

國立清華大學

碩士論文

電磁式微面鏡控制系統之設計與實作
Control system design and implementation of
electromagnetic micromirror

系別：動力機械工程學系碩士班 組別：電控組

學號姓名：g9633533 黃詩庭

指導教授：陳榮順 博士

中 華 民 國 九 十 八 年 七 月

摘要

本論文探討電磁式微面鏡之回授控制設計。在設計回授控制器時，必須了解受控系統之輸入與輸出特性，據此建立系統動態模型，以便從事分析與設計控制器。本論文首先推導系統之數學模式，再經由系統鑑別找出系統動態模型之參數值。因是使用電磁力驅動，且其驅動力與輸出呈線性的關係，所以整個系統為一線性系統。

本文希望藉由轉角回授控制系統增進電磁式微面鏡扭轉掃描的穩定度及準確度，進而減低電磁式微面鏡應用於投影時的影像失真，並且經由實作與所設計之回授控制系統相互驗證。在控制系統之設計上，考量因製程及操作所產生的系統參數之不確定性，利用量化回授理論設計穩健之回授控制器，其理論確保所設計閉迴路在系統參數之不確定性下之穩定性和系統性能。此外，參考輸入頻率為元件的共振頻，且為一極高之操作頻率，因此使硬體頻寬限制成為另一項障礙。

另一方面，在設計雙軸微面鏡控制系統時，系統屬於單輸入、雙輸出的形式，所以結合 Freudenberg 於文獻中對 SITO 系統設計準則與 QFT 的設計方法，完成控制系統的設計。此控制系統不但有效減小微面鏡之兩軸向間的耦合，消除系統不確定性及外界干擾，達到追蹤之功能。

關鍵字：電磁式微面鏡，QFT，SITO 系統

Abstract

In this thesis which is presented in two parts, being the control of the single axis and two axis electromagnetic micromirror. First, we designed and realized a new control system based on the developed micro mirror plant model. The new control system is synthesized using quantitative feedback theory (QFT). The theory ensures the closed-loop stability and performance under a prior defined plant uncertainty and disturbance.

Second, a QFT feedback control utilizing the plant/controller alignment was proposed for SITO/TISO systems. In the proposed control method, the TISO/SITO controller is first decomposed into two elements, being the directional part and effective control part. The directional part is synthesized to achieve satisfactory plant/controller alignment for all plants in the family and then the effective controller is designed to achieve robust tracking performance. The proposed method offers a balanced approach for controller synthesis with respect to plant direction and control effort in SITO/TISO systems. This proposed control scheme is further demonstrated through a micro scanning mirror.

Keywords: electromagnetic micromirror, QFT, SITO systems

致謝

清華二年的求學生涯即將劃上休止，這二年我的指導教授陳榮順博士帶給我充實的碩士生活，無時無刻對我們關心與照顧，對於研究的過程中不斷給予教導與建議，對我在未來的人生規劃與處事態度上具有極大的影響，使我更有努力向上的衝勁，感謝您不厭其煩教導，也使我能在這不景氣的日子裡找到研發替代役的工作，您是我一輩子永遠的恩師，感謝您。謝謝實驗室學長、同學、學弟妹們在平日的幫忙，特別是和戰友詩閔、佳暉與婉臻一起相互扶持，也感謝實驗室的博士班學長揚哲、超閔、介棠的指導，更要感謝藍振洋博士後研究員對本論文的指導和討論，讓我學到許多。最後，深深地感謝我的父母，感謝你們給與我的一切，無怨無悔的為我付出，只期待我有好的將來而不求回報的爸媽謝謝你們，也要謝謝佩儒及摯友們，謝謝你們在這段時間給予我歡樂的時光，並且總是適時地給我關心與鼓勵，因為你們的陪伴與分享，使我的生命更為完整美滿。

感謝在清華求學生涯中各位老師的指導與幫忙，也感謝各位口試委員在最後完成論文後，對於本篇論文做更深入的指導給予我對於未來研究上能更加謹慎，感謝各位。

特別感謝國科會計畫NSC 96-2628-E-007-009-MY3資助本篇論文研究。

目錄

第一章 緒論	1
1.1 研究背景與動機.....	1
1.2 文獻回顧.....	6
1.3 本文大綱.....	8
第二章 系統架構與系統動態模型分析	9
2.1 電磁式微面鏡之作用力.....	9
2.2 動態模型分析.....	12
2.2.1 電磁式微面鏡動態模型.....	12
2.2.2 單軸電磁式微面鏡系統鑑別.....	15
2.2.3 雙軸電磁式微面鏡系統鑑別.....	20
第三章 控制器設計與模擬	25
3.1 單軸微鏡面控制器設計.....	25
3.1.1 LQR 控制器設計.....	25
3.1.2 QFT 控制器設計.....	28
3.2 單軸模擬結果.....	32
3.2.1 LQR 控制器模擬.....	32
3.2.2 QFT 控制器模擬.....	35
3.2.3 LQR 和 QFT 控制器的比較.....	37

3.3	雙軸微面鏡控制器設計.....	39
3.4	雙軸模擬結果.....	55
3.4.1	外環模擬結果.....	55
3.4.2	內環模擬結果.....	57
第四章	實驗結果與討論.....	60
4.1	實驗架構.....	60
4.2	單軸微面鏡控制實驗結果.....	63
4.3	雙軸微面鏡控制實驗結果.....	66
4.3.1	外環控制實驗結果.....	66
4.3.2	內環控制實驗結果.....	68
第五章	結論與未來工作.....	71
5.1	結論.....	71
5.2	未來工作.....	72
	參考文獻.....	74

圖目錄

圖 1.1 美商 Microvision 的投影裝置 [15]	2
圖 1.2 美商 Microvision 的手機投影裝置願景圖[15]	2
圖 1.3 勞侖茲力驅動掃描面鏡[3]	4
圖 1.4 Yang 提出無線圈掃描面鏡架構 [4]	4
圖 1.5 靜磁力與勞侖茲力致動微掃描面鏡 [5]	5
圖 1.6 PSD 的轉換過程[28]	6
圖 2.1 整合靜磁力和勞侖茲力之電磁式微面鏡[5]	9
圖 2.2 單軸與雙軸之受力分佈情形[5]	9
圖 2.3 磁化方向與磁場夾角關係[5]	10
圖 2.4 單軸電磁式微面鏡	16
圖 2.5 雷射都卜勒測震儀平台	16
圖 2.6 三顆元件之頻率響應圖	18
圖 2.7 模擬值與實驗值之波德圖	20
圖 2.8 雙軸電磁式微鏡面	21
圖 2.9 雙軸電磁式微面鏡頻譜響應圖	21
圖 2.10 模擬值與實驗值之波德圖	24
圖 3.1 控制架構比較	28
圖 3.2 量化回授控制系統	29

圖 3.3 三系統之波德圖	29
圖 3.4 Loop shaping 示意圖	31
圖 3.5 Prefilter shaping 示意圖	31
圖 3.6 系統之上下邊界	32
圖 3.7 模擬之 Simulink 控制架構圖	33
圖 3.8 開迴路追蹤性能	34
圖 3.9 LQR 控制的追蹤性能	34
圖 3.10 LQR 追蹤誤差的模擬圖	35
圖 3.11 QFT 之 simulink 模擬架構	36
圖 3.12 QFT 控制之追蹤性能模擬值	36
圖 3.13 QFT 控制之追蹤誤差模擬值	36
圖 3.14 比較兩種控制系統	38
圖 3.15 輸入和輸出的追蹤性能模擬	39
圖 3.16 追蹤誤差模擬	39
圖 3.17 SITO 的系統架構	40
圖 3.18 受控場增益比	42
圖 3.19 p_2/p_1 的振幅和相位圖	43
圖 3.20 p_2/p_1 的對準角	43
圖 3.21 加入參數變異量之 p_2/p_1 的振幅和相位圖	47

圖 3.22 Loop shaping 前之示意圖	47
圖 3.23 SITO 控制之對準角	48
圖 3.24 加入 c_2 後的 loop shaping 結果	49
圖 3.25 g 的 loop shaping 結果	49
圖 3.26 未加前授濾波器之輸出響應圖	51
圖 3.27 未加前授濾波器之靈敏度響應圖	51
圖 3.28 輸出響應之波德圖	53
圖 3.29 極點安置法架構圖	54
圖 3.30 極點安置法之對準角	54
圖 3.31 SITO 之 simulink 控制架構	55
圖 3.32 外環之系統響應模擬結果	56
圖 3.33 外環之系統追蹤誤差模擬結果	57
圖 3.34 極點安置法之外環響應圖	57
圖 3.35 內環之系統穩態響應模擬結果	58
圖 3.36 內環之系統追蹤誤差模擬結果	58
圖 3.37 極點安置法之內環響應圖	59
圖 3.38 設計流程圖	59
圖 4.1 PSD 模組	60
圖 4.2 實驗平台架構	61

圖 4.3 縮束原理.....	61
圖 4.4 單軸微鏡面及平面線圈.....	62
圖 4.5 雙軸微鏡面及載台.....	62
圖 4.6 QFT 實際控制架構之 Simulink 圖.....	63
圖 4.7 QFT 實際控制之追蹤響應性能.....	63
圖 4.8 QFT 實際控制之追蹤誤差.....	64
圖 4.9 大轉角控制之追蹤響應性能.....	64
圖 4.10 大轉角控制之追蹤誤差.....	65
圖 4.11 實際控制架構之 Simulink 圖.....	66
圖 4.12 外環之開迴路輸出響應圖.....	67
圖 4.13 外環控制之閉迴路輸出響應圖.....	67
圖 4.14 外環控制之追蹤誤差.....	68
圖 4.15 內環控制之開迴路輸出響應圖.....	68
圖 4.16 內環控制之閉迴路輸出響應圖.....	69
圖 4.17 內環控制之追蹤穩態誤差.....	70

表目錄

表 4.1 模擬結果和實驗結果的比較.....	65
-------------------------	----



第一章 緒論

1.1 研究背景與動機

近幾年來，微機電系統的技術快速發展產生許多新型的微機電光系統(MEMOS)，尤其在投影設備上的進步更為明顯，其中最知名的技術是利用反射光源來達成投影功能的投影顯示器，德州儀器(Texas Instrument)公司為代表之一。德州儀器公司所研發的投影顯示技術，為數位光學處理技術(Digital Light Processing, DLP)，其核心技術為數位微反射鏡元件(Digital Micromirror Device, DMD)的製作，DMD 主結構是利用大量金屬微面鏡組成陣列，每一金屬微面鏡代表一畫素。金屬微面鏡底部則由互補式金氧化物半導體(Complementary Metal-Oxide-Silicon, CMOS)電路來控制每顆微面鏡的轉動頻率。數位微反射鏡元件正是利用微機電系統技術製作出最具代表性的元件之一，直到現在許多廠商仍不斷的藉由減少 DMD 晶片的大小以縮小投影設備的體積以方便攜帶。奧圖碼公司研發出的微型投影機，也是利用 DLP 的投影技術，但是解析度只有 480×320 。另一方面，也有研究單位或公司正在研究利用單一顆微面鏡元件作成微型投影機，體積可以再縮小且解析度更可以大幅提昇，攜帶上也會比較方便，如圖 1.1 為美商 Microvision 的示意圖，最終目的是把投影模組嵌入手機或 PDA 裡面，如圖 1.2 所示。

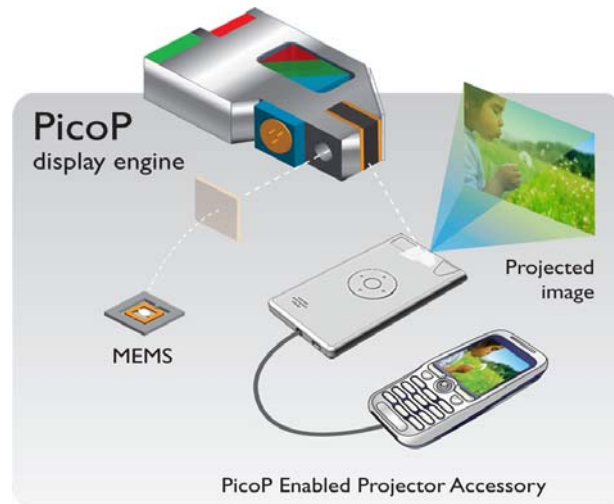


圖 1.1 美商 Microvision 的投影裝置 [15]



圖 1.2 美商 Microvision 的手機投影裝置願景圖[15]

目前市面上投影設備之所以可以越做越小甚至縮小成可攜帶式投影設備(Pico projector)是因為微機電系統的製程技術趨於成熟，許多種微面鏡或是微面鏡陣列(Micromirror array)被研究和提出最佳效能以應用在各

種不同目的上，根據其致動機制可以區分成電磁式[1-7]、熱電式[8, 9]、壓電式[10]和靜電式[11-14]等。在這些致動方式中，以靜電式與電磁式這兩類致動方式為最多人研究之主題，其中靜電式的主要缺點為當微掃描面鏡達到較大扭轉角時或是發生側向不穩定時所產生的吸附(Pull-in)效應會使元件結構通過瞬間大電流而燒毀，因此有部份研究人員改利用電磁式致動方式來驅動微掃描面鏡。在 1994 年時 Esashi [3]將勞侖茲力(Lorentz Force)之原理應用於微掃描面鏡當中，如圖 1.3 所示，微掃描面鏡上利用電鑄(Electroform)的技術鑄出導線，當電流方向與磁場方向互相垂直時，在這兩方向相互垂直的方向會產生勞侖茲力，並且當掃描面鏡的兩端電流方向相反，與所處之外界磁場方向相同，就會產生一對大小相等，方向相反的勞侖茲力，使微面鏡結構產生一扭轉力矩，若通入一交變電流且頻率為元件之共振頻時，微掃描面鏡就會產生高速的反覆轉動，但電磁力致動的微掃描面鏡需要在微小的導線上通入電流以產生勞侖茲力，此時電流所產生的焦爾熱容易使導線燒斷，令元件毀損而無法致動。因此在 2005 年，Yang 和 Fang [4]提出以渦電流產生勞侖茲力驅動微掃描面鏡，其架構如圖 1.4 所示，利用低功率的交變磁場，使磁力在電鑄鎳的微掃描面鏡上產生感應電流，並且配合外加的永久磁場在元件上產生勞侖茲力來驅動微掃描面鏡。但這種勞侖茲力受限於尺寸會隨著尺寸的縮小而使其迅速縮減。在 2007 年，湯宗霖的碩士論文[5] 提出以

渦電流產生勞侖茲力驅動掃描面鏡的概念為基礎，整合靜磁力與勞侖茲力來致動微掃描面鏡並改善了上述之缺點，如圖 1.5 所示。

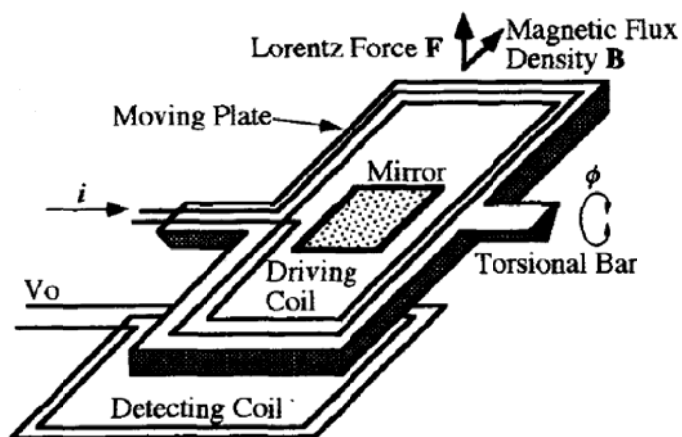


圖 1.3 勞侖茲力驅動掃描面鏡[3]

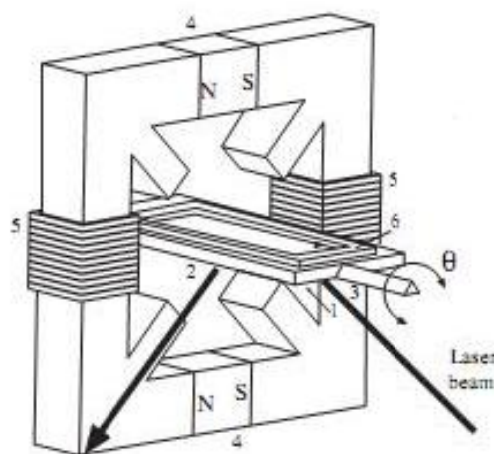


圖 1.4 Yang 提出無線圈掃描面鏡架構 [4]

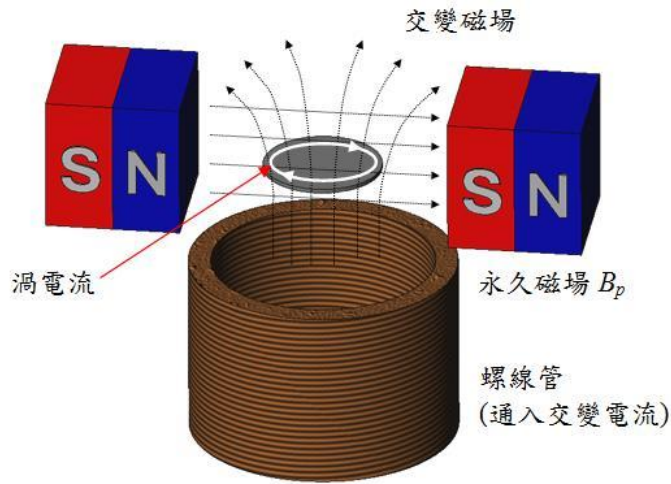


圖 1.5 靜磁力與勞倫茲力致動微掃描面鏡 [5]

然而不論是什麼類型的微型投影機，都需要藉由控制晶片或電路設計減低讓影像無失真亦或是達到快速投影，因此本論文將探討以電磁式的單軸和雙軸微面鏡作為授控場，藉由回授控制系統來改善微面鏡的投影性能以減低影像失真並達到快速投射出穩定的影像。

一般控制微面鏡的回授訊號是以光為主，其方式是透過感測器 PSD(Position-Sensing-Detector)將角度的變化轉成電流訊號，並透過放大器模組轉成電壓訊號以回授至控制器，轉換過程如圖 1.6。但由於 PSD 的感測面積不大，所以很難達到大轉角的控制。另外一種回授方式是將壓阻感測器和微面鏡結合在一起，如 2007 年 Zhang 等人[16]，利用微面鏡的轉動造成壓阻的變化，進而產生電壓訊號再轉成角度訊號，但目前因製程技術還不成熟，所以無法確認可靠度，因此應用在控制上的文獻也很少。本論文選擇性能較佳的 PSD 以回授光訊號，減少和電磁式微面

鏡的頻寬差，以獲得較好的控制結果。

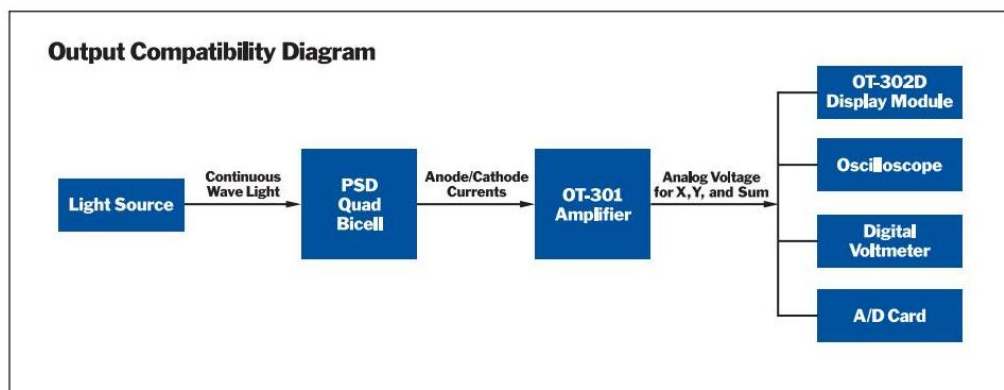


圖 1.6 PSD 的轉換過程[28]

1.2 文獻回顧

本章節將介紹控制微面鏡的方法，不同致動方式通常依其特性選用不同的控制法則。

靜電力致動的微面鏡由於所產生的靜電力矩是和面鏡本身的扭轉角呈高度相關，因此力矩項會包含微面鏡的扭轉角，動態方程式就會屬於非線性方程式，所以在設計控制器上就通常選擇線性化再使用線性控制器或是直接使用非線性控制器[17-23]。非線性控制器分很多種，常用的有適應性控制、滑動控制、回授線性化和模糊控制等。在 2002 年，Chiou 等人[22]提出用模糊控制的方法控制多對驅動電極板的單軸微面鏡，成功改善其暫態行為。2003 年，Yazdi 等人[23]則利用滑動控制法當作控制器，不但可以解決含非線性項的靜電力矩，由製程因素而造成的模型參

數不確定性也都能克服，在系統暫態部份也改善許多。另外一種克服參數不定性的方法就是利用適應性控制。2005 年，Liao 等人[19]就提出利用適應性控制的方法來控制。因為適應性控制不必知道參數的範圍而滑動控制必須知道但是都各有優缺點，所以 Tsai 和 Chen[17]結合兩種控制方法以互補各缺點，並有不錯的控制結果，只是在控制器的部份變的非常複雜。當然也有人利用回授線性化的方法先把靜電式微面鏡的非線性項目做線性化，控制器的部份就可以改用線性控制器，像是 Lee 和 Chen[18]、Juneau 等人[24]和 Zhao[25]等人都是利用回授線性化的方式做靜電式微面鏡的控制。

電磁式致動微面鏡的電磁力矩不會隨著扭轉角的角度而改變，其系統動態方程式是屬於線性的，因此在控制器的部份選用比較簡單的線性控制器即可[26-28]。在 2000 年，Pannu[26]等人利用前饋加上反饋的架構並配合 PID 控制器控制電磁式的單軸微面鏡，不但大幅改善系統暫態行為，加入的雜訊也因控制器的補償而得到改善。在 2008 年，Nagatani[28]等人利用反饋的架構並配合 PID 控制器控制電磁式的雙軸微面鏡，成功掃描所規劃之影像，系統的暫態和穩態響應也都有明顯改善，其感測器部份是利用修正過的 PSD。由於上述的文獻都沒考慮系統的參數不確定性，所以在控制器的選擇都使用最常見的 PID 控制器，簡單又較容易實現。本論文所用的單軸和雙軸微面鏡都是電磁式致動的，因此沒有複雜

的非線性項且線性控制器也比較容易設計及實現於硬體上。

1.3 本文大綱

本文將分為五章，第二章為電磁式的微面鏡系統，首先先介紹系統架構，並對實際元件做系統鑑別以求得實際轉移函數；第三章利用第二章所求得的轉移函數進行控制系統的設計，並模擬分析控制系統的響應；第四章則是架設實驗平台並實現控制系統於硬體上，呈現與分析實驗結果；第五章則提出結論與未來工作。



第二章 系統架構與系統動態模型分析

2.1 電磁式微面鏡之作用力

整合靜磁力和勞倫茲力的電磁式描面鏡架構如圖 2.1 所示，由外加磁鐵、外加線圈及核心的單軸或雙軸電磁式微面鏡所組成。電磁式微面鏡在磁場中的受力示意圖如圖 2.2。

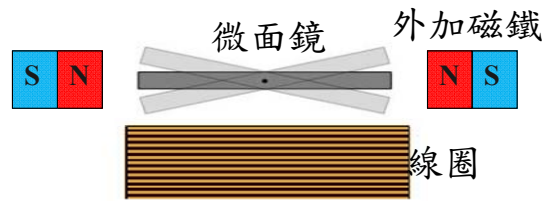
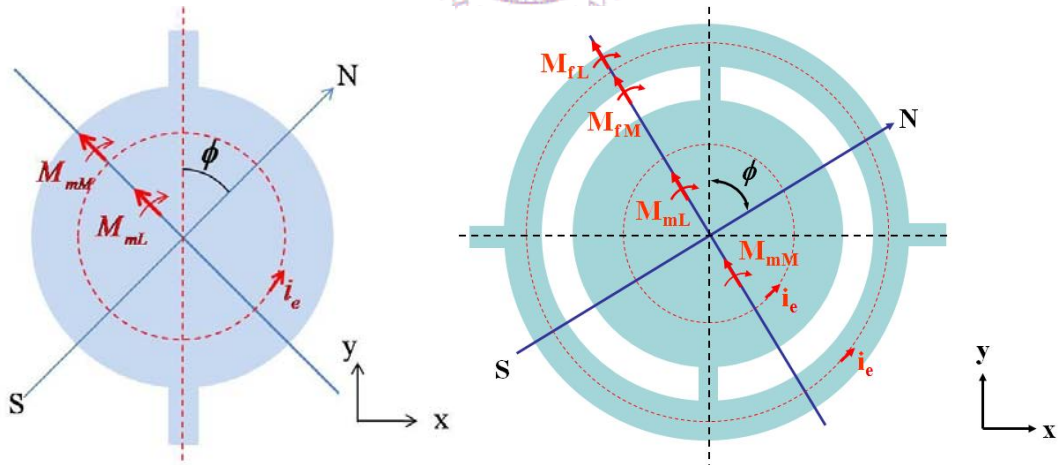


圖 2.1 整合靜磁力和勞倫茲力之電磁式微面鏡[5]



(a) 單軸電磁式微面鏡

(b) 雙軸電磁式微面鏡

圖 2.2 單軸與雙軸之受力分佈情形[5]

其中，圖 2.2 中的 M_{mL} 和 M_{mM} 就是勞倫茲力分別作用在內環和外環

所產生的力矩， M_{mM} 和 M_{fM} 則代表靜磁力分別作用在內環和外環所產生的力矩， i_e 為渦電流， ϕ 為磁場與扭轉軸之夾角。

由於電磁式微面鏡都會鍍上一層鎳(鐵磁性材料)，需對其充磁才有磁性，因此導入外加磁場，微面鏡上的鎳會被感應磁化而產生靜磁力且會在感磁結構上成對出現，並且力的大小相等、方向相反，因此可以將靜磁力以力矩的形式表示為

$$M_M = V_{mag} M H_{ext} \sin(\gamma - \phi_m - \theta_0) \quad (2-1)$$

V_{mag} 為鐵磁性材料的體積， M 為磁化量， H_{ext} 為外加磁場強度， γ 為外加磁場與原始位置的夾角， ϕ_m 為磁化方向與結構偏轉軸(Easy Axis)的夾角， θ_0 為結構受靜磁力作用所偏轉的角度，其關係如圖 2.3。

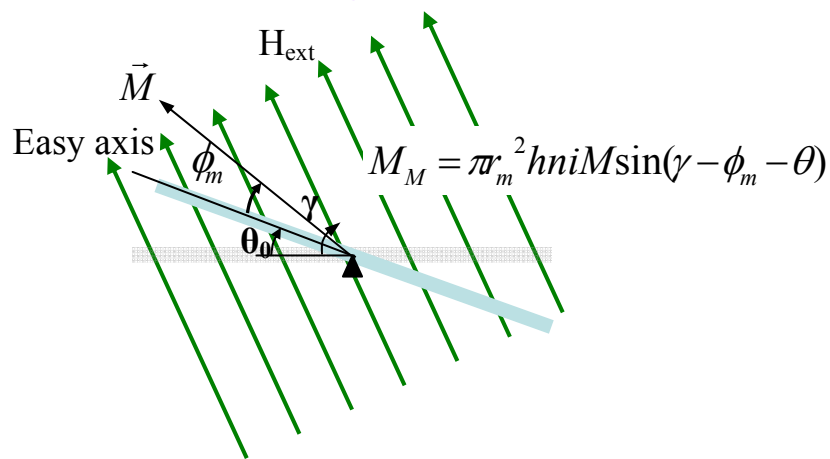


圖 2.3 磁化方向與磁場夾角關係[5]

勞侖茲力(Lorentz Force)的產生是當一帶電粒子在磁場中移動時，其會受

磁力作用，此磁力通稱為勞倫茲力，可以表示成

$$F = qv \times B \quad (2-2)$$

其中， F 為勞倫茲力， q 為正電荷粒子的量值， v 為電荷移動的速度， B 為磁場大小。將公式(2-2)延伸到長直導線，並改寫成

$$F = iL \times B \quad (2-3)$$

其中 i 為導線上的電流大小， L 為導線長度。當微面鏡置於一交變磁場中，通過微面鏡的磁通量會隨著時間改變，再由冷次定律(Lenz's Law)可知，微面鏡上會產生感應電流來抵抗磁通量的變化，這種感應電流稱為渦電流 (Eddy Current)。因此，當一頻率為 ω ，大小為 i 的交流電通入 n 匝的線圈中，會在微面鏡上感應出 $i_e \sin \omega t$ 的渦電流，其中渦電流的量值 i_e 可以表示為

$$i_e = \frac{\mu_0 \mu_r h r^2}{\rho} \omega n i \quad (2-4)$$

其中， μ_0 為材料導磁常數， μ_r 為相對導磁率(Relative Permeability)， h 為微面鏡的厚度， r 為微面鏡的半徑， ρ 為微面鏡的電阻值， t 為時間。

若在微面鏡的兩旁外加一組永久磁鐵，以提供固定的永久磁場 B_p ，如圖 2.1 所示，在微面鏡上就會有勞倫茲力的產生，透過公式(2-3)與公式(2-4)，可以計算出在微面鏡上位置的 (r, θ) 處有勞倫茲力的產生，並表示為

$$F_L = \frac{\mu_0 \mu_r h r^3}{\rho} \omega n i B_p \sin \theta \quad (2-5)$$

由於渦電流為一封閉的電流，因此在微面鏡上相對的兩側電流會方向相反，加上外加永久磁場 B_p 的方向不變，就會產生大小相等、方向相反的勞倫茲力，因此於微面鏡上產生一力矩，可以表示為

$$M_L = \frac{\pi \mu_0 \mu_r h r^4}{4 \rho} \omega n i B_p \quad (2-6)$$

2.2 動態模型分析

2.2.1 電磁式微面鏡動態模型

以單軸電磁式微面鏡為例，從圖 2.2(a)中得知在一交變的磁場下，微面鏡部分因靜磁力所產生的力矩為 $M_{mM} \sin \omega t$ ，勞倫茲力所產生的力矩為 $M_{mL} \sin \omega t$ 。其中 M_{mM} 和 M_{mL} 可利用公式(2-1)與公式(2-6)分別得到

$$M_{mM} = \pi r_m^2 h_m n i M \sin(\gamma - \phi_{mm} - \theta_{m0}) \quad (2-7)$$

$$M_{mL} = \frac{\pi \mu_0 \mu_r h_m r_m^4}{4 \rho} \omega n i B_p \quad (2-8)$$

其中， r_m 為微面鏡半徑， h_m 為鏡面厚度， ϕ_{mm} 為磁化方向與鏡面偏轉方向的夾角， θ_{m0} 為鏡面受靜磁力作用之最大偏轉角度。由於 M_{mM} 與 M_{mL} 都與永久磁場 B_p 正交，因此可以將作用在電磁式微面鏡上的力矩總和表示成 $(M_{mM} + M_{mL}) \sin \omega t$ 。

永久磁場 B_p 與扭轉軸夾一角度 ϕ ，總力矩 $(M_{mM} + M_{mL}) \sin \omega t$ 不僅產

生一扭轉力矩 $(M_{mM} + M_{mL})\sin\phi\sin\omega t$ 作用於彈簧上，還會產生一彎曲力矩 $(M_{mM} + M_{mL})\cos\phi\sin\omega t$ 作用於彈簧上，但由於彎曲力矩遠小於扭轉力矩，本研究忽略彎曲力矩，因此，x 軸方向的動態方程式為

$$\begin{aligned} I_x \ddot{\theta}_x + C_x \dot{\theta}_x + K_t \theta_x &= (M_{mM} + M_{mL})\sin\phi\sin\omega t \\ &= F_{(M_{mM}+M_{mL})} \end{aligned} \quad (2-9)$$

其中， θ_x 為對於 x 軸轉動角度， I_x 為對於 x 軸的質量慣性矩(Mass Moment of Inertia)， C_x 為空氣阻尼， K_t 為扭轉彈簧的扭轉剛性[5]，其中 I_x 和 K_t 分別可以表示為

$$I_x = \frac{(M_{mirror} h_{mirror}^2)}{12} + \frac{(M_{mirror} r_{mirror}^2)}{4} \quad (2-10)$$

$$k_t = \frac{Gbh^3_{spring}}{16L} \left[\frac{16}{3} - 3.36 \frac{h_{spring}}{b} \left(1 - \frac{1}{12} \frac{h^4_{spring}}{b^4} \right) \right] \quad (2-11)$$

其中 M_{mirror} 為微面鏡的鏡面質量， h_{mirror} 則是微面鏡的鏡面厚度， r_{mirror} 是微面鏡半徑； G 為鎳的剪力模數(Shear Modulus)， b 與 L 為扭轉彈簧的寬度與長度， h_{spring} 為扭轉彈簧的厚度。

當設計控制系統時，藉由拉氏轉換(Laplace transform)將受控場轉換成公式(2-12)的轉移函數以利控制系統的設計。

$$\frac{\theta_x(s)}{F_{(M_{mM}+M_{mL})}} = \frac{\frac{1}{I_x}}{S^2 + \frac{C_x}{I_x}S + \frac{K_t}{I_x}} \quad (2-12)$$

實際操作時，為了讓電磁式微面鏡可以有較大的掃描角度，會將元

件驅動在共振模態下，其共振頻率可從動態方程式中求得，如下

$$\omega_{mirror} = \sqrt{K_t / I_x} \quad (2-13)$$

接著再將單軸的動態方程式擴展至雙軸，同理，在一交變的磁場下，外環因靜磁力所產生的力矩為 $M_{fM} \sin \omega t$ ，勞侖茲力所產生的力矩為 $M_{fL} \sin \omega t$ ，利用公式(2-1)與公式(2-6)做修正，分別為

$$M_{fM} = \pi(r_{fo}^2 - r_{fi}^2)h_f n i M \sin(\gamma - \phi_{fm} - \theta_{f0}) \quad (2-14)$$

$$M_{fL} = \frac{\pi \mu_0 \mu_r h_f (r_{fo}^4 - r_{fi}^4)}{4\rho} \omega n i B_p \quad (2-15)$$

其中 r_{fo} 與 r_{fi} 為外環的外半徑與內半徑， h_f 為外環厚度， ϕ_{fm} 為磁化方向與鏡面平板偏轉方向的夾角， θ_{f0} 為外環受靜磁力作用之最大偏轉角度。

和單軸電磁式微面鏡一樣，彎曲力矩比扭轉力矩小很多，因此在本研究中可忽略彎曲力矩，並定義 x 軸和 y 軸方向的動態方程式為

$$\begin{aligned} I_{mx} \ddot{\theta}_{mx} + C_{mx} \dot{\theta}_{mx} + K_{mt} \theta_{mx} &= (M_{mM} + M_{mL}) \sin \phi \sin \omega t \\ &= F_{(M_{mM} + M_{mL})} \end{aligned} \quad (2-16)$$

$$\begin{aligned} I_{fy} \ddot{\theta}_{fy} + C_{fy} \dot{\theta}_{fy} + K_{ft} \theta_{fy} &= (M_{fM} + M_{fL}) \cos \phi \sin \omega t \\ &= F_{(M_{fM} + M_{fL})} \end{aligned} \quad (2-17)$$

其中 θ_{mx} 與 θ_{fy} 為面鏡與外環相對於 x 軸的轉動角度， I_{mx} 與 I_{fy} 分別為面鏡與外環對於 x 軸和 y 軸的質量慣性矩， K_{mt} 為面鏡彈簧的扭轉剛性， K_{ft} 為外環彈簧的扭轉剛性。

與單軸電磁式微面鏡一樣，雙軸電磁式微面鏡的動態方程式可以藉由拉氏轉換(Laplace transform)將公式(2-16)和(2-17)轉成內環轉移函數形

式

$$\frac{\theta_{mx}(s)}{F_{(M_{mM}+M_{mL})}} = \frac{\frac{1}{I_{mx}}}{S^2 + \frac{C_{mx}}{I_{mx}}S + \frac{K_{mt}}{I_{mx}}} \quad (2-18)$$

及外環轉移函數形式

$$\frac{\theta_{my}(s)}{F_{(M_{fM}+M_{fL})}} = \frac{\frac{1}{I_{fy}}}{S^2 + \frac{C_{fy}}{I_{fy}}S + \frac{K_{ft}}{I_{fy}}} \quad (2-19)$$

2.2.2 單軸電磁式微面鏡系統鑑別

控制電磁式微面鏡前需先求得實際元件的轉移函數，因此需要做系統鑑別。元件是由清華大學動機系微機電系統實驗室(Micro Device Laboratory, MDL)提供，如圖 2.4 所示。首先先對單軸電磁式微面鏡做系統鑑別，因目前無外加磁鐵的載台而不考慮外加磁場的項目，原本所受的外力就只剩靜磁力，但這只影響到動態方程式的外力部份，所以將公式(2-9)和(2-12)修改成

$$\begin{aligned} I_x \ddot{\theta}_x + C_x \dot{\theta}_x + K_t \theta_x &= M_{mM} \sin \omega t \\ &= F_{M_{mM}} \end{aligned} \quad (2-20)$$

$$\frac{\theta_x(s)}{F_{M_{mM}}} = \frac{\frac{1}{I_x}}{S^2 + \frac{C_x}{I_x}S + \frac{K_t}{I_x}} \quad (2-21)$$



圖 2.4 單軸電磁式微面鏡

接著利用 MDL 提供的雷射都卜勒測震儀(Laser Doppler Vibrometer, LDV)，如圖 2.5 所示，量測單軸電磁式微面鏡的頻率響應圖。



圖 2.5 雷射都卜勒測震儀平台

圖 2.6 分別是三顆單軸電磁式微面鏡之頻率響應圖。利用商用軟體 Matlab 將圖中之低頻增益(DC gain)、共振頻、共振振幅(阻尼係數)這三個參數找出並建立實際的系統轉移函數，其中圖 2.6(a)系統 1 的低頻增益為 -18.76 dB、共振頻 9839.47 rad/s (1566 Hz)、共振振幅為 14.13 dB，所求

得的系統轉移函數 $P_1(s)$ 為

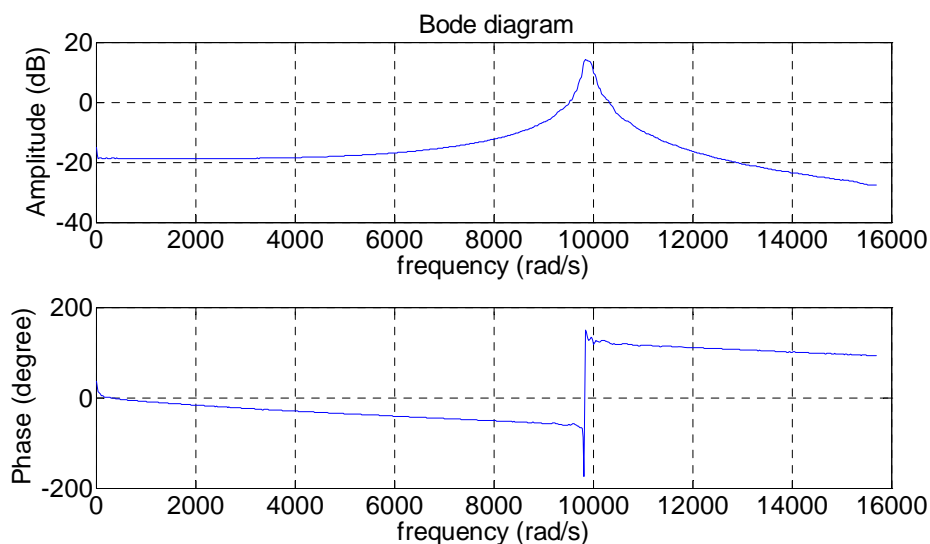
$$P_1(s) = \frac{11171198.4}{s^2 + 222.991s + 96839996.46} \quad (2-22)$$

系統 2 的低頻增益為 -26.5 dB、共振頻為 9898.53 rad/s (1575.4 Hz)、共振振幅為 15.19 dB，所求得的系統轉移函數 $P_2(s)$ 為

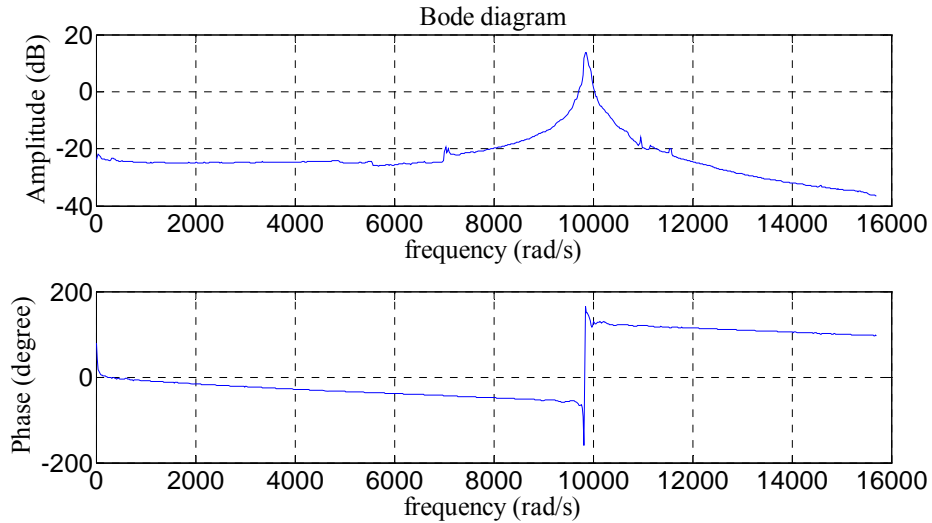
$$P_2(s) = \frac{4605258.439}{s^2 + 81.486s + 97984222.1} \quad (2-23)$$

系統 3 的低頻增益為 -33 dB、共振頻為 9937.49 rad/s (1581.6 Hz)、共振振幅為 12.3296 dB，所求得的系統轉移函數 $P_3(s)$ 為

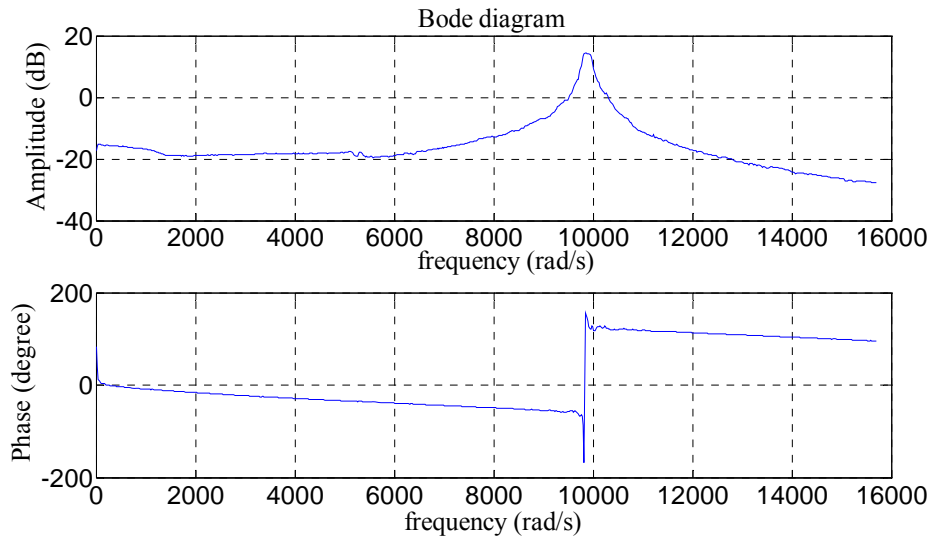
$$P_3(s) = \frac{2172611.298}{s^2 + 53.4045s + 98755059} \quad (2-24)$$



(a) 系統 1



(b) 系統 2

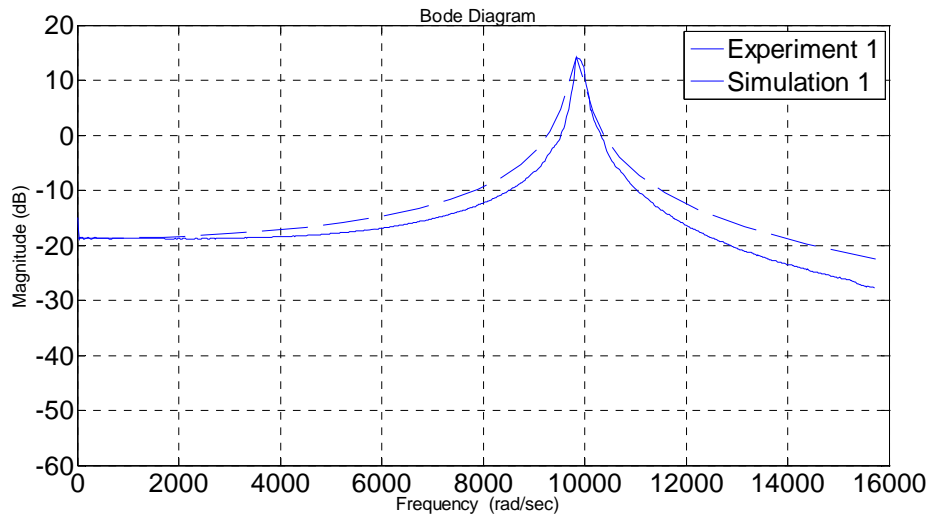


(c) 系統 3

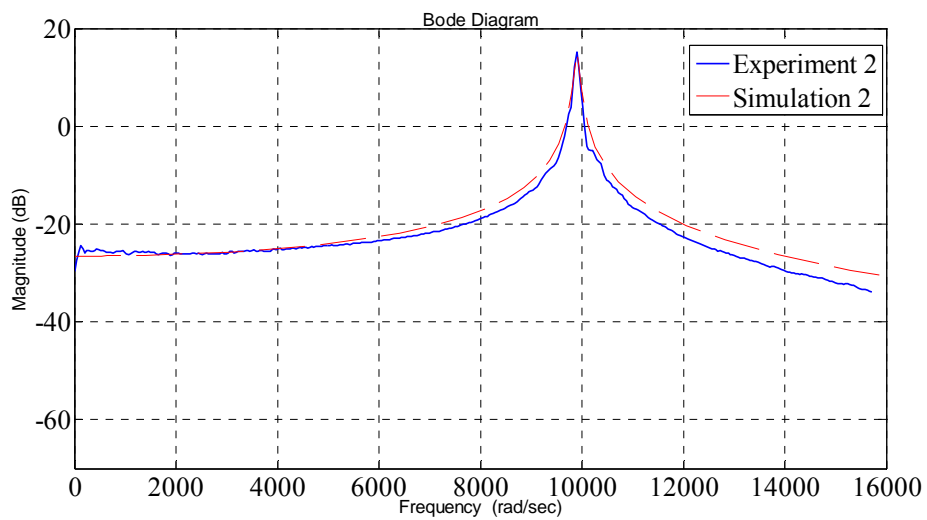
圖 2.6 三顆元件之頻率響應圖

將所求得之系統轉移函數做波德圖(Bode diagram)以驗證其正確性，
 公式(2-22)的波德圖和圖 2.6(a)的比較為圖 2.7(a)；公式(2-23)的波德圖和
 圖 2.6(b)的比較為圖 2.7(b)；公式(2-24)的波德圖和圖 2.6(c)的比較為圖

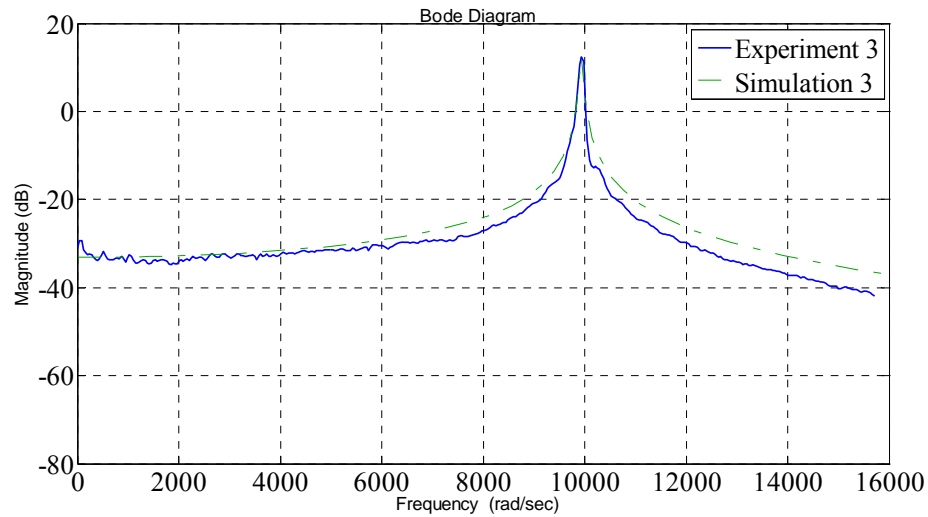
2.7(c)。比較結果之誤差量小，因此將利用這些系統轉移函數設計控制系統。



(a) 系統 1 (nominal case)



(b) 系統 2



(C) 系統 3

圖 2.7 模擬值與實驗值之波德圖

2.2.3 雙軸電磁式微面鏡系統鑑別

做完單軸的系統鑑別後，接著對雙軸電磁式微面鏡做系統鑑別，元件也是由清華大學動機系微機電系統實驗室提供，元件如圖 2.8 所示，其數學模型將以公式(2-18)和(2-19)呈現。同樣也是利用雷射都卜勒測震儀量測頻率響應圖，如圖 2.9(a)、(b)分別是雙軸電磁式微面鏡外環、內環頻率響應圖。

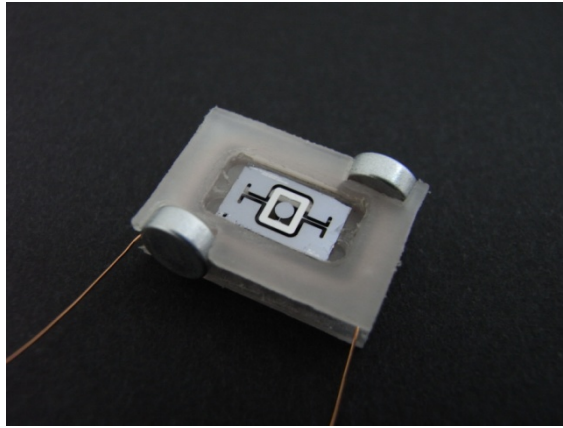
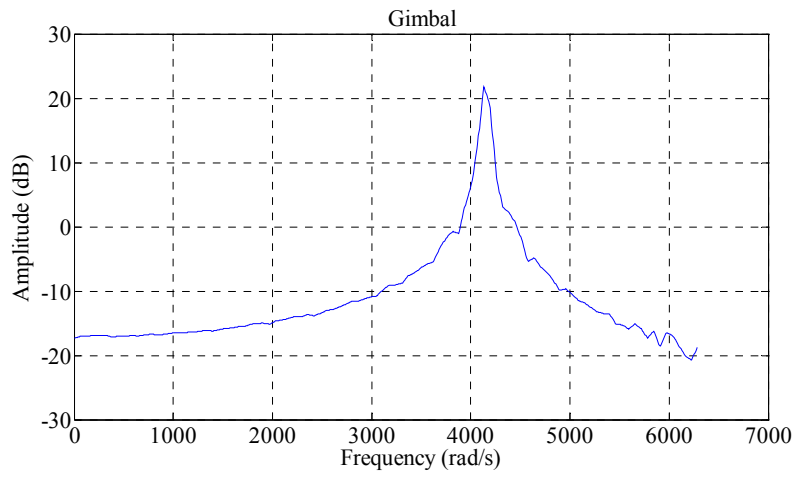
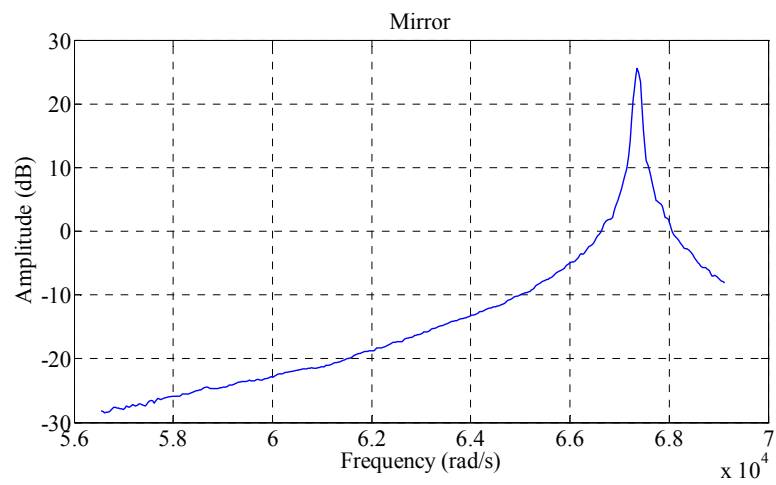


圖 2.8 雙軸電磁式微鏡面



(a) 外環頻譜響應圖



(b) 內環頻譜響應圖

圖 2.9 雙軸電磁式微面鏡頻譜響應圖

由於內、外環都是屬於二階動態方程的形式，所以同單軸一樣也是利用圖中的低頻增益、共振頻、共振振幅(阻尼係數)這三個參數建立實際的系統轉移函數，其中外環的低頻增益為-17 dB、共振頻 657.787 Hz、共振振幅為 21.83 dB，所求得的外環系統轉移函數 $P_1(s)$ 為象徵受控場的轉移函數(Nominal plant transfer function)

$$P_1(s) = \frac{2408675.495}{s^2 + 47.291s + 17082804.93} \quad (2-25)$$

並假設其餘兩個外環受控場當作參數不確定性的變異量，分別為

$$P_{1_2}(s) = \frac{16000000}{s^2 + 56s + 16000000} \quad (2-26)$$

及

$$P_{1_3}(s) = \frac{3528000}{s^2 + 42s + 17640000} \quad (2-27)$$

內環部份的低頻增益為-35 dB、共振頻 10720.67 Hz、共振振幅為 25.59 dB，利用這三項參數建立轉移函數，所求得的內環系統轉移函數 $P_2(s)$ 為象徵受控場的轉移函數

$$P_2(s) = \frac{80765178.77}{s^2 + 62.91424s + 4537369600} \quad (2-28)$$

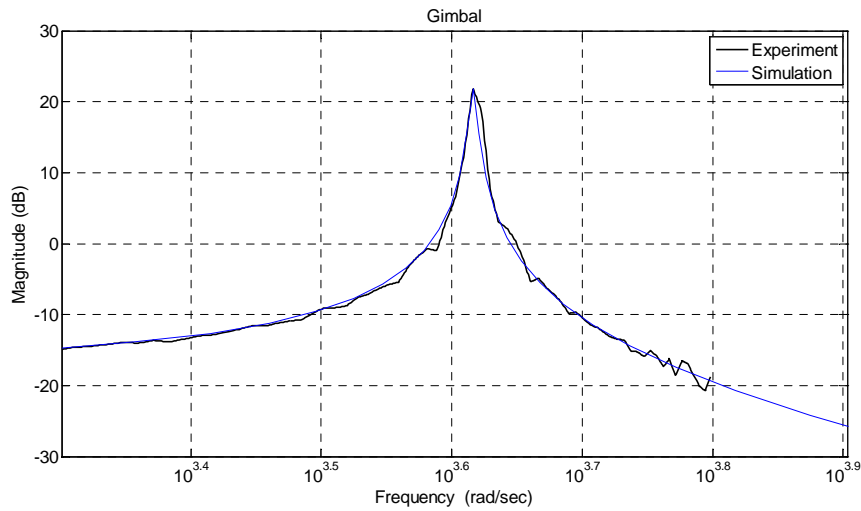
並假設其餘兩個內環受控場當作參數不確定性的變異量分別為

$$P_{2_2}(s) = \frac{90747392}{s^2 + 70.62s + 4537369600} \quad (2-29)$$

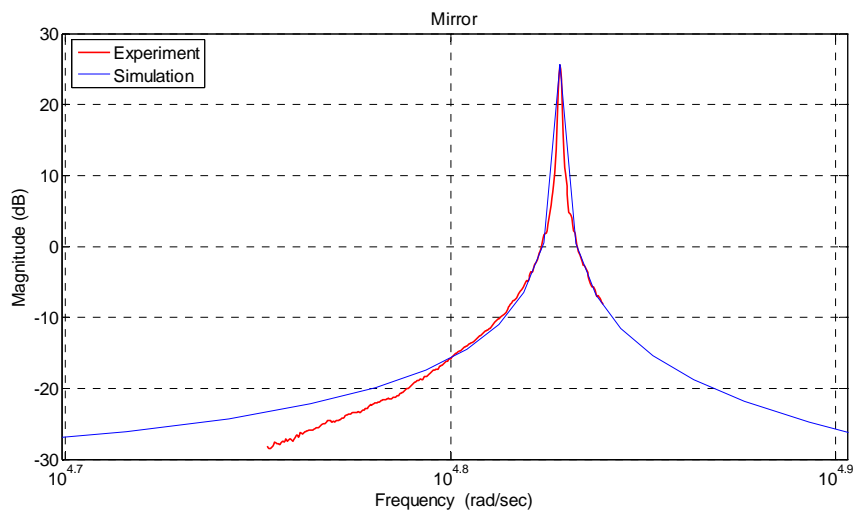
及

$$P_{2_3}(s) = \frac{80520430}{s^2 + 96.48s + 4527944100} \quad (2-30)$$

再將求得之轉移函數做波德圖以驗證其正確性，公式(2.25)的波德圖和圖 2.9(a)的比較為圖 2.10(a)；公式(2.28)的波德圖和圖 2.9(b)的比較為圖 2.10(b)。比較結果之誤差量小，因此將利用這些系統轉移函數設計控制系統。



(a) 外環波德圖比較



(b) 內環波德圖比較

圖 2.10 模擬值與實驗值之波德圖



第三章 控制器設計與模擬

3.1 單軸微鏡面控制器設計

從上一章求得的單軸電磁式微面鏡系統轉移函數來設計控制系統，接著將分成不考慮系統的參數不確定性，採用線性二次式(Linear Quadratic Regulator, LQR)法則針對其中一顆元件作設計；另一方面則考慮系統的參數不確定性，改用量化回授理論(Quantitative Feedback Theory, QFT)對以三顆元件所組成的系統家族(Plant Family)作設計以消除閉迴路系統參數不確定性的因素，再配以前饋控制器取得所需之系統表現。藉由模擬比較 LQR 和 QFT 控制器之優劣，以便選擇適當之控制系統實現於元件上，設計規格則



3.1.1 LQR 控制器設計

首先選擇系統 1 的元件當作受控場，系統轉移函數為公式(2-22)

並將公式(2-22)轉換成狀態空間法的形式

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -96839996.46 & -222.991 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 11171198.4 \end{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx} \\ &= [1 \quad 0] \mathbf{x}\end{aligned}\tag{3-1}$$

其中向量 \mathbf{x} 為系統角度和角速度變數，向量 $\dot{\mathbf{x}}$ 為系統角速度和角加速度變數， \mathbf{u} 為系統輸入， \mathbf{y} 為系統輸出。再利用 LQR 的方法去求得 PID 的

三個參數，但由於系統矩陣 A 是 2×2 的形式只能求出 k_p 和 k_D 的參數，因此必須將公式(3-1)的系統矩陣 A 擴充成 3×3 形式，就能求出第三個參數 k_I ，如此一來 PID 的三個參數都能被求出，經擴充後的公式如下式

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -96839996.46 & -222.991 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 11171198.4 \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (3-2)$$

$$\mathbf{y} = [0 \ 1 \ 0] \mathbf{x}$$

系統矩陣經過擴充成 3×3 的形式後，就能多求出 k_I 參數。接著引入最佳控制的性能指標如公式(3-3)並用 Matlab 調變 Q_c 和 R_c 找出最佳的 PID 三個參數，分別為 $k_p = 4.845 \times 10^{-5}$ 、 $k_I = 0.0632$ 、 $k_D = 0.063$ 並套入公式(3-6)。

$$J_{QC} = \int_0^{\infty} [\mathbf{x}^*(t) \mathbf{Q}_c(t) \mathbf{x}(t) + \mathbf{u}^*(t) \mathbf{R}_c(t) \mathbf{u}(t)] dt \quad (3-3)$$

其中， Q_c 為對狀態變數 x 的加權矩陣並定義成公式(3-4)的形式， R_c 為對輸入變數 x 的加權矩陣並定義成公式(3-5)的形式

$$Q_c = \rho \begin{bmatrix} \frac{w}{(x_{\max})^2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(x_{\max})^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{(x_{\max})^2} \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

其中 x_{\max} 為狀態變數的最大值， w 和 ρ 為一常數。

$$R_c = \begin{bmatrix} \frac{1}{(u_{\max})^2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(u_{\max})^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{(u_{\max})^2} \end{bmatrix} = 1 \quad (3-5)$$

其中 u_{\max} 為輸入的最大值。

$$\begin{aligned} C(s) &= k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s \\ &= 4.845 \times 10^{-5} + \frac{0.0632}{s} + 0.0063s \end{aligned} \quad (3-6)$$

控制系統則是採用反饋加前饋的架構，從圖 3.1 中可以得知反饋加前饋時之系統誤差為

$$\begin{aligned} error &= U - Y \\ &= \frac{1 - PH}{1 + PC} U \end{aligned} \quad (3-7)$$

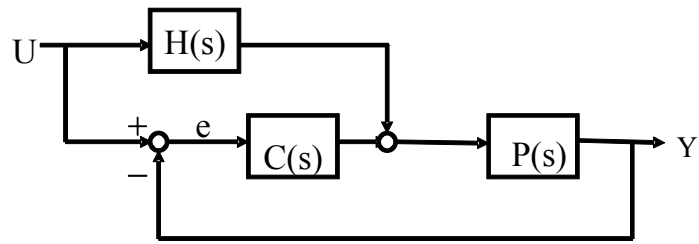


只有反饋時之系統誤差為

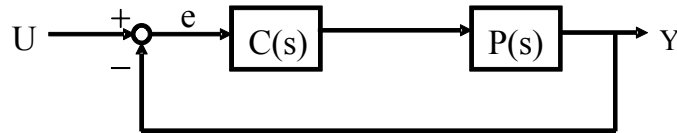
$$\begin{aligned} error &= U - Y \\ &= \frac{1}{1 + PC} U \end{aligned} \quad (3-8)$$

經比較後公式(3-7)的誤差能藉由前饋增益降低，因此比只採用反饋架構的誤差還要小。理論上當前饋的增益為受控場的倒數時誤差就能為零，就是所謂的完美追蹤，因此在前饋增益的選擇上，採用受控場的倒數較為適合，如下式

$$H(s) = \frac{s^2 + 222.991s + 96839996.46}{11171198.4} \quad (3-9)$$



前饋及反饋架構



反饋架構

圖 3.1 控制架構比較

3.1.2 QFT 控制器設計

除了使用 LQR 對單軸電磁式微鏡面鏡設計控制器，本研究把參數不確定性的影響也考慮進來，利用量化回授理論設計控制器，其系統方塊圖如圖 3.2 所示。QFT 是一種兩個自由度的架構，利用在頻域設計的方法，可以保證閉迴路後系統強健的穩定性和強健的性能，其中， $C(s)$ 是控制器，用來消除參數不定性， $F(s)$ 是前濾波器用來補償系統使達到預定之規格，另一方面也能自由設計預設之控制器頻寬。本研究以第二章所述之三類為基礎做設計。根據[29-30]中的設計注意事項，系統經轉移函數的分母階數要大於分子階數且最高次方項的係數要同符號，經檢查公式(2-22)、(2-23)和(2-24)後符合規定，再把這三個系統轉移函數視為一個家族，由於元件在製作時技術比較不成熟，因此參數不確定性比較嚴

重，由圖 3.3 的波德圖可以明顯看出三個系統波德圖的低頻增益和阻尼係數都相差許多。控制設計以元件 1 為主，並假設低頻增益變化範圍為 $-18 \text{ dB} \leq K_{dc} \leq -33 \text{ dB}$ ，共振頻變化範圍為 $1566 \text{ Hz} \leq \omega_n \leq 1581.6 \text{ Hz}$ ，阻尼係數變化範圍為 $0.002 \leq \zeta \leq 0.02$ 。接著依這些參數範圍開始設計控制器及前授濾波器。

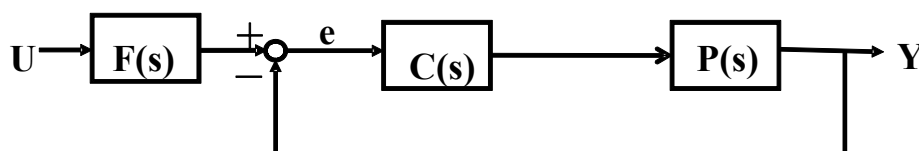


圖 3.2 量化回授控制系統

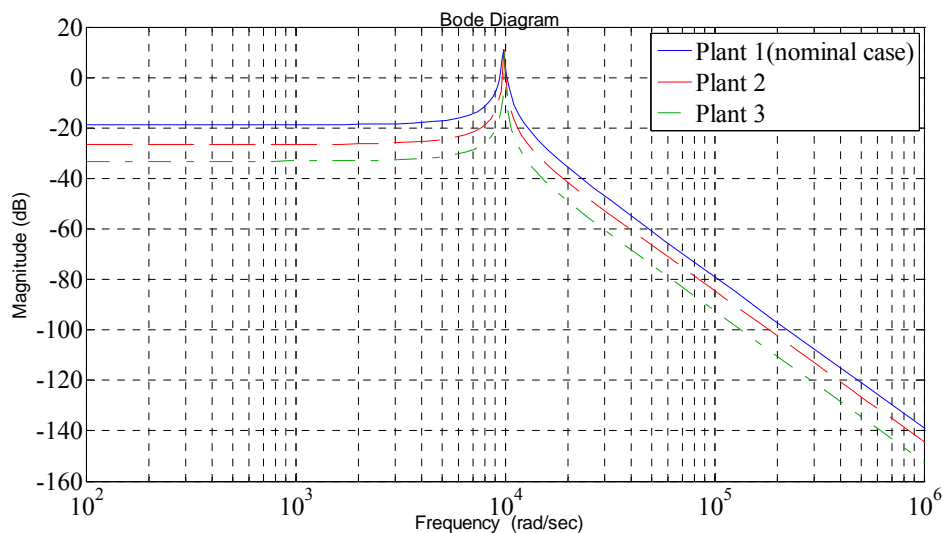


圖 3.3 三系統之波德圖

利用Matlab的QFT工具箱作圖像式設計，首先控制器的設計如圖3.4所示，藉由圖中由穩定邊界(stability bounds)和追蹤邊界(tracking bounds)

所合成出的複合邊界曲線(Grouped bounds)，進而以開迴路頻率特性曲線(Nyquist plot)滿足邊界條件為要求，通過回路成形(Loop - shaping) 技術對控制系統進行設計，將閉迴路之參數不確定性消至為零。

由於所設計的控制器仍無法滿足先前所要求的規格，系統的部份響應仍然落在上下邊界外，如圖3.5所示。因此，再設計前授濾波器以補償系統，使系統響應完全落在上下邊界裡，符合本研究的規格，其設計如圖3.6所示。在整個設計過程中最重要的問題就是控制器頻寬的限制，由於本研究中的控制器頻寬會受限於電腦硬體，因此在設計上須特別注意控制器的頻寬，避免在實作上產生不預期的錯誤，設計出來的控制器形式為

$$C(s) = \frac{0.005s^2 + 4.845 \times 10^{-6}s + 0.02}{5 \times 10^{-8}s^2 + s + 1 \times 10^{-7}} \quad (3-10)$$

若取樣頻率為 1×10^5 Hz，則其數位形式之控制器 $C(z)$ 為

$$C(z) = \frac{499.8z^2 - 999.5z + 499.8}{z^2 - z} \quad (3-11)$$

而經數位轉換後的前授濾波器 $F(z)$ 則為

$$F(z) = \frac{(z-0.003286)(z-0.6549)(z-0.8555)}{(z-0.001871)(z-0.08458)(z-0.2102)} \times \frac{(z-0.8901)(z-0.9722)(z+1)}{(z-0.2734)(z-0.343)(z-0.9565)(z-1)} \quad (3-12)$$

利用 Matlab 中的 simulink 軟體架設控制器並進行模擬，驗證控制器性能。

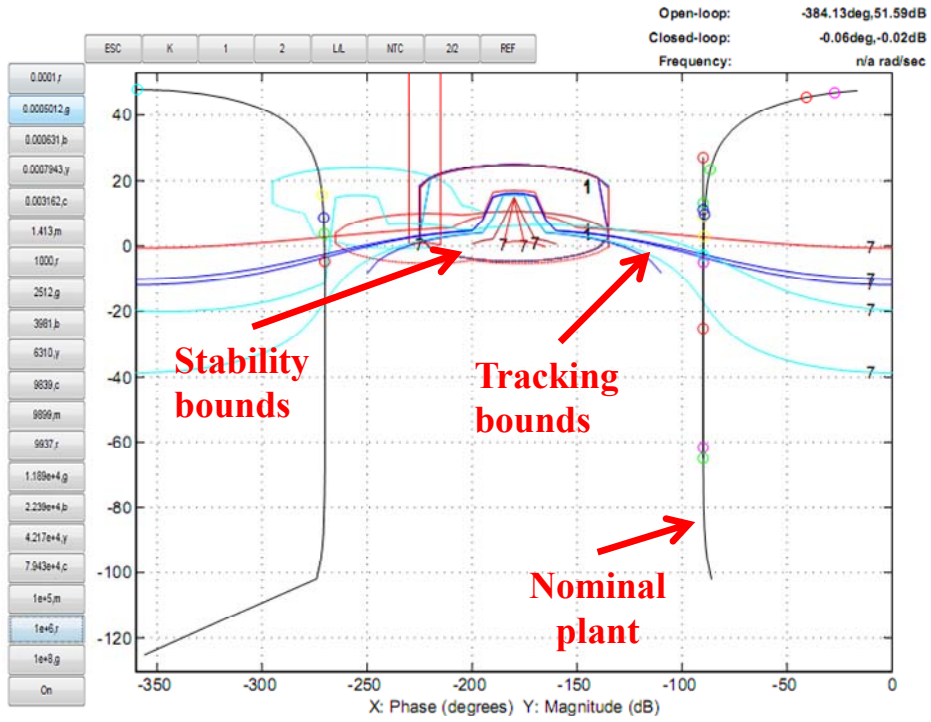


圖 3.4 Loop shaping 示意圖

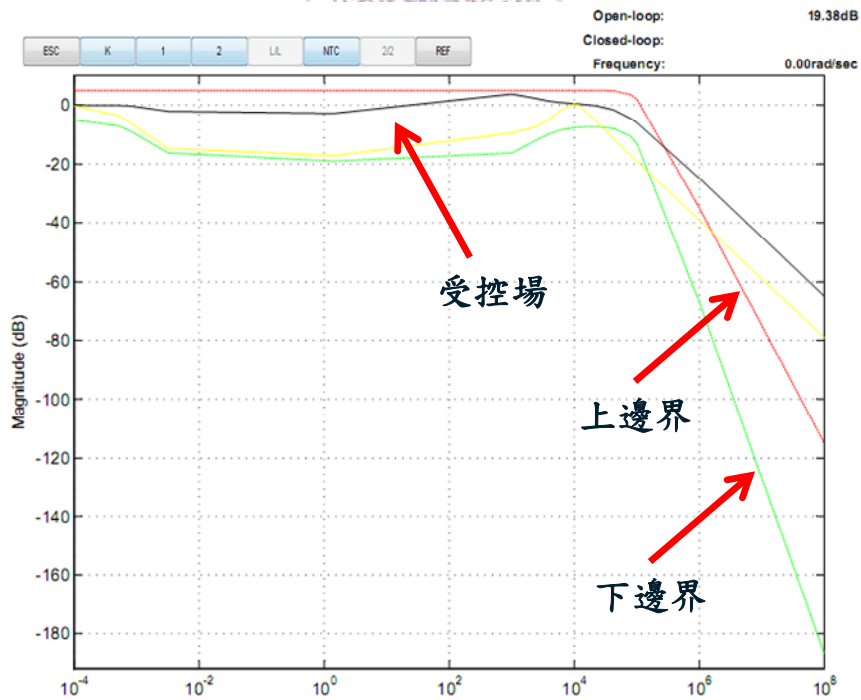


圖 3.5 Prefilter shaping 示意圖

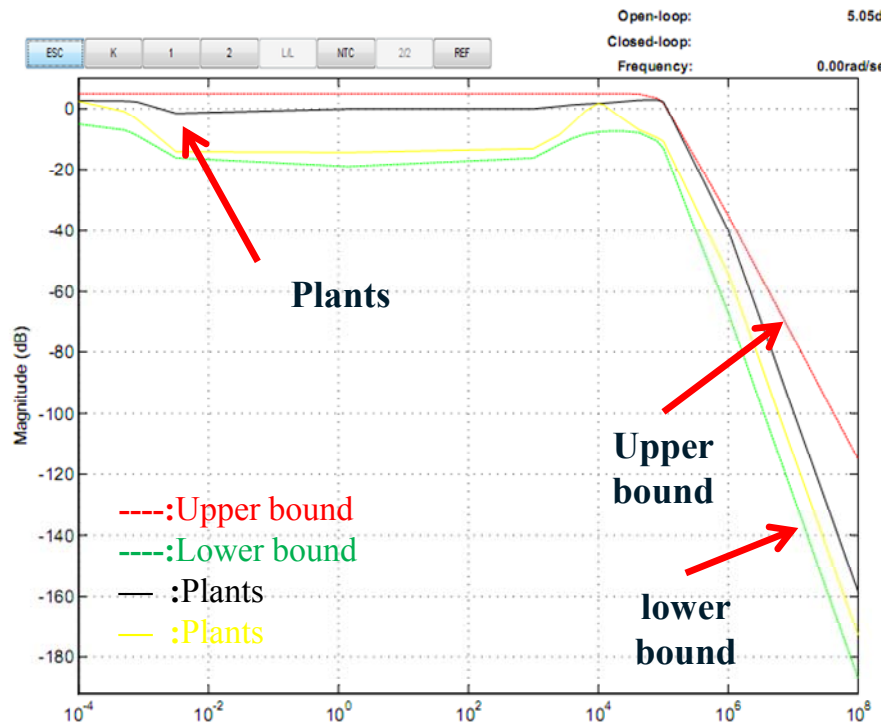


圖 3.6 系統之上下邊界



3.2 單軸模擬結果

3.2.1 LQR 控制器模擬

將設計好的控制器及控制架構設定在 Matlab/Simulink 上，其模擬示意圖如圖 3.7。因為在實際操作時擷取到電腦的訊號是數位的，因此模擬時也改成數位的形式以盡量符合真實情況，但在實驗之前置作業時因電腦軟硬體的限制所以將取樣頻率設定在 1×10^{-5} Hz，如果取樣頻率超過 1×10^{-5} Hz，軟體性能會產生極度不穩定的狀態，甚至會讓電腦產生當機的現象，因此模擬環境之設定遵循實際情況採用 1×10^{-5} Hz 的取樣頻率。

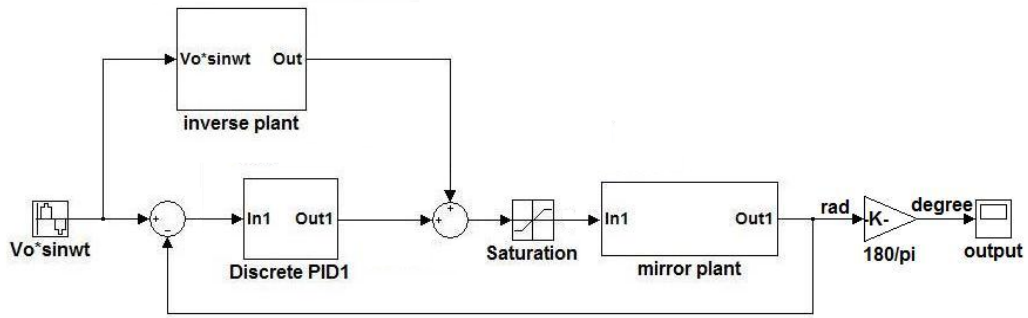
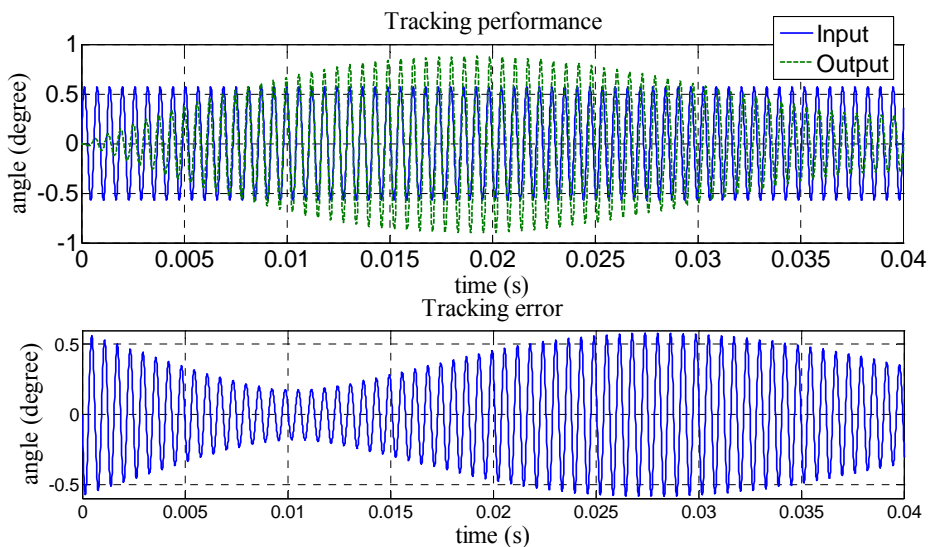
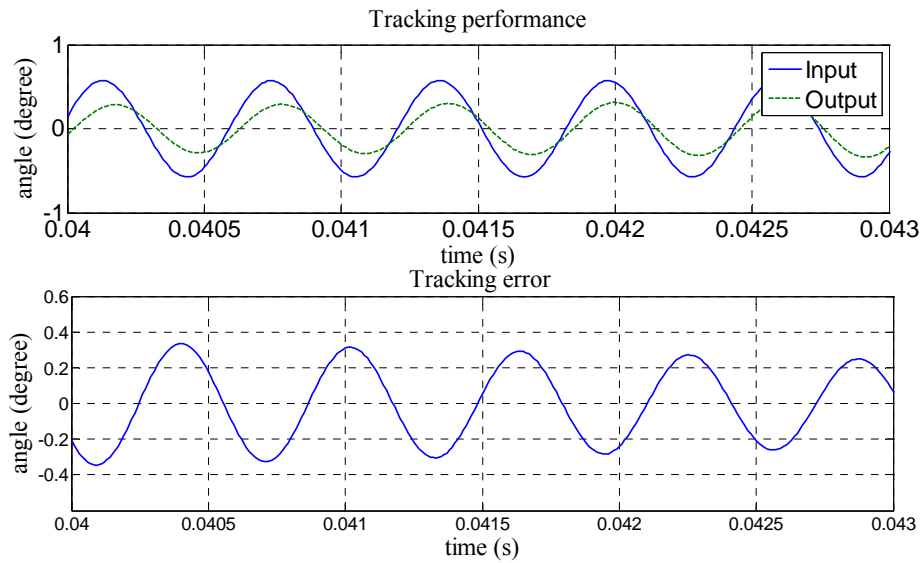


圖 3.7 模擬之 Simulink 控制架構圖

元件 1 的開迴路 Simulink 模擬果，如圖 3.8(a)、(b)所示。輸入為振幅 0.57° (0.01 rad)、頻率則操作於共振頻 1580 Hz 的弦波。由於從暫態響應到穩態響應的資訊量過多，因此將響應圖 3.8 拆成(a)的暫態和(b)的穩態兩部份。從圖 3.8(b)中可以看出輸出幾乎不能達到所設定之參考輸入，兩者間之穩態誤差為 0.28° (誤差率約 49%)，且安定時間為 40 ms ，所以必須藉由前面所設計的控制系統去補償系統以達到所要求的規格。



(a) 開迴路之暫態響應



(b) 開迴路之追蹤穩態響應

圖 3.8 開迴路追蹤性能

加入 LQR 控制器補償後之輸出響應結果如圖 3.9 和圖 3.10 所示。由這些圖可以得知安定時間變為 4.2 ms 且誤差也減少為 0.0008° (誤差率約 0.14%)，系統性能與圖 3.8 的開迴路性能相比之下改善許多也都符合所要求的規格。

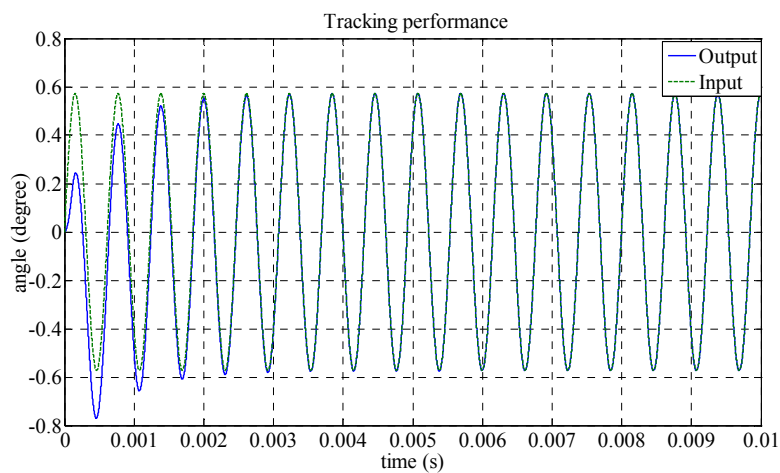
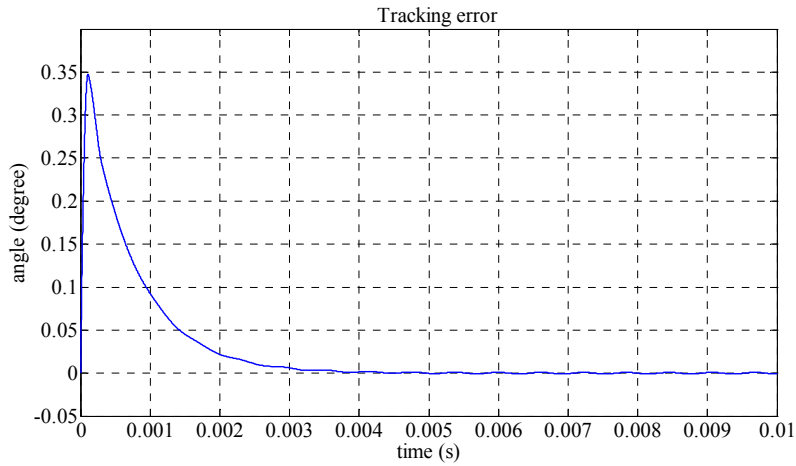
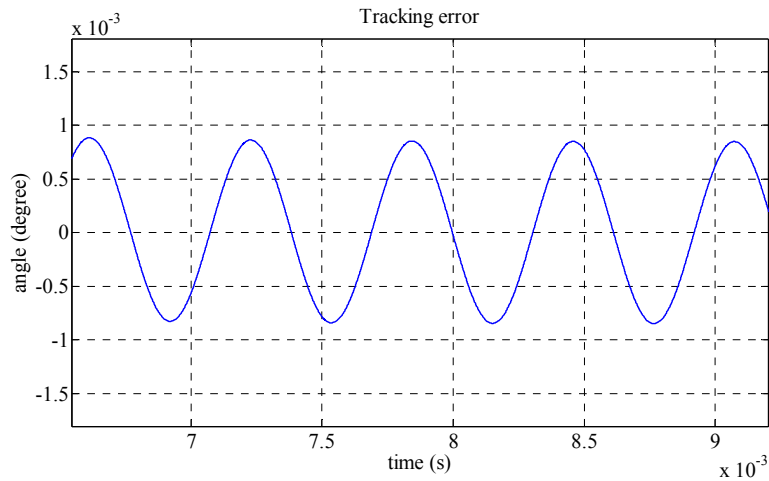


圖 3.9 LQR 控制的追蹤性能



(a) 追蹤誤差



(b) 放大追蹤誤差的穩態部份

圖 3.10 LQR 追蹤誤差的模擬圖

3.2.2 QFT 控制器模擬

QFT 的 simulink 模擬控制架構如圖 3.11 所示。將設計好之控制器及前授濾波器套入此架構中以進行驗證控制系統之性能。首先模擬輸入為振幅 0.57° (0.01 rad)、頻率為共振頻 1566 Hz 的弦波。模擬結果如圖 3.12 之輸入和輸出之追蹤性能。圖 3.13 為追蹤誤差，其安定時間約為 1.7 ms ，

追蹤誤差約為 0.007° (誤差率約 1.2%)。

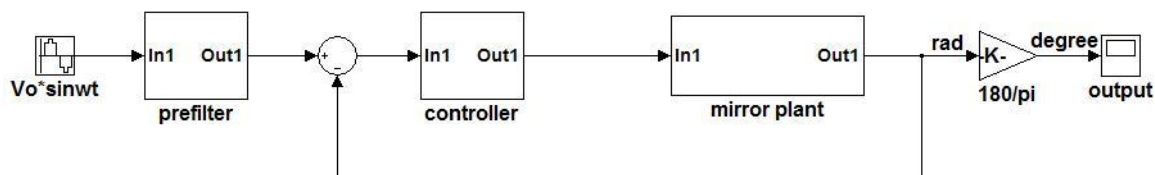


圖 3.11 QFT 之 simulink 模擬架構

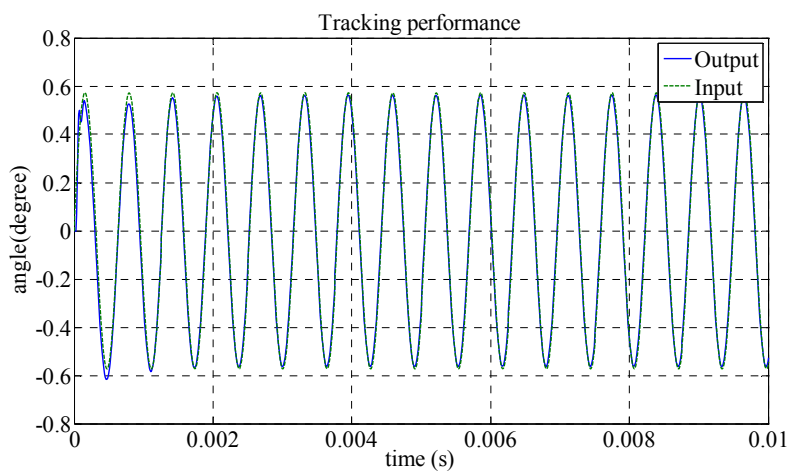


圖 3.12 QFT 控制之追蹤性能模擬值

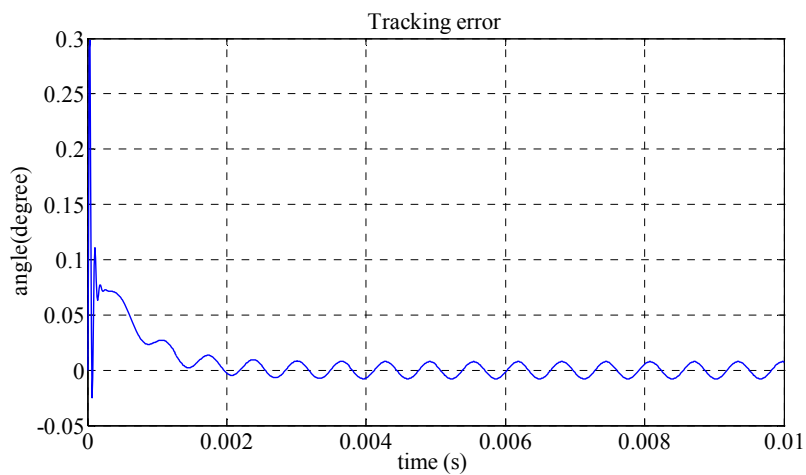
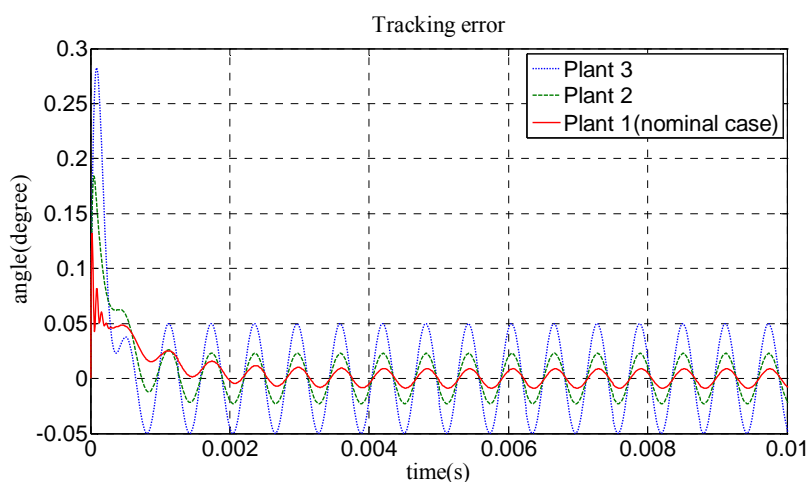


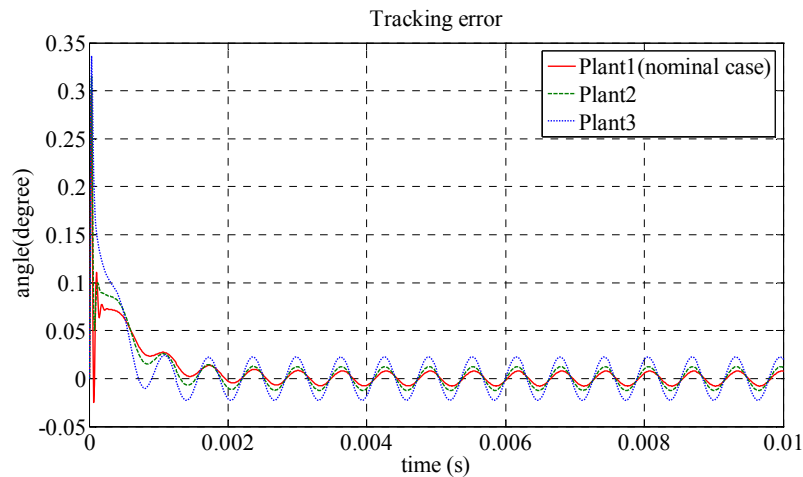
圖 3.13 QFT 控制之追蹤誤差模擬值

3.2.3 LQR 和 QFT 控制器的比較

為了選擇適當之控制系統，本研究利用 LQR 和 QFT 兩種控制理論設計控制器並以三個受控場去作模擬比較優劣，決定將何種控制理論實現於電磁式微面鏡上，模擬結果如圖 3.14 所示。由圖 3.14 中可以看出，QFT 控制系統可以有效減少參數不確定性的影響而 LQR 卻不行，這是因為 LQR 的設計方式是只對一個受控場做最佳設計，所以其餘受控場的輸出響應性能就會不佳，且 LQR 設計出來之控制器頻寬是無窮的，當遇到頻寬較低的致動器就會讓輸出結果不好；而 QFT 是將全部受控場的變異量考慮進去而做設計，所以在變異量範圍內的其餘受控場響應性能較佳。另外 QFT 在設計時會將頻寬問題納入一起做設計，較能符合真實情況，因此本文將採用 QFT 控制系統，其應用於實作上會比用 LQR 的方式還適當。



(a) LQR 控制三個受控場



(b)QFT 控制三個受控場

圖 3.14 比較兩種控制系統

由於實際應用上會讓電磁式微面鏡元件做大轉角的投射影像，所以再模擬大的轉角控制並呈現模擬結果。將前面 QFT 的模擬控制系統之參考輸入改為振幅 2.3° (0.04 rad) 的弦波但頻率則保持不變，選擇這角度是因為這是目前能做到最大的轉角控制。原因在於目前的單軸電磁式微面鏡表面較粗糙，反射後的雷射光點會因粗糙的表面而放大，當在感測大轉角時雷射光點容易超出感測器的感測範圍，讓感測資訊有缺失，使控制結果無法有好得表現。模擬結果分別如圖 3.15 和圖 3.16 所示，安定時間約為 1.2 ms 和追蹤誤差為 0.04° (誤差率約為 1.7%)，從模擬結果顯示即使在大的轉角控制模擬，追蹤誤差和安定時間都能保持在本研究所要求的設計規格內，因此接下來將進行控制系統的實際應用，驗證控制系統的性能。

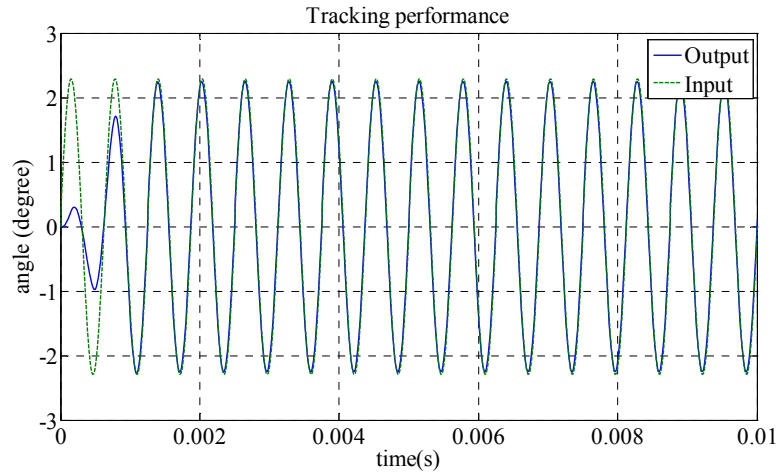


圖 3.15 輸入和輸出的追蹤性能模擬

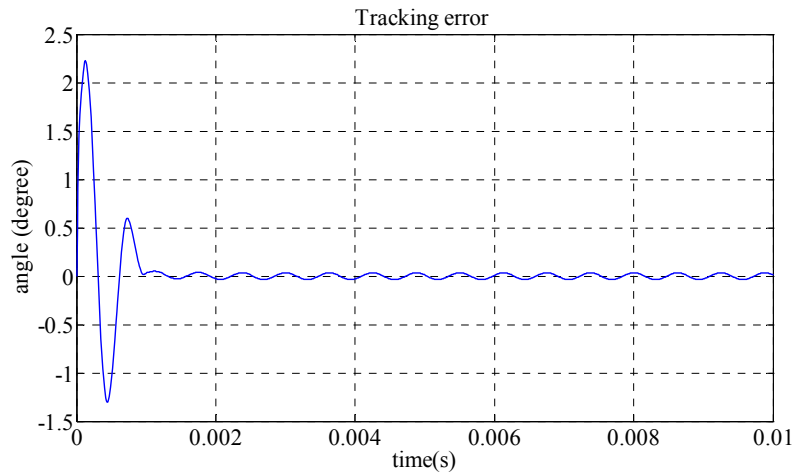


圖 3.16 追蹤誤差模擬

3.3 雙軸微面鏡控制器設計

根據第二章找出的雙軸內、外環轉移函數進行控制系統的設計，利用量化回授理論來設計控制系統。但由於雙軸電磁式微面鏡系統是由一個線圈驅動而得到兩個軸向的轉角，如圖 3.17 所示。此架構為單輸入、雙輸出 (single-input two-output, SITO) 的系統。根據 Freudenberg 和

Middleton [31]的文獻，SITO 系統不像單輸入、單輸出(single-input single-output, SISO)系統只需增加控制器的增益就能得到好得性能，SITO 系統必須考慮受控場和控制器的方向性(direction)和對準角(alignment angle)，如果只一味增加控制器增益而讓對準角變差，結果只會放大訊號或外界之干擾與雜訊，且不能降低系統的耦合效應，所以無法得到好的系統輸出響應。因此在設計控制系統時，需檢查對準角。最重要的設計規格則為誤差為輸入的 10%內，安定時間 60 ms 內為主。

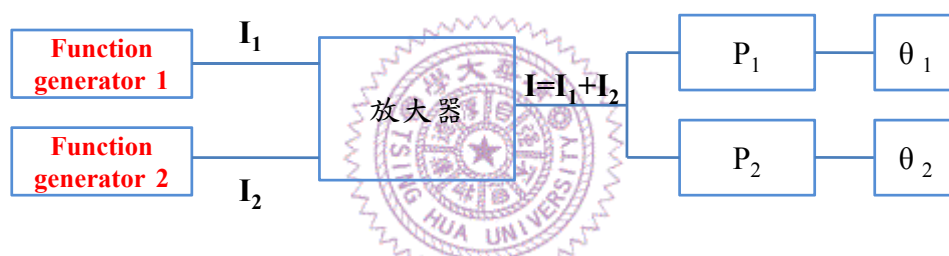


圖 3.17 SITO 的系統架構

根據文獻[31]詳細探討 SITO 系統要注意的設計問題及回授控制可達到之最佳的結果，因此本研究會依其特性去設計控制系統。文獻[31]先把受控場 $P(s)$ 和控制器 $C(s)$ 的形式表示成下面的式子

$$P(s) = \begin{bmatrix} p_1(s) \\ p_2(s) \end{bmatrix} \text{ 和 } C(s) = [c_1(s) \quad c_2(s)] \quad (3-13)$$

其中 $p_1(s)$ 為輸入 1 對輸出 1 的轉移函數， $p_2(s)$ 為輸入 2 對輸出 2 的轉移函數； $c_1(s)$ 負責 $p_1(s)$ 控制器的方向， $c_2(s)$ 負責 $p_2(s)$ 控制器的方向。

接著引入對準角的意義，其可由受控場和控制器間的夾角求得，如下式

$$\phi(j\omega) = \arccos\left(\frac{|C(j\omega)P(j\omega)|}{\|C(j\omega)\|\|P(j\omega)\|}\right) \quad (3-14)$$

其中 $\phi(j\omega) \in [0^\circ, 90^\circ]$ 。當 $\phi(j\omega) = 0^\circ$ 時，受控場和控制器是完美的對準 (perfectly aligned)； $\phi(j\omega) > 0^\circ$ 則代表兩者之間有對不準 (misaligned) 現象，系統性能也會隨著角度變大而下降；當 $\phi(j\omega) = 90^\circ$ 時就代表兩者之間已經完全對不準 (completely misaligned)，此時的系統響應為最糟的情形。因此，設計完控制器也要驗證對準角的大小，以決定控制器的性能是否可接受。

另外，在完美對準下，所能得到最好的輸出響應如公式(3-15)，其中矩陣項中的受控場增益比是固定且不受控制器改變，而輸出響應的優劣則是由 $T_l(j\omega)$ 所限制，因此要將控制器和受控場間的對準角設計的非常小，才能得到 SITO 系統最佳的輸出響應且將耦合部份消除至最小。

$$\begin{aligned} T_o^*(j\omega) &= T_l(j\omega) \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \\ &= T_l(j\omega) \begin{bmatrix} \left(1 + \left|\frac{p_2(j\omega)}{p_1(j\omega)}\right|^2\right)^{-1} & \frac{p_1(j\omega)}{p_2(j\omega)} \left(1 + \left|\frac{p_1(j\omega)}{p_2(j\omega)}\right|^2\right)^{-1} \\ \frac{p_2(j\omega)}{p_1(j\omega)} \left(1 + \left|\frac{p_2(j\omega)}{p_1(j\omega)}\right|^2\right)^{-1} & \left(1 + \left|\frac{p_1(j\omega)}{p_2(j\omega)}\right|^2\right)^{-1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-15)$$

接著本研究對公式中矩陣部份的受控場增益比作圖驗證受控場之耦合程度，如圖 3.18 所示。圖 3.18 中的 P_{12} 和 P_{21} 代表內、外環的耦合程度，大約在頻率為 10^4 rad/s 時內、外環的相互耦合為最大，因此需要藉

由設計 $c_1(s)$ 和 $c_2(s)$ 使其和受控場能有完美的對準並將耦合的程度降至最小，系統才能有好的輸出響應。

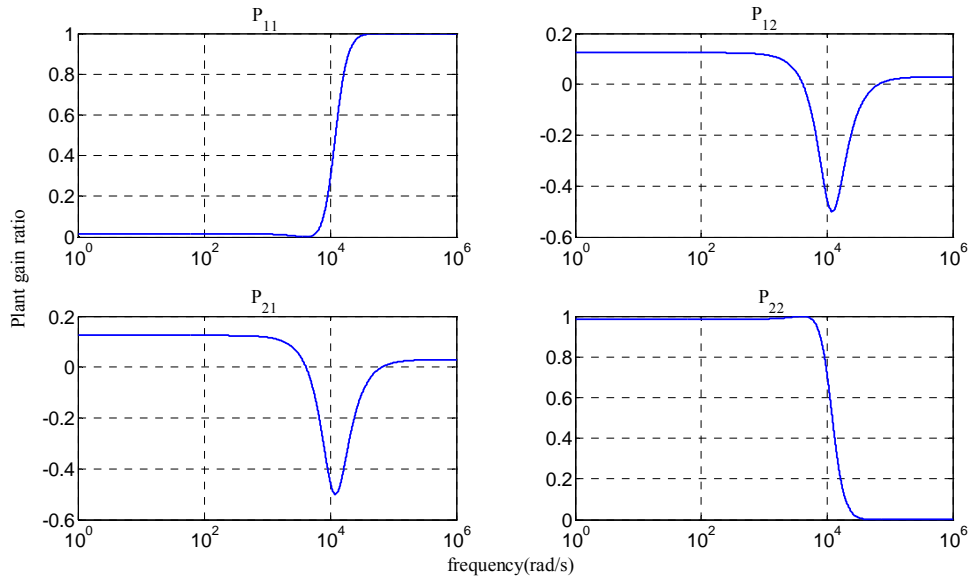


圖 3.18 受控場增益比

根據文獻[31]的說明，在設計 $c_1(s)$ 和 $c_2(s)$ 時，必須遵照一些設計法則才能得到完美的對準並將系統的耦合作用消除至最小，以得到好的輸出響應，其設計法則如下

$$\left| \frac{c_2(j\omega)}{c_1(j\omega)} \right| = \left| \frac{p_2(j\omega)}{p_1(j\omega)} \right| \quad (3-16)$$

及

$$\angle \frac{c_2(j\omega)}{c_1(j\omega)} = \angle \frac{p_2(j\omega)}{p_1(j\omega)} \quad (3-17)$$

由上述公式可以看出令 $c_1(j\omega) = 1$ 、 $c_2(j\omega) = p_2(j\omega)/p_1(j\omega)$ 為其中一組解。

利用第二章求得的內、外環的象徵受控場畫出 $p_2(j\omega)/p_1(j\omega)$ 的振幅、相位圖及控制器和受控場間的對準角如圖 3.19 和圖 3.20 所示。

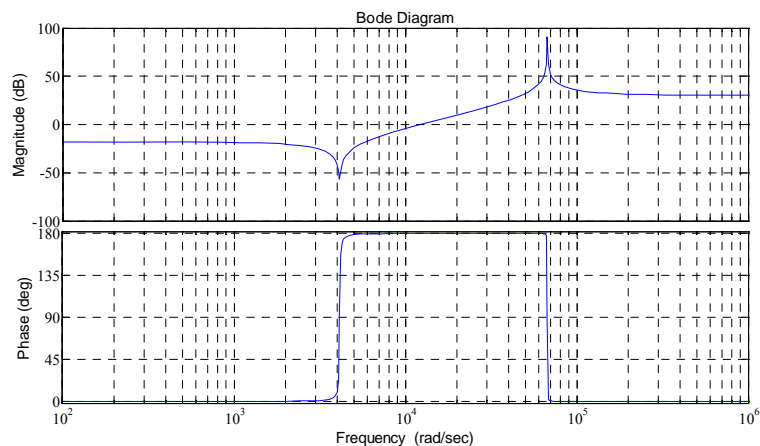


圖 3.19 p_2/p_1 的振幅和相位圖

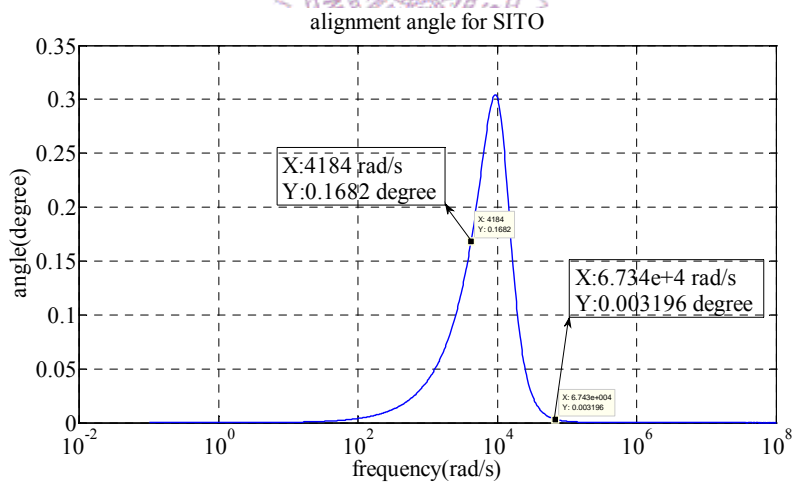


圖 3.20 p_2/p_1 的對準角

在圖 3.20 中本研究可以發現依照設計準則所得到的對準角幾乎等於零，達到所謂的完美對準。定義 $P_{effective}$ 為受控場與控制器相乘如公式(3-18)

所示，與公式(3-19)中 T_I 的設計有直接關係。在文獻中也提及在多數狀況下最佳之控制方向(如 $c_1(j\omega) = 1$ 和 $c_2(j\omega) = p_2(j\omega)/p_1(j\omega)$)，將使 $P_{effective}$ 產生非最小相位的零點(Non-minimum phase zeros, NMP zeros)，使得公式(3-19) 中 T_I 的增益 g 必須是非常小的值才能使閉迴路系統穩定，但又由於 T_O 受限於 T_I 之響應，因此 T_O 會無法有良好得追蹤性能。

$$P_{effective} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{p_2}{p_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

$$= \frac{Dp_2^2 Np_1^2 + Dp_1^2 Np_2^2}{Dp_1 Dp_2^2 Np_1}$$

$$T_I = \frac{gP_{effective}}{1 + gP_{effective}} \quad (3-19)$$

其中 Np_1 和 Np_2 分別為外環、內環轉移函數的分子項； Dp_1 和 Dp_2 分別為外環、內環轉移函數的分母項； g 為控制器增益。

為了非最小相位的零點因此必須將 c_2 做修改，藉由增加一 $H(s)$ ，修改後的 c_2 如公式(3-20)

$$c_2(j\omega) = H(j\omega) \frac{p_2(j\omega)}{p_1(j\omega)} \quad (3-20)$$

$P_{effective}$ 則修改成

$$P_{effective}^* = \begin{bmatrix} 1 & H \frac{p_2}{p_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} \quad (3-21)$$

$$= \frac{DHDp_2^2 Np_1^2 + NHDp_1^2 Np_2^2}{DHDp_1 Dp_2^2 Np_1}$$

從 $P_{effective}^*$ 中可知，利用設計 H 使 $P_{effective}^*$ 系統中的非最小相位零點變

成最小相位零點，使系統不受非最小相位零點的閉迴路穩定條件之限制。即使公式做了以上修正，但還是必須遵循文獻[31]提出的設計準則，因此在此在設計 $H(s)$ 時，須讓 $c_2(s)/c_1(s)$ 之控制器振幅與相位圖去滿足圖 3.19 的曲線。但因為加入 $H(s)$ 後將改變控制器在部分頻率之方向，使系統之對準角變大，便無法在操作頻率下降低耦合現象，但這是為了讓系統在有回授控制下有好的穩定性，因此損失一些對準角來使系統穩定。接著再考慮系統之不確定性，並探討如何併入 QFT 進行控制系統設計以消除系統之不確定性。

文獻[31]只用象徵受控場去做控制器設計，但本研究的受控場中有參數不確定性問題，因此需將上述的 SITO 設計準則和 QFT 做結合，用以解決參數不確定性問題。但是對於多輸入、多輸出系統的 QFT 的設計方法，受控場的秩必須是滿秩數(Full rank)，而本研究的受控場是 SITO 系統無法有滿秩數，因此 QFT 無法直接應用於 SITO 系統。所以將公式 (3.11) 中的控制器修改成

$$C(s) = g(s) \begin{bmatrix} c_1(s) & c_2(s) \end{bmatrix} \quad (3-22)$$

其中 $c_1(s)$ 和 $c_2(s)$ 將決定所設計控制器之方向， $g(s)$ 決定控制器的增益。 $c_1(s)$ 和 $c_2(s)$ 的設計將利用先前提及的 Freudenberg 提出的設計法則，以確保系統與控制器之對準及 $P_{effective}^*$ 之最小相位，而 $g(s)$ 之設計將使用 SISO QFT 對 $P_{effective}^*$ 作設計，以消除 T_I 之參數不確定性。導入第二章找

出的另外兩個受控場變異量後，所有 $p_2(j\omega)/p_1(j\omega)$ 的振幅、相位圖如圖 3.21 所示，設計時將以圖中的中間線條當做主要的設計對象(nominal case)，也就是象徵受控場轉移函數，剩下的系統轉移函數就當成是參數不確定性之範圍。

QFT 設計原理如同單軸電磁式微鏡面的控制系統設計一樣，也是利用 Matlab 工具箱內之 QFT 工具箱作圖像式設計，設計對象為 $c_2(s)$ 中的 $H(s)$ 和控制器的增益 $g(s)$ ，藉由圖中由穩定邊界和追蹤邊界所合成出的複合邊界曲線，進而以開迴路頻率特性曲線滿足邊界條件為要求，通過迴路成形(Loop shaping) 技術對控制系統進行設計以把系統之參數不確定性消除掉。為了要使 $P_{effective}^*$ 為最小相位，其設計原理為使 $P_{effective}^*$ 之分子多項式為一穩定之多項式，由公式(3-19)可知此設計原理同等於穩定一 SISO 系統($P' = p_2^2/p_1^2$)之回授控制 $H(s)$ 設計。從圖 3.22 開始做 Loop shaping 的方法設計 c_2 中的 $H(s)$ 使曲線繞過標號 1 的穩定界限，以增加系統穩定度。

設計的第一步為先從設計控制器 $[c_1(s) \ c_2(s)]$ 方向部份開始，首先會令 $c_1(s)=1$ ，利用 QFT 的方法設計 $c_2(s)$ 中的 $H(s)$ 項，方法是利用加入許多 lead-lag 的極、零點使曲線繞過標號 1 的穩定界限，以消除 $P_{effective}^*$ 的非最小相位的零點，並將設計完之 $H(s)$ 代入公式(3-18)，再把 $c_2(s)$ 整理成下式

$$c_2(s) = \frac{1.2953(s + 1.812 \times 10^4)(s^2 + 47.29s + 1.708 \times 10^7)}{(s + 1.69 \times 10^4)(s^2 + 153.1s + 5.861 \times 10^7)} \times \frac{(s^2 + 752.3s + 1.415 \times 10^9)}{(s^2 + 62.91s + 4.537 \times 10^9)} \quad (3-23)$$

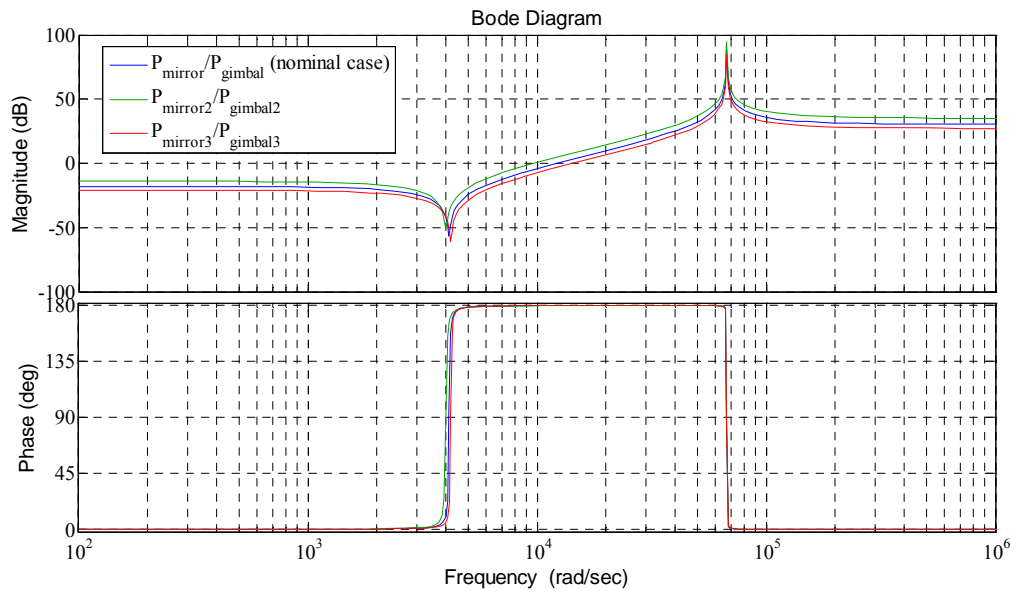


圖 3.21 加入參數變異量之 p_2/p_1 的振幅和相位圖

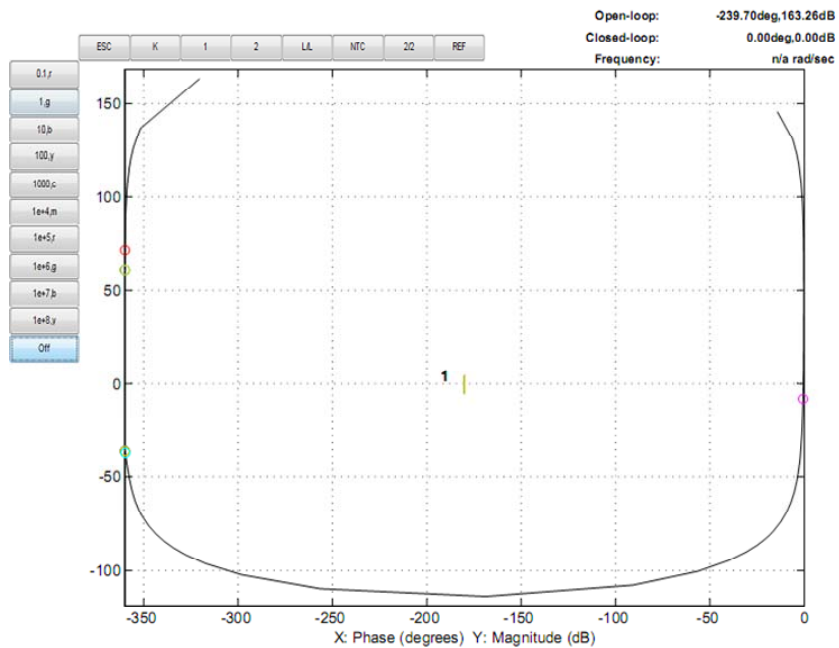


圖 3.22 Loop shaping 前之示意圖

完成 $c_2(s)$ 設計後需驗證受控場和控制器間的對準角，如圖 3.23。從圖中可以看出在內、外環操作頻率(4184 rad/s 與 6.734×10^4 rad/s)下的對準角約為零度，幾乎達到完美對準的定義(對準角為零度)，至於中間耦合的部份有比較大的對準角是因為在設計 $H(s)$ 時， $P_{effective}^*$ 須為最小相位之限制無法獲得好的對準角，考慮到系統穩定性比對準角重要，因此必須犧牲對準角以換取系統穩定性。從圖 3.24 之 Loop shaping 後的結果可以看出經過 $c_2(s)$ 的補償後，曲線有繞過標號 1 的界限，表示系統有好的穩定性。

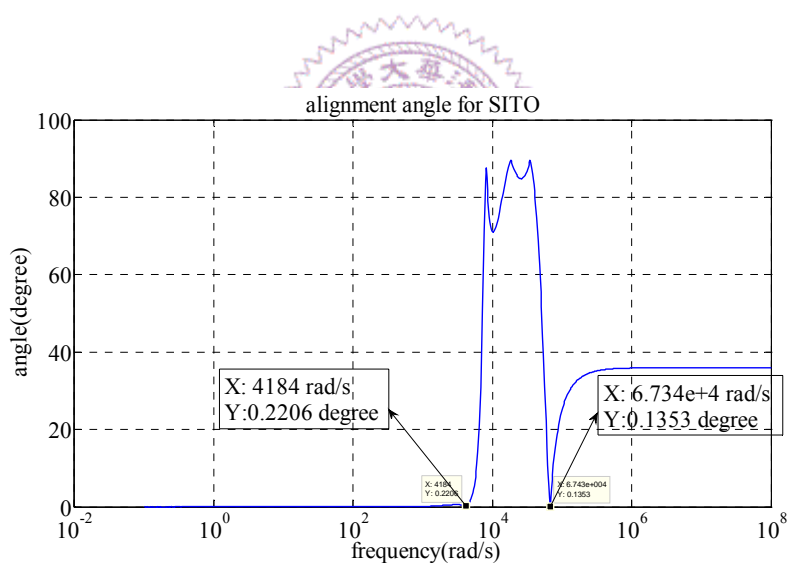


圖 3.23 SITO 控制之對準角

設計控制器增益 $g(s)$ ，如公式(3-24)所示，以消除系統之不確定性。加入 $g(s)$ 後的 Loop shaping 結果如圖 3.25 所示，也是藉由 $g(s)$ 去避開中間的穩定邊界。

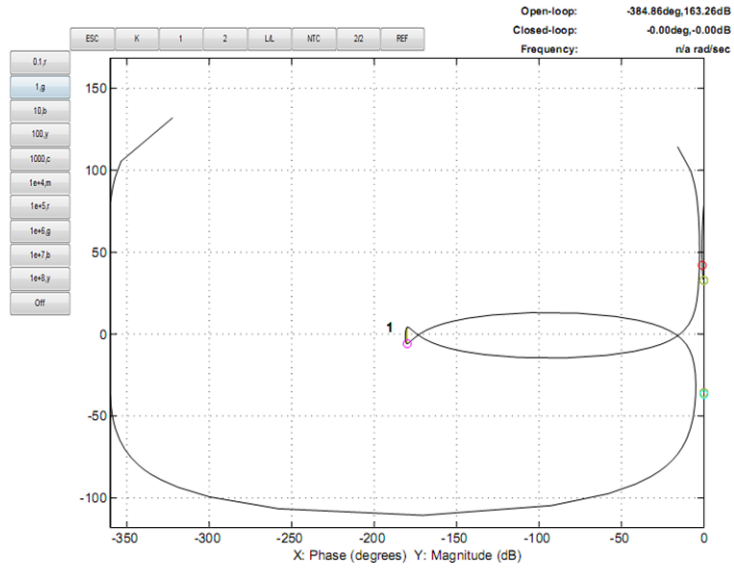


圖 3.24 加入 c_2 後的 loop shaping 結果

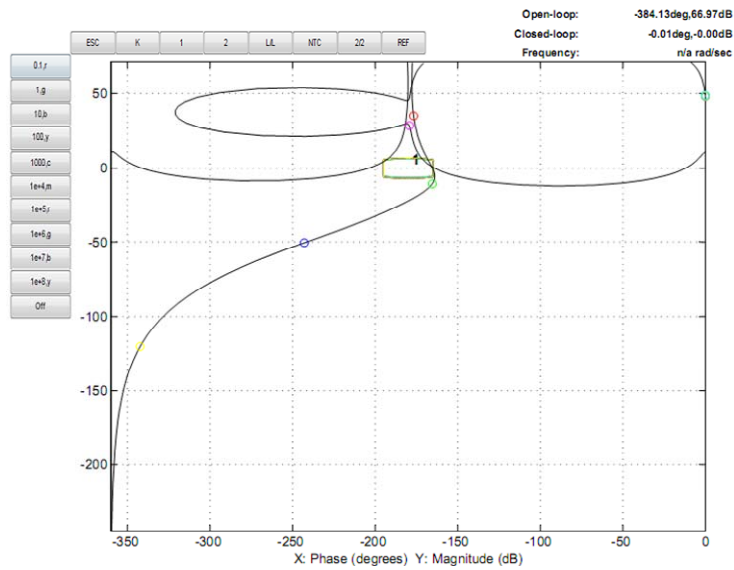


圖 3.25 g 的 loop shaping 結果

$$g(s) = \frac{911340828933674110 (s+6.272 \times 10^5)}{(s+1.661 \times 10^7) (s+1.363 \times 10^7) (s+1.4 \times 10^6)} \quad (3-24)$$

再將 $p_1(s)$ 、 $p_2(s)$ 和 $c_1(s)$ 及 $c_2(s)$ 代入前面定義過之 $P_{effective}^*$ 及並將 T_I 修改成

為

$$T_I(j\omega) = \frac{gP_{effective}^*}{1 + gP_{effective}^*} \quad (3-25)$$

將輸出 T_O 化成 T_I 及控制器方向兩部份及找出和 T_O 互補的靈敏度 S_O ，如公式(3-24)與公式(3-25)。

$$T_O(j\omega) = T_I(j\omega) \frac{\begin{bmatrix} p_1c_1 & p_1c_2 \\ p_2c_1 & p_2c_2 \end{bmatrix}}{p_1c_1 + p_2c_2} \quad (3-26)$$

$$S_O(j\omega) = I - T_O(j\omega) \quad (3-27)$$

由於控制器方向部份在 $c_2(s)$ 設計完後就固定且無法藉由 $g(s)$ 消除參數不確定性，因此輸出響應的好壞就必須依靠 T_I 的設計結果而定。將先前設計完的 $g(s)$ 帶入 T_I 藉以消除系統參數不確定性並做輸出響應和靈敏度響應圖驗證，其結果如圖 3.26 和圖 3.27 所示。圖 3.26 中(a)(b)分別是外環輸出響應和外環的耦合項響應可以看出在外環的操作頻率下(4133 rad/s)兩者間的大小相差 55 dB；圖 3.26 中(c)(d)分別是內環輸出響應和內環的耦合項響應，可以看出在內環的操作頻率下(6.736×10^4 rad/s)兩者間的大小也是相差 92 dB。從圖 3.27 的靈敏度響應圖(Sensitivity response diagram)中更可以看出在外環及內環的操作頻率下，相對應的輸出可達到減低靈敏度 (Sensitivity Reduction) 之要求，這代表參數不確定性、干擾及耦合對系統之影響都是最低的，當參數不確定性及耦合的問題都消除至最小後，這時候就只需加入前授濾波器做系統響應的調整，就能得到好的輸出結果。

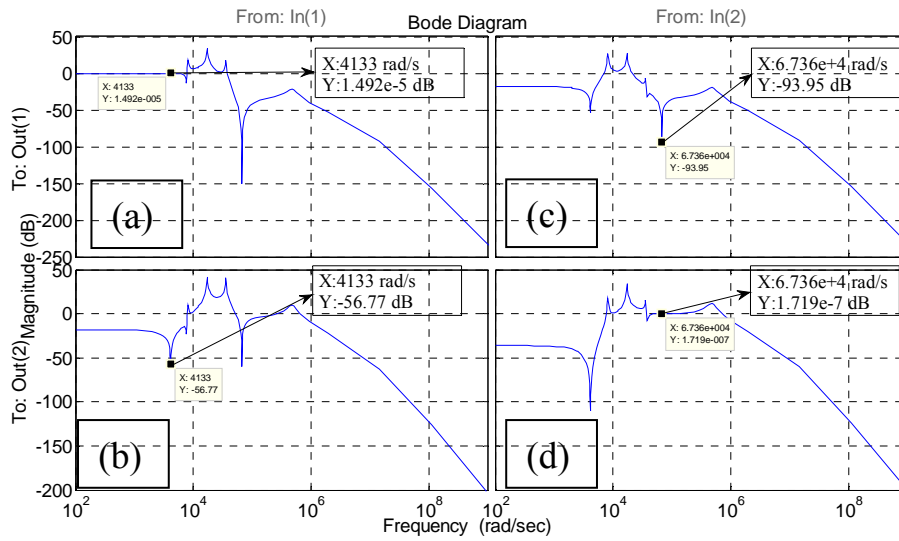


圖 3.26 未加前授濾波器之輸出響應圖

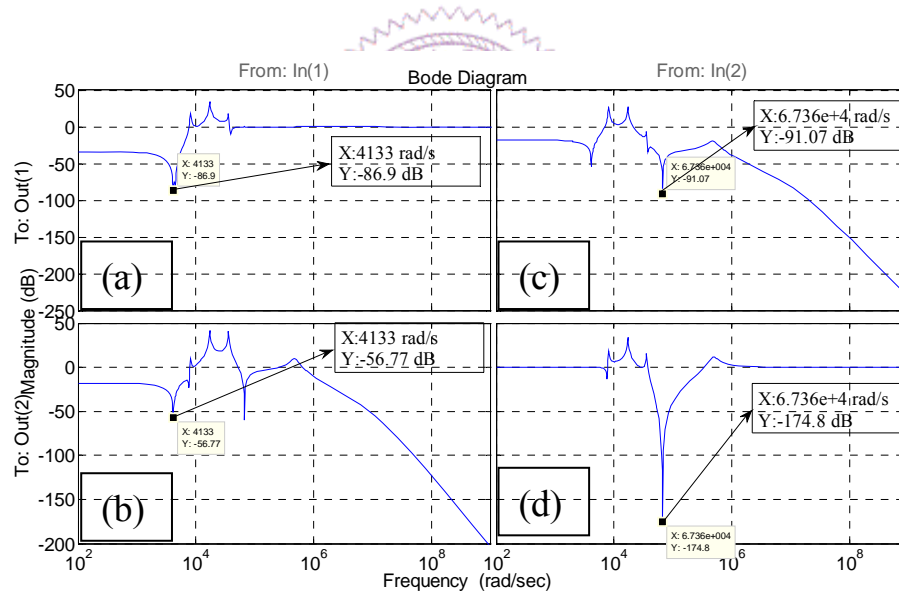


圖 3.27 未加前授濾波器之靈敏度響應圖

當控制器藉由閉迴路消除系統耦合、系統之不確定性及外界干擾後，最後一步就是進行前授濾波器(prefilter)的設計，以增進輸出響應的性能，

以圖 3.26 為基礎設計前授波器。圖 3.26(a)的輸入 1 對輸出 1 的外環響應圖可得知外環之前授濾波器(f_{11})需將操作頻率後的響應降下來，因此將會是低通濾波器的形式。圖 3.26(b)的輸入 1 對輸出 2 與圖 3.26(c)的輸入 2 對輸出 1 的前授濾波器則要設為零以降低耦合，最後圖 3.26(d)的輸入 2 對輸出 2 的內環響應圖可得知內環之前授濾波器(f_{22})需將操作頻率前及操作頻率後的響應降下來，因此將會是帶通濾波器的形式。在考慮減低 Nominal Plant 於輸出 1 及輸出 2 在各自之操作頻率下之穩態誤差，因此完整的前授濾波器形式如下

$$F = \begin{bmatrix} f_{11} & 0 \\ 0 & f_{22} \end{bmatrix} \quad (3-28)$$

其中設計出的 f_{11} (外環之前授濾波器)和 f_{22} (內環之前授濾波器)分別為

$$f_{11} = \frac{3.5372 \times 10^{17} (s+839.7)}{(s+384 \times 10^4)(s^2 + 1288 \times 10^4 s + 5932 \times 10^7)} \times \frac{1}{(s^2 + 3372 \times 10^4 s + 5927 \times 10^8)} \quad (3-29)$$

及

$$f_{22} = \frac{1.4446 \times 10^{11} s^2}{(s+3.526 \times 10^5)(s+2.349 \times 10^5)(s+2.878 \times 10^4)(s+3776)} \quad (3-30)$$

完成 SITO 的控制系統設計後，將控制器和前授濾波器帶入

$$T_{OF} = T_O F \quad (3-31)$$

其波德圖響應圖，如圖 3.28 所示。圖 3.28 (a)(b)中左半邊的圖是外環輸出響應和外環的耦合項響應可以看出在外環的操作頻率下(4133 rad/s)兩

者間的大小相差 57 dB，這代表外環的耦合項不會影響到外環的運作；圖 3.28 (c)(d)右半邊的圖是內環輸出響應和內環的耦合項響應，可以看出在內環的操作頻率下(6.736×10^4 rad/s)兩者間的大小也是相差 94 dB，這代表內環的耦合項不會影響到內環的運作，因此可以證明整個控制系統可以有效減小耦合的影響並有好的輸出響應。

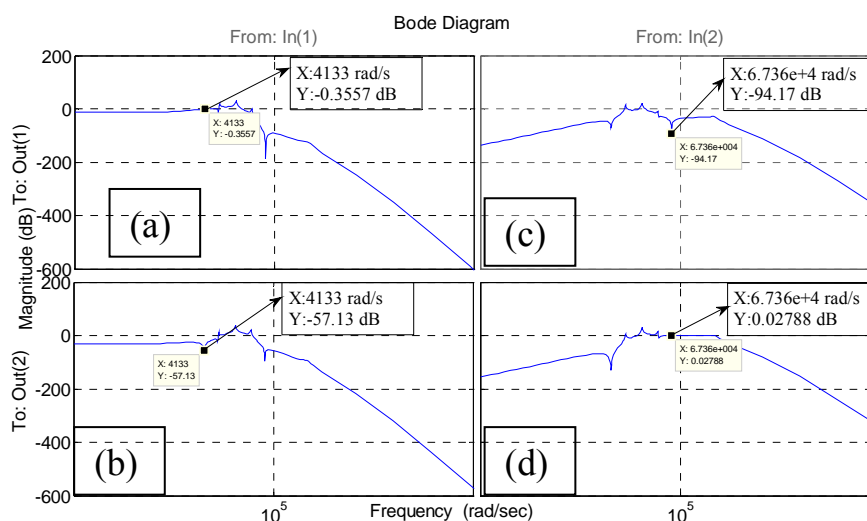


圖 3.28 輸出響應之波德圖

另一方面也利用 LQR 的方式來設計極點安置法(pole placement)(如圖 3.29)的增益 K。將系統的極點藉由增益移到理想之位置，並且將模擬結果和 SITO 的設計方法做比較，以凸顯 SITO 系統如何設計控制系統的重要性。

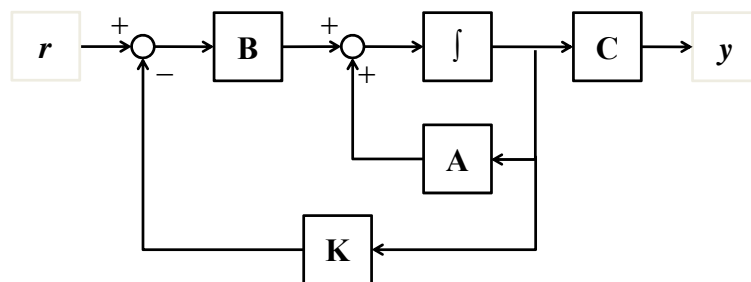


圖 3.29 極點安置法架構圖

利用前面章節的 LQR 設計單軸微面鏡控制系統之方法設計控制器的增益，其設計結果為外環的控制增益 $K_1=[0.063, 4.845 \times 10^{-5}, 0.0632]$ 及內環的控制增益 $K_2=[0.0063, 4.845 \times 10^{-7}, 0.00632]$ ，然後再驗證受控場和控制器間的對準角，如圖 3.30 所示。

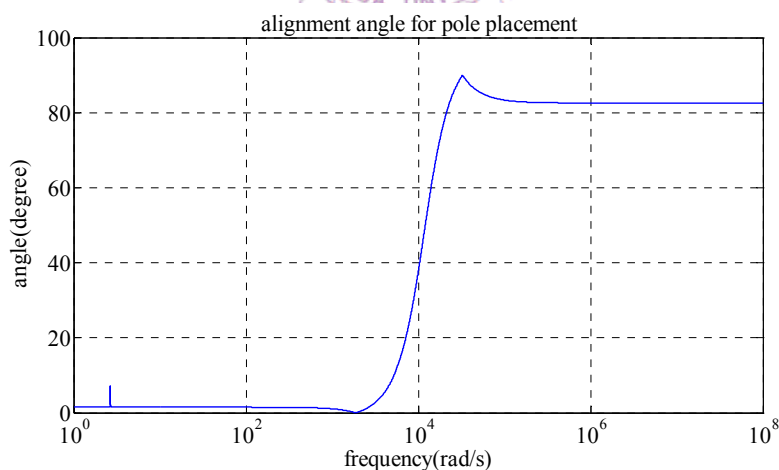


圖 3.30 極點安置法之對準角

從圖中可以很明顯的看出雖然在 4133 rad/s 這頻率下的對準角幾乎為零，但當控制器切換至內環的操作頻率下其對準角就變得非常大，這

就表示極點安置法無法有效處理 SITO 系統的耦合問題，此結果也證明了在 SITO 系統中設計控制系統需要考慮方向性和對準角，才能藉由控制系統消除系統的耦合問題以獲得好的輸出響應。

3.4 雙軸模擬結果

模擬的參考輸入分為兩種不同頻率的弦波，一種為振幅 1.14° (0.02 rad)、頻率為共振頻 10700 Hz 的弦波，這是以用以驅動內環；外環則是用振幅 1.14° (0.02 rad)、頻率為共振頻 648 Hz 的弦波，模擬的 simulink 控制架圖如下圖所示。

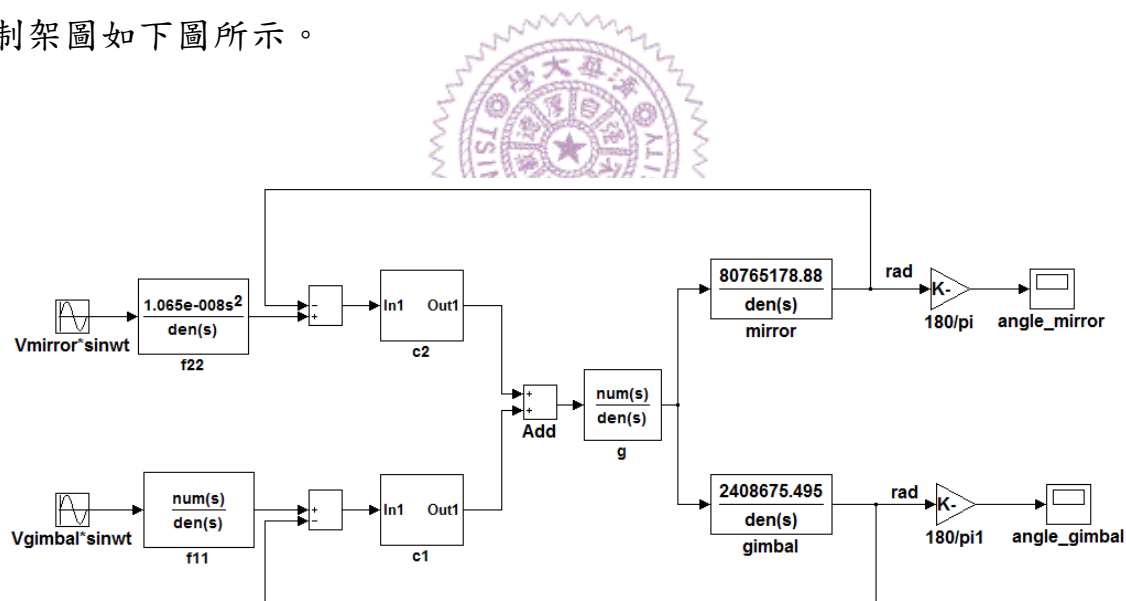


圖 3.31 SITO 之 simulink 控制架構

3.4.1 外環模擬結果

首先分析外環的模擬結果，根據圖 3.32 和圖 3.33 的外環模擬結果，追蹤誤差為 0.006° (約為輸入的 0.52%)，安定時間則約 17 ms。對於此模

擬結果來說，因為在 SITO 控制架構的先天限制，控制器只能依頻率順序切換控制器方向，因此一過外環的追蹤頻率就必須切換至內環控制器的方向以做內環追蹤，所以在外環頻寬受限制下輸出性能就被限制住，很難再改善。另外耦合部份也無法完全消除，因此會造成有高頻漣波(ripple)的現象，但不影響其最後穩態的結果部份。

圖 3.34 是利用極點安置法的方法得到的外環模擬結果，從圖中可以得知不管在怎樣設計控制器的增益，都只會改變系統的閉迴路極點位置而無法變更系統閉迴路零點位置，無法有效解決輸出響應圖的相位差現象。

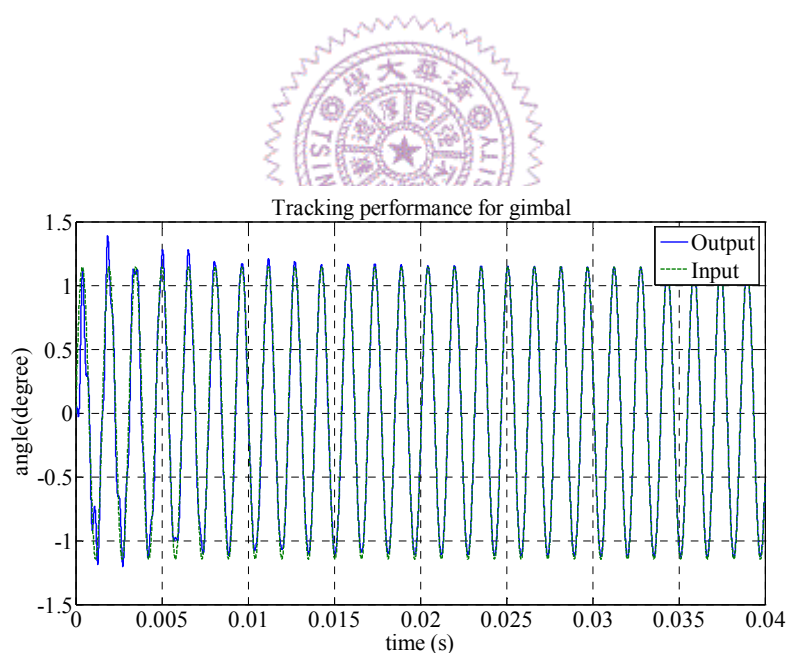


圖 3.32 外環之系統響應模擬結果

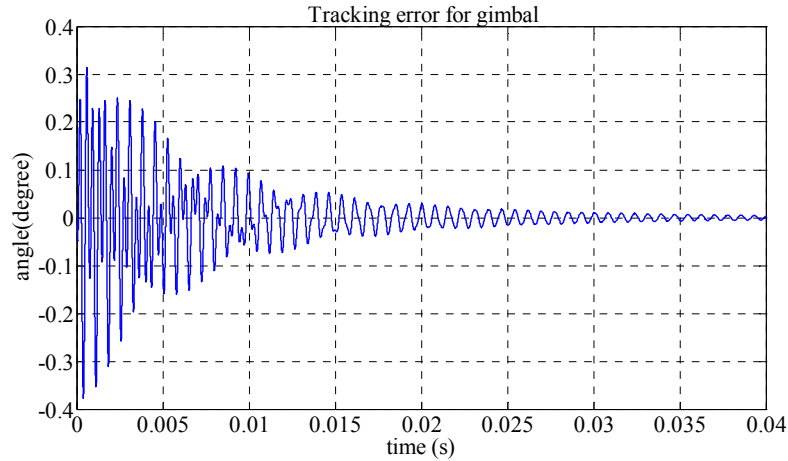


圖 3.33 外環之系統追蹤誤差模擬結果

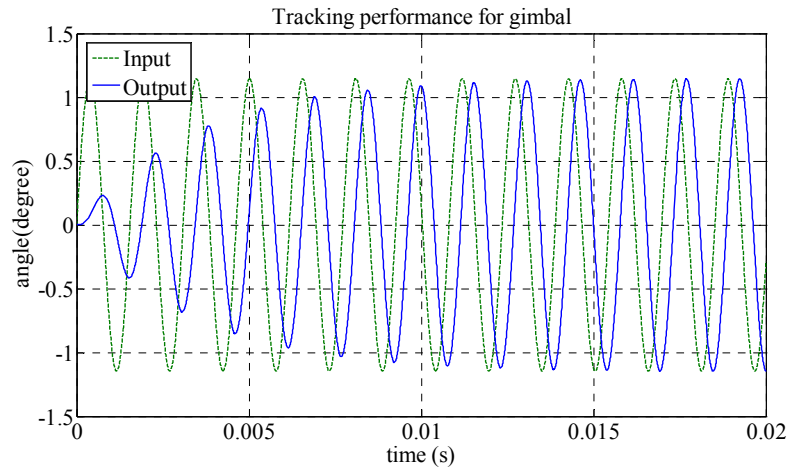


圖 3.34 極點安置法之外環響應圖

3.4.2 內環模擬結果

根據圖 3.35 和圖 3.36 的內環模擬結果，可以找出追蹤誤差為 0.006° (約為輸入的 0.52%)，安定時間則約 18 ms。對於此模擬結果來說，因為控制器已切換至內環的方向去做內環追蹤，所以輸出性能還能藉由增加內環控制器的頻寬去做改善，但還是必須配合實際硬體的頻寬做設計。對於上述的外環、內環模擬結果還是在本研究所預期的規格內。

接著圖 3.37 是利用極點安置法的方法得到的內環模擬結果，和外環的模擬結果一樣，不管如何設計狀態回授的增益，只會改變系統閉迴路的極點位置而無法變更系統閉迴路零點位置，不能有效解決輸出響應圖的相位差現象。

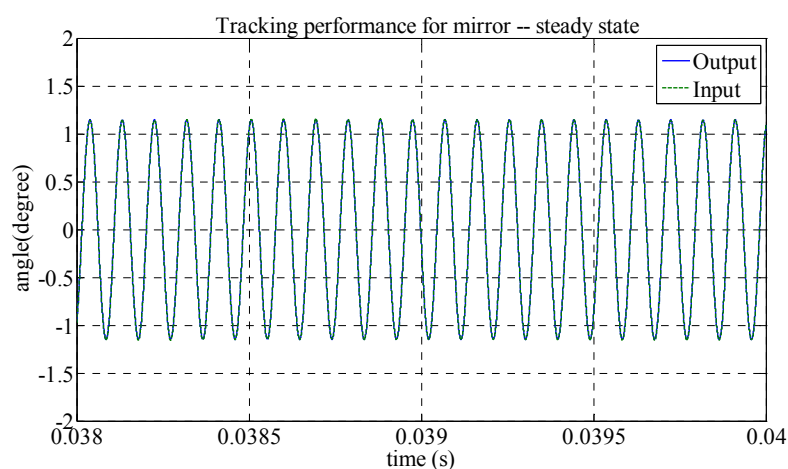


圖 3.35 內環之系統穩態響應模擬結果

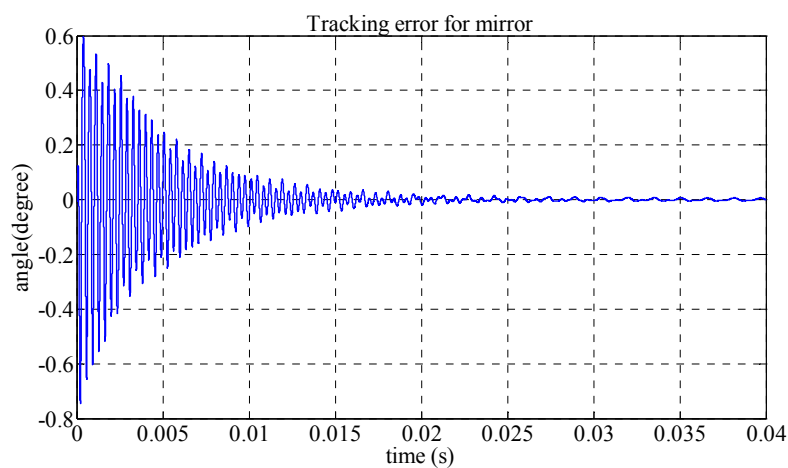


圖 3.36 內環之系統追蹤誤差模擬結果

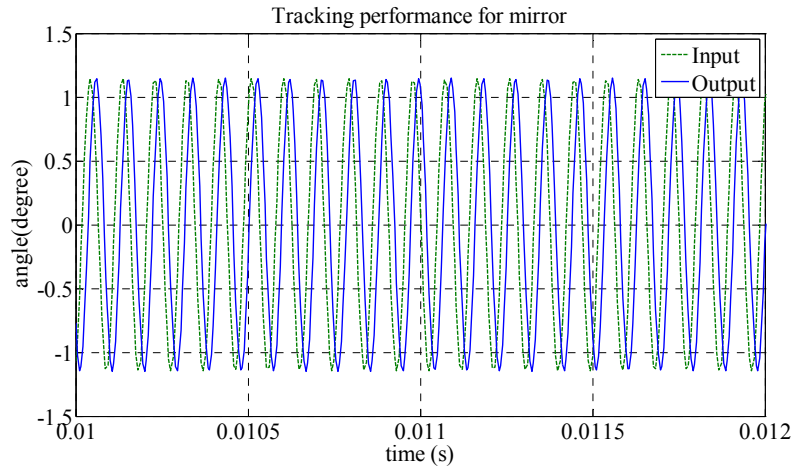


圖 3.37 極點安置法之內環響應圖

根據上述的模擬結果，本研究利用文獻[31]的方法，且考慮受控場和控制器的方向性和對準角，藉以得到良好的輸出響應結果。其 SITO 控制系統的設計方法之流程圖，如圖 3.38 所示。

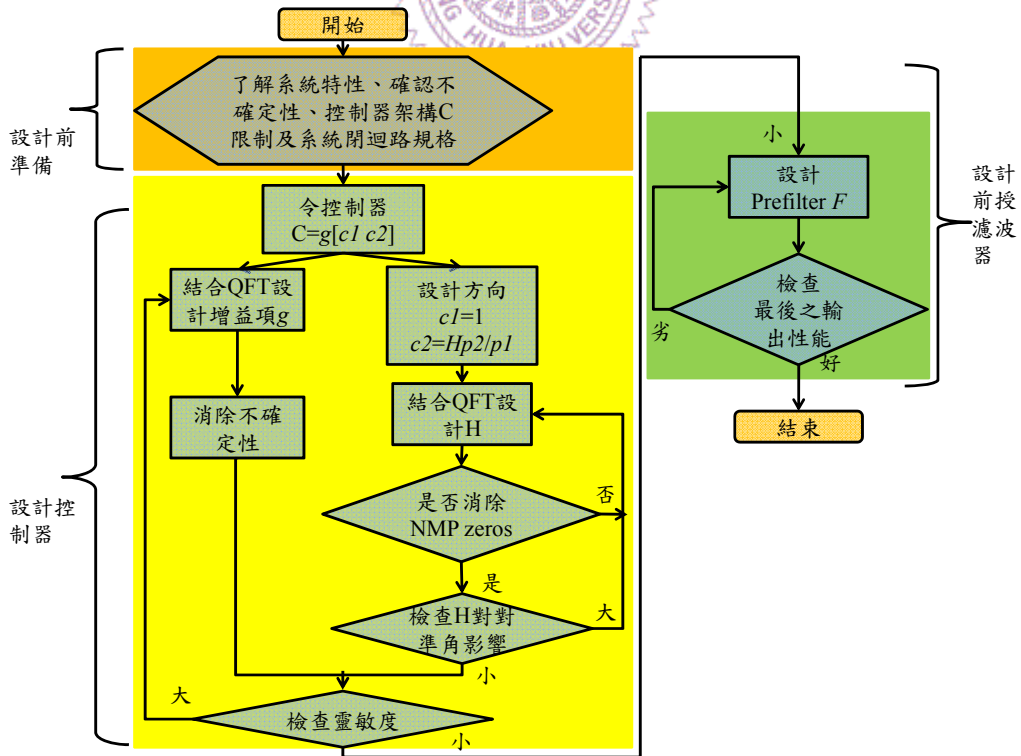


圖 3.38 設計流程圖

第四章 實驗結果與討論

4.1 實驗架構

實驗用的感測器部份是用 On-Trak 公司的 PSD(Position Sensing Detector)模組，如圖 4.1 所示。分別由訊號處理及放大器的模組，顯示單元，感測模組所組成。

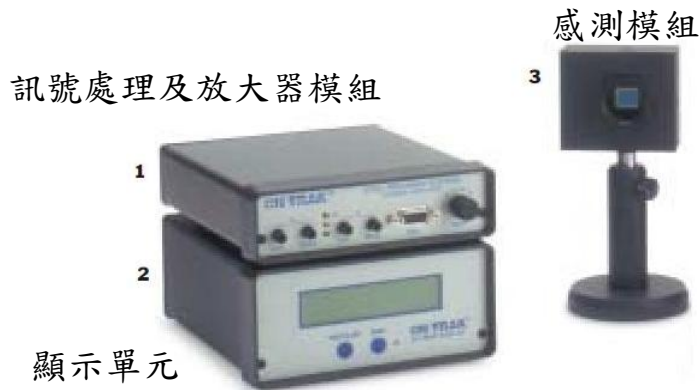


圖 4.1 PSD 模組

實驗平台的架設如圖 4.2 所示，實驗流程大致上是由波長為 635 nm 的 He-Ne 雷射先穿過光衰減器濾掉光雜訊，經過由凸透鏡組成的縮束鏡組將雷射光縮束，其原理如圖 4.3。最後打在致動中的電磁式微面鏡上，反射後的雷射光束會射進 PSD 的感測區，PSD 會偵測雷射光點的位置變化再由 PSD 的放大器模組轉為電壓訊號，再把電壓訊號經 National Instruments 公司的 DAQ 卡轉成數位訊號送進 simulink 中的控制架構做運算，所產生的控制訊號再由 DAQ 卡轉成類比訊號去驅動電磁式微面

鏡(如圖 4.4 和 圖 4.5)。

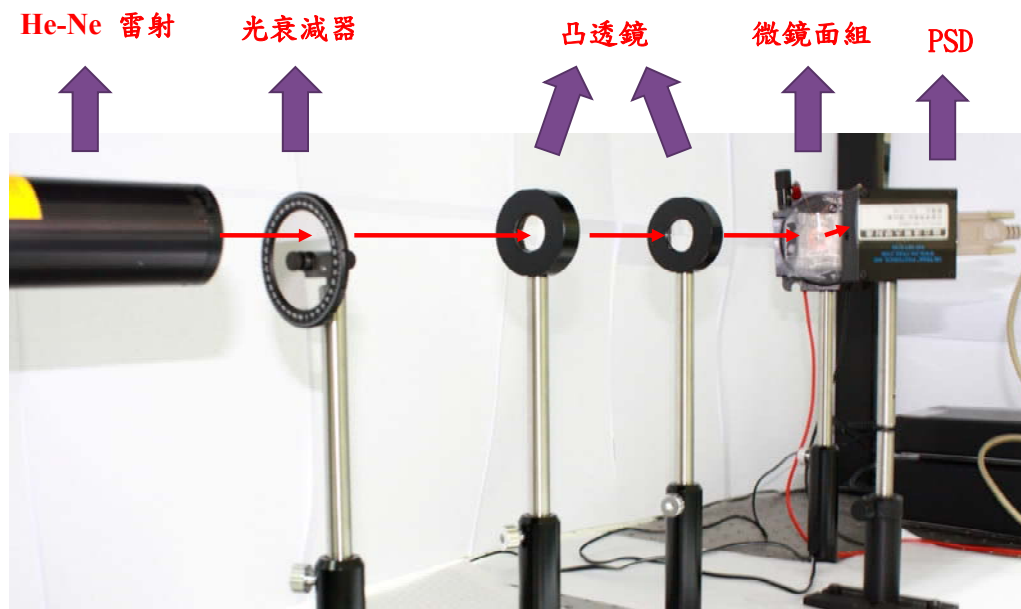


圖 4.2 實驗平台架構

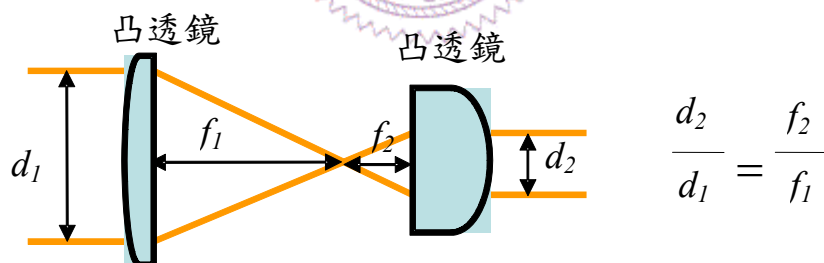


圖 4.3 縮束原理

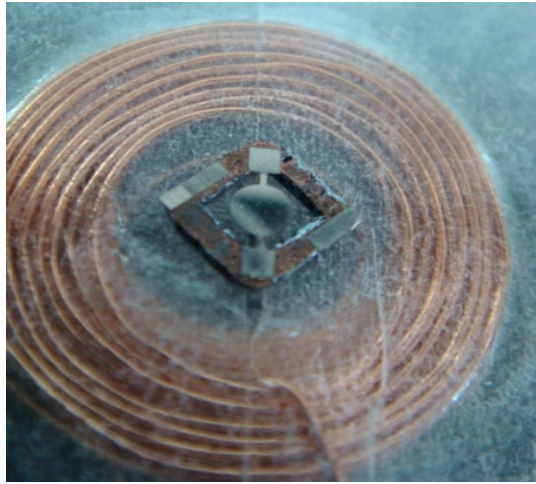


圖 4.4 單軸微鏡面及平面線圈

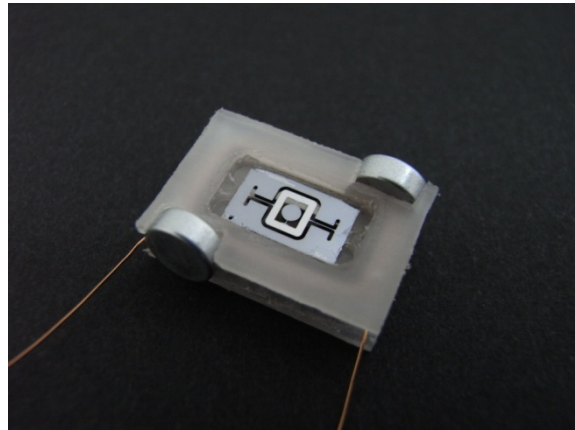


圖 4.5 雙軸微鏡面及載台

軟體部份則使用鈦思科技的 Matlab/Simulink 軟體，在 Simulink 的環境下建立控制器及相關的方塊圖，並利用內建套件 Real-Time Windows Target 做即時控制，將感測器訊號擷取進來經控制系統運算後再傳出以致動單軸、雙軸電磁式微鏡面，整套控制架構是以 PC-based 為核心。

4.2 單軸微面鏡控制實驗結果

將設計好的控制器和前授濾波器在實際的 simulink 控制架構中設定好進行即時控制，如圖 4.6 所示。輸入部份也是和模擬的設定一樣為振幅 0.57° (0.01 rad)、頻率則操作於共振頻 1580 Hz 的弦波，其實驗結果圖 4.7 和圖 4.8 所示，從圖中可以得知安定時間為 8 ms ，穩態誤差為 0.03° (約為輸入的 5.1%)。

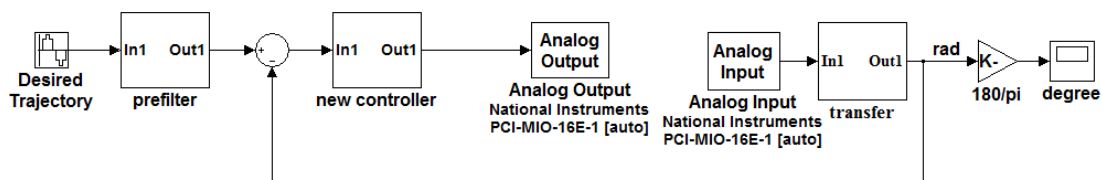


圖 4.6 QFT 實際控制架構之 Simulink 圖

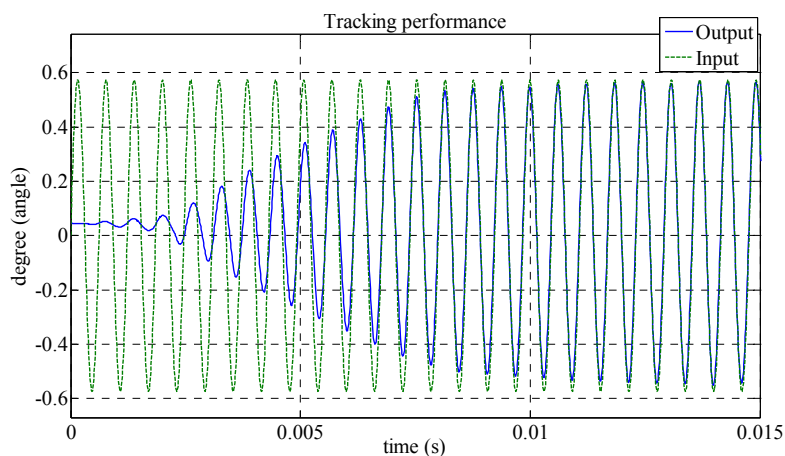


圖 4.7 QFT 實際控制之追蹤響應性能

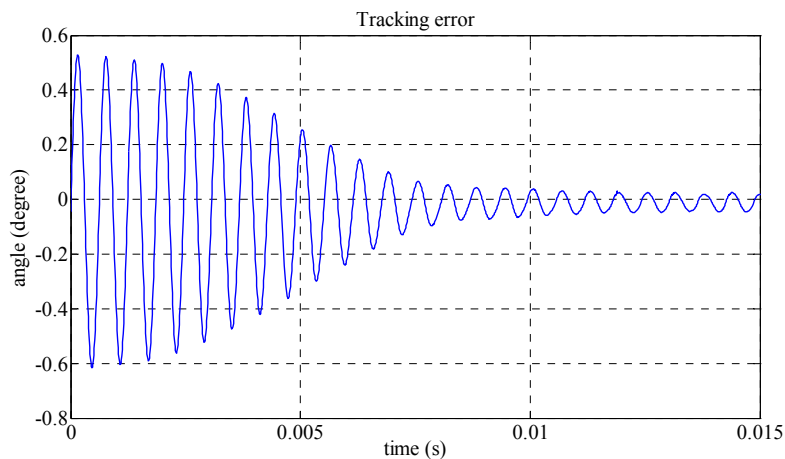


圖 4.8 QFT 實際控制之追蹤誤差

接著將輸入振幅改成 2.3° (0.04 rad) 的弦波，操作頻率不變以驗證大轉角的控制性能。從實驗結果圖 4.9 和圖 4.10 中可以看出安定時間約為 30 ms，追蹤誤差為 0.1° (約為輸入的 4.3%)，結果雖然比模擬差了許多但卻還是在本研究所要求的設計規格裡。

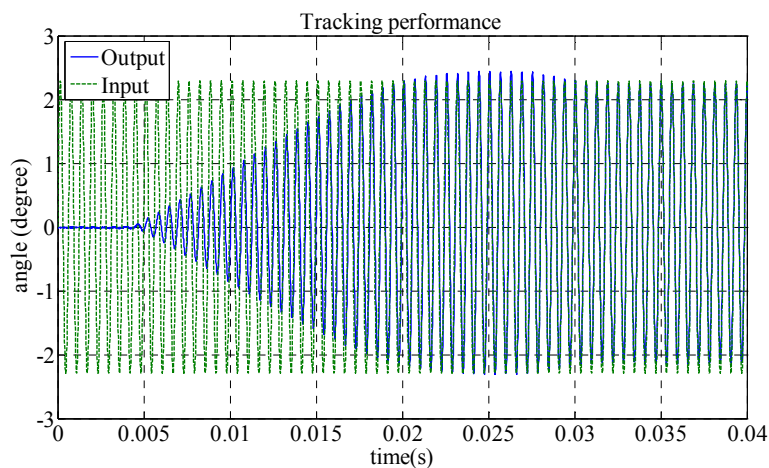


圖 4.9 大轉角控制之追蹤響應性能

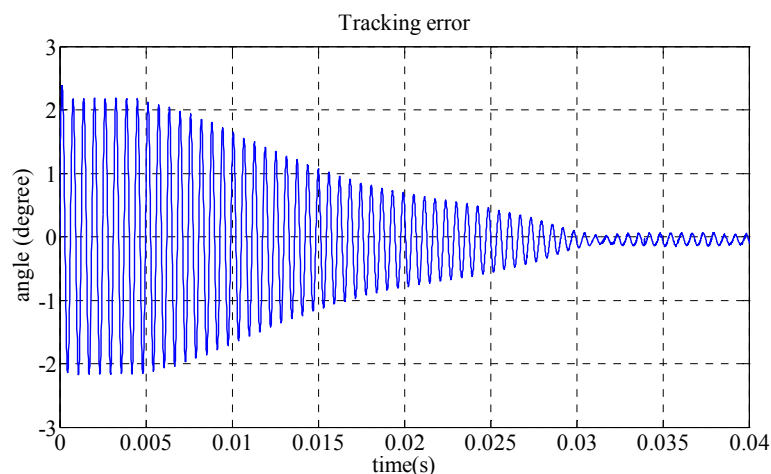


圖 4.10 大轉角控制之追蹤誤差

最後將模擬結果(圖 3.16)和實驗結果(圖 4.10)整理成表 4.1。從表中可以發現在做實驗時會有一些外在因素影響到實驗結果，如系統鑑別的誤差、外界干擾、訊號傳輸的延遲等，使模擬結果和實驗結果有所差異。但由實驗結果所示，其系統響應仍是在預設的規格內，也凸顯出量化回授理論之效果。

表 4.1 模擬結果和實驗結果的比較

	模擬結果	實驗結果
誤差	0.04 ° (1.7 %)	0.1 ° (4.3 %)
安定時間	1.2 ms	30 ms

4.3 雙軸微面鏡控制實驗結果

將內、外環控制器和前授濾波器在 simulink 控制架構中設定好並進行即時控制，如圖 4.11 所示。參考輸入分為兩種不同的弦波，一種為為振幅 1.14° (0.02 rad)、頻率為共振頻 10700 Hz 的弦波用以驅動內環；外環則是用振幅 1.14° (0.02 rad)、頻率為共振頻 648 Hz 的弦波。但由於硬體的極限而無法驗證 SITO 的控制性能，因此先採用單軸控制架構的方法驗證內、外環的控制系統是否可以工作。

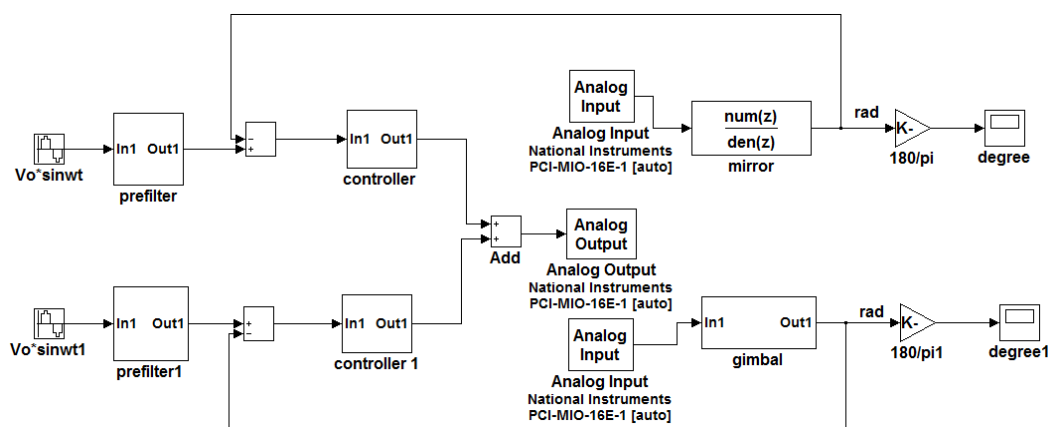


圖 4.11 實際控制架構之 Simulink 圖

4.3.1 外環控制實驗結果

外環之開迴路響應圖的穩態部份，如圖 4.12。從圖中可以明顯看出輸入和輸出有 180° 相位差且輸出響應也沒達到所要求的轉角，因此需要藉由加入控制系統做改善。

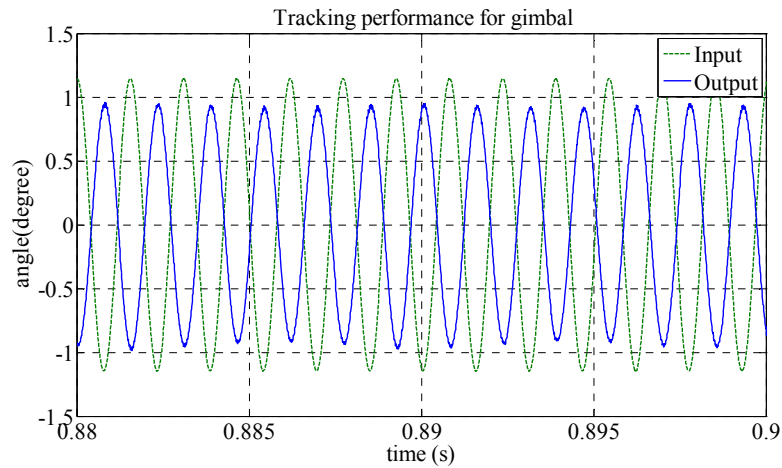


圖 4.12 外環之開迴路輸出響應圖

加入外環控制系統後，對於外環的控制結果如圖 4.13 和圖 4.14 所示。

和開迴路響應比對後可以明顯看出響應部份改善許多，不但消除相位差的問題且追蹤誤差約為 0.05° (約輸入的 4.3%)，安定時間約為 12 ms，結果符合本研究的設計要求。

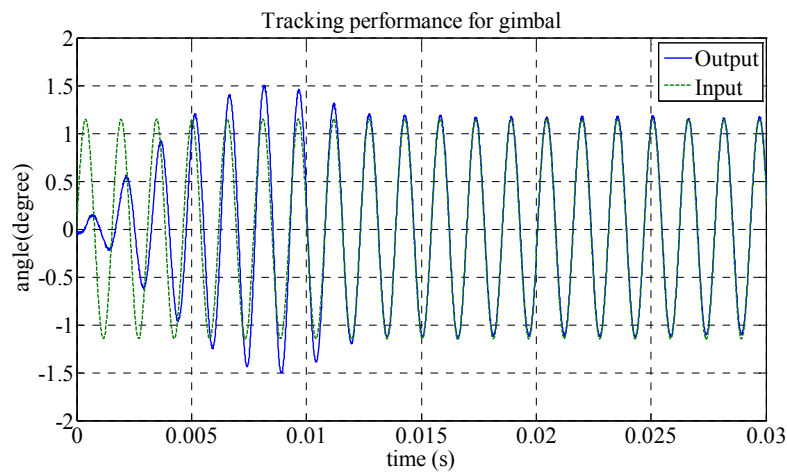


圖 4.13 外環控制之閉迴路輸出響應圖

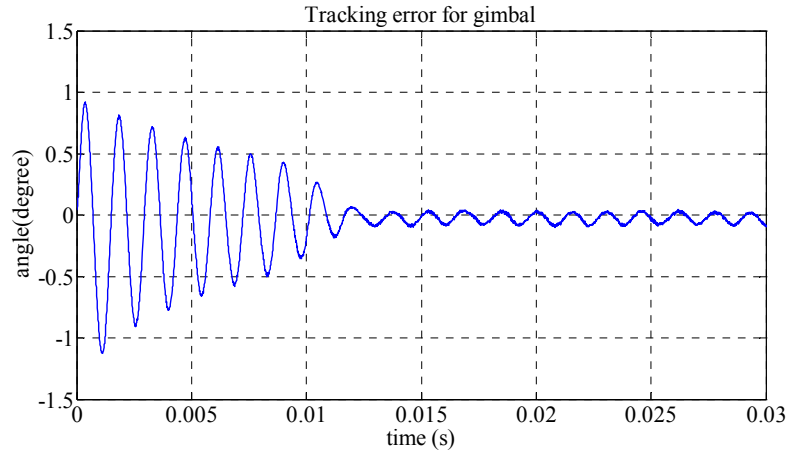


圖 4.14 外環控制之追蹤誤差

4.3.2 內環控制實驗結果

內環之的開迴路響應圖的穩態部份，如圖 4.15 所示。從圖中可以明顯看出不但輸入和輸出有相位差，大約差了 180° 且振幅也相差許多。因此，需要藉由控制系統做改善，但是所輸出的控制結果(control effort)轉成電壓後會比外環大上許多。

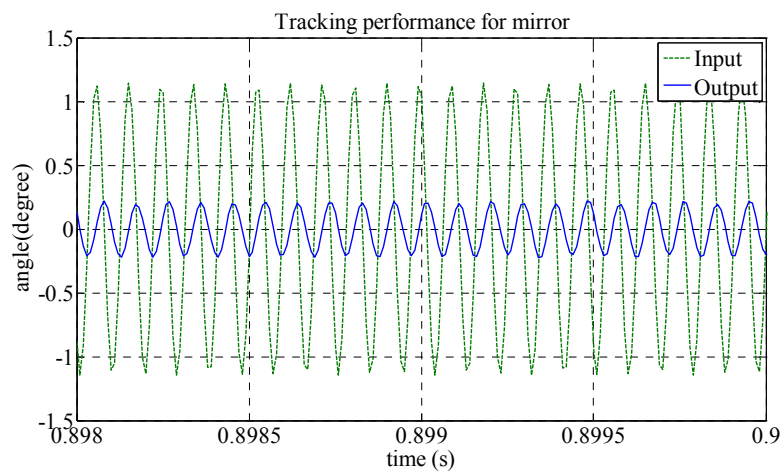


圖 4.15 內環控制之開迴路輸出響應圖

加入內環控制系統後，對於內環的控制結果如圖 4.16 和圖 4.17 所示。

和開迴路響應比對後可以明顯看出響應部份改善許多，雖然消除相位差的問題但追蹤誤差約為 0.1° (約輸入的 8.7%)，安定時間約為 40 ms，結果不是很好。推測問題在於內環頻率過高(10700 Hz)但是取樣頻率卻受限於軟體而只有 100 kHz，造成一個週期的弦波點數不足進而使結果失真，計算點數的方法並帶入內、外環的資訊以驗證，結果如下式：

$$\text{Samples per period for sine wave} = 2\pi / (\text{frequency} * \text{sampling time}) \quad (4-1)$$

$$\text{內環: } 2\pi / (10680 * 1 \times 10^{-5}) = 59 \text{ samples} \quad (4-2)$$

$$\text{外環: } 2\pi / (648 * 1 \times 10^{-5}) = 970 \text{ samples} \quad (4-3)$$

所以從計算結果可以清楚內環弦波的點數過少，容易造成控制結果失真。

另一方面則由於輸出的控制結果因硬體的限制造成飽和現象而使安定時間拉長，因此這方面需要更換硬體才有辦法解決。

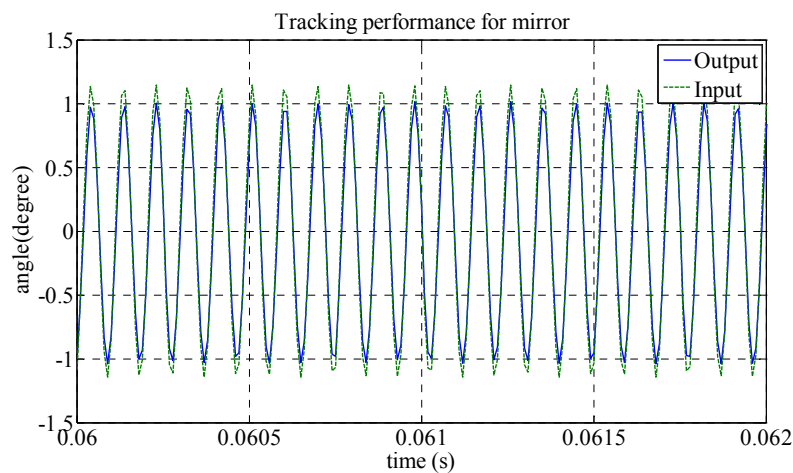


圖 4.16 內環控制之閉迴路輸出響應圖

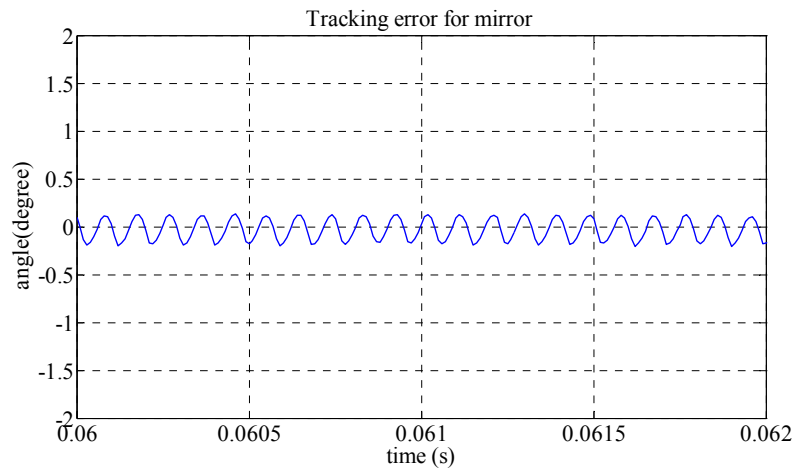


圖 4.17 內環控制之追蹤穩態誤差



第五章 結論與未來工作

5.1 結論

本研究成功建立單軸和雙軸之電磁式微面鏡的系統轉移函數及成功設計控制系統並實現於元件上，接著將分別描述其結果

單軸電磁式微面鏡：

1. 只針對單一元件特性去用 LQR 做設計，可以得到很好得強健穩定度但比較適合用於沒有參數不確定性的元件上，因此用於有參數不確定性的其他元件上誤差就會變大。
2. QFT 設計方法就是把參數不確定性也考慮進來，利用量化回授理論設計控制器和前授濾波器，設計出來的控制系統可以兼顧強健穩定度和強健性能，因此適用於有參數不確定性的元件上。
3. 實作時因元件有參數不確定性的因素，所以採用 QFT 所設計出的控制系統進行實驗，從實驗結果可以得知系統響應都在預設的規格內，也凸顯出量化回授理論之效果。
4. 模擬結果誤差為 1.7 %，安定時間約為 12 ms，符合本研究所定出的誤差小於 10 %，安定時間小於 60 ms。
5. 實驗結果誤差為 4.3 %，安定時間約為 30 ms，符合本研究所定出的誤差小於 10 %，安定時間小於 60 ms。

雙軸電磁式微面鏡：

1. 在單輸入、多輸出的系統下，控制系統的設計不像單輸入、單輸出系統一樣容易，必須考慮系統之方向性，才能讓系統間有較佳之表現。
2. 有耦合及參數不確定的系統需藉由結合 SITO 的控制法則減小耦合現象。
3. 在 SITO 系統中無法有滿秩數，所以必須將控制器分成增益部份和方向部份，再藉由 QFT 去設計控制器增益部份。
4. 模擬結果分別為內環誤差 0.52 % 及外環誤差 0.52 %，內環安定時間約為 18 ms 及外環安定時間 17 ms，符合本研究所定出的誤差小於 10 %，安定時間小於 60 ms。
5. 實驗結果為內環誤差 8.7 % 及外環誤差 4.3 %，內環安定時間約為 40 ms 外環安定時間 12 ms，符合本研究所定出的誤差小於 10 %，安定時間小於 60 ms。
6. 在實作上，因軟、硬體的限制無法有完整的實驗結果，控制系統無法發揮其功用。

5.2 未來工作

未來工作如下：

1. 更改實驗架構，架設 PIC 單晶片及 AD/DA 晶片組以完整控制電磁式微面鏡。
2. 對雷射路徑做編碼，並配合控制雙軸微面鏡以投射出預期的文字或簡單的影像。



參考文獻

- [1] H. Miyajima and N. Asaoka “A MEMS Electromagnetic Optical Scanner for a Commercial Confocal Laser Scanning Microscope,” *Journal of Micro ElectroMechanical Systems*, vol. 12, pp. 243-251, no. 3, 2003.
- [2] C. H. Ji and Y. K. Kim, “Electromagnetic Micromirror Array With Single-Crystal Silicon Mirror Plate and Aluminum Spring,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, pp. 5841-5847, no. 3, 2003.
- [3] N. Asada, H. Matsuki, K. Minami, and M. Essashi, “Silicon Micromachined Two-dimensional Galvano Optical Scanner, ” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 30, pp. 4647-4649, 1994.
- [4] H. A. Yang and W. Fang, “A Novel Coil-less Lorentz Force 2D Scanning Mirror Using Eddy Current,” *the 19th International Conference on IEEE Micro ElectroMechanical Systems*, Istanbul, Turkey, Jan. 22-26, pp. 774-777, 2006.
- [5] 湯宗霖, ”利用靜磁力與勞侖茲力驅動雙軸循序掃描面鏡,” 國立清華大學碩士論文, 2007.

- [6] H. Urey, "Torsional MEMS Scanner Design for High Resolution Display Systems," *Proc. SPIE*, vol. 4773, pp. 27-37, 2002.
- [7] C. H. Ji, S. H. Ahn, K. C. Song, H. K. Yoon, M. Choi, S. C. Kim, and J.U. Bu, "Dual-Axis Electromagnetic Scanning Micromirror Using Radial Magnetic Field," the 19th *International Conference on IEEE Micro ElectroMechanical Systems*, Istanbul, Turkey, Jan. 22-26, pp. 32-35, 2006.
- [8] M. Huja and M. Husak, "Thermal Microactuators for Optical Purpose," *International Conference on Information Technology: Coding And Computing*, pp. 137-142, April 2-4, 2001.
- [9] J. Singh, J. H. S. Teo, Y. Xu¹, C. S. Premachandran, N. Chen, R. Kotlanka, M. Olivo, and C. J. R. Sheppard, "A Two Axes Scanning SOI MEMS Micromirror for Endoscopic Bioimaging," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 18, pp. 025001(1-9), 2008.
- [10] M. G. Harris and D. M. Gibbs, "A piezoelectric Actuated Scanning Mirror System Utilizing a Type one Control Loop," *IEEE Proceedings on Energy and Information Technologies in the Southeast*, vol. 3, pp. 1267-1274, 1989.

- [11] M. H. Kiang and D. A. Francis, "Actuated Polysilicon Micromirrors for Raster-scanning Displays," *International Conference on Solid State Sensors and Actuators*, vol. 1, pp. 323-326, June 1997.
- [12] H. Schenk, P. Durr, D. Kunze, H. Lakner, and H. Kuck, "An Electrostatically Excited 2D-micro-scanning-mirror with an In-plane Configuration of Driving Electrodes," *the 13th International Conference on IEEE Micro ElectroMechanical Systems*, Miyajaki, Japan, pp. 473-478, Jan. 23-27, 2000.
- [13] B. W. Yoo¹, J. H. Park, Y. H. Jang, and Y. K. Kim, "A Low-drift, Open-loop Controlled, Single Crystalline Silicon Micromirror with Floating Field-limiting Shields," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 18, pp. 035031(1-8), 2008.
- [14] J. C. Tsai, L. C. Lu, W. C. Hsu, C. W. Sun, and M. C. Wu, "Linearization of a Two-axis MEMS Scanner Driven by Vertical Comb-drive Actuators," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 18, pp. 015015(1-8), 2008.
- [15] http://www.microvision.com/pico_projector_displays/standalone.html#

- [16] C. Zhang, G. Zhang, and Z. You, "Piezoresistor Design for Deflection Angles Decoupling Measurement of Two-Dimensional MOEMS Scanning Mirror," *Proceedings of the 7th IEEE International Conference on Nanotechnology*, Hong Kong, Aug. 2 - 5, 2007.
- [17] T. C. Tsai and R. Chen, "A Novel Two-dimensional Curled-hinge Comb-drive Micromirror Using CMOS-MEMS Fabrication Process," *Conf. Proc. of Asia-Pacific Conference of Transducers and Micro-Nano Technology*, Singapore, Jun. 25-28, 2006.
- [18] C. M. Lee and R. Chen, "Angular Position Control of Vertical Comb-drive Micro-mirror Using Capacitive Feedback," *Conf. Proc. of Asia-Pacific Conference of Transducers and Micro-Nano Technology*, Singapore, Jun. 25-28, 2006.
- [19] K. M. Liao, Y. C. Wang, C. H. Yeh, and R. Chen, "Closed-loop Adaptive Control for Electrostatically Driven Torsional Micromirrors" *Journal of Microlithography, Microfabrication, and Microsystems*, vol. 4, no. 4, 2005.
- [20] J. H. Chen, W. Weingartner, A. Azarov, and R. C. Giles, "Tilt-angle Stabilization of Electrostatically Actuated Micromechanical Mirrors

- Beyond the Pull-in Point,” *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 13, no. 6, pp. 988-997, 2004.
- [21] 鐘興宜，”垂直梳狀致動微掃瞄鏡之分析與控制” 國立清華大學動力機械工程系 碩士論文，2004.
- [22] J. C. Chiou, Y. C. Lin and, S. D. Wu, “Closed-loop Fuzzy Control of Torsional Micromirror With Multiple Electrostatic,” *IEEE/LEOS Optical Micro ElectroMechanical Systems*, pp. 85-86, 2002.
- [23] N. Yazdi, H. Sane, T. D. Kudrle, and C. H. Mastrangelo, “Robust Sliding-mode Control of Electrostatic Torsional Micromirror Beyond The Pull-in Limit,” *The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems*, vol. 2, pp. 1450- 1453, Boston. June 8-12, 2003.
- [24] T. Juneau, K. Unterkofler, T. Seliverstov, S. Zhang, and M. Judy, “Dual-axis Optical Mirror Positioning Using a Nonlinear Closed-loop Controller,” *The 12th International Conference on Solid Stale Sensors, Actuators and Microsystems*, vol. 1, pp. 560-563, Boston, June 8-12, 2003.

- [25] Y. Zhao, F. E. H. Tay, G. Zhou, and F. S. Chau, "Fast and Precise Positioning of Electrostatically Actuated Dual-Axis Micromirror By Multi-loop Digital Control," *Sensor and Actuators A: Physical*, vol. 132, pp. 412-428, 2006.
- [26] S. Pannu, C. Chang, R. S. Muller, and A. P. Pisano, "Closed-loop feedback-control System for Improved Tracking in Magnetically Actuated Micromirrors," *IEEE/LEOS Optical Micro ElectroMechanical Systems*, pp. 107-108, 2000.
- [27] Y. Nagatani, T. Fujita, Y. Hashino, and K. Maenaka, "Output Feedback System for MEMS Mirror Control," *Conf. Proc. of Asia-Pacific Conference of Transducers and Micro-Nano Technology*, Singapore, Jun. 25-28, 2006.
- [28] Y. Nagatani, T. Fujita, Y. Hashino, and K. Maenaka, "Precise Control of A 2D MEMS Mirror," *Conf. Proc. Of Asia-Pacific Conference of Transducers and Micro-Nano Technology*, Taiwan, Jun. 22-25, 2008.
- [29] C. H. Houpis and S. J. Rasmussen, *Quantitative Feedback Theory: Fundamentals and Applications*, Marcel Dekker, New York, 1999.

- [30] O. Yaniv, *Quantitative Feedback Design of Linear and Nonlinear Control Systems*, Kluwer Academic Publishers, New York, 1999.
- [31] J. Freudenberg and R. Middleton, "Properties of Single Input, Two Output Feedback systems," *International Journal of Control*, vol. 72, no. 16, pp. 1446-1465, 1999.

