

# DSP\_based 電動機車速度控制系統之研製

## Design and implementation of a DSP\_based Speed Control System for Electric Scooters

龔應時 王明賢 劉志榮 周信宏 黃得河\*  
Ying-Shieh Kung Ming-Shyan Wang Chih-Lung Liu Shieh-Huo Zhou Te-Ho Huang\*

南台科技大學 電機工程系  
Department of Electrical Engineering  
Southern Taiwan University of Technology

\*基益企業股份有限公司  
JI-EE Industry CO. LTD.

**摘要：**本文主要應用德州儀器公司的 TMS320F24x DSP 晶片來研製電動機車之速度控制系統。此系統中，電動機車直流無刷馬達速度控制所需之脈波寬度調變(PWM)信號產生、磁極位置偵測、功率晶體開關之切換法則、霍爾感測器信號之速度估測、開迴路模糊控制器計算等，都由此類 DSP 晶片以軟體方式來達成。本文設計之電動機車速度控制器具有開迴路速度控制模式及閉迴路速度控制模式兩種。在一般狀況下使用開迴路速度控制模式，在限速條件或長程駕駛狀況下使用閉迴路速度控制模式。為了提高速度控制之穩健性，閉迴路速度控制採用模糊控制器，並以動態響應分析來設計模糊控制法則。最後，本文所發展之速度控制系統以基益公司生產之 Magic EV-2 電動機車為驗證載具，實驗結果不僅顯示速度控制之優越性，並且在速度限制控制上，成功的將車速限制在 45Km/h 內，以符合歐洲安規(CE)之規範。

**關鍵字：**數位信號處理器、電動機車、模糊控制、直流無刷馬達、脈波寬度調變信號。

**Abstract :** This paper studies to use a TMS320F24x DSP to develop a speed control system for electric scooters. In this system, the functions needed for driving a BLDC motor of electric scooters, such as PWM output generation, detection of magnetic pole position, commutation logic and switching strategy, speed estimation using hall sensor signal, computation of open loop controller and closed loop fuzzy controller, are all implemented by software in this DSP chip. There are two speed control modes designed for electric scooters in this paper, one is open loop control mode and the other is closed-loop control mode. The former is used in regular condition, and the latter is designed for speed limit requirement or at long-distance driving condition. To increase the control performances of BLDC motor drives, a fuzzy controller has been employed as the speed controller, and a dynamic response analysis has been adopted to design fuzzy control rules. At last, a Magic EV-2 electric scooter produced by JI-EE Company is used to validate the effectiveness of the proposed DSP\_based speed control system. Experimental results have been demonstrated that it not only has excellent speed control performance, but also successfully limits the scooter's speed under 45Km/h to fit in with the regulations of CE.

**Keywords :** DSP, Electric scooter, fuzzy control, BLDC motor, PWM.

### I. 前言

能源危機與環保之問題，使得電動機車、電動自行車、電動汽車等已經漸漸成為人們開始考慮的交通工具之一。也由於上述電動車具有高能源轉換效率、機械傳動設計簡單、電力來源多元化、近於零污染的優點 [1]，已吸引許多專家學著投入此研發工作 [2-4]。電動機車之研發中，除了輕又具高剛性之機體技術及電池技

術外，馬達、驅動器及控制器之性能也是相當核心之技術。其中控制器除了必須具備智慧型診斷與處理外，速度控制之穩健性及限速控制，乃是發展高性能電動機車之需求之一，尤其最高車速限制之功能以符合歐洲安規(CE)之條件為國內電動機車外銷歐洲不可缺少之規格。但是很不幸，目前電動機車之設計，基於成本考量及可靠性因素，直流無刷馬達及驅動器大都沒有加裝電流感測器及光編碼器(Encoder)，因此使得車速之估測及控制造成極大之不易。

由於微處理器之快速進步，高性能數位信號處理器(DSP)已經成為研究交流伺服馬達數位控制 [5-6] 之新寵兒。主要原因在於 DSP 具有高速計算能力、電路簡單及可整合週邊電路於單一晶片之能力。DSP 晶片中，尤其是 TI 公司生產之 TMS320F24x DSP，由於具有高速(20~40MIPS)計算之性能、最高 32Kx16 之快閃記憶體，2 組(12 通道)PWM 輸出，2 組 QEP 輸入，12 通道且 12 位元 A/D 轉換器，56 位元之一般數位輸出入通道，因此在交流馬達驅動器上，相當適合發展全數位控制器及複雜之智慧型控制技術。

本文所提出之高性能電動機車速度控制器，主要以 TMS320F24x DSP 晶片為發展核心，而電動機車直流無刷馬達速度控制所需之 PWM 信號產生、磁極位置偵測、切換法則、速度估測、開迴路及閉迴路控制等，都在此 DSP 晶片內以軟體方式達成。在速度偵測方面，主要以 DSP 晶片讀取直流無刷馬達之霍爾元件信號，並以軟體處理技巧取得精確的轉速值；在速控方面，主要在 DSP 晶片內發展模糊控制器以提高速度控制之穩健性。最後，本文以基益公司生產之 Magic EV-2 電動機車為驗證載具，以證實所提 DSP\_based 速度控制系統之有效性。

### II. 系統架構與速度控制方法

本文建構之 DSP\_based 電動機車速度控制系統架構圖如圖 1 所示。圖 1 中電動機車動力系統主要包括直流無刷馬達、48V 電池組、換流器與 TMS320LF24x DSP 控制器，其中 DSP 晶片為整體系統之核心，直流無刷馬達速度控制所需之 PWM 信號產生、磁極位置偵測、切換法則、速度估測、開迴路及閉迴路控制器計算等，都由此類 DSP 晶片以軟體方式來達成。本節將針對這些關鍵性技術進行詳細說明：

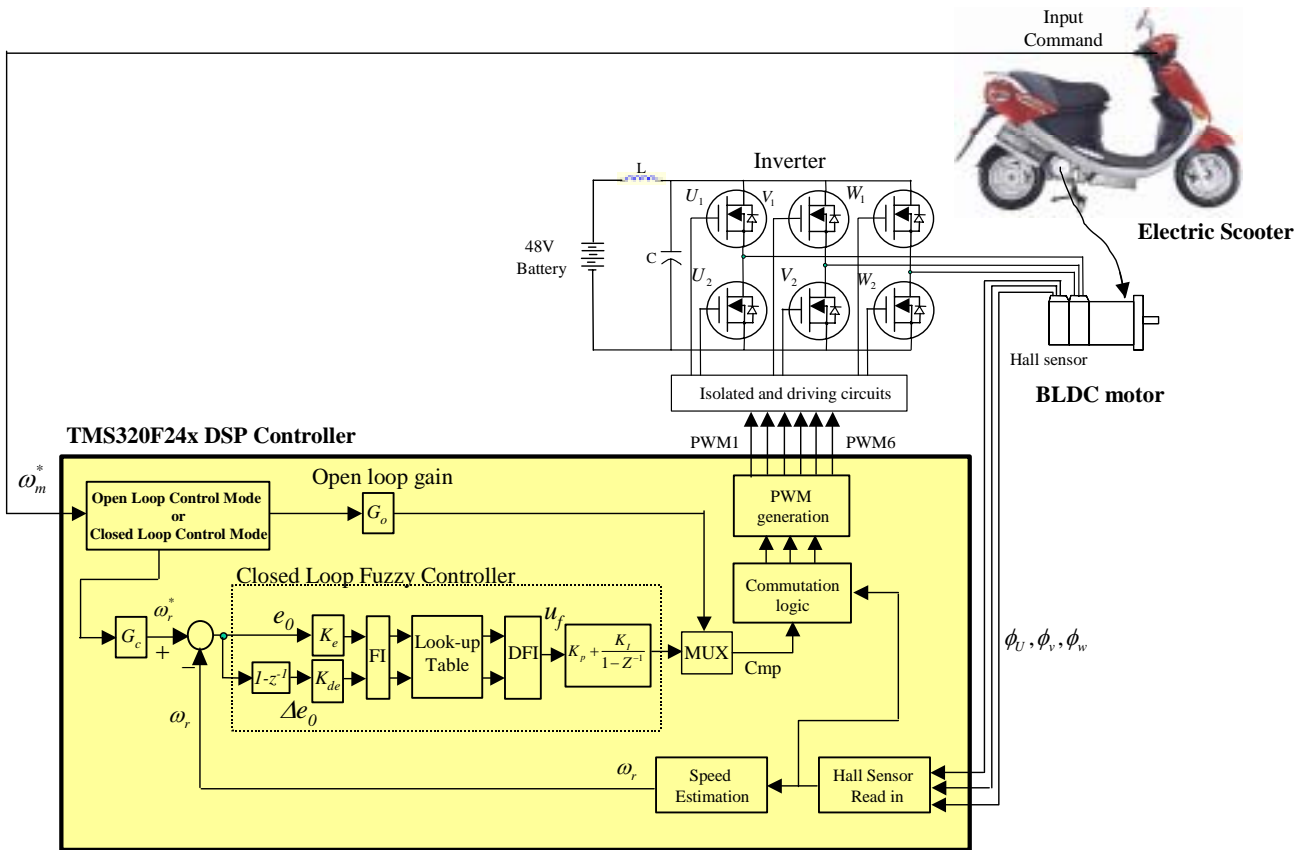


圖 1. DSP\_based 電動機車速度控制系統架構

### 2.1 直流無刷馬達數學模式

3 相圓柱型永磁式直流無刷馬達之等效電路方程式 [7-8]如下(1)：

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + PL & -\frac{1}{2}PM & -\frac{1}{2}PM \\ -\frac{1}{2}PM & R + PL & -\frac{1}{2}PM \\ -\frac{1}{2}PM & -\frac{1}{2}PM & R + PL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中  $V_u, V_v, V_w$  為  $u, v, w$  之相電樞電壓， $i_u, i_v, i_w$  為  $u, v, w$  之相電樞電流， $e_u, e_v, e_w$  為永久磁鐵激磁所引起在  $u, v, w$  之相電樞線圈之感應電動勢， $R$  為電樞線圈電阻， $L$  為電樞線圈電的自感， $M$  為電樞線圈電的互感， $P$  為微分運算子。而轉矩方程式表示如下：

$$T_e = p\phi_f[-i_u \sin\theta_e - i_v \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) - i_w \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3})] \quad (2)$$

其中  $T_e$  為轉矩、 $p$  為極數、 $\theta_e$  為電器角、 $\phi_f$  為磁性強度。

由(1)~(2)式可知，永磁式直流無刷馬達為一個交耦非線性系統。因此除非驅動器具有電流迴授及磁極角度偵測功能來發展向量控制法，才可達到控制永磁式直流無刷馬達如同控制直流馬達一般之容易。但是電動機車基於成本考量及可靠性因素，馬達及驅動器大都沒有加裝電流感測器及光編碼器，因此無法使用傳統之向量控制法，間接的也提高速度控制之困難性。

### 2.2 速度之估測

由於電動機車使用之直流無刷馬達都沒有加裝光編碼器，因此在轉速估測方面，必須以直流無刷馬達霍

爾元件量測到之波形信號並使用時間量測法來精確判斷馬達之轉速值。此方法中，首先，馬達三個霍爾元件之波形信號直接由 DSP 晶片之捕捉接腳(Capture)讀入，其波形如圖 2 之上圖。接著，在三相磁極波形之各個上下緣皆產生一個觸發信號以中斷 CPU 去執行速度估測服務程式。此中斷服務程式會抓取 DSP 內計時器 2 之計數值  $c(k)$ ，並與前一次抓取之計數值  $c(k-1)$ ，再由下式來計算馬達之轉速。

$$\omega_r = \frac{20 f_c}{p(c(k) - c(k-1))} \quad (3)$$

其中  $\omega_r$  為馬達轉速(rpm)、 $f_c$  為計時器 2(Time2)輸入脈波之頻率、 $p$  為馬達極數、 $c(k)$  及  $c(k-1)$  為磁極脈波於此次及前一次讀取計時器 2 之計數值，如圖 2 之下圖。

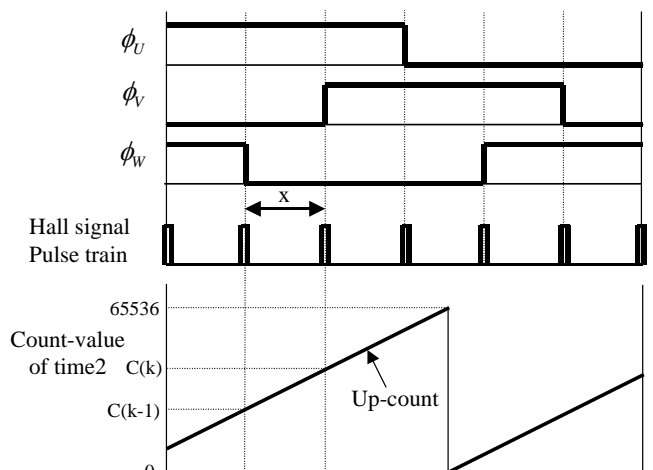


圖 2. 時間量測法

### 2.3 模糊控制器

圖 1 控制器架構中，閉迴路控制模式採用模糊控制器。模糊控制器之架構基本上可分為四個元件：模糊化介面、知識庫、決策法則及反模糊化介面[9]。以本系統而言，其設計程序說明如下：

#### □ 模糊化介面：

模糊控制器結構中，輸入參數為  $e_0$ (速度命令值與實測值之誤差)及 $\Delta e_0$ (誤差之變化值)，定義如下：

$$e_0(k) \triangleq \omega_r^*(k) - \omega_r(k) \quad (4)$$

$$\Delta e_0(k) \triangleq e_0(k) - e_0(k-1) \quad (5)$$

其中  $\omega_r^*(k)$  為第  $k$  個取樣時間位置之命令值，而  $\omega_r(k)$  代表第  $k$  個取樣時間位置之實測值。輸出參數為  $i_q^*$  (電流控制命令值)。所有誤差，誤差變化與控制變數將被量化至論域上。量化之輸入將轉成模糊集合適當之語言變數(linguistic variables)。本文中，使用之語言變數有{PB, PM, PS, ZE, NS, NM, NB}，而歸屬函數採梯形函數型態。梯形函數之論域範圍為[-6,6]，可由四個實數值  $x_1 \leq x_2 \leq x_3 \leq x_4$  決定，其中  $f(x_1)=f(x_4)=0, f(x_2)=f(x_3)=1$ ，在論域範圍為[-6,6]下，語意變數選擇為如后，NB:{-6,-6,-5.5,-4},NM:{-6,-4.5,-3.5,-2},NS:{-4,-2.5,-1.5,0},ZE:{-2,-0.5,0.5,2},PS:{0,1.5,2.5,4},PM:{2,3.5,4.5,6},PB:{4.5,5,6,6}。

#### □ 動態信號分析：

模糊法則之推導與分析，本文將依位置動態信號響應特性來訂定[10]，如圖 3。圖中  $c_1, c_2, \dots, c_6$  與  $m_1, m_2, \dots, m_6$  代表位置運動中之穿越點與極點，其性質如(6)式所示，而其它如  $A_1, A_2, \dots, A_{12}$  代表參考範圍。圖 3 中， $e_0$  與  $\Delta e_0$  之極性，穿越點，極點及參考範圍將結合成表 1 形式，以作為更進一步參考使用。

$$\begin{aligned} c_1: & (e_0 > 0 \rightarrow e_0 < 0) \text{ and } \Delta e_0 \lll 0, \\ c_2: & (e_0 < 0 \rightarrow e_0 > 0) \text{ and } \Delta e_0 \ggg 0, \\ c_3: & (e_0 > 0 \rightarrow e_0 < 0) \text{ and } \Delta e_0 \ll 0, \\ c_4: & (e_0 < 0 \rightarrow e_0 > 0) \text{ and } \Delta e_0 \gg 0, \\ c_5: & (e_0 > 0 \rightarrow e_0 < 0) \text{ and } \Delta e_0 < 0, \\ c_6: & (e_0 < 0 \rightarrow e_0 > 0) \text{ and } \Delta e_0 > 0, \\ m_1: & \Delta e_0 \approx 0 \quad \text{and } e_0 \ggg 0, \\ m_2: & \Delta e_0 \approx 0 \quad \text{and } e_0 \lll 0, \\ m_3: & \Delta e_0 \approx 0 \quad \text{and } e_0 \gg 0, \\ m_4: & \Delta e_0 \approx 0 \quad \text{and } e_0 \ll 0, \\ m_5: & \Delta e_0 \approx 0 \quad \text{and } e_0 > 0, \\ m_6: & \Delta e_0 \approx 0 \quad \text{and } e_0 < 0 \end{aligned} \quad (6)$$

#### □ 模糊控制法則之推導：

模糊控制法則一般可由專家經驗或控制工程知識獲得。為了得到較佳之軌跡位置調節特性，根據圖 3 動態信號分析與經驗，在穿越點與極點之模糊控制法則列於表 1，加上範圍  $A_1, \dots, A_{12}$  等，其相對於狀態平面位置列於表 2。因此語意控制法則之設計舉例說明如下：

- a) 在穿越點  $c_5$ : 假如 ( $e_0$  是 ZE 且  $\Delta e_0$  是 NS) 則 (控制力 CI 是 NS)  
 b) 在  $A_1, A_5, A_9$ :  $e_0 = "+"$  且  $\Delta e_0 = "-"$  時，誤差為正但遞

減則控制力 CI 被設定僅以較小值減少誤差。

- c) 在  $A_4, A_8, A_{12}$ :  $e_0 = "+"$  且  $\Delta e_0 = "+"$  時，誤差為正且遞增則控制力 CI 被設定以較大值去減少誤差。

表 2 中， $A_2, A_6, A_{10}$  及  $A_3, A_7, A_{11}$  之控制法則訂定與 (b), (c) 同。因此，根據以上之觀察，本文中交流馬達伺服系統之語意控制法則設計如表 3 所示。

#### □ 反模糊化技巧：

基本上，反模糊化為一個從模糊控制力空間映射至確定性控制力空間之動作。反模糊化技巧之目標乃在於推論所得之模糊化可能分配之控制力中，產生一個較佳代表之確定控制力值。文獻中有許多反模糊化技巧[9]，本文採用重心法(center-of-gravity method)技巧。因此，根據表 3 語意控制法則及重心法反模糊化技巧，可以構建如表 4 之決策查詢表。故經由適當之比例關係，實際控制力可根據決策查詢表輸出獲得。

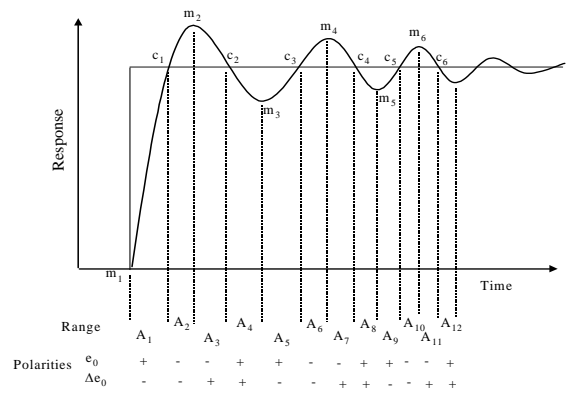


圖 3. 動態信號響應分析

表 1. 穿越點及極點之模糊控制法則

$\Delta e_0 \backslash e_0$	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB				$c_1$			
NM	$A_2, A_6, A_{10}$			$c_3$	$A_1, A_5, A_9$		
NS				$c_5$			
ZE	$m_2, m_4, m_6$			ZE	$m_5, m_3, m_1$		
PS				$c_6$			
PM	$A_3, A_7, A_{11}$			$c_4$	$A_4, A_8, A_{12}$		
PB				$c_2$			

表 2. 在狀態平面之指標

Rule No.	$e_0$	$\Delta e_0$	CI	Reference points
1	ZE	NB	NB	$c_1$
2	ZE	NM	NM	$c_3$
3	ZE	NS	NS	$c_5$
4	NB	ZE	NB	$m_2$
5	NM	ZE	NM	$m_4$
6	NS	ZE	NS	$m_6$
7	ZE	PB	PB	$c_2$
8	ZE	PM	PM	$c_4$
9	ZE	PS	PS	$c_6$
10	PB	ZE	PB	$m_1$
11	PM	ZE	PM	$m_3$
12	PS	ZE	PS	$m_5$
13	ZE	ZE	ZE	set point

表 3. 語意控制法則

$\Delta e_0$	$e_0$	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	ZE	ZE	ZE	
NM	NB	NB	NM	NM	ZE	ZE	ZE	
NS	NB	NB	NS	NS	PS	PS	PM	
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	
PS	NM	NS	NS	PS	PS	PB	PB	
PM	ZE	ZE	ZE	PM	PM	PB	PB	
PB	ZE	ZE	ZE	PB	PB	PB	PB	

表 4. 決策查詢表

$\Delta e_0$	$e_0$	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6
-6	-6	-6	-6	-6	-6	-6	-3	0	0	0	0	0	0	0
-5	-6	-6	-6	-5	-5	-5	-2	0	0	0	0	0	0	0
-4	-6	-6	-5	-4	-4	-4	-2	0	0	0	0	0	0	0
-3	-6	-6	-4	-3	-3	-3	-1	1	1	1	2	2	2	2
-2	-6	-6	-4	-2	-2	-2	0	2	2	2	3	4	5	6
-1	-6	-5	-4	-2	-2	-1	0	2	2	3	4	5	6	6
0	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6	6
1	-5	-4	-3	-2	-2	0	1	2	2	4	5	6	6	6
2	-4	-3	-2	-2	0	2	2	2	4	6	6	6	6	6
3	-2	-2	-1	-1	-1	1	3	3	3	4	6	6	6	6
4	0	0	0	0	2	4	4	4	5	6	6	6	6	6
5	0	0	0	0	2	5	5	5	6	6	6	6	6	6
6	0	0	0	0	3	6	6	6	6	6	6	6	6	6

2.4 PWM 產生與開關策略

在直流無刷馬達轉動控制中，馬達磁極之相位將決定功率晶體開關之順序，而 PWM 工作週期值(Duty cycle)將決定轉動之速度。以圖 4 為例，霍爾元件偵測到馬達磁極相位之順序如圖 4(a)所示，依序為  $S_5$ 、 $S_1$ 、 $S_3$ 、 $S_2$ 、 $S_6$ 、 $S_4$ ，這些信號將直接送到 DSP 晶片內；而依此相位順序，本文設計由 DSP 晶片送出之 PWM 訊號來驅動圖 1 中的功率晶體組以激發馬達的各相線圈之策略如圖 4(b)所示。例如，當 DSP 晶片偵測到磁極相位值為  $S_5$  區間或(101)時，DSP 晶片將圖 1 換流器中  $U_1$  開關控制為高準位， $V_2$  開關控制為 PWM 信號，而其餘開關控制為低準位；如此者將迫使馬達轉動到  $S_1$  區間，而轉動速度之快慢將由  $V_2$  開關的 PWM 工作週期值來決定。其餘區間之控制以此類推。圖 4 之 PWM 控制策略，最大的優點在於不需要考慮開關延遲時間(Dead-time)之設計。

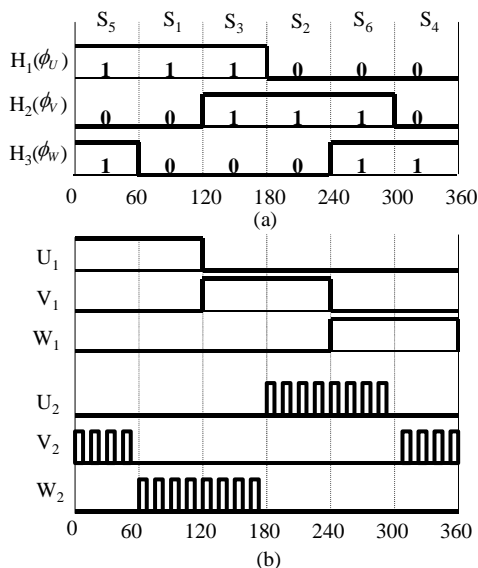


圖 4. (a)霍爾元件偵測馬達磁極之相位  
(b)相對於磁極各相位 PWM 之開關策略

III. 實驗系統與實驗結果

本文所完成之實驗系統及其實驗結果如下：

3.1 實驗系統:

本實驗系統如圖 1 所示，組成如下：

- 一台電動機車及一顆直流無刷馬達:本實驗以基益公司生產之 Magic EV-2 電動機車為實驗載具。此電動機車以直流無刷馬達為致動器。此顆馬達並無光學編碼器但具有霍爾感測元件以偵測馬達磁極之位置。馬達為 4 極、最大功率為 3 馬力、最高轉速為 7500rpm (車速最高約 60Km/h)。
- 一組換流器(Inverter)及其驅動電路:換流器共用一組整流及濾波器以驅動直流無刷馬達。每組換流器有六個 MOS-FET 型式之功率晶體。MOS-FET 電晶體集射極之額定電壓為 75V，閘射極額定電壓為±20V，集極 DC 額定電流為 75A，短時間(1ms) 額定電流為 120A。光耦合隔離 IC 型號為 HCPL3120，其輸出具有推挽放大器功能，相當適合作為 IGBT 或 MOSFET 晶體閘極之驅動電路。換流器與驅動電路之輸入信號為 DSP 晶片輸出之三組 PWM 信號。
- 一組 DSP 控制器:此控制器為整個系統之核心單元，主要包括一個單晶片數位信號處理器(DSP)及其週邊電路。單晶片數位信號處理器採用 TI 公司生產之 TMS320LF24x DSP 晶片。此晶片由於具有高速(20~40MIPS)計算之性能、最高 32Kx16 之快閃記憶體，2 組(12 通道)PWM 輸出，2 組 QEP 輸入，12 通道且 12 位元 A/D 轉換器，56 位元之一般數位輸出入等功能。直流無刷馬達速度控制所需之 PWM 信號產生、磁極位置偵測、切換法則、速度估測、開迴路及閉迴路控制器計算等，都由此顆 DSP 晶片以軟體方式來實現。整體程式流程圖如圖 5 所示，並由組合語言撰寫。
- 一台個人電腦:作為 DSP 控制軟體撰寫、PC 與 DSP 間程式下載等之使用。

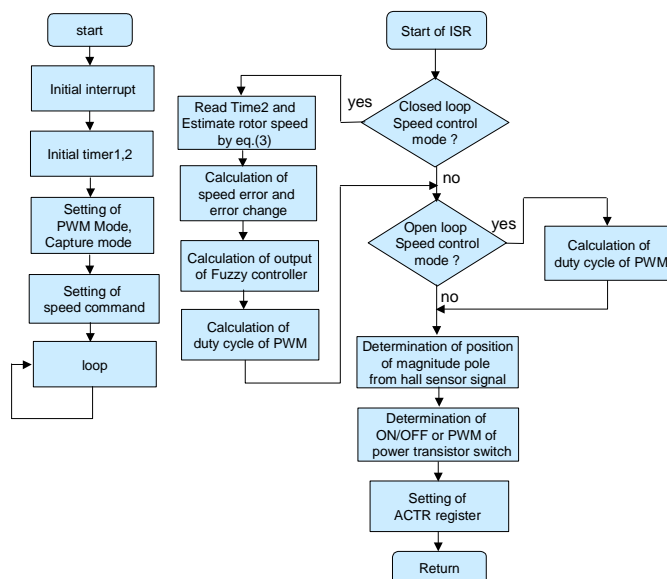


圖 5. DSP 內主程式與中斷服務程式之流程圖

### 3.2 實驗結果

程式設計時，DSP 晶片內設定之 PWM 切換頻率為 10kHz、遲滯時間(Dead-band)為 0s 而速度迴路之控制取樣頻率為 500Hz。圖 1 中，開迴路增益值  $G_c$  為 1/12，閉迴路速度命令增益值  $G_o$  為 1，速度控制器採用 PID 型式之模糊控制器，模糊決策表如表 4，而模糊控制輸出之 PI 控制器之  $K_p$  值為 0.92 及  $K_i$  值為 0.015。為了測試控速之準確性及限速之能力，首先將速度命令設計由 0rpm 起，每步增加 12rpm，然後漸增至 10,000rpm，則於實測時，馬達之轉子在開迴路控制模式及閉迴路控制模式之速度測試值如圖 6 所示。此圖形顯示，在開迴路控制模式中，馬達轉子速度之穩態誤差為 20% 且不易作限速控制；而在閉迴路控制模式，不僅速度穩態誤差降至 2% 以下，而且最高速限能維持固定轉速 5800rpm (約為機車行駛速度 45Km/h)，以符合歐洲安規(CE)之要求。為了進一步測試直流無刷馬達轉速(或機車車速)的操控性，速度命令之變化值設計如圖 7 所示，初始速度為 600rpm，然後線性增速到 3600rpm，到 4800rpm，接著再減速至 3000rpm，最後至 1800rpm。圖 7(a)及圖 7(b)各自為開迴路及閉迴路控制模式之速度命令追蹤情形，此結果顯示，閉迴路控制不僅有較佳之速度追蹤，而且穩態誤差也較小。因此，由以上實驗結果可顯示本文所提出的 DSP\_based 速度控制系統在電動機車應用之有效性與正確性。

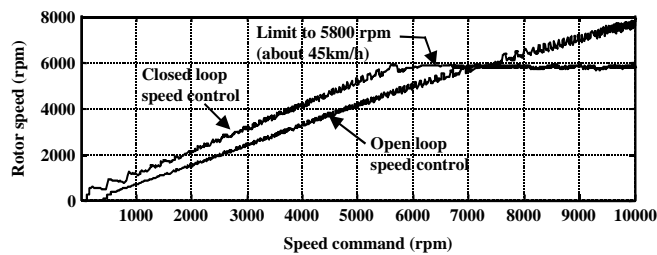


圖 6. 開迴路控制模式及閉迴路控制模式之馬達速度控制曲線

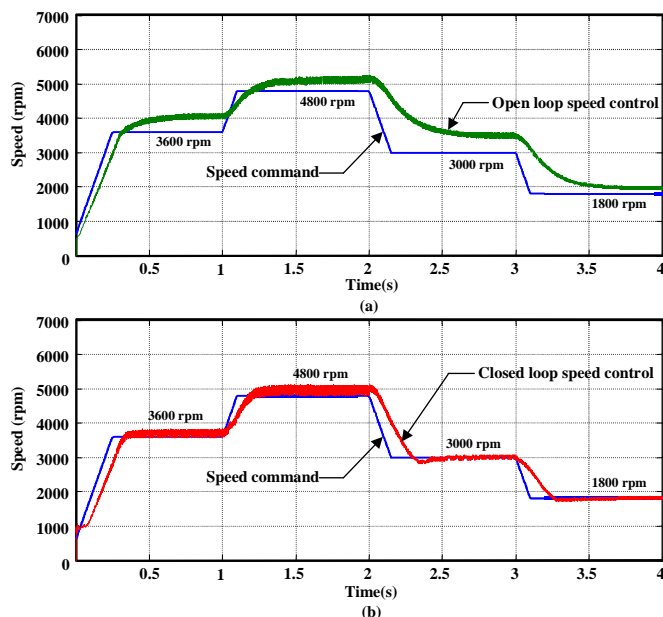


圖 7. (a)開迴路控制模式之速度命令追蹤  
(b)閉迴路控制模式之速度命令追蹤

### IV. 結論

本文主要以 TMS320F24x DSP 晶片為基礎來研製電動機車之速度控制系統。系統中，以 DSP 晶片讀取直流無刷馬達之霍爾元件之波形信號，並以此波形之週期值來精確判斷馬達之轉速值；在閉迴路控制模式中採用模糊控制器以提高速度控制之穩健性。完成之系統，不僅達成全數位控制器之功能，且由於 DSP 晶片快速計算之能力，更能提高馬達驅動器之控制性能，而控制器小型化、可程式化也將提高產品之競爭力。最後，所發展之 DSP\_based 速度控制系統以基益公司生產之 Magic EV-2 電動機車為驗證載具，實驗結果不僅顯示速度追蹤性能之優越性，而且可將車速限制在 45Km/h 內，以符合歐洲安規(CE)之要求。

### V. 參考文獻

- [1] 卓武舜,王文揚,陳裕愷,“智慧型電動自行車之研製”中華民國第 23 屆電力工程研討會, 2002, pp.1263-1268.
- [2] 蕭瑛星,陳水龍,黃榮文,黃仲宏,“電動機車雙向變流器的設計與製作”中華民國第 23 屆電力工程研討會, 2002, pp.1194-1199.
- [3] 鄭進興,方怡旻,張鈺昌,葉建勳,鄭博仁,“以 FPGA 實現電動機車能源回收系統模糊控制器”中華民國第 23 屆電力工程研討會, 2002, pp. 627-631.
- [4] 梁智明,劉慶文,“電動自行車之驅動與控制技術開發”,機械工業雜誌, pp. 164-172, 90 年 11 月.
- [5] 龔應時,陳建武,徐永松, TMS320F/C24x DSP 控制器原理與應用, 滄海書局, 2001 年 9 月
- [6] Texas Instruments, TMS320LF/LC240x DSP Controllers Reference Guide System and Peripherals, SPRU357, January 2000.
- [7] B.K. Bose, *Power Electronics and Variable Frequency Drives – Technology and Application*, IEEE Press, 1997.
- [8] 劉昌煥, 交流電機控制-向量控制與直接轉矩控制原理, 東華出版社, 2000.
- [9] J. Yen, R. Langari, *Fuzzy Logic – Intelligence, Control, and Information*, Prentice-Hall, Inc., 1999.
- [10] C.M. Liaw and Y.S. Kung, “Fuzzy Control with Reference Model-Following Response,” *Fuzzy Theory Systems: Techniques and Applications*, Vol.1, 1999, pp. 129-158.