

交流馬達向量控制架構之研究與向量控制晶片之研製(I)

Research on the Decoupling Control Mechanism for AC Motors and Implementation of Vector Control ICs for AC Drives (I)

計畫編號：NSC 88-2213-E-009-105

執行期限：87/08/01—88/07/31

主持人：鄒應嶼博士 國立交通大學電機與控制工程系 教授

E-mail: yytzou@cc.nctu.edu.tw

一、中文摘要：(關鍵詞：馬達控制IC、脈寬調變控制IC、向量控制IC、數位信號處理器、場規劃邏輯陣列、CPLD、ASIC)

本計畫研究以整數運算為基礎的PWM換流器電流向量控制法則，發展適用於實現數位控制晶片的磁場向量架構，探討以不同位元長度實現電流向量控制法則之量化誤差，並以整數運算之數位信號處理器進行模擬與實驗驗證。配合DSP軟體控制與FPGA數位電路實現技術，進行全數位式交流驅動馬達控制IC的系統整合，研製應用於高性能交流驅動系統的向量控制IC。本計畫以電腦模擬來分析不同電流向量控制機制的優劣，並以實驗來評估所發展的電流向量控制機制。

英文摘要：(keywords: Motor Control IC, PWM Inverter Control IC, Vector Control IC, DSP, FPGA, CPLD, ASIC)

This project is focused on the development of a series of motor control chips for high-performance induction drives. In the first stage of this project, an integer based current vector control scheme for 3-phase PWM inverters has been developed. Bit-length effect and quantization error effect of the integer current controller has been studied. A current vector control structure suitable for IC realization has been developed. DSP-based software control techniques and FPGA-based IC realization techniques for the 3-phase PWM inverters have been developed. An FPGA based current vector control IC for the 3-phase PWM inverters has been developed. Experimental results show the constructed PWM vector control IC can greatly simplify the design of high-performance digital controlled PWM inverter for ac motor drives.

二、計畫緣由與目的

隨著工業自動化技術之發展，伺服技術也

不斷的提出，早年由於種種的限制，使得較複雜的控制策略一直無法得到應有的效果。近年來，由於半導體產業的快速發展，使得控制策略較複雜的交流伺服技術有了革命性的發展。伺服系統的動力來源—馬達，是個將電能轉換為動能的機電裝置，不論是直流馬達或是交流馬達，其工作原理都是藉由定子磁場與轉子磁場的交互作用以產生動能。交流馬達磁場向量控制法的基本觀念在於將定子之三相電流向量經由解耦控制及座標轉換，使成為兩個等效且互相垂直之電流分量，其一相當於磁場電流，另一個則相當於扭矩電流。控制定子三相電流之大小、相位及頻率，即可控制磁場電流分量及扭矩電流分量，進而控制馬達輸出扭矩大小，達到類似直流馬達的控制效果。為了達到良好的扭矩控制，必先具備特性優異的電流迴路控制器，也就是說，發展高性能向量控制交流驅動器，電流控制迴路的性能扮演著關鍵的角色。

對於電流控制器的性能要求，主要是希望具有快速的動態響應，以及低的電流諧波，以抑制扭矩漣波及音頻噪音。電流迴路控制器依產生脈寬調變的方式，可分為三類：遲滯型控制(hysteresis control)、斜坡比較控制(ramp comparison control)及預測型控制(predictive control)。遲滯型控制雖有電路結構簡單之優點，然而其產生脈寬調變之切換頻率範圍卻相當的大[1]，這將使開關電路之設計更加困難。斜坡比較控制是目前較常採用的方式，可用固定頻率切換的方式實現為其主要優點，此類控制器若以實現的參考座標系又可分為：靜止座標斜坡比較與旋轉座標斜坡比較。預測型控制與斜坡比較控制一樣有定頻切換之優點，若能

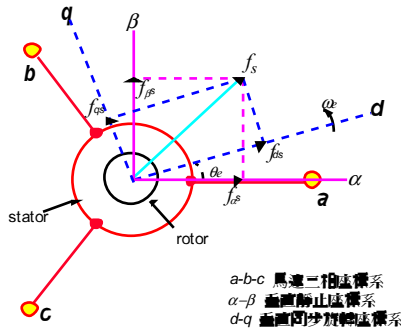


圖1 感應馬達參考座標軸圖

得知正確馬達參數，預測型控制甚至更易得到好的特性[2]。

電流控制器若根據實現的方式可分為：類比式、微電腦數位式及ASIC/CPLD 積體電路控制IC式。早期之電流控制方法可追溯到1979年 A. B. Plunkett提出之電壓源脈寬調變換流器的遲滯型電流控制方法[3]，當時微處理器尚未成熟，因此多以類比電路實現。類比電路雖有反應快及價格低廉的優點，但電路複雜、穩定度差、更改困難且功能受限，很難實現複雜的控制。隨著微處理器技術的發展，開始有單晶片微處理器之應用，採用微處理器之優點在於控制策略以軟體程式實現，因此硬體電路結構簡單，控制器的修改彈性也較高。近幾年來，數位信號處理器(DSP)的快速發展，更加速了微電腦數位式控制的發展[4]。雖然單晶片微處理器有不少的優點，但用以製作頻寬較寬的控制器，如：電流迴路控制器，仍會受到指令執行時間的限制。近年來，隨著半導體製程技術的進步，促成了特殊應用積體電路(ASIC)及FPGA/CPLD的發展。ASIC適用於產品技術成熟且市場需求量大大的情況，然而在產品研發階段，不論在技術發展、成本及時效上，FPGA/CPLD是較不錯的方式[5]。PWM產生電路在脈寬過調變(over modulation)及dead-time補償方面也有相關的研究[6]，本實驗室亦已完成空間向量脈寬調變SVPWM的專用控制IC [7], [8]。

電流迴路控制在馬達控制及不斷電電源供應系統裡是非常重要的環，由於電流迴路需要較快之取樣速度及計算速度，因此本計畫採用數位硬體電路方式實現。本計畫首先對靜止座標斜波比較與旋轉座標斜波比較進行特性模擬分析，實作上使用SRAM型CPLD以功能模組化的方式，實現旋轉座標斜波比較三相脈寬調

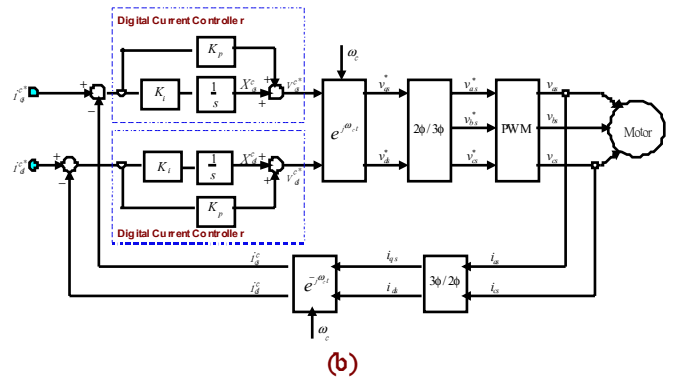
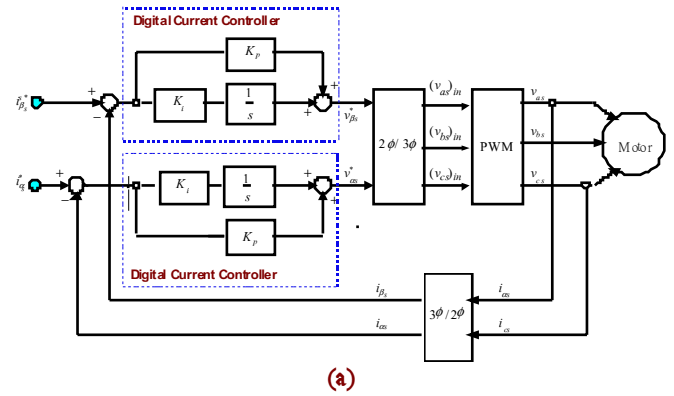


圖2 電流迴路控制器方塊圖 (a)靜止座標實現，(b)同步旋轉座標實現

變電流迴路控制器，經由實驗驗證此架構的可行性。

三、研究方法與成果

電流迴路控制器若依實現之參考座標來區分，可分為靜止座標系與同步旋轉座標系，圖1為本計畫採用之參考座標軸圖，其中 $\alpha-\beta$ 為垂直靜止座標軸， $d-q$ 為垂直同步旋轉座標軸。以靜止座標實現電流迴路，乃是將控制器內部之信號對應到垂直靜止座標 $\alpha-\beta$ 來做處理。以同步旋轉座標實現電流迴路，乃是將控制器內部之信號對應到垂直同步旋轉座標 $d-q$ 來做處理。圖2(a)為靜止座標電實現流迴路控制器之方塊圖，控制器本身採用二軸PI控制器，可將旋轉座標至靜止座標轉換包含進來。此外，控制器尚包含：二軸至三相轉換、PWM產生及三相至二軸轉換等。值得注意的是：在旋轉座標至靜止座標轉換之後的信號都是弦波的形式，在此種信號的形式下，PI控制器是無法消除穩態誤差的。

圖2(b)為同步旋轉座標實現電流迴路控制器之方塊圖，控制器本身包含：二軸PI控制、旋轉座標至靜止座標轉換、二軸至三相轉換、

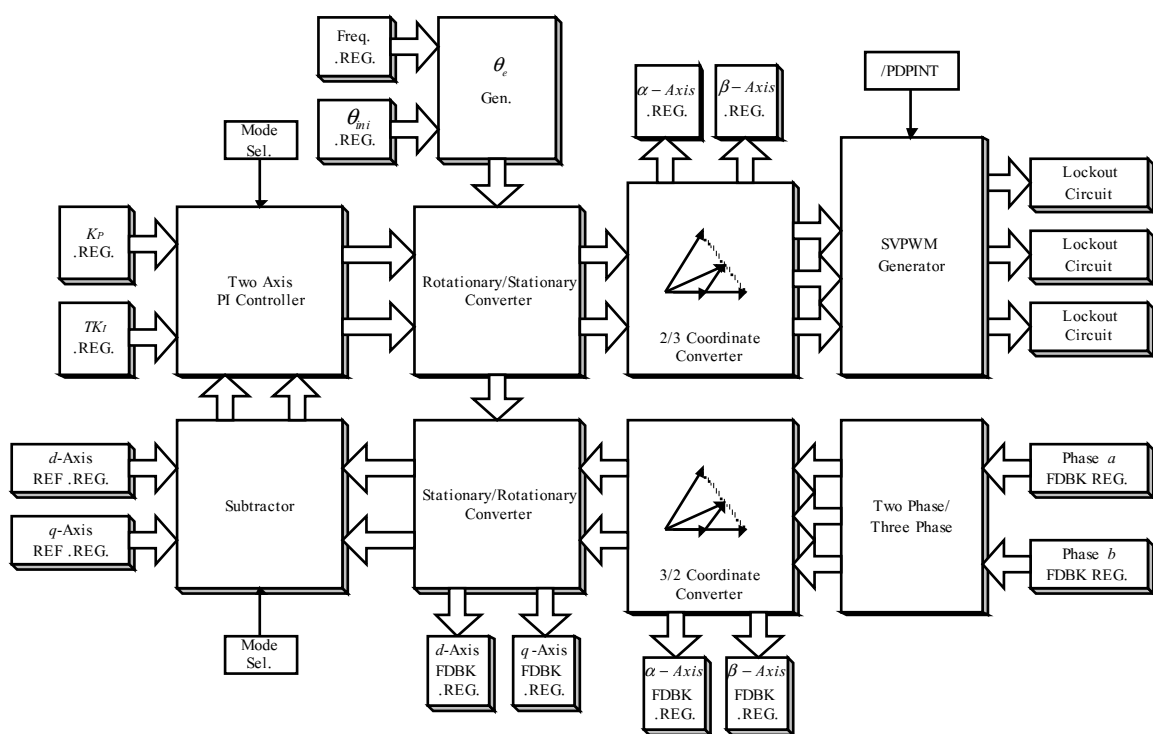


圖3 同步旋轉座標三相脈寬調變電流控制器之實現方塊圖

PWM產生、靜止座標至旋轉座標轉換及三相至二軸轉換等。乍看之下，電流迴路在同步旋轉座標實現要比靜止座標實現多了一個靜止座標至旋轉座標轉換程序，實現上要多出四個乘法動作，但實際上我們知道控制信號一旦轉換到同步旋轉座標就不是弦波的形式，而是直流信號，如此可預見的是：同步旋轉座標只用PI控制器可做到零穩態誤差。此外，為了提高電流迴路控制器的頻寬，需要加入反電動勢(back EMF)補償，此種控制策略在同步旋轉座標只需加入一個直流補償量，遠比靜止座標實現容易得多。在電流迴路上多了一個轉換，雖然付出了一些代價，然而卻可降低外迴路的成本。

圖3為同步旋轉座標三相脈寬調變電流控制器之實現方塊圖，圖中所示，控制器內部參數可由外部微處理器設定，此外控制器亦提供觀測信號之暫存器，可依使用者需求讀出欲觀測之信號。綜觀而言，整個控制器包含之模組有：二軸PI控制模組、同步旋轉座標至靜止座標轉換模組、二軸至三相轉換模組、PWM產生模組、靜止座標至同步旋轉座標轉換模組及三相至二軸轉換模組等。由於旋轉座標至靜止座標轉換及靜止座標至旋轉座標轉換需要需正弦信號，本控制器內含正弦表，弦波信號可由查表方式求得。考量正弦函數的對稱性及電路實現的方便性，採用半個週期的正弦表。圖4為同

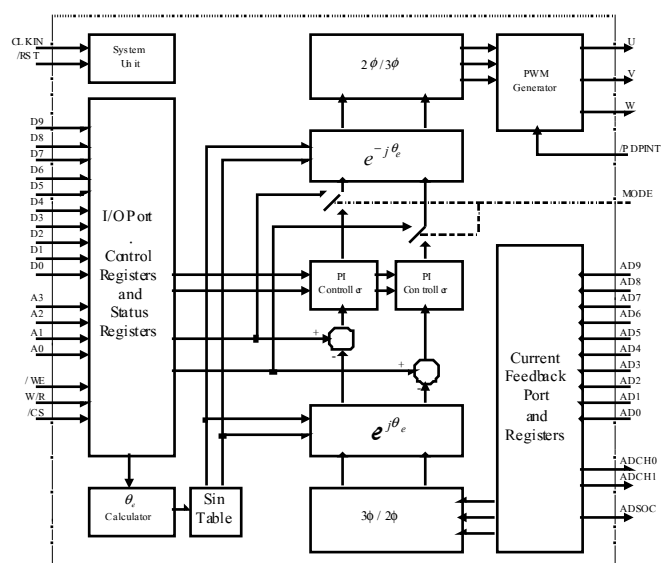


圖4 同步旋轉座標三相脈寬調變電流控制IC內部方塊及接腳定義圖

步旋轉座標三相脈寬調變電流控制IC內部方塊及接腳定義圖，控制IC除了單晶片處理器界面及脈寬調變輸出信號之外，亦需類比數位轉換器界面以讀入電流回授信號，同時加入/PDPINT輸入腳位以處理功率級電路之不正常動作。以下將說明各個模組的實現方式：

二軸比例積分控制器模組

類比式電流迴路PI控制器的轉移函數如下：

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (1)$$

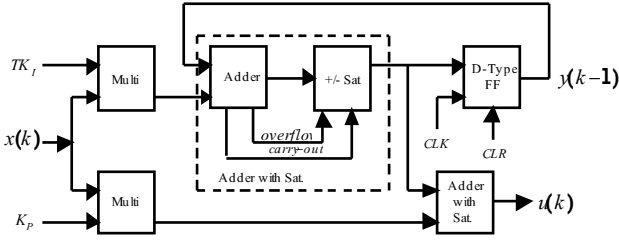


圖5 單軸PI控制器實現方塊圖

其中， K_p 和 K_i 分別為比例常數及積分常數。採用前向差分(forward-rectangular integration)可將PI 控制器數位化如下面兩式：

$$y(k) = TK_i x(k) + y(k-1) \quad (2)$$

$$u(k) = K_p x(k) + y(k) \quad (3)$$

其中， $x(k)$ 和 $u(k)$ 分別為控制器輸入和輸出， T 為系統取樣週期，由(2)、(3)可將單軸 PI 控制器實現如圖 5，其中 TK_i 為取樣週期和積分常數乘積， $x(k)$ 為系統響應之誤差信號， CLK 則為系統時脈，時脈週期等於系統之取樣週期。若積分器持續輸入，將使積分器進入飽和狀態，此時加法器會發生溢位，積分器將輸出飽和值，而輸出是正飽和值或負飽和值則由加法器之溢位(overflow)和進位(carry-out)決定；此外，整個 PI 控制器之輸出也必須限制在正飽和值和負飽和值之間。由方塊圖可知，整個二軸 PI 控制器需要四個乘法動作。

旋轉至靜止及靜止至旋轉座標轉換模組

以旋轉座標實現之電流控制器，電流命令必須由旋轉座標兩軸信號轉換至靜止座標兩軸信號，其關係式如下：

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中之 $\sin \theta_e$ 及 $\cos \theta_e$ ，可經由向量解耦控制所求得的電器角度 θ_e 以查表的方式求得。完成同步旋轉座標至靜止座標轉換需要四個乘法動作。同理，回授的兩軸電流信號要進入 PI 控制器之前，也需要從靜止座標兩軸信號轉換回旋轉座標兩軸信號，其關係式如下：

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (5)$$

表1 座標軸轉換誤差分析表

	實際值	實現近似值	誤差
$1/\sqrt{3}$	0.57735	$1/2+1/16+1/64$	0.134%
$1/2$	0.5	$1/2$	0.5
$\sqrt{3}/2$	0.866	$1/2+1/4+1/8+1/64+1/128$	0.134%

實現方式與同步旋轉座標至靜止座標轉換相同，也需要四個乘法動作。

二軸至三相及三相至二軸轉換模組

座標轉換其實只是進行映射的動作，二軸和三相間之轉換其實比旋轉座標和靜止座標間之轉換要來得容易許多。後者之映射函數是與電器角度有關之弦波函數，因此實現上必須使用乘法器；前者之轉換是個常數，設計此種轉換電路不必用到乘法器，畢竟乘法器佔用太多邏輯資源，因此採用移位相加原理實現此種常數乘法。二軸至三相之轉換公式如下：

$$\begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中有常數 $1/2$ 及 $\sqrt{3}/2$ 。

三相至二軸之轉換公式下：

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (7)$$

利用三相平衡原理可將之簡化如下：

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中只有常數 $1/\sqrt{3}$ 。表 1 為此方式實現座標轉換之誤差分析，在考量電流漣波和 PWM 解析度的情況下，這些誤差是可以接受的。

中央對稱空間向量PWM產生模組

空間向量脈寬調變(space vector pulse width modulation, SVPWM)就是利用空間向量原理，決定六個開關的開啟與關閉。此種開關控制的目地不外乎希望得到一種開關策略，使得切換出來的波形諧波最少，同時亦將開關之切換次數減至最少。

表2 實現資源分析表

模組名稱	Logic Cells	Embedded Cells	RAMs
兩軸/三相轉換	112	0	0
三相/兩軸轉換	81	0	0
A/D轉換器界面	44	0	0
數位輸入界面	61	0	0
PWM產生器	60	0	0
控制單元 (含正弦表)	279	20	3

核心單元
(含靜止/旋轉座標
轉換、旋轉/靜止
座標轉換、兩軸PI
控制器等)

研究成果

對於同步旋轉座標電流控制器與靜止座標電流控制器之比較，將靜止座標控制器等效在同步旋轉座標軸[9]。圖6為轉換到同步旋轉座標之靜止座標比例積分電流迴路控制器，圖中顯示等效電路 d -軸和 q -軸都包含和頻率相關的耦合項，這些耦合項在穩態時會隨著頻率之增加而使得即使 q -軸電流命令為零時，只要 d -軸電流命令不為零就將使 q -軸電流不為零，即 q -軸電流響應不會跟隨 q -軸的電流命令，這將使控制器響應變差。圖7(a)至圖7(c)為轉速在1800rpm時使用靜止座標實現電流控制器之模擬結果，圖7(d)至圖7(f)為使用同步旋轉座標實現電流控制器之模擬結果。值得注意的是： q -軸電流在靜止座標實現時無法達到零穩態誤差，且 I_α 響應會有相位延遲，這將使得在相同的控制器參數之下，靜止座標實現之速度響應超越量較大。因此，理論和模擬的結果都顯示：選擇同步旋轉座標實現是較佳的方式。

本計畫所提出的同步旋轉座三相脈寬調變電流控制IC，內部運算採用10位元運算，使用的CPLD為Altera FLEX10K30-4，實際使用資源如表2所示。在驗證此電流控制IC的實驗方面，採用50W轉子鎖定永磁馬達，電氣參數為定子電阻 5.25Ω ，定子電感 4.28mH 。功率級之直流鏈電壓為20V，電流回授低通濾波器轉腳頻率3kHz。圖8(a)為馬達相電流響應圖，圖8(b)為兩軸電流響應軌跡圖，其中切換頻率19.5kHz，

電流頻率60Hz，電流控制參數 $K_P=500$ 、 $TK_f=60$ 、 $I_{dc}=75$ 、 $I_{qc}=75$ 。

四、結論與討論

馬達控制晶片的設計已經有不少商品，然而，大部分控制IC的功能並不完全，尤其是交流馬達控制IC，尚未有功能完整的IC。控制IC設計的目的，不外乎簡化控制器設計，然而功能不完整的控制IC將使其應用受限。本計畫針對電流迴路設計專用IC，主要的原因就是因為電流迴路需要較快的處理速度，這將使整個控制器設計更加不易，應用此類IC來設計控制器，設計者只需考量外迴路，對於需要較高頻寬的電流迴路就完全交給此類IC直接控制，使用者不必擔心因為外迴路設計，影響電流迴路的取樣頻率。

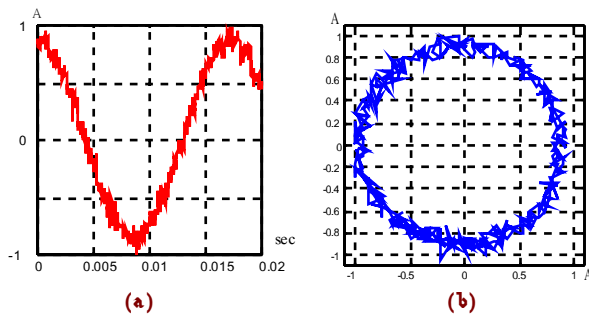


圖8 (a)馬達相電流響應圖, (b)兩軸電流響應軌跡圖 (切換頻率=19.5kHz, 電流頻率=60Hz, 電流控制參數 $K_p=500$, $TK_i=60$, $I_{dc}=75$, $I_{qc}=75$)

電流迴路控制在馬達控制及不斷電電源供應系統裡是相當重要的一環，由於採用數位硬體電路實現有高速的特性，將可有效提高系統頻寬。未來之應用，若能將馬達的解耦控制、速度迴路及位置迴路一併設計，大幅簡化馬達控制的設計工作。

五、參考文獻

- [1] T. Y. Chang, K. L. Lo, and C. T. Pan, "A novel vector controller for induction motor drives," in *IEEE Trans. on energy conversion*, vol. 9, no. 2, pp. 297-303, June 1994.
- [2] L. Malesani and P. Tomasin, "PWM current control techniques of voltage source converters a survey," in *Proc. IEEE IECON*, vol. 2, pp. 670-675, 1993.
- [3] A. B. Plunkett, "A current controlled PWM transistor inverter drive," *IEEE IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 785-792, 1979.
- [4] L. H. Hoang, "Microprocessors and digital IC's for motion control," in *IEEE Proc.*, vol. 82, no. 8, pp. 1140-1163, Aug. 1994.
- [5] J. V. Oldfield and R. C. Dorf, *Field Programmable Gate Arrays*, John Wiley & Sons Inc., 1995.
- [6] Joachim Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," in *IEEE Proc.*, vol. 82, no. 8, pp. 1194-1214, Aug. 1994.
- [7] Y. Y. Tzou, H. J. Hsu, and T. S. Kuo, "FPGA-base SVPWM control IC for 3-phase PWM inverters," *IEEE IECON Conf. Rec.*, Taipei, Taiwan, Aug. 5-9, 1996.
- [8] 郭天送, "交流伺服馬達 FPGA 控制 IC 之研製," 碩士論文, 國立交通大學控制工程研究所, 民國八十六年六月。