

國立成功大學
機械工程學系
碩士論文

具放大機構之單軸壓電驅動撓性精密定位平台
之分析、設計、控制

Analysis, Design and Control of a Single-Degree of Freedom
Piezoelectric Compliant Stage with Amplification Mechanisms.

研究生：王維志 (Wei-Chih Wang)
指導教授：陳國聲 (Kuo-Shen Chen)

中華民國九十九年六月

國立成功大學

碩士論文

具放大機構之單軸壓電驅動撓性精密定位平台
之分析、設計、控制

Analysis, Design and Control of a
Single-Degree of Freedom Piezoelectric
Compliant Stage with Amplification
Mechanism.

研究生：王維志

本論文業經審查及口試合格特此證明

論文考試委員：

陳國聲 洪聖智 劉堯輝
李振榮

指導教授：陳國聲

系(所)主管：林大志

中華民國 99 年 6 月 21 日

中文摘要

近年來，主動式振動控制發展快速，應用層面多樣化，如自動化光學檢測設備。由於安裝於大質量龍門上的顯微鏡組，在龍門停止或到位，機台晃動需很快的停止，否則 CCD 鏡頭組與待測物產生相對位移進而造成影像模糊等問題。因此，本研究利用控制的方法來抑制其振動量並且快速抑制振動使其達到穩定。本論文最主要研究目的在發展出主動式控制撓性平台應用於自動化光學檢測系統，期望能將此一撓性平台用來抑制龍門機台之啟動停止，所造成 CCD 鏡頭的振動、快速定位與高定位精確度，並且針對各種不同重量之負載，來模擬 CCD 鏡頭重量。本文主要利用壓電致動器驅動精密定位平台之軌跡控制，透過閉迴路控制搭配 PID 控制以及滑動模態控制來改善定位平台增加負載>Loading)之後造成平台的振盪與不穩定，並且探討此兩種控制器之優缺點。在平台負載 614g(質量變異百分比 731%)之 20.32 μm 步階響應特性中，overshoot 方面，從開迴路的 43.8%分別藉由 PID 與 SMC 減小到 0.89%和 3%；settling time 方面，則是從 249.7msec 縮短為 35msec 和 39.3msec；穩態誤差之兩個標準差約為 91nm 和 53.8nm。控制器強健性方面，平台受外界干擾 1.02N 恢復至目標所需之時間，採用 PID 控制約需 30msec，SMC 則需 24msec。在動態三角波運動路徑軌跡追蹤，可觀察出在 10Hz 時，SMC 的控制效果比 PID 良好。從結果觀察，本研究所設計之撓性平台具有體積小且質量輕等優點，並且採用了回授控制的方法，能大幅的降低由於負載而使平台所產生的振盪。此類產品國外價格昂貴，本研究之主動式振動控制撓性平台，在價格上較為便宜且抑制振動效果亦相當良好，可以提供國內相關精密製造產業符合需求。

關鍵字：自動化光學檢測、精密定位平台、壓電致動器、撓性機構、PID 控制、順滑模態控制。

Abstract

Automatic Optical Inspection (AOI) plays an important role on modern semiconductor and optoelectronics industries. A typical AOI equipment consists of a camera mounted on a gantry for performing large-area inspection. Fast and accurate maneuver would influence the inspection efficiency. However, the motion induced vibration during fast transition could significantly increase the settling time and therefore deteriorate the inspection rate. In this thesis, a piezoelectric driven compliant stage was design as the carrier for camera. By integrating control scheme with the stage, it is possible to suppress the vibration and therefore improve the performance of AOI. In the first part of this thesis, a novel compliant stage was design and realized. By integrating mechanical amplifier with piezoelectric actuator and capacitance probe, this stage could achieve a natural frequency of 393Hz and stoke of $71 \mu\text{m}$. Essential structural dynamics tests, as well as finite element simulations were performed for characterizing the system dynamics for feedback control. In the second part of this thesis, the stage control was implemented by both PID and sliding mode control schemes. First, the equivalent system was constructed by MATLAB/Simulink, and discussing the effects of the parameter of PID and sliding mode controller for step response. Because the disturbances of the environment, it may make the stage away from its steady position. For the purpose of robustness over possible dynamic parameter variation during service, this thesis also addressed the robustness of the controller. The control schemes were implemented and realized by the FPGA module of LabVIEW and NI CompactRIO system. Experiment data showed that the results of system under a payload of 0.614kg(mass uncertainty 731%) and a $20.32\mu\text{m}$ step input. The overshoots of PID control and SMC, where reduced to about 0.89% and 3% in comparison with the original 43.8% with no control. The settling time is also reduced to 35ms and 39.3ms from original 249.7ms. For the performances against disturbance with a disturbed force of 1.02N, it returns to steady position that takes about 29ms and 24ms by PID and SMC. In comparison with commercial Physik Instrumente (PI) P-611 stage, the stage proposed by this work provides a better dynamic performance such as response time and robustness, which are essential for AOI and related applications. As a result, we believe that by further structural and control design optimization, this prototype would have great potential for AOI and other possible industrial applications.

Keywords : Automatic Optical Inspection, Precision Positioning Stages, Piezoelectric Actuators, Compliant Mechanisms, PID Control, Sliding-Mode Control.

致謝

兩年來，感謝恩師 陳國聲教授在這段期間的諄諄教誨，不厭其煩地教導許多研究上之專業知識，包括實驗系統的建立、論文撰寫以及會議報告的表達技巧，讓學生我如沐春風，獲益良多。並且於碩一時將學生即時從迷途中拉回，有如黑暗之中的一盞明燈指引出正確的道路，這一切都要感謝恩師的栽培，學生才得以順利完成研究。

在此特別感謝口試委員 李振榮教授、沈聖智教授以及 劉雲輝教授，在論文上的不吝指正與建議，使得本論文內容盡善盡美，特此至上無限謝意。

感謝歐廣順學長於研究上的協助，在我遇到困難時，即時的伸出援手解決。感謝新好男人-修銘學長，在日常生活以及學業上的協助，並且讓我嚐到了一個新好男人的好手藝。感謝大學時期的好友以及高中死黨士弘、雅筑、寶儒，在我需要幫助的時候伸出援手並且願意當個傾聽者的角色。感謝柏維、秉欣、蓓如、顧迪、致凱、韋如、智揚以及實驗室所有同仁於生活中之協助，為嚴肅的研究生涯增添了歡樂的氣氛，也再次提供恩師 陳國聲老師，提供如此美好的研究環境以及充裕的研究經費，讓我在歡樂中度過多采多姿的研究生活，留下了深刻且美好的回憶。

感謝女友-穗雯在這段期間的照顧以及陪伴，讓我在枯燥煩悶的研究中有個依靠，在我心情低落的時候有妳的陪伴、加油與打氣，使我倍感溫馨。

感謝父親 王進興先生與母親 陳秋媚女士的養育之恩，因為有你們在背後默默的支持與付出，提供了一個美滿且完善的家庭，並且讓我在經濟上無需操心，提供一個強而有力的後盾，讓我得以無後顧之憂地專心完成學業。感謝爺爺、奶奶，叔叔以及哥哥的支持與鼓勵，使我增添了自信心。

本文的完成，融合了許多人的幫助與支持，無法一一列舉致謝，謹以本文獻給所有關心以及照顧我的人。



王維志

2010年7月

摘要

中文摘要	I
Abstract	II
致謝	III
摘要	V
表目錄	IX
圖目錄	X
符號說明	XVII

第一章 緒論

1.1 前言	1
1.2 研究動機與目的	2
1.3 文獻回顧	4
1.4 研究方法	8
1.5 全文架構	10

第二章 壓電驅動撓性微定位平台系統之背景介紹

2.1 撓性機構平台相關研究	13
2.2 壓電致動器介紹與相關應用	19
2.3 嵌入式即時控制器介紹與相關應用	23
2.4 壓電驅動撓性機構平台定位控制相關研究	26
2.5 本章結論	31

第三章 撓性機構定位平台之設計與分析

3.1 撓性機構定位平台概念性設計	33
-------------------------	----

3.2	割痕式撓性結構.....	35
3.3	驅動機構之靜、動態分析.....	38
3.4	有限元素分析軟體 ABAQUS 於撓性結構分析.....	46
3.5	本章結論.....	51
第四章 系統動態測試與 PID 控制器之設計		
4.1	實驗系統架構與建模.....	53
4.1.1	實驗系統架構.....	53
4.1.2	平台模型之參數量測.....	58
4.1.3	壓電致動器模型之參數量測.....	61
4.1.4	壓電驅動微定位撓性平台開迴路響應.....	63
4.2	回授 PID 控制背景介紹.....	65
4.2.1	回授 PID 控制器理論.....	65
4.2.2	控制器設計之 Ziegler-Nichols 參數調整法.....	67
4.3	回授 PID 控制系統之模擬結果.....	68
4.3.1	回授 PID 控制系統 MATLAB 模擬分析.....	69
4.3.2	步階訊號軌跡追蹤.....	72
4.3.3	受干擾之步階響應.....	75
4.4	本章結論.....	77
第五章 微定位撓性平台 PID 控制器之實驗		
5.1	步階訊號軌跡追蹤.....	79
5.1.1	開迴路與閉迴路步階響應實驗結果.....	89
5.2	受干擾之步階響應.....	95
5.3	連續步階路徑運動.....	98
5.4	三角波路徑運動.....	100
5.5	本章結論.....	103

第六章 滑動模態控制器設計	
6.1 背景介紹	105
6.2 滑動模態理論	105
6.3 控制器設計	110
6.4 模擬結果與比較	112
6.4.1 控制器之參數討論	112
6.4.2 控制模擬結果	117
6.5 本章結論	121
第七章 滑動模態控制實驗結果與討論	
7.1 滑動模態控制實驗實現	123
7.2 參數討論	124
7.3 實驗結果	130
7.3.1 步階響應	130
7.3.2 受干擾之步階響應	134
7.3.3 三角波訊號	136
7.4 本章結論	139
第八章 研究結果討論	
8.1 控制器參數對系統響應之討論	141
8.2 PID 控制器與滑動模態控制器定位能力之討論	149
8.2.1 步階響應	149
8.2.2 受干擾之步階響應	151
8.2.3 三角波路徑運動	153
8.3 質量變異對定位精度之討論	155
8.4 撓性平台性能規格與實際應用上之可行性討論	158
8.5 本章結論	160

第九章 結論與未來展望	
9.1 全文歸納	162
9.2 結論	163
9.3 本文貢獻	164
9.4 未來展望	165
參考文獻	168
附錄 A 實驗硬體設備	
附錄 A.1 NI Compact RIO 即時控制器	173
附錄 A.2 撓性平台設計圖	175
附錄 A.3 電容式位移計夾具設計圖	176
附錄 B 模擬軟體與控制程式	
附錄 B.1 MATLAB/SIMULINK PID	177
附錄 B.2 MATLAB/SIMULINK Sliding-Mode Control	178
附錄 B.3 NI LabVIEW PID 控制程式碼	179
附錄 B.4 NI LabVIEW Sliding-Mode Control 程式碼	181
自述	182

表目錄

表 3.1 相關驅動器之比較.....	34
表 3.2 常用的材料之特性比較.....	38
表 3.3 撓性平台材料參數、尺寸與分析結果.....	45
表 3.4 有限元素分析與理論值比較.....	50
表 4.1 壓電致動器規格.....	55
表 4.2 電容式位移計規格表.....	55
表 4.3 第一模態共振頻率比較.....	58
表 4.4 Ziegler-Nichols 之 PID 控制器參數最佳調整法.....	67
表 4.5 PID 控制器參數選擇.....	75
表 5.1 PID 控制器參數之選取.....	90
表 6.1 參考模型參數表.....	112
表 6.2 滑動模態控制器與 PID 控制器模擬參數.....	118
表 7.1 滑動模態控制器參數.....	131
附表 A.1 NI Compact RIO 規格表.....	174

圖目錄

圖 1.1	PI 奈米定位壓電平台(a)P-611 Z stage (b)定位實驗結果圖.....	3
圖 1.2	不同重量之 CCD 鏡頭(a)佳易達企業 CCD-SENTECH STC-C83 USBAT(145g) (b)力丞 MLH-10X(233g) (c)力丞 TEC-M55(320g) (d)碁電 A400 系列(615g).....	3
圖 1.3	微奈米級撓性機構平台(a)單軸(20 μ m)(b)雙軸(15 x 15 μ m)(c)三軸 (100 x 100 x10 μ m).....	6
圖 1.4	壓電致動器遲滯行為(a)未補償(b)利用 PI model 補償後.....	6
圖 1.5	LabVIEW FPGA 中圖形化程式與 Host 端進行互動.....	7
圖 1.6	人機介面(HMI).....	7
圖 1.7	客製模組用於 Yamaha YZF-R6 之控制火星塞與燃料噴射器.....	7
圖 1.8	研究流程圖.....	9
圖 1.9	全文架構圖.....	11
圖 2.1	本章架構圖.....	12
圖 2.2	割痕式機構平台 (a)撓性機構定位平台 (b)撓性鉸鍊.....	13
圖 2.3	撓性鉸鍊尺寸分析(a)進給平台(b)t 與 e 對自然頻率之間的關係	14
圖 2.4	平台剛性與平台結構參數比較.....	15
圖 2.5	XY 軸撓性機構定位平台.....	15
圖 2.6	XY 軸撓性機構平台與實驗結果(a)示意圖(b)X 與 Y 軸自然頻率	16
圖 2.7	單軸撓性機構平台.....	17
圖 2.8	XYZ 三軸撓性機構微定位平台.....	18
圖 2.9	XY 軸微定位平台(a)平台 3D 模型圖(上視圖)(b)平台實際圖(下視	

圖)	18
圖 2.10	雙軸定位平台(a)分解圖(b)組合圖.....	19
圖 2.11	壓電效應(a)正壓電效應(b)逆壓電效應.....	20
圖 2.12	積層式壓電致動器示意圖.....	20
圖 2.13	相對位移補償概念圖.....	22
圖 2.14	壓電致動車刀實驗圖.....	23
圖 2.15	NI RIO FPGA 圖形化開發.....	25
圖 2.16	LabVIEW 即時開發環境.....	25
圖 2.17	Nexans 結合 LabVIEW 與 Compact RIO 控制蜘蛛的液壓系統	26
圖 2.17	正弦波響應(a)利用 DSMC 追蹤響應與誤差(b)利用 PI control 追 蹤響應與誤差.....	27
圖 2.18	單軸精密定位平台實驗系統圖.....	28
圖 2.19	Xu 與 Li 所規劃之實驗架構.....	29
圖 2.20	模擬結果 (a)三種不同控制器之步階響應(b)不同頻率輸入與峰 值誤差關係.....	29
圖 2.21	Photograph of the XY CPM prototype and experimental setup	30
圖 2.22	XY CPM 之定位誤差.....	30
圖 3.1	本章架構圖.....	32
圖 3.3	撓性機構之基本形式(a)平板式(b)割痕式.....	35
圖 3.5	移動台側向位移示意圖.....	37
圖 3.6	SolidWork 單自由度平台撓性機構模型.....	39
圖 3.7	撓性鉸鍊機構示意圖.....	40
圖 3.8	驅動機構之自由體圖.....	41
圖 3.9	撓性機構平台尺寸.....	42
圖 3.10	撓性平台之立體圖.....	47

圖 3.11	I-DEAS 二維網格模型	47
圖 3.12	撓性機構平台靜態分析(a)最大位移(b)最大應力	49
圖 3.13	撓性機構第一自然共振頻率(412.3Hz)	50
圖 4.1	本章架構圖	52
圖 4.2	實驗系統示意圖	53
圖 4.3	實驗設備圖 (a)撓性機構平台 (b)壓電致動器 (c)壓電放大器 (d) 電容式探針 (e)電容式位移放大器 (f)嵌入式即時控制器	54
圖 4.4	實驗系統圖	56
圖 4.5	最大位移實驗量測 (a)最大位移實驗系統 (b)平台最大位移 ...	56
圖 4.6	第一模態自然共振頻率量測 (a)實驗系統 (b)精密定位平台頻譜 圖	57
圖 4.7	位移隨著時間變化圖	60
圖 4.8	平台脈衝響應圖	60
圖 4.9	壓電致動器之曲線揉合	62
圖 4.10	平台在不同負載下之開迴路步階響應	64
圖 4.11	平台 performance 與負載之間的關係 (a)最大超越量 (b)安定時 間	64
圖 4.12	回授 PID 控制方塊圖	65
圖 4.13	壓電定位平台波得圖 (a)大小圖 (b)相位圖	70
圖 4.14	壓電定位平台根軌跡 (a)未加入 PID 控制 (b)加入回授 PID 控制	71
圖 4.15	改變 K_p 對系統步階響應之影響模擬結果圖($K_i=150, K_d=0.001$)	73
圖 4.16	改變 K_i 對系統步階響應之影響模擬結果圖($K_p=0.1, K_d=0.001$)	74
圖 4.17	改變 K_d 對系統步階響應之影響模擬結果圖($K_p=0.1, K_i=150$)...	74

圖 4.18	平台無負載以及受外界干擾力 0.34N 之響應模擬結果圖.....	76
圖 4.19	平台負載受干擾恢復至目標位置所需時間之模擬結果	76
圖 5.1	本章架構圖	78
圖 5.2	實驗系統圖	79
圖 5.3	控制系統方塊圖	80
圖 5.4	K_i 參數以及負載對系統響應的影響($K_p=0.10156, K_d=0.0005$)(a)0g (b)114g (c)214g (d)314g (e)614g.....	82
圖 5.5	步階響應性能(a)上升時間 (b)最大超越量 (c)安定時間.....	83
圖 5.6	K_p 參數以及負載對系統響應的影響($K_i=400, K_d=0.0005$)(a)0g (b)114g (c)214g (d)314g (e)614g.....	86
圖 5.7	K_d 參數以及負載對系統響應的影響($K_p=0.10156, K_i=400$)(a)0g (b)114g (c)214g (d)314g (e)614g.....	88
圖 5.8	開迴路與閉迴路實驗比較圖(a)0g (b)114g (c)214g (d)314g (e)614g	92
圖 5.9	平台增加負載相對於 performance 之實驗結果(a)最大超越量 (b) 安定時間.....	93
圖 5.10	平台無負載時之穩態誤差實驗圖	94
圖 5.11	PID 控制之平台負載與穩態誤差關係圖(2std).....	94
圖 5.12	定位系統無負載下受干擾之步階響應實驗結果 (a)0.34N(b)0.68N(c)1.02N.....	97
圖 5.13	定位系統受干擾之後恢復至穩態所需之時間.....	97
圖 5.14	平台負載 614 克之連續步階定位實驗與誤差結果(a)實驗結果(b) 誤差結果.....	99
圖 5.15	平台負載 614g 之頻率 1Hz 三角波運動路徑 PID 定位控制實驗圖 (a)614g (b)軌跡追蹤誤差.....	101

圖 5.16	平台負載 614 之頻率 10Hz 三角波運動路徑 PID 定位控制實驗圖 (a)614g (b)軌跡追蹤誤差.....	102
圖 6.1	本章架構圖.....	104
圖 6.2	滑動控制示意圖.....	106
圖 6.3	滑動模態控制系統方塊圖.....	108
圖 6.4	滑動模態控制器之設計流程.....	110
圖 6.5	比較 η 大小之模擬結果圖(a)時域響應(b)狀態誤差空間曲線(c)控制力.....	114
圖 6.6	比較 λ 大小之模擬結果圖(a)時域響應(b)狀態誤差空間曲線(c)控制力.....	115
圖 6.7	比較 Φ 大小之模擬結果圖(a)時域響應(b)狀態誤差空間曲線(c)控制力.....	116
圖 6.8	平台無負載時受干擾力 0.34N 之 SMC 與 PID 之模擬結果....	118
圖 6.9	平台無負載時受干擾恢復至穩態所需之時間模擬結果圖 PID 控制 (b)滑動模態控制.....	119
圖 6.10	外界干擾下改變負載恢復至目標位置所需時間之 PID 模擬結果.....	120
圖 6.11	外界干擾下改變負載恢復至目標位置所需時間之 SMC 模擬結果.....	120
圖 6.12	PID 控制與滑動模態控制當質量改變且干擾強度改變恢復至穩態所需時間模擬結果.....	121
圖 7.1	本章架構圖.....	122
圖 7.2	λ 參數對系統影響(a)時域響應(b)狀態誤差空間相平面(c)相平面放大圖.....	126
圖 7.3	Φ 參數對系統影響(a)時域響應(b)狀態誤差空間相平面.....	127

圖 7.4	η 參數對系統影響(a)時域響應(b)狀態誤差空間相平面	128
圖 7.5	λ 過大所引發的高頻振動	129
圖 7.6	Φ 過小使系統敏感而產生抖動圖	129
圖 7.7	PID 控制與滑動模態控制步階響應實驗比較圖 (a)0g (b)114g (c)214g (d)314g (e)614g	133
圖 7.8	SMC 之平台負載與穩態誤差關係圖(2std).....	134
圖 7.9	平台無負載下受干擾之響應之實驗結果(a)0.34N (b)0.68N (c)1.02N.....	135
圖 7.10	外界干擾下改變負載與增加干擾強度恢復至目標位置所需時間 之 PID 與 SMC 實驗結果.....	136
圖 7.11	平台負載 614g 之頻率 1Hz 三角波運動路徑 SMC 與 PID 定位控 制實驗圖(a)614g (b)SMC 軌跡定位追蹤誤差	137
圖 7.12	平台負載 614g 之頻率 10Hz 三角波運動路徑 SMC 與 PID 定位 控制實驗圖(a)614g (b)SMC 軌跡定位追蹤誤差	138
圖 8.1	本章架構圖	141
圖 8.2	改變 PID 控制器參數 k_p 對系統響應影響結果(a)rising time (b)overshoot (c)settling time	142
圖 8.3	改變 PID 控制器參數 k_i 對系統響應影響結果(a)rising time (b)overshoot (c)settling time	143
圖 8.4	改變 PID 控制器參數 k_d 對系統響應影響結果(a)rising time (b)overshoot (c)settling time	144
圖 8.5	改變 SMC 參數對系統響應影響之實驗結果(a)改變 Φ (b)改變 λ (c) 改變 η	148
圖 8.6	平台開迴路、PID 與 SMC 實驗結果之性能比較(a)rising time (b)overshoot (c)settling time	150

圖 8.7	兩個標準差之穩態誤差 PID 控制與 SMC 實驗結果圖.....	151
圖 8.8	平台增加負載時受干擾恢復至目標位置所需時間之 PID 與 SMC 模擬結果.....	152
圖 8.9	平台增加負載時受干擾恢復至目標位置所需時間之 PID 與 SMC 實驗結果.....	152
圖 8.10	平台負載 614g 三角波運動路徑追蹤之 PID 控制與滑動模態控制 實驗結果(a)1Hz (b)10Hz	154
圖 8.11	平台負載 114g 之掃頻實驗結果圖	156
圖 8.12	壓電驅動器之掃頻實驗結果圖	156
圖 8.13	平台負載與系統自然頻率之關係的實驗與模擬結果比較	157
圖 8.14	平台負載與系統阻尼之關係的實驗結果.....	157
圖 8.15	最大位移改善 (a)實驗裝置 (b)實驗結果	159
圖 8.16	具 CCD 鏡頭之撓性平台 (a)平台實體圖 (b)定位實驗結果 ...	160
附圖 A.1	NI Compact RIO 即時控制器實體圖	173
附圖 A.2	撓性平台設計圖	175
附圖 A.3	電容式位移計夾具.....	176
附圖 B.1	SIMULINK PID 模型	177
附圖 B.2	SIMULINK SMC 模型	178
附圖 B.3-1	PID 控制主程式	179
附圖 B.3-2	階梯訊號程式碼.....	179
附圖 B.3-3	三角波與鋸齒波軌跡程式碼.....	180
附圖 B.4	Sliding-Mode Control 主程式.....	181

符號說明

B ：等效阻尼

C ：壓電致動器機電轉換係數

E ：楊氏係數(GPa)

G_s ：撓性機構轉移函數

G_p ：壓電致動器轉移函數

G ：壓電驅動撓性機構系統轉移函數

G_c ：PID 控制器轉移函數

I_1 ：長度為 47mm 機構之轉動慣量

I_2 ：長度為 39.5mm 機構之轉動慣量

K_1 ：長度為 47mm 的機構之剛性

K_2 ：長度為 39.5mm 的機構之剛性

K_{PZT} ：壓電致動器剛性

K ：定位平台在壓電致動器位置之剛性

K_p ：比例增益

K_i ：積分增益

K_d ：微分增益

M ：撓性機構平台質量

R ：撓性鉸鍊半徑(mm)

T ：驅動平台之動能

U ：驅動平台之位能

X ：系統實際位置

X_d ：參考模型之目標位置

\tilde{X} ：位置誤差

b ：撓性機構平台厚度(mm)

h ：撓性機構寬度(mm)

k ：應力集中因子

k_t ：撓性鉸鍊之形狀集中因子

t ：撓性鉸鍊寬度(mm)

u ：控制力

u_{eq} ：等效控制力

u_n ：不連續切換控制力

x_{max} ：平台最大位移(μm)

ΔL_0 ：在未有任何負載下，壓電致動器之最大行(μm)

θ_1 ：長度為 47mm 機構的撓性鉸鍊之彎曲角度(rad)

θ_2 ：長度為 39.5mm 機構的撓性鉸鍊之彎曲角度(rad)

σ_y ：降伏強度(MPa)

ρ ：密度(kg/m^3)

ω_n ：自然頻率(rad/s)

ζ ：阻尼比

ζ ：對數衰減自然對數比

η ：切換項常數

λ ：順滑曲線之斜率

Φ ：邊界層厚度

$s(x,t)$ ：順滑面

第一章 緒論

1.1 前言

由於半導體加工產業與生化科技等的發展，次微米生產設備成為目前市場之主流。隨著各種生產尺寸的微小化，加工精度的要求也提升至數十個奈米精度等級，對於超精密加工及相關的精密測量與微元件檢測技術而言，發展實用且具精密定位與追蹤功能的定位平台是相當重要的。在自動化光學檢測技術方面，傳統業與科技業所要的 AOI(Automatic Optical Inspection)技術，雖然在檢測速度、解析度不同，但為了達到系統整合而所需的專長仍是缺一不可，光學、機械、電子、軟體以及應用技術必須整合，才能發揮 AOI 功效。然而傳統產業的 AOI 技術差異甚大，例如在精度方面，傳統產業所需要的解析度約為 mm 等級，但是在科技業上，所需要的精度必需要在微奈米甚至是奈米等級，因此除了影像光學技術必須提升之外，定位平台的定位精度也要跟著提升。

由於液晶顯示器的運用相當廣泛，例如筆記型電腦、觸控面板、手機、PDA 等商品，使得 LCD 市場在近幾年大幅成長不少，不少廠商看好這市場潛力而紛紛投入了研發生產行列。這類產品製造需大量依賴自動光學影像處理系統作輔助，例如：產品製造過程不良品檢測，以提升不良品品質與預防不良品流出，除了光學原理與物理學原理，最重要的機械設計，莫過於微奈米級定位運動控制驅動系統，藉由定位系統來提升定位精度，提高檢測精度並且增加產品之良率。

除了在自動化光學檢測上，精密機械加工也需要相當程度的定位精度。隨著科技日益進步，產品的尺寸也跟著縮小，為了能夠大量生產，模、夾治具之專業設計，尤其是大量生產之高速連續沖壓模具、高溫 IC

封裝模具…等，建立精密模具設計與製程開發，達 0.0015 mm 精度之精密機械製造加工是相當重要的。

1.2 研究動機與目的

TFT-LCD 顯示器工業近期在台灣蓬勃發展，帶動相關光學零組件上、中、下游迅速發展，而在光學零組件新產品設計、開發、驗證皆須仰賴光學檢測系統來掌控產品設計品質，因此檢測系統穩定與精度相當重要。機械光學視覺檢測系統中，分為照明系統、取像系統、機械控制系統以及分析系統，隨著製程不斷進步，照明系統的明亮度控制、取像系統的曝光時間控制等也隨之提升，因此對於環境振動也更為敏感。由於面板檢測機台上的顯微鏡組是安裝於高速移動之大質量龍門上，在龍門停止或到位，機台晃動要能很快的停止，否則會使 CCD(Charge Couple Device)鏡頭組與待測物產生相對位移而造成影像模糊等問題。為因應競爭激烈的設備市場，高階 AOI 設備對於龍門停止到位後等待機台晃動停止的時間都須盡量縮短，以提升機台效率。一般取像系統的掃描曝光時間不一，隨著應用面有所調整，但在取像系統運作前的定位動作相當重要，為了使取像系統所掃描出來的圖像不模糊，機台定位到穩態時所花的時間就顯得重要。德國 Physik Instruments 公司生產的壓電驅動撓性平台 P-611 可觀察出，如圖 1.1 所示[1]，平台負載 30 克達到穩定需 26ms，然而 CCD 鏡頭的重量不一，如圖 1.2 所示[2-4]，常造成安定時間增加。因此本論文最主要研究目的在發展出主動式控制撓性平台應用於自動化光學檢測系統，期望能將此一撓性平台用來抑制龍門機台之啟動停止，所造成 CCD 鏡頭的振動、快速定位與高定位精確度，並且針對各種不同重量之負載，模擬 CCD 鏡頭重量，整理出各種負載下之控制後的性能特性，提升高階 AOI 設備效能，增加國內 TFT-LCD 設備廠商之競爭力。

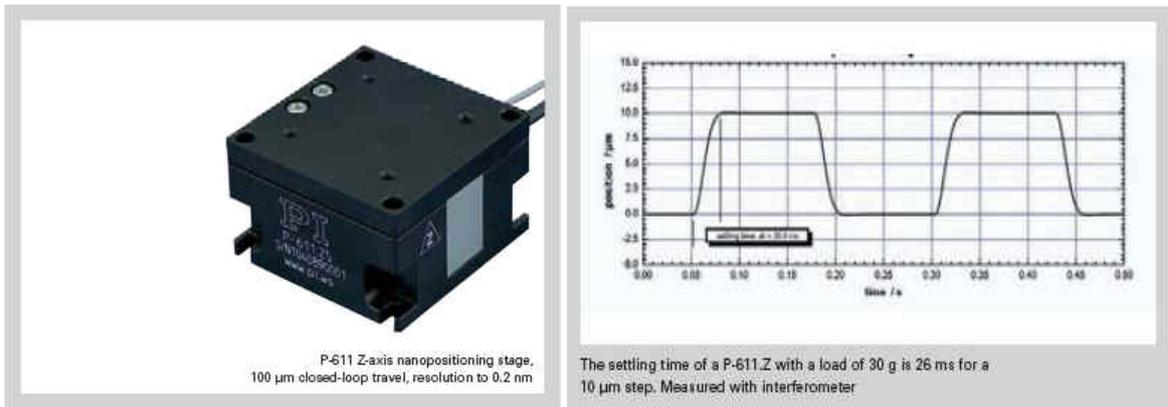


圖 1.1 PI 奈米定位壓電平台(a)P-611 Z stage (b)定位實驗結果圖[1]



圖 1.2 不同重量之 CCD 鏡頭(a)佳易達企業 CCD-SENTECH STC-C83 USBAT(145g) (b)力丞 MLH-10X(233g) (c)力丞 TEC-M55(320g) (d)碁電 A400 系列 (615g)[2-4]

1.3 文獻回顧

近代光電半導體科技、生醫科技、奈米科技與機械精密加工定位[5]等產業蓬勃發展，對於微奈米級精度設備的需求更顯殷切。為此，國外於1960年代開始研究以撓性機構製作精密運動平台。Paros和Weisbord[6]首先發表如何設計撓性機構，將撓性機構施加外力，產生微小運動位移。1978年美國國家標準局開發了一種以壓電元件驅動以及撓性機構進行位移放大的微奈米定位工作台。從此以撓性機構設計的微奈米定位平台在微奈米精度的儀器設備之重要性便逐漸提升。目前現有的撓性機構型式的微奈米級定位平台產品的設計研發生產廠商主要是國外廠商，如PI、Mad City Lab等公司所設計的單軸、雙軸、三軸之微奈米級定位平台，如圖1.3所示[1]。在1998年，Chang等人研究團隊因此提出一具有放大位移的機構[7]。Chang等人根據Scott-Russell機構來設計撓性機構平台[8]，他們設計具有兩階段放大效果的撓性機構，將壓電致動器的位移放大約20倍。但是最後實驗的結果卻顯示平台放大倍率只有9.66倍，與預期之目標相距甚遠。然而，以壓電元件作為驅動器的撓性機構平台卻有著定位上的誤差，由於壓電元件具有遲滯、潛變的非線性行為，這將造成定位上10~15%的誤差，因此，如何改善此一缺點是目前眾多學者積極研究的問題，常遇見之解決方式如下：

- (a) 前饋控制法：此一方式必須藉遲滯模型為基礎再進行補償控制，通常設計方式是利用遲滯模型設計與之反向的模型的反遲滯模型[9]，來達到互相抵銷的效果。Shen 與 Jywe，利用 Prandtl-Ishlinskii (PI)[10]遲滯模型來建立壓電致動器遲滯行為的非線性模型，並且所求到的模型然後將之倒轉(inverse)。Inverse 後的模型即是用來消除壓電致動器遲滯

滯現象所造成之非線性行為，如圖 1.4 所示[10]。

- (b) 回授控制方式：此種方式是利用壓電致動器的反應，如位移或電壓訊號，當作回授訊號來與原來命令做比較設計控制器的方式。控制器設計的方法有許多種，例如 PID 控制器、適應性控制器或是滑動模態控制器[11-13]。Domingo 等人[14]也利用模糊控制法則，來解決壓電元件遲滯效應，但模糊控制多需由人工建立規則表，隨著輸入訊號的不同，要獲得最佳的控制性能，就必須因應不同的輸入訊號再次建立規則表。

NI Compact RIO 是一種結合即時控制器與可重設組態 FPGA 模組，以應用於穩定的獨立嵌入式或分散式應用，可直接連接至感測器與致動器上。不需要 VHDL 程式設計的專家，LabVIEW FPGA 模組能夠迅速開發 Compact RIO 的可程式化邏輯應用程式，並根據圖形化程式產生 VHDL 程式碼，並且搭配 LabVIEW Real-time 模組與 FPGA I/O 進行互動，如圖 1.5 所示[15]。利用 Windows 電腦，可為嵌入式機器控制系統提供使用者界面，能透過網路將即時應用的程式介面發佈到電腦主機上建立人機介面(HMI)，如圖 1.6 所示[15]。由於其穩定性以及適用於大量嵌入式量測與控制應用，因此可使用 Compact RIO 來解決不同環境中的需求。例如 Driven. Inc 設計的 3 款客製模組，用於 2004 Yamaha YZF-R6 中，以 15,500 RPM 以上的速度控制火星塞與燃料噴射器，如圖 1.7 所示[15]。

總結上述半導體光電檢測設備於結構減振之強烈需求，因此本研究欲設計一質量輕、體積小且便宜之主動式減振定位平台，利用此平台搭配主動式結構振動控制方法-回授控制，快速抑制 CCD 鏡頭之振動，發展出更有效率的結構減振及定位方法。



圖 1.3 微奈米級撓性機構平台(a)單軸($20\ \mu\text{m}$)(b)雙軸($15 \times 15\ \mu\text{m}$)(c)三軸($100 \times 100 \times 10\ \mu\text{m}$)[1]

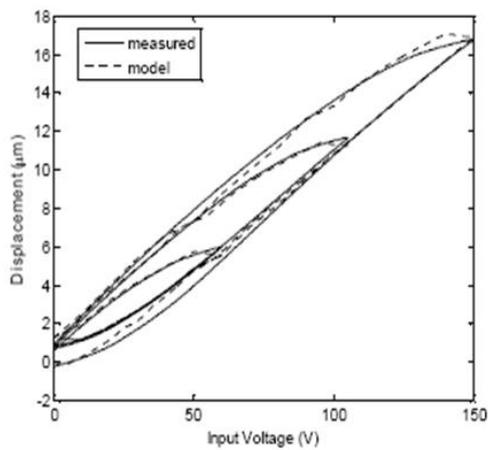


Fig. 3. Measured hysteresis nonlinearity and its model.

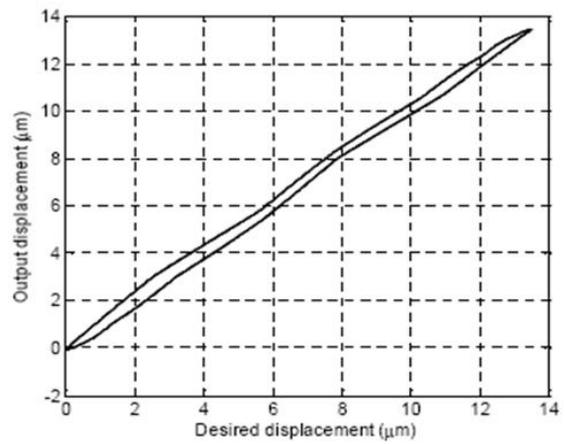


Fig. 5. Result of inverse compensation.

圖 1.4 壓電致動器遲滯行為(a)未補償(b)利用 PI model 補償後[10]

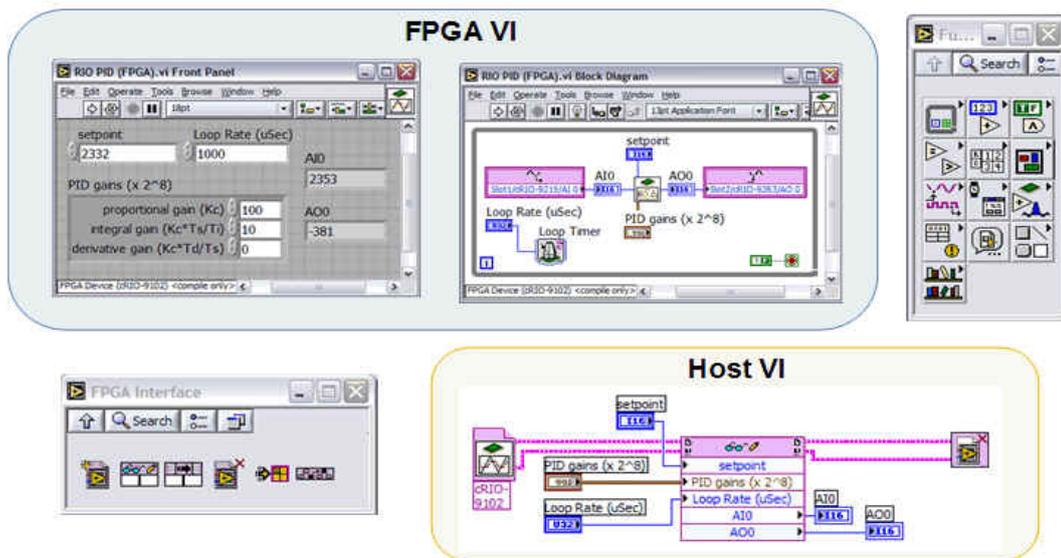


圖 1.5 LabVIEW FPGA 中圖形化程式與 Host 端進行互動[15]

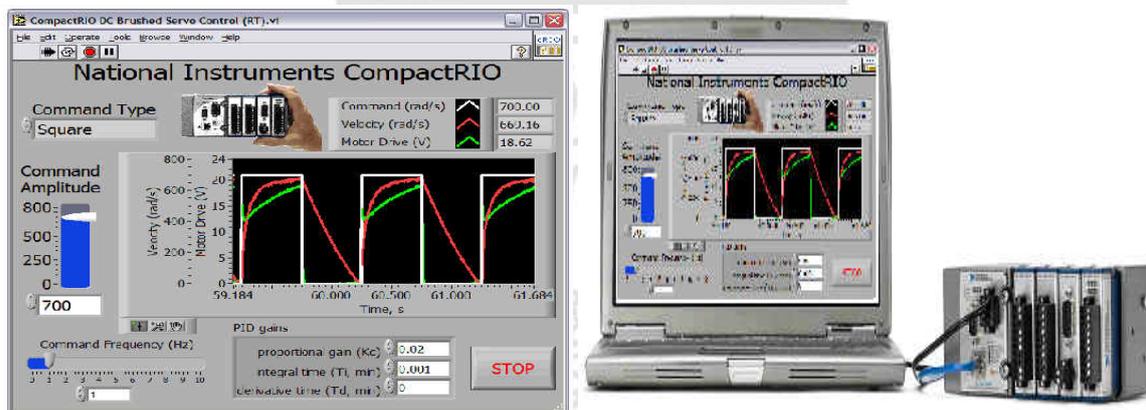


圖 1.6 人機介面(HMI)[15]



圖 1.7 客製模組用於 Yamaha YZF-R6 之控制火星塞與燃料噴射器[15]

1.4 研究方法

本論文的研究步驟主要分為四個階段，(1)平台的概念性設計、(2)撓性平台分析、(3)定位平台實體實驗與(4)撓性平台定位控制，其研究流程圖如圖 1.8 所示。首先根據設計需求產生定位平台的概念設計，再針對其撓性結構進行最大位移與第一自然頻率之理論分析，並藉由 ABAQUS 有限元素分析、實驗驗證其正確性；另外在定位控制方面，由於實際之自動化光學檢測機台上，不同重量之 CCD 鏡頭常會造成晃動程度不一與定位時間增加，因此利用回授控制搭配 PID 與滑動模態控制來改善。本研究利用在平台上放置重量不等之砝碼來模擬 CCD 鏡頭重量，首先規劃一組實驗流程，未利用任何控制理論，在平台上面分別放置 100 與 200 公克不等的砝碼，輸入步階訊號觀察加重平台的負載對其動態響應有何影響，觀察重點在於平台的上升時間、最大超越量、安定時間、穩態誤差；之後加入控制器，利用 MATLAB/SIMULINK 建立等效模型，針對各個控制器的參數作討論，挑出一組最適合之參數作為控制器之參數，並且實現於實際撓性平台定位控制實驗上；由於外界干擾源影響，本研究亦針對此一情況作控制實驗，規劃一組實驗在平台完成定位控制後，給予平台不同強度之干擾源，探討其控制器之強健性；最後規劃一組三角波訊號運動路徑，觀察平台軌跡追蹤能力。

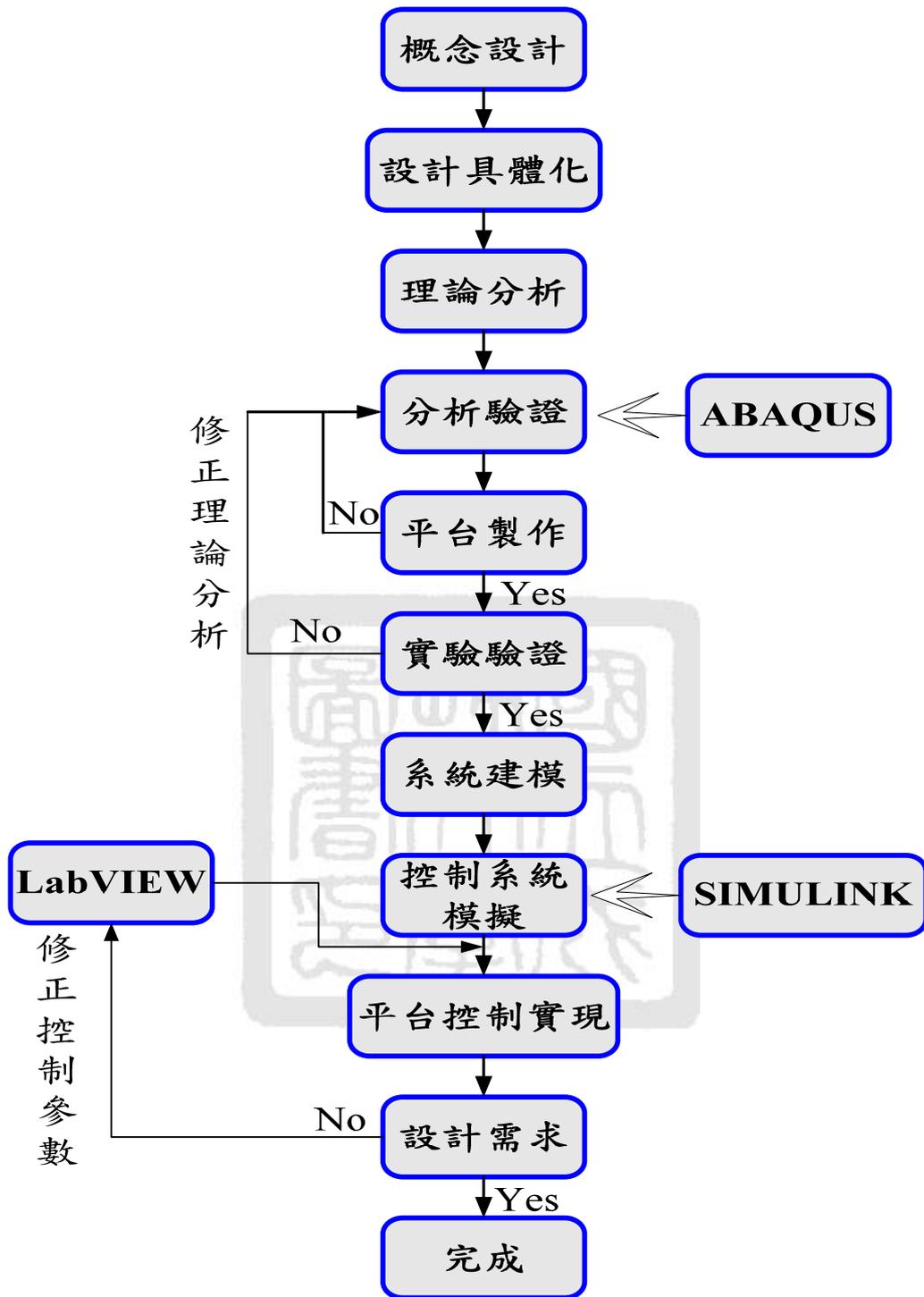


圖 1.8 研究流程圖

1.5 全文架構

本文內容共分為八章，全文架構如圖 1.9 所示，第一章為緒論，概略本研究重點與目的，同時說明章節分配。第二章為壓電驅動撓性微定位平台介紹，介紹撓性機構平台的相關設計與研究，以及有關即時控制 (Real-time control) 相關應用方面之介紹，並且介紹以壓電致動器做為驅動器的撓性定位平台控制相關研究。第三章介紹撓性機構平台設計與分析，利用理論分析與有限元素分析軟體分析後結果之比較，探討理論分析對於平台分析上之可行性。

第四章首先將採用實驗方法以獲得平台模型之參數，並且採用 MATLAB 來模擬當改變控制器參數，對平台響應有何影響，第五章利用實驗方法於不同路徑訊號定位以及平台受外界干擾等情況來探討。第六章介紹滑動模態控制相關原理與控制器參數之設計，並且以模擬來探討控制器參數之影響。第七章介紹滑動模態控制器於定位實驗上之實現。

第八章為研究結果討論，在此章中將介紹 PID 控制與滑動模態控制之參數改變對平台響應之影響，以及討論 PID 控制器與滑動模態控制器兩者之優劣性。第九章為結論與未來展望，將做全文的歸納與結論，並說明本文貢獻與未來研究之發展方向。

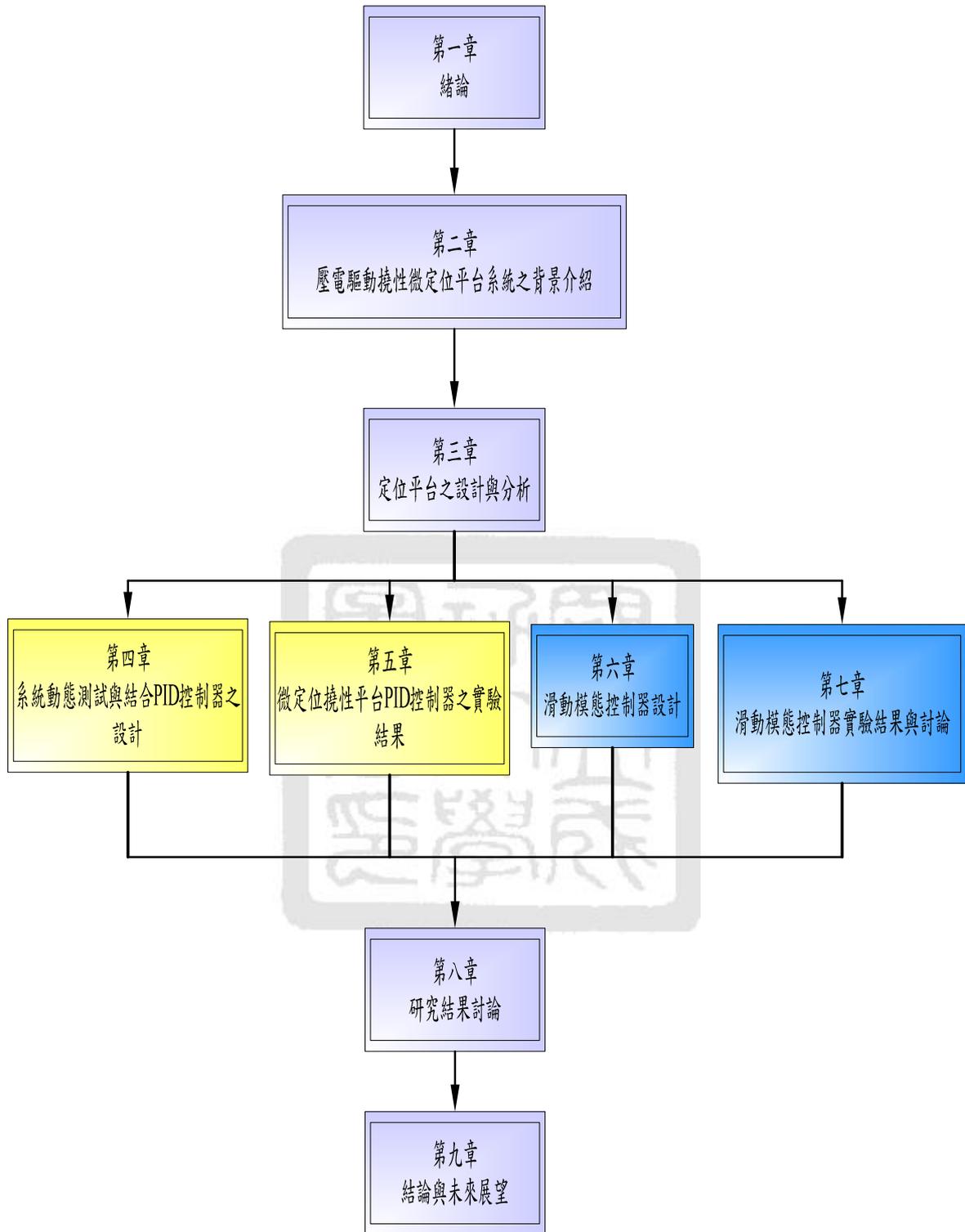


圖 1.9 全文架構圖

第二章 壓電驅動撓性微定位平台系統之背景介紹

於第一章中，已介紹了本文所要探討的主題以及本研究之動機與目的，本章將針對此研究所需用到的相關理論以及相關背景作更詳細的介紹。本章架構如圖 2.1 所示，2.1 節為撓性機構平台之相關研究介紹，2.2 節為壓電致動器介紹與相關之應用，2.3 節為整合壓電致動器與撓性機構定位平台控制相關研究之介紹，2.4 節為嵌入式即時控制器之介紹，最後 2.5 節為本章結論。

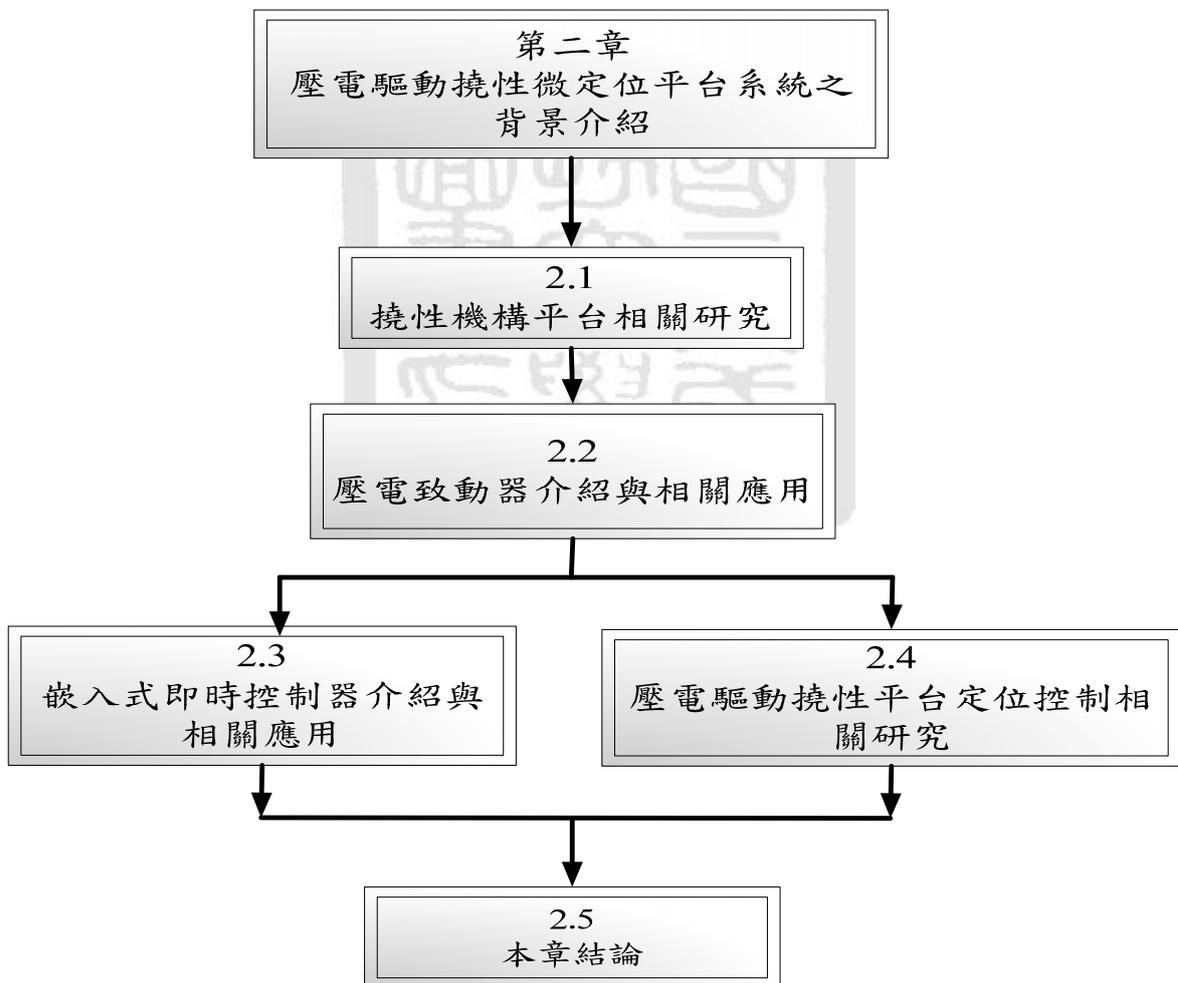


圖 2.1 本章架構圖

2.1 撓性機構平台相關研究

撓性鉸鍊(亦即割痕式)為定位平台的基本元件，具有無機械摩擦、無間隙、運動平滑、無噪音以及高精度等優點，特別適合微奈米定位技術。因為撓性機構一體成型，僅由單塊材料經由精密加工而成，力學行為較簡單、明確。且能避免傳動中的機械摩擦與背隙，而獲得很高的位移解析度與高穩定性、動作平順且連續性。Her 與 Chang 兩位學者針對割痕式撓性機構分析[16]，如圖 2.2 所示，分別就割痕式撓性機構中最重要的參數(r 、 t 、 b 、 h)進行分析。藉由改變 r 與 t 之間的數據，探討撓性機構平台剛性以及位移的影響。並且說明在設計平台時，建議撓性鉸鍊接合部分的高度 h 至少是半徑 r 的六倍，這樣鉸鍊的位置才有足夠的剛性以及旋轉角度需要限制在 $\pm 1^\circ$ 範圍內，利用有限元素分析法設計出撓性鉸鍊的尺寸參數，並建議在設計線性結構平台通常 r/t 值不會超過 10。

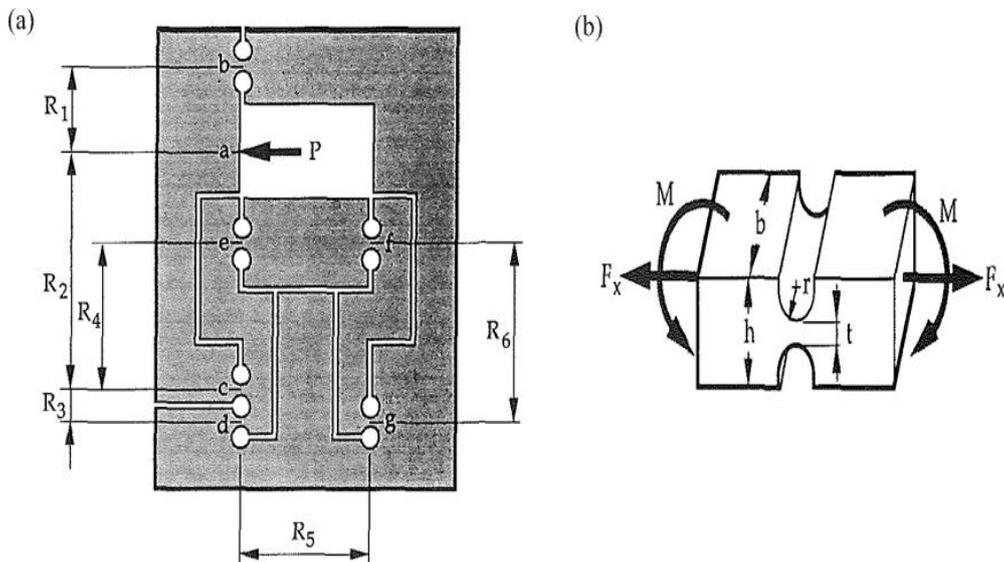


圖 2.2 割痕式機構平台 (a)撓性機構定位平台 (b)撓性鉸鍊[16]

Zhang 與 Lu 兩位學者分析歸納出撓性機構平台的剛性對平台的靜態與動態特性具相當程度的影響[17]，如圖 2.3 所示。平台的自然頻率與反應時間亦隨著平台剛性的減小而增加；但是如果其平台之剛性太高又會使得平台所能移動之最大行程變小。分析數值顯示撓性機構之各個參數對於平台的靜態、動態性能具有決定性之影響。

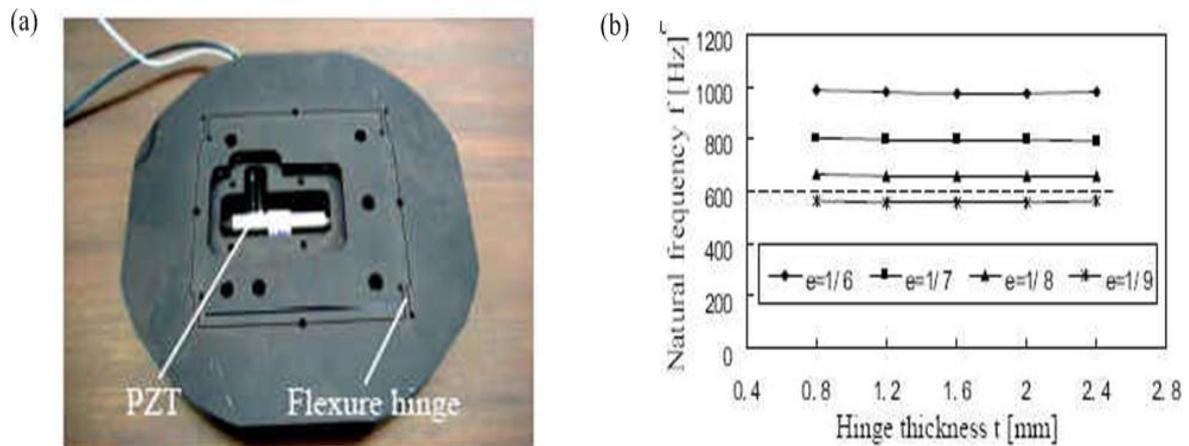


圖 2.3 撓性鉸鍊尺寸分析(a)進給平台(b) t 與 e 對自然頻率之間的關係[17]

Xu 與 Qu 兩位學者提到為了滿足高精確度以及穩定性之量測與位移，撓性鉸鍊與微奈米位移定位平台的一些相關問題深入探討。文中提到撓性鉸鍊機構平台的理論分析計算相當繁雜，因此作者利用 SAP 來分析。經由多方面的分析之後，作者將撓性鉸鍊平台剛性以及撓性平台結構參數作一比較，繪出一相關曲線，並且提供給設計者一參考指標[18]，如圖 2.4 所示。

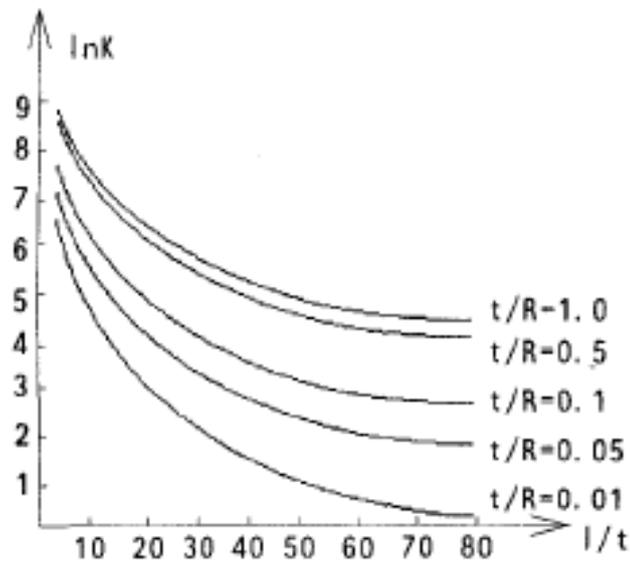


圖 2.4 平台剛性與平台結構參數比較[18]

Jun 等人設計出一 XY 軸定位平台，並且將此平台應用在機械切割加工上。其平台所能移動最大位移分別為 X 軸 $16\mu\text{m}$ 、Y 軸 $8\mu\text{m}$ ，定位精確度 X 軸 87nm 、Y 軸 99nm 以及平台的 XY 軸的自然頻率分別為 2780Hz 與 6257Hz ，如圖 2.5 所示[19]，不過 Jun 所設計的定位平台最大行程過小，在實際應用範圍上較為狹窄。

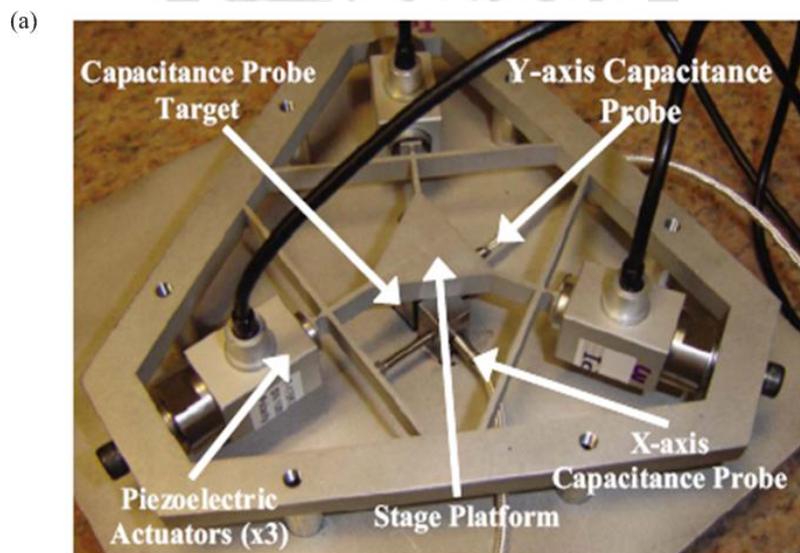


圖 2.5 XY 軸撓性機構定位平台[19]

傅士澤[20]，利用壓電致動器以驅動撓性結構平台，使其產生 X-Y 方向運動，並藉由放大機構的設計，直接將微平台之行程放大，以雷射干涉儀來進行位置量測，經由對平台特性分析與最佳化設計，X 軸行程達 $280\mu\text{m}$ ，於 Y 軸行程達 $320\mu\text{m}$ ，其定位精度在 X 軸與 Y 軸分別為 4.2nm 與 4.3nm 左右。Gao, Swei 等人，在設計 X-Y 平台時採用兩階段放大的對稱性機構[21]，如圖 2.6 所示，經過靜態及動態特性分析之後，可以降低非線性的誤差產生，X-Y 方向分別可移動 $45\mu\text{m}$ 及 $40\mu\text{m}$ ，最高位移解析度分別為 20nm 和 18nm ，共振頻率分別為 525Hz 及 558Hz 。Yan 與 Sun 兩位學者，設計出一單軸的撓性結構定位平台[22]，如圖 2.7 所示，利用理論分析的方法將平台的靜態與動態特性如平台剛性、最大位移、自然頻率等特性求出平台之自然頻率為 1270Hz ；並且採用 ANSYS 有限元素分析軟體將平台之靜態與動態特性模擬分析而得自然頻率為 1212Hz 。

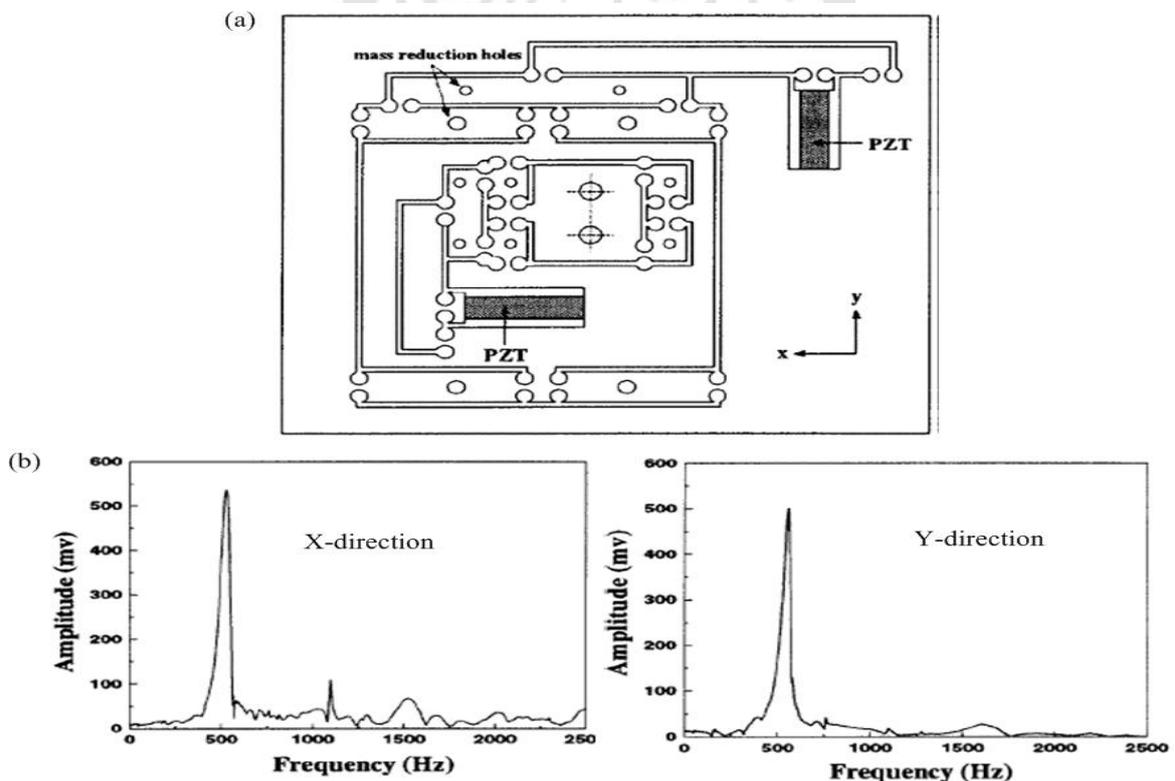


圖 2.6 XY 軸撓性機構平台與實驗結果(a)示意圖(b)X 與 Y 軸自然頻率[21]

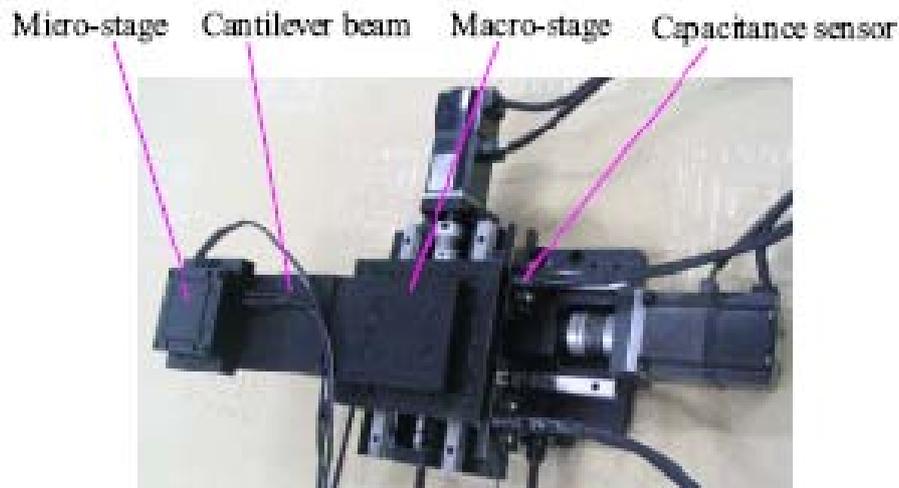


圖 2.7 單軸撓性機構平台[22]

Cahyadi 與 Yamamoto 所設計之三軸微奈米級定位平台，其設計的方法採用堆疊式之設計方式，亦即將 XYZ 三軸堆疊而成[23]，如圖 2.8 所示，其運動範圍為 $200 \times 200 \times 200 \mu\text{m}^3$ 。此項設計之缺點在於，底層的平台必須承受上面平台的重量，而使得動態行為變差，然而 Yamamoto 等人並未將此影響給考慮並且改善；另外 Yao 以及 Done 等人設計一組 XY 軸撓性機構微奈米定位平台，其結構是由四連桿、撓性鉸鍊所組合設計而成[24]，如圖 2.9 所示。平台運動行為與堆疊式平台不一樣的地方在於 Yao 是採用平行式運動平台，此一缺點在於設計出來的平台體積較大。實驗出來結果顯示平台運動範圍為 $87 \times 87 \mu\text{m}^2$ ，XY 軸共振頻率分別為 563Hz 與 536Hz。Chen 與 Chao 等人提出一種新型長行程撓性機構定位平台，經由設計及製作而實現尺寸為 $100 \times 100 \times 24 \text{mm}^3$ 的定位平台[25]，如圖 2.10 所示，採用現有的套裝有限元素分析軟體對撓性機構進行分析，並且以線切割製作撓性機構定位平台，經測試過後該平台有 $928 \mu\text{m}$ 的運動行程，但是該作者並未對其動態行為做詳細討論。

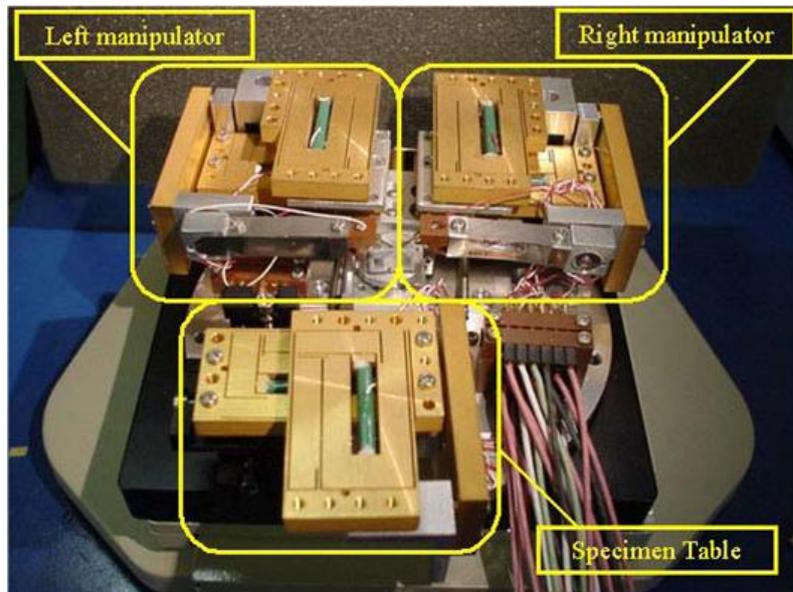


圖 2.8 XYZ 三軸撓性機構微定位平台[23]

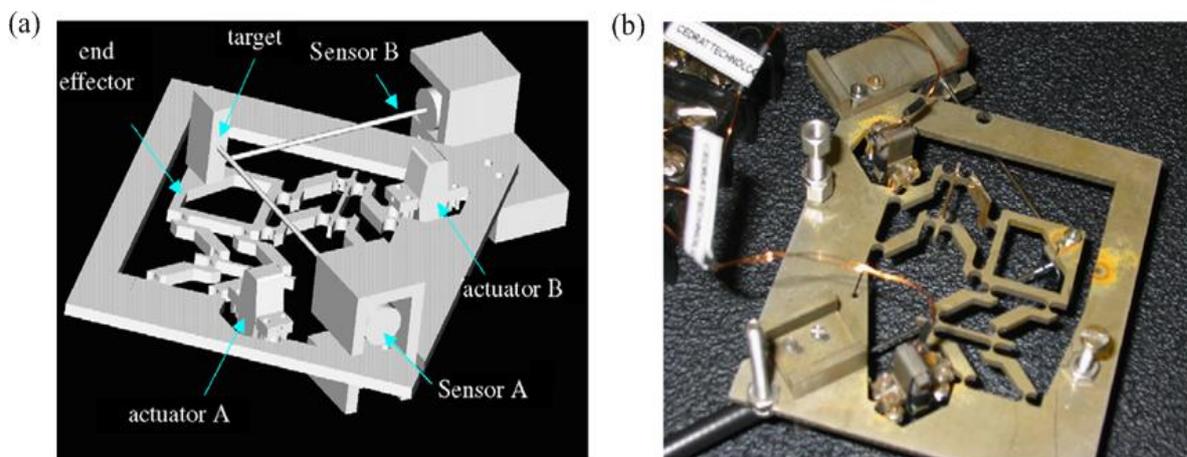


圖 2.9 XY 軸微定位平台(a)平台 3D 模型圖(上視圖)(b)平台實際圖(下視圖)[24]

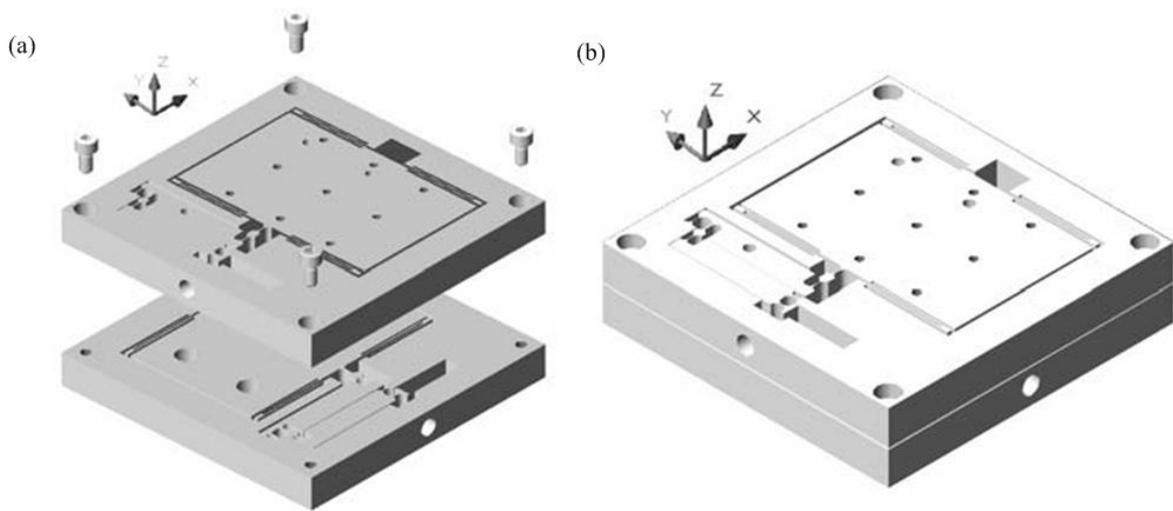


圖 2.10 雙軸定位平台(a)分解圖(b)組合圖[25]

2.2 壓電致動器介紹與相關應用

壓電效應(Piezoelectric effect)[26]是 1880 年居里兄弟發現的，他們發現電氣石或石英等天然礦石晶體受到壓力時，由於體積變化，在晶體表面會有微小電荷產生。隔年，他們又發現當晶體置於電場中時也會造成體積上的變化，證明了這種現象是可逆的。因此，當材料因體積變化而產生電壓的效應稱為「正壓電效應」；反之，材料因加入電壓而造成體積變化的效應稱為「逆壓電效應」，如圖 2.11，而具有壓電效應的材料則統稱為「壓電材料」。壓電致動器本身是由壓電材料所組成，所以有高解析度的位移量、體積小、質量輕、出力大、低耗能等優點，且無機械式機構之缺點，故被廣泛應用在微奈米定位方面。一般以壓電材料作為驅動器時，其種類有單層元件以及積層元件。

單層壓電元件其構造簡單，但是可以產生之位移量非常小，因此其工作範圍也相當小，在使用上受到相當大的限制。一般單層壓電元件厚度約 0.1~1mm，可產生之位移量約 100nm。單層壓電元件其驅動原理為在厚度方向，施加電壓極化壓電元件，使壓電元件產生伸縮變形的動作。

積層壓電元件基本上是由單層壓電元件重疊組成，如圖 2.12，每層

間以薄膜絕緣，一般層數約十至數百層，因此能夠得到比單層壓電元件更大的位移量。積層型壓電致動器具低消耗功率、發熱少、高精密度控制以及相較於單層壓電元件行程大等優點，因此被廣泛的應用在精密定位領域上。

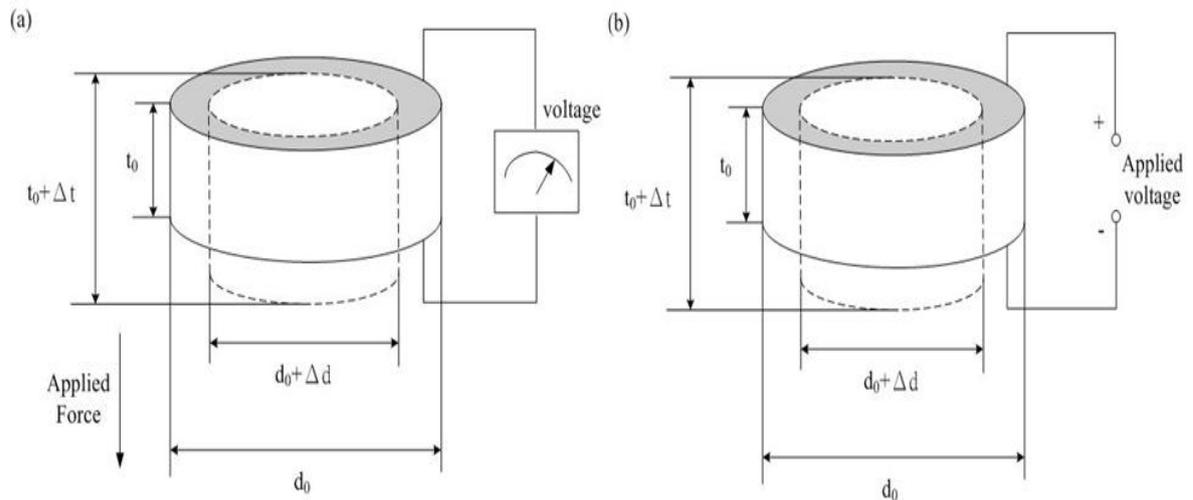


圖 2.11 壓電效應(a)正壓電效應(b)逆壓電效應

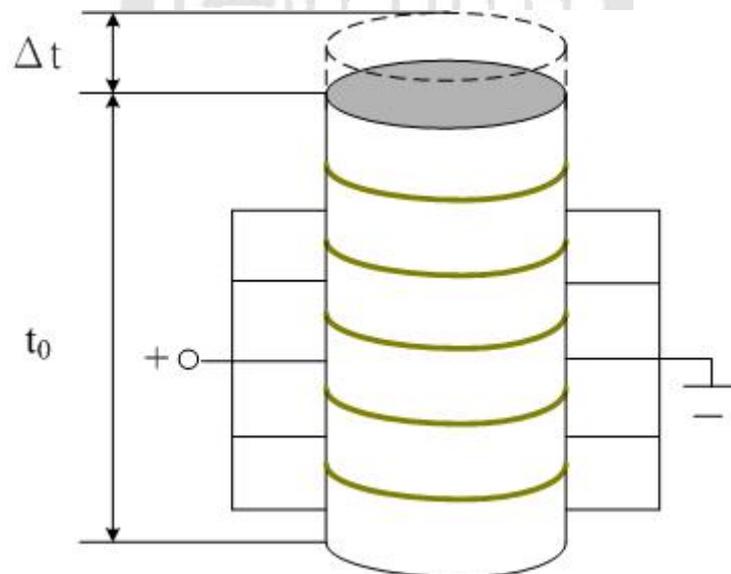


圖 2.12 積層式壓電致動器示意圖

隨著光學、精密機械與產品微小化等發展下，對產品之加工精密度相對提高，綜觀目前的致動器唯有壓電致動器能夠達到此一需求。因而各國無不積極研發壓電致動器，雖然它的位移輸出並非線性，但是藉由

回授控制就能夠將此一缺點改善。因此在致動器的選擇方面，壓電材料為目前一般微米精密系統控制最為常用的驅動器。以自動化光學檢測技術(AOI)來看，傳統及科技產業所需的 AOI 技術，雖然在速度、檢測複雜度及解析度不同，但為達到系統整合而所需的專長仍然是缺一不可。除了在取像系統的改善之外，載台的運動控制也是一項重要因素。一般來說，自動化光學檢測系統的 CCD 鏡頭常放置在龍門型線性馬達上，當龍門型線性馬達啟動與停止時，皆會使得 CCD 鏡頭產生晃動，由於龍門質量重且剛性又大，所造成的震動在肉眼看來不大，但是對精密檢測來說是一相當大的震動量。為了提高檢測準確度與檢測速度，我們常會在 CCD 鏡頭上加裝壓電驅動撓性平台來改善其振動行為。因此，以壓電致動器(Piezoelectric Transducer, PZT)推動的微動平台，誤差量與動態特性改善許多，精密定位效果較好。藉由放大機構的設計，撓性鉸鍊(Flexure Hinge)扭轉後彈性變形的原理，將微動平台行程加長，兼具速度快與微米級定位精度，這類的微動平台便應運而生。李宏仁[27]利用微米級定位機構補償鏡頭與花崗岩平台之間的相對位移，讓影像模糊無法作業的時間縮至最短。在鏡頭組與龍門之間加入微米級定位機構，利用感測器量測鏡頭組與花崗岩平台之間的振動量輸入控制器中，若兩者產生水平相對位移，由控制器輸出訊號驅動定位機構中的壓電致動器，抵消兩者之間的相對位移，概念圖如圖 2.13 所示。

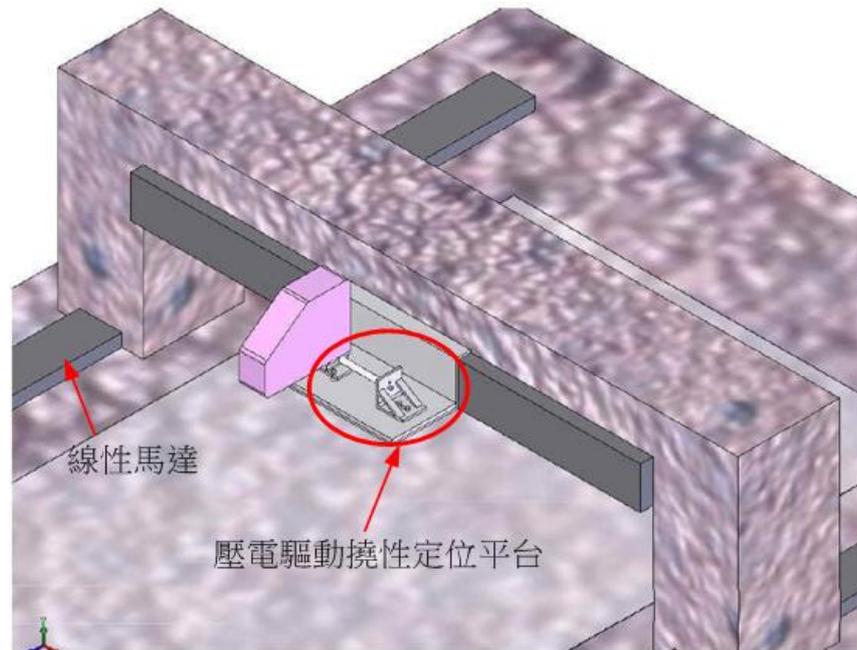


圖 2.13 相對位移補償概念圖[27]

另外，在精密加工這部分，車削過程中，引發顫抖振動的原因大致可以分為兩類，分別為強制性振動與自激性振動。強制性振動是由於斷續車削而導致的強制性振動或者是工件夾持不良所造成的振動。自激性振動則是因為工件與刀具切削力激發產生相對振動，進而在工件表面產生波浪紋路。所以無論在任何一個加工產業，如何提升加工速率、精度與品質是很重要的問題，因此許多學者對車削過程中所產生的振動有許多不同的研究。何慶鴻[28]，設計了一個以壓電驅動的撓性平台，並且將切削車刀置於撓性平台上，如圖 2.14 所示，利用壓電驅動撓性平台來抑制切削過程中所產生的振動，來達到加工精度與速度的提升。

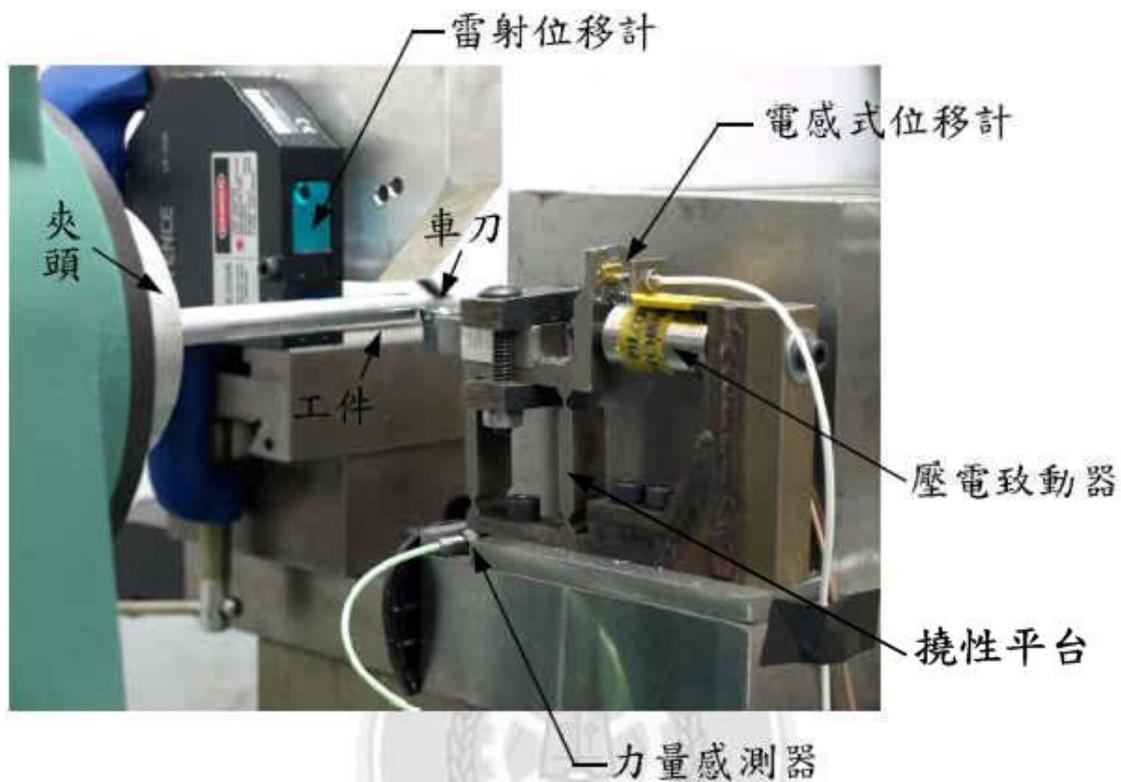


圖 2.14 壓電致動車刀實驗圖[28]

2.3 嵌入式即時控制器介紹與相關應用

嵌入式系統中，開發的方式相當奇特，主要的原因是真正的產品，也就是目標平台 Target 端的環境和我們的開發平台 Host 端是分開的兩個平台，一般我們開發桌上型電腦的程式時，執行程式和開發程式的平台是同一個 PC。但是在嵌入式系統環境中，我們則是嘗試在 PC 端寫出另外一種平台的執行程式，因此建置整個開發的方式與環境是整個系統的入門第一步，包括了使用者界面、模擬環境、各類模組、軟體與硬體之間的規劃程式等等，當整個系統設計與開發完成之後，燒錄到目標平台的 ROM 或是 Flash 裡面，然後在目標平台上執行我們的程式。

Real-time 作業系統是針對兩種主要類型的應用所研發：事件回應 (Event Response) 與閉迴路控制系統。事件回應應用，需要在一定時間內針對激發所產生的回應；此系統的範例即為汽車中的安全氣囊系統。閉

迴路控制系統可持續處理回授(Feedback)，以調整輸出，此系統的範例為汽車的定速控制系統。透過 Real-time 控制，可持續監控並模擬實體系統。即時控制應用可使用特定的時間區隔，重複執行使用者定義的作業。大多數的即時控制系統均監測實體系統，並比較目前狀態與理想狀態，然後根據比較結果來模擬實體系統。執行迴圈所需要的時間則稱為迴圈執行速率(Loop cycle time)。每個迴圈的速率將依系統複雜性而有所不同。並將於事件之間量測特定時間區隔的一致性。多種控制運算式，如 PID 控制，即需要具時效的行為。舉例來說，電梯必須依賴控制迴圈的行為，以進一步移動至正確的樓層。若沒有相關的迴圈作業，則電梯將無法穩定地抵達正確樓層。

NI LabVIEW 為完全圖形化的程式語言。在 20 多年來，已改變了多位工程師與科學家撰寫測試、量測與控制應用的方式。若搭配 LabVIEW Real-time Module，則 LabVIEW 軟體所建立的即時應用將進一步包含精確時序、I/O、行內(Inline)分析，與穩定的通訊功能，達到舊款開發工具所忘塵莫及的速度。LabVIEW FPGA Module 亦結合了包含可重新設定的 I/O 技術硬體，並提供以毫微秒計的硬體回應。LabVIEW 及 LabVIEW FPGA 模組為 NI Compact RIO 硬體中的 FPGA 晶片提供圖形化的開發工具。利用 LabVIEW FPGA 模組，能夠在執行 Windows 主機電腦上開發 FPGA 應用程式，然後 LabVIEW 加以編譯，並將程式佈署至硬體中，如圖 2.15、圖 2.16 所示[29]。使用 LabVIEW FPGA 模組，可以定義客製 I/O 及控制硬體電路，不需要對硬體設計或 VHDL 有所認識。FPGA 的圖形化程式設計另 LabVIEW 使用者能夠設計自己的客製量測電路，足可與廠商製作的專用硬體之效能及最佳化相匹敵。

Nexans 開發了遠端控制的水下挖掘機器「蜘蛛」，如圖 2.17[30]。操控「蜘蛛」的方式，包含新開發的 3D 軟體、機器所有可活動部份所架

設的感測器，與海床上的聲音傳感器網路。透過 NI LabVIEW 的人機介面 (HMI)，將可即時更新海床的 3D 模型，以顯示海底的岩層變化。此外，具有迴聲聲納探測器的遠端控制水下載具，將執行每日的檢驗工作。即便在 1 公里的深度下，「蜘蛛」仍可進行精確度 10 至 20 公分的作業。在 IP62 外殼中裝置了 3 組分散式工業級控制與擷取的 NI CompactRIO 系統；該外殼長期暴露於北海中的嚴苛海洋環境中，包含極大的溫差、高鹽分的海風，與極高的溼度。此 3 組 CompactRIO 系統執行極為重要的補償 (Compensation)、控制絞盤，並控制電源；亦必須溝通主要的 LabVIEW 應用。CompactRIO 均即時執行這些運算式。

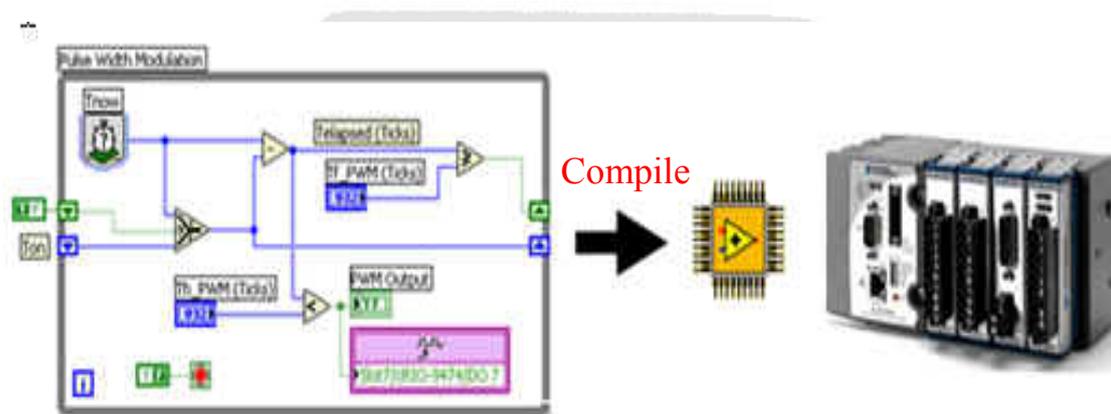


圖 2.15 NI RIO FPGA 圖形化開發[29]

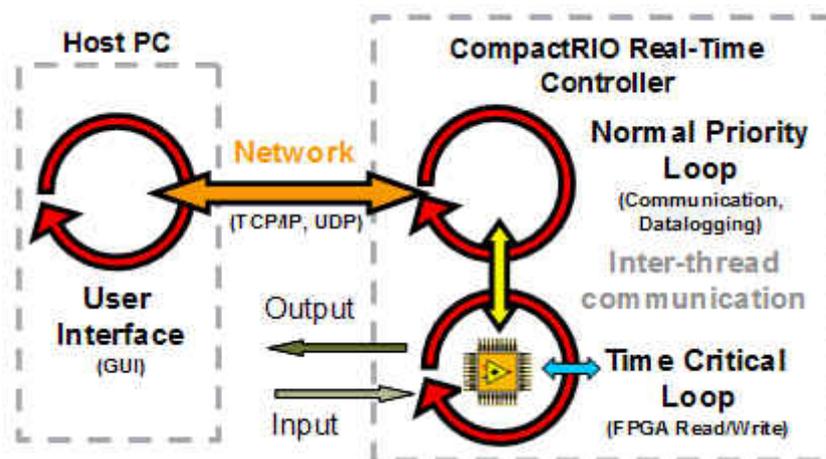


圖 2.16 LabVIEW 即時開發環境[29]



圖 2.17 Nexans 結合 LabVIEW 與 Compact RIO 控制蜘蛛的液壓系統[30]

2.4 壓電驅動撓性機構平台定位控制相關研究

除了定位系統的整合之外，要使定位系統確實地依據命令來運作，控制器的設計也是另一項研究重點。控制器的種類與設計方式有相當多種，以頻域補償、時域補償或參數補償理論設計的 PID 迴授控制器，是目前工業應用上最常見的控制器類型。此種控制理論所設計的控制器，對於線性系統來說相當適合，但是受控系統具有非線性的特性時，使用 PID 迴授控制往往無法得到良好的系統性能。欲控制非線性系統有著一定的難度，但也非完全無法達成。參考前人所做的研究不難發現，有需多控制法則是針對非線性系統而發展出來。例如：滑動模態控制 (Sliding-Mode Control)、模糊控制 (Fuzzy Control)、適應控制 (Adaptive Control) 等[31-32][13]。Domingo[14]等人也利用模糊控制法則，來解決壓電元件遲滯效應，但模糊控制多需由人工建立規則表，隨著輸入訊號的不同，要獲得最佳的控制性能，就必須因應不同的輸入訊號再次建立規

則表。Shieh 與 Huang 兩位學者[13]，針對壓電致動器的非線性特性作一消除的動作，但是由於無法完全掌握壓電致動微定位平台的非線性特性，作者搭配了滑動模態控制器，並且成功的使定位平台軌跡追蹤精度提高以及增加了系統步受外界干擾的強健性，如圖 2.17 所示。

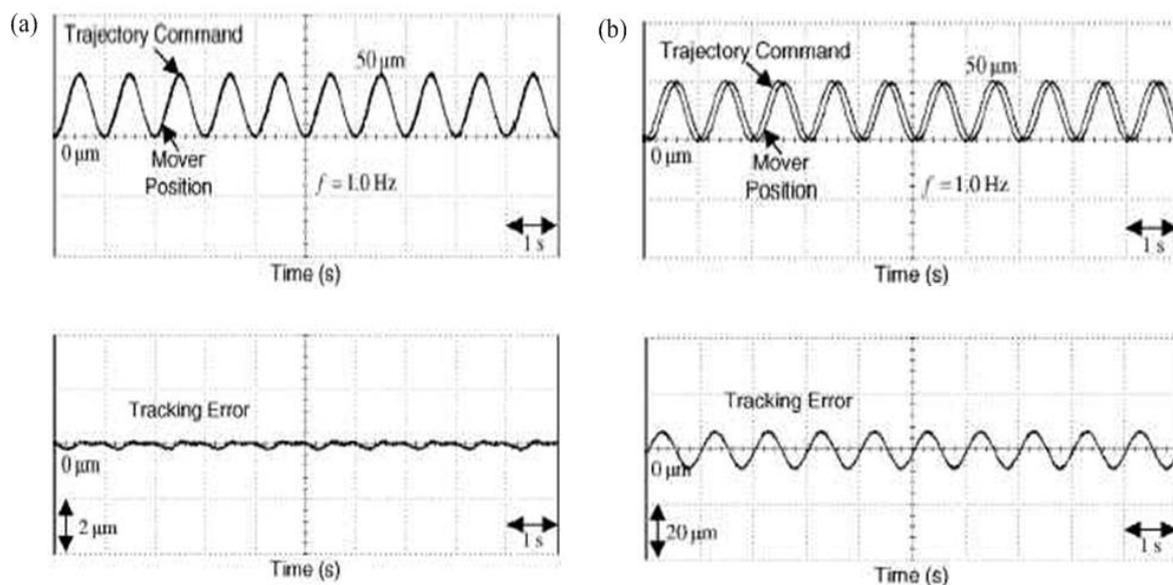


圖 2.17 正弦波響應(a)利用 DSMC 追蹤響應與誤差(b)利用 PI control 追蹤響應與誤差[13]

Chen 等人[33]將壓電致動器的遲滯特性視為外部的干擾，設計出強健控制器來作為軌跡追蹤控制的補償，其補償之後的效果相當良好，可惜的是只有模擬的部分。Shen 等人[10]，利用了 PI 模型將壓電致動器的遲滯特性消除，消除了壓電的非線性特性。但是並無法完全的將非線性特性給消除，必定殘留一些非線性特性，如圖 2.18。因此作者再加上對系統外界干擾及系統的非線性項不確定性具有相當好的強健性之順滑模態控制器，來增加壓電致動器的軌跡追蹤精確性，並且提高整個系統的強健性。

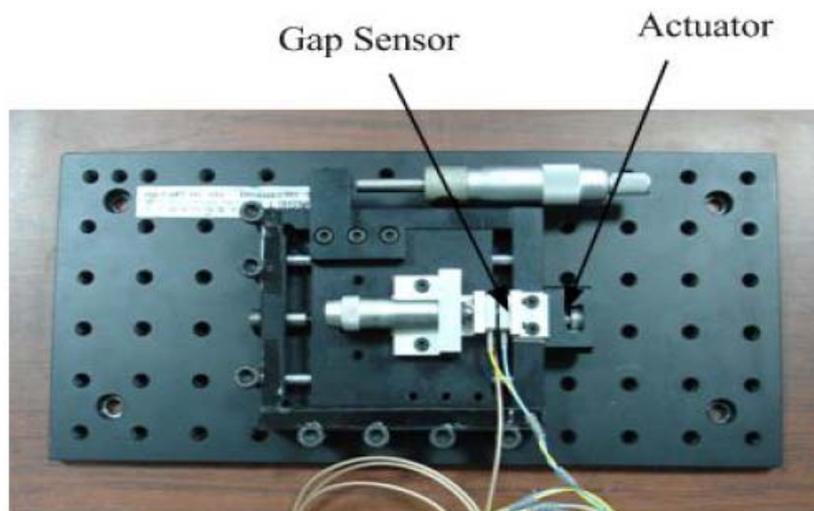


圖 2.18 單軸精密定位平台實驗系統圖[10]

謝銘謙[34]，目標希望利用所使用到的控制理論，包含 PID 控制與在 PC-Based 實現的數位控制系統之設計理論，以及嘗試使用的 N 次前饋控制理論，將 X 軸移動行程達到 $260\mu\text{m}$ 、Y 軸行程能達到 $300\mu\text{m}$ 以上，步階定位的一個標準差誤差 X 軸、Y 軸接控制在 40nm 以下；斜坡及循圓追蹤誤差在 PID 與 N 次前饋補償後分別能達到 300nm 以及 100nm 以下。莊鎮文[35]設計力量估測器，並且利用了順滑模態控制器(Sliding-Mode Control)透過壓電致動器對線性馬達對平台的振動作補償。Xu 與 Li 於 2009 年提出利用 GSMC 控制方法應用在改善 PZT 的遲滯行為，GSMC 控制器的好處在於無需知道壓電的遲滯模型就能消除 PZT 的非線性現象，並且降低定位誤差。從模擬結果來看，如圖 2.19、圖 2.20 所示[8]，頻率較高的時候，GSMC 的誤差值之變化率較小，並且步階響應也具較少的過衝量。Ning Xi 等人利用壓電驅動撓性定位平台搭配影像伺服控制，藉由回授控制改善壓電致動器的非線性，以及採用修正型 PD 控制器作為 CCD 鏡頭的定位補償，如圖 2.21、圖 2.22 所示[36]。其撓性平台定位誤差控制在 $3\mu\text{m}$ 內。

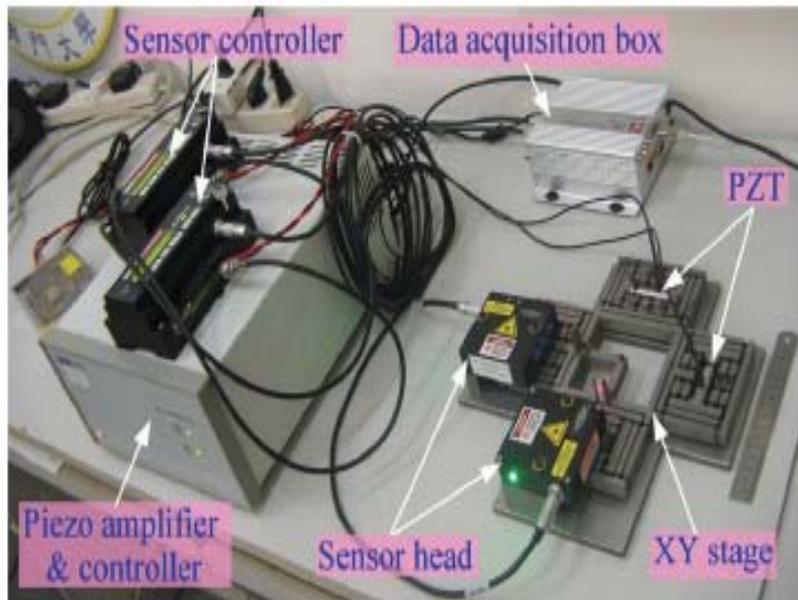


圖 2.19 Xu 與 Li 所規劃之實驗架構[8]

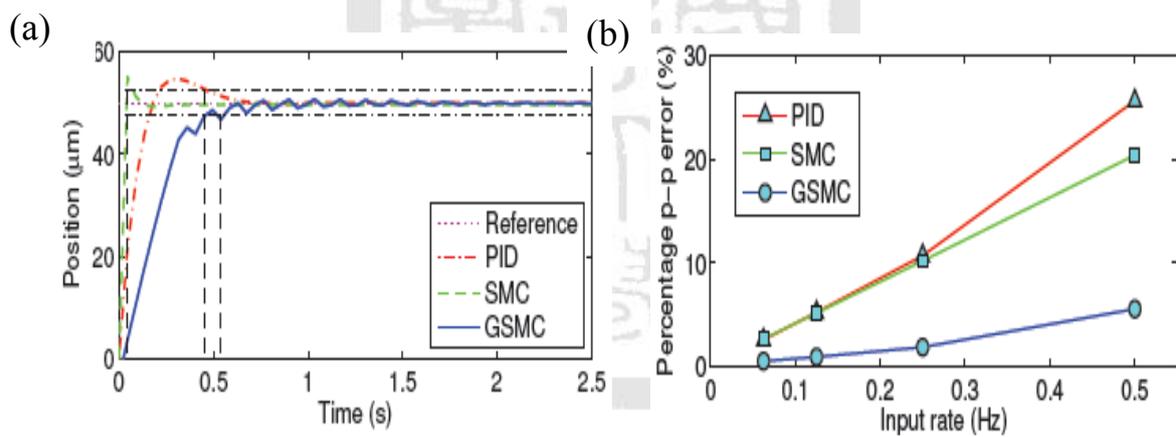


圖 2.20 模擬結果 (a)三種不同控制器之步階響應(b)不同頻率輸入與峰值誤差關係[8]

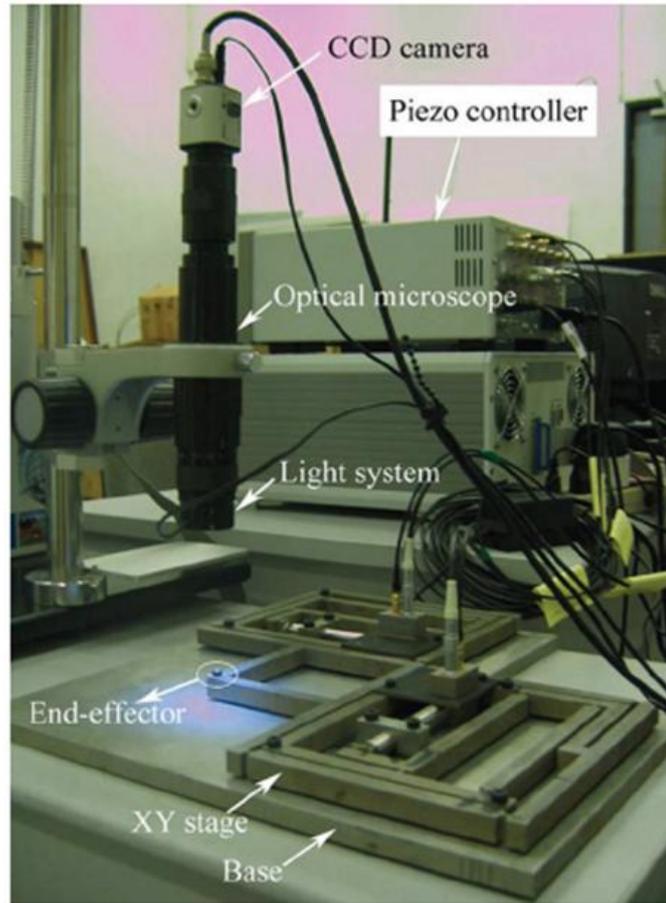


圖 2.21 Photograph of the XY CPM prototype and experimental setup[36]

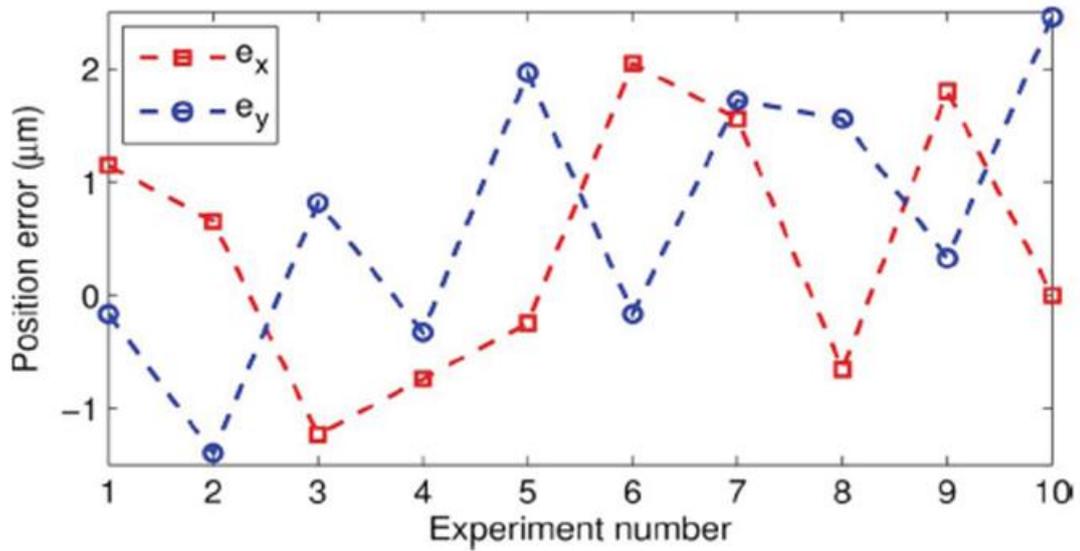


圖 2.22 XY CPM 之定位誤差[36]

2.5 本章結論

於本章中，本論文介紹了撓性機構優點，並且作了相關文獻的回顧，顯示出撓性機構平台適合在微奈米定位與加工之應用。另外也介紹了用來驅動撓性機構定位平台的壓電致動器，介紹了壓電致動器的一些優點以及必須克服之缺點。此外，為了達到精密定位的需求，壓電致動器的非線性行為必須利用閉迴路搭配其他控制器以改善定位精度，從相關文獻回顧顯示出，無論是在精密加工或光學檢測系統等方面，皆有相當廣泛的應用。此外，本論文也介紹了嵌入式即時系統，透過圖形化程式語言與即時硬體的結合，將可開發精確且穩定的系統，並且縮短開發時間。

在第三章，將對本研究之平台概念性設計以及具體化，觀察之前學者在這方面的研究所沒注意到的問題予以改善，同時針對所要研究的撓性機構定位平台作數值法與有限元素法之分析，並且比較數值法與有限元素法之差異。

第三章 撓性機構定位平台之設計與分析

本論文所研究定位平台主要著眼於定位的精確度、速度與平台負載能力，所以在控制法則及系統的設計方面，直接以閉迴路系統作為主要的考量。因此在整個定位機構系統可以分成四個次系統，分別驅動系統、平台機構、量測元件以及控制系統等。本章主要針對平台機構的設計以及驅動器、量測元件作整合評估，其研究流程圖如圖 3.1 所示。3.1 節初步制定系統之相關規格，3.2 節介紹割痕式撓性結構的概念，3.3 節針對所設計的撓性機構平台作靜、動態理論分析，3.4 節利用有限元素分析軟體 ABAQUS 於撓性結構分析，驗證有限元素分析之可行性，3.5 節作本章總結。

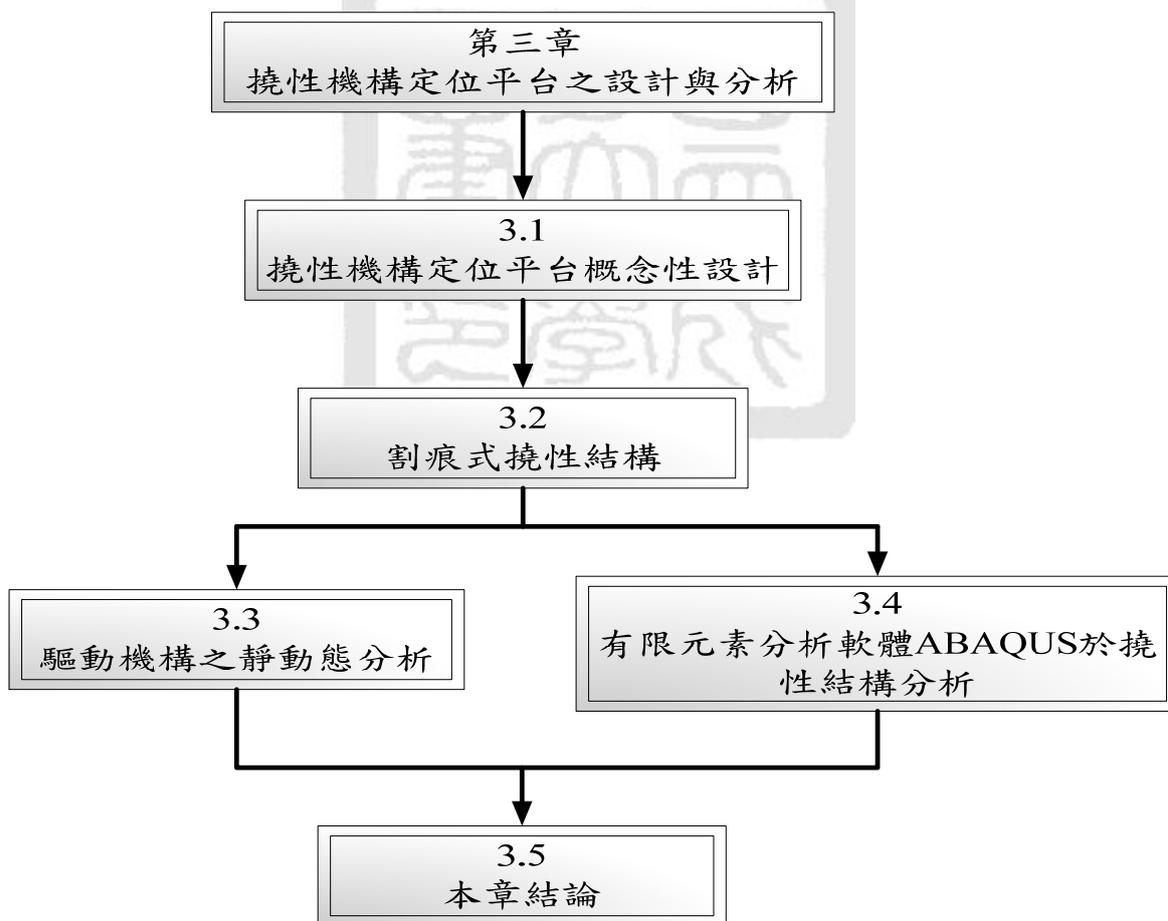


圖 3.1 本章架構圖

3.1 撓性機構定位平台概念性設計

本論文之設計流程首先依問題發生之現況及所需要達成之目標，進行初步了解，接著深入了解系統相關問題。在完成上述之工作之後，接著進入功能需求之設定，主要用來初步制定系統之相關規格，最後進入系統設計部分，主要分為兩大項：

1. 概念設計：提出所面臨之主工程問題之解決方案
2. 概念具體化：將所提出之具可行性之解決方案進行更為細步之設計與製作

而精密機電控制系統的組成可以總括如圖 3.2 所示，一般而言與傳統定位系統並無太大不同，一樣都是可使物體沿著規定的路徑移動，依次達到指定位置的系統，唯一的差別在於精密機電定位系統對於精度的要求來得嚴格許多。其中在選擇各部份要件與技術的時候，主要依據對定位系統所需要達到的準確性、精確性、速度、可移動範圍、位移方式(直線或角度)、自由度、移動物件的大小與重量、受外在環境因子的影響程度，以及所預算經費等等條件，作最適當的搭配與選擇。

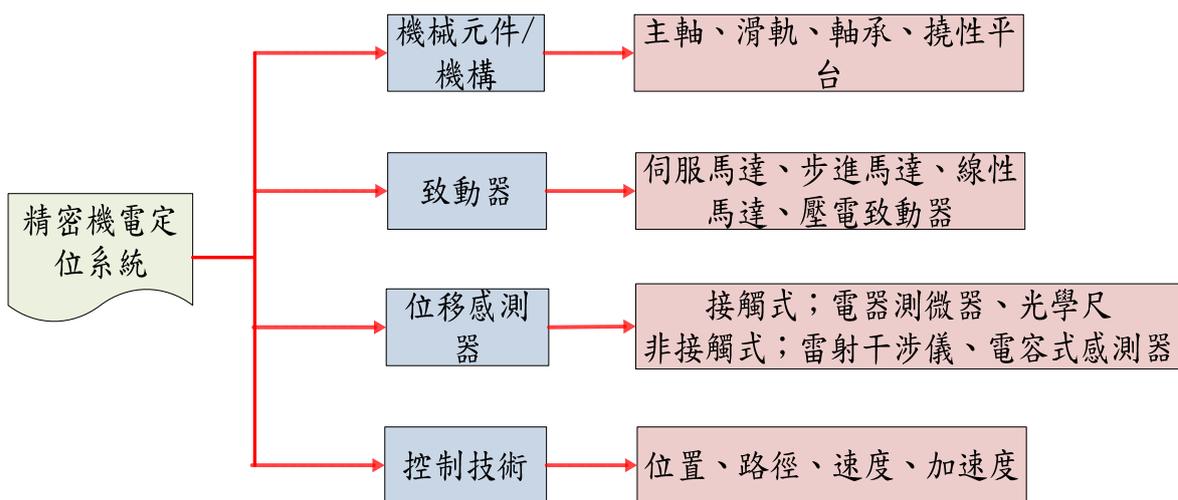


圖 3.2 精密機電定位系統組成圖

李宏仁[27]在其研究中，利用主動式單軸振動控制概念，將自動化光學檢測平台的鏡頭安裝於微奈米級定位機構上，利用感測器量測鏡頭與花崗岩平台之間的相對振動量輸入控制器中，若兩者產生相對位移，利用定位機構抵銷兩者之間的相對位移。其目標希望能使平台原本之 15~20 μm 的相對位移，抑制在 1 μm 以下。本研究透過李宏仁[27]之研究與產業發展應用及微奈米定位平台發展現況的初步了解，定義出設計目標之需求：

- a. 最大行程：90 μm
- b. 安定時間： $< 40 \text{ ms}$
- c. 最大超越量： $< 300 \text{ nm}$
- d. 負載能力： $> 600 \text{ g}$
- e. 平台尺寸

根據我們的目標需求，接著將設計概念具體化，針對各個子系統分別進行元件評估及選用。首先是驅動器的部分，伺服/步進馬達配合導螺桿有著背隙問題與製作難度高等難處；線性馬達的響應速度慢，而壓電致動器具有著高定位精度與高頻寬，因此本論文在驅動器之選擇上以壓電致動器作為平台的驅動元件，其相關驅動器之比較表如表 3.1 所示。

表 3.1 相關驅動器之比較

名稱	位移範圍	位移精度	響應速度
線性馬達	50~300mm	0.04mm	0.83m/s
電磁致動器	1mm	0.1mm	1msec
壓電致動器	90 μm	1nm	0.1msec

但是受到壓電致動器最大行程僅有幾十微米的限制，我們選定撓性放大機構為本論文之平台設計對象，並透過工程設計方法的使用以達到單軸長行程之需求。由於我們所選用的壓電致動器具有響應速度快以及高精度的特性，因此位移感測器也必須選用高頻寬、解析度以及精確度高的感測器，所以本論文採用電容式位移感測器做為我們量測平台位移的感測器。

3.2 割痕式撓性結構

在本研究中，最主要的概念就是利用壓電致動器結合一組撓性機構所構成之驅動機構定位系統。撓性結構之基本形式有下列兩種：(1)平板式(leaf type linear spring)，及(2)割痕式(notch type linear spring)，分別如圖 3.3(a)及(b)所示。

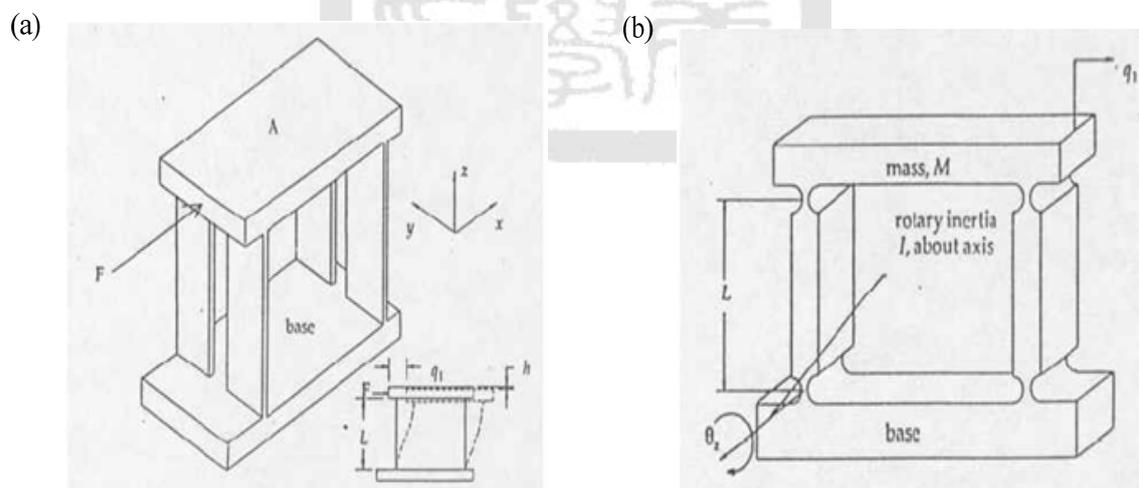


圖 3.3 撓性機構之基本形式(a)平板式(b)割痕式[37]

撓性機構具有以下優點因此相當適合微小定位及動作之要求：

- a. 不會有介面磨耗現象與高穩定性
- b. 動作平順且連續性(smooth & continuous)
- c. 對溫度變化不敏感
- d. 其結構是屬於一體機構，由單一塊母材加工製作而成，沒有夾持、焊接所造成的高應力情況或接合點滲變等問題

然而平台的製作過程中，加工不易為目前最大之弱點。當利用撓性機構作本研究之驅動機構，在設計時需要考慮(1)材料楊氏係數，(2)平台之共振頻率，(3)壓電致動器所能推動的最大位移，(4)平台之剛性，以及(5)結構本身所能承受的最大變形(位移量)。

本設計中主要是利用割痕式撓性機構，由於壓電致動器最大行程的限制，所以在設計過程中以加入放大機構來達成平台位移放大之作用。放大位移撓性機構也是利用割痕式撓性結構所組成，這樣的設計可以透過撓性鉸鍊的轉角變形進而將位移往前傳遞，差別在於致動器推動的位置，本設計處於撓性放大機構的中間，並且利用槓桿原理，以不同的驅動位置會有不同的放大倍率來放大移動行程。其中放大機構主要分為一段式與兩段式放大，如圖 3.4 所示。而本論文所設計的方法採用一階段放大，並且壓電致動器所推動的位置可以依照需求改變其放大倍率。本論文是將壓電致動器置於槓桿放大型撓性機構的中間。

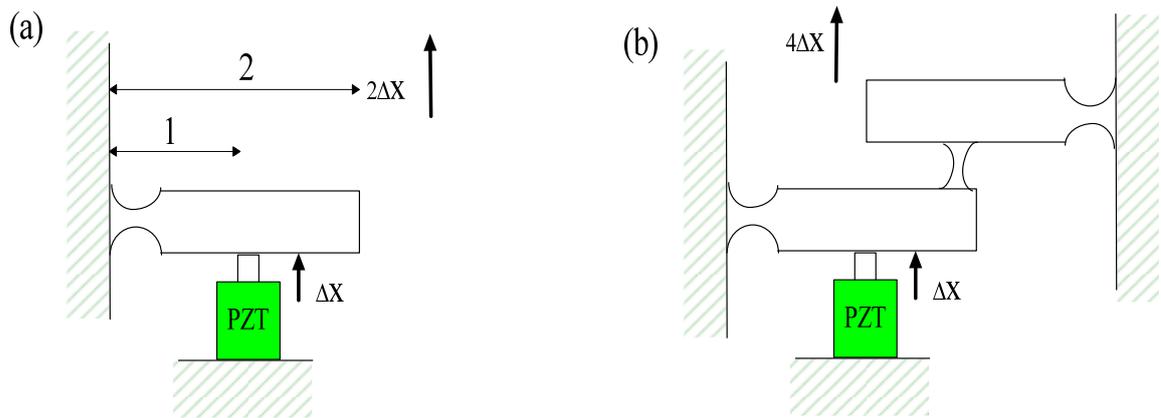


圖 3.4 放大型撓性機構(a)一階段式(b)兩階段式

當壓電致動器產生輸入位移時，經由槓桿原理的一次放大產生輸出端的位移，而在運動過程中，經由撓性放大鉸鍊傳遞至移動台會使移動台旋轉，以至於產生側向偏移，如圖 3.5 所示；所產生的側向偏移容易造成定位上的誤差，因此我們將移動台設計成對稱式結構，並且以撓性鉸鍊作連結以減少側向偏移量的誤差影響，提高定位上的精度。

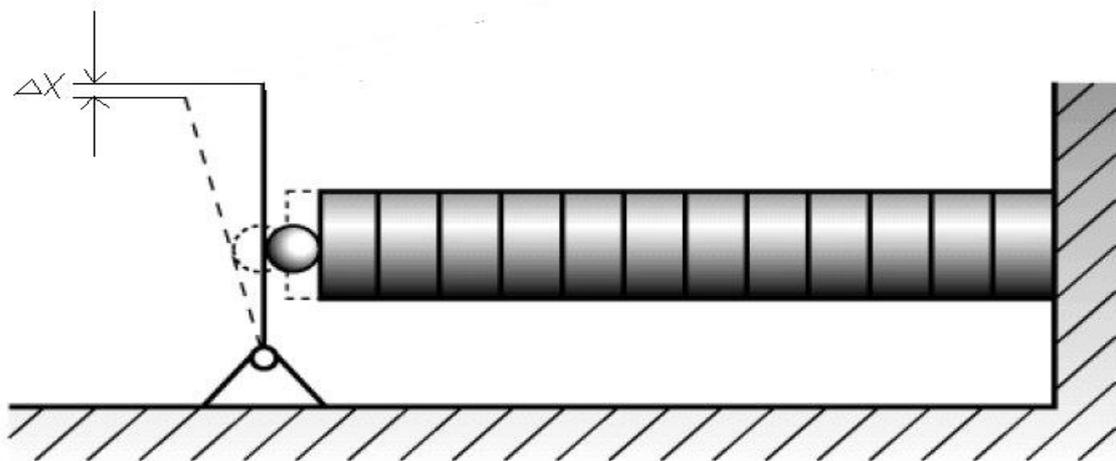


圖 3.5 移動台側向位移示意圖

3.3 驅動機構之靜、動態分析

本論文研究之定位平台是利用材料的彈性變形而達到平台的位移結果，結構是以多個撓性鉸鍊以及槓桿機構所構成的一個定位平台，藉由一邊壓電致動器給予動力，使得平台能夠達到定位與運動能力。本設計中主要是利用割痕式撓性結構，然而材料的楊氏模數、機構的自然頻率、最大位移量、結構能承受的最大應力應變以及平台重量等等，皆是設計時必須考慮的重點。在平台材料的選擇上，為了能夠增加結構剛性、提高振動頻率，材料楊氏係數 E 必須要大。在加上彈性限度的要求，材料降伏強度 σ_Y 與楊氏係數 E 的比值亦要大。表 3.2 是較為常用的材料特性之比較。本研究主要考慮增加平台的剛性與減少平台重量的考量，因此本論文採用鋁合金來作為製作平台的材料。

表 3.2 常用的材料之特性比較

	黃銅	鋁合金(T-6061)	不鏽鋼(SUS304)
密度 ρ (Kg/m ³)	8470	2710	7920
楊氏係數 E (GPa)	105	68.9	192
降伏強度 σ_Y (MPa)	100	255	520

而在機構的形態設計上，建構一單自由度撓性鉸鍊加槓桿放大器的驅動機構，本研究以圖 3.6 之結構為主要構形，利用一組壓電致動器推動槓桿放大器的中間進行 X 軸方向的移動

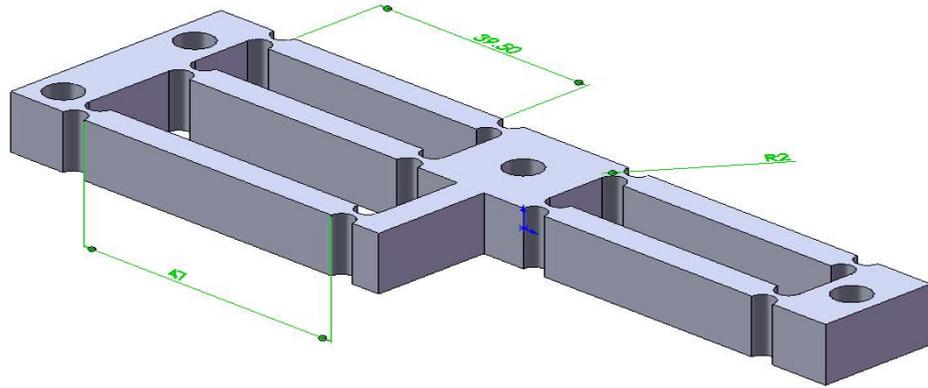


圖 3.6 SolidWork 單自由度平台撓性機構模型

根據前面的平台設計概念，我們針對平台的剛性以及最大應力作靜力分析。由 S. T. Smith and D. G. Chetwynd 所著作[37]可知道當 $t < R < 5t$ 時如圖 3.7 所示，每一個撓性鉸鍊的彈性係數 K_s 為

$$K_s = \frac{Ebt^3}{24kRL^2} \quad (3.1)$$

其中 k 為應力集中因子，

$$k = 0.565 \frac{t}{R} + 0.166 \quad (3.2)$$

(3.1)、(3.2)式中 E 為材料楊氏係數， L 、 b 分別為撓性機構的長、高， h 為其寬度。

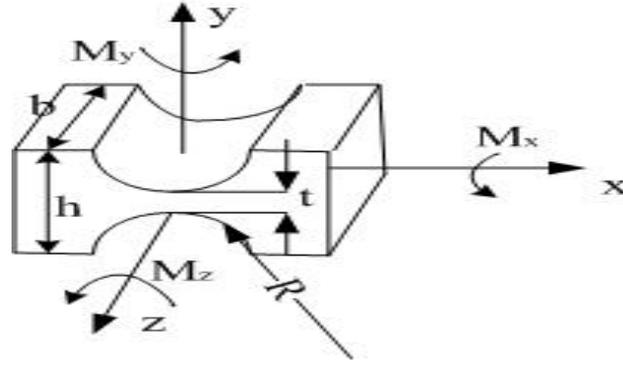


圖 3.7 撓性鉸鍊機構示意圖

接著將進行驅動機構之分析推導，另外由圖 3.6 可知驅動機構整體上撓性鉸鍊結構所引導的 X 軸方向剛性最小，因此第一自然共振頻率及模態的發生必然在該軸向，所以主要分析 X 軸向為本節重點。圖 3.8 為驅動機構之自由體圖，根據(3.1)式可知定位平台在壓電致動器位置之剛性為

$$K_2 = 2 \times \frac{Ebt^3}{3kRL_2^2} = 16K_s \quad (3.4)$$

$$K_1 = \frac{Ebt^3}{24kRL_1^2} = K_s \quad (3.5)$$

$$K = K_1 + K_2 \quad (3.6)$$

由於本論文有設計一放大機構，故定位平台最大位移為

$$F = \Delta L_0 \times K$$

$$M = \frac{FL_1}{4}$$

$$\theta = \frac{24kRM}{Ebt^3}$$

$$x_{max} = 2 \times \Delta L_0 \left(\frac{K_{PZT}}{K_{PZT} + K} \right) - R \times \theta \quad (3.7)$$

其中 K_1 ：長度為 47mm 的機構之剛性

K_2 ：長度為 39.5mm 的機構之剛性

K ：定位平台在壓電致動器位置之剛性

K_{PZT} ：壓電致動器剛性

x_{max} ：平台最大位移

ΔL_0 ：在未有任何負載下，壓電致動器之最大行程

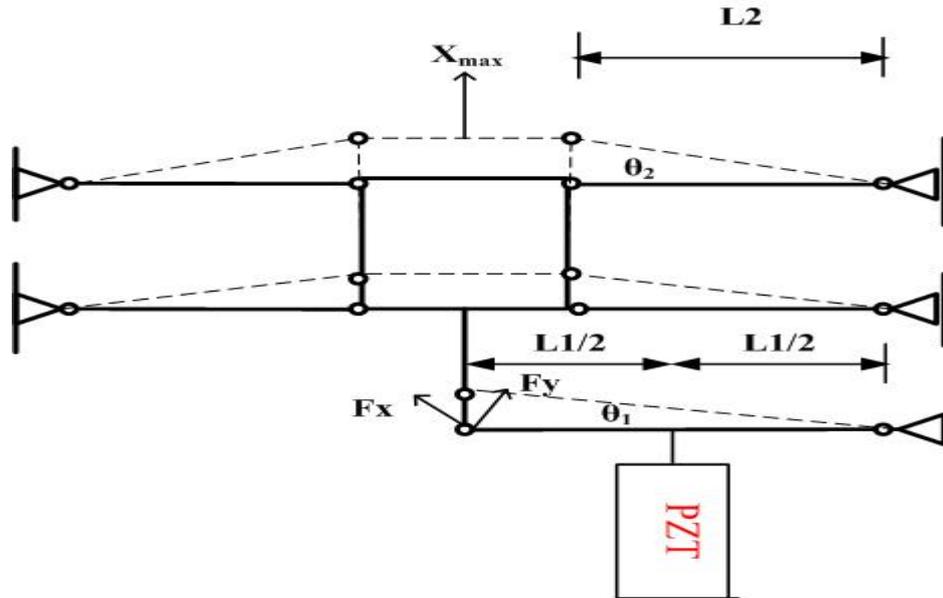


圖 3.8 驅動機構之自由體圖

從圖 3.8 所示的驅動機構之自由體圖，我們可以知道由力平衡方程式

$$\sum F : F_t(t) - K \times x_{max} = 0 \quad (3.8)$$

由圖 3.7，每一個撓性鉸鍊的受力為 $F/8$ ，將其受力分解成 x 分量以及 y 分量，如下所示，

$$F_x = \frac{F}{8} \sin \theta_2 \approx \frac{Fd}{8L_2}$$

$$F_y = \frac{F}{8} \cos \theta_2 \approx \frac{F}{8} \quad (3.9)$$

其中，當 θ_2 小角度時， $\cos\theta_2=1$ ， $\sin\theta_2=x_{\max}/L_2$ 。根據 S. T. Smith and D. G. Chetwynd 所提出的，可以得到每一個撓性鉸鍊的最大應力為[37]

$$x_{\max} = \frac{4kRL_1}{k_tEt} \sigma_{\max} \quad (3.10)$$

$$k_t = \frac{2.7t + 5.4R}{8R + t} + 0.325 \quad (3.11)$$

其中 k_t 為撓性鉸鍊之形狀集中因子。根據(3.2)(3.7)(3.10)(3.11)所得到的最大應力值必須要小於我們所選材料的降伏強度，否則會造成平台的永久變形。我們所選擇的材料為鋁合金 T-6061，其楊氏係數為 $E=68.9\text{GPa}$ ，密度為 2.71Kg/m^3 ，降伏強度 255MPa 。利用所推導的結果及所選的材料特性參數計算平台剛性、最大行程以及最大應力。驅動機構的尺寸如圖 3.9 所示。

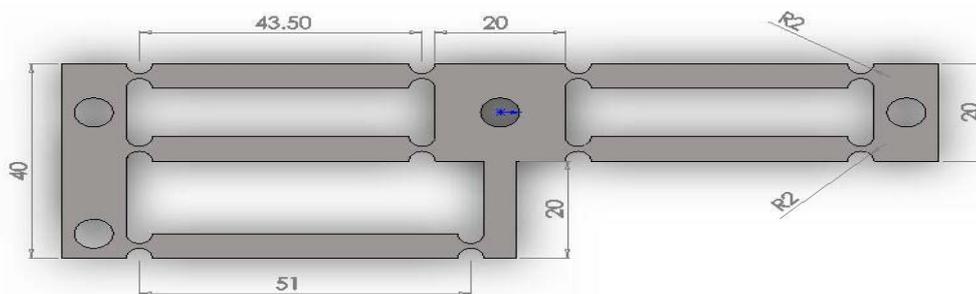


圖 3.9 撓性機構平台尺寸

(1) 驅動機構平台最大行程：

$\Delta L_0 = 60\mu\text{m}$ ，壓電致動器剛性 $K_{PZT} = 15\text{N}/\mu\text{m}$ ，由(3.7)式可以得到

$$x_{max} = 101.34(\mu\text{m})$$

(2) 定位平台在壓電致動器位置之剛性

由(3.4)(3.5)(3.6)可得到，

$$K = K_1 + K_2 = 0.5137(\text{N}/\mu\text{m})$$

(3) 驅動機構最大應力

$$\sigma_{max} = \frac{x_{max} k_t E t}{4k R L_1} = 52.8286\text{MPa}$$

我們利用 Lagrange's Equation，可以推導出平台 X 軸方向的運動方程式，藉由此運動方程式可求得驅動機構平台的自然共振頻率。假設 x 為平台在 X 軸方向的位移，平台動能與位能分別如下所示：

$$T = \frac{1}{2} m \dot{x}^2 + \frac{1}{2} I_1 \dot{\theta}_1^2 + \left(\frac{1}{2} I_2 \dot{\theta}_2^2\right) \times 4 \quad (3.12)$$

$$U = k_\theta \theta_1^2 + 4k_\theta \theta_2^2 \quad (3.13)$$

利用 Lagrange's Equation 推導出來的系統運動方程式為

$$L = T - U \quad (3.14)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{x}} \right) - \frac{\partial L}{\partial x} = 0 \quad (3.15)$$

將(3.12)(3.13)代入(3.14)(3.15)可得

$$L = \frac{1}{2} m \dot{x}^2 + \frac{1}{2} I_1 \dot{\theta}_1^2 + \left(\frac{1}{2} I_2 \dot{\theta}_2^2 \right) \times 4 - k_\theta \theta_1^2 + 4k_\theta \theta_2^2 \quad (3.16)$$

其中 $\theta_1 = x/L_1$ ， $\theta_2 = x/L_2$ ，故平台運動方程式為

$$\left(m + \frac{I_1}{L_1^2} + 4 \frac{I_2}{L_2^2} \right) \ddot{x} + \left(\frac{2k_\theta \theta_1}{L_1^2} + \frac{8k_\theta \theta_2}{L_2^2} \right) x = 0 \quad (3.17)$$

$$M \ddot{x} + Kx = 0 \quad (3.18)$$

因此驅動機構平台的自然頻率可由(3.17)(3.18)得知，

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{M}} \text{ (rad/s)} \quad (3.19)$$

$$f = \frac{\omega_n}{2\pi} = 442.514 \text{ (Hz)} \quad (3.20)$$

由上述選用之材料、平台尺寸以及理論分析之後的結果，整理成如表 3.3 所示。

表 3.3 撓性平台材料參數、尺寸與分析結果

撓性平台材料楊氏係數 (GPa)	68.9
撓性平台材料密度 (kg/m ³)	2710
撓性平台材料浦松比	0.33
撓性平台材料降伏強度 (MPa)	255
撓性平台厚度 b (mm)	15
撓性平台寬度 h (mm)	5
撓性鉸鍊厚度 t (mm)	1
撓性鉸鍊半徑 R (mm)	2
平台最大位移 (μm)	101.34
平台剛性(N/μm)	0.5137
平台承受之應力(MPa)	52.83
平台自然頻率(Hz)	442.51
撓性機構平台放大倍率	1.69
撓性機構平台質量(kg)	0.084

在設計時首先須考慮的因素為平台材料的選擇上，由於希望設計出來的平台其重量輕且體積小，並且為了要提高結構剛性與自然頻率，因此選擇了質量輕且結構強度夠大的鋁合金作為平台之材料。一般機械振動的頻率約在幾十 Hz 左右，因此平台的設計上須考慮盡量避免自然頻率落在共振頻率範圍。改變平台自然頻率，可以藉由改變材料以及平台結構參數，藉由更改撓性鉸鍊尺寸，能夠提升或降低平台其自然頻率。因此在多次嘗試撓性鉸鍊結構尺寸，並且考量到平台加工精度與困難度後，計算出來的結果，平台最大位移有達到設計需求目標，且撓性鉸鍊所承受最大應力離結構產生破壞還有一段距離，自然頻率也遠離一般機械振動的頻率，因此本論文選擇了以上一組平台 performance 較佳的撓性鉸鍊尺寸。

3.4 有限元素分析軟體 ABAQUS 於撓性結構分析

利用 ABAQUS 軟體，我們可以使用其他 CAD 軟體輸入真實的幾何模型。然後在所分析的模型上建立其分析元素的選擇、材料性質、受力狀態以及邊界條件等設定。最後由分析求解器分析，再透過後處理器輸出其相關分析結果與圖形。

針對本系統首先利用 3D-CAD 軟體(SolidWork)建立撓性機構平台之 CAD 模型，如圖 3.10 所示。

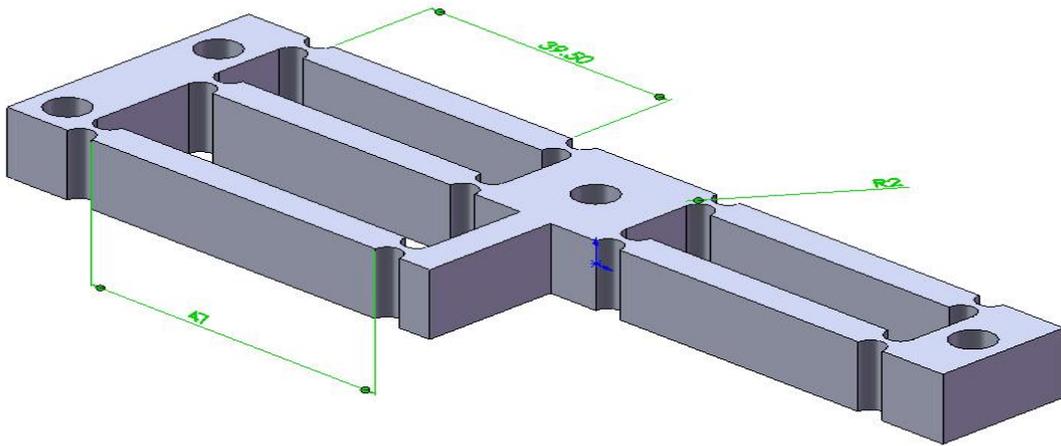


圖 3.10 撓性平台之立體圖

並於模型建立完成之後匯入 I-DEAS 軟體中，在所分析的模型上進行二維網格化的動作，如圖 3.11 所示。

I-DEAS 之設定：

1. node 數目：30229
2. 網格數目：9288

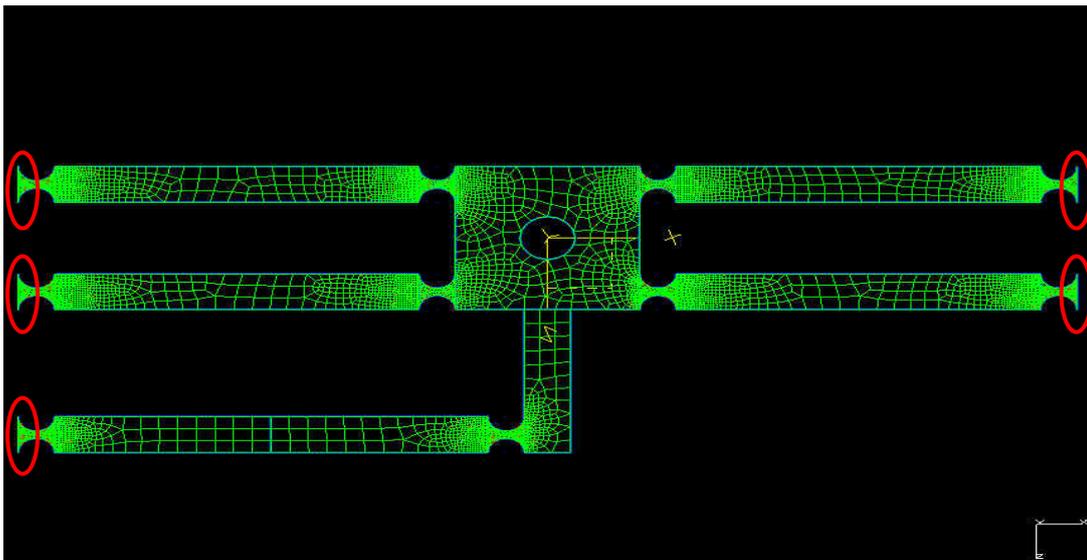


圖 3.11 I-DEAS 二維網格模型

於 I-DEAS 網格建立完成之後，將此一網格模型匯入 ABAQUS 軟體中，在所分析的模型上進行材料性質、受力狀態和邊界條件的設定。本研究著重在 X 軸方向的剛性、降伏應力、X 軸方向的最大位移量以及第一自然共振頻率，以下分別為其設定以及靜、動態分析結果。

撓性機構平台於 ABAQUS 之設定條件：

材料參數：

1. 楊氏係數 E ：68.9GPa
2. 材料密度 ρ ：2710 Kg/m³
3. 浦松比：0.33

受力狀態：

正槓桿中間給予 60 μ m 的位移

邊界條件：

圖 3.11 圈起來處設為固定邊界

靜態分析結果：

在正槓桿中間給予 60 μ m 的位移，在此位移下平台約產生 96.8 μ m 左右的變形量。其中最大受應力處所受應力為 52.18MPa，小於鋁合金 T-6061 的降伏應力，如圖 3.12 所示。

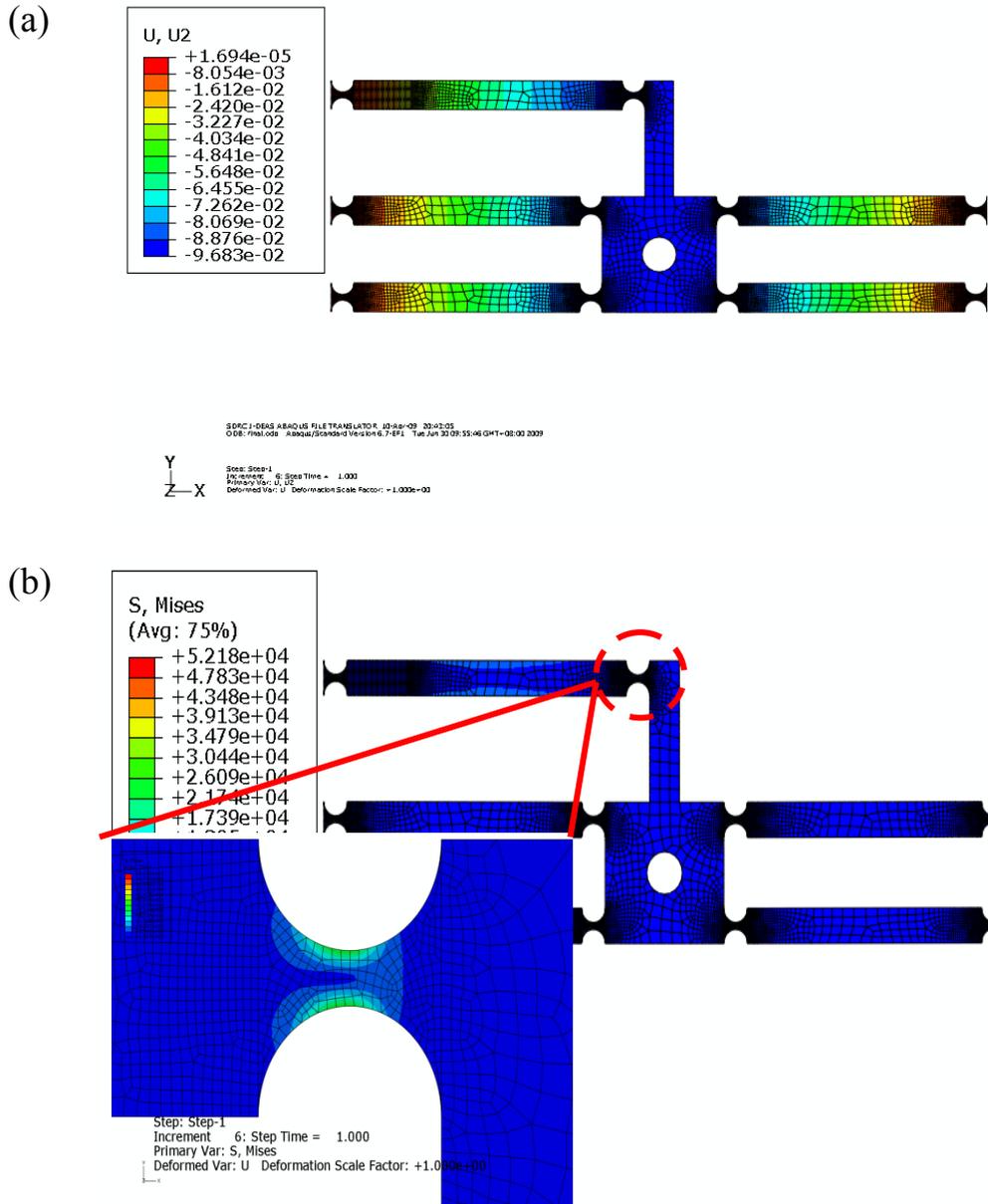


圖 3.12 撓性機構平台靜態分析(a)最大位移(b)最大應力

動態模擬結果：

由 ABAQUS 模擬撓性機構的第一自然共振頻率如圖 3.13 所示，由圖 3.13 可以知道共振頻率發生在 X 軸向並且第一自然共振頻率為 412.3Hz。

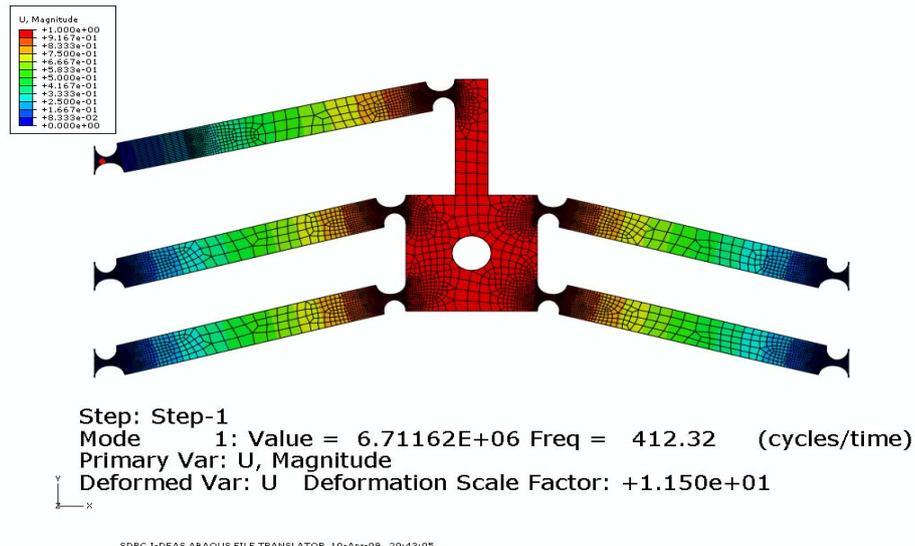


圖 3.13 撓性機構第一自然共振頻率(412.3Hz)

表 3.4 有限元素分析與理論值比較

	第一自然共振頻率	最大位移	最大應力	放大倍率
理論值	442.5Hz	101.34 μ m	52.8	1.69
ABAQUS 分析	412.3Hz	96.8 μ m	52.2	1.62
誤差	7.3%	4.7%	1.2%	4.26%

表 3.4 為利用有限元素分析軟體(ABAQUS)之模擬結果與 3.3 節中之理論推導進行比較。由表 3.4 可以得知利用 ABAQUS 分析所得的第一自然共振頻率、最大位移與最大應力分別為 412.3Hz、96.8 μ m 與 52.18MPa，而其理論值分別為 442.5Hz、101.34 μ m 與 52.8MPa，兩者之間的誤差分別有 7.3%、4.7%與 1.2%。在一般利用有限元素分析之下，約有 20%的容忍誤差，況且本研究所推導之最大位移理論值已將情況簡化，因此誤差較大是合理的。

3.5 本章結論

本章針對撓性機構定位平台作概念性的設計，以求達到工程上之用途範圍。並且在尚未加工之前，從設計出來的定位平台，利用理論值的推導，以獲得是否符合機構的自然頻率、最大位移量、結構能承受的最大應力應變等設計需求。另外，藉由有限元素分析軟體(ABAQUS)來進行靜動態特性並與理論值進行比對，最後的結果無論是第一自然共振頻率、最大超越量以及最大降伏應力誤差皆在 10%之內，因此綜合本章的研究結果，理論分析推導能夠有效的作為設計上之依據。

本章已對撓性機構平台作了理論推導與有限元素分析可行性之初步驗證，在第四章將進行整體系統製作並進行動態實驗，利用相關實驗儀器量測其系統性能，並將其所得到的數據與理論值以及有限元素分析作比對驗證；並且藉由實驗方法獲得系統參數，以作為控制器設計之依據，最後透過控制器參數設計進行一連串的控制實驗。

第四章 系統動態測試與 PID 控制器之設計

在第三章完成撓性機構微奈米定位平台概念性設計、撓性機構材料變形之分析與有限元素法分析之後，本章將進行動態實驗驗證、系統建模以及回授 PID 控制之模擬，本章架構如圖 4.1 所示。首先 4.1 節將進行撓性機構平台的製作、動態特性的量測以及建立壓電致動器與撓性機構平台的模型，以利之後 PID 控制器參數的設計依據。4.2 節說明 PID 控制器相關理論以及參數調整法。4.3 節介紹利用 MATLAB/SIMULINK 來模擬回授 PID 控制與實際控制結果。4.4 節為本章結論。

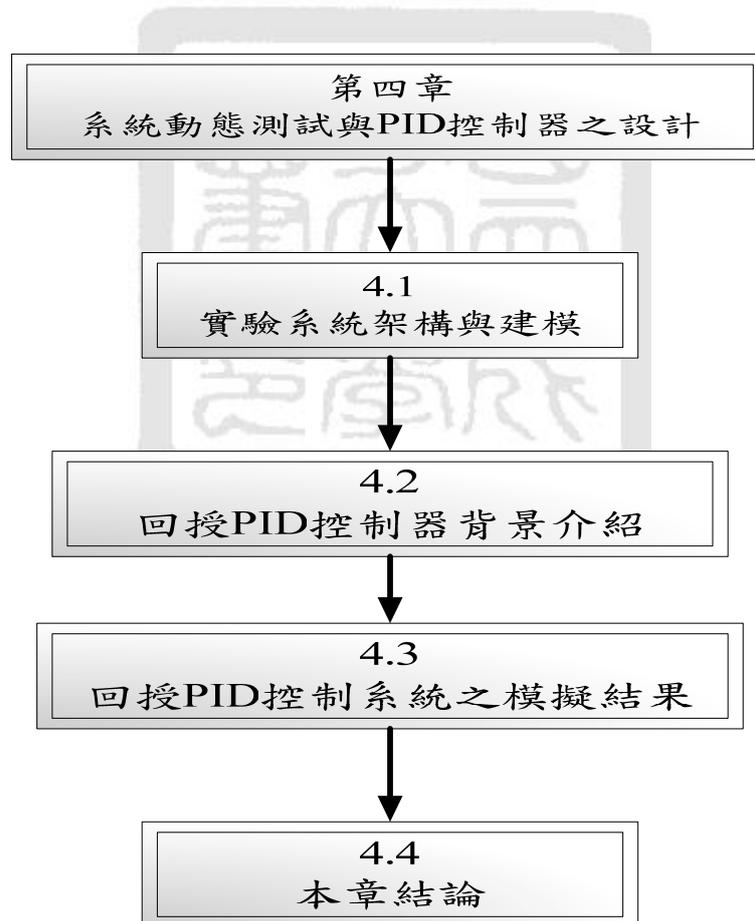


圖 4.1 本章架構圖

4.1 實驗系統架構與建模

本論文設計一個單軸放大機構作為測試平台，其驅動力的來源是來自於壓電致動器，以電容式位移感測器來量測平台的運動量。並且藉由 NI-DAQ 卡接收電容式位移感測器的訊號，其實驗系統示意圖如圖 4.2 所示。

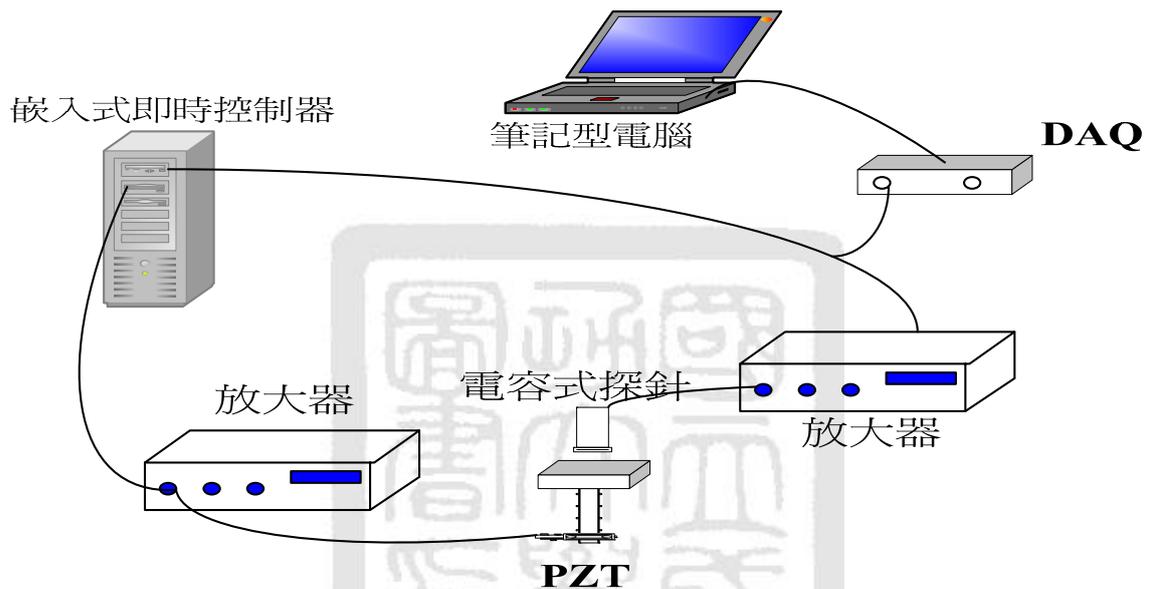


圖 4.2 實驗系統示意圖

4.1.1 實驗系統架構

本實驗所使用的軟硬體分別如下：

1. 微奈米定位撓性機構平台
2. 壓電致動器：Physik Instrumente PI-843.40, 規格詳見表 4.1
3. 壓電放大器：Physik Instrumente E-515, E-505
4. 電容式探針：mti ASP-10-CTR, 規格詳見表 4.2
5. 電容式位移放大器：mti As-9000
6. 嵌入式即時控制器：National Instrument cRIO-9014

7. 資料擷取卡：National Instrument NI DAQ 9215
8. LabVIEW 圖控程式：LabVIEW 8.2.1
9. 頻譜分析儀：OROS OR24

實驗設備如圖 4.3 所示。

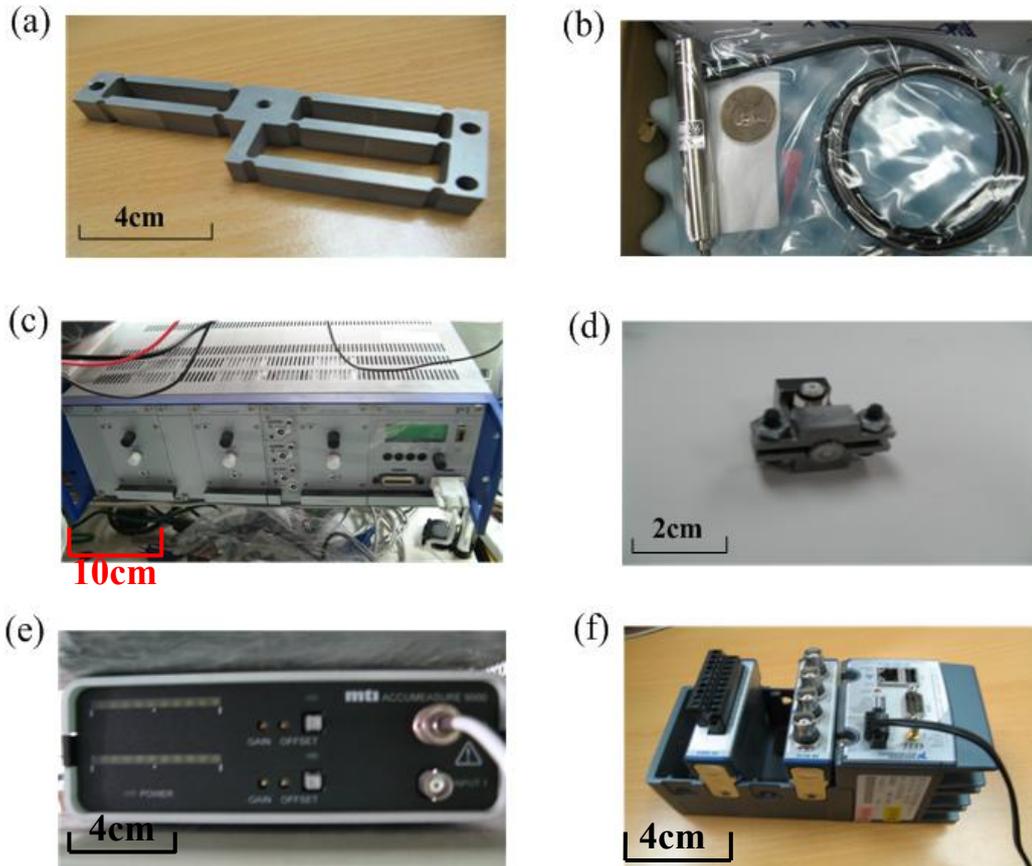


圖 4.3 實驗設備圖 (a)撓性機構平台 (b)壓電致動器 (c)壓電放大器 (d)電容式探針 (e)電容式位移放大器 (f)嵌入式即時控制器

其中壓電致動器置於正槓桿中間，最大行程 $60\mu\text{m}$ 。電容式位移感測器置於平台另一側，量測平台的移動距離。壓電致動器規格與電容式位移感測器詳細規格如表 4.1 與表 4.2。為了要將壓電致動器固定在同一個位置，固定其放大倍率，因此本研究使用一 XY 軸移動台來固定。

表 4.1 壓電致動器規格

Model	PI-843.40	Unit
Open-loop travel for 0 to 100	60	μm
Closed-loop travel	60	μm
Closed-loop / Open-loop resolution	1.2/0.6	nm
Push/pull force capacity	800/300	N
Resonant frequency (unloaded)	8.5	kHz
Length	91	mm

表 4.2 電容式位移計規格表

Model number	ASP-10-CTR
Range	254 μm
Accuracy	0.1%, or better of range
Gain	25.4 $\mu\text{m}/\text{V}$

為了與上一章平台理論值分析與有限元素分析作比較，在這裡我們規畫了幾個實驗來與上一章作比較。首先是撓性機構平台的最大位移量，實驗系統如圖 4.4 所示。根據壓電致動器所能夠變形的最大位移量 60 μm ，我們對壓電致動器下這個命令去推撓性機構平台，經由電容式位移感測器所量測到的結果為 70.6 μm ，其實驗系統與結果如圖 4.5 所示。接著是第一自然共振頻率的量測，我們利用頻譜分析儀、加速規以及衝擊錘來量測精密定位平台的第一自然共振頻率，其實驗系統如圖 4.6 所示。首先將一單軸加速規黏於撓性機構平台之 X 軸向，以衝擊錘(Hammer)敲擊另一側來激發待測物振動，並由加速規(Accelerometer)量得振動訊號，透過頻譜分析儀量測並透過電腦輸入、輸出的時域響應訊號，經過快速傅立葉轉換(FFT)轉為頻域響應，求得該自由度上的結構振動頻率。實驗結果顯示，在該方向的第一模態共振頻率為 393.8Hz。

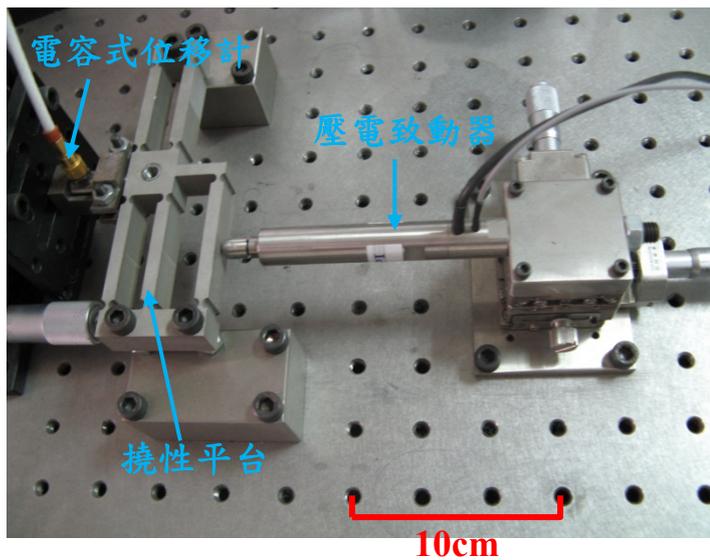


圖 4.4 實驗系統圖

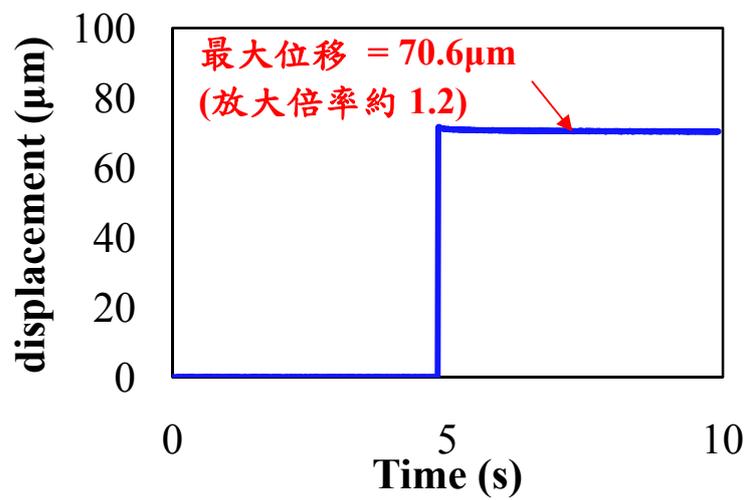


圖 4.5 最大位移實驗量測結果

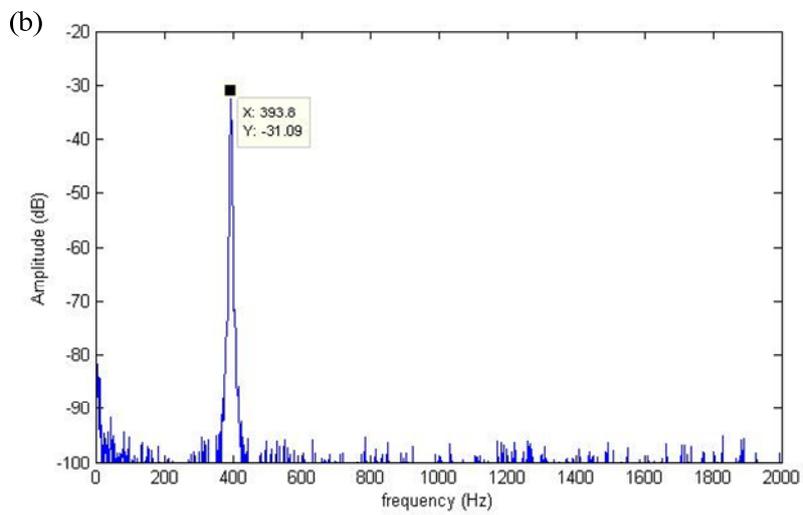


圖 4.6 第一模態自然共振頻率量測 (a)實驗系統 (b)精密定位平台頻譜圖

綜合理論分析、有限元素分析與動態實驗測試結果，我們將平台最大位移量與第一模態的自然共振頻率作比較，如表 4.3 所示。在此定義誤差為：

$$\text{誤差}(\%) = \frac{\text{理論值}(\text{or 有限元素}) - \text{實驗值}}{\text{實驗值}} \times 100\%$$

表 4.3 第一模態共振頻率比較

	第一模態共振頻率	誤差
理論值	442.5Hz	12.3%
有限元素分析	412.3Hz	4.7%
實驗結果	393.8Hz	-

4.1.2 平台模型之參數量測

在整個控制實作環境中，分別有定位平台和壓電致動器兩個次系統，接下來我們會分別對平台和壓電致動器兩個系統建立模型。首先利用實驗方式來求定位平台之系統參數，接著就可得到系統的轉移函數。下列分別介紹如何求得系統之參數：

1. 從圖 4.6 來看，一般將振幅最大的尖峰值對應之頻率視為其結構的第一模態共振頻率，從圖 4.6 可以發現最大的峰值出現在 393.8Hz 的地方。
2. 等效阻尼係數一般利用振動來分析其阻尼比，方法可分為計算法與實驗法兩種，另外也有從時域和頻率兩方面來討論，我們將利用時域上的對數衰減法(Logarithmic decrement method)[38]來進行，將阻尼考慮在所解之位移函數如下：

$$x = X_m e^{-\xi \omega_n t} \sin(\omega_n t + \phi) \quad (4.1)$$

其中 x : 位移

X_m : 振幅

ξ : 阻尼比

ω_n : 自然頻率

ϕ : 相位角

圖 4.7 為位移隨著時間的變化，對數衰減定義 ζ 為兩相鄰振幅比之自然對數，即

$$\frac{x_1}{x_2} = \frac{e^{-\xi \omega_n t_1} \sin(\omega_n t_1 + \phi)}{e^{-\xi \omega_n (t_1 + \tau)} \sin(\omega_n (t_1 + \tau) + \phi)} \quad (4.2)$$

因為每增加一個週期，正弦值就會相等，所以式(4.2)可改為

$$\frac{x_1}{x_2} = \frac{e^{-\xi \omega_n t_1}}{e^{-\xi \omega_n (t_1 + \tau)}} = e^{\xi \omega_n \tau} \quad (4.3)$$

$$\zeta = \ln\left(\frac{x_1}{x_2}\right) = \xi \omega_n \tau = \frac{2\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \quad (4.4)$$

$$\text{定義：} \zeta \equiv \frac{2\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} = \ln\left(\frac{x_1}{x_2}\right) \quad (4.5)$$

ζ : 對數衰減(Logarithmic decrement)

$$\frac{x_i}{x_{i+n}} = \frac{x_i}{x_{i+1}} \frac{x_{i+1}}{x_{i+2}} \cdots \frac{x_{i+n-1}}{x_n}$$

$$\ln \frac{x_i}{x_{i+n}} = \ln \frac{x_i}{x_{i+1}} + \ln \frac{x_{i+1}}{x_{i+2}} + \cdots \ln \frac{x_{i+n-1}}{x_n} = n\zeta$$

$$\zeta = \frac{2\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} = \frac{1}{n} \ln\left(\frac{x_i}{x_{i+n}}\right) \quad (4.6)$$

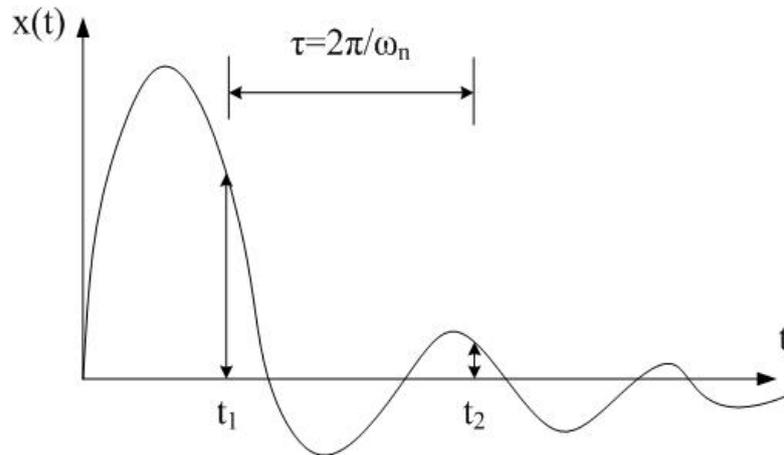


圖 4.7 位移隨著時間變化圖

本論文利用衝擊錘敲擊平台另一側，並且利用加速規量測平台的時域訊號，圖 4.8 為實驗結果。我們從圖 4.8 以及(4.6)式可以求得平台的阻尼比約為 0.0173。

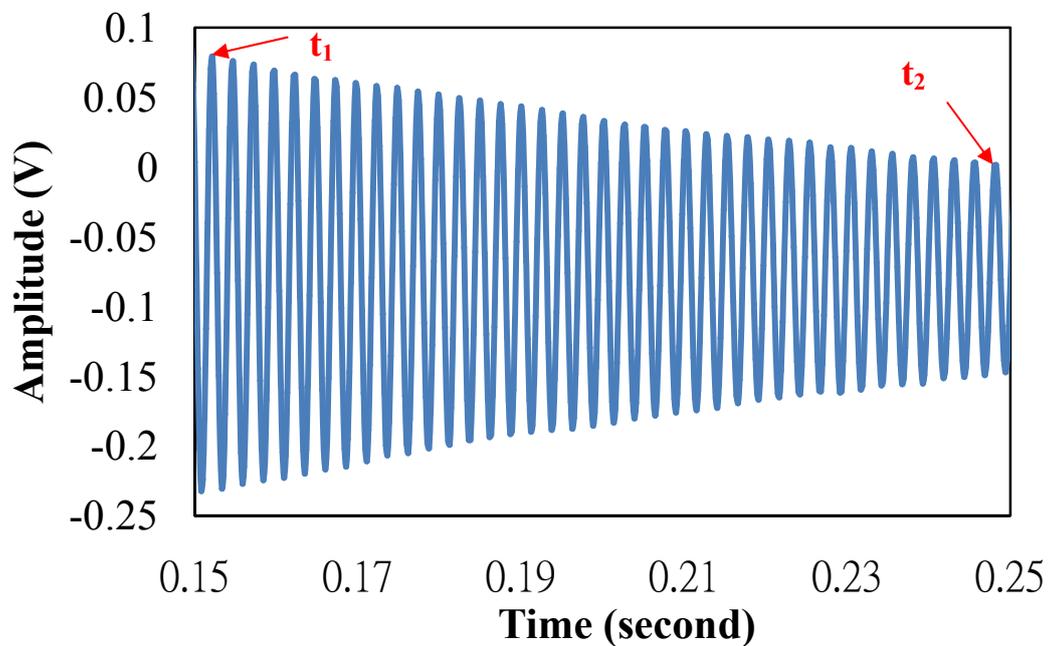


圖 4.8 平台脈衝響應圖

綜合上面的結果，我們知道撓性機構平台的轉移函數為：

$$G_s = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2}$$

$$G_s = \frac{6122251.416}{s^2 + 85.611s + 6122251.416} \left(\frac{V}{V}\right) \quad (4.7)$$

4.1.3 壓電致動器模型之參數量測

壓電致動器有許多種建立模型的方法，本研究是利用實驗的方式將壓電致動器的參數求得，進一步建立壓電致動器系統的轉移函數模型。壓電致動器是屬於高階 RC 系統，所以其頻寬對於壓電放大器來說相對的大上許多，因此本研究是採用一階模型來表示壓電致動器模型的轉移函數。首先，我們給壓電致動器步階訊號，利用電容式位移感測器來量取平台的位移訊號。接著利用一階模型作曲線揉合(curve fitting)，將壓電致動器的轉移函數求出。此時我們給予 2 伏特的電壓給壓電放大器的步階訊號，圖 4.9 為實驗與曲線揉合之結果。

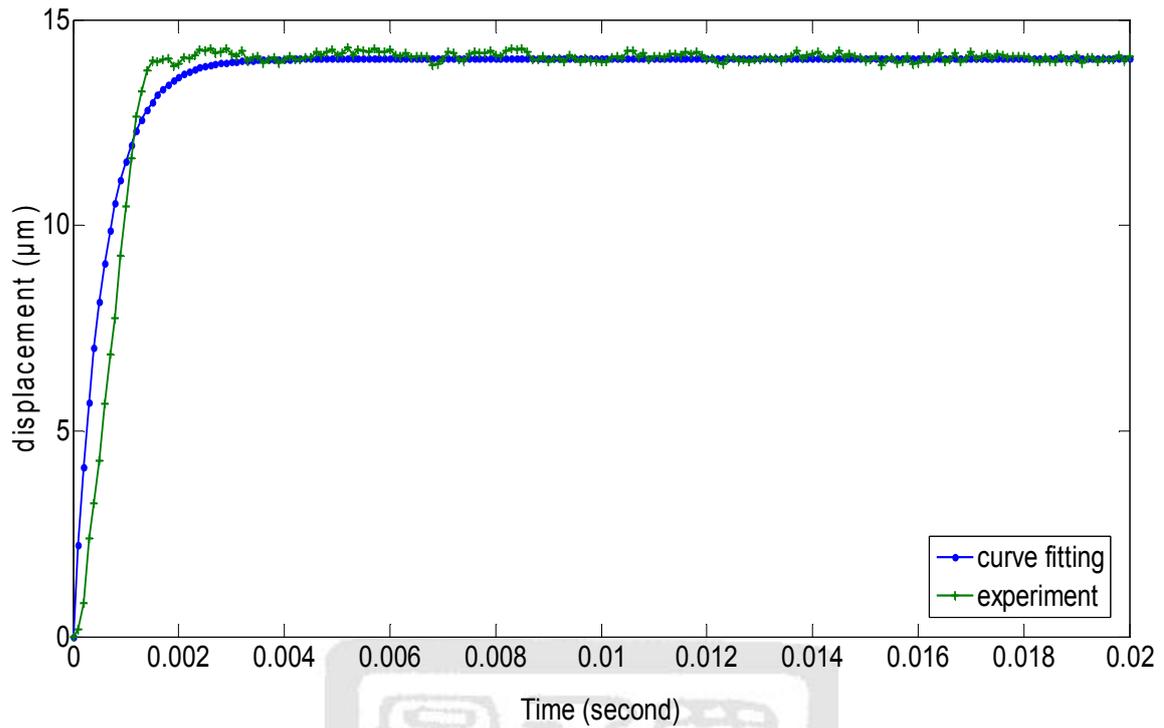


圖 4.9 壓電致動器之曲線揉合

經由實驗結果顯示，壓電致動器的一階系統轉移函數為：

$$G_p = \frac{b}{s + a}$$

$$G_p = \frac{3187.86}{s + 1727.867} \left(\frac{\text{V}}{\text{V}} \right) \quad (4.8)$$

綜合以上的結果，撓性機構平台與壓電致動器轉移函數分別為(4.7)和(4.8)兩式，因此我們可以得到壓電驅動撓性機構定位平台系統的轉移函數為：

$$G = \frac{1.85108 \times 10^9}{s^3 + 1813.478s^2 + 6270175.836s + 1.0578 \times 10^{10}} \left(\frac{\text{V}}{\text{V}} \right) \quad (4.9)$$

接下來我們利用此系統的轉移函數來設計 PID 控制器，作為之後改善撓性平台的定位精度與討論平台增加負載對平台的性能之強健性。

4.1.4 壓電驅動微定位撓性平台開迴路響應

為了得知平台步階響應之 performance，本文在開迴路情況下，輸入了一 3 伏特之步階訊號，觀察微定位平台之各項 performance，如最大超越量(overshoot)以及安定時間(settling time)。為了使應用範圍廣泛與模擬真實 CCD 鏡頭，本文在平台上放置重量不等之砝碼，並且觀察平台增加負載後的 performance 之變化，如圖 4.10 所示，圖 4.10(a, b, c, d, e)分別表示平台增加負載之重量為 0g、114g、214g、314g 以及 614g(分別為平台質量之 1.4、2.5、3.7、7 倍)。從圖中可觀察出，當平台增加負載之後，平台之穩定度、最大超越量與安定時間皆因此變差，將 performance 與負載之間的關係整理成如圖 4.11 所示，當負載 614g 時，最大超越量與安定時間更是達到 43.8% 與 249.7ms。從這些數據來看，平台開迴路的 performance 是無法滿足需求的，因此接下來本文將利用控制器來改善並達到目標需求。

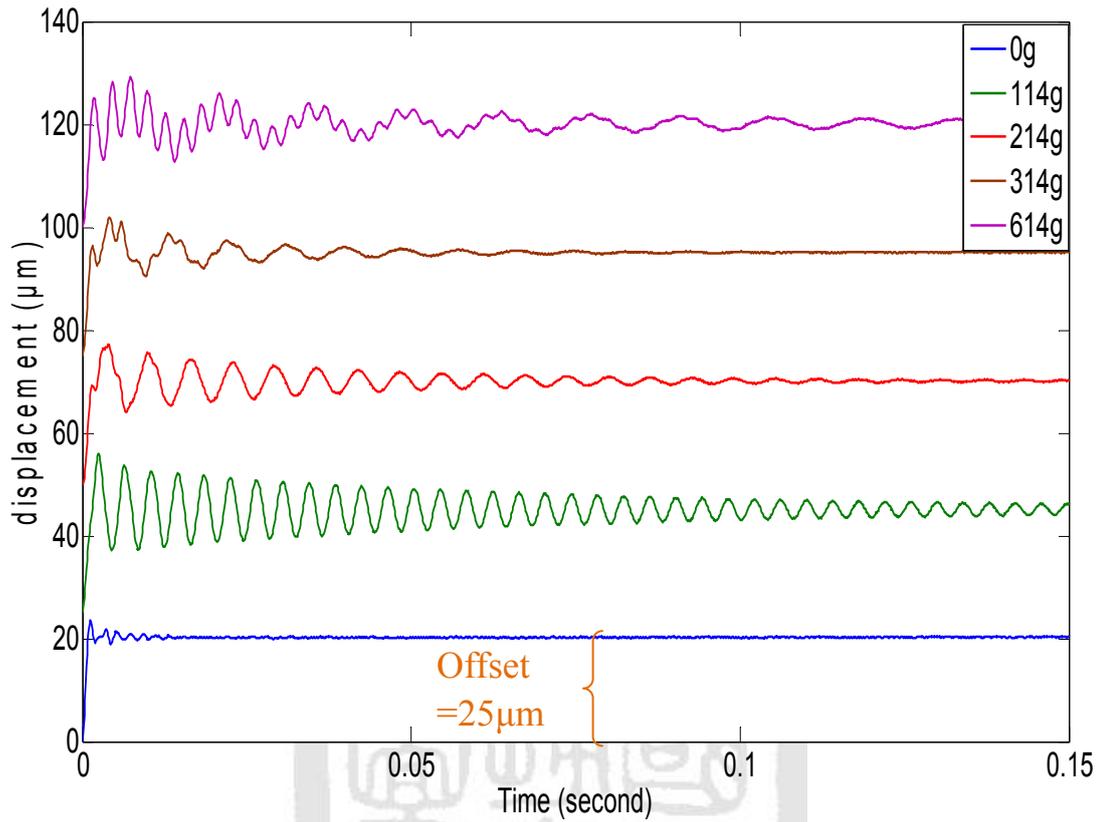


圖 4.10 平台在不同負載下之開迴路步階響應(各響應之間給予 $25\ \mu\text{m}$ 以利觀察)

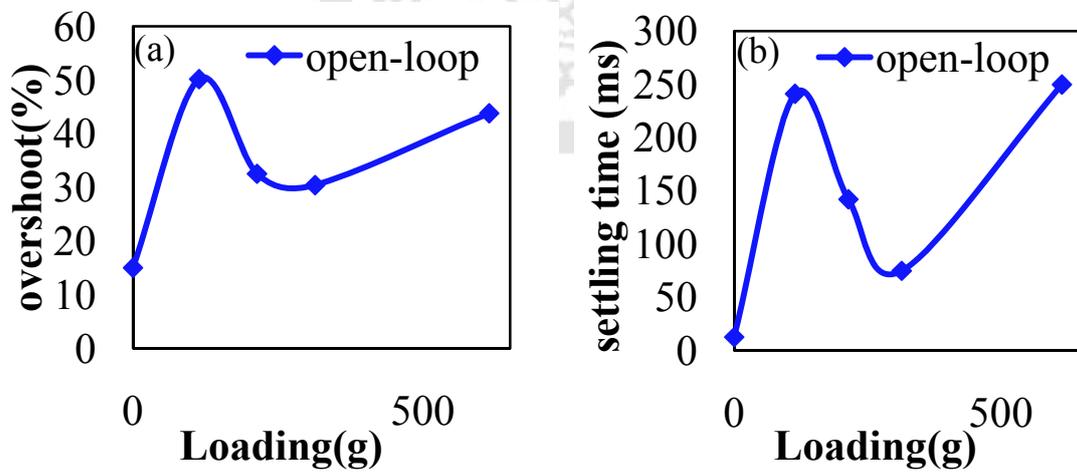


圖 4.11 平台 performance 與負載之間的關係 (a)最大超越量 (b)安定時間

4.2 回授 PID 控制背景介紹

控制系統的發展，已逐漸由傳統的線性控制往非線性控制的領域發展，而非線性控制理論的發展更是以強健性、適應性及具有人工智慧為發展目標。其中，工業界中一般最常使用的還是 PID 控制。主要原因是其具有成本低、易學與不錯的強健性等特性。設計 PID 控制器首先需要建立受控系統的數學模型，這在 4.1 節已介紹過，再依據控制的目標設計 PID 的控制參數。但是如果受控系統的數學模型難以求得時，則控制參數的調整可依許多經驗法則來參考，使用經驗法則來調整 PID 控制的參數可以提高控制系統的設計效率。

4.2.1 回授 PID 控制器理論

PID 控制是目前最普遍的控制系統設計原則，其中不含微分控制的 PI 控制或是只有比例控制的 P 控制皆可通稱為 PID 控制，如圖 4.12 所示為 PID 控制器的基本型態。

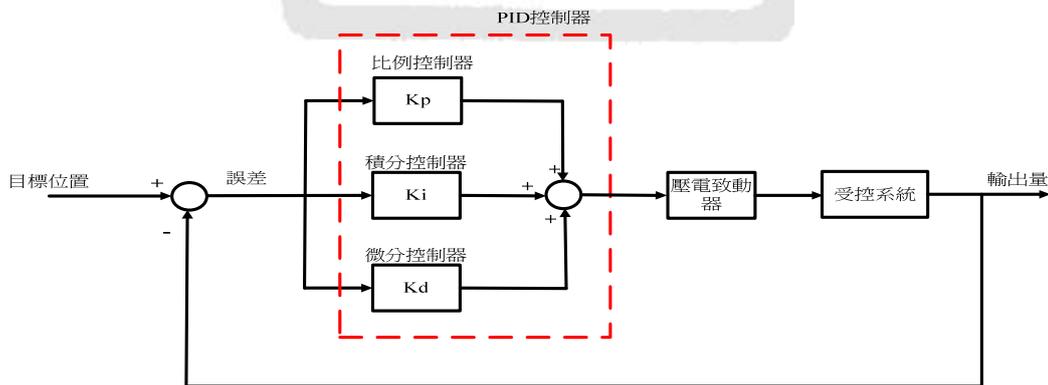


圖 4.12 回授 PID 控制方塊圖

接著針對 PID 各個控制動作的優缺點作個概略介紹[39]：

1. 比例控制(Proportional control)：

比例控制動作可以視為一個調整增益的元件，藉由增益的改變可以調整系統的相對穩定度以及穩態誤差。通常增益變大時，可以增快系統的響應速度，不過會降低系統的穩態誤差，甚至破壞系統的穩定度。

2. 積分控制(Integral control)：

積分控制如同在原點的位置加入一個極點，使系統的階數提高一階，可以消除穩態誤差，並且有利於雜訊的抑制。但是積分卻有可能使系統變為不穩定，即使系統仍維持穩定，其暫態響應性能或許會變差。

3. 微分控制(Derivative control)：

微分控制可以改善系統的阻尼特性及暫態響應，並能增加系統的相對穩定度，但是微分控制不利於高頻雜訊干擾，且無法改善穩態誤差。

因此如何挑選所需的控制參數與控制參數的調整關係到整個控制系統性能好壞的重要關鍵。由上面的分析可以發現到 PD 與 PI 為互補型的控制器，各有其優缺點。當 PD 與 PI 的結合時即稱為 PID 控制器：

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (4.10)$$

而 PID 控制器參數的調整(K_p 、 K_i 、 K_d)有時需要依據經驗法則來作為調整依據。而有關 PID 控制參數的調整已有許多的參數調整法被提出，其中最常被使用的是 Zigler-Nichols 於 1942 年所提出的最佳調整法。接下來我們將針對此法作介紹。

4.2.2 控制器設計之 Ziegler-Nichols 參數調整法

首先將(4.10)式改寫如下所示：

$$G_c = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right), \text{ 其中 } K_i = \frac{K_p}{T_i}, K_d = \frac{K_p}{T_d} \quad (4.11)$$

其中 K_p 稱為比例增益(proportional gain)， T_i 稱為重置時間(reset time)， T_d 稱為微分時間(derivative time)。假設目前系統控制器沒有積分以及微分的動作，只有比例動作時，閉迴路系統在臨界穩定時的增益值為 K_u (此增益值稱為極限增益，ultimate gain)，臨界穩定時的振盪週期為 T_u (此週期稱為極限週期，ultimate gain)。利用 K_u 與 T_u 值，PID 控制器的參數調整值 (K_p 、 K_i 、 K_d 的調整) 可以參考表 4.4[39]。

表 4.4 Ziegler-Nichols 之 PID 控制器參數最佳調整法[39]

控制器型式	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_u$	∞	0
PI	$0.45K_u$	$0.833T_u$	0
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$0.125T_u$

接下來我們利用(4.9)式來設計我們控制器的參數。首先，我們僅利用比例控制器 K_p 來控制系統，此時閉迴路特性方程式為：

$$\Delta(s) = s^3 + 1813.5s^2 + 6270175.4s + (1.058 + 0.185K_p) \times 10^{10} \quad (4.12)$$

利用羅斯穩定準則(Routh's stability criterion)來測試比例增益的穩定範圍：

s^3	1	6270175.4
s^2	1813.5	$(1.058 + 0.185K_p) \times 10^{10}$
s^1	$\frac{1.0578 + 0.185K_p}{1.137}$	0
s^0	K_p	

若欲系統穩定，則羅斯表第一行元素必須全部為正，所以臨界穩定的 $K_p=0.4283$ ，亦即 $K_u=0.4283$ 。當 $K_p=0.4283$ 時，羅斯表的 s^1 項係數全部為零，由 s^2 項係數可得輔助方程式為：

$$A(s) = 1813.5s^2 + 1.137 \times 10^{10} = 0 \quad (4.13)$$

解得 $s=\pm j2504.02$ ，所以臨界穩定的振盪頻率為 $\omega=2504.02(\text{rad/s})$ ，因此極限週期 $T_u=0.0025(\text{sec})$ 。根據 Ziegler-Nichols 調整法，PID 控制器的參數分別為：

$$K_p = 0.6K_u = 0.257$$

$$T_i = 0.5T_u = 0.00125$$

$$T_d = 0.125T_u = 0.0003125$$

4.3 回授 PID 控制系統之模擬結果

根據前一節 Ziegler-Nichols 參數調整法可以很容易設計出 PID 控制器的各個參數。本節利用此控制器參數建立 MATLAB/SIMULINK 的模型，並且從波得圖與根軌跡來分析壓電定位平台系統在加入回授 PID 控制器補償後，系統整體穩定度以及頻寬的變化。

4.3.1 回授 PID 控制系統 MATLAB 模擬分析

首先我們從波得圖來看，如圖 4.13 所示。從圖 4.13 中，壓電定位平台系統經由加入回授 PID 控制之後，PID 補償器在最大相位發生處的增益從 55dB 變小為 35dB，因此閉迴路系統的頻帶寬度是縮小的；然而從相位圖來看，相位增益(phase margin)約從未加入控制器的-12.2 度，增加到了加入控制器之後的 88 度，因此可以發現加入回授 PID 控制器補償之後，壓電定位平台系統的穩定度也提高了。另外，圖 4.14 為壓電定位平台系統的根軌跡圖。圖 4.14(a)為系統未加入回授 PID 控制器的根軌跡圖，從圖 4.14(a)可得知，未加入控制器時，系統的極點(pole)往左半平面移動。因此系統不穩定；而從圖 4.14(b)可得知，加入了回授 PID 控制器補償之後，系統的極點(pole)皆往左半平面移動，整個壓電定位平台系統的穩定度因此提高。

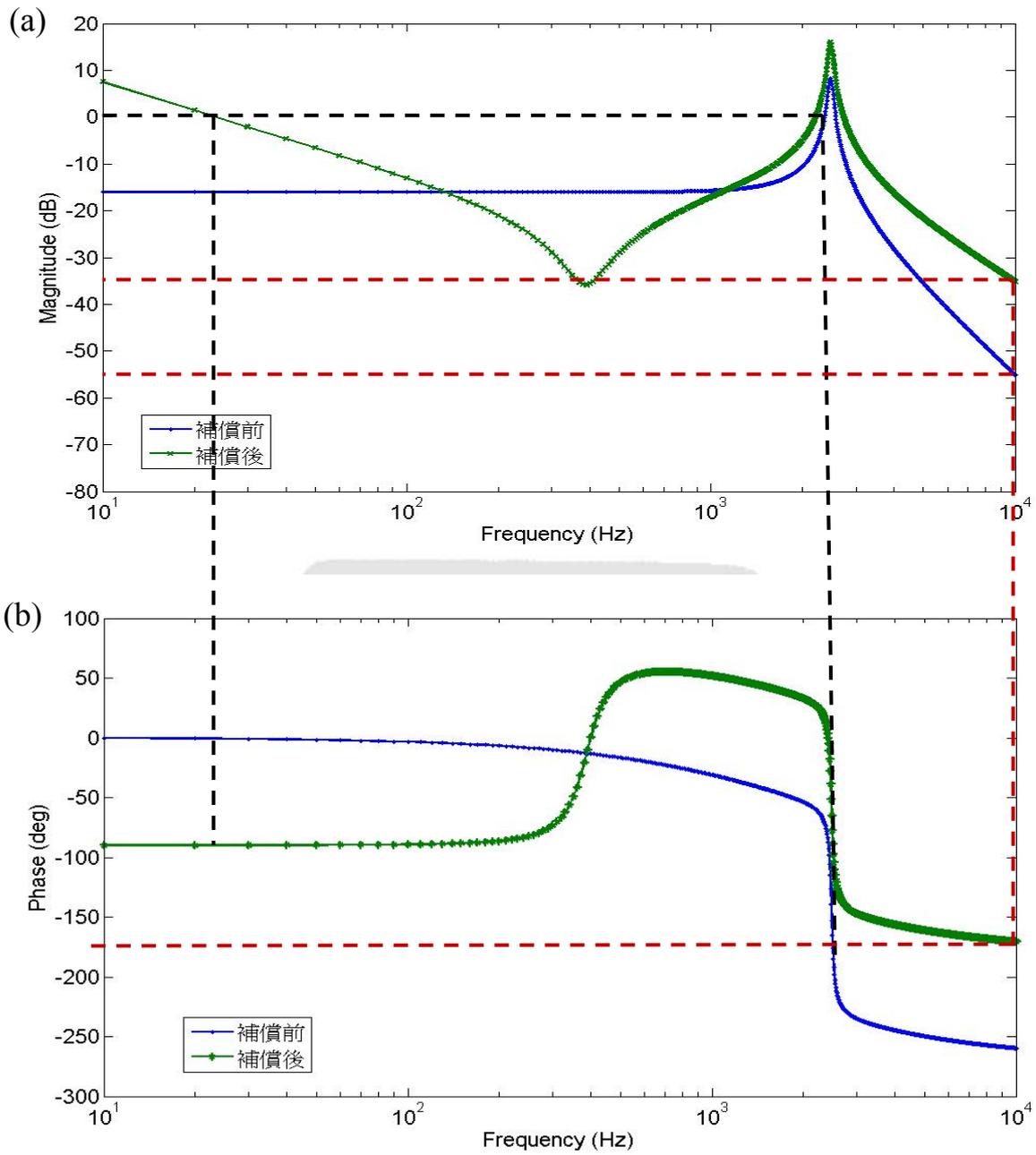


圖 4.13 壓電定位平台波得圖 (a)大小圖 (b)相位圖

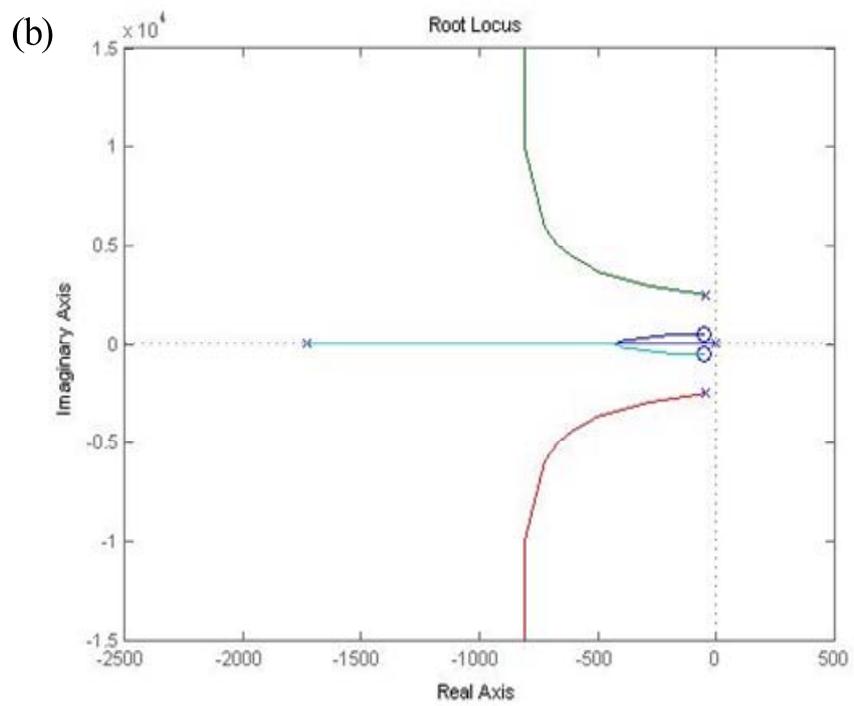
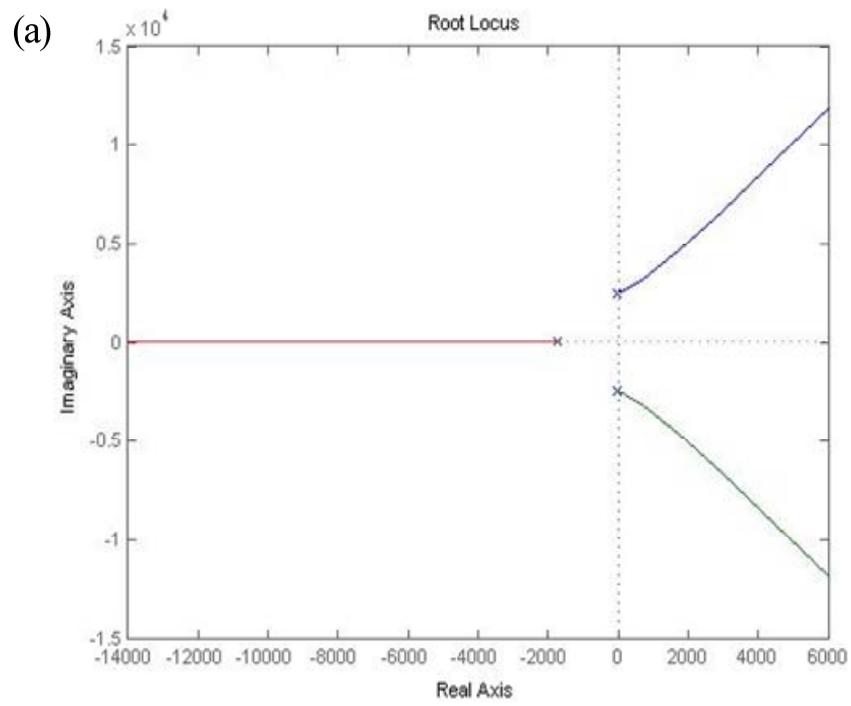


圖 4.14 壓電定位平台根軌跡 (a)未加入 PID 控制 (b)加入回授 PID 控制

4.3.2 步階訊號軌跡追蹤

在這一節裡，我們將用 MATLAB/SIMULINK 來模擬分析，利用 PID 控制器結合回授控制於壓電驅動撓性機構定位平台系統之實現。接下來藉由步階響應模擬結果，來對系統進行實現，目標位置取 $20.32 \mu\text{m}$ 來進行模擬，並且改變控制器之參數，探討其各個參數對系統響應之影響。並且從模擬所選取的參數中，找出一組符合應用需求的最佳參數。首先，先針對比例增益(K_p)來調整，我們從圖 4.15 來看，當我們將其他兩個參數先固定，只改變比例增益值，系統一開始的爬升速度隨著 K_p 增加而增加系統的響應速度，但是最後系統達到穩態的時間則是隨著比例增益值的增加而增加；接著我們改變積分增益值(K_i)，並且將比例增益與微分增益值固定。積分控制如同在原點的位置加入一個極點，使系統的階數提高一階，可以消除穩態誤差，並且有利於雜訊的抑制。但是積分卻有可能使系統變為不穩定，即使系統仍維持穩定，其暫態響應性能或許會變差。從圖 4.16 可得知，當我們 K_i 調大，系統的響應速度會變快。要系統響應速度變快可藉由調大積分增益，但是過大的積分增益會造成系統有過大的過衝量(overshoot)；最後，我們改變微分增益值(K_d)，並且將比例增益與積分增益值固定不變，微分控制可以改善系統的阻尼特性及暫態響應，從圖 4.17 可得知，微分增益小，一開始的上升速度較快，但是達到穩態的時間卻是微分增益大愈小，當微分增益(K_d)調的太大，會使得系統的暫態響應之 overshoot 變大。

綜合以上的結果，改變三種控制器參數對系統響應所造成的影響，積分增益改變系統響應之速度較為明顯，但是亦會伴隨著過大之 overshoot；增加 K_p 則是會造成系統一開始的抖動，而系統響應速度影響不大；增加 K_d 則是會造成系統過大的 overshoot，但是卻能抑制一開始系統產生的抖動。因此，在控制器參數的選擇上，端看所應用的面向是如何，控制器的參數就根據應用作最適當的調整。

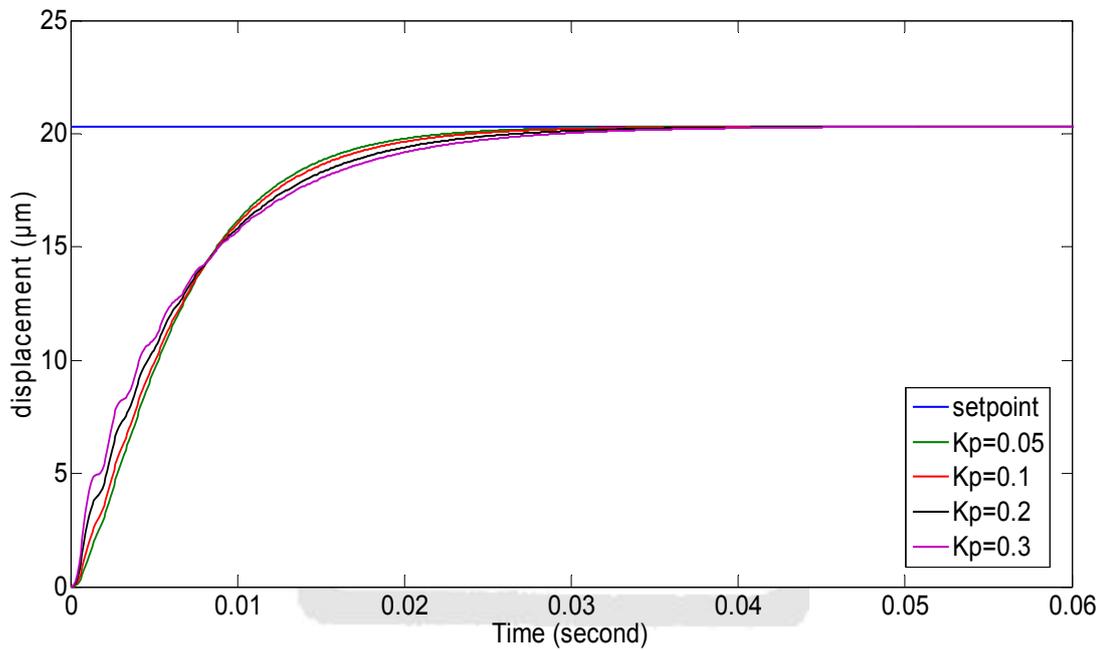


圖 4.15 改變 K_p 對系統步階響應之影響模擬結果圖($K_i=150$, $K_d=0.001$)

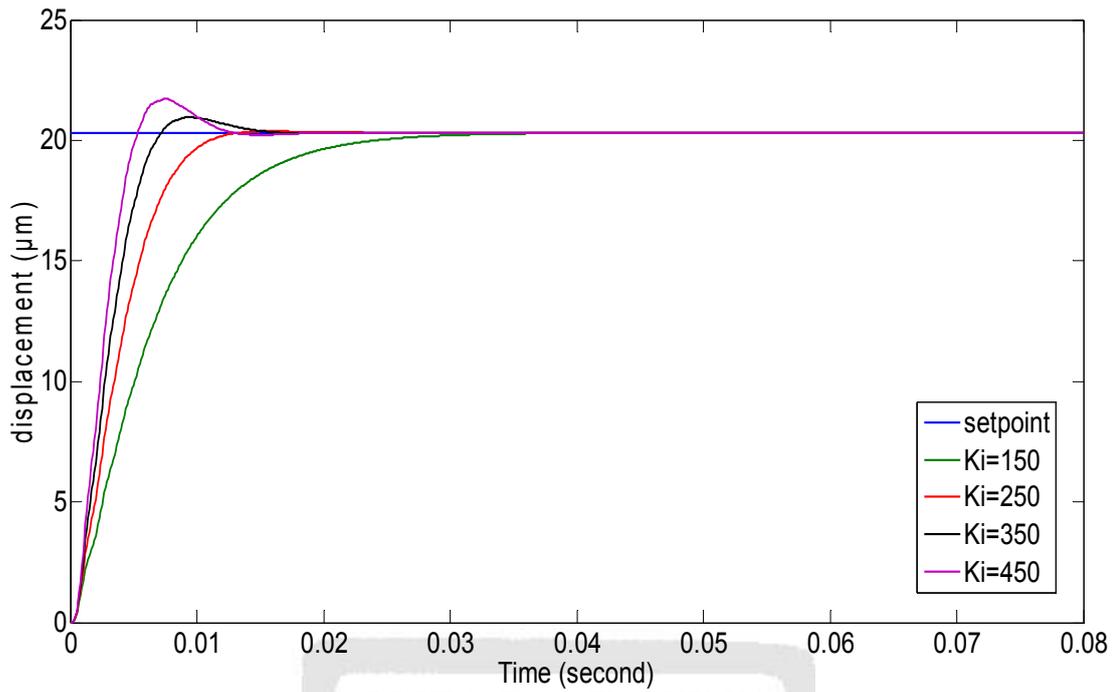


圖 4.16 改變 K_i 對系統步階響應之影響模擬結果圖($K_p=0.1$, $K_d=0.001$)

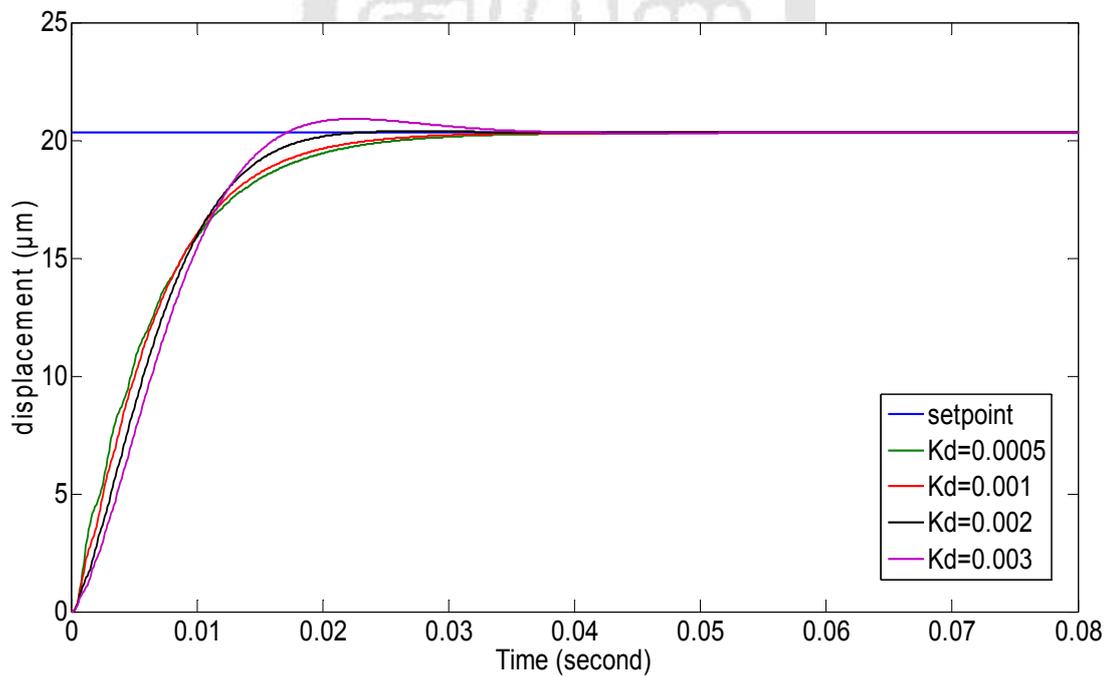


圖 4.17 改變 K_d 對系統步階響應之影響模擬結果圖($K_p=0.1$, $K_i=150$)

4.3.3 受干擾之步階響應

從上述控制器各個參數討論的結果，根據我們所設定的規格，選擇較佳的 PID 控制器參數來進行強健性的模擬。同樣地，目標位置設定在 $20.32 \mu\text{m}$ ，使平台實現軌跡追蹤定位。在平台沒有增加負載的情況之下，於 80 毫秒的時候，分別給予三種不同大小的外界干擾，分別是 0.34N、0.68N 與 1.02N。PID 控制器參數的選擇，在先前已經作了一系列的討論。根據所設定的規格，我們選擇一組控制器，overshoot 小於 1% 並且 rising time 愈小愈好。在此前提下，我們所選擇的 PID 控制器參數分別如表 4.5 所示，利用這一組參數來進行一系列的模擬。作此模擬的用意在於，當平台受到外界干擾以及平台增加負載之後，PID 控制器是否能夠快速的將平台恢復至目標位置。模擬結果如圖 4.18 所示，圖 4.18 是平台沒有增加任何負載且受外界干擾 0.34N 時的響應圖。平台沒有任何負載的情況下，當外界干擾愈大時，須花費更多時間回復至目標位置；而外界干擾固定，隨著平台負載之增加，平台恢復至目標位置也跟著拉長，將全部結果整理成圖 4.18 所示，從圖中可看出 PID 控制器雖具一定程度的強健性，但是隨著增加負載以及外界干擾愈大已逐漸無法滿足所需規格。

表 4.5 PID 控制器參數選擇

PID 控制器	
比例增益(K_p)	0.10156
積分增益(K_i)	250
微分增益(K_d)	0.001

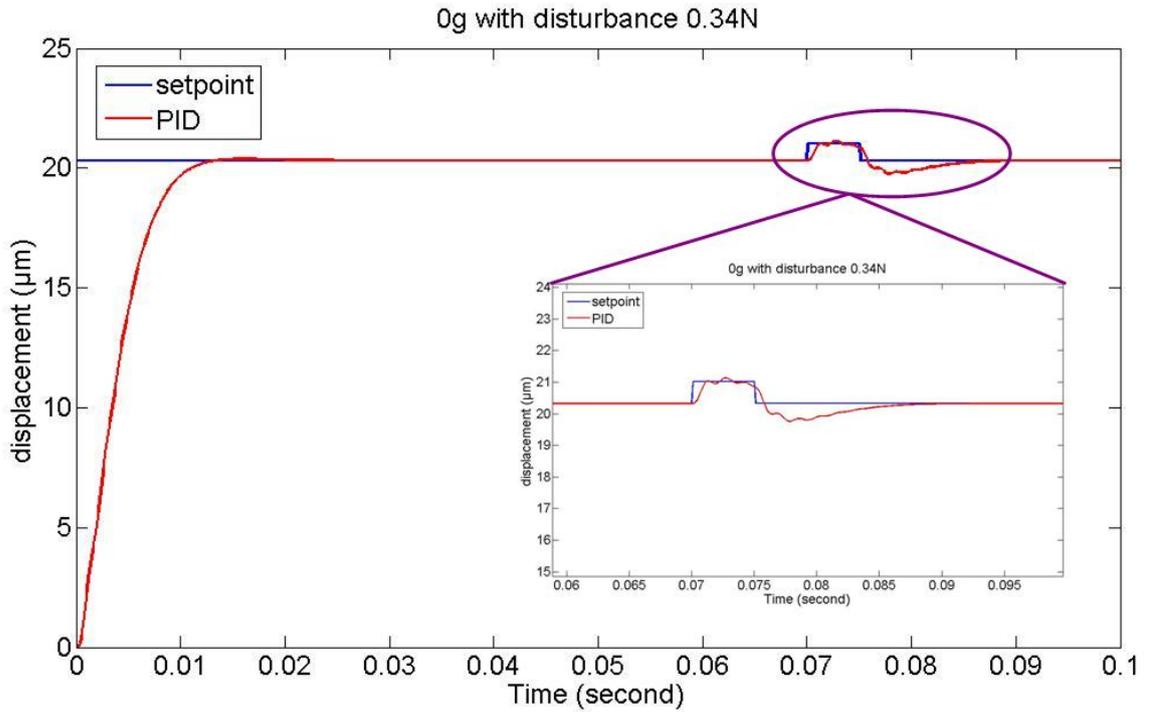


圖 4.18 平台無負載以及受外界干擾力 0.34N 之響應模擬結果圖

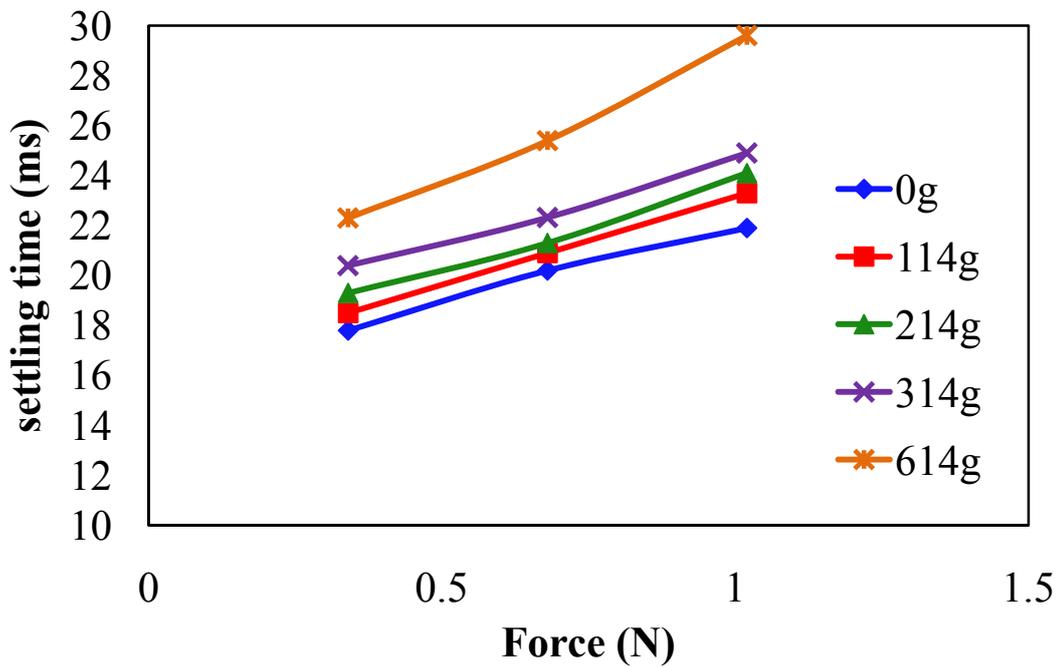


圖 4.19 平台負載受干擾恢復至目標位置所需時間之模擬結果

4.4 本章結論

於本章中主要介紹了壓電驅動撓性機構平台系統的建模，並且利用建構出來的系統模型作為 PID 控制器參數設計的依據，並實現結合回授控制與 PID 控制器於 MATLAB/SIMULINK 模擬中。另外，本章也介紹了 PID 控制器參數的設計，利用了 Ziegler-Nichols 得到一組控制器參數。於步階目標定位加上外界干擾下，可觀察出 PID 控制器雖具一定程度的強健性，但是隨著增加負載以及外界干擾愈大已逐漸無法滿足所需規格。接下來我們將以實驗驗證回授控制結合 PID 控制器對壓電驅動撓性平台系統進行定位實現，以及討論 PID 控制器對外界干擾之強健性。



第五章 微定位撓性平台 PID 控制器之實驗

於第四章中，已將壓電驅動撓性平台之模型建立完成，並且透過 MATLAB/SIMULINK 來建立等效模型進行模擬的實現。透過第四章所設計的控制器參數，於第五章將直接套用到實際之控制系統上，並且將之實現。除此之外，為了模擬真實 CCD 鏡頭，本節也將針對平台增加負載之後，PID 控制器是否能夠達到一定程度之定位能力，實驗流程圖如圖 5.1 所示。5.1 節將介紹步階訊號軌跡之追蹤，如同第四章，透過改變控制器參數來討論其對系統響應之影響，並且選擇一組適當之控制器參數來達到我們的需求。5.2 節將介紹利用 5.1 節所選取之控制器參數，進行 PID 控制器對於系統受外界干擾之控制強健性。5.3 節將介紹連續步階響應運動，PID 控制器之定位能力。5.4 節將介紹三角波路徑運動之控制結果。最後 5.5 節為本章結論。

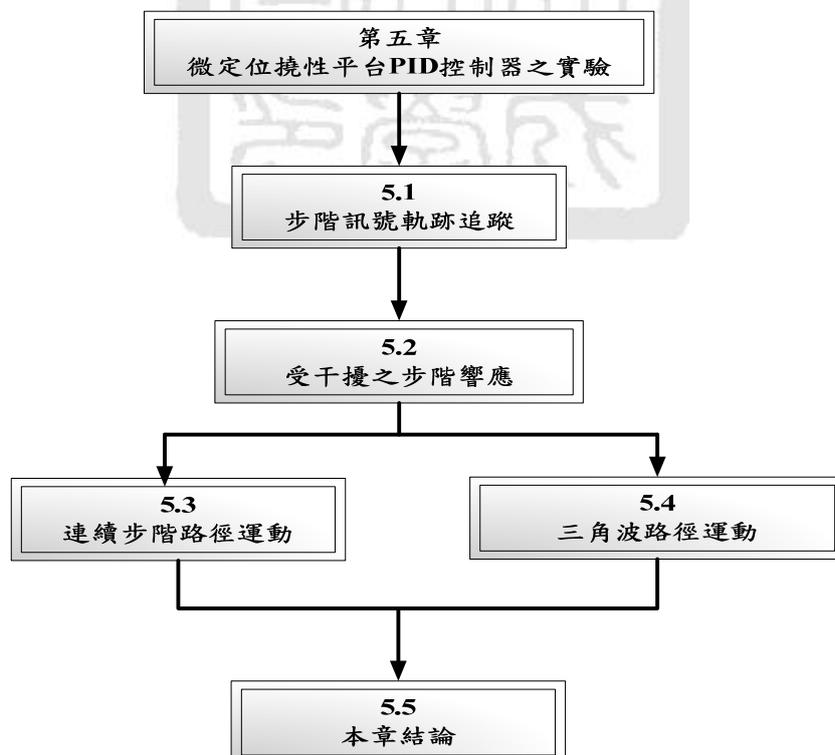


圖 5.1 本章架構圖

5.1 步階訊號軌跡追蹤

本實驗的目的主要是驗證壓電驅動撓性機構定位平台經過回授 PID 控制之後，平台性能以及軌跡追蹤精度是否可以改善，並且是否符合我們所設定的性能規格。此外，在應用方面如光學檢測系統與精密加工等，在這些應用上無論是夾具、加工刀具或是 CCD 鏡頭，皆會使平台增加負載(loading)，然而增加負載必然使系統響應變差，所以我們利用實驗來探討分析其結果。因此，首先規劃一個實驗流程，未利用任何控制理論，在平台上面分別放置重量不等的砝碼，輸入步階訊號觀察加重平台的負載對其動態響應有何影響，觀察重點在於平台的上升時間、最大超越量、安定時間、穩態誤差以及定位精度，接著再加入回授 PID 控制器來改善平台的性能，並且討論對於增加負載所產生的系統之參數不確定性，PID 控制器的強健性是否足夠。首先我們先針對步階訊號之軌跡追蹤，分別對未加入控制器以及加入控制器，探討平台性能的差異；以及在平台加上負載之後，回授 PID 控制是否還能達到我們設定的性能規格，實驗架構如圖 5.2 所示。

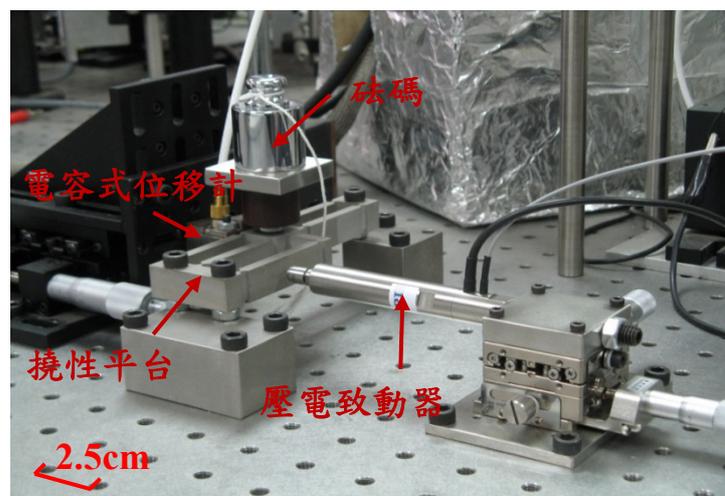


圖 5.2 實驗系統圖

我們將所有系統-壓電致動器、電容式位移感測器、即時控制器以及 LabVIEW 控制程式整合，利用即時控制器將電容式位移感測器所量測到之訊號，並且經過控制演算法再將所需之控制電壓輸入給壓電致動器推動撓性平台，最後達成閉迴路回授控制，控制方塊圖如圖 5.3 所示。

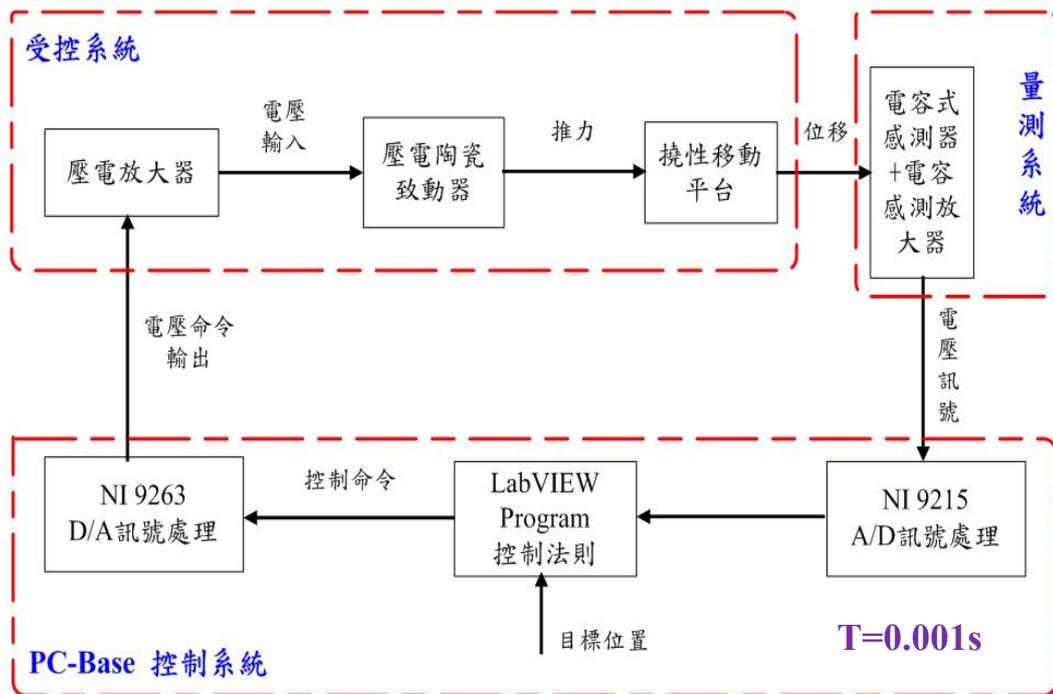
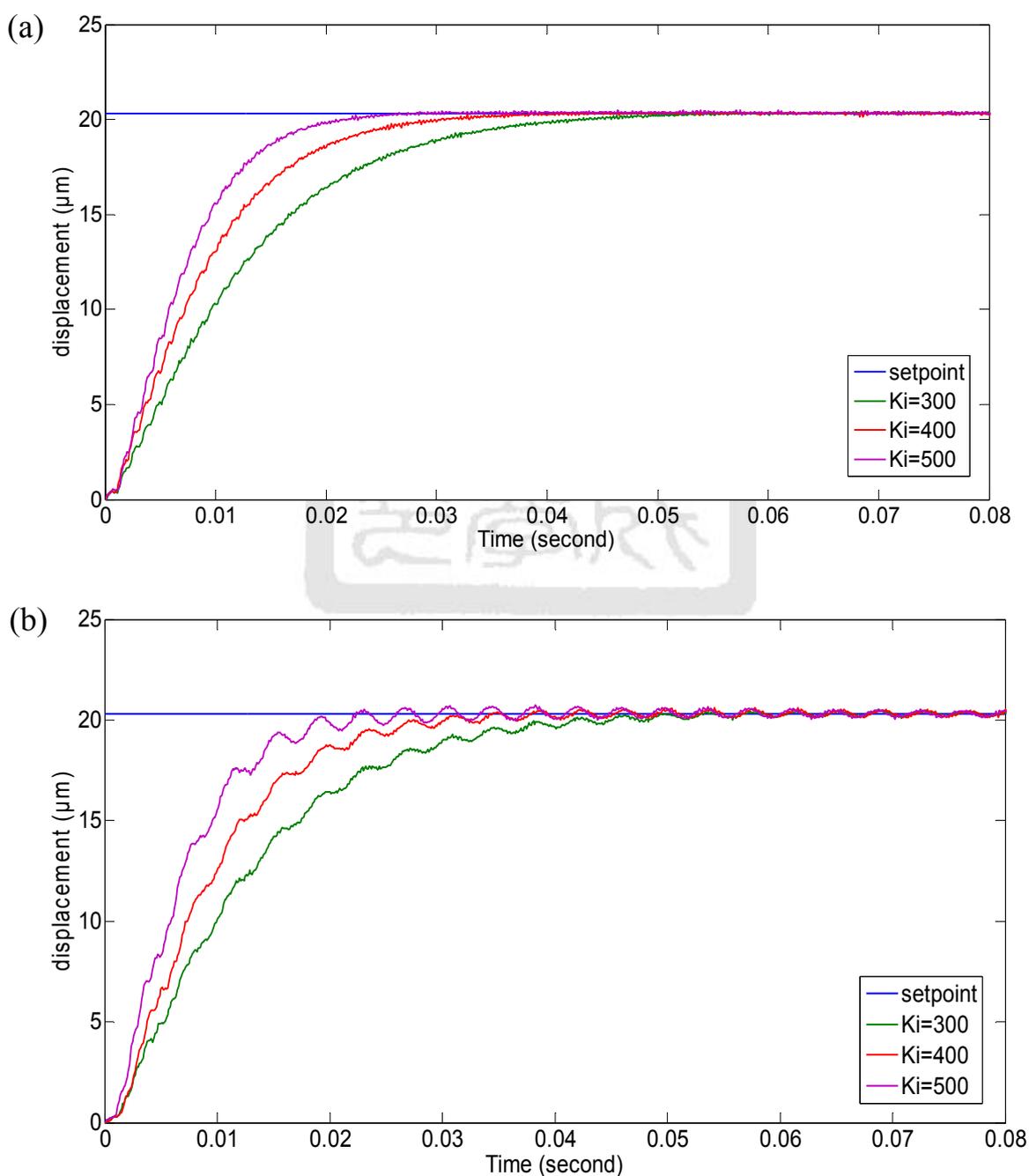


圖 5.3 控制系統方塊圖

我們利用 LabVIEW 來撰寫 PID 控制程式，目標位置為電容式感測器變化量 0.8 伏特(V)，然而感測器的 gain 值為 $25.4 \mu\text{m}/\text{V}$ ，所以目標位置為 $20.32 \mu\text{m}$ 。為了驗證定位系統的控制性能，在研究中將進行一系列的 control 實驗，包括定點、連續步階軌跡定位與三角波軌跡定位。所謂的定點控制是指定位系統被鎖定在一固定位置上，目標命令為一定值，並不隨時間變化。這項 control 實驗的目的，是為了系統的定位與追蹤作準備。首先我們分別就平台負載 0g、114g、214g、314g 與 614g 作開迴路的步階訊號響應實驗，根據實驗出來的結果可以看出當我們的平台增加了負載，其響應會

因此變差。從上一節的 MATLAB 模擬結果來看，改變積分增益值會造成系統響應變快，但是也會造成系統的不穩定。所以，為了要更了解積分增益值參數的影響，我們根據之前所推導而得的 PID 控制器參數作微調，探討 PID 控制器參數對步階響應的影響，並且找出一組較佳的控制器參數，作為改善平台的響應，實驗結果如圖 5.4 所示。



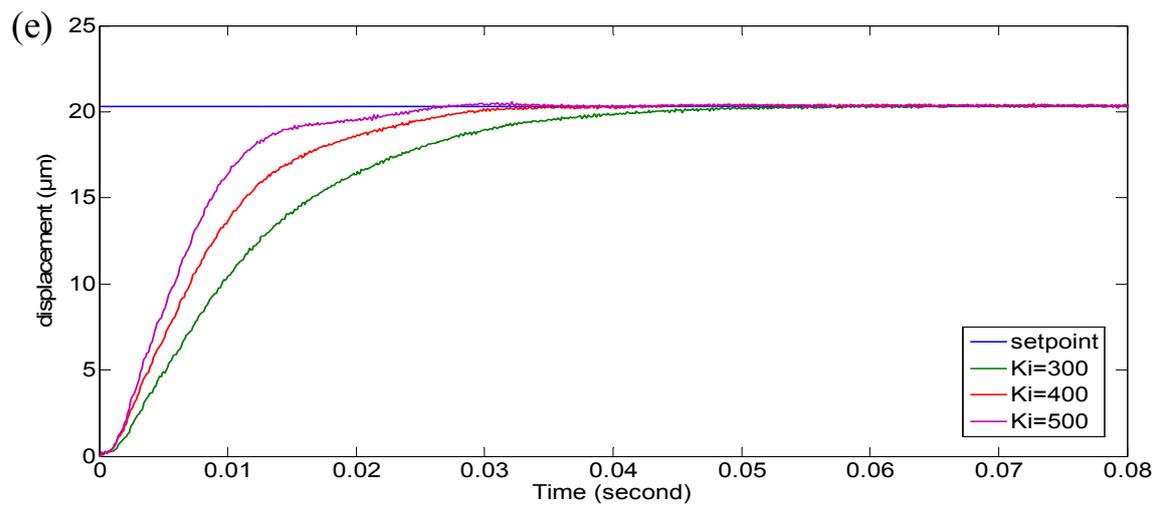
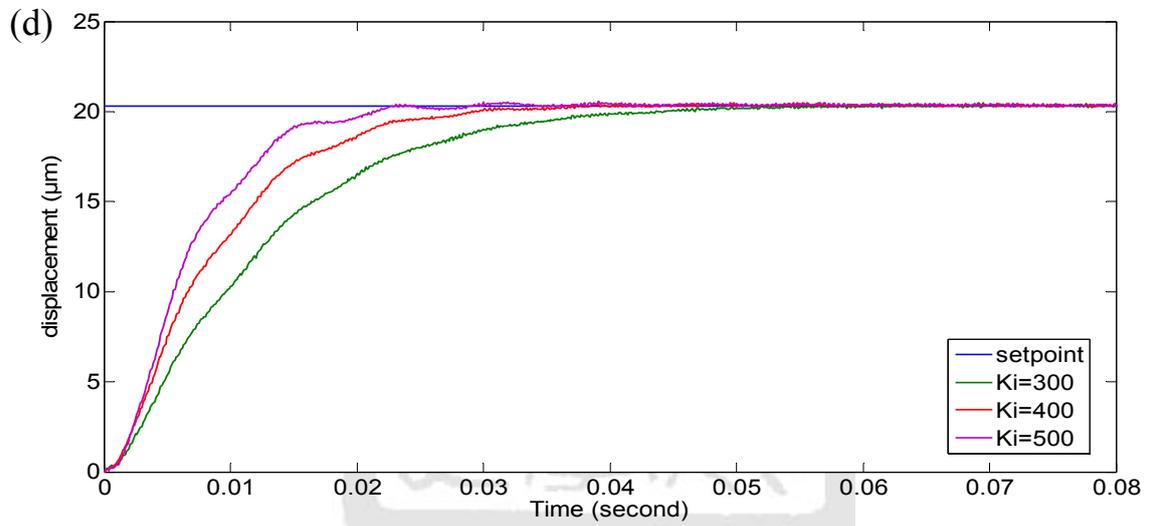
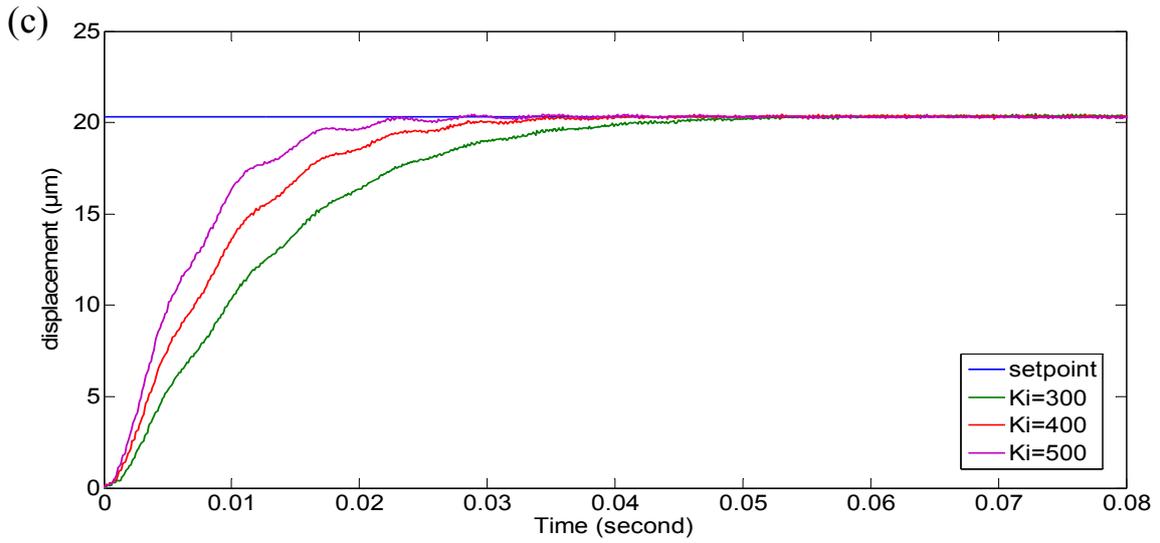


圖 5.4 K_i 參數以及負載對系統響應的影響($K_p=0.10156$, $K_d=0.0005$)(a)0g (b)114g
(c)214g (d)314g (e)614g

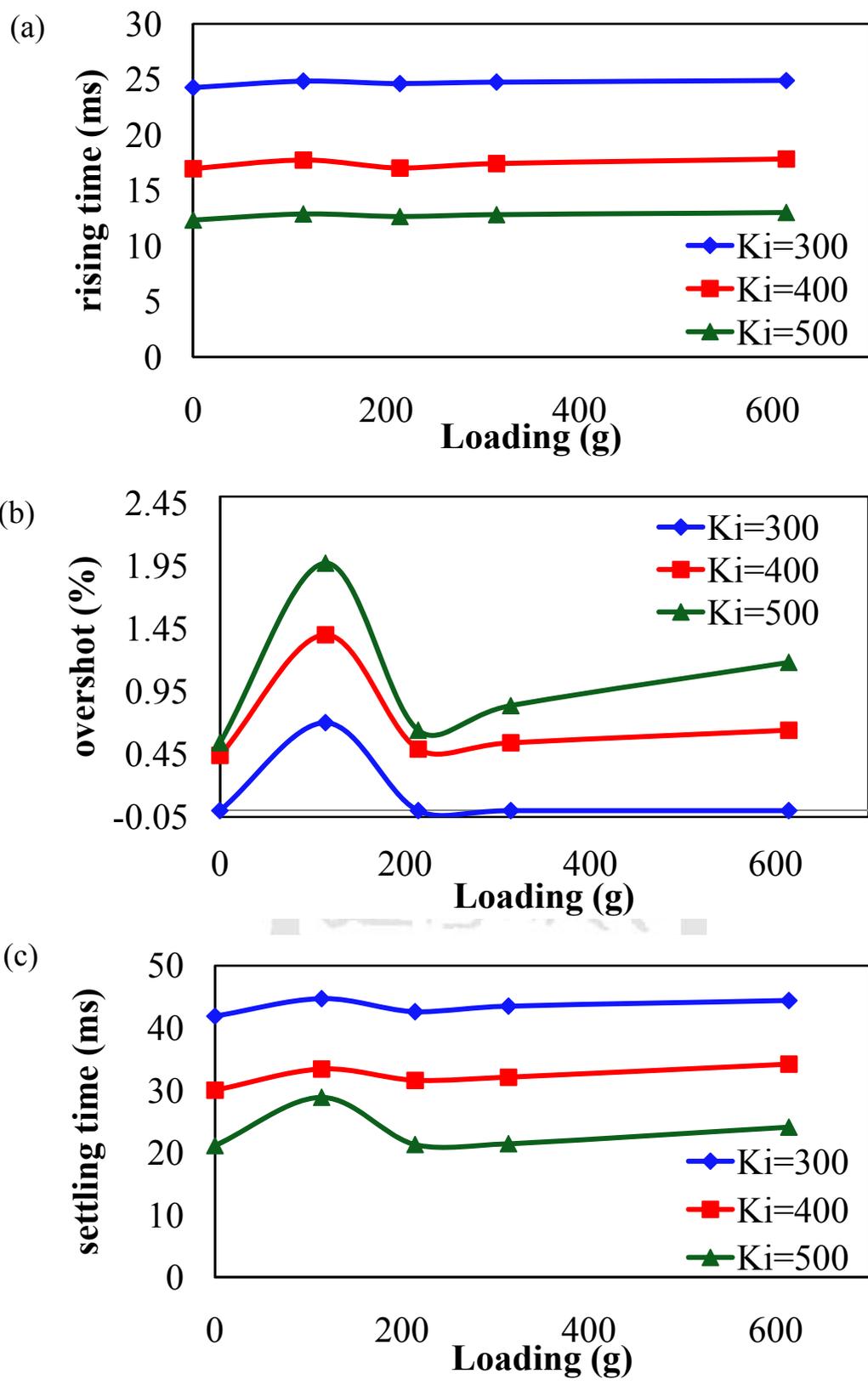
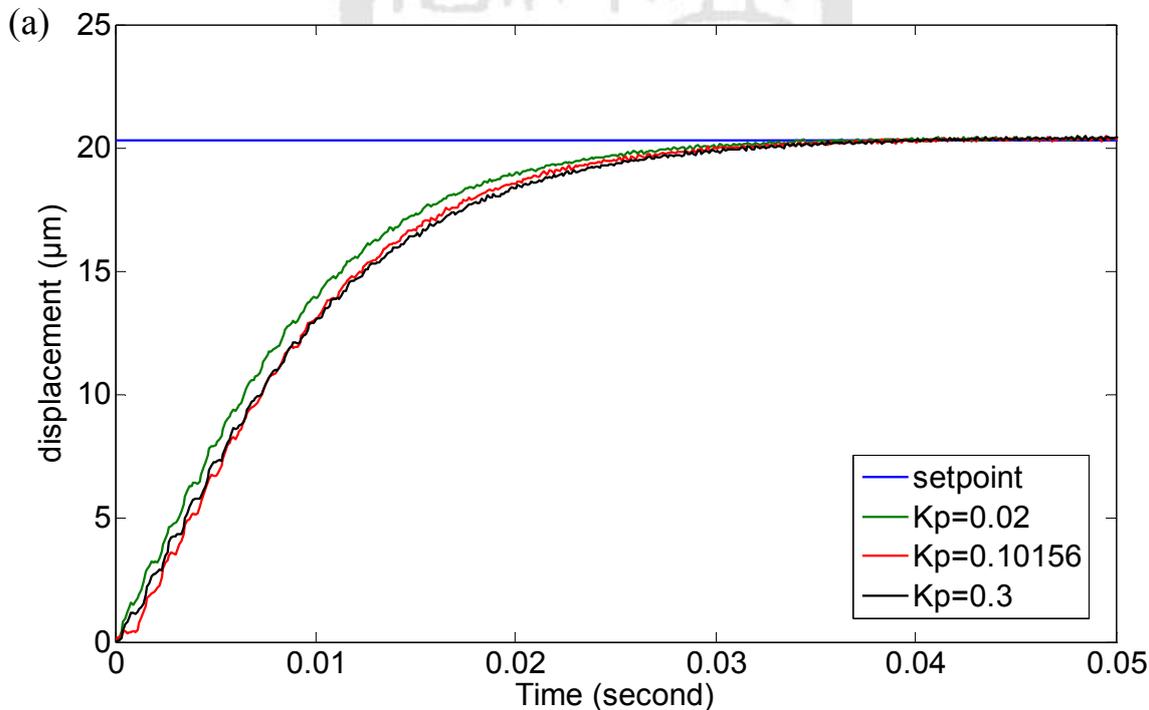
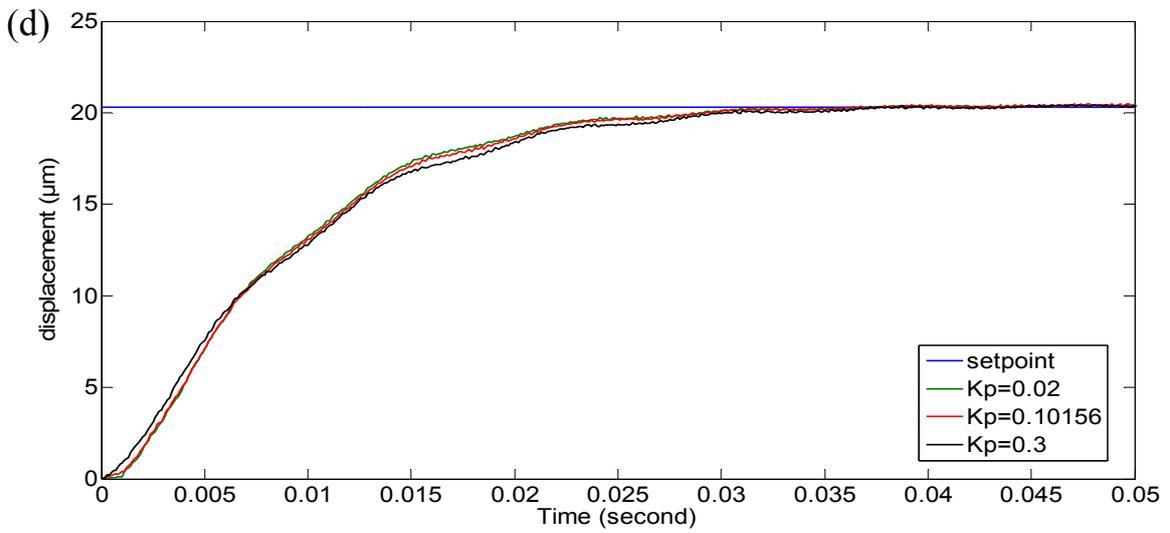
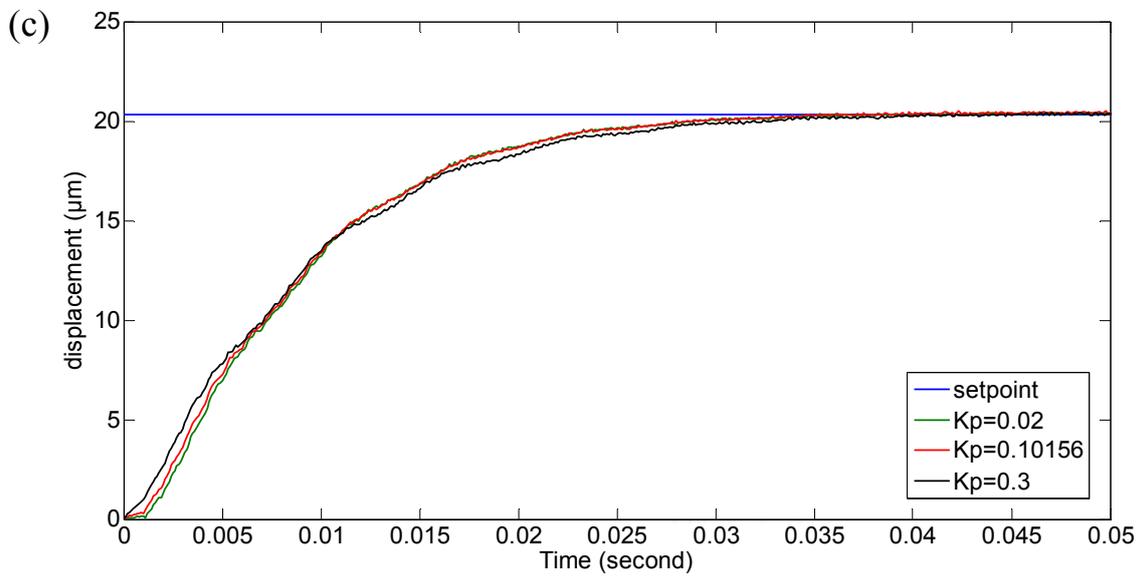
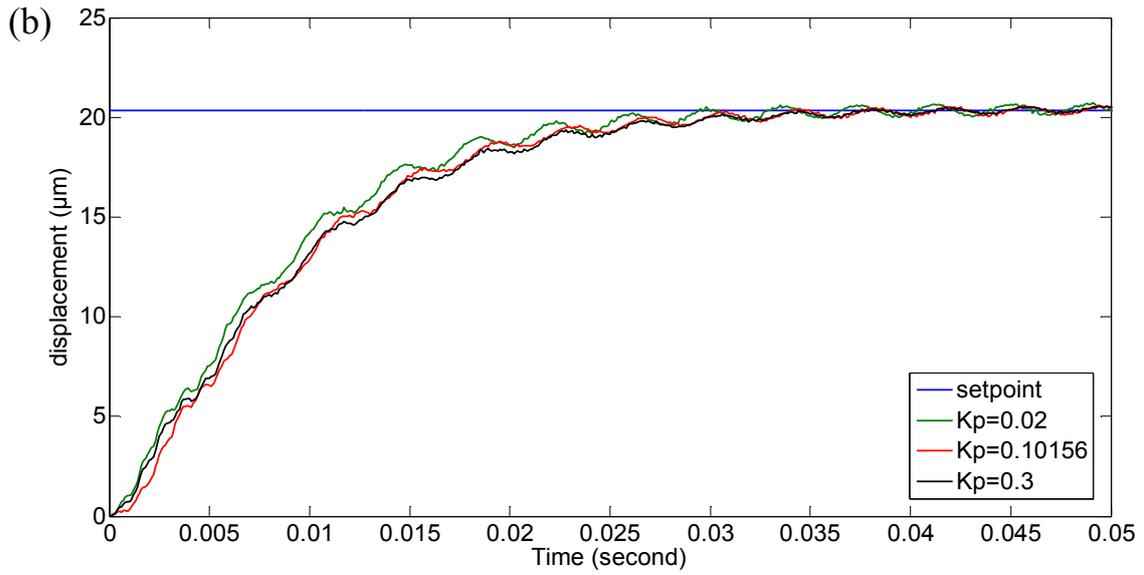


圖 5.5 步階響應性能(a)上升時間 (b)最大超越量 (c)安定時間

根據實驗的結果，我們將上升時間、最大超越量以及安定時間整理如圖 5.5 所示，從圖 5.5 可以看出當積分增益值增加，系統的響應速度變快然而卻造成最大超越量變大；並且可得知平台隨著增加負載，各項性能皆會變差。

接著我們將積分增益與微分增益固定，只改變比例增益，探討定位系統在改變比例增益，對系統的性能有何改變，實驗結果如圖 5.6 所示。從實驗結果可以看出，當比例增益值增加的時候，系統的速度因此而變慢。所以，在選擇控制器的時候，為了滿足我們所需之性能規格，比例增益不能選太大；然而，當改變微分增益固定比例增益與積分增益時，從圖 5.7 可觀察出，微分增益值增加，系統一開始爬升速度比較慢，但是整體上升時間卻是隨著 K_d 增加而減少，並且當微分增益值太大，會造成系統振盪而使系統開始不穩定。





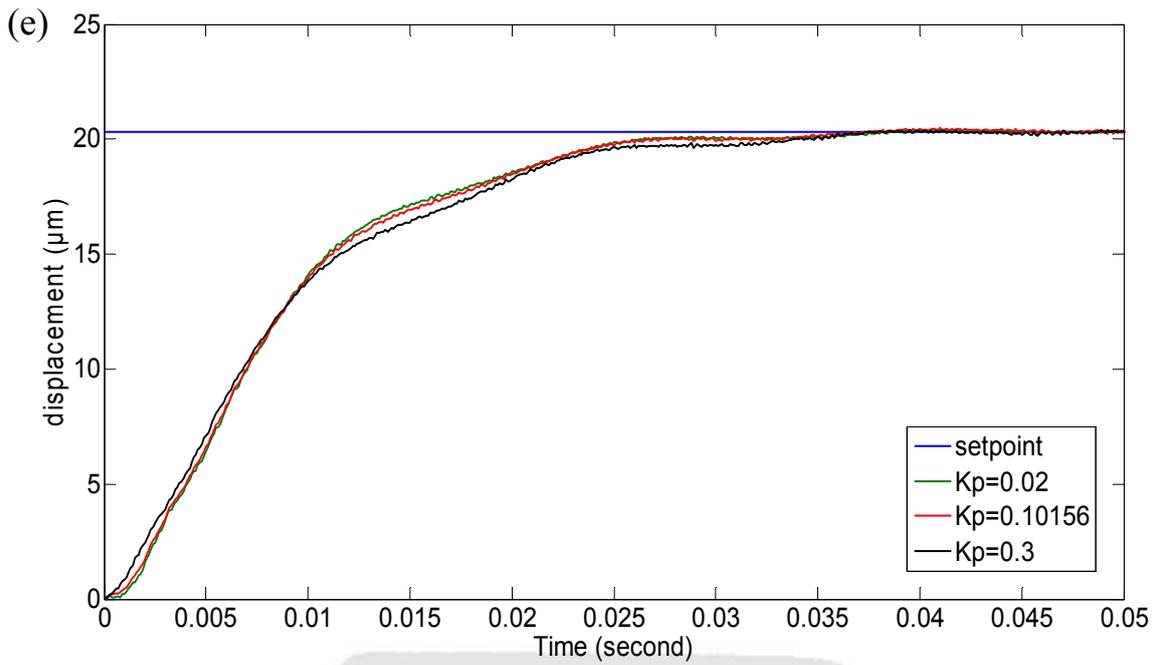
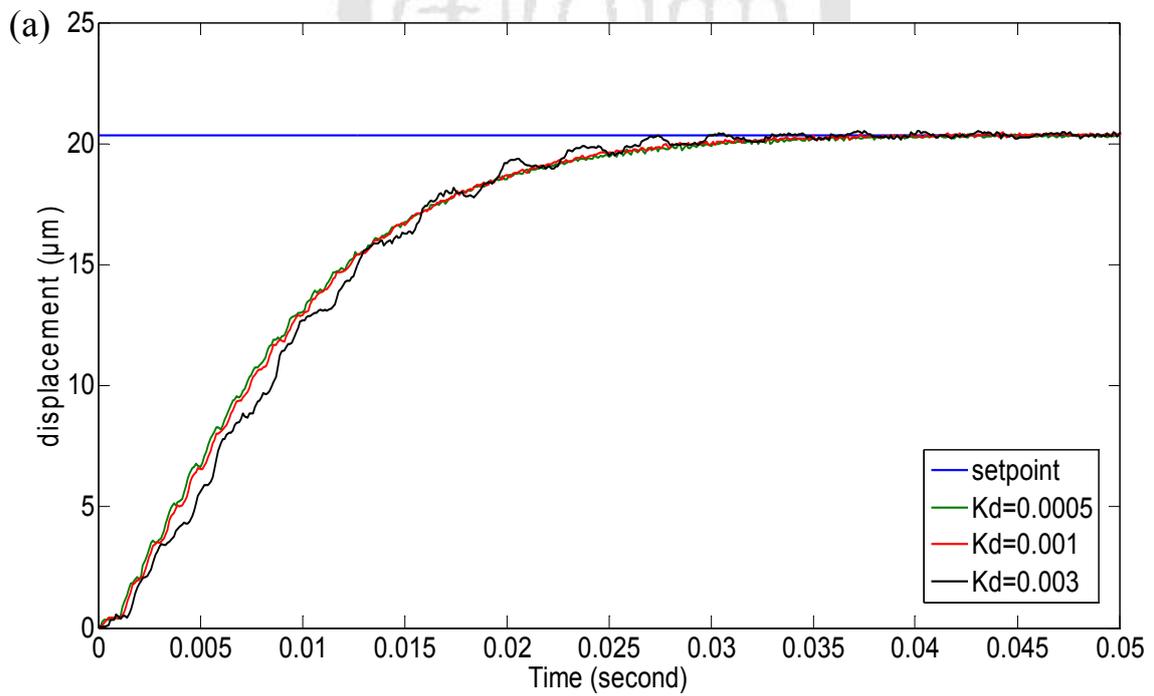
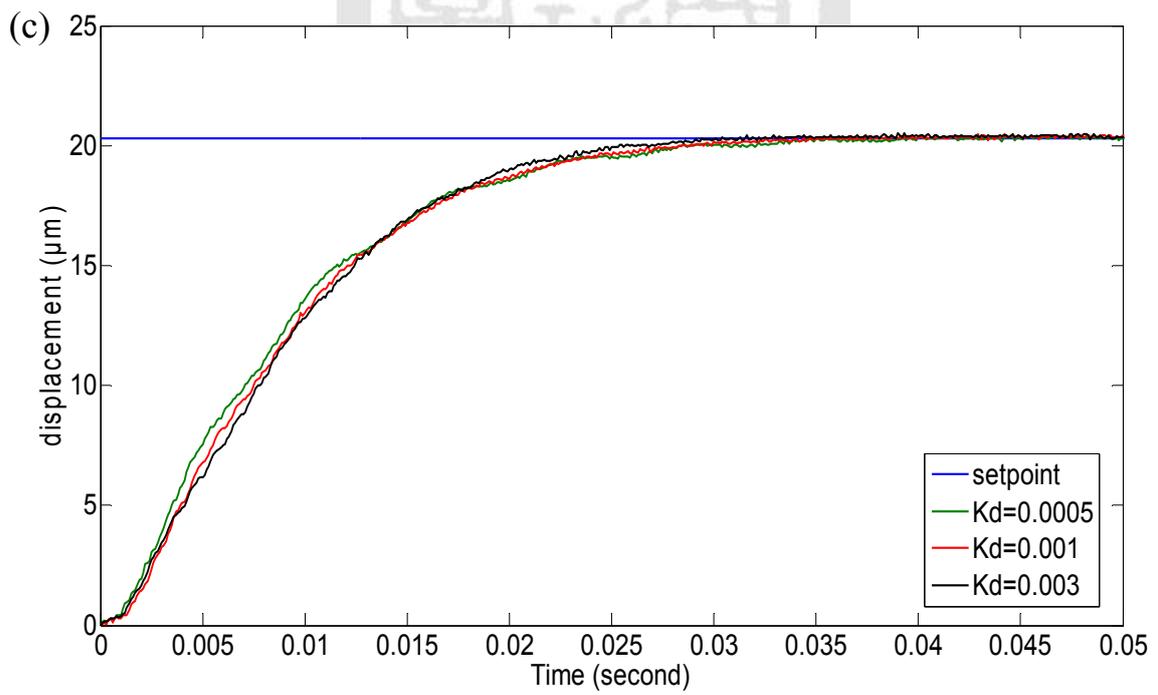
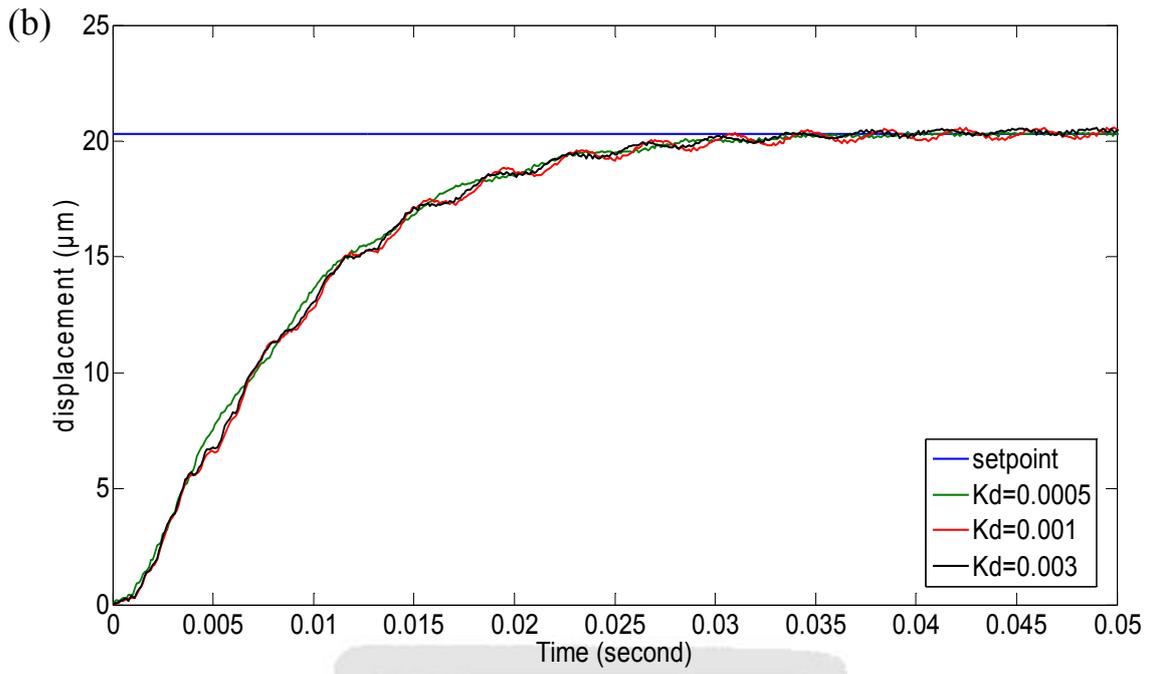


圖 5.6 K_p 參數以及負載對系統響應的影響($K_i=400$, $K_d=0.0005$)(a)0g (b)114g
(c)214g (d)314g (e)614g





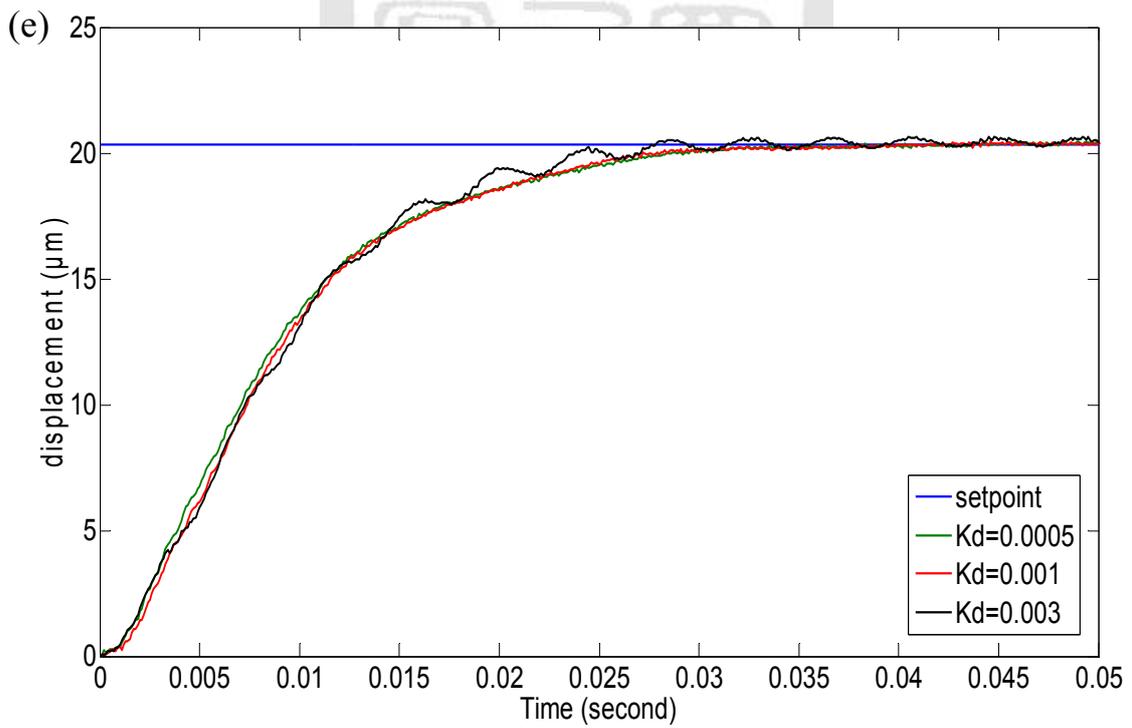
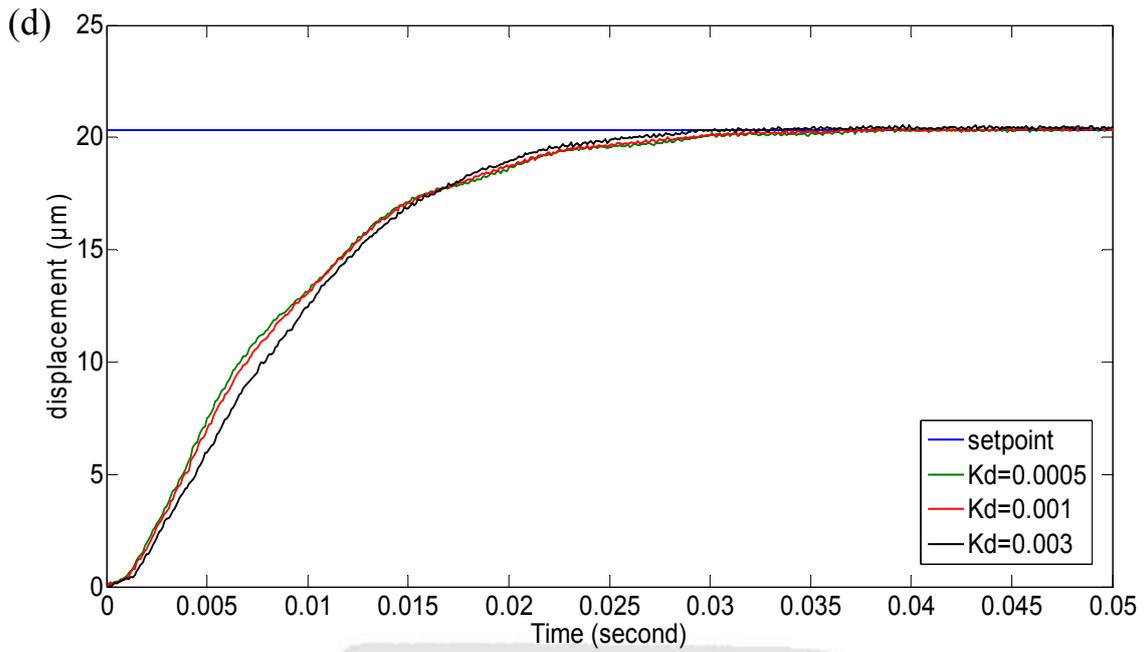


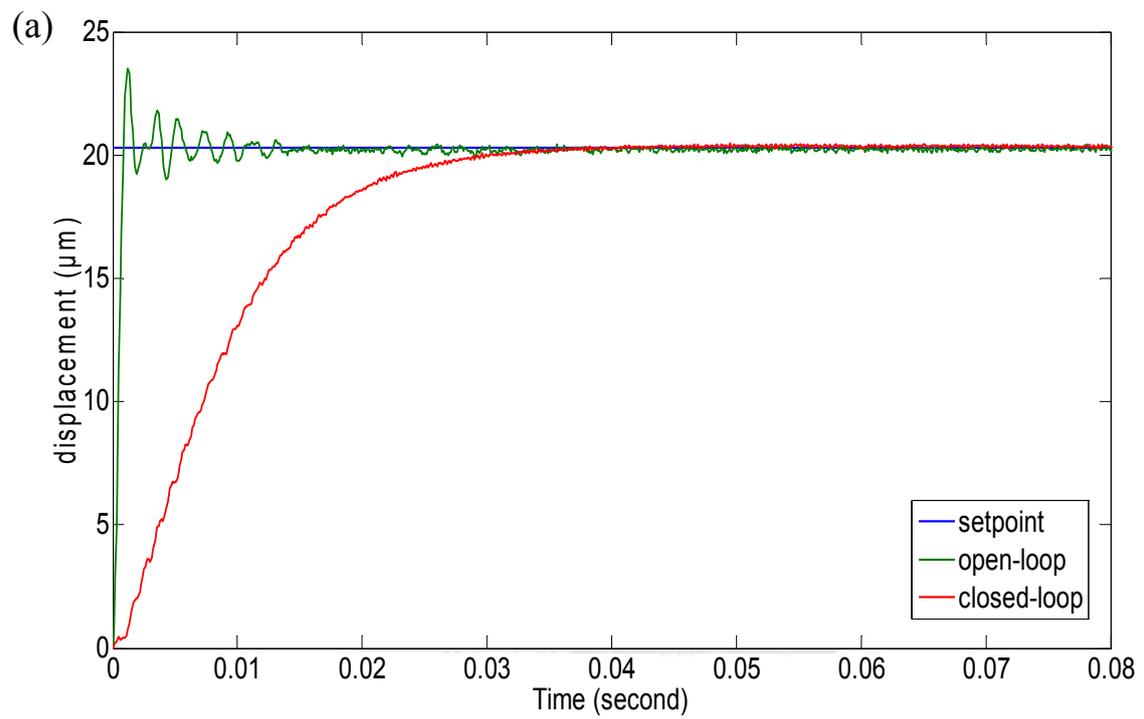
圖 5.7 K_d 參數以及負載對系統響應的影響($K_p=0.10156$, $K_i=400$)(a)0g (b)114g
(c)214g (d)314g (e)614g

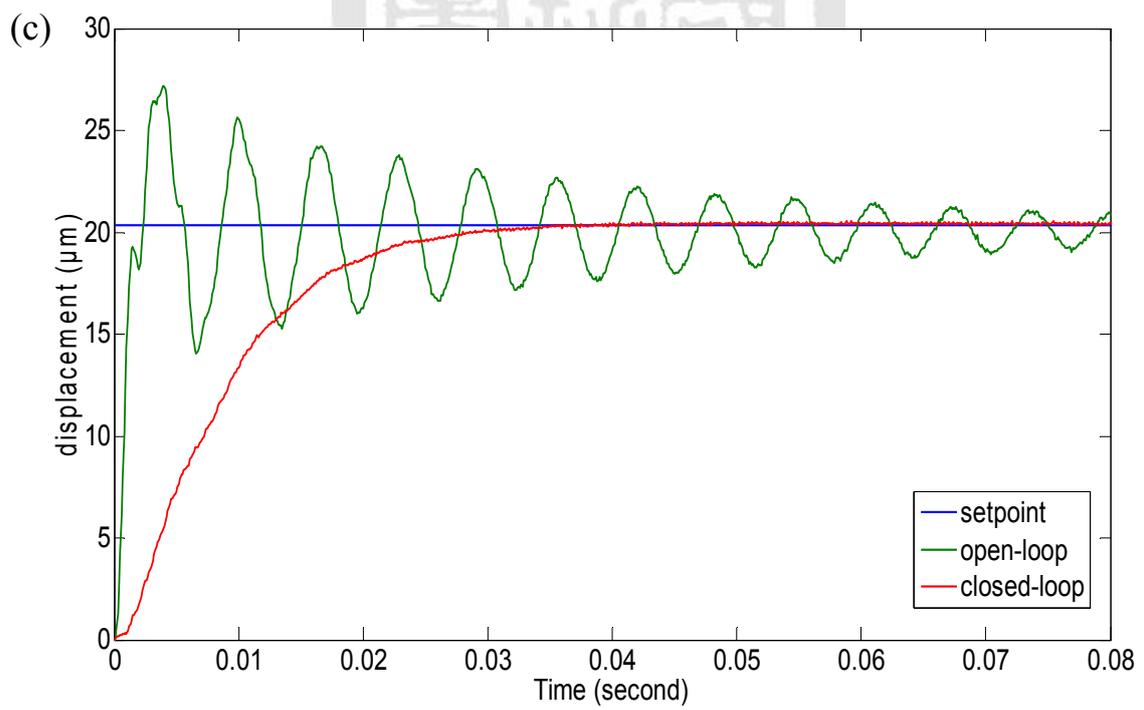
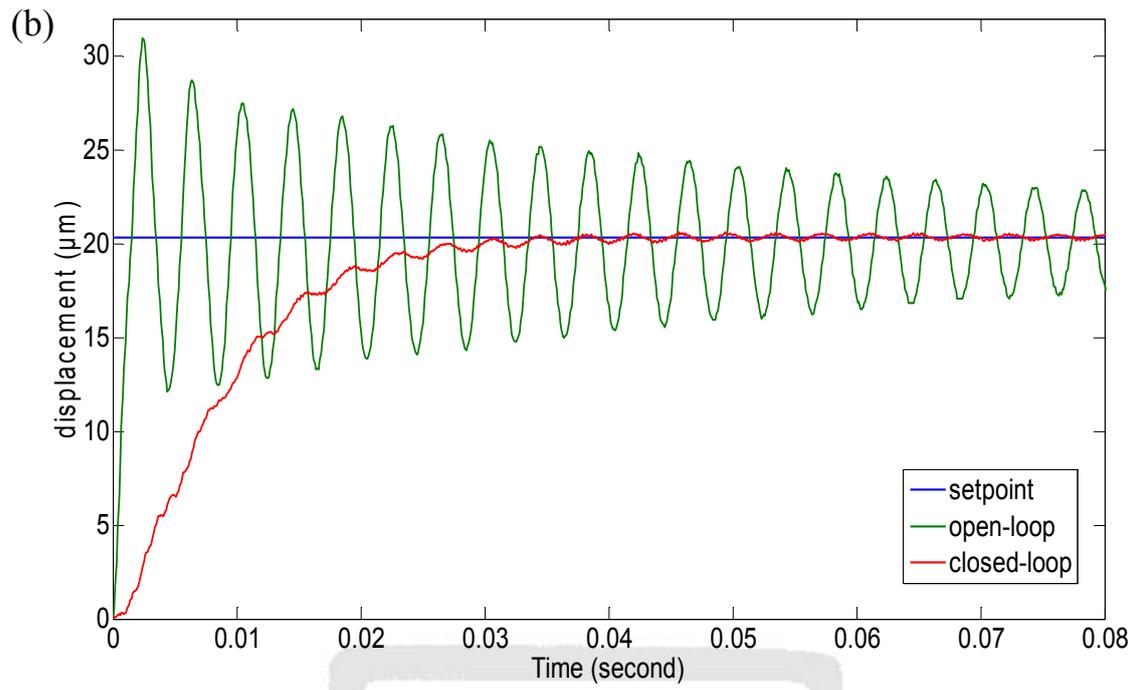
5.1.1 開迴路與閉迴路步階響應實驗結果

於 5.1 節本文實現了壓電驅動微定位平台的 PID 控制實驗，並且分別嘗試了 PID 控制器中各個控制參數對系統響應的影響。為了滿足本文所設計之規格，暫態誤差例如最大超越量，與穩態誤差例如安定時間與穩態誤差，都希望可以滿足需求。最大超越量我們希望可以抑制到約 1% 的超越量，而安定時間則是平台增加負載後還能控制在 40ms 以內。另外，考慮到定位精度，我們希望穩態誤差的兩個標準差能夠控制在 100 奈米以內，以達到精密定位的目標。從 5.1 節的實驗結果觀察出，太大的 K_p 容易造成系統的振盪，太大的 K_i 雖然能夠增加系統頻寬，但是亦會造成過大的 overshoot，並且太大的 K_d 會使得系統產生震盪而不穩定。綜合各個控制器參數對系統響應的影響，控制器參數的選擇如表 5.1 所示。本文利用這組控制器參數來實現控制實驗，目標位置設為 $20.32 \mu\text{m}$ ，比較開迴路與閉迴路之間的差異與穩態誤差。本文為模擬真實狀況，利用在平台上增加砝碼來模擬 CCD 鏡頭，圖 5.8 為實驗結果，如圖可以觀察出，平台開迴路的響應隨著負載的增加而變差，在 614g 時，平台之最大超越量達到 43.8%，安定時間 249.7ms，然而加入 PID 控制器之後，無論是 overshoot、settling time 以及 steady state 皆可控制在需求規格，其平台負載與平台 performance 之間的關係如圖 5.9 所示，平台的最大超越量在負載 614g，將最大超越量抑制到 0.88%，35ms 的安定時間，並且穩態誤差之兩個標準差(2σ)皆控制在約 90nm，如圖 5.10 所示。

表 5.1 PID 控制器參數之選取

PID 控制器參數	
比例增益值(K_p)	0.10156
積分增益值(K_i)	400
微分增益值(K_d)	0.0005





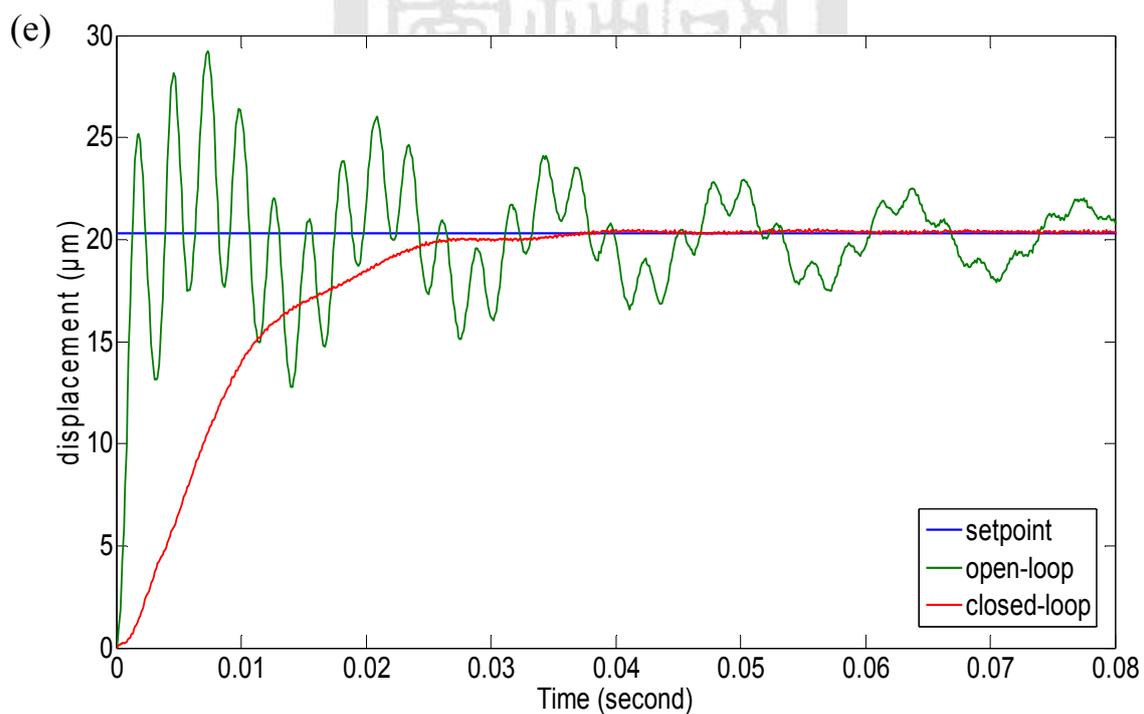
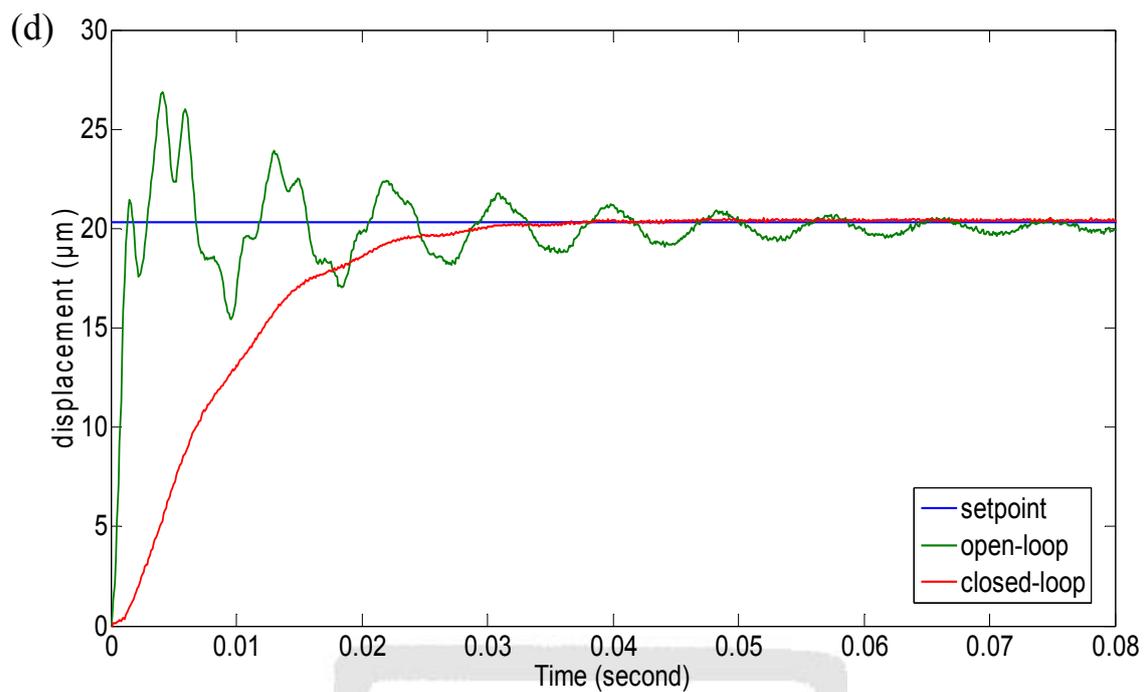


圖 5.8 開迴路與閉迴路實驗比較圖(a)0g (b)114g (c)214g (d)314g (e)614g

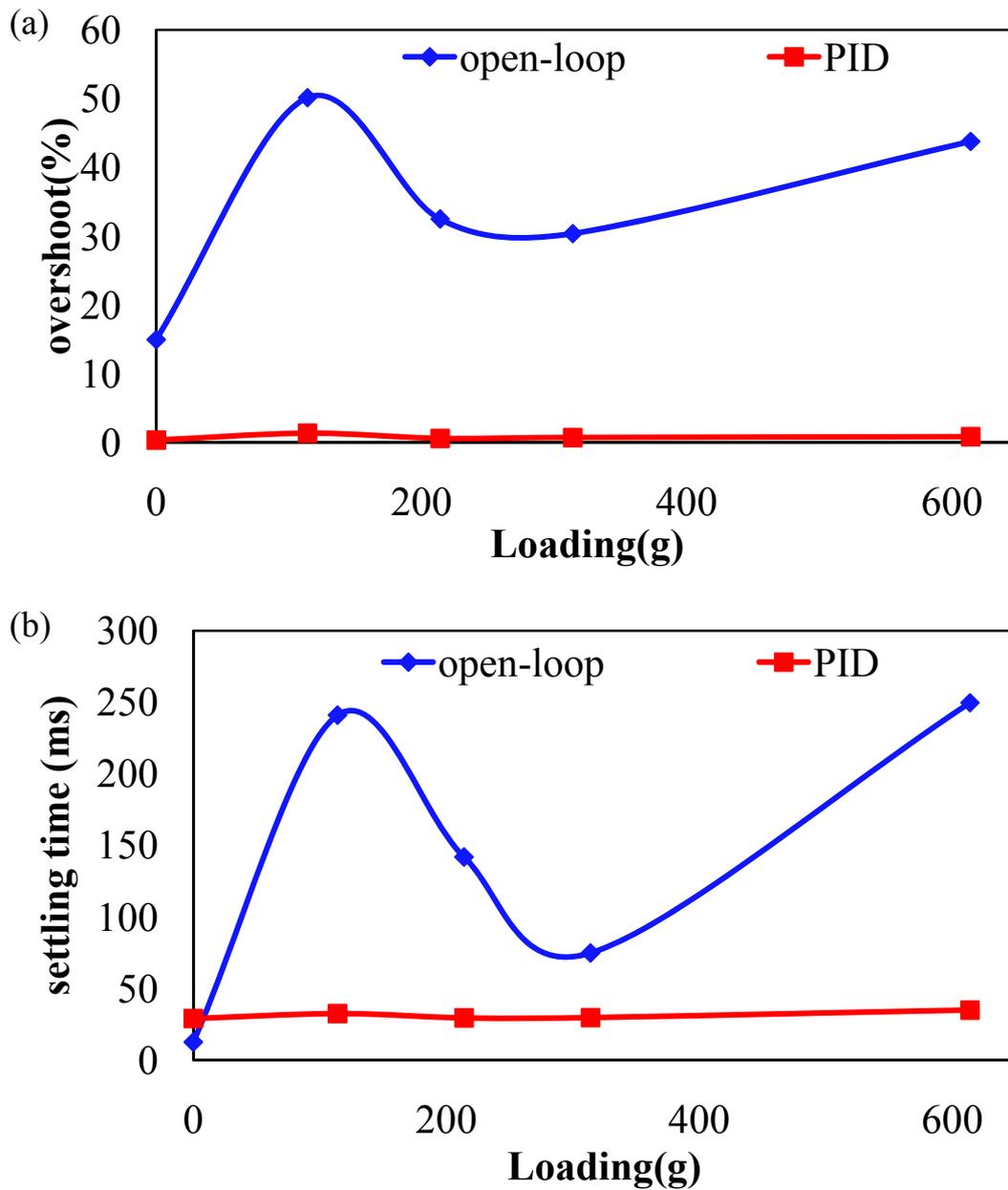


圖 5.9 平台增加負載相對於 performance 之實驗結果(a)最大超越量 (b)安定時間

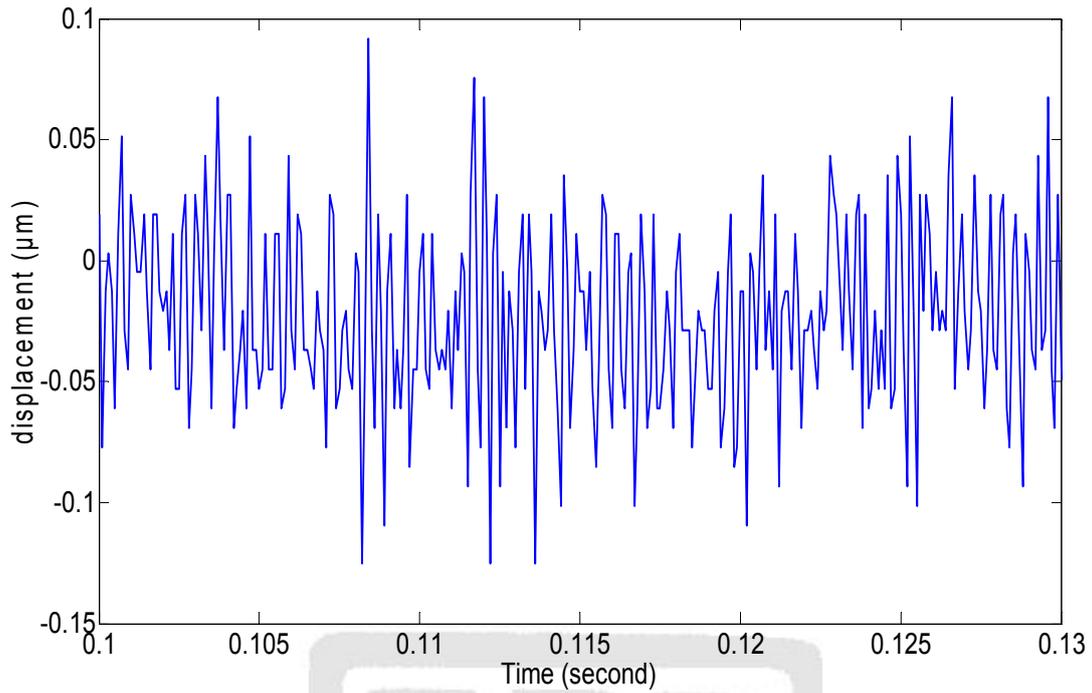


圖 5.10 平台無負載時之穩態誤差實驗圖

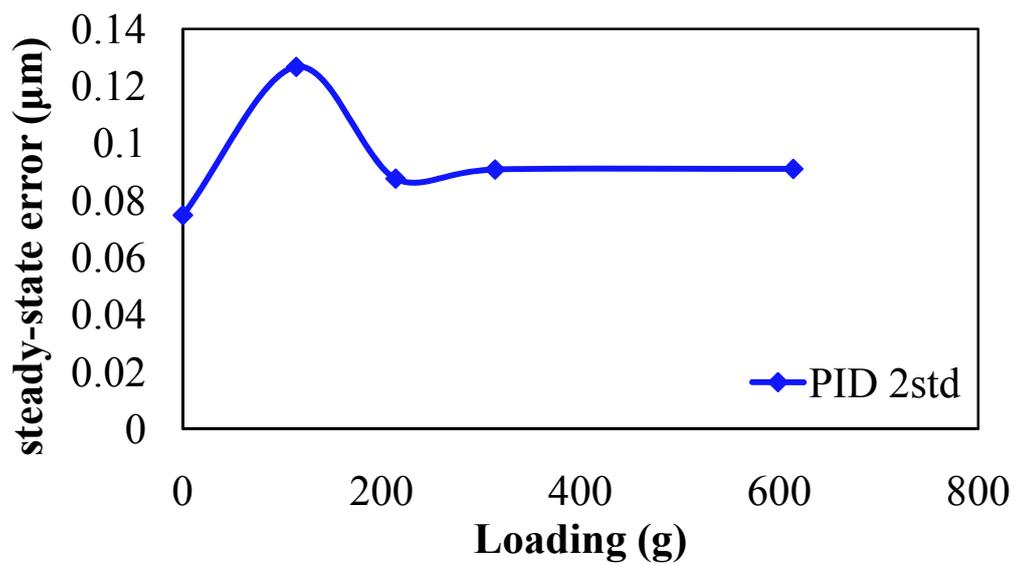
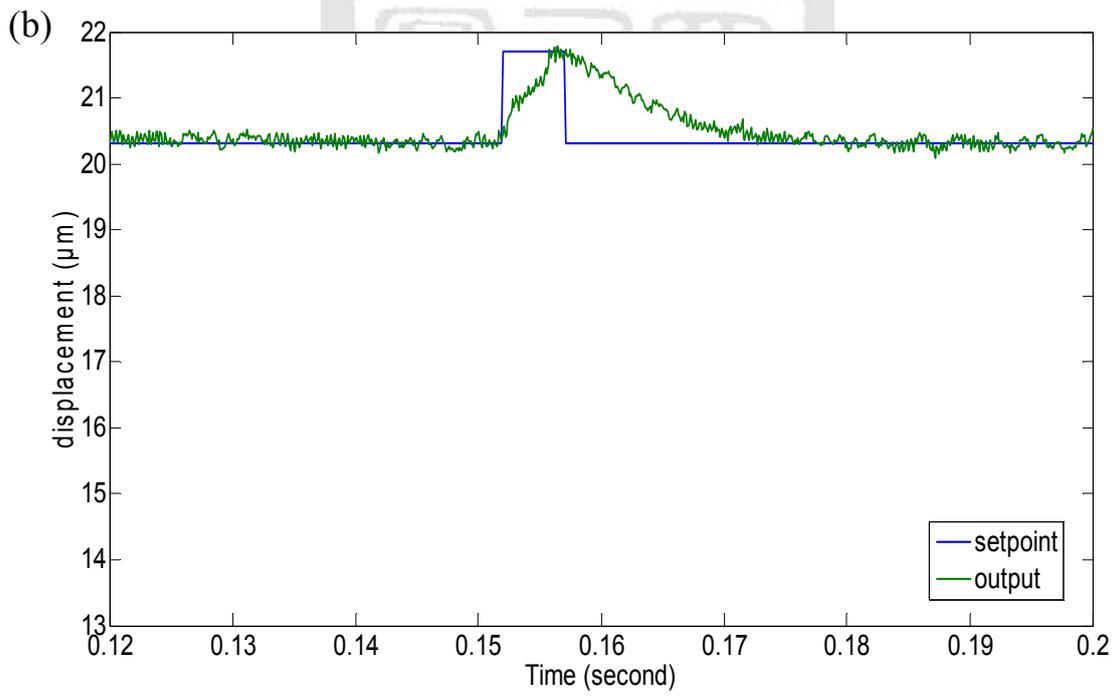
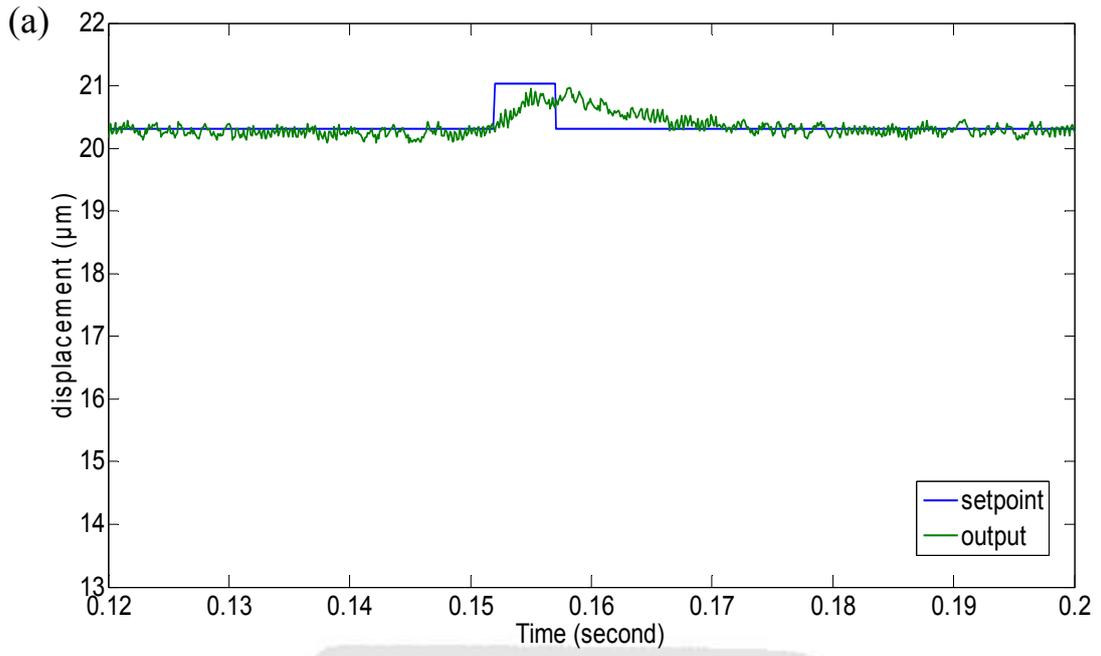


圖 5.11 PID 控制之平台負載與穩態誤差關係圖(2std)

5.2 受干擾之步階響應

定點控制的目標，是期望能將定位系統穩定的維持在固定位置。然而，在製程微小化及高精度要求下，控制器抗干擾的能力顯得格外重要。壓電致動器上的負載變化及實驗室人員走動所產生的振動，在微米精度等級要求下，將被視為是極大的外界干擾源。上一節利用了回授 PID 控制實驗，驗證定點控制的效果，本節探討定位系統受到了不同程度的干擾之下，藉由回授 PID 控制器補償，需多久的時間能夠恢復至原本目標位置。因此在研究中設計了一系列的實驗來驗證探討，干擾大小分別為 0.34N、0.68N、1.02N。然而控制器參數的選擇上，則是透過上述控制器各種參數對系統響應的影響，選出一組最合適的控制器參數，控制器參數的選取如表 5.1 所示。圖 5.12 分別是平台未增加負載時，受到干擾之後恢復至穩態的實驗結果。圖 5.13 為各個負載下受干擾之後恢復至穩態所需之時間。從圖 5.12 與圖 5.13 可觀察，在同樣控制器參數下，隨著外界干擾變大，系統拉回目標位置的時間亦隨之增加；同樣地，隨著平台系統負載增加，系統拉回目標位置的時間亦隨之增加。但是在平台負載 114 克的情況時，卻打破了模擬時平台隨著負載增加系統拉會目標位置的時間增加之結果，其主要原因我們將在第八章作個詳細之討論。



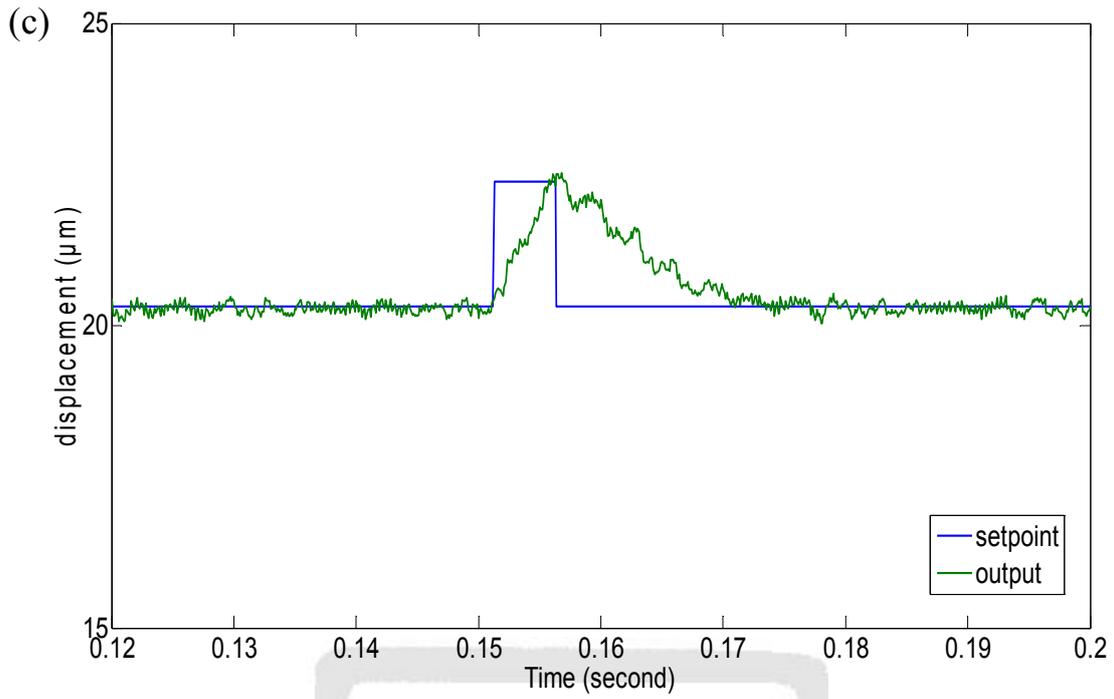


圖 5.12 定位系統無負載下受干擾之步階響應實驗結果(a)0.34N(b)0.68N(c)1.02N

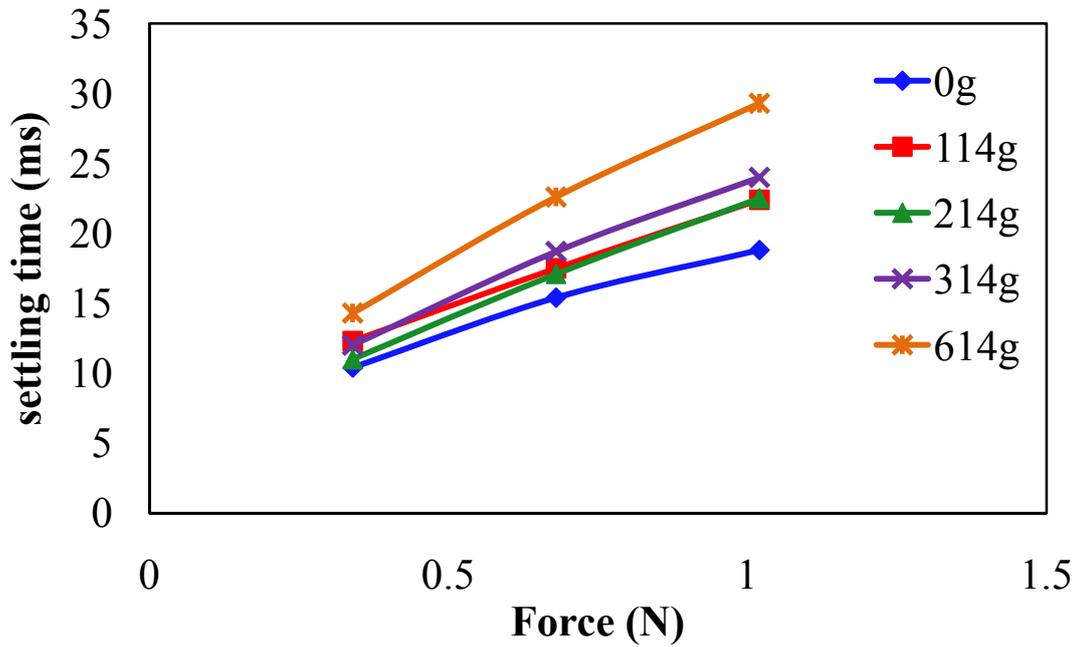


圖 5.13 定位系統受干擾之後恢復至穩態所需之時間

5.3 連續步階路徑運動

連續步階定位控制實驗的目的，就是要測試定位系統從某一靜止位置運動到另一靜止位置的能力，而定位性能的指標，穩態誤差是個重要的觀察指標。而實驗的結果如圖 5.14 所示，圖中各分別列出不同負載下定位過程的總觀，定位目標的穩態誤差 2σ 結果為 193nm。根據以上的實驗結果，我們可以發現系統的輸出響應性能，當平台的負載增加，其所需要的安定時間也增加，最大超越量振幅與誤差也因此增加。安定時間在 0.025~0.035 秒，最大超越量在 0~1.4%。



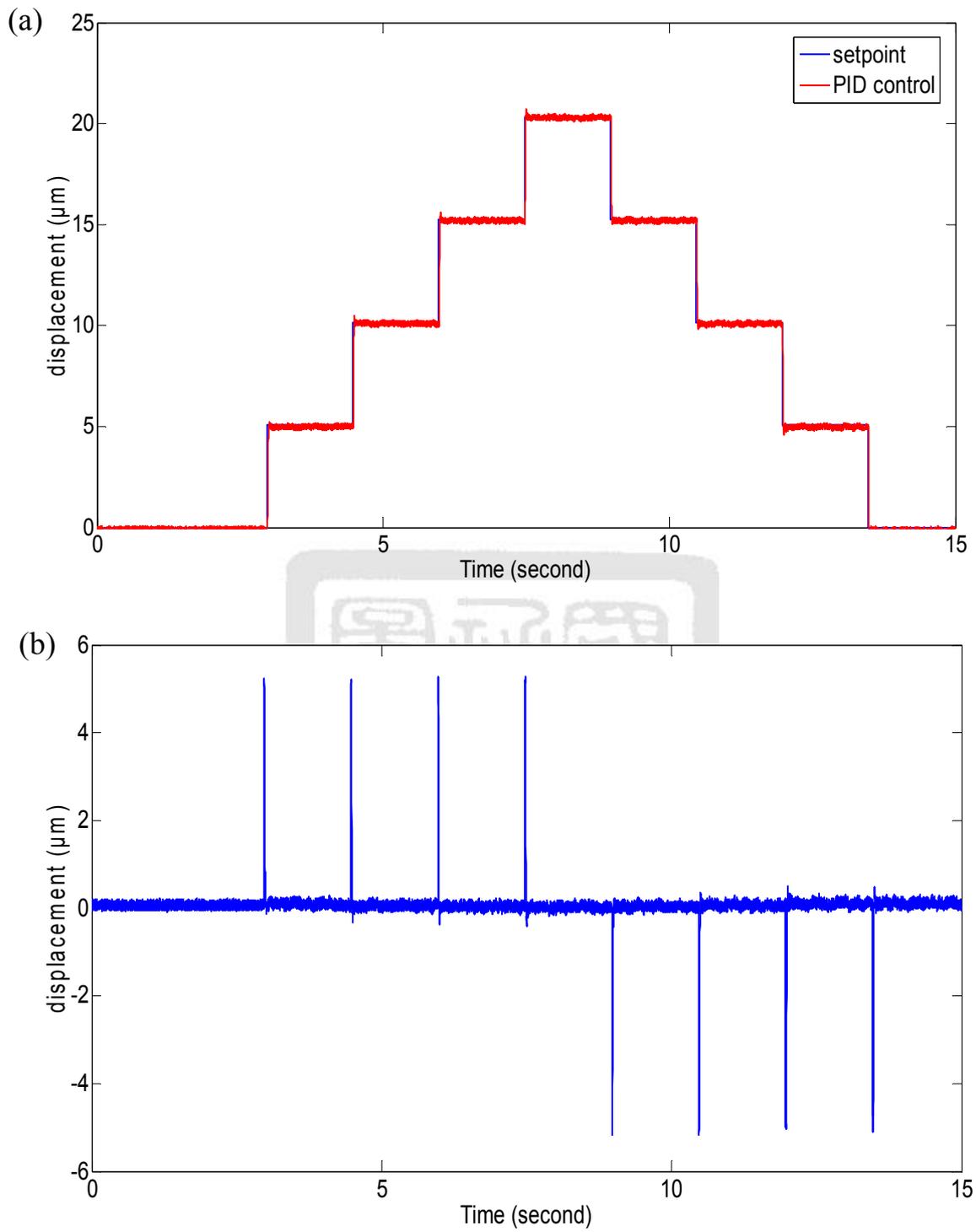


圖 5.14 平台負載 614 克之連續步階定位實驗與誤差結果(a)實驗結果(b)誤差結果

5.4 三角波路徑運動

考慮到反覆位置切換機械定位，本研究利用 PID 控制器進行三角波運動路徑軌跡追蹤，來觀察其動態追蹤之能力。本研究選擇低頻的 1Hz 與較高頻的 10Hz 三角波運動路徑追蹤，來觀察其動態響應。並且本文考慮到真實情況的條件，利用砝碼模擬真實 CCD 鏡頭，當平台上配置了荷重，來觀察平台系統的動態定位能力，在此針對目標位置為 0~10.16 μm 來進行定位實驗。本文以同樣的控制器參數對平台進行三角波運動追蹤，首先是低頻 1Hz 的三角波運動路徑追蹤，實驗結果如圖 5.15 所示，從圖中可以看出，PID 控制在動態軌跡追蹤上，表現出相當不錯的定位效果，即使在平台增加負載的情況之下，亦不會有太大的過衝量以及良好的定位精度，顯示 PID 控制器於低頻三角波定位穩態時具備足夠之強健性。另外，在高頻 10Hz 三角波運動路徑追蹤定位，其實驗結果如圖 5.16 所示，結果顯示 PID 控制在高頻三角波運動路徑軌跡追蹤，亦具有抑制過衝量的效果，但是隨著定位頻率上升，系統動態追蹤較無法跟上目標位置，並且當平台荷重 614g 時更加明顯。

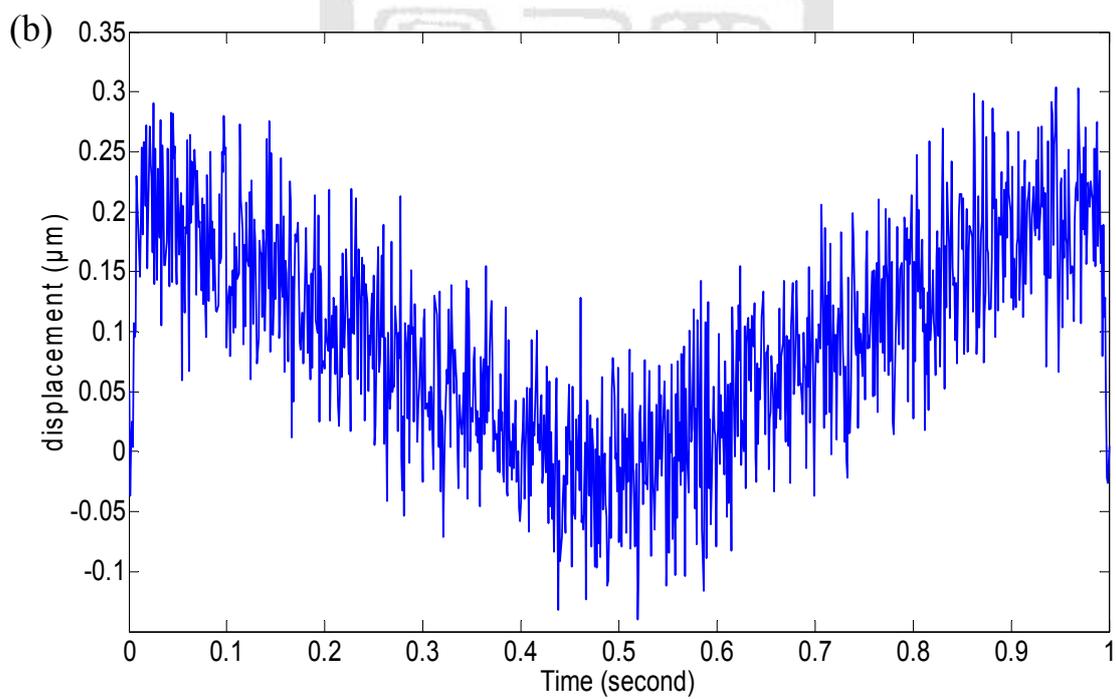
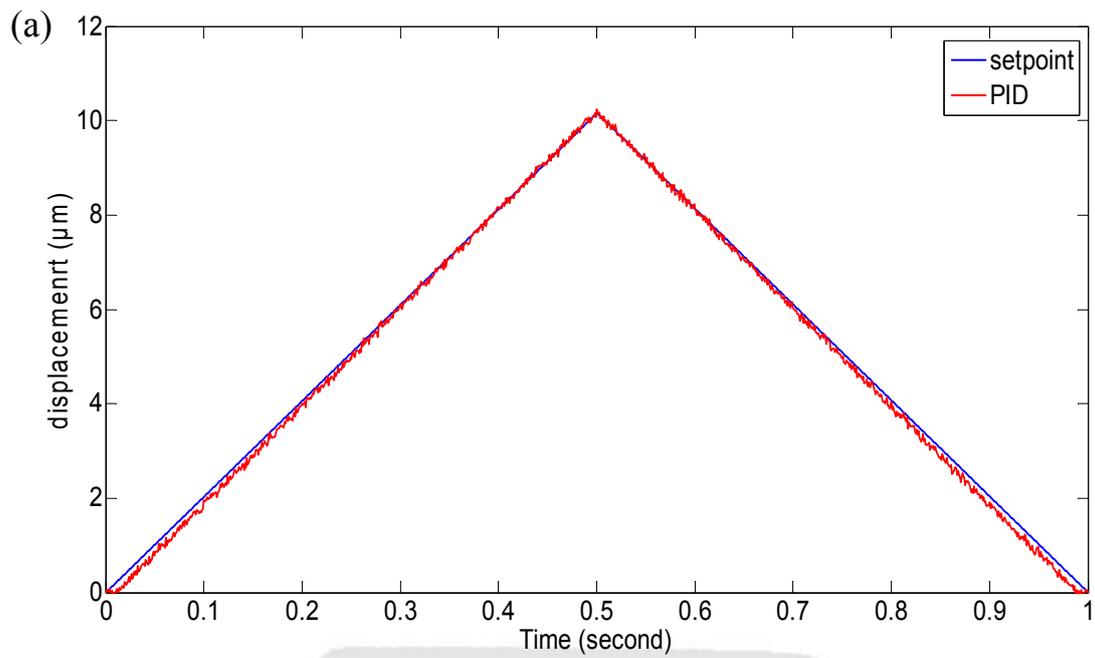


圖 5.15 平台負載 614g 之頻率 1Hz 三角波運動路徑 PID 定位控制實驗圖
 (a)614g (b)軌跡追蹤誤差

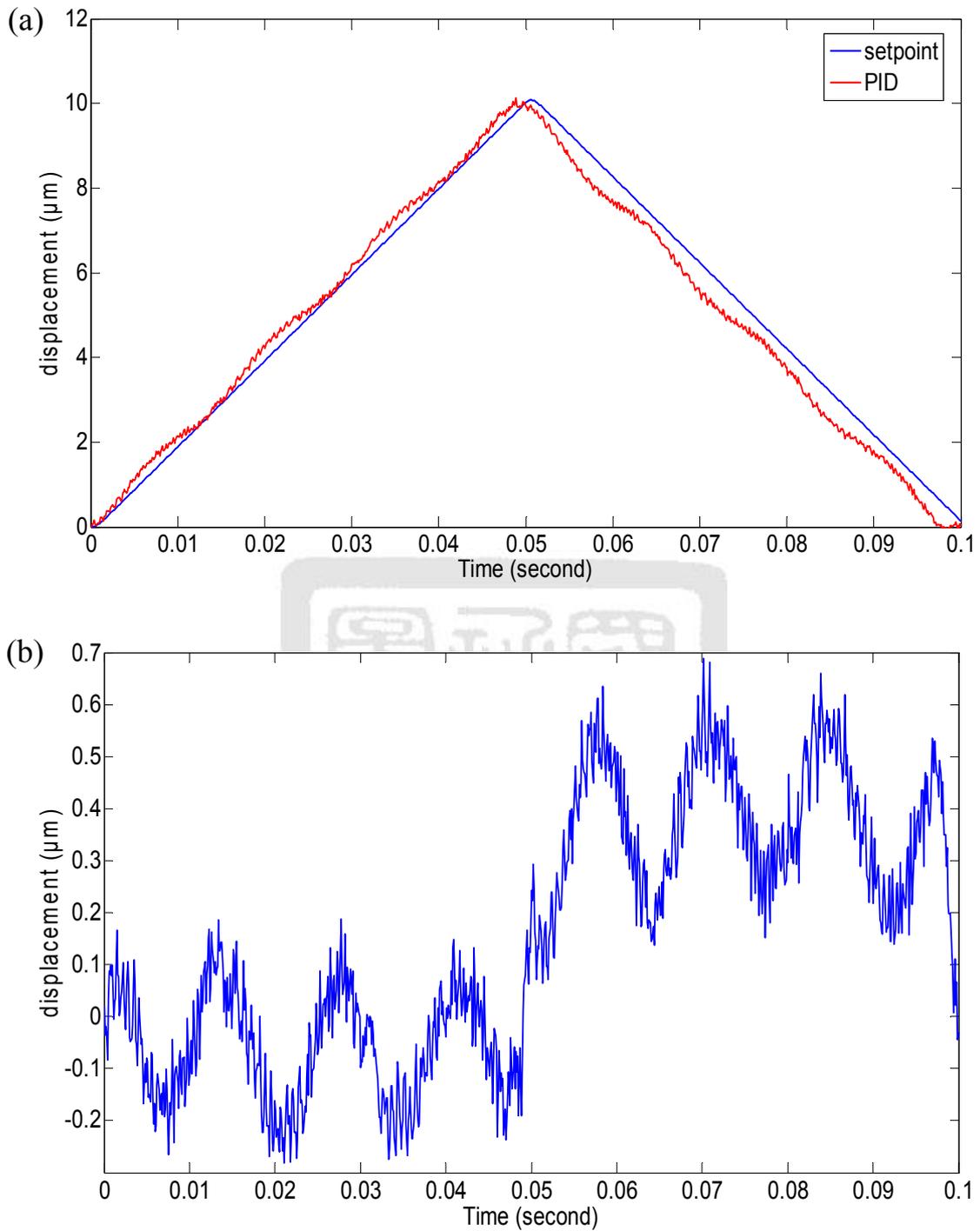


圖 5.16 平台負載 614 之頻率 10Hz 三角波運動路徑 PID 定位控制實驗圖
 (a)614g (b)軌跡追蹤誤差

5.5 本章結論

本章成功的將 PID 控制器實現於壓電驅動撓性定位平台系統定位實驗中，並於步階、受外界干擾強健性、連續步階與三角波運動路徑定位實現中具良好的效果；針對 PID 控制器參數對系統的 performance 影響進行討論，研究各個控制參數對系統的動態與穩態所產生之影響；從實驗結果觀察，在 614g 開迴路系統的 performance，安定時間約 249.7ms，最大超越量 43.8%，經過 PID 控制之後，在 614g 閉迴路系統的 performance，安定時間約 35ms，最大超越量則是幾近 0.88%，穩態誤差亦控制在 90nm。控制器強健性方面，平台系統受外界干擾時，荷重 614g 以及干擾力 1.02N 的情況下，系統約花 30ms 的時間使系統恢復至目標位置。而在連續步階，可看出動態追蹤的能力相當不錯。但在高頻三角波運動路徑追蹤，隨著負載增加其追蹤效果較差。

由於系統建模時的系統參數以及平台增加負載的質量之參數不確定性因素，本研究在第六章與第七章將採用滑動模態控制器(sliding-mode control)來對系統的動態定位進行實現，並且比較滑動模態控制器與 PID 控制器兩者的優劣性。

第六章 滑動模態控制器設計

第五章實現了回授 PID 控制系統於定位的應用上，並且從實驗結果來看得到了不錯的效果，但 PID 控制需要取得精確的系統參數，然而本研究在平台的負載上改變了其重量，故增加了系統參數不確定性變大。在本章我們將採用滑動模態控制器提供系統足夠之強健性以完成軌跡追蹤定位。滑動模態控制(Sliding mode control)主要應用的對象為系統參數具不確定項的系統，系統參數具不確定項的原因很多，像是參數量測誤差或是建模系統中將系統的動態特意簡化，滑動模態控制的優點在於僅需了解系統參數的範圍，便可達到理想控制成果。因此本章結構如圖 6.1 所示，在 6.1 節將對滑動模態背景作介紹，6.2 節僅概述控制器理論，6.3 節則是針對本實驗系統的控制器設計推導，而隨後在 6.4 節進行 Matlab 模擬結果，最後是針對本章作結論。

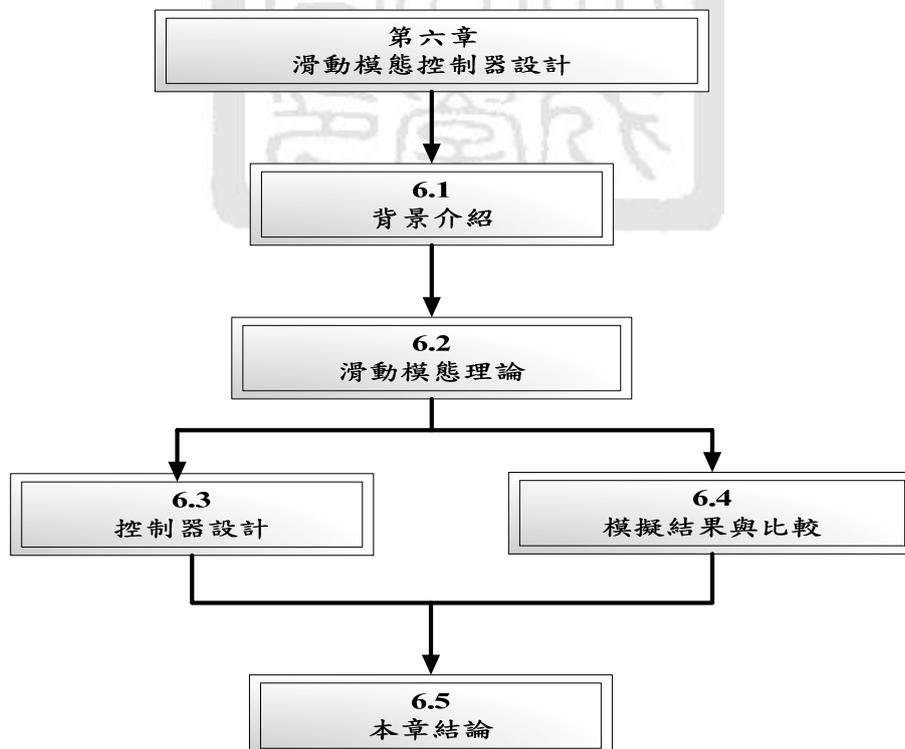


圖 6.1 本章架構圖

6.1 背景介紹

早在 1950 年代，前蘇聯就已經有學者和工程師們將可變結構系統的技術應用到馬達的控制上面，當時他們就已經注意到一個非常重要而有趣的行為-滑動模態(Sliding mode)，即為現代的滑動模態控制。但由於當時體制封閉，此種技術並未引起各國注意，直到一九七六年 Itkis 才以英文版出書介紹可變結構系統理論及相關控制技術[40]，之後前蘇聯學者 Utkin 著作也轉譯為英文，探討滑動模態的理論與應用[41]，而後 Slotine 與 Sastry 提出順滑層的概念[42]來解決此控制器理論中原來會產生 Chattering 的問題。滑動模態控制法之優點在於僅需對整個系統的狀態進行設計，因此對於一些為了建模方便變特意將系統簡化之模型，只需估測出其參數範圍便可進行設計，理論較為單純，因此便逐漸吸引學者研究及應用。

6.2 滑動模態理論

滑動模態控制(Sliding mode control)所處理的系統是將系統狀態已變數方程式組成滑動面，目的是無論系統初始狀態為何，一旦啟動控制器，則系統狀態將在一定時間內接觸此順滑面，並沿著此順滑面收斂至平衡點，其示意圖如圖 6.2 所示，一個系統若要擁有順滑模態，則必須具備兩個條件：

- a. 必須存在一個順滑模態的空間(sliding surface)，而且所有的軌跡在有限時間內都會進入這個空間，一般稱之為迫近條件(approaching condition)，主要關鍵是確認系統軌跡是否能在有限時間內進入順滑面。

- b. 當系統到達順滑面後，必須保持系統在順滑面等於零的空間中而不在脫離此空間，並使系統狀態朝著平衡點逼近，稱之為順滑條件(sliding condition)。對於單輸入系統具有一切換條件表示滑動條件發生在順滑面上。但對於多輸入具有多切換條件的系統順滑模態將產生數個順滑面交集的空間中。

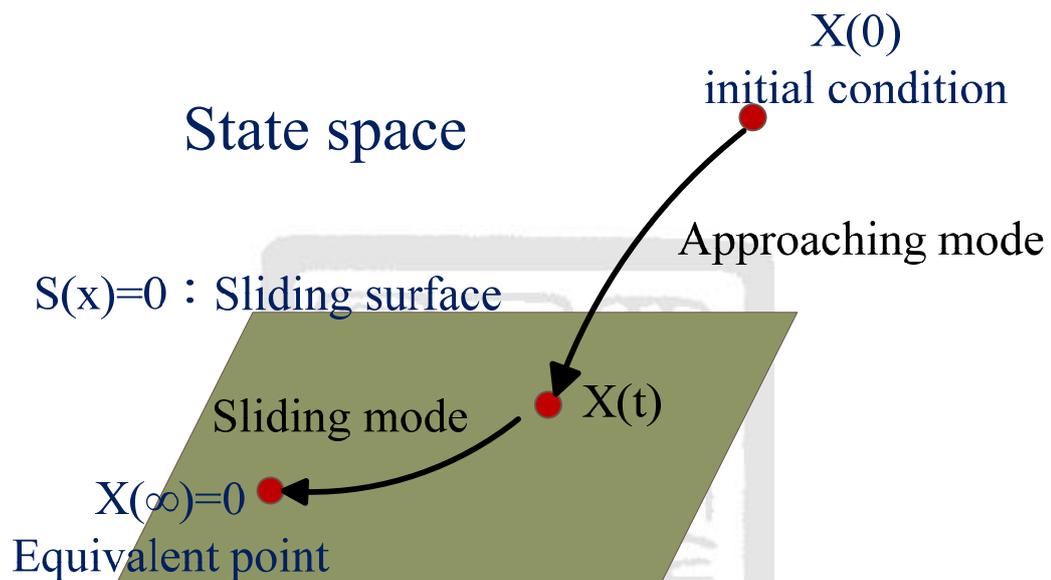


圖 6.2 滑動控制示意圖

根據上述的條件，控制過程中會有兩個階段：迫近階段及順滑階段。理想的情況是：迫近階段的時間愈短愈好，進入順滑階段後就維持在順滑平面上，確保此情況能發生的充分條件稱為順滑條件。而此問題轉變成：(1)決定順滑面；(2)能滿足順滑條件的控制律。

首先定義順滑面 $s(x,t)$ ，當系統到達順滑面後必須保持在順滑面上而不脫離，因此必須滿足曲面函數大於零時，其函數值須隨時間增加而遞減，曲面函數小於零時，其函數值隨時間增加而遞增，數學表示為，

$$s(x,t) \cdot \dot{s}(x,t) < 0 \quad (6.1)$$

而當系統在順滑面外時必須符合迫近條件朝向順滑面移動，在此介紹一種較常使用的迫近條件，首先定義：

$$s(x, t) \cdot \dot{s}(x, t) < -\eta |s(x, t)|, \quad \text{when } s(x, t) \neq 0 \quad (6.2)$$

其中 η 為一正定常數。而為了要驗證是否滿足收斂條件，可以用 Lyapunov stability theorem 來說明：

假設 $V(x, t)$ 為一具有連續一階導數的向量函數，且 $\sigma(0)=0$ ，若滿足下列條件：

1. $V(x, t)$ 為正定(positive definite)。
2. $\dot{V}(x, t) = \frac{d}{dt}V(x, t)$ 為負定。
3. 當 $\|x(t)\| \rightarrow \infty$ ， $V(x, t) \rightarrow \infty$ 。

則可稱系統之狀態在平衡點為漸進穩定(globally asymptotically stable)，而 $V(x, t)$ 稱為 Lyapunov function。當滿足(6.1)、(6.2)式與 Lyapunov stability theorem 時，則滑動模態控制器將可實現於此系統。而系統狀態在迫近模態時是連續性的軌跡，但在進入滑動模態後卻是由不連續的切換條件所構成，因此 Filippov[42]提出了“等效控制”的概念，使得雖然系統狀態與控制輸入在迫近模態為連續的情況下，一旦進入了滑動模態後，控制輸入可以改變為以不連續的方式不斷切換。為了使控制系統具有追蹤軌跡能力，我們採用了參考模型(Model reference approach)方法與滑動模態控制作結合[42]。

控制器採用參考模型法(Model reference approach)，即設計一理想參考動態模型，定義追蹤誤差為 $\tilde{X} = X - X_d$ ，針對狀態誤差所組成的狀態空間，進行順滑面設計，則控制器的設計即為實現追蹤參考模型軌跡之

目標，整個控制系統方塊圖如圖 6.3 所示。

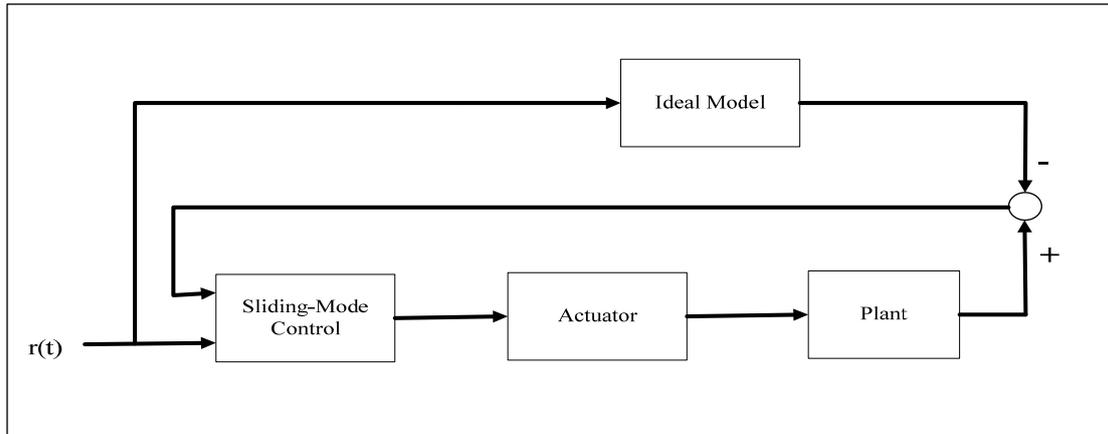


圖 6.3 滑動模態控制系統方塊圖

定義誤差向量 \tilde{X} 表示為：

$$\tilde{X} = X - X_d = [\tilde{x} \quad \dot{\tilde{x}} \quad \dots \quad \tilde{x}^{(n-1)}]^T \quad (6.3)$$

同時在狀態誤差空間中定義一時變函數 s 為誤差向量 \tilde{X} 之線性函數，即

$$s(\tilde{x}, t) = \left(\frac{d}{dx} + \lambda \right)^{n-1} \tilde{x} \quad (6.4)$$

其中 λ 為一正定的常數。則 $s(t) \equiv 0$ 稱為在狀態空間的順滑面(sliding surface)，而從(6.4)式中可以知道 $s(\tilde{x}, t) = 0$ 為一 $(n-1)$ 階的穩定齊次線性微分方程式，選擇 λ 為正定常數，則其特徵方程式的根皆落在 $s(\tilde{x}, t)$ 的左半平面上，因此可以判斷誤差 \tilde{x} 會成指數收斂。以二階系統作說明，考慮一單輸入二階系統動態方程式：

$$\ddot{x} = f(x) + u \quad (6.5)$$

為了達到 $X(t) = X_d(t)$ ，在此令順滑面 $s(\tilde{x}, t) = 0$ ，可得：

$$s(\tilde{x}, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right) \tilde{x} = \dot{\tilde{x}} + \lambda \tilde{x} \quad (6.6)$$

當系統在順滑面上時，令其動態 $\dot{s} = 0$

$$\dot{s} = \ddot{\tilde{x}} + \lambda \dot{\tilde{x}} = \ddot{x} - \ddot{x}_d + \lambda \dot{\tilde{x}} = f + u - \ddot{x}_d + \lambda \dot{\tilde{x}} \quad (6.7)$$

$$u_{eq} = -f + \ddot{x}_d - \lambda \dot{\tilde{x}} \quad (6.8)$$

而當系統狀態在曲面外時必須滿足迫近條件，我們在追加一不連續切換控制力 u_n 。而整個控制器 u 即為 u_{eq} 與 u_n 的結合。

$$u = u_{eq} + u_n \quad (6.9)$$

其中 $u_n = -\eta \text{sgn}(s)$ ，而所選取的控制器需滿足滑動條件要求，因此利用 Lyapunov stability theorem 選取 Lyapunov function，

$$V(s) = \frac{1}{2} s^2 \quad (6.10)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}(s) < 0 &\rightarrow \frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 = s \dot{s} \\ &= s(f + u - \ddot{x}_d + \lambda \dot{\tilde{x}}) \\ &= s(f + u_{eq} + u_n - \ddot{x}_d + \lambda \dot{\tilde{x}}) \\ &= s(-\eta \text{sgn}(s)) = -\eta |s| < 0 \end{aligned} \quad (6.11)$$

(6.11)式為滿足 Lyapunov stability theorem，必須將 η 取為正定常數。

我們將整個控制器設計流程圖整理如圖 6.4 所示，我們先推導出運動方程式，接著利用參考模型法設計順滑方程式，並且找出等效控制 u_{eq} 與切換控制 u_n ，而滑動模態控制器即由等效控制與切換控制所組成。

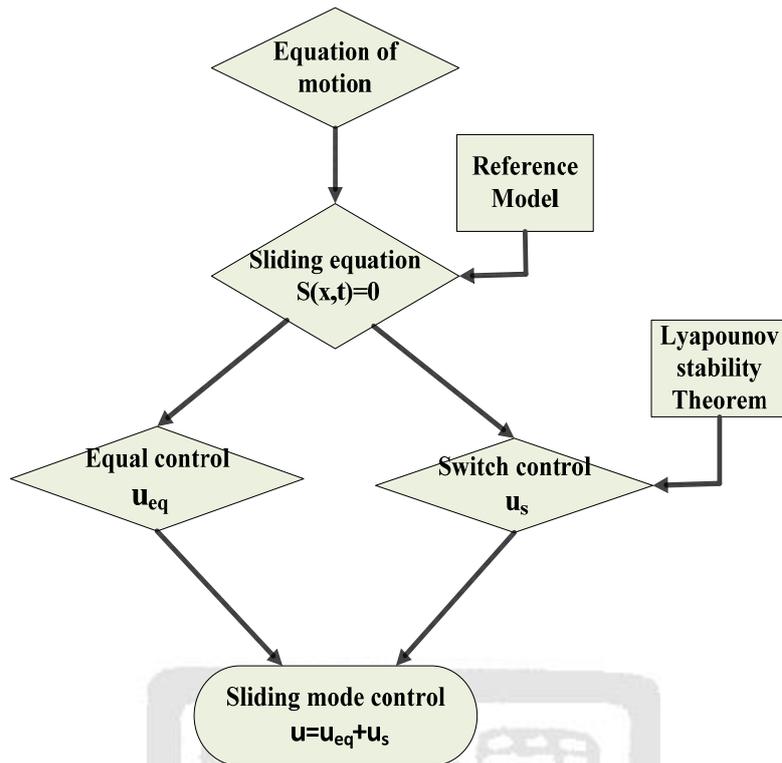


圖 6.4 滑動模態控制器之設計流程

6.3 控制器設計

將本論文所設計的壓電驅動撓性定位平台視為一質量-彈簧-阻尼系統，其平台與壓電致動器之系統運動方程式如下所示：

$$M\ddot{x} + B\dot{x} + Kx = Cu \quad (6.12)$$

其中 M ：等效質量

B ：等效阻尼

K ：等效剛性

C ：壓電致動器機電轉換係數

u ：輸入電壓

接著將第四章所量測而的之平台自然頻率與阻尼係數等參數帶入(6.12)式，可以將壓電驅動定位平台運動方程式簡化成：

$$\ddot{x} + 85.61\dot{x} + 6122251x = 1071300u \quad (6.13)$$

接著根據(6.6)假設順滑面方程式為

$$s(\tilde{x}, t) = \dot{\tilde{x}} + \lambda\tilde{x} \quad (6.14)$$

之後根據(6.7)(6.8)可以求出等效控制力

$$\begin{aligned} \dot{s} = 0 &\Rightarrow \dot{s} = \ddot{\tilde{x}} + \lambda\dot{\tilde{x}} \\ &= \ddot{x} - \ddot{x}_d + \lambda\dot{\tilde{x}} \\ &= \frac{-85.61\dot{x} - 6122251.41x}{1071300} + u - \frac{\ddot{x}_d + \lambda\dot{\tilde{x}}}{1071300} = 0 \end{aligned} \quad (6.15)$$

$$\therefore u_{eq} = \frac{85.61\dot{x} + 6122251.41x + \ddot{x}_d - \lambda\dot{\tilde{x}}}{1071300} \quad (6.16)$$

然而控制器 u 為等效控制 u_{eq} 與不連續切換控制 u_n 所組成，根據(6.8)(6.9)之推導可以得到控制器為，

$$u = \frac{85.61\dot{x} + 6122251.41x + \ddot{x}_d - \lambda\dot{\tilde{x}}}{1071300} - \eta \text{sgn}(s) \quad (6.17)$$

其中 η 為正定常數，然而在(6.17)中使用 sign function 容易產生 chattering 現象，因此本論文利用 saturation function 來取代。所以整個控制器修改為如下所示：

$$u = \frac{85.61\dot{x} + 6122251.41x + \ddot{x}_d - \lambda\dot{\tilde{x}}}{1071300} - \eta \text{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) \quad (6.18)$$

整個控制器當中必須選擇適當的參數 λ 、 η 以及邊界層厚度 ϕ ，便能使控制器實現於系統追蹤軌跡的能力。之後我們將以模擬與實驗來對控制系統進行實現。針對滑動模態控制器的各個參數影響，也將來進行探討。

6.4 模擬結果與比較

將 6.3 節所推導出來的公式，利用迴受控制搭配順滑模態控制器來對壓電驅動撓性定位平台提供強健性，本節首先利用 MATLAB 模擬來對控制系統進行實現，並且對滑動模態控制器之設計參數進行討論。最後將針對平台受外界干擾，使用滑動模態控制來提供系統其強健性，並且與第四章所使用的 PID 控制來作比較；同樣地，本研究主要目的在平台增加負載之後，其控制效果依然要滿足我們的目的，因此，使用滑動模態控制器來給予系統提供強健性，並且與第四章所使用的 PID 控制來比較。

6.4.1 控制器之參數討論

根據 6.3 節所推導的公式，本研究是利用參考模型來設計控制器，而參考模型的參數如表 6.1 所示。本節使用 MATLAB/SIMULINK 軟體來建立其等效模型，並且由所推導出來的控制器，適當選擇控制器參數，並且探討其影響。接下來藉由步階響應模擬結果，來對系統進行實現。由控制方程式推導(6.18)式我們可以知道控制器是由一等效控制以及一切換項所組成，等效控制即為滿足系統 $s=0$ 收斂至平衡點，而切換項則是為了讓系統狀態往順滑面逼近所設定，以下是我們對各個參數所作的討論。

表 6.1 參考模型參數表

參考模型(Reference Model)	
ζ (阻尼比)	1
ω_n (自然頻率)	2827.43(rad/s)

I. 切換項常數(η)

η 為影響切換項之強度，可解釋為影響每單位靈敏度之大小， η 存在時，使系統迫近順滑面，而當 η 愈大時，系統達到順滑曲線的時間就愈快，其模擬結果如圖 6.5 所示，可以由狀態誤差圖及施力圖中看出，當 η 愈大時，其到達順滑模態的時間也會愈短，但同時也會發現， η 過大會造成施力過大而產生 overshoot 之情形，之後才到達順滑面收斂。

II. 順滑曲線之斜率(λ)

λ 的設定主要為順滑面之斜率， λ 愈大則在順滑曲線的收斂速度愈快，其模擬結果如圖 6.6 所示，圖中可觀察出不同的 λ 將產生不同斜率的順滑面，而由施力圖 λ 愈大，在到達順滑面後的施力曲率愈大，因此會以較快的速度收斂至平衡點。

III. 邊界層厚度(Φ)

Φ 為切換條件的邊界層，最初始的理論假設為 sign function，但是 sign function 實際實現在物理系統上時將造成抖振的現象 (chattering)[42]，因此我們選用了 saturation function 來作為緩衝，設計原理是希望系統狀態能在此範圍內進行滑動，其模擬結果圖如圖 6.7 所示。我們可以發現當 Φ 小於某個值後其切換情形幾乎相同，在模擬中可能看不太出來，但真實系統將可能激發高階模態而產生抖動現象。

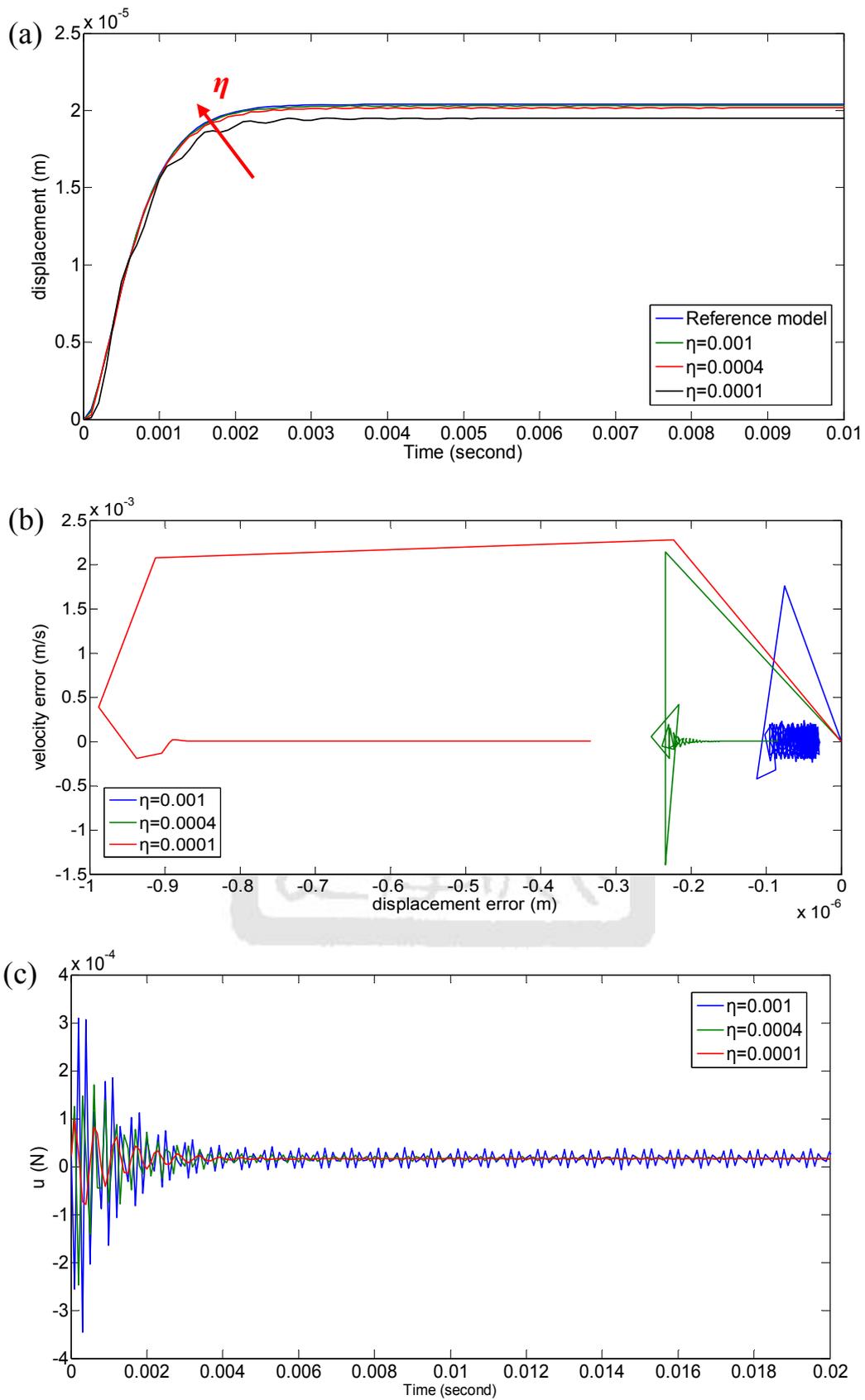


圖 6.5 比較 η 大小之模擬結果圖(a)時域響應(b)狀態誤差空間曲線(c)控制力

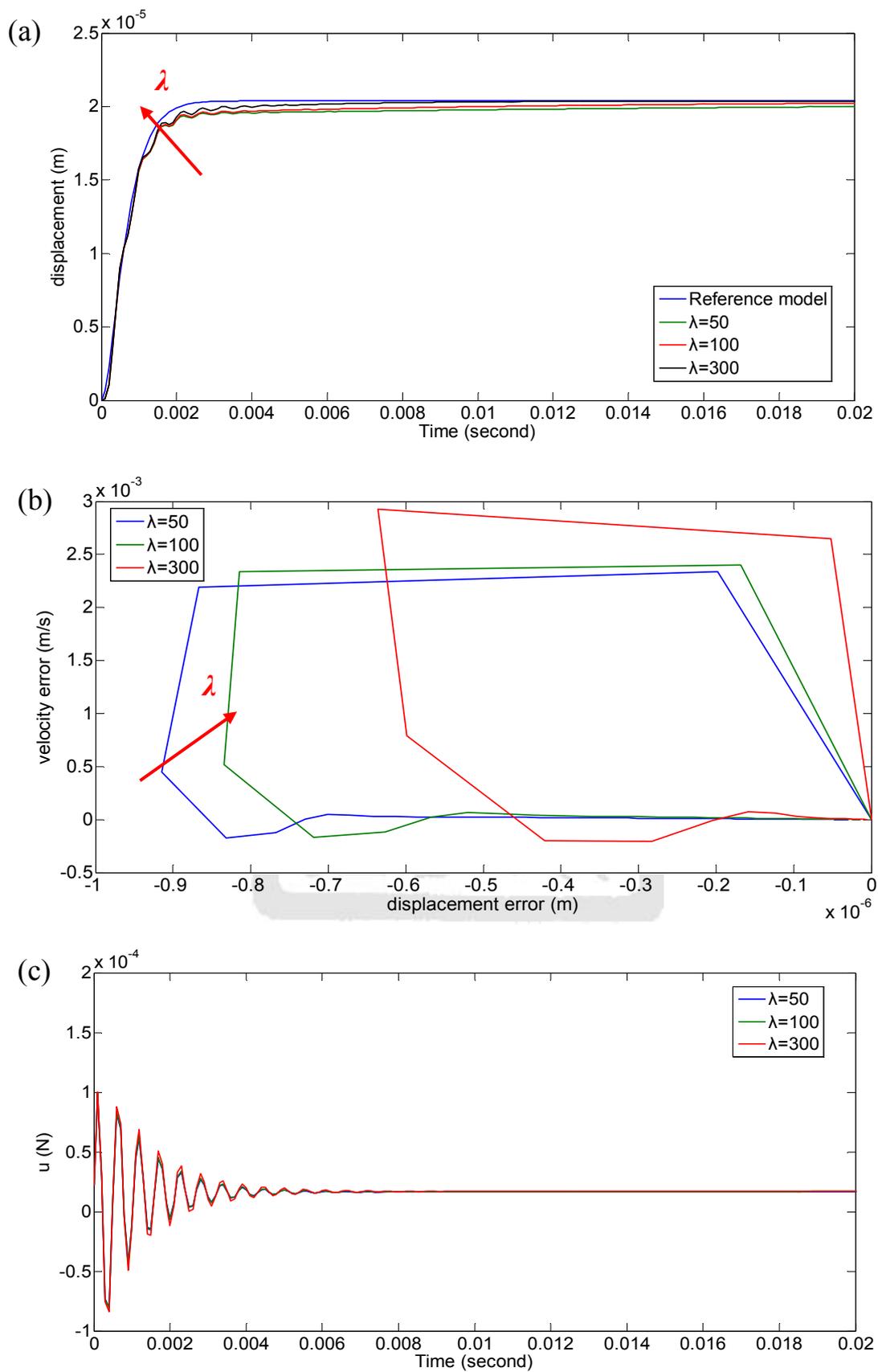


圖 6.6 比較 λ 大小之模擬結果圖(a)時域響應(b)狀態誤差空間曲線(c)控制力

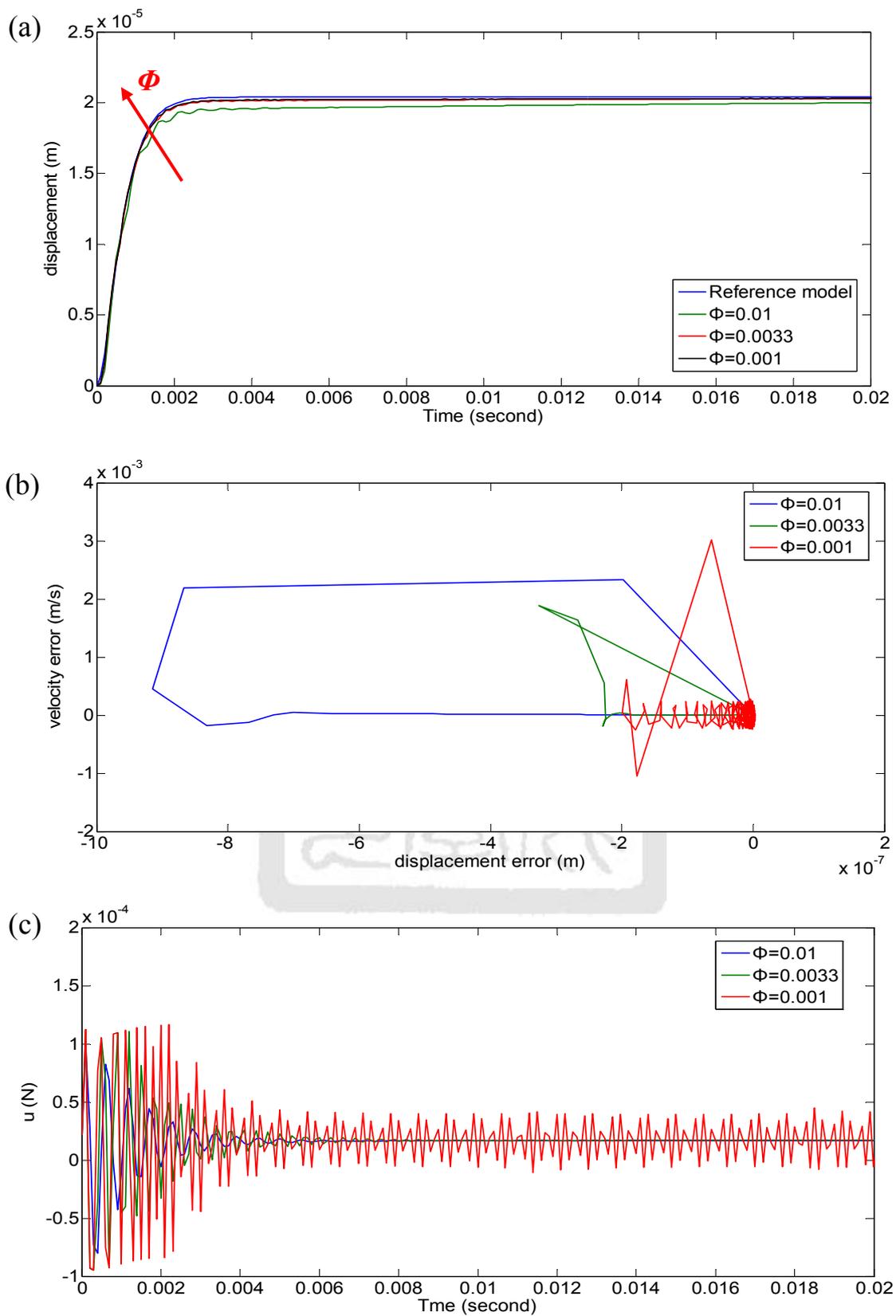


圖 6.7 比較 Φ 大小之模擬結果圖(a)時域響應(b)狀態誤差空間曲線(c)控制力

6.4.2 控制模擬結果

在探討控制器參數對系統步階響應的影響之後，接下來將控制器實現於系統受到外界干擾之步階響應之軌跡追蹤能力，來觀察其恢復至目標位置的速度。選擇了適當參數之後，接著藉由步階響應加上外界干擾之訊號，來進行模擬。目標位置選擇 $20.32\mu\text{m}$ 的步階訊號，以及三種干擾強度不一的干擾訊號，分別是 0.34N 、 0.68N 與 1.02N 。除此之外，並且探討平台因為增加負載而產生的參數不確定性，利用控制器具抑制參數不確定性的能力進行模擬，並與第四章使用 PID 控制器進行比較討論，以突顯滑動模態控制器所具有之強健性。

首先，先不考慮平台增加負載，單純給平台一個大小不一的外界干擾，探討其滑動模態控制器的強健性。起初設定平台目標位置為 $20.32\mu\text{m}$ ，在 80ms 的時候分別給予 0.34N 、 0.68N 與 1.02N 的外力，平台受到干擾之後壓電致動器需將其拉回一開始的目標位置，而所花之時間就是我們所考慮的。模擬結果如圖 6.8 所示，從圖中可以發現，利用滑動模態控制的平台受到外界的干擾比 PID 控制較能快速的將平台恢復至目標位置，並且根據其斜率也能夠看出，因其斜率較小，滑動模態控制有較佳的抵抗外界干擾之能力。我們將平台受到不同程度的外界干擾恢復至目標位置所需花的時間整理如圖 6.9 所示。為了比較公平，兩者控制器參數的選擇，盡量地調整使得系統響應速度愈快，並且不產生 overshoot 為原則。此時，兩種不同控制器所設定的參數如表 6.2 所示，從圖 6.9 更能看出 $t_{\text{SMC}} < t_{\text{PID}}$ 。

表 6.2 滑動模態控制器與 PID 控制器模擬參數

控制器參數			
滑動模態控制		PID 控制	
順滑面之斜率(λ)	300	比例增益(K_p)	0.10156
切換項常數(η)	0.0033	積分增益(K_i)	250
邊界層厚度(Φ)	0.0004	微分增益(K_d)	0.001

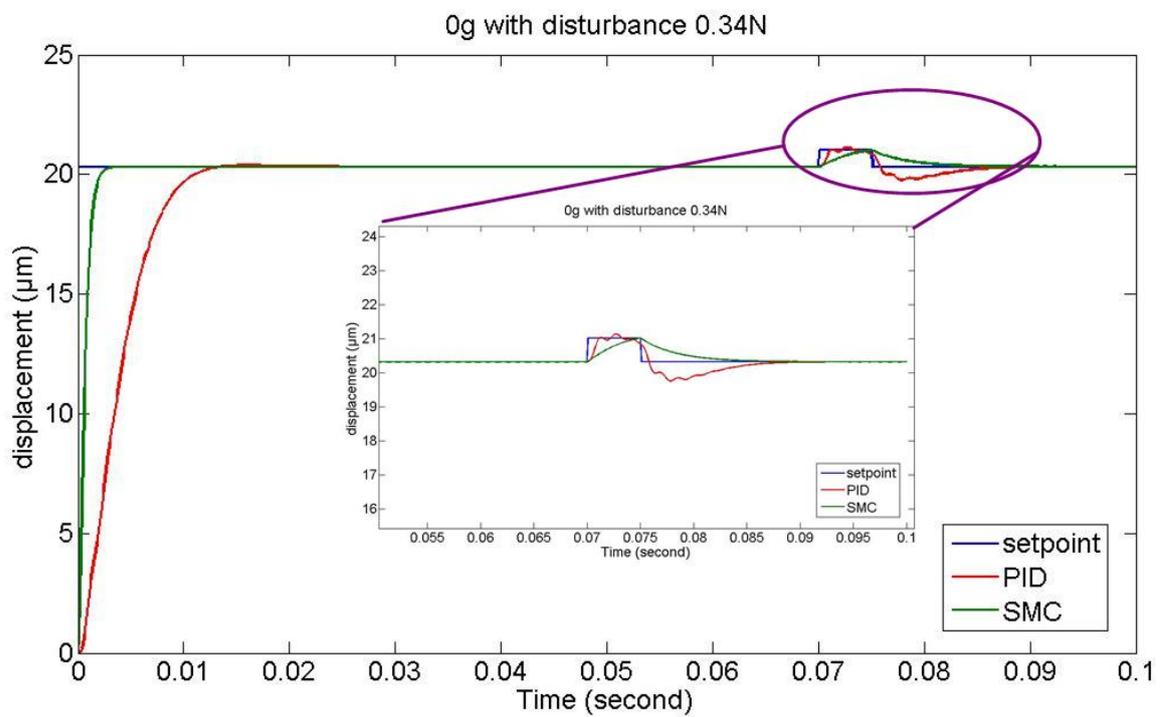


圖 6.8 平台無負載時受干擾力 0.34N 之 SMC 與 PID 之模擬結果

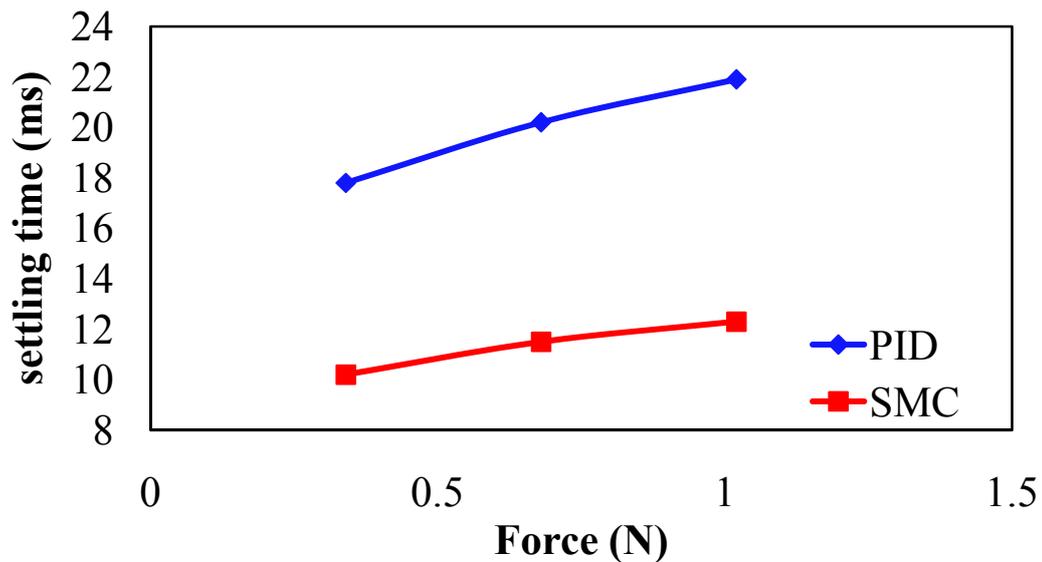


圖 6.9 平台無負載時受干擾恢復至穩態所需之時間模擬結果圖 PID 控制 (b)滑動模態控制

由於上面已經討論過平台受外界干擾，利用 PID 控制器與滑動模態控制器來抑制干擾，從模擬結果來看滑動模態控制器在這方面的確較佳。接下來我們將考慮平台增加負載並且同時給予三個不同強度干擾的情況，同樣地，我們將平台受到外界干擾但是改變其負載，恢復至目標位置所需花的時間分別整理如圖 6.10 與圖 6.11 所示。從圖中可以發現，平台受到不同大小的外界干擾，平台隨著負載的增加，系統恢復至穩態所需花費的時間較長；兩種不同控制器抵抗系統質量變異所造成時間增加的能力，從圖中可看出，滑動模態控制器的系統強健性較 PID 控制器要來的好。

我們將以上兩種情況，1.改變外界干擾力之大小 2.改變系統質量變異，作個完整個整理。在同樣負載情況下，當平台所受到外界干擾程度愈大，兩種控制器恢復至穩態所需花費的時間都是隨著干擾愈大而遞增；相反地，當干擾程度相同的情況下，兩種控制器恢復至穩態所需花費的時間亦是隨著負載增加而遞增，其結果如圖 6.12 所示。

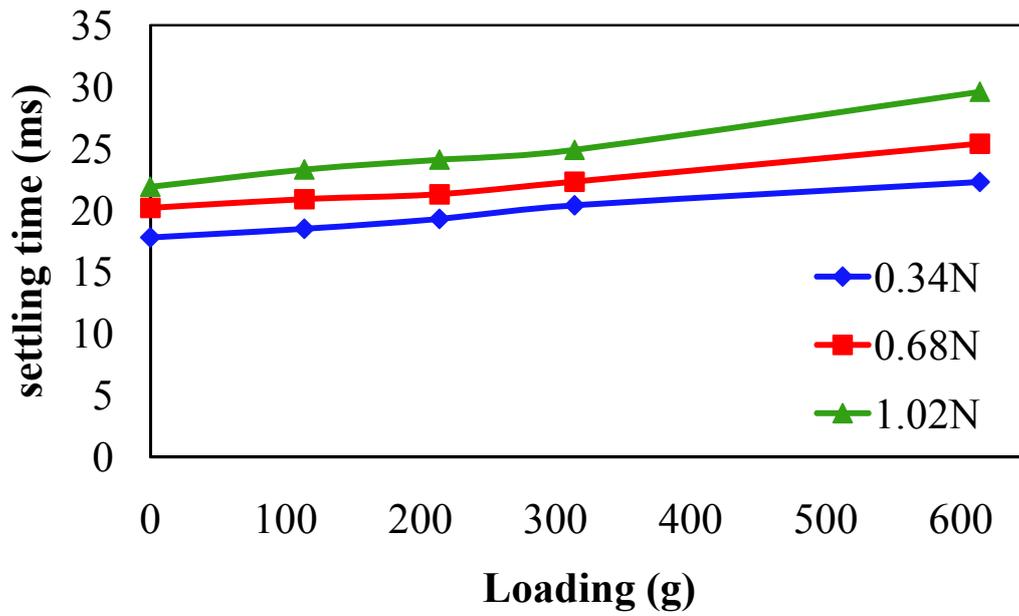


圖 6.10 外界干擾下改變負載恢復至目標位置所需時間之 PID 模擬結果

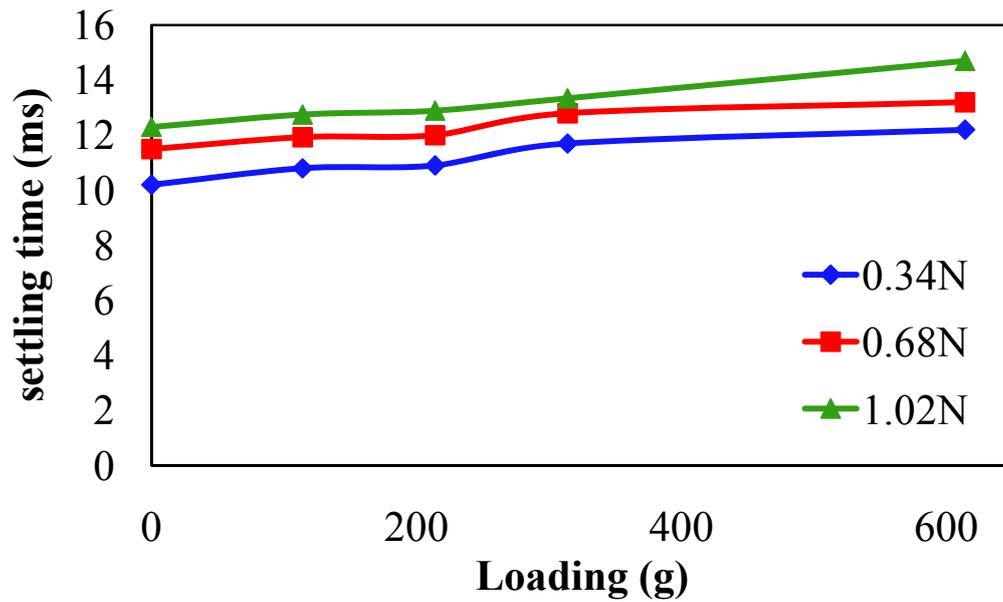


圖 6.11 外界干擾下改變負載恢復至目標位置所需時間之 SMC 模擬結果

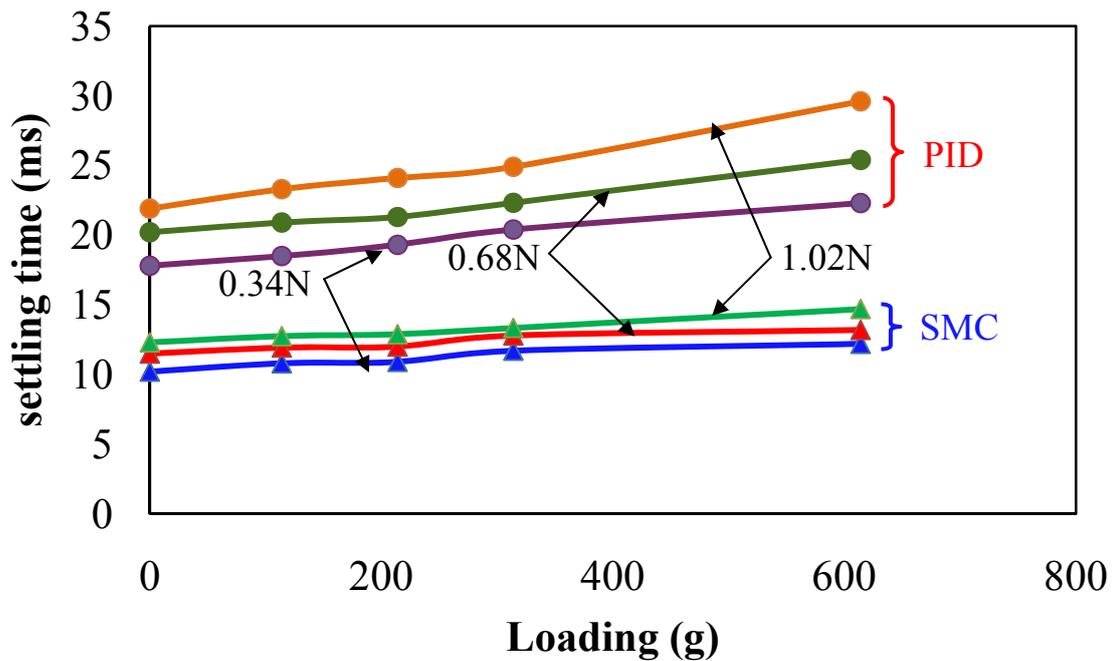


圖 6.12 PID 控制與滑動模態控制當質量改變且干擾強度改變恢復至穩態所需時間模擬結果

6.5 本章結論

本節主要介紹了滑動模態控制之原理推導，針對壓電驅動撓性機構平台系統進行控制器設計，並且以模擬實現。並且以模擬來比較滑動模態控制器與 PID 控制器之表現，模擬結果顯示，於步階定位目標下，兩種控制器皆具備一定的強健性對抗參數不確定性，但於平台受外界干擾愈強，以及平台質量改變之步階定位的模擬比較下，可觀察出滑動模態控制器對質量變異與外界干擾之步階定位目標下，具有較佳的強健性。驗證了滑動模態控制具備了良好的控制能力。接下來我們將以實驗驗證滑動模態控制器結合回授控制對壓電驅動撓性機構定位平台系統進行一連串的實驗，並同時討論模擬與實驗上的差別。

第七章 滑動模態控制實驗結果與討論

在第六章中，本研究進行了滑動模態控制理論的介紹以及控制器的推導，並以模擬分析將滑動模態控制結合回授控制所設計的控制器進行實現，同時對控制器的各個參數進行比較分析，並且與 PID 控制器進行模擬比較，表現出滑動模態控制對系統有較佳的抵抗外界干擾之能力。本章將以壓電驅動撓性定位平台系統來對滑動模態控制進行實現，本章之研究流程如圖 7.1 所示。7.1 節將介紹壓電驅動撓性定位平台對滑動模態控制實驗進行實現。7.2 節將介紹利用實驗的結果來討論控制器各個參數對系統響應之影響，並且與模擬來比較。7.3 節則是將進行一連串的運動路徑進行定位控制實驗。7.4 節是本章結論。

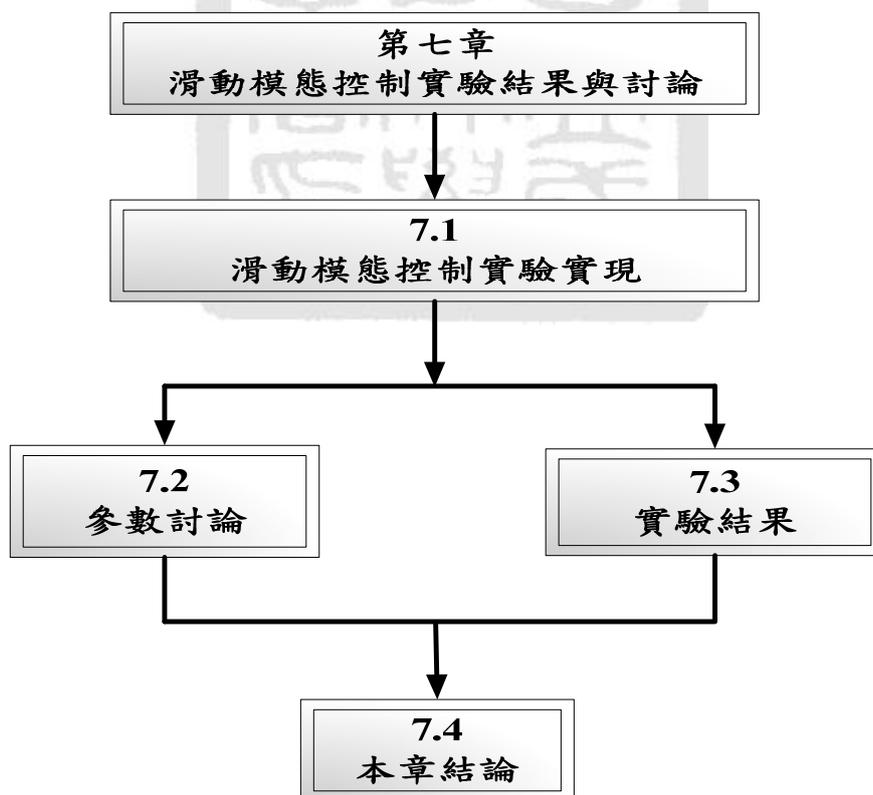


圖 7.1 本章架構圖

7.1 滑動模態控制實驗實現

關於利用滑動模態控制器結合回授控制於壓電驅動撓性定位平台系統之模擬已於第六章中介紹，並與 PID 控制器模擬比較。對於實現於真實系統，可以分為硬體架設與程式撰寫。硬體架設的部分在第四章與第五章已經談到，本節主要是在程式撰寫的介紹。本研究所採用的程式撰寫軟體為 NI LabVIEW，有別於其他程式撰寫軟體，LabVIEW 是屬於圖形化程式撰寫，在程式開發上較為節省時間也較容易。然而，滑動模態控制器的設計上必須有個參考模型建立。然而參考模型的建立在 LabVIEW 程式撰寫方式，是將欲追蹤之軌跡路徑輸入參考模型中，利用迴圈(loop)將每一個輸出響應的資料(data)取出，製成 Look up table 再將之與感測器作誤差比較。

由於參考模型是藉由電腦運算取得，因此需要將模型轉換為數位訊號，在此將介紹離散模型之建立，首先假設一個轉移函數：

$$\frac{Y}{R} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (7.1)$$

其中 ω_n 是參考模型自然頻率， ζ 則為 damping ratio 參數，可將轉移函數轉換為狀態方程式得

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\zeta\omega_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_n^2 \end{bmatrix} r \\ y &= [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7.2)$$

轉換為離散時間狀態方程式得

$$x_d(kT + T) = \Phi_c(T)x_d(kT) + \Gamma(T)r(kT)$$

$$\Phi_c(T) = \begin{bmatrix} e^{-\zeta\omega_n T} \cos\omega_d T + \frac{2\zeta\omega_n}{\omega_d} e^{-\zeta\omega_n T} \sin\omega_d T & \frac{1}{\omega_d} e^{-\zeta\omega_n T} \sin\omega_d T \\ -\frac{\omega_n^2}{\omega_d} \frac{1}{\omega_d} e^{-\zeta\omega_n T} \sin\omega_d T & e^{-\zeta\omega_n T} \cos\omega_d T \end{bmatrix}$$

$$\Gamma(T) = \int_0^T \begin{bmatrix} \frac{\omega_n^2}{\omega_d} \frac{1}{\omega_d} e^{-\zeta\omega_n t} \sin\omega_d t \\ \omega_n^2 e^{-\zeta\omega_n t} \cos\omega_d t \end{bmatrix} dt \quad (7.3)$$

x_d 為離散時間狀態， T 為取樣時間，可得離散時間模型。本研究希望選擇較嚴格之參考模型，測試系統的軌跡追蹤能力，因此除了補足原系統之阻尼，滿足無振盪響應，選擇 $\zeta=1$ 外，還希望加大自然頻率，使其快速到位，選擇 $\omega_n=2827.43(\text{rad/s})$ ，取樣頻率為 1k Hz。

在完成硬體架設與程式撰寫後，接下來以實驗來驗證，選擇參考目標位置為 20.32 μm 進行參數實驗。

7.2 參數討論

在將控制器實現於壓電驅動撓性定位平台系統，接下來進行控制器之設計參數討論，對於參數之介紹及討論已於 6.4.1 節討論，因此本研究在此介紹參數實驗結果，以及與模擬的差異之處。

I. 切換項常數(η)

η 為影響切換項之強度大小，其系統步階響應實驗結果如圖 7.4 所示，當 η 愈大時，系統達到順滑曲面的時間就愈快，因此也能快速收斂至目標位置。

II. 順滑曲線之斜率(λ)

λ 的參數設定主要決定順滑曲線之斜率，由(6.14)式可知， λ 愈大，則在順滑曲線的收斂速度愈快，實驗結果如圖 7.2 所示，圖中可發現 λ 愈大可使系統上升時間縮短，但可發現 λ 逐漸到達一極限值。而由圖 7.5 可觀察出，若 λ 取過大，將激發高頻的共振端出現，引起高頻振動。

III. 邊界層厚度(Φ)

Φ 為切換條件邊界層，實驗結果如圖 7.3 所示，選擇適當的 Φ 即可讓系統沿著順滑曲面收斂至平衡點。但過大的 Φ 將系統產生 steady state error，而過小的 Φ 也會造成反應過於靈敏而產生快速抖動如圖 7.6 所示。

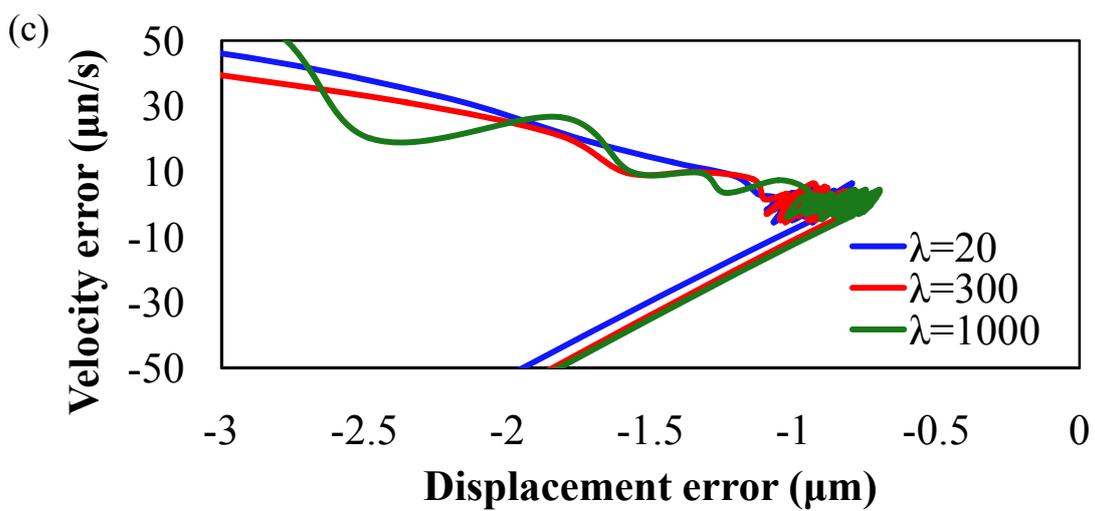
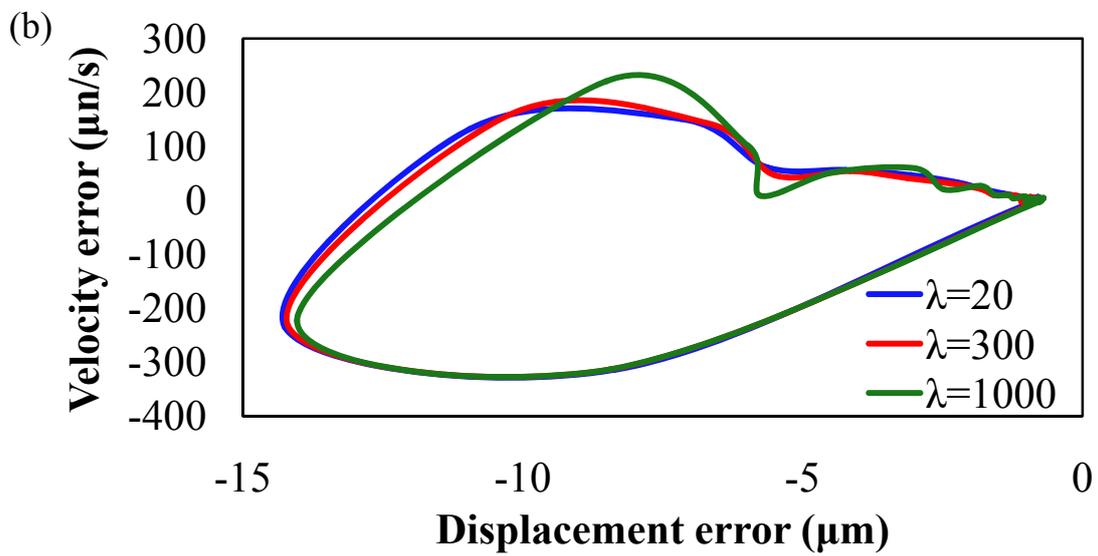
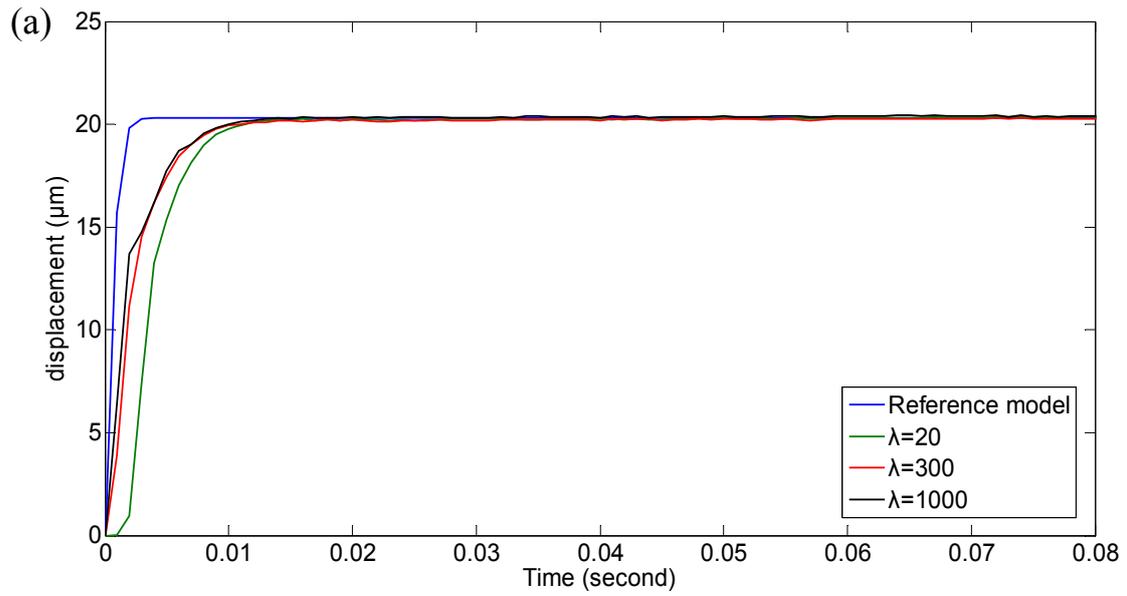


圖 7.2 λ 參數對系統影響(a)時域響應(b)狀態誤差空間相平面(c)相平面放大圖

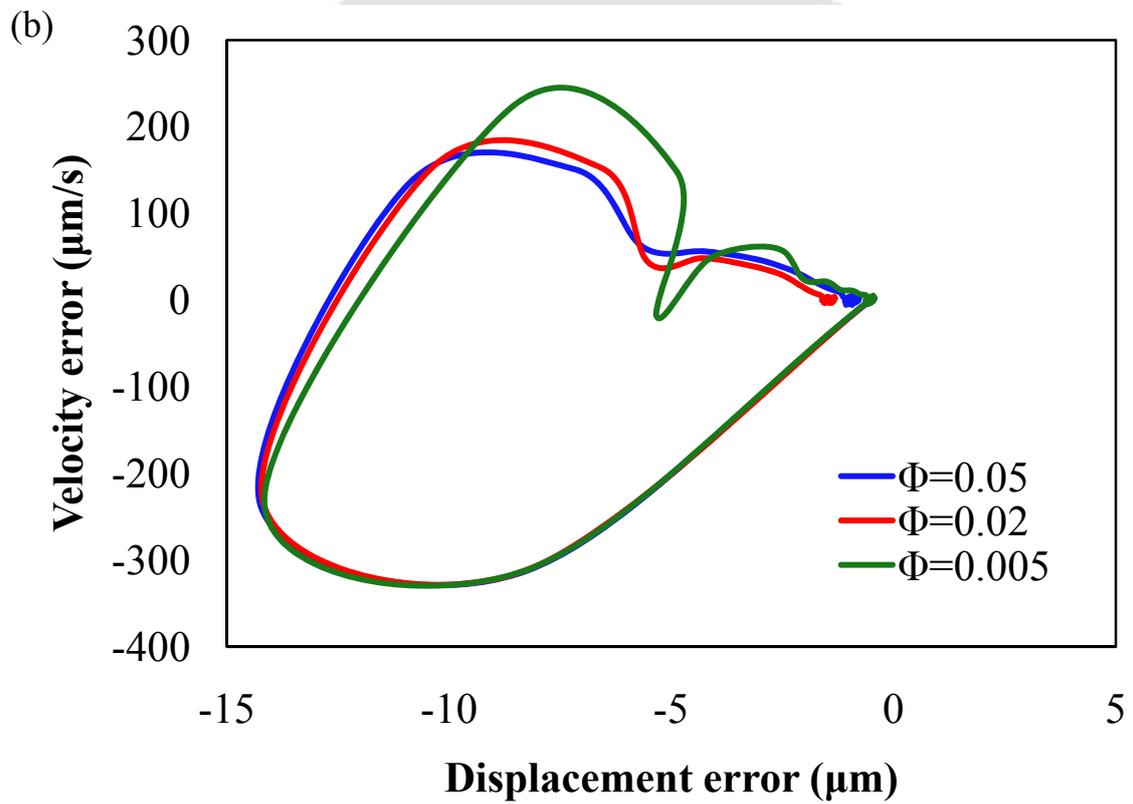
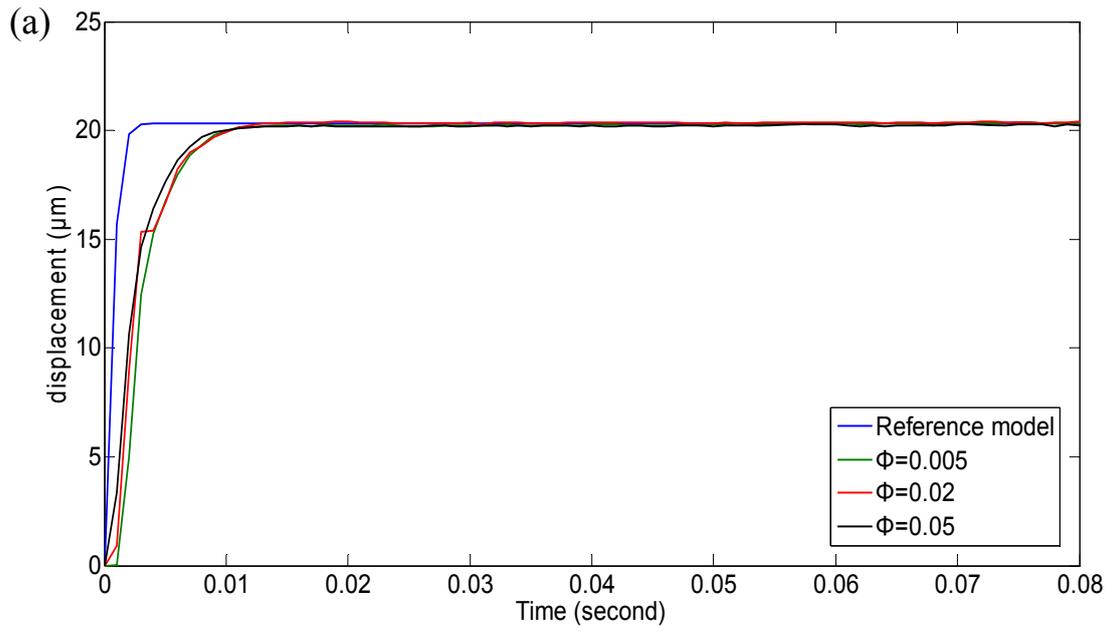


圖 7.3 Φ 參數對系統影響(a)時域響應(b)狀態誤差空間相平面

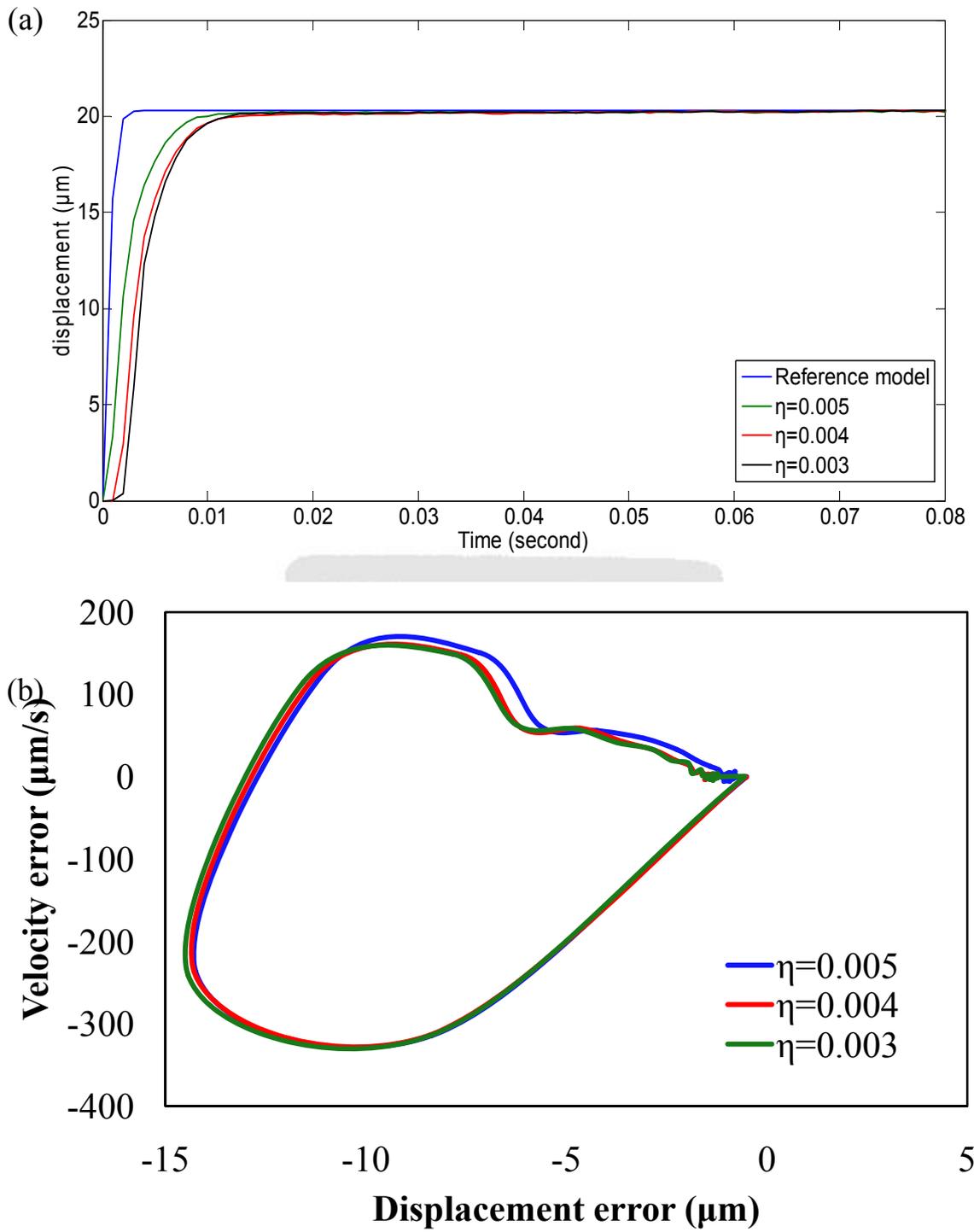


圖 7.4 η 參數對系統影響(a)時域響應(b)狀態誤差空間相平面

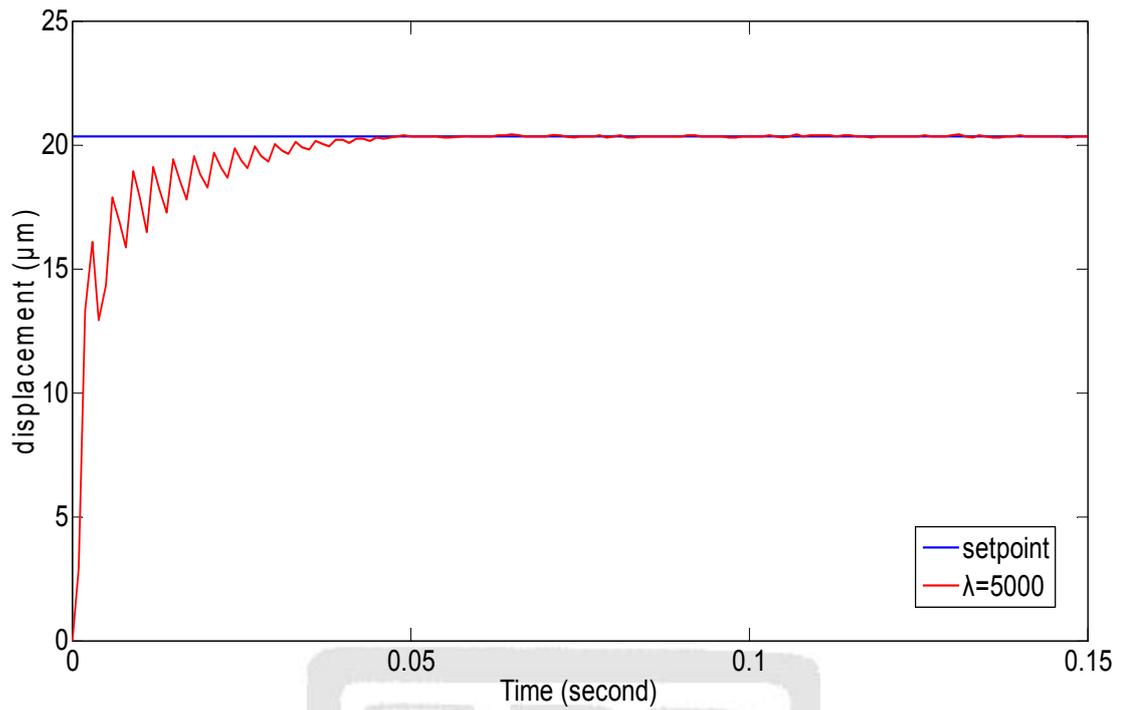


圖 7.5 λ 過大所引發的高頻振動

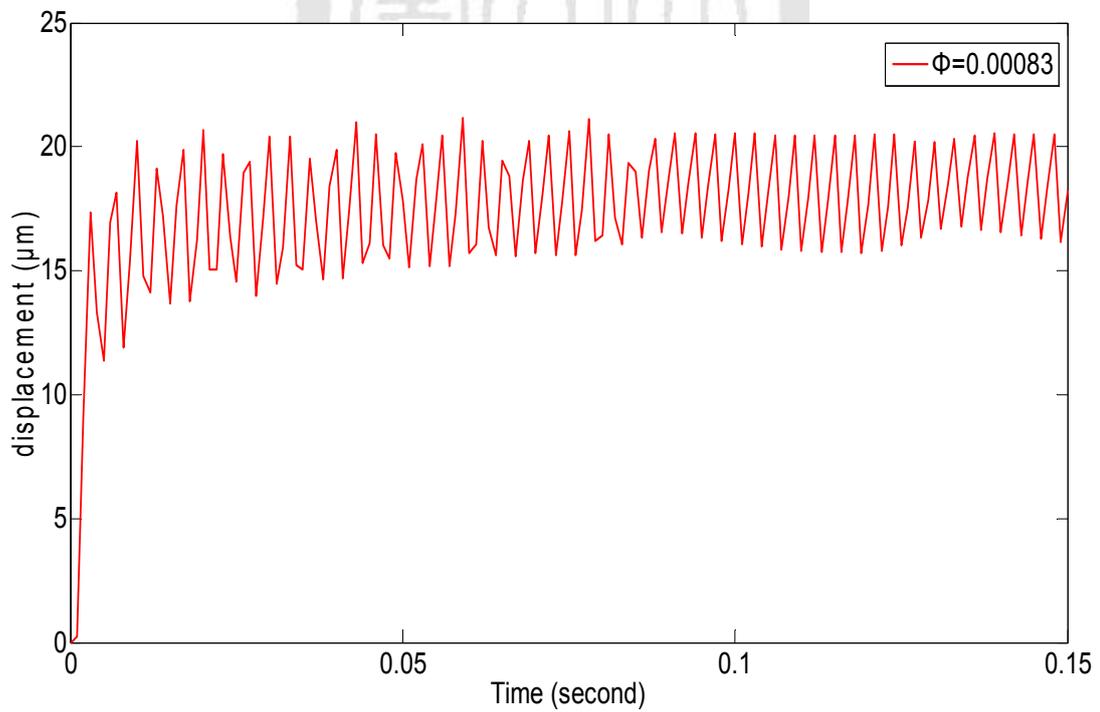


圖 7.6 ϕ 過小使系統敏感而產生抖動圖

7.3 實驗結果

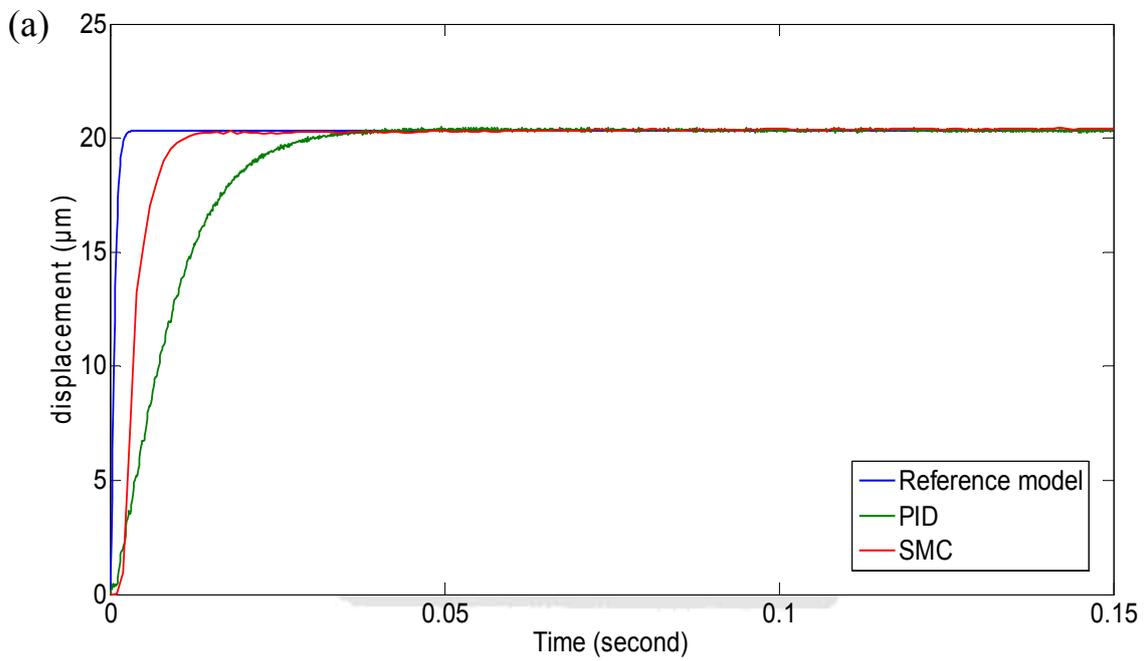
在探討控制器參數對系統步階響應的影響之後，接下來將控制器實現於系統受到外界干擾之步階響應之軌跡追蹤能力，來觀察其恢復至目標位置的速度。根據實驗結果選擇了適當參數之後，接著藉由步階響應加上外界干擾之訊號，來進行實驗。目標位置選擇 $20.32\mu\text{m}$ 的步階訊號。

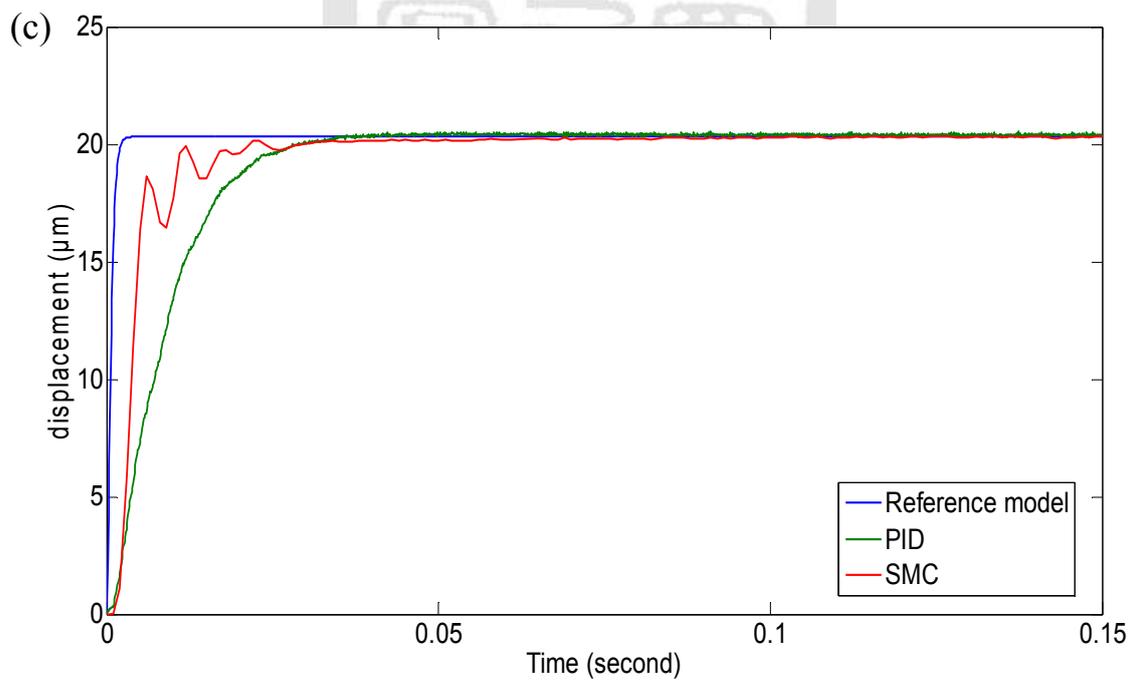
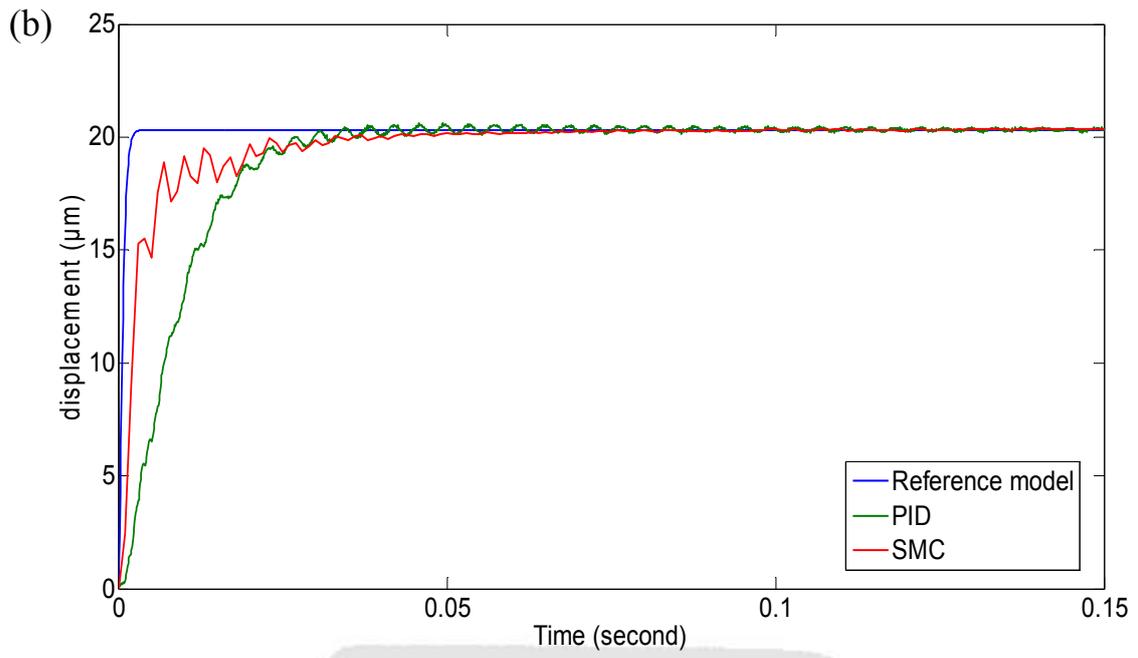
7.3.1 步階響應

接下來我們將以實驗來驗證，選擇參考目標位置為 $20.32\mu\text{m}$ 的步階訊號，進行同樣參數之實驗，比較利用滑動模態控制器，平台步階響應的上升時間等響應特性。並且當平台上增加砝碼，平台步階響應特性會有何變化。控制器參數選擇如表 7.1 所示，實驗結果如圖 7.7 所示。從圖 7.7 來看，滑動模態控制器的步階響應之系統上升時間比 PID 控制要來的快，以平台在負載 614g 的情況下，SMC 之平台 performance 的上升時間約為 6.175msec，但是其對平台增加負載的控制力 PID 控制比滑動模態控制要來的好。從其響應結果，以平台在負載 614g 的情況下，SMC 之平台 performance 的最大超越量約為 3.1%，可觀察出 PID 控制器在抑制最大超越量(overshoot)的能力比滑動模態控制器要好。並且在系統的振盪控制方面，PID 控制器也比滑動模態控制器具有較佳的抑制振盪的能力。然而在安定時間，SMC 在平台負載 614g，需約花 39msec 的時間，很明顯的 PID 控制器在這方面較 SMC 來的好。穩態誤差實驗結果如圖 7.8 所示，其兩個標準差的誤差值要比 PID 控制器來得佳。

表 7.1 滑動模態控制器參數

滑動模態控制		參考模型	
順滑面之斜率(λ)	20	ζ (阻尼比)	1
切換項常數(η)	0.005		
邊界層厚度(Φ)	0.05	ω_n (自然頻率)	2827.43(rad/s)





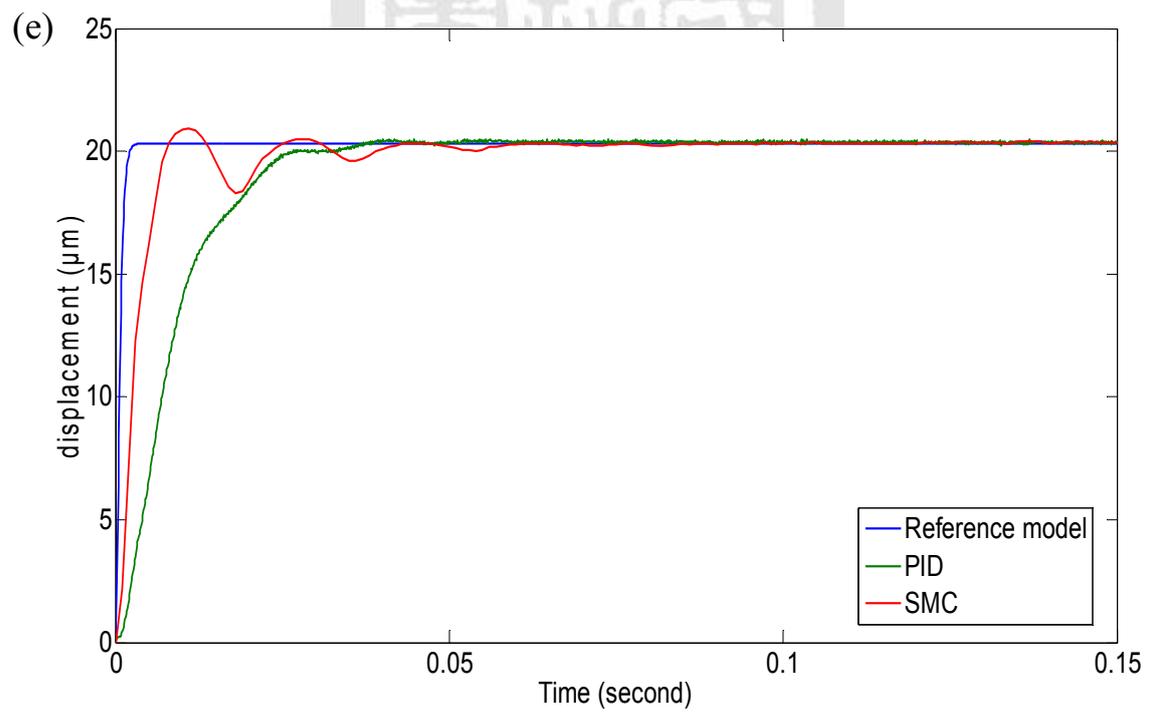
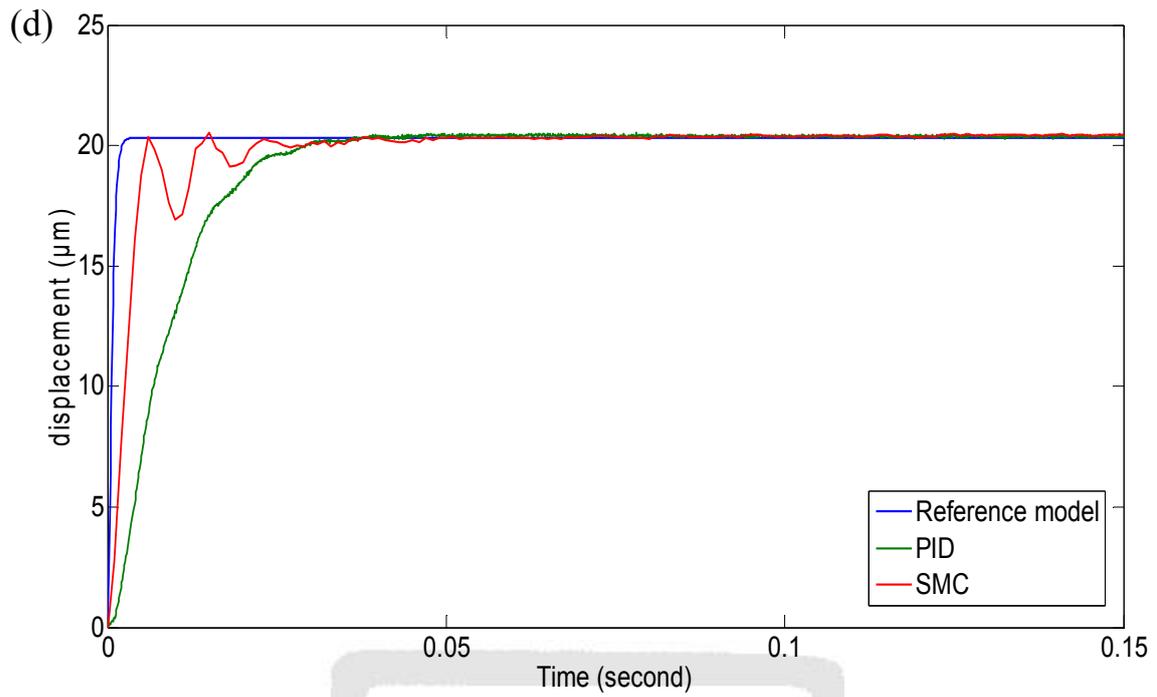


圖 7.7 PID 控制與滑動模態控制步階響應實驗比較圖 (a)0g (b)114g (c)214g
(d)314g (e)614g

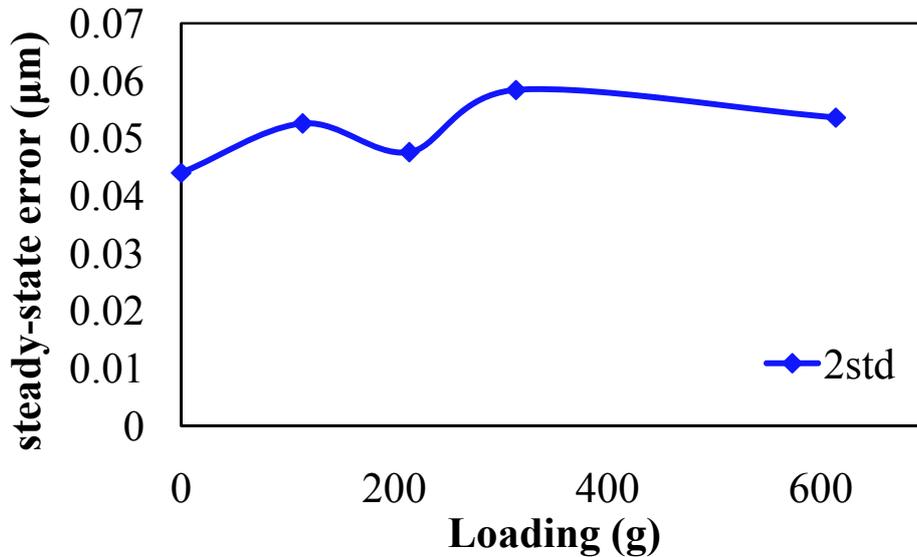


圖 7.8 SMC 之平台負載與穩態誤差關係圖(2std)

7.3.2 受干擾之步階響應

本節將控制器實現於系統受外界干擾之步階響應之軌跡追蹤能力，來觀察其恢復至目標位置的速度。藉由本章控制器參數討論，選擇了適當參數之後，接著藉由步階響應加上外界干擾之訊號，來進行實驗之實現。目標位置選擇 $20.32\mu\text{m}$ 的步階訊號，以及三種干擾強度不一的干擾訊號，分別是 0.34N 、 0.68N 與 1.02N 。除此之外，並且探討平台因為增加負載而產生的參數不確定性，觀察其控制器之強健性。

首先，先不考慮平台增加負載，單純給平台一個大小不一的外界干擾，探討其滑動模態控制器的強健性。起初設定平台目標位置為 $20.32\mu\text{m}$ ，在 80ms 的時候分別給予 0.34N 、 0.68N 與 1.02N 的外力，平台受到干擾之後壓電致動器需將其拉回一開始的目標位置，而所花之時間就是我們所考慮的，實驗結果如圖 7.9 所示。我們將平台受到不同程度的外界干擾恢復至目標位置所需花的時間整理如圖 7.10 所示，可以觀察出在同樣負載情況下，當平台所受到外界干擾程度愈大，兩種控制器恢復至穩態所需花費的時間都是隨著干擾愈大而遞增；相反地，當干擾程度相同的情

況下，兩種控制器恢復至穩態所需花費的時間亦是隨著負載增加而遞增，不過滑動模態控制在抵抗外界干擾的能力要比 PID 控制器來的好。但是在負載為 114g 時卻有著突然增加的趨勢，其可能原因將在第八章討論。

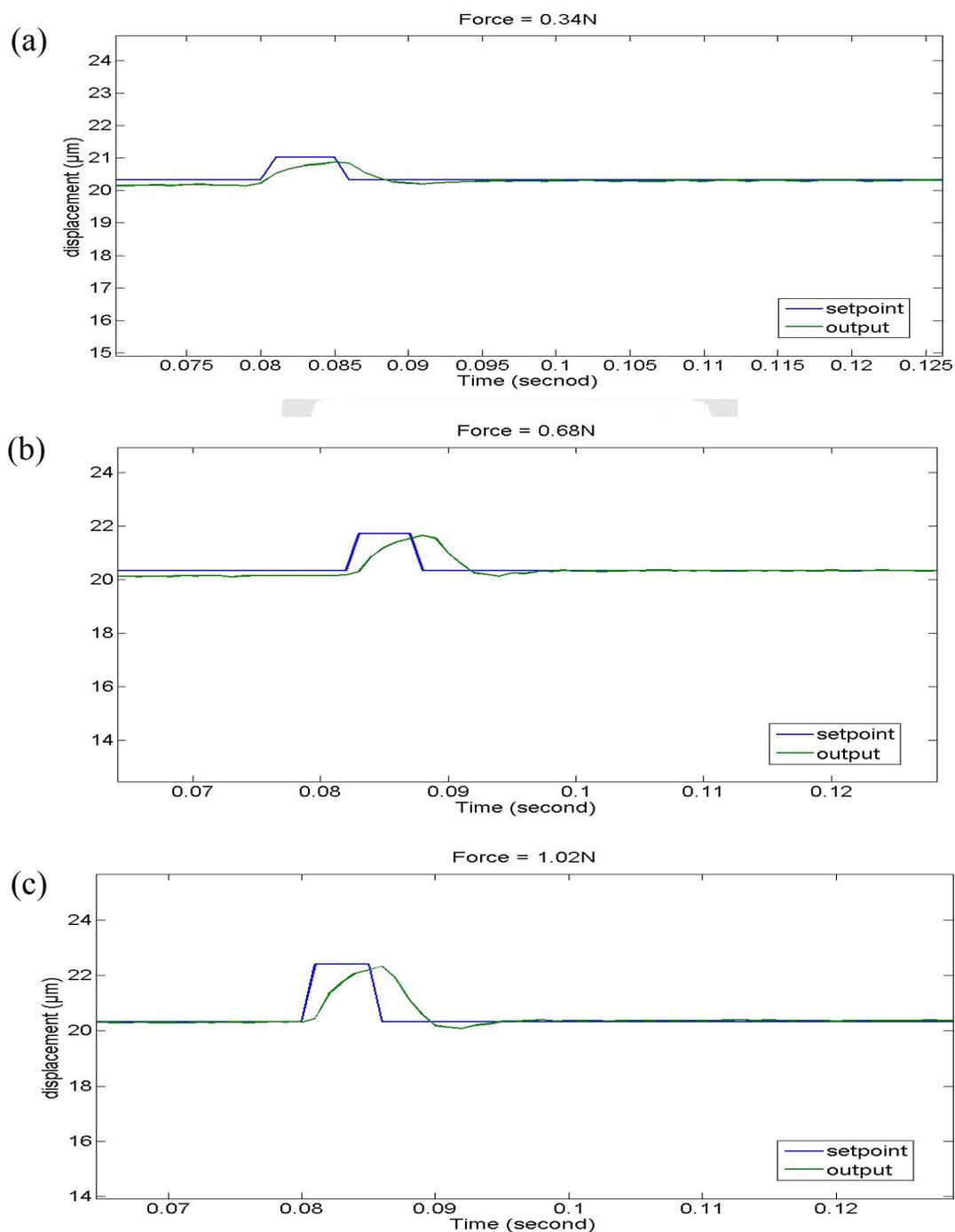


圖 7.9 平台無負載下受干擾之響應之實驗結果(a)0.34N (b)0.68N (c)1.02N

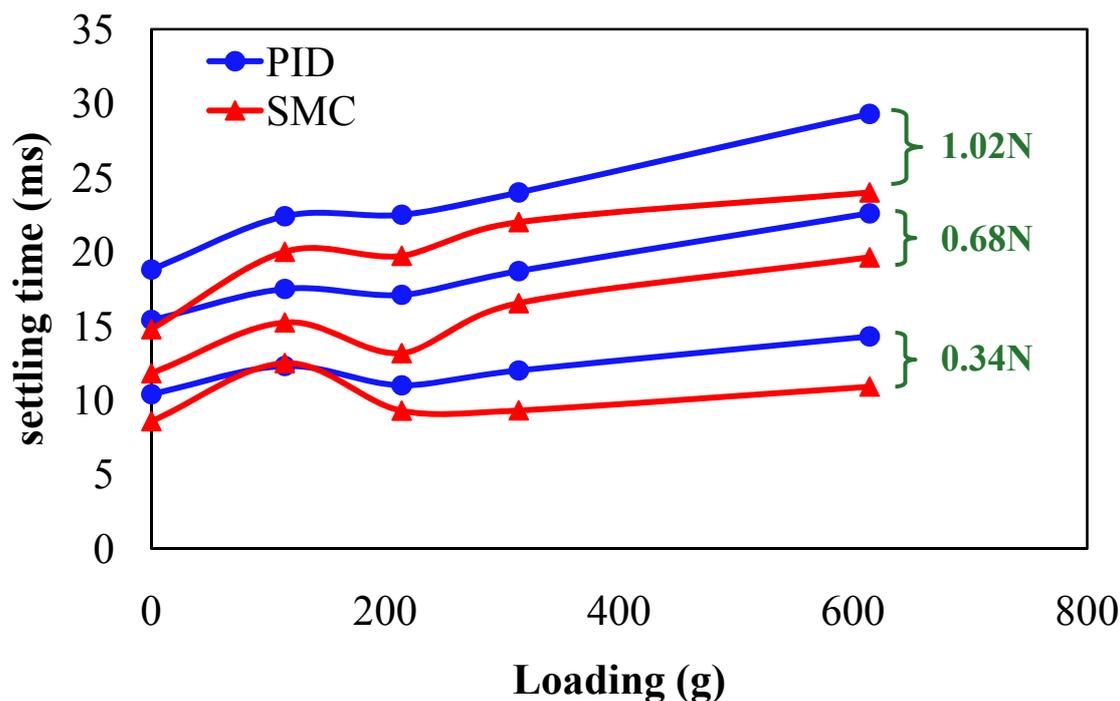


圖 7.10 外界干擾下改變負載與增加干擾強度恢復至目標位置所需時間之 PID 與 SMC 實驗結果

7.3.3 三角波訊號

我們於 7.2 節中將滑動模態控制器實現於步階定位實驗中，並從步階響應中討論控制器參數變化對系統響應的影響，本節將繼續探討控制器於三角波定位響應的軌跡追蹤能力。實驗結果如圖 7.11 所示。考慮到反覆位置切換機械定位，本研究利用滑動模態控制器進行三角波運動路徑軌跡追蹤，來觀察其動態追蹤之能力。本研究選擇低頻的 1Hz 與較高頻的 10Hz 三角波運動路徑追蹤，來觀察其動態響應。並且本文考慮到真實情況的條件，利用砝碼模擬真實 CCD 鏡頭，當平台上配置了荷重，來觀察平台系統的動態定位能力，在此針對目標位置為 0~10.16 μm 來進行定位實驗。首先是低頻 1Hz 的三角波運動路徑追蹤，實驗結果如圖 7.11 所示，從圖中可以看出，SMC 在動態軌跡追蹤上，表現出相當不錯的定位效果，即使在平台增加負載的情況之下，能夠追上參考模型的軌跡，亦

不會有太大的過衝量以及良好的定位精度，顯示 SMC 於低頻三角波定位穩態時具備足夠之強健性。另外，在高頻 10Hz 三角波運動路徑追蹤定位，其實驗結果如圖 7.12 所示，結果顯示 SMC 在高頻三角波運動路徑軌跡追蹤，亦具有抑制過衝量的效果，並且將之與 PID 控制器之實驗結果相比較，可以發現 SMC 在負載 614g 以及高頻軌跡追蹤的能力較 PID 控制器要來的好。

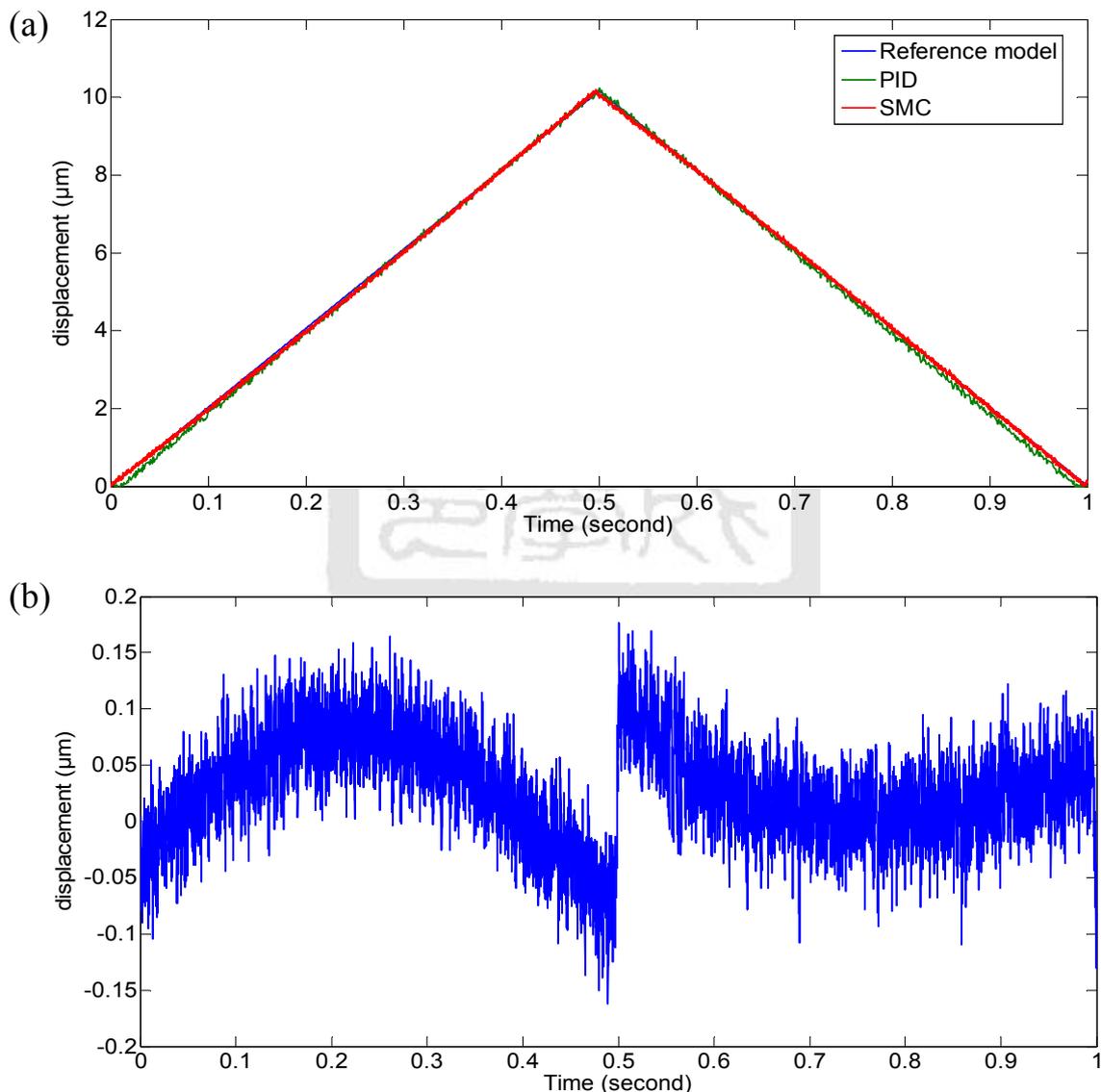


圖 7.11 平台負載 614g 之頻率 1Hz 三角波運動路徑 SMC 與 PID 定位控制實驗圖
(a)614g (b)SMC 軌跡定位追蹤誤差

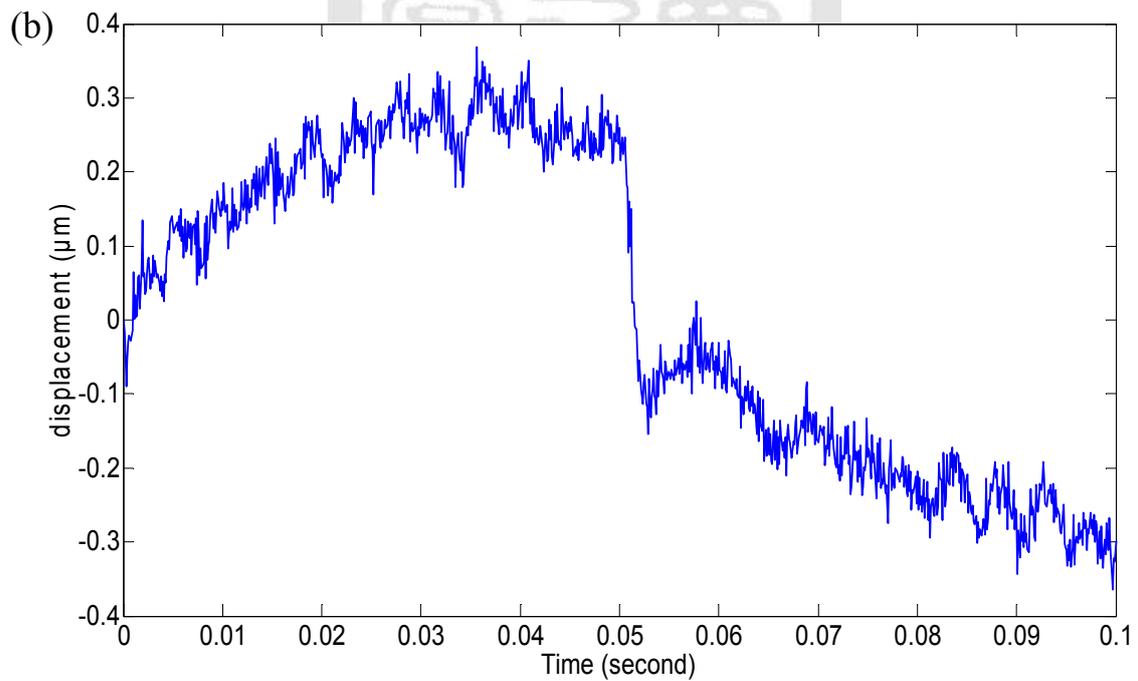
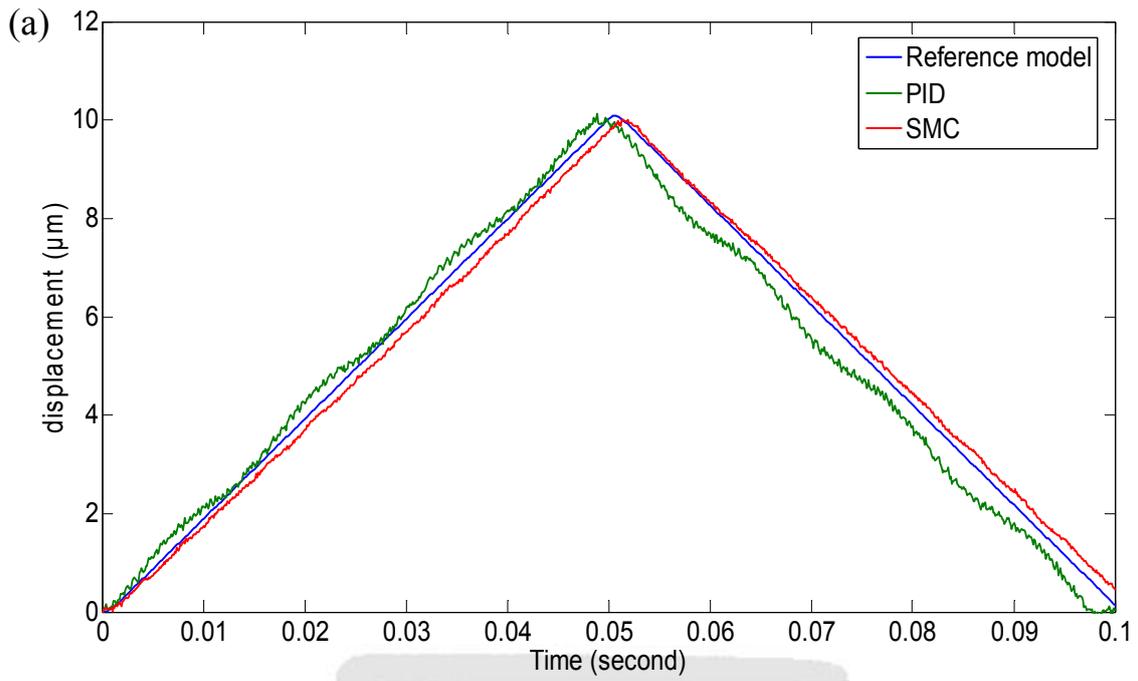


圖 7.12 平台負載 614g 之頻率 10Hz 三角波運動路徑 SMC 與 PID 定位控制實驗
圖(a)614g (b)SMC 軌跡定位追蹤誤差

7.4 本章結論

本章針對三種不同情況之下的路徑作滑動模態控制，首先在步階響應控制方面，在平台負載 614g 之 $20.32\ \mu\text{m}$ 步階響應特性中，overshoot 方面，利用 SMC，從閉迴路的 43.8% 減小到 3%；settling time 方面，則是從 249.7msec 縮短為 39.3msec；穩態誤差之兩個標準差約為 53.8nm。平台受外界干擾之情況，從實驗結果來看，平台放置負載 614g 且受 1.02N 干擾時，PID 控制恢復至目標位置所需花的時間約為 30ms，而使用滑動模態控制則需花費約 24ms。因此在抵抗外界干擾的能力，可觀察出滑動模態控制器是比 PID 控制器要來的好。另外在軌跡追蹤能力，從實驗結果可以觀察，SMC 在平台負載 614g 以及頻率 10Hz 情況下，其軌跡追蹤能力比 PID 要來的好，其顯示出 SMC 在軌跡追蹤定位較 PID 控制器效果來的好。

第八章 研究結果討論

本研究利用壓電驅動撓性平台微奈米定位系統作軌跡追蹤與抵抗外界干擾等定位控制，並驗證其效果。在第三章中，本文分析、設計了撓性機構之定位平台，並且利用理論法與有限元素法作平台的靜、動態分析，並與第四章之靜、動態之實驗作結果比較。並於第四章介紹 PID 控制器之理論以及利用 SIMULINK 將壓電驅動撓性平台系統建立等效模型模擬。第五章實驗的實現，利用各種不同運動路徑軌跡來做定位控制，並且探討 PID 控制器受外界干擾之強健性，此外，為了更能真實反映在實際的應用面上，本研究亦在平台上增加負載，並且作不同運動路徑定位控制。另外，在第六章本文採用滑動模態控制器來與 PID 控制器作比較，同樣地利用 SIMULINK 將壓電驅動撓性平台系統建立等效模型來模擬，並於第七章藉由實驗來實現，利用不同運動路徑軌跡來做定位控制，並且探討滑動模態控制受外界干擾之強健性。

本章將綜合以上之研究結果進行討論，本章架構如圖 8.1 所示。於 8.1 節介紹 PID 控制器與滑動模態控制器參數改變對其響應之影響程度。於 8.2 節介紹 PID 控制器與滑動模態控制器兩者之實驗結果討論與比較。8.3 節針對平台增加負載，造成系統頻率與阻尼改變之討論。8.4 節介紹本研究所設計的撓性平台其相關特性之討論。8.5 節介紹本文所設計完成的撓性平台對於應用上之探討。8.6 節則是最後總結。

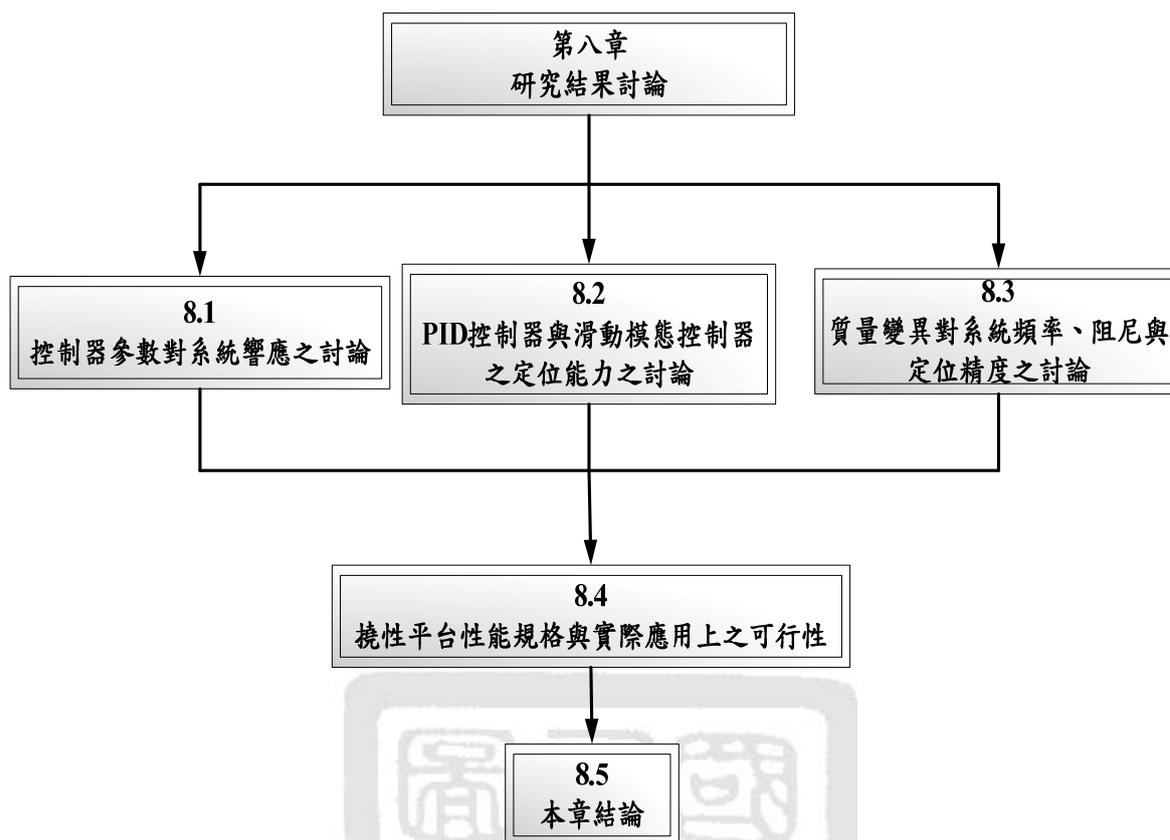


圖 8.1 本章架構圖

8.1 控制器參數對系統響應之討論

本研究利用閉迴路 PID 與滑動模態控制壓電驅動撓性微定位平台系統，並且測試改變各個控制器參數，進而觀察控制器參數之改變，使平台的響應會有何變化。在第四章到第七章中，我們已介紹了 PID 控制器與滑動模態控制器改變實驗參數，系統響應的模擬與實驗結果。本節將以上結果作個總結與歸納，互相比較並且討論在參數的調整之下，系統響應之影響。

在此，分別針對系統於各個控制器參數改變而造成之 rising time、overshoot 與 settling time 作比較。首先討論閉迴路 PID 控制器於比例增益值(K_p)、積分增益值(K_i)與微分增益值(K_d)之改變下所造成之暫態響應的影響，如圖 8.2、圖 8.3 以及圖 8.4 所示

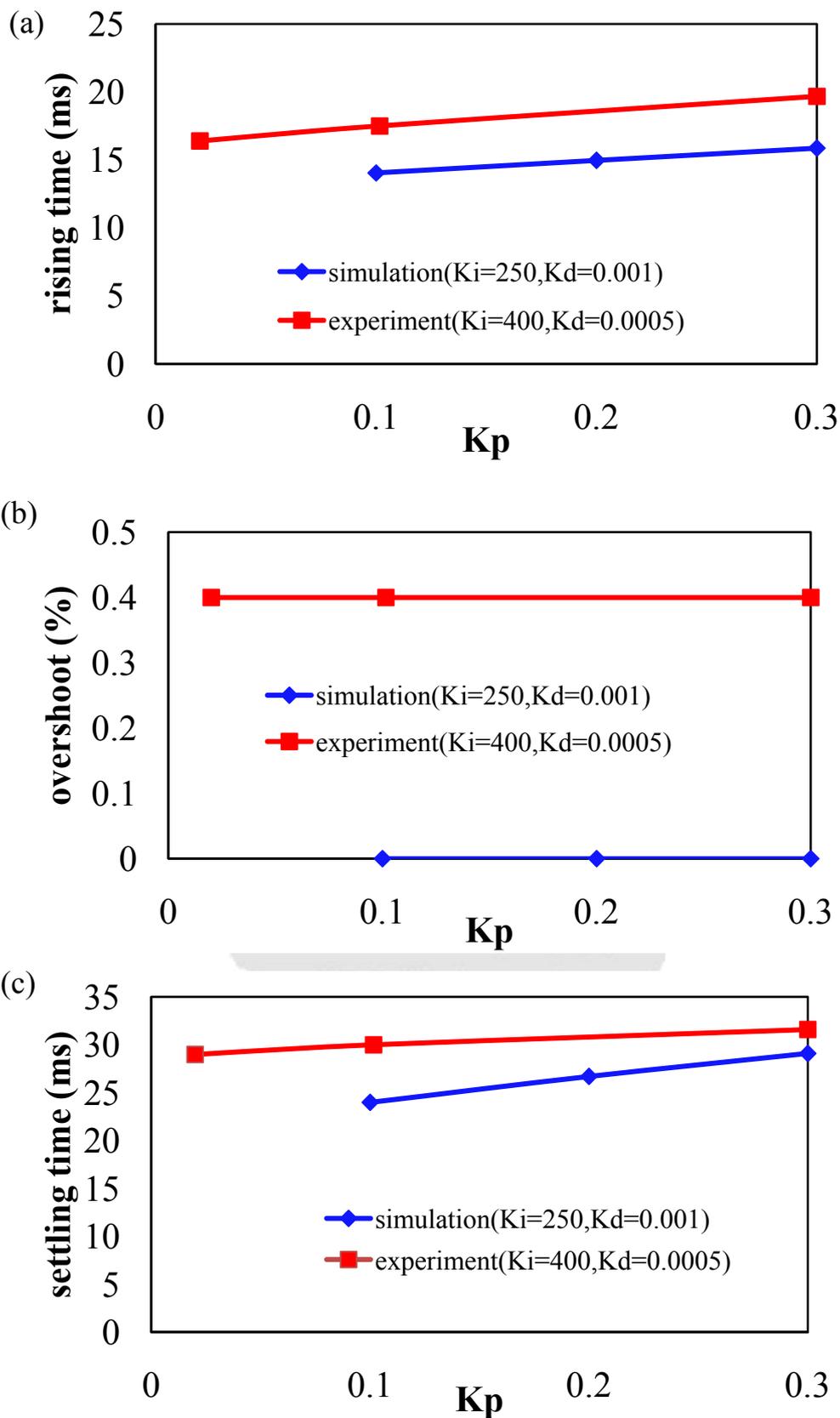


圖 8.2 改變 PID 控制器參數 k_p 對系統響應影響結果(a)rising time (b)overshoot (c)settling time

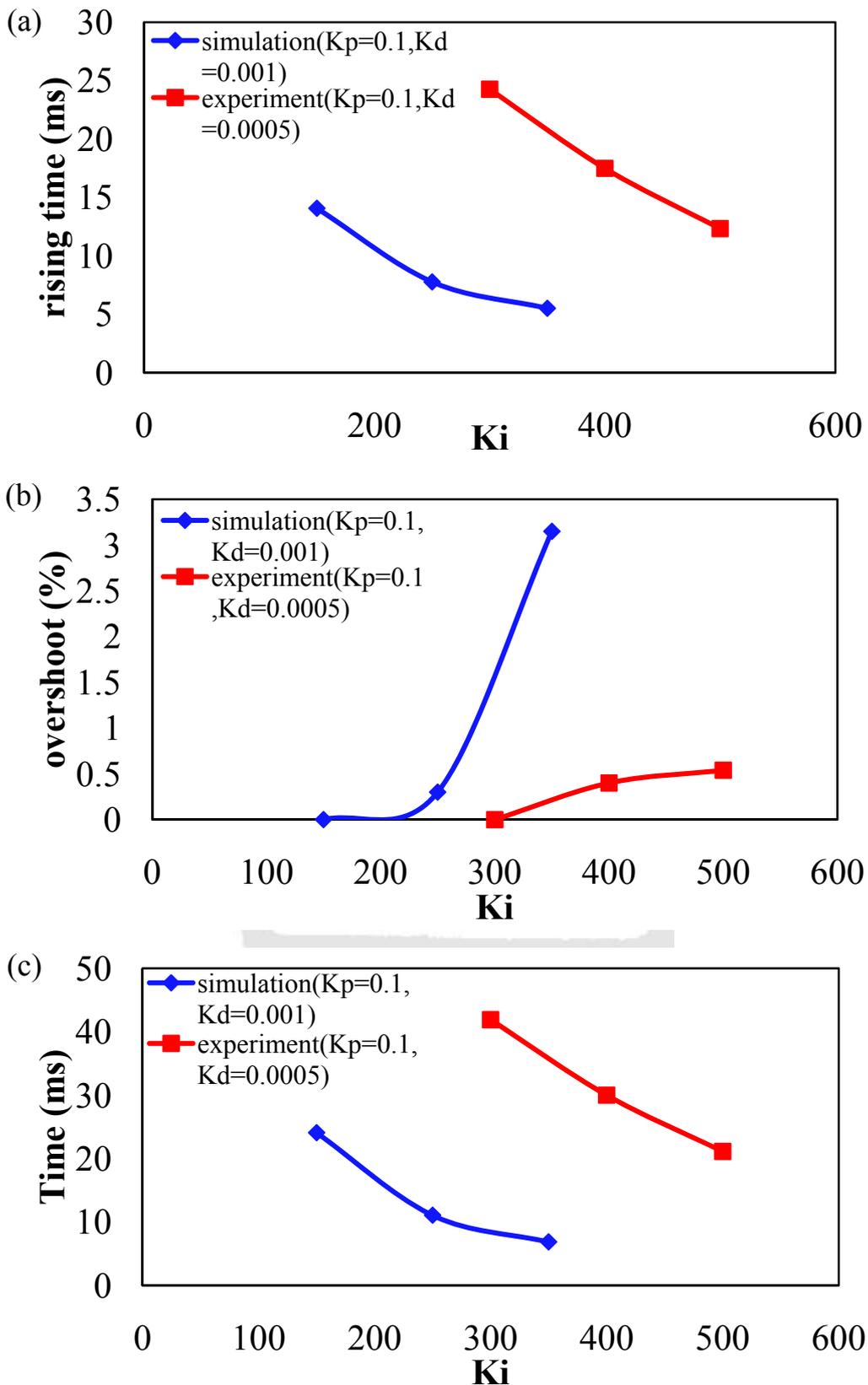


圖 8.3 改變 PID 控制器參數 k_i 對系統響應影響結果(a)rising time (b)overshoot (c)settling time

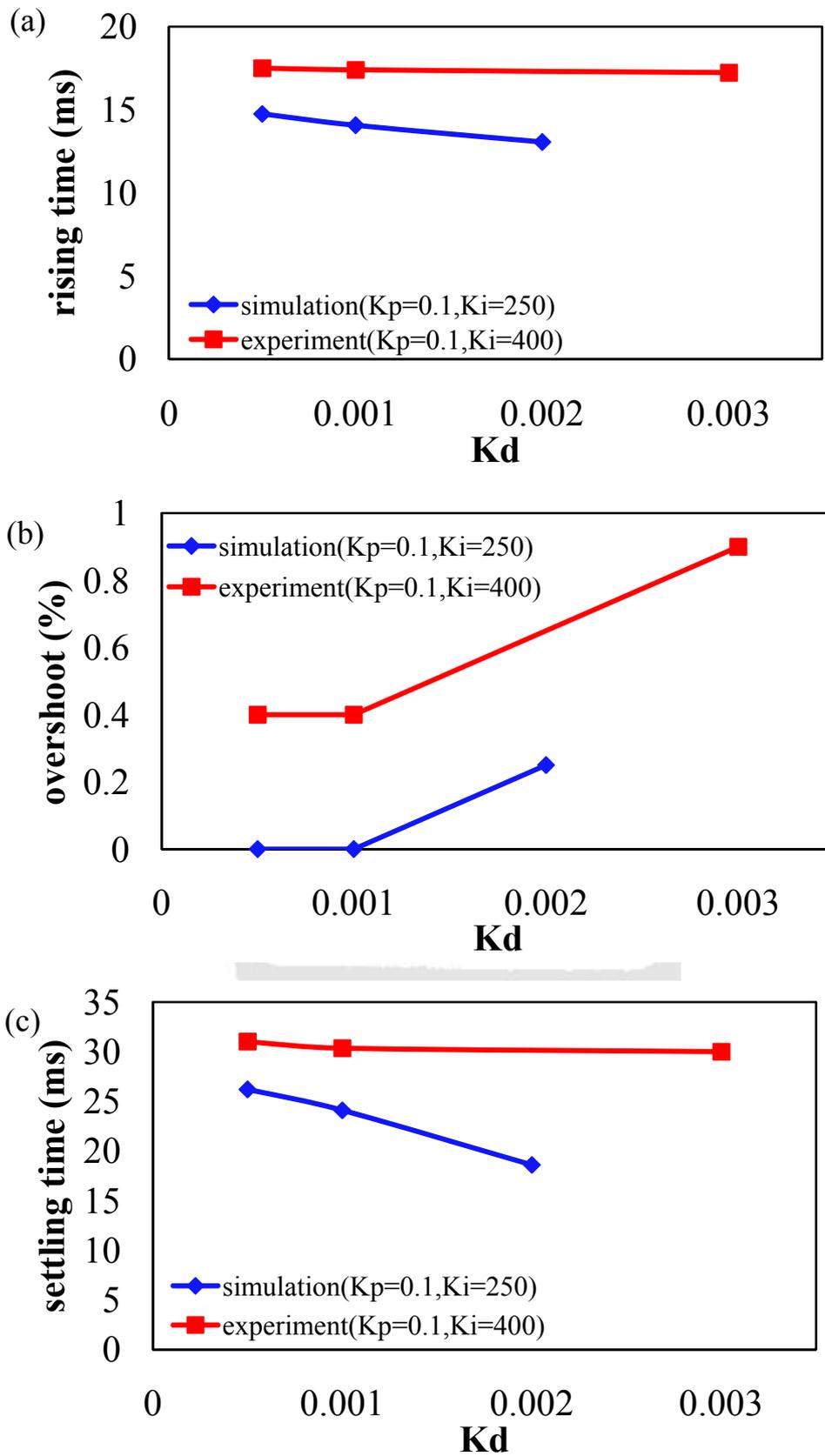
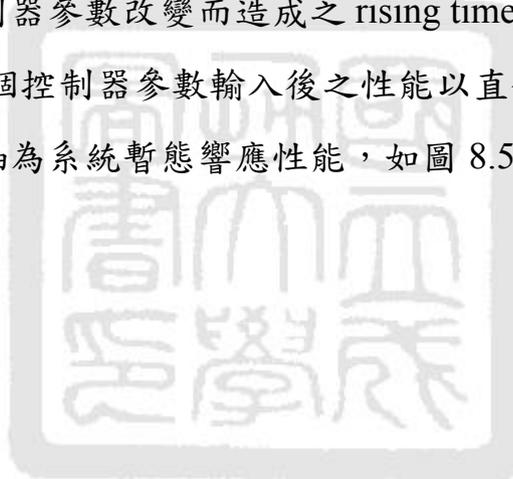


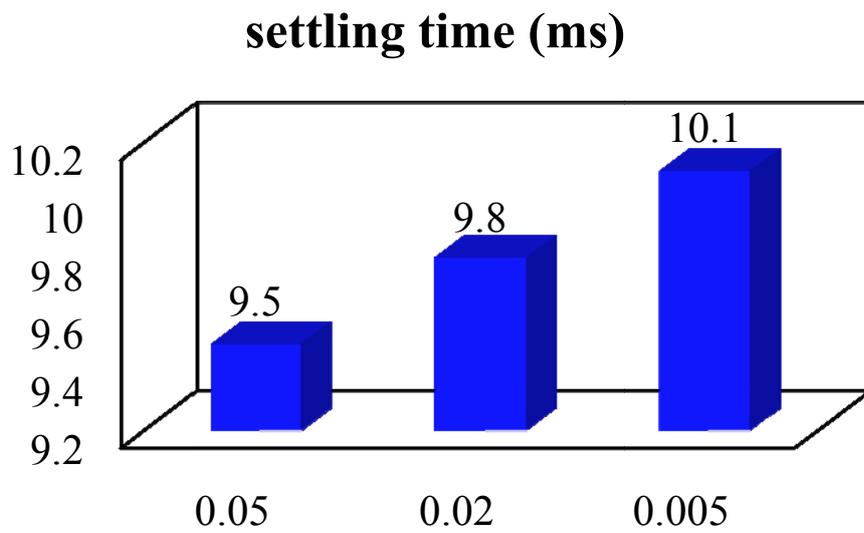
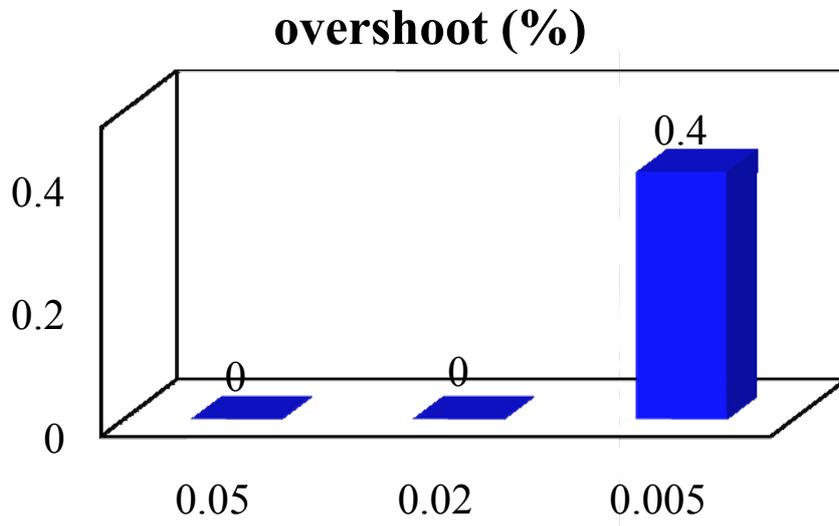
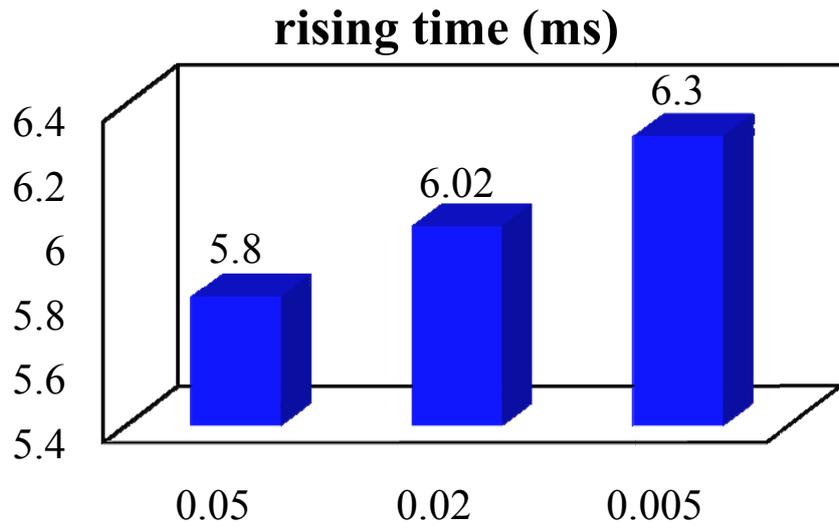
圖 8.4 改變 PID 控制器參數 k_d 對系統響應影響結果(a)rising time (b)overshoot (c)settling time

觀察模擬結果可知當比例增益值(K_p)調大，平台各項性能皆隨著 K_p 調大 rising time 與 settling time 亦跟著變大，但是 overshoot 則是沒有明顯的改變，並且其變化幅度也不大；而當 K_i 調大，rising time 與 settling time 皆變快，但是會使系統 overshoot 的產生，並且其變化幅度較為明顯；當 K_d 調大，系統 rising time 會變快，但是同時會造成系統 overshoot 的發生以及 settling time 的時間拉長。從實驗結果亦可觀察出與模擬結果趨勢相當吻合，數值上的差異在於實際實驗上，硬體本身的限制是造成數值上差異的因素之一。

另外，在滑動模態控制的部分，能夠改變的參數為 η 、 λ 與 Φ ，分別針對系統於各個控制器參數改變而造成之 rising time、overshoot 與 settling time 作比較。將各個控制器參數輸入後之性能以直條圖表示，橫軸為控制器參數改變，縱軸為系統暫態響應性能，如圖 8.5 所示

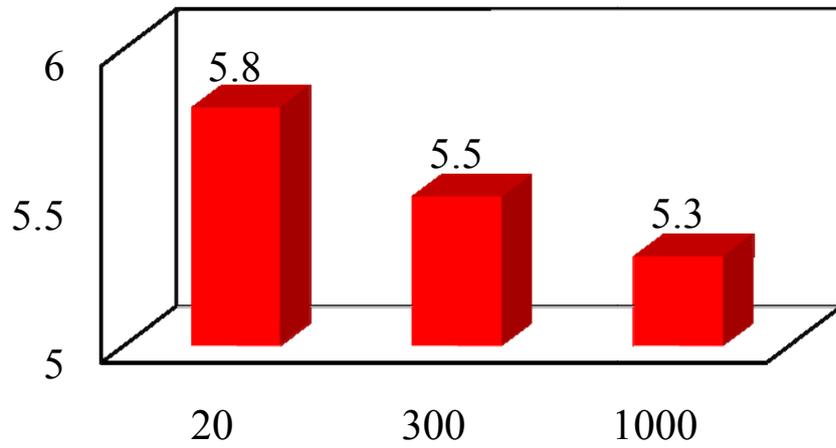


(a)

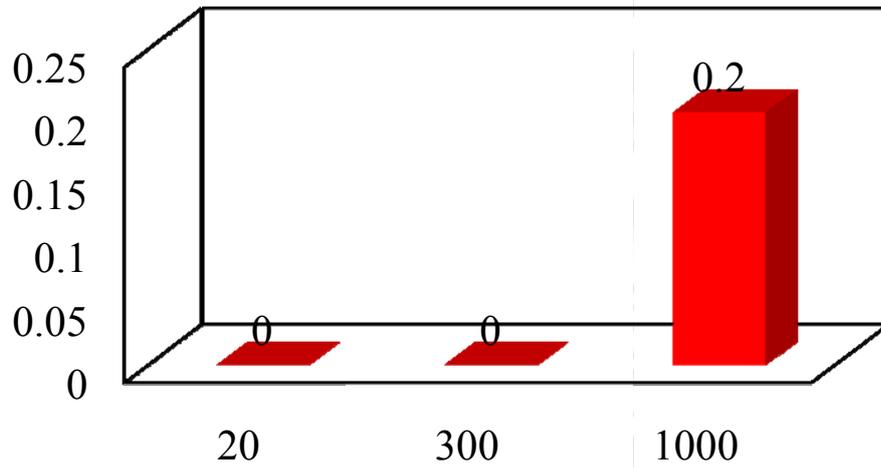


(b)

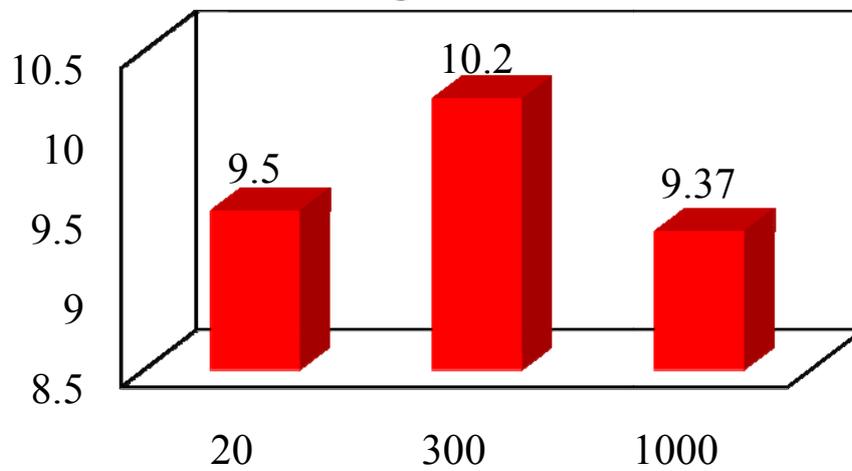
rising time (ms)



overshoot (%)



settling time (ms)



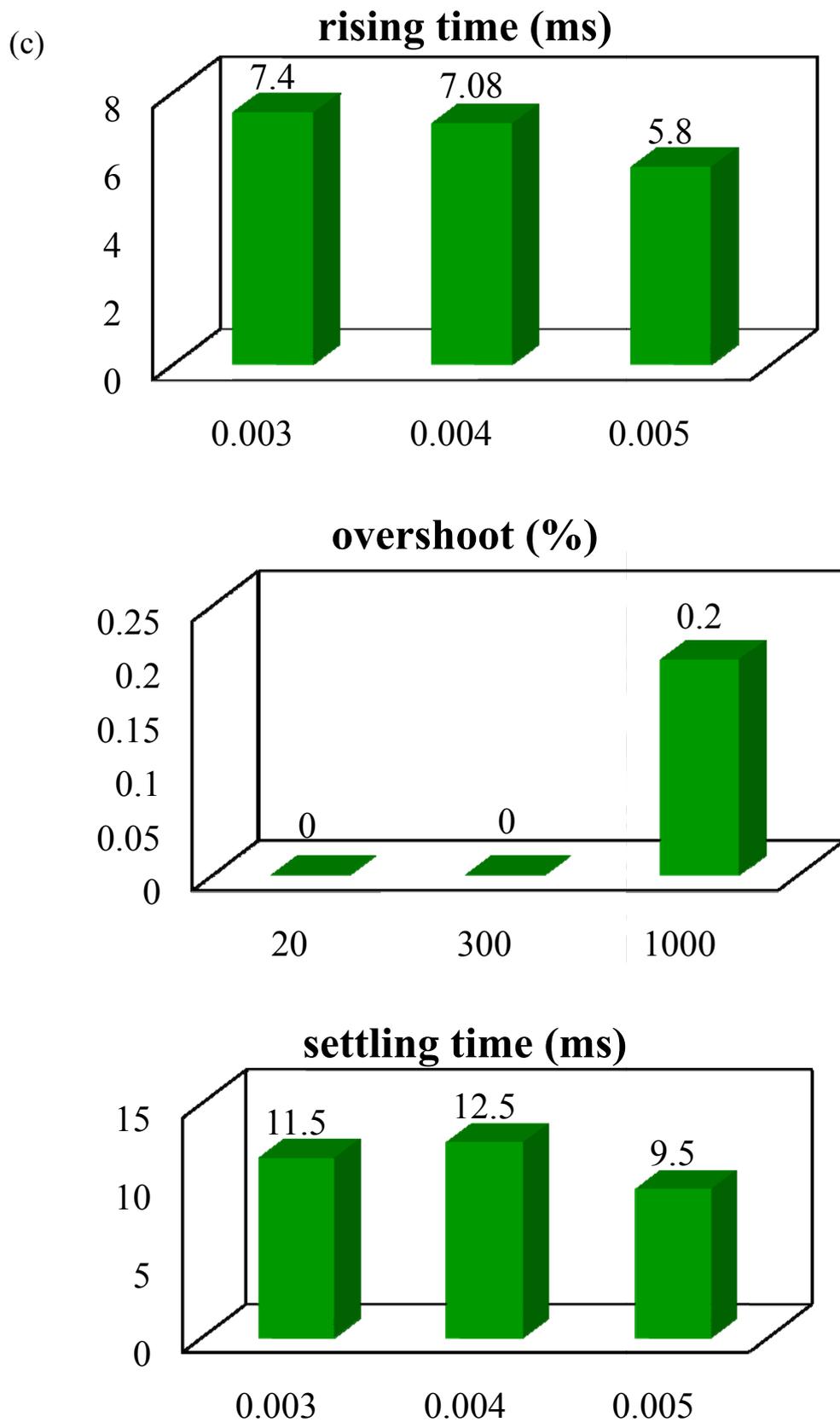


圖 8.5 改變 SMC 參數對系統響應影響之實驗結果(a)改變 Φ (b)改變 λ (c)改變 η

8.2 PID 控制器與滑動模態控制器定位能力之討論

於 8.1 節已將各種控制器之參數改變對系統響應的影響，本節將針對平台開迴路以及加入控制器之後的定位能力與性能作總結，分別進行步階響應、受外界干擾之能力與三角波運動路徑軌跡追蹤能力來討論。

8.2.1 步階響應

未加入控制器時，平台上的負載會使得性能變差，為了改善性能，加入了控制器來改善。PID 控制與滑動模態控制皆具有一定控制能力，但是當外界有干擾或是平台增加負載，還是會使得平台響應與定位能力變差，變化的程度其實驗結果已經在第五章與第七章完成。本節將總結平台受到 614g 負載時，平台開迴路與閉迴路之性能，如圖 8.6 所示，圖 8.6(a) 為 614g 之 rising time 實驗結果，圖 8.6(b) 為 614g 之 overshoot 實驗結果，圖 8.6(c) 為 614g 之 settling time 實驗結果。圖 8.7 為穩態誤差之實驗結果，圖 8.7(a) 為 PID 控制器，圖 8.7(b) 為 SMC。從圖中可以看出，兩者控制結果，其穩態誤差之兩個標準差都能控制在 100nm 以下，其結果顯示其定位能力良好。

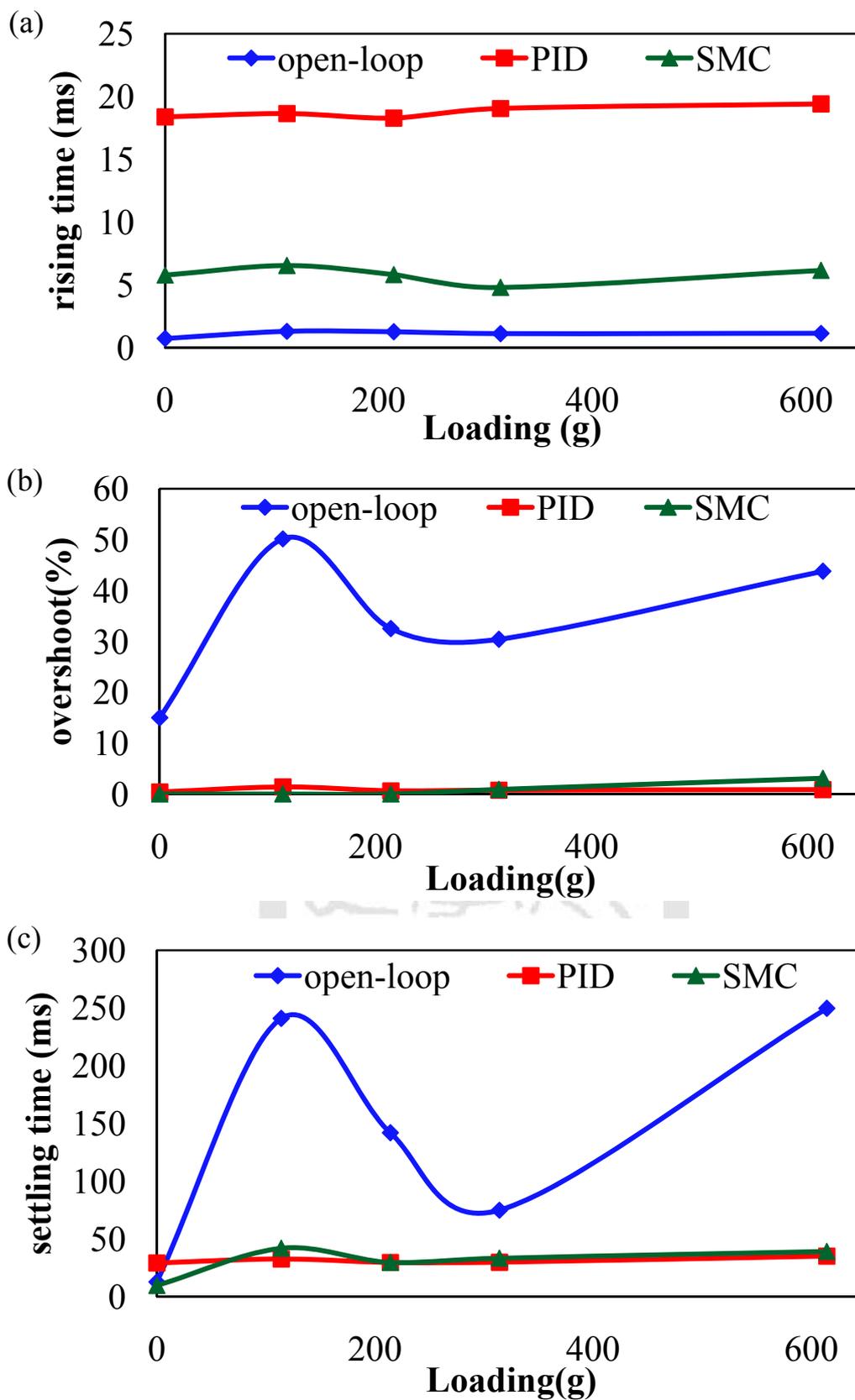


圖 8.6 平台開迴路、PID 與 SMC 實驗結果之性能比較(a)rising time (b)overshoot (c)settling time

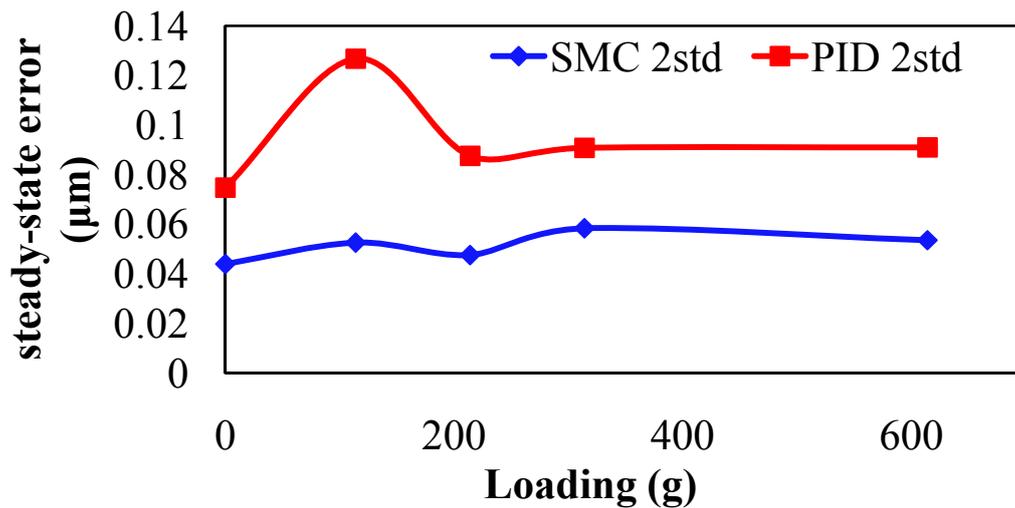


圖 8.7 兩個標準差之穩態誤差 PID 控制與 SMC 實驗結果圖

8.2.2 受干擾之步階響應

在製程微小化及高精度要求下，控制器抗干擾的能力顯得格外重要。壓電致動器上的負載變化及實驗室人員走動所產生的振動，在微米精度等級要求下，將被視為是極大的外界干擾源。於第四章與第六章中，利用了 SIMULINK 建構了等效模型，並且探討 PID 控制器與 SMC 對於外界干擾的抑制效果，干擾大小分別為 0.34N、0.68N、1.02N，從模擬的結果來觀察，平台受外界干擾之後，將之拉回目標位置所需之時間隨著干擾強度的增加而增加；並且當平台增加負載時，在同樣干擾強度下，恢復至目標位置所需之時間亦隨著負載重量增加而增加，其模擬結果如圖 8.8 所示。於第五章與第七章中，探討定位系統受到了不同程度的干擾之下，藉由回授 PID 控制器與 SMC 補償，需多久的時間能夠恢復至原本目標位置。因此在研究中設計了一系列的實驗來驗證探討，其實驗結果如圖 8.9 所示，從實驗結果可觀察，其結果與模擬結果趨勢吻合，皆是隨著干擾強度上升以及負載增加而使恢復至目標位置的時間增加。但是無論是 PID 控制器或滑動模態控制器在平台受 114g 負載時，時間卻有突然增加的趨勢，可能原因將在 8.3 節討論。

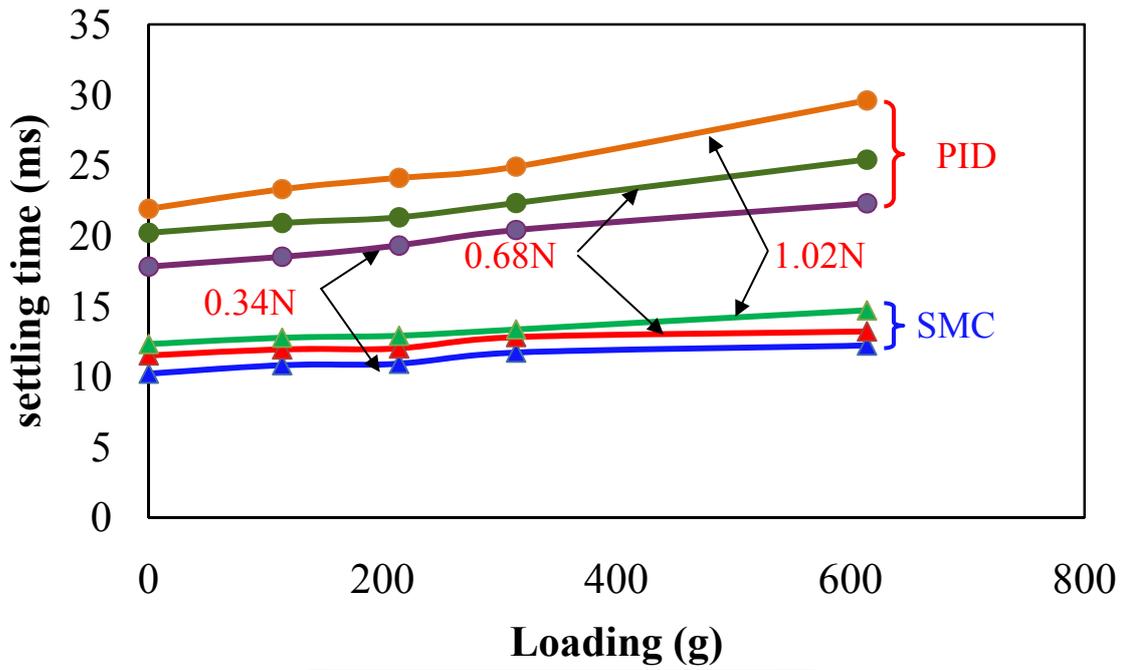


圖 8.8 平台增加負載時受干擾恢復至目標位置所需時間之 PID 與 SMC 模擬結果

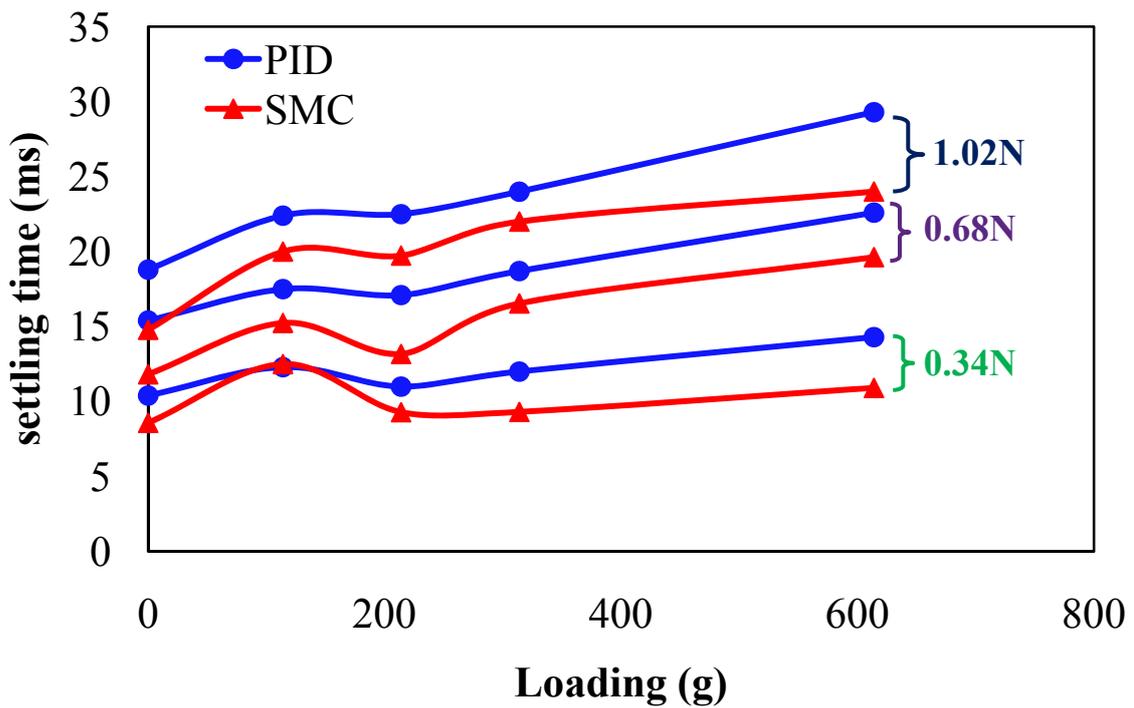


圖 8.9 平台增加負載時受干擾恢復至目標位置所需時間之 PID 與 SMC 實驗結果

8.2.3 三角波路徑運動

考慮到反覆切換機械定位之能力，本研究利用 PID 控制器與滑動模態控制器來進行三角波運動路徑軌跡追蹤，並且討論兩種控制器在動態切換定位之能力。在平台同樣負載 614g 以及 1Hz 與 10Hz 的軌跡追蹤，如圖 8.10 所示，可以發現兩者在低頻狀況下的追蹤效果皆不錯，但是在 10Hz 的狀況下，其結果顯示，SMC 在動態追蹤時能得到接近參考模型之軌跡，表現出控制器所具有之強健性，與第五章所設計之 PID 控制系統進行三角波定位比較，結果表現出在三角波軌跡定位實驗中，滑動模態控制器表現出具備對系統參數不確定性之強健性，而能完成較理想之結果。



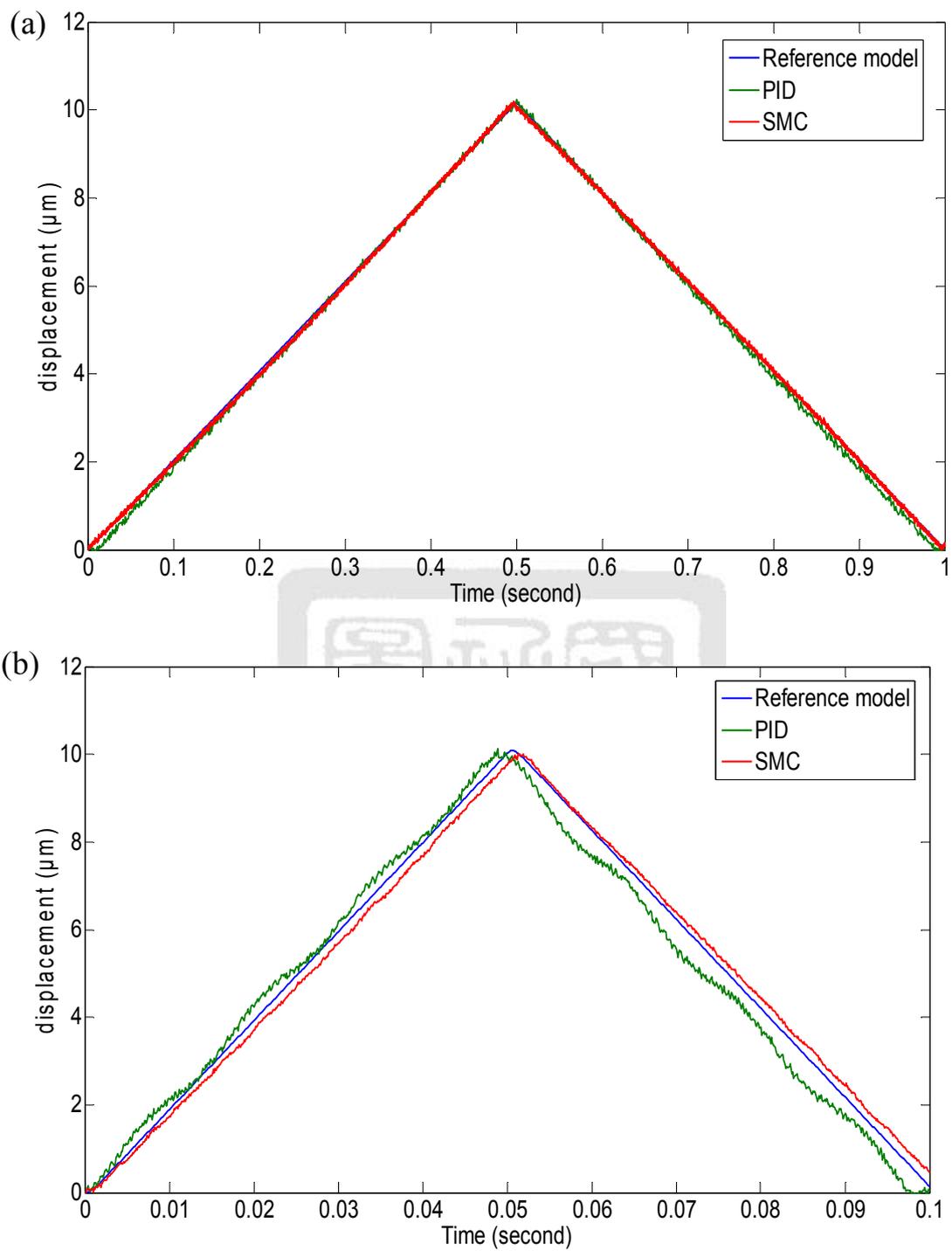


圖 8.10 平台負載 614g 三角波運動路徑追蹤之 PID 控制與滑動模態控制實驗結果(a)1Hz (b)10Hz

8.3 質量變異對定位精度之討論

本文分析、設計了撓性結構的平台，並且利用此平台配合壓電驅動器作定位控制之研究。在第四至七章中，為了能更加符合光學檢測系統實際應用，本研究藉由在平台上方增加負載來模擬 CCD 鏡頭，進一步研究當平台增加了這些負載，平台在各種運動路徑底下性能的表現。因此本文進行了一連串的模擬與實驗，從模擬結果與實驗結果來觀察，大致上性能特徵的趨勢是一樣的，但是在平台負載 114g 時，無論是在 rising time、overshoot、settling time 與平台受干擾恢復至目標位置所需之時間，都有突然增加的情況產生。因此，我們將針對此種情況探討，是什麼樣可能的原因造成此種現象的發生。由於本研究在負載 114g 的情況較特殊，因為在 114g 並不是單純的增加一顆砝碼，而是放置一個載台以作為之後放置砝碼的工具。因此我們歸納出有可能發生的原因在於增加 114g 的負載，是否使系統產生共振。

首先本文針對此原因來進行一連串的測試，本文利用頻譜分析儀來進行壓電驅動撓性平台系統的掃頻實驗，來觀察系統增加了負載之後，負載與系統頻率、阻尼關係的變化，其實驗結果如圖 8.11 所示，圖 8.11 為平台增加 114g 負載的實驗結果，從圖中可以觀察出，大約在 262Hz 突然有一個很高的峰值產生，因此本文又針對壓電驅動器進行掃頻的實驗，實驗結果如圖 8.12 所示，從圖中可觀察出，同樣地在 260Hz 附近壓電驅動器也有峰值產生，因此我們歸納出會造成當平台負載 114g 時，各項性能有突然增加的趨勢之原因為兩者產生了共振。接著我們將平台負載與系統頻率之間關係以及平台負載與系統阻尼之間關係，整理成如圖 8.13 與圖 8.14 所示，從圖 8.13 中可以發現，當平台增加負載時，平台頻率隨

著負載的增加而減少，與理論($\omega_n=(K/m)^{1/2}$)是相符合的，而與有限元素法比較其趨勢是一樣的；從圖 8.14 也能觀察出，當平台負載 114g 時，系統的阻尼為最小。

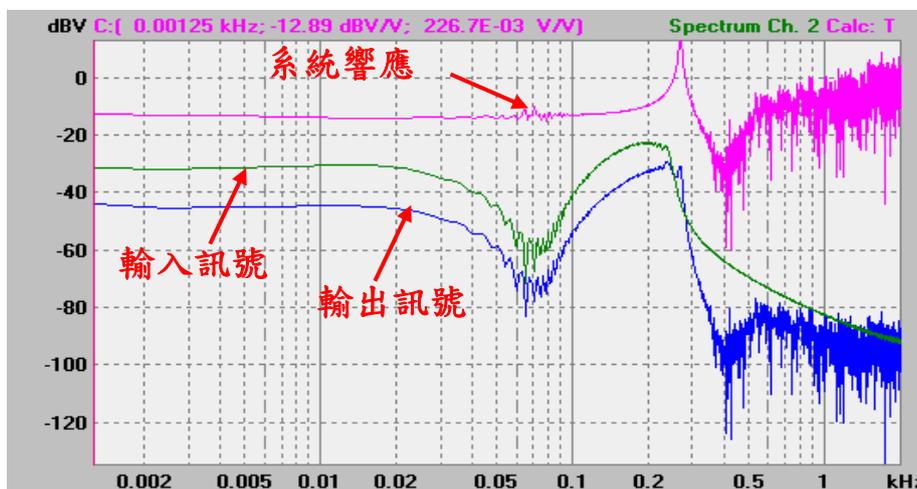


圖 8.11 平台負載 114g 之掃頻實驗結果圖

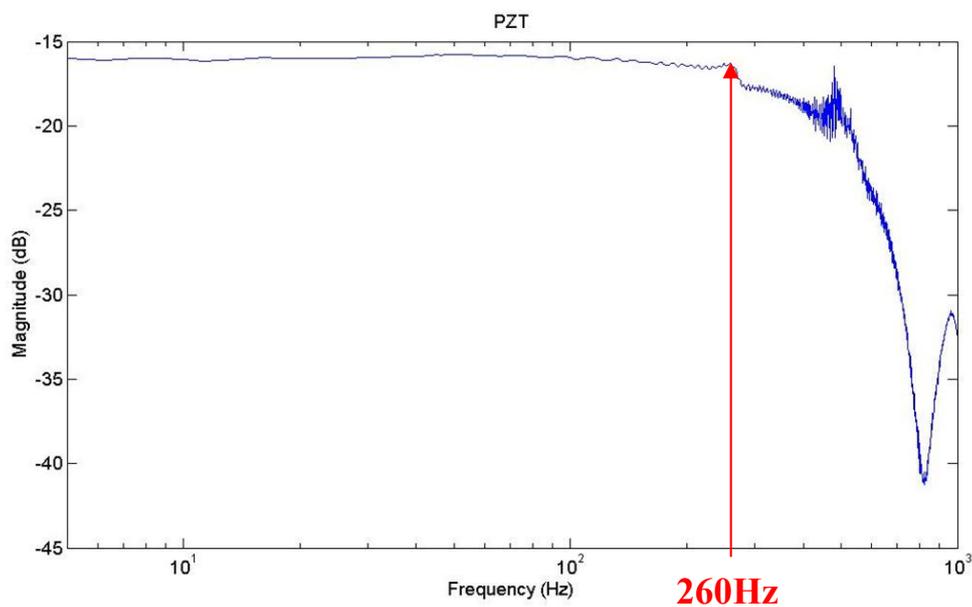


圖 8.12 壓電驅動器之掃頻實驗結果圖

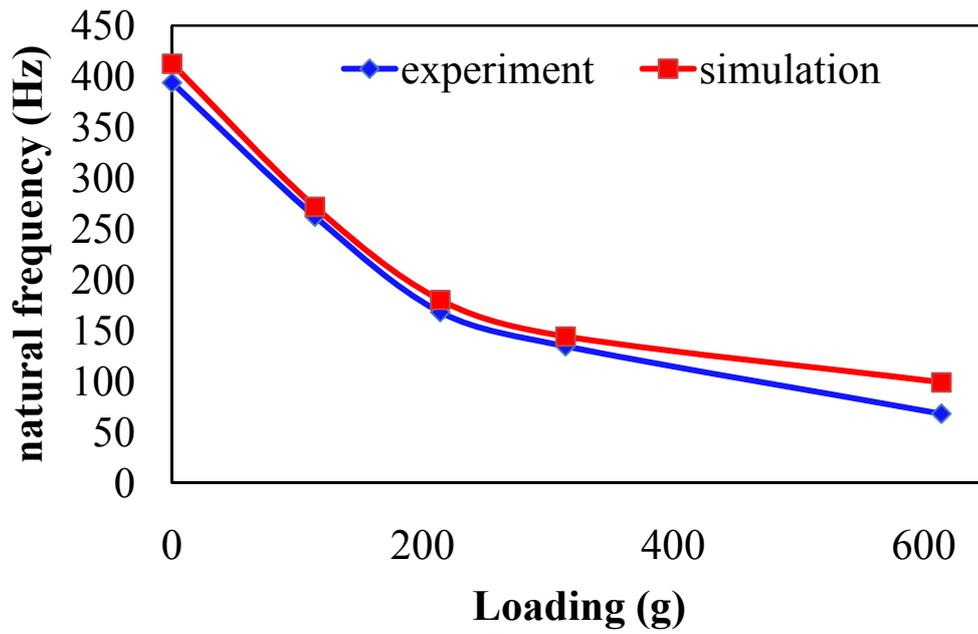


圖 8.13 平台負載與系統自然頻率之關係的實驗與模擬結果比較

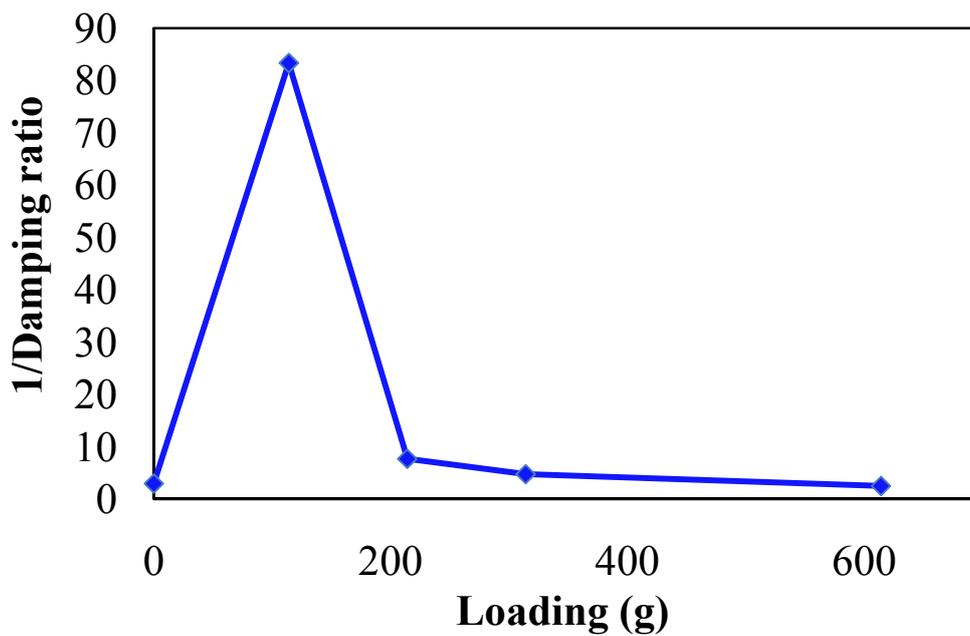


圖 8.14 平台負載與系統阻尼之關係的實驗結果

8.4 撓性平台性能規格與實際應用上之可行性討論

本研究針對設計的撓性平台最大位移以及第一自然頻率作理論、有限元素分析與實驗三者之驗證，其中又以最大位移誤差最大，因此本節將針對此問題作一可能性之探討。在第三章中，本研究作平台最大位移測試，所得到的結果並不如預期，於是本文歸納出可能之原因來進行改善之動作。本研究在有限元素分析是給予平台 $60\mu\text{m}$ 之位移且假設支撐壓電致動器的支撐物為剛性很大之物體，此項原因有可能就是造成實驗上與模擬差異如此大的可能因素。因此，本研究在實驗架設上做了一些小改變，來增加壓電致動器支撐物之剛性，並且以實驗驗證是否可將最大位移改善。改善後之實驗裝置如圖 8.15 所示，由實驗結果可以觀察出，在未經過改善之最大位移為 $70.6\mu\text{m}$ ，放大倍率為 1.18 倍；然而經過改善之後，平台最大位移增加到 $85.83\mu\text{m}$ ，放大倍率提升為 1.43 倍。因此在平台設計，提供了設計者一個參考。

根據目前既有之廠商所設計的撓性定位平台來看，本研究所設計的撓性平台在定位精度上以及定位時間皆具相當程度之設計。德國相當知名一家生產撓性定位平台之公司 Physik Instruments(PI)，生產一組撓性定位平台，其平台放置 30 公克之質量並且給予 $10\mu\text{m}$ 定點定位命令，平台到達目標位置所需之時間花費約 26ms；然而，本研究所設計的撓性定位平台，當負載 614 公克並且給予 $20.32\mu\text{m}$ 定點定位命令，平台到達目標位置只花了 35ms，與 PI 相比較之下其性能良好許多，這對應用於 AOI 來說，在檢測時間的縮短有著相當程度之改善。但是 PI 亦有開發一組撓性平台，如圖 8.16 所示[1]。無負載情況以及給予 $250\mu\text{m}$ 定點定位命令，到達目標位置花費 25ms，在 150 公克負載情況下，則需 50ms，結果顯示

本研究之撓性平台雖然可以大幅縮短定位時間，但是仍然有其改善之空間。

然而在實際應用上，並非只有單一自由度的震動源，單自由度的平台是不足的。而在多自由度的設計方式有堆疊式與平行式，但採取堆疊式設計來達到多自由度應用，每增加一個自由度就必須增加一層，此方法雖然能夠滿足多自由度的應用，但卻也會造成系統體積過大與重量增加的問題，在應用上就會受到限制。無論是堆疊式或平行式的設計，容易使定位系統產生誤差累積的問題。

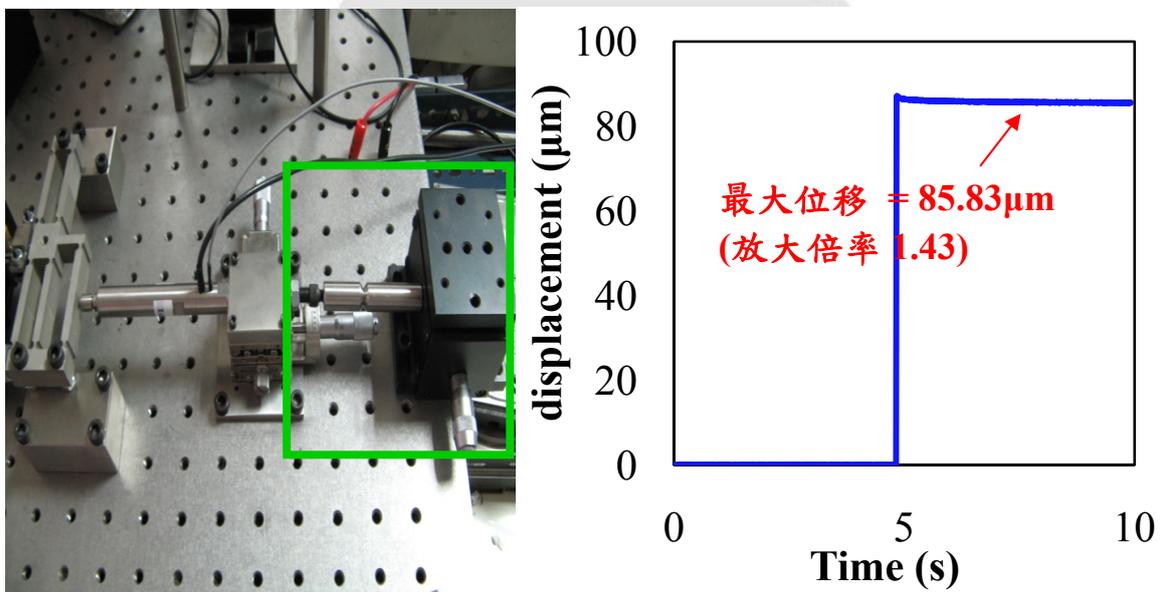


圖 8.15 最大位移改善 (a)實驗裝置 (b)實驗結果

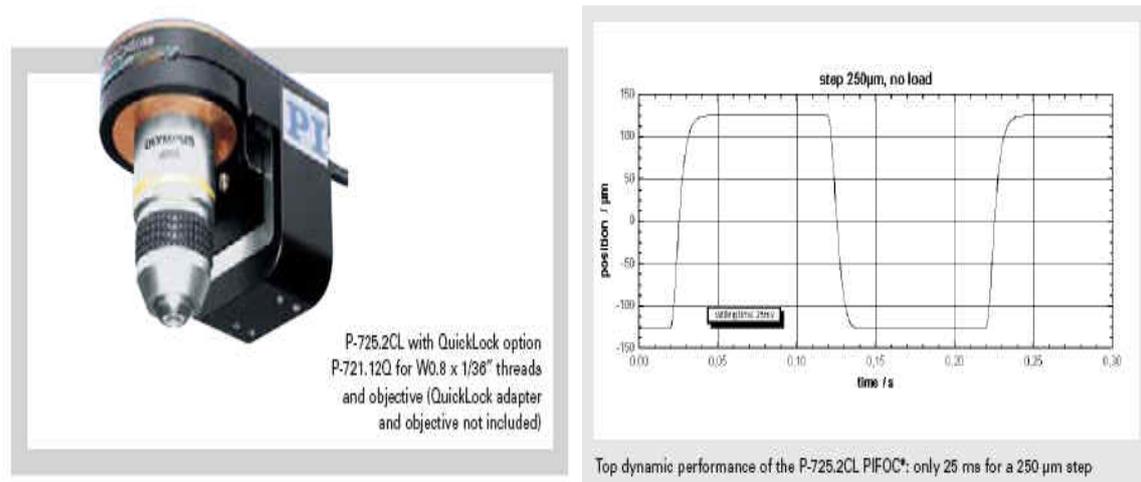


圖 8.16 具 CCD 鏡頭之撓性平台 (a)平台實體圖 (b)定位實驗結果[1]

8.5 本章結論

本章將本研究所作的實驗與模擬結果作一個統整與討論，首先針對 PID 控制器與滑動模態控制器(SMC)參數改變之討論，分別針對系統的性能特性來做比較。其結果顯示，對於 PID 控制器而言，當 K_p 變小，系統的 rising time 會比 K_p 變大要來的快，並且所需之 settling time 也會較短；當 K_i 變大，會使得系統的響應速度增加，但是卻也會造成過大的 overshoot；當 K_d 改變，系統的響應速度變化不大，但是過大的微分增益值會使得系統產生不穩定之抖動。然而對 SMC 而言， Φ 、 λ 、 η 參數調大，皆會對系統響應速度增快，但是 Φ 太小會使得系統產生連續切跳，原因在於 Φ 所代表的是邊界層厚度，厚度愈小愈靈敏，但是會使得系統產生切跳現象。

在系統步階響應性能方面，經由控制器參數的測試，兩種控制器各選擇一組合適的參數以作為實驗之參數。從實驗結果來看，在 rising time 方面，平台負載 614g 時，PID 控制的結果，其上升時間為 19.42ms，SMC 的結果，其上升時間為 6.175ms，從其結果顯示，SMC 對於系統響應要比 PID 來的好；在 overshoot 方面，平台負載 614g 時，PID 控制的結果，

其最大超越量為 179nm，SMC 的結果，其最大超越量為 630nm，其結果顯示，在抑制 overshoot 的能力，PID 控制器較 SMC 來的好；在 settling time 方面，平台負載 614g 時，PID 控制的結果，其安定時間為 35ms，而 SMC 結果為 39ms，其結果顯示，使系統恢復至穩定的能力，PID 控制器要比 SMC 來的好。因此綜合上述之結論，控制器各有其優缺點，端看應用面如何來選擇所要之控制器。兩種控制器在動態切換定位之能力方面，可以發現兩者在低頻狀況下的追蹤效果皆不錯，但是在 10Hz 的狀況下，其結果顯示，SMC 在動態追蹤時能得到接近參考模型之軌跡，表現出控制器所具有之強健性，與第五章所設計之 PID 控制系統進行三角波定位比較，結果表現出在三角波軌跡定位實驗中，滑動模態控制器表現出具備對系統參數不確定性之強健性，而能完成較理想之結果。

從本研究之各種實驗結果來看，平台負載 114g，無論是何種性能指標皆有突然上升的趨勢。本研究也針對此一現象找出其問題所在，本文利用了頻譜分析儀，做了各種情況下的掃頻，經由比較發現出，平台負載 114g 時，恰好會造成系統共振，因此才會出現性能指標突然增加的現象。

在平台第一自然頻率的理論分析，與有限元素以及實驗驗證相差不遠，顯示其理論分析之可行性；但是在最大位移方面，有限元素分析之值與實驗驗證相差甚遠，經過本研究的假設其可能原因與多次嘗試的結果，其可能原因在於支撐壓電致動器之剛性不足，造成平台實際最大位移量與有限元素分析差異的可能原因。本研究所設計的撓性定位平台，當負載 614 公克並且給予 $20.32 \mu\text{m}$ 定點定位命令，平台到達目標位置只花了 35ms，與 PI 相比較之下其性能良好許多，這對應用於 AOI 來說，在檢測時間的縮短有著相當程度之改善。

第九章 結論與未來展望

9.1 全文歸納

對於自動化光學檢測系統，由於這些面板檢測機台上的顯微鏡組需要移動來檢查修補面板，而顯微鏡組是安裝於高速移動之大質量龍門上，在龍門到位停止時，機台晃動要能很快停止，否則會造成顯微鏡組與待測面板的相對運動而產生影像模糊、對位偏差等等問題，過去已有許多學者投入此方面的研究，並提出各種不同的策略，本研究是採用主動式單軸控制的概念，利用砒碼模擬鏡頭組，將鏡頭組安裝於微米級定位機構上，並達到定位控制與抑制振動的目的。本文在模擬與實驗驗證上，依據控制器之選用，分為兩種控制器進行比較。

■ PID 控制器

控制系統的發展，已逐漸由傳統的線性控制往非線性控制的領域發展，而非線性控制理論的發展更是以強健性、適應性及具有人工智慧為發展目標。其中，工業界中一般最常使用的還是 PID 控制。主要原因是其具有成本低、易學與不錯的強健性……等特性。此階段先利用 PID 控制壓電驅動撓性平台，對平台之定位控制、增加負載使平台晃動作振動抑制與 overshoot 大小之抑制，經由模擬與實驗驗證其效果。並且透過設計一反覆式切換軌跡追蹤定位與施加外界干擾源於平台，探討 PID 控制器之強健性。

■ 滑動模態控制器

在經過 PID 控制器一系列的實驗測試之後，此階段本文將滑動模態控制完全取代 PID 控制器，主要來加速其定位速度、增加強健性與反覆式切換軌跡追蹤定位的精度，並且與 PID 控制器作比較。滑動模態控制器對外界干擾以及反覆式切換軌跡追蹤，具有較佳的強健性。驗證了滑動模態控制具備某種程度的控制能力，但是在抑制 overshoot 就顯得較不足。

9.2 結論

在平台第一自然頻率的理論分析，與有限元素以及實驗驗證相差不遠，顯示其理論分析之可行性；但是在最大位移方面，有限元素分析之值與實驗驗證相差甚遠，經過本研究的假設其可能原因與多次嘗試的結果，其可能原因在於支撐壓電致動器之剛性不足，造成平台實際最大位移量與有限元素分析差異之可能原因。對於壓電驅動撓性定位平台系統之定位控制、抵抗外界干擾與軌跡追蹤，藉由閉迴路控制來提供了一個精準的定位方法。而這於自動化光學檢測系統的抑制振動與定位應用上是極為重要的。本文分別利用 PID 控制與滑動模態控制，並經由模擬與實驗驗證其效能，其研究結果顯示：

在系統步階響應性能方面，經由控制器參數的測試，兩種控制器各選擇一組合適的參數以作為實驗之參數。從實驗結果來看，在 rising time 方面，平台負載 614g(平台重量之 7 倍)時，PID 控制的結果，其上升時間為 19.42ms，SMC 的結果，其上升時間為 6.175ms，從其結果顯示，SMC 對於系統響應要比 PID 來的好；在 overshoot 方面，平台負載 614g(平台重量之 7 倍)時，PID 控制的結果，其最大超越量為 179nm，SMC 的結果，

其最大超越量為 630nm，其結果顯示，在抑制 overshoot 的能力，PID 控制器較 SMC 來的好；在 settling time 方面，平台負載 614g(平台重量之 7 倍)時，PID 控制的結果，其安定時間為 30ms，而 SMC 結果為 39ms，其結果顯示，使系統恢復至穩定的能力，PID 控制器要比 SMC 來的好。因此綜合上述之結論，控制器各有其優缺點，端看應用面如何來選擇所要之控制器。

從本研究之各種實驗結果來看，平台負載 114g(平台質量的 1.4 倍重)，無論是何種性能特性皆有突然上升的趨勢。本研究也針對此一現象找出其可能問題所在，本文利用了頻譜分析儀進行掃頻，觀察平台在不同負載下的頻譜圖，經由比較發現出，平台負載 114g(平台質量的 1.4 倍重)時，恰好會造成系統共振，因此才會出現性能特性突然增加的現象。

本研究在原始實驗架設上做了些小改變，來增加壓電致動器支撐物之剛性，並且以實驗驗證是否可將最大位移改善。觀察實驗結果顯示，未改善實驗裝置之最大位移 $70.6\mu\text{m}$ ，改善實驗裝置之後最大位移 $85.83\mu\text{m}$ ，兩者之最大位移量有了明顯的改善。

9.3 本文貢獻

本文成功將 PID 控制器與滑動模態控制器實現於壓電驅動撓性平台系統中，並完整討論控制器參數對系統響應的影響，能有效抑制最大超越量、減少安定時間與抵抗外界干擾，更進一步實現於反覆式精密定位研究，成功地達到精密定位與改善系統響應目標。對於撓性平台應用於自動化光學檢測設備之振動抑制、定位精度與檢測速度，提供了有效的解決方案。

根據目前既有之廠商所設計的撓性定位平台來看，本研究所設計的

撓性平台在定位精度上以及定位時間皆具相當程度之設計。德國相當知名一家設計開發撓性定位平台之公司 Physik Instruments(PI)，生產一組撓性定位平台，其平台放置 30 公克之質量並且給予 $10\ \mu\text{m}$ 定點定位命令，平台到達目標位置所需之時間花費約 26ms；然而，本研究所設計的撓性定位平台，當負載 614 公克(平台重量之 7 倍)並且給予 $20.32\ \mu\text{m}$ 定點定位命令，平台到達目標位置只花了 35ms，與 PI 公司開發的 P-611 Z stage 相比較之下，無負載給予 $10\ \mu\text{m}$ 需花費 26ms 之性能良好許多，這對應用於 AOI 來說，在檢測時間的縮短有著相當程度之改善。本研究之單軸平台定位控制模組，可進一步發展成雙軸定位平台，雖然多自由度之撓性定位平台在其設計與控制上有著相當程度之難度，但是其價值在於可廣泛應用於超精密產業的製程與檢測儀器設備的振動控制處理。此類產品國外價格昂貴，而本研究可以提供國內精密製造產業符合需求。

9.4 未來展望

本文成功地設計了單軸壓電驅動撓性微定位平台，並且利用 PID 控制與滑動模態控制降低了壓電驅動撓性微定位平台增加負載使平台晃動作振動抑制、定位控制與反覆式切換軌跡追蹤定位。然而經過測試之後，結果顯示控制定位效果良好，但是其平台的設計上並不完美，因此在未來工作可分為近程目標與遠程目標：

■ 近程目標

- (a) 改善單自由度撓性定位平台，使壓電致動器與撓性平台能更具整體性，並且加強支撐壓電驅動器之支撐物的剛性，將平台之放大機構功能完全發揮。

- (b) 自動化光學檢測系統上的 CCD 鏡頭重量不一，將撓性平台負載能力之提升，透過程式的改善使其在不同重量的鏡頭下都能有效地抑制振動、精密定位控制與反覆式切換軌跡追蹤定位。

■ 中程目標

- (a) 自動化檢測機台並非單一自由度，振動源或干擾源可能是其他自由度方向，因此將單自由度之壓電驅動撓性微定位平台推廣至多自由度，使其減振與定位更具應用性與廣泛性。
- (b) 本研究在兩個自由度之平台設計上，所欲採取的方式為堆疊正交式雙自由度平台。但是此種設計方式之 XY 軸會互相影響，很容易造成誤差累積的現象，因此在平台設計上採用最佳化設計的方式來設計平台。
- (c) 堆疊正交式雙軸平台另外一項影響系統響應的因素，如何將第二層平台整體系統的重量減輕，使第一層平台的動態響應能夠完全發揮；雙軸平台設計成堆疊式，亦會造成整的系統體積過大，因此如何減輕平台重量與體積，將會是另一項需考量的設計重點。
- (d) 本研究未來可藉由加入其他控制法則來改善平台放置 114g(平台重量之 1.4 倍)負載所產生之系統共振現象。

■ 遠程目標

- (a) 除了改良單軸平台的機構設計與控制方法的改善進行研究，未來希望將此平台實際應用在自動化光學檢測機台上，實際測試其抑

制振動與定位能力是否良好。

- (b) 除了在自動化光學檢測之應用，在精密加工部份，因為工具機加工時所引發的振動、機台裝配時的誤差、工作軸定位之誤差以及加工應力的變形，切削夾具例如鑽頭等的裝配，由於其重量不一，亦使得加工速度與精度受到影響，這些皆可利用主動式振動控制平台來加以改善。
- (c) 在半導體製程中，微影製程所使用的曝光機台主要是由光學投影系統以及 X-Y 曝光平台所構成。實際上，晶圓平台的定位通常是由兩個定位系統所組成。第一個是使用伺服步進馬達搭配導螺桿所構成的 X-Y 長行程定位系統。晶圓定位通常是微米級以下的尺度，然而此種定位平台有背隙與摩擦力的問題，因此在這種尺度下，晶圓的定位精度是很難利用伺服步進馬達達成的。因此利用主動式振動控制平台可將其振動量抑制以及定位目標位置的微調。

參考文獻

- [1] PZTCompliantstages:http://www.physikinstrumente.com/en/pdf_extra/2009_PI_Nanopositioning_Systems_Piezo_Stage_Catalog.pdf
- [2] CCD camera:
http://www.besteta.com.tw/product.php?up_id=97&c_id=100
- [3] CCD camera:
http://www.apisc.com.tw/Computar_Factory_Automation_Lenses.htm
- [4] CCD camera:
<http://www.chgroup.com.tw/chi/product2.php?n=272&s=2>
- [5] Cuttino, J. F., Miller, A. C., Jr.; Schinstock, D. E., "Performance optimization of a fast tool servo for single-point diamond turning machines," *IEEE/ASME Transactions on Mecchatronics*, Vol.4, Issue.2, pp.169-179, 1999.
- [6] J. M. Paros and L. Weisbord, "How to design flexure hinge," *Machine Design*, Vol.37, pp.151-157, 1965.
- [7] S. H. Chang and B. C. Du, "A precision piezodriven micropositioner mechanism with large travel range," *Review of Scientific Instruments*, Vol. 69, 1998.
- [8] Q. Xu and Y. Li, "Global sliding mode-based tracking control of a piezo-driven XY micropositioning stage with unmodeled hysteresis," *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, St. Louis, USA, pp755-760, October 11-15, 2009.
- [9] W. T. Ang, et. al., "Modeling rate-dependent hysteresis in piezoelectric actuators," *Proceedings of the 2003 IEEE/RES Intl. Conference on Intelligent Robots and Systems*, Las Vegas, pp. 1975-1980, 2003.
- [10] J-C Shen, et. al., "Precision tracking control of a piezoelectric-actuated

- system,” *Proceedings of the 15th Mediterranean Conference on Control & Automation*, Athens-Greece, pp.1-6, 2007.
- [11] U-J Shieh, Y-J Chiu, and Y-T Chen, “Optimal PID control system of a piezoelectric micro-positioner,” *IEEE/SICE International Symposium on System Integration*, pp.1-5, 2008.
- [12] K. M. Chang, “Model reference adaptive control for a precision positioning system,” *IEEE International Conference on Control and Automation*, New Zealand, pp. 1086-1091, 2009.
- [13] H-J Shieh, P-K Huang, “Trajectory tracking of piezoelectric positioning stages using a dynamic sliding-mode control,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 53, No. 10, pp. 1872-1882, 2006
- [14] J. Domingo, et. al., “Nonlinear control system based on fuzzy logic technique applied to drive piezoactuators for microrobotic applications,” *IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation*, Vol.1, pp.559-563, 1999.
- [15] NI Compact RIO : <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/6171>
- [16] I. Her, J. C. Chang, “Linear scheme for the displacement analysis of micropositioning stages with flexure hinges”, *ASME Journal of Mechanical Design*, Vol. 116, pp.770-776, 1994.
- [17] Q. Zhang, Z. S. Lu, “A study on design of ultra-precision micro-feed stage”, *Key Engineering Materials* , Vol. 315-316, pp.131-135, 2006.
- [18] G. Xu, L. Qu, “Some analytical problems of high performance flexure hinge and micro-motion stage design”, *Proceedings of The IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp.771-775, 1996.
- [19] A. Balasubramanian, et. al., “A submicron multiaxis positioning stage for micro- and nanoscale manufacturing processes,” *Journal of*

- Manufacturing Science and Engineering, Transactions of the ASME*, Vol. 130, pp. 1-8, 2008.
- [20] 傅士澤，奈米級微定位平台最佳化設計與分析，碩士論文，國立中興大學機械工程所，2001。
- [21] P. Gao, S. M. Swei, and Z. Yuan, “A new piezodriven precision micropositioning stage utilizing flexure hinges”, *Nanotechnology*, Vol.10, pp.394-398, 1999.
- [22] Z. Yun and L. Sun, “Design, control and application of a PZT-driven micro-stage”, *Proceeding of the 2007 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, pp.1471-1476, 2007.
- [23] A. Cahyadi and Y. Yamamoto, “Hysteretic modeling of piezoelectric actuator attached on flexure hinge mechanism,” *Proc. of the IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems* pp. 5437-5440, Beijing, China, 2006.
- [24] Q. Yao, J. Dong and P. M. Ferreira, “Design, analysis, fabrication and testing of a parallel-kinematic micropositioning XY stage,” *International Journal of Machine Tools & Manufacture*, Vol. 47, pp. 946-961, 2007.
- [25] Y. M. Chen, L-P Chao and J-L Jung, “Two-dimensional micro/nano-positioning-stage with a narrow-span leaf-spring type guiding mechanism,” *Journal of Advanced Engineering*, Vol. 2, No. 2, pp. 67-72, 2007.
- [26] T. J. Lewis, “The piezoelectric effect,” *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, pp. 717-720, 2005.
- [27] 李宏仁，微米級定位平台振動主動控制之研究，碩士論文，南台科技大學奈米科技研究所，2008。
- [28] 何慶鴻，車削細長形工件的適應性顫振抑制控制器設計，私立逢甲

大學自動控制工程學系碩士論文，2009。

- [29] NI Real-time: <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/2856>
- [30] NI Real-time: <http://sine.ni.com/cs/app/doc/p/id/cs-10042>
- [31] Z. Xi and T. Hesketh, “A new higher order sliding control for continuous linear systems,” *16th Mediterranean Conference on Control and Automation*, pp. 647-651, June 25-27, 2008.
- [32] S. Huang, K. K. Tan, and T. H. Lee, “Adaptive sliding –mode control of piezoelectric actuator,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, pp.3514-3522, 2009.
- [33] B. M. Chen, et. al, “An H_∞ almost disturbance decoupling robust controller design for a piezoceramic bimorph actuator with hysteresis,” *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, Vol.7, No.2, pp.160-173, 1999.
- [34] 謝銘謙，雙軸三自由度精密定位系統之控制研究，碩士論文，國立中興大學機械工程研究所，2003。
- [35] 莊鎮文，力量估測器於主動式振動抑制實作，碩士論文，國立中山大學機械與機電工程學系，2002。
- [36] Q. Xu, Y. Li and N. Xi, “Design, fabrication, and visual servo control of an XY parallel micromanipulator with piezo-actuation,” *IEEE Transaction on automation science and engineering*, Vol. 6, No. 4, pp. 710-719, 2009.
- [37] S. T. Smith and D. G. Chetwynd, *Foundations of Ultraprecision Mechanism Design*, Gordon and Breach Science Publishers, USA, 1994.
- [38] S. S. Rao, *Mechanical vibrations 4thEd*, Pearson Education, Upper Saddle River, N.J., 2004.
- [39] 張碩，自動控制系統，鼎茂圖書，台北，2001。

- [40] U. Itkis, *Control System of Variable Structure*, John Wiley and Sons, New York, N.Y., 1976.
- [41] V. I. Utkin, "Survey paper-variable structure systems with sliding modes," *IEEE Transactions on automatic control*, Vol. ac-22, pp. 212-222, 1977.
- [42] J. J. E. Slotine, and W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice-Hall, Englewood-Cliff., N.J., 1991.



附錄 A 實驗硬體設備

附錄 A.1 NI Compact RIO 即時控制器

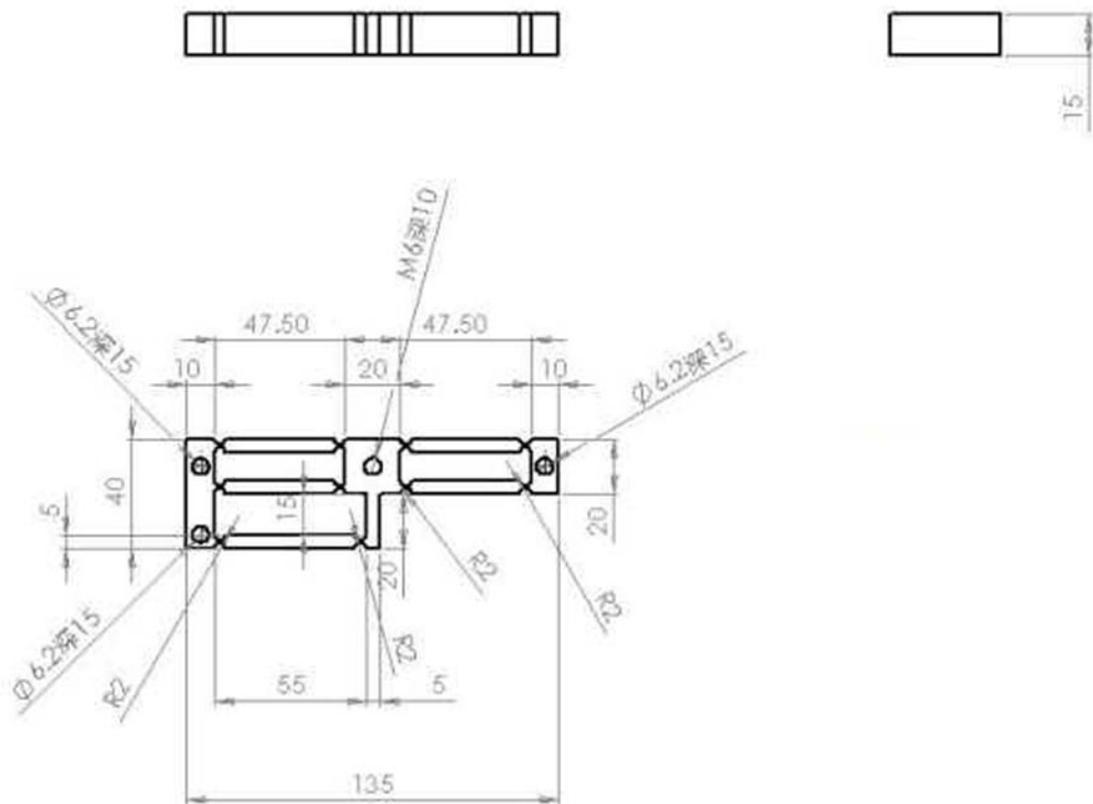


附圖 A.1 NI Compact RIO 即時控制器實體圖

附表 A.1 NI Compact RIO 規格表

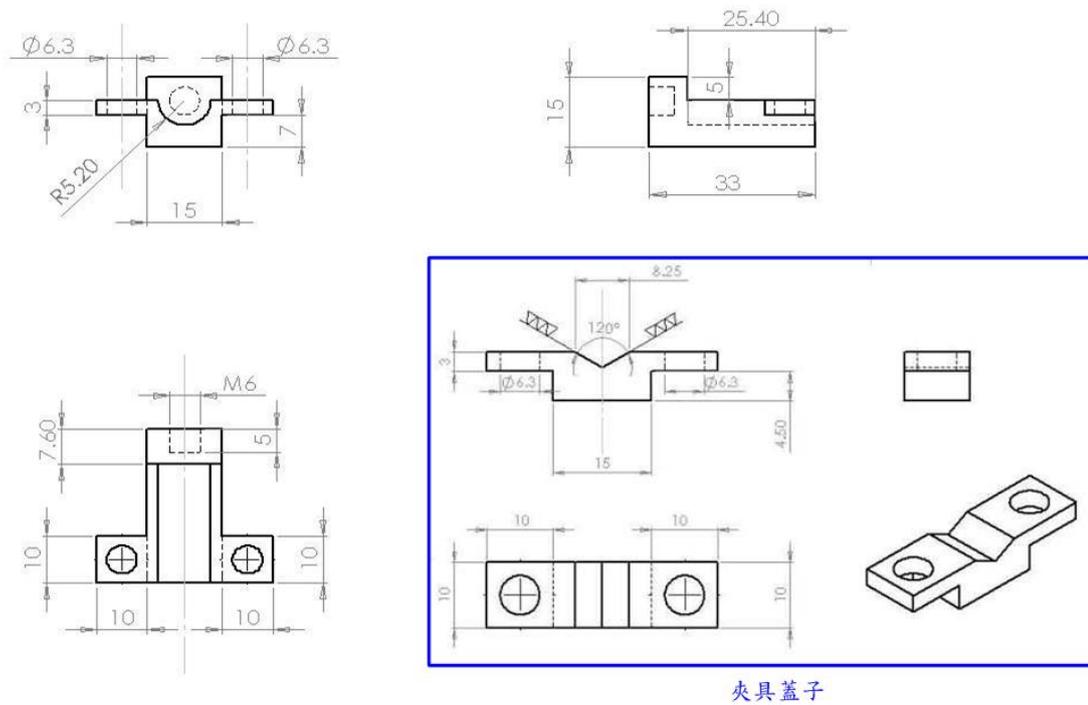
Parameter	Specification	Units
Physical/Environmental		
Dimensions	179.5 x 88.1 (7.07 x 3.47)	mm (in)
Temperature range	-40 to 70	°C
Shock rating	50	g
Industrial I/O Modules		
Channel Density (channels per module)	4,6,8, or 32	channels
Analog Resolution	12,16, or 24	bits
Maximum Analog Input Rate	800	kHz
Analog Input Range	± .08 to ± 60	V
Maximum Analog Output Rate	333	kHz
Analog Output Range	± 10	V
Digital Logic Levels	5 (TTL) or 24	V
Maximum Digital I/O Speed	500	ns
Maximum Digital Current Drive	4	A
Typical Isolation (withstand)	2,300	Vrms
Reconfigurable Chassis		
I/O Module Slots	4 or 8	slots
FPGA System Gates	1 or 3	M
Number of FPGA logic slices	5120 or 14336	slices
FPGA Timebases	40,80,120,160, or 200	MHz
Real-Time Controller		
Real-Time Processor	200	MHz
Dual DC Supply Range	11 to 30	V
Serial Port	RS232	
Ethernet Port	10/100	Mbps

附錄 A.2 撓性平台設計圖



附圖 A.2 撓性平台設計圖

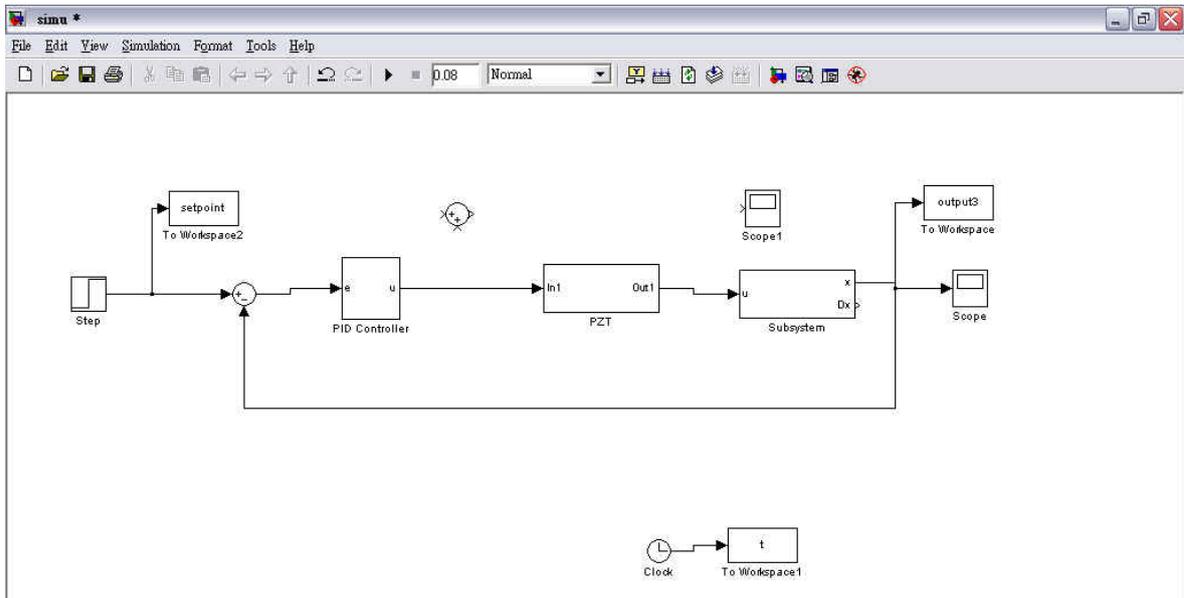
附錄 A.3 電容式位移計夾具設計圖



附圖 A.3 電容式位移計夾具

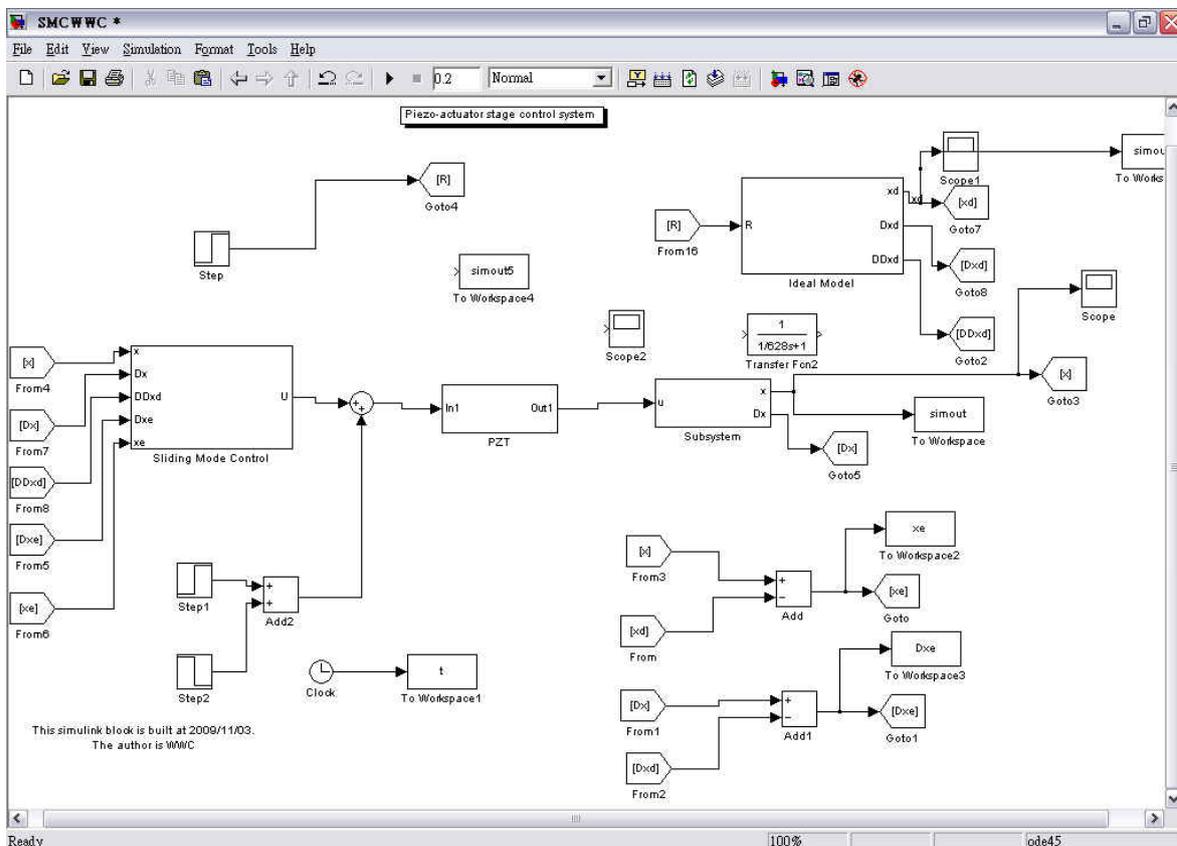
附錄 B 模擬軟體與控制程式

附錄 B.1 MATLAB/SIMULINK PID



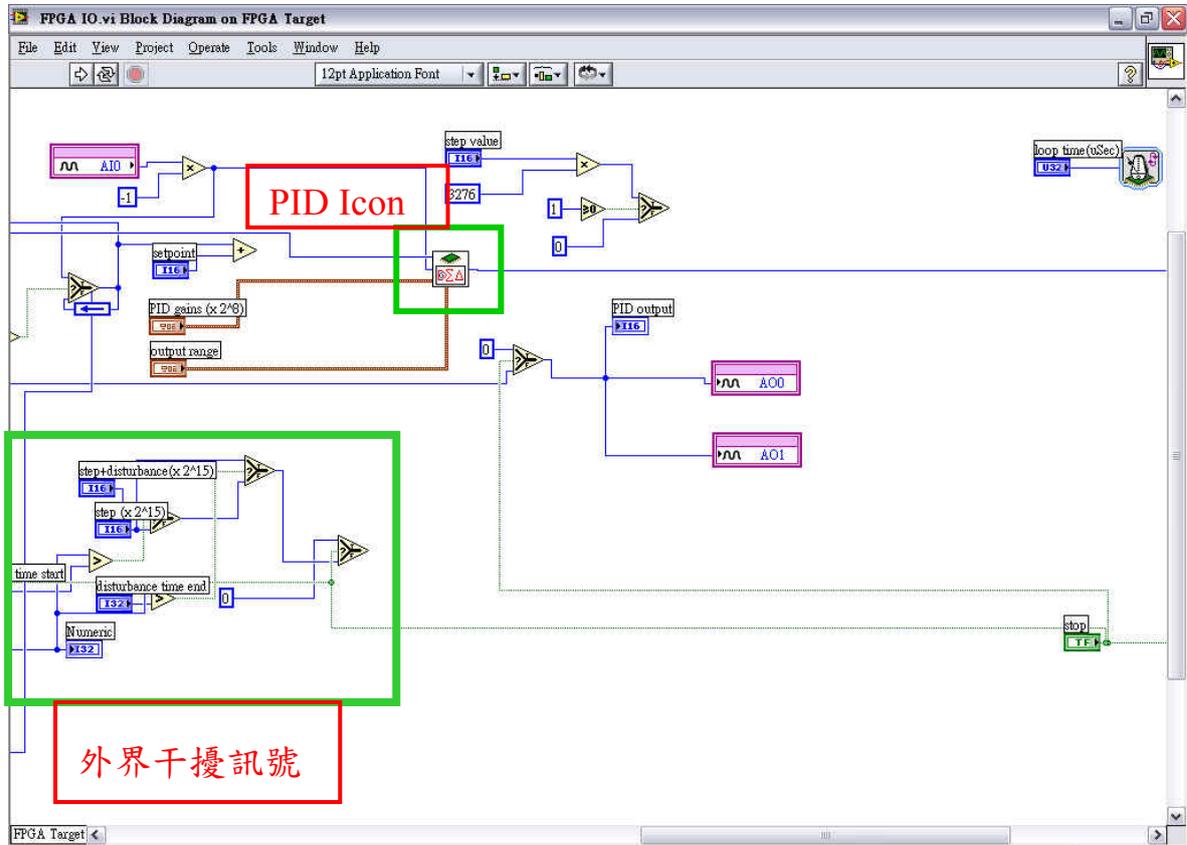
附圖 B.1 SIMULINK PID 模型

附錄 B.2 MATLAB/SIMULINK Sliding-Mode Control

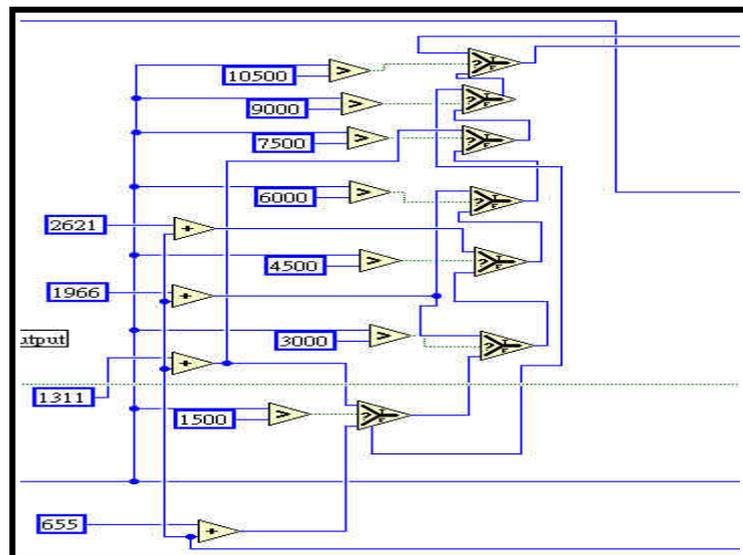


附圖 B.2 SIMULINK SMC 模型

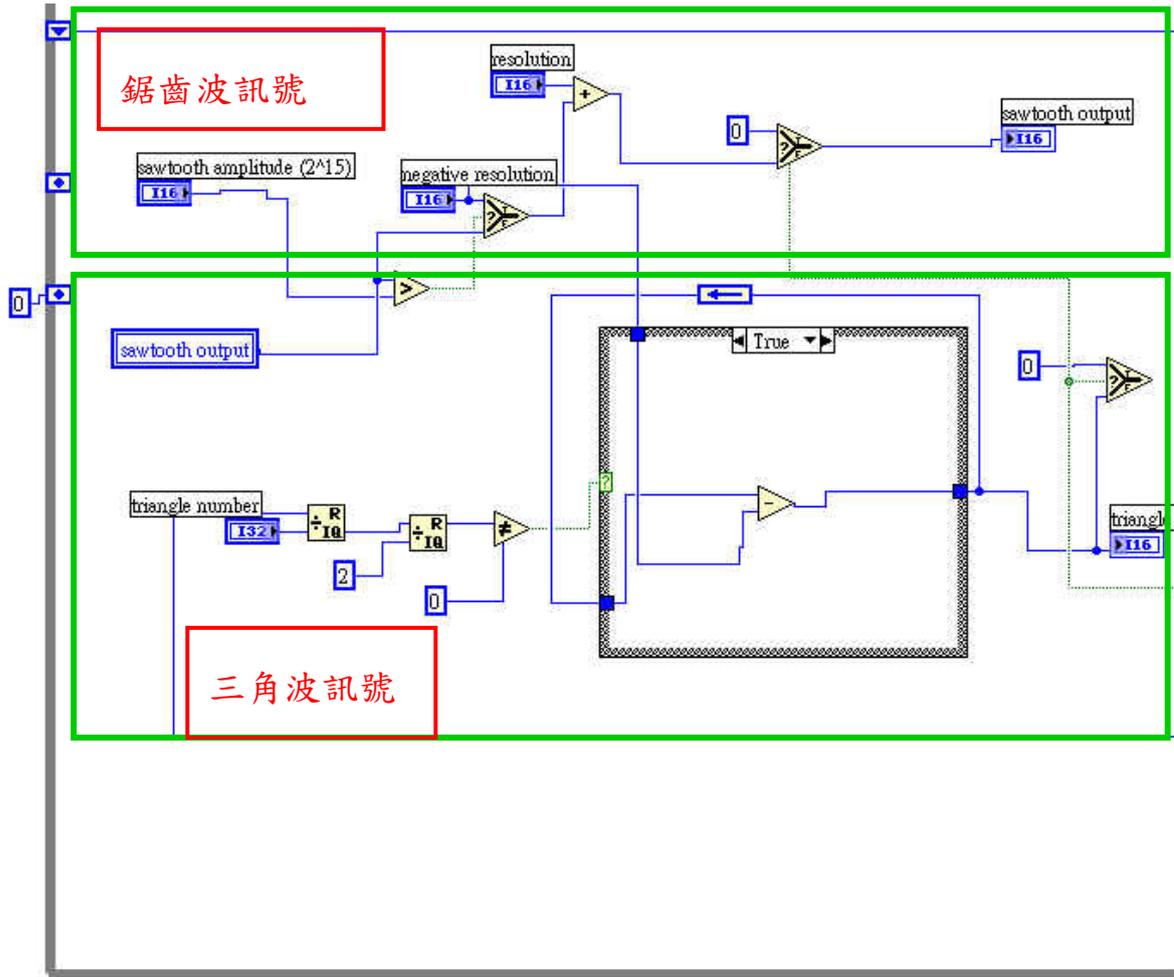
附錄 B.3 NI LabVIEW PID 控制程式碼



附圖 B.3-1 PID 控制主程式

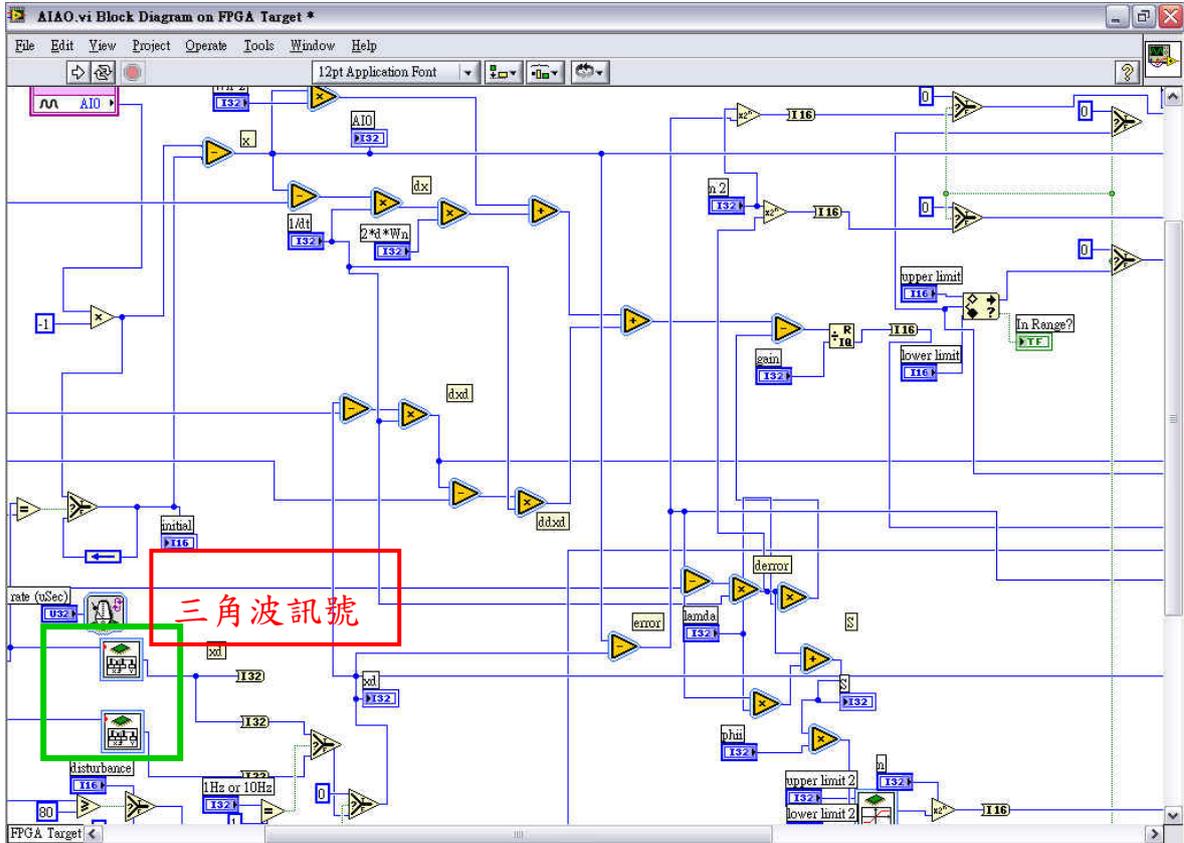


附圖 B.3-2 階梯訊號程式碼



附圖 B.3-3 三角波與鋸齒波軌跡程式碼

附錄 B.4 NI LabVIEW Sliding-Mode Control 程式碼



附圖 B.4 Sliding-Mode Control 主程式

自述

姓名：王維志

籍貫：台灣省台南縣

出生年月日：民國 75 年 3 月 21 日

地址：台南縣西港鄉慶安村中州三之十三號

E-mail：n1697475@mail.ncku.edu.tw



學歷：

國立成功大學機械工程所控制組(2008/09~2010/06)

國立中山大學機械與機電工程學系(2004/09~2008/06)

私立港明高級中學(2001/09~2004/06)

