

增程式電動車之智慧型混合動力控制系統

陳昭雄* 陳建秦 劉丞斌

大葉大學機械與自動化工程學系

51591 彰化縣大村鄉學府路 168 號

*chao@mail.dyu.edu.tw

摘要

本文主要發展智慧型混合動力的驅動控制系統以應用於增程式的電動車，解決電動車電池模組儲存能量受限制的問題，有效增加電動車的續航力。建立電動車混合動力的實驗平台，硬體方面包括鋰電池模組、增程引擎與發電機系統、永磁式同步無刷馬達驅動系統和渦電流負載系統，針對馬達在各種不同負載和轉速下，測試此混合動力系統的功率輸出和效率，以提供整車能量管理系統參考，所設計的永磁式直流無刷馬達功率輸出為 5.5KW/DC310V/4100RPM。另外，本文發展一具學習能力的區間第二型類神經模糊網路系統（Interval type-2 neural fuzzy network, IT2NFN）並推導網路參數的適應性法則，使 IT2NFN 能線上估測電動車的總合不確定量，以提供給控制器補償電動車在路面行駛時所遭受的各種負荷和外力對馬達驅動系統的干擾，完成電動車速度精確穩定控制的目的。

關鍵詞：混合動力系統，增程引擎，永磁式同步無刷馬達，智慧型控制

Intelligent Hybrid Power Control System for Extended-Range Vehicles

CHIAO-SHIUNG CHEN*, CHIEN-CHIN CHEN and CHENG-BIN LIOU

Department of Mechanical and Automation Engineering, Da-Yeh University

No. 168, University Rd., Dacun, Changhua 51591, Taiwan, R. O. C.

*chao@mail.dyu.edu.tw

ABSTRACT

This paper develops an intelligent hybrid power system (IHPS) for extended-range electric cars. The IHPS solves the energy storage limitations of the battery pack and effectively increases the traveling distance of the electric car. This study established a hybrid power experimental platform that included a lithium battery module, an extended-range engine and a generator system, a permanent magnet synchronous brushless motor drive system, and an eddy current load system. Power output and efficiency tests of IHPS were run under various loads and speeds of the electric car motor. A permanent magnet synchronous brushless motor was designed with 5.5KW/DC310V/4100RPM. A motor vector control system was established using sinusoidal space vector pulse-width-modulation



for inverter three-phase IGBT switching. Moreover, an interval type-2 neural fuzzy network (IT2NFN) with parameter adaptation laws was established for conducting online estimation of overall uncertainties from the variable loads and external disturbances. A robust controller based on IT2NFN was designed to ensure precise speed control for the electric car, which demonstrated favorable driving performance. Finally, simulations and experiments were performed using the designed hybrid experimental platform to demonstrate the effectiveness of the proposed control methodology.

Key Words: hybrid power system, extended-range engine, permanent magnet synchronous brushless motor, intelligent control

一、簡介

電動車的續航力受到充電及電瓶的影響，加上車輛額外之電力需求如空調與電動轉向系統等，因此，以電瓶所蓄能量與功率輸出將有所不足。增程式電動車輛，以隨車之小引擎連接發電機，提供電動車增程所需之電能，為現今適宜之選項。而目前國內、外有關增程式電動車輛的研究，以增加行駛距離和輸出性能，相當缺乏，若能建立增程電動車輛之整體驅動和動態分析技術，整合車輛電瓶、增程引擎與馬達驅動系統，可提供國內串聯式複合動力車輛之研究。有關應用於電動車馬達驅動系統研究之文獻，Sakai 等人 [11] 進行四組輪殼馬達獨立驅動之運動控制方法之研究，提出強健動態之偏航力矩控制，以解決車輪打滑的問題。He 和 Hodgson [5] 研究複合電動車輛之建模與模擬。Gokdere 等人 [3] 研究永久磁性馬達模擬模型，使用 PWM 方法控制，透過電流命令速度控制技巧，可在驅動器電流與電壓限制範圍內，達到複合動力車輛加速與減速的要求。智慧型系統包括模糊邏輯系統和類神經網路系統，利用智慧型系統的近似和學習能力，以克服受控系統數學模型的不確定性，進年來廣泛被應用於工業界。有關智慧型控制應用於電動車馬達驅動系統之文獻，Grabowski 等人 [10] 利用類神經-模糊 (Neuro-fuzzy) 之扭力控制架構，以設計出感應馬達之 PWM 變頻器，並以 TI 所生產 TMS 320C31 為控制器驗證所提方法。Wai [4] 利用小波類神經系統 (Wavelet Neural Network)，觀測一以永磁式同步馬達所驅動複合式機構之不確定參數，並發展扭力控制器以克服複合式機構定位時受到外力干擾和參數不確定量影響。Islam 和 Uddin [14] 發展一新的智慧型適應控制器於直流無刷同步馬達的扭力和速度控制，並利用 DSP 控制板實現所發展的控制策略。Lin 等人 [6] 提出一反覆式類神經模糊網路控制器於永磁式同步馬達的軌跡跟隨控制，並

利用一伺服控制卡透過實際實驗驗證所提理論的有效性。Lin 等人 [8] 發展一新的 Elman 類神經網路控制器於永磁式直流馬達的位置跟隨控制，利用倒傳遞訓練法則線上調整網路系統的參數，並由實驗結果驗證所提控制方法的有效性。Lin 等人 [9] 發表一區間第二型類神經模糊網路控制系統，應用於多軸的線性馬達平台，此網路系統同時具備線上網路結構和參數調整的學習法則，能確保整個控制系統的收斂和穩定性。

有關電動車增程式複合動力系統的文獻，Bass 等人 [2] 測試混合動力驅動系統的性能，透過實際的行車型態測試，並與傳統的純電動車的驅動系統比較，驗證複合動力系統有較佳的效能。Amjad 等人 [1] 發展插電式混合動力的電動汽車，可以使用標準的壁裝電源插座動電瓶充電，並以增程引擎帶動發電機發電，以增加電動車的續航力。Zhang 等人 [15] 研究混合動力電動汽車的駕駛性能，設計混合動力汽車的能量管理策略，透過各種不同的模擬和實驗，驗證增程電動車的節能效率和駕駛性能。Thibault 等人 [13] 針對混和動力電動汽車提出一種最佳能量管理系統的監控策略，以決定電動車電瓶與增程引擎在各種不同負載和轉速下的輸出大小，透過控制增程引擎操作在效能最佳化的區域，達到最佳的增程效果。Tate 等人 [12] 探討並聯式混合動力電動車和增程式電動車的效能和安全性，增程式電動車優於並聯式混合動力電動車。

本文針對增程式電動車研製智慧型混合動力的驅動控制系統，並建立混合動力的實驗平台，以能在各種不同負載和轉速下，測試此混合動力系統的功率輸出和效率，以提供整車能量管理系統參考，達到最佳的增程效果。針對永磁式直流無刷馬達設計向量控制之馬達驅動系統，以 SVPWM (Sinusoidal space vector pulse-width-modulation) 切換由 IGBT 所組成的三臂電橋驅動電路，經由 d-q 軸旋轉座標的



轉換，達成馬達三相線圈在二度空間電壓向量的調控，完成馬達出力的控制。為了因應電動車在路面行駛時，所遭遇各種環境和負荷的變動以及外力的干擾，本文發展一強健式區間第二型類神經模糊控制器（Interval type-2 neural fuzzy network controller, IT2NFNC），以克服電動車行駛時對馬達驅動系統的不確定性干擾，以能完成電動車速度穩定控制的目的，使電動車具備良好的控制性能。並透過李阿普若夫的穩定途徑（Lyapunov stability approach）確保整個控制系統的穩定和強健性。混合動力的實驗平台包含包括鋰電池模組、增程引擎和發電機模組、永磁式同步馬達和驅動器模組以及渦電流的負載測試系統，可以透過渦電流負載機施加各種不同負載於永磁式同步馬達，以測試混合動力系統在不同馬達轉速和負載下的功率輸出和效能，以提供增程電動車在整車測試時能量管理的參考。最後，透過對馬達驅動系統各種軟、硬體的實驗，以驗證本文所提方法的有效性。

二、混合動力驅動系統架構

本文電動車增程系統的實驗架構圖如圖 1 所示，硬體部份包括個人電腦、PCI-6014 卡、增程引擎發電機、增程引擎控制器、鋰電池模組、鋰電池能量管理控制器、鋰電池充電器、繼電器板、永磁式同步馬達、馬達驅動器和渦電流負載機等，各個單元的規格和功能分別敘述如下：

（一）個人電腦

Intel (R) Celerom (R) G1620 @ 2.70GHz 的 CPU，作業系統為 WIN7 旗艦版。個人電腦外部連接 RS232 轉 CAN-bus 轉換器，可以和增程引擎控制器和鋰電池能量管理控制器溝通，而透過 RS485 可以和永磁式同步馬達驅動器溝通。利用微軟公司的 Visual C++ 2013 軟體平台撰寫馬達驅動和增程系統能量管理的程式。

（二）PCI-6014 卡

美國 NI 公司的 PCI-6014 卡具有 2 個 16 位元類比輸出、8 個數位 I/O 通道和 2 個 24 位元的計數器，可以利用 PCI 介面插在個人電腦的卡槽內。個人電腦可透過此卡的類比輸出下扭力命令給馬達驅動器，以控制馬達的轉速，也可透過數位 I/O 控制繼電器板上的繼電器 ON/OFF，以調控增程引擎和電池模組的電力輸出到馬達的驅動器。

（三）增程引擎發電機

增程引擎發電機包含往復式汽油引擎和永磁式同步電機，由汽油引擎帶動永磁式同步電機運轉而發電。汽油引擎

為 V 型兩缸四行程引擎、13.3KW/3600RPM、最大扭力輸出 40Nm/2650RPM、缸徑 78mm、行程 71mm、壓縮比 8.5:1、燃油消耗率 370g/KW.h，排氣量 680cm³，淨重 46.5Kg 和體積長*寬*高=550*530*510cm。而永磁式同步電機的規格為發電功率 10KW/3600RPM/26.5Nm、峰值輸出轉矩為 30Nm@2517~2782RPM、輸出電壓 270V-450V、重量 26Kg。此增程引擎發電機假如攜帶 24 公升的燃油箱，可增程距離約 200Km。

（四）增程引擎控制器

內含由 3 臂 IGBT 所組成的驅動電路和 DSP 的控制器，外接永磁式同步電機和解碼器（Resolver），輸入電壓源是 DC12V，且具有 CAN-bus 通訊埠可與電動車的車用電腦溝通。增程引擎控制器可以充當 AC/DC 整流器（Converter）和 DC/AC 逆變器（Inverter）兩種用途使用。當 AC/DC 整流器使用時，會將永磁式同步電機被汽油引擎帶動旋轉所產生的三相 AC 電壓，經由整流和昇壓動作而產生 DC330V 的高壓電源輸出，以供給電動車馬達的驅動器和電池模組充電。另外，當 DC/AC 逆變器使用時，增程引擎控制器將電池模組所提供的 DC310V 的高壓電壓轉成 AC 三相電壓，以驅動永磁式同步電機運轉，進而帶動增程引擎起動，使得永磁式同步電機可以充當增程引擎的起動馬達。

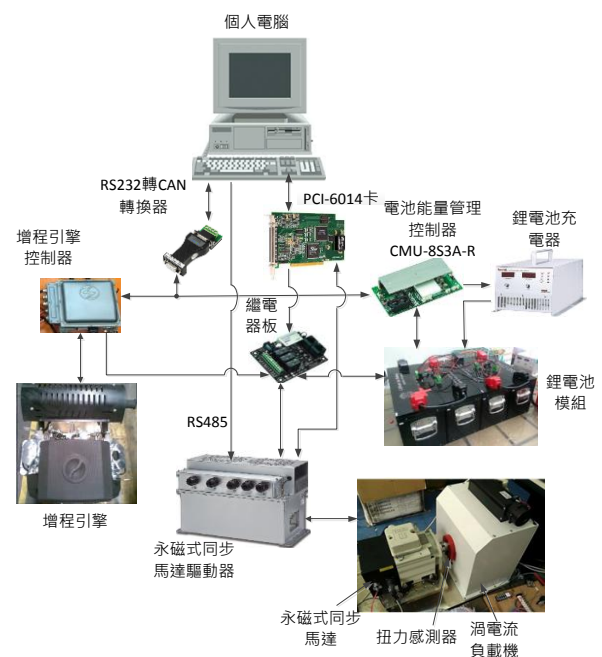


圖 1. 電動車增程系統實驗架構圖



(五) 鋰電池模組

由利佳興業公司所製作，96 顆單顆電壓 3.4V 鋰電池串接而成，總輸出電壓為 320V，最大放電電流 50A，儲存 10KWatts 電能量。

(六) 鋰電池能量管理控制器

可以調節鋰電池模組充電和放電時每顆鋰電池的電壓和電流大小，以保護每顆鋰電池不會損壞，最大平衡電流 3A，調整單顆電池電壓範圍 1.8~5VDC，調整電壓解析度 1.5mV。鋰電池能量管理控制器內部具有 CAN-bus 通訊埠可與電動車的車用電腦溝通。

(七) 鋰電池充電器

可對鋰電池模組充電，其規格為輸入電壓 100VAC~240VAC、輸入電流 21A、輸出電壓 100VDC~500VDC、最大輸出電流 10A~40A/500VDC。

(八) 繼電器板

內含四顆線圈電壓 DC24V 的功率繼電器，個人電腦可以透過 PCI-6014 卡控制四顆功率繼電器的 ON/OFF。

(九) 永磁式同步馬達

為定子 36 槽和轉子 8 極的永磁式同步馬達，功率輸出為 5.5KW/DC310V/4100RPM、最大功率輸出 10KW、最大轉速 7100RPM、和額定扭力輸出 12Nm。另外，馬達輸出軸搭配 10：1 的減速機，在馬達最大轉速 7000RPM 時，車子的最大速度可達 72 公里/小時。

(十) 馬達驅動器

委託利佳興業公司製作，由六個 IGBT 所組成的三臂驅動電路，功率輸出為 10KW/300VDC/40A、額定輸入電壓 200~400VDC、連續輸出電流 40A 和最大輸出電流 120A。具有 Modbus 的通訊協定，內含 RS-485 通訊卡可與個人電腦溝通。馬達驅動器具備 DC/AC 逆變器(Inverter)和 AC/DC 整流器(Converter)兩種功能，當驅動器為 DC/AC 逆變器時，會將電池模組 DC310V 電壓轉成 AC 三相電壓驅動永磁式同步馬達運轉，而為 AC/DC 整流器(Converter)時，將永磁式同步馬達所發出的三相 AC 電壓轉成 DC 電壓回沖到電池模組。

(十一) 渦電流負載機

為採用渦電流機加給馬達負荷的扭力量測系統，其扭力感測器感測範圍為 0~50Nm、感測精度 10~50Nm 為±0.5Nm、渦電流機接受最大轉速為 7000rpm、最大輸出功率 10Kw 和手動調整制動力為 10Nm 至 50Nm。

三、混合動力控制系統

電動車的續航力往往受限於蓄電池儲電的大小，為了解決此問題，混合動力系統以隨車之汽油引擎連接發電機，提供電動車增程所需之電能，為一可行的方案。在車輛行駛之初，蓄電池處於電量飽滿狀態，其電能輸出可以滿足車輛的需求，汽油引擎的增程系統此時不需要作動。然而當電池所儲存的電量低於 60%以下時，汽油引擎的增程系統將隨之起動，以做為汽車主要的能量來源，若車輛行駛需要較大動力，汽油引擎無法單獨提供能量時，蓄電池需同時為驅動系統提供能量；而當車輛行駛需要的動力較小時，汽油引擎的增程系統除能單獨為驅動系統提供能量，且過盛產生的電能同時還能供給蓄電池進行充電。由於蓄電池的存在，使得汽車的電動機能維持運轉在一個相對穩定的狀態，而保持在綜合性能最佳的區域內工作。混合動力系統還設計有再生式剎車的功能，當車輛在踩剎車降低車速時，傳統汽車的剎車系統利用摩擦力將汽車動能化為熱能被白白浪費掉，而再生式剎車系統卻能將大部分的汽車動能利用驅動電路化為電能回收，進而貯存在蓄電池模組。本文智慧型混合動力系統主要由永磁式同步無刷馬達、馬達驅動系統、增程引擎系統和電池模組等單元構成，分別敘述如下。

(一) 永磁式同步無刷馬達

智慧型混合動力系統的動力源採用永磁式同步無刷馬達，根據在都會區行駛的要求，設計參數包含馬達電壓、電流、功率、轉矩、轉速和傳動比等。電動車的輪胎規格為 145/70R13，因此，輪胎的總高度 $D = (145\text{mm} * 70\%) * 2$ (胎厚) + 13 inch * 25.4 mm/inch (鋼圈直徑) = 533.2 mm，電動車的最大時速為 75 公里/小時，假設汽車行進時輪胎無滑動現象因此輪胎的最大轉速為

$$\pi \times D \times \omega_T = 75 \frac{\text{km}}{\text{hr}} * 100000 \frac{\text{mm}}{\text{km}} * \frac{1}{60} \frac{\text{hr}}{\text{min}} \quad (1)$$

$$\Rightarrow \omega_T = 7466(\text{RPM})$$

選用 10：1 的變速箱，則永磁式同步馬達的最大轉速 ω_m 需達 7466 RPM。電動車在行進中會遭受到各種阻力，永磁式同步馬達的功率輸出必須克服這些的阻力干擾，才能順利行駛，這些阻力包括滾動阻力 F_f 、空氣阻力 F_w 、坡度阻力 F_s 及加速阻力 F_a ，其總阻力 F_T 為



$$F_T = F_f + F_w + F_s + F_a \quad (2)$$

將各種阻力的計算公式代入(2)式，則(2)式可以改寫成如下是：

$$F_T = \mu mg + \frac{1}{2} \rho C_d A v^2 + mg \sin \alpha + m \frac{dv}{dt} \quad (3)$$

其中 μ 為滾動阻力係數、 m 為汽車質量、 g 為重力加速度、 ρ 為空氣密度、 C_d 為空氣阻力係數、 A 為迎風面積、 v 為汽車的速度和 α 為道路的坡度角。電動車前進動力全由馬達來提供，因此馬達功率選擇須滿足設計的最高車速、載重能力等要求。行駛所需的總功率為

$$P = F_T * v / (\eta * 1000) \text{ (KW)} \quad (4)$$

其中 η 為整車動力傳輸系統效率。假如主減速器為 0.9，馬達驅動器部份為 0.9，總效率為 $\eta = 0.9 * 0.9 = 0.81$ 。車體質量 m 包含空車重、2 個乘客、鋰電池模組和增程引擎等約為 800kg，車頭正投影的迎風面積 A 估算為車寬 \times 車高 $= 1.24m \times 1.52m = 1.88m^2$ ，車速 v 最大值為 75 km/hr = 20.8m/sec，而其它係數分別為 $\mu = 0.015$ 、 $\rho = 1.29kg/m^3$ 和 $C_d = 0.4$ ，假如不考慮最大爬坡度和起步加速度，將上述規格和參數代入(4)式，可以計算出電動車馬達所需的最大功率輸出 P_{max} 為

$$P_{max} = (0.015 * 800 * 9.8 + \frac{1}{2} * 1.29 * 0.4 * 1.88 * 20.8^2) * 20.8 / (0.81 * 1000) \quad (5) \\ = 8.54 \text{ (KW)}$$

為了滿足電動車上述性能規格要求，永磁式同步無刷馬達的連續輸出功率選擇為額定功率輸出為 6KW，最大功率輸出為 10KW，額定轉速為 4500RPM，最大轉速為 7500RPM，而額定扭力輸出為 14.8N·m。將設計好的永磁式同步無刷馬達委託富田公司製做，實體照片如圖 2 所示，馬達尾端裝有氣冷式風扇，以幫助馬達運轉時散熱。



圖 2. 永磁式同步無刷馬達和變速箱實體照片

(二) 馬達驅動系統

本論文馬達驅動系統如圖 3 所示，主要由 6 顆 IGBT (Q0~Q5) 所構成的三臂驅動電路，DSP 控制器藉由解角器 (Resolver) 讀取馬達轉軸的轉動角度 θ ，並透過 A/D 轉換模組擷取馬達三相線圈的相電流 i_a 和 i_c ，據以計算出馬達三相線圈個別所需的相電壓 V_A 、 V_B 和 V_C ，再透過 PWM 介面模組送出 6 相 PWM 訊號給 IGBT 驅動器，進而驅動功率元件 IGBT 閘極端，使閘-射極端驅動電壓 ON/OFF，形成三相弦波電壓來激磁馬達的三相線圈，以獲得馬達旋轉的扭力，達成馬達轉速或扭力控制之目的。馬達驅動器委託利佳興公司製作，驅動器的額定輸入電壓為 200~400VDC，連續輸出電流為 40A，具有 RS-485 通訊埠，Modbus 的通訊協定，實體照片如圖 4 所示。

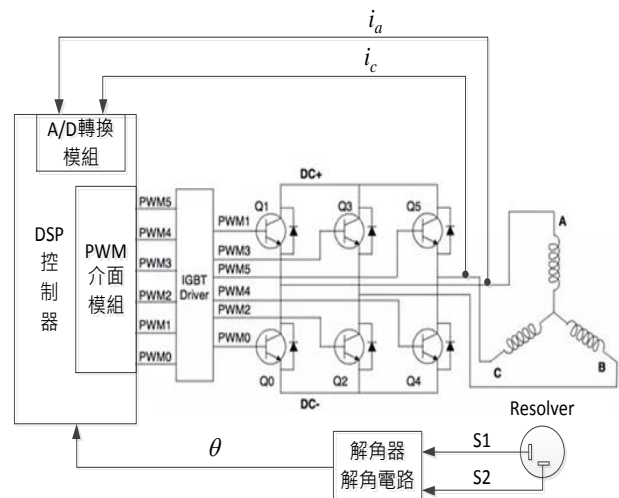


圖 3. 永磁式同步無刷馬達驅動系統



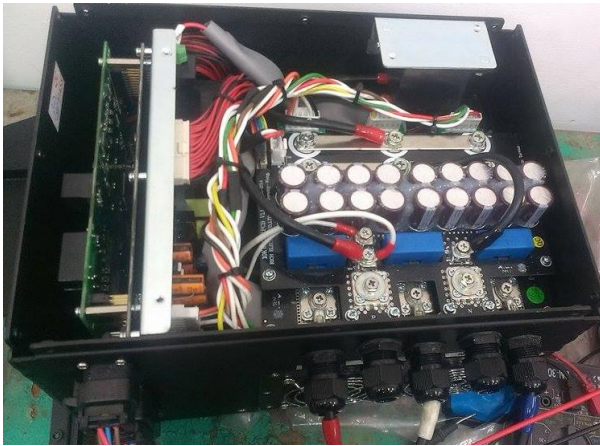


圖 4 馬達驅動器的實體照片

(三) 增程引擎系統

增程引擎搭配的發電機組，主要用於電動車載電池電力不足時啟動對電池充電，因而解決了純電動車續航力的限制。開發車載的增程引擎系統，必須考慮重量、空間配置、車輛震動噪音、燃油效率、排放和成本等因素。現有市面已開發完成的增程引擎系統，主要可區分為往復式引擎、轉子引擎和燃氣渦輪引擎等三大系統，轉子引擎與燃氣渦輪具備運轉平順且具有高功率密度輸出，對於體積小的電動車輛有較大的彈性和優勢，但是兩者受限於國外專利與製造難度，進入門檻非常高。而往復式引擎的技術較為普遍，進入門檻也較低，國內也具有相當的技術，滿適合國內運用於車載發電機模組的開發。中華汽車公司在往復式汽油引擎的開發已經具備多年的經驗，因此，本文與中華汽車公司合作開發增程引擎，採用 V 型兩缸的四行程汽油引擎，發電功率 10KW/3600RPM/26.5Nm，排氣量 680cm³，重量 84.5Kg，實體照片如圖 5 所示。而發電機採用永磁式同步電機，當引擎帶動發電機運轉時，此永磁式同步電機會發出三相的電壓，經由變流/逆流器，如圖 6 所示，整流升壓至 DC336V，以供電給電動車的馬達驅動器；另外，此永磁式同步電機也可以充當起步馬達使用，當要啟動增程引擎時，永磁式同步電機透過電動車的電池模組供電而運轉，進而電動增程引擎啟動。

四、智慧型動力控制系統

為了更加增強傳統模糊系統描述和處理不確定性的能力，Liang 和 Mendel [7]提出第二型模糊邏輯系統，將傳統

模糊集合擴展開來，進一步將模糊集合的隸屬度值給模糊化，從而使描述的集合模糊性增強，並且更具一般性。第二型模糊邏輯系統可用較少的模糊規則數近似複雜多變的未知動態系統，比傳統模糊邏輯系統有更佳對抗不確定性之能力。本文將利用區間第二型類神經模糊網路系統 (IT2NFN) 設計智慧型控制器於增程電動車的 speed 控制，估測增程電動車行駛時，隨時間改變的負載和各種不確定性的外部干擾，透過網路參數的線上學習而直接補償，可以有效的提高控制精度。



圖 5. 增程引擎



圖 6. 變流/逆流器



(一) 區間第二型類神經模糊網路系統

圖 7 為 IT2NFN 結構示意圖，總共分為輸入層 (Input layer)、歸屬層 (Membership layer)、規則層 (Rule layer)、降型態層 (Type-reduction layer) 和輸出層 (Output layer) 五層。而 IT2NFN 網路所代表的模糊規則如下：

$$\text{Rule } R^j : \text{IF } x_1(t) \text{ is } \tilde{A}_1^j \text{ and } x_2(t) \text{ is } \tilde{A}_2^j \cdots \text{ and } x_n(t) \text{ is } \tilde{A}_n^j, \quad (6)$$

$$\text{THEN } y \text{ is } [\omega_l^j, \omega_r^j]$$

其中 $j=1, 2, \dots, N$ ， N 代表模糊規則數， $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ 輸入向量， y 是輸出變數， \tilde{A}_i^j 是前因端 (Antecedent part) 的模糊集合， $[\omega_l^j, \omega_r^j]$ 是後果端 (consequent part) 的中心值區間 (centroid set)。此 IT2NFN 的輸出 y 為一區間值 $[y_l, y_r]$ ，可由 Kamik-Mendel 法則 [7] 求得：

$$y_l = \frac{\sum_{j=1}^N f_l^j \omega_l^j}{\sum_{j=1}^N f_l^j} = \frac{\sum_{j=1}^L \bar{f}^j \omega_l^j + \sum_{j=L+1}^N \underline{f}^j \omega_l^j}{\sum_{j=1}^L \bar{f}^j + \sum_{j=L+1}^N \underline{f}^j} \quad (7)$$

$$= \mathbf{w}_l^T \mathbf{g}_l$$

$$y_r = \frac{\sum_{j=1}^N f_r^j \omega_r^j}{\sum_{j=1}^N f_r^j} = \frac{\sum_{j=1}^R \underline{f}^j \omega_r^j + \sum_{j=R+1}^N \bar{f}^j \omega_r^j}{\sum_{j=1}^R \underline{f}^j + \sum_{j=R+1}^N \bar{f}^j} \quad (8)$$

$$= \mathbf{w}_r^T \mathbf{g}_r$$

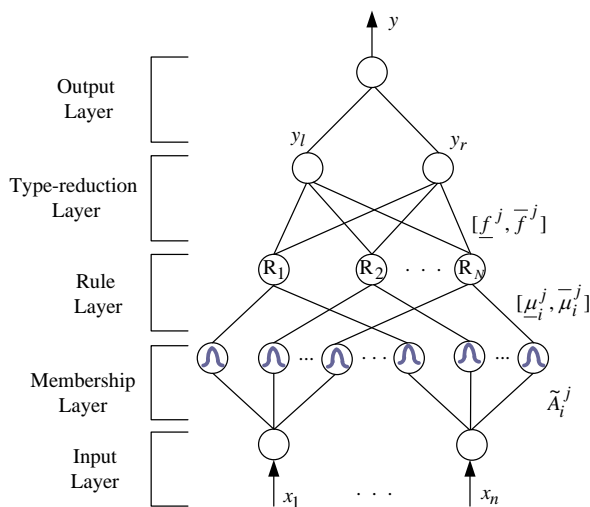


圖 7. 區間第二型類神經模糊網路系統 IT2NFN 架構圖

其中

$$\underline{f}^j = \prod_{i=1}^n \underline{\mu}_i^j(x_i), \quad \bar{f}^j = \prod_{i=1}^n \bar{\mu}_i^j(x_i) \quad (9)$$

$$\mathbf{w}_l = [\omega_l^1, \omega_l^2, \dots, \omega_l^N]^T \quad (10)$$

$$\mathbf{w}_r = [\omega_r^1, \omega_r^2, \dots, \omega_r^N]^T \quad (11)$$

$$\mathbf{g}_l = \left[\frac{f_l^1}{\sum_{j=1}^N f_l^j}, \frac{f_l^2}{\sum_{j=1}^N f_l^j}, \dots, \frac{f_l^N}{\sum_{j=1}^N f_l^j} \right]^T \quad (12)$$

$$\mathbf{g}_r = \left[\frac{f_r^1}{\sum_{j=1}^N f_r^j}, \frac{f_r^2}{\sum_{j=1}^N f_r^j}, \dots, \frac{f_r^N}{\sum_{j=1}^N f_r^j} \right]^T \quad (13)$$

假如利用平均式的解模糊化，可得

$$y = \frac{y_l + y_r}{2} = \frac{1}{2} (\mathbf{w}_l^T \mathbf{g}_l + \mathbf{w}_r^T \mathbf{g}_r) = \frac{1}{2} [\mathbf{w}_l^T \quad \mathbf{w}_r^T] \begin{bmatrix} \mathbf{g}_l \\ \mathbf{g}_r \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\equiv \mathbf{W}^T \bar{\mathbf{g}}(\mathbf{x}, \xi, \sigma)$$

其中

$$\mathbf{W} = [\mathbf{w}_l \quad \mathbf{w}_r]^T, \quad \bar{\mathbf{g}} = 0.5[\mathbf{g}_l \quad \mathbf{g}_r]^T \quad (15)$$

$$\xi = [\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_N, \bar{\xi}_1, \bar{\xi}_2, \dots, \bar{\xi}_N]^T \quad (16)$$

$$\sigma = [\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_N]^T \quad (17)$$

(二) 電動車動態建模

對於輕型電動車的動態建模，必須考慮的因素為道路狀況，包括空氣阻力，斜坡阻力，加速度等，其動態模型表示如下：



$$D \frac{d\omega}{dt} + B\omega + \frac{r}{G} \left(\mu mg + \frac{1}{2} \rho C_d A v^2 + mg \sin \alpha + F_L \right) = K_T i_q \quad (18)$$

其中 $D = J + mr^2 / G^2$; J 為馬達慣性矩 ; m 為電動車的質量 ; B 為黏滯摩擦係數 ; F_L 為外部干擾訊號 ; r 為電動車的輪胎半徑 ; G 為齒輪比率 ; ω 為永磁式同步馬達的轉速。將 (18) 式兩邊除以 D 可得下式 :

$$\frac{d\omega}{dt} + \frac{B}{D} \omega + \frac{r}{DG} \left(\mu mg + \frac{1}{2} \rho C_d A v^2 + mg \sin \alpha + F_L \right) = \frac{K_T}{D} i_q \quad (19)$$

假設 \bar{D} 、 \bar{B} 和 \bar{K}_T 分別代表永磁式同步馬達的質量、黏滯摩擦係數和扭力參數之標稱值 (Nominal value), 且令 $\bar{A} = \bar{B} / \bar{D}$ 、 $\bar{B} = \bar{K}_T / \bar{D}$ 和 $i_q = u$, 考慮電動車負載的改變和黏滯摩擦力的變化, 則 (15) 式可以改寫成 :

$$\frac{d\omega}{dt} + \bar{A} \omega + T_L(\omega, \dot{\omega}) = \bar{B} u \quad (20)$$

$$T_L(\omega, \dot{\omega}) = \frac{r}{DG} \left(\mu mg + \frac{1}{2} \rho C_d A v^2 + mg \sin \alpha + F_L \right) + \Delta A \omega - \Delta B u \quad (21)$$

其中 ΔA 和 ΔB 為系統參數 D 、 B 和 K_T 所引起的不確定量, $T_L(\omega, \dot{\omega})$ 為電動車控制系統不確定量和外部干擾力的加總, 會隨著電動車不同的載客量、車速、路況等而改變。因此本論文將以區間第二型模糊類神經網路系統 (IT2NFN) 線上近似此不確定量, 以提供智慧型控制器設計時回授補償, 進而提高馬達轉速控制的精度。針對 (21) 式的不確定量 $T_L(\omega, \dot{\omega})$, IT2NFN 網路所代表的模糊規則如下 :

$$\text{Rule } R^j : \text{IF } \omega(t) \text{ is } \tilde{A}_1^j \text{ and } \dot{\omega} \text{ is } \tilde{A}_2^j, \\ \text{THEN } T_L \text{ is } [\omega_r^j, \omega_l^j] \quad (22)$$

由於不確定量 $T_L(\omega, \dot{\omega})$ 未知, 經由 (13) 式利用 IT2NFN 估測 $T_L(\omega, \dot{\omega})$ 如下 :

$$\hat{T}_L(\mathbf{x}) = \hat{\mathbf{W}}^T \bar{\mathbf{g}}(\mathbf{x}, \hat{\xi}, \hat{\sigma}) \quad (23)$$

其中 $\mathbf{x} = [\omega, \dot{\omega}]^T$; $\hat{\mathbf{W}}$ 、 $\hat{\xi}$ 和 $\hat{\sigma}$ 為 IT2NFN 參數的估測值。IT2NFN 具有極佳的估測能力, 因此存在有最佳的權重參數 ω^* 、 ξ^* 和 σ^* 滿足下式 :

$$T_L = T_L^*(\mathbf{x}) + \varepsilon(\mathbf{x}) \\ = \hat{\mathbf{W}}^{*T} \bar{\mathbf{g}}(\mathbf{x}, \xi^*, \sigma^*) + \varepsilon(\mathbf{x}) \quad (24)$$

其中 $\varepsilon(\mathbf{x})$ 為最小的近似誤差, 其在緊密空間 U_x 內為有限值。因為最佳的權重參數 $\hat{\mathbf{W}}^*$ 、 ξ^* 和 σ^* 未知, 本文將發展適應性法則逼近此最佳參數。利用泰勒展開式 (Taylor series expansion) 對 $\bar{\mathbf{g}}(\mathbf{x}, \xi^*, \sigma^*)$ 在 $(\hat{\xi}, \hat{\sigma})$ 處展開, 可得

$$\bar{\mathbf{g}}^* = \hat{\bar{\mathbf{g}}} + \frac{\partial \bar{\mathbf{g}}}{\partial \xi} \bigg|_{\xi=\hat{\xi}} (\xi^* - \hat{\xi}) + \frac{\partial \bar{\mathbf{g}}}{\partial \sigma} \bigg|_{\sigma=\hat{\sigma}} (\sigma^* - \hat{\sigma}) + \mathbf{h} \\ \equiv \hat{\bar{\mathbf{g}}} + \bar{\mathbf{g}}_{\xi}^* \tilde{\xi} + \bar{\mathbf{g}}_{\sigma}^* \tilde{\sigma} + \mathbf{h} \quad (25)$$

其中 $\bar{\mathbf{g}}^* \equiv \bar{\mathbf{g}}(\mathbf{x}, \xi^*, \sigma^*)$ 、 $\hat{\bar{\mathbf{g}}} \equiv \bar{\mathbf{g}}(\mathbf{x}, \hat{\xi}, \hat{\sigma})$ 、

$$\bar{\mathbf{g}}_{\xi}^* \equiv \bar{\mathbf{g}}_{\xi}^*(\mathbf{x}, \hat{\xi}, \hat{\sigma}) = \frac{\partial \bar{\mathbf{g}}}{\partial \xi} \bigg|_{\xi=\hat{\xi}} \quad \bar{\mathbf{g}}_{\sigma}^* \equiv \bar{\mathbf{g}}_{\sigma}^*(\mathbf{x}, \hat{\xi}, \hat{\sigma}) = \frac{\partial \bar{\mathbf{g}}}{\partial \sigma} \bigg|_{\sigma=\hat{\sigma}}$$

$\tilde{\xi} = \xi^* - \hat{\xi}$ 、 $\tilde{\sigma} = \sigma^* - \hat{\sigma}$ 和 \mathbf{h} 是高階項。將 (25) 式代入 (24) 式且用 (23) 式, 因此可推得近似誤差如下 :

$$T_L - \hat{T}_L(\mathbf{x}) \\ = \mathbf{W}^{*T} (\hat{\bar{\mathbf{g}}} + \bar{\mathbf{g}}_{\xi}^* \tilde{\xi} + \bar{\mathbf{g}}_{\sigma}^* \tilde{\sigma} + \mathbf{h}) - \hat{\mathbf{W}}^T \hat{\bar{\mathbf{g}}} + \varepsilon(\mathbf{x}) \\ = \tilde{\mathbf{W}}^T [\hat{\bar{\mathbf{g}}} + \bar{\mathbf{g}}_{\xi}^* (\xi^* - \hat{\xi}) + \bar{\mathbf{g}}_{\sigma}^* (\sigma^* - \hat{\sigma})] + \hat{\mathbf{W}}^T \bar{\mathbf{g}}_{\xi}^* \tilde{\xi} + \hat{\mathbf{W}}^T \bar{\mathbf{g}}_{\sigma}^* \tilde{\sigma} \\ + \mathbf{W}^{*T} \mathbf{h} + \varepsilon(\mathbf{x}) \\ = \tilde{\mathbf{W}}^T (\hat{\bar{\mathbf{g}}} - \bar{\mathbf{g}}_{\xi}^* \hat{\xi} - \bar{\mathbf{g}}_{\sigma}^* \hat{\sigma}) + \hat{\mathbf{W}}^T \bar{\mathbf{g}}_{\xi}^* \tilde{\xi} + \hat{\mathbf{W}}^T \bar{\mathbf{g}}_{\sigma}^* \tilde{\sigma} + \mathbf{d}_o \quad (26)$$

其中 $\tilde{\mathbf{W}} = \mathbf{W}^* - \hat{\mathbf{W}}$ 和

$$\mathbf{d}_o(\mathbf{x}) = \tilde{\mathbf{W}}^T (\bar{\mathbf{g}}_{\xi}^* \xi^* + \bar{\mathbf{g}}_{\sigma}^* \sigma^*) + \mathbf{W}^{*T} \mathbf{h} + \varepsilon(\mathbf{x}) \quad (27)$$



$\mathbf{d}_o(\mathbf{x})$ 為總和的不確定量。由(27)可知 $\mathbf{d}_o(\mathbf{x})$ 在緊密空間 U_x 內為有限值，即 $\|\mathbf{d}_o(\mathbf{x})\| \leq \bar{d}_T$ ， $\bar{d}_T > 0$ 。

(三) 控制器和參數適應法則設計

首先定義速度跟隨誤差 $\mathbf{e} = \omega - \omega_d$ ，其中 ω_d 為電動車所欲跟隨的速度。本文要解決的問題為針對(18)式的系統，在系統參數不確定量和外力干擾下，設計智慧型強健控制器，使得控制系統為漸近穩定，即 $\omega \rightarrow \omega_d$ 當 $t \rightarrow \infty$ 。由(20)式可得如下的誤差方程式：

$$\dot{\mathbf{e}} = \bar{A}\mathbf{e} - \dot{\omega}_d - \bar{A}\omega_d + T_L + \bar{B}u \quad (28)$$

根據(28)式，可以設計基於 IT2NFN 的強健性控制法則如下：

$$u = \frac{1}{\bar{B}}(u_{eq} + u_{NF}) \quad (29)$$

$$u_{eq} = -K\mathbf{e} + \dot{\omega}_d + \bar{A}\omega_d \quad (30)$$

$$u_{NF} = -\hat{T}_L(x) - \hat{d}_T \operatorname{sgn}(\mathbf{e}) \quad (31)$$

其中 K 為正的增益值且選擇 $K - \bar{A} = \lambda > 0$ ， \hat{d}_T 為總和不確定量最大值 \bar{d}_T 的估測值。接下來將根據(29)式所設計的智慧型強健控制器，推導 ITNFN 系統所有參數的適應性調整法則，並以 Lyapunov 的穩定性定理證明整個控制系統的穩定。考慮如下的里阿普諾夫函數 (Lyapunov Function)：

$$V(t) = \frac{1}{2} \left\{ \mathbf{e}^2 + \tilde{\mathbf{W}}^T \Gamma_1^{-1} \tilde{\mathbf{W}} + \tilde{\xi}^T \Gamma_2^{-1} \tilde{\xi} + \tilde{\sigma}^T \Gamma_3^{-1} \tilde{\sigma} + k_\varepsilon^{-1} \tilde{d}_T^2 \right\} \quad (32)$$

其中 Γ_1 、 Γ_2 和 Γ_3 為對角對稱正定矩陣 (Diagonal, symmetric, positive-definite matrices)， $\tilde{d}_T = \bar{d}_T - \hat{d}_T$ 和 $k_\varepsilon > 0$ 。將(32)式對時間 t 微分且利用(28) - (31)式可得

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \dot{\mathbf{e}}\mathbf{e} - \tilde{\mathbf{W}}^T \Gamma_1^{-1} \dot{\tilde{\mathbf{W}}} - \tilde{\xi}^T \Gamma_2^{-1} \dot{\tilde{\xi}} - \tilde{\sigma}^T \Gamma_3^{-1} \dot{\tilde{\sigma}} - k_\varepsilon^{-1} \tilde{d}_T \dot{\tilde{d}}_T \\ &= \mathbf{e} \left\{ (\bar{A} - K)\mathbf{e} + T_L - \hat{T}_L - \hat{d}_T \operatorname{sgn}(\mathbf{e}) \right\} - \tilde{\mathbf{W}}^T \Gamma_1^{-1} \dot{\tilde{\mathbf{W}}} \\ &\quad - \tilde{\xi}^T \Gamma_2^{-1} \dot{\tilde{\xi}} - \tilde{\sigma}^T \Gamma_3^{-1} \dot{\tilde{\sigma}} - k_\varepsilon^{-1} \tilde{d}_T \dot{\tilde{d}}_T \end{aligned} \quad (33)$$

將(26)式代入(33)式，可得

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \mathbf{e} \left\{ (\bar{A} - K)\mathbf{e} + [\tilde{\mathbf{W}}^T (\hat{\mathbf{g}} - \mathbf{g}_\varepsilon \hat{\xi} - \mathbf{g}_\sigma \hat{\sigma}) + \hat{\mathbf{W}}^T \mathbf{g}_\varepsilon \tilde{\xi} + \hat{\mathbf{W}}^T \mathbf{g}_\sigma \tilde{\sigma}] \right. \\ &\quad \left. + \mathbf{d}_o - \hat{d}_T \operatorname{sgn}(\mathbf{e}) \right\} - \tilde{\mathbf{W}}^T \Gamma_1^{-1} \dot{\tilde{\mathbf{W}}} - \tilde{\xi}^T \Gamma_2^{-1} \dot{\tilde{\xi}} - \tilde{\sigma}^T \Gamma_3^{-1} \dot{\tilde{\sigma}} - k_\varepsilon^{-1} \tilde{d}_T \dot{\tilde{d}}_T \\ &= (\bar{A} - K)\mathbf{e}^2 - \mathbf{e} (\hat{d}_T \operatorname{sgn}(\mathbf{e}) - \mathbf{d}_o) + \mathbf{e} \tilde{\mathbf{W}}^T (\hat{\mathbf{g}} - \mathbf{g}_\varepsilon \hat{\xi} - \mathbf{g}_\sigma \hat{\sigma} - \Gamma_1^{-1} \dot{\tilde{\mathbf{W}}}) \\ &\quad + \mathbf{e} \tilde{\xi}^T (\mathbf{g}_\varepsilon^T \hat{\mathbf{W}} - \Gamma_2^{-1} \dot{\tilde{\xi}}) + \mathbf{e} \tilde{\sigma}^T (\mathbf{g}_\sigma^T \hat{\mathbf{W}} - \Gamma_3^{-1} \dot{\tilde{\sigma}}) \\ &\quad + \mathbf{e} (\mathbf{d}_o - \hat{d}_T \operatorname{sgn}(\mathbf{e})) - k_\varepsilon^{-1} \tilde{d}_T \dot{\tilde{d}}_T \end{aligned} \quad (34)$$

本文設計以下的適應性法則：

$$\dot{\tilde{\mathbf{W}}} = \Gamma_1 (\hat{\mathbf{g}} - \mathbf{g}_\varepsilon \hat{\xi} - \mathbf{g}_\sigma \hat{\sigma}) \mathbf{e} \quad (35)$$

$$\dot{\tilde{\xi}} = \Gamma_2 \mathbf{g}_\varepsilon^T \hat{\mathbf{W}} \mathbf{e} \quad (36)$$

$$\dot{\tilde{\sigma}} = \Gamma_3 \mathbf{g}_\sigma^T \hat{\mathbf{W}} \mathbf{e} \quad (37)$$

$$\dot{\tilde{d}}_T = k_\varepsilon |\mathbf{e}| \quad (38)$$

將(35)至(38)式代入(34)式，可得

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= (\bar{A} - K)\mathbf{e}^2 - \mathbf{e} (\hat{d}_T \operatorname{sgn}(\mathbf{e}) - \mathbf{d}_o) - k_\varepsilon^{-1} \tilde{d}_T \dot{\tilde{d}}_T \\ &= -\lambda \mathbf{e}^2 - |\mathbf{e}| \hat{d}_T + \mathbf{e} \mathbf{d}_o - |\mathbf{e}| (\bar{d}_T - \hat{d}_T) \\ &\leq -\lambda \mathbf{e}^2 \end{aligned} \quad (39)$$

因此，速度誤差 \mathbf{e} 將漸近收斂到零，且系統參數誤差 $\tilde{\mathbf{W}}$ 、 $\tilde{\xi}$ 和 $\tilde{\sigma}$ 是有限值，達到所要的控制目的。整個 IT2NFN 控制系統的方塊圖如圖 8 所示。

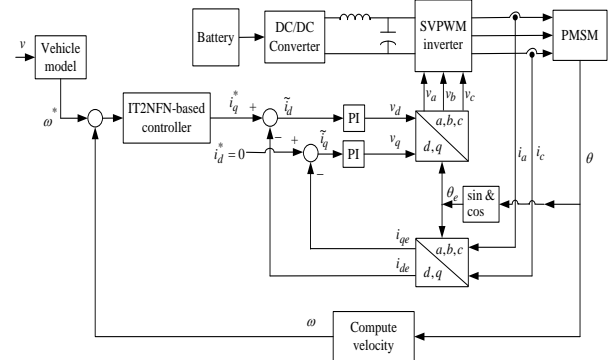


圖 8. IT2NFN 控制系統方塊圖





圖 9. 混合動力電動車實體照片

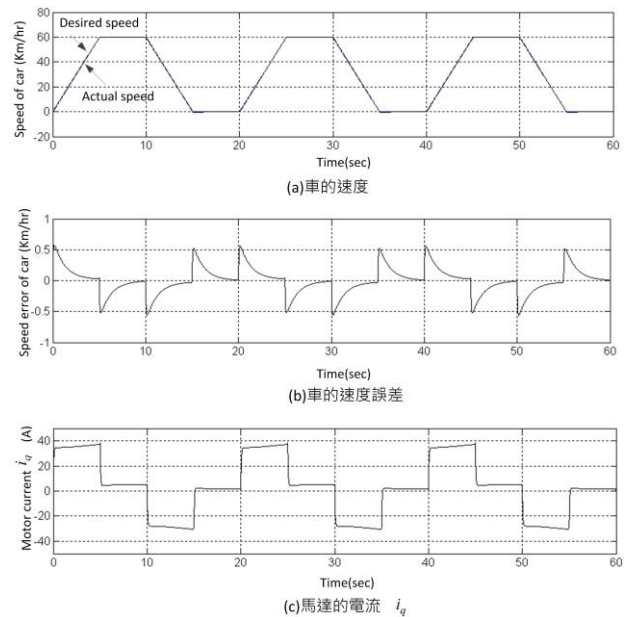
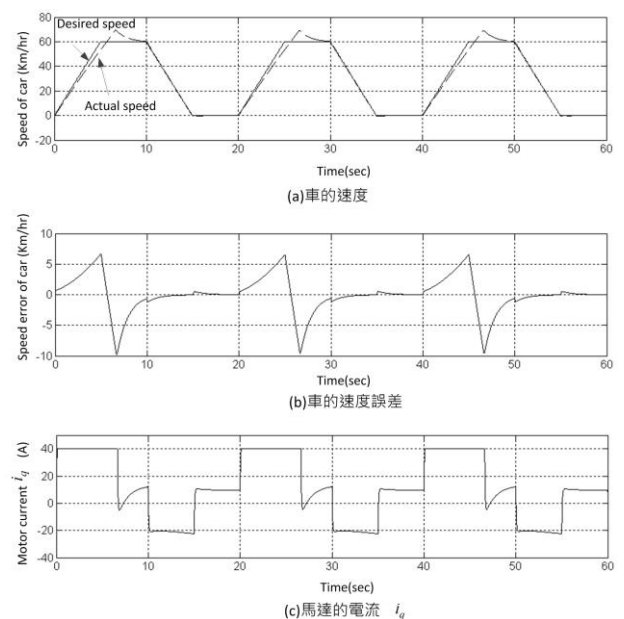
五、模擬、實驗和結果

本文所設計與製作的電動車增程系統，包括永磁式同步馬達驅動系統、增程引擎系統和鋰電池模組，實際安裝於電動車的車身上，如圖 9 所示，透過各種性能的整合測試與實驗，以驗證本文所提出方法的有效性。

(一) 電動車控制系統模擬

首先設計 IT2NFN 以能線上估測控制系統的總和不確定性 $T_L(\omega, \dot{\omega})$ 如 (21) 式，在馬達轉速 ω 空間從 0 到 600 rad/sec 間平均取 5 個輸入區間第二型模糊集合，歸屬函數也取高斯歸屬函數，而在 $\dot{\omega}$ 空間從 0 到 7000 rad/sec² 間也平均取 5 個輸入模糊集合，歸屬函數也取高斯歸屬函數。因此，總共可設計 25 條模糊規則，初始的 IT2NFN 系統參數先任意選取，然後可以透過適應性法則 (35) 至 (37) 線上調整而趨向較佳值，其中 Γ_1 、 Γ_2 和 Γ_3 內的係數皆取 15。IT2NFN 控制器如 (29) 至 (31) 式所示，增益值 K 取 20，而 \hat{d}_T 的適應法則如 (38) 式，其中 K_ε 取 20。電動車重量的標稱值為 $\bar{m} = 700\text{Kg}$ ，而重量的變動量為 $\Delta m = 100\text{Kg}$ 。而其它係數分別為輪胎摩擦係數為 $\mu = 0.015$ 、空氣密度為 $\rho = 1.29\text{kg/m}^3$ 、 $C_d = 0.4$ 和 $g = 9.8\text{m/sec}^2$ 。以 Matlab R2011a 軟體來執行控制系統的模擬。模擬時假設車子爬坡的斜度分別為 0° 、 5° 和 10° 三種，而車子所要跟隨的速度命令為梯形波，最大速為 60km/hr 和頻率為 0.05Hz。模擬結果如圖 10 至圖 12 所示，分別為車子速度響應、速度響應誤差和控制力 i_q 圖。此梯形波速度命令的跟隨，三種爬坡斜度狀況只有爬坡斜度 0° 的馬達電流 i_q 未達飽和，從圖 10 (b) 中可以看出，車子速度跟隨的穩態誤差大約是 0.5

km/hr。然而，當爬坡斜度 5° 和 10° 時，電動車馬達的輸出電流已到達飽和時最大值 40 安培，車子的速度跟隨誤差皆變大，由圖 11 (b) 中可看出爬坡斜度 5° 的速度穩態誤差約為 7 km/hr，而圖 12 (b) 中可以看出爬坡斜度 10° 的速度穩態誤差約為 20 km/hr。因為爬坡斜度 10° 的馬達輸出電流 i_q 飽和時間維持較長，故有較大的速度跟隨誤差。

圖 10. 車子爬坡斜度 0° 的梯形波響應模擬圖圖 11. 車子爬坡斜度 5° 的梯形波響應模擬圖

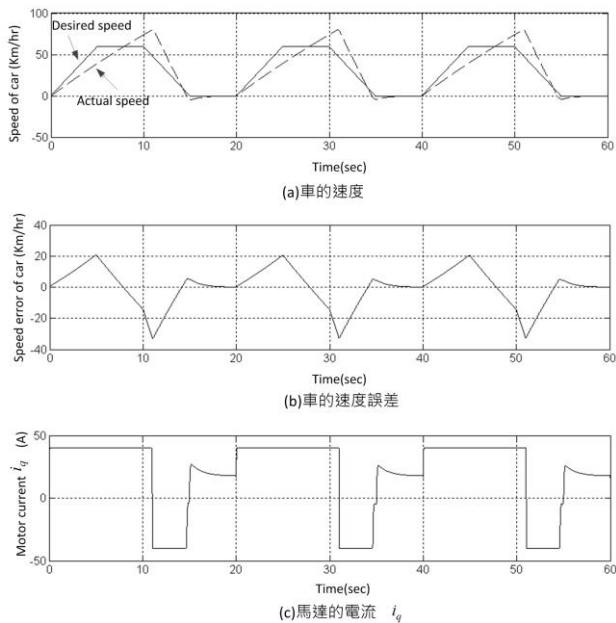
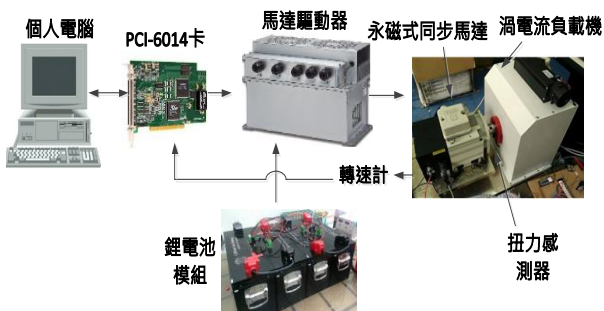
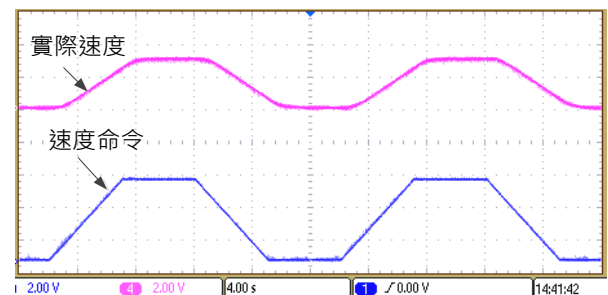
圖 12. 車子爬坡斜度 10° 的梯形波響應模擬圖

圖 13. 馬達驅動控制系統的實驗架構圖

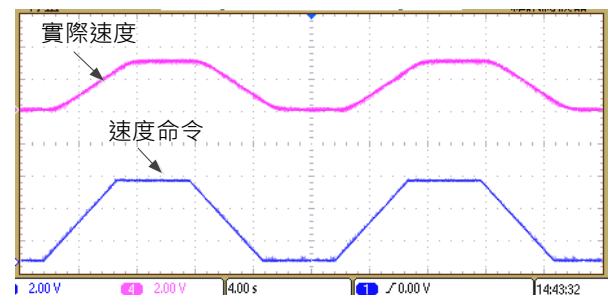
(二) 馬達驅動控制系統實驗

馬達驅動控制系統的實驗架構圖如圖 13 所示，個人電腦透過 PCI6014 卡的 D/A 模組，下速度命令給馬達驅動器，所下命令範圍為 0V 到 10V，相對所要的轉速為 0RPM 到 6000RPM，解析度為 600RPM/V，馬達驅動器將依所接收到的速度命令驅使永磁式同步馬達轉動。永磁式同步馬達的轉軸連接渦電流負載機，此負載機可以給馬達最大 50Nm 的負荷，透過調整負載機的渦電流大小，就可以調整施加在馬達軸的負荷。而且負載機上裝有扭力感測器，可以偵測馬達被施加的負荷。另外，馬達軸上裝有轉速計可以偵測馬達實際的轉速，轉速計輸出電壓 0V 到 10V 相對馬達實際轉速 0RPM

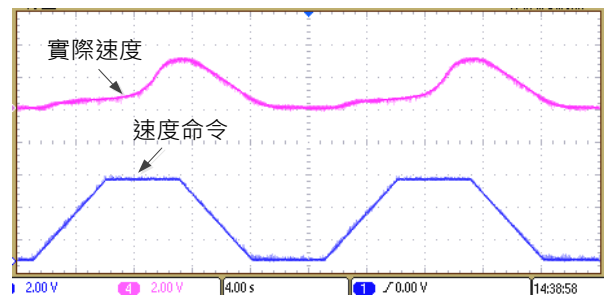
到 1000RPM，解析度為 100RPM/V。個人電腦可以經由 PCI6014 卡的 A/D 模組讀取轉速計的輸出訊號。本文利用 NI 公司 Labview 2014 軟體平台撰寫各種實驗的程式。實驗時施加馬達的負荷分別為無負荷、 $F_L = 5N$ 和 $F_L = 10N$ 等三種狀況。所下的速度命令為梯形波，梯形波的振幅為 5V 相對轉速為 3000RPM，而頻率為 0.05Hz，相對的線性加速為 0 到 3000RPM 所需時間為 4.8sec。實驗結果如圖 14 所示，從圖中也可以看出在這三種不同負荷下馬達驅動器也皆能完成速度跟隨響應，且速度跟隨的穩態誤差大約皆為 10RPM，不會隨著外力增加而變大。馬達在無負荷和 $F_L = 5N$ 下速度穩態跟隨相位落後皆約 1.5sec。但是，當負荷加到 $F_L = 10N$ 時馬達約需 8.8sec 才能跟上所要的速度，這代表馬達外在負荷越大加速度也會跟著變小。



(a) 無負載



(b) 負載 5 N-m



(c) 負載 10 N-m

圖 14. 馬達梯形波命令響應實驗圖



六、結論

本文建立了實際的電動車增程系統實驗平台，包括永磁式同步馬達驅動系統、增程引擎系統和鋰電池模組，並且實際安裝於必翔公司的 Movitron Teener 電動車上。並且發展區間第二型的模糊類神經控制系統，以能補償電動車在路上擬和實驗結果可以看出本文所設計的永磁式同步馬達驅動系統和 IT2NFN 控制器可以驅動電動車達到穩定精確的速度控制目的。在增程系統的整合測試方面，由實驗結果可以證明本文所設計的增程引擎和發電機系統確實可以有效供電給馬達的驅動器驅動馬達運轉，同時也可以對鋰電池模組充電，增程引擎最大的輸出功率可以達到 10KW。

誌謝

本研究誠摯感謝科技部計畫提供相關經費支援(計畫編號：NSC 102-2632-E-212-001-MY3)，使得本研究得以順利進行，謹此致謝。

參考文獻

1. Anjad, S., S. Vinayaga, N. Moorthi, R. Rudramoorthy and D. V. Samjones (2008) A novel approach for energy management in plug-in hybrid electric vehicle (PHEV). SAE Paper No. 2008-28-0046.
2. Bass, E. J. and P. Wildemann (2000) A comparison of HEV engine operation and HD engine emissions test cycles. SAE Paper No. 2000-01-3469.
3. Gokdere, L. U., K. Benlyazid, E. Santi, C. W. Brice and R. A. Dougle (1999) Hybrid electric vehicle with permanent magnet traction motor: a simulation model. International Conference IEMD, 502-504.
4. Grabowski, P. Z., M. P. Kazmierkowski, B. K. Bose and F. Blaabjerg (2000) A simple direct-torque neuro-fuzzy control of PWM-inverter-fed induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47(4), 863-870.
5. He, X. L. and J. W. Hodgson (2002) Modeling and simulation for hybridelectric vehicles part I: modeling. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 3(4), 235-243.
6. Islam, M. M. and M. N. Uddin (2009) Evelopment and implementation of a new adaptive intelligent speed controller for IPMSM drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45(3), 1106-1115.
7. Liang, Q. L. and J. M. Mendel (2000) Interval type-2 fuzzy logic systems: theory and design. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 8(5), 535-550.
8. Lin, F. J., S. Y. Chen, L. T. Teng and H. Chu (2009) Recurrent functional-link-based fuzzy neural network controller with improved particle swarm optimization for a linear synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Magnetics*, 45(8), 3151-3165.
9. Lin, F. J., P. H. Chou, P. H. Shieh and S. Y. Chen (2009) Robust control of an LUSM-based X-Y- θ motion control stage using an adaptive interval type-2 fuzzy neural network. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 17(1), 24-38.
10. Rodić, M. and K. Jezernik (2002) Speed-sensorless sliding-mode torque control of an induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 49(1), 87-95.
11. Sakai, S. I., H. Sado and Y. Hori (1999) Motion control in an electric vehicle with four independently driven in-wheel motors. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 4(1), 9-16.
12. Tate, E. D., O. H. Michael and P. J. Savagian (2008) The electrification of the automobile: from conventional hybrid, to plug-in hybrids to extended-range electric vehicles. SAE Paper No. 2008-01-0458.
13. Thibault, L., O. Grondin, C. Querel and G. Corde (2012) Energy management strategy and optimal hybridization level for a diesel HEV. SAE Paper No. 2012-01-1019.
14. Wai, R. J. (2003) Robust control for nonlinear motor-mechanism coupling system using wavelet neural network. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, part B: Cybernetics*, 33(3), 489-497.
15. Zhang, J., X. LU, L. Wang, S. Chen and S. Li (2008) A study on the drivability of hybrid electric vehicle. SAE Paper No.2008-01-1572.

收件：105.12.05 修正：106.02.06 接受：106.03.06

