

國立成功大學  
機械工程學系  
碩士論文

輸入修正法與回授控制於多自由度長距離移動  
系統之應用與研究

Suppression of Residue Vibration for a Two-Degree of Freedom  
System During Long Range Motion Using Command Shaping  
Methods and Control

研究生：林莞慈  
指導教授：陳國聲

中華民國九十六年七月

國立成功大學

碩士論文

輸入修正法與回授控制於多自由度長距離移動系統之應用與研究

Suppression of Residue Vibration for a Two-Degree of Freedom System During Long Range Motion Using Command Shaping Methods and control

研究生：林莞慈

本論文業經審查及口試合格特此證明

論文考試委員：

楊久祥

陳彥銘

陳國聲

指導教授：陳國聲

系(所)主管：郭錦祚

中華民國 96 年 7 月 4 日

## 中文摘要

殘留振動的存在，影響了撓性機件傳輸運動之精度定位，增加達成工作目標所需要的時間，並降低其工作效率。減少殘留振動的方法有閉迴路設計的回授控制以及開迴路設的輸入修正法。回授控制具有抵抗干擾與提供系統強健性的能力，但往往需與系統妥協而影響控制系統性能表現。而輸入修正法提供了一個有效且快速的減振方法，能有效地縮短安定時間及抑制殘留振動，但輸入修正法屬於廣義的開迴路控制，對外界干擾無抵抗能力，無法完全消除其造成的殘留振動。於本文中，建立了一雙自由度長距離移動系統之模型，分別利用輸入修正法與回授控制系統以抑制於移動過程中造成的殘留振動。依系統本身的性能限制設計輸入修正法，模擬分析和實驗結果顯示，線性輸入修正法能有效地抑制殘留振動，且可根據其所需求之條件選用不同的輸入修正模式，於加/減速過程所殘留下的 Undershoot/Overshoot 最大為未修正前的二分之一。回授控制方面，我們分別設計了頻率響應控制與全狀態回授控制，其結果顯示，全狀態回授能夠快速且有效將系統振動抑制至 0。本文研究結果將有助於應用在需要快速且穩定的長距離移動之相關應用。

關鍵詞：輸入修正、殘留振動、長距離移動系統、回授控制、頻率響應控制、全狀態回授

# Abstract

Residual vibration control is crucial for numerous applications in long-range precision transportation applications such as gantry cranes and wafer steppers. These systems usually require a fast maneuver with small motion-induced vibration amplitudes. In order to achieve this goal, residual vibration resulting from structure motion must be analyzed and suppressed. In this work, a two-degree of freedom pendulum system mounted on a linear servomotor was designed and fabricated to simulate the motion of cranes and wafer steppers in high speed rest-to-rest maneuver, both open-loop command shaping and closed-loop multivariable control techniques were utilized and developed to evaluate their performance in suppression of residual vibration induced by transportation. Four command shaping schemes, namely: 2-pulse ZV, 3-pulse ZV, ZVD, and 2×3 MIS ZVD, were developed and implemented. Their performance, such as overshoot reduction, settling time, and robustness against system parameter variables, were characterized and compared. The results indicate that the ZV scheme could achieve the fastest settling time, while the 2×3 MIS ZVD approach could yield a minimal undershoot/overshoot. The robustness of these shapers was investigated through simulations and experiments and the results shows that the ZVD and the 2×3 MIS ZVD shapers are most capable to resist dynamic parameter variations than others methods. Two feedback control schemes: i.e., frequency control for SISO systems and full state feedback control for MIMO systems were also developed and applied to the system in conjunction with laser sensors and electromagnetic actuators. The simulation and experimental results indicated that the full state feedback control scheme, in together with a full-state observer, has better capability to yield a better performance. In addition, in comparison with control system design based on linearized dynamics, the feedback linearization approach could effectively compensate the nonlinearity of electromagnets. Finally, by comparing the robustness, overshoot reduction, settling time, and power consumption of these command shaping and feedback control schemes, it was found that the full state feedback control has the best performance but it also demand the most power consumption during maneuvers. In summary, both simulation and experimental results have successfully demonstrated that both command shaping and feedback control approaches are feasible for vibration reduction and suitable for the mechatronics applications which requires high quality long-range transportations.

**Key word :** command shaping, residue vibration, long-range transportation, feedback control, full state feedback control, electromagnetic actuations

## 致謝

回首二年來，點滴在心頭，對機電與微系統動態實驗室而言，我只是個匆匆過客，但...卻是我充滿眼淚與歡笑的地方。在這裡，我經歷了火燒屁股實驗卻還做不出來的挫折。在這裡，我得到了面對問題如何解決的經驗。在這裡，我看到了以前只在書上看過的儀器與設備。在這裡，我從一群優秀的人身上學到了許多不同的知識...

首先，感謝我的指導教授陳國聲老師，在研究過程中的指導與協助，以及資源充裕的實驗環境。在我剛邁入研究生生活時，曾因實驗室每週至少二次的 meeting 與實驗上的操作感到壓力與恐懼，害怕站在台上承受眾人的目光，害怕把儀器設備弄爆，但二年後的我，學會了表達的技巧，研究上更能從理論跨越實務，在實驗過程中，更訓練了我邏輯思考與解決問題的能力。而每個月最期待的就是聚餐，能和實驗室的同仁們一起吃吃喝喝，拋棄研究進度和 MEETING 的壓力，這一切都要感謝恩師，因為有您，才有如此良好的研究環境。

感謝實驗室所有同仁，因為有你們，讓實驗室不只是個學術研究的地方，也是個充滿溫暖的大家庭。謝謝敬元學長，帶領我進入研究生生活，在我還是笨笨碩零時，還常特地打電話給我，讓我參加實驗室聚餐。謝謝坤銓學長，我去新竹上課時還請我吃飯，帶我逛新竹市。謝謝博士班廣順學長，當我遇到實驗上的困難時，常常都是您陪著我解決。謝謝博士班修銘學長，給予我修課與日常生活上的協助，帶我們去吃好吃的食物。謝謝同儕嘉良，宏益和志中，在研究過程中的相互扶持與幫助，嘉良讓我們常常有蝦子可以吃，宏益大方地把論文當範例，志中教我很多有關半導體製程方面的資訊。謝謝學弟 PON PON，韋澄在實驗上幫忙，

謝謝延彰，聖傑，迪隆，小戴，韋澄，裕峰在日常生活的協助，謝謝廖學長不定時的出糗，謝謝實驗室之友星滿天三不五時的串門子，讓我二年的研究生生活更加多彩多姿。

感謝楊天祥教授與陳彥銘教授，在百忙之中抽空前來為學生口試，也因為兩位教授所給予的建議，使論文的內容更加完善與豐富。

感謝中山大學的蘇耀騰教授，因為您在自動控制這門課上的用心教學，讓我對這領域產生興趣。

謝謝中山的學長與同學們，特別是阿喵，小叮噹與阿佶等，謝謝你們的照顧，吃喝玩樂都不忘算我一份，還有一堆笑死人不償命的笑話。謝謝我的高中同窗:宜禎，阿計，…國中同學:欣欣，啟竝，…在我心情不好時，聽我吐苦水。

感謝一直支持我的家人們，爸爸，媽媽，姊姊，弟弟，還有四隻可愛的兔子與代斌，謝謝你們的付出與鼓勵，讓我能專心地追求我的夢想。

感謝這一路走來，在我身邊陪伴我，支持我，與幫助我的所有人，因為你們的付出，讓此論文能順利的完成，謝謝!

# 目錄

摘要.....	I
Abstract.....	II
致謝.....	III
目錄.....	V
表目錄.....	IX
圖目錄.....	X
符號說明.....	XVI

## 第一章 緒論

1.1 前言.....	1
1.2 輸入修正法與回授控制之文獻研究.....	4
1.2.1 輸入修正法之文獻研究.....	4
1.2.2 回授控制相關研究.....	7
1.3 研究動機及目的.....	9
1.4 全文架構.....	10

## 第二章 文獻回顧與背景介紹

2.1 本章介紹.....	12
2.2 輸入修正法背景介紹.....	13
2.2.1 輸入修正法之數學理論.....	14
2.3 輸入修正法之應用.....	19
2.4 回饋控制.....	25
2.4.1 頻率響應控制.....	25
2.4.2 全狀態回授控制.....	27

2.4.3 全狀態回授控制器設計 .....	33
2.5 本章結論 .....	34

### 第三章 實驗系統與方法介紹

3.1 問題確定與研究規劃 .....	35
3.2 實驗系統架構 .....	39
3.3 系統建模 .....	43
3.4 系統參數量測 .....	45
3.5 控制方法介紹 .....	47
3.5.1 線性輸入修正法 .....	47
3.5.2 頻率響應控制 .....	48
3.5.3 狀態回授控制 .....	51
3.6 本章結論 .....	52

### 第四章 輸入修正法模擬與實驗

4.1 本章介紹 .....	53
4.2 線性輸入修正法設計 .....	54
4.2.1 Two-pulse ZV 法 .....	55
4.2.2 Three-pulse ZV 法 .....	56
4.2.3 ZVD 法 .....	57
4.2.4 2x3 MIS ZVD 法 .....	59
4.3 線性輸入修正法之模擬與實驗結果 .....	61
4.3.1 2-pulse ZV 法 .....	62
4.3.2 3-pulse ZV 法 .....	64
4.3.3 ZVD 法 .....	65



4.3.4 2x3 MIS ZVD 法 .....	67
4.3.5 結果討論 .....	68
4.4 參數不確定之強健性比較 .....	69
4.5 實驗結果討論 .....	73
4.6 本章結論 .....	74

## 第五章 頻率響應控制與實驗

5.1 本章介紹 .....	75
5.2 系統動態 .....	77
5.3 頻率響應控制器設計 .....	80
5.4 頻率響應控制器實現之模擬分析與實驗結果 .....	87
5.5 實驗結果討論 .....	95
5.6 本章結論 .....	96

## 第六章 全狀態回授控制

6.1 本章介紹 .....	97
6.2 系統動態 .....	98
6.3 電磁鐵操作點線性化之估測器設計 .....	101
6.3.1 全階狀態估測器 .....	101
6.3.2 最小階狀態估測器 .....	109
6.3.3 估測器討論 .....	111
6.4 電磁鐵操作點線性化之全狀態回授控制器設計 .....	112
6.5 電磁鐵操作點線性化之模擬分析與實驗驗證 .....	115
6.6 電磁鐵回饋線性化之估測器與控制器設計 .....	117
6.7 電磁鐵回饋線性化之模擬分析與實驗驗證 .....	120

6.8 實驗結果討論 .....	122
6.9 本章結論 .....	124

## 第七章 研究結果討論

7.1 本章介紹 .....	125
7.2 輸入修正法摘要 .....	126
7.3 回授控制摘要 .....	128
7.4 參數敏感度比較 .....	130
7.4.1 下層掛勾質量 $m_2$ 之敏感度比較 .....	130
7.4.2 上層掛勾質量 $m_1$ 之敏感度比較 .....	132
7.4.3 上層擺長 $L_1$ 之敏感度比較 .....	134
7.4.4 對下層擺長 $L_2$ 之敏感度比較 .....	136
7.4.5 敏感度綜合討論 .....	137
7.5 振動抑制能力討論 .....	138
7.5.1 Overshoot .....	138
7.5.2 安定時間 .....	140
7.5.3 能量 .....	142
7.6 綜合討論 .....	145
7.7 本章結論 .....	146

## 第八章 結論與未來展望

8.1 全文歸納 .....	147
8.2 結論 .....	149
8.3 本文貢獻 .....	150
8.4 未來展望 .....	151

## 表目錄

表 3.1 線性馬達重要規格.....	41
表 3.2 雷射位移感測器重要規格.....	41
表 3.3 電源供應器重要規格.....	42
表 3.4 電磁致動器參數.....	46



# 圖目錄

圖 1.1	機械手臂 .....	2
圖 1.2	運櫃天車 .....	2
圖 1.3	wafer stepper.....	3
圖 1.4	經過與未經過輸入修正之輸入/輸出關係圖.....	3
圖 1.5	機械手臂 .....	5
圖 1.6	X-Y 循跡紀錄平台 .....	5
圖 1.7	德州儀器數位鏡片分解圖 .....	6
圖 1.8	(a)梳形致動器 (b) 靜電致動平行板 (c) contact RF switch.....	6
圖 1.9	論文架構圖 .....	11
圖 2.1	本章架構 .....	12
圖 2.2	輸入修正法之研究過程與歷史.....	13
圖 2.3	輸入修正示意圖 (a) ZV shaper (b) ZVD shaper .....	16
圖 2.4	ZV shaper 與 ZVD shaper 之靈敏度曲線 .....	16
圖 2.5	(a)二個 2-pulse ZV shaper 的褶積 (b) 2-pulse ZV shaper 與 3-pulse ZV shaper 的褶積 .....	17
圖 2.6	機械手臂之軌跡控制 .....	20
圖 2.7	未使用輸入修正法(a) 旋轉角度 (b) 末端振動量.....	20
圖 2.8	使用 ZV 輸入修正法(a) 旋轉角度 (b) 末端振動量 .....	20
圖 2.9	X-Y 循跡紀錄平台 .....	21
圖 2.10	利用輸入修正法改善 X-Y 循跡紀錄平台循跡能力.....	21
圖 2.11	Gantry crane model.....	21
圖 2.12	系統末端 payload 響應 (a)未使用輸入修正法(b)使用輸入修正法.....	22

圖2.13	Middeck Active Control Experiment (MACE).....	22
圖2.14	閉迴路之 STOS 控制系統示意圖.....	23
圖2.15	壓電式光纖定位平台圖.....	23
圖2.16	壓電式光纖對位精密平台 左圖：未使用演算法控制 右圖：使用演算法控制後.....	24
圖2.17	方波軌跡追蹤之比較 (a)未使用演算法控制、(b)使用演算法控制後.....	24
圖2.18	離散控制系統流程圖.....	26
圖2.19	全階狀態估測器示意圖.....	27
圖2.20	最小階狀態估測器示意圖.....	29
圖2.21	全狀態回授控制示意圖.....	33
圖3.1	Genetic model 示意圖 (a)轉動運動，(b)直線運動.....	35
圖3.2	懸吊天車示意圖.....	36
圖3.3	wafer stepper 示意圖.....	37
圖3.4	wafer stepper 系統建模之自由體圖.....	37
圖3.5	本章架構.....	38
圖3.6	系統示意圖與實體圖.....	40
圖3.7	馬達實體圖.....	40
圖3.8	實驗系統實體圖.....	41
圖3.9	電磁致動器實際成品.....	42
圖3.10	電壓轉電流放大器實體圖.....	42
圖3.11	系統自由體圖.....	44
圖3.12	頻譜分析圖.....	46
圖3.13	輸入修正法之實驗流程圖.....	48
圖3.14	頻率響應控制示意圖.....	49

圖3.15	回授控制之流程圖	50
圖4.1	本章架構	53
圖4.2	馬達速度切換圖	54
圖4.3	馬達輸入命令	55
圖4.4	2-pulse ZV shaper command	55
圖4.5	3-pulse ZV shaper command	57
圖4.6	ZVD shaper command	58
圖4.7	2x3 MIS ZVD shaper command	59
圖4.8	系統振動絕對位移圖	61
圖4.9	未使用輸入修正法時系統振動相對圖	62
圖4.10	輸入修正法實現流程圖	62
圖4.11	經 2-pulse ZV shaper 後的馬達輸入命令	63
圖4.12	系統經 2-pulse ZV 法後之模擬與實驗結果	63
圖4.13	經 3-pulse ZV shaper 後的馬達輸入命令	64
圖4.14	系統經 3-pulse ZV 法後之模擬與實驗結果	65
圖4.15	經 ZVD shaper 後的馬達輸入命令	66
圖4.16	系統經 ZVD 法後之模擬與實驗結果	66
圖4.17	經 2x3 MIS ZVD shaper 後的馬達輸入命令	67
圖4.18	系統經 2x3 MIS ZVD 法後之模擬與實驗結果	68
圖4.19	2 pulse ZV 法週期變異之敏感度曲線	70
圖4.20	3 pulse ZV 法週期變異之敏感度曲線	70
圖4.21	ZVD 法週期變異之敏感度曲線	71
圖4.22	2x3 MIS ZVD 法週期變異之敏感度曲線	71
圖4.23	輸入修正法對頻率變異之強健性模擬比較	72
圖4.24	輸入修正法對頻率變異之強健性實驗比較	72

圖5.1	本章架構	76
圖5.2	系統 bode diagram	79
圖5.3	控制系統示意圖	80
圖5.4	系統於 w domain 之 bode diagram	81
圖5.5	系統於 w domain 加入 notch filter 之 bode diagram	82
圖5.6	系統於 w domain 加入 notch filter 與相位領先控制器之 bode diagram	83
圖5.7	系統於 w domain 加入 notch filter 與相位領先-落後控制器之 bode diagram	84
圖5.8	系統於 w domain 加入 notch filter，相位領先-落後控制器與 roll-off filter 之 bode diagram	85
圖5.9	notch filter 實現圖	87
圖5.10	phase lead-lag controller 實現圖	87
圖5.11	系統閉迴路控制之 simulink 等效模型	88
圖5.12	利用頻率響應之控制結果	89
圖5.13	roll-off filter 實現圖	89
圖5.14	系統加入了 roll-off filter 之控制模擬結果	90
圖5.15	控制流程圖	91
圖5.16	notch filter 與 phase lead-lag control 之實驗結果	92
圖5.17	馬達行走不同方向並利用 notch filter 與 phase lead-lag control 控制之實驗結果	92
圖5.18	包含 notch filter，phase lead-lag control 與 roll-off filter 之 控制器實驗結果	93
圖5.19	控制輸出電流	94
圖6.1	本章架構	97

圖6.2	全階估測器 .....	101
圖6.3	主極點設置之示意圖 .....	103
圖6.4	利用 $[x_2]$ 設計全階狀態估測器模擬誤差 .....	105
圖6.5	利用 $[x_2]$ 設計全階狀態估測器之實驗誤差 .....	105
圖6.6	利用 $[x_2]$ 設計全階狀態估測器之參數妥協實驗結果 .....	106
圖6.7	利用 $[x_1 \ x_2]'$ 設計全階狀態估測器之模擬結果 .....	108
圖6.8	利用 $[x_1 \ x_2]'$ 設計全階狀態估測器之實驗結果 .....	109
圖6.9	利用 $[x_2]$ 設計最小階狀態估測器之實驗結果 .....	110
圖6.10	利用 $[x_1 \ x_2]$ 設計最小階狀態估測器之實驗結果 .....	111
圖6.11	全狀態回授控制器流程圖 .....	112
圖6.12	操作點線性化之模擬結果 .....	115
圖6.13	操作點線性化之實驗結果 .....	116
圖6.14	電磁鐵回饋線性化之模擬結果 .....	120
圖6.15	電磁鐵回饋線性化之實驗結果 .....	121
圖7.1	本章架構 .....	125
圖7.2	對上層掛勾質量 $m_2$ 變異之 overshoot 敏感度曲線 .....	131
圖7.3	對上層掛勾質量 $m_1$ 變異之 residue vibration 敏感度曲線 .....	132
圖7.4	對上層掛勾質量 $m_1$ 變異之 overshoot 敏感度曲線 .....	133
圖7.5	對上層掛勾質量 $m_1$ 變異之 residue vibration 敏感度曲線 .....	133
圖7.6	對上層擺長 $L_1$ 變異之 overshoot 敏感度曲線 .....	134
圖7.7	對上層擺長 $L_1$ 變異之 residue vibration 敏感度曲線 .....	135
圖7.8	對下層擺長 $L_2$ 變異之 overshoot 敏感度曲線 .....	136
圖7.9	對下層擺長 $L_2$ 變異之 residue vibration 敏感度曲線 .....	136
圖7.10	各種控制方法 overshoot 之模擬結果比較 .....	139



圖7.11 各種控制方法 overshoot 之實驗結果比較.....	139
圖7.12 各種控制方法 overshoot 之結果比較.....	140
圖7.13 各種控制方法安定時間之模擬結果比較.....	141
圖7.14 各種控制方法安定時間之實驗結果比較.....	141
圖7.15 振動抑制所需能量之模擬結果比較.....	144



## 符號

$x$	系統位移
$\omega$	系統自然頻率
$\omega_d$	系統有阻尼自然頻率
$\zeta$	阻尼比
$F(t)$	外力輸入
$A_i$	第 $i$ 個脈衝輸入的強度
$T_i$	第 $i$ 個脈衝輸入的時間
$m$	脈衝總數
$\omega_a$	系統真實自然頻率
$\omega_m$	設計輸入修正法所採用的頻率
$T$	系統週期
$T_1$	系統第一模態週期
$K$	全狀態回授控制增益矩陣
$x(k)$	第 $k$ 個取樣點之系統狀態向量
$\tilde{x}(k)$	估測第 $k$ 個取樣點之系統狀態向量
$u(k)$	系統第 $k$ 個取樣點之輸入向量
$y(k)$	系統第 $k$ 個取樣點之輸出向量
$G$	離散空間系統矩陣
$H$	離散空間系統輸入矩陣
$C$	離散空間系統輸出矩陣
$K_e$	估測器回饋增益矩陣
$x_a(k)$	系統可量測狀態

$x_b(k)$	系統不可量測狀態
$\ddot{x}$	線性馬達加速度
$\theta_1$	第一層角位移
$\theta_2$	第二層角位移
$x_1$	第一層位移
$x_2$	第二層位移
$L_1$	第一層擺長
$L_2$	第二層擺長
$m_1$	第一層質量
$m_2$	第二層質量
$\omega_1$	系統第一模態之自然頻率
$\omega_2$	系統第二模態之自然頻率
$\omega_{n1}$	設計後系統閉迴路主頻率
$\omega_{n2}$	設計後系統閉迴路次頻率
$V_{\max}$	線性馬達之最大速度
$\delta$	線性馬達加速度作用的時間
$a$	線性馬達加速度
$B$	馬達等速度運動的時間
$T_s$	取樣時間
$\zeta_1$	上層阻尼比
$\zeta_2$	下層阻尼比
$b_1$	上層阻尼項
$b_2$	下層阻尼項

# 第一章 序論

## 1.1 前言

長距離移動系統常用於傳輸運送或精密定位等用途，常見的應用實例如機械手臂(圖 1.1)[1]，天車(圖 1.2)[2]與 wafer stepper(圖 1.3)[3]等，其由傳輸機構帶動載體轉動運動或直線運動。而在運動過程中，系統主體會因加減速造成的慣性力而產生明顯的振動，對於機械手臂而言，殘留振動會造成位置精度不良，天車在運送過程中的振動可能會危害到底下工作人員的安全以及增加工作時間，而 wafer stepper 的殘留振動會降低晶圓廠的效率與良率。對機械系統而言，移動過程中產生的振動或到達定位後的殘留振動除了降低系統在時間或精度上的性能外，更會減少機件之疲勞壽命，故振動抑制不管是在機械設計或是力學分析裡皆是一大重要的課題。

振動抑制方法除了在結構上增加系統的阻尼外，還有線性或非線性的輸入修正法[4-9]，以及線性或非線性的控制[10-12]。在結構上增加系統的阻尼，將會改變系統本身的機械結構，在為了牽制工作性能的情況下，可能會造成系統主體結構過大或是其他的結構問題產生，而對於一已完成或完工的機械系統而言，其能改善的程度有限。輸入修正法的優點為低成本，不須外加感測器與回授控制之制動器，最典型的便是 ZV shaper(Zero-vibration shaper)[5] 與 ZVD shaper (Zero-vibration and derivative shaper)，為根據系統的特性與所須目的來改變系統之輸入形式，如圖 1.4 所示，利用波的破壞性干涉原理來降低系統在移動過程中或到達定位後的振動情形，但對於外界的干擾並無抵抗能力。而回授控制必須加入感測器與回授控制之制動器，成

本與複雜性較高，一般業界最常用的如 PID 控制等，可根據所須的響應條件做調整，對於外界干擾或是輸入誤差能夠立即的感應與制衡。



圖 1.1 機械手臂[1]



圖 1.2 運櫃天車[2]

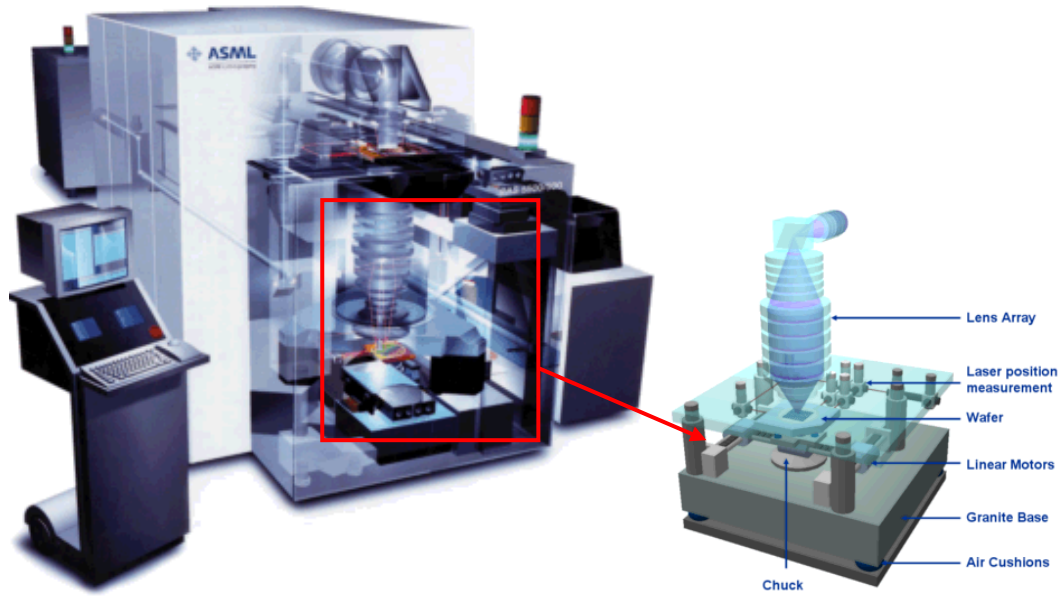


圖 1.3 wafer stepper [3]

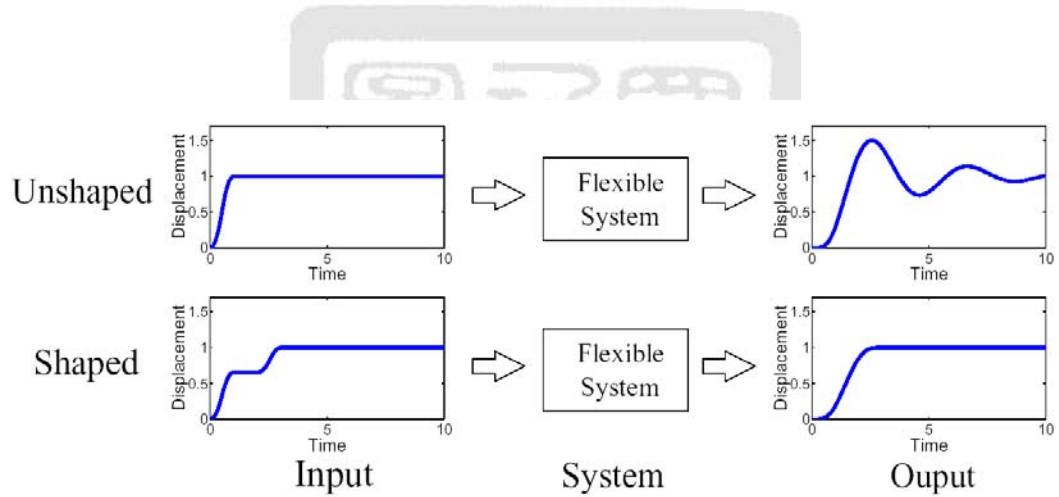


圖 1.4 經過與未經過輸入修正之輸入/輸出關係圖 [5]

## 1.2 輸入修正法與回授控制之文獻研究

### 1.2.1 輸入修正法之文獻研究

輸入修正法最早在 1957 年由 Smith 所提出[4]，其觀念是以波的破壞性干涉原理來達到振動抑制的目的，而工業上的應用卻因當時電子儀器性能的限制，並無法有效的表現出其所宣稱的效果，而近年來，因電子快速發展，硬體上之限制也被解除，故輸入修正法又重新受到研究人員的注意。

輸入修正法主要應用於撓性結構之控制理論，機械動力學，太空結構以及微機電等方面。在撓性結構方面如高速機械手臂之軌跡控制，如圖 1.5，利用輸入修正法改善其定位效果[13]；在精密機械如 X-Y 循跡紀錄平台[14]，如圖 1.6，利用輸入修正法對循跡路徑做些許修正，可讓 X-Y 循跡紀錄平台獲得良好的循跡能力；而在起重機等長距離移動系統方面[15-17]，如圖 1.2，利用輸入修正法改變加減速的形式，雖然會增加到達定位的時間，但可有效地減少傳輸時之擺動。

除此之外，在微機電系統方面，德州儀器公司所發表的數位鏡片顯示系統(digital mirror display system)，如圖 1.7 [8,18-21]，輸入修正法也被設計來控制電壓輸入的大小與順序，可有效的加快鏡片切換速度與降低切換時造成之衝擊力。另外，Chen and Ou [22]針對梳形致動器，靜電致動平行板與 contact RF switch 等微機電元件，如圖 1.8，發展出相關的輸入修正波型，可有效地改善元件的動態性能。而在波動傳遞方面，輸入修正法也可運用於水波的減振 [23]。

而本實驗室與楊天祥教授實驗室組成之研究團隊更將輸入修正法推廣到非線性與連續系統[24-33]，對於非線性系統發展出能量法來解釋，並以實驗驗證此理論之可行性，而本實驗室陳敬元將輸入修正法拓展至電磁制動定位控制與長距離移動系統上[31]，鄭坤銓將輸入修正法應用於 duffing 非線性系統上進行反覆式定位控制[32]，而胡逸群考慮線性輸入修正法於天車系統擺長變化最佳化選擇之研究[33]。

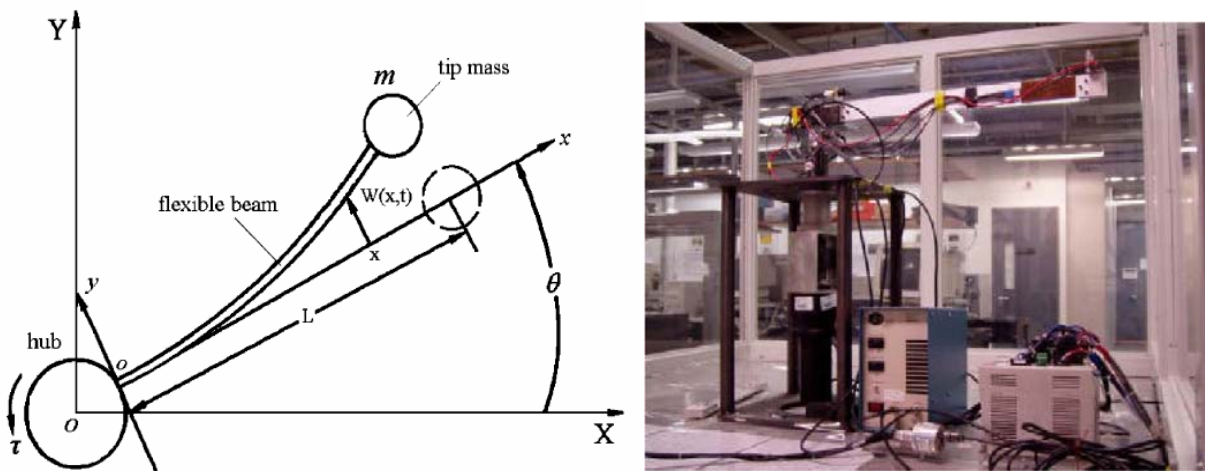


圖 1.5 機械手臂[13]

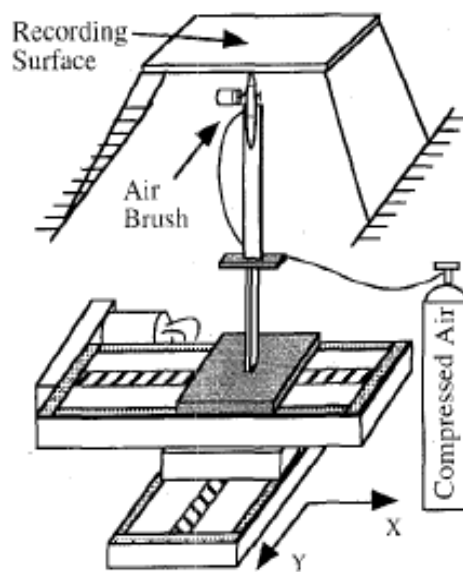


圖 1.6 X-Y 循跡紀錄平台[14]



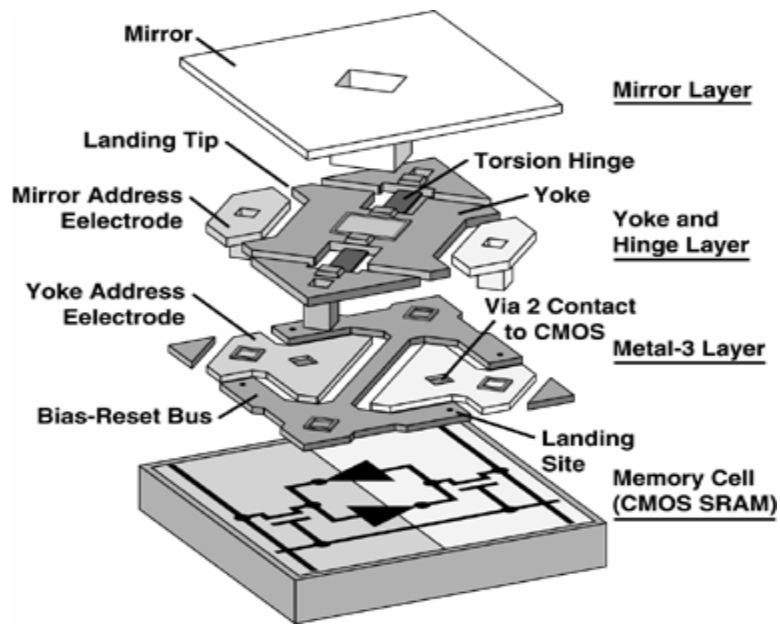


圖 1.7 德州儀器數位鏡片分解圖[21]

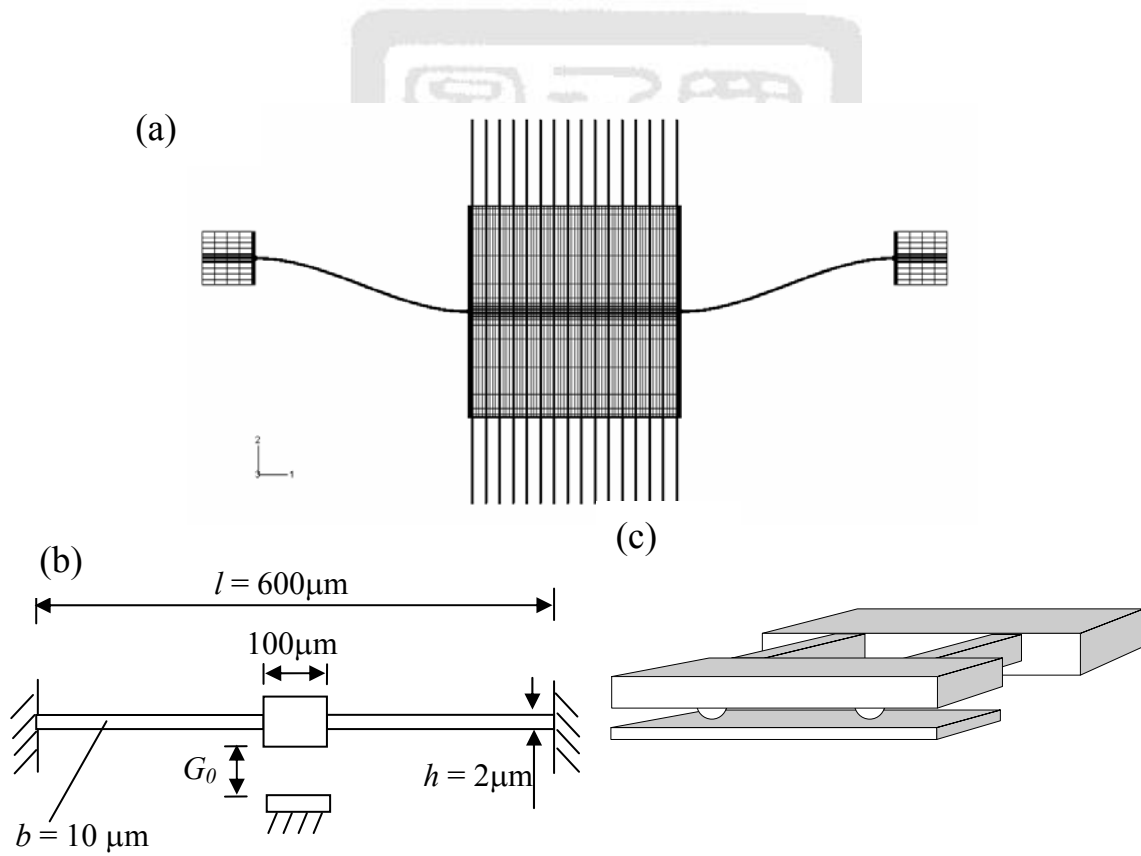


圖 1.8 (a)梳形致動器 (b)靜電致動平行板 (c)contact RF switch[22]

## 1.2.2 回授控制相關研究

於古典控制中，控制器設計為將單輸入單輸出系統整理成轉移函數模式，利用輸出回授串聯補償，而面對多輸入多輸出或時變系統，現代控制學的動態方程式為一容易且有效的表示方式。

閉迴路控制於長距離移動系統傳輸運送減振方面，所設計的控制輸入通常為傳輸機構的加/減速形式。於線性控制方面，Hazlerigg[34]於1972年使用相位落後補償器來抑制殘留振動；Vähä 及 Marttinen[35]於1989年使用比例控制器，藉由回授傳輸機構的位置及載體擺的擺盪角度，於低傳輸速度下設計控制器，使控制後之載重體擺角小於 $3.5^\circ$ ；Ridout[36,37]於1987、1989年所設計的控制回授了傳輸機構的位置、速度及載體擺盪角度來設計回授控制器，可使控制後之載重體擺角小於 $0.3^\circ$ 。而閉迴路控制於精密定位方面，Raymond[38]考慮 wafer stepper 之 chunk 動態，針對系統三個自由度設計 PID 控制器，有效改善位置精度。

回授控制致動器的選擇上，常見如油氣壓致動器，壓電致電器與電磁制動器等。其中，電磁制動器屬於非接觸型，免去機件摩擦阻力的產生，減少裝置中磨耗的問題，可延長機械壽命與減少能量損失。因電磁制動器具非線性特性，一般可利用操作點線性化的技巧，將系統在平衡點附近予以線性化，並將此線性化模式設計控制器，如於單輸入單輸出(SISO)控制方面有 PD 或 PID 控制器[39]與 phase lead-lag compensator[40]等，於多輸入多輸出(MIMO)方面如 state feedback controller[41]等。

然而操作點線性化設計出之控制器，僅適合在平衡點附近做控制，一旦操作點改變，則須重新修正控制器之設計。因此利用回饋線性化來

對電磁制動器進行線性化將是較好的選擇，在 Chen 碩士論文中[42]，作者對三軸精密磁浮撓性平台設計控制器，應用回饋線性化控制成功地將電磁致動器非線性特性線性化，並結合 PID 控制器進行精密平台定位控制，最後將此精密平台應用在 LVDT 型式表面量測，並獲得良好實驗驗證。



### 1.3 研究動機及目的

在長距離移動系統中，如機械手臂，天車與 wafer stepper 等，在移動過程中除了須完成長距離移動快速定位外，還需抑制其系統主體的振動，但在快速移動下，反而會增加其系統主體結構的振動幅度，移動速度與降低振動是互相抵觸的，必須妥協才能在定位與振動抑制中取得平衡。若加入控制，則須使系統同時具有長行程與短行程運動的特性：長行程方面為傳輸系統做長距離移動之定位；短行程方面為抑制系統之體之振動。而在陳敬元的論文中[31]，考慮長距離移動系統於移動過程中之殘留振動，將系統簡化為一單自由度的二階系統與外力輸入，分別設計輸入修正法與回授控制以抑制系統殘留振動，並利用模擬分析與實驗驗證其可行性。但當系統主體為二部分連桿連接或存在第二個模態時，簡化的單自由度模型並無法精確的表現系統的運動情形。

為了更加準確地探討系統運動情形，延伸陳敬元[31]之研究，維持作動目標：快速到達定位且抑制系統主體振動，考慮系統主體為雙自由度運動，傳輸機構為直線運動，系統主體於移動過程中受力擺動情形，分別設計開迴路與閉迴路控制來抑制系統振動，利用 MATLAB7.0/SIMULINK 進行模擬分析，於實驗上建立一縮小雙自由度移動系統模型，以線性馬達模擬傳輸機構，利用輸入修正法與回授控制以抑制系統主體振動，並討論於參數不確定時強健性比較。

## 1.4 全文架構

本文內容共分八章，第一章為緒論，略敘本研究重點與目的，同時說明章節分配。第二章為文獻回顧，介紹線性輸入修正法與回授控制的相關研究，與此二種方法於長距離離移動系統中之相關應用。第三章為實驗系統與方法介紹，在這部份包括實驗系統建立與系統動態部份，建立一雙單擺系統模擬長距離移動之雙自由度系統主體，利用線性馬達模擬傳輸機構，並介紹將應用於此系統上之減振方法－輸入修正法與回授控制之設計方式。

第四章為輸入修正法模擬與實驗，首先根據系統特性設計輸入修正形式而後透過模擬與實驗的方式來驗證，比較在各種輸入修正方式下，對系統振動抑制的能力與效果。第五章為頻率響應控制與實驗，在此章節中，只針對雙單擺系統末端的振動量做回授控制，利用一個雷射位移感測器與一組電磁鐵控制末端的振動以期達到減振的目的。第六章為全狀態回授模擬與控制，對雙單擺系統設計了狀態估測器，分別估測上層與下層的位置和速度狀態，利用全狀態回授控制對系統做振動控制，並討論使用操作點線性化與回饋線性化之控制結果差異。

第七章為研究結果討論，在此章節中，將討論在第四章與第六章中不同控制方法之參數敏感度討論與其振動抑制效果。第八章為結論，並說明本文貢獻與未來努力方向。本文架構如圖 1.9 所示。

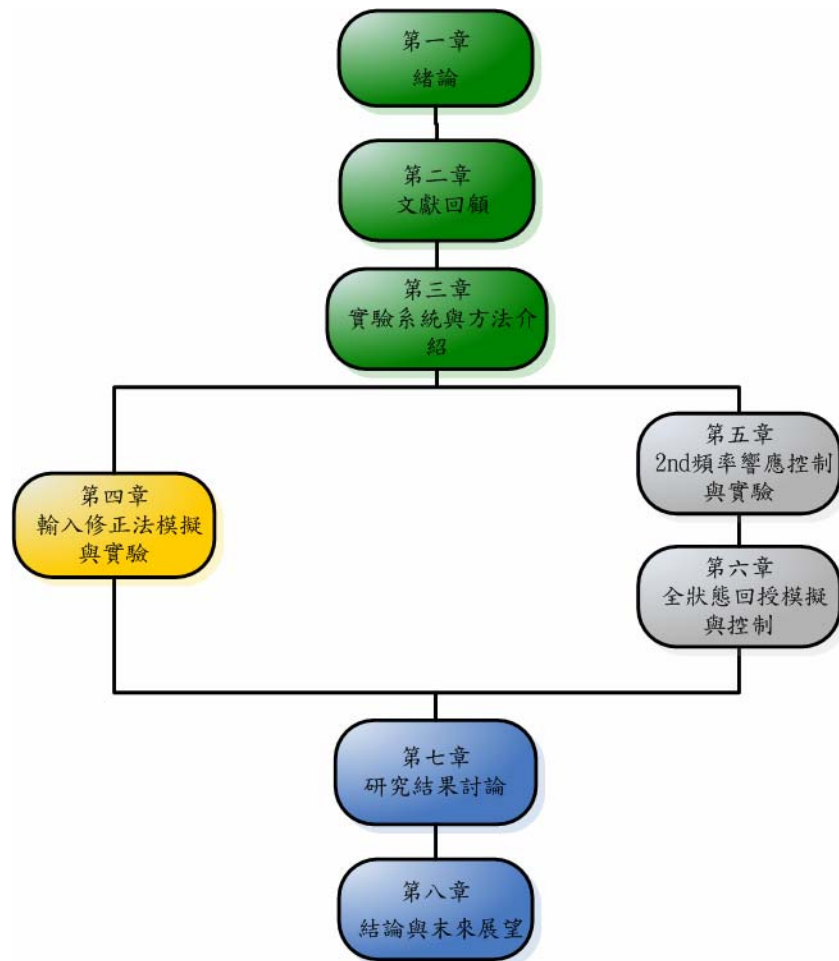


圖 1.9 論文架構圖

## 第二章 文獻回顧與背景介紹

### 2.1 本章介紹

於上一章中，介紹了本研究之動機與目的，在本章中將分別介紹開迴路與閉迴路控制在本文中用來抑制殘留振動的方法，分別是：2.2 節為輸入修正法的介紹，2.3 節為輸入修正法的應用，2.4 節為回授控制部分，將分別介紹頻率響應與全狀態回授控制，在頻率響應方面，將系統簡化視為一單輸入單輸出系統，輸出為雙單擺系統末端位移量，輸入為系統末端的電磁致動力；在狀態回授方面，先設計一狀態估測器，再利用狀態回授加以抑制其殘留振動。

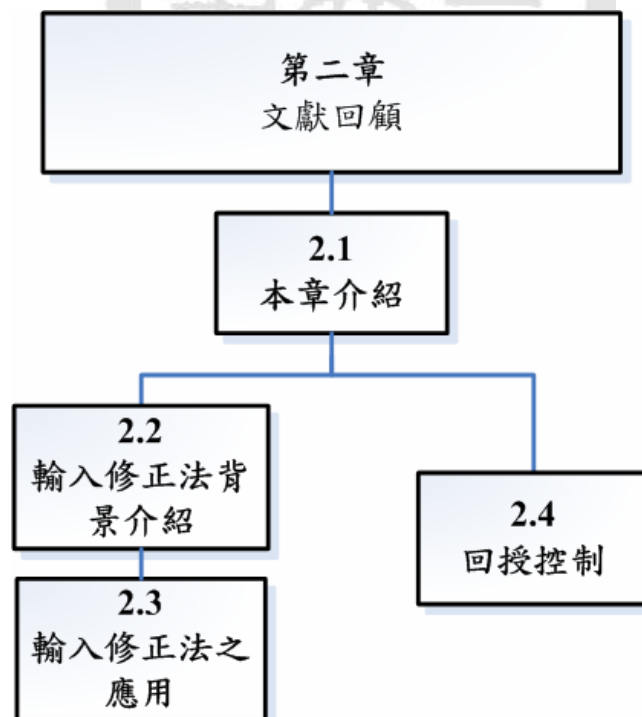


圖 2.1 本章架構

## 2.2 輸入修正法背景介紹

輸入修正法最早在1957年由O.J.M Smith [4]提出，屬於前置補償控制技術的一種，為將系統的動態輸入依系統特性與所需目的加以修正，利用波的破壞性干涉來達成抑制振動的效果，而於工業上的應用卻因當時電子系統性能的限制，無法實際達成其所宣稱的效果。直到80年代，數位電子快速發展，解除了硬體上之限制，而在此時，因機器人的發展與研究，在抑制系統結構振動與增加精密度的需求，讓輸入修正法的研究提供了發揮的空間。

輸入修正法的設計與系統的自然頻率有關，在面對系統參數誤差的情況下，就無法有效地抑制系統振動。為了解決這個問題，在1990年由Seering與Singh所發展的ZVD法(Zero Vibration and Derivative shaper)[9]在面對參數不確定性時，具有較佳的強健性。接著更發展出EI shaper [43,44]，提高輸入修正法對參數誤差下的強健性。而之後，具適應性的輸入修正法，以及時間最佳化之輸入修正法等，皆被發展出來。輸入修正法的研究歷史如圖2.2所示。

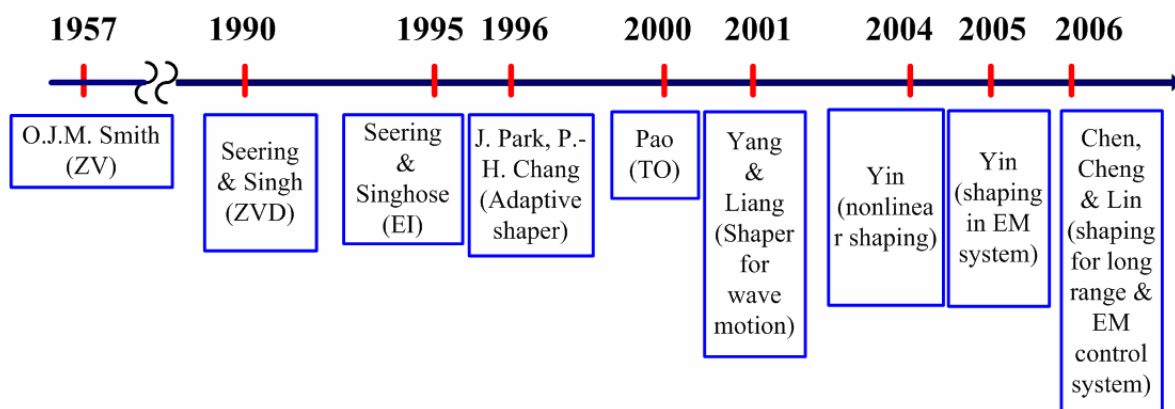


圖2.2 輸入修正法之研究過程與歷史



### 2.2.1 輸入修正法之數學理論

首先，考慮一典型二階具阻尼系統，其動態方程式為：

$$\ddot{x} + 2\zeta\omega\dot{x} + \omega^2x = \omega^2F(t) \quad (2.1)$$

其中  $x$  為系統位移， $\omega$  為系統自然頻率， $\zeta$  為阻尼比， $F(t)$  則為外力輸入。當系統受到一連串脈衝組成的步階輸入時，系統的響應為：

$$x = e^{-\zeta\omega T_m} \left[ \left( \sum_{i=1}^m A_i e^{\zeta\omega T_i} \cos(\omega_d T_i) \right)^2 + \left( \sum_{i=1}^m A_i e^{\zeta\omega T_i} \sin(\omega_d T_i) \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.2)$$

其中， $\omega_d$  為系統有阻尼之振動頻率，與  $A_i$  與  $T_i$  分別為第  $i$  個脈衝輸入的強度與時間， $m$  為脈衝的總數。若要系統零殘留振動的最基本條件為：

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^m A_i e^{\zeta\omega T_i} \cos(\omega_d T_i) &= 0 \\ \sum_{i=1}^m A_i e^{\zeta\omega T_i} \sin(\omega_d T_i) &= 0 \end{aligned} \quad (2.3)$$

取  $m=2$  時，可得

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{1}{1+k} & T_1 &= 0, \\ A_2 &= \frac{k}{1+k} & T_2 &= \frac{T_d}{2} \end{aligned} \quad (2.4)$$

其中  $k = e^{-(\zeta\pi/\sqrt{1-\zeta^2})}$ ，此即為 ZV shaper，示意圖如圖 2.3(a)。

由式(2.4)可看出，脈衝輸入與系統的有阻尼自然頻率有關，而 ZV shaper 對於參數不確定性非常敏感，為了增加輸入修正法對實際系統之

實用性，在推導式中除了零振幅外可多加一條件：殘留振動對頻率比的偏微分也為零，稱為 ZVD shaper (Zero Vibration and Derivative shaper)，也可將 ZVD shaper 視為二個 ZV shaper 的褶積，其推導出的結果為：

$$\begin{aligned}
 A_1 &= \frac{1}{1+2k+k^2} & T_1 &= 0, \\
 A_2 &= \frac{2k}{1+2k+k^2} & T_2 &= \frac{T_d}{2}, \\
 A_3 &= \frac{k^2}{1+2k+k^2} & T_3 &= T_d
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

其中  $k = e^{-(\zeta\pi/\sqrt{1-\zeta^2})}$ ，ZVD shaper 示意圖如圖 2.3(b)。

ZV shaper 與 ZVD shaper 為最典型且最為人所周知的二種輸入修正模式，其對系統參數不確定性之強健圖如圖 2.4，圖中橫軸為系統自然頻率與設計時所採用的頻率比， $\omega_a$  為系統真實的自然頻率而  $\omega_m$  為設計輸入修正法所採用的頻率，縱軸為殘留振動之比率，當系統參數具有不確定性時將導致較大的殘留振動產生，而由圖 2.2 可知，當系統存在參數不確定性，ZVD shaper 較 ZV shaper 具強健性，如在允許 5% 的殘留振動下，ZVD shaper 可容許之參數不確定性約為 ZV shaper 的 5 倍。

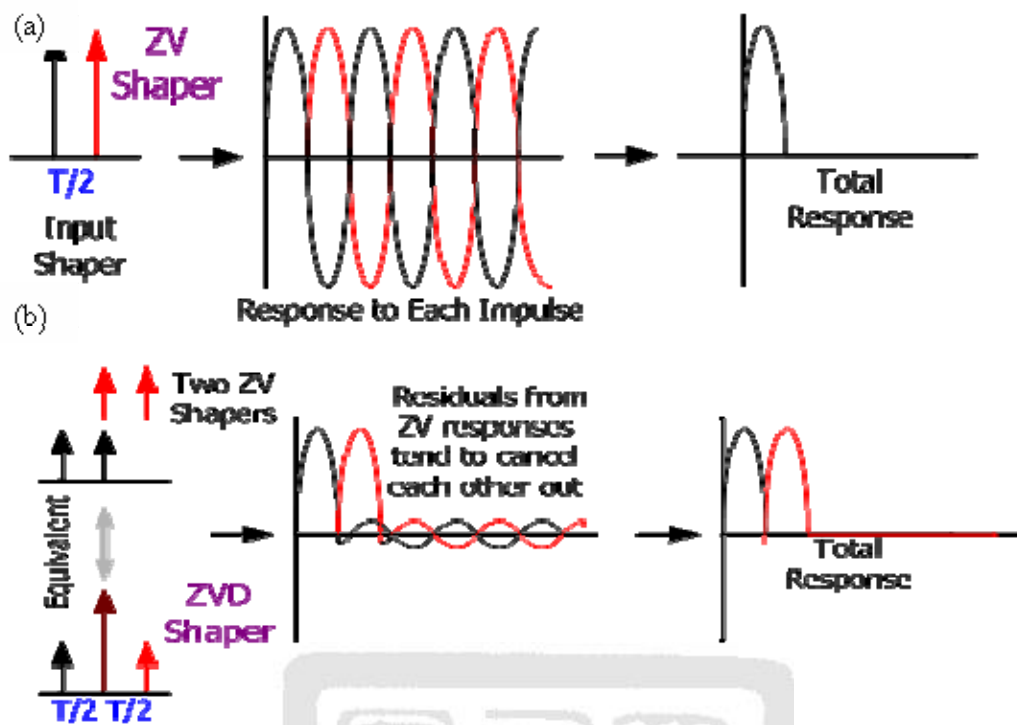


圖2.3 輸入修正示意圖 (a) ZV shaper (b) ZVD shaper

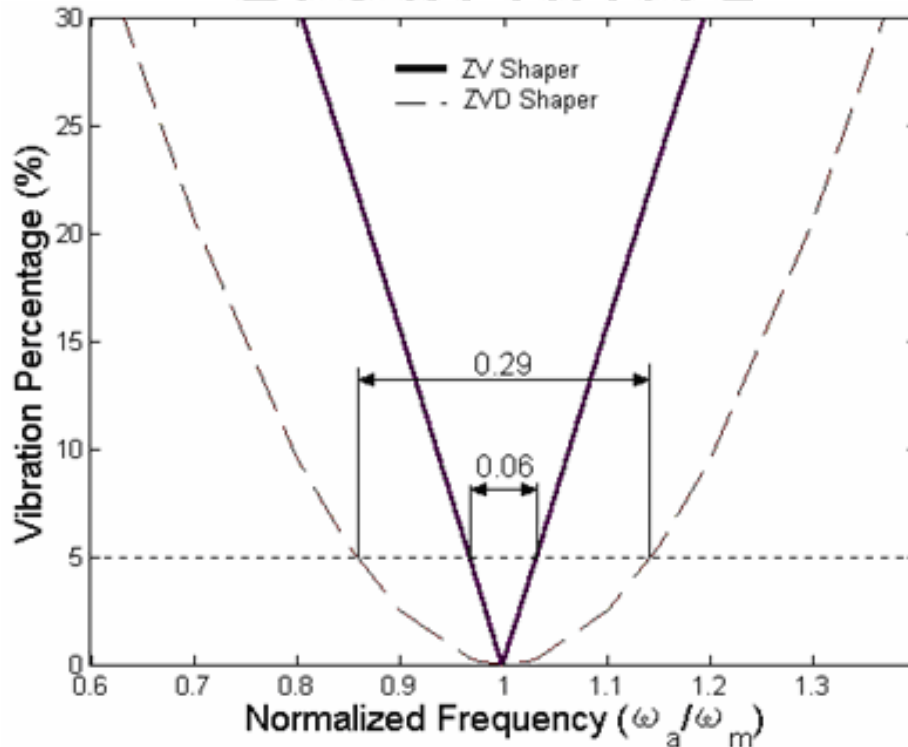


圖2.4 ZV shaper 與 ZVD shaper 之靈敏度曲線[5]

在式2.2中，取  $m=3$  時[13]，可得

$$A_1 = \frac{1}{1+k+k^2} \quad T_1 = 0,$$

$$A_2 = \frac{k}{1+k+k^2} \quad T_2 = \frac{T_d}{3},$$

$$A_3 = \frac{k^2}{1+k+k^2} \quad T_3 = \frac{2T_d}{3}$$

其中  $k = e^{-(2\zeta\pi/3\sqrt{1-\zeta^2})}$ ，此即為3-pulse ZV shaper。

為了加以區別，將典型的 ZV shaper 稱為 2-pulse ZV shaper [13]，取  $m=3$  時的 shaper 稱為3-pulse shaper。如前述，將2個2-pulse shaper 做褶積可得到ZVD shaper，如圖2.5(a)所示，若將2-pulse ZV shaper 與3-pulse shaper 做褶積可得到新的輸入修正型式，稱為2x3 MIS ZVD[13]，示意圖如2.5(b)所示。

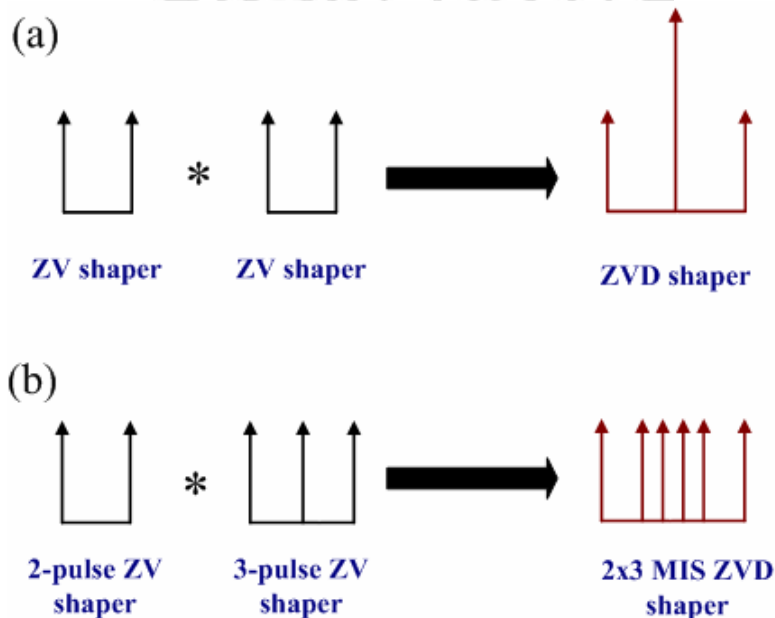


圖2.5 (a) 二個2-pulse ZV shaper 的褶積 (b) 2-pulse ZV shaper 與 3-pulse ZV shaper的褶積

2-pulse ZV shaper 是將原輸入切成兩相同大的輸入，且兩輸入之間隔時間為 $T/2$  (振動波之半週期)；根據線性疊加原理，整個系統的反應將因破壞性干涉，使得殘留振動完全消除，只留下在加速時的overshoot。

3-pulse ZV shaper 為將原輸入均分成三個相同大小的輸入，且輸入之間隔時間皆為 $1/3$  個系統週期。ZVD shaper 是將原輸入切成三個輸入，兩兩間輸入之間隔時間為 $T/2$ ，可視為二個ZV 的褶積所得，雖然其上升時間比ZV shaper 多了半週期，但擁有較佳的強健性。2x3 MIS ZVD shaper 為將原輸入均分成六個輸入，分別在作動瞬間與系統週期的 $1/3, 1/2, 2/3, 5/6, 7/6$  輸入，為2-pulse ZV 與3-pulse ZV 褶積所得。



## 2.3 輸入修正法之應用

輸入修正法主要應用於撓性結構之控制理論，機械動力學，太空結構以及微機電等方面。而且運用方面主要可分為單純使用輸入修正法，與將輸入修正法和回授控制做結合。

在應用實例上，撓性結構方面如高速機械手臂之軌跡控制如圖 2.6，作者利用撓性機構模擬機械手臂主體，在馬達帶動下，利用輸入修正法改善其定位效果，如圖 2.7 與圖 2.8，可明顯看出其振動情形的差別[13]；在精密機械如 X-Y 循跡紀錄平台[14]，如圖 2.9，利用輸入修正法對循跡路徑做些許修正，可讓 X-Y 循跡紀錄平台獲得良好的循跡能力，如圖 2.10；而在起重機方面，如圖 2.11，利用輸入修正法改變加減速的形式[15]，可有效地減少傳輸時之擺動，如圖 2.12。而在太空結構運用上，輸入修正亦被使用於主動結構之減振設計上，如圖 2.13[18]，為 MIT 與 Lockheed Martin 共同合作之 MACE system。而在微機電系統方面，德州儀器公司所發表的數位鏡片顯示系統(digital mirror display system) [8,19-21]，輸入修正法也被設計來控制電壓輸入的大小與順序，可有效的加快鏡片切換速度與降低切換時造成之衝擊力。

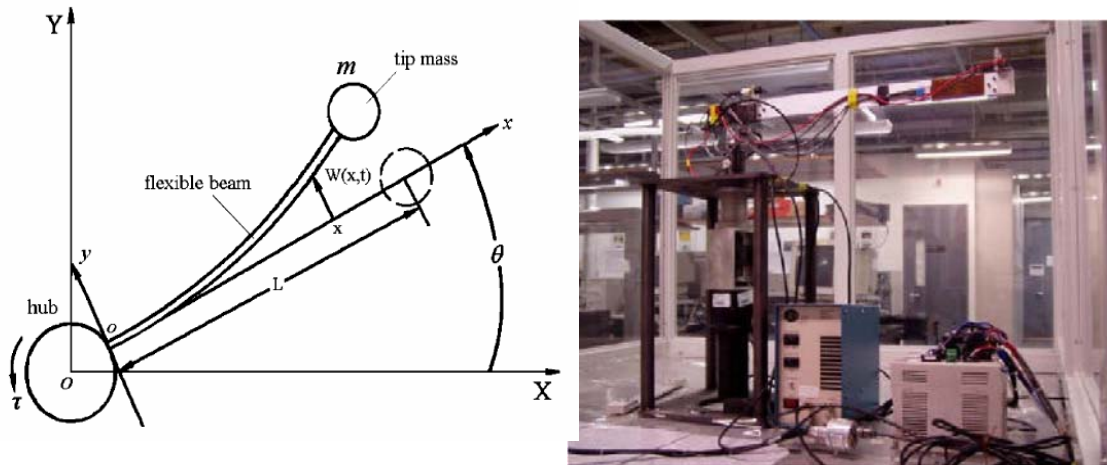


圖 2.6 機械手臂之軌跡控制[13]

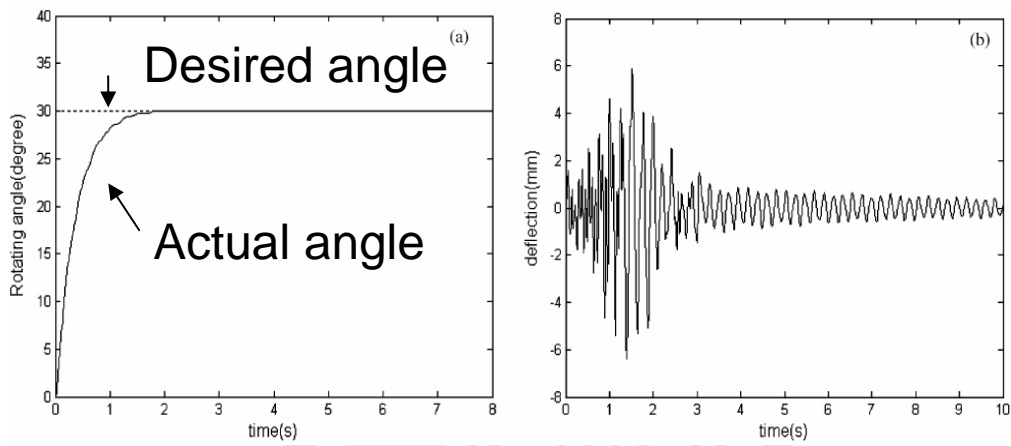


圖 2.7 未使用輸入修正法(a) 旋轉角度 (b) 末端振動量[13]

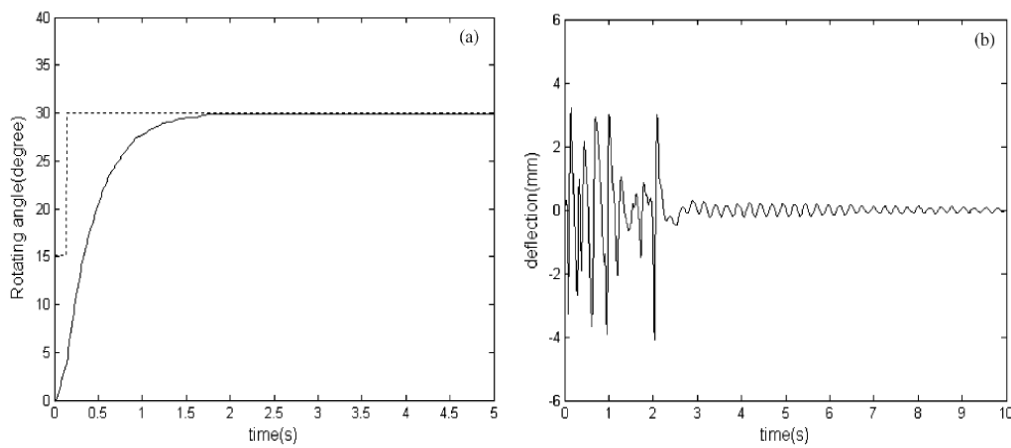


圖 2.8 使用 ZV 輸入修正法(a) 旋轉角度 (b) 末端振動量[13]

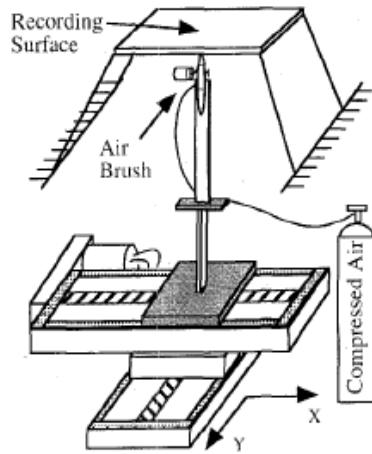
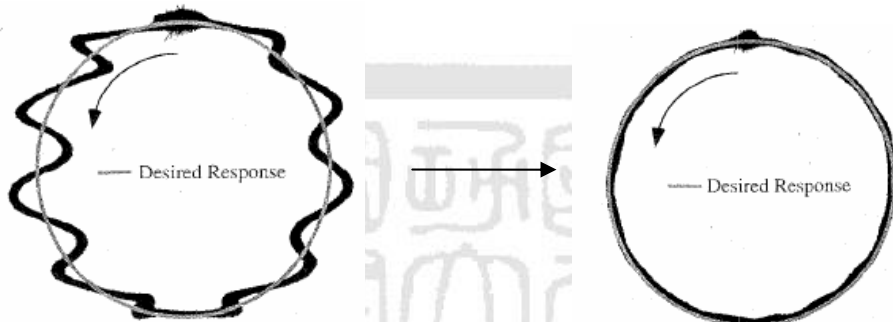


圖 2.9 X-Y 循跡紀錄平台[14]



Unshaped response to circular trajectory      shaped response to circular trajectory

圖 2.10 利用輸入修正法改善 X-Y 循跡紀錄平台循跡能力[14]

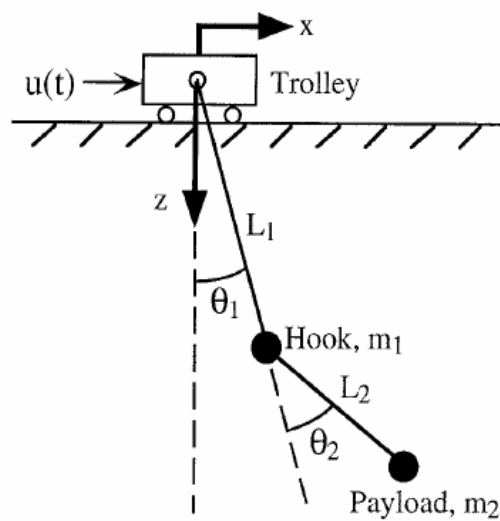


圖 2.11 gantry crane model[15]



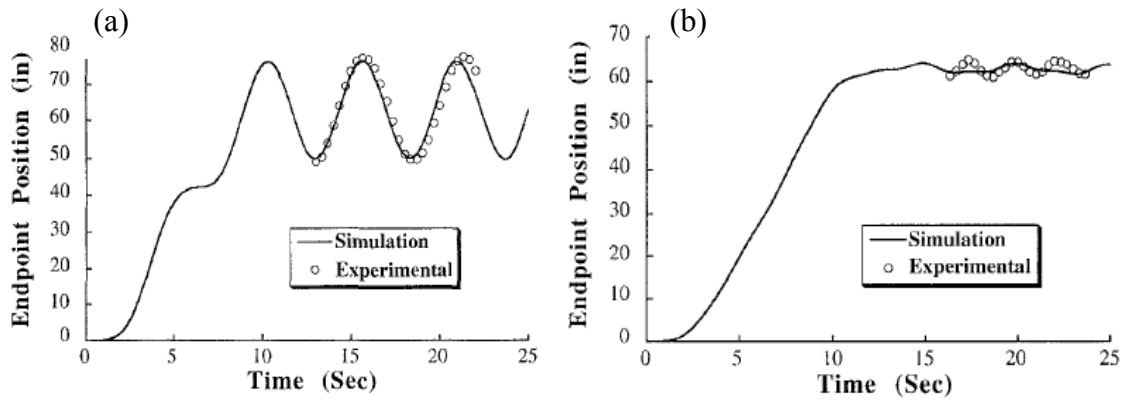


圖 2.12 系統末端 payload 響應[15] (a)未使用輸入修正法(b)使用輸入修正法

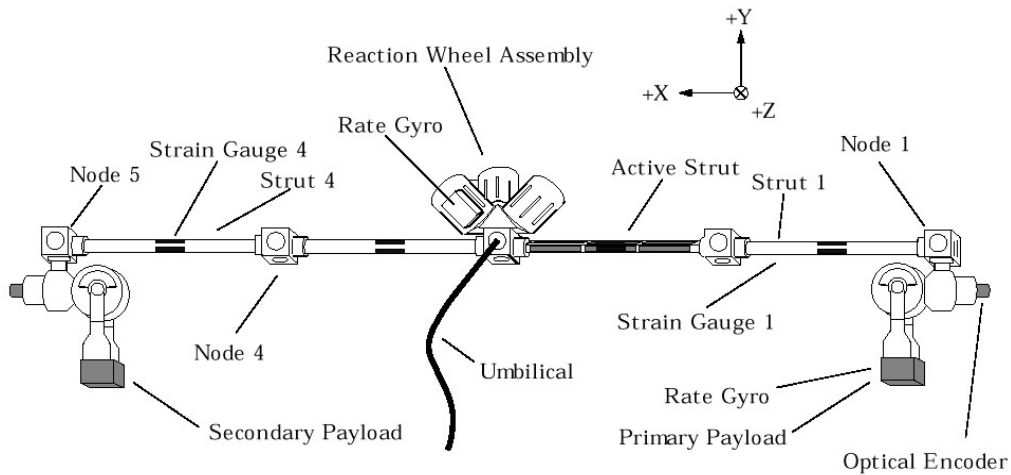


圖 2.13 Middeck Active Control Experiment (MACE) 示意圖[18]

而在輸入修正結合回授控制方面，由 La-orpacharapan 與 Pao [45,46] 為代表，他們以輸入修正法結合回授控制，並以相平面作分析，設計時間最佳化控制[shaped time-optimal servomechanism (STOS) controllers]，可應用於磁碟讀寫頭，目的為有效提高讀寫品質與作動效率，對於輸入修正結合最佳控制作完整的討論，已有相當不錯的結果，如圖 2.14 所示，為閉迴路之 STOS 控制系統示意圖。另一個實際例子則為由 Photonics

Innovators 所發表的 Vibration Nullification Algorithm[47]，其應用輸入修正於壓電式光纖對位精密平台，可達到最佳化的軌跡控制，如圖 2.15 與圖 2.16[48]所示，比較使用輸入修正控制前後的差別可看出利用輸入修正法與控制可得到良好波型。圖 2.17 則為方波軌跡追蹤，經過該演算法控制，亦能達到不錯的切換作動，可應用於微切換器，有效抑制殘留振動與縮短安定時間，進而提升機械工作效率。

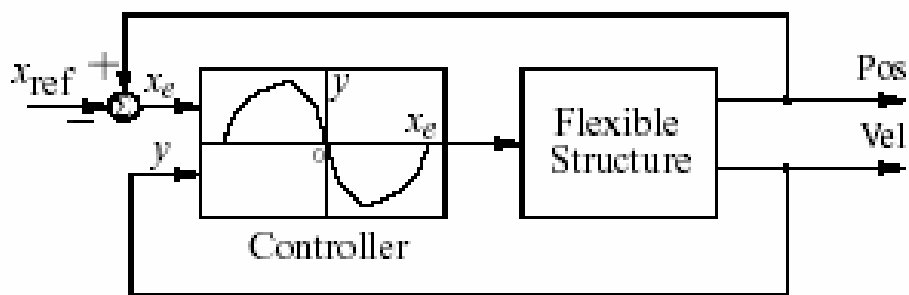


圖 2.14 閉迴路之 STOS 控制系統示意圖[46]

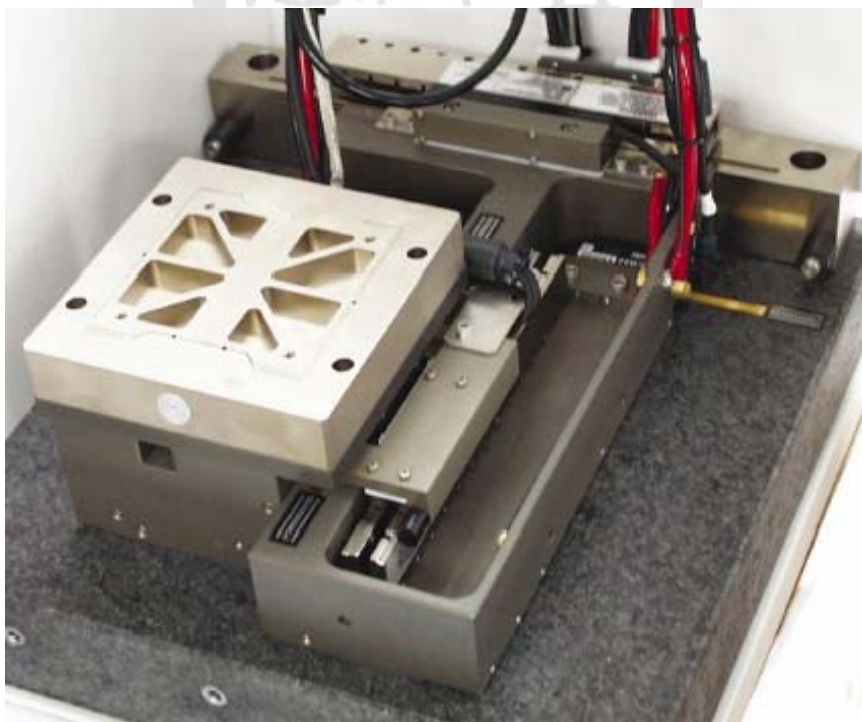


圖 2.15 壓電式光纖定位平台圖[48]

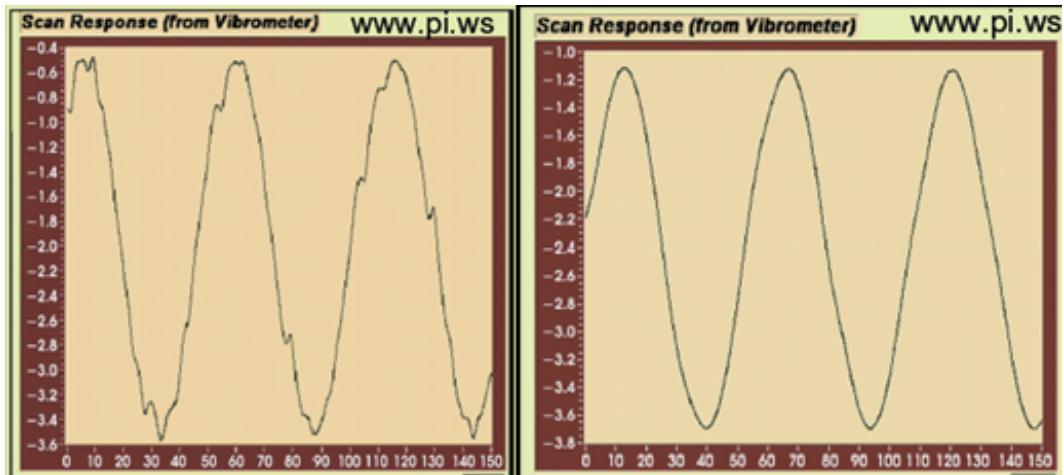


圖 2.16 壓電式光纖對位精密平台 左圖：未使用演算法控制 右圖：使用演算法控制後[48]

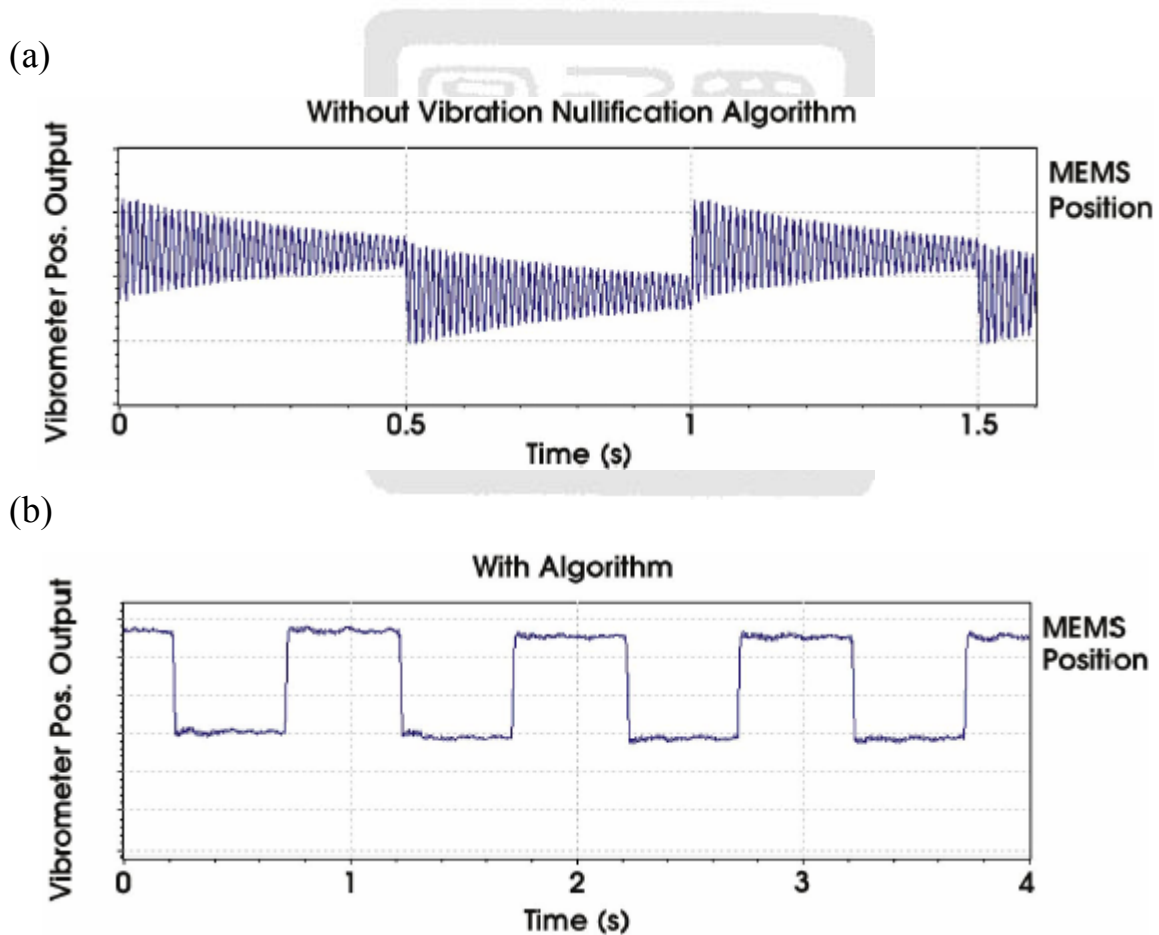


圖 2.17 方波軌跡追蹤之比較[48] (a)未使用演算法控制、(b)使用演算法控制後

## 2.4 回饋控制

閉迴路控制於長距離移動系統減振方面，在傳輸運送系統如天車，所設計的控制輸入通常為傳輸機構的加/減速形式，Hazlerigg[34]於 1972 年使用相位落後補償器來抑制殘留振動；Vähä 及 Marttinen[35]於 1989 年使用比例控制器，藉由回授傳輸機構的位置及載體擺的擺盪角度，於低傳輸速度下設計控制器，使控制後之載重體擺角小於  $3.5^\circ$ ；Ridout[36,37]於 1987、1989 年所設計的控制器回授了傳輸機構的位置、速度及載體擺盪角度來設計回授控制器，可使控制後之載重體擺角小於  $0.3^\circ$ 。在精密定位系統如 wafer stepper，Raymond[38]考慮 chunk 動態，針對系統三個自由度設計 PID 控制器，有效改善位置精度。

然而，在眾多的長距離移動減振控制策略之中，大都是以模擬分析的方法驗證控制器，卻鮮少有實驗驗證控制器是否實用，而於本研究中，所設計之長距離移動系統為一雙自由度系統，為了有效地抑制系統於移動過程中之振動，將依據系統動態，分別於離散時間下設計頻率響應控制與狀態回授控制器來抑制殘留振動。

### 2.4.1 頻率響應控制

在古典控制理論中，控制系統的設計可分為時間響應法與頻率響應法，利用波德圖來分析頻率響應能夠有效的拓展至高頻，觀察系統於各頻率輸入下之響應，而對於複雜之動態系統而言，其動態方程式不易獲得，利用頻率響應分析較為簡便。

頻率響應為控制系統對於正弦輸入時訊號的穩態響應，即為當時間

趨於無限大時，系統對於正弦輸入的輸出行為，系統的任意輸入  $r(t)$  可視為各種頻率正弦波的合成，而對於線性系統其總輸出即為面對各種頻率下系統輸出的線性組合。在頻域的研究中，大都利用開迴路頻率響應來預測其閉迴路特性，如共振峰值，共振頻率等系統資訊。

隨著數位信號的發展，在自動控制系統中，控制器於數位化中實現是非常廣泛的，數化控制器或電腦在控制精度，速度與性能上的表現相對於類比控制器有著明顯的優越性，且可快速地改變其控制參數。而對於一典型的離散控制系統：受控系統為連續的，而受控系統的輸出訊號連接 A/D 卡，經過類比轉數位的過程，再利用電腦加以運算，而後連接 D/A 卡，經過數位轉類比的過程傳送給系統致動器，即為系統輸出，如圖 2.18 所示[50]，其控制器的設計方式通常為將連續的受控系統轉換成數位離散系統，包含一 zero - order hold (ZOH)，再利用相似轉換轉到  $w$  domain，在  $w$  domain 中對系統設計控制器，再利用相似轉換至  $z$  domain，於控制電腦中實現。

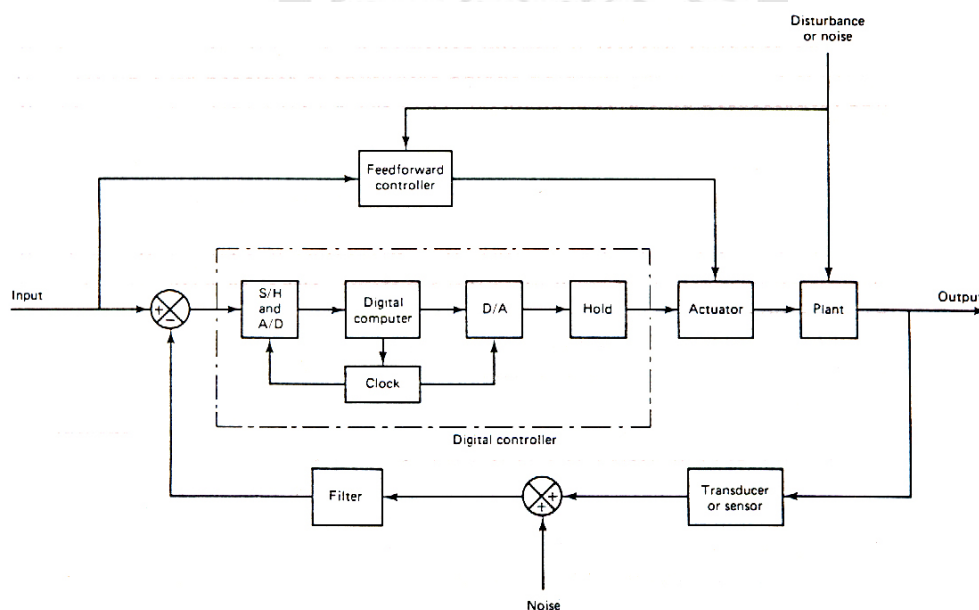


圖 2.18 離散控制系統流程圖[50]

## 2.4.2 全狀態回授控制

對於一控制系統，於古典控制理論中為利用 Laplace's transform 表示成轉移函數，而在現代控制理論中，為利用矩陣與線性代數將系統表示成狀態空間表示法。隨著科技快速發展，控制系統的精密度與複雜度不斷提高，常為多輸入多輸出和時變之系統，而對於此類複雜度高的系統，狀態空間表示法扮演了相當重要的角色。

於現代控制理論中，主要的控制器設計方式為利用系統狀態變數經過特定之增益值後，使得閉迴路極點於到達所希望的位置。而在全狀態控制器中，所需的回授控制參數為系統之位移與速度，在實際系統的應用上，位移可利用雷射位移感應器即可獲得，速度方面可由光學速度感測器，雷射都卜勒速度計或粒子影像速度計加以量測，但也許受限於成本或空間架設問題，並無法完全經由感測器量測系統狀態，則可藉由狀態估測器的設計而獲得。接下來，將分別介紹全階估測器與最小階估測器之設計方面[49,50]，而後為全狀態回授控制之設計方式。全階狀態估測器之示意圖如圖 2.19。

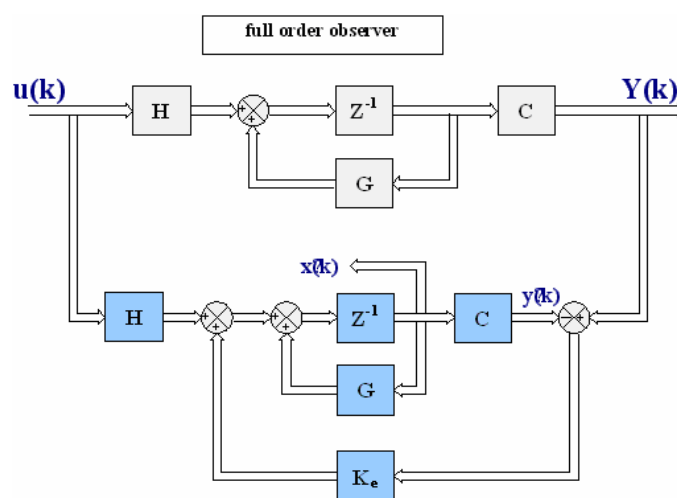


圖 2.19 全階狀態估測器示意圖

在離散系統中，狀態空間表示為式(2.6):

$$\begin{aligned}x(k+1) &= Gx(k) + Hu(k) \\ y(k) &= Cx(k)\end{aligned}\tag{2.6}$$

全狀態回授控制器為:

$$u(k) = -Kx(k)\tag{2.7}$$

當無法利用感測器獲得系統狀態時，令估測出的狀態為  $\tilde{x}(k)$ ，其狀態表示式可改寫為式(2.8):

$$\tilde{x}(k+1) = G\tilde{x}(k) + Hu(k) + K_e[y(k) - \tilde{y}(k)]\tag{2.8}$$

整理後可得:

$$\tilde{x}(k+1) = (G - K_e C)\tilde{x}(k) + Hu(k) + K_e y(k)\tag{2.9}$$

其中， $K_e$  為估測器回饋增益矩陣( observer feedback gain matrix)，則全階估測器的誤差動態為式(2.10):

$$\begin{aligned}e(k) &= x(k) - \tilde{x}(k) \\ e(k+1) &= (G - K_e C)e(k)\end{aligned}\tag{2.10}$$

由式(2.8)可知，估測器之設計為選擇適當的  $K_e$  使得誤差能夠快速收斂並趨於 0。則利用全階狀態估測器獲得狀態之全狀態回授控制器為:

$$u(k) = -K\tilde{x}(k) \quad (2.11)$$

而實際系統中，常存在感測器以獲得部分狀態資訊，而這些可量測獲得的狀態則不須再被估測，故所需估測為無法由感測器量測以外之狀態，為最小階狀態估測器，示意圖如圖 2.20。

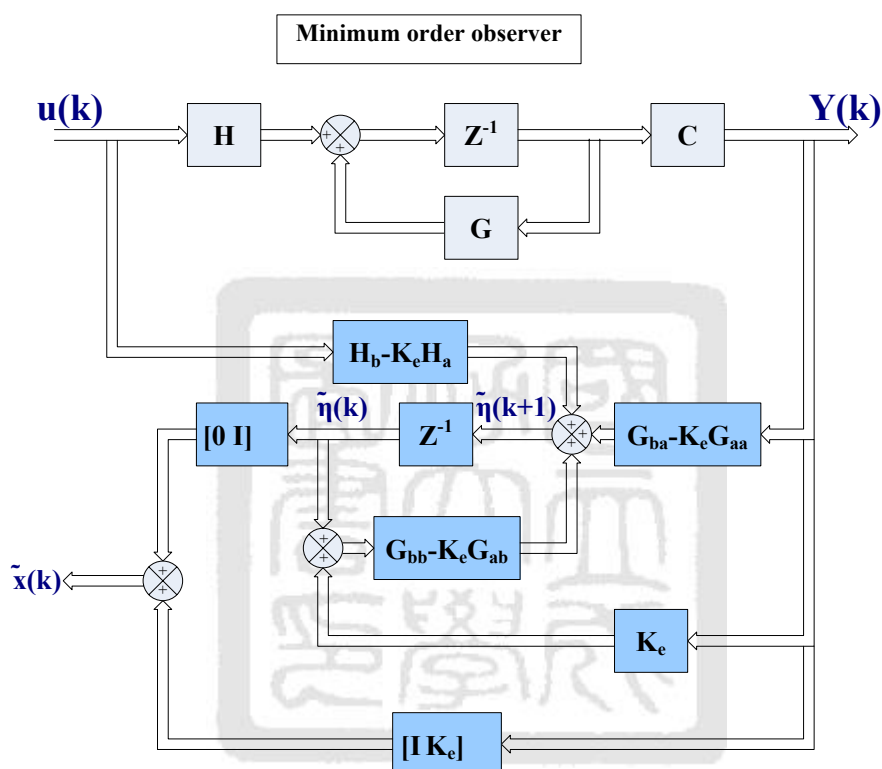


圖 2.20 最小階狀態估測器示意圖

假設系統的狀態向量  $x$  為  $n$  向量，而可量測獲的輸出向量為  $m$  向量，則所須估測的狀態向量為  $n-m$  個，而估測這  $n-m$  個狀態向量之估測器即稱為最小階狀態估測器。首先，將矩陣分為可量測的狀態： $x_a(k)$  與待估測之狀態： $x_b(k)$ ，即為：



$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_a(k) \\ \dots\dots \\ \mathbf{x}_b(k) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

系統之狀態方程式可改寫為:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_a(k+1) \\ \dots\dots\dots \\ \mathbf{x}_b(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{aa} & \vdots & \mathbf{G}_{ab} \\ \dots\dots\dots \\ \mathbf{G}_{ba} & \vdots & \mathbf{G}_{bb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_a(k) \\ \dots\dots \\ \mathbf{x}_b(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_a \\ \dots \\ \mathbf{H}_b \end{bmatrix} \mathbf{u}(k) \quad (2.13)$$

$$\mathbf{y}(k) = [\mathbf{I} : \mathbf{0}] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_a(k) \\ \dots\dots \\ \mathbf{x}_b(k) \end{bmatrix}$$

其中， $\mathbf{x}_a(k)$  為  $m$  個可量測之狀態， $\mathbf{x}_b(k)$  為  $(n-m)$  個須估測之狀態，且:

$\mathbf{G}_{aa} = m \times m$  矩陣

$\mathbf{G}_{ab} = m \times (n-m)$  矩陣

$\mathbf{G}_{ba} = (n-m) \times m$  矩陣

$\mathbf{G}_{bb} = (n-m) \times (n-m)$  矩陣

$\mathbf{H}_a = m \times 1$  矩陣

$\mathbf{H}_b = (n-m) \times 1$  矩陣

將(2.13)式整理後可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_a(k+1) &= \mathbf{G}_{aa} \mathbf{x}_a(k) + \mathbf{G}_{ab} \mathbf{x}_b(k) + \mathbf{H}_a \mathbf{u}(k) \\ \mathbf{x}_b(k+1) &= \mathbf{G}_{ba} \mathbf{x}_a(k) + \mathbf{G}_{bb} \mathbf{x}_b(k) + \mathbf{H}_b \mathbf{u}(k) \end{aligned} \quad (2.14)$$

由式(2.6)與式(2.7)可知全階狀態估測器之系統狀態方程式與輸出方程式，而最小階狀態估測器之狀態方程式為：

$$x_b(k+1) = G_{bb}x_b(k) + [G_{ba}x_a(k) + H_b u(k)] \quad (2.15)$$

最小階狀態估測器之輸出方程式為：

$$x_a(k+1) - G_{aa}x_a(k) - G_{ab}x_b(k) = H_a u(k) \quad (2.16)$$

全階狀態估測器之估測方程式為：

$$\tilde{x}(k+1) = (G - K_e C)\tilde{x}(k) + H u(k) + K_e y(k) \quad (2.17)$$

將全階狀態估測器與最小階狀態估測器之狀態方程式與輸出方程式比較後，其參數關係對照代入(2.17)式後可得：

$$\begin{aligned} \tilde{x}_b(k+1) &= (G_{bb} - K_e G_{ab})\tilde{x}_b(k) + G_{ba}x_a(k) + H_b u(k) \\ &\quad + K_e [x_a(k+1) - G_{aa}x_a(k) - G_{ab}x_b(k)] \\ &= (G_{bb} - K_e G_{ab})\tilde{x}_b(k) + K_e y(k+1) + (G_{ba} - K_e G_{aa})y(k) \\ &\quad + (H_b - K_e H_a)u(k) \end{aligned} \quad (2.18)$$

因  $\tilde{x}_b(k+1)$  須由  $y(k+1)$  估測，故式(2.18)須加以修正，將(2.18)式重新改寫整理後：

$$\begin{aligned} \tilde{x}_b(k+1) - K_e y(k+1) &= (G_{bb} - K_e G_{ab})\tilde{x}_b(k) + (G_{ba} - K_e G_{aa})y(k) \\ &\quad + (H_b - K_e H_a)u(k) \\ &= (G_{bb} - K_e G_{ab})[\tilde{x}_b(k) - K_e y(k)] \\ &\quad + [(G_{bb} - K_e G_{ab})K_e + G_{ba} - K_e G_{aa}]y(k) + (H_b - K_e H_a)u(k) \end{aligned} \quad (2.19)$$

令：

$$\mathbf{x}_b(k) - \mathbf{K}_e \mathbf{y}(k) = \mathbf{x}_b(k) - \mathbf{K}_e \mathbf{x}_a(k) = \boldsymbol{\eta}(k) \quad (2.20)$$

且

$$\tilde{\mathbf{x}}_b(k) - \mathbf{K}_e \mathbf{y}(k) = \tilde{\mathbf{x}}_b(k) - \mathbf{K}_e \mathbf{x}_a(k) = \tilde{\boldsymbol{\eta}}(k) \quad (2.21)$$

將式(2.20)與式(2.21)代入(2.19)式後可得：

$$\begin{aligned} \tilde{\boldsymbol{\eta}}(k+1) &= (\mathbf{G}_{bb} - \mathbf{K}_e \mathbf{G}_{ab}) \tilde{\boldsymbol{\eta}}(k) + [(\mathbf{G}_{bb} - \mathbf{K}_e \mathbf{G}_{ab}) \mathbf{K}_e + \mathbf{G}_{ba} - \mathbf{K}_e \mathbf{G}_{aa}] \mathbf{y}(k) \\ &\quad + (\mathbf{H}_b - \mathbf{K}_e \mathbf{H}_a) \mathbf{u}(k) \\ \tilde{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} \mathbf{x}_a \\ \dots \\ \tilde{\mathbf{x}}_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \dots \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \tilde{\boldsymbol{\eta}}(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \dots \\ \mathbf{K}_e \end{bmatrix} \mathbf{y}(k) \end{aligned} \quad (2.22)$$

其中， $\mathbf{K}_e$  為估測器回饋增益矩陣 (observer feedback gain matrix)，則最小階估測器的誤差動態為：

$$\begin{aligned} \mathbf{e}(k) &= \boldsymbol{\eta}(k) - \tilde{\boldsymbol{\eta}}(k) = \mathbf{x}_b(k) - \tilde{\mathbf{x}}_b(k) \\ \mathbf{e}(k+1) &= (\mathbf{G}_{bb} - \mathbf{K}_e \mathbf{G}_{ab}) \mathbf{e}(k) \end{aligned} \quad (2.23)$$

由式(2.23)可知，估測器之設計為選擇適當的  $\mathbf{K}_e$  使得誤差能夠快速收斂並趨於 0。則全狀態回授控制器為：

$$\mathbf{u}(k) = -\mathbf{K} \tilde{\mathbf{x}}(k) \quad (2.24)$$

### 2.4.3 全狀態回授控制器設計

對於一開路為完全狀態可控制之系統，可設計一狀態回授控制，改變其閉迴路極點位置至達到想要之性能。示意圖如圖 2.21 所示。

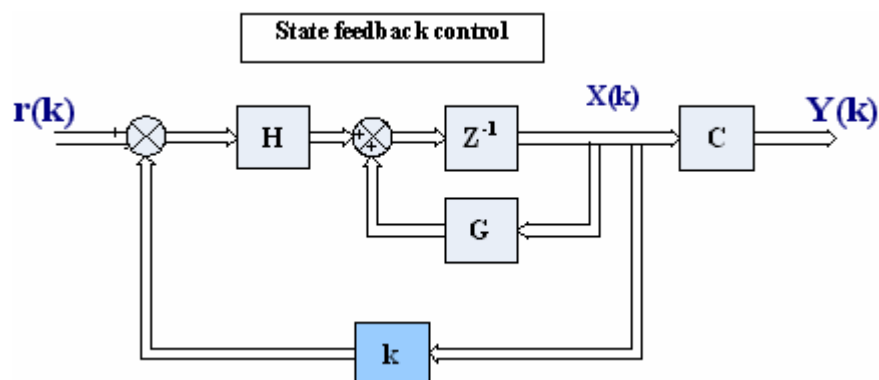


圖 2.21 全狀態回授控制示意圖

對於一離散開迴路系統，其狀態方程式為：

$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) \quad (2.25)$$

其中  $x(k)$  為第  $k$  個取樣之狀態向量， $u(k)$  為第  $k$  個取樣之控制訊號，若控制訊號選擇為：

$$u(k) = -Kx(k) \quad (2.26)$$

則系統為一閉迴路控制系統，其狀態方程式為：

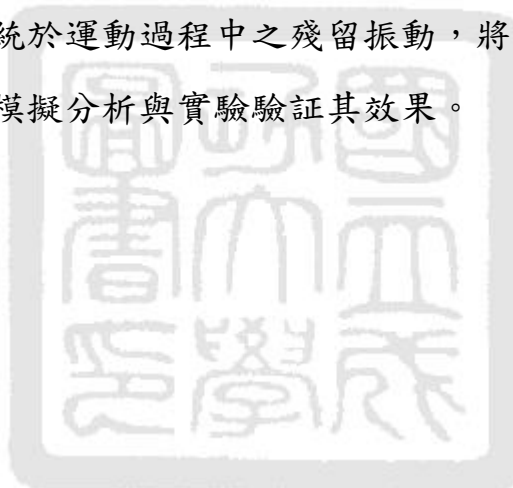
$$x(k+1) = (G - HK) x(k) \quad (2.27)$$

選擇適當之矩陣  $K$  使得  $G - HK$  之特性根為理想之極點  $\mu_1, \mu_2 \dots \mu_n$ 。

## 2.5 本章結論

於本章中介紹了輸入修正法與回授控制之背景與應用。由參考文獻研究結果可知對於一線性系統，輸入修正法能夠利用波形相消的原理，根據系統自然頻率修正其輸入方式，降低系統響應之殘留振動，對於雙自由度系統，響應結果也有明顯的改善。而回授控制加入了感測器與致動器，能夠對系統響應與目標位置之誤差做一立即修正，且可根據其響應需求，選擇不同的控制方式。

接下來，於第三章將介紹實驗系統，而後利用不同的輸入修正模式於回授控制以抑制系統於運動過程中之殘留振動，將分別於第四章，第五章與第六章中利用模擬分析與實驗驗證其效果。



## 第三章 實驗系統與方法介紹

### 3.1 定義問題與研究規劃

一般常見的長距離移動系統通常由傳輸機構帶動載體轉動運動或直線運動，在轉動運動方面如機械手臂，rotary crane 等，其示意圖如圖 1.1，而傳輸機構帶動載體做直線運動如 gantry crane, wafer stepper 等，示意圖如圖 1.2 與圖 1.3 所示。在長距離移動系統中，一般較常見的建模方式為將系統示為一單自由度的二階系統與外力輸入，如圖 3.1，但當系統主體為二部分連桿連接或存在第二個模態時，其簡化的單自由度模型並無法精確的表現系統的運動情形，故本文為討論當傳輸機構為直線運動，系統主體為雙自由度運動，系統末端振動情況，並分別利用開迴路與閉迴路控制來抑制系統振動。

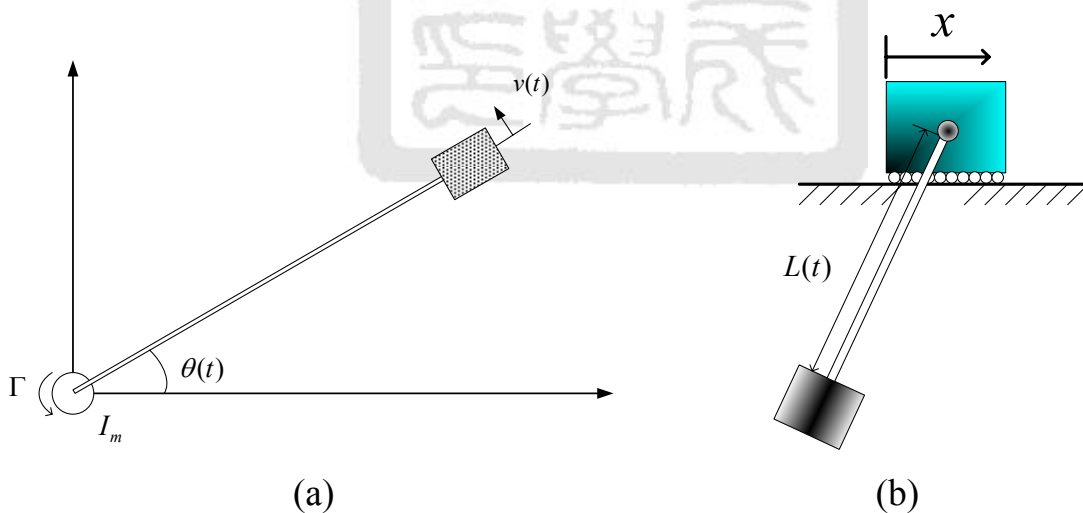


圖3.1 Genetic model示意圖 (a)轉動運動，(b)直線運動[31]

懸吊天車為最典型的長距離移動系統(如圖 1.2)，在懸吊天車系統中，由滑車(trolley)經由纜繩帶動下層載體(load)移動，滑車與載體間通常

都存在掛勾(load)以便將須運送的載體做負載或卸下的動作，示意圖如圖 3.2 所示。

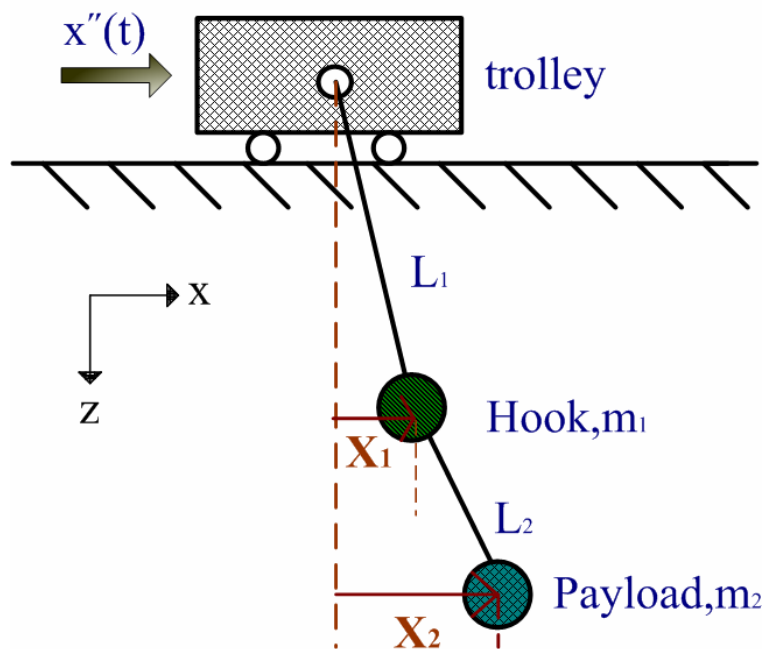


圖 3.2 懸吊天車示意圖

當掛勾相對於下層載體重不可忽略時，整個懸吊天車運動的模態會更近似於一雙單擺系統，且將懸吊天車建模成雙單擺系統能更仔細地的描繪其運動軌跡。實際的懸吊天車系統中，纜繩結構不存在阻尼項，因此更增加控制上的困難度。

另一種典型的長距離移動系統為 wafer stepper，為由 chuck 固定 wafer，底部線性馬達帶動 chuck 與 wafer 移動，示意圖如圖 3.3 所示。Wafer stepper 於半導體製程中扮演重要的角色，其作動目標為快速移動且精密定位，而殘留振動的存在將造成微影製程中無法精確對準(align)，降低晶片良率，甚至使得整片晶圓報銷，故其位置精度與系統強健性之需求相當高。圖 3.4 為系統建模之自由體圖， $M_1$  為 chuck 質量， $M_2$  為 wafer

質量， $K_1$ 與 $K_2$ 為系統剛性， $a$ 為下層線性馬達移動之加速度，在馬達移動過程中，系統結構上的等效剛性將使得上層 wafer 與 chunk 存在殘留振動。

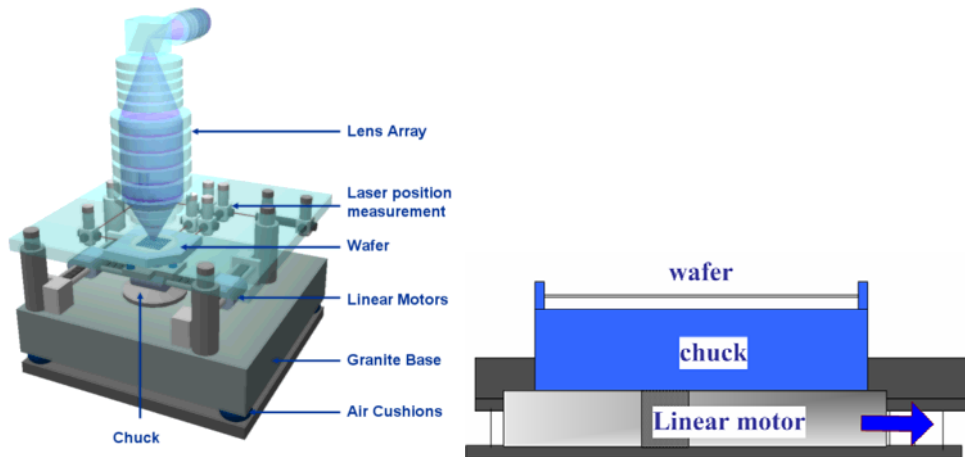


圖 3.3 wafer stepper 示意圖

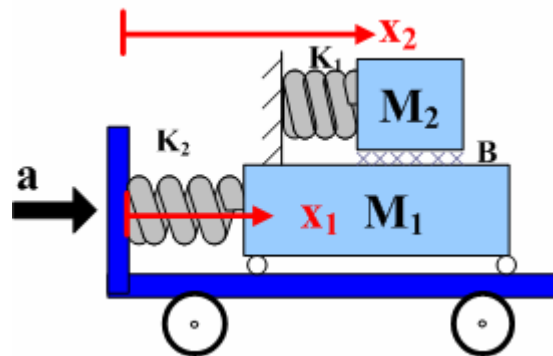


圖 3.4 wafer stepper 系統建模之自由體圖

本研究所建立的實驗系統模型即為考慮系統主體為雙自由度運動之長距離移動系統。以線性馬達模擬傳輸機構，考慮其單方向運動，而系統主體長度固定且剛性不可忽略，建立縮小之等效雙單擺系統模擬在長距離移動情況下系統主體受力擺動情形，並分別利用輸入修正法與回授控制以討論其對系統振動的抑制程度，下端負載相對於載台的水平位移



量為觀察目標。控制目標為：快速到達目標位置，且降低系統殘留振動。定義 overshoot 或 undershoot 為：傳輸機構在加速或減速時下端負載之振動量，殘留振動為：傳輸機構在等速過程中下端負載的振動量。而在實際的應用方面，輸入修正法可實現於如天車等致動器與感測器架設不易之系統，回授控制可應用於如無塵室天車或 wafer stepper 等系統上。圖 3.5 為本章架構。

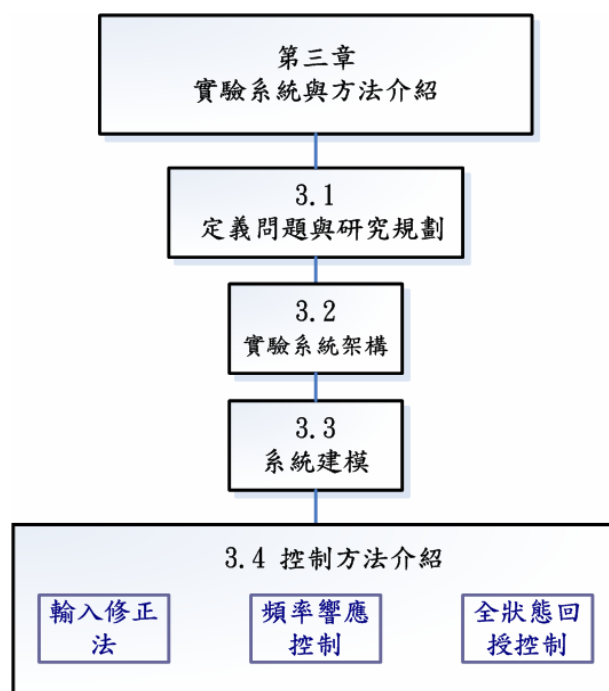


圖 3.5 本章架構

### 3.2 實驗系統架構

本文建立一縮小之等效雙單擺系統模擬雙自由度系統在長距離移動情況下系統主體受力擺動情形，主要結構可分為上層載台與線性馬達。上層載台主要為雙單擺系統主體，為了避免側向外界干擾的影響選擇鐵條連接載台與 target，鐵條可模擬成懸吊天車之纜繩或等效成 wafer stepper 系統剛性，考慮其單方向的運動，第一組鐵條的頂端固定於上層載台中，連接處利用軸承以降低摩擦。第一組鐵條末端掛載第一組 target，模擬天車系統掛勾或 wafer stepper 之 chuck 質量，並可於回授控制時配合電磁致動器鐵芯成為一封閉迴路而減少磁滯及渦電流。在第一組 target 下端二側分別架設小軸承系統以連接第二組鐵條，第二組鐵條末端掛載第二組 target，以模擬實際天車的下端負載或 wafer stepper 之 wafer 質量，而線性馬達模擬傳輸機構。並在載台上加裝二組雷射位移感測器，觀察第一組與第二組 target 之相對水平位移  $x_1$  與  $x_2$ 。上層結構示意圖與實體圖如圖 3.6 所示。

線性馬達的選擇以其最大有效行程與最大推力為主要考量，圖 3.7 為馬達實體圖，製造商為 YAKOGAWA。線性馬達與雷射位移感測器重要規格分別列於表 3.1 與表 3.2 中，雷射位移感測器量測範圍分別為 10mm 與 20mm。原先設計為利用可量測 20mm 之雷射至於下層以量測雙單擺末端振動量  $x_2$ ，但因馬達啟動過程中產生的電磁雜訊會造成雷射位移感測器於特定頻率下出現突波，假訊號的出現將使致動器誤判出力，反而造成控制系統不穩定，而 10mm 之雷射無此問題，故將 10mm 之雷射至於下層，而後利用屏蔽效應減少馬達電磁雜訊對雷射位移感測器之影響，於全狀態回授控制時將 20mm 之雷射架設於上層。圖 3.8 為實驗實體圖。

在第五章與第六章回授控制中，將在載台上加裝電磁致動器，對上層與下層之 target 產生吸引之致動力，而電腦送出的電壓訊號需經過電壓轉電流之電源供應器來獲得準確的電流送入電磁制動器中，圖 3.9 為電磁鐵實體圖，電源供應器之規格如表 3.2，實體圖如圖 3.10 所示。

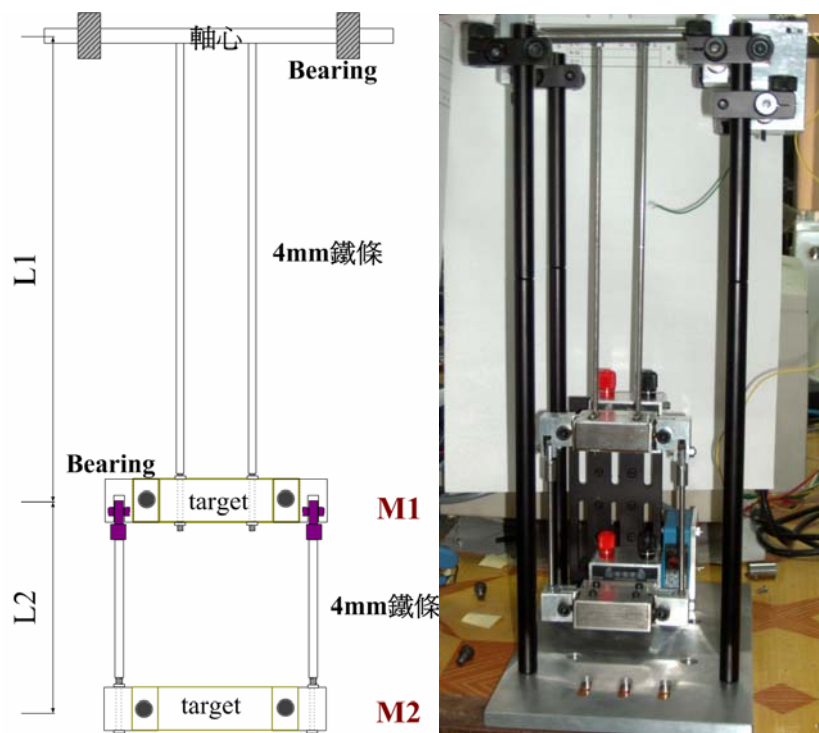


圖3.6 系統示意圖與實體圖



圖3.7 馬達實體圖

表 3.1 線性馬達重要規格

線性馬達	
製造商	YAKOGAWA
型號	LM110-1N-100AN
解析度	0.5 $\mu$ m
最大有效行程	1000mm
推力	100 N
最大速度	0.83m/s

表3.2 雷射位移感測器重要規格

三角雷射位移感測器(上層)		三角雷射位移感測器(上層)	
製造商	Wenglor	製造商	Wenglor
型號	06 MGVL 80	型號	05 MGVL-p24
(動態)解析度	5 $\mu$ m	(動態)解析度	2 $\mu$ m
可量測範圍	20 mm	可量測範圍	10 mm
輸出類型	analog	輸出類型	analog

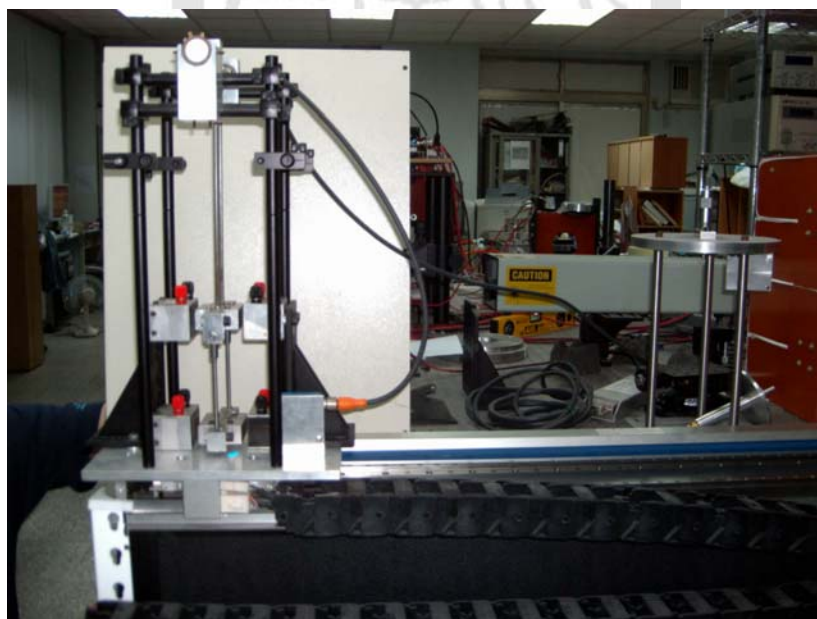


圖3.8 實驗系統實體圖

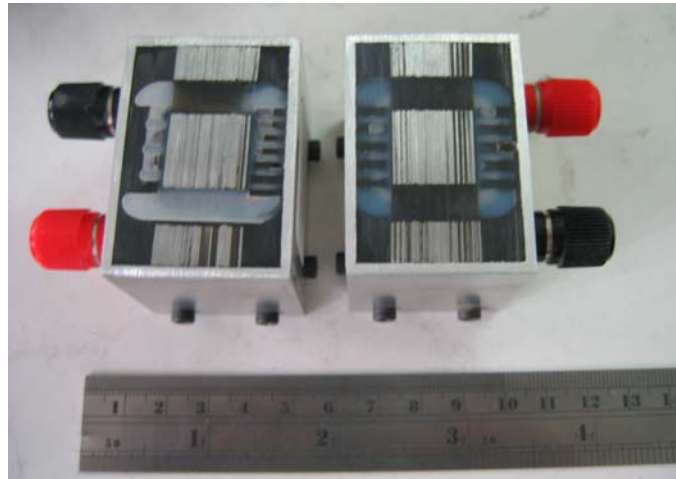


圖 3.9 電磁致動器實際成品

表3.3 電源供應器重要規格

電源供應器(控制上層電磁鐵)		電源供應器(控制下層電磁鐵)	
製造商	MOTECH	製造商	MOTECH
型號	PPS-1005	型號	PPS-2018A
最大輸出電流	1A	最大輸出電流	2A
電壓轉電流比	1A/10V	電壓轉電流比	2A/10V
輸出功率	60W	輸出功率	256W



圖 3.10 電壓轉電流放大器實體圖

### 3.3 系統建模

考慮雙自由度系統，如實際天車系統於上層掛勾重相對於下端負載重不可忽略時，為低阻尼之雙自由度系統，故建模成雙單擺系統，自由體圖如圖3.11所示，其中  $\ddot{x}(t)$  為線性馬達之加速度，第一層之角位移為  $\theta_1$ ，第二層之角位移為  $\theta_2$ ，而雷射位移感測器所量測到的為  $x_2 = L_1 \sin \theta_1 + L_2 \sin \theta_2$ ，利用 Lagrange's equation 推導其運動方程式，系統之動能為：

$$T = \frac{1}{2} m_1 [l_1^2 \dot{\theta}_1^2 + \dot{x}^2 + 2\dot{x}\dot{\theta}_1 l_1 \cos \theta_1] + \frac{1}{2} m_2 [l_1^2 \dot{\theta}_1^2 + \dot{x}^2 + l_2^2 \dot{\theta}_2^2 + 2l_1 l_2 \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 \sin \theta_1 \sin \theta_2 + 2l_1 l_2 \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 \cos \theta_1 \cos \theta_2 + 2\dot{x}\dot{\theta}_1 l_1 \cos \theta_1 + 2\dot{x}\dot{\theta}_2 l_2 \cos \theta_2]$$

系統位能：

$$V = -m_1 g l_1 \cos \theta_1 - m_2 g (l_1 \cos \theta_1 + l_2 \cos \theta_2)$$

其Lagrangian為：

$$L = T - V$$

由Lagrange's Equation對第一個自由度  $\theta_1$  可得：

$$\frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}_1} \right) - \frac{\partial L}{\partial \theta_1} = 0$$

$$m_1 l_1^2 \ddot{\theta}_1 + m_1 l_1 \ddot{x} + m_2 l_1^2 \ddot{\theta}_1 + m_2 l_1 l_2 \ddot{\theta}_2 + (m_1 + m_2) g l_1 \theta_1 + m_2 l_1 \ddot{x} = 0 \quad (3.1a)$$

同理，針對第二個自由度  $\theta_2$  可得：

$$\frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}_2} \right) - \frac{\partial L}{\partial \theta_2} = 0$$

$$m_2 [l_2 \ddot{\theta}_2 + l_1 \ddot{\theta}_1 + \ddot{x}] + m_2 g \theta_2 = 0 \quad (3.1b)$$

將(3.1a)與(3.1b)整理後可得:

$$\begin{cases} (m_1 + m_2) l_1 \ddot{\theta}_1 + (m_1 + m_2) g \theta_1 + (m_1 + m_2) \ddot{x} + m_2 l_2 \ddot{\theta}_2 = 0 \\ m_2 [l_2 \ddot{\theta}_2 + l_1 \ddot{\theta}_1 + \ddot{x}] + m_2 g \theta_2 = 0 \end{cases} \quad (3.1c)$$

其中式(3.1c)為系統運動方程式。系統之自然頻率為:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{g}{2} \left[ (1+R) \left( \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) - \sqrt{(1+R)^2 \left( \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right)^2 - 4 \left( \frac{1+R}{L_1 L_2} \right)} \right]}$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{g}{2} \left[ (1+R) \left( \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) + \sqrt{(1+R)^2 \left( \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right)^2 - 4 \left( \frac{1+R}{L_1 L_2} \right)} \right]} \quad (3.2)$$

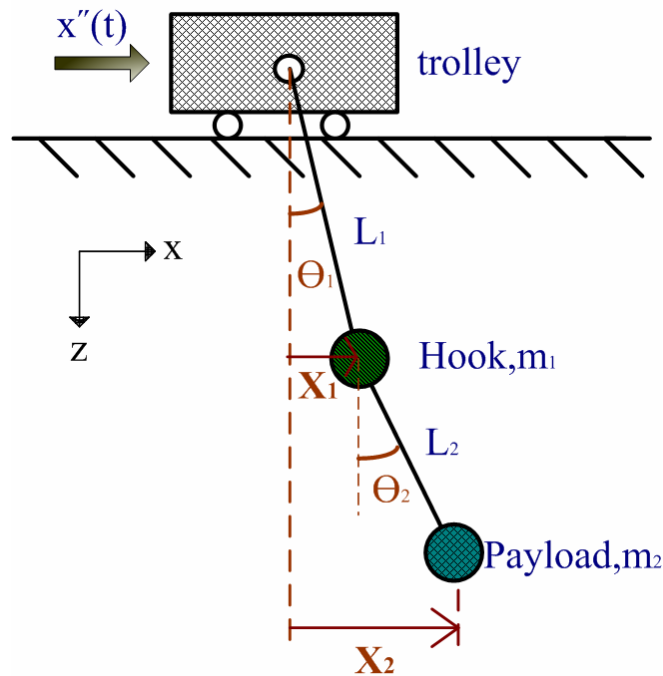


圖3.11 系統自由體圖

### 3.4 系統參數量測

為了獲得系統之自然頻率，首先利用下層電磁致動器給予雙單擺系統主體一脈衝輸入，雷射位移感測器量測系統自由振動之位移量，而後將振動位移資訊利用 matlab7.0 進行快速 Fourier 轉換(FFT)，根據模態分析我們可得到系統自然頻率：系統第一模態： $f_1 = 0.85\text{Hz}$ ，系統第二模態： $f_2 = 2.35\text{Hz}$ ，其頻譜分析圖如圖 3.12 所示。

經由量測後可知，上層 target 質量  $M_1 = 0.28\text{ kg}$ ，下層 target 質量  $M_2 = 0.26\text{ kg}$ ，上層鐵條長度  $L_1 = 0.265\text{ m}$ ，下層鐵條長度  $L_2 = 0.125\text{ m}$ ，而第一組與第二組鐵條的直徑為 4mm，量測後其重量分別為 0.05kg 與 0.017kg，相對於 target 質量重可忽略，故不考慮鐵條重量影響。將系統參數代入(3.2)式中可得其理論上之系統自然頻率為：

$$\begin{aligned}\omega_1 &= 5.38\text{ rad/s} \rightarrow f_1 = 0.86\text{Hz} \\ \omega_2 &= 13.9\text{ rad/s} \rightarrow f_2 = 2.2\text{Hz}\end{aligned}$$

由實際量測與理論推算的結果可知，系統於第一模態的參數準確度較高，系統的第二模態存在部分誤差，誤差存在原因可能為鐵條重量之影響或擺長部分重心-重心量測上的不準確所造成。而系統量測後發現仍具有些許摩擦力，將系統的運動方程式改寫為(3.3)：

$$\begin{cases} (m_1 + m_2)l_1\ddot{\theta}_1 + b_1l_1\dot{\theta}_1 + (m_1 + m_2)g\theta_1 + (m_1 + m_2)\ddot{x} + m_2l_2\ddot{\theta}_2 = 0 \\ m_2[l_2\ddot{\theta}_2 + l_1\ddot{\theta}_1 + \ddot{x}] + b_2l_2\dot{\theta}_2 + m_2g\theta_2 = 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

利用MATLAB7.0/SIMULINK模擬系統，於加入阻尼項後之系統響應



與實際系統響應加以比較，經過多式試誤後可獲得系統近似之阻尼比分別為  $\xi_1 = 0.002$ ， $\xi_2 = 0.0003$ 。其中  $b_1 = 2\xi_1\omega_1$ ， $b_2 = 2\xi_2\omega_2$ 。於回授控制中，電磁致動器動要參數示於表3.4。

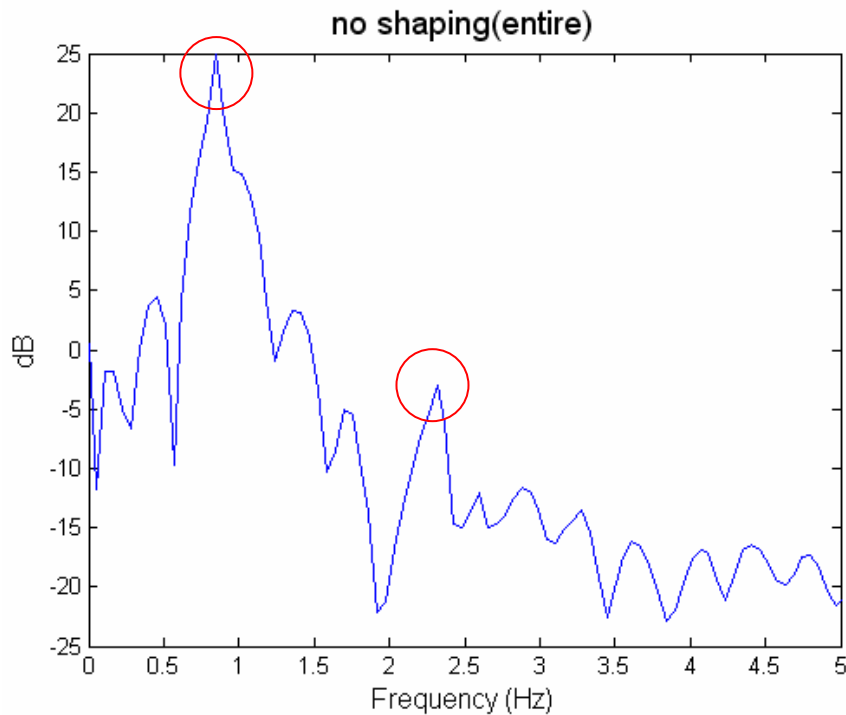


圖3.12 頻譜分析圖

表3.4 電磁致動器參數

上層電磁致動器		下層電磁致動器	
線圈數	1000	線圈數	1200
電磁力常數	$7 \times 10^{-5} \frac{Nm^2}{A^2}$	電磁力常數	$1.2 \times 10^{-4} \frac{Nm^2}{A^2}$
穩態電流	0.001A	穩態電流	0.001A
電阻	40 $\Omega$	電阻	50 $\Omega$
氣隙	10mm	氣隙	10mm

### 3.5 控制方法介紹

本研究建立了一縮小等效雙單擺系統模型，模擬在長距離移動情況下系統主體受力擺動情形，而控制目標為在馬達行進過程中，抑制雙單擺末端振動量。設定馬達最大速度： $V_{max}=1.8\text{ cm/s}$ ，馬達加速/減速時間： $\delta=50\text{ms}$ ，馬達行走總行程為： $s=25\text{cm}$ 。馬達加速瞬間會使得雙單擺系統末端之 overshoot 約為  $4\text{mm}$ ，此大小之選擇主要考量為雷射位移感測器之量測範圍與電磁制動器之有效施力距離，而馬達行走總行程考量 A/D 卡之取樣總數，在此，系統之取樣頻率於本實驗中為  $500\text{Hz}$ 。於模擬中，試著將系統質量與馬達速度放大 100 倍，系統之擺長放大十倍，等效為一實際應用之大型天車，其於傳輸過程中之 overshoot 約為 1.3 公尺，相較本研究所設計之縮小模型放大將近 300 倍，對於天車系統，振動愈大愈不利其運作效率。而固定縮小之模型參數，將馬達傳輸速度增加十倍，則可等效為快速定位系統，當馬達之加速度愈大，造成殘留振動振幅也愈大。

在本節中，將概略介紹三種用來抑制傳輸機構在移動過程中造成系統振動的方法，分別為輸入修正法，頻率響應控制與全狀態回授控制，詳細的應用、模擬與實驗結果將分別於第四章，第五章，第六章中敘述。

#### 3.5.1 線性輸入修正法

於第二章中介紹了輸入修正法的原理與應用，在本論文中，將在第四章中分別利用四種輸入修正方法，分別為：2-pulse ZV，3-pulse ZV，ZVD 與 2x3 MIS ZVD 法，於線性馬達上實驗，改變線性馬達之輸入命令，固

定其最大速度與總位移量，觀察於不加回授控制致動器的情況下，對雙單擺系統在移動過程中的加減速造成的 overshoot/ undershoot 與等速及到達目標位置後之殘留振動的抑制程度。實驗流程如圖 3.13，PC 1 經由運動控制卡與驅動器控制馬達運動，PC 2 存取雷射位移感測器所讀取之位移資訊。

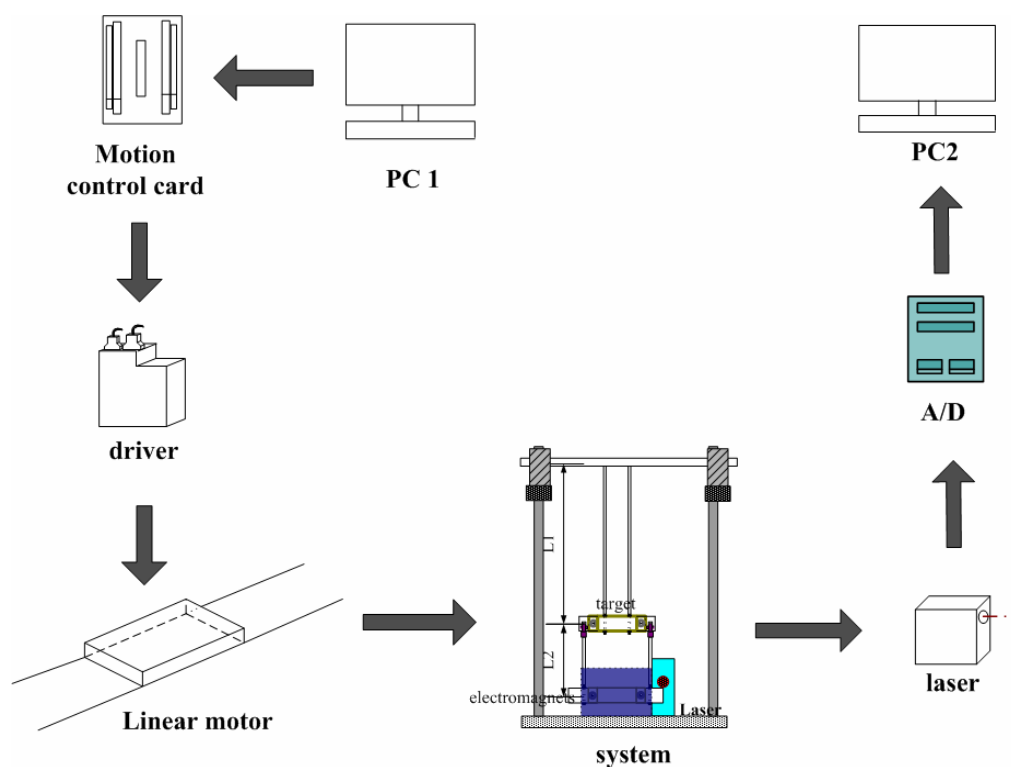


圖 3.13 輸入修正法之實驗流程圖

### 3.5.2 頻率響應控制

於第五章中將加入控制手段，拓展系統上層結構至一電磁驅動系統，使其同時具有長行程與短行程運動的特性。長行程方面為傳輸系統做長距離移動之定位，在本研究中即為線性馬達；短行程方面為利用電磁致動器控制載體之減振，此時，由傳輸系統所引發的慣性力即視為外

界干擾。

於實際的應用中，控制器的設計與實現包括感測器與致動器會大幅度地增加成本與系統總重量，或者在空間配置中不允許感測器與致動器的架設，在這些考量下，維持控制目標：抑制系統主體的振動，而對長距離移動系統而言，其主要考量對象為系統末端之振動。故考慮在本研究所建立之雙單擺系統的末端架設一雷射位移感測器量測其相對馬達移動之位移量，與電磁致動器對系統末端做回授控制，如圖 3.14 所示，只抑制系統末端振動量，不考慮上層位移與控制，將系統視為單輸入單輸出系統。其中，輸入為下層控制之電磁鐵輸入電流，而在電磁鐵致動器實現上，將設定同一層之電磁鐵輸入電流不會同時驅動 target 二側之電磁致動器，根據輸入電流的正負判別驅動之電磁鐵，當輸入電流為正時，則由正方向之電磁鐵吸引 target 往正方向移動，反之輸入電流為負時，則由負方向之電磁鐵吸引 target 往負方向移動。

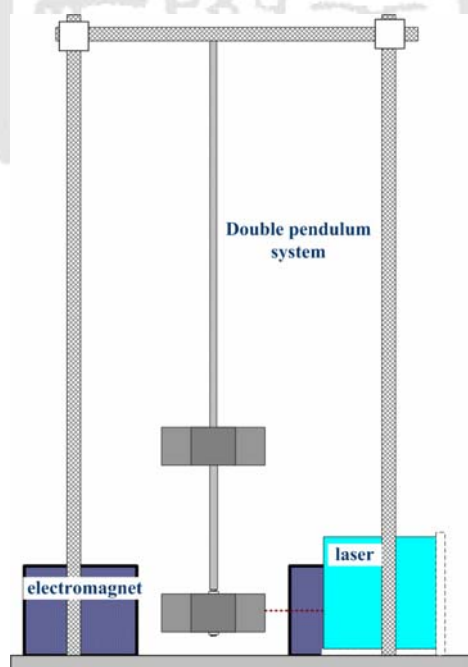


圖 3.14 頻率響應控制示意圖

將系統簡化並整理成單輸入單輸出系統，經 Laplace Transform 可得一四階之轉移方程式，如式 3.4:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_0s^2 + b_1s + a_2}{s^4 + a_1s^3 + a_2s^2 + a_3s + a_4} \quad (3.4)$$

其中  $u(t)$  系統輸入， $y(t)$  為系統輸出， $U(s)$  與  $Y(s)$  分別為  $u(t)$  與  $y(t)$  經 Laplace Transform 後的形式。

接著設計頻率響應控制，馬達之加速度與減速度視為外界干擾。其實驗流程如圖 3.15，PC 1 經由運動控制卡與驅動器控制馬達運動，PC 2 存取雙單擺末端雷射位移感測器所讀取之位移資訊，並經由程式撰寫控制器法則，輸出之電壓再經由電壓轉電流之 power supply 連接電磁鐵，以控制雙單擺末端之振動。

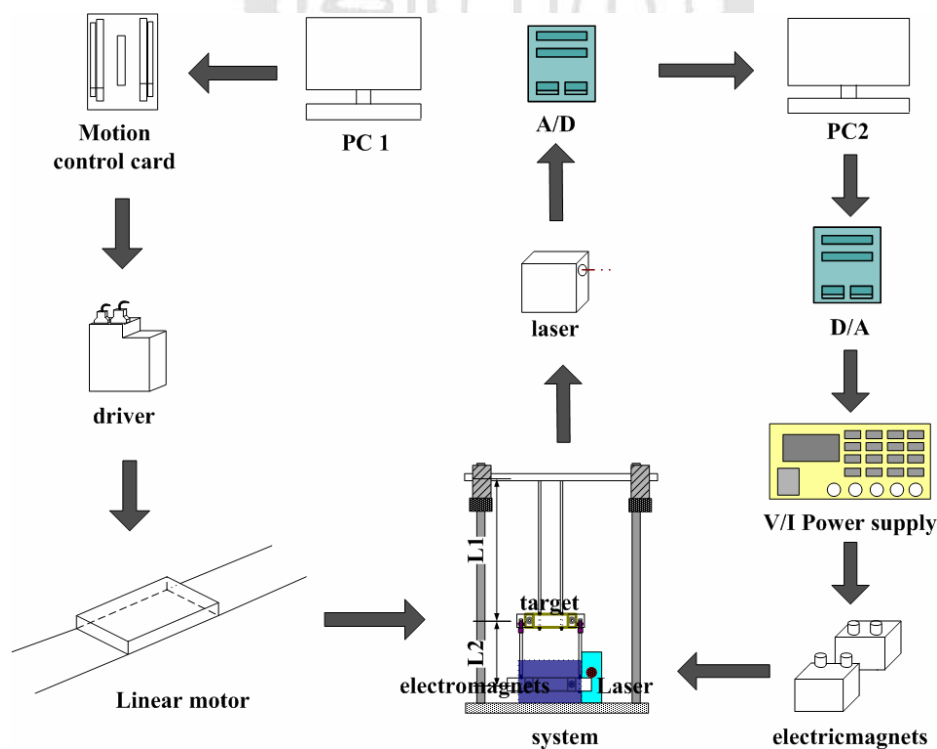


圖 3.15 回授控制之流程圖

### 3.5.3 狀態回授控制

於第六章中，將根據雷射位移感測器與系統動態特性建立一狀態估測器，分別利用全階估測器與最小階估測器來估測系統之狀態，並討論在獲得之狀態充足與否以及其狀態估測之差別。再利用估測出的狀態設計全狀態回授控制器於電磁鐵上實現，而因電磁鐵具非線性特性，將分別討論操作點線性化與回饋線性化實現上其振動抑制效果的差異。其實驗流程圖如圖 3.15 所示，差異為將上層與下層位移回授，設計全狀態回授控制器，同時控制上層與下層之振動。



### 3.6 本章結論

於本研究中，考慮長距離移動系統主體為二部分連桿連接或存在第二個模態時系統主體之運動，並建立一縮小等效雙單擺系統以模擬實際系統運作，考慮在低阻尼情況下面對傳輸機構運動時之振動情形，並分別利用開迴路與閉迴路控制來抑制系統振動。於實驗中，以線性馬達模擬傳輸機構，控制目標為在馬達行進過程中，抑制雙單擺末端之振動。於 3.4 節中，也介紹了三種用來抑制系統振動的方法。在振動抑制上，可根據在成本或精度的上考量來選擇輸入修正法或閉迴路控制，在第四章，第五章，第六章中，將分別使用三種方法來抑制系統的振動，在第七章中，將三種振動抑制方法做一整合性討論，並就其對參數誤差做討論。



# 第四章 輸入修正法模擬與實驗

## 4.1 本章介紹

輸入修正法屬於廣義的前置補償控制技術的一種，指的是對一動態系統之輸入，依系統特性與所需之目的加以修正，並利用此被修正過的輸入來改善動態系統之反應。本文將利用於第二章介紹的四種輸入修正法: 2-pulse ZV, 3-pulse ZV, ZVD與2x3 MIS ZVD法，於線性馬達上實現，討論其在系統移動過程中與到達定位之後殘留振動的抑制能力。

在本章中，4.2 節為此五種輸入修正法的於實驗系統上的設計方式，4.3 節為將其設計完的輸入修正命令於線性馬達上實現，並從模擬與實驗上去觀察其振動抑制結果，4.4 節將討論這五種方法抑制振動的比較與在參數變異的情況下之靈敏度曲線，4.5 節為本章結論。圖4.1為本章節流程圖。

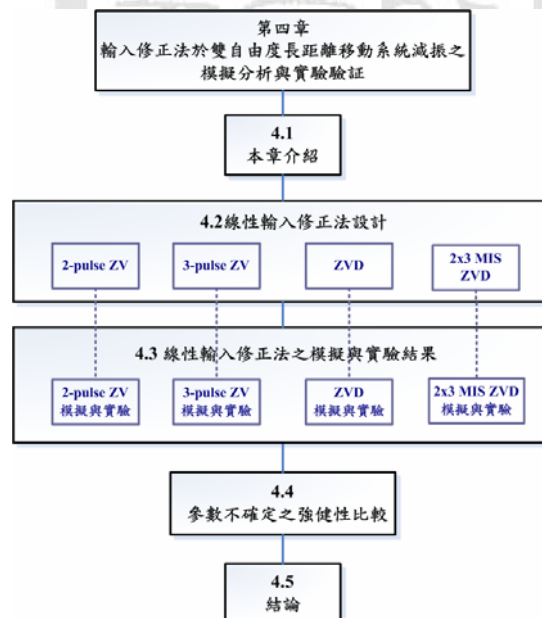


圖4.1 本章架構



## 4.2 線性輸入修正法設計

首先，訂定長距離行程目標:在最短的時間內到達目標位置，距離為 25cm。故設計馬達移動的作動行程為：在時間 0 秒時，經歷 50ms 加速到 1.8cm/s，維持等速度運動，最後經歷 50ms 時間減速，其作動行程為圖 4.2，總作動距離為 25cm，其中 50ms 為線性馬達所能加/減速的最短時間。



圖 4.2 馬達速度切換圖

系統運動方程式已由式(3.1c)表示，其中 $\ddot{x}$ 為馬達作用之加速度，即 $\ddot{x} = a$ ，其輸入命令為圖 4.3 所示。

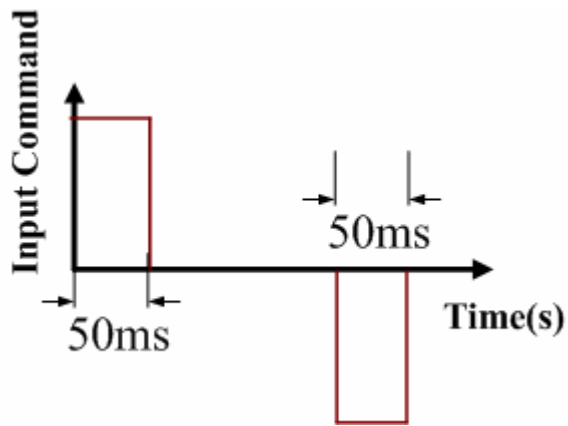
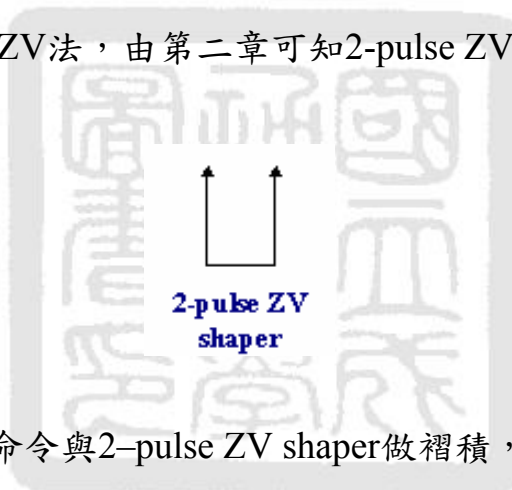


圖 4.3 馬達輸入命令

#### 4.2.1 Two-pulse ZV 法

首先設計2-pulse ZV法，由第二章可知2-pulse ZV之輸入修正模式為：



接著，將馬達的輸入命令與2-pulse ZV shaper做褶積，則可得新的馬達輸入命令，如圖4.4所示：

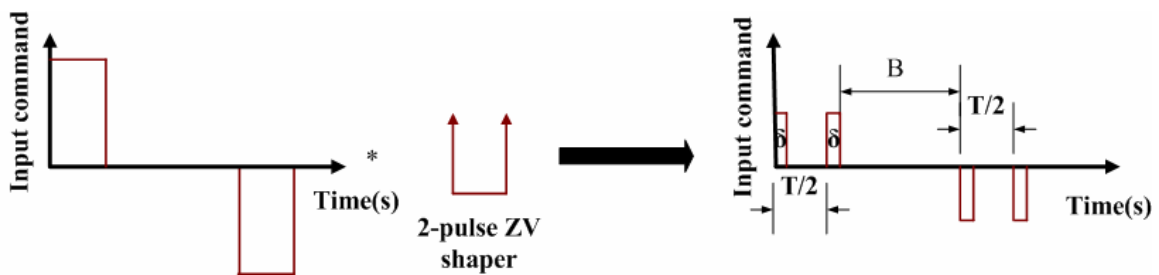


圖 4.4 2-pulse ZV shaper command

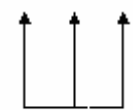
可知線性馬達的加速度如式(4.1)所示:

$$a = \frac{1}{2} V_{\max} \cdot \begin{cases} \frac{1}{\delta} & 0 \leq t \leq \delta & T_1/2 \leq t \leq T_1/2 + \delta \\ -\frac{1}{\delta} & T_1/2 + \delta + B \leq t \leq T_1/2 + 2\delta + B, \quad T_1 + \delta + B \leq t \leq T_1 + 2\delta + B \\ 0 & \text{others} \end{cases} \quad (4.1)$$

其中  $V_{\max}$  為馬達之最大速度， $\delta$  為加速度作用時間， $a$  為馬達每一步的加速度大小， $B$  為馬達等速度運動的時間， $T_1/2$  為懸臂樑結構的第一個模態的半週期。理論上，完美的情形為設計加減速的型為脈衝函數，即令  $\delta \rightarrow 0$ ，為符合設計的可行性，我們令  $\delta$  為馬達可以加速的最短時間，即  $\delta = 50\text{ms}$ 。

#### 4.2.2 Three-pulse ZV法

接著設計3-pulse ZV法，由第二章我們 3-pulse ZV 之輸入修正模式為：



3-pulse ZV shaper

接著，將馬達的輸入命令與 3-pulse ZV shaper 做褶積，則可得新的馬達輸入命令，如圖4.5所示：

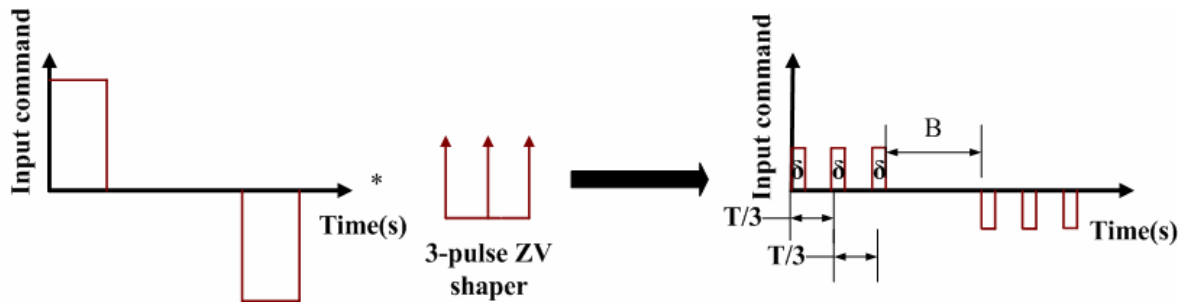


圖4.5.3 – pulse ZV shaper command

可知其線性馬達的加速度如式(4.2)所示：

$$a = \frac{1}{3} V_{\max} \cdot \begin{cases} \frac{1}{\delta} & 0 \leq t \leq \delta, T_1/3 \leq t \leq T_1/3 + \delta, 2T_1/3 \leq t \leq 2T_1/3 + \delta \\ \frac{1}{\delta} & 2T_1/3 + \delta + B \leq t \leq 2T_1/3 + 2\delta + B, T_1 + \delta + B \leq t \leq T_1 + 2\delta + B \\ \frac{1}{\delta} & 4T_1/3 + \delta + B \leq t \leq 4T_1/3 + 2\delta + B \\ 0 & \text{others} \end{cases} \quad (4.2)$$

3-pulse ZV shaper 為將原本馬達的加速度大小分為三等分，首先施予一個 impulse 的加速度，在系統第一個模態的 1/3 週期給予第二個 impulse 的加速度，在系統第一個模態的 2/3 個週期後再給予第三個 impulse 的加速度，每一個 impulse 的大小皆為原本加速度的 1/3。

其中  $V_{\max}$  為馬達之最大速度， $\delta$  為加速度作用的時間， $B$  為馬達等速度運動的時間， $T_1/3$  為懸臂樑結構第一個模態的 1/3 週期。

### 4.2.3 ZVD 法

接著設計 ZVD 法，由第二章我們可知 ZVD shaper 之輸入修正模式為：



ZVD shaper

接著，我們將馬達的輸入命令與 ZVD shaper 做褶積，則可得新的馬達輸入命令，如圖4.6所示：

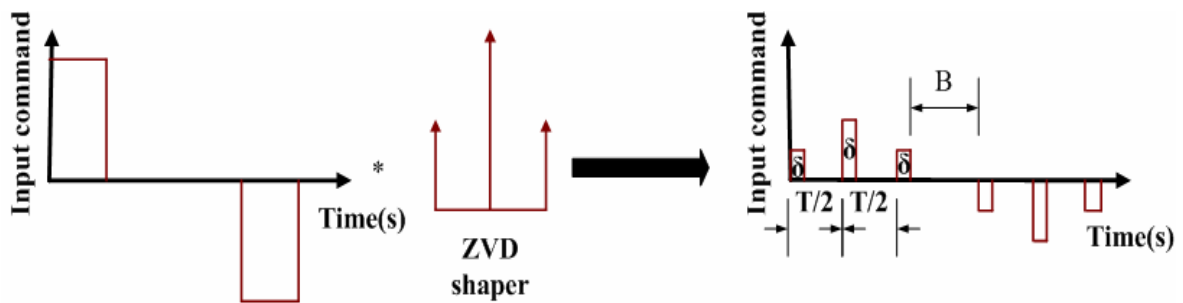


圖4.6 ZVD shaper command

可知其線性馬達的加速度如式(4.3)所示：

$$a = \frac{1}{2}V_{\max} \begin{cases} \frac{1}{\delta} & 0 \leq t \leq \delta, T_1 \leq t \leq T_1 + \delta \\ \frac{2}{\delta} & T_1/2 \leq t \leq T_1/2 + \delta \\ -\frac{1}{\delta} & T_1 + \delta + B \leq t \leq T_1 + 2\delta + B, \\ & 2T_1 + \delta + B \leq t \leq 2T_1 + 2\delta + B \\ \frac{2}{\delta} & 3T_1/2 + \delta + B \leq t \leq 3T_1/2 + 2\delta + B \\ 0 & \text{others} \end{cases} \quad (4.3)$$

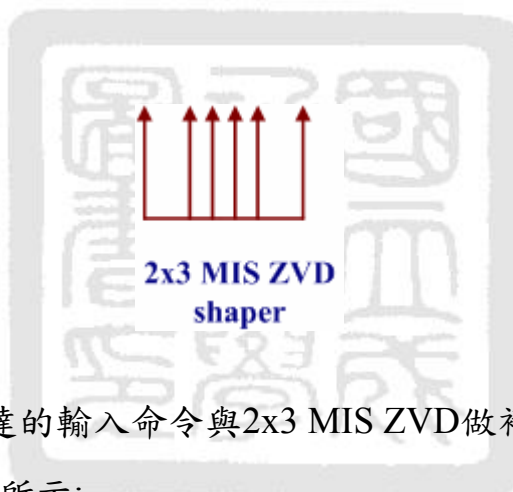
ZVD shaper 為將系統輸入分段為 1 : 2 : 1，首先在馬達起始瞬間施

予一個 impulse 的加速度，在系統第一個模態的半週期之後給予第二個 impulse 的加速度，在系統第一個模態的第二個半週期之後再給予第三個 impulse 的加速度。

其中  $V_{max}$  為馬達之最大速度， $\delta$  為加速度作用的時間， $B$  為馬達等速度運動的時間， $T_1/2$  為懸臂樑結構第一個模態的半週期。

#### 4.2.4 2x3 MIS ZVD法

接下來設計2x3 MIS ZVD法，由第二章我們2x3 MIS ZVD shaper之輸入修正模式為：



接著，我們將馬達的輸入命令與2x3 MIS ZVD做褶積，則可得新的馬達輸入命令，如圖4.7所示：

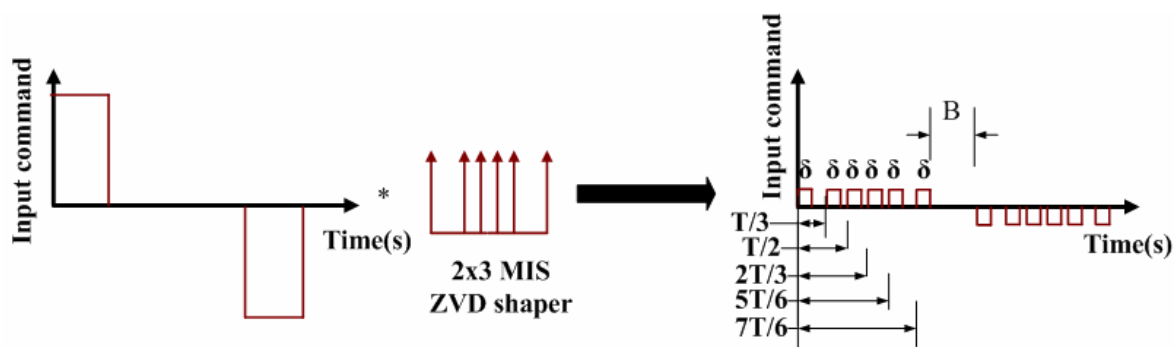


圖4.7 2x3 MIS ZVD shaper command

可知其線性馬達的加速度如式(4.4)所示:

$$a = \frac{1}{6}V_{\max} \cdot \begin{cases} \frac{1}{\delta} & \begin{aligned} & 0 \leq t \leq \delta, T_1/3 \leq t \leq T_1/3 + \delta \\ & T_1/2 \leq t \leq T_1/2 + \delta, 2T_1/3 \leq t \leq 2T_1/3 + \delta \\ & 5T_1/6 \leq t \leq 5T_1/6 + \delta, 7T_1/6 \leq t \leq 7T_1/6 + \delta \\ & 7T_1/6 + \delta + B \leq t \leq 7T_1/6 + 2\delta + B, \\ & 9T_1/6 + \delta + B \leq t \leq 9T_1/6 + 2\delta + B, \\ & 10T_1/6 + \delta + B \leq t \leq 10T_1/6 + 2\delta + B, \\ & 11T_1/6 + \delta + B \leq t \leq 11T_1/6 + 2\delta + B, \\ & 12T_1/6 + \delta + B \leq t \leq 12T_1/6 + 2\delta + B, \\ & 14T_1/6 + \delta + B \leq t \leq 14T_1/6 + 2\delta + B, \end{aligned} \\ -\frac{1}{\delta} & \\ 0 & \text{others} \end{cases} \quad (4.4)$$

其中  $V_{\max}$  為馬達之最大速度， $\delta$  為加速度作用的時間， $B$  為馬達等速度運動的時間， $T_1/2$  為懸臂樑結構第一個模態的半週期。

2x3 MIS ZVD 法為將 2-pulse ZV 與 3-pulse ZV 褶積所得。其為分別在馬達起始瞬間與系統第一個模態週期的  $1/3, 1/2, 2/3, 5/6, 7/6$ ，分別施於 impulse 的加速度，每一個加速度 impulse 的大小皆為原本未修正前大小的  $1/6$ 。

### 4.3 線性輸入修正法之模擬與實驗結果

將圖 4.3 的馬達輸入命令，利用 MATLAB 7.0/SIMULINK 模擬，馬達行走總距離為 25 公分，約經歷 13.8 秒到到達目標位置，其總行程圖如圖 4.8，從圖上可看出在馬達起動與到達定位後系統有明顯的殘留振動存在，而為了便於觀察系統振動情形，我們考慮雙單擺系統相對於平台的振動量，如圖 4.9 所示，為利於比較將模擬結果平移 5mm，可知在未使用輸入修正法的情況下，一開始馬達加速度會使系統產生約 4mm 的振動量，而經由馬達實現後，實驗系統於馬達起動後的第一個振動振幅也約為 4mm。而經過 13.8 秒到達目標位置後，模擬與實驗結果皆有明顯的殘留振動存在，接下來將利用輸入修正法修正後的馬達輸入命令經由馬達實現，其流程圖如圖 4.10。

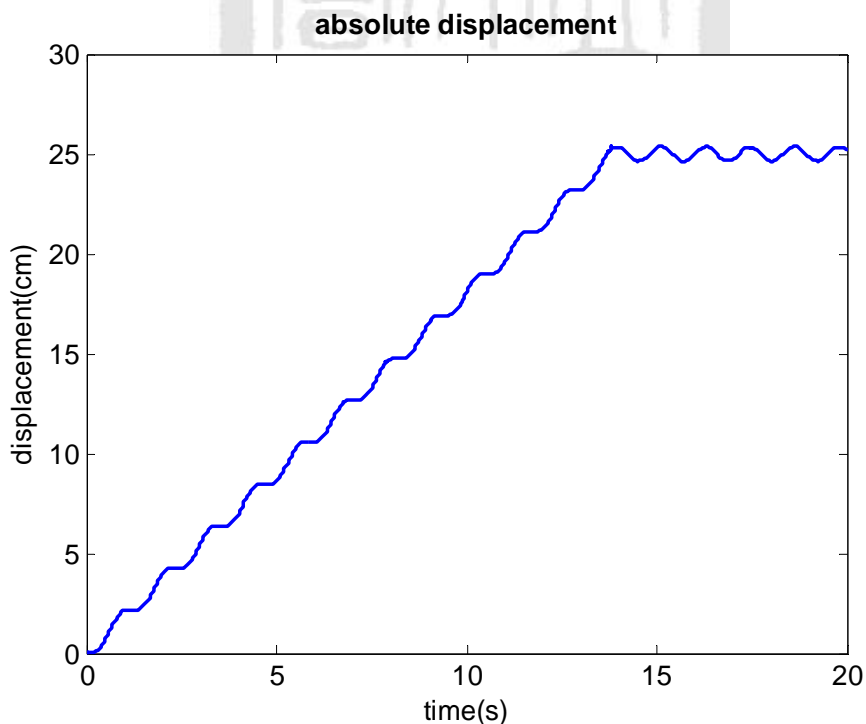


圖 4.8 系統振動絕對位移圖



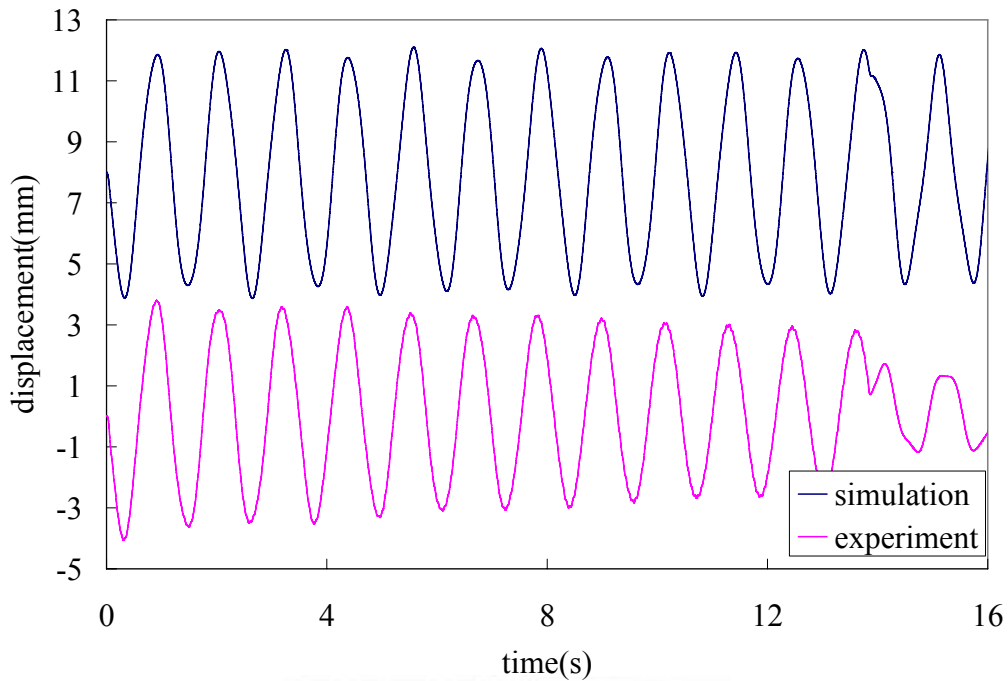


圖 4.9 未使用輸入修正法時系統振動相對圖

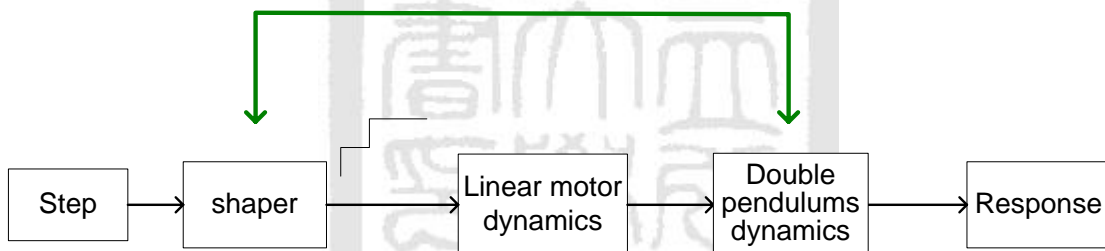


圖 4.10 輸入修正法實現流程圖

### 4.3.1 2-pulse ZV法

於4.2.1節經2-pulse ZV shaper修正過後的馬達輸入其輸入型式如圖4.11。將馬達的加速/減速均分為二段，第一段經歷50 ms加速至0.9cm/s，間隔系統第一模態半週期後，再經歷50ms加速到1.8cm/s，接著等速，然後減速分成二段，第一段經歷50 ms減速至0.9cm/s，間隔系統第一模態半週期後，再經歷50ms減速到0cm/s，總行距為25cm。

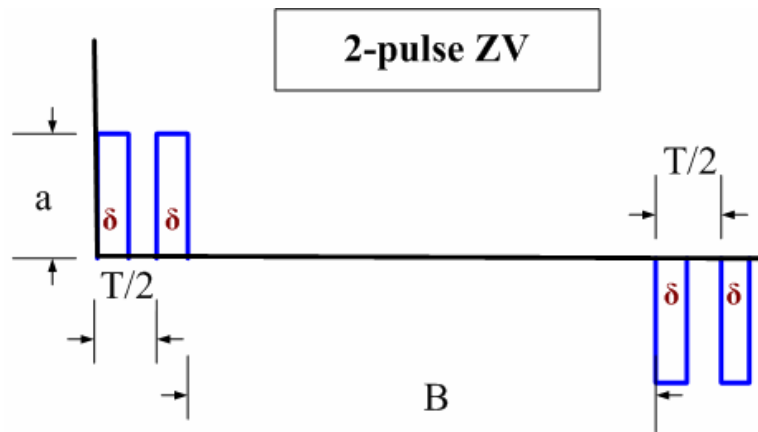


圖 4.11 經 2-pulse ZV shaper 後的馬達輸入命令

經由MATLAB7.0/ SIMULINK模擬與實驗驗證後結果如圖4.12，因 2-pulse ZV法每一加速大小為修正前的1/2，故其修正後馬達加速/減速造成之overshoot/ undershoot為未修正前系統振動的50%，在馬達等速的過程中與到達定位後，系統的存在的些許振動量為系統第二模態所造成，而實驗的結果於模擬有相同的趨勢。

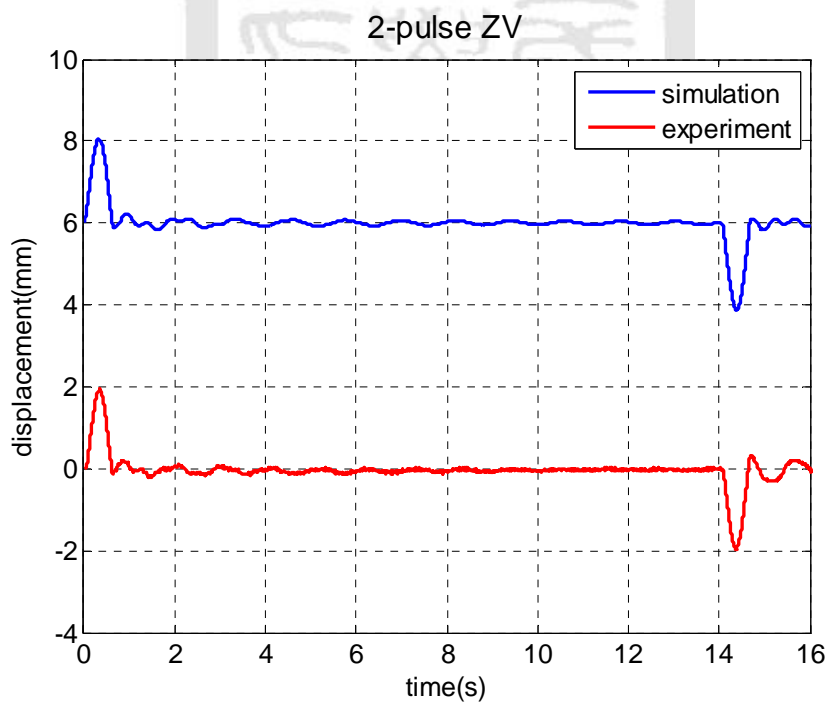


圖 4.12 系統經 2-pulse ZV 法後之模擬與實驗結果

### 4.3.2 3-pulse ZV法

於4.2.2節經3-pulse ZV shaper修正過後的馬達輸入其輸入型式如圖4.13。將馬達的加速/減速均分為三段，第一段經歷50 ms加速至0.6cm/s，間隔系統第一模態的1/3個週期後，再經歷50 ms加速至1.2cm/s，再間隔系統第一模態的1/3個週期後，再經歷50ms加速到1.8cm/s，接著等速，然後減速分成三段，第一段經歷50 ms減速至1.2cm/s，間隔系統第一模態的1/3個週期後，再經歷50 ms減速至0.6cm/s，再間隔系統第一模態的1/3個週期後，再經歷50ms減速到0cm/s，總行距為25cm。

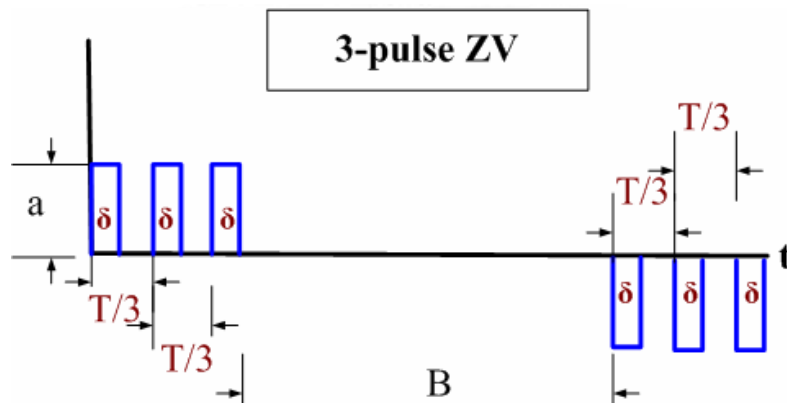


圖4.13 經3-pulse ZV shaper後的馬達輸入命令

經由MATLAB7.0/ SIMULINK模擬與實驗驗證後，結果如圖4.14，3-pulse ZV法每一加速大小為修正前的1/3，故其修正後馬達加速/減速造成之overshoot/ undershoot為未修正前系統振動的33%，在馬達等速的過程中與到達定位後，系統的存在的些許振動量為系統第二模態所造成，而實驗上，在馬達加速/減速時的overshoot/ undershoot為1 mm，較模擬結果為小，其原因可能為系統週期在實現上所取的位數有限，無法很準確地在系統週期1/3時使馬達加速，故並沒有將波形相消的很徹底，造成於等

速時殘留振動較實驗上明顯。

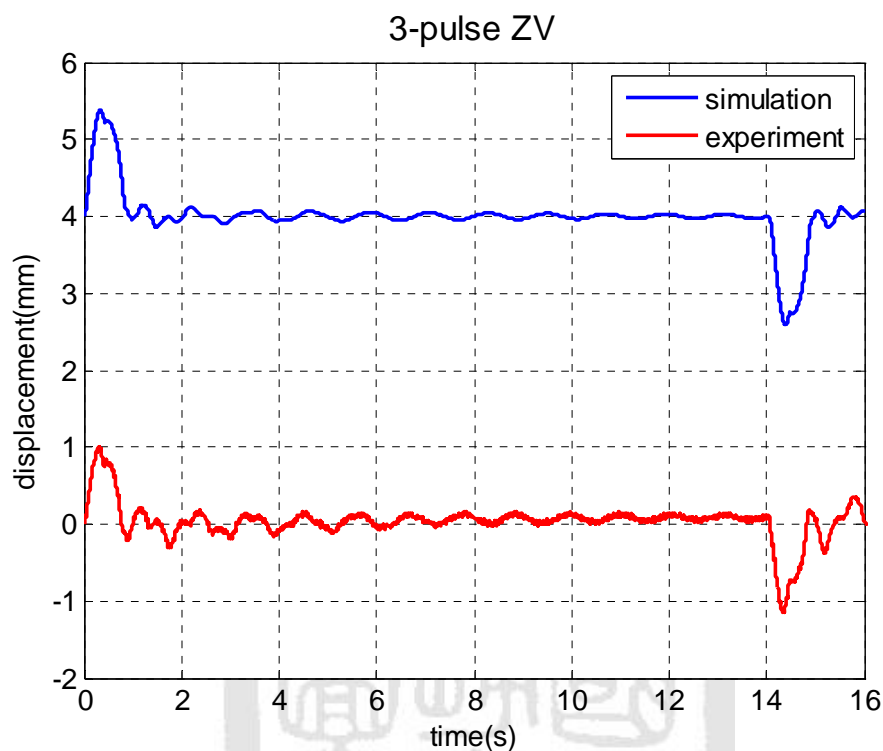


圖 4.14 系統經 3-pulse ZV 法後之模擬與實驗結果

### 4.3.3 ZVD法

於4.2.3節經ZVD shaper修正過後的馬達輸入其輸入型式如圖4.15。將馬達的加速/減速分為三段，其大小比為1：2：1，時間間隔皆為系統半週期：第一段經歷50 ms加速至0.45cm/s，間隔系統第一模態的半個週期後，再經歷50 ms加速至1.35cm/s，再間隔系統第一模態的半週期後，再經歷50ms加速到1.8cm/s，接著等速，然後減速分成三段，第一段經歷50 ms減速至1.35cm/s，間隔系統第一模態的半週期後，再經歷50 ms減速至0.45cm/s，再間隔系統第一模態的半週期後，再經歷50ms減速到0cm/s，總行距為25cm。

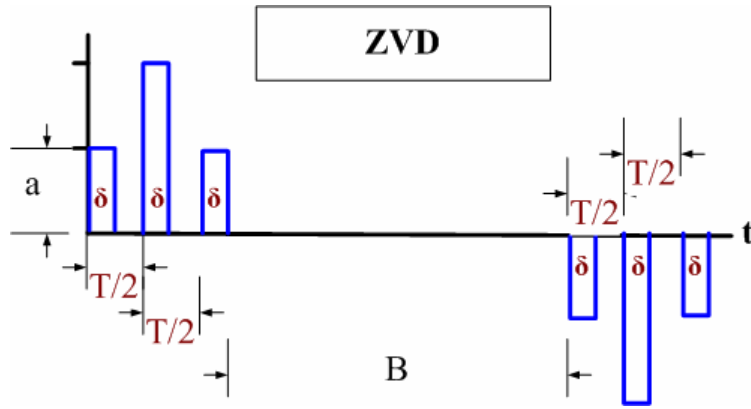


圖4.15經ZVD shaper後的馬達輸入命令

經由MATLAB7.0/ SIMULINK模擬與實驗驗證後，結果如圖4.16，ZVD法起始加速大小為修正前的1/4，故修正後馬達加速/減速造成之 overshoot/ undershoot約為未修正前系統振動的20%，在馬達等速的過程中與到達定位後，系統的存在的些許振動量為系統第二模態所造成，而實驗的結果於模擬有相同的趨勢。

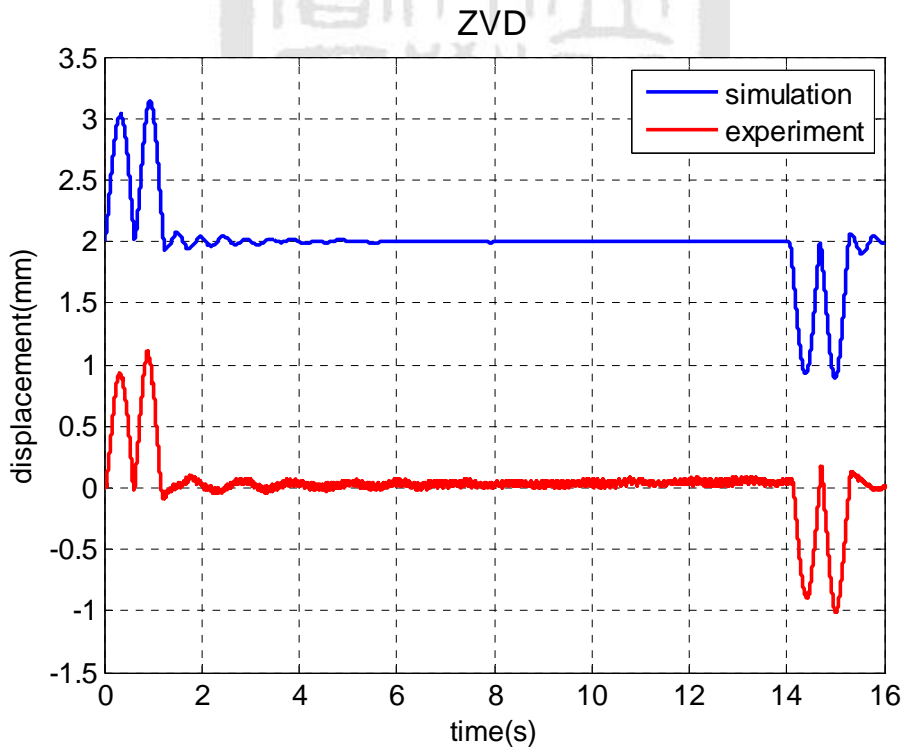


圖4.16 系統經ZVD法後之模擬與實驗結果

### 4.3.4 2x3 MIS ZVD 法

於4.2.4節經2x3 MIS ZVD shaper修正過後的馬達輸入其輸入型式如圖4.17。將馬達的加速/減速均分為六段，其加速/減速間隔依序為分別為系統第一模態的 $1/3$ ， $1/2$ ， $2/3$ ， $5/6$ ，與 $7/6$ ，接著維持等速，然後減速，總行距為25cm。

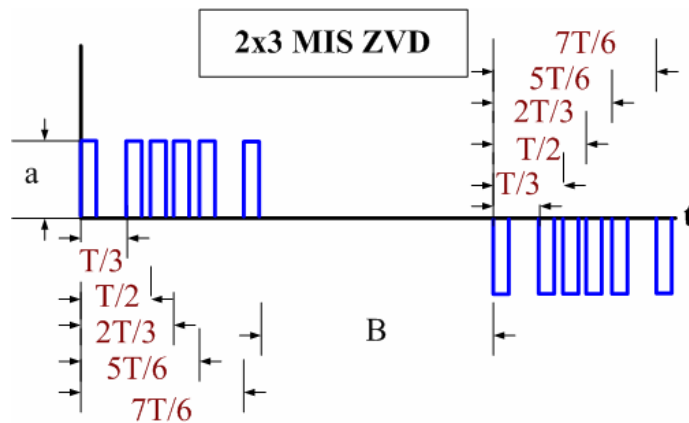


圖 4.17 經 2x3 MIS ZVD shaper 後的馬達輸入命令

經由MATLAB7.0/ SIMULINK模擬與實驗驗證後，結果如圖4.18，2x3 MIS ZVD法每一加速大小為修正前的 $1/6$ ，故修正後馬達加速/減速造成之overshoot/undershoot約為未修正前系統振動的17%，在馬達等速的過程中與到達定位後，系統的存在的一些許振動量為系統第二模態所造成，而實驗的結果於模擬有相同的趨勢。

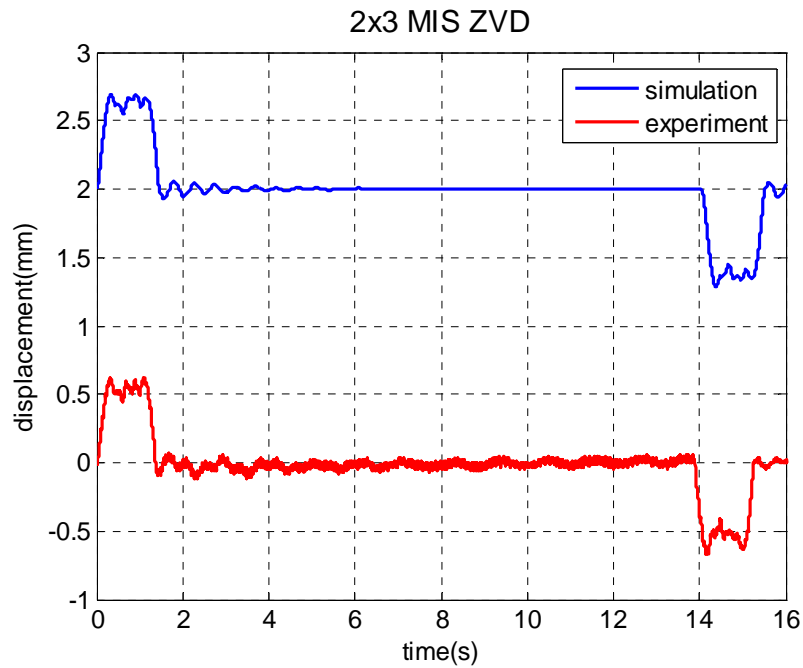


圖 4.18 系統經 2x3 MIS ZVD 法後之模擬與實驗結果

#### 4.3.5 結果討論

於本節中，將輸入修正法應用於本研究所建立之縮小雙單擺模型上，並利用MATLAB7.0/SIMULINK模擬與實驗驗證輸入修正法對於殘留振動之抑制能力，由其結果可知，輸入修正法可有效的抑制系統殘留振動存在，並降低加速與減速所造成overshoot/undershoot，而在等速過程中所殘留的振動，主要為系統第二模態所造成，故無法完全的利用波形相消的原理將其完全地抑制。而在四種輸入修正的方法中，2-pulse ZV法所須的總加速時間為最短，但其overshoot/undershoot為五種方式中最大，2x3 MIS ZVD法所須的總加速時間為 $7T_1/6$ ，為五種輸入修正中所需最長的加速時間，但其overshoot/undershoot為五種輸入修正中最小。

#### 4.4 參數不確定之強健性比較

輸入修正法的設計與系統之自然頻率有關，若自然頻率量測存在誤差則會造成馬達起動時間上的不準確，而影響其對振動抑制的效果。在此，將利用 MATLAB7.0\SIMULINK 改變系統輸入修正法設計的頻率，即為改變其設計的系統週期，系統參數固定，觀察其強健性。其中，令橫軸為變異的系統週期比上準確的系統週期，分別對其 overshoot/undershoot 與殘留振動作圖。在此，因輸入修正法只針對系統第一模態做設計，故只考慮系統第一模態之週期變異。定義：

$$\text{overshoot percentage} = \frac{\text{overshoot with shaping}}{\text{overshoot without shaping}} \times 100 \%$$

$$\text{residue vibration percentage} = \frac{\text{residue vibration with shaping}}{\text{residue vibration without shaping}} \times 100 \%$$

圖 4.19 與圖 4.20 分別為 2 pulse ZV 法與 3-pulse ZV 法對週期變異的敏感度曲線，橫軸為變異的系統週期  $T^*$  比上準確的系統週期  $T$ ，考慮其週期變異為 0.6~1.4 之間，在 overshoot 的抑制上，2 pulse ZV 與 3 pulse ZV 在週期比例小時，overshoot 與殘留振動的抑制效果皆較差，而週期比例大於 1 之後，overshoot 的振幅比例固定為修正前的 50% 與 33%，符合輸入修正後之脈衝輸入所抑制之 overshoot 大小，而殘留振動對於週期變異皆有明顯的變化，2-pulse ZV 法最大為 60%，而 3-pulse ZV 法最大為 53%。

圖 4.21 與圖 4.22 分別為 ZVD 與 2x3 MIS ZVD 法對週期變異的敏感度曲線，橫軸為變異的系統週期  $T^*$  比上準確的系統週期  $T$ ，在比例為 1



時，其 overshoot 與殘留振動皆為最小，在參數變異小，其 overshoot 最大分別為 50% 與 41%。

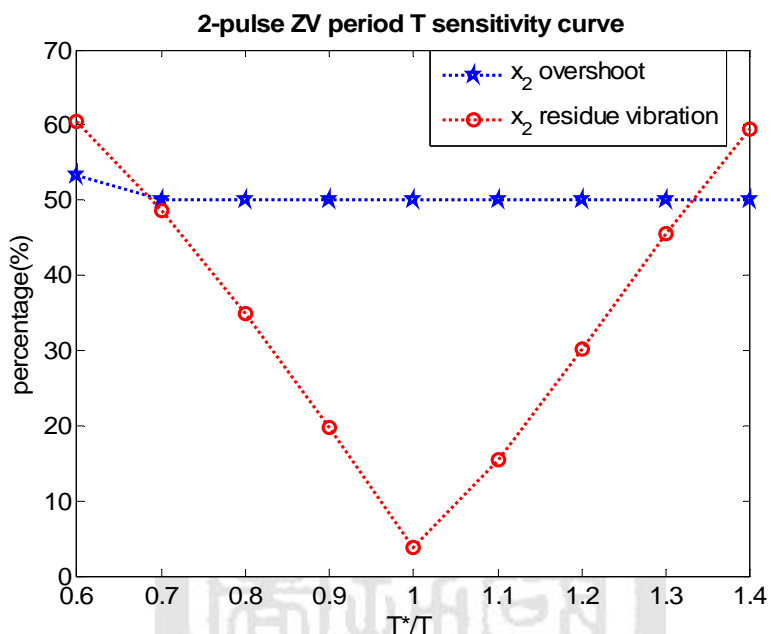


圖 4.19 2 pulse ZV 法週期變異之敏感度曲線

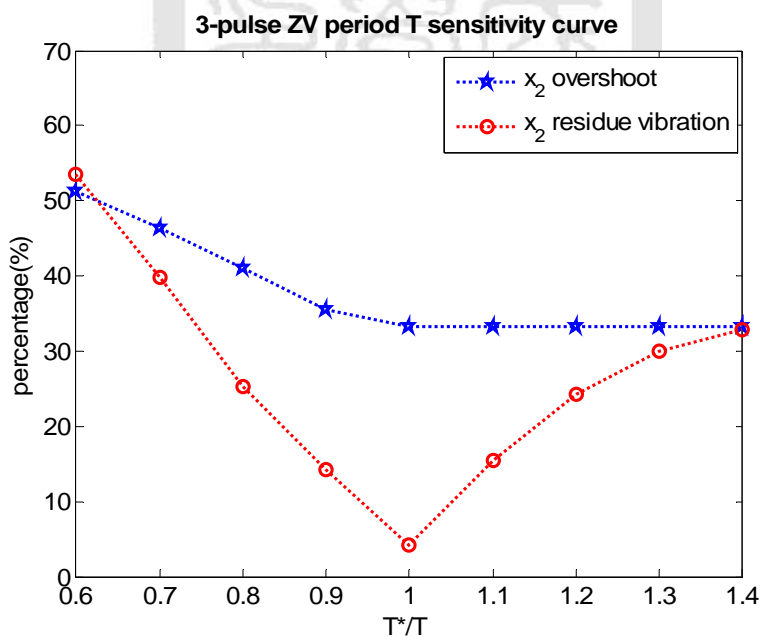


圖 4.20 3 pulse ZV 法週期變異之敏感度曲線

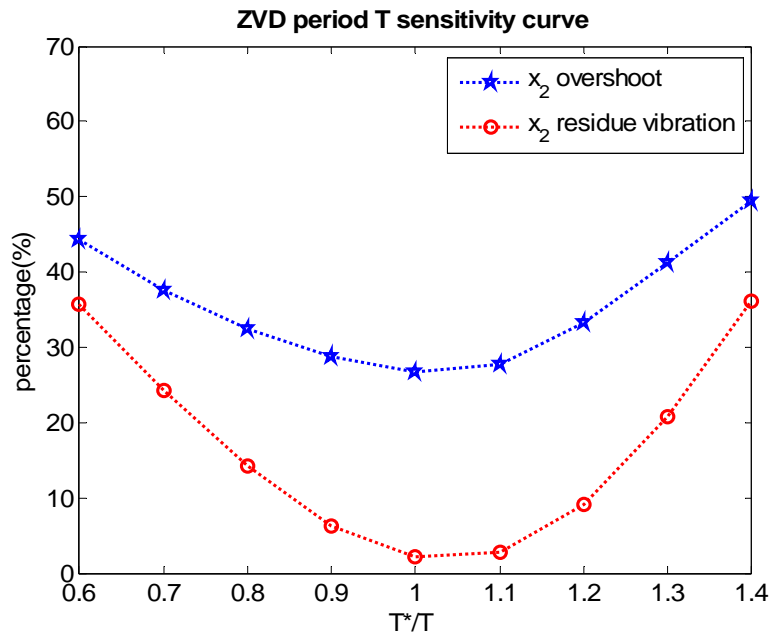


圖 4.21 ZVD 法週期變異之敏感度曲線

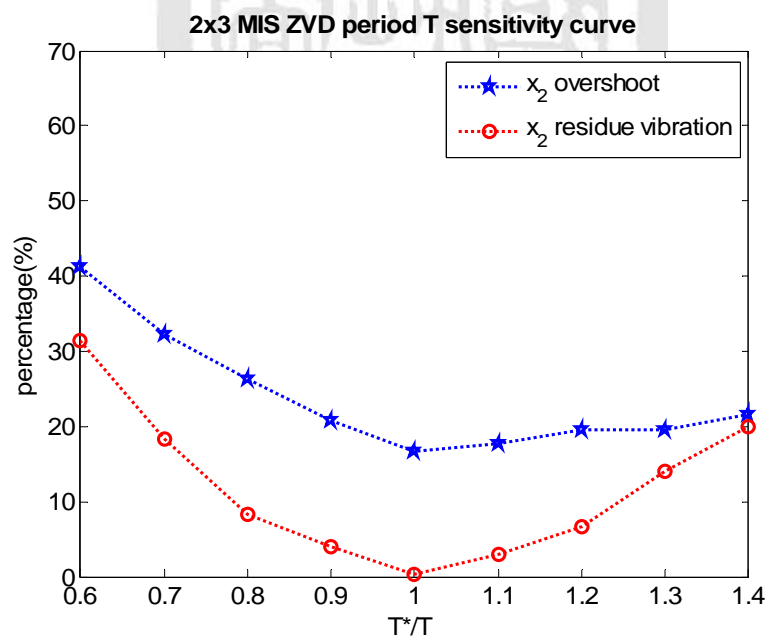


圖 4.22 2x3 MIS ZVD 法週期變異之敏感度曲線

四種輸入修正法對頻率變異之強健性模擬比較如圖 4.23，實驗比較如圖 4.24，模擬與實驗結果具有相同趨勢，可明顯看出當系統自然頻率

與設計所採用之自然頻率比例為 1 時，殘留振動為最小。而面對頻率誤差的情況下，2 pulse ZV 的殘留振動比例變化最大，而 2x3 MIS ZVD 為最小。

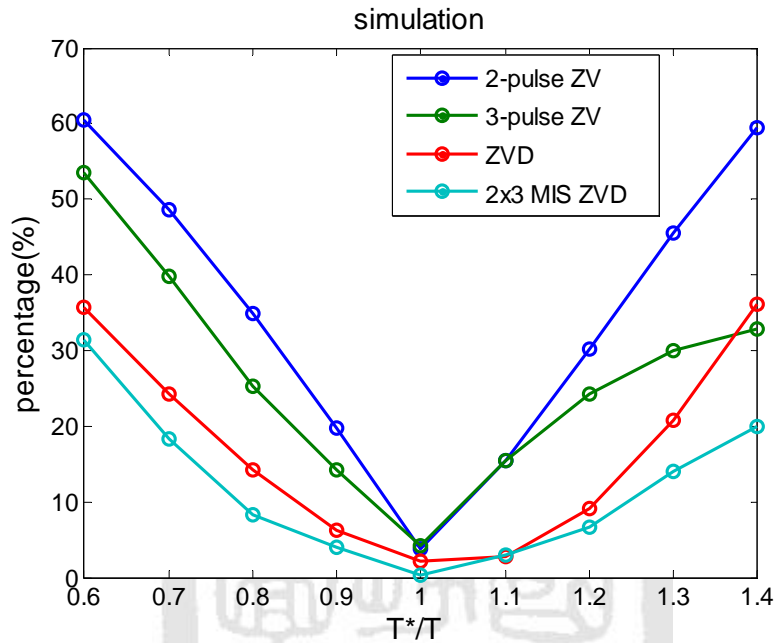


圖 4.23 輸入修正法對頻率變異之強健性模擬比較

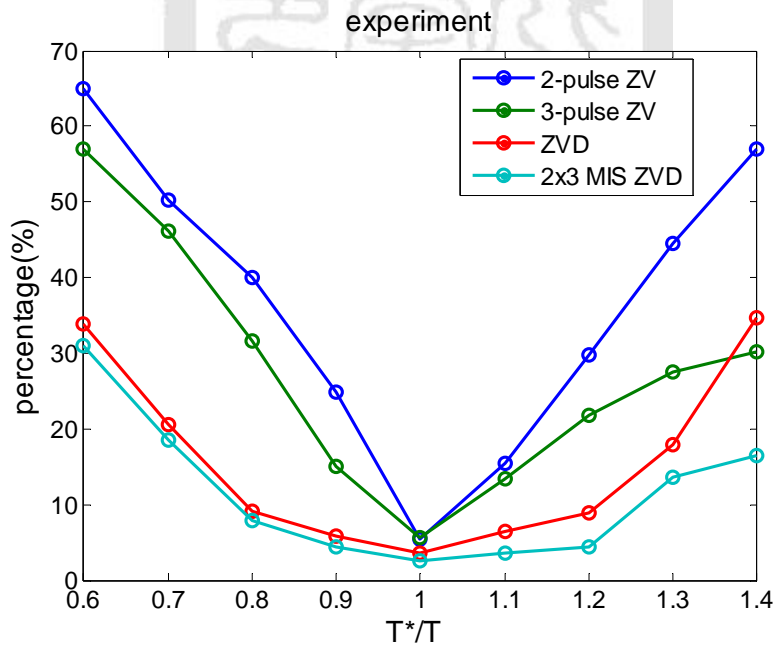


圖 4.24 輸入修正法對頻率變異之強健性實驗比較

## 4.5 實驗結果討論

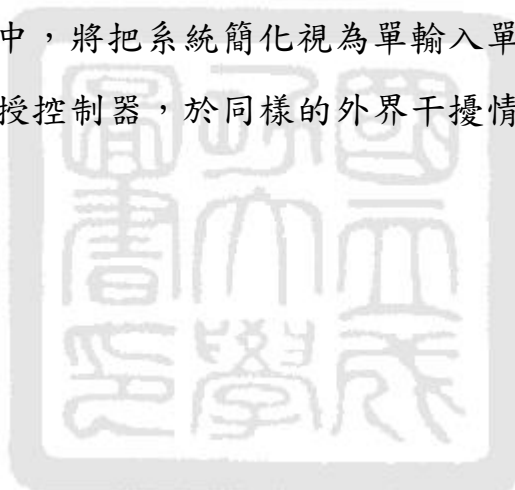
於本章中，依據系統特性設計輸入修正法以抑制長距離移動系統於運作過程中之殘留振動。於本研究所建立的縮小模型中，根據系統自然頻率與線性馬達的限制，並依照其系統的限制與載體的特性，利用 2-pulse ZV 法，3-pulse ZV 法，ZVD 法與 2x3 MIS ZVD 法四種輸入修正於馬達上實現，由模擬與實驗的結果可知，輸入修正法可有效的抑制系統殘留振動存在，並降低加速與減速所造成 overshoot/undershoot，而在等速過程中所殘留的振動，推測其為系統第二模態所造成，故無法完全的利用波形相消的原理將殘留振動完全地抑制。

而在四種輸入修正的方法中，2-pulse ZV 法所須的總加速時間為最短，但其 overshoot/undershoot 為四種方式中最大，2x3 MIS ZVD 法所須的總加速時間為  $7T_1/6$ ，為四種輸入修正中所須最長的加速時間，但其 overshoot/undershoot 為五種輸入修正中最小。在面對系統自然頻率的不確定情況下，輸入修正法仍保有降低系統振動幅度的優點，ZVD 法與 2x3 MIS ZVD 法在面對參數變異下之強健性較佳，可將系統殘留振動降至 40% 以下。

## 4.6 本章結論

在不加致動器的情況下，利用輸入修正法可有效地抑制系統加/減速造成的 overshoot 與馬達加速過程中的殘留振動，而於系統自然頻率的不確定情況下，雖無法完全地抑制系統殘留振動，但仍保有降低其振幅的優點：在四種輸入修正法中，2-pulse ZV 法所須的總加速時間為最短，但 overshoot/undershoot 為四種方式中最大，2x3 MIS ZVD 法所須最長的加速時間，其 overshoot/undershoot 為五種輸入修正中最小，面對系統自然頻率的不確定時，ZVD 與 2x3 MIS ZVD 仍可將系統殘留振動降至 40% 以下。

接下來於第五章中，將把系統簡化視為單輸入單輸出，利用頻率響應控制的概念設計回授控制器，於同樣的外界干擾情況下，抑制雙單擺系統末端的振動。



## 第五章 頻率響應控制與實驗

### 5.1 本章介紹

於本章中將加入控制手段，拓展系統上層結構至一電磁驅動系統，維持控制目標為：線性馬達於最短的時間內到達目標位置，且在馬達行進過程中，降低系統殘留振動。使系統具有長行程與短行程運動的特性：長行程方面為傳輸系統做長距離移動之定位，在本研究中即為線性馬達；短行程方面為利用電磁致動器控制載體之減振，此時，由傳輸系統所引發的慣性力即視為外界干擾。

在實際的應用中，控制器包括感測器與致動器的設計與實現，會大幅度地增加成本與系統總重量，或者在空間配置中不允許感測器與致動器的架設，對天車系統而言，上層的掛勾處致動器架設不易，一般的設計例如在負載處設置水平移動的致動器，利用懸掛點與負載重心的配置來達到減振的目的[51]，或對 wafer stepper 而言，其在意的為 wafer 振動情形，在這些考量下，維持控制目標，在雙單擺系統的末端架設一雷射位移感測器量測其相對馬達移動之位移量，與電磁致動器對系統末端做回授控制，系統輸入為電磁鐵輸入電流，試著將系統簡化並整理成單輸入單輸出的形式，在簡化後可得一四階之轉移方程式，在此將利用操作點線性化簡化電磁鐵非線性特性，系統輸出為雙單擺末端的振動量，並設計數位頻率響應控制器，馬達之加速度與減速度視為外界干擾。只考慮系統末端的振動量，利用一組電磁制動器進行回授控制，並討論選擇的參數。5.2 節為加操作點線性化後之系統動態，5.3 節為頻率響應控制器的設計，5.4 節為控制器實現之模擬分析與實驗驗證，5.5 節為實驗結果

討論，5.6 為本章結論。圖 5.1 為本章架構。

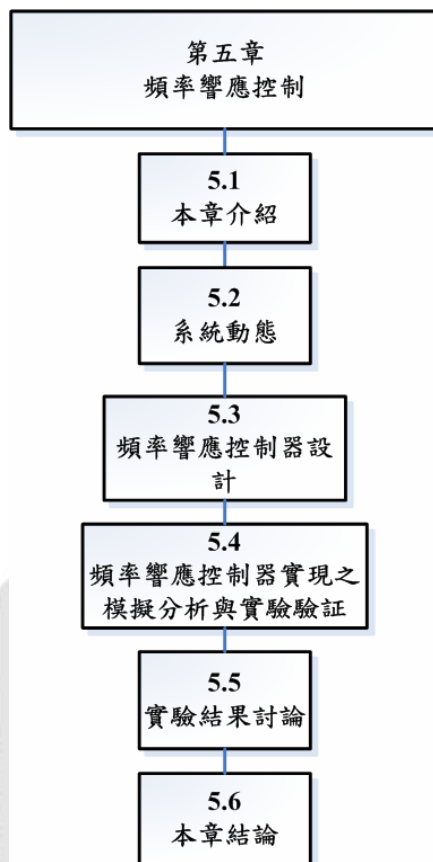


圖 5.1 本章架構

## 5.2 系統動態

根據式(3.1c)可得系統運動方程式，考慮在系統末端加入一對電磁致動器，可得系統方程式為式(5.1):

$$\begin{cases} (m_1 + m_2)l_1\ddot{\theta}_1 + b_1l_1\dot{\theta}_1 + (m_1 + m_2)g\theta_1 + (m_1 + m_2)\ddot{x} + m_2l_2\ddot{\theta}_2 = 0 \\ m_2[l_2\ddot{\theta}_2 + l_1\ddot{\theta}_1 + \ddot{x}] + b_2l_2\dot{\theta}_2 + m_2g\theta_2 = F_2 \end{cases} \quad (5.1)$$

其中  $F_2$  為下層電磁鐵致動器所施的力， $\ddot{x}$  為線性馬達之加速度，第一層之角位移為  $\theta_1$ ，第二層之角位移為  $\theta_2$ ，電磁鐵為一非線性致動器，其力大小與輸入電流平方成正比，距離平方成反比。將電磁鐵之動態特性代入可得式(5.1):

$$\begin{cases} (m_1 + m_2)l_1\ddot{\theta}_1 + b_1l_1\dot{\theta}_1 + (m_1 + m_2)g\theta_1 + (m_1 + m_2)\ddot{x} + m_2l_2\ddot{\theta}_2 = 0 \\ m_2[l_2\ddot{\theta}_2 + l_1\ddot{\theta}_1 + \ddot{x}] + b_2l_2\dot{\theta}_2 + m_2g\theta_2 = C_3 \frac{i_3^2}{(G_{03} - X_2)^2} - C_4 \frac{i_4^2}{(G_{04} + X_2)^2} \end{cases} \quad (5.2)$$

其中，下層位移為  $X_2 = l_1\theta_1 + l_2\theta_2$ ，接著，將電磁鐵非線性特性利用操作點線性化加以簡化，令  $\theta_1 = \bar{\theta}_1 + \tilde{\theta}_1$ ,  $\theta_2 = \bar{\theta}_2 + \tilde{\theta}_2$ ,  $i_3 = \bar{i}_3 + \tilde{i}_3$ ,  $i_4 = \bar{i}_4 + \tilde{i}_4$ ，且在操作點滿足  $\bar{\theta}_1 = \bar{\theta}_2 = 0$ ， $C_3 \left( \frac{\bar{i}_3}{G_{03}} \right)^2 - C_4 \left( \frac{\bar{i}_4}{G_{04}} \right)^2 = 0$ ，代入整理可得式(5.3)

$$\begin{cases} (m_1 + m_2)l_1\ddot{\tilde{\theta}}_1 + b_1l_1\dot{\tilde{\theta}}_1 + (m_1 + m_2)g\theta_1 + (m_1 + m_2)\ddot{x} + m_2l_2\ddot{\tilde{\theta}}_2 = 0 \\ m_2l_2\ddot{\tilde{\theta}}_2 + b_2l_2\dot{\tilde{\theta}}_2 + m_2l_1\ddot{\tilde{\theta}}_1 + \left[ -\frac{2C_3\bar{i}_3^2}{(G_{03})^3} - \frac{2C_2\bar{i}_4^2}{(G_{04})^3} \right] l_1\tilde{\theta}_1 + \left[ \frac{m_2}{l_2}g - \frac{2C_3\bar{i}_3^2}{(G_{03})^3} - \frac{2C_4\bar{i}_4^2}{(G_{04})^3} \right] l_2\tilde{\theta}_2 \\ = \frac{2C_3\bar{i}_3}{(G_{03})^2}\tilde{i}_3 - \frac{2C_4\bar{i}_4^2}{(G_{04})^3}\tilde{i}_4 - m_2\ddot{x} \end{cases} \quad (5.3)$$



在電磁鐵致動器實現上，設定同一層之電磁鐵輸入電流不會同時驅動 target 二側之電磁致動器，根據輸入電流的正負判別驅動之電磁鐵，當輸入電流為正時，則由正方向之電磁鐵吸引 target 往正方向移動，反之輸入電流為負時，則由負方向之電磁鐵吸引 target 往負方向移動，即

$$\begin{cases} \tilde{i}_3 = \tilde{i}_b, \tilde{i}_4 = 0 & \text{if } \tilde{i} > 0 \\ \tilde{i}_4 = -\tilde{i}_b, \tilde{i}_3 = 0 & \text{if } \tilde{i} < 0 \end{cases}$$

$$\text{令 } k_3 = \left[ -\frac{2C_3\bar{i}_3^2}{(G_{03})^3} - \frac{2C_4\bar{i}_4^2}{(G_{04})^3} \right], \quad k_4 = \frac{m_2}{l_2} g - \frac{2C_3\bar{i}_3^2}{(G_{03})^3} - \frac{2C_4\bar{i}_4^2}{(G_{04})^3}, \quad B_2 = \frac{2C_3\bar{i}_3}{G_{03}^2}, \quad C_3 = C_4, \quad G_{03} = G_{04}$$

代入(5.3) 後整理後可得:

$$\begin{cases} (m_1 + m_2)l_1\ddot{\theta}_1 + b_1l_1\dot{\theta}_1 + (m_1 + m_2)g\theta_1 + (m_1 + m_2)\ddot{x} + m_2l_2\ddot{\theta}_2 = 0 \\ m_2l_2\ddot{\theta}_2 + b_2l_2\dot{\theta}_2 + m_2l_1\ddot{\theta}_1 + k_3l_1\tilde{\theta}_1 + k_4l_2\tilde{\theta}_2 = B_2\tilde{i}_3 - m_2\ddot{x} \end{cases} \quad (5.4)$$

在實際的控制上，為利用下層位移雷射感測器與下層的一對電磁鐵做回授控制，系統變數改成  $X_1$ ， $X_2$  與  $I_2$ ，其中  $I_2$  為下層電磁鐵控制電流，可得:

$$\begin{cases} (m_1 + m_2)\ddot{x}_1 + b_1\dot{x}_1 + \frac{(m_1 + m_2)g}{l_1}x_1 + (m_1 + m_2)\ddot{x} + m_2(\ddot{x}_2 - \ddot{x}_1) = 0 \\ m_2\ddot{x}_2 + b_2\dot{x}_2 + k_3x_1 + k_4(x_2 - x_1) = B_2I_2 - m_2\ddot{x} \end{cases} \quad (5.5)$$

將  $\ddot{x}$  視為外界突然出現的干擾，並將式(5.5)重新整理成轉移方程形式，可得:

$$G(s) = \frac{X_2(s)}{I_2(s)} = \frac{B_2 \left[ m_1s^2 + b_2s + \frac{(m_1 + m_2)}{l_1}g \right]}{\left[ m_2s^2 + b_1s + k_4 \right] \left[ m_1s^2 + b_2s + \frac{(m_1 + m_2)}{l_1}g \right] + m_2s^2(b_2s - k_3 + k_4)}$$

將 3.3 節系統參數與表 3.4 代入後，可得：

$$\frac{X_2(s)}{I_2(s)} = \frac{0.0006828 s^2 + 1.147 \times 10^{-5} s + 0.04815}{0.07325 s^4 + 0.006976 s^3 + 16.12 s^2 + 0.4375 s + 405.4} \quad (5.6)$$

系統之 bode diagram 如圖 5.2 所示，由圖上可知，系統之第一模態與第二模態相當接近，這將使系統受到外界刺激時，容易激發二個模態的出現，使得系統行為變得更加複雜，也增加了控制的困難度。於 5rad/s 處系統的相位邊限為  $0^\circ$ ，加入比例控制器後無法改善系統之暫態性能，而系統為 type 0 system，其穩態響應性能不佳。接下來，將利用控制的手段改善系統響應，於頻率響應下，逐步改善其性能。

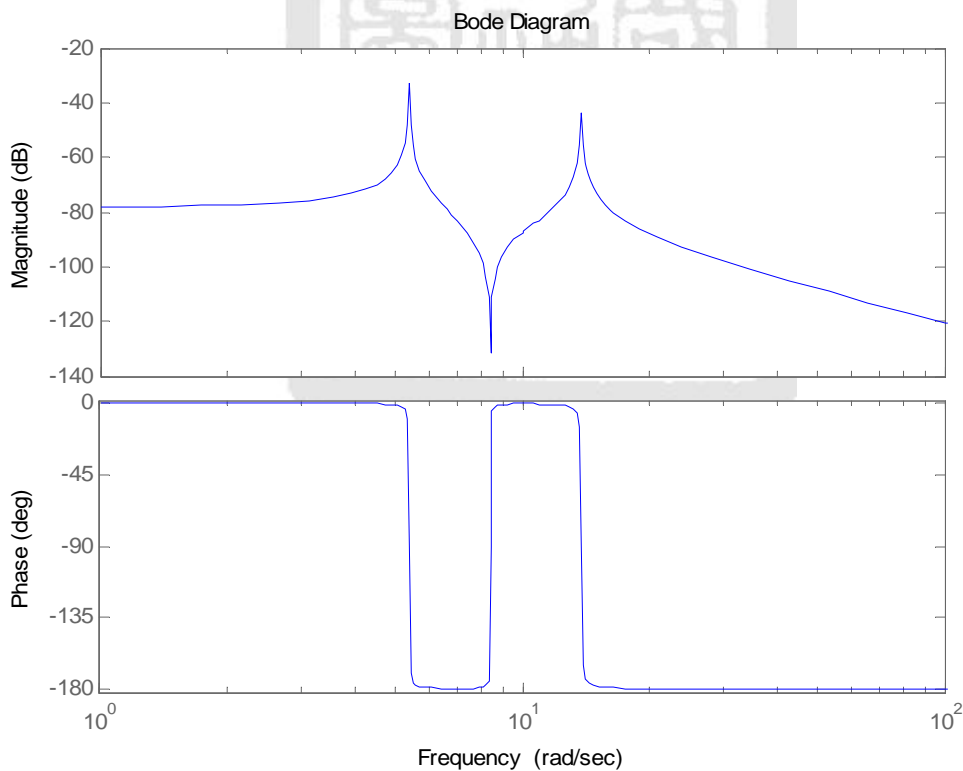


圖 5.2 系統 bode diagram

### 5.3 頻率響應控制器設計

在本實驗中，整個控制系統架構為一典型的離散控制系統：受控系統為連續的，而受控系統的輸出訊號連接 A/D 卡，取樣頻率為 500Hz，經過類比轉數位的過程，再利用電腦加以運算，而後連接 D/A 卡，經過數位轉類比的過程傳送給系統致動器，即為系統輸出，其示意圖如圖 5.3。

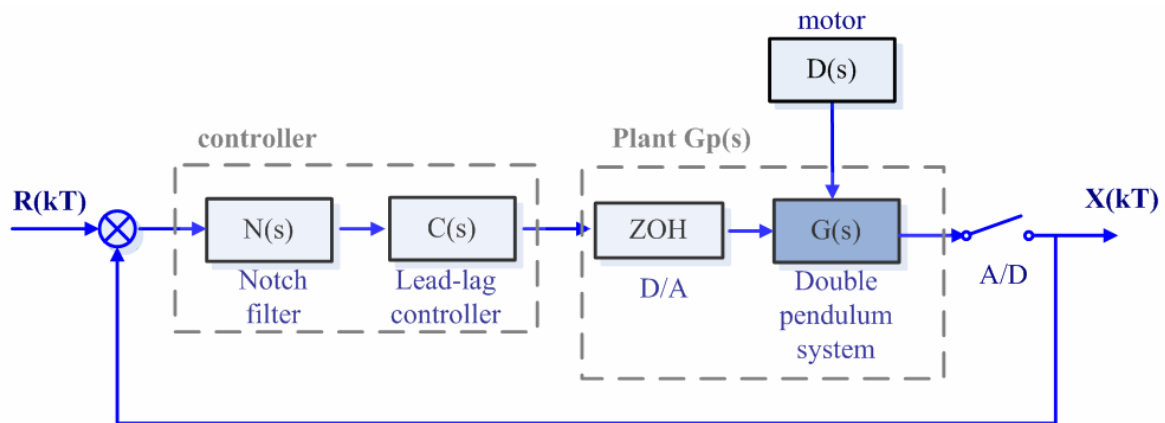


圖 5.3 控制系統示意圖

其中， $x(kT)$  為由雷射位移感測器獲得的相對平台位移量， $R(kT)$  為目標位置，即為 0， $G(s)$  為包含雙單擺主體與電磁致動器之雙單擺系統，即為式 6.8， $G_p(s)$  為包含 zero-order hold 與雙單擺系統之受控系統，馬達之加減速視為外界進入之干擾，而 notch filter 與 lead-lag controller 為本研究所須設計之控制器。

在本研究中，控制器設計的方式為：將連續的受控系統  $G_p(s)$  轉換成數位離散系統，再利用相似轉換轉到  $w$ -domain，在  $w$ -domain 中對系統設計相位落後領先控制器，再利用相似轉換至  $z$ -domain，於控制電腦中實現。而轉至  $w$ -domain 之包含 zero-order hold 與雙單擺系統的受控系統

$Gp(w)$  為:

$$Gp(w) = \frac{-2.437e-013 w^4 - 9.321 \times 10^{-6} w^3 + 0.009321 w^2 - 0.0005008 w + 0.6574}{w^4 + 0.09524 w^3 + 220.1 w^2 + 5.974 w + 5536} \quad (5.7)$$

其 bode diagram 如圖 5.4:

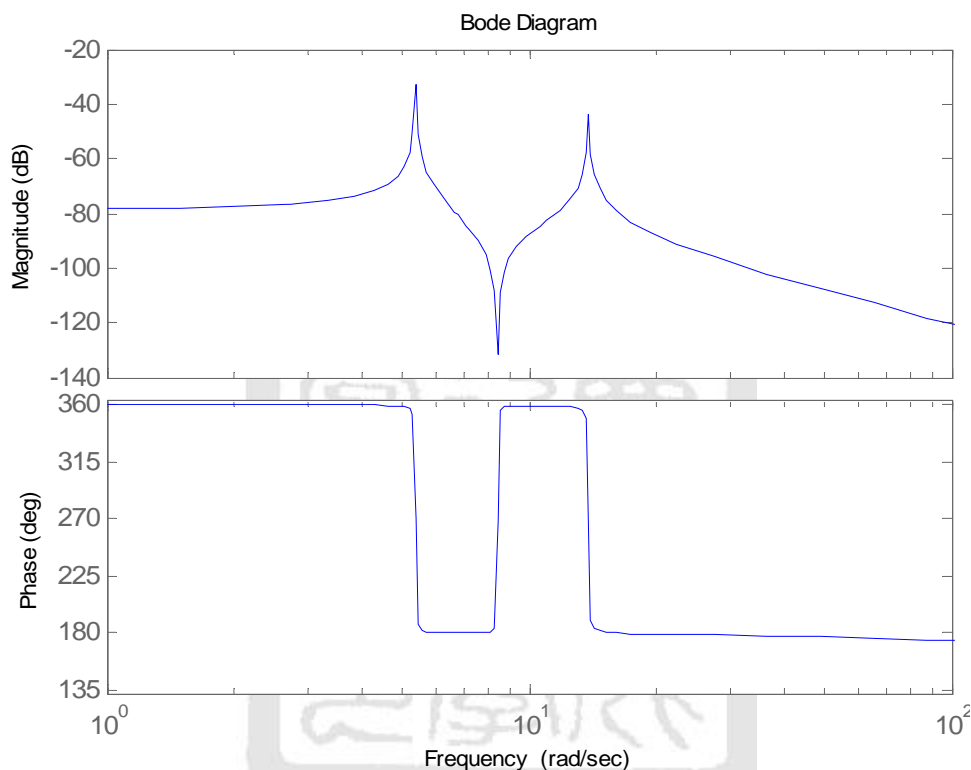


圖 5.4 系統於  $w$  domain 之 bode diagram

由圖 5.4 可知，系統的主頻率與次頻率相當接近，首先，設計一二階 notch filter  $N(w)$ ，如式(5.8)，notch filter 之零點與系統極點能夠產生左半平面之極零點對消，將系統次頻率移到 100Hz 處，阻尼常數為 0.5，加入 notch filter 之後的系統如圖 5.5：

$$N(w) = \frac{w^2 + 0.0745 w + 191.1}{w^2 + 100 w + 10000} \quad (5.8)$$

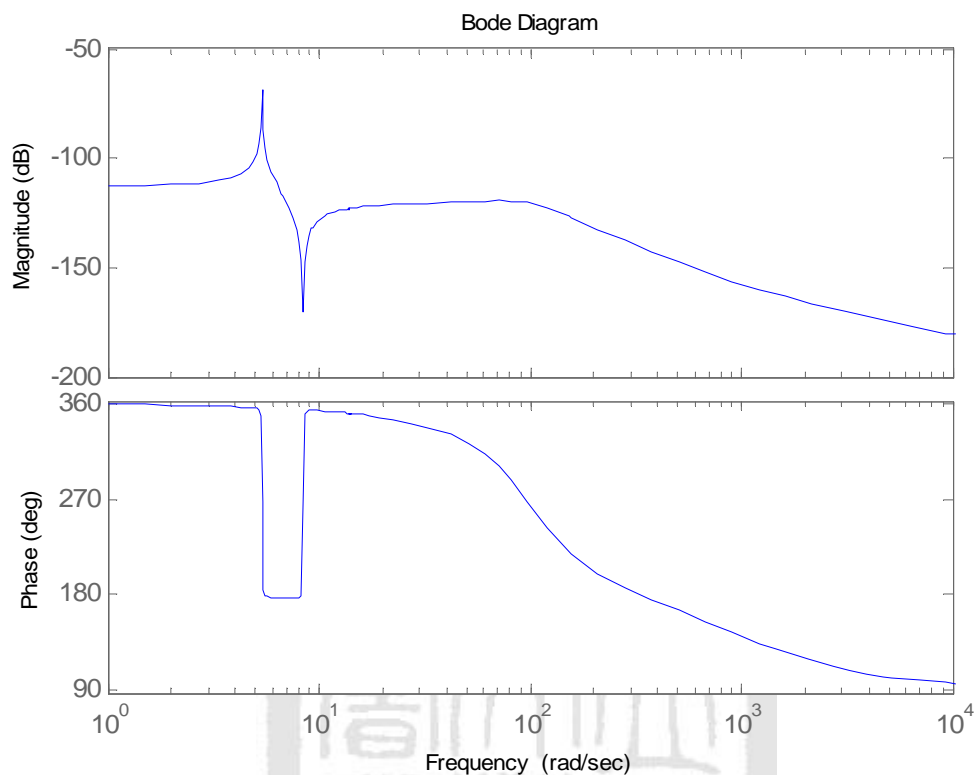


圖 5.5 系統於  $w$ - domain 加入 notch filter 之 bode diagram

由圖 5.4 可知，系統於 5rad/s 處的相位邊限為  $0^\circ$ ，故設計一相位領先控制器。相位領先控制器類似於 PD 控制器，能夠改善系統的相對穩定度與暫態響應，試著選擇相位領先控制器在頻率為 5rad/s，10rad/s 與 20rad/s 處補償  $50^\circ$  之相位，先不考慮系統增益增，令：

$$\alpha_w = \frac{1 - \sin \varphi_w}{1 + \sin \varphi_w};$$

$$\tau_w = 1/(w_w \times \text{sqrt}(w_w));$$

$$\text{phase\_lead}_w = \frac{\tau_w w + 1}{\alpha_w \times \tau_w w + 1}$$

相位領先補償後之系統 bode diagram 如圖 5.6，由圖上可知，在 5rad/s 設計之相位領先控制器會使得設計之後的系統於主頻率處之 dB 值加高，使得加入相位落後補償器之後不利於系統增益值的設計，在 20rad/s 設計之相位領先控制器不利補償器補償的相位，故選擇於 10rad/s 處補償 50° 之相位。

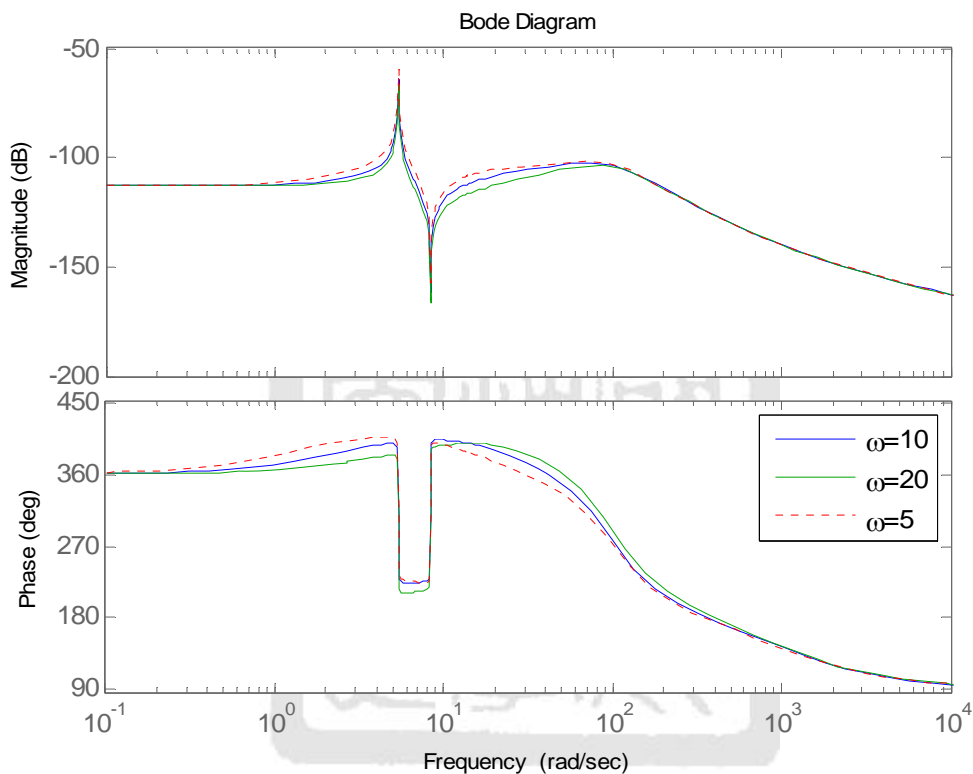


圖 5.6 系統於  $w$ - domain 加入 notch filter 與相位領先控制器之 bode diagram

於 10rad/s 處補償 50° 之相位參數代入後可得  $L_e(w)$ :

$$L_e(w) = \frac{0.2747w + 1}{0.0364w + 1} \quad (5.9)$$

控制器之設計首先利用了 notch filter 將系統的第二模態移到高頻處，並設計了一相位領先控制器改善系統之暫態響應，接下來改善系統

之穩態特性與減少雜訊的進入，將設計一相位落後控制器，為了維持原系統的暫態特性，選擇落後補償器之極零點位置儘量靠近虛軸，將零點至於-0.01 處，極點試著置於-1，-3 與-0.1 處，其 bode diagram 如圖 5.7。

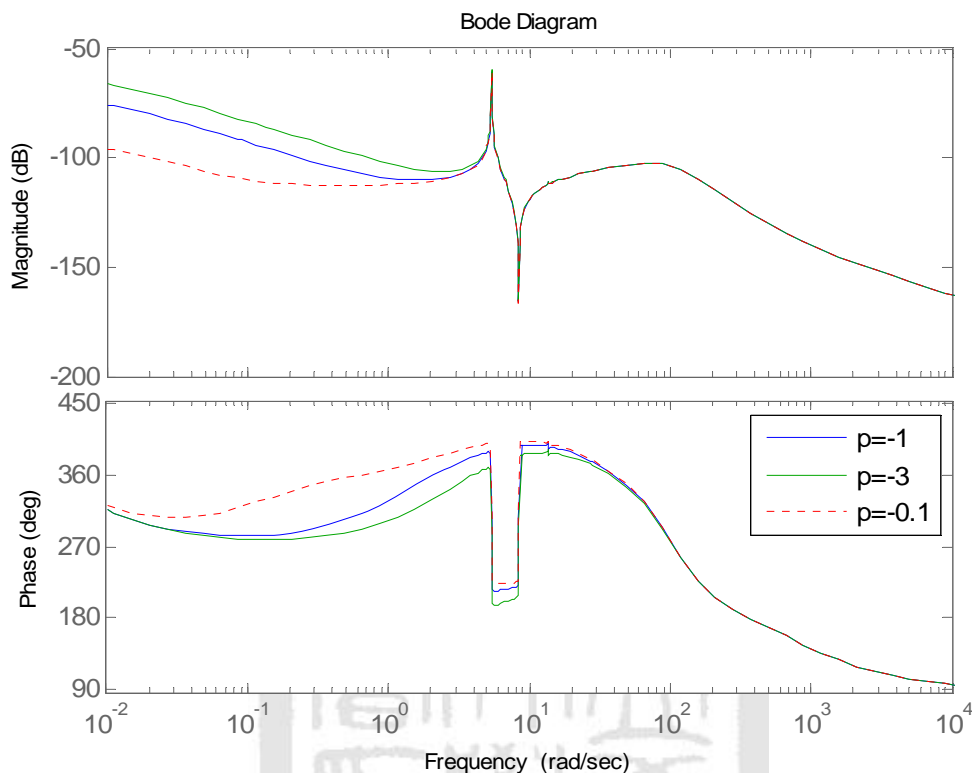


圖 5.7 系統於  $w$  domain 加入 notch filter 與相位領先-落後控制器之 bode diagram

由圖 5.6 可看出，將極點至於 -0.1 處相位落後控制器雖具有稍為補償相位之功能，但在 bode dB 圖中其高頻與低頻之增益值差異不大，對系統之補償不明顯，且不利於系統總增益值之設計。極點置於 -3 處相位落後控制器加入系統後，系統明顯為一 type 1 系統，但太靠於系統相位領先補償之頻率，降低了補償之相位。故選擇將極點置於 -1 處，設計之 phase lag compensator 為  $L_a(w)$ ：

$$L_a(w) = \frac{w + 1}{w + 0.01} \quad (5.10)$$

由圖 5.6 可知，系統在相位領先-落後控制後，補償其相位並使得系統在低頻處之 dB 圖斜率為-20dB，近似為一 type 1 系統，增加系統之精度。但 notch filter 轉移系統第二模態於高頻處，卻因相位領先補償器的存在，使得 bode magnitude 圖於 100Hz 有一起伏，將會使得雜訊容易進入系統中，故接下來，設計一二階 roll-off filter，讓系統於高頻處之 dB 值能夠快速下降，減少雜訊之影響，為了抑制其高頻處之 dB 值，選擇二階 roll-off filter 之 damping ratio 為 1，其自然頻率選擇於 50rad/s, 100rad/s 與 30rad/s 處，加入二階 roll-off filter 之 bode diagram 如圖 5.8 所示。

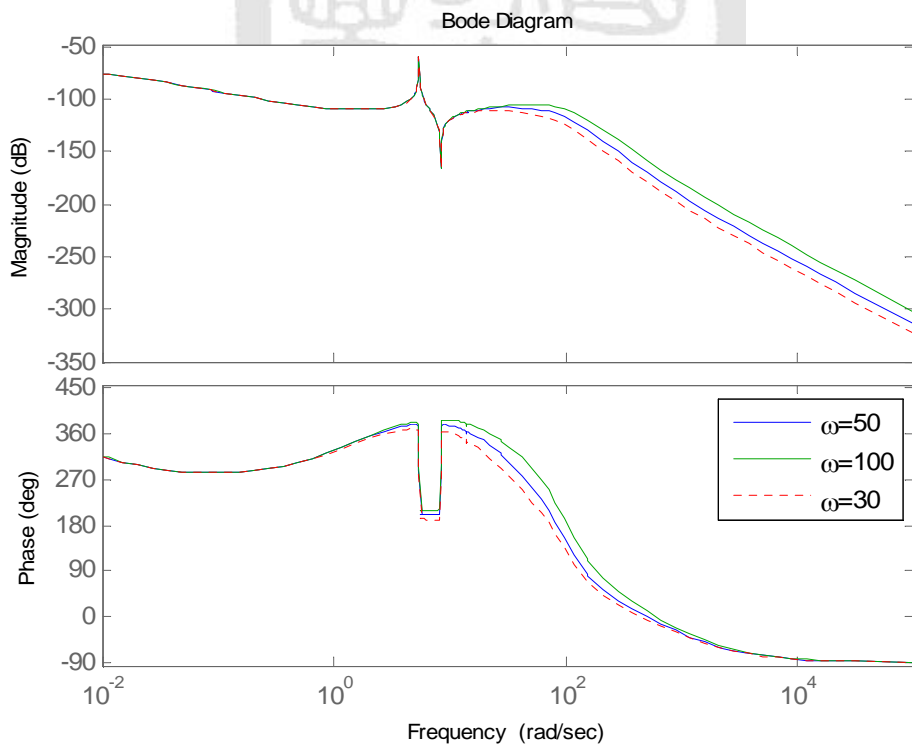


圖 5.8 系統於  $w$ - domain 加入 notch filter，相位領先-落後控制器與 roll-off filter 之 bode diagram



由圖 5.7 可看出，選擇 roll-off filter 之自然頻率於 100rad/s 處，無法達到壓制高頻減少雜訊進入之效果。而將自然頻率至於 30rad/s 雖能明顯的壓制高頻處之 dB 值，卻降低了利用相位領先所補償之相位。故選擇將 roll-off filter 之自然頻率為 50rad/s，設計之 roll-off filter 為  $R_o(w)$ ：

$$R_o(w) = \frac{2500}{w^2 + 100w + 2500} \quad (5.11)$$

前述之設計均無提及系統增益值之設計，主要是因為於本實驗中，在電磁鐵線性化之穩態電流處假設為-3 order，實際上之穩態電流也為-3 order，但在電磁致動控制的過程中，電流輸出大小約在-1 order，造成在控制動態過程中實際所須要之電流與設計之增益值差了 2 個 order，故系統控制之總增益值將在回授控制中利用試誤的方法，以求得最好之控制總增益值。

## 5.4 頻率響應控制器實現之模擬分析與實驗結果

將前述於  $w$ -domain 所設計之 notch filter 與 phase lead-lag controller 轉至  $z$ -domain 於 MATLAB 7.0/SIMULINK 實現，其實現圖如圖 5.9 與圖 5.10 所示。

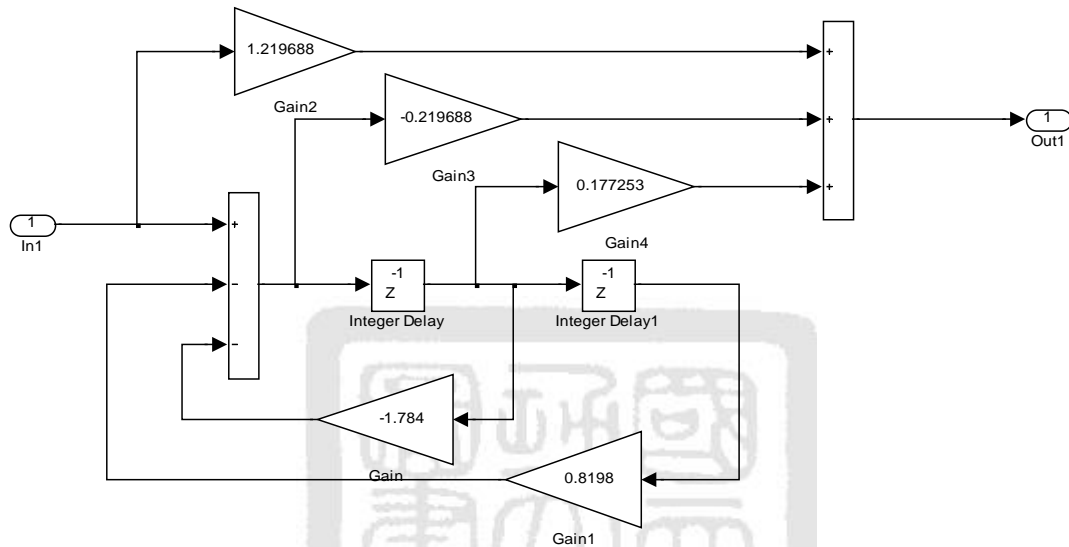


圖 5.9 notch filter 實現圖

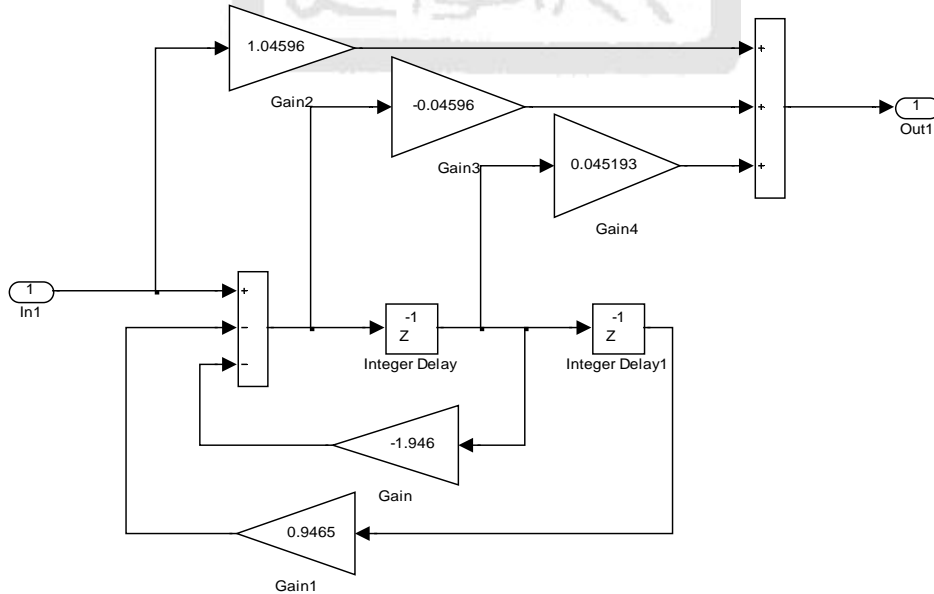


圖 5.10 phase lead-lag controller 實現圖

利用 MATLAB7.0/SIMULINK 建立系統閉迴路控制模擬等效模型，如圖 5.11 所示。回授後之雙擺下層位移量先經由 A/D 卡以 500Hz 取樣，經過控制器後再從控制電腦送至 D/A 卡，然後經由電源供應器將電壓轉成電流送至電磁致動器，電磁致動器只能施予吸引力，故在實驗中雙擺二側各架有一顆電磁致動器，在控制電腦中判別所須施力之方向，經由不同之 D/A channel 送至須施力方向之電磁致動器。

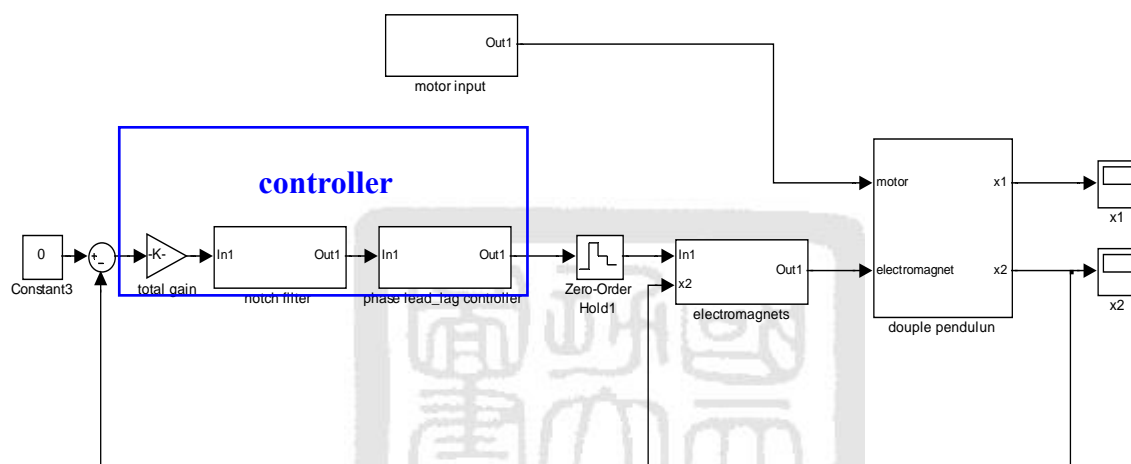


圖 5.11 系統閉迴路控制之 matlab7.0/simulink 等效模型

將圖 5.9 與圖 5.10 之控制器利用圖 5.11 之流程模擬，可得圖 5.12 模擬結果，圖中藍色為未控制前系統末端  $x_2$  之振動情形，紅色為利用 notch filter 與 phase lead-lag controller 之控制結果，由圖上可知，控制結果其系統之 overshoot 無抑制效果，但於馬達等速期間，其殘留振動約為未控制前之 12.5%。圖 5.13 為 roll-off filter 實現圖，圖 5.14 為系統再加入了 roll-off filter 控制之模擬結果，與只利用 notch filter 與 phase lead-lag controller 之結果沒有明顯差異。

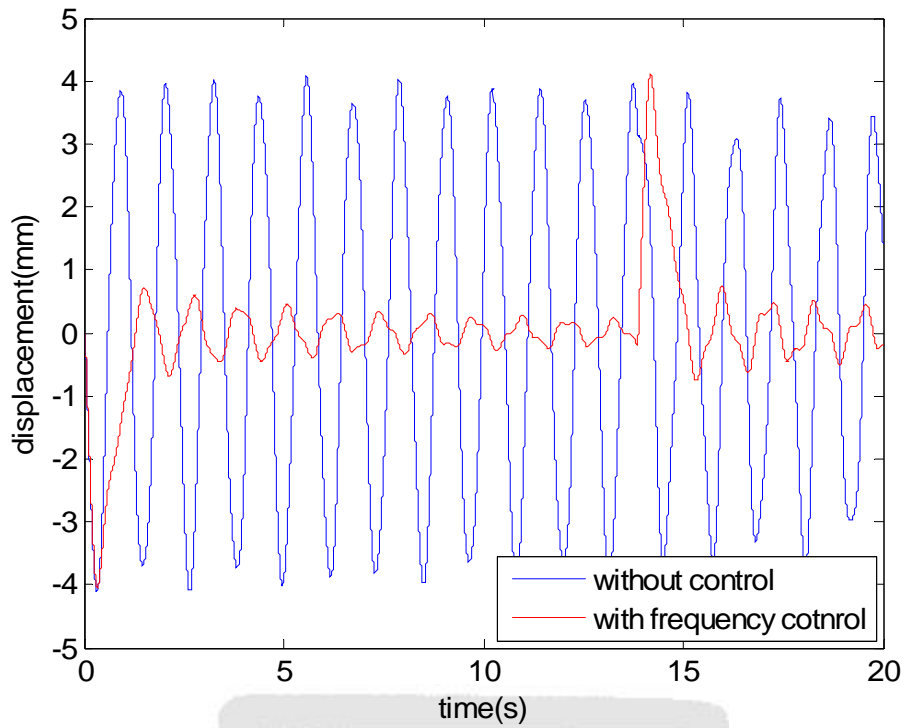


圖 5.12 利用頻率響應之控制結果

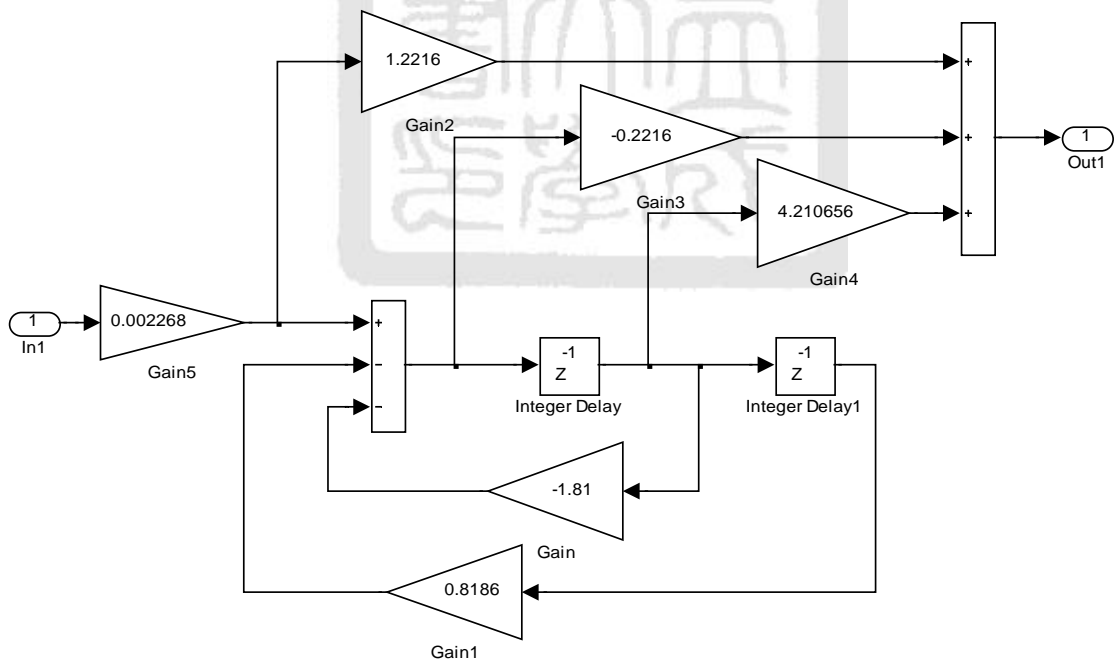


圖 5.13 roll-off filter 實現圖

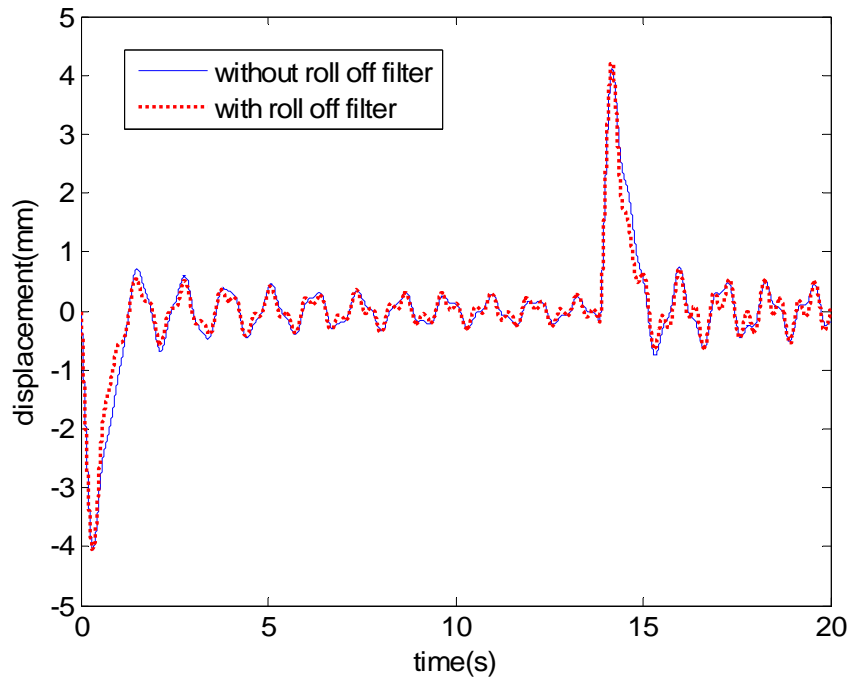


圖 5.14 系統加入了 roll - off filter 之控制模擬結果

接下來，將設計好的控制器於第三章所介紹之實驗系統上實現，圖 5.15 為控制之流程圖。PC 2 存取雙單擺末端雷射位移感測器所讀取之位移資訊，並經由程式撰寫所設計之頻率響應控制器法則，輸出之電壓再經由電壓轉電流之電源供應器連接電磁鐵，以控制雙單擺末端之振動，PC 1 經由運動控制卡與驅動器控制線性馬達運動。

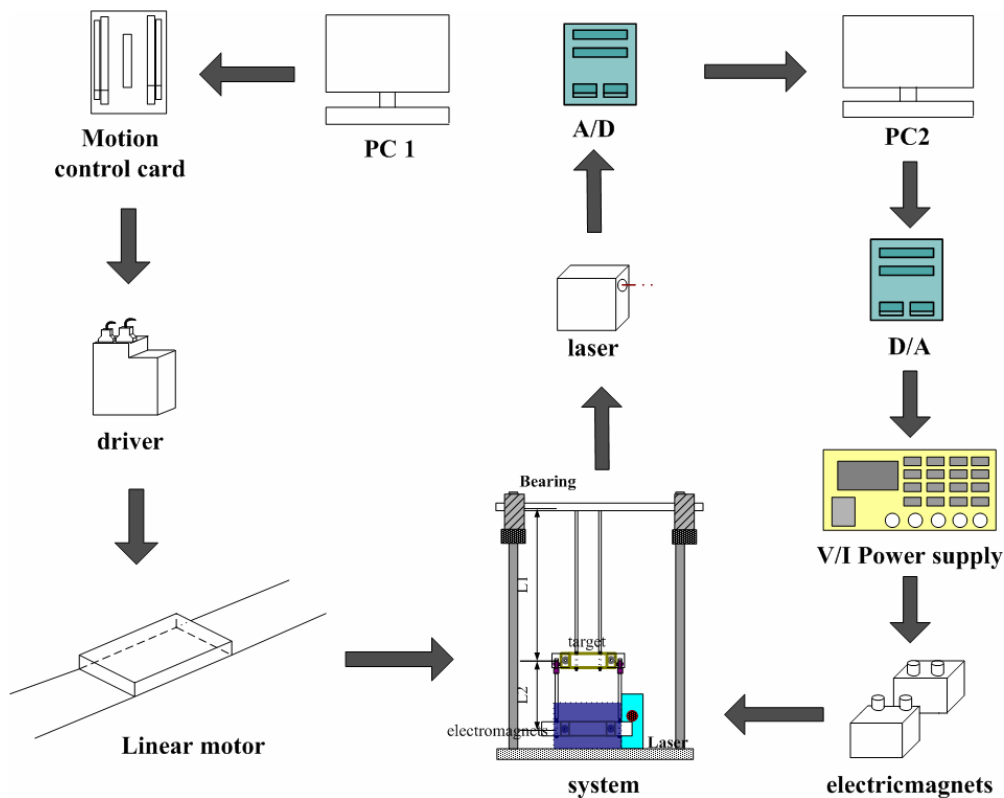


圖 5.15 控制流程圖

先考慮在不加 roll - off filter 的情況下，圖 5.16 為實現 notch filter 與 phase lead-lag control 之實驗結果，在不加入 roll - off filter 時，控制器在加速後須四個波形之震動才能將系統末端振動完全抑制，而改變馬達行走之方向，其加速與減速之振動抑制波形皆有明顯不同，如圖 5.17 所示，減速過程皆殘留較多之波形振動，推測其原因為：線性馬達之加減速度並非理想之等加速或等減速，須依賴光學尺回授之位移訊號做立即的補償，在馬達加速的過程中，存在摩擦力所做之負功，而在減速時，並無摩擦力負功之影響，對控制系統而言，屬於較高頻之干擾輸入，由圖 5.6 可知在未加 roll - off filter 時，100rad/s 之頻率能夠順利的進入系統，而此頻率已超過控制器所設計之頻率範圍。

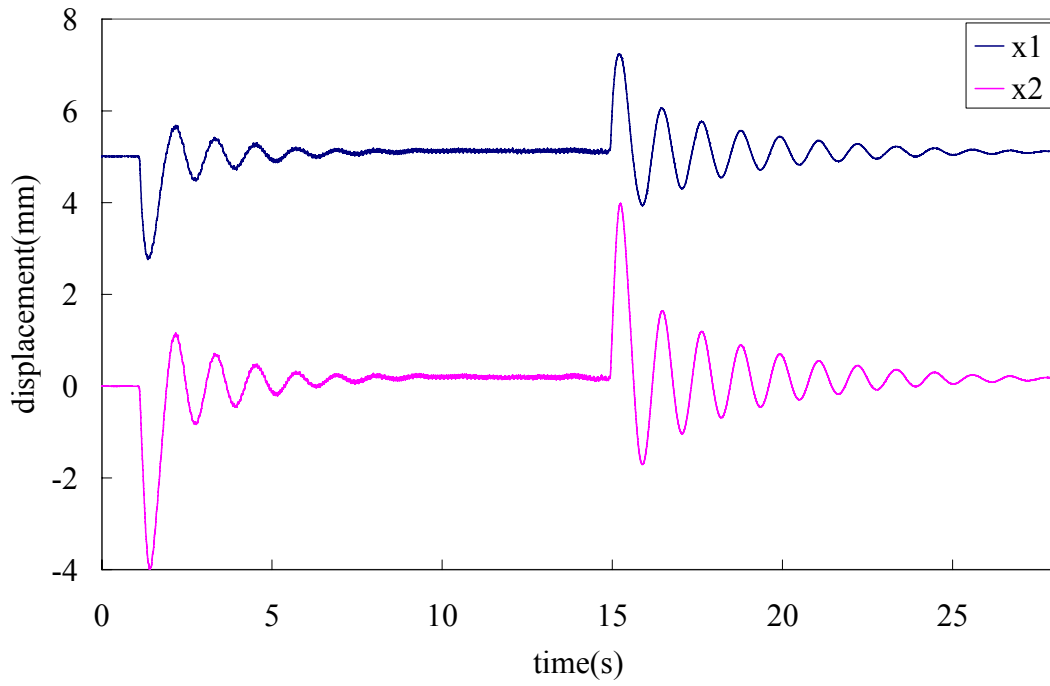


圖 5.16 notch filter 與 phase lead-lag control 之實驗結果

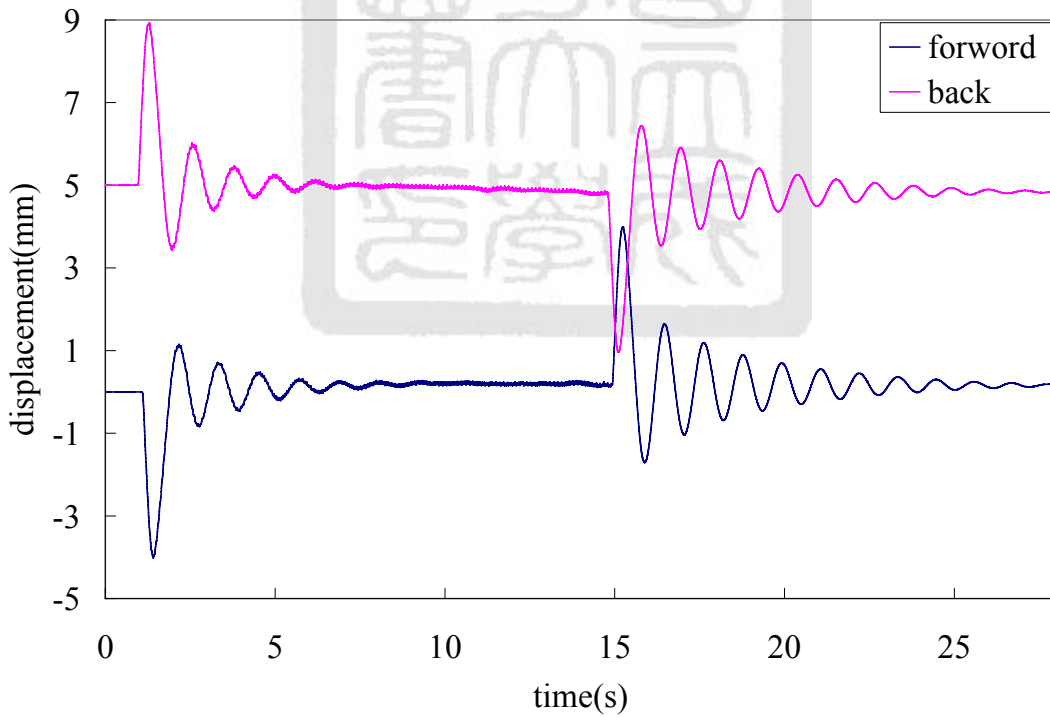


圖 5.17 馬達行走不同方向並利用 notch filter 與 phase lead-lag control 控制之實驗結果

圖 5.18 為實現包含 notch filter, phase lead-lag control 與 roll - off filter 之控制器實驗結果，對馬達加速時造成的 overshoot 無明顯抑制效果，相較於不加入 roll - off filter 的實驗結果(圖 5.16)，在馬達等速後其振抑制效果有明顯之改善，從 1mm 降至 0.3mm，減少了 33%，且馬達加速與減速之控制波形較一致。

將其控制輸出電流加以比較，如圖 5.19，在實際的應用中因高頻雜訊的存在，使得在等速時未加 roll - off filter 之控制輸出電流仍有 0.1A，而在加了 roll - off filter，能夠有效的抑制高頻雜訊進入，也使得在實驗中，能夠提高控制之總增值，改善其振動抑制能力。

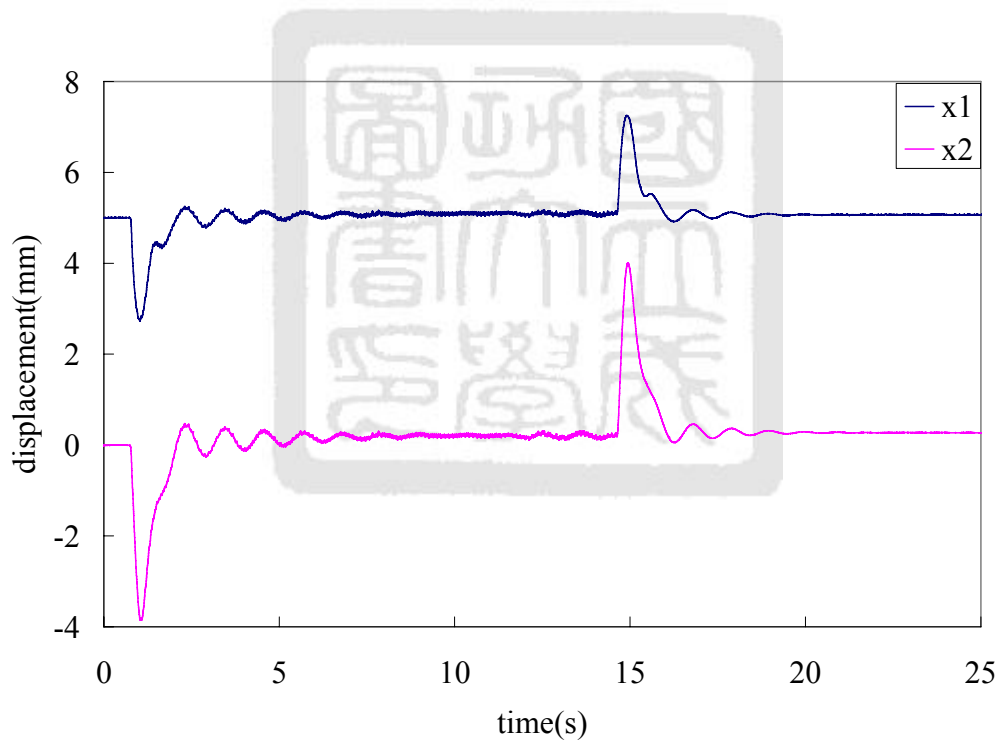


圖 5.18 包含 notch filter, phase lead-lag control 與 roll - off filter 之控制器  
實驗結果



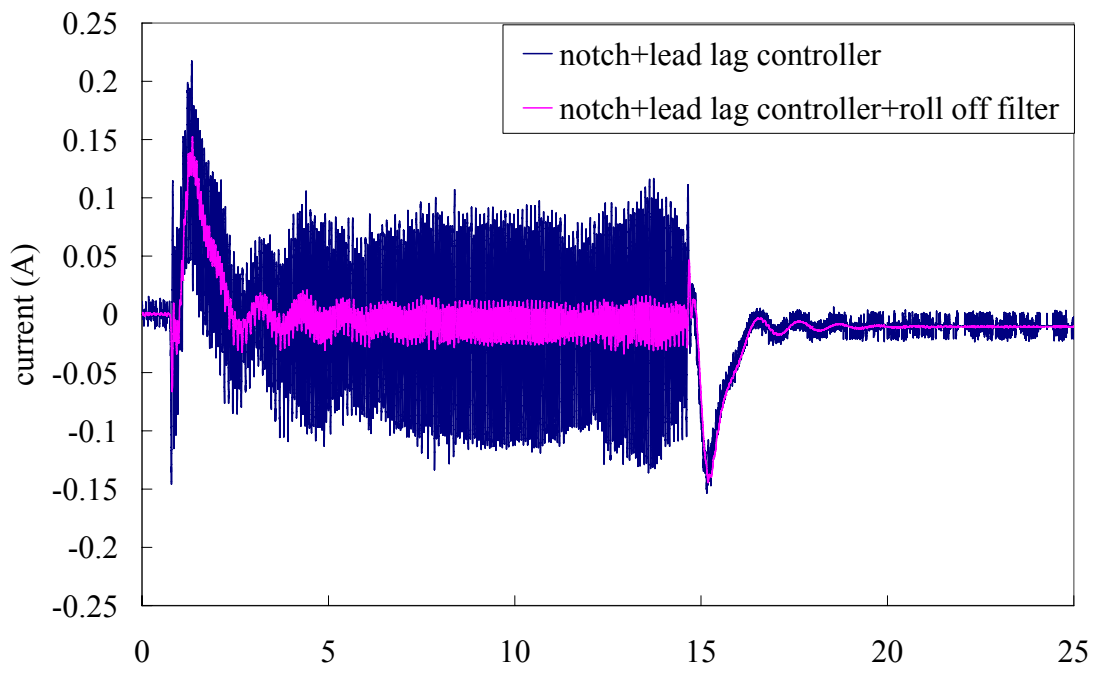


圖 5.19 控制輸出電流



## 5.5 實驗結果討論

於本章中，利用頻率響應控制器的設計，來抑制長距離移動系統於運作過程中之殘留振動。於本研究所建立的縮小模型中，利用操作點線性化簡化電磁致動器非線性特性，考慮馬達末端之振動量，將系統簡化為單輸入單輸出之系統，於  $w$ -domain 中利用 bode diagram 設計系統控制器。

由未控制前的系統 bode diagram 可知，系統之第一模態與第二模態相當接近，這將使系統受到外界刺激時，系統行為變得更加複雜，也增加了控制的困難度，而利用 notch filter 的設計，改變了系統第二自然頻率位置於高頻處，降低了第二個模態受激發的機會。而 5rad/s 處系統的相位邊限為  $0^\circ$ ，設計一相位領先控制器以改善系統的相對系統的相對穩定度與暫態響應。系統為 type 0 system，為了改善系統之穩態特性與減少雜訊的進入，設計相位落後控制器，且為了維持原系統的暫態特性，選擇落後補償器之極零點位置儘量靠近虛軸處。最後加入 roll-off filter 抑制高頻雜訊的進入。

而模擬與實驗結果顯示，將系統視為 SISO 並設計頻率響應控制器對傳輸機構加/減速造成之 overshoot/undershoot 無明顯的改善效果，但能抑制系統殘留振動於一定程度內，改善其振幅，而於實驗中，可明顯看出 roll-off filter 對於高頻雜訊的抑制能力。然而實際系統為雙自由度，由模擬結果可看出，在控制下層振動過程中，隱藏著上層結構之振動，在只控制下層振動的情況下無法快速且完全地抑制系統殘留振動。而於實驗中殘留振動隨著時間趨於 0，此為實際應用上，空氣阻力的存在或系統阻尼大於模擬上所採用，造成於實驗上殘留振動趨於 0 的現象。

## 5.6 本章結論

在只考慮系統主體末端的振動量的情況下，利用操作點線性化簡化電磁致動器之非線性特性，將系統整理為 SISO，於離散空間中根據系統頻率響應依序設計了頻率響應控制器，由模擬與實驗結果可知，頻率響應控制器對傳輸機構加/減速造成之 overshoot/undershoot 並無明顯的改善能力，卻能有效地抑制系統殘留振動於一定程度內，改善其殘留振動振幅。由模擬結果可看出，在控制下層振動過程中，隱藏著上層結構之振動，無法完全抑制系統末端振動。而於實際上之應用時，notch filter 的存在為將系統第二模態移至高頻處，若所設計之 notch filter 與系統無法準確地產生左半面極零點對消時，則其控制效果將會受限。

因上層結構之振動情形影響著系統末端之殘留振動的存在，故接下來於第六章中，將正視系統雙自由度的存在，同時考慮系統上層與下層之振動量與速度，為系統設計全狀態回授控制器，以期能獲得更佳的振動抑制效果。

# 第六章 全狀態回授控制

## 6.1 本章介紹

於第五章中，在只考慮系統末端之振動量情況下，將系統整理為 SISO 並利用頻率響應控制器加以控制，由其模擬結果可知，上層結構之振動情形影響著系統末端之殘留振動的存在。故於本章中，將同時考慮系統上層與下層之振動量與速度，利用全狀態回授控制於電磁鐵上實現來抑制雙單擺系統末端的振動量。而於回授控制致動器中，電磁鐵為非線性之致動器，通常利用操作點線性化來簡化其特性方程式，但在實現上，其非線性特性並無法利用操作點線性化而忽略，故也將利用回饋線性化設計全狀態回授控制器以抑制系統振動。而因可經由量測獲得的狀態有限，將分別設計 full order observer 與 minimum order observer，並討論其設計結果。接著，將估測出來的狀態設計一全狀態回授控制器，以模擬與實驗討論其振動抑制結果。圖 6.1 為本章架構。

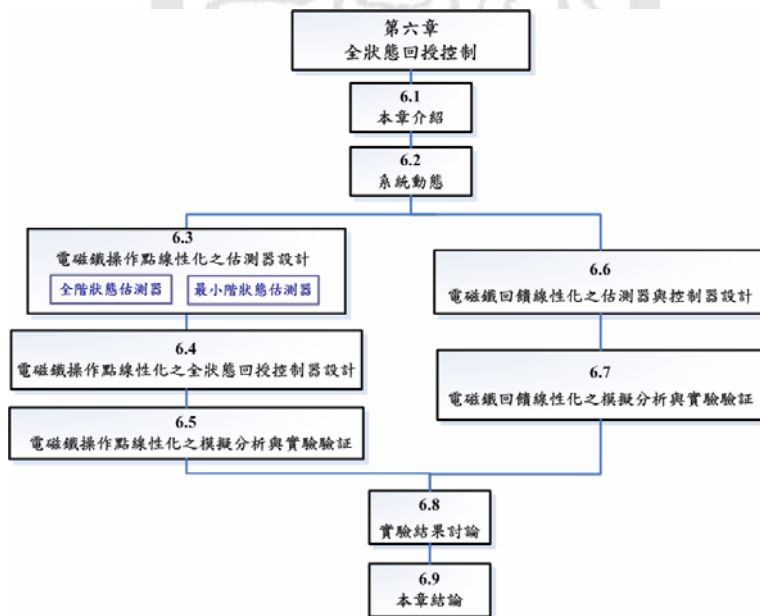


圖 6.1 本章架構

## 6.2 系統動態

將電磁致動器之作用加入考慮，系統的輸入可分二部分：一為馬達帶動平台之移動，一為電磁鐵致動器吸引質量作動。由第三章可知系統動態方程為如式(6.1)：

$$\begin{cases} (m_1 + m_2)l_1\ddot{\theta}_1 + b_1l_1\dot{\theta}_1 + (m_1 + m_2)g\theta_1 + (m_1 + m_2)\ddot{x} + m_2l_2\ddot{\theta}_2 = F_1 \\ m_2[l_2\ddot{\theta}_2 + l_1\ddot{\theta}_1 + \ddot{x}] + b_2l_2\dot{\theta}_2 + m_2g\theta_2 = F_2 \end{cases} \quad (6.1)$$

其中  $F_1$  為上層電磁鐵致動器所施的力， $F_2$  為下層電磁鐵致動器所施的力， $\ddot{x}$  為線性馬達之加速度，第一層之角位移為  $\theta_1$ ，第二層之角位移為  $\theta_2$ ，電磁鐵為一非線性致動器，其力大小與輸入電流平方成正比，距離平方成反比。將電磁鐵之動態特性代入可得式(6.2)：

$$\begin{cases} (m_1 + m_2)l_1\ddot{\theta}_1 + b_1l_1\dot{\theta}_1 + (m_1 + m_2)g\theta_1 + (m_1 + m_2)\ddot{x} + m_2l_2\ddot{\theta}_2 = C_1 \frac{i_1^2}{(G_0 - x_1)^2} - C_2 \frac{i_2^2}{(G_0 + x_1)^2} \\ m_2[l_2\ddot{\theta}_2 + l_1\ddot{\theta}_1 + \ddot{x}] + b_2l_2\dot{\theta}_2 + m_2g\theta_2 = C_3 \frac{i_3^2}{(G_{03} - x_2)^2} - C_4 \frac{i_4^2}{(G_{04} + x_2)^2} \end{cases} \quad (6.2)$$

其中，上層位移  $x_1 = l_1\theta_1$ ，下層位移  $x_2 = l_1\theta_1 + l_2\theta_2$ ， $I_1$  為上層控制電流， $I_2$  為下層控制電流，接著，將電磁鐵非線性特性利用操作點線性化加以簡化，令  $\theta_1 = \bar{\theta}_1 + \tilde{\theta}_1$ ， $\theta_2 = \bar{\theta}_2 + \tilde{\theta}_2$ ， $i_1 = \bar{i}_1 + \tilde{i}_1$ ， $i_2 = \bar{i}_2 + \tilde{i}_2$ ， $i_3 = \bar{i}_3 + \tilde{i}_3$ ， $i_4 = \bar{i}_4 + \tilde{i}_4$ ，且在操

$$\text{作點滿足 } \bar{\theta}_1 = \bar{\theta}_2 = 0 \quad C_1 \left( \frac{\bar{i}_1}{G_{01}} \right)^2 - C_2 \left( \frac{\bar{i}_2}{G_{02}} \right)^2 = 0 \quad C_3 \left( \frac{\bar{i}_3}{G_{03}} \right)^2 - C_4 \left( \frac{\bar{i}_4}{G_{04}} \right)^2 = 0$$

代入整理可得式(6.3)：

$$\left\{ \begin{aligned} (m_1 + m_2)l_1\ddot{\theta}_1 + b_1l_1\dot{\theta}_1 + \left[ m_1 \frac{(1+R)}{l_1} g - \frac{2C_1\bar{i}_1^2}{G_{01}^3} - \frac{2C_2\bar{i}_2^2}{G_{02}^3} \right] l_1\tilde{\theta}_1 + m_2l_2\ddot{\theta}_2 \\ = \frac{2C_1\bar{i}_1}{G_{01}^2}\tilde{i}_1 - \frac{2C_2\bar{i}_2}{G_{02}^2}\tilde{i}_2 - (m_1 + m_2)\ddot{x} \\ m_2l_2\ddot{\theta}_2 + b_2l_2\dot{\theta}_2 + m_2l_1\ddot{\theta}_1 + \left[ -\frac{2C_3\bar{i}_3^2}{(G_{03})^3} - \frac{2C_4\bar{i}_4^2}{(G_{04})^3} \right] l_1\tilde{\theta}_1 + \left[ \frac{m_2}{l_2} g - \frac{2C_3\bar{i}_3^2}{(G_{03})^3} - \frac{2C_4\bar{i}_4^2}{(G_{04})^3} \right] l_2\tilde{\theta}_2 \\ = \frac{2C_3\bar{i}_3}{(G_{03})^2}\tilde{i}_3 - \frac{2C_4\bar{i}_4^2}{(G_{04})^3}\tilde{i}_4 - m_2\ddot{x} \end{aligned} \right. \quad (6.3)$$

在電磁鐵致動器實現上，設定同一層之電磁鐵輸入電流不會同時驅動 target 二側之電磁致動器，根據輸入電流的正負判別驅動之電磁鐵，當輸入電流為正時，則由正方向之電磁鐵吸引 target 往正方向移動，反之輸入電流為負時，則由負方向之電磁鐵吸引 target 往負方向移動，即：

$$\begin{cases} \tilde{i}_1 = \tilde{i}_a, \tilde{i}_2 = 0 & \text{if } \tilde{i} > 0 \\ \tilde{i}_2 = -\tilde{i}_a, \tilde{i}_1 = 0 & \text{if } \tilde{i} < 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} \tilde{i}_3 = \tilde{i}_b, \tilde{i}_4 = 0 & \text{if } \tilde{i} > 0 \\ \tilde{i}_4 = -\tilde{i}_b, \tilde{i}_3 = 0 & \text{if } \tilde{i} < 0 \end{cases}$$

$$\text{令 } k_1 = m_1 \frac{(1+R)}{l_1} g - \frac{2C_1\bar{i}_1^2}{G_{01}^3} - \frac{2C_2\bar{i}_2^2}{G_{02}^3}, \quad B_1 = \frac{2C_1\bar{i}_1}{G_{01}^2}, \quad C_1 = C_2, \quad G_{01} = G_{02}$$

$$k_3 = \left[ -\frac{2C_3\bar{i}_3^2}{(G_{03})^3} - \frac{2C_4\bar{i}_4^2}{(G_{04})^3} \right], \quad k_4 = \frac{m_2}{l_2} g - \frac{2C_3\bar{i}_3^2}{(G_{03})^3} - \frac{2C_4\bar{i}_4^2}{(G_{04})^3}, \quad B_2 = \frac{2C_3\bar{i}_3}{G_{03}^2}, \quad C_3 = C_4, \quad G_{03} = G_{04}$$

代入(6.3) 後整理後可得：

$$\left\{ \begin{aligned} (m_1 + m_2)l_1\ddot{\theta}_1 + b_1l_1\dot{\theta}_1 + k_1l_1\tilde{\theta}_1 + m_2l_2\ddot{\theta}_2 = B_1\tilde{i}_1 - (m_1 + m_2)\ddot{x} \\ m_2l_2\ddot{\theta}_2 + b_2l_2\dot{\theta}_2 + m_2l_1\ddot{\theta}_1 + k_3l_1\tilde{\theta}_1 + k_4l_2\tilde{\theta}_2 = B_2\tilde{i}_3 - m_2\ddot{x} \end{aligned} \right. \quad (6.4)$$

為了在實現上以及理解上較容易，將系統變數改成位移並重新整理後，如式(6.5)所示：

$$\begin{cases} (m_1 + m_2)\ddot{x}_1 + b_1\dot{x}_1 + \frac{(m_1 + m_2)g}{l_1}x_1 + (m_1 + m_2)\ddot{x}_2 + m_2(\ddot{x}_2 - \ddot{x}_1) = B_1I_1 \\ m_2\ddot{x}_2 + b_2\dot{x}_2 + k_3x_1 + k_4(x_2 - x_1) = B_2I_2 - m_2\ddot{x}_1 \end{cases} \quad (6.5)$$

將(6.5)式整理成狀態空間方程式，

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \ddot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{(\frac{K_1}{L_1} - \frac{K_3}{L_1} + \frac{K_4}{L_2})}{m_1} & -\frac{(b_1 + b_2)}{m_1} & \frac{K_4}{m_1 \times L_2} & \frac{b_2}{m_1 \times L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{(\frac{K_3}{L_1} - \frac{K_4}{L_2})}{m_2} & \frac{b_2}{m_2 \times L_2} & -\frac{K_4}{m_2 \times L_2} & -\frac{b_2}{m_2 \times L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} [\ddot{x}] + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{B_1}{m_1} & -\frac{B_2}{m_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{B_2}{m_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (6.6.a)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} \quad (6.6.b)$$

其中(6.6.a)為狀態方程式，(6.6.b)為輸出方程式。

### 6.3 電磁鐵操作點線性化之估測器設計

受限於系統空間架設問題，故無法完全經由感測器量測而獲得系統速度狀態，接下來，將分別設計全階狀態估測器與最小階狀態估測器，並討論利用單獨使用下層位移進行狀態估測，與利用上層與下層位移進行狀態估測的情況下，其估測之誤差情形。

#### 6.3.1 全階狀態估測器

利用第二章所介紹的估測器設計全階估測器，示意圖如圖 6.2。其中， $K_e$  為估測器回饋增益矩陣 (observer feedback gain matrix)，設計  $K_e$  使得誤差能夠快速收斂並趨於 0。

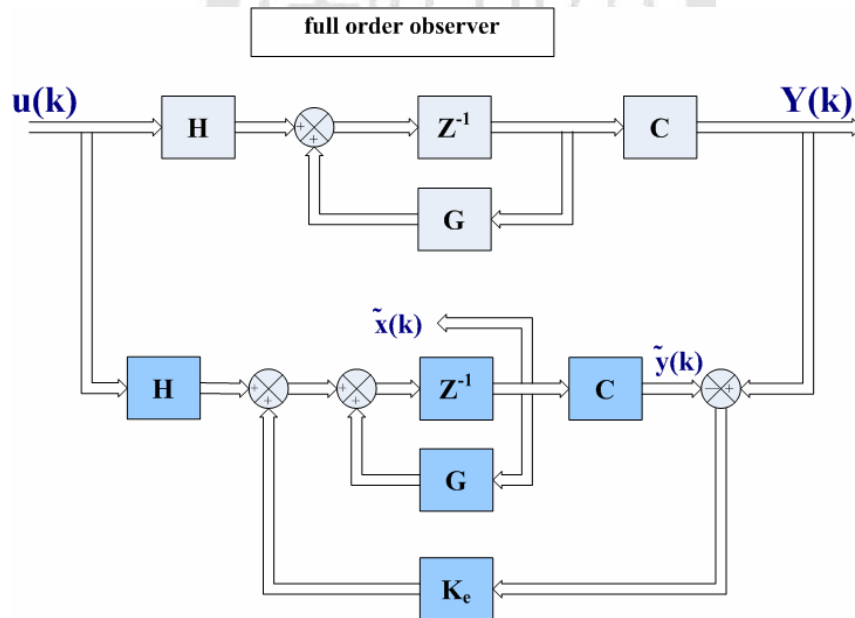


圖 6.2 全階估測器

先考慮只獲得  $x_2$  的情況下，將參數代入(6.6.a)式與(6.6.b)中可得：



$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \ddot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1.0000 & 0 & 0 \\ -141.5593 & -0.1598 & 71.0353 & 0.1375 \\ 0 & 0 & 0 & 1.0000 \\ 78.4800 & 0.1520 & -78.4781 & -0.1520 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} [\ddot{x}] + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0.0049 & -0.0084 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0.0093 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$= Ax + B_1 [\ddot{x}] + B_2 [I] \quad (6.7.a)$$

$$y = [0 \ 0 \ 1 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} \quad (6.7.b)$$

先將系統矩陣轉至離散空間：

$$x(k+1) = \begin{bmatrix} 0.9997 & 0.0020 & 0.0001 & 0.0000 \\ -0.2830 & 0.9994 & 0.1420 & 0.0004 \\ 0.0002 & 0.0000 & 0.9998 & 0.0020 \\ 0.1569 & 0.0005 & -0.1569 & 0.9995 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} -0.000 \\ -0.002 \\ -0.000 \\ -0.002 \end{bmatrix} \ddot{x} + 10^{-4} \begin{bmatrix} 0.0001 & -0.0002 \\ 0.0984 & -0.1687 \\ 0.0000 & 0.0002 \\ 0.0000 & 0.1864 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(k) \\ I_2(k) \end{bmatrix}$$

$$= Gx(k) + H_1 \ddot{x} + H_2 I(k) \quad (6.8.a)$$

$$y(k) = [0 \ 0 \ 1 \ 0] x(k) = C x(k) \quad (6.8.b)$$

令系統的觀察性矩陣(observability matrix)為：

$$O = \begin{bmatrix} C \\ CG \\ CG^2 \\ CG^3 \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

將(6.8.a) 與(6.8.b)中相對應之  $G$  與  $C$  矩陣代入後，系統的觀察性矩陣  $O$  之 rank 為：

$$\text{rank}(O) = 4 \quad (6.10)$$

由式(6.10)可知，系統在獲得  $x_2$  位移狀態的情況下，為完全狀態可觀察之系統，故可對系統設計一狀態估測器來獲得系統之狀態資訊。設計全階估測器之誤差收斂特性根於時域中之條件為：

$$\zeta = 0.7, \quad \omega_{n1} = 2\omega_1, \quad \omega_{n2} = 10\omega_{n1} \quad (6.11)$$

其中  $\zeta$  為設計後系統的 damping ratio， $\omega_{n1}$  與  $\omega_{n2}$  分別為設計後系統的主頻率與次頻率， $\omega_1$  為系統原本的主頻率，圖 6.3 為主極點設置示意圖。

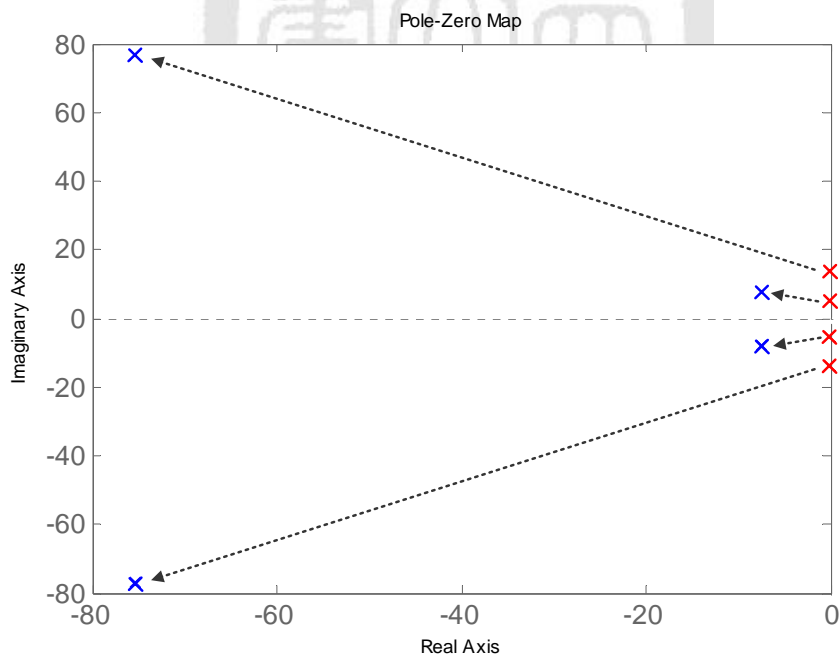


圖 6.3 主極點設置之示意圖

則在離散空間所選擇之特性根為：

$$\begin{aligned}
z_1 &= e^{-\zeta w_{n1} T_s} \times \cos(w_{n1} T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) + ie^{-\zeta w_{n1} T_s} \times \sin(w_{n1} T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) \\
z_2 &= e^{-\zeta w_{n1} T_s} \times \cos(w_{n1} T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) - ie^{-\zeta w_{n1} T_s} \times \sin(w_{n1} T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) \\
z_3 &= e^{-\zeta w_{n2} T_s} \times \cos(w_{n2} T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) + ie^{-\zeta w_{n2} T_s} \times \sin(w_{n2} T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) \\
z_4 &= e^{-\zeta w_{n2} T_s} \times \cos(w_{n2} T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) - ie^{-\zeta w_{n2} T_s} \times \sin(w_{n2} T_s \times \sqrt{1-\zeta^2})
\end{aligned} \tag{6.12}$$

代入於第二章所介紹之狀態估測誤差方程式：

$$\begin{aligned}
e(k) &= x(k) - \tilde{x}(k) \\
e(k+1) &= (G - k_e C)e(k)
\end{aligned} \tag{6.13}$$

可得估測器回饋增益矩陣  $k_e$  為：

$$k_e = \begin{bmatrix} 4.6314 \\ -6.3036 \\ 0.3389 \\ 28.9208 \end{bmatrix}$$

由模擬所獲得之誤差比例如圖 6.4，誤差比例約為 4%，但在實際的應用中，因感測器回傳的訊號包含著部分的雜訊，故並無法達到相同的準確度，將實驗量測到的訊號代入估測器後其誤差比例如圖 6.5，可明顯看出，因雜訊的累積造成速度估測上有極大的誤差產生。而在參數妥協後，將只利用  $x_2$  估測出的位移狀態與量測出的位移狀態做作比較，可發現誤差在 10% 左右，如圖 6.6，並無法獲得有用的參數資訊。

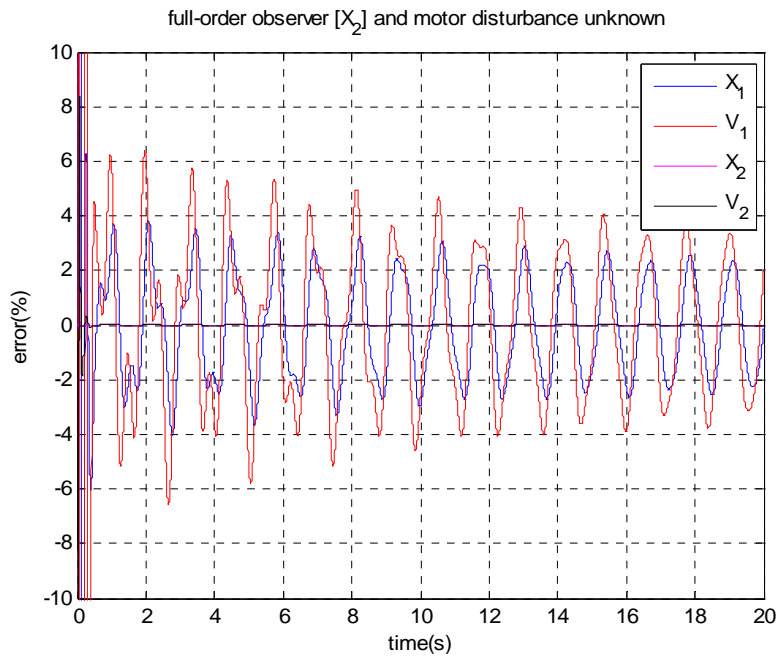


圖 6.4 利用  $[x_2]$  設計全階狀態估測器模擬誤差

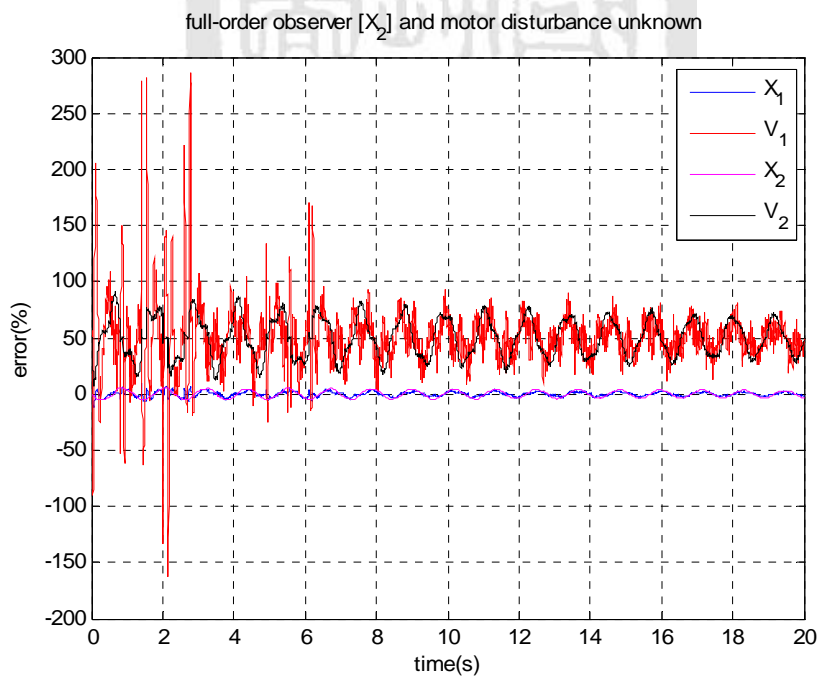


圖 6.5 利用  $[x_2]$  設計全階狀態估測器之實驗誤差

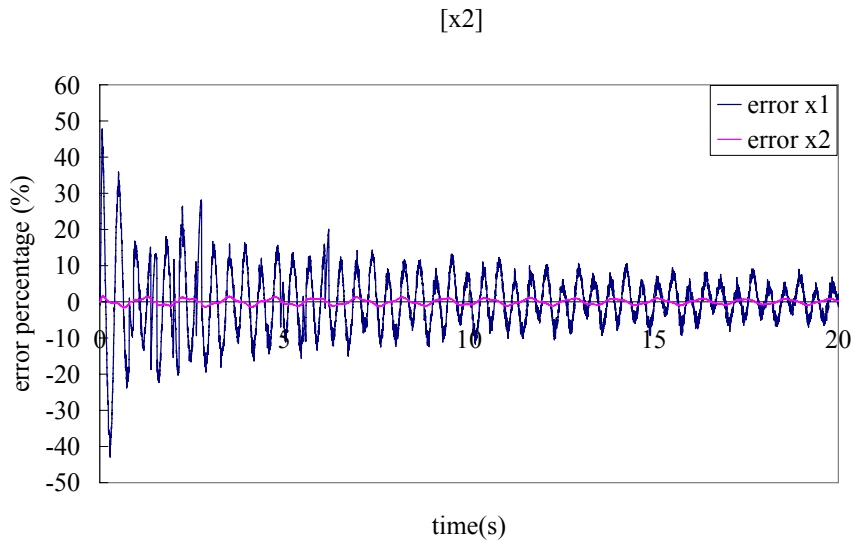


圖 6.6 利用  $[x_2]$  設計全階狀態估測器之參數妥協實驗結果

接著，利用  $x_1$  與  $x_2$  來估測系統狀態。由式(6.8.a)與式(6.8.b)可知系統之狀態方程式為：

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x}(k+1) &= \begin{bmatrix} 0.9997 & 0.0020 & 0.0001 & 0.0000 \\ -0.2830 & 0.9994 & 0.1420 & 0.0004 \\ 0.0002 & 0.0000 & 0.9998 & 0.0020 \\ 0.1569 & 0.0005 & -0.1569 & 0.9995 \end{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\
 &+ \begin{bmatrix} -0.000 \\ -0.002 \\ -0.000 \\ -0.002 \end{bmatrix} \ddot{x} + 10^{-4} \begin{bmatrix} 0.0001 & -0.0002 \\ 0.0984 & -0.1687 \\ 0.0000 & 0.0002 \\ 0.0000 & 0.1864 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(k) \\ I_2(k) \end{bmatrix} \quad (6.14.a) \\
 &= \mathbf{G}\mathbf{x}(k) + \mathbf{H}_1\ddot{x} + \mathbf{H}_2\mathbf{I}(k)
 \end{aligned}$$

$$\mathbf{y}(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}(k) = \mathbf{C} \mathbf{x}(k) \quad (6.14.b)$$

令系統的觀察性矩陣(observability matrix)為：

$$O = \begin{bmatrix} C \\ CG \\ CG^2 \\ CG^3 \end{bmatrix}$$

將(6.14.a) 與(6.14.b)中相對應之 A 與 C 矩陣代入後，系統的觀察性矩陣 O 之 rank 為：

$$\text{rank}(O) = 4 \quad (6.15)$$

由式(6.15)可知，系統在獲得 $[x_1 \ x_2]$ 位移狀態的情況下，為完全狀態可觀察之系統，故可對系統設計一狀態估測器來獲得系統之狀態資訊。設計全階估測器之誤差收斂特性根於時域中之條件為：

$$\zeta=0.7, \quad \omega_{n1}=2\omega_1, \quad \omega_{n2}=10\omega_{n1}$$

其中  $\zeta$  為設計後系統的 damping ratio， $\omega_{n1}$  與  $\omega_{n2}$  分別為設計後系統的主頻率與次頻率， $\omega_1$  為系統原本的主頻率。則在離散空間所選擇之特性根為：

$$\begin{aligned} z_1 &= e^{-\zeta\omega_{n1}T_s} \times \cos(\omega_{n1}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) + ie^{-\zeta\omega_{n1}T_s} \times \sin(\omega_{n1}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) \\ z_2 &= e^{-\zeta\omega_{n1}T_s} \times \cos(\omega_{n1}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) - ie^{-\zeta\omega_{n1}T_s} \times \sin(\omega_{n1}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) \\ z_3 &= e^{-\zeta\omega_{n2}T_s} \times \cos(\omega_{n2}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) + ie^{-\zeta\omega_{n2}T_s} \times \sin(\omega_{n2}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) \\ z_4 &= e^{-\zeta\omega_{n2}T_s} \times \cos(\omega_{n2}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) - ie^{-\zeta\omega_{n2}T_s} \times \sin(\omega_{n2}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) \end{aligned}$$

代入於(6.13)式中可得估測器回饋增益矩陣：

$$k_e = \begin{bmatrix} 0.1715 & 0.2202 \\ 1.8770 & 0.4798 \\ -0.0898 & 0.1678 \\ 0.8011 & 3.1930 \end{bmatrix}$$

給定一脈衝輸入觀察系統之狀態估測情形，利用 MATLAB7.0/SIMULINK 模擬後之誤差比例如圖 6.7，實驗上位移誤差比例如圖 6.8，可看出其狀態估測誤差能快速收斂至 0。

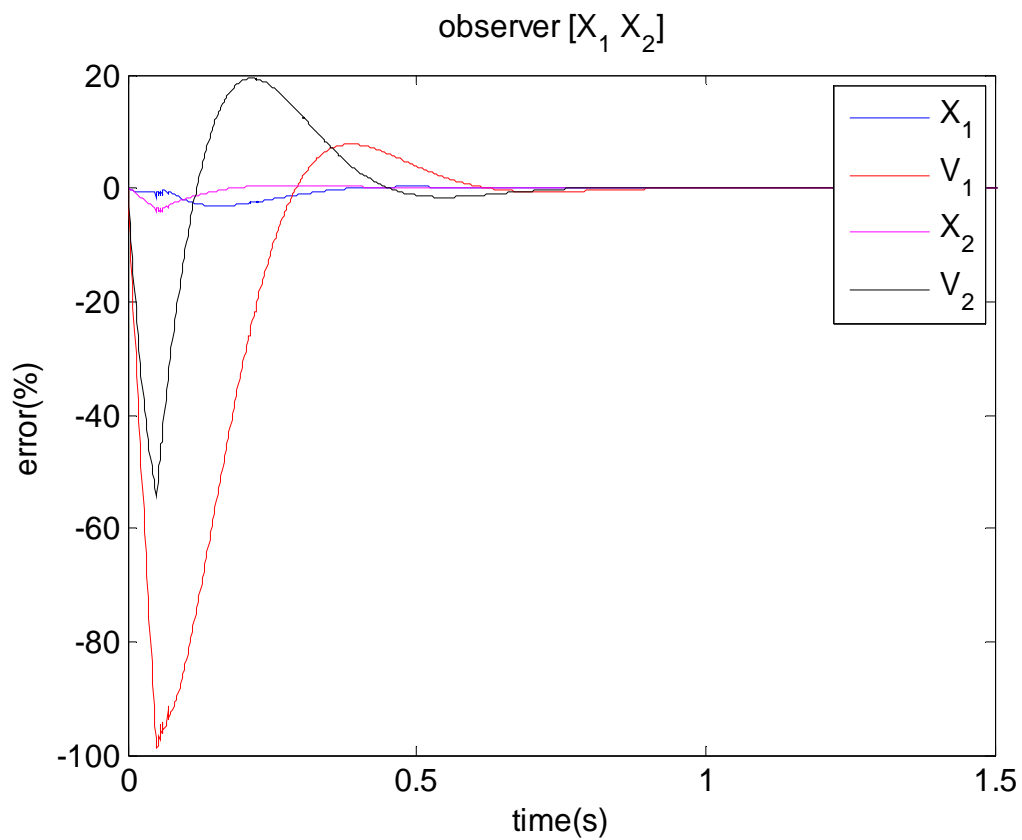


圖 6.7 利用  $[x_1 \ x_2]'$  設計全階狀態估測器之模擬結果

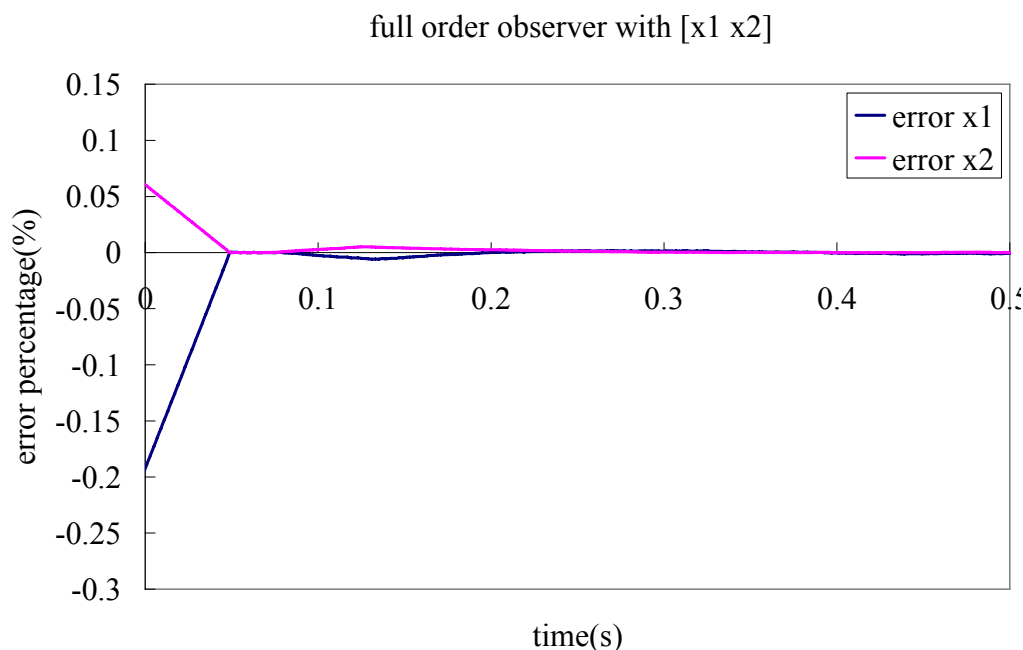


圖 6.8 利用  $[x_1 \ x_2]'$  設計全階狀態估測器之實驗結果

### 6.3.2 最小階狀態估測器

於第二章介紹了最小階狀態估測器之設計方法，而在本實驗中，可經由雷射位移感測器來獲得系統之位移狀態，須估測之狀態為雙單擺系統上層與下層之速度狀態。

首先考慮只獲得  $x_2(k)$  的情況下，則所須估測之狀態為： $x_1(k)$ ， $v_1(k)$  與  $v_2(k)$ ，實際上可由架設之上層雷射位移感測器來觀察其狀態估測  $x_1(k)$  之誤差。設計全階估測器之誤差收斂特性根於離散空間所選擇之特性根為：

$$p=[0.986+0.014i; 0.986-0.014i; 0.86]$$

最小階離散狀態估測器實驗結果如圖 6.9，由圖上可知，利用  $x_2$  所設計之最小階狀態估測所估測出之上層位移  $x_1$  與利用雷射位移感測器所獲得之狀態，其趨勢大致符合，但由估測器所估測出之狀態有明顯的突波



與雜訊存在，這在實際的應用上非常的不利，在加入控制器之後，其突波會使得致動器施力不連續，造成系統不穩定。

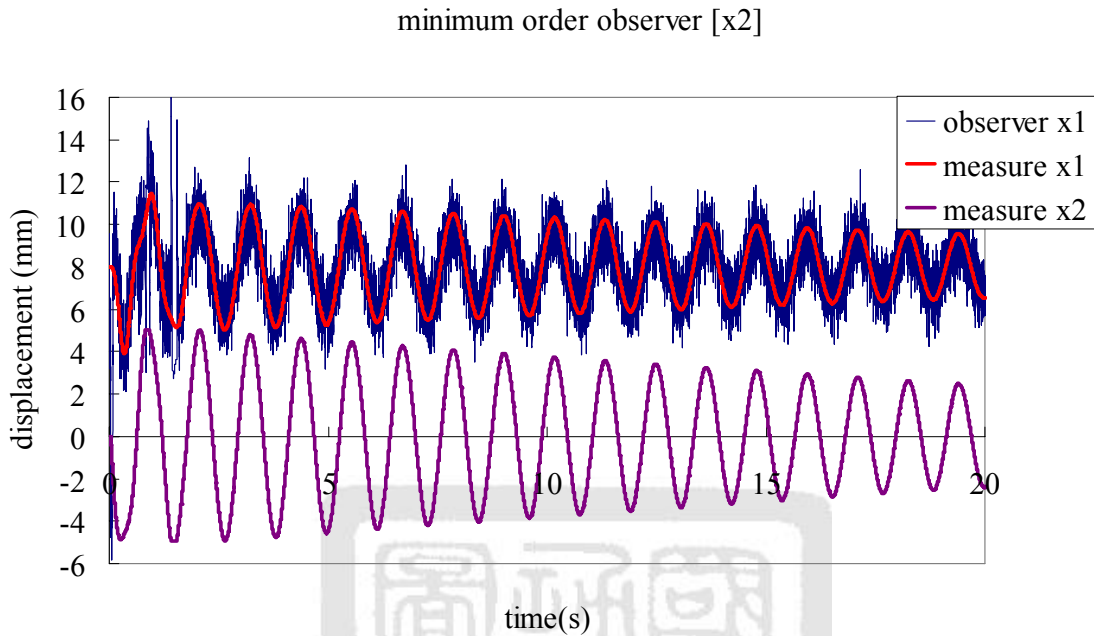


圖 6.9 利用 $[x_2]$ 設計最小階狀態估測器之實驗結果

接著，利用  $x_1$  與  $x_2$  來估測系統狀態。估測器於時域中之設計條件為：

$$\zeta=0.7, \quad \omega_{n1}=7\omega_1$$

其中  $\zeta$  為設計後系統的 damping ratio， $\omega_1$  為系統原本的主頻率。則在離散空間所選擇之特性根為：

$$z_1 = e^{-\zeta\omega_{n1}T_s} \times \cos(\omega_{n1}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) + ie^{-\zeta\omega_{n1}T_s} \times \sin(\omega_{n1}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2})$$

$$z_2 = e^{-\zeta\omega_{n1}T_s} \times \cos(\omega_{n1}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) - ie^{-\zeta\omega_{n1}T_s} \times \sin(\omega_{n1}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2})$$

給定一脈衝輸入觀察系統之狀態估測情形，實驗上狀態估測結果如圖 6.10，在速度估測方面，因無速度感測器等量測儀器，無法得知其估

測結果之誤差比例情況，但由速度曲線可知，無明顯的突波存在，至少於加入控制器之後，不會造成系統不穩定之現象。

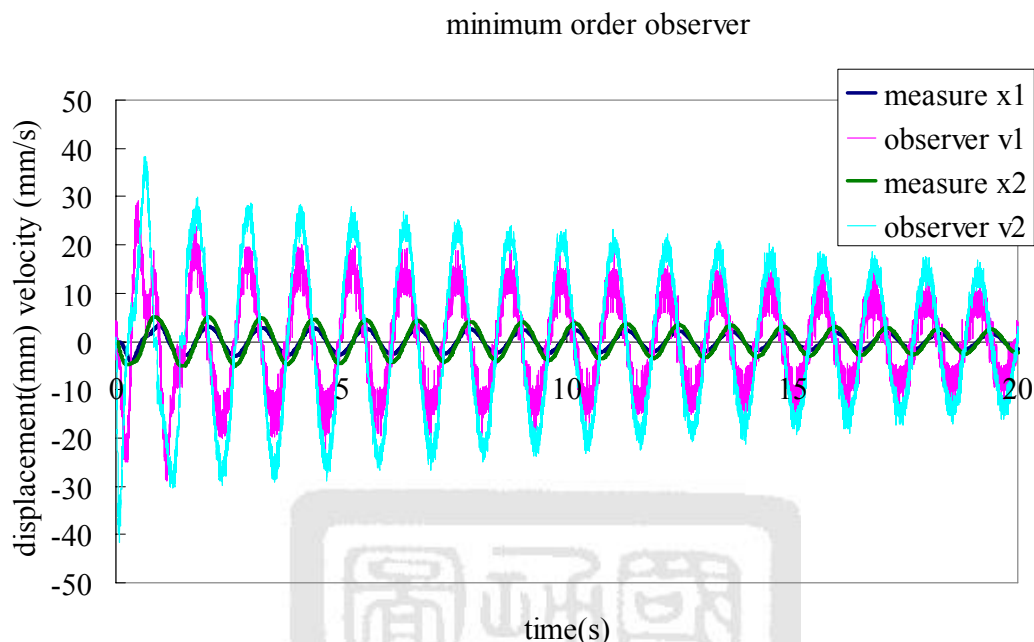


圖 6.10 利用 $[x_1 \ x_2]$ 設計最小階狀態估測器之實驗結果

### 6.3.3 估測器討論

於本節中，設計了全階估測器與最小階估測器，而由 6.2.1 與 6.2.2 之實驗結果可知，對於一二階系統而言，單只利用末端位移 $[x_2]$ 與利用上層與下層之位移量 $[x_1 \ x_2]$ 所設計之估測器皆為可觀察。但若單只利用系統末端之位移量 $x_2$ 來設計估測器，存在明顯誤差，並無法準確地估測系統狀態，而利用上層與下層之位移量所設計之估測器，狀態估測誤差能夠快速地收斂至 0，而因無法實際比較最小階估測器之估測結果，所以於全狀態回授控制中，本實驗將利用所設計之全階狀態估測計之估測結果進行控制。

## 6.4 電磁鐵操作點線性化之全狀態回授控制器設計

利用全狀態回授控制器的設計電磁鐵的輸入電流，其實現流程圖如圖 6.11 所示：

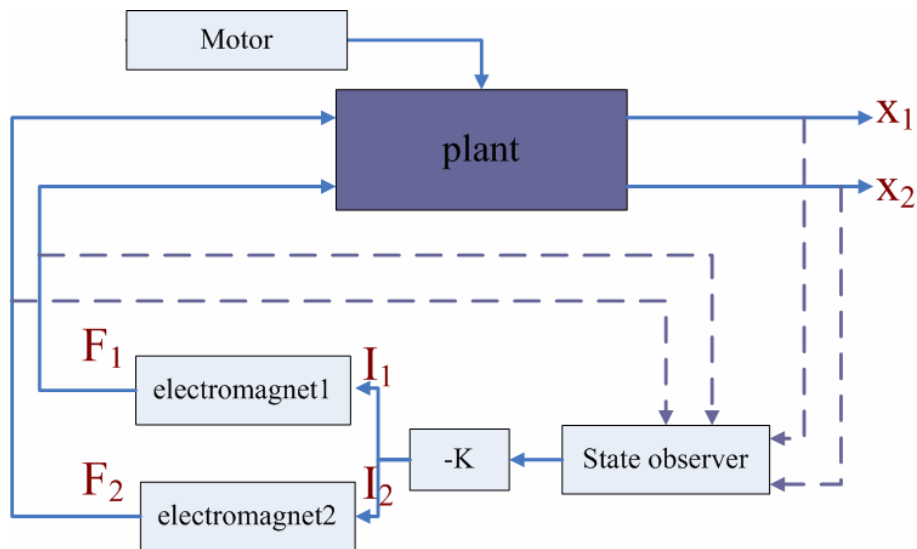


圖 6.11 全狀態回授控制器流程圖

由式(6.8.a)系統之狀態方程式中可知， $\ddot{x}$ 為馬達之加速度，在控制策略中，馬達之加/減速為外界干擾，故先不考慮外界干擾的存在，將(6.8.a)式改寫為：

$$\begin{aligned}
 x(k+1) &= \begin{bmatrix} 0.9997 & 0.0020 & 0.0001 & 0.0000 \\ -0.2830 & 0.9994 & 0.1420 & 0.0004 \\ 0.0002 & 0.0000 & 0.9998 & 0.0020 \\ 0.1569 & 0.0005 & -0.1569 & 0.9995 \end{bmatrix} x(k) + 10^{-4} \begin{bmatrix} 0.0001 & -0.0002 \\ 0.0984 & -0.1687 \\ 0.0000 & 0.0002 \\ 0.0000 & 0.1864 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(k) \\ I_2(k) \end{bmatrix} \\
 &= Gx(k) + H[I(k)] \tag{6.14.a}
 \end{aligned}$$

輸出方程式為：

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} \quad (6.14.b)$$

系統的控制性矩陣(observability matrix)為:

$$C = [H \quad GH \quad G^2H \quad G^3H]$$

將(6.14.a)中相對應之G與H矩陣代入後,系統的控制性矩陣C之rank為:

$$\text{rank}(C) = 4 \quad (6.15)$$

由式(6.15)可知,系統為完全狀態可控制之系統,故可對系統設計一全狀態回授控制器來控制系統之狀態。而因未控制前之系統為低阻尼,且由自然頻道可知系統剛性很低,故控制器選擇上希望能增加系統阻尼與剛性,設計控制增益值並選用與估測器於時域相同的設計條件:

$$\zeta=0.7, \quad \omega_{n1}=2\omega_1, \quad \omega_{n2}=10\omega_{n1}$$

於離散空間中之特性根為:

$$\begin{aligned} z_1 &= e^{-\zeta\omega_{n1}T_s} \times \cos(\omega_{n1}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) + ie^{-\zeta\omega_{n1}T_s} \times \sin(\omega_{n1}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) \\ z_2 &= e^{-\zeta\omega_{n1}T_s} \times \cos(\omega_{n1}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) - ie^{-\zeta\omega_{n1}T_s} \times \sin(\omega_{n1}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) \\ z_3 &= e^{-\zeta\omega_{n2}T_s} \times \cos(\omega_{n2}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) + ie^{-\zeta\omega_{n2}T_s} \times \sin(\omega_{n2}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) \\ z_4 &= e^{-\zeta\omega_{n2}T_s} \times \cos(\omega_{n2}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) - ie^{-\zeta\omega_{n2}T_s} \times \sin(\omega_{n2}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) \end{aligned}$$

而閉迴路控制系統之狀態方程式:

$$\mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{G} - \mathbf{H}\mathbf{K}) \mathbf{x}(k) \quad (6.16)$$

根據系統本身與參數選擇比較係數後可得：

$$k = 10^5 \begin{bmatrix} 2.8029 & 0.2671 & 1.9074 & -0.078 \\ -0.1245 & 0.0499 & 1.1028 & 0.0836 \end{bmatrix}$$

則系統控制方程式為：

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = -K \begin{bmatrix} \tilde{x}_1(k) \\ \tilde{v}_1(k) \\ \tilde{x}_2(k) \\ \tilde{v}_2(k) \end{bmatrix}$$



## 6.5 電磁鐵操作點線性化之模擬分析與實驗驗證

將前述設計之控制器計算過後的結果代入 MATLAB/SIMULINK 模擬，結果如圖 6.12 所示，圖中為系統下層位移量，紅色為利用線性化之電磁鐵模擬結果，其有良好的響應結果，但實際上，電磁鐵為非線性致動器，若將電磁鐵的非線性特性加入考慮，其響應如圖 6.12 藍色線所示，有明顯的振動存在。圖 6.13 為操作點線性化之實驗結果，可看出有明顯的振動存在，與模擬中，將電磁鐵非線性特性放入考量之結果相符。

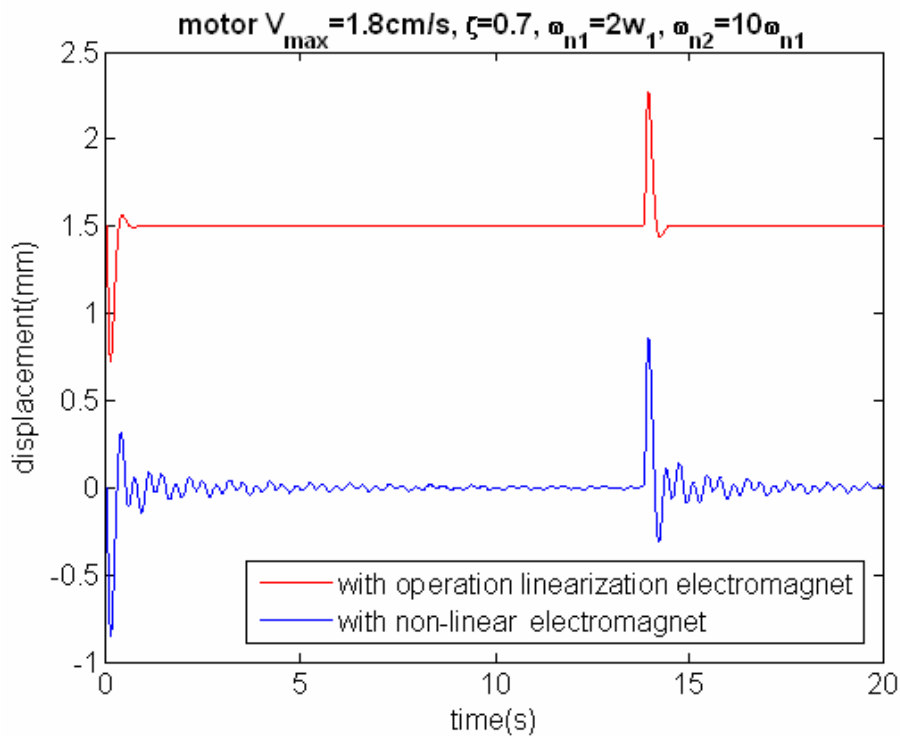


圖 6.12 操作點線性化之模擬結果

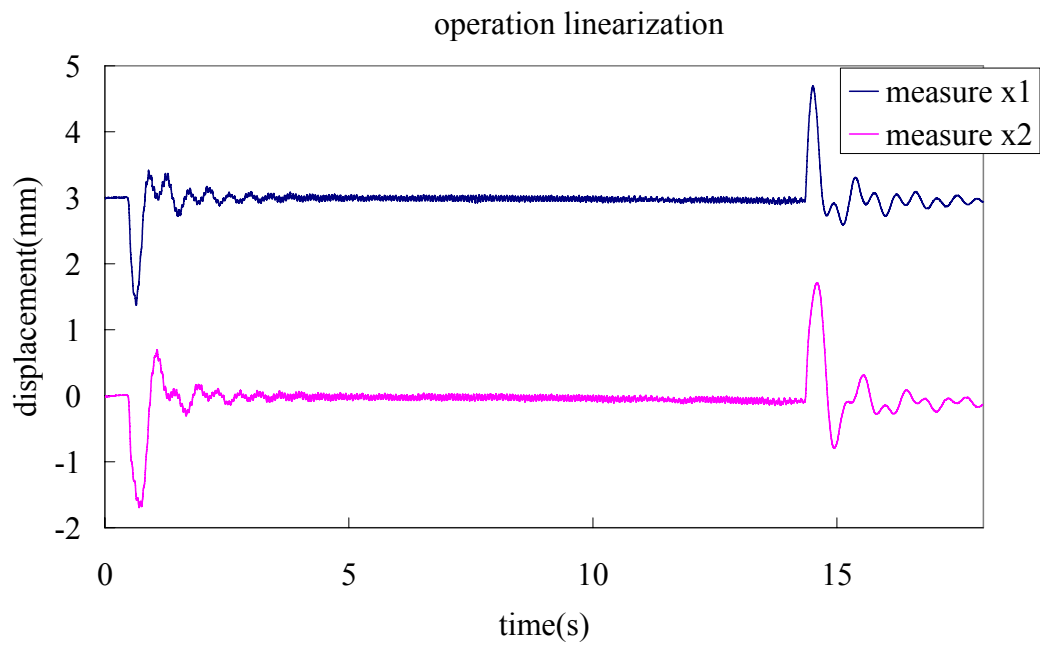


圖 6.13 操作點線性化之實驗結果



## 6.6 電磁鐵回饋線性化之估測器與控制器設計

因電磁鐵之致動力為非線性，利用操作點線性化並無法精準地表現其作用特性，若電磁致動器之模型可精確地掌握，經由位移回饋，並取得控制器輸入，則可得到準確之電磁鐵輸入電流。故接下來，將利用回饋線性來減少其非線性特性的影響，回饋線性化主要是利用狀態回授來計算當下該輸入之電流，而非如操作點線性將其狀態固定，並減化為一階的輸入電流。將 6.8 式改寫為：

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \ddot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{(\frac{K_1}{L_1} - \frac{K_3}{L_1} + \frac{K_4}{L_2})}{m_1} & -\frac{(b_1 + b_2)}{L_1 L_2} & \frac{K_4}{m_1 \times L_2} & \frac{b_2}{m_1 \times L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{(\frac{K_3}{L_1} - \frac{K_4}{L_2})}{m_2} & \frac{b_2}{m_2 \times L_2} & -\frac{K_4}{m_2 \times L_2} & -\frac{b_2}{m_2 \times L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{x} \\ F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

其中  $F_1$  為上層電磁鐵所施之致動力， $F_2$  為下層電磁鐵所施之致動力，將系統參數代入並轉至離散空間可得：



$$\begin{aligned}
x(k+1) = & \begin{bmatrix} 0.9997 & 0.0020 & 0.0001 & 0.0000 \\ -0.2831 & 0.9996 & 0.1420 & 0.0002 \\ 0.0002 & 0.0000 & 0.9998 & 0.0020 \\ 0.1569 & 0.0002 & -0.1569 & 0.9998 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} -0.000 \\ -0.002 \\ -0.000 \\ -0.002 \end{bmatrix} \ddot{x} \\
& + \begin{bmatrix} 0.0000 & -0.0000 \\ 0.0070 & -0.0070 \\ 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0078 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1(k) \\ F_2(k) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{6.18.a}$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} x(k) \tag{6.18.b}$$

所設計之全階狀態估測器誤差收斂特性根於時域中之條件為：

$$\zeta = 0.7, \quad \omega_{n1} = 2\omega_1, \quad \omega_{n2} = 10\omega_{n1}$$

其中  $\zeta$  為設計後系統的 damping ratio， $\omega_{n1}$  與  $\omega_{n2}$  分別為設計後系統的主頻率與次頻率， $\omega_1$  為系統原本的主頻率。則在離散空間所選擇之誤差收斂特性根為：

$$\begin{aligned}
z_1 &= e^{-\zeta\omega_{n1}T_s} \times \cos(\omega_{n1}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) + ie^{-\zeta\omega_{n1}T_s} \times \sin(\omega_{n1}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) \\
z_2 &= e^{-\zeta\omega_{n1}T_s} \times \cos(\omega_{n1}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) - ie^{-\zeta\omega_{n1}T_s} \times \sin(\omega_{n1}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) \\
z_3 &= e^{-\zeta\omega_{n2}T_s} \times \cos(\omega_{n2}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) + ie^{-\zeta\omega_{n2}T_s} \times \sin(\omega_{n2}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) \\
z_4 &= e^{-\zeta\omega_{n2}T_s} \times \cos(\omega_{n2}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2}) - ie^{-\zeta\omega_{n2}T_s} \times \sin(\omega_{n2}T_s \times \sqrt{1-\zeta^2})
\end{aligned}$$

代入式(6.13)中可求得估測器回饋增益矩陣  $K_e$  為：

$$K_e = \begin{bmatrix} 0.1715 & 0.2202 \\ 1.8770 & 0.4798 \\ -0.0898 & 0.1678 \\ 0.8011 & 3.1930 \end{bmatrix}$$

所設計的全狀態回授控制器為：

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} = -K \begin{bmatrix} \tilde{x}_1(k) \\ \tilde{v}_1(k) \\ \tilde{x}_2(k) \\ \tilde{v}_2(k) \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

選擇理想之閉迴路特性根時域特性與估測器相同，代入式(6.16)中並比較係數後可得：

$$k = \begin{bmatrix} 392.4043 & 37.3878 & 267.0427 & -10.9143 \\ -29.8872 & 11.9684 & 264.6658 & 20.0537 \end{bmatrix}$$

若電磁鐵之參數皆能精準獲得，上層輸出電流為：

$$i_1 = \left( \frac{(G_{o1} - x_1)^2 F_1}{C_1} \right)^{1/2} \quad (6.20.a)$$

其中  $x_1$  為經由上層雷射位移感測器所量測到之立即的位移資訊。下層輸出電流為：

$$i_2 = \left( \frac{(G_{o2} - x_2)^2 F_2}{C_2} \right)^{1/2} \quad (6.20.b)$$

其中  $x_2$  為經由下層雷射位移感測器所量測到之立即的位移資訊。

## 6.7 電磁鐵回饋線性化之模擬分析與實驗驗證

將計算過後之電磁鐵回饋線性化結果代入 MATLAB7.0/SIMULINK 模擬，其結果如圖 6.14 所示，圖中為系統下層位移量，實驗結果如圖 6.154 所示，電磁鐵回饋線性化已將電磁鐵輸入非線性特性消除，故系統有良好的響應行為。

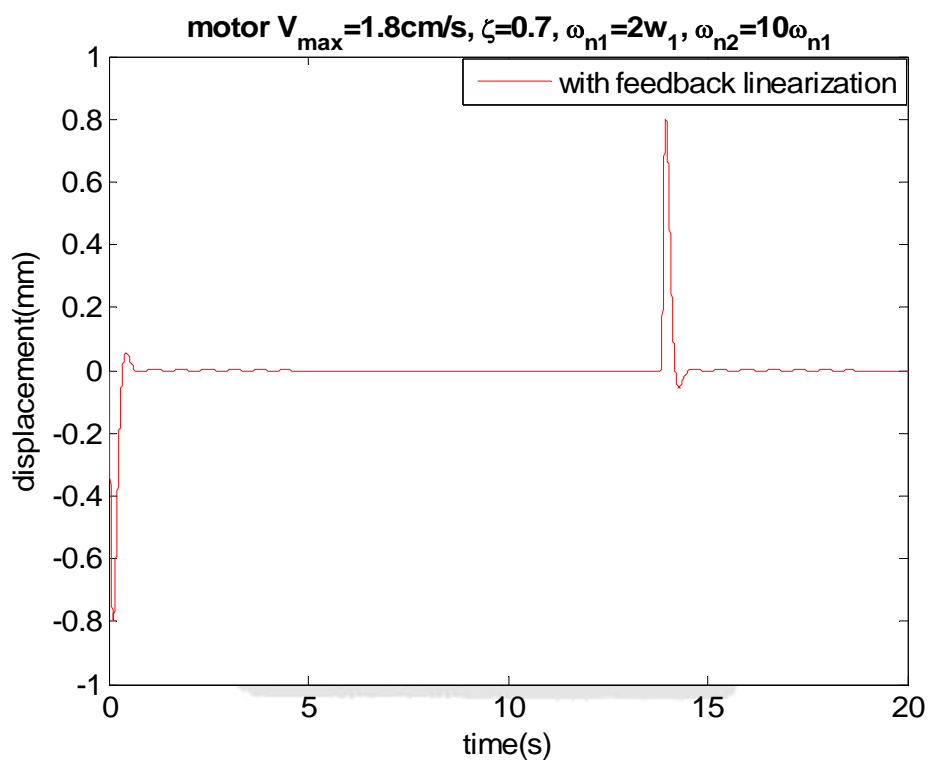


圖 6.14 電磁鐵回饋線性化之模擬結果

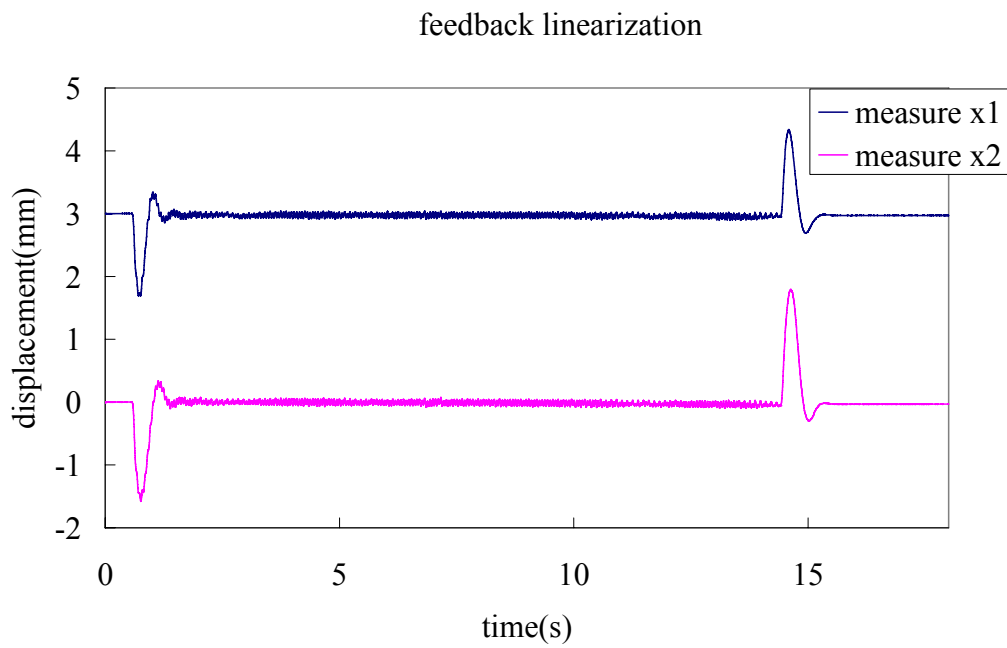


圖 6.15 電磁鐵回饋線性化之實驗結果



## 6.8 實驗結果討論

於本章中，利用狀態估測器與全狀態回授控制器的設計，來抑制長距離移動系統於運作過程中之殘留振動。而於狀態估測的設計中，分別設計了全階估測器與最小階估測器，且於狀態可觀察下，討論所獲得狀態的充裕程度與其估測狀態的誤差程度，由模擬與實驗結果可知，當利用一位移狀態估測其他位移與速度狀態情況下，誤差比例最少仍有 4%，而可利用感測器獲得的狀態愈多，其所估測的狀態愈準確，誤差能夠快速衰退至 0。

而後，設計一全狀態回授控制器，利用全階狀態估測器所估測出的系統狀態，抑制系統於馬達干擾下之振動。於本研究所建立之縮小天車模型中，先將電磁致動器利用操作點線性化簡化其非線性特性，設計全階狀態估測器與全狀態回授控制器，由模擬與實驗結果可知，因電磁致動器為強非線性之系統，利用操作點線性化並無法完整的表現其特性，造成線性化後之結果與實際非線性系統於殘留振動抑制上有明顯差異。而後，利用回饋線性化來降低其非線性特性，將電磁鐵所施之力視為系統輸入，設計全階狀態估測器與全狀態回授控制器，根據量測而得系統參數以及雷射位移感測器立即量測而得的位移資訊，換算所須輸出的控制電流，由模擬與結果可知，回饋線性化移除了電磁致動器之非線性特性，故於回授控制上有良好的響應結果，且振動抑制效果相較於操作點線性化有明顯的改善。

而全狀態回授控制於回饋線性化情況下，模擬中，其 overshoot 為未控制前的 20%，於 0.3 秒後將完全地抑制系統殘留振動，於實驗中，其 overshoot 為未控制前的 38%，1 秒後完全地抑制系統殘留振動。而第五

章頻率響應控制中，模擬與實驗顯示其對 overshoot 幾乎無抑制能力，殘留振動於模擬中為未控制前的 12.5%，於實驗中為 9%，而後衰退至 0。相較而言，全狀態回授控制具有較佳之振動抑制能力，於控制過程中，上層結構之振動與下層振動無相互影響的情形存在，且能夠有效抑制 overshoot，並快速抑制殘留振動。



## 6.9 本章結論

於本章中，設計全狀態回授控制器以抑制系統振動器，有效地降低馬達加速造成的 overshoot，並快速地完全抑制殘留振動。而由第 6.4 節與第 6.6 節中之模擬與實驗結果可以很明顯地看出經由電磁鐵回饋線性化後之系統響應，比利用操作點線性化設計之系統響應良好。然而電磁鐵回饋線性化須仰賴準確的電磁致動器模型，與每一瞬間所量測之目標位置，以計算所輸入之控制電流。

接下來於七章中，將比較輸入修正法對於參數誤差的敏感度曲線，並從振動抑制時間，overshoot 與所花的能量來討論其能力。



# 第七章 研究結果討論

## 7.1 本章介紹

本研究建立了一縮小模型以模擬長距離移動系統於傳輸的過程中振動情形，分別利用輸入修正法與回授控制來抑制其殘留振動，控制目標為：快速到達目標位置，且降低系統殘留振動。於第三章中，設計了一雙單擺系統以模擬實際之具有雙自由度的長距離移動系統，於第四章與第六章中，利用模擬分析與實驗驗證其振動抑制的效果。但實際的應用中，通常無法準確的獲得系統參數，而控制器面對存在參數變異情況下，能否仍有效地抑制系統振動為控制器設計之重要課題。故在本章節中，將探討輸入修正法與回授控制對參數變異之靈敏度曲線比較，包含了上層掛勾之質量  $m_1$ ，下層負載質量  $m_2$ ，上層擺長  $L_1$  與下層擺長  $L_2$ 。而輸入修正法與回授控制既然皆可抑制系統振動，但其能抑制之 overshoot 與穩定時間都不一樣，所需的能量也不同，本章也將分別從 overshoot，穩定時間及能量三個角度切入，探討其優缺。圖 7.1 為本章架構。

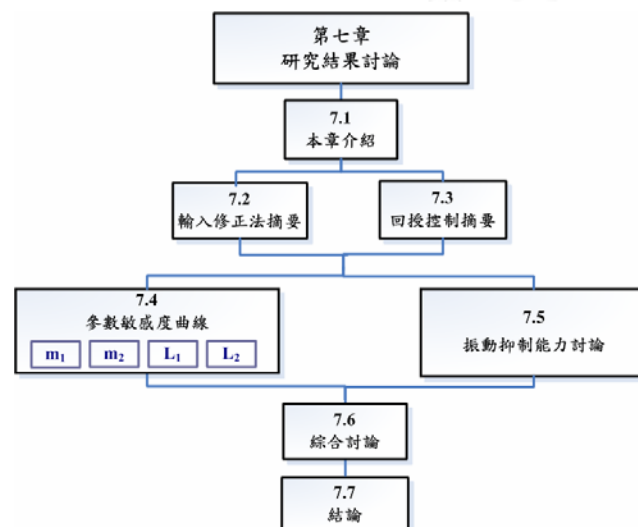


圖 7.1 本章架構



## 7.2 輸入修正法摘要

於第四章中，利用輸入修正法來抑制長距離移動系統於運作過程中之殘留振動。於本研究所建立的等效縮小之長距離移動系統模型中，根據系統特性與線性馬達的限制，設計 2-pulse ZV 法，3-pulse ZV 法，ZVD 法與 2x3 MIS ZVD 法四種輸入修正於馬達上實現，由模擬與實驗的結果可知，輸入修正法於在不加致動器的情況下，利用波形相消的原理，有效地抑制了系統於線性馬達加/減速造成的 overshoot 與等速過程中的殘留振動，而在等速過程中所殘留的微小振動，推測其為系統第二模態所造成，因四種輸入修正模式為根據系統第一模態所設計，故無法完全的利用波形相消的原理完全地抑制殘留振動。

四種輸入修正法加速特性皆不同，其能抑制 overshoot 與到達安定時間的能力也不同：對 2-pulse ZV 法而言，總加速時間為馬達起動後至系統第一模態半週期，每一輸入大小皆為未修正前 1/2。對 3-pulse ZV 法而言，總加速時間為起動後至系統第一模態一週期，每一輸入大小皆為未修正前 1/3。對 ZVD 法而言，總加速時間為起動後至系統第一模態一週期，每一輸入大小分別為未修正前 1/4，1/2，1/4。對 2x3 MIS ZVD 法而言，總加速時間為起動後至系統 7/6 週期，每一輸入大小皆為未修正前 1/6。由模擬與實驗結果可知：2-pulse ZV 法能夠最快地將系統振動抑制至 5% 範圍內，但 overshoot/ undershoot 為四種方式中最大，因其每一加速大小皆為未控制前的 1/2，故 overshoot 大小為未控制前的 50%，2x3 MIS ZVD 法將系統振動抑制至 5% 範圍內所需時間為最長，但其 overshoot/undershoot 為五種輸入修正中最小，為未控制前的 16.7%。

而在面對系統自然頻率的不確定情況下，輸入修正法仍保有降低系

統振動幅度的優點：對 2-pulse ZV 法而言，面對自然頻率不確定性時，殘留振動比例為未控制前的 60%，為四種輸入修正法中最差，2x3 MIS ZVD 更可將系統殘留振動降至 32% 以下，為四種輸入修正法中強健性最佳的。



### 7.3 回授控制摘要

於第五章考量在實際的應用中，控制器包括感測器與致動器的設計與實現於成本或系統設計的影響，維持控制目標，在雙單擺系統的末端架設一雷射位移感測器量測其相對馬達移動之位移量，與電磁致動器對系統末端進行回授控制，系統輸入為電磁鐵輸入電流，輸出為系統末端之振動，將系統簡化並整理成單輸入單輸出的形式，可得一四階之轉移方程式，利用操作點線性化簡化電磁鐵非線性特性，於  $w$ -domain 中利用 bode diagram 設計系統控制器。由未控制前的系統 bode diagram 可知，系統之第一模態與第二模態相當接近，這將使外界干擾容易激發二個模態的出現，增加了控制的困難度。且於  $5\text{rad/s}$  處系統的相位邊限為  $0^\circ$ ，加入比例控制器後無法改善系統之暫態性能，而系統為 type 0 system，其穩態響應性能不佳。故分別加入 notch filter，相位領先控制器與相位落後控制器以改善系統性能，最後加入 roll-off filter 抑制高頻雜訊的進入。模擬與實驗結果顯示，將系統視為 SISO 並設計頻率響應控制器對傳輸機構加/減速造成之 overshoot/undershoot 無明顯的改善效果，但能有效地抑制系統殘留振動於一定程度內，改善其殘留振動振幅，而於實驗中，可明顯看出 roll-off filter 對於高頻雜訊的抑制能力。

然而實際系統為雙自由度，由模擬結果可看出，在控制下層振動過程中，隱藏著上層結構之振動，在只控制下層振動的情況下無法將系統振動完全抑制至 0。故於第六章中，考慮系統上層與下層之振動量與速度，利用全狀態回授控制於電磁鐵上實現來抑制雙單擺系統末端的振動量。而受限於系統空間架設問題，無法完全經由感測器量測而獲得系統速度狀態，分別設計了全階狀態估測器與最小狀態階估測器，且於狀態可觀察下，討論所獲得狀態的充裕程度與其估測狀態的誤差程度，由模

擬與實驗結果可知，可利用感測器獲得的狀態愈多，其所估測的狀態前準確，能夠快速衰退至 0。

最後，設計一全狀態回授控制器，利用全階狀態估測器所估測出的系統狀態，抑制系統於馬達干擾下之振動。於本研究所建立之縮小模型中，分別利用操作點線性化與回饋線性化以簡化電磁致動器非線性特性以設計全階狀態估測器與全狀態回授控制器，由模擬與實驗結果可知，因電磁致動器為強非線性之系統，利用操作點線性化並無法完整的表現其特性，造成線性化後之結果與實際非線性系統於殘留振動抑制上有明顯差異。而回饋線性化移除了電磁致動器之非線性特性，故於回授控制上有良好的響應結果，且其振動抑制效果相較於操作點線性化有明顯的改善。

由模擬與實驗結果可知，全狀態回授控制於回饋線性化情況下，相較於章頻率響應控制，具有較佳之振動抑制能力，於控制過程中，上層結構之振動與下層振動無相互影響的情形存在，且能夠有效抑制 overshoot，將殘留振動快速抑制為 0。

## 7.4 參數敏感度比較

對於實際之天車系統，常因下層負載之不同，選用不同強度之掛勾，不同強度之掛勾其質量也不同，而移動過程中因障礙物的存在，會改變纜繩之擺長以順利傳輸作動；對於 wafer stepper 而言，量測質量或系統剛性時可能會有誤差的存在。於此節中，將討論輸入修正法與回授控制對參數變異之敏感度。固定於第四章中所設計之輸入修正 shaper 之大小與時間，也固定於第六章中設計之全狀態回授控制之參數，改變系統本身之參數： $m_1$ ， $m_2$ ， $L_1$ 與 $L_2$ ，利用 MATLAB7.0/SIMULINK 模擬，討論其對雙單擺系統末端位移  $x_2$  的 overshoot 與殘留振動抑制程度，令敏感度曲線之橫軸為變異之質量或長度比上輸入修正法/全狀態回授控制設計所採用之質量或長度，縱軸為其 overshoot percentage 或 residue vibration percentage。定義：

$$\text{overshoot percentage}(\%) = \frac{\text{overshoot under control / shaping}}{\text{overshoot without control / shaping}} \times 100\%$$
$$\text{residue vibration percentage}(\%) = \frac{\text{residue vibration under control / shaping}}{\text{residue vibration without control / shaping}} \times 100\%$$

### 7.4.1 下層掛勾質量 $m_2$ 之敏感度比較

首先討論當下層負載不同時質量  $m_2$  變化之敏感度，對天車系統而言，為下端負載變異，對 wafer stepper 而言為 wafer 質量變異，圖 7.2 與圖 7.3 為對馬達加速時造成之 overshoot 與系統殘留振動之敏感度曲線，橫軸為變異之質量  $m_2^*$  比上輸入修正法/全狀態回授控制設計所採用之質量

$m_2$ 。由圖7.2可看出，ZVD在面對 $m_2$ 變異時overshoot變化最明顯，2x3 MIS ZVD法為變化最不明顯之曲線，而四種輸入修正法在面對 $m_2$ 變異的情況下，overshoot皆隨著變異量增加而變小，全回授控制對系統參數 $m_2$ 變化之敏感度範圍約為2%。圖7.3為輸入修正法面對上層掛勾質量 $m_2$ 變異時其殘留振動變化情形，而因當下層質量 $m_2$ 愈大，系統愈可近似為一單自由度系統，而於第四章中所設計之輸入修正法為針對系統第一模態，當第二模態之影響較不明顯時，利用輸入修正法來抑制殘留振動的效果愈好，而回授控制能將系統殘留振動完全抑制至0。

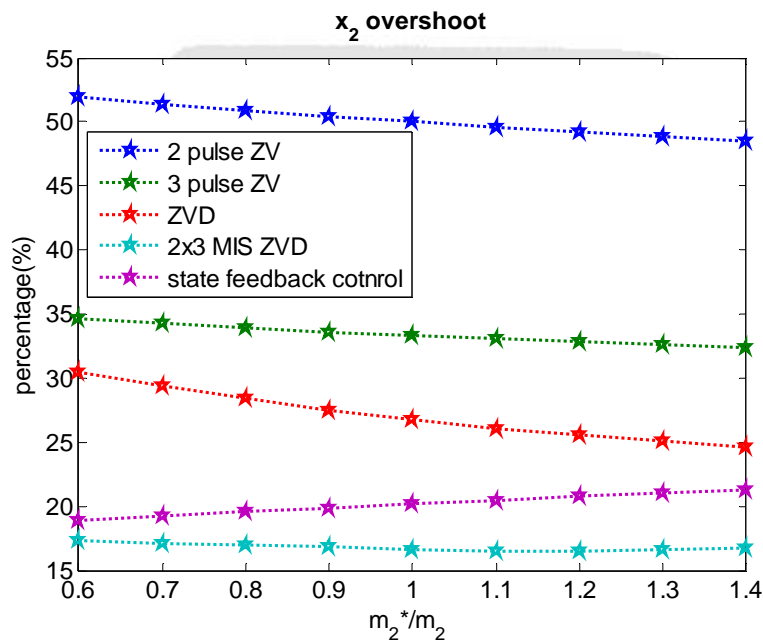


圖7.2 對下層負載質量 $m_2$ 變異之overshoot敏感度曲線

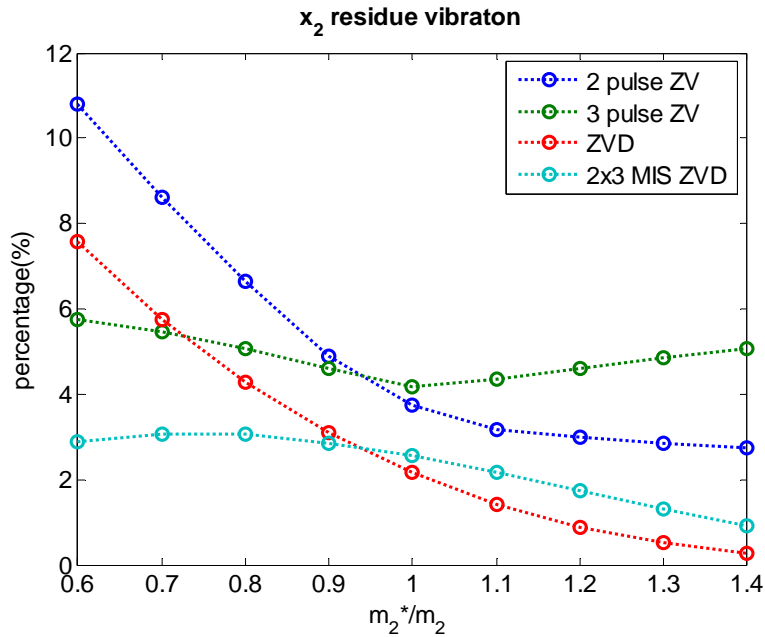


圖 7.3 對下層負載質量  $m_2$  變異之 residue vibration 敏感度曲線

#### 7.4.2 上層掛勾質量 $m_1$ 之敏感度比較

對天車系統而言，當下層負載不同時常選用不同強度之掛勾，而不同強度之掛勾質量  $m_1$  也不同，而對 wafer steeper 而言，質量  $m_1$  變化可能為 chunk 質量量測的不準確，圖 7.4 與圖 7.5 為對馬達加速時造成之 overshoot 與系統殘留振動之敏感度曲線，橫軸皆為變異之質量  $m_1^*$  比上輸入修正法/全狀態回授控制設計所採用之質量  $m_1$ 。由圖 7.4 可看出，2 pulse ZV 與 ZVD 在面對  $m_1$  變異時其變化最明顯，2x3 MIS ZVD 為圖中輸入修正法中變化最不明顯之曲線，而四種輸入修正法在面對  $m_1$  變異的情況下，overshoot 皆隨著變異量增加而變大，全回授控制因有感測器與致動器的存在，對系統參數變化之敏感度最小，約為 1%。圖 7.5 為輸入修正法面對上層掛勾質量  $m_1$  變異時其殘留振動變化情形，而因當上層質量  $m_1$  愈小，系統愈可近似為一單自由度系統，而於第四章中所設計之輸入修

正法為針對系統第一模態，當第二模態之影響較不明顯時，利用輸入修正法來抑制殘留振動的效果愈好，而回授控制能將系統殘留振動完全抑制至 0。

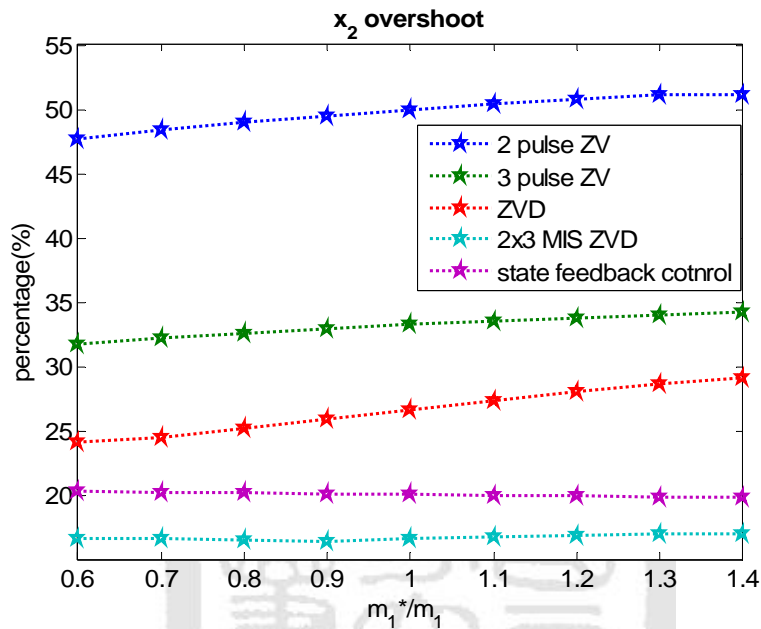


圖7.4 對上層掛勾質量  $m_1$  變異之overshoot敏感度曲線

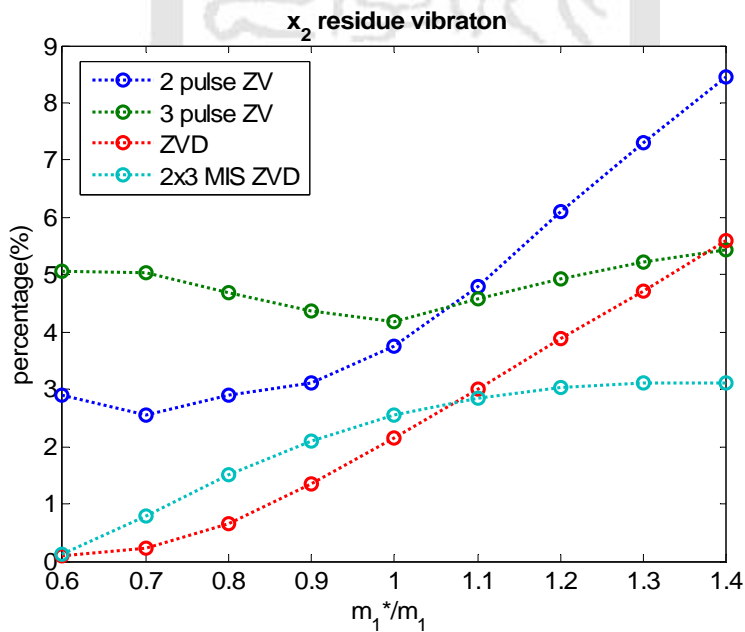


圖7.5 對上層掛勾質量  $m_1$  變異之residue vibration敏感度曲線



### 7.4.3 上層擺長 $L_1$ 之敏感度比較

對天車系統而言，移動過程中因障礙物的存在，常會改變纜繩之擺長以順利傳輸作動，而對wafer stepper而言，可能為系統剛性估測不準確，故接著討論對上層擺長  $L_1$  變化之敏感度，圖7.6與圖7.7為對馬達加速時造成之overshoot與系統殘留振動之敏感度曲線，橫軸為變異之擺長  $L_1^*$  比上輸入修正法/全狀態回授控制設計所採用之擺長  $L_1$ 。由圖7.6可看出，2 pulse ZV與3 pulse ZV為圖中變化最明顯之曲線，四種輸入修正法在面對  $m_2$  變異的情況下，overshoot皆隨著變異量增加而變大，回授控制對系統參數  $L_1$  變化之敏感度約為4%，為最小。圖7.7為輸入修正法面對上層擺長  $L_1$  變異時其殘留振動變化情形，呈現一對稱趨勢，於參數準確之情況下，殘留振動為最小，回授控制於將系統殘留振動完全抑制至0。

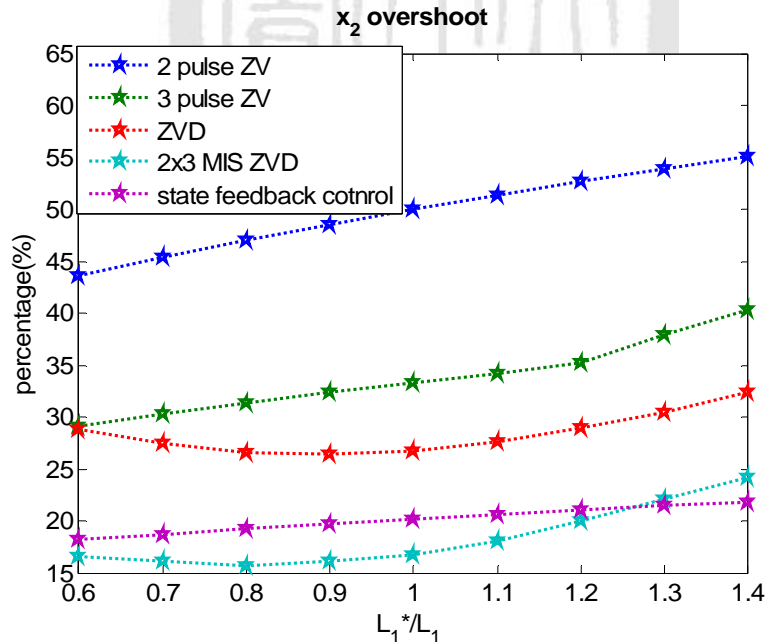


圖7.6 對上層擺長  $L_1$  變異之overshoot敏感度曲線

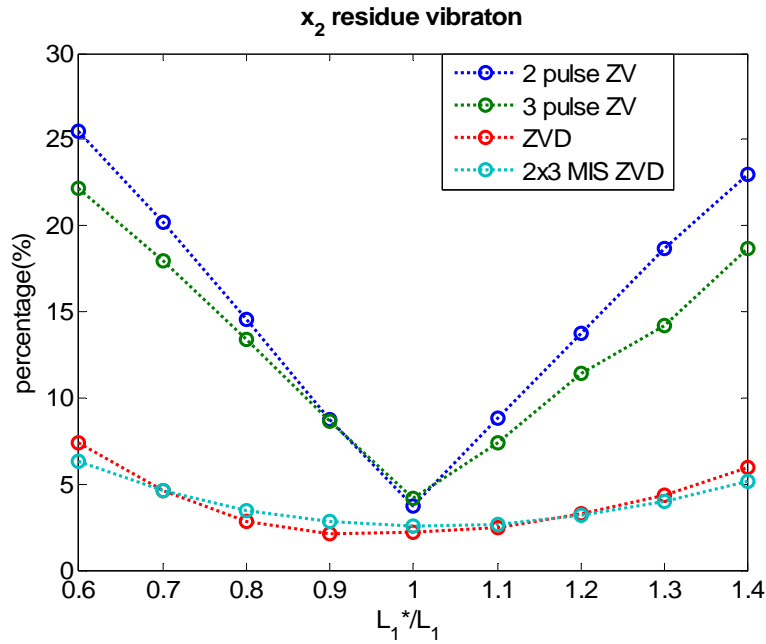


圖7.7 對上層擺長 $L_1$ 變異之residue vibration敏感度曲線

#### 7.4.4 對下層擺長 $L_2$ 之敏感度比較

對天車系統而言，當下層負載之體積不同時，懸掛下層負載之纜繩長度也會不同，而對 wafer stepper 而言，系統剛性估測存在誤差，故討論對下層擺長 $L_2$ 變化之敏感度，圖 7.8 與圖 7.9 為對馬達加速時造成之 overshoot 與系統殘留振動之敏感度曲線，橫軸為變異之擺長 $L_2^*$ 比上輸入修正法/全狀態回授控制設計所採用之擺長 $L_2$ 。由圖 7.8 可看出，2 pulse ZV 為變化最明顯之曲線，2x3 MIS ZVD 為輸入修正法中變化最不明顯之曲線，四種輸入修正法在面對 $L_2$ 變異的情況下，overshoot 皆隨著變異量增加而變大，回授控制對系統參數 $L_2$ 變化之敏感度為最佳，幾乎無變化。圖 7.9 為輸入修正法面對下層擺長 $L_2$ 變異時其殘留振動變化情形，2 pulse ZV 與 3 pulse ZV 呈現一對稱趨勢，於參數準確之情況下，殘留振動為最小，ZVD 與 2x3 MIS ZVD 隨著下層擺長 $L_2$ 變短而殘留振動較小。而回授

控制能將系統殘留振動完全抑制至 0。

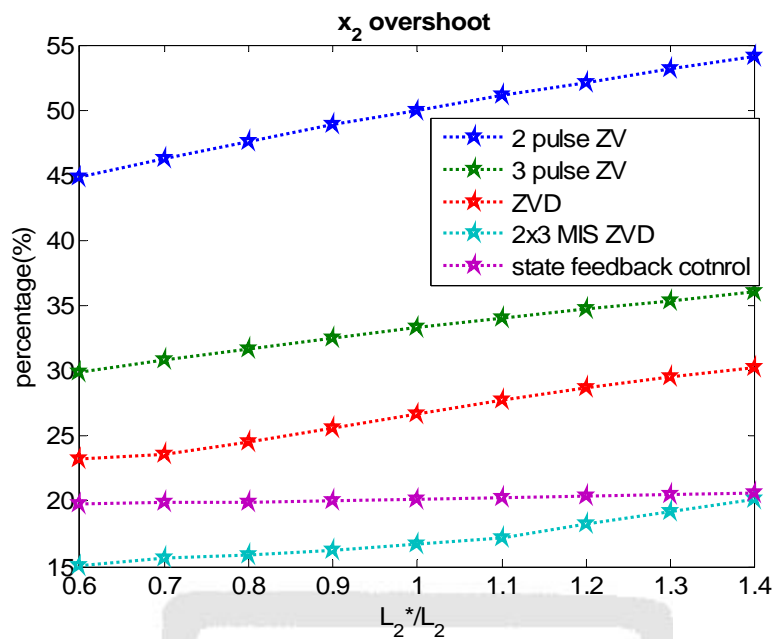


圖7.8 對下層擺長 $L_2$ 變異之overshoot敏感度曲線

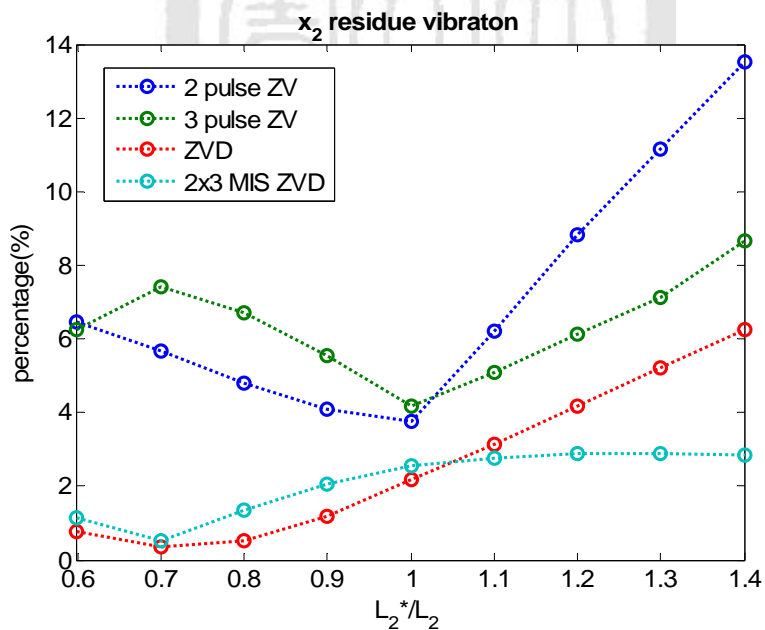


圖7.9 對下層擺長 $L_2$ 變異之residue vibration敏感度曲線

#### 7.4.5 敏感度綜合討論

由以上的討論結果可知，對於輸入修正法而言，在面對擺長變化時敏感度曲線變化較質量變化時明顯，而於 $L_1$ 變異時，2 pulse ZV 法變化範圍 11%為最大，而於質量變異時，2 pulse ZV 變化皆約為 4%，

對全狀態回授而言，其變化最大為於上層擺長 $L_1$ 變化時，約為 4%，其次為下層負載質量變化時，為 3%，而於下層擺長變異時，全狀態回授幾乎無變化。



## 7.5 振動抑制能力討論

由第四章與第五章之模擬與實驗結果可知，輸入修正法與回授控制皆可有效地抑制系統振動，但其抑制之 overshoot 與穩定時間都不一樣，所需的能量也不同，故將分別從 overshoot，安定時間及能量三個角度切入，比較其振動抑制結果。

### 7.5.1 Overshoot

圖7.10為overshoot之模擬結果比較，圖7.11為overshoot之實驗結果比較。由圖上可知，於五種振動抑制方法中，2 pulse ZV法其overshoot為最大，為未控制前之overshoot的50%，而2x3 MIS ZVD為五種方法中最小，overshoot為未控制前的16.7%，而回授控制於模擬中，將overshoot抑制至未控制前的20%，於實驗中，其抑制至38%的overshoot，圖7.12為其振動抑制比例。

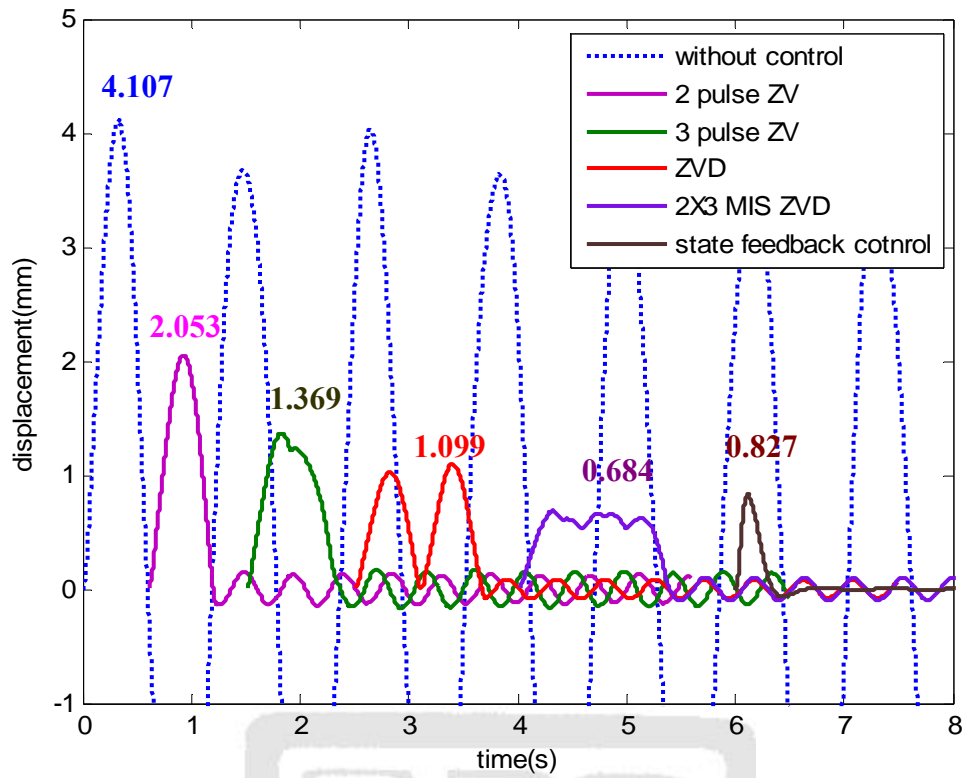


圖7.10 各種控制方法overshoot之模擬結果比較

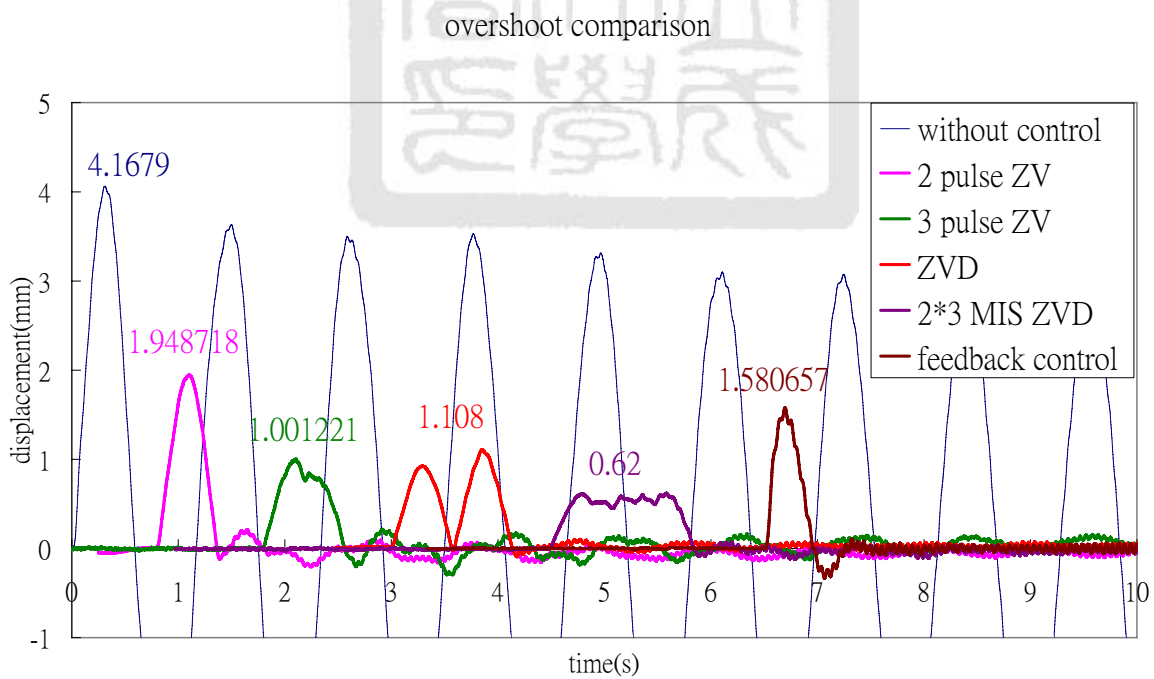


圖7.11 各種控制方法overshoot之實驗結果比較

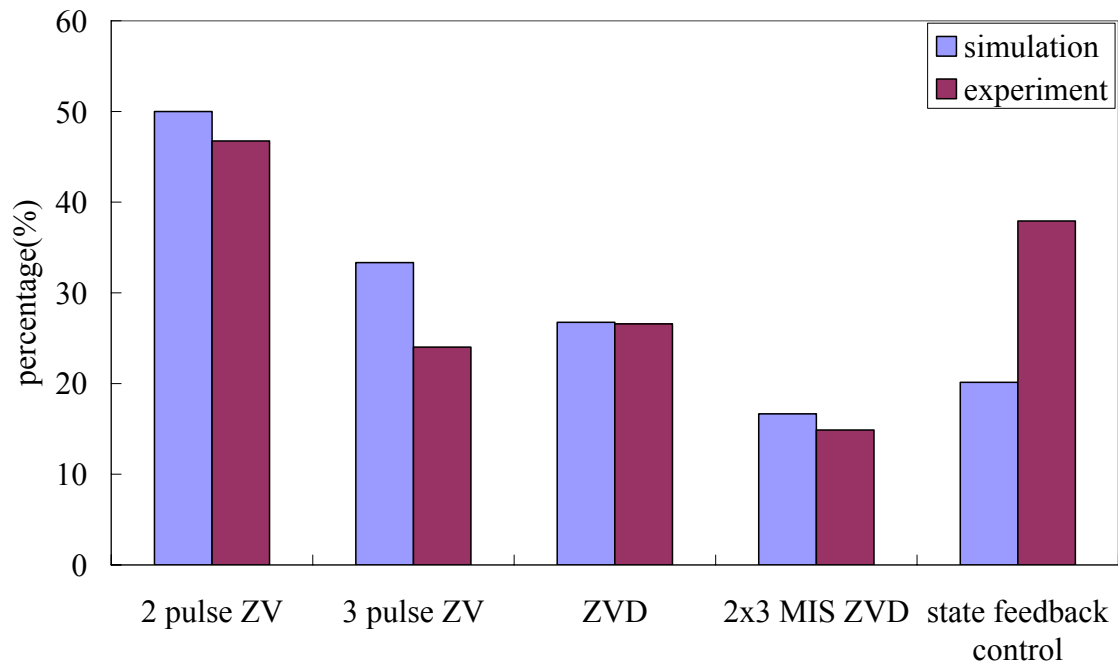


圖7.12 各種控制方法overshoot之結果比較

## 7.5.2 安定時間

圖7.13為安定時間之模擬結果比較，圖7.14為安定時間之實驗結果比較，其安定時間定義為到達振動之5%範圍內，以4mm之overshoot 計算為到達0.2mm振動之時間。由圖上可知，於五種振動抑制方法中，2x3 MIS ZVD為安定時間為最長，而回授控制於模擬中，安定時間為最短，於實驗中，其安定時間僅次於2 pulse ZV。

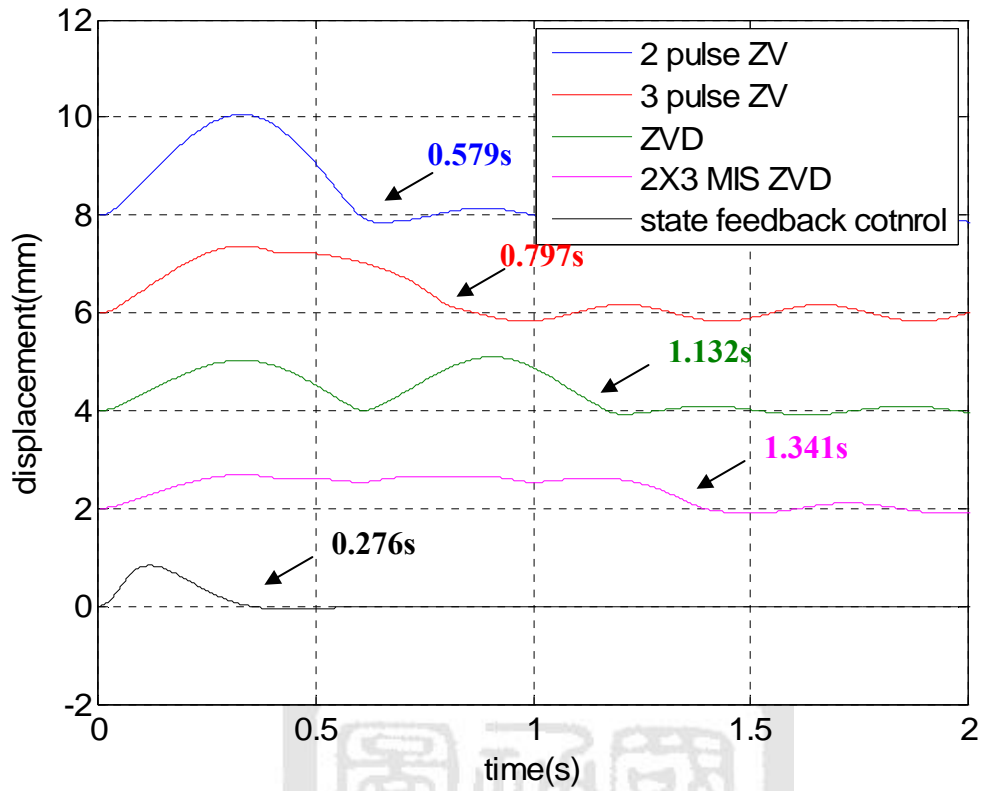


圖7.13 各種控制方法安定時間之模擬結果比較

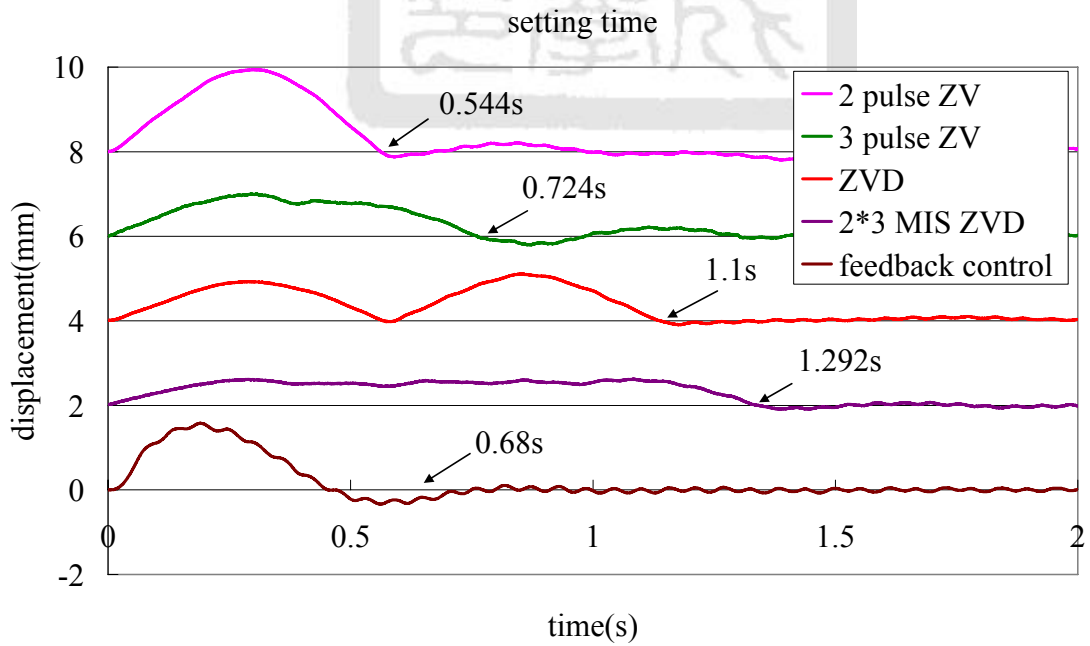


圖7.14 各種控制方法安定時間之實驗結果比較



### 7.5.3 能量

接下來，從能量的觀點來比較輸入修正法與回授控制對系統振動抑制之能力。假設馬達行走過程為理想的等加速度運動，考慮讓馬達維持長行程距離移動與抑制上層系統震動所需的能量，計算馬達加速至最大速度的情況下，抑制上層雙單擺系統之振動所需能量，不考慮減速部分。

對輸入修正法而言，其所需之能量為馬達推動上層平台作動之加速度乘上馬達加速過程所行走之距離：

$$E = \int F ds = \int ma ds$$

其中不加電磁致動器之上層平台質量為 4.05kg。

對 2-pulse ZV 而言，其加速時間分為二段：第一段加速為經歷 50ms 加速至 0.9cm/s，加速過程行走距離為 0.0225cm，第二段加速為經歷 50ms 從 0.9cm/s 加速至 1.8cm/s，加速過程行走距離為 0.0675cm。線性馬達於此行走過程中所需能量為：

$$\begin{aligned} E &= 4.05\text{kg} \times \frac{0.009\text{m/s}}{0.05\text{s}} \times 0.000225\text{m} + 4.05\text{kg} \times \frac{0.009\text{m/s}}{0.05\text{s}} \times 0.000675\text{m} \\ &= 0.0006561\text{J} \end{aligned}$$

對 3-pulse ZV 而言，其加速時間分為三段：第一段加速為經歷 50ms 加速至 0.6cm/s，加速過程行走距離為 0.015cm，第二段加速為經歷 50ms 從 0.6cm/s 加速至 1.2cm/s，加速過程行走距離為 0.045cm，第三段加速為經歷 50ms 從 1.2cm/s 加速至 1.8cm/s，加速過程行走距離為 0.075cm。則線性馬達於此行走過程中所需能量為：

$$E = 4.05\text{kg} \left( \frac{0.006\text{m/s}}{0.05\text{s}} \times 0.00015\text{m} + \frac{0.006\text{m/s}}{0.05\text{s}} \times 0.00045\text{m} + \frac{0.006\text{m/s}}{0.05\text{s}} \times 0.00075\text{m} \right) \\ = 0.0006561\text{J}$$

對 ZVD 與 2x3 MIS ZVD 而言，其於線性馬達加速過程中所須的能量計算方式與所求得之值與 2-pulse ZV 以及 3-pulse ZV 相同，在此不加贅述。

而對回授控制而言，其所需之能量為馬達推動上層平台作動之加速度乘上馬達加速過程所行走之距離，以及電磁致動器抑制系統振動所需之能量，包含上層電磁致動器與下層電磁致動器所耗費之功率在取樣頻率 500Hz 下之總和：

$$E = E_m + E_E \\ = F \times s + \int I_1^2 R_1 dt + \int I_2^2 R_2 dt$$

其中加入電磁致動器之上層平台質量為 5.25kg。經過運算後，馬達驅動上層平台利用電磁致動器抑制雙單擺運動與馬達在行走的過程所需能量為圖 7.15 為輸入修正法與回授控制所需能量之比較圖，在計算方向，假設馬達之行走過程為理想的等加速度運動，而回授控制之電磁致動器所需電流為 MATLAB7.0/ SIMULINK 模擬結果，於 500Hz 取樣結果下之功率總合。

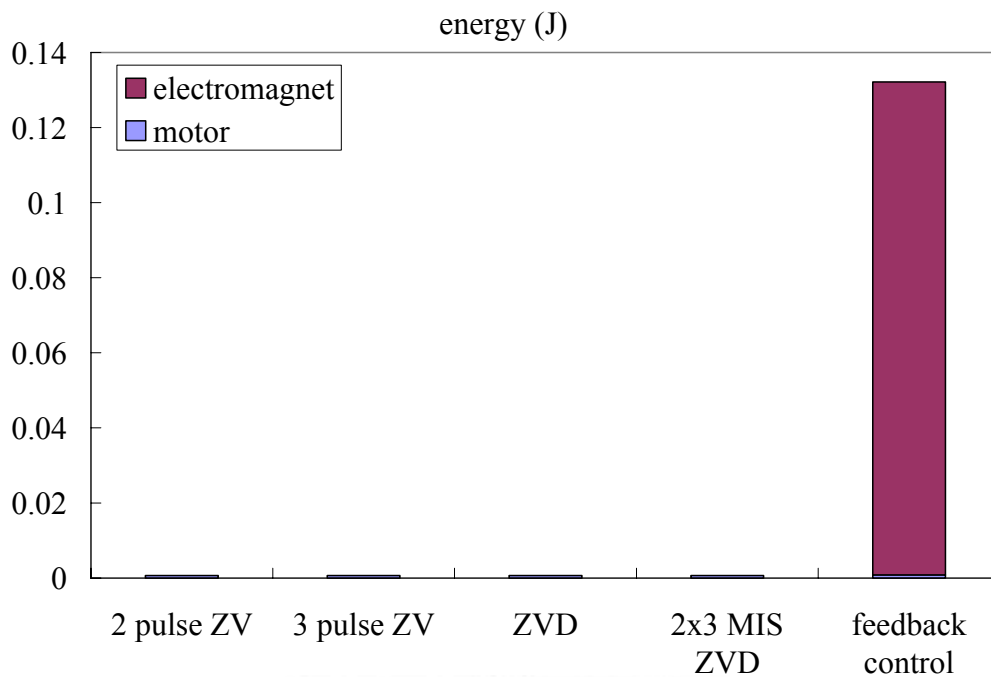


圖7.15 振動抑制所需能量之模擬結果比較

對輸入修正法而言，其控制方式為修正馬達命令輸入，改變其加速度型式，在不同時間點加速至不同速度，馬達維持最大速度與行走距離，利用波形相消原理來達到減振，對於不同之輸入修正法而言，其所花的能量皆相同。而回授控制除了馬達行走所需之能量，以及電磁致動器抑制系統振動所需之能量，回授控制所需的能量甚至大於馬達行走所需的能量。

## 7.6 綜合討論

於第一章中介紹了長距離移動系統，以及其於移動過程中殘留振動造成的不良影響，並定義控制目標為：於最短的時間內到達目標位置，且在作動過程中抑制系統振動量。而後，建立了一長距離移動系統之縮小模型，並分別利用輸入修正法與回授控制以達成控制目標，而由模擬與實驗結果可知，不論輸入修正法或回授控制，皆能將殘留振動抑制於一定的範圍內。

對於輸入修正法，也利用了四種不同輸入修正模式於馬達上實現，而其各具不同的特性，由模擬與實驗結果可知，綜觀而言，其到達安定時間與 overshoot 振幅大小為相互抵觸的，如 2 pulse ZV 法，到達安定時間最短，但其 overshoot 為最大。但對於四種輸入修正法而言，皆為有效地抑制殘留振動。對於回授控制而言，其可根據於時域之設計條件，使得回授控制後之系統具有一定的響應能力，與輸入修正法相比較，其強健性較佳，面對參數誤差的情況下，仍具有相當的振動抑制能力。但從能量方面來看，於本研究所建立的實驗中，利用回授控制以抑制上層系統主體振動所需的能量，甚至大於馬達驅動上層平台移動所需的動能，而回授控制所耗費之能量主要在於抑制 overshoot 的振幅，若將輸入修正法與回授控制依據所需性能要求，如安定時間或 overshoot 振幅大小，選擇不用輸入修正模式加以結合，除了能快速達到目標，且可大幅降低於振動抑制所需之能量，以及增加系統之強健性。

## 7.7 本章結論

於本章中，首先探討了輸入修正法與回授控制在面對系統參數誤差的情況下其強健性能力，由 matlab7.0/simulink 模擬的結果，可看出回授控制強健性最佳，而輸入修正法在面對上層擺長  $L_1$  參數誤差時其強健性最差，overshoot 抑制之變異程度為 12%，但相較於未控制前仍有 55% 的抑制能力，殘留振動抑制能力最大為未使用輸入修正法前的 25%。

而比較其 overshoot，安定時間與所需之能量，在回授控制獲得高強健性，低 overshoot 與快安定時間的高性能，其付出的代價為比使用輸入修正法需要更多的能量，如於本研究中所建立的模型，回授控制所需的總能量為使用輸入修正法的 200 倍，而所差別之倍率與馬達加速度大小與加速期間所行走距離選擇有明顯關係。

## 第八章 結論與未來展望

### 8.1 全文歸納

對於長距離移動系統殘留振動的抑制，除了保有其長行程移動之特性，還須抑制其在移動過程中產生的振動。面對此問題的存在，我們分別設計了輸入修正法與閉迴路控制，也從模擬與實驗來驗證其對振動抑制之能力。

#### ■ 輸入修正法

於開迴路控制方面，輸入修正法為一有效率且成本低廉的方法，而這於精密機械上之應用是極為重要的。本研究利用了四種不同的輸入修正模式，從馬達運動軌跡著手，修正其加減速模式與時間，利用波形相消原理來達成抑制振動的目的，四種輸入修正模式的不同，分別改善其 overshoot 大小，或達到安定時間之不同與面對頻率變異下之強健性。而當系統主體為雙自由度時，為系統第一模態所設計之輸入修正模式，也能夠有效地將系統之振動降低至一定程度。

#### ■ 閉迴路控制

於閉迴路控制方向，討論系統為 SISO 與 MIMO 的情況，分別設計頻率響應控制與全狀態回授控制，在合適的設計下，皆能達成振動抑制之目的，但全狀態回授為針對多輸入多輸出系統所設計，與頻率響應控制相較之下，其對振動抑制能力較佳。在全狀態回授控制中，也針對電

磁致動器之非線性特性，討論操作點線性化與回饋線性化情況下，對控制器實現上之差異。

最後，討論在系統參數變異下其敏感度曲線，並分別從 overshoot，安定時間與能量三方面來討論輸入修正法與全狀態回授控制對振動抑制之能力。



## 8.2 結論

長距離移動系統常用於傳輸運送或精密定位等用途，如機械手臂，天車與wafer stepper系統等，在運動過程中，其末端會因加減速造成的作用力而產生明顯的振動，而殘留振動的存在將影響系統之精度與工作效率。鑑於殘留振動對長距離移動系統產生的不良影響，本研究設計了一縮小的等效雙單擺系統以模擬實際之具有雙自由度的系統，利用線性馬達模擬傳輸機構，從開迴路與閉迴路控制二方面來抑制系統振動，並從模擬分析與實驗驗證了其振動抑制的效果。

開迴路方面，根據系統本身自然頻率且依線性馬達本身的性能限制，設計輸入修正法並利用線性馬達來實現，由模擬與結果可知，線性輸入修正法能夠不外加任何致動方式的情況下有效地抑制殘留振動，且可根據系統所須的性能表現選用不同的輸入修正方式。閉迴路控制方面，先將系統視為SISO，設計頻率響應控制並討論其控制效果，而後將系統整理為MIMO並設計全狀態回授控制，與頻率響應控制相較之下，其對振動抑制能力較佳。而我們也針對電磁致動器之非線性特性，利用回饋線性化使得控制結果更佳。

最後，從系統參數變異之敏感度曲線，overshoot，安定時間與能量三方面來討論輸入修正法與全狀態回授控制對振動抑制之特性。全狀態回授控制之效果皆有明顯之優勢，但因其存在電磁致動器回授控制，所須耗費之能量相對也最多。



### 8.3 本文貢獻

本研究建立了一多自由度長距離移動系統之縮小模型，成功地將四種不同型式且以系統第一模態設計的輸入修正法應用於長距離移動系統減振上，並分別利用SISO與MIMO來設計電磁驅動之回授控制以抑制系統於運動過程中之振動，並從模擬分析與實驗驗證來證明其可行性。對輸入修正法而言，其為有效率且成本低廉的方法，而回授控制能夠改善系統穩態誤差，具有良好的強健性，快速地達到振動抑制的目的。

- 在長距離精密定位研究領域中，本研究同時對開迴路輸入修正法與回授控制進行探討，而實驗結果也顯示，其皆能有效的抑制系統於移動過程中之殘留振動。
- 對於天車，微機電系統等對殘留振動要求不嚴苛或致動器架設不易系統，輸入修正法為一實用振動抑制方法，且可根據overshoot/undershoot與安定時間條件不同，選用不同輸入修正模式。
- 將全狀態回授應用於如wafer stepper等精密定位之長距離移動系統，能快速地完全抑制系統殘留振動，其強健性能保有其於負載不同時仍完全抑制系統殘留振動的能力。

## 8.4 未來展望

對長距離移動之線性系統，輸入修正法提供一個有效率且成本低廉的方法，而回授控制能夠精確地到達目標位置，並具有良好的強健性，這二種方法對於精密機械上的應用是相當重要的發展項目。本文之研究探討了起重機與懸吊天車等長距離運動雙自由度系統之定位減振，然而對於系統移動過程中之擺長變化，非直線運動之長距離系統(如轉動系統)，或載體為強非線性系統等，本文中並未提及。

未來工作分成二方面：

### ■ 近期而言

- 將輸入修正法根據系統不同模態做褶積，以獲得新的輸入修正模式而抑制系統不同模態之振動。
- 將長距離移動系統載體更變為時變系統，傳輸系統運送時，同時考慮其行進速度與起吊系統之捲繩速度，利用模擬分析與實驗驗證方式以達到最佳運送的行進軌跡。

### ■ 遠期而言

- 考慮非直線運動之長距離移動系統，如多自由度轉動系統於移動過程中慣性力造成的殘留振動。
- 將非線性輸入修正法應用於載體為多自由度之強非線性系統，其更具應用性與廣泛性，並可與利用回授控制結果比較。

## 參考文獻

- [1] Kenmec mechanical engineering co.,LTD  
<http://www.kenmec.com/001/index.aspx>
- [2] N. A. Nayfeh, *Adaptation of Delayed Position Feedback to the Reduction of Sway of Container Cranes*, Master Thesis, Department of Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, December, 2002.
- [3] ASML, <http://www.asml.com/asml.com/show.do?ctx=427>
- [4] O. J. M. Smith, "Posicast Control of Damped Oscillatory Systems," *Proc. of the IRE*, pp. 1249-1255, september, 1957.
- [5] W. E. Singhose, *Command Generation for Flexible Systems*, Ph.D. Thesis, Department of Mechanical Engineering, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, 1997.
- [6] L. Y. Pao and M. A. Lau. "Robust Input Shaper Control Design for Parameter Variations in Flexible Structures," *ASME J. Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol. 122, pp. 63-70, 2000.
- [7] D. K. Miu, *Mechatronics, Electromechanics and Controlmechanics*, Springer, New York, 1992.
- [8] T. Tuttle, *Creating Time-Optimal Commands for Linear Systems*, Ph.D. Thesis, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, 1997.
- [9] N.C. Singer and W.P. Seering, "Preshaping Command Inputs to Reduce System Vibration," *J. of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol.112, pp. 76-82, March, 1990
- [10]D. L. Trumper, S. M. Olsen and P. K. Subrahmanyam, "Linearizing Control of Magnetic Suspension Systems," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 5, pp. 427-437, 1997.
- [11]W. Barie and J. Chiasson, "Linear and Nonlinear State Space Controllers for

- Magnetic Levitation,” *International J. of Systems Science*, Vol. 27, pp. 1153-1163, 1996.
- [12]T. Sato and Y. Tanno, “ Magnetic Bearing Having PID Controller and Discontinuous Controller,” *Proc. of IECON*, pp. 2122-2125, 1993.
- [13]J. Shan et al., ”Modified input shaping for a rotating single-link flexible manipulator“, *Journal of sound and vibration* 285 (2005) 187-207.
- [14]W. E. Singhose and N. C. Singer, “Effects of Input Shaping on Two-Dimensional Trajectory Following,” *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Vol. 12, pp. 881-887, December 1996.
- [15]W. E Singhose, ”Double-pendulum gantry crane dynamic and control”, preceeding of the 1998 IEEE, international conference on control Applications .Trieste, Italy 1-4 September 1998.
- [16]S. Yamada, H Fujikawa and K. Matsumoto, “Suboptimal control of the roof crane by using the microcomputer,” in *Proceedings of the conference on Industrial Electronics: IECON 83*, San Francisco, CA, pp. 323-328, 1983.
- [17]P. Dadone and H. F. VanLandingham, “Load transfer control for a gantry crane with arbitrary delay constraints,” *Journal of Vibration and Control* 7, in press, 2001.
- [18]M. E. Campbell, J. P. How, S. Grocott, and D. W. Miller “On-orbit Closed-loop Control Results for MACE” *AIAA J. Guidance, Control, and Dynamics*, Vol.22, pp.267-277, 1999.
- [19]T. D. Tuttle and W. P. Seering, “Vibration Reduction in 0-g Using Input Shaping on the MIT Middeck Active Control Experiment,” *American Control Conf.*, pp. 919-923, Seattle, WA, 1995.
- [20]T. D. Tuttle and W. P. Seering, “A Zero-Placement Technique for Designing Shaped Inputs to Suppress Multiple-mode Vibration,” *American Control Conf.*, pp. 2533-2537 Baltimore, MD, 1994.
- [21]P. Van Kessel, L. Hornbeck, R. Meier, M. Douglass, A MEMS-Based Projection

Display, *Proc. of the IEEE*, Vol. 86, pp.1687-1704, 1998.

- [22]K-S Chen and K-S Ou, "COMMAND SHAPING TECHNIQUES FOR ELECTROSTATIC MEMS ACTUATION: ANALYSIS AND SIMULATION," *IEEE J. Microelectromechanical Systems*, (Accepted Jan. 23, 2007.)
- [23]S.-P. Su and T.-S. Yang, "Suppression of Nonlinear Forced Waves by Error-Insensitive Input Shaping," *J. Chinese Society of Mechanical Engineers*, Vol. 23, pp. 507-516, 2002.
- [24]T.-S. Yang and W.-L. Liang,"Suppression of nonlinear forced waves by input shaping." *Wave Motion*, Vol. 37, pp. 101~117, 2003.
- [25]尹瑞豐，非線性輸入修正法之研究與其在機電系統減振上之應用，國立成功大學機械系碩士論文，2004。
- [26]T.-S. Yang, K.-S. Chen, C.-C. Lee and I. Hu, "Effects of system payload on the suppression of motion-induced residual vibration by input shaping," *J. Eng. Mathematics* (In Process 2006)
- [27]K.-S. Chen, T.-S. Yang, J.-F. Yin, "Residual Vibration Suppression for Duffing Nonlinear Systems With Electromagnetical Actuation Using Nonlinear Command Shaping Techniques." *Journal of Vibration and Acoustics, ASME*, (in process ,2006).
- [28]鄭坤銓，陳敬元，陳國聲，楊天祥 "Residual Vibration Suppression of Cantilever Beam Using Command Shaping Method." 中華民國第二十二屆機械會議，2005.
- [29]T.-S. Yang, K.-S. Chen, C.-C. Lee and I. Hu, "Suppression of motion induced vibration of an elastic rod by input shaping." *The 28<sup>th</sup> national conference on theoretical and applied mechanics*, Taiwan, (2004)
- [30]何正中，等效微機電致動器之控器設計與實驗驗證，國立成功大學機械系碩士論文，2003。
- [31]陳敬元，輸入修正法結合回授控制之研究與其在長距離移動之機電系統定位

最佳化與減振之應用，國立成功大學機械系碩士論文，2005。

- [32] 鄭坤銓，電磁致動之非線性撓性結構之控制系統分析及精密定位應用，國立成功大學機械工程學系碩士論文，2006。
- [33] 胡逸群，” 初始條件誤差對天車系統循跡精度之影響” ，中華民國力學學會第30屆全國力學會議，2006。
- [34] A. D. Hazlerigg, “Automatic control of crane operations,” in *Proceedings of the IFAC 5<sup>th</sup> World Congress* Vol. 1, Paris, France, Paper No 11.3, 1972.
- [35] A. Marttinen, “Pole-placement control of a pilot gantry,” in *Proceedings of the American Control Conference* Pittsburgh, PA, Vol. 3, pp.2824-2826,1989
- [36] A. J. Ridout, “New feedback control system for overhead cranes,” in *Proceedings of Electric Energy Conference*, Adelaide, Australia, Vol. 1, pp. 135-140, 1987.
- [37] A. J. Ridout, “Anti-swing control of the overhead crane using linear feedback”, *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, Australia 9(1/2), pp. 17-26, 1989.
- [38] R. A. de Callafon, ”Multivariable Feedback Relevant System Identification of a Wafer Stepper System”, *IEEE Transaction on control systems technology*, Vol 9, No. 2, March 2001.
- [39] T. Sato and Y. Tanno, “ Magnetic Bearing Having PID Controller and Discontinuous Controller,” *Proc. of IECON*, pp. 2122-2125, 1993.
- [40] D. L. Trumper, S. M. Olsen and P. K. Subrahmanyam, “Linearizing Control of Magnetic Suspension Systems,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 5, pp. 427-437, 1997.
- [41] W. Barie and J. Chiasson, “Linear and Nonlinear State Space Controllers for Magnetic Levitation,” *International J. of Systems Science*, Vol. 27, pp. 1153-1163, 1996.
- [42] K.-S. Chen, *A Spring-Dominated Regime Design of a High Load Capacity, Electromagnetically Driven X-Y- $\theta$  Stage*, Master Thesis, Department of

Mechanical Engineering, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, June, 1995.

- [43]]W.E. Singhose, L.J. Porter, and W.P. Seering, "Input Shaped Control of a Planar Gantry Crane with Hoisting," *American Control Conf.* Albuquerque, NM, 1997.
- [44]W.E. Singhose, W. Seering, and N. Singer, "Residual Vibration Reduction Using Vector Diagrams to Generate Shaped Inputs," *J. of Mechanical Design*, pp. 654-659, June 1994.
- [45]C. La-orpacharapan and L. Y. Pao. "Control of Flexible Structures with a Projected Phase-Plane Approach," *Proc. of Amer. Ctrl. Conf.*, Arlington, VA, June 2001.
- [46]C. La-orpacharapan and L. Y. Pao. "Fast Seek Control for Flexible Disk Drive Systems with Back EMF and Inductance," *Proc. of Amer. Ctrl. Conf.*, Denver, CO, June 2003.
- [47]L.-W. Tsai, "Solving the Inverse Dynamics of Parallel Manipulators by the Principle of Virtual Work," *In 1998 ASME Desian Engineering Technical Conf*, number DETC/MECH-5865, Sept 1998.
- [48]S. Jordan. "Eliminating Vibration in the Nano- World," *Photonics Spectra*, July 2002.
- [49]Ogata,*Modern control enginnering* , 4<sup>th</sup> edition, Prentice Hall.
- [50]Ogata,*Discrete-time control system*, 2<sup>nd</sup> edition, Prentice Hall.
- [51]S. Lahres et al., "Crane automation by decoupling control if a double pendulum using two translational actuator", proceeding of the American control conference, Chicago Illinois, June 2000.

# 自述

姓名：林莞慈

籍貫：台灣省台南市

出生：民國 72 年 1 月 24 日

住址：台南市安南區國安街 56 巷 67 弄 36 號

e-mail:n1694174@mail.ncku.edu.tw



學歷：

國立成功大學機械所控制組(2005/09~2007/06)

國立中山大學機械與機電工程學系(2001/09~2005/06)

國立台南女子高級中學(1998/09~2001/06)

研討會論文：

1. 林莞慈, 林韋澄, 洪裕峰, 陳國聲, 楊天祥, “以輸入修正法抑制雙自由度長距離移動系統之殘留振動”, 中華民國力學學會第三十屆全國力學會議, 彰化縣, 台灣, 2006.
2. 林莞慈, 陳敬元, 鄭坤銓, 陳國聲, 楊天祥, “以輸入修正法抑制長距離移動系統之結構振動”, 台南, 台灣, 2006.