公司的 MT-0112 馬動板子，主要是用 MOSFET 來驅動，供 1 到 2 馬力馬達用，內部有過電流、過電壓等訊號，但是沒有自動保護電路，外界需自行設計。4.)感應馬達與負載箱: 馬達是採用東元電機的，其規格為一匹馬力，四極數，額定電壓 380V(Y 接)、額定電壓 1.96A、額定轉速 1700 RPM。而負載箱是使用中教公司設計的，負載箱板面上計有扭力測量表、轉子端計速器、可內外部提供的負載電壓，負載能力為 1 馬力。5.)測量與偵錯儀器: 400MHz 的示波器、兩台電源供應器、邏輯分析儀、波形產生器、差動電壓探棒、電流量測表等。

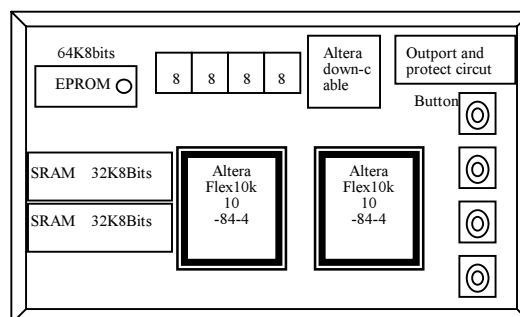


圖 5 本實驗研製的 CPLD 實驗板元件配置圖

在本實驗中兩顆晶片的的使用狀況如表 2 所示：

	Logic Cells	LCs utilized	Input pins	Output pins
第一主類	436	75%	12	31
第二副類	56	9%	2	13

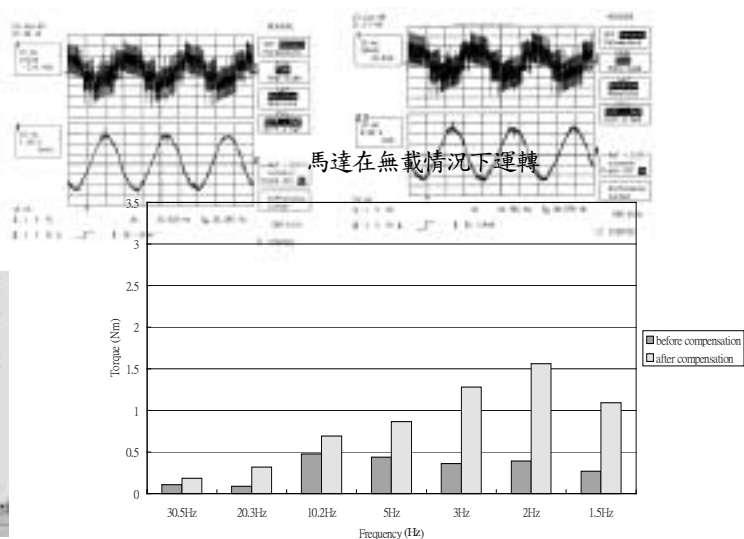
表 2 兩顆 CPLD 的簡略使用狀況

## 模擬分析

利用 MaxplusII 輔助設計軟體來達 SVPWM，如圖 6 所示。



及圖形。



另一方面，在 Matlab 軟體裡模擬馬達轉速與扭矩，如圖 7 所示：

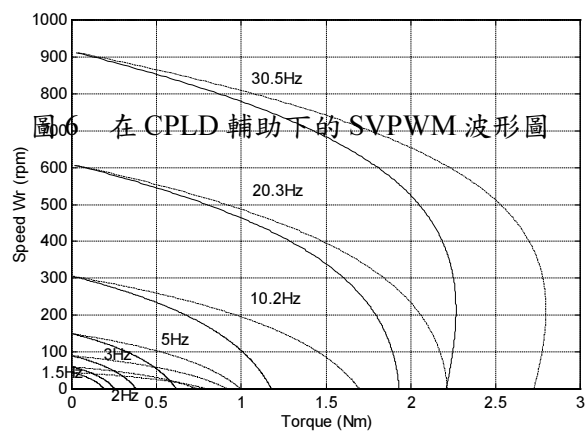


圖 7 馬達在補償法前後之下的轉速與扭矩圖

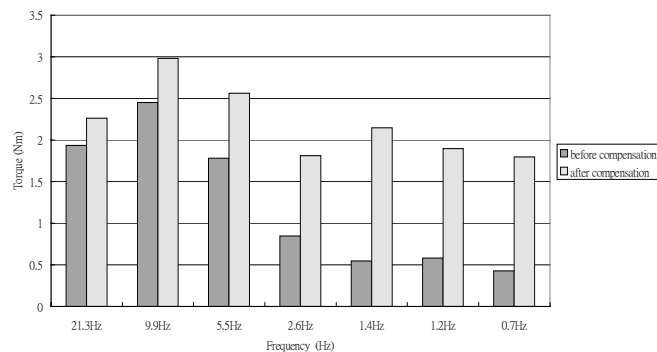
## 實驗結果

以下圖 8(a)與(b)是利用本文所提方法進行定子電阻的補償，對補償之前後所作的加載測試實驗的結果。其中在頻率低於 3Hz 之后的加載方式，不再是純粹用旋轉扭來增加負載，因為負載旋扭解析度不高，往往輕輕一扭就將馬達給剎住了，所以利用半手控來使馬達達到非常低的轉速 (20~50 rpm)，與此同時就記錄了實驗數據

圖 8 30.5Hz 相電壓電流波形圖: (a)補償前 (b)補償後

以下圖 9(a)與圖 9(b)分別是交流感應馬達在無載情況下與有載情況下運轉，可明顯的看出在有載的情況下的補償效果比

9(a) 馬達在有載情況下運轉



無載的情況好，尤其是更在更低的頻時。

## 七、結論

從最初簡略的規劃，經過無數次的嘗試與實驗，本文將 CPLD 與 DSP 晶片為主之實驗板結合起來使用，並且成功以此實現了簡化方式的定子電阻補償法在三相交流感應馬達中達到有載低速運轉。總結本實驗的結果顯示，此新的補償方式，具有的優點：**1.)**運算式子簡化，只需一條電流迴授及測量定子電阻即可補償。**2.)**使馬達在 1.5Hz 轉速時，可承受未補償前 4~5 倍的扭矩負載。**3.)**配合上最佳化 SVPWM，可減低階波及切換次數。**4.)**因電流迴授與調變指數的互動關係，使有效的控制電源使用率。**5.)**在 DSP 中建立人機介面，可以儲存各種波形，供觀察分析用。

#### 八、參考文獻

Abbondanti, A. "Method of flux control in induction motors driven by variable frequency, variable voltage supplies", *IEEE IAS Intl. Semi. Power Conv. Conf.*, 1977, pp. 177-184.

Bose, B.K., *Power Electronics and Variable Frequency Drives*, (book), *IEEE Press*, 1996.

Holtz, J, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *IEEE Proc.*, vol.82, no.8, pp. 1140-1163, Aug. 1994.

Munoz-Garcia, A., T.A.Lipo, D.W.Novotny, "A new induction motor open-loop speed control capable of low frequency operation", *Proc.IEEE IAS Ann.Meeting*, 1997, pp.579-586.

Texas Instrument, "TMS320C5X User's Guide", 1997.

Van Der Broeck, H.W., H. Skudelny and

G.V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors", *IEEE Trans. Ind.Appl.*, vol. 24, no. 1, Jan. pp. 142-150, 1988.

Zhang, L., C.Wathanasarn, F.Hardan, "An Efficient Microprocessor-based Pulse-Width Modulator using Space Vector Modulation Strategy.", *IECON'94.*, vol. 1, pp.91-96, 1994.

蕭如宣, 個人電腦輔助數位電路設計, (書) 1996.

(b)補償後