

再生式剎車系統速度控制器之設計

陳昭雄 張子文

大葉大學機械與自動化工程學系
彰化縣大村鄉山腳路 112 號

摘要

本文提出一再生式剎車系統速度控制之硬體架構，首先建構出讓馬達與電瓶間能夠做充、放電轉換之系統，使電瓶在放電模式時，馬達獲得能量供應加速運轉，而在充電模式時，馬達變成發電機將動能轉換成電能回充至電瓶，使馬達減速，藉由電瓶在充、放電所佔時間不同達到馬達速度控制之目的，而當系統作能量回充時，由於將馬達的能量回存，可減少能量損耗。在控制器的設計方面，本文設計 PI 與模糊等兩種控制器以做轉速控制，並比較及探討兩者之間的優劣，而由實驗結果顯示，於跟隨不同轉速波形的情況下，本文所提之模糊控制器具有比 PI 控制器更寬廣的操作範圍與較佳的效能。

關鍵詞：再生式剎車，模糊控制器，轉速控制

Design of the Speed Controller for the Regenerative Braking System

CHEN CHAIO-SHIUNG and CHANG GI-WEN

*Department of Automatic Engineering, Da-Yeh University
112 Shan-Jiau Rd. Da-Tsuen, Changhua, Taiwan*

ABSTRACT

This paper presents a novel electrical hardware for the speed control of the regenerative braking system. First, we develop a charging and discharging system to operate between a battery and a motor. When the battery is on the charging mode, the motor obtains energy and speeds up. Then when the battery is on the discharging mode, the motor changes into a generator, which can turn the dynamic energy of the motor into electric energy. This electric energy is discharged to the battery and thus makes the motor slow down. By modulating the time ratio between the charge and the discharge of the battery, we can perfectly control the speed of the motor. Moreover, as a result of the energy discharge of the motor, the battery can conserve the energy consumed. Additionally, we designed two PI and fuzzy controllers for the speed control of the motor, and compared their performances. The results of the experiment show that the fuzzy controller has a larger operating range and better performance than the PI controller.

Key Words: regenerative braking system, fuzzy control, speed control



一、結論

一般汽、機車在剎車時都是利用摩擦力將汽、機車之動能消耗掉而達到減速目的，而電動車本身因為是使用電動馬達及電池作為動力來源與能量儲存的媒介，依電池的特性便是可以對電池本身加以充、放電，因此當電動車剎車減速時，可以透過馬達變換成發電機形式，將動能轉換成電能回充至電池中，藉以增加電池儲存的電能，節省能量浪費，另外，由於電池作充、放電能量轉換，可以使馬達加、減速，因此，可以透過設計充、放電轉換電路和電動車速度之偵測與回授補償，而達到電動車速度控制之目的。關於介於電池與馬達間充、放電切換電路之研究，國內、外相關文獻相當的豐富，依其效能的不同，而產生各種不同架構的交 - 直流轉換器如，Ray 等人 [10] 所提出的 CF-ZVS-MRC 與 PWM 技術，其在電路上以二個主動式開關交互導通，因此，落在開關上之電壓僅為輸入電壓之一半，但其缺點為開關導通時，流經開關之電流會加倍。而 Caricchi 等人 [4] 提出雙向直流轉換器 (bi-directional buck-boost converter) 和雙向直流串聯轉換器 (bi-directional buck-boost cascade converter) 兩種不同形式之充、放電切換電路效能之比較，其結果顯示雙向直流串聯轉換器在電路轉換上所需的切換開關雖較多，但同時流經開關之電流較小，而在輸出功率上也較為提升。

對於再生式剎車之系統，其電池能快速充電相當重要 [7]。在本文所使用的鉛酸電池為二次電池，現今二次電池不斷發展，充電技術也必需跟上電池發展的步伐，以符合使用者的期望。傳統充電法不甚理想，易造成電池過充而損壞電池或是充電時間過久的問題。在講求效率的現代，能在愈短時間充飽電池愈好，因此，有必要檢討傳統充電法，在不傷害電池的原則下儘量縮短充電時間。過度充電 (overcharging) 是造成電池損害的最大原因 [6]，所以好的充電系統必須具備有轉換效率高、快速充電及防止過度充電等條件。以二次電池的能量轉換效率來說，除了提升充電器之交 - 直流轉換器的效率外，蓄電池本身電能轉換為化學能之效率更形重要。傳統之充電法一般為定電壓充電 [11] 和定電流充電 [12] 兩種，定電壓充電有初期充電電流過大，容易造成電池損壞的問題，而定電流充電一般以 0.1A~0.2A 的電流充電，有充電時間過長的問題，因此後來發展出定電流 - 定電壓充電法 [13] 及二段式定電壓充電法以改善上述問題，但充電時間仍無法讓人滿意，目前快速充電法中，

以脈衝充電法 (pulsed charging) [5,9] 效率最高，本文由於作馬達速度控制，充、放電間轉換速度非常快，為提高充電效率，故採用此種方法。

本文之研究主要在建構讓馬達與電瓶間能夠做有效率之充、放電轉換，其電路由充、放電轉換器電路，TLP250 電路、LM311 比較器、邏輯判斷電路、D/A (數位 - 類比) 轉換器、TC9400 電路與 LM555 電路所構成。整體作用在使系統於放電模式時、馬達獲得供應以運轉，在當系統作能量回充時，由於將馬達的能量回存，可藉此加快馬達的剎車效率並可減少能量損耗。在控制器的設計方面，採用 PI 控制器與模糊控制器，透過馬達速度偵測及回授，控制充、放電之間所佔時間的比例，以此便可達到對馬達的轉速控制，同時並比較探討兩控制器間之優劣。

二、系統架構與作動原理

本研究再生式剎車系統之實際實驗架構如圖 1 所示，由圖上可以看出在馬達的軸上接一飛輪作為馬達的負載，並且利用飛輪本身的慣性當做儲存動能的裝置，其規格如表 1。電動車之電源一般為 24V，故採用兩顆 12V 的鉛酸電池串聯，其充、放電特性以定電流充電 [12] 而言，在充電初期電池電壓迅速上升，而後電壓因化學反應關係緩慢上升，最後在充電末期會有電壓急劇上升再趨於平緩的情況。在放電方面，放電電流愈大，電池電壓下降愈快 [8]，放電電流愈大則可提供的電量愈少，而溫度較高能提供較多的電量。作動電路主要為在電池與馬達之間以四顆 MOSFET 當作切換開關做電路切換，藉此達到電池之充、放電與改變轉速的效果，而四顆 MOSFET 的導通與截止取決於微處理機與開關控制電路的判斷，藉由改變電池充、放電所佔不同之時間比率關係，以達到馬達轉速控制之目的。整個再生式剎車之電

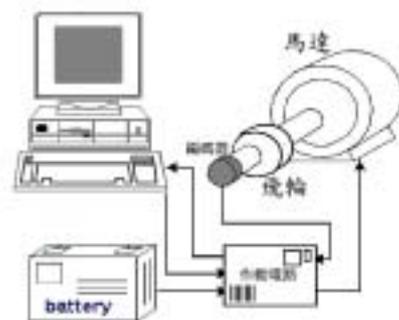


圖 1. 再生式剎車的實際機械結構示意圖



1. 直流馬達當電動機模式

如圖 5 所示，馬達欲當電動機時，迴路中的 S_{m_dw} 必須導通，於是電流將由電池經 S_{m_dw} 流過電感 (L)，再經 D_{m_up} 二極體供給馬達電流，此時由於馬達是接受由電池供給的電流，故是當作電動機使用。其迴路簡圖如圖 6 所示。

2. 直流馬達當發電機模式

當馬達在發電機模式時，所感應之電能要回充至電池時，還必須考慮馬達與電池間電壓之高低，因此又可分成兩種狀況之模式。

(1) 充電模式

當馬達所感應的電壓比電池的電壓高時，就可以直接由馬達對電池回充電能。所以此時我們只需控制 S_{b_dw} 導通便可對電池回充電流，其迴路簡圖如圖 7 所示。

(2) 昇壓模式

當馬達所感應的電壓比電池的電壓低時，此時馬達無法對電池直接回充電能。所以必須先藉由電感 (L) 儲能後，待馬達端的電壓比電池的電壓高時，再對電池充電。所以在昇壓模式下，需先導通 S_{b_dw} 且令 S_{b_up} 動作 (一直在持續切換)，當 S_{b_up} 導通時為馬達對電感 (L) 儲能，其迴路簡圖如圖 8 所示。

以上三種轉換模式整理如表 2。充、放電轉換器模式切換取決於 MOSFET 的導通或截止，所以必須有電路來判斷且控制 MOSFET 何時該導通或截止，其是由驅動 MOSFET 導通的 TLP250 電路 以比較電池與馬達兩端電壓的 LM311 比較器電路及切換充、放電轉換器各種模式的邏輯判斷電路

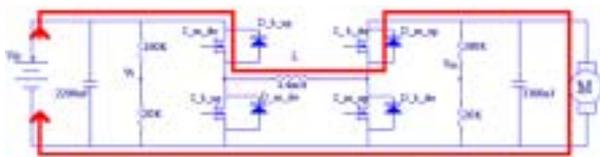


圖 6. 電動機模式迴路圖

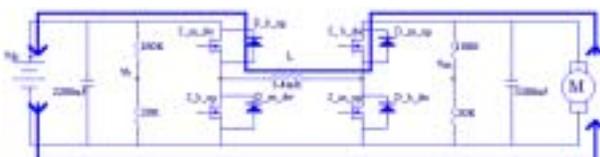


圖 7. 充電模式迴路圖

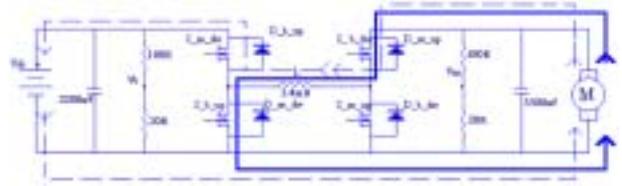


圖 8. 昇壓模式迴路圖

表 2. 充、放電轉換器各種工作模式

模式	S_{m_dw}	S_{b_dw}	S_{b_up}	S_{m_up}
電動機	導通	截止	截止	截止
發電機	截止	導通	截止	截止
昇壓	截止	導通	動作	截止

等三種電路所組成。

(二) MOSFET 開關驅動電路

對於可控的 MOSFET 功率開關，需有適當的驅動電路，用以驅動功率開關的導通與截止，並且一般皆加以隔離功率元件與控制信號，以避免因短路故障時損壞了控制電路。本文採用東芝公司所生產的驅動 IC-TLP250，此 IC 專門驅動功率元件 IGBT/MOSFET 等，且內部已有隔離保護，而其電路接法則如圖 9 所示，動作情形為：當開關驅動信號為 0V，則 G、S 端將輸出 12V 來導通 MOSFET；反之，若開關驅動信號為 5V，則 G、S 端將輸出 0V 來截止 MOSFET。

(三) LM311 比較器電路

如圖 10 為 LM311 的接線圖，其中 V_{bm} 為比較馬達所感應的電壓 (V_m) 及電池的電壓 (V_b) 及經由比較器 LM311 作後之輸出，為了配合 LM311 比較器的輸入電壓範圍，如圖 4 電路圖所示，其在 V_m 及 V_b 前先以一 180K 及一 20K 之串連電阻分壓後取 1/10 的電壓當 LM311 之輸入值。當 $V_m > V_b$ 時，LM311 會輸出“1”的信號，而當 $V_m < V_b$ 時會輸出“0”的信號，此比較後的信號再配合由 LM555 電路輸出端的脈波信號經“AND”運算後送入後級的邏輯判斷電路，便可決定那一類 MOSFET 導通，即可完成充、放電或昇壓模式了。

(四) 邏輯判斷電路

為了讓充、放電轉換器裡的四顆開關能夠依適當模式作切換，本文便以 LM555 電路之輸出的脈波信號與 LM311 比較器電路的輸出 V_{mb} 來作判斷，如圖 11 所示。大致而言，LM555 的脈波輸出用以控制電動機模式與發電機模式的切換，其脈波數多寡將由控制器根據速度誤差訊號之大小而決



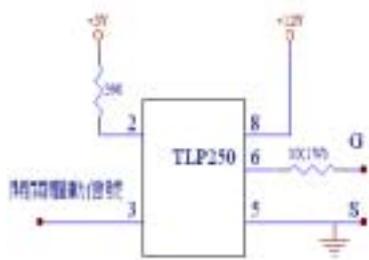


圖 9. TLP250 電路圖

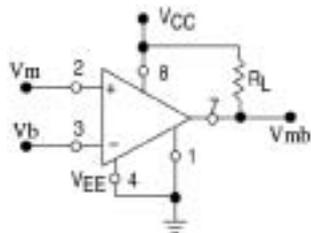


圖 10. LM311 接線圖

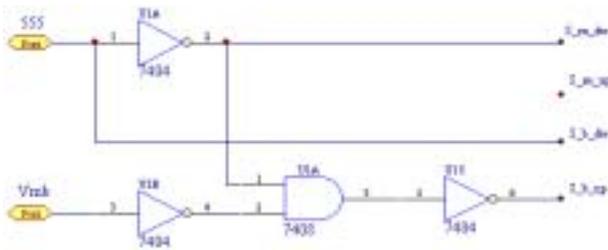


圖 11. 邏輯判斷電路

定，而 V_{mb} 用以控制充電模式與昇壓模式間的切換，其邏輯公式如下：

$$\begin{aligned} S_{m_dw} &= \overline{555} \\ S_{b_dw} &= 555 \\ S_{b_up} &= \overline{555} \cdot \overline{V_{mb}} \end{aligned} \quad (1)$$

(五) 脈波信號產生器

如圖 12 所示，此為包含 DAC 電路的脈波信號產生器電路，其負責將由電腦所送出的值轉換成對應的脈波信號給邏輯判斷電路，以作為 MOSFET 開關驅動的判斷，藉以改變電瓶與馬達間充、放電的時間比率，以達到馬達轉速的改變，其元件說明如下。

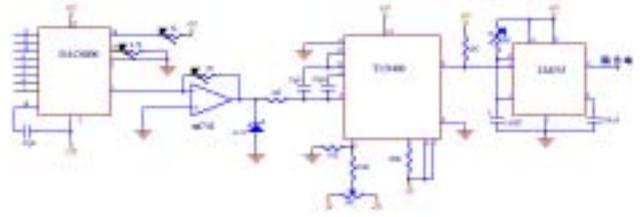


圖 12. 脈波信號產生器電路

1. DAC 電路

DAC 即是數位 / 類比轉換器，編號 DAC0800 為 8 位元，解析度為 $1/256$ ，其將電腦 8 位元之數位輸出轉換成 0-5 伏特之類比輸出；當要以滿載電壓驅動馬達時所輸入的命令值是 fH ，經 DAC 轉換後即為 5V，欲將馬達停止時的命令值是 $00H$ ，而輸出電壓為 0V，其電路圖如圖 13 所示。因為 DAC0800 為一顆電流輸出型的 DAC，故在此尚須加上一 $\mu A7411/V$ 電路，將輸出電流變成電壓值，以便給之後的 TC9400 電路將其電壓值轉成觸發信號。

2. 脈波產生器電路

由於本文在電瓶與馬達之間的充、放電轉換是以脈波型式來作控制，所以本文利用了 LM555 的單穩態電路來產生脈波信號，但單穩態電路的特性是必須有一觸發信號才會有輸出，而這個觸發信號多寡便是控制 LM555 輸出脈波個數之來源，故而便以一 TC9400 (V/F) 電路來將由 DAC 電路送出的電壓轉成頻率以作為觸發信號。而這由 V/F 電路與 LM555 電路所組成的脈波產生器電路，其實際的電路如圖 14 所示，其作動原理說明如下。

(1) TC9400 電路

TC9400 電路是為 V/F 電路，即是將一輸入電壓值轉換成對應之輸出頻率，圖 15 為 TC9400 的電路圖，其腳 3 接收 DAC0800 轉換過的電壓控制值後，經由腳 8 輸出相對應

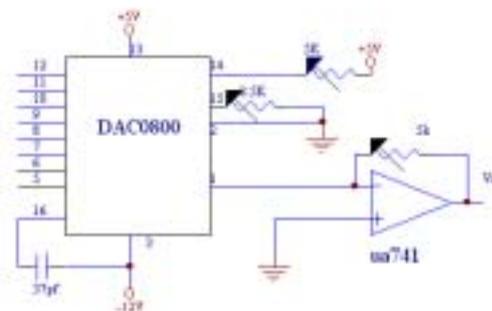


圖 13. DAC 電路圖



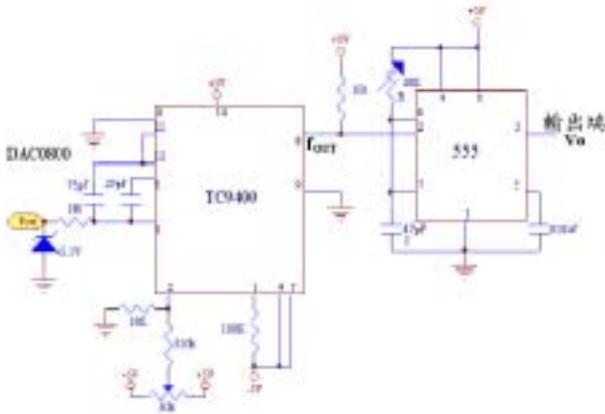


圖 14. 脈波產生器電路

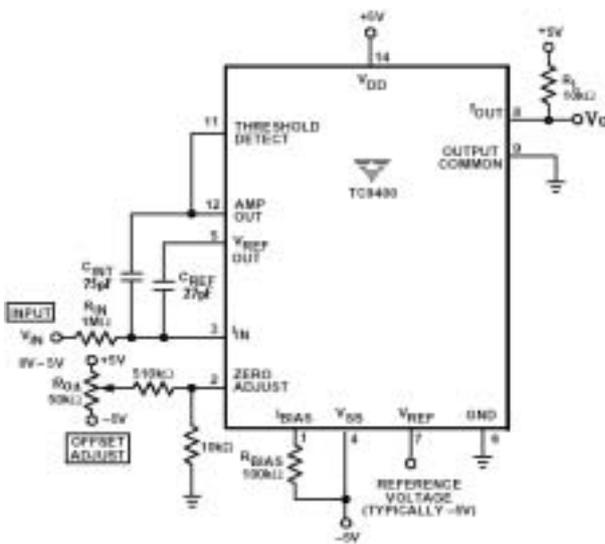


圖 15. TC9400 電路圖

之頻率訊號值，此訊號便當成觸發 LM555 單穩態的觸發脈波訊號。我們選擇 TC94005 之最大輸出頻率 (f_{OUT}) 為 37kHz，而 TC9400 輸入電壓與輸出頻率之關係如下式所示：

$$f_{OUT} = \frac{V_{IN}}{R_{IN}} \times \frac{1}{(V_{REF})(C_{REF})} \quad (2)$$

取 $V_{IN}=5V$ 、 $R_{IN}=1M\Omega$ 、 $C_{REF}=27pF$ ，而給 $V_{REF}=5V$ ，因此可得

$$f_{OUT} = \frac{5V}{1M\Omega} \times \frac{1}{(5V)(27pF)} = 37.037kHz \quad (3)$$

另外，在 C_{INT} 的選取上其範圍為 $C_{INT} \leq 4C_{REF}$ ，故選取 C_{INT}

$=75pF$ 。圖 16 為輸出訊號 (f_{OUT}) 與 AMP-OUT 的關係；其中 T_{OFF} 為固定值 3us，AMP-OUT 頻率變大， f_{OUT} 頻率跟著變大，反之相同。 R_{OA} 可以用來微調 AMP-OUT 之頻率。

(2) LM555 電路

圖 17 為 LM555 的電路圖，其工作原理如圖 18 所示，當觸發訊號端 (Input) 有低於 $1/3V_{CC}$ 的觸發訊號進來，則輸出端 (V_O) 由低態轉高態，同時以 RC 來做充電定時原件，當 C 經 R 充電到 $2/3V_{CC}$ 時，臨限端 (threshold) 開始動作，輸出 (V_O) 變成低態，且放電端 (discharge) 接地，使電容放電，此時電路即停留在此狀態，直到當觸發訊號端再有低於 $1/3V_{CC}$ 的觸發訊號進來。其週期與 RC 的關係式如下：

$$T \cong 1.1 RC \quad (4)$$

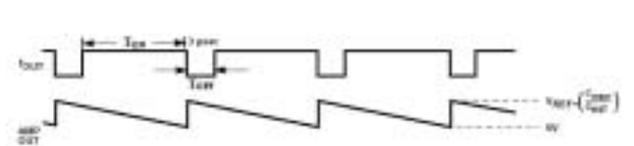


圖 16. TC9400 之輸出波形

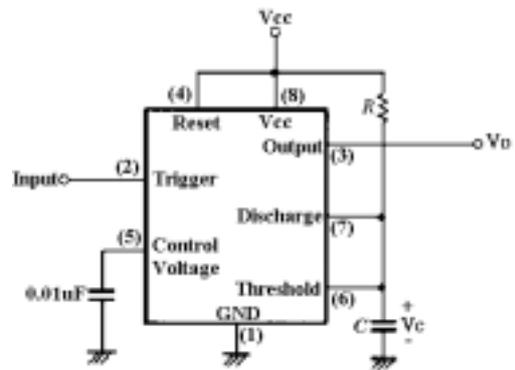


圖 17. LM555 電路圖

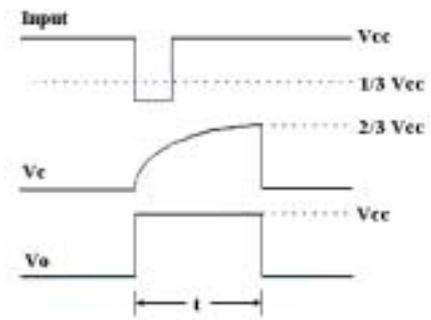


圖 18. 555 單穩態振盪之工作波形



由於 Input 是由 TC9400 電路的輸出 f_{OUT} 來當作觸發信號，其最大設定頻率為 37kHz，即最小週期約為 420us，因此在零件的選取上，選用 $C = 47pF$ 及 $R=7.7k$ ，故 $T = 1.1 \times 47pF \times 7.7k\Omega \cong 420us$ ，使其每觸發一次就產生 $T = 420us$ 的脈波信號。圖 19 為脈波產生器電路之工作波形，TC9400 的觸發信號由 T_{ON} 與 T_{OFF} 所組成，其中 T_{OFF} 是固定時間 ($T_{OFF} = 3us$)，當 f_{OUT} 的頻率越大， T_{ON} 的時間越短，也越快觸發 LM555 電路使其產生脈波信號。而由於 LM555 是下緣觸發，故只有在 f_{OUT} 由 T_{ON} 變成 T_{OFF} 時才會觸發產生一個脈波，而此脈波是由 T_1 與 T_2 所組合而成，其中 T_1 的時間是固定在 420us，而 T_1 與 T_2 的時間比例，為當作電瓶與馬達之間的充、放電時間比例。

(六) 介面電路

V_0 與電腦溝通之介面電路如圖 20 所示 [9]，其中虛線框部份為 ISA 卡。

(七) 解碼計數電路

一般編碼器軸心轉動時，會產生兩組相位相差 90 度的 A、B 相方波訊號，可依其相差先、後，而分辨馬達的正反轉。如果分別針對 A、B 兩相訊號，加上前緣微分與後緣微分，則將分別得到 $A+$ 、 $A-$ 、 $B+$ 、 $B-$ 這四個微分後的信號，在整合後即可得到提高編碼器四倍解析度之脈衝信號，如圖 21 所示，一般稱此為「乘四解碼電路」。經由乘四解碼電路

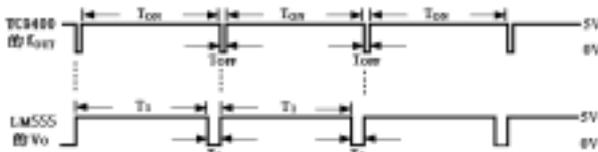


圖 19. 脈波產生器電路之工作波形

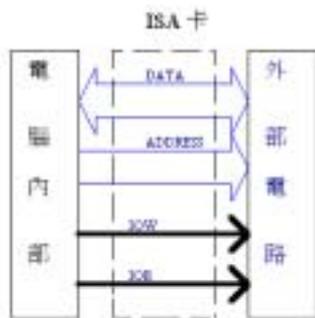


圖 20. 微電腦界面示意圖

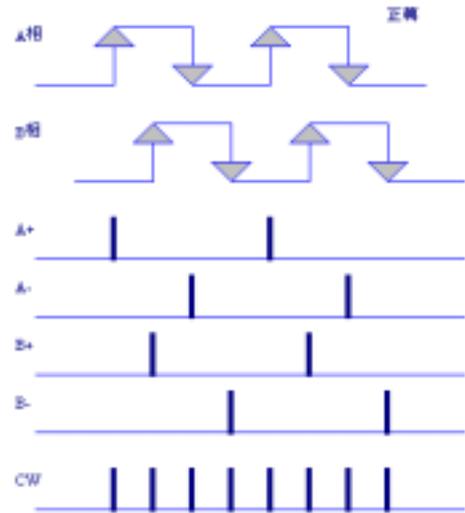


圖 21. 乘四解碼電路原理圖

之後所得的 CW 或 CCW 信號，只要再加上正反轉計數器計數其正反轉脈衝數，便可以得到馬達位置值了，整個電路架構如圖 22 所示。本文的介面電路、數位濾波電路及解碼計數電路，都將採用由美商 Xilinx 公司出品的 XC9536 IC 來完成。此類 IC 為高性能的 CPLD (complex programable logic devices)，擁有 36 個微元件數 (macrocells)，而內部的邏輯容量有 800 個 Gate。由於內部已配置了很多的可程式邏輯單元，只要改變燒錄的程式，便可以改變其內部的邏輯開動作，非常的方便，而且體積也明顯地減少許多。

整個系統之作動原理敘述如下：首先電腦接收解碼計數電路所送來之馬達實際轉速，經與所設定轉速作比較，控制器藉由此轉速誤差計算出經由 DAC0800 所要輸出給 TC9400 之電壓，假如馬達實際轉速比設定轉速越低，則輸出電壓值越大，TC9400 輸出之頻率也越大，此訊號在單位時間觸發 LM555 之脈波數也愈多，使 LM555 輸出訊號在上緣時間比下緣時間長，因此，充、放電轉換器在電動機模式比在發電機模式單位時間比率長，使馬達加快轉動，反之亦

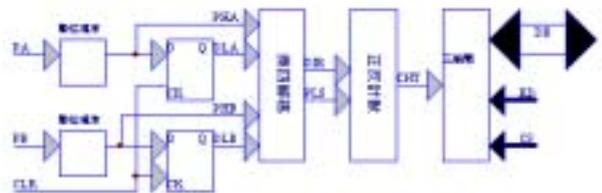


圖 22. 解碼計數電路方塊圖



然，邏輯判斷電路根據 LM555 及 LM3111 比較器之輸出，透過 TLP250 驅動電路控制四顆 MOSFET 切換開關作動，當 LM555 輸出在上緣，則充、放電轉換器被控制在電動機模式；當 LM555 輸出在下緣，邏輯判斷電路還要根據 LM311 比較電路，判斷電池與發電機兩者之間電壓高低，假如發電機電壓比電池低，則充、放電轉換器被控制在升壓模式，反之則在發電機模式直接對電池充電。

四、控制器設計

再生式剎車系統速度控制之方塊圖如圖 3 所示，我們將分別設計傳統之 PI 控制器及模糊控制器作比較。

(一) PI 控制器設計

數位式之比例積分控制器如下：

$$ew(k) = r(k) - w(k) \quad (5)$$

$$v(k) = v(k-1) + K_p ew(k) + K_I T_s ew(k-1) \quad (6)$$

其中 K_p 為比例增益、 K_I 為積分增益和 T_s 為取樣時間，我們選取 $T_s = 0.085\text{sec}$ ， $K_p = 22/640$ ， $K_I = 0.7/640$ 。

(二) 模糊控制器設計

本文將設計一類似 PI 控制器之模糊控制器，控制器之輸入分別為轉速誤差 (ew) 和轉速誤差積分量 (ewi) 兩個，而取脈波信號產生器輸入電壓 $v(k)$ 為其輸出。而 ewi 可由下式計算：

$$ewi(k) = ewi(k-1) + T_s ew(k-1) \quad (7)$$

在輸出、入變數的模糊集中，在此採取三角型的歸屬函數進行模糊化，並在輸入變數上各取五個模糊集合，分別為負的大 (NL)、負的小 (NS)、零 (ZE)、正的小 (PS) 和正的大 (PL) 等五個，如圖 23 及 24 所示。而在輸出變數 $v(k)$ 上取九個模糊集合，分別為負的很大 (NML)、負的大 (NL)、負的中 (NM)、負的小 (NS)、零 (ZE)、正的小 (PS)、正的中 (PM)、正的大 (PL) 和正的很大 (PML) 等如圖 25 所示。而模糊規則庫由 25 條 fuzzy IF-THEN rules 所組成，其形式表示如下：

$$R^{(l)} : \text{IF } ew \text{ is } F_1^l \text{ and } ewi \text{ is } F_2^l, \text{ THEN } v(k) \text{ is } G^l \quad (8)$$

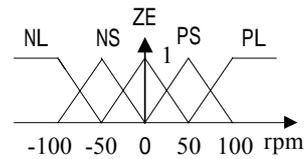


圖 23. 輸入變數 ew 之歸屬函數

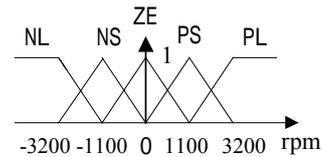


圖 24. 輸入變數 ewi 之歸屬函數

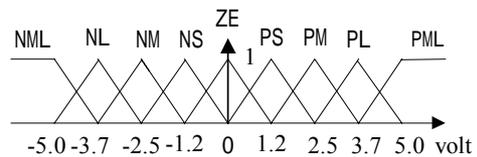


圖 25. 輸出變數 v(k) 之歸屬函數

其中 $l=1,2,\dots,25$ 且 $F_i^l, i=1,2$ 和 G^l 分別為輸入和輸出值域上之模糊集合，其歸屬函數分別由 $\mu_{F_i^l}, \mu_{G^l}$ 表示之，我們設計之模糊規則庫如表 3 所示。假如應用 “singleton fuzzifier”、“product inference” 和 “center-average defuzzifier” [1]，則此模糊系統之輸出為

$$y = \frac{\sum_{l=1}^{25} \bar{y}^l \cdot \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i)}{\sum_{l=1}^{25} \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i)} \quad (9)$$

其中， \bar{y}^l 為模糊集合 G^l 的中心，也就是 $\mu_{G^l}(\bar{y}^l) = 1$ 。

表 3. 模糊規則庫

ewi ew	LN	SN	ZE	SP	LP
LN	ZE	PS	PM	PL	PLL
SN	NS	ZE	PS	PM	PL
ZE	NM	NS	ZE	PS	PM
SP	NL	NM	NS	ZE	PS
LP	NLL	NL	NM	NS	ZE



五、實驗

本研究中的整體硬體實照圖如圖 26，我們選定馬達所要跟隨之轉速分別為正弦波：

$$f(t) = 750 + 750\sin(2\pi/14.5 - \pi/2) \quad (10)$$

和方塊波 $f(t)=f(t+10.2)$ ，其中

$$f(t) = \begin{cases} 1000 & \text{if } 0 \leq t < 5.1 \text{ sec} \\ 0 & \text{if } 5.1 \leq t < 10.2 \text{ sec} \end{cases} \quad (11)$$

透過真實實驗，PI 控制器與模糊控制器實驗之結果如圖 27 和圖 28 所示。從圖中可看出兩控制器皆有不錯效果，而模糊控制器跟隨效果更好。

六、結論

本文提出一有效之再生式剎車系統速度控制之硬體架構，透過控制四個 MOSFET 切換開關，可使充、放電轉換器分別成功作動在電動機模式、發電機模式和升壓模式等三個狀況下，而回授控制方面，我們提出 PI 與模糊兩控制器，兩者皆能準確的跟隨所設的轉速，而由實驗結果可看出模糊控制器，可解決傳統 PI 控制器，在不同的運轉狀況下須調整控制器參數的不便。是故模糊控制器的優點在於具有比傳統 PI 控制器更寬廣的操作範圍與較佳的效率。實驗結果顯示，於不同轉速波形的情況下，本論文所提模糊控制器較傳統 PI 控制器之轉速控制較為精準。



圖 26. 實驗台硬體整體實照圖

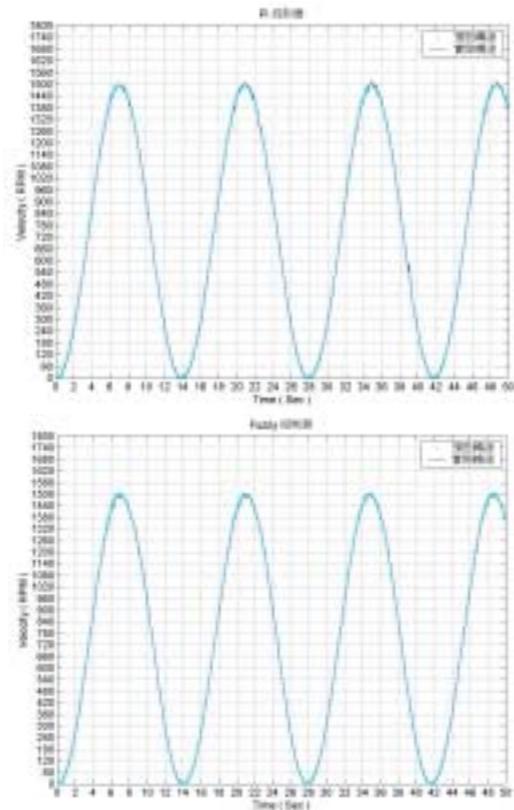


圖 27. 轉速呈正弦波之控制器比較

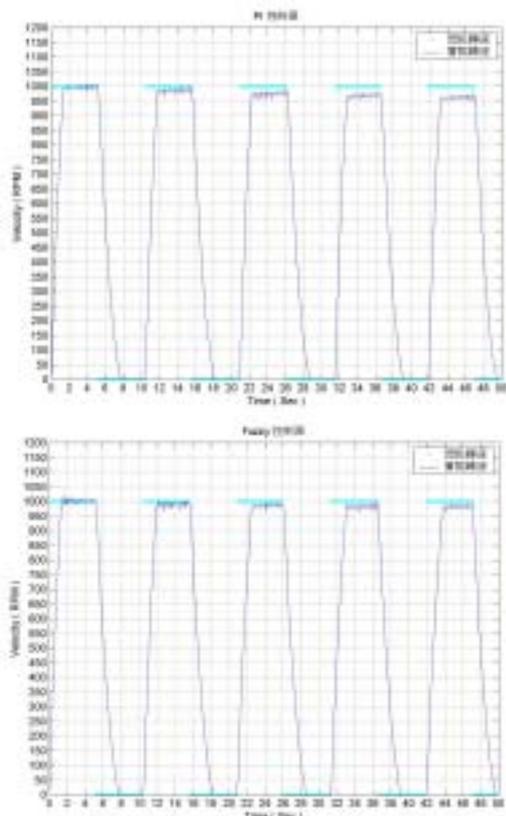


圖 28. 轉速呈方波之控制器比較



參考文獻

1. 王進德 (民 83), 類神經網路與模糊控制理論入門, 頁 20-80, 全華科技圖書公司, 台北。
2. 李佳箴 (民 85), 再生式剎車充電之控制, 國立清華大學動力機械學系碩士論文。
3. 唐佩忠 (民 89), VHDL 與數位邏輯設計, 頁 45-100, 高立圖書有限公司, 台北。
4. Caricchi, F., F. Crescimbeni, F. G. Capponi and L. Solero (1998) Study of bi-directional buck-boost converter topologies for application in electrical vehicle motor drives. *APEC '98 on Applied Power Electronics*, 1, 287-293.
5. Chiasserini, C. F. and R. R. Rao (1999) A model for battery pulsed discharge with recovery effect. *IEEE Conference on Wireless Communications and Networking*, 2, 636-639.
6. Gun, J. P., J. N. Fiorina, M. Fraisse and H. Mabboux (1997) Increasing UPS battery life main failure modes, charging and monitoring solutions. *International Telecommunications Energy Conference*, 389-396.
7. Hua, C. C. and M. Y. Lin (2000) A study of charging control of lead-acid battery for electric vehicles. *ISIE 2000 on Industrial Electronics*, 1, 135-140.
8. Kawamura, A. and T. Yanagihara (1998) State of charge estimation of sealed lead-acid batteries used for electric vehicles. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 583-587.
9. Khan, N., N. Mariun, M. Zaki and L. Dinesh (2000) Transient analysis of pulsed charging in supercapacitors. *TENCON 2000, Proceedings*, 2, 193-199.
10. Martinez, Z. R. and B. Ray (1994) Bidirectional DC/DC power conversion using constant frequency multi-resonant topology. *APEC '94 on Applied Power Electronics*, 2, 991-997
11. Palanisamy, T. and P. O. Box (1990) Charging techniques for a universal lead-acid battery charger. *Proceeding International Power Sources Symposium*, 72-76.
12. Salameh, Z. M., M. A. Casacca and W. A. Lynch (1992) A mathematical model for lead-acid batteries. *IEEE Transcation Energy Conversion*, 7(1), 93-98.
13. Valeriote, E. M., T. G. Chang and D. M. Jochim (1994) Fast charging of lead-acid batteries. *Proceeding International Battery Conference on Applications and Advances*, 33-38.

收件：91.07.15 修正：91.11.21 接受：91.12.10

