

應用於球拍拉線機之數位嵌入式直流無刷馬達驅動系統

陳昭雄 張家進

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

摘要

本論文研發專用於電子式球拍拉線機的直流無刷馬達驅動系統，以 Microchip 公司型號 dsPIC30F4011 的微處理器為基礎，設計嵌入式全數位化的軟、硬體架構，以整合介面電路、感測電路和馬達伺服驅動電路，達成球拍穿線拉力精密控制。首先發展強健式拉力控制法則，以克服拉線系統之各種不確定干擾，包括不同拍線剛度的變化和拉線機構的非線性摩擦差力，所發展的控制法則可以增加拉線拉力的精度，並克服馬達電流振盪的問題。以 3 臂 MOSFET 為架構，利用霍爾元件偵測馬達軸電氣角，設計以 PWM 訊號控制方式之直流無刷馬達驅動器，並設計保護線路使此驅動器能承受大的拉線電流和馬達瞬間正、反轉所產生之反電動勢。嵌入式微處理機內建有許多功能模組，將透過軟體撰寫以取代 A/D、PWM、編碼器解碼和雜訊濾波等外部電路，以減少電路板上電子元件個數，達到全數位化目的。最後，透過實際的拉線拉力實驗，已驗證本文所提方法的有效性。

關鍵詞：球拍拉線機，直流無刷馬達驅動系統，拉力控制，嵌入式微控制器。

Digitally Embedded DC Brushless Motor Drive System for Stringing Machines

CHAIIO-SHIUNG CHEN and JIA-JIN JHANG

Department of Mechanical and Automation Engineering, Da-Yeh University

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

ABSTRACT

This paper describes the development of a digitally embedded DC brushless motor drive system for use in stringing machines. A microchip dsPIC30F4011 microprocessor, interface circuit, force measurement circuit, and DC brushless motor driver were integrated in a drive system to enable comprehensive and precise stringing force control. A robust force control law was derived to overcome the disturbance resulting from the variations in string stiffness and nonlinear frictions. Implementing the proposed control scheme enhances the accuracy of the stringing force and solves the motor current oscillation problem. Hall-effect position sensors were used to detect the electrical angle of the DC brushless motor. A PWM signal control was applied to the motor driver in the three-phase MOSFET bridge. A protection circuit was designed to withstand a large stringing current

and overcome the back EMF caused by shutting down the motor. Using the numerous built-in functions of the microcontroller, a program was developed as a substitute for the external circuits of the stringing system, involving A/D, PWM generators, decoded circuits of encoders, and noise-rejected circuits. The embedded system featured an all-digital design, simplifying the electrical circuit of the proposed system. Finally, experiments were performed using a practice stringing machine to demonstrate the effectiveness of the proposed control methodology.

Key Words: stringing machine, DC brushless motor drive, force control, embedded microcontroller.

一、前言

網球運動廣泛流行於歐、美等國家，每年皆會舉辦匯集各國精英的網球四大公開賽，引起全球球迷的熱烈響應，而羽球運動則普遍流行於東南亞和中國等國家，網球和羽球運動在全球人口中佔有很大的比重，因此，全球對於網球拍和羽球拍有很大的需求量。網球拍或羽球拍之拍線張力為決定球拍性能的重要因素，如反彈力、耐用度、控球性、避震性和手感，因此，專業職業選手對球拍穿線拉力之精確度要求非常高。市售之球拍拉線機可分為純機械式和電子式兩種，純機械式球拍穿線時，必須由專業技師依據經驗拿捏所需穿線拉力，一般消費者無法準確掌控球拍穿線力道，致使整支球拍穿線拉力不均影響球拍性能，而電子式球拍拉線機透過微控制器和伺服驅動系統，可以自動偵測和控制穿線拉力，消費者容易操作，慢慢成為市場發展主流。現有電子球拍拉線機之伺服驅動機構，是由直流碳刷馬達帶動鏈條或螺桿傳動機構所組成，拉力設定範圍可從 5 公斤至 50 公斤。然而，直流碳刷馬達的效率差，且有碳刷需更換，維修不易的問題。

電子球拍拉線機之伺服驅動機構具有高拉力和低阻尼之特性，而直流無刷馬達具有高效能和耐用性等特點，現今已廣泛成功應用於工業界和家電等產品，因此利用直流無刷馬達取代直流碳刷馬達於電子式球拍拉線機之應用，為一非常可行的途徑。現有國內、外並無類似直接相關於電子式球拍拉線機之文獻，但對於其他馬達扭力控制文獻探討非常多，Lin 等人[5]針對一滑塊和曲柄組成之同步馬達伺服驅動機構，提出一適應性扭力計算技術，以克服系統中參數不確定干擾，並利用 DSP 控制器驗證所推導理論。Grabowski 等人[3]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。Zadeh[11]提出可變磁通控制器於永磁式同步馬達之定扭力控制，並對控制系統做靈敏度分析，以得到扭力線上補償效果。在文獻[9]中，提出順

滑模式於感應馬達的扭力控制，以補償轉子磁通量方向和大小。Wai[10]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。Boldea 和 Blaabjerg[2]提出一感應馬達之可變結構式 (Variable structure) 直接扭力控制架構，以改善在穩態扭力控制下馬達電流、磁通量和扭力抖動現象，並以 ADMCF328 DSP 控制架構完成 PWM 之驅動器，驗證所提方法有效性。Islam 和 Uddin[4]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線性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。

近年來嵌入式系統被廣泛應用於工業界，嵌入式系統係透過偵測器或開關等輸入訊號，以執行單一或一組預先設計的功能用途，而較複雜的嵌入式微處理機大都經由應用程式控制執行特殊功能，或作成韌體。現今較常被應用之嵌入式微處理器，有 TI 公司所生產的 DSP 如 TMS 320Cxx 系列，其執行速度快，運算功能強，常應用於需要大量運算場合如影像處理[8]和通訊語音[7]，但價錢昂貴，而單晶片微處理機因價錢低廉且內含各種特殊功能模組，如 I/O、A/D、PWM 和串列或並列通訊埠等，較適用於不需複雜運算場合，如 Intel 公司之 MCS 系列、Microchip 公司之 PIC 系列[1]等。由於 PIC 系列硬體規劃較彈性且撰寫程式容易，故本將以此微處理器為基礎，開發出應用於電子式球拍拉線機之嵌入式全數位化直流無刷馬達驅動系統。

二、系統硬體架構

本論文實驗硬體架構如圖 1 所示，由個人電腦、MPLAB ICD3 模擬器、Microchip PIC 微控制器、馬達驅動電路、拉線馬達、操作介面電路、計線器和拉力感測器等所構成，各

單元的硬體規格和功能詳細說明如下：

(一) **個人電腦**：中央處理器為 Intel Pentium E5200，作業系統為 Windows XP，用於編輯軟體程式、模擬除錯以及進行程式下載燒錄。

(二) **MPLAB ICD3 模擬器**：此模擬器與電腦連接，為個人電腦及 PIC 微控制器之間的溝通橋樑，可經由 Microchip MPLAB IDE v8.50 軟體編輯系統，以 C 語言撰寫程式，並進行程式軟硬體模擬、除錯以及進行程式下載燒錄等動作。

(三) **Microchip PIC 微控制器**：本論所使用的微控制器為 Microchip 公司所生產的 DSP 為控制器，型號為 dsPIC30F4011，是高性能 16 位元處理器，執行人機介面、拉力感測和無刷馬達驅動的功能，為實際執行控制的處理器。

(四) **馬達驅動電路**：此驅動電路由三臂的 MOSFET 驅動電路所組成，用於驅動 DC 無刷馬達，並包含有馬達電流過載的保護電路。

(五) **拉線馬達**：為永磁式直流無刷馬達，無載轉速為 3700 RPM，額定定壓 24 伏特、額定電流 5.5 安培和額定扭矩 2.85kgf-cm。此馬達連接一 1 比 20 齒輪箱，直接驅動一螺距 2.54 公分的螺桿，螺桿帶動一球拍拉線座移動，因而拉動球拍的拍線。

(六) **介面電路**：介面電路由七段顯示器、按鍵和 LED 燈號所組成，此操作介面可設定和顯示各種拉線的功能。

(七) **計線器**：計線器用來計數所用拍線的長度，它是一具有 A、B 相的編碼器，拍線移動時能帶動此編碼器旋轉，因而產生 A、B 相訊號，此 A、B 相訊號輸入到 PIC 微控制器，經解碼後而能計數用線的長度。

(八) **拉力感測器**：以高精度可變的薄膜式應變計貼於鋁製感測棒上，球線拉線力可拉動鋁製感測棒變形，而使貼在其上的應變計伸長變形，造成應變計的電阻值產生改變，再透過惠斯電橋和儀表放大器，以偵測電壓改變量來感測拉線磅數，電壓改變值將由 PIC 微控制器的內建 A/D 模組直接擷取。

三、直流無刷馬達驅動電路設計

(一) 直流無刷馬達驅動電路

圖 2 為本文所設計的直流無刷馬達驅動電路圖，主要有

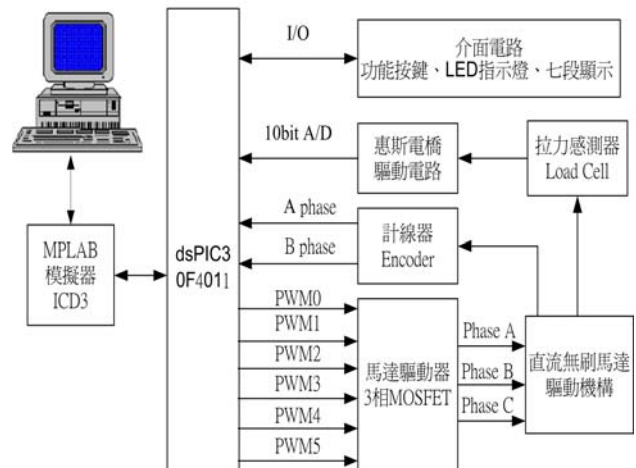


圖 1. 球拍拉線機驅動系統架構方塊圖

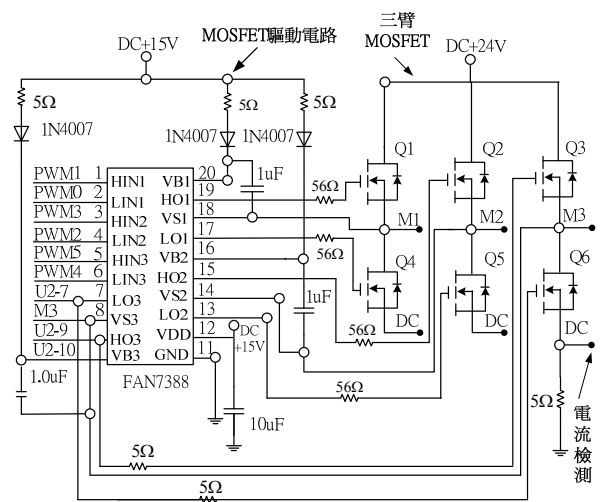


圖 2. 直流無刷馬達驅動電路圖

六顆 MOSFET 所組成的三臂驅動電路、MOSFET 驅動電路和電流檢測電路三部分所組成。三臂 MOSFET 分別連接馬達三相線圈繞組，所選用 MOSFET 的型號為 IRF2807，其為 N 通道的 MOSFET，耐電壓和電流分別為 75 伏特和 82 安培，導通時阻抗 13 mΩ，切換速度 100 nsec，此 MOSFET 具有極低的導通阻抗，加上快速的切換速率，和堅固耐用的 HEXFET 設計，常被用於功率低於 100 W 的電力電路，本文採用的 MOSFET 供給電壓 VDD 為 DC24 伏特，內含二極體，以包護 MOSFET 不被反電動勢擊穿。

而 MOSFET 的驅動電路，主要由型號為 FAN7888 的驅動 IC 所組成，此驅動 IC 是專為高壓、高速驅動 MOSFET 和 IGBT 所設計，可在 200V 高電壓下工作，內部有共模雜訊消除電路，可以確保驅動器在高雜訊環境下穩定工作。在

圖 2 中 HIN1 和 LIN1、HIN2 和 LIN2 及 HIN3 和 LIN3 三組腳位分別接 dsPIC30F4011 微控制器的 PWM0 至 PWM5 六個控制輸出；LO1、LO2 和 LO3 分別直接驅動三臂驅動器下臂 MOSFET 的閘極 (G)，因為下臂 MOSFET 的源極 (S) 直接接地，LO1、LO2 和 LO3 的輸出電壓只要大於 15 伏特就可順利打開下臂的 MOSFET；而 HO1、HO2 和 HO3 分別直接驅動三臂驅動器上臂 MOSFET 的閘極 (G)，因為下臂 MOSFET 的源極 (S) 浮接馬達的線圈繞組，必須設計由二極體和電容所組成的升壓電路 (Bootstrap)，且分別透過 VB1 和 VS1、VB2 和 VS2 及 VB3 和 VS3 腳位，將上臂 MOSFET 源極的電壓提升比 VDD 高，以能順利打開上臂 N 通道的 MOSFET。

(二) 拉力感測電路

拉力感測器電路用於偵測拍線的拉力，它是由薄膜式應變計貼於鋁製感測棒上所組成，當球拍拉線時，拍線的拉力可使鋁製感測棒變形，而使貼在其上的薄膜應變計拉伸變形，造成應變計的電阻值產生改變，電阻值的改變和拍線拉力成一比值關係，只要能感測電阻值的改變量，即能偵測拍線拉力，為了偵測此電阻值改變量，拉力感測電路包含惠斯登電阻電橋、二次穩壓電路和儀表放大器等三部分，分別敘述如下。

1. 惠斯登電阻電橋

圖 3 為惠斯登電阻電橋，其中 R_1 、 R_2 和 R_3 為已知精密電阻，而 $R(f)$ 為應變計的電阻值，當拉線時此電阻值會隨拉力大小改變。當電橋平衡時 V_{AB} 電壓為零，但當 $R(f)$ 值改變時，將造成電橋不平衡，此時電壓為

$$V_{AB} = \frac{R(f)(R_2 + R_3) - R_3(R_1 + R(f))}{(R_2 + R_3)(R_1 + R(f))} \times V_{ref} \quad (1)$$

從上式可以看出 V_{AB} 與 $R(f)$ 值有關，而 $R(f)$ 值會隨著拉力值改變，因此只要量測 V_{AB} 電壓，再透過校正，即可精確量測 $R(f)$ ，進而得到拉線時的拉力值。

2. 二次穩壓電路

由 (1) 式可知，電阻電橋的供給電壓 V_{ref} 非常重要，此電壓值會影響 V_{AB} 電壓值的量測，為了得到穩定度高的 V_{ref} 電壓，本文設計了二次穩壓電路如圖 4 所示，此電路主要應用一顆 LM336 的稽納二極體，此二極體的崩潰電壓為

2.5 伏特，具有一極低的溫度係數和 0.2Ω 的動態阻抗 (Dynamic Impedance)。此 LM336 的輸出的 2.5 伏特電壓經一 OP07 放大器放大到 9.25 伏特，外加一顆 PNP 電晶體型號 8550，為使供給電壓的功率增大，此 9.25 伏特電壓即為二次穩壓後的電壓，可供電阻電橋使用。

3. 儀表放大器電路

電阻電橋所輸出的 V_{AB} 電壓值極小，大約只有幾毫伏特 (mV)，因此必須將此電壓放大至 5 伏特左右，以供微控制器內部的 A/D 模組偵測，本文的放大電路選用儀表放大器，如圖 5 所示，此儀表放大電路具有極高的輸入阻抗和極低的輸出阻抗，而且還具有差值放大優點，可以抵消共模雜訊。

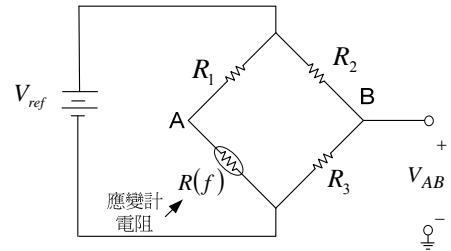


圖 3. 惠斯登電阻電橋

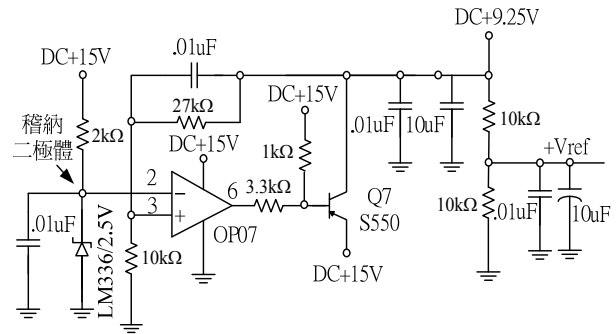


圖 4. 二次穩壓電路

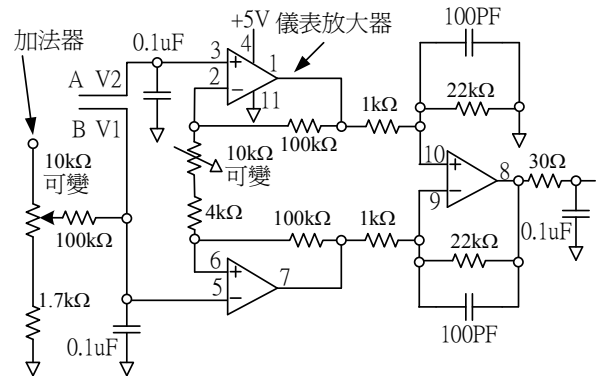


圖 5. 儀表放大器電路

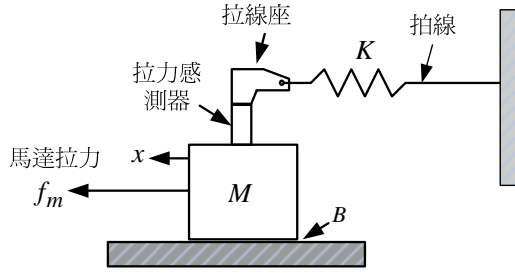


圖 6. 球拍拉線機拍線拉線示意圖

四、球拍拉線機動態建模

圖 6 為球拍拉線機拍線拉線示意圖，其中 K 為拍線的彈性係數、 M 為拉線座質量、 B 為黏滯摩擦係數、 x 為拉線移動距離和 f_m 為馬達拉力，從圖中推得球拍拉線機的拉線動態方程式如下：

$$M\ddot{x} + B\dot{x} + Kx + f_u = f_m \quad (2)$$

$$y = Kx \quad (3)$$

其中 f_u 為系統不確定量的干擾力，包括拉線機構和馬達所承受的不確定外力， y 為拍線的拉力，其值為拍線的彈性係數乘於拍線的變形量。將 (3) 式代入 (2) 式，可推得

$$\ddot{y} + A\dot{y} + Dy + Df_u = Df_m \quad (4)$$

其中 $A = B/M$ 和 $D = K/M$ 。假設系統參數 M 、 B 和 K 各別有標稱值 (Nominal value) \bar{M} 、 \bar{B} 和 \bar{K} 及不確定值 (Uncertain value) ΔM 、 ΔB 和 ΔK ，則 (4) 式可改寫如下：

$$\ddot{y} + \bar{A}\dot{y} + \bar{D}y = \bar{D}u + H(y, \dot{y}) \quad (5)$$

其中 $u = f_m$ 、 $\bar{A} = \bar{B}/\bar{M}$ 、 $\bar{D} = \bar{K}/\bar{M}$ 和 $H(y, \dot{y})$ 為系統總和不確定值：

$$H(y, \dot{y}) = -\Delta A\dot{y} - \Delta D y - (D + \Delta D)f_u + \Delta D u \quad (6)$$

假設此總和不確定值為有限值，即

$$|H(y, \dot{y})| \leq \bar{\phi} \quad (7)$$

其中 $\bar{\phi} > 0$ 。控制的目的是給一所要的拍線拉力 y_d ，設計一強健控制器，控制拍線的拉力 $y \rightarrow y_d$ ，當 $t \rightarrow \infty$ 。

五、順滑控制器設計

定義一誤差量為 $e = y_d - y$ ，利用 (6) 式可得到如下的誤差動態方程式：

$$\ddot{e} = -\bar{A}\dot{e} - \bar{D}e + \ddot{y}_d + \bar{A}\dot{y}_d + \bar{D}y_d - \bar{D}u - H(y, \dot{y}) \quad (8)$$

一般拍線之彈性係數 K 值皆很大而拉線機構之阻尼係數 B 很小，所以拉線系統之阻尼比 (Damping ratio) 非常小，致使當馬達在拉力控制時，拉力容易振盪，達不到所要求之控制精度，且不同之拍線其剛性 K 值不同，軟線和硬線之差別更大，更造成拉力控制上之困難，本文將發展一順滑控制法則 (Sliding mode control) 以克服此問題，拉力控制精度要求為 0.1kgw。定義一順滑平面如下：

$$s = \dot{e} + 2\lambda e + \lambda^2 \int_0^t e d\tau \quad (9)$$

其中 λ 為大於零的值。對 s 沿 (8) 式誤差動態方程式作微分，可得下式：

$$\dot{s} = 2\lambda\dot{e} + \lambda^2 e - \bar{A}\dot{e} - \bar{D}e + \ddot{y}_d + \bar{A}\dot{y}_d + \bar{D}y_d - \bar{D}u - H(y, \dot{y}) \quad (10)$$

因此，根據 (10) 式可設計順滑控制器如下：

$$u = u_{eq} + u_h \quad (11)$$

其中

$$u_{eq} = \frac{1}{\bar{D}} \left(2\lambda\dot{e} + \lambda^2 e - \bar{A}\dot{e} - \bar{D}e + \ddot{y}_d + \bar{A}\dot{y}_d + \bar{D}y_d \right) \quad (12)$$

$$u_h = Gs + \hat{\phi} \operatorname{sgn}(s) \quad (13)$$

其中 G 為大於零的增益， $\hat{\phi}$ 為 $\bar{\phi}$ 的估測值。控制力 u 包含兩項， u_{eq} 為等效控制 (Equivalent control)，用於驅使拉力

誤差沿著順滑線 $s = 0$ 逼近至零，而 $\hat{\phi} \text{sgn}(s)$ 項在確保控制系統在不確定量干擾下，可以確保拉力誤差到達順滑平。定義如下的李阿普若夫函數 (Lyapunov' function)

$$V(t) = \frac{1}{2} \left(s^2 + \frac{1}{k_\phi} \tilde{\phi}^2 \right) \tag{14}$$

其中 $\tilde{\phi} = \bar{\phi} - \hat{\phi}$ 。將 (14) 式對 t 微分，可得下式

$$\dot{V}(t) = s\dot{s} - \frac{1}{k_\phi} \tilde{\phi} \dot{\tilde{\phi}} \tag{15}$$

將 (10) 式至 (13) 式代入 (15) 式，可得

$$\dot{V}(t) = -Gs^2 - \hat{\phi}|s| - H(y, \dot{y})s - \frac{1}{k_\phi} \tilde{\phi} \dot{\tilde{\phi}} \tag{16}$$

假如設計如下的適應法則：

$$\dot{\hat{\phi}} = k_\phi |s| \tag{17}$$

將 (17) 式代入 (16) 式，可得

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= -Gs^2 - \hat{\phi}|s| - H(y, \dot{y})s - (\bar{\phi} - \hat{\phi})|s| \\ &= -Gs^2 - H(y, \dot{y})s - \bar{\phi}|s| \\ &\leq -Gs^2 \leq 0 \end{aligned} \tag{18}$$

因此，由李阿普若夫定理可證明，當 $t \rightarrow \infty$ ，則 $s \rightarrow 0$ ，且 $\tilde{\phi}$ 為有限值。當 $s \rightarrow 0$ ，可得拉力控制誤差 $e \rightarrow 0$ ，因而完成控制器設計。本文所完成的拉線拉力控制系統方塊圖如圖 7 所示。

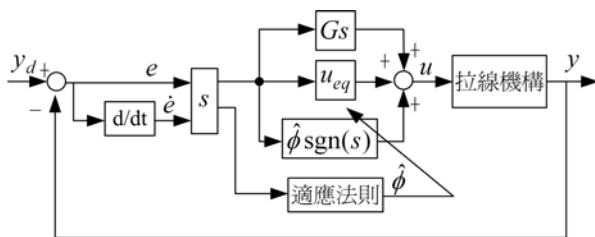


圖 7. 拉線拉力控制系統

六、DSP 程式設計

Microchip 公司的微控制器提供了很多不同的硬體規格與功能選擇，使用者可以針對自己所需求的功能選定。而本文是使用 dsPIC30F4011 16 位元數位訊號控制器 (digital signal controller, DSC)，dsPIC 核心是一套 16 位元非管線式改良型 Harvard 架構的 RISC 元件，融合高效能 16 位元微控制器的控制功能及高速數位訊號處理器 (DSP) 的運算功能，兩者結合成一高整合度的單一指令架構的單晶片並能支援各種嵌入式系統。此架構支援 C 語言編譯器的設計環境，類似微控制器的研發平台，可為馬達驅動的嵌入式設計增加電子智慧功能，並廣泛應用於各種設備、汽車、工業與消費產品。dsPIC30F4011 是採用 40 針腳 SOIC (Small-outline integrated circuit) 及 SPDIP (Shrink plastic dual-in-line package) 封裝，具有 48K 位元組加強型快閃記憶體，特別適合採用先進演算法的馬達控制應用，內建有脈衝寬度調變 (PWM) 模組和一個 500 KSPS (kilo samples per second) 具 10 位元解析度的類比至數位轉換器，可被應用於控制多種不同類型的馬達，如三相交流感應馬達、三相直流無刷馬達及開關式磁阻馬達等。

(一) DSP 電路設計

圖 8 為本文 dsPIC30F4011 微控制器之實際電路圖，其中 +Vref 為 A/D 轉換器的參考電壓輸入，IMOTOR 和 POT 分別為驅動器電流和拉力感測器的類比電壓輸入腳位，HALLA、HALLB 和 HALLC 為直流無刷馬達上三個霍爾感測器的輸入腳位，PWM0 至 PWM5 六個馬達控制輸出腳位，分別輸出至三臂 MOSFET 驅動 IC FAN7888 的 HIN1 和 LIN1、HIN2 和 LIN2 及 HIN3 和 LIN3 三組輸入腳位，以 PWM 訊號控制三臂 MOSFET 的開關動作。

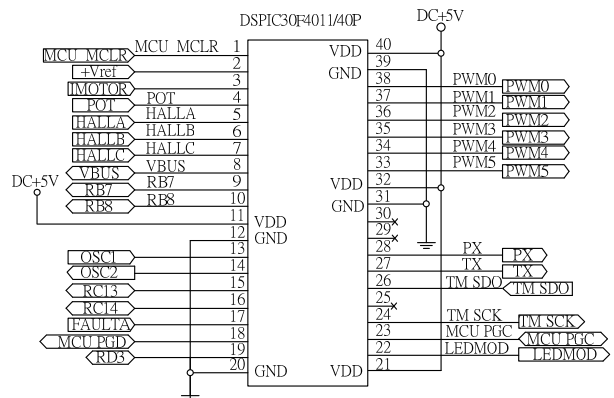


圖 8. dsPIC30F4011 微控制器之實際電路圖

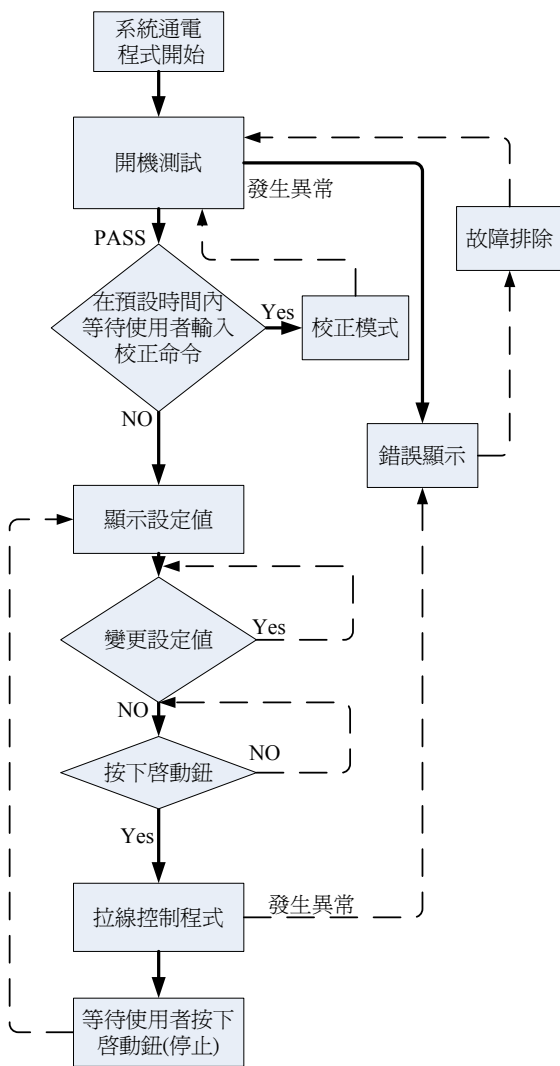


圖 9. 球拍拉線機程式及功能流程

(二) 拉線程式流程

圖 9 為球拍拉線機程式流程圖，當電控盒通電後，微控制器 dsPIC30F4011 開始運作執行程式，拉線程式主要包括開機測試、拉線功能設定和校正及驅動馬達拉線等三個步驟。在第一步驟中，首先測試拉線機構的硬體是否正常，包括測試左、右極限開關，拉力感測器和拉線馬達是否正常運作，如果偵測到其中一項有異常情況，即在七段顯示器上顯示錯誤碼，等待操作者故障排除後，再重新開機，如果通過開機檢測後，則程式將進入第二步驟。第二步驟，當開機檢測完成後，在一預設時間內，等待使用者是否有需要做拉力感測器的校正命令，此拉力校正是要修正拉力感測器與實際拉力之間的誤差，如果輸入命令需要校正拉力感測器，則進入拉力感測器的校正模式，圖 10 為拉力感測器校正示意圖，在拉線機右側放置一拉力計，拉線機分別預拉 10 公斤、

20 公斤、30 公斤和 40 公斤四個校正點，使用者分別觀察右側拉力計的實際數值，而輸入這四個拉力值得校正值，而完成拉力感測器的校正。如果無需校正，則七段顯示器會顯示上次的拉線設定值，使用者可以透過按鍵調整新的拉線設定值，完成拉力值設定後，則程式便進行第三步驟。第三步驟是當按下啟動開關後，便開始進行拉線機拉力控制程式，利用微控制器 dsPIC30F4011 內建的 A/D 模組，以擷取拉力感測器的輸出電壓，換算成實際的拉線拉力值，再與所設定的拉力值做比較而計算出拉力誤差值，根據此拉力誤差值，執行本文所設計的強健式平滑控制器，控制無刷直流馬達做拉力控制，執行閉迴路的拉力控制，拉力控制執行週期約 1msec，完成拉力控制之後，則再次按下啟動開關，馬達反轉，回到初始位置，同時也讓球拍線鬆開，以供操作者進行下一次的拉線。

(三) 直流無刷馬達的驅動控制程式

圖 11 為本文直流無刷電驅動電路示意圖，dsPIC30F4011 微控制器的具有 6 個 PWM 輸出腳位，編號從 PWM1H/PWM1L 到 PWM3H/PWM3L 6 個腳位，可組合為 3 個高/低端腳位對，而分別連接到 MOSFET 驅動 IC FAN7888 的 HIN1 和 LIN1、HIN2 和 LIN2 及 HIN3 和 LIN3



圖 10. 拉力感測器校正

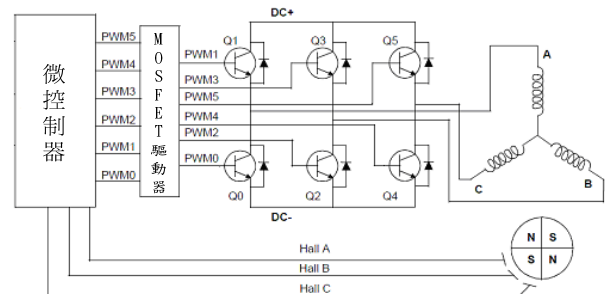


圖 11. 直流無刷電驅動電路示意圖

三組輸入腳位，以控制三臂 MOSFET 的開關動作，此互補的輸出，低端 PWM 引腳的狀態總是與高端引腳 I/O 的狀態相反。PWM 模組允許多種工作模式，有利於實現特定的功率控制應用。而三相霍爾元件的感測訊號，連接至 dsPIC30F4011 微控制器的 AN3-AN5 腳位，此三相霍爾元件感測器將馬達軸的位置切割成 100、110、010、011、001 和 101 等六個區域，根據此六個區域，可切換馬達三相線圈的激磁順序，而控制直流無刷馬達的連續運轉。圖 12 為馬達三相霍爾元件、輸出扭力和三相線圈電流的時序圖，從圖中可看出，馬達三相電壓的時序各別間皆相差 120 度，但因電壓不是真正的弦波，因此馬達軸的扭力輸出有較大的漣波。相對於圖 11 驅動電路的三臂 MOSFET，可以依序得到方形波驅動之 MOSFET 導通順序，如圖 13 所示。在本文直流無刷馬達拍線拉力控制系統中，為了減少流經馬達線圈繞組電流及降低功率消耗等目的，使用脈波寬度調變信號（Pulse Width Modulation；PWM）來控制 MOSFET 功率元件開關的動作時間，藉由改變輸出脈波寬度或頻率來改變供給馬達線圈繞組的電壓，圖 14 為直流無刷馬達三臂六個 MOSFET 的 PWM 控制訊號，如圖所示，若將供應馬達線圈繞組的電源在一個固定週期做 ON 及 OFF 的控制，則 ON 的時間越長，馬達線圈繞組的電壓越高，電流越大，則拉力越大，反之拉力越小。此種依 ON 與 OFF 時間比例控制馬達線圈繞組電壓的方法即稱為脈波寬度調變，ON 的期間稱為工作週期（Duty Cycle），以百分比表示。因為馬達是屬於電感性負載，流經線圈繞組的電流並不會因控制電壓改變而立即跟著改變，再加上馬達本身的慣性作用，拍線拉力控制時，必須考慮這些因素。

七、模擬與實驗

(一) 拉線機硬體架構

圖 15 為球拍拉線機的直流無刷馬達驅動系統實驗平台圖，個人電腦被用來撰寫 dsPIC30F4011 微控制器的程式，此程式可透過 ICD3 做軟硬體的模擬控制，並將程式燒錄至 dsPIC30F4011 微控制器。

(二) 電路板實驗

圖 16 為電路板驅動直流無刷馬達所測量到的三相霍爾感測器訊號，從圖中可以看出三相霍爾感測器間各差 120，正轉時相位順序為 A→B→C，此三相霍爾感測器將馬達的電氣角分割成六個部份，訊號值依序為 101→100→110→010

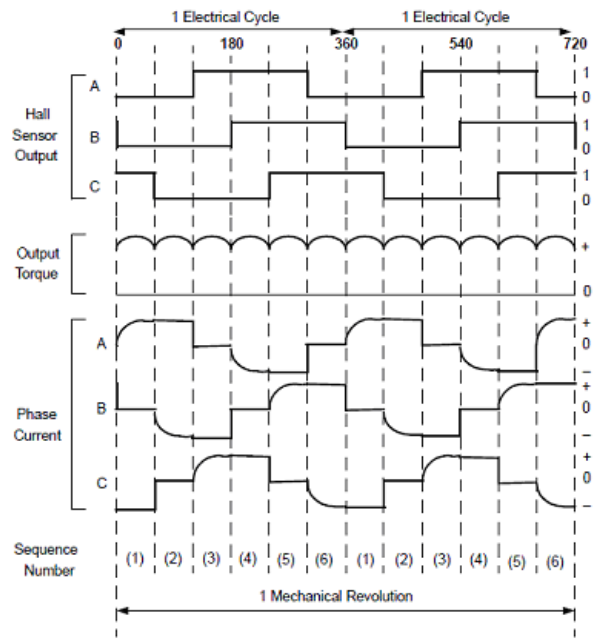


圖 12. 三相霍爾元件、輸出扭力和電流的時序圖

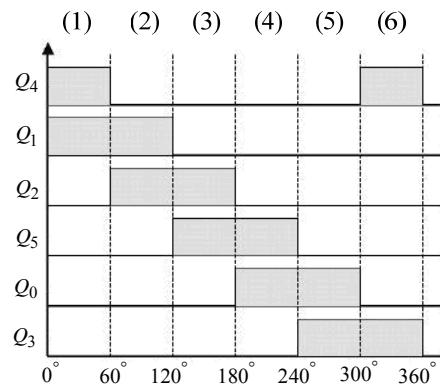


圖 13. 方形波驅動之 MOSFET 導通順序

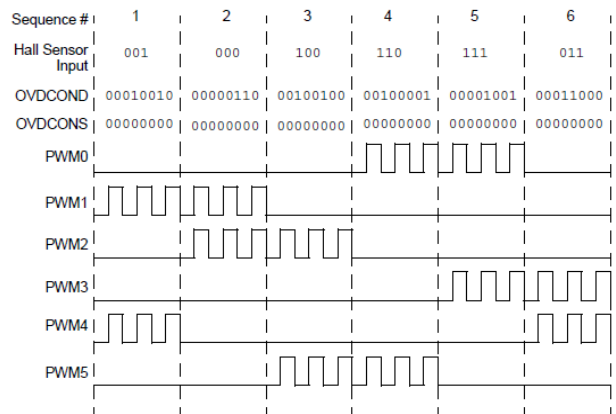


圖 14. 直流無刷馬達三相 PWM 的控制訊號

→011→001。透過這些訊號值，可以決定直流無刷馬達三相線圈的激磁順序，如圖 13 所示。圖 17 為在馬達連續運轉下，上臂三個 MOSFET 對地電壓值，電源電壓為 DC24 伏特，控制馬達線圈電壓的 PWM 訊號加在上臂的 MOSFET，而相對應的下臂 MOSFET 只是跟隨導通而已。

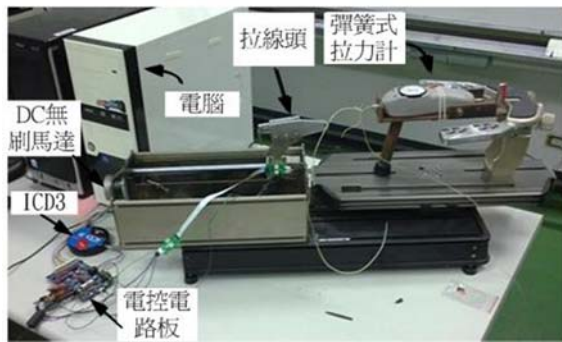


圖 15. 球拍拉線機的直流無刷馬達驅動系統實驗平台

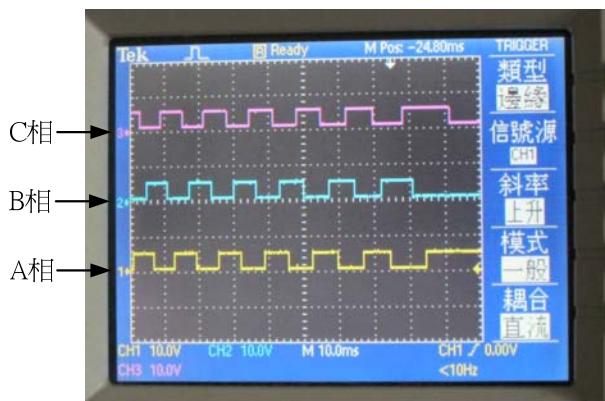


圖 16. 馬達正轉的三相霍爾感測器訊號

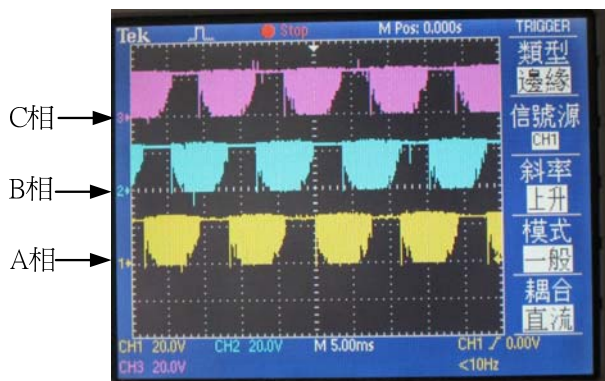


圖 17. 馬達連續運轉下，MOSFET 上臂三相電壓值

(三) 拉線拉力控制系統模擬

本文所設計的強健順滑控制器 (RSMC) 如 (12) - (14) 式，系統不確定量估測值 $\hat{\phi}$ 的適應法則如 (17) 式，而設計順滑平面如 (9) 式，控制系統的參數選擇如下： $\lambda = 100$ 、 $G = 0.2$ 和 $k_{\phi} = 0.001$ 。模擬拉線拉力設定值 y_d 為 10kgw。定義拉線力誤差值為 $e = y_d - y$ 。為了與本文所設計的控制器做比較，設計傳統的 PD 控制器為 $u = k_p e + k_d \dot{e}$ ，其中選擇 $k_p = 100$ 和 $k_d = 20$ 。以 Matlab 7.12 版本的套裝軟體進行模擬，控制方塊圖 7 所示，拉線機構的數學模型利用差分的數值分析方法 (Differential method) 進行運算，模擬總時間為 0.5 秒，模擬取樣頻率為 0.0001 秒。

圖 18 至圖 20 為拉線拉力設定在 10kgw 的模擬結果圖，分別為拉線的拉力值、拉力變化值、拉力誤差值、拉力變化誤差值和控制力的時間變化圖。圖 18 為拉線的拉力值和拉力變化值，從圖 18 (a) 中可以看出本文所推導的 RSMC 控制器很快約在 0.02 秒即達到拉力設定值 10kgw，而傳統的 PD 控制器約在 0.05 秒才到達拉力設定值，從圖 18 (b)，可看出 RSMC 控制器也在很短時間內將拉力變化值控制到零的穩態位置。圖 19 為拉線的拉力誤差值和拉力變化誤差值，從圖中可以看出本文所推導的 RSMC 控制器很快將拉力誤差和拉力變化誤差值收斂至零，而 PD 控制器約有 0.018kgw 的拉力穩態誤差。圖 20 為馬達輸出的控制力，圖 20(a) 中，RSMC 控制器的控制力有抖動現象 (Chattering)，這是因為 RSMC 控制器為了克服拉線系統參數的不確定量和外部干擾力。此抖動現象讓 RSMC 控制系統具有強健性，而傳統的 PD 控制器為線性控制器，因此對於控制系統的不確定量和外部干擾力，忍受度較低，性能也較差。

(四) 拉力控制系統實驗

為了得到準確的拉線拉力控制，必須先對拉力感測器經儀表放大器的輸出電壓，與實際拉力值間的關係作校正，dsPIC30F4011 微控制器的 A/D 模組為 12 位元，參考電壓為 5 伏特，為了作校正實驗，我們將拉力感測器在拉線機構下，以每次加 2kgw 的方式，從 0kgw 到 40kgw 作拉力實驗，測量其相對的拉力 A/D 值，圖 21 為經由實驗中所測試出來的拉力感測器的輸出電壓 A/D 值和拉力值 (kgw) 間的關係圖，從圖中可以看出此拉力感測器有很好的線性度，只是在低拉力 5KG 以下，線性度較差。校正完拉力感測器後，利用本文所發展的 RSMC 控制器對拉線機構做實際的拉線拉

力實驗。在拉力設定值 10kgw 的實驗中，圖 22 為拉力感測器輸出電壓利用示波器所量測出來的結果，從圖中可看出，也約在 0.02 秒下達到穩態的拉線拉力設定值，與模擬結果相近。拉力感測器輸出電壓約 920mV，從圖中可看出拉力感測器輸出電壓有很多的突波，此因為本文的儀表放大器電路板為手焊的電路板，容易受到直流無刷馬達在拉力控制時，高頻的 MOSFET 切換頻率訊號所感染，可透過製作正式印刷電路板時，以訊號鋪地 (Ground) 的方式解決此問題。

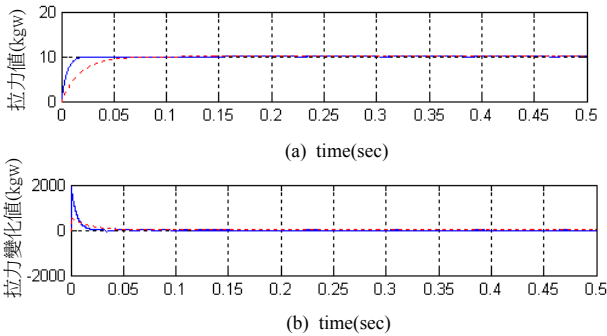


圖 18. 拉線拉力模擬：(a) 拉力值 (b) 拉力變化值。
(—:RSMC；---:PD)

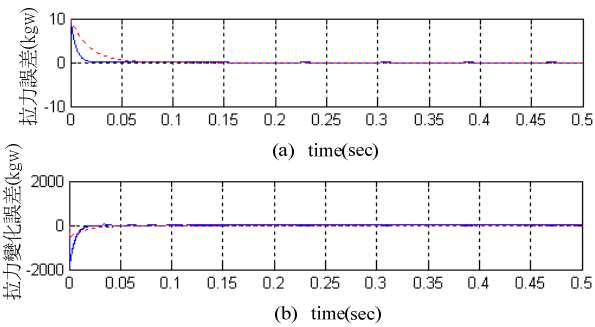


圖 19. 拉線拉力模擬：(a) 拉力值誤差值；(b) 拉力變化誤差值。(—:RSMC；---:PD)

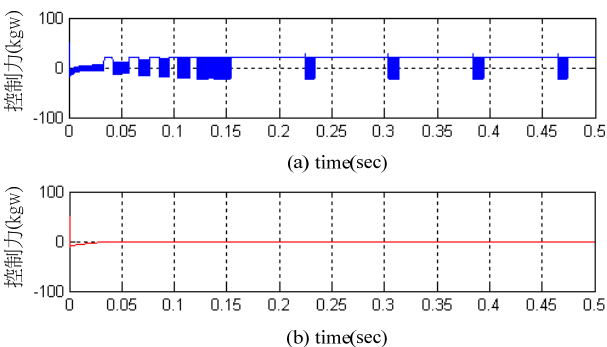


圖 20. 拉線拉力模擬：控制力 $u(t)$ (a) RSMC；(b) PD。

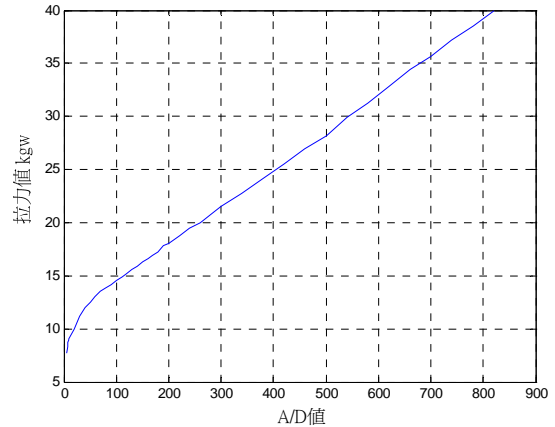


圖 21. 拉力感測器特性曲線

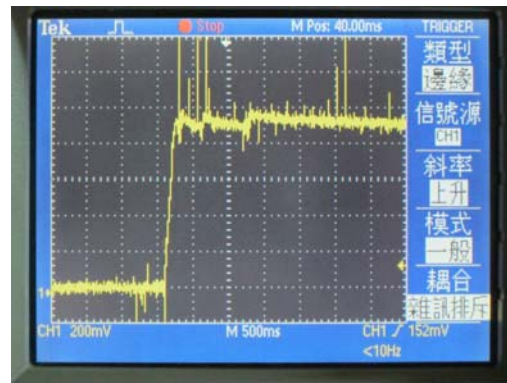


圖 22. 拉線拉力 10kgw 實驗之拉力感測器電壓輸出圖

八、結論

由以上的模擬和實驗，驗證了本文所發展的軟硬體和控制方法，可以將直流無刷馬達實際應用於球拍拉線機，改善傳統直流碳刷馬達效率差和維修不易的問題。且所發展的 RSMC 控制器的確可以克服拉線機構的參數不確定性和外部干擾力的問題，得到精確的拉線拉力控制。

參考文獻

1. 施慶隆、劉晏維 (民 93)，PIC18Fxx2 微控制器原理與實作-使用組合語言及 C 語言，頁 108-120，宏友圖書公司，台北。
2. Boldea, C. L. I. and F. Blaabjerg (2004) Direct torque control of sensorless induction motor drives: a sliding-mode approach. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 40(2), 582-590.
3. 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 Trans. on Industrial Electronics*, 47(4), 863-870.
4. Islam, M. M. and M. N. Uddin (2009) Development and implementation of a new adaptive intelligent speed controller for IPMSM drive. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 45(3), 1106-1115.
 5. Lin, F. J., Y. S. Lin and S. L. Chiu (1998) Slider-crank mechanism control using adaptive computed torque technique. *IEE Proc.-Control Theory Appl.*, 145(3), 364-376.
 6. 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 Trans. Magnetics*, 45(8), 3151-3165.
 7. Okamoto, K., T. Araki and T. Iizuka (1997) A DSP for DCT-based and Wavelet-based video codes for consumer applications. *IEEE Trans. On Solid State Circuits*, 32(3), 460-467.
 8. Ong, S., M. H Sunwoo and M. Hong (1998) A fixed-point multimedia DSP chip for portable multimedia services. *IEEE Workshop on Signal Processing System*, 94-102.
 9. Rodic, M. and K. Jezernik (2002) Speed-sensorless sliding-mode torque control of an induction motor. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 49(1), 87-95.
 10. Wai, R. J. (2003) Robust control for nonlinear motor-mechanism coupling system using wavelet neural network. *IEEE Trans. on System Man and Cybernetics-part B: Cybernetics*, 33(3), 489-497.
 11. Zadeh, V. (2001) Variable flux control of permanent magnet synchronous motor drives for constant torque operation. *IEEE Trans.on Power Electronics*, 16(4), 527-534.

收件：102.09.25 修正：102.10.15 接受：102.12.11