



聖約翰科技大學
自動化及機電整合研究所
碩士學位論文

學號：100M12019

智慧型控制器應用在單一關節
氣壓肌肉致動器的角度追蹤控制

Angle Tracking Control of a Single Joint Driven by
Pneumatic Muscle Actuators Using Intelligent
Controller

研 究 生：陳以民

指導教授：張銘崑 博士

中華民國 103 年 03 月 28 日

智慧型控制器應用在單一關節氣壓肌肉致動器 的角度追蹤控制

研 究 生：陳以民

指導教授：張銘崑

時 間：103 年 03 月 28 日

論文摘要

膝關節擔負著全身重量及各種活動的重要部位，很多人因為受傷、運動過度或某些疾病的影響而使膝關節受損，造成了膝關節的軟骨磨損退化。本論文旨在藉由氣壓肌肉致動器搭配旋轉電位計設計一個單一關節復健機，藉由機器模擬人體肌肉的關節運動，以幫助病人恢復關節的功能。而傳統的復健機通常是採用剛性的電氣馬達為驅動器，容易造成復健過程的不舒服，理想的復健機需具備重量輕、高安全性及順從性，故氣壓肌肉致動器是最適合做為復健機的驅動器。

氣壓肌肉驅動器是高度非線性、高階的系統，不易達到精確的控制、而影響復健的成效。故本文提出基於正交函數近似法的適應性模糊滑動模式控制器，針對單一關節氣壓肌肉致動器進行追蹤控制，並以無桿氣壓缸作為干擾缸。實驗證明本方法可以達到預期的追蹤效果並達到強健性。

關鍵字：氣壓肌肉致動器、復健機、正交函數近似法、適應性模糊滑動模式控制器。

Abstract

In cases of traumatic brain injury , bone injury, amputation, or spinal injury caused by misfortunes such as traffic accidents and cerebral apoplexy, rehabilitation machine can help patients recover extremity functions by means of continuous passive motion(CPM). Traditionally, rehabilitation machine are usually driven by electric motors, which are typically rigid in nature. Because of this, actuators can generate discomfort or pain when interfacing with humans. Pneumatic muscles actuators (PMAs) have high reliability, and compliance for use with humans. For these reasons, PMAs are commonly employed in rehabilitation engineering, nursing and human-friendly therapeutic machine.

It is difficult to achieve excellent tracking performance for a single joint driven by PMAs because the system has a highly nonlinear and time-varying behavior associated with gas compression, and the nonlinear elasticity of bladder containers. In the paper, a novel adaptive fuzzy sliding mode control (AFSMC) with functional approximation (FA) technique is proposed for controlling the single joint driven by PMAs. From experimental results verify that the proposed approach can achieve excellent tracking performance, and guarantee robustness to system parameter uncertainties.

Keywords:Continuous passive motion, Pneumatic muscle actuators, Adaptive fuzzy sliding mode control, Functional approximation technique.

致謝

本論文承蒙恩師張銘崑教授於研究所生活期間在實驗以及論文上給予悉心指導，尤其是目前老師身兼機械系系主任、研究所所長、工學院院長等多項職務，還可以在百忙之中抽空給予指導，真的很感謝主任的細心不耐其煩的指導。本論文並且還得到林守儀教授、李志輝教授在口試時給予的寶貴意見與適時指正，才能讓本論文得以順利完成使之更加完善，特此感謝。

在校期間有很多人需要感謝，特別感謝學長鍾任遠以及同窗好友吳宥陞不厭其煩的指教，讓我對於本論文的基礎有更深刻的瞭解。也感謝實驗室的同窗好友張智堯、黃泰盛，學弟張文傑、張淳賀、段承佑、黃裕翔、邱繼瑋在求學過程中的陪伴及幫助，讓我的研究所生活充滿樂趣，也感謝同屆同學王笠惟、李欣聰、林郁翔、賴俊諺、游家政在求學過程中的鼓勵和支持，在此特別感謝微笑向日葵志工團的老師及所有成員，在社團的每一個人都讓我感到如此特別，也讓我學習到如何和不同的人相處，自我情緒的調適，在人生中找到存在的意義及生命的價值。

最後，感謝我最要好的朋友曾介宏在我忙碌無法時常回家的同時替我照顧我的家人，以及李健銘在我最需要時給我物資與精神上的援助，也感謝家人的體諒及包容，讓我得以順利完成學業，僅將本論文獻給關愛我的每一個人，願與他們共享這份成果與榮耀。

目錄

論文摘要.....	I
Abstract.....	II
致謝.....	III
目錄.....	IV
圖目錄.....	VII
表目錄.....	X
第一章 緒論.....	1
1.1 前言.....	1
1.2 研究緣由與目的.....	3
1.3 文獻回顧.....	4
1.4 論文大綱.....	7
第二章 系統架構.....	8
2.1 系統架構.....	8
2.2 硬體架構.....	11
2.2.1 磁偶式無桿氣缸(單軸標準型).....	11
2.2.2 FESTO 氣壓肌肉.....	11
2.2.3 壓力比例閥.....	12
2.2.4 線性電位計.....	12
2.2.5 旋轉電位計.....	13
2.2.6 氣壓伺服閥.....	13
2.2.7 AIO3320 介面卡.....	14
2.2.8 訊號產生器.....	14
2.3 氣壓肌肉特性分析.....	15

2.4	運動模式.....	16
2.5	動力方程式的導出.....	20
第三章	控制理論.....	22
3.1	傳統模糊控制理論.....	22
3.2	模糊滑動模式控制理論.....	22
3.3	適應模糊滑動模式控制理論.....	24
3.3.1	適應模糊規則表.....	24
3.3.2	適應比例因子.....	28
3.3.3	穩定性分析.....	29
3.4	函數近似法(Functional Approximation Technique).....	30
3.5	函數近似法之適應性滑動控制器設計.....	32
3.6	FA 控制器加上 AFSMC 補償之控制器設計.....	35
第四章	實驗研究.....	38
4.1	實驗參數設定.....	38
4.2	比例控制器(P Control)之實驗結果.....	39
4.2.1	P Control 無干擾的追蹤控制.....	39
4.2.2	P Control 加上干擾的追蹤控制.....	43
4.3	適應模糊滑動模式控制器(AFSMC)之實驗結果.....	48
4.3.1	AFSMC 無干擾的追蹤控制.....	49
4.3.2	AFSMC 加上干擾的追蹤控制.....	52
4.4	正交函數加上適應模糊滑動模式控制器(FA+AFSMC)之實驗結果.....	57
4.4.1	FA+AFSMC 無干擾的追蹤控制.....	57
4.4.2	FA+AFSMC 加上干擾的追蹤控制.....	61
4.5	小結.....	65
第五章	結論與建議.....	69
5.1	結論.....	69

5.2 建議.....	70
參考文獻.....	71
作者簡介.....	75

圖目錄

圖 1-1	氣壓肌肉致動器構造圖.....	2
圖 1-2	膝關節示意圖.....	3
圖 2-1	系統實驗架構實體圖.....	9
圖 2-2	系統架構圖.....	9
圖 2-3	磁偶式無桿氣缸.....	11
圖 2-4	氣壓肌肉.....	11
圖 2-5	壓力比例閥外觀及性能圖.....	12
圖 2-6	線性電位計外觀及性能圖.....	12
圖 2-7	旋轉電位計外觀及性能圖.....	13
圖 2-8	氣壓伺服閥(外觀、構造圖).....	13
圖 2-9	健昇 AIO3320 介面卡.....	14
圖 2-10	固緯 SFG-2100Series 訊號產生器.....	14
圖 2-11	定壓力下的力與收縮率關係(摘自 Festo 使用手冊).....	15
圖 2-12	旋轉電位計最大角度示意圖.....	16
圖 2-13	單一關節氣壓肌肉致動器實際圖.....	17
圖 2-14	單一關節氣壓肌肉致動器示意圖.....	17
圖 2-15	單一關節氣壓肌肉致動器實際圖(旋轉).....	18
圖 2-16	單一關節氣壓肌肉致動器示意圖(旋轉).....	18
圖 2-17	單一關節氣壓肌肉致動器實際圖(干擾運動).....	19
圖 2-18	單一關節氣壓肌肉致動器示意圖(干擾運動).....	19
圖 3-1	模糊滑動平面示意圖.....	23
圖 3-2	適應模糊滑動模式控制系統方塊圖.....	24
圖 3-3	隸屬函數.....	26

圖 3-4	FA 系統控制方塊圖.....	35
圖 3-5	FA+AFSMC 系統控制方塊圖.....	37
圖 4-1	Borland C++Builder6 程式人機介面圖.....	38
圖 4-2	P control 追蹤控制角度方波響應.....	40
圖 4-3	P control 追蹤控制角度方波響應誤差.....	41
圖 4-4	P control 追蹤控制角度方波響應控制信號.....	41
圖 4-5	P control 追蹤控制角度正弦波響應.....	42
圖 4-6	P control 追蹤控制角度正弦波響應誤差.....	42
圖 4-7	P control 追蹤控制角度正弦波響應控制信號.....	43
圖 4-8	P Control 方波無桿氣壓缸的干擾位移.....	44
圖 4-9	P control 追蹤控制角度方波響應(加上干擾運動).....	44
圖 4-10	P control 追蹤控制角度方波響應誤差(加上干擾運動).....	45
圖 4-11	P control 追蹤控制角度方波響應控制信號(加上干擾運動).....	45
圖 4-12	P Control 正弦波無桿氣壓缸的干擾位移.....	46
圖 4-13	P control 追蹤控制角度正弦波響應(加上干擾運動).....	46
圖 4-14	P control 追蹤控制角度正弦波響應誤差(加上干擾運動).....	47
圖 4-15	P control 追蹤控制角度正弦波控制信號(加上干擾運動).....	47
圖 4-16	AFSMC 追蹤控制角度方波響應.....	49
圖 4-17	AFSMC 追蹤控制角度方波響應誤差.....	50
圖 4-18	AFSMC 追蹤控制角度方波控制信號.....	50
圖 4-19	AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應.....	51
圖 4-20	AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應誤差.....	51
圖 4-21	AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應控制信號.....	52
圖 4-22	AFSMC 方波無桿氣壓缸的干擾位移.....	53
圖 4-23	AFSMC 追蹤控制角度方波響應(加上干擾運動).....	53
圖 4-24	AFSMC 追蹤控制角度方波響應誤差(加上干擾運動).....	54

圖 4-25	AFSMC 追蹤控制角度方波響應控制信號(加上干擾運動).....	54
圖 4-26	AFSMC 正弦波無桿氣壓缸的干擾位移.....	55
圖 4-27	AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應(加上干擾運動).....	55
圖 4-28	AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應角度誤差(加上干擾運動).....	56
圖 4-29	AFSMC 追蹤控制正弦波響應控制信號(加上干擾運動).....	56
圖 4-30	FA+AFSMC 追蹤控制角度方波響應.....	58
圖 4-31	FA+AFSMC 追蹤控制角度方波響應誤差.....	58
圖 4-32	FA+AFSMC 追蹤控制角度方波響應控制信號.....	59
圖 4-33	FA+AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應.....	59
圖 4-34	FA+AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應誤差.....	60
圖 4-35	FA+AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應控制信號.....	60
圖 4-36	FA+AFSMC 方波無桿氣壓缸的干擾位移.....	61
圖 4-37	FA+AFSMC 追蹤控制角度方波響應(加上干擾運動).....	62
圖 4-38	FA+AFSMC 追蹤控制角度方波響應誤差(加上干擾運動).....	62
圖 4-39	FA+AFSMC 追蹤控制角度方波響應控制信號(加上干擾運動).....	63
圖 4-40	FA+AFSMC 正弦波無桿氣壓缸的干擾位移.....	63
圖 4-41	FA+AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應(加上干擾運動).....	64
圖 4-42	FA+AFSMC 追蹤控制角度方波響應誤差(加上干擾運動).....	64
圖 4-43	FA+AFSMC 追蹤控制角度方波響應控制信號(加上干擾運動).....	65
圖 4-44	AFSMC 跟 FA + AFSMC 角度方波響應誤差圖.....	67
圖 4-45	AFSMC 跟 FA + AFSMC 角度正弦波響應誤差圖.....	67
圖 4-46	AFSMC 跟 FA + AFSMC 角度方波響應誤差圖(加上干擾運動).....	68
圖 4-47	AFSMC 跟 FA + AFSMC 角度正弦波響應誤差圖(加上干擾運動).....	68

表目錄

表 2-1	元件列表.....	10
表 3-1	規則表.....	26
表 4-1	比例控制器方波與正弦波追蹤控制參數設定表.....	39
表 4-2	歸屬函數.....	48
表 4-3	模糊滑動模式初始規則表.....	48
表 4-4	角度追蹤控制 AFSMC 參數設定表.....	48
表 4-5	角度追蹤控制 FA+AFSMC 參數設定表.....	57
表 4-6	方波追蹤控制性能比較表.....	66
表 4-7	正弦波追蹤控制性能比較表.....	66
表 4-8	方波追蹤控制性能比較表(加上干擾運動).....	66
表 4-9	正弦波追蹤控制性能比較表(加上干擾運動).....	66

第一章 緒論

1.1 前言

在現代，隨著科技的進步與發達，精確的角度控制成了實驗數據的基本要求，不論是業界、醫界、工業上，差之毫釐則失之千里。本機構適用於工業以及醫療結構上，因氣壓肌肉是模擬人體肌肉構造而製成，在醫療方面可用做復健裝置之原型設計，使患者降低復健時所承受的壓力，以回復並維持肌肉及關節的正常功能。

傳統復健機採用剛性電動馬達當致動器，作用於人體上容易使患者感到不適，理想的復健機需具備有重量輕、安全性及順從性。氣壓肌肉致動器(Pneumatic muscle actuator, PMA)是用來取代、模擬人類肌肉的行為或運動模式，以預測真實肌肉在作業中產生的運動傷害和危險，取代劣化、退化、並補足殘缺的肌肉部份，使能完成原先部位的功能。

氣壓肌肉致動器具有以下優點：

1. 結構簡單。
2. 具柔順性。
3. 動作平滑且無相對摩擦運動件。
4. 能量轉換效率高。
5. 可實現多自由度的運動操作。
6. 操作過程中不產生熱或其他有害物質。
7. 價格低廉，維護方便。因具備多種優點，不僅在工業界、醫療、護理、復健、生物醫學等，皆有廣闊遠景。

氣壓肌肉致動器主要是由彈性橡膠或塑膠以纖維編織成長條型，氣壓肌肉致動器的構造如圖 1-1 所示。

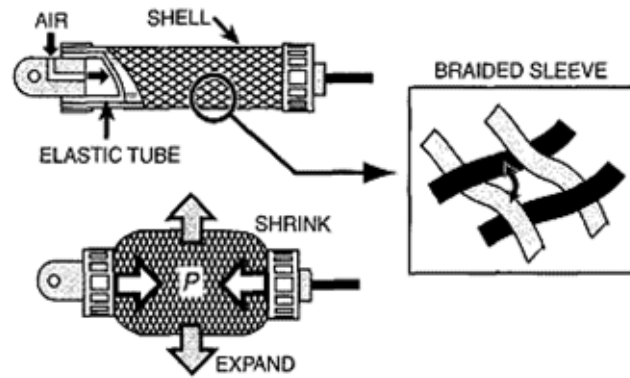


圖 1-1 氣壓肌肉致動器構造圖

其外部是由高剛性的纖維網所編織，對橡膠管內部充氣時，由於纖維具高剛性，編織網因橡膠管彈性變型受到壓迫，只能徑向變形，直徑變粗，長度縮短。通常改變橡膠管內的空氣壓力大小，就能調節氣壓肌肉的收縮和伸長狀態，進而可以使用兩根氣壓肌肉組成一對人體單自由度關節，甚至達到更多自由度。

較特別的是氣壓肌肉在無壓狀態下，其輸出為零，無呈載能力。許多研究也發現，氣體的壓縮性與參數時變性、洩漏、摩擦力、溫度、外在環境、負載等干擾，故要達到精準控制確實不易。

1.2 研究緣由與目的

本論文靈感來自膝蓋關節復健機，採用两根氣壓肌肉構成一個轉動關節的一自由度關節復健機做為實驗機台，關節上加裝了旋轉電位計，在氣壓肌肉做伸縮運動時，旋轉電位計能夠量測關節的旋轉角度。一自由度單一關節氣壓肌肉模仿人體膝關節如圖 1-2 所示。

為了更貼近人體膝關節的運動模式，在旋轉關節處又加裝一個無桿式氣壓缸，並使用伺服閥給予一定程度的干擾，並用適應性模糊滑動模式控制(AFSMC)以及正交函數結合適應性模糊滑動模式控制(FA+AFSMC)進行角度的追蹤。

但由於氣壓肌肉為一非線性時變系統，氣體可壓縮性與參數時變性、洩漏、摩擦力、溫度及環境影等等因素的影響，而且對外加附載干擾具有高度敏感性，使氣壓肌肉系統不易達到良好的控制效果，希望提供新的模糊控器設計方法，可以在更多的模糊系統上增加對系統控制的可行性。

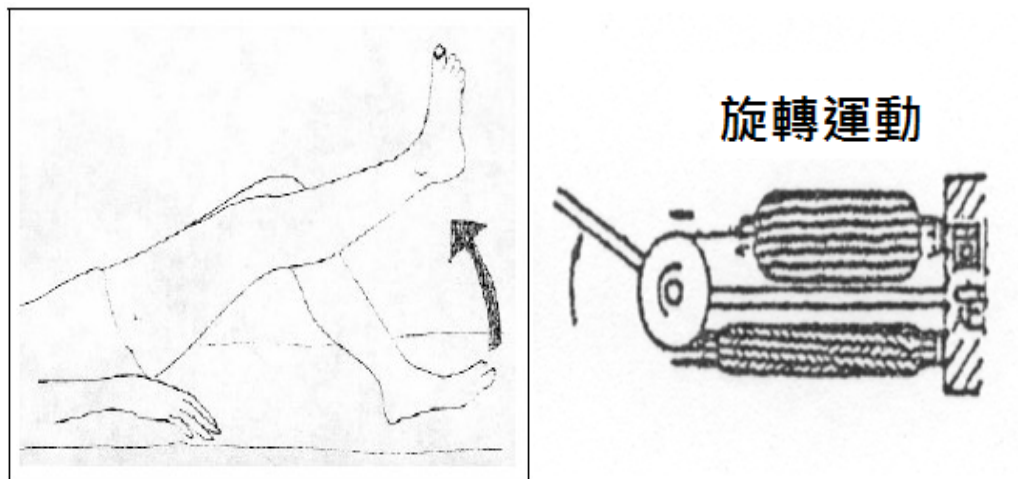


圖 1-2 膝關節示意圖

1.3 文獻回顧

在人類科學文明的歷程裡，氣壓應用的介入可遠溯自數千年前，在運輸業、農業、甚至在武器的發展上，人類很早以前就能相當程度的掌握氣壓的特性而加以運用，然而此等運用氣壓的範圍及深度在一段漫長的歷史裡卻未能更深廣的加以利用及系統化的探討其學理，直到本世紀左右才見到較大規模的運用，特別是在建築工程、採礦工程、隧道穿鑿以及一些簡單的機械裝置上。至於現代化氣壓技術的全球性發展應可視為 60 年代以降，自動化工程急遽發展的過程中，對工廠的製造程式經濟化、合理化的需求所致。時至今日，在愈益講求精密化及自動化的工程界，氣壓或液壓控制系統實扮演著不可獲缺的角色。

氣壓肌肉致動器在最近幾年被廣泛研究，氣壓肌肉主要是模仿動物肌肉運動的氣壓致動器。以往大多數復健設備都是以馬達做為致動器，但馬達的剛性並不適合用在仿生行為的機器人上，所以改用氣壓肌肉來做為馬達替代的致動器。Choi [1]提出用氣壓致動器與馬達致動器製作機器手臂的差別，並假設無視氣動肌肉大小的控制器。Saga [2]概述致動系統的基本結構，討論新開發的氣壓肌肉之特色及性能，並透過實驗進行系統評估。Deaconescu [3]從人體模型提出了能夠共同轉動的模型和性能，是為了幫助殘疾人士設計的氣壓肌肉適應性致動系統，另外也提出人體肌肉收縮與放鬆為基礎的原則，並以氣壓肌肉致動器得到類似圓柱型關節轉動的模擬方法。Ramasamy [4]以氣壓肌肉為整體介紹，並以有限元素(FE)討論數值模擬的方法。Petre [5]使用氣壓肌肉致動器提出一個可適用於臀部和膝關節復健設備的設計。Sasaki [6]提出由氣壓肌肉為主要系統的橡膠衝器手臂，以及 CCD 攝影機、電源控制器、PC 和無線網路等來做致動。Kato [7]提出結合遠端氣壓肌肉系統並結合四個自由度的機器手臂。Wickramatunge [8]提出機器手臂在空氣壓力下非線性之間的收斂及拉力參數。Xing [9]設計以氣壓肌肉來致動復健的機器手臂，並有握緊和放開等動作的輔助設計，輔助手部復健治療的動作。Liu [10]提出以氣壓肌肉功能為基礎，以一種無模型的自適應控制算法與非線性反饋，提出用非線性

回授模組的適應性控制算法。Sun [11]以氣壓肌肉的力量做為回授數據的手套為基礎，設計能夠靈巧操作的虛擬環境，能有效的顯示每一根手指和關節的部分，並以整合非接觸式異性磁阻傳感器，透過手指等距的特性調整肌肉的壓力。

Ahn [12]提出向量量化類神經網路控制參數的轉換算法，透過不同的負載實驗，証明該控制演算法的有效性。Chang [13]利用傳統模糊控制器來與適應性模糊滑動模態控制器作比較。Huang [14]提出一種新的滑動控制方法，非線性系統隨著時間變化的未知與不確定性，不確定性被認為是時間的分段連續函數，滿足 Dirichlet 條件，透過有線的傅立葉級數表示這些不確定性。Huang [15]提出一種無模型的新型自適應滑動模糊控制器的變化響應，提出抑制簧載質量的位置震盪，該控制方法採用基於建立未知函數的函數近似法，此外並引入誤差近似補償的功能來改善控制性能，也降低實施難度。此種方法的優點是系統沒有動態模式的要求，實現滑動模糊控制器的設計。適應性法則為傅立葉級數函數和模糊調節參數的係數均來自 Lyapunov 函數，以確保控制系統的穩定性。Narendra [16]於 1987 年提出的 e-modification 的適應性法則。

袁贊修[17]採用模糊滑動模式控制器及適應自主模糊滑動模式控制器兩種智慧型控制器，進行肩部、肘關節及腕關節的角度控制和手臂末端位置的追蹤控制。王楷元[18]選用四種智慧型控制方法：(1)傳統模糊控制器，(2)模糊滑動模式控制器，(3)自組織模糊滑動模式控制器，(4)適應自組織模糊滑動模式控制器，應用於氣壓肌肉致動之撓性並聯式機器人的位置控制上。李柏寬[19]採用適應模糊滑動模式控制器應用在此研究上，順滑平面可以減少模糊規則數量，適應控制可以線上即時修改模糊規則表及調整比例因子。Fok [20]提出了一種無桿式氣缸系統的 PD 閉環控制下可重複性機器人應用的潛在用途。並探討與控制器設計相關的定位問題。Qiu [21]等人描述了一個基於氣壓致動壓電柔性機械臂系統的動態建模，另外敘述複合 PD(比例微分)控制和自適應模糊控制方法是利用閉環系統的收斂性進行分析。Drakunov [22]提出庫倫摩擦力一直是設計控制機械系統的主要困難之一，平移氣動伺服致動器的控制是這種問題的典型例子。滑動模式控制可以成功的用於補償氣缸活塞上的摩擦，並與傳統的 PID 控制器做比較。Xiang [23]對導向塊模型和無桿氣壓缸運動控制系統的反饋線性化推導進行了實驗和明，另外也做了

無桿氣缸定位系統的實驗動力和運動控制。Lin[24]提出了一種新的主動-被動吸振器與一個積極控制參數校正 PID 控制器和灰色關聯分析法。Wang [25]的主要目標是開發基於 PID 控制器對伺服控制氣動致動器系統，該系統能夠實現其具有簡單的結構，並且可以補償與氣動致動器系統相關的非線性控制策略。Shih[26]通常一個氣動伺服控制系統的線性化數學模型必須被建立起來，然後控制系統可以被分析和設計。氣動系統是因為空氣的可壓縮非線性和時變系統以及活塞和氣缸之間的摩擦力，通過伺服閥的空氣質量流率很難獲得準確的線性化數學模型，因此，模糊控制技術應用在本文上。因而採用伺服閥，在系統中使用了兩個廉價的高速電磁閥。使用 PWM 方式和電磁閥來控制氣壓缸的速度和位置之外，Muto 用差動 PWM 方式控制液壓致動器。在論文中，修正模糊差動 PWM 控制器的設計，並用微型電腦來控制氣壓缸的位置來實現。Shih [27]對於一般的伺服氣壓控制系統，是使用高階連續的非線性微分方程式推導，其的目的是要使用系統識別理論和結果得到數學模型，使控制器可以被設計在該模型的基礎上。在論文中，PID 控制器的設計用以匹配 ITAE 的最佳控制標準。陳宏毅[28]使用不需系統數學模式之函數近似法為基礎之適應性滑動模式控制器，配合模糊控制補償器，應用在 1/4 車油壓致動主動式懸吊系統之控制上，並以 Lyapunov 穩定理論來驗證控制過程中受控系統之穩定性。吳宥陞[29]採用適應模糊滑動模式控制器(AFSMC)與正交函數為基底之適應模糊滑動模式控制器(FA+AFSMC)兩種控制器，以克服氣壓肌肉的非線性行為，並比較與分析兩種控制器的性能。

1.4 論文大綱

第一章 緒論

包含前言、摘要、緣由、研究方法、研究目的，並對相關參考文獻以及論文大綱作簡要說明。

第二章 系統架構

介紹硬體設備及系統架構，包含使用元件：無桿式氣壓缸、肌肉致動器、壓力比例閥、電位計、旋轉電位計、氣壓伺服閥、訊號產生器、電源供應器、控制介面卡等，並說明角度的換算。

第三章 控制理論

介紹本論文所使用的控制理論：P control、AFSMC、FA+AFSMC。

第四章 實驗研究

本章將控制理論運用在肌肉制動器於壓力比例閥控制器上，以驗證本論文的智慧控制器效果。實驗分為角度追蹤控制以及加上氣壓缸做干擾的追蹤控制。干擾的部分以訊號產生器提供訊號給伺服閥，伺服閥能使氣壓缸做一定程度的干擾運動，再以此比較其控制性能的差異。本實驗分別為(1) P control (2) AFSMC (3) FA + AFSMC 和各加上干擾運動的控制。

第五章 結論

對本論文實驗比較的結果做結論，提出本研究可改進的方向、未來的發展。

第二章 系統架構

本章將對本研究所使用的氣壓肌肉及無桿式氣壓缸控制器之系統架構、硬體架構描述說明。

2.1 系統架構

本研究使用氣壓肌肉所構成的旋轉關節加一伸縮氣壓缸做為實驗機台，如圖 2-1 為系統架構實體圖。機台可分為三個部份：關節模擬部分、干擾以及關節訊號系統。

機構部分是由一對氣壓肌肉和氣壓缸組成的旋轉關節和氣壓迴路所構成。干擾機構是由訊號產生器發送正弦波訊號給伺服閥，控制氣壓缸造成干擾運動。電控系統則由驅動裝置、硬體介面以及個人電腦等裝置所組成。系統架構圖如圖 2-2 所示。表 2-1 為硬體元件列表。

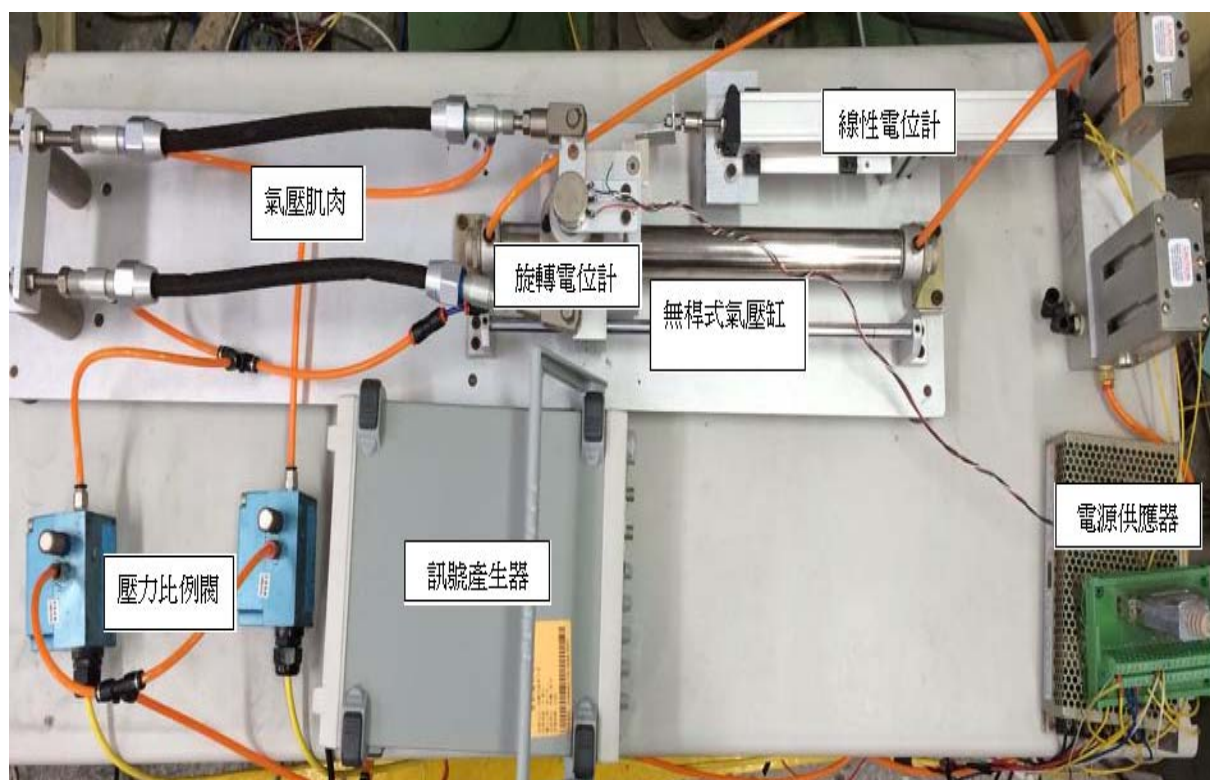


圖 2-1 系統實驗架構實體圖

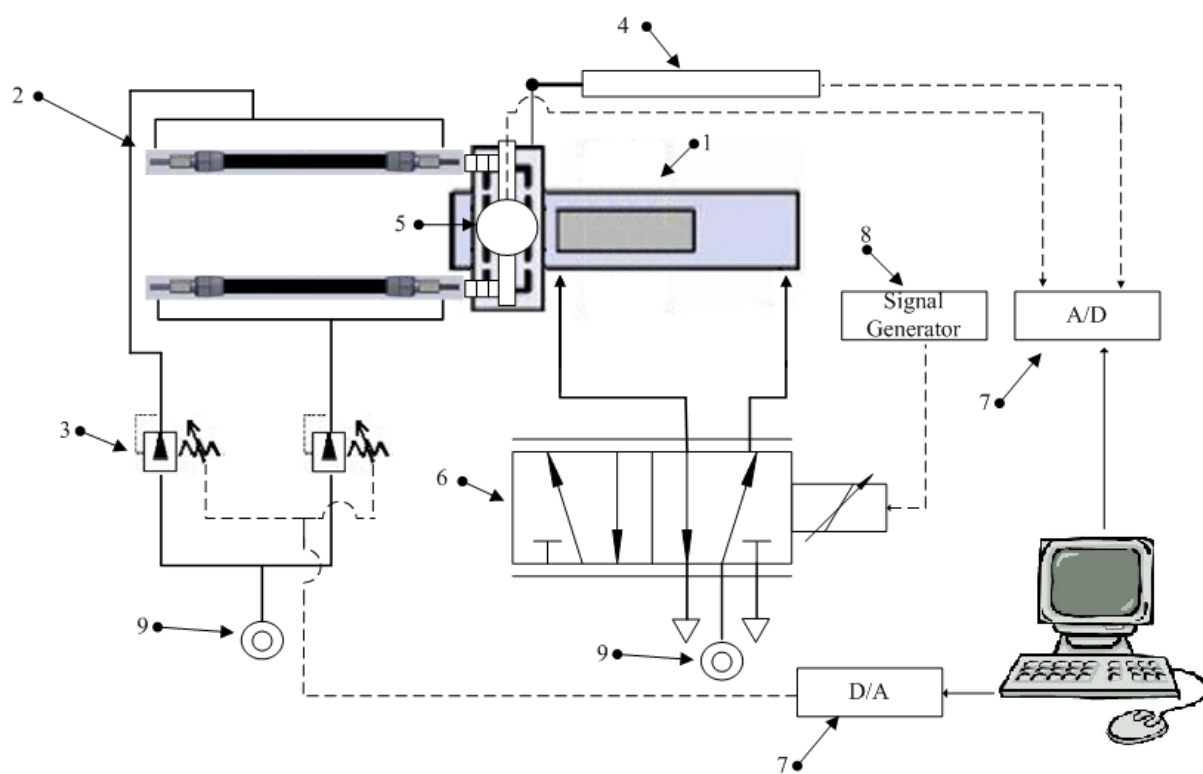


圖 2-2 系統架構圖

表 2-1 元件列表

編號	元件名稱	規格
1	無桿式氣壓缸	缸徑 32 mm 壓力範圍 1.5~6.0 kgf/cm ² (kpa) 速度範圍 50~500 mm/sec
2	氣壓肌肉致動器 (10mm)	MAS-10-630N-AA-MC-K 管徑 10mm 伸縮率 20%
3	壓力比例閥	MAC-PPC5C 輸入電壓 1~10V 輸出壓力 1~100psi
4	線性電位計	總電阻 100Ω~1MΩ 機械行程 258 (mm)
5	旋轉電位計	總電阻 100Ω--1MΩ 電壓角度 280°
6	氣壓伺服閥	耐壓 500 psi 額定電壓 24 V 控制電壓±5 V
7	A/D,D/A	AIO3320 DA : 16 bits AD : 12 bits
8	訊號產生器	頻率範圍:0.1Hz~4/7/10/20MHz 頻率解析度:0.1Hz (2120/2020: 1Hz) 頻率準確度及飄移度:±/-20ppm 低失真正弦波:-55dBc,0.1Hz~200kHz
9	壓力源	8 kgf/cm ²

2.2 硬體架構

2.2.1 磁偶式無桿氣缸(單軸標準型)

本研究使用 CHELIC 公司製造的磁偶式無桿氣缸，缸徑為 32mm，使用壓力範圍 1.5~6.0 kgf/cm² (KPa)，使用最大壓力 6.5 kgf/cm² (KPa)，使用速度範圍 50~500mm/sec，並有氣壓緩衝裝置，在本實驗中做為干擾運動。外觀如圖 2-3 所示。



圖 2-3 磁偶式無桿氣缸

2.2.2 FESTO 氣壓肌肉

本研究是使用 FESTO 公司生產的氣壓肌肉驅動器，型號為 MAS-10-150N-AA-MC-K 氣壓肌肉，管內徑為 10mm，伸縮率為 20%，外觀如圖 2-4 所示。



圖 2-4 氣壓肌肉

2.2.3 壓力比例閥

本研究用來調整兩根氣壓肌肉內部壓力調節器是採用 MAC-PPC5C 型壓力比例閥，其輸入電壓為 0~10V，輸出壓力為 0~100psi。壓力比例閥是根據輸入電壓大小來決定輸出壓力的大小，因此可以直接控制電壓就能達到期望的肌肉伸縮量。外觀及性能如圖 2-5 所示。

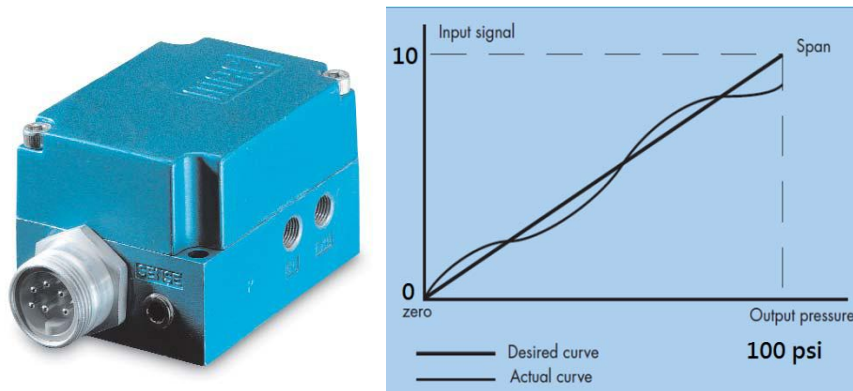


圖 2-5 壓力比例閥外觀及性能圖

2.2.4 線性電位計

本研究採用敏程 KTC250 系列的線性電位計，感應器有效機械行程為 258mm。在實驗中隨著氣壓缸的伸縮量測其變化量，外觀及性能如圖 2-6 所示。

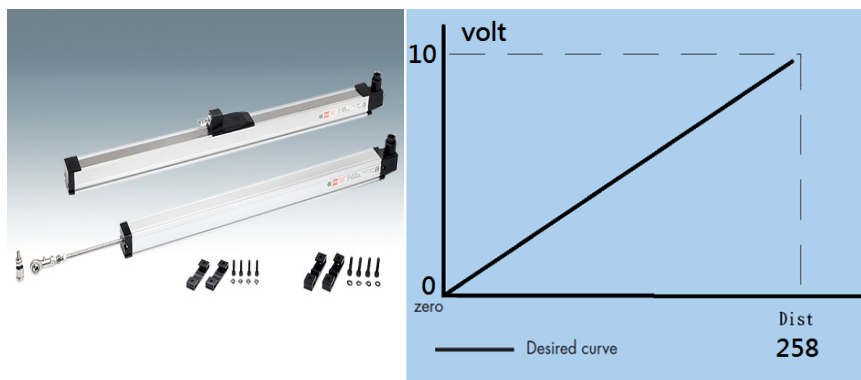


圖 2-6 線性電位計外觀及性能圖

2.2.5 旋轉電位計

本研究採用 COSMOS TOKYO RV30YN 20S B103 可變電阻器，總電阻為 100Ω - $1M\Omega$ ，電壓角度為 $280^\circ \pm 10^\circ$ ，旋轉電位計的電阻會隨著氣壓肌肉的角度而有所改變，藉此追蹤電壓和角度的變化。外觀及性能圖如圖 2-7 所示。

附注：電壓角度是根據電流完成一個完整的周期變化來定義的。它的一個週期可以在 360 度完成，也可以在 180 度或者 90 度或者 60 度完成。

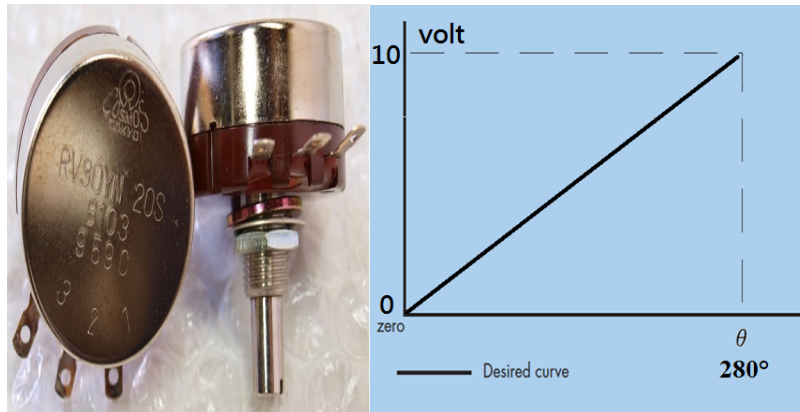


圖 2-7 旋轉電位計外觀及性能圖

2.2.6 氣壓伺服閥

本研究採用 HR Textron 的 127C00F 伺服閥，耐壓 500psi，額定電壓 24 V，輸入電壓訊號 ± 5 V 藉以控制氣壓缸的伸縮量，並做為本實驗之干擾運動。外觀如圖 2-8 所示。

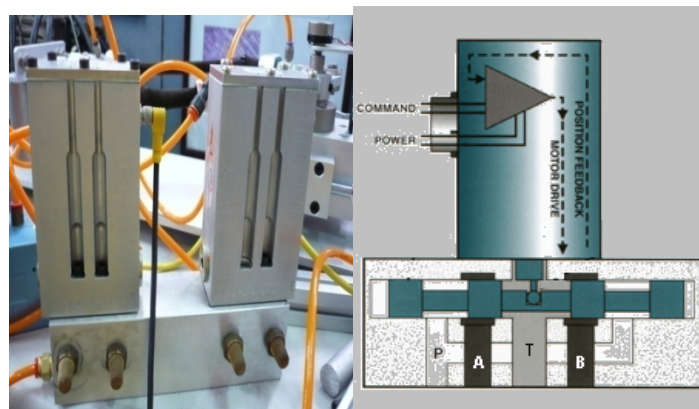


圖 2-8 氣壓伺服閥(外觀、構造圖)

2.2.7 AIO3320 介面卡

本研究使用健昇的 AIO3320 數位類比轉換卡作 input 和 output 介面。AIO3320 本身有 8 組 D/A 與 8 組 A/D Channel，每組 D/A 和 A/D 分別具有 16bits 和 12bits 的解析度，D/A 解析度為 0.000033V/deg ，A/D 解析度為 0.00053V ，輸入電壓範圍為 $\pm 10\text{V}$ ，本研究使用 AIO3320 作為壓力感測器以及壓力比例閥的 input 和 output 介面，實際外觀如圖 2-9 所示。



圖 2-9 健昇 AIO3320 介面卡

2.2.8 訊號產生器

本研究使用固緯 SFG-2100Series 訊號產生器，頻率範圍： $0.1\text{Hz}\sim 4/7/10/20\text{MHz}$ ，頻率解析度： 0.1H ，頻率準確度及飄移度： $\pm 20\text{ppm}$ ，低失真正弦波： -55dBc , $0.1\text{Hz}\sim 200\text{kHz}$ ，做為本研究之氣壓缸干擾運動。實際外觀如圖 2-10 所示。



圖 2-10 固緯 SFG-2100Series 訊號產生器

2.3 氣壓肌肉特性分析

本節將介紹氣壓肌肉較為特別之物理特性。在此介紹目前較為廣泛使用的氣壓肌肉的數學模型：

$$F = p[a(1 - \varepsilon)^2 - b] \quad (2.1)$$

其中

$$a = \frac{3\pi D_0^2}{4 \tan^2 \theta_0} ; \quad b = \frac{\pi D_0^2}{4 \sin^2 \theta_0} ; \quad \varepsilon = \frac{(L_0 - L)}{L_0}$$

在式(2.1)中， F 為軸向收縮力； p 為充氣氣壓； ε 為氣壓肌肉的收縮率； θ_0 和 D_0 分別為氣壓肌肉充氣前，外部纖維編織網的編織角和氣壓肌肉的直徑； L_0 和 L 分別為充氣前、後氣壓肌肉的長度。

在實驗過程中，先對氣壓肌肉驅動器給予一定的初始壓力 p_0 為初始狀態，經由電腦透過 D/A 轉換卡輸出電壓至壓力比例閥以控制壓力的大小，使氣壓肌肉驅動器的壓力分別為 $p_0 + \Delta p$ 和 $p_0 - \Delta p$ ，利用調整壓力作動產生角度 θ 。氣壓肌肉產生的收縮力 F 與充氣壓力 p 和收縮率 ε 有關。當 ε 一定時，收縮力 F 與充氣壓力 p 成正比關係；當 p 固定時，其收縮力 F 與收縮率 ε 成非線性二次式關係，如圖 2-11 示。

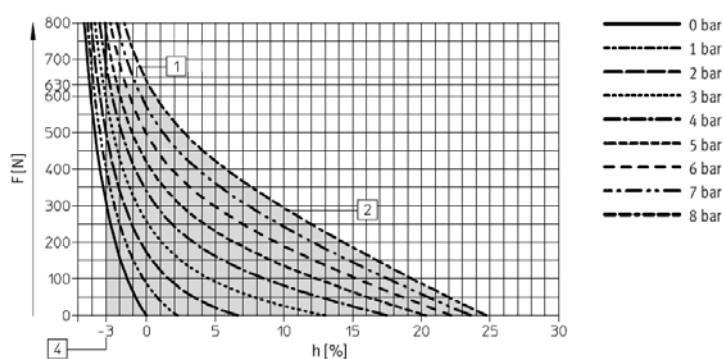


圖 2-11 定壓力下的力與收縮率關係(摘自 Festo 使用手冊)

2.4 運動模式

本論文機台為單一關節氣壓肌肉致動器，其架構由兩根氣壓肌肉與旋轉電位計組合而成的旋轉關節。

本機台藉由旋轉電位計的旋轉，取得肌肉長度變化量的訊號回授，再經由電腦輸出結果，以 AIO-3320 D/A 轉換卡輸出訊號傳送到壓力比例閥。在控制之實驗過程中，氣壓壓力源最大為 8 Bar。啟動時壓力比例閥會先給兩根單一關節氣壓肌肉致動器 5 V 的控制電壓做為初始狀態，接著根據訊號做來回伸縮運動。另外也加裝了伺服閥讓無桿式氣壓缸做來回的干擾運動，以此測試控制器的穩定性。旋轉電位計搭配氣壓肌肉致動器之旋轉角度為 260° ，順時針最大角度 40° ，逆時針最大角度為 -40° ，如圖 2-12 所示。

θ 為徑度，半徑為 r ，弧長為 S

(2.2)

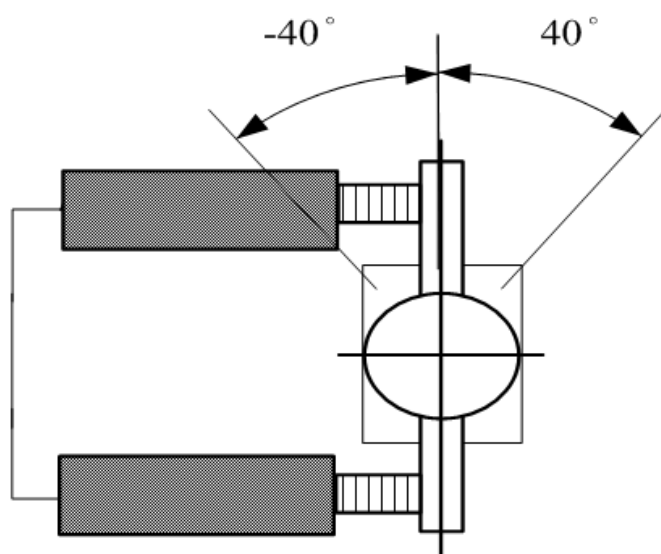


圖 2-12 旋轉電位計最大角度示意圖

1. 起始狀態

程式開始執行時，同時給予兩個壓力比例閥 5 V 的訊號，兩根氣壓肌肉充氣呈平衡狀態。如圖 2-13、2-14 所示。

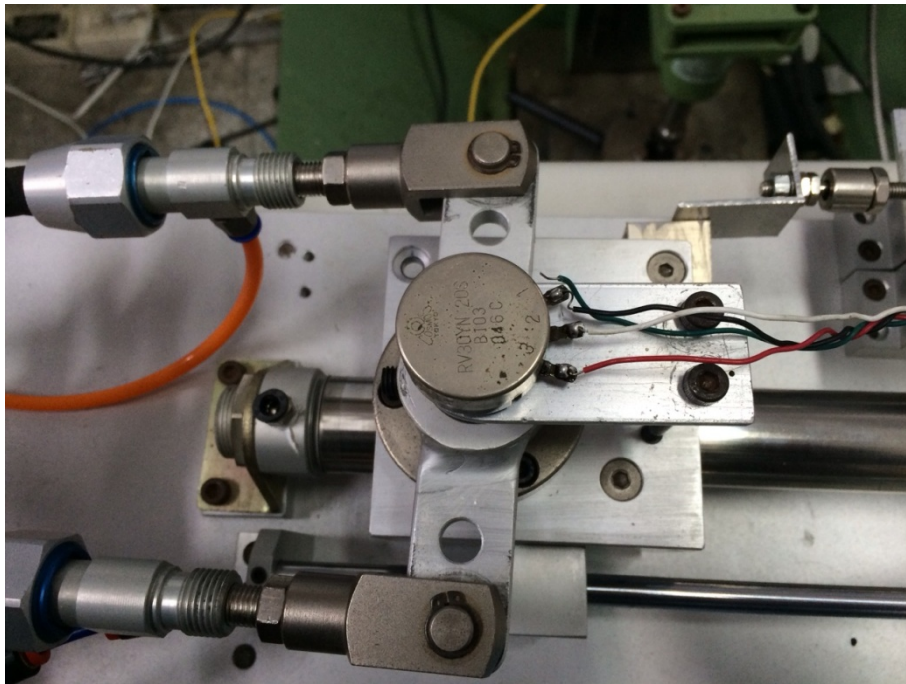


圖 2-13 單一關節氣壓肌肉致動器實際圖

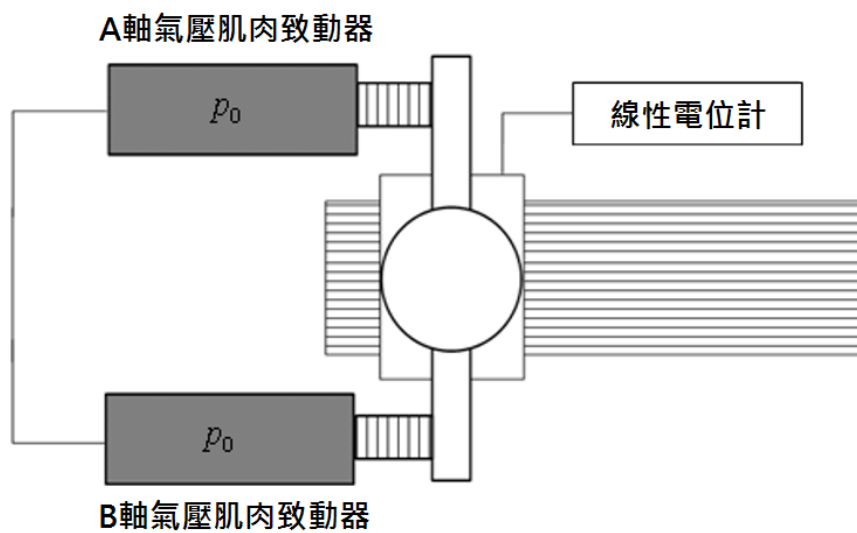


圖 2-14 單一關節氣壓肌肉致動器示意圖

2. 旋轉狀態

程式經過兩秒，開始依照波形以及命令做旋轉動作，一根氣壓肌肉充氣，另一根氣壓肌肉收縮並使電位計調整到命令角度。如圖 2-15、2-16 所示。

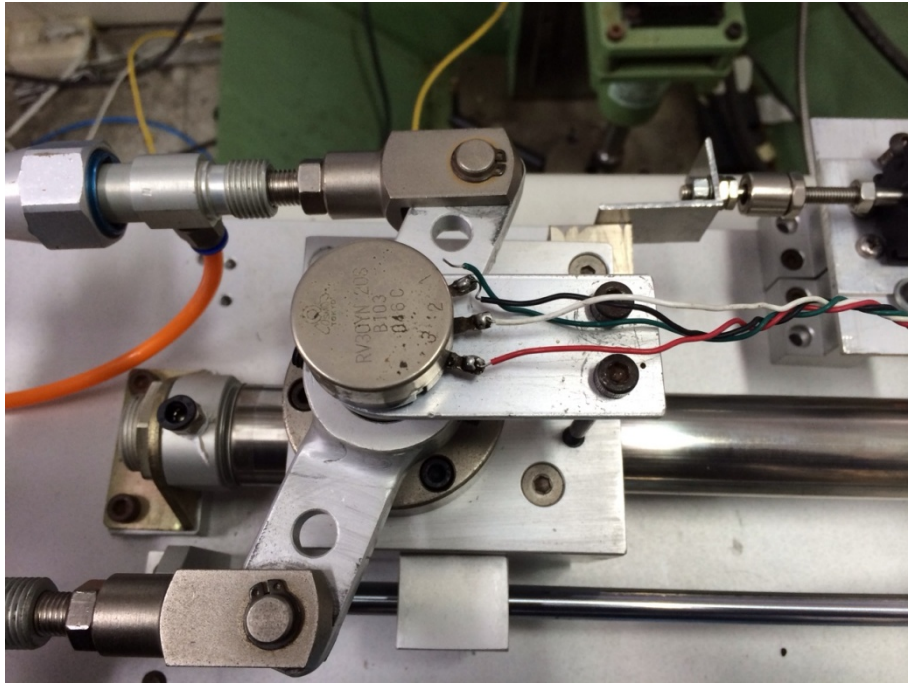


圖 2-15 單一關節氣壓肌肉致動器實際圖(旋轉)

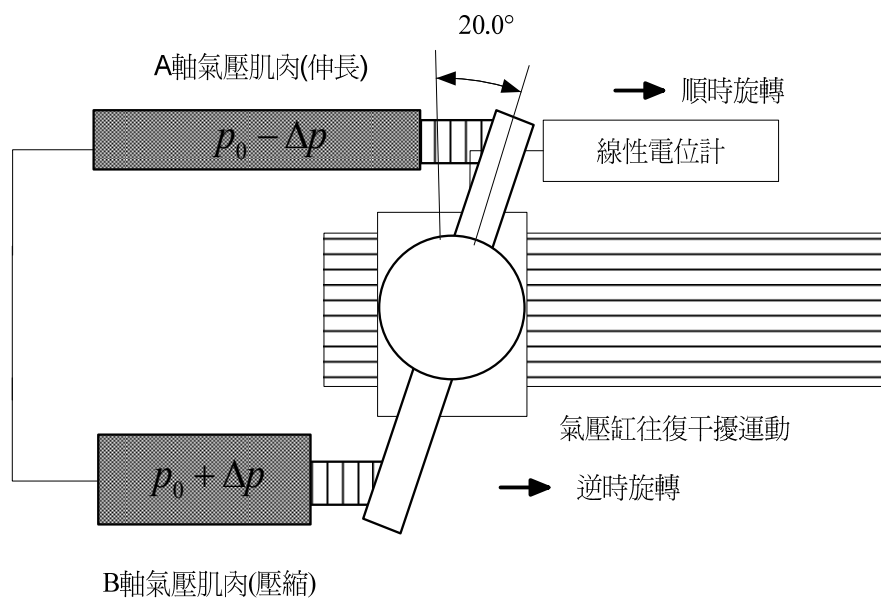


圖 2-16 單一關節氣壓肌肉致動器示意圖(旋轉)

3. 干擾運動

為了證明控制器的強韌性，在旋轉電位計上加裝氣壓缸以及伺服閥，並給予一定訊號使之能做規律的干擾運動。如圖 2-17、2-18 所示。

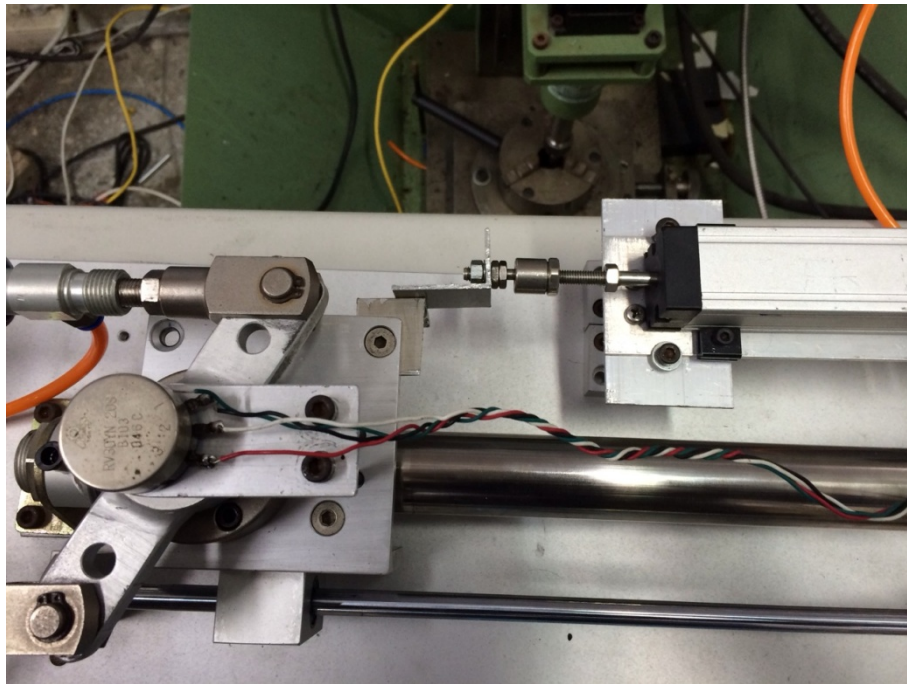


圖 2-17 單一關節氣壓肌肉致動器實際圖(干擾運動)

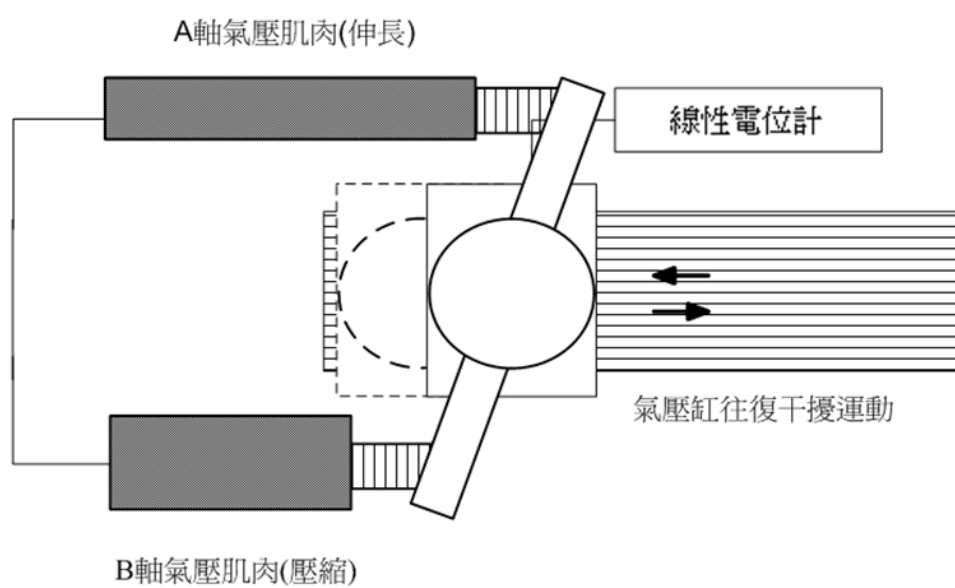


圖 2-18 單一關節氣壓肌肉致動器示意圖(干擾運動)

2.5 動力方程式的導出

圖 2-19 為單一關節氣壓肌肉關節之系統模型，圖中 m_1 旋轉電位計質量， r_1 為旋轉電位計之半徑， ϕ_t 與 ϕ_b 分別為氣壓肌肉充氣前、後的作用力， X_b 與 X_t 分別為 ϕ_t 和 ϕ_b 的位移， τ_1 為關節之扭力， J 為慣性矩。

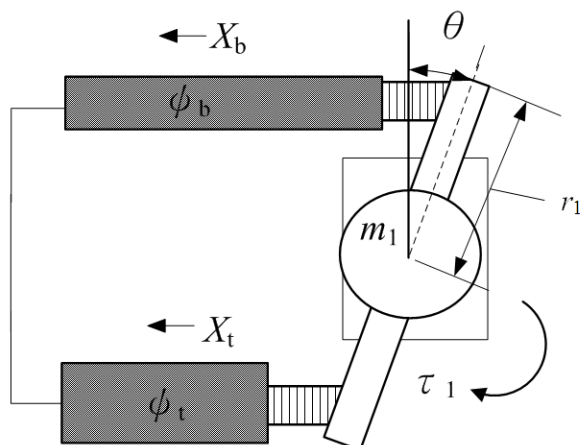


圖 2-19 單一關節氣壓肌肉關節之系統模型

由上圖可得知

$$J\ddot{\theta} = (\phi_b - \phi_t)r_1 \quad (2.3)$$

其中

$$\phi_b = F_b - K_b x_b - B_b \dot{x}_b, \quad \phi_t = F_t - K_t x_t - B_t \dot{x}_t$$

$$x_b = x_t = r_1 \theta, \quad \dot{x}_b = \dot{x}_t = r_1 \dot{\theta}$$

其中 K 為彈性係數， B 為阻尼係數

可將(2.3)式改寫成

$$J\ddot{\theta} = (F_b - F_t)r_1 - (B_b - B_t)r_1^2\dot{\theta} - (K_b - K_t)r_1^2\theta \quad (2.4)$$

又

$$K_b = K_t = K_1 + K_2 P, \quad B_b = B_{b1} + B_{b2} P, \quad B_t = B_{t1} + B_{t2} P$$

$$F_b = P_b \left[a_2 (1 - \varepsilon_b)^2 - b_2 \right], \quad F_t = P_t \left[a_2 (1 - \varepsilon_t)^2 - b_2 \right]$$

$$\varepsilon_b = \frac{L_t - L_b}{L_t} = \frac{r_1 \theta}{L_t}, \quad \varepsilon_t = \frac{L_t - L_b}{L_t} = \frac{-r_1 \theta}{L_t}$$

$$P_b = P_2 + \Delta P_2, \quad P_t = P_2 - \Delta P_2$$

所以

$$\begin{aligned} F_b - F_t &= (P_2 + \Delta P_2) \left[a_2 \left(1 - \frac{r_1 \theta}{L_t} \right)^2 - b_2 \right] - (P_2 - \Delta P_2) \left[a_2 \left(1 + \frac{r_1 \theta}{L_t} \right)^2 - b_2 \right] \\ &= -4a_2 P_2 \frac{r_1^2}{L_t} \theta + 2 \left[a_2 \left(1 + \frac{r_1 \theta}{L_t} \right)^2 - b_2 \right] \Delta P_2 \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} B_b - B_t &= B_{b1} + B_{b2}(P_2 + \Delta P_2) - B_{t1} - B_{t2}(P_2 - \Delta P_2) \\ &= (B_{b1} - B_{t1} + B_{b2}P_2 - B_{t2}P_2) - (B_{b2} - B_{t2})\Delta P_2 \end{aligned} \quad (2.6)$$

將(2.5)與(2.6)代入(2.4)

$$\begin{aligned} J\ddot{\theta} + (B_{b1} - B_{t1} + B_{b2}P_2 - B_{t2}P_2)r_1^2\dot{\theta} + 4a_2P_2\frac{r_1^2}{L_t}\theta \\ = \left\{ 2 \left[a_2 \left(1 + \left(\frac{r_1 \theta}{L_{2T}} \right)^2 \right) - b_2 \right] - (B_{b2} - B_{t2})r_1^2\dot{\theta} \right\} \Delta P_2 \end{aligned} \quad (2.7)$$

設

$$\bar{B}_2 = (B_{b1} - B_{t1} + B_{b2}P_2 - B_{t2}P_2)r_1^2, \quad \bar{K}_2 = 4a_2P_2\frac{r_1^2}{L_{2T}}$$

$$f(\theta, \dot{\theta}) = 2 \left[a_2 \left(1 + \left(\frac{r_1 \theta}{L_{2T}} \right)^2 \right) - b_2 \right] - (B_{b2} - B_{t2})r_1^2\dot{\theta}$$

所以可將(2.7)改寫為

$$J\ddot{\theta} + \bar{B}_2\dot{\theta} + \bar{K}_2\theta = f(\theta, \dot{\theta})\Delta P \quad (2.8)$$

定義狀態向量如下

$$\begin{aligned} x_1 &= \theta & \dot{x}_1 &= \dot{\theta} = x_2 \\ x_2 &= \dot{\theta} & \dot{x}_2 &= \ddot{\theta} \end{aligned}$$

藉由(2.8)求得單一關節系統之狀態空間方程式

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\bar{K} & -\bar{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{f(x_1, x_2)}{J} \end{bmatrix} u \quad (2.9)$$

第三章 控制理論

3.1 傳統模糊控制理論

模糊理論是由美國加州大學柏克萊分校 L.A. Zadeh (扎德)教授所提出的。在 1965 年，扎德教授在探討人類主觀或思考過程中定量化處理的方法時首先提出「模糊集合 (Fuzzy Sets)」，模糊理論是依照大概的資訊對人類主觀表現的概念作大略的定量化處理。在傳統控制中必須建立精確嚴謹的數學模型來達成控制，但如果要控制複雜的系統必定要花費相當多的時間、人力去建立數學模型，才有可能達到所需的動作。然而我們不可能把整個控制系統的所有變數列出來，只能去控制一些影響系統較大的因素。要去控制這些因素又必須有明確的控制量被決定，但在實際上，有些情形是無法明確的決定其數值，也就是很難去建立系統的數學模型。基於以上所述的種種問題，使得 Zadeh 教授提倡模糊理論嘗試以人類的思維方式去簡化問題的複雜度，而且能達到與傳統控制方法相同的目的。

3.2 模糊滑動模式控制理論

在實現模糊控制器會遇到的一個常見的問題，那就是對於一個較為複雜或對控制性能要求較為高的控制系統，常常需要建立一組龐大的模糊規則庫。對於建立一組龐大的規則庫，不只需要相當的專家經驗，而且還需要有足夠的硬體支援(如：記憶體)，然而在實際使用的即時控制(Real time control)系統中，硬體設備往往不足以支援一個過大的規則庫，所以必須配合硬體實際狀況，縮減規則庫的規模，使得控制器的性能受到影響。為了能有效簡化模糊規則庫且不犧牲控制性能，本節提出結合傳統模糊控制及滑動模式控制的模糊滑動平面控制器。

傳統的模糊控制系統是以誤差與誤差變化量兩個輸入變數來決定控制器的輸出，在此介紹一個模糊滑動模式控制器來取代傳統模糊控制器，模糊滑動平面可簡化規則庫的數目，意即將原本二維的模糊規則庫改為一維的模糊滑動規則庫，而且此一維的模糊滑

動平面規則庫仍可達到一般二維模糊規則庫的效果。對於二階非線性系統，其狀態空間模式，可以被描述為：

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (3.1)$$

$$\dot{x}_2 = f(t) + b(t)u + d(t) \quad (3.2)$$

其中 $f(t)$ 是個被限制且不可測量的狀態變量函數。

$b(t)$ 動態負載函數為正數。

$d(t)$ 代表外部環境的干擾。

定義 $e_1 = x_{1d} - x_1$ 和 $e_2 = x_{2d} - x_2$ 為平面變數，然後，模糊平面上的滑動的表面可以被定義作為：

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right) e_1 = e_2 + \lambda e_1 \quad (3.3)$$

而且

$$\dot{s} = \dot{e}_2 + \lambda \dot{e}_1 = \left(\dot{x}_{2d} - f(t) - b(t)u - d(t) \right) + \lambda e_2 \quad (3.4)$$

$$s\dot{s} = s(\dot{e}_2 + \lambda \dot{e}_1) = s[(\dot{x}_{2d} - f(t) - b(t)u - d(t)) + \lambda e_2] \quad (3.5)$$

其中 λ 是正常數，根據 Lyapunov 理論，滑動平面變數 s 逐漸趨近於零，且到達滑動平面的條件是 $s\dot{s} < 0$ ，如圖 3-1 所示。

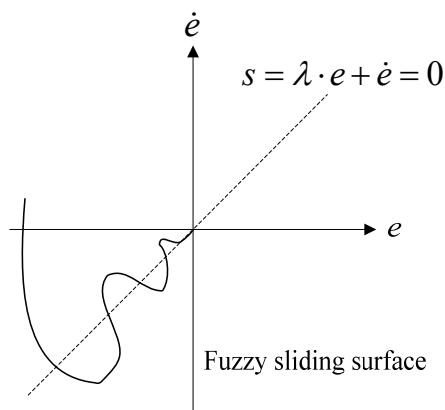


圖 3-1 模糊滑動平面示意圖

當此滑動平面 s 當作進入模糊化前的控制變數，以適當的比例 G_s 轉換到另一論域的值域 S ，並利用語言化變數來描述其物理量，依適合的語言求得相對應隸屬度。再經過模糊推論決策(Fuzzy Inference)及解模糊化，所得結果即控制量 u 。

3.3 適應模糊滑動模式控制理論

此一控制系統主要是延續上一節所提出之模糊滑動平面控制器為主體，再加入適應控制理論，進行線上調整模糊表的中心值，進而建立適合系統的規則表，適應模糊滑動模式控制器的方塊圖如圖 3-2 所示。

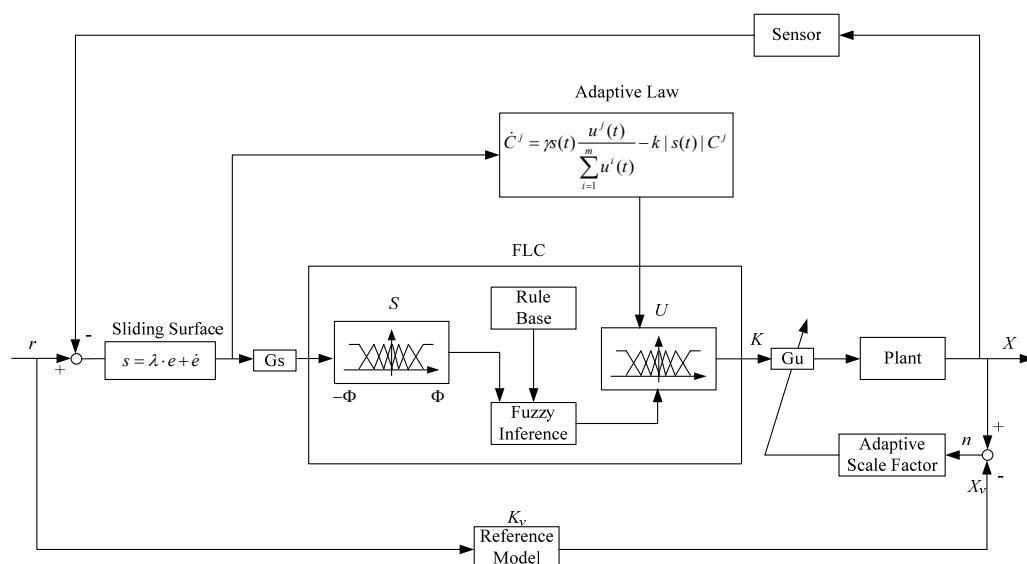


圖 3-2 適應模糊滑動模式控制系統方塊圖

3.3.1 適應模糊規則表

規則庫建立的完整性與精確性，一直是影響傳統模糊控制器控制性能好壞的最大因素。但是這種只憑經驗法則建立出的規則庫往往無法滿足現實條件，尤其是需要高精密的控制或是有著許多外界干擾的複雜系統，建立的難度就越高。

所以我們在原本的模糊滑動平面控制器加上適應法則(Adaptive Law)，它可以即時線上修正模糊控制器的規則庫，使規則庫不斷被修正。這樣一來，不僅可以改善之前因

為經驗不足而使規則庫無法達到真正完善的缺點，也可免除以嘗試錯誤法(Trial and Error)等繁瑣步驟來調整規則庫，進而增進控制性能。

首先我們在模糊控制方面的輸入變數 s 與解模糊化變數 u ，採用 1×13 的矩陣如：
NVB、NB、NM、NSM、NS、NSV、ZO、PVS、PS、PSM、PM、PB、PVB 的模糊變數值，其意義如下，並採用三角型歸屬函數。

PVB：	表示最大的正數	(Positive Very Big)
PB：	表示大的正數	(Positive Big)
PM：	表示中的正數	(Positive Medium)
PSM：	表示中偏小的正數	(Positive Small Medium)
PS：	表示小的正數	(Positive Small)
PVS：	表示最小的正數	(Positive Very Small)
ZO：	表示零	(Zero)
NSV：	表示最小的負數	(Negative Very Small)
NS：	表示小的負數	(Negative Small)
NSM：	表示中偏小的負數	(Negative Small Medium)
NM：	表示中的負數	(Negative Medium)
NB：	表示大的負數	(Negative Big)
NVB：	表示最大的負數	(Negative Very Big)

在滑動模式控制器之滑動條件($s\dot{s} < 0$)，得知若(1) $s > 0$ 則增加控制量 u 將會使 $s\dot{s}$ 減小，(2) $s < 0$ 則減少控制量 u 將會使 $s\dot{s}$ 減小。基於上述定性上分析，我們能夠設計控制量 u 去滿足不等式($s\dot{s} < 0$)，其規則如圖 3-3、表 3-1 所示：

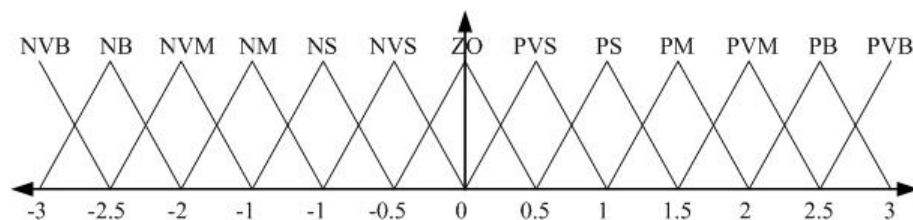


圖 3-3 隸屬函數

表 3-1 規則表

S	NVB	NB	NVM	NM	NS	NVS	ZO	PVS	PS	PM	PVM	PB	PVB
U	NVB	NB	NVM	NM	NS	NVS	ZO	PVS	PS	PM	PVM	PB	PVB

表 3-1 中控制法則如下述：

$$IF S \text{ is } PB, THEN U \text{ is } PB \quad (3.6)$$

對於第 j 個規則 R_j 可寫成：

$$R_j : IF S = S_s^j, THEN U^j = C^j \quad (3.7)$$

其中

S_s^{jj} ：模糊化前件部 S 之第 j 個規則

U^j ：解模糊化後件部第 j 個規則

C^j ：解模糊化後件部第 j 個規則表中心值

將模糊化前件部 S 之第 j 個規則所得之歸屬度值 μ^i 對應到解模糊之 U^i ，則可將控制量 u 寫成：

$$u = \frac{\sum_{i=1}^m \mu^i \cdot U^i}{\sum_{i=1}^m \mu^i} = \frac{\sum_{i=1}^m \mu^i \cdot C^i}{\sum_{i=1}^m \mu^i} \quad (3.8)$$

上式中，超始時 C^j (Consequent Parameter) 可設定皆為零即所謂的零規則，之後在控制過程當中，我們使用適應法則(Adaptive Law)產生 C^j 來更新它。

基於滑動模式控制器的觀念裏，透過適應法則使得 C^j 的更新，使滿足滑動條件 ($s\dot{s} < 0$)，則由誤差所組成的 Switch Function 將會收斂至零。根據最陡梯度法則(Gradient Descent Rule)， C^j 的更新方式如下：

$$\dot{C}^j = -\Gamma \frac{\partial s(t) \dot{s}(t)}{\partial C^j(t)} \quad (3.9)$$

其中 Γ 是 Adaptive Rate

利用連鎖法則，上式(3.9)式可變成如下所示：

$$\begin{aligned} \dot{C}_j &= -\Gamma \frac{\partial s(t) \dot{s}(t)}{\partial u(t)} \frac{\partial u(t)}{\partial C^j(t)} \\ &= \Gamma b(e) s(t) \frac{\partial u(t)}{\partial C^j(t)} \\ &= \gamma s(t) \frac{\partial u(t)}{\partial C^j(t)} \\ &= \gamma s(t) \frac{u^j(t)}{\sum_{i=1}^m u^i(t)} \\ &= \gamma s(t) \phi \end{aligned} \quad (3.10)$$

其中 m ：規則庫的數目

$i : 1, 2, \dots, m$

γ ：學習速率

b ：控制量 u 的方向

一般具有自我學習功能的控制器，皆必須定義其性能指標，以避免過度學習造成系統發散，有鑑於此，在此我們利用 Narendra 和 Annaswamy[21]，於 1987 年所提出的 e-modification 的適應法則，因此我們可將(3.10)式改寫成

$$\dot{C}^j = \gamma s(t) \frac{\mu^j(t)}{\sum_{i=1}^m \mu^i(t)} - k |s(t)| C^j \quad (3.11)$$

上式中的 k 值的選用，需由機台特性決定。

3.3.2 適應比例因子

在適應性控制系統中 G_s 與 G_u 增益值皆會影響系統響應，故兩參數需根據實際情況下做微調，但模糊滑動規則庫經由學習機構的作用，會依據環境改變規則庫，再去設計調整 G_s 的控制器是沒有意義的。但 G_u 為一個比例的向量，則控制量 $u(t)$ 會因 G_u 的大小而有所改變，因此將會影響系統的響應速度。鑒於上述之理由，實驗中將會選用參考模式的適應控制來調整 G_u 的大小，以期望獲得更加的響應速度。

$$J(t) = \frac{1}{2} n(t)^2 = \frac{1}{2} ((x(t) - x_v(t))^2 \quad (3.12)$$

其中 n 表示真實系統與參考模式的輸出誤差，因此使用梯度下降法(Gradient Approach Method)，取一定步長 α ，所以：

$$\begin{aligned} \frac{dGu(t)}{dt} &= -\alpha \frac{\partial J}{\partial Gu} \\ &= -\alpha \frac{\partial J}{\partial n} \frac{\partial n}{\partial Gu} \\ &= -\alpha n \frac{\partial n}{\partial Gu}, \quad \alpha > 0 \end{aligned} \quad (3.13)$$

其中 α 稱為適應增益(Adaptation Gain)，為了減少電腦負擔，系統模式經過簡化後，真實輸出為

$$x(t) = \frac{KG_u M}{1 + KG_u M} r(t) \quad (3.14)$$

M 為系統常數； K 稱為模糊增益(Fuzzy Gain)，它是整個模糊滑動模式控制器解模

糊化的結果。參考模式的輸出為

$$x_v(t) = k_v r(t) \quad (3.15)$$

k_v 是想要的零階參考模式，將(3.14)和(3.15)式代入(3.12)式得到：

$$\dot{Gu} = -\alpha n \left[KM(1 + KGuM)^{-1} - K^2 GuM^2(1 + KGuM)^{-2} \right] \quad (3.16)$$

因為氣壓系統一般只應用在低頻，同時系統頻率遠小於取樣頻率，在此直接使用 Backward Approximation 方式，將(3.16)式簡化成離散形式：

$$\begin{aligned} Gu_j(k+1) = Gu_j(k) - \alpha_j n(k) & \left[K(k)M(1 + K(k)Gu_j(k)M)^{-1} \right. \\ & \left. - K(k)^2 Gu_j(k)M^2(1 + K(k)Gu_j(k)M)^{-2} \right] T \end{aligned} \quad j=1,2 \quad (3.17)$$

3.3.3 穩定性分析

適應控制系統本身存有非線性結構，穩定分析是重要課題。常用分析之方法具有耗散法(Passivity)及 Lyapunov 穩定性函數分析法，前者將類似電路迴路能量消長之觀點來判定系統穩定性，適合於對多層控制結構系統之穩定分析；對該類架構另因多半結合有回授迴路，相關之小增益理論(Small-Gain Theorem)，論及穩定系統之前向路徑增益與回授路徑增益之乘積須小於 1。後者將含性能目標之正定(Positive Define)函數，由其微分之正負來研判收斂特性，此法又稱為 Lyapunov 直接法(Direct Method)，是對非線性系統穩定分析很有效用之工具，藉由使該正定含遞降過程中可設計出是當之控制法則來讓系統穩定而達到所要之性能目標。本實驗所選用 Lyapunov 穩定性函數分析法來證明所設計的控制系統為穩定的。

$$\begin{aligned} n(t) &= x(t) - x_v(t) \\ &= KMGue(t) - k_v r(t) \end{aligned} \quad (3.18)$$

首先定義 Lyapunov 函數為：

$$V = \frac{1}{2} n^2 \quad (3.19)$$

另外，由梯度下降法：

$$\begin{aligned}
\frac{dK}{dt} &= -\beta \frac{\partial J}{\partial K} \\
&= -\beta \frac{\partial J}{\partial n} \frac{\partial n}{\partial K} \\
&= -\beta n \frac{\partial n}{\partial K}, \quad \beta > 0
\end{aligned} \tag{3.20}$$

因此，對 V 的微分為：

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= n\dot{n} \\
&= n \frac{\partial n}{\partial Gu} \frac{\partial Gu}{\partial t} + n \frac{\partial n}{\partial K} \frac{\partial K}{\partial t} \\
&= n \left(\frac{\partial n}{\partial Gu} \right) \left(-\alpha n \frac{\partial n}{\partial Gu} \right) + n \left(\frac{\partial n}{\partial K} \right) \left(-\beta n \frac{\partial n}{\partial K} \right) \\
&= -\alpha n^2 K^2 M^2 e^2 - \beta n^2 M^2 Gu^2 e^2
\end{aligned} \tag{3.21}$$

由於 α 與 β 皆大於零，(3.21) 式中 $\dot{V} < 0$ ，依照 Lyapunov 穩定性理論可證明在平衡點為漸進穩定，所以提議控制運算並不會使系統造成發散。

3.4 函數近似法(Functional Approximation Technique)

若實數值函數集合 $\{Z_i(t)\}$ 於區間 $[t_1, t_2]$ 內之滿足下式：

$$\int_{t_1}^{t_2} Z_i(t) Z_j(t) dt \begin{cases} = 0 & i \neq j \\ \neq 0 & i = j \end{cases} \tag{3.22}$$

則在區間內稱為正交函數集合。若此集合進一步具有 $\int_{t_1}^{t_2} Z_i^2(t) dt = 1$ 之性質，則稱之為正規化(Orthogonal Function)函數集合。若定義在區間 $[t_1, t_2]$ 內之實數值函數集合 $\{Z_i(t)\}$ 滿足下式：

$$\int_{t_1}^{t_2} \omega(t) Z_i(t) Z_j(t) dt \begin{cases} = 0 & i \neq j \\ \neq 0 & i = j \end{cases} \tag{3.23}$$

則 $\{Z_i(t)\}$ 在區間 $[t_1, t_2]$ 內為相對於加權函數(Weighting Function) $\omega(t)$ 之正交函數集合。若 $\omega(t) > 0$ ，將正交函數集合的每一項上 $\sqrt{\omega(t)}$ ，則任何相對於加權函數 $\omega(t)$ 之正交函數集合，可轉換成僅相對於 1 之正交函數集合。

任何函數 $f(t)$ 在區間 $[t_1, t_2]$ 內，可被有限級數之正交函數 $\{Z_i(t)\}$ 展開如下式：

$$f(t) = W_1 Z_1(t) + W_2 Z_2(t) + \cdots + W_n Z_n(t) \quad (3.24)$$

此級數稱為 $f(t)$ 之廣義傅立葉級數 (Generalized Fourier Series)，其係數稱為 $f(t)$ 相對於 $\{Z_i(t)\}$ 之傅立葉係數。將其乘以 $Z_n(t)$ 並於區間 $[t_1, t_2]$ 內積分，此級數依據正交性質形成下式：

$$\int_{t_1}^{t_2} f(t) Z_n(t) dt = W_n \int_{t_1}^{t_2} Z_n^2(t) dt \quad (3.25)$$

由上式可推算係數 W_n 為：

$$W_n = \frac{\int_{t_1}^{t_2} f(t) Z_n(t) dt}{\int_{t_1}^{t_2} Z_n^2(t) dt} \quad (3.26)$$

根據上述可進一步得知，任何一個定義於 $[t_1, t_2]$ 區間內的函數 $f(t)$ ，均能利用有限項的正交級數進行線性組合來近似之，並且能夠表示成下式：

$$f(t) = \sum_{i=1}^n W_i Z_i(t) + \varepsilon(t) \quad (3.27)$$

其中 $\varepsilon(t)$ 為近似誤差項，其誤差大小取決於項數 n 之多寡。因此時變函數 $f(t)$ 可由正交基底函數 T 向量 $Z(t) = [Z_1(t) Z_2(t) \dots Z_n(t)]^T$ 與非時變係數向量 $W = [W_1 W_2 \dots W_n]^T$ 組合而得，亦即下式所示：

$$f(t) = W^T Z(t) + \varepsilon(t) \quad (3.28)$$

假設所選取之近似項數 n 足夠多，即能夠使得近似誤差 $\varepsilon(t)$ 趨近於零，則(3.28)可表示成：

$$f(t) = W^T Z(t) \quad (3.29)$$

一般常用的正交函數有 Fourier 級數、Taylor 級數、Chebyshev 多項式、Legendre 多項式、Hermit 多項式、Laguerre 多項式及 Bessel 函數等，其中常被使用來解決工程問題之 Fourier 級數定義如：

Fourier 級數

任何一個定義於 $[t_0, t_0+T]$ 區間內的函數 $f(t)$ ，若函數隻局部級值(local extreme values)與不連續點之數目為有限，則可將該函數展開如下式：

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos \frac{2n\pi t}{T} + b_n \sin \frac{2n\pi t}{T} \right] \quad (3.30)$$

其中

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt \\ a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos \frac{2n\pi t}{T} dt \\ b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin \frac{2n\pi t}{T} dt \end{cases} \quad (3.31)$$

上列級數稱為函數 $f(t)$ 之 Fourier 級數，其中 a_0 、 a_n 及 b_n 是傅立葉係數，對於函數 $f(t)$ 的所有連續點，Fourier 級數會收斂至該點，而對於每一個不連續點，Fourier 級數會收斂至函數 $f(t)$ 在該點之左極限值與右極限值之平均值。

本研究使用函數近似法所設計之適應性滑動模式控制器，將利用 $f(t) = W^T Z(t)$ 用來表示，其中 $Z(t)$ 為時變基底函數向量，而 W 為未知係數向量，即

$$Z(t) = [1 \quad \cos \omega_1 t \quad \sin \omega_1 t \quad \cos \omega_2 t \quad \sin \omega_2 t \quad \cdots \quad \cos \omega_n t \quad \sin \omega_n t]^T \quad (3.32)$$

其中， $i=1,2, \dots, n_f$ ， n_f 為基底函數向量之個數， T 為 $f(t)$ 展開的區間。藉由此種函數近似方法，將系統中之未知時變函數表示成未知常數與已知 Fourier 級數之組合函數，進一步選擇適當的 Lyapunov 函數，並推導出未知常數的適應性法則(update law)。

3.5 函數近似法之適應性滑動控制器設計

以函數近似法(Functional Approximation Technique)為基礎所設計之適應性滑動模式控制器，是利用正交函數組成的級數具有近似任意函數的性質，配合調整控制器之參數適應性法則來近似受控系統中未知之時變非線性函數。其具體作法是將系統中未知之時變非線性函數表示成未知之時變非線性函數表示成未知常數與正交基底函數之組合函

數，其次選擇適合的 Lyapunov 函數並利用 Lyapunov 穩定原理導出控制律及未知常數的更新律[20]。

在此以 X 軸為例進行控制器的推導，首先修改系統之動態數學模式如下：

$$\ddot{x} = f_1(x, t) + g(t)u + d_1(t) \quad (3.33)$$

其中 $f_1(x, t)$ 是一個未知時變函數且變化界限也未知，另外，假設未知函數 $g(t)$ 之界限是可以被估測的，即 $g_{\min} \leq g(t) \leq g_{\max}$ ，其中 g_{\min} 和 g_{\max} 為已知界限。因此，定義 $g(t)$ 為：

$$g(t) = g_m + \Delta g \quad (3.34)$$

此處 g_m 為正規化值，而 Δg 為未定量可以表示為

$$0 < \beta_{\min} \leq \Delta g \leq \beta_{\max} \quad (3.35)$$

接著定義平台位置誤差為 $e = x_{1d} - x_1$ ，於是誤差變化率 $\dot{e} = \dot{x}_{1d} - \dot{x}_1$ ，此處 x_{1d} 為平台期望位移， x_{1d} 為平台實際位移。依據上述，首先可定義滑動變數 s 為

$$s = \dot{e} + \lambda e \quad (3.36)$$

上式中 λ 為正值參數，依據上式滑動變數之時間導數為

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \ddot{e} + \lambda \dot{e} \\ &= \ddot{x}_{1d} - \ddot{x}_1 + \lambda \dot{e} \end{aligned} \quad (3.37)$$

為簡化分析程序，以下我們將系統動態 $f_1(x, t)$ 與不確定項 d_1 整合，並命名為 $f(x, t)$ ，將(3.33)代入(3.37)式得

$$\dot{s} = f_1(x, t) + g(t)u - \ddot{x} + \lambda \dot{e} \quad (3.38)$$

為使控制系統之輸出收斂至滑動面，因此設計一個控制律 $u(t)$ 如下式

$$u = \frac{1}{g_m} (-\hat{f} + \ddot{x}_1 - \lambda \dot{e} - \eta \operatorname{sgn}(s)) \quad (3.39)$$

將(3.39)式代入(3.38)式可得下式：

$$\dot{s} = -\eta \operatorname{sgn}(s) + (f - \hat{f}) + \Delta g u \quad (3.40)$$

利用正交函數近似法將(3.40)式中的與改寫成

$$f = W_f^T Z_f \quad (3.41)$$

$$\hat{f} = \hat{W}_f^T Z_f \quad (3.42)$$

其中 $W_f, \hat{W}_f \in R^n$ 為時變係數向量，而 $Z_f \in R^n$ 式正交基底函數所組成之基底向量。

因此方程式(3.40)可以寫成如下式：

$$\dot{s} = -\eta \operatorname{sgn}(s) + \tilde{W}_f^T Z_f + \Delta g u \quad (3.43)$$

其中 $\tilde{W}_f^T = W_f^T - \hat{W}_f^T$ 。為求得近似函數權重估測調整律及證明此控制器系統之穩定

性，選取 Lyapunov 候選函數如下：

$$V(s, \tilde{W}_f) = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2} \tilde{W}_f^T Q_f \tilde{W}_f \quad (3.44)$$

其中 $Q_f \in R^{n \times n}$ 對稱正定矩陣。可求 Lyapunov 候選函數之時間導數如下式：

$$\dot{V}(s, \tilde{W}_f) = s \dot{s} + \tilde{W}_f^T Q_f \dot{\tilde{W}}_f \quad (3.45)$$

因為 W_f 為未知常數係數向量，所以 $\dot{\tilde{W}}_f^T = -\dot{\hat{W}}_f^T$ ，則方程式改寫成下式：

$$\begin{aligned} \dot{V}(s, \tilde{W}_f) &= s(-\eta \operatorname{sgn}(s) + \tilde{W}_f^T Z_f + \Delta g u) + \tilde{W}_f^T Q_f \dot{\tilde{W}}_f \\ &= -\eta |s| + \tilde{W}_f^T (Z_f s - Q_f \dot{\hat{W}}_f) + \Delta g u s \end{aligned} \quad (3.46)$$

以可選取權重調整律為

$$\dot{\hat{W}}_f = Q_f^{-1} Z_f s \quad (3.47)$$

將(3.47)式帶入(3.46)式可得

$$\dot{V} = -\eta |s| + \Delta g u s \quad (3.48)$$

為了抑制未知函數 $g(t)$ 受不確定因素之影響及建立適當之強健性可設計參數 η 以滿足下式：

$$\eta = \beta_{maz} u_{\max} \quad (3.49)$$

因此 Lyapunov 候選函數之時間導數滿足下式：

$$\dot{V} \leq 0 \quad (3.50)$$

因此， $V(s, \tilde{W}_f)$ 為 Lyapunov 函數，上是顯表是使用是(3.47)之修正律可以確保此控制系統之穩定性。其次，可以透過 Barbralet's Lemma 來證明式(3.46)之控制律 $u(t)$ 可以確保控制輸出誤差能夠漸進收斂。所設計控制系統之方塊圖如圖 3-4 所示。

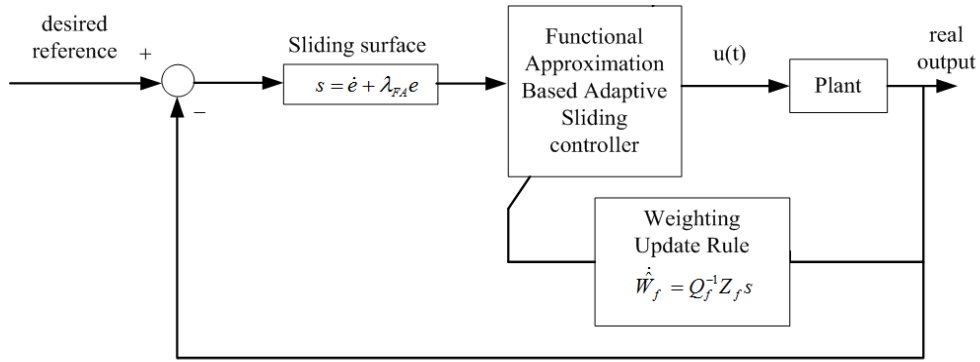


圖 3-4 FA 系統控制方塊圖

到此我們已完成 FA 控制法則之設計介紹，由於可以擔任正交基底的函數相當多，本研究選用最常見的傅立葉級數基底函數來做為近似任意非線性時變函數所用。

3.6 FA 控制器加上 AFSMC 補償之控制器設計

利用 FA 與 AFSMC 結合，吾人可得新的控制律 $u(t)$ 如下式

$$\begin{aligned} u(t) &= u_{FA} + u_{AFSMC}(t) \\ &= \frac{1}{g_m} (-\hat{f} + \ddot{x}_r - \lambda \dot{e} - \eta \operatorname{sgn}(s) - C^T \phi) \end{aligned} \quad (3.51)$$

上式中 $u_{FA}(t)$ 為 FA 計算之控制量， $u_{AFSMC}(t)$ 則是 AFSMC 計算之控制量。 \hat{f} 是估測值 $f(x, t)$ 之估測值。參數 $\eta > 0$ 用來達成系統適當之強健性，項為 AFSMC 之補償量 (C^T 為 AFSMC 解模糊化糊子集合中心值， ϕ 為單一模糊子集合 weight 值)，其大小可以由第 3.2

節中描述之模糊化、模糊推論及解模糊化等過程而得。過程中所使用之誤差及誤差變化量之三角型隸屬函數。AFSMC 中之比例因子 gs 被使用來將滑動變數應用到能夠被模糊化的範圍之內。

將(3.51)式代入(3.38)式可得下式：

$$\dot{s} = -\eta \operatorname{sgn}(s) + (f - \hat{f}) + \Delta gu - C^T \phi \quad (3.52)$$

利用正交函數近似法將(3.52)式中的 f 與改寫成

$$f = W_f^T Z_f \quad (3.53)$$

$$\hat{f} = \hat{W}_f^T Z_f \quad (3.54)$$

其中 $W_f, \hat{W}_f \in R^n$ 為時變係數向量，而 $Z_f \in R^n$ 式正交基底函數所組成之基底向量。

因此方程式(3.40)可以寫成如下式：

$$\dot{s} = -\eta \operatorname{sgn}(s) + (f - \hat{f}) + \Delta gu - C^T \phi \quad (3.55)$$

其中 $W_f, \tilde{W}_f^T = W_f^T - \hat{W}_f^T$ 。為求得近似函數權重估測調整律及證明此控制器系統之

穩定性，選取 Lyapunov 候選函數如下：

$$V(s, \tilde{W}_f, C) = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2} \tilde{W}_f^T Q_f \tilde{W}_f + C^T \quad (3.56)$$

其中 $Q_f \in R^{n \times n}$ 對稱正定矩陣。可求 Lyapunov 候選函數之時間導數如下式：

$$\dot{V}(s, \tilde{W}_f, C) = s\dot{s} + \tilde{W}_f^T Q_f \dot{\tilde{W}}_f + \frac{1}{\gamma} C^T \dot{C} \quad (3.57)$$

因為 W_f 為未知常數係數向量，所以 $\dot{\hat{W}}_f^T = -\dot{\tilde{W}}_f^T$ ，則方程式改寫成下式：

$$\begin{aligned} \dot{V}(s, \tilde{W}_f, C) &= s(-\eta \operatorname{sgn}(s) + \tilde{W}_f^T Z_f + \Delta gu - C^T \phi) + \tilde{W}_f^T Q_f \dot{\tilde{W}}_f + \frac{1}{\gamma} C^T \dot{C} \\ &= -\eta |s| + \tilde{W}_f^T (Z_f s - Q_f \dot{\tilde{W}}_f) - C^T (s\phi - \frac{1}{\gamma} \dot{C}) + \Delta gus \end{aligned} \quad (3.58)$$

依據(3.56)式可選取 $\dot{\tilde{W}}_f$ 之權重調整律及 C 之更新律為

$$\dot{\tilde{W}}_f = Q_f^{-1} Z_f s \quad (3.59)$$

$$\dot{C} = \gamma s \phi - k |s| C \quad (3.60)$$

其中 $\gamma > 0$ 為學習速率，直接修正解模糊化之中心值之位置，使其具有線上學習及更新解模糊規則庫之功能； $k > 0$ 為一參數已導入更新律之 e-modification 項，將(3.59)與(3.60)式代入(3.58)式可得

$$\dot{V}(s, \tilde{W}_f, C) = -\eta |s| - C^T \left(\frac{k}{\gamma} |s| C \right) + \Delta g u s \quad (3.61)$$

為了抑制未知函數 $g(t)$ 受不確定因素之影響及建立適當之強健性可設計參數 η 以滿足下式：

$$\eta = \beta_{maz} u_{\max} \quad (3.62)$$

因此，Lyapunov 候選函數之時間導數滿足下式：

$$\dot{V}(s, \tilde{W}_f, C) \leq -\frac{k}{\gamma} |s| C^T C \leq 0 \quad (3.63)$$

因此， $\dot{V}(s, \tilde{W}_f, C)$ 為 Lyapunov 函數，且其原點為均勻穩定， s 、 \tilde{W}_f 及 C 皆為均勻有界。所設計控制系統之方塊圖如圖 3-5 所示。

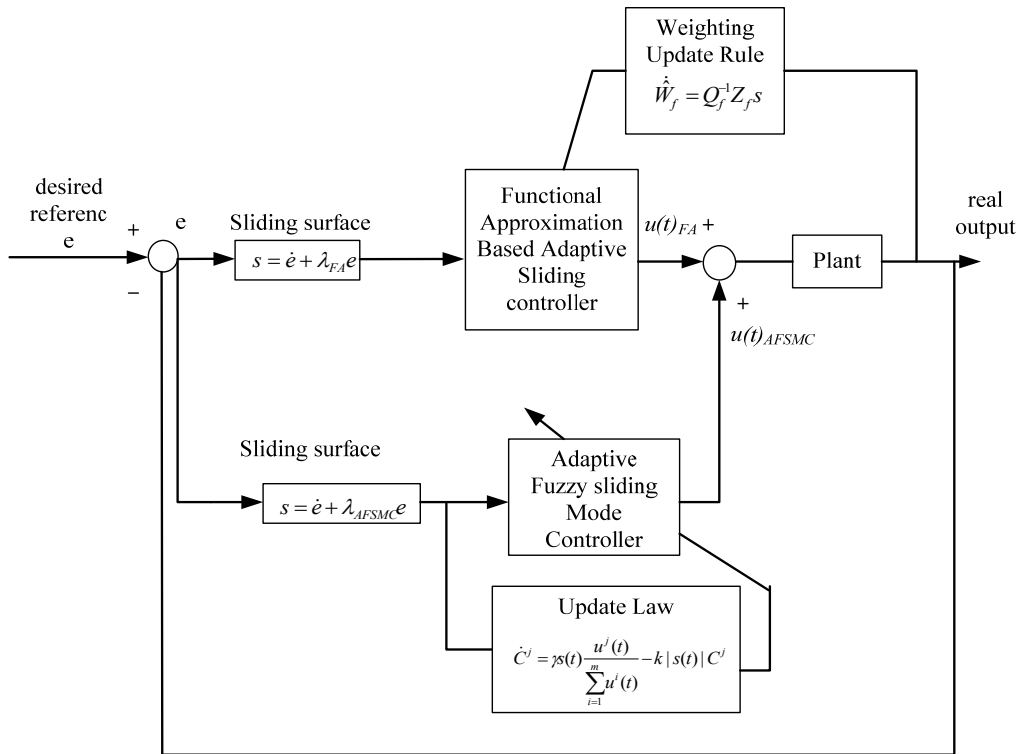


圖 3-5 FA+AFSMC 系統控制方塊圖

第四章 實驗研究

4.1 實驗參數設定

本研究探討的重點在於單一關節氣壓肌肉制動器之控制性能，控制器採用比例控制器(P control)、適應模糊滑動模式控制器(AFSMC)及以正交函數為基底之適應性模糊滑動模式控制器(FA+AFSMC)三種控制器來驗證比較控制器的控制性能。角度追蹤控制設定值為 ± 20 度，電壓為 $\pm 5V$ ，參考輸入為方波、正弦波輸入。

另外在訊號處理方面，雜訊時常會造成不必要的訊號被擷取，對控制器的處理與運算造成干擾，因此必須將雜訊濾除。故在本研究中採用一階低通數位濾波器：

$$y(k) = 0.1y(k) + 0.9y(k-1) \quad (4.1)$$

實驗中以 Borland C++Builder6 程式語言撰寫簡單的人機介面，其中包含了實驗起始的設定、追蹤控制以及資料儲存等功能。並以 AIO-3320 所提供之外部中斷作為時間計算，取樣頻率設定為 750 Hz。人機介面如圖 4-1 所示。

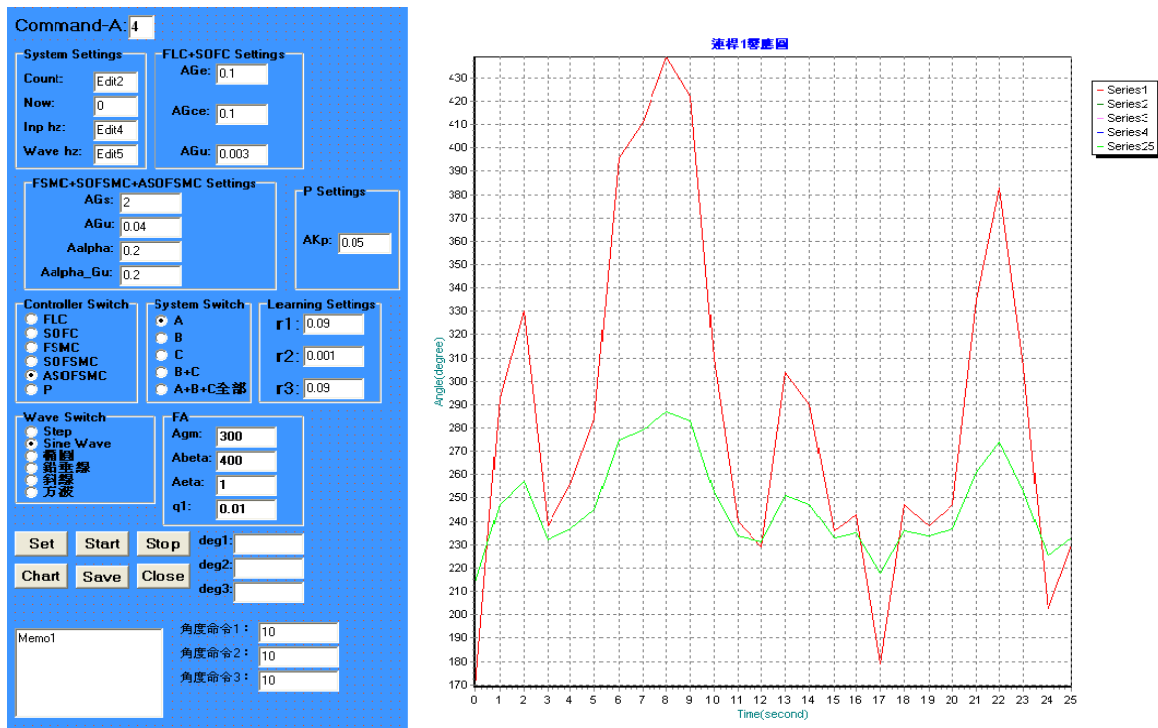


圖 4-1 Borland C++Builder6 程式人機介面圖

4.2 比例控制器(P Control)之實驗結果

在工程實務中，比例控制器(P Control)是最早使用的控制器，比例控制器具有結構簡單、穩定性良好、工作可靠、調整方便等優點。假若受控制對象的組態與參數無法完全掌握，或是無法獲知精確的數學模型時，系統控制器的參數就必須依靠經驗和實際調試來決定。比例控制器根據系統的誤差，利用比例增益計算出控制量，其控制器輸出量和控制器輸入量之間差值(誤差)在時域中如式(4.2)， K_p 為比例增益值。本實驗中各參數之設定值為固定如表 4-1 所示。

(4.2)

表 4-1 比例控制器方波與正弦波追蹤控制參數設定表

	K_p
正弦波	0.05
方波	0.05

4.2.1 P Control 無干擾的追蹤控制

圖 4-2 至圖 4-7 為 P control 應用在單軸氣壓肌肉致動器之方波追蹤響應之結果、誤差和控制信號。圖 4-2 為角度方波響應，最大超越量為 34.8%，穩態誤差為 0.021 deg，圖 4-5 為角度正弦波響應，最大振幅誤差為 4.07%，相位落後為 0.75 deg，圖 4-3 與圖 4-6 為角度參考輸入與實際輸出誤差，圖 4-4 與圖 4-7 為方波與正弦波響應控制信號。

最大超越量：令 $y(t)$ 為單位步階響應。令 y_{\max} 為 $y(t)$ 的最大值， y_{ss} 為 $y(t)$ 的穩態值，且 $y_{\max} \geq y_{ss}$ 。

(4-3)

受測訊號的振幅誤差：在最理想的狀況之下，數位器的頻寬要比測量的訊號中的最高頻率高出三到五倍，這樣才能在最低的振幅誤差下擷取訊號(所以所需頻寬=(3 至 5)*)

欲測頻率)。受測訊號的理論振幅誤差可以從數位器頻寬(B)與輸入訊號頻寬(fin)之間的
比例(R)計算得知。其中 $R = B/f_{in}$

(4.4)

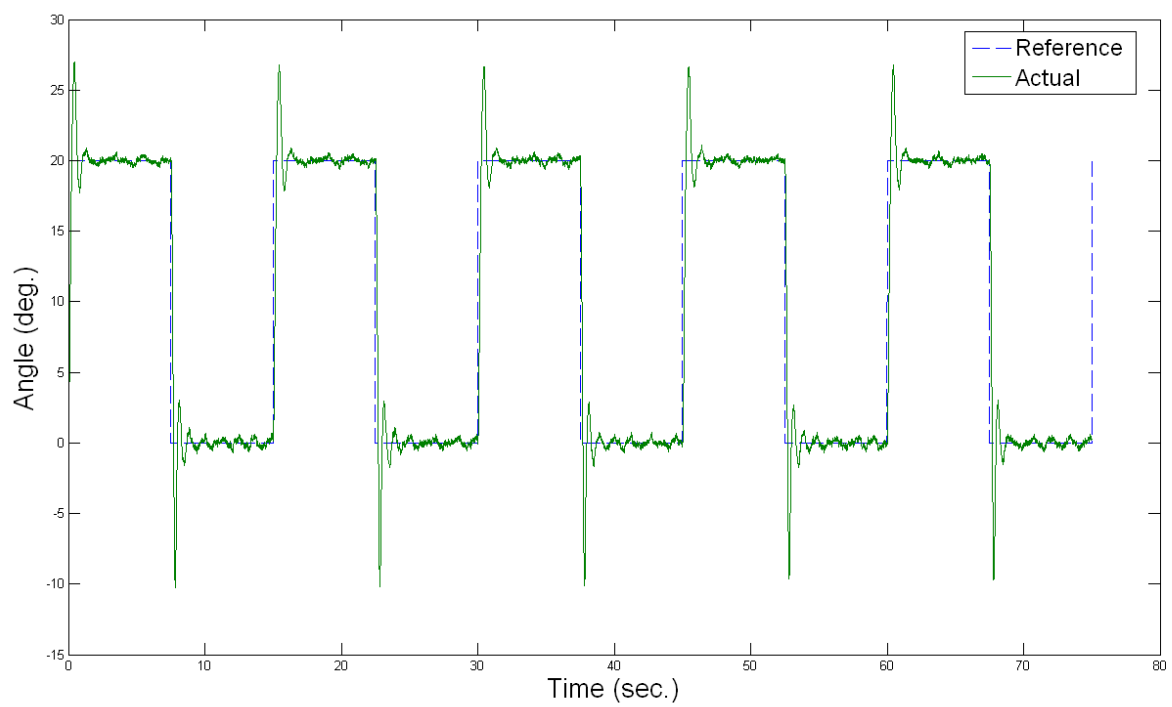


圖 4-2 P control 追蹤控制角度方波響應

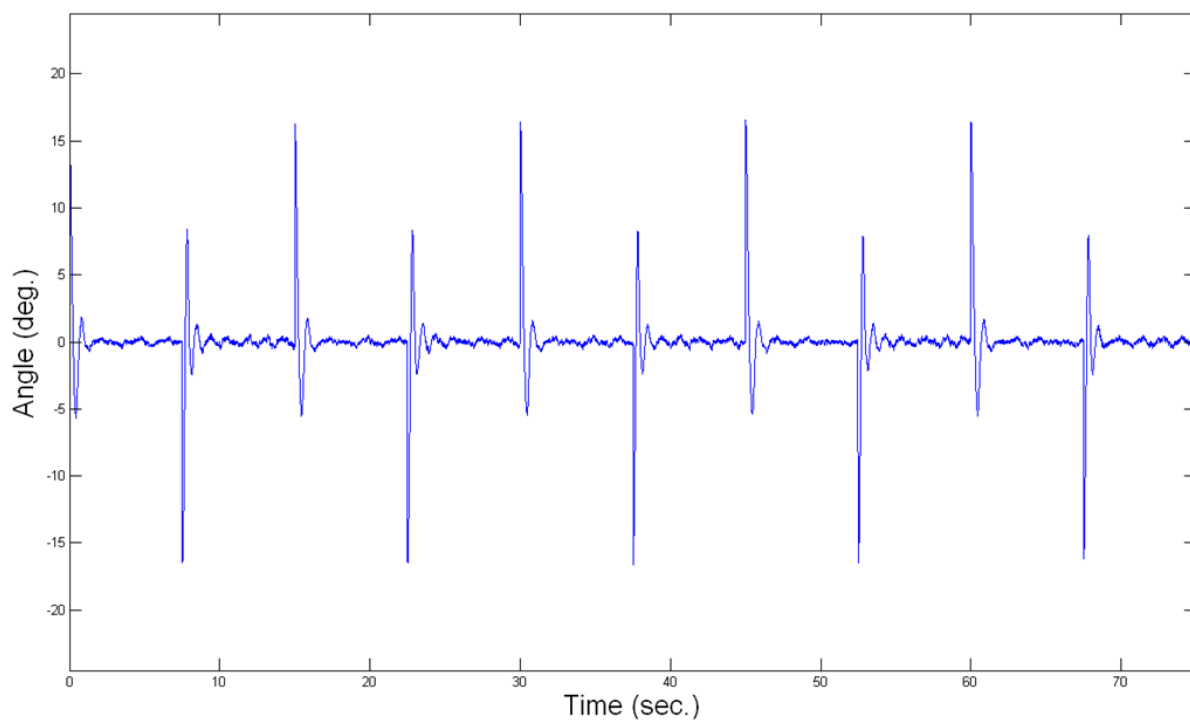


圖 4-3 P control 追蹤控制角度方波響應誤差

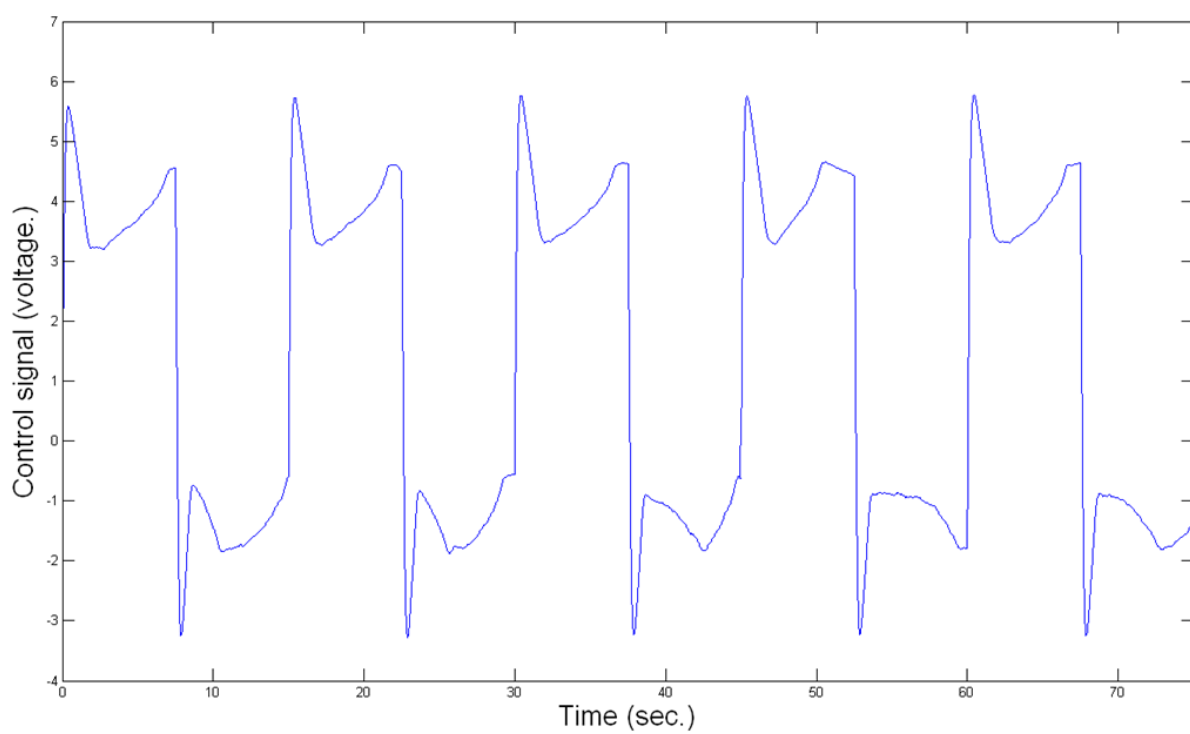


圖 4-4 P control 追蹤控制角度方波響應控制信號

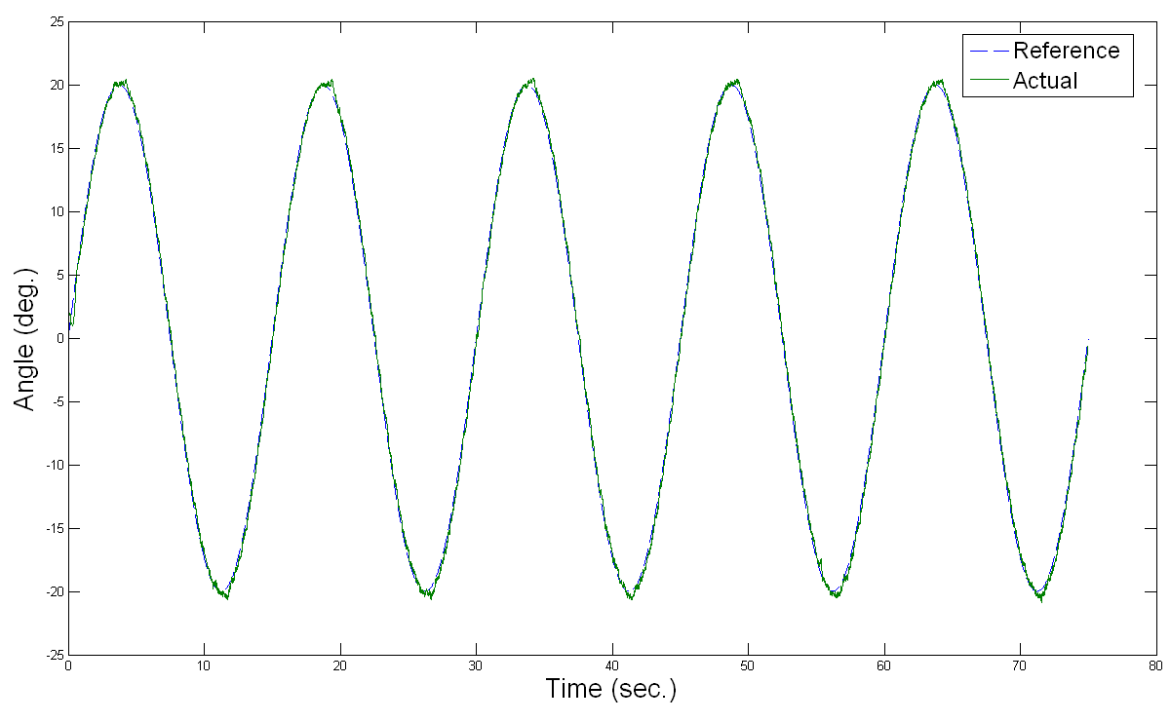


圖 4-5 P control 追蹤控制角度正弦波響應

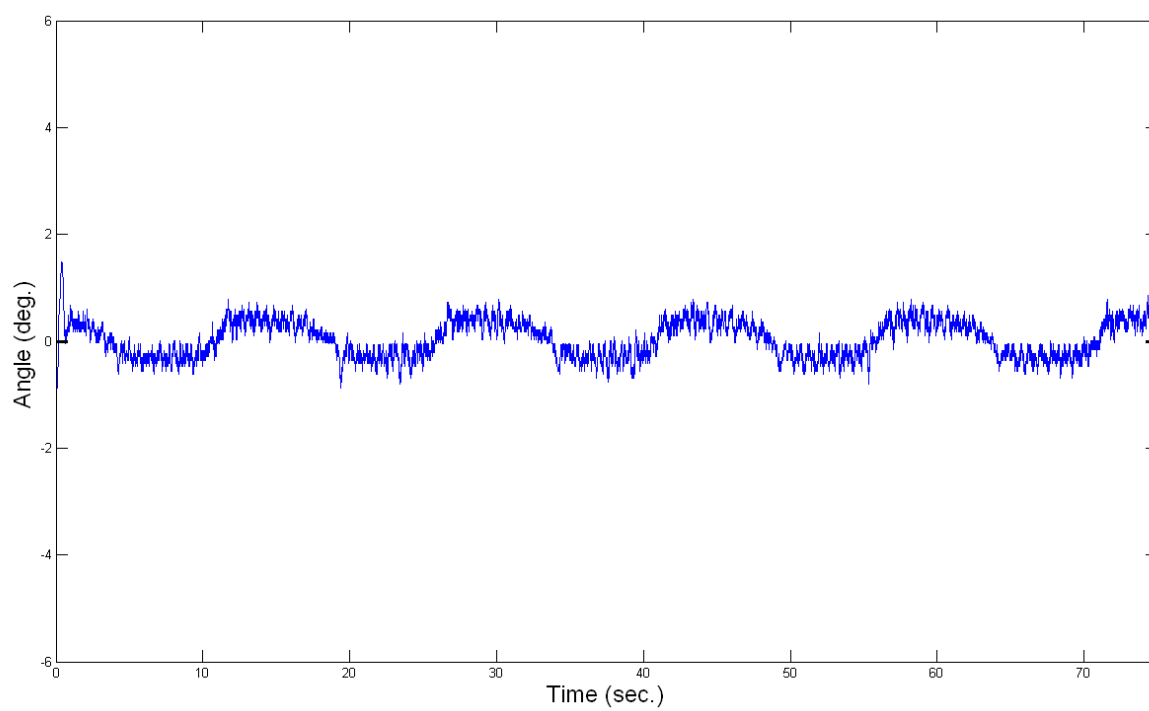


圖 4-6 P control 追蹤控制角度正弦波響應誤差

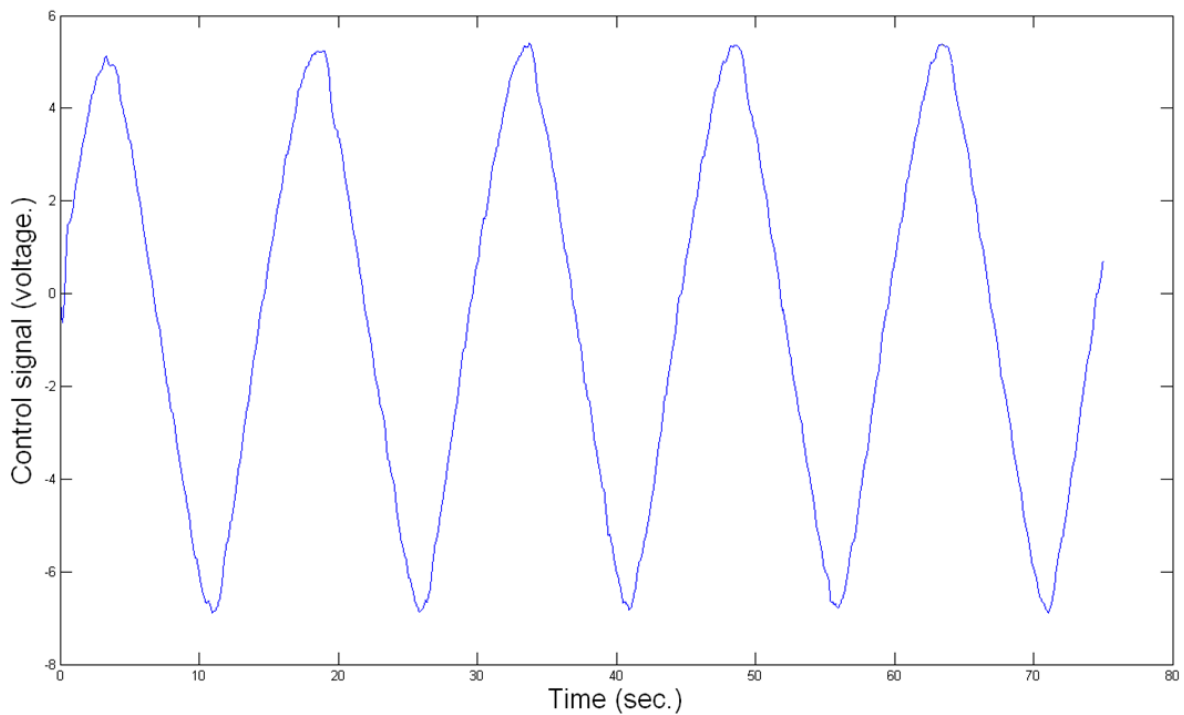


圖 4-7 P control 追蹤控制角度正弦波響應控制信號

4.2.2 P Control 加上干擾的追蹤控制

為了測試控制器的強韌性，以無桿式氣壓缸當作干擾缸，輸入一組正弦波的干擾信號給氣壓伺服閥，其干擾信號波形如圖 4-8 與圖 4-12 所示。圖 4-9 至圖 4-15 為 P control 應用在單軸氣壓肌肉致動器之方波追蹤響應之結果、誤差和控制信號。圖 4-9 為角度方波響應，最大超越量為 49.38%，穩態誤差為 0.061 deg，圖 4-13 為角度正弦波響應，最大振幅誤差為 6.78%，相位落後為 1.05 deg，圖 4-10 與圖 4-14 為角度參考輸入與實際輸出誤差，圖 4-11 與圖 4-15 為方波與正弦波響應控制信號。

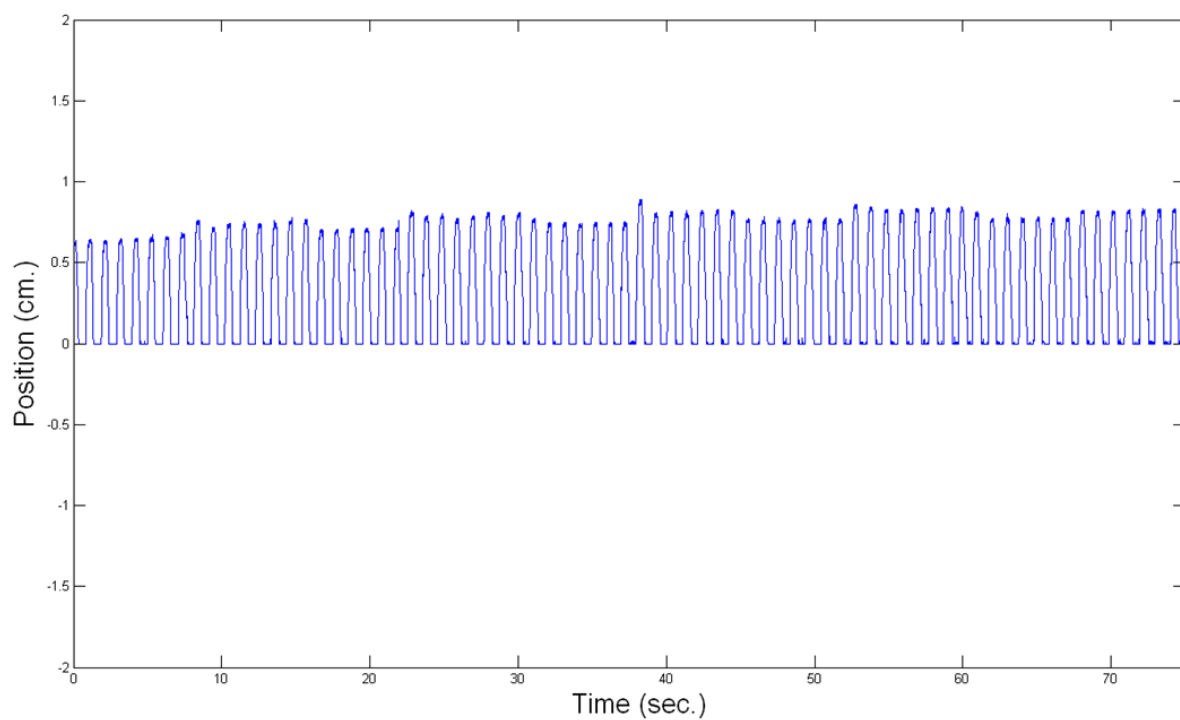


圖 4-8 P Control 方波無桿氣壓缸的干擾位移

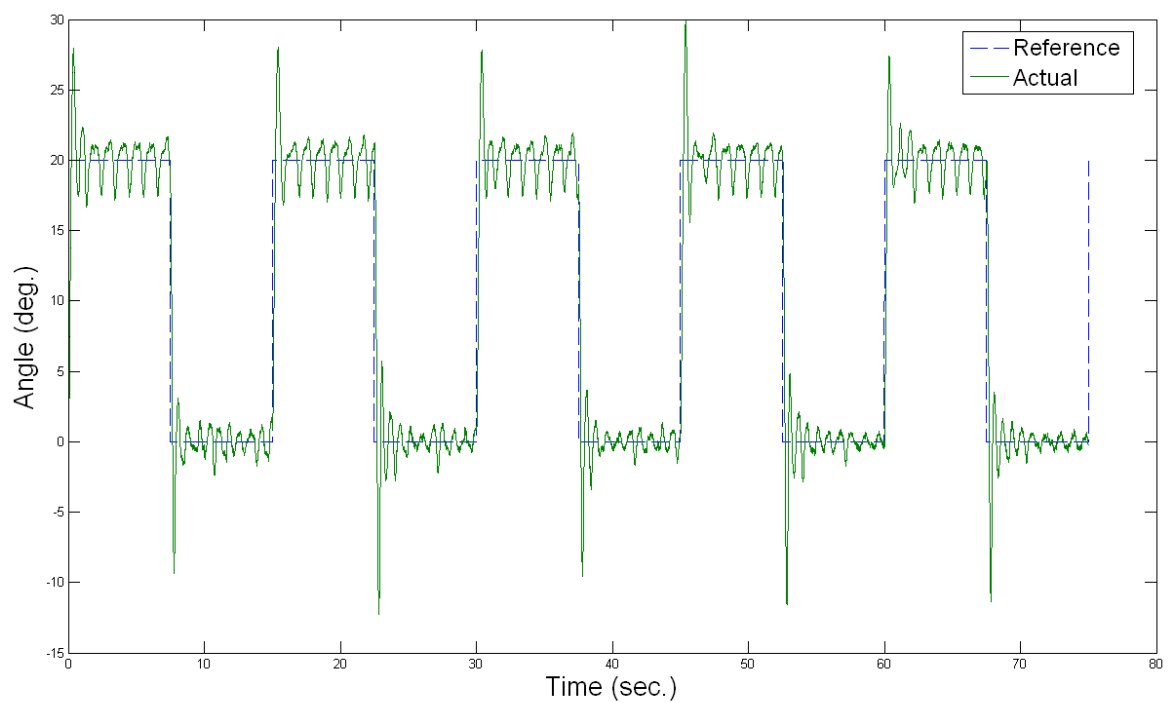


圖 4-9 P control 追蹤控制角度方波響應(加上干擾運動)

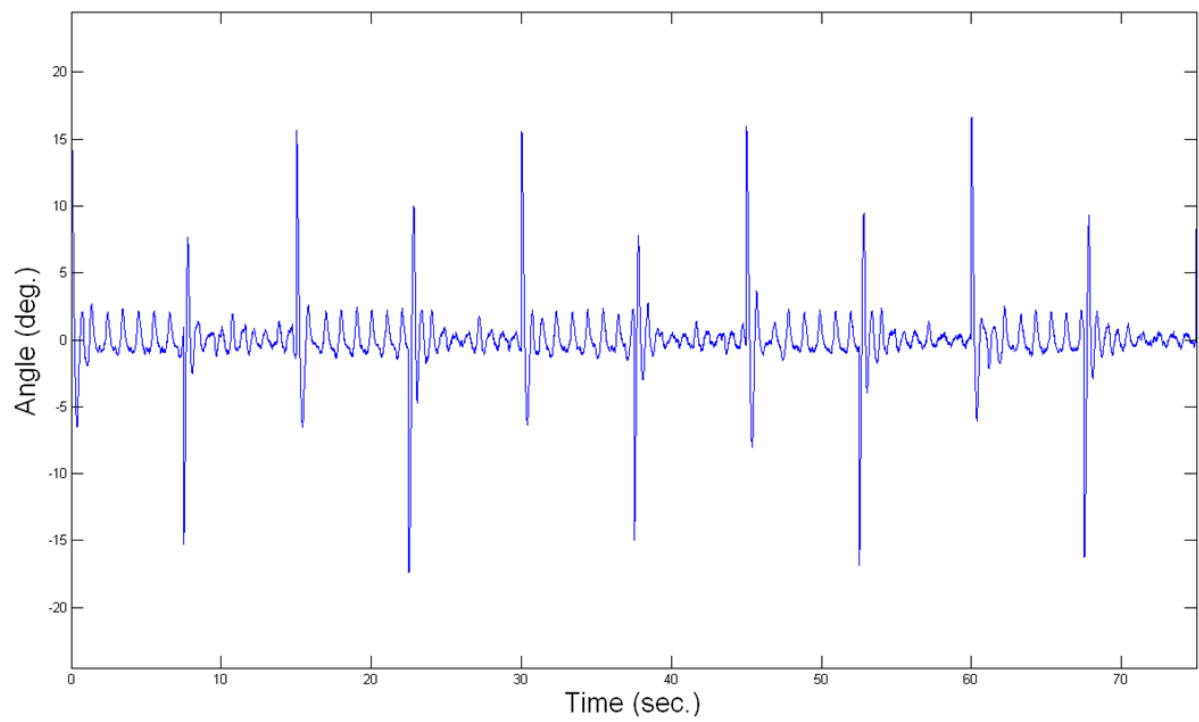


圖 4-10 P control 追蹤控制角度方波響應誤差(加上干擾運動)

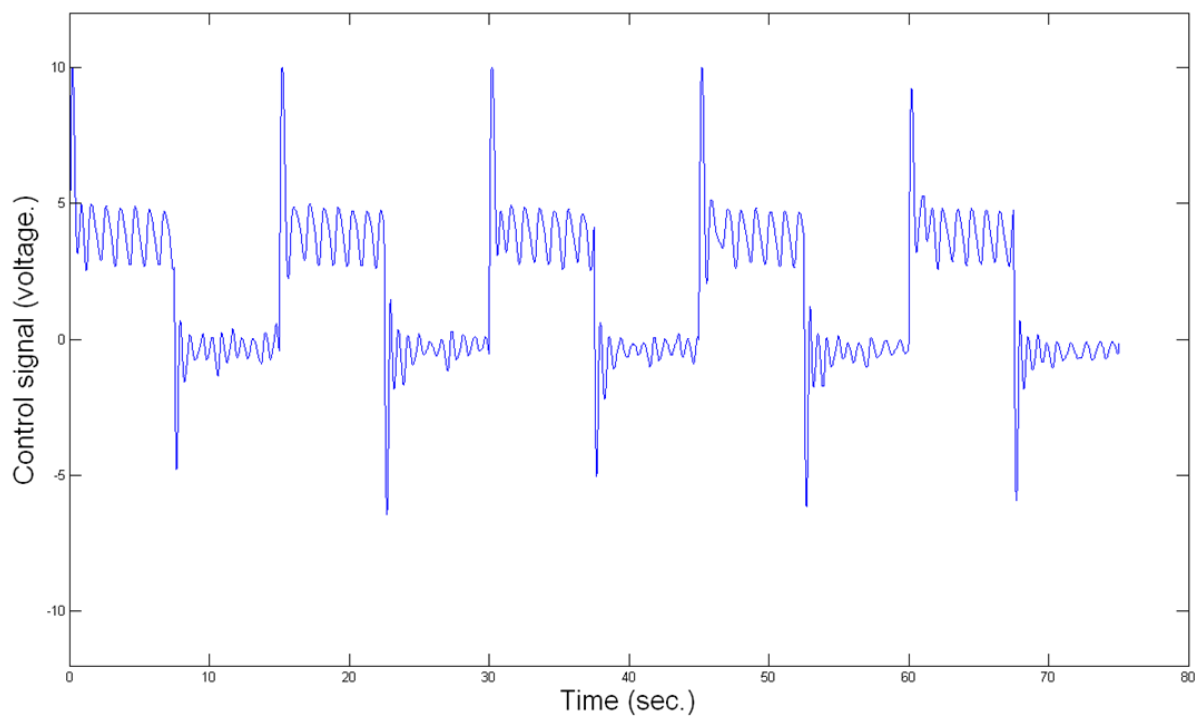


圖 4-11 P control 追蹤控制角度方波響應控制信號(加上干擾運動)

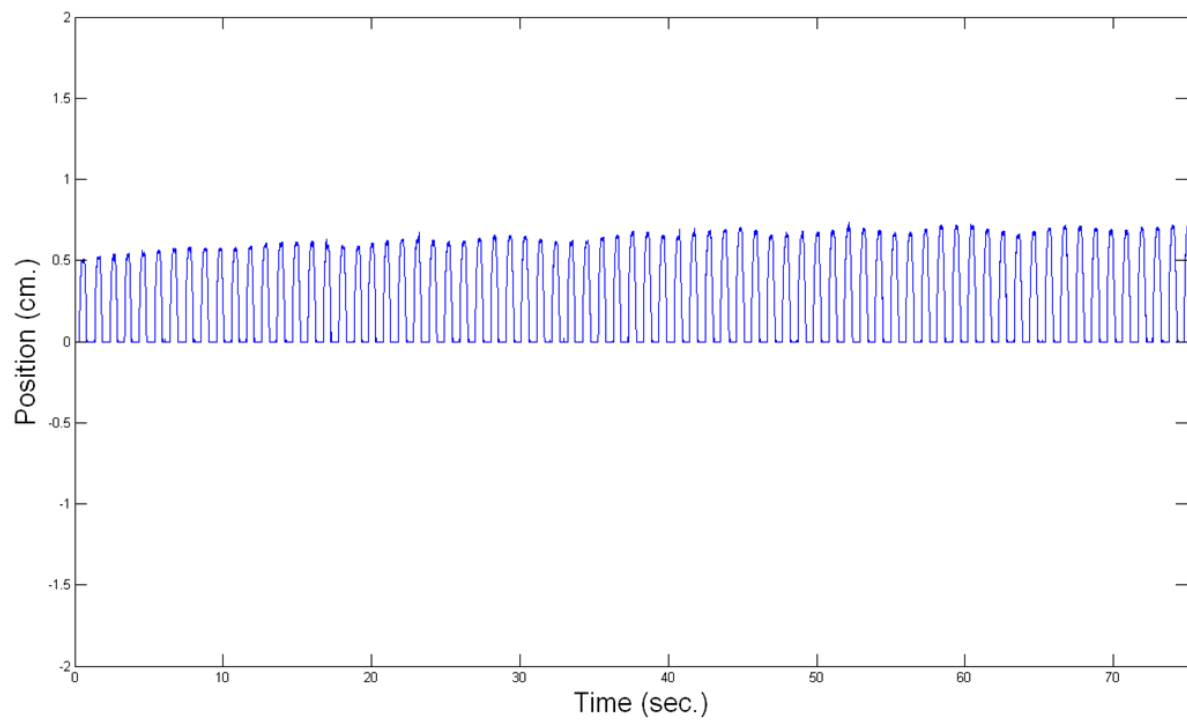


圖 4-12 P Control 正弦波無桿氣壓缸的干擾位移

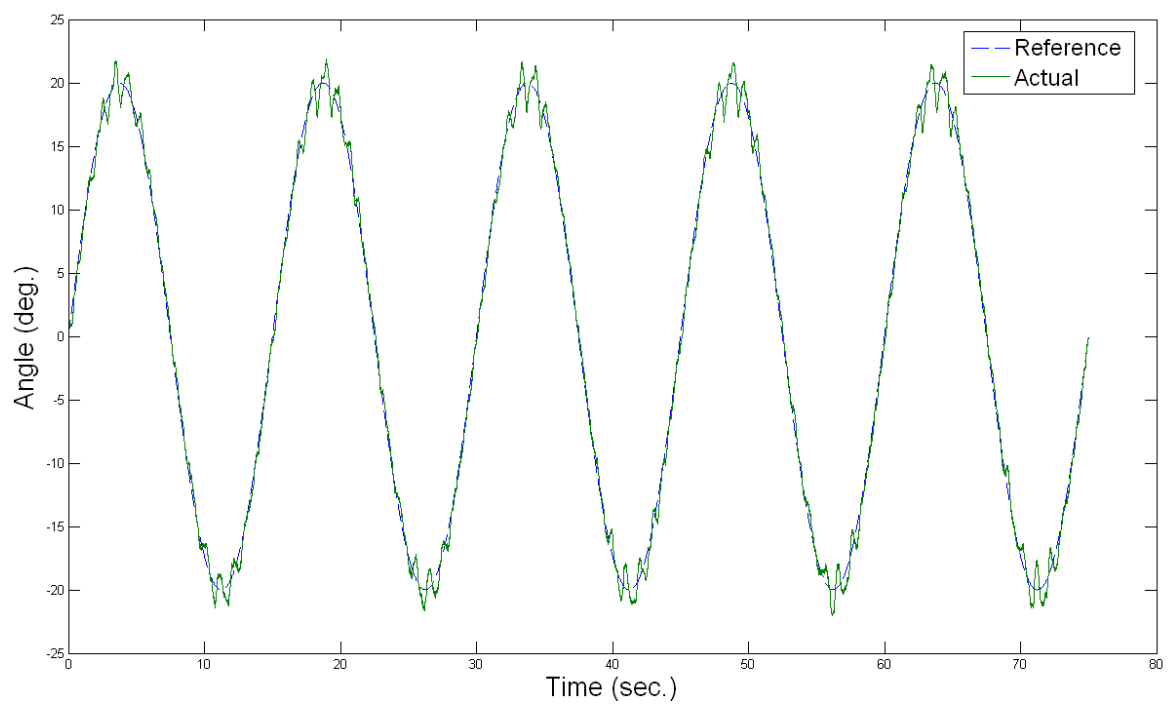


圖 4-13 P control 追蹤控制角度正弦波響應(加上干擾運動)

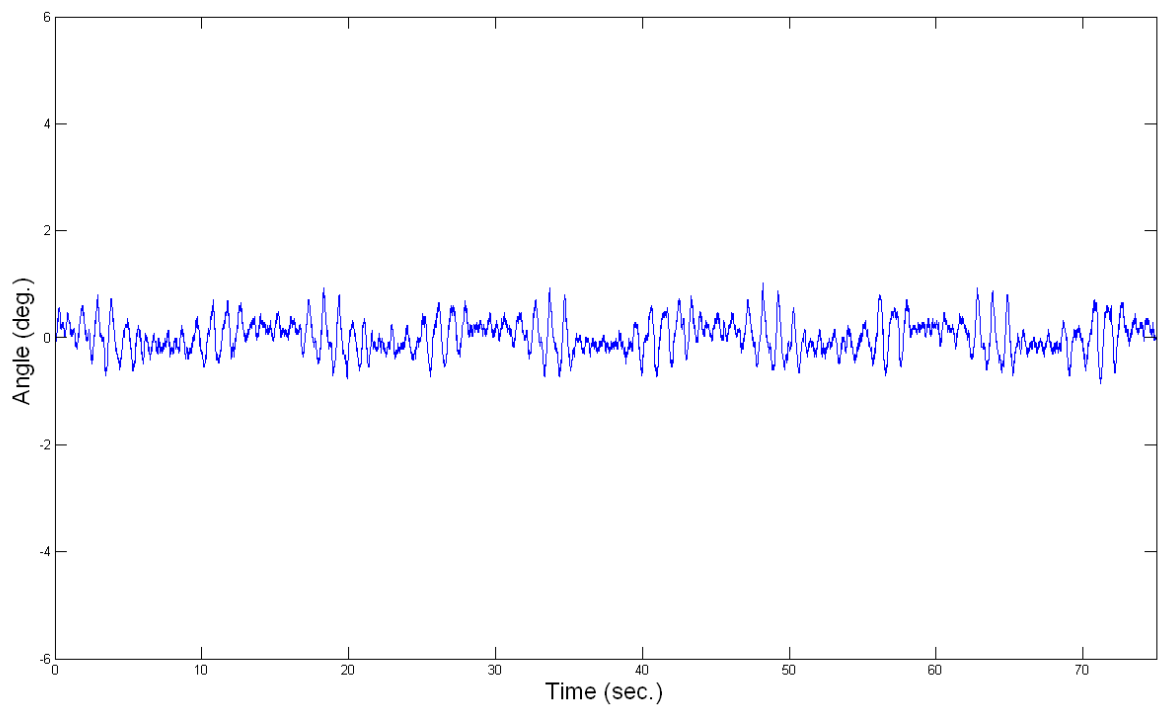


圖 4-14 P control 追蹤控制角度正弦波響應誤差(加上干擾運動)

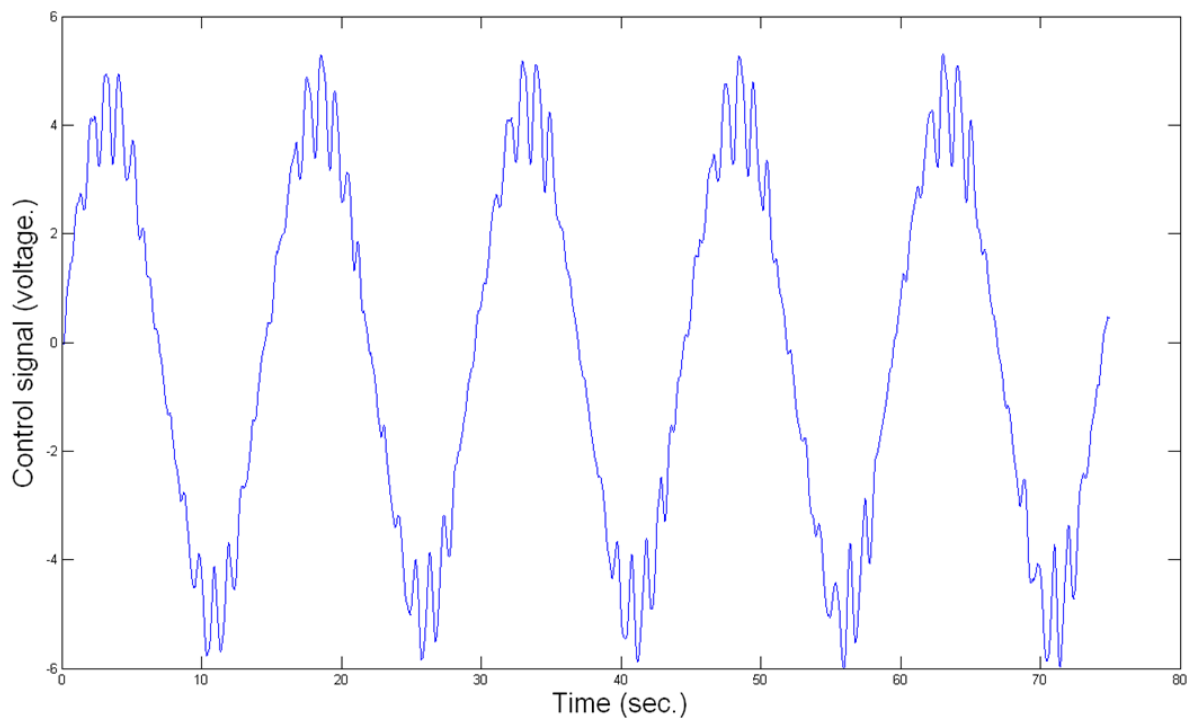


圖 4-15 P control 追蹤控制角度正弦波控制信號(加上干擾運動)

4.3 適應模糊滑動模式控制器(AFSMC)之實驗結果

在適應模糊滑動模式控制器部份，採用正規化且計算簡單對稱的三角形歸屬函數，分成等間距 13 個模糊子集合，如表 4.2 所示；規則庫選用以 1×13 個規則，如表 4.3 所示，模糊論域為 ± 3 ，而解模糊化採用高度法來完成。此外，適應機構以線上調整模糊規則庫，並以適應性控制法則線上調整比例因子，進而提高控制性能。由於氣壓伺服閥輸入電壓為 $\pm 5V$ ，輸出壓力為 $0 \sim 100$ psi，初始狀態為 0 psi，初始電壓 μ 為 $5V$ ，而模糊化後的輸出為 $\Delta\mu$ ，必須經過比例因子調變以及控制量的疊代（即輸出為 PI 型），才能當作控制器的輸出，如式(4.2)。且為了使 AFSMC 能適應各種參考輸入形式，本節實驗中各參數之設定值為固定如表 4.4 所列，其中 G_s 為滑動平面增益值， G_u 為控制增益起始值， λ_{AFSMC} 為滑動平面參數， $\lambda_{AFSMC} G_u$ 為適應增益值。

表 4-2 歸屬函數

S	-3	-2.5	-2	-1.5	-1	-0.5	0	0.5	1	1.5	2	2.5	3
U	-3	-2.5	-2	-1.5	-1	-0.5	0	0.5	1	1.5	2	2.5	3

表 4-3 模糊滑動模式初始規則表

規則中心	C_i												
	-3	-2.5	-2	-1.5	-1	-0.5	0	0.5	1	1.5	2	2.5	3

表 4-4 角度追蹤控制 AFSMC 參數設定表

	G_s	G_u	λ_{AFSMC}	$\lambda_{AFSMC} G_u$
正弦波	2	0.04	0.02	0.2
方波	2	0.04	0.02	0.2

4.3.1 AFSMC 無干擾的追蹤控制

圖 4-16 至圖 4-21 為 AFSMC 應用在單軸氣壓肌肉致動器之方波追蹤響應之結果、誤差和控制信號。圖 4-16 為角度方波響應，最大超越量為 22.8%，穩態誤差為 0.019 deg，圖 4-19 為角度正弦波響應，最大振幅誤差為 9.03%，相位落後為 0.16 deg，圖 4-17 與圖 4-20 為角度參考輸入與實際輸出誤差，圖 4-18 與圖 4-21 為方波與正弦波響應控制信號。

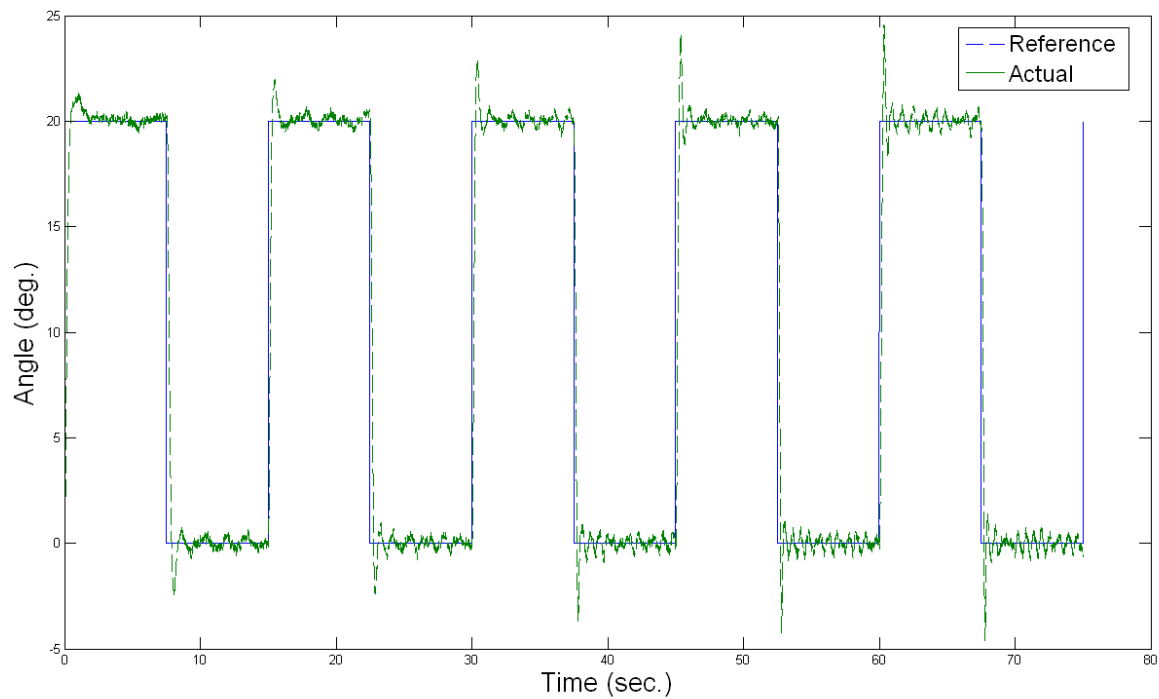


圖 4-16 AFSMC 追蹤控制角度方波響應

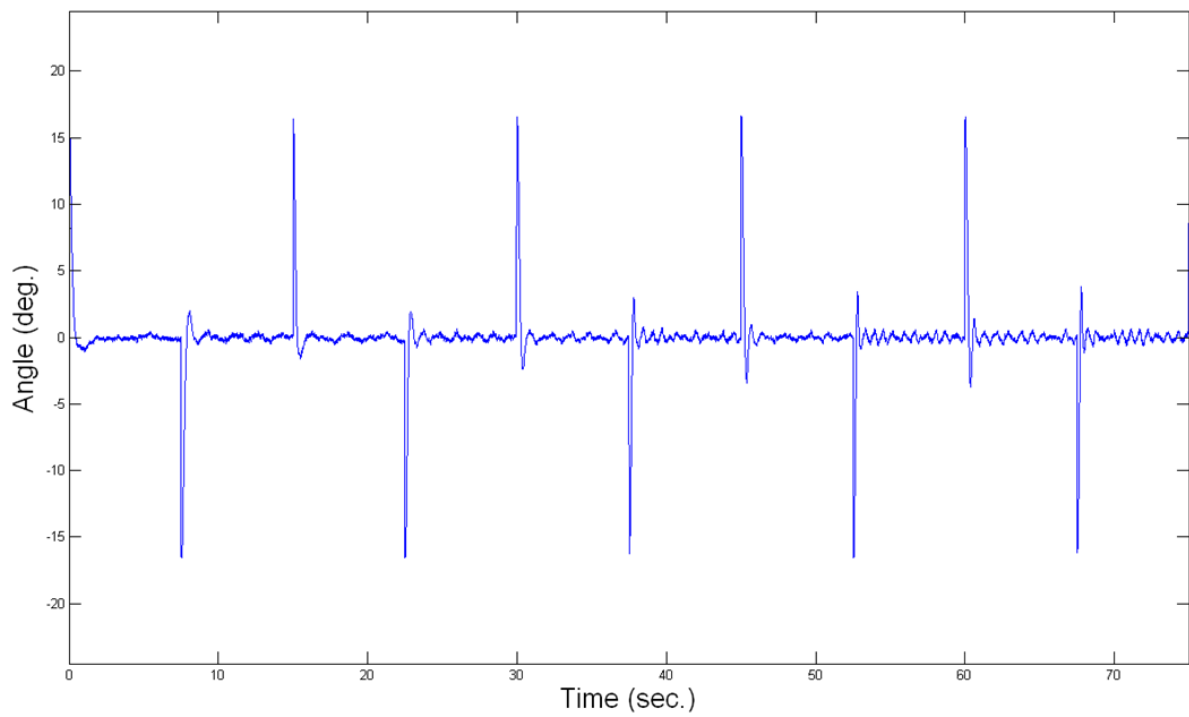


圖 4-17 AFSMC 追蹤控制角度方波響應誤差

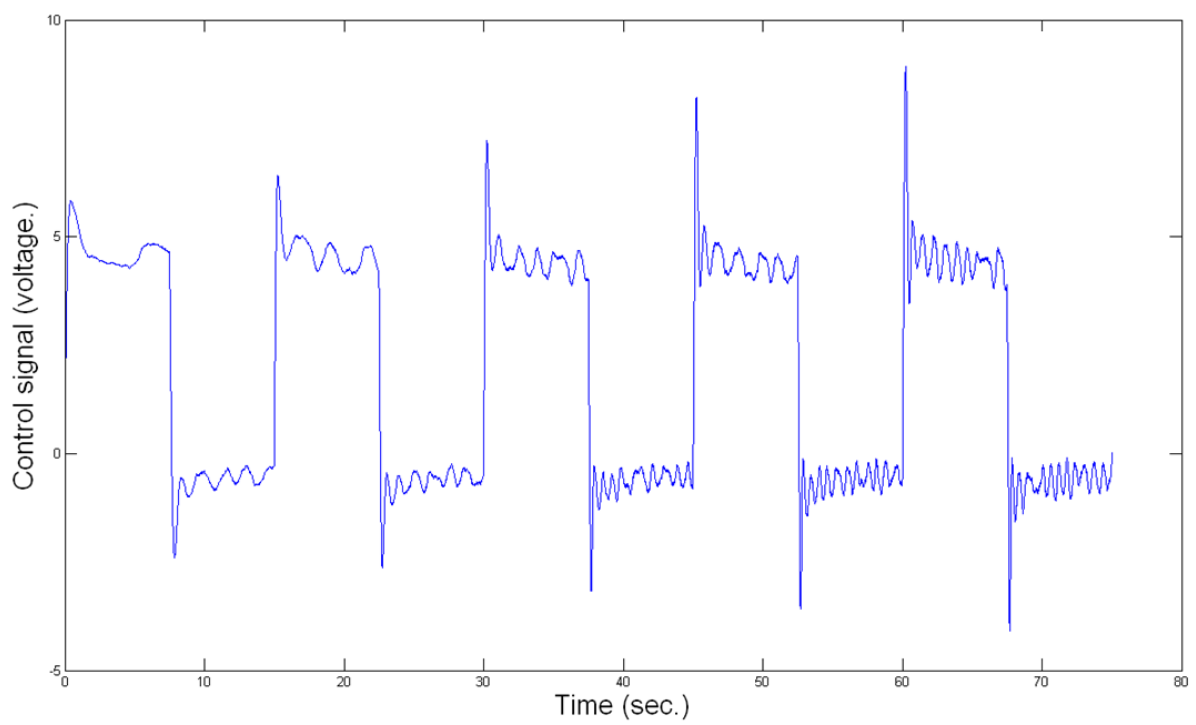


圖 4-18 AFSMC 追蹤控制角度方波控制信號

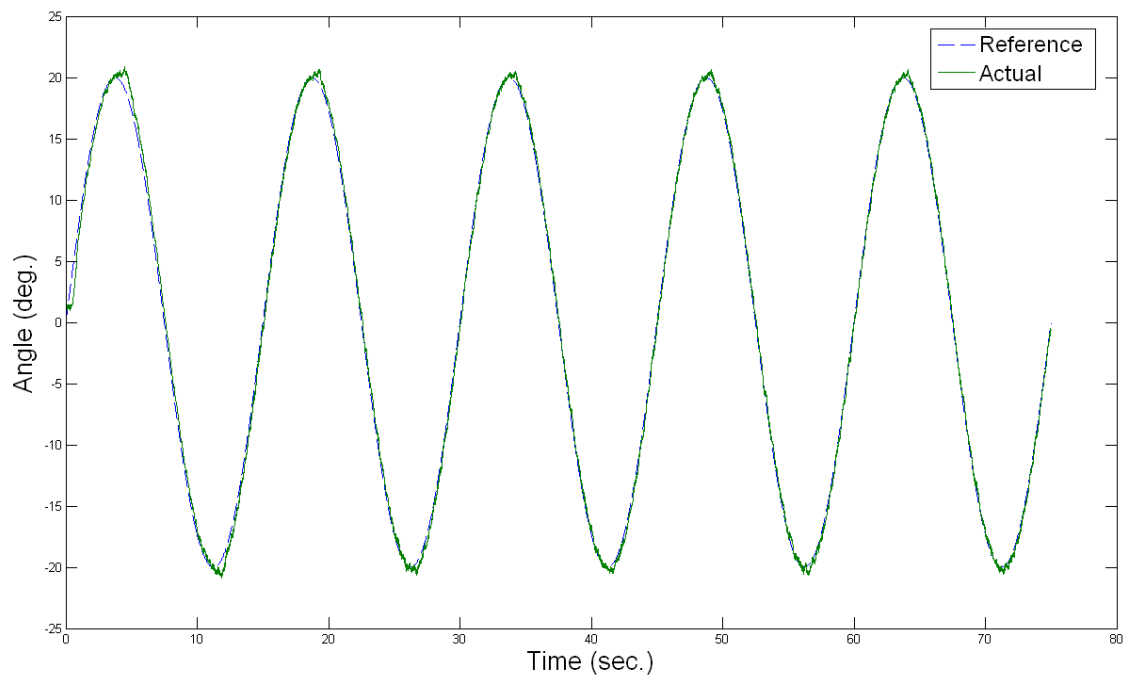


圖 4-19 AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應

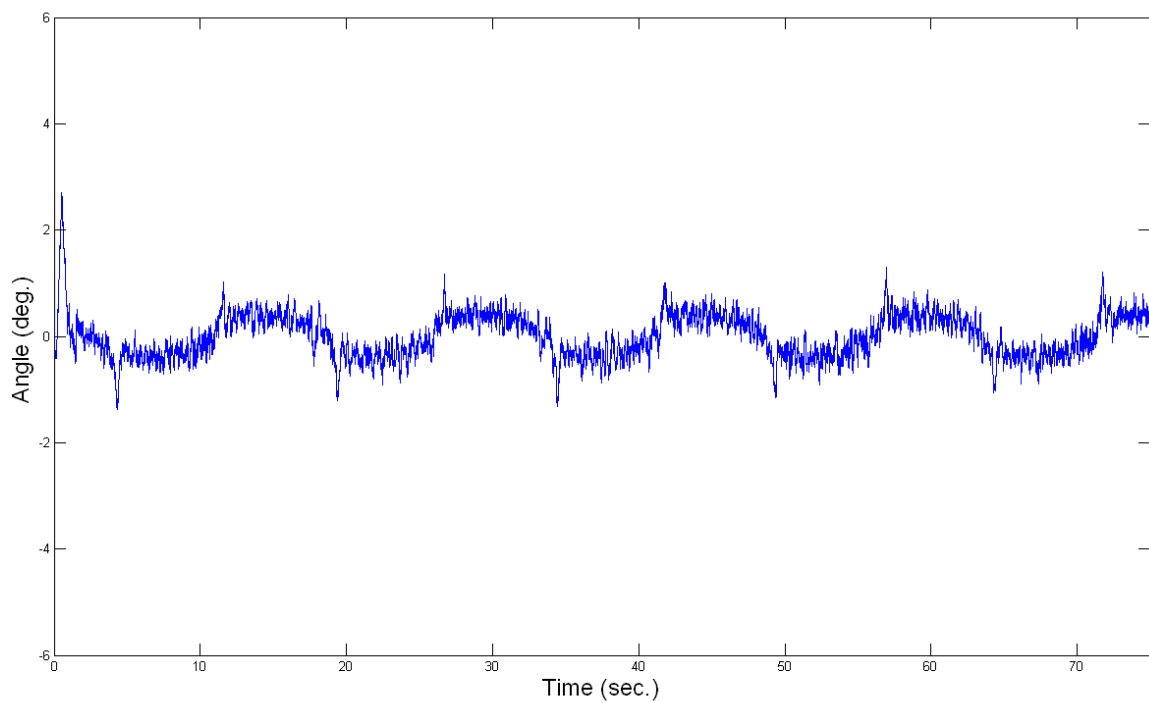


圖 4-20 AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應誤差

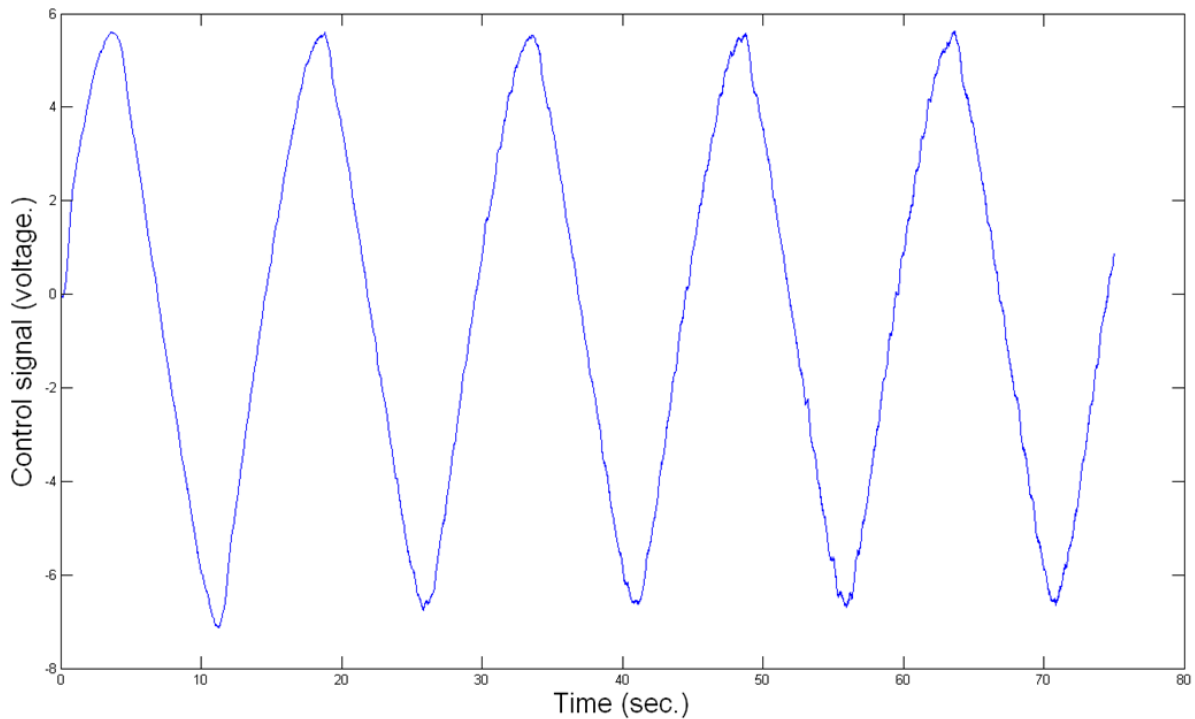


圖 4-21 AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應控制信號

4.3.2 AFSMC 加上干擾的追蹤控制

為了測試控制器的強韌性，以無桿式氣壓缸當作干擾缸，輸入一組正弦波的干擾訊號給氣壓伺服閥，其干擾訊號波形如方波圖 4-22 與正弦波圖 4-26 所示。圖 4-23~圖 4-30 為 AFSMC 應用在單軸氣壓肌肉致動器之方波追蹤響應之結果、誤差和控制信號。圖 4-23 為角度方波響應，最大超越量為 27.6%，穩態誤差為 0.02 deg，圖 4-27 為角度正弦波響應，最大振幅誤差為 9.48%，相位落後為 0.33 deg，圖 4-24 與圖 4-28 為角度參考輸入與實際輸出誤差，圖 4-25 與圖 4-29 為方波與正弦波響應控制信號。

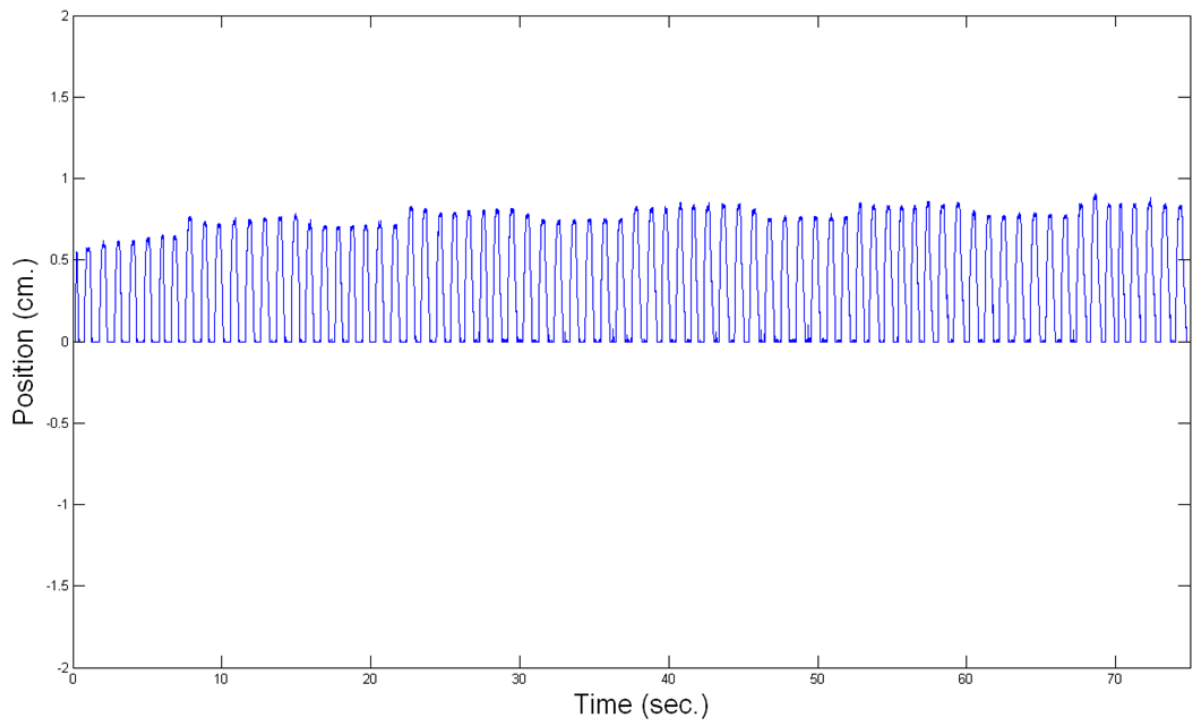


圖 4-22 AFSMC 方波無桿氣壓缸的干擾位移

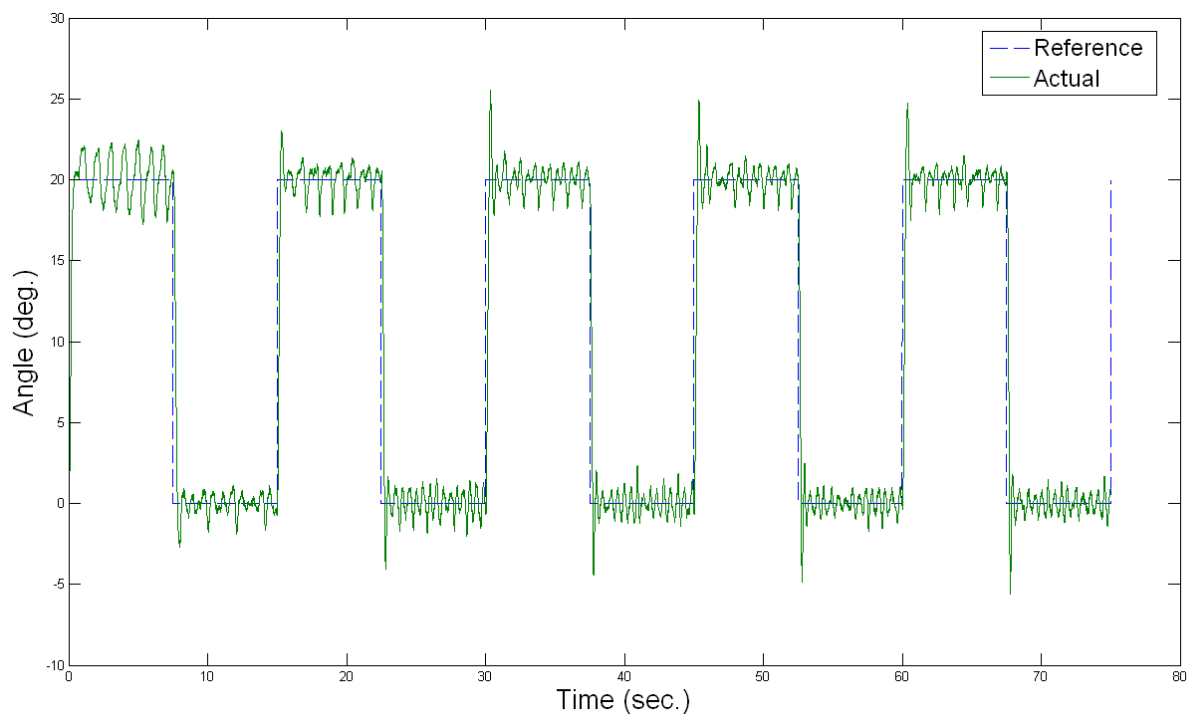


圖 4-23 AFSMC 追蹤控制角度方波響應(加上干擾運動)

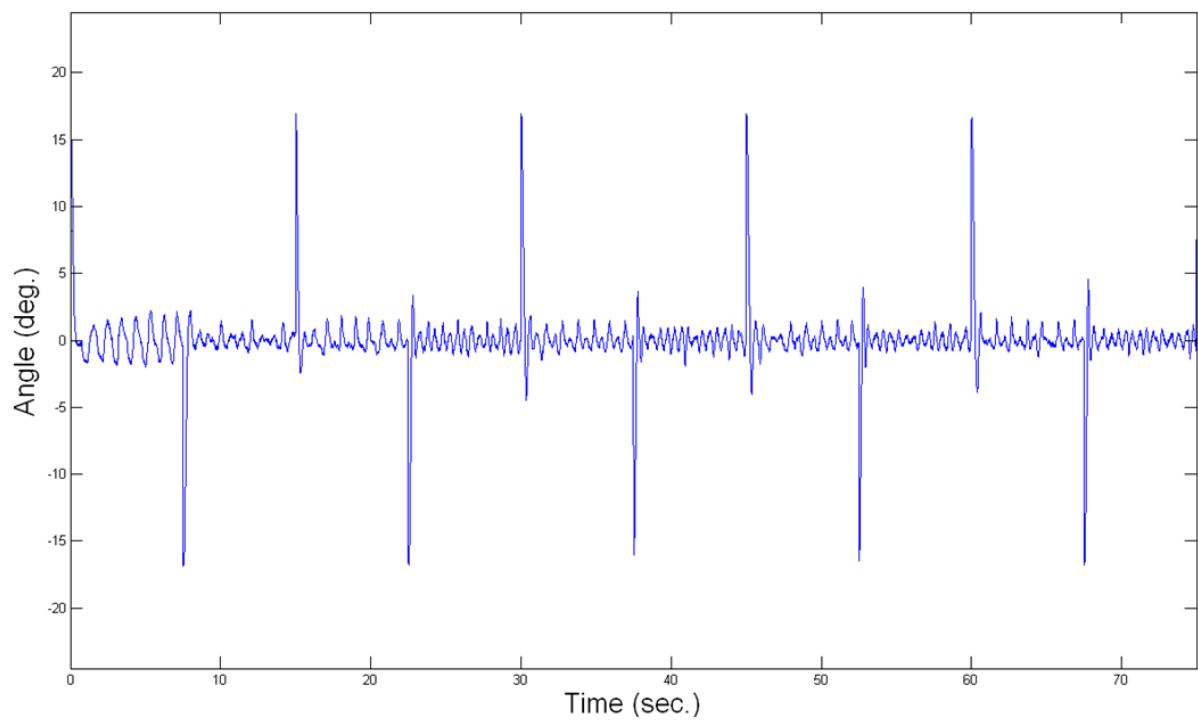


圖 4-24 AFSMC 追蹤控制角度方波響應誤差(加上干擾運動)

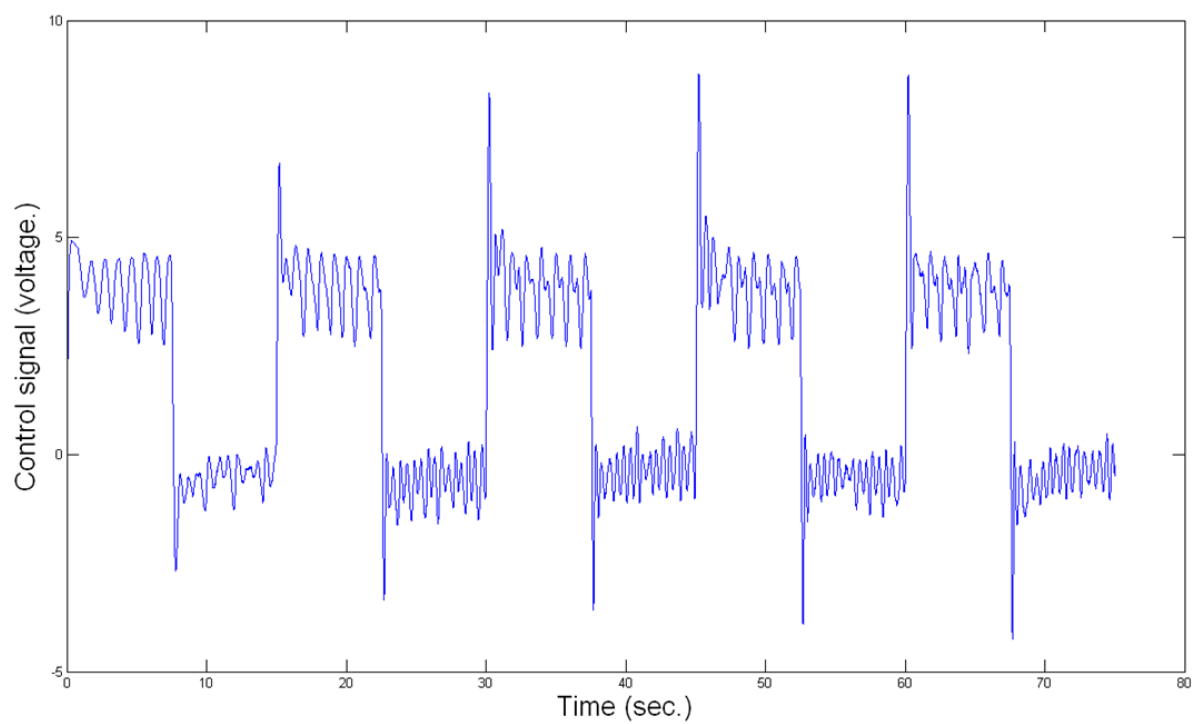


圖 4-25 AFSMC 追蹤控制角度方波響應控制信號(加上干擾運動)

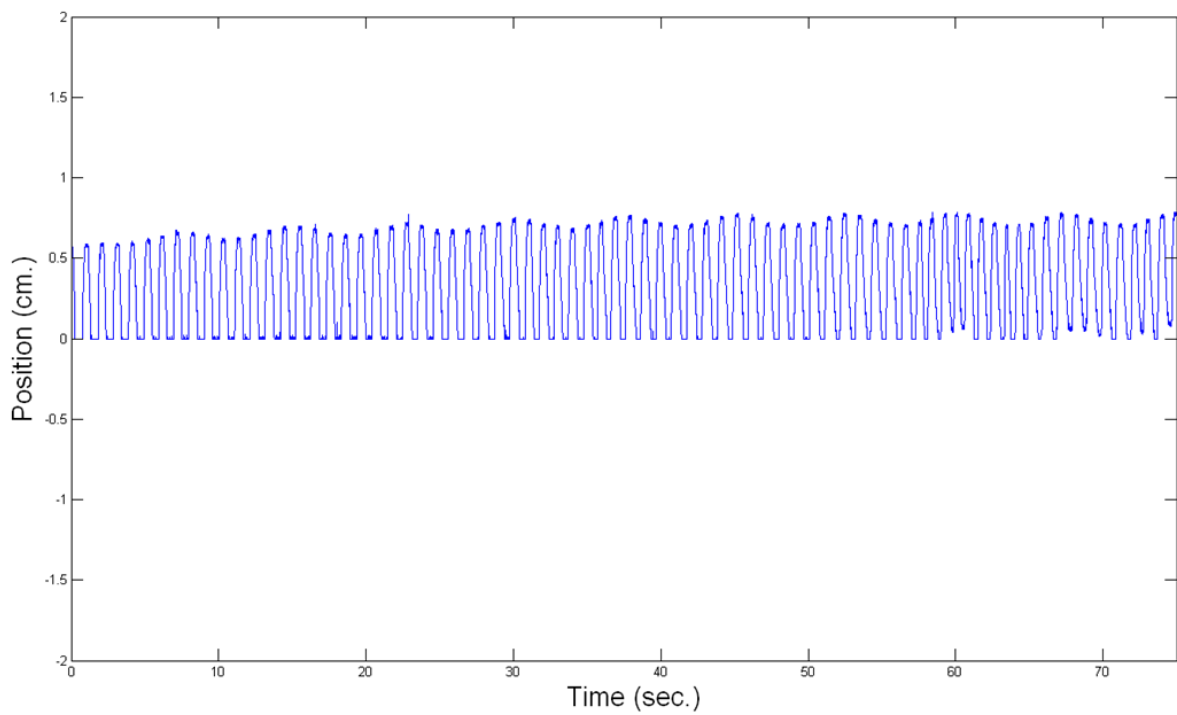


圖 4-26 AFSMC 正弦波無桿氣壓缸的干擾位移

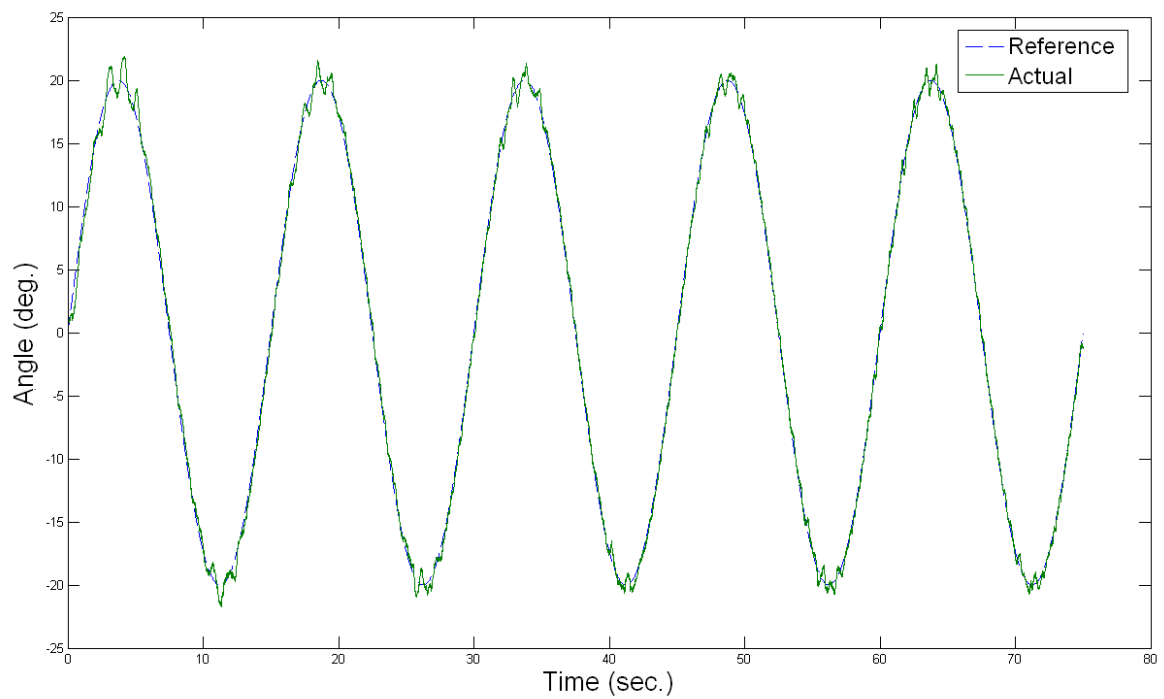


圖 4-27 AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應(加上干擾運動)

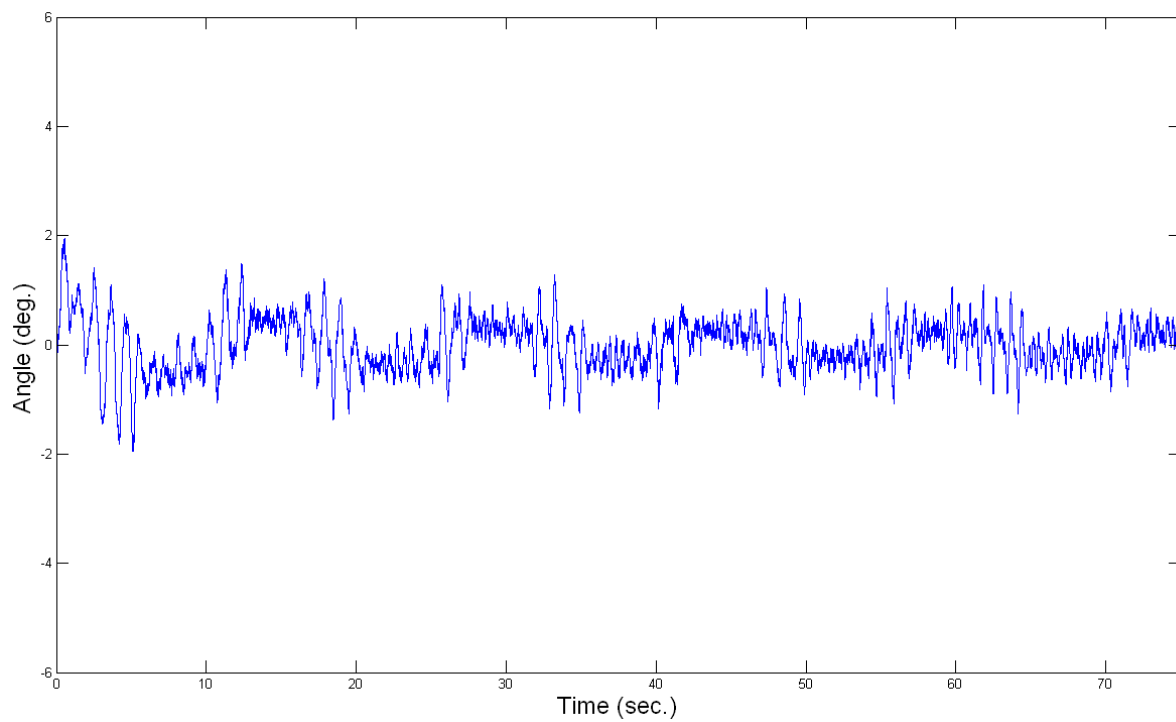


圖 4-28 AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應角度誤差(加上干擾運動)

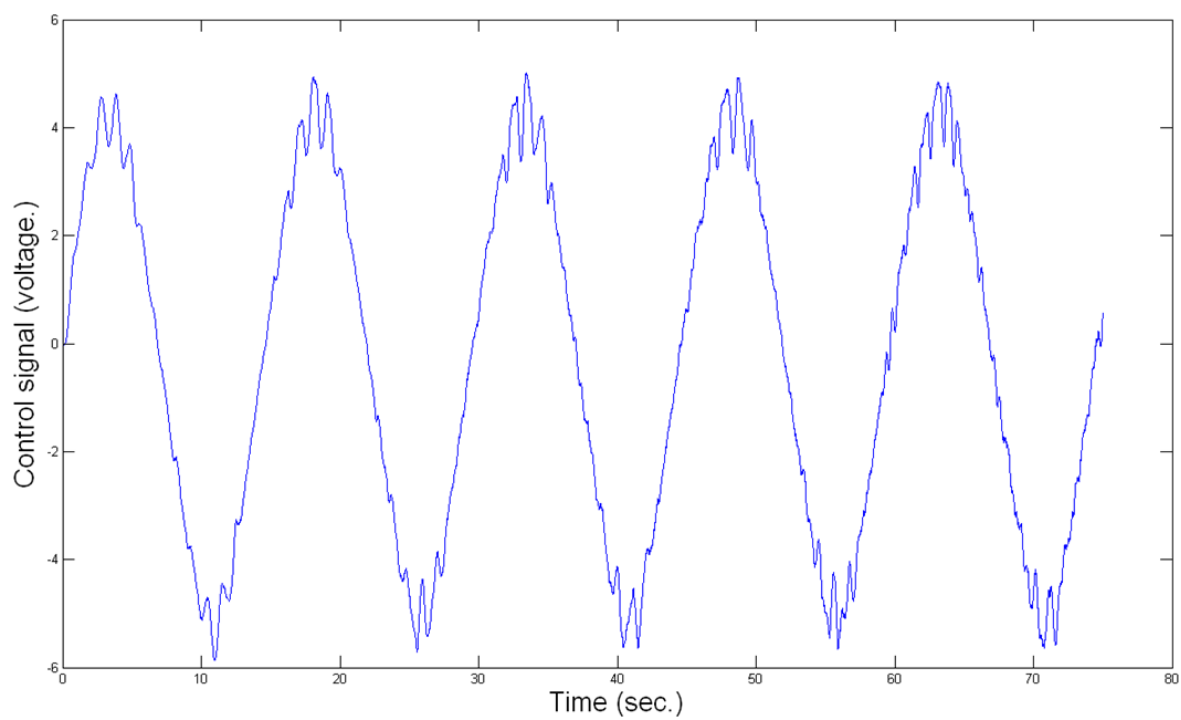


圖 4-29 AFSMC 追蹤控制正弦波響應控制信號(加上干擾運動)

4.4 正交函數加上適應模糊滑動模式控制器(FA+AFSMC)之實驗結果

本節將使用第三章所提及之函數近似法加上適應模糊滑動模式控制器(FA + AFSMC)，應用於角度追蹤控制設定值為 20 deg，參考輸入為方波、正弦波輸入。本章節在函數近似法加上適應模糊滑動模式控制器(FA+AFSMC)部份，且為了使(FA + AFSMC)能適應各種參考輸入形式，本節實驗中各參數之設定值為固定如表 4.5 所列，其中 G_s 為滑動平面增益值， G_u 為控制增益起始值， λ_{AFSMC} 為滑動平面參數， γ 為適應機構之學習效率， $\lambda_{AFSMC} \cdot G_u$ 為適應增益值， G_m 為正規化值， λ_{FA} 為滑動平面參數， η 為系統適當之強健性， Q_f 正定矩陣。

表 4-5 角度追蹤控制 FA+AFSMC 參數設定表

	G_s	G_u	λ_{AFSMC}	γ	$\lambda_{AFSMC} \cdot G_u$	G_m	λ_{FA}	η	Q_f
正弦波	0.1	0.07	0.25	0.1	0.2	1800	400	1	0.04
方波	0.002	50	0.03	0.09	0.1	5	0.05	1	4

4.4.1 FA+AFSMC 無干擾的追蹤控制

圖 4-30~圖 4-35 為 FA+AFSMC 應用在單軸氣壓肌肉致動器之方波追蹤響應之結果、誤差和控制信號。圖 4-30 為角度方波響應，最大超越量為 2.92%，穩態誤差為 0.01 deg，圖 4-33 為角度正弦波響應，最大振幅誤差為 3.33%，相位落後為 0.01 deg，圖 4-31 與圖 4-34 為角度參考輸入與實際輸出誤差，圖 4-32 與圖 4-35 為方波與正弦波響應控制信號。

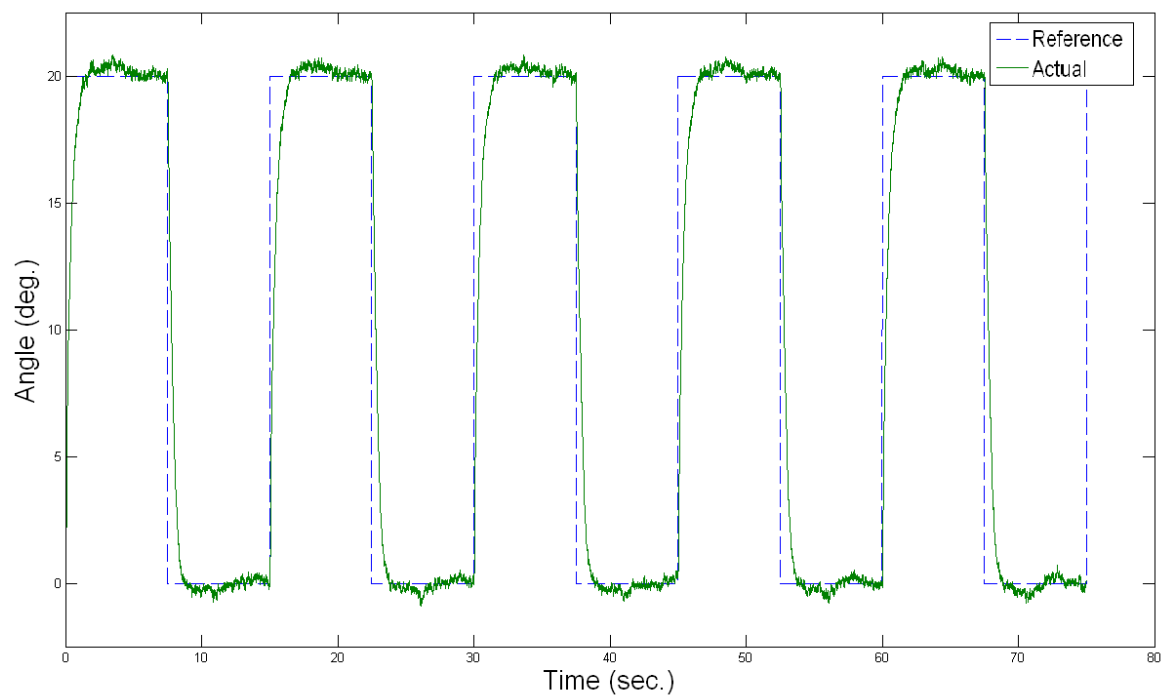


圖 4-30 FA+AFSMC 追蹤控制角度方波響應

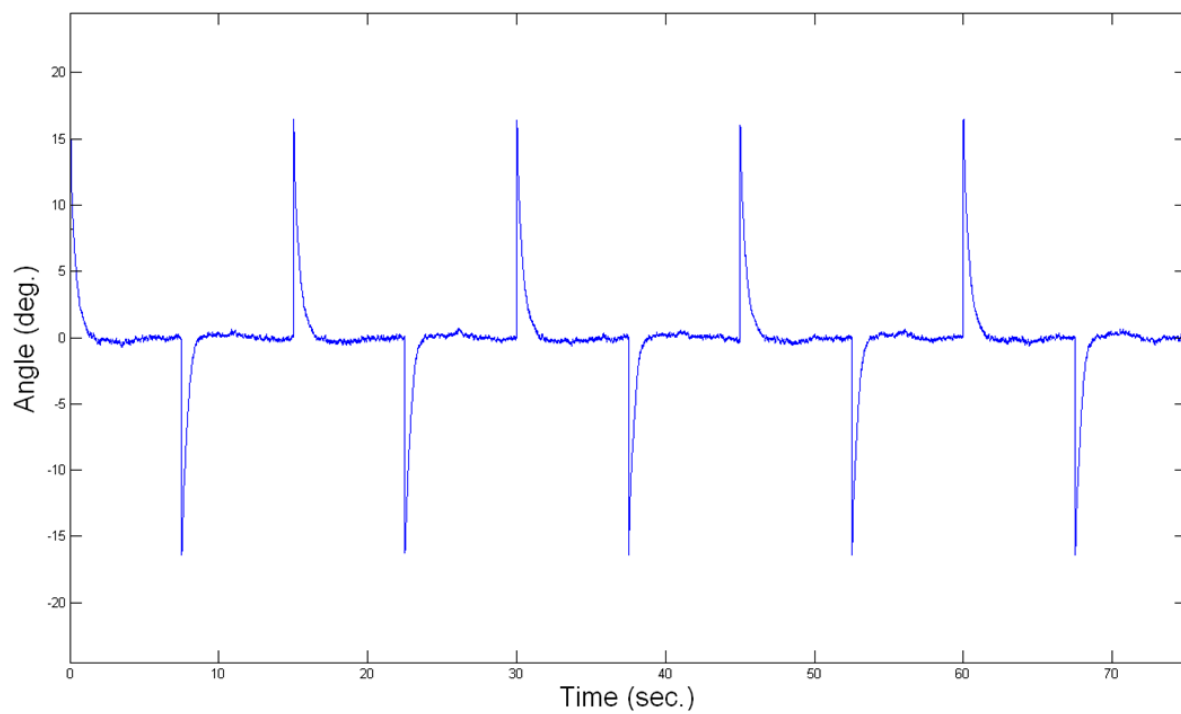


圖 4-31 FA+AFSMC 追蹤控制角度方波響應誤差

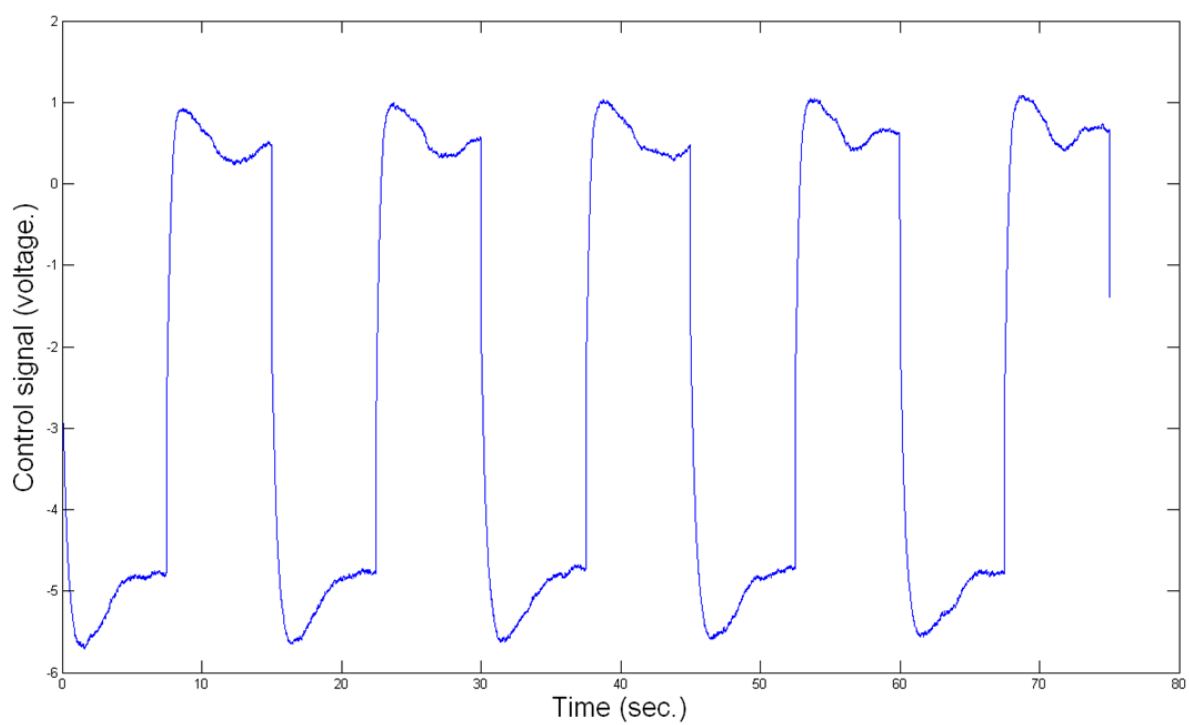


圖 4-32 FA+AFSMC 追蹤控制角度方波響應控制信號

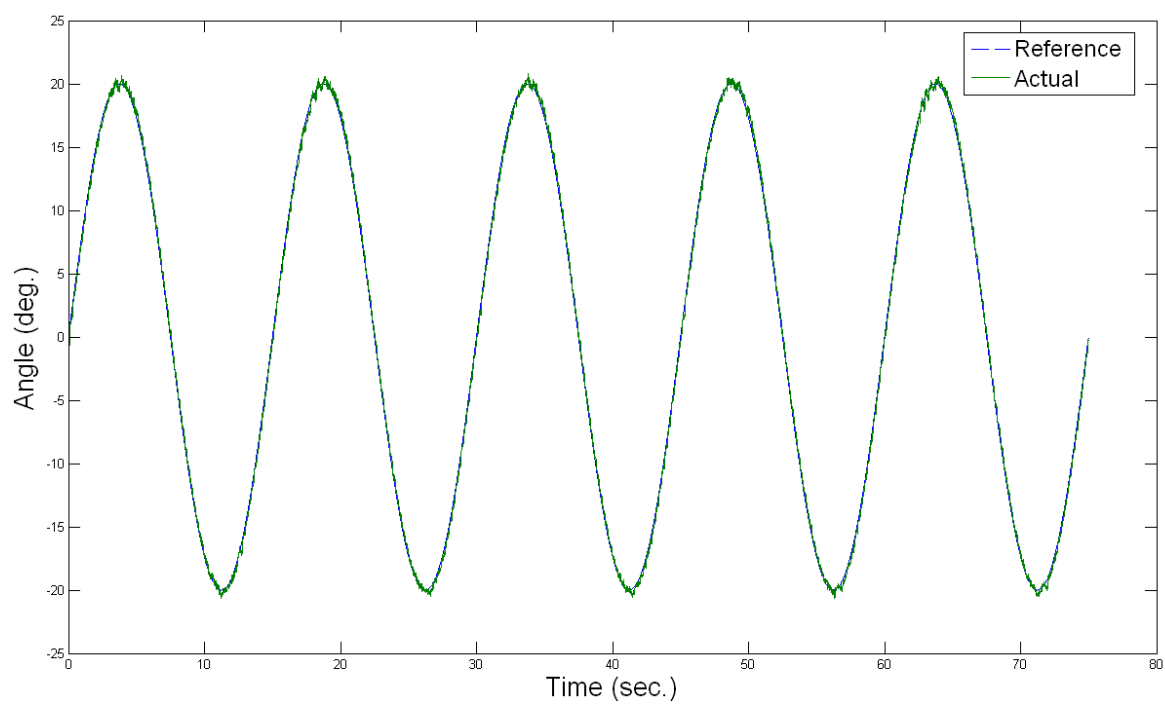


圖 4-33 FA+AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應

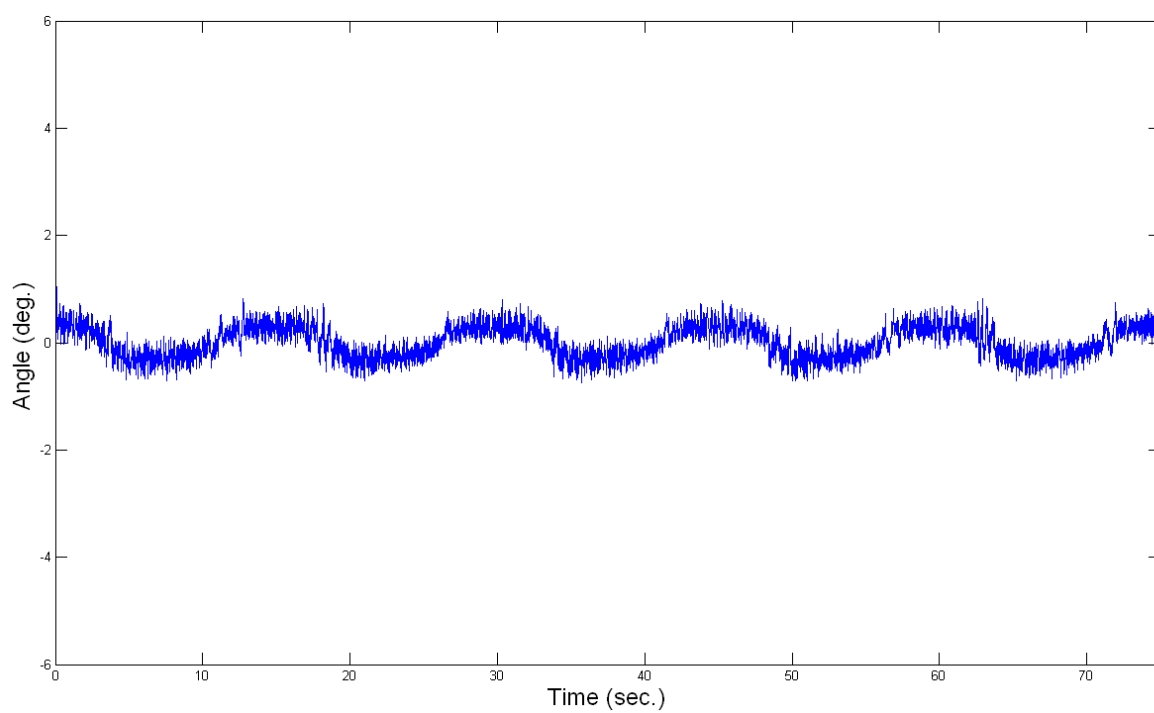


圖 4-34 FA+AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應誤差

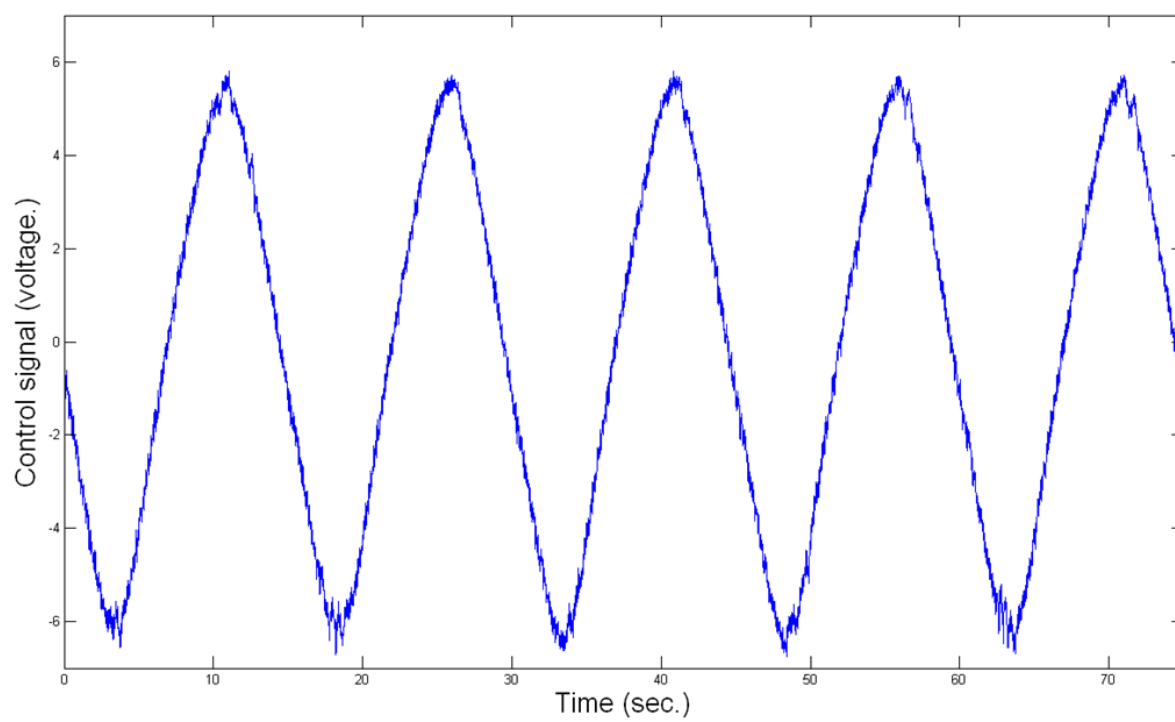


圖 4-35 FA+AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應控制信號

4.4.2 FA+AFSMC 加上干擾的追蹤控制

為了測試控制器的強韌性，以無桿式氣壓缸當作干擾缸，輸入一組正弦波的干擾訊號給氣壓伺服閥，其干擾訊號波形如圖 4-36 與圖 4-40 所示。圖 4-37~圖 4-44 為 FA+AFSMC 應用在單軸氣壓肌肉致動器之方波追蹤響應之結果、誤差和控制信號。圖 4-37 為角度方波響應，最大超越量為 5.96%，穩態誤差為 0.016 deg，圖 4-41 為角度正弦波響應，最大振幅誤差為 4.12%，相位落後為 0.03 deg，圖 4-38 與圖 4-42 為角度參考輸入與實際輸出誤差，圖 4-39 與圖 4-43 為方波與正弦波響應控制信號。

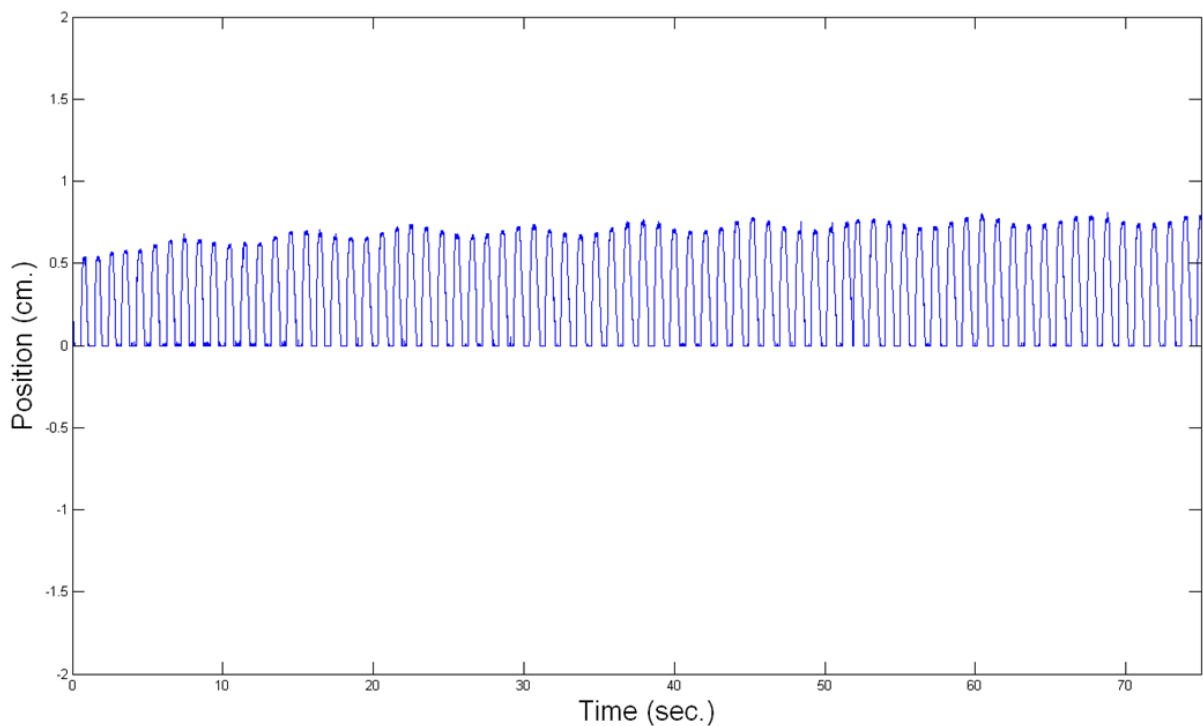


圖 4-36 FA+AFSMC 方波無桿氣壓缸的干擾位移

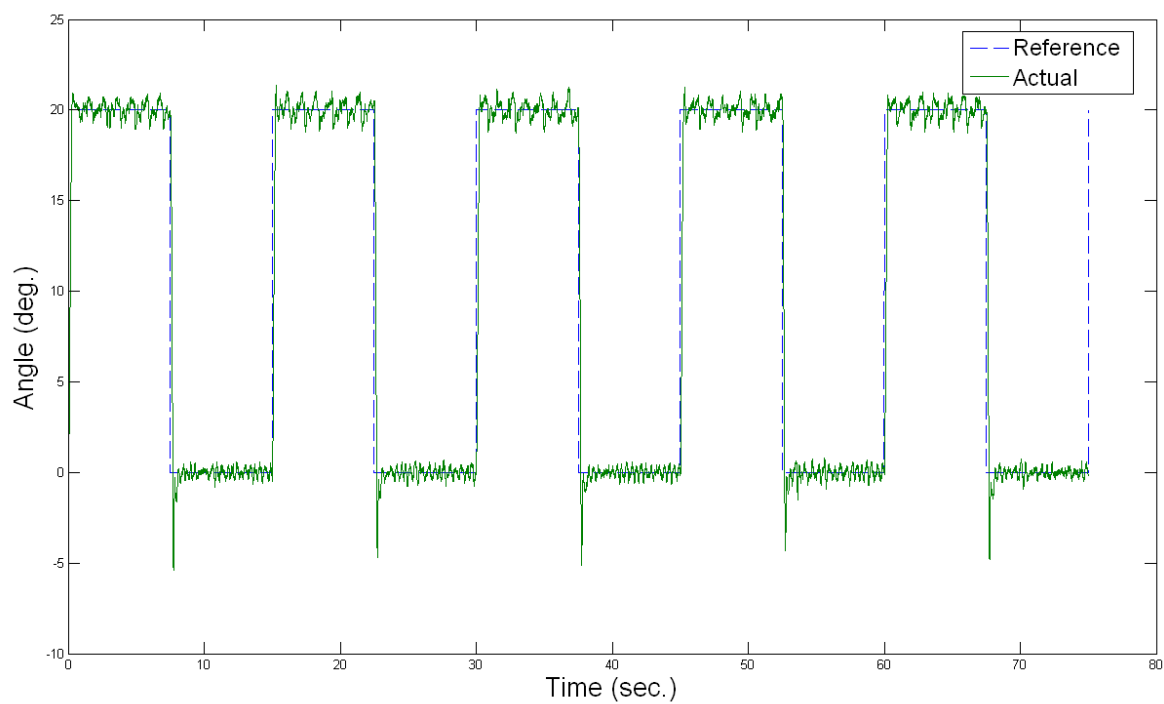


圖 4-37 FA+AFSMC 追蹤控制角度方波響應(加上干擾運動)

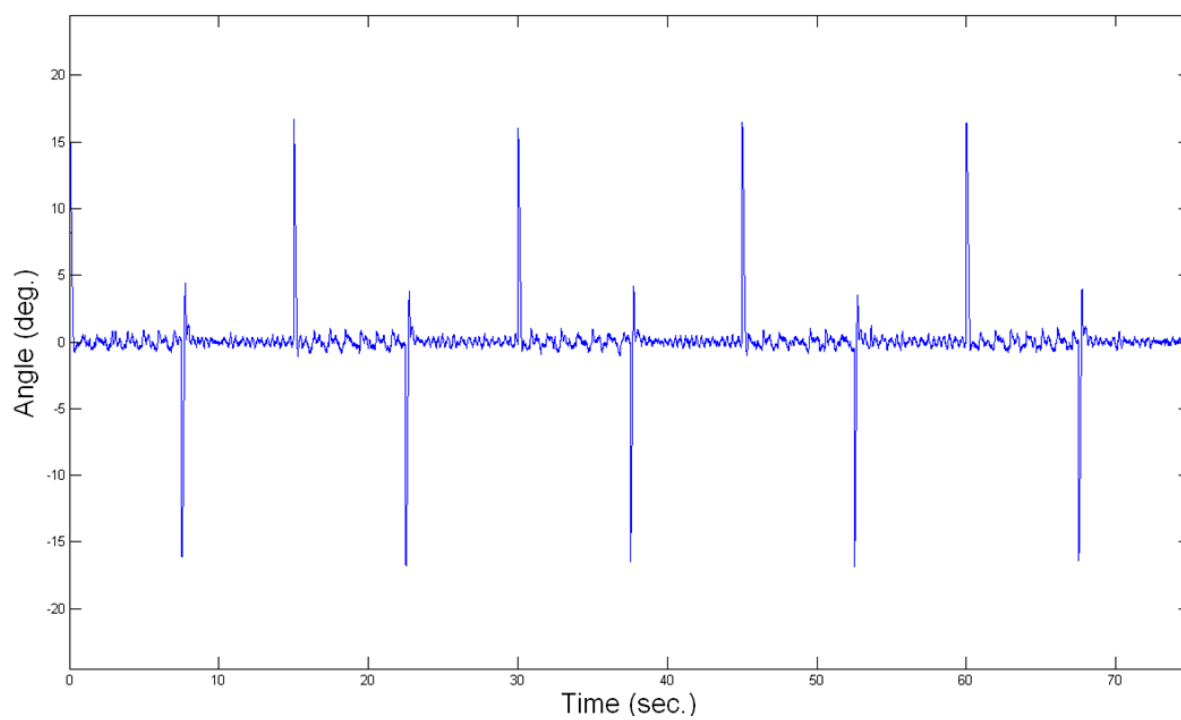


圖 4-38 FA+AFSMC 追蹤控制角度方波響應誤差(加上干擾運動)

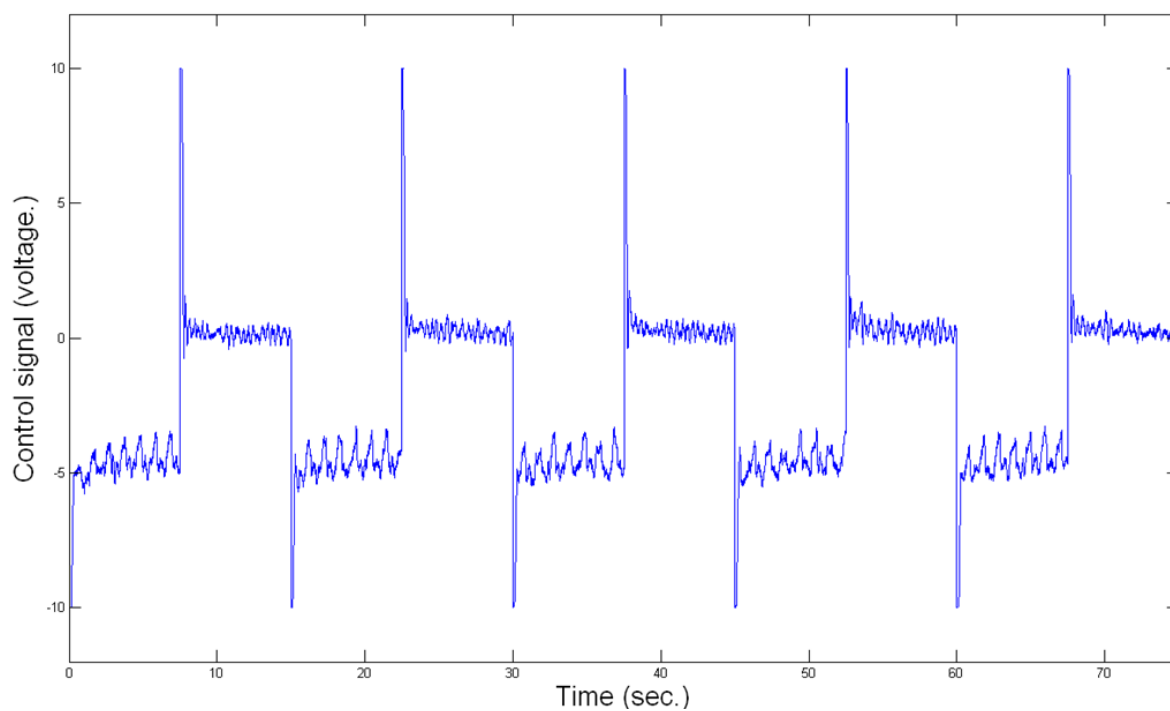


圖 4-39 FA+AFSMC 追蹤控制角度方波響應控制信號(加上干擾運動)

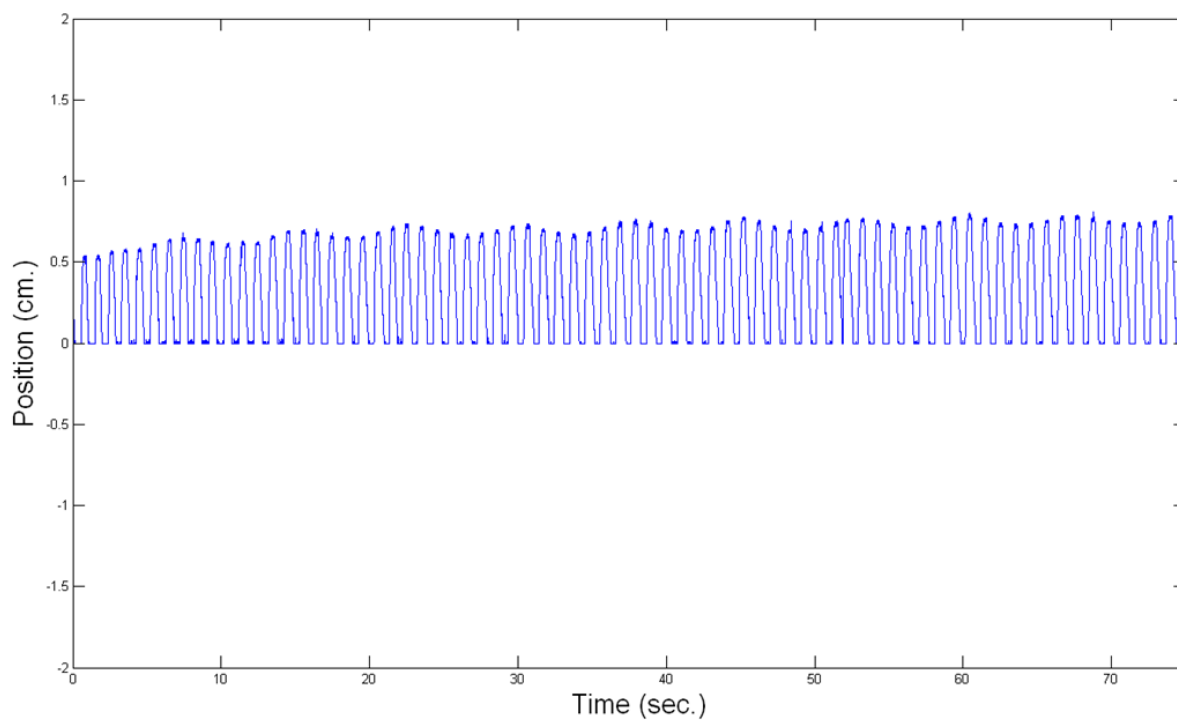


圖 4-40 FA+AFSMC 正弦波無桿氣壓缸的干擾位移

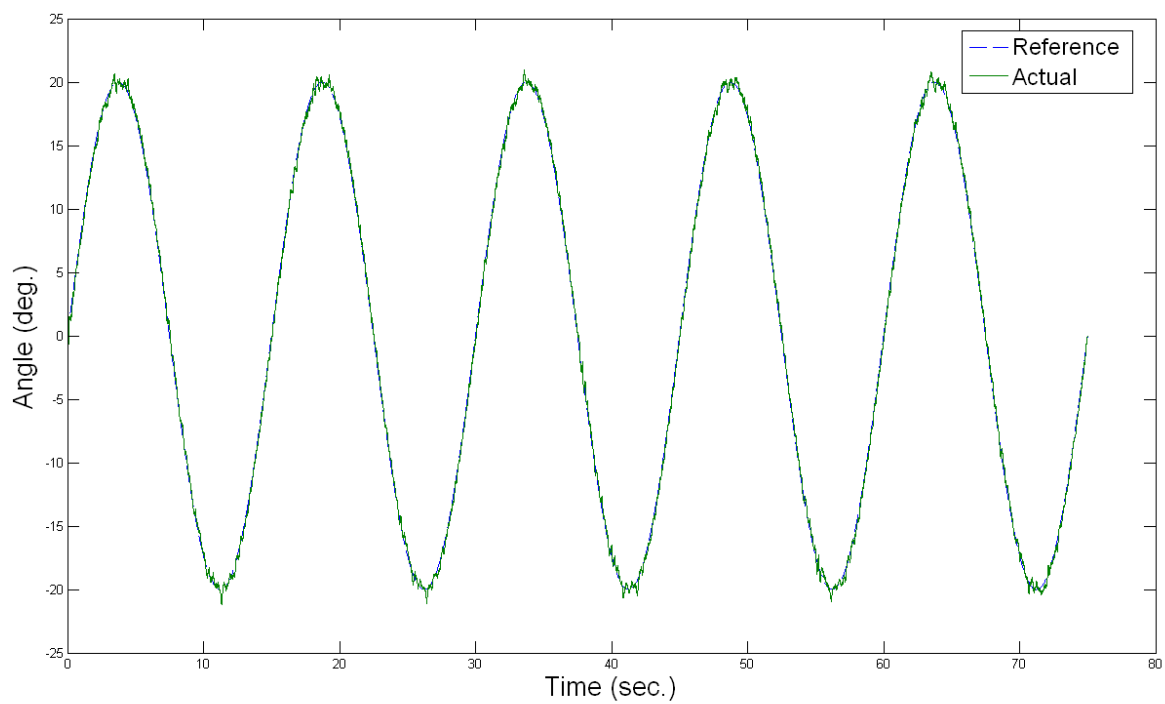


圖 4-41 FA+AFSMC 追蹤控制角度正弦波響應(加上干擾運動)

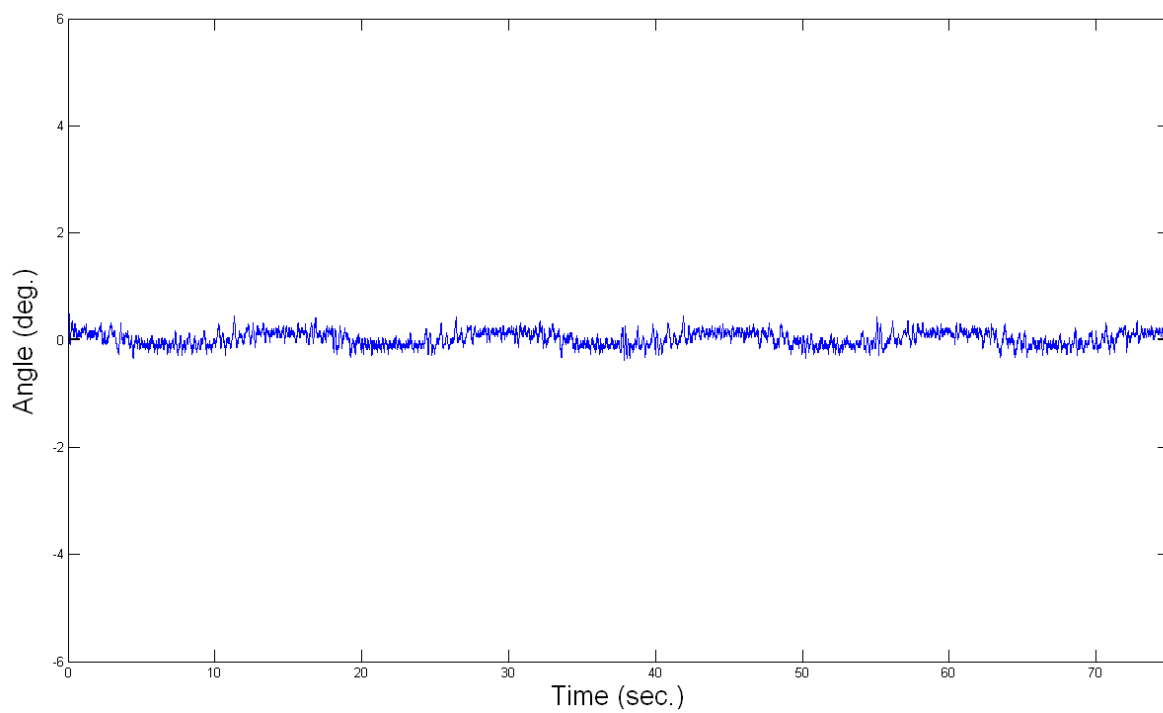


圖 4-42 FA+AFSMC 追蹤控制角度方波響應誤差(加上干擾運動)

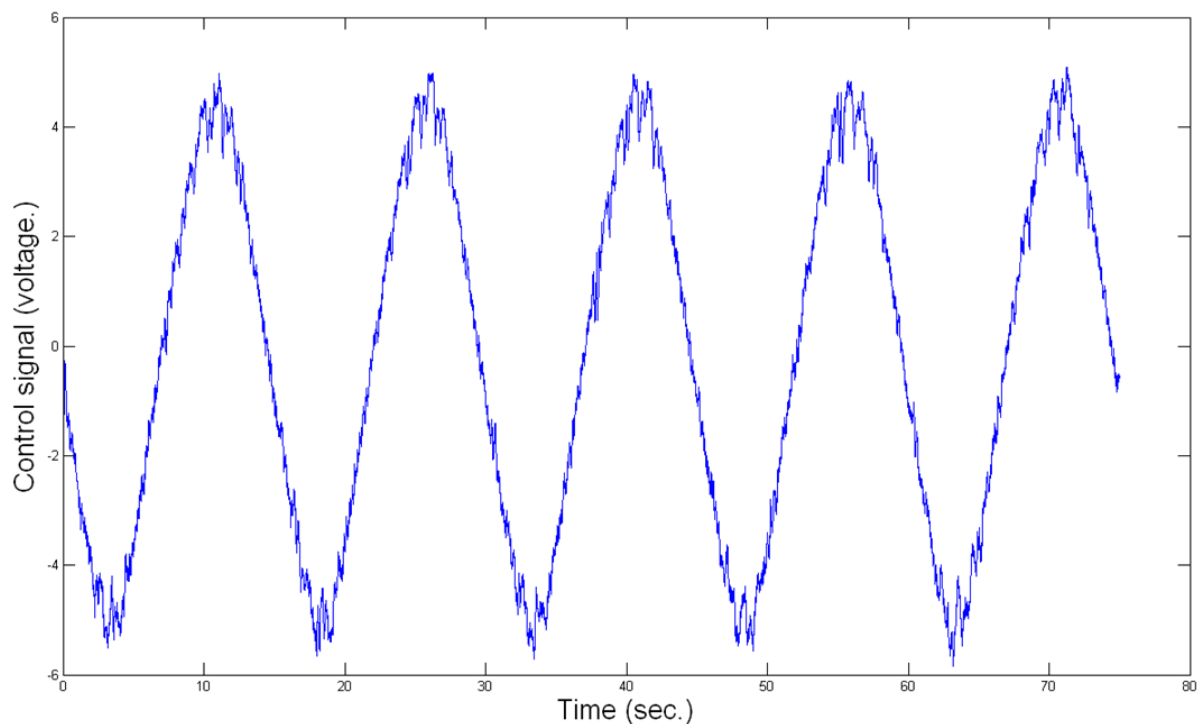


圖 4-43 FA+AFSMC 追蹤控制角度方波響應控制信號(加上干擾運動)

4.5 小結

本小結是針對前面 4.2 與 4.3 所做的實驗結果做一些討論，討論 AFSMC 與 FA+AFSMC 控制器比較其性能。因 P control 為非主要實驗控制器，故不放在結論。AFSMC 的參考模式利用修改 G_u 來提升響應速度的特性，且也具有自我學習功能，而 FA+AFSMC 具有 AFSMC 的特性另外又增加 FA 加強控制器，是將正交函數所組成的級數具有近似任意函數的特性，並透過調整控制器參數之適應性法則，利用此級數來近似受控系統中未知之非線性時變函數。

從 4.2 及 4.3 的實驗結果可看出，FA+AFSMC 比 AFSMC 在沒有干擾的情況下，方波穩態誤差改善了 0.009 deg.，正弦波相位落後改善了 0.06 deg.，落後時間改善 1.85 秒。在加上干擾運動後，方波穩態誤差改善了 21.64 deg.，本實驗結果並無法達到真正穩態，只能降低其振盪 6.4%，正弦波相位落後減少了 5.36 deg.。在此驗證 FA+AFSMC 控制器的強韌性。

表 4-6 方波追蹤控制性能比較表

Performance \ Controller		AFSMC	FA+AFSMC
方波	最大超越量(%)	22.8	2.92
	穩態誤差(deg.)	0.019	0.01

表 4-7 正弦波追蹤控制性能比較表

Performance \ Controller		AFSMC	FA+AFSMC
正弦波	最大振幅誤差(%)	9.03	3.33
	相位落後(deg.)	0.16	0.1

表 4-8 方波追蹤控制性能比較表(加上干擾運動)

Performance \ Controller		AFSMC	FA+AFSMC
方波	最大超越量(%)	27.6	5.96
	穩態誤差(deg.)	0.02	0.016

表 4-9 正弦波追蹤控制性能比較表(加上干擾運動)

Performance \ Controller		AFSMC	FA+AFSMC
正弦波	最大振幅誤差(%)	9.48	4.12
	相位落後(deg.)	0.33	0.03

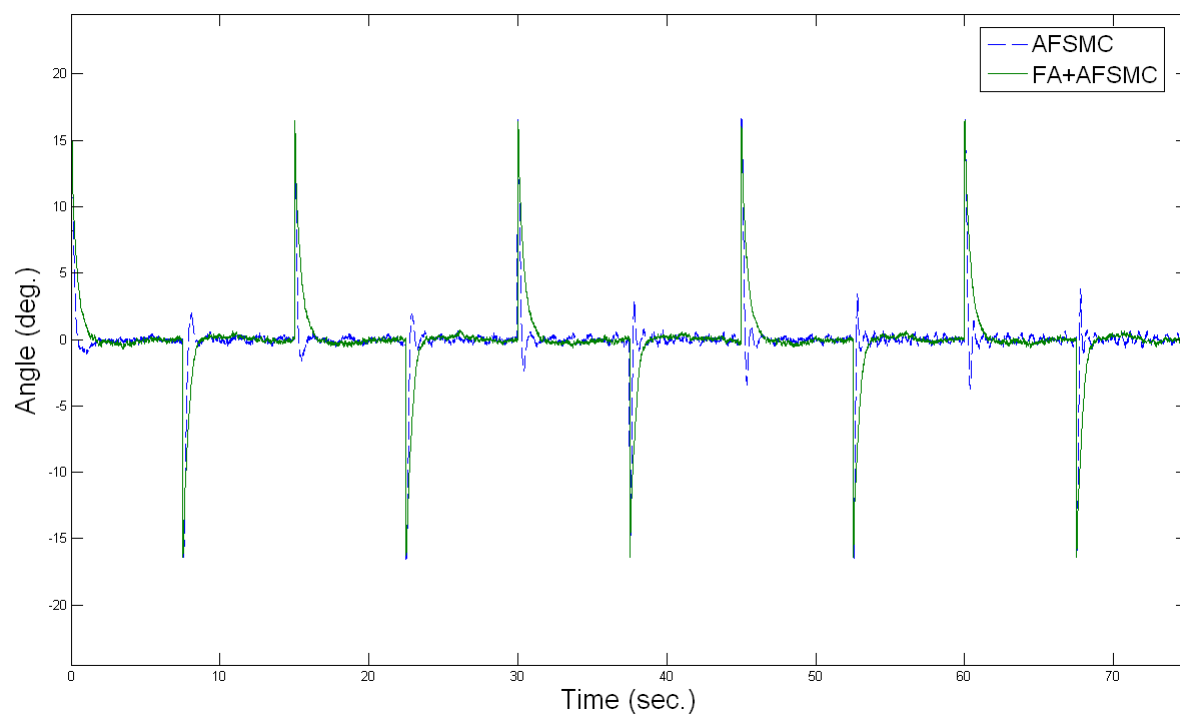


圖 4-44 AFSMC 跟 FA + AFSMC 角度方波響應誤差圖

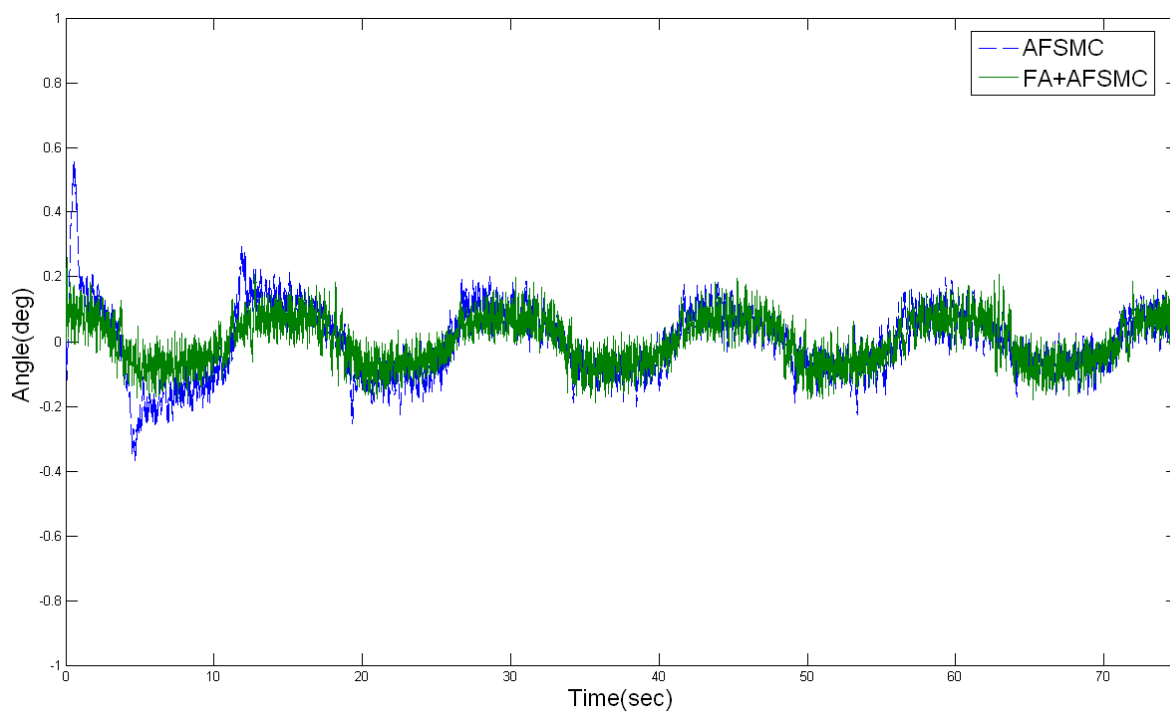


圖 4-45 AFSMC 跟 FA + AFSMC 角度正弦波響應誤差圖

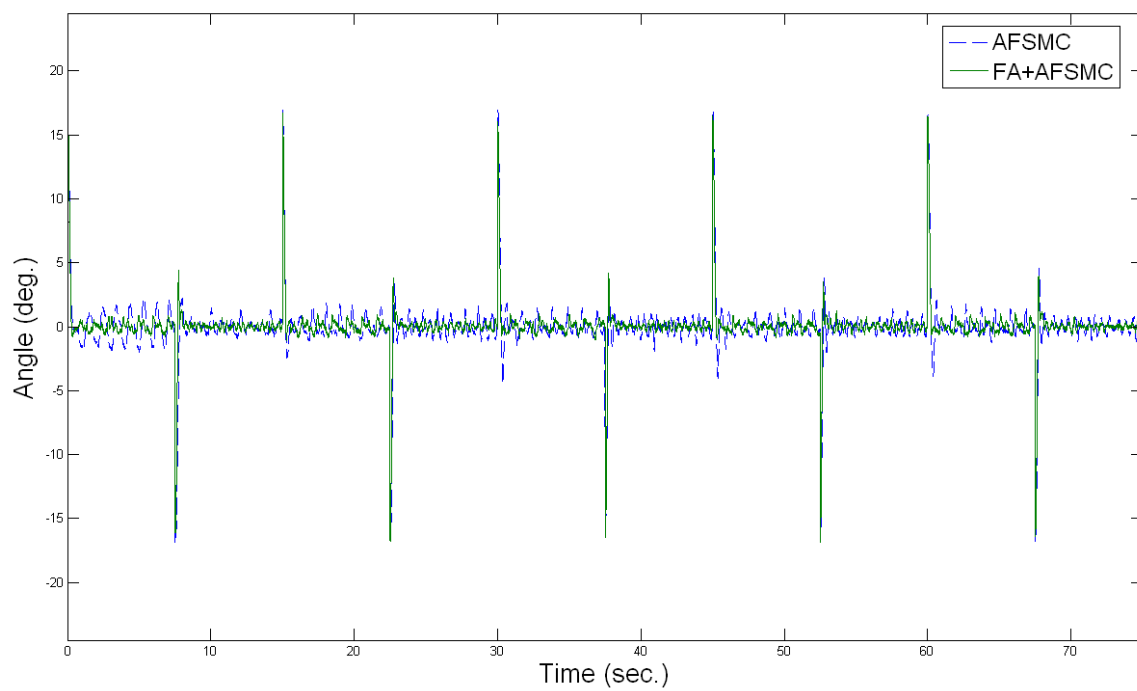


圖 4-46 AFSMC 跟 FA + AFSMC 角度方波響應誤差圖(加上干擾運動)

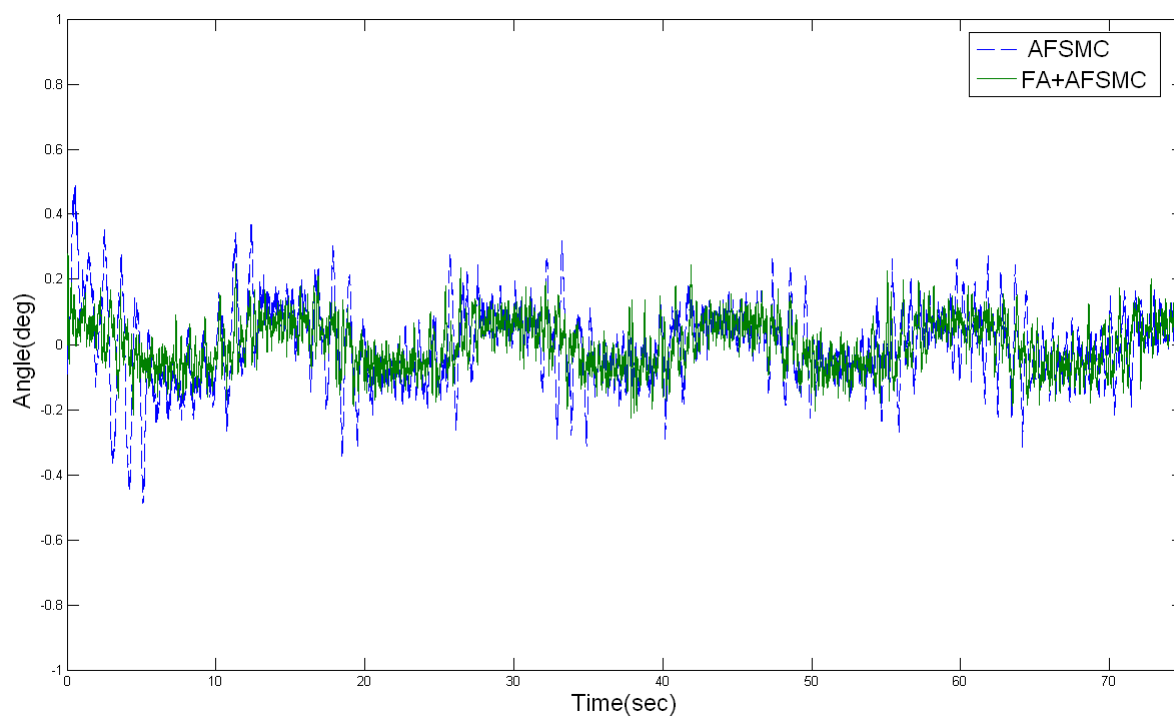


圖 4-47 AFSMC 跟 FA + AFSMC 角度正弦波響應誤差圖(加上干擾運動)

第五章 結論與建議

5.1 結論

本文主要研究探討單一關節氣壓肌肉致動器之位移控制性能。由於氣壓的可壓縮性、高摩擦力、易於洩漏、非線性等因素皆會引起參數變化，因此只藉由比例模式控制器想要達到優良的控制性能實屬不易，故採用適應性模糊模式控制器(AFSMC)與正交函數為基底之適應性模糊滑動模式控制器(FA+AFSMC)，以克服氣壓肌肉致動器的非線性行為，並比較與分析兩種控制器的性能。本實驗結果可得到以下結論：

1. 正交函數為基底之適應模糊滑動模式控制器(FA+AFSMC)，在響應及穩態精度明顯優於比例模式控制器(P control)以及適應性模糊滑動模式控制器(AFSMC)。
2. FA+AFSMC 以正交函數為基礎，並加正交函數所組成的級數具有近似任意函數的特性，可以透過調整控制器參數之適應性法則，利用級數來近似受控系統中未知之非線性時變函數，故可以達到穩態精度，良好的強韌性，並擁有優秀的控制性能。
3. FA+AFSMC 與 AFSMC 的結果分析可看出 FA+AFSMC 在位移追蹤方波響應的最大超越量減少 19.88%，穩態誤差 0.009cm，在位移追蹤正弦波響應最大振幅誤差減少 5.7%，相位落後減少 0.06 deg，因此 FA+AFSMC 具有良好的追蹤控制性能。
4. 加上干擾運動後，可看出在位移追蹤方波響應的最大超越量減少 21.64%，穩態誤差 0.004cm，在位移追蹤正弦波響應最大振幅誤差減少 5.36%，相位落後減少 0.3 deg，(FA+AFSMC)具有良好的追蹤控制性能。

5.2 建議

綜合本實驗的研究，提出下列的建議：

1. 本研究完成單一關節氣壓肌肉致動器角度控制，但尚未完成最佳化之參數追蹤，往後可考慮納入其中。
2. 本研究中所設計之關節復健機，目前只能作用於膝蓋關節之運動，尚未加入大腿關節之運動功能，因此在未來研究方面，可以加上大腿關節之復健功能，使關節復健機變得更加完整。

參考文獻

- [1] T. Y. Choi, J. Y. Lee and J. J. Lee, “Control of Artificial Pneumatic Muscle for Robot Application,” *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp.4901-4896, 2006.
- [2] N. Saga, T. Saikawa and H. Okano, “Flexor Mechanism of Robot Arm Using Pneumatic Muscle Actuators,” *IEEE International Conference Mechatronics and Automation*, Vol. 3, pp. 1261-1266, 2005.
- [3] A. Deaconescu and T. Deaconesc, “Performance of a Pneumatic Muscle Actuated Rotation Module,” *Proceedings of the World Congress on Engineering*, Vol.2, pp. 1-3, 2009.
- [4] R. Ramasamy, M.R. Juhari, M.R. Mamat, S. Yaacob, N.F. Mohd Nasir and M. Sugisaka, “An Application of Finite Element Modelling to Pneumatic Artificial Muscle,” *American Journal of Applied Sciences*, Vol.2, pp.1504-1508, 2005.
- [5] I. Petre and D. Petre, “Studies on the Applicability of the Pneumatic Muscle in Industry,” *International Conference on Economic Engineering and Manufacturing Systems*, Vol. 10, pp.377-380, 2009.
- [6] T. Sasaki and K. Kawashima, “Remote Control of Backhoe at Construction Site with a Pneumatic Robot System” *Automation in Construction*, Vol.17, pp. 907–914, 2008.
- [7] T. Kato, T. Higashi and K. Shinzu, “Teleoperation of a Robot Arm System Using Pneumatic Artificial Rubber Muscles: Teleoperation over the Internet Using UDP and a Web Camera,” *IEEE International Conference on Broadband, Wireless Computing, Communication and Applications (BWCCA)*, pp.714-718, 2010.
- [8] K. C. Wickramatunge and T. Leephakpreeda, “Study on Mechanical Behaviors of Pneumatic Artificial Muscle,” *International Journal of Engineering Science*, Vol.48, pp.188–198, 2010.

- [9] K. Xing, J. Huang, Q. Xu and Y. Wang, "Design of A Wearable Rehabilitation Robotic Hand Actuated by Pneumatic Artificial Muscles," *Asian Control Conference, 2009. ASCC 2009. 7th*, pp. 740-744, 2009.
- [10] Y. Liu, T. Wang, T. Zhao and W. Fan, "Study on Displacement Control of the Pneumatic Muscle Actuator Basing on Model-Free Adaptive Control with Nonlinear Feedback," *IEEE Third International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation (ICMTMA)*, Vol. 3, pp. 445-448, 2011.
- [11] Z. Sun, G. Bao, Q. Yang and Z. Wang, "Design of a Novel Force Feedback Dataglove Based on Pneumatic Artificial Muscles," *Proceedings of the IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, pp. 968-972, 2006.
- [12] K. K. Ahn and H. T. C. Nguyen "Intelligent switching control of a pneumatic muscle robot arm using learning vector quantization neural network," *Mechatronics*, Vol. 17, pp. 255-262, 2007.
- [13] M. K. Chang, P. L. Yen and T. H. Yuan, "Angle Control of a one-Dimension Pneumatic Muscle Arm using Self-Organizing Fuzzy Control," *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics (SMC)*, Vol. 5, pp. 3834-3838, 2006.
- [14] A. C. Huang and Y. S. Kuo, "Sliding Control of Non-linear Systems Containing Time-varying Uncertainties with Unknown Bounds," *International Journal of Control*, Vol. 74, pp. 252-264, 2001.
- [15] S. J. Huang and H. Y. Chen, "Adaptive Sliding Controller with Self-tuning Fuzzy Compensation for Vehicle Suspension Control," *Mechatronics*, Vol. 16, pp. 607-622, 2006.
- [16] K. S. Narendra and A. M. Annaswamy, "A New Adaptive Law for Robust Adaptation Without Persistent Excitation," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 32, pp. 134-145, 1987.
- [17] 袁贊修, "三自由度氣壓肌肉機械臂之追蹤控制," 聖約翰科技大學, 自動化及機電整合研究所, 碩士學位論文, 2007。

- [18] 王楷元,“撓性並聯式機器人之研究”,聖約翰科技大學,自動化及機電整合研究所,碩士學位論文,2006。
- [19] 李柏寬,“智慧型控制器在氣壓肌肉腳部復健機的應用”,聖約翰科技大學,自動化及機電整合研究所,碩士學位論文,2008。
- [20] S. C.Fok and E. K. Ong. “Position Control and Repeatability of a Pneumatic Rodless Cylinder System for Continuous Positioning.”*Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, Vol. 15,pp.365-371,1999.
- [21] Z. C.Qiu, B. Wang, X. M. Zhang and J. d. Han“Direct Adaptive Fuzzy Control of a Translating Piezoelectric Flexible Manipulator Driven by a Pneumatic Rodless Cylinder,”*Mechanical Systems and Signal Processing*, Vol. 36, pp. 290-316, 2013.
- [22] S. Drakunov, G.D. Hanchin, W.C. Su and Ü. Özgüner,“Nonlinear Control of a Rodless Pneumatic Servoactuator, or Sliding Modes versus Coulomb Friction,”*Automatica*, Vol. 33, pp.1401-1408,1997.
- [23] F.Xiang and J. Wikander,“Block-oriented Approximate Feedback Linearization for Control of Pneumatic Actuator System,”*Control Engineering Practice*, Vol. 12 pp.387-399,2004.
- [24] J,Lin, C. J. Huang, J. Chang and S. W. Wang“Active-passive Vibration Absorber of Beam-cart-seesaw System with Piezoelectric Transducers,”*Journal of Sound and Vibration*, Vol. 329, pp. 4109-4123, 2010.
- [25] J. Wang, J. Pu and P. Moore,“A Practical Control Strategy for Servo-pneumatic Actuator Systems,”*Control Engineering Practice*, Vol. 7, pp.1483-1488,1999.
- [26] M. C. Shih and M. A. Ma,“Position Control of a Pneumatic Cylinder Using Fuzzy PWM Control Method,”*Mechatronics*, Vol. 8, pp. 241-253,1998.
- [27] M. C. Shih and S. I. Tseng. “Identification and Position Control of a Servo Pneumatic Cylinder,”*Control Engineering Practice*, Vol. 3, pp.1285-1290,1995.
- [28] 陳宏毅,“具自調模糊補償之適應性滑動模式控制器於車輛懸吊系統之控制”,國立

台灣科技大學，機械工程系，博士學位論文，2006。

- [29] 吳宥陞，“以正交函數為基底之適應性模糊滑動模式控制在氣壓肌肉驅動並聯式機器人之應用，” 聖約翰科技大學，自動化及機電整合研究所，碩士學位論文，2013。