

第四章

實體電路製作與實測結果

4.1 前言

本章將依據吾人所提出之線型永磁馬達定結構滑模定位控制器而實際製作之雛型電路作一說明。其數位控制器本體係使用德州儀器公司(TI)所新推出之 TMS320F2812 數位訊號處理器。然而，此為一複雜之機電整合系統，並不易僅用一顆數位訊號處理器晶片加以實現，因其尚含有許多相當繁雜之其它對外之輸入/輸出介面電路。故在 4.2 節中吾人將詳述整個機電系統架構，並分項說明各介面電路及實作過程中所面臨的一些問題。接著於 4.3 節中，吾人將針對所使用之數位訊號處理器平台(TMS320F2812 eZdsp)作一介紹。最後於 4.4 節中將提供一些實測結果，以驗證吾人所提線型永磁馬達定結構滑模定位控制器之可行性。

4.2 硬體系統製作

為便於實際製作與偵錯，吾人先規劃好整個系統架構模組，再分別完成各個模組電路，並逐加以測試，然後依序建構統合後再進行整體系統之測試。接著有關軟體方面，則可依據所提出之定結構滑模定位控制理論，開始撰寫數位訊號處理器內部程式。在內部程式的偵錯階段，可使用數位-類比轉換器(DAC)，並配合示波器以觀察數位訊號處理器內部資料是否正確。然而，德州儀器公司目前所推出

TMS320F2812 之 eZdsp 版本並無內建數位-類比轉換器，故吾人尚必須自行建構一數位-類比轉換器模組，對此稍後將作一說明。圖 4.1 所示為本論文所提出之線型永磁馬達定結構滑模定位控制器架構圖。其中，驅動系統之直流電源係使用致茂公司 (Chroma) 之 6201F-300 可程式直流電源供應器，輸出額定為 300V/4A，反流器之六開關乃採用 MOSFET IRFP460 功率半導體元件，其最大承受汲-源極電壓(V_{DSS})為 500 伏、連續汲極電流(I_D)為 20 安、導通電阻($R_{DS(on)}$)為 0.27 歐姆。由上述資料可知，此一驅動系統足夠驅動吾人所使用之 LMCB6 線型永磁馬達。此外，由 PC 所下之定位控制命令的介面為大銀微系統公司(HIWIN)所生產之四軸運動控制卡(PCI4P)，其最大輸出頻率為 2.4×10^6 脈波/秒(2.4Mpps)，脈波指令輸出可為脈波數/方向(STEP/DIR)和順時針/逆時針(CW/CCW)格式。此處本論文採用順時針/逆時針格式，其輸出為兩相差 90° 之脈波，並且可根據脈波命令方向的不同，來決定何者相位超前或滯後。

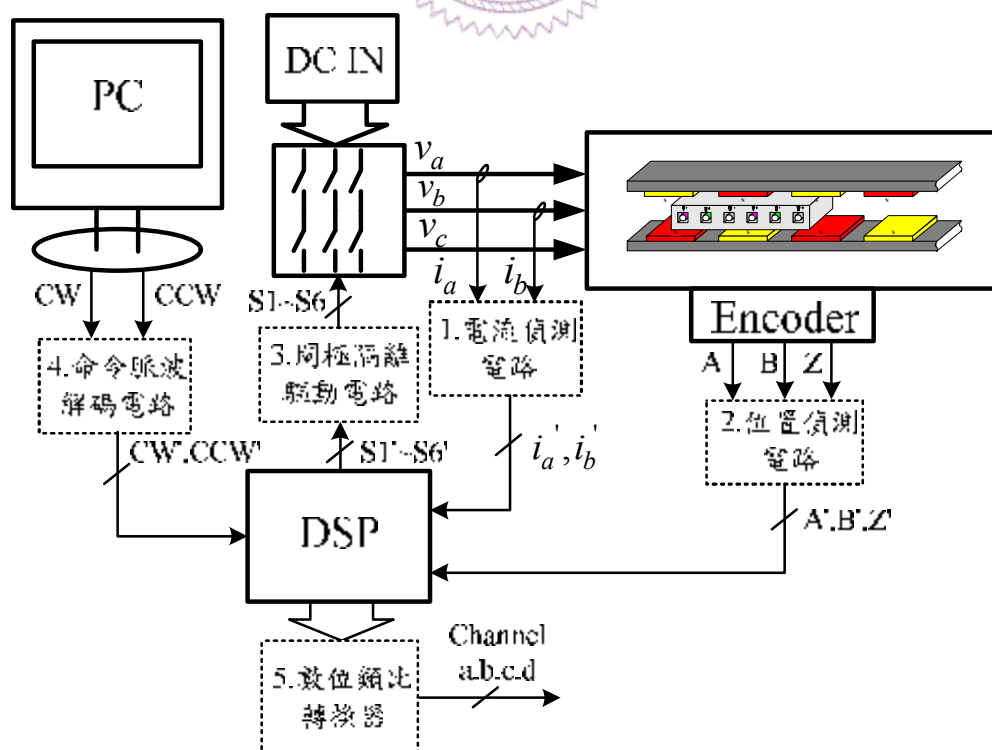


圖 4.1 線型永磁馬達定結構滑模定位控制系統架構圖

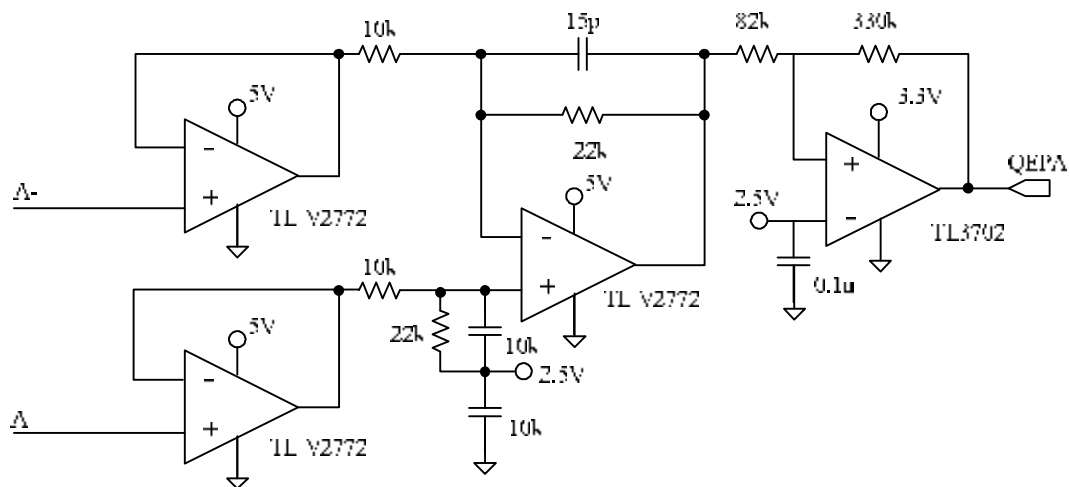
吾人將分別說明在圖 4.1 中諸虛框部分的各部分電路，如下所示：

1. 電流偵測電路

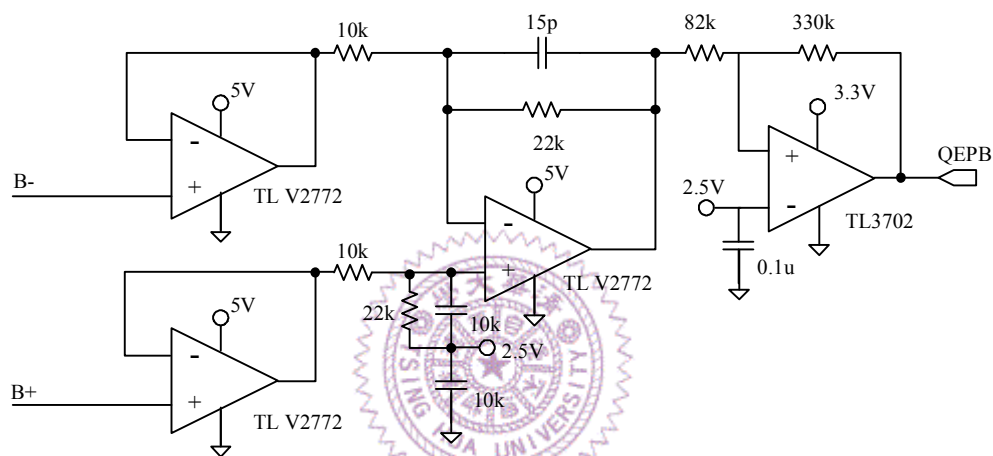
由於本論文之線型永磁馬達驅動器係使用電流控制器，因此電流回授部分相當重要。其電流訊號偵測電路如圖 4.2 所示[22]。其中電流感測器係採用型號為 NaNa CY-03B 之霍爾元件，可將 0~3A 的電流訊號轉換成 0~4V 的電壓訊號。接著，將電壓訊號經過一個頻寬 2KHz 之二階低通主動式濾波器，濾除高頻諧波後，再經由運算放大器作一準位調整，使訊號變為具有 1.5V 偏移量(offset)之電壓訊號，此乃由於數位訊號處理器之類比-數位轉換器輸入範圍為 0~3V，故吾人須以 1.5V 當作類比訊號之零準位，才不致使資料遺漏。最後，以一電壓箝制電路箝制回授訊號於 0~3V 的範圍內。此一訊號輸入 eZdsp 版本內建之類比-數位轉換器模組，再轉換成數位訊號以作為電流回授之數位資料。由於線型永磁馬達屬三相三線式之平衡負載，故僅須取樣 a 與 b 相電流訊號即可，c 相電流則可由前兩者合成而得。除此之外，由於類比訊號的準位會隨著環境因素而產生飄移，所以系統在每次啟動時必須在程式內部作類比-數位轉換器模組歸零的動作。本論文中，是在零電流輸入時，將類比-數位轉換器模組的值作 512 次加總後取平均，以此平均值作為每次讀入電流值的偏移量。關於 TMS320F2812 內建之類比-數位轉換器模組的細節可參考文獻[31]。

2. 位置偵測電路

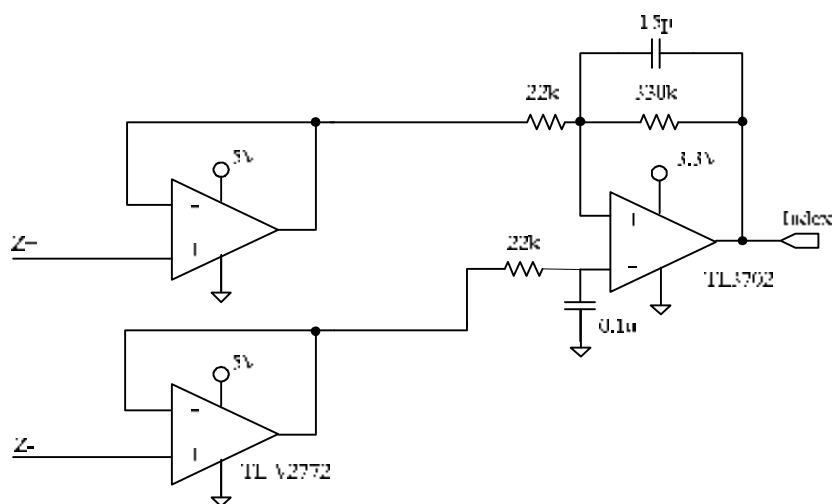
本論文所使用之線型永磁馬達搭配一組光學尺以供位置量測用，其編碼器的輸出為-1V 至+1V 的弦波信號，且一個弦波周期代表動子移動 40 μ m。吾人為了簡化系統，自行建構一組位置偵測電路，



(a) a 相位置偵測電路



(b) b 相位置偵測電路



(c) 指標位置偵測電路

圖 4.3 位置偵測電路[33] (a) a 相位置偵測電路 (b) b 相位置偵測電路

(c) 指標位置偵測電路

3. 閘極隔離驅動電路

由於數位訊號處理器之 PWM 輸出的扇出(fan-out)數及準位都不足以推動功率開關元件，又為避免開關閘極控制電路與電力電路發生共地或電磁干擾，並造成系統的損害與誤動作，尚需於閘極控制訊號產生電路之輸出端加入一隔離驅動電路，如圖 4.4 所示[22]。一般隔離驅動電路中，訊號的隔離可採用變壓器或光耦合元件，而此處使用 TOSHIBA 公司所生產之光耦合隔離器 TLP250，其頻寬有 25kHz，足夠吾人所採用之 10kHz 開關切換頻率。

4. 命令脈波隔離電路

需要此部分電路主要之原因是從 PC 所發出的命令脈波，不僅與數位訊號處理器系統不共地，其電壓位準為 5V，也與數位訊號處理器系統 3.3V 不相同，所以與需要閘極隔離驅動電路之理由相同，此命令脈波隔離電路之主架構亦為光耦合器，與閘極隔離驅動電路最大不同的是，此光耦合器頻寬必須大於前述四軸運動控制卡之最大輸出脈波頻率才不致使數位資料經過光耦合器後有所遺漏，且輸出功率也不像閘極隔離驅動電路需求那麼大，吾人選擇數位邏輯閘專用之光耦合器 6N137，其頻寬為 10Mbps，符合四軸運動控制卡，最大輸出頻率 2.4Mpps 的需求。其電路接法如圖 4.4 所示[22]。截取 CW' 與 CCW' 訊號之後，將此兩組訊號輸入數位訊號處理器之第二組 QEP 電路，所產生的新脈波訊號用來觸發數位訊號處理器的第四計數器(T4CNT)，如此，第四計數器之值即代表吾人欲使動子到達的位置。

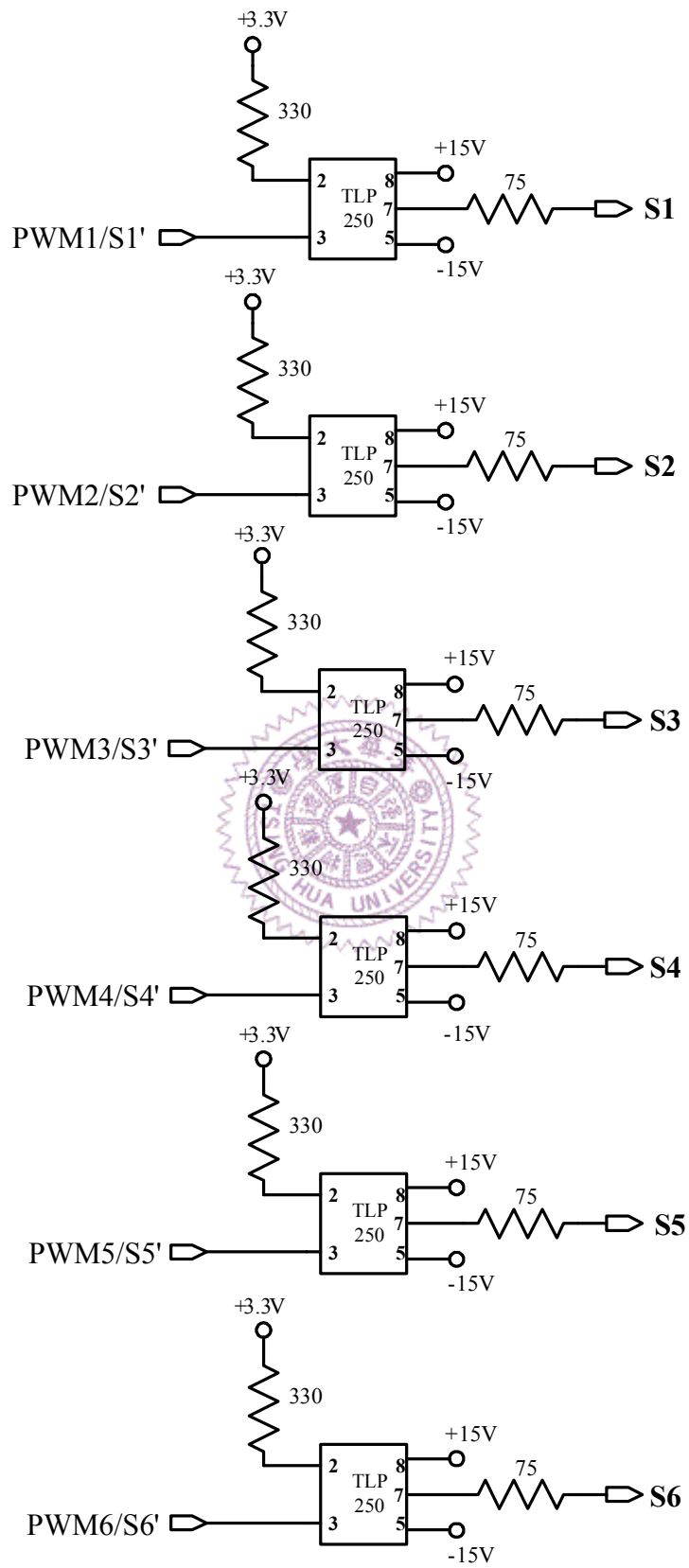
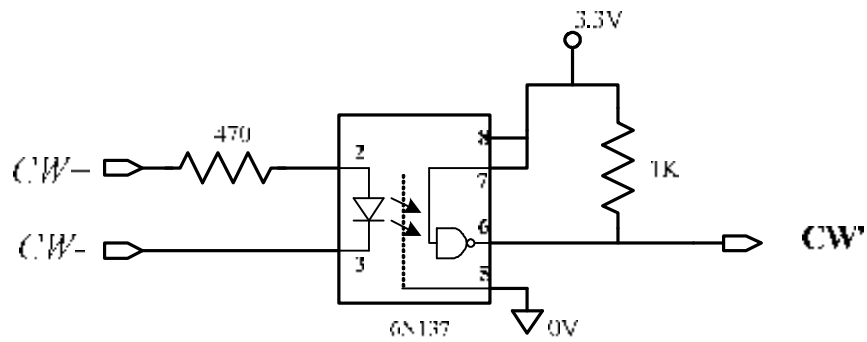
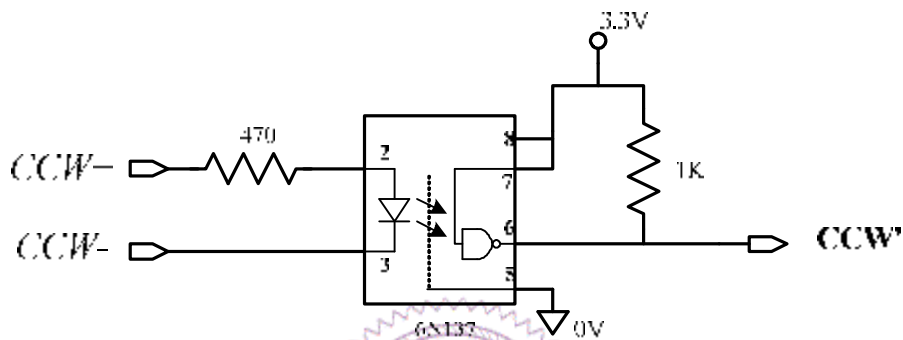


圖 4.4 閘極隔離驅動電路[22]



(a) 順時針(CCW)



(b) 逆時針(CW)

圖 4.5 命令脈波隔離電路[22] (a) 順時針(CCW) (b) 逆時針(CW)

5. 數位-類比轉換器(DAC)

吾人所使用之數位-類比轉換器晶片為 Burr-Brown 所生產之 DAC7725，其輸入為 12 位元，四個通道，輸出最大範圍是 -10~+10V，轉換設定時間為 10 μ s。其電路請參照附錄一。吾人利用 Protel 軟體將此電路佈線，並使用曝光型印刷電路板製作成品，如此可大幅減少雜訊干擾。值得注意的是，此晶片為 TTL 位準 (5V)，而數位訊號處理器 TMS320F2812 位準為 3.3V，所以使用時必須注意不能有讀取動作，否則會有能量回灌至數位訊號處理器而造成傷害之虞。

4.3 數位控制器設計

相較於類比控制器，數位控制器具有下列諸多優點：(1)使用之零件相對減少，維護容易，可大幅降低維護成本；(2)系統的穩定性提高、減少飄移；(3)雜訊隔離能力強；(4)整合性強；(5)容易更改控制法則，適合應用在開發階段之產品。且微處理器工作頻率越來越快，雖然仍不若類比控制器快，但由於機械的響應緩慢，其應用在機電整合領域上已相當足夠。

吾人選用德州儀器公司之數位訊號處理器 TMS320F2812 為新一代產品，其市場定位於電力電子與馬達控制領域，因其已內建脈波寬度調變(PWM)模組，以及類比-數位轉換器(ADC)，故僅需簡易設定暫存器即可使用。其具有之特色如下所述：(1)屬為 32 位元之處理器；(2)最高工作頻率為 150MHz；(3)具有 16 個通道的 12 位元類比-數位轉換器；(4)有 6 個捕捉單元(Capture Unit)，可切換為兩組 QEP；(5)有七個計數器，包括三個 32 位元處理器計數器(CPU Timer)與四個 16 位元通用計數器；(6)共有 56 個 GPIO 介面；(7)具有 40kB 的隨機存取記憶體(RAM)；(8)周邊暫存器使用 C 語言結構封裝，設定方便；(9)有 16 組脈波寬度調變(PWM)訊號。

圖 4.6 為各週邊電路與數位訊號處理器間之資料傳輸方塊圖，其中電流偵測電路偵測出目前輸入馬達的 a、b 相電流大小後，即可透過 TMS320F2812 數位訊號處理器內建之 ADC 將 0~3V 的類比訊號，轉換成以二進位表示的數位訊號，分別儲存在兩組 12 位元數位取樣結果暫存器(ADCRESULT0、ADCRESULT1)中，以供控制器計算使用。而光學尺編碼器在經由位置偵測電路得到三組位置脈波訊號後，

透過數位訊號處理器內建的第一組 QEP，偵測其中 a、b 相脈波訊號正/負邊緣，產生每個週期之磁性角(360°)為 3200 次的量化訊號，並觸發第二計數器(T2CNT)，依據 a、b 相脈波訊號超前或滯後關係，來決定上數或下數。接著在中斷服務程式執行前，必須先將第二計數器在線型馬達起始時歸零，之後，第二計數器之值便可代表動子在定子(軌道)上之絕對位置。知道其絕對位置後，吾人便可計算所對應之磁性角度，供轉換參考座標之計算。接著，由 PC 輸入之命令脈波型式也與位置偵測電路訊號性質相同，經過命令脈波隔離電路，調整其準位並隔離雜訊，再輸入數位訊號處理器內建之第二組 QEP，並觸發第四計數器(T4CNT)，在進入無窮迴圈等待中斷前，必須先令第四計數器的值等於第二計數器的值，如此，第四計數器之值即可代表吾人所希望到達的動子絕對位置(即命令)。

第二與第四計數器之差即為位置誤差訊號，此二組計數器之微分值再相減，即為速度誤差訊號，將位置誤差與速度誤差之即時值交由定結構滑模定位控制之演算法來運算，可得電流命令值，再經由電流控制器，計算出目前需要的三相電壓，輸出 PWM 訊號至閘極驅動電路，分別控制六個功率開關的導通與截止。

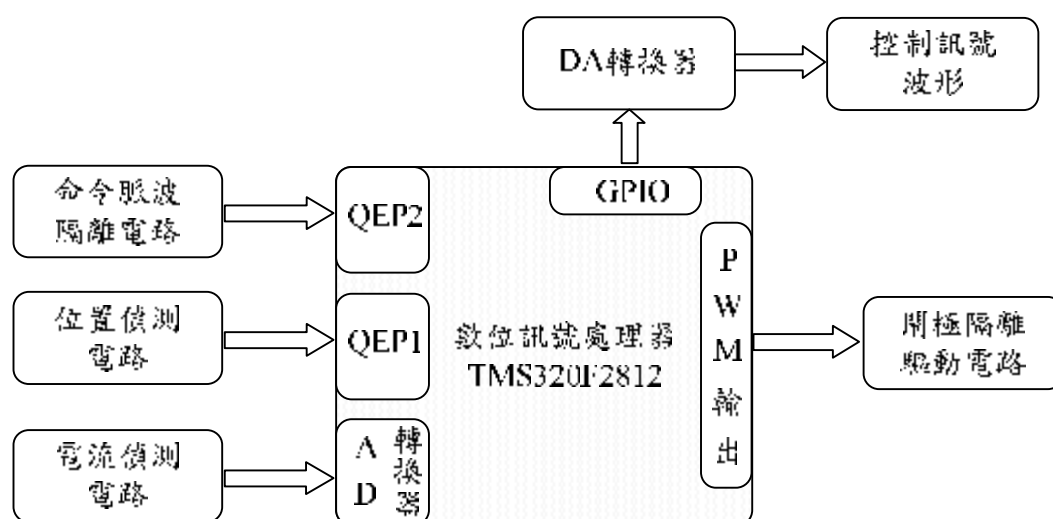


圖 4.6 數位訊號處理器與週邊電路之間的資料傳輸方塊圖

然而在發展數位控制器程式的過程中，難免需要經歷測試、除錯的過程以對程式之缺失加以調整改進，此時可使用吾人建構之 DAC7725 數位-類比轉換器，利用軟體程式選擇所需觀察的數位訊號，利用數位-類比轉換器轉換成-10~+10V 的類比電壓訊號，如此即可透過示波器觀察目前的控制訊號波形，用以檢驗內部控制程式之正確與否。

圖 4.7 所示為此數位控制器之軟體程式流程圖，主要是由主程式及一中斷服務常式所組成。首先利用主程式初始化 DSP 系統環境，包括程式記憶體、資料記憶體的規劃及輸入/輸出(I/O)週邊腳位的設定等，接著宣告所欲使用的控制變數並給定一初值，最後依序分別對一些工作模組(A/D 模組、QEP 模組及 PWM 模組)作初始及啟動設定。主程式在完成了上述系統初始化的工作後即進入一無窮迴圈等待中斷。

中斷的產生是經由數位處理器之第一計數器(GP Timer 1)於連續上數/下數模式計數到零時作一觸發而執行，在此設定其頻率為 10KHz。中斷服務常式負責抓取每次 A/D 轉換器所儲存之回授取樣訊號以進行控制運算。首先作 i_a 、 i_b 電流訊號取樣，並且將三相電流轉換至 d-q 兩相座標系統。而在位置取樣方面，由於定位控制迴路與電流控制迴路響應速度的差異，在取得電流取樣值後需利用軟體作一計數判定動作：設定每十次電流迴路控制後進行一次定位控制，若此條件成立即對第一組 QEP 所得之位置脈波訊號作位置的計算與控制；反之則繼續原中斷程式流程。接著計算轉子磁場角度以供控制器將所得變數轉換至 d-q 同步座標系統。在同步座標系統下即可進行電流模型與電流控制的計算。

最後將運算結果轉換至定子座標系統，並於第一計數器之數值做比較，決定責任週期(Duty Cycle)，再分別將所得之責任週期輸出至 DSP 的 PWM 模組中，產生反流器的驅動訊號以驅動線型永磁馬達，相關程式內容請詳見附錄二。

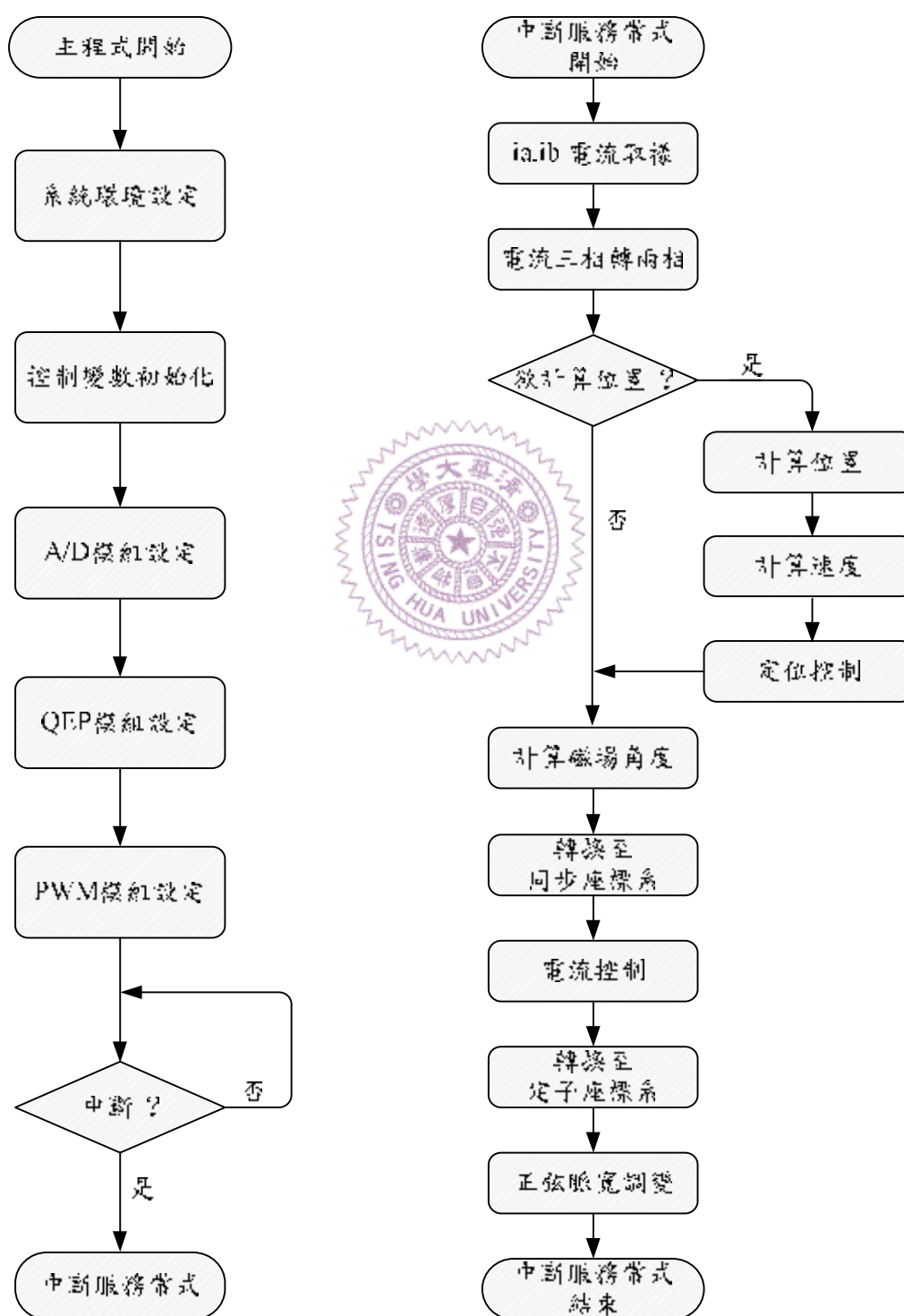


圖 4.7 程式流程圖

4.4 實測結果

為驗證本論文所設計之線型永磁馬達定結構滑模定位控制驅動器之可行性，根據前節所規劃的各電路區塊進行硬體電路之製作。於製作完成後，先對各電路區塊進行測試，經確定功能無誤之後再逐加以整合，最後完成定結構滑模定位控制之線型永磁馬達驅動器硬體電路雛形，如圖 4.8 所示。

首先吾人將針對本論文所使用 HIWIN LMCB6 之反電動勢常數、動子質量兩參數作量測。首先由(2.61)式線型永磁馬達之數學模式，茲因方便讀者，式(2.61)重寫如下：

$$\begin{cases} v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + L_s \frac{d}{dt} i_{ds}^e - \frac{\pi}{\tau} v L_s i_{qs}^e \\ v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + L_s \frac{d}{dt} i_{qs}^e + \frac{\pi}{\tau} v (L_s i_{ds}^e + \lambda_{mf}) \end{cases} \quad (4.1)$$

若吾人將線型永磁馬達開路，使用外力推動其馬達，則可得反電動勢波形與動子移動速度波形，如圖 4.9 所示。由於線型永磁馬達是開路，故(4.1)式中之電流項皆為零，代入此條件，式(4.1)經整理後可得：

$$v_{qs}^e = \frac{\pi}{\tau} v \lambda_{mf} \quad (4.2)$$

由於 $v_{ds}^e = 0$ ， v_{qs}^e 即代表反電動勢空間向量(Space Vector)之振幅大小，其對應至三相反電動勢為各相反電動勢之峰值，故在圖 4.9 中吾人僅須將各相反電動勢之電壓除以當時動子之速度，即可得反電動勢常數之值 $(\frac{\pi}{\tau} \lambda_{mf})$ ，即：

$$\frac{\pi}{\tau} \lambda_{mf} = \frac{v_{ks}}{v} \quad (4.3)$$

其中 $k \in \{a, b, c\}$

在圖 4.9 中，吾人取得九筆數據，加總後取平均得之反電動勢常數為 43.31V/(m/s)，若電壓以均方根值表示則為 30.62V_{rms}/(m/s)，此值與表 2.3 之 29.3V_{rms}/(m/s)規格比較，誤差約為 4.3%。

接著吾人以電路迴路量測動子質量。由線型永磁馬達機械方程式(2.62)式，茲因方便讀者，故(2.62)式重寫如下：

$$\begin{aligned} F_e &= \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} \lambda_{mf} i_{qs}^e = K_l i_{qs}^e \\ &= M \frac{d^2x}{dt^2} + B \frac{dx}{dt} + F_{load} \\ &= M \frac{dv}{dt} + Bv + F_{load} \end{aligned} \quad (4.4)$$

觀察式(4.4)，若吾人給定之電流命令為常數，則電磁推力則可決定。而機械方面，由於吾人不加負載，故負載推力 F_{load} 影響很小，摩擦黏滯係數 B 與動子質量 M 相比也微乎其微，故在無載的狀況下，若電磁推力為常數，則動子質量 M 可求得如下：

$$M = \frac{F_e}{\frac{dv}{dt}} \quad (4.5)$$

基於上述之理由，吾人給定一 0.1A 電流步級響應，得電磁推力為 6.5Nt 其動子速度波形如圖 4.10 所示，加速度約為 11.88m/s²，則所求得之動子質量 M 為 0.547kg 與表 2.3 之 0.58kg 規格比較，誤差約為 5.7%。

為了解驅動器性能，吾人量測驅動器輸出之電流波形，定速運動時，三相電流穩態之波形如圖 4.11 所示，其三相電流波形皆為明顯之弦波，顯示吾人製作之驅動器性能良好。而動子位置往返三十公分變動之三相電流波形與動子位置關係如圖 4.12 所示。由圖 4.12 可知，三相電流之暫態特性良好。

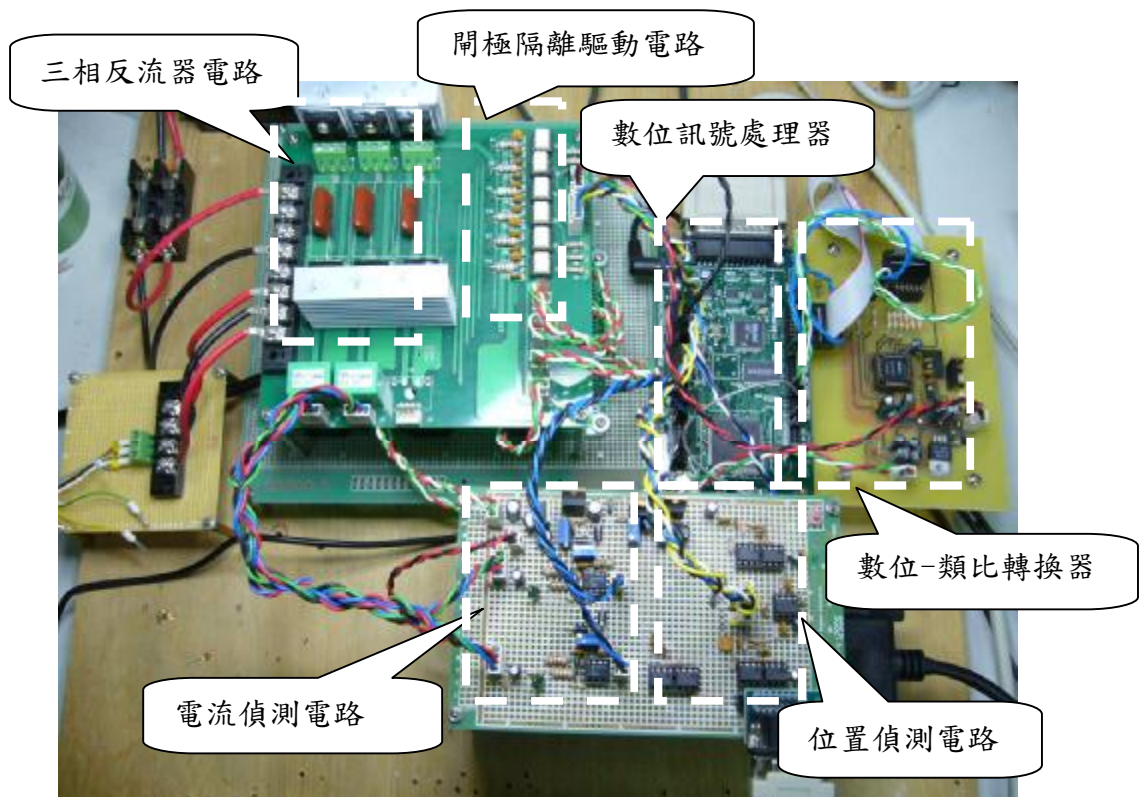
接著吾人量測定結構滑模定位控制器之定位步階響應，實測波形如圖 4.13 所示。由圖 4.13 可知吾人所設計之定位控制器步階響應： $mo\%=0$ ； t_s 95ms； t_r 75ms，合乎規格限制。之後，吾人給定位位置命令為十公分往返，期間間隔一秒，其位置命令、動子位置、動子速度及交軸電流之波形圖如圖 4.14 所示。由圖 4.14 可知，當動子位置變動時，動子速度也跟著變動，且加速一段時間後要馬上減速，於定位完成時速度也降為零，而交軸電流波形亦反應此趨勢，正加速度時交軸電流值為正值，負加速度時則為負值。若給定位位置命令為二十公分往返，期間間隔一秒，則其位置命令、動子位置、動子速度及交軸電流之波形圖如圖 4.15 所示。與圖 4.14 不同的是：由於加速時間較長，故速度較快，而交軸電流波形具有較平緩之趨勢，乃由於速度已接近吾人所給定之速度命令所致，由交軸電流波形可知，其與時間軸所包圍之面積比圖 4.13 大，亦即二十公分往返運動驅動器之輸出能量比十公分往返運動輸出之能量大。

由動子質量變動而量測之定位步階響應，如圖 4.16 所示。由圖 4.16 可知，動子質量改變為 1.5 倍時，其步階響應為： $mo\%=0$ ； t_s 110ms； t_r 90ms 亦合乎規格，達到強健控制效果。

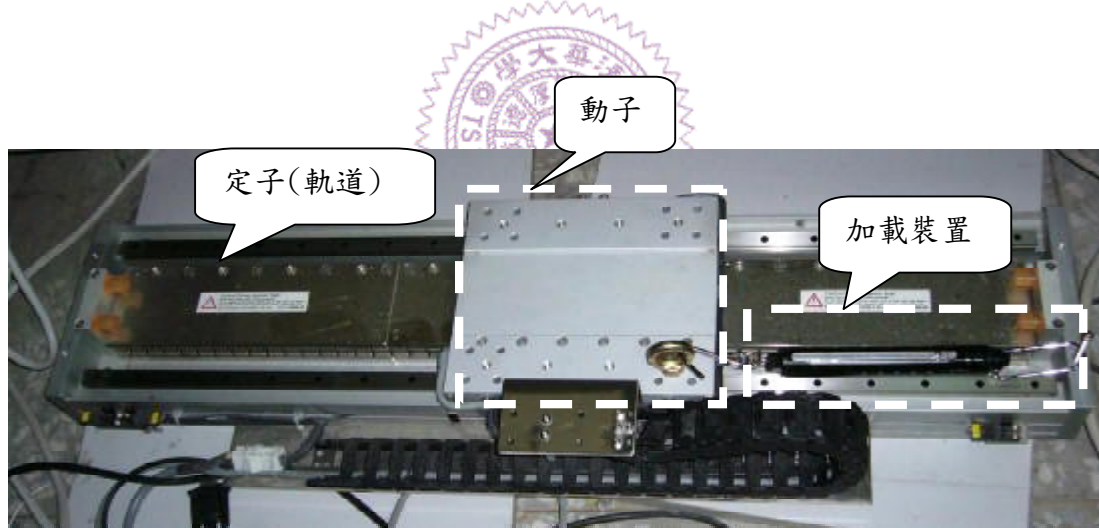
最後吾人驗證 3.5 節之負載推力擾動估測器。吾人先使線型永磁馬達定位至一穩態，再加掛彈簧秤，彈簧秤另一端則以手拉住慢慢施力至彈簧秤刻度約為 1kg 時停止，此時須觀察實際位置波形是否穩定，之後再瞬間釋放彈簧秤另一端，使其負載消失，此時即可造就負載由 1kg 至 0kg 之變化情況，其實測波形如圖 4.17 所示。圖 4.17(a) 為未加負載推力擾動估測器前饋，動態回復時間約為 110ms，受到負載變化之影響的位移約為 0.25cm。圖 4.17(b) 乃加入負載推力擾動估測器前饋，動態回復時間約為 70ms，位移約為 0.15cm。

綜合上述實驗結果，吾人可知本論文所提線型永磁馬達定結構滑模定位控制器之實體雛形電路於位置迴路及負載推力擾動估測器均能達到預期效果，且與模擬結果大致吻合。





(a)各硬體電路裝置



(b)機械裝置

圖 4.8 定結構滑模定位控制器之線型永磁馬達驅動器硬體裝置圖

(a)各硬體電路裝置 (b)機械裝置

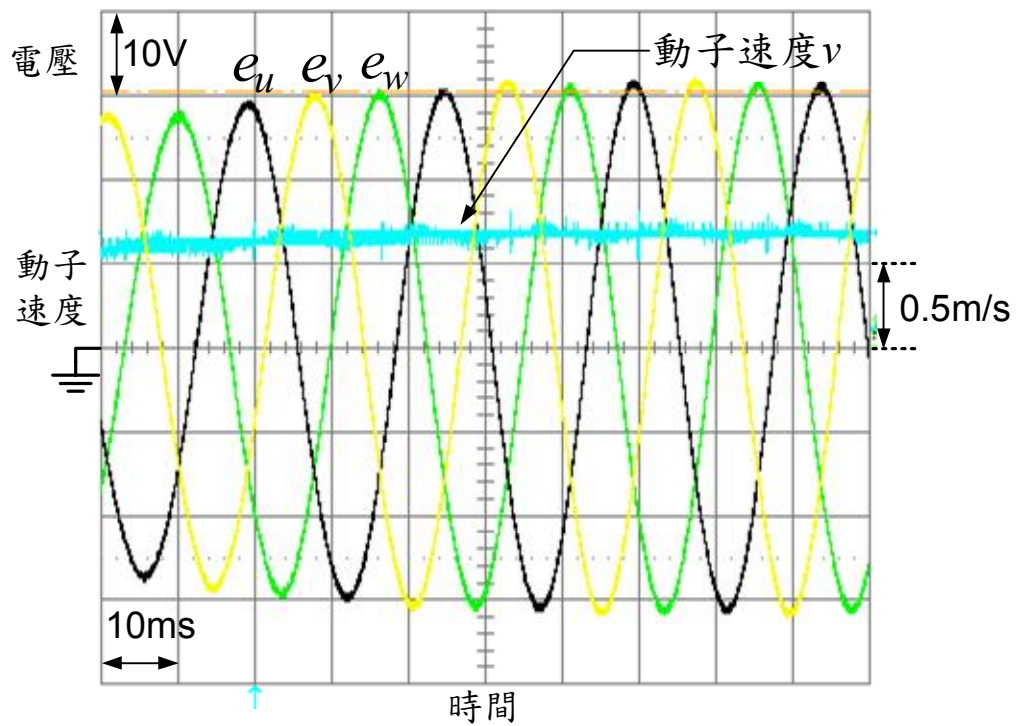


圖 4.9 線型永磁馬達開路時三相反電動勢與動子速度波形圖

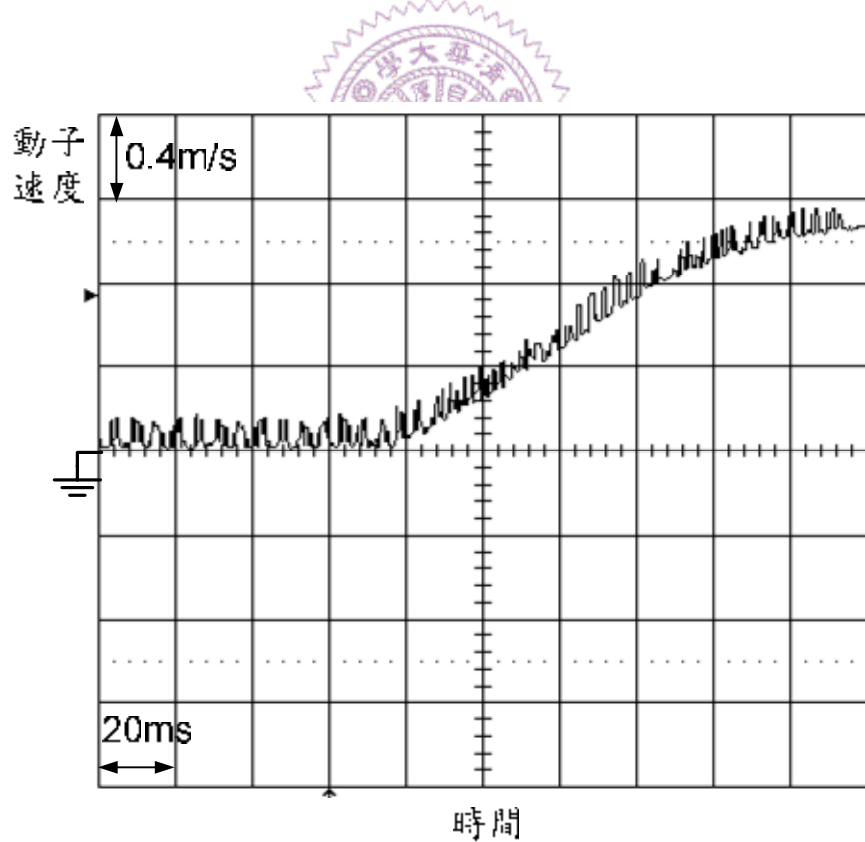


圖 4.10 給定 0.1A 電流步階響應時，動子速度之波形

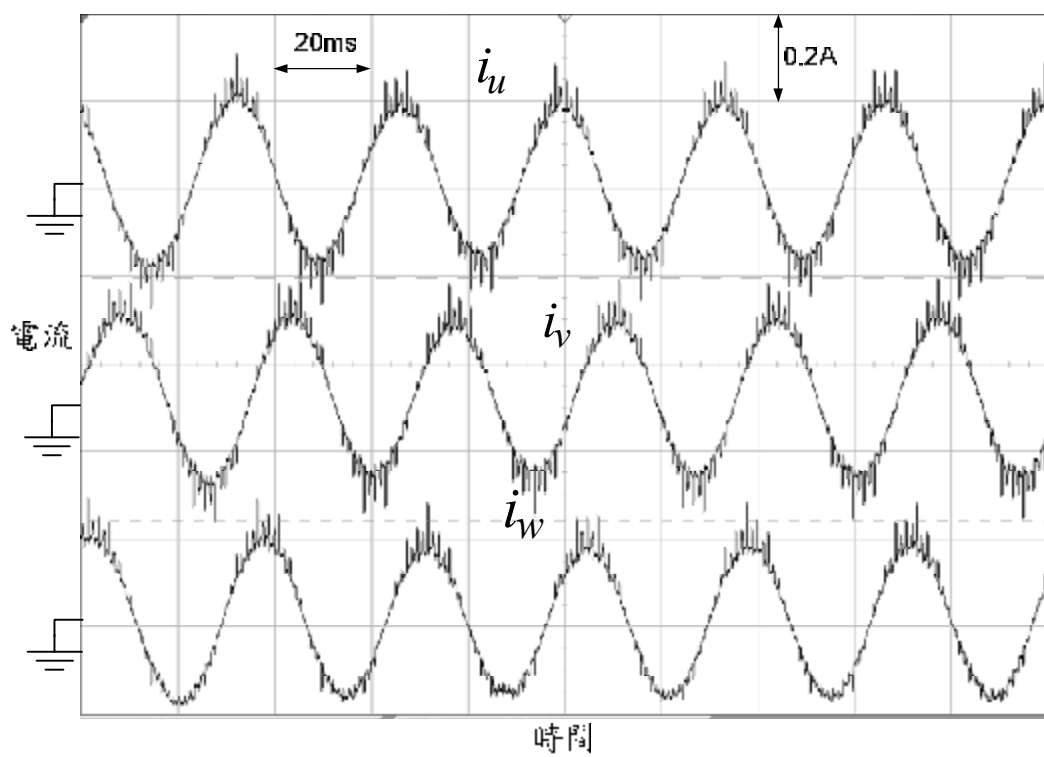


圖 4.11 定速移動時三相電流穩態波形

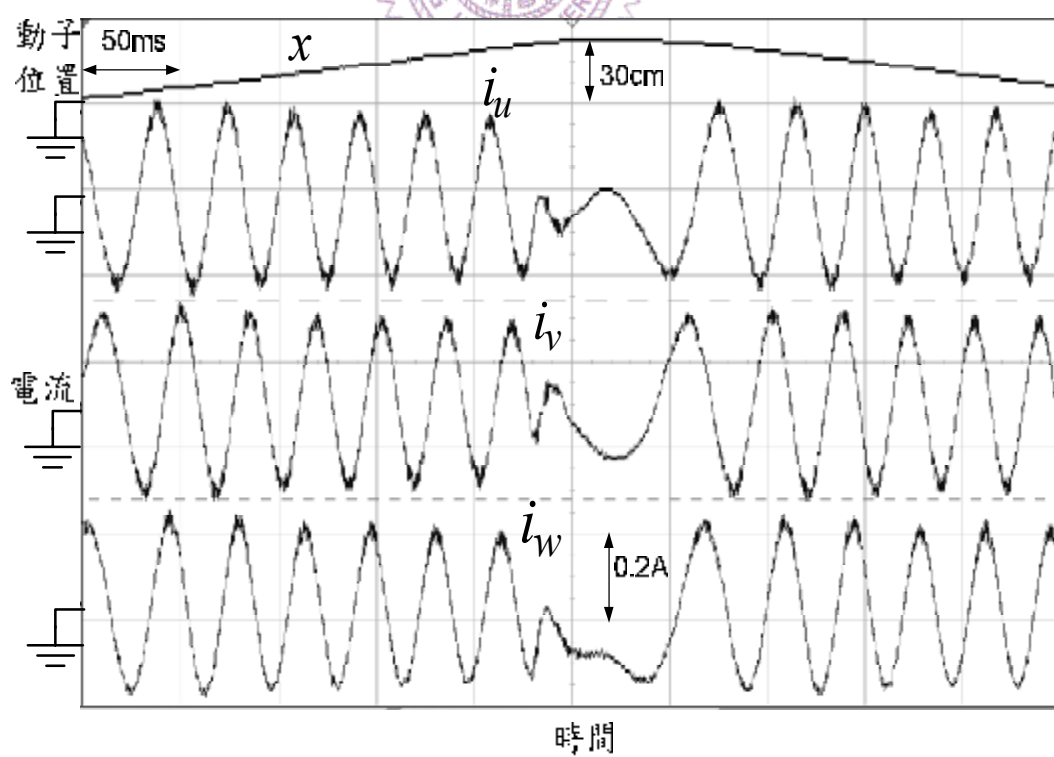


圖 4.12 動子往返運動時電流暫態波形

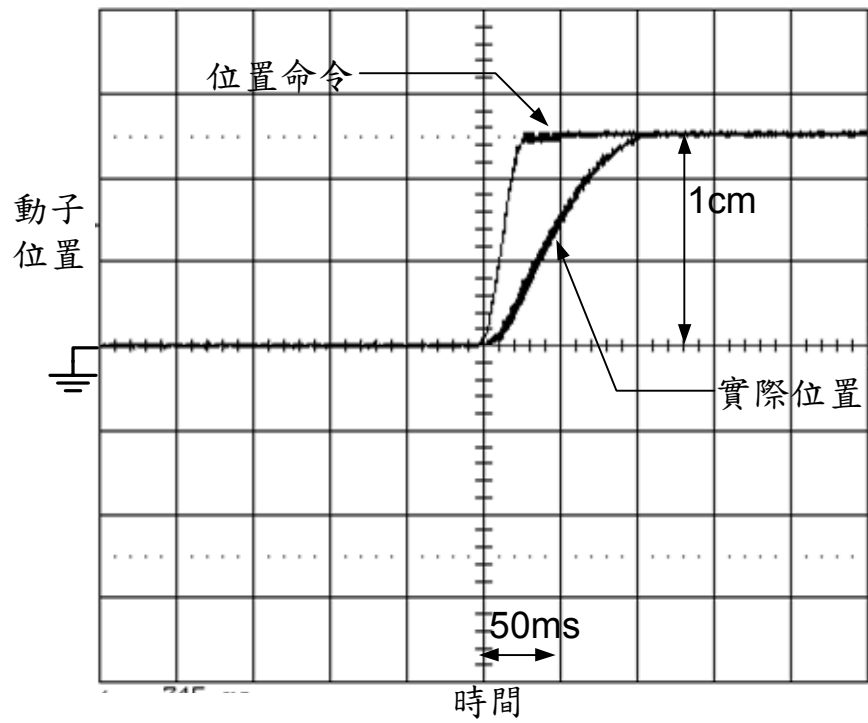


圖 4.13 定結構滑模定位控制器之定位步階響應實測波形

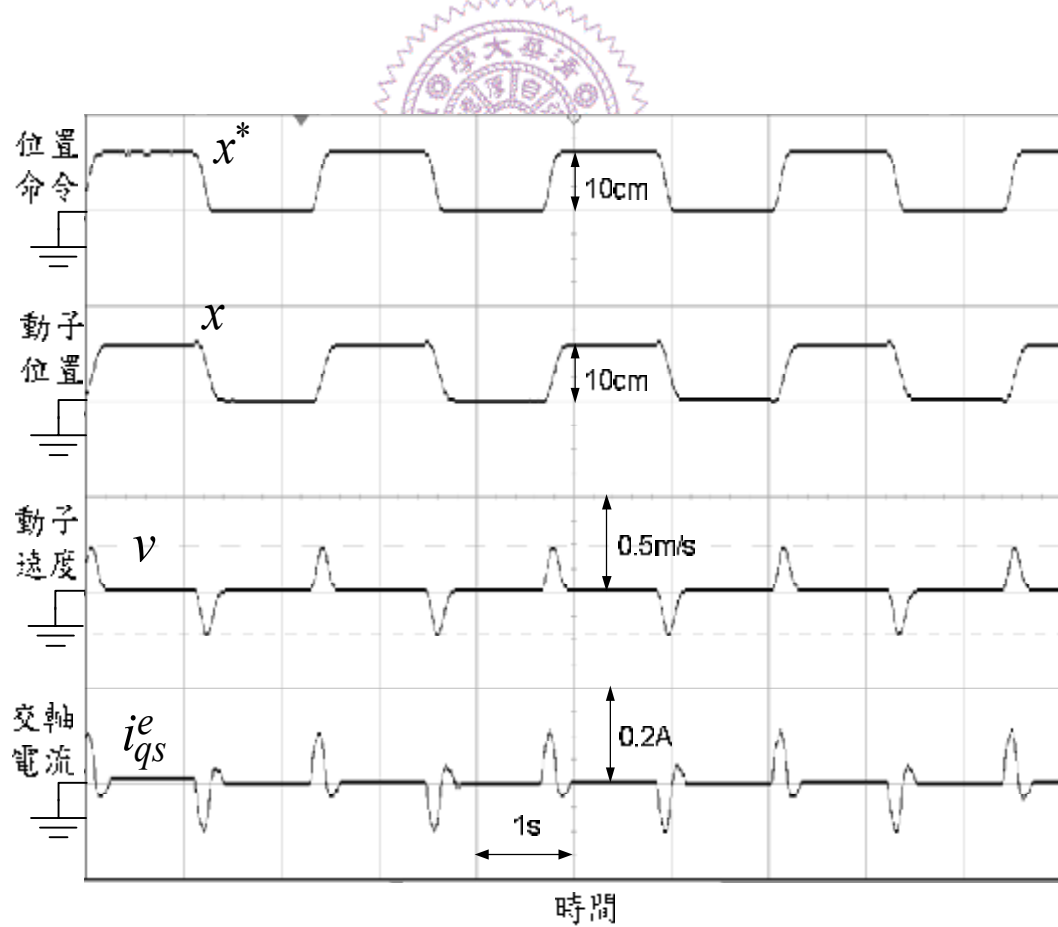


圖 4.14 往返 10 公分運動時動子位置、速度與電流波形圖

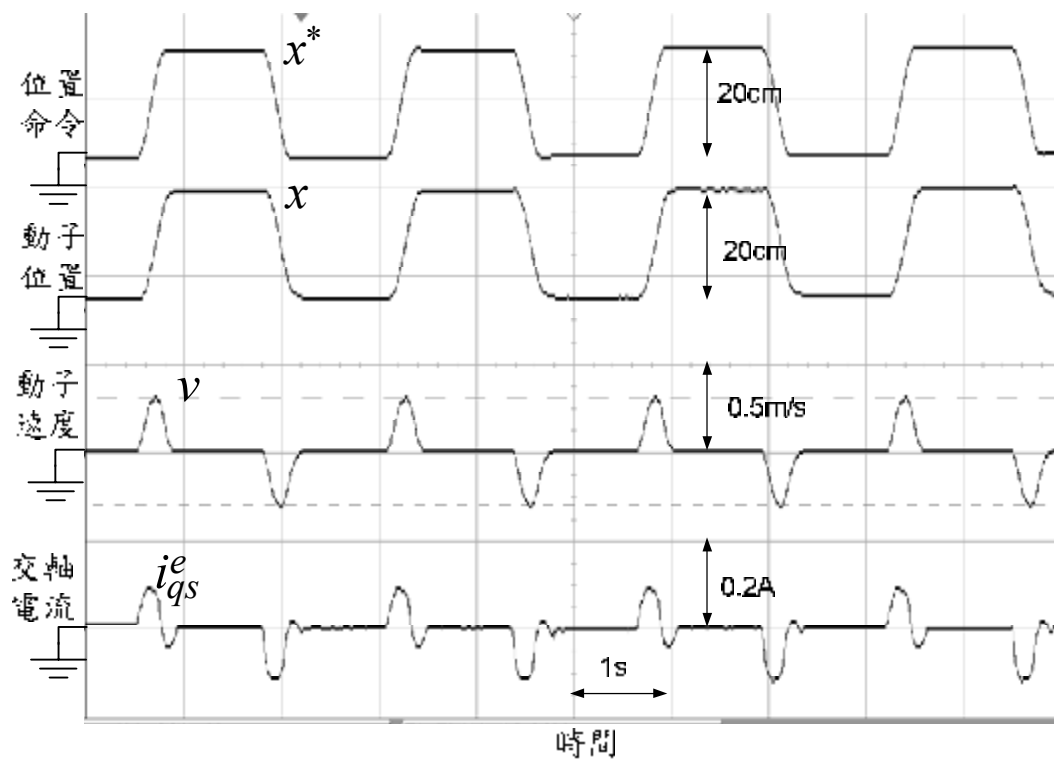


圖 4.15 往返 20 公分運動時動子位置、速度與電流波形圖

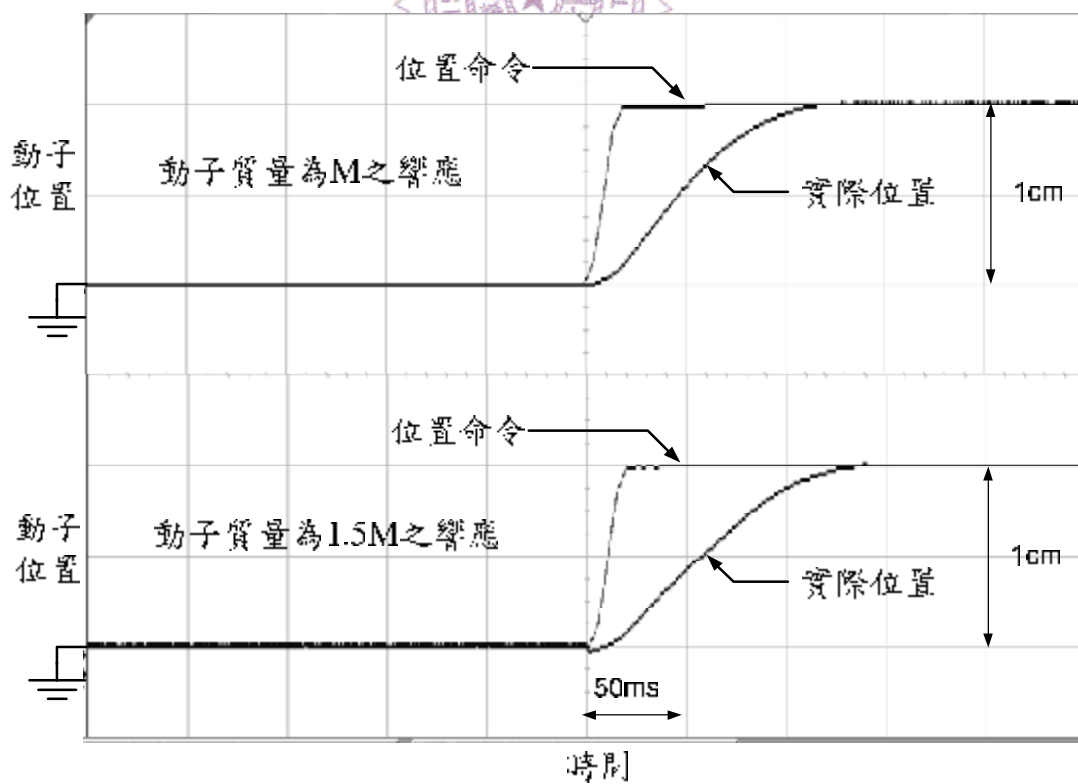
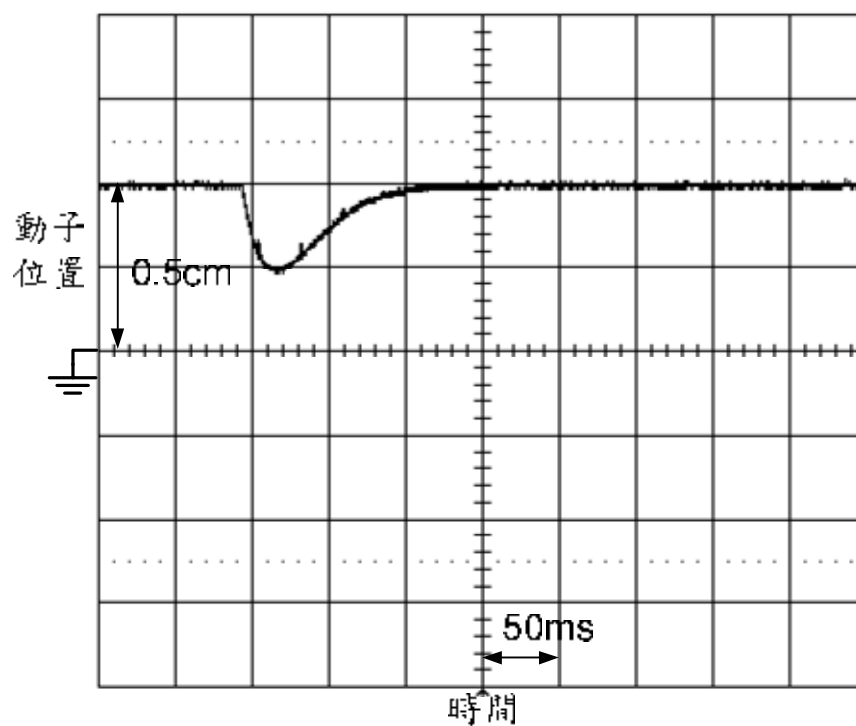
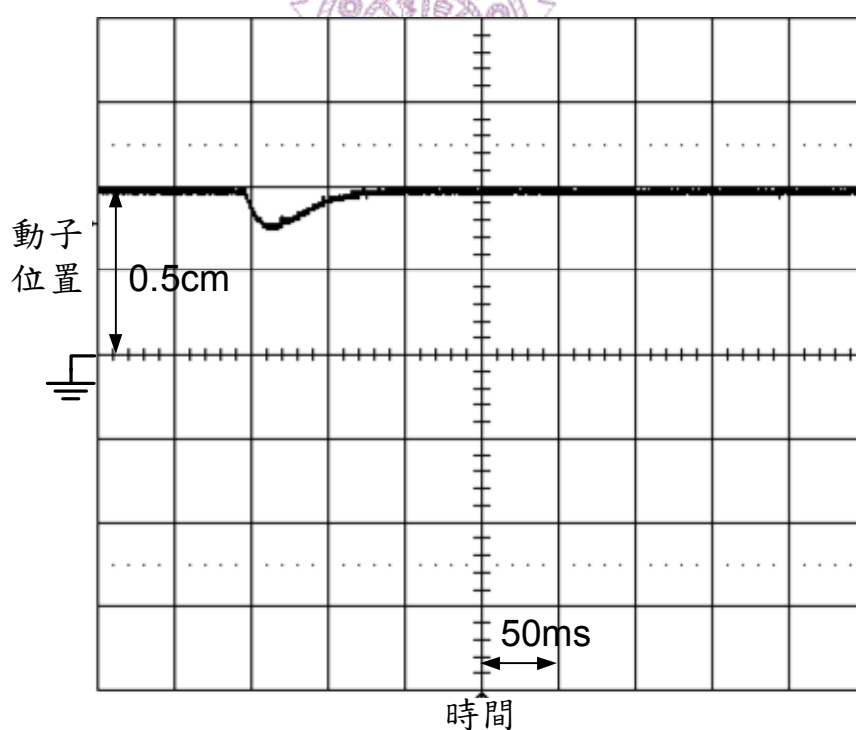


圖 4.16 動子質量 M 值改變時線型永磁馬達之定位步階響應實測波形



(a) 未加負載推力擾動估測器前饋



(b) 加入負載推力擾動估測器前饋

圖 4.17 負載推力變化時，動子位移之波形圖 (b)加入負載擾推力動估測器前饋