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

鐵心永磁同步線性伺服馬達應用於雙軸高精密伺服平臺之運動控制器設計及效能分析

Controller Design and Performances Analysis for Permanent Magnet Iron Core Synchronous Linear Motors in Two-axis Precision Platform.

研究生 ： 楊東諺 撰

中 華 民 國 1 0 2 年 7 月

摘要

本研究之主要目的為開發一套雙軸式高精密運動控制平臺。所使用之致動器為鐵芯式永磁同步伺服線性馬達。在雙軸同動之前，先對單軸進行磁推力及馬達系統的數學模型建模，而後利用數學模型進行控制器設計。在本研究中，首先設計控制器為步階迴歸滑模控制器(BSMC)、而後利用 Lyapunov 穩定理論，完成適應性步階迴歸滑模控制器(ABSMC)，另外為了提高系統精度，分別導入兩種不同補償方式(1)加入一維小腦模型類神經控制器(1DCMAC) (2)加入干擾估測器(Disturbance Obsever)。

雙軸同步線性馬達在精密控制上面臨三大干擾分別為漣波效應(Ripple effect)、摩擦力(Friction)及雙軸間的同動耦合(Coupling)問題。因此在控制器的設計上，需要考量環境因素及干擾之補償，並藉由非線性控制理論、Lyapunov 穩定理論，完成非線性控制器設計，以提高系統精密控制效能。

在精密運動平臺的應用上，不外乎精密定位及動態軌跡追蹤。本論文將著重探討在精密動態控制下的效能分析，即使環境中具有干擾存在，整體系統響應仍然保持著精密控制效果。

本研究所使用的永磁鐵芯式同步線性伺服馬達，為上銀公司(HIWIN)所生產，產品型號分別為 LMS27(X 軸)、LMS13(Y 軸)，其最大行程皆為 200mm。光學尺為 Renishaw 公司之產品，產品型號為 RGH22Y，其解析度為 0.1μm。人機介面採用美商儀器公司(National Instrument)產品 LabVIEW 2010 Professional Development System 進行控制器程式撰寫及開發。

關鍵詞： 鐵心式永磁同步伺服線性馬達、高精密定位控制平臺、適應性步階迴歸滑模控制器、小腦模型類神經網路、干擾估測器

Abstract

The main propose of this study is to develop a two-axes high precision motion control platform. The actuators of this platform are permanent magnet iron core synchronous linear motors (PMLSMs) respectively. Before exciting two-axes PMLSM simultaneously, we need to analyze the mathematical model of one-axis motor system. After that we can design the controller of one-axis motor by the model of system. In this study, at first we design backstepping sliding model controller (BSMC), and then using the Lyapuvon stable theorem to complete adaptive backstepping sliding mode controller (ABSMC). However, to increase the performance of precision, we introduce two kinds of method, (1) one-dimension cerebellar model articulation neural network controller (1DCMAC) (2)disturbance observer, to compensate the disturbances.

Two-axes precision motion control in linear motors are influenced three major disturbances which are ripple effect, friction, and coupling problem respectively. Therefore, compensating disturbances which causes by environment is necessary in the controller design procedures by non-linear and Lyapunov stable theorem to increase more precise control performance.

In the application of motion control of precision platform, PMLSM is usually applied to position or track. In this research we focus on the analysis of control performance in the dynamic tracking. Even the disturbances exist around environment, the control performance still enhance by controller design.

The permanent magnet iron core synchronous linear motors of this research are LMS27(X-axis)、LMS13(Y-axis) manufactured by HIWIN company. The maximum route of the motors are 200mm respectively. The linear scales are RGH22Y produced by Renishaw company and its resolution is 0.1μm.

Human-machine interface utilizes LabVIEW 2010 Professional Development System to program code.

Keywords: Permanent magnet iron core synchronous linear motor, High precise motion control platform, Adaptive back-stepping sliding mode controller (ABSMC), Cerebellar model articulation neural network controller (CMAC), Disturbance observer.

誌謝

隨著碩士生涯逐漸接近尾聲，開始回顧兩年來的碩士生涯，在這期間裡，有過熱情的時刻、歡笑的時刻、玩樂的時刻、懶惰的時刻、無助的時刻，剎那間，這些曾經的感覺都隨著時間逐漸昇華了，留下來的只有淡淡的愉悅及嘴角一抹淺淺的微笑，此時此刻，內心充滿著無比的踏實。

兩年的碩士生涯能夠如此順利畢業，首先要感謝我的指導教授 陳美勇 博士，感謝老師提供了良好的學習資源及環境，且時常教導我要站在更高的研究視野看待自己的專業領域，此外，讓我最感謝的是老師對於我的家庭生活之幫助，這更讓我感受到，老師用真心地關心研究生的生活環境。再來要感謝我的口試委員 呂宗熙 博士、 陳永平 博士及 黃安橋 博士，感謝三位口試委員在百忙當中，仍抽空將我的論文細細審查，並提供正確的修改建議，使得本論文的錯誤之處，能得到改正，且更加嚴謹。另外我要感謝系上 吳順德 老師，感謝老師默默為了社會付出，在老師身上我看見的是超越自我的實踐，正確生活價值應該要建立在幫助弱勢及喚醒社會良心上，而不是整天想著該如何發表論文早日升等。

在實驗室裡，我要感謝我的直屬學長 盧建勳 ，真摯的感謝學長以身示範正確的研究精神，真的很榮幸能夠與你認識，並有幸的作為你的學弟。此外也要感謝同儕 希哲、哲勝、秉剛、昀翰，在兩年相處中，時常相互鼓勵及虧損，保持著互助互競的良好關係。感謝學弟 智翔、高遠、煒騰、玠號、一豪，在實驗室中各自扮演開心果的腳色，使得大家保持良好笑容。

也要感謝亞蕎的體貼溫柔，謝謝妳總在我忙碌時，選擇站在我的角度，成為我身旁的支持者，讓我能夠心無罣礙的專心在學業之中。

最後感謝犧牲了半輩子，無私付出的媽媽，沒想過要吃好穿好，卻常常要擔心我的生活是否無虞，今日能有些許成就，一切都是源自於您，媽媽，感謝您。

楊東諺 精密運動控制實驗室 2013/8/23

目錄

摘要……i

Abstract ……ii

致謝……..iv

目錄……...v

圖目錄……viii

表目錄……xiv

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……10

1.4 本論文之貢獻……11

1.5 本論文之架構……12

第二章 理論基礎……...13

2.1 線性馬達簡介……..13

2.2 線性馬達的驅動方式……..14

2.3 線性馬達與滾珠導螺桿之比較……..15

2.4 *d-q* 雙軸之電流動態方程式分析……16

2.5 線性馬達外部干擾……..20

2.6 鐵心式同步線性馬達的動態模型……..21

2.7 線性馬達之速度迴路……..22

2.8 X-Y 雙軸線性馬達之漣波效應估測……..24

第三章 控制器設計與理論……...32

3.1 控制系統……..32

3.2 Lyapunov 穩定理論……34

3.3 主控制器設計-適應性步階迴歸滑模控制器設計……35

3.4 一維小腦模型類神經網路……..39

3.5 干擾估測器……..43

第四章 實驗設備……...46

4.1 雙軸式高精密平臺整體結構……..46

4.2 鐵心式永磁同步伺服線性馬達.....48

4.3 驅動器……..49

4.4 光學尺……..50

4.5 線性滑軌……..51

4.6 資料擷取卡……..52

4.7 人機介面及圖形化程式軟體……..53

第五章 實驗結果……...54

5.1 X 軸動態軌跡追蹤及效能分析……..56

5.2 Y 軸動態軌跡追蹤及效能分析……..66

5.3 XY 雙軸同動動態軌跡追蹤控制及效能分析……...73

第六章 結論及未來展望 ……82

參考文獻……83

圖目錄

圖 1-1 雙滑膜邊界層控制器與整體系統方塊圖……..3

圖 1-2 相平面中的雙層滑膜層……..3

圖 1-3 管型馬達控制命令……..3

圖 1-4 步階迴歸適應控制器與整體系統之流程方塊圖……..4

圖 1-5 自我調整型適應控制器與整體系統之流程方塊圖……..4

圖 1-6 模型參照型適應控制器與整體之系統方塊圖……..4

圖 1-7 強健式適應控制器與整體系統方塊圖……..5

圖 1-8 雙重補償器方塊圖……..5

圖 1-9 BPNN 離線訓練近似結果……..5

圖 1-10 智慧型倒傳遞步階滑模控制器與系統整體方塊圖……6

圖 1-11 RBFN 類神經網路……6

圖 1-12 實驗設備與人機介面訊號流程示意圖……6

圖 1-13 結合 P 控制器與小腦模型控制器示意圖……7

圖 1-14 CMAC 加入後誤差曲線……...7

圖 1-15 CMAC 加入後控制量輸出變化……...7

圖 1-16 過濾型滑模控制器結合逕向基核類神經網路與馬達系統方塊圖……8

圖 1-17 圓形軌跡追跡實驗圖……8

圖 1-18 葉形軌跡追蹤實驗圖……8

圖 1-19 雙重控制器及整體馬達系統設備架構圖……9

圖 1-20 加入干擾估測器之速度響應……9

圖 2-1 旋轉馬達與線性馬達之關係……13

圖 2-2 線性馬達邊端效應……13

圖 2-3 線性馬達實體……13

圖 2-4 線性馬達的位置與三相電流輸出之驅動示意圖……14

圖 2-5 線性馬達驅動器統……15

圖 2-6 滾珠導螺桿驅動系統……15

圖 2-7 線性馬達控制系統簡化方塊圖……19

圖 2-8 動子線圈與線性滑軌……20

圖 2-9 定速下漣波效應與速度間的關係圖……20

圖 2-10 線性馬達的整體系統控制迴路……..22

圖 2-11 梯形曲線配置圖……..22

圖 2-12 變速度控制器切換步驟示意圖……..24

圖 2-13 X 軸等速在 50mm/s 時速度曲線……28

圖 2-14 X 軸等速在 100mm/s 時速度曲線……28

圖 2-15 X 軸等速在 150mm/s 時速度曲線……..29

圖 2-16 X 軸等速在 200mm/s 時速度曲線……29

圖 2-17 X 軸等速在 250mm/s 時的速度曲線……29

圖 2-18 Y 軸等速在 50mm/s 時的速度曲線……30

圖 2-19 Y 軸等速在 100mm/s 時的速度曲線……30

圖 2-20 Y 軸等速在 150mm/s 時的速度曲線……30

圖 2-21 Y 軸等速在 200mm/s 時的速度曲線……30

圖 2-22 Y 軸等速在 250mm/s 時的速度曲線……..30

圖 3-1 系統簡圖……32

圖 3-2 混和型控制器與系統方塊圖……40

圖 3-3 小腦演算法之流程圖……40

圖 3-4 一維小腦模型輸入狀態與分割方式……41

圖 3-5 干擾估測器方塊圖……44

圖 3-6 主控制器結合干擾估測器……45

圖 4-1 實驗設備整體系統方塊圖……46

圖 4-2 鐵心式線性伺服馬達平台結構圖……47

圖 4-3 高精密度定位控制系統硬體設備架構……47

圖 4-4 雙軸鐵心式同步伺服線性馬達……49

圖 4-5 線性馬達驅動器外觀圖……49

圖 4-6 驅動器各接腳與通訊訊號之關係……49

圖 4-7 RENISHAW 光學尺外觀……..50

圖 4-8 反射型光學尺原理簡圖……50

圖 4-9 QR 系列靜音式滾柱型線性滑軌外觀圖……51

圖 4-10 美商國家儀器型號 PXIe-6363 資料擷取卡……..52

圖 5-1 實驗設計流程……54

圖 5-2 LabVIEW2010 程式啟動頁面……..55

圖 5-3 MATLAB 程式啟動頁面……..55

圖 5-4 BSMC 與 ABSMC 在 10mm,0.1Hz 的動態軌跡追跡響應……..56

圖 5-5 BSMC 與 ABSMC 在 10mm,0.1Hz 的穩態誤差響應……56

圖 5-6 BSMC 與 ABSMC 在 10mm,0.1Hz 的干擾補償響應……57

圖 5-7 ABSMC 在負載情況下的追跡響應……58

圖 5-8 ABSMC 在負載情況下的穩態誤差響應……59

圖 5-9 ABSMC&1DCMAC 在 10mm、0.1Hz 時的追跡響應……60

圖 5-10 ABSMC&1DCMAC 在 10mm、0.1Hz 時的穩態誤差響應……61

圖 5-11 ABSMC&1DCMAC 在 10mm、1Hz 時的追跡響應……..61

圖 5-12 ABSMC&1DCMAC 在 10mm、1Hz 時的穩態誤差響應……..62

圖 5-13 ABSMC&DO 在 10mm、0.1Hz 時的追跡響應……..63

圖 5-14 ABSMC&DO 在 10mm、0.1Hz 時的穩態誤差響應……64

圖 5-15 ABSMC&DO 在 10mm、1Hz 時的追跡響應……64

圖 5-16 ABSMC&DO 在 10mm、1Hz 時的穩態誤差響應……65

圖 5-17 BSMC 與 ABSMC 在 10mm,0.2Hz 的動態軌跡追跡響應…….66

圖 5-18 BSMC 與 ABSMC 在 10mm,0.2Hz 的穩態誤差響應……66

圖 5-19 BSMC 與 ABSMC 在 10mm,0.2Hz 的干擾補償響應……67

圖 5-20 ABSMC 在負載情況下的追跡響應……...68

圖 5-21 ABSMC 在負載情況下的穩態誤差響應……...69

圖 5-22 ABSMC&DO 在 10mm、0.1Hz 時的追跡響應……..70

圖 5-23 ABSMC&DO 在 10mm、0.1Hz 時的穩態誤差響應……..70

圖 5-24 ABSMC&DO 在 10mm、1Hz 時的追跡響應……71

圖 5-25 ABSMC&DO 在 10mm、1Hz 時的穩態誤差響應……71

圖 5-26 BSMC 及 ABSMC 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤響應-1…….73

圖 5-27 BSMC 及 ABSMC 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤響應-2…….73

圖 5-28 BSMC 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤之誤差響應……74

圖 5-29 ABSMC 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤之誤差響應……74

圖 5-30 BSMC 及 ABSMC 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤響應-1…….75

圖 5-31 BSMC 及 ABSMC 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤響應-2……75

圖 5-32 BSMC 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤之誤差響應……76

圖 5-33 ABSMC 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤之誤差響應……76

圖 5-34 ABSMC&DO 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤響應-1……78

圖 5-35 ABSMC&DO 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤響應-2……78

圖 5-36 ABSMC&DO 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤之誤差響應……79

圖 5-37 ABSMC&DO 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤響應-1……79

圖 5-38 ABSMC&DO 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤響應-2……80

圖 5-39 ABSMC&DO 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡之誤差響應圖……80

表目錄

表 2-1 線性馬達與滾珠導螺桿性能比較……15

表 3-1 轉換矩陣 *C*……42

表 4-1 雙軸鐵心式線性伺服馬達之各項內部參數規格……48

表 5-1 BSMC 及 ABSMC 在 10mm,0.1Hz 追跡下的統計數據…….58

表 5-2 ABSMC 在 10mm,0.5Hz 及外部負載分別為 5、10 公斤時之追跡統計……..59

表 5-3 ABSMC&1DCMAC 在 10mm (0.1,1Hz)的追跡誤差統計數據..62

表 5-4 ABSMC&DO 在 10mm (0.1、1Hz)的追跡誤差統計數據……..65

表 5-5 BSMC 及 ABSMC 在 10mm,0.2Hz 追跡下的統計數據…….67

表 5-6 ABSMC 在 10mm,0.5Hz 及外部負載增加時之效能統計……..69

表 5-7 ABSMC&DO 在 10mm (0.1、1Hz)的追跡誤差統計數據……..72

表 5-8 BSMC、ABSMC 在圓形軌跡 10mm (0.1、0.4Hz)的追跡誤差統計數據……..77

表 5-9 ABSMC&DO 在圓形軌跡 10mm (0.1、0.4Hz)的追跡誤差統計數據……..81

第一章 緒論

1.1 前言

線性電動機，又稱為線性馬達(Linear Motor)，發展起源可追朔於 1840 年代，因當時無應用之場合故線性馬達的發展即受到限制。而後至 1955 年代，隨著工業時代的快速發展，線性馬達被應用在交通傳輸、工業製造、工業檢測、精密加工等各種領域中。

滾珠導螺桿為一線性傳動裝置，與線性馬達同擁有線性運動的功能。然而滾珠導螺桿需要一轉換裝置如齒輪、皮帶、滾珠…等，用以將旋轉運動轉換為直線運動。因此轉換裝置的存在，導致產生背隙及摩擦力之干擾，此外轉換效能損失之問題使得精密定位效能下降。另一方面，螺桿的架設平置於空中，於螺桿中心底部無任何支撐機構，若長行程的螺桿在長時間運作下，螺桿中心受到地心重力影響，將會隨著時間增加而逐漸貼近地面，此種彎曲現象(Bending) 會導致螺桿的真直度降低，進而降低精密控制效能。隨著工業發展趨向輕薄短小化，對於各種精密控制的需求已從微米等級提升至奈米等級。因此，在時代演進之下，傳統滾珠導螺桿將會逐漸被線性馬達所取代。

線性馬達擁有高剛性、機構簡單、直接驅動、高可靠度等優勢，雖然擁有許多優點，卻仍然有著不可避免的干擾存在。其中線性滑軌上的摩擦效應、磁極之間的漣斥波效應、平臺負載的重量、機臺移動時的噸動干擾、馬達系統參數隨溫度上升而產生變異等等，皆屬於線性馬達上不可避免之各種干擾。因此在高精密伺服平臺中，控制器的設計及干擾之補償成為了精密定位效能的重要關鍵。

無論在高精密定位或是高精度動態軌跡追蹤，都將探討如何判別控制精度優劣，在此有兩種規格『準確性(Accuracy)』、『精確性(Precision)』可應用於分析控制精度。其中精確性定義為:實際量測平均值與目標值的一致程度，而精確性定義為:以相同的量測過程重複量測同一待測物，每一次量測值會分布於目標值附近，

依據分佈範圍的廣泛程度判別精確程度。

控制理論在二十世紀初期開始蓬勃發展，至今可依照不同數學背景或理論分為三種階段[1]，第一為古典控制，第二為現代控制，第三為智慧型控制。在五○年代以前所發展的古典控制，對於馬達系統，多以轉移函數形式表示，並進行線性控制器設計，如此雖然可以達到定位及追跡的控制效果，卻對於馬達的內部變化無法探知，且也只適用於單輸入單輸出(SISO)的線性非時變系統。而後在六○年代發展了現代控制論理，其使用狀態空間方程式表示整體系統，除了可以得知系統狀態的變化外，更將古典控制中的單輸入單輸出控制系統推展至多輸入多輸出(MIMO)系統控制。然而在現代控制中，數學化模型的準確與否將直接性影響控制效能，往往因為某種原因物件參數發生變化使數學模型不能準確地反應系統特性，而無法達到期望的控制指標。為解決此種問題，便開始發展了如強健控制、適應控制。在六○年代後，有學者提出了人工智慧、模糊理論、與控制相互結合，其主要精神在於強調不斷學習的概念，藉由不斷訓練達到克服各種外部干擾的功能，進而達到控制目的。

本論文所使用的控制器設計方法，屬於現代控制與智慧型控制的結合應用，希望能擷取各家精華融會發展，開發出一套雙軸式高精密運動控制平臺系統，其中雙軸的致動器皆為鐵心式永磁同步伺服線性馬達，各軸的有效行程為 200mm，光學尺精度為 0.1μm。最後期望運用非線性控制設計理論同時結合類神經網路，完成高精度的動態軌跡追蹤之運動控制。

1.2 文獻回顧

在此部分將探討過去至今，國內外各家學者於線性馬達的控制器設計之特色及研究中所達成的控制精密程度，以利於我們在設計控制器時，更能有廣泛的知識背景，以分析及比較各種控制法則之優缺點。

Francesco Cupertino, David Naso, Ernesto Mininno 及 Biagio Turchiano 等學者[2]，提出了使用雙滑模邊界層的滑模控制器，用以克服摩擦力及負載重量之影響。而在滑模控制器的後端，再加入一 PI 控制器，用以消除穩態誤差。同時將此控制器應用於管型線性馬達。整體系統響應方塊圖如圖 1-1 所示，圖中的位置控制器即為提出之控制器。論文中利用滑模理論及數學推導，證明出馬達位置不與整體馬達重量相關。在實驗的設計中，分別加入了 6 及 10 公斤之外部負載，用以測試控制器的強健性。根據實驗結果證明，即使在外部負載重量增加之情況下，誤差響應仍近似無負載時的誤差響應，直接證明了控制器的強健效能。而根據其實驗結果，最大穩態誤差約為 0.3mm。圖 1-2 為相平面中的雙層滑膜層。圖 1-3 為馬達控制命令。

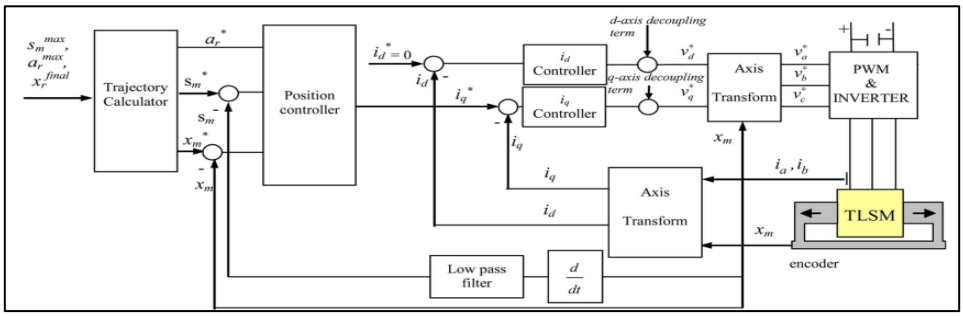
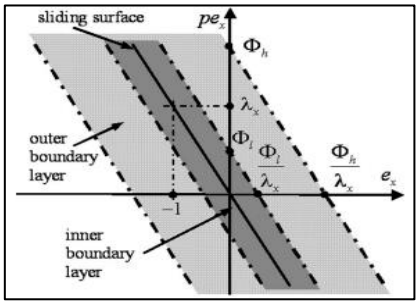


圖 1-1 整體系統方塊圖[2]



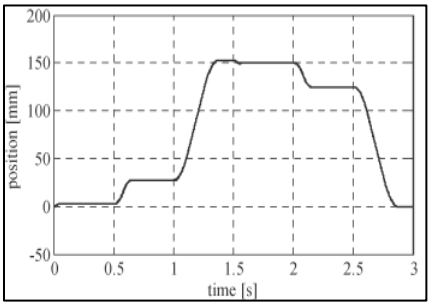


圖 1-2 相平面中的雙層滑膜層[2]　　圖 1-3 管型馬達控制命令[2]

Tian-Hua Liu, Yung-Ching Lee 及 Yih-Hua Chang 等學者[3]，提出了三種不同適應控制器，應用於線性馬達控制。其中三種控制器分別為步階迴歸適應控制器、自我調整型適應控制器及模型參考型適應控制器，分別如圖 1-4、圖 1-5、圖 1-6 所示。此篇論文的貢獻在於比較此三種適應控制器於各種不同軌跡追蹤下的特性分析。在控制器設計中，皆運用 Lyapunov 穩定法則，證明控制器的穩定性。而根據其實驗統計結果，在 5sin(t)、0.2Hz、無負載情況下，以模型參照型適應控制器響應最優良，誤差約為 0.028mm。在 10sin(t)、0.2Hz、額外施加 20Nt 情況下，以自我調整型適應控制器響應最為優良，誤差約為 2.218mm。

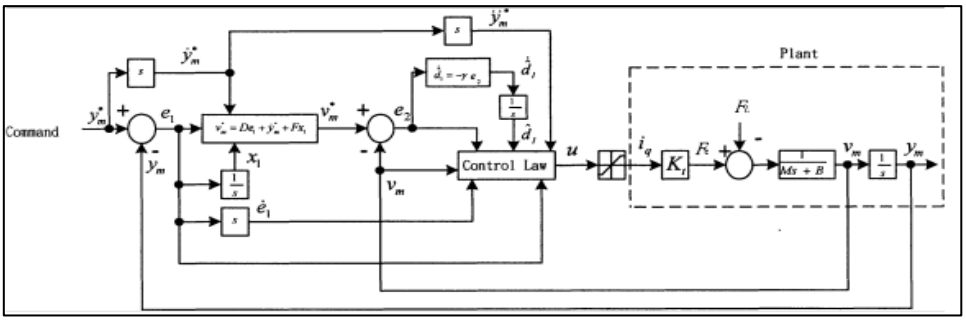


圖 1-4 步階迴歸適應控制器與整體系統之流程方塊圖[3]

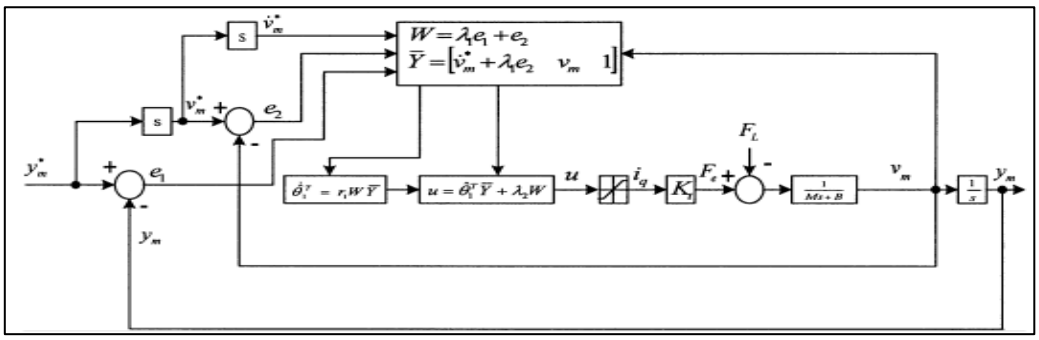


圖 1-5 自我調整型適應控制器與整體系統之流程方塊圖[3]

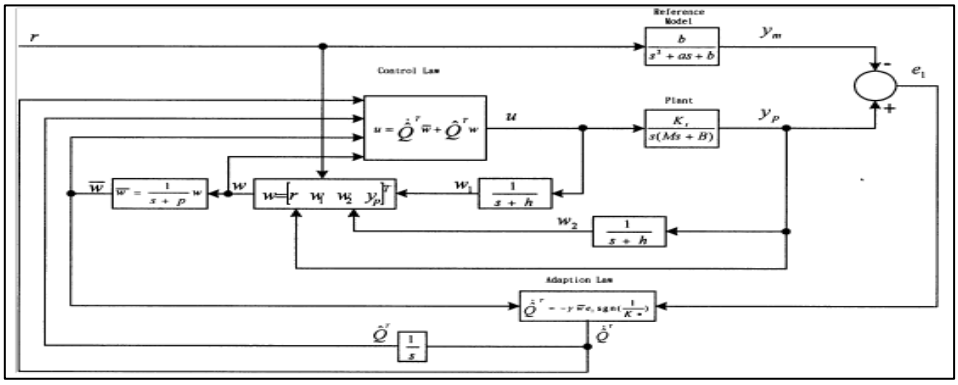


圖 1-6 模型參照型適應控制器與整體之系統方塊圖[3]

D.L. Zhang, Y.P. Chen, Z.D. Zhou, W. Ai and X.D. Li 等學者[4]，提出了強健式適應控制器，另外結合兩種補償器，其中(1)倒傳遞類神經(BPNN) (2)干擾估測器。倒傳遞類神經以離線(off-line)訓練方式近似馬達的連波效應與速度之間的干擾關係，而將所訓練出之結果，補償至實際實驗中。干擾估測器用以補償控制量的不確定干擾項。在實驗安排中，控制命令為 100sin(t)、1.25Hz，根據其實驗結果，所得到控制精度約為 3mm。圖 1-7 為強健性適應控制器與整體系統方塊圖。圖 1-8 為雙重補償器與系統方塊圖。倒傳遞類神經網路訓練結果如圖 1-9 所示。

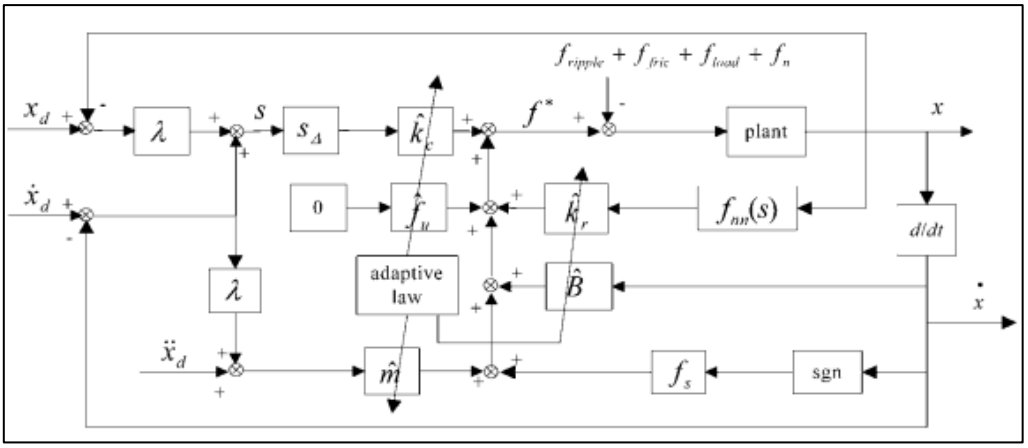
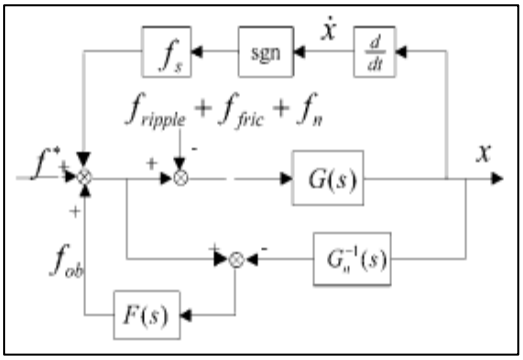


圖 1-7 強健式適應控制器與整體系統方塊圖[4]



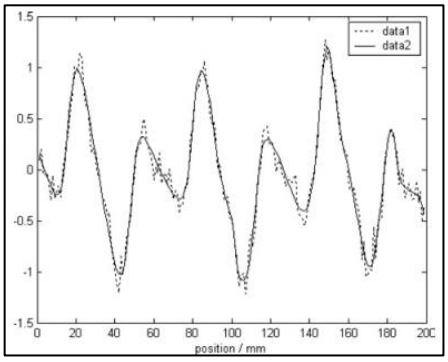


圖 1-8 雙重補償器方塊圖[4]　　圖 1-9 BPNN 離線訓練近似結果[4]

P.-H. Shen and F.-J. Lin 等學者[5]提出了智慧型步階迴歸滑膜控制器，主控制器為步階迴歸滑膜控制器，另外補償器為徑向基核類神經網路(RBFN)。用以線上(on-line)訓練並補償不預期及無法量測的干擾項，整體系統方塊圖如圖 1-10 所示。

且將所提出的控制器應用於線性馬達的雙軸動態軌跡追蹤。其中實驗追跡命令分別為標準圓與葉型軌跡。控制器的演算法則寫入數位訊號處理器中(DSP)，用以數位化執行控制演算。根據其實驗統計結果，在正常參數、無負載之圓形軌跡追蹤情況下，最大誤差約為 50.8265μm，而在參數變異及圓形軌跡追蹤的情況中，最大誤差約為 52.6751μm。圖 1-11 為 RBFN 類神經網路。圖 1-12 為實驗設備與人機介面訊號流程示意圖。

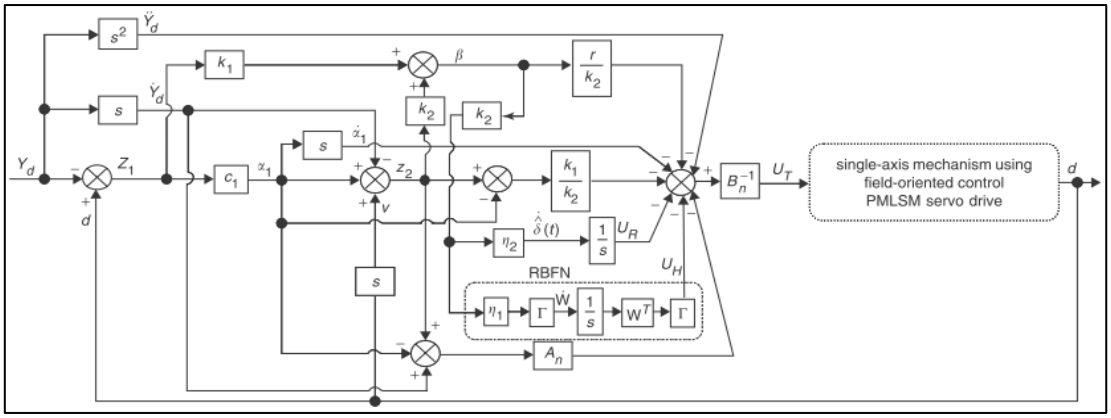
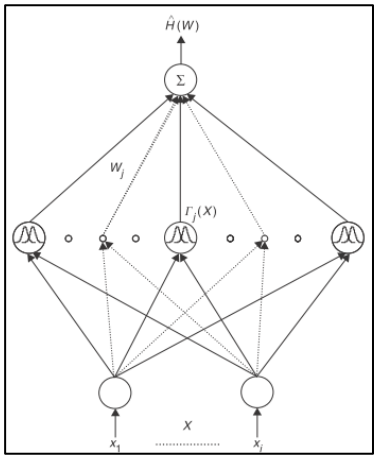


圖 1-10 智慧型倒傳遞步階滑模控制器與系統整體方塊圖[5]



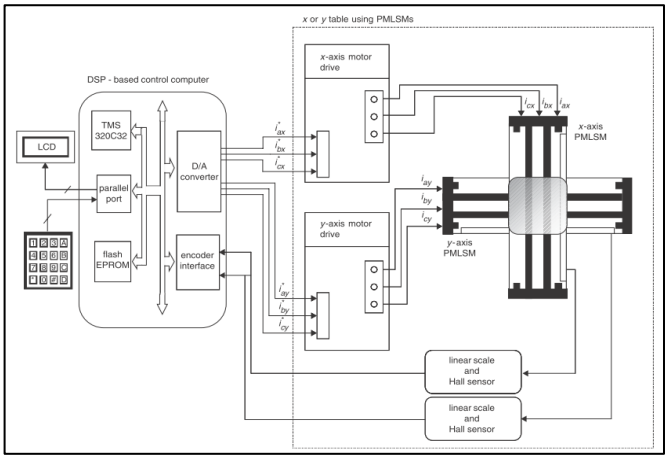


圖 1-11 RBFN 類神經網路[5]　圖 1-12 實驗設備與人機介面訊號流程示意圖[5]

Fu-Chuang Chen and Chih-Horng Chang 等學者[6]發表了一篇關於小腦模型類神經網路在實作中的參數調整技巧，及如何抑制過度訓練的問題的期刊論文。並提出了一死區 D(x)的技巧，將其加入在誤差倒傳遞演算法中，可有效抑制控制系統的發散現象。在論文中，作者結合了傳統 P 控制器與一維小腦模型類神經網路

(1DCMAC)，如圖 1-13 所示。在控制命令初期，使用 P 控制器為主控制器，在經過一週期訓練後，加入小腦模型控制器，而小腦模型控制器開始學習系統動態特性並取代 P 控制器，成為主要控制器。而從控制量比較來觀察，一週期後小腦模型控制器的輸出控制量將會取代原本 P 控制器，P 控制器的輸出控制量則逐漸減少，如圖 1-15 所示。

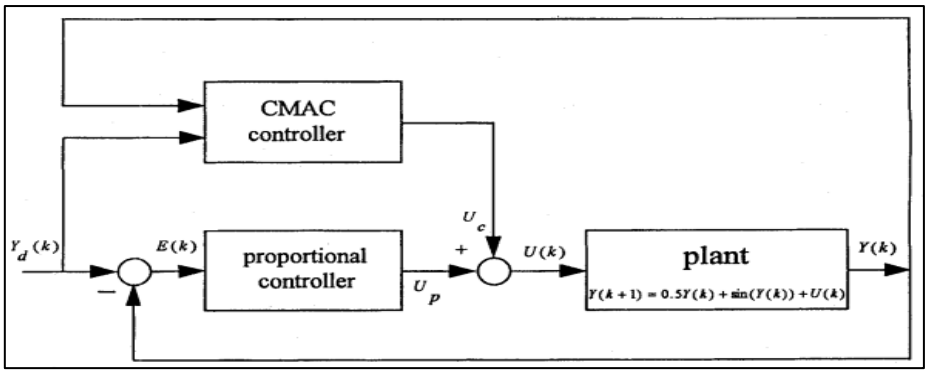


圖 1-13 結合 P 控制器與小腦模型控制器示意圖[6]

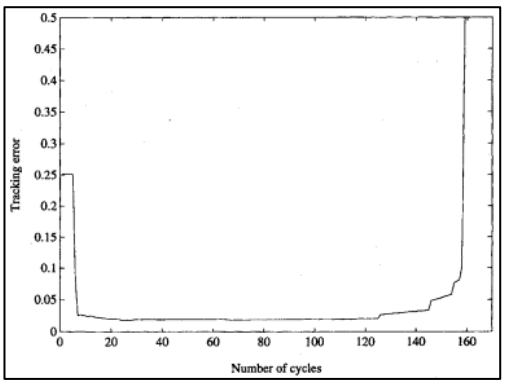


圖 1-14 CMAC 加入後誤差曲線[6]

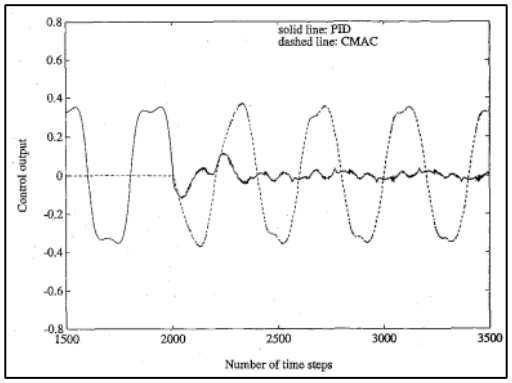


圖 1-15 CMAC 加入後控制量輸出變化[6]

F.-J. Lin, H.-J. Hsieh and P.-H. Chou 等學者[7]，提出了過濾型滑模控制器(Filtering-type sliding-mode controller)並搭載著逕向基核類神經網路(RBFN)應用於雙軸式線性馬達同動追跡中。過濾型的滑模控制器能有效改善傳統滑模控制面臨的跳切現象。逕向基核類神經網路用於補償線性馬達中的所有干擾項，其中包含非線性摩擦力、漣波效應、參數變異及雙軸在同動情形下的相互耦合現象，並補償於控制器中，進行即時動態補償。控制器架構圖如圖 1-16 所示。在硬體設備方面，整體控制器演算法將寫入數位訊號處理器(DSP)中，以作為嵌入式的電子

式控制器。最後根據其實驗結果統計分式，在圓形軌跡追蹤及無負載情況下，雙軸間最大誤差值可達到 27.33μm，而在圓形軌跡追蹤及具備負載的情況下，雙軸間最大誤差值可達到 37.84μm。雙軸圓形、葉形之動態追跡實驗結果分別如圖 1-17、1-18 所示。

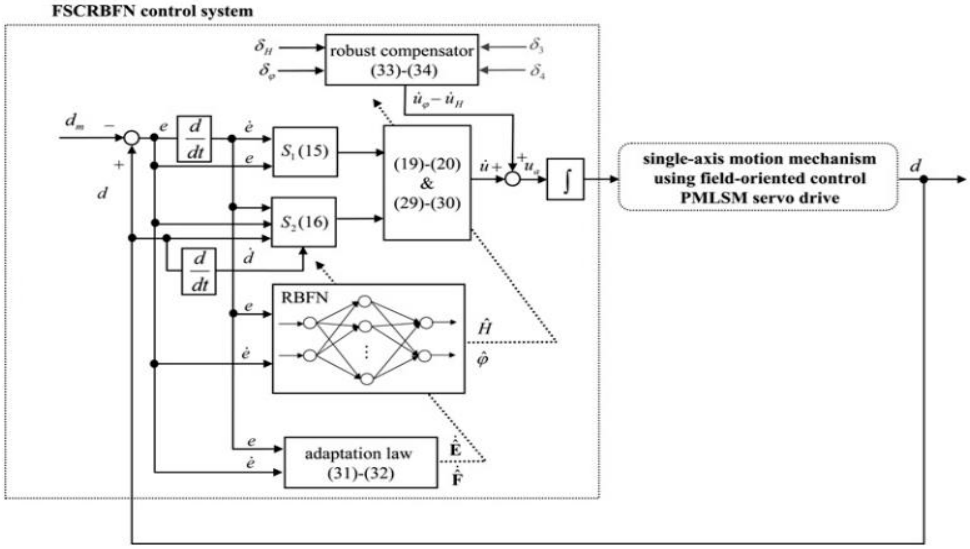
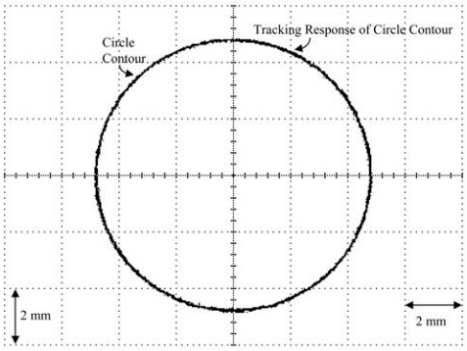


圖 1-16 過濾型滑模控制器結合逕向基核類神經網路與馬達系統方塊圖[7]



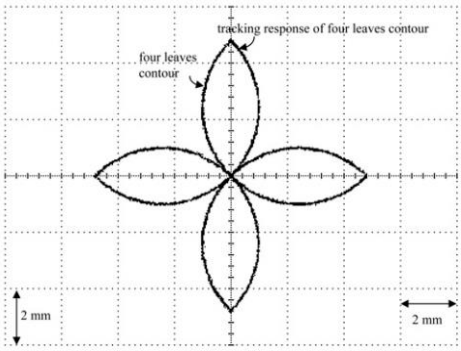


圖 1-17 圓形軌跡追跡實驗圖[7] 圖 1-18 葉形軌跡追蹤實驗圖[7]

Satoshi Lomada, Muneaki Ishida, Kouhel Ohnishi and Takamasa Hori 等學者[8]，在 1991 年提出了一簡單且高效率的線性馬達控制方式，並實驗於線性馬達的動態軌跡追蹤。此控制方式，最主要是利用兩獨立的控制器，分別針對電磁推力及馬達位置進行控制。而後為了更加提高精密控制之效能，作者另外設計一干擾補償器，此干擾補償次之輸入訊號為馬達之電流值及位置、速度、加速度中的任一訊號。

並以數學推導證明在干擾估測器加入後，位置及磁推力的穩態值會等於零，以達到消除穩態誤差之效果。而在干擾估測器之實際應用部分，極點的實根位置會影響到整體系統響應的跳切現象，因此選擇一合適的極點將會是干擾估測器加入後的重點。而論文中較具獨特之處，在於作者獨立針對磁推力進行額外的磁推力控制器，以補償電磁推力常數的變異項。整體系統的設備架構圖，如圖 1-19 所示。根據其實驗結果，干擾估測器的加入能有效抑制漣波效應並增加系統的精密響應，如圖 1-20 所示。而在磁推力的控制部分，加入干擾估測器後，磁推力參數變異之問題將會被抑制，同時提升磁推力的效能，如圖 1-21 所示。

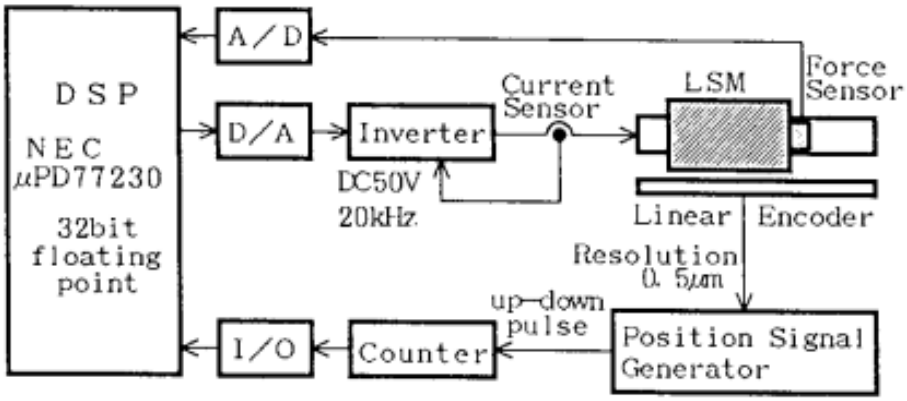
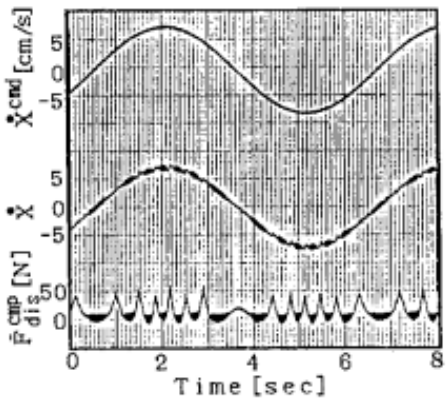


圖 1-19 雙重控制器及整體馬達系統設備架構圖[8]



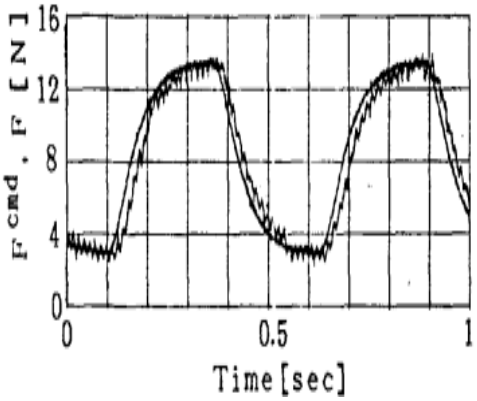


圖 1-20 加入干擾估測器之速度響應[8] 圖 1-21 加入干擾估測器之磁推力響應[8]

1-3 研究動機與目的

隨著工業快速發展，對於電子商品及科技產品之要求越來越提升。在精密自動化工業中，精密量級及工業製程標準，從微米等級進階為奈米等級。因此精密定位技術亦隨著時代趨勢順向往此方向發展。線性馬達為現代精密自動化產線中不可或缺的致動裝置，而其領域相當廣泛，其最巨大的應用為磁浮列車驅動系統 ex:日本的都營大江戶線、北京機場快軌皆已成功將線性馬達應用於交通運輸。在傳統工業自動化中，線性馬達被應用於產線的運輸工作。而在半導體領域，線性馬達應用於液晶檢測、IC 接腳打線。在精密加工領域，藉由線性馬達精密定位控制搭配精密刀具進給，即可達洗銷、切銷、鑽孔…等等精密加工之目的 ex:工具機、雷射及水刀切割設備。因此，對於如此廣泛的應用領域，皆說明著線性馬達的控制發展，將持續進行下去。

線性馬達與滾珠導螺桿皆是屬於線性傳動的致動設備。滾珠導螺桿搭載著旋轉馬達及一線性轉換器，用以將旋轉運動轉換成直線運動。因此轉換器之存在，將導致干擾摩擦力之提升及控制響應之速度較慢。然而線性馬達相較於滾珠導螺桿擁有直接驅動、高可靠度、較低摩擦力、整體系統剛性較強及響應速度快等優點。隨著線性馬達的發展，傳統的滾珠導螺桿已逐漸被取代。因此本研究選擇使用線性馬達作為開發高精密定位平臺之致動裝置，以達到更精密且快速的雙軸精密定位平臺系統。

本研究之目標為開發一套雙軸高精密運動控制伺服平臺，X 軸、Y 軸皆選用鐵心式永磁同步伺服線性馬達為驅動裝置，其有效行程皆為 200mm，可執行二維平面點對點定位及連續序列的動態軌跡追蹤，且定位載台需負重 0~12kg。為了達到高精密度之目標，所選用的光學尺之最大精度可達到 0.1μm。在本研究中具挑戰力之處在於線性馬達具有多項非線性干擾，如(1)磁極與磁極間的漣波斥力(2)線性滑軌的摩擦力(3)馬達系統參數會隨時間變化的參數變異項。因此高階控制器的設計及非線性穩定理論為克服干擾及提升精度關鍵。若各項干擾能預先補償，

則以上各種性能規格之要求將達到及完成。

1.4 本論文之貢獻

本研究之貢獻可分為三大部分，第一:我們運用了速度控制之方式，將兩單軸線性馬達之漣波效應與速度之關係整理為圖表之表示方式，根據所整理圖表的結果，可發現漣波效應在控制速度較慢速的情況之下，對精密控制定位之影響較為嚴重，然而，當控制速度逐漸上升，漣波效應對馬達定位之影響將會越來越小。第二: 在雙軸同動控制之前,獨立對單軸線性馬達進行電磁推力模型推導。此外，同時將電磁推力模型結合線性馬達的機械模型，一同整理為線性馬達的完整動態模型，並以狀態空間之方式表示。第三:根據線性馬達的動態模型，進行高階控制器之設計-適應性步階迴歸滑模控制器，同時將適應性步階迴歸滑模控制器結合干擾估測器分別實驗於單軸、雙軸之動態軌跡追跡控制中。詳細的完整結果，於後續章節中詳細說明。

簡略整理本論文之貢獻可分為三部分

1. 藉由速度控制方式將漣波效應在不同速度下之影響，整理為時間-速度之圖表。
2. 建立線性馬達之動態模型，並且以狀態空間表示方式呈現。
3. 高階控制器之設計，並實驗於雙軸式高精密伺服線性運動平臺之中。

1.5 本論文之架構

本論文一共分為六章節，各章標題及內容簡略說明如下

[第一章]:緒論

在此部分將詳細說明研究背景及目標，並藉由參考文獻回顧，得知在過去相關領域研究中，所使用的控制器設計方式，及所達成之運動控制精度。

[第二章]:線性馬達介紹

介紹線性馬達構造、原理、驅動方式、干擾項、並與滾珠導螺桿比較。而後藉由整合電流動態方程式及機械方程式，達到完整線性馬達動態模型。在最後，將對漣波效應進行估測，將各軸馬達之漣波干擾影響整理為速度-時間之表示方式。

[第三章]:控制器理論與設計

設計適應性步階迴歸滑模控制器(ABSMC)、同時分別結合一維小腦模型類神經網路控制器(1DCMAC)、干擾估測器(Disturbance Obsever)，其詳細理論及推導過程將在此部份說明。

[第四章]:實驗設備

介紹高精密雙軸伺服運動控制平臺中所使用之各項研究設備規格，其中包含鐵心式同步伺服線性馬達、驅動器、光學尺、線性滑軌、資料擷取卡、人機介面程式編輯軟體。

[第五章]:實驗結果

在本部分共分為三大部分，第一為 X 軸動態軌跡追蹤實驗，第二為 Y 軸動態軌跡追蹤實驗，第三為雙軸同動動態軌跡追蹤實驗。在每一部分中將個別比較不同控制器，最後藉由統計數據的比較觀察控制器之精密效能。

[第六章]:結論及未來方向

根據整體研究的效果及實驗的目標達成程度，進行結論，並說明未來目標。

第二章 理論基礎

2.1 線性馬達簡介[9]

線性電動機(線性馬達)的起源可追朔至西元 1845 年，由英國科學家 Charles Wheatstone 所開發出第一代磁阻式線性馬達。但當時並無應用之處，因此當時的研究人員無太多研究發表。而後至 1965 年代，隨著磁浮列車系統、自動化工具定位機臺及機械設備之運輸傳動系統等等陸續發展，使得有興趣的學者們便陸續著手於線性馬達控制研究。

線性馬達可視為旋轉馬達沿著中心線將定子、轉子、及氣隙一同切開，並為攤開為一平面，圖 2-1 為示意圖。

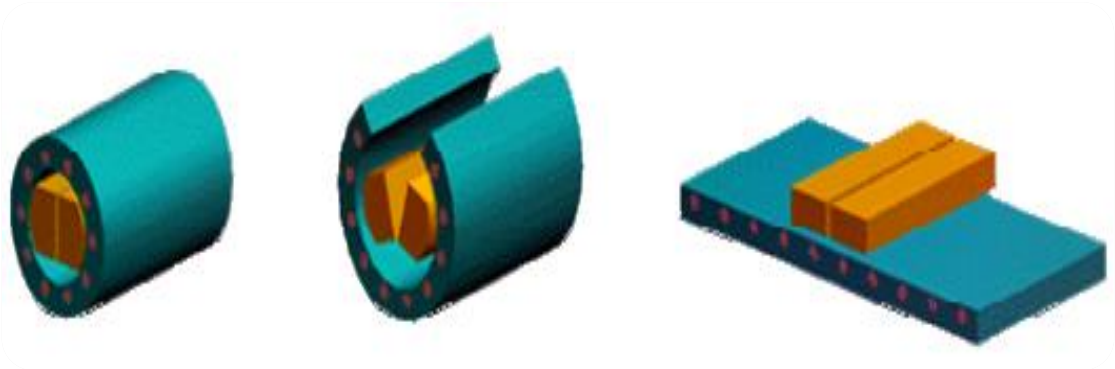


圖 2-1 旋轉馬達與線性馬達之關係

旋轉馬達與線性馬達於機構上最大的差異處在於邊端效應。邊端效應即為在轉子兩側擁有兩個不連續點，在線性運動之下，此兩側的不連續點導致磁阻變化而產生頓振效應，及磁場的畸變，如圖 2-2 所示，進而影響了高速運動控制下的定位精度。因此在控制器或是驅動器的設計上，需要考量此種情況以進行補償。

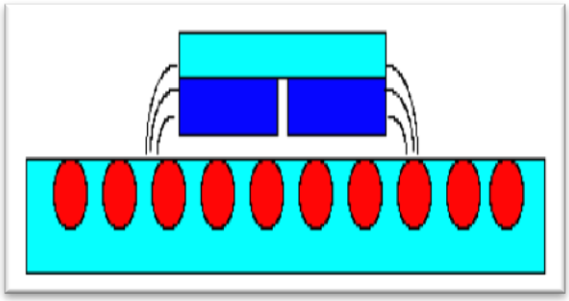


圖 2-2 線性馬達邊端效應

圖 2-3 線性馬達實體

2.2 線性馬達的驅動方式

線性馬達的驅動方式與旋轉磁場相同，當鐵心通以三相電流後，在鐵心線圈周圍產生一平面磁場，與永久磁鐵所產生之磁場相互垂直，因兩磁場相互產生吸引與排斥作用力，則可達到線性馬達的一維方向之移動。如圖 2-4 所示，(A)及(B)分別表示線性馬達位在不同的絕對位置上，(C)為三相電流 i_u、i_v、i_w，其中每個相位平均相差 120 度。當線性馬達位置在圖 2-4(A)時，則輸出在圖 2-4(C)中的 point A 之三相電流 i_u、i_v、i_w，如此線性馬達可得到最大推力。若線性馬達位置在圖 2-4(B)時，則輸出在圖 2-4(C)中的 point B 之三相電流 i_u、i_v、i_w，如此亦產生最大推力。比較起旋轉馬達，線性馬達不需使用碳刷而採用電子式換相。在三相驅動器中，藉由光學元件讀回馬達之相對位置，並透過電子式換相器，則可將三相電流輸出至線性馬達當中，並保持線圈磁場永恆垂直於永久磁場，以達大最大推力輸出功效。

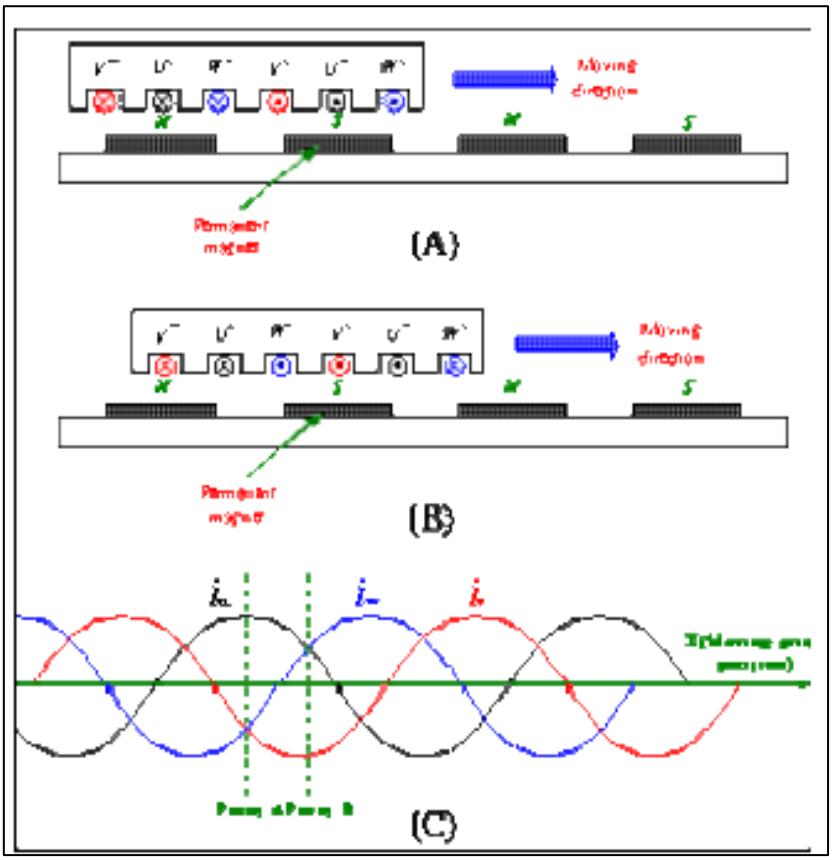


圖 2-4 線性馬達的位置與三相電流輸出之驅動示意圖

2.3 線性馬達與滾珠導螺桿之比較

傳統型之滾珠導螺桿與近年來發展的線性馬達皆為單維度的線性驅動裝置，但因其構造及驅動特性不同，應用於平臺定位控制之上也會具有差異。在此將滾珠導螺桿與線性馬達之各項規格統計為表 2-1，用以比較兩者間之各項性能。

圖 2-5 線性馬達驅動器統

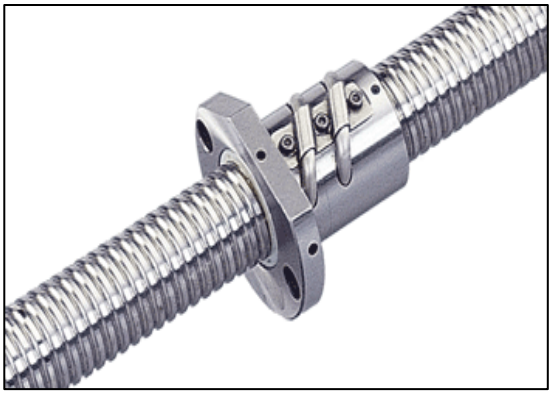


圖 2-6 滾珠導螺桿驅動系統

表 2-1 線性馬達與滾珠導螺桿性能比較

Properties	**Linear Motor**	**Ball Screw**
Acceleration	High	Low
Feed Force	High	Low
Stiffness	High	Low
Impact Resistant	High	Low
Accuracy	High	Low
Price	High	Low
Transmission Structure	Sample	Complicated
Travel	Long	Short
Maintenance	Easy	Hard
External Disturbances	Friction Force Cogging Force Ripple Force	Friction Force Backlash

2.4 *d-q* 雙軸之電流動態方程式分析[10,11]

雙軸同步線性馬達運動可分解為兩獨立單軸的運動控制，而在單軸線性馬達獨立控制中，需考慮三相電流的供給，而三相電流之控制方式在控制器設計中不易達成，且各相位轉換間會產生相互干擾耦合的情況，導致三相電流不是完整的標準正旋分佈。因此在控制器設計之前，須將三相電壓 *U-V-W* 轉換為二維 *d-q* 雙軸空間之電壓動態方程式，以利於位置、速度控制器之設計。在此小節中，將推導三相電壓轉換至 *d-q* 軸的電流動態方程式，並運用電壓向量控制法，將 *d-q* 雙軸之間解耦合，以達到線性獨立控制效果。

一般三相電磁機械的電壓方程式可表示為:

$$v_{abcs} = r_s i_{abcs} + d(\lambda_{abcs})/dt \tag{2-1}$$

$$\lambda_{abcs} = L_s i_{abs} + \lambda_{\max} \tag{2-2}$$

$$\lambda_{\max} = \left[\sin\left(\frac{\pi x_p}{\tau}\right) \quad \sin\left(\frac{\pi x_p}{\tau} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \sin\left(\frac{\pi x_p}{\tau} + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^T$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A - L_B\cos\left(\frac{2\pi x_p}{\tau}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B\cos 2\left(\frac{\pi x_p}{\tau} - \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B\cos 2\left(\frac{\pi x_p}{\tau} + \frac{\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B\cos 2\left(\frac{\pi x_p}{\tau} - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ls} + L_A - L_B\cos 2\left(\frac{\pi x_p}{\tau} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B\cos 2\left(\frac{\pi x_p}{\tau} + \pi\right) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B\cos 2\left(\frac{\pi x_p}{\tau} + \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B\cos 2\left(\frac{\pi x_p}{\tau} + \pi\right) & L_{ls} + L_A - L_B\cos 2\left(\frac{\pi x_p}{\tau} - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$r_s = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix}，v_{abcs} = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T，i_{abcs} = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T$$

其中 v_{abcs}、為三相電壓向量、i_{abcs} 為三相電流向量、λ_{abcs} 為磁交練向量、r_s 為動子線圈電阻值矩陣、λ_{max} 為正旋磁交鍊最大振福、L_s 為動子線圈電感向量、L_{ls} 為漏磁電感、L_A 為 A 相線圈電感值、L_B 為 B 相線圈電感、τ 為磁極間距、x_p 為動子位

置。而後利用數學空間轉換關係式，將 *abc* 三相電壓向量轉換為 *qdo* 虛擬空間電壓向量 eq.(2-3)。

$$h_{qdos} = K_s \times h_{abcs} \tag{2-3}$$

$$K_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi x_p}{\tau}\right) & \cos\left(\frac{\pi x_p}{\tau} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{\pi x_p}{\tau} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi x_p}{\tau}\right) & \sin\left(\frac{\pi x_p}{\tau} - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{\pi x_p}{\tau} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

$h_{dqo} = \begin{bmatrix} h_{qs} & h_{ds} & h_{os} \end{bmatrix}^T$ ，$h_{abc} = \begin{bmatrix} h_{as} & h_{bs} & h_{cs} \end{bmatrix}^T$

其中，*h* 可分別表示為電流、電壓、磁交鍊，另外空間轉換參數 K_s 具有 $K_s^{-1}=K_s^T$ 的特殊性質，用以保持轉換功率之恆定。接著將 eq.(2-2)、eq.(2-3)帶入 eq.(2-1)中，即可得到 *dqo* 虛擬空間之軸向量表示式

$$v_q = ri_q + \frac{d}{dt}\lambda_q + w\lambda_d \tag{2-4}$$

$$v_d = ri_d + \frac{d}{dt}\lambda_d + w\lambda_d \tag{2-5}$$

$$v_o = ri_o + L_{ls}\dot{i}_o \tag{2-6}$$

$\lambda_d = L_d i_d + \sqrt{\frac{2}{3}}\lambda_{\max}$ ，$\lambda_q = L_q i_q$ ，$w = \frac{\pi}{\tau}\dot{x}_p$

$L_d = L_{ls} + L_A + \frac{3}{2}L_B$ ，$L_q = L_{ls} - L_A - \frac{3}{2}L_B$

其中 v_q、v_d、v_o 分別為 *q*、*d*、*o* 軸電壓，i_q、i_d、i_o 分別為 *q*、*d*、*o* 軸電流。λ_d、λ_q 分別為 *d*、*q* 中軸的磁交鍊，*w* 為同步轉子的角速度。假設此轉換前的三相電流為理想的，且電源偏移浮動量為中性平衡之星形(wye)連接，因此可理想假設 $i_a+i_b+i_c=0$。且因為 $i_o=(i_a+i_b+i_c)/2=0$，並將此結果帶入 eq.(2-6)則可得到 $v_o=0$。

在此我們以推導將三相交流電壓轉換為 *q-d* 虛擬空間的兩軸電壓，接著要推導 *d-q* 空間中線性馬達的消耗功率。*d-q* 座標中馬達的消耗功率可表示為 eq.(2-7)

$$P_{dqo} = \left(v_q i_q + v_d i_d + v_o i_o\right) \tag{2-7}$$

將 eq.(2-4)~(2-6)帶入 eq.(2-7)中，可得到

$$P_{dqo} = r i_q^{\ 2} + r i_d^{\ 2} + i_q \frac{d\lambda_q}{dt} + i_d \frac{d\lambda_d}{dt} + w\lambda_d i_q - w\lambda_q i_d \tag{2-8}$$

其中 ri_q^2、ri_d^2 為動子線圈之消耗功率，$i_q(d\lambda_d/dt)$、$i_d(d\lambda_q/dt)$為動子線圈電感之能量負載，而 $w\lambda_d i_q$、$w\lambda_q i_d$ 為線性馬達產生磁推力所需要的消耗動能。在忽略銅損、磁滯、及電渦流損情況下，永磁同步伺服線性馬達的電磁推力方程式可表示為 eq.(2-9)

$$F_e = \frac{\pi}{\tau}\left[\left(L_d - L_q\right) i_q i_d + \sqrt{\frac{2}{3}} i_q \lambda_{\max}\right] \tag{2-9}$$

推導出線性馬達推力方程式後，接著與線性馬達機械模型同步整合可得到 eq.(2-10)~(2-13)

$$\frac{dx_p}{dt} = \dot{x}_p = v \tag{2-10}$$

$$\frac{d\dot{x}_p}{dt} = \frac{1}{M}(-Bv + F_e - F_L) \tag{2-11}$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}\left(-ri_q - \frac{\pi}{\tau}\dot{x}_p L_d i_d - \sqrt{\frac{2}{3}}\frac{\pi}{\tau}\dot{x}_p \lambda_{\max} + v_q\right) \tag{2-12}$$

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}\left(-ri_d + \frac{\pi}{\tau}\dot{x}_p L_q i_q + v_d\right) \tag{2-13}$$

由 eq.(2-12)、(2-13)式中可清楚發現，*d-q* 電流動態方程式彼此間有互相耦合的情形。為了達到方便控制之目的，另外設計一理想電壓向量 v^*如 eq.(2-14)所示，並利用電壓相量控制法得到解耦合後的獨立電流動態方程式，並將其表示為狀態空間方程式後可得到 eq.(2-15)

$$v^* = \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d + wL_q i_q \\ v_q - wL_q i_q - \sqrt{\frac{2}{3}} w\lambda_{\max} \end{bmatrix} \tag{2-14}$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{r}{L_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \cdot v_d^* \\ \frac{1}{L_q} \cdot v_q^* \end{bmatrix} \tag{2-15}$$

經由電壓向量控制法的設計，解決了 *d-q* 軸之電流耦合問題，並達到方便控制的目的，因此線性馬達的電流迴路可以合理化簡為個別輸入的控制迴路。接著因現今的馬達製造技術已趨向精密等級，故 L_d 可近似為 L_q，並將其帶回 eq.(2-9)，將磁推力方程式化簡為 eq.(2-16)，而整體系統控制方塊圖，可簡化並表示為圖 2-7。

$$F_e = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\pi}{\tau} \cdot \lambda_{\max} \cdot i_q = K_t i_q \tag{2-16}$$

根據 eq.(2-16)式的結果，線性馬達之控制問題，可由虛擬空間之 *q* 軸電流完成，並為線性獨立的控制系統。

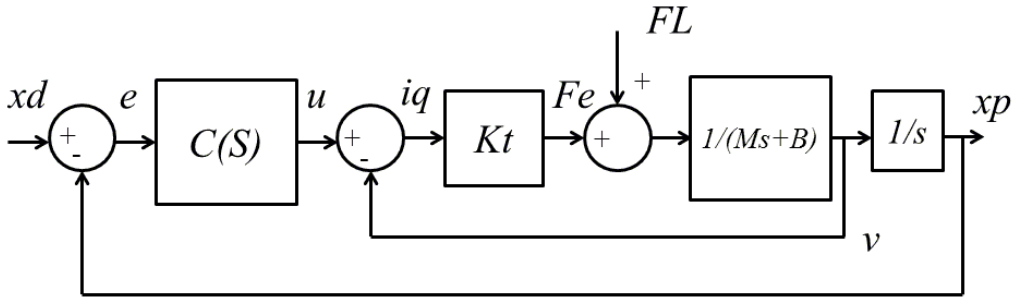


圖 2-7 線性馬達控制系統簡化方塊圖

在本小節中，三相電壓向量轉換至 *d-q* 虛擬空間軸的電壓向量，而後利用 *d-q* 軸之功率消耗計算得到線性馬達電磁推力方程式。因 *d-q* 軸之電流動態方程式間彼此有耦合現象，因此利用電壓向量控制法，將其解偶並達線性獨立。如此線性馬達磁推力方程式得以完成。

2.5 線性馬達的外部干擾[11]

對於線性馬達的控制，因其需要相當高的控制精度，故所有干擾物理現象將需要被放大檢視。其中有著兩項較重要的干擾項，需要獨立出來討論: (1)為摩擦力(Fiction Force) (2)為漣波效應(Ripple Force)，此兩項干擾皆是由機構所引起，摩擦力的來源是因移動線圈與線性滑軌相互接觸，導致在移動時會產生干擾之影響。如圖 2-8 所示。另外漣波效應的來源是因電子式換相並非標準的正旋分布，導致各磁極間的磁場分布呈現尖端狀，因此線圈在移動時受到一類似正旋波的干擾。如圖 2-9 所示，動子線圈在等速度移動下，線性馬達的漣波效應與速度之間的關係將呈現類似旋波現象(黑色實線)，而馬達位移將沿著一線性方程式上升(黑色虛線)。因移動之等速度理想曲線應為一直線，如此漣波效應將被歸類為干擾項。

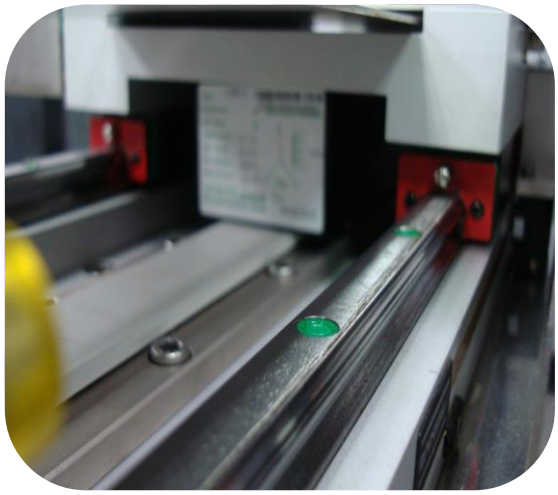


圖 2-8 動子線圈與線性滑軌

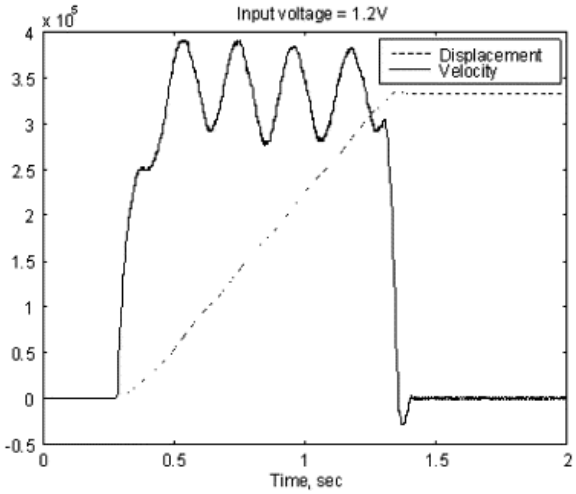


圖 2-9 定速下漣波效應與速度之關係圖

在過去研究中[11][12][13]，有許多學者對於摩擦力進行了模型化的建立，以補償摩擦之影響。從早期古典型摩擦力模型，至加入了 Stribeck effect 之影響而開發出了阿姆斯壯模型及刺毛摩擦力模型，此三種模型皆可歸類於為靜態摩擦力模型之領域。而後因靜態摩擦力的模型無考量動態現象，因此又研究出 LuGre 摩擦力模型，此模型為動態摩擦力模型之領域。

2.6 鐵心式同步線性馬達的動態模型

在本小節中，將利用 2.4 小節中之電磁推力方程式，結合馬達的機械模型，以完成整體線性馬達之動態模型，而後並將其轉換為狀態空間表示式。線性馬達的機械模型可表示為 eq.(2-17)

$$\dot{x} = v$$

$$\ddot{x} = \frac{1}{M}\left(-Bv + F_e - F_L\right) \tag{2-17}$$

將簡化過後的電磁推力模型 eq.(2-16)帶入並重新整理可得到 eq.(2-18)如下

$$\dot{x} = v$$

$$\ddot{x} = \frac{1}{M}\left(-Bv + K_t i_q - F_L\right) \tag{2-18}$$

接著將其轉換為狀態空間表示式並定義狀態變數 $X_1=Y$，$X_2=v$，$i_q=u$，可得到 eq.(2-19)

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{B}{M} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_t}{M} \end{bmatrix} \cdot u + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{F_L}{M} \end{bmatrix}$$

$$Y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \tag{2-19}$$

由 eq.(2-19)式可得到單軸馬達系統的動態模型。因考量控制器設計時之便利性，故將 eq.(2-19)表示為 eq.(2-20)

$$\dot{X} = AX + Bu + D$$

$$Y = CX \tag{2-20}$$

其中 $X = \begin{bmatrix} X_1 & X_2 \end{bmatrix}^T$ 、$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{B}{M} \end{bmatrix}$ 、$B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{K_t}{M} \end{bmatrix}^T$ 、$D = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{F_L}{M} \end{bmatrix}^T$ 、$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$。

在本小節中，單軸永磁鐵心式同步伺服線性馬達之數學模型已建置完成。

2-7 線性馬達之速度迴路

線性馬達的控制系統中，最主要包含了三個控制迴路，分別為位置控制迴路、速度控制迴路、電流控制迴路。如下圖 2-10 所示

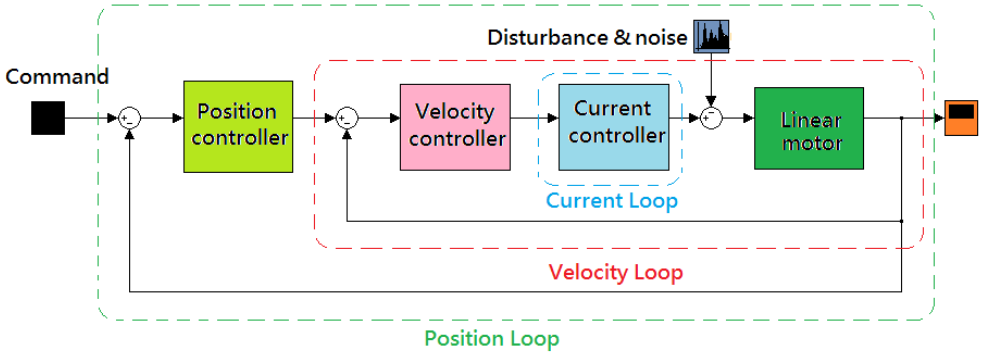


圖 2-10 線性馬達的整體系統控制迴路

在本研究中，最主要之控制目的為動態軌跡追蹤，因此主要在進行位置控制器之設計。在此說明一下速度控制的規劃及配置。

線性馬達屬於直線型的運動方式，因此在操作中的狀態具有加速、等速度、減速度三種情況。我們可透過速度迴路的配置與規劃，進行線性馬達的加速、等速度、減速度控制，以達到較理想的定位效能。而且完善的電流控制，能有效的改善電流迴路之過電流現象，同時並因過電流之減少能降低馬達參數變異之變動範圍。此外完善的速度控制能夠達到無超越量之理想定位效果。

目前最常見的速度規劃方式可用梯形式的配置圖呈現，如圖 2-11 所示。我們可以靠著切換時間點之設定，等速度值與加速度值得大小與時間配置出理想的速度梯型曲線。

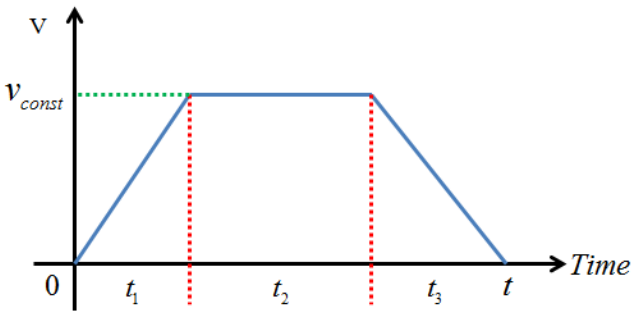


圖 2-11 梯形曲線配置圖

在梯形速度曲線中，t 為總時間，t_1 為加速時間，t_2 為等速時間，t_3 為減速時間。且令等加速度值為 α、等速度值為 v_{const}、等減速度值為 β，在此可以決定其加速、等速與減速時間，如下 eq.(2-21)～(2-24)所示。

$$t_1 = \frac{v_{const}}{\alpha} \tag{2-21}$$

$$t_3 = \frac{v_{const}}{\beta} \tag{2-22}$$

$$t_2 = t - t_1 - t_3 = t - v_{const}(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta}) \tag{2-23}$$

有了速度與時間的資訊後，現在我們可以計算全行程距離 L ，如 eq.(2-24)，再令一變數 $k = \frac{1}{2}(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta})$，併與 eq.(2-24)整合，可推得 eq.(2-25)，利用 eq.(2-24)與 eq.(2-25)之關係式與控制設定之規格，我們可以設定出適當的速度參數。

$$L = v_{const} \cdot t - \frac{1}{2} v_{const}{}^2 (\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta}) \tag{2-24}$$

$$v_{const} = \frac{t}{2k} - \sqrt{(\frac{t}{2k})^2 - \frac{L}{k}} \tag{2-25}$$

經由以上速度相關公式的推演，這些關係式將有助於本研究進行 X-Y 兩獨立雙軸的漣波效應之估測，估測技巧及執行步驟等詳細細節，將於 2-8 節中進行說明。

2-8 X-Y 雙軸線性馬達之漣波效應估測[14,15]

漣波效應為線性馬達在控制中的一項干擾項，造成漣波效應之形成的原因有兩點(1)三相電流換相時的控制誤差 (2)永久磁鐵之磁場並非標準正旋波的形式。三相電流換相之控制誤差:當變頻器與反向變流器在切換三相電源時，電流內部之雜訊干擾與切換誤差等現象皆會造成三相電流品質下降，導致線性馬達的磁推力不穩定。永久磁鐵之分佈並分標準正旋波:在線性馬達之永久磁鐵與電樞線圈之交互感應磁場當中，由於其磁場形狀並非為標準理想形式，而導致線性馬達在移動的過程當中，產生顫抖的現象。

由於漣波效應是隨著位置及速度而產生不同的干擾模型，故很難用數學模型方式加以描述。因此，在本論文中，我們運用線性馬達在定速度控制下的速度曲線，觀察漣波效應在不同的速度下所產生的干擾關係，如此能有利於後續的高階控制器設計。

為了達到前述章節所提的速度控制之目的，在此我們設計一變速度控制器(VSC)，並藉由變速度控制器的切換控制安排，得以使的線性馬達完成加速等速與減速之目的。接著將說明變速度控制器的設計方式。

變速度控制器包含了三個子速度控制器，而此三個子速度控制器為 VSC 的關鍵核心，藉由三個子速度控制器，將分別完成加速、等速、減速之速度控制。而其中 VSC 速度控制的切換過程如圖 2-12 所示

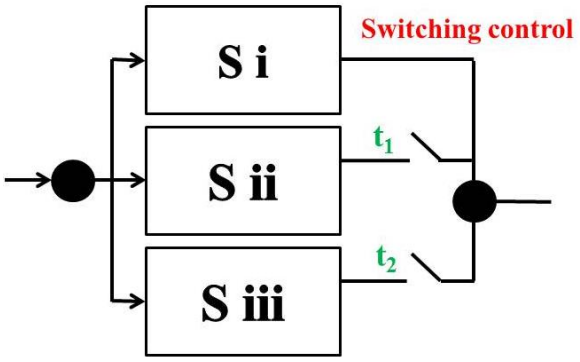


圖 2-12 變速度控制器切換步驟示意圖

在圖 2-12 中，Si 為加速度控制器、Sii 為等速度控制器、Siii 為減速度控制器。變速度控制器的操作方式:一開始保持在第一個子速度控制器 Si 下，此時線性馬達將會依照我們設定的加速度值 α 開始移動，並達到等加速度的控制。接著當時間 t 到達時間點 t_1，將速度控制器的輸出點切換至第二個子速度控制器 Sii，以進行等加速控制，此時線性馬達將會依照設定的等速度值 v_{const} 進行等速移動。最後當時間 t 到達時間點 t_2，將速度控制的輸出點切換至第三個子速度控制器 Siii，已進行減速度控制，此時正在進行等速度移動的線性馬達，將會依照設定的減速度值 β 開始進行減速。在瞭解了變速度控制器的切換流程後，接下來將進行此控制器的數學模型推導。

線性馬達磁推力模型如 eq.(2-26)所示

$$F_e = M\dot{v} + Bv + F_D \tag{2-26}$$

其中 F_e 為電磁推力、M 為馬達總重量、B 為黏滯阻尼係數，F_D 為外部干擾總和。接著定義狀態變數：$x_1 = y - y_d^*$ 與 $x_2 = v$，其中 y 為線性馬達的動子位置、y_d^* 為輸入之位置命令與 v 為動子之移動速度，則系統動態模型如下 eq.(2-27)示，

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\frac{B}{M}x_2 + \frac{F_e}{M} - \frac{F_D}{M} \end{aligned} \tag{2-27}$$

接下來我們開始設計三階段變速度之子控制器：

Step I：等加速度控制階段（時間 $0 \sim t_1$）

設計一等加速度滑動平面 s_1，且設定等加速度值為 a_1，如 eq.(2-28)所示，

$$s_1 = x_1 - \frac{1}{2a_1}x_2^{\,2} - x_0 = 0 \tag{2-28}$$

其中 $x_0 = y_0 - y_d^*$，y_0 為動子之初始位置，當系統狀態在滑動平面 s_1 時，可以使線性馬達之加速度維持在定值 a_1，如 eq.(2-29)與 eq.(2-30)所示

$$\frac{ds_1}{dt} = \dot{x}_1 - \frac{1}{a_1} x_2 \dot{x}_2 = 0 \tag{2-29}$$

$$\dot{x}_1 = x_2 \text{，則 } \dot{x}_2 = a_1 = \frac{dv}{dt} \tag{2-30}$$

接下來的流程是確保等加速度滑動平面 s_1 為穩定的狀態，根據 Lemma theory，設定限制條件，使滑動平面 s_1 將穩定收斂，如 eq.(2-31)，同時為了便利控制器設計，再將電磁推力 F_e 以狀態變數 x_1 與 x_2 之形式表示，並整合 eq.(2-32)與 eq.(2-33)，得滑動平面 s_1 之穩定關係式，如 eq.(2-34)，

$$s_1 \dot{s}_1 < 0 \tag{2-31}$$

$$F_e = K_t U = K_t \left(h_1 + h_2 x_2 \right) \tag{2-32}$$

$$s_1 \dot{s}_1 = s_1 \left(\dot{x}_1 - \frac{1}{a_1} x_2 \dot{x}_2 \right) = s_1 x_2 \left[1 + \frac{1}{a_1 M} \left(B x_2 - K_t h_1 - K_t h_2 x_2 + F_D \right) \right] \tag{2-33}$$

其中 K_t 為推力常數，雖然 h_1 與 h_2 為任意常數，但為了控制穩定性，則 h_1 與 h_2 兩參數必須符合下列關係式 eq.(2-34)與 eq.(2-35)，以確保此子系統之穩定性。

$$\text{如果:} \left[\begin{array}{l} s_1 x_2 > 0 \Rightarrow h_1 = \theta_1 \\ s_1 x_2 < 0 \Rightarrow h_1 = -\theta_1 \end{array} \right. \qquad \left[\begin{array}{l} s_1 > 0 \Rightarrow h_2 = \varphi_1 \\ s_1 < 0 \Rightarrow h_2 = -\varphi_1 \end{array} \right. \tag{2-35}$$

$$\text{則} \Rightarrow \quad \theta_1 > \left| \frac{a_1 M + F_D}{K_t} \right| \quad ; \quad \varphi_1 > \left| \frac{B}{K_t} \right| \tag{2-36}$$

Step II：等速度控制階段（時間$t_1 \sim t_2$）

設計一等速度控制滑動平面s_2，如 eq.(2-37)所示，其等速度值為v_d，即系統狀態x_2掉入滑動平面，則線性馬達會以定速v_d移動，如 eq.(2-38)示，

$$s_2 = x_2 - v_d = 0 \tag{2-37}$$

$$\frac{ds_2}{dt} = \dot{x}_2 - \frac{dv_d}{dt} = \dot{x}_2 = 0 \tag{2-38}$$

接著再考慮此等速度控制階段之系統穩定原則 eq.(2-39)，並整合 eq.(2-32)，則可得到系統穩定之參數設定範圍，如 eq.(2-40)與 eq.(2-41)示

$$s_2 \dot{s}_2 < 0 \tag{2-39}$$

$$\text{如果:} \begin{bmatrix} s_2 > 0 \Rightarrow h_1 = -\theta_2 \\ s_2 < 0 \Rightarrow h_1 = \theta_2 \end{bmatrix} \qquad \begin{bmatrix} s_2 x_2 > 0 \Rightarrow h_2 = -\varphi_2 \\ s_2 x_2 < 0 \Rightarrow h_2 = \varphi_2 \end{bmatrix} \tag{2-40}$$

$$\text{則} \Rightarrow \quad \theta_2 > \left| \frac{F_D}{K_t} \right| \quad ; \quad \varphi_2 > \left| \frac{B}{K_t} \right| \tag{2-41}$$

Step III：等減速度控制階段（時間$t_2 \sim t_3$）

在設計 VSC 等減速度控制之流程類似於第一階段之等加速度控制，在此依然設計一等減速度滑動平面s_3，如 eq.(2-42)，接著令等減加速度值為a_2，並驗證此滑動平面s_3上之動態響應是否符合等減加速度值為a_2，如 eq.(2-43)，

$$s_3 = x_1 + \frac{1}{2a_2} x_2^{\ 2} = 0 \tag{2-42}$$

$$\frac{ds_3}{dt} = \dot{x}_1 + \frac{1}{a_2} x_2 \dot{x}_2 = 0 \quad \Rightarrow \quad \dot{x}_2 = -a_2 = \frac{dv}{dt} \tag{2-43}$$

由上述可知，在滑動平面s_3可以有效地使線性馬達以等減加速度值為a_2之狀

態移動，接下來依然要設定控制系統穩定性之條件，如 eq.(2-44)所示，並整合 eq.(2-32)，則可得到系統穩定之參數設定範圍，如 Eq.(2-45)與 Eq.(2-46)所示，

$$s_3\dot{s}_3 < 0 \tag{2-44}$$

$$\text{如果:}\quad \begin{bmatrix} s_3x_2 > 0 \Rightarrow h_1 = -\theta_3 \\ s_3x_2 < 0 \Rightarrow h_1 = \theta_3 \end{bmatrix} \qquad \begin{bmatrix} s_3 > 0 \Rightarrow h_2 = -\varphi_1 \\ s_3 < 0 \Rightarrow h_2 = \varphi_1 \end{bmatrix} \tag{2-45}$$

$$\text{則} \Rightarrow \quad \theta_3 > \left|\frac{F_D - a_2M}{K_t}\right| \quad ; \quad \varphi_3 > \left|\frac{B}{K_t}\right| \tag{2-46}$$

經由上述的三個流程設計，變速度的控制器已設計完成。藉由時間切換點 t_1、t_2 及加速度值 a_1、等速度值 v_d、減速度值 a_2 的設定，變速度控制器將以梯形的速度曲線形式呈現。而接下來，我們將運用加速度控制及等速度控制器的切換，來完成 X-Y 軸線性馬達的漣波效應估測。

➢ X 軸在定速下，漣波效應與速度實驗曲線圖

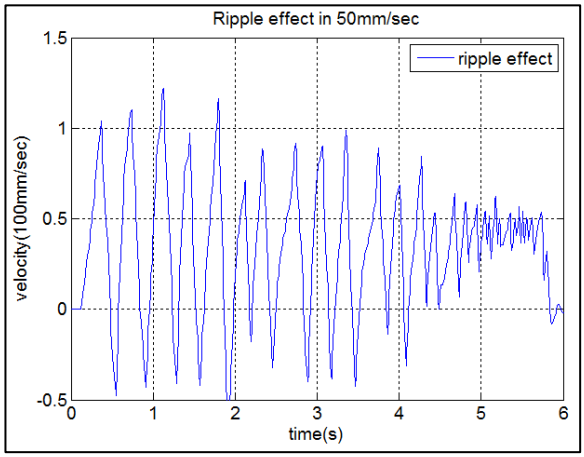


圖 2-13 等速在 50mm/s 時速度曲線

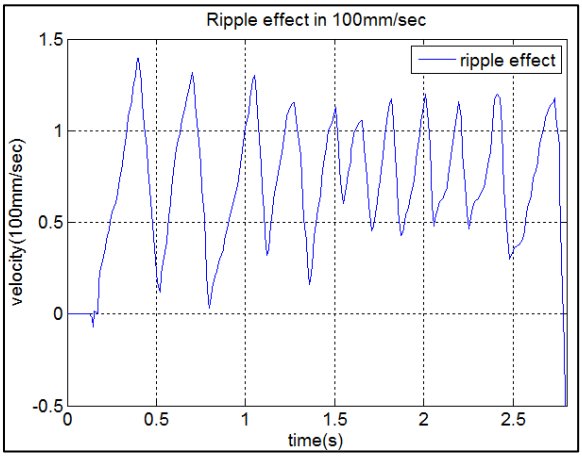


圖 2-14 等速在 100mm/s 時速度曲線

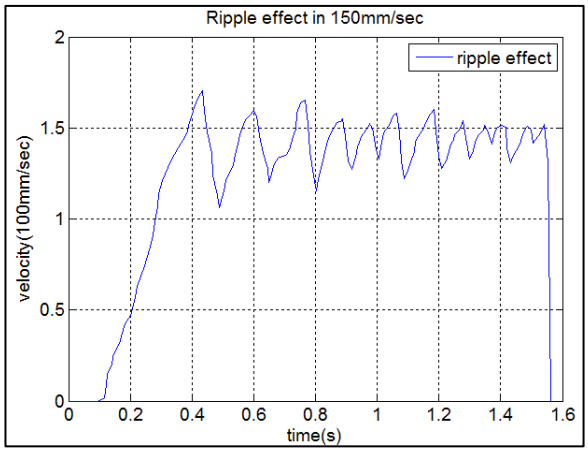


圖 2-15 等速在 150mm/s 時速度曲線

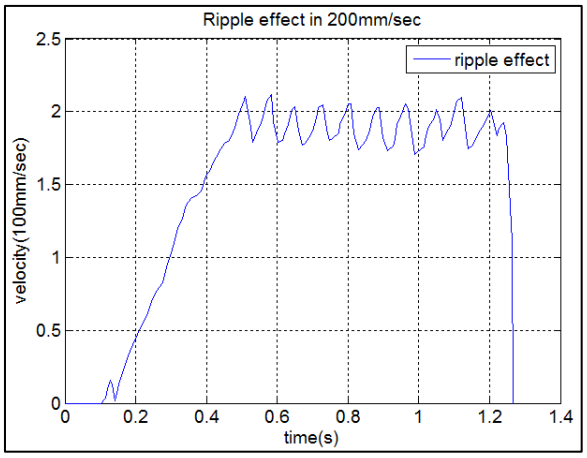


圖 2-16 等速在 200mm/s 時速度曲線

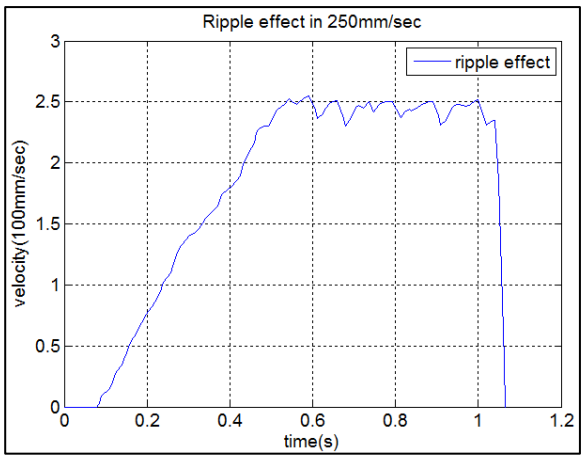


圖 2-17 等速在 250mm/s 時的速度曲線

圖 2-13 為 X 軸在等速度 50mm/s 控制下速度曲線圖，圖 2-14 為 X 軸在等速度 100mm/s 控制下速度曲線圖，圖 2-15 為 X 軸在等速度 150mm/s 下的等速度曲線，圖 2-16 為 X 軸在等速度 200mm/s 控制下的速度曲線，圖 2-17 為 X 軸在等速度 250mm/s 控制下的速度曲線。從圖 2-13 中很明顯的可以發現漣波效應對於速度的干擾影響，原本應該為一等筆直線的等速度控制段，卻因為漣波效應的干擾，而導致等速度段產生了跳切的現象。在圖 2-13 及 2-14 中發現，漣波效應在慢速前進時，對於定位的干擾將顯得嚴重，在圖 2-15、2-16、2-17 中，隨著控制速度逐漸上升，漣波效應的干擾影響越趨近緩和。

➢ Y 軸在定速下，漣波效應與速度實驗曲線圖

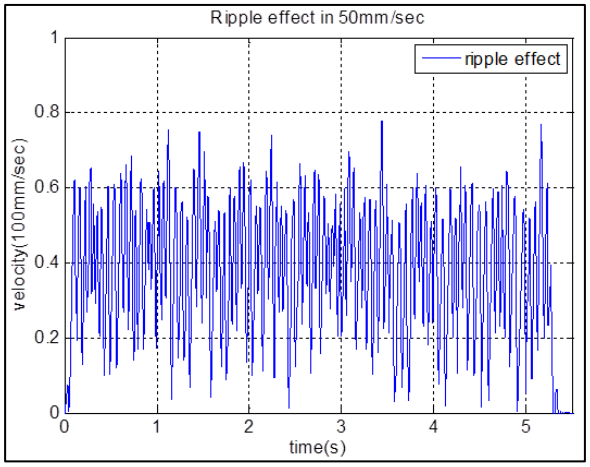


圖 2-18 等速在 50mm/s 時的速度曲線

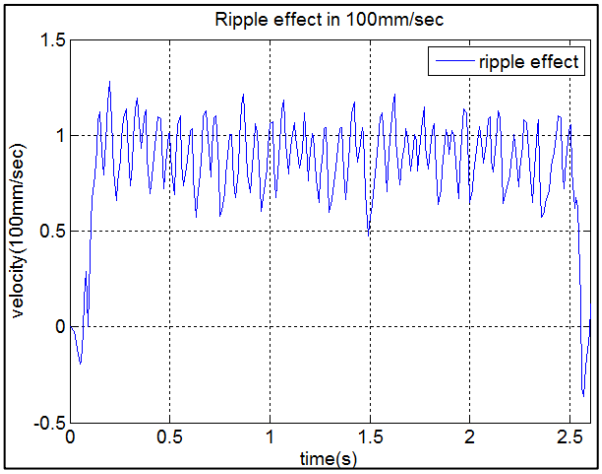


圖 2-19 等速在 100mm/s 時的速度曲線

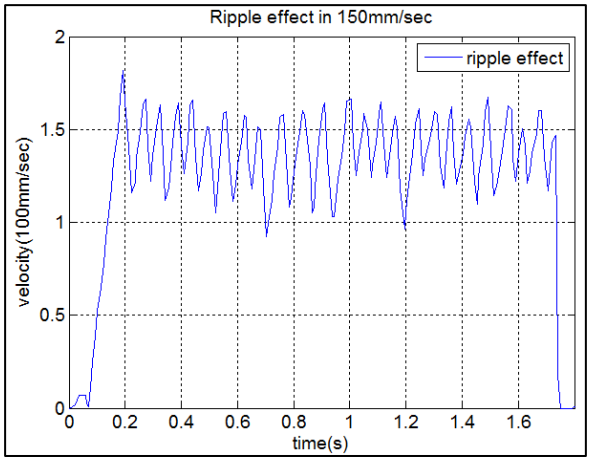


圖 2-20 等速在 150mm/s 時的速度曲線

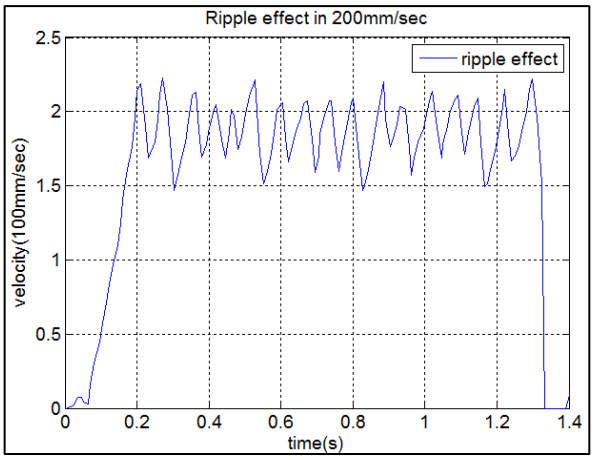


圖 2-21 等速在 200mm/s 時的速度曲線

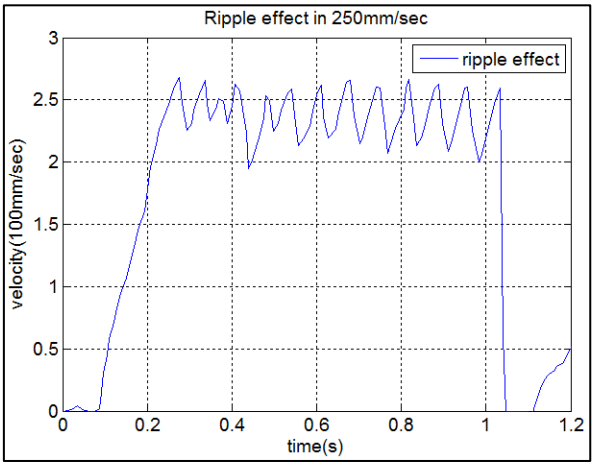


圖 2-22 等速在 250mm/s 時的速度曲線

圖 2-18 為 Y 軸在等速 50mm/s 時的速度曲線，圖 2-19 為 Y 軸在等速 100mm/s 時的速度曲線，圖 2-20 為 Y 軸在等速 150mm/s 時的速度曲線，圖 2-21 為 Y 軸在等

速 200mm/s 時的速度曲線，圖 2-22 為 Y 軸在等速 250mm/s 時的速度曲線。其中從圖 2-18~2-22 可發現，Y 軸的漣波效應干擾比起 X 軸的漣波效應干擾將有著更高頻率的跳切現象，但 Y 軸跳切現象的震幅相對起 X 軸的跳切現象曲線略小了一些，且不論在低速或是高速的情況下，漣波效應皆呈現此種趨勢。這意味著漣波效應在不同馬達規格下擁有不同的頻率及震幅的漣波效應干擾存在。

在本章節中，我們設計了一變速度控制器 VSC 並對馬達執行變速度的命令控制，同時藉由加速、等速度控制執行，得以估測出 X-Y 雙軸線性馬達在不同速度下的干擾響應圖形。由於漣波效應的存在，將影響著雙軸式高精密伺服控制的精密定位性能，因此在後續的章節中，我們將藉由高階非線性位置控制器的設計，達成補償漣波效應及其他非線性干擾項之影響。詳細說明於第三章控制器設計中呈現。

第三章 控制器理論及設計

3.1 控制系統[15]

控制系統如機械控制系統、電機控制系統、化工程序控制系統等，皆是屬於平常普遍常見性的控制裝置。在此將先以”輸入訊號-輸出訊號”之間的行為，來討論控制系統的性質該如何描述。首先須將系統方塊圖簡化如下圖 3-1 所示。

圖 3-1 系統簡圖

其中系統用符號 P 代表、目的用 u 表示、反應結果用 y 表示，其數學方程式表示為 eq.(3-1)

$$y(t)=P[u(t)] \tag{3-1}$$

其中 P 可用轉移函數或狀態方程式加以描述，在本節當中暫時先不考慮數學模型表示。目前 P 可視為數學上的運算子或映射，其意義可解釋為『對於任一函數 u，P 將 u 運算成 y 或 P 將 u 映射為 y』。以下將介紹四種常應用於控制中的物理系統其輸入與輸出間的數學表示方式。

- 鬆弛系統(Relaxed system)

鬆弛系統泛指一切不儲存能量的物理系統，對控制系統而言及代表初始值為零。若系統的輸入、輸出滿足 eq.(3-2)，則可表示為鬆弛系統，反之則為非鬆弛系統。

$$u(t)=0, t\in[t_0,+\infty)\Rightarrow y(t)=P[u(t)]=0, t\in[t_0,+\infty) \tag{3-2}$$

在鬆弛系統中，其系統輸出將唯一由系統輸入所決定。

➢ 線性系統(Linear System)

對系統方程式 eq.(3-1)而言，若系統的輸入、輸出訊號滿足方程式 eq.(3-3)、eq.(3-4)，則定義為線性系統，反之則為非線性系統。

$$P[c_1u_1(t)+c_2u_2(t)]=P[c_1u_1(t)]+P[c_2u_2(t)], c_1、c_2 \in R \tag{3-3}$$

$$P[cu(t)]=cP[u(t)], c \in R \tag{3-4}$$

其中 eq.(3-3)代表線性系統特有的加成性(additivity)，eq.(3-4)代表齊次性(homogenity)。線性系統之特性是具有重疊性質(superposition)。其中需要特別注意到線性系統的初始值在 $t=t_0$ 時必須為零，若不為零的系統將不滿足線性系統定義。

➢ 非時變系統(Time-Invariant System)

一控制系統方程式如 eq.(3-1)，其輸入、出訊號滿足方程式 eq.(3-5)，則為非時變系統，反之為時變系統。即表示輸出訊號隨著輸入訊號之延遲而產生相同的時間區間延遲。大部分在物理界的系統皆為時變系統，因其對於系統內部的變化難以得知，因此時變系統常用狀態方程式表示。

$$y(t-\tau)=P[u(t-\tau)], \tau>0 \tag{3-5}$$

➢ 因果系統(Causal System)

若現在的輸出行為只受到現在或過去的輸入所影響，則定義為因果系統，反之，若系統未來的輸入，並不會影響或改變現在及過去的輸出行為，則稱之為非因果系統(noncausal system)。

本研究中的受控體鐵心式同步伺服線性馬達，可歸類於具備鬆弛特性的時變非線性系統。在未被激磁的情況下，馬達內部不存在著任何能量，且由於線性馬達在使用上有著內部及外部之非線性干擾項，如漣波效應、摩擦力、參數變異等等。導致線性馬達於精密定位中效能受到影響。這也是本研究所面臨的挑戰之處。在後續的章節中，將說明如何運用控制器設計補償各種干擾項。

3.2 Lyapunov 穩定性理論[16,17]

Lyapunov 穩定性理論其觀念主要源自於古典力學，用以敘述一系統若屬於穩定，其系統總能量將呈現隨時間的變化連續性地遞減至系統平衡狀態。在此將概略性介紹其穩定法則。

對於一個非線性自律系統，如下 eq.(3-6)所示，

$$\dot{x} = f(t,x) \quad ，\forall t \geq 0 \tag{3-6}$$

對於原點之平衡狀態為穩定，倘若存在一 Lyapunov 正定函數 V，一次微分值會小於等於零如 eq.(3-7)所示

$$\dot{V}(t,x) \leq 0 \text{ ，} \forall t > 0 \text{ ，} \forall x \in B_R \tag{3-7}$$

則能保證系統狀態為有界，若其一次微分小於零，如 eq.(3-8)所示

$$\dot{V}(t,x) < 0 \text{ ，} \forall t \geq 0 \text{ ，} \forall x \in B_R \tag{3-8}$$

則將能確保系統狀態會呈現穩定收斂情形，若其一次微分小於等於-2γV，如下方程式 eq.(3-9)所示

$$\dot{V}(t,x) \leq -2\gamma V(x) \text{ ，} \forall t \geq 0 \quad \text{，} \gamma > 0 \tag{3-9}$$

則能確保系統狀態呈現指數收斂情形，其中 γ 為穩定收斂律。

Barbalat 引理主要用以判斷 Lyapunov 函數的一次微分是有界的或是漸進穩定收斂。當系統只能確保一次微分小於等於零時，而其一次微分小於零又很難證明。此時則 Barbalat 引理則能應用於判斷其是否為有界。如果 $f(t)$為可微分且在時間 $t\to\infty$時為有界值，且 $\dot{f}(t)$一均勻連續函數，則 $\dot{f}(t)\to 0$ 當 $t\to\infty$。但 $\dot{f}(t)$為連續函數很難判斷時，則運用 $\ddot{f}(t)$是否有界來判斷 $\dot{f}(t)$是否為一均勻連續函數，若 $\ddot{f}(t)$為有界，則 $\dot{f}(t)$為一均勻連續函數。

3-3 控制器設計−適應性步階迴歸滑模控制器設計

適應性步階滑模控制器(Adaptive backstepping sliding mode controller)為本研究的主控制器。滑模控制器具有良好對抗匹配式雜訊之功效[19]，而在線性馬達的控制中，雜訊包含有漣波效應、摩擦力、三相電流訊號非完整正旋波等等。因此導致線馬在控制中無法達到理想的預設值。滑模控制器能有效克服此種干擾之問題。然而在滑模控制中，雖然能有效對抗匹配式雜訊，但卻也有著無可避免的問題為跳切現象及不合理高增益輸入，此兩種問題也是多方學者探討之議題。其中最常見的改善跳切現象之方式為加入滑膜層概念(Sliding layer)或是將符號函數修改為飽和函數，以減緩跳切現象。而適應控制的加入其主要目的為補償馬達系統中的非模型化之干擾,並將其補償回控制器中。因此本研究中之主控制器設計，結合了兩種不同控制法則之優點，以提高精密控等級。接著將詳細敘述適應性步階迴歸滑模控制器之設計流程。

首先須考量線性馬達在操作情形中的參數變異、漣波效應、摩擦力、負載重量之影響，因此將鐵心式同步伺服線性馬達之狀態空間 eq.(2-20)修改為 eq.(3-10)

$$\dot{X}_1 = X_2$$

$$\dot{X}_2 = (A_m + \Delta A)X_2 + (B_m + \Delta B)u + C_m(F_L + F_{ripple} + F_{fiction}) \tag{3-10}$$

$$Y = X_1$$

其中變數 X_1 為馬達動子位移、X_2 為線性馬達的動子速度、u 為電流控制輸入命令 i_q；而 A_m=-B/M，B_m=K_t/M，C_m=-$1/M$ 代表系統參數不隨環境干擾而改變之系統參數(nominal system)；而 ΔA、ΔB 為參數變異項。F_L 為外部負載之重量、F_{ripple} 為漣波效應之影響、$F_{fiction}$ 為摩擦力干擾之影響。重新定義 eq.(3-10)為 eq.(3-11)

$$\dot{X}_1 = X_2$$

$$\dot{X}_2 = A_m X_2 + B_m u + f \tag{3-11}$$

$$Y = X_1$$

其中 $f=\Delta AX_2+\Delta Bu+C_m(F_L+F_{fiction}+F_{ripple})$，代表系統的所有不確定項及干擾項的總和。而在適應控制器中，將針對此項干擾總和 f 做及時(on-line)適應補償。

Step1: 定義追跡誤差 z_1 如 eq.(3-12)，同時對其微分如 eq.(3-13)，接著定義一穩定函數 α_1 如 eq.(3-14)，並定義 *Lyapunov function*1 如 eq.(3-15)，分別表示如下

$$z_1 = X_p - X_d \tag{3-12}$$

$$\dot{z}_1 = X_2 - \dot{X}_d \tag{3-13}$$

$$\alpha_1 = c_1 z_1 \tag{3-14}$$

$$V_1 = \frac{z_1^{\ 2}}{2} \tag{3-15}$$

其中 c_1 為大於零的常數，並定義第二個穩定函數 z_2 如 eq.(3-16)所示，接著對 *Lyapunov function*1 微分將 eq.(3-12)~(3-14)、(3-16)帶入(3-15)整合為 eq.(3-17)

$$z_2 = X_2 - \dot{X}_d + \alpha_1 \tag{3-16}$$

$$\dot{V}_1 = z_1\left(X_2 - \dot{X}_d\right) = z_1\left(z_2 - \alpha_1\right) = z_1 z_2 - c_1 z_1^{\ 2} \tag{3-17}$$

Step2: 對 eq.(3-16)一次微分，並整合 eq.(3-11)為 eq.(3-18)

$$\dot{z}_2 = \dot{X}_2 - \ddot{X}_d + \dot{\alpha}_1 = A_m X_2 + B_m u + f - \ddot{X}_d + \dot{\alpha}_1 \tag{3-18}$$

在此假設干擾總和 $|f| \le f_{\max}$ 為有界(bounded)，並定義 *Lyapunov function*2 與滑動函數 S 分別如 eq.(3-19)、(3-20)所示

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} S^2 \tag{3-19}$$

$$S = k_1 z_1 + z_2 \tag{3-20}$$

其中 k_1 為任意常數，接著對 eq.(3-19)微分並與 eq.(3-17)、(3-18)整合可得到 eq.(3-21)

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + S\dot{S} \\ &= z_1 z_2 - c_1 z_1^{\ 2} + S\left(k_1 \dot{z}_1 + \dot{z}_2\right) \\ &= z_1 z_2 - c_1 z_1^{\ 2} + S\left[k_1\left(z_2 - c_1 z_1\right) + A_m\left(z_2 + \dot{X}_d - \alpha_1\right) + B_m u + f - \ddot{X}_d + \dot{\alpha}_1\right]\end{aligned} \tag{3-21}$$

藉由 eq.(3-21)的推導，我們可以定義控制輸入 u 為 eq.(3-22)

$$u = B_m^{\ -1}\left[-k_1\left(z_2 - c_1 z_1\right) - A_m\left(z_2 + \ddot{X}_d - \alpha_1\right) - f_{\max}\,\mathrm{sgn}(S) + \ddot{X}_d - \dot{\alpha}_1 - h\left(S + \beta\,\mathrm{sgn}(S)\right)\right] \tag{3-22}$$

其中 h、β 為大於零的正數，接著將 eq.(3-22)帶回 eq.(3-21)可得到 eq.(3-23)如下所示，eq.(3-24)為矩陣表示型式

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &= -c_1 z_1^{\ 2} + z_1 z_2 - hS^2 - h\beta|S| + fS - f_{\max}|S| \\ &\le -c_1 z_1^{\ 2} + z_1 z_2 - hS^2 - h\beta|S| + |S|\left(|f| - f_{\max}\right) \\ &\le -c_1 z_1^{\ 2} + z_1 z_2 - hS^2 - h\beta|S|\end{aligned} \tag{3-23}$$

$$\dot{V}_2 \le -z^T Q z - h\beta|S| \tag{3-24}$$

其中 $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}$，$Q = \begin{bmatrix} c_1 + hk_1^{\ 2} & hk_1 - \frac{1}{2} \\ hk_1 - \frac{1}{2} & h \end{bmatrix}$為正定及對稱矩陣，在此定義另一穩定函數 $w(t)$如 eq.(3-25)所示並對其積分如 eq.(3-26)所示

$$w(t) = z^T Q Z + h\beta|S| \le -\dot{V}_2(z_1(t), z_2(t)) \tag{3-25}$$

$$\int_0^t w(\tau)d\tau \le V_2(z_1(0), z_2(0)) - V_2(z_1(t), z_2(t)) \tag{3-26}$$

由 eq.(3-25)、(3-26)可得知，當 $V_2(z_1(0),z_2(0))$為有界，與 $V_2(z_1(t),z_2(t))$同為有界且

為非遞增函數，故可證得 $w(t)$為有界函數，如 eq.(3-27)所示

$$\lim_{t\to\infty}\int_0^t w(t)d\tau < \infty \tag{3-27}$$

同時由於 $\dot{w}(t)$ 為有界函數且 $w(t)$ 為均勻連續函數，根據 Barbalat lemma 引理，可證得 $w(t)$ 函數將隨時間逐漸趨近為零。如 eq.(3-28)所示

$$\lim_{t\to\infty} w(t) = 0 \tag{3-28}$$

經由上述推導證明，當 $t\to\infty$，誤差狀態變數 z_1、z_2 將會收斂至零。設計至此，步階滑模控制器(BSMC)已設計完成，於下述將加入一適應項以估測系統的干擾項之總和 f 並及時補償於控制系統中。

Step 3: 定義 *Lyapunov function*3 如 eq.(3-29)所示

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2\gamma}\tilde{f}^2 \tag{3-29}$$

其中 $\tilde{f} = f - \hat{f}$，$\hat{f}$ 為系統干擾總和之估測值，$\tilde{f}$ 為系統干擾總和之誤差值，γ 為大於零的正數。接著將 eq.(3-29)一次微分並整合 eq.(3-21)

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 - \frac{1}{\gamma}\tilde{f}\times\dot{\hat{f}}$$

$$\dot{V}_3 = z_1 z_2 - c_1 z_1^{\ 2} + S[k_1(z_2 - c_1 z_1) + A_m(z_2 + \dot{X}_d - \alpha_1) + B_m u + f - \ddot{X}_d + \dot{\alpha}_1] - \frac{1}{\gamma}\tilde{f}\times\dot{\hat{f}}$$

$$\dot{V}_3 = z_1 z_2 - c_1 z_1^{\ 2} + S[k_1(z_2 - c_1 z_1) + A_m(z_2 + \dot{X}_d - \alpha_1) + B_m u + f - \ddot{X}_d + \dot{\alpha}_1] - \frac{1}{\gamma}\tilde{f}(\dot{\hat{f}} - \gamma S) \tag{3-30}$$

依照 eq.(3-30)式，可將步階滑模控制器之輸入 eq.(3-22)修改為 eq.(3-31)

$$u = B_m^{\ -1}[-k_1(z_2 - c_1 z_1) - A_m(z_2 + \dot{X}_d - \alpha_1) - \hat{f} + \ddot{X}_d - \dot{\alpha}_1 - h(S + \beta\,\mathrm{sgn}(S))] \tag{3-31}$$

其中 $\dot{\hat{f}} = \gamma S$，在此將 eq,(3-31)帶入 eq.(3-30)並整理為 eq.(3-32)

$$\dot{V}_3 = -c_1 z_1^{\ 2} + z_1 z_2 - hS^2 - h\beta|S|$$

$$= z^T Qz - h\beta|S| \tag{3-32}$$

$$= -w(t) \le 0$$

其中為了確保 Q 為正定函數，需令 Q 滿足 eq.(3-33)

$$|Q| = h(c_1 + hk_1^{\ 2}) - \left(hk_1 - \frac{1}{2}\right)^2 = h(c_1 + k_1) - \frac{1}{4} > 0 \tag{3-33}$$

於此，適應性步階滑模控制器已完成。在本研究中，主控制器為適應性步階迴歸滑模控制器並應用於鐵心式同步伺服線性馬達之動態軌跡追蹤，實驗結果將於第六章中詳細說明。

3.4 一維小腦模型類神經網路

小腦模型神經網路比較起傳統類神經網路，具有快速收斂、運算簡單、結構清楚等特點。因此非常適合運用於控制系統當中。小腦模型類神經網路開發的歷史可回朔於 1969 年，由學者 Marr 根據醫學研究提出小腦皮質生物模型(Cerebdlar Cortex)，其中此架構可分為三層，由內而外分別為分子層、細胞層、粒狀層。小腦利用此三層儲存從纖維所得知訊息。而在 1975 年學者 J.S.Albus 依據此生物模型進一步發展小腦的數學模型。小腦模型演算法於控制中，常見的應用有(1)複製現有的控制器；透過輸入及輸出之間的關係，搭配不斷學習的演算，即可達到複製的效果。(2)系統識別；可利用控制系統的輸入與輸出，當作小腦演算學習的輸入及目標值，以達到學習受控系統的狀態變化，確認出系統動態之功效。(3)混和型控制器；可將小腦模型搭配現有之主控制器結合為混和型的控制架構，如圖 3-2 所示。而在本研究中，我們將應用混和型的控制器架構，來達到精密控制之目的。小腦模型的維度依照其分割的方式所決定，共可分為一維、二維、多維度…等等。在本研究中所使用的為一維的切割方式，如下將說明其分割及演算法。

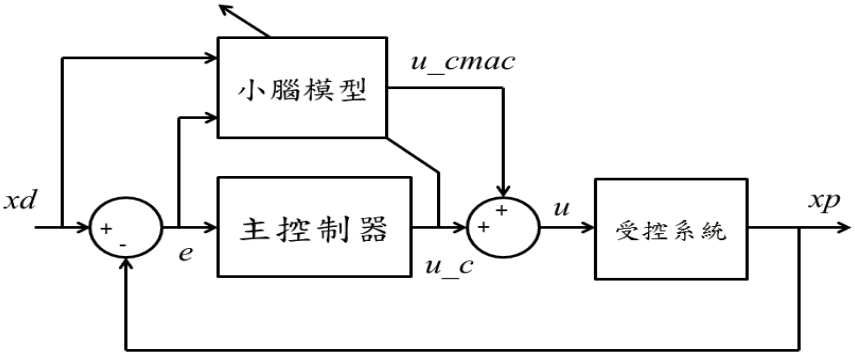


圖 3-2 混和型控制器與系統方塊圖

➢ 一維小腦模型類神經演算法

小腦模型演算法是模仿人類小腦演算流程，首先在說明之前必須要先建立模型基礎架構，(1)記憶體空間(Memory)、(2)映射矩陣(Mapping Matrix)，接著將描述一週期內之演算流程。先將取樣點的狀態變數資訊利用映射技巧平均儲存入映射矩陣所對應之記憶體空間，將其記憶體資訊加總後輸出並與實際值相比較，可得到學習誤差，最後將其平均存入回所對應到之記憶體空間中。整體流程可如圖(3-3)所示。

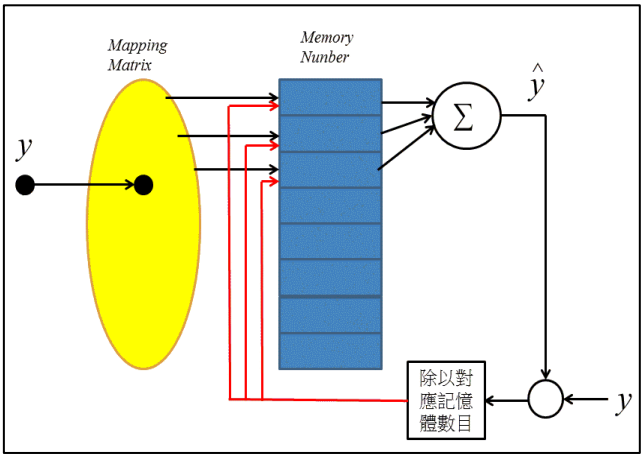


圖 3-3 小腦演算法之流程圖

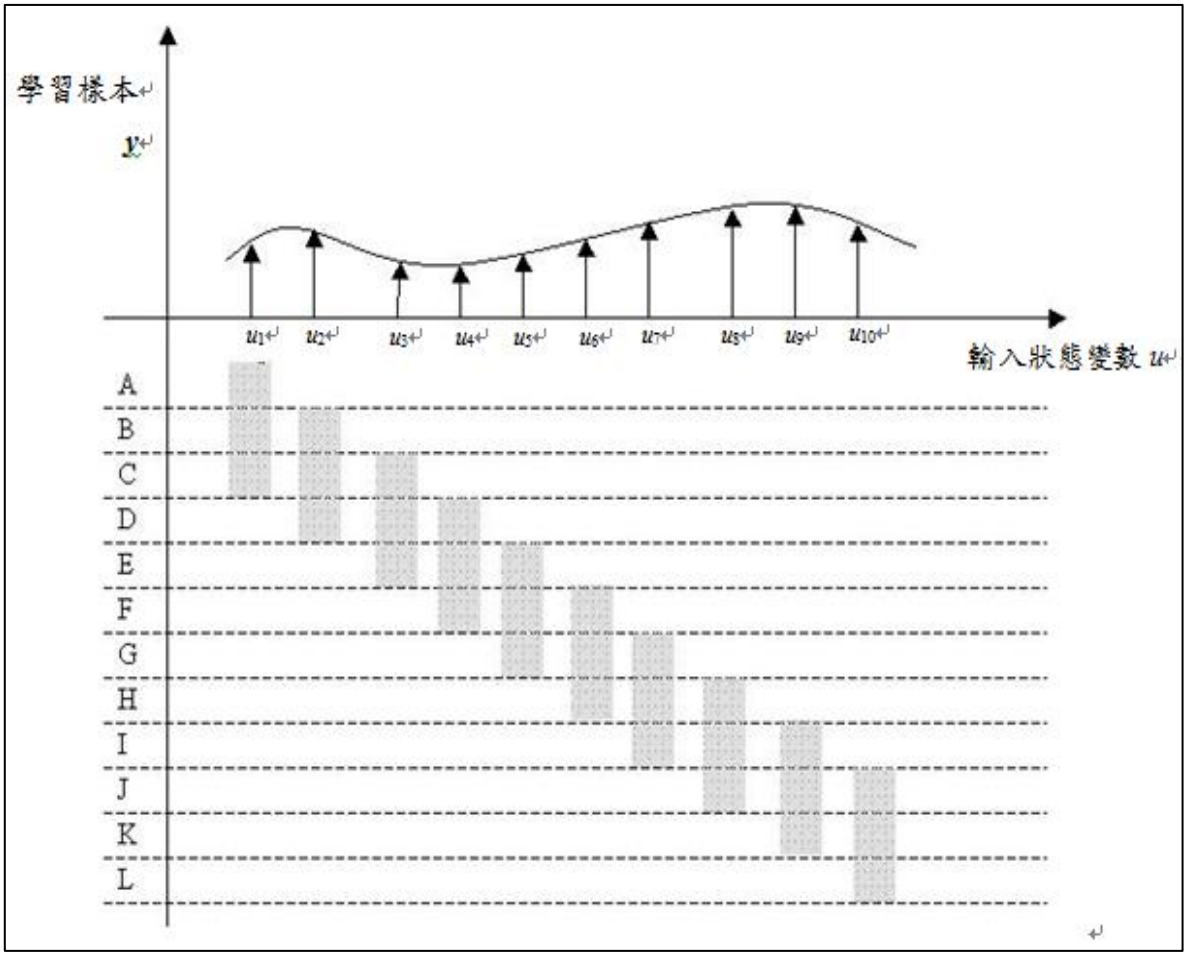


圖 3-4 一維小腦模型輸入狀態與分割方式

接著將利用一例子來說明實際上的運算數學流程。考慮一函數狀態變數 u 如圖 3-4 所示，圖中輸入函數 u 共有十個狀態分別為 u_1~u_{10}，而 A、B、C、D、E、F、G、H、I、J、K、L 代表記憶體空間的第一到最後的儲存位置。而在本例題中，一狀態變數分別對應到 3 個記憶體位置，如 u_1 所對應置 A、B、C 記憶體位置，u_2 對應至 B、C、D 記憶體位置，以此類推。記憶體空間數目必須要滿足 eq.(3-34)

$$Memory_size = Ne + NE - 1 \tag{3-34}$$

其中 Ne 為一個狀態對應至記憶體數目，NE 為輸入狀態變數總數。本例中 NE=10，Ne=3，帶入 eq.(3-34)，可得到 10+3-1=12。因此本例題中需要 12 個位置的記憶體空間。由於一個狀態所對應到的記憶體位置，可用 1 來表示，而未對應的表示為 0。藉由此表示方式，可建立一轉換矩陣(mapping matrix) C 如表 3-1

表 3-1 轉換矩陣 C

狀態單元 / 記憶位置	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_7	u_8	u_9	u_{10}
A	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
B	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
C	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
D	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
E	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0
F	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
G	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0
H	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
I	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0
J	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
K	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
L	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

而小腦模型之輸出 y_i 可用 eq.(3-35)表示，將其轉換矩陣 C 所對應至輸入狀態變數的行向量乘上記憶體空間。

$$y_i = C_i^{\ T} \times w_i = \sum_{i=1}^{NE} C_i w_i \tag{3-35}$$

本例中的第一次演算則為 $W_A+W_B+W_C$

$$y_1=[1 \quad 1 \quad 1 \quad \cdots \quad 0]\times\begin{bmatrix} w_A \\ w_B \\ w_C \\ \vdots \\ w_L \end{bmatrix}=w_A+w_B+w_C \tag{3-36}$$

在誤差倒傳遞的演算法為 eq.(3-37)

$$w_j^{(i)} = w_{j-1}^{(i)} + \Delta w_{j-1}^{(i)} \text{，} \Delta w_{j-1}^{(i)} = \frac{\alpha}{N_e} C_{j-1}(y_{j-1} - C_{j-1}^{T} w_{j-1}^{(i)}) \tag{3-37}$$

其中，w_j 代表記憶體向量，α 為學習律(Linear Rate)，其範圍必須在 0-2 之間，則整體小腦模型演算法才會收斂。藉由將誤差傳回至記憶體空間，並不斷迭代，則小腦模型將會一直學習近似所設定的函數。

而在本研究中，引用[6]中所提出的改良型誤差倒傳遞公式如 eq.(3-38)，因小腦模型在實際應用時會有學習過度而導致發散的現象。因此在本研究中，特別加入 $D(x)$。

$$w_j^{(i)} = w_{j-1}^{(i)} + \Delta w_{j-1}^{(i)} \text{，} \Delta w_{j-1}^{(i)} = \frac{\alpha}{N_e} C_{j-1} D(x)(y_{j-1} - C_{j-1}^{T} w_{j-1}^{(i)}) \tag{3-38}$$

$$D(x) = \begin{cases} 0 & if\,|x| \le d_0 \\ x - d_0 & if x > d_0 \\ x + d_o & if x < -d_o \end{cases}$$

其中 $D(x)$為一死區，d_0 為死區的邊界值。

3.5 干擾估測器(Disturbance Obsever)[20]

干擾估測器為構造簡單的補償系統如圖 3-5 所示，數學原理簡單、清楚，且已廣泛應用於各種自動化工業設備中。在本研究中，將主控制器 ABSMC 結合干擾估測器以達到雙重補償之效果，雙重補償之部分分別為(1)主控制器中的適應項 $\hat{f}$，(2)干擾估測器。而在本小節中，將進行簡單的介紹。

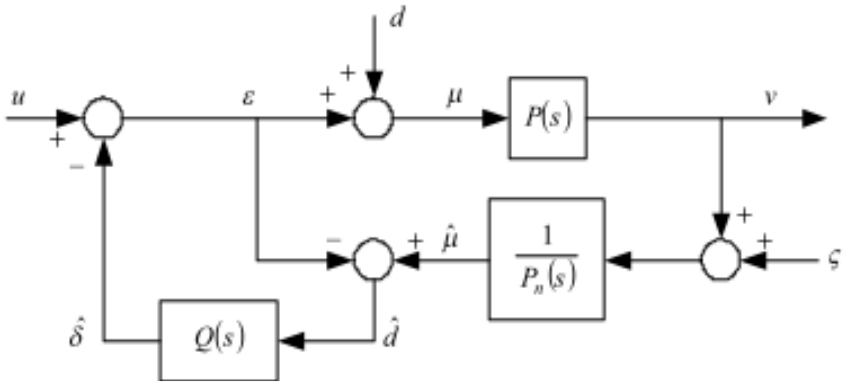


圖 3-5 干擾估測器方塊圖

在圖 3-5 中，d 為實際干擾，$P(s)$為系統轉移函數，$P_n(s)$為 nominal plant，$\hat{d}$ 為干擾估測值，$Q(s)$為低通濾波器，ζ 為量測訊號干擾。在此將 $Q(s)$假設為 1 以利推導說明。當 $Q(s)=1$ 時，可推導出系統轉移函數為 eq.(3-39)

$$\hat{\delta} = \hat{d} = (1-\frac{P_n}{P})u + \frac{1}{P}\zeta + d \tag{3-39}$$

由 eq.(3-39)式中可發現，當 $P=P_n$ 時，干擾的估測值 $\hat{d}$ 會等於實際的干擾 d 值加上量測雜訊 ζ。而當 P 不等於 P_n 時，干擾估測值 $\hat{d}$ 不只包含真實的干擾 d 與量測雜訊 ζ，另外還包含了系統的不確定性或是參數變異所造成的影響。而經由干擾估測器補償後，系統的速度可表示為 eq.(3-40)

$$\dot{x} = P(u-\hat{d}+d) = P_n u - \zeta \tag{3-40}$$

當 $Q(s)=1$ 時，干擾估測器具有迴路增益為 1 的迴路，且 $1/P_n(s)$並不是一個真分有理函數(proper rational function)，代表當高頻雜訊的量測訊號 ζ 進入系統時，將產生過度放大的效果。因此需加入一低通濾波器 $Q(s)$將高頻雜訊濾除。而本研究中，$Q(s)$被設計為 eq.(3-41)

$$Q(s) = \frac{1}{\lambda s + \tau} \text{，} \lambda>0\text{，} \tau>0 \tag{3-41}$$

利用主控制器結合干擾估測器，可將整體系統方塊圖，表示如圖 3-6 所示

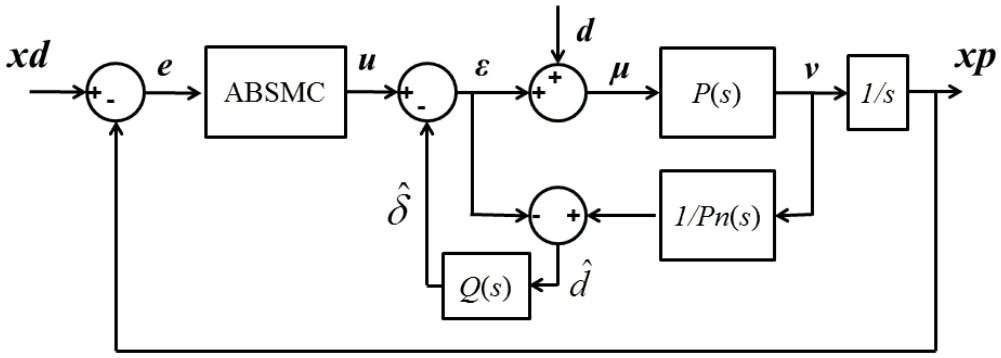


圖 3-6 主控制器結合干擾估測器

第四章 實驗設備

在本章節中，將詳細介紹實驗機台及周邊設備-其中將分別介紹鐵心式永磁同步伺服線性馬達、驅動器、光學尺、線性滑軌、資料擷取卡及人機介面程式軟體。整體實驗機台系統架構方塊圖如圖 4-1 所示

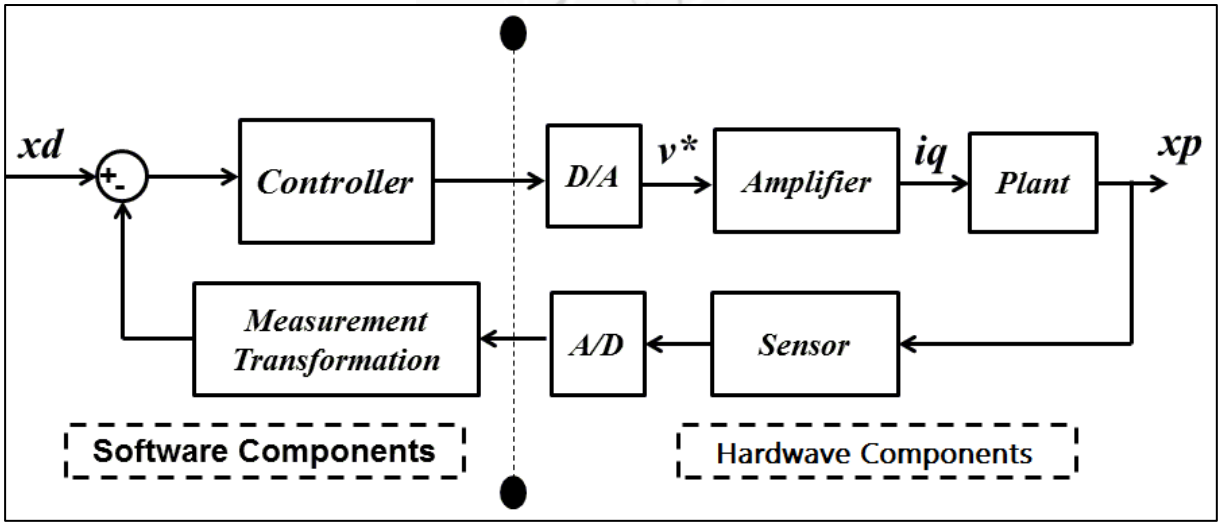


圖 4-1 實驗設備整體系統方塊圖

在圖 4-1 中，開回路的部分:首先電腦送出控制訊號(x_d)給所設計之控制器，控制器負責做數學演算，並將數位控制命令傳送給資料擷取卡(DAQ)，進而將數位訊號轉換為類比的訊號，而後透過數位類比轉換器(D/A)可將理想電壓值 v^*送給訊號放大器(Amplifier)，最後透過訊號放大器將電壓轉換成三相電流並進行馬達控制。而在閉迴路的部分:首先光學尺利用光學元件，將動子線圈的移動位置(x_P)的類比資訊傳回至資料擷取卡中(DAQ)，並藉由類比訊號轉換(A/D)將類比位置訊號轉換為數位訊號，最後與位置命令之參考值相比較，以達到整體的精密運動的閉迴路伺服控制。接下來將逐一介紹本研究中所使用之設備其原理及特色。

4.1 雙軸式高精密平臺整體結構

雙軸式高精密定位平臺系統之結構圖如圖 4-2 所示。其中 a.為 X 軸鐵心式同步伺服線性馬達(LMS27)，b.為 Y 軸鐵心式同步伺服線性馬達(LMS13)，c.為真空

吸附載臺，d.為花崗岩製的精密平臺基座。此花崗岩基座之功用為隔絕外部之輕微性擾動及可能發生之各種干擾影響，透過加重整體系統總重量使其外部干擾不易影響系統的控制精度 ex: 聲波、震動、推力等等。

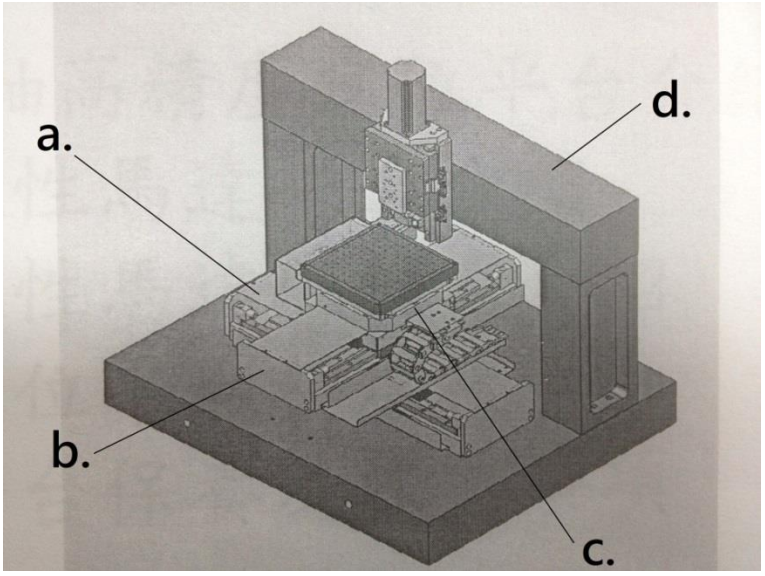


圖 4-2 鐵心式線性伺服馬達平台結構圖

而本研究中所使用的高精密伺服平臺控制系統之實體硬體設備如圖 4-3 所示。整體平臺之線性馬達各為獨立的單軸系統，其中 X 軸為下軸基底，Y 軸為推疊在 X 軸之上的第二維度線性馬達，此種平臺堆疊方式可達到兩維度的運動控制定位及動態軌跡追蹤之功效。

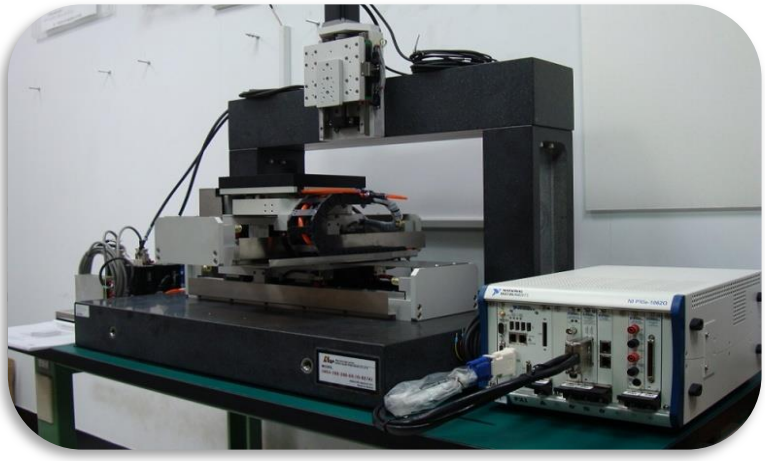


圖 4-3 高精密度定位控制系統硬體設備架構

4.2 鐵心式永磁同步伺服線性馬達

鐵心式永磁同步伺服線性馬達為本研究中最重要的驅動裝置，在第二章第六小節中的模型推導及第三章中的控制器設計皆是為了達成控制線性馬達之目標。鐵心式永磁同步伺服線性馬達為高精密運動定位平臺的關鍵核心。本研究所使用之雙軸線性馬達外觀圖如圖 4-4 所示。X 軸及 Y 軸所使用之鐵心式同步伺服線性馬達皆由上銀(HIWIN)公司所生產，其型號分別為 LMS27、LMS13。依照手冊中所提供之各項詳細參數規格整理於表 4-1 中。

表 4-1 雙軸鐵心式線性伺服馬達之各項內部參數規格

馬達之參數規格	LMS27(x 軸)	LMS13(y 軸)	單位
連續推力	339	180	N
連續電流	3.5	4.1	A(rms)
瞬間推力(1s)	679	360	N
瞬間電流(1s)	7	8.2	A(rms)
推力常數	97	44	N/A
電氣時間常數	10.3	10	ms
電阻(25℃)	6.2	3.4	Ω
電感	64	34	mH
極對極	32	32	mm
反電動式常數	51	26	Vrms(m/s)
動子質量	4.1	1.8	kg
定子單位質量	6.2	4.2	Kg/m

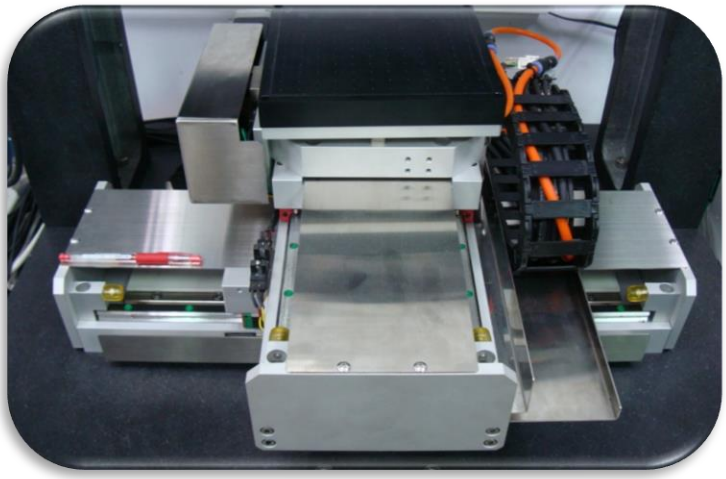


圖 4-4 雙軸鐵心式同步伺服線性馬達

4.3 驅動器

本研究中所使用的驅動器為美國 Copley Control 公司所生產之數位伺服線性馬達驅動器，型號為 XTL-230-36，其外觀圖如 4-5 所示

圖 4-5 線性馬達驅動器外觀圖

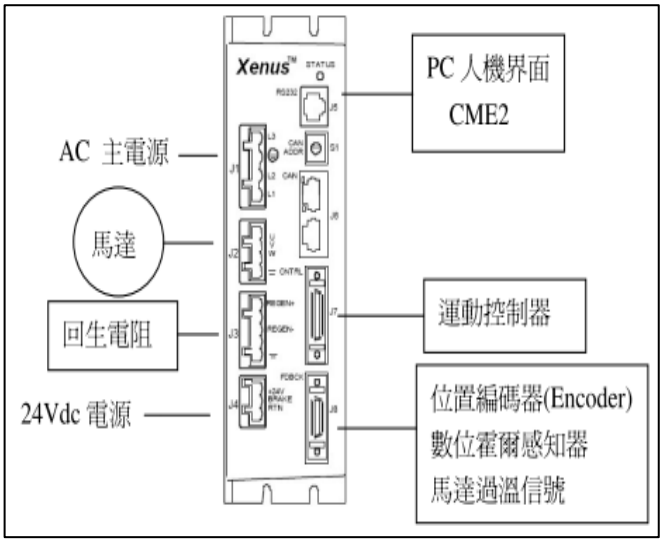


圖 4-6 驅動器各接腳與通訊訊號之關係

線性驅動器能夠提供三種可相容之傳輸系統通訊協定，分別為 CANopen、DeviceNet、RS232，可用來傳輸 CME2 人機控制介面訊號、ASCII Control 命令、PLC 程式控制訊號及 Labview 圖形化介面之可程式控制訊號。在數位 I/O 傳輸方面，XTL-230-36 提供了 12 組 Inputs 與 4 組 Outputs，能同步接受多種感測器之回

授訊號，且可相容的通訊協定訊號包含位置編碼器、數位霍爾感測器、馬達過溫訊號。線性驅動器除了可將控制命令轉換為三相驅動電流(UVW)外，也將負責接收光學尺的回授訊號，進而將光學尺的類比位置資訊傳回至資料擷取卡中。達到完整的高效能閉迴路控制。圖 4-6 為線性驅動器的各接點與通訊協定之訊號關係圖。

4.4 光學尺

數位線性編碼器(Linear scale)通稱為光學尺，為自動化設備及精密加工業界不可或缺的感測元件。其用途為感測受控馬達系統的實際位置值，並將其位置電壓訊號迴授至驅動器，進而使控制器得以比較實際位置值。本研究中所使用之光學尺為 RENISHAW 公司產品，型號為 RGH22Y，最小的解析度為 0.1μm，其外觀如圖 4-7 所示。使用數位線性編碼器具有兩項優點(1)可迅速正確讀取位移的變化量(2)能在任意位置歸零。

圖 4-7 RENISHAW 光學尺外觀

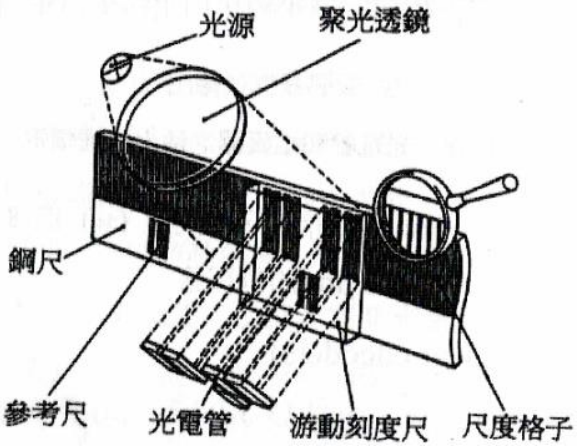


圖 4-8 反射型光學尺原理簡圖

常見的光學尺可分為以下兩種(1)穿透型(2)反射型，依照其輸出的關係又可分為以下兩種(1)絕對值輸出式(2)增量型輸出式。而本研究所使用之光學尺種類為反射型的增量式光學尺。其工作原理簡圖如圖 4-8 所示，首先光源透過聚光鏡，將光線聚集照射在游動刻度尺上，此時光線與光柵、光罩透過相互運動，而造成光

線的反射。光導管 A、B 則負責接收反射光線之訊號。且因兩光導管的架設位置具有前後關係，導致接收之光線訊號為兩相差 90 度的正旋電壓訊號。透過電子電路的整流,可將兩不同相位之正旋電壓訊號轉換為相位相差 90 度的方波訊號。最後進行方波訊號的計數，即可得到動子移動的方向及動子移動的絕對位置。

4.5 線性滑軌

在高精密定位平台系統中，由電磁推力產生馬達移動的能量。而線性導軌將決定馬達的運動是否保持筆直的運動，另外也將決定單軸定位行程距離之長短。而本研究中所使用的線性滑軌為上銀(HIWIN)公司所生產的 QR-系列靜音式滾柱型線性滑軌，其外觀如圖 4-9 所示

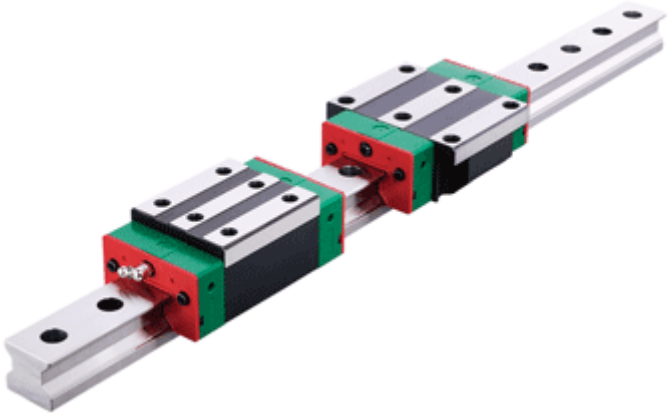


圖 4-9 QR 系列靜音式滾柱型線性滑軌外觀圖

QR 型線性滑軌具有下列四項特色及優點:

1. 提升運動平順度:QR 系列線性滑軌具有滾柱同步連結器，有效防止滾柱進入負荷區之偏擺現象，所有滾柱被均勻的間隔排列進行循環動作，且滾柱間並無來回碰撞，在保持一定的運動慣性下，摩擦阻力的變動幅度能有效降低。
2. 低噪音設計: 利用滾柱同步連結器可使滾柱均勻地間隔排列，相鄰滾柱間的撞擊金屬聲消失，尖銳的高頻聲音強度能有效降低。
3. 四方向高負荷乘載能力:採用 DB 接觸系統，能承受上下與左右方向的負荷，

讓線性滑軌具有超高負載能力。在相同工作負荷的要求下，QR 線軌相較於滾柱型滑軌可有較小的體積，即可均勻承受高負載。

4. 四方向皆具有超高剛性:QR 系列線性滑軌除了藉由搭載專利設計之同步連結器以提升高速性能外，並以滾柱型滾動體取代滾珠，藉由滾柱與滑軌、滑塊的線接觸方式，有效減少滾柱受負載時之彈性變型，不僅能大幅提升線性滑軌的剛性值，更能在高速運行下維持高精度的效能。

綜合上述之四項性能特色，QR 型線型滑軌能有效地提升鐵心式同步伺服線性馬達應用於精密定位或動態軌跡追蹤的控制效能，並降低環境造成的干擾影響。

4-6 資料擷取卡

本研究所使用的資料擷取卡為美商國家儀器公司產品，其型號為 NI PXIe-6363，外型如下圖 4-10 所示

圖 4-10 美商國家儀器型號 PXIe-6363 資料擷取卡

資料擷取卡 PXIe-6363 規格如下所述，在類比輸入方面提供了 32 個輸入通道、16 位元解析度、電壓範圍-10V~10V、單通道的最大傳輸頻率可達 2MS/s。在類比輸出方面提供 4 通道、16 位元解析度、最大電壓範圍-10V~10V、2.86MS/s 取

樣率。在數位 I/0 方面提供了 48 組雙向傳輸通道、其中 32 組最大硬體時脈為可達 10MHz。在計時/記數器方面，提供了 4 組 32 位元計時/記數器。PXIe-6363 同時支援 NI-STC3 技術，可額外提供類比/數位觸發與高階時序等功能。因本研究之目標為開發一套雙軸式高精密伺服控制平臺，故硬體的時脈及解析度，將直接性影響到控制效能的精度，而 PXIe-6363 具有 16 位元的解析度，及 2M/s 以上的取樣頻率，並具備多通道 I/O，因此非常適合應用於本研究中。

4-7 人機介面及圖形化程式軟體

本研究中所使用的人機介面軟體為 LabVIEW_2010 版。Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench (LabVIEW)，是一種圖型化的程式語言，也可稱為 G 程式語言。有別於傳統的文字編輯程式語言操作例如 C 語言，圖形化編輯方式能更直觀地進行程式編寫，因而消除了許多傳統程式語言語法上的細節問題。此套程式軟體是特別針對儀器資料擷取、數據量測、資料分析、系統模擬及結果呈現等目標而設計，因此非常適合應用於自動化之相關設備。且 LabVIEW 支援之作業軟體相當廣泛，其中包含 PC Windows 作業系統、Mac OS 作業系統、Sun SPARCstation 作業系統及 HP-UX HP9000/700 系列之作業系統皆提供支援服務。

第五章 實驗結果

本研究之目的為開發一雙軸同動之高精密動運動控制平臺。藉由設計控制器，以達到克制摩擦力、漣波效應、系統參數變異、外部負載、及雙軸之間的同動耦合之各種干擾問題，以提高精密伺服平臺的控制精密度。在第三章節中，我們以對於位置控制器進行了設計，而在本章節中將以機台的上機實驗驗證所設計之控制器，分別為(1)步階迴歸滑模控制器 BSMC (2) 適應性步階迴歸滑模控制器 ABSMC (3)適應性步階迴歸滑模控制器結合一維小腦模型類神經網路 ABSMC&1DCMAC (4)適應性步階迴歸滑模控制器結合干擾估測器 ABSMC&DO。而在整體實驗步驟中，共分為三部分進行。分別說明如下，而實驗流程圖，如圖 5-1 所示。

第一部分：X 軸動態軌跡追蹤控制效能分析及強健性測試

第二部分：Y 軸動態軌跡追蹤控制效能分析及強健性測試

第三部分：XY 雙軸圓形動態軌跡追蹤控制及效能分析

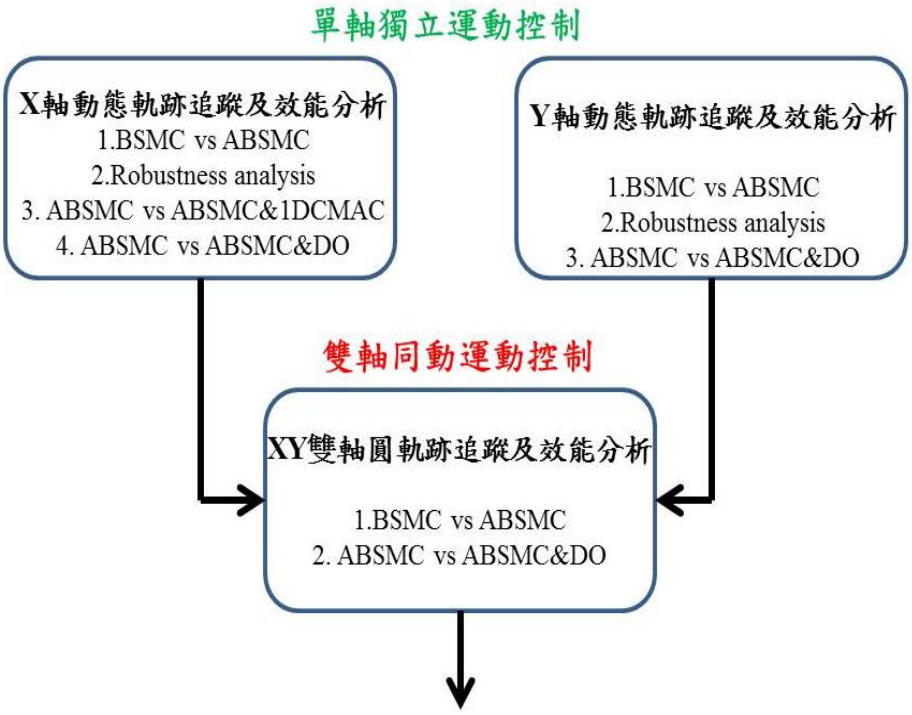


圖 5-1 實驗設計流程

在分析雙軸同動追跡效能之前，先進行兩獨立單軸之運動控制分析，並觀察不同規格之鐵心式永磁同步線性馬達之控制精度。因兩獨立單軸之重量、磁推力係數、瞬間推力…各種參數皆不相同，導致兩獨立單軸之控制效能會有些許差異。因此運用本研究所設計之控制器，藉由控制效能的統計與分析，進而找出抑制干擾能力較高的控制器。而後運用此控制器進行雙軸的圓形軌跡控制效能分析。本研究中的所有響應圖表，將於本章節中詳細呈現。

在實體控制器實現方面，使用 NI 美商國家儀器公司產品 LabVIEW 2010 進行人機介面的開發。如圖 5-2 所示，在實驗數據分析及整理資料繪圖之部分，使用美國 Math Works 公司的產品 MATLAB R2010a 來進行數據資料的呈現，如圖 5-3 所示。

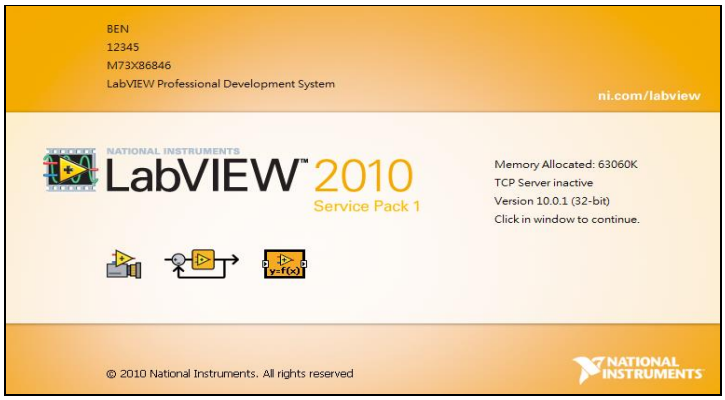


圖 5-2 LabVIEW2010 程式啟動頁面

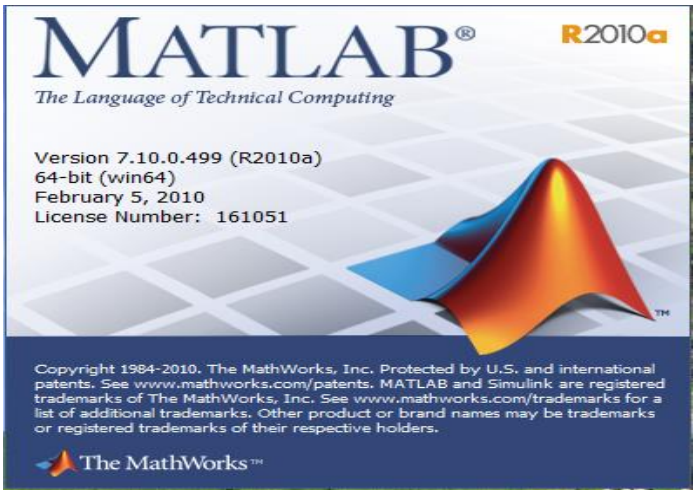


圖 5-3 MATLAB 程式啟動頁面

5-1. X 軸動態軌跡追蹤及效能分析

在此部分我們將比較所有設計的控制器追跡效能，並利用統計的方式找出控制效能較精密的控制器以作為雙軸同動時的控制器。

➢ 實驗結果–ABSMC 動態軌跡追蹤 於 Sinewave、10mm(0.1Hz)

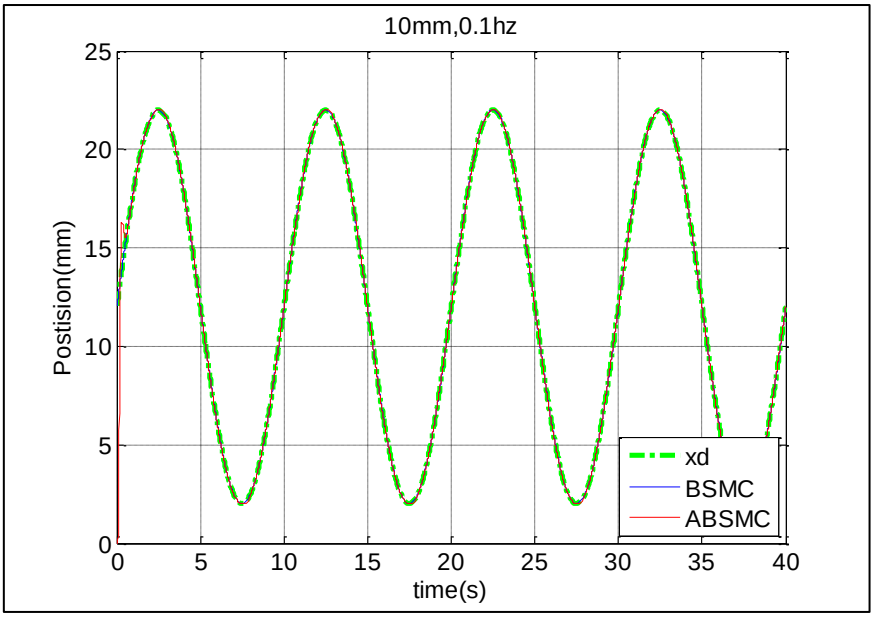


圖 5-4 BSMC 與 ABSMC 在 10mm,0.1Hz 的動態軌跡追跡響應

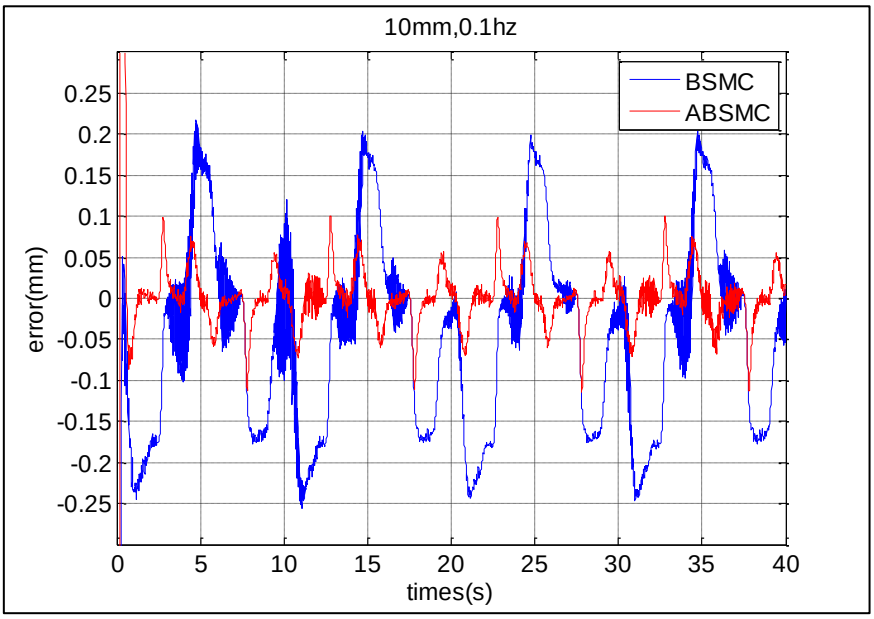


圖 5-5 BSMC 與 ABSMC 在 10mm,0.1Hz 的穩態誤差響應

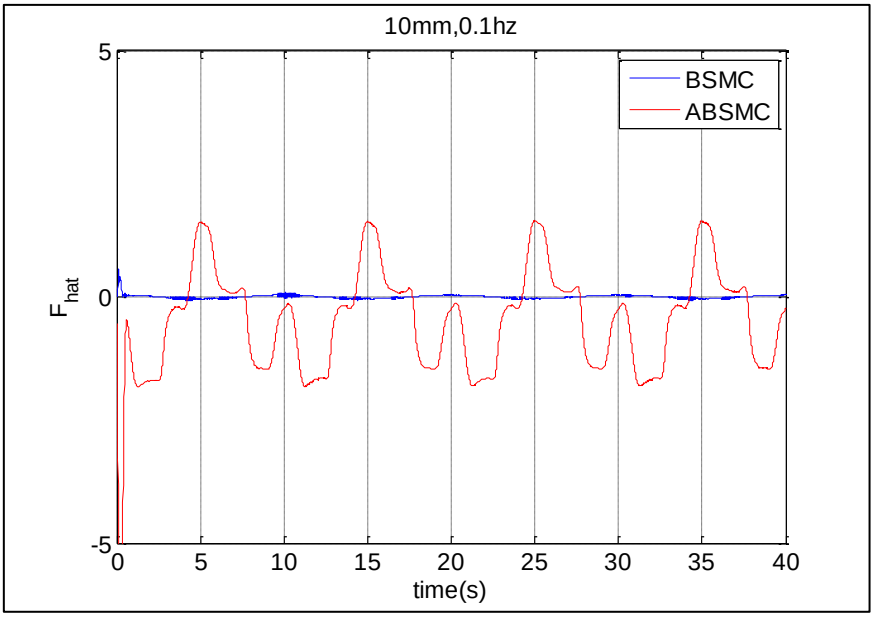


圖 5-6 BSMC 與 ABSMC 在 10mm,0.1Hz 的干擾補償響應

在圖 5-4 中可以很明顯地看見，ABSMC 在控制初期，由於需要一小段適應計算時間，再經過一短時間適應計算後，即可達成軌跡追蹤之目的。然而從動態軌跡的響應圖中，較難直觀性的比較控制器精密性能的優劣，因此我們將從追跡的穩態誤差響應圖觀察，如圖 5-5 所示。在圖 5-5 中，我們可以明顯地觀察到 ABSMC 的控制效能，將比 BSMC 的控制效能更加優良。從控制器內部的干擾補償項響應圖觀察，如圖 5-6 所示。BSMC 的補償值近似於一定值，而 ABSMC 的補償則會隨著時間、馬達位置不斷計算調整，以達到更優良的動態補償效果。

在此我們將利用三種統計的方法，統計兩種控制器的追跡效能。統計的方式分別如下敘述: 1.穩態誤差中的最大誤差值(E_{max}) 2.Root Main Square Error(RMSE) 3. 所有追跡誤差點的平均值(E_{avg})，而 RMSE 及 E_{avg} 的數學方程式分別如 eq.(5-1)、eq.(5-2)所示

$$\mathrm{RMSE} = \sqrt{\frac{\sum\left(x_d - x_p\right)^2}{N}} \tag{5-1}$$

$$\mathrm{E_{avg}} = \sum \frac{x_d - x_p}{N} \tag{5-2}$$

其中 x_d、x_p 分別為位置命令值及實際位置值，N 為系統的取樣點總數值。接著根

據統計的方式，我們將兩種控制器的誤差響應結果統計為表 5-1 中。

表 5-1 BSMC 及 ABSMC 在 10mm,0.1Hz 追跡下的統計數據

	BSMC	***ABSMC***
E_{max}	0.255mm	0.1148mm
RMSE	6.1598mm	2.0213mm
E_{avg}	0.0974mm	0.0319mm

從表 5-1 觀察，在 E_{max} 的的統計指標中，ABSMC 為 0.1148mm 而 BSMC 為 0.255mm。在 RMSE 的統計指標中，ABSMC 為 2.0213mm 而 BSMC 為 6.1598mm。在 E_{avg} 的統計指標中，ABSMC 為 0.0319mm，BSMC 為 0.0974mm。在各項數據誤差性能的統計指標中，皆發現了 ABSMC 的控制精密度更勝於 BSMC，因此我們將使用 ABSMC 為本研究中之主要的控制器。

➢ 實驗結果-ABSMC 強健性分析於 Sinewave、10mm(0.5Hz)

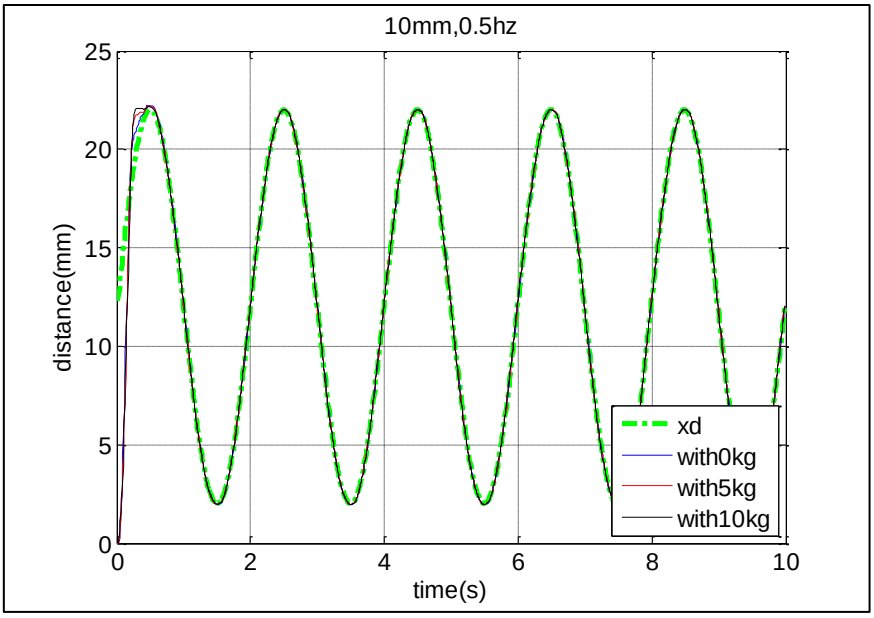


圖 5-7 ABSMC 在負載情況下的追跡響應

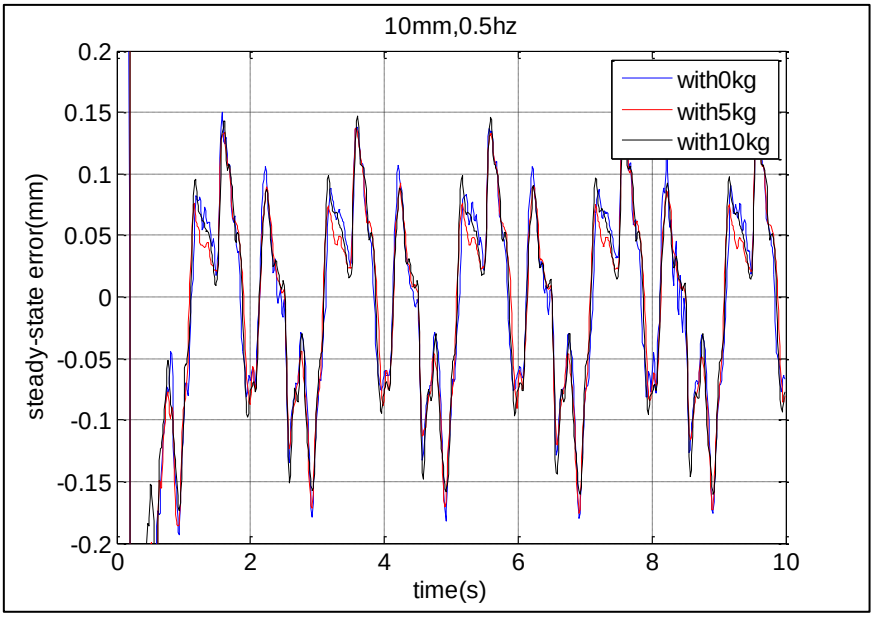


圖 5-8 ABSMC 在負載情況下的穩態誤差響應

為了測試控制器 ABSMC 在外部負載加重的情況下，控制器的強健性，因此我們分別加入了 5 公斤及 10 公斤的外部負載於 0.5Hz 的正旋軌跡追蹤。實驗的追跡響應結果如圖 5-7 所示，從圖中我們可以發現，在外部負載增加的情況下，馬達在第一個週期時的控制響應將具有較大的誤差值，其原因在於線性馬達的重量增加，導致馬達的慣性力一同增加，因此具有較大的誤差值產生。圖 5-8 為在負載情況之下的穩態誤差響應圖，從圖中可觀察出，不論外部負載的增加與否，穩態誤差值，不會巨大幅度的增加或減少。接著我們將其誤差響應統計為表 5-2 中。

表 5-2 ABSMC 在 10mm,0.5Hz 及外部負載分別為 5、10 公斤時之追跡統計

	0kg	***5kg***	***10kg***
E_{max}	0.1823mm	0.1756mm	0.1609mm
RMSE	4.0238mm	4.2277mm	4.1404mm
E_{avg}	0.1272mm	0.1337mm	0.1309mm

從表 5-2 的統計數據中，在外部負載為 5 公斤的情形下，E_{max} 的統計指標值為 0.1756mm，RMSE 統計指標值為 4.2277mm，E_{avg} 統計指標值為 0.1337mm。在外

部負載為 10 公斤的情形下，E_{max} 的統計指標值為 0.1609mm，RMSE 統計指標值為 4.1404mm，E_{avg} 統計指標值為 0.1309mm。根據實驗圖表的統計呈現，不論是在外部負載 5 公斤或是 10 公斤的情況之下，各項性能指標值皆不會與無負載(0 公斤)時相異太大。因此藉由實驗的結果，我們可以證實 ABSMC 控制器具有一定的強健性。

而後為了提升系統的追跡精密效能，我們參考了[6]的控制器設計方法，將一維小腦模型類神經網路(1DCMAC)加入到 ABSMC 之中。期望能增加系統的追跡精密程度。在本次實驗中，我們希望觀察 ABSMC&1DCMAC 在慢速 0.1Hz 及快速 1Hz 的情況下的動態追跡效果，並藉由統計觀察在兩種不同速度追跡下的響應效能。實驗結果呈現如下

➢ 實驗結果-ABSMC&1DCMAC 動態軌跡追蹤於 Sinewave、10mm(0.1、1Hz)

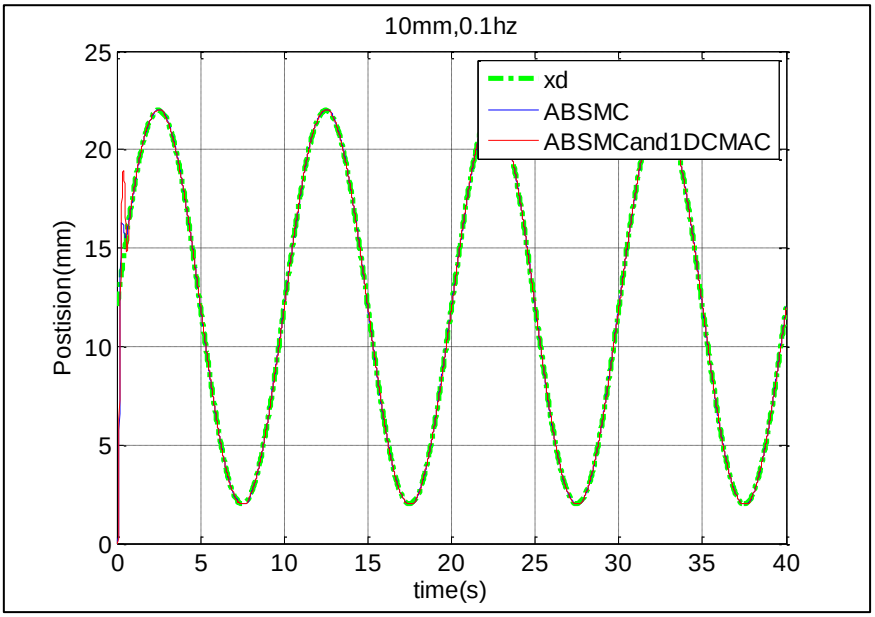


圖 5-9 ABSMC&1DCMAC 在 10mm、0.1Hz 時的追跡響應

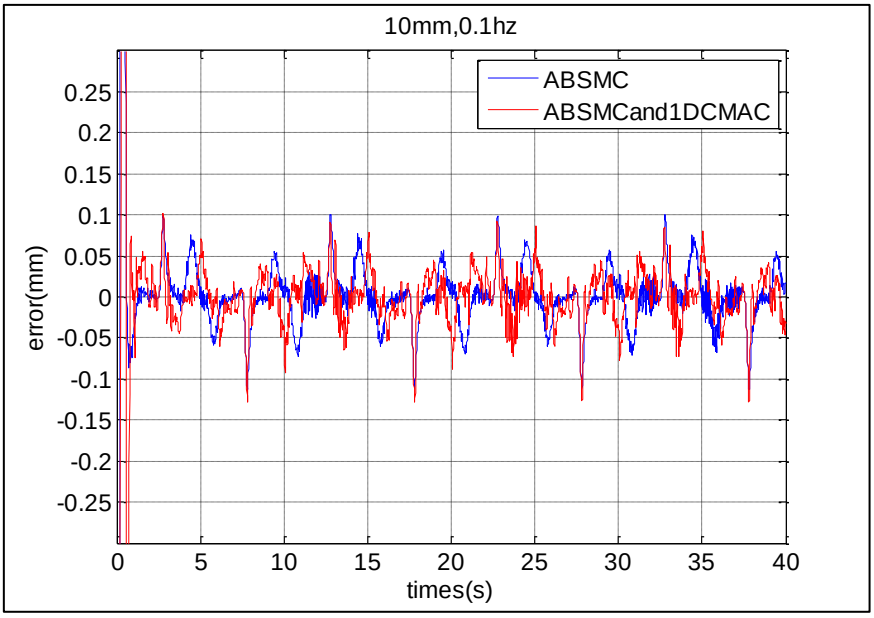


圖 5-10 ABSMC&1DCMAC 在 10mm、0.1Hz 時的穩態誤差響應

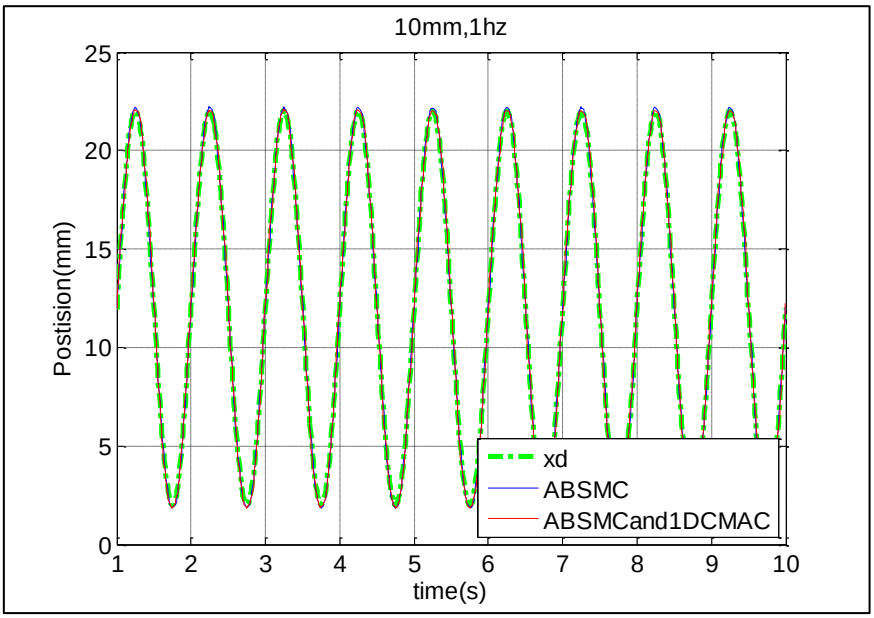


圖 5-11 ABSMC&1DCMAC 在 10mm、1Hz 時的追跡響應

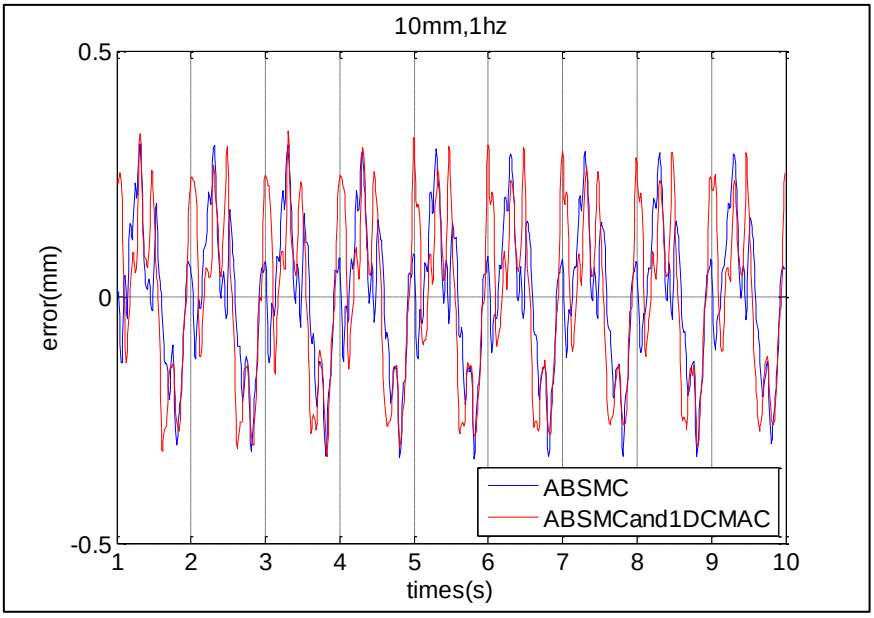


圖 5-12 ABSMC&1DCMAC 在 10mm、1Hz 時的穩態誤差響應

圖 5-9 為 ABSMC&1DCMAC 在 10mm、0.1Hz 正旋追跡響應圖，圖 5-10 為 ABSMC&1DCMAC 在 10mm、0.1Hz 正旋追跡的穩態誤差響應圖，圖 5-11 為 ABSMC&1DCMAC 在 10mm、1Hz 正旋追跡響應圖，圖 5-12 為 ABSMC&1DCMAC 在 10mm、1Hz 正旋追跡的穩態誤差響應圖。從以上的圖表中，皆較難直觀的發現控制系統的優劣，故統計結果於表 5-3 中呈現。

表 5-3 ABSMC&1DCMAC 在 10mm (0.1,1Hz)的追跡誤差統計數據

	0.1Hz		***1Hz***	
	ABSMC	**ABSMC&1DCMAC**	**ABSMC**	**ABSMC&1DCMAC**
E_{max}	0.1148mm	0.1285mm	0.3280mm	0.3369mm
RMSE	2.0203mm	1.3734mm	3.9888mm	3.3972mm
E_{avg}	0.0319mm	0.0217mm	0.1261mm	0.1074mm

根據表 5-3 統計結果，ABSMC&1DCMAC 在 10mm、0.1Hz 正旋追跡的情況下，E_{max} 的統計指標值為 0.1285mm，RMSE 統計指標值為 1.3734mm，E_{avg} 統計指標值為 0.0217mm。ABSMC&1DCMAC 在 10mm、1Hz 正旋追跡的情況下，E_{max} 的

統計指標值為 0.3369mm，RMSE 統計指標值為 3.3972mm，E_{avg} 統計指標值為 0.1074mm。從實驗統計數據看來，不論在慢速(0.1Hz)或是高速(1Hz)的正旋追跡下，ABSMC&1DCMAC 的控制效能在 E_{max} 這項性能指標中略高於 ABSMC，及意味著在穩態誤差響應中，ABSMC&1DCMAC 具有較大的最大穩態誤差值，而在 RMSE 及 E_{avg} 兩項性能指標皆優於 ABSMC。雖然在加入了小腦模型類神經網路後，其追跡整體性能得以提升，但在穩態的最大誤差值卻因此而放大。此種實驗結果，我們希望得以改善且將三種誤差指標值皆一致性的得到下降，因此我們另外加入一干擾估測器(DO)，同時結合 ABSMC，以期許除了能在整體追跡性能改善外，最大穩態誤差值也能得到改善。實驗結果如下圖呈現。

➢ 實驗結果-ABSMC&DO 動態軌跡追蹤於 Sinewave、10mm(0.1、1Hz)

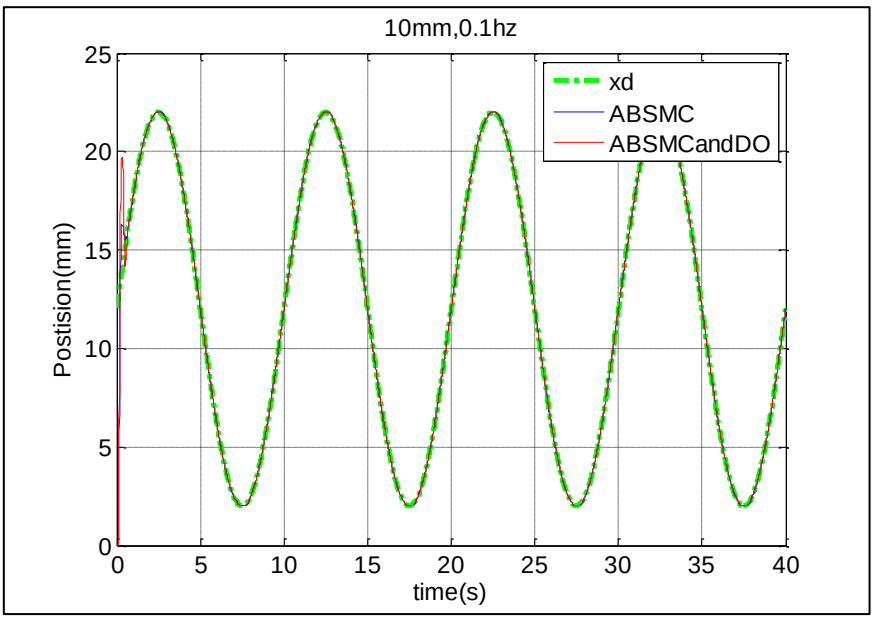


圖 5-13 ABSMC&DO 在 10mm、0.1Hz 時的追跡響應

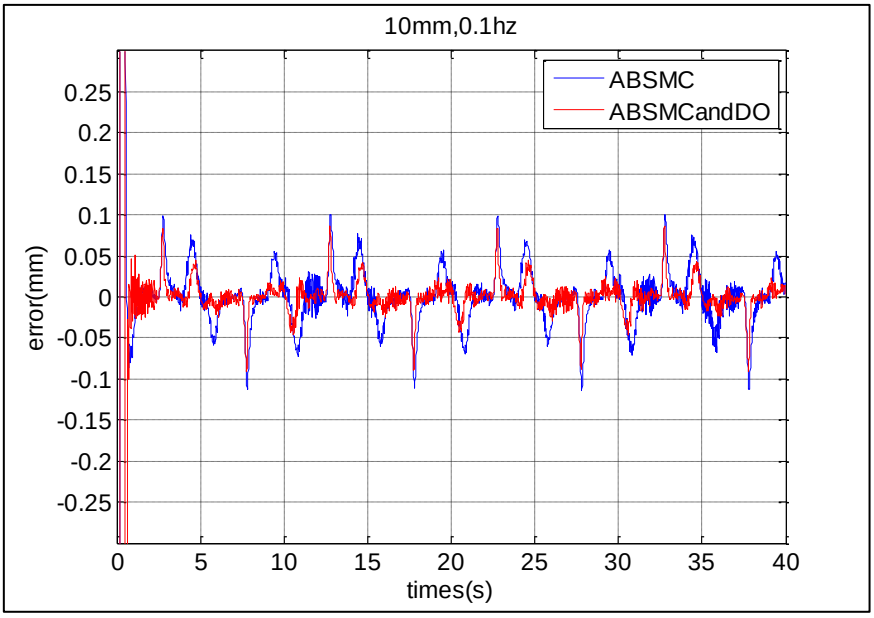


圖 5-14 ABSMC&DO 在 10mm、0.1Hz 時的穩態誤差響應

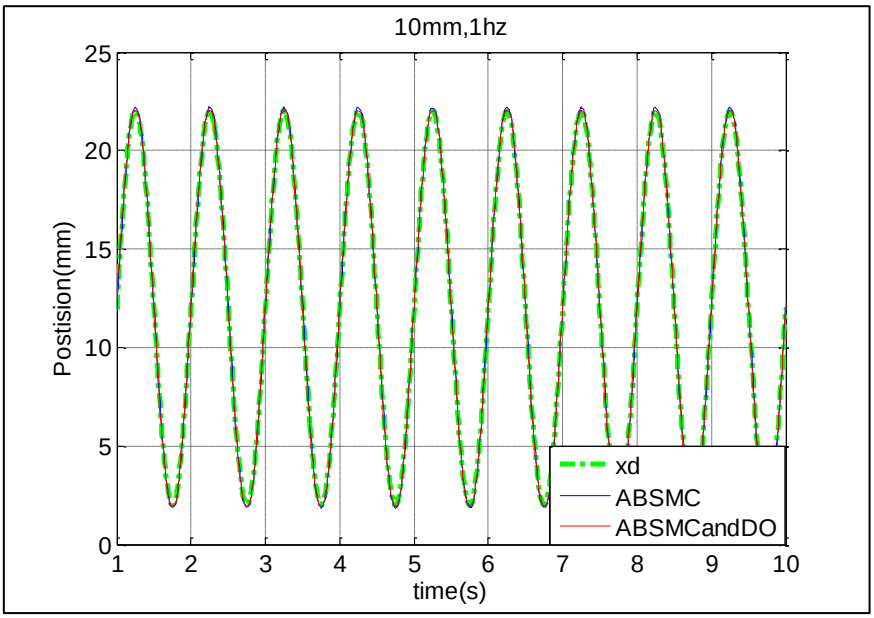


圖 5-15 ABSMC&DO 在 10mm、1Hz 時的追跡響應

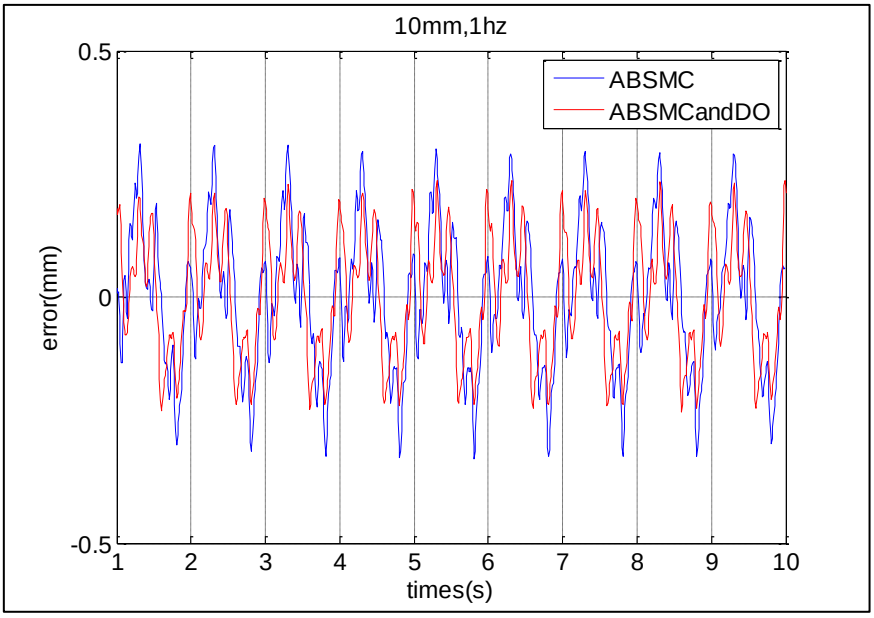


圖 5-16 ABSMC&DO 在 10mm、1Hz 時的穩態誤差響應

圖 5-13 為 ABSMC&DO 在 10mm、0.1Hz 正旋追跡響應圖，圖 5-14 為 ABSMC&DO 在 10mm、0.1Hz 正旋追跡的穩態誤差響應圖，圖 5-15 為 ABSMC&DO 在 10mm、1Hz 正旋追跡響應圖，圖 5-16 為 ABSMC&DO 在 10mm、1Hz 正旋追跡的穩態誤差響應圖。接著將各項誤差值統計於表 5-4 中。

表 5-4 ABSMC&DO 在 10mm (0.1、1Hz)的追跡誤差統計數據

	0.1Hz		***1Hz***	
	ABSMC	**ABSMC&1DCMAC**	**ABSMC**	**ABSMC&1DCMAC**
E_{max}	0.1148mm	0.0908mm	0.3280mm	0.2375mm
RMSE	2.0203mm	0.9829mm	3.9888mm	1.6131mm
E_{avg}	0.0319mm	0.0155mm	0.1261mm	0.0513mm

根據表 5-4 結果，ABSMC&DO 在 10mm、0.1Hz 正旋追跡的情況下，E_{max} 的統計指標值為 0.0909mm，RMSE 統計指標值為 0.9829mm，E_{avg} 統計指標值為 0.0155mm。ABSMC&DO 在 10mm、1Hz 正旋追跡的情況下，E_{max} 的統計指標值為 0.2375mm，RMSE 統計指標值為 1.6131mm，E_{avg} 統計指標值為 0.0513mm。藉由實驗統計各

項誤差性能指標的呈現，在加入了干擾估測器後，三項誤差性能指標皆呈現下降的趨勢。因此我們可以證明，在加入了干擾估測器後，整體馬達追跡響應將得到提升。在此我們已完成了第一部份:X 軸動態軌跡追蹤控制及效能分析。接下來將進行第二部分:Y 軸動態軌跡追蹤控制及效能分析。

5-2. Y 軸動態軌跡追蹤及效能分析

➢ 實驗結果-ABSMC 動態軌跡追蹤 於 Sinewave、10mm(0.2Hz)

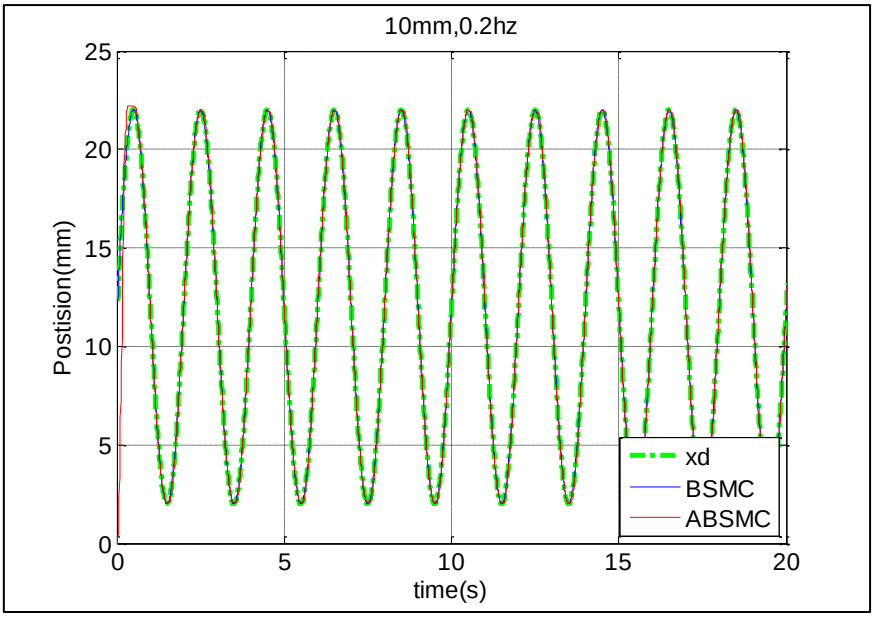


圖 5-17 BSMC 與 ABSMC 在 10mm,0.2Hz 的動態軌跡追跡響應

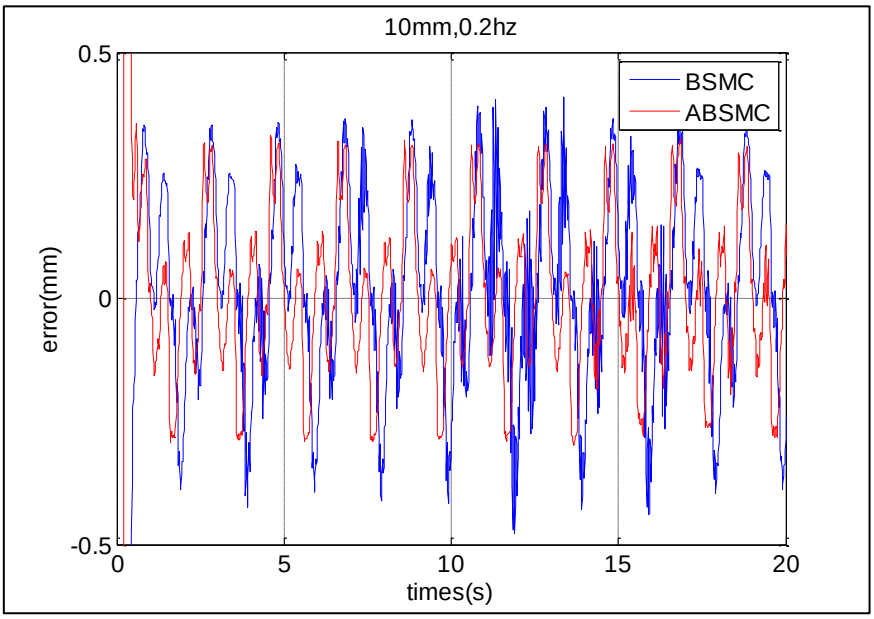


圖 5-18 BSMC 與 ABSMC 在 10mm,0.2Hz 的穩態誤差響應

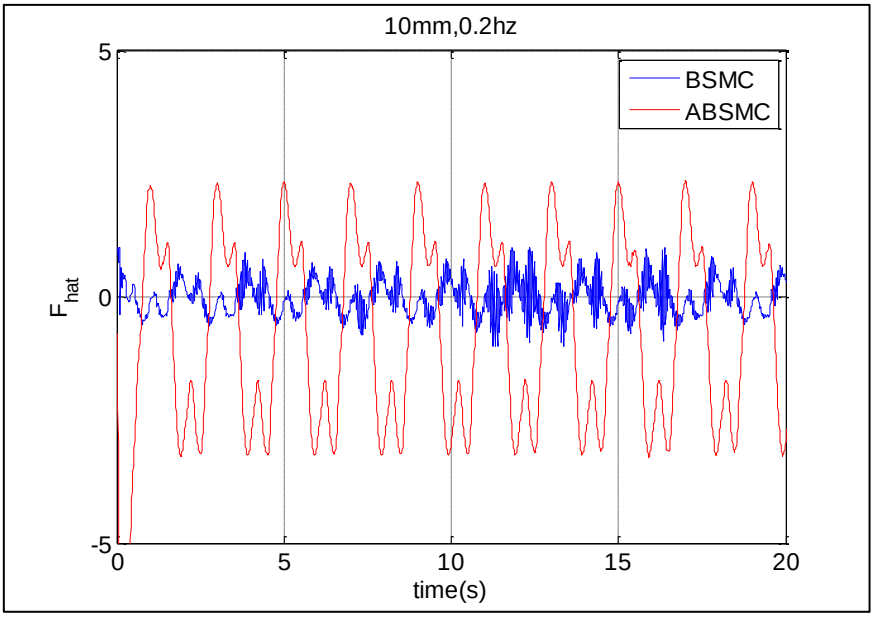


圖 5-19 BSMC 與 ABSMC 在 10mm,0.2Hz 的干擾補償響應

在完成了 X 軸的動態軌跡分析及控制效能比較後，第二部份我們將進行 Y 軸動態軌跡控制效能分析，首先我們我們比較 BSMC 及 ABSMC 在 10mm、0.2Hz 的情況下，其追跡效能與干擾補償的情形。實驗結果如分別如下，圖 5-17 為 BSMC 及 ABSMC 在 10mm、0.2Hz 正旋追跡響應圖，圖 5-18 為 BSMC 及 ABSMC 在 10mm、0.2Hz 正旋追跡的穩態誤差響應圖，在此我們可以直觀的看見 ABSMC 的穩態誤差略小於 BSMC，圖 5-19 為 BSMC 及 ABSMC 在 10mm、0.2Hz 干擾補償響應，在此我們也能明顯看見，ABSMC 能動態調整及補償各總干擾項之總和，而 BSMC 的干擾補償則具有較嚴重的跳切現象。誤差性能指標統計於表 5-5 中。

表 5-5 BSMC 及 ABSMC 在 10mm,0.2Hz 追跡下的統計數據

	BSMC	***ABSMC***
E_{max}	0.4234mm	0.3304mm
RMSE	9.6693mm	4.4342mm
E_{avg}	0.3058mm	0.1402mm

根據表 5-5 統計結果，在 E_{max} 的的統計指標中，ABSMC 為 0.3304mm 而 BSMC

為 0.4234mm。在 RMSE 的統計指標中，ABSMC 為 4.4342mm 而 BSMC 為 9.6693mm。在 E_{avg} 的統計指標中，ABSMC 為 0.1402mm，BSMC 為 0.3058mm。從三項性能指標看來，ABSMC 在 Y 軸的控制中，仍然能提高系統的精密追跡效能，並藉由動態的適應計算，及時補償干擾的總合於控制器當中。在完成了 BSMC 與 ABSMC 的性能比較後，接下來我們將探討在 Y 軸的動態軌跡追蹤下，ABSMC 是否仍能保有優良的強健性。

➢ 實驗結果-ABSMC 強健性分析於 Sinewave、10mm(0.5Hz)

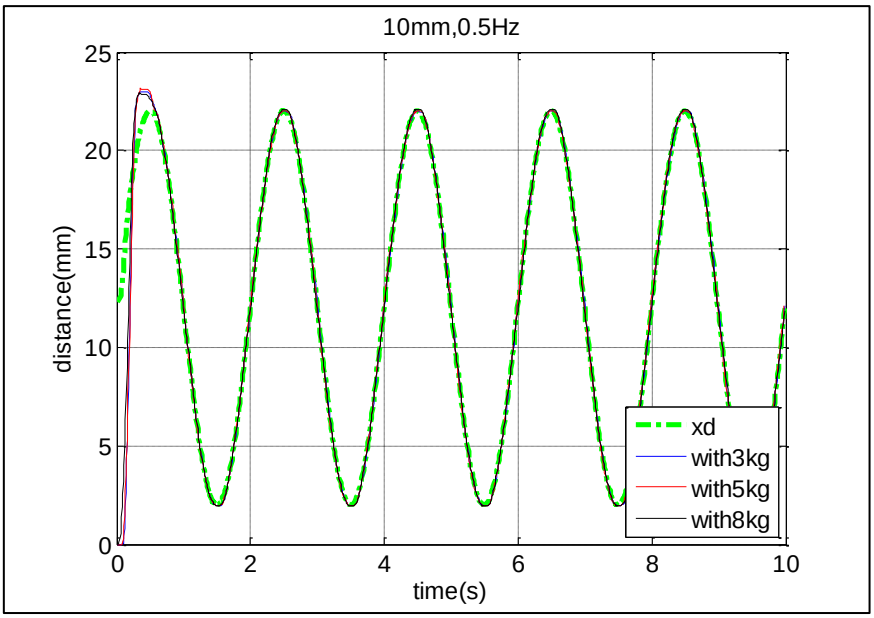


圖 5-20 ABSMC 在負載情況下的追跡響應

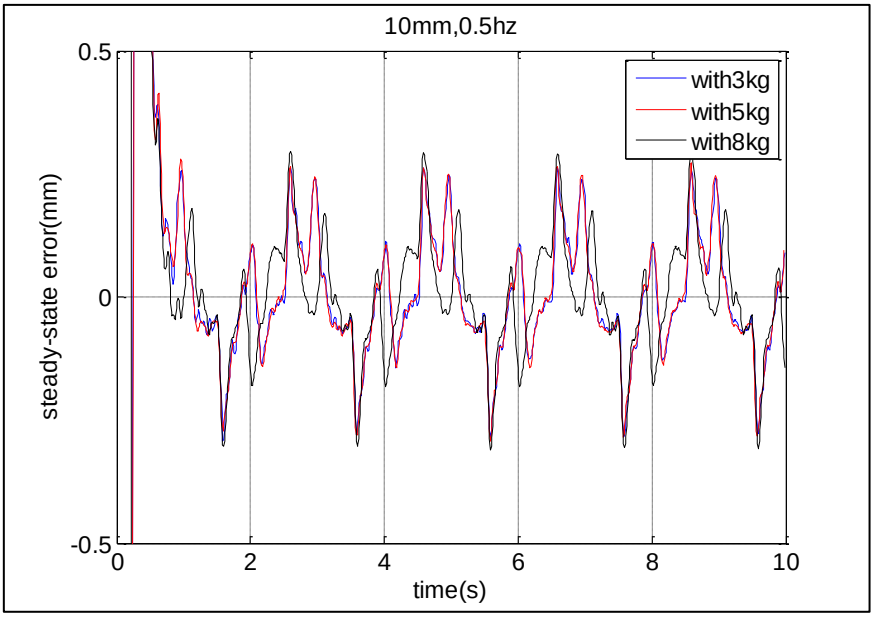


圖 5-21 ABSMC 在負載情況下的穩態誤差響應

為了測試 ABSMC 於 Y 軸的控制強健性，我們分別加入了 3、5 及 8 公斤的外部負載，並觀察與統計追跡誤差結果。圖 5-20 為控制器 ABSMC 在三種負載下的追跡響應圖，從圖中我們可以觀察出，在外部負載增加的情況下，系統響應仍能保有穩定的控制性能。圖 5-21 為 ABSMC 在三種負載情況下的穩態誤差響應，從圖中，我們可以發現在 8 公斤負載的情況下，最大穩態誤差值將會上升。最後根據實驗結果，將誤差指標統計於表 5-6 中。

表 5-6 ABSMC 在 10mm,0.5Hz 及外部負載增加時之效能統計

	0kg	***3kg***	***5kg***	***10kg***
E_{max}	0.2766mm	0.2924mm	0.2924mm	0.3119mm
RMSE	5.3668mm	6.1398mm	6.2333mm	4.74mm
E_{avg}	0.1697mm	0.1943mm	0.1971mm	0.1499mm

根據表 5-6 統計結果，各項誤差性能標值具有相近的趨勢，則表示 ABSMC 在 Y 軸線性馬達的動態軌跡追蹤控制下仍然具有著強健性的存在。接下來藉由 X 軸的實驗結論，我們將結合 ABSMC&DO 並分別實驗至慢速及快速的 Y 軸的動態軌

跡控制之中，同時觀察線性馬達在不同速度的控制命令下，其控制效能是否得以提升。

➢ 實驗結果-ABSMC&DO 動態軌跡追蹤於 Sinewave、10mm(0.1、1Hz)

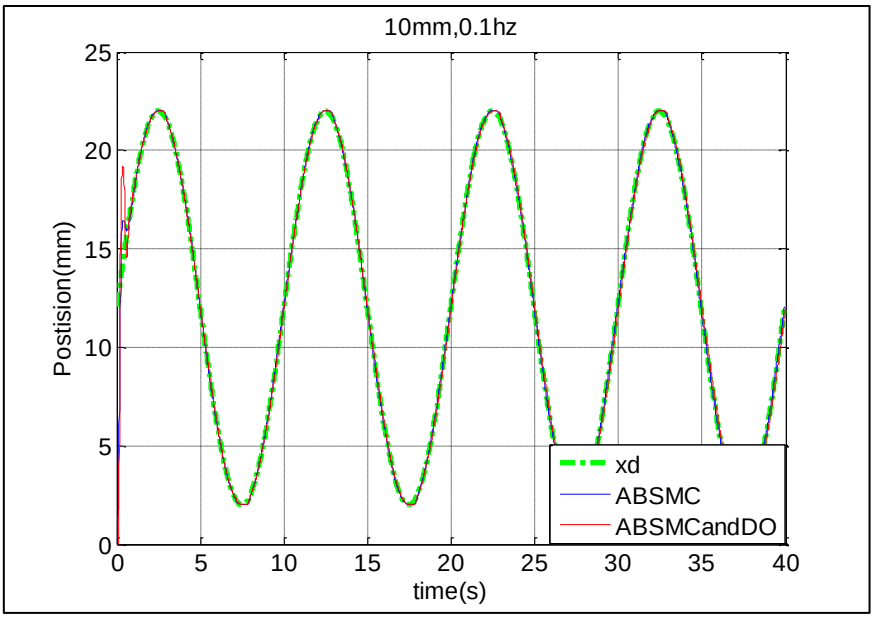


圖 5-22 ABSMC&DO 在 10mm、0.1Hz 時的追跡響應

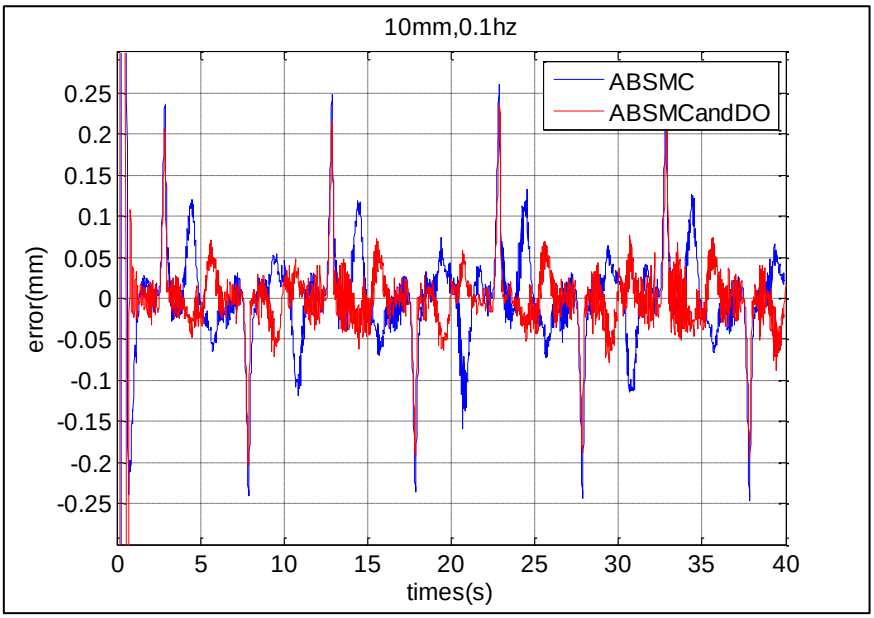


圖 5-23 ABSMC&DO 在 10mm、0.1Hz 時的穩態誤差響應

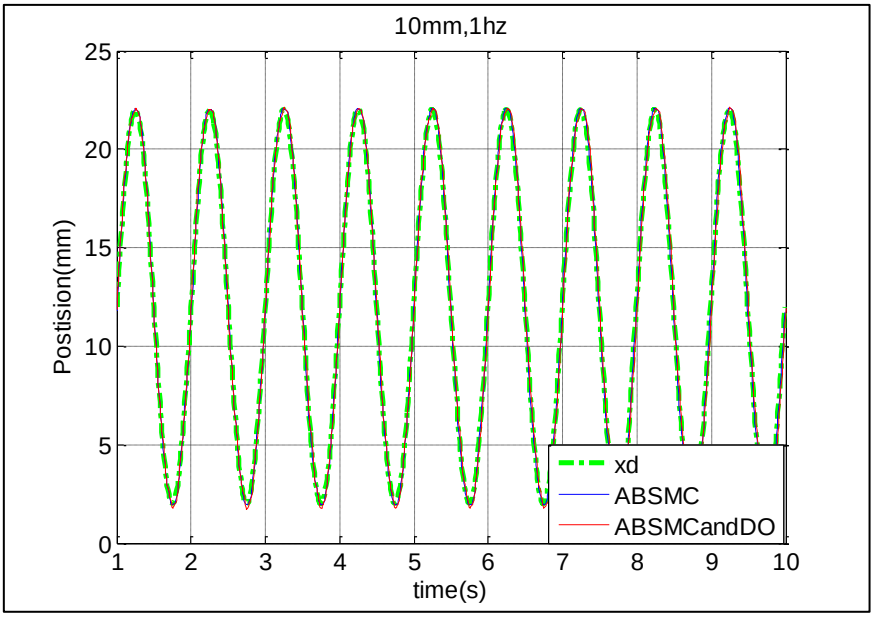


圖 5-24 ABSMC&DO 在 10mm、1Hz 時的追跡響應

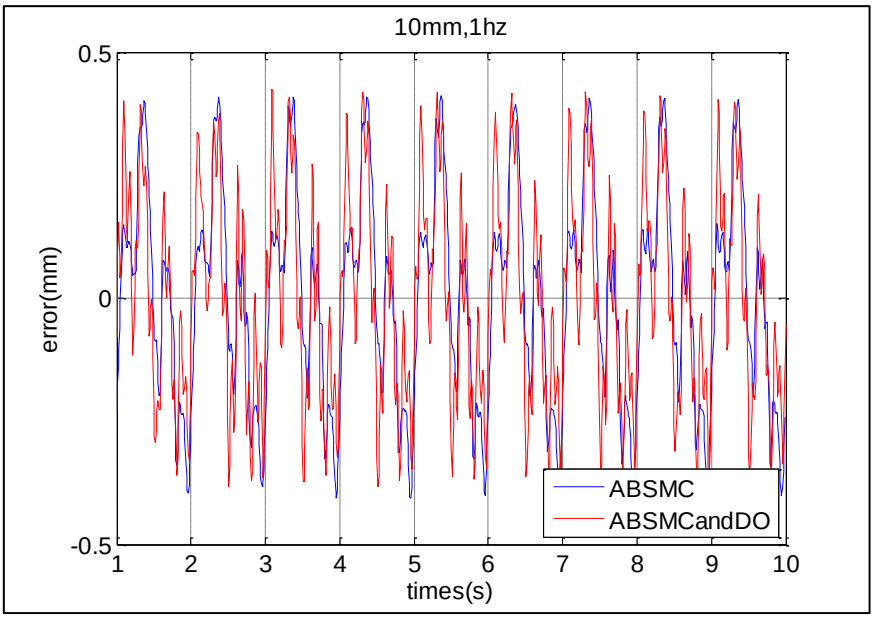


圖 5-25 ABSMC&DO 在 10mm、1Hz 時的穩態誤差響應

圖 5-22 為 ABSMC&DO 在 10mm、0.1Hz 正旋追跡響應圖，圖 5-23 為 ABSMC&DO 在 10mm、0.1Hz 正旋追跡的穩態誤差響應圖，圖 5-24 為 ABSMC&DO 在 10mm、1Hz 正旋追跡響應圖，圖 5-25 為 ABSMC&DO 在 10mm、1Hz 正旋追跡的穩態誤差響應圖。而不同追跡速度下的誤差指標統計於表 5-7 中。

表 5-7 ABSMC&DO 在 10mm (0.1、1Hz)的追跡誤差統計數據

	0.1Hz		***1Hz***	
	ABSMC	**ABSMC&DO**	**ABSMC**	**ABSMC&DO**
E_{max}	0.2604mm	0.2363mm	0.4123mm	0.4250mm
RMSE	2.0974mm	1.3297mm	5.6581mm	2.2311mm
E_{avg}	0.0332mm	0.0210mm	0.1789mm	0.0706mm

根據表 5-7 結果，ABSMC&DO 在 10mm、0.1Hz 正旋追跡的情況下，E_{max} 的統計指標值為 0.2363mm，RMSE 統計指標值為 1.3297mm，E_{avg} 統計指標值為 0.0210mm。ABSMC&DO 在 10mm、1Hz 正旋追跡的情況下，E_{max} 的統計指標值為 0.4250mm，RMSE 統計指標值為 2.2311mm，E_{avg} 統計指標值為 0.0706mm。根據以上的各項誤差性能指標，可證明 ABSMC&DO 控制器應用於 Y 軸的動態軌跡追蹤控制下，也能有效提升精密追跡效能。

至此，我們已經完成了兩軸個別獨立的動態軌跡控制，同時將各種控制器在不同頻率的追蹤軌跡下進行三項的誤差性能指標分析，並藉由誤差性能指標的統計結果，找出動態效能最優良的控制器 ABSMC&DO。接下來我們將進行最後一部份: XY 雙軸同動圓形軌跡追蹤控制及效能分析。在雙軸的同動下，X-Y 軸之間，將有著相互干擾的耦合現象，因此對於適應控制器的設計，將更扮演著重要的腳色，除了補償漣波效應、非線性的摩擦力、馬達系統的參數變異外，還須及時補償由耦合問題所產生的干擾問題。同時藉由干擾估測器的雙重補償，更加提高系統於圓形軌跡追蹤的動態響應。實驗結果及各項誤差指標的統計數據，將於下一小節中詳細呈現。

5-3. XY 雙軸同動動態軌跡追蹤控制及效能分析

➢ 實驗結果-ABSMC 圓形軌跡追蹤於 10mm(0.1、0.4Hz)

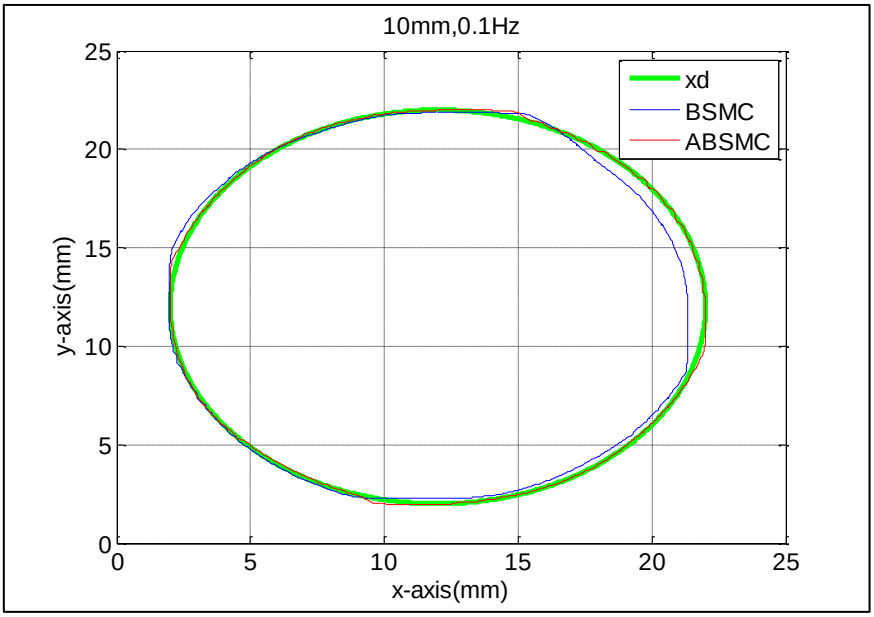


圖 5-26 BSMC 及 ABSMC 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤響應-1

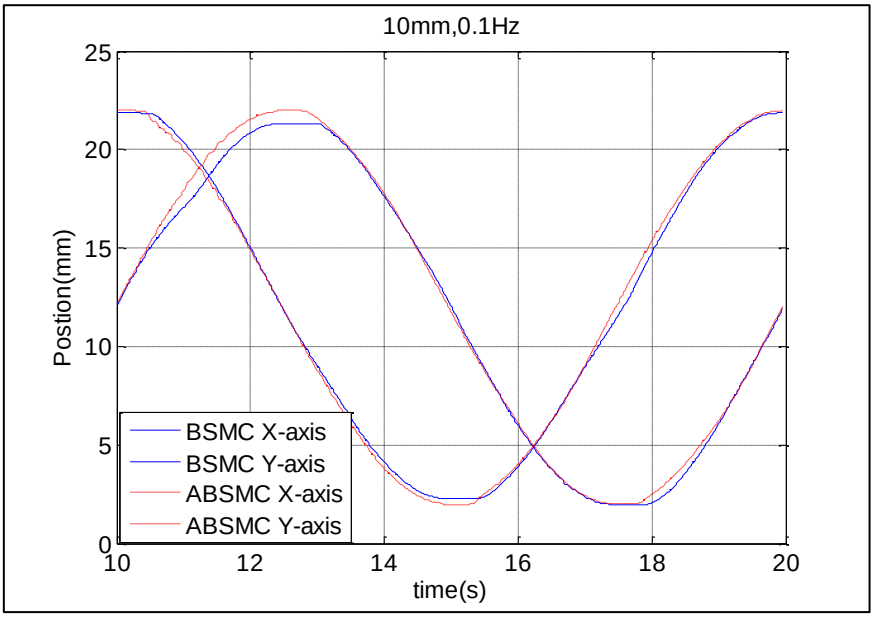


圖 5-27 BSMC 及 ABSMC 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤響應-2

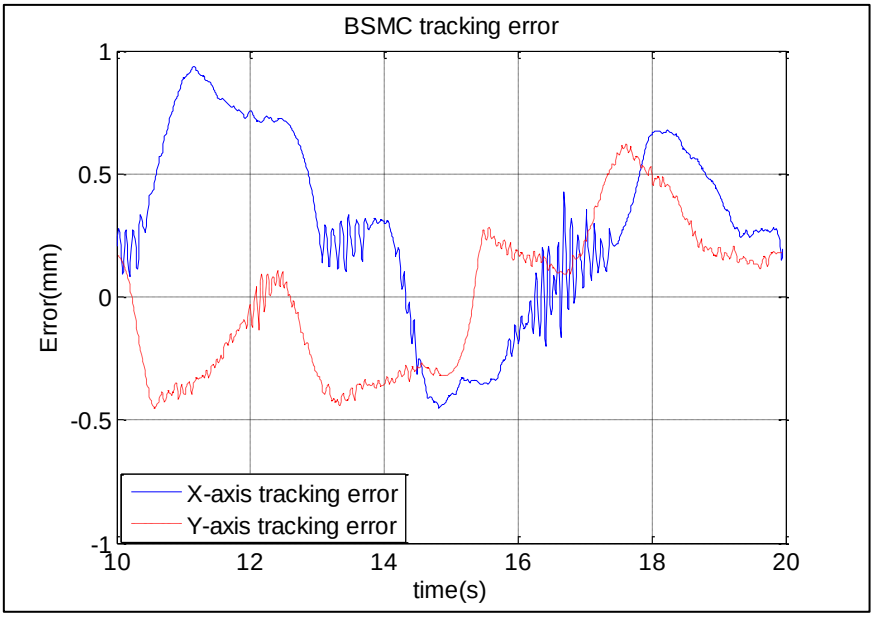


圖 5-28 BSMC 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤之誤差響應

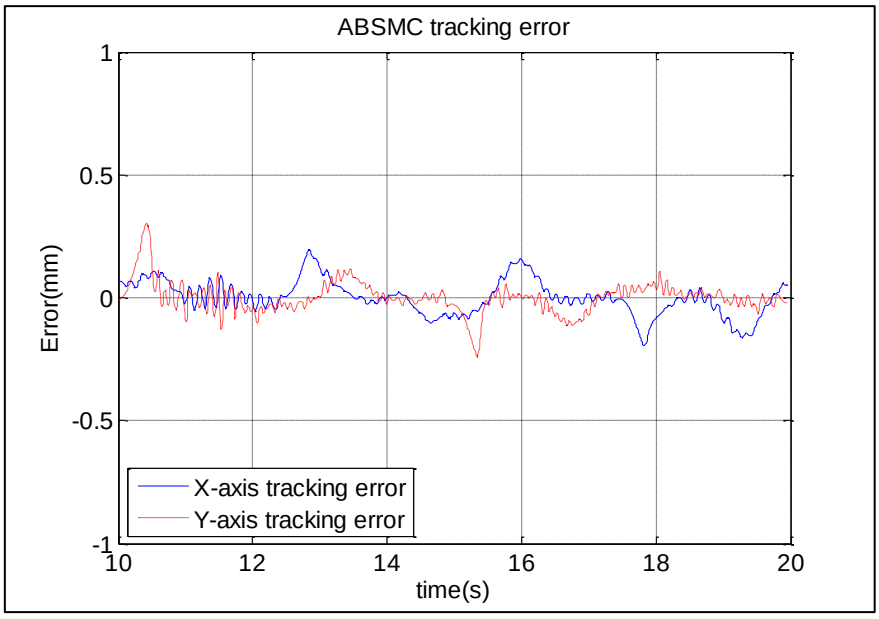


圖 5-29 ABSMC 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤之誤差響應

圖 5-26 為 BSMC 及 ABSMC 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤時，馬達中心繞圓控制響應圖，從圖中可明顯看出，ABSMC 比起 BSMC 具有更優良的繞圓效果。圖 5-27 為 BSMC 及 ABSMC 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤時，X 軸及 Y 軸馬達的個別控制追跡響應圖。圖 5-28 為 BSMC 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤時，X 軸及 Y 軸馬達的個別誤差響應圖。圖 5-29 為 ABSMC 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤時，X

軸及 Y 軸馬達的個別誤差響應圖。在 10mm、0.1Hz 的圓形軌跡追跡情況下，從圓形中心的追跡響應圖、及個別軸向的追跡誤差圖，可以很直觀的看見，控制器 ABSMC 將具有更好的追跡效能。接下來，我們將進行 10mm、0.1Hz 的圓形追跡實驗。

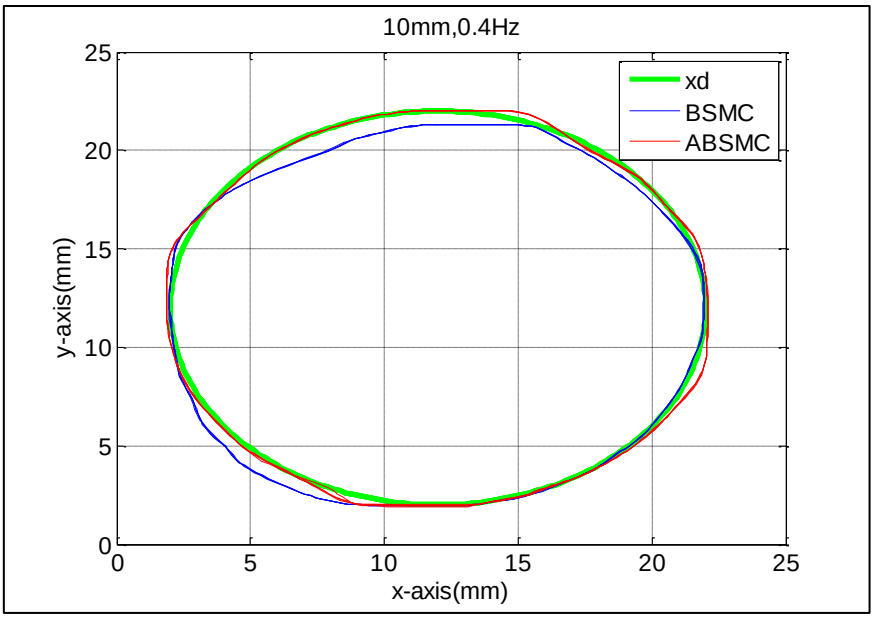


圖 5-30 BSMC 及 ABSMC 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤響應-1

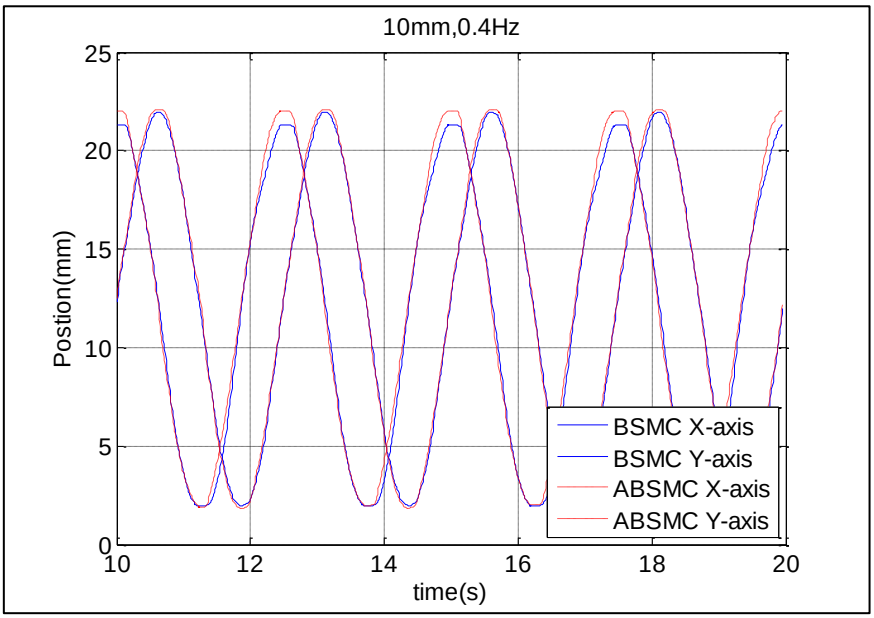


圖 5-31 BSMC 及 ABSMC 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤響應-2

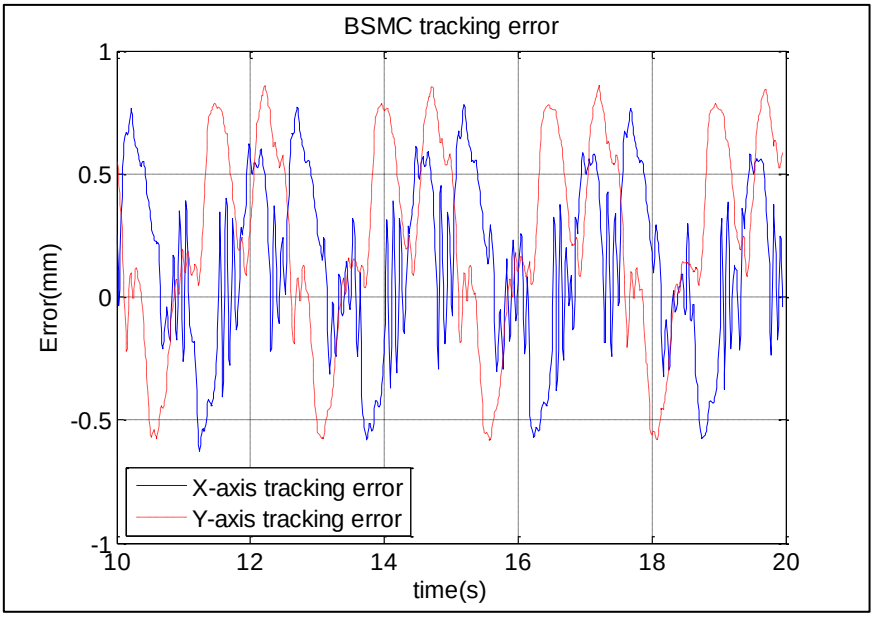


圖 5-32 BSMC 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤之誤差響應

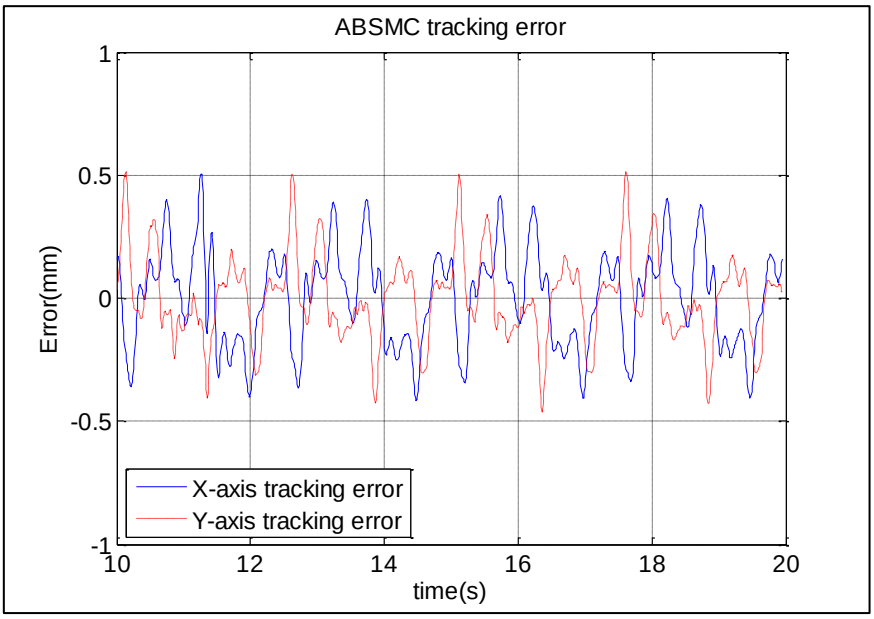


圖 5-33 ABSMC 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤之誤差響應

圖 5-30 為 BSMC 及 ABSMC 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤時，馬達中心繞圓控制響應圖。圖 5-31 為 BSMC 及 ABSMC 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤時，X 軸及 Y 軸馬達的個別追跡響應圖。圖 5-32 為 BSMC 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤時，X 軸及 Y 軸馬達的個別誤差響應圖。圖 5-33 為 ABSMC 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤時，X 軸及 Y 軸馬達的個別誤差響應圖。在 10mm、0.4Hz 的圓形軌跡追蹤下，我們也能很直觀的發現，ABSMC 的控制效能將更高於 BSMC。

在此為了統計雙軸同動時的誤差性能指標，我們分別將 RMSE 及 E_{avg} 的統計方式修改為 eq.(5-3)、eq.(5-4)

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{\sum (e_1 + e_2)^2}{2N}} \tag{5-3}$$

$$E_{avg} = \sum \frac{e_1 + e_2}{2N} \tag{5-4}$$

根據以上的實驗結果，將雙軸同動誤差指標值統計於表 5-8 中。

表 5-8 BSMC、ABSMC 在圓形軌跡 10mm (0.1、0.4Hz)的追跡誤差統計數據

	0.1Hz		***0.4Hz***	
	BSMC	**ABSMC**	**BSMC**	**ABSMC**
X-E$_{max}$	0.9364mm	0.1968mm	0.7821mm	0.5039mm
Y-E$_{max}$	0.6236mm	0.3050mm	0.8610mm	0.5139mm
RMSE	6.4736mm	15.8μm	8.2592mm	28.1μm
E$_{avg}$	0.1448mm	0.3529μm	0.1847mm	0.6283μm

根據表 5-8 統計誤差指標結果，ABSMC 控制器在 10mm，0.1 及 0.4Hz 圓形軌跡追跡時，其 X 軸最大穩態誤差值 X-E_{max} 分別為 0.1968mm、0.5039mm，Y 軸最大穩態誤差值 Y-E_{max} 分別為 0.3050mm、0.5139mm，雙軸同動的 RMSE 值分別為 15.8μm、28.1μm，而雙軸同動的平均誤差值 E_{avg} 分別為 0.3529μm、0.6283μm。因此可以證明，在雙軸的圓形軌跡追蹤下，ABSMC 仍能將所有干擾項動態補償至馬達系統當中，相較於 BSMC，同樣 ABSMC 擁有著較好的控制性能。接著我們將要討論在 ABSMC&DO 的圓形動態軌跡追蹤情況下，控制器的效能比較。

➢ 實驗結果-ABSMC&DO 圓形軌跡追蹤於 10mm(0.1、0.4Hz)

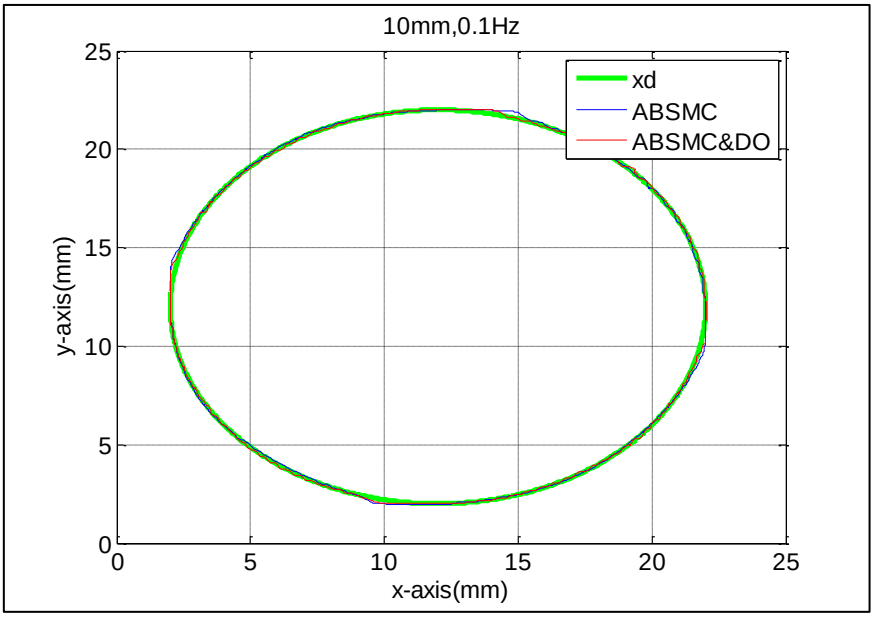


圖 5-34 ABSMC&DO 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤響應-1

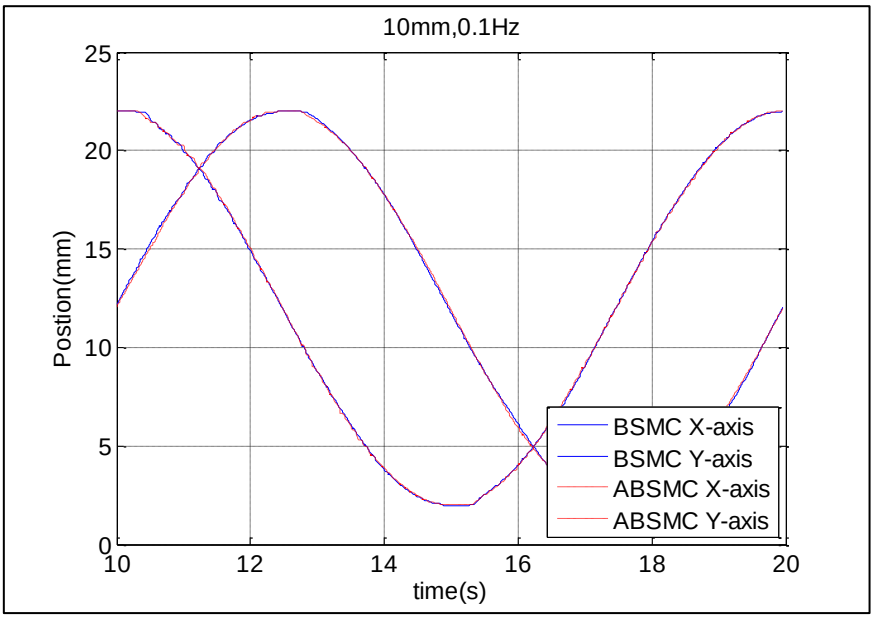


圖 5-35 ABSMC&DO 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤響應-2

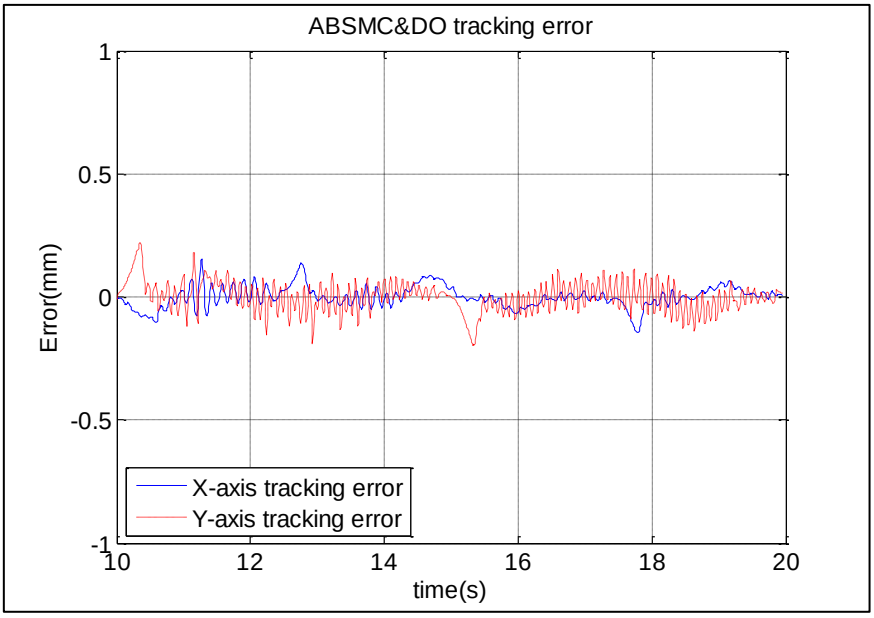


圖 5-36 ABSMC&DO 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤之誤差響應

圖 5-34 為 ABSMC 及 ABSMC&DO 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤時，馬達中心繞圓控制響應圖，圖 5-35 為 ABSMC 及 ABSMC&DO 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤時，X 軸及 Y 軸馬達的個別追跡響應圖，圖 5-36 為 ABSMC&DO 於 10mm,0.1Hz 圓形軌跡追蹤時，X 軸及 Y 軸馬達的個別誤差響應圖。而在 10mm、0.4Hz 的圓形軌跡追蹤情況下，響應結果如下呈現。

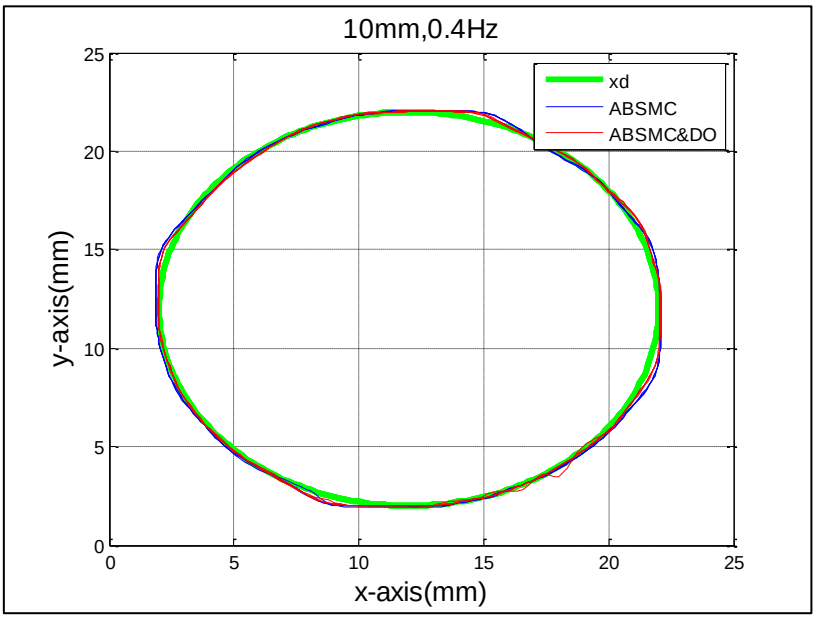


圖 5-37 ABSMC&DO 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤響應-1

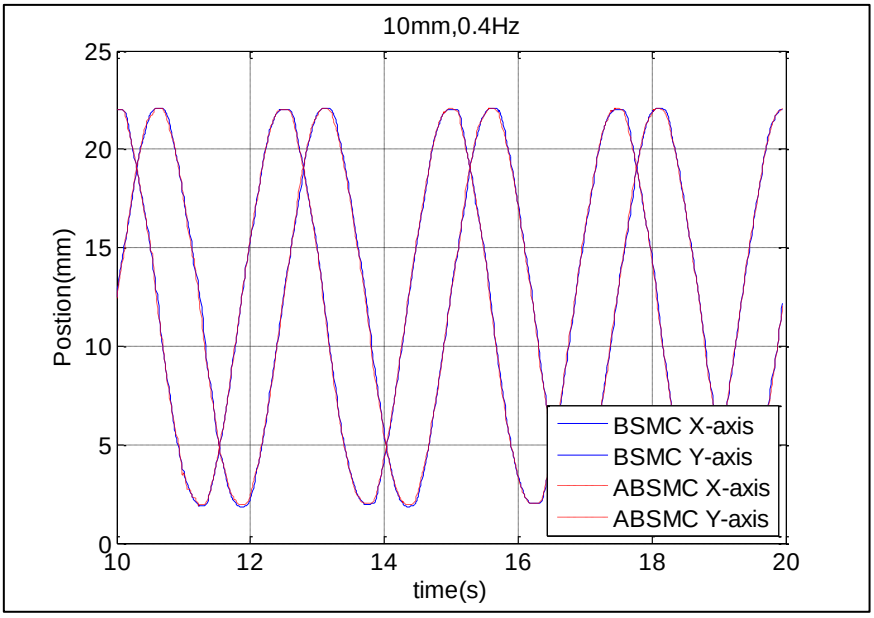


圖 5-38 ABSMC&DO 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤響應-2

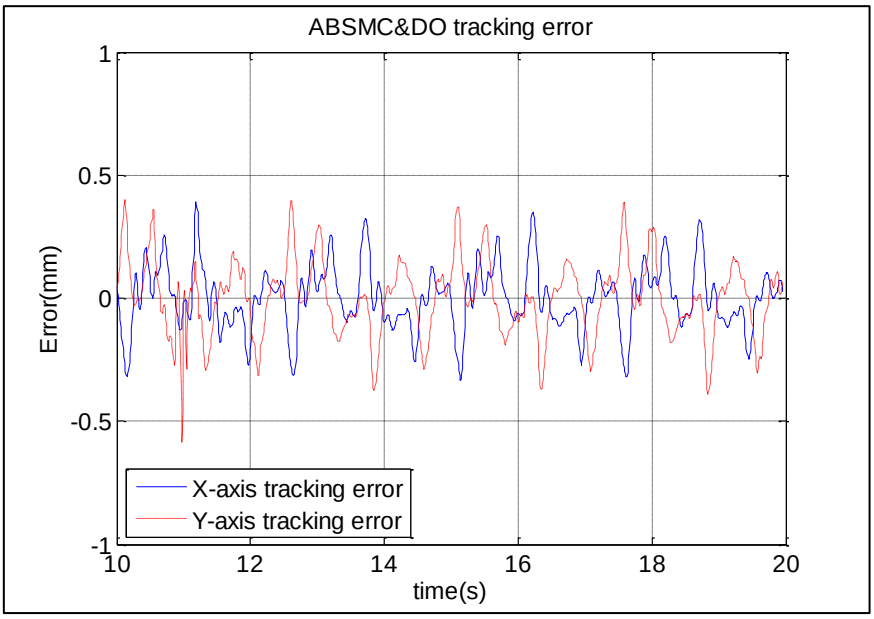


圖 5-39 ABSMC&DO 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡之誤差響應圖

圖 5-37 為 ABSMC 及 ABSMC&DO 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤時，馬達中心繞圓控制響應圖，圖 5-38 為 ABSMC 及 ABSMC&DO 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤時，X 軸及 Y 軸馬達的個別追跡響應圖，圖 5-39 為 ABSMC&DO 於 10mm,0.4Hz 圓形軌跡追蹤時，X 軸及 Y 軸馬達的個別誤差響應圖。根據實驗結果，將雙軸同動誤差指標值統計於表 5-9 中。

表 5-9 ABSMC&DO 在圓形軌跡 10mm (0.1、0.4Hz)的追跡誤差統計數據

	0.1Hz		***0.4Hz***	
	ABSMC	**ABSMC&DO**	**ABSMC**	**ABSMC&DO**
$X\text{-}E_{max}$	0.1968mm	0.1541mm	0.5039mm	0.3900mm
$Y\text{-}E_{max}$	0.3050mm	0.2192mm	0.5139mm	0.5847mm
RMSE	15.8μm	12.5μm	28. 1μm	6.4μm
E_{avg}	0.3529μm	0.2799μm	0.6283μm	0.14406μm

根據表 5-9 統計誤差指標結果，ABSMC&D0 控制器在 10mm，0.1 及 0.4Hz 圓形軌跡追跡時，其 X 軸最大穩態誤差值 $X\text{-}E_{max}$ 分別為 0.1541mm、0.3900mm，Y 軸最大穩態誤差值 $Y\text{-}E_{max}$ 分別為 0.2192mm、0.5847mm，雙軸同動的 RMSE 值分別為 12.5μm、6.4μm，而雙軸同動的平均誤差值 E_{avg} 分別為 0.2799μm、0.14406μm。藉由統計誤差性能指標，證明了在 0.1Hz 及 0.4Hz 的 10mm 圓形軌跡追蹤情況下 ABSMC&DO 比起 ABSMC，其穩態響應將更加的優良。

綜合了本研究中的三個部分，首先進行 X 軸的正旋動態軌跡追蹤及各種控制器效能比較，根據最後的結果，我們得到了最佳的控制器為 ABSMC&DO，同時在強健性的分析當中，分別加入了 5、10 公斤的外部負載，根據統計結果，證明了 ABSMC 在 X 軸的控制之下，具有優良的強健性。接著我們進行 Y 軸的正旋動態軌跡追蹤及控制器效能比較，並根據響應、統計數據結果，再度驗證了 ABSMC&DO 為效能最高的控制器，且同時試驗了 ABSMC 在 Y 軸的強健性測試，分別加入了 3、5 及 8 公斤負載，根據統計結果，ABSMC 在 Y 軸的動態追跡追蹤下，也能保有優良的強健性。最後，我們將兩單軸表現最佳的控制器應用於雙軸的圓形軌跡追蹤，由響應的呈現及各項統計數據的比較，依然得到了 ABSMC&DO 為響應最優良的控制器。

第六章 結論及未來展望

首先我們在第二章，進行了馬達的磁推力模型分析及動態模型的建立，以幫助我們在高階控制器的設計中，能夠以理論方式保證馬達將會追上理想的命令值。而後我們利用了變速度控制器(VSC)，進行兩軸馬達的漣波效應估測，並發現了在馬達慢速驅動的情況之下，漣波效應的干擾影響將最為劇烈。而後在瞭解了漣波效應的干擾存在，我們於第三章中進行高階控制器的設計，其中分別設計了四種控制器(1) BSMC (2)ABSMC (3)ABSMC&1DCMAC (4)ABSMC&DO。

根據第五章的實驗結果，我們可以得到最佳的控制器為 ABSMC&DO，不論在單軸的控制或是雙軸的控制之中，皆能保持良好的系統追跡響應。在強健性分析中，也證明了控制器具有優良的強健效果。因此本論文所開發的雙軸式高精密伺服控制平臺，可實際應用於自動化生產線當中的自動化運輸或精密定位部分，也可應用於各項高精密設備之中。

由於科技的日新月異，在精密定位控制的需求趨向越來越精密的發展方向。而精密定位效能往往受到許多細微的非線性干擾影響，如摩擦力、漣波效應、齒槽效應。因此若能將各種干擾模型建立並補償，則能於實質上更加提高精密控制效果。在本研究中，雖然加入了雙層的干擾補償器: (1)適應控制補償 (2)干擾估測器補償，其干擾抑制效果卻仍然有限。尤其為在雙軸同動的情形下，同動間的耦合干擾，使得系統精密度下降。因此還需額外的估測方式，用以識別雙軸間的耦合影響。

最後期望藉由本研究的拋磚引玉，能引起更多學者對於精密定位平臺領域的興趣，以更多、更廣、更深的知識理論，提升線性馬達的精密定位響應。藉以提升台灣在世界精密領域中的地位。

參考文獻

[1] 俞克維編著，控制系統分析與設計—使用 MATLAB，新文京開發出版有限公司，中華民國 92 年 1 月。

[2] Francesco Cupertino, David Naso, Ernesto Mininno and Biagio Turchiano, “Sliding-Mode Control With Double Boundary Layer for Robust Compensation of Payload Mass and Friction in Linear Motors”, *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol.45, no.5, pp.1688-1696, September/October, 2009.

[3] Tian Hua Liu, Yung Ching Lee, Yih Hua Chang, “Adaptive Controller Design for a Linear Motor Control System”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol.40, no.2, Aprol 2004.

[4] D.L. Zhang, Y.P. Chen, Z.D. Zhou, W. Ai and X.D. Li, “Robust adaptive motion control of permanent magnet linear motors based on disturbance compensation”, *IET Electr. Power Appl.*, pp.543-548, 2007.

[5] P.H. Shen and F.J. Lin, “Intelligent backstepping sliding-mode control using RBFN for two-axis motion control system”, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 152, no.5, September 2005.

[6] Fu Chuang Chen and Chih Horng Chang, “Practical Stability Issues in CMAC Neural Network Control Systems”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol.4, no.1, January 1996.

[7] L.J. Lin, H.-J. Hsieh and P.-H. Chou, “Tracking control of a two-axis motion system via a filtering-type sliding-mode control with radial basis function network”, *IET Control Theory Appl.*, Vol.4, Iss.4, pp.655-671, 2010.

[8] Satoshi Komada, Muneaki Ishida, Kouhel Ohnishi and Takamasa Hori, “DISTURBANCE OBSERVER-BASED MOTION CONTROL OF DIRECT DRIVE MOTORS”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol.6, No.3,

September 1991.

[9] 鄭其原, “The Design and Implementation of a Linear Motor Driver based on Digital Signal Processor”, Feng Chia University, Master thesis, May 1993.

[10] Parviz Famouri, “Control of a Linear Permanent Magnet Brushless Dc Motor Via Exact Linearization Methods”, *IEEE Transactions on Energy Convrsion*, Vol.7, no.3, pp.544-551, September 1992.

[11] 盧建勳, “High Precision Motion Control and Design in Position platform for Linear Permanent-Magnet Iron Core Synchronous Motors”, National Taiwan Normal University, Master thesis, July 2012.

[12] Si Lu Chen, Kok Kiong Tan and Sunan Huang, “Friction Modeling and Compensation of Servomechanical Systems With Dual-Relay Feedback Approach”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology* , Vol.17, no.6, pp.1295-1305, November 2009.

[13] Si Lu Chen, Kok Kiong Tan, Sunan Huang and Chek Sing Teo, “Modeling and Compensation of Ripples and Friction in Permanent-Magnet Linear Motor Using a Hysteretic Relay”, *IEEE/ASME Transaction on Mechatronics*, Vol.15, no.4, pp.586-594, August 2010.

[14] Faa-Jeng LIN, Kuo-Kai Shyu and Chih-Hong Lin, “Incremental Motion Control of Linear Synchronous Motor”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol.38, no.3, pp.1011-1022, July 2002.

[15] W.-D. Chou, F.-J. Lin and K.K. Shyu, “Incremental motion control of an induction motor sevro drive via a genetic-algorithm based sliding mode controller”, *IEE Proc.-Control Theory Appl.*, Vol.150, no.3, pp.209-220, May 2003.

[16] 張碩編著，自動控制系統，第五版，鼎茂圖書出版股份有限公司，台北市，

民國 90 年。

[17] 林俊良編著，控制系統數學，全華科技圖書股份有限公司，民國 88 年 10 月。

[18] 曾仲熙編著，控制器設計與模擬範例，東華書局，民國 99 年 8 月。

[19] 陳永平，張浚林編著，第二版，可變結構控制設計，全華科技圖書股份有限公司，民國 91 年 9 月。

[20] 林銘湧, “A Study of Friction Force Analysis and Compensation of Precision Servo Control System”, Feng Chia University, Master thesis, July 1992.

[21] Addisu Tesfaye, Ho Seong Lee and Masayoshi Tomizuka, “A Sensitivity Optimization Approach to Design of a Disturbance Observer in Digital Motion Control Systems”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol.5, no.1, March 2000.

[22] K.K. Tan, S.N. Huang and T.H. Lee, “Robust Adaptive Numerical Compensation for Friction and Force Ripple in Permanent-Magnet Linear Motors”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.38, no.1, January 2002.

[23] Si-Lu Chen, Kok Kiong Tan and Sunan Huang, “Friction Modeling and Compensation of Servomechanical Systems With Dual-Relay Feedback Approach”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol.17, no.6, pp.1295-1305, November 2009.

[24] Ying-Shieh Kung , “Design and Implementation of a High-Performance PMLSM Drives Using DSP Chip”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.55, no.3, pp.1341-1351, March 2008.

[25] Chiu-Keng Lai and Kuo-Kai Shyu, “A Novel Motor Drive Design for Incremental Motion System via Sliding-Mode Control Method”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.52, no.2, pp.499-507 April 2005.

[26] S.-Y. Wang, C.-L. Tseng and S.-C. Chen, “Adaptive fuzzy cerebellar model

articulation control for switched reluctance motor drive", *IET Electr. Power Appl*., Vol.6, Iss.3, pp.190-202. 2012.

[27] Luca Bascetta, Paolo Rocco and Gianantonio Magnani, "Force Ripple Compensation in Linear Motors Based on Closed-Loop Position-Dependent Identification", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol.15, no.3, pp.349-359. June 2010.

[28] Zheng Chen, Bin Yao and Qingfeng Wang, "Adaptive Robust Precision Motion Control of Linear Motors With Integrated Compensation of Nonlinearities and Bearing Flexible Modes", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol.9, no.2, pp.965-973. May 2013.