

國立交通大學

電機與控制工程學系

碩士論文

最小變異控制應用於光學循軌伺服系統之研究
The Study of Tracking Servo in Optical System
by Using Minimum Variance Control



研 究 生：黃柄逢

指導教授：邱俊誠 教授

中 華 民 國 九 十 三 年 七 月

最小變異控制應用於光學循軌伺服系統之研究
The Study of Tracking Servo in optical system
by Using Minimum Variance Control

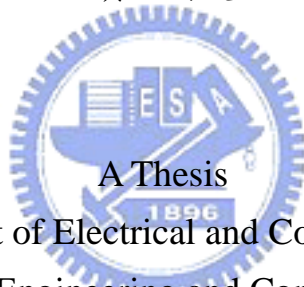
研 究 生：黃柄逢

Student：Pin-Feng Huang

指導教授：邱俊誠

Advisor：Jin-Chern Chiou

國立交通大學 電機資訊學院
電機與控制工程學系
碩士論文



Submitted to Department of Electrical and Control Engineering College
of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao-Tung University

In partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master

In

Electrical and Control Engineering

July 2004

Hsinchu, Taiwan, R.O.C

中華民國九十三年七月

最小變異控制應用於光學循軌伺服系統之研究

研究生：黃柄逢

指導教授：邱俊誠 博士

國立交通大學電機與控制工程學系碩士班

摘要

本論文之重點在於研究光碟機的循軌伺服系統，我們採用市面上實際的光碟機為平台，期望在變動原系統最小的原則下，另外加入控制器以改善循軌輸出誤差。首先針對循軌伺服系統的原理進行分析，推導出系統數學模型，接著利用虛擬二元隨機訊號(PRBS)為輸入來進行量測，以此實驗架構取得實際系統輸入與輸出之資料，配合前述所推導的數學模型，進行系統判別。在取得循軌系統的 ARMAX 模型後，開始設計輔助的循軌控制器，將最小變異控制的理論應用在循軌致動器上，以控制其輸出的變異量最小化。由實驗的結果發現我們所設計的最小變異控制器可以有效的降低循軌輸出誤差的變異量，以提高光碟機系統本身循軌的精確度，而適用在未來更高密度的光儲存系統。

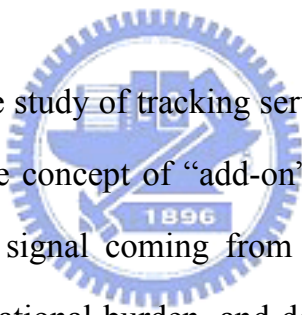
The Study of Tracking Servo in Optical System by Using Minimum Variance Control

Student : Pin-Feng Huang

Advisor : Dr. Jin-Chern Chiou

Institute of Electrical and Control Engineering
National Chiao-Tung University

Abstract



The thesis described the study of tracking servo in optical system. The proposed control scheme uses the concept of “add-on” to combining the proposed control input with the control signal coming from DVD chip. An add-on controller imposes a light computational burden, and does not need any extra sensor. The present study is organized as follows: Firstly, studied and analyzed the tracking servo system to get the system model. A sequence of pseudo random binary signal (PRBS) is fed into the measured circuit of servo control system. We obtain the experimental I/O data so that the tracking model can be identified. Secondly, we use the identified model (ARMAX) to design the proposed tracking controller. This add-on controller reinforces the system performance having the minimum variance of the tracking error. Simulations and experiments indicated that the proposed tracking controller makes the tracking error smaller than conventional servo system. Therefore, the proposed controller can be applied to next-generation optical storage systems.

誌謝

轉眼間過了兩年的研究所求學生涯，一路走來，邂逅許多良師與益友，給予我精神上的支持、生活上的關懷與研究上的指導，心中想說的話語無法一言而盡，唯藉此論文完成之際，聊以數句，表達長久以來的感激。

首先特別要感謝我的指導老師 邱俊誠教授，這兩年的研究歲月中，因為老師的不吝指導與諄諄教誨，使我獲得許多研究上的啟發與做人處世的道理；謝謝你，老師！

感謝建笙科技鄭泗東總經理提供的實驗設備，並給予我許多的指正與導引；另外明基電通嚴賦簇先生、工研院曾仲年學長以及凌陽科技馮文俊學長，謝謝你們不怨其煩的回答我問題。也感謝各位口試委員給予我論文上的指導與建議，才能讓我的論文更完整。

當然不能忘記實驗室那一群博士班育成、永峻、煒挺、秦輔、振鈞、志良學長；還有和我一起挑燈奮戰的俊廷、志強、聖武夥伴以及彥凱、建煌、志瑋、彥廷、立堂、俊凱學弟們，因為有你們的存在，我的生活充滿歡笑、不曾孤單。

最後要感謝我的父母和家人，一直以來總是給予我最大的支持，讓我無後顧之憂的專心於研究，順利完成論文；還有我的女友藍蕙，始終在我的身旁陪著我走過每一次的低潮，鼓勵著我。真的很感謝大家給我的幫助，我會繼續努力。

2004/7 新竹 交大

目錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	iv
圖目錄	vii
表目錄	x
第一章 緒論	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究動機	3
1.3 文獻探討	3
1.4 章節安排	4
第二章 光碟機系統介紹	5
2.1 光碟機原理與系統架構	5
2.1.1 光學儲存原理	5
2.1.2 光碟機機構模組介紹	8
2.1.3 光碟機電路模組介紹	10
2.1.4 光碟機規格	10
2.2 光碟機伺服控制系統	13
2.2.1 主軸伺服控制	13
2.2.2 聚焦伺服控制	14
2.2.3 循軌伺服控制	16

2.2.4	尋軌伺服控制.....	18
2.3	循軌伺服控制系統.....	19
2.3.1	循軌原理.....	19
2.3.2	循軌誤差偵測.....	20
第三章 循軌致動器系統判別		23
3.1	循軌制動器模型推導	23
3.2	系統判別	25
3.2.1	系統判別之模型表示	26
3.2.2	輸入訊號之選定	28
3.2.3	遞迴最小平方法	31
3.3	系統判別之實現	35
第四章 最小變異控制器原理與架構		37
4.1	最小變異控制原理.....	37
4.1.1	最小相位系統.....	38
4.1.2	非最小相位系統	41
4.2	最小變異控制器實現.....	43
4.2.1	最小相位系統.....	44
4.2.2	非最小相位系統	46
第五章 控制器設計與實驗結果		47
5.1	光碟機實驗平台	47
5.2	實驗架構與流程	48
5.2.1	實驗架構.....	49
5.2.2	實驗流程.....	56
5.3	系統判別實驗與結果.....	58

5.4	實驗結果與討論.....	61
5.4.1	實驗結果.....	63
5.4.2	實驗討論.....	68
第六章	結論	69
參考文獻	71



圖目錄

圖 1-1 光碟系統技術發展趨勢	2
圖 2-1 光學基本儲存原理	5
圖 2-2 光碟片螺旋排列示意圖	6
圖 2-3 碟片表面示意圖	7
圖 2-4 碟片表層反射造成相位差	7
圖 2-5 DVD 方塊圖	8
圖 2-6 光學讀取頭示意圖	9
圖 2-7 主軸馬達伺服系統方塊圖	14
圖 2-8 聚焦伺服系統	15
圖 2-9 音圈馬達	15
圖 2-10 循軌伺服系統	16
圖 2-11 雙致動器示意圖	17
圖 2-12 雙致動器伺服系統	17
圖 2-13 碟片表層與 TE 訊號之對應	19
圖 2-14 三光束原理	20
圖 2-15 推挽式	21
圖 2-16 四分接收器對角和之相位差	22
圖 3-1 音圈馬達磁路	24
圖 3-2 ARMAX 模型	27
圖 3-3 M-序列硬體架構	29
圖 3-4 理想白噪音特性	30
圖 3-5 $N=9$ 的實現架構	30
圖 3-6 $N=9$ 的自相關函數以及功率譜密度	31
圖 3-7 光碟機量測系統方塊圖	35

圖 3-8 量測電路方塊圖	36
圖 4-1 加入最小變異控制器後的系統方塊圖	40
圖 4-2 最小變異控制系統	43
圖 4-3 DIRECT FORM I	44
圖 4-4 DIRECT FORM II	44
圖 5-1 STAR2000 系統方塊圖	47
圖 5-2 STAR2000 循軌伺服迴路	48
圖 5-3 最小變異控制系統架構	48
圖 5-4 TAO 斷路情形	49
圖 5-5 實驗架構圖	50
圖 5-6 實驗平台實體圖	51
圖 5-7 穩壓 IC 電路圖	52
圖 5-8 FPGA I/O	52
圖 5-9 電路架構圖	54
圖 5-10 電路架構實體圖	55
圖 5-11 NERO CD-DVD SPEED 掃描表層軌道介面	56
圖 5-12 實驗流程圖	57
圖 5-13 M 序列與系統輸出的響應圖	58
圖 5-14 M 序列特性分析	59
圖 5-15 $e[k]$ 對 $y[k]$ 零點極點分部圖	60
圖 5-16 $u[k]$ 對 $y[k]$ 零點極點分部圖	60
圖 5-17 原系統輸出與系統判別輸出之比較圖	61
圖 5-18 控制器的頻率響應圖	62
圖 5-19 控制器的零點極點分部圖	62
圖 5-20 循軌誤差	63
圖 5-21 跳一軌的循軌誤差	64

圖 5-22 原系統的循軌誤差	64
圖 5-23 加入最小變異控制器後的循軌誤差	65
圖 5-24 循軌誤差比較	65
圖 5-25 未加入最小變異控制器之頻譜	66
圖 5-26 加入最小變異控制器後之頻譜	66
圖 5-27 最小變異控制器之輸入	67
圖 5-28 加入最小變異控制器後極點的分部	67



表目錄

表格 2-1 DVD 碟片結構比較.....	11
表格 2-2 三代光碟機規格比較	12
表格 2-3 目前藍光發展規格	12
表格 3-1 移位暫存器的係數表	29
表格 5-1 主要元件模組	47
表格 5-2 FPGA 腳位表	53
表格 5-3 加入控制器前後的變異量比較	68



第一章 緒論

光碟機相關產品從 1980 年代上市以來憑著它大容量資訊儲存、攜帶方便、可長久保存等優點，在多媒體資訊日益盛行的今日，扮演著相當重要的角色。而光碟機系統發展至今，其趨勢是往更高容量和高密度的儲存資料空間，以增加視聽解析度品質，及提升資訊多媒體應用的多元化；光碟機伺服控制的技術在這樣浪潮下不斷的進步，正是我們要掌握的課題。

1.1 研究背景

自從 1981 年 Philips 公司推出了播放音樂用的 CD (Compact Disc)，資訊儲存的方式便有了很大的改變，利用光學的方式來存取資料，與一般磁性儲存方式最大的不同在於讀寫頭與記錄媒體之間並未直接接觸，所以能避免讀寫頭與儲存媒體之間的磨耗。早期光碟機系統，如雷射影碟機 (LD)、音樂光碟機 (CD-DA)、唯讀型光碟機 (CD-ROM)、一次式光碟機 (CD-R)、磁光碟機 (MO)、相變化光碟機 (PD) 以及可讀寫型光碟機 (CD-RW) 等。然而，隨著電腦速度的急速提升，儲存資料不再侷限於靜態的文字圖畫資料，動態數位化的影音資料使 CD 系列光碟片已不敷儲存與多媒體的應用，新一代更大容量的產品 DVD(Digital Versatile Disc)便油然而生。

SONY 與 Philips 於 1994 年底首先提出雙層記憶體容量高達 7.4GB(單層為 3.7GB)的 DVD(Digital Video Disk)規格，稱為 MMCD，隨後 Toshiba 在 1995 年初亦聯合其他 8 家廠家，發展稱為 SD 的 DVD 規格，可記錄容量雙面達 10GB(單面為 5GB)。兩者較原來的 CD-ROM 之容量皆高出許多。但由於規格不統一造成兩敗俱傷，經過一年多的折衝，終於在 1995 年 12 月 DVD 聯盟(DVD Forum)宣佈確定 DVD-Video 與 DVD-ROM 的大部份規

格，隨後於 1997 年 4 月 14 日完成 DVD-R 與 DVD-RAM 的規格標準制定。

不過好景不常，1997 下半年起，分別有 Circuit City Store 等提出 DIVX (Digital Video Express)規格與 DVD-Video Player 一較長短；在 DVD-RAM 方面則有 DVD+RW、MMVF、DVD-R/W、DVD-RAM(II)、ASMO 等各種規格之提出；在 DVD-Audio 方面亦有 SONY 與 Philips 支持的 Super Audio CD(SACD)與之抗衡；使得 DVD 的規格又變成戰國時代。多種標準競爭的主要原因在於各廠商間對於智權權利金的彼此角力。

不只 DVD 規格打的火熱，HD-DVD(High Definition-DVD)高畫質數位多功能光碟近年來也開始發展。2002 年 1 月 Sony、Philips、Pioneer 等九家公司(簡稱 9C)，聯合提出 Blue-ray 規格。而 Blue-ray 的推出，直接跨過唯讀型產品，以複寫型規格發表。Toshiba 與 NEC 也在 8 月時，推出 Advanced Optical Disc(簡稱 AOD)。臺灣的前瞻儲存研發聯盟也在工研院光電所主導下，於 2002 年 11 月提出 HD-DVD 規格[1]。

種種新規格的出現，也間接說明了光儲存技術在未來儲存媒體中還是會佔有相當大的比例。圖 1-1 為光碟機系統發展的趨勢。

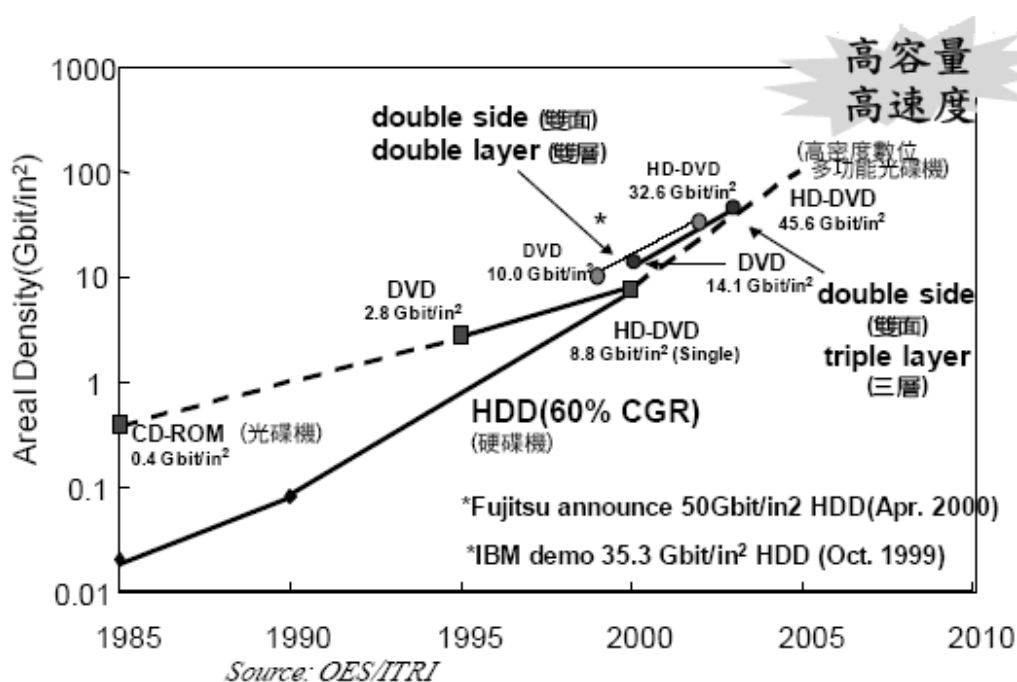


圖 1-1 光碟系統技術發展趨勢[2]

1.2 研究動機

CD、DVD與HD-DVD藍光碟片雖然都具有相同的外型尺寸，但單位面積所儲存的資料卻大幅地增加，這表示光學讀取頭所產生的雷射光點需要相對的縮小，但縮小光點的結果卻造成光碟機系統對碟片變動的容忍度急速降低，進而影響了伺服控制的準確性。因此我們必須要透過更精細的控制方式來控制雷射光點。

由光碟片發展的趨勢看來，到達藍光階段時，兩軌之間的軌距已經縮小至 $0.3\ \mu\text{m} \sim 0.4\ \mu\text{m}$ ，其容許的循軌伺服精度，將可能會是提升系統性能的瓶頸之一；從系統的觀點出發，能夠改善循軌誤差的精度可以由受控體也就是光學讀取頭致動器的響應或是由改良控制器這兩方面來著手。我們論文的重點將著重於控制器設計的改善，並考量實際運用上的可能，針對目前已有的光碟機系統，利用額外加入的控制器，以變動原系統架構最小為原則，而能夠達到循軌誤差更小更精準的目標。

也由於我們仍保有原控制系統的架構，若能將外加的控制器整合入市面上伺服訊號處理晶片內，勢必可以讓製造廠商在調整控制器參數的時候有更大的空間，也不會增加伺服訊號處理晶片太多的成本。期望此研究能提供光碟機系統發展控制器設計的參考，或對光學資訊儲存系統的開發有所助益。

1.3 文獻探討

在改良光碟機循軌伺服系統效能方面的相關研究，至今已有諸多文獻呈現。Fujitsu Lab[3]提出了利用原先的循軌制動器做粗調搭配上45度的微鏡面微調的機制能將誤差壓抑至 $\pm 10\text{nm}$ ；文獻[4]提出以最小變異方式壓抑循軌誤差；J.H. Moon [5]等提出以一內部學習機制來消除因為系統不確定性而產生的循軌誤差；文獻[6]則提出了以多重取樣頻率(multi-rate sampling)的方式，處理多重輸出入系統(MIMO)以達成尋軌及循軌的雙重目標。文獻[7]探討在

不改變原有光碟機的設計架構下，使用重複性控制的理論在光碟機高倍讀取時消除循軌誤差量。Koji Fukiyama[8]等人則提出了擾動估測法來降低循軌誤差；K.B.Jin[9]等以 H^∞ 控制設計微調控制器，消除碟片震動之干擾，並以 μ 合成方法配合結構化不確定性設計具有強韌性的伺服系統。文獻[10]中Semba 和Fennema 提出了狀態空間下的控制器設計。文獻[14]提出以量化回授理論(Quantitative Feedback Theory, QFT)的強健控制方法，在不確定性因素的存在下改善聚焦及循軌迴路的響應。文獻[15]分析碟片反射光量不同對聚焦與循軌訊號造成的影響。文獻[16]進一步依據碟片之反射光量對循軌誤差訊號所造成的影響，設計一訊號預測器(signal predictor)估測聚焦與循軌誤差訊號，以便對訊號進行即時調整。文獻[17]則以模糊理論滑動模式控制法則為架構改善循軌系統的響應。

1.4 章節安排



本文在內容編排上分為六章，並包含參考文獻與附錄。依序如下：

第一章是緒論，介紹光碟機的發展過程及新世代產品的特點與類別，並回顧相關文獻，闡釋論文之研究動機與方向。

第二章介紹光碟機整體架構，包括各伺服系統原理，並著重在循軌偵測誤差方式和循軌基本原理做介紹。最後以列表方式比較規格的發展。

第三章針對系統的模型化進行推導，包括循軌伺服系統的數學模型以及最小平方方法的相關理論。

第四章是最小變異控制理論，完整介紹最小變異控制的演算架構，並描述其實現方式。

第五章為實驗設計與驗證，說明實驗使用的平台與外加電路間的結合方式，並啟動最小變異控制程序，量測改善後的效果。

第六章為結論，提出未來進一步的研究方向。

第二章 光碟機系統介紹

光碟機系統結合了光、機、電、控制、訊號處理等技術，每一項技術在光碟機中彼此息息相關。在本章中，我們將整個光碟機系統作一介紹，第一節介紹光碟機的光學原理、機構、電路以及規格；第二節針對其伺服控制系統進一步的分析與說明；第三節則是深入探討循軌伺服控制系統。

2.1 光碟機原理與系統架構

2.1.1 光學儲存原理

光碟機是光學儲存領域中相當成功的應用，光學儲存就是將資料刻在一個反射平板上面，使其表面有凹凸不平的情形，然後將固定波長之雷射光經過聚焦後投射於其上，利用光感測器來感測由平板上反射回來的反射光。由於平板上凹凸不平的現象會使得光造成繞射、散射等現象，因此反射回來的光會產生明暗不同的情形；光接收器將明暗不同的照度轉成不同電流（或電壓），最後經由波形整形和訊號處理，如此一來便可以將記錄在平板上的資料讀回。整個過程可以由圖 2-1 來表示。

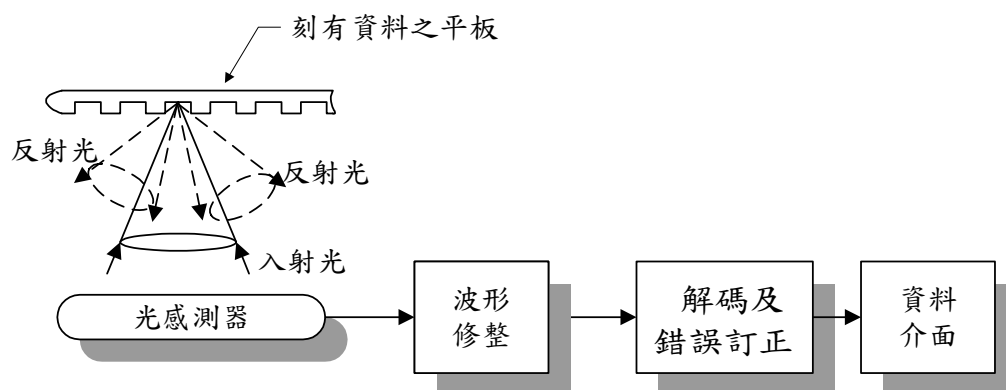


圖 2-1 光學基本儲存原理

光碟機系統主要分成兩部份，一部份為「資料儲存媒體」，另一部份則是「資料存取機構」。其中「資料儲存媒體」是所謂的「光碟片」；而「資料存取機構」即所謂的「光碟機」。

光碟片的直徑約為 12cm、厚度約為 1.2mm，以 CLV(Constant Linear Velocity)的軌道排列為例，大約有 22000 軌左右的軌道以螺旋狀緊密排列，將螺旋軌道展開則大約有 4.5Km 的總長度。下圖 2-2 所示為光碟片表層軌道以螺旋排列的示意。

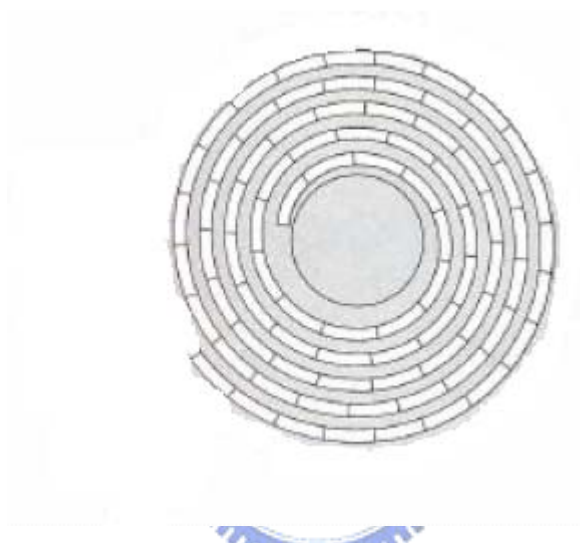


圖 2-2 光碟片螺旋排列示意圖

以 CD 光碟片來說上兩條軌道間的距離大約為 $1.6\mu\text{m}$ ，軌道上有著許多長短不一的凹洞，如圖 2-3 所示；當雷射光當照射到凹洞(Pits) 與 Land 的邊緣，會使得反射光有不同的相位差，造成有不同的明暗度，再藉由光二極體偵測反射光的強度，將碟片的 Pits 與 Land 轉成數位訊號，其如圖 2-4 所示。而為了達到高密度的儲存，縮小軌距(Track Pitch)及減少最小坑洞(Minimum Pit Length)是最直接的方式，如此可以在相同尺寸的碟片上儲存較多資料。縮小軌距意味著必須縮小雷射的聚焦光點才能正確地讀取資料，聚焦光點的直徑大小通常以 $0.6\frac{\lambda}{NA}$ 來決定；所以選擇波長較短的雷射光源以及 NA 值較高的透鏡再搭配上高密度碟片才能增加光碟儲存密度。

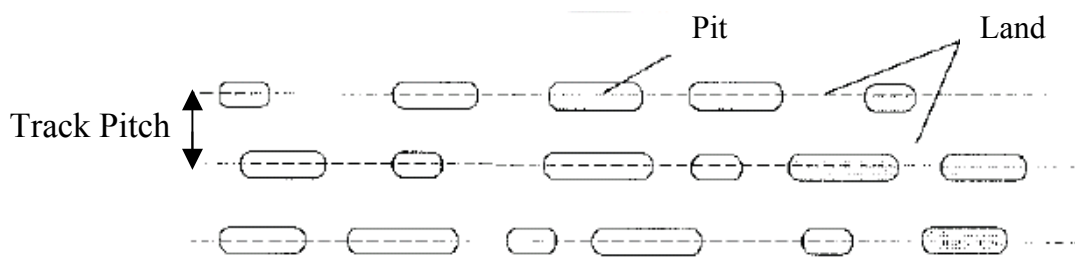


圖 2-3 碟片表面示意圖

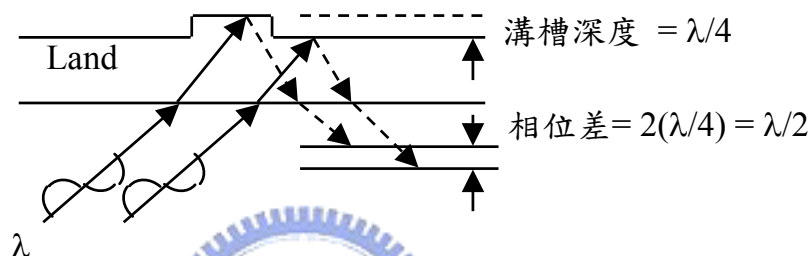
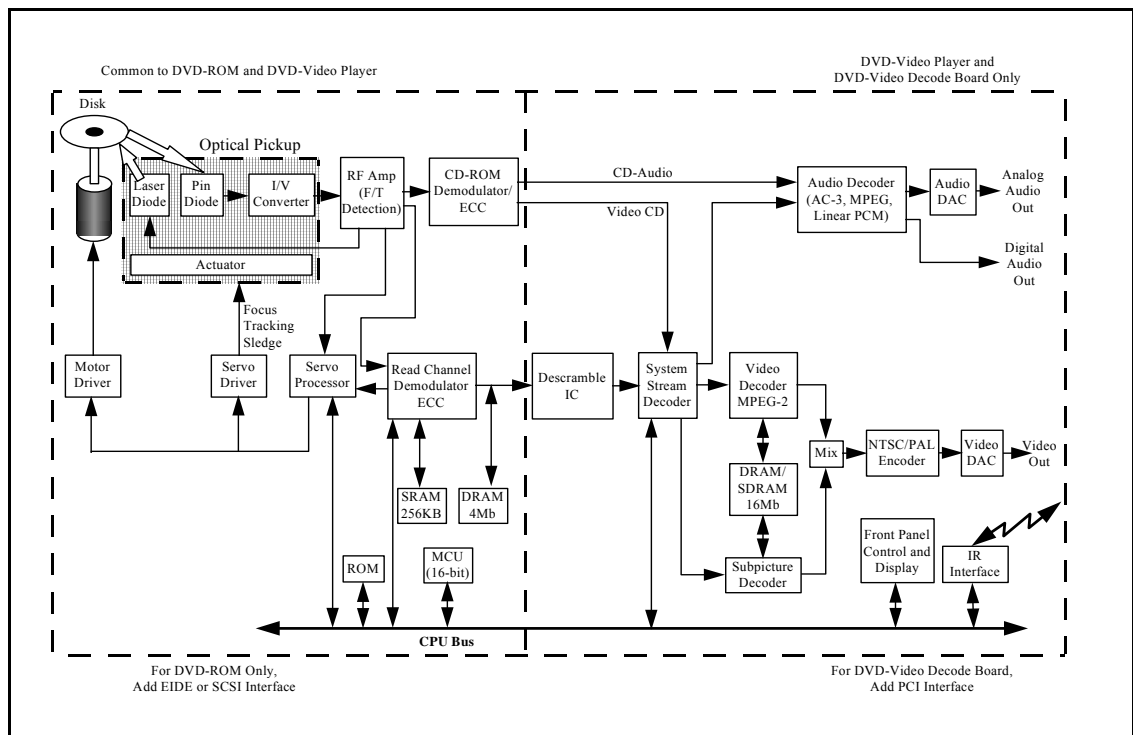


圖 2-4 碟片表層反射造成相位差

介紹完碟片後，接下來介紹光碟機的硬體，承如前述的光學讀取原理，我們需要雷射光源以及光路的設計才能使光點落在碟片的反射層，這部分我們統稱為光學讀取頭，而帶動讀取頭做垂直或水平移動的機構稱之為致動器；控制致動器至目標位置則是根據感測反射光點的訊號搭配內部指令來進行調整，經由此迴授的訊號以及適當的控制器設計則能讓讀取頭順利的到達目標位置附近。除了控制光學讀取頭這部分外，另一重點則是訊號解碼，其目的是由反射光點將碟片上的刻痕轉成數位訊號，再藉由檢查碼以及解碼的動作始能將訊號還原成真正的資料內容，最後經過由特定的介面與 PC 傳輸或是直接撥放。圖 2-5 是 DVD 方塊圖。圖左半是 DVD-ROM 與 DVD-Player 共用的部份，右邊是 DVD-player 處理訊號壓縮格式的部分。本論文主要著重在控制部分，所以解碼或壓縮格式則不再詳述，接下來章節將詳細介紹光碟機的各部分硬體。



資料來源：Dataquest (Jun. 1996)，工研院電子所 ITIS 計畫修改(Aug. 1996)

圖 2-5 DVD 方塊圖[2]

2.1.2 光碟機機構模組介紹

1. 面板、機殼、碟片承載機構。
2. Mecha：負責帶動碟片的旋轉，及移動光學頭至特定磁軌上的任意位置以讀取資料。
3. 光學讀取頭：光學讀取頭一般被稱為「光碟機的心臟」，光學儲存能夠實現的一個相當重要的因素就是光學讀取頭，其性能好壞關係到整個光碟機的品質。主要功能是將光碟片上面的資料讀取回來，同時必須還要能夠聚焦雷射光以及追循螺旋狀的資料軌。讀取頭主要光學元件有雷射二極體、相位光柵、分光鏡、瞄準透鏡、聚光物鏡、及光接收感測器等，相對位置如圖2-6；為達成長軌距、高精度的控制目的，光學讀取頭機構通常採用雙致動器之結構。其中行程較長、質量

較大的致動器稱為粗致動器，負責帶動光學讀取頭做長距離行程的運動，一般由馬達及滑軌所構成，亦有以導螺桿為帶動機構的方式，以避免滑動的問題，但會增加系統的非線性度。而微致動器則是指帶動光學讀取頭的機構，包括四弦懸吊機構及微型之音圈馬達（Voice Coil Motor，VCM），帶動整個光學鏡組，其運動方式除了做徑向的軌道跟隨及搜尋外，亦包括上下移動之對焦能力。

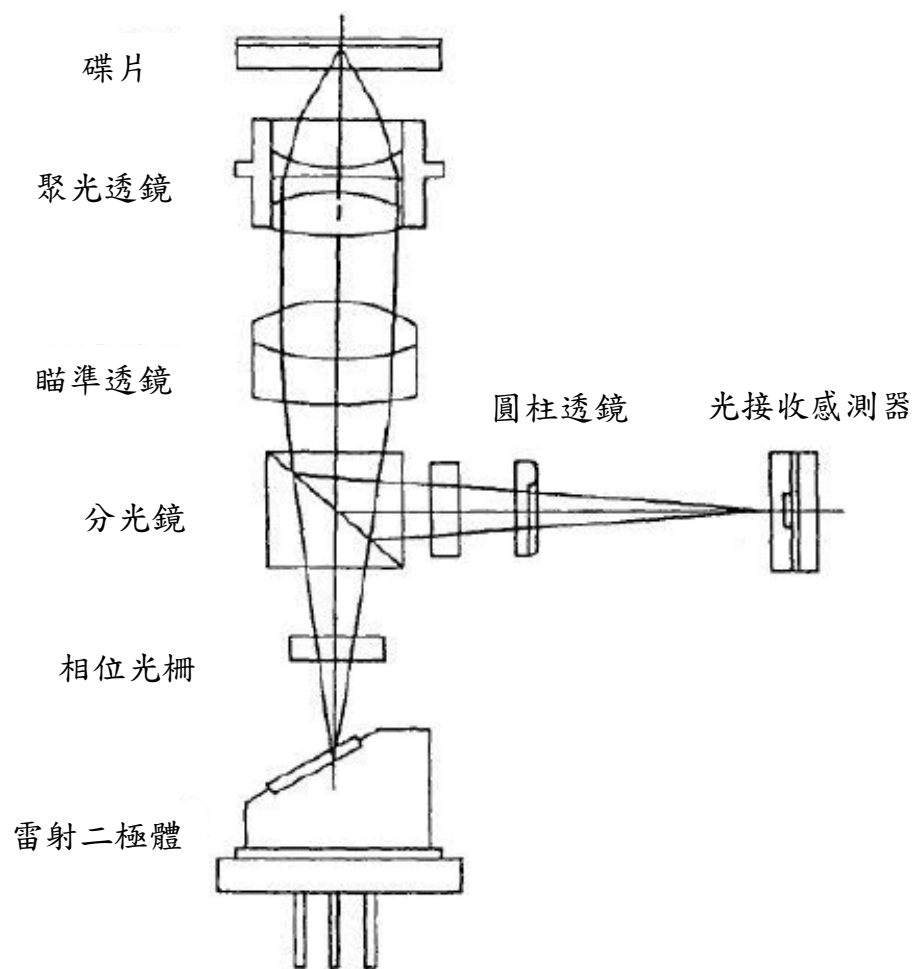


圖 2-6 光學讀取頭示意圖[29]

2.1.3 光碟機電路模組介紹

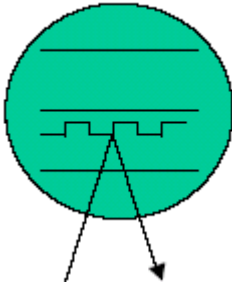
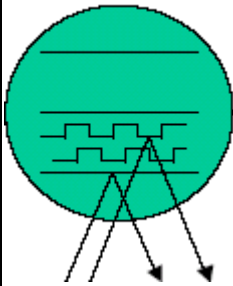
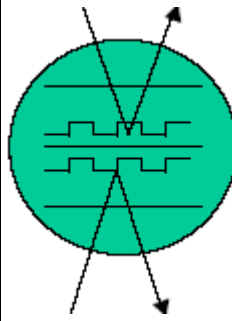
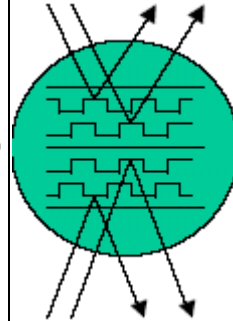
- 1.微處理器：微處理器主要的目的是執行寫在唯讀記憶體內的韌體程式，以規劃光碟機系統運轉時的各項排程，或處理使用者所下的各項指令，此外，還負責與內部的解碼晶片、控制晶片以及外部的PC或遙控器等進行傳輸與溝通。
- 2.前級放大器：將光感測訊號進行處理並放大，包括了資料訊號(RF)與伺服控制所需的訊號，如循軌誤差(TE)、聚焦誤差(FE) 等訊號。
- 3.類比數位轉換介面：將前級放大器的類比訊號轉成數位訊號以供數位訊號處理器使用。
- 4.數位類比轉換介面：包含一部分將解碼後的資料轉成類比訊號輸出撥放，另一部分則是將數位濾波器的輸出轉成類比訊號，用以推動致動器。
- 5.數位訊號處理器：內部包含資料解碼檢查與數位伺服控制器等。
- 6.驅動IC：用以驅動主軸馬達、負載光學讀取頭的直流馬達、聚焦與循軌的音圈馬達等。

現今的技術幾乎都能將上述的電路(除了驅動 IC)整合在一顆晶片，以減少成本並增加整合度。

2.1.4 光碟機規格

光碟機目前市場的主流為 DVD，DVD 的產品不論是光碟機還是光碟片均必須滿足 DVD Forum 的規範。DVD Forum 的規範要求 DVD 儲存媒介以波長為 650nm 的紅光雷射二極體(LD)，NA 為 0.6 的聚焦透鏡在鍍有特殊材料的光碟片上刻上（或讀出）一個個最小坑洞 $0.4\mu\text{m}$ 的點。在容量方面，則有單片容量 4.7GB、8.5GB、9.4GB、17GB 四種不同的規格，整理如下表 2-1 所示。而其規格(讀寫要求和編碼方式)，目前有：DVD-Video、

DVD-ROM、DVD-Audio、DVD-R、DVD-RW、DVD-RAM 和 DVD+RW。




碟片		單面單層 (DVD-5)	單面雙層 (DVD-9)	雙面單層 (DVD-10)	雙面雙層 (DVD-18)
最大容量	12cm	4.7GB	8.5 GB	9.4 GB	17 GB
	8cm	1.4 GB	2.6 GB	2.8 GB	5.2 GB
					

表格 2-1 DVD 碟片結構比較[1][29]

和 CD 最早被用來當作音樂儲存媒介不同，DVD 最早被用來儲存電影，因此 DVD-Video 是最早通行的規格。DVD-ROM 則是滿足一般資料儲存而制訂的規格。DVD-Audio 是為了儲存音樂而制訂的新規格，有著比 CD 還要大的取樣頻率。DVD-R 和 CD-R 類似，是一次寫入型的產品，可以滿足大量資料儲存的需求。目前可重複讀寫式光碟的規格有 DVD-RAM，DVD-RW 和 DVD+RW 三種，分別由 Matsushita、Toshiba、Hitachi (DVD-RAM)，Pioneer(DVD-RW)，和 HP、SONY、Philips、Ricoh、Misubishi (DVD+RW) 等公司提出。由於這些格式的讀寫入的規格不同，不但碟片規格的要求不同，連光碟機的讀寫入機構也都會受到影響。因此規格的不統一是目前可讀寫式 DVD 光碟機一直未能普及的原因之一。

不過目前製造商已推出同時滿足 DVD-RAM，DVD-RW，DVD+RW 規格的 DVD-multi 機器，以避免有不相容的困擾。值得一提的是，我國工研院近年推廣的 FVD 規格也已經獲得 DVD Forum 的認可，讀取頭使用與目前 DVD 相同之 650nm 紅光雷射，而畫質則呈現 1280*720 高畫質水準，儲存容量單面單層碟片可達 5.4-6GB，並採用微軟 WMV-9(Window Media Video-9)視訊壓縮技術，可容納 135 分鐘的高畫質節目。

除了目前 DVD 相關產品外，下一代的藍光光碟機規格目前也是百家爭鳴的狀態，我國工研院在 2001 年結合台灣 27 家廠商，成立台灣前瞻光儲存研發聯盟，研擬新一代藍光光碟機規格的制定，在 2002 年 11 月正式提出藍光 HD-DVD 規格草案，作為發展 HD-DVD 的參考，繼 Blue Ray Disc 與 AOD 兩大陣營後，全球第三個發表藍光 HD-DVD 規格的單位。下表 2-2 為三個世代光碟機規格的比較；表 2-3 則是目前三大陣營藍光規格比較。

	CD	DVD	HD-DVD
讀取符號大小			
軌道間距	1.6 μm	0.74 μm	0.34 μm
紀錄容量	650MB	4.7GB	15GB/25GB
NA	0.45	0.6	0.85
雷射波長	780nm	635/650nm	405nm
光碟機產品	CD-ROM CD-R/RW	DVD-ROM DVD-RAM/RW	HD-DVD DVR

表格 2-2 三代光碟機規格比較[1][29]

	Blu-Ray Disc 9C	AOD ROM DVD Forum	HD-DVD 前瞻儲存 研發聯盟
碟片厚度/保護區厚度	1.2mm/0.1mm	1.2mm/0.6mm	1.2mm/0.6mm
雷射波長	405nm	405nm	405nm
聚焦物鏡 NA	0.85	0.65	0.6-0.65
單面單層容量	23.3/25/27GB	15GB	17GB
軌跡間距	0.32um	0.34~0.4um	0.41um

表格 2-3 目前藍光發展規格[29]

2.2 光碟機伺服控制系統[21]~[27]

伺服控制系統用來處理光碟機內所有會動的元件；當光碟機在讀取資料時，碟片須作高速旋轉，所以根據設定的轉速來調節碟片的旋轉；另外還需將光點聚焦以及鎖定在適當的資料軌上，才能迅速讀取資料。整個伺服系統可以細分為主軸伺服系統（Spindle Servo）、徑向伺服系統（Radial Servo—包含循軌與尋軌）、聚焦伺服系統（Focusing Servo）、碟片拖盤伺服（Tray Servo）系統等，下面將重要的伺服系統做一介紹。

2.2.1 主軸伺服控制

主軸馬達伺服的主要功能是承載光碟片的旋轉，並且提供光學讀取頭能夠由光碟片上讀取固定之資料流(Data Stream)。主軸馬達在光碟機的應用上主要可分為定轉速（Constant Linear Velocity—CAV）與定線速（Constant Linear Velocity—CLV）兩種形態。就定線速而言，光學讀取頭在讀取內圈資料時，主軸馬達的轉速較快，而當讀寫頭越向外圈移動時，所需之主軸馬達轉速則越慢。

其調整的方法是光學讀取頭將資料與內部的參考值比較，然後產生一個控制電壓驅動主軸馬達旋轉，使得旋轉時讀取頭所在的位置的切線速度能與資料流的速度相匹配。一般而言，主軸馬達伺服系統可以視為一閉迴路之控制系統，主軸伺服系統根據光碟片上RF的同步訊號（Sync. pattern signal）作為系統的回授訊號，再利用鎖相迴路（Phase Locked Loop—PLL）來做轉速控制，其詳細之系統方塊圖如圖2-7。系統運作時，會由時脈產生器產生一個基準頻率，送入主軸馬達控制器中與迴授回來的同步訊號作比較，以適時變動主軸馬達的轉速，使基準頻率與同步訊號的頻率維持相同。

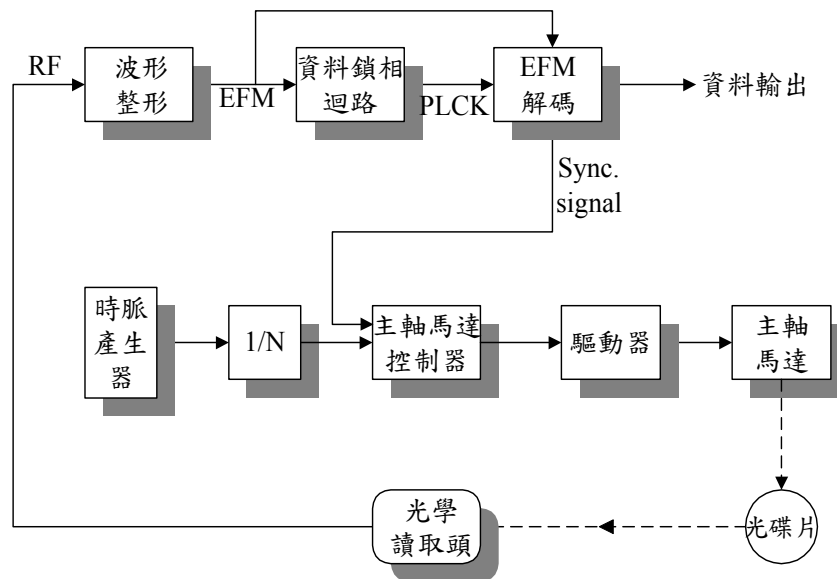


圖 2-7 主軸馬達伺服系統方塊圖

由於定線速度的方式儲存資料時，光碟片上資料的線密度是一樣的，所以在碟片內圈時資料量較少，在外圈時資料量就比較大了，而定角速度的資料儲存，不論內外圈都一樣大，因此不論在讀取與資料配置方式上，定線速度讀取方式其有效容量都要比定角速度高出很多，此其主要優點。但其缺點在於主軸馬達轉速變換需耗費較多時間，造成資料讀取及搜尋速度與定角速度方式比較起來慢了一些。針對這個缺點，已有許多人提改進的方法：包括利用定角速度方式（CAV）來讀取定線速度（CLV）、區間可變轉速（Zoned-CLV）、近似定線速度（Quasi-CLV）方式、部分定線速度（Partial CLV）以及定角速度定線速度混和方式（CAV-CLV）。

2.2.2 聚焦伺服控制

聚焦伺服系統的主要功能在於精確地將雷射光聚焦在碟片上面，使得光學讀取頭內的光偵測器，能正確地偵測到並解析由碟片上反射回來的資料。然而由於光碟片在正常旋轉的過程中會由於偏心以及光碟片本身的非

真圓而產生上下的晃動(wobble)，或是夾片機構本身的間隙所造成光碟片的偏移，因此聚焦伺服系統必須不斷地偵測聚焦誤差訊號，隨時修正聚焦的動作，以期能正確的讀取資料。整個聚焦伺服系統如圖 2-8 所示。

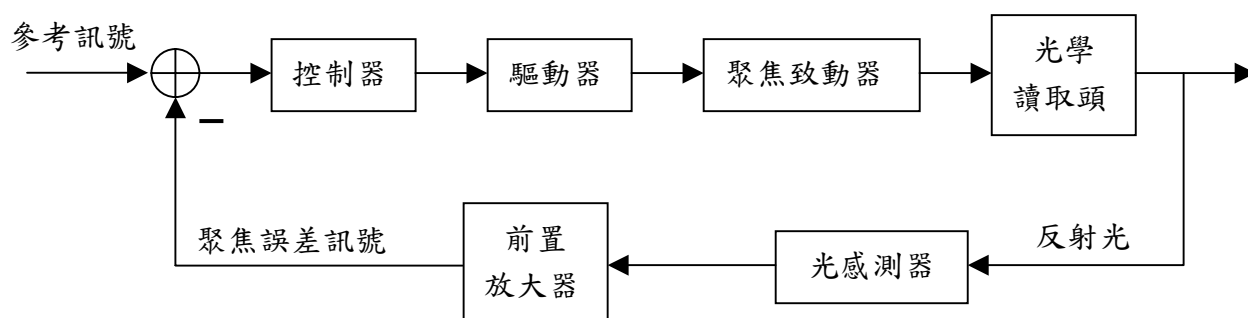


圖 2-8 聚焦伺服系統

聚焦伺服包含了聚焦致動器、光學系統(透鏡)、光感測器(光二極體)、前置放大器以及補償控制器。聚焦致動器將聚焦物鏡(objective lens)上下移動使得雷射光點能正確地打在光碟片上。一般而言，使用音圈馬達(Voice Coil Motor)作為聚焦致動器，音圈馬達如圖2-9。而由雷射二極體所發出的雷射光經由一連串的光學透鏡來做整形、偏極等動作，最後照射在光碟片上。光偵測器則是由光碟片所反射的部分雷射光，將其轉換成電流訊號。經過前置放大器後，轉成電壓並且放大成聚焦誤差訊號(FE)。聚焦誤差訊號的波形依據聚焦遠近看起來好像一個S，所以又稱為S曲線。光碟機再將聚焦誤差訊號的線性部分提供給動態補償器來做補償的動作。最後整個伺服系統為一個閉迴路控制系統。

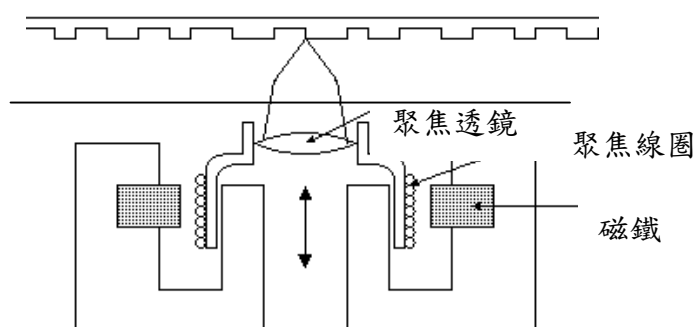


圖 2-9 音圈馬達

2.2.3 循軌伺服控制

光碟機上的循軌動作是當光碟片旋轉時，雷射光點必須不斷地向外/內移動以便能追循此一連續之螺旋狀資料軌。另一方面，由於資料軌的軌距僅 $1.6\mu\text{m}$ (DVD: $0.74\mu\text{m}$)，因此當光碟片因為旋轉時震動造成非真圓或是偏心而有稍微之偏移 (Run-Out) 時，雷射光點可能會漏失原來追隨的資料軌，為了確保雷射光點夠維持在軌道中央，資料能無誤地循序讀取資料，因此雷射光點必須追循著資料軌道，此伺服動作乃稱做「循軌」。

此循軌的動作即必須藉由「循軌伺服系統」來達成，其架構與「聚焦伺服系統」類似，包含了循軌致動器、光學物鏡、光感測器、前置放大器以及補償控制器等主要元件，同樣的由光感測器感測迴授訊號後放大成循軌誤差訊號(TE)，再與控制器形成閉迴路，此系統方塊圖如圖 2-10。

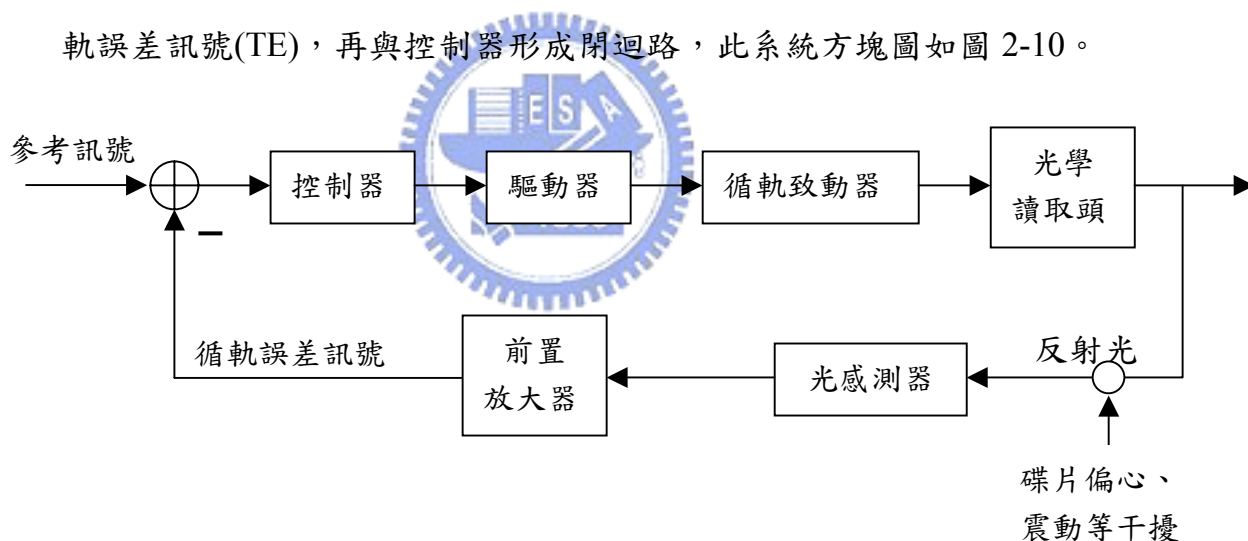


圖 2-10 循軌伺服系統

因為光碟片資料儲存區大約在半徑 25mm 到 58mm，所以雷射光點必須要能夠橫越 33mm 的距離；另一方面雷射光點又必須追隨軌距只有 $1.6\mu\text{m}$ 的資料軌 (DVD: $0.74\mu\text{m}$)。為了要達到此一嚴格之控制要求，部分光碟機系統採用了「雙致動器伺服系統」(Dual-Stage Actuator Servo System)，雙致動器如圖 2-11 所示。

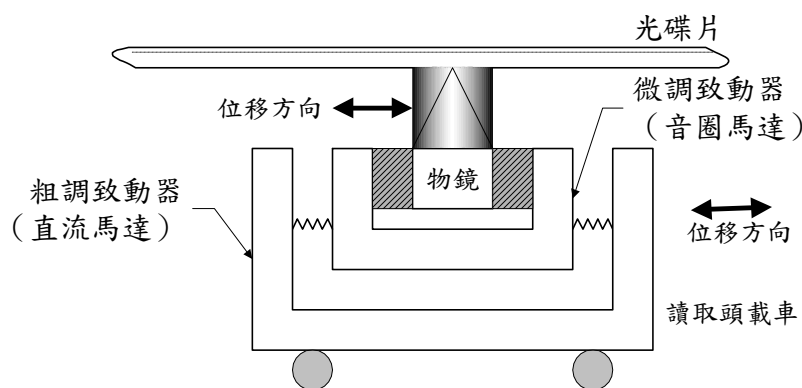


圖 2-11 雙致動器示意圖

所謂「雙致動器伺服系統」就是伺服系統中採用兩個致動器，由其中一個為粗調致動器 (Coarse Actuator)，處理較大距離的移動，另一個為 (Fine Actuator)，處理較小範圍的移動，而這兩個致動器是互相耦合在一起的。一般而言，粗調致動器的行程可到達 33mm，控制精度大約在 0.1mm 左右；而微調致動器的最大行程約只有 3mm 以下，但控制精度必須到達 $0.1\mu\text{m}$ 以下，雷射光點移動行程大約在一百軌左右；當雷射光點所需移動距離超過微調致動器能處理的範圍時，就必須靠粗調致動器來輔助達成，所以需要這兩個致動器的互相配合才能完成光碟機內的徑向伺服，其伺服系統方塊圖如 2-12。圖中微調致動器處理訊號中較高頻的部分，而粗調致動器則是處理訊號中較低頻的部分。

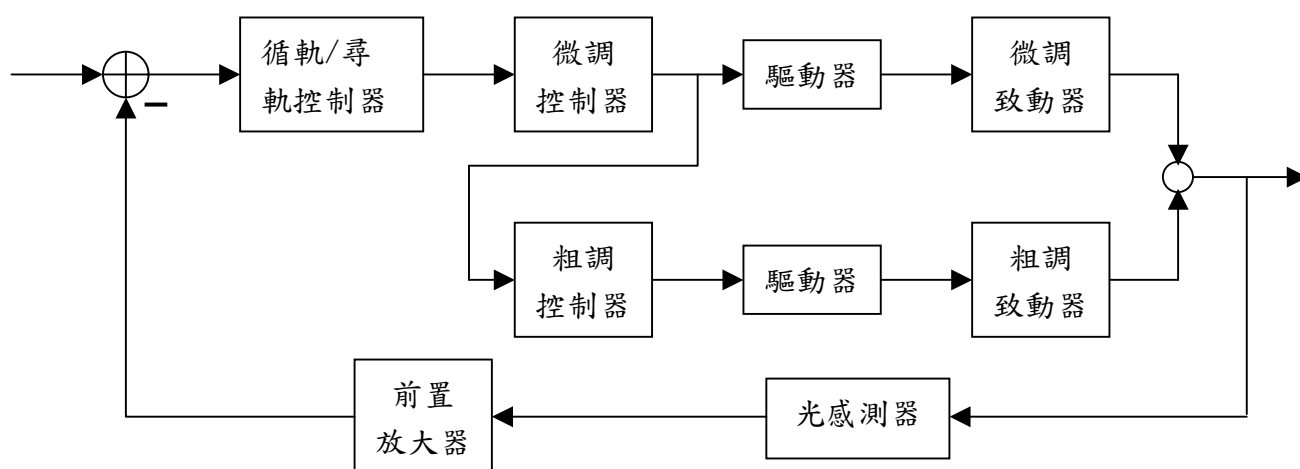


圖 2-12 雙致動器伺服系統

2.2.4 尋軌伺服控制

為了隨意的讀取分佈在光碟片上面的資料，光碟機需要一個「尋軌伺服系統」(Seeking Servo System)來找尋目的資料軌，以便能將此軌資料讀取出來。這個「尋軌」的動作和「循軌」一樣都在光碟片的半徑方向上移動，因此將兩者合稱為「徑向伺服系統」(Radial Servo System)。

光碟機系統欲達到「直接讀取」(Direct Access)的目的，必須提供隨時讀取碟片上任一區域資料的能力。因此，光碟機系統必須讓光學讀取頭不僅能循序追隨資料軌還要能夠「找尋」目的資料軌以讀出正確的資料。光碟片上面資料區半徑長約有 33mm，這就是所謂徑向伺服系統的行程 (Stroke)，也是光學讀取頭所必須橫越光碟片表面的最大距離。由於儲存於光碟片上的每筆資料大小不一，因此每筆資料在光碟片上所佔的資料軌數也就不一樣，當雷射光點由現在的資料要移動到另一筆資料時，所需跨越的軌數 (或是距離) 也就不一定。因此尋軌伺服系統要能夠使讀寫頭高速移動長短不同的距離，並且在目的軌或其附近停止。其系統方塊圖與循軌伺服系統類似，只是必須將「循軌誤差放大器」改成「軌數計數器」。

尋軌伺服又可以分為長程尋軌、中程尋軌、短程尋軌，當光學讀取頭要讀取碟片上某一軌上的資料時，而此一軌的距離又超過微致動器的音圈馬達的所能移動的範圍時，尋軌控制器就會驅動粗調致動器，利用粗調致動器快速地將光學讀取頭移動到目的軌的附近，之後屬於短程尋軌模式，此時啟動微調致動器將光學物鏡帶到目的軌的下方使得雷射光點到達正確的目的軌，然後啟動「循軌伺服系統」而開始讀取資料。如果目的軌與現在軌距離僅數軌到數十軌左右，則不用啟動粗調致動器做長程尋軌，只要利用微調致動器便可以達成工作。

2.3 循軌伺服控制系統

2.3.1 循軌原理

承如前一節循軌伺服系統所述，一個循軌伺服系統包含了循軌致動器、誤差感測器、誤差訊號放大器、補償控制器等。其目的是希望能將讀取頭的光點鎖定在資料軌道上，當光點照在軌道正中央時，讀取訊號強、波形清晰；當光點沒有照在軌道正中央時(即偏軌)，讀取訊號弱、波形模糊，導致讀取訊號時，容易發生漏失或誤判的情形。通常我們可以將碟片的軌道與感測後的訊號對應成一個類似S的曲線，稱為S-curve，下圖2-13是碟片軌道對應循軌誤差的訊號。

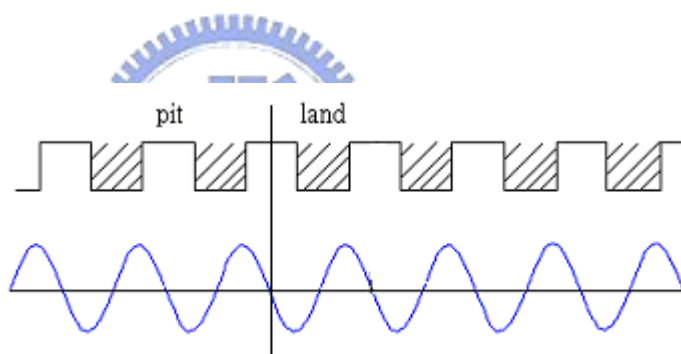


圖 2-13 碟片表層與 TE 訊號之對應

由圖中可發現，當光點恰落在軌道的正中央，對應的曲線剛好是零點的位置；若不在正中往兩邊偏移時，會隨著偏移的距離而增加或減少其值，我們可以利用正負號來判定目前偏移的方向，也可利用其值來量化偏移的距離。若偏移過大而脫離了線性區，造成波形進入下一個S曲線時，則表示已經光點已經落到鄰近的下一個軌道上了。所以，一般將零點設為控制系統的設置點，可預期的輸出訊號將會在零點上下跳動；藉由加入適當的控制器，希望可以將循軌誤差壓抑在我們能容忍的範圍。至於如何形成S曲線的循軌誤差，則在下一節詳細說明。

2.3.2 循軌誤差偵測

目前已發展成熟且較常使用的循軌誤差偵測方式有三光束法、推挽法、外差法及差動相位檢測法，其說明如下：

1. 三光束法(Three-Beam)：三光束法顧名思義是利用三個雷射光束來達到循軌誤差偵測的目的，也是一般CD常使用的感測方法。這種方法是利用相位光柵繞射分光特性，以物鏡將第0 階與 ± 1 階共三道光束聚於光碟片上的同一軌道。如圖2-14 所示，中間的光點就是第0 階的光點，也就是未被繞射的光點，而在左右兩個繞射光點就是 ± 1 階的光點。中間的光束是讀取資料用的，另外兩個光束則是用來偵測循軌誤差。這三個光束打在光碟片上後，會反射回讀取頭的光二極體陣列，中間的光感測器所偵測的A、B、C、D 可以用來得到RF 訊號，而剩下的E、F 兩個光二極體正是產生循軌誤差訊號的來源。循軌誤差訊號(TE)為E-F，在正確循軌時，由於 ± 1 階的雷射光束都照射在非凹洞(Land)上，所以反射光是一樣強，因此 $TE=0$ 。當雷射頭偏左或偏右時，由於E 或F 會照射到凹洞(Pit)，所以會造成E 與F 的反射光量不同，也就是 $TE<0$ 或 $TE>0$ 。

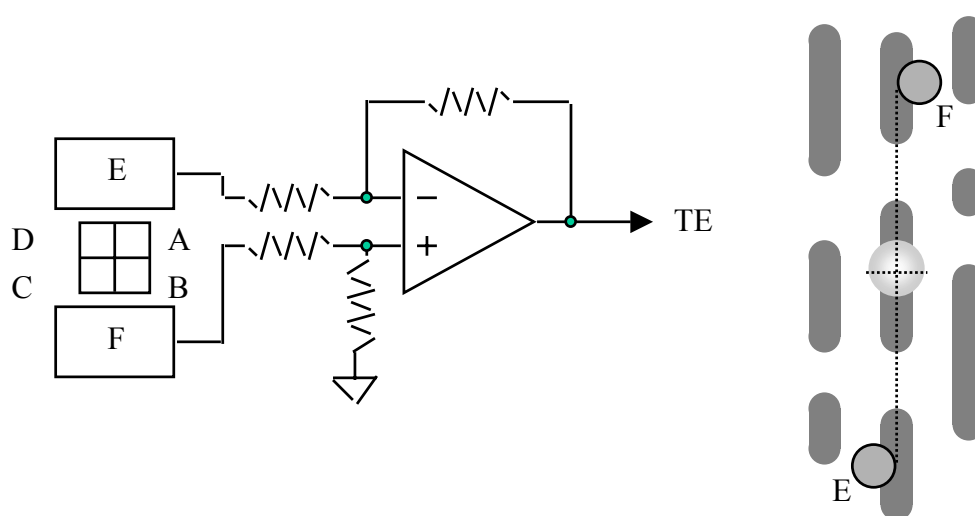


圖 2-14 三光束原理

2. 推挽法(Push-Pull)：由於光碟片上的溝槽密度相當高，如果將光碟片沿直徑方向切開將可發現其截面是有許多整齊之溝槽所組成。而這些溝槽結構在雷射光反射時相當於一個光柵，因此當雷射光照射在光碟片上時，會產生第0階與 ± 1 階的繞射光，經由適當的安排，這三個繞射光會互相干涉，當溝深為 8λ 時可獲得最強的跨軌訊號，之後這三個繞射且互相干涉的反射光經由物鏡由光二極體偵測，會因為循軌正確與否而產生不同的干涉光強度差異。當循軌正確時，光二極體接收左右兩端的干涉光強度一致，如圖2-15所示。若偏向任一方，則左右兩端的干涉光強度就會產生差異，因此將光二極體陣列左右兩端訊號相減即可獲得循軌誤差訊號，這種方式也很容易實現，但是其對碟片晃動的容忍度較差。

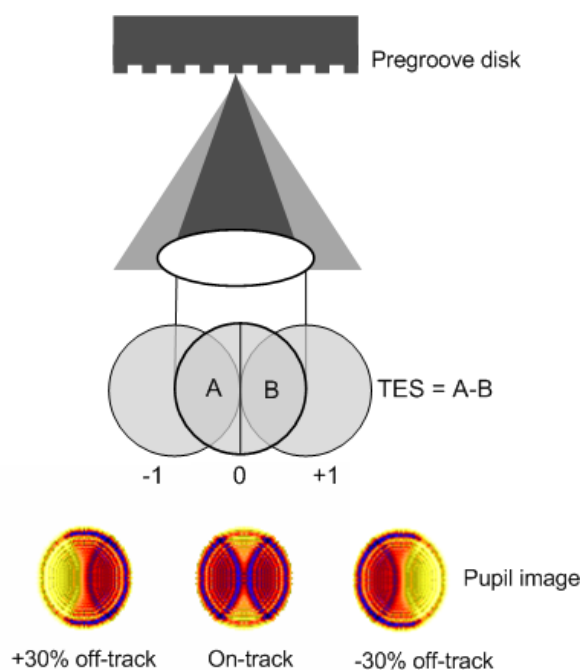


圖 2-15 推挽式

3. 外差法(Heterodyne)：外差法所採用的循軌訊號主要是以四分光感測器接收繞射產生之訊號再加以計算而得。當光點打到光碟片表面時，由於光碟面上有很多間距相同的軌道，軌道上有3T 到11T 的凹洞，因此排列整齊的凹洞使光點產生繞射反應，故在反射光路上就有很多的繞射光束，它們彼此疊

加在一起，當光點在不同光碟面位置時，其繞射光束之相位會改變但其位置不變。譬如作軸向掃瞄(Radial Scan)時，其重疊干涉部分之能量變化是上下變化，但左右維持不變。當作切線掃瞄(Tangential Scan)時，其重疊干涉部分之能量變化是左右變化，而上下維持不變。故用四分光感測器可得到外差訊號 $HTD=(A+C)-(B+D)$ 。根據外差訊號和總訊號兩找做比較及訊號處理可得到外差循軌誤差訊號。

4. 差動相位檢測法(Differential Phase Detection, DPD)：由於DVD碟片軌距約只有CD的二分之一，所以DVD不能採用三光束法的循軌方式，而其狹小軌距則是適合使用相位差分檢測方式來產生循軌誤差訊號。參考圖2-16，從碟片反射回來的雷射光，會受到碟片表面凹洞繞射影響而減小，使得四分接收器上對角和的訊號也分別減小。當光束通過凹洞時，若是在軌道的正中央，則兩對角和的訊號會有相同相變化；若光束是在凹洞所構成軌道的右邊，則四分接收器上1與3的對角和訊號，其相位會領先2與4的對角和訊號；反之，若光束是在凹洞所構成軌道的左邊，則1與3的對角和訊號相位會落後2與4的對角和訊號。

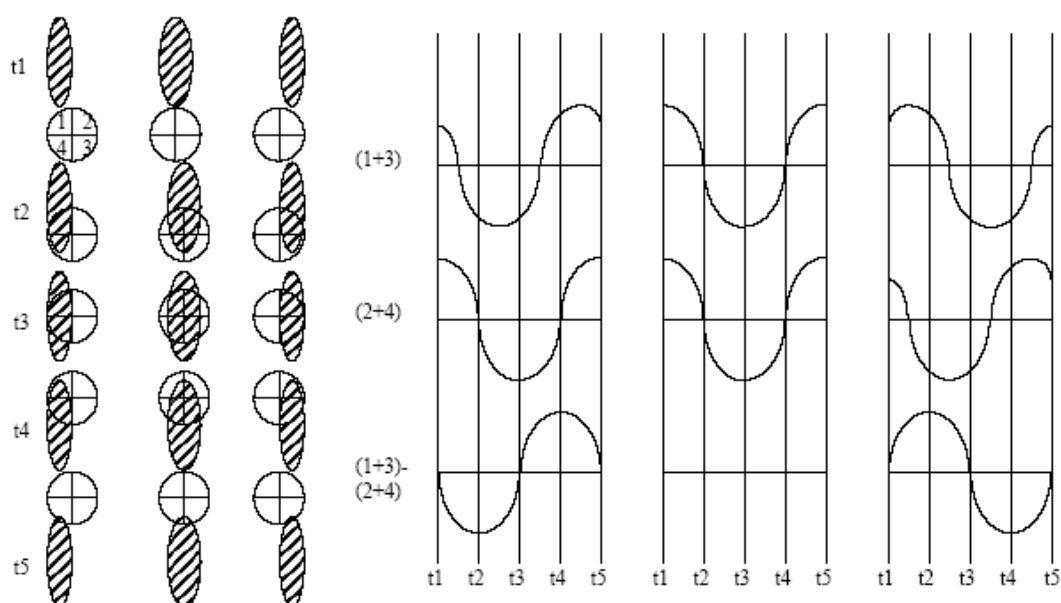



圖 2-16 四分接收器對角和之相位差

第三章 循軌致動器系統判別

循軌致動器是循軌伺服控制系統中的受控體，所以我們必須先了解受控體的模型，以利未來控制器的設計，而建構其模型的方式是由數學模型的推導，以及實際量測的訊號來做分析；在本章中，我們先做數學模型的推導，找出致動器模型的階次，再來我們則設計類似亂數的輸入而進行實際量測，並搭配最小平方方法的理論找到模型對應的參數。

3.1 循軌制動器模型推導[18][19][20]

循軌致動器的驅動器基本元件為音圈馬達，其負載慣量小，具有容易振動的特性，參考規格書上的致動器規格可知音圈馬達的電路特性的頻寬較機械特性的頻寬為高，故可以合理地忽略電路特性。式(3.1)為致動器的機械特性表示式：


$$F = ma + Bv + kx \Rightarrow \frac{X}{F} = \frac{1}{ms^2 + Bs + k} \quad (3.1)$$

F：施在音圈馬達上的外力

x：音圈馬達的位移

m：音圈馬達的等效慣量

B：音圈馬達的等效阻尼

k：音圈馬達的等效彈性係數

圖 3-1 為音圈馬達磁路示意，外圍及中間有導磁材料提供磁路，而上下各有一個永久磁鐵提供穩定且均勻的磁場，當外加電壓於線圈上產生電流時，會產生一個力量作用於線圈之上，使得線圈產生左右方向的移動，其力量大小如式 (3.18)：

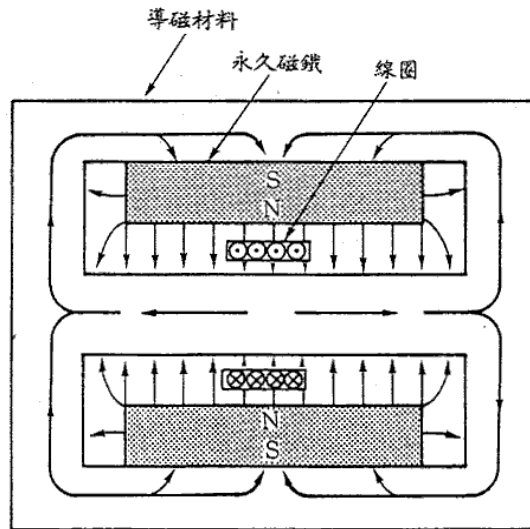


圖 3-1 音圈馬達磁路

$$\vec{F} = rL \vec{I} \times \vec{B} = IK_f \quad (3.2)$$

\vec{F} ：作用於線圈之力

r ：線圈在磁場中之有效長度與線圈總長度之比

\vec{I} ：為加於線圈上之電流

\vec{B} ：為氣隙中之磁通密度 (Magnetic Flux Density)

L ：為導線總長度

由於作用力方向 (\vec{F})、電流方向 (\vec{I})，以及磁通密度方向 (\vec{B}) 三者方向互相垂直時，可簡化成一純量 $K_f = rLB$ 。合併式(3.1)和式(3.2)之後，可以得到

$$\frac{X}{I} = \frac{K_f}{ms^2 + Bs + k} \quad (3.3)$$

最後，將輸入控制電流改成輸入控制電壓，並經過整理可以等效成一般常見的二階模型，如式(3.4)

$$\frac{X}{V_{in}} = \frac{\frac{c}{m}}{s^2 + \frac{B}{m}s + \frac{k}{m}} = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.4)$$

V_{in} ：致動器輸入電壓

X ：音圈馬達的位移

c ：電壓與驅動力轉換係數

3.2 系統判別[32][33]

在實際系統作分析時，雖然利用了機械、電學等理論建立了伺服系統中致動器的動態模型，然而對於模型中的參數卻是一無所知，只知道致動器系統的位移與輸入電壓為兩階的系統。由於不曉得其中的參數值，無法判斷正確的系統轉移函數，也就無法瞭解系統的特性，因此必須藉由系統判別的方法，來找出實際系統的數學模型，之後才能對此系統進行分析與模擬，再依照目標對此系統設計補償器或控制器。

一般而言，系統判別的理论是由最佳化理论與估測法理论所引伸出來的，目前已被發展出來的系統判別方法相當多，依照對系統所擁有的先備知識之多寡，可將系統判別分為兩大種問題：

1、完全判別（Complete Identification）問題

當完全不知道系統的任何基本特性等資訊，無法推導系統之模型時，即所謂完全判別問題，亦稱為黑箱問題（Block Box Problem），所用的是非參數化判別法（Nonparametric ID）。

2、部份判別（Partial Identification）問題

當對系統的基本特性有所瞭解時，可大致推導系統之模型時，即所謂部份判別問題，也稱為灰箱問題（Gray Box Problem），此時適用

參數化判別 (Parametric ID)，利用有限維度 (Finite Dimension) 的參數模型來尋找最佳解。由於前節中已經推導出整個系統的動態模型，只有模型中的參數值尚未求出，所以在此我們將採用參數化判別來進行，將已推導出系統模型中的參數判別出來，以得到近似實際系統的數學模型。一般來說，參數化的判別法以「最小平方法」(Least Square Method) 最為普遍。

3.2.1 系統判別之模型表示

由於式(3.4)是連續系統，我們取樣的資訊是離散的，所以必須將轉換函數轉成離散模型，我們採用「零階保持」(zero order hold-ZOH) 以代表類比數位轉換器的模型，用 Z 轉換 (Z-transform) 來代表經過類比數位轉換器的離散系統模型。

$G(s)$ 以零階保持的形態做 Z 轉換可以得到離散的 $G_D(z)$ ，轉換公式為

$$G_D(z) = (1 - z^{-1})Z\left\{\frac{G(s)}{s}\right\} \quad (3.5)$$

為了方便起見，將原先的 $G(s)$ 做一調整並簡化形式，其過程如下：

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{\omega_n^2}{(s + \xi\omega_n)^2 + (1 - \xi^2)\omega_n^2} = \frac{(\xi\omega_n)^2 + (\sqrt{1 - \xi^2}\omega_n)^2}{(s + \xi\omega_n)^2 + (\sqrt{1 - \xi^2}\omega_n)^2}$$

$$\text{令 } a = \xi\omega_n \quad b = \sqrt{1 - \xi^2}\omega_n,$$

$$\text{則 } G(s) = \frac{a^2 + b^2}{(s + a)^2 + b^2}$$

套入式(3.5)的轉換公式[11]

$$\begin{aligned}
G_D(z) &= (1-z^{-1})Z\left\{\frac{a^2+b^2}{s((s+a)^2+b^2)}\right\} \\
&= (1-z^{-1}) \times \frac{z(Az+B)}{(z-1)(z^2-2e^{-aT}(\cos bT)z+e^{-2aT})} \\
&= \frac{(Az+B)}{z^2-2e^{-aT}(\cos bT)z+e^{-2aT}}
\end{aligned} \tag{3.6}$$

$$A = 1 - e^{-aT} \cos bT - \frac{a}{b} e^{-aT} \sin bT$$

$$\text{其 } B = e^{-2aT} + \frac{a}{b} e^{-aT} \sin bT - e^{-aT} \cos bT$$

T : 取樣時間

由式(3.6)可知致動器在離散模型當中是分母兩階、分子一階的狀態，由此可以決定致動器在 Z 平面的系統轉換函數階數。而實際系統運作時會有雜訊進入，所以我們也一併將雜訊的模型放到整個系統中，以 ARMAX(Auto-Regressive Moving Average Xogenous)模型來表示，ARMAX 的表示式如下式(3.7)，其方塊圖如圖 3-2 所示。

$$A(z^{-1})y[k] = B(z^{-1})u[k] + C(z^{-1})e[k] \tag{3.7}$$

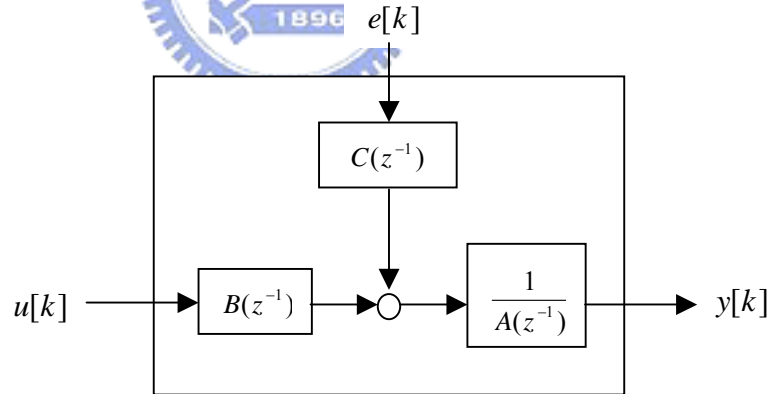


圖 3-2 ARMAX 模型

最後經整理後我們預期系統判別的結果將會如下的形式：

$$y[k] = \frac{z^{-1}(b_0 + b_1 z^{-1})}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} u[k] + \frac{1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} e[k] \tag{3.8}$$

所以 a_1 a_2 b_0 b_1 c_1 c_2 這六個參數則是我們希望得到的估測值。

3.2.2 輸入訊號之選定

由於我們所選定的系統判別方法為參數化判別法，理想上希望的輸入訊號為白色噪音(white noise)，但在物理上無法實現理想的白色噪音，因此我們必須以人為的方式來產生隨機訊號。常見的方法是利用虛擬二元隨機訊號(PRBS：Pseudo Random Binary Signal)，其定義為以兩個位準的數字以隨機的形式互相交換出現，而隨機性則以經過多少次後，其序列出現規律性（即重複）為準。

其中最為人知的隨機訊號為 M 序列(Maximum-length linear register sequence)，它具有近似白色噪音的性質，可保有好的辨識精度，而且工程實現上又易於實現，下面將詳細討論 M 序列的產生及其性質。

(1) M 序列的產生：

假設一個二元的序列 x_1, x_2, \dots, x_n ，各元素之間存在下列關係

$$x_i = a_1 x_1 \oplus a_2 x_2 \oplus \dots \oplus a_n x_n \quad (3.9)$$

其係數 $a_1 a_2 \dots a_n$ 為 0 或 1

\oplus ：互斥或(XOR)邏輯運算單元

只要選擇適當係數，就可以使 M 序列以 $(2^n - 1)$ 為週期循環。根據上述的式(3.9)，只要使用移位暫存器和邏輯運算即可實現，一般的結構形式如下圖 3-3 所示，係數為 1 表示需要回授；係數為 0 表示不需要回授，而 reset 是防止移位暫存器出現全為零的狀態，因為全為零的狀態一出現，移位暫存器的輸出將永遠是”0”的狀態，所以初值 $x_k (k = 1, 2, \dots, n)$ 皆不為零即可。若將此序列輸出的二位元數字轉成電壓準位，以固定採樣週期輸出，則可形成虛擬隨機訊號。

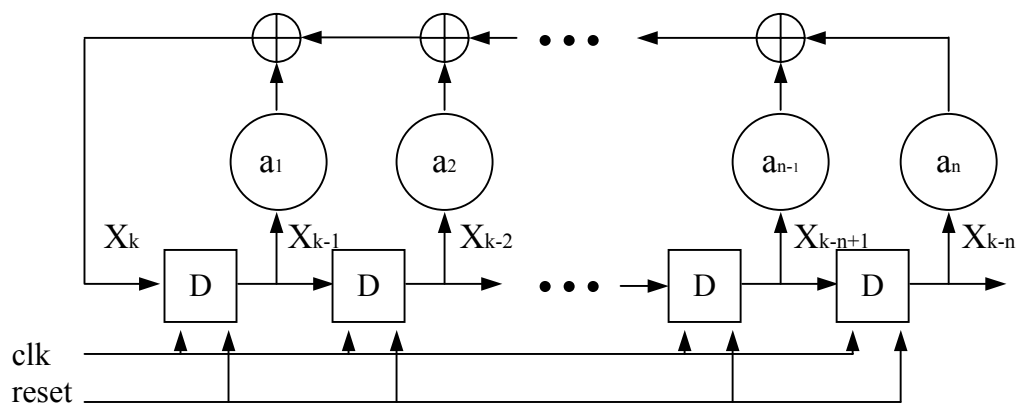


圖 3-3 M-序列硬體架構

(2) M 序列的性質

由上述 M 序列產生的方式可知，暫存器個數將決定此序列重複週期的長短，但若回授的係數選擇不恰當，該序列的週期將會縮短，下表 3-1 整理了 $N = 2^n - 1$ 最大週期所對應的係數值：

n	N	a1	a2	a3	an					
2	3	1	1								
3	7	1	0	1							
4	15	1	0	0	1						
5	31	0	1	0	0	1					
6	63	1	0	0	0	0	1				
7	127	1	0	0	0	0	0	1			
9	511	0	0	0	1	0	0	0	0	1	
10	1023	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1

表格 3-1 移位暫存器的係數表

下圖 3-4 為一理想的白色噪音特性，它是一均值(mean)為零、功率譜密度(Power Spectral Density)為非零常數；或者說他是由一系列不相關的隨機變數組成的。

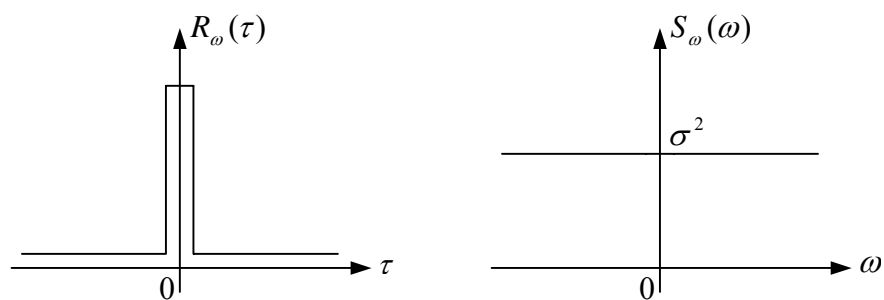


圖 3-4 理想白噪音特性

白色噪音的自相關函數(autocorrelation)為

$$R_{\omega}(\tau) = \sigma^2 \delta(\tau) \quad (3.10)$$

而其功率譜密度定義

$$S_{\omega}(\omega) = FT\{R_{\omega}(\tau)\} \quad (3.11)$$

所以其功率頻譜密度為 $S_{\omega}(\omega) = \sigma^2$ $-\infty < \omega < \infty$

下圖 3-5 為 $n=9$ 的 M 序列的實現架構，只需要九個暫存器以及一個 XOR 的邏輯運算即可；圖 3-6 為圖 3-5 在 Matlab 下模擬的結果，包括了時域的輸出訊號、自相關函數以及功率譜密度。

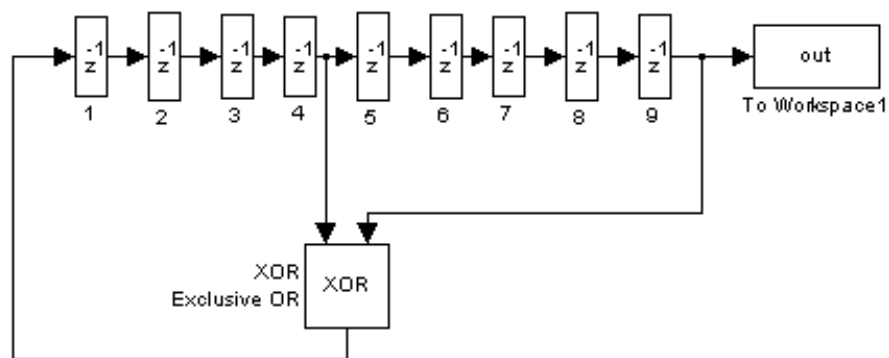


圖 3-5 $n=9$ 的實現架構

由圖 3-6 中可觀察其時域序列為不同寬度的矩形波，可看成脈衝

寬度調變的矩陣脈衝系列。而自相關函數除了在時間 1 以外，幾乎皆為 0；而功率譜密度則可看出平坦的頻率分佈。

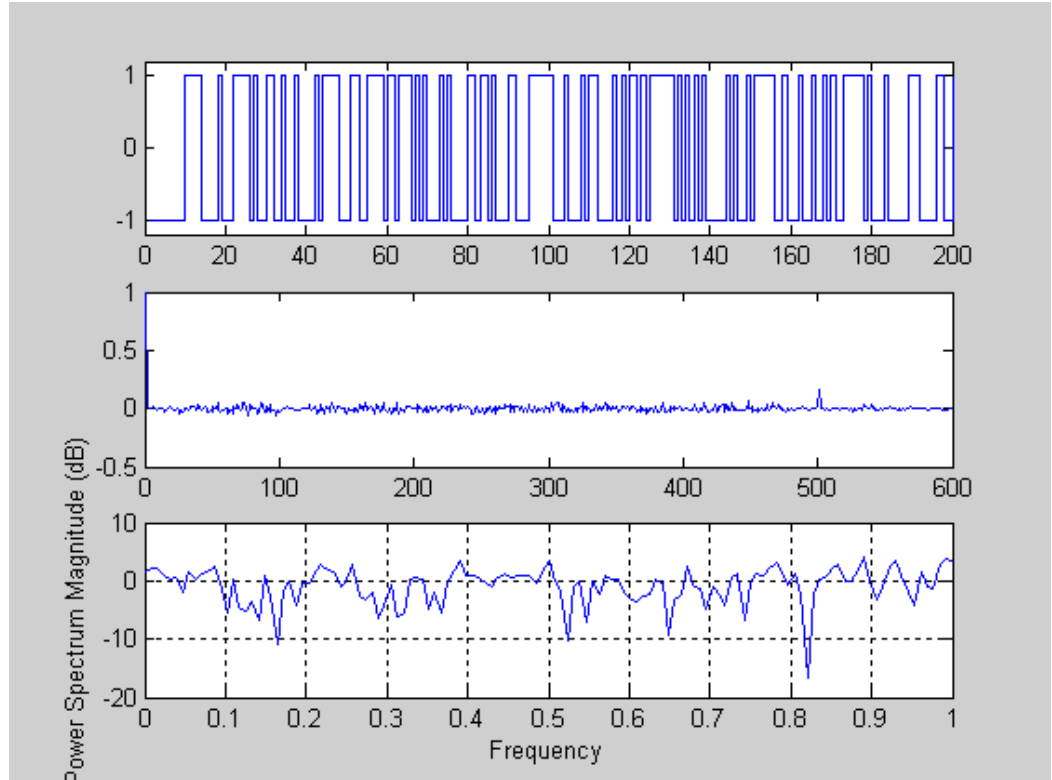


圖 3-6 n=9 的自相關函數以及功率譜密度

3.2.3 遞迴最小平方法

假設有一線性模型 $Y = H\theta + N$ ，其 $E[N] = 0$ ，我們期望能找到一個 $\hat{\theta}$ 最逼近原始的 θ ，所以要將下列的誤差式最小化：

$$\begin{aligned}
 S &= \left\| Y - H\hat{\theta} \right\|^2 = (Y - H\hat{\theta})^T (Y - H\hat{\theta}) \\
 &= Y^T Y + \hat{\theta}^T H^T H \hat{\theta} - \hat{\theta}^T H^T Y - Y^T H \hat{\theta} \\
 \frac{\partial S}{\partial \hat{\theta}} &= 0 = 2(H^T H)\hat{\theta} - 2H^T Y \\
 \Rightarrow \hat{\theta}_{LS} &= (H^T H)^{-1} H^T Y
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

根據上列式(3.12)的結果，可用來估測我們前一節所提到 ARMAX 模型

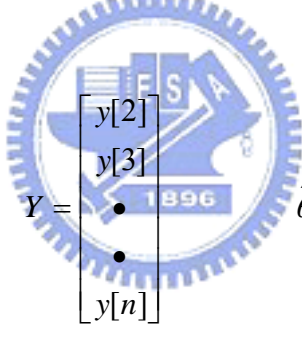
的參數，ARMAX 模型的型態、階次已於 3.2.1 節所述，我們將式(3.8)重新整理後可寫成下列等式(3.13)：

$$y[k] = \frac{(b_0 + b_1 z^{-1})z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} u[k] + \frac{1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} e[k]$$

$$\Rightarrow y[k] = -a_1 z^{-1} y[k] - a_2 z^{-2} y[k] + b_0 z^{-1} u[k] + b_1 z^{-2} u[k] + e[k] + c_1 z^{-1} e[k] + c_2 z^{-2} e[k]$$

$$\Rightarrow y[k] = -a_1 y[k-1] - a_2 y[k-2] + b_0 u[k-1] + b_1 u[k-2] + e[k] + c_1 e[k-1] + c_2 e[k-2] \quad (3.13)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} k=2 \quad y[2] = -a_1 y[1] - a_2 y[0] + b_0 u[1] + b_1 u[0] + e[2] + c_1 e[1] + c_2 e[0] \\ k=3 \quad y[3] = -a_1 y[2] - a_2 y[1] + b_0 u[2] + b_1 u[1] + e[3] + c_1 e[2] + c_2 e[1] \\ \vdots \\ k=n \quad y[n] = -a_1 y[n-1] - a_2 y[n-2] + b_0 u[n-1] + b_1 u[n-2] + e[n] + c_1 e[n-1] + c_2 e[n-2] \end{array} \right.$$



$$Y = \begin{bmatrix} y[2] \\ y[3] \\ \vdots \\ y[n] \end{bmatrix} \quad \hat{\theta}_{LS} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ b_0 \\ b_1 \\ c_1 \\ c_2 \end{bmatrix}$$

$$H = \begin{bmatrix} -y[1] & -y[0] & u[1] & u[0] & e[1] & e[0] \\ -y[2] & -y[1] & u[2] & u[1] & e[2] & e[1] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y[n-1] & -y[n-2] & u[n-1] & u[n-2] & e[n-1] & e[n-2] \end{bmatrix}$$

由上述的式(3.13)中，我們知道要做最小平方的估測所需要的資訊包括輸入 u 、輸出 y 以及誤差 e ，但是誤差訊號 e 並無法直接獲得，所以我們將最小平方法做個小變化，改成以遞迴的方式得到 $\hat{\theta}$ ，在遞迴的過程中我們可以將上一個時間估算的 $\hat{\theta}_{t-1}$ 帶回 H_t 而得到 $\hat{Y}_t = H_t \hat{\theta}_{t-1}$ ，則 $\hat{e}(t) = Y_t - \hat{Y}_t$ ，下面我們將對遞迴最小平方法做介紹。

首先將式(3.12)定義為 $H = \begin{bmatrix} \Phi^T(2) \\ \Phi^T(3) \\ \bullet \\ \bullet \\ \Phi^T(n) \end{bmatrix}$

所以 $\Phi^T[n] = \begin{bmatrix} -y[n-1] & -y[n-2] & u[n-1] & u[n-2] & \hat{e}[n-1] & \hat{e}[n-2] \end{bmatrix}$

根據式(3.12)變形為

$$\hat{\theta}[N] = (H^T H)^{-1} H^T Y = \left(\sum_{n=2}^N \Phi[n] \Phi^T[n] \right)^{-1} \left(\sum_{n=2}^N \Phi[n] y[n] \right) \quad (3.14)$$

$$\text{令 } P[N] = \left(\sum_{n=2}^N \Phi[n] \Phi^T[n] \right)^{-1}$$

$$\begin{aligned} P^{-1}[N] &= \sum_{n=2}^{N-1} \Phi[n] \Phi^T[n] + \Phi[N] \Phi^T[N] \\ &= P^{-1}[N-1] + \Phi[N] \Phi^T[N] \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\text{同理地, } \sum_{n=2}^N \Phi[n] y[n] = \sum_{n=2}^{N-1} \Phi[n] y[n] + \Phi[N] y[N] \quad (3.16)$$

將式(3.15)、式(3.16)代入式(3.14)

$$\begin{aligned} \hat{\theta}[N] &= P[N] \left(\sum_{n=2}^{N-1} \Phi[n] y[n] + \Phi[N] y[N] \right) \\ &= P[N] \{ P^{-1}[N-1] \hat{\theta}[N-1] + \Phi[N] y[N] \} \\ &= P[N] [\{ P^{-1}[N] - \Phi[N] \Phi^T[N] \} \hat{\theta}[N-1] + \Phi[N] y[N]] \\ &= \hat{\theta}[N-1] - P[N] \Phi[N] \{ \Phi^T[N] \hat{\theta}[N-1] - y[N] \} \\ &= \hat{\theta}[N-1] + P[N] \Phi[N] \{ y[N] - \Phi^T[N] \hat{\theta}[N-1] \} \end{aligned} \quad (3.17)$$

但 $P^{-1}[N]$ 的實現不容易，所以搭配逆矩陣輔助定理(matrix inversion lemma)

來變形，其定理如下：

假設 $A \in R^{n \times n}$ 且 $C \in R^{m \times m}$ 並可逆

$$\text{於是 } (A + BCD)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B(C^{-1} + DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1}$$

若我們將式(3.15)代入逆矩陣輔助定理，並設定

$$A = P^{-1}[N-1]、B = \Phi[N]\Phi^T[N]、C = I、D = I$$

$$\begin{aligned} P[N] &= \{P^{-1}[N-1] + \Phi[N]\Phi^T[N]\}^{-1} \\ \text{則} \quad &= P[N-1] - \frac{P[N-1]\Phi[N]\Phi^T[N]P[N-1]}{1 + \Phi^T[N]P[N-1]\Phi[N]} \end{aligned} \quad (3.18)$$

再將式(3.18)套入式(3.17)當中的 $P[N]\Phi[N]$

$$\begin{aligned} P[N]\Phi[N] &= \{P[N-1] - \frac{P[N-1]\Phi[N]\Phi^T[N]P[N-1]}{1 + \Phi^T[N]P[N-1]\Phi[N]}\}\Phi[N] \\ &= P[N-1]\Phi[N] - \frac{P[N-1]\Phi[N]\Phi^T[N]P[N-1]\Phi[N]}{1 + \Phi^T[N]P[N-1]\Phi[N]} \\ &= P[N-1]\Phi[N] \{1 - \frac{\Phi^T[N]P[N-1]\Phi[N]}{1 + \Phi^T[N]P[N-1]\Phi[N]}\} \\ &= \frac{P[N-1]\Phi[N]}{1 + \Phi^T[N]P[N-1]\Phi[N]} \end{aligned} \quad (3.19)$$

最後整理整個遞迴最小平方方法的演算公式

$$\begin{aligned} \hat{\theta}[N] &= \hat{\theta}[N-1] + \frac{P[N-1]\Phi[N]}{1 + \Phi^T[N]P[N-1]\Phi[N]} \hat{e}[N] \\ \hat{e}[N] &= y[N] - \Phi^T[N]\hat{\theta}[N-1] \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$P[N] = P[N-1] - \frac{P[N-1]\Phi[N]\Phi^T[N]P[N-1]}{1 + \Phi^T[N]P[N-1]\Phi[N]}$$

而 $\hat{\theta}[0]$ 的初始值通常都設為零， $P[0] = rI$ ， r 的理想是 ∞ ，實際上通常採用 $10^3 \sim 10^4$ 數量級。遞迴最小平方的公式中，我們可以說新的估測值是由前一個時間的估測值加上這次實際量測輸出和估測輸出的差值來做修正，所以遞迴最小平方方法的估測會隨著資料量的增加而趨近穩定，然後收斂在可接受的誤差上。

3.3 系統判別之實現

要對系統進行系統判別必須設計一套實驗以取得輸入及輸出系統的資料，並利用系統判別工具來取得系統模型，其進行的方法可以大致分為以下幾個步驟：

- (1) 設計系統輸入訊號
- (2) 量測系統輸出訊號
- (3) 對輸出入訊號作適當的處理
- (4) 選擇模型結構
- (5) 進行系統判別
- (6) 測試判別結果，如果不滿足需求，則回到步驟 (4)

在確定系統判別實驗的步驟之後，接下來便是要在光碟機系統中，加入量測電路，以量測系統判別實驗所需的資訊，量測電路加在伺服訊號處理晶片的輸出入端，如圖 3-7 所示。

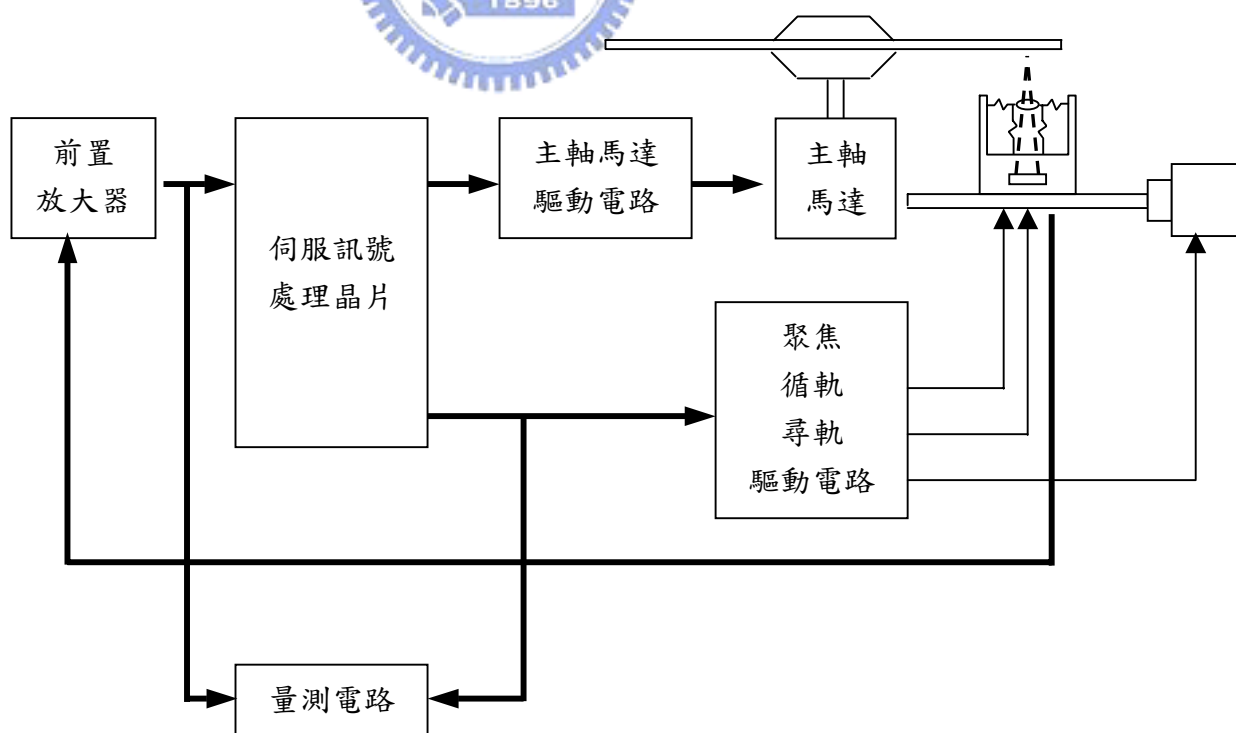


圖 3-7 光碟機量測系統方塊圖

將上頁圖 3-7 量測電路部份放大，可得到圖 3-8 量測電路的方塊圖，整個量測電路包含類比數位轉換器（A/D Converter）、數位類比轉換器（D/A Converter）、類比加法器以及 FPGA 產生的隨機訊號，而蒐集到的資料則交由 Matlab 來進行系統判別。虛線部份為原先的閉迴路系統，我們在伺服訊號處理和驅動 IC 中間打斷，以便加入我們設計的量測電路。

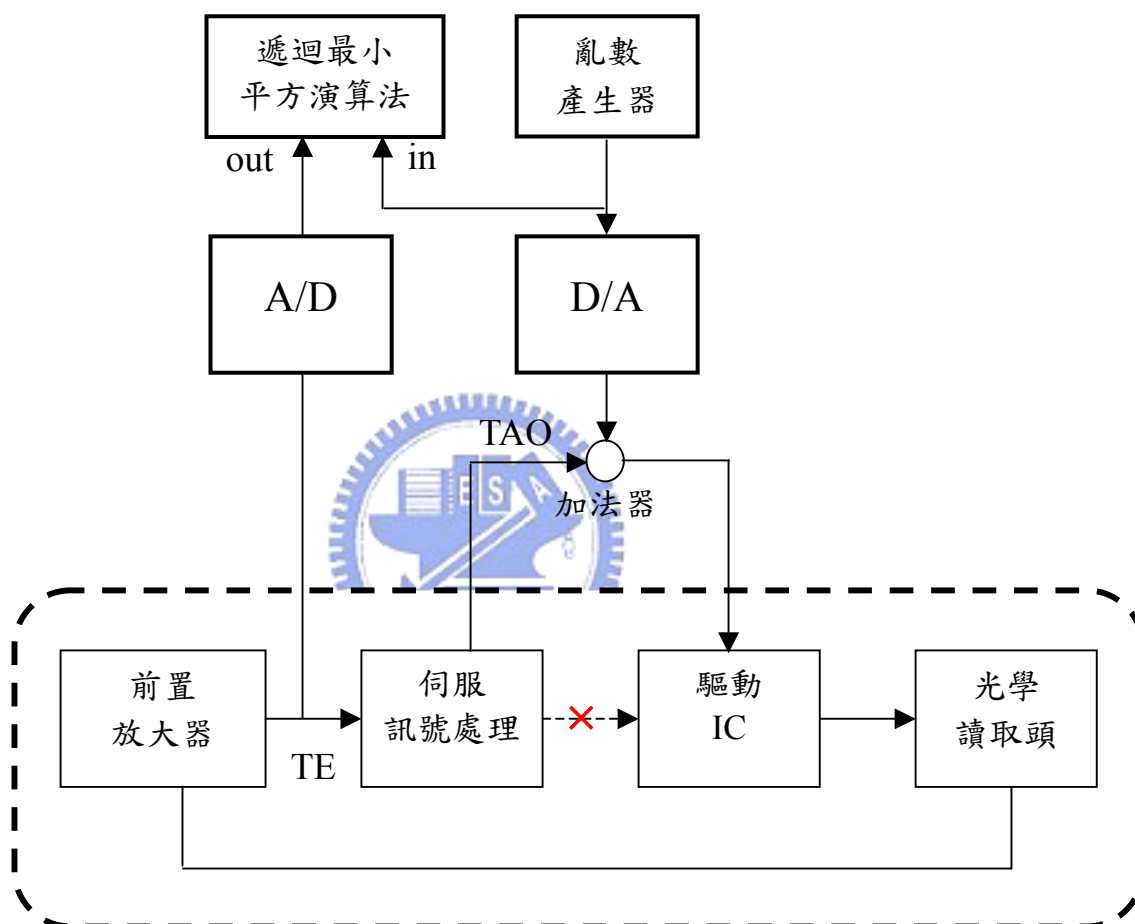


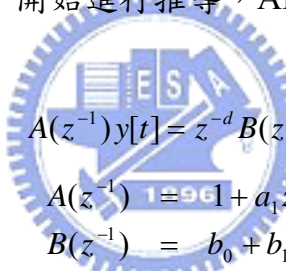
圖 3-8 量測電路方塊圖

第四章 最小變異控制器原理與架構

最小變異控制主要是藉由我們對動態系統的了解，包括其輸入輸出的關係，以及外界擾動對系統的影響，而找出能夠調節此動態系統的方式，經由適當的控制法則，壓抑其輸出誤差，以達成我們希望的輸出範圍。

4.1 最小變異控制原理[12]

最小變異控制的法則其實包含了預測的問題，我們必須藉由現在和過去已知的資料對系統未來時間的輸出做預測，利用第三章所討論的 ARMAX 模型為基礎，開始進行推導，ARMAX 模型如下式(4.1)：


$$A(z^{-1})y[t] = z^{-d}B(z^{-1})u[t] + C(z^{-1})e[t] \quad (4.1)$$

其中

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{na} z^{-na} \\ B(z^{-1}) &= b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{nb} z^{-nb} \\ C(z^{-1}) &= 1 + c_1 z^{-1} + \dots + c_{nc} z^{-nc} \end{aligned}$$

我們接下來做一些假設

- (1) $e[k]$ 是一隨機獨立變數
- (2) $A(z^{-1})$ 和 $B(z^{-1})$ 無共同因子
- (3) $A(z^{-1})$ 和 $C(z^{-1})$ 也無共同因子
- (4) $C(z^{-1})$ 的根皆在單位圓內。

我們將原先式(4.1)的 z^{-d} 移到 $y[k]$ 、 $u[k]$ 、 $e[k]$ 當中，形成了現在與未來資料的形式，如下式(4.2)

$$y[k+d] = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}u[k] + \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})}e[k+d] \quad (4.2)$$

最小變異控制的策略就是先對系統做 d 個時間後的預測，然後選擇適當輸入訊號 $u[k]$ 使得輸出變異最小化，輸出變異量化的定義如下：

$$J = E[y^2[k + d]] \quad (4.3)$$

4.1.1 最小相位系統

我們將式(4.2)中的 $A(z^{-1})$ 和 $C(z^{-1})$ 的關係用除法定理來表示

$$C(z^{-1}) = A(z^{-1})F(z^{-1}) + z^{-d}G(z^{-1}) \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} F(z^{-1}) &= 1 + f_1 z^{-1} + \dots + f_{d-1} z^{-(d-1)} \\ \text{其中 } G(z^{-1}) &= g_0 + g_1 z^{-1} + \dots + g_{ng} z^{-ng} \\ ng &= \max(na - 1, nc - 1) \end{aligned}$$

將式(4.4)套入式(4.2)後得到

$$y[k + d] = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u[k] + \frac{G(z^{-1})}{A(z^{-1})} e[k] + F(z^{-1}) e[k + d] \quad (4.5)$$

在時間 k 的時候，現在和過去發生的誤差 $e[k]$ 、 $e[k-1]$...等，可以用式(4.6)來表示

$$e[k] = \frac{A(z^{-1})}{C(z^{-1})} y[k] - z^{-d} \frac{B(z^{-1})}{C(z^{-1})} u[k] \quad (4.6)$$

再將得到的誤差訊號帶回式(4.5)

$$\begin{aligned} y[k + d] &= \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u[k] + \frac{G(z^{-1})}{A(z^{-1})} \left\{ \frac{A(z^{-1})}{C(z^{-1})} y[k] - z^{-d} \frac{B(z^{-1})}{C(z^{-1})} u[k] \right\} + F(z^{-1}) e[k + d] \\ &= \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u[k] - z^{-d} \frac{B(z^{-1})}{C(z^{-1})} \frac{G(z^{-1})}{A(z^{-1})} u[k] + \frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})} y[k] + F(z^{-1}) e[k + d] \\ &= \left[\frac{B(z^{-1})[C(z^{-1}) - z^{-d}G(z^{-1})]}{A(z^{-1})C(z^{-1})} \right] u[k] + \frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})} y[k] + F(z^{-1}) e[k + d] \\ &= \frac{B(z^{-1})A(z^{-1})F(z^{-1})}{A(z^{-1})C(z^{-1})} u[k] + \frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})} y[k] + F(z^{-1}) e[k + d] \\ &= \frac{B(z^{-1})F(z^{-1})}{C(z^{-1})} u[k] + \frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})} y[k] + F(z^{-1}) e[k + d] \end{aligned} \quad (4.7)$$

由上述式(4.7)最後的結果，我們可以得到 $y[k+d]$ ，但時間 $[k+d]$ 是表示距離現在 d 個時間後發生的值，所以這樣預測未來 d 個時間的結果，可視為在 $[k+d]$ 時刻，輸出是由預測值加上預測誤差而得，其形式如下：

$$y[k+d] = \hat{y}[k+d|k] + \tilde{y}[k+d|k] \quad (4.8)$$

所以， $\hat{y}[k+d|k]$ 稱為在時間 k 對未來 d 個時刻所做的 d 步預測

$$\hat{y}[k+d|k] = \frac{B(z^{-1})F(z^{-1})}{C(z^{-1})}u[k] + \frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})}y[k] \quad (4.9)$$

而 $\tilde{y}[k+d|k]$ 則稱為輸出預測誤差，來自未知的 $e[k+1]$ 、 $e[k+2]$... $e[k+d]$

$$\tilde{y}[k+d|k] = F(z^{-1})e[k+d] = e[k+d] + f_1e[k+d-1] + \dots + f_{d-1}e[k+1] \quad (4.10)$$

很明顯地， $\tilde{y}[k+d|k]$ 是無法由輸入訊號 $u[k]$ 來進行控制；反之， $\hat{y}[k+d|k]$ 項次則包含有 $u[k]$ 的成分，可以藉由 $u[k]$ 來改變 $\hat{y}[k+d|k]$ 的值。

回到之前式(4.3)所定義的最小變異目標，我們期望將 d 個時間後系統輸出的變異量最小，則

$$\begin{aligned} J &= E[y^2[k+d]] \\ &= E\{\hat{y}[k+d|k] + F(z^{-1})e[k+d]\}^2 \\ &= E\{\hat{y}[k+d|k]\}^2 + E\{F(z^{-1})e[k+d]\}^2 + 2E\{\hat{y}[k+d|k] \times F(z^{-1})e[k+d]\} \\ &= E\{\hat{y}[k+d|k]\}^2 + E\{F(z^{-1})e[k+d]\}^2 \\ &= E\left[\frac{B(z^{-1})F(z^{-1})}{C(z^{-1})}u[k] + \frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})}y[k]\right]^2 + \sigma_e^2(1 + f_1^2 + \dots + f_{d-1}^2) \end{aligned} \quad (4.11)$$

上列推導的過程中，我們使用了先前的假設，因為 $e[k]$ 是一隨機獨立變數，所以取期望值後，會將 $E\{\hat{y}[k+d|k] \times F(z^{-1})e[k+d]\}$ 項次消掉。最後，我們觀察式(4.11)，能將 J 最小化的方式就是選擇

$$\frac{B(z^{-1})F(z^{-1})}{C(z^{-1})}u[k] + \frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})}y[k] = 0 \quad (4.12)$$

使得 $J = \sigma_e^2(1 + f_1^2 + \dots + f_{d-1}^2)$ ，只跟預測誤差有關，而我們也稱式(4.13)為最小變異的控制律。

$$u[k] = -\frac{G(z^{-1})}{B(z^{-1})F(z^{-1})}y[k] \quad (4.13)$$

最後，我們將得到的控制律帶回原來的 ARMAX 模型內，

$$\begin{aligned} A(z^{-1})y[k] &= -z^{-d}B(z^{-1})\frac{G(z^{-1})}{B(z^{-1})F(z^{-1})}y[k] + C(z^{-1})e[k] \\ \Rightarrow B(z^{-1})[A(z^{-1})F(z^{-1}) + z^{-d}G(z^{-1})]y[k] &= B(z^{-1})F(z^{-1})C(z^{-1})e[k] \\ \Rightarrow B(z^{-1})C(z^{-1})y[k] &= B(z^{-1})F(z^{-1})C(z^{-1})e[k] \end{aligned} \quad (4.14)$$

由式(4.14)的結果可知加入最小變異控制器後的系統穩定度將由 $B(z^{-1})$ 和 $C(z^{-1})$ 來決定。加入最小變異控制器後得到如下圖的方塊圖

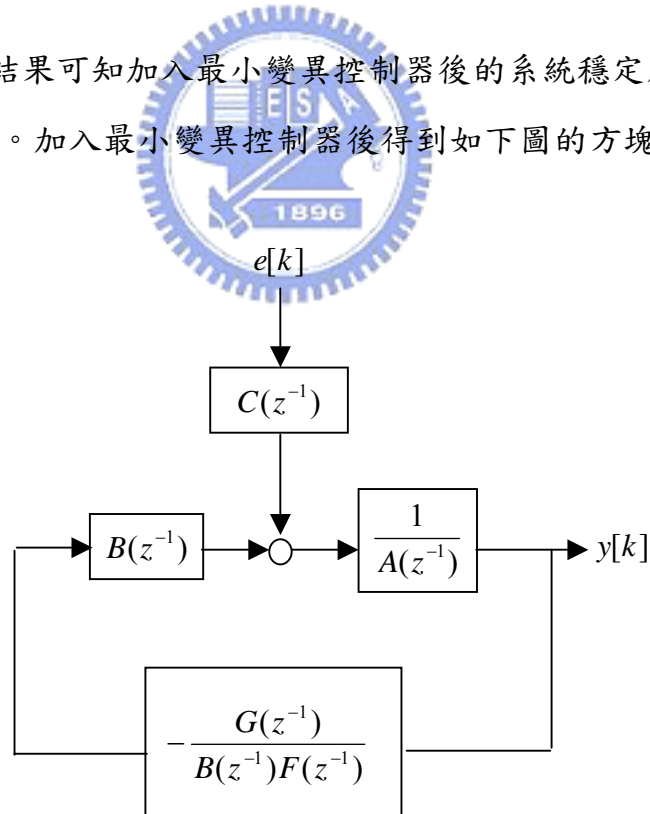


圖 4-1 加入最小變異控制器後的系統方塊圖

4.1.2 非最小相位系統

假若我們將式(4.13)控制律得到的結果，帶回到原系統，發現原來系統中的零點 $B(z^{-1})$ 被消除了，意味著在控制器的設計上，會加上一個同樣位置的極點，但是當零點 $B(z^{-1})$ 有在單位圓外的情形時，勢必整個閉迴路內會產生另一個不穩定的因子，而且無法直接由輸出所觀測。其影響雖無法從輸出看出，但是對於輸入控制訊號 $u[k]$ 則會不斷的增加，進而發生溢位或數值錯誤的產生，因此我們必須對於非最小相位系統做另一分析。

考慮式(4.2)描述的系統，我們將 $B(z^{-1})$ 分解

$$B(z^{-1}) = B^+(z^{-1})B^-(z^{-1})$$

$B^+(z^{-1})$ 表示 $B(z^{-1})$ 在單位圓內的根， $B^-(z^{-1})$ 表示 $B(z^{-1})$ 在單位圓外或單位圓上的根。令

$$w[k] = \frac{B^{-*}(z^{-1})}{B^-(z^{-1})} y[k] \quad (4.15)$$

$B^{-*}(z^{-1})$ 為 $B^-(z^{-1})$ 的倒置多項式，概念如同全通系統(All Pass System)，

$$\left| \frac{B^{-*}(e^{jw})}{B^-(e^{jw})} \right| = \left| \frac{a^* - e^{-jw}}{1 - ae^{-jw}} \right| = |e^{-jw}| \cdot \left| \frac{1 - a^* e^{jw}}{1 - ae^{-jw}} \right| = \left| \frac{1 - (x - jy)(\cos w + j \sin w)}{1 - (x + jy)(\cos w - j \sin w)} \right| = 1 \quad (4.16)$$

假如能對 $w[k]$ 的變異做最小化，代表也將 $y[k]$ 的變異最小化，所以

$$\begin{aligned} w[k+d] &= \frac{B(z^{-1})B^{-*}(z^{-1})}{A(z^{-1})B^-(z^{-1})} u[k] + \frac{C(z^{-1})B^{-*}(z^{-1})}{A(z^{-1})B^-(z^{-1})} e[k+d] \\ &= \frac{B^+(z^{-1})B^{-*}(z^{-1})}{A(z^{-1})} u[k] + \frac{C(z^{-1})B^{-*}(z^{-1})}{A(z^{-1})B^-(z^{-1})} e[k+d] \end{aligned} \quad (4.17)$$

在最小相位系統中，我們是利用除法定理來拆解 $A(z^{-1})$ 和 $C(z^{-1})$ 的關係，而在非最小相位系統中，改用戴爾芬坦方程式(Diophantine equation)來表示

$$C(z^{-1})B^{-*}(z^{-1}) = A(z^{-1})F(z^{-1}) + z^{-d}B^{-}(z^{-1})G(z^{-1}) \quad (4.18)$$

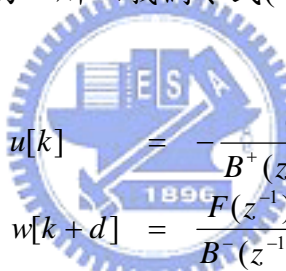
兩邊同除 $A(z^{-1})B^{-}(z^{-1})$

$$\frac{C(z^{-1})B^{-*}(z^{-1})}{A(z^{-1})B^{-}(z^{-1})} = \frac{F(z^{-1})}{B^{-}(z^{-1})} + z^{-d} \frac{G(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (4.19)$$

再帶回式(4.17)

$$w[k+d] = \frac{F(z^{-1})}{B^{-}(z^{-1})}e[k+d] + \frac{B^{+}(z^{-1})B^{-*}(z^{-1})}{A(z^{-1})}u[k] + \frac{G(z^{-1})}{A(z^{-1})}e[k] \quad (4.20)$$

如同討論最小相位系統時所提的概念， $u[k]$ 、 $e[k]$ 是跟目前時間有關的
 $e[k+d]$ 則是無法控制的，所以我們令式(4.20)的後兩項為零，得到



$$\begin{aligned} u[k] &= -\frac{G(z^{-1})}{B^{+}(z^{-1})B^{-*}(z^{-1})}e[k] \\ w[k+d] &= \frac{F(z^{-1})}{B^{-}(z^{-1})}e[k+d] \end{aligned} \quad (4.21)$$

又我們顛倒式(4.15)的表示，並帶入式(4.21)的結果

$$y[k] = \frac{B^{-}(z^{-1})}{B^{-*}(z^{-1})}w[k] = \frac{B^{-}(z^{-1})}{B^{-*}(z^{-1})} \times \frac{F(z^{-1})}{B^{-}(z^{-1})}e[k] = \frac{F(z^{-1})}{B^{-*}(z^{-1})}e[k] \quad (4.22)$$

最後，整理式(4.21)和式(4.22)，將 $e[k]$ 項次消去，得到不穩定系統的最小變異控制律為

$$u[k] = -\frac{G(z^{-1})}{B^{+}(z^{-1})F(z^{-1})}y[k] \quad (4.23)$$

最後，控制律帶回原來的 ARMAX 模型內

$$B^{-*}(z^{-1})C(z^{-1})y[k] = B^{+}(z^{-1})F(z^{-1})C(z^{-1})e[k] \quad (4.24)$$

4.2 最小變異控制器實現

最小變異控制的理論已經在前一節做過描述，經由已知的模型而可以得到最小變異的控制律，下面我們比較加入此控制法則後會與原系統有何不同。圖 4-1 左邊是原來系統的架構；圖 4-2 的右邊則是加入控制器後的架構。

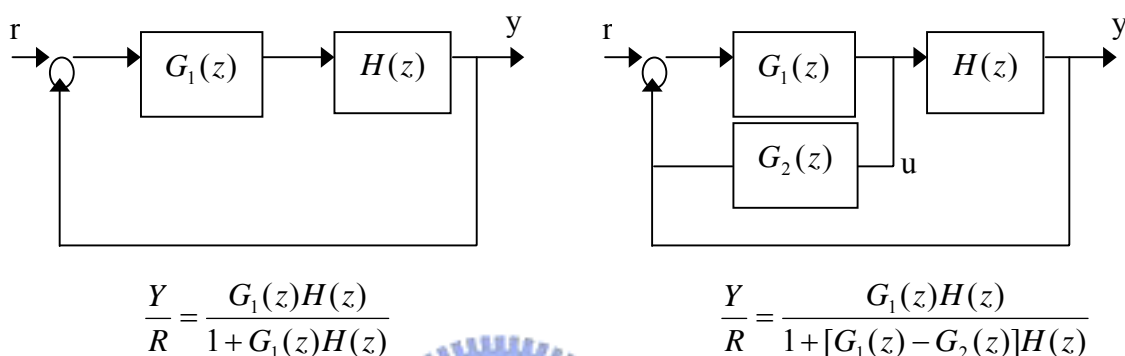


圖 4-2 最小變異控制系統[4]

上頁架構圖中 $G_1(z)$ 代表原系統的控制器， $H(z)$ 代表系統的受控體， $G_2(z)$ 則是最小變異控制器，比較這兩個架構後發現，其實最小變異控制器的加入也可視為是對原來的系統做極點配置(pole assignment)的控制。

我們根據先前推得的控制律，將各多項式的係數相乘整理後， $G_2(z)$ 可以視為一 IIR 濾波器，若整理後的形式為

$$G_2(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (4.25)$$

則可以用最常見的 Direct Form1 或 Direct Form2 來表示，如下圖 4-3、圖 4-4

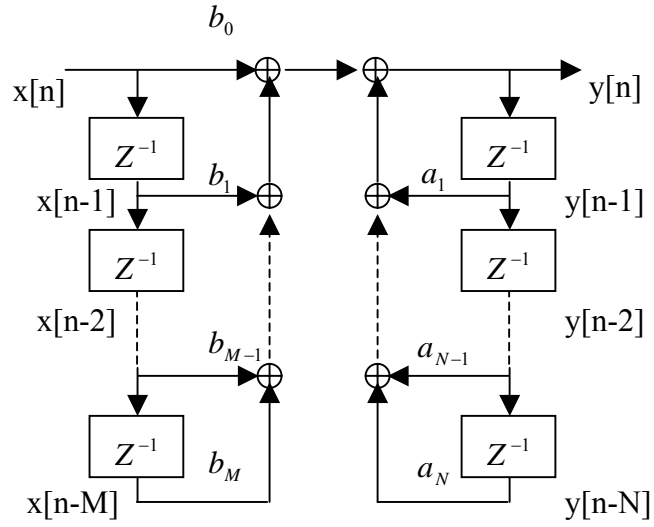


圖 4-3 Direct Form I[13]

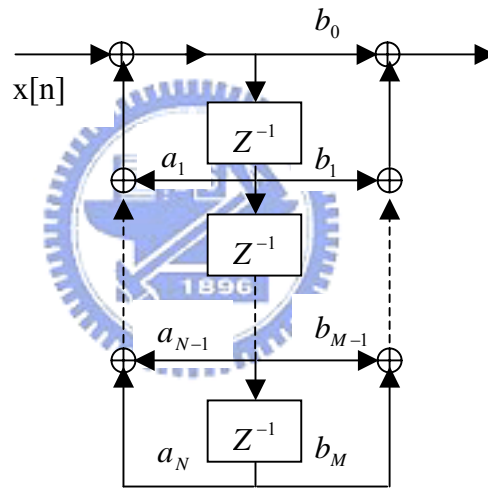


圖 4-4 Direct Form II[13]

4.2.1 最小相位系統

對於最小相位系統的控制律而言，最後我們需要 $F(z^{-1})$ 及 $G(z^{-1})$ 的多項式，而這兩個多項式是由 $A(z^{-1})$ 與 $C(z^{-1})$ 經過除法定理而得，我們將除法展開後， $F(z^{-1})$ 及 $G(z^{-1})$ 的係數可用疊代法而得

$$\begin{aligned}
c_1 &= a_1 + f_1 \\
c_2 &= a_2 + a_1 f_1 + f_2 \\
&\bullet \\
&\bullet \\
c_{d-1} &= a_{d-1} + a_{d-2} f_1 + \cdots + a_1 f_{d-2} + f_{d-1} \\
c_d &= a_d + a_{d-1} f_1 + \cdots + a_1 f_{d-1} + g_0 \\
c_{d+1} &= a_{d+1} + a_d f_1 + \cdots + a_2 f_{d-1} + g_1 \\
&\bullet \\
&\bullet \\
c_n &= a_{na} + a_{na-1} f_1 + \cdots + a_{na-d+1} f_{d-1} + g_{ng-d} \\
0 &= a_{na} f_1 + a_{na-1} f_2 + \cdots + a_{na-d+2} f_{d-1} + g_{ng-d+1} \\
&\bullet \\
&\bullet \\
0 &= a_{na} f_1 + g_{ng-1}
\end{aligned}$$

在本論文中，我們系統的特性已經在第三章做過推導，可以知道要對系統做一步的預測，所以將 $d=1$ 、 $na=2$ 、 $nb=1$ 、 $nc=2$ 帶入，得到

$$\begin{aligned}
F(z^{-1}) &= 1 \\
G(z^{-1}) &= (c_1 - a_1) + (c_2 - a_2)z^{-1}
\end{aligned}$$

最後套回控制律的公式(4.13)

$$\begin{aligned}
u[k] &= -\frac{G(z^{-1})}{B(z^{-1})F(z^{-1})} y[k] = -\frac{(c_1 - a_1) + (c_2 - a_2)z^{-1}}{b_0 + b_1 z^{-1}} y[k] \\
\therefore \frac{u[k]}{y[k]} &= \frac{\frac{a_1 - c_1}{b_0} + \frac{a_2 - c_2}{b_0} z^{-1}}{1 - (-\frac{b_1}{b_0})z^{-1}} \quad (4.26)
\end{aligned}$$

4.2.2 非最小相位系統

非最小相位的系統的控制律裡面同樣需要得到 $F(z^{-1})$ 及 $G(z^{-1})$ 的多項式，這兩個多項式是由 $A(z^{-1})$ 與 $C(z^{-1})$ 經過戴爾芬坦方程式而得，我們直接以實驗的系統為目標來推出最後的控制器參數。設定 $d=1$ 、 $na=2$ 、 $nb=1$ 、 $nc=2$ ，對 $B(z^{-1})$ 先做處理

$$\begin{aligned}\therefore B(z^{-1}) &= B^+(z^{-1})B^-(z^{-1}) \\ \therefore B^+(z^{-1}) &= 1 \\ B^-(z^{-1}) &= b_0 + b_1 z^{-1} \\ B^{-*}(z^{-1}) &= b_1 + b_0 z^{-1}\end{aligned}$$

$$\therefore C(z^{-1})B^{-*}(z^{-1}) = A(z^{-1})F(z^{-1}) + z^{-d}B^-(z^{-1})G(z^{-1})$$

$$\Rightarrow (1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2})(b_1 + b_0 z^{-1}) = (1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})(f_0 + f_1 z^{-1}) + z^{-1}(b_0 + b_1 z^{-1})(g_0 + g_1 z^{-1})$$

$$\begin{cases} f_0 &= b_1 \\ a_1 f_0 + f_1 + b_0 g_0 &= c_1 b_1 + b_0 \\ a_2 f_0 + a_1 f_1 + b_1 g_0 + b_0 g_1 &= c_2 b_1 + c_1 b_0 \\ a_2 f_1 + b_1 g_1 &= c_2 b_0 \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} f_1 + b_0 g_0 &= c_1 b_1 + b_0 - a_1 b_1 \\ a_1 f_1 + b_1 g_0 + b_0 g_1 &= c_2 b_1 + c_1 b_0 - a_2 b_1 \\ a_2 f_1 + b_1 g_1 &= c_2 b_0 \end{cases}$$

解三元一次方程式後得到 f_1 、 g_0 、 g_1

$$u[k] = -\frac{G(z^{-1})}{B^+(z^{-1})F(z^{-1})} y[k] = -\frac{g_0 + g_1 z^{-1}}{b_1 + f_1 z^{-1}} y[k]$$

$$\therefore \frac{u[k]}{y[k]} = \frac{-\frac{g_0}{b_1} - \frac{g_1}{b_1} z^{-1}}{1 - (-\frac{f_1}{b_1}) z^{-1}} \quad (4.27)$$

第五章 控制器設計與實驗結果

在本章節中我們將利用第三章第四章所推得的相關理論進行驗證，包括了系統判別與最小變異控制這兩部分；首先在第一節我們先介紹實驗用的光碟機平台，然後在第二節逐一描述實驗流程、實驗架構以及實驗方法，最後第三、四節則是系統判別和實驗結果與討論。

5.1 光碟機實驗平台

我們使用的光碟機平台為 Optomedia Electronics Co. 公司的產品，型號為 STAT2000 DVD-ROM，其內部主要的元件模組如下表 5-1，整個光碟機平台的控制迴路的架構如下圖 5-1：

光學讀取頭	Sankyo：SPU3090
前級放大器	TI：SP3723AC
伺服處理器晶片	Sony：CXD3023R
驅動 IC	BA5954FP

表格 5-1 主要元件模組

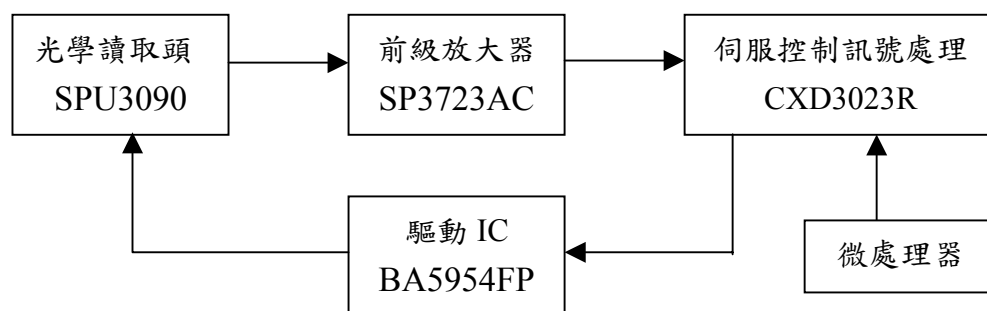


圖 5-1 STAR2000 系統方塊圖

我們將屬於循軌控制的部分另外放大來看，得到整體迴路如下圖 5-2

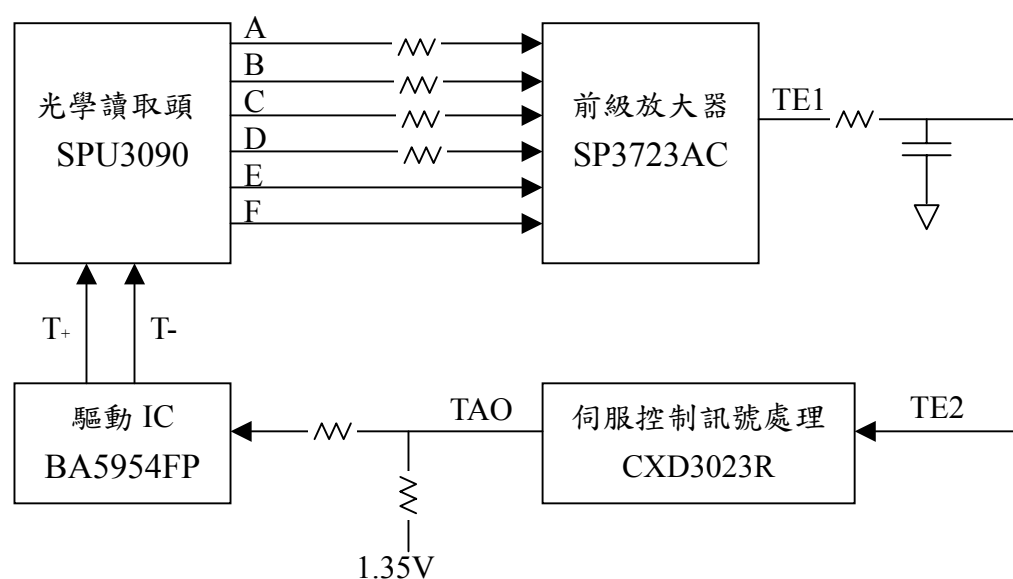


圖 5-2 STAR2000 循軌伺服迴路

5.2 實驗架構與流程

前面章節中，我們已經討論過如何將原來的系統結合最小變異控制法則來做改進，很顯然地，我們必須要在原來光碟機系統中找出斷路，以便加入最小變異控制器，如圖 5-3 所示。此外原系統與最小變異控制器整合的過程中，需要透過類比和數位轉換的介面電路，我們將在這節中介紹。

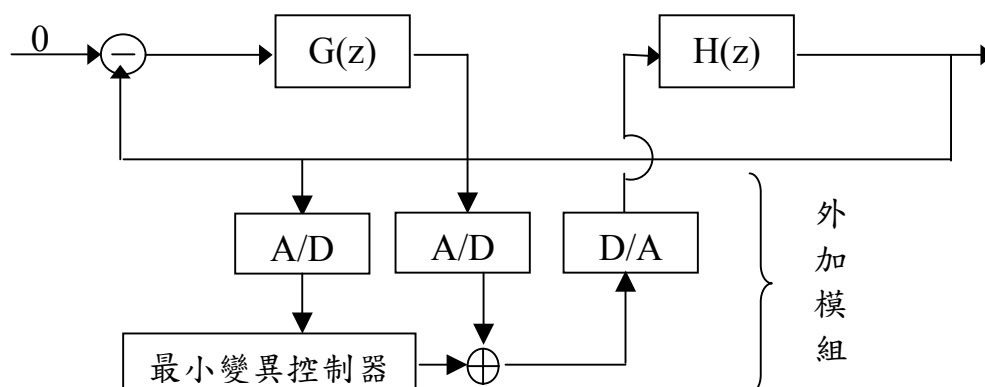


圖 5-3 最小變異控制系統架構

5.2.1 實驗架構

在上頁圖 5-2 中，我們已經清楚描述循軌伺服系統的整個迴路，不過我們必須在訊號進入受控體之前進行斷路，也就是圖 5-2 中 TRO 訊號進入到驅動 IC 這中間的部分，圖 5-2 可以明顯的看到必須斷路的地方就是 TRO 串聯電阻到驅動 IC，所以我們必須將串聯電阻先行移除後，讓訊號處理後再經過電阻流到驅動 IC 內部。下圖 5-4 為實際斷路的情形。

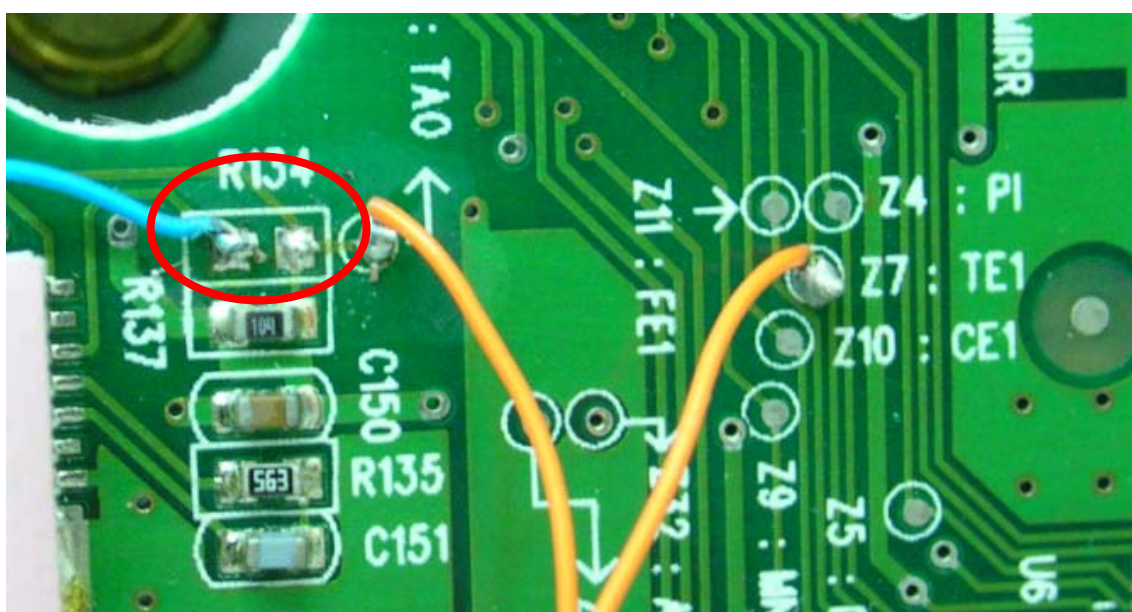


圖 5-4 TAO 斷路情形

另一方面，第三章介紹的隨機亂數產生訊號，以及第四章介紹的控制器都是利用數位訊號的型態產生，但整體系統在運作時，是運用類比訊號去驅動音圈馬達，所以我們需要另外的類比數位轉換器(A/D)、數位類比轉換器(D/A)來做轉換，而數位運算的實現則交由 FPGA(Field Programmable Gate Array)來完成。

下圖 5-5 是整體實驗的系統方塊圖；實線及白色底色的方塊組成原系統的迴路，虛線及灰色底色的方塊則是新加入的部分；TAO 和 TE 是由原系統內部拉出來的訊號，U' 是將 TAO 取樣成數位訊號加上 FPGA 欲輸出值的總合再經過 D/A 而得，最後必須送回去原來的系統，以保持整個伺服系統為閉迴路狀態。

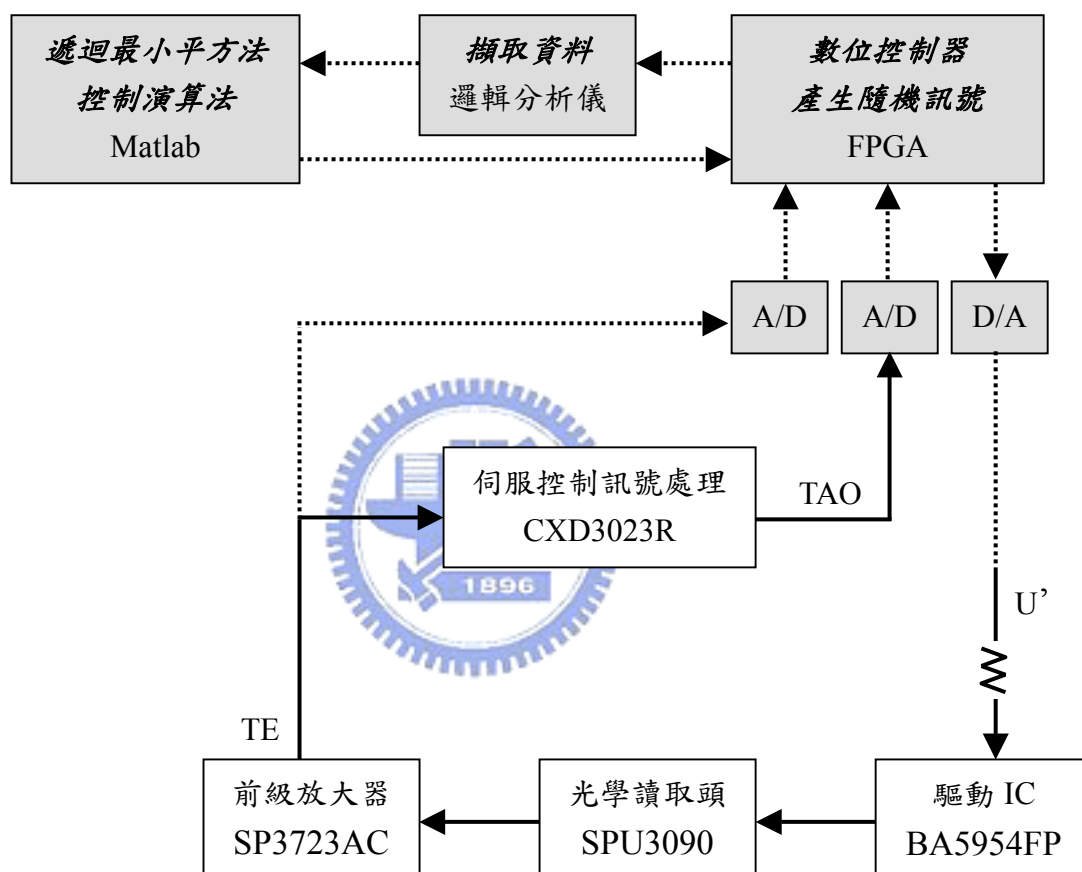


圖 5-5 實驗架構圖

圖 5-6 是實驗平台的實體圖；由左至又分別為 FPGA 開發板、轉換介面電路(包括 A/D、D/A 及 OP 等)，最右邊則是 DVD-ROM。

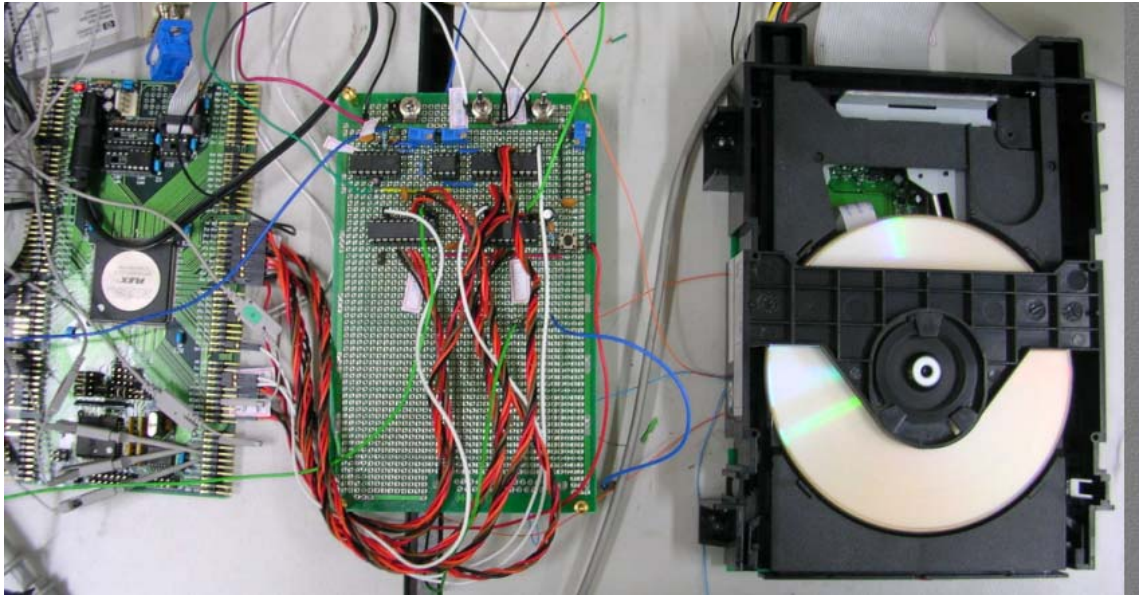


圖 5-6 實驗平台實體圖

接下來我們針對個別新加入的方塊圖做一說明：

- (1).邏輯分析儀：我們使用 Agilent 54321D 可以同時抓取兩組類比訊號以及 16 組數位訊號。
- (2).數位類比轉換器：由於驅動 IC 上的訊號為類比訊號，且範圍在 0~5 伏特，驅動 IC 以 1.35 伏特為中心點，當輸入訊號大於 1.35 伏特時，則提供致動器電流往主軸馬達的方向移動，若輸出訊號小於 1.35 伏特，則提供致動器電流往反方向移動。我們選用解析度 8 位元，型號為 DAC0832，轉換時間為 $1\mu s$ ，參考電壓 2.5 伏特，類比輸出訊號 0~2.5 伏特[30][31]。
- (3).類比數位轉換器：因為我們要抓取迴授訊號來處理，所以需要將類比訊號轉成數位訊號，同樣選用解析度 8 位元，型號為 ADC0820，轉換時間為 $2.5\mu s$ ，參考電壓 2.5 伏特，類比輸入訊號 0~2.5 伏特，量化誤差為 $1/2\text{ LSB}$ [30][31]。

(4).穩壓參考電壓：A/D、D/A 電路中都需要一個參考電壓，為了精確度考量，我們並不會直接採用已經有的 5V，而是另外產生 2.5V 的參考電壓，採用的 IC 型號為 LT1004-2.5，其電路如下圖 5-7 所示[30][31]。

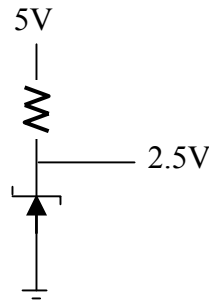


圖 5-7 穩壓 IC 電路圖

(5).FPGA：我們使用 Altera 公司的 EPF10K20RC240-4 晶片，透過硬體描述語言(Verilog)描述其內部電路，再透過 MaxpluseII 軟體來合成電路並燒錄。內部電路是整個外加模組的核心，需要有兩個函數運算，一個是產生隨機訊號，另一是做定點數值運算，其 I/O 方塊圖如圖 5-8，腳位如下表 5-2：

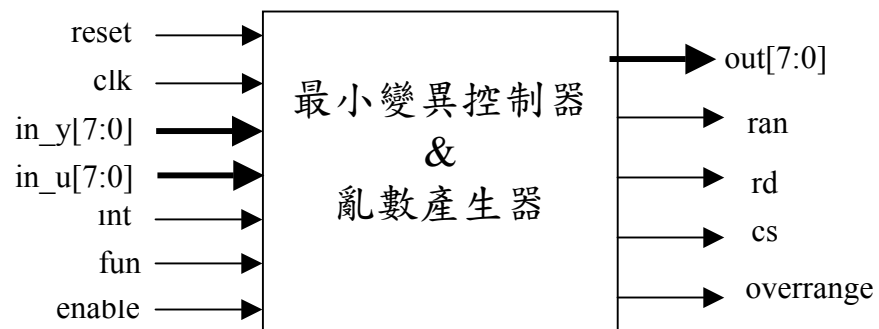


圖 5-8 FPGA I/O

腳位名稱	輸入/輸出	功能描述
reset	輸入	重新設置此晶片內部暫存器之值
clk	輸入	工作時脈
in_y[7:0]	輸入	外部 A/D 輸入資料
in_u[7:0]	輸入	外部 A/D 輸入資料
out[7:0]	輸出	輸出至外部 D/A 資料
ran	輸出	輸出隨機亂數訊號
cs	輸出	與 D/A 溝通，開始進行轉換
rd	輸出	與 A/D 溝通，要求開始取樣
int	輸入	與 A/D 溝通，A/D 轉換完畢後告知 FPGA
fun	輸入	選擇目前輸出型態，亂數輸出或控制器輸出
enable	輸入	此晶片工作與否
overrange	輸出	檢查是否輸出過大

表格 5-2 FPGA 腳位表

(6)Matlab：遞迴最小平方法及最小變異控制的演算法都在之前章節提過，藉由 Matlab 的運算幫忙我們獲得系統型態的實際參數並計算控制器的輸出參數，也預先做驗證模擬輸出。

最後，下圖 5-9 是整合所有外加電路的電路架構；圖 5-10 則是所有循軌電路的實體圖：

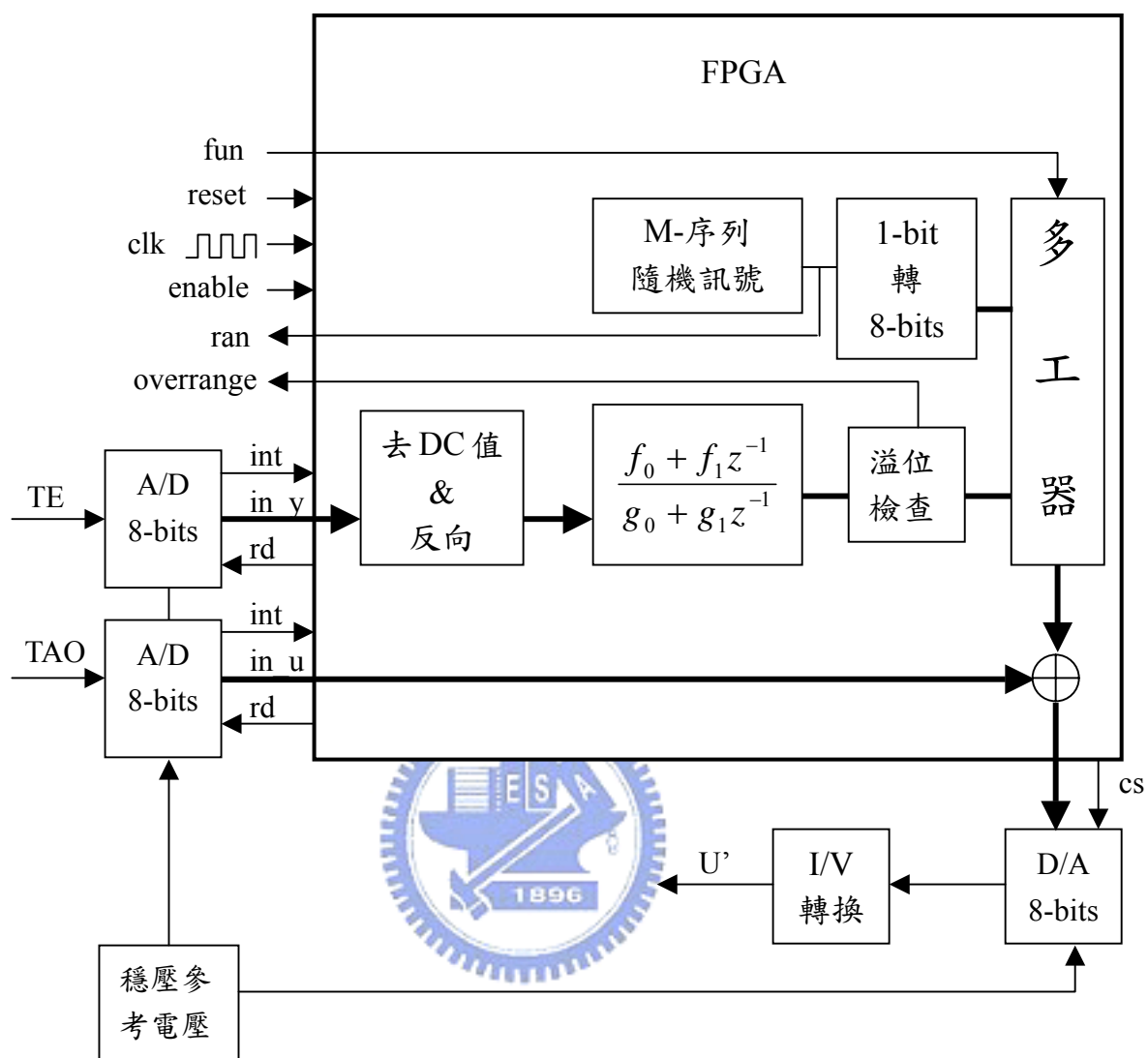


圖 5-9 電路架構圖

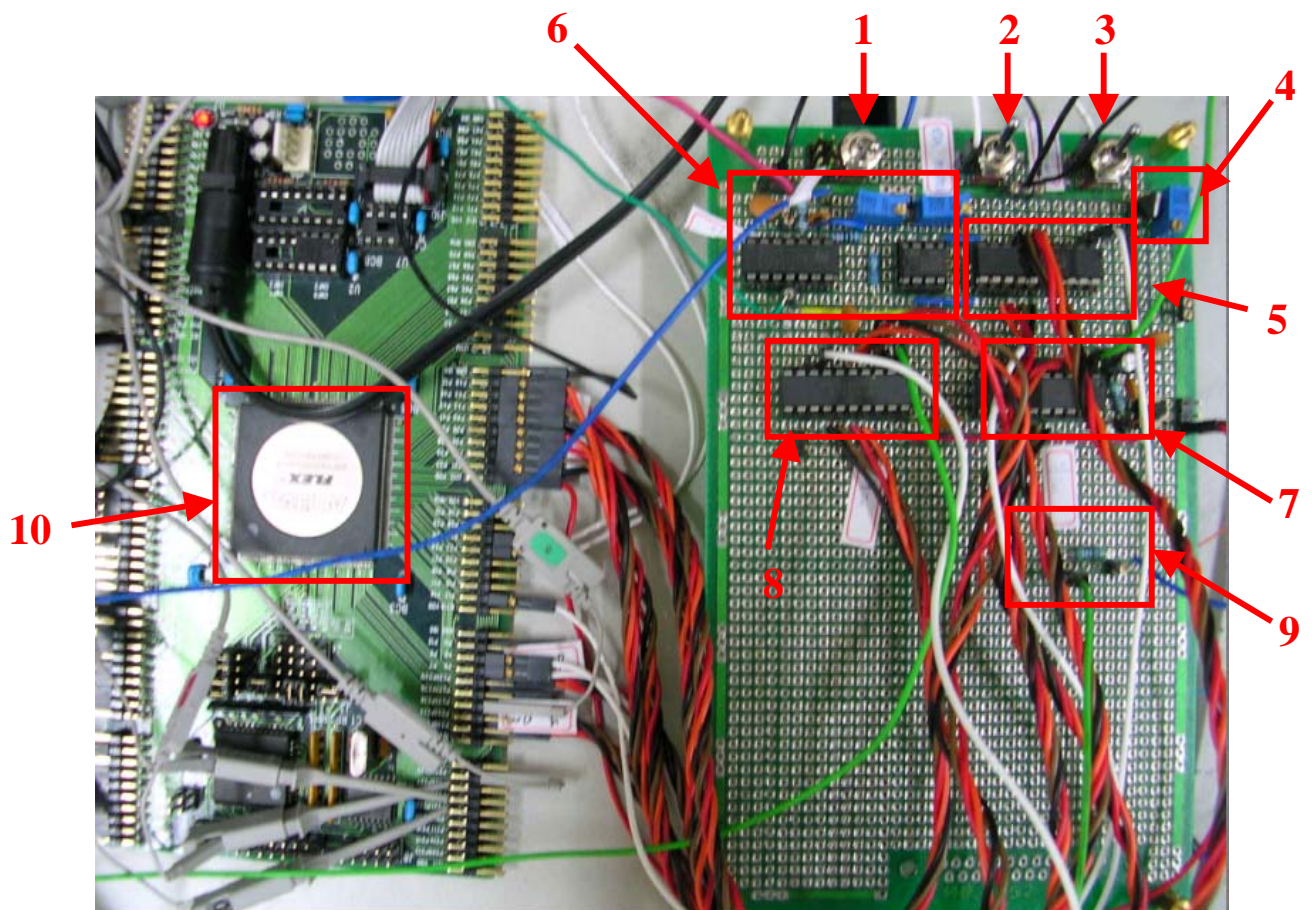


圖 5-10 電路架構實體圖

1. 原系統與外加後的系統切換開關
2. 隨機訊號開關
3. 最小變異控制器開關
4. 穩壓 2.5V 電路：提供 A/D、D/A 參考電壓
5. D/A
6. 電流轉電壓 OP 電路
7. A/D : TE
8. A/D : TAO
9. 22K 電阻：斷路點
10. FPGA

5.2.2 實驗流程

在實驗的過程中，我們希望讓整個迴路保持在閉迴路狀態，但是實際的光碟機是不斷的在做跳軌的動作，一旦系統進行跳軌時，會成為開迴路狀態，為了避免此情形發生，所以我們利用了免費的檢測軟體，此軟體為 Nero CD-DVD Speed，主要是用來檢測燒錄機的性能，其中有一項是循序的檢查已經燒錄的資料，利用此掃描表層的功能，我們可以讓光碟機一值保持在閉迴路的狀態，下圖 5-11 為 speed 軟體在掃描表層時的介面。

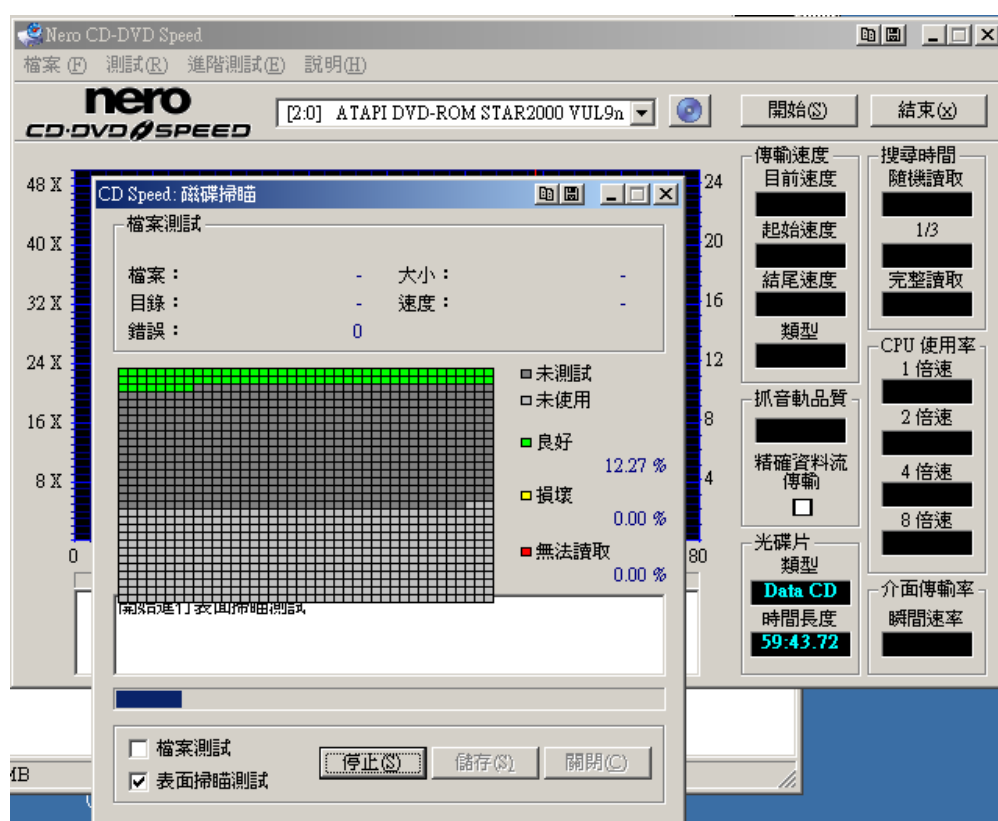


圖 5-11 Nero CD-DVD Speed 掃描表層軌道介面

在確定好實驗的環境後，接下來要先把截斷電路的部分設計好，然後做系統做判別，再加入最小變異控制器。由於我們將系統判別以及最小變異控制器整合於同一晶片，又需要運用 Matlab 來做離線的運算，為了使整個實驗的過程更清楚，接下來以下頁圖 5-12 來說明整個實驗的流程。

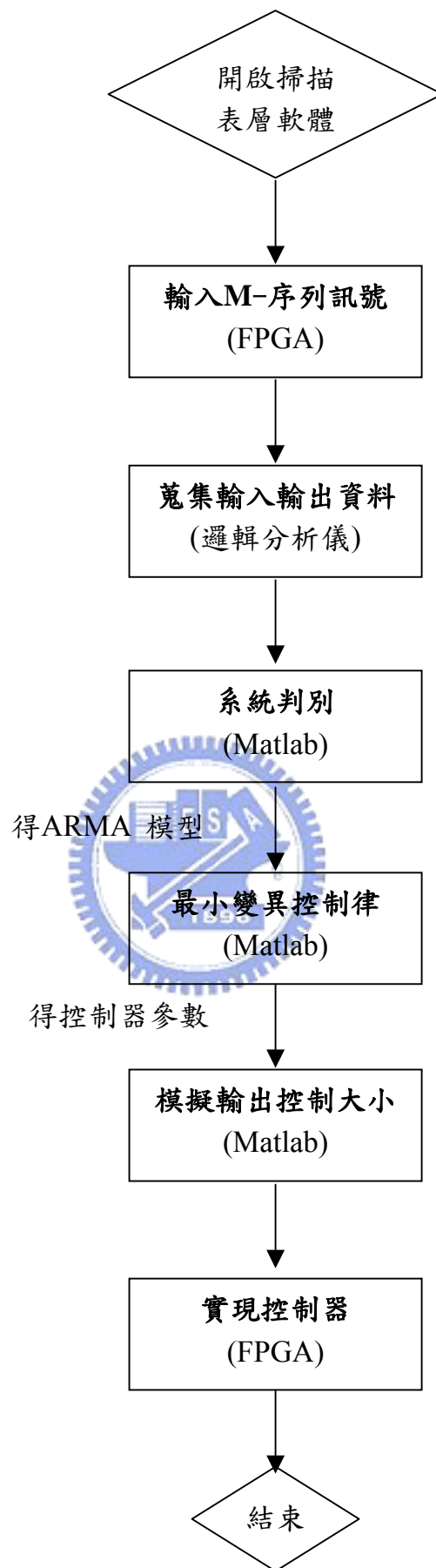


圖 5-12 實驗流程圖

5.3 系統判別實驗與結果

由第三章所設計的量測電路得到系統的輸入輸出訊號後，接下來便要進行系統判別的工作，我們將遞迴最小平方法的公式實現於 Matlab 程式，並選用已知的系統模型 ARMAX 法來推導系統轉移函數，並由模擬系統與實際系統輸出比較來驗證系統轉移函數的正確性。

圖 5-13 為系統輸入 M 序列與系統輸出的響應圖，此時端資料擷取的取樣頻率為 160KHz。

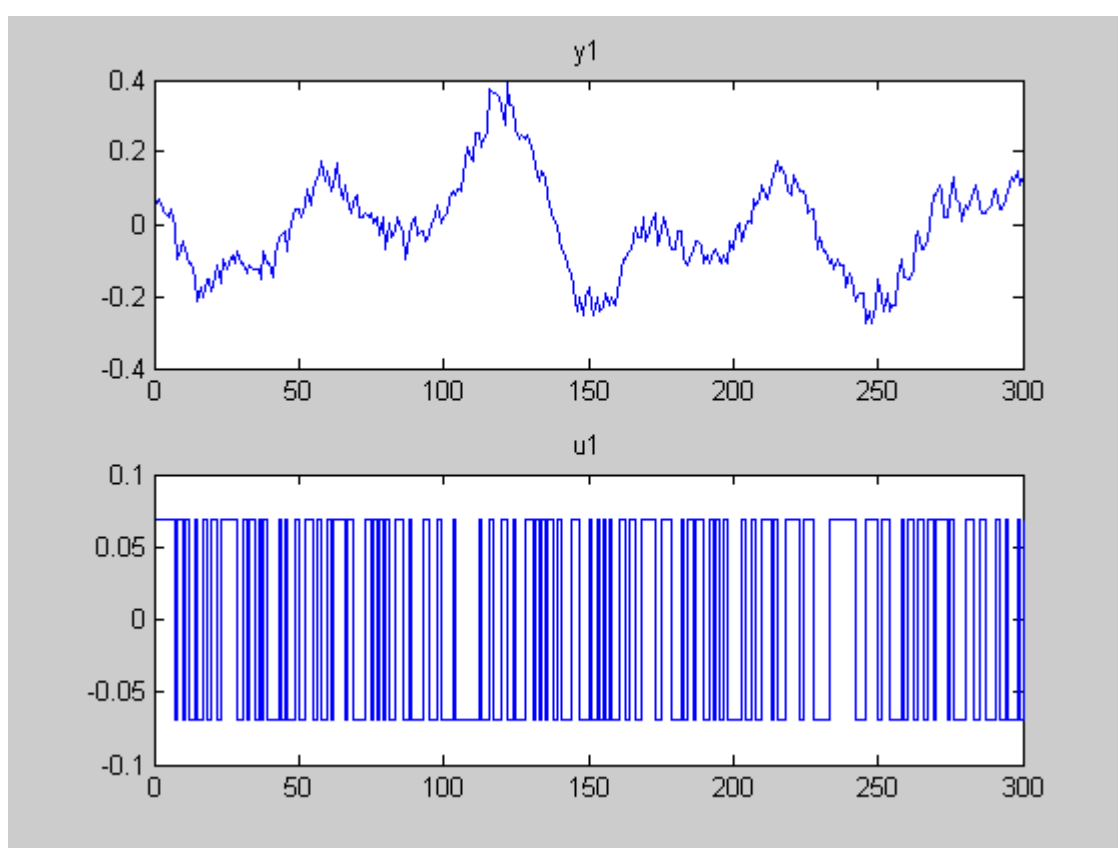


圖 5-13 M 序列與系統輸出的響應圖

首先我們先驗證輸入的 M 序列是否為近似隨機訊號，下圖 5-14 為其自相關函數，只有在 0 和 512 的地方有突起值，其餘地方幾乎為零。而功率譜密度也有近似平坦的分部。

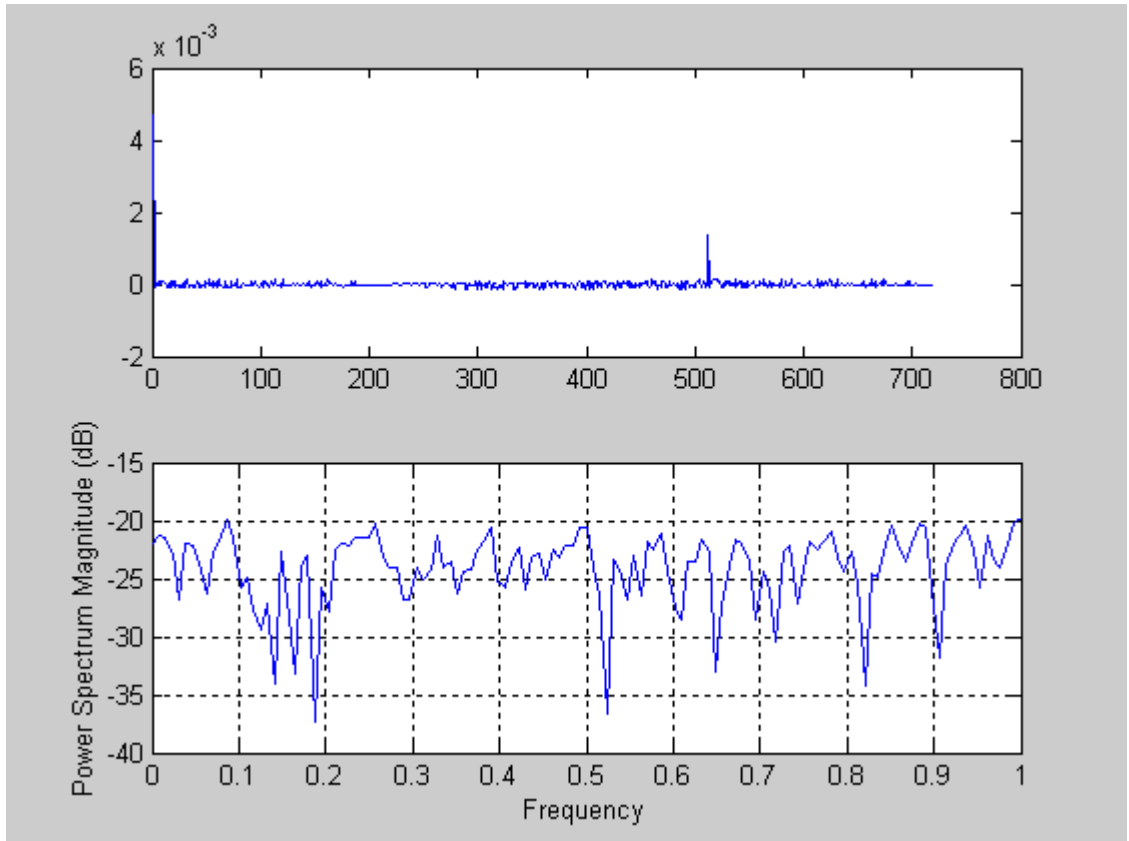


圖 5-14 M 序列特性分析

既然輸入訊號有近似隨機變數的特性，接下來我們將得到的輸入輸出值丟入 Matlab 計算其模型參數，得到的 ARMAX 的各多項如式(5.1)所示，極點位置 (poles: $0.971+0.0973i, 0.971-0.0973i$)；對於輸入的零點位置(zero: -8.5091)；雜訊的零點位置(zero: $0.8345+0.1241i, 0.8345-0.1241i$)； $u[t]$ 對 $y[t]$ 零點極點分部圖如圖 5-15； $e[t]$ 對 $y[t]$ 零點極點分部圖如圖 5-16 所示。

$$\begin{aligned}
 A(z^{-1}) &= 1 - 1.942z^{-1} + 0.9523z^{-2} \\
 B(z^{-1}) &= -0.005255z^{-1} - 0.04446z^{-2} \\
 C(z^{-1}) &= 1 - 1.669z^{-1} + 0.7118z^{-2}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

圖 5-17 為系統判別出的模型之輸出與原始系統輸出之比較圖，實線為原始系統輸出，虛線為判別得出的系統之輸出。

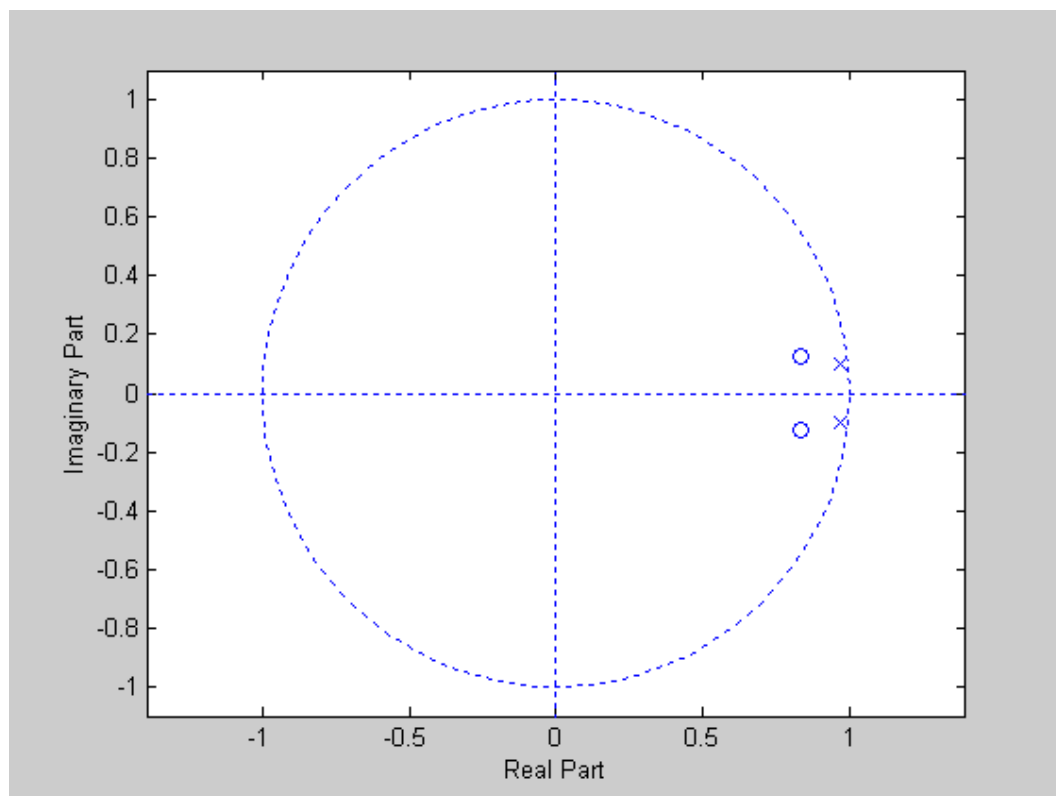


圖 5-15 $e[k]$ 對 $y[k]$ 零點極點分部圖

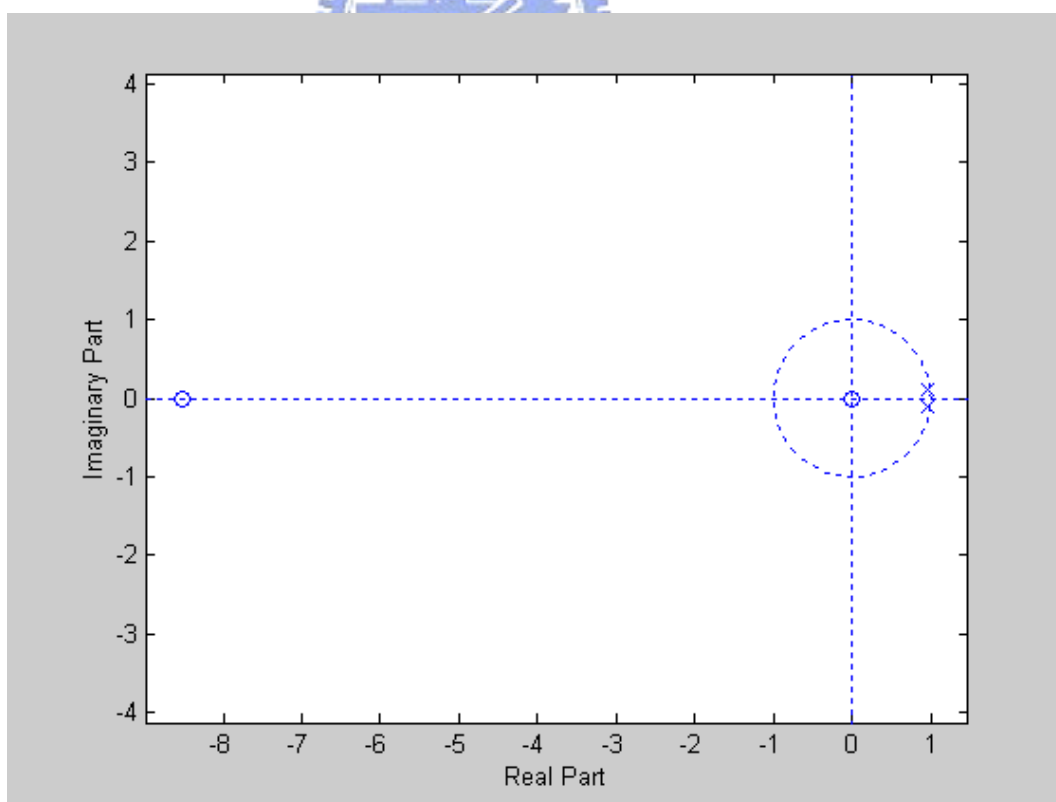


圖 5-16 $u[k]$ 對 $y[k]$ 零點極點分部圖

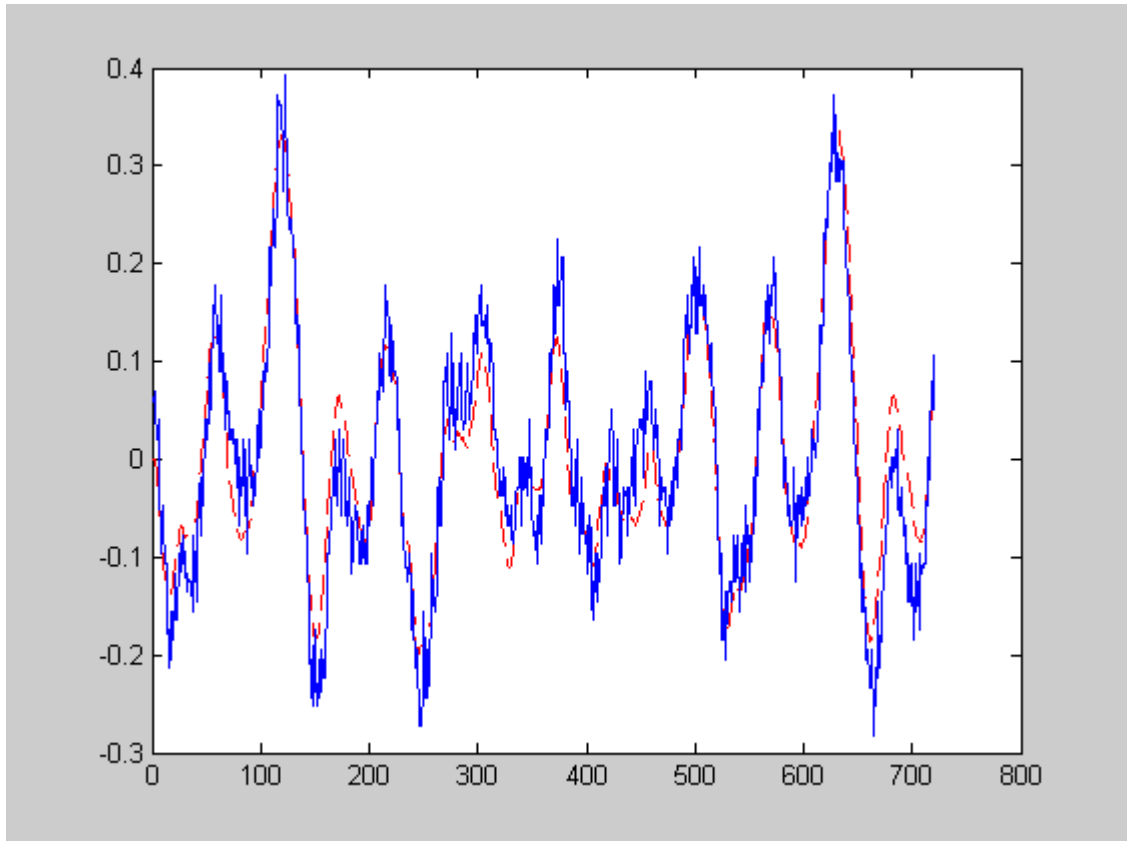


圖 5-17 原系統輸出與系統判別輸出之比較圖

5.4 實驗結果與討論

由上一節我們可以推論出其 ARMAX 模型的各多項式參數，接下來我們要利用這模型來推算出控制器的參數，推得的結果為式(5.2)，我們將這些參數寫入 FPGA 中，比較原先系統與加入最小變異控制器後的差別。

$$\frac{u[k]}{y[k]} = \frac{6.4434 - 5.7621z^{-1}}{1 + 0.3569z^{-1}}$$

$$\text{or } u[k] = -0.3569u[k-1] + 6.4434y[k] - 5.7621y[k-1] \quad (5.2)$$

下圖 5-18、5-19 為控制器的頻率響應以及極點零點分部圖，為高通濾波器。

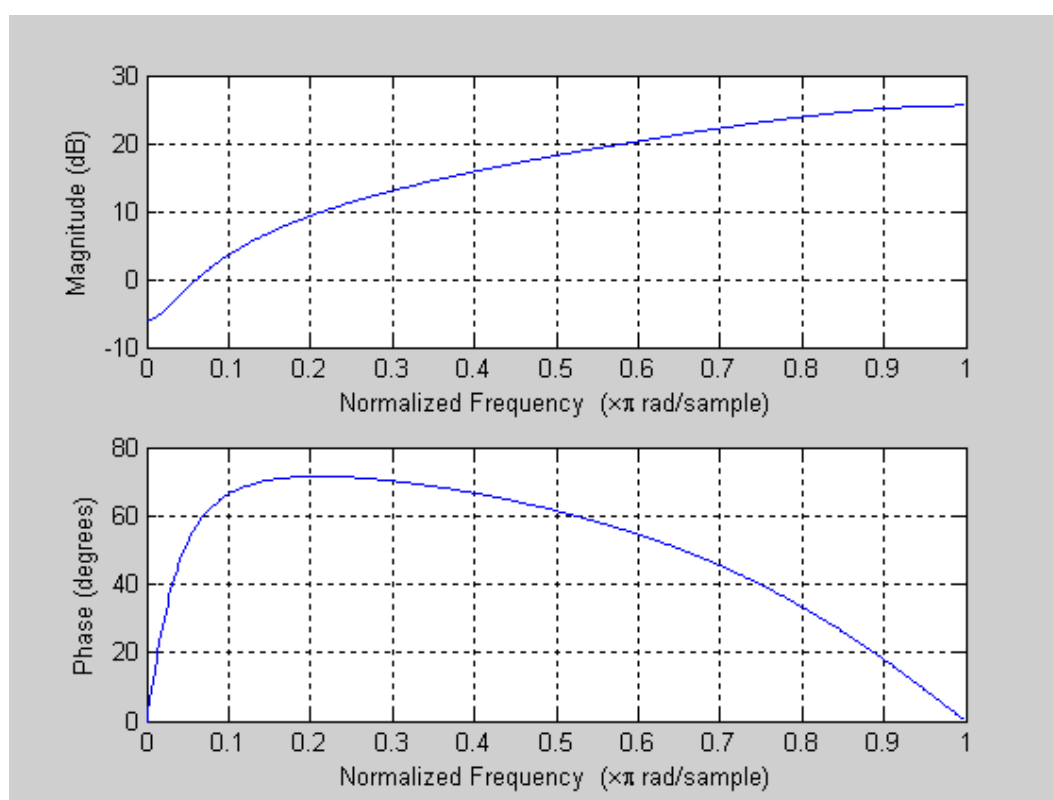


圖 5-18 控制器的頻率響應圖

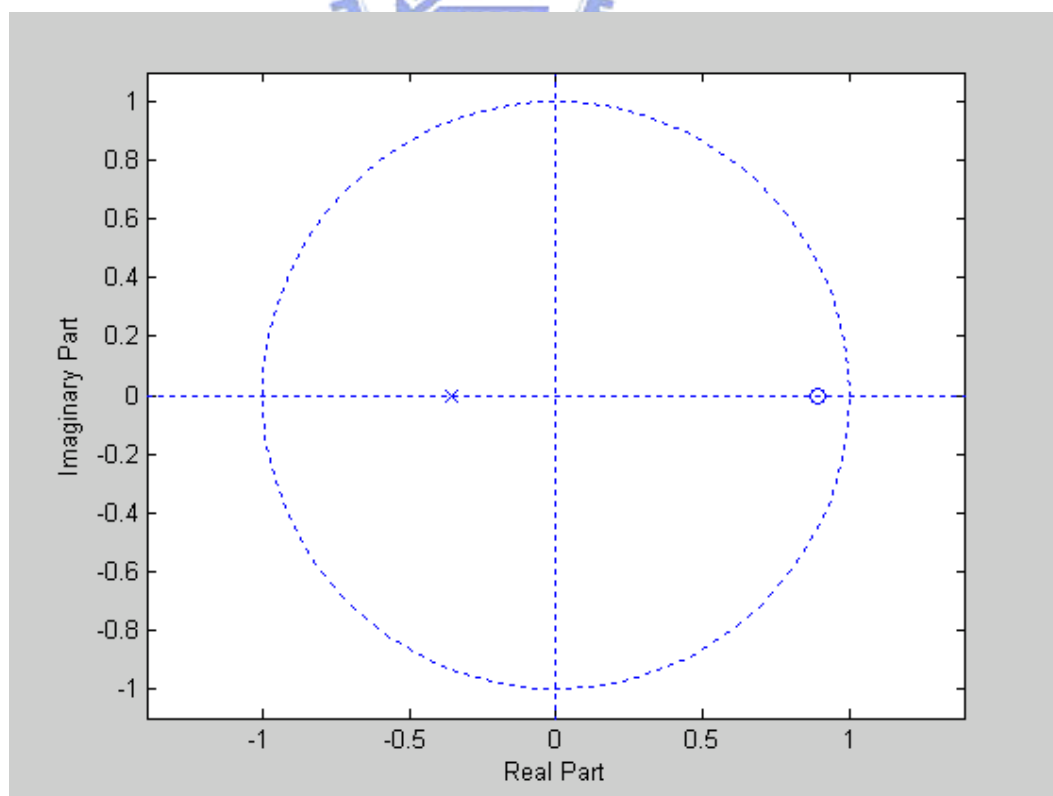


圖 5-19 控制器的零點極點分部圖

5.4.1 實驗結果

首先我們觀察圖 5-20 是在開啟 Nero CD-DVD 軟體後，逐層掃描時的循軌誤差(TE)，波形帶有約 1.35V 的直流成分，擺動的範圍大約 1V~1.6V；我們之前設計的 A/D、D/A 的範圍是設定在 0V~2.5V，並不會超出其範圍。

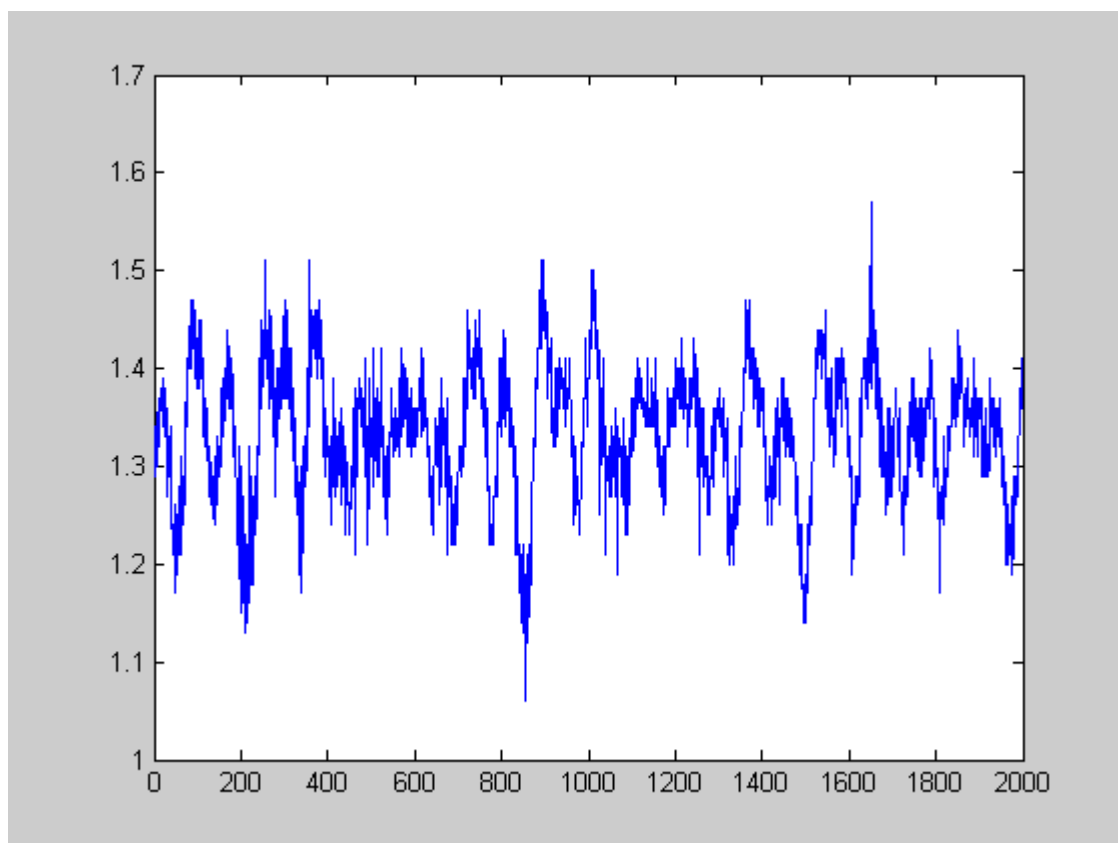


圖 5-20 循軌誤差

圖 5-20 縱軸的單位是電壓，為了讓循軌誤差的意義更有感覺，我們將電壓訊號轉換成其對應在碟片上變動的距離。其轉換方式就是利用前面提到的 S 曲線，我們知道一個 S 曲線是在一軌內的線性區，所以我們利用 S 曲線電壓量的斜率來倒推得距離，一個 S 曲線波形如下圖 5-21，所以我們得到轉換的公式為 $slpoe = \frac{V_1 - V_2}{Z_1 - Z_2} = \frac{1.5V}{0.37\mu m} = 4.054(V / \mu m)$ ，接下來的圖形將都以 μm 為單位來表示。

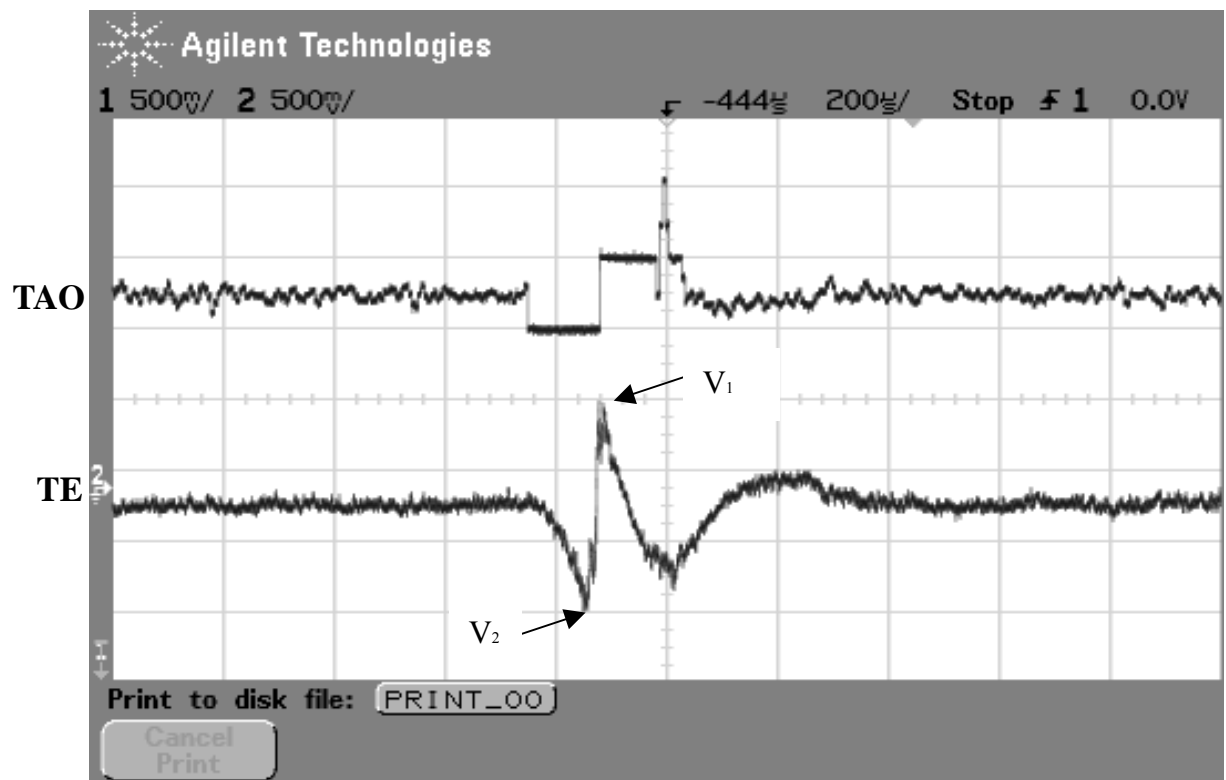


圖 5-21 跳一軌的循軌誤差

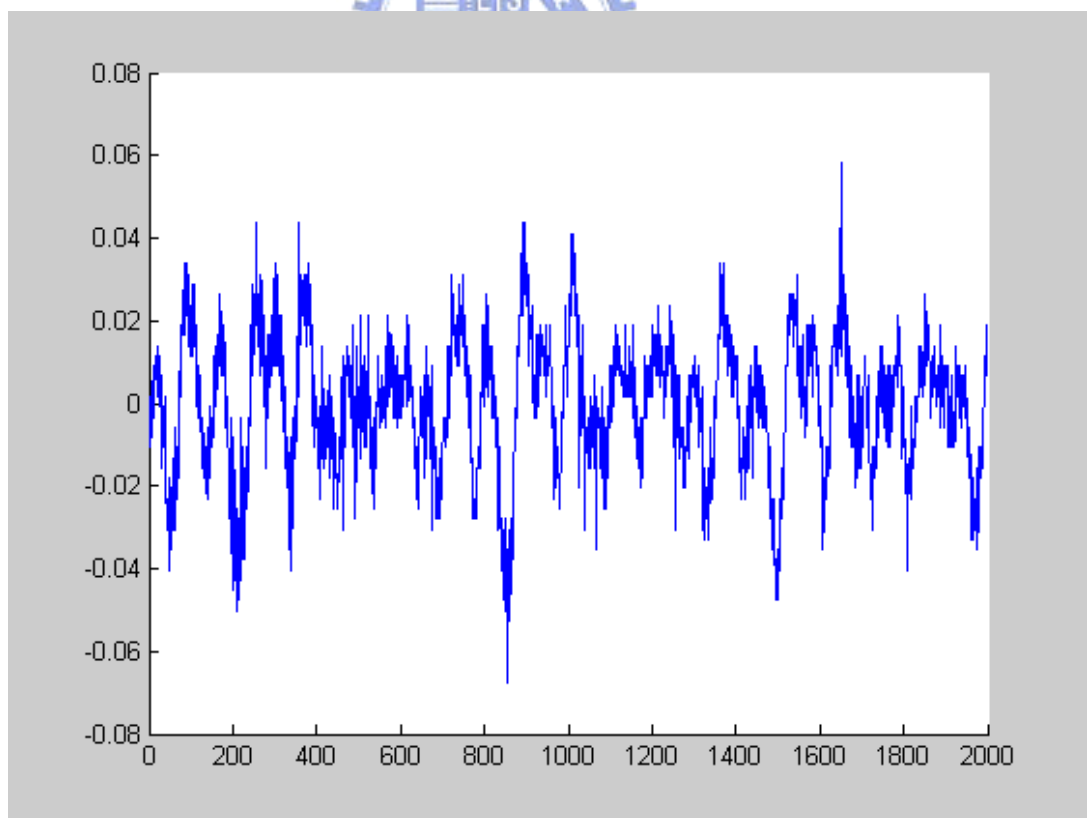


圖 5-22 原系統的循軌誤差

我們將圖 5-18 的單位調整過後，並去掉直流成分後得到圖 5-22；圖 5-23 則是將式(5.2)的結果套入系統後得到的循軌誤差，明顯地誤差擺動範圍變小了。圖 5-24 則是拉長觀察的時間，比較加入最小變異控制器前後的差別。圖 5-25、圖 5-26 為加入控制器前與加入控制器後的頻譜分析。

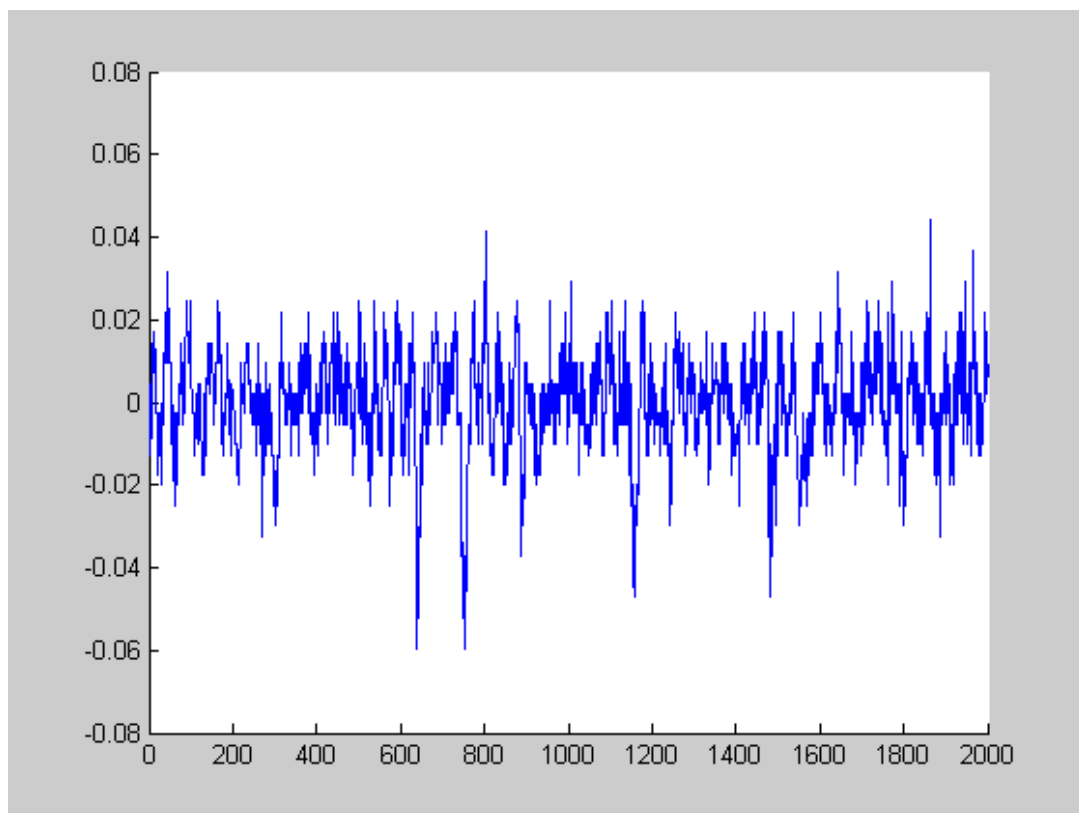


圖 5-23 加入最小變異控制器後的循軌誤差

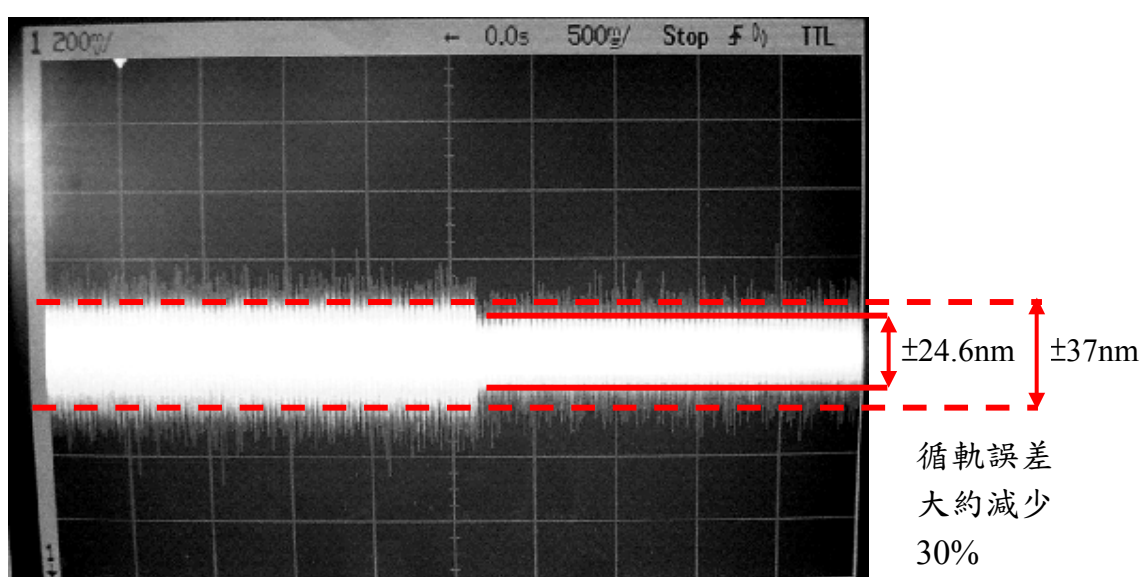


圖 5-24 循軌誤差比較

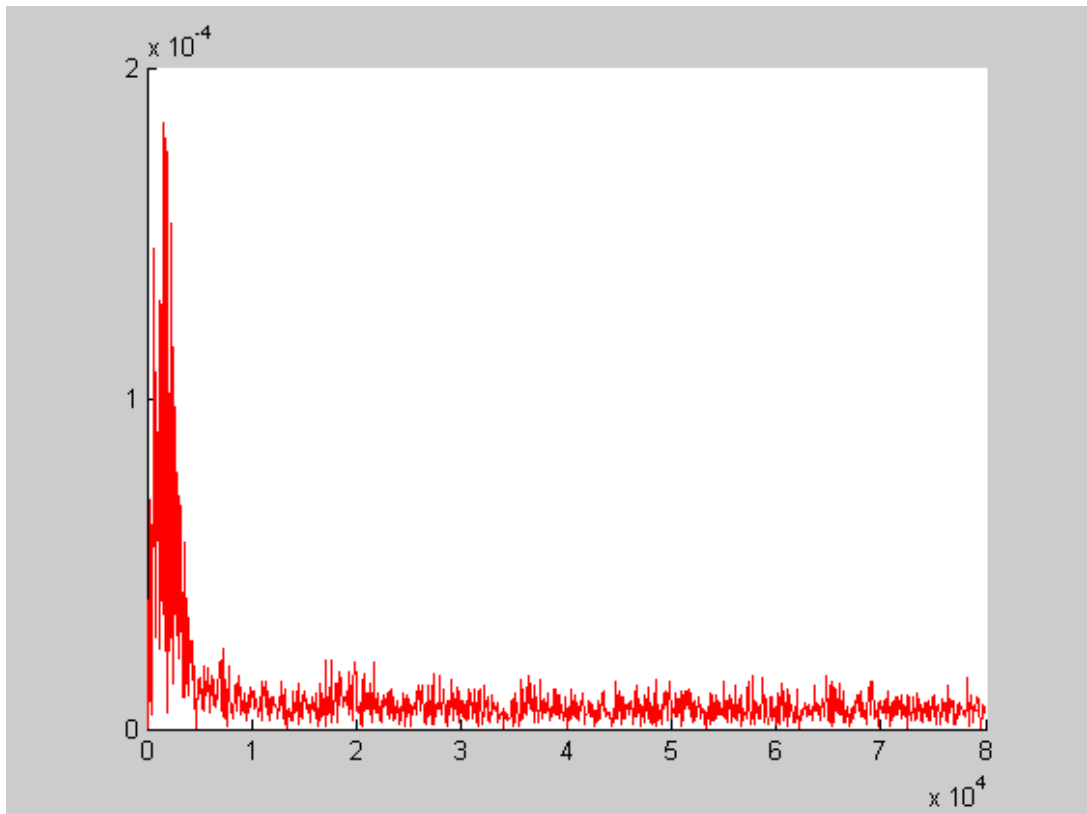


圖 5-25 未加入最小變異控制器之頻譜

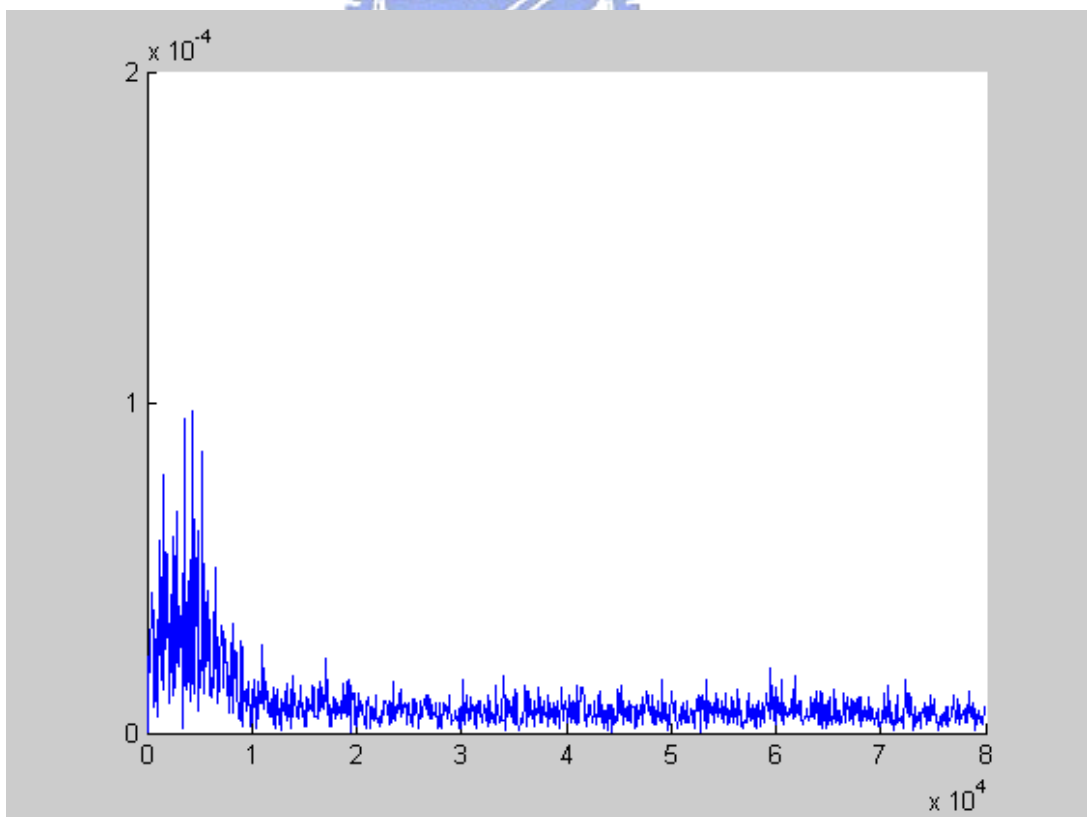


圖 5-26 加入最小變異控制器後之頻譜

最後，圖 5-27 為最小變異控制的輸入量，單位為電壓，在不跳軌的情況下加入到原系統並不會超出 2.5V，仍在我們 D/A 可接受的範圍。

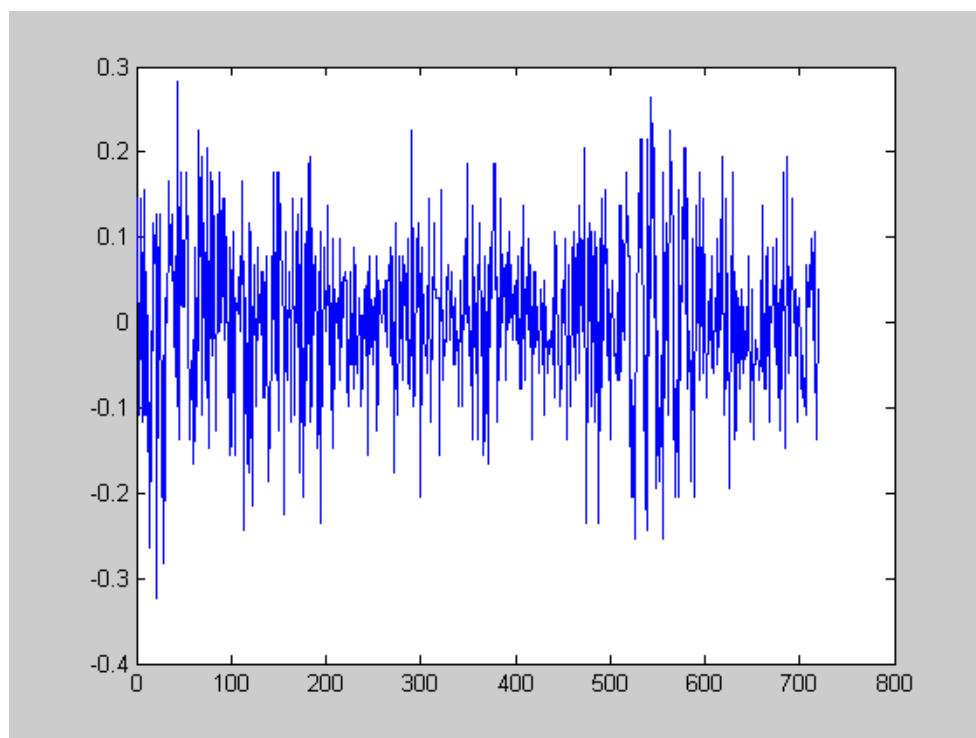


圖 5-27 最小變異控制器之輸入

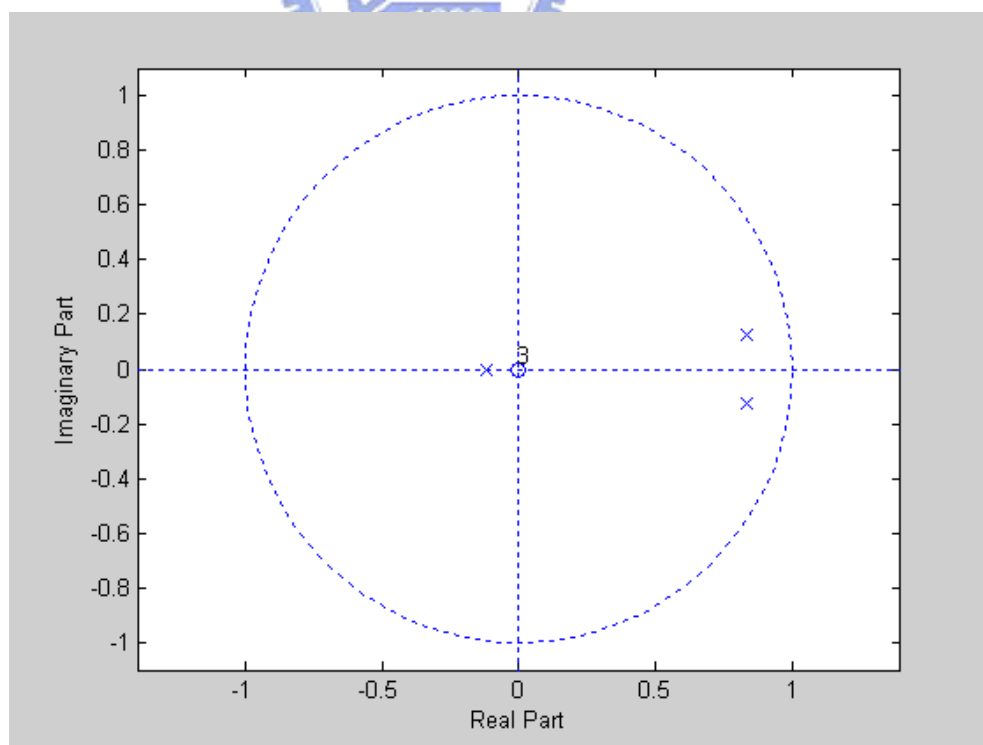


圖 5-28 加入最小變異控制器後極點的分部

5.4.2 實驗討論

從圖 5-17~圖 5-19 可以看出其改善後的效果，我們將改善前後分析其變異量，如下表 5-3 所示，而圖 5-28 也說明了系統的極點在加入最小變異控制器後由原先的 $0.971 \pm 0.0973i$ 移到了 $0.8345 \pm 0.1243i$ 以及 -0.1191 。

	循軌誤差的變異量	輸入控制的變異量
未加入控制器前	2.5197e-004	0
加入控制器後	1.3449e-004	2.1213e-004

表格 5-3 加入控制器前後的變異量比較

整個實驗的過程我們選用對於最小變異控制的預測時間是一個單位，也就是只做一步預測，假如選擇兩步或更多，可以預期的，預測的誤差會變大，式(4.10)可以說明。而在取樣頻率上，基本上已經受限於原系統內部的取樣頻率，我們無法選用比原系統低的取樣頻率，而為了確保取樣頻率的一致性，所以我們使用了兩顆 A/D，亦即將原系統的取樣改為我們加入 A/D 後的取樣頻率，而在選擇位元數目上，原系統亦是 8 位元轉換，與我們選用的 IC 相同。

此外，由圖 5-25 知道，在我們 160KHz 的取樣頻率下，所付出的額外輸入大約為 0.3V~-0.3V，假若我們取樣頻率更高時，所需要的控制輸入勢必須要更大，甚至可能超出我們能接受的範圍，所以取樣的問題是需要被考量的，假若系統真的需要更快的取樣頻率時，則可以考慮改用 LQG 的控制法則，其差別在於加入了控制輸入的考量在一開始的函數內，然後給予權重，也就是將式(4.3)變形為式(5.3)，並對兩者的總合做變異量最小化，詳細的推導則不再贅述。

$$J = E[y^2[k+d] + \rho u^2[k]] \quad (5.3)$$

第六章 結論

在本論文中，我們根據既有光碟機系統的基本架構下，進行循軌伺服控制的實驗；在第二章介紹光碟機系統的基本原理，第三章推導循軌伺服系統的動態模型，並設計隨機輸入訊號以供系統判別實驗使用。

第四章則說明最小變異控制法則，並由第三章所得到循軌致動器的數學模型而推出最小變異控制器的各項參數。在第五章中則設計了一塊循軌控制介面卡，以 FPGA 當作整塊控制卡的核心，內部包含隨機訊號的產生以及最小變異控制器的實現；再配合上 A/D 及 D/A 轉換器，和一些類比放大器的設計，完成了循軌控制卡的基本架構。最後將整個循軌控制卡與實際的光碟機結合，比較兩者循軌誤差的情形，由實驗的結果得知，最小變異控制的控制法則確實能有效的抑制循軌誤差的大小，以增強光碟機上循軌的精確度。

總而言之，最小變異控制的加入讓循軌伺服系統有以下的特性：

1. 增加硬體量最小，運算量小，實現容易。
2. 直接利用輸出誤差進行評估其變異量，以確保輸出變異量最小。
3. 原系統除了本身的控制器以外，多了最小變異控制器可以調整，增加設計時的彈性。

而在本論文中，由於受限到實際光碟機系統的問題，所以，並不可能任意擷取我們想要的訊號，僅能從各 IC 連線之間來擷取類比訊號，而我們控制器的核心是採用數位控制來實現，所以在多次的 A/D、D/A 轉換的過程勢必讓雜訊一次又一次的加入到系統中，倘若真能擷取到伺服訊號處理晶片內部已經經過 A/D 後的數位腳位，可預期效果會較我們目前實驗的結果佳。

而對於未來的發展，下列提供幾個研究方向以供參考：

1. 循軌伺服系統基本上與聚焦伺服系統差異性不大，僅在水平和垂直方向做不同的閉迴路控制；所以勢必也可以將最小變異控制法則應用在聚焦伺服系統上。
2. 最小變異控制中需要先取得系統的 ARMAX 模型，而模型的精準與否直接影響到控制器的參數，所以採用更高取樣頻率、以及更近似白噪音的雜訊做為輸入，相信可以讓 ARMAX 的模型更逼近真實。
3. 每一張碟片對每一台光碟機來說，都算是一個不同的模型，若能採用線上的系統判別，針對不同碟片產生不同的控制參數，循軌誤差的改善將會更好，但相對的是代價是，增加的電路負擔大。



參考文獻

- [1] <http://www.optoelectro.com/>
- [2] <http://www.oes.iti.org.tw/15oes/birthday/handout/07021520-chu.pdf>
- [3] W. Ichiro, I. Yoshiaki, K. Takayuki: "Precise track-following control using a micro-electromechanical-system tracking mirror in high-density optical disk drives", J.J. Appl Phys , 2003.
- [4] Fengdan DONG ,Youyi WANG .Jianying ZHOU, "A new approach for track following control of optical disk drive" , Magnetic Recording Conference, 2002. Digest of the Asia-Pacific ,27-29 Aug. 2002
- [5] Jung-Ho Moon; Moon-Noh Lee; Myung Jin Chung; Soo Yul Jung; Dong Ho Shin "Track-following control for optical disk drives using an iterative learning scheme" Consumer Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 42 ,Issue: 2 , Pages:192 – 198 , May 1996
- [6] Bittanti, S.; Dell'Orto, F.; Di Carlo, A.; Savaresi, S.M.; " Radial tracking in high-speed DVD players (an application of notch filtering and multirate control) ", Decision and Control , Proceedings of the 40th IEEE Conference on , Volume: 5 ,4-7 Dec. 2001 Pages:4705 - 4710 vol.5 , 2001.
- [7] Yan, T.H.; Lin, R.M. "Discrete-time sliding mode repetitive control for track-following of optical disk drives" Magnetic Recording Conference, 2002. Digest of the Asia-Pacific ,27-29 Aug. 2002
- [8] Fujiyama, K.; Tomizuka, M.; Katayama, R.;" Digital tracking controller design for CD player using disturbance observer" Advanced Motion Control, 1998. AMC '98-Coimbra., 1998 5th International Workshop on , Pages:598 – 6032, 9 June-1 July 1998
- [9] Kyoung Bog Jin and et al., "Robust direct seek control for high-speed rotational optical disk drives", IEEE Trans. on consumer electronics, Vol. 44 No.4 Nov., 1998
- [10] T. Semba and A. Fennema, "State-space intercept method for seek control of optical disk drives", Japanese Journal of Applied Physics, Vol.35, Part 1, No.1B, pp.466-470, Jan.1996.

- [11] Fene F. Franklin, J. David Powell, Michael Workman, *Digital control of dynamic systems* Addison Wesley Longman, 1998
- [12] Astrom Karl J., Wittenmark Bjorn, *Computer controlled systems : theory and design*, Prentice Hall, 1984.
- [13] Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schaffer, *Discrete-time signal processing*, Prentice Hall, 1999
- [14] 褚偉嘉, 「光碟機伺服控制系統之研究」, 國立成功大學, 碩士論文, 1997.
- [15] 劉家齊, 「光學讀取頭聚焦與循軌之訊號分析」, 國立清華大學, 碩士論文, 1998.
- [16] 楊雅齡, 「DVD光碟機聚焦與循軌誤差訊號之分析」, 國立清華大學, 碩士論文, 2000.
- [17] 陳瑞文, 「應用模糊滑動模式法則於光碟測試機的高精度聚焦/循軌控制」, 雲林科技大學, 碩士論文, 1999.
- [18] 黃仁宏, 「光碟機跨軌漏數偵測與粗調伺服系統之研究」, 國立交通大學, 碩士論文, 1998.
- [19] 林世平, 「光碟機徑向雙致動器伺服系統之研究」, 國立交通大學, 碩士論文, 1999.
- [20] 曾仲年, 「以擾動估測器應用於光碟機尋軌控制器之研究」, 國立交通大學, 碩士論文, 2000.
- [21] 馮文俊, 「微鏡面應用於光學循軌伺服系統」, 國立交通大學, 碩士論文, 2003.
- [22] 陳榮池, 「光碟機聚焦/尋軌之 H_{∞} 迴路成形控制器設計」, 國立中山大學, 碩士論文, 2002.
- [23] 黃建銘, 「光碟機之短程尋軌伺服控制晶片設計與實作」, 國立清華大學, 碩士論文, 2001.
- [24] 邱舒業, 「重複性控制器之一新設計方法與 FPGA 實現」, 國立交通大學, 碩士論文, 2002

- [25] 郭森林, 「應用極小差異控制於 DVD-ROM 的循軌控制」, 大同大學, 碩士論文, 1999
- [26] 顏家鈺, 「光碟機雙致動器系統的脈衝模式策略分析」, 國立台灣大學, 碩士論文, 2002
- [27] 林景富, 「光碟機伺服系統自動調整之分析」, 國立成功大學, 碩士論文, 2001
- [28] 吳炳飛、邱俊誠與陸儀斌, *光碟機系統技術—光學、控制與訊號處理*, 1997.
- [29] 工業技術研究院光電工業研究所, *工業技術人才培訓計畫講義-DVD 技術人才培訓班*, 1999 年 3 月
- [30] 孫宗瀛、黃金定, *常用線性 IC 資料手冊*, 全華科技圖書股份有限公司, 1996 年 4 月.
- [31] 高敏雄, *最新 A-D/D-A 轉換器規格表*, 全華科技圖書股份有限公司, 1998 年 8 月.
- [32] 許榮睦, *線性積體電路實習*, 全華科技圖書股份有限公司, 1990 年 11 月.
- [33] 足立修一、趙清風, *使用 MATLAB 控制之系統識別*, 全華科技圖書股份有限公司, 2001 年 2 月.
- [34] 蕭德云、方崇智, *過程辨識*, 儒林圖書有限公司, 1993 年 9 月.