

應用 FPGA 於線型感應馬達之適應性步階迴歸控制器

鄧禮濤 張智凱 林法正

國立東華大學 電機工程學系

花蓮縣壽豐鄉志學村大學路二段一號

TEL : 03-8634100 FAX : 03-8634060

摘要：本文設計一適應性步階迴歸控制器以補償控制線型感應馬達動子時之不確定量（如摩擦力…等）。首先，推導出線型感應馬達在間接磁場導向下之動態模型，接著設計一步階迴歸控制器以補償系統所產生之不確定量。此外，在設計步階迴歸控制器時，需要總集不確定量之上界，但在實際應用上，總集不確定量的上界是很難預先獲得的。因此本文設計一適應性步階迴歸控制器並推導出調整法則用以線上調整總集不確定量之上界，並利用一可程式邏輯閘陣列（FPGA）晶片來實現間接磁場導向機制與發展之控制法則，用以降低工業應用上之成本並提高控制性能。最後利用週期性參考軌跡來驗證上述控制器具有良好的暫態響應與克服不確定量之強健性。

關鍵字：線型感應馬達、FPGA、間接磁場導向控制、適應性步階迴歸控制

I. 簡介

線型感應馬達具有許多良好的特性，如啟動推力大、具有較大的加速及減速能力、傳動上不需機械傳動裝置且結構堅實容易維護…等[1, 2]，因此線型感應馬達被廣泛應用於工業自動化生產與運輸系統之應用上[3, 4]。線型感應馬達的基本原理與傳統的旋轉式感應馬達相同，但線型感應馬達的控制特性卻較旋轉式感應馬達困難，因為線型感應馬達的馬達參數很容易

因操作情形之不同而改變。其中造成線型感應馬達的主要參數變化包含啟動阻力、動態氣隙、滑差頻率、三相不平衡、激磁電感飽和、終點效應（End Effect）[2, 3]，因此很難推導出完整線型感應馬達之數學模型。此外，當線型感應馬達在運作時之動摩擦力的特性會因接觸力的大小、溫度和溼度而改變，而且在閉迴路控制系統（Closed-Loop Control System）中，摩擦力會造成穩態誤差、有限週期（Limit Cycle）和低頻寬[5, 6]，然而摩擦力是一種自然現象，非常難將其模式化，而且對其特性尚未完全了解，所以實際上要獲得一個精確的摩擦力模型是不可能的。另一方面，線型感應馬達在低速下之動態模型可視為旋轉型感應馬達延軸心切入攤平而得，因此磁場導向控制[7, 8]可用來將線型感應馬達之推力與磁通解耦。

FPGA結合了陣列邏輯閘（Gate Arrays）的結構與可程式化邏輯元件（Programmable Logic Device）的可程式化特性。透過連結數個可程式邏輯單元（CLB）而組成數千萬顆的邏輯閘的架構，而簡化了高階數位電路設計過程。使用軟體，經由外部的靜態隨機存取記憶體（SRAM）和唯讀記憶體（ROM），可定義FPGA內部邏輯閘的連線，使FPGA提供了不需變更硬體架構就可輕易地修改所設計之電路的靈活性。此外，並行處理、簡易性、可程式化、價格低廉和縮短研發時間等優點，使得FPGA成為開發應用於特定功能之數

位電路設計[9,10]的最佳選擇工具。再者，FPGA內部的邏輯元件和控制程序是並序且連續不斷地被執行，並使用VHSIC之硬體描述語言（VHDL）[9,10]來開發數位電路和演算法則，此開發方法好比撰寫軟體程式一般。此外，VHDL的另一個重要優點是技術性獨立，即同樣的演算法可以合成到任何的FPGA裡，甚至就像ASIC一般，就成果與花費上而言，在工業界已經盛行起來。

就硬體來看，FPGA系統主要的缺點是其邏輯閘容量有所限制。因此在高性能之控制應用文獻裡，只能找到以FPGA為基礎的順滑模態或是模糊控制器的研究[11-13]。陳和唐[11]提出以FPGA為基礎之順滑模態控制研究，此研究改良脈波寬度調變無須經過複雜計算的方法來控制無刷直流馬達。[12]研究在順滑面、零平均動態上，固定頻率、準順滑控制演算法，並將FPGA應用在降壓式反流器之控制上。Kim在[13]中提出以FPGA為基礎之模糊邏輯控制器，此模糊邏輯控制器被切分成許多暫存性獨立的功能模組，藉由FPGA晶片經由每次的運算時間重新組裝一個模組。此外，亦有許多文獻將FPGA應用在各種不同之馬達上[14-17]。[14]提出一個數位輪椅控制器，其控制程序包括命令之解碼、速度之估測與供應之速度，並藉由適當分成部分方塊，可減少FPGA設計上之複雜性。在[15]全自動汽車行動模式裡，其運動概念、模糊邏輯控制和感測行為融合了人類的駕駛技術模式，其合成四個種類的模糊邏輯控制來完成全自動模糊行為控制，並利用FPGA晶片實現提出之控制方法。在[16]中，使用數位信號處理器（DSP）和FPGA並利用觀察器來估測馬達的狀態變數以實現無感測控制系統於感應馬達上。在[17]裡，提出以FPGA為基礎之模糊順滑模態控制器應用於線性感應馬達之位置控制，在其模

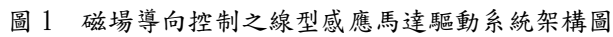
糊順滑模態控制器裡，使用模糊介面來估測實際系統包括摩擦力之不確定項，並用補償器來補償，最後採用FPGA晶片來完成間接磁場導向控制與演算法的開發設計。

近幾年來，有許多研究適應性步階迴歸控制的文獻[18, 21]。適應性步階迴歸控制為一種有系統、有條理的遞迴式之非線性回授控制器。本文基於有系統的設計方式來設計一回授控制策略適合於大部份具有不確定項之非線性系統，設計步驟首先選擇適合之遞迴狀態變數當做較低微度的子系統之虛擬控制器輸入，再反覆地藉由前一級的虛擬控制推出下一級之虛擬控制器，最後在滿足Lyapnouv函數下推導出回授控制器。

本文主要提出一適應性步階迴歸控制器以克服磁場導向下之線型感應馬達包含摩擦力…等的不確定項。此外，用FPGA來實現本文所提出之適應性控制器來達到降低成本與提高效益之目的，整個控制架構由Xilinx公司所生產之24MHz的FPGA(XC2V1000)來實現，其晶片包含100萬個邏輯閘與10240個正反器，詳細的設計方式將於內文說明。相較於DSP或是PC-based的適應性步階迴歸控制器，FPGA具有平行處理、小型化與低成本的優點，此外程式開發上利用VHDL加以修改即可應用在不同之交流馬達。

II. 線型感應馬達間接磁場導向控制

線型感應馬達的原理，基本上與鼠籠式感應馬達相同，在一次側安置多相線圈，通以三相交流電流，以產生於時間上及空間上移動之行進磁場。此種行進磁場切割二次側之良導體，二次側會感應渦流，此渦流所產生之磁場與行進磁場交互作用而產生向前的推力。本文所使用之線型感應馬達其中包含一次側可動子、二次側定子及線性編碼器（Encoder）。其中一次側包含三相交流線圈與矽鋼片（Laminated Steel Core），而二次側由非磁性導體板-鋁板（Aluminum Plate）和磁性導體板-鐵板（Back Iron）所組成。


$$\begin{aligned} i\mathcal{L}_{qs} = & -\frac{\pi}{h} v_e i_{ds} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{qs} - \frac{n_p L_m \pi}{\sigma L_s L_r h} v \lambda_{dr} \\ & + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \lambda_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \end{aligned} \quad \text{..... (1)}$$

$$\begin{aligned} \mathfrak{I}_{ds} = & - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{ds} + \frac{\pi}{h} v_{e_{qs}} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \lambda_{dr} \\ & + \frac{n_p L_m \pi}{\sigma L_s L_r h} v_{\lambda_{qr}} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \end{aligned} \quad \text{..... (2)}$$

$$\mathcal{K}_{qr}^{\&} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - \left(\frac{\pi}{h} v_e - n_p \frac{\pi}{h} v \right) \lambda_{dr} - \frac{1}{T_r} \lambda_{qr} \dots \dots \dots (3)$$

$$\mathcal{K}_{dr} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \lambda_{dr} + \left(\frac{\pi}{h} v_e - n_p \frac{\pi}{h} v \right) \lambda_{qr} \dots\dots\dots (4)$$

$$F_e = K_f (\lambda_{gr} i_{gs} - \lambda_{gr} i_{ds}) = Mv + Dv + F_L \dots\dots\dots (5)$$

$$\lambda_{qr} = 0, \quad \cancel{\lambda}_{qr} = 0 \dots\dots\dots (6)$$
$$\lambda_{dr} = \frac{L_m / T_r}{s + 1/T_r} i_{ds} \dots\dots\dots (7)$$
$$v_{sl} = \frac{L_m}{T_r \lambda_{dr}} i_{qs} \dots\dots\dots (8)$$
$$i_{ds} = 2.35\text{A}, \quad R_s = 5.3685\Omega, \quad R_r = 3.5315\Omega,$$

$$\begin{aligned} h &= 0.027\text{m}, \quad L_m = 0.02419\text{H}, \quad L_s = 0.02846\text{H}, \\ L_r &= 0.02846\text{H} \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

$$F_e = K_F i_{qs} \dots\dots\dots (10)$$

$$K_F = \frac{3}{2} n_p \frac{\pi L_m^2}{h L_r} i_{ds} \dots\dots\dots (11)$$

$$K_F = 33.73 \text{ N/A}, \quad \bar{M} = 2.78 \text{ Kg} = 83.2298 \text{ Ns/V}$$

$$\bar{D} = 36.0455 \text{Kg/s} = 1079.1590 \text{N/V} \dots\dots\dots (12)$$

符號”-”表示標準情況下的系統參數。雖然利用磁場導向控制能將電磁力簡化為(10)式，但在實際應用上考慮參數變化及外來干擾（摩擦力…等）下，線型感應馬達為一非線性且時變之系統。

III. 適應性步階迴歸控制系統

考慮線型感應馬達驅動系統在有參數變動和外來負載干擾及摩擦力情況下的動態方程式，如下所示：

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{v} \dots\dots\dots (13)$$

$$\dot{\mathbf{v}} = (A_m + \Delta A)\mathbf{v} + (B_m + \Delta B)U_p + C[F_L + f(v)] \dots\dots (14)$$

其中 $A_m = -\bar{D}/\bar{M}$; $B_m = K_F/\bar{M} > 0$; $C = -1/\bar{M}$; ΔA 和 ΔB 為代表系統參數 M 及 D 所引起之不確定量 ; $U_p = i_{qs}$ 為線型感應馬達的控制輸入 ; F_L 為外來干擾 ; $f(v)$ 為摩擦力。若考慮庫倫摩擦 (Coulomb Friction)、靜態摩擦 (Viscous Friction) 和 Stribeck 作用 (Stribeck Effect) 則摩擦力的表示式如下所示[5, 6] :

$$f(v) = F_c \text{sgn}(v) + (F_s - F_c)e^{-(v/v_s)^2} \text{sgn}(v) + K_v v \dots (15)$$

其中 F_c 為庫倫摩擦係數 ; F_s 為靜態摩擦係數 ; v_s 為 Stribeck 速度參數 ; K_v 為黏滯摩擦係數 ; $\text{sgn}(\cdot)$ 為符號函數，即可將(14)寫成：

$$\dot{\mathbf{v}} = A_m \mathbf{v} + B_m U_p + F \dots\dots\dots (16)$$

其中 F 為總及不確定量，其定義為：

$$F \equiv \Delta A \mathbf{v} + \Delta B U_p + C[F_L + f(v)] \dots\dots\dots (17)$$

首先，定義位置追隨誤差

$$e_1 = d - d^* \dots\dots\dots (18)$$

其微分為

$$\dot{\mathbf{e}}_1 = \mathbf{v} - \dot{d}^* \dots\dots\dots (19)$$

接著定義一穩定函數：

$$\alpha_1 = -c_1 e_1 \dots\dots\dots (20)$$

其中 c_1 為正常數。定義 $e_2 = \mathbf{v} - \alpha_1 - \dot{d}^*$ ，將 e_2 微分可得

$$\dot{\mathbf{e}}_2 = \dot{\mathbf{v}} + c_1 \dot{\mathbf{e}}_1 - \ddot{d}^* \dots\dots\dots (21)$$

則位置追隨誤差之動態可改寫成：

$$\dot{\mathbf{e}}_1 = -c_1 e_1 + e_2 \dots\dots\dots (22)$$

$$\dot{\mathbf{e}}_2 = A_m \mathbf{v} + B_m U_p + F + c_1 \dot{\mathbf{e}}_1 - \ddot{d}^* \dots\dots\dots (23)$$

要設計一步階迴歸控制系統，總集不確定量之上界必須是有界的，即 $|F| \leq \bar{F}$ ，接著定義 Lyapunov 函數為：

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \dots\dots\dots (24)$$

將 V_1 微分可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{\mathbf{e}}_1 + e_2 \dot{\mathbf{e}}_2 \\ &= e_1 (-c_1 e_1 + e_2) + e_2 \dot{\mathbf{e}}_2 \\ &= -c_1 e_1^2 + e_1 e_2 + e_2 \dot{\mathbf{e}}_2 \\ &= -c_1 e_1^2 + e_2 [A_m \mathbf{v} + B_m U_p + F + c_1 \dot{\mathbf{e}}_1 - \ddot{d}^* + e_1] \dots (25) \end{aligned}$$

則步階迴歸控制器之 U_p 即可設計為：

$$U_p = B_m^{-1} [-A_m \mathbf{v} - c_1 \dot{\mathbf{e}}_1 + \ddot{d}^* - e_1 - c_2 e_2 - \bar{F} \text{sgn}(e_2)] \dots (26)$$

其中 c_2 為一正常數，並將(26)式代入(25)式可得：

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= -c_1 e_1^2 + e_2 [-c_2 e_2 - \bar{F} \text{sgn}(e_2) + F] \\ &= -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 - |e_2| \bar{F} + e_2 F \\ &\leq -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 - |e_2| \bar{F} + |e_2| \|F\| \\ &= -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 - |e_2| (\bar{F} - \|F\|) \leq 0 \dots\dots\dots (27) \end{aligned}$$

由(27)式可證明步階迴歸控制系統即使在有參數變化或外力干擾下，仍為一漸進穩定之系統。

然而，在實際應用上總集不確定量 F 是未知的，以至於精確的選取其上界 $\bar{F}$ 是非常困難的。因此本文提出一適應調整法則來線上調整其上界 $\hat{F}$ 。定義另一 Lyapunov 函數為

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2\gamma} \tilde{F}^2 \dots\dots\dots (28)$$

其中， $\tilde{F} = F - \hat{F}$; γ 為一正常數，將 V_2 微分可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + \frac{1}{\gamma} \tilde{F} \dot{\tilde{F}} = \dot{V}_1 - \frac{1}{\gamma} \tilde{F} \dot{F} \\ &= -c_1 e_1^2 + e_2 [A_m \mathbf{v} + B_m U_p + \hat{F} + c_1 \dot{\mathbf{e}}_1 - \ddot{d}^* + e_1] \\ &\quad + e_2 \tilde{F} - \frac{1}{\gamma} \tilde{F} \dot{\tilde{F}} \\ &= -c_1 e_1^2 + e_2 [A_m \mathbf{v} + B_m U_p + \hat{F} + c_1 \dot{\mathbf{e}}_1 - \ddot{d}^* + e_1] \\ &\quad - \frac{1}{\gamma} \tilde{F} (\dot{\tilde{F}} - \gamma e_2) \dots\dots\dots (29) \end{aligned}$$

因此，適性步階迴歸控制器之 U_p 可設計成：

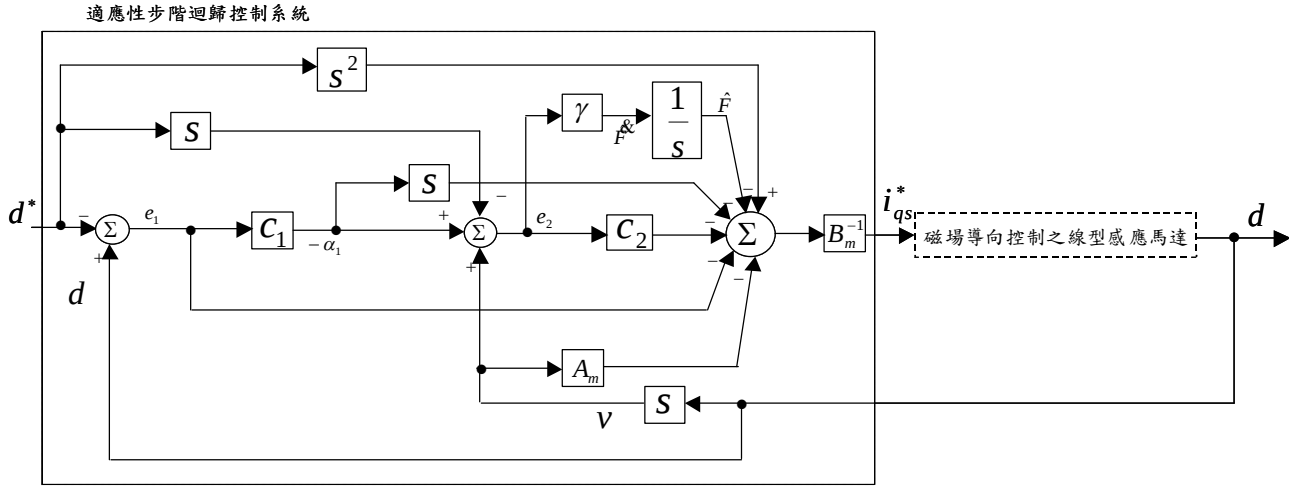


圖 2 適應性步階迴歸控制器系統方塊圖

$$U_p = B_m^{-1} \left[-A_m v - \hat{F} - c_1 \dot{e}_1 - c_2 \dot{e}_2 - e_1 - c_2 e_2 \right] \dots\dots\dots (30)$$

總集不確定量 $\hat{F}$ 之線上調整法則為：

$$\dot{\hat{F}} = \gamma e_2 \quad (31)$$

將(30)式及(31)式代入(29)式可得：

$$\dot{V}_2 = -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 \leq 0 \dots\dots\dots (32)$$

定義一個函數 $M(t)$ 為：

$$M(t) = c_1 e_1^2 + c_2 e_2^2 \geq 0 \dots\dots\dots (33)$$

接著，將(32)式積分可得

$$\begin{aligned} V_2(t) &= V_2(e(0), \tilde{F}(0)) + \int_0^t V_2(\tau) d\tau \\ &= V_2(e(0), \tilde{F}(0)) - \int_0^t M(\tau) d\tau \end{aligned} \dots\dots\dots (34)$$

因此

$$\int_0^t M(\tau) d\tau = V_2(e(0), \tilde{F}(0)) - V_2(t) \dots\dots\dots (35)$$

考慮 $V_2(t) \leq 0$ 與 $V_2(t) > 0$ 即可推導出

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t M(\tau) d\tau < \infty \dots\dots\dots (36)$$

將 $V_2(t)$ 微分可得

$$\dot{V}_2(t) = -2(c_1 e_1 \dot{e}_1 + c_2 e_2 \dot{e}_2) \dots\dots\dots (37)$$

加上 $V_2(t)$ 也是有界函數，因此 $V_2(t)$ 為均勻連續。再根據Barbalat's lemma[22]即可推導出當 $t \rightarrow \infty$ 時， $\dot{e}_1$ 、 $\dot{e}_2$ 會漸近穩定收斂為零。根據上述的結果，我們可以發現本文所提出之適應性步階迴歸控制器，不論在外力干擾或參數變化下均能漸近穩定。 □

本文所提出之適應性步階迴歸控制如圖 2 所示，此適應性步階迴歸控制器，利用將參考命令的速度與加速度前饋可使系統有良好之追隨響應。

IV. FPGA 內部之電路設計

圖 3 為 FPGA-based 的電流控制之線型感應馬達系統方塊圖，包含編碼器介面模組、磁場導向控制模組、適應性步階迴歸控制模組、三角波比較電流控制電路、驅動電路、智慧型功率模組 (Intelligent Power Module, IPM) 及其他相關電路，其中控制演算法的取樣時間為 1.366ms (732Hz)，另外本文之電源驅動器部份是採用 IGBT 做切換元件之電流控制型電壓源反流器。智慧型功率模組是由六個 IGBT 功率晶體和二極體整流器 (三相整流子) 所組成 (IXYS 製，編號 MUBW 30-06A7)，切換頻率為 15KHz。為了減少功率晶體在導通/截止時之切換損失，及防止突波電壓擊毀功率晶體，故須使用緩衝電路來保護功率晶體，以提高系統穩定性。

以上電路由 FPGA 內部運算出 i_{qs}^* 及 θ_e 經由兩相轉三相進行座標轉換運算得到 i_a^* 、 i_b^* 及 i_c^* 後配合數位/類比轉換電路送出類比訊號 i_a^* 、 i_b^* 及 i_c^* 至電流控制與 PWM 電路版，接著與馬達實際電流 i_a 、 i_b 及 i_c 比較，然後由三角波比較電流控制電路產生脈寬調變控制信號 T_a 、 T_b 及 T_c ，並由電流極性判斷電路判斷出電流

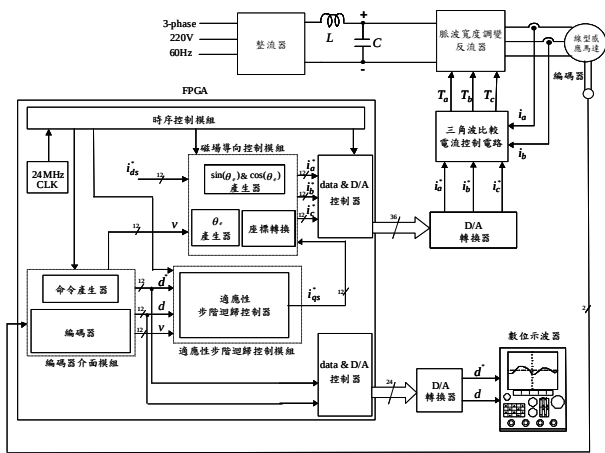


圖 3 FPGA-based 電流控制線型感應馬達系統方塊圖

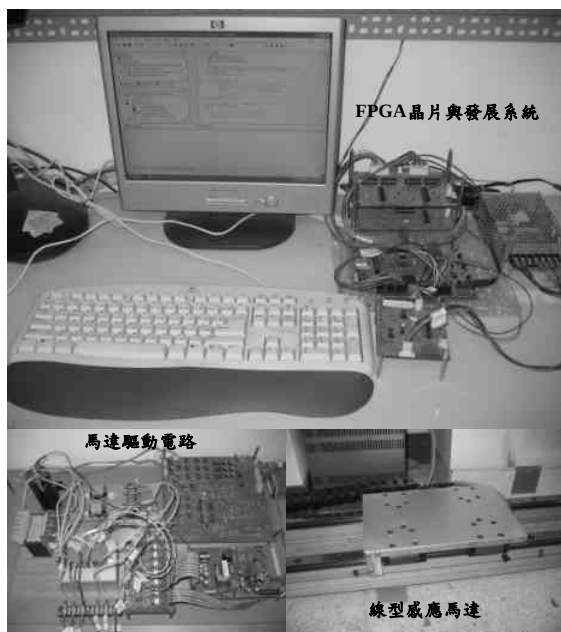


圖 4 實驗硬體設備

極性 I_a 、 I_b 及 I_c ，最後將 T_a 、 T_b 及 T_c 與 I_a 、 I_b 及 I_c 送入延遲時間補償電路，使其送出六組獨立信號 (T_a^+ 、 T_b^+ 、 T_c^+ 、 T_a^- 、 T_b^- 、 T_c^-) 用以切換 IGBT 反流器。驅動器主要功能是利用命令電流與實際電流之誤差來產生脈寬調變控制信號，以切換 IGBT 反流器，藉著實際電流不斷的追蹤命令電流，使馬達之位置能達到所設定之命令值。

此外，在 FPGA 與示波器間使用兩組數位/類比轉換器將參考軌跡 d^* 、動子位置 d 、控制力 i_{qs}^* 與總集不確定量之估測值 $\hat{F}$ 顯示在示波器上。所採用之數位/類比轉換器之解析度為 12bits (4bits 為控制匯流排，

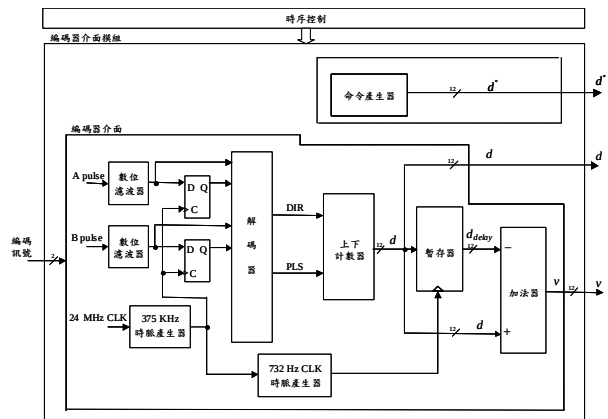


圖 5(a) 編碼器介面模組方塊圖

8bits 為資料匯流排)，輸出電壓為 $\pm 5V$ 。FPGA 上之輸入/輸出埠包含 2 根接腳之輸入與 36 根接腳之輸出。整個控制架構在 FPGA 中使用了 1515 個正反器 (約佔了 10240 個正反器的 14%)，其中編碼器介面模組佔了 67553 個邏輯閘；磁場導向控制模組佔了 84030 個邏輯閘；適應性步階迴歸控制模組佔了 12080 個邏輯閘。整個控制演算法則是利用一台個人電腦 (PC) 與硬體描述語言實現，實驗之硬體設備如圖 4 所示，包含 FPGA 晶片與發展系統、馬達驅動電路與一台線型感應馬達。

1. 編碼器介面模組

圖 5(a)為編碼器介面模組之方塊圖，包含了時序控制、數位濾波器、解碼器、上下數器、時脈產生器、暫存器、命令產生器與加法器。編碼器介面模組由馬達動子端讀取位置與速度訊號，其解析度為 $0.1m = 409$ 數位值； $1.6104m/s = 22$ 數位值，前面所提及的 $1V = 29.9338m/s$ 也是由 $1V = 409$ 數位值而得。馬達的實際位置 d 可由脈衝計數訊號 (PLS) 與正反轉訊號 (DIR) 經由上下數器而得，此外參考命令 d^* 由 VHDL 中內建的 IP (Intellectual Property) 產生弦波與梯形波之命令，另外馬達動子的速度 V 可由位置微分而得。

2. 磁場導向控制模組

圖 5(b)為磁場導向控制模組之方塊圖，包含了 θ_e 產生器、座標轉換、 $\sin \theta_e$ 與 $\cos \theta_e$ 產生器與時序控制。 θ_e

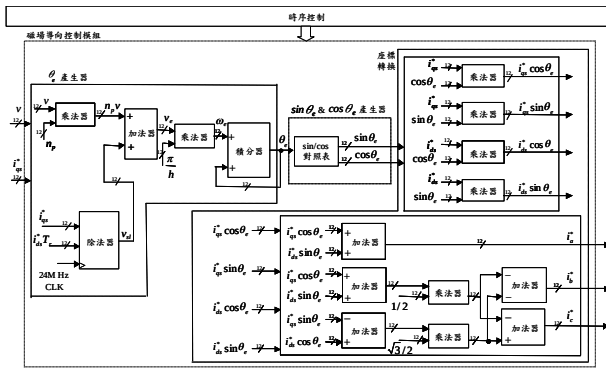


圖 5(b) 磁場導控制模組方塊圖

由(8)式的轉差速度信號 v_{sl} 、控制力 i_{qs}^* 、速度訊號 v 計算而得，再藉由 $\sin \theta_e$ 與 $\cos \theta_e$ 產生器產生出 $\sin \theta_e$ 與 $\cos \theta_e$ ，最後產生出三相命令電流 i_{d0}^* 、 i_{b0}^* 與 i_{c0}^* 。

3. 適應性步階迴歸控制模組

圖 5(c)為適應性步階迴歸控制模組之方塊圖，由(30)式可設計出適應性步階迴歸控制器之控制力為：

$$i_{qs}^* = B_m^{-1} \left[-A_m v - \hat{F} - c_1 \dot{e}_1 + \frac{d}{dt} e_1 - c_2 e_2 \right] \dots \dots \dots (38)$$

其中 $A_m = -13$ 數位值、 $B_m = 0.81$ 數位值。為了設計方便，將(38)式分為六個部份設計：1) $A_m v$ 是由一乘法器完成；2) $\hat{F} = \int \gamma e_2 dt$ 是由 e_2 經乘法器與積分器完成；3) $c_1 \dot{e}_1$ 是由 $c_1 e_1$ 經加法器與暫存器完成；4) $\frac{d}{dt} e_1$ 是由 e_1 經加法器與暫存器完成；5) $e_1 = d - d^*$ 是由一加法器完成；6) $c_2 e_2$ 其中 $e_2 = v - \alpha_1 - \frac{d}{dt} e_1$ 是由兩個加法器、兩個乘法器與依暫存器來完成。

V. 實驗結果

本文所提出的適應性步階迴歸控制器參數如下：

$$c_1 = 0.125; c_2 = 130; \gamma = 0.33 \dots \dots \dots (39)$$

這些增益值之選擇是為了達到良好的暫響應並能使系統漸進穩定。實驗部分本文用兩種不同的參考軌跡(梯形波與弦波命令)與兩種不同情況(正常情況與加載情況)來驗證控制器之性能，加載部分是將一塊 9.37Kg 的砝碼放在線型感應馬達的動子平台上。

圖 6、圖 7 為步階迴歸控制器之追隨響應，控制力的對應方程式為(26)式，其中 $\bar{F}$ 的值為 20，其餘參

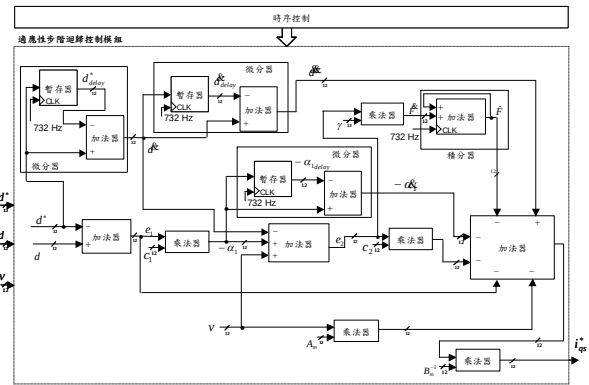


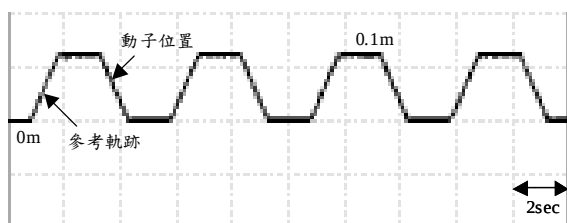
圖 5(c) 適應性步階迴歸控制模組方塊圖

數為(39)式所示。圖 6(a)、7(a)為在正常情況下梯形波與弦波命令之追隨響應；圖 6(b)、7(b)為相對應之控制力；圖 6(c)、7(c)為在加載情況下梯形波與弦波命令之追隨響應；圖 6(d)、7(d)為相對應之控制力。由實驗結果可以發現在加載情況下，步階迴歸控制器因無法線上調整 $\bar{F}$ 的值，無法達成良好之追隨響應。如果將 $\bar{F}$ 之值調大雖然可以有效的克服參數變化及外力干擾，但卻會造成嚴重的切跳現象 (chattering phenomena)；反之若將 $\bar{F}$ 之值調整至剛好能克服參數變化及外力干擾之最小值，雖然可以壓抑切跳現象，但其控制性能也因而定型。

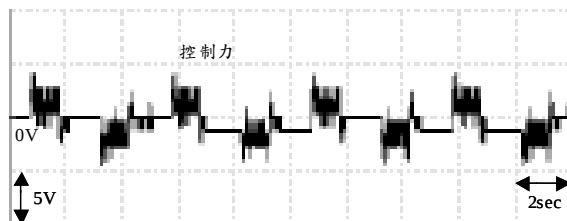
本文所提出之適應性步階迴歸控制器對應之方程式為(30)式，其餘參數亦為(39)式所示。圖 8 與圖 10 為在正常情況下梯形波與弦波命令分別對應之追隨響應、控制力與總集不確定量之估測值；圖 9 與圖 11 為加載情況下梯形波與弦波命令分別對應之追隨響應、控制力與總集不確定量之估測值。比較圖 6(c)、7(c)與圖 9(a)、11(a)可以發現在加載情況下，適應性步階迴歸控制器能有效的改善其追隨響應。圖 8(c)、10(c)為在正常情況下所估測之總集不確定量。綜合以上之實驗結果，本文所提出之應用 FPGA 於線型感應馬達之適應性步階迴歸控制器能利用線上的調整總集不確定量之值，使系統能有效的克服線型感應馬達在追隨參考命令時之參數變化及外力干擾。

VI. 結語

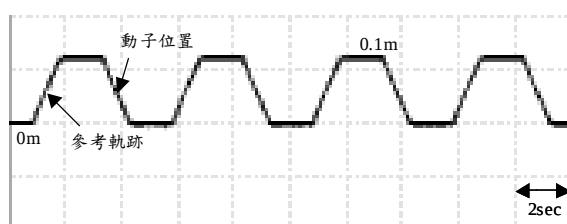
本文成功地利用 FPGA 設計適應性步階迴歸控



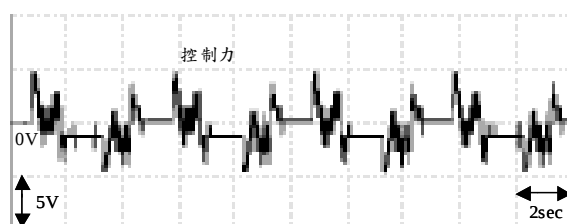
(a)



(b)



(c)



(d)

圖 6 步階迴歸控制系統實測結果

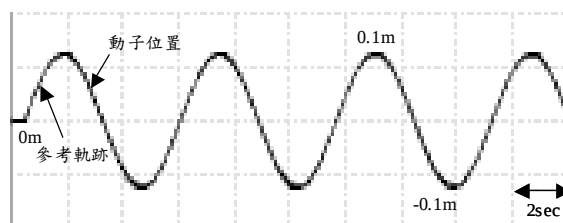
(a) 正常情況下之梯形波軌跡追隨圖

(b) 正常情況下之控制力

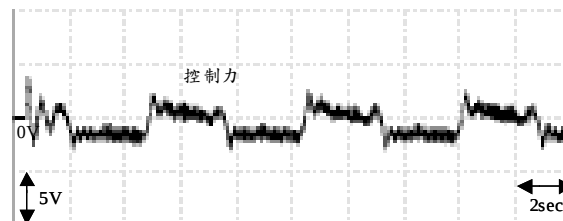
(c) 參數變化下之梯形波軌跡追隨圖

(d) 參數變化下之控制力

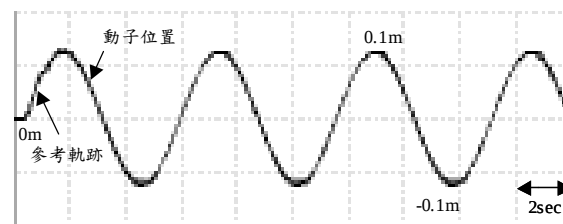
制系統來實現線型感應馬達的定位控制，並用不同的參考追隨軌跡來驗證控制器之性能。首先，本文先介紹間接磁場導向控制之線型感應馬達伺服驅動系統的基本原理，接著設計一步階迴歸控制器，然而步階迴歸控制器之總集不確定量上界的選擇會直接影響控制器的性能，因此設計一調整法則來線上調整總集不確定量上界。經由實驗的證明可知本文所提出之適應性步階迴歸控制器無論是在有參數變化、外力干擾或摩擦力下，系統仍具有強健性，使線型感應馬達的動



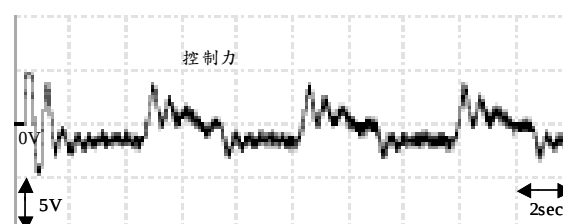
(a)



(b)



(c)



(d)

圖 7 步階迴歸控制系統實測結果

(a) 正常情況下之弦波軌跡追隨圖

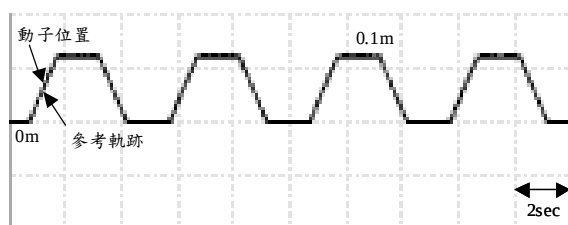
(b) 正常情況下之控制力

(c) 參數變化下之弦波軌跡追隨圖

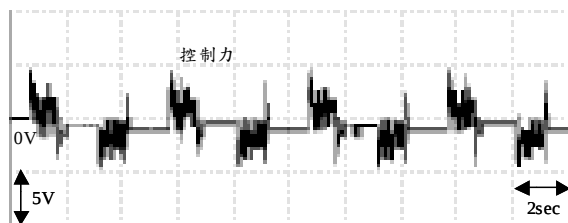
(d) 參數變化下之控制力

子能追隨參考命令，此外更達成了低價格與良好追隨響應之目的。

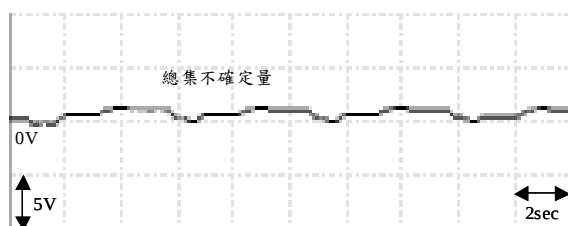
本文主要貢獻有： 1) 成功的利用 FPGA 晶片實現間接磁場導向控制與適應性步階迴歸控制器； 2) 成功利用晶片化之控制器來控制一線型感應馬達使其無論在各種不同的參考軌跡命令下皆有良好之追隨響應。



(a)



(b)



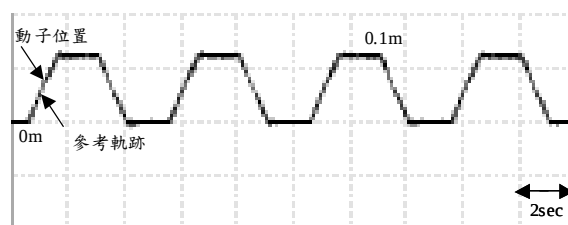
(c)

圖 8 適應性步階迴歸控制系統實測結果

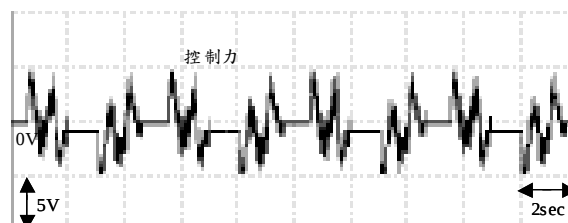
(a) 正常情況下之梯形波軌跡追隨圖

(b) 正常情況下之控制力

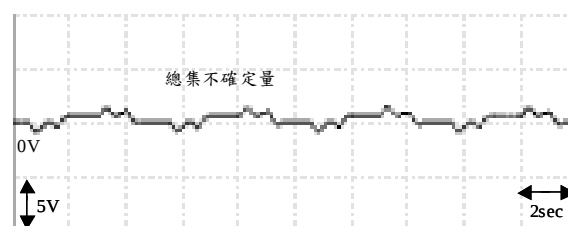
(c) 總集不確定量估測值



(a)



(b)



(c)

圖 9 適應性步階迴歸控制系統實測結果

(a) 參數變化下之梯形波軌跡追隨圖

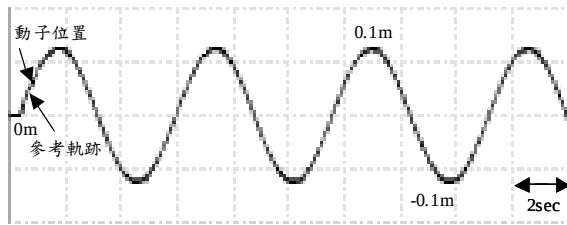
(b) 參數變化下之控制力

(c) 總集不確定量估測值

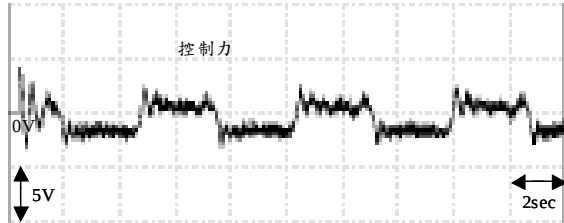
參考資料

- [1] Takahashi, I., and Ide, Y.: 'Decoupling control of thrust and attractive force of a LIM using a space vector control inverter', *IEEE Trans. Industry Application*, 1993, **29**, (1), pp. 161-167
- [2] Boldea, I., and Nasar, S. A.: 'Linear electric actuators and generators' (Cambridge University Press, United Kingdom, 1997)
- [3] Zhang, Z., Eastham, T. R., and Dawson, G. E.: 'Peak thrust operation of linear induction machines from parameter identification'. *Proc. IEEE Conf. IAS*, 1995, pp. 375-379
- [4] Bucci, G., Meo, S., Ometto, A., and Scarano, M.: 'The control of LIM by a generalization of standard vector techniques', *Proc. IEEE Conf. IECON*, 1994, pp. 623-626

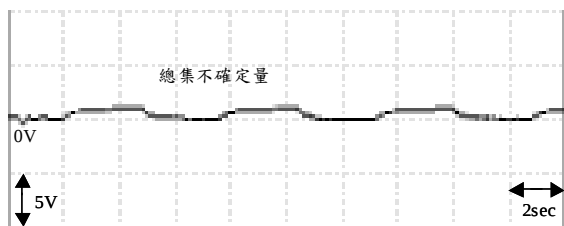
- [5] Sankaranarayanan, S., and Khorrami, F.: 'Adaptive variable structure control and applications to friction compensation', *Proc. IEEE Conf. CDC*, 1997, pp. 4159-4164
- [6] Maulana, A. P., Ohmori, H., and Sano, A.: 'Friction compensation strategy via smooth adaptive dynamic surface control', *Proc. IEEE Conf. CCA*, 1999, pp. 1090-1095
- [7] Lin, F. J., and Lee, C. C.: 'Adaptive backstepping control for linear induction motor drive to track period references', *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, 2000, **147**, (6), pp. 449-458
- [8] Novotny, D. W., and Lipo, T. A.: 'Vector control and dynamics of AC drives' (Clarendon Press, Oxford, 1996)



(a)



(b)



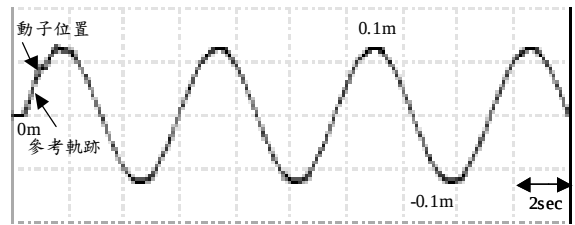
(c)

圖 10 適應性步階迴歸控制系統實測結果

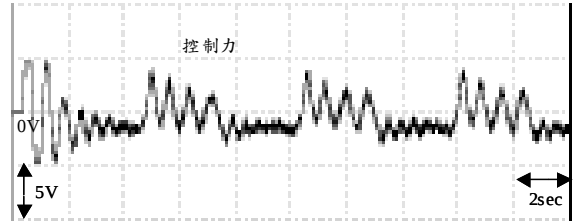
(a) 正常情況下之弦波軌跡追隨圖

(b) 正常情況下之控制力

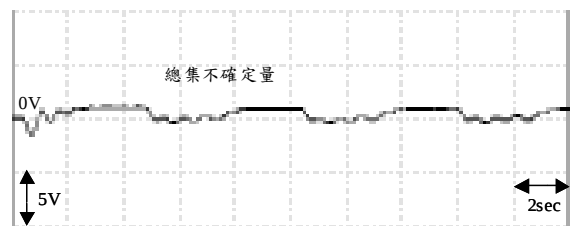
(c) 總集不確定量估測值



(a)



(b)



(c)

圖 11 適應性步階迴歸控制系統實測結果

(a) 參數變化下之梯形波軌跡追隨圖

(b) 參數變化下之控制力

(c) 總集不確定量估測值

- [9] Skahill, K.: 'VHDL for Programmable Logic' (Addison-Wesley, California, 1996)
- [10] Roth, H. C.: 'Digital Systems Design Using VHDL' (PWS, Boston, 1998)
- [11] Chen, J., and Tang, P. C.: 'A sliding mode current control scheme for PWM brushless DC motor drives', *IEEE Trans. Power Electronics*, 1999, **14**, (3), pp. 541-551
- [12] Ramos, R. R., Biel, D., Fossas, E., and Guinjoan, F.: 'A fixed-frequency quasi-sliding control algorithm: application to power inverters design by means of FPGA implementation', *IEEE Trans. Power Electronics*, 1999, **18**, (1), pp. 344-355
- [13] Kim, D.: 'An implementation of fuzzy logic controller on the reconfigurable FPGA system',

- IEEE Trans. Industrial Electronics*, 2000, **47**, (3), pp. 703-715
- [14] Chen, R. X., Chen, L. G., and Chen, L.: 'System design consideration for digital wheelchair controller', *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 2000, **47**, (4), pp. 898-907
- [15] Li, T. S., Chang, S. J., and Chen, Y. X.: 'Implementation of human-like driving skills by autonomous fuzzy behavior control on an FPGA-based car-like mobile robot', *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 2003, **50**, (5), pp. 867-880
- [16] Abu-Rub, H., Guzinski, J., Krzeminski, Z., and Toliyat, H. A.: 'Speed observer system for advanced sensorless control of induction motor', *IEEE Trans. Energy Conversion*, 2003, **18**, (2), pp.

- [17] Lin, F. J., Wang, D. H., and Huang, P.K.: 'FPGA-based fuzzy sliding-mode control for a linear induction motor drive', *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, 2005, **152**, (5), pp.1137-1148
- [18] Krstic, M., Kanellakopoulos, I., and Kokotovic, P. V.: 'Nonlinear and Adaptive Control Design' (Wiely, New York, 1995)
- [19] Taylor, D. G.: 'Nonlinear control of electric machines: An overview', *IEEE Control System Magazine*, 1994, **14**, pp. 41-51
- [20] Shieh, H. J. and Shyu, K. K.: 'Nonlinear sliding-mode torque control with adaptive backstepping approach for induction motor drive', *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 1996, **46**, (2), pp. 380-389
- [21] Tan, Y., Chang, J., and Tan, H.: 'Adaptive backstepping control and friction compensation for AC servo with inertia and load uncertainties', *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 2003, **50**, (5), pp. 944-952
- [22] Slotine, J., and Li, W.: 'Applied nonlinear control' (Prentice-Hall, New Jersey, 1991)