

國立成功大學  
機械工程學系  
碩士論文

直接加速度回授與加速度積分回授於堆疊  
式雙軸撓性定位平台上之振動控制

Vibration Control of a Cascaded Two-Degree-of-Freedom  
Precision Positioning Stage Using Direct Acceleration and  
Integrated Acceleration Feedback Schemes

研究生：林洺安 (Ming-An Lin)  
指導教授：陳國聲 (Kuo-Shen Chen)

中華民國一百零五年七月

# 國立成功大學

## 碩士論文

直接加速度與加速度積分回授於堆疊式雙軸撓性定位  
平台之振動控制

Vibration Control of a Cascaded  
Two-Degree-of-Freedom Precision Positioning Stage  
Using Direct Acceleration and Integrated  
Acceleration Feedback Schemes

研究生：林洺安

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

張祥傑

劉雲輝

田思齊

指導教授：陳國聲

系(所)主管：

劉雲輝

中華民國 105 年 7 月 22 日

## 摘要

在自動化光學檢測系統運作時，為了達到更高的檢測效率，我們希望能盡量快速的啟動與停止龍門機台，使顯微鏡組能更加快速的到達目標位置。然而快速的啟動停止會引起鏡頭與待測面板間的相對運動導致所擷取的影像模糊。過去所提出的主動減振策略多以位移感測器量測位移作位移回授為主。然後在這樣的裝置下我們沒有辦法找到不受龍門機台影響的感測器安裝位置，感測器與待測平台之間相對運動的產生會影響定位結果。過去學長提出在精密定位平台及待測平台上各加裝一加速規，利用加速度積分成位移來計算兩者之間的相對運動。然而該控制策略因為加速規精度的關係未能有效應用於精密定位平台上，且加速度積分亦有相位偏移現象待解決。因此，本文對加速度經由防飄移積分器積分後的訊號進行相位補償以解決其相位偏移問題，使積分後位移訊號更貼近平台實際運動情形。同時發展不需經過積分程序的直接加速度回授控制策略。在實驗平台方面，我們以ABS材料搭配塑膠3D列印技術做為金屬3D列印定位平台的原型，建立了可以使加速規有效運作的雙軸撓性定位平台，並以此做為前述兩種控制策略的測試平台。我們對其上下平台分別設計加速度訊號積分搭配三種不同的相位補償策略的回授控制系統以及直接加速度回授控制系統，模擬其實驗結果，並進行單軸的弦波追蹤、雙軸的圓軌跡追蹤並討論其控制性能。本文中我們利用成本低且設置簡單的微機電加速規做為主感測器，尋求在未能有效安裝位移感測器時，以加速規量得加速度經防飄移積分及相位補償器後之積分器結果進行位移回授，以及直接利用加速度的直接加速度回授，建立了以加速規為主感測器的主動減振策略。

**關鍵字：**微機電加速規、加速度積分、相位補償器、直接加速度回授、撓性定位平台

## Abstract

Active vibration control has been widely applied in precision mechanics. Using accelerometer instead of displacement sensor as main sensor has been brought up to the positioning stage when it is hard to find a reference place to mount the displacement sensor. However, the phase displacement of integrated acceleration introduced by integrator might collapse the feedback control and this approach has not been applied to positioning stage yet. In this thesis, we designed long-stroke compliant positioning stage that allow MEMS accelerometer being able to measure reasonable acceleration signals. We processed the acceleration signals with phase shifter and filter to allow signals to be used in feedback control. By integrating above results, we successfully practiced both integrated acceleration and direct acceleration feedback schemes on positioning stage. Feedback control schemes have been practiced in 1- and 2-D.O.F. stage. Both single and multiple frequencies signal have been taken as input signal. Through these experiment results, we hope to offer references for using MEMS accelerometer as main sensor for active vibration control and furthermore allow these concepts been applied on precision machine.

**Key words:** MEMS Accelerometer, Phase Shifter, Integrated Acceleration Feedback Control, Direct Acceleration Feedback Control, Compliant Positioning Stage

# Extend Abstract

## Vibration Control of a Cascaded Two-Degree-of-Freedom Precision Positioning Stage Using Direct Acceleration and Integrated Acceleration Feedback Schemes

Author: Ming-An Lin

Advisor: Kuo-Shen Chen

Department of Mechanical Engineering National Cheng-Kung University

### SUMMARY

Active vibration control has been widely applied in precision mechanics. Using accelerometer instead of displacement sensor as main sensor has been brought up to the positioning stage when it is hard to find a reference place to mount the displacement sensor. However, the phase displacement of integrated acceleration introduced by integrator might collapse the feedback control and this approach has not been applied to positioning stage yet. In this thesis, we designed long-stroke compliant positioning stage that allow MEMS accelerometer being able to measure reasonable acceleration signals. We processed the acceleration signals with phase shifter and filter to allow signals to be used in feedback control. By integrating above results, we successfully practiced both integrated acceleration and direct acceleration feedback schemes on positioning stage. Feedback control schemes have been practiced in 1- and 2-D.O.F. stage. Both single and multiple frequencies signal have been taken as input signal. Through these experiment results, we hope to offer references for using MEMS accelerometer as main sensor for active vibration control and furthermore allow these concepts been applied on precision machine.

**Key words:** MEMS Accelerometer, Phase Shifter, Integrated Acceleration Feedback Control, Direct Acceleration Feedback Control, Compliant Positioning Stage

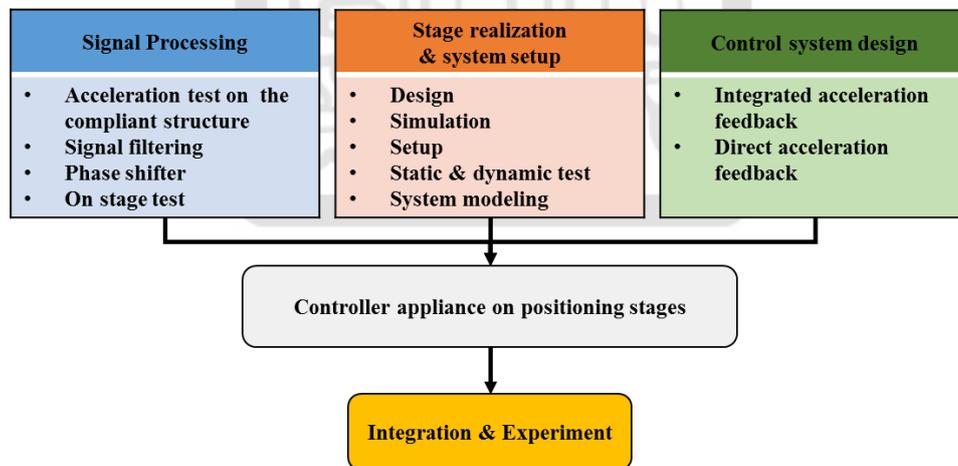
### INTRODUCTION

As semiconductor, biotech, micro- / nano-industry becoming the hit, the requirements of accuracy become more serious in both manufacture and inspection. Automatic optical inspection (AOI) systems adapted on a movable gantry have been widely used in modern inspection tasks. To advanced production efficiency, the gantry should be maneuvered as fast as possible. However, fast moving gantry might generate significant motion-induced vibration. To solve this problem, active vibration elimination has been brought up. Positioning stages [1,2] are designed to mount between gantry and CCD camera to eliminate the relative vibration between the camera and the inspected objects.

By using this approach, the effective bandwidth can be improved. However, when trying to realize this concept, it is hard to find a place to mount the displacement sensor that would not be effected by the gantry. In this case, the relative motion between the sensor and the granite stage is not considered. In previous research [3], researchers used an accelerometer which is easy to be mounted, to provide relative displacement by integrating the measurable accelerations with anti-drift integrator. However, due to the resolution of MEMS accelerometer, reasonable acceleration signal cannot be measured on positioning stage, which means this approach has only been realized on compliant structure but not positioning stage. Furthermore, there exist time-varying phase difference between the displacement integrated by acceleration and the displacement measured by displacement sensor which may lead to the collapse of feedback control.

This thesis is motivated by above problems, and determined to reach following goals: compensating the phase difference by using a tabular phase shifter, direct using the acceleration as feedback signal which would not suffered from the phase difference problem induced by anti-shift integrator, and designing a relative long-term positioning stage which is able to generate reasonable acceleration signal that can be measured by MEMS accelerometer.

To achieve the goals, we set up the research plan shown as Figure 1. There are four main parts in the plan: signal processing, stage realization, control system design, and integration of above parts. By simulation, experimental investigation, integrated acceleration and direct acceleration feedback schemes have been realized on designed 2-D.O.F. positioning stage.

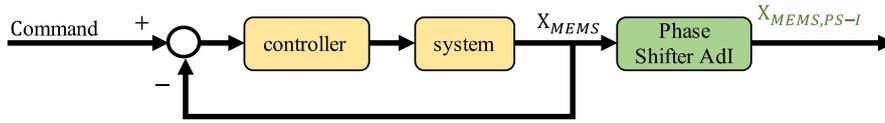


**Figure 1. Research plan**

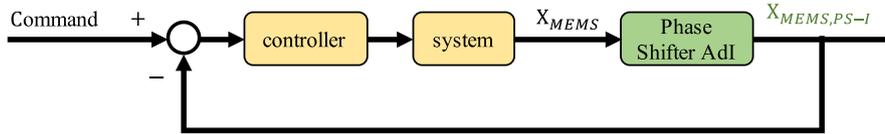
## SIGNAL PROCESSING

By experiments, it is proved that the time-varying phase difference between the displacement integrated by acceleration and the displacement measured by displacement sensor is induced by anti-drift integrator. As the result, we designed a tabular phase shifter which compensates the phase difference caused by anti-drift integrator. Besides, to refine the results, we also designed a phase shifter which compensates the phase difference caused by the system dynamic. By using previous two phase shifter, there different phase shifting strategies are designed as Figure 2.

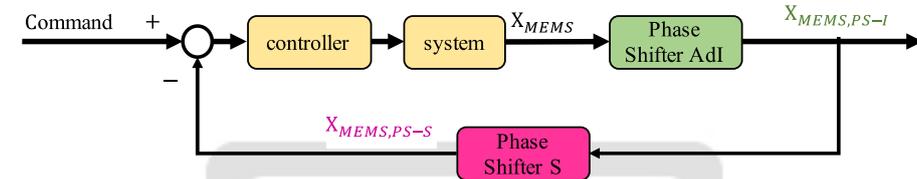
**Strategy I. Phase shifter (ref. anti-drift integrator)**



**Strategy II. Phase shifter (ref. anti-drift integrator) in feedback loop**

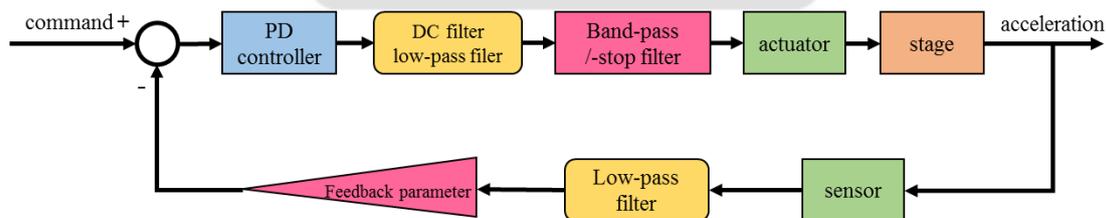


**Strategy II. Phase shifter (ref. anti-drift integrator & system) in feedback loop**



**Figure 2. Three different phase shifting strategies**

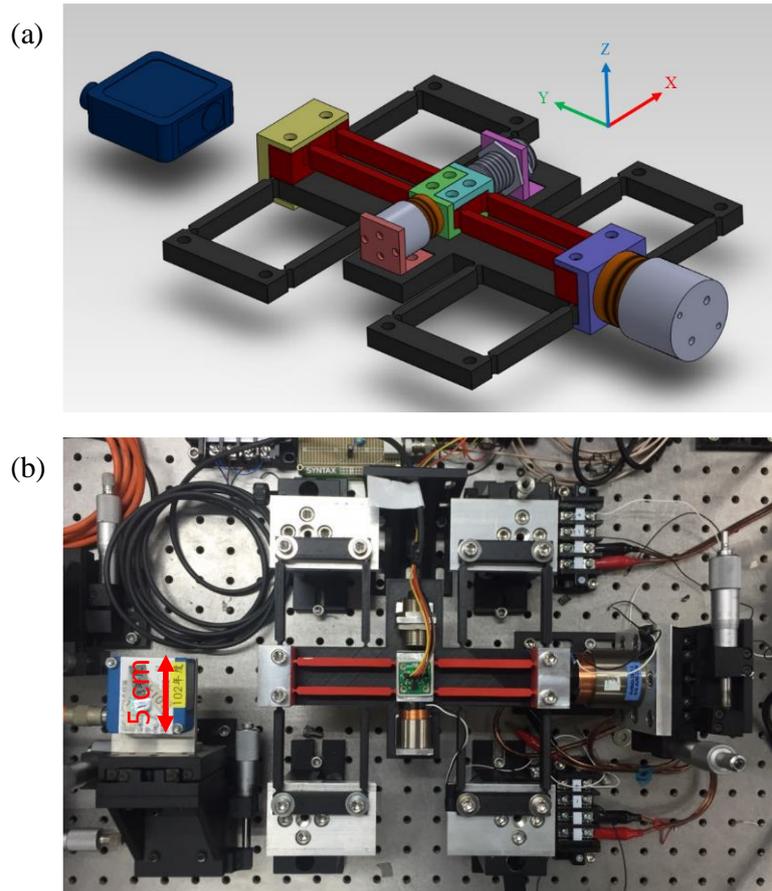
When practice direct acceleration feedback, it is known that either the exist of DC bias or the high frequency noise of measured acceleration will lead to the failure [4]. As the result, DC filter and low-pass filter are used to process the signal before feeding it to feedback loop. I control term which might lead to DC bias cannot be used. Meanwhile, a feedback parameter is needed to maintain a reasonable error to compensate the absence of I control term. Furthermore, adding a band-pass / -stop filter (BPBS) might refine the result of direct acceleration feedback. The overall block diagram of direct acceleration feedback is shown as Figure 3.



**Figure 3. Block diagram of direct acceleration feedback**

**STAGE REALIZATION**

Due to the resolution of MEMS accelerometer, reasonable acceleration signal cannot be measured on positioning stage in previous research [2,3]. Based on Lee's stage [2], we designed 3D printed cascaded 2-D.O.F. positioning stage which is able to carry accelerometer and displacement sensor which is used as reference. The stroke of stage is long enough to allow the accelerometer to measure reasonable acceleration under determined operating frequency period. The designed stage is shown as Figure 4.

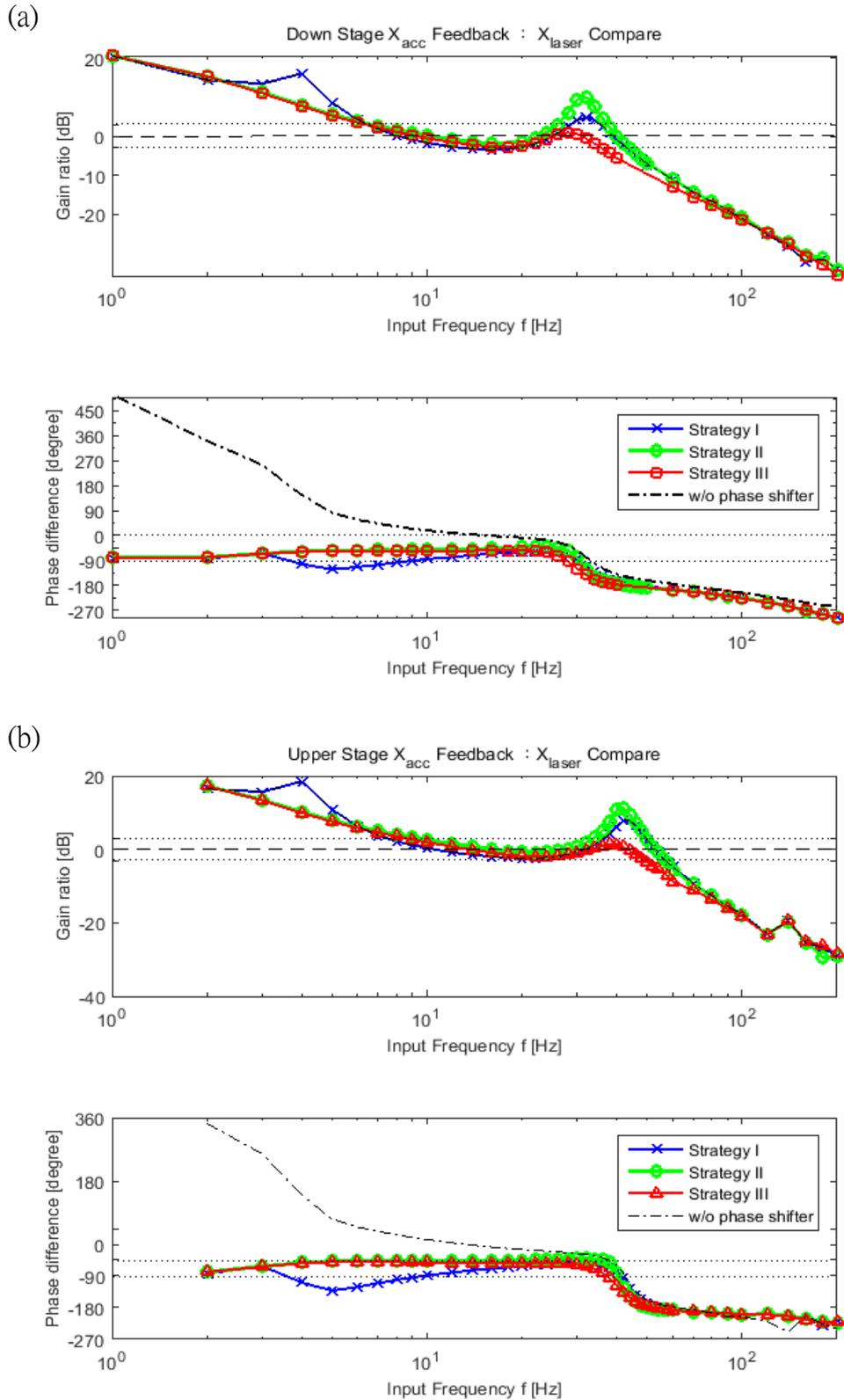


**Figure 4. The cascaded 2-D.O.F. positioning stage (a) the operating direction indicated diagram (b) the photo of actual stage**

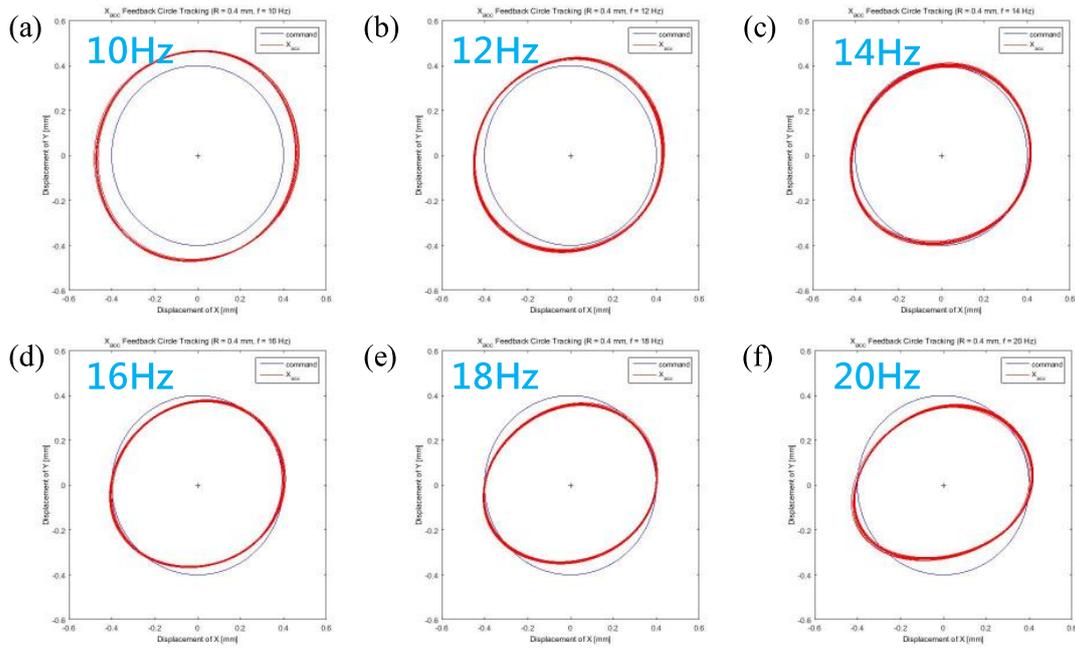
### INTEGRATED ACCELERATION FEEDBACK

By applying three different phase shifting strategies designed in previous task to the integrated acceleration feedback control to each stage of cascaded positioning stage, we can get the results as Figure 5. In Figure 5, we can find out that the influence of each strategy leads to similar result on different stage. By using strategy I that does the phase shifting outside the feedback loop, the phase difference can be significantly eliminated under low input frequency but the gain ratio remains the same as those not using phase shifter. Using strategy II that processes the phase shifter in the feedback loop can not only eliminate the phase difference but also suppress the gain ratio under low frequency input. However, it also leads to the unfavorable, bigger gain ratio around the resonance frequency. Using strategy III that compensate the phase difference contributed by both integrator and stage dynamic eliminates both the gain ratio of low frequency input and the unfavorable bigger gain ratio around resonance frequency.

Due to the preferable result, strategy III is used to process 2-D.O.F. integrated acceleration feedback control. The circle tracking results that fixed the input tracking diameter under varying input frequency are shown in Figure 6. Results of input frequency around 14Hz are preferable due to the similarity between the response and the input.



**Figure 5. 1-D.O.F. integrated acceleration feedback using varying phase shifting strategies (a) down stage (b) upper stage**

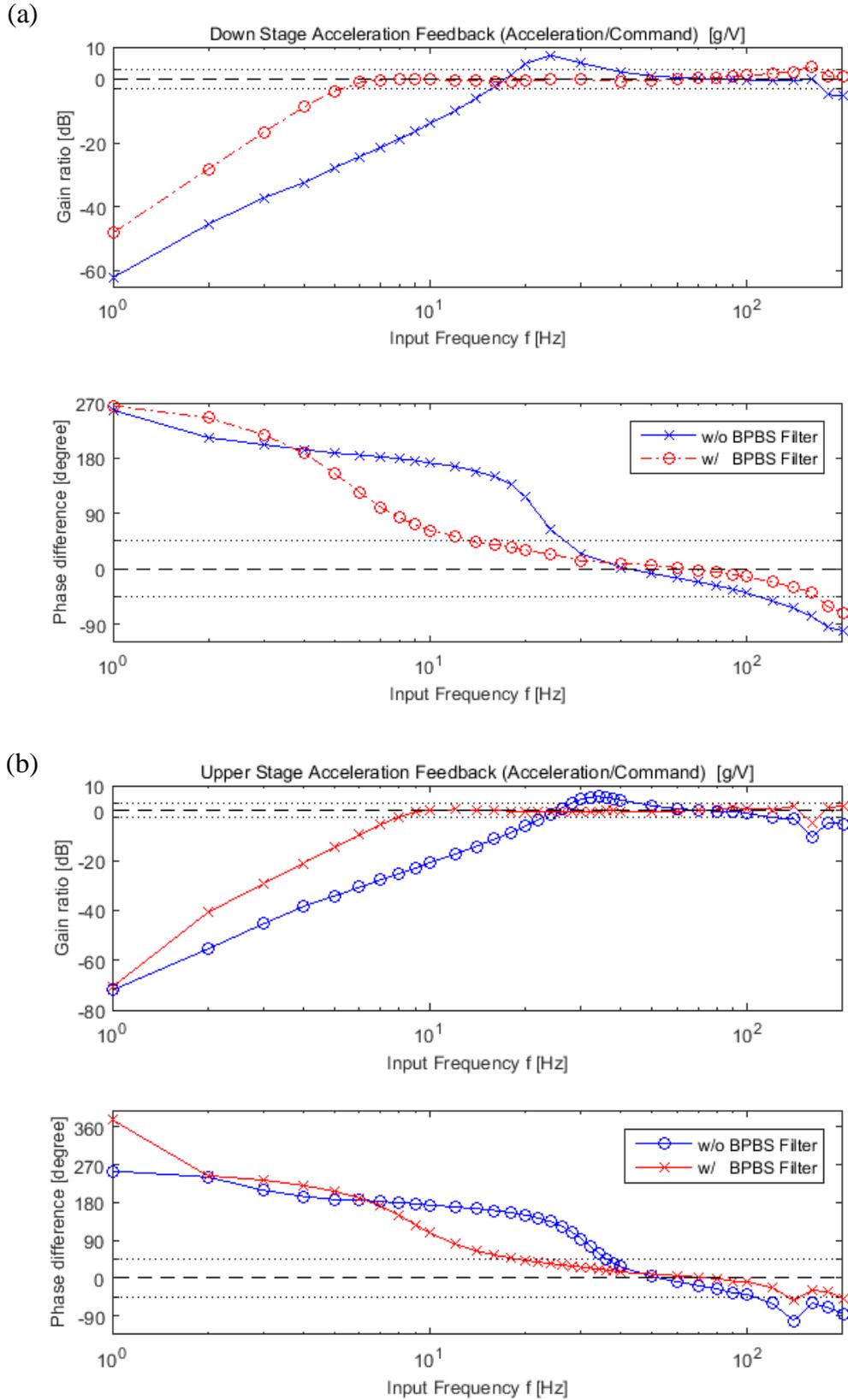


**Figure 6. Fixed input amplitude (0.4mm) circle tracking under different input frequency (a) 10Hz (b) 12Hz (c) 14Hz (d) 16Hz (e) 18Hz (f) 20Hz**

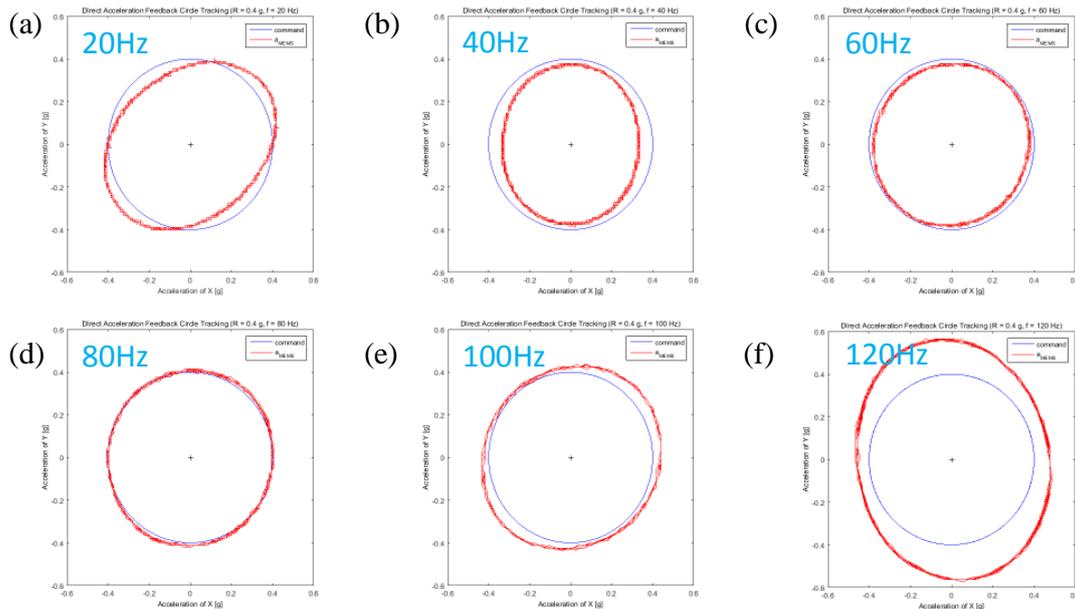
## DIRECT ACCELERATION FEEDBACK

Following the block diagram of direct acceleration feedback control we designed in previous task, direct acceleration feedback control is practiced on cascaded positioning stage. Furthermore, by the understanding of stage dynamic, band-pass / -stop filter is designed for each stage to refine the closed-loop response. The comparison of direct acceleration feedback control with and without BPBS filter is shown in Figure 7. Using BPBS filter in direct acceleration feedback control does eliminate the gain ratio around resonance frequency and makes up the gain ratio of low frequency input, which improves the effective bandwidth and makes resonance frequency under control.

Due to the preferable results, BPBS filter is used in 2-D.O.F. direct acceleration feedback control. The fixed amplitude acceleration circle tracking results under varying input frequency are shown in Figure 8. Results of input frequency around 60Hz to 80Hz are preferable due to the similarity between the response and the input., which are also similar to the results of 1-D.O.F. direct acceleration feedback control.



**Figure 7. 1-D.O.F. direct acceleration feedback with and without the band-pass / --stop filter (a) down stage (b) upper stage**



**Figure 8. Fixed input amplitude (0.4g) circle tracking under varying input frequency (a) 20Hz (b) 40Hz (c) 60Hz (d) 80Hz (e) 100Hz (f) 120Hz**

## CONCLUSION

In this study, we have realized direct acceleration and integrated acceleration feedback control on 2-D.O.F. compliant positioning stage. To accomplish this, we designed several phase shifting strategies for integrated acceleration feedback, effective filter for direct acceleration feedback and 2-D.O.F. stage that allow MEMS accelerometer to measure reasonable acceleration signals. Although the acceleration feedback controllers have gotten less effect than displacement feedback controllers, acceleration feedback we brought up in this study do provide another option when displacement sensor cannot be mounted in some situation. This study was motivated by the needs of AOI vibration control, but it is not limited in this application only. The methodology proposed can widely be used in precision mechanism that only accelerometer can be mounted.

## REFERENCES

- [1] W.-C. Wang, "Analysis, Design and Control of a Single-Degree of Freedom Piezoelectric Compliant Stage with Amplification Mechanisms," Master Thesis, Department of Mechanical Engineering, National Cheng-Kung University, Tainan, 2010.
- [2] J.-W. Li, "Analysis, Design, and Control of a Cascaded Piezoelectric Actuated Two-Degrees of Freedom Precision Stage," Master Thesis, Department of Mechanical Engineering, National Cheng-Kung University, Tainan, 2012.
- [3] Y.-S. Lu, "Vibration Control of Compliant Structure Using Acceleration Feedback," Master Thesis, Department of Mechanical Engineering, National Cheng-Kung University, Tainan, 2014.
- [4] E. Dumetz, J.-Y. Dieulot, P.-J. Barre, F. Colas, and T. Delplace, "Control of an industrial robot using acceleration feedback," *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, vol. 46, pp. 111-128, 2006.

## 致謝

在台南的生活已近尾聲，兩年的機械所生涯所穫甚多。感謝成大機械系願意給我這個非本系出身的學生一個機會，能有幸在成大機械修習研究所。尤其感謝陳國聲老師一路上因材施教，給了我很多提點，更不忘反覆提醒我在接收知識時要如何融會貫通、舉一反三，面對問題時要以怎樣的邏輯與心態去處理。除卻學術上的指導，老師亦以言教身教帶我領略許多做人做事的道理，要如何包容並支援不足之人，要如何正視自我的缺點並提出改進。能有機會拜於陳國聲老師門下，是我意外而如恩賜般的大幸。

同時亦要感謝口試委員南臺科技大學的劉雲輝老師、雲林科技大學的張祥傑老師與本校的田思齊老師能撥控擔任口試委員，並於論文口試過程中不吝指教提出許多寶貴的建議，使本文研究內容能更臻完備，特此致上由衷謝意。

感謝實驗室的每一位夥伴在碩士生涯期間互相照應並帶給彼此許多快樂。感謝哲維、毓笙為這篇論文所開拓的道路與可能性。舉博、輝哥、庭豪在研究與課程上提供了許多建議與幫忙。峰董、萱姐總是不厭其煩地回答我許多問題。燦博、Kiwi 利用休息時間協助我處理模擬上的障礙。人帥中豪、茶神陪我一起在實驗室度過許多掙扎努力的日子。瘦慶總是主動貼心地提供許多協助，並帶給大家許多歡樂。宇凱分享了許多心情及對人生的想法。程心於工作上提供許多經驗指導。承穎、書衡、至凱、詹詹、76 淳淳樹立優秀的專題生典範，勉勵我再接再厲。菜菜、帥哥的加入為實驗室注入新血帶來新刺激。凱文介紹我進這間實驗室。K Lab 是一個溫暖而快樂的所在，而我深深以身為 K Lab 的一員為榮。

感謝這段時間陪在我身邊的朋友鄭佚若、高珮鈺、王怡珺、小麥、麥

田的夥伴、綠化的少女以及成大啦啦隊的大家，有你們在這段時間當我的垃圾筒，陪我分享在成大的喜怒哀樂，我才能堅強地在台南打拼，並在最後一段時間拼盡全力衝刺。

最後特別感謝我的家人，謝謝阿公、阿嬤願意相信我，給我時間讓我慢慢完成我的學業。謝謝老爸、老媽一路上給予的支持與鼓勵，願意等我養足羽翼、漸趨成熟。謝謝老弟在我不在台北的時間，替我盡完兩人份的兒女義務。有你們的支持我才能任性地多讀了好幾年的書，並遇到足以改變我人生的老師與夥伴。

林洺安 2016 年



# 目錄

摘要.....	I
Abstract.....	II
Extend Abstract.....	III
致謝.....	XI
目錄.....	XIII
表目錄.....	XVIII
圖目錄.....	XX
符號說明.....	XXX
縮寫說明.....	XXXIII
第一章 緒論.....	1
1.1 前言.....	1
1.2 研究動機與目的.....	5
1.3 文獻回顧.....	8
1.3.1 精密定位平台設計與控制.....	8
1.3.2 本實驗室振動控制相關研究.....	10
1.4 研究方法.....	13
1.4.1 加速度訊號處理.....	14
1.4.2 平台設計與實現.....	14
1.4.3 控制器設計.....	14
1.4.4 精密定位平台定位控制實驗.....	15
1.5 全文架構.....	16
第二章 研究背景介紹.....	18
2.1 本章介紹.....	18
2.2 微機電加速規及加速度訊號處理.....	19
2.2.1 微機電加速規.....	19
2.2.2 加速度積分.....	21

2.2.3	加速度訊號濾波.....	22
2.3	加速度回授控制相關研究.....	23
2.4	撓性定位平台介紹.....	26
2.5	硬體介紹與相關應用.....	28
2.5.1	DS1104 R&D 控制板.....	28
2.5.2	電感式位移感測器.....	29
2.6	控制法則及相關應用.....	30
2.7	本章結論.....	31
第三章	加速度訊號處理模擬與實驗.....	32
3.1	本章介紹.....	32
3.2	加速度積分訊號處理.....	34
3.2.1	加速度積分的重要性及其問題.....	34
3.2.2	實驗架構.....	35
3.2.3	防漂移積分器的相位漂移現象.....	39
3.2.4	相位補償器的設計.....	43
3.3	加速度積分回授於雙鉗樑系統上的弦波追蹤實驗.....	45
3.3.1	實驗設計與目標.....	45
3.3.2	實驗架構.....	45
3.3.3	雙鉗樑系統上的開路弦波追蹤.....	48
3.3.4	雙鉗樑系統上的閉路弦波追蹤.....	50
3.4	加速度訊號處理與控制器設計.....	56
3.4.1	加速度訊號處理.....	56
3.4.2	控制器設計.....	58
3.5	直接加速度回授於雙鉗樑系統上的弦波追蹤實驗.....	59
3.6	本章結論.....	61
第四章	堆疊式雙軸撓性平台之設計、分析與製作.....	62
4.1	本章介紹.....	62
4.2	定位系統概念設計.....	65
4.3	定位平台致動器、感測器分析.....	69

4.3.1	下平台致動器、感測器的選擇與分析.....	69
4.3.2	上平台致動器的選擇.....	72
4.3.3	上平台感測器的選擇與分析.....	74
4.4	定位平台機械設計.....	77
4.4.1	實體平台設計.....	77
4.4.2	平台理論分析.....	80
4.4.3	平台有限元素分析法分析.....	82
4.5	平台動態測試與模型建立.....	86
4.5.1	實驗架構.....	86
4.5.2	平台靜態性能實驗.....	89
4.5.3	平台動態性能測試.....	91
4.5.4	系統模型之參數量測.....	95
4.6	本章結論.....	100
第五章	加速度積分回授於雙軸撓性平台定位控制之模擬與實驗 .....	101
5.1	本章介紹.....	101
5.2	控制器設計介紹.....	103
5.2.1	PID 控制於加速度積分回授上的應用 .....	103
5.2.2	相位補償器.....	105
5.3	下平台加速度積分回授定位控制之模擬與實驗.....	107
5.3.1	下平台控制器設計.....	107
5.3.2	下平台加速度積分弦波追蹤實驗.....	111
5.3.3	下平台加速度積分弦波追蹤實驗的性能分析.....	115
5.4	上平台加速度積分回授定位控制之模擬與實驗.....	120
5.4.1	上平台控制器設計.....	120
5.4.2	上平台加速度積分弦波追蹤實驗.....	123
5.4.3	上平台加速度積分弦波追蹤實驗的性能分析.....	128
5.5	雙軸加速度積分回授圓形軌跡追蹤定位控制之模擬與實驗.....	132
5.6	本章結論.....	137
第六章	直接加速度回授於雙軸撓性平台定位控制之模擬與實驗 .....	139

6.1	本章介紹.....	139
6.2	控制器設計介紹.....	141
6.2.1	PID 控制理論在直接加速度回授上的限制 .....	141
6.2.2	帶拒濾波器與帶通濾波器.....	142
6.2.3	PD 控制搭配帶拒濾波器與帶通濾波器 .....	142
6.3	下平台直接加速度回授定位控制之模擬與實驗.....	144
6.3.1	下平台控制器設計.....	144
6.3.2	下平台加速度弦波追蹤實驗.....	146
6.3.3	下平台加速度弦波追蹤實驗的性能分析.....	149
6.4	上平台直接加速度回授定位控制之模擬與實驗.....	152
6.4.1	上平台控制器設計.....	152
6.4.2	上平台加速度弦波追蹤實驗.....	154
6.4.3	上平台加速度弦波追蹤實驗的性能分析.....	157
6.5	雙軸直接加速度回授圓形軌跡追蹤定位控制之模擬與實驗.....	161
6.6	本章結論.....	165
第七章	研究結果與討論.....	166
7.1	本章介紹.....	166
7.2	全文歸納.....	168
7.3	加速度積分回授搭配相位補償策略之討論.....	170
7.4	直接加速度回授搭配濾波器之討論.....	172
7.5	未來工作與展望.....	173
7.5.1	近程目標.....	173
7.5.2	中程目標.....	174
7.5.3	遠程目標.....	175
7.6	本章結論.....	176
第八章	結論與未來展望.....	177
8.1	本文結論.....	177
8.2	本文貢獻.....	179
8.3	未來工作與展望.....	180

參考文獻.....	181
附錄.....	184
附錄 A 微機電加速規 ADXL-327 .....	184
附錄 B 實驗程式.....	185
B.1 下平台加速度積分回授實驗程式.....	185
B.2 上平台加速度積分回授實驗程式.....	186
B.3 雙軸加速度積分回授實驗程式.....	187
B.4 下平台直接加速度回授實驗程式.....	188
B.5 上平台直接加速度回授實驗程式.....	189
B.6 雙軸直接加速度回授實驗程式.....	190
附錄 C 模擬程式.....	191
C.1 下平台加速度積分回授模擬程式.....	191
C.2 上平台加速度積分回授模擬程式.....	192
C.3 下平台直接加速度回授模擬程式.....	193
C.4 上平台直接加速度回授模擬程式.....	194
自述.....	195

## 表目錄

表 2.1 微機電加速規與壓電式加速規規格比較表 .....	20
表 3.1 激振器規格.....	37
表 3.2 雷射位移感測器規格.....	38
表 3.3 加速規規格.....	39
表 3.4 音圈致動器規格.....	46
表 4.1 DS1104 R&D 控制板中單元規格 .....	67
表 4.2 音圈馬達 AVM40-20 規格 .....	69
表 4.3 下平台位移感測器 YP05MGVL80 規格.....	72
表 4.4 音圈馬達 AVM24-10 規格 .....	73
表 4.5 位移感測器規格比較表.....	75
表 4.6 3D 列印機 tpi SMART X3 規格 .....	77
表 4.7 材料特性比較表.....	78
表 4.8 撓性平台設計參數及理論分析結果.....	82
表 4.9 撓性機構平台於 ABAQUS 之設定條件 .....	83
表 4.10 上下平台有限元素分析靜、動態性能整理 .....	85
表 4.11 音圈馬達規格 .....	87
表 4.12 位移感測器規格 .....	88
表 4.13 平台靜動態性能比較表 .....	95
表 4.14 平台參數表 .....	98
表 5.1 下平台 PID 控制器參數表 .....	108
表 5.2 下平台應用不同相位補償策略之動態性能比較表 .....	117
表 5.3 上平台 PID 控制器參數表 .....	121

表 5.4 上平台應用不同相位補償策略之動態性能比較表 .....	129
表 6.1 下平台 PD 控制器參數表 .....	145
表 6.2 下平台動態控制性能比較表.....	150
表 6.3 上平台 PD 控制器參數表 .....	153
表 6.4 上平台動態控制性能比較表.....	158
表 7.1 上下平台加速度積分搭配不同相位補償策略的動態性能比較表	171
表 7.2 上下平台直接加速度 PD 回授控制搭配帶通與帶阻濾波器組合的動態控制性能比較表.....	172



## 圖目錄

圖 1.1 (a) 自動化視覺檢測機台(AOI) (b) CCD 自動光學鏡頭處理檢測物件示意圖.....	1
圖 1.2 撓性精密定位平台 (a) 單軸[2] (b) 雙軸.....	2
圖 1.3 遠距離感測器 (a) 都普勒測速儀 (b) 雷射干涉儀 .....	3
圖 1.4 解決感測器與平台之相對運動 (a) 替換為長距離感測器 (b) 利用加速規作為位移感測器.....	4
圖 1.5 研究目的關係圖.....	7
圖 1.6 並連式六自由度奈米級微定位平台(a)相交三點機構之實體模型 {1:ground、2:積層式壓電致動器放置處、1:prismatic flexure joint、4:spherical flexure joint、5: spherical flexure joint、(1):固定座、(2):一對 PSS 機構、(3):移動平台、(4):量測塊} (b)奈米定位平台之圓軌跡實驗量測架設圖,利用輸入輸出關係式,對 X、Y 軸給cosine、sine 指令,用兩個位移感測器量測 XY 平面上的圓軌跡.....	8
圖 1.7 永磁直流馬達制動線性精密定位平台(a)實驗用視覺檢測系統 (b)整體系統方塊圖.....	9
圖 1.8 次微米多軸定位平台(a)壓電制動次微米 X-Y 定位平台 (b)未使用次微米平台的 3D 互連沉積(c)使用次微米平台的 3D 互連沉積 .....	9
圖 1.9 三軸電磁制動撓性精密定位平台 (a)上視角 (b)側視角 .....	10
圖 1.10 單軸壓電驅動撓性定位平台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.....	10
圖 1.11 堆疊式雙軸精密定位平台在不同圓半徑與不同圓頻率下 PID 控制器下的圓心偏移量.....	11

圖 1.12 雙鉗樑系統 (a)振動獵能與控制實驗 (b)加載加速規得到加速度訊號.....	11
圖 1.13 振動控制研究發展圖 .....	12
圖 1.14 研究流程圖 .....	13
圖 1.15 全文架構圖 .....	17
圖 2.1 本章架構圖.....	18
圖 2.2 電容式加速規(a)結構示意圖 (b)整體機械模型 (其中 $x$ 等效位移, $a$ 外部加速度, $M$ 等效質量, $K$ 等效剛性, $D$ 等效阻尼, $\omega_r = \sqrt{KM}$ 自然頻率, $Q = \frac{KM}{D}$ 無因次參數) .....	19
圖 2.3 微機電式加速規 ADXL-327 (a)功能方塊圖 (b) 加速規晶片 (c)焊接後加速規工作板.....	20
圖 2.4 防漂移積分器 (a)串接兩個高通濾波器的防漂移積分器電路圖 (b)防漂移積分電路波德響應圖.....	21
圖 2.5 加速度積分訊號漂移問題(a)實驗速度訊號比較圖(b)實驗位移訊號比較圖 (Displacement-L:位移感測器, Displacement-N:加速度直接積分, Displacement-H:經防漂移軟體積分器得到的位移) .....	22
圖 2.6 X-Y 平台加裝加速規量測加速度訊號實驗的量測與控制系統 .....	22
圖 2.7 加速度形式的控制策略.....	23
圖 2.8 直流馬達之加速度回授控制(a)控制方塊圖(b)有無加速度回授下干擾抑制能力的頻域分析圖.....	23
圖 2.9 X-Y 平台加裝加速規量測加速度訊號實驗裝置: X-Y 平台[16] ...	24
圖 2.10 直接驅動馬達的加速度回授控制(a)實驗裝置:加速規安裝位置 (b)加速度回授控制方塊圖.....	24
圖 2.11 工業機器人搭載加速度回授控制(a)實驗裝置:工業機器人(b)負載端對角線位移圖 粗實線:追蹤訊號, 實線:加速度回授實驗, 灰線:	

加速度回授模擬結果，虛線：工業控制器 .....	25
圖 2.12 單軸撓性定位平台(a)實驗系統圖(b)開迴路與閉迴路性能比較 ....	26
圖 2.13 三軸撓性機構定位平台 .....	27
圖 2.14 微機電加速規於雙鉗樑系統之定位實驗：系統訊號流程圖 .....	29
圖 2.15 電感式感測器感測原理示意圖 .....	29
圖 2.16 PID 控制器方塊圖.....	30
圖 3.1 本章架構圖.....	33
圖 3.2 加速度積分訊號處理架構圖.....	34
圖 3.3 實驗系統規劃.....	35
圖 3.4 激振器實驗系統圖.....	37
圖 3.5 訊號處理示意圖.....	37
圖 3.6 實驗設備圖 (a)雷射位移感測器 YP05MGVL-P24 (b)雷射位移感測器 YP05MGVL80 (c)激振器 (d)電源供應器 (e)壓電加速規 (f)微機電加速規 (g)功率放大器 (h)訊號處理器 .....	38
圖 3.7 雷射位移感測器測得的位移訊號與微機電加速規積分而得的位移訊號比較圖(a)輸入頻率 10Hz(b)輸入頻率 40Hz(c)輸入頻率 90Hz	40
圖 3.8 雷射位移感測器測得的位移訊號與微機電加速規積分而得的位移訊號對輸入的相位波德圖.....	41
圖 3.9 微機電加速規積分而得的位移訊號對雷射位移感測器測得的位移訊號與積分器的相位波德圖比較.....	41
圖 3.10 雷射位移感測器測得的位移訊號對壓電加速規的加速度訊號的波德圖.....	42
圖 3.11 雷射位移感測器的位移訊號對壓電加速規的加速度訊號的相位差-180 度與假定的二階低通濾波器的相位波德圖比較 .....	43
圖 3.12 相位偏移產生原因關係圖 .....	44

圖 3.13 雙鉗樑系統架構圖 (a)整體架構(b)加速規黏貼位置 .....	46
圖 3.14 實驗設備圖 (a)雷射位移感測器(b)微機電加速規(c)音圈致動器..	46
圖 3.15 雙鉗樑系統等校剛性實驗結果 .....	47
圖 3.16 系統開路步階響應圖 .....	48
圖 3.17 雙鉗樑系統共振頻率圖 .....	48
圖 3.18 雙鉗樑系統位移對輸入的開路響應波德圖 .....	49
圖 3.19 雙鉗樑系統加速度經防漂移積分器所得位移對雷射位移感測器所得位移之增益值與相位差圖.....	49
圖 3.20 雙鉗樑系統上閉路弦波追蹤搭配相位補償器的策略示意圖 .....	50
圖 3.21 加速度積分回授後加入相位補償器所得之位移值，輸入頻率(a)2Hz (b)5Hz (c)20Hz (d)54Hz.....	51
圖 3.22 雙鉗樑系統上閉路弦波追蹤後加入相位補償器的響應波德 .....	52
圖 3.23 加速度積分經相位補償器後回授而得位移值，輸入頻率(a)2Hz (b)5Hz (c)20Hz (d)54Hz.....	53
圖 3.24 雙鉗樑系統上位移訊號加入相位補償器後閉路響應波德圖 .....	53
圖 3.25 在不同輸入頻率下加速度積分回授控制中是否加入相位補償器的弦波追蹤實驗比較圖，輸入頻率為(a)5Hz(b)10Hz(c)20Hz(d)54Hz	54
圖 3.26 在回授控制中加入相位補償器與否對控制結果的響應波德圖 .....	55
圖 3.27 直接加速度回授的訊號濾波策略 .....	57
圖 3.28 濾波器波德圖 (a)高通濾波器 (b)低通濾波器 .....	57
圖 3.29 在不同輸入頻率下直接加速度回授控制是否搭配帶通帶阻濾波器的弦波追蹤實驗比較圖，輸入頻率為(a)5Hz (b)14Hz (c)50Hz (d)140Hz .....	59
圖 3.30 直接加速度回授控制是否搭配帶通帶阻濾波器波德圖比較 .....	60
圖 4.1 本章架構圖.....	64

圖 4.2 系統整體設計流程圖.....	65
圖 4.3 音圈馬達 AVM40-20 尺寸配置圖 (單位: mm) .....	69
圖 4.4 下平台致動器 AVM40-20 的力量對輸入電壓圖 .....	70
圖 4.5 下平台致動器系統波德圖 (a)音圈馬達 (b) 整體致動器系統[24].	71
圖 4.6 音圈馬達 AVM24-10 尺寸配置圖 (單位: mm) .....	73
圖 4.7 上平台致動器 AVM24-10 的力量對輸入電壓圖 .....	74
圖 4.8 上平台電感式感測器對雷射位移感測器校正圖 .....	75
圖 4.9 上平台模型.....	78
圖 4.10 下平台模型 .....	79
圖 4.11 堆疊式平台組合圖.....	80
圖 4.12 撓性鉸鍊示意圖, b: 撓性鉸鍊機構高度、h: 寬度、R: 撓性鉸鍊 半徑、t: 撓性鉸鍊厚度、L: 連桿長度、M: 彎矩 .....	81
圖 4.13 撓性平台網格分析圖 .....	83
圖 4.14 上層平台 ABAQUS 有限元素分析 (a)平台最大位移靜態分析 (b)平 台第一共振頻率 (36.779 Hz).....	84
圖 4.15 下層平台 ABAQUS 有限元素分析 (a)平台最大位移靜態分析 (b)平 台第一共振頻率 (29.341 Hz).....	85
圖 4.16 實驗系統示意圖 .....	86
圖 4.17 實驗設備圖 (a)電源供應器(b)微機電加速規(c)電感式位移感測器 (d)雷射位移感測器(e)上平台音圈致動器(f)下平台音圈致動器(g)功 率放大器 PA-138(h)功率放大器 PA-151(i)DS1104 R&D 控制板 ....	88
圖 4.18 實驗系統圖 .....	89
圖 4.19 上平台位移對輸入電壓圖 .....	90
圖 4.20 下平台位移對輸入電壓圖 .....	90
圖 4.21 上平台開路響應 (a)輸入頻率 3 Hz (b)輸入頻率 14 Hz (c)輸入頻率	

40 Hz (d)輸入頻率 100 Hz (e)波德圖 .....	92
圖 4.22 下平台開路響應(a)輸入頻率 3 Hz (b)輸入頻率 16 Hz (c)輸入頻率 30 Hz (d)輸入頻率 80 Hz (e)波德圖 .....	93
圖 4.23 上平台第一自然共振頻率 .....	94
圖 4.24 下平台第一自然共振頻率 .....	94
圖 4.25 阻尼自然振動響應時域圖 .....	96
圖 4.26 平台阻尼自然響應圖 (a)上平台 (b)下平台 .....	97
圖 4.27 系統模型與平台開路實驗波德圖比較 (a)上平台 (b)下平台 .....	99
圖 5.1 本章架構圖 .....	102
圖 5.2 防漂移積分器起始的訊號不穩定情形 .....	104
圖 5.3 三種相位補償策略之方塊圖 .....	106
圖 5.4 對防漂移積分器之相位補償器 PS-AdI 相位補償圖 .....	107
圖 5.5 下平台相位補償器 PS-AdI + PS-S 相位補償圖 .....	108
圖 5.6 下平台策略 I 模擬 (a)輸入訊號 6 Hz (b)輸入訊號 14 Hz (c)輸入訊號 34 Hz (d)輸入訊號 80 Hz (e)波德圖 .....	109
圖 5.7 下平台加速度積分回授搭配不同相位補償器策略的情形下位移訊號對輸入波德圖模擬(a)經相位補償 PS-AdI (b)雷射位移感測器 .	110
圖 5.8 下平台加速度積分回授控制搭配相位補償策略 I (a)輸入訊號 6 Hz (b) 輸入訊號 14 Hz (c) 輸入訊號 34 Hz (d)輸入訊號 80 Hz (e)波德圖 .....	111
圖 5.9 下平台加速度積分回授控制搭配相位補償策略 II (a)輸入訊號 6 Hz (b) 輸入訊號 14 Hz (c) 輸入訊號 34 Hz (d)輸入訊號 80 Hz (e)波德圖 .....	113
圖 5.10 下平台加速度積分回授控制搭配相位補償策略 III (a)輸入訊號 6 Hz (b) 輸入訊號 14 Hz (c) 輸入訊號 34 Hz (d)輸入訊號 80 Hz (e)波德	

圖.....	114
圖 5.11 下平台加速度積分回授搭配不同相位補償策略的波德比較圖 ....	116
圖 5.12 下平台在外加負載下的強健性分析 .....	117
圖 5.13 下平台在複合式輸入頻率下的系統響應 (a)輸入訊號 $0.4\sin 2\pi 20t + 0.07\sin(2\pi 14t)$ (b)輸入訊號 $0.4\sin 2\pi 24t + 0.07\sin(2\pi 9t)$ .....	118
圖 5.14 上平台相位補償器 PS-AdI + PS-S 相位補償圖 .....	120
圖 5.15 上平台策略 I 模擬 (a)輸入訊號 4Hz (b)輸入訊號 14 Hz (c)輸入訊號 4 Hz (d)輸入訊號 100 Hz (e)波德圖 .....	121
圖 5.16 上平台加速度積分回授搭配不同相位補償器策略的情形下位移訊號對輸入波德圖模擬(a)經相位補償 PS-AdI(b)雷射位移感測器 ..	122
圖 5.17 上平台加速度積分回授控制搭配相位補償策略 I (a)輸入訊號 4 Hz (b) 輸入訊號 14 Hz (c) 輸入訊號 44 Hz (d)輸入訊號 100 Hz (e)波德圖.....	124
圖 5.18 上平台加速度積分回授控制搭配相位補償策略 II (a)輸入訊號 4 Hz (b) 輸入訊號 14 Hz (c) 輸入訊號 44 Hz (d)輸入訊號 100 Hz (e)波德圖.....	125
圖 5.19 上平台加速度積分回授控制搭配相位補償策略 III (a)輸入訊號 4 Hz (b) 輸入訊號 14 Hz (c) 輸入訊號 44 Hz (d)輸入訊號 100 Hz (e)波德圖.....	127
圖 5.20 上平台加速度積分回授搭配不同相位補償策略的波德比較圖 ...	129
圖 5.21 上平台在外加負載下的強健性分析 .....	130
圖 5.22 上平台在複合式輸入頻率下的系統響應 (a)輸入訊號 $0.2\sin 2\pi 32t + 0.06\sin(2\pi 14t)$ (b)輸入訊號 $0.2\sin 2\pi 44t + 0.07\sin(2\pi 14t)$ .....	131
圖 5.23 圓形軌跡追蹤雙軸撓性定位平台 X-Y 方向示意圖 .....	132
圖 5.24 上下平台加速度積分回授搭配相位補償策略 III 的波德響應圖 .	133

圖 5.25 上下平台加速度積分回授搭配策略 III 的相位補償器的波德響應圖 與修改 PID 參數後下平台加速度積分回授搭配策略 III 的相位補償 器的波德響應圖比較.....	133
圖 5.26 輸入振幅固定為 0.4mm，不同輸入頻率的加速度積分為位移回授圓 形軌跡追蹤，輸入頻率為 (a) 10 Hz (b) 12Hz (c) 14 Hz (d) 16 Hz (e) 18 Hz (f) 20 Hz .....	135
圖 5.27 輸入頻率固定為 14 Hz，不同輸入振幅的加速度積分為位移回授圓 形軌跡追蹤，追蹤半徑為 (a) 0.05 mm (b) 0.1 mm (c) 0.2 mm (d) 0.4 mm (e) 0.8 mm (f) 1.6 mm .....	136
圖 6.1 本章架構圖.....	140
圖 6.2 濾波器(a)帶通濾波器 (b)帶拒濾波器 .....	142
圖 6.3 下平台開路響應波德圖.....	143
圖 6.4 PD 控制器搭配帶拒濾波器及帶通濾波器方塊圖 .....	143
圖 6.5 下平台帶通/帶拒濾波器的組合波德圖 .....	144
圖 6.6 下平台直接加速度回授搭配 BPBS 濾波器組合控制與否的模擬 (a) 輸入頻率 10 Hz (b)輸入頻率 24 Hz(c)輸入頻率 70 Hz (d)輸入頻率 140 Hz (e)波德圖.....	145
圖 6.7 下平台直接加速度 PD 回授控制實驗結果(a)輸入頻率 10 Hz (b)輸入 頻率 24 Hz(c)輸入頻率 70 Hz (d)輸入頻率 140 Hz (e)波德圖 .....	147
圖 6.8 下平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制實驗結果(a) 輸入頻率 10 Hz (b)輸入頻率 24 Hz(c)輸入頻率 70 Hz (d)輸入頻率 140 Hz (e)波德圖.....	148
圖 6.9 下平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制與否的波德 比較圖.....	149
圖 6.10 下平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制在不同外加	

負載下的響應波德圖.....	150
圖 6.11 下平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制在複合式輸入頻率下的系統響應圖.....	151
圖 6.12 上平台帶通/帶拒濾波器組合波德圖.....	152
圖 6.13 上平台 PD 回授控制模擬 (a)輸入頻率 10 Hz (b)輸入頻率 34 Hz(c)輸入頻率 70 Hz (d)輸入頻率 140 Hz (e)波德圖.....	153
圖 6.14 上平台直接加速度 PD 回授控制實驗結果(a)輸入頻率 10 Hz (b)輸入頻率 34 Hz (c)輸入頻率 70 Hz (d)輸入頻率 140 Hz (e)波德圖.....	155
圖 6.15 上平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制實驗結果(a)輸入頻率 10 Hz (b)輸入頻率 34 Hz (c)輸入頻率 70 Hz (d)輸入頻率 140 Hz (e)波德圖.....	156
圖 6.16 上平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合與否的波德圖比較.....	158
圖 6.17 上平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制在不同外加負載下的響應波德圖.....	159
圖 6.18 上平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制在複合式輸入頻率下的系統響應圖.....	160
圖 6.19 上下平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制的波德響應圖.....	161
圖 6.20 輸入振幅固定為 0.4 g，不同輸入頻率的直接加速度回授圓形軌跡追蹤，輸入頻率為 (a) 20 Hz (b) 40Hz (c) 60 Hz (d) 80 Hz (e) 100 Hz (f) 120 Hz.....	162
圖 6.21 輸入頻率固定為 80 Hz，不同輸入振幅的直接加速度回授圓形軌跡追蹤，追蹤半徑為 (a) 0.05 g (b) 0.1 g (c) 0.2 g (d) 0.4 g (e) 0.8 g (f) 1.6 g.....	164

圖 7.1 本章架構圖.....	167
圖 7.2 全狀態回授閉迴路方塊圖.....	173
圖 7.3 ABS 塑膠 3D 列印平台破損情形.....	174



## 符號說明

K：剛性

F：力

V：電壓

X：位移

$\omega$ ：頻率

A：振幅

x：位移

a：加速度

$a_{min}$ ：最小可量測加速度

$V_{min}$ ：最小可量測電壓

$\omega_L$ ：低頻截止頻率

$\omega_{L,acc}$ ：加速規低頻截止頻率

$\omega_{L,integrator}$ ：積分器低頻截止頻率

$\omega_{L,stage}$ ：平台低頻截止頻率



$A_{min}$  : 最小可量測振幅

$\omega_n$  : 自然頻率

$\omega_{H,disp}$  : 位移感測器高頻截止頻率

$K_{max}$  : 最大剛性

$G_{actuator}$  : 致動器轉移函數

$K_V$  : 音圈馬達力對電壓轉換常數

$G_{amp}$  : 放大器轉移函數

$\theta_z$  : z 軸旋轉角度

$k$  : 撓性鉸鍊常數

$R$  : 撓性鉸鍊半徑

$b$  : 撓性鉸鍊機構高度

$t$  : 撓性鉸鍊厚度

$L$  : 連桿長度

$M$  : 彎矩

$K_{up}$  : 上平台剛性

$K_{dw}$  : 下平台剛性



$E$ ：材料楊氏係數

$\xi$ ：阻尼比

$\omega_d$ ：阻尼自然頻率

$\phi$ ：相位差

$\zeta$ ：對數衰減

$X_1$ ：第一波峰振幅

$X_2$ ：第二波峰振幅

$t_1$ ：第一波峰時間

$t_2$ ：第二波峰時間

$G_{up,stage}$ ：上平台轉移函數

$G_{dw,stage}$ ：下平台轉移函數

$G_{system}$ ：系統轉移函數

$G_{sensor}$ ：感測器轉移函數

$\omega_{n,up}$ ：上平台自然頻率

$\omega_{n,dw}$ ：下平台自然頻率



## 縮寫說明

AOI：自動化光學檢測系統 Automatic optical inspection system

BPBS filter：帶通帶阻濾波器 Band-pass band-stop filter



# 第一章

## 緒論

### 1.1 前言

近年來隨著半導體加工、生化科技與微奈米技術等產業蓬勃發展，精密定位技術不僅在精密製造展現其重要性，在精密檢測上更是影響儀器精密度的關鍵因素。如學術界在研究微奈米材料時大量使用掃描探針式顯微鏡、掃描式電子顯微鏡以及穿透式電子顯微鏡，應用精密定位平台技術微調試片位置，也會搭配振動控制技術來隔離環境影響。而產業界在研發主動控制技術時，時常搭配使用精密定位平台，並將其應用到精密設備上，如自動化光學檢測機台(AOI)、三次元量測儀等。在近年來國內面板大廠轉投資與採用國產設備的趨勢下，使得更高階 AOI 設備研發如火如荼的展開，如 Array Repair、Macro Review 等等機台。

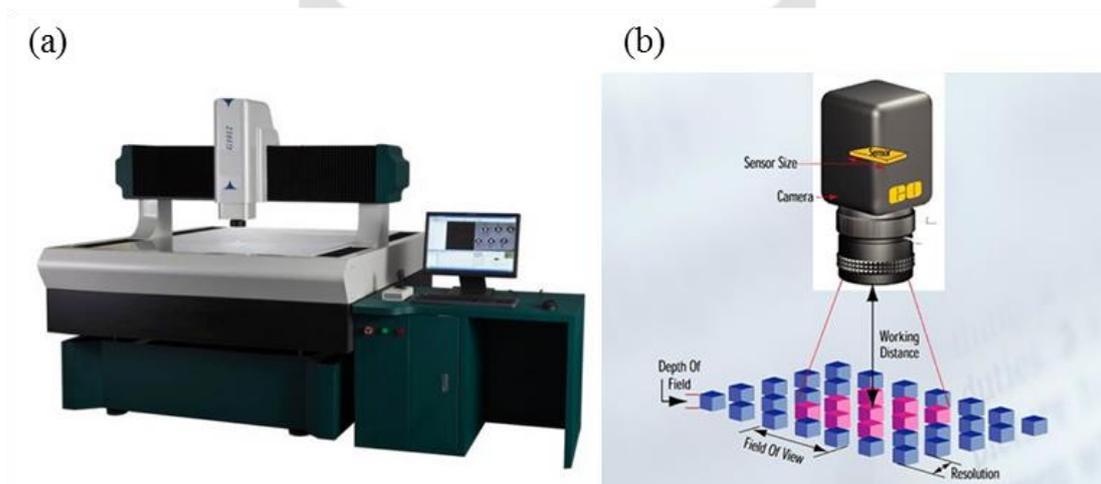


圖 1.1 (a) 自動化視覺檢測機台(AOI) (b) CCD 自動光學鏡頭處理檢測物件示意圖

自動化光學檢測機台（如圖 1.1 所示）是將檢測鏡頭安裝在龍門上，

由龍門移動到待測物位置進行檢測。要達到更高的檢測效率，必須提高龍門移動速度。然而，因龍門動輒重達幾百公斤，快速啟動停止會使花崗岩平台產生大幅度晃動，而之間的相對振動位移會影響鏡頭擷取畫面的品質。隨著製程精度的提升，設備的影像放大倍率也必得隨之增加，相對的對於環境振動也更為敏感。因此如何抑制振動，將成為提高檢測效率的關鍵。

這類機台在設計時考慮到成本問題，多採用可隨時調整高度之氣墊式隔振器作被動式隔振[1]。雖然氣墊式隔振器的自然頻率很低，能有效隔振頻率下限達到 2~3 Hz，但若是機台上有其他的擾動源（例如檢測平台上龍門移動）時，整個機台會以隔振系統的自然頻率長時間晃動，進而影響到設備儀器的運作。雖加上阻尼器可抑制自然頻率的晃動，但亦會降低隔離地板振動的效果。因此應用精密定位平台配合主動振動控制減少低頻率振動對機台的影響,是現今的趨勢。

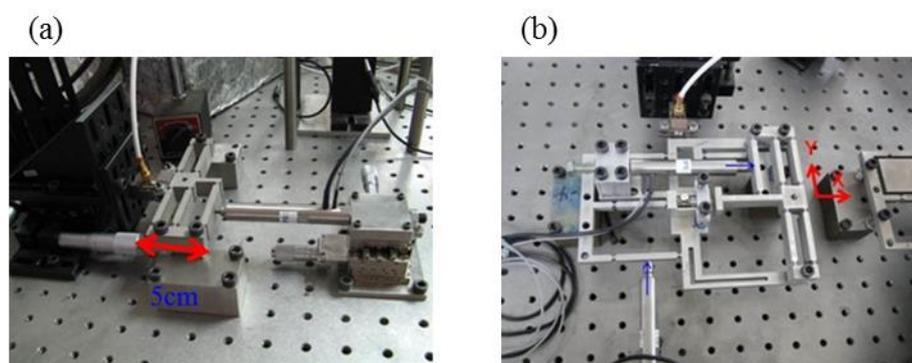


圖 1.2 撓性精密定位平台 (a) 單軸[2] (b) 雙軸[3]

誤差補償是精密定位平台配合主動振動控制的主流策略之一，此方法乃將量測出的誤差利用適當的控制方法加以補償。本實驗室學長王維志[2]與李哲維[3]分別設計出單軸撓性精密定位平台（如圖 1.2 (a)所示）與堆疊式雙軸撓性精密定位平台（如圖 1.2 (b)所示），利用壓電致動器、電容式探針位移感測器與定位平台，配合主動式振動控制補償鏡頭組與花崗岩平台間的相對位移來抑制龍門機台啟動與停止時所產生之振動。

然而前述使用精密定位平台補償相對位移的策略並不能完全奏效。因電容式位移感測器屬於近距離、高精度的位移感測器，其設置位置需貼近精密定位平台。在花崗岩平台大幅度振動時，感測器受振動影響，與花崗岩平台間也會有相對運動[4]產生。以上雖能將電容式位移感測器替換成長距離的都普勒測速儀(如圖 1.3 (a)所示)或雷射干涉儀(如圖 1.3 (b)所示)，在工廠中找到沒有振動或振動量極小的位置來當作絕對參考位置，同時測量平台運動及花崗岩平台的絕對運動(如圖 1.4(a)所示)，但因為這類型的感測器成本過高，在工業用途上會大幅提高設備成本，故在實際施行上是不符成本考量的。

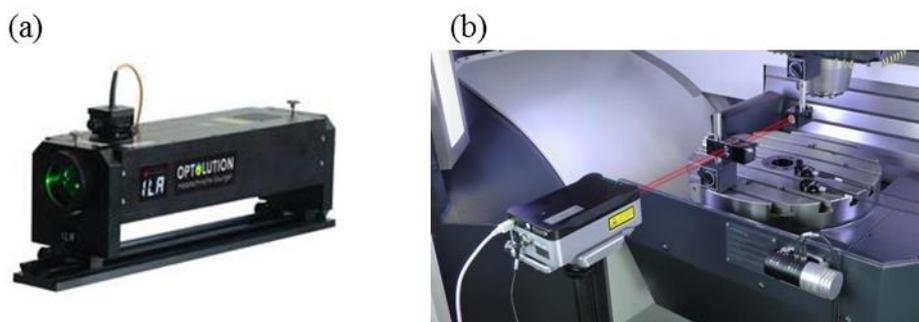


圖 1.3 遠距離感測器 (a) 都普勒測速儀 (b) 雷射干涉儀

本實驗室學長呂毓笙[5]曾提出在花崗岩平台以及精密定位平台上，各裝置一微機電加速規(如圖 1.4 (b)所示)，利用積分器取得兩者相對的位移訊號。然而因微機電加速規的解析度不夠，在李哲維最大衝程分別為  $84.6\mu\text{m}$  以及  $111.8\mu\text{m}$  的推疊式雙軸精密定位平台上操作效果不彰，使得該控制策略最後僅在雙鉗樑平台上實驗，未能應用於精密定位平台。另外將加速度積分成位移產生的訊號漂移問題，雖然在使用防漂移積分器後能有效抑制，卻仍有相位落後的狀況待解決。

在考量到相對位移存在的情況下，且由呂毓笙的結果可知，使用微機電加速規為主要感測器是一個相對便宜，但有效的策略。為解決其積分後訊號的相位落後問題，我們擬設計相位補償器，使得積分後的位移訊號能更貼近真實位移訊號。並以此為基礎，在雙軸定位平台上發展加速度積分

成位移回授。同時，嘗試在不使用積分器的前提下，直接利用加速度訊號，發展直接加速度回授。

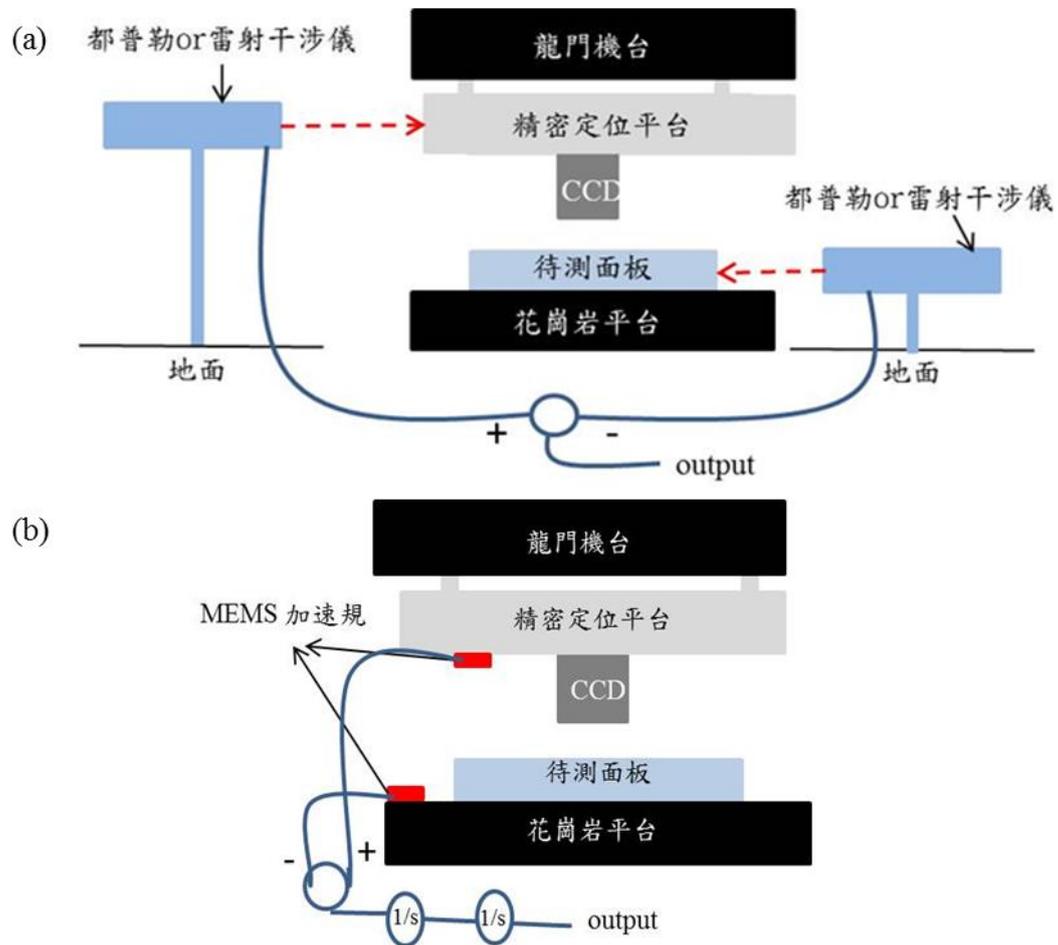


圖 1.4 解決感測器與平台之相對運動 (a) 替換為長距離感測器 (b) 利用加速規作為位移感測器

## 1.2 研究動機與目的

在精密加工與精密檢測產業蓬勃發展的情況下，因應激烈競爭的市場，如何抑制振動，發展高精度、高效率的檢測，成了一項值得關注的議題。產業界常用的自動化光學檢測儀器在龍門啟動或停止時，CCD 鏡頭會產生劇烈晃動。為減少晃動時間，提高檢測效能，我們希望發展搭配精密定位平台的主動振動控制，透過誤差補償來抑制振動。

王維志[2]和李哲維[3]雖設計出控制效果良好的精密定位平台，卻未能考量感測器和花崗岩平台間的相對振動問題。呂毓笙雖建立使用加速規做為主感測器的方法，卻因平台衝程不足、加速規精度不夠，未能實現於精密定位平台上。且有感於加速度訊號積分成位移後會有訊號漂移問題，如何直接利用加速度訊號亦成了一項值得關注的議題。

因此基於上述動機，本文將以微機電加速規為感測器，發展兩套控制系統。其一利用加速度積分搭配相位補償策略來進行回授控制。其二則嘗試直接利用加速度訊號設計直接加速度回授。同時針對加速度積分後的相位偏移問題，以及加速度訊號的雜訊問題進行處理，並設計一長行程、高精度、3D 列印的雙軸撓性精密定位平台，以求能在此平台上實現以上兩種控制策略。明確而言，本研究擬達成下列各項目標：

### (1) 優化加速度訊號及其積分結果

改良呂毓笙[5]的防飄移積分器，解決其積分後相位落後的問題，使得由加速度積分得的位移訊號能更貼近實際結果，進而以微機電加速規取代其他感測器，並應用於位移回授。同時希望能以濾波器過濾加速度訊號的直流偏移和高頻雜訊，以避免直流偏移造成回授控制中加速度的偏向累積，和高頻雜訊使致動器多出不必要的振動，並藉此加速度訊號的優化，使其

能有效進行直接加速度回授控制。

## (2) 設計一長行程雙軸撓性定位平台

本文擬設計出一長行程、低單價的雙軸撓性定位平台，以求能在同一平台上實踐加速度積分回授、直接加速度回授這兩種控制策略。以 3D 列印 ABS 材料的低剛性提高平台衝程至李哲維平台的十倍，即毫米等級。並配合預期衝程選擇音圈致動器，增長衝程的同時亦減少精密定位平台的搭載成本。

## (3) 以加速度積分回授替代傳統位移回授

盼能以加速度積分後的位移訊號搭配相位補償器來進行加速度積分回授，並將加速度積分後的位移與位移感測器得的位移作比較，分析其替代性。

## (4) 實現直接加速度回授控制策略

利用加速度訊號進行直接加速度回授，以加速度指令控制系統運動。

本文在堆疊式雙軸撓性定位平台上，利用微機電式加速規為主要感測器，透過 dSPACE1104 與 Matlab/Simulink 結合的訊號處理系統，發展加速度回授策略。而回授策略分為兩部分：將加速度透過防漂移積分器和相位補償器進行加速度積分回授，以及將加速度訊號濾波處理後，直接利用加速度訊號，發展直接加速度回授。

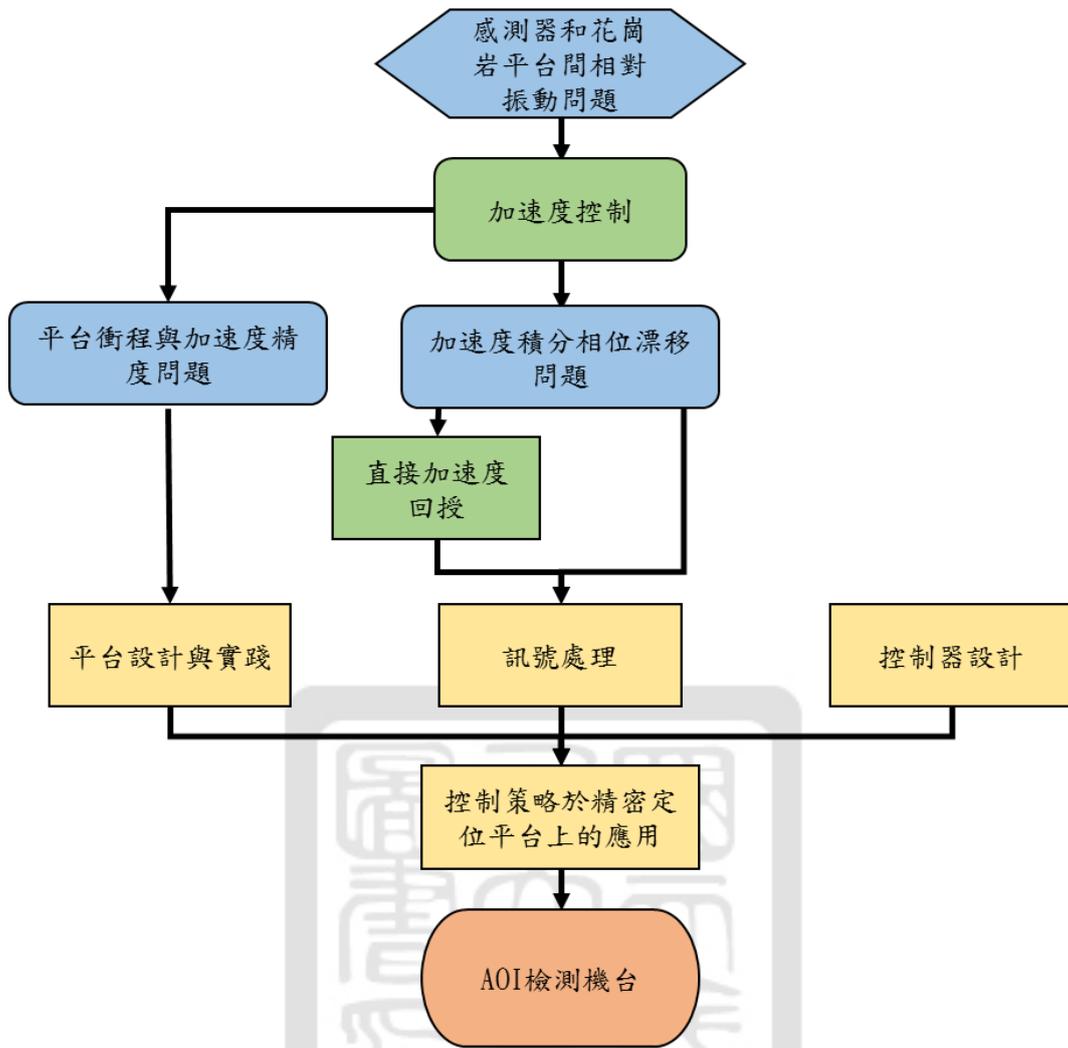


圖 1.5 研究目的關係圖

### 1.3 文獻回顧

本節將針對精密定位平台設計與控制做文獻探討，同時對本實驗室歷年來振動控制相關的研究作簡述，並分析其脈絡。

#### 1.3.1 精密定位平台設計與控制

1983 年 Mitsuru[6]藉由四連桿機構驗證鉸鏈的動態特性分析方法，而此算法可運用於推導精密定位下驅動與行程的動態關係。1987 年 Matey[7]以雙 S 模式的壓電雙晶片開發機械掃描顯微鏡的 x-y-z 掃描平台，其原型單元於每一軸行程可達 $\pm 60 \mu\text{m}$ ，變形靈敏度可達到  $0.3 \mu\text{m}/\text{V}$ 。

2002 年結案的國科會計畫中，張所鉉[8]研製出一並聯式六自由度奈米級微定位平台，並推導出輸入電壓與輸出位移的關係式。在電壓 100V 下具有三個軸向  $8 \mu\text{m}$  位移量與 8nm 解析度，三個旋轉方向  $200 \mu\text{rad}$  旋轉量，各軸間干涉量 $<5\%$ 。

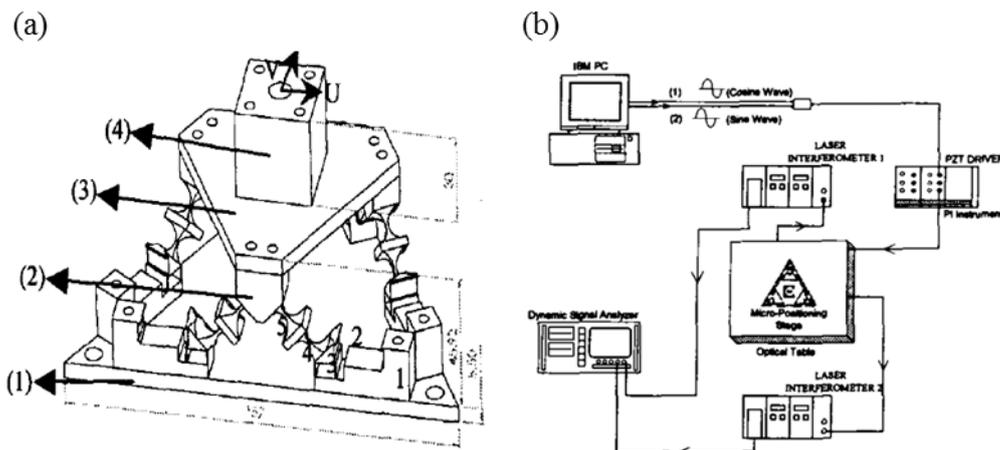


圖 1.6 並聯式六自由度奈米級微定位平台(a)相交三點機構之實體模型 {1:ground、2:積層式壓電致動器放置處、1:prismatic flexure joint、4:spherical flexure joint、5: spherical flexure joint，(1):固定座，(2):一對 PSS 機構，(3):移動平台，(4):量測塊} (b)奈米定位平台之圓軌跡實驗量測架設圖，利用輸入輸出關係式，對 X、Y 軸給 cosine、sine 指令，用兩個位移感測器量測 XY 平面上的圓軌跡 [8]

2003 年 Low[9]以永磁直流馬達為致動器，提出一定位精度  $1\ \mu\text{m}$ ，峰值速度大於  $1\text{m/s}$  的線性精密平台。並使用狀態預測控制器和動態摩擦補償系統來達到快速而準確的閉路響應。

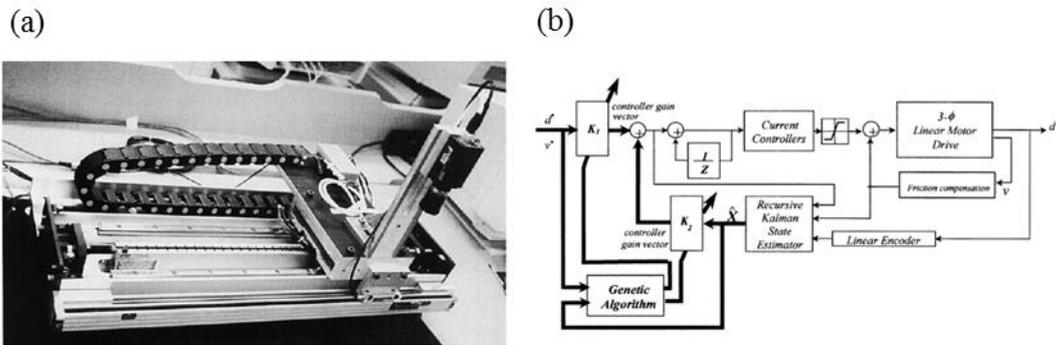


圖 1.7 永磁直流馬達制動線性精密定位平台(a)實驗用視覺檢測系統 (b) 整體系統方塊圖[9]

2008 年 Balasubramanian 等人[10]設計出一 XY 軸定位平台具有高剛性及熱穩定性，平台最大位移量 X 軸  $16\ \mu\text{m}$ 、Y 軸  $8\ \mu\text{m}$ ，精度 X 軸  $87\text{nm}$ 、Y 軸  $92\text{nm}$ ，自然頻率 X 軸  $2780\text{Hz}$ 、Y 軸  $6257\text{Hz}$ 。此平台藉由 3D 製造的能力及出線的均勻性，能顯著改善電化學沉積製程，應用於生化探測器及半導體電路。

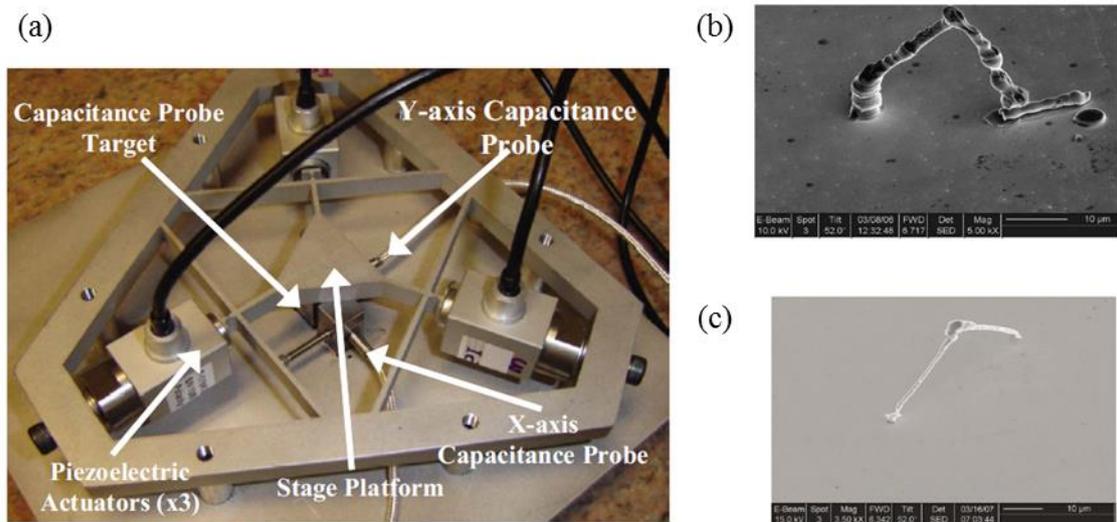


圖 1.8 次微米多軸定位平台(a)壓電制動次微米 X-Y 定位平台 (b)未使用次微米平台的 3D 互連沉積(c)使用次微米平台的 3D 互連沉積[10]

### 1.3.2 本實驗室振動控制相關研究

1995 年本實驗室指導教授 Chen[11]發展出三軸電磁制動撓性精密定位平台，以三個電容式位移感測器回饋位置訊號配合控制系統形成閉迴路控制系統，X、Y、 $\Theta$  三軸達到  $100\mu\text{m} \times 100\mu\text{m}$  的衝程，精度約  $0.05\mu\text{m}$ ，頻寬達 90Hz。

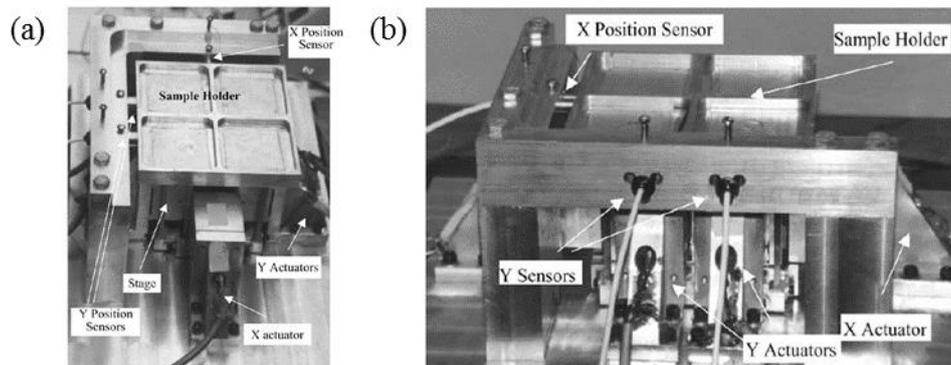


圖 1.9 三軸電磁制動撓性精密定位平台 (a)上視角 (b)側視角[11]

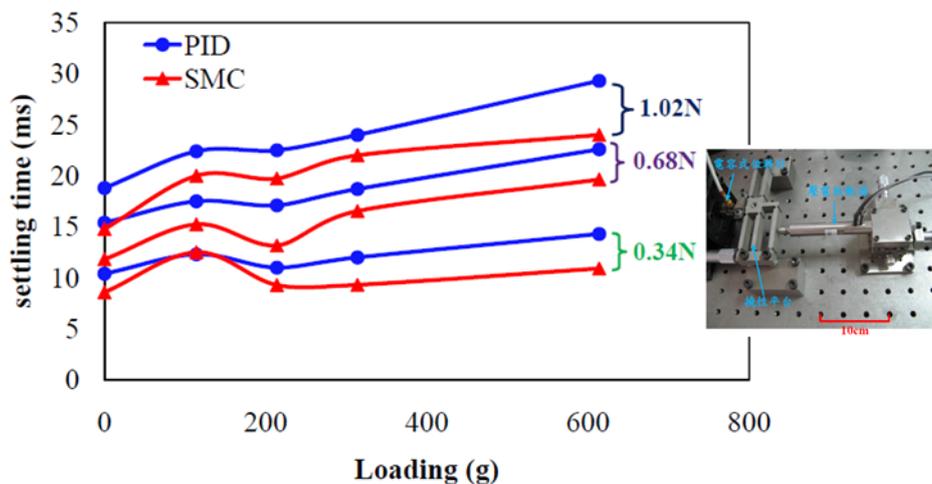


圖 1.10 單軸壓電驅動撓性定位平台增加負載時受干擾恢復至目標位置所需時間之 PID 與 SMC 實驗結果[2]

2010 年王維志[2]設計出一單軸壓電驅動撓性定位平台，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；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。

2012 年李哲維[3]設計出精密雙軸定位平台，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(Load)之後造成平台的振盪與不穩定。在耦合實驗測試方面，藉由 PID 控制器及滑動模態控制器可將偏移量分別從  $0.5\mu\text{m}$ 、 $0.1\mu\text{m}$  抑制到  $0.07\mu\text{m}$ 、 $0.05\mu\text{m}$ 。

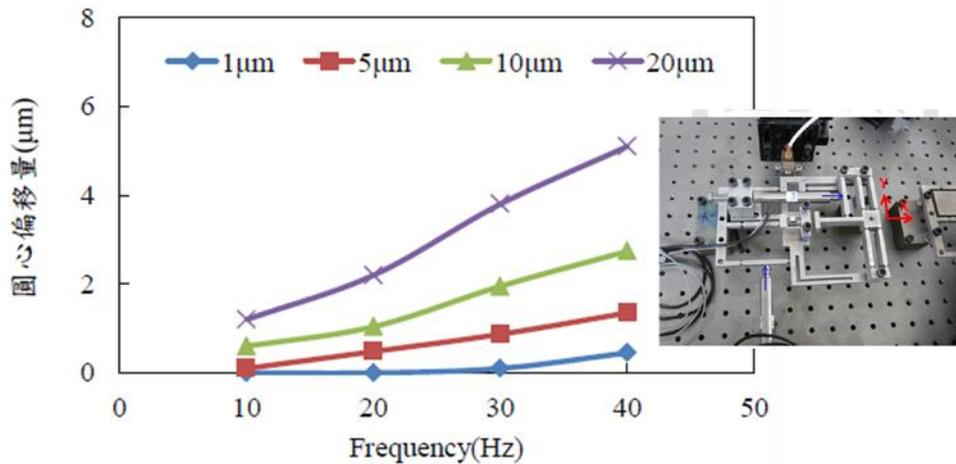


圖 1.11 堆疊式雙軸精密定位平台在不同圓半徑與不同圓頻率下 PID 控制器下的圓心偏移量[3]

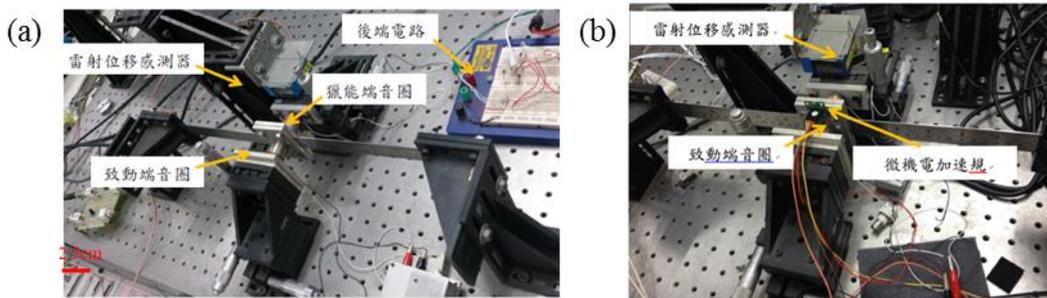


圖 1.12 雙鉗樑系統 (a)振動獵能與控制實驗[12] (b)加載加速規得到加速度訊號 [5]

2013 年郭豪翔[12]針對撓性結構上增加阻尼以及閉迴路控制的方法，分別在雙鉗樑系統上進行振動獵能與振動控制之實驗，分別利用 PID 控制器與  $H_{\infty}$  控制器進行步階響應與弦波路徑追蹤實驗。

2014 年呂毓笙[5]在雙鉗樑系統上利用加速規得到加速度訊號，透過防漂移積分器積分成位移回授，搭配 PID 控制及  $H_{\infty}$  控制來進行步階響應與弦波路徑追蹤實驗。步階實驗方面，PID 控制器下系統的最大超越量為

2.75%、上升時間為 0.05 秒且安定時間為 0.169 秒；而 $H_{\infty}$ 控制器系統的最大超越量為 1.39%、上升時間為 0.054 秒且安定時間為 0.127 秒。正弦波追蹤實驗，PID 控制器經過修正後的等效頻寬為 83.3rad/s， $H_{\infty}$ 控制器下系統的等效頻寬為 187.5rad/s。

綜合前述本實驗室振動控制相關研究，其發展脈絡如圖 1.13 所示。由此發展圖可知，王維志、李哲維在位移回授定位方面已達一定成果，而呂毓笙考量到相對運動的問題，使用加速規搭配防漂移積分器將加速度積分為位移回授的策略也已證實可行。延續已完成研究，本研究旨在改善加速度積分後的相位誤差，及將加速度回授策略應用於雙軸精密定位平台。

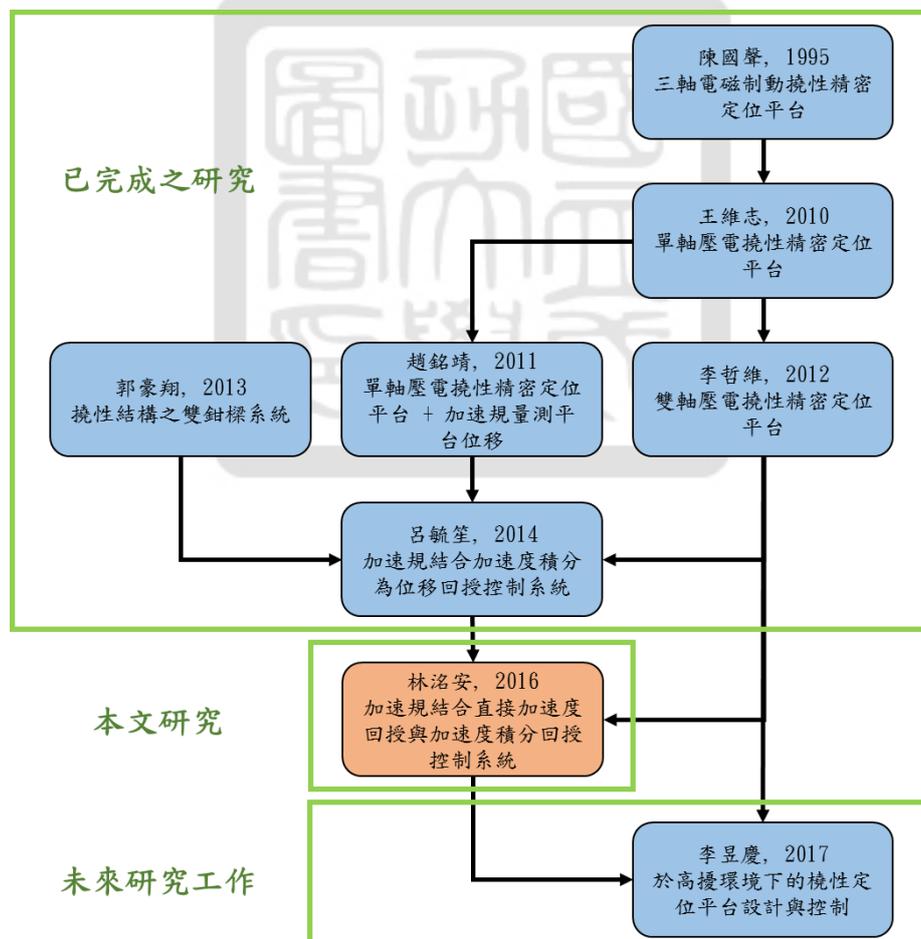
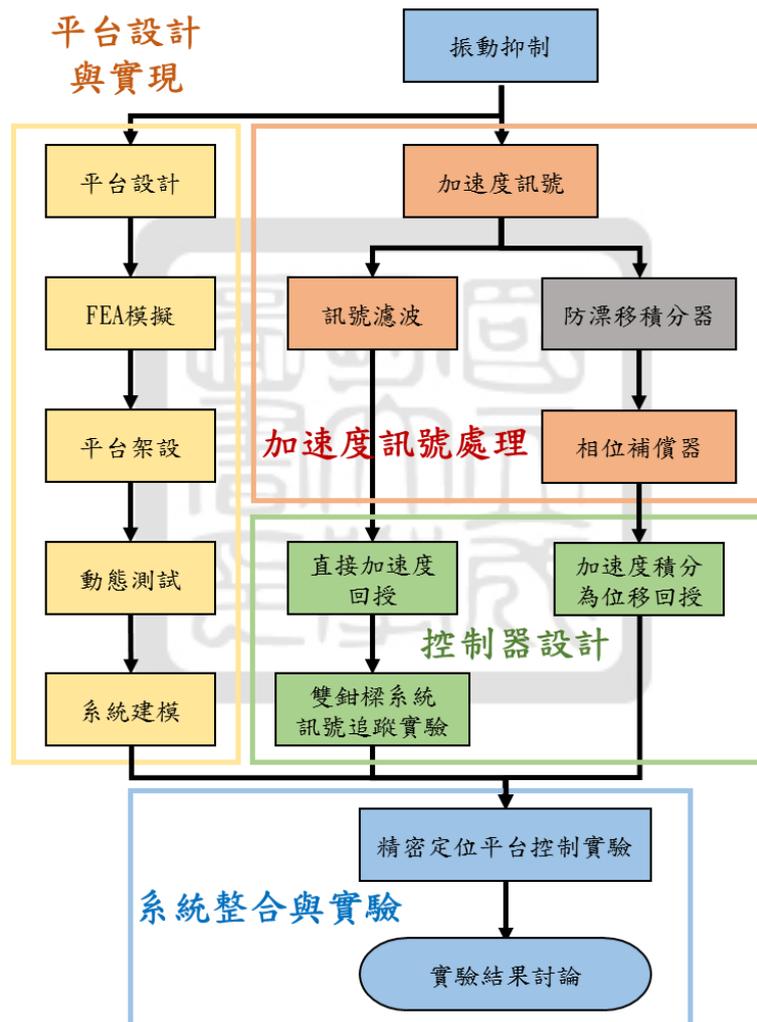


圖 1.13 振動控制研究發展圖

## 1.4 研究方法

本文主要是討論如何藉由振動控制抑制 AOI 中鏡頭組與花崗岩平台間的相對位移。全文的研究步驟主要分為四個部分：(1)平台設計與實現 (2) 加速度訊號處理 (3) 控制器設計 (4) 精密定位平台定位控制，其研究流程圖如圖 1.14 所示。



### 1.4.1 加速度訊號處理

首先在雙鉗樑系統上對加速規的性能做測試，並熟悉如何處理加速度訊號。設計相位補償器解決防漂移積分器的相位漂移問題，使積分後位移訊號更貼近平台實際運動情形，以利用微機電加速規的加速度積分回授替代傳統位移感測器的位移回授。

濾除加速度訊號中的直流偏移量，以免回授時造成加速度的累積。試著找出加速度訊號中的高頻雜訊範圍，使用低通濾波器濾波，使加速度訊號更為乾淨，以期能應用於直接加速度回授控制。

### 1.4.2 平台設計與實現

有鑒於 3D 列印技術具有製作方便快捷，自由度高方便修改，單價便宜等優點，且其列印材料 ABS 的楊氏係數小，十分適合將此項技術應用於加長撓性定位平台的衝程。唯獨 3D 列印平台與金屬件的結合方式不能採用傳統螺絲對鎖的方式，仍須另外考量。在此基礎下，設計整體平台系統，選擇致動器、感測器、控制器實驗硬體，並配合以上選擇設計定位平台。接下來以有限元素法分析平台設計，評估其衝程是否有達到期望值。而後設計夾具，並將整體平台架設完畢。對平台進行系統動態測試，得其自然頻率。

### 1.4.3 控制器設計

以雷射位移感測器以及電感式位移感測器測得之位移訊號作為位移的參考值。再以加速規測得之加速度訊號，經過積分處理與相位補償後進行加速度積分回授，並將其回授控制成果與位移參考值作比較。同時，設計一控制器能直接利用濾波過的加速度訊號發展回授控制

#### 1.4.4 精密定位平台定位控制實驗

因學長在 PID 控制器與 $H_{\infty}$ 控制器發展已趨成熟，且皆有良好控制效果。我們將使用 Matlab/Simulink 軟體設計出上述各種回授策略的 PID 控制器，並對其進行定位控制實驗與模擬，找出符合系統要求之控制器參數。接著進行弦波路徑追蹤軌跡實驗，觀察在動態環境下的追蹤性能，並找出控制器的等效頻寬。最後則是帶入感測器干擾，討論控制系統的暫態性能與強健性效能。



## 1.5 全文架構

本文內容共分為八章，全文架構圖如圖 1.15 所示，第一章為緒論，概略敘述本論文的研究重點與目的，同時說明章節分配。第二章為研究背景介紹，針對加速規及加速度訊號處理做介紹，以及說明加速度回授控制相關研究，以及控制法則的介紹與應用。硬體方面則介紹實驗所用的設備進行規格簡介，並對於本實驗所用的撓性定位平台相關背景做介紹。

第三章對加速度訊號進行訊號處理，並在雙鉗樑系統上進行回授控制實驗，驗證其策略之可行性，做為後續章節的基礎，以結合訊號處理與控制策略於雙軸撓性定位平台上的控制實驗。

在第四章中參照李哲維的定位平台，搭配塑膠 3D 列印技術設計並製作出可同時搭載位移感測器及微機電加速規的雙軸撓性定位平台。同時亦簡述相應感測器、致動器的選擇依據，及介紹其規格，並做實驗校正分析其性能，為其建立模型。另外也對雙軸撓性定位平台本身分析其靜態與動態特性。最後將整體系統模型整合，並對其建立模型，且將其模型與平台的開路響應波德圖做比較。

第五章將以雙軸撓性定位平台為基礎，實踐加速度訊號積分搭配相位補償器的回授控制。我們將討論控制器的設計策略，而後對上下平台分別設計控制器，模擬實驗結果，並以加速度積分回授進行位移的弦波追蹤實驗，並討論其控制性能，最後結合上下平台，對上下平台同步進行加速度積分回授，以完成雙軸的圓軌跡追蹤。

第六章將討論直接加速度回授的控制器設計策略，而後分別討論上下平台各別的明確控制器設計，對上下平台分別利用直接加速度回授控制進行加速度弦波追蹤，並討論其控制性能。最後結合上下平台，對上下平台

同步進行直接加速度回授控制，以完成雙軸的加速度弦波追蹤。

第七章為研究結果討論，首先對於全文進行歸納，接著將針對不同控制策略對加速度積分回授以及直接加速度回授在控制性能上的影響，最後針對研究成果於實際應用上延伸性討論。

第八章為結論與未來展望，將做全文的歸納與結論，並說明本文貢獻以及未來研究之發展方向。

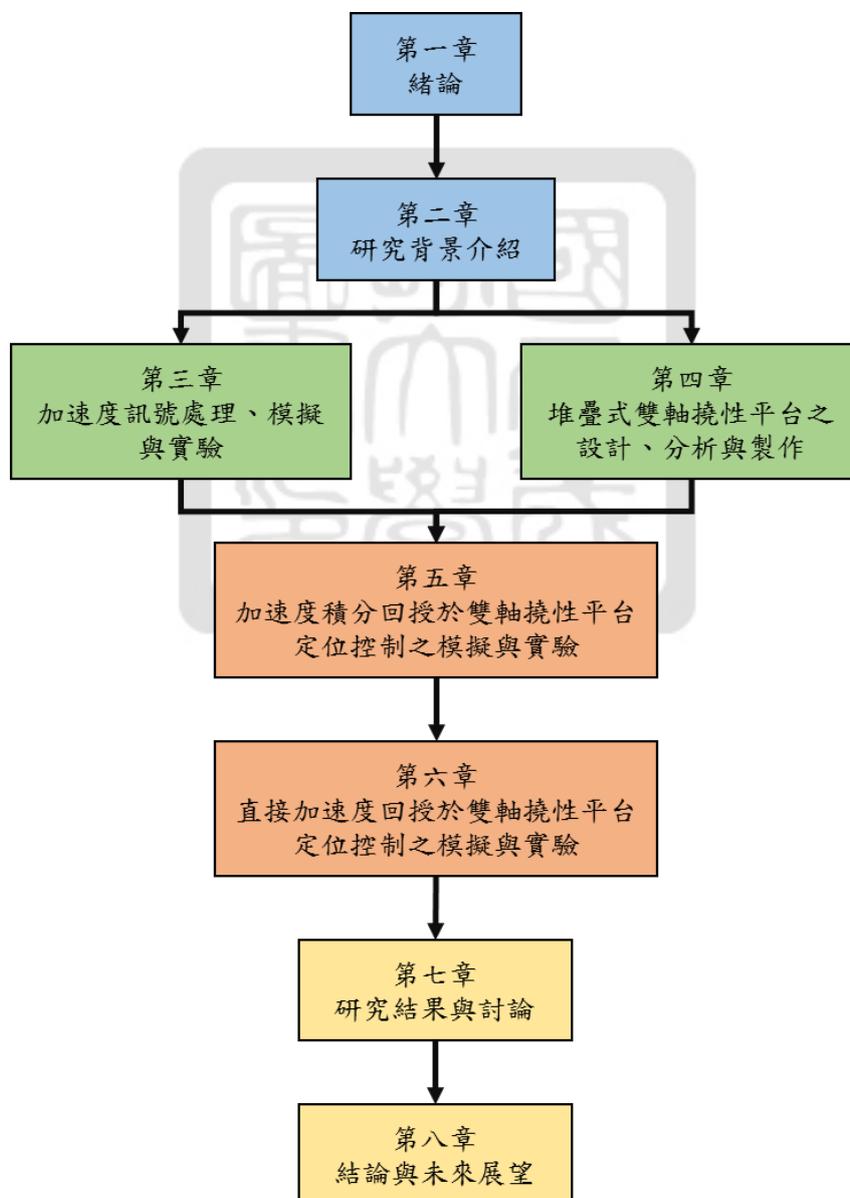


圖 1.15 全文架構圖

## 第二章

### 研究背景介紹

#### 2.1 本章介紹

在第一章中，我們介紹了本文研究動機與目的，本章將針對本研究之相關背景以及所需用到的相關理論作進一步的介紹。首先介紹微機電加速規與加速度訊號處理，而後對加速度回授控制的相關研究進行分析及取材，並對撓性定位平台的研究發展作進一步的介紹。最後介紹本文所用到的硬體、控制法則及其應用

本章將分為六個子章節，本章架構圖如所示。其中 2.1 節為本章介紹；2.2 節為微機電加速規及加速度訊號處理介紹；2.3 節介紹加速度回授控制相關研究；2.4 節介紹撓性定位平台；2.5 節為硬體介紹與相關應用；2.6 節介紹控制法則及相關應用；最後 2.7 節為本章結論。

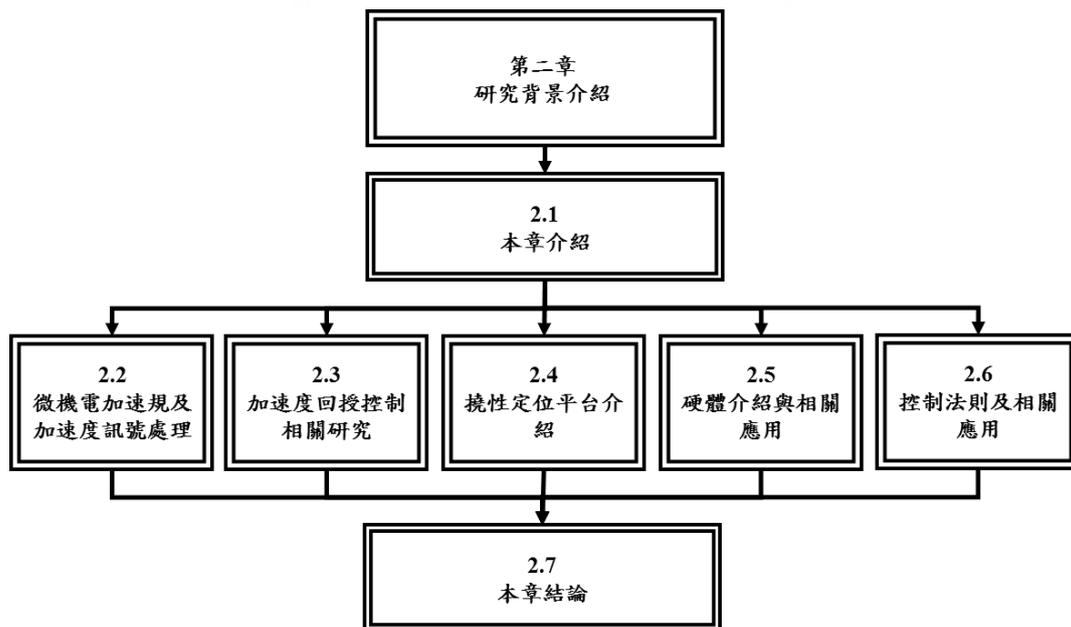


圖 2.1 本章架構圖

## 2.2 微機電加速規及加速度訊號處理

本研究以微機電加速規 (MEMS 加速規) 為主要感測器，並以其加速度訊號及加速度訊號積分的結果做回授。以下將分別介紹微機電加速規的原理、發展與應用，以及加速度訊號處理，包含加速度積分及加速度濾波處理。

### 2.2.1 微機電加速規

微機電加速規屬於電容式加速規的變化種，而電容式加速規之結構主要是由兩片帶有電極的平行電極板形成，藉由改變兩片電極版所對應面積或之間氣隙的距離而改變其電容值，由其轉換電壓輸出加以測量加速度之大小值，其機械模型可簡化為二階質量-彈簧-阻尼系統如圖 2.2 所示。電容式加速規的優點為有高溫度穩定性、高敏感性，可量測直流加速度訊號，然而頻寬較低，若改變其結構提高頻寬則會降低其訊號品質。

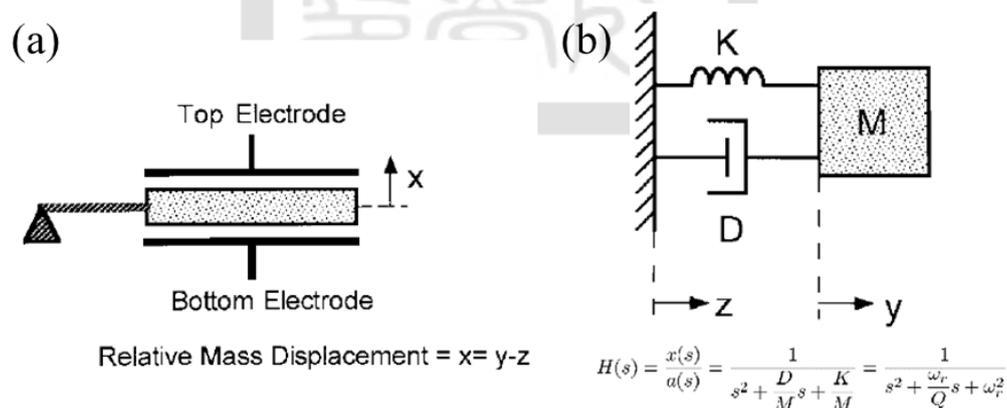


圖 2.2 電容式加速規(a)結構示意圖 (b)整體機械模型 (其中  $x$  等效位移,  $a$  外部加速度,  $M$  等效質量,  $K$  等效剛性,  $D$  等效阻尼,  $\omega_r = \sqrt{K/M}$  自然頻率,  $Q = \sqrt{KM}/D$  無因次參數) [13]

在 1979 年史丹佛大學發表第一個微機械製作的加速規後，近年來隨著微機電製程技術進步，機械結構、電路結構的微型化，電容式加速規也漸漸突破體積上的限制，形成微機電加速規 (MEMS 加速規)。微機電加

速規具有體積小、低耗電、價格低等特性，適用於各種量測環境，因此應用日漸普及。除了主動安全系統，包含安全氣囊、主動式懸吊系統外，也常應用在生醫相關的運動監測、影像設備的主動穩定系統，以及機器人和儀器的振動量測等。

然而因為微機電加速規的結構設計之不同，使得其精確度相較於傳統加速規而言明顯不足，在量測過程中易受干擾影響，而產生高頻雜訊，雖具有高敏感度，但動態頻率範圍較小。以本文中將使用的微機電加速規 ADXL-327 為例（如圖 2.3 所示，詳細規格請參照附件一），與同為三軸的壓電式加速規 PCB 356A17 相比（如表 2.1 所示），微機電加速規的頻寬較為不足，但因為價格以及不需搭配放大器等經濟因素，仍十分有發展潛力。

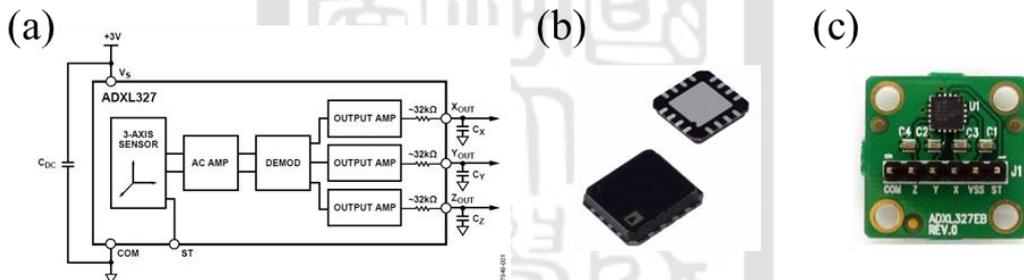


圖 2.3 微機電式加速規 ADXL-327 (a)功能方塊圖 (b) 加速規晶片 (c) 焊接後加速規工作板

表 2.1 微機電加速規與壓電式加速規規格比較表

加速規形式	微機電加速規	壓電式加速規
加速規型號	ADXL-327	PCB 356A17
靈敏度	420mV/g	500mV/g
量測範圍	$\pm 0.5, 2g$	$\pm 10g$
頻寬	x, y: 1600Hz, z: 550Hz	3000Hz
尺寸	4.00mm $\times$ 4.00mm $\times$ 1.46mm	14.0mm $\times$ 20.3mm $\times$ 14.0mm
價格	$\sim$ NTD9000	$\sim$ NTD68000
搭配放大器	否	是

## 2.2.2 加速度積分

加速規僅能得到加速度訊號，欲藉由加速規進行位移回授或速度回授時，需先將量測到物體運動所產生的加速度經由座標旋轉矩陣運算後，經過積分得位移和速度，而後再以此積分後的訊號進行位移回授和速度回授。故可知我們所求得訊號是否準確與加速規訊號經過積分運算處理的過程中所受到的干擾誤差、訊號誤差以及積分時間等因素息息相關。然而一般而言，加速度訊號難免會有低頻誤差，加速度訊號直接積分後，誤差會隨著時間的累積而發散，對於積分後的訊號會有非常顯著的影響，如圖 2.5 (a) 所示。因此需要設計特殊的積分器，來抑制加速度積分後訊號漂移的現象。

根據 1998 年 Garvin 等人[14]，及 2009 年林韋澄[15]之設計構想，將修正過後的積分器與兩個 Sallen-Key 高通濾波器合成，透過選用適當的電阻值與電容值的搭配，能組成防漂移積分電路，如圖 2.4 (a) 所示。透過防漂移積分電路能將加速規訊號中非操作頻寬內的低頻雜訊過濾，並且透過積分處理得到速度及位移訊號，以達到全狀態回授控制的目的。而 2014 年呂毓笙[5]更進一步將硬體積分器與防漂移電路建立等效模型，建立防漂移軟體積分器，並以實驗驗證其效果如圖 2.4 (b) 所示。

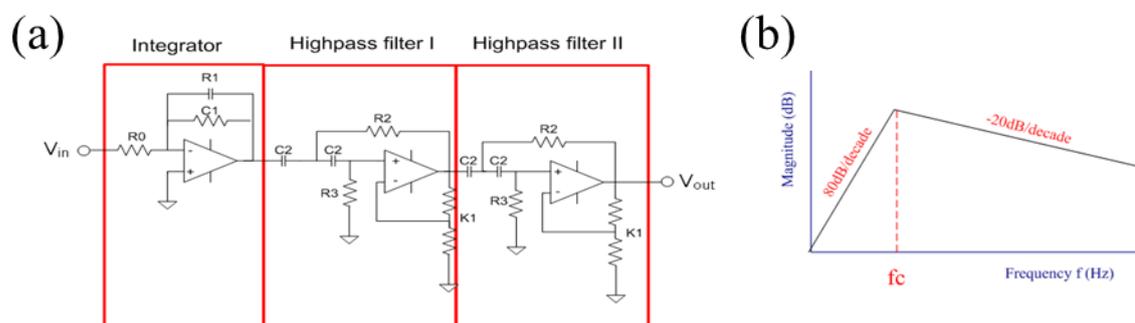


圖 2.4 防漂移積分器 (a)串接兩個高通濾波器的防漂移積分器電路圖  
(b)防漂移積分電路波德響應圖 [15]

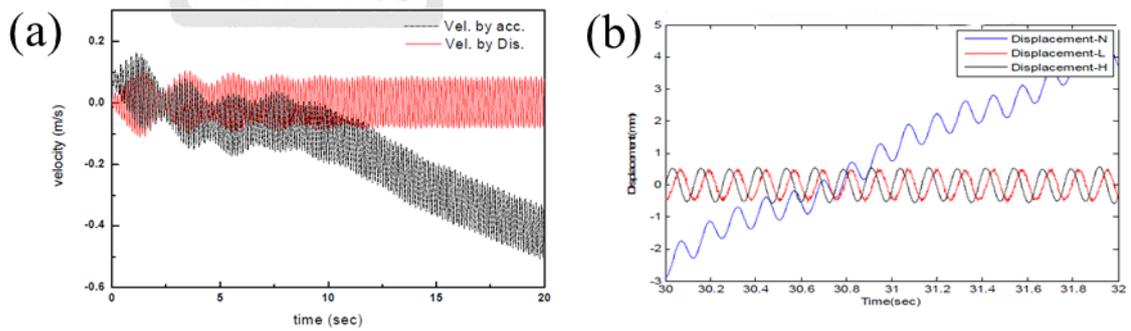


圖 2.5 加速度積分訊號漂移問題(a)實驗速度訊號比較圖[15] (b)實驗位移訊號比較圖 (Displacement-L:位移感測器, Displacement-N:加速度直接積分, Displacement-H:經防漂移軟體積分器得到的位移) [5]

由圖 2.5 (b)可知，雖防漂移軟體積分器能有效抑制訊號積分的漂移問題，但仍與位移訊號有相位誤差的狀況。在 2002 年 Prodic[16]提出藉由查表運算設計 PID 調節器，為一有效率的策略。本文擬參考此策略，找出不同輸入頻率下的相位誤差，經由查表完成相位補償。

### 2.2.3 加速度訊號濾波

Jager[17]及 Dumetz[18]都於加速度回授的研究中指出，加速度訊號的高頻量測誤差會導致回授訊號的崩壞。透過適當的濾波將能有效提升加速度回授的效益。

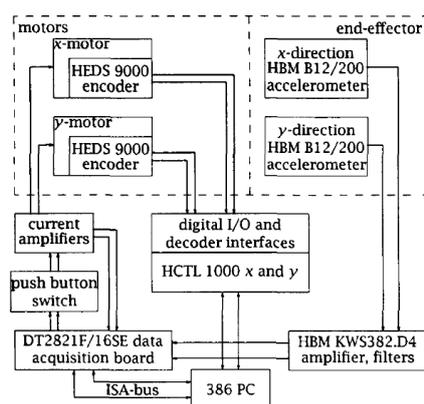


圖 2.6 X-Y 平台加裝加速規量測加速度訊號實驗的量測與控制系統[17]

### 2.3 加速度回授控制相關研究

1988 年 Hori[19]提出在直流伺服系統上利用加速度計算器來使用加速度形式的控制策略，如圖 2.7 所示，並在理論及實驗室分別證實其具有良好的干擾抑制能力。史丹佛大學於 1979 年發表了第一個微機械製作的加速規，15 年後隨著這類元件逐漸被接受，利用加速規得到加速度訊號進行回授控制的研究也應運而生。

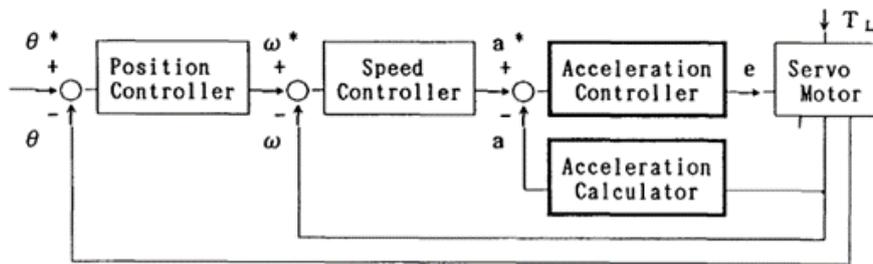


圖 2.7 加速度形式的控制策略[19]

1992 年 Schmidt 和 Lorenz [20]兩人在傳統位移、速度、電流回授的直流馬達訊號控制上，加上加速度訊號回授，結合速度估測器及加速度估測器，如圖 2.8 所示。在此文獻中驗證利用加速度訊號回授，能在不增加系統頻寬的情形下，提升系統有效慣性來增加對擾動的抑制能力。

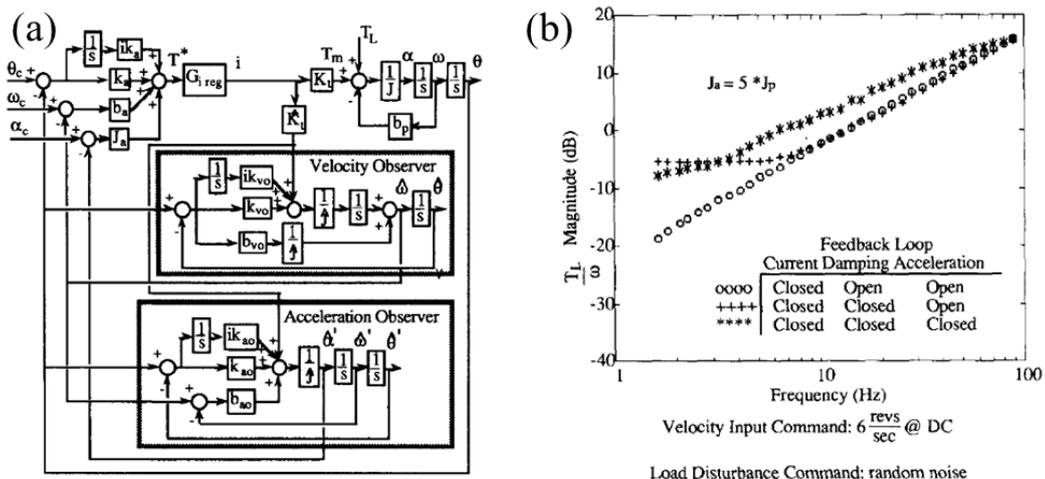


圖 2.8 直流馬達之加速度回授控制(a)控制方塊圖(b)有無加速度回授下干擾抑制能力的頻域分析圖[20]

1994 年 Jager [17] 利用在 X-Y 平台加裝加速規量測加速度訊號，分別透過直接及間接策略兩種方法來利用加速度訊號改善系統，如圖 2.9 所示。直接策略利用加速度訊號做加速度回授改善追蹤誤差，間接策略利用加速度訊號輔助估測器來加強位移與速度訊號的估測。

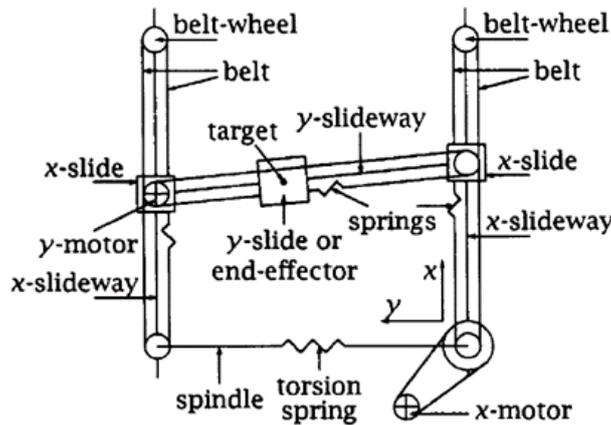


圖 2.9 X-Y 平台加裝加速規量測加速度訊號實驗裝置：X-Y 平台[17]

2000 年 Han 和 Wang 等人 P. B. Schmidt and R. D. Lorenz, "Design principles and implementation of acceleration feedback to improve performance of DC drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, pp. 594-599, 1992.

[21] 利用加載加速規，使傳統 PD 控制的直流馬達結合加速度回授來提升其強健性（如圖 2.10 所示），進而抑制扭矩擾動所造成的影響，及改善其速度追蹤的表現。

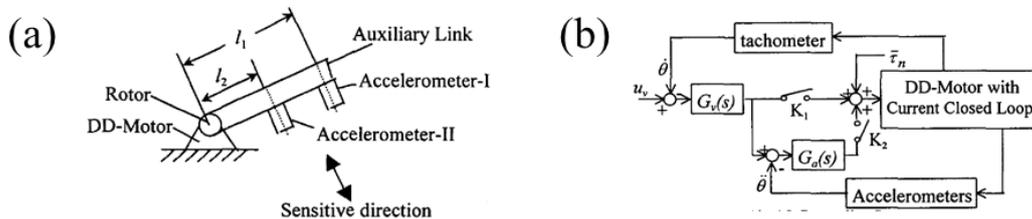


圖 2.10 直接驅動馬達的加速度回授控制(a)實驗裝置：加速規安裝位置 (b) 加速度回授控制方塊圖 P. B. Schmidt and R. D. Lorenz, "Design principles and implementation of acceleration feedback to improve performance of DC drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, pp. 594-599, 1992.

2006 年 Dumetz 等人[18]在工業機器人的負載端加裝加速規，如圖 2.11 所示。利用 PD 加速度回授結合加速度前饋控制選配適當的 jerk 值，有效抑制負載端的振動。

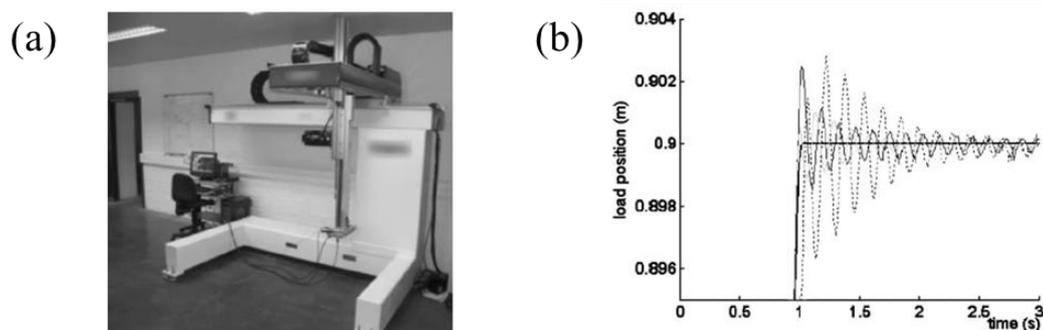


圖 2.11 工業機器人搭載加速度回授控制(a)實驗裝置：工業機器人(b)負載端對角線位移圖 粗實線：追蹤訊號，實線：加速度回授實驗，灰線：加速度回授模擬結果，虛線：工業控制器[18]

2014 年呂毓笙[5]在雙鉗樑系統上利用加速規得到加速度訊號，透過防漂移積分器積分成位移回授，搭配 PID 控制及 $H_{\infty}$ 控制來進行步階響應與弦波路徑追蹤實驗。步階實驗方面，PID 控制器下系統的最大超越量為 2.75%、上升時間為 0.05 秒且安定時間為 0.169 秒；而 $H_{\infty}$ 控制器系統的最大超越量為 1.39%、上升時間為 0.054 秒且安定時間為 0.127 秒。正弦波追蹤實驗，PID 控制器經過修正後的等效頻寬為 83.3rad/s， $H_{\infty}$ 控制器下系統的等效頻寬為 187.5rad/s。

由前述文獻，我們已知加速規結合回授控制運用在定位系統上有許多前車之鑑，藉由加速度回授可有效提升系統強健性，減少模態誤差所帶來的影響，亦能提升系統有效剛性，增加對擾動的抑制能力。

## 2.4 撓性定位平台介紹

精密定位平台有多種驅動與引導方式，依據不同的進給驅動方式，使平台所能達到的定位行程和精度有所不同。其中撓性定位平台即是利用撓性結構的變形來達成位移定位的效果。撓性平台具有高穩定度、無餘隙、不會產生介面磨耗、精度高、生熱少、不需潤滑等優點；但其缺點為加工較為不易，造價相對昂貴。

王維志[2]設計出一結合槓桿式放大機構的單軸撓性精密定位平台，如圖 2.12 (a)所示。其最大行程可達到  $70.6\mu\text{m}$ ，共振頻率為  $393.8\text{ Hz}$ 。利用 PID 控制與滑動模態控制來改善定位平台增加負載後造成平台的振盪與不穩定。在平台負載  $614\text{g}$  之步階響應特性中，安定時間由開迴路的  $249.7\text{msec}$  分別藉由 PID 與 SMC 減小到  $35.3\text{msec}$  和  $39.3\text{msec}$ ，如圖 2.12 (b)所示。

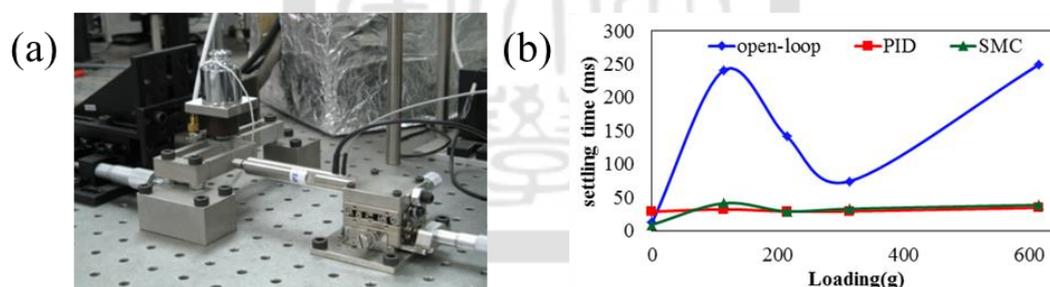


圖 2.12 單軸撓性定位平台(a)實驗系統圖(b)開迴路與閉迴路性能比較 [2]

李哲維[3]設計一雙軸壓電驅動堆疊式撓性定位平台，藉由 PID 控制器及滑動模態控制器可將耦合效應造成的位移偏移量分別從  $0.5\mu\text{m}$ 、 $0.1\mu\text{m}$  抑制到  $0.07\mu\text{m}$ 、 $0.05\mu\text{m}$ 。

趙銘靖[22]設計出一雙軸撓性機構平台，並採用有限元素分析得自然頻率為  $180\text{Hz}$ ，最大行程為  $151\mu\text{m}$ ，如圖 2.4 所示。在單頻動態路徑軌跡追蹤實驗，測試頻寬為  $1\sim 10\text{Hz}$ ，在系統之自然頻率之干擾下，觀察其輸出響應，在控制器開啟後，約  $0.02$  秒就能有效將峰值約  $15\sim 20\mu\text{m}$  之振動量

給抑制至  $2\sim 3\mu\text{m}$ 。

Yi 與 Chung [23] 設計出一三軸撓性平台，如圖 2.13 所示，由實驗結果得知，平台的最大位移分別為 X 軸  $100\mu\text{m}$ 、Y 軸  $100\mu\text{m}$  及 Z 軸  $0.1^\circ$ 。不過 Yi 與 Chung 並沒有針對其動態行為做詳細討論。

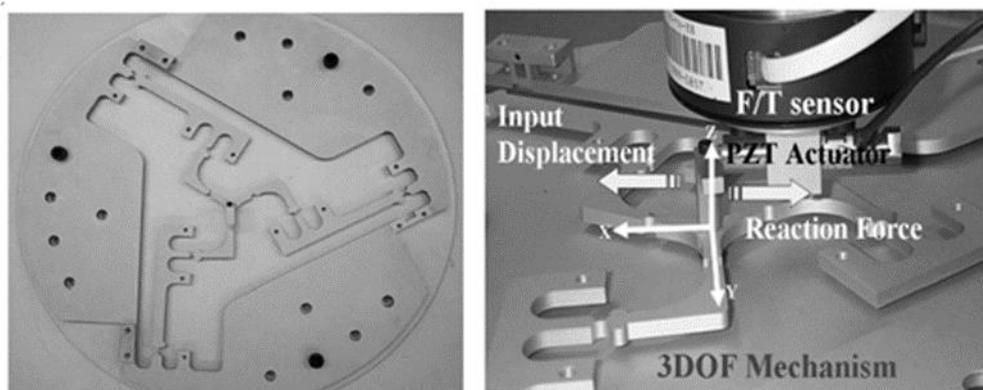


圖 2.13 三軸撓性機構定位平台[23]

Balasarbramanian 等人[10]設計出一 XY 軸定位平台，其平台所能移動最大位移分別為 X 軸  $16\mu\text{m}$ 、Y 軸  $8\mu\text{m}$ ，平台的 XY 軸的自然頻率分別為  $2780\text{Hz}$  與  $6257\text{Hz}$ 。

## 2.5 硬體介紹與相關應用

### 2.5.1 DS1104 R&D 控制板

DS1104 是以 PowerPC 的演算技術為核心的即時演算系統，搭配上內建的各種工業用輸入輸出介面，利用 Matlab/Simulink<sup>®</sup>函式庫(Real-Time Interface, RTI)以及相關的實驗測試用人機介面軟體(ControlDesk)，可以讓控制策略在設計之後立即透過實際測試得到驗證。常用於驅動器、機器人以及航太相關的控制策略研發工作。

DS1104 上面的訊號輸入輸出端子包含 I/O 出端子以及數位/類比轉換出端子。其中數位/類比轉換出端子有四個複合頻道的 16 bit MUX ADC 端子、四個平行頻道的 12 bit ADC 端子和八個平行頻道的 16 bit DAC 端子，其中端子的輸入輸出電壓區間為 $\pm 10V$ 。

在利用 DS1104 做為控制策略的實務應用時，我們先在 PC 上以 Matlab/Simulink<sup>®</sup>函式庫(Real-Time Interface, RTI)編寫指令與控制器內容，編譯指令進入 DS110 控制卡之後透過端子介面上的 DAC 端子傳送訊號給驅動裝置，再透過感測器連接 ADC 端子回傳訊號。我們可以在 PC 端利用人機介面軟體(ControlDesk)及時監控控制的進行，並針對特定區間進行資料擷取。

以呂毓笙[5]利用 DS1104 做為加速度回授於撓性結構之振動控制的訊號處理系統為例，其系統訊號流程圖如圖 2.14 所示。在 PC 上以 MATLAB/Simulink 編寫控制策略，由 PowerPC 處理器進行控制策略的計算後，DS1104 的 DSP 處理器負責產程所需的 PWM 訊號，藉由 DAC 端子傳至音圈放大器進而推動音圈馬達。雷射位移感測器及微機電加速規所測得的訊號再透過 ADC 端子傳回，而我們可以在 PC 上以 ControlDesk 及時

監控控制的進行，並針對特定區間進行資料擷取。

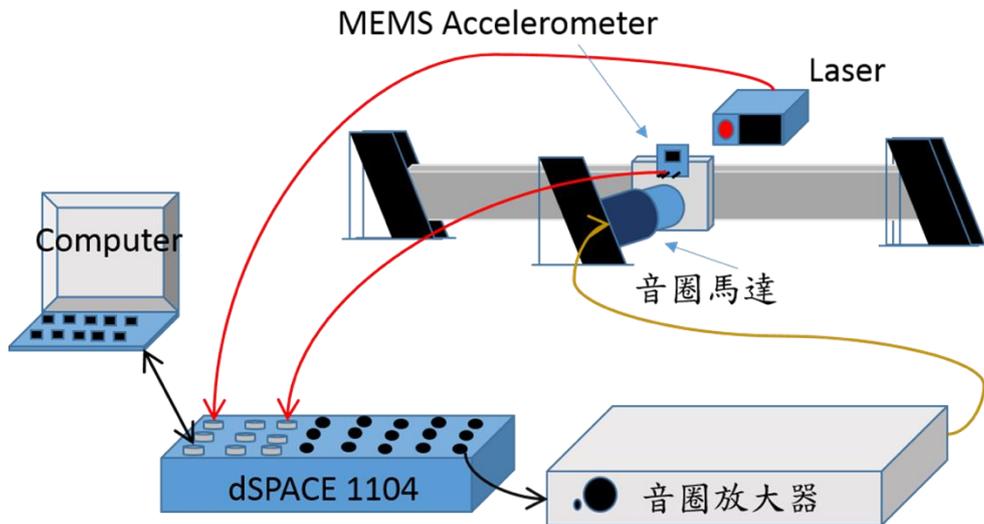


圖 2.14 微機電加速規於雙鉗樑系統之定位實驗：系統訊號流程圖

## 2.5.2 電感式位移感測器

電感式感測器使用原理主要是利用內部的 LC 及電晶體電路產生振盪，當有導磁（如鐵或鎳等）或抗磁（如銅）的金屬接近線圈平面時，將改變電感之導磁係數，吸收振盪電路產生之能量，使得振盪衰減，透過衰減的程度來偵測出物體的距離，如圖 2.15 所示。因為是透過電磁效應來進行感測，故此類型的感測物必須為具有傳導性的金屬物體，而且因為震盪線圈放射出的磁力線很廣，若感測器附近有其他磁性物體可能會導致感測錯誤。

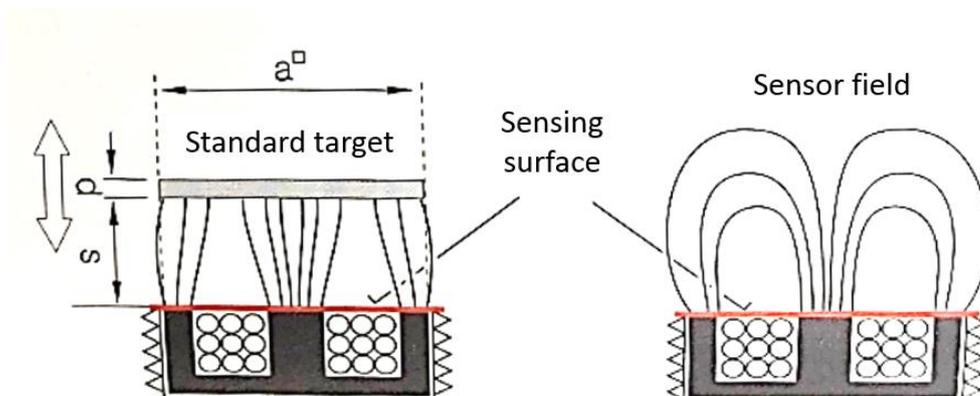


圖 2.15 電感式感測器感測原理示意圖

## 2.6 控制法則及相關應用

PID 控制器為目前最普遍的控制器，主要由比例、積分、微分三項控制器組合而成，PID 控制器的常見組合型態如圖 2.16 所示。PID 控制器建立在誤差補償的基礎上，利用感測器量得訊號與指令訊號之間的誤差值做為新的輸入值，藉由調整 PID 控制器的比例單元 P、積分單元 I、微分單元 D 做為目前誤差、過去累計誤差及速度誤差的修正項。

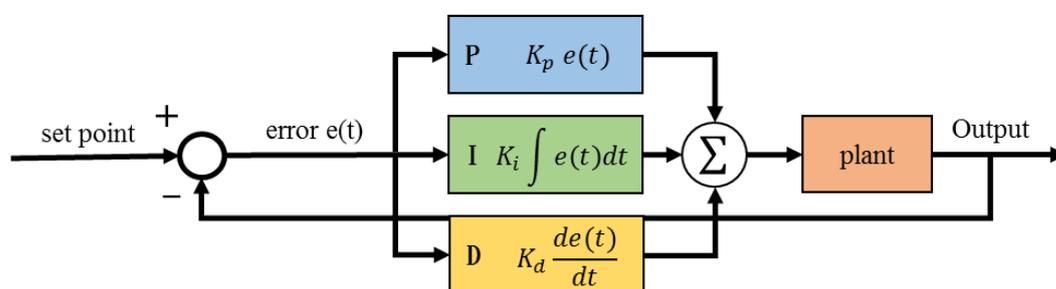


圖 2.16 PID 控制器方塊圖

比例控制 P 為當前誤差和一個正值的常數  $K_p$  相乘，其只在控制器的輸出和系統的誤差成比例時成立。因此比例控制在誤差為 0 時，其輸出也會為 0。若要讓受控輸出為非零的數值，就需要有一個穩態誤差或偏移量。穩態誤差和比例增益成正比，和受控系統本身的增益成反比。若加入一偏置，或是加入積分控制，則可以消除穩態誤差。

積分控制項 I 考慮過去誤差，將誤差值過去一段時間和乘以一個正值的常數  $K_i$ 。可用以加速系統趨近設定值的過程，並且消除比例控制器會出現的穩態誤差，也就是控制器輸出值偏移量貢獻的原因。

微分控制項 D 用以考慮速度的誤差，將誤差的一階導數乘以一正值的常數  $K_d$ 。若導數結果越大則可以對輸出結果做出更快速的反應，然而也有放大高頻雜訊的效果。

## 2.7 本章結論

本章中首先介紹了微機電加速規的基本原理及其應用，說明加速度訊號低頻誤差造成加速度訊號直接積分後，其誤差隨著時間的累積而發散的問題，並介紹具有抑制積分後訊號漂移問題的防漂移積分器。然後就加速度訊號做為回授訊號過去所作的研究及應用進行介紹與探討。再來介紹撓性定位平台的原理及過去在撓性定位平台上所作的研究。最後就本研究所使用的硬體設備及控制法則做介紹。

許多研究以撓性機構設計定位平台，且多以位移回授來做定位控制，但在實際應用於精密機械機台時卻易遭遇無適切位置放置位移感測器的情形。呂毓笙[5]提出以加速規量測加速度經防漂移積分後回授的想法，並在雙鉗樑系統上實踐加速度積分回授控制。又過去已有前例利用加速規量測加速度訊號，分別透過直接及間接策略兩種方法來改善系統。故本文之理論基礎建設在各前人之經驗上，綜合以上文獻，將加速度積分回授及直接加速度回授應用於撓性平台之定位上有其可預期的可能性及研究價值。

接下來於第三章中，我們將針對加速度積分以及加速度訊號本身進行訊號處理，使其能應用於加速度積分回授及直接加速度回授中，並以雙鉗樑系統驗證這兩種控制策略的可能性。

## 第三章

### 加速度訊號處理模擬與實驗

#### 3.1 本章介紹

在加速度訊號積分成為速度訊號及位移訊號的積分程序中，常常會受到直流訊號干擾，而此類干擾訊號進入積分程序會毀掉低頻的成果，而有低頻漂移的現象，隨著誤差持續累積，將會使訊號嚴重失真。呂毓笙[5]以防止量測訊號中無意義的低頻訊號進入積分程序的想法為基礎，藉由積分器等效模型搭配高通濾波器產生防漂移積分器，並得到不錯的成果。

然而加速度訊號經由防漂移積分器積分成為速度訊號及位移訊號與直接積分後的速度訊號及位移訊號相比，雖能有效抑制低頻漂移的現象，但其位移訊號與雷射位移感測器測得的位移訊號卻有相位落後的問題。故我們將針對相位落後的問題進行改善，設計相位補償器。同時嘗試不使用加速度訊號積分的策略，而是直接利用加速度訊號進行直接加速度回授，並針對回授上的需求，對加速度訊號進行濾波。

本章中將利用激振器為加速度訊號處理的測試系統。在此系統上比較加速度訊號經防漂移積分器積分成位移訊號與雷射位移感測器測得的位移訊號在不同輸入頻率下的增益值與相位差，並藉由查表補償的方式，設計相位補償器，而後於雙鉗樑系統上驗證此相位補償器的效果。同時對加速度訊號進行濾波，並以雙鉗樑系統驗證直接加速度回授的可行性。

本章將分為五個子章節，本章架構圖如圖 3.1 所示。其中 3.1 節為本章介紹；3.2 節中對於經防漂移積分器積分後的位移訊號進行相位補償；

3.3 節為加速度積分回授於雙鉗樑平台上的弦波追蹤模擬與實驗;3.4 節將針對加速度訊號進行濾波;3.5 節為直接加速度回授於雙鉗樑平台上的弦波追蹤模擬與實驗;最後 3.6 節為本章結論。

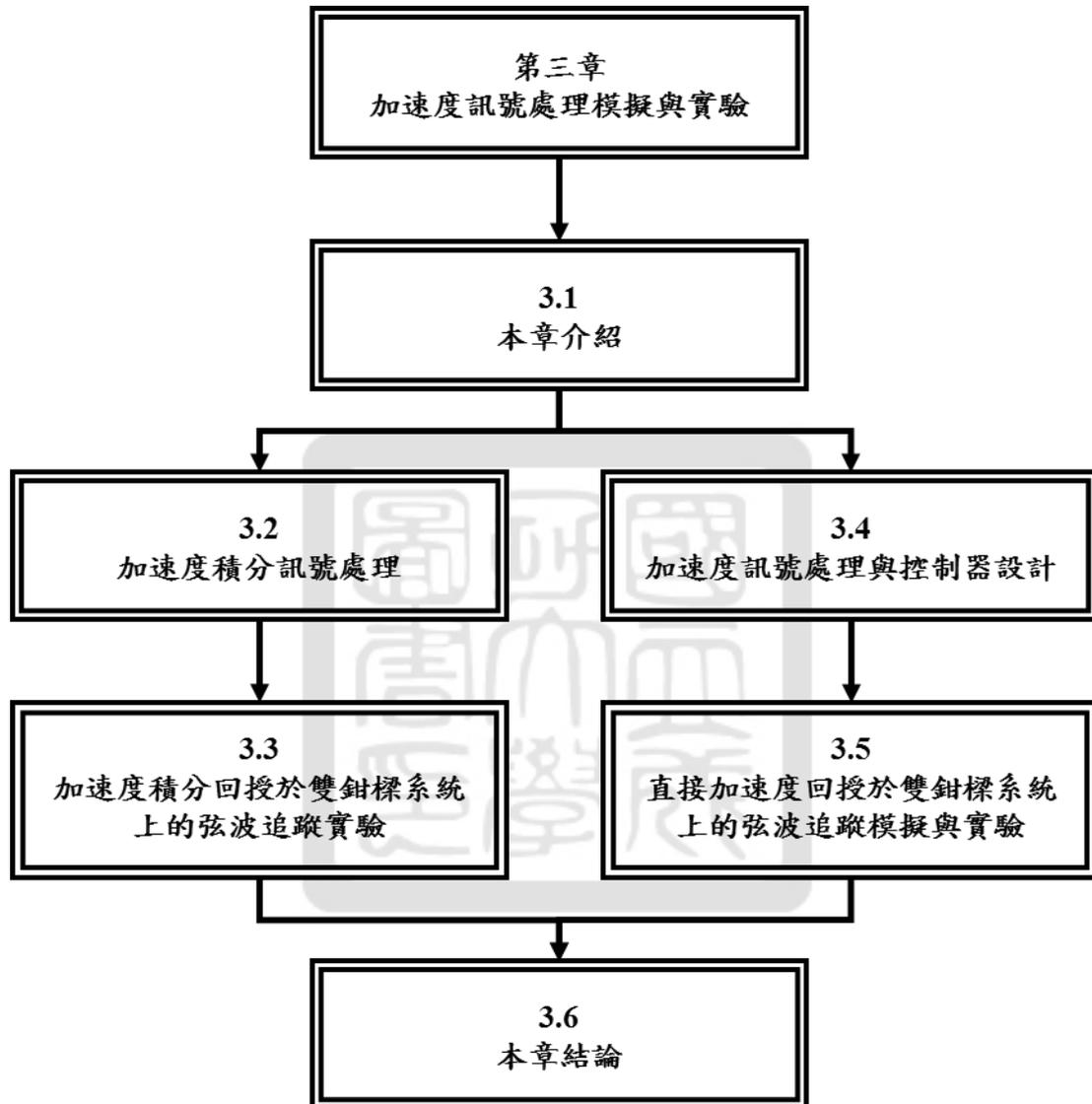


圖 3.1 本章架構圖

## 3.2 加速度積分訊號處理

本節重點在加速度積分的訊號處理，其架構如圖 3.2 所示。首先將探討加速度積分的重要性及可能遇到的低頻漂移現象和相位偏移現象。而後藉由激振器實驗對積分器所產生的相位偏移現象進行驗證，並探討相位偏移產生的可能原因。最後針對此相位偏移現象進行相位補償器的設計，藉由提出不同相位補償目標，擬出不同相位補償策略。

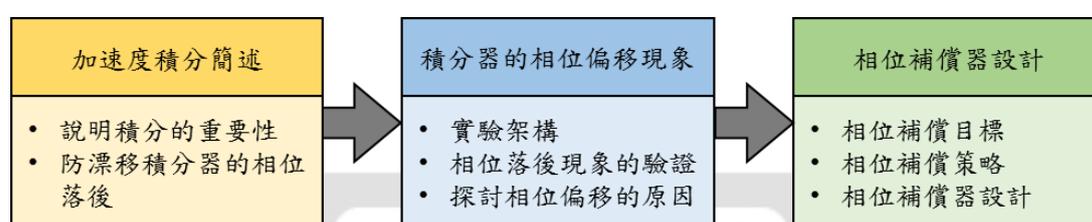


圖 3.2 加速度積分訊號處理架構圖

### 3.2.1 加速度積分的重要性及其問題

控制方法常以系統狀態回授進行控制程序，系統狀態常包含運動狀態如位移、速度、加速度，但因速度感測器架設較複雜且受器材尺寸、價格等限制，較不易實現，因此常無法完成全狀態直接回授控制而改用估測器補足狀態資訊。使用位移感測器、加速規經由微分及積分訊號處理來得到速度訊號成為一向備受關注的方法。

位移感測器發展已久，有很多使用位移感測器的相關研究，但短距離的位移感測器如電容式探針的安裝位置往往容易受限而無法測得目標的相對運動，長距離位移感測器如雷射干涉儀則因價格過於高昂而不符實際效益。同時位移訊號因感測時有雜訊或干擾影響，使用位置微分法得速度常會因訊號微分有不理想的劇烈變動曲線，訊號後處理較困難且不易得到理想結果。

加速規的體積小、安裝容易、價格便宜，雖然加速度積分法也會有雜

訊干擾，但這些非預期訊號進入積分程序之後呈現的低頻漂移現象，可藉由高通濾波器有效濾波。呂毓笙[5]設計結合 Sallen-Key 高通濾波器的軟體防漂移積分器，加速度訊號經此積分器能有效抑制積分後的低頻漂移現象，但會使位移訊號產生隨時間而改變的相位偏移現象。設計相位補償器，使得加速度積分而得的位移訊號更貼近實際位移訊號，將有助於在特定情境下使用加速規取代位移感測器來量測位移訊號。

本節以激振器為測試系統，觀察加速度訊號經防漂移積分器積分成位移訊號與雷射位移感測器測得的位移訊號之間的相位偏移現象。同時以高頻寬的壓電式加速規為參考值，探討相位偏移的原因。透過量測不同輸入頻率下，此兩種位移訊號的增益值與相位差，經由查表補償，設計相位補償器，並將補償後的訊號與雷射位移感測器測得的訊號做比較。

### 3.2.2 實驗架構

本章實驗系統規劃如圖 3.3 所示。

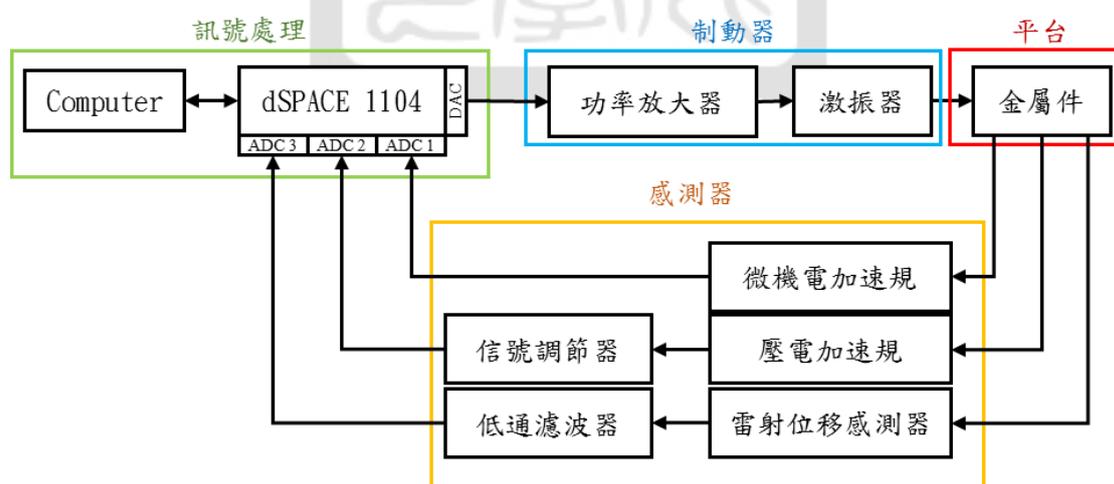


圖 3.3 實驗系統規劃

主要使用的設備如下所示：

### 致動器

- ◆ 激振器：LDS V201，規格詳見表 3.1

### 感測器

- ◆ 雷射位移感測器：Wenglor YP05MGVL-P24，規格詳見表 3.2
- ◆ 雷射位移感測器：Wenglor YP05MGVL80，規格詳見表 3.2
- ◆ 微機電加速規：Analog Devices AXDL327，規格詳見附錄一
- ◆ 壓電式加速規：PCB 356A17，規格詳見表 3.3

### 訊號處理介面

- ◆ 功率放大器：Labworks PA-138
- ◆ 訊號處理器：dSPACE DS1104
- ◆ 圖控程式：ControlDesk 介面控制程式、Matlab/Simulink 2010

### 其他

- ◆ 電源供應器：MOTTECH LPS-305

在本章加速度積分訊號處理中，以激振器上面鎖一金屬件，利用雷射位移感測器測位移訊號，微機電加速規、壓電加速規測得加速度訊號，再使用 dSPACE DS1104 搭配 Matlab/Simulink 2010 進行訊號擷取與處理，而後由 dSPACE 專用之介面控制程式 ControlDesk 即時觀察系統位置與加速度訊號，實驗系統圖如圖 3.4 所示。訊號處理部分，經由微機電加速規量得的加速度進入 Matlab/Simulink 2010，透過軟體防漂移積分器積分成位移訊號，再與雷射位移感測器測得的位移訊號做比較，同時以壓電加速規測得的加速度訊號為參考值，利用加速度與位移之間固定相位差為 180 度的特性，探討相位偏移產生的原因。此實驗策略訊號傳遞示意圖如圖 3.5 所示。

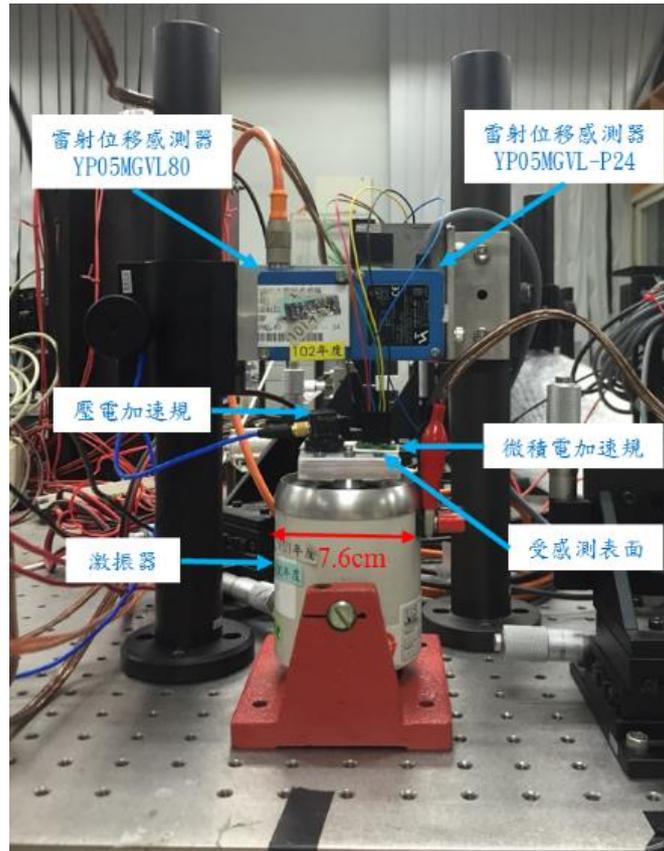


圖 3.4 激振器實驗系統圖

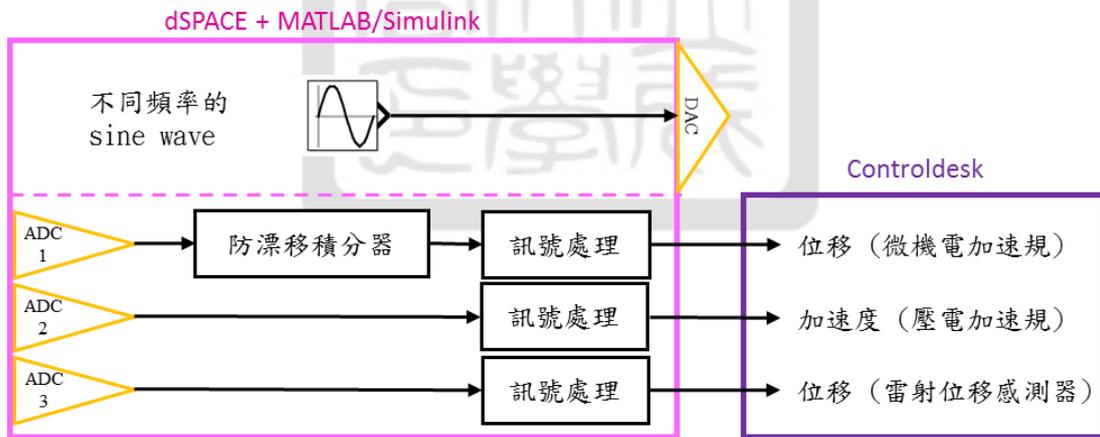


圖 3.5 訊號處理示意圖

表 3.1 激振器規格

Model	LDS V201
弦波波峰力	17.8 N
峰對峰位移值	5mm
量測頻寬	5Hz - 3kHz

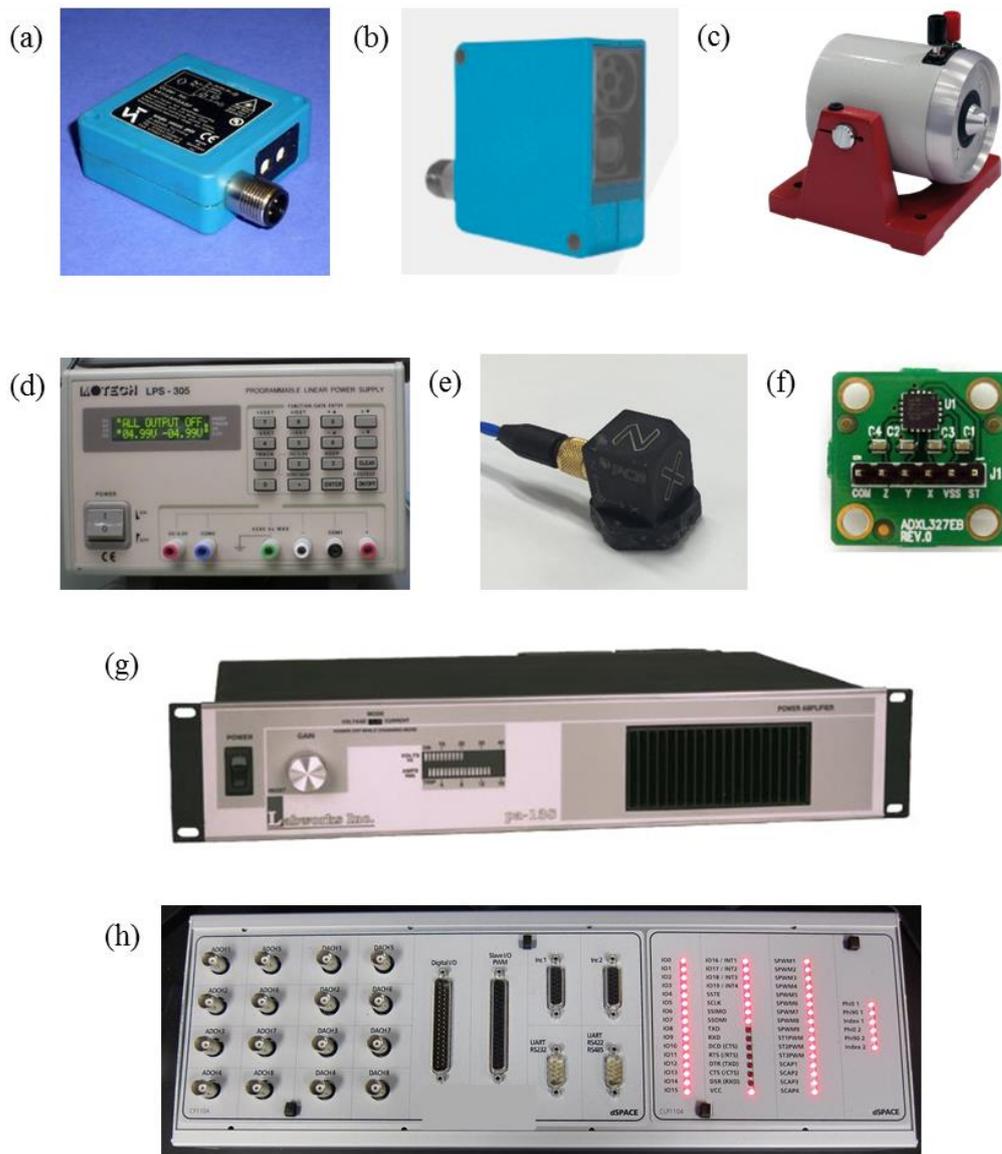


圖 3.6 實驗設備圖 (a)雷射位移感測器 YP05MGVL-P24 (b)雷射位移感測器 YP05MGVL80 (c)激振器 (d)電源供應器 (e)壓電加速規 (f)微機電加速規 (g)功率放大器 (h)訊號處理器

表 3.2 雷射位移感測器規格

Model	YP05MGVL-P24	YP05MGVL80
動態解析度	<4 $\mu$ m	<4 $\mu$ m
可量測距離	43-53mm	43-53mm
可量測範圍	10mm	10mm
量測頻寬	100Hz	100Hz

表 3.3 加速規規格

Model	AXDL 327	PCB 356A17
加速規型式	微機電加速規	壓電加速規
靈敏度	420mV/g	500mV/g
量測範圍	±0.5, 2g	±10g
量測頻寬	x,y: 1600Hz z: 550Hz	0.5Hz - 3kHz

### 3.2.3 防漂移積分器的相位漂移現象

由呂毓笙[5]的論文已知，防漂移積分器雖能有效抑制加速度積分之後的低頻訊號漂移問題，但其積分結果與位移感測器所量得的值，仍會有相位落後的問題。本節以激振器系統為實驗平台，驗證此一現象之存在。實驗策略如圖 3.3、圖 3.5 所示，以正弦波為輸入訊號，使激振器振動，分別以雷射位移感測器量得位移訊號，加速規量得加速度訊號，並將此兩訊號透過 dSPACE1104 送入 MATLAB/Simulink2010 的訊號處理程序，其中利用軟體防漂移積分器將加速度訊號積分成位移訊號後，將兩個位移訊號送入 ControlDesk 即時觀察並比較。

由 ControlDesk 存取的訊號，比較雷射位移感測器測得的位移訊號與微機電加速規積分而得的位移訊號，我們可得圖 3.7。觀察圖 3.7 我們可知在不同輸入頻率下，兩個位移訊號之間的相位差並不是定值，分別為 53.3 度、13.09 度、14.18 度。

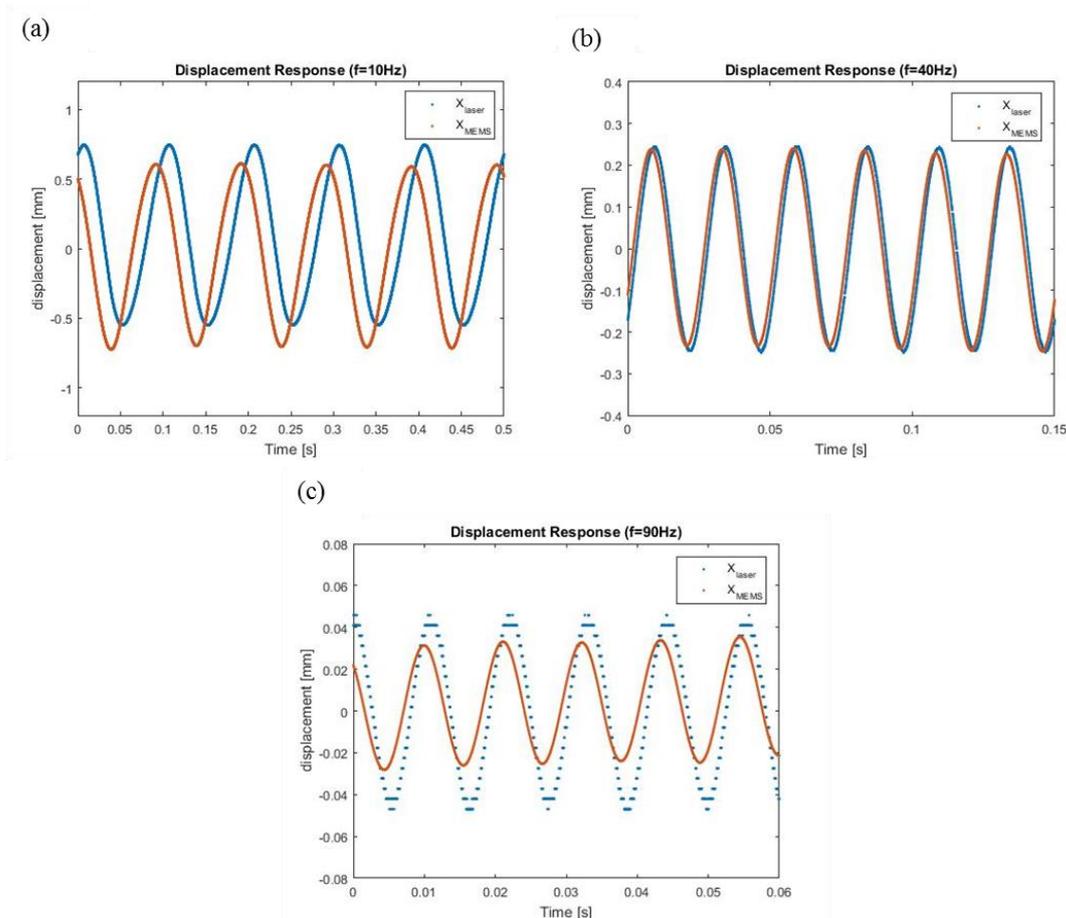


圖 3.7 雷射位移感測器測得的位移訊號與微機電加速規積分而得的位移訊號比較圖(a)輸入頻率 10Hz (b)輸入頻率 40Hz (c)輸入頻率 90Hz

為探討不同頻率下的相位差與增益值，我們輸入頻率由 1-1000Hz 的正弦波，畫出這兩個位移訊號的波德圖如圖 3.8 所示。由圖 3.8 可知雷射位移感測器測得的位移訊號與微機電加速規積分而得的位移訊號之間的相位偏移現象確實存在。

防漂移積分器是由積分器連接兩個 Sallen-Key 高通濾波器而成的，可以推知此防漂移積分器將會貢獻相位偏移。藉由比較由微機電加速規經防漂移積分器積分而得的位移訊號對雷射位移感測器測得的位移訊號相位波德圖，我們發現之間除了防漂移積分器所貢獻的相位偏移外，在高頻部分仍有一未知的相位偏移，如圖 3.9 所示。

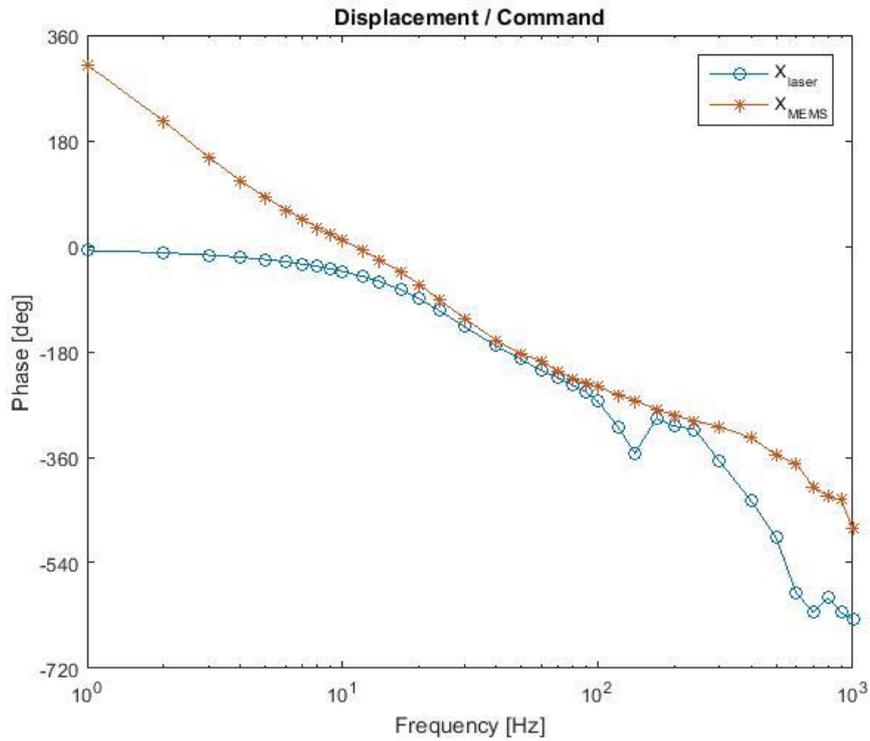


圖 3.8 雷射位移感測器測得的位移訊號與微機電加速規積分而得的位移訊號對輸入的相位波德圖

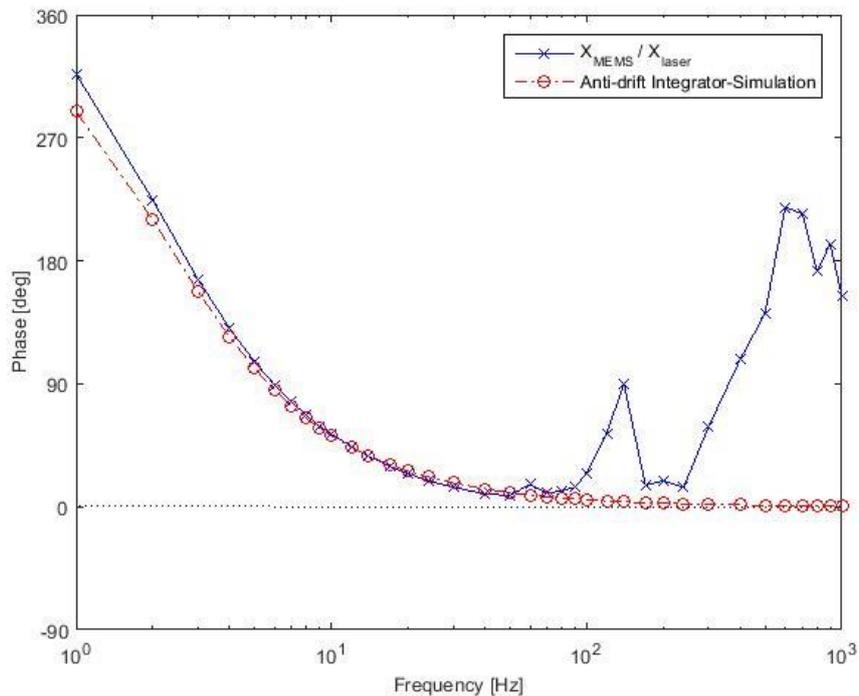


圖 3.9 微機電加速規積分而得的位移訊號對雷射位移感測器測得的位移訊號與積分器的相位波德圖比較

為分析雷射位移感測器測得的位移訊號與微機電加速規積分而得的

位移訊號之間的相位偏移現象，我們以頻寬遠大於微機電加速規及雷射位移感測器的壓電加速規測得的加速度訊號為參考值，利用加速度訊號與位移訊號之間相差 180 度的特性，觀察由雷射位移感測器及其濾波器所貢獻的相位偏移，如圖 3.10 所示。觀察圖 3.10 可以發現此波德圖相位變化近似二階系統，且已知雷射位移感測器的截止頻率為 100Hz。由此我們推測此相位偏移現象，有可能是由雷射位移感測器本身性能及其所搭配的低通濾波器所產生。

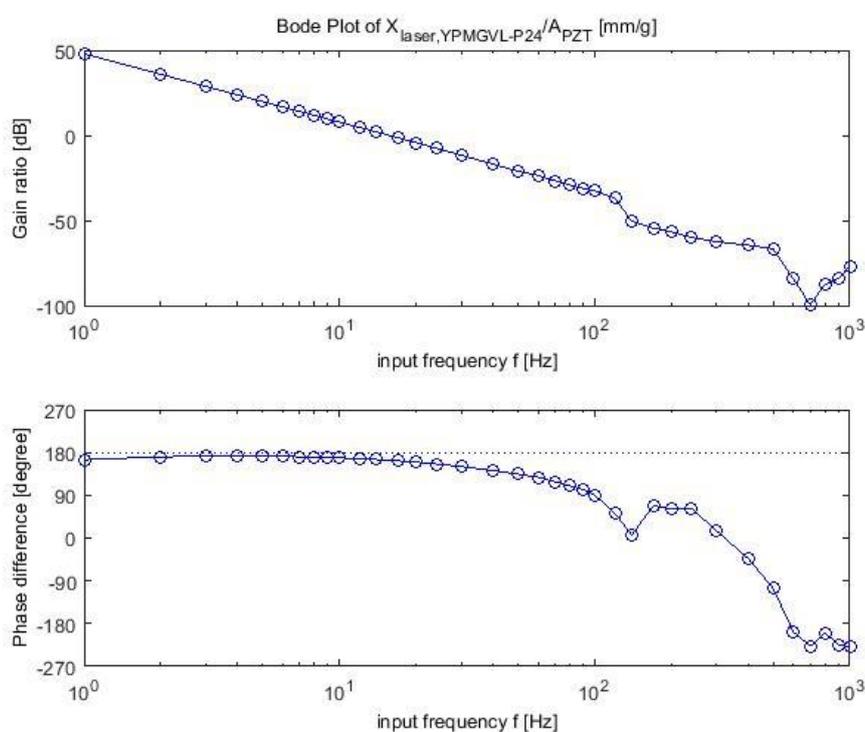


圖 3.10 雷射位移感測器測得的位移訊號對壓電加速規的加速度訊號的波德圖

因此，我們假定此二階系統為由兩個截止頻率為 100Hz 的低通濾波器組成。我們比較雷射位移感測器的位移訊號對壓電加速規的加速度訊號的相位差 -180 度與二階系統的相位波德圖，如圖 3.11 所示。由此圖可推測雷射位移感測器所貢獻的相位偏移與其搭配的低通濾波器有關。

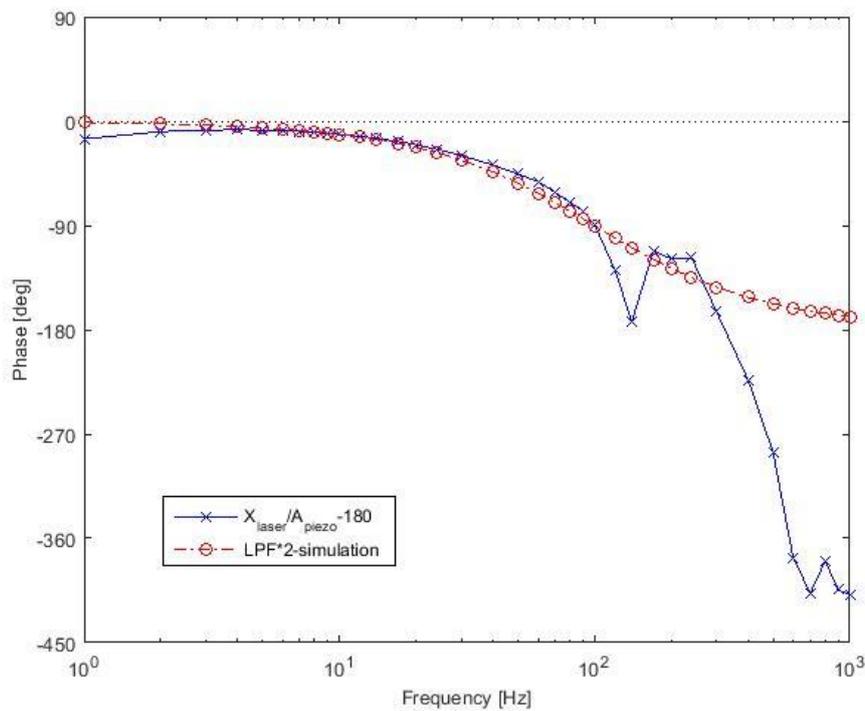


圖 3.11 雷射位移感測器的位移訊號對壓電加速規的加速度訊號的相位差 -180 度與假定的二階低通濾波器的相位波德圖比較

由前述訊號分析可知，微機電加速規經防漂移積分器積分而得的位移訊號與雷射位移感測器測得的位移訊號之間的相位偏移可能由防漂移積分器以及雷射位移感測器所搭配的低通濾波器一同貢獻。

### 3.2.4 相位補償器的設計

由前述可知，在實驗過程中，加速度積分後的結果，與雷射位移感測器所量到的位移之間確實有相位偏移的現象。若以加速度積分後的結果與加速度相比，可以發現防漂移積分器因含有兩個 Sallen-Key 高通濾波器，在抑制訊號漂移的過程中，同時貢獻了相位偏移。而若以雷射位移感測器測得的值，與加速度比較，可發現雷射位移感測器所搭配的低通濾波器也貢獻了相位偏移。綜合上述，我們可知微機電加速規積分而得的位移訊號與雷射位移感測器測得的位移訊號之間的相位偏移，可能由防漂移積分器，以及雷射位移感測器所搭配的低通濾波器一同貢獻。而其相位偏移產生原

因關係圖，可簡述如圖 3.12 所示。

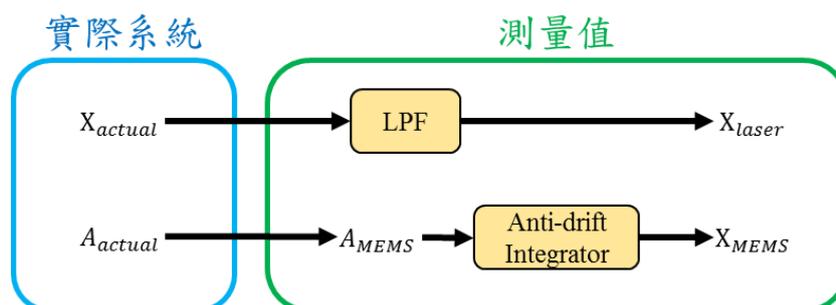


圖 3.12 相位偏移產生原因關係圖

在設計相位補償器時，在完美的情形下，補償後的結果會貼近系統實際的位移，但系統實際位移為未知。由於加速規在 Z 軸的頻寬為 550Hz，遠大於雷射位移感測器 100Hz 的頻寬。所以我們假定在操作範圍內，加速規所量到的加速度值即為實際加速度值。加速度積分後所觀察的相位偏移現象主要為防漂移積分器所貢獻。因此，我們就防漂移積分器所貢獻的相位差，如圖 3.9、圖 3.11 中的紅線所示，來當作補償依據。我們將透過模擬軟體對此軟體防漂移積分器輸入不同頻率的輸入訊號，藉由其輸出與輸入訊號的比較建立此防漂移積分器所貢獻的相位波德圖，藉由查表搭配時間延遲器，完成搭配此防漂移積分器的相位補償器。

下一節，將以此相位補償器，進行加速度積分回授的實驗。探討相位補償於加速度積分回授的影響。

### 3.3 加速度積分回授於雙鉗樑系統上的弦波追蹤實驗

本節以雙鉗樑系統為實驗系統，探討不同相位補償策略下，對加速度積分回授的改善狀況以及其加速度積分後位移訊號的情形。

#### 3.3.1 實驗設計與目標

由於雷射位移感測器的截止頻率為 100Hz，100Hz 以上的值，將失去位移訊號的參考依據。而同時防漂移積分器雖能抑制低頻漂移訊號，但當輸入訊號低於 5Hz 時，訊號則會失真。又在雙鉗樑系統下，輸入頻率低於 8Hz 時，加速度訊號過小，雜訊影響過大。因此我們將此實驗的目標控制範圍定在 5Hz~100Hz 之間，在此輸入頻率內探討不同相位補償策略下，對加速度積分回授的改善狀況以及其加速度積分後位移訊號的情形。

#### 3.3.2 實驗架構

本章實驗系統主要使用的設備如下所示：

- ◆ 雙鉗樑平台，如圖 3.13 所示
- ◆ 雷射位移感測器：Wenglor YP05MGVL-P24，規格詳見表 3.2
- ◆ 微機電加速規：Analog Devices AXDL327，規格詳見附錄一
- ◆ 音圈致動器：Akribis AVM24-10，規格詳見表 3.4
- ◆ 功率放大器：Labworks PA-138
- ◆ 訊號處理器：dSPACE DS1104
- ◆ 電源供應器：MOTTECH LPS-305
- ◆ 圖控程式：ControlDesk 介面控制程式、Matlab/Simulink 2010

在本章加速度積分訊號處理中，以音圈致動器推動雙鉗樑平台，利用

雷射位移感測器測位移訊號，微機電式加速規測得加速度訊號，再使用 dSPACE DS1104 搭配 Matlab/Simulink 2010 進行訊號擷取與處理，而後由 dSPACE 專用之介面控制程式 ControlDesk 即時觀察系統位置與加速度訊號。訊號處理部分，加速度進入 Matlab/Simulink 2010，經由軟體防漂移積分器積分成位移訊號，再與雷射位移感測器測得的位移訊號做比較。

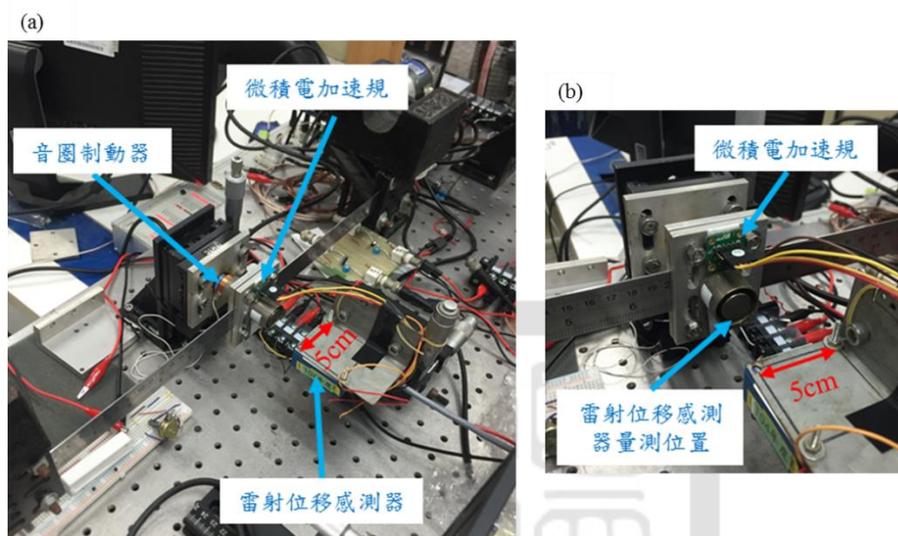


圖 3.13 雙鉗樑系統架構圖 (a)整體架構(b)加速規黏貼位置

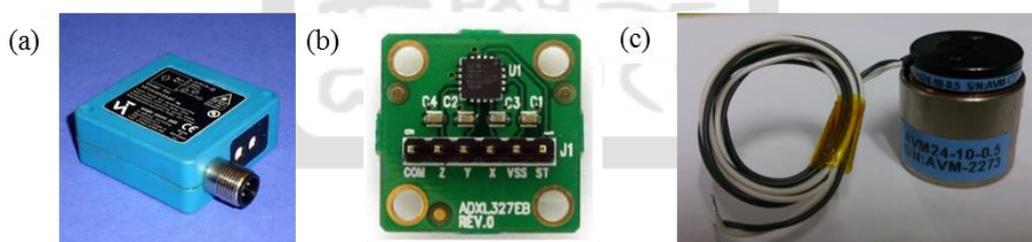


圖 3.14 實驗設備圖 (a) 雷射位移感測器 (b)微機電加速規 (c)音圈致動器

表 3.4 音圈致動器規格

Model	AVM24-10
衝程	10mm
力常數	3.9 N/A
最大推力	14.8N
電阻	6Ω
最大電流	3.8A

我們假定此雙鉗樑系統為二階質量彈簧阻尼系統。藉由驅動器的力與輸入訊號校正如圖 3.15 (a)所示，以及雙鉗樑系統的位移對輸入訊號校正如圖 3.15 (b)所示，我們可知其剛性計算由兩者斜率相除如式(3.1)所示為 2.5736N/mm。為測量系統共振頻率，我們給予音圈一步階訊號，利用位移感測器量測系統位置，得系統開路步階響應圖（如圖 3.16 所示），藉由 MATLAB 進行頻譜分析（如圖 3.17 所示），可得其自然頻率為 17.4Hz。

$$K = \frac{F/V}{X/V} = 2.5736 \text{ N/mm} \quad (3.1)$$

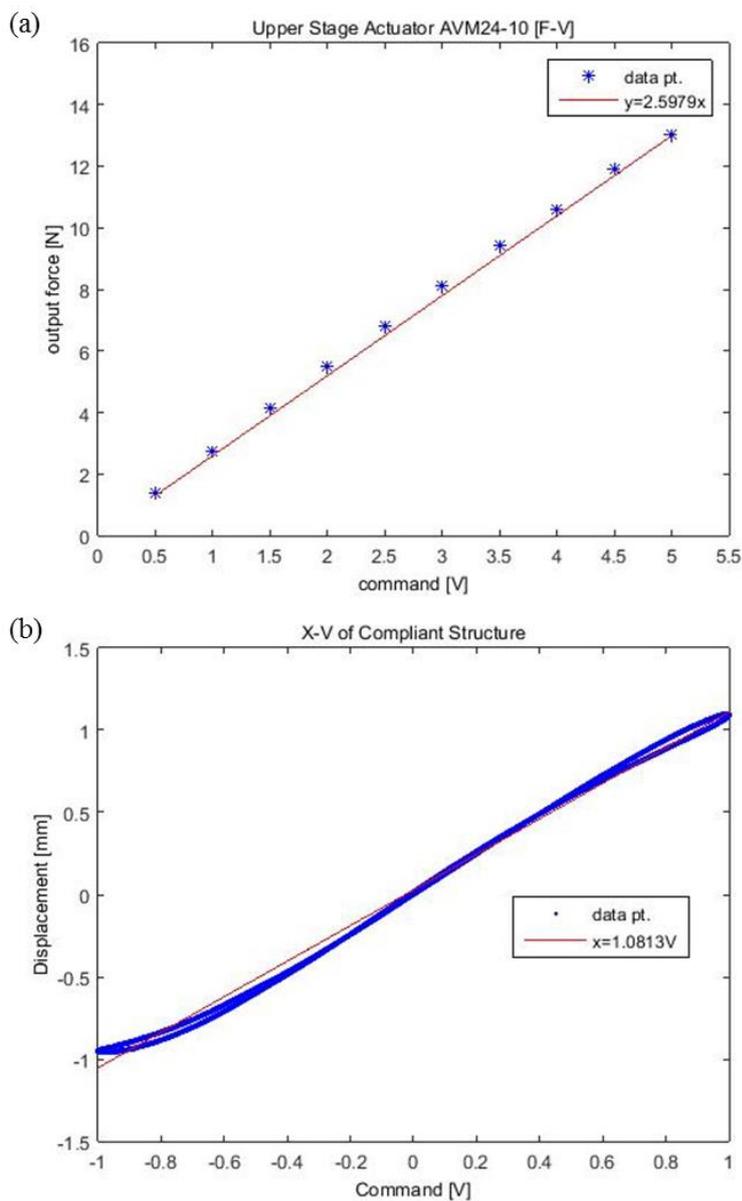


圖 3.15 雙鉗樑系統等校剛性實驗結果

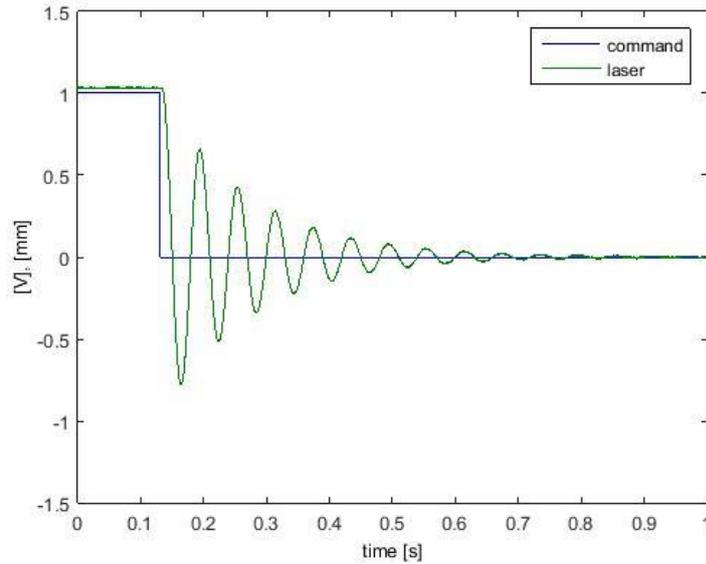


圖 3.16 系統開路步階響應圖

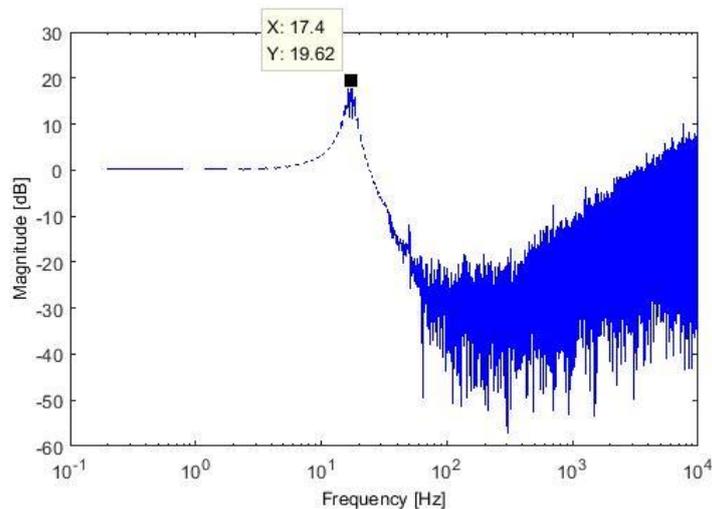


圖 3.17 雙鉗樑系統共振頻率圖

### 3.3.3 雙鉗樑系統上的開路弦波追蹤

首先我們將在雙鉗樑系統上觀察開路情形下，加速度經防漂移積分器之後所得的位移以及雷射位移感測器之間所測得的相位差。為探討操作範圍內，不同頻率下的相位差與增益值，我們輸入頻率由 1-200Hz 的正弦波，畫出位移訊號的波德圖如圖 3.18 所示。由圖 3.18 經處理，我們可得在雙鉗樑系統下，加速度經防漂移積分器之後所得的位移以及雷射位移感測器所測得的位移其增益值及相位差如圖 3.19 所示。由圖 3.18、圖 3.19 可知，此兩種位移值在 10Hz-100Hz 之間，其增益值約略相同，但仍有些微隨輸

入頻率變化的相位差。在輸入頻率大於 100Hz 時，雷射位移感測器所測得的位移相位差變化較大。在低頻部分 1Hz-10Hz 之間，不論是增益值或是相位差都有明顯的差異。

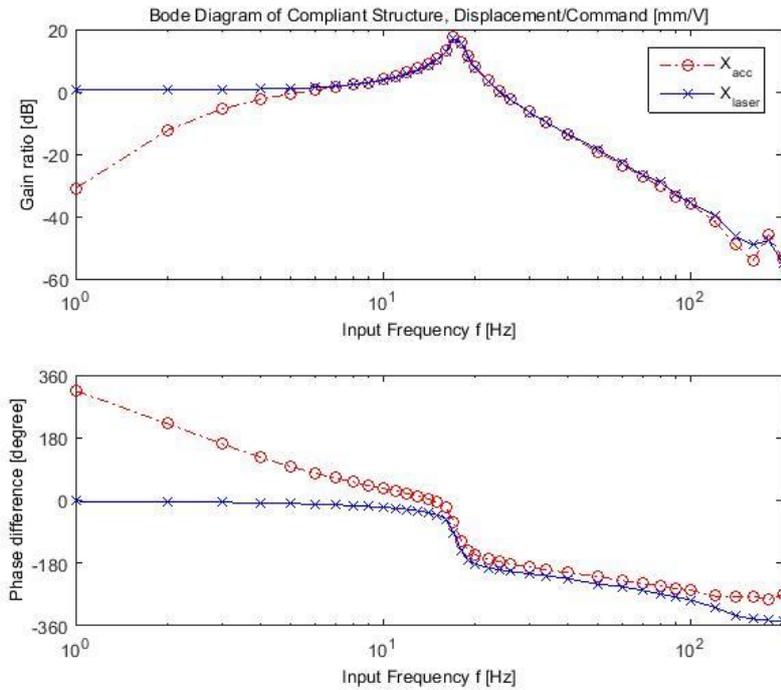


圖 3.18 雙鉗樑系統位移對輸入的開路響應波德圖

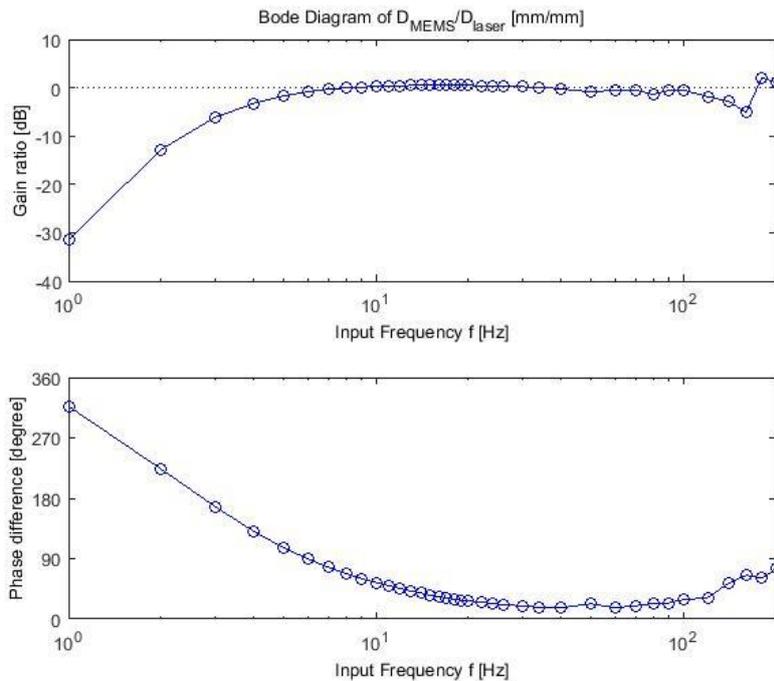


圖 3.19 雙鉗樑系統加速度經防漂移積分器所得位移對雷射位移感測器所得位移之增益值與相位差圖

在 3.2 節中，我們已推知其相位差是由防漂移積分器所貢獻，致於其增益值差異則可能導因於加速規在低頻量測效果不好，且此防漂移積分器對低頻的積分效果亦有其侷限。

### 3.3.4 雙鉗樑系統上的閉路弦波追蹤

在 3.3.3 節中，我們可以觀察到開路追蹤無法達到追蹤效果，0dB 的區間非常小，且加速度經防漂移積分器所得位移對雷射位移感測器所得位移之間的相位差不可忽視。本節針對雙鉗樑系統上的閉路弦波追蹤將分為兩個部分。第一部分為使用加速度經防漂移積分器得的位移值做回授控制後，再加入相位補償。第二部分則是加速度經防漂移積分器得的位移值加入相位補償後，再做回授控制。其方塊示意圖如圖 3.20 所示。

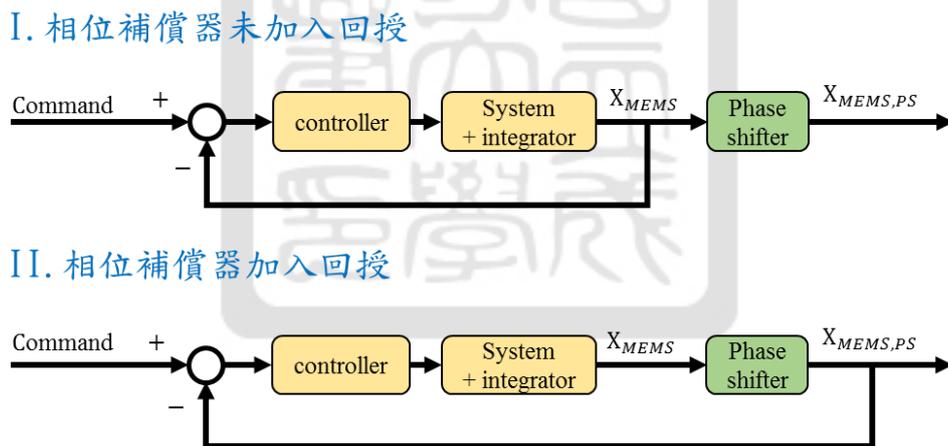


圖 3.20 雙鉗樑系統上閉路弦波追蹤搭配相位補償器的策略示意圖

相位補償器是設採用時間延遲器，依輸入訊號頻率查表需延遲的時間。時間延遲器的轉移函數為  $e^{-s\tau}$ ，在頻率響應下低頻時其值將趨近於 1，如式 (3.2) 所示。

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} e^{-j\omega\tau} = 1 \quad (3.2)$$

則在低頻時，不論有沒有將相位補償器加入回授，其效果應該雷同。

因此我們嘗試採用策略 I 將相位補償器放到回授系統外，試圖降低回授系統的複雜度。然而因為低頻時相位差非常大，若在未經相位補償的情況下，則回授控制可能因為過大的相位差導致回授失敗。策略 II 將相位補償器放入回授中，在相位相吻合的情形下進行回授。理論上應可以得到較平滑之回授響應曲線，甚至可以得到頻寬較大的響應結果。

首先 我們使用策略 I，將加速度經防漂移積分器得的位移值做回授控制後，再加入相位補償，可得其位移值如圖 3.21 所示。輸入頻率 2Hz 時，加速度積分回授的位移明顯低於輸入訊號及雷射位移感測訊號；輸入頻率 5Hz 時，其相位約與輸入訊號相同，但位移值高於輸入訊號許多；輸入頻率 20Hz 時，其相位與輸入訊號相差無幾，且位移值約於輸入訊號相當；輸入頻率 54Hz 時，其相位與輸入訊號又開始偏移，但其相位及大小皆與雷射位移感測器的位移訊號相當，推測為受系統頻寬影響。

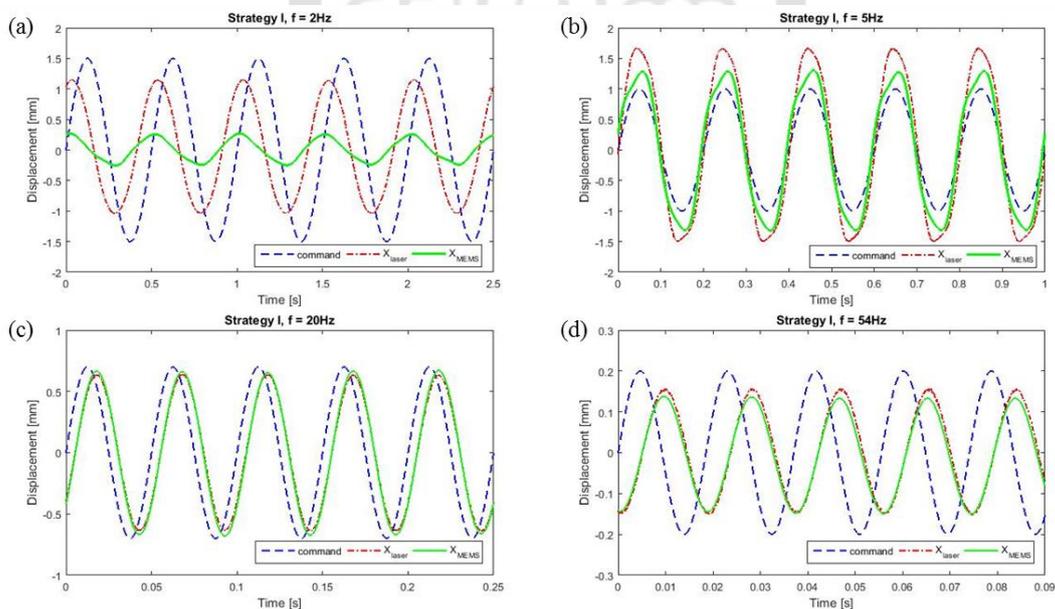


圖 3.21 加速度積分回授後加入相位補償器所得之位移值，輸入頻率 (a)2Hz (b)5Hz (c)20Hz (d)54Hz

為比較不同輸入頻率下的結果，輸入頻率 1Hz-200Hz 的弦波可得其波德圖如圖 3.22 所示。由圖中可知，經過回授控制後，輸入頻率 4Hz-50Hz 之間，位移對輸入訊號增益值可以維持在 $\pm 3\text{dB}$ 的範圍內。其中在回授控制

後加入相位補償器對增益值並不造成影響，但可以顯著減少低頻的相位差，使之相位接近雷射位移感測器所量到的位移。

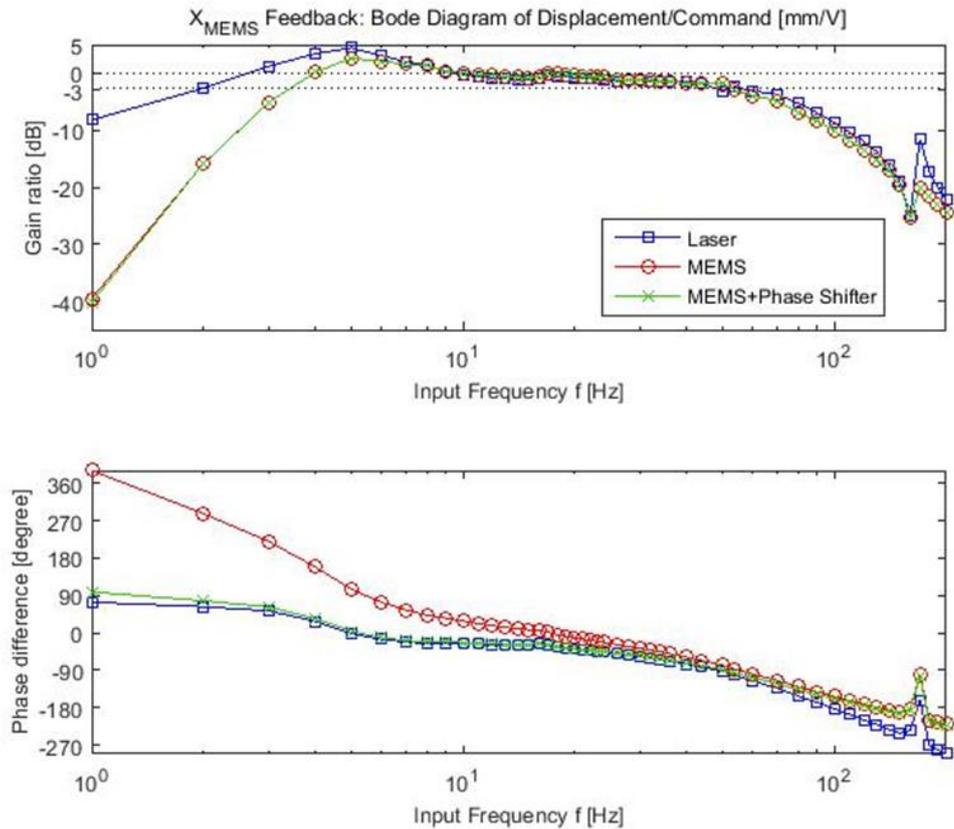


圖 3.22 雙鉗樑系統上閉路弦波追蹤後加入相位補償器的響應波德

使用策略 II 將加速度經防漂移積分器得的位移值加入相位補償後再做回授控制，可得其位移值如圖 3.23 所示。輸入頻率 5Hz 時，其位移值大小略小於雷射位移感測器；輸入頻率 10Hz、54Hz 時，其相位及大小皆與雷射位移感測器的位移訊號相當。

輸入頻率 1Hz-200Hz 的弦波可得波德如圖 3.24 所示。比較圖 3.22 和圖 3.24，從相位差補償角度來看，先加入相位補償器再做回授控制，和先做回授控制再加入相位補償器的兩種策略，兩者結果幾乎沒有差別。但就增益值的部分來說，先做回授控制再加入相位補償器在 5Hz 左右產生的超越量的現象，在將相位補償器加入回授之後則會被抑制。

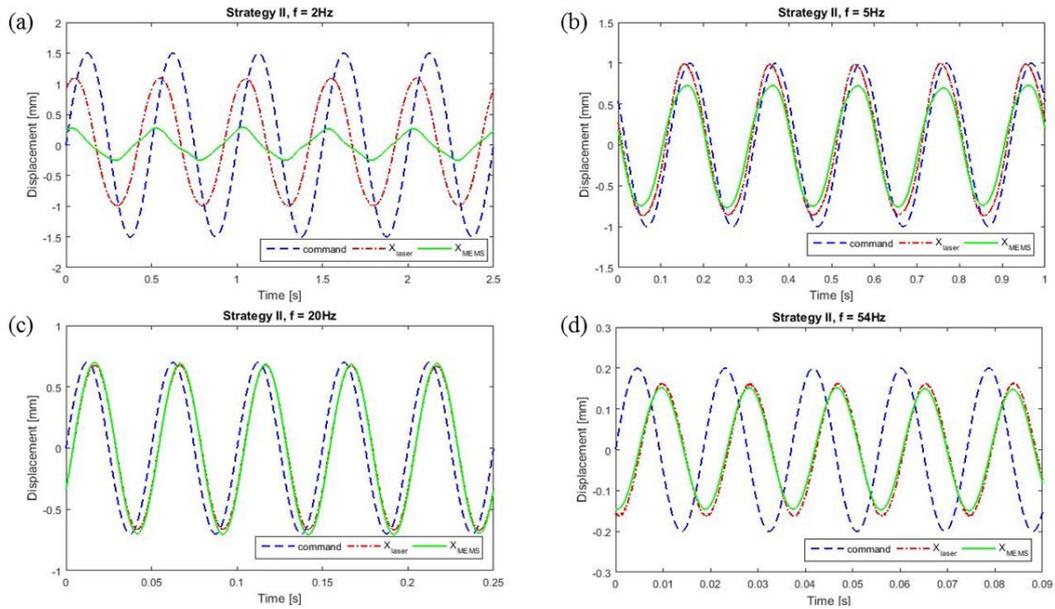


圖 3.23 加速度積分經相位補償器後回授而得位移值，輸入頻率(a)2Hz (b)5Hz (c)20Hz (d)54Hz

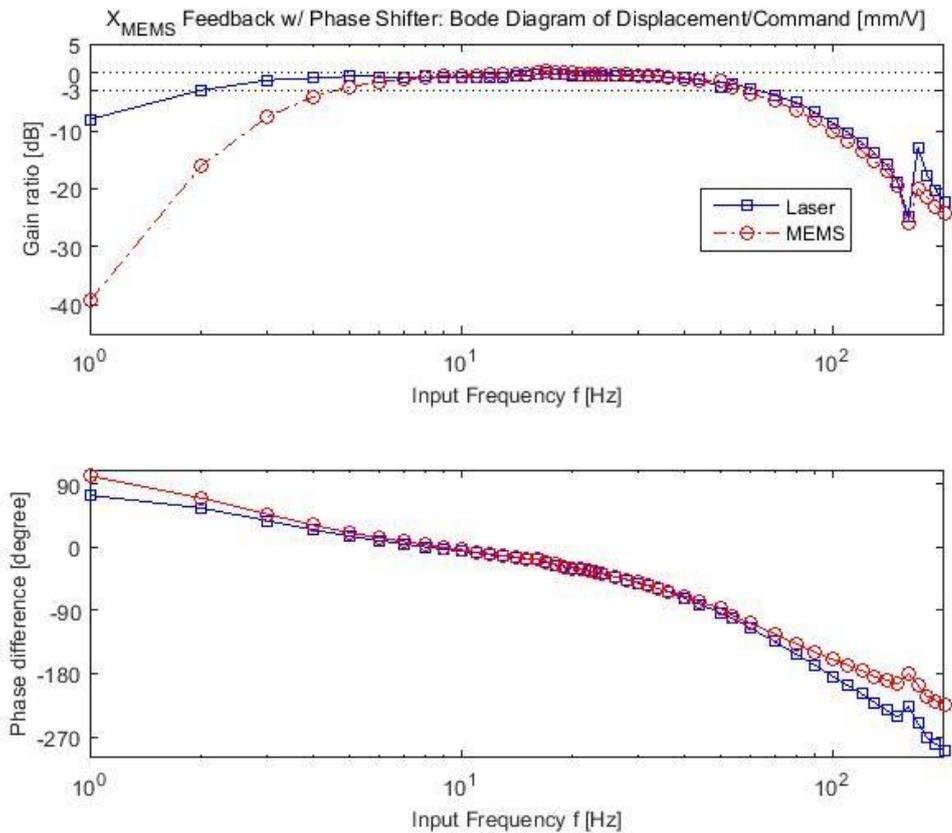


圖 3.24 雙鉗樑系統上位移訊號加入相位補償器後閉路響應波德圖

我們將策略 II 中將相位補償器加入回授的控制結果與完全未使用相位補償器的回授控制結果做比較，可得圖 3.25，由圖中我們可以看到在輸

入訊號頻率為 5Hz 時，加入相位補償器將顯著減少位移訊號與輸入訊號間的相位差；而在輸入訊號頻率為 10Hz 時，有加相位補償器的相位差與輸入訊號幾近於零，未加相位補償器則仍有相位差；輸入訊號頻率為 20Hz、54Hz 時，搭配相位補償器與否皆與輸入訊號有相位差，但兩者相位差則無明顯差異。為了解在不同輸入頻率下，加入相位補償器與否對回授控制的影響，我們輸入頻率 1Hz-200Hz 的弦波訊號得其波德圖如圖 3.26。由圖中可以看到加入相位補償器與否的主要差異位在輸入頻率 1Hz-10Hz 之間的低頻區段。雖然以-3dB 的頻寬角度來看，加入相位補償器無益於增加控制系統的頻寬。但加入相位補償器可顯著減少低頻時位移響應與輸入訊號之間的相位差，也就是能增加 $\pm 45^\circ$ 的範圍，達到較好的控制效果。

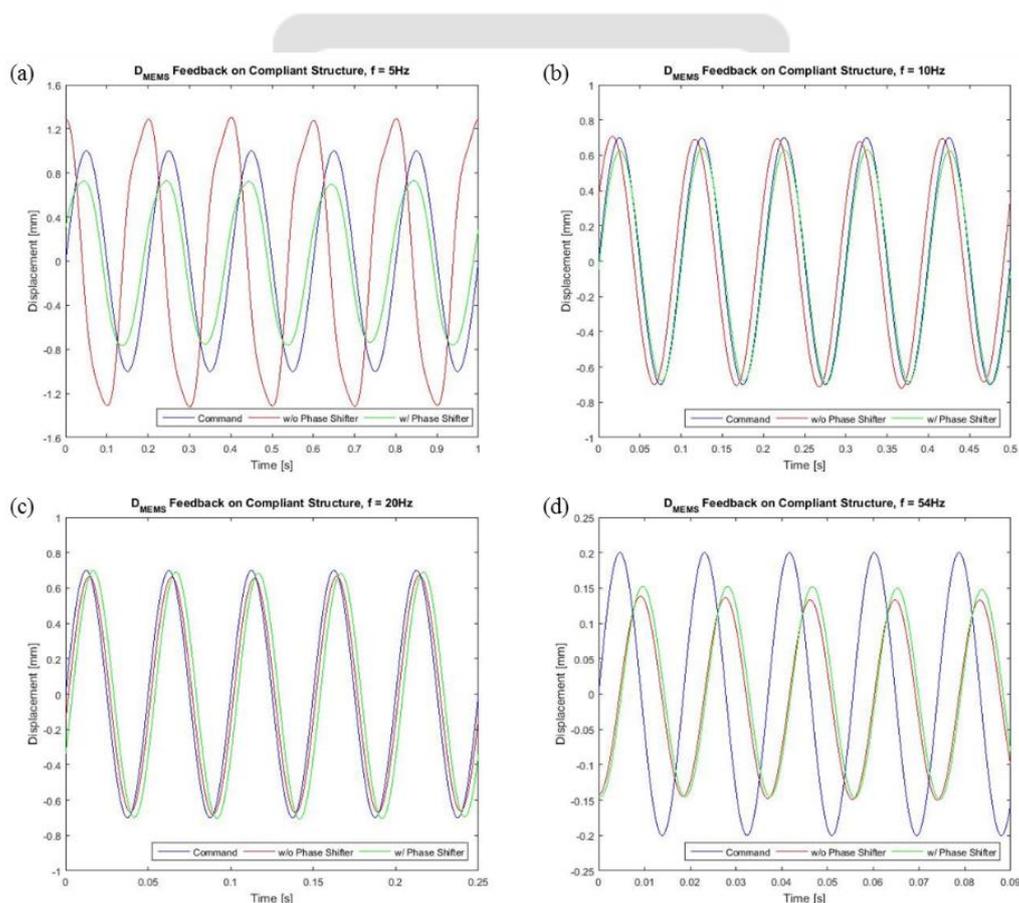


圖 3.25 在不同輸入頻率下加速度積分回授控制中是否加入相位補償器的弦波追蹤實驗比較圖，輸入頻率為(a)5Hz (b)10Hz (c)20Hz (d)54Hz

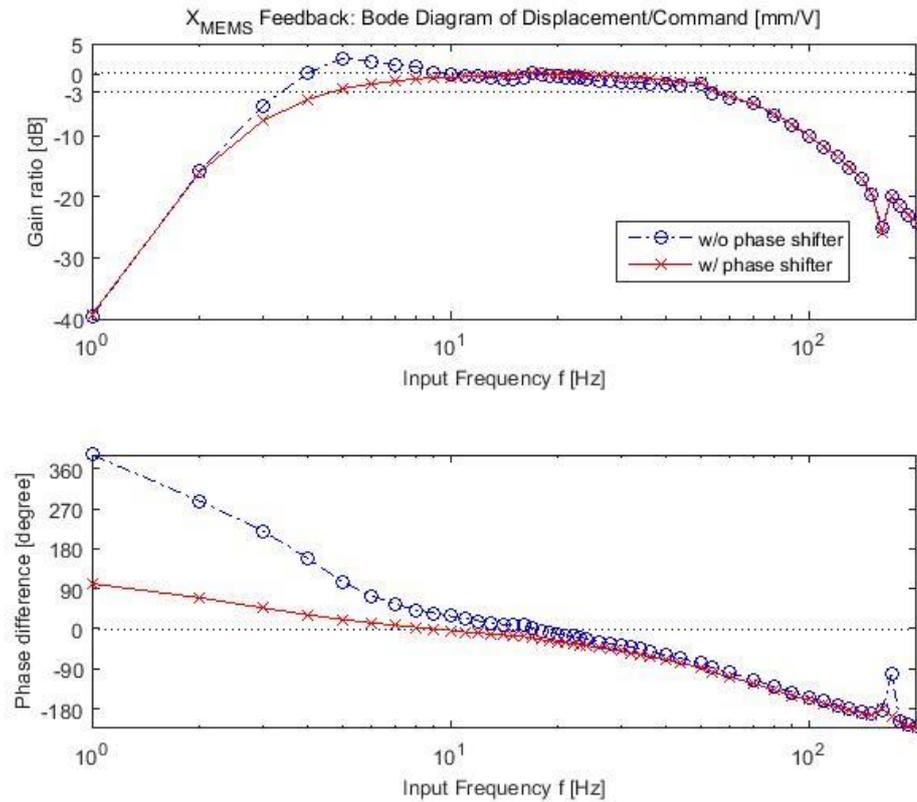


圖 3.26 在回授控制中加入相位補償器與否對控制結果的響應波德圖

本節我們使用相位補償器意圖改善加速度積分後的相位偏移現象，也確實在相位偏移狀況明顯的低頻訊號中達到相應的成果。下一節我們將轉變控制策略，透過將加速度濾波以能直接利用加速度，並在 3.5 節中透過對雙鉗樑平台的弦波追蹤實驗，驗證直接加速度回授控制的可能性。

### 3.4 加速度訊號處理與控制器設計

比起位移感測器在設置上的困難或者價位上的考量，加速規的裝置簡單、價格低廉，十分適合用來當作負載端的感測器。若要從加速度訊號取得其他運動狀態如位移、速度，容易因為加速規的量測誤差，在積分過程中產生訊號誤差的累積，進而造成訊號的漂移。關於加速度積分的問題，呂毓笙[5]設計了結合兩個二階 Sallen-Key 高通濾波器的防漂移積分器，能夠抑制低頻的訊號漂移問題。而在本章 3.2、3.3 小節中，我們亦針對其低頻相位偏移問題進行相位補償。本節我們將採用另一種解決策略，透過對加速度訊號濾波的方法，使加速度訊號可以在不經過積分程序下直接被利用，完成直接加速度回授。

#### 3.4.1 加速度訊號處理

加速度回授過去就已被廣泛運用在減少干擾對系統影響或者具有線性模型的剛體及機械手臂的軌跡追蹤上，如 Dumetz[18]於 2006 年提出運用簡易型的加速度回授演算法於工業用機械手臂的負載端軌跡追蹤。

直接利用加速度回授時，我們無法設定目標加速度值為 0，因為我們無法確定此時受控體是屬於靜止狀態抑或是等速運動，故本文以弦波追蹤來驗證其控制性能。當受控體根據弦波訊號在運動時，其加速度訊號  $a$  與位移訊號  $x$  的關係式如式(3.3)、式(3.4)所示，加速度的振幅大小為位移的振幅大小  $A$  乘上頻率  $\omega$  的平方，其與位移的相位差為  $180^\circ$ 。

$$x = A\sin(\omega t) \quad (3.3)$$

$$a = -\omega^2 A\sin(\omega t) \quad (3.4)$$

在弦波追蹤時，當位移訊號有直流偏壓時，受控體的中心位置會偏向一邊，但並不會妨礙系統持續追蹤弦波。但當加速度訊號有直流偏壓時，則受控體會往其偏壓方向做一等加速度運動。本實驗是使用固定的雙鉗樑結構，其操作範圍有限制，不能往某一方向無限推進。因此在本實驗中，直流偏壓是必須被過濾掉的訊號，以免使直流偏壓所造成的等加速度運動超出系統限制範圍，引發系統崩潰。另外，Dumetz[18]在研究中指出，當進行直接加速度回授時，必須先行濾除其高頻量測雜訊及更高的模態，以免造成回授系統的崩壞。

綜合上述，要完成直接加速度回授，則必須濾除加速度的直流偏壓及其高頻雜訊。另外考量到避免給驅動器不必要的擾動，在給出訊號之前，則需再濾一次高頻雜訊，訊號濾波策略如圖 3.27 所示，在由感測器測得進入控制系統回授前，以及經控制器後給予驅動器前，均需濾波一次。

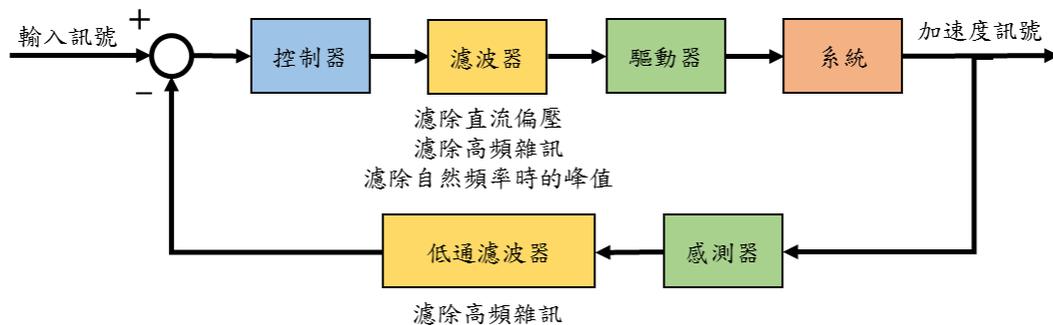


圖 3.27 直接加速度回授的訊號濾波策略

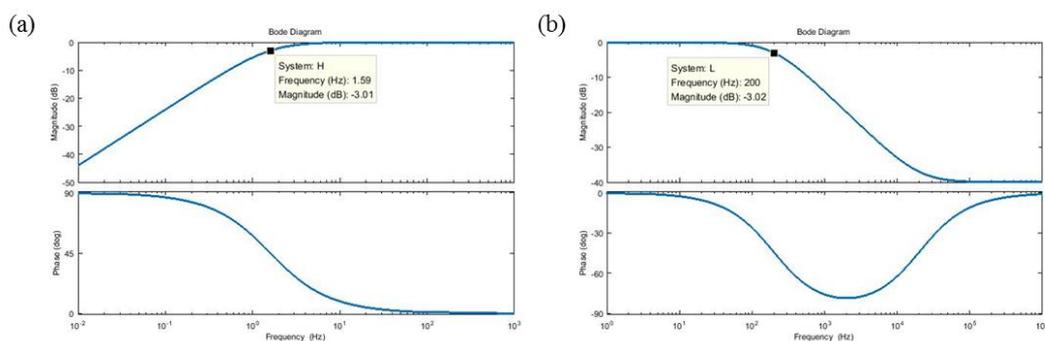


圖 3.28 濾波器波德圖 (a)高通濾波器 (b)低通濾波器

其中用以濾除直流偏壓的高通濾波器，其波德圖如圖 3.28(a)所示，截止頻率為 1.6Hz。而用以濾除高頻雜訊的低通濾波器，其波德圖如圖 3.28(b)所示，截止頻率為 200Hz。

在濾除直流偏壓及高頻雜訊之後，則需針對此一系統，設計控制器以完成直接加速度回授。

### 3.4.2 控制器設計

本小節以經高頻濾波後之加速度訊號為回授訊號進行控制器設計，本文擬採用傳統 PID 控制器進行回授控制。考量到 PID 控制之中各別的控制項，其中積分控制項 I 為考量過去誤差，將誤差值過去一段時間和乘以一個正值的常數  $K_I$ ，以加速系統使其趨近於設定值。然而使用積分控制項在直接加速度回授裡面，亦容易造成直流偏壓的累積，而直流偏壓會造成系統崩壞，故本文只使用 PD 控制。

在沒有使用積分控制項僅使用比例控制項的情形之下，在誤差為 0 時，其輸出也會為 0。就加速度弦波追蹤來說，我們需要維持其受控輸出為一定比例的弦波訊號，故我們需要在回授中加入一常數，維持一固定比例非零的誤差值，使其能驅動系統。

比例控制可以在小的擾動下有穩定性，但無法消除穩態誤差。而雙鉗樑系統為一二階系統，其響應波德圖在自然頻率附近會有一峰值，若單只使用 PD 控制，將無法消除此峰值帶來的影響，將大幅縮小此控制系統的可控範圍，甚至無法控制此系統。故我們亦同時搭配帶通帶阻濾波器(Band-Pass / Band-Stop filter, BPBS)來完成此控制器設計，並以此控制器來進行雙鉗樑系統上的直接加速度回授弦波追蹤實驗。

### 3.5 直接加速度回授於雙鉗樑系統上的弦波追蹤實驗

本節將以 3.4 節加速度訊號處理的結果為基礎，對雙鉗樑系統進行直接加速度回授控制。以有搭配帶通帶阻濾波器與沒有搭配帶通帶阻濾波器的兩種控制策略，可得直接加速度弦波追蹤實驗結果比較圖如圖 3.29 所示

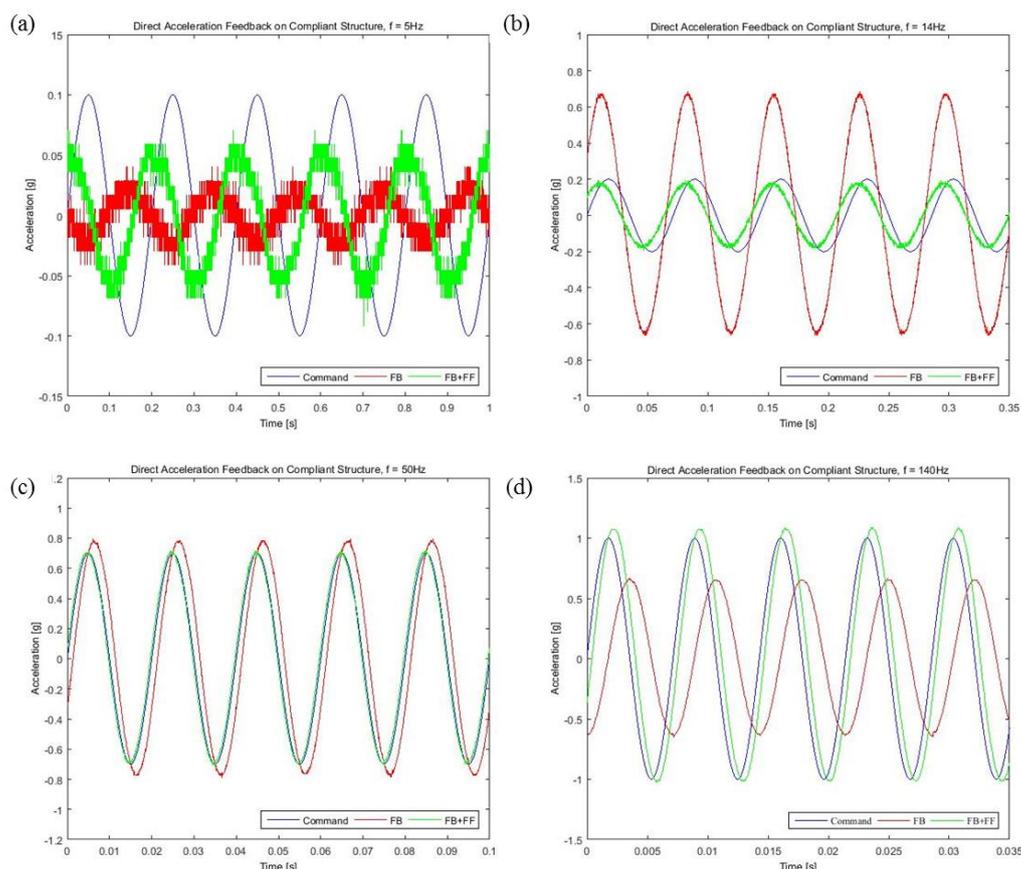


圖 3.29 在不同輸入頻率下直接加速度回授控制是否搭配帶通帶阻濾波器的弦波追蹤實驗比較圖，輸入頻率為(a)5Hz (b)14Hz (c)50Hz (d)140Hz

由圖 3.29 可知，沒有搭配帶通帶阻濾波器的弦波追蹤，除了輸入頻率為 50Hz 時表現跟有搭配帶通帶阻濾波器弦波追蹤結果相當以外，其他輸入頻率的表現都不甚理想。而有搭配前饋控制的弦波追蹤在 14Hz 以上，不論是增益值或相位差都有不錯的表現。為觀測兩個控制策略的頻域的表現及頻寬大小，我們輸入頻率 1Hz-200Hz 的弦波訊號，觀測其回授控制結果相對於輸入訊號的增益值及相位差，可得波德圖如圖 3.30 所示。由圖

3.30 可知，有搭配帶通帶阻濾波器的直接加速度回授結果從 8Hz-160Hz 都有不錯的表現結果。而為搭配帶通帶阻濾波器的直接加速度回授不僅會受到系統自然頻率附近的峰值影響，而有劇烈的突起值，且高頻頻寬也只達到 140Hz。

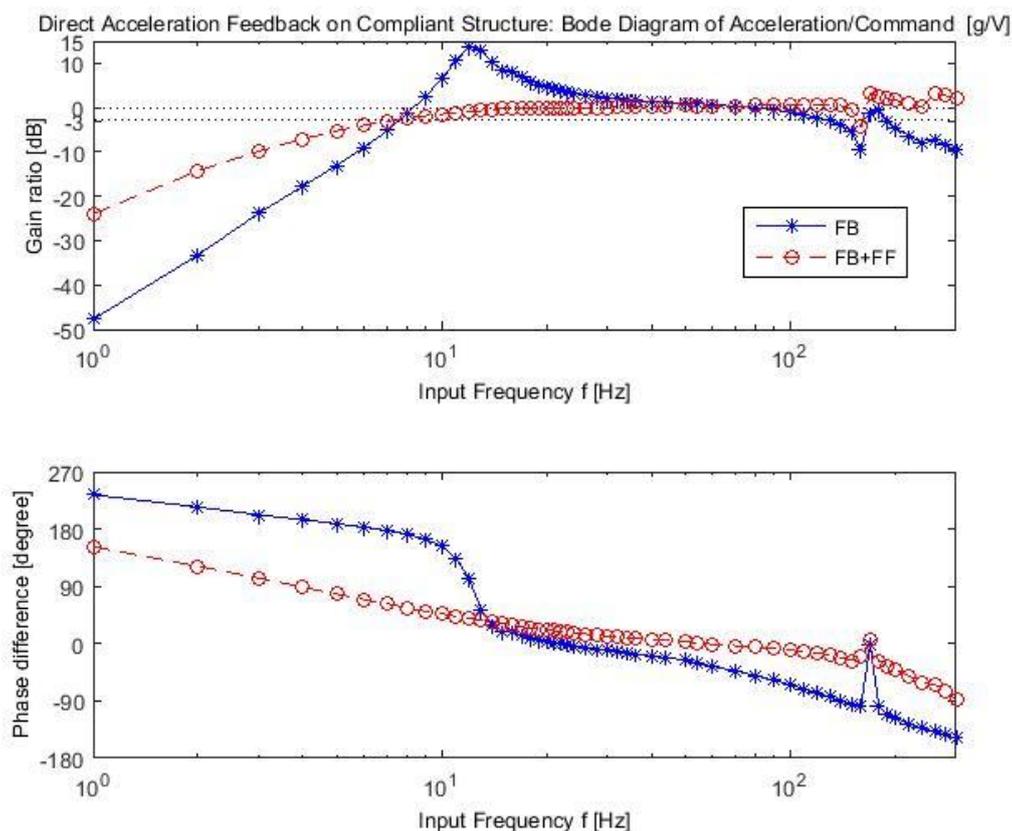


圖 3.30 直接加速度回授控制是否搭配帶通帶阻濾波器波德圖比較

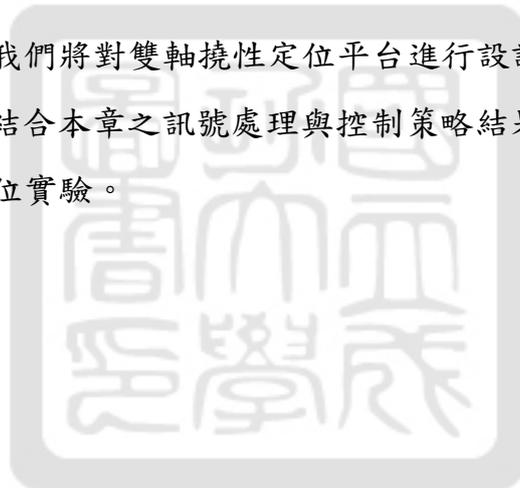
以本節實驗結果為基礎，於第六章的直接加速度回授控制實驗我們將把此控制策略類比到雙軸撓性定位平台上，進行直接加速度回授控制實驗，以完成在雙軸撓性定位平台上直接利用加速度完成弦波追蹤定位。

### 3.6 本章結論

本章旨在對加速度訊號進行訊號處理，並在雙鉗樑系統上進行回授控制實驗，驗證其策略之可行性，做為後續章節的基礎，以結合訊號處理與控制策略於雙軸撓性定位平台上的控制實驗。

在本章中我們成功的利用相位補償器補償加速度積分後的相位偏移現象，使其能改善加速度積分回授控制的結果。接著設計了可以直接利用加速度訊號做回授的直接加速度回授控制策略，並設計前饋控制器以搭配直接加速度回授使用，且得到頻寬相當理想的弦波響應結果。

在第四章中，我們將對雙軸撓性定位平台進行設計與實踐，以利於在第五章、第六章中結合本章之訊號處理與控制策略結果於雙軸撓性定位平台上的弦波追蹤定位實驗。



## 第四章

# 堆疊式雙軸撓性平台之設計、分析與製作

### 4.1 本章介紹

在第三章中，我們討論了加速度用於控制的兩種方法—加速度訊號積分回授、加速度訊號直接回授。加速度經過訊號處理後，不論是積分回授，抑或是直接回授，都能得到相應的控制成果。呂毓笙[5]曾提出在李哲維[3]雙軸撓性定位平台上加裝加速規，利用加速規測得加速度訊號積分成位移回授。然而，李哲維的雙軸撓性定位平台最大行程分別為  $95.8\mu\text{m}$ 、 $100.71\mu\text{m}$ ，而微機電加速規 ADXL327 的規格限制（詳細規格如附錄一）使得微機電加速規沒有辦法在李哲維的雙軸撓性定位平台上取得良好的訊號，得以進行加速度訊號積分成位移回授。故呂毓笙以雙鉗樑系統為測試平台，驗證使用微機電加速規取得加速度訊號積分成位移回授實行的可能性。

於現有的技術下，我們已知微機電加速規搭配 DS1104 R&D 控制板並沒有辦法在金屬線切割撓性定位平台上得到有效的數據。我們欲找尋一策略來實現長行程的定位平台，以驗證加速度積分成位移回授在定位平台上施行的可能性。3D 列印為近幾年快速發展的技術，搭配 ABS 材料具有低剛性、低密度等優點，應用於定位平台的製作可確實提高行程。雖然以 ABS 材料的特性並沒有辦法製做出高精度的定位平台以實際應用於工業上，但因為 3D 列印技術具有容易重新設計製作的特性，適合做為實踐此概念的樣板。

本章將參照李哲維[3]的定位平台，修改其部分設定，搭配塑膠 3D 列印技術，設計一能同時使用這兩種策略，行程可達毫米等級的堆疊式雙軸

定位平台。李哲維的上層定位平台採放大機構以提高平台行程，然而其不對稱的設計容易導致平台的扭轉，進而影響上下平台的獨立性，在上平台作動時會影響下平台的測量值。由於塑膠 3D 列印的楊氏係數遠小於鋁，故我們此處將捨棄李哲維上層平台的放大機構改採對稱設計。

其中上下層平台各搭配一致動器及一位移感測器以量得位移訊號當做比較依據。加速規加載於上層平台，可同時量測上下層雙軸運動的加速度訊號。接下來針對所設計的雙軸定位平台分別以理論及有限元素法做力學分析，比較理論分析與有限元素分析之差異。而後對感測器及致動器做規格分析。最後對平台做動態測試，建立平台的動態模型，比較此動態模型模擬與實驗結果的差異。

本章將分為六個子章節，本章架構圖如圖 4.1 所示。其中 4.1 節為本章介紹；4.2 節進行整體概念性設計；4.3 節對致動器、感測器的選擇做分析；4.4 節將對平台做機械設計，包含靜態剛性分析、規格設計；4.5 節為平台動態測試與模型的建立；最後 4.6 節為本章結論。

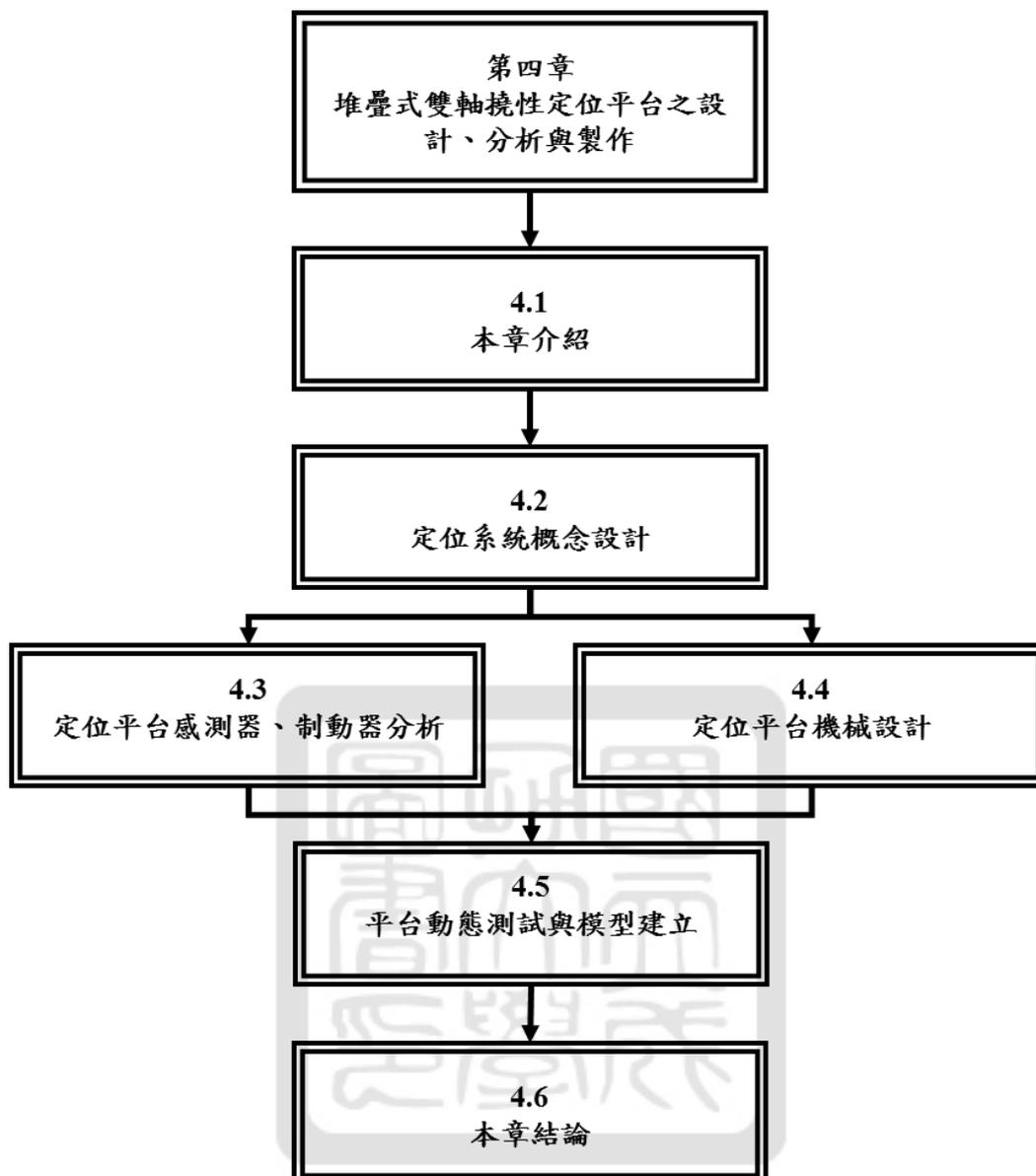


圖 4.1 本章架構圖

## 4.2 定位系統概念設計

本論文之定位平台設計流程首先依所需要達成之目的，進行初步了解並定義設計目標。接著將設計概念具體化，羅列出系統設計步驟及需要考量的因素，然後進入實體平台設計部分。設計出實體平台後，我們將對實體平台做理論分析，依目標平台靜態剛性來設計撓性結構與定位平台規格。而後對平台做動態測試，建立平台動態模型以供控制系統設計、模擬與分析。

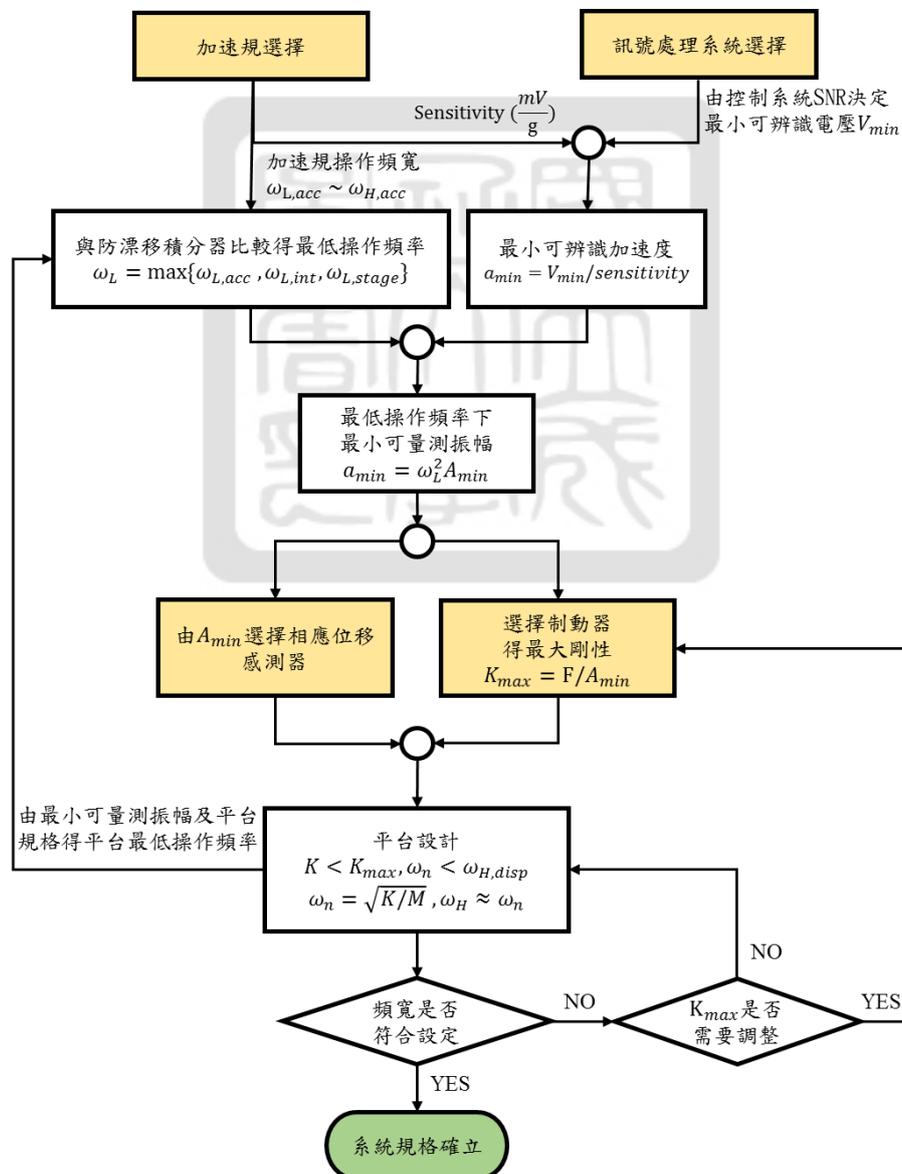


圖 4.2 系統整體設計流程圖

定位系統的整體設計包含很多考量因素，如控制系統選擇、感測器選擇、致動器選擇、平台設計、系統規格設定等。每一單元的選擇均會影響其他單元的選擇，在未確立任一單元的情形下，系統整體設計會陷入無窮迴圈中。本文重點在於加速規做為感測器的振動控制。因此本節選擇著重於討論在已知加速規以及訊號處理系統的情形下的系統整體概念性設計，其流程圖如圖 4.2 所示。

在圖 4.2 中，藉由選定訊號處理系統，可以由訊號處理系統的解析度來決定最小可辨識電壓  $V_{min}$ ，搭配加速規的靈敏度 *sensitivity*，則可得最小可辨識加速度  $a_{min}$  如式(4.1)所示。

$$a_{min} = V_{min}/Sensitivity \quad (4.1)$$

由加速規及其訊號處理模組的頻寬可決定最低操作頻率  $\omega_L$  如(4.2)式。

$$\omega_L = \max\{\omega_{L,acc}, \omega_{L,integrator}, \omega_{L,stage}\} \quad (4.2)$$

考慮弦波的加速度為頻率的平方乘上振幅的特性，我們可決定最低操作下的最小可量測振幅  $A_{min}$  如式(4.3)。而由此最小可量測振幅則可以決定位移感測器以及致動器的選擇。

$$a_{min} = \omega_L^2 A_{min} \quad (4.3)$$

一般來說位移感測器頻寬遠小於加速規，則由位移感測器可決定系統操作頻寬上限。因為控制系統截止頻率通常約等於平台自然頻率，所以在平台設計時必須限制平台自然頻率  $\omega_n$  小於位移感測器的頻寬  $\omega_{H,disp}$ 。而由最小可量測振幅搭配致動器的選擇則可得平台剛性上限  $K_{max}$  如式(4.4)。

$$K_{max} = F/A_{min} \quad (4.4)$$

平台設計時其剛性亦不可高於平台剛性上限，否則致動器將無法推動平台，使其產生可被感測器測得的有效振幅。在完成平台設計並滿足上述條件後，我們則必須檢視整體系統的頻寬是否符合設定，若未能符合則需要重新調整平台設計甚至是重新選擇致動器，以使系統規格符合目標設定。

本文以加速規量測加速度訊號經訊號處理後回授。在考量目前工業發展技術、定位平台發展現況，以及微機電加速規低價、便宜等特性下，我們選用微機電加速規 ADXL327 為本系統主要的加速度感測器，搭配 DS1104 R&D 控制板來進行訊號截取、處理、輸出來完成加速度回授控制定位系統。

已知 DS1104 R&D 控制板中 ADC（類比數位轉換）單元（規格如表 4.1）的解析度是 12-bit，在  $\pm 10V$  的輸入電壓下，誤差為  $\pm 0.5\%$ ，也就是說輸入電壓訊號小於  $\pm 5mV$  時，訊號雜訊太大將不具有可辨識性。而微機電加速規 ADXL327（詳細規格如附錄一）的靈敏度為  $420mV/g$ ，藉由與最小輸入電壓  $V_{min}$  運算由式 4.1 得知，DS1104 R&D 控制板可辨識的最小加速度值  $a_{min}$  為  $\pm 0.012g$  ( $\sim \pm 1.2mm/s^2$ )。

表 4.1 DS1104 R&D 控制板中單元規格

	ADC Unit	DAC Unit
<b>Resolution</b>	12-bit	16-bit
<b>Voltage range</b>	$\pm 10V$	$\pm 10 V$
<b>Offset error</b>	$\pm 5mV$	$\pm 1mV$
<b>Gain error</b>	$\pm 0.5\%$	$\pm 0.1\%$
<b>Signal-to-noise ratio (SNR)</b>	$> 70dB$	$> 80dB$

藉由加速度積分模組（加速規搭配防漂移積分器）的低頻截止頻率與

最小可辨識加速度，我們可得加速規於最低操作頻率下可量測到的最小振幅。而藉由此最小振幅，我們可選擇相應的位移感測器及致動器。此處我們將確實選定致動器，以將定位平台的設計以及位移感測器的搭配侷限在特定範圍。

音圈馬達具有響應快、零磨擦、質量輕等特性，十分適合做為輕量的驅動器使用。且考量到堆疊式的雙軸定位平台的設計特性，上平台的驅動器、與感測器需架設在下平台上，因此我們選用音圈馬達 AVM24-10 為上平台的驅動器。下平台需乘載上平台及其感測器與致動器，推動較重的配置需要有較大的驅動器，因此我們選用音圈馬達 AVM40-20 為下平台的驅動器。

另外由加速規於最低操作頻率下的最小可量測振幅及控制系統目標操作區間，我們可以選定位移感測器，使其位移訊號當作參考訊號與加速度積分得位移訊號做比較，並觀測系統動態。考量到目標操作區間及上平台感測器必須盡量輕量化的考量，上平台選用電感式位移感測器，下平台選用雷射位移感測器。詳細致動器與感測器的選擇、規格及校正將在 4.3 節做進一步討論。

在選定致動器以及感測器後，我們可知上下平台的頻寬上限為 $\omega_{H,up}$ 、 $\omega_{H,dw}$ 且其剛性上限為 $K_{max,up}$ 、 $K_{max,dw}$ 。在此頻寬上限及剛性上限的限制下，我們藉由撓性鉸鍊與平台厚度的搭配，設計出能使其自然頻率也就是預期的控制系統頻寬上限小於感測器頻寬上限並符合定位系統目標設定的平台。而詳細平台機械設計與平台剛性分析將在 4.4 節做進一步討論。在完成感測器與致動器選擇以及平台設計後，我們必須檢視系統整體規格是否符合預期目標，若未能符合則要調整平台設計，或是致動器選擇，以求能達成預期目標。更甚者，則需檢視預期目標的設定，是否超出現下的技術能力，若如此則必須將預期目標的設定調整至合理範圍內。

### 4.3 定位平台致動器、感測器分析

在前一節我們介紹了定位系統概念性設計，本節將針對感測器及致動器做進一步討論。其中包含在前述定位系統概念性設計中是如何選擇感測器及致動器，並對其特性與規格進行介紹，然後對其進行校正。最後則說明這些感測器及致動器的選擇將如何限制平台的機械設計。

#### 4.3.1 下平台致動器、感測器的選擇與分析

下平台致動器不受重量、大小限制影響，但必須有足夠的力以能同時推動下平台、上平台與上平台的感測器及致動器。我們選定音圈馬達 AVM40-20 為下層平台致動器，其規格如表 4.2 音圈馬達 AVM40-20 規格所示，尺寸如圖 4.3 所示。

表 4.2 音圈馬達 AVM40-20 規格

Model	AVM40-20
Force sensitivity	12.90 N/A
Stroke	20 mm
Peak force	58.05 N
Peak current	4.50 A
Resistance	12.10 $\Omega$
Inductance	5.12 mH
Coil assembly mass	67.0 g
Core assembly mass	226.2 g

AVM40-20

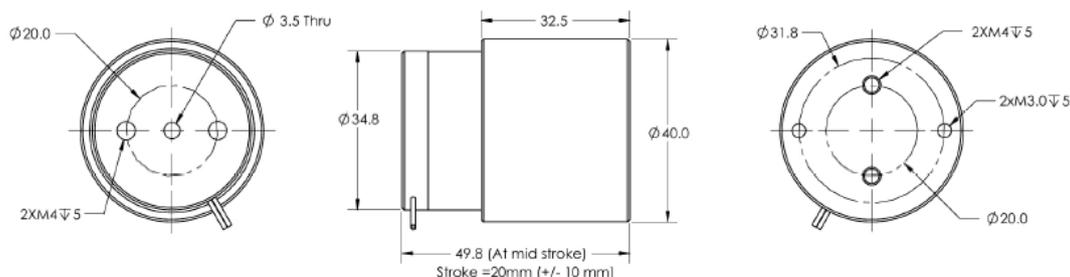


圖 4.3 音圈馬達 AVM40-20 尺寸配置圖（單位：mm）

給下平台致動器模組，即音圈馬達 AVM40-20 搭配 500W 功率放大器 PA-138，固定的低頻弦波訊號，利用力規量測相對應的出力值，我們可得其力量對輸入電壓圖，如圖 4.4 所示。由其回歸值可得力量對指令的斜率為 4.9608，亦即力量對輸入電壓的比值  $\frac{F}{V} = 4.9608$ 。藉由量測平台位移對輸入電壓的比值  $\frac{X}{V}$ ，我們將兩者相除之後，可得  $\frac{F}{X}$  值亦即平台剛性，這一部分將在 4.5 節平台動態測試詳述。

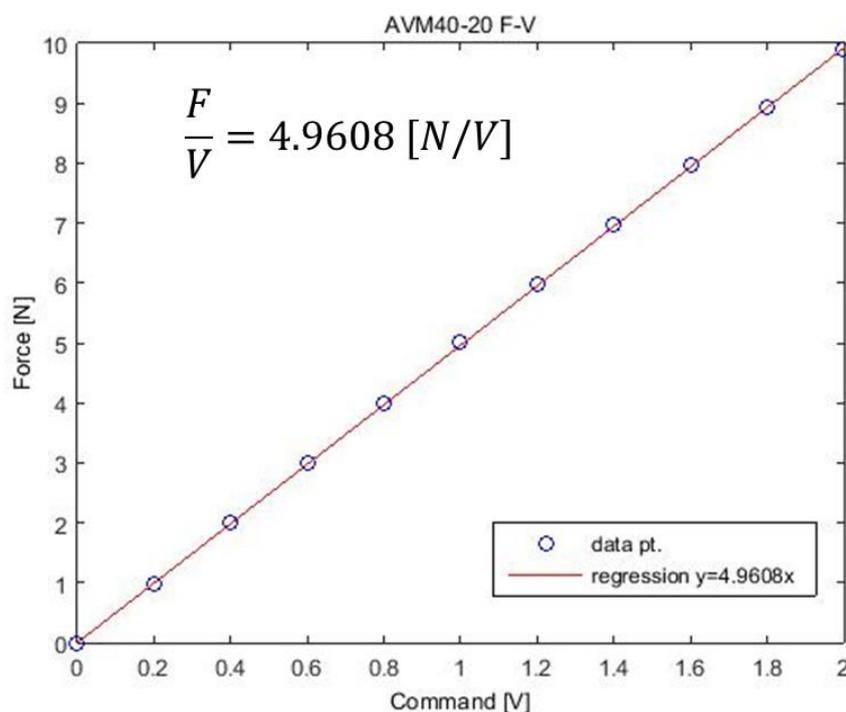


圖 4.4 下平台致動器 AVM40-20 的力量對輸入電壓圖

由於本實驗是採用弦波追蹤，所以致動器模組的動態特性也是需要考量的因素。鄧諺舉[24]利用給定致動器系統，也就是音圈馬達 AVM40-20 搭配 500W 功率放大器 PA-138，不同頻率弦波輸入，並利用壓電式力規 (208B01) 記錄音圈馬達出力，藉由比較輸入電壓、功率放大器輸出電流與音圈馬達出力建立致動器系統的波德圖，如圖 4.5 所示。

藉由音圈馬達測試結果，如圖 4.5(a)所示，以 -3dB 為基準，其頻寬為 2200Hz，而功率放大器搭配音圈馬達測試結果如圖 4.5(b)所示，其頻寬約

為 220Hz。由於單一音圈馬達頻寬遠高於致動器系統頻寬，於此可視為一常數項 $K_V$ ，功率放大器模型 $G_{amp}$ 可表示為倍率為 $K_{amp}$ 、頻寬為 220Hz 的一階系統，整體而言其致動器模型可表示為

$$G_{actuator} = K_V G_{amp} = K_V K_{amp} \frac{1382.3}{s+1382.3} \left(\frac{N}{V}\right) [24] \quad (4.5)$$

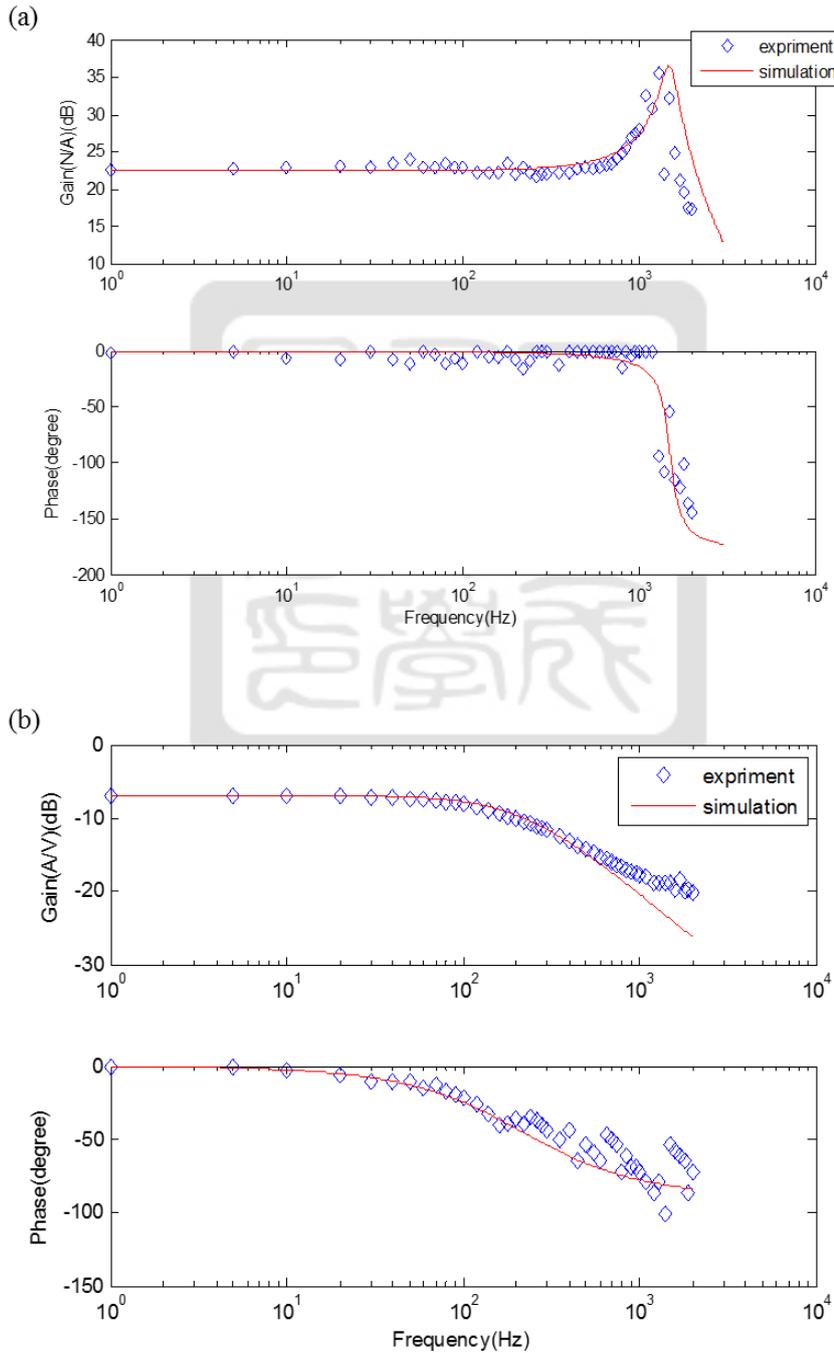


圖 4.5 下平台致動器系統波德圖 (a)音圈馬達 (b) 整體致動器系統[24]

下平台感測器不受重量、大小、量測距離限制影響，以可量測較大的範圍且裝置簡單為選擇標準。由於雷射位移感測器 YP05MGVL80 的量測範圍達 10mm，且其裝置簡單僅需串接低通濾波器進行濾波，故選擇雷射位移感測器 YP05MGVL80 為下平台的位移感測器，其規格如表 4.3 所示。

表 4.3 下平台位移感測器 YP05MGVL80 規格

型號	Wenglor YP05MGVL80
感測類型	雷射
可量測距離	43-53 mm
可量測範圍	10 mm
輸出訊號	0-10V
靈敏度	1 mm/V
感測器尺寸	50mm × 50mm × 20mm
搭配的設備	低通濾波器

#### 4.3.2 上平台致動器的選擇

由於本文的定位平台是參照李哲維[3]的定位平台，進行改良設計以提高行程，使微機電加速規 ADXL327 能在定位平台上測得有效的加速度訊號。李哲維的定位平台屬於堆疊式雙軸撓性定位平台，亦即上層平台及其致動器、感測器都是裝置在下層平台上方，其重量及大小都會影響下層平台，因此受下層平台的規格限制。

音圈馬達具有便宜、響應快、零磨擦、質量輕等特性，十分適合做為低成本輕量的驅動器使用。在 4.2 節定位系統概念設計中，為將定位平台的設計以及位移感測器的搭配侷限在特定範圍內，我們選定輕量的音圈馬達 AVM24-10 為上層平台致動器，其規格如表 4.4 所示，尺寸如圖 4.6 所示。

表 4.4 音圈馬達 AVM24-10 規格

Model	AVM24-10
Force sensitivity	3.90 N/A
Stroke	10 mm
Peak force	14.82 N
Peak current	3.80 A
Resistance	5.86 $\Omega$
Inductance	1.23 mH
Coil assembly mass	16.5 g
Core assembly mass	45.0 g

AVM24-10

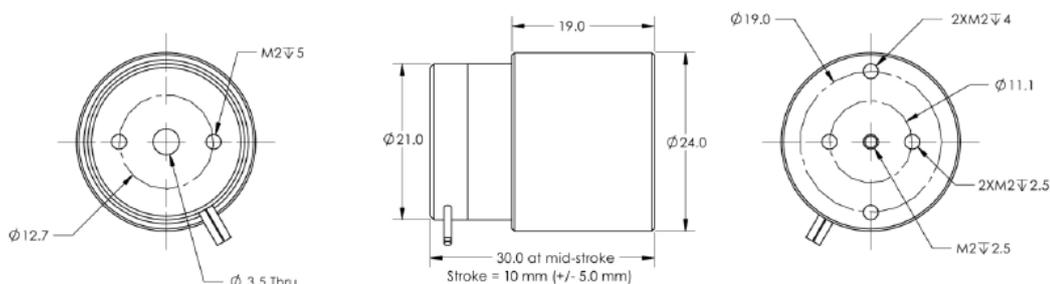


圖 4.6 音圈馬達 AVM24-10 尺寸配置圖 (單位：mm)

上平台致動器模組是由音圈馬達 AVM24-10 搭配功率 500W 的功率放大器 PA-151 組合而成。給與上平台致動器模組固定的低頻弦波訊號，利用力規量測相對應的出力值，我們可得其力量對輸入電壓圖，如圖 4.7 所示。由其回歸值可得力量對指令的斜率為 2.7118，亦即力量對輸入電壓的比值  $\frac{F}{V} = 2.7118$ 。藉由量測平台位移對輸入電壓的比值  $\frac{X}{V}$ ，我們將兩者相除之後，可得  $\frac{F}{X}$  值亦即平台剛性，這一部分將在 4.5 節平台動態測試詳述。

由於音圈馬達 AVM24-10 相較於下平台致動器 AVM40-20 為較小的音圈，因為其質量輕、阻抗低，其頻寬勢必高於 AVM40-20 的 2200Hz。如同下平台致動器系統中，音圈馬達 AVM40-20 的模型可視為一常數項，音圈馬達 AVM24-10 的模型亦可視為常數項，故此不再對音圈馬達 AVM24-10

另做頻寬測試，一樣將上平台致動器的模型建立為一頻寬為 220Hz 的一階系統乘上常數項如同式(4.5)所示。

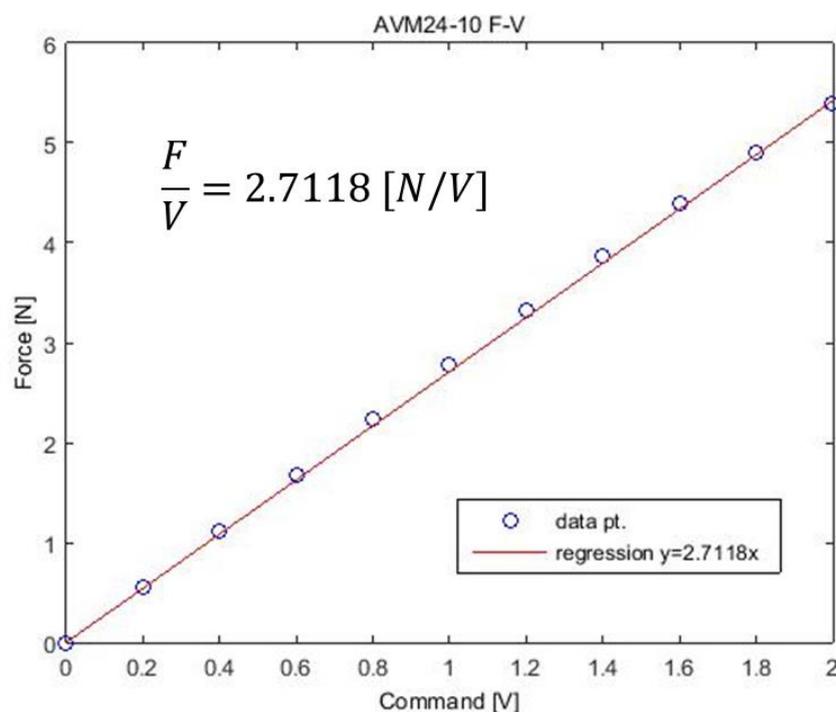


圖 4.7 上平台致動器 AVM24-10 的力量對輸入電壓圖

### 4.3.3 上平台感測器的選擇與分析

如前所述，上層平台及其致動器、感測器都是裝置在下層平台上方，其重量及大小都會影響下層平台，因此受下層平台的規格限制。考量到上述限制，我們目標為找到質量輕、尺寸小且感測範圍達毫米等級的位移感測器。市面上常見的位移感測器有三種：雷射位移感測器、電容式位移感測器以及電感式位移感測器。

依照感測範圍必須達次毫米等級為標準，我們對此三種感測器分別找了代表性的感測器，並整理其規格比較如表 4.5 所示。由表中可知雷射位移感測器的感測範圍較大，但其可量測的距離較遠且感測器尺寸過大，不易於裝置在下平台上方。電容式位移感測器的感測範圍跟尺寸都十分適當，但必須搭配相應的放大器，大大增加設備成本。電感式位移感測器不論在

尺寸還是可量測距離都符合要求，且僅需搭配小型的電壓電流轉換器即可讀取相應的電壓訊號，故我們選擇電感式位移感測器為上平台的感測器。

表 4.5 位移感測器規格比較表

感測類型	雷射	電容	電感
型號	Wenglor YP05MGVL80	MTI ASP200PCA	BALLUF BAW M18ME- ICC50B-BP03
可量測距離	43-53 mm	0 – 5080 $\mu\text{m}$	1-5 mm
可量測範圍	10 mm	5080 $\mu\text{m}$	4 mm
輸出訊號	0-10V	0-10V	4-20mA
靈敏度	1 mm/V	508 $\mu\text{m}/\text{V}$	0.25 mm/mA
感測器尺寸	50mm $\times$ 50mm $\times$ 20mm	$\varnothing$ 38.10mm T 2.54mm	$\varnothing$ 18mm L 36mm
搭配的設備	低通濾波器	放大器	電壓電流轉換器

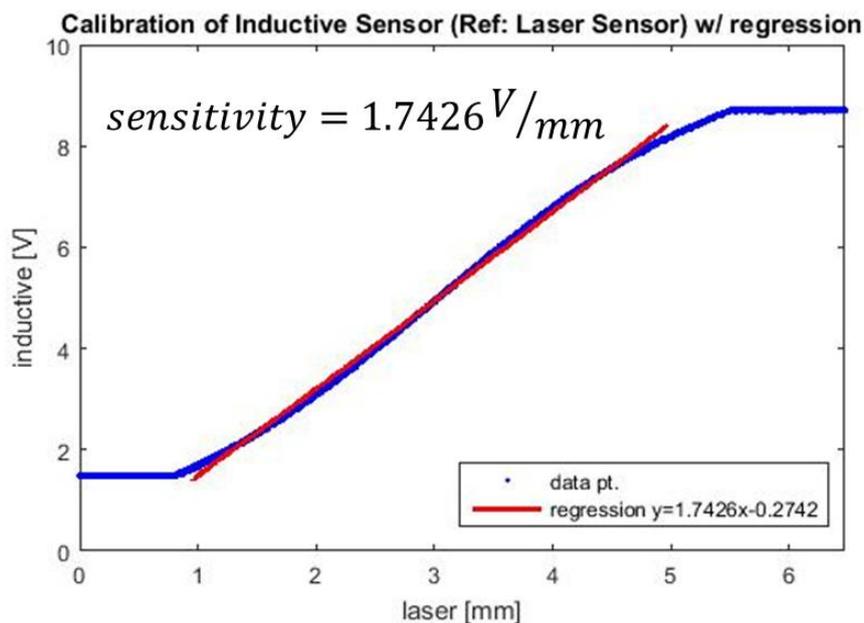


圖 4.8 上平台電感式感測器對雷射位移感測器校正圖

上平台感測器 BAW M18ME-ICC50B-BP03 規格如表 4.5 所示，已知其輸出形式為 4-20mA，亦即輸出訊號為 4mA-20mA。為配合 DS1104 R&D

控制板的資料擷取形式為 0-10V，我們將其輸出端接上一400Ω的電阻，量測其跨壓後串接截止頻率為 100Hz 的低通濾波器為輸出。將其輸出對已校正過的雷射位移感測器 YP05MGVL80 進行校正可得輸出電壓對位移關係圖如所示。如圖 4.8 所示，其線性量測範圍約為 0.8mm-5.3mm，確實與規格表上量測距離 1mm-5mm 相當，輸出訊號為 1.5V-8.5V，其回歸斜率為 1.74V/mm。

這節我們對感測器及致動器的選擇進行了分析，下一節將以感測器及致動器的選擇為依據，對定位平台進行更進一步的機械設計。



## 4.4 定位平台機械設計

在前一節中我們針對感測器及致動器的選擇與規格分析進行了詳細的介紹。本節將在感測器及致動器的規格限制下，對定位平台進行機械設計。本文的定位平台參考李哲維[3]的定位平台，進行改良設計以提高行程，使在相應的操作頻率範圍下能提高加速度值，允許微機電加速規 ADXL327 在定位平台上測得有效的加速度訊號，經訊號處理後完成加速度積分回授以及直接加速度回授。李哲維的定位平台屬於堆疊式雙軸撓性定位平台，亦即上層平台及其致動器、感測器都是裝置在下層平台上方。以下將探討上下層平台的機械設計並分別以撓性平台的變形特性及使用有限元素法模擬對平台做靜態的規格分析。

### 4.4.1 實體平台設計

由李哲維的論文可知，在以鋁金屬為材質製作平台的情況下，其行程與操作頻率範圍的雙重條件下，不足以使加速規取得有效的訊號。本文將以李哲維的堆疊式雙軸撓性定位平台為參考樣本，利用 ABS 材料搭配塑膠 3D 列印實踐其概念。我們使用的 3D 列印機規格如表 4.6 所示，其列印範圍長×寬×高為 200mm × 200mm × 200mm。則在製作限制上，無論是上下平台都需侷限在此大小範圍內。

表 4.6 3D 列印機 tpi SMART X3 規格

Model	tpi SMART X3
打印範圍	200mm × 200mm × 200mm
解析度	0.05mm

李哲維所設計的上層平台為了要在一定的空間限制下實現較大的行程，所以採用放大機構以放大平台行程。放大機構雖能有效提高平台行程

至  $84.6\mu\text{m}$ ，但因為其不對稱的結構，在平台作動時會產生扭矩，造成不預期的運動，進而影響上下平台分別貢獻 XY 軸運動的獨立性。由表 4.7 我們知道鋁合金的楊氏係數約為 ABS 塑膠的 30 倍，而撓性平台的剛性與楊氏係數成正相關。以 ABS 塑膠為材料的撓性平台，即使不採用放大機構亦能達到目標的行程，故我們的上平台設計將捨棄放大機構，改採擁有對稱撓性鉸鍊的定位平台設計。

表 4.7 材料特性比較表

	鋁合金(6061)	ABS 塑膠
楊氏係數 E [GPa]	68.9	1.4-3.1
蒲松比 $\nu$ [-]	0.330	0.08-0.45

上平台的機械設計重點為平台的最大位移是否足夠，而影響平台位移的關鍵因素除了致動器的推力外還有平台的剛性。若平台剛性過大，致動器推動平台的行程將會受到影響，使平台行程無法達到預期結果。撓性平台的剛性特性如 2.4 節所示，其剛性與連桿的長度平方成反比，則在固定的驅動器之下，想要達到最大的位移量則需使連桿長度越長越好。

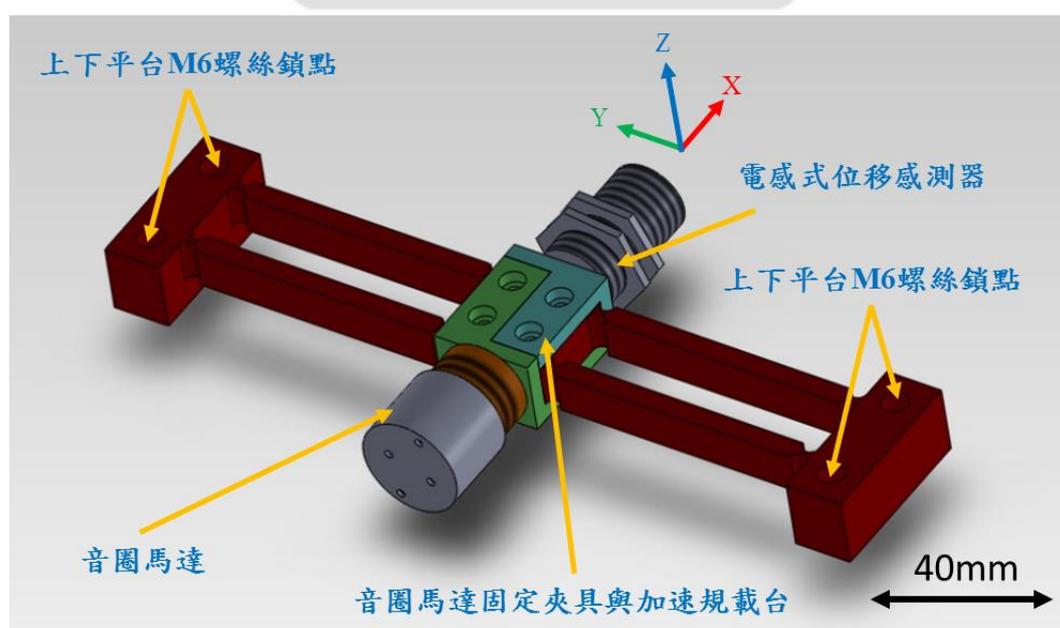


圖 4.9 上平台模型

綜合上述考量，我們設計上平台如圖 4.9 所示。平台中間設計一平面空間搭配上鎖定的夾具以固定音圈馬達的音圈端，兩側則設計 M6 的螺孔以利上下平台夾持。剩下的長度空間則以左右兩側各兩支連桿，在能支撐中央平台的情況下使用最低限度的槓桿以增加平台行程。撓性平台運動原理是利用音圈馬達驅動後在 X 方向產生位移變化量。

下平台的機械設計重點則在平台對上平台的乘載力以及在此限度內能達到的最大行程。平台中央必須要設計一長條平面以利上層平台的放置，同時也需考慮上平台致動器與感測器的放置位置並給予其適當的夾具空間。在此既定的配置下，我們要安裝足以乘載平台的槓桿數量，並在可以乘載的範圍內盡量使用最少的槓桿數以提高平台行程。

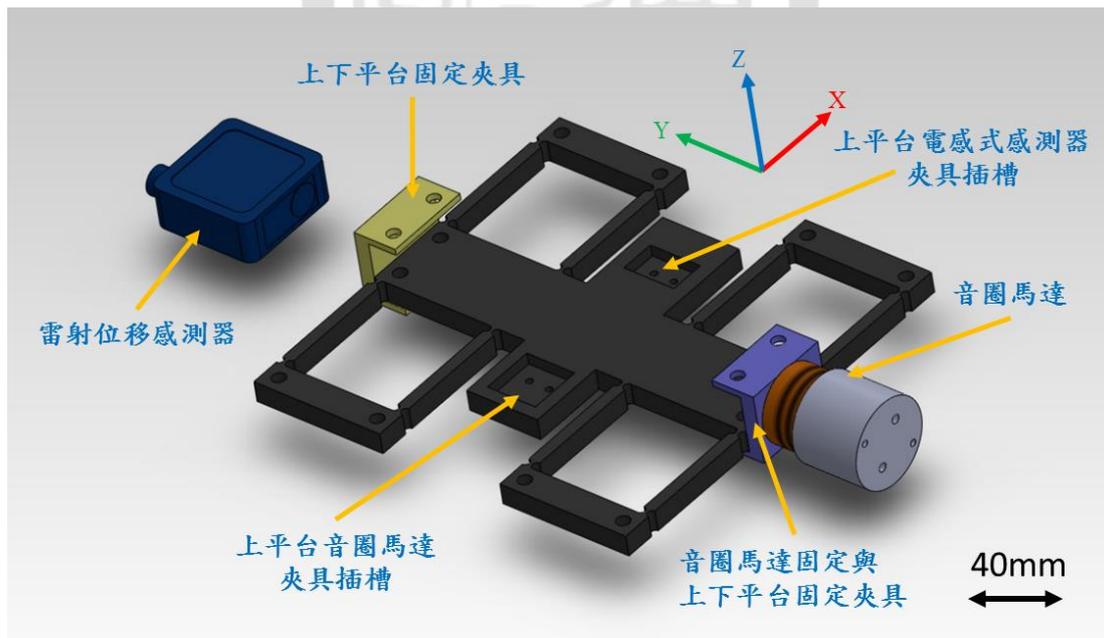


圖 4.10 下平台模型

下平台的具體設計如圖 4.10 所示。平台中央 Y 軸方向設計一長型空間供上層平台放置並可進行 X 軸方向運動。長型空間兩側相應位置設計上平台致動器與感測器的夾具插槽。平台兩側設計下層平台固定端，並在中央長型空間與固定端之間，左右兩側各設計四支連桿。下層平台的音圈馬達則是在長型空間的右側端點致動，使平台產生 Y 軸方向的運動，感測器

架設在左端量測相應的位移。

上下平台堆疊組合後的結果如圖 4.11 所示。其中上平台由音圈馬達推動產生 X 方向位移由上平台對向的電感式位移感測器量測位移變化量；下平台由音圈馬達推動產生 Y 方向的位移由下平台對向的雷射位移感測器量測位移變化量。上平台音圈致動器動子端固定於上平台的夾具同時做為加速規的載台，下平台音圈致動器的夾具則同時兼為上下平台組合的夾具。全部組合後則以 M6 螺絲將下平台八個鎖點固定在中央懸空的夾具上。

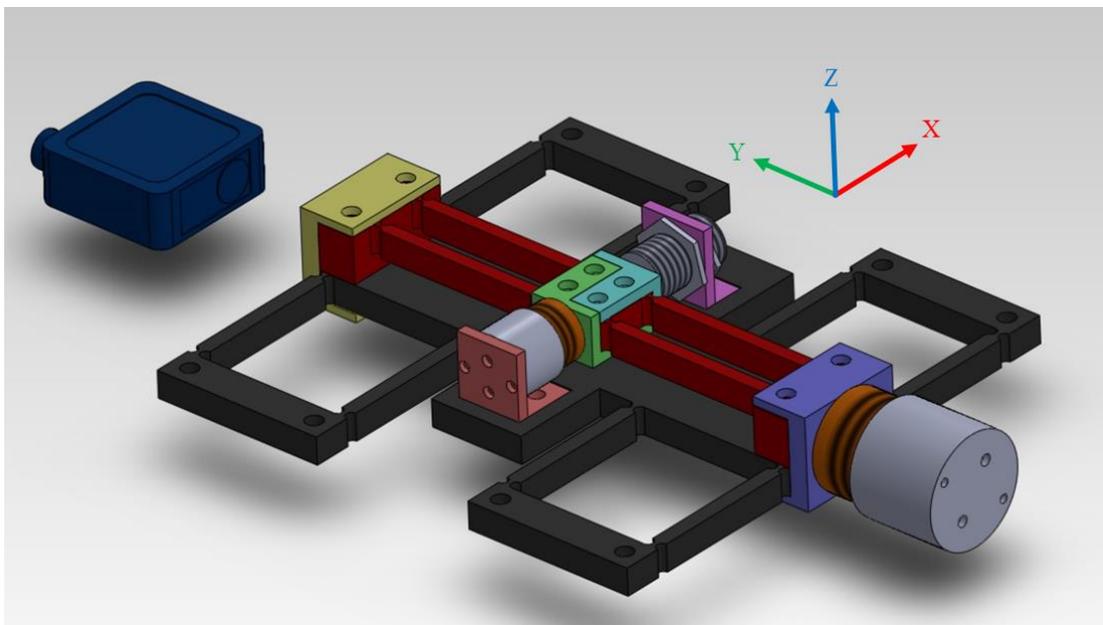


圖 4.11 堆疊式平台組合圖

#### 4.4.2 平台理論分析

根據前面的平台設計概念，我們將針對上下平台的剛性以及最大應力作靜態分析。首先由 Smith 的著作[25]，可以知道當撓性鉸鍊（如圖 4.12 所示）厚度  $t$  與撓性鉸鍊半徑  $R$  之間的關係為  $t < R < 5t$ ，撓性鉸鍊的轉動角度為  $\theta_z$ 、修正因子  $k$ 、撓性連桿剛性  $K$  如式(4.6)、式(4.7)、式(4.8)所示，其中  $E$  為材料楊氏係數、 $L$  為連桿長度。

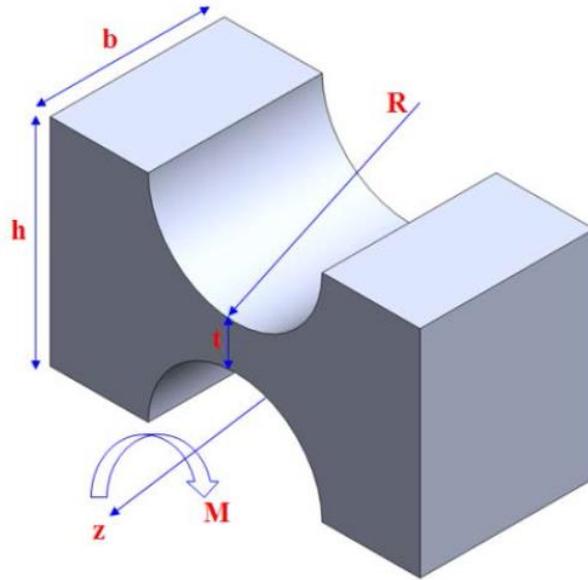


圖 4.12 撓性鉸鍊示意圖，b：撓性鉸鍊機構高度、h：寬度、R：撓性鉸鍊半徑、t：撓性鉸鍊厚度、L：連桿長度、M：彎矩 [25]

$$\theta_z = \frac{24kMR}{Ebt^3} \quad (4.6)$$

$$k = 0.565 \frac{t}{R} + 0.166 \quad (4.7)$$

$$K = \frac{Ebt^3}{6kRL^2} \quad (4.8)$$

考慮上平台設計為左右對稱各兩個連桿共四個連桿，而下平台設計為左右對稱各四個連桿共八個連桿，則其平台剛性分別可以表示如式(4.9)、式(4.10)所示。

$$K_{up} = 4 \times \frac{Ebt^3}{6kRL^2} \quad (4.9)$$

$$K_{dw} = 8 \times \frac{Ebt^3}{6kRL^2} \quad (4.10)$$

藉由上下平台分別對其鉸鏈的設計參數如表 4.8 所示，經式(4.9)、式(4.10)運算，我們可得上下平台剛性分別為 3.6969 N/mm 及 13.796 N/mm。上平台致動器 AVM24-10 其連續力為 2.65 N、峰值力為 14.82 N，在不考慮平台強度僅依平台剛性換算的情形下，平台可達穩定位移為 0.717 mm、

最大位移 4.01 mm。同理，下平台致動器 AVM40-20 其連續力為 9.93 N、峰值力為 58.05N，在不考慮平台強度僅依平台剛性換算的情形下，平台可達穩定位移為 0.719 mm、最大位移 4.21 mm。

表 4.8 撓性平台設計參數及理論分析結果

		上平台	下平台
材料楊氏係數 E	GPa	3.0	1.55
蒲松比	-	0.3	0.25
撓性連桿 L	mm	68.5	60.5
撓性平台厚度 b	mm	10	10
撓性平台寬度 h	mm	5	5.2
撓性鉸鍊厚度 t	mm	0.9	1.4
撓性鉸鍊半徑 R	mm	2	2
平台剛性 K	N/mm	3.6969	13.796
致動器連續力	N	2.65	9.93
致動器峰值力	N	14.82	58.05
平台穩定位移	mm	0.717	0.719
平台最大位移	mm	4.01	4.21

由上述理論分析結果，不論是上平台還是下平台，其穩定位移均能接近或者達到毫米等級的平台行程。這意味著在輸入為弦波訊號的情形下，平台最大位移有非常大的機會達到毫米等級，也就是說此撓性平台設計參數符合我們預先設計的目標。

#### 4.4.3 平台有限元素分析法分析

我們在有限元素分析模型中，是利用 Solidworks 建立撓性平台模型，再匯入 ANAQUUS 進行三維化網格分析，其中在絞鏈處以較密的網格分析，增加其準確性，如圖 4.13 所示。

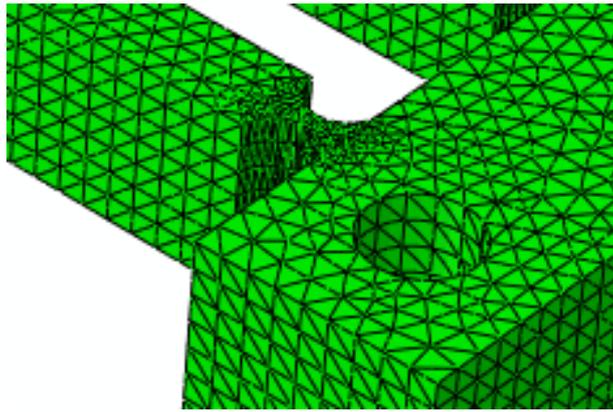


圖 4.13 撓性平台網格分析圖

為了研究堆疊式平台的靜、動態分析結果，我們將分別針對上層平台、以及下層平台做有限元素結構分析，並與理論分析做比較。上下平台於 ABAQUS 的設定條件如所示。其中因為塑膠 3D 列印的堆疊方式的影響，再加上其在操作過程中容易在絞鏈內部有些於外部無法觀察的疲勞破壞，雖然上下平台同為 ABS 材料，但其楊氏係數、蒲松比、密度皆會有所不同。

表 4.9 撓性機構平台於 ABAQUS 之設定條件

	上平台	下平台
楊氏係數	3.0 GPa	1.55 GPa
蒲松比	0.3	0.25
材料密度	$4.43 \times 10^{-4} g/mm^3$	$5.21 \times 10^{-4} g/mm^3$
受力狀態	1 N 受力面均勻力	1 N 受力面均勻力
元素型態	C3D10	C3D4

### 上層平台分析結果

上層平台的分析結果如所示，其中上平台剛性為 3.262 N/mm，第一自然共振頻率為 36.779 Hz。

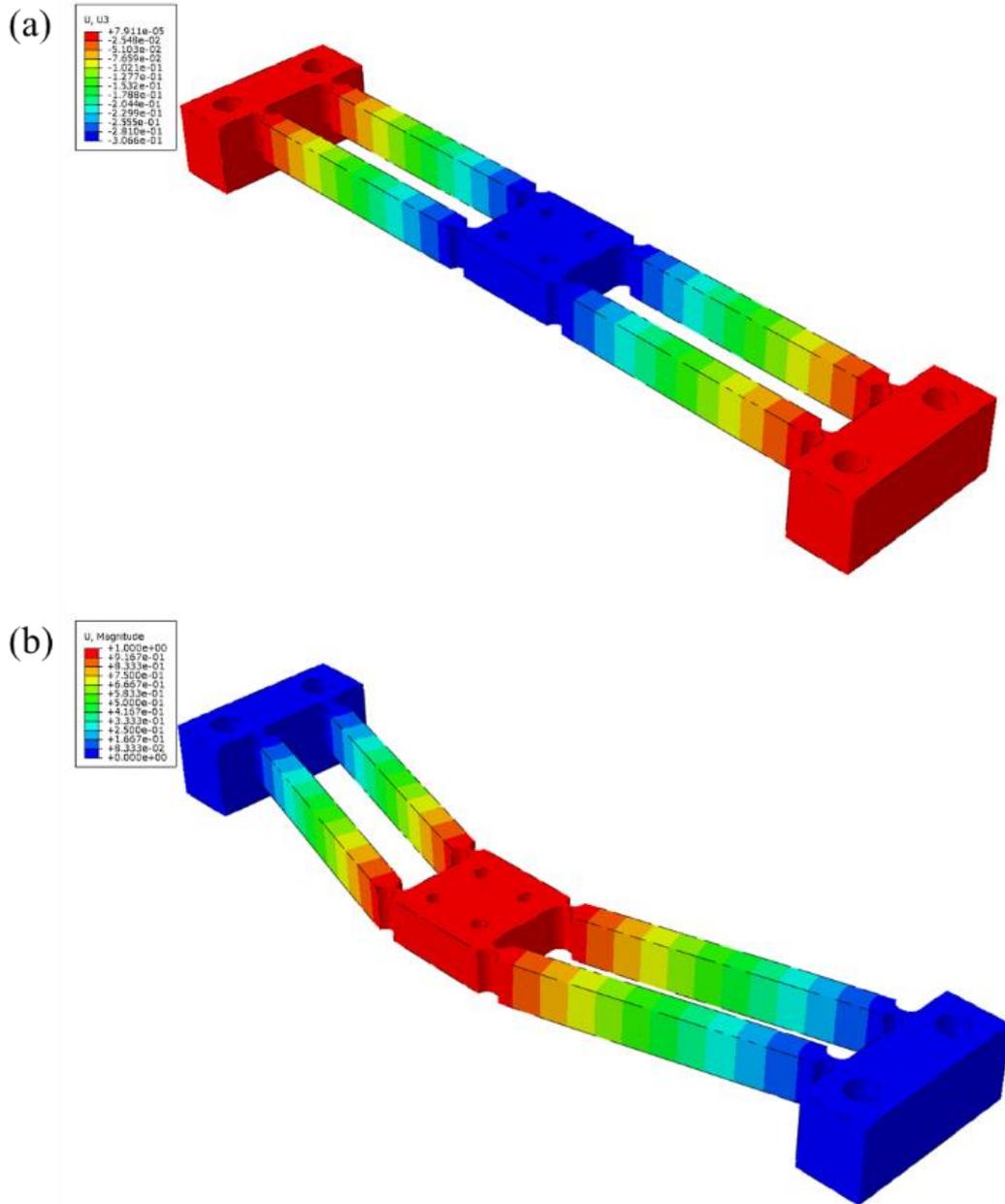


圖 4.14 上層平台 ABAQUS 有限元素分析 (a)平台最大位移靜態分析 (b) 平台第一共振頻率 (36.779 Hz)

### 下層平台分析結果

下層平台的分析結果如所示，其中下平台剛性為 13.527 N/mm，第一自然共振頻率為 29.341 Hz。

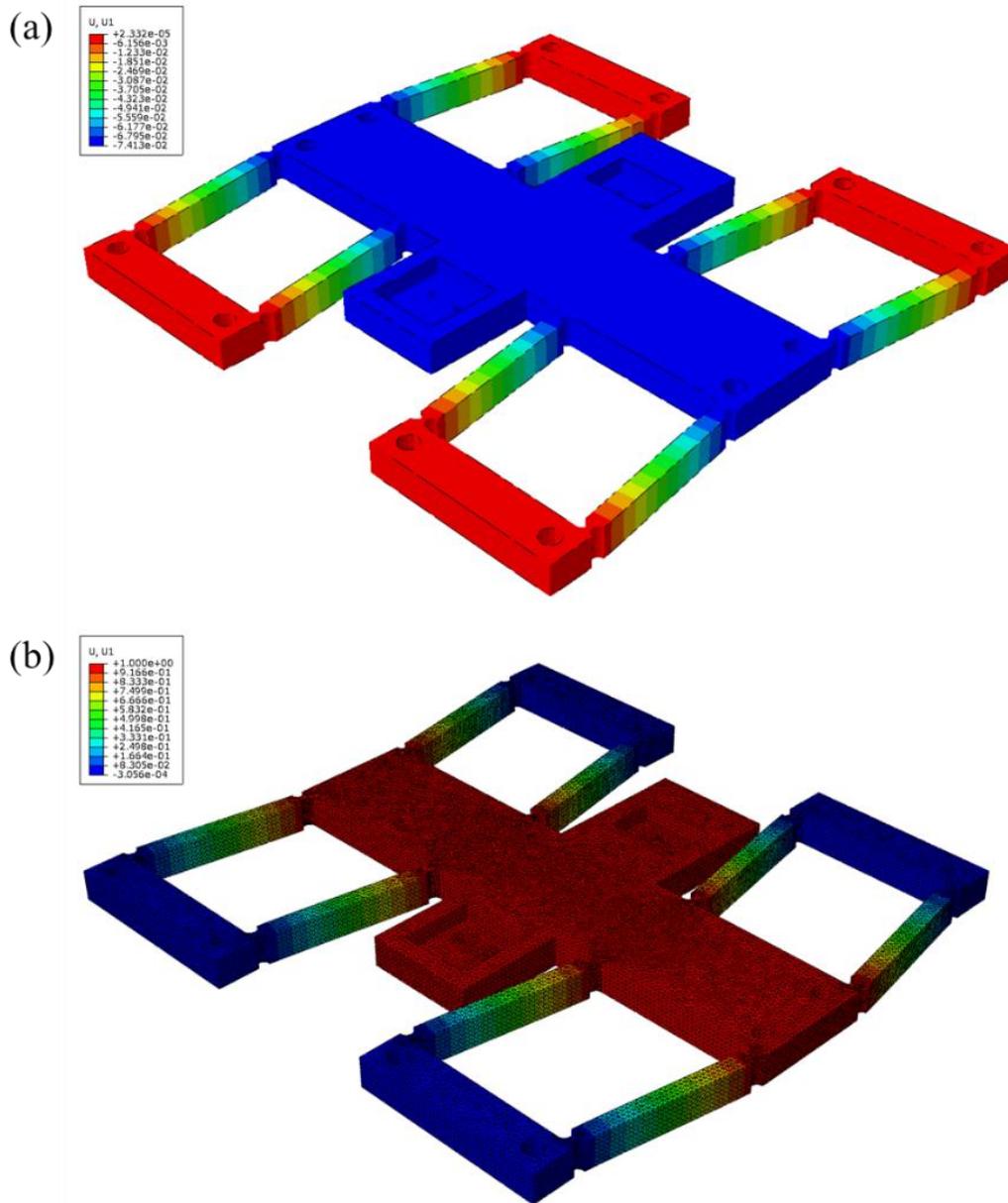


圖 4.15 下層平台 ABAQUS 有限元素分析 (a)平台最大位移靜態分析 (b) 平台第一共振頻率 (29.341 Hz)

綜合上下平台有限元素分析結果，其個別靜、動態性能整理如表 4.10 所示。

表 4.10 上下平台有限元素分析靜、動態性能整理

	上平台	下平台
剛性	3.262 N/mm	13.527 N/mm
第一自然共振頻率	36.779 Hz	29.341 Hz

## 4.5 平台動態測試與模型建立

在 4.3 節中我們分析並選擇上、下平台致動器、感測器，4.4 節中對上、下平台機械設計，並以理論分析其靜態特性。本節將在平台組裝完成後，對整體平台系統進行靜態性能實驗、動態測試，並對系統進行建模以供後續章節的控制器設計。

### 4.5.1 實驗架構

本論文設計一雙軸撓性定位平台做為測試平台，電腦給定輸入訊號後，經 DS1104 R&D 控制板將訊號轉成類比訊號，並傳至功率放大器轉換成電流提供給音圈致動器。音圈推動撓性平台後產生位移量以及加速度，分別經位移感測器及加速規量得訊號回傳至 DS1104 R&D 控制板，經訊號擷取轉換為數位訊號後傳回至電腦，達到整個閉迴路系統，本研究之實驗系統示意圖如圖 4.16 所示。

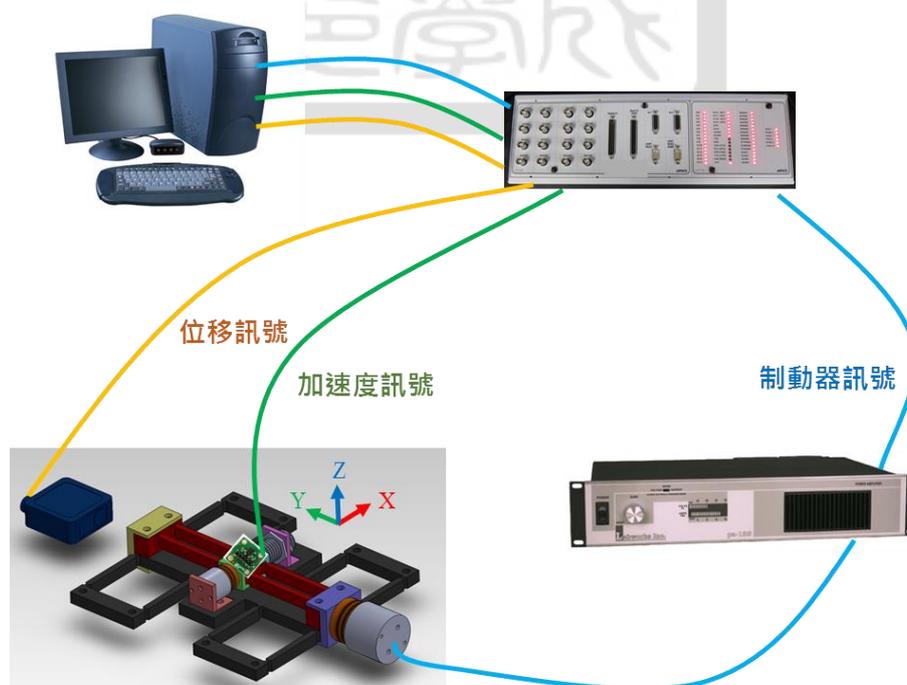


圖 4.16 實驗系統示意圖

主要使用的設備如下所示：

### 受控體

- ◆ 塑膠 3D 列印雙軸撓性定位平台，如圖 4.18 所示

### 致動器

- ◆ 音圈馬達 Akribis AVM24-10
- ◆ 音圈馬達 Akribis AVM40-20，規格如表 4.11

### 感測器

- ◆ 雷射位移感測器：Wenglor YP05MGVL80，規格如表 4.12
- ◆ 電感式位移感測器：BALLUF BAW M18ME-ICC50B-BP03
- ◆ 微機電加速規：Analog Devices AXDL327，規格詳見附錄一

### 訊號處理介面

- ◆ 功率放大器：Labworks PA-138
- ◆ 功率放大器：Labworks PA-151
- ◆ 訊號處理器：dSPACE DS1104 R&D 控制板
- ◆ 圖控程式：ControlDesk 介面控制程式、Matlab/Simulink 2010

### 其他

- ◆ 電源供應器：MOTTECH LPS-305

表 4.11 音圈馬達規格

Model	AVM24-10	AVM40-20
Force sensitivity	3.90 N/A	12.90 N/A
Stroke	10 mm	20 mm
Peak force	14.82 N	58.05 N
Peak current	3.80 A	4.50 A
Resistance	5.86 $\Omega$	12.10 $\Omega$
Inductance	1.23 mH	5.12 mH
Coil assembly mass	16.5 g	67.0 g
Core assembly mass	45.0 g	226.2 g

表 4.12 位移感測器規格

Type	雷射	電感
Model	Wenglor YP05MGVL80	BALLUF BAW M18ME- ICC50B-BP03
Working range	43-53 mm	1-5 mm
Measuring range	10 mm	4 mm
Output	0-10V	4-20mA
Sensitivity	1 mm/V	0.25 mm/mA
size	50mm × 50mm × 20mm	Ø 18mm L 36mm

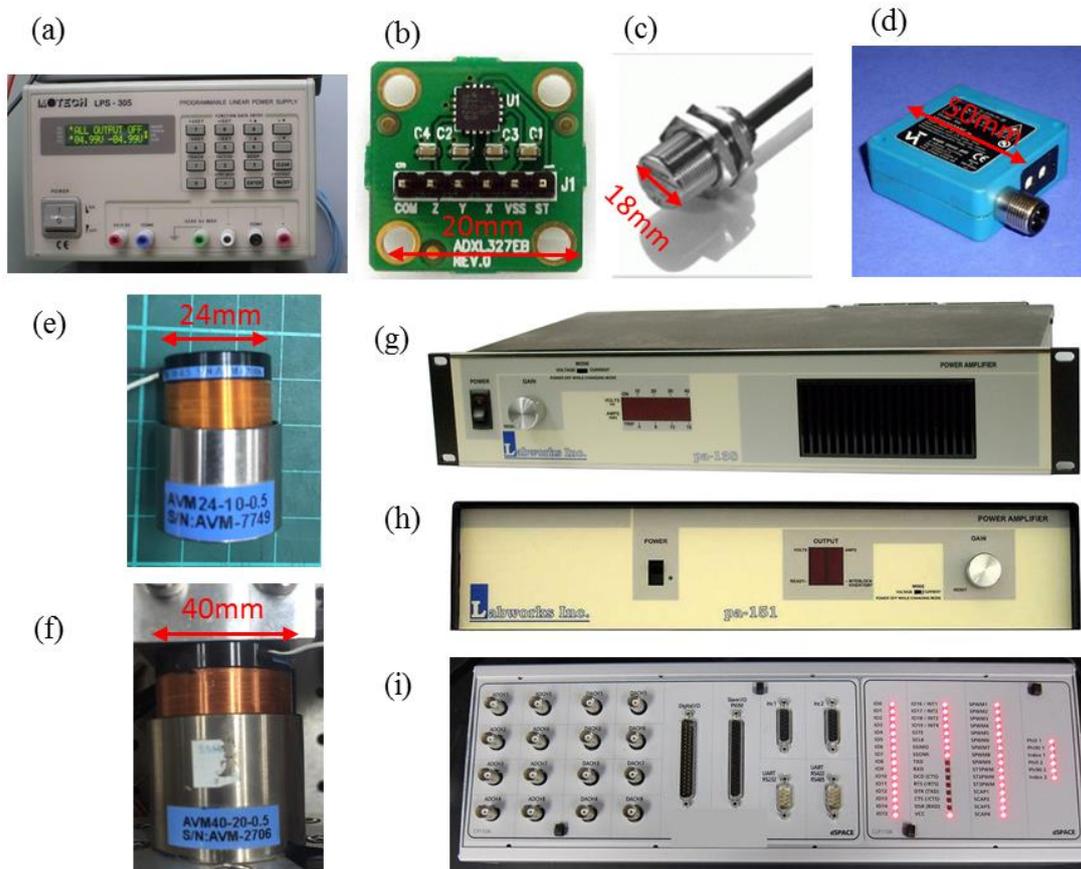


圖 4.17 實驗設備圖 (a)電源供應器 (b)微機電加速規 (c)電感式位移感測器 (d)雷射位移感測器 (e)上平台音圈致動器 (f)下平台音圈致動器 (g)功率放大器 PA-138 (h)功率放大器 PA-151 (i)DS1104 R&D 控制板

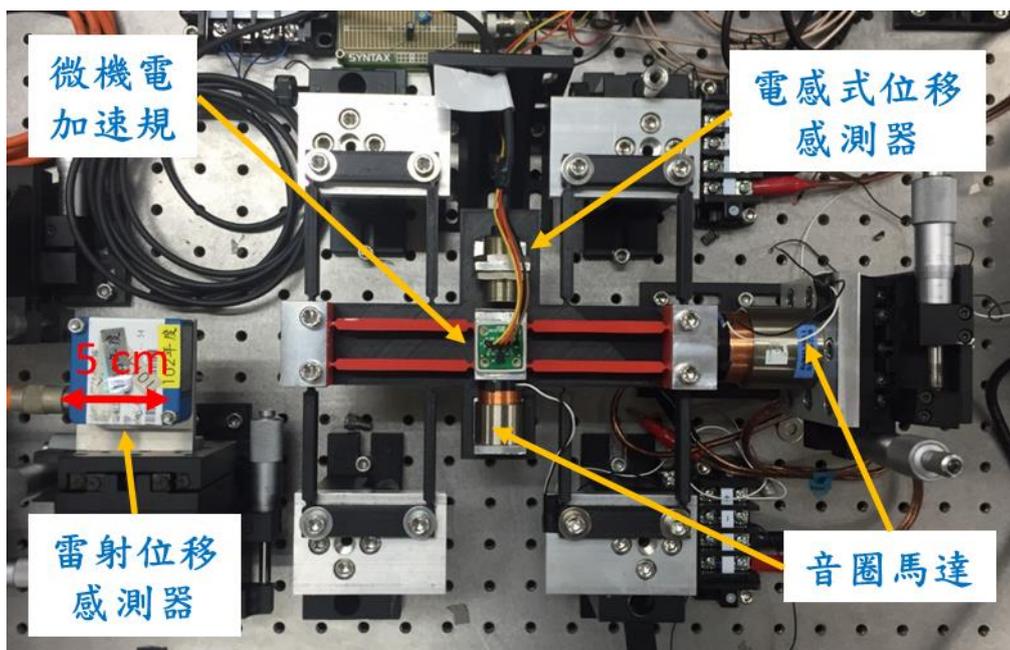


圖 4.18 實驗系統圖

#### 4.5.2 平台靜態性能實驗

為了與上一節理論分析的結果作比較，本節將針對平台做實驗測試，以驗證前述分析結果。在實驗測試部分將測試上下平台分別的剛性及共振頻率。

在平台剛性測試部分，我們給平台輸入振幅 0V-2V 的 5Hz 低頻訊號，藉由比較位移感測器量測訊號與輸入電壓之間的關係，我們可得上、下平台的位移對輸入訊號圖如圖 4.19、圖 4.20 所示。上平台位移對輸入訊號的比值  $\frac{x}{V} = 0.7952 \left( \frac{mm}{V} \right)$ 。在 4.3 節中，我們已找出上平台致動器模組的力對輸入訊號比值  $\frac{F}{V} = 2.7118 \left( \frac{N}{V} \right)$ ，藉由將兩者相除如式(4.11)我們可得上平台剛性為  $3.410 \text{ N/mm}$ 。

$$K_{up} = \frac{F}{x} = \frac{F/V}{x/V} = \frac{2.7118 \text{ (N/V)}}{0.7952 \text{ (mm/V)}} = 3.410 \text{ (N/mm)} \quad (4.11)$$

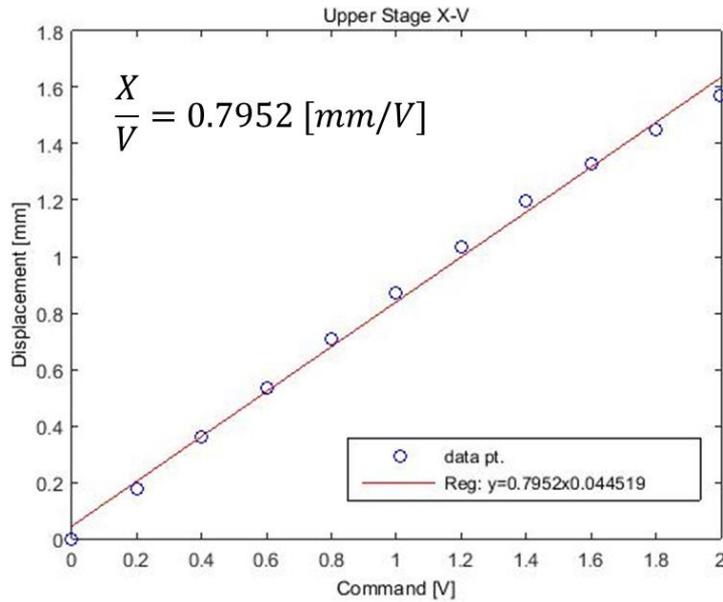


圖 4.19 上平台位移對輸入電壓圖

下平台位移對輸入訊號的比值  $\frac{X}{V} = 0.37284 \left(\frac{\text{mm}}{\text{V}}\right)$ 。在 4.3 節中，我們已找出下平台致動器模組的力對輸入訊號比值  $\frac{F}{V} = 4.9608 \left(\frac{\text{N}}{\text{V}}\right)$ ，藉由將兩者相除如式(4.12)我們可得上平台剛性為  $13.305 \text{ N/mm}$ 。

$$K_{dw} = \frac{F}{X} = \frac{F/V}{X/V} = \frac{4.9608 \text{ (N/V)}}{0.37284 \text{ (mm/V)}} = 13.305 \text{ (N/mm)} \quad (4.12)$$

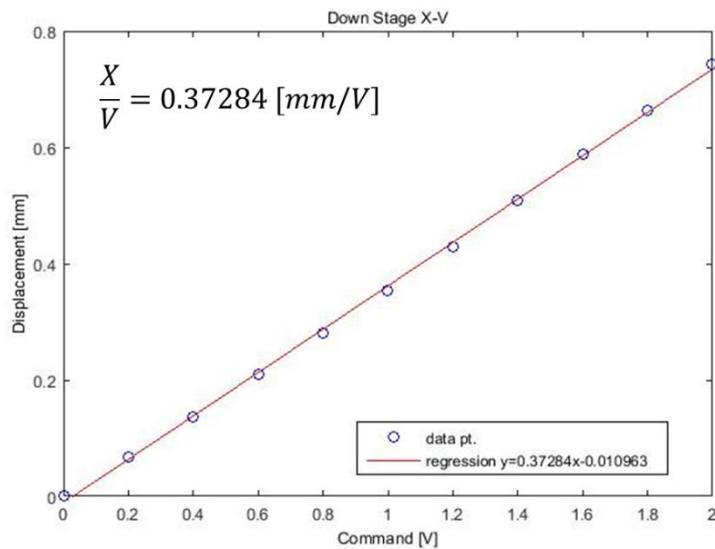


圖 4.20 下平台位移對輸入電壓圖

### 4.5.3 平台動態性能測試

為了瞭解平台的動態性能，本小節將對平台做實驗測試。實驗包括兩個部分，首先以 1Hz-200Hz 的弦波輸入訊號，作系統響應波德圖，以了解系統在不同輸入頻率下的動態特性。而後對系統進行共振頻率測試，給予系統一個步階訊號，觀察訊號到達定位時的阻尼自然震動，以找出第一自然共振頻率。

為作系統響應波德圖，我們使用 1Hz-200Hz 的弦波為輸入訊號，可得系統位移、加速度響應如圖 4.21。我們擷取其中幾個具代表性特徵的頻率示意如圖 4.21 (a)-(d)，輸入頻率分別為 3Hz、14Hz、40Hz、100Hz。藉由比較位移訊號與加速度訊號相較於輸入訊號的增益值與相位差，我們可得上平台開路響應波德圖如圖 4.21 (e)所示。由圖 4.21(e)我們可以看到其增益峰值位在輸入頻率 40Hz，我們可推估系統阻尼自然頻率約為 40Hz。雷射位移感測器測到位移訊號在低頻時原則上維持定值，當輸入訊號頻率高於系統阻尼自然頻率才隨著頻率增加作大於 40dB/dec 的衰減，推測其為二階系統，但同時亦受到位移感測器以及致動器頻寬的影響。加速度值在阻尼自然頻率前則隨著輸入頻率增加而漸增，在阻尼自然頻率後大制上維持穩定，但仍略為衰減，可推斷其受到加速規頻寬以及致動器頻寬影響。

防漂移積分器為積分器模型加上兩個 Sallen-Key 高通濾波器，因此加速度積分而成的位移值在低頻效果不好，其增益值在 6Hz 以下無法與雷射位移感測器所測得的位移量相當如圖 4.21(a)，而在輸入頻率低於阻尼自然頻率時，亦與雷射位移感測器所測得結果有明顯相位差如圖 4.21(b)，高頻部分則與雷射位移感測器所測得的訊號相當，但開路響應值與輸入則相差甚遠，如圖 4.21(d)。這樣的結果我們在第三章討論過，應是受防漂移積分器所貢獻的相位差影響，而這樣的影響著重在低頻部分，高頻則差異不大。

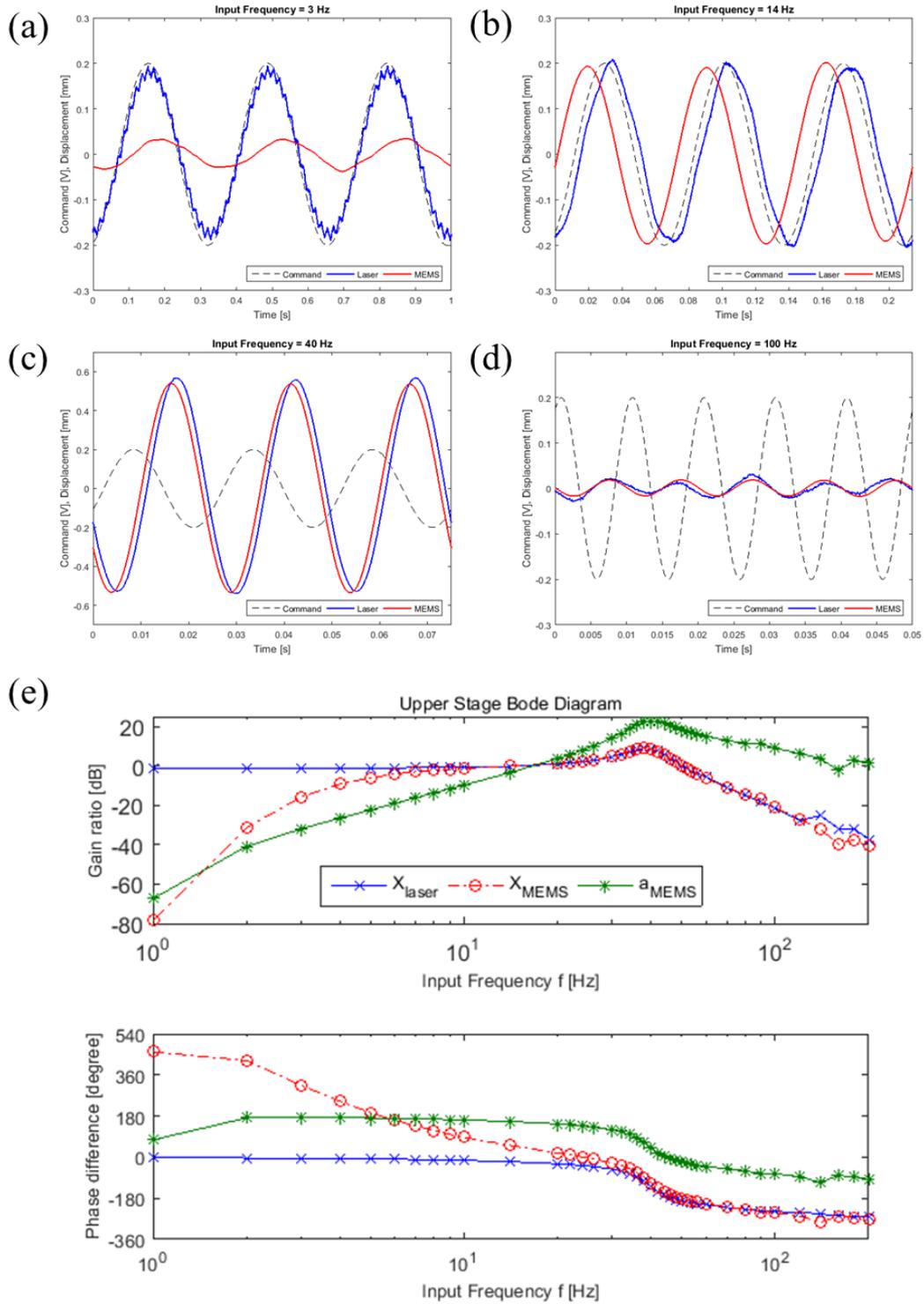


圖 4.21 上平台開路響應 (a)輸入頻率 3 Hz (b)輸入頻率 14 Hz (c)輸入頻率 40 Hz (d)輸入頻率 100 Hz (e)波德圖

依循和上平台一樣的實驗操作，我們可得下平台的開路響應及波德圖如圖 4.22 所示。其中下平台的增益峰值位在輸入訊號 30Hz 時，我們可推估下平台的阻尼自然頻率約為 30Hz。其餘發展趨勢則約略與上平台相等，

我們亦可推斷下平台為二階系統。

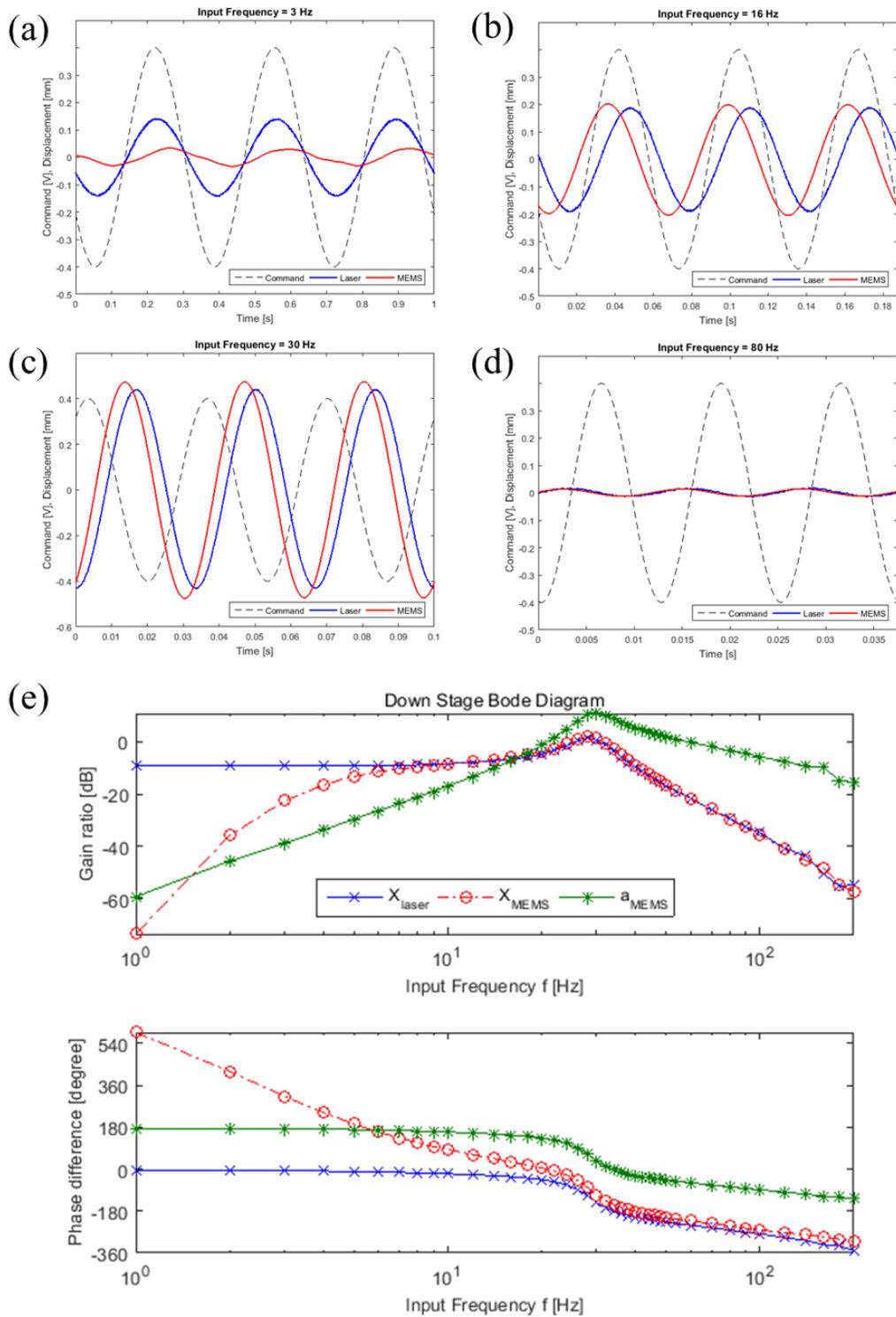


圖 4.22 下平台開路響應(a)輸入頻率 3 Hz (b)輸入頻率 16 Hz (c)輸入頻率 30 Hz (d)輸入頻率 80 Hz (e)波德圖

為了得到平台的共振頻率圖，我們給系統一個步階訊號，將其加速度

訊號作傅立葉轉換，得到其移動方向的共振頻率圖。上、下平台的共振頻率圖如圖 4.23、圖 4.24 所示。由圖中我們可知上平台的第一自然共振頻率為 40Hz，下平台的第一自然共振頻率為 30Hz。

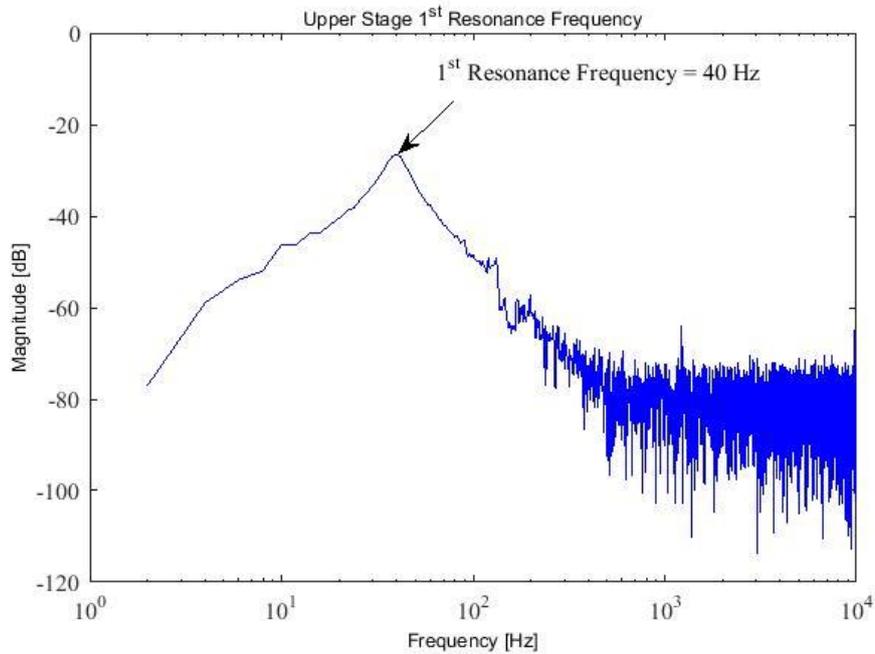


圖 4.23 上平台第一自然共振頻率

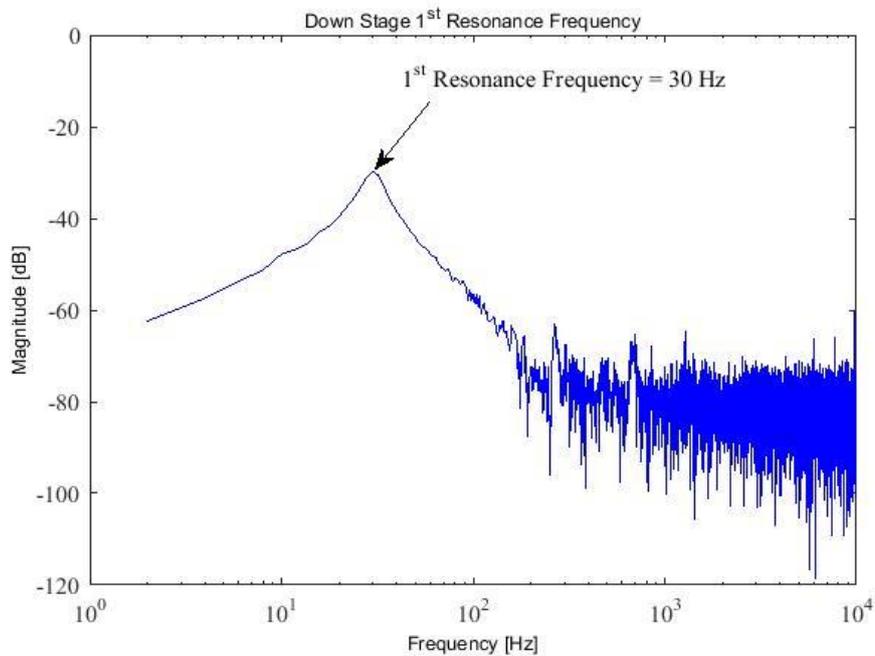


圖 4.24 下平台第一自然共振頻率

我們將平台靜態剛性及動態自然頻率的理論分析、有限元素分析與實

驗測試結果整合，並依式(4.13)計算實驗值與理論之間的誤差。我們可得其比較表如表 4.13 所示。

$$\text{誤差}(\%) = \frac{\text{實驗值}-\text{理論值}}{\text{理論值}} \times 100\% \quad (4.13)$$

表 4.13 平台靜動態性能比較表

		上平台	下平台
剛性	理論值	3.6969 N/mm	13.796 N/mm
	有限元素分析	3.262 N/mm	13.527 N/mm
	實驗值	3.410 N/mm	13.305 N/mm
	誤差	-7.7 %	-3.6 %
自然頻率	有限元素分析	36.779 Hz	29.341 Hz
	實驗值	40 Hz	30 Hz
	誤差	8.8 %	2.2%

#### 4.5.4 系統模型之參數量測

由上一小節我們發現撓性定位平台可以視為二階系統，亦即在物理上可等效成一質量-彈簧-阻尼系統，如式(4.14)、式(4.15)所示。

$$m\ddot{x} + b\dot{x} + kx = F \quad (4.14)$$

$$\ddot{x} + \frac{b}{m}\dot{x} + \frac{k}{m}x = \ddot{x} + 2\xi\omega_n\dot{x} + \omega_n^2x = \frac{F}{m} \quad (4.15)$$

則系統加速度對施力轉移函數可表示如式(4.16)所示。

$$G_{stage}(s) = \frac{\ddot{X}(s)}{F(s)} = \frac{s^2 X(s)}{F(s)} = \frac{s^2/m}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.16)$$

又由式(4.15)我們可知 $\omega_n = \sqrt{k/m}$ ，故式(4.16)亦可表示為式(4.17)。

$$G_{stage}(s) = \frac{\frac{\omega_n^2 s^2}{k}}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.17)$$

欲得到平台的轉移函數，除了平台剛性以外，我們仍需求得平台的等效阻尼比與自然頻率。在質量-彈簧-阻尼系統建模時，時常利用振動來分析其等效係數，我們將採用時域上的對數衰減法(Logarithmic decrement method)[26]來解析。阻尼自然振動響應可表示如式(4.18)，其中 $A$ 為振幅、 $\xi$ 為阻尼比、 $\omega_n$ 為自然頻率、 $\omega_d$ 為阻尼自然頻率、 $\phi$ 為相位角。而其中響應值隨時間變化的時域圖如圖 4.25 所示，由相鄰兩峰值的時間差即其阻尼周期 $T_d$ 可得其阻尼自然頻率 $\omega_d$ 如式(4.19)所示，而相鄰峰值比的自然對數值即為其對數衰減 $\zeta$ ，可藉由其與阻尼比 $\xi$ 和自然頻率 $\omega_n$ 之間的關係式換算出阻尼比如式(4.20)所示，並求得自然頻率如式(4.21)所示。

$$x(t) = Ae^{-\xi\omega_n t} \cos(\omega_d t - \phi) \quad (4.18)$$

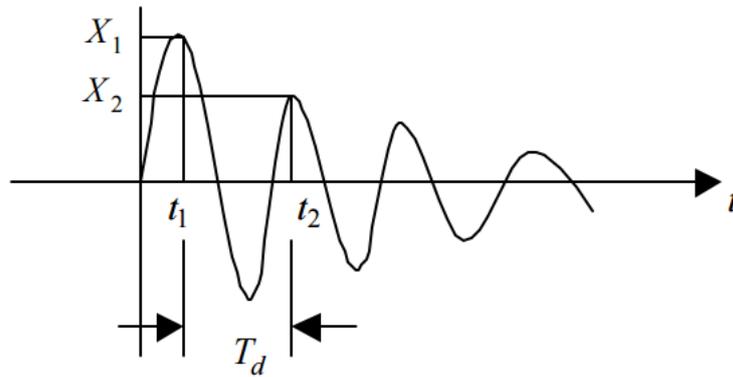


圖 4.25 阻尼自然振動響應時域圖

$$T_d = t_2 - t_1 = \frac{2\pi}{\omega_d} \Rightarrow \omega_d = \frac{2\pi}{t_2 - t_1} \quad (4.19)$$

$$\zeta = \ln \frac{X_1}{X_2} = \xi\omega_n T_d = \frac{2\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \quad (4.20)$$

$$\omega_n = \frac{\omega_d}{\sqrt{1-\xi^2}} \quad (4.21)$$

本論文給定一方波，並測其回復回輸入為零的狀態時的加速度值，並以此分析其阻尼比與自然頻率。上、平台的阻尼自然響應圖如圖 4.26 所示，我們可由其鑑別出其系統參數如表 4.14 所示。

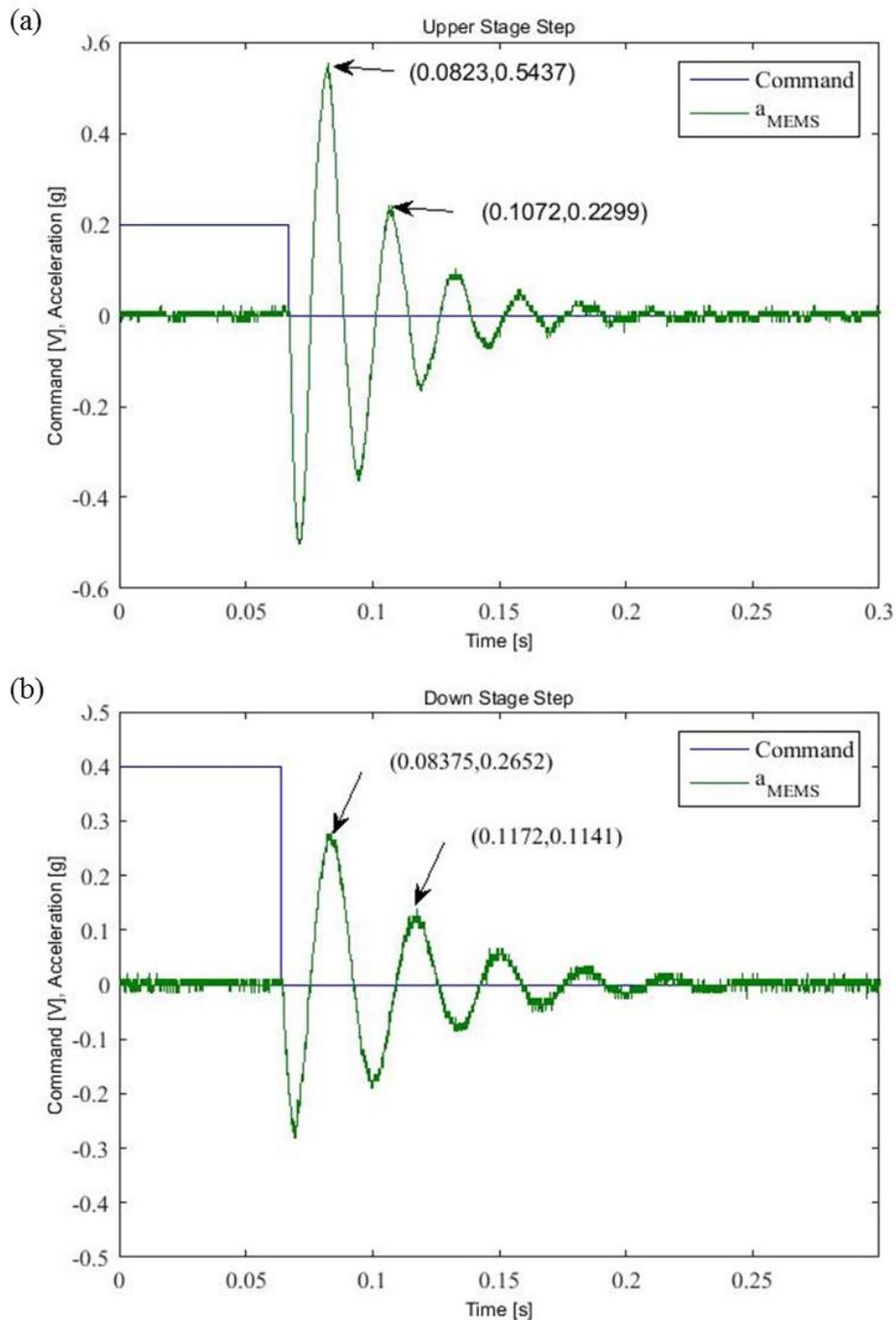


圖 4.26 平台阻尼自然響應圖 (a)上平台 (b)下平台

表 4.14 平台參數表

	上平台	下平台
對數衰減	0.86075	0.84341
阻尼比	0.1357	0.1330
自然頻率	40.37 Hz	30.27 Hz
剛性	3.410 N/mm	13.305 N/mm

由表 4.14 的平台參數值，及式，我們可得上、下平台的轉移函數如式 (4.22)、式(4.23)所示。

$$G_{up,stage} = \frac{18870s^2}{s^2+68.86s+64350} \left( \frac{mm/s^2}{N} \right) \quad (4.22)$$

$$G_{dw,stage} = \frac{2718.5s^2}{s^2+50.60s+36171} \left( \frac{mm/s^2}{N} \right) \quad (4.23)$$

整體系統可大致分為致動器、待測平台、感測器三大部分，而系統的轉移函數亦為上述三部分轉移函數的乘積如式(4.24)所示。其中致動器轉移函數 $G_{actuator}$ 在 4.2 節已說明，感測器轉移函數 $G_{sensor}$ 則參考附錄一，由微機電加速規的靈敏度及其搭配的數控板規格圖求得其參數。

$$G_{system} = G_{actuator} \cdot G_{stage} \cdot G_{sensor} \left( \frac{N}{V} \cdot \frac{mm/s^2}{N} \cdot \frac{g}{mm/s^2} = \frac{g}{V} \right) \quad (4.24)$$

為比較系統建模與實際系統的相符性，我們將系統轉移函數 $G_{system}$ 的響應波德圖與平台的開路波德圖相比較如圖 4.27 所示。由圖中我們可以發現模型與實驗數據之間的耦合性非常好，僅在小於 2Hz 的低頻部分，及 140Hz-160Hz 左右有較大的誤差。低頻部分推斷其加速度值過低，低於加速規可量測的解析度，故未能測得有效數值。而高頻 120Hz-160Hz 在 4.5.3 節中圖 4.24 的下平態自然共振頻率圖亦可觀察到其峰值，可推斷其為系統的第二模態，但此處我們只考慮系統的第一模態，不會在此有過多著墨。

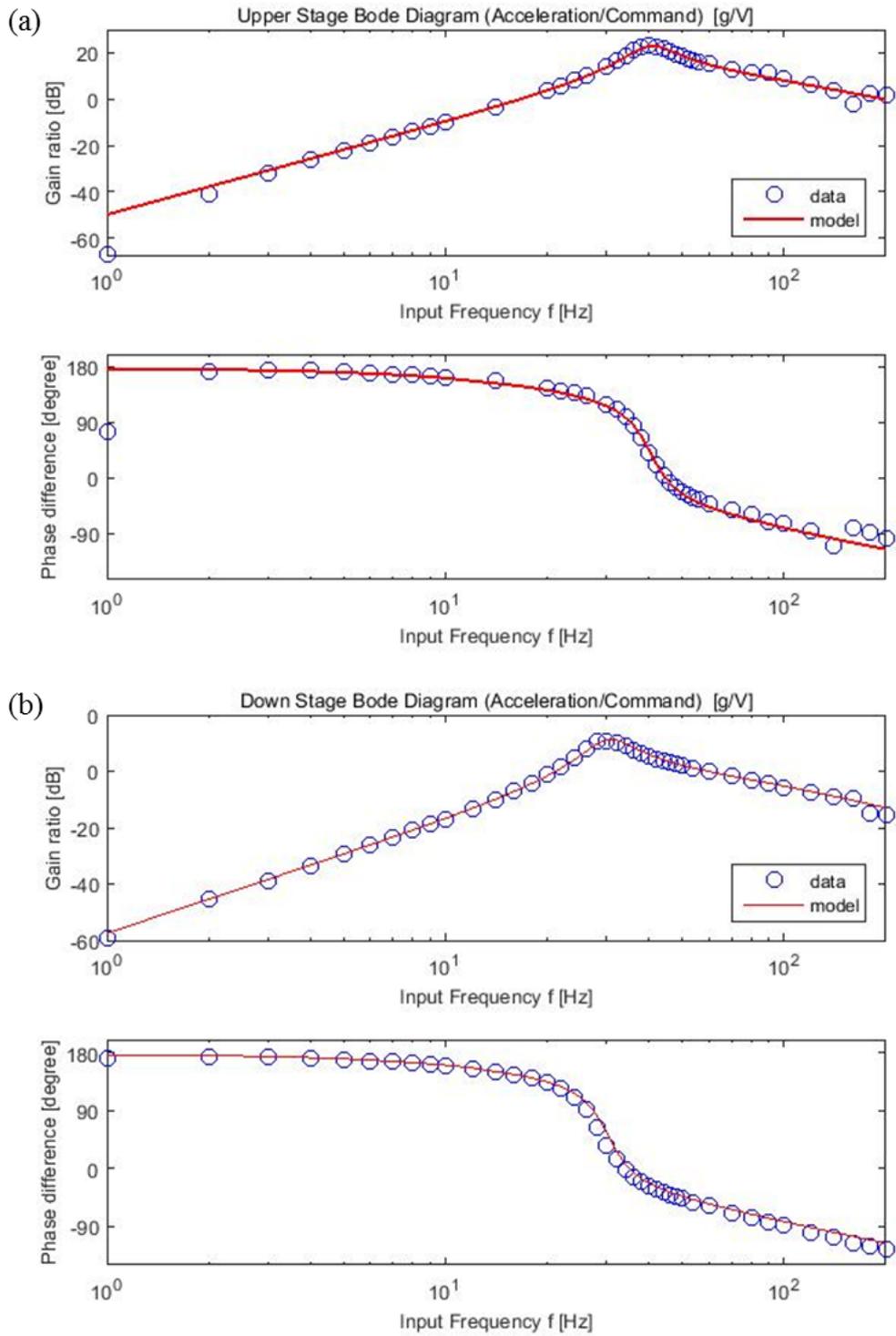
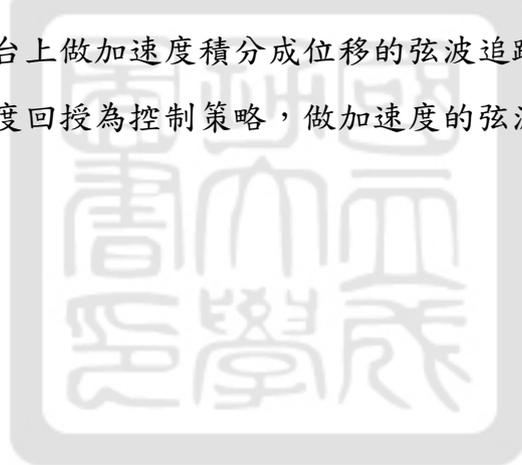


圖 4.27 系統模型與平台開路實驗波德圖比較 (a)上平台 (b)下平台

## 4.6 本章結論

於本章中我們參照李哲維的定位平台，搭配塑膠 3D 列印技術設計並製作出可同時搭載位移感測器及微機電加速規的雙軸撓性定位平台。同時亦簡述相應感測器、致動器的選擇依據，及介紹其規格，並做實驗校正分析其性能，為其建立模型。另外也對雙軸撓性定位平台本身，以理論、有限元素模擬及實驗求得其靜態與動態特性。最後將整體系統模型整合，並對其建立模型，且將其模型與平台的開路響應波德圖做比較，得到相當好的耦合性。

於第五章，我們將整合第三章的訊號處理與控制策略結果應用於本章的雙軸撓性定位平台上做加速度積分成位移的弦波追蹤定位實驗；第六章則將採用直接加速度回授為控制策略，做加速度的弦波追蹤定位實驗。



## 第五章

### 加速度積分回授於雙軸撓性平台定位控制之模擬與實驗

#### 5.1 本章介紹

第四章中我們介紹了雙軸撓性定位平台的設計、分析與製作，採用 ABS 材料搭配塑膠 3D 列印技術製作出堆疊式的雙軸撓性定位平台。其中上平台採用音圈馬達 AVM24-10 為致動器，電感式位移感測器 BAW0001T 為位移感測器；下平台採用音圈馬達為致動器，雷射位移感測器 YPMGVL80 為位移感測器，並將三軸微機電加速規 ADXL327 置於上平台中央平面，以其 X、Y 軸測得上下平台的加速度值。整體平台組裝完成後對平台做測試，測得上平台剛性  $K_{up} = 3.410 \text{ N/mm}$ 、自然頻率  $\omega_{n,up} = 253.65 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$  (40.37 Hz)，阻尼比  $\xi = 0.1357$ ；下平台剛性  $K_{up} = 3.410 \text{ N/mm}$ 、自然頻率  $\omega_{n,dw} = 190.19 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$  (30.27 Hz)、阻尼比  $\xi = 0.1330$ ，並由此決定上下平台的轉移函數。

本章將以此平台為基礎，實踐第三章中我們討論的加速度應用於控制的方法—加速度訊號積分搭配相位補償器的回授控制。我們將討論控制器的設計策略，而後對上下平台分別設計控制器，模擬實驗結果，並以加速度積分回授進行位移的弦波追蹤實驗，並討論其控制性能，最後結合上下平台，對上下平台同步進行加速度積分回授，以完成雙軸的圓軌跡追蹤。

本章將分為六個子章節，本章架構圖如所示。其中 5.1 節為本章介紹；5.2 節進行控制器設計的介紹；5.3 節對下平台進行控制器設計並進行直接加速度回授弦波追蹤控制；5.4 節對上平台進行控制器設計並進行直接加

速度回授弦波追蹤控制；5.5 節結合 5.3、5.4 節的結果，進行雙軸的直接加速度回授定位控制；最後 5.6 節為本章結論。

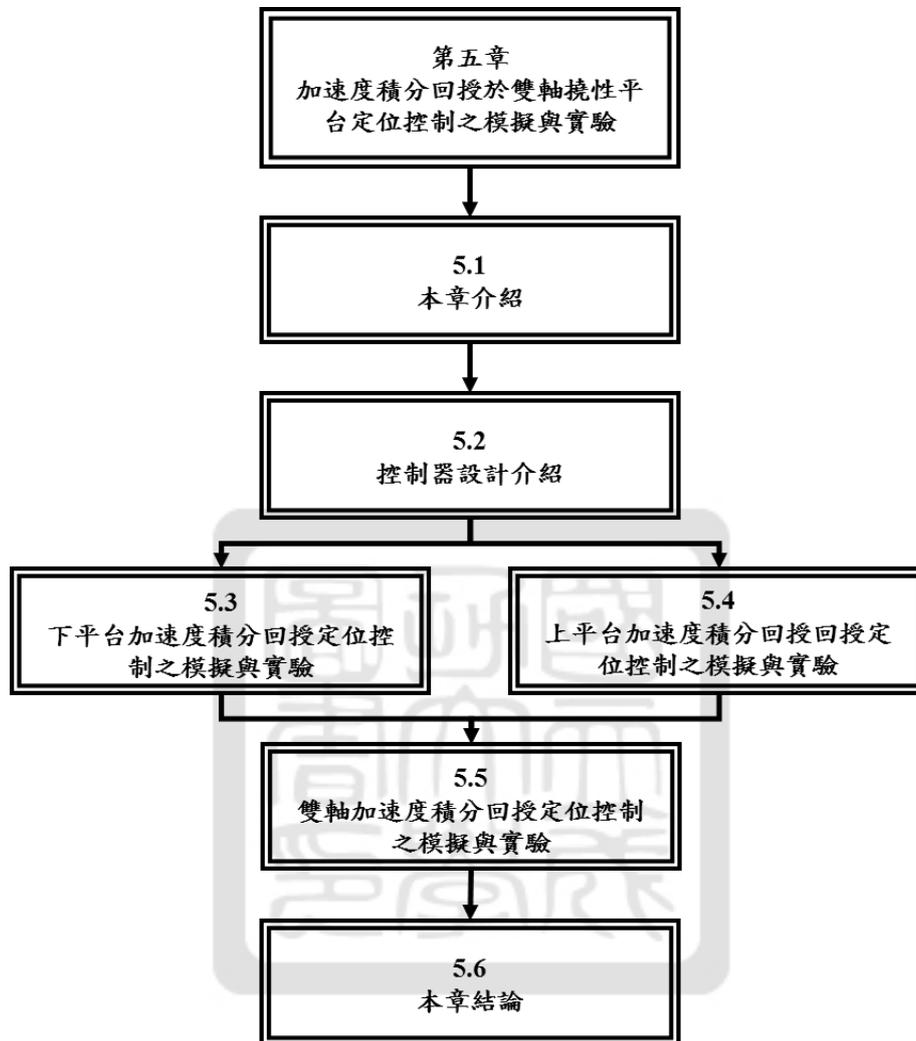


圖 5.1 本章架構圖

## 5.2 控制器設計介紹

在本節中將分別介紹 PID 控制理論以及相位補償器的設計與策略。討論在使用不同的相位補償器策略的情形之下，會對控制系統造成什麼影響，又有什麼樣的好處。

### 5.2.1 PID 控制於加速度積分回授上的應用

PID 控制器為目前最普遍的控制器，主要由比例、積分、微分三項控制器組合而成，PID 控制器的常見組合型態如圖 2.16 所示。PID 控制器建立在誤差補償的基礎上，利用感測器量得訊號與指令訊號之間的誤差值做為新的輸入值，藉由調整 PID 控制器的比例單元 P、積分單元 I、微分單元 D 做為目前誤差、過去累計誤差及未來誤差的修正項。

比例控制 P 為當前誤差和一個正值的常數  $K_p$  相乘，其只在控制器的輸出和系統的誤差程比例時成立。因此比例控制在誤差為 0 時，其輸出也會為 0。若要讓受控輸出為非零的數值，就需要有一個穩態誤差或偏移量。穩態誤差和比例增益成正比，和受控系統本身的增益成反比。若加入一偏置，或是加入積分控制，則可以消除穩態誤差。積分控制項 I 考慮過去誤差，將誤差值過去一段時間和乘以一個正值的常數  $K_i$ 。可用以加速系統趨近設定值的過程，並且消除比例控制器會出現的穩態誤差，也就是控制器輸出值偏移量貢獻的原因。微分控制項 D 用以考慮速度的誤差，將誤差的一階導數乘以一正值的常數  $K_d$ 。若導數結果越大則可以對輸出結果做出更快速的反應，然而也有放大高頻雜訊的效果。

加速度訊號經防漂移積分器在起始時會有一輸出訊號不穩定的現象。如圖 5.2 所示，其中在輸入如(a)的情形下，輸出應該如(b)中  $t = 0.8 \sim 1$  s 時一樣，為擺盪於虛線之間、偏移量為零、振幅穩定的弦波訊號。

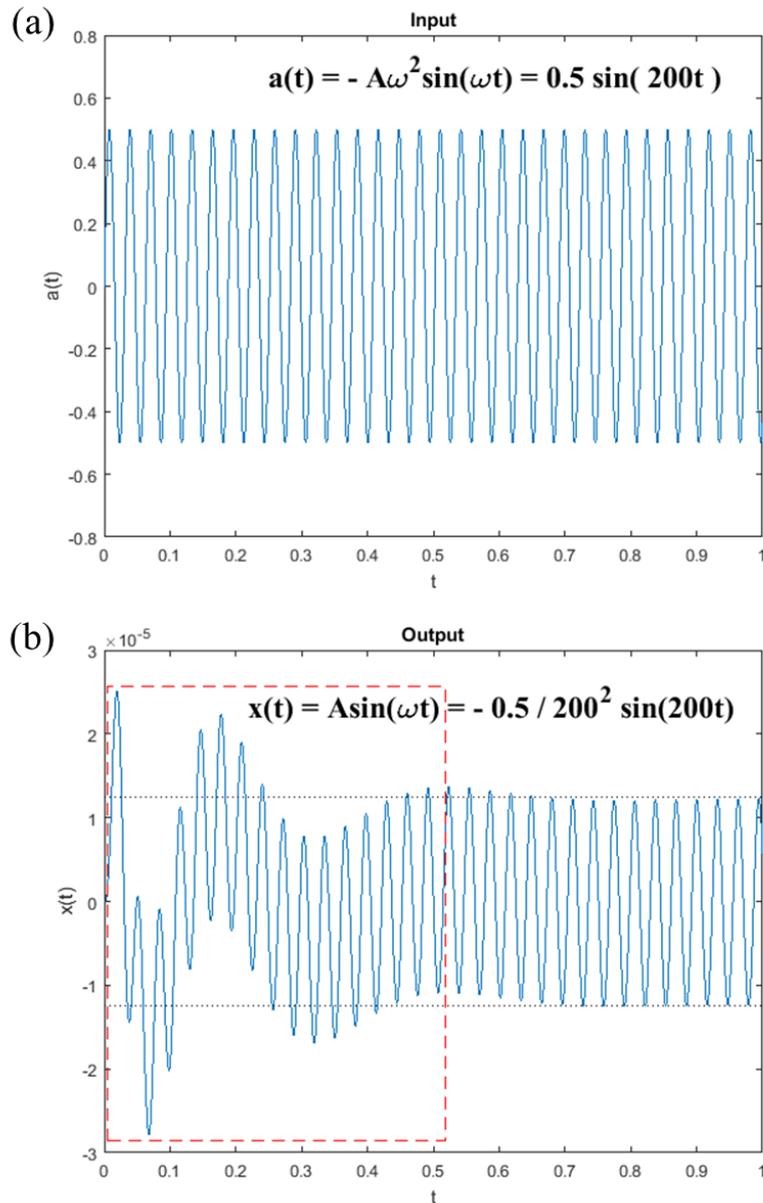


圖 5.2 防漂移積分器起始的訊號不穩定情形

我們已知防漂移積分器是一個由積分器模型加上高通濾波器的模組，加速度在經過積分器的過程並不會累加其直流偏壓，也就是說在加速度積分成位移訊號經過控制後呈現無直流偏壓的情形時，不代表實際上的位移值是沒有偏移的。而在圖 5.2 中這樣不穩定的現象在經過 PID 的積分控制項 I 後，容易會累積成一偏移量，造成上述我們所提到的狀況。所以在做 PID 控制時，我們在積分控制項 I 後放一個作動時間為 0~1 秒的高通濾波器，濾掉前段因訊號不穩定所累積的偏移量，將有助於這種情形的減少。

## 5.2.2 相位補償器

本章希望能以微機電加速規為感測器，將由其所得的加速度訊號經積分及訊號處理後得到位移訊號，並以這樣的方式解決在某些無法使用位移感測器的情形下，得不到位移訊號的問題。

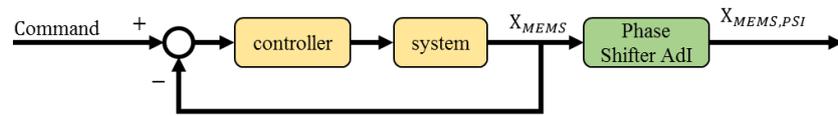
呂毓笙[5]對硬體積分器建立等效模型，並加上兩個 Sallen-Key 高通濾波器以達到抑制低頻訊號漂移的效果，完成了軟體防漂移積分器的設計。加速度訊號經防漂移積分器積分後的位移訊號相較與經普通積分器能得到較為穩定的結果，也能有效抑制低頻訊號漂移的問題，但其與雷射位移感測器所測得的位移訊號相比，仍有隨輸入訊號頻率而改變的相位偏移。

在第三章中我們已知，這樣的相位偏移現象是由防漂移積分器所貢獻的。我們藉由查表搭配時間延遲器設計相位補償器，使得加速度積分而成的位移訊號能藉由時間延遲而與雷射位移感測器測得的位移訊號有相同的相位，以完成相位補償。具體而言，相位補償的目標有以下兩個：

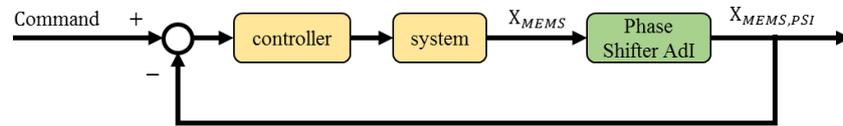
- (1) 使得由微機電加速規測得加速度經防漂移積分器積分所得的位移訊號能夠在欲控制區間取代位移感測器所得之位移訊號。
- (2) 藉由相位補償改善加速度積分回授後的結果。

基於上述兩個理由，我們欲設計的相位補償策略共有三種，如圖 5.3 所示：

### I. 相位補償器(對防漂移積分器)未加入回授



### II. 相位補償器(對防漂移積分器)加入回授



### III. 相位補償器(對防漂移積分器+對系統動態)加入回授

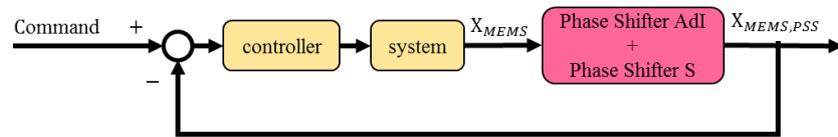


圖 5.3 三種相位補償策略之方塊圖

在策略 I 中，加速度經防漂移積分器後之位移訊號在回授之後加入相位補償器，如所示。在這樣的策略中，相位補償器並沒有進入回授迴路中，僅在迴路外加上一針對防漂移積分器所造成的相位落後問題進行補償的相位補償器，以利正確訊號的讀取。

在策略 II 中，加速度經防漂移積分器後之位移訊號先加入一針對防漂移積分器所造成的相位落後問題進行補償的相位補償器，而後進行回授控制。在這樣的策略中，我們想要知道相位補償器加入回授控制中是否有助於改善控制結果。

由於平台是二階系統，其所測得的訊號在自然頻率的前後會有一明顯的相位差區段，加速度訊號相位角會由 $180^\circ$ 劇烈下滑至 $0^\circ$ ，位移訊號相位角會由 $0^\circ$ 劇烈下滑至 $-180^\circ$ ，而這樣的相位變化會使得回授訊號與輸入訊號之間的相位差有相位翻轉的現象，進而影響系統的控制能力。因此在策略 III 中，我們設計的相位補償器除了針對防漂移積分器所造成的相位落後進行補償以外，也針對系統本身的相位變化進行補償。

### 5.3 下平台加速度積分回授定位控制之模擬與實驗

在前一節我們介紹了控制器設計的方法與策略，本節將針對下平台做出明確的控制器設計，並以此控制器對下平台進行加速度積分回授定位控制。我們設定目標為位移的弦波訊號追蹤，以驗證控制器對於反覆切換定位的能力，並探討控制器對弦波運動響應所造成的系統等效頻寬與落後相位的關係。

#### 5.3.1 下平台控制器設計

下平台所使用到的相位補償器有二，其一為對防漂移積分器作相位補償的相位補償器(Phase Shifter for Anti-drift Integrator, PS-AdI)，其待補償相位如圖 5.4 所示。由圖可以看到在低頻時需補償的相位非常大，我們可以預期使用 PS-AdI 對低頻訊號將會有可見的改善。

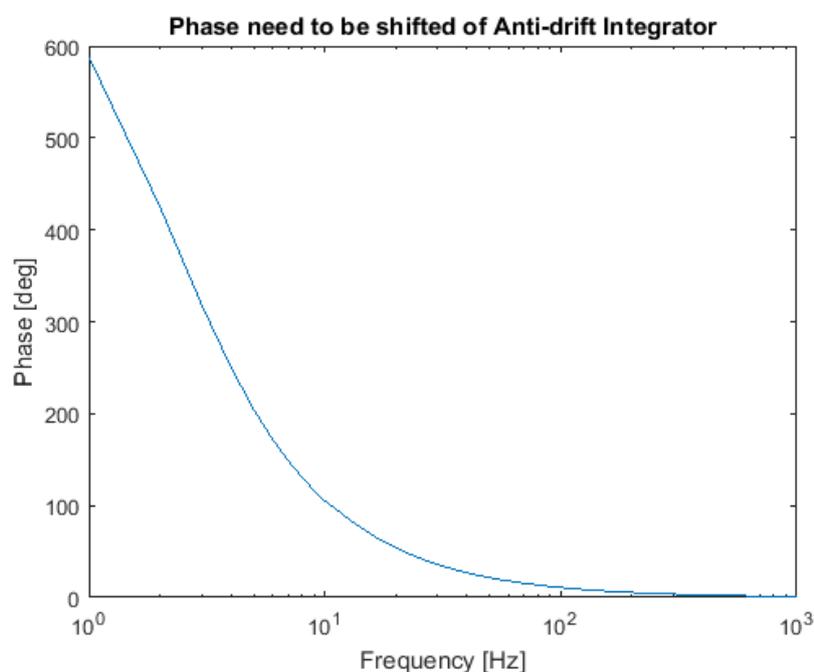


圖 5.4 對防漂移積分器之相位補償器 PS-AdI 相位補償圖

另一種相位補償器，也就是 5.2 節中所提到的策略 III，不只對防漂移積分器進行相位補償(PS-AdI)，也對整體系統的模型進行相位補償(Phase

Shifter for the System Dynamics, PS-S)，需補償相位如圖 5.5 中黃線所示。

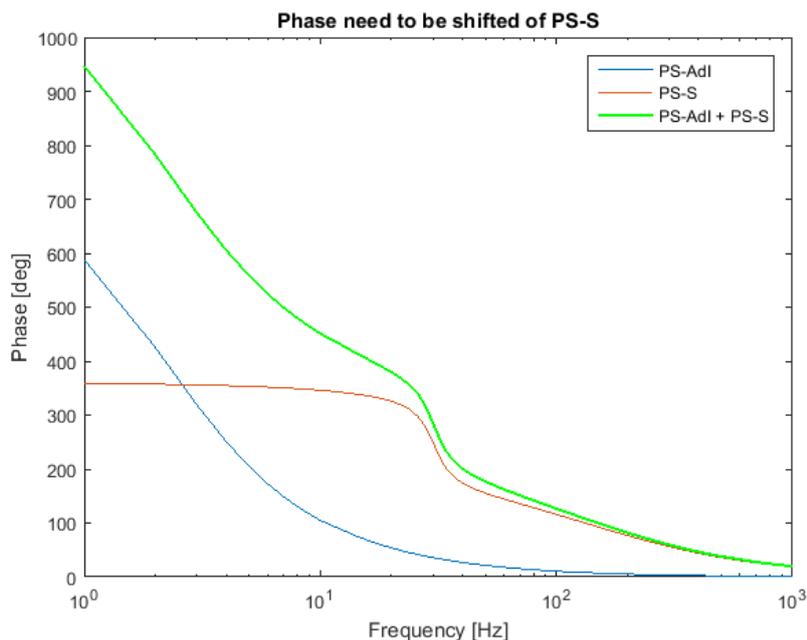


圖 5.5 下平台相位補償器 PS-AdI + PS-S 相位補償圖

我們利用 Simulink 模擬軟體嘗試對下平台進行弦波追蹤的 PID 回授控制。使用表 5.1 中的 PID 控制參數，對策略 I 加速度經防漂移積分器後之位移訊號在回授之後加入相位補償器進行模擬我們能得到不錯的控制成果，如圖 5.6 所示。

表 5.1 下平台 PID 控制器參數表

下平台 PID 控制器參數	
比例增益值( $K_P$ )	1.65
積分增益值( $K_I$ )	110
微分增益值( $K_D$ )	0.005
回授比例參數(Q)	0.42

其中在輸入訊號頻率低於 34Hz 時，由微機電加速規積分而成的位移訊號與雷射位移感測器之間的相位差相當大，但經相位補償器後，其相位與雷射位移感測器已幾無差異。又在輸入訊號 1-6Hz 之間時，加速度積分

後的位移值低於雷射位移感測器所得位移值許多，判斷應是防漂移積分器的低頻頻寬所導致。

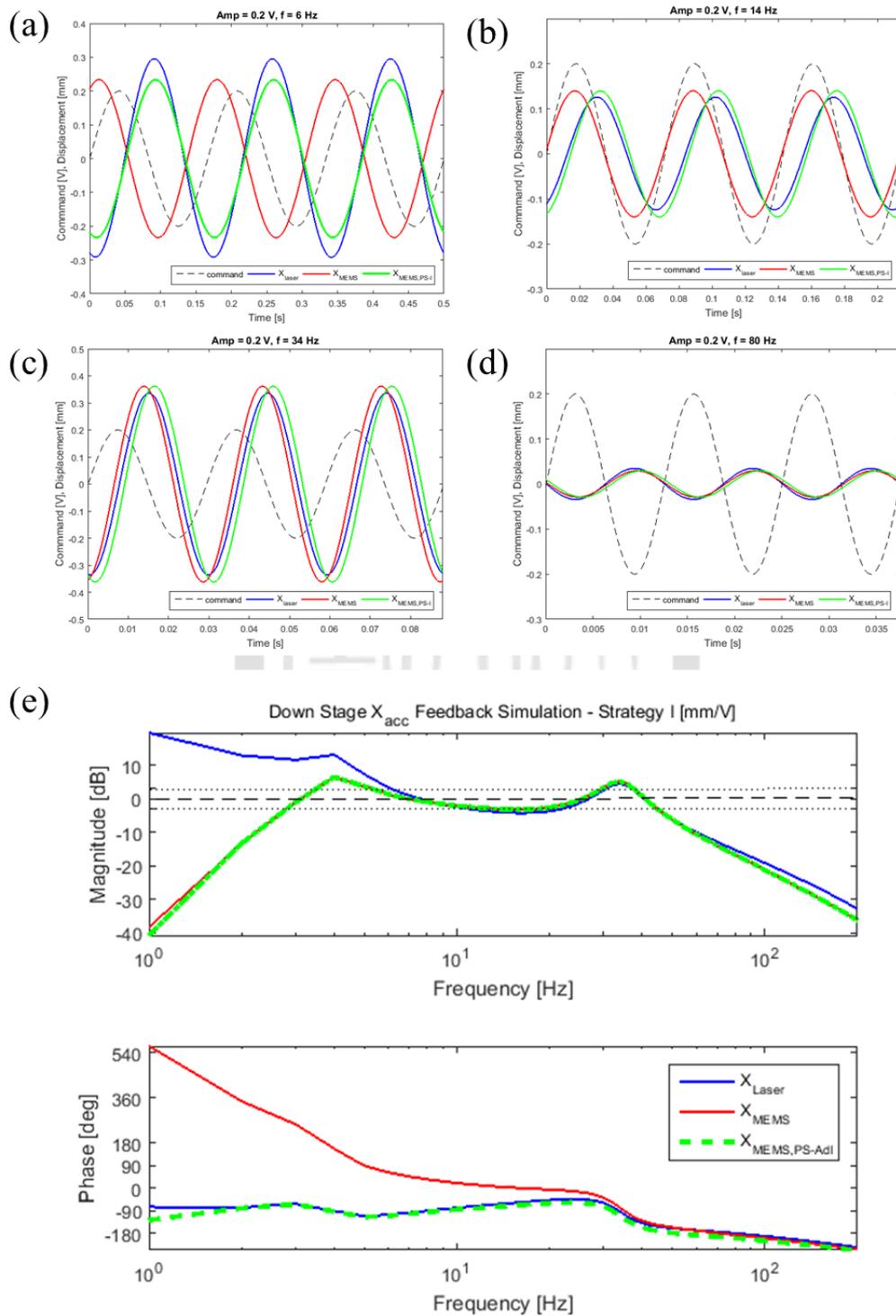


圖 5.6 下平台策略 I 模擬 (a)輸入訊號 6 Hz (b)輸入訊號 14 Hz (c)輸入訊號 34 Hz (d)輸入訊號 80 Hz (e)波德圖

由策略 I 我們已知相位補償器 PS-I 能對相位進行有效補償，接下來我們想針對三種策略進行模擬，並觀察其雷射位移感測器的位移響應訊號，來判別這三種策略的控制效果。觀察圖 5.7，我們可以發現(a)中經相位補償器 PS-AdI 的位移訊號與(b)中雷射位移感測器測得訊號除了 6Hz 以下雷射位移感測器的訊號明顯高了許多以外，6Hz 以上訊號大致相同。而其中使用相位補償策略 II，只對防漂移積分器作補償，雖然可以有效改善低頻部分因相位差及頻寬問題導致雷射位移感測器的大增益，但在 34Hz 左右則會產生突起峰值。使用策略 III，則可兼具改善低頻部分的大增益，亦能降低在 34Hz 左右的峰值。

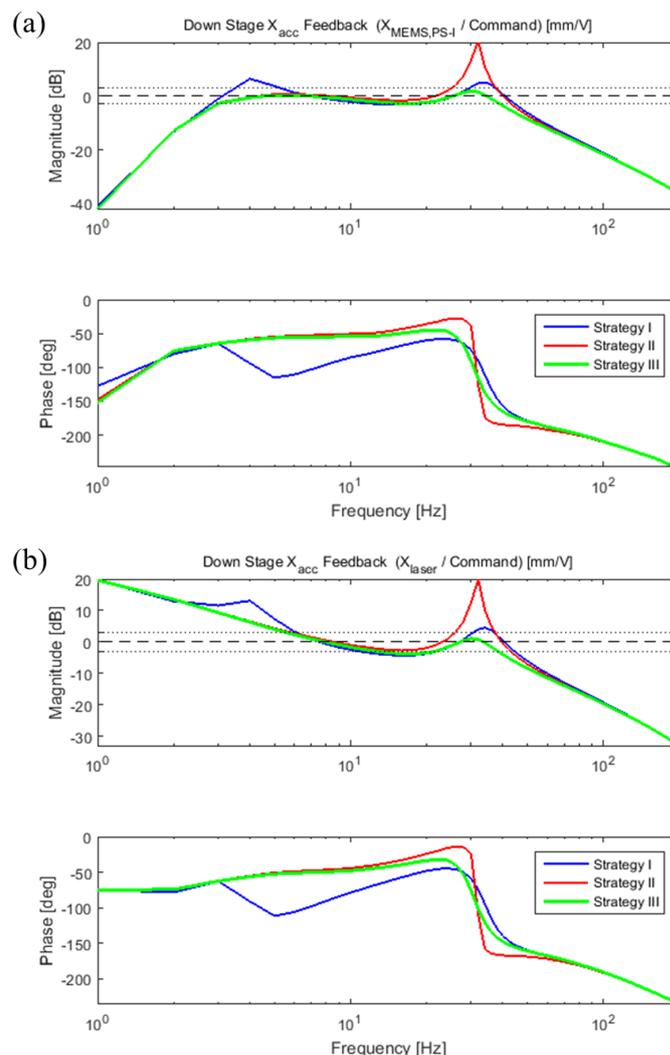


圖 5.7 下平台加速度積分回授搭配不同相位補償器策略的情形下位移訊號對輸入波德圖模擬 (a) 經相位補償 PS-AdI (b)雷射位移感測器

### 5.3.2 下平台加速度積分弦波追蹤實驗

由上一小節的模擬結果我們已知各種策略可能的結果，這一小節我們將分別使用這三種策略對下平台進行加速度積分 PID 回授控制實驗。首先我們使用策略 I（加速度經防漂移積分器後之位移訊號在回授之後加入相位補償器）對下平台進行加速度積分回授弦波軌跡追蹤實驗，藉由輸入不同頻率的弦波訊號我們可得結果如圖 5.8 所示。

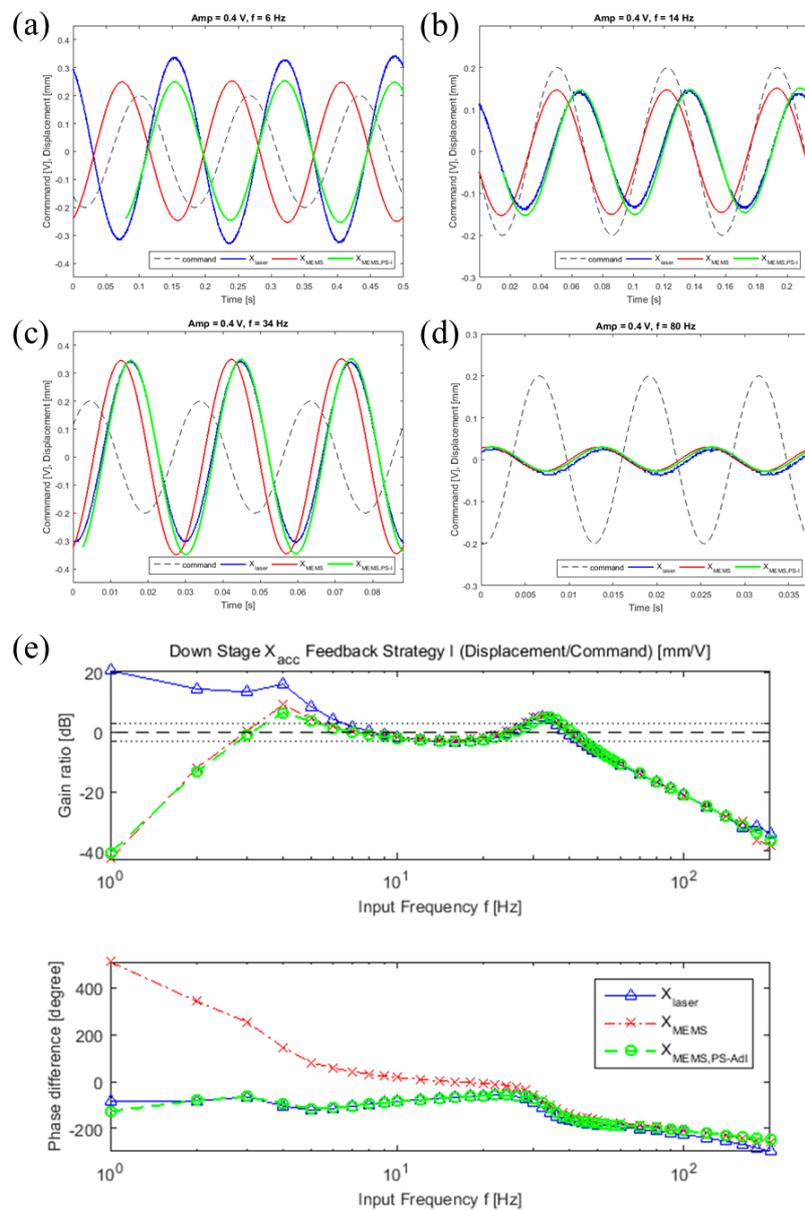


圖 5.8 下平台加速度積分回授控制搭配相位補償策略 I (a) 輸入訊號 6 Hz (b) 輸入訊號 14 Hz (c) 輸入訊號 34 Hz (d) 輸入訊號 80 Hz (e) 波德圖

觀察其結果與模擬結果耦合性很高。6Hz 以下的加速度積分位移訊號因防漂移積分器頻寬問題，其值相較於位移感測器測得位移小許多，不具有替代位移感測器的能力。而在 14Hz 的前後雖其值稍低，但仍在-3dB 範圍內。34Hz 則又有另一峰值，觀察其相位變化，可知其應為二階平台回授的響應頻率。在 34Hz 之後，位移的增益值則持續下滑，至 80Hz 時位移增益值已與輸入訊號有非常大程度的落差。整體而言，在回授控制後加入相位補償器，有助於以加速度訊號積分成位移作為位移狀態的觀測，但不具有改善系統回授控制的能力。

接著我們使用策略 II，加速度經防漂移積分器後之位移訊號先對防漂移積分器進行補償，而後進行回授控制。在以此策略對不同輸入頻率的弦波訊號進行弦波追蹤後，我們可得結果如圖 5.9 所示。

由圖可知，將對防漂移積分器作相位補償的相位補償器 PS-AdI 放入回授確實有助於響應共振頻率以下的訊號的穩定。在策略 I 中，4 Hz~6 Hz 間突起的峰值在策略 II 將相位補償器加入回授後有抑制下來，6 Hz~24 Hz 之間的訊號也變得較策略 I 所得結果平緩，且更接近於 0 dB。然而 34 Hz 前後的響應峰值則在相位補償器加入回授卻更顯劇烈，更高的頻率下兩種策略則沒有差異。我們推斷是因為防漂移積分器在低頻有很明顯相位差，隨著頻率增加，相位差也持續下降。在相位差下降且頻率持續上升的情形下，需要用來補償相位的時間延遲也越來越小，甚至會低於取樣時間，所以兩種策略在高頻並沒有顯著差異。

而為改善 34 Hz 左右突起峰值的問題，我們可以透過在高低頻間使用相位補償器與否的切換來改善，也可以進一步嘗試策略 III，同時對系統動態進行相位補償，研究其是否能改善回授控制結果。

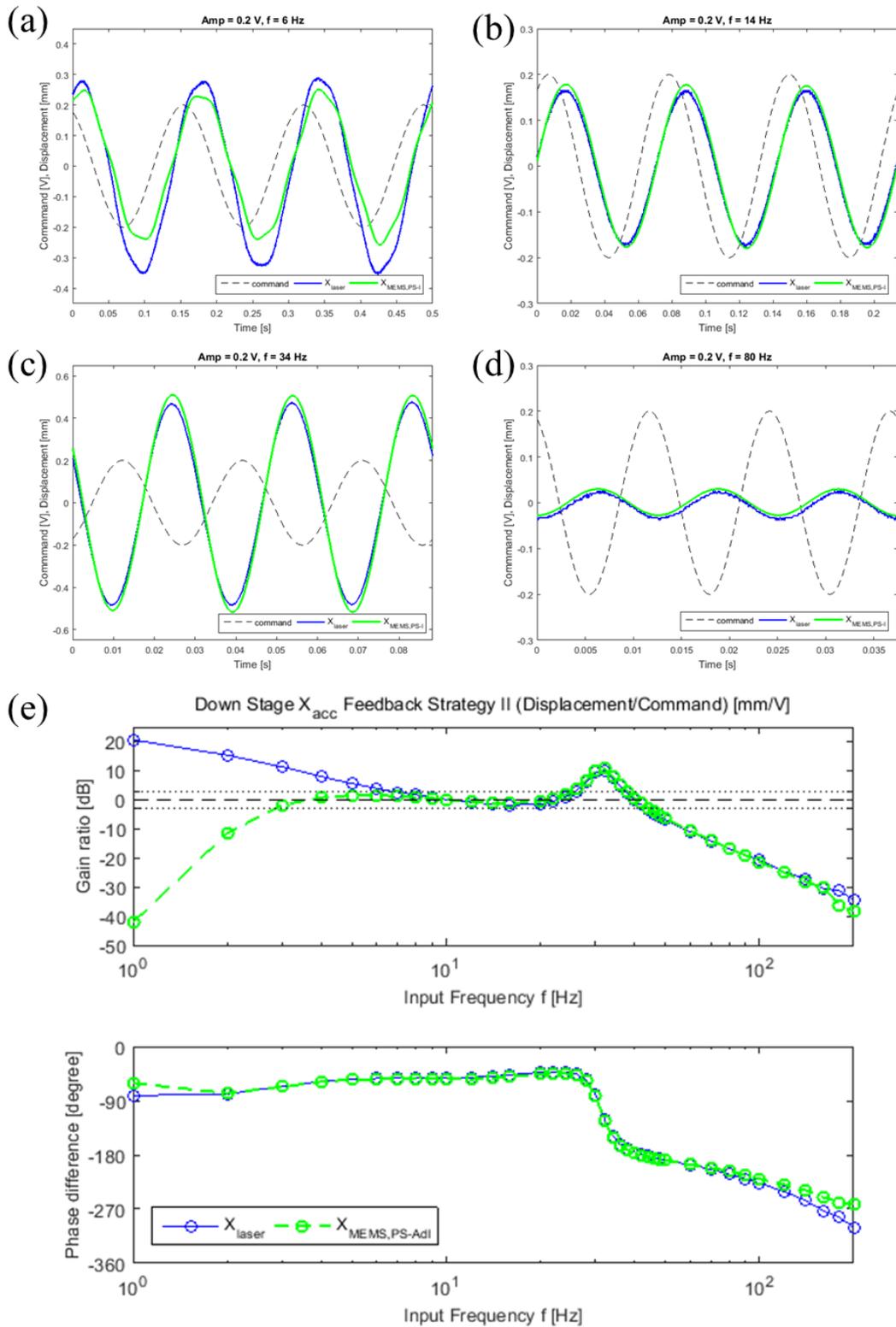


圖 5.9 下平台加速度積分回授控制搭配相位補償策略 II (a)輸入訊號 6 Hz (b) 輸入訊號 14 Hz (c) 輸入訊號 34 Hz (d)輸入訊號 80 Hz (e)波德圖

相位補償策略 III，加速度積分後對防漂移積分器相位補償且對系統動態相位補償然後再回授。在以此策略對不同輸入頻率的弦波訊號進行弦波

追蹤後，我們可得結果如圖 5.10 所示。

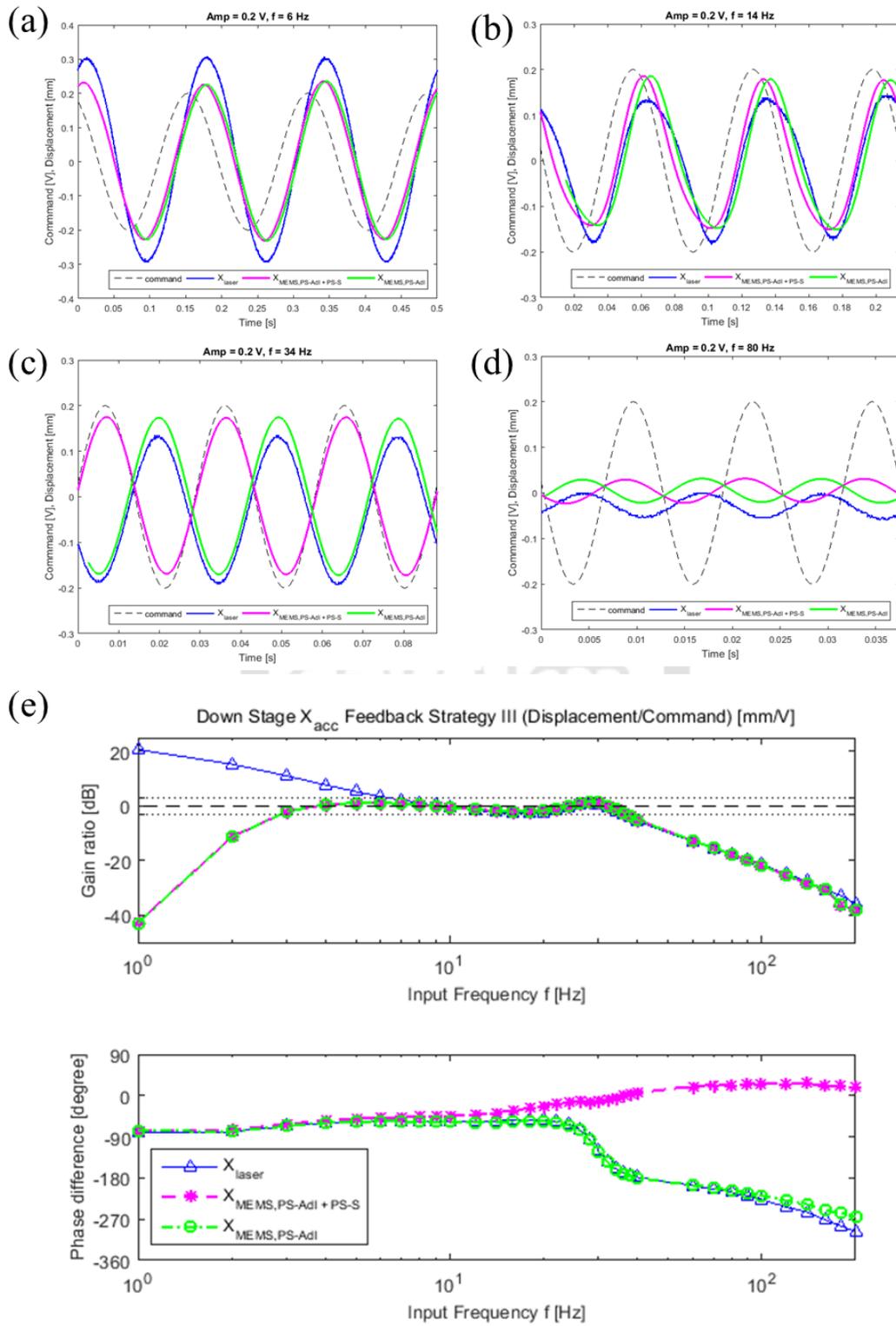


圖 5.10 下平台加速度積分回授控制搭配相位補償策略 III (a)輸入訊號 6 Hz (b) 輸入訊號 14 Hz (c) 輸入訊號 34 Hz (d)輸入訊號 80 Hz (e)波德圖

由圖 5.10 可知，在對防漂及積分器進行相位補償時同時對系統動態進行相位補償能有效改善回授控制結果，不僅能如策略 II 一樣改善策略 I 中 4 Hz~6 Hz 間低頻突起的情形，亦不會像策略 II 一樣在 34 Hz 有一突起峰值，而是將峰值往下移到下平台共振頻率 30Hz，並將突起訊號抑制到 3 dB 以內，是以頻寬可以提升到 36 Hz。觀察波德圖發現，加速度積分對防漂移積分器相位補償且對系統動態相位補償的位移值與雷射位移感測器測得的位移值在相位有明顯差異，但同時只經對防漂移積分器相位補償的位移值不管相位還是增益都與雷射位移感測器測得的位移值相當。因此我們可以將加速度積分後對防漂移積分器相位補償的值作為系統的位移值，將其值再對系統動態作相位補償後進入回授，則可兼具 5.2 節中我們所提到的兩個相位補償目標——以微機電加速規測得的加速度訊號經防漂移積分器及相位補償器後的位移訊號能替代雷射位移感測器所測得的位移訊號，以及改善加速度積分回授的結果。

### 5.3.3 下平台加速度積分弦波追蹤實驗的性能分析

在完成三種策略的實驗驗證後，我們要來對這三種相位補償策略做性能分析。包含 5.2 節所提的對雷射位移感測器的替代性，改善回授系統的能力，以及本小節將會驗證的控制器強健性以及在複合式頻率輸入訊號的情況下系統響應情形。

在是否能替代雷射位移感測器，以微機電加速規所測得的加速度訊號積分經相位補償後的位移值作為系統位移值的方面，三種相位補償策略都在 6 Hz 以下喪失其替代性，但 6 Hz 以上大抵都與雷射位移感測器測得的位移值相當，因此在替代性這部分，三種相位補償策略都符合條件。

在是否能改善加速度積分回授方面，我們將三種策略下由雷射位移感測器所測得的位移值視為系統實際的位移值，藉由輸入不同頻率的弦波，

並比較其位移值與輸入訊號之間的增益值及相位差，我們可得其波德圖如圖 5.11 所示。在使用策略 I 時，因沒有將相位補償加入回授，則並不會影響系統動態特性，故沒有這方面的能力。而策略 II 相較於策略 I 在 4Hz ~ 6Hz 之間的突起峰值則有明顯改善，但其在 34 Hz 前後的峰值卻高於未在回授中使用相位補償的策略 I。策略 III 除了可抑制低頻的突起峰值，亦可使可控區的數值更為平換，且不會有在 34 Hz 左右的劇烈突起，是非常優秀的策略，但策略 III 是需要依不同平台的動態模型來作調整的。要快速應用此相位補償器到其他的平台，我們可以考慮在不同輸入頻率下切換使用相位補償策略 I 和 II，使回授控制可以兼具低頻峰值的抑制，又不會在 34 Hz 時出現較大的響應增益。

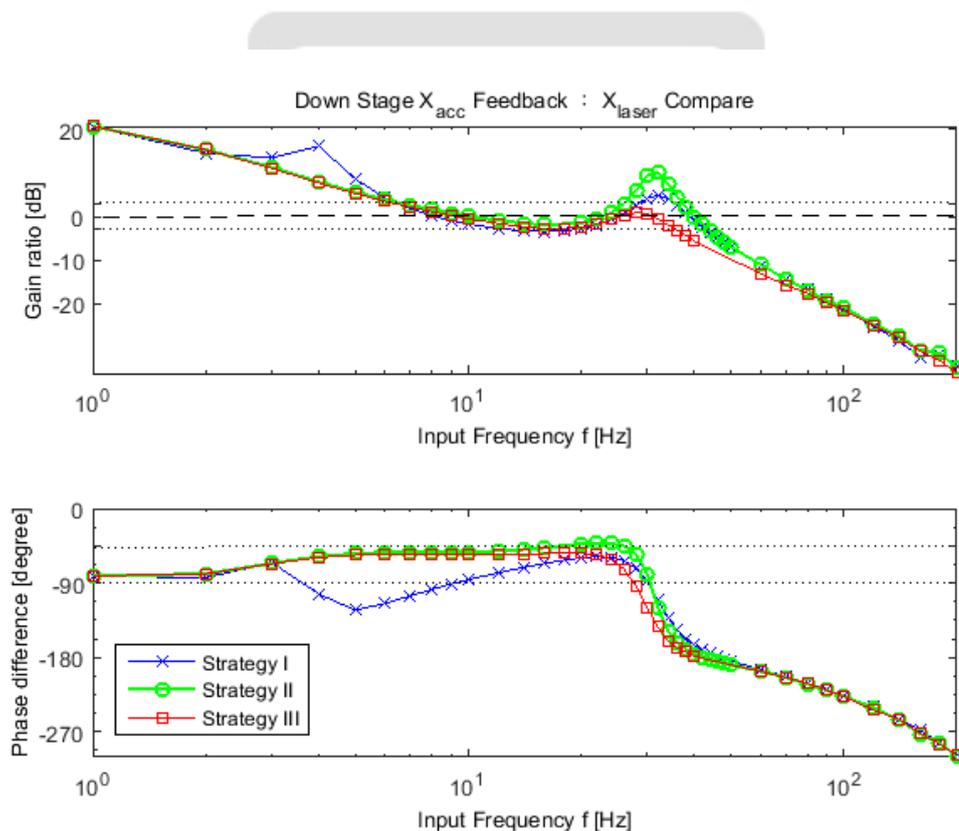


圖 5.11 下平台加速度積分回授搭配不同相位補償策略的波德比較圖

整理圖 5.10 結果，以  $\pm 3\text{dB}$  作為可控制區間，整理三種相位補償策略的頻寬如表 5.2 所示。其中策略 II 與策略 I 的頻寬相當，但可控制區間卻有差異，策略 I 有較高的高頻截止頻率，策略 II 有較低的低頻截止頻率，

若將這兩種策略結合切換則可能有效提生頻寬。策略 III 相較於策略 I 和策略 II 有相當明顯的頻寬的提升。

表 5.2 下平台應用不同相位補償策略之動態性能比較表

相位補償策略	可控制區間( $\pm 3\text{dB}$ )	頻寬
策略 I	7Hz ~ 28 Hz	21 Hz
策略 II	6Hz ~ 26 Hz	20 Hz
策略 III	6 Hz ~ 36 Hz	30 Hz

考慮控制策略強健性，我們採用策略 III，分別將 5g、25g、45g 負載加裝於上平台上方，並以不同頻率弦波輸入，觀察其加速度積分並經相位補償的位移相對於輸入訊號的增益值與相位差，我們可得不同情形下的波德圖如圖 5.12 所示。由圖我們可以觀察到隨著負載增加，高頻截止頻率漸漸左移，並由 14Hz 那點可以假定其共振峰值的大小也越來越大。

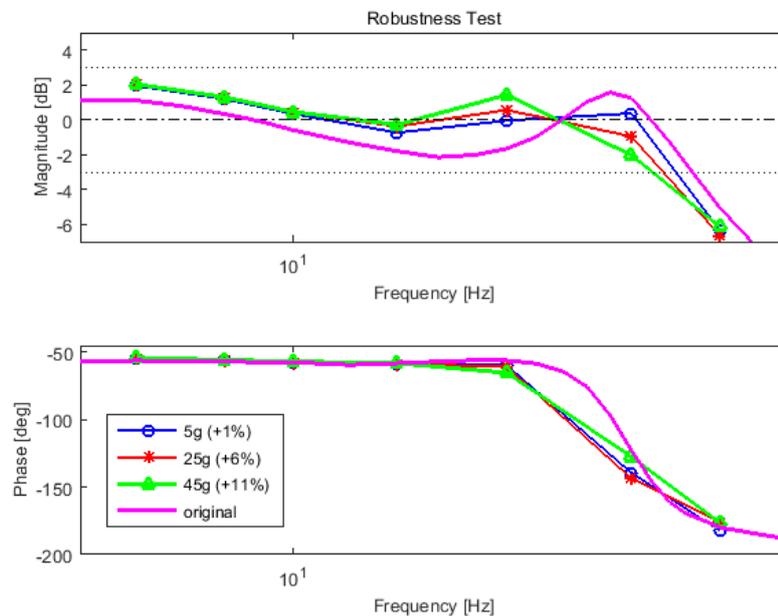


圖 5.12 下平台在外加負載下的強健性分析

在 AOI 系統中，所要抑制的振動頻率可能不為單一頻率，為了要驗證此加速度積分控制策略在實際應用上的可能性，我們將不同頻率與振幅的兩個弦波訊號組合為輸入訊號，觀察在這樣的情形下，系統響應的結果。

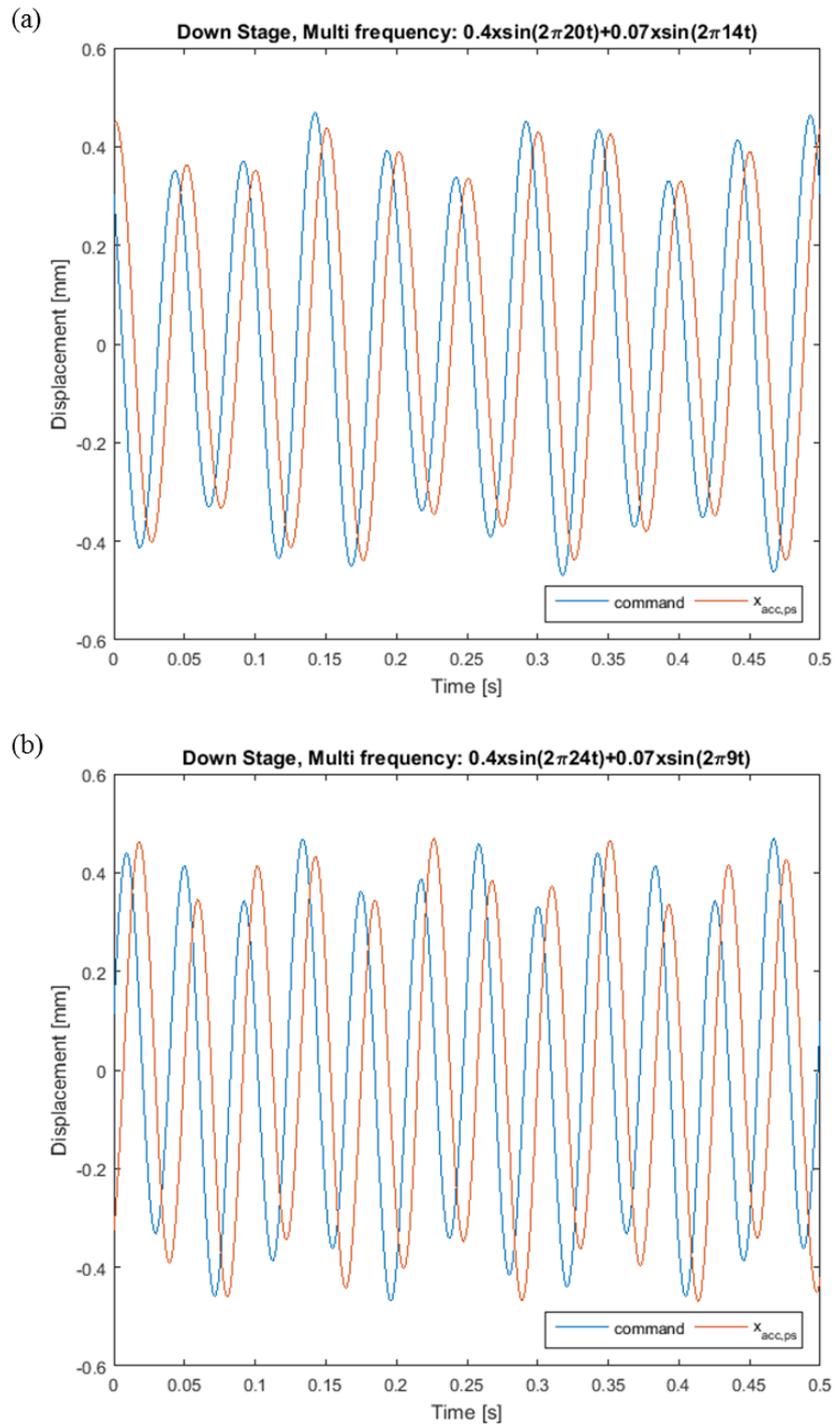


圖 5.13 下平台在複合式輸入頻率下的系統響應 (a)輸入訊號  $0.4 \sin(2\pi 20t) + 0.07 \sin(2\pi 14t)$  (b)輸入訊號  $0.4 \sin(2\pi 24t) + 0.07 \sin(2\pi 9t)$

圖 5.13 為下平台在複合式輸入頻率下的系統響應，其中圖 5.13(a)的輸入訊號由振幅 0.4mm 頻率 20Hz 與振幅 0.07mm 頻率 14Hz 的正弦訊號所組成，圖 5.13(b)的輸入訊號由振幅 0.4mm 頻率 24Hz 與振幅 0.07mm 頻率

9Hz 的正弦訊號所組成。我們觀察圖 5.13 可知，當輸入訊號頻率間距較小時如圖 5.13(a)，其響應與輸入較為吻合，僅有些微的相位偏差產生。然而當輸入訊號頻率間距漸大時如圖 5.13(b)，其響應漸漸不能追上輸入訊號。其可能原因為系統的響應在不同輸入頻率下會有漸漸偏移的相位變化如圖 5.10(e)所示，則當複合輸入頻率中兩者輸入訊號頻率相差甚大時，對主要輸入頻率的相位響應與對次要輸入頻率的相位響應之間有不可忽略的相位差，進而導致系統響應漸漸偏離輸入訊號。



## 5.4 上平台加速度積分回授定位控制之模擬與實驗

在前一節我們介紹了下平台的加速度積分回授搭配各種相位補償策略的控制器設計及其模擬與實驗結果。本節將討論下平台的加速度積分回授定位控制的模擬與實驗。

### 5.4.1 上平台控制器設計

對防漂移積分器的相位補償器與下平台一致如圖 5.14 所示。而對上平台的相位補償器，也就是 5.2 節中所提到的策略 III，不只對防漂移積分器進行相位補償，也對整體系統的模型進行相位補償，需補償相位如圖 5.14 中綠線所示。

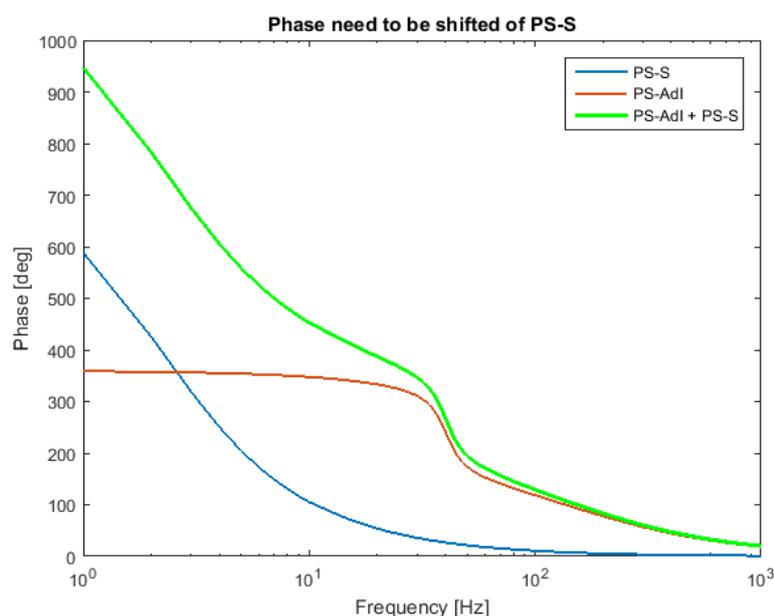


圖 5.14 上平台相位補償器 PS-AdI + PS-S 相位補償圖

我們利用 Simulink 模擬軟體嘗試對下平台進行弦波追蹤的 PID 回授控制。使用表 5.3 中的 PID 控制參數，對策略 I 加速度經防漂移積分器後之位移訊號在回授之後加入相位補償器進行模擬我們能得到不錯的控制成果，如圖 5.15 所示。

表 5.3 上平台 PID 控制器參數表

下平台 PD 控制器參數	
比例增益值( $K_P$ )	0.8
積分增益值( $K_I$ )	140
微分增益值( $K_D$ )	0.003
回授比例參數(Q)	0.42

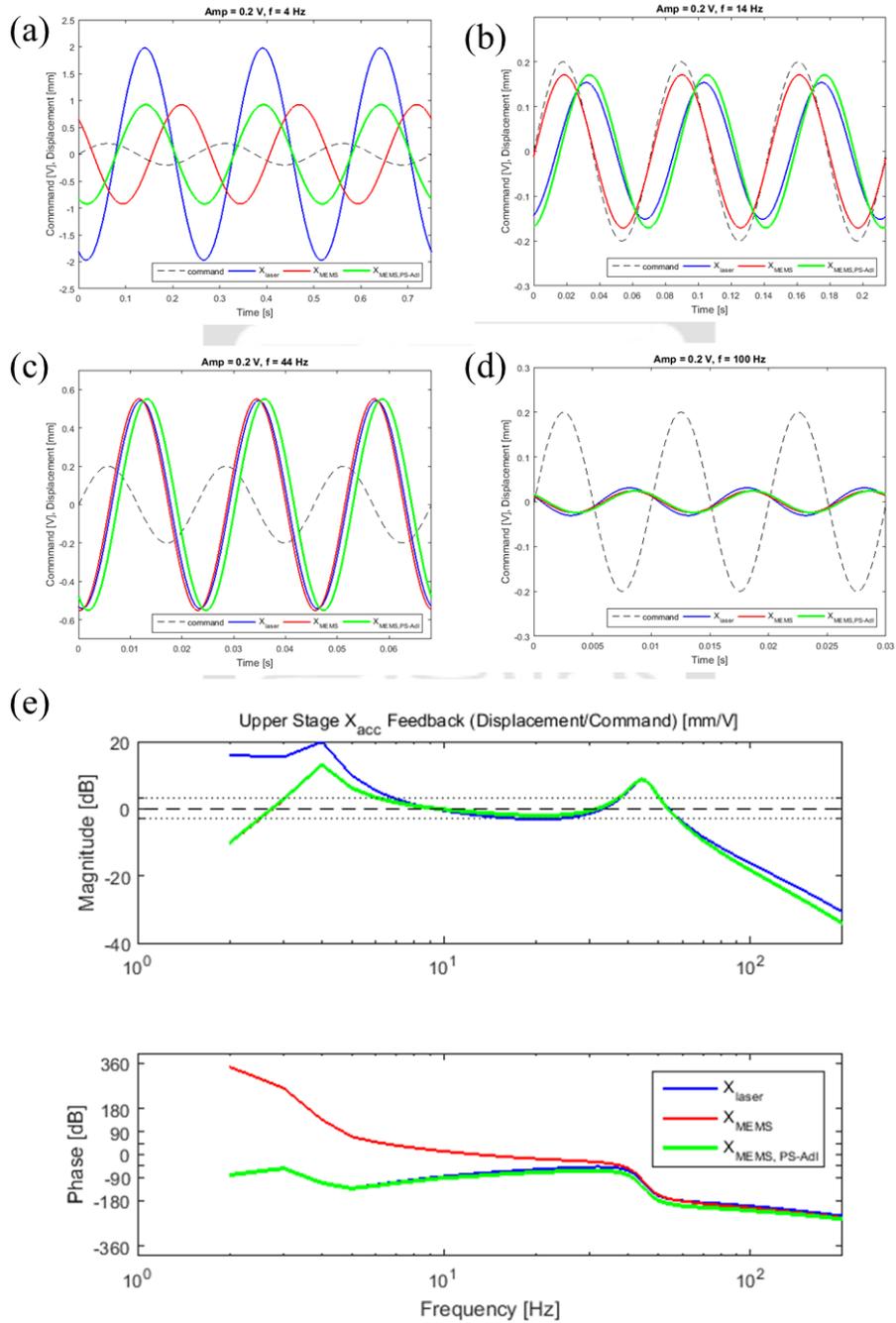


圖 5.15 上平台策略 I 模擬 (a)輸入訊號 4Hz (b)輸入訊號 14 Hz (c)輸入訊號 4 Hz (d)輸入訊號 100 Hz (e)波德圖

其中在輸入訊號頻率低於 44Hz 時，由微機電加速規積分而成的位移訊號與雷射位移感測器之間的相位差相當大，但經相位補償器後，其相位與雷射位移感測器已幾無差異。又在輸入訊號 2H 到 6Hz 之間時，加速度積分後的位移值低於雷射位移感測器所得位移值許多，判斷應是防漂移積分器的低頻頻寬所導致。

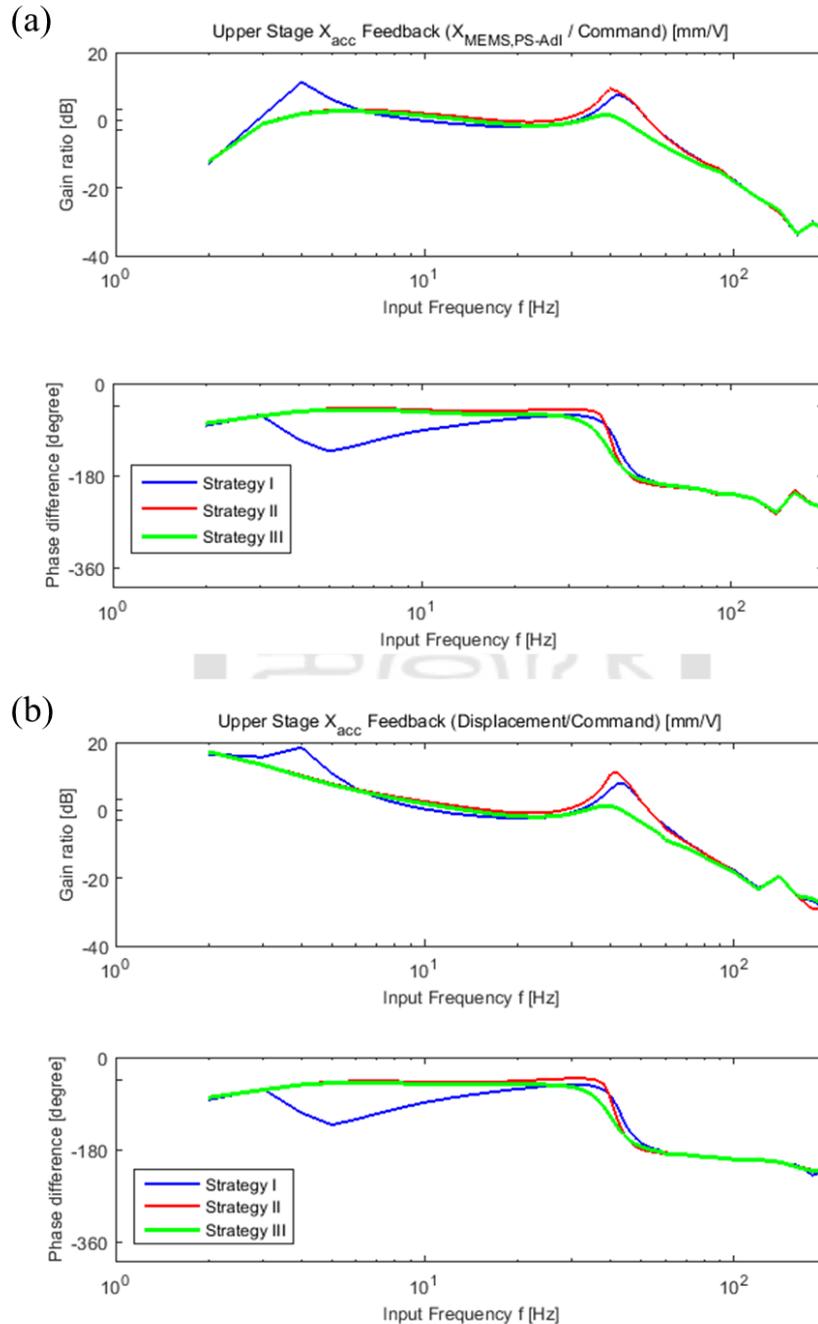


圖 5.16 上平台加速度積分回授搭配不同相位補償器策略的情形下位移訊號對輸入波德圖模擬 (a) 經相位補償 PS-AdI (b) 雷射位移感測器

由策略 I 我們已知相位補償器 PS-I 能對相位進行有效補償，接下來我們想針對三種策略進行模擬，並觀察其雷射位移感測器的位移響應訊號，來判別這三種策略的控制效果。觀察圖 5.16，我們可以發現(a)中經相位補償器 PS-AdI 的位移訊號與(b)中雷射位移感測器測得訊號除了 6Hz 以下雷射位移感測器的訊號明顯高了許多以外，6Hz 以上訊號大致相同。而其中使用相位補償策略 II，只對防漂移積分器作補償，雖然可以有效改善低頻部分因相位差及頻寬問題導致雷射位移感測器的大增益，但在 34Hz 左右則會產生突起峰值。使用策略 III，則可兼具改善低頻部分的大增益，亦能降低在 44Hz 左右的峰值。

#### 5.4.2 上平台加速度積分弦波追蹤實驗

由上一小節的模擬結果我們已知各種策略可能的結果，這一小節我們將分別使用這三種策略對下平台進行加速度積分 PID 回授控制實驗。

首先我們使用策略 I（加速度經防漂移積分器後之位移訊號在回授之後加入相位補償器）對下平台進行加速度積分回授弦波軌跡追蹤實驗，藉由輸入不同頻率的弦波訊號我們可得結果如圖 5.17 所示，觀察其結果與模擬結果耦合性很高。6Hz 以下的加速度積分位移訊號因防漂移積分器頻寬問題，其值相較於位移感測器測得位移小許多，不具有替代位移感測器的能力。而在 14Hz 的前後雖其值稍低，但仍在-3dB 範圍內。44Hz 則又有另一峰值，觀察其相位變化，可知其應為二階平台回授的響應頻率。在 44Hz 之後，位移的增益值則持續下滑，至 100Hz 時位移增益值已與輸入訊號有非常大程度的落差。整體而言，在回授控制後加入相位補償器，有助於以加速度訊號積分成位移作為位移狀態的觀測，但不具有改善系統回授控制的能力。

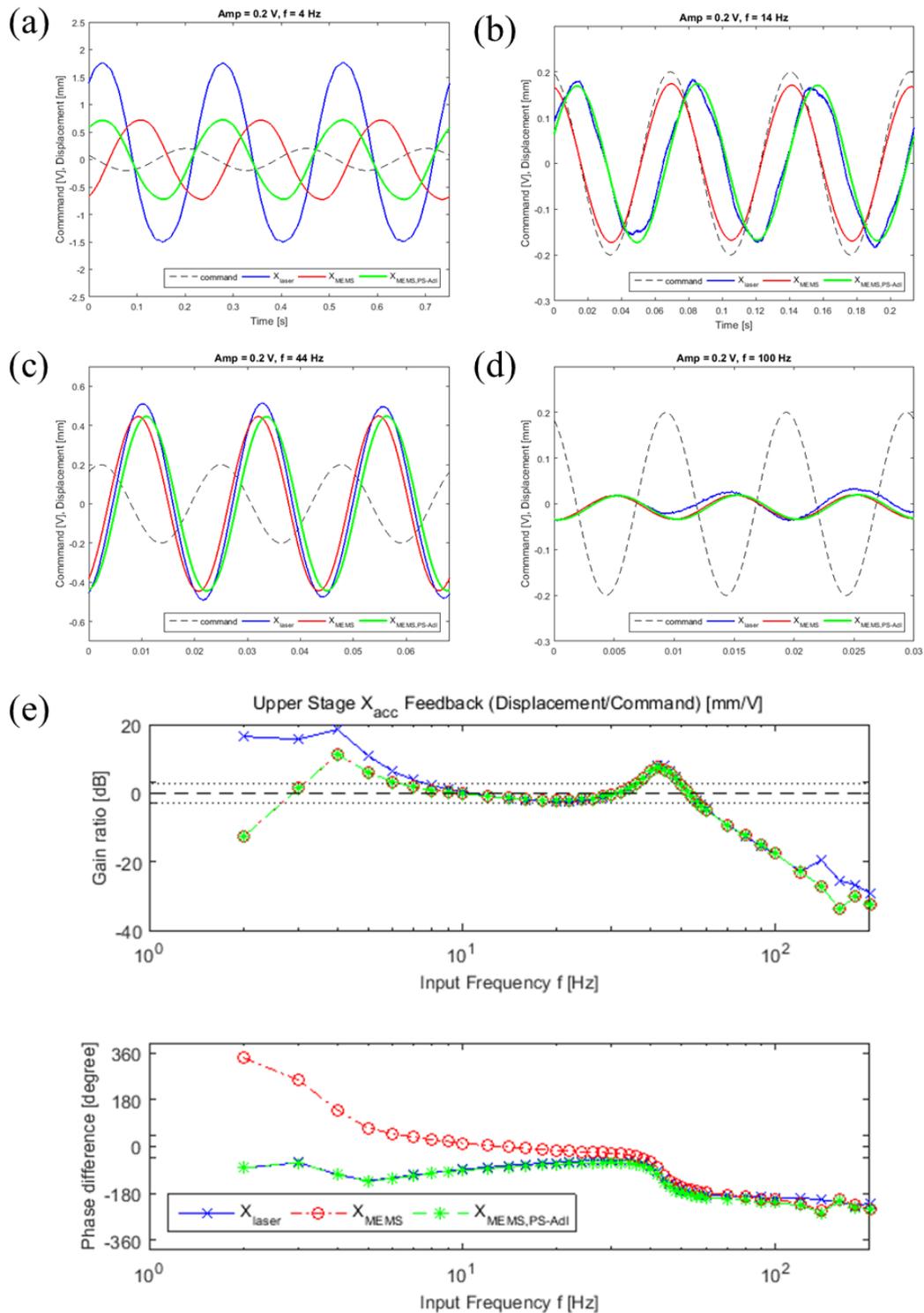


圖 5.17 上平台加速度積分回授控制搭配相位補償策略 I (a)輸入訊號 4 Hz (b) 輸入訊號 14 Hz (c) 輸入訊號 44 Hz (d)輸入訊號 100 Hz (e)波德圖

接著我們使用策略 II，加速度經防漂移積分器後之位移訊號先對防漂移積分器進行補償，而後進行回授控制。在以此策略對不同輸入頻率的弦

波訊號進行弦波追蹤後，我們可得結果如圖 5.18 所示。

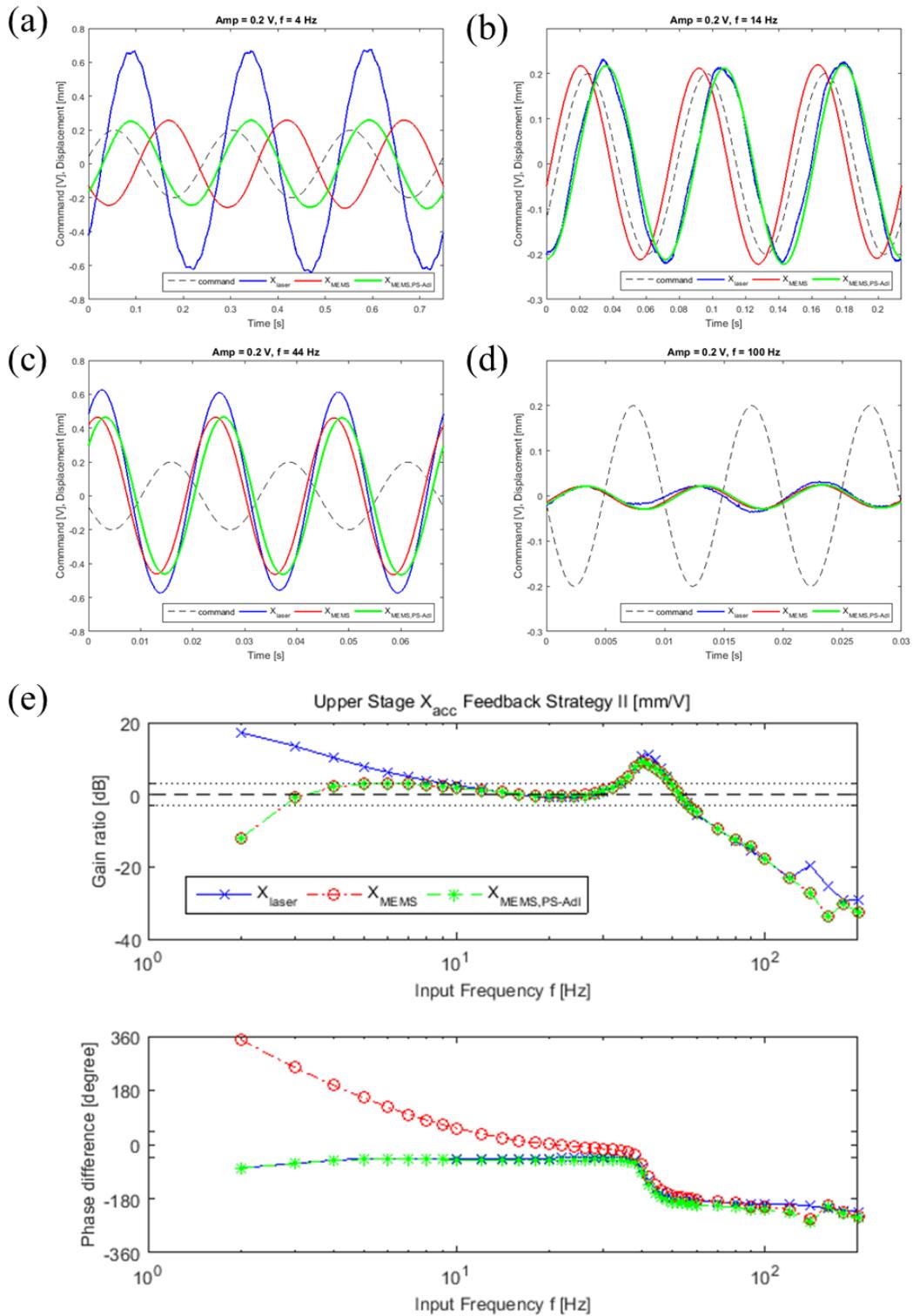


圖 5.18 上平台加速度積分回授控制搭配相位補償策略 II (a)輸入訊號 4 Hz (b) 輸入訊號 14 Hz (c) 輸入訊號 44 Hz (d)輸入訊號 100 Hz (e)波德圖

由圖 5.18 可知，將對防漂移積分器作相位補償的相位補償器 PS-AdI 放入回授確實有助於響應共至頻率以下的訊號的穩定。在策略 I 中，4 Hz ~ 6 Hz 間突起的峰值在策略 II 將相位補償器加入回授後有抑制下來，6 Hz ~ 36 Hz 之間的訊號也變得較策略 I 所得結果平緩，且更接近於 0 dB。然而 44Hz 前後的響應峰值則在相位補償器加入回授卻更顯劇烈，更高的頻率下兩種策略則沒有差異。我們推斷是因為防漂移積分器在低頻有很明顯相位差，隨著頻率增加，相位差也持續下降。在相位差下降且頻率持續上升的情形下，需要用來補償相位的時間延遲也越來越小，甚至會低於取樣時間，所以兩種策略在高頻並沒有顯著差異。而為改善 44 Hz 左右突起峰值的問題，我們可以透過在高低頻間使用相位補償器與否的切換來改善，也可以進一步嘗試策略 III，同時對系統動態進行相位補償，研究其是否能改善回授控制結果。

相位補償策略 III，加速度積分後對防漂移積分器相位補償且對系統動態相位補償然後再回授。在以此策略對不同輸入頻率的弦波訊號進行弦波追蹤後，我們可得結果如圖 5.19 所示。由圖 5.19 可知，在對防漂及積分器進行相位補償時同時對系統動態進行相位補償能有效改善回授控制結果，不僅能如策略 II 一樣改善策略 I 中 4 Hz 到 6 Hz 間低頻突起的情形，亦不會像策略 II 一樣在 44 Hz 有一突起峰值，而是將峰值往下移到下平台共振頻率 40Hz，並將突起訊號抑制到 3 dB 以內，是以頻寬可以提升到 48 Hz。觀察波德圖發現，加速度積分對防漂移積分器相位補償且對系統動態相位補償的位移值與雷射位移感測器測得的位移值在相位有明顯差異，但同時只經對防漂移積分器相位補償的位移值不管相位還是增益都與雷射位移感測器測得的位移值相當。因此我們可以將加速度積分後對防漂移積分器相位補償的值作為系統的位移值，將其值再對系統動態作相位補償後進入回授，則可兼具 5.2 節中我們所提到的兩個相位補償目標——以微機電加速規測得的加速度訊號經防漂移積分器及相位補償器後的位移訊號能替代雷射位移感測器所測得的位移訊號，以及改善加速度積分回授的結果。

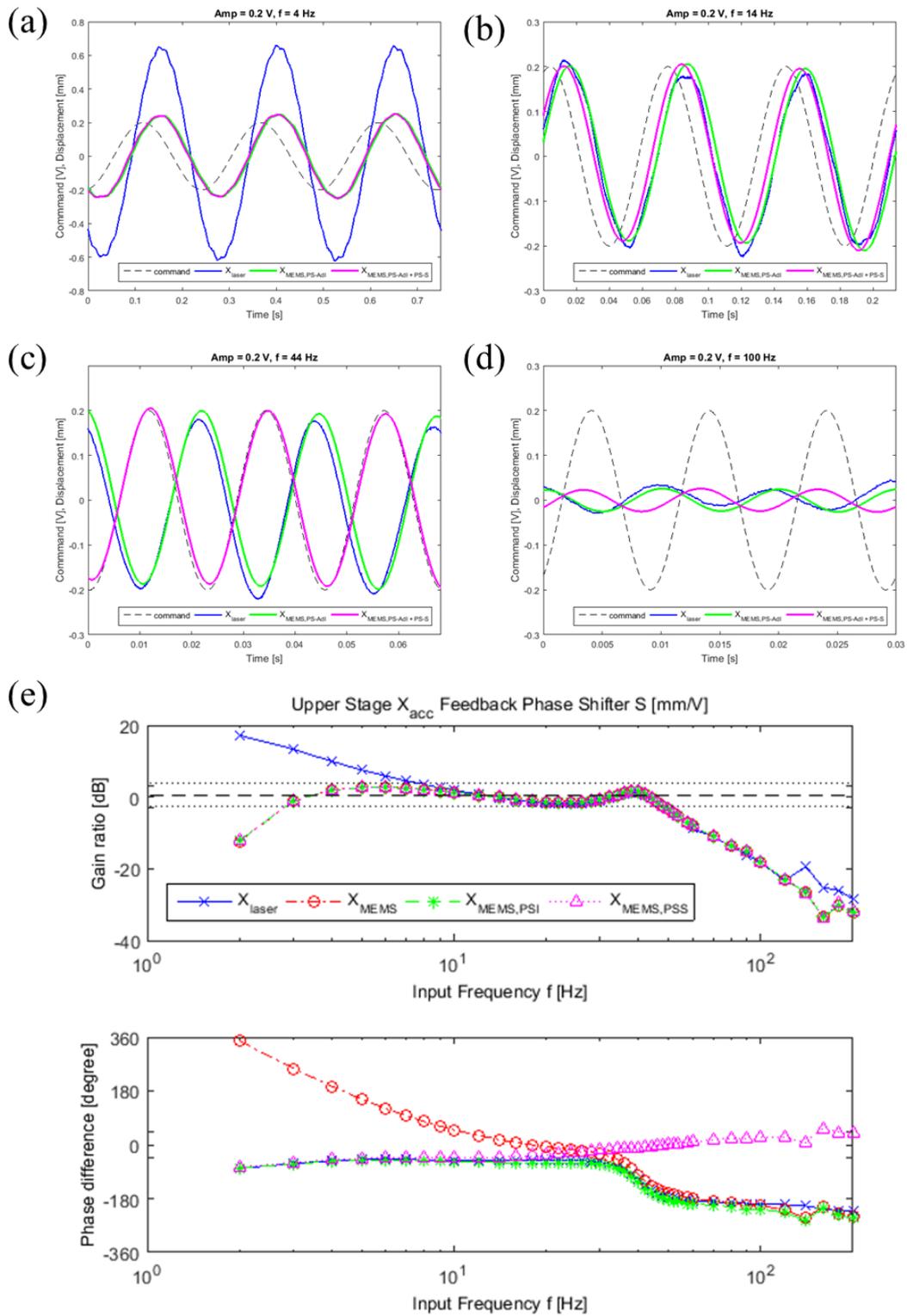


圖 5.19 上平台加速度積分回授控制搭配相位補償策略 III (a)輸入訊號 4 Hz (b) 輸入訊號 14 Hz (c) 輸入訊號 44 Hz (d)輸入訊號 100 Hz (e)波德圖

### 5.4.3 上平台加速度積分弦波追蹤實驗的性能分析

在完成三種策略的實驗驗證後，我們要來對這三種相位補償策略做性能分析。包含 5.2 節所提的對雷射位移感測器的替代性，改善回授系統的能力，以及本小節將會驗證的控制器強健性。

在是否能替代雷射位移感測器，以微機電加速規所測得的加速度訊號積分經相位補償後的位移值作為系統位移值的方面，三種相位補償策略都在 6 Hz 以下喪失其替代性，但 6 Hz 以上大抵都與雷射位移感測器測得的位移值相當，因此在替代性這部分，三種相位補償策略都符合條件。

在是否能改善加速度積分回授方面，我們將三種策略下由雷射位移感測器所測得的位移值視為系統實際的位移值，藉由輸入不同頻率的弦波，並比較其位移值與輸入訊號之間的增益值及相位差，我們可得其波德圖如圖 5.20 所示。

在使用策略 I 時，因沒有將相位補償加入回授，則並不會影響系統動態特性，故沒有這方面的能力。而策略 II 相較於策略 I 在 4Hz ~ 6Hz 之間的突起峰值則有明顯改善，但其在 44 Hz 前後的峰值卻高於未在回授中使用相位補償的策略 I。策略 III 除了可抑制低頻的突起峰值，亦可使可控區的數值更為平換，且不會有在 44 Hz 左右的劇烈突起，是非常優秀的策略，但策略 III 是需要依不同平台的動態模型來作調整的。要快速應用此相位補償器到其他的平台，我們可以考慮在不同輸入頻率下切換使用相位補償策略 I 和 II，使回授控制可以兼具低頻峰值的抑制，又不會在 44 Hz 時出現較大的響應增益。

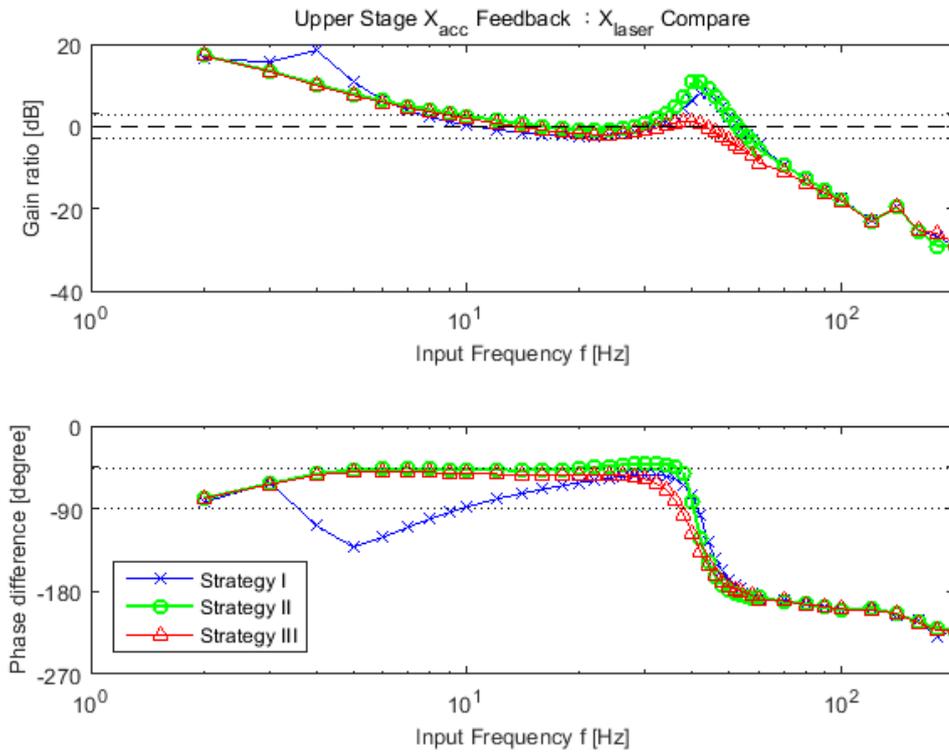


圖 5.20 上平台加速度積分回授搭配不同相位補償策略的波德比較圖

整理圖 5.20 結果，以 $\pm 3\text{dB}$ 作為可控制區間，整理三種相位補償策略的頻寬如表 5.4 所示。其中策略 II 與策略 I 的頻寬相當，但可控制區間卻有差異，策略 I 有較高的高頻截止頻率，策略 II 有較低的低頻截止頻率，若將這兩種策略結合切換則可能有效提生頻寬。策略 III 相較於策略 I 和策略 II 有相當明顯的頻寬的提升。

表 5.4 上平台應用不同相位補償策略之動態性能比較表

相位補償策略	可控制區間( $\pm 3\text{dB}$ )	頻寬
策略 I	6 Hz ~ 36 Hz	30 Hz
策略 II	6 Hz ~ 34 Hz	28 Hz
策略 III	6 Hz ~ 48 Hz	42 Hz

考慮控制策略強健性，我們採用策略 III，分別將 5g、12.5g、25g 附載加裝於上平台上方，並以不同頻率弦波輸入，觀察其加速度積分並經相位補償的位移相對於輸入訊號的增益值與相位差，我們可得不同情形下的波

德圖如圖 5.21 所示。由圖我們可以觀察到隨著負載增加，高頻截止頻率漸漸左移，且共振峰值的大小也越來越大。

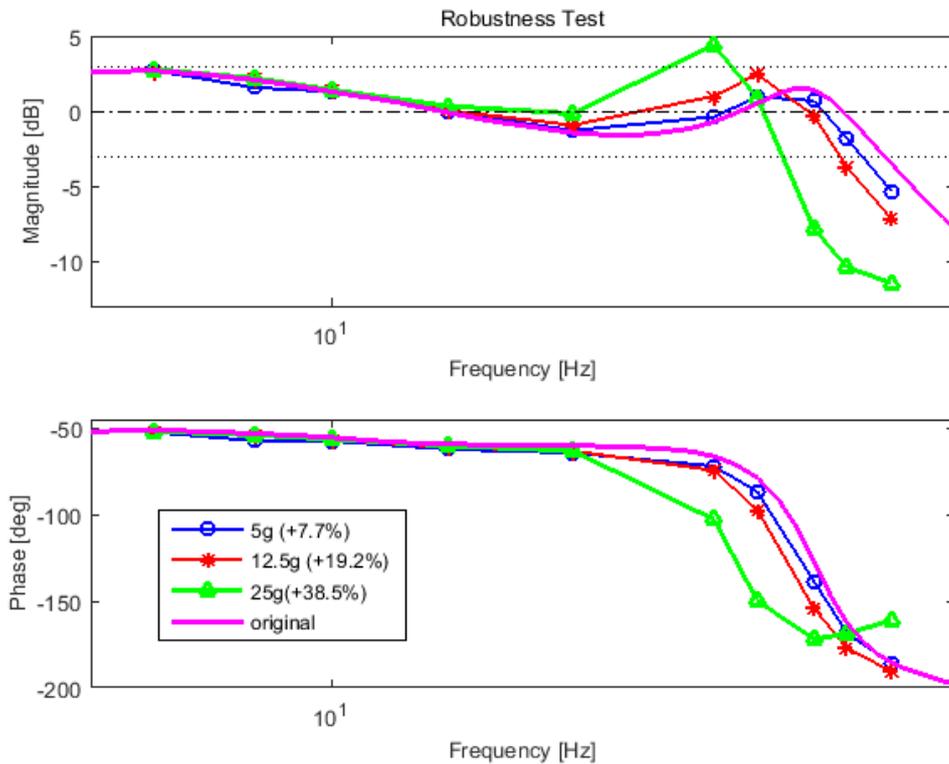


圖 5.21 上平台在外加負載下的強健性分析

在 AOI 系統中，所要抑制的振動頻率可能不為單一頻率，為了要驗證此加速度積分控制策略在實際應用上的可能性，我們將不同頻率與振幅的兩個弦波訊號組合為輸入訊號，觀察在這樣的情形下，系統響應的結果。

圖 5.22 為下平台在複合式輸入頻率下的系統響應，其中圖 5.22(a)的輸入訊號由振幅 0.4mm 頻率 20Hz 與振幅 0.07mm 頻率 14Hz 的正弦訊號所組成，圖 5.22(b)的輸入訊號由振幅 0.4mm 頻率 24Hz 與振幅 0.07mm 頻率 9Hz 的正弦訊號所組成。我們觀察圖 5.22 可知，當輸入訊號頻率間距較小時如圖 5.22(a)，其響應與輸入較為吻合，僅有些微的相位偏差增益質差異的產生。然而當輸入訊號頻率間距漸大時如圖 5.22(b)，其響應已與輸入訊號相差甚遠。其可能原因為系統的響應在不同輸入頻率下會有漸漸偏移的相位變化如圖 5.19(e)所示，則當複合輸入頻率中兩者輸入訊號頻率相差甚

大時，對主要輸入頻率的相位響應與對次要輸入頻率的相位響應之間有不可忽略的相位差，進而導致系統響應漸漸偏離輸入訊號。

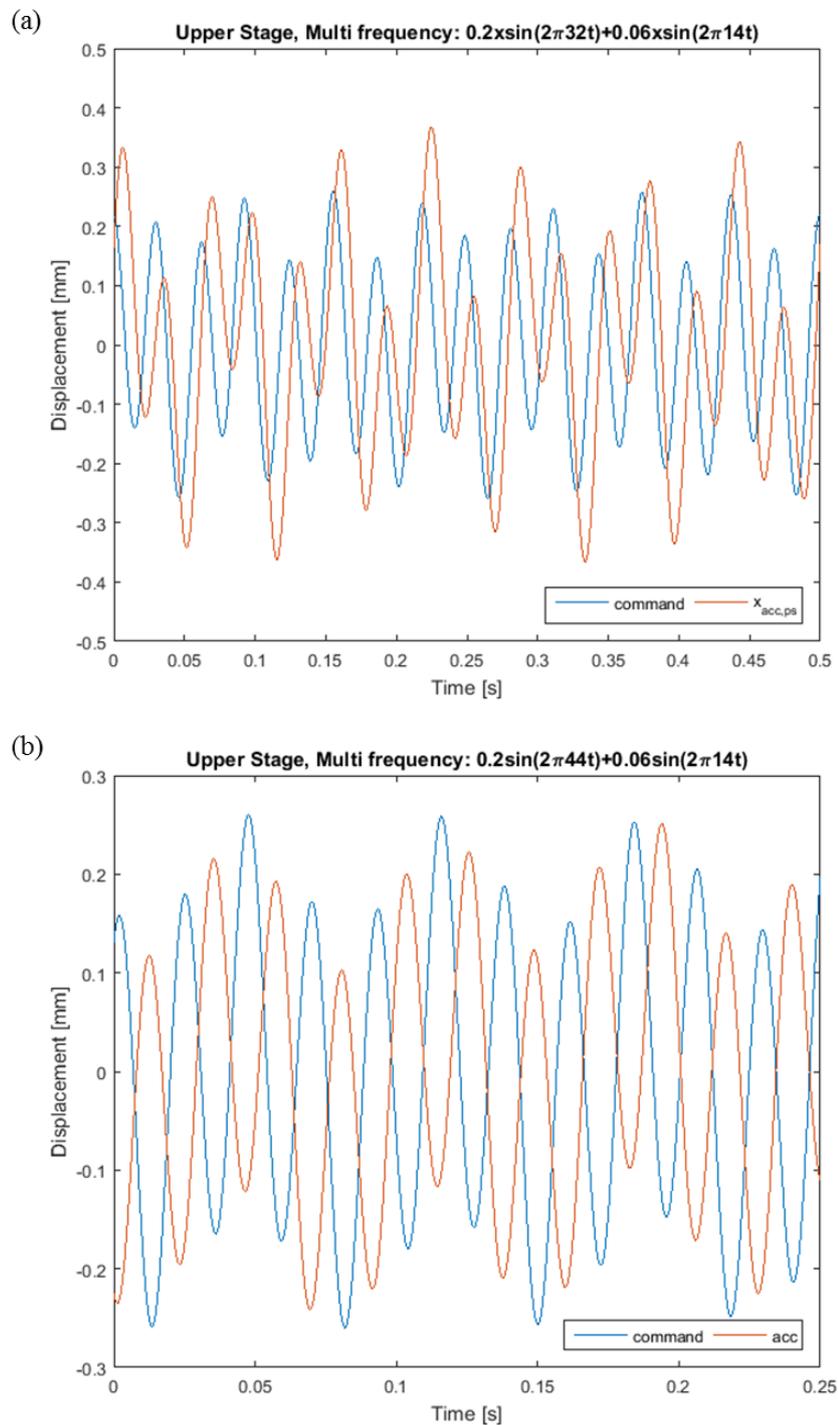


圖 5.22 上平台在複合式輸入頻率下的系統響應 (a)輸入訊號  $0.2 \sin(2\pi 32t) + 0.06\sin(2\pi 14t)$  (b)輸入訊號  $0.2 \sin(2\pi 44t) + 0.07\sin(2\pi 14t)$

## 5.5 雙軸加速度積分回授圓形軌跡追蹤定位控制之模擬與實驗

在 5.3、.5.4 節中我們已分別對上下平台進行加速度積分搭配相位補償器的回授控制。其中策略 III 將加速度積分後分別對防漂移積分器、系統動態作相位補償而後進行回授的成果最好，本節擬採用策略 III，以下平台為 x 方向運動，上平台作 y 方向運動，對上下平台作同步控制，如圖 5.23 所示。一般在驗證雙軸的弦波軌跡追蹤性能時，常採用圓軌跡追蹤的方法。利用圓軌跡的 X-Y 分量特性，如式(5.1)所示，其中  $R$  為圓半徑、 $\theta$  為旋轉角度、 $(x_0, y_0)$  為起始位置、 $(x, y)$  為圓軌跡位置。

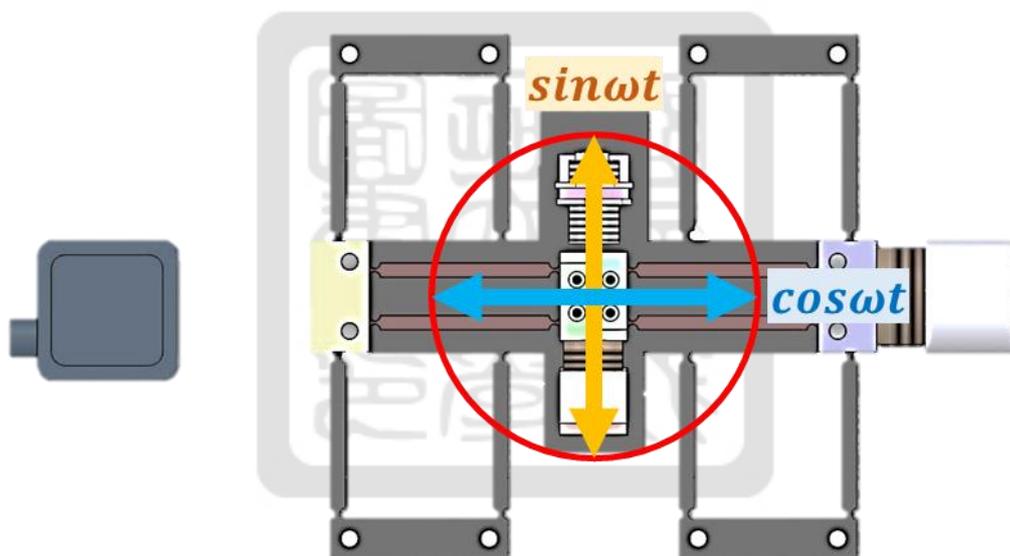


圖 5.23 圓形軌跡追蹤雙軸撓性定位平台 X-Y 方向示意圖

$$(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 = R^2 \Rightarrow \begin{cases} x = x_0 + R\cos\theta \\ y = y_0 + R\sin\theta \end{cases} \quad (5.1)$$

為了找到可以追蹤圓軌跡的操作區間，我們將上下平台採用策略 III 的波德響應圖疊加如圖 5.24 所示。

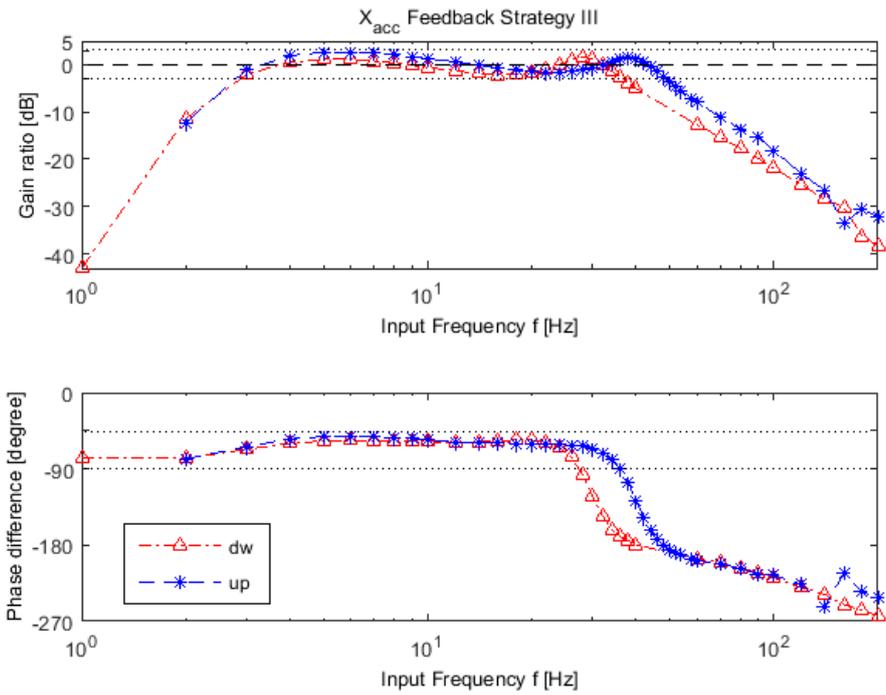


圖 5.24 上下平台加速度積分回授搭配策略 III 的相位補償器的波德響應圖

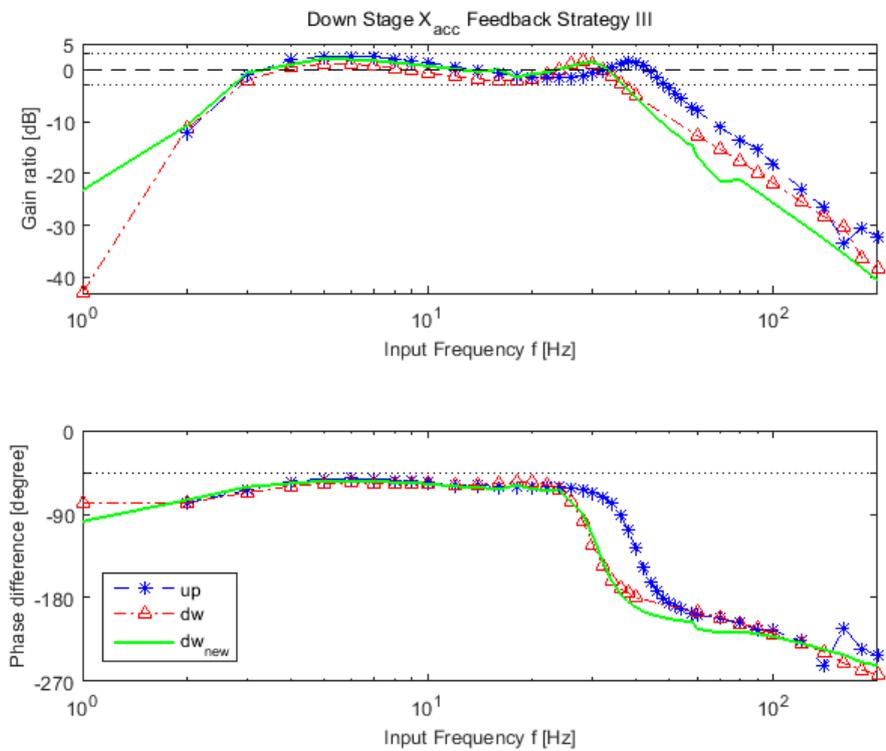


圖 5.25 上下平台加速度積分回授搭配策略 III 的相位補償器的波德響應圖與修改 PID 參數後下平台加速度積分回授搭配策略 III 的相位補償器的波德響應圖比較

其中 6 Hz ~ 24 Hz 之間的相位重疊性非常好，在相位相同的情形下，圓軌跡的追蹤才會是正圓。而 10 Hz ~ 20 Hz 之間的增益值在 0 dB 附近，是適於追蹤到圓形軌跡的區間。但兩值間仍有一些微差距，故我們略為調整下平台控制器的 PID 值，P 值維持不變，I 值由 110 調升為 140，D 值則由 0.005 降為 0.003，使其於此區段的回授增益略為增加與上平台吻合，由圖 5.25 可以看到以新的控制器參數的模擬結果於原本的比較。

在上述調整後，我們嘗試了對輸入頻率 10 Hz ~ 20 Hz 區間，進行輸入半徑固定為 0.4 mm 的圓軌跡追蹤，其結果如圖 5.26 所示。由圖 5.26 中我們可以觀察到，10 Hz 時的圓軌跡約為正圓，但半徑略大於輸入訊號，由此可推斷 10 Hz 時上下平台的位移訊號相位差正好如輸入的  $90^\circ$ ，大小相當但略高於輸入訊號。20 Hz 時的圓軌跡為一傾斜的橢圓，可能的成因為上下平台之間的相位差。14 Hz 時的圓軌跡最接近輸入訊號，我們可以說在 14 Hz 時，上下平台的位移訊號其大小都接近 0 dB，且彼此之間相位差正好如輸入的  $90^\circ$ 。於圖 5.25 中我們亦可觀察到上述現象。

前面我們嘗試了固定半徑下，不同輸入頻率的圓軌跡追蹤，接下來我們要討論在輸入頻率固定為 14 Hz 時，不同輸入振幅（半徑）的圓軌跡追蹤。由圖 5.27 可知，半徑為 0.2 mm 時 X-Y 軸的輸出組合與輸入的圓軌跡吻合性高，追蹤效果好。當追蹤半徑小於 0.1 mm 時則因為解析度問題開始出現訊號重疊性較低的問題。而當半徑大於 0.4 mm 時，則隨著半徑增加，追蹤速度變快，追蹤效果也隨之變差。

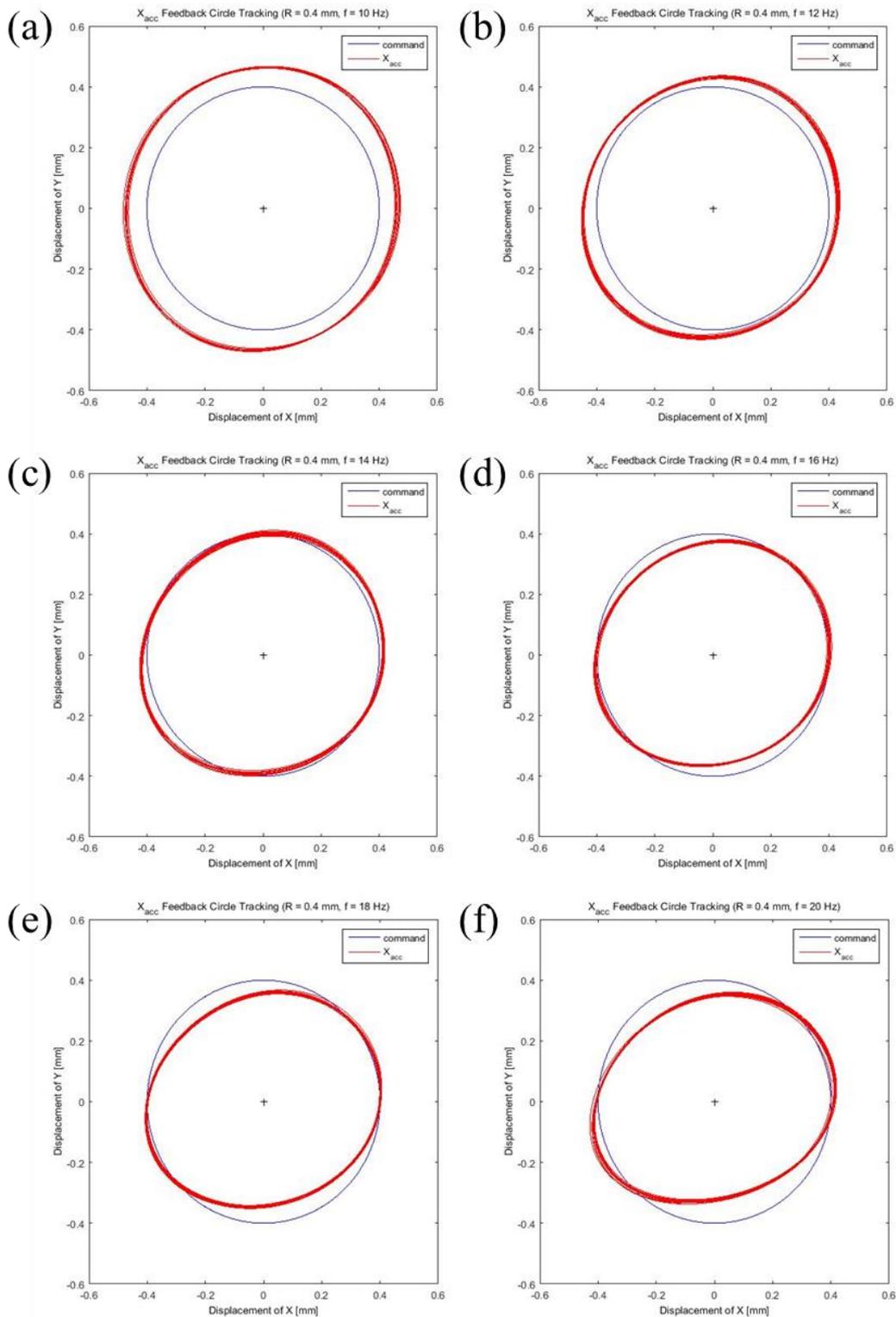


圖 5.26 輸入振幅固定為 0.4mm，不同輸入頻率的加速度積分為位移回授圓形軌跡追蹤，輸入頻率為 (a) 10 Hz (b) 12Hz (c) 14 Hz (d) 16 Hz (e) 18 Hz (f) 20 Hz

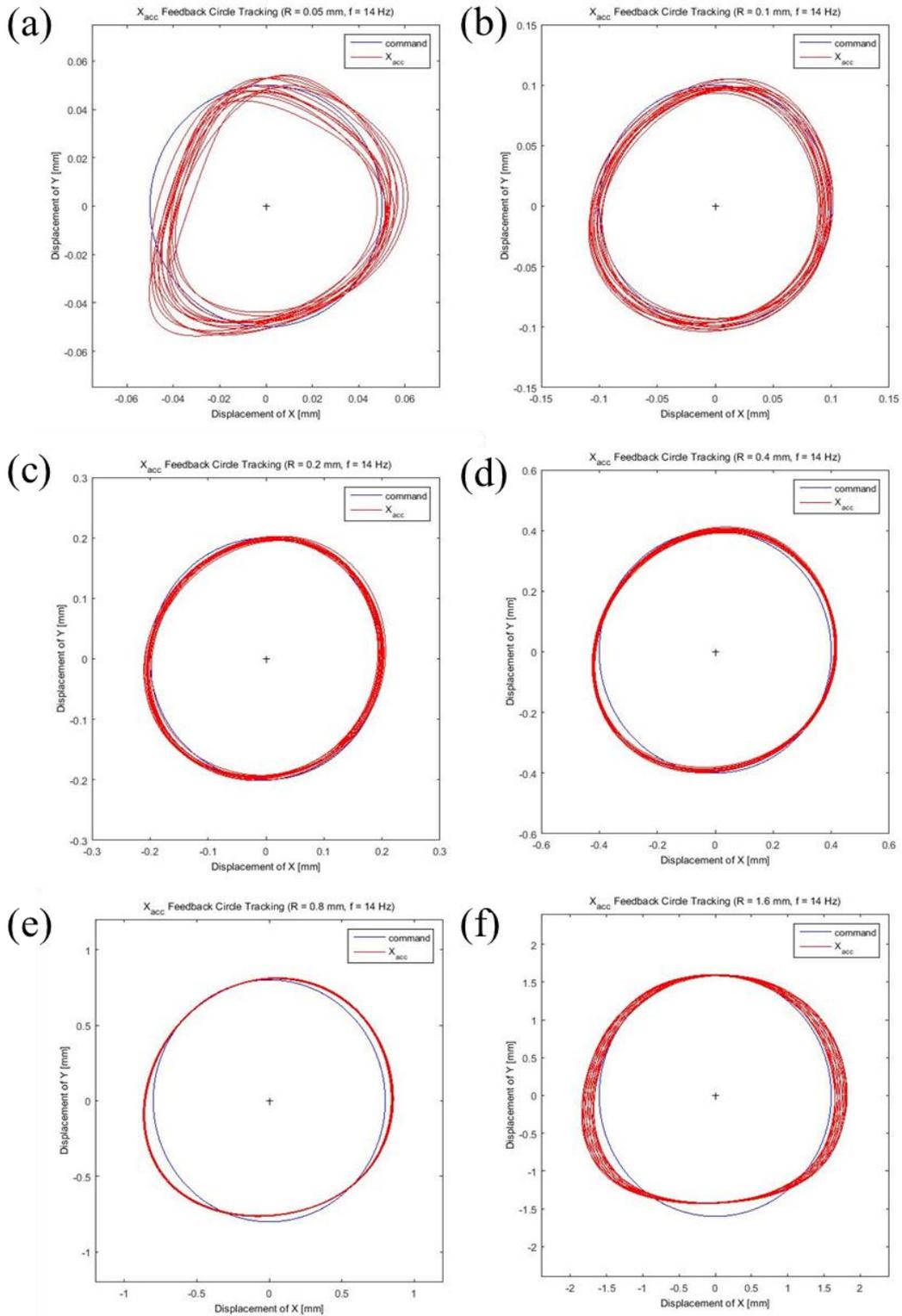


圖 5.27 輸入頻率固定為 14 Hz，不同輸入振幅的加速度積分為位移回授圓形軌跡追蹤，追蹤半徑為 (a) 0.05 mm (b) 0.1 mm (c) 0.2 mm (d) 0.4 mm (e) 0.8 mm (f) 1.6 mm

## 5.6 本章結論

本章成功地將加速度積分搭配相位補償器的PID回授控制套用在雙軸撓性定位平台上。我們透過對系統開路動態以及防漂移積分器狀況的了解，設計了三種相位補償策略—加速度積分回授後對位移值補相位、加速度積分後對防漂移積分器補償相位然後回授、加速度積分後對防漂移積分器還有系統動態補相位後回授。

在使用此三種相位補償策略對上下平台分別作加速度積分回授控制後，我們發現這三種相位的補償特性。加速度積分回授後對位移值補相位的策略在輸入頻率 6 Hz 以上時，補完相位的加速度積分值與位移感測器所測得的位移值幾無二致，可在弦波控制時替代位移感測器使用，但無法改善回授系統，其中回授控制的等效頻寬上平台為 30 Hz 下平台為 21 Hz。

加速度積分後對防漂移積分器補償相位然後回授同樣具有上述特性，且可以改善低頻響應，但會在閉迴路響應共振頻率時產生相對於第一個策略高許多的峰值，影響高頻截止頻率。若是能將上述這兩個策略依輸入頻率切換，低頻時採用第二個策略，然後切換成第一個策略，將有助於兼有其好處，進而改善回授控制系統。

第三個策略將加速度積分後對防漂移積分器還有系統開路動態進行相位補償後回授，不只有助於改善低頻響應，亦能把共振峰值控制在 3 dB 以內，回授控制等效頻寬可以提升至上平台 42 Hz 下平台 30 Hz。藉由外加負載的方式，我們可以依其響應變化程度判斷其系統強健性。在使用第三個相位補償策略的加速度積分回授控制中，在下平台增加 10% 的負載，上平台增加 20% 的負載情形下，其增益值的變化都能控制在相對輸入訊號的  $\pm 3\text{dB}$  以內。而在使用複合式輸入訊號情形下，在輸入頻率相差較近時，能有較好的響應結果，但若將輸入頻率差漸增，則響應則漸偏離輸入訊號。

在雙軸圓軌跡追蹤實驗中，我們對上下平台同時採用第三種相位補償策略——將加速度積分後對防漂移積分器還有系統開路動態進行相位補償後回授。在略為調整下平台的 PID 回授控制參數後，藉由固定圓的半徑，改變輸入頻率，測試輸入頻率對路徑追蹤的性能影響，我們發現可以有效追蹤圓軌跡的頻寬可達 10 Hz。藉由固定輸入頻率，改變圓半徑，圓半徑過低會因為解析度問題追蹤效果不好，追蹤半徑 4 mm 以上會隨著圓半徑的增加，追蹤效果越來越差。

第六章我們將整合第三章中對加速度訊號的濾波處理應用於第四章中的雙軸撓性定位平台上。相較於本章採用加速度積分成位移訊號的策略，將採用另外一種控制策略——直接加速度回授來對雙軸撓性定位平台進行加速度弦波追蹤實驗。



## 第六章

### 直接加速度回授於雙軸撓性平台定位控制之模擬與實驗

#### 6.1 本章介紹

在第三章中，我們討論了直接利用加速度訊號進行回授控制，進行弦波追蹤的直接加速度回授策略。第四章中介紹了如何利用 ABS 材料搭配塑膠 3D 列印技術製作出一個衝程夠長以致能使加速規 ADXL-327 產生有效數據的雙軸撓性平台系統。本章我們將在雙軸撓性平台上加裝加速規量取加速度訊號，利用第三章討論過的訊號濾波策略，對加速度進行濾波，而後進行回授控制。

本章中我們將討論直接加速度回授的控制器設計策略，而後分別討論上下平台各別的明確控制器設計，對上下平台分別利用直接加速度回授控制進行加速度弦波追蹤，並討論其控制性能。最後結合上下平台，對上下平台同步進行直接加速度回授控制，以完成雙軸的加速度弦波追蹤。

本章將分為六個子章節，本章架構圖如圖 6.1 所示。其中 6.1 節為本章介紹；6.2 節進行控制器設計的介紹；6.3 節對下平台進行控制器設計並進行直接加速度回授弦波追蹤控制；6.4 節對上平台進行控制器設計並進行直接加速度回授弦波追蹤控制；6.5 節結合 6.3、6.4 節的結果，進行雙軸的直接加速度回授定位控制；最後 6.6 節為本章結論。

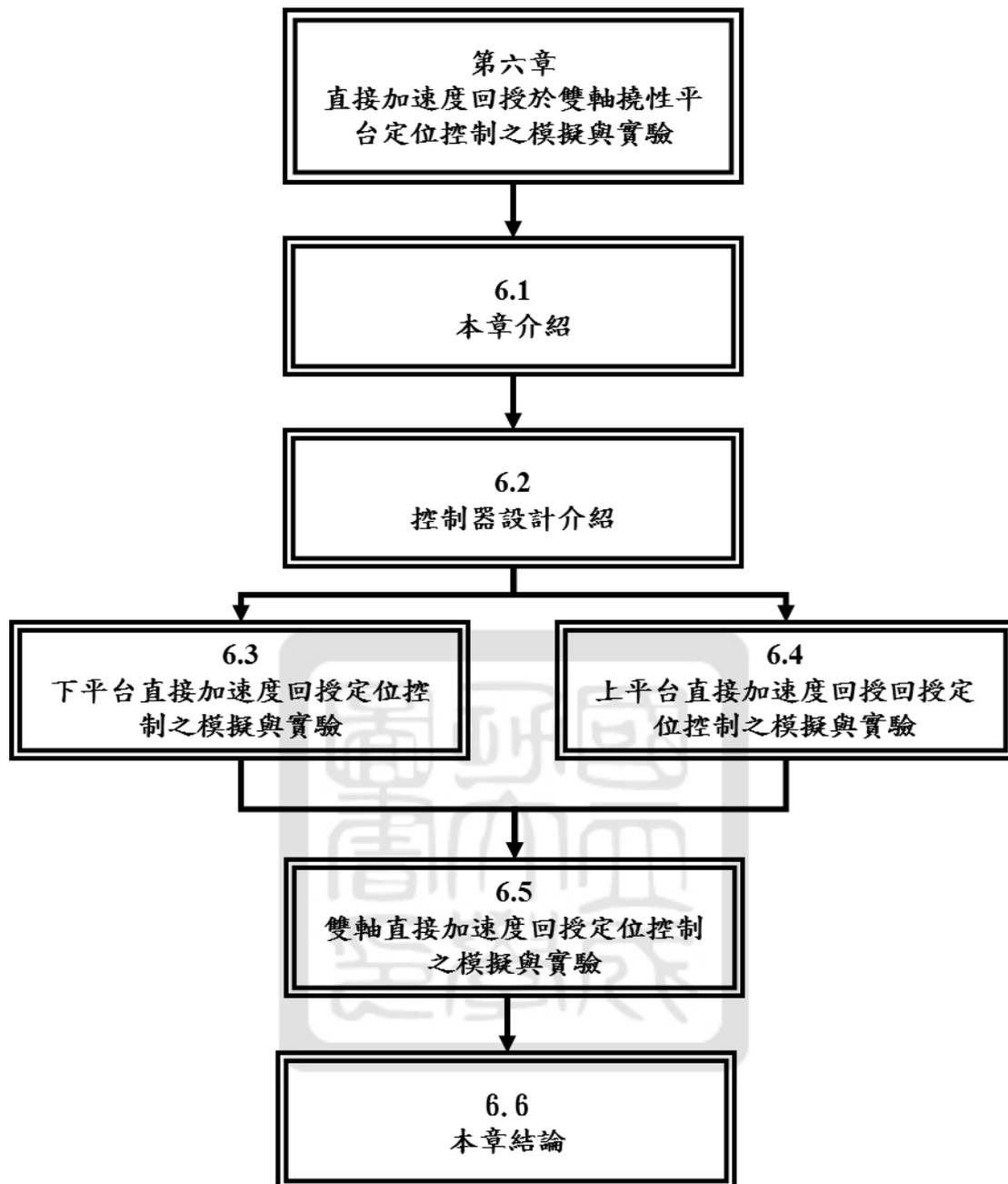


圖 6.1 本章架構圖

## 6.2 控制器設計介紹

在本節中將分別介紹 PID 控制理論在直接加速度回授上的限制，以及帶拒濾波器與帶通濾波器的應用。討論在直接加速度回授控制中積分項可能造成的影響，並說明不使用積分項僅使用 PD 控制的情形下，需要搭配使用的回授參數調整以及在此狀況下搭配帶拒濾波器及帶通濾波器的必要性。

### 6.2.1 PID 控制理論在直接加速度回授上的限制

本研究採用固定式的雙軸撓性定位平台，在弦波軌跡追蹤下，若因低頻偏移在位移回授的情形下，控制器輸出值產生一固定的偏移量，則會使平台偏向某一邊進行弦波運動，雖控制結果不盡理想卻不會影響整個回授控制的進行。然而在使用弦波追蹤加速度回授的情形下，控制器輸出值產生的固定偏移量則會促使系統產生等加速度運動，則系統位移則會乘二階放大，乃至破壞整個實驗系統。故控制器輸出值偏移量的產生在加速度回授系統中必須被完全杜絕。我們知道由於量測系統以及加速規的不穩定性，其訊號中所包含的微小直流偏移或者低頻誤差在經過積分控制項的累加下，將會累積放大至無可忽視的地步，故積分控制項並不適用於加速度回授的控制中。

在沒有積分控制項的情形下，單純使用比例控制項，在尚有偏移量的情形下，比例增益就因為太大而已經使系統不穩定。而且在誤差為零時，其輸出也會為零。為了要在不使用積分控制項的情形下補償偏移量，則需要在回授時乘上一介於 0 到 1 之間的比例參數，使得其誤差值不為零，仍可持續推動平台運動，達到軌跡追蹤的效果。

## 6.2.2 帶拒濾波器與帶通濾波器

帶通濾波器如同一個貢獻高頻截止頻率的低通濾波器與一個貢獻低頻截止頻率的高通濾波器的組合，這樣的組合可以使某一頻率區間又稱通帶的訊號通過，並將通帶外的訊號衰減掉。換句話說亦可用來強化某特定頻率區間的訊號強度，如圖 6.2 (a)所示。相對來說，一個貢獻低頻截止頻率的低通濾波器與一個貢獻高頻截止頻率的高通濾波器的組合可以濾除某一特定頻率區間的濾波器，稱之為帶拒濾波器[27]，若將要濾除的頻率區間收窄，又可稱作 Notch Filter，如圖 6.2 (b)所示，常用於濾除電雜訊[28]。特定頻濾的帶通濾波器與帶拒濾波器的數學方程式可表達如式(6.1)所示， $\omega_F$ 為欲通過/濾除的頻率。

$$F(s) = \frac{s^2 + \frac{d}{c}\omega_F s + \omega_F^2}{s^2 + \frac{1}{c}\omega_F s + \omega_F^2} \quad (d > 1 : \text{帶通濾波器}, d < 1 : \text{帶拒濾波器}) \quad (6.1)$$

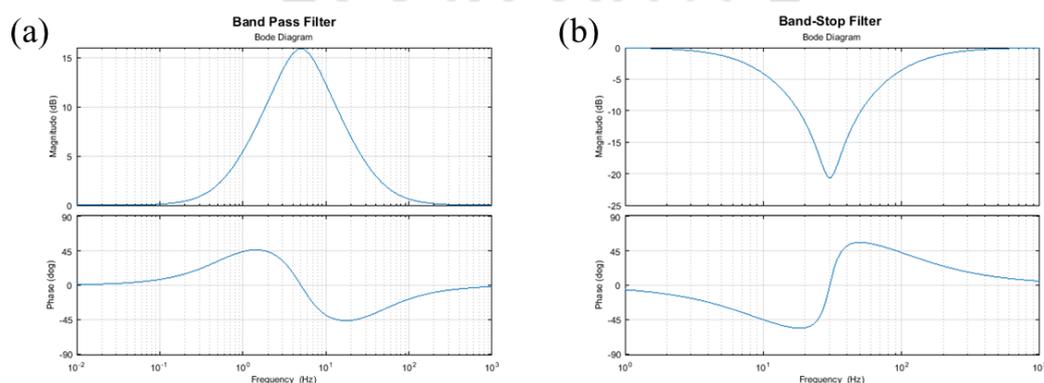


圖 6.2 濾波器(a)帶通濾波器 (b)帶拒濾波器

## 6.2.3 PD 控制搭配帶拒濾波器與帶通濾波器

本研究所使用的撓性定位平台可以被假設為一個二階系統，二階系統的特性是其自然共振頻率附近會有較大的振幅，從波德圖來看在自然共振頻率附近其增益值會有一突起的峰值。以下平台的開路響應波德圖為例，如所示，在 30 Hz 前後我們可以看到一個明顯峰值。而加速度值在自然響應頻率以前則隨輸入頻率增加而增加其增益值，因此低頻的控制效果較為

不好。

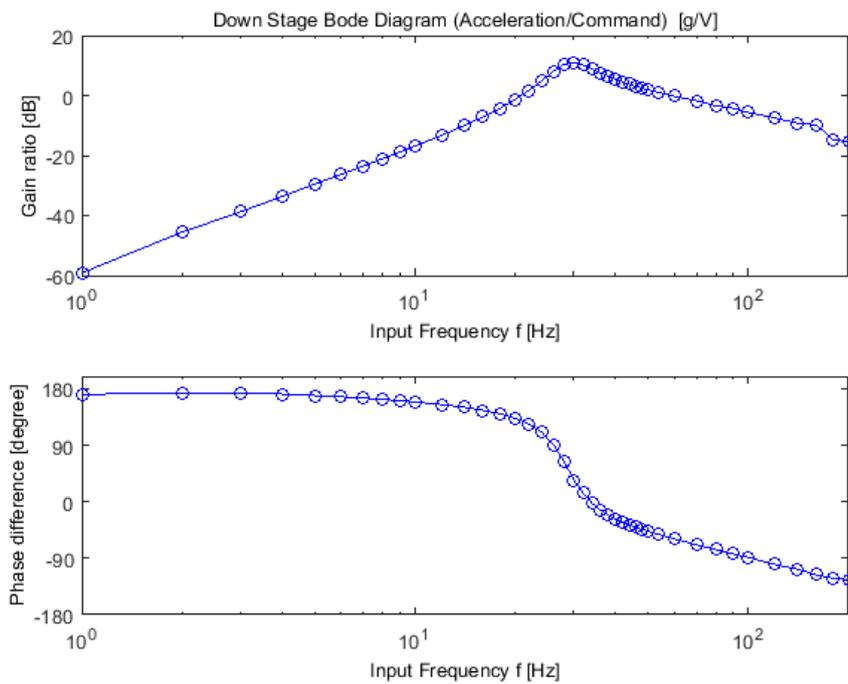


圖 6.3 下平台開路響應波德圖

我們透過對系統的建模來找出相對應需要衰減的自然共振頻率區間，以及需要增強的低頻區間。由控制器輸出到致動器之前預先對可能產生的共振區間及低頻區段做衰弱與增強。同時在僅有 PD 控制器而沒有積分控制項來作誤差累積時，我們需要在回授加入一個回授比例參數，以提供一定比例的誤差值，來使系統達到目標得增益值，具體而言整個控制方塊圖配置如圖 6.4 所示。

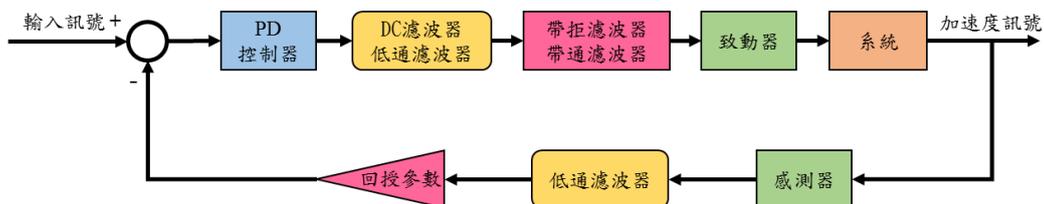


圖 6.4 PD 控制器搭配帶拒濾波器及帶通濾波器方塊圖

## 6.3 下平台直接加速度回授定位控制之模擬與實驗

在前一節我們介紹了控制器設計的方法與策略，本節將針對下平台做出明確的控制器設計，並以此控制器對下平台進行直接加速度回授定位控制。我們設定目標為加速度的弦波訊號，以驗證控制器對於反附切換定位的能力，並探討控制器對弦波運動響應所造成的系統等效頻寬與相位的關係。

### 6.3.1 下平台控制器設計

已知下平台的開路響應波德圖如圖 6.3 所示，其自然共振頻率為 30.27 Hz，藉由觀察頻帶變化，我們設計的帶通與帶阻濾波器組合(Band Pass and Band Stop Filter, BPBS)波德圖如圖 6.5 所示。

我們利用 Simulink 模擬軟體嘗試對下平台進行弦波追蹤的 PD 控制，使用表 6.1 中的 PD 控制參數，對搭配使用帶通/帶阻濾波器與否的控制系統分別進行模擬，我們可以得到控制成果如圖 6.6 所示。

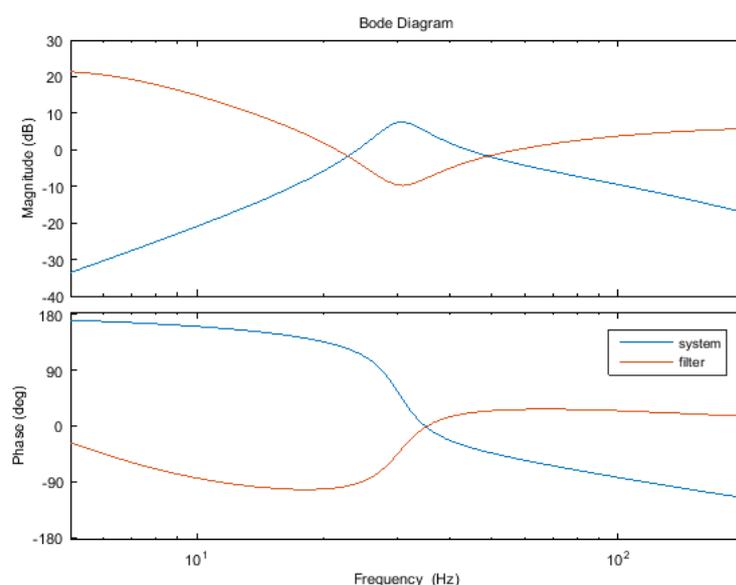


圖 6.5 下平台帶通/帶阻濾波器的組合波德圖

表 6.1 下平台 PD 控制器參數表

下平台 PD 控制器參數	
比例增益值( $K_P$ )	1.223
微分增益值( $K_I$ )	0.0025
回授比例參數(Q)	0.42

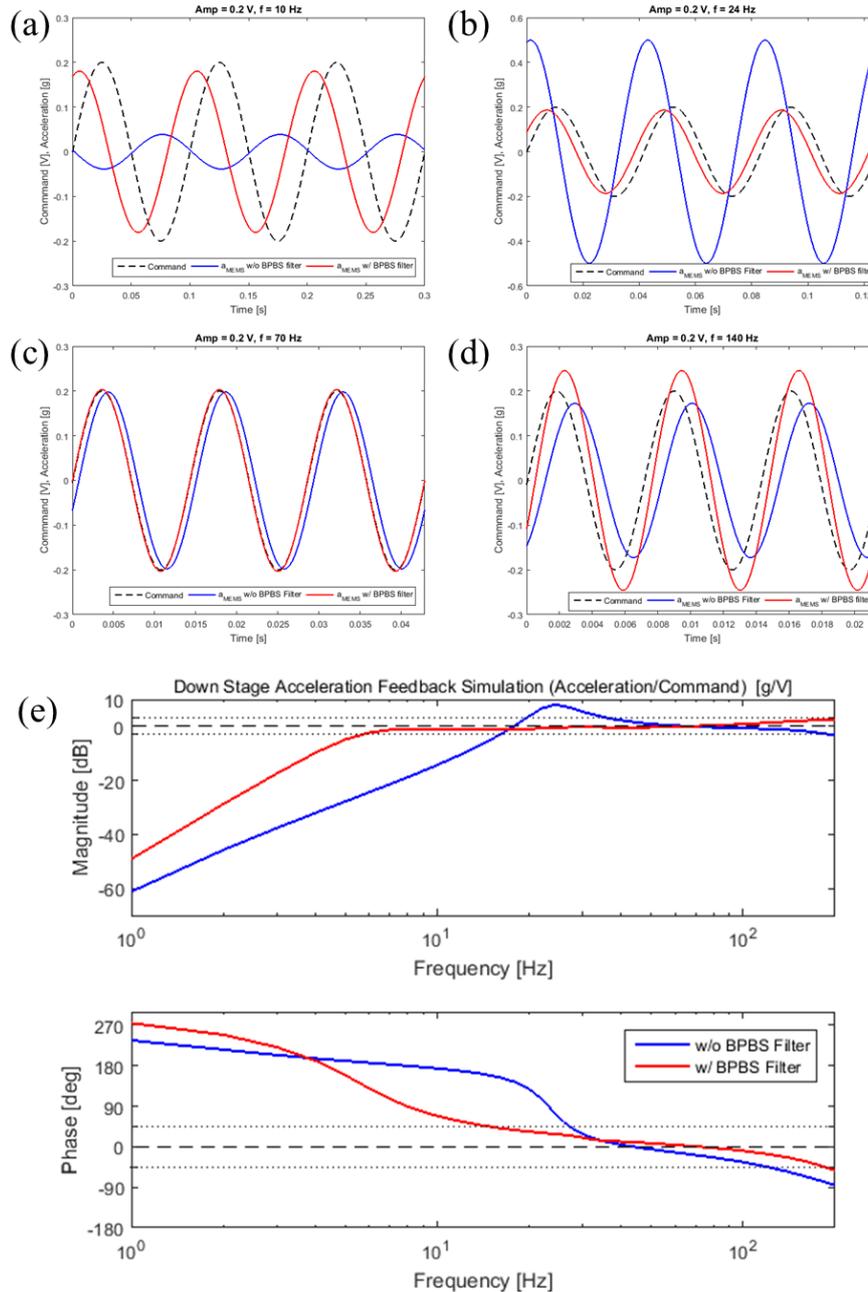


圖 6.6 下平台直接加速度回授搭配 BPBS 濾波器組合控制與否的模擬  
(a)輸入頻率 10 Hz (b)輸入頻率 24 Hz (c)輸入頻率 70 Hz (d)輸入頻率 140 Hz (e)波德圖

其中未搭配 BPBS 濾波器組合的回授控制波德圖在 40 Hz 以後才有較好的控制效果，但若是搭配 BPBS 濾波器組合則不只可以衰弱共振頻率的峰值，亦可給予較多的控制輸出來增強低頻時的不足。

### 6.3.2 下平台加速度弦波追蹤實驗

由上一小節的模擬結果，我們已知道各種策略可能的結果。這一小節我們將分別以是否搭配帶通/帶阻濾波器組合這兩種策略對下平台進行直接加速度 PD 回授控制實驗。首先我們在不搭配帶通/帶阻濾波器的情形之下，對下平台進行直接加速度回授弦波追蹤實驗，藉由輸入不同頻率的弦波訊號，我們可得結果如圖 6.7 所示。

觀察其結果與模擬結果耦合性很高。在輸入頻率 24 Hz 時，有一高起峰值，觀察其相位變化，推判其為閉迴路系統共振頻率。輸入頻率小於 24 Hz 時，由於撓性平台輸出加速度在自然共振頻率之前的增益值，在位移振幅未衰減的情形下，其加速度增益值約與頻率的平方成正比。因此在此區間增益值變化量大，用 PD 控制器搭配回授比例參數仍不能有效補償，故其閉迴路響應增益值隨頻率降低而降低。

而在輸入頻率大於 24 Hz 時，加速度的增益值漸與輸入值接近，若以增益值 $\pm 3$  dB 的標準來判定系統可控制範圍，則 40 Hz 到 160 Hz 為可控制區間，唯 180 Hz 以後因為致動器頻寬的因素，其增益值才往下掉。整體而言，用 PD 控制器搭配回授比例參數的控制頻寬可以達到 120 Hz，但相對低頻的加速度則無法控制。

接著我們在 PD 控制器後加入一個帶通/帶阻濾波器組合，以降低系統在共振頻率的增益值，同時對低頻區段給予較多的控制輸出以增強其系統增益值。以此策略對下平台進行直接加速度回授弦波追蹤實驗，藉由輸入不同頻率的弦波訊號，我們可得結果如圖 6.8 所示。

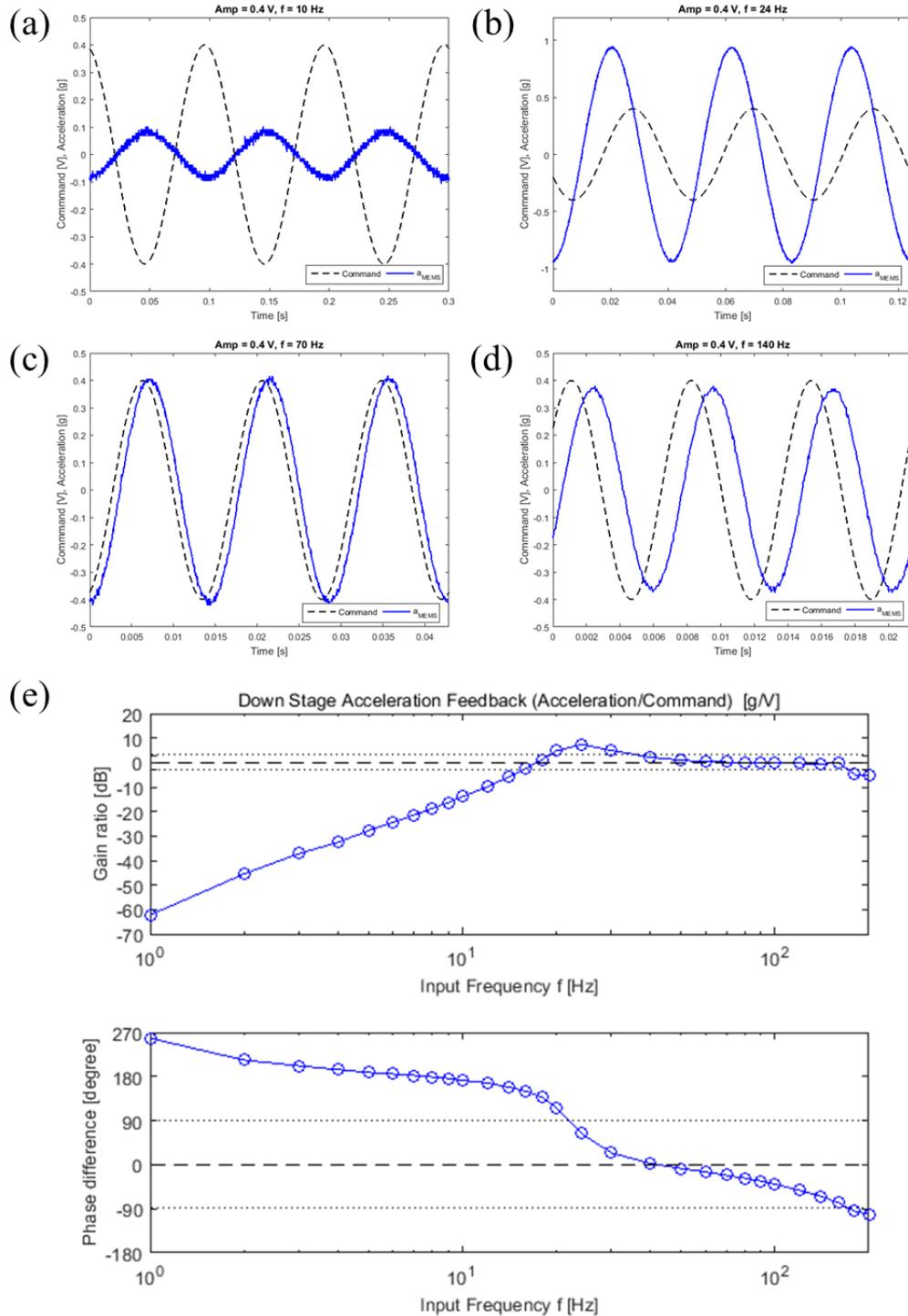


圖 6.7 下平台直接加速度 PD 回授控制實驗結果(a)輸入頻率 10 Hz (b)輸入頻率 24 Hz(c)輸入頻率 70 Hz (d)輸入頻率 140 Hz (e)波德圖

觀察下平台直接加速度 PD 回授控制搭配 BPBS 濾波器組合的結果，可知其與模擬的結果耦合性很高。原本在不搭配 BPBS 濾波器組合時，在輸入頻率 24 Hz 時，有一高起峰值，在此則看不到這個現象。閉路系統響

應增益值的低頻衰弱現象則可以由原本的 16 Hz 降低到 6 Hz，大大提升了控制系統的頻寬。

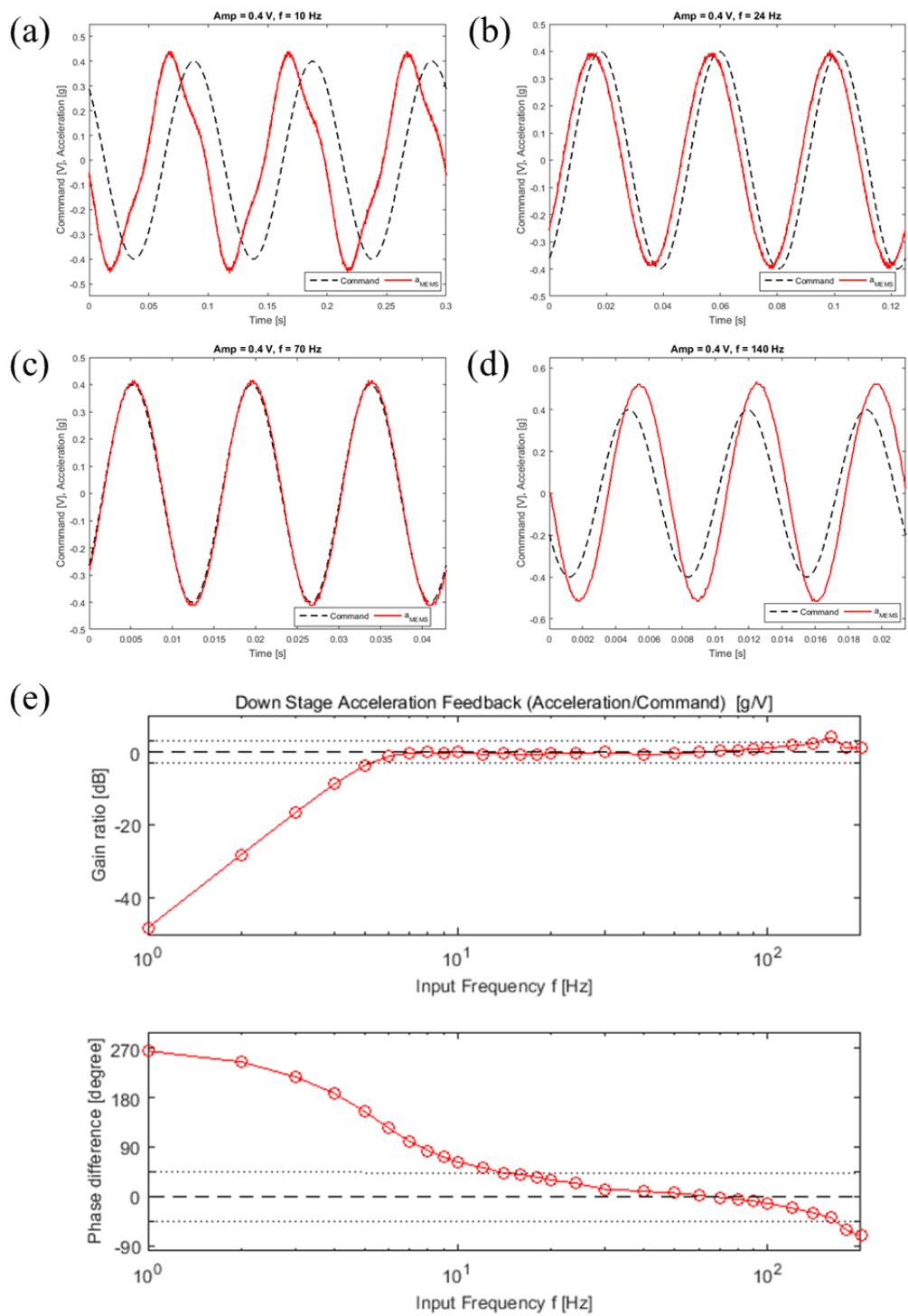


圖 6.8 下平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制實驗結果 (a)輸入頻率 10 Hz (b)輸入頻率 24 Hz(c)輸入頻率 70 Hz (d)輸入頻率 140 Hz (e)波德圖

在輸入頻率 6 Hz 到 200 Hz 之間，其增益值大致都維持在 $\pm 3$ dB 內，唯 160 Hz 時，出現一個 4 dB 的突起峰值。整體而言，用 PD 控制器搭配回授比例參數的控制頻寬可以達到 134 Hz，且其低頻截止頻率為 6 Hz。

### 6.3.3 下平台加速度弦波追蹤實驗的性能分析

在完成這兩種策略的實驗驗證後，我們要來對搭配帶通/帶阻濾波器組合與否的控制系統作性能分析。圖 6.9 為下平台直接加速度 PD 回授控制搭配 BPBS 濾波器組合與否的波德比較圖，由其增益值我們可以看到有搭配 BPBS 濾波器組合的回授控制不只可以抑制閉迴路系統自然頻率，還可以控制相對低頻的加速度訊號直到 6 Hz，可說大大提升了系統頻寬及增益值變化的穩定性。其控制性能的整理如表 6.2 所示，使用 PD 回授控制時頻寬可達 120 Hz，低頻截止頻率為 40 Hz；而使用 PD 回授控制搭配 BPBS 濾波器組合，頻寬可達 134 Hz，低頻截止頻率為 6 Hz。

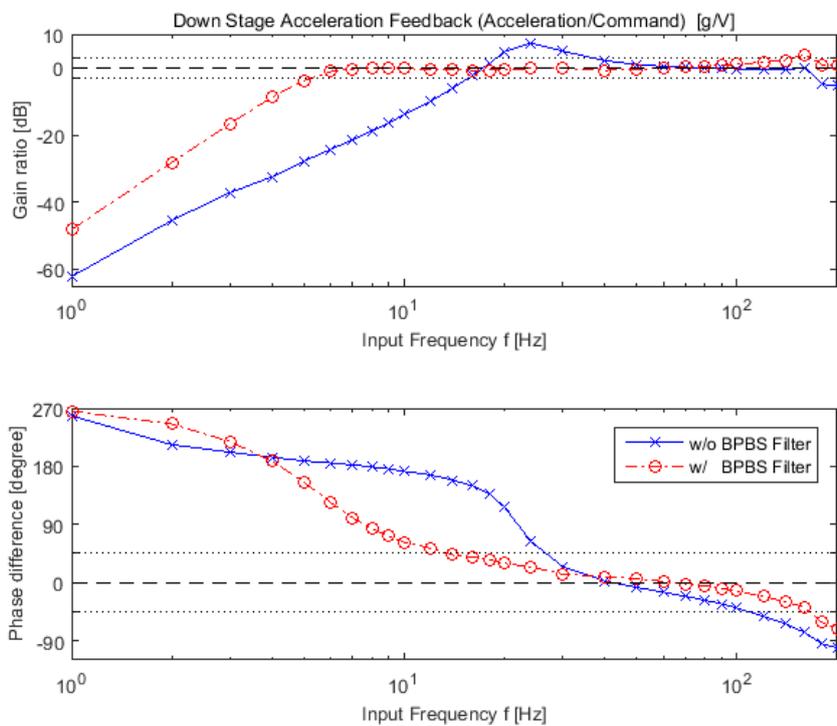


圖 6.9 下平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制與否的波德比較圖

表 6.2 下平台動態控制性能比較表

	PD	PD+BPBS Filter
可控制區間( $\pm 3\text{dB}$ )	40 Hz ~ 160 Hz	6 Hz ~ 140 Hz
頻寬	120 Hz	134 Hz

在評估控制策略強健性時，我們採用 PD 回授控制搭配 BPBS 濾波器組合，分別將 5 g、86 g、200 g 加裝於上平台上方，並以不同頻率弦波輸入，觀察其加速度值相對於輸入訊號的增益值與相位差，我們可得不同附載下的波德圖如圖 6.10 所示。由圖我們可以觀察到隨著負載增加，本來變化很小得增益值有越來越大的起伏。在輸入頻率大於 140 Hz 時，有增加負載的系統響應增益值都超過了 3 dB 的範圍。而外加負載 86 g 在 30 Hz 到 40 Hz 區間低於 -3 dB，外加負載 200 g 的情形下，其增益值低於 -3 dB 的區間甚至擴大為 30 Hz 到 60 Hz。

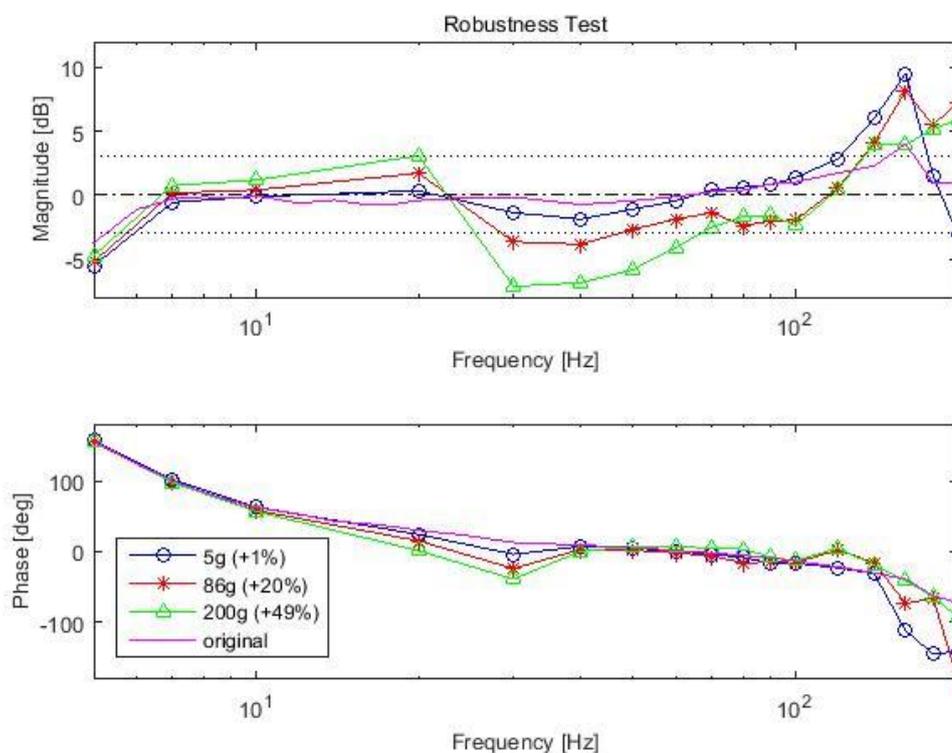


圖 6.10 下平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制在不同外加負載下的響應波德圖

在 AOI 系統中，所要抑制的振動頻率可能不為單一頻率，為了要驗證此直接加速度回授控制在實際應用上的可能性，我們將不同頻率與振幅的兩個弦波訊號組合為輸入訊號，觀察在這樣的情形下，系統響應的結果。我們組合振幅 1g 頻率 70Hz 與振幅 0.15g 頻率 20Hz 的兩個正弦波為輸入訊號，觀察其系統響應如圖 6.11 所示。在輸入訊號頻率相差 50Hz 的情形下，其輸出訊號與輸入訊號的吻合性仍然相當高，僅有微小的相位誤差。我們可以說直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制在複合式輸入頻率下仍能有效發揮，而此控制策略確實具備在 AOI 系統中，抑制振動的可能性。

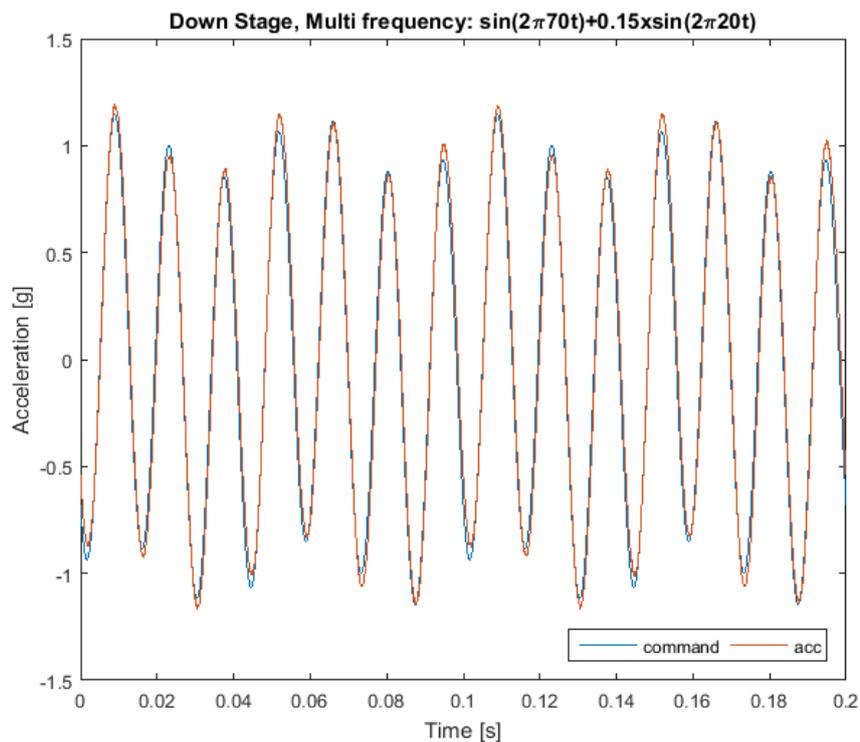


圖 6.11 下平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制在複合式輸入頻率下的系統響應圖

## 6.4 上平台直接加速度回授定位控制之模擬與實驗

在前一節我們介紹了下平台的直接加速度回授，及其搭配帶通/帶阻濾波器組合的控制器設計及其模擬與實驗結果。本節將討論上平台直接加速度回授的控制器設計及其模擬與實驗結果。我們設定目標為加速度的弦波訊號，以驗證控制器對於反附切換定位的能力，並探討控制器對弦波運動響應所造成的系統等效頻寬與相位的關係。

### 6.4.1 上平台控制器設計

已知上平台模型的開路響應波德圖如圖 6.12 中的藍線所示，自然共振頻率為 40.37 Hz。藉由觀察其頻帶變化，我們設計的帶通與帶阻濾波器組合波德圖如圖 6.12 中的紅線所示。

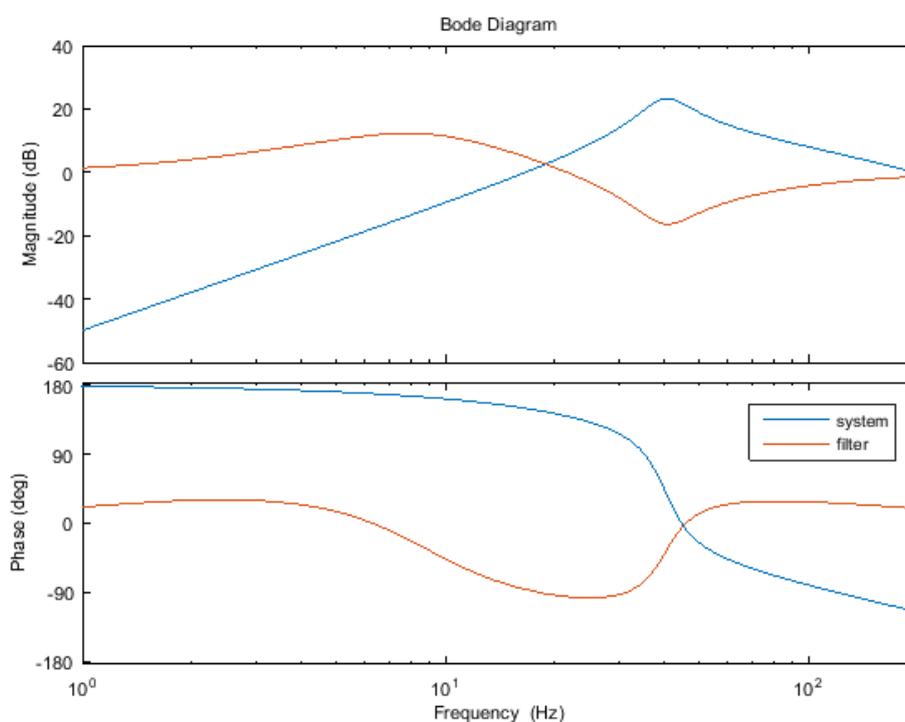


圖 6.12 上平台帶通/帶阻濾波器組合波德圖

表 6.3 上平台 PD 控制器參數表

上平台 PD 控制器參數	
比例增益值( $K_P$ )	0.26
微分增益值( $K_I$ )	0.0025
回授比例參數(Q)	0.42

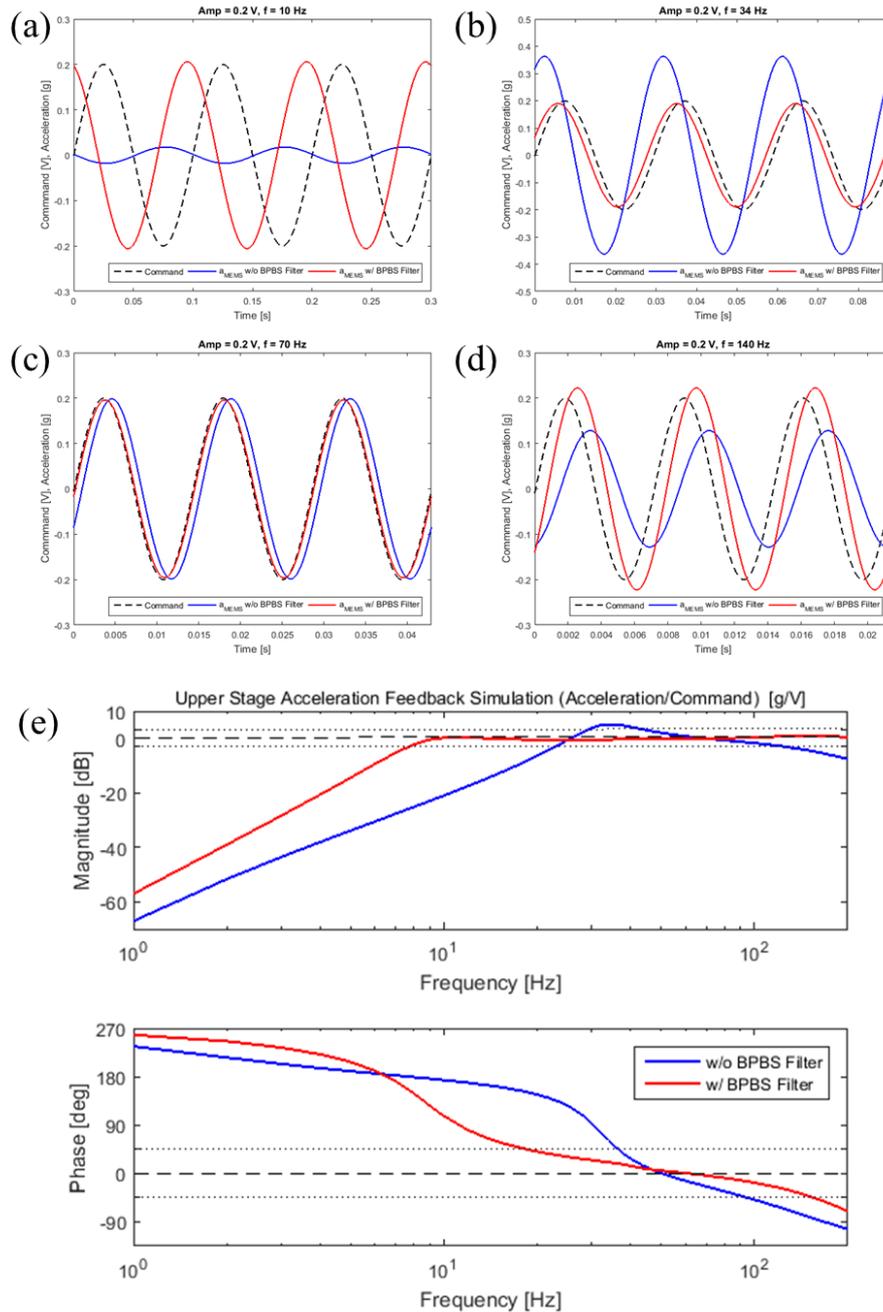


圖 6.13 上平台 PD 回授控制模擬 (a)輸入頻率 10 Hz (b)輸入頻率 34 Hz(c)輸入頻率 70 Hz (d)輸入頻率 140 Hz (e)波德圖

我們利用 Simulink 模擬軟體嘗試對上平台進行弦波追蹤的 PD 控制，使用表 6.3 中的 PD 控制參數，對搭配使用帶通/帶阻濾波器與否的控制系統分別進行模擬，我們可以得到不錯的控制成果如圖 6.13 所示。

其中未搭配 BPBS 濾波器組合的回授控制波德圖在 46 Hz 以後才有較好的控制效果，但若是搭配 BPBS 濾波器組合則不只可以衰弱共振頻率的峰值，亦可給予較多的控制輸出來增強低頻時的不足。

#### 6.4.2 上平台加速度弦波追蹤實驗

由上一小節的模擬結果，我們已知道各種策略可能的結果。這一小節我們將分別以是否搭配帶通/帶阻濾波器組合這兩種策略對上平台進行直接加速度 PD 回授控制實驗。首先我們在不搭配帶通/帶阻濾波器的情形之下，對上平台進行直接加速度回授弦波追蹤實驗，藉由輸入不同頻率的弦波訊號，我們可得結果如圖 6.14 所示。

觀察其結果與模擬結果耦合性很高。在輸入頻率 34 Hz 時，有一高起峰值，觀察其相位變化，推判其為閉迴路系統共振頻率。輸入頻率小於 34 Hz 時，由於撓性平台輸出加速度在自然共振頻率之前的增益值，在位移振幅未衰減的情形下，其加速度增益值約與頻率的平方成正比。因此在此區間增益值變化量大，用 PD 控制器搭配回授比例參數仍不能有效補償，故其閉迴路響應增益值隨頻率降低而降低。

在輸入頻率大於 34 Hz 時，加速度的增益值漸與輸入值接近，若以增益值 $\pm 3$ dB 的標準來判定系統可控制範圍，50Hz 到 120Hz 為可控制區間，120 Hz 以後其增益值開始掉到 -3 dB 以下。整體而言，用 PD 控制器搭配回授比例參數的控制頻寬可以達到 70 Hz，但無法控制相對低頻的加速度。

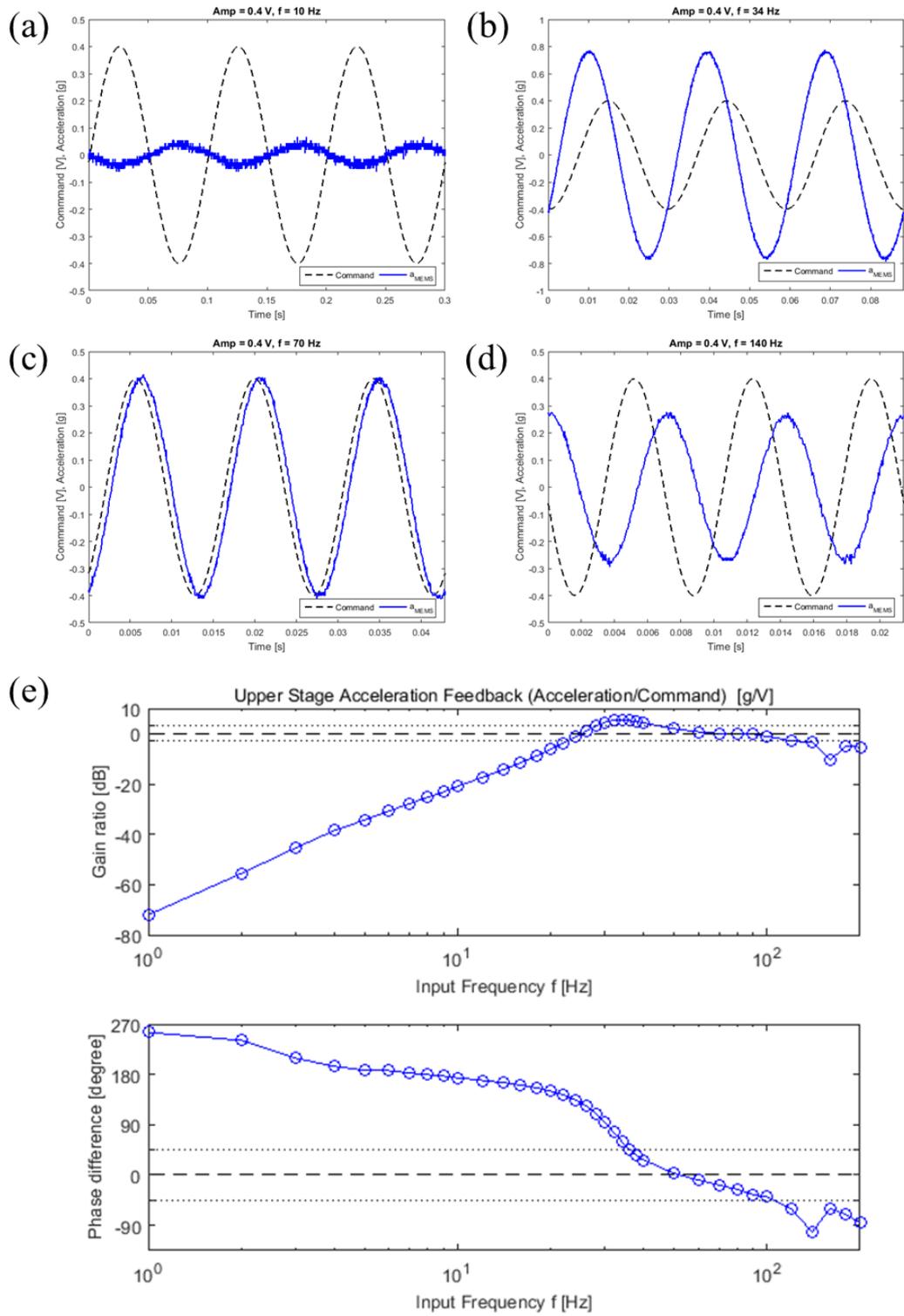


圖 6.14 上平台直接加速度 PD 回授控制實驗結果(a)輸入頻率 10 Hz (b)輸入頻率 34 Hz (c)輸入頻率 70 Hz (d)輸入頻率 140 Hz (e)波德圖

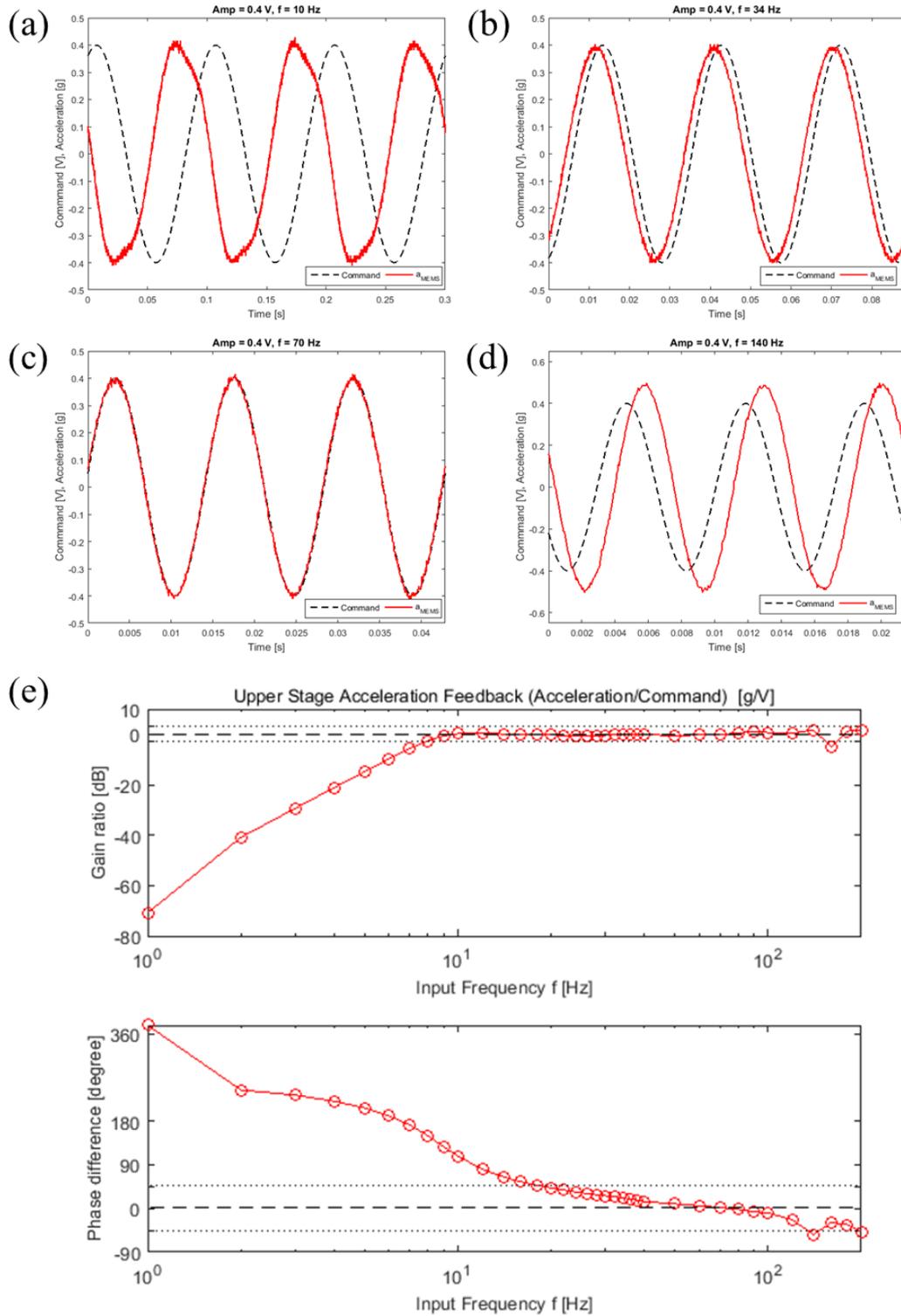


圖 6.15 上平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制實驗結果  
 (a)輸入頻率 10 Hz (b)輸入頻率 34 Hz (c)輸入頻率 70 Hz (d)輸入頻率 140 Hz (e)波德圖

接著我們在 PD 控制器後加入一個帶通/帶阻濾波器組合，以降低系統在共振頻率的增益值，同時對低頻區段給予較多的控制輸出以增強其系統增益值。以此策略對上平台進行直接加速度回授弦波追蹤實驗，藉由輸入不同頻率的弦波訊號，我們可得結果如圖 6.15 所示。

觀察上平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制的結果，可知其與模擬的結果耦合性很高。原本在不搭配 BPBS 濾波器組合時，在輸入頻率 34 Hz 時，有一高起峰值，在此則看不到這個現象。閉路系統響應增益值的低頻衰弱則可以由原本的 24 Hz 降低到 8 Hz，大大提升了控制系統的頻寬。

在輸入頻率 8 Hz 到 200 Hz 之間，其增益值大致都維持在  $\pm 3$  dB 內，唯 160 Hz 時，出現一個 -5 dB 的凹陷峰值。整體而言，用 PD 控制器搭配回授比例參數的控制頻寬可以達到 132 Hz，且其低頻截止頻率為 8 Hz。

#### 6.4.3 上平台加速度弦波追蹤實驗的性能分析

在完成這兩種策略的實驗驗證後，我們要來對搭配帶通/帶阻濾波器組合與否的控制系統作性能分析。圖 6.16 為上平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制與否的波德比較圖，由其增益值我們可以看到有搭配 BPBS 濾波器組合的回授控制不只可以抑制閉迴路系統自然頻率，還可以控制相對低頻的加速度訊號直到 8 Hz，可說大大提升了系統頻寬及增益值變化的穩定性。其控制性能的整理如表 6.4 所示，使用 PD 回授控制時頻寬可達 70 Hz，低頻截止頻率為 50 Hz；而使用 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制，頻寬可達 132 Hz，低頻截止頻率為 8 Hz。

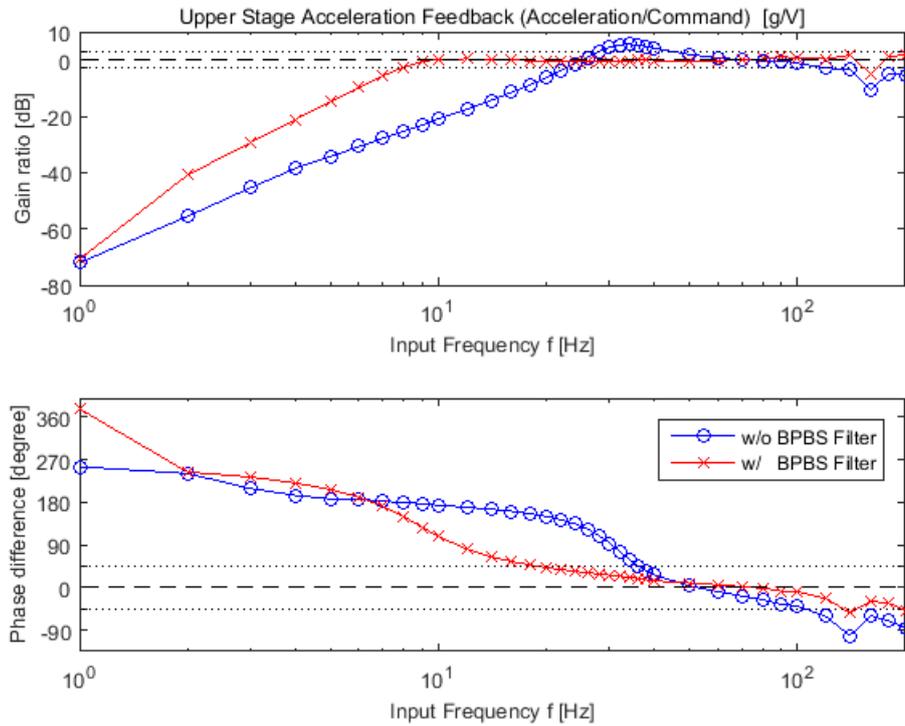


圖 6.16 上平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合與否的波德圖比較

表 6.4 上平台動態控制性能比較表

	PD	PD+BPBS Filter
可控制區間	50 Hz ~ 120 Hz	8 Hz ~ 140 Hz
頻寬	70 Hz	132 Hz

在評估控制策略強健性時，我們採用 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制，分別將 5 g、45 g、85 g 加裝於上平台上方，並以不同頻率弦波輸入，觀察其加速度值相對於輸入訊號的增益值與相位差，我們可得不同附載下的波德圖如圖 6.17 所示。由圖我們可以觀察到隨著負載增加，本來變化很小得增益值有越來越大的起伏。在輸入頻率為 140 Hz 時，反而在增加適度負載時，提升了系統響應增益值，使其維持在±3 dB 的範圍。在外加負載 85 g 時，我們可以觀察到在 20 Hz 有一明顯的增益值低點。這個相對低點在外加負載 45 g 時也有觀察到，但不若外加負載 85 g 時那麼明顯，我們可以判定其為逐步超出系統強健性可以耐受範圍的表徵。除了在外加負載

85 g 時，其增益值在輸入頻率 20 Hz 到 30 Hz 區間及 180 Hz 以上低於 -3 dB 以外，其餘外加負載的情形下，皆能大致與未加負載的增益值維持在 3dB 的差距以內，並保持其增益值在  $\pm 3$ dB 的範圍內。

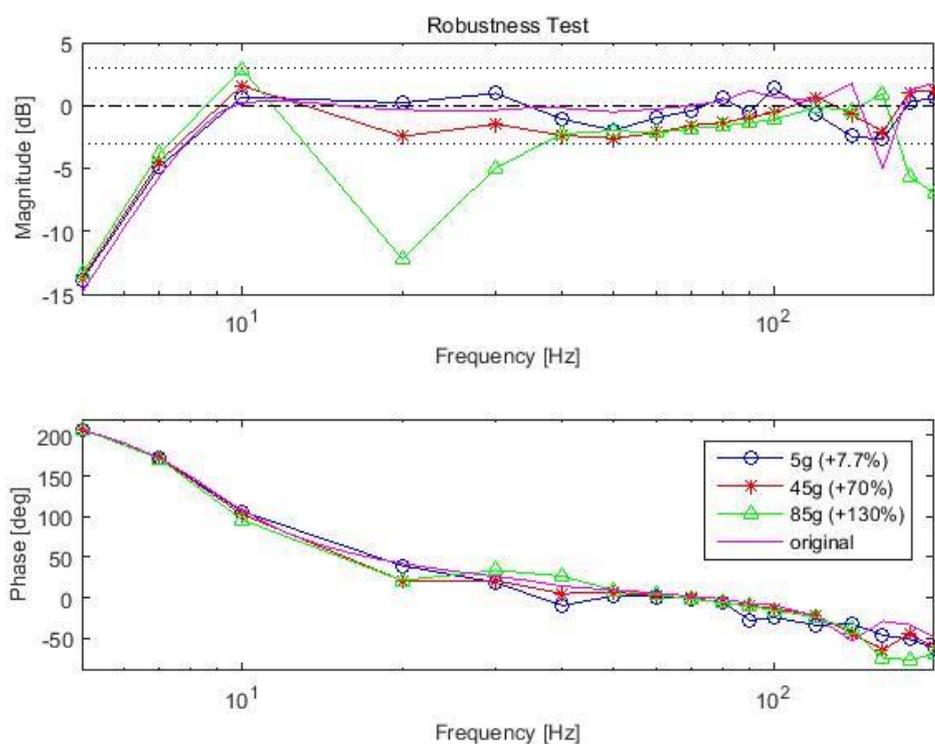


圖 6.17 上平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制在不同外加負載下的響應波德圖

在 AOI 系統中，所要抑制的振動頻率可能不為單一頻率，為了要驗證此直接加速度回授控制在實際應用上的可能性，我們將不同頻率與振幅的兩個弦波訊號組合為輸入訊號，觀察在這樣的情形下，系統響應的結果。我們組合振幅 1g 頻率 70Hz 與振幅 0.15g 頻率 20Hz 的兩個正弦波為輸入訊號，觀察其系統響應如圖 6.18 所示。在輸入訊號頻率相差 50Hz 的情形下，其輸出訊號與輸入訊號的吻合性仍然相當高，僅有微小的相位誤差。我們可以說直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制在複合式輸入頻率下仍能在上平台的控制中有效發揮，而此控制策略確實具備在 AOI 系統中，抑制振動的可能性。

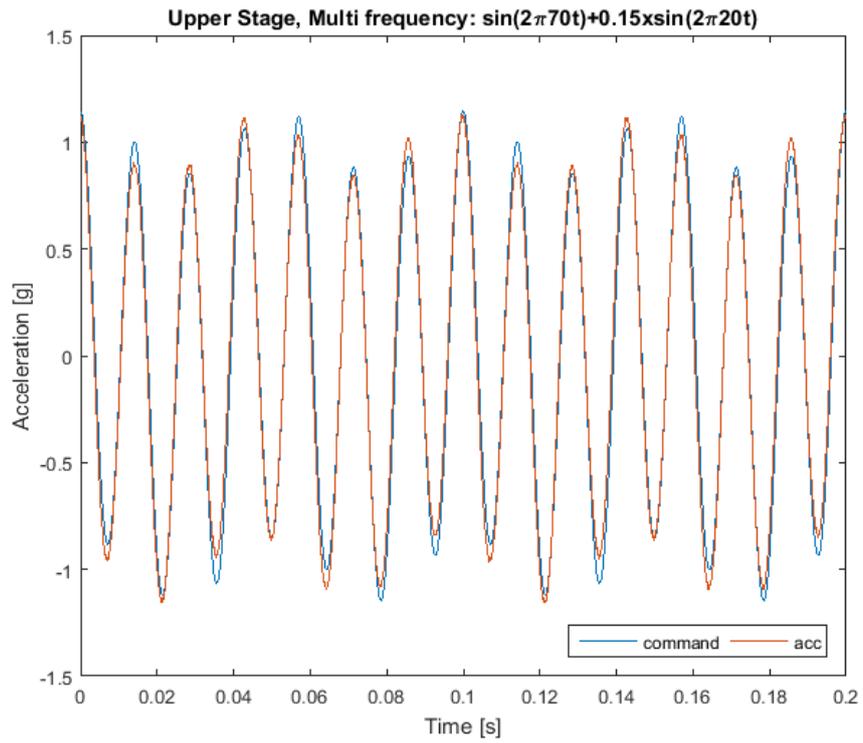


圖 6.18 上平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制在複合式輸入頻率下的系統響應圖

## 6.5 雙軸直接加速度回授圓形軌跡追蹤定位控制之模擬與實驗

在 6.3、6.4 節中，我們已分別對上下平台進行直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合與否的控制模擬與實驗。而在搭配 BPBS 濾波器組合的情形下，直接加速度 PD 回授控制效果較好，故本節擬採用直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制的策略，以下平台為 x 方向運動，上平台作 y 方向運動，對上下平台作同步控制，以追蹤加速度圓軌跡。為了找到可以追蹤圓軌跡的操作區間，我們將上下平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合的波德響應圖疊加如圖 6.19 所示。

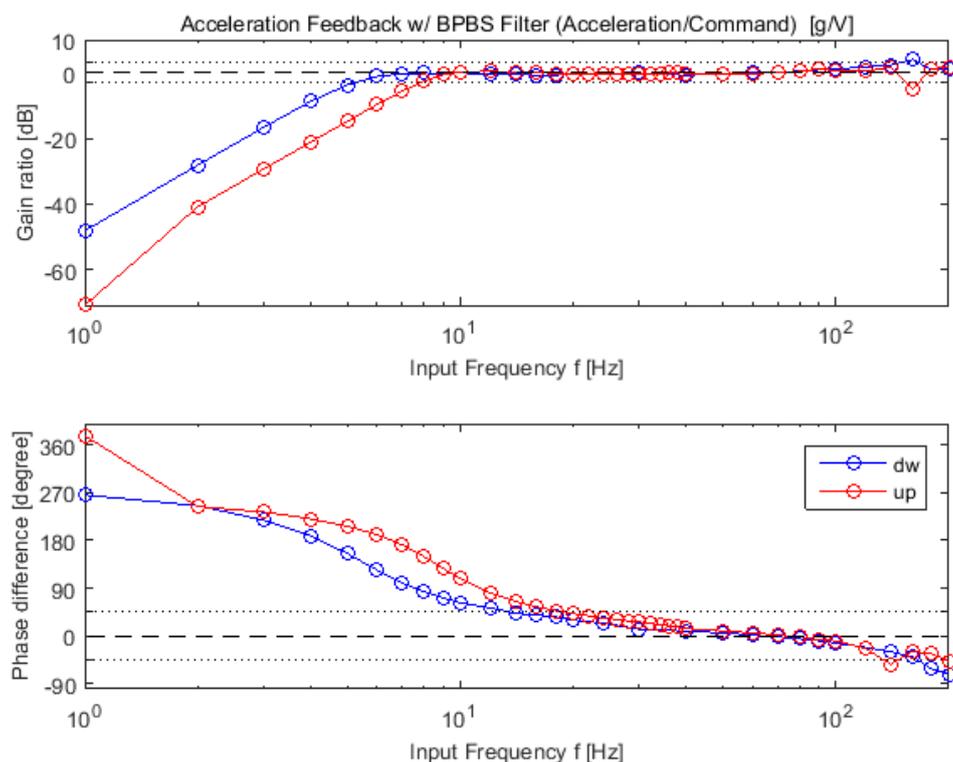


圖 6.19 上下平台直接加速度 PD 回授搭配 BPBS 濾波器組合控制的波德響應圖

其中 40 Hz 到 100 Hz 之間的相位重疊性非常好，在相位相同的情形下，圓軌跡的追蹤才會是正圓形。且這個區間的增益值不論上下平台都保持在 0dB 附近，並維持重疊，可以判斷其為適於追蹤到圓形軌跡的區間。

基於上述理由，我們嘗試對 40 Hz 到 100 Hz 正負 20 Hz 的區間，進行輸入半徑固定為 0.4 g 的加速度圓軌跡追蹤。其結果如圖 6.20 所示。

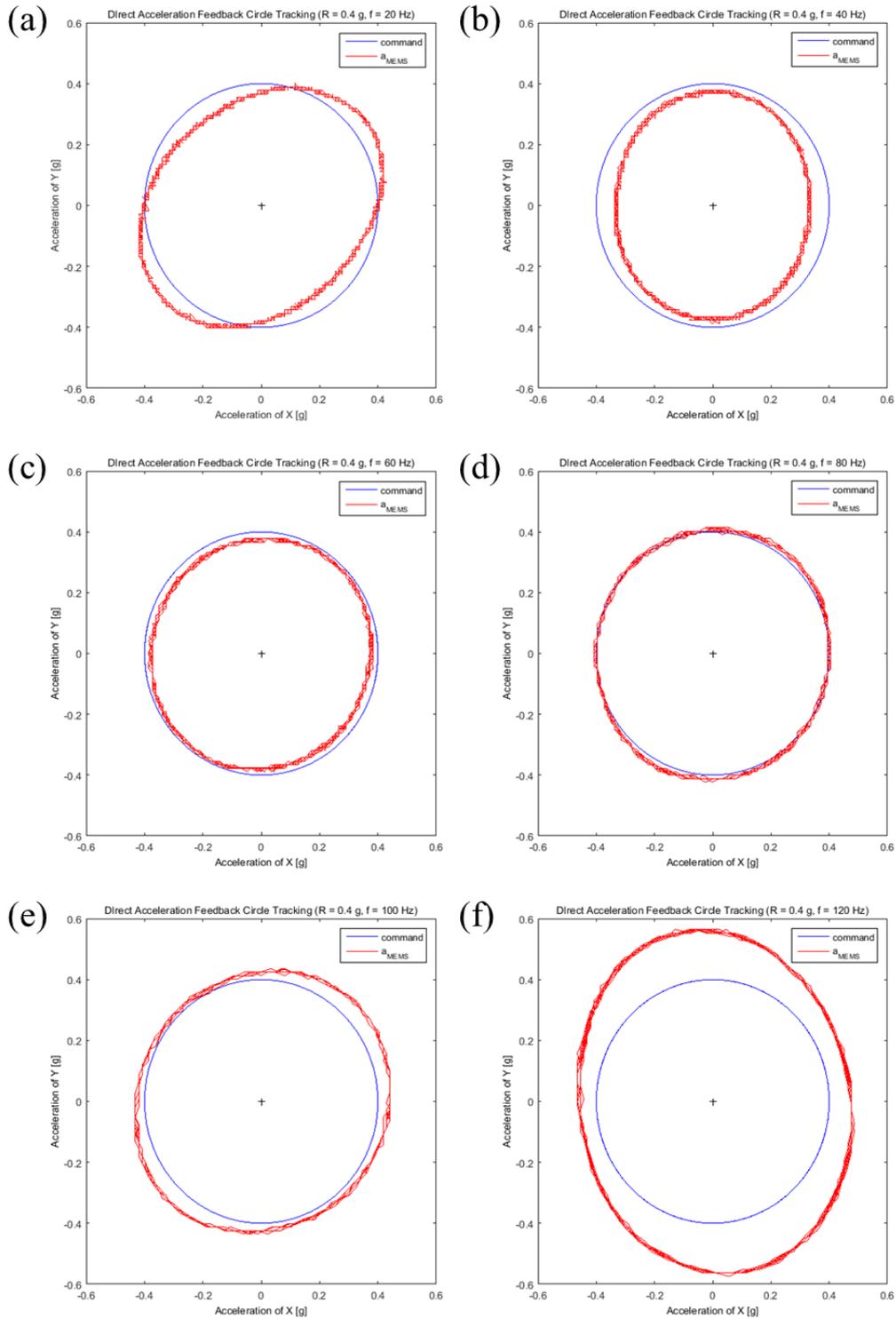


圖 6.20 輸入振幅固定為 0.4 g，不同輸入頻率的直接加速度回授圓形軌跡追蹤，輸入頻率為 (a) 20 Hz (b) 40Hz (c) 60 Hz (d) 80 Hz (e) 100 Hz (f) 120 Hz

輸入頻率 20 Hz 時有相對顯著的相位偏差，其加速度圓軌跡追蹤結果則為傾斜的橢圓。由上下平台的波德比較圖亦可觀察到兩平台響應結果之間在 20 Hz 時，相位差約為  $13^\circ$ 。

輸入頻率 40 Hz 為正立的橢圓，表示其上下平台之間的相位差接近輸入的  $90^\circ$ ，但下平台的加速度增益值則略小於上平台，因此形成正立橢圓，由上下平台的波德比較圖亦可觀察到兩平台響應結果之間在 40 Hz 時，相位差僅  $5^\circ$ ，增益值下平台略小於上平台。

輸入頻率 60 Hz、80 Hz 的結果接近正圓，且圓半徑也接近輸入值的 0.4 g。我們可以說在 60 Hz 和 80 Hz 時，上下平台的加速度訊號其大小都接近 0 dB，且彼此之間相位差正好如輸入的  $90^\circ$ 。上下平台的波德比較圖亦可觀察到兩平台響應結果不論在相位還是增益值都相當。

輸入頻率 100 Hz、120 Hz 時，觀察其圓型追蹤結果為一略為傾斜的大橢圓，表示其在相位有微小偏差，增益值相對於前述其他輸入頻率則有相對大的偏差，而在上下平台的波德比較圖亦可觀察到這樣的響應結果。

上面我們嘗試了固定輸入半徑下，不同輸入頻率的圓軌跡追蹤，接下來我們要討論在輸入頻率固定為 80 Hz 時，不同輸入振幅（半徑）的圓軌跡追蹤，其結果如圖 6.21 所示。由圖中可知，在追蹤半徑 0.05 g 到 1.6 g 之間，其結果都大致與輸入的圓吻合。唯追蹤半徑 0.2 g 以下開始可以觀察到因為解析度問題而出現的菱格，其振幅大小約為 0.01 g，而這樣的數值與我們在第四章中 4.2 節所算出的 DS1104 R&D 控制板可辨識的最小加速度值  $a_{min} = \pm 0.012g$  相當。於此我們可推估在高頻的情形下，系統可到達的加速度值高於我們所測試的加速度值，故在此狀況下，加速度的圓軌跡追蹤並沒有隨著追蹤半徑增大，而減低其追蹤效能。

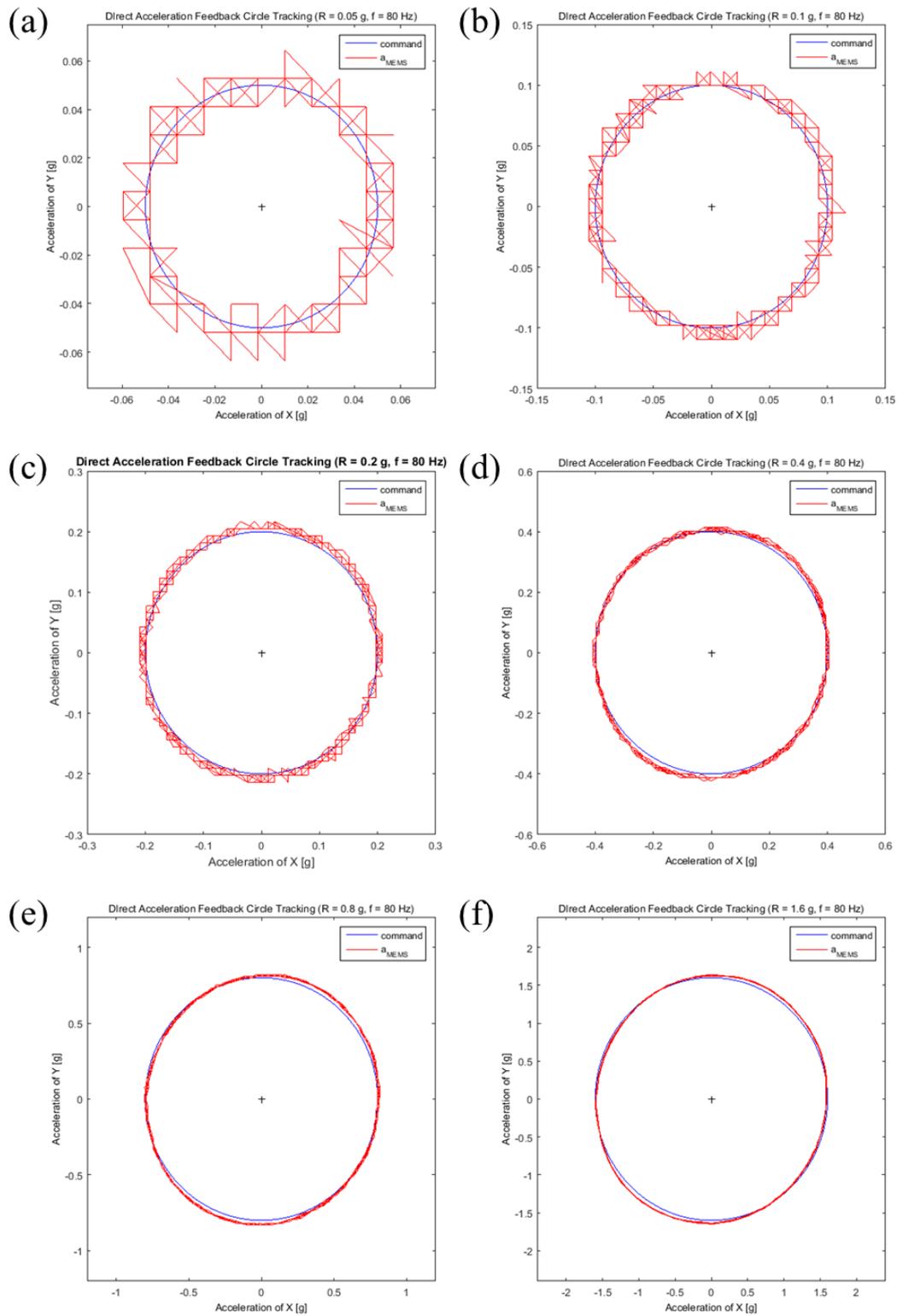


圖 6.21 輸入頻率固定為 80 Hz，不同輸入振幅的直接加速度回授圓形軌跡追蹤，追蹤半徑為 (a) 0.05 g (b) 0.1 g (c) 0.2 g (d) 0.4 g (e) 0.8 g (f) 1.6 g

## 6.6 本章結論

本章成功地將直接加速度 PD 回授控制套用在雙軸撓性定位平台上，同時我們透過對系統開路動態的了解，設計了相應的帶通與帶阻濾波器組合，成功改善了直接加速度回授的控制。

在使用 PD 控制器做直接加速度回授控制時，其上平台等效頻寬為 70 Hz、低頻截止頻率為 50 Hz，下平台等效頻寬為 120 Hz、低頻截止頻率為 40 Hz。使用帶通與帶阻濾波器組合，可以有效提高控制系統頻寬並大幅改善低頻的加速度回授控制，其上平台等效頻寬提升為 132 Hz、低頻截止頻率下降至 8 Hz，下平台等效頻寬提升為 120 Hz、低頻截止頻率下降至 6 Hz。

藉由外加負載的方式，我們可以依其響應變化程度判斷其系統強健性。在搭配帶通與帶阻濾波器組合的直接加速度 PD 回授控制中，在下平台增加 20% 的負載，上平台增加 70% 的負載情形下，其增益值的變化都能控制在相對輸入訊號的  $\pm 3\text{dB}$  以內，其強健性能表現相當不錯。使用複合式輸入訊號時，其響應仍能與輸入訊號有極高的吻合性，我們能推斷其具有應用於 AOI 系統進行主動振動控制的可能性。

在雙軸圓軌跡追蹤實驗中，我們對上下平台同時採用搭配帶通與帶阻濾波器組合的直接加速度 PD 回授控制。藉由固定圓的半徑，改變輸入頻率，測試輸入頻率對路徑追蹤的性能影響，我們發現可以有效追蹤圓軌跡的頻寬可達 40 Hz。藉由固定輸入頻率，改變圓半徑，發現在追蹤半徑 0.05 g 到 1.6 g 之間，其結果都大致與輸入的圓吻合，可推估其系統可到達的加速度值高於我們所測試的加速度值。唯追蹤半徑 0.2 g 以下開始可以觀察到因為解析度問題而出現的菱格，其振幅大小約為 0.01 g 與 DS1104 R&D 控制板可辨識的最小加速度值  $a_{min} = \pm 0.012\text{g}$  相當。

# 第七章

## 研究結果與討論

### 7.1 本章介紹

本章將綜合以上之研究結果進行討論，首先將全文做歸納總結，探討建立實驗的初始動機與目的，以及如何透過實驗驗證以得到其結果。接著將本文實驗知結果做總結，最後探討我們透過實驗所得之結果作為應用之可能性。

在本文中我們利用微機電加速規所得之加速度值，分別搭配防漂移積分器及相位補償策略來完成加速度積分為位移回授，以及搭配濾波器完成直接加速度回授，並應用於雙軸撓性定位平台上進行弦波控制實驗。本章節將對加速度積分搭配的三個相位補償策略以及直接加速度回授搭配帶通與帶拒濾波器組合與否的兩種策略進行總討論。

本章將分為六個子章節，本章架構圖如圖 7.1 所示。其中 7.1 節為本章介紹；7.2 節為全文歸納；7.3 節為加速度積分回授搭配相位補償策略之討論；7.4 節為直接加速度回授搭配濾波器之討論；7.5 節為未來工作；最後 7.6 節為本章結論。

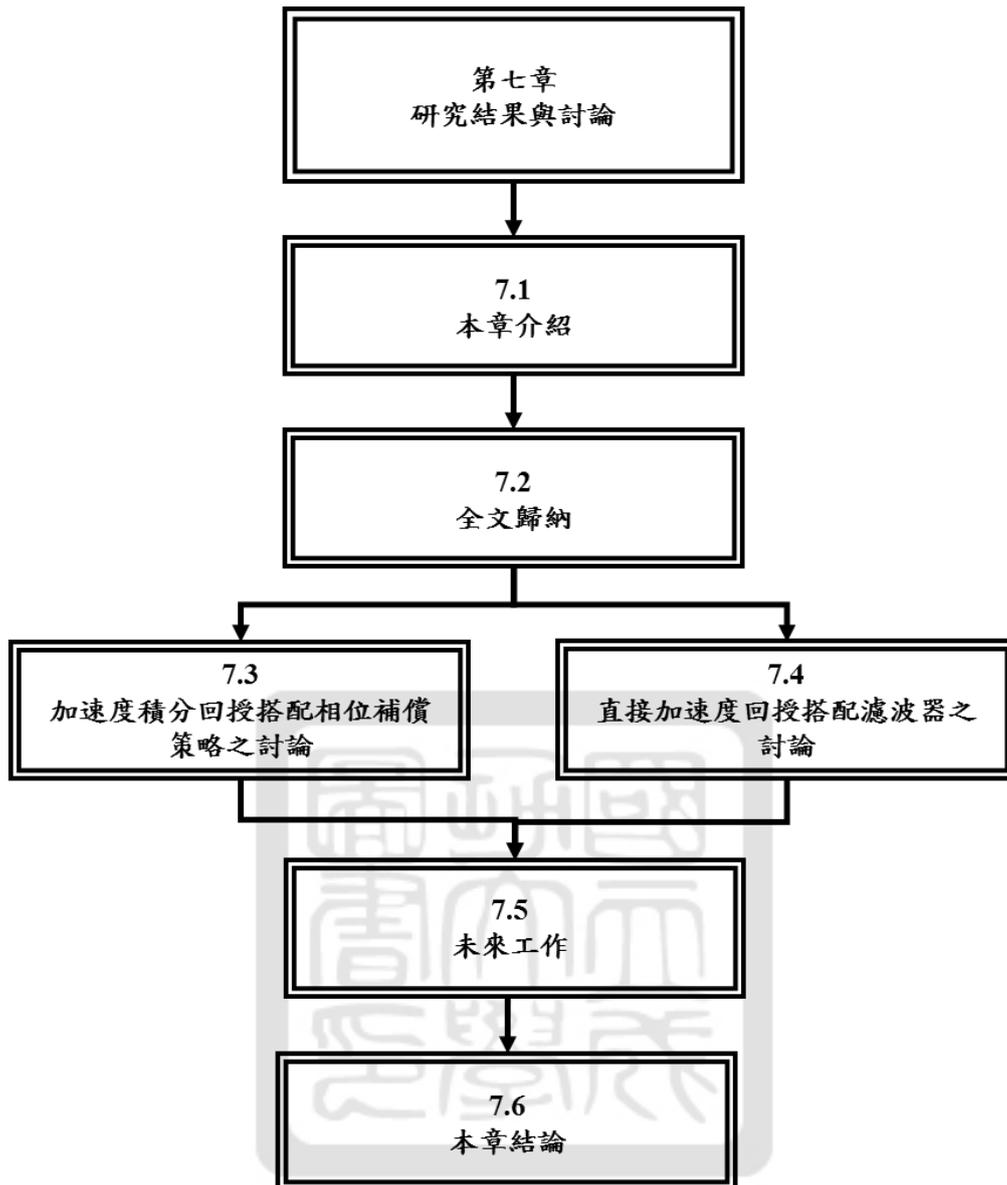


圖 7.1 本章架構圖

## 7.2 全文歸納

在自動化光學檢測系統運作時，為了達到更高的檢測效率，我們希望能盡量快速的啟動與停止龍門機台，使顯微鏡組能更加快速的到達目標位置。然而快速的啟動停止會引起鏡頭與待測面板間的相對運動導致所擷取的影像模糊。過去有許多學者投如此方面的研究並提出相應的解振策略。本實驗室學長王維志[2]、李哲維[3]也分別提出了在鏡頭組與龍門機台之間加裝單軸及雙軸的精密定位平台，並利用其進行位移誤差補償的主動振動抑制。然後在這樣的裝置下我們沒有辦法找到不受龍門機台影響的感測器安裝位置，在感測器與待測平台之間也有相對運動產生的情形下，其系統所出現的偏差導致並沒有辦法完全克服鏡頭組晃動問題。呂毓笙[5]提出在精密定位平台及待測平台上各加裝一加速規，並利用加速度積分成位移來計算兩者之間的相對運動。然而該控制策略因為加速規精度的關係未能有效應用於精密定位平台上，同時在使用防漂移積分器雖能有效抑制訊號漂移問題，卻仍有相位落後的狀況待解決。

為了克服此問題，本文對加速度積分後的訊號進行相位補償以解決防漂移積分器的相位漂移問題，使積分後位移訊號更貼近平台實際運動情形。同時發展不需經過積分程序的直接加速度回授控制策略，尋求另外一種系統定位方法。

在實驗平台方面，我們以 ABS 材料搭配塑膠 3D 列印技術做為金屬 3D 列印定位平台的原型，建立了可以使加速規有效運作的雙軸撓性定位平台，並以此做為前述兩種控制策略的測試平台，以證實其在定位平台上發展之可能性。

我們對雙軸撓性定位平台的上下平台分別設計加速度訊號積分搭配三種不同的相位補償策略的回授控制系統，模擬其實驗結果，並進行單軸

的位移弦波追蹤、雙軸的圓軌跡追蹤並討論其控制性能。另外，我們也對雙軸撓性定位平台的上下平台分別設計直接加速度回授策略並進行單軸的加速度弦波追蹤、雙軸的加速度圓軌跡追蹤，並討論其控制性能。

整體而言，我們利用成本低且設置簡單的微機電加速規做為主感測器，尋求在某些情境下其加速度積分結果能取代位移感測器在精密定位平台上之使用。同時並利用所測得的加速度訊號發展直接加速度回授，對於日後發展以加速規為主感測器的主動振動抑制策略，建立了另外一種精密定位平台的控制方法。



### 7.3 加速度積分回授搭配相位補償策略之討論

我們於第五章中成功地將加速度積分搭配相位補償器的 PID 回授控制套用在雙軸撓性定位平台上。我們透過對系統開路動態以及防漂移積分器狀況的了解，設計了三種相位補償策略—加速度積分回授後對加速度積分值補償相位、加速度積分後對防漂移積分器補償相位然後回授、加速度積分後對防漂移積分器還有系統動態補相位後回授。

其中加速度積分回授後對加速度積分值補償相位的策略在輸入頻率 6 Hz 以上時，補完相位的加速度積分值與位移感測器所測得的位移值幾無二致，可在弦波控制時替代位移感測器使用，但無法改善回授系統，其中回授控制的等效頻寬上平台為 30 Hz 下平台為 21 Hz。

加速度積分後對防漂移積分器補償相位然後回授同樣具有上述特性，且可以改善低頻響應，但會在閉迴路響應共振頻率時產生相對於第一個策略高許多的峰值，影響高頻截止頻率。若是能將上述這兩個策略依輸入頻率切換，低頻時採用第二個策略，然後切換成第一個策略，將有助於兼有其好處，進而改善回授控制系統。

第三個策略將加速度積分後對防漂移積分器還有系統開路動態進行相位補償後回授，不只有助於改善低頻響應，亦能把共振峰值控制在 3 dB 以內，回授控制等效頻寬上平台可由 30 Hz 提升至 42 Hz，下平台可由 21 Hz 提升至 30 Hz。

在雙軸圓軌跡追蹤實驗中，我們對上下平台同時採用第三種相位補償策略—將加速度積分後對防漂移積分器還有系統開路動態進行相位補償後回授。在略為調整下平台的 PID 回授控制參數後，藉由固定圓的半徑，改變輸入頻率，測試輸入頻率對路徑追蹤的性能影響，我們發現可以有效

追蹤圓軌跡的頻寬可達 10 Hz。藉由固定輸入頻率，改變圓半徑，圓半徑過低會因為解析度問題追蹤效果不好，追蹤半徑 4 mm 以上會隨著圓半徑的增加，追蹤效果越來越差。

表 7.1 上下平台加速度積分搭配不同相位補償策略的動態性能比較表

平台	相位補償策略	可控制區間( $\pm 3\text{dB}$ )	等效頻寬
上平台	相位補償器 (對防漂移積分器) 未加入回授	6 Hz ~ 36 Hz	30 Hz
	相位補償器 (對防漂移積分器) 加入回授	6 Hz ~ 34 Hz	28 Hz
	相位補償器 (對防漂移積分器+ 對系統動態) 加入回授	6 Hz ~ 48 Hz	42 Hz
下平台	相位補償器 (對防漂移積分器) 未加入回授	7Hz ~ 28 Hz	21 Hz
	相位補償器 (對防漂移積分器) 加入回授	6Hz ~ 26 Hz	20 Hz
	相位補償器 (對防漂移積分器+ 對系統動態) 加入回授	6 Hz ~ 36 Hz	30 Hz

## 7.4 直接加速度回授搭配濾波器之討論

於第六章中，我們成功得將直接加速度 PD 回授控制套用在雙軸撓性定位平台上。同時我們透過對系統開路動態的了解，設計了相應的帶通與帶阻濾波器組合，成功改善了直接加速度回授的控制。

在使用 PD 控制器做直接加速度回授控制時，其上平台等效頻寬為 70 Hz、低頻截止頻率為 50 Hz，下平台等效頻寬為 120 Hz、低頻截止頻率為 40 Hz。在 PD 控制器搭配使用帶通與帶阻濾波器組合時，可以有效提高控制系統頻寬並大幅改善低頻的加速度回授控制。上平台等效頻寬可由 70 Hz 提升為 132 Hz，低頻截止頻率由 50 Hz 下降至 8 Hz，而下平台等效頻寬可由 120 Hz 提升為 134 Hz，低頻截止頻率由 40 Hz 下降至 6 Hz。

在雙軸圓軌跡追蹤實驗中，我們對上下平台同時採用搭配帶通與帶阻濾波器組合的直接加速度 PD 回授控制。藉由固定圓的半徑，改變輸入頻率，測試輸入頻率對路徑追蹤的性能影響，我們發現可以有效追蹤圓軌跡的頻寬可達 40 Hz。藉由固定輸入頻率，改變圓半徑，發現在追蹤半徑 0.05 g 到 1.6 g 之間，其結果都大致與輸入的圓吻合，可推估其系統可到達的加速度值高於我們所測試的加速度值。唯追蹤半徑 0.2 g 以下開始可以觀察到因為解析度問題而出現的菱格，其振幅大小約為 0.01 g 與 DS1104 R&D 控制板可辨識的最小加速度值  $a_{min} = \pm 0.012g$  相當。

表 7.2 上下平台直接加速度 PD 回授控制搭配帶通與帶阻濾波器組合的動態控制性能比較表

平台	控制策略	可控制區間( $\pm 3\text{dB}$ )	等效頻寬
上平台	PD	50 Hz ~ 120 Hz	70 Hz
	PD + BPBS Filter	8 Hz ~ 140 Hz	132 Hz
下平台	PD	40 Hz ~ 160 Hz	120 Hz
	PD + BPBS Filter	6 Hz ~ 140 Hz	134 Hz

## 7.5 未來工作與展望

本文成功利用微機電加速規為感測器，在雙軸撓性定位平台上發展加速度積分回授和直接加速度回授，並分別利用相位補償策略和帶通與帶阻濾波器組合的搭配改善其等效頻寬。但不論在平台建致與控制器設計方面均有許多可以改善的地方。在未來工作上針對其可達成的難抑程度與相應時序，可分為三個階段—近程目標、中程目標、遠程目標：

### 7.5.1 近程目標

#### ■ 利用由加速規所得的系統狀態實行全狀態回授

全狀態回授又稱為極點配置，是一種將回授控制理論用於將閉迴路極點放置在  $s$  平面上指定位置的方法，如圖 7.2 所示。其好處在於透過指定極點，我們可以依我們需求改變系統動態。

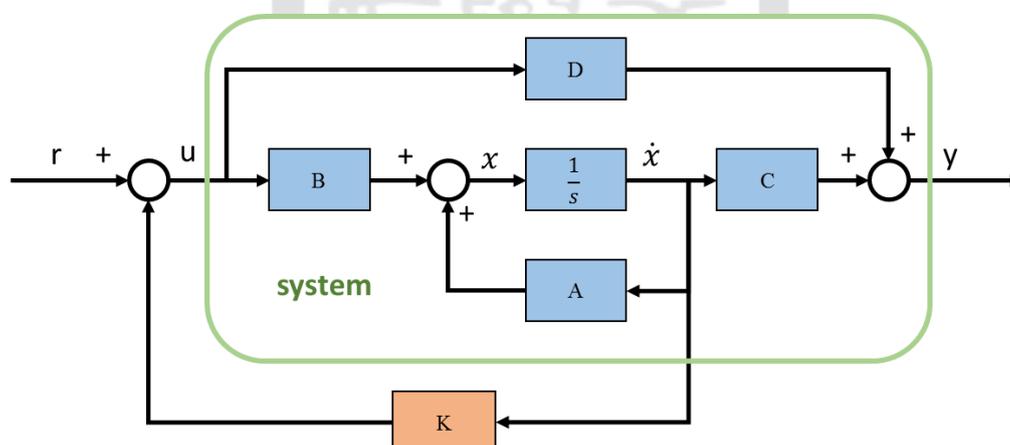


圖 7.2 全狀態回授閉迴路方塊圖

在本文中已能有效利用由加速規取得的加速度訊號經積分及訊號處理後得到相應的位移訊號，也能有效利用加速度完成直接加速度回授控制策略。若能將由加速規有效掌握的系統狀態進行全狀態回授，將能改善系統頻寬，得到較好的回授控制結果。

## ■ 設計對輸入訊號的即時分析系統

目前的相位補償策略是依輸入訊號頻率採用查表式的時間延遲方塊，使加速度積分後的值更接近實際上的位移。然而在振動抑制時，我們並沒有辦法人工給定相應的輸入訊號頻率。藉由設計對輸入訊號的即時分析系統，並將其分析後的結果依權重組成複合式的相位補償策略，則可以有效設計出適用於未知輸入頻率下的加速度積分及相位補償策略。

### 7.5.2 中程目標

#### ■ 以金屬 3D 列印技術製作雙軸定位平台

塑膠 3D 列印打印原理為熔融沉積造型法，製作方法為把塑膠原料加熱融化後，藉由擠料機構把熔融狀的塑膠擠出噴頭，待其降溫就可自動固化成形，而這樣的方法並沒有辦法製作出高精度的定位平台並實際應用於工業上。且其撓性較鍊在反覆運動時，容易在內部造成無法以外觀判定的損耗，因此只能當做撓性平台的原型使用。

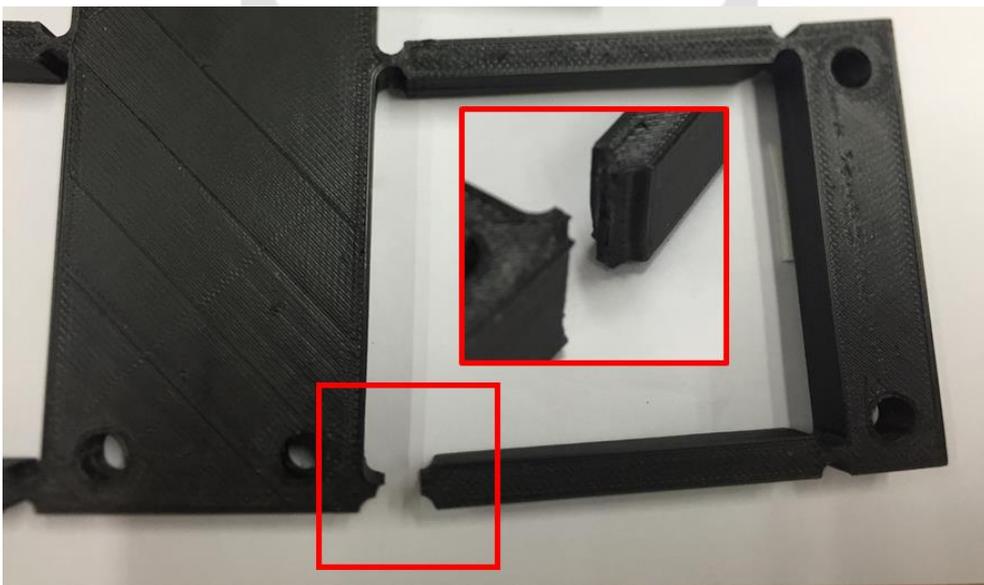


圖 7.3 ABS 塑膠 3D 列印平台破損情形

而金屬 3D 列印採用的雷射熔融法則是將材料粉末鋪在平台上，利用

高能量雷射照射在欲成型的位置上，使材料熔融聚合。這樣的方法可以達到相當高的精度，且較金屬線切割容易達到平台減重的目標，十分適合作為定位平台設計與製作之方法。

■ 將精密定位平台設置在動態環境中，以設計能適應實際情形的控制器

藉由將精密定位平台設置在動態環境中測試，能以較貼近實際振動抑制的情境下，改良現有控制系統設計出具有大範圍的動態定位能力及高強健性的控制系統

### 7.5.3 遠程目標

將精密定位平台應用於自動化光學檢測機台、工具機等精密機械機台。實際測試其對機台起動停止、工具機加工、裝配誤差、工作軸定位誤差等所引發的振動其抑制能力與定位能力是否能達到業界之需求。

## 7.6 本章結論

本章總結全文所作的直接加速度與加速度積分回授於堆疊式雙軸撓性定位平台上之定位控制設計、模擬與實驗驗證，針對研究過程和結果進行討論。最後對於本研究不足的地方提出未來可改善的作法，希望藉由改善後能讓以微機電加速規為主感測器的定位平台能實際應用於精密機械的減振控制上，如機台起動停止、工具機加工、裝配誤差、工作軸定位誤差等所引發的振動。



# 第八章

## 結論與未來展望

### 8.1 本文結論

精密定位於精密機械領域中扮演重要角色，精密定位平台在自動化機台中能夠提供振動抑制效果及提高精密定位能力。過去在精密定位平台的研究上，多以位移感測器為主感測器，但位移感測器於實際應用上裝置較為不易，且往往其裝置位置未能量測到相應的相對運動。為改善此問題，我們以加速規為主感測器完成精密定位平台上的加速度積分回授以及直接加速度回授控制。

本文為了改善加速度積分後的相位偏移現象，而設計了三種相位補償策略，以求能以加速規為感測器使用加速度積分為位移，在某些特定情境下替代位移感測器作為主感測器使用。我們先以加速度積分回授後加入對防漂移積分器的相位補償策略，確保其在弦波追蹤下作為位移感測器的替代策略之可行性。而後將相位補償策略加入回授控制中，以求改善回授系統。將加速度積分後對防漂移積分器還有系統開路動態進行相位補償後回授，相較於不將相位補償器放入回授中，不只有助於改善其低頻響應，亦能把閉迴路系統的共振峰值控制在 3 dB 以內，使其回授控制等效頻寬上平台可由 30 Hz 提升至 42 Hz，下平台可由 21 Hz 提升至 30 Hz。

我們亦成功地利用訊號濾波完成雙軸撓性定位平台上之直接加速度回授控制。利用對加速度性質的了解，我們藉由濾除加速度低頻偏移與高頻雜訊，設計相應的 PD 控制與回授比例參數完成雙軸撓性定位平台之直接加速度回授控制，其上平台等效頻寬為 70 Hz、低頻截止頻率為 50 Hz，

下平台等效頻寬為 120 Hz、低頻截止頻率為 40 Hz。而藉由對系統開路動態的了解，我們設計了相應的帶通與帶阻濾波器組合，成功改善了直接加速度回授的控制，可以有效提高控制系統頻寬並大幅改善低頻的加速度回授控制。具體而言，上平台等效頻寬可由 70 Hz 提升為 132 Hz，低頻截止頻率由 50 Hz 下降至 8 Hz，而下平台等效頻寬可由 120 Hz 提升為 134 Hz，低頻截止頻率由 40 Hz 下降至 6 Hz。而在下平台增加 20% 的負載，上平台增加 70% 的負載情形下，其增益值的變化都能控制在相對輸入訊號的  $\pm 3\text{dB}$  以內，其強健性能表現相當不錯。

透過將加速度積分回授與直接加速度回授控制策略應用於精密定位平台上，我們創造了使用加速規為精密定位平台主感測器之可能性。



## 8.2 本文貢獻

本文主要為利用微機電加速規為感測器，在雙軸撓性定位平台上發展加速度積分回授和直接加速度回授，透過加速度處理改善其控制系統，並以控制實驗加以驗證。主要貢獻可分為兩個部分，如下所述：

- 學術層面上，本文成功的設計並發展以加速規為主感測器的精密定位平台原型。利用相位補償策略改善加速度積分回授控制系統，並以實驗驗證其控制系統性能。將直接加速度回授控制引入精密定位平台之振動控制，藉由帶通與帶阻濾波器組合改善直接加速度回授控制性能，使其能在低頻達到不錯的控制結果。
- 工程應用層面上，相較於傳統定位控制以位移感測器為主感測器，以加速規做為定位控制的主感測器具有成本低、裝置容易等優點，較不易受到空間限制。除了應用在精密定位平台上來完成精密機械機台的振動抑制以外，亦可加裝於工具機上，以加速規量測其運動狀態。

### 8.3 未來工作與展望

本文利用微機電加速規實現於雙軸撓性定位平台上之直接加速度回授與加速度積分回授。整體而言，不論是平台設計、加速度訊號處理或者是控制器設計的部分都有許多仍待改善的地方。此處我們將未來工作分為近程、中程及遠程目標三部分如下：

#### ■ 近程目標

- 利用由加速規所得的系統狀態實行全狀態回授，改善系統頻寬得到較好的回授控制結果。
- 設計對輸入訊號的即時分析系統，以利在實際振動抑制的情形對完成對加速度積分的相位補償。

#### ■ 中程目標

- 以金屬 3D 列印技術製作雙軸定位平台以達到輕量化設計，並使其精度能實際應用於精密機械機台上。
- 將精密定位平台設置在動態環境中測試，改良控制器並驗證其於精密機械機台上應用之可能性。

#### ■ 遠程目標

- 將精密定位平台實際應用於精密機械機台上，如自動化光學檢測機台、工具機加工等，實際測試其振動抑制與定位能力是否良好。
- 將以加速規為主感測器的加速度積分回授與直接加速度回授應用於其他更廣泛的層面。

## 參考文獻

- [1] T. H. Cheng and I. K. Oh, "Vibration Suppression of Flexible Beam Using Electromagnetic Shunt Damper," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, pp. 2758-2761, 2009.
- [2] 王維志, "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," 碩士, 機械工程學系碩博士班, 國立成功大學, 台南市, 2010.
- [3] 李哲維, "堆疊式壓電雙軸精密定位平台之設計、分析與控制," 碩士, 機械工程學系碩博士班, 國立成功大學, 台南市, 2012.
- [4] 李宏仁, "微米級定位平台振動主動控制之研究," 碩士, 奈米科技研究所, 南台科技大學, 台南市, 2008.
- [5] 呂毓笙, "加速度回授於撓性結構之振動控制," 碩士, 機械工程學系, 國立成功大學, 台南市, 2014.
- [6] T. Mitsuru, "The Dynamic Properties of a Monolithic Mechanism with Notch Flexure Hinges for Precision Control of Orientation and Position," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 22, p. 193, 1983.
- [7] J. Matey, R. Crandall, B. Brycki, and G. Briggs, "Bimorph-driven x-y-z translation stage for scanned image microscopy," *Review of scientific instruments*, vol. 58, pp. 567-570, 1987.
- [8] 張所鉉, "六自由度超精密奈米定位平台研製 (2/2)," 2002.
- [9] K.-S. Low and M.-T. Keck, "Advanced precision linear stage for industrial automation applications," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 52, pp. 785-789, 2003.
- [10] A. Balasubramanian, M. B. Jun, R. E. DeVor, and S. G. Kapoor, "A submicron multiaxis positioning stage for micro-and nanoscale manufacturing processes," *Journal of Manufacturing Science and Engineering*, vol. 130, p. 031112, 2008.
- [11] K.-S. Chen, D. Trumper, and S. Smith, "Design and control for an electromagnetically driven X-Y- $\theta$  stage," *Precision Engineering*, vol. 26, pp. 355-369, 2002.
- [12] 郭豪翔, "結合撓性結構與音圈馬達之振動獵能與控制研究," 碩士, 機械工程學系碩博士班, 國立成功大學, 台南市, 2013.
- [13] N. Yazdi, F. Ayazi, and K. Najafi, "Micromachined inertial sensors,"

- Proceedings of the IEEE*, vol. 86, pp. 1640-1659, 1998.
- [14] H. P. Gavin, R. Morales, and K. Reilly, "Drift-free integrators," *Review of scientific instruments*, vol. 69, pp. 2171-2175, 1998.
- [15] 林韋澄, "慣性導航之訊號飄移抑制方法設計與實驗分析," 碩士, 機械工程學系碩博士班, 國立成功大學, 台南市, 2009.
- [16] A. Prodic and D. Maksimovic, "Design of a digital PID regulator based on look-up tables for control of high-frequency DC-DC converters," in *Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings. 2002 IEEE Workshop on*, 2002, pp. 18-22.
- [17] B. De Jager, "Acceleration assisted tracking control," *IEEE Control Systems*, vol. 14, pp. 20-27, 1994.
- [18] E. Dumetz, J.-Y. Dieulot, P.-J. Barre, F. Colas, and T. Delplace, "Control of an industrial robot using acceleration feedback," *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, vol. 46, pp. 111-128, 2006.
- [19] Y. Hori, "Disturbance suppression on an acceleration control type DC servo system," in *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC'88 Record., 19th Annual IEEE*, 1988, pp. 222-229.
- [20] P. B. Schmidt and R. D. Lorenz, "Design principles and implementation of acceleration feedback to improve performance of DC drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, pp. 594-599, 1992.
- [21] J. Han, Y. Wang, D. Tan, and W. Xu, "Acceleration feedback control for direct-drive motor system," in *Intelligent Robots and Systems, 2000. (IROS 2000). Proceedings. 2000 IEEE/RSJ International Conference on*, 2000, pp. 1068-1074.
- [22] 趙銘靖, "應用 PID 控制於單軸撓性壓電定位平台之振動控制研究," 碩士, 機械工程系, 南台科技大學, 台南市.
- [23] B.-J. Yi, G. B. Chung, H. Y. Na, W. K. Kim, and I. H. Suh, "Design and experiment of a 3-DOF parallel micromechanism utilizing flexure hinges," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, vol. 19, pp. 604-612, 2003.
- [24] 鄧諺舉, "新型橡膠軸承一維定位平台之分析、設計、控制," 碩士, 機械工程學系, 國立成功大學, 台南市, 2015.
- [25] S. T. Smith, *Foundations of ultra-precision mechanism design* vol. 2: CRC Press, 2003.
- [26] S. S. Rao and F. F. Yap, *Mechanical vibrations* vol. 4: Addison-Wesley New York, 1995.
- [27] B. Schiffman and G. Matthaei, "Exact design of band-stop microwave filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 12,

pp. 6-15, 1964.

- [28] P. Cortés, J. Rodríguez, D. E. Quevedo, and C. Silva, "Predictive current control strategy with imposed load current spectrum," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 612-618, 2008.



# 附錄

## 附錄 A 微機電加速規 ADXL327

<b>ADXL327</b>
----------------

### SPECIFICATIONS

$T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_S = 3\text{ V}$ ,  $C_X = C_Y = C_Z = 0.1\ \mu\text{F}$ , acceleration = 0 g, unless otherwise noted. All minimum and maximum specifications are guaranteed. Typical specifications are not guaranteed.

Table 1.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
<b>SENSOR INPUT</b>					
Measurement Range	Each axis	±2	±2.5		g
Nonlinearity	Percent of full scale		±0.2		%
Package Alignment Error			±1		Degrees
Interaxis Alignment Error			±0.1		Degrees
Cross Axis Sensitivity <sup>1</sup>			±1		%
<b>SENSITIVITY (RATIOMETRIC)<sup>2</sup></b>					
Sensitivity at $X_{out}$ , $Y_{out}$ , $Z_{out}$	Each axis $V_S = 3\text{ V}$	378	420	462	mV/g
Sensitivity Change Due to Temperature <sup>3</sup>	$V_S = 3\text{ V}$		±0.01		%/°C
<b>ZERO g BIAS LEVEL (RATIOMETRIC)</b>					
0 g Voltage at $X_{out}$ , $Y_{out}$	$V_S = 3\text{ V}$	1.3	1.5	1.7	V
0 g Voltage at $Z_{out}$	$V_S = 3\text{ V}$	1.2	1.5	1.8	V
0 g Offset vs. Temperature			±1		mg/°C
<b>NOISE PERFORMANCE</b>					
Noise Density $X_{out}$ , $Y_{out}$ , $Z_{out}$			250		μg/√Hz rms
<b>FREQUENCY RESPONSE<sup>4</sup></b>					
Bandwidth $X_{out}$ , $Y_{out}$ <sup>5</sup>	No external filter		1600		Hz
Bandwidth $Z_{out}$ <sup>5</sup>	No external filter		550		Hz
$R_{int}$ Tolerance			32 ± 15%		kΩ
Sensor Resonant Frequency			5.5		kHz
<b>SELF TEST<sup>6</sup></b>					
Logic Input Low			+0.6		V
Logic Input High			+2.4		V
ST Actuation Current			+60		μA
Output Change at $X_{out}$	Self test 0 to 1	-210	-450	-850	mV
Output Change at $Y_{out}$	Self test 0 to 1	+210	+450	+850	mV
Output Change at $Z_{out}$	Self test 0 to 1	+210	+770	+1400	mV
<b>OUTPUT AMPLIFIER</b>					
Output Swing Low	No load		0.1		V
Output Swing High	No load		2.8		V
<b>POWER SUPPLY</b>					
Operating Voltage Range		1.8		3.6	V
Supply Current	$V_S = 3\text{ V}$		350		μA
Turn-On Time <sup>7</sup>	No external filter		1		ms
<b>TEMPERATURE</b>					
Operating Temperature Range		-40		+85	°C

<sup>1</sup> Defined as coupling between any two axes.

<sup>2</sup> Sensitivity is essentially ratiometric to  $V_S$ .

<sup>3</sup> Defined as the output change from ambient-to-maximum temperature or ambient-to-minimum temperature.

<sup>4</sup> Actual frequency response controlled by user-supplied external filter capacitors ( $C_X$ ,  $C_Y$ ,  $C_Z$ ).

<sup>5</sup> Bandwidth with external capacitors =  $1/(2 \times \pi \times 32\text{ k}\Omega \times C)$ . For  $C_X$ ,  $C_Y = 0.003\ \mu\text{F}$ , bandwidth = 1.6 kHz. For  $C_Z = 0.01\ \mu\text{F}$ , bandwidth = 0.5 Hz.

<sup>6</sup> Self test response changes cubically with  $V_S$ .

<sup>7</sup> Turn-on time is dependent on  $C_X$ ,  $C_Y$ ,  $C_Z$  and is approximately  $160 \times C_X$  or  $C_Y$  or  $C_Z + 1\text{ ms}$ , where  $C_X$ ,  $C_Y$ ,  $C_Z$  are in μF.

Table 4. Filter Capacitor Selection,  $C_X$ ,  $C_Y$ , and  $C_Z$

Bandwidth (Hz)	Capacitor (μF)
1	4.7
10	0.47
50	0.10
100	0.05
200	0.027
500	0.01

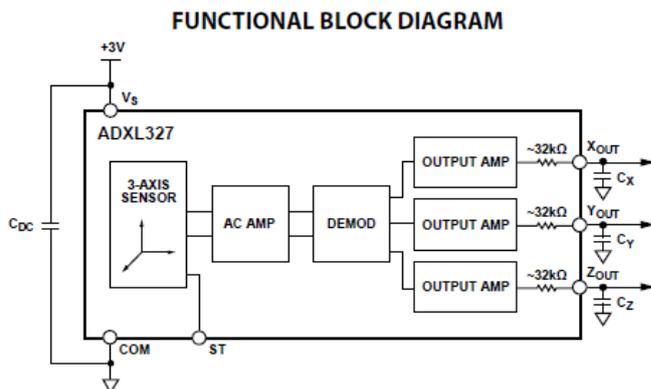


Figure 1.

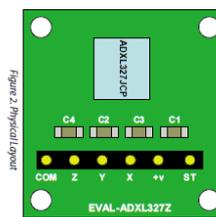


Figure 2. Physical layout

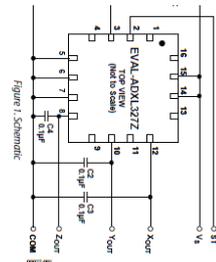
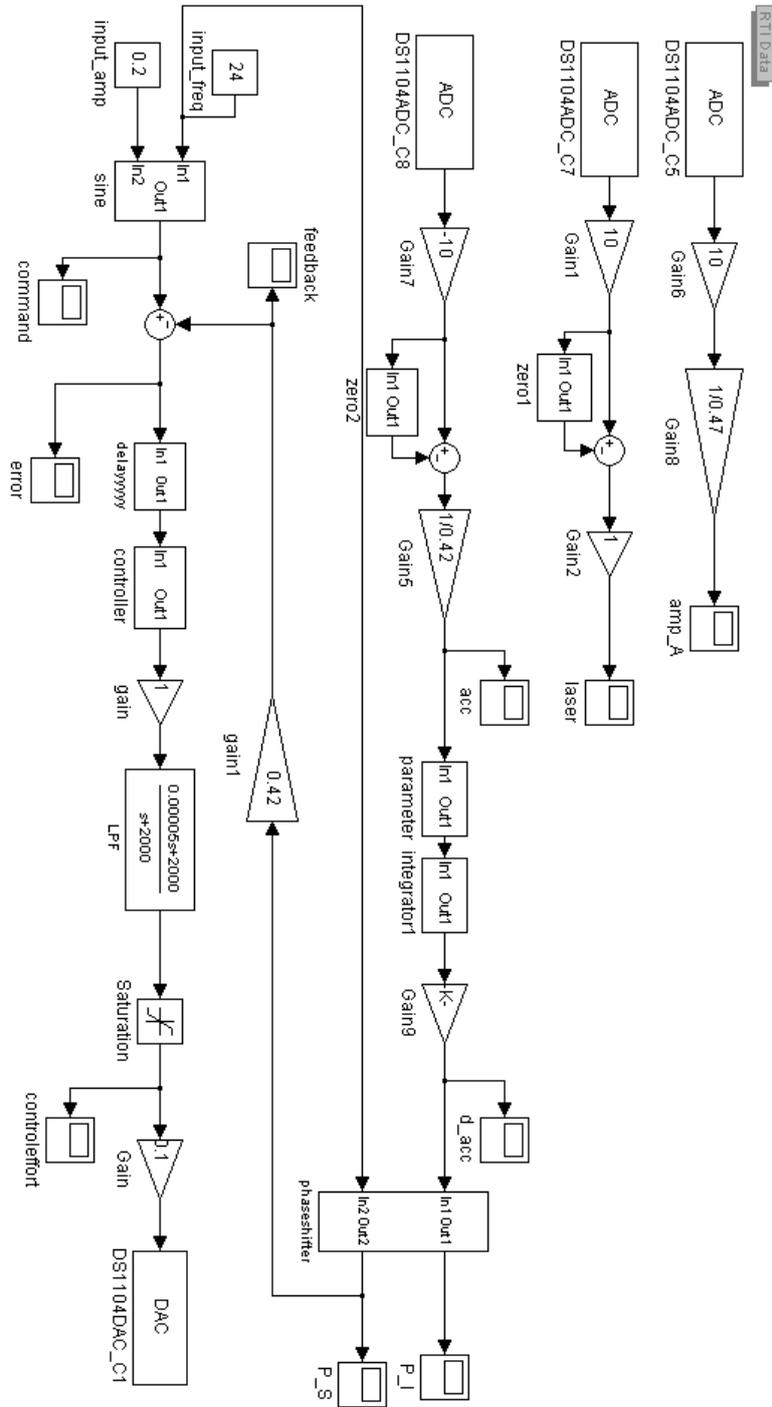


Figure 3. Schematic

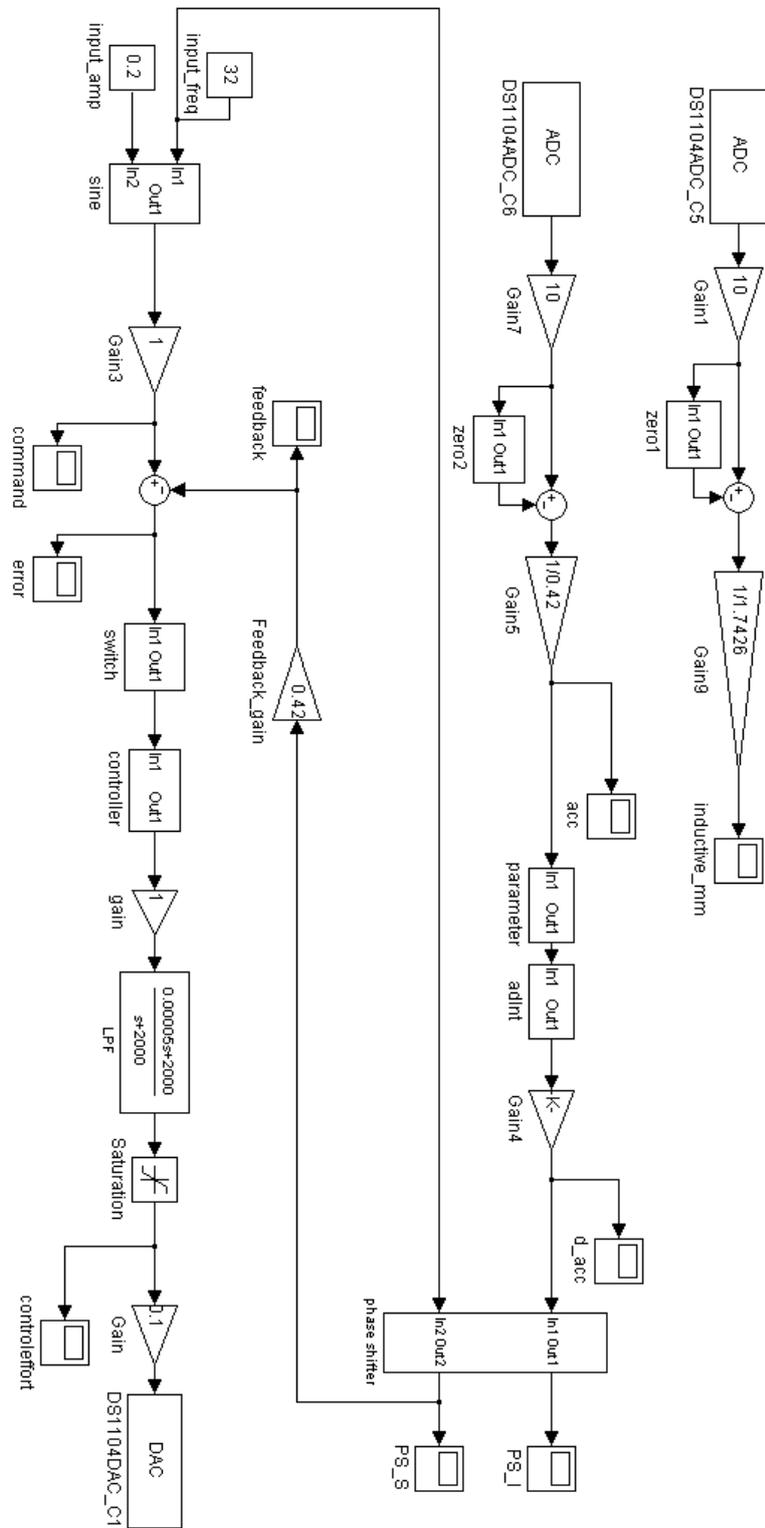
## 附錄 B 實驗程式

### B.1 下平台加速度積分回授實驗程式



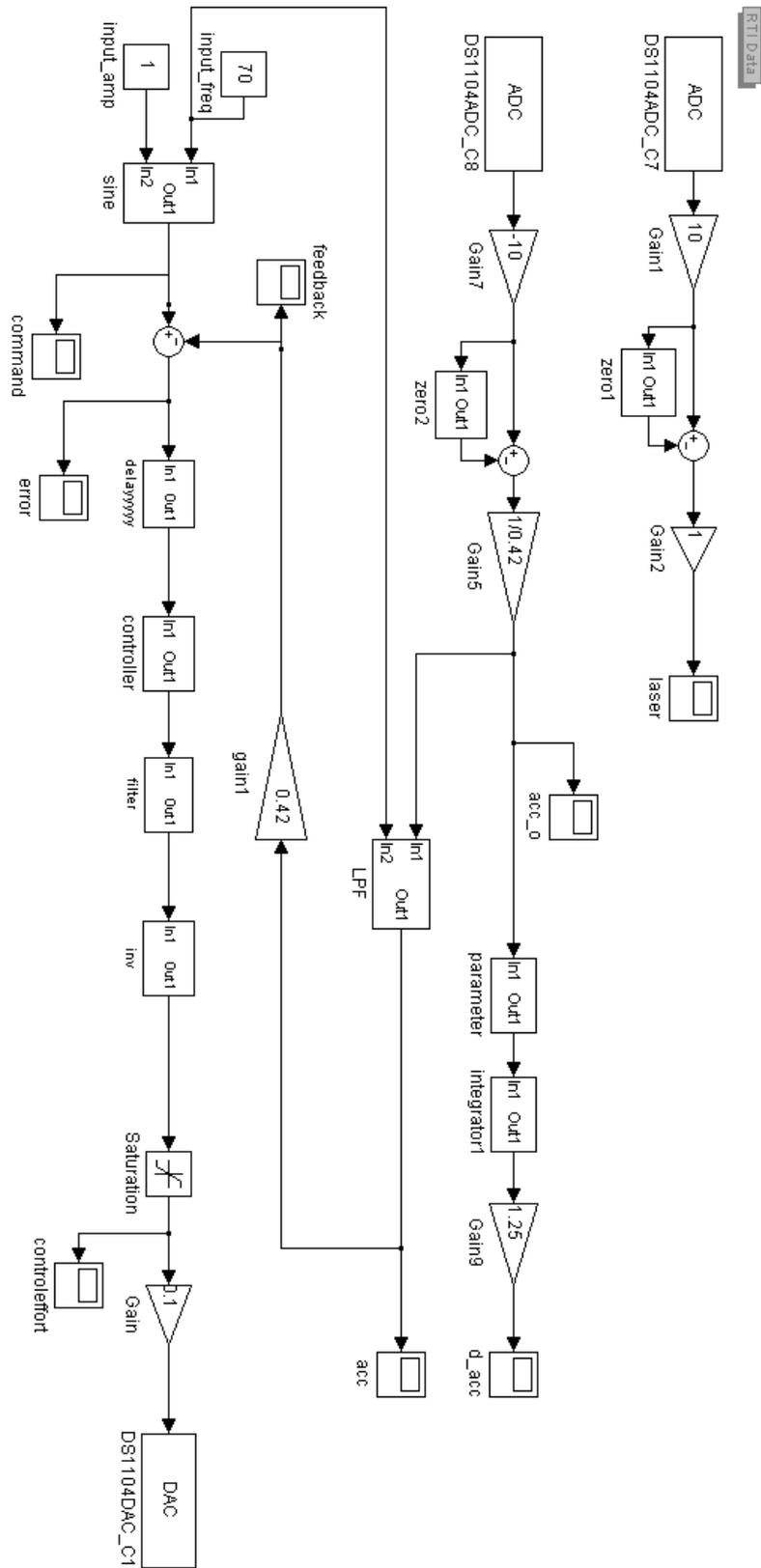
## B.2 上平台加速度積分回授實驗程式

RTI Data



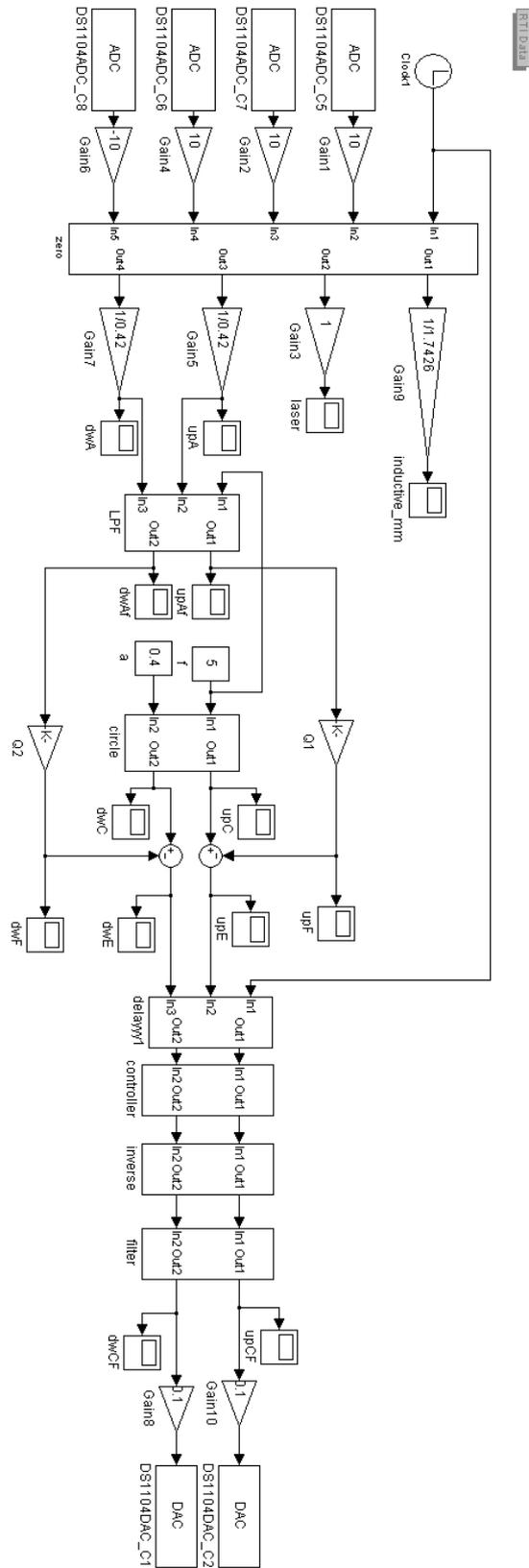


## B.4 下平台直接加速度回授實驗程式



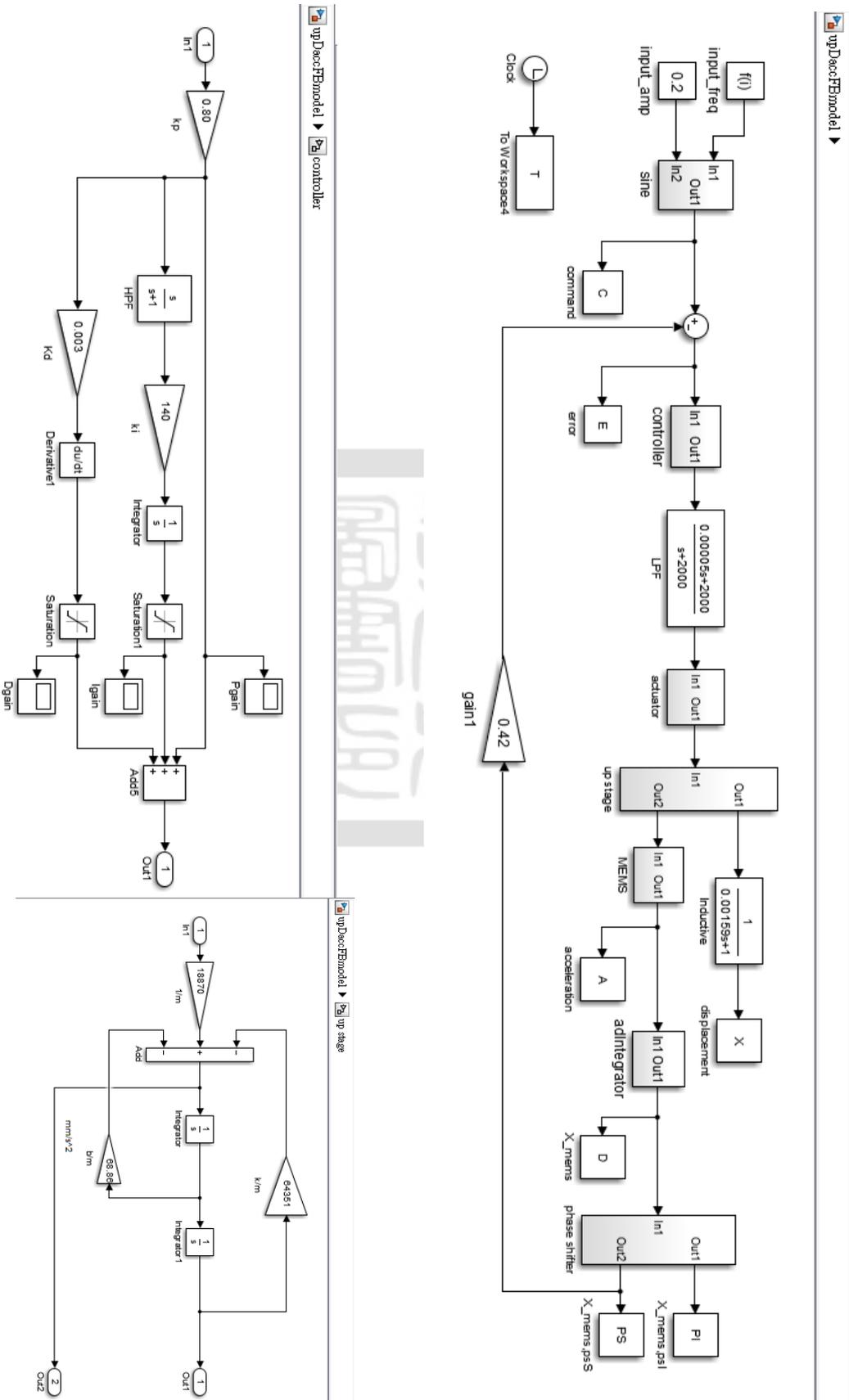


## B.6 雙軸直接加速度回授實驗程式

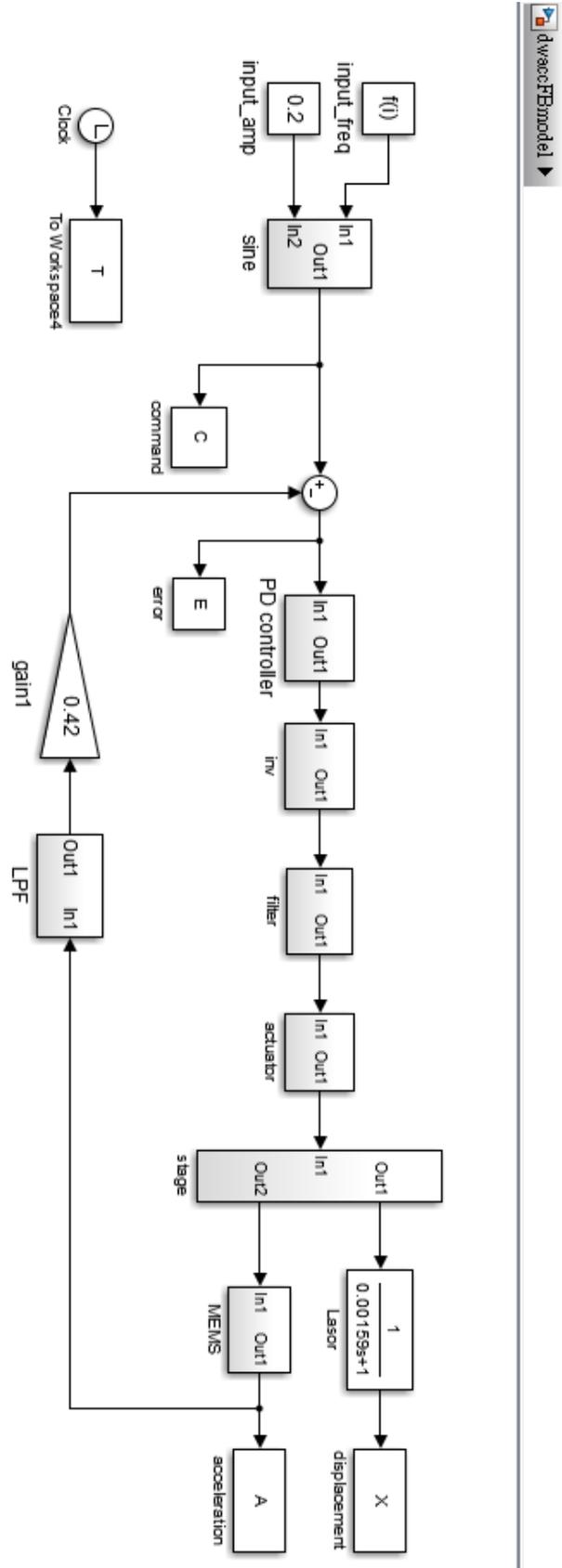




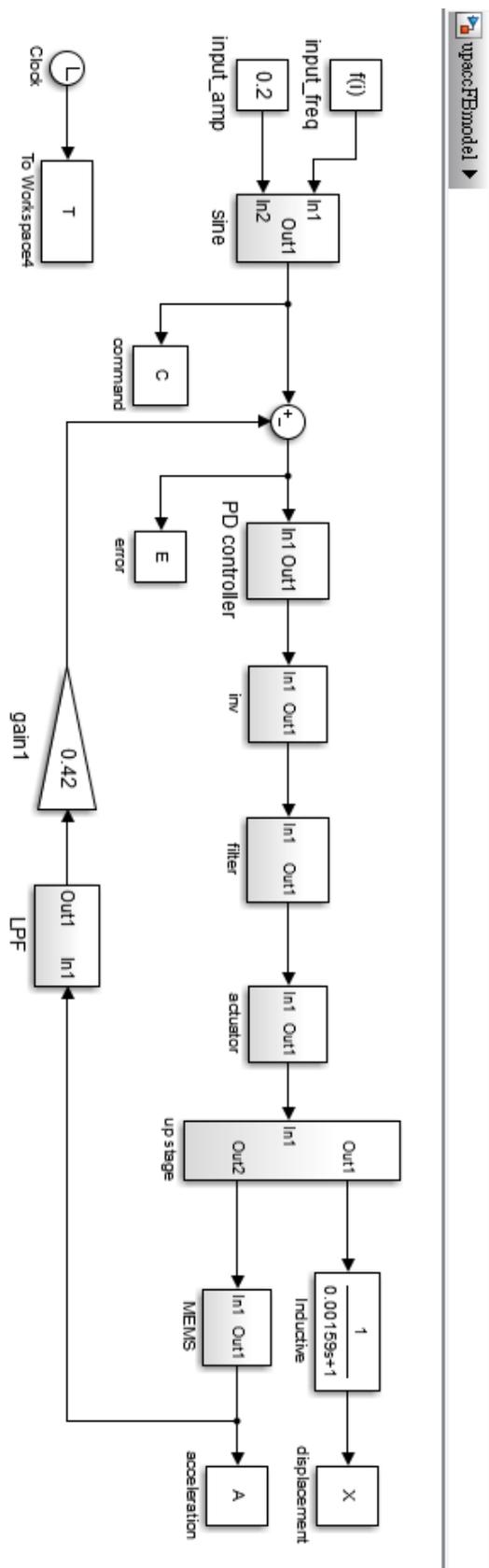
## C.2 上平台加速度積分回授模擬程式



### C.3 下平台直接加速度回授模拟程式



### C.4 上平台直接加速度回授模擬程式



## 自述

姓名：林洺安

地址：新北市永和區仁愛路 306 巷 30 號 5 樓

E-mail: bearmalin@gmail.com



學歷：

國立成功大學機械工程學系碩士班控制組(2014/09~2016/08)

國立臺灣大學化學工程學系學士班(2009/09~2014/06)

臺北市立第一女子高級中學(2006/09~2009/06)