

國立臺灣師範大學機電科技學系
碩士論文

指導教授：陳美勇 博士

以電磁驅動之二維高精度定位平台
設計與控制

Design and Control for a 2-DOF High-Precision
Positioning Platform Using Electical-Magnetic Device



研究生：周昌翰 撰

中華民國 九十七 年 六 月

摘要

本論文研究之目的是設計並實現一新型、長行程、二自由度運動的微米級定位平台。本研究是基於本精密運動實驗室以前對於電磁驅動器研究之基礎，再結合機構之設計，進行一創新型之微米級微步進定位平台之研製作為本研究之主要課題。我們所設計之新型電磁推力精密定位系統，其構造是由兩個主動式之線圈與一個兩端鑲有永久磁鐵之被動式移動平台所組成，而其驅動原理是利用電磁線圈與永久磁鐵間所產生之相互作用力，藉由調整輸入電磁線圈之電流，而改變運動平台之位置。因此特殊之機構設計使本研究之定位系統運行時，具有兩倍之推力。

首先，我們先設計與實現定位系統受控裝置並且對其建立與分析系統之動態模型，而後則分別建立 PID 控制器、適應模糊控制器與適應滑動模式控制器並且對滑軌之摩擦力作補償設計。由模擬與實驗結果證明此系統為可行的。

本論文所設計的平台在 X 與 Y 二維度之最大行程可達 $\pm 25\text{mm}$ ，且最高解析度為 $\pm 15\mu\text{m}$ ，平台整體尺度為 $200 \times 200 \times 60\text{mm}^3$ 。平台主體機構採用鋁合金材料，以減輕定位平台之重量，導引裝置採用上銀科技之線性滑軌；致動裝置則 X 軸與 Y 軸分別使用兩組電磁驅動致動器來達成定位平台二維之運動。

關鍵詞：電磁力驅動器、微米級微步進定位平台、模糊控制、適應控制

Abstract

This paper proposes a novel 2-DOFs positioner system with large travel ranges is presented. This research is a foundation studied to the electromagnetic driver in the past on the basis of the precise motion control laboratory, and Combine the design of the mechanism, that design a novel micro positioner is the main task of this research. We design a novel electromagnetic precise position system which is consisted of electrical-magnetic system (coil and permagnet) and motion pad. The movement of the motion pad is due to the repelling force between the coils and the magnets affixed to the pad. It's to change the position of the movement platform by adjusting the current of the electromagnetic coils. Therefore, the special mechanism designs while making the position system of this research motion, have double thrust.

First, the plant and the dynamic model are derived and analyzed. Next, PID controller, adaptive fuzzy controller and adaptive sliding mode controller are established and linear guide produce friction is compensated by Tustin model. From simulation and experiment results, possible implementation, and satisfactory performances, and have been demonstrated.

The concept of this system intends to achieve three goals: the first one is large traveling range within $\pm 25mm$. The second is precision positioning within $\pm 15\mu m$, and its size is as compact as $200 \times 200 \times 60mm^3$. The subject organization of the platform adopts the aluminium alloy material, in order to lighten the weight of the localization platform, the guiding devices adopt the linear slide rail of Hiwin; X axle and Y axle separately use two electromagnetic actuator to reach the platform two-dimensional motion.

Keywords: Electro-magnetic Actuator, micro Positioner, Fuzzy control, Adaptive control

致謝

此篇論文能夠順利完成首先要感謝我的指導教授陳美勇博士，陳美勇老師平時與學生們互動關係親切，並且尊重學生的想法在從旁予以協助或建議，在我研究所期間對我的照顧與啟蒙，不論求學之態度、研究之方法與待人處事之道理，並且以身作則，使我能夠有一個好榜樣不斷的學習，所以學生在此致上衷心的感激與謝忱。

其次要感謝口試委員黃光裕博士、洪紹剛博士、呂藝光博士、王偉彥博士，於百忙之中不吝撥空對學生之論文給予諸多指教與建議，使本論文得以更加嚴謹與周延。

接著感謝學長松佑與實驗夥伴勝智在這兩年間不管是課業與想法上給予我支持與鼓勵，讓我能夠於研究上勇往直前，也感謝實驗室的好夥伴聖文學長、俊緯學長以及學弟江禹、智瑋，在研究期間的互相勉勵與支持，使我於研究上更加順利。也因為研究室內同袍氣份和諧，使我於兩年之間充滿了美好的回憶，再次感謝你們。

最後要感謝我的家人這幾年對我的栽培與照顧，並且在我沮喪與失落時給予安慰與鼓勵，使我有動力繼續下去，因此此論文才得以順利完成，僅以此論文獻給我敬愛的母親、父親、大姐、二哥與一路陪伴我、支持我的朋友們，願將這份喜悅與各位分享。

周昌翰

精密運動控制實驗室

目錄

摘要.....	I
Abstract	II
致謝	III
目錄.....	IV
圖目錄.....	VII
表目錄.....	XI
第一章 緒論	1
1.1 前言.....	1
1.2 文獻回顧.....	3
1.3 研究動機與目的.....	7
1.4 本論文之貢獻.....	8
1.5 論文架構.....	8
第二章 理論基礎	9
2.1 羅倫茲力原理.....	9
2.2 電位向量與向量位移方程式.....	11
2.3 比爾沙法疊加(superposition integral of Biot-Savar Law).....	14
2.4 電磁鐵造成磁場.....	16
2.4.1 圓柱形電磁鐵之磁場.....	16
2.5 磁場由於載電流直導線.....	17
2.6 永久磁鐵.....	20
第三章 系統組成設計與配置	26
3.1 設計流程規劃.....	26
3.2 電磁式致動器.....	26
3.2.1 音圈馬達.....	26

3.2.2 電磁式致動器設計	27
3.3 x - y 軸定位平台設計	31
3.3.1 x 軸定位平台設計	32
3.3.2 y 軸定位平台設計	33
3.4 量測系統	34
3.5 定位平台整體架構	35
第四章 系統模型推導	38
4.1 力量描述與分配	38
4.1.1 電磁推力致動器之推力特徵	38
4.2 動態方程式	42
第五章 控制系統設計	45
5.1 PID 控制器	47
5.1.1 Ziegler-Nichols 調整演算法	49
5.1.2 Chien-Hrones-Reswick 調整演算法	50
5.1.3 Cohen-Coon 調整演算法	52
5.2 適應模糊控制器設計	52
5.2.1 模糊控制器設計	54
5.2.2 穩定性分析	57
5.2.3 模擬結果	59
5.3 適應順滑模型控制器設計	61
5.3.1 順滑平面	62
5.3.2 控制器形式	63
5.3.3 穩定性分析	64
5.3.4 模擬結果	66
第六章 實驗結果與討論	69

6.1 實驗設備	69
6.1.1 定位平台	69
6.1.2 控制器介面	72
6.1.3 感測器與驅動器	78
6.2 PID 控制器實驗結果	79
6.2.1 定點控制	79
6.2.2 正弦波控制	81
6.2.3 方波控制	83
6.3 適應模糊控制器實驗結果	84
6.3.1 定點控制	84
6.3.2 正弦波控制	86
6.3.3 方波控制	86
6.3.4 連續步階定位控制	87
6.4 適應順滑模式控制器實驗結果	88
6.4.1 定點控制	88
6.4.2 正弦波控制	90
6.4.3 方波控制	91
6.4.4 連續步階定位控制	91
6.5 實驗結果總結	92
第七章 結論及未來展望	92
參 考 文 獻	94

圖目錄

圖 1-1 準確性與精確性	2
圖 1-2 磁浮定位平台	4
圖 1-3 磁推力與流力混合之磁浮平台	5
圖 1-4 磁致伸縮定位平台	6
圖 1-5 超音波馬達定位平台	6
圖 2-1 羅倫茲力原理	10
圖 2-2 一個在 r' 向量上具有基本容積的電荷使得在觀察位置 r 向量上的電位上升	13
圖 2-3 球座標上位於原點上的向量 \vec{r}'	15
圖 2-4 原始座標上的向量 \vec{r}' 跟觀察座標上的向量 \vec{r} 顯示出單位向量 \hat{i}_{rr} 的方向是從 向量 \vec{r}' 到向量 \vec{r}	15
圖 2-5 一個由 N 匝電匝均勻地纏繞的圓柱電磁體長度約為 h_1 ，每一匝承載電流為 I_{cyl} ，而且以向量為觀察座標 \vec{r}	16
圖 2-6 由承載電流直電線所產生的磁通量 \vec{B}	19
圖 2-7 永久磁石之磁滯曲線圖	20
圖 2-8 永久磁鐵的磁積發展史	21
圖 3-1 電磁推力致動器示意圖	28
圖 3-2 x 軸主動線圈示意圖	28
圖 3-3 y 軸主動線圈示意圖	29
圖 3-4 x 軸推力、電流、位移關係圖	30
圖 3-5 y 軸推力、電流、位移關係圖	30

圖 3-6 電磁致動器推力示意圖	31
圖 3-7 MGN 型線性滑軌結構示意圖[24].....	32
圖 3-8 x 軸定位平台架構圖	33
圖 3-9 MGW 型線性滑軌結構示意圖[24].....	34
圖 3-10 y 軸定位平台結構示意圖	34
圖 3-11 感測器擺放位置頂視圖	35
圖 3-12 定位平台外觀圖	36
圖 3-13 x 軸定位平台剖視圖	36
圖 3-14 y 軸定位平台剖視圖	37
圖 4-1 系統方塊圖	38
圖 4-2 電磁推力致動器之致動示意圖	39
圖 4-3 x 軸電磁推力致動器推力組成圖	41
圖 4-4 y 軸電磁推力致動器推力組成圖	41
圖 5-1 典型 PID 控制結構圖	48
圖 5-2 模糊控制器架構	54
圖 5-3 適應模糊控制器	59
圖 5-4 x 歸屬函數圖	60
圖 5-5 \dot{x} 歸屬函數圖	60
圖 5-6 平台步階響應圖(適應模糊控制器).....	60
圖 5-7 平台弦波響應圖(適應模糊控制器).....	61
圖 5-8 適應滑動模型控制架構圖	61
圖 5-9 平台步階響應圖(適應順滑模式控制器).....	67
圖 5-10 平台弦波響應圖(適應順滑模式控制器).....	67
圖 6-1 x 軸主動線圈實體圖	70
圖 6-2 y 軸主動線圈實體圖	70

圖 6-3 x 軸定位平台實體圖	71
圖 6-4 y 軸定位平台實體圖	71
圖 6-5 平台外部組裝圖	72
圖 6-6 NI PXI-6289 資料截取卡	74
圖 6-7 PID 控制系統介面圖	75
圖 6-8 PID 控制系統程式架構圖	75
圖 6-9 適應模糊控制系統介面圖	76
圖 6-10 適應模糊控制系統程式架構圖	76
圖 6-11 適應滑動面控制系統介面圖	77
圖 6-12 適應滑動面控制系統程式架構圖	77
圖 6-13 Z4M-W100 雷射變位計	78
圖 6-14 ACP-090-09 驅動器	79
圖 6-15 最大行程響應圖	80
圖 6-16 x 軸定點控制響應圖	80
圖 6-17 y 軸定點控制響應圖	81
圖 6-18 正弦波響應圖	82
圖 6-19 方波響應圖	83
圖 6-20 x 軸定點控制響應圖(fuzzy)	84
圖 6-21 y 軸定點控制響應圖(fuzzy)	85
圖 6-22 正弦波響應圖(fuzzy)	86
圖 6-23 方波響應圖(fuzzy)	87
圖 6-24 連續步階定位控制響應圖	87
圖 6-25 x 軸定點控制響應圖(sliding)	89
圖 6-26 y 軸定點控制響應圖(sliding)	89
圖 6-27 正弦波響應圖(sliding)	90

圖 6-28 方波響應圖(sliding)	91
圖 6-29 連續步階定位控制響應圖(sliding)	92

表目錄

表 2-1 永久磁鐵的特性.....	23
表 2-2 永久磁鐵的優缺點比較.....	24
表 2-3 釹鐵硼磁鐵規格.....	25
表 5-1 PID 參數與系統時域性能指標之間的關係.....	49
表 5-2 Ziegler-Nichols 調整公式.....	50
表 5-3 設定點問題的 Chien-Hrones-Reswick 調整公式.....	51
表 5-4 擾動抑制問題的 Chien-Hrones-Reswick 調整公式.....	51
表 5-5 Cohen-Coon 調整演算法的控制器參數.....	52
表 6-1 x 軸與 y 軸音圈馬達規格表.....	72
表 6-2 電腦與控制系統規格表.....	73
表 6-3 Z4M-W100 雷射變位計規格表.....	78
表 6-4 控制器效果之比較.....	93

第一章 緒論

1.1 前言

隨微奈米科技的興起，加工生產設備及量測檢測儀器的加工技術及輸送裝置，亦須仰賴奈米等級的精密驅動及定位之技術，其中不論是半導體產業、光電通訊、精密機械設備、顯微機構、表面工程等，還是高精密加工、定位與需無污染環境之相關產業，亦需定位精度高、快速驅動及低摩擦之機械相關設備來完成，有鑑於此，為因應未來高精度與高性能之科技產品需求，快速驅動與高精密定位之機械工具機與量測儀器為目前工業界迫切需求之設備[1-5]。

定位(Positioning)係指從某一點靜止之位置運動到另一點靜止位置之動作。其基本運動型態有三：(1)物體驅動到所定位置，直到在所定精度內停止的間歇運動；(2)物體啟動到某速度，直到在所在精度內等速移行的運動；(3)物體密切追隨空間、時間變化之目標的運動。而定位精度的優劣可由準確性(Accuracy)與精確性(Precision)這兩項性能規格看出。

在此圖 1-1 做為說明的例子，準確性是指實際量測平均值與目標值間的一致程度，若偏差甚微小則稱為準確性佳，反之稱為準確性差，也就是控制物體是否能夠正確地到達所要求之定位點；精確性是指以相同量測過程重複量測同一待測物，任一量測值會分佈於總平均值之附近，此分布的擴散程度即表示精確性，若分散甚微小則稱為精確性佳，反之稱為精確性差，也就是控制物體是否每次都能達到相同的定點。若能夠將此兩項性能提高到某一程度，既可說是超精密定位。[6]

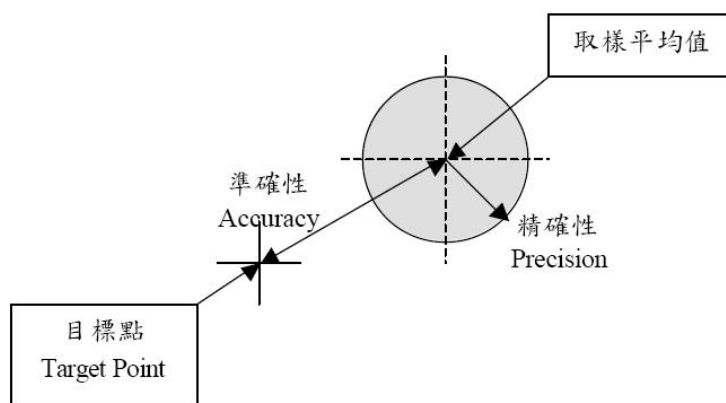


圖 1-1 準確性與精確性

定位平台就是可使物體沿著規劃的路徑移動，依次達到定位精度要求的預定位置的裝置，其定位平台作動程序則由使物體移動之外力的致動器產生，致動器為將外力傳到平台的一運動傳動元件，使平台可沿著規劃的路徑產生運動[7]。一般傳統中之精密定位平台，多以線性導軌支撐定位平台配合直流或交流伺服馬達帶動線性導螺桿，造成極大的轉數比來完成精密定位的任務[8-9]。在早期以及目前較為平常的定位系統中，此種伺服及定位的方式，因為發展已久相關配套設備技術成熟，所以仍然被廣泛的使用。但此種系統由於其機構本身滾珠導螺桿與平台導軌均會因為接觸的關係，而有嚴重的擾動(Disturbances)與背隙(Backlash)問題產生，而此類問題將限制系統精密度甚劇。

除此之外，壓電驅動器(Piezoelectric Actuator)也是目前被廣泛運用在精密定位的機構中，壓電致動器具有體積小、高定位精度、出力大及響應快等優點，相當符合高精密定位系統之驅動裝置條件，但由於它本身存在著非線性磁滯現象，若單純在開迴路狀態下操作，其磁滯現象所造成的誤差最高可到達其運動路徑的 23%，而另一個缺點是蠕動、潛變現象，這是由於壓電材料作動後溫升和再極化現象所產生，故當定位平台系統達到穩態前期會影響到定位準確度，且壓電驅動器在材質先天上只能侷限在微米範圍下的定位工作，一般的壓電材料在 100Volts 的電壓下只供應數十微米

(μm) 的位移變化量，實際長行程之設計上必須配合放大機構使用或是搭配線性馬達等長距離的驅動裝置，且線性馬達運行中具有漣波效應之影響使得平台運行較不平滑，然而此種兩階段(Two Stage)驅動裝置勢必造成機構設計上之複雜度與精度，且控制系統複雜[10]。

故此，本研究基於電磁驅動器研究之基礎，結合精密定位機構之設計，進行一創新型之微米級微步進定位平台之研製，不但具有厘米等級(5cm)之運動行程且滿足微米級($40\ \mu\text{m}$)定位精度的要求，將成為本論文之主要課題。

1.2 文獻回顧

近年來之精密定位技術相關研究中，壓電材料是較常被選擇做為致動器，因壓電致動器其優點為低消耗功率、不產生電磁干擾、響應速度快、能量轉換效率高、位移解析度可達到奈米等級。但因為壓電致動器其行程只有微米等級，所以逐漸有學者將之配合撓性結構設計以求增加其定位平台位移量。

傅世澤[11]學者，採用撓性結構平台與壓電致動器結合，製作出一新型 X-Y 微動平台，且利用放大機構之設計來增加平台的行程。感測器採用雷射干涉儀作為位置回授。最後實驗結果得到 X 軸行程為 $280\ \mu\text{m}$ 而 Y 軸行程為 $320\ \mu\text{m}$ ，其定位精度 X 軸與 Y 軸分別為 $4.2\ \text{nm}$ 與 $4.3\ \text{nm}$ 。此種方式雖然定位精度非常高，但是行程較短往往只有數百微米的移動範圍，且配合放大機構增加位移量時，誤差量也因放大機構而增加。

磁浮定位平台在近幾年來逐漸有學者加以研究，磁浮定位原理為藉由磁力效應將物體懸浮在空中之原理，因此無機械元件之接觸，可避免摩擦力影響定位精度之情況，然而磁浮定位平台的控制必須克服兩個重要的問題，一為系統因磁滯效應產生的非線性情況相當嚴重，二為各自由度運動

過程的耦合程度相當高，因此控制器設計的問題也就變的相當複雜與困難 [12]。

Won-jong Kim, and Shobhit Verma[13]等學者，製作一新型高精度磁浮定位平台如圖 1-2 所示。此磁浮定位平台依幾何學設計為三角形，並且於浮動平台上裝置水平推力與垂直推力之磁鐵，於固定支架上裝上磁浮線圈，浮動平台之重量為 0.2126 kg。X、Y 與 Z 軸之最大位移分別為 300 μ m，而旋轉最大角度為 3mrad。此平台之缺點為行程較短且剛性較差，將影響此平台於高精度設備上之應用。

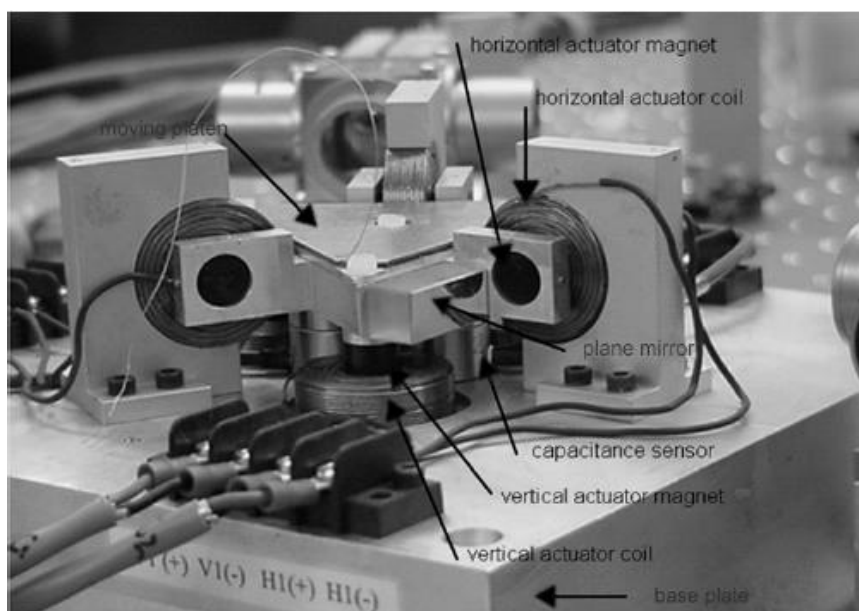


圖 1-2 磁浮定位平台

Sheng-Chih Huang, and Shao-Kang Hung[14]等學者，提出一利用磁推力與流力結合之六自由度新型精密定位平台，而設計此種機構有兩個目的，其一為使平台有足夠的阻尼系統，其二為利用兩種推力裝置平衡磁浮平台之重量。磁推力部份分為垂直部份與平行部份，浮動平台上黏上推力磁鐵而支架上固定推力線圈以減少浮動平台重量；流力部份使用浮力較大之油品，以利抵銷浮動平台之重量並且成功抵銷 95%平台重量，其圖如圖 1-3 所示。X、Y、Z 軸之最大行程分別為 3 mm、3 mm、4mm。此平台之

雖然最大位移量較上述兩篇為大，但是還是無法突破厘米等級。

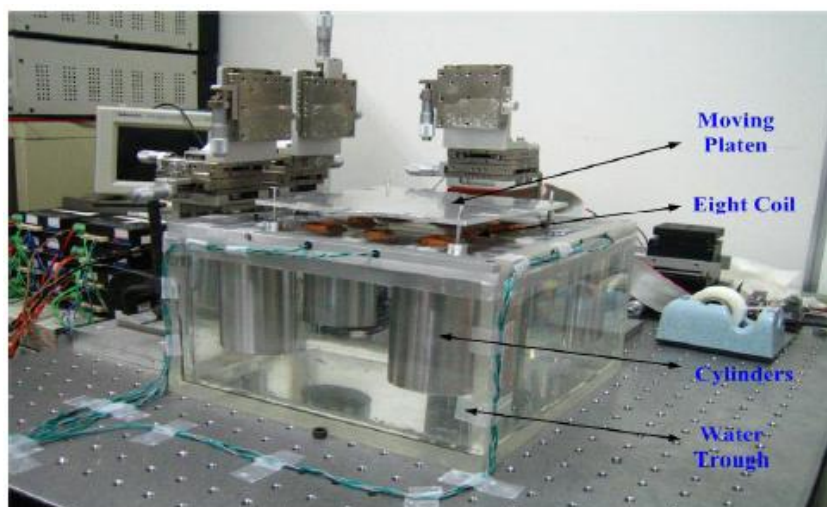


圖 1-3 磁推力與流力混合之磁浮平台

隨著科技日漸發展，許多新型、新功能智慧型材料如形狀記憶合金、壓電陶瓷、壓電薄膜、電致伸縮、磁致伸縮、光纖、電流變流體等與其所結合而成的智能結構的測試與控制技術已經廣泛地應用在航太、機械、生物科技等等各項高科技產業中[15]。

Won-Jong Kim, and James H. Goldie[16]等學者，利用磁致伸縮材(Terfenol-D)料應用於定位平台上。強磁性物質放置於磁場中，產生尺寸變化，此現象稱為磁致伸縮(Magnetostriction)，又稱磁歪。反之，當強磁性體伸長或縮短時，即可視為是其磁場產生變化，此時的現象則稱為反磁致伸縮現象。磁致伸縮複合材料是一種新型、高效能的磁(電)能-機械能轉換材料，具有高剛性、應變大等優點，缺點為遲滯效應極大。而其平台行程為 25mm，並且當磁致致動器未輸入電源時具有自我約束能力，此種能力增加了此平台之應用性，平台示意圖如圖 1-4 所示。

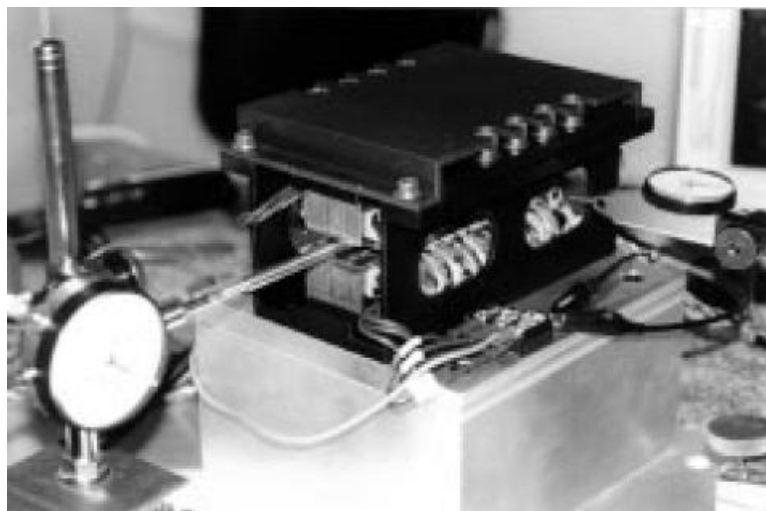


圖 1-4 磁致伸縮定位平台

Faa-Jeng Lin, and Po-Huang Shieh[17]等學者，以超音波馬達(linear ultrasonic motors)作為定位平台之致動器，而超音波馬達之基本原理為利用壓電材料輸入電壓會產生變形的特性，使其能產生超音波頻率的機械振動，再透過摩擦驅動的機構設計，讓超音波馬達如同電磁馬達一般，可做旋轉運動或直線式移動。並且作者使用 Recurrent radial basis function network based Fuzzy neural network 控制系統，得到良好成果。超音波馬達定位平台如圖 1-5。



圖 1-5 超音波馬達定位平台

除了以上定位系統研究之外，為了同時達到足夠的運動行程與極高的

定位精度，因此也發展出雙層複合式驅動平台(Dual-Stage)，所謂雙層複合式驅動平台就是結合兩組性能不同的致動裝置，兩者各掌其職，其中具有長行程性能的致動裝置採用線性滑軌或是導螺桿，負責長定位的行程，當平台粗略到達位移目標點時，另一組具有高精度性能的致動裝置如壓電致動器等，則開始作誤差的補償與細部的修正，就好像常見光學顯微鏡上的對焦調制鈕，以粗調與微調兩階段的方式，取得最佳的焦距。磁碟機的讀寫臂(Arm)就是最常見的應用例[18]，其直接結合音圈馬達(Voice Coil Motor, VCM)與壓電致動器，分別擔任粗調與微調的工作，使系統同時兼顧定位的行程與精度 [19]。但是，由於磁碟機的讀取臂只需要承受質量非常輕的讀寫磁頭，直接結合音圈馬達與壓電致動器的方式並不能承載很大的重量，必須配合致動器選擇適當的傳動與導軌元件，或是設計適合的承載機構，以提高載重效能。

1.3 研究動機與目的

近年來工業與科技產業日益進步，大眾對所使用之產品性能、可靠性、使用壽命與外觀大小要求越來越高。使得產業界必須在製造過程以及設備上要求更好的加工精度與設備之定位精度，因此精密定位平台之定未精度也越來越高，市面上大部分壓電定位平台雖然精度可達到微米甚至奈米等級之精度，但是壓電元件的成本過高，若是欲加長平台行程範圍，相對也需要增加壓電致動器之數目，使製作成本提高無法符合經濟效益，此點也是為何壓電致動器擁有比電磁式馬達良好之特性，卻無法取代之。

本研究之目的為設計一長行程機構為基礎之精密定位平台，並且自行設計類音圈馬達致動器安裝於定位平台上，作為長行程且高精度之位移驅動器，用以推動定位平台做 X-Y 軸之二自由度之進給，而平台機構材料選用鋁合金材料，其原因為鋁合金材料之導磁係數與空氣幾乎相同，並且使用鋁合金材料能使的平台具有輕量化之效果。利用機構設計來設計出架構

簡單之平台以簡化驅動裝置與控制器設計之複雜度，並且符合長行程、高精度、低成本、低消耗功率之要求。

1.4 本論文之貢獻

本研究的最主要貢獻，可大致分為兩方面來說明。在實際應用面上，成功地整合了平台設計概念、位移量測、控制理論三大領域，以最簡單的架構，將一具有長行程定位系統建立起來，其最終能達成依循位移計刻度位置進行移動的目標，及快速定位；而在控制理論上，而控制理論上則採用適應模糊控制器(adaptive fuzzy controller)與適應性滑動面控制器(Adaptive sliding mode controller)來達成要求，適應控制其優點為在系統運行中，系統能本身不斷的檢測系統參數或運行指標，根據參數的變化或運行指標變化，改變控制參數或改變控制作用，使系統運行於最優或接近最優之工作狀態。

1.5 論文架構

本論文一共分為七章，各章內容依序如下：

第一章 緒論：研究背景、研究動機與目的之說明。

第二章 理論基礎：介紹電磁、磁鐵、機構、感測器等基礎理論原理。

第三章 系統組成設計與配置：引用理論基礎而發展出適用之平台架構。

第四章 系統動態模型：利用牛頓法則推導系統動態方程式。

第五章 控制器設計：對系統設計 PID 控制器、適應模糊控制器與適應順滑面控制器。

第六章 實驗結果與討論：對平台做各項測試。

第七章 結論及未來展望：本章節將對本論文做總結。

第二章 理論基礎

本章節將講述本研究硬體架構所須之基本原理，包含有電磁力原理與永久磁鐵，以便做為後續章節之平台設計基礎原理。我們簡短地複習電磁的基本理論[20]，這些理論將會應用在我們系統的設計上，特別有關係的是羅倫茲力(Lorentz force)、向量電位、向量位置方程式和比爾沙法疊加(superposition integral of Biot-Savar Law)。

2.1 羅倫茲力原理

在一個可觀測之可控制系統中，所有力量作用於一個電荷 q 上，使其帶有速度 v ，其式子如下：

$$\begin{aligned}\bar{F} &= \bar{F}_e + \bar{F}_m \\ &= q\bar{E} + q\bar{v} \times \bar{B}\end{aligned}\quad (2-1)$$

其中上列式子等號右邊的第一項為庫倫力、第二項為羅倫茲力。當沒有電場存在時，羅倫茲力對於一個無窮小的電流線圈表示可簡化為以下形式：

$$\bar{F} = (\bar{m} \cdot \nabla)\bar{B}\quad (2-2)$$

其中 \bar{m} 為在無窮小的電流線圈中磁雙極的力矩，此方程式指出磁鐵的應用力與磁場梯度成正比。

羅倫茲力是磁力理論之基礎，此種力是由一個帶有速度 v 的電極質點在磁場 B 所產生的。磁場是發生在一群正在移動的電極之中一種相對性質的效果，具有把庫倫力羅倫茲轉換之直接結果。

一個無窮小的電流元件具有 $d\bar{l}$ 的長度和電流 I 被放置在磁通量 \bar{B} 的磁場中受到一個強度為 $d\bar{F}$ 之力如：

$$d\vec{F} = I d\vec{l} \times \vec{B} \quad (2-3)$$

如此的線圈中將所有力相加為：

$$\vec{F} = \oint I d\vec{l} \times \vec{B} \quad (2-4)$$

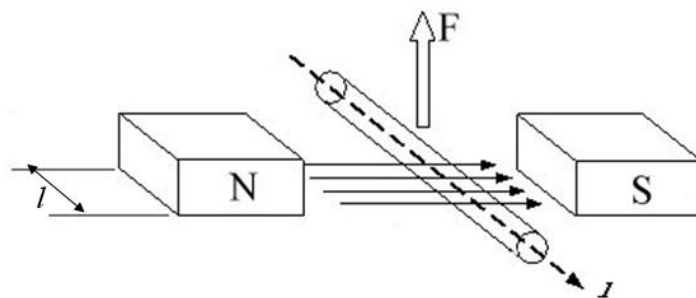


圖 2-1 羅倫茲力原理

如圖 2-1 所示，為了簡化方程式(2-3)，在一條長直電線中採用一段長度為 l 的部份，並使這個部份曝露於在一個磁場強度 B 的均勻磁場中，磁場垂直於電線，電線返回的路徑則是在磁場的外面。因此積分方程式可寫成如下方程式：

$$F = IlB \quad (2-5)$$

而如果有一個 N 匝的電線穿過磁場，方程式(2-5)可改寫成：

$$F = NI l B \quad (2-6)$$

其中 I 為傳導電線上之電流， l 為傳導電線穿越磁場中的長度，而 B 為磁通密度。我們假設因電流 I 所產生之磁場被忽略時，導線上所和受之力為方程式(2-5)。

羅倫茲方程式在電磁學中是一基礎的方程式，以質子運動在電場與磁

場中激烈反應的原理大量應用在實際工業上。例如音圈馬達、同步無刷直流馬達、電子顯微鏡、揚聲器、速調管等等。

2.2 電位向量與向量位移方程式

首先，在準靜磁場(magnetoquasistatics)中，安培定律(Ampere's law)和磁通量連續性定律(magnetic flux continuity law) (忽略位移電流密度)可以表示如下：

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \quad (2-7)$$

$$\nabla \cdot \mu_0 \vec{H} = 0 \quad (2-8)$$

其中 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} (\text{H}/\text{m})$ 為任意空間之磁通率， \vec{H} 為磁場而 \vec{J} 為電流密度。

在磁通密度 \vec{B} 與磁場 \vec{H} 存在之關係可用下式表示：

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (2-9)$$

利用方程式(2-9)、(2-8)與(2-7)改寫成下式：

$$\nabla \times \vec{H} = \nabla \times \frac{\vec{B}}{\mu_0} = \vec{J} \Rightarrow \nabla \times \vec{B} = \mu_0 \vec{J} \quad (2-10)$$

$$\nabla \cdot \mu_0 \vec{H} = \nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2-11)$$

此後將方程式(2-10)帶入積分方程式中，我們可以重新將安培定律以下列形式表示：

$$\oint_C \vec{B} \cdot d\vec{l} = \oint_S (\nabla \times \vec{B}) \cdot d\vec{S} = \oint_S (\mu_0 \vec{J}) \cdot d\vec{S} = \mu_0 \oint_S (\vec{J} \cdot d\vec{S}) = \mu_0 I \quad (2-12)$$

此外方程式(2-11)之通解為：

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (2-13)$$

其中 \vec{A} 為磁向量勢。由 Helm-Holtz 理論，為了具體的描述唯一的向量場，曲度和散度這兩個同時都需給定。

因此，為了具體描述唯一的 \vec{A} ，我們需要得到 \vec{A} 之散度。由方程式(2-7)與(2-8)，我們可以得到 \vec{A} 與 \vec{H} 。藉由方程式(2-13)代入方程式(2-7)因此我們可以得到：

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{A}) = \mu_0 \vec{J} \quad (2-14)$$

也可表示如下式：

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{A}) = \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A} = \mu_0 \vec{J} \quad (2-15)$$

在準靜磁場的系統中，我們將整理磁向量如下：

$$\nabla \cdot \vec{A} = 0 \quad (2-16)$$

將式(2-16)代入式(2-15)中可得如下：

$$\nabla^2 \vec{A} = -\mu_0 \vec{J} \quad (2-17)$$

舉例來說，由位移向量方程式所組成之 z 軸部份可以如下表示：

$$\nabla^2 A_z = -\mu_0 J_z \quad (2-18)$$

$$A_z = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{v'} \frac{J_z(r')}{|r-r'|} dv' \quad (2-19)$$

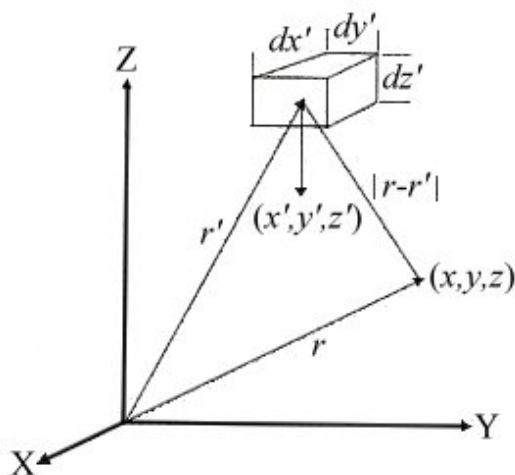


圖 2-2 一個在 r' 向量上具有基本容積的電荷使得在觀察位置 r 向量上的電位上升

同樣的，方程式 \bar{A} 中之 x 與 y 軸部份可由此得到，而後將方程式(2-19)乘上 \hat{i}_z 並且加上相對應之 x 與 y 之部份，我們可以得到磁向量勢之疊加積分如下：

$$\bar{A}(r) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V \frac{\bar{J}(r')}{|\bar{r} - \bar{r}'|} dv' \quad (2-20)$$

其中 \bar{r}' 為電流密度之位移向量， \bar{r} 為可觀測位移之座標向量，如圖 2-2。

由先前的理論，可以很清楚瞭解方程式(2-20)當電流密度被給定時，所得到的解在任何地方都是唯一的。為了使 $\nabla \times \bar{A}$ 為物理通量之密度， $J(r)$ 不能是任意的向量場。因為任何向量的曲度都是同樣等於零，安培定律 (Ampe 的散度滿足 $\nabla \cdot (\nabla \times \bar{H}) = 0 = \nabla \cdot \bar{J}$ ，因此：

$$\nabla \cdot \bar{J} = 0 \quad (2-21)$$

換句話說，在準靜磁場必須為螺旋管之電流分佈。

2.3 比爾沙法疊加(Superposition integral of Biot-Savar Law)

結合方程式(2-9)、(2-14)與(2-19)，磁場強度(magnetic field intensity)為：

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \vec{A} = \frac{1}{4\pi} \nabla \times \int_v' \left[\frac{\vec{J}(\vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|} \right] dv' \quad (2-22)$$

其中積分與原始座標 \vec{r}' 有關，反之曲度則與觀察座標 \vec{r} 有關。

而後，方程式(2-22)的曲度運算因子可以被轉換成：

$$\vec{H} = \frac{1}{4\pi} \int_v' \nabla \times \left[\frac{\vec{J}(\vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|} \right] dv' \quad (2-23)$$

在此式子中曲度運算因子用於計算積分函數且與電流密度無關，因為微分是與 \vec{r} 相關而不是 \vec{r}' 。因此，曲度運算因子可以被簡化成與向量 \vec{J} 乘積有關並且與純積 $\varphi = |\vec{r} - \vec{r}'|^{-1}$ 向量特性如下：

$$\nabla \times (\varphi \vec{J}) = \varphi \nabla \times \vec{J} + \nabla \varphi \times \vec{J} \quad (2-24)$$

由於獨立於 \vec{J} 與 \vec{r} ，第一項等於零。

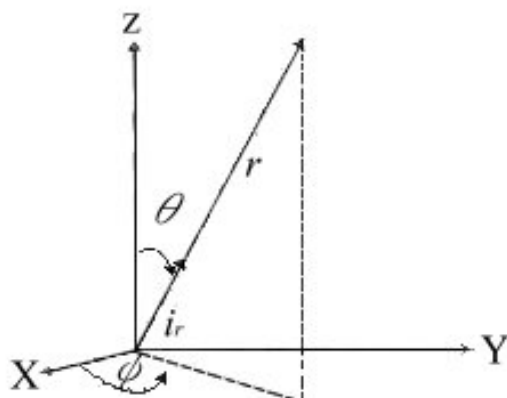
因此，方程式(2-23)可以被下列方程式取代：

$$\vec{H} = \frac{1}{4\pi} \int_v' \nabla \left(\frac{1}{|\vec{r} - \vec{r}'|} \right) \times \vec{J} dv' \quad (2-25)$$

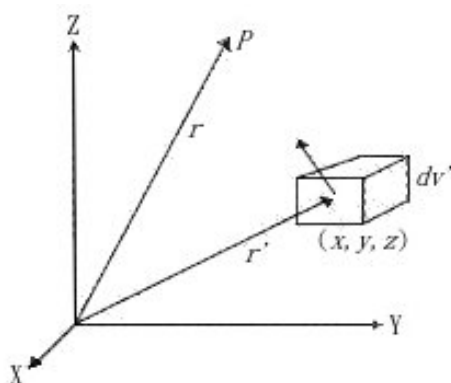
為了計算此式子之梯度，一個特別之情形必須被考慮，當 \vec{r}' 位在一個球座標之原點，如圖 2-3 所示。且：

$$\nabla \left(\frac{1}{r} \right) = -\frac{1}{r^2} \vec{i}_r \quad (2-26)$$

其中 \vec{i}_r 為一個從原始座標的原點指向觀測座標一點 (r, θ, ϕ) 的單位向量。

圖 2-3 球座標上位於原點上的向量 \vec{r}

接著，我們將原始座標從原點移動到任意一個位置 \vec{r}' ，而且在方程式 (2-26) 的距離 r 被距離 $|\vec{r} - \vec{r}'|$ 取代。單位向量 \hat{i}_r 和原始-觀測的單位向量 $\hat{i}_{r,r}$ 被定義為從原始座標指向觀測座標 P ，如圖 2-4 所示。

圖 2-4 原始座標上的向量 \vec{r}' 跟觀察座標上的向量 \vec{r} 顯示出單位向量 $\hat{i}_{r,r}$ 的

方向是從向量 \vec{r}' 到向量 \vec{r}

以此原始-觀測的單位向量觀點來看，根據圖 2-4 方程式 (2-26) 變成：

$$\nabla \left(\frac{1}{|\vec{r} - \vec{r}'|} \right) = - \frac{\vec{i}_{r,r}}{|\vec{r} - \vec{r}'|^2} \quad (2-27)$$

最後，將方程式(2-27)代入方程式(2-25)得到磁場的比爾沙法定律，即：

$$\vec{H} = \frac{1}{4\pi} \int_V \frac{\vec{J}(\vec{r}') \times \vec{i}_{rr'}}{|\vec{r} - \vec{r}'|^2} dv' \quad (2-28)$$

在接下來的文章，我們將會利用比爾沙法定律來證明磁場之許多特性，舉例來說，由圓柱形的或矩形的電磁體所產生之磁場。

2.4 電磁鐵造成磁場

2.4.1 圓柱形電磁鐵之磁場

圓柱形電磁鐵如圖 2-5 所示的軸長為 h_1 、內徑為 r_1 與外徑為 r_2 。使電流 I_{cyl} 以同方向穿過每一電匝，此章節比爾沙法定律將被用來延展推導出在空間任一點的磁場 \vec{H}_{cyl} 。

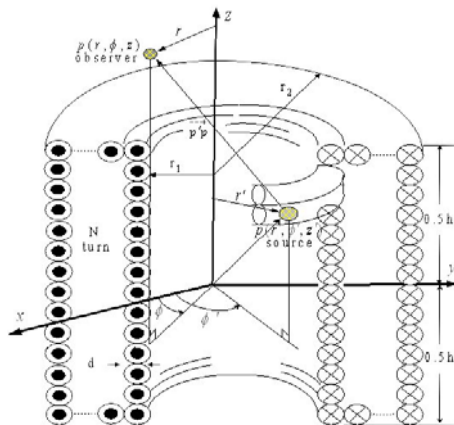


圖 2-5 一個由 N 匝電匝均勻地纏繞的圓柱電磁體長度約為 h_1 ，每一匝承載電流為 I_{cyl} ，而且以向量為觀察座標 \vec{r}

根據圖 2-5 所示在圓柱座標的原始體積可以 $dv' = r' d\phi' dr' dz'$ 之形式表達。我們假定電線均勻地纏繞在圓柱電磁體上，因此當螺旋管的外徑等於 r_2 以及內徑等於 r_1 時，通過螺旋管上的電流強度可被近似為：

$$\bar{\mathbf{J}} \cong \bar{\mathbf{e}}_{\phi'} \frac{NI_{cyl}}{(r_2 - r_1)h_1} \quad (2-29)$$

藉由比爾沙法定律，由方程式(2-28)對磁場積分可寫成：

$$\bar{\mathbf{H}}_{cyl} = \frac{1}{4\pi} \int_{-h_1/2}^{h_1/2} \int_0^{2\pi} \int_{r_1}^{r_2} \left(\frac{NI_{cyl}}{(r_2 - r_1)h_1} \right) \frac{(\bar{\mathbf{e}}_{\phi'} \times \bar{\mathbf{e}}_{\rho\rho'})}{|\bar{\mathbf{P}} - \bar{\mathbf{P}}'|^2} r' dr' d\phi' dz' \quad (2-30)$$

我們可以將方程式(2-30)的兩項相乘積重新表達如下：

$$\bar{\mathbf{H}}_{cyl} = \left\{ \frac{1}{4\pi} \int_{-h_1/2}^{h_1/2} \int_0^{2\pi} \int_{r_1}^{r_2} \left(\frac{N}{(r_2 - r_1)h_1} \right) \frac{(\bar{\mathbf{e}}_{\phi'} \times \bar{\mathbf{e}}_{\rho\rho'})}{|\bar{\mathbf{P}} - \bar{\mathbf{P}}'|^2} r' dr' d\phi' dz' \right\} I_{cyl} \quad (2-31)$$

而後我們不難發現在方程式(2-31)等號右邊第一項可被視為一個與電磁體有關的觀測器位移之非線性函數。二者擇一我們將方程式(2-31)重寫為下式：

$$\bar{\mathbf{H}}_{cyl} = \bar{\mathbf{H}}_{cyl}(x, y, z, I) = \bar{\mathbf{h}}_{cyl}(x, y, z) I_{cyl} \quad (2-32)$$

其中 $\bar{\mathbf{h}}_{cyl}(x, y, z)$ 為方程式(2-31)等號右邊第一項之上述的非線性函數。

除此之外，如果將 $\bar{\mathbf{h}}_{cyl}(x, y, z)$ 定義為

$[\bar{h}_{cylx}(x, y, z), \bar{h}_{cylcy}(x, y, z), \bar{h}_{cylz}(x, y, z)]^T$ 然後方程式(2-32)可被表示為：

$$\bar{\mathbf{H}}_{cyl} = [\bar{h}_{cyl,x}(x, y, z)I_{cyl}, \bar{h}_{cyl,y}(x, y, z)I_{cyl}, \bar{h}_{cyl,z}(x, y, z)I_{cyl}]^T \quad (2-33)$$

2.5 磁場由於載電流直導線

根據安培電流定律，磁場強度 $\bar{\mathbf{H}}$ 由自由電流密度 $\bar{\mathbf{J}}_f$ 和位移電流密度 $\partial\bar{\mathbf{D}}/\partial t$ 一起提供。但是在半靜電的狀態(quasi-static state)下， $\partial\bar{\mathbf{D}}/\partial t$ 遠小於 $\bar{\mathbf{J}}_f$

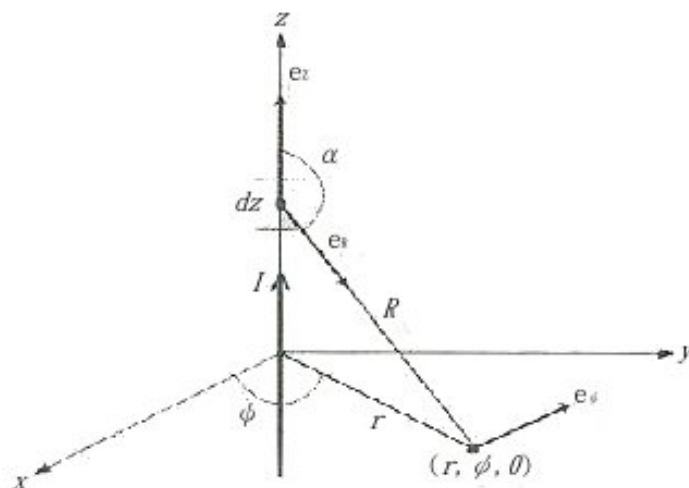
項。這表示實際電流原比位移電流源重要的多。

忽略位移電流密度和假設磁通量密度 $\vec{B} = \mu_0 \vec{H}$ ，我們考慮在 x - y 平面上一點特別以圓柱座標具體描述，如圖 2-6 所示。而後在點 $(r, \phi, 0)$ 之磁通量的解可以藉由考慮導線在點 $(0, 0, z)$ 上一段微小長度 dz 及使用疊加所獲得。應用比爾沙法定律於方程式(2-28)，我們可以因為在點 $(0, 0, z)$ 上的電流 $I dz \vec{e}_z$ 而得到在點 $(r, \phi, 0)$ 磁通量密度如：

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I dz \vec{e}_z \times \vec{e}_R}{R^2} = \frac{\mu_0 I r dz}{4\pi (z^2 + r^2)^{3/2}} \vec{e}_\phi \quad (2-34)$$

如果在乘載電流的直電線上長度為 l_1 ，由於電線的磁通量密度可以被給定為：

$$\begin{aligned} \vec{B} &= \int_{-l_1/2}^{l_1/2} d\vec{B} = \int_{-l_1/2}^{l_1/2} \frac{\mu_0 I r}{4\pi (z^2 + r^2)^{3/2}} dz \vec{e}_\phi \\ &= \frac{\mu_0 I r}{4\pi} \left[\frac{z}{r^2 \sqrt{z^2 + r^2}} \right]_{z=-l_1/2}^{l_1/2} \vec{e}_\phi \\ &= \frac{\mu_0 I}{2\pi r} \frac{l_1}{\sqrt{l_1^2 + 4r^2}} \vec{e}_\phi \end{aligned} \quad (2-35)$$

圖 2-6 由承載電流直電線所產生的磁通量 \vec{B}

假設在承載電流的直線上之長度 l_1 比從觀測點到原點的距離 r 還大的多，然後磁通量密度 \vec{B} 可以近似為：

$$\vec{B} \cong \frac{\mu_0 I}{2\pi r} \vec{e}_\phi \quad (2-36)$$

其中 \vec{e}_ϕ 遵守右手守則， $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ 為任意空間中的導磁率，以及 I 為穿過導線之電流強度。磁通量可以利用卡氏座標重新表示如下：

$$\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \left(\frac{-y}{x^2 + y^2} \hat{i} + \frac{x}{x^2 + y^2} \hat{j} \right) \quad (2-37)$$

其中 \hat{i} 與 \hat{j} 為卡氏座標之單位向量。

2.6 永久磁鐵

在目前所熟知眾多磁性體材料中，僅有鐵磁性及陶鐵磁性的材料才擁有較強磁性能。因此，具有工業實用價值的永久磁石都為上述二大類。具有鐵磁性及陶鐵磁性的物質都會有磁滯曲線(Hysteresis Loop)的產生。而磁滯曲線形狀及大小即關係著磁石材料的優與劣。

一般磁性體材料的磁滯曲線有二種圖型：一為 B-H 曲線，另一為 M-H 曲線，如圖 2-7 所示。磁化曲線一般來說是非線性的，由曲線上可看出 2 個特點，磁飽和現象及磁滯現象。即當磁場強度 H 足夠大時，磁化強度 M 達到一個確定的飽和值 M_s ，繼續增大 H ， M_s 保持不變；以及當材料的 M 值達到飽和後，外磁場 H 降低為零時， M 並不恢復為零，而是沿 $M_s M_r$ 曲線變化。材料的工作狀態相當於 M-H 曲線或 B-H 曲線上的某一點，該點常稱為工作點。

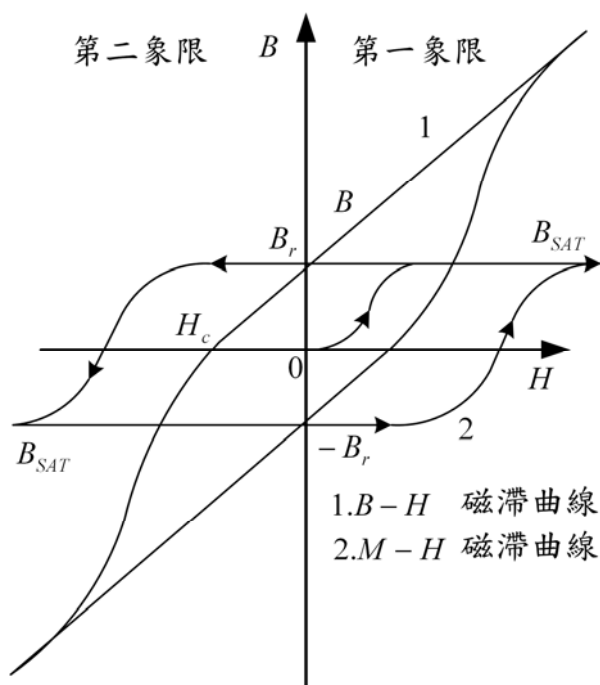


圖 2-7 永久磁石之磁滯曲線圖

磁性材料的常用磁性能參數，飽和磁感應強度 B_s ，其大小取決於材料

的成分，它所對應的物理狀態是材料內部的磁化量整齊排列。剩餘磁感應強度 B_r ，是磁滯迴線上的特徵參數， H 回到 0 時的 B 值。矩形比： B_r/B_s 矯頑力 H_c ，是表示材料磁化難易程度的量，取決於材料的成分及缺陷(雜質、應力等)。磁導率 μ ：是磁滯迴線上任何點所對應的 B 與 H 的比值，與物件工作狀態密切相關[21]。

硬磁材料在做過磁化處理後，磁性不易消失，可用來做為永久磁鐵使用，目前工業應用上最普遍的永久磁鐵材質包括鋁鎳鈷磁鐵(AlNiCo)、鐵氧磁鐵(Ferrite)、鈰鈷磁鐵(SmCo)及釹鐵硼磁鐵(NdFeB)。圖 2-8 為永久磁鐵磁積(Magnetic Energy Product)的發展史及各類永久磁石的特性表 2-1 與優缺點比較表 2-2。

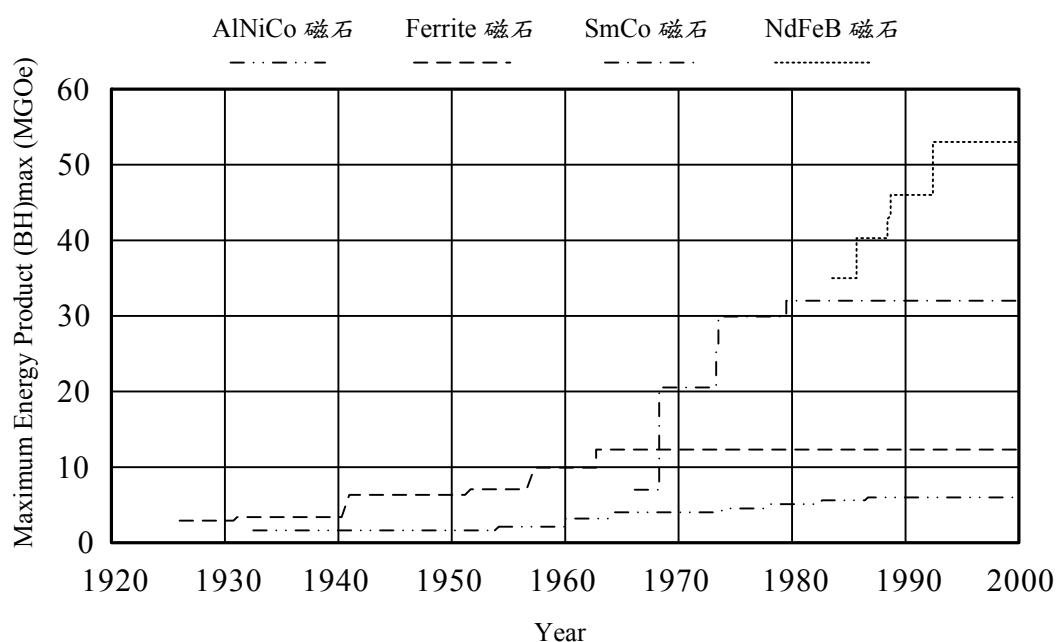


圖 2-8 永久磁鐵的磁積發展史

釹鐵硼是第三代稀土永久磁石，在 1984 年，釹鐵硼磁鐵被美國通用和日本住友特殊金屬公司同時開發出來，並註冊了專利。釹鐵硼磁石自誕生時，磁能積便已達到 35 MGoe，當時一般氧化系的磁石其磁能積能才約為 5 MGoe。此後釹鐵硼磁石一直保有磁能積最強的稱號，直至今日仍尚未出

現可與之取代的新硬磁材料。目前工業量產可獲得的釹鐵硼磁鐵最高磁能積高達 52-55 MGoe，已達其理論最高磁能積 64 MGoe 的 84%。

釹鐵硼永磁材料是以金屬間化合物 $Nd_2Fe_{14}B$ 為基礎的永磁材料。釹鐵硼的優點是性能價格比高，具良好的機械特性；不足之處在於居禮溫度 (Curie Temperature) 點較低，溫度特性差，且易於粉化腐蝕，必須通過調整其化學成分，和採取表面處理方法使之得以改進機械能，方能達到實際應用的要求。

表 2-1 永久磁鐵的特性

Property	Unit	AlNiCo	Ferrite		Rare Earth			
		AlNiCo Magnet	Sintered Ferrite Magnet	Bonded Ferrite Magnet	Sintered SmCo Magnet	Bonded SmCo Magnet	Sintered NdFeB Magnet	Bonded NdFeB Magnet
Residual Induction (Br)	kG	11.5	4.4	3.1	11.6	8.5	14.2	7.3
Coercive Force (bHc)	kOe	1.6	2.8	2.4	10.1	7.6	11.7	5.7
Intrinsic Coercivity (iHc)	kOe	1.7	3.5	3.0	>5.3	11	>11	9
Maximum Energy Product (BH)max	MGOe	11	4.6	2.2	32	17	48	11
Temperature Coefficient α (Br)	%/K	-0.02	-0.18	-0.18	-0.03	-0.03	-0.11	-0.10
Temperature Coefficient β (iHc)	%/K	~0	+0.4	+0.4	-0.2	-0.2	-0.6	-0.4
Curie Temperature Tc	°C	845	460	460	795	795	335	335
Flexure Strength	Kgf/m m	28	13	6	12		25	
Density	g/cm	7.3	5.0	3.6	8.4	7.0	7.5	6.0
Hardness Hv		650	530		550	80-120	600	80-120
Electrical Resistivity	$\mu\Omega \cdot \text{cm}$	60	>10 ¹⁰		80	44000	150	26000

(Data from Spin Technology Corp. in Taiwan)

表 2-2 永久磁鐵的優缺點比較

	優點	缺點
鋁鎳鈷磁鐵 AlNiCo	殘留感應磁力 B_r 高 溫度係數最滴低	矯頑磁力 iH_c 極低，易退磁 主原料中鈷及鎳價格不穩定
鐵氧燒結磁鐵 Ferrite Sintered	主要原料豐富，價格最低廉 化學安定優異，不需表面處理	磁性能較差 溫度係數偏高
鈹鈷燒結磁鐵 SmCo Sintered	磁性能優異 溫度穩定性佳 不需表面處理	主要原料鈹及鈷價格高昂 機械強度低，加工不易
釹鐵硼燒結磁鐵 NdFeB Sintered	磁性能最優異 主要原料較鈹鈷磁鐵低 機械強度較鈹鈷磁鐵高	溫度穩定性較差 易氧化需表面處理
釹鐵硼粘結磁鐵 NdFeB Bonded	形狀自由度高 尺度精度高 可製成軟性磁鐵 可與其他零件一體成形	磁性能較燒結磁鐵低

相對於一般鑄造鋁鎳鈷磁鐵系永磁材料和鐵氧體永磁材料，釹鐵硼具有極高的磁能積和矯頑磁力，可吸起相當於自身質量的 640 倍的物體。高磁通能量密度的優點使釹鐵硼永磁材料在現代工業和電子技術中獲得了廣泛應用，從而使儀器儀表、電聲電機、磁選磁化等設備的小型化、輕量化、薄型化成為可能。且造型尺度可依需求自行設計，所以相當適合本研究開發出輕巧、長行程與高輸出力的定位平台的目標，表 2-3 為本研究採用之釹鐵硼磁鐵各項規格。

表 2-3 釹鐵硼磁鐵規格

Specifications	NdFeB
Remanence (T)	1.29
Coercivity (kA/m)	990
Maximum energy product (kJ/m^3)	320
Density (g/cm^3)	7.49
Curie temperature ($^{\circ}C$)	310
Resistivity ($\mu\Omega m$)	6

第三章 系統組成設計與配置

本章節將依據第二章理論基礎，發展其本研究目的所需之定位平台架構，其中包含有運動平台設計、致動器設計與感測器量測架設...等。

3.1 設計流程規劃

本論文之研究目的為達成長行程(厘米等級)之機構設計，並且依據第二章之電磁推力原理設計電磁致動器裝置，而配合定位平台之機構設計達成長行程二自由度之要求。其本研究定位平台設計結果預計達成下列各項條件：

- 1.高定位精度
- 2.快速響應
- 3.結構輕巧簡易
- 4.適用於無塵室
- 5.低建構成本

3.2 電磁式致動器

3.2.1 音圈馬達

音圈馬達原本是被應用於擴音喇叭中，自從 IBM 公司將它運用於磁碟機讀寫臂的致動裝置之後，其運用範圍也逐漸多樣，至今已經在要求嚴格的伺服控制系統上被廣泛地應用。音圈馬達可歸類於線性直流馬達 (Linear Direct-current Motor, LDM)的一種，利用永久磁鐵與場磁鐵繞線的組合，能夠產生與流經場磁鐵繞線的電流成正比的直線推力，故音圈馬達也算是一種可供線性推力的馬達，其音圈馬達具有下列幾項特性：

1. 採用直接驅動的方式，構造簡單、保養容易
2. 不需要配合傳動機構，電能轉換成機械能的效率高
3. 可以提供直線推力與高加速度
4. 電子時間常數與機械時間常數較低
5. 響應速度快，適合高頻率的運動
6. 能夠設計固定的行程
7. 低噪音、低振動、無摩擦、無磁滯現象

不過由於上述這些平穩且易於控制的特點，使得音圈馬達比普通利用旋轉馬達轉換機械能來得優越，可以適用於位置、速度、推力等伺服控制模式，同時因為不受背隙與摩擦問題的影響，可得較高精度的定位能力，行程通常亦可達到釐米(mm)等級[22]。

3.2.2 電磁式致動器設計

如圖 3-1 所示，此定位機構之構造由兩個主動式的線圈與一個兩端鑲上鈷鐵硼磁鐵(NdFeB)之被動式移動平台與線性滑軌組成。其驅動原理是利用電磁線圈與永久磁鐵間所產生之相互作用力，藉由調整輸入電磁線圈之電流，而產生不同之磁推力，來改變運動平台之位置。由於鋁合金材料的導磁係數與空氣幾乎相同，因此平台之材料皆以鋁合金為主，使其不會對磁場產生干擾的現象，並且使平台有輕量化之效果。

此外，當永久磁鐵移動到線圈中心時，其線圈中心兩側所受到的磁力將會互相抵銷，永久磁鐵會被吸附到線圈中間這個平面上，線圈的中心特性極似一『磁力井』。故要在此一平面拉動永久磁鐵時，需要不小之推力[23]。因此如圖 3-1 所示，本研究之定位平台採用左右兩端各一之主動式

線圈，其中 x 軸主動線圈其形狀為長方體， y 軸主動線圈形狀為圓柱體，而 x - y 軸之主動線圈長度各為 50mm。線圈長度設定為 50mm 之原因為本研究設計之定位平台其行程為 50x50 mm，因此兩端之電磁式致動器各負責平台移動之一半推力，若當有任何一端永久磁鐵移動到主動線圈之中心『磁力井』部位，另一端永久磁鐵因機構設計之因素會落在主動線圈之端面上，此時此端電磁式致動器為最大推力，因此此端電磁式致動器將有足夠之推力能夠帶動移動平台，並且將另一端電磁式致動器的永久磁鐵帶離『磁力井』之位置。 x 軸之主動線圈如圖 3-2 所示。 y 軸之主動線圈如圖 3-3 所示。

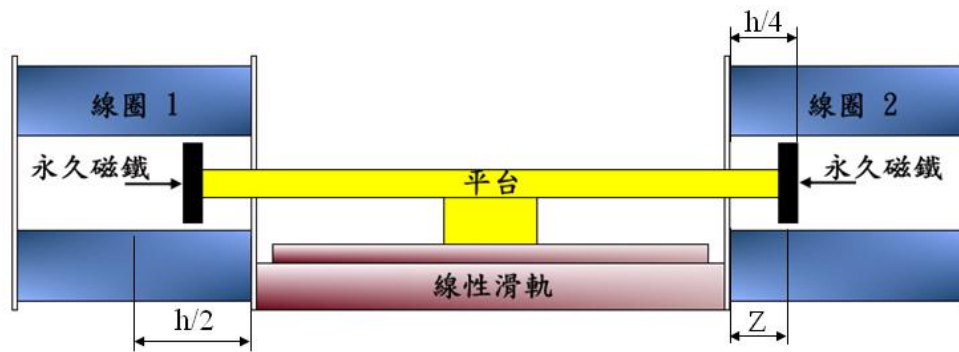


圖 3-1 電磁推力致動器示意圖

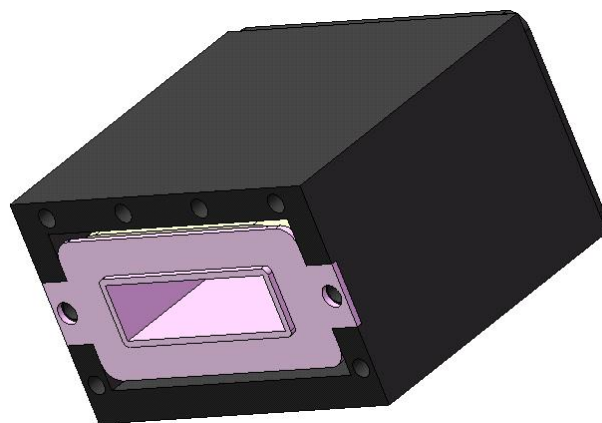


圖 3-2 x 軸主動線圈示意圖

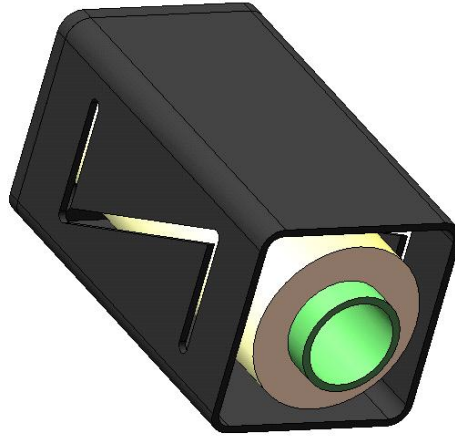


圖 3-3 y 軸主動線圈示意圖

根據章節 2.1 與 2.2 羅倫茲原理(Lorentz's principle)與電位向量原理電磁式致動器之磁通密度與磁場強度之關係式可以定義如下：

$$B(z, I) = \mu_0 H(z, I) \quad (3-1)$$

其中 μ_0 為真空導磁係數(Permeability in Vacuum)且其值為 $4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}^2$ ， I 為輸入主動線圈之電流， z 為磁鐵中心線至主動線圈之端面。且根據羅倫茲原理(Lorentz's principle)，可知於無窮小之電流迴路中其磁力方程式如下：

$$F(z, I) = (m \cdot \nabla) B(z, I) \quad (3-2)$$

其中 m 為無窮小之電流迴路之雙極力矩(dipole moment)。然而實際上要由方程式(3-2)求得推力、線圈電流與磁鐵位移之解析解實屬不易，所以我們採用負載感測器(load cell sensor)來量測推力、線圈電流與磁鐵位移之關係，首先我們先定義 $z = 0 \text{ mm}$ 時，磁鐵在主動線圈之端面位置，而 $z = 25 \text{ mm}$ 時，磁鐵在主動線圈之中心位置，故設定量測之範圍介於 0 mm 至 25 mm 之間。 x 軸之推力、線圈電流與磁鐵位移三者實際量測關係如圖 3-4 所示。 y 軸之推力、線圈電流與磁鐵位移三者實際量測關係如圖 3-5 所示。

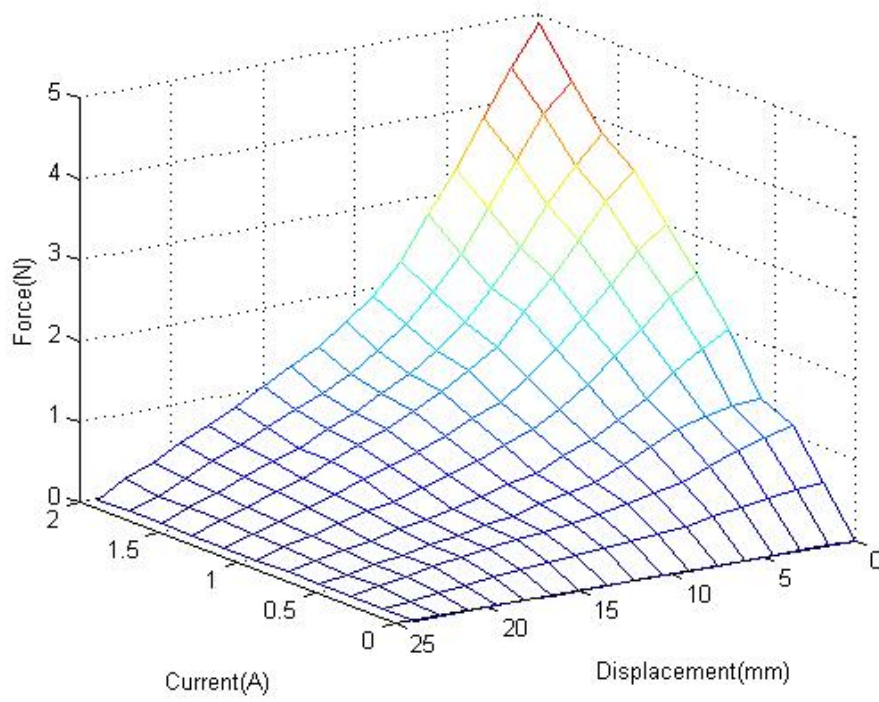


圖 3-4 x 軸推力、電流、位移關係圖

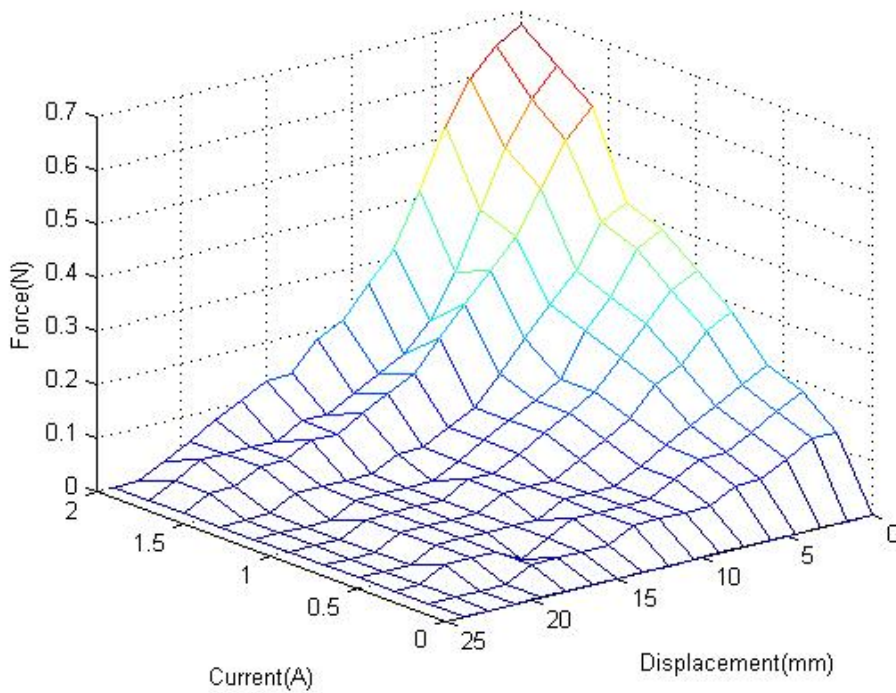


圖 3-5 y 軸推力、電流、位移關係圖

根據以上之電磁力特性分析，可將本研究之定位平台兩端電磁式致動器推力關係展示如圖 3-6 所示。本研究之定位平台致動器每軸各二個電磁式致動器作為定位控制之搭配，並且經過機構設計而達成二個自由度運動目標之定位平台。

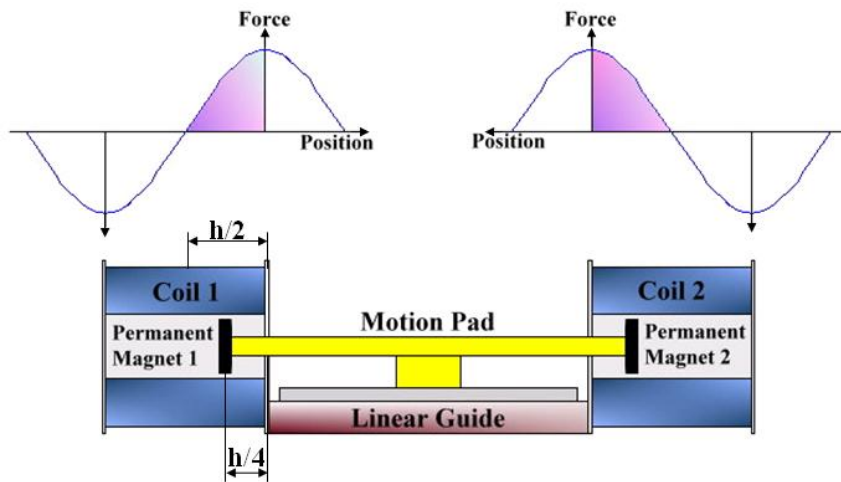


圖 3-6 電磁致動器推力示意圖

3.3 x-y 軸定位平台設計

本研究的目標是希望建立一能夠在固定行程的運動範圍內，提供高精度的定位能力之定位系統。本研究為了去除導螺桿所產生之背隙問題 (backlash)、雙層複式驅動平台之控制困難與線性馬達漣波效應 (ripple effect) 使平台運行不平滑之問題等等缺點，所以採用四組類音圈馬達之電磁驅動裝置直接驅動，定位過程中可直接將誤差縮小至零，無須第二階段的微調定位來補償誤差以增加控制之複雜度。

在設計定位平台必須注意幾個重點，第一為行程範圍必須達到所設定之厘米 (cm) 等級，第二為必須提昇系統剛性與第一自然共振頻率，同時大量減少平台可移動部份之體積與質量。因此為了有效利用驅動設備推力且滿足長行程之條件，在此選擇質量較輕、加工容易之鋁合金材料作為平台

之材料。

3.3.1 x 軸定位平台設計

本研究設計之 x 軸定位平台，採用雙電磁式致動器與上銀科技之小型線性滑軌二個，而滑軌型號採用 MGN 系列之滑軌，且其有以下幾點之優點：

1. 體積小、輕量化，特別適合小型化設備使用。
2. 滑塊、滑軌材質為不鏽鋼材質具有防鏽特性。
3. 採用哥德型四點接觸設計，可承受各方向負荷，具備剛性強，精度高等特性。
4. 有鋼珠保持器設計，在精度允許下具備互換性。

而 MGN 型線性滑軌結構示意圖如圖 3-7 所示。 x 軸定位平台整體設計如圖 3-8 所示。線性滑軌之配置採用平行式配置。平台組裝採用千分表進行校正組裝。

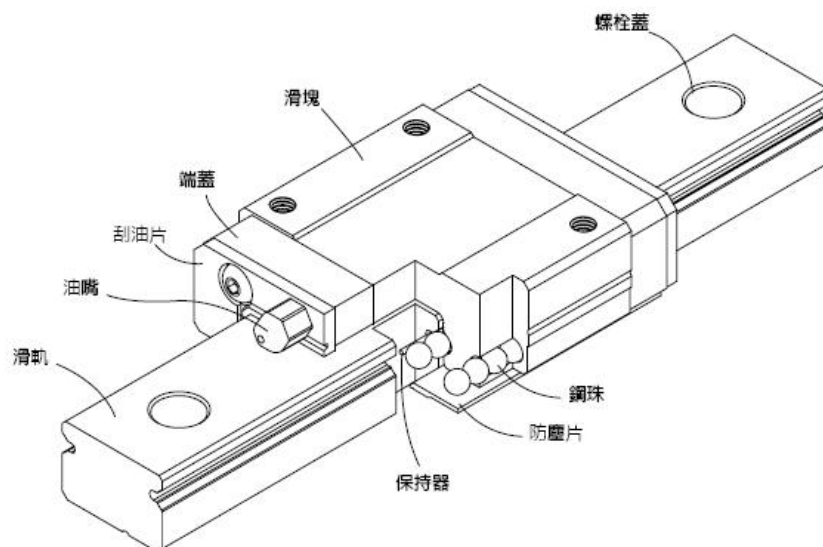
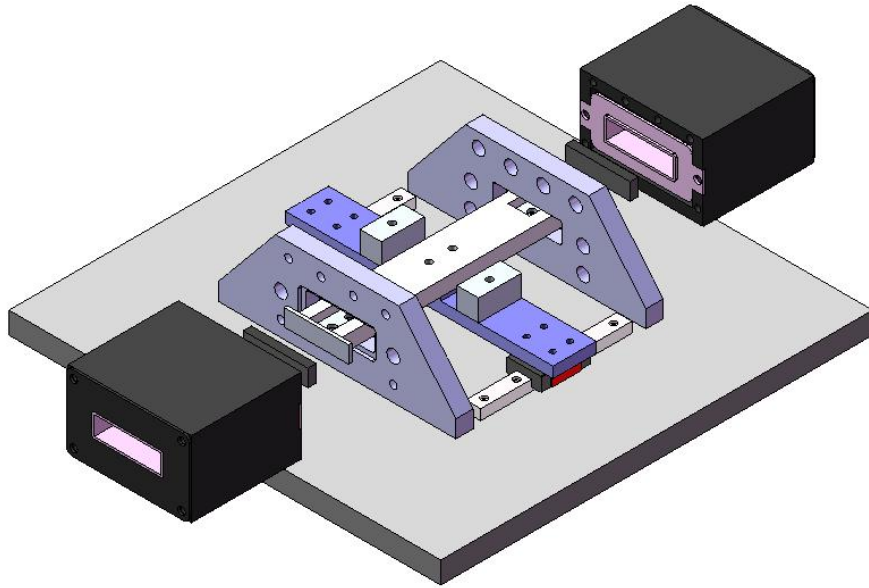


圖 3-7 MGN 型線性滑軌結構示意圖[24]

圖 3-8 x 軸定位平台架構圖

3.3.2 y 軸定位平台設計

本研究設計之 y 軸定位平台，採用雙電磁式致動器與上銀科技之小型線性滑軌一個，而滑軌型號採用 MGW 系列之滑軌，且其有以下幾點之優點：

1. 加寬滑軌之設計大幅提昇力矩負荷能力，可單軸使用。
2. 哥德型四點接觸設計，可承受各種方向之負荷並具有高剛性之特點。
3. 滑塊裝有微小型保持鋼絲，取下滑塊鋼珠也不會脫落。
4. 滑軌、滑塊及所有金屬配件均採用不鏽鋼材質，具抗腐蝕之特性。

而 MGW 型線性滑軌結構示意圖如圖 3-9 所示。 x 軸定位平台整體設計如圖 3-10 所示。線性滑軌之配置採用單一配置。平台組裝採用千分表進行校正組裝。

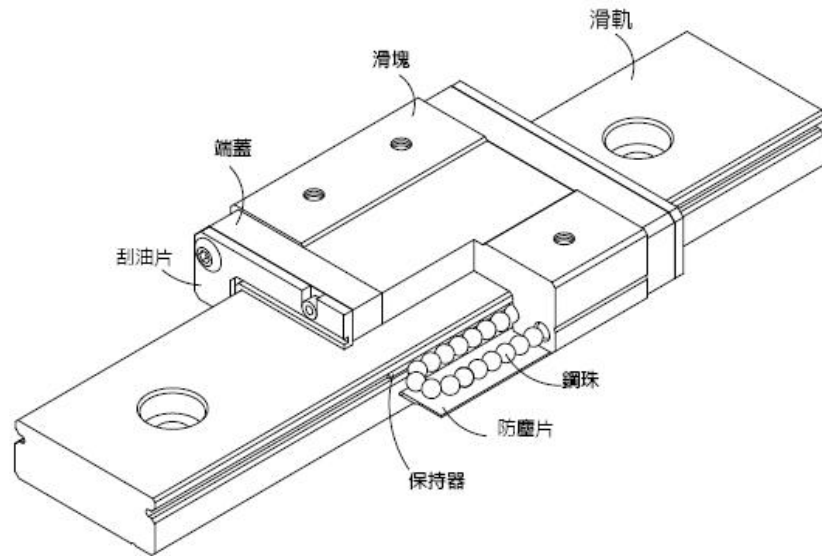


圖 3-9 MGW 型線性滑軌結構示意圖[24]

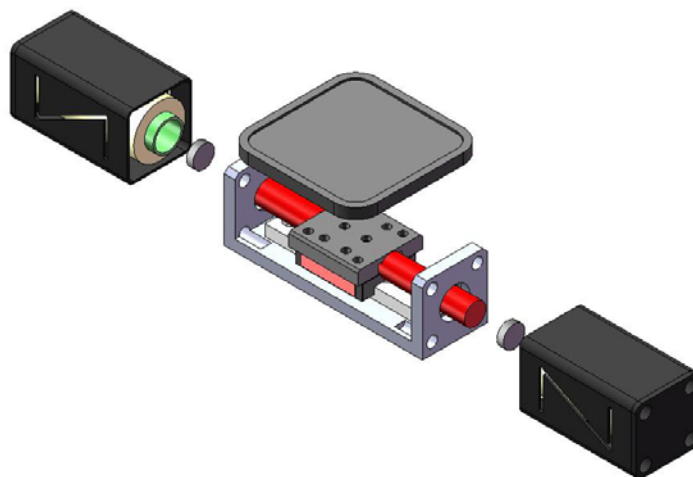


圖 3-10 y 軸定位平台結構示意圖

3.4 量測系統

感測器是採用二組由本實驗室自備之高精度雷射變位計作為平台位置訊號之回授，其為確保定位平台在運動過程中， x 軸與 y 軸之位置是否有到達指定位置，故感測器擺設位置架構圖如圖 3-11 所示。 x 軸平台中心位置架設一個感測器以量測 x 軸平台位移。 y 軸平台中心位置也架設一個感測器以量測 y 軸平台位移。因此即可量測出平台平面運動之軌跡並且即

時回授做位移控制。

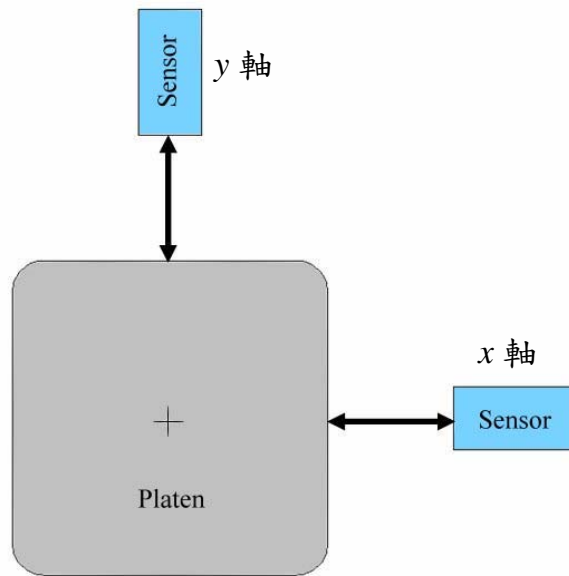


圖 3-11 感測器擺放位置頂視圖

3.5 定位平台整體架構

經由上述章節的原理，我們設計之雙軸定位平台如圖 3-12 所示，平台架構簡單輕巧為一 200mm x 200mm x 60mm 大小的平台，相當符合原始設計理念。其中平台可分為二大部分：一為 x 軸定位平台，包含雙電磁式致動器與二個線性滑軌，主動線圈固定於機架上，而永久磁鐵則固定於移動平台之上以達到減輕平台之要求。二為 y 軸定位平台，也包含了雙電磁式致動器，但是線性滑軌則採用單一式配置，且因 y 軸定位平台之平台重量較輕，所以特地將主動線圈改小以減小平台重量與尺寸。而 x 軸定位平台剖視圖如圖 3-13 所示， y 軸定位平台剖視圖如圖 3-14 所示。此雙軸定位平台系統的特色包含了：

1. 利用類音圈馬達產生之推斥力來使平台驅動。
2. 架構簡單，且設計行程可達 50 cm × 50 cm。

3. 為雙軸 XY 定位平台，且定位速度可達 10mm/s 。
4. x-y 軸定位平台配置成本低廉。

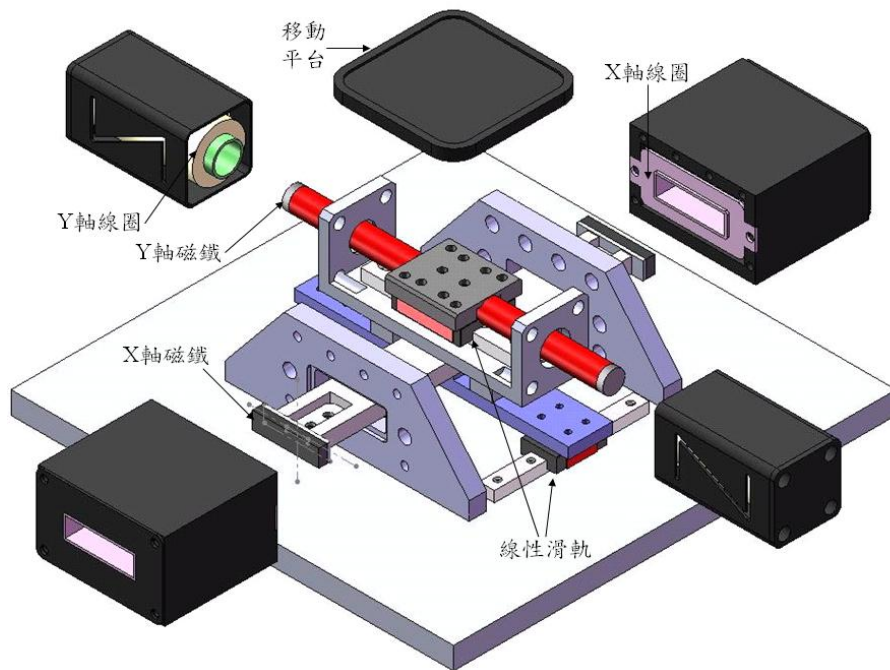


圖 3-12 定位平台外觀圖

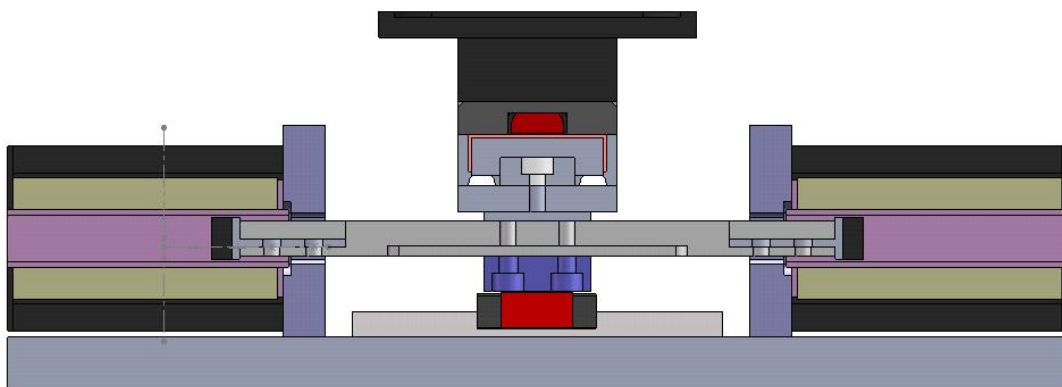


圖 3-13 x 軸定位平台剖視圖

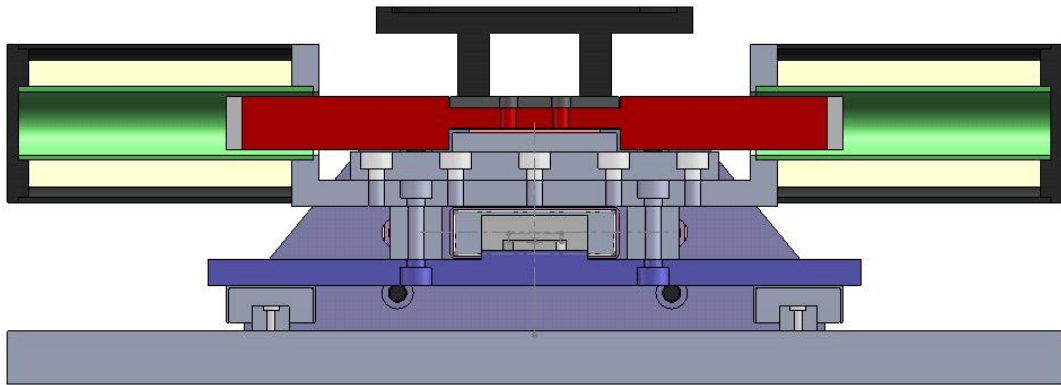


圖 3-14 y 軸定位平台剖視圖

第四章 系統模型推導

根據前面章節對於系統之描述與基本原理之推導後，在此章節我們將建立系統之動態模型，以數學方程式來描述系統之作動行為。圖 4-1 為本研究的系統方塊圖，此系統分為軟體及硬體兩大部分。在此章節我們將會在受控體(plant)部份運用牛頓運動定律推導定位平台之運動方程式。而軟體部份中之量測為配合章節 3.4 所述，將量測到之數值轉換為平台實際位移之值。而控制器(controller)將於第五章討論之。

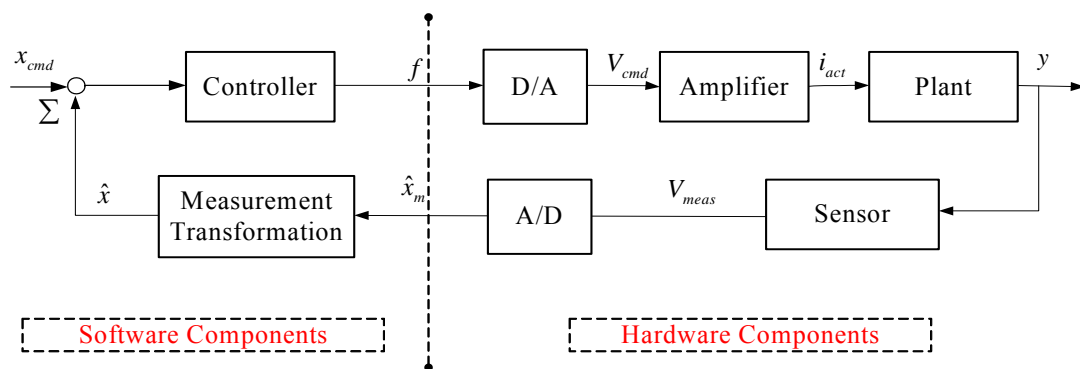


圖 4-1 系統方塊圖

4.1 力量描述與分配

4.1.1 電磁推力致動器之推力特徵

在第二章時，我們針對磁推力之基本原理做了探討，因此此章節首先我們必須先對永久磁鐵與主動線圈所產生推力之特徵進一步分析，在第三章節介紹過之電磁推力致動器，分別為 x 軸與 y 軸各軸兩邊各有二個電磁推力致動器，而 x 軸之電磁推力致動器其主動線圈設定之形狀為長方體之形狀。 y 軸之電磁推力致動器其主動線圈設定之形狀為圓柱體之形狀。但是不管 x 軸與 y 軸形狀是否不同，皆可用以下之方程式表示之，其電磁推力致動器之致動示意圖如圖 4-2 所示。

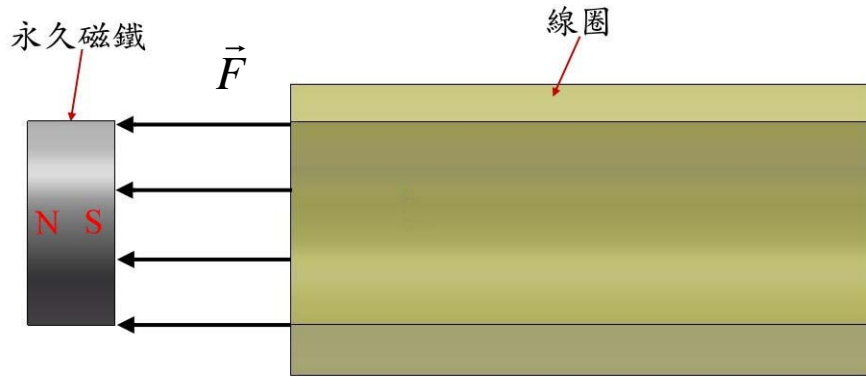


圖 4-2 電磁推力致動器之致動示意圖

磁推力方程式可重新寫成如下形式：

$$\vec{F} = (\vec{m} \cdot \nabla) \vec{B} \quad (4-1)$$

其中 \vec{F} 為永久磁鐵與線圈所產生之推力而其表示為 $\vec{F} \equiv [F_x \ F_y \ F_z]^T$

且 $\vec{m} \equiv [m_x \ m_y \ m_z]^T$ ，將(2-9)代入式(4-1)並且根據卡氏座標將其三軸分開

其式如下：

$$\begin{aligned} F_x &= \mu_0 \vec{m} \cdot \nabla H_x \\ F_y &= \mu_0 \vec{m} \cdot \nabla H_y \\ F_z &= \mu_0 \vec{m} \cdot \nabla H_z \end{aligned} \quad (4-2)$$

將式(4-2)梯度展開其式如下：

$$\begin{aligned} F_x &= \mu_0 m_x \left(\frac{\partial H_x}{\partial x} \right) + \mu_0 m_y \left(\frac{\partial H_x}{\partial y} \right) + \mu_0 m_z \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} \right) \\ F_y &= \mu_0 m_x \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} \right) + \mu_0 m_y \left(\frac{\partial H_y}{\partial y} \right) + \mu_0 m_z \left(\frac{\partial H_y}{\partial z} \right) \\ F_z &= \mu_0 m_x \left(\frac{\partial H_z}{\partial x} \right) + \mu_0 m_y \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} \right) + \mu_0 m_z \left(\frac{\partial H_z}{\partial z} \right) \end{aligned} \quad (4-3)$$

根據式(2-33)代入式(4-3)可重新表示為：

$$\begin{aligned}
F_x &= \left[\mu_0 m_x \left(\frac{\partial h_{cyl,x}}{\partial x} \right) + \mu_0 m_y \left(\frac{\partial h_{cyl,x}}{\partial y} \right) + \mu_0 m_z \left(\frac{\partial h_{cyl,x}}{\partial z} \right) \right] \cdot I_{cyl} \\
F_y &= \left[\mu_0 m_x \left(\frac{\partial h_{cyl,y}}{\partial x} \right) + \mu_0 m_y \left(\frac{\partial h_{cyl,y}}{\partial y} \right) + \mu_0 m_z \left(\frac{\partial h_{cyl,y}}{\partial z} \right) \right] \cdot I_{cyl} \\
F_z &= \left[\mu_0 m_x \left(\frac{\partial h_{cyl,z}}{\partial x} \right) + \mu_0 m_y \left(\frac{\partial h_{cyl,z}}{\partial y} \right) + \mu_0 m_z \left(\frac{\partial h_{cyl,z}}{\partial z} \right) \right] \cdot I_{cyl}
\end{aligned} \tag{4-4}$$

因此磁通密度 \vec{B} 可表示為 $\vec{B} \equiv [B_x \ B_y \ B_z]^T = [b_x \ b_y \ b_z]^T \cdot I$ 。

磁推力致動器因受到線性滑軌之位移限制(x 方向)，因此推力方程式 (4-1) 可各自展開為三個方向之推力方程式，如下為：

$$\begin{aligned}
F_x &= \vec{m} \cdot \nabla B_x \\
&= m_x \frac{\partial B_x}{\partial x} + m_y \frac{\partial B_x}{\partial y} + m_z \frac{\partial B_x}{\partial z} \\
&= m_x \frac{\partial B_x}{\partial x}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
F_y &= \vec{m} \cdot \nabla B_y \\
&= m_x \frac{\partial B_y}{\partial x} + m_y \frac{\partial B_y}{\partial y} + m_z \frac{\partial B_y}{\partial z} \\
&= m_x \frac{\partial B_y}{\partial x} \approx 0
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
F_z &= \vec{m} \cdot \nabla B_z \\
&= m_x \frac{\partial B_z}{\partial x} + m_y \frac{\partial B_z}{\partial y} + m_z \frac{\partial B_z}{\partial z} \\
&= m_x \frac{\partial B_z}{\partial x} \approx 0
\end{aligned}$$

(4-5)

並且可將式子重新表示為：

$$\vec{F} \approx [F_x \ 0 \ 0]^T \tag{4-6}$$

其中 $F_x = m_x \frac{\partial B_x}{\partial x} = m_x \frac{\partial b_x}{\partial x} \cdot I \cong K(x, y, z) \cdot I$ ，而 $K(x, y, z)$ 為一非線性位移函數。而實際磁推力之量測如第三章圖 3-4、圖 3-5 所示。且磁推力致動器因受到線性滑軌之位移限制(x 方向)，因此方程式(4-6)可重新表示為：

$$\vec{F} \approx \vec{K}(x) \cdot I \quad (4-7)$$

4.1.2 推力之分配

此節我們將分別介紹 x 軸與 y 軸之推力組成，而 x 軸推力組成如圖 4-3 所示， y 軸推力組成如圖 4-4 所示。由圖 4-3 可知 x 軸之推力由 F_{x1} 與 F_{x2} 合力所組成。由圖 4-4 可知 y 軸之推力由 F_{y1} 與 F_{y2} 合力所組成。

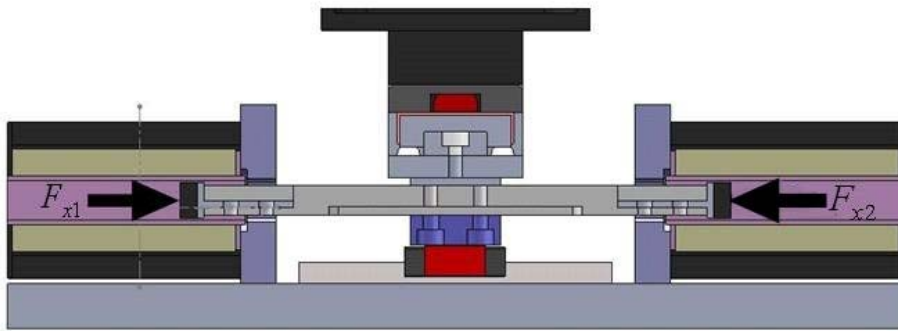


圖 4-3 x 軸電磁推力致動器推力組成圖

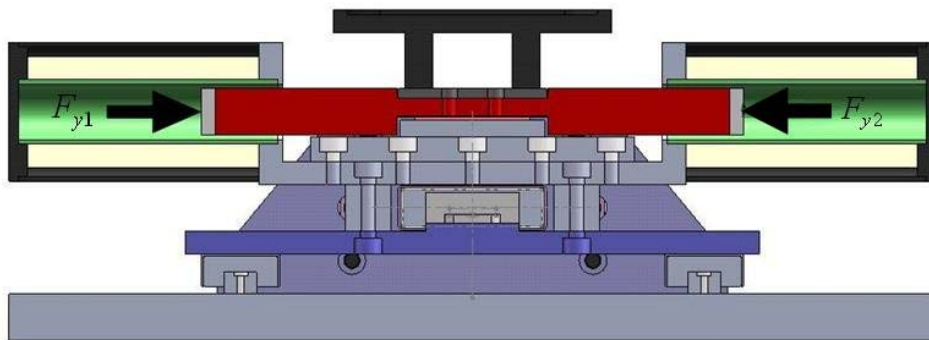


圖 4-4 y 軸電磁推力致動器推力組成圖

因此我們可由圖 4-3 與圖 4-4 所表示之電磁推力將推力方程式以下列

之矩陣形式表示之：

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{x1} \\ F_{x2} \\ F_{y1} \\ F_{y2} \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

根據圖 3-1 我們可將 F_{x1} 、 F_{x2} 、 F_{y1} 、 F_{y2} 線性化且拆開分別表示為下式，以利方便下一節之動態方程式推導。

$$\begin{cases} F_{x1} = K_I I_1 \left(\frac{h}{4} + x \right) \\ F_{x2} = K_I I_2 \left(\frac{h}{4} - x \right) \\ F_{y1} = K_I I_3 \left(\frac{h}{4} + y \right) \\ F_{y2} = K_I I_4 \left(\frac{h}{4} - y \right) \end{cases} \quad (4-9)$$

4.2 動態方程式

根據前面的敘述我們此節將可推導 x - y 軸定位平台之動態方程式，而此定位平台設計為 2-DOF 之定位平台。因此我們將會得到 x 軸與 y 軸之動態方程式。我們可以將動態方程式表示如下：

$$\begin{aligned} \sum F_x : (M_x + M_y) \ddot{x} &= F_{x1} - F_{x2} + F_{fri_lower} \\ \sum F_y : M_y \ddot{y} &= F_{y1} - F_{y2} + F_{fri_upper} \end{aligned} \quad (4-10)$$

其中 M_x 表示為 x 軸之質量， M_y 表示為 y 軸之質量， x 為 x 軸沿著 x 方向移動之距離， y 為 y 軸沿著 y 方向移動之距離， F_{x1} 、 F_{x2} 、 F_{y1} 與 F_{y2} 分別為 x 軸與 y 軸各左右兩邊之作用力， F_{fri_lower} 為 x 軸受到線性滑軌之摩擦力， F_{fri_upper} 為 y 軸受到線性滑軌之摩擦力。

將式(4-9)代入式(4-10)可得到式(4-11)：

$$\begin{aligned} \sum F_x : (M_x + M_y)\ddot{x} &= K_I I_1 \left(\frac{h}{4} + x\right) - K_I I_2 \left(\frac{h}{4} - x\right) + F_{fri_lower} \\ \sum F_y : M_y \ddot{y} &= K_I I_3 \left(\frac{h}{4} + y\right) - K_I I_4 \left(\frac{h}{4} - y\right) + F_{fri_upper} \end{aligned} \quad (4-11)$$

其中 h 為 x 軸與 y 軸線圈長度(兩者線圈長度相等)， K_I 為推力與電流之關係係數。式(4-11)可進一步推導成：

$$\begin{aligned} \sum F_x : (M_x + M_y)\ddot{x} &= K_i (I_1 + I_2)x + \frac{K_i h}{4} (I_1 - I_2) + F_{fri_lower} \\ \sum F_y : M_y \ddot{y} &= K_i (I_3 + I_4)y + \frac{K_i h}{4} (I_3 - I_4) + F_{fri_upper} \end{aligned} \quad (4-12)$$

接著我們定義式(4-13)

$$\begin{cases} K_I I_1 + K_I I_2 = C_1 \\ K_I I_1 - K_I I_2 = U_x \\ K_I I_3 + K_I I_4 = C_2 \\ K_I I_3 - K_I I_4 = U_y \end{cases} \quad (4-13)$$

其中 C_1 與 C_2 為設定之常數， U_x 與 U_y 為 x 軸與 y 軸之控制輸入。因此我們可將式(4-12)重新表示如下之狀態空間形式：

$$M\ddot{X} = AX + BU + W \quad (4-14)$$

其中

$$M = \begin{bmatrix} M_x + M_y & 0 \\ 0 & M_y \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & C_2 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{h}{4} & 0 \\ 0 & \frac{h}{4} \end{bmatrix}$$

$$U = \begin{bmatrix} U_x \\ U_y \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}$$

$$W = \begin{bmatrix} F_{fri_lower} \\ F_{fri_upper} \end{bmatrix}$$

第五章 控制系統設計

本研究之電磁驅動高精度定位平台為一個 2-DOF 之定位平台，因此我們所需要做的控制分別為 x 軸定位控制與 y 軸定位控制，兩軸同動則可形成 2D 之平面輪廓控制。而選擇好的控制器加入系統中則可以增加系統之追蹤效能與動態穩定性。

就近來對運動平台控制而言，有許多種不同的控制理論應用在定位控制上，包括：PID 控制、適應控制(adaptive control)[25]、最佳化控制(optimal control)[26]、可變結構控制(variable structure control)[27]、強健控制(robust control)[28]與模糊控制(fuzzy control)[29]等等之控制理論，茲將各種控制器之控制模式分述如下：適應控制簡單地定義如下：在系統工作過程中，系統本身能夠不斷檢測參數變化，並且根據參數變化進而改變控制的輸出使系統運行於最佳狀態。故適應控制能夠控制受控裝置與環境的數學模型不是完全確定的系統，其中包含一些未知因素與隨機因素。當實際系統具有內部與外部之不確定性，使用適應控制理論可以估測這些不確定性之參數，而內部不確定性為被控系統的數學模型與參數設計不完全知道，而外部不確定性為無法直接量測之外部干擾，如：負載、溫度、溼度等等環境因素。當控制系統的數學模型參數在小範圍變化時，可用一般的反饋控制、最佳化控制或補償控制等方法來消除或減少參數變化對控制品質的影響。如果控制系統的參數在大範圍變化時，上面這些方法就不能圓滿的解決問題。

模糊控制是模擬人類之思考決策方式來解決問題，並不需要完全知道受控系統之數學描述，對控制者撰寫控制器來說是較容易的。在一些複雜的受控系統中，其特性難以用數學方程式完整描述出來，而且沒有適當測試方法與測試儀器無法深入待測區，以致不可能為其建立數學模型。對不

具有完整的數學模型與參數之受控系統，應用傳統控制理論很難達到滿意之控制效果。模糊控制器之作用在於根據由精確數值轉化為模糊輸入訊息，按照語言控制規則進行模糊推理，確定出模糊輸出並且轉換為精確數值，而後送到受控系統作控制。在不具有數學模型、而控制策略只有以語言型式描述複雜受控過程，作有效的應用。

可變結構控制是一種結構可以改變的系統，這類系統包含兩個以上的子結構，並且具備一些切換條件(switching condition)，用來決定在什麼樣的情況下系統必須呈現出何種子結構，才能夠達到設計的目的。順滑模態是可變結構系統中的一個特殊行為。順滑模態控制必須先設計一順滑面(sliding surface)，再經由控制手段迫使系統軌跡進入此順滑面，一旦系統軌跡進入後便再也無法脫離，只能在此順滑面上運動，並且朝著控制目標點前進。

為了使本研究之定位平台能夠在受到干擾與外在因素影響時，控制系統也能夠線上(on-line)調整系統之參數，已達到最好的控制效能。我們結合適應控制理論(adaptive control theorem)、模糊控制理論(fuzzy control theorem)與可變結構控制理論(variable structure control theorem)，提出兩種結合型之控制器。分別為適應模糊控制器(adaptive fuzzy controller)與適應順滑模型控制器(adaptive sliding mode controller)應用於本系統中。

此章節我們提出三種控制器，分別為 PID 控制器、適應模糊控制器(adaptive fuzzy controller)與適應順滑模型控制器(adaptive sliding mode controller)，並且對它們作設計與分析。後面之章節將會詳述三種控制器之設計過程、分析結果與其模擬結果。

5.1 PID 控制器

在產業生產製程系統控制的發展歷程中，PID 控制是歷史最悠久、受大家普遍接受的基本控制方式。在 20 世紀 40 年代以前，除了最簡單的情況下可採用開關控制外，PID 是唯一的控制方式。此後，隨著科學技術的發展，特別是數位式電腦的誕生和發展，發展出許多新型的控制法則。然而到現在，PID 控制由於自身的優點仍然是得到最廣泛應用的基本控制法則[30]。

PID 控制具有下列優點：

1. 原理簡單，方便使用。
2. 適應性強，可以廣泛應用於各種工業程序控制領域。
3. 強韌性好，即其控制品質對被控制系統特性的變化不大敏感。

基於上述優點，PID 仍被廣泛使用的原因。一方面，它的成本低廉，易於操作；另一方面，對於絕大部分控制系統，可以不必深究其模型結構下，就可直接應用 PID 控制，其在可接受的強韌性程度下的，控制裝置系統的性能指標能滿足要求。當然 PID 控制也有其缺點，對於大延遲系統和性能指標要求特別高的系統，PID 控制就無能為力，這就必須考慮採用複雜高階的控制系統。

傳統的 PID 控制器其實是目前最能夠理解與實現的控制器，主要是由比例(Proportional)、積分(Integral)、微分(Derivate)三項控制器組合而成，圖 5-1 所示為 PID 控制器的基本型態。

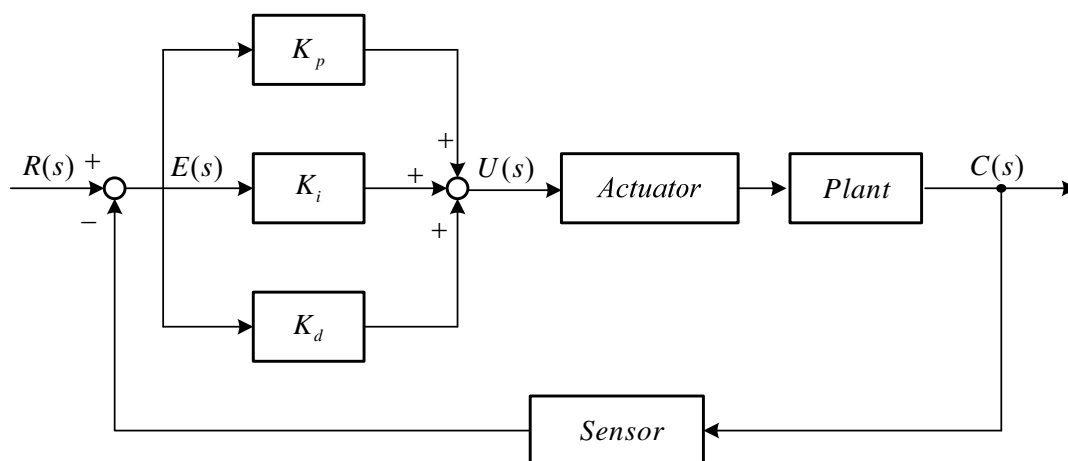


圖 5-1 典型 PID 控制結構圖

這是典型的按誤差控制的負回授結構。其中 $E(s)$ 是誤差，即輸出量 $C(s)$ 目標值 $R(s)$ 之間的差，分別對誤差信號 $E(s)$ 進行比例、積分與微分運算，其結果的加權和構成系統的控制信號 $U(s)$ ，作用於被控系統 $G(s)$ ，並引起輸出量的響應變化，達到控制的目的。PID 控制器其控制的數學關係方程式為：

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (5-1)$$

經過拉式轉換處理，可得 PID 控制器轉移函數關係式：

$$C_b(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{K_D s^2 + K_p s + K_I}{s} \quad (5-2)$$

其中 K_p 、 K_I 、 K_D 為比例、積分與微分增益值，當增加比例增益 K_p 值時，系統動作將變快，並能降低穩態誤差(steady-state error)，但是有可能會損失系統的穩定性；積分增益值 K_I 的大小會影響系統整體的表現，雖然加入積分動作可以改善穩態誤差，但是原始系統也因而增加一階，使系統變得更為複雜而難以控制，積分增益值愈大，系統振動的狀況也愈嚴重，甚至造成系統的不穩定；而微分動作具有預先修正誤差的能力，微分增益值 K_D 會影響系統的響應速度，值愈大系統的響應速度愈快，但是卻特別容易放大高頻雜訊； K_p 、 K_I 、 K_D 其對 PID 控制器參數與系統時域性能指標

之間的關係表 5-1。

表 5-1 PID 參數與系統時域性能指標之間的關係

參數	上升時間	上升超越量	安定時間	穩態誤差
K_p	減少	增加	微小改變	減少
K_i	減少	增加	增加	消除
K_D	微小改變	減少	減少	微小改變

表 5-1 的意義為是 PID 參數增大時各系統性能指標的變化情況。若這三項增益值選取的適當，則 PID 控制器通常能提供不錯的輸出響應能力與穩定性，在本研究的應用中，則首重系統的穩定性。由於必須同時調整 K_p 、 K_i 、 K_D 三項參數，所以通常根軌跡與波德圖設計方法皆無法被直接採用。

5.1.1 Ziegler-Nichols 調整演算法

在 1912 年 Ziegler-Nichols[31]，提出一種實用的 PID 控制經驗公式，這經驗公式是基於帶有延遲的一階轉移函數模型提出的。系統模型可以表示為

$$G(s) = \frac{k}{1+sT} e^{-sL} \quad (5-3)$$

其中 k 為程序增益、 T 為程序時間常數與 L 為程序死區時間。

在實際的承程序控制系統中，有許多的系統模型可以近似的，由這樣的一階模型來表示，如果不能物理的建立起系統模型，我們還可以由實驗提取相應的模型參數表 5-2 經驗公式設計 PID 控制器，PID 控制器參數將可以由表中給予的經驗公式設計出來。

表 5-2 Ziegler-Nichols 調整公式

控制器類型	由步階響應調整			由頻域響應調整		
	K_p	T_i	T_d	K_p	T_i	T_d
P	$1/a$			$0.5K_c$		
PI	$0.9/a$	$3L$		$0.4K_c$	$0.8T_c$	
PID	$1.2/a$	$2L$	$L/2$	$0.6K_c$	$0.5T_c$	$0.12T_c$

5.1.2 Chien-Hrones-Reswick 調整演算法

在實際應用中，傳統的 Ziegler-Nichols 演算法有著各種各樣的變形，所謂的 Chien-Hrones-Reswick(CHR)演算法，就是其中的一種改進。表 5-3 中給予了 PID 類控制器設計的經驗公式，其中還允許帶有較大的阻尼，以確保沒有超越量的最快速響應，該指標在表中標識為有 0% 超越量，該表中還允許設計出所謂帶有 20% 超越量的最快速響應，在表 5-3 中標識為有 20% 超越量。

表 5-3 設定點問題的 Chien-Hrones-Reswick 調整公式

控制器類型	有 0% 超越量			有 20% 超越量		
	K_p	T_i	T_d	K_p	T_i	T_d
P	$0.3/a$			$0.7/a$		
PI	$0.35/a$	$1.2T$		$0.6/a$	T	
PID	$0.6/a$	T	$0.42L$	$0.95/a$	$1.4T$	$0.47T$

表 5-4 擾動抑制問題的 Chien-Hrones-Reswick 調整公式

控制器類型	有 0% 超越量			有 20% 超越量		
	K_p	T_i	T_d	K_p	T_i	T_d
P	$0.3/a$			$0.7/a$		
PI	$0.6/a$	$4T$		$0.7/a$	$2.3T$	
PID	$0.95/a$	$2.4T$	$0.42L$	$1.2/a$	$2T$	$0.42T$

和傳統的 Ziegler-Nichols 演算法相比，在 CHR 演算法中直接使用了時間常數 T 。在這個演算法下指出了設定點控制的和擾動抑制上的區別。CHR 的擾動抑制的 PID 控制器設計演算法在表 5-4 中給定。

5.1.3 Cohen-Coon 調整演算法

另一種類似於 Ziegler-Nichols 調整演算法的方法是所謂的 Cohen-Coon 調整演算法。若從步階響應資料提取特徵參數，即 $a = kL/T$ 且 $\tau = L/(L+T)$ 則不同的控制器可以直接由表 5-5 中所給的方法加以設計。

表 5-5 Cohen-Coon 調整演算法的控制器參數

控制器種類	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{1}{a} \left(1 + \frac{0.35\tau}{1-\tau} \right)$		
PI	$\frac{0.9}{a} \left(1 + \frac{0.92\tau}{1-\tau} \right)$	$\frac{3.3-3\tau}{1+1.2\tau} L$	
PD	$\frac{1.24}{a} \left(1 + \frac{0.13\tau}{1-\tau} \right)$		$\frac{0.27-0.36\tau}{1-0.87\tau} L$
PID	$\frac{1.35}{a} \left(1 + \frac{0.18\tau}{1-\tau} \right)$	$\frac{2.5-2\tau}{1-0.39\tau} L$	$\frac{0.37-0.37\tau}{1-0.81\tau} L$

5.2 適應模糊控制器設計

因系統參數會隨時間與溫度等因素改變而受到影響，本研究為了使控制器能夠具有強健特性與有自己近似系統不確定之參數部份，我們特別設計一整合型態之控制法則，此章節我們將介紹控制器之設計與分析，並且最後模擬定位平台使用適應模糊控制器之響應。

首先我們引用由第四章推導出的定位平台模型方程式(4-12)，而方程式描述如下：

$$M\ddot{X} = AX + BU + W \quad (5-4)$$

接著我們將推導適應模糊控制器之設計，所以我們必須先將式(5-4)重新整理如下：

$$\ddot{X} = \frac{A}{M} X + \frac{B}{M} U + \frac{W}{M} \quad (5-5)$$

若將 x 軸與 y 軸模型拆開可得下式：

$$\begin{aligned} \ddot{x} &= \frac{C_1}{M_x + M_y} x + \frac{hU_x}{4(M_x + M_y)} + \frac{F_{fri_lower}}{M_x + M_y} \\ \ddot{y} &= \frac{C_2}{M_y} y + \frac{hU_y}{4M_y} + \frac{F_{fri_upper}}{M_y} \end{aligned} \quad (5-6)$$

因此我們以 x 軸來推導(y 軸推導與 x 軸相同)，此時令 $f(x) = \frac{C_1}{M_x + M_y} x$ 、

$$g_x = \frac{h}{4(M_x + M_y)} \text{ 與 } d = \frac{F_{fri_lower}}{M_x + M_y}。$$

根據適應模糊控制理論(adaptive fuzzy controller)[32]，首先我們先將動態方程式轉換如下：

$$\ddot{x} = f(x) + g_x U_x + d \quad (5-6)$$

其中 $f(x)$ 為已知之方程式， g_x 為正但未知的常數， d 為外部干擾項， x 為系統實際之位移量。

若假設系統 $f(x)$ 與 g_x 皆已知時，其最佳控制率設計如下：

$$U_x^* = \frac{1}{g_x} [-f(x) + \ddot{x}_m + \underline{k}^T \underline{e}] \quad (5-7)$$

其中矩陣 $\underline{e} = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix}$ 、 $\underline{k} = \begin{bmatrix} k_2 \\ k_1 \end{bmatrix}$ 與 $e = x_m - x$ ， x_m 為系統 x 軸之目標位移。並且

此時假設式(5-6)其中的 d 項為零，將式(5-7)帶入式(5-6)結果如下：

$$\ddot{e} + k_1 \dot{e} + k_2 e = 0 \quad (5-8)$$

從式(5-8)來看意味著當時間趨近無窮大時，誤差將縮小至零。

5.2.1 模糊控制器設計

雖然由式(5-8)可知時間趨近無窮大時，誤差將縮小至零，但是因為式(5-7)為理想狀態，然而實際系統上 $f(x)$ 與 g_x 為未知項並且會隨時間與溫度等因素而有所改變，所以我們提出一模糊控制器。如下：

$$U_x = u_x(\underline{x}|\underline{\theta}) \quad (5-9)$$

其中 \underline{x} 為<if-then>規則之若部份模糊集合， $\underline{\theta}$ 為<if-then>規則之則部份模糊集合。

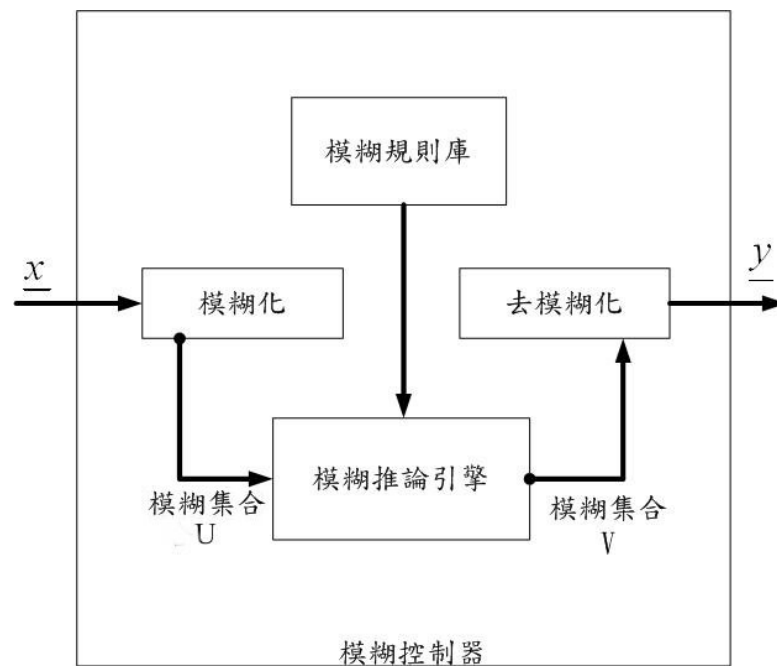


圖 5-2 模糊控制器架構

我們設計一模糊控制器，而模糊控制器架構如圖 5-2 所示，模糊控制器是由模糊化(fuzzifier)、模糊規則庫(fuzzy rule base)、模糊推論引擎(fuzzy inference engine)、去模糊化(defuzzifer)這四個步驟組合而成的。

模糊規則庫(fuzzy rule base)是由模糊<if-then>規則的集合所組成。他可以說是模糊控制器的核心，模糊規則庫包含下列模糊<if-then>規則：

$$Ru^{(l)} : \text{若 } x_1 \text{ 是 } A_1^l \text{ 與 } \dots \text{ 與 } x_n \text{ 是 } A_n^l, \text{ 則 } y \text{ 是 } B^l \quad (5-10)$$

其中 A_i^l 與 B^l 分別是在 $U_i \subset R^n$ 與 $V \subset R$ 的模糊集合，並且 $\underline{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_n\} \in U$ 與 $y \in R$ 分別是模糊系統的輸入與輸出變數。令 M 是在模糊規則庫的規則數，也就是在式(5-10)中的 $l=1,2,\dots,M$ 。而此研究我們設定之 $\underline{x} = \{x_1, x_2\} = \{x \ \dot{x}\} \in U$ 、 $y \in R$ 與 $l=1,2,\dots,36$ ，所以式(5-10)可改寫成如下：

$$Ru^{(l)} : \text{若 } x_1 \text{ 是 } A_1^l \text{ 與 } x_2 \text{ 是 } A_2^l, \text{ 則 } y \text{ 是 } B^l \quad (5-11)$$

每條模糊<if-then>規則都定義其蘊含規則，而我們採用之蘊含規則為乘積操作，其式如下：

$$\mu_{A_1^l \times A_2^l} \rightarrow B^l(\underline{x}, y) = \mu_{A_1^l \times A_2^l}(\underline{x}) \mu_{B^l}(y) \quad (5-12)$$

其中 $\mu_{A_1^l \times A_2^l}(\underline{x}) = \mu_{A_1^l} * \mu_{A_2^l}$ ，“*”為 T -基準(T-norm)[33]。

模糊推論引擎中(fuzzy inference engine)，模糊邏輯原理被用來結合在模糊規則庫裡的模糊<if-then>規則從在 U 中的模糊集合的模糊集合 A 映射到在 V 中的模糊集合 B 。在根據推論的合成(composition based inference)，在模糊規則庫中所有規則被合併成在 $U \times V$ 上一個單一模糊關係，可視為一個單一模糊<if-then>規則。其我們採用(sup-star)推論合成，其式如下：

$$\mu_{C_x \circ R^{(l)}}(y) = \sup_{\underline{x} \in U} [\mu_{C_x}(\underline{x}) * \mu_{A_1^l \times A_2^l \rightarrow B^l}(\underline{x}, y)] \quad (5-13)$$

其中令 C_x 為在論域(universal set)的模糊集合。

經由式(5-12)與(5-13)可以求出乘積推論引擎(product inference

engine)，如下：

$$\mu_{C_x \circ R^{(l)}}(y) = \sup_{x \in U} [\mu_{C_x}(x) \mu_{A_1'}(x_1) \mu_{A_2'}(x_2) \mu_{B'}(y)] \quad (5-14)$$

模糊化(fuzzifier)被定義為從一個真實數值點 $x^* \in U \subset R^n$ 映射到在 U 上的模糊集合 A 的函數。此研究採用單點模糊化(singleton fuzzifier)，單點模糊化映射一個真實數值點 $x^* \in U$ 到在 U 上的模糊單點 A ，而其歸屬值 x^* 上為 1 以及 U 上的其它所有點為 0，如下式：

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{若 } x = x^* \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (5-15)$$

去模糊化(defuzzifier)被定義為從 $V \subset R$ 上的模糊集合 B 映射到明確點 $y^* \in V$ 。我們採用中心平均值去模糊化，其式如下：

$$y(x) = \frac{\sum_{l=1}^{36} \bar{y}^l (\mu_{C_x \circ R^{(l)}}(\bar{y}^l))}{\sum_{l=1}^{36} (\mu_{C_x \circ R^{(l)}}(\bar{y}^l))} \quad (5-16)$$

其中 \bar{y}^l 為 μ_B^l 之最大值並且為可調整參數，假設 $\mu_B^l(\bar{y}^l) = 1$ 。

因此我們能將模糊系統利用上述之方法表示成下式形式：

$$y(x) = \frac{\sum_{l=1}^{36} \bar{y}^l (\prod_{i=1}^n \mu_{A_i'}(x_i))}{\sum_{l=1}^{36} (\prod_{i=1}^n \mu_{A_i'}(x_i))} \quad (5-17)$$

且可以定義基底函數為下式[34]：

$$\xi(x) = \frac{\sum_{l=1}^{36} \prod_{i=1}^n \mu_{A_i'}(x_i)}{\sum_{l=1}^{36} (\prod_{i=1}^n \mu_{A_i'}(x_i))} \quad (5-18)$$

此時可以將模糊系統寫成下式：

$$y(x) = \theta^T \underline{\xi}(x) \quad (5-19)$$

其中 $\underline{\theta} = (\bar{y}^1, \dots, \bar{y}^{36})^T$ 且 $\underline{\xi}(x) = (\xi^1(x), \dots, \xi^{36}(x))^T$ 。

將式(5-7)與(5-9)經過數學運算帶入式(5-6)可得誤差方程式如下：

$$\dot{e} = \Lambda_c e + \underline{g}_c [U_x^* - u_x(x|\underline{\theta})] \quad (5-20)$$

$$\text{其中 } \Lambda_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_2 & -k_1 \end{bmatrix}, \quad \underline{g}_c = \begin{bmatrix} 0 \\ g_x \end{bmatrix}。$$

接下來我們將要發展適應率來調變模糊控制器固定之 θ ，定義理想的向量為：

$$\underline{\theta}^* = \arg \min_{|\underline{\theta}| \leq M_\theta} [\sup_{|x| \leq M_{x-x}} |u_x(x|\underline{\theta}) - U_x^*|] \quad (5-21)$$

其中 M_θ 與 M_{x-x} 為設計參數，並且定義最小趨近誤差為：

$$w \equiv u_x(x|\underline{\theta}^*) - U_x^* \quad (5-22)$$

因此，將式(5-22)加入誤差方程式(5-20)中，可得

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \Lambda_c e + \underline{g}_c [u_x(x|\underline{\theta}^*) - u_x(x|\underline{\theta})] - \underline{g}_c w \\ &= \Lambda_c e + \underline{g}_c \underline{\phi}^T \underline{\xi}(x) - \underline{g}_c w \end{aligned} \quad (5-23)$$

其中 $\underline{\phi} \equiv \underline{\theta}^* - \underline{\theta}$ 與 $\underline{\xi}(x)$ 為模糊基底函數。

5.2.2 穩定性分析

前面所推導的誤差方程式(5-23)，方程式中包含平台估測誤差與模糊控制器則部份模糊集合估測誤差。因此我們為了消除平台估測誤差與模糊控制器則部份模糊集合估測誤差必須找出系統之適應率(adaptive law)。基

於適應控制理論(adaptive control theory)，接著我們定義李雅普諾夫函數(Lyapunov function)為：

$$V = \frac{1}{2} \underline{e}^T P \underline{e} + \frac{g_x}{2\gamma} \underline{\phi}^T \underline{\phi}, \quad \Lambda_c^T P + P \Lambda_c = -Q \quad (5-24)$$

其中 γ 為正的常數，將式(5-24)微分並且將式(5-23)代入可得到：

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} + \underline{e}^T p \underline{g}_c (\underline{\phi}^T \underline{\xi}(x) - w) + \frac{g_x}{\gamma} \underline{\phi}^T \dot{\underline{\phi}} \quad (5-25)$$

令 \underline{P}_n 為 P 之最後一行向量，所以可得

$$\underline{e}^T p \underline{g}_c = \underline{e}^T \underline{P}_n g_x \quad (5-26)$$

所以將式(5-26)代入式(5-25)可得到適應率(adaptive law)為：

$$\dot{\underline{\phi}} = -\gamma \underline{e}^T \underline{P}_n \underline{\xi}(x) \quad (5-27)$$

則式(5-25)則改變為

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\frac{1}{2} \underline{e}^T Q \underline{e} - \underline{e}^T p \underline{g}_c w \\ &\leq -\frac{\lambda_{Q\min} - 1}{2} |\underline{e}|^2 - \frac{1}{2} \left[|\underline{e}|^2 + 2 \underline{e}^T P \underline{g}_c w + |P \underline{g}_c w|^2 \right] + \frac{1}{2} |P \underline{g}_c w|^2 \\ &\leq -\frac{\lambda_{Q\min} - 1}{2} |\underline{e}|^2 + \frac{1}{2} |P \underline{g}_c w|^2 \end{aligned} \quad (5-28)$$

其中 $\lambda_{Q\min}$ 為 Q 之最小特徵值，且假定 $\lambda_{Q\min} > 1$ ，我們可得：

$$\int_0^t |\underline{e}(\tau)|^2 d\tau \leq \frac{2}{\lambda_{Q\min} - 1} [V(0) + V(t)] + \frac{1}{\lambda_{Q\min} - 1} |P \underline{g}_c|^2 \int_0^t |w(\tau)|^2 d\tau \quad (5-29)$$

從式(5-28)與(5-29)得知系統之能量逐漸遞減，當時間趨近無窮大時，能量將會遞減為零，證明控制器設計為穩定。適應模糊控制器整體架構圖

如圖 5-3 所示。

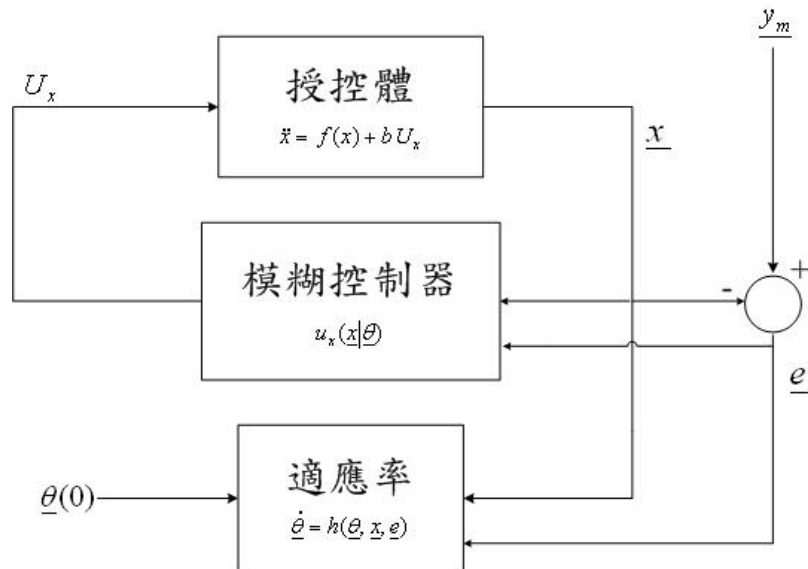


圖 5-3 適應模糊控制器

5.2.3 模擬結果

此章節我們將使用設計好之適應模糊控制器應用於本研究之定位平台的數學模型作模擬。

我們對 x 定義了六個模糊集合，其範圍為 $[-30,30]$ ，歸屬函數形式如圖 5-4 所示。相對的我們也定義了 \dot{x} 六個模糊集合，其範圍為 $[-60,60]$ ，歸屬函數形式如圖 5-5 所示。李雅普諾夫函數參數為：

$$\Lambda_c = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -10 \end{bmatrix}, \quad Q = \begin{bmatrix} 20 & 0 \\ 0 & 20 \end{bmatrix}$$

其模擬出來之結果可分兩個部份，一為步階響應結果示於圖 5-6，一為追蹤響應結果示於圖 5-7，由以上之模擬結果所展現之性能可以證明本系統設計之可行性。

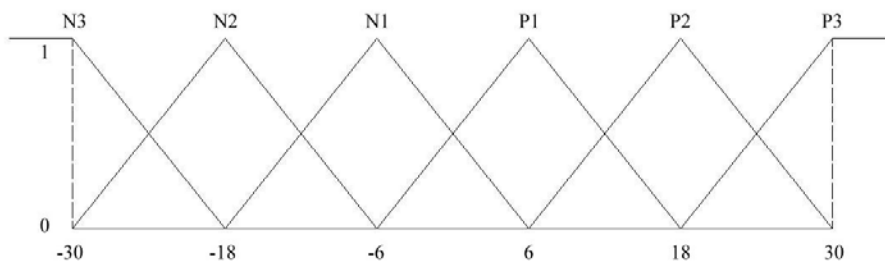


圖 5-4 x 歸屬函數圖

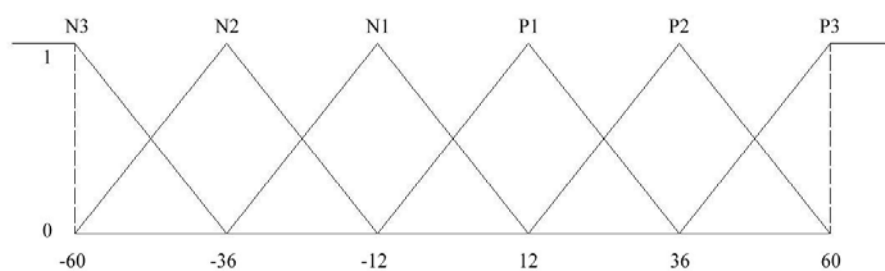


圖 5-5 x 歸屬函數圖

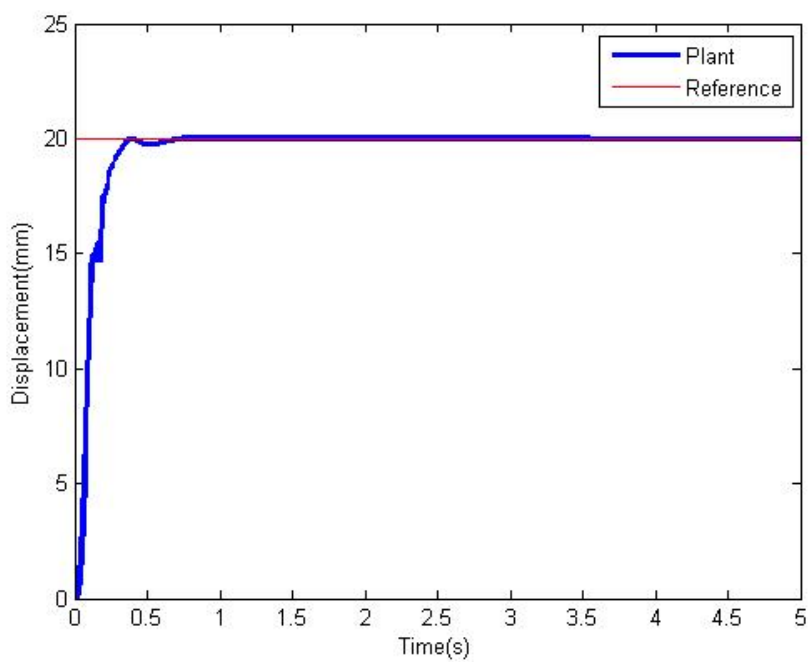


圖 5-6 平台步階響應圖(適應模糊控制器)

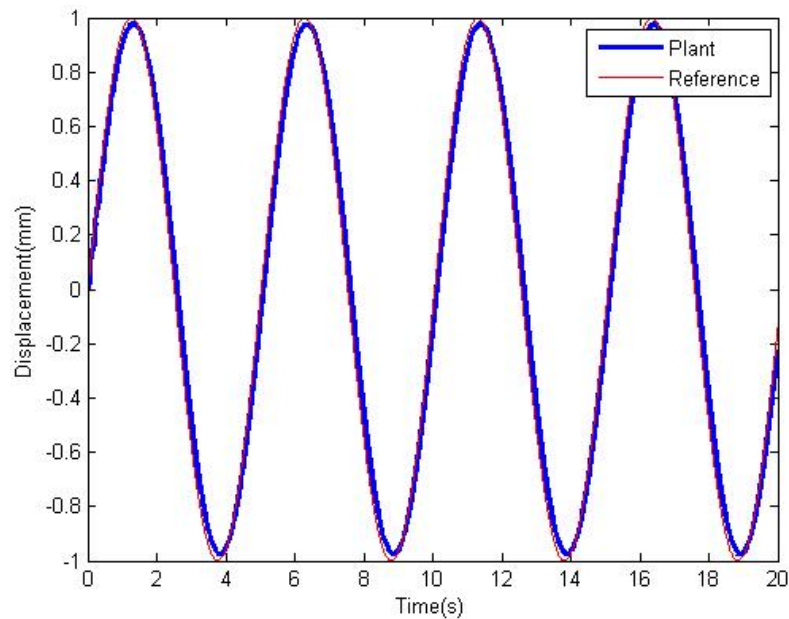


圖 5-7 平台弦波響應圖(適應模糊控制器)

5.3 適應順滑模型控制器設計

為了使控制器具有追蹤不確定項之參數與強健的特性，我們設計了適應順滑模型控制器，此章節我們將介紹此控制器之設計與分析，並且模擬定位平台使用適應滑動模式控制器之響應。適應順滑模型控制器其架構圖如圖 5-8 所示。

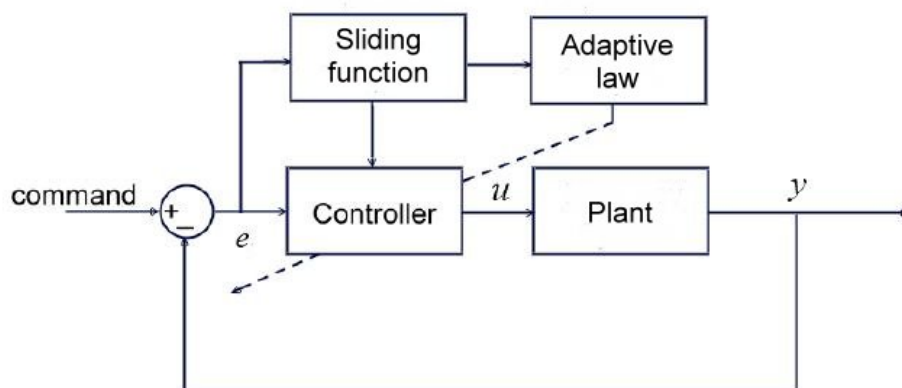


圖 5-8 適應滑動模型控制架構圖

首先我們引用定位平台模型式(5-4)，方程式描述如下：

$$M\ddot{X} = AX + BU + W \quad (5-29)$$

現在我們將式(5-29)重新表示如下：

$$D_B\ddot{E} = D_A\dot{E} + U + v \quad (5-30)$$

其中 $E = [x \ y]^T$ 、 $D_A = A/B$ 、 $D_B = M/B$ 、 $v = W/B$ 。然而由於我們對於系統之相關參數並不是太清楚，所以我們假定 D_A 、 D_B 與 v 為未知參數。

5.3.1 順滑平面

定義順滑平面(sliding surface)形式如下：

$$S = G_D\dot{E} + G_P E \quad (5-31)$$

其中 G_D 與 G_P 大於零。且由上式我們可瞭解，此研究所定義之順滑平面(sliding surface)是由追蹤誤差所組成的。這也意味著我們希望平台在時間趨近於無限大時，平台之追蹤誤差將會收斂至零。順滑平面(sliding surface)微分形式如下：

$$\dot{S} = G_D\ddot{E} + G_P\dot{E} \quad (5-32)$$

現在我們將式(5-30)代入式(5-32)，我們可以重新描述順滑平面微分形式如下：

$$\dot{S} = G_D D_A D_B^{-1} E + G_D D_B^{-1} U + G_D D_B^{-1} v + G_P \dot{E} \quad (5-33)$$

5.3.2 控制器形式

經由式(5-33)我們可設計出控制器，由控制形式可以知道此控制器包含了估測參數 \hat{D}_A 、 \hat{D}_B 、 \hat{v} 與順滑平面之切換項。透過這些參數估測能使未知參數逐漸收斂與平台追蹤誤差趨近於零。控制器形式如下：

$$U = \hat{D}_B G_D^{-1}(-LS - G_p \dot{E}) - \hat{D}_A E - \hat{v} - \text{sat}(S) \quad (5-34)$$

其中 $L > 0$ 且 \hat{D}_A 、 \hat{D}_B 與 \hat{v} 分別為 D_A 、 D_B 與 v 之系統估測參數，而 $\text{sat}(S)$ 為飽和函數，其定義如下：

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} 1 & S > \varepsilon \\ \frac{S}{|\varepsilon|} & \text{if } \varepsilon \geq S \geq -\varepsilon \\ -1 & S < -\varepsilon \end{cases} \quad (5-35)$$

而後將式(5-34)代入式(5-30)，可將式(5-30)得到如下：

$$\begin{aligned} D_B \ddot{E} &= D_A E + \hat{D}_B G_D^{-1}(-LS - G_p \dot{E}) - \hat{D}_A E - \hat{v} - \text{sat}(S) + v \\ &= D_A E - \hat{D}_A E + v - \hat{v} - \text{sat}(S) + \hat{D}_B G_D^{-1}(-LS - G_p \dot{E}) \\ \Rightarrow D_B (G_D^{-1} \dot{S} - G_D^{-1} G_p \dot{E}) &= \tilde{D}_A E + \tilde{v} - \text{sat}(S) + (D_B - \tilde{D}_B) G_D^{-1}(-LS - G_p \dot{E}) \\ \Rightarrow D_B (G_D^{-1} \dot{S} - G_D^{-1} G_p \dot{E}) &= \tilde{D}_A E + \tilde{v} - \text{sat}(S) - D_B G_D^{-1} LS - D_B G_D^{-1} G_p \dot{E} \\ &\quad + \tilde{D}_B G_D^{-1} LS + \tilde{D}_B G_D^{-1} G_p \dot{E} \\ \Rightarrow D_B G_D^{-1} (\dot{S} + LS) &= \tilde{D}_A E + \tilde{v} - \text{sat}(S) + \tilde{D}_B (-G_D^{-1} LS - G_D^{-1} G_p \dot{E}) \end{aligned} \quad (5-36)$$

其中估測誤差定義如下， $\tilde{D}_A = D_A - \hat{D}_A$ 、 $\tilde{D}_B = D_B - \hat{D}_B$ 與 $\tilde{v} = v - \hat{v}$ 。選擇

適當的增益值 L 、 G_D 與 G_p 我們可以加速系統收斂時間。

5.3.3 穩定性分析

由上節式(5-36)我們可以初步斷定時間趨近無窮大時，能量將會逐漸遞減為零，方程式中包含了平台估測誤差、參數估測誤差與順滑模型之切換項，因此我們為了消除平台估測誤差與參數估測誤差必須找出適當之適應率(adaptive law)。基於適應控制理論(adaptive control theory)，接著我們定義李雅普諾夫函數(Lyapunov function)，其形式如下：

$$V = \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} & [D_B(G_D^{-1}S)]^T [D_B(G_D^{-1}S)] + tr[(\tilde{D}_A)^T D_B \Gamma_1^{-1} (\tilde{D}_A)] + tr[(\tilde{D}_B)^T D_B \Gamma_2^{-1} (\tilde{D}_B)] \\ & + tr[(\tilde{v})^T D_B \Gamma_3^{-1} (\tilde{v})] \end{aligned} \right\} \quad (5-37)$$

其中 Γ_1^{-1} 、 Γ_2^{-1} 與 Γ_3^{-1} 為正定矩陣。將式(5-37)微分可得到：

$$\dot{V} = [D_B(G_D^{-1}S)]^T [[D_B(G_D^{-1}\dot{S})]] + tr[(\tilde{D}_A)^T D_B \Gamma_1^{-1} (\dot{\tilde{D}}_A)] \\ + tr[(\tilde{D}_B)^T D_B \Gamma_2^{-1} (\dot{\tilde{D}}_B)] + tr[(\tilde{v})^T D_B \Gamma_3^{-1} (\dot{\tilde{v}})] \quad (5-38)$$

將式(5-30)代入式(5-38)可得：

$$\dot{V} = [D_B(G_D^{-1}S)]^T [[D_B(\ddot{E} + G_D^{-1}G_P\dot{E})]] + tr[(\tilde{D}_A)^T D_B \Gamma_1^{-1} (\dot{\tilde{D}}_A)] \\ + tr[(\tilde{D}_B)^T D_B \Gamma_2^{-1} (\dot{\tilde{D}}_B)] + tr[(\tilde{v})^T D_B \Gamma_3^{-1} (\dot{\tilde{v}})] \quad (5-39)$$

將式(5-32)代入式(5-39)可得：

$$\dot{V} = [D_B(G_D^{-1}S)]^T [\tilde{D}_A E + \tilde{v} - sat(S) - D_B G_D^{-1} L S + \tilde{D}_B G_D^{-1} L S + \tilde{D}_B G_D^{-1} G_P \dot{E}] \\ + tr[(\tilde{D}_A)^T D_B \Gamma_1^{-1} (\dot{\tilde{D}}_A)] + tr[(\tilde{D}_B)^T D_B \Gamma_2^{-1} (\dot{\tilde{D}}_B)] + tr[(\tilde{v})^T D_B \Gamma_3^{-1} (\dot{\tilde{v}})] \quad (5-40)$$

此時為了方便推導適應率(adaptive law)我們可將式(5-40)展開並且做數學運算其式如下：

$$\begin{aligned}
\dot{V} = & -[D_B(G_D^{-1}S)][sat(S)] - [D_B(G_D^{-1}S)]^T [D_B G_D^{-1}LS] \\
& + tr[(\tilde{D}_A)^T D_B \Gamma_1^{-1}(\dot{\tilde{D}}_A)] + [D_B(G_D^{-1}S)]^T [\tilde{D}_A E] \\
& + tr[(\tilde{D}_B)^T D_B \Gamma_2^{-1}(\dot{\tilde{D}}_B)] + [D_B(G_D^{-1}S)]^T [\tilde{D}_B(G_D^{-1}LS + G_D^{-1}G_P \dot{E})] \\
& + tr[(\tilde{v})^T D_B \Gamma_3^{-1}(\dot{\tilde{v}})] + [D_B(G_D^{-1}S)]^T [\tilde{v}]
\end{aligned} \tag{5-41}$$

並且為了更進一步簡化式(5-41)我們使用了以下基本原理對方程式推導：

a. $tr(AB) = tr(BA) \quad A, B \in R^{n \times n}$

b. $tr(A+B) = tr(B+A) \quad A, B \in R^{n \times n}$

c. $tr(xy^T) = tr(yx^T) = x^T y = y^T x \quad x, y \in R^{n \times 1}$

因此我們可以將式(5-41)進一步推導如下：

$$\begin{aligned}
\dot{V} = & -[D_B(G_D^{-1}S)]^T [sat(S)] - [D_B(G_D^{-1}S)]^T [D_B G_D^{-1}LS] \\
& + tr[(\tilde{D}_A)^T D_B \Gamma_1^{-1}(\dot{\tilde{D}}_A) + (\tilde{D}_A)^T D_B (G_D^{-1}S)E^T] \\
& + tr[(\tilde{D}_B)^T D_B \Gamma_2^{-1}(\dot{\tilde{D}}_B) + (\tilde{D}_B)^T D_B (G_D^{-1}S)(G_D^{-1}LS + G_D^{-1}G_P \dot{E})^T] \\
& + tr[(\tilde{v})^T D_B \Gamma_3^{-1}(\dot{\tilde{v}}) + (\tilde{v})^T D_B (G_D^{-1}S)]
\end{aligned} \tag{5-42}$$

現在我們設計適應率(adaptive law)其形式如下：

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{D}}_A = -\dot{\tilde{D}}_A & = \Gamma_1(G_D^{-1}S)E^T \\
\dot{\tilde{D}}_B = -\dot{\tilde{D}}_B & = \Gamma_2(G_D^{-1}S)(LSG_D^{-1} + G_D^{-1}G_P \dot{E})^T \\
\dot{\tilde{v}} = -\dot{\tilde{v}} & = \Gamma_3(G_D^{-1}S)
\end{aligned} \tag{5-43}$$

若在有限時間內參數估測誤差收斂至零時，我們可以將式(5-42)改寫成下式：

$$\dot{V} = -S^T G_D^{-1} D_B^T D_B L G_D^{-1} S - S^T G_D^{-1} D_B^T D_B G_D^{-1} \text{sat}(S) \leq 0 \quad (5-44)$$

$$= \begin{cases} -S^T G_D^{-1} D_B^T D_B L G_D^{-1} S - L S \text{sat}(S) \leq 0 & |S| > \varepsilon \\ -S^T G_D^{-1} D_B^T D_B L G_D^{-1} S - L \frac{S^2}{\varepsilon} \leq 0 & |S| < \varepsilon \end{cases}$$

從式(5-44)得知系統之能量逐漸遞減，當時間趨近無窮大時，能量將會遞減為零，證明控制器設計為穩定的。

5.3.4 模擬結果

此章節我們將使用電腦模擬適應平滑模型控制器而觀看其效果。其模擬結果分為兩個部份，一為步階響應結果如圖 5-9，一為追蹤響應結果如圖 5-10，由以上之模擬結果所展現之性能可以證明本系統設計之可行性。

步階響應

$$G_p = \text{diag}[0.05, 0.05]^T$$

$$G_D = \text{diag}[10, 10]^T$$

$$L = \text{diag}[7, 7]^T$$

$$\Gamma_1 = \text{diag}[1, 1]^T$$

$$\Gamma_2 = \text{diag}[4, 4]^T$$

$$\Gamma_3 = \text{diag}[1, 1]^T$$

弦波響應

$$G_p = \text{diag}[6.5, 6.5]^T$$

$$G_D = \text{diag}[20, 20]^T$$

$$L = \text{diag}[100, 100]^T$$

$$\Gamma_1 = \text{diag}[10, 10]^T$$

$$\Gamma_2 = \text{diag}[41, 41]^T$$

$$\Gamma_3 = \text{diag}[1, 1]^T$$

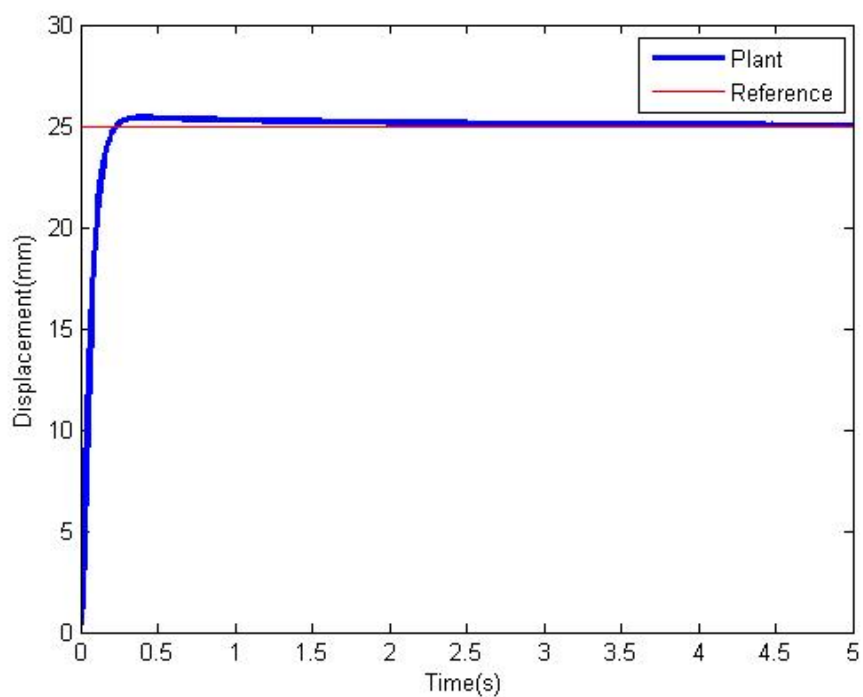


圖 5-9 平台步階響應圖(適應順滑模式控制器)

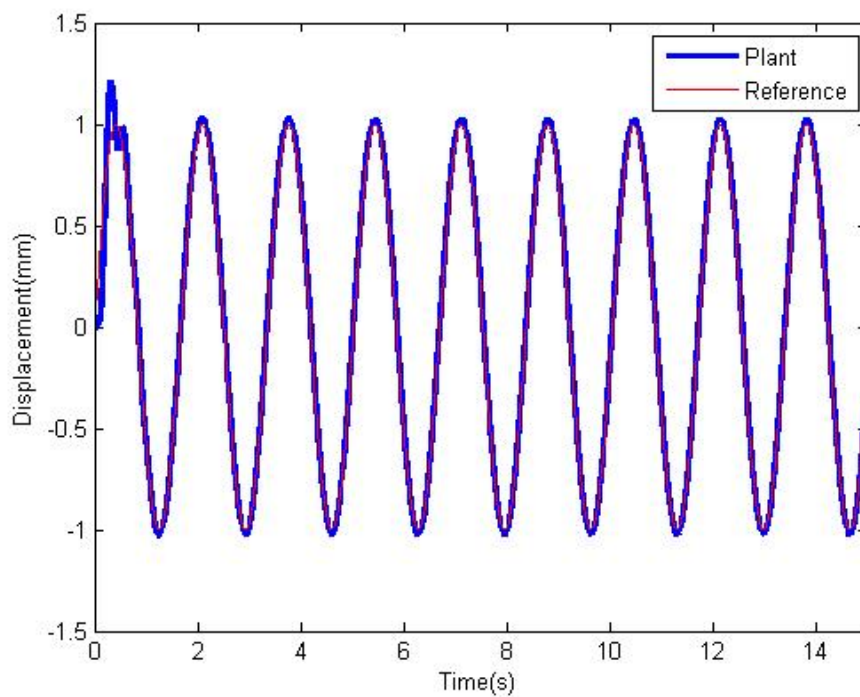


圖 5-10 平台弦波響應圖(適應順滑模式控制器)

第六章 實驗結果與討論

為了驗證定位系統的控制性能，本實驗主要是採用 Labview 撰寫控制程式，經控制器所計算出的控制量由 AD/DA 卡，送出給驅動器推動其電磁致動裝置，然後由感測器讀取位移，再回授至控制器計算下一時間的控制量，在研究中將進行一系列的控制實驗，包括定點、連續步階定位、重複性步階定位與旋波軌跡追蹤。在本章節裡會依序對控制實驗的結果進行討論。

6.1 實驗設備

6.1.1 定位平台

經由章節 3.5 的概念將平台結構設計完成後，將設計完成之平台工程圖面交由廠商加工，材料方面選用鋁合金 6061 作為平台材質，且為達成要高精密加工的條件下，在重要之傳動機構選其放電加工(Electro Discharge Machining, EDM)技術來加工平台。

其餘零件部分因為平台整體結構設計，並無元件與元件互配合之設計，所以並不需要非常高之製造精度及表面粗糙度(Surface Roughness)，則交由一般機械加工處理。 x 與 y 軸之主動線圈實體圖分別如圖 6-1 與圖 6-2 所示。圖 6-3 與圖 6-4 分別展示 x 軸與 y 軸之定位平台實體圖。組裝結果外觀如圖 6-5 所示。而 x 軸與 y 軸之音圈馬達規格表如表 6-1 所示。



圖 6-1 x 軸主動線圈實體圖



圖 6-2 y 軸主動線圈實體圖

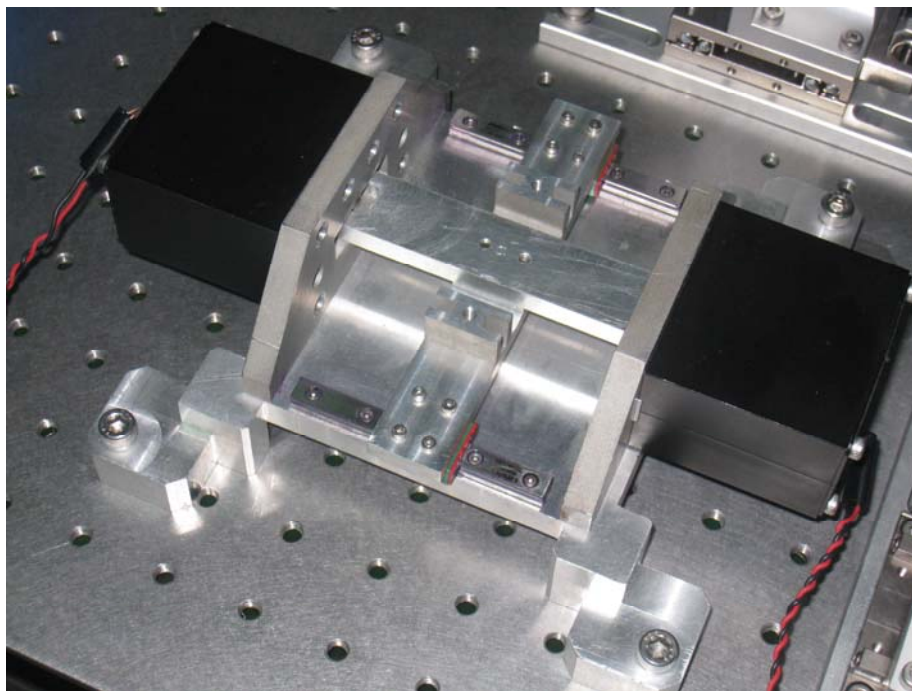


圖 6-3 x 軸定位平台實體圖

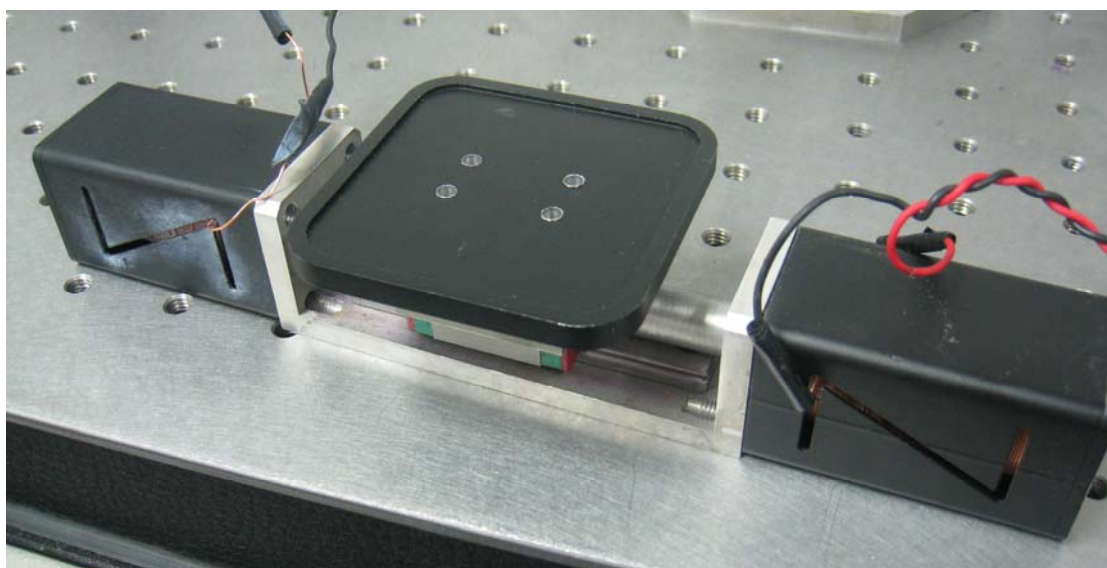


圖 6-4 y 軸定位平台實體圖

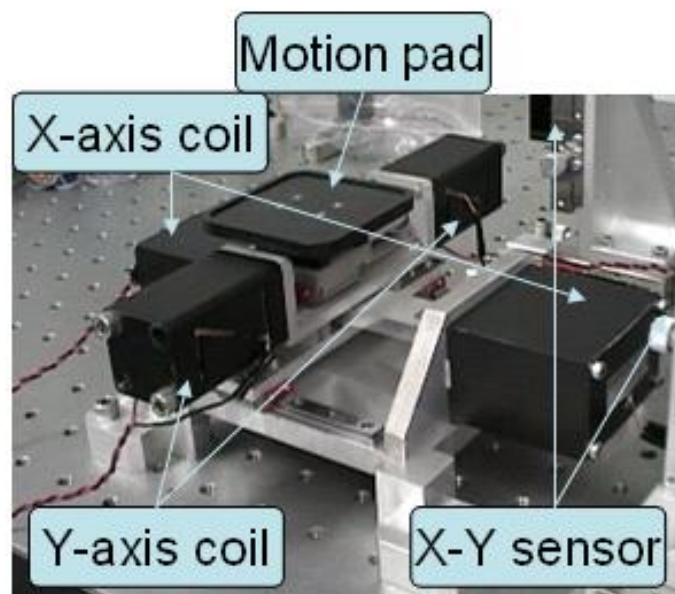


圖 6-5 平台外部組裝圖

表 6-1 x 軸與 y 軸音圈馬達規格表

名稱	x 軸音圈馬達	y 軸音圈馬達
質量(kg)	0.7	0.3
最大推力(N)	4.7	0.7N
連續推力(N)	2.3	0.35
最高速度(mm/s)	10	10
力量常數(N/Apk)	1.9	1.5
反電動勢(V/m/s)	1.7	1.2
電阻(ohms)	12.58	6.98
電感(mH)	6.52	3.96

6.1.2 控制器介面

本實驗主要是利用控制程式，將所計算出的控制量透過 DA 卡送出給驅動器推動其相對應之電磁致動至裝置，然後由雷射位移感測器讀取平台距離值，再經由 AD 卡回授至控制器計算下一控制量再行輸出，其電腦與

控制系統規格為表 6-1。

表 6-2 電腦與控制系統規格表

CPU	PentiumIV 2.4GHz
RAM	1GMB
Operating System	Windows XP
Language	LabVIEW 7.1
AD/DA card	NI PXI-6289(16 bits)

其中本研究選用之 AD/DA 轉換卡為美商國家儀器 (National Instruments) 之 NI PXI-6289 圖 6-6，此卡為最佳化的高精確度多功能資料擷取卡 (DAQ)，適用於 16 位元解析度的類比輸入通道。此解析度相當於 DC 量測的 5 位半解析度。為確保準確度，本身具有最佳化的 NI-PGIA 2 放大器技術，可得到高線性度、可迅速調整至 16 位元解析度，並具有拒絕高頻雜訊的可程式化低通濾波器，以防止訊號失真。此高精確度的介面卡，具有類比輸出通道的可程式化位移和參考記錄，可在任何訊號上獲得最高 16 位元解析度。高準確度的多功能 DAQ 資料擷取卡，適用於如裝置測試和特性分析的應用，還有需要精準儀器等級準確度的感測器和訊號量測應用，此訊號擷取卡相當適合於本實驗之快速及精確需求。



圖 6-6 NI PXI-6289 資料截取卡

本研究的控制器程式與軟體架構選用美商國家儀器公司出品的 LabVIEW7.0(Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench)作為撰寫控制程式的工具。LabVIEW 它是一種圖形化程式語言又可稱之為 G 語言，即它的指令多數是看見圖形便大概知道其用途，也因為如此，它較一般其它的語言容易著手學習，在控制器設計上可快速且準確的修改。不單單是如此，LabVIEW 配合 NI PXI-6289 系列訊號擷取卡可得強而有力的資料擷取、資料分析與結果呈現。除此之外，更提供量測後的數學分析與顯示功能。本研究設計了三種控制器分別為 PID 控制器、適應模糊控制器、適應順滑面控制器，本研究之控制介面與程式可由圖 6-7 至圖 6-12 表示。

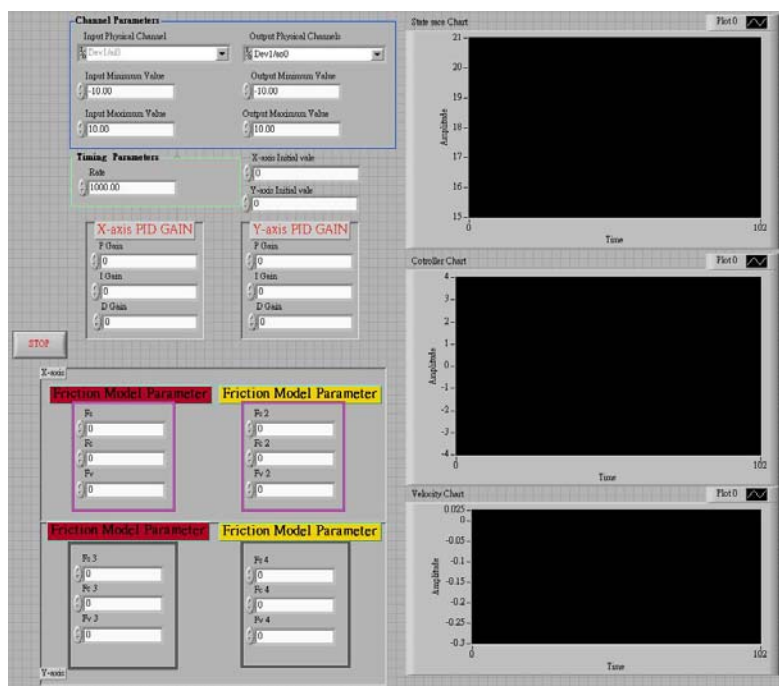


圖 6-7 PID 控制系統介面圖

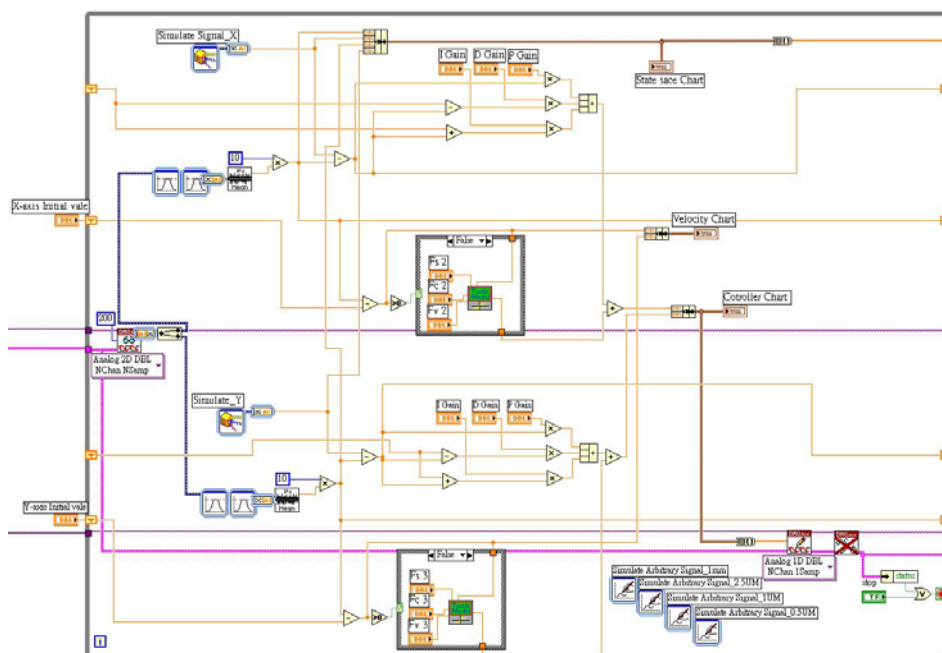


圖 6-8 PID 控制系統程式架構圖

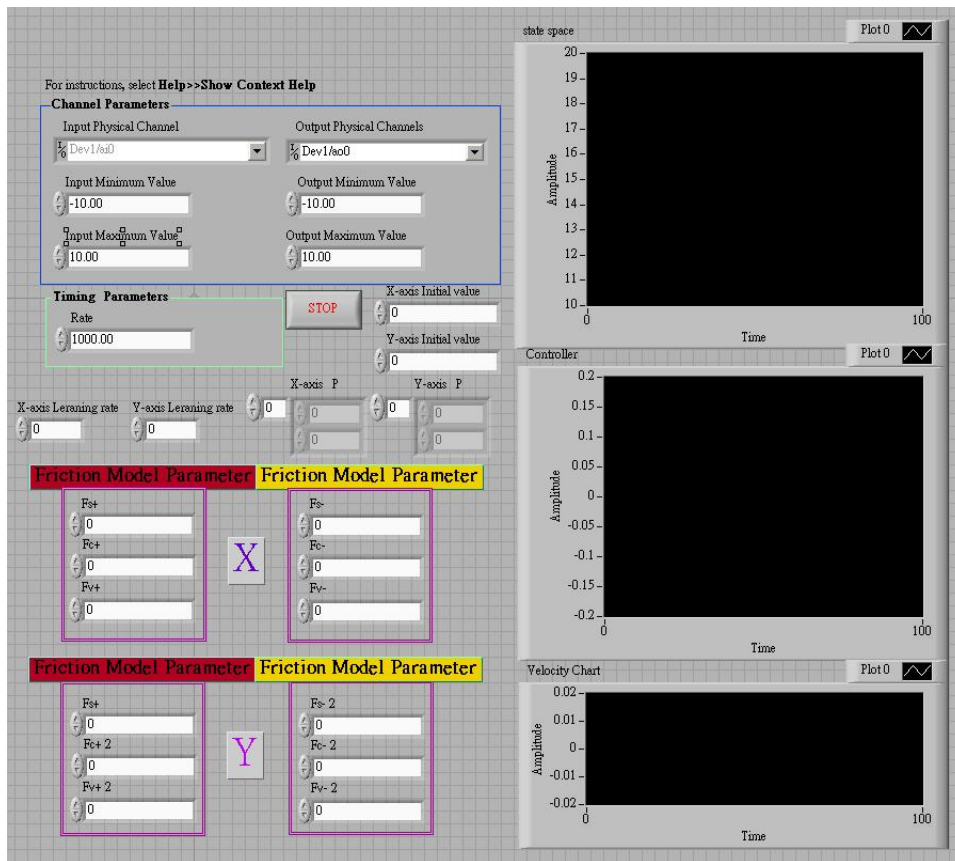


圖 6-9 適應模糊控制系統介面圖

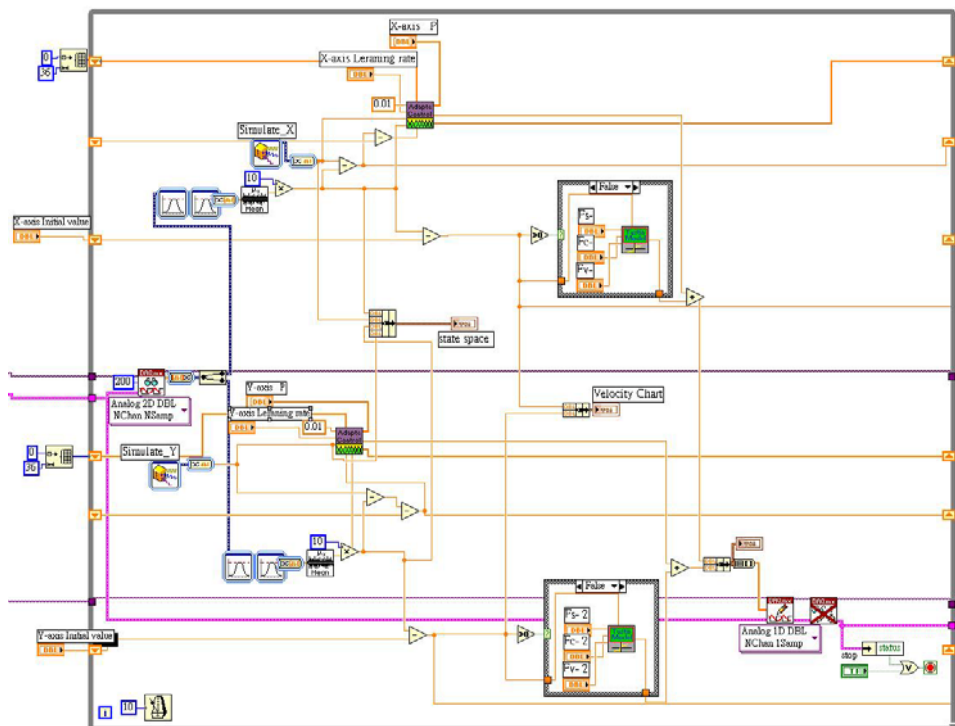


圖 6-10 適應模糊控制系統程式架構圖

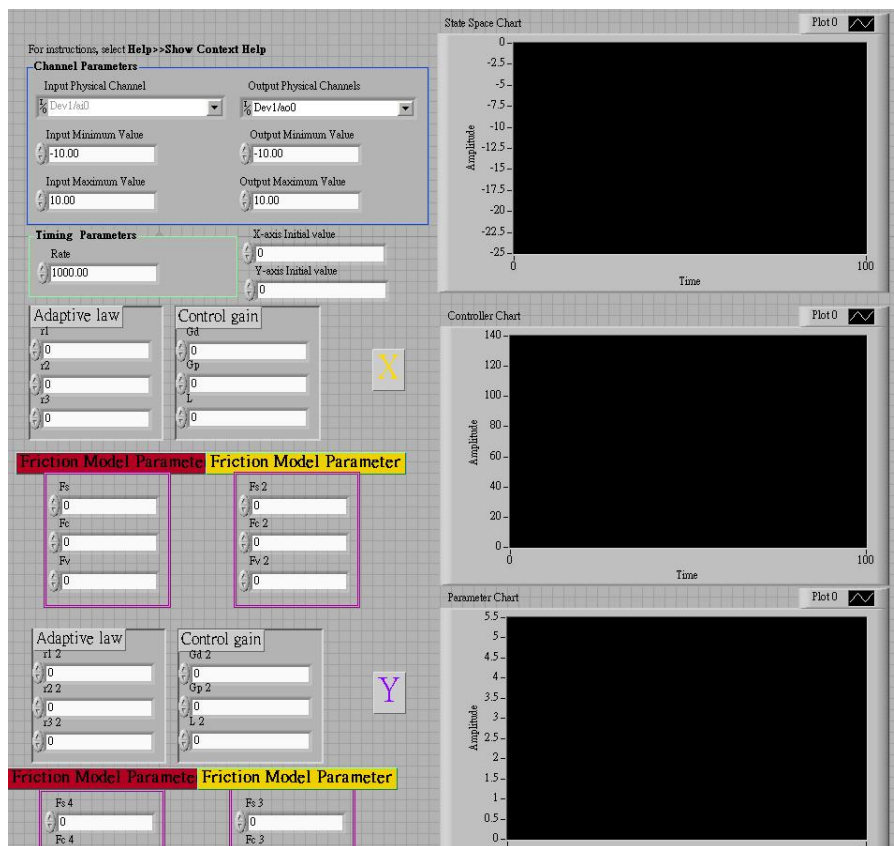


圖 6-11 適應滑動面控制系統介面圖

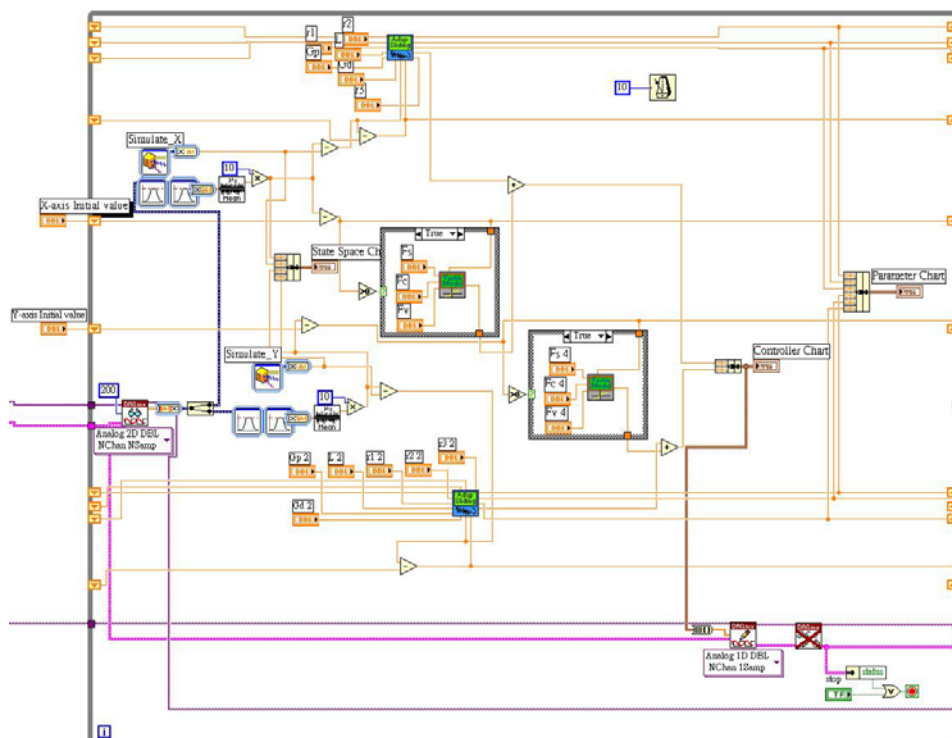


圖 6-12 適應滑動面控制系統程式架構圖

6.1.3 感測器與驅動器

量測裝置是選用日本 OMROM 公司生產的型號 Z4M-W100 高精度雷射變位計，其量測範圍為 80mm，且其量測精度為 1.5%的完全量測範圍 (FOS)，在反應時間為 20ms 之情況下，其解析度得達 30 μ m。雷射變位計其實體圖如圖 6-13 所示，表 6-2 為雷射變位計規格表。驅動電流放大器則是選用美國 Copley 公司型號為 ACP-090-09 的線性放大驅動器，其可提供之最大功率為 450Watts、9Amps、 \pm 50Volts。驅動器實體圖如圖 6-14 所示。



圖 6-13 Z4M-W100 雷射變位計

表 6-3 Z4M-W100 雷射變位計規格表

Measuring range MR(mm)	80mm
Measurement target	Aluminium
Resolution	30 μ m
Linearity	1.5%FS
Frequency response	50Hz
Temperature Characteristics	0.03%FS/ $^{\circ}$ C



圖 6-14 ACP-090-09 驅動器

6.2 PID 控制器實驗結果

6.2.1 定點控制

此實驗之主要目的為測試平台之定位性能並且為往後的追蹤控制實驗做準備，若所設計的 PID 控制器無法在此實驗中有好的響應表現時，則追蹤控制亦無法得到好結果。所謂定點控制為控制器輸入一固定之目標值給定位平台距離並不會隨時間改變而改變。此實驗分別對於定位平台進行最大行程測試與 x-y 軸各軸之定點控制測試。最大行程測試是由 x 軸從初始位置 -25mm 處移動到 25mm 處之測試；x 軸定點控制測試為初始位置 -25mm 處移動到 0mm 處；y 軸定點控制測試為初始位置 -12mm 處移動到 0mm 處。圖 6-15 為平台最大行程測試之展示。圖 6-16(a)~(b)為 x 軸定點控制測試之展示。圖 6-17(a)~(b)為 y 軸定點控制測試之展示。

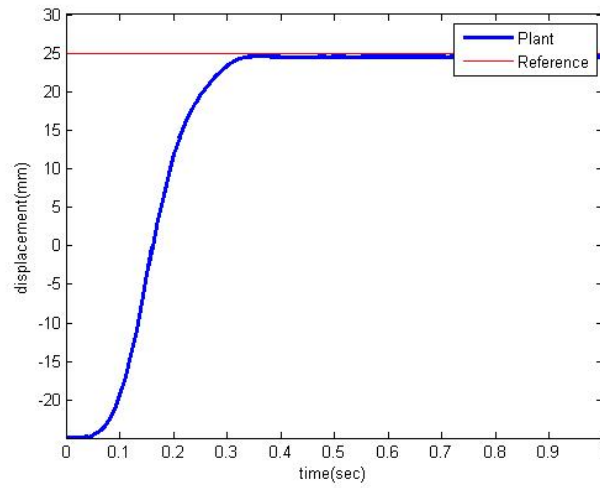


圖 6-15 最大行程響應圖

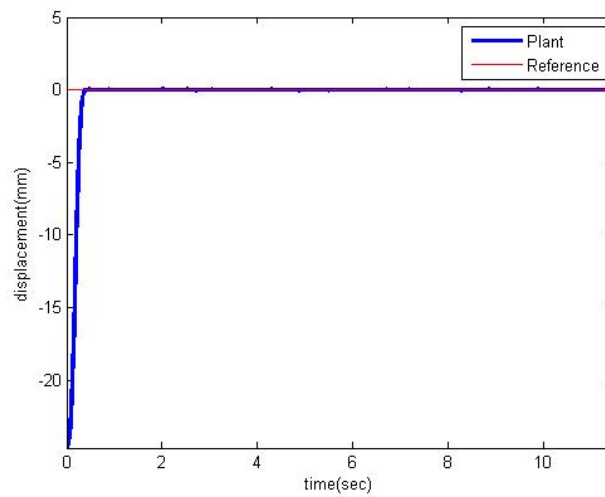


圖 6-16(a) x 軸定點控制響應圖

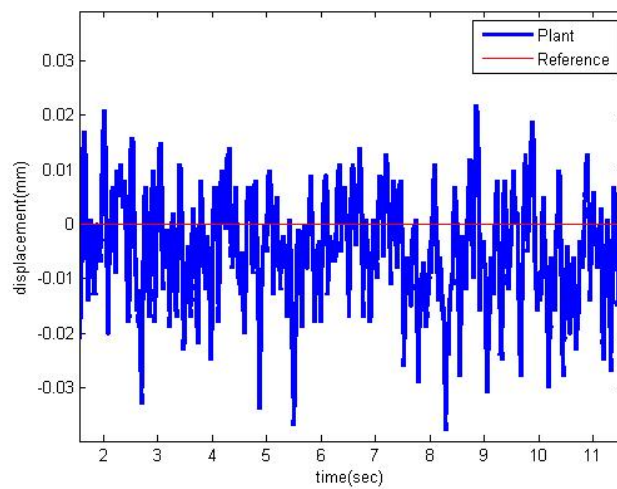


圖 6-16(b) x 軸定點控制響應局部放大圖

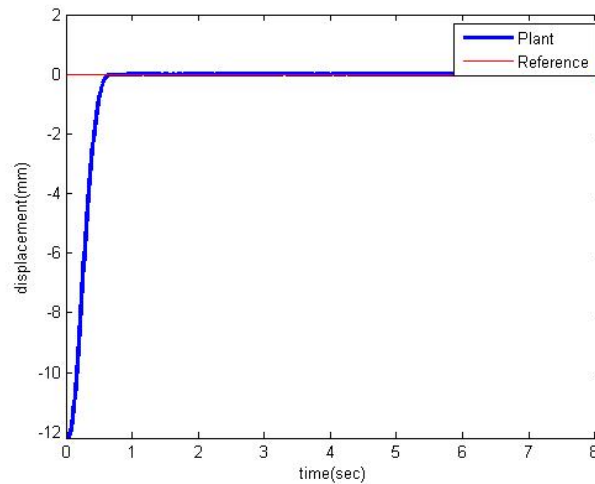


圖 6-17(a) y 軸定點控制響應圖

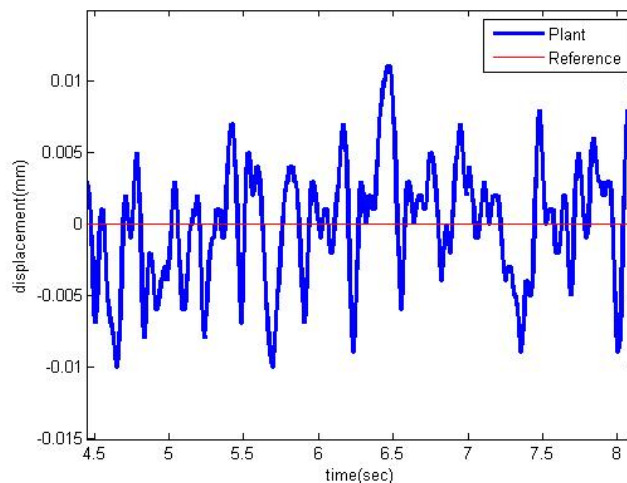


圖 6-17(b) y 軸定點控制響應局部放大圖

6.2.2 正弦波控制

正弦波運動控制實驗為測試平台追蹤性能，及平台運動平順度，實驗條件為振幅皆為 5mm ，而改變其運動平率與中心點位置，運動頻率由低至高分別為 0.3Hz 、 0.5Hz 、 2Hz 、 5Hz 。頻率 0.3Hz 與 0.5Hz 中心點在 0mm 處，而 2Hz 與 5Hz 中心點在 15mm 處。由實驗結果得知平台於 5Hz 皆還有不錯之追蹤效果，但是有一延遲時間產生。圖 6-18(a)~(d)分別展示頻率由 0.3Hz 、 0.5Hz 、 2Hz 、 5Hz 之弦波測試效果。

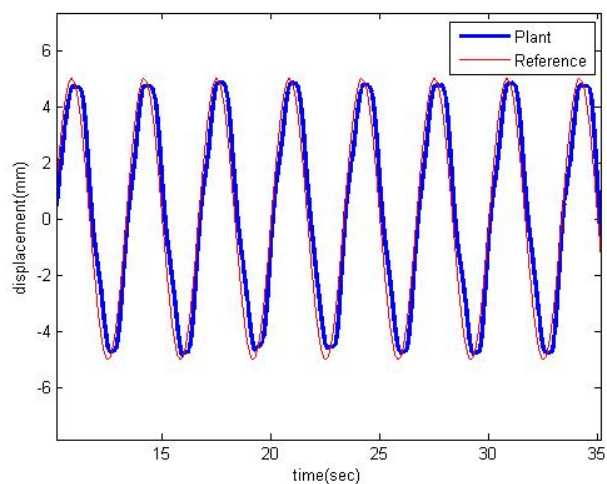


圖 6-18(a) 0.3Hz 正弦波響應圖

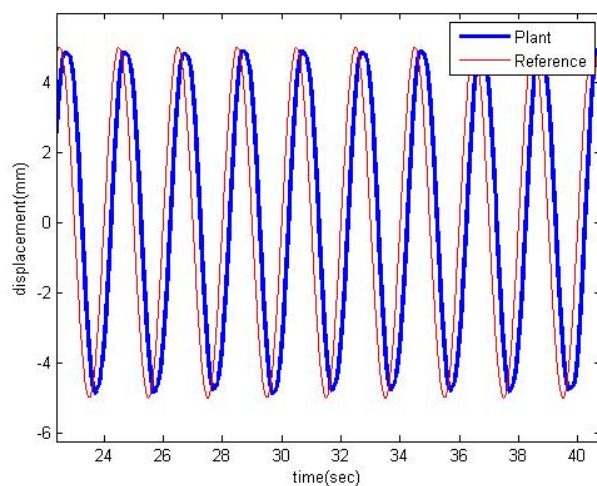


圖 6-18(b) 0.5Hz 正弦波響應圖

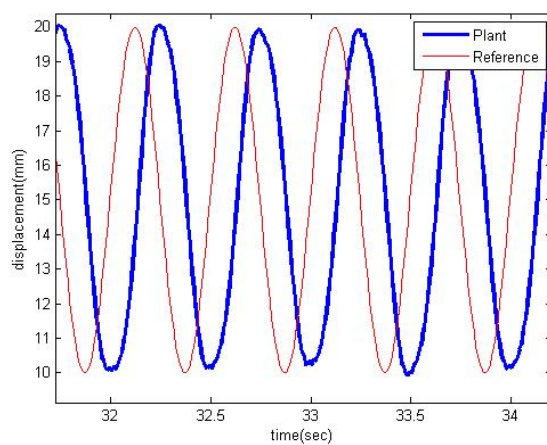


圖 6-18(c) 2Hz 正弦波響應圖

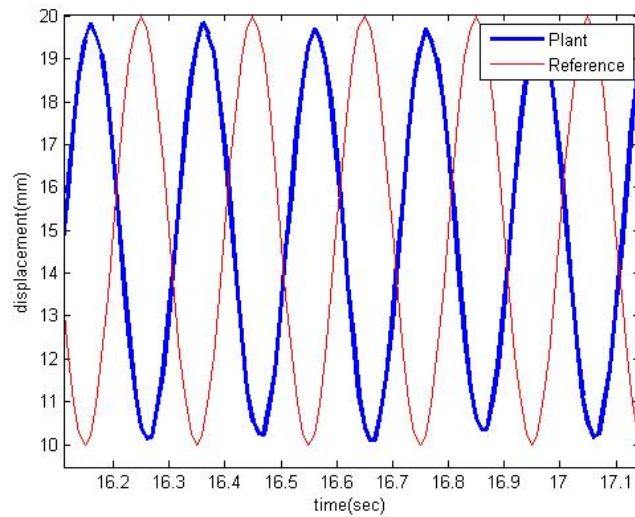


圖 6-18(d) 5Hz 正弦波響應圖

6.2.3 方波控制

方波運動控制實驗為測試平台重複性之性能，通常重複性之測試需要做長時間之測試，但是此實驗為展示用所以時間較為短暫。實驗條件為振幅 5mm 、中心點位置為 15mm 、頻率為 0.5Hz ，由實驗結果可得知此平台具有良好之重複性。圖 6-19 為方波控制測試展示。

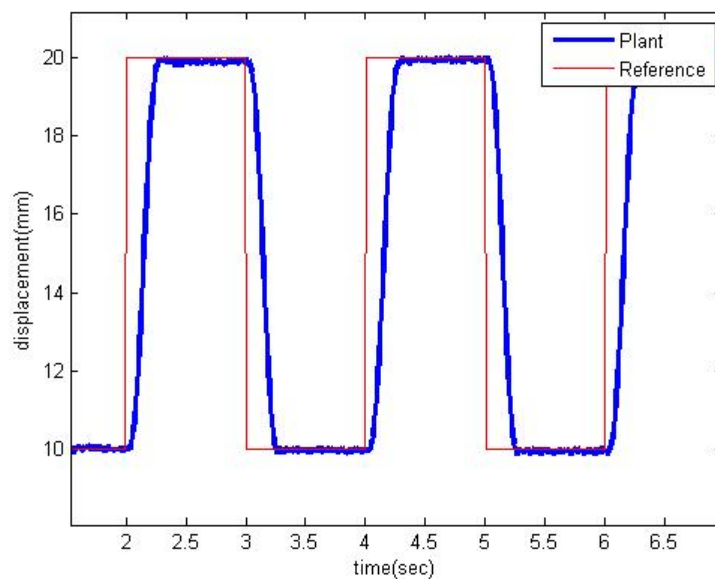


圖 6-19 方波響應圖

6.3 適應模糊控制器實驗結果

6.3.1 定點控制

此實驗之主要目的為測試平台之定位性能並且為往後的追蹤控制實驗做準備，若所設計的適應模糊控制器無法在此實驗中有好的響應表現時，則追蹤控制亦無法得到好結果。所謂定點控制為控制器輸入一固定之目標值給定位平台距離並不會隨時間改變而改變。此實驗對於定位平台進行 x-y 軸各軸之定點控制測試。x 軸定點控制測試為初始位置 -25mm 處移動到 0mm 處；y 軸定點控制測試為初始位置 -12mm 處移動到 0mm 處。圖 6-20(a)~(b) 為 x 軸定點控制測試之展示。圖 6-21(a)~(b) 為 y 軸定點控制測試之展示。

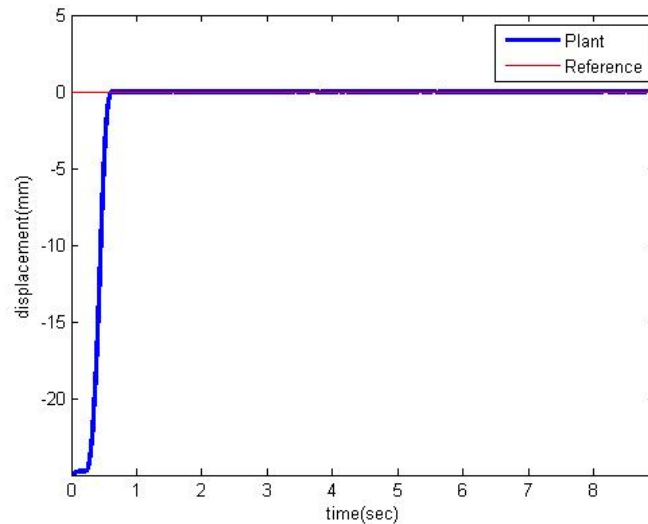


圖 6-20(a) x 軸定點控制響應圖(fuzzy)

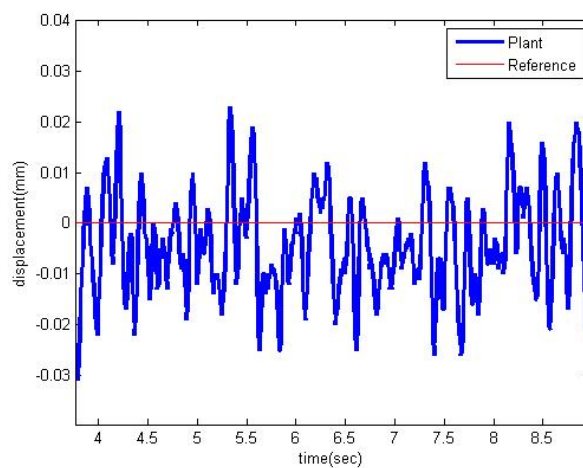


圖 6-20(b) x 軸定點控制響應局部放大圖(fuzzy)

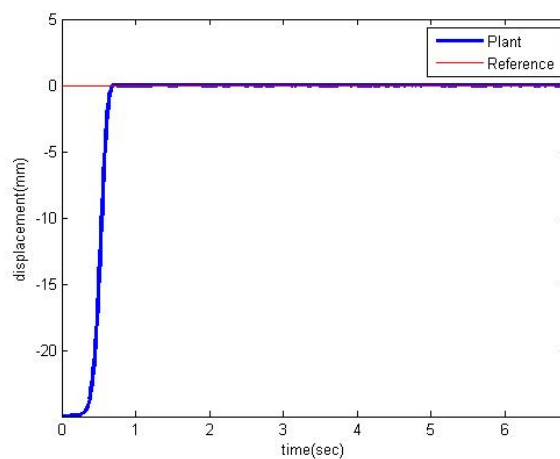


圖 6-21(a) y 軸定點控制響應圖(fuzzy)

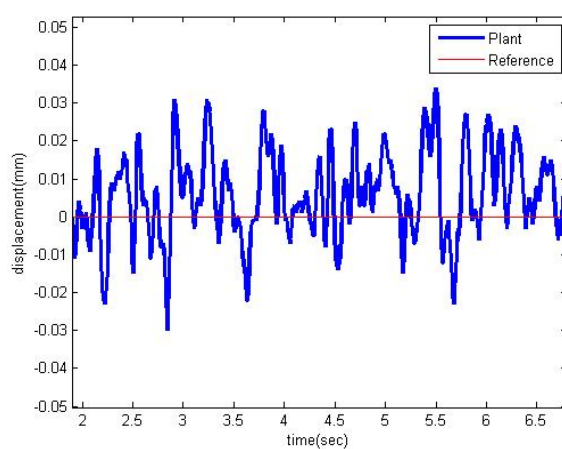


圖 6-21(b) y 軸定點控制響應局部放大圖(fuzzy)

6.3.2 正弦波控制

正弦波運動控制實驗為測試平台追蹤性能以及平台運動平順度，實驗條件為振幅 $5mm$ 、運動頻率為 $0.5Hz$ 、中心位置為 $15mm$ 。由實驗結果得知平台於 $0.5Hz$ 有不錯之追蹤效果，但是兩端峰值會有振動之現象。圖 6-22 為正弦波測試展示圖。

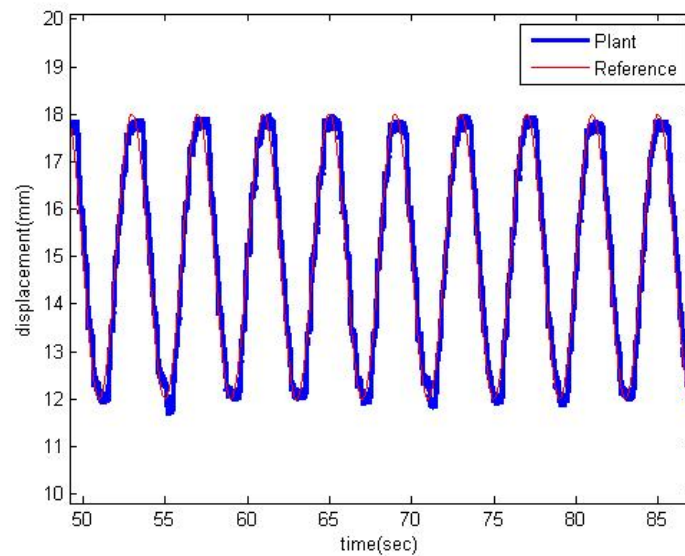


圖 6-22 正弦波響應圖(fuzzy)

6.3.3 方波控制

方波運動控制實驗為測試平台重複性之性能，通常重複性之測試需要做長時間之測試，但是此實驗為展示用所以時間較為短暫。實驗條件為振幅 $5mm$ 、中心點位置為 $15mm$ 、頻率為 $0.5Hz$ ，由實驗結果可得知此平台具有良好之重複性。圖 6-23 為方波控制測試展示。

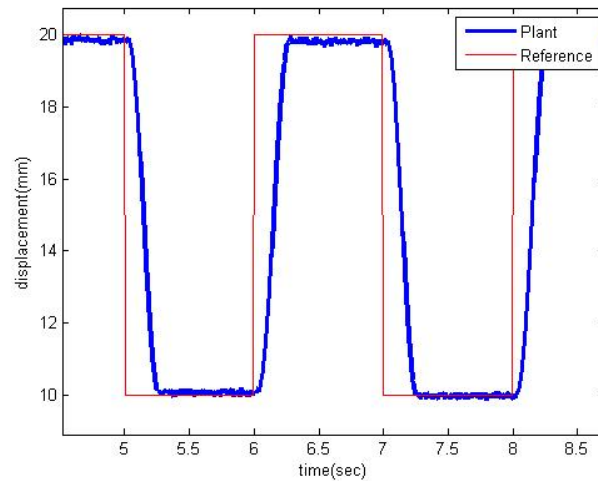
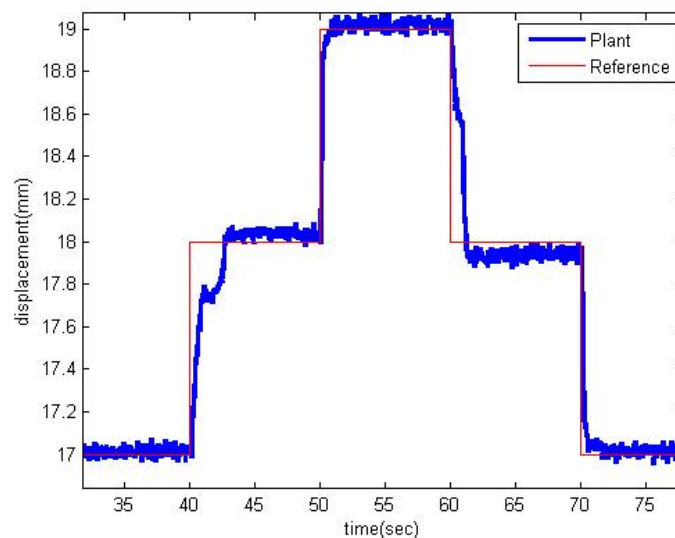


圖 6-23 方波響應圖(fuzzy)

6.3.4 連續步階定位控制

在連續步階定位控制實驗裡設計了二組步階命令，每一組的步階高度分別為 1mm 、 0.5mm ，此實驗之目的為測試定位平台從此點運動到另一點之能力，而定位性能之指標到達定位目標所需要之時間，是另一項重要的觀察紙表，若安定時間越短，則表示定位系統之暫態響應能力越佳。實驗結果如圖 6-24(a)~(b)所示。

圖 6-24(a) 1mm 連續步階定位控制響應圖

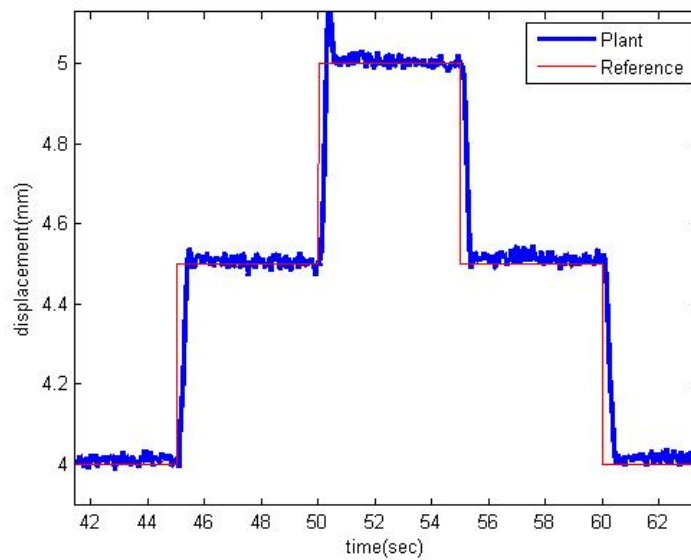


圖 6-24(b) 0.5mm 連續步階定位控制響應圖

6.4 適應順滑模式控制器實驗結果

6.4.1 定點控制

此實驗之主要目的為測試平台之定位性能並且為往後的追蹤控制實驗做準備，若所設計的適應模糊控制器無法在此實驗中有好的響應表現時，則追蹤控制亦無法得到好結果。所謂定點控制為控制器輸入一固定之目標值給定位平台距離並不會隨時間改變而改變。此實驗對於定位平台進行 x-y 軸各軸之定點控制測試。x 軸定點控制測試為初始位置 -25mm 處移動到 0mm 處；y 軸定點控制測試為初始位置 -12mm 處移動到 0mm 處。圖 6-25(a)~(b) 為 x 軸定點控制測試之展示。圖 6-26(a)~(b) 為 y 軸定點控制測試之展示。

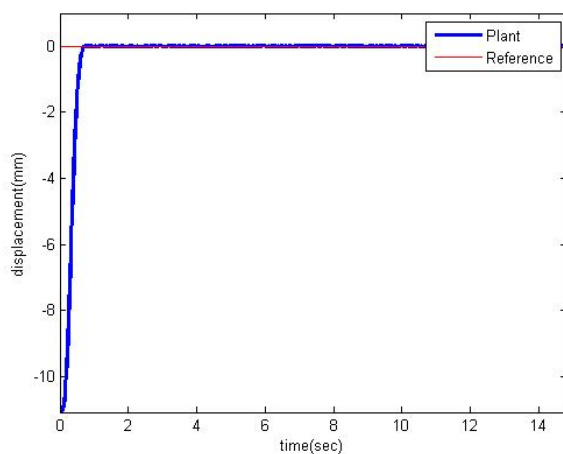


圖 6-25(a) x 軸定點控制響應圖(sliding)

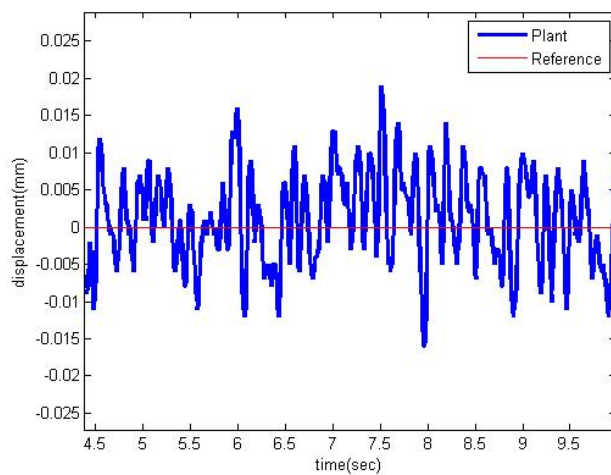


圖 6-25(b) x 軸定點控制響應局部放大圖(sliding)

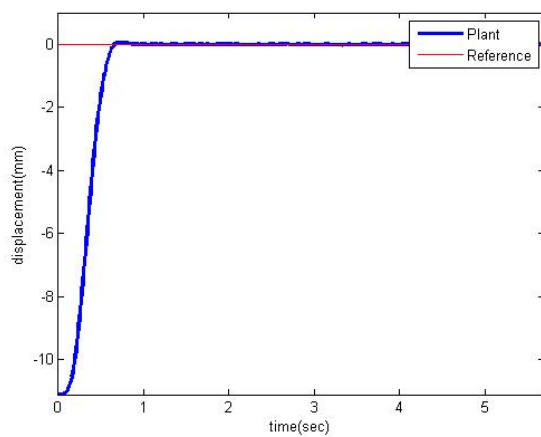


圖 6-26(a) y 軸定點控制響應圖(sliding)

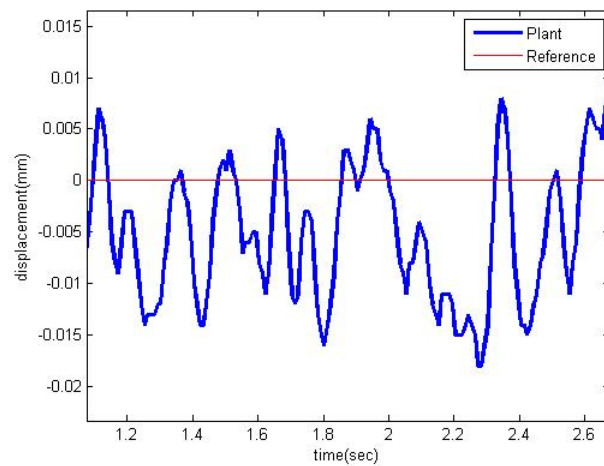


圖 6-26(b) y 軸定點控制響應局部放大圖(sliding)

6.4.2 正弦波控制

正弦波運動控制實驗為測試平台追蹤性能以及平台運動平順度，實驗條件為振幅 5mm 、運動頻率為 0.05Hz 、中心位置為 15mm 。由實驗結果得知平台於 0.05Hz 即有不錯之追蹤效果，但是兩端峰值會有追不到之現象，乃為摩擦力之影響。圖 6-27 為正弦波測試展示圖。

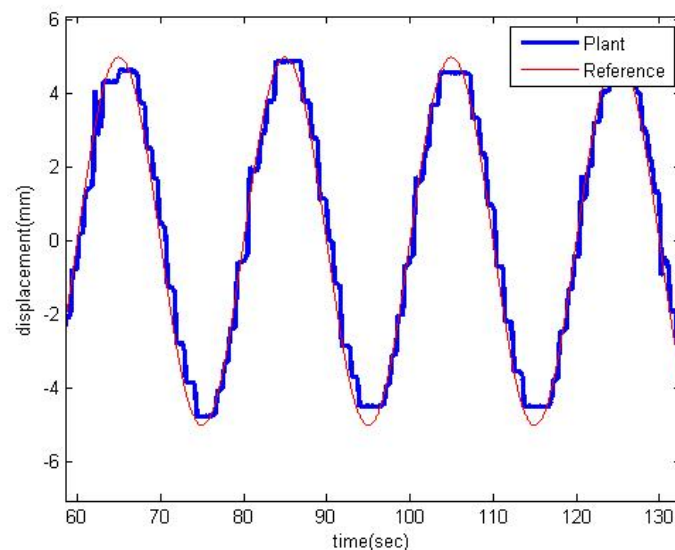


圖 6-27 正弦波響應圖(sliding)

6.4.3 方波控制

方波運動控制實驗為測試平台重複性之性能，通常重複性之測試需要做長時間之測試，但是此實驗為展示用所以時間較為短暫。實驗條件為振幅 $5mm$ 、中心點位置為 $15mm$ 、頻率為 $0.5Hz$ ，由實驗結果可得知此平台具有良好之重複性。圖 6-28 為方波控制測試展示。

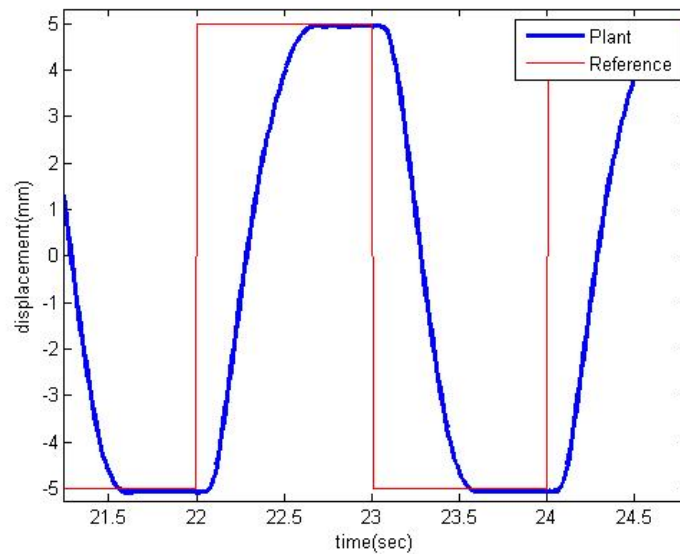


圖 6-28 方波響應圖(sliding)

6.4.4 連續步階定位控制

在連續步階定位控制實驗裡設計了二組步階命令，每一組的步階高度分別為 $1mm$ 、 $0.5mm$ ，此實驗之目的為測試定位平台從此點運動到另一點之能力，而定位性能之指標到達定位目標所需要之時間，是另一項重要的觀察紙表，若安定時間越短，則表示定位系統之暫態響應能力越佳。實驗結果如圖 6-29(a)~(b)所示。

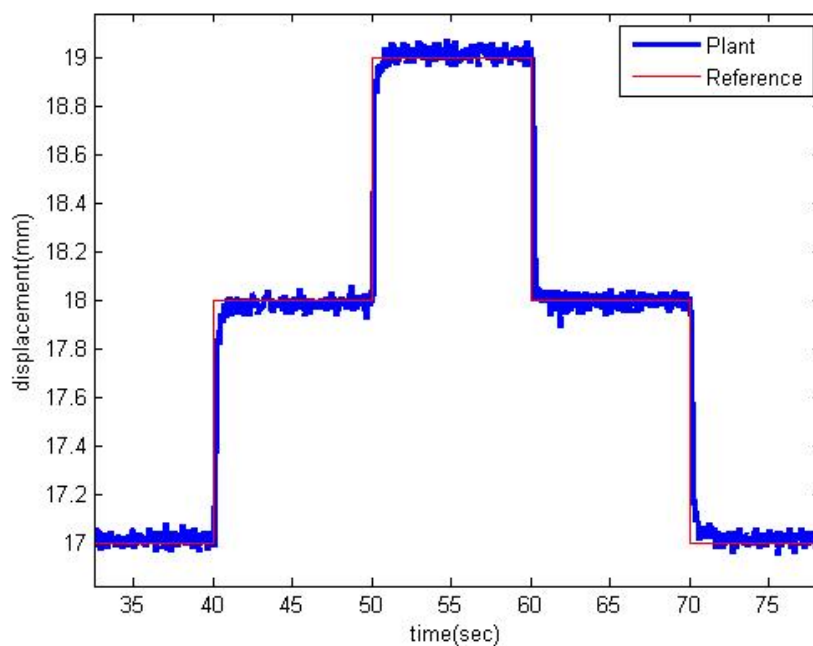


圖 6-29(a) 1mm 連續步階定位控制響應圖(sliding)

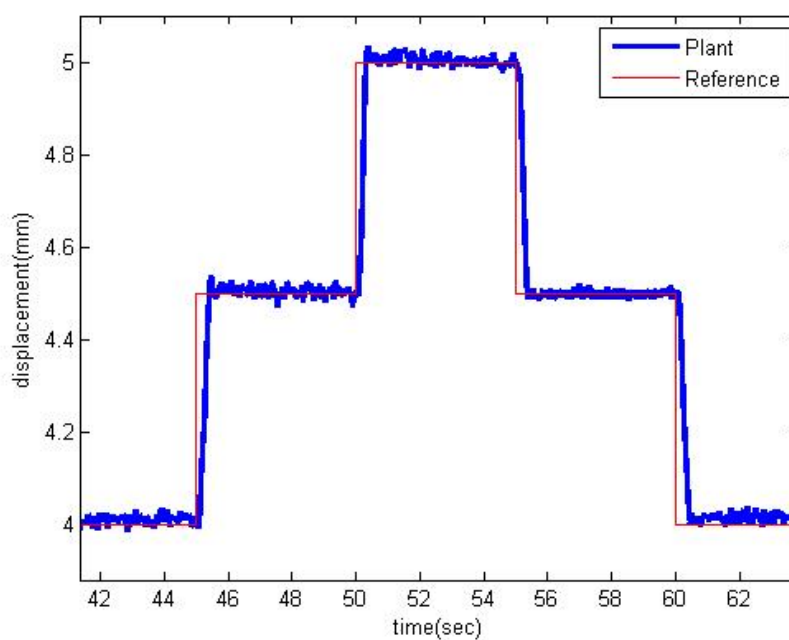


圖 6-29(b) 0.5mm 連續步階定位控制響應圖(sliding)

6.5 實驗結果總結

經過上述各種控制器(PID 控制器、適應模糊控制器、適應平滑模式控

制器)與各種實驗結果(定點控制、正弦波控制、方波控制、連續步階定位控制)所設計之定位平台皆能達到良好之效果。控制器方面適應模糊控制器與適應平滑模式控制器皆較優於 PID 控制器，三種控制器之評比如表 6-3 所示，分別對於三種控制器比較其響應時間、追蹤性能、抗外部干擾能力、參數調整時間、繁雜訊號控制效果之評比。

表 6-4 控制器效果之比較

	PID 控制器	適應模糊控制器	適應平滑模式控制器
響應時間	佳	佳	佳
低頻率追蹤性能	佳	佳	佳
高頻率追蹤性能	略低	較佳	較佳
外部干擾影響	略低	最佳	較佳
參數調整時間	最佳	較佳	略低
繁雜訊號控制效果	差	佳	佳

第七章 結論及未來展望

此研究設計與實現一新型長行程電磁推力定位系統，而此系統提供二自由度之二維運動控制。我們所提出之精密定位平台架構分為三個部份，分別為定位平台機構、電磁推力致動系統、量測系統。定位平台機構經由特殊之機構設計能使平台擁有兩倍之推力，可以大大改善電磁推力致動器推力不足的缺點，而 x 與 y 軸移動平台分於兩端各裝上一永久磁鐵。此定位平台總共使用了四個電磁推力致動器，分別控制 x 軸與 y 軸之推力大小。量測系統使用具有能夠量測長行程之雷射變位計，並且將量測得到之位移資料傳送給控制程式做運算後輸出使平台達到理想位置。

在控制系統方面，本研究提出三種控制器對定位平台進行定位控制與追蹤控制等等測試，分別為 PID 控制器、適應模糊控制器、適應順滑模式控制器。根據實驗結果，本研究之定位平台各軸皆有 $\pm 25\text{mm}$ 之最大行程與 $\pm 30\mu\text{m}$ 之準確度，模擬與實驗結果令人滿意，可以持續實施下去。本研究達成架構簡單、成本低廉、硬體需求不需太高並且具有良好之定位能力與追蹤能力之微米級定位系統。

由於本研究之定位平台傳動機構採用線性滑軌，使平台運行時皆會受到摩擦力之干擾，進而影響到實驗精度。雖然有使用摩擦力模型做為前饋補償器，得到一定之效果，但是音圈馬達之推力與電流關係為一個非線性之推力曲線，與一般工業界之馬達較為不同，因此必須要對摩擦力做更多的測試並且摩擦力模型要配合不同之推力曲線改變其模型中之值，一定可以得到更好之結果。

本研究未來將朝向平台導引機構及致動裝置皆深入探討與研究，在機構方面希望能增加定位平台行程與精度等級，以目前市面上之線性滑軌皆有摩擦力之影響定位平台之精度，若要較好之線性滑軌價錢卻又相差甚多

因此首先必須研究出適合長行程且不容易受到外在干擾與摩擦力之影響之傳動機構，接著為克服電子電路雜訊之影響，若能削減電子電路之雜訊，定位系統的重現性就會隨之提高。最後是提升數位/類比輸出與輸入之解析能力，這些問題皆為未來發展之要點。

參 考 文 獻

- [1] P. D. Atherton, Y. Xu., and M. McConnel, "New X-Y Stage for Positioning and Scanning," *Proceedings of SPIE's Annual Meeting*, Denver, USA, Aug. 1996.
- [2] Y. Xu, P. D. Atherton, M. McConnel, and T. R. Hicks, "Design and Characteristic of Nanometer Precision Mechanisms," *Proceedings of American Society for Precision Engineering Annual Meeting*, USA, 1996.
- [3] D. Heuderson, D. Jensen, and P. Piccirilli, "Recent advancements in Piezoelectric Stepping Motors," *Proceedings of American Society for Precision Engineering Annual Meeting*, USA, 1996.
- [4] H. Isobe, T. Moriguchi, and A. Kyusojin, "Development of Piezoelectric XYZ Positioning Device Using Impulsive Force," *日本精密工學會誌*, Vol. 62, no. 4, 1996.
- [5] J. W. Ryu and D. G. Gweon, "High Precision X-Y- θ Micropositioning Stage Using Monolithic Flexure-Pivoted Linkages," *Proceedings of American Society for Precision Engineering Annual Meeting*, USA, 1996.
- [6] 張昫揚, "Study in Long-range and Nanometer Positioning System," Master thesis. National Chung Hsing University, Taiwan, R. O. C., 2002.
- [7] Jong-Youp Shim and Dae-Gab Gweon, "Piezo-driven metrological multiaxis nanopositioner," *Review of Scientific Instruments*, American Institute of Physics, 2001.
- [8] 蔡嘉峰, "Integrated Design and Control to Improve Robustness and Upgrade Positioning Precision on Planar Maglev System," Master thesis.

- National Taiwan University, Taiwan, R. O. C., 2002.
- [9] Products P-780, Physik Instrumente Product Catalog, 2005.
- [10] D.L.Trumper, M.C.Weng, and R.J.Ritter, “Magnetic suspension and vibration control of beams for non-contact processing,” in *Proc.IEEE CCA-CACSD '99*, pp. 551-557, 1999.
- [11] 傅世澤, “Optimal Design and Characterization of a Nanometer Positioning Stage,” Master thesis. National Chung Hsing University, R. O. C., 2000.
- [12] M. Kobayashi, T. Yamaguchi and R. Horowitz, “Track Seeking Controller Design for Dual-Stage Actuator in Magnetic Disk Drives,” *Proceedings of American Control Conference*, pp. 2610-2614, June 2000.
- [13] S. Verma, K. Won-jong, and H. Shakir, “Multi-axis maglev nanopositioner for precision manufacturing and manipulation applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, pp. 1159-1167, 2005.
- [14] Sheng-Chih Huang, Shao-Kang Hung, Mei-Yung Chen, Chih-Hsien Lin, and Li-Chen Fu, “A Novel six-DOF Electromagnetic Precision Positioner Utilizing Hybrid Magnetic and Fluid Mechanism,” *IEEE Conference on Industrial Electronics*, Taipei, Taiwan, Nov. 5-8, 2007.
- [15] 白榮修, “The Study of Magnetostrictive Actuator-with-sensing Co-structure System,” Master thesis. Feng Chia University, Taiwan, R. O. C., 2003.
- [16] Won-Jong Kim, James H. Goldie, Michael J. Gerver, Jerome E. Kiley, and John R. Swenbeck, “Extended-Range Linear Magnetostrictive Motor with

- Double-Sided Three-Phase Stators,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, no. 3, May/June 2002.
- [17] Faa-Jeng Lin and Po-Huang Shieh, “Recurrent RBFN-Based Fuzzy Neural Network Control for X-Y- Θ Motion Control Stage Using Linear Ultrasonic Motors,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control*, Vol. 53, no. 12, December 2006.
- [18] M. Iwashiro, M. Yatsu and H. Suzuki, “Time Optimal Track-to-Track Seek Control by Model Following Deadbeat Control,” *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol. 35, no. 2, pp. 904-909, March 1999.
- [19] I.M. Choi, S.H. Kim and Y.K. Kwak, “Design and Control of Time Tracking Actuator for Optical Disk,” *IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 1878-1883, 1999.
- [20] H. A. H. a. and J. R. Melcher, “*Electromagnetic Field and Energy*,” Inc., 1996.
- [21] R. Ortega and R. Kelly, “PID self-tuners: Some Theoretical and Practical Aspects,” *IEEE Transactions Ind. Electron.*, Vol. IE-31, pp. 332–338, Nov. 1984.
- [22] P.A.Weaver and R.M.Ehrlich, “The Use of Multirate Notch Filters in Embedded-Servo Disk Drives,” *IEEE International Conference on American Control*, pp. 4156-4160, 1993.
- [23] Mei-Yung Chen, Tzuo-Bo Lin, Shin-Guang Huang, and Li-Chen Fu, “Design, Analysis and Control of an Electro-Magnetic Actuator,” *IEEE International Conference on American Control*, pp. 1233-1238, 2003.

- [24] <http://www.hiwin.com.tw/>-----2008.05.24
- [25] 韓曾晉編著，「適應控制系統-*Control Systems of Adaptive*」，科技圖書股份有限公司，37~346 頁，民國八十一年六月初版。
- [26] S. Peng and S. Shyh-Pyng, “Robust H^∞ control for linear discrete-time systems with norm-bounded nonlinear uncertainties,” *IEEE Transactions on Automatic control*, Vol. 44, pp. 108-111, 1999.
- [27] 陳永平、張浚林編著，「可變結構控制設計」，全華科技圖書股份有限公司，1-1~8-52 頁，民國九十一年九月二版。
- [28] D.Guang-Ren and D. Howe, “Robust magnetic bearing control via eigenstructure assignment dynamical compensation,” *IEEE Transactions on Control systems technology*, Vol. 11, pp. 204-215, 2003.
- [29] H.Sung-Kyung and R. Langari, “Robust fuzzy control of a magnetic bearing system subject to harmonic disturbances,” *IEEE Transactions on control systems technology*, Vol. 8, pp. 366-371, 2000.
- [30] Kiam Heong Ang, Gregory Chong, and Yun Li, “PID Control System Analysis, Design, and Technology,” *IEEE Transactions on control systems technology*, Vol. 13, no. 4, July 2005.
- [31] J.C. Basilio and S. R. Matos, “Design of PI and PID Controllers with transient Performance specification,” *IEEE Transactions on Education*, Vol. 45, no. 4, November 2002.
- [32] Li-Xin Wang, “Stable Adaptive Fuzzy Control of Nonlinear Systems,” *IEEE Transactions on fuzzy system*, Vol. 1, no. 2, pp. 146-155, 1993.
- [33] C. C. Lee, “Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller, parts I

and II,” *IEEE Transactions on systems, Man, Cybern*, Vol. 20, no. 2, pp. 404-435, 1990.

- [34] L. X. Wang and J. M. Mendel, “Fuzzy basis functions universal approximation, and orthogonal least squares learning,” *IEEE Transactions on neural network*, Vol.3, pp. 807-814, 1992.