國 立 成 功 大 學

電機工程學系

碩 士 論 文

以離散位置資訊作速度與加速度估測之研究 Study on Velocity and Acceleration Estimation from Discrete-Time Position Data

研究生:廖兼賢

指導教授:鄭銘揚

中華民國九十三年六月

#### 授權書

(博碩士論文)

本授權書所授權之論文為本人在 國 立 成 功 大學(學院) 電 機 工 程 學 系所 控 制 组 九十二 學年度第 二 學期取得 碩 士學位之論文。

論文名稱:以離散位置資訊作速度與加速度估測之研究

□同意 ☑不同意

本人具有著作財產權之論文全文資料,授予行政院國家科學委員會科學技 術資料中心、國家圖書館及本人畢業學校圖書館,得不限地域、時間與次 數以微縮、光碟及數位化等各種方式重製後散布發行或上載網路。

本論文為本人向經濟部智慧財產局申請專利的附件之一,請將全文資料延 後兩年再公開。(請註明文號:
)

-----

#### ☑同意 □不同意

本人具有著作財產權之論文全文資料,授予教育部指定送繳之圖書館及本 人畢業學校圖書館,為學術研究之目的以各種方法重製,或為上述目的再 授權他人以各種方法重製,不限時間與地域,惟每人以一份為限。

上速授權內容均無須訂立讓與及授權契約書。依本授權之發行權為非專屬性發行 權利。依本授權所為之收錄、重製、發行及學術研發利用均為無償。上述同意與不同 意之欄位若未鉤選,本人同意視同授權。

指導教授姓名:鄭 銘 楊

研究生簽名:廖兼賢

學號: N26911158 (務必填寫)

日期:民國 93 年 06 月 24 日

- 1. 本授權書請以黑筆撰寫並影印裝訂於書名頁之次頁。
- 2. 授權第一項者,請再交論文一本予畢業學校承辦人員或選寄 106-36 台北市和平東 路二段 106 號 1702 室 國科會科學技術資料中心 王淑貞。(本授權書諮詢電話:02-27377746)
- 本授權書於民國85年4月10日送請內政部著作權委員會(現為經濟部智慧財產局) 修正定稿。
- 4. 本案依據教育部國家圖書館 85.4.19 台(85)圖編字第 712 號函辦理。

# 國立成功大學 碩士論文

以離散位置資訊作速度與加速度估測之研究
Study on Velocity and Acceleration Estimation from
Discrete-Time Encoder Data

研 究 生: 廖兼賢

本論文業經審查及口試合格特此證明 論文考試委員

朝我找	<b>爱</b> 电源
	学传食

指導教授: 剪铅层

系(所)主管: 不見得多

中華民國 九十三 年 六 月 二十三 日

# Study on Velocity and Acceleration Estimation from Discrete-Time Position Data

### Ву

#### Chien-Hsien Liao

A Thesis Submitted to the Graduate Division in Partial Fulfillment of the Requirement for the Degree of

#### MASTER OF SCIENCE IN ELECTRICAL ENGINEERING

NATIONAL CHENG KUNG UNIVERSITY

TAINAN, TAIWAN

REPUBLIC OF CHINA

JUNE 23, 2004

Approved by	
Phia-Jr Wn	Jacon S.H. That
Ming - Youg Chong	
Advisor	
Ming - Yang Seng Chairman	
Coloen	Shiel

# 以離散位置資訊作速度與加速度估測之研究 Study on Velocity and Acceleration Estimation from Discrete-Time Position Data

廖兼賢\* 鄭銘揚\*\*

國立成功大學電機工程學系碩士班

#### 摘要

一般而言,回授控制是伺服控制系統中基本且必要的手段。然而閉 迴路系統對於感測元件的靈敏度很高,若感測元件本身易受雜訊影響, 導致回授訊號受到污染,反而會破壞了整體系統性能。因此一純淨的回 授訊號源不但能提升系統的控制性能,更能降低控制器設計的複雜度。 另一方面,伺服控制系統近年來已成為產業機械中重要的基本組件之一。然而對於諸多產業機械而言,欲達到自動化且高精密度的生產目標,其伺服控制系統需要速度、甚至加速度的回授訊號。有鑑於此,本論文之主要目的在於分析各種速度與加速度估測法則並比較其優劣,期於不同的速度及加速度應用範圍中,提供一適當的估測方式。此外,本論文所使用之系統參數鑑別策略,有別於一般使用頻譜分析儀找出系統模型的方式,能有效且快速地決定系統參數。最後本論文以 AC 伺服馬達搭配一負載進行實驗,以驗證各估測法則之性能。

- \* 作者
- \*\* 指導教授

#### **ABSTRACT**

Generally speaking, feedback control is a basic and necessary trick in servo control systems. However, a closed-loop system is highly sensitive to the performances of the measurement devices. If these devices are not robust to the noise, the performance of the closed-loop system will be deteriorated due to the polluted feedback signal. Therefore, a high-accuracy feedback signal not only can improve the system performance, but also can reduce the complexity of controller design. On the other hand, a servo control system has become one of the fundamental components of the industrial machineries recently. For a large amount of industrial machineries, to achieve the goal of high-accuracy and automatic mass-production, their servo control systems usually require the velocity information or even the acceleration information as the feedback signal. Hence, the aim of this thesis is to analyze and evaluate several kinds of velocity and acceleration estimation methods, such that a simple and reliable criterion of choosing appropriate estimation methods in different velocity and acceleration ranges can be provided. In addition, a model identification strategy that is different from the common approach is used in this study, in which it can identify the system model quickly and efficiently. At the last, an AC servo motor with a load is used as the test device to evaluate the performance of various estimation methods.

#### 誌 謝

在本論文研究期間,承蒙指導教授鄭銘揚博士的悉心指導與諄諄教 誨,使論文得以順利完成,在此致上最誠摯的謝意。感謝吳佳儒博士、 蔡聖鴻博士對本論文的斧正與建議,促使本論文更臻完善。

此外,要感謝實驗室學長在生活與研究上的幫助與支持,包括宏文、正虎和科翰學長的指導與鼓勵,經驗的傳承是最珍貴的寶藏。感謝兩年來同儕們俊凱、政謙、昌圜等在實驗和研究上的大力幫助,並一同度過了快樂和辛苦的時光,曾經挑燈苦拼的煎熬與收穫,是一輩子的回憶。感謝機械系的學長秉弘的熱情相助,無私地傾囊相授令我十分感動;感謝昆鋒、嘉陽總是義不容辭的在課業與生活上給予協助。感謝學弟們文忠、其昀、明勳對於研究和生活上的熱心幫助,令人感受到實驗室的溫暖。

感謝大學時代的好友猷長、倉弘、昌男、文鉦等人的鼓勵;謝謝好 友巧伶在我低潮時的不吝傾聽,助我突破難關。最後,感謝父母們多年 來的栽培,如今得以順利完成學業。

#### 僅以本論文

獻給父母家人及所有關愛我的人

# 目 錄

中文摘要	I
英文摘要	II
致謝	III
目錄	IV
圖目錄	VII
表目錄	XI
第一章 緒論	1
1.1 研究動機與目的	1
1.2 文獻回顧	3
1.3 論文架構	3
第二章 運動控制系統架構	5
2.1 簡介	5
2.2 伺服馬達的數學模型	5
2.2.1 交流伺服馬達的工作原理	5
2.2.2 直流伺服馬達的數學模式推導	6
2.3 伺服驅動器內部架構	10
2.3.1 電流迴路	11
2.3.2 速度迴路	12
2.3.3 位置迴路	13
2.4 馬達參數估測策略	14
第三章 速度估測法則	18
3.1 以數值方法做速度估測	18
3.1.1 傳統轉速估測法	19

3.1.2	最小平方估測法	.19
3.1.3	泰勒展開式法	.21
3.2 觀察	器	23
3.2.1	馬達系統的狀態空間表示法	.23
3.2.2	速度觀察器	.24
3.2.3	觀察器之數位化	.26
3.2.4	觀察器之設計	.28
3.3 模料	胡觀察器	29
3.3.1	速度觀察器加入模糊控制器	29
3.4 卡爾	爾曼濾波器	32
3.4.1	卡爾曼濾波器原理	.33
3.4.2	卡爾曼濾波器演算法	.36
3.5 速度	估測法則性能分析	37
3.5.1	數值方法之分析	.38
3.5.2	觀察器之分析	.44
第四章 加速	<b>度估測法則</b>	.47
4.1 以婁	数值方法作加速度估測	48
4.2 觀察	文器	49
4.2.1	加速度觀察器	.49
4.2.2	模糊觀察器估測加速度	.50
4.3 低力	n速度估測器	51
4.4 加速	速度估測法則性能分析	52
4.4.1	數值方法之分析	.52
4.4.2	加速度觀察器之分析	.54
4.4.3	低加速度估測器之分析	.56

第五章 實驗與結果分析	58
5.1 實驗系統架構	58
5.1.1 硬體設備	59
5.1.2 軟體設備	61
5.2 實驗一:系統參數鑑別實驗	62
5.3 實驗二:速度估測實驗	67
5.3.1 高轉速時的量測結果	68
5.3.2 低轉速時的量測結果	72
5.3.3 極低轉速時的量測結果	76
5.4 實驗三:加速度估測實驗	82
5.4.1 高加速度時的量測結果	82
5.4.2 低加速度時的量測結果	85
5.5 討論	90
第六章 結論與建議	91
<b>參考文獻</b>	93

# 圖 目 錄

啚	1-1	數位控制系統與物理系統關係圖	1
置	1-2	閉迴路系統方塊圖(使用負回授)	2
圖	2-1	直流馬達定子與轉子磁場關係圖	5
圖	2-2	交流馬達定子與轉子磁場關係圖	6
圕	2-3	直流馬達電氣與機械部分關係圖	6
圕	2-4	直流馬達系統方塊圖	8
圕	2-5	多迴路控制架構	.10
圕	2-6	電流迴路 速度迴路 位置迴路頻寬關係圖	.10
圕	2-7	馬達與電流迴路方塊圖	.11
置	2-8	馬達搭配電流迴路後之簡化結果	.12
置	2-9	馬達與速度迴路方塊圖	.12
圖	2-10	馬達速度控制方塊圖	.13
置	2-11	馬達與位置迴路方塊圖	.13
圕	2-12	馬達系統搭配回授與前饋控制器方塊圖	.15
圕	2-13	馬達系統與狀態回授控制器方塊圖	.15
圕	2-14	系統參數鑑別步驟	.16
圕	2-15	三角形速度曲線	.17
置	3-1	實際系統搭配狀態觀察器與狀態回授方塊圖	.25
置	3-2	速度觀察器架構	.25
置	3-3	速度觀察器實現架構圖	.26
圕	3-4	速度觀察器之數位化	.27
圕	3-5	速度觀察器搭配模糊邏輯控制器方塊圖	.30
圕	3-6	模糊化輸入變數之模糊集合	.30

啚	3-7	誤差(Error)與誤差變化(Change in Error)關係圖	1
圕	3-8	解模糊化輸出變數之模糊集合3	2
啚	3-9	數位系統方塊圖	4
置	3-10	數位卡爾曼濾波器方塊圖	6
圕	3-11	卡爾曼濾波器演算流程圖	7
圕	3-12	編碼器脈波與取樣時間關係圖	9
啚	3-13	數值方法和連續微分關係圖4	.0
啚	3-14	離散時間濾波器規格圖4	.1
圕	3-15	泰勒展開式法頻率響應之比較(0階、1階、2階)4	.3
圕	3-16	最小平方近似法頻率響應之比較(LSF1/4、LSF2/8、LSF3/8	3)
		4	.3
圕	3-17	差分法和最小平方近似法頻率響應之比較(LPP、LSF1/4)	
		4	4
圕	3-18	考慮雜訊干擾之速度觀察器架構4	.5
置	3-19	觀察器頻率響應圖4	-6
啚	3-20	實際系統搭配觀察器架構圖4	-6
圕	4-1	Fanuc 公司提出的加速度回授補償架構4	.7
圕	4-2	Lorenz 提出的加速度回授架構4	.7
圕	4-3	加速度觀察器方塊圖4	.9
圕	4-4	模糊觀察器估測加速度之架構5	0
圕	4-5	低加速度估測器方塊圖5	2
圕	4-6	低加速度估測器數位化方塊圖5	2
啚	4-7	差分法和最小平方近似法加速度估測器頻率響應圖5	3
圕	4-8	伺服馬達搭配加速度觀察器方塊圖5	4
圕	4-9	速度觀察器和加速度觀察器頻率響應圖5	5
圖	4-10	低加速度估測器頻率響應圖5	7

啚	5-1	實驗系統架構圖	58
置	5-2	實驗設備實體圖	58
置	5-3	PMC32-6000運動控制卡實體圖	60
圖	5-4	PMC32-6000 運動控制卡功能方塊圖	60
圕	5-5	LabView 人機操作介面	62
圕	5-6	三角形加減速規劃速度曲線圖	63
圕	5-7	Lorenz 的參數鑑別策略步驟一	64
圕	5-8	Lorenz 的參數鑑別策略步驟二	65
圕	5-9	Lorenz 的參數鑑別策略步驟三	65
圕	5-10	Lorenz 的參數鑑別策略步驟四	66
圕	5-11	步階響應模擬與實驗結果	67
圕	5-12	泰勒展開式法高速度估測性能比較	69
置	5-13	最小平方近似法高速度估測性能比較	70
置	5-14	觀察器和模糊觀察器高速度估測性能比較	71
置	5-15	泰勒展開式法低速度估測性能比較	73
圕	5-16	最小平方近似法低速度估測性能比較	74
置	5-17	觀察器和模糊觀察器低速度估測性能比較	75
置	5-18	泰勒展開式法極低速度估測性能比較	77
置	5-19	最小平方近似法極低速度估測性能比較	78
置	5-20	觀察器、模糊觀察器和卡爾曼濾波器極低速度估測性能	七
		較(一)	79
圕	5-21	觀察器、模糊觀察器和卡爾曼濾波器極低速度估測性能	七
		較(二)	80
圖	5-22	觀察器、模糊觀察器和卡爾曼濾波器極低速度估測性能	七
		較(三)	81

圖 5-23	高加速度估測實驗之速度與加速度命令	33
圖 5-24	差分法及最小平方近似法高加速度估測性能比較	34
圖 5-25	低加速度估測器與加速度觀察器高加速度估測性能比較.8	34
圖 5-26	加速度觀察器與模糊觀察器高加速度估測性能比較8	35
圖 5-27	低加速度估測實驗之速度與加速度命令	36
圖 5-28	差分法與最小平方近似法低加速度估測性能比較	37
圖 5-29	低加速度估測器與加速度觀察器低加速度估測性能比較.8	37
圖 5-30	加速度觀察器與模糊觀察器低加速度估測性能比較8	38
圖 5-31	差分法加入濾波器前後之比較	38
圖 5-32	最小平方近似法加入濾波器前後之比較	39
圖 5-33	加速度觀察器加入濾波器前後之比較	39

## 表目錄

表 3-1	常見的最小平方近似估測型式	21
表 3-2	常見的泰勒展開式速度估測型式	23
表 3-3	數位等效轉換方法	27
表 3-4	規則控制庫	31
表 5-1	Panasonic MSMA041A1E 型 AC 伺服馬達規格表	61
表 5-2	差分法、泰勒1階近似法和泰勒2階近似法穩態性	生能比較
		69
表 5-3	最小平方近似法穩態性能比較(LSF1/4、LSF2/8、)	LSF3/8)
		70
表 5-4	觀察器與模糊觀察器穩態性能比較	71
表 5-5	差分法、泰勒1階近似法和泰勒2階近似法穩態性	生能比較
		73
表 5-6	最小平方近似法穩態性能比較(LSF1/4、LSF2/8、)	LSF3/8)
		74
表 5-7	觀察器與模糊觀察器穩態性能比較	75
表 5-8	差分法、泰勒1階近似法和泰勒2階近似法穩態性	生能比較
		77
表 5-9	最小平方近似法穩態性能比較(LSF1/4、LSF2/8、)	LSF3/8)
		78
表 5-10	觀察器模糊觀察器與卡爾曼濾波器穩態性能比較	₹( <b>一</b> )79
表 5-11	觀察器、模糊觀察器與卡爾曼濾波器穩態性能比較	₹(二)80
表 5-12	觀察器 模糊觀察器與卡爾曼濾波器穩態性能比較	〔三〕…81
表 5-13	觀察器、模糊觀察器與卡爾曼濾波器於低轉速控制	訓性能比
	較	82

#### 第一章 緒論

#### 1.1 研究動機與目的

近年來,伺服控制系統已成為產業機械中重要的基本組件之一,幾乎任何形式的運動控制,包括位置、速度和力量控制(Force Control)甚至機械臂控制(Manipulator control),都必須使用伺服控制。在應用上,伺服控制系統大多已數位化,經由電腦或單晶片為核心的數位系統計算出欲達到的控制命令,再將此命令經類比轉換成電壓或電流控制物理系統,如圖 1-1 所示。

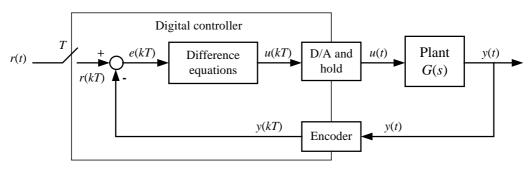


圖 1-1 數位控制系統與物理系統關係圖

另一方面,在伺服控制系統中,回授控制(Feedback Control)是基本且必要的手段,藉由回授控制使系統達到穩定快速的響應及良好的抗干擾(Disturbance Rejection)能力。然而由控制理論可知,閉迴路系統對於感測元件的靈敏度很高,若感測元件本身易受雜訊影響,導致回授訊號受到污染,反而會破壞整體系統的性能。以圖 1-2 為例,假設 H(s)為感測元件之轉移函數,(1-1)式計算系統閉迴路轉移函數 M(s)對 H(s)之靈敏度。

$$S_H^M = \frac{\partial M/M}{\partial H/H} = \frac{\partial M}{\partial H} \frac{H}{M} = -\frac{GH}{1 + GH}$$
 (1-1)

如(1-1)式,通常 GH 會遠大於 1 ,導致 M(s)對 H(s)之靈敏度約為-1。換言之,感測元件之轉移函數 H(s)對系統閉迴路轉移函數 M(s)之靈敏度很高,只要 H(s)有些許的變化,整個閉迴路系統也會產生很大的變化。因此,一純淨的回授訊號源不但能提升系統的控制性能,更能簡化控制器設計的複雜度。

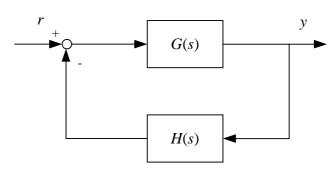


圖 1-2 閉迴路系統方塊圖(使用負回授)

在目前的運動控制系統中,位置的回授資訊大多是由編碼器(Encoder) 產生的離散脈波訊號,而速度和加速度的回授資訊,則分別由轉速發電機(Tachometer)和陀螺儀(Gyroscope)產生,但它們都是類比訊號,且所費不貲;因此速度和加速度訊息通常都以馬達驅動器廠家各自研發的估測法則取代,故速度和加速度估測法則的估測結果,直接影響到整個伺服控制系統的穩定性和響應好壞。有鑑於此,本論文之目的即在於分析各種速度與加速度估測法則並比較其估測值之優劣,進一步歸納出各估測法則所適用之範圍,並在不同的速度和加速度範圍中,選擇出最適合之估測法則。最後,利用一 AC 伺服馬達搭配負載進行實驗以驗證各速度和加速度估測法則之性能。

#### 1.2 文獻回顧

就速度估測方法來說, Brown 等人[2]將 encoder 所提供的離散位置資訊以數值方法估測轉速的方式作一整理與分析,並提出以最小平方近似法(Least Square Fit)來估測轉速,經由模擬和實驗證明最小平方近似法在各數值方法中確為最佳的估測法則; Lorenz 與 Van Patten[3,8]提出以觀察器(Observer)來估測速度,和數值方法相較具有更佳之解析度,且能一併解決數值方法和數位濾波器設計法估測時所產生延遲(Lagging)之問題,但前提是必須求得系統的數學模式; Yoichi Hori[5]提出在極低速時速度觀察器估測不準確的現象及成因,並以一摩擦力補償策略解決極低速估測時之問題; Kim 和 Sul[12,13]提出以卡爾曼濾波器(Kalman Filter)同時估測轉速與干擾轉矩,並將干擾轉矩作一補償以解決極低速估測時之問題; 楊勝明等人[6,7]將 Lorenz 提出的速度觀察器作一性能評估,並提出以離散位置資訊插值與模糊控制解決極低轉速之問題。

在加速度估測法則方面, Lorenz 和 Schmidt[22]提出以加速度觀察器估測加速度訊息,並作加速度回授以改善伺服控制系統之動態剛性; Lee 和 Song[23]提出低加速度估測器以解決極低加速度估測之問題,並將其估測值作加速度回授以改善系統遭遇摩擦力時之情況。

#### 1.3 論文架構

本論文共分六章,第一章為緒論,說明本論文之研究動機,並作文 獻回顧與論文架構介紹;第二章為伺服控制系統架構,以市面上販售之 泛用型伺服驅動器為例,先進行馬達數學模式之推導,然後闡述工業上 廣泛使用的多迴路控制(Multi-loop control)原理,並介紹一簡易而有效的 離線式參數估測法則;第三章為速度估測法則之分析,將各文獻所提出的速度估測方法作一分析與比較;第四章為加速度估測法則之分析,將各文獻提出的加速度估測方法作一分析與比較;第五章則利用工研院所研發之運動控制卡,以一 AC 伺服馬達系統搭配負載進行實驗驗證並作結果之分析與討論;第六章為結論與建議。

#### 第二章 伺服控制系統架構

#### 2.1 簡介

本章將以市面上之泛用型伺服驅動器為例,先說明交流伺服馬達的 工作原理,並將其數學模型作一推導;其次分析驅動器中所廣泛使用的 多迴路控制架構及其設計原則,最後介紹一鑑別系統參數之策略,可快 速地鑑別出系統參數與摩擦力模型。

#### 2.2 交流伺服馬達的數學模型

#### 2.2.1 交流伺服馬達的工作原理

一般而言,不論是直流或是交流馬達,都是利用定子磁場與轉子磁場的交互作用而產生轉矩,其控制原理是兩者必須隨時保持垂直;不同的是,直流馬達的轉子在運轉時由於換相電刷的設計,可維持磁場不變,因此可確保垂直關係,如圖 2-1 所示。

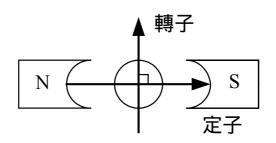


圖 2-1 直流馬達定子與轉子磁場關係圖

另一方面,雖然交流馬達的轉子磁場隨時在變,然而控制定子磁場也跟著相對旋轉,因此仍可維持垂直關係,如圖 2-2 所示。

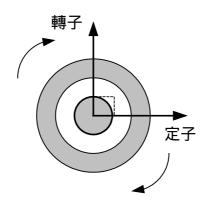


圖 2-2 交流馬達定子與轉子磁場關係圖

因此在相對磁場的作用下,直流和交流馬達唯一的差異在於前者利用電 刷換相,而後者採用電子換相[20]。由以上所述,我們可假設直流和交流 馬達使用相同的控制架構,進而對交流馬達作數學模型之推導。

#### 2.2.2 直流伺服馬達的數學模式推導

如前所述,交流馬達和直流馬達可假設使用相同的控制架構,因此交流馬達的數學模式可仿照直流馬達的數學模式來推導。

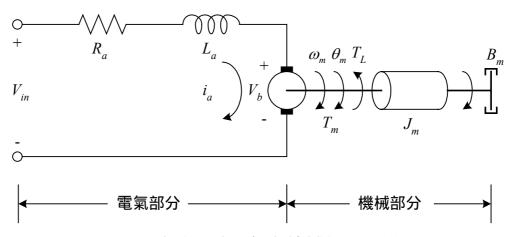


圖 2-3 直流馬達電氣與機械部分關係圖

#### 如圖 2-3,關於直流伺服馬達的四個方程式為

扭力方程式: 
$$T_m = K_t \times i_a$$
 (2-1)

電路方程式: 
$$V_{in} - R_a i_a - L \frac{di_a}{dt} - V_b = 0$$
 (2-2)

反電動勢方程式: 
$$V_b = K_b \times \omega_m$$
 (2-3)

動力方程式: 
$$T_m = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m + T_L$$
 (2-4)

#### 其中

V<sub>in</sub> 電樞電壓 (Applied Armature Voltage)

R<sub>a</sub> 電樞電阻 (Armature-Winding Resistance)

La 等效電感 (Armature-Winding Inductance)

V<sub>b</sub> 反電動勢 (Back Emf)

ia 電樞電流 (Armature-Winding Current)

*K<sub>t</sub>* 轉矩常數 (Torque Constant)

K<sub>b</sub> 反電動勢常數 (Back Emf Constant)

ω<sub>m</sub> 馬達角速度 (Angular Velocity of Motor Shaft)

 $\theta_m$  馬達角位移 (Angular Displacement of Motor Shaft)

J<sub>m</sub> 馬達轉子慣量 (Rotor Inertia of the Motor)

B<sub>m</sub> 黏滯摩擦係數 (Viscous Frictional Coefficient)

T<sub>m</sub> 馬達轉矩 (Torque Delivered by the Motor)

T<sub>L</sub> 負載轉矩 (Load Torque)

若將系統的狀態變數定義為  $\theta_m$ 、 $\omega_m$ 和  $i_a$  , 則由(2-1)式至(2-4)式可得到馬達之狀態方程式 , 以矩陣型式表示為

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{a}(t) \\ \dot{\omega}_{m}(t) \\ \dot{\theta}_{m}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{a}}{L_{a}} & \frac{K_{b}}{L_{a}} & 0 \\ \frac{K_{t}}{J_{m}} & -\frac{B_{m}}{J_{m}} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a}(t) \\ \omega_{m}(t) \\ \theta_{m}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{a}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{in}(t) - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_{m}} \\ 0 \end{bmatrix} T_{L}(t)$$
(2-5)

因此可獲得馬達位移與輸入電壓之間的轉移函數如(2-6)式所示:

$$\frac{\theta_m(s)}{V_{in}(s)} = \frac{K_t}{L_a J_m s^3 + (R_a J_m + B_m L_a) s^2 + (K_b K_t + R_a B_m) s}$$
(2-6)

由(2-6)式,可得直流馬達系統的方塊圖,如圖2-4所示:

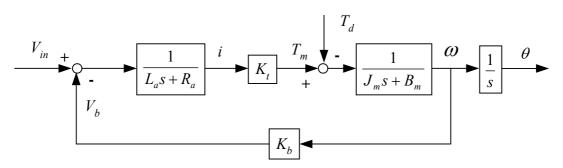


圖 2-4 直流馬達系統方塊圖

由 Mason's Rule 可得輸入電壓到輸出轉速之轉移函數為(2-7)式所示。

$$\frac{\omega(s)}{V_{in}(s)} = \frac{K_t}{(L_a s + R_a)(J_m s + B_m) + K_t K_b} 
= \frac{K_t}{L_a J_m s^2 + (R_a J_m + L_a B_m) s + R_a B_m + K_t K_b}$$
(2-7)

因為  $B_m$  通常很小可以忽略,故

$$\frac{\omega(s)}{V_{in}(s)} = \frac{K_t}{L_a J_m s^2 + R_a J_m s + K_t K_b}$$
 (2-8)

解(2-8)式之特徵方程式,可得兩根 $r_1$ 、 $r_2$ 分別為

$$\begin{split} r_{1} &= \frac{-R_{a}J_{m} + R_{a}J_{m} \left(1 - 2\frac{L_{a}K_{t}K_{b}}{R_{a}^{2}J_{m}}\right)}{2L_{a}J_{m}} \approx -\frac{K_{t}K_{b}}{J_{m}R_{a}} \\ r_{2} &= \frac{-R_{a}J_{m} - R_{a}J_{m} \left(1 - 2\frac{L_{a}K_{t}K_{b}}{R_{a}^{2}J_{m}}\right)}{2L_{a}J_{m}} \approx -\frac{R_{a}}{L_{a}} \end{split}$$

則(2-8)式可簡化為(2-9)式之型式。

$$\frac{\omega(s)}{V_{in}(s)} = \frac{K_t}{J_m L_a s^2 + J_m R_a s + K_b K_t}$$

$$\approx \frac{K_t / J_m L_a}{\left(s + \frac{K_t K_b}{J_m R_a}\right) \left(s + \frac{R_a}{L_a}\right)}$$

$$= \frac{1/K_b}{(\tau_m s + 1)(\tau_e s + 1)}$$
(2-9)

其中

$$\tau_m = \frac{J_m R_a}{K_t K_b}$$
 定義為機械時間常數

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a}$$
 定義為電氣時間常數

在無載下,馬達的開迴路響應速度,是由機械時間常數和電氣時間常數所決定。在一般狀況下, $\tau_e << \tau_m$ ,即電氣極點遠大於機械極點,因此式 (2-9)可簡化為一階系統。

#### 2.3 伺服驅動器內部架構

一般而言,市售的交流伺服馬達均需搭配驅動器來驅動,許多驅動器使用多迴路控制的觀念,如圖 2-5 所示:

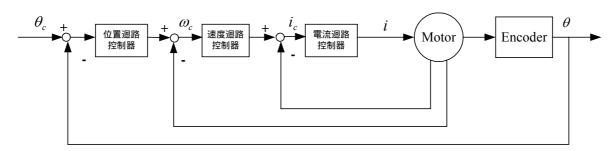


圖 2-5 多迴路控制架構

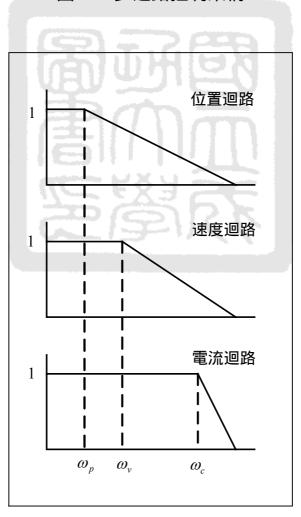


圖 2-6 電流迴路、速度迴路、位置迴路頻寬關係圖

多迴路控制的特色為由內而外設計,其優點為設計簡單。多迴路控制的另一特徵為各迴路的操作頻寬,一般的設計具有以下的關係:

$$\omega_c > (5 \sim 10) \times \omega_v > (5 \sim 10) \times \omega_p$$

由圖 2-6 可知,電流迴路的操作頻寬最廣,亦即響應最快,一般約在 1~2KHz 之間,其次為速度迴路,約在 200~500Hz,位置迴路視機台的剛性結構,一般在 10~50Hz 之間。由於各迴路的頻率響應不同,對設計控制器及調機有很大的助益,通常設計外迴路時可以忽略內迴路的動態,如此不但對馬達控制的穩定度有益,且可簡化伺服系統的設計程序。以下分別就電流、速度及位置迴路作一簡略之介紹。

#### 2.3.1 電流迴路

電流迴路為伺服迴路系統的最內層配置,一般來說可使用 PI 控制器作電流控制,以消除反電動勢對電流輸出的干擾。馬達搭配電流迴路的控制單元如圖 2-7 所示:

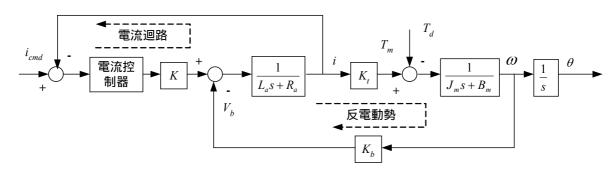


圖 2-7 馬達與電流迴路方塊圖

雖然馬達本身是一個開迴路系統,但由圖 2-7 可知馬達本身具有一內部反饋迴路,此為反電動勢所產生。而在馬達搭配驅動器後,驅動器內部的電流迴路控制器可消除反電動勢對電流輸出的干擾,且由於馬達的電氣

極點遠大於機械極點,根據主極點效應,電氣極點響應可忽略不計,使得馬達系統大為簡化,近似成機械極點串接一積分器之型式,如圖 2-8 所示。

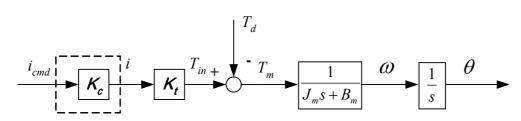


圖 2-8 馬達搭配電流迴路後之簡化結果

#### 2.3.2 速度迴路

假設電流迴路已經過適當設計,使得馬達系統已簡化為圖 2-8 之型式,此時稱為驅動器切換在「轉矩模式」(Torque Mode),驅動器接收的是轉矩(電流)命令。相較於電流迴路的高頻寬(1~2KHz),速度迴路的頻寬約在 200~500Hz 之間。搭配速度迴路的控制架構如下圖 2-9 所示,由於速度迴路工作範圍在電流迴路頻寬之內,故電流迴路可近似為 1。

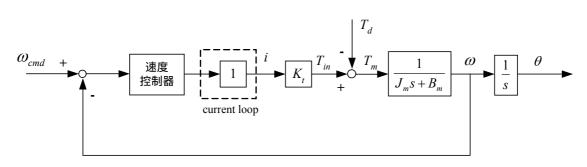


圖 2-9 馬達與速度迴路方塊圖

然而,馬達轉速的獲得在以往是使用轉速計(Tacometer),根據轉速之變化 產生相對應之電壓。但為了成本考量,利用編碼器之位置資訊,進而以 轉速估測法則估算轉子之轉速為現今採用的方式,如圖 2-10 所示。

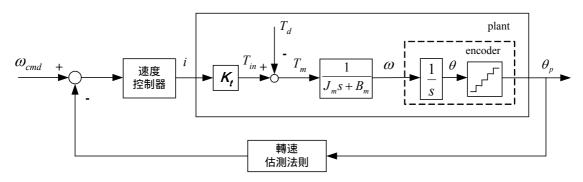


圖 2-10 馬達速度控制方塊圖

#### 2.3.3 位置迴路

位置迴路位於多迴路的最外層,於運動控制的應用中,通常以一比例控制器  $K_p$  來控制。當速度迴路經過適當的調整,使位置迴路工作頻率在速度迴路的頻寬之內時,速度迴路之轉移函數均可近似為 1,整個多迴路將成為一階系統,此時稱為驅動器切換在「速度模式」(Velocity Mode),驅動器接收的是速度命令。如圖 2-11 所示。

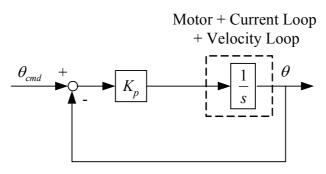


圖 2-11 馬達與位置迴路方塊圖

此時就可利用一階系統的響應關係來設計 $K_p$ 。

#### 2.4 馬達參數估測策略

在文獻[1]中,Lorenz 提出了一個新型的系統參數估測策略,其架構如圖 2-12 所示。在實務上,前饋控制器對系統提供了良好的追蹤性能 (Tracking Performance),而回授控制器提供系統干擾抑制(Disturbance Rejection)的效果。從另一個角度來看,回授控制器的輸出  $T_{fb}$  可視為干擾的估測值。由於系統本身的非線性現象可視為系統之干擾,如摩擦力 (Friction)、背隙(Backlash)等。換言之,藉由命令前饋和狀態回授控制器 的搭配,此時狀態回授控制器輸出  $T_{fb}$  可估測系統非線性及未知動態。

由於前饋控制器職司追蹤響應,追蹤響應佳代表前饋控制器增益 $\hat{J}$ 和  $\hat{B}$  幾乎等於系統參數 J、B。回授控制器職司估測非線性影響,因此靜摩擦力  $T_{fs}$ 、動摩擦力  $T_{fc}$ 將會忠實的呈現在  $T_{fb}$  上。於是 Lorenz 等人利用此法建立  $T_{fb}$  與速度 $\omega$ 的關係圖,並利用此關係圖估測馬達系統的參數,且一併找出靜摩擦力和動摩擦力,以建立摩擦力模型,在轉速控制時進行摩擦力補償。

在進行系統參數估測時,首先不加入命令前饋控制器,僅由狀態回 授控制器控制系統,如圖 2-13 所示。而估測步驟如下:

(1) 調整 k<sub>a</sub>、b<sub>a</sub>

經由適當的調整控制器增益  $k_a$ 、  $b_a$  , 可得到圖 2-14(a)。

(2) 算出 $\Delta T_{tb}$ , 並由下列公式找出 $\hat{J}$ :

$$\hat{J} = \frac{\Delta T_{fb}}{2} \frac{1}{\dot{\omega}^*} \tag{2-10}$$

- (3) 加入加速度命令前饋項,前饋增益為 $\hat{J}$ ,可得到圖 2-14(b)。
- (4) 算出直線之斜率即為 $\hat{B}$ 。

- (5) 加入速度命令前饋項,前饋增益為 $\hat{B}$ ,可得到圖 2-14(c)。
- (6) 找出曲線交點,可分別得到 $T_{stick}$ 、 $T_{slip}$ 。

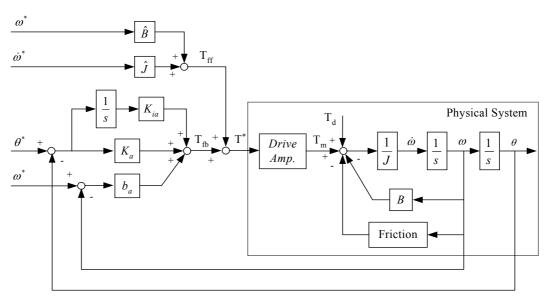


圖 2-12 馬達系統搭配回授與前饋控制器方塊圖

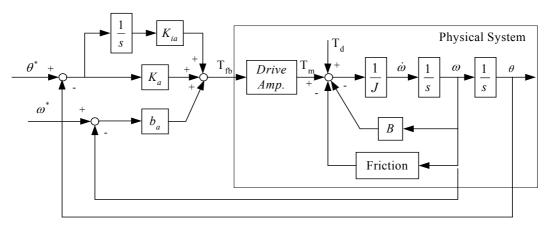


圖 2-13 馬達系統與狀態回授控制器方塊圖

使用此策略特別之處在於,其輸入命令必須使用三角形加減速規劃曲線。主因是三角形速度曲線無梯形速度曲線之等速過程,突然的加減速將造成如圖 2-14(a)中,所謂「磁滯迴路(Hysteresis Loop)」之現象。根據牛頓力學,淨力矩(Net Torque)為慣量乘上角加速度。因此,根據(2-11)

式,可得到(2-10)式。

$$\Delta T_{fb} = J(\dot{\omega}^* - (-\dot{\omega}^*)) = J(2\dot{\omega}^*) \tag{2-11}$$

此外,三角形速度曲線中的零交越速度代表伺服系統會產生速度反轉(Velocity Reversal),此時便可窺出摩擦力之現象。三角形加減速規劃的位置、速度與加速度曲線如圖 2-15 所示。由步驟(2)、(3)、(4)可得 J 與 B。利用此策略不僅可得到靜摩擦力和動摩擦力,還可同時得到慣量 J 和黏滯係數 B,無需分別進行實驗建立摩擦力模型和參數鑑別,故本文將以此策略來估測系統參數。

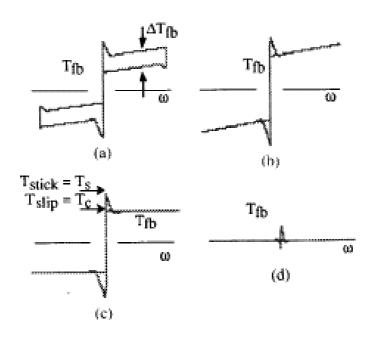


圖 2-14 系統參數鑑別步驟(a)估測慣量 J、(b)估測黏滯係數 B、(c)估測動 摩擦力  $T_{fc}$ 、(d)估測靜摩擦力  $T_{fs}$  (摘錄自[1])

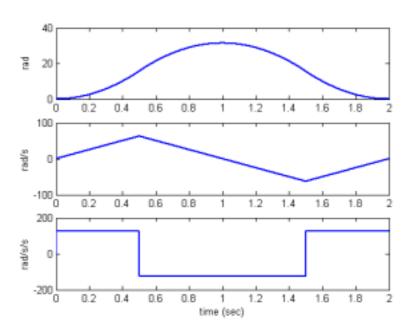


圖 2-15 三角形加減速規劃之位置、速度與加速度曲線

#### 第三章 速度估測法則

對速度迴路而言,隨著過往的全類比式系統演進到目前的半數位式系統(即數位控制器搭配類比受控體)甚至是全數位式系統,速度回授量的取得也由昔日的轉速計(Tachometer)演變至今日由各驅動器廠家自行發展之轉速估測法則。一般而言,在回授控制中,若回授值不佳,將使整體系統響應性能降低,嚴重時甚至產生震盪,如此一來便辜負了回授控制的美意。尤其速度迴路是整個伺服控制系統的設計重心,若要位置迴路具有良好的響應特性,則需妥善設計速度迴路。故如何發展一良好的估測法則以求取精確的回授訊號,是一迫切且重要的課題。一般而言,由位置資訊來求得速度資訊的方法主要分為兩種:

- (1) 利用數值方法估測速度(Numerical Method)
- (2) 利用觀察器估測速度(Model-based Method) 以下將就各種速度估測法則進行介紹。

#### 3.1 以數值方法做轉速估測

由於馬達的位置資訊由編碼器提供,其作用類似 A/D 轉換,將角度轉換為一脈波串。在直覺上,可由位置之離散資料作數值微分而得到速度,即傳統估測法則。由文獻[2]可知,數值方法中又可分為 Fixed-time 和 Fixed-position 兩種型式。Fixed-time 型式意指在一固定的取樣週期內計算其位置變化量;而 Fixed-position 型式則是在一固定的位置變化量下計算其經過的時間。本論文主要將探討 Fixed-time 型式的數值方法,並將性能作一比較。

#### 3.1.1 傳統轉速估測法

傳統轉速估測法又稱為差分法(Difference Method),藉由計算取樣週期間編碼器所產生之脈波數,求得轉子之平均轉速 $\hat{a}$ ,其運算式如(3-1)式所示:

$$\hat{\omega} = \frac{d\theta}{dt} = \frac{\theta_k - \theta_{k-1}}{T} = \frac{\Delta\theta}{T} \tag{3-1}$$

其中T為取樣時間 $,\Delta\theta$ 為取樣週期間取得之脈波數。

#### 3.1.2 最小平方估測法

若以數值方法之角度來看,傳統轉速使用數值微分(Numerical Differentiation)計算角速度,理論上應可利用較複雜之數值方法改善估測速度之解析度。考慮將角度  $\theta_k$  以時間  $t_k$  之多項式表示如(3-2)式,則轉子之角速度  $\alpha_m$  即為(3-2)式對時間  $t_k$  取微分,如(3-3)式所示。

$$\theta_k = c_0 + c_1 t_k + c_2 t_k^2 + \dots + c_n t_k^n \tag{3-2}$$

$$\frac{d\theta_k}{dt_k} = 0c_0 + c_1 + 2c_2t_k + \dots + nc_nt_k^{n-1}$$
(3-3)

其中  $c_1$ 、 $c_2$ ... $c_n$  為待求之變數。由最近 M 個時間點可列出 M 條方程式如 (3-4)式所示:

$$\theta_{k} = c_{0} + c_{1}t_{k} + c_{2}t_{k}^{2} + \dots + c_{n}t_{k}^{n} 
\theta_{k-1} = c_{0} + c_{1}t_{k-1} + c_{2}t_{k-1}^{2} + \dots + c_{n}t_{k-1}^{n} 
\vdots 
\theta_{k-M+1} = c_{0} + c_{1}t_{k-M+1} + c_{2}t_{k-M+1}^{2} + \dots + c_{n}t_{k-M+1}^{n}$$
(3-4)

將(3-5)式以矩陣型式表示,

$$\theta = AC \tag{3-5}$$

#### 其中

$$\theta = \begin{bmatrix} \theta_k & \cdots & \theta_{k-M+2} & \theta_{k-M+1} \end{bmatrix}^T$$

$$C = \begin{bmatrix} c_0 & c_1 & \cdots & c_n \end{bmatrix}^T$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1^2 & 1^3 & \cdots & \cdots & 1^n \\ 1 & 2 & 2^2 & 2^3 & \cdots & \cdots & 2^n \\ 1 & 3 & 3^2 & 3^3 & \cdots & \cdots & 3^n \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & M & M^2 & M^3 & \cdots & \cdots & M^n \end{bmatrix}$$

通常 A 矩陣非方陣且不滿秩(Full Rank), 因此需利用最小平方法(Least Square Fit)解(3-5)式之 C, 此時

$$C = (A^T A)^{-1} A^T \theta = A^+ \theta \tag{3-6}$$

則角速度可由(3-3)式求得

$$\omega_k = \frac{d\theta_k}{dt} = \frac{1}{T}\dot{q}A^+\theta = \frac{1}{T}\dot{h}\theta \tag{3-7}$$

#### 其中

$$\dot{q} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2M & 3M^2 & \cdots & (n-1)M^{n-2} & nM^{n-1} \end{bmatrix}$$
$$\dot{h} = \dot{q}A^+$$

而(3-7)式即為最小平方估測法之型式,為廣泛使用的數值方法之一。在此可自行決定時間多項式之階數 n 及資料點數 M,即由目前時間  $t_k$ 往前

推算 M-1 點之時間  $t_{k-M+1}$  ,稱為 LSF n/M。例如 LSF 1/4 代表 1 階之時間 多項式、往前推算 3 個時間點共 4 個時間點。表 3-1 顯示了幾種常見之最 小平方估測型式。

**LSF 1/4 LSF 3/8 LSF 2/8** -0.3 $h_1$ 0.20833 -0.27778 -0.1 -0.01786  $h_{2}$ 0.32937  $h_3$ 0.1 -0.16071 0.3254 -0.22024-0.01190  $h_{\!\scriptscriptstyle A}$ 0.3  $\dot{h}_{5}$ -0.19643 -0.40476 $h_6$ -0.08929-0.57540 $h_7$ 0.10119 -0.24603

0.3750

0.86111

表 3-1 常見的最小平方近似估測型式

#### 3.1.3 泰勒展開式法

除了最小平方法外,眾人廣泛使用的另一種數值微分方法為泰勒展開式(Taylor Series Expansion)。假設一函數 f(t)在 t=a 處為連續(Continuous)且可無數次可微分(Differential),則 t 在 a 點之泰勒展開式如(3-8)式所示:

$$f(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{f^{(j)}(t)|_{t=a}}{j!} (t-a)^{j}$$

$$= f(a) + f'(a)(t-a) + \frac{f''(a)}{2!} (t-a)^{2} + \dots + \frac{f^{(n)}(a)}{n!} (t-a)^{n} + \dots$$
(3-8)

若令  $f(t)=\hat{v}_k(t)$  ,  $t_{k-1}\leq t\leq t_k$  , 且  $a=t_\beta$  ,  $t_{k-1}\leq t_\beta\leq t_k$  , 則(3-8)式可改寫為

$$\hat{v}_{k}(t) = \hat{v}_{k}(t)\Big|_{t=t_{\beta}} + \frac{d\hat{v}_{k}(t)\Big|_{t=t_{\beta}}}{dt}(t-t_{\beta}) + \frac{1}{2!}\frac{d^{2}\hat{v}_{k}(t)\Big|_{t=t_{\beta}}}{dt^{2}}(t-t_{\beta})^{2} + \frac{1}{3!}\frac{d^{3}\hat{v}_{k}(t)\Big|_{t=t_{\beta}}}{dt^{3}}(t-t_{\beta})^{3} + \cdots$$

$$= \hat{v}_{\beta,k} + \frac{d\hat{v}_{\beta,k}}{dt}(t-t_{\beta}) + \frac{1}{2!}\frac{d^{2}\hat{v}_{\beta,k}}{dt^{2}}(t-t_{\beta})^{2} + \frac{1}{3!}\frac{d^{3}\hat{v}_{\beta,k}}{dt^{3}}(t-t_{\beta})^{3} + \cdots$$

$$= \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{j!}\hat{v}_{\beta,k}^{(j)}(t-t_{\beta})^{j}$$
(3-9)

假設 $\hat{v}_{\beta k}$ 為在每個取樣週期中的平均速度,且泰勒級數是在每個取樣週期之中間點展開,則

$$\begin{split} \hat{v}_{\beta,k} &\approx \frac{\Delta x_k}{T} = \frac{x_k - x_{k-1}}{T} \quad , \quad \hat{v}_{\beta,k}^{(1)} \approx \frac{\Delta v}{T} \approx \frac{\hat{v}_{\beta,k} - \hat{v}_{\beta,k-1}}{T} \\ \hat{v}_{\beta,k}^{(j)} &\approx \frac{\Delta \hat{v}_{\beta,k}^{(j-1)}}{T} \approx \frac{\hat{v}_{\beta,k}^{(j-1)} - \hat{v}_{\beta,k-1}^{(j-1)}}{T} \\ &(t - t_\beta) \approx \frac{T}{2} \end{split}$$

因此, û, 的泰勒展開式二階近似為

$$\hat{v}_{k} \approx \hat{v}_{\beta,k} + \frac{d\hat{v}_{\beta,k}}{dt} (t - t_{\beta}) + \frac{1}{2!} \frac{d^{2}\hat{v}_{\beta,k}}{dt^{2}} (t - t_{\beta})^{2} 
\approx \frac{\Delta x_{k}}{T} + \frac{\hat{v}_{\beta,k} - \hat{v}_{\beta,k-1}}{T} \frac{T}{2} + \frac{1}{2} \frac{\hat{v}_{\beta,k}^{(1)} - \hat{v}_{\beta,k-1}^{(1)}}{T} \frac{T^{2}}{4} 
= \frac{\Delta x_{k}}{T} + \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta x_{k}}{T} - \frac{\Delta x_{k-1}}{T} \right) + \frac{1}{8} \left( \frac{\Delta x_{k}}{T} - \frac{2\Delta x_{k-1}}{T} + \frac{\Delta x_{k-2}}{T} \right) 
= \frac{1}{T} \left[ \Delta x_{k} + \frac{1}{2} (\Delta x_{k} - \Delta x_{k-1}) + \frac{1}{8} (\Delta x_{k} - 2\Delta x_{k-1} + \Delta x_{k-2}) \right]$$
(3-10)

若將(3-10)式中之末項去除則成為一階近似,而零階近似則為傳統轉速估測法,如表 3-2 所示。

表 3-2 常見的泰勒展開式速度估測型式

Order	Fixed-time TSE Estimator
Oth	$\hat{v}_k = \frac{\Delta x_k}{T}$
1st	$\hat{v}_k = \frac{\Delta x_k}{T} + \frac{1}{2} \frac{\left(\Delta x_k - \Delta x_{k-1}\right)}{T}$
2nd	$\hat{v}_{k} = \frac{\Delta x_{k}}{T} + \frac{1}{2} \frac{\left(\Delta x_{k} - \Delta x_{k-1}\right)}{T} + \frac{1}{8} \frac{\left(\Delta x_{k} - 2\Delta x_{k-1} + \Delta x_{k-2}\right)}{T}$

# 3.2 觀察器

### 3.2.1 馬達系統的狀態空間表示法

由第二章可知,伺服馬達在搭配驅動器後,根據不同的驅動器模式 (Mode)會得到相對應的簡化數學模型。假設驅動器切換在轉矩模式 (Torque Mode),此時整體系統已被簡化為一階系統串聯一積分器,轉換 為狀態空間表示則為

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$
(3-11)

### 其中

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -B_m/J_m \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J_m \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$x_1 = \theta, x_2 = \omega, u = T_m$$

首先驗證此系統是否具有可控制性(Controllability)和可觀察性(Observability)。

$$\| [B \quad AB] \| = \begin{bmatrix} 0 & 1/J_m \\ 1/J_m & -B_m/J_m^2 \end{bmatrix} = -1/J_m^2 \neq 0$$
 (3-12)

$$\begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = 1 \neq 0 \tag{3-13}$$

由式(3-12)和(3-13)可知馬達系統具可控制性及可觀察性,這暗示著可以 對此系統設計狀態回授控制器和狀態觀察器。故以下將設計觀察器來量 測伺服馬達的角速度以及角加速度。

# 3.2.2 速度觀察器(Velocity Observer)

如前所述,在系統的數學模式已知的狀況下,若系統滿足可觀察性,則可建立觀察器估測原本未知的狀態。以馬達系統為例,由編碼器可得知位置資訊,然而速度資訊卻無法直接量測,因此藉由馬達系統具有可觀察性之驗證,可設計速度觀察器以估測出速度資訊。圖 3-1 為實際系統的狀態空間表示式,搭配狀態觀察器及狀態回授控制器的方塊圖。狀態矩陣 A、B、C 分別為系統、輸入、輸出矩陣, L 為觀察器誤差增益矩陣, K 為狀態回授增益矩陣。因此將(3-11)式的 A、B、C 對應到圖 3-1,可得到如圖 3-2 的速度觀察器基本架構。

由(3-11)式可知, $x_1$ 狀態代表位置, $x_2$ 狀態代表速度。在實現上,由於  $x_2$ 狀態誤差為  $x_1$ 狀態誤差之微分,其結果會引入高頻雜訊,因此將此結構作一等效之變形以避開微分器的效應。此外由於  $\hat{B}$  和  $b_{vo}$  均為觀察器特徵方程式(Characteristic Equation)之阻尼項(Damping Term),且  $\hat{B}$  通常遠

小於  $b_{vo}$ , 故將其忽略使觀察器的架構更為簡化。簡化後之結果如圖 3-3 所示。

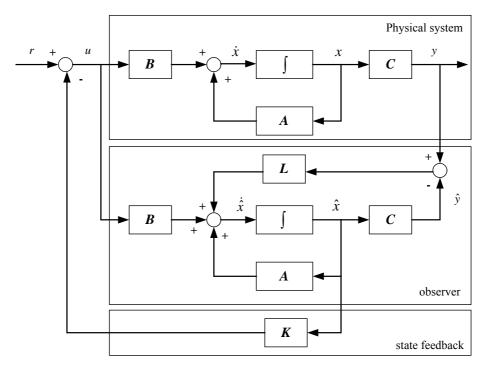


圖 3-1 實際系統搭配狀態觀察器與狀態回授控制器方塊圖

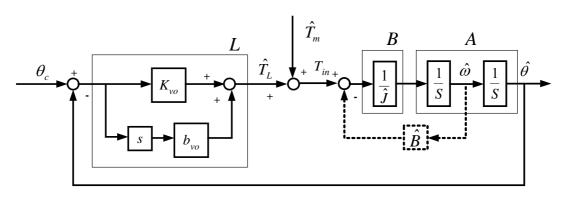


圖 3-2 速度觀察器架構

在圖 3-3 中新增一積分項,可改善觀察器之穩態值[3]。而觀察器特徵方程式極點之選擇跟增益矩陣 L 有絕對的關係,過大的增益值會導致響應產生震盪。經由適當的調整後,可使估測響應十分理想。

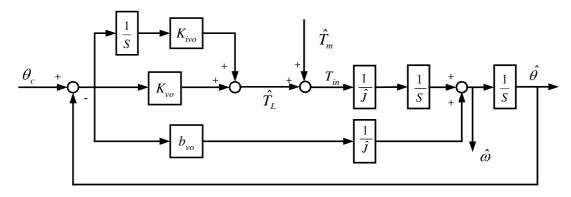


圖 3-3 速度觀察器實現架構圖

### 3.2.3 觀察器之數位化

為了將觀察器實現,需將其進行數位化轉換。目前較常作為數位控制系統的設計方法主要有兩種:第一種稱為直接數位設計法,其方式為將連續系統之受控體數位化,再決定數位受控體之數位控制器。第二種稱為數位等效設計法,其方式為將連續系統中所設計之連續控制器,以現有的數位等效方法實現連續控制器。求出數位控制器 z-domain 型式後,再將其轉化為差分方程式(Difference Equation),便完成了數位控制器之實現。

考慮一般工程範疇較常使用之數位等效設計法,表 3-3 以一簡易之低通濾波器為例,列出各種數位等效方式[16,17]。表 3-3 列出了六種數位等效設計之方式,T 表示取樣時間。需注意的是,Forward Difference Method由 s-domain 映射到 z-domain 時可能會有不穩定的問題衍生,需小心使用。將圖 3-2 以狀態方程式表示,並將其數位化,則

$$\frac{\hat{\theta}(z)}{T_{in}(z)} = C_d (zI - A_d)^{-1} B_d = \frac{1}{\hat{J}} \frac{T^2(z+1)}{2(z-1)^2} 
= \frac{1}{\hat{J}} \frac{T}{1-z^{-1}} \frac{T}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}$$
(3-14)

表 3-3 數位等效轉換方法

Mapping Method	Mapping Equation	Equivalent Discrete-Time Filter for $G(s) = \frac{a}{s+a}$
Backward Difference Method	$s = \frac{1 - z^{-1}}{T}$	$G_D(z) = \frac{a}{\frac{1-z^{-1}}{T} + a}$
Forward Difference Method	$s = \frac{1 - z^{-1}}{Tz^{-1}}$	$G_{D}(z) = \frac{a}{\frac{1-z^{-1}}{Tz^{-1}} + a}$
Bilinear Transformation Method	$s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$	$G_{D}(z) = \frac{a}{\frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} + a}$
Impulse- Invariance Method	$G_D(s) = T Z\{G(s)\}$	$G_D(z) = \frac{Ta}{1 - e^{-aT}z^{-1}}$
Step- Invariance Method	$G_D(s) = Z\left\{\frac{1 - e^{-Ts}}{s}G(s)\right\}$	$G_D(z) = \frac{(1 - e^{-aT})z^{-1}}{1 - e^{-aT}z^{-1}}$

(3-14)式利用 Forward Difference Method 和 Bilinear Transformation Method 搭配來實現數位積分器,其結果如圖 3-4 所示。

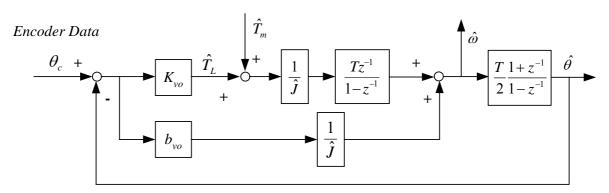


圖 3-4 速度觀察器之數位化

#### 3.2.4 觀察器之設計

因為馬達系統為可觀察的(Observable),故可利用狀態誤差方程式找出觀察器增益L:

$$\begin{vmatrix} sI - A + LC \end{vmatrix} = \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{vmatrix} s + l_1 & -1 \\ l_2 & s \end{vmatrix}$$

$$= s^2 + l_1 s + l_2$$
(3-15)

其中 $L = \begin{bmatrix} l_1 & l_2 \end{bmatrix}^T$ 。假設(3-15)式之兩根為 $r_1$ 、 $r_2$ ,則  $l_1 = -(r_1 + r_2)$   $l_2 = r_1 r_2$ 

而由圖 3-3,根據 Mason's Rule 可求得轉移函數為

$$\frac{\hat{\theta}}{\theta} = \frac{\frac{b_{vo}}{\hat{J}s} + \frac{k_{vo}}{\hat{J}s^2}}{1 + \frac{b_{vo}}{\hat{J}s} + \frac{k_{vo}}{\hat{J}s^2}} = \frac{\frac{b_{vo}}{\hat{J}}s + \frac{k_{vo}}{\hat{J}}}{s^2 + \frac{b_{vo}}{\hat{J}}s + \frac{k_{vo}}{\hat{J}}}$$
(3-16)

比較(3-15)式和(3-16)式之特徵方程式可得(3-22)式,因此可得到  $b_{vo}$ 和  $k_{vo}$ 

$$\frac{b_{vo}}{\hat{J}} = l_1 = -(r_1 + r_2)$$

$$\frac{k_{vo}}{\hat{J}} = l_2 = r_1 r_2$$
(3-17)

由(3-17)式可知,在設計增益矩陣 L 時,需決定觀察器特徵方程式極點,且以不讓響應產生過越量為宜。將以上討論作一總結,要實現觀察器必須有受控體明確之數學模式,然後適當調整增益矩陣 L,即可達到良好估測。

#### 3.3 模糊觀察器

對估測器來說,追蹤響應的好壞是評斷其性能的重要指標。以觀察器為例,經由實驗可知,在命令大幅變化的場合(如弦波命令),欲使追蹤響應較佳,則觀察器頻寬應提高以縮短上升時間,即增益矩陣 L 之值需變大;而在命令變化較小的場合(如步階命令),欲使追蹤響應較平滑,則觀察器頻寬應降低以使追蹤軌跡在穩態時夠滑順,即增益矩陣 L 之值需變小。由以上經驗可知,兩者間必須仰賴一適當機制作取捨(Trade-off),使得觀察器能夠視訊號變化的程度來調整增益值,然而在何種情形下,需調整如何的增益值,似乎亦無廣泛且明確的準則。從另一角度來看,模糊控制(Fuzzy Control)根據人類的語意規則(Linguistic Rule)得到相對應的控制動作,無需明確地計算出增益與響應之關係,故以模糊邏輯控制器(Fuzzy Logic Controller, FLC)取代增益矩陣 L,也就是以模糊控制之方式來調整增益值,應為一合理的想法[7]。

# 3.3.1 速度觀察器加入模糊控制器

將模糊邏輯控制器取代觀察器增益矩陣 L 後之架構如圖 3-5 所示。首先定義模糊邏輯控制器之輸入為誤差(Error)與誤差變化量(Change in Error),並決定兩輸入變數值之最大範圍以確保輸入明確值能映射至模糊論域中,且模糊值介於-1 至 1 之間。定義兩輸入變數之歸屬函數(membership function)為三角形之模糊集合,且將各歸屬函數分類為七個模糊子集合(subset),分別為正大(Positive Big, PB)、正中(Positive Medium, PM)、正小(Positive Small, PS),零(Zero, ZE)、負小(Negative Small, NS)、負中(Negative Medium, NM)、負大(Negative Big, NB)等,如圖 3-6 所示:

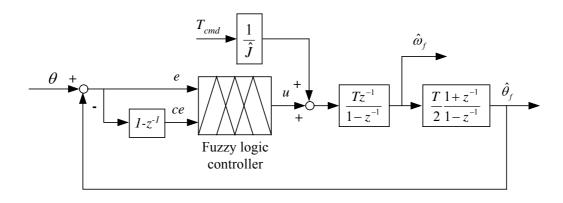


圖 3-5 速度觀察器搭配模糊邏輯控制器方塊圖

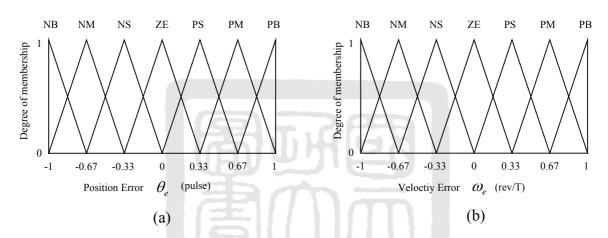


圖 3-6 模糊化輸入變數之模糊集合 (a)位置誤差、(b)速度誤差

其中圖 3-6(a)為位置誤差之歸屬函數,而圖 3-6(b)為誤差變化量,即速度誤差之歸屬函數。接著設計控制規則庫,在 PD-like 控制器中,控制輸入與誤差之關係為(3-18)式所示,並將此關係繪製於圖 3-7 中:

$$u(t) = e(t)K_P + \dot{e}(t)K_D = eK_P + ceK_D$$
(3-18)

觀察圖 3-7,當 u(t)為 0,代表控制力為 0,此時誤差與誤差變化之關係為一通過原點之直線,直線右側表示控制力大於 0,左側則小於 0。根據此現象,我們可歸納出模糊控制器之規則控制庫如表 3-4 所示。而在模糊推論方面,於此使用 Mamdani 模糊推論法(Min-Max),依照規則控制庫指定

# 的輸出歸屬函數求出其歸屬值。

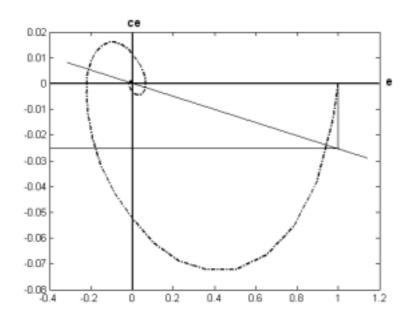


圖 3-7 誤差(Error)與誤差變化(Change in Error)關係圖

 $\theta_{\scriptscriptstyle e}$  $\mathbf{CI}$ NB NMNS ZE **PS PM** PB PB ZE PS PM PB PB PB PB  $\omega_{e}$  $\mathbf{PM}$ NS ZE PS PM PB PB PB NS PS NM ZE PM PB PB **PS** ZE NB NM NS ZE PS PM PB NB NB NM NS ZE PS PM NS PS NM NB NB NB NM NS ZE NB NB NB NB NB NM NS ZE

表 3-4 規則控制庫

最後進行解模糊化,如(3-19)式所示,我們使用加權平均法(Weighted Average Method),歸屬函數使用模糊單一值(Fuzzy Singleton),如圖 3-8。

此步驟將模糊值映射為實際值,因此需決定輸出向量 c 之值域。

$$u = \frac{\sum_{i=1}^{7} w_i c_i}{\sum_{i=1}^{7} w_i} = \frac{\begin{bmatrix} c_1 & \cdots & c_7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 & \cdots & w_7 \end{bmatrix}^T}{\sum_{i=1}^{7} w_i} = \frac{\overline{c}^T \overline{w}}{\sum_{i=1}^{7} w_i}$$
(3-19)

#### 其中

 $\bar{c} = [c_1 \ \cdots \ c_7]$  為輸出變數之實際值向量

 $\overline{w} = [w_1 \ \cdots \ w_7]$  為輸出變數之歸屬值

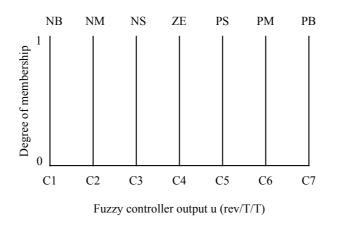


圖 3-8 解模糊化輸出變數之模糊集合

# 3.4 卡爾曼濾波器(Kalman Filter)

馬達於極低速運轉時,由於編碼器於每個取樣週期之脈波數極少, 所產生的量化誤差會嚴重影響數值方法計算的準確性,而觀察器之估測 值會產生漣波的現象,導致轉矩命令上也出現漣波,造成運轉的不順暢。 當取樣週期之脈波數少於 1 個時,數值方法將會產生計算的錯誤,而觀 察器之估測值,其漣波現象將越來越嚴重。此外,於極低轉速時,摩擦 力的效應也會產生,因此在干擾轉矩和量測雜訊的多重影響下,原來的 系統模型已無法完整描述這樣的狀況。基於上述之原因,於此使用卡爾 曼濾波器估測極低轉速與干擾轉矩來解決極低轉速估測與運轉不順之問題。

### 3.4.1 卡爾曼濾波器原理

參照(3-11)式所述之伺服馬達系統狀態空間表示式,並將干擾轉矩的動態定義成一狀態變數加入此狀態矩陣中,即原矩陣成為增廣矩陣(Augmented Matrix)型式[12,13]。因為系統取樣頻率遠高於干擾的變化率,故可假設干擾為一常數,如(3-20)式所示。

$$\frac{d\tau_d}{dt} = 0 \tag{3-20}$$

則加入後的狀態空間表示式變為(3-21)式之型式。

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$
(3-21)

其中

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -b_m/J_m & 1/J_m \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J_m \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, x = \begin{bmatrix} \theta & \omega & \tau_d \end{bmatrix}^T$$

若  $kT \le t \le (k+1)T$  時,u(t) = u(kT) 為一常數,且系統受系統雜訊  $\xi(kT)$  與量測雜訊  $\eta(kT)$  之影響,則(3-21)式所代表之連續系統狀態空間表示式可被數位化成下列離散時間系統,其數位系統方塊圖與方程式分別如圖 3-9 與(3-22)式所示。

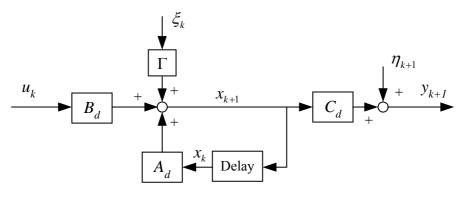


圖 3-9 數位系統方塊圖

$$x_{k+1} = A_d x_k + B_d u_k + \Gamma \xi_k y_k = C_d x_k + \eta_k$$
 (3-22)

# 其中

$$\begin{split} A_d &= e^{AT} = I + AT + \frac{\left(AT\right)^2}{2!} + \dots \approx I + AT \\ B_d &= \left(\int_{kT-T}^{kT} e^{A\tau} d\tau\right) B = \left(\int_{kT-T}^{kT} \left(I + A\tau + \frac{\left(A\tau\right)^2}{2!} + \dots\right) d\tau\right) B \\ &\approx \left(\int_{kT-T}^{kT} \left(I + A\tau\right) d\tau\right) B = \left(IT + \frac{AT^2}{2}\right) B \end{split}$$

$$C_d &= C \quad , \quad \xi_k = \begin{bmatrix} \theta_{noise} & \omega_{noise} & \tau_{noise} \end{bmatrix}^T$$

$$\Gamma &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

其中 T 為取樣時間,且系統雜訊  $\xi(kT)$  與量測雜訊  $\eta(kT)$  是不相關的 (Independent)零平均值高斯白色雜訊(Zero Mean White Gaussian Noise),其 統計特性為

$$E\{\xi(k)\} = 0 , E\{\eta(k)\} = 0$$

$$E\{\xi(k)\xi^{T}(k)\} = Q(k)\delta(k, j)$$

$$E\{\eta(k)\eta^{T}(k)\} = R(k)\delta(k, j)$$

$$E\{\xi(k)\eta^{T}(k)\} = 0 , \delta(k, j) = \begin{cases} 0 & k \neq j \\ 1 & k = j \end{cases}$$

假設系統初始狀態之統計特性為

$$E\{X(0)\} = m_x(0)$$

$$E\{[X(0) - m_x(0)][X(0) - m_x(0)]^T\} = P_x(0)$$

其中  $P_x(0)$ 為 k=0 時的估測誤差協方差矩陣(Estimation Error Covariance Matrix)。因此一數位式卡爾曼濾波器方塊圖如圖 3-10 所示,假設系統初始狀態、系統雜訊、量測雜訊間皆不相關,因此(3-23)式三矩陣均為對角矩陣之型式。

$$P_{x}(0) = \begin{bmatrix} P_{11} & 0 & 0 \\ 0 & P_{22} & 0 \\ 0 & 0 & P_{33} \end{bmatrix}$$

$$Q = \begin{bmatrix} q_{\theta} & 0 & 0 \\ 0 & q_{\omega} & 0 \\ 0 & 0 & q_{z} \end{bmatrix}, R = [r]$$

$$(3-23)$$

在(3-23)式中,此三矩陣值需預先設定一初值。其中  $P_x(0)$ 代表系統初始狀態與初始估測狀態間之差異量;  $q_a$ 與  $q_\theta$ 則為系統數位化過程中產生之誤差,  $q_r$ 為取樣週期中干擾轉矩之變化量。在此干擾轉矩的來源,包括加上負載之後的干擾、於低速運轉時摩擦力的效應等;而 r 代表量測雜訊的變化量,在馬達系統中,量測雜訊的來源主要是由於編碼器本身的解析

# 度及其所產生的量化誤差。

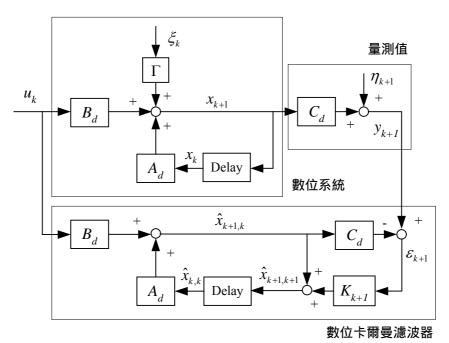


圖 3-10 數位卡爾曼濾波器方塊圖

## 3.4.2 卡爾曼濾波器演算法

卡爾曼濾波器的演算方程式主要分為兩大部分:預測(Predict)部分和修正(Correct)部分。預測部份的方程式主要是由現在的狀態和估測誤差協方差得到一個預測值(Priori value);修正部份的方程式主要是根據現在的量測值(通常含有雜訊)併入預測值後修正而得到一個修正值(Posteriori Value),而這兩部分不斷的循環。預測方程式分別由(3-24)式、(3-25)式組成;而修正方程式分別由(3-26)式、(3-27)式和(3-28)式所組成[15]。

$$\hat{x}_{k+1,k} = A_d \hat{x}_{k,k} + B_d u_k \tag{3-24}$$

$$P_{k+1,k} = A_d P_{k,k} A_d^T + \Gamma Q \Gamma^T \tag{3-25}$$

$$K_{k+1} = P_{k+1,k} C_d^T \left( C_d P_{k+1,k} C_d^T + R \right)^{-1}$$
(3-26)

$$P_{k+1,k+1} = (I - K_{k+1}C_d)P_{k+1,k}$$
(3-27)

$$\hat{x}_{k+1,k+1} = \hat{x}_{k+1,k} + K_{k+1} \left( y_{k+1} - C_d \hat{x}_{k+1,k} \right)$$
(3-28)

由上所述,可歸納出卡爾曼濾波器之演算流程如圖 3-11 所示。

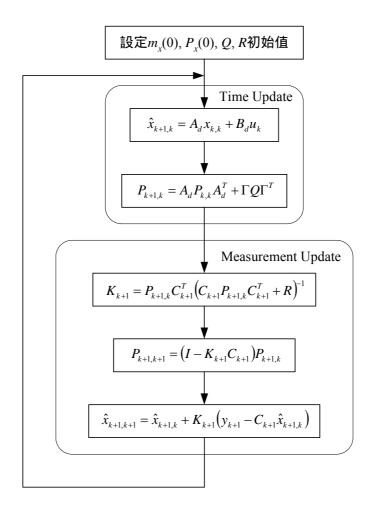


圖 3-11 卡爾曼濾波器演算流程圖

# 3.5 速度估測法則性能分析

以上所介紹的速度估測法則均採用編碼器作為輸入訊號,而編碼器的訊號是由光電盤(Photoencoder)或分解器(Resolver)產生,本身具有±1

pulse 的量化誤差,若速度估測法則並無適當的機制消除量化誤差的影響,則量化雜訊經過高增益的速度迴路後會被放大,導致轉矩訊號上有更大的雜訊存在使馬達產生振動。因此,速度估測法則除了估測速度外,還隱含濾波器的功能,以濾除速度量測上的量化雜訊。以下將分析各種估測法則的特性,並以頻域之觀點來作對照。

## 3.5.1 數值方法之分析

假設編碼器於馬達旋轉一圈所產生的脈波數為 N,則編碼器之解析 度則為(3-29)式所示;因此速度的解析度即可表示如(3-30)式:

$$\theta_{res} = \frac{2\pi}{N} \tag{3-29}$$

$$\omega_{res} = \frac{\theta_{res}}{T} = \frac{digital\ position\ resolution}{sample\ period}$$
(3-30)

若取樣週期 T 增加或馬達一圈的脈波數 N 增加,可提升轉速之解析度。假設在不改變硬體架構之考量下,改善轉速解析度之法為增加取樣週期,但在大部分的伺服控制應用場合,通常是使用單一取樣率(Single-Rate)的數位控制系統。因此取樣週期之增長,將致使系統數位化過程產生過大的誤差,進而導致系統不穩定。此外,Fixed-time 估測法於低轉速時,編碼器脈波間格時間增長,倘若取樣週期過短,將造成在取樣週期內取得之脈波數為零的情況,導致轉速計算的錯誤,如圖 3-12 所示。

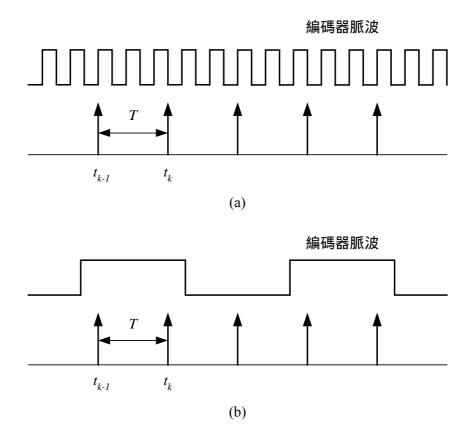


圖 3-12 編碼器脈波與取樣時間關係圖

考慮數值方法和直接微分的關係,如圖 3-13 所示。假設取樣頻率在系統頻寬 2 倍頻以上,則速度響應在連續時間之頻譜與取樣後之頻譜應該相同,即(3-31)式[18]。

$$\omega(z)|_{z=e^{j\omega}} = \omega(s)|_{s=j\Omega} \qquad 0 \le \omega \le \pi \tag{3-31}$$

其中 $\omega$ 為離散時間頻率, $\Omega$ 為連續時間頻率,兩者間的關係如(3-32)式。 參照圖 3-13,(3-31)式又可表為(3-33)式:

$$\omega = \Omega T \tag{3-32}$$

$$\theta(e^{j\omega})N_M(e^{j\omega}) = \theta(j\Omega)j\Omega = \theta(j\Omega)\frac{j\omega}{T}$$
(3-33)

其中, $N_M$ 為數值方法之轉移函數,T為取樣時間。因此 $N_M$ 可表示為(3-34)

式:

$$N_{M}(e^{j\omega}) = \frac{\theta(j\Omega)}{\theta(e^{j\omega})} \frac{j\omega}{T} = H(e^{j\omega}) \frac{j\omega}{T}$$
(3-34)

(3-34)式代表  $N_M$ 是由 H 和微分項 S 組成。而由(3-34)式,

$$H(e^{j\omega}) = N_M(e^{j\omega}) \frac{T}{j\omega} \tag{3-35}$$

(3-35)式說明了當使用的數值方法不同, $H(e^{j\omega})$ 便隨之不同。以下就各數值方法分別計算 $H(e^{j\omega})$ 。

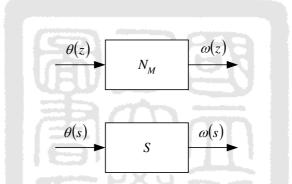


圖 3-13 數值方法和連續微分關係圖

(1) 差分法

$$H(e^{j\omega}) = \left(\frac{1 - e^{-j\omega}}{T}\right) \frac{T}{j\omega} = \frac{1 - e^{-j\omega}}{j\omega}$$
(3-36)

(2) 最小平方近似法(以 1/4 近似為例)

$$H(e^{j\omega}) = \left(\frac{0.3 + 0.1e^{-j\omega} - 0.1e^{-j2\omega} - 0.3e^{-j3\omega}}{T}\right) \frac{T}{j\omega}$$

$$= \frac{0.3 + 0.1e^{-j\omega} - 0.1e^{-j2\omega} - 0.3e^{-j3\omega}}{j\omega}$$
(3-37)

### (3) 泰勒展開式法(以1階近似為例)

$$H(e^{j\omega}) = \left(\frac{1.5 - 2e^{-j\omega} + 0.5e^{-j2\omega}}{T}\right) \frac{T}{j\omega}$$

$$= \frac{1.5 - 2e^{-j\omega} + 0.5e^{-j2\omega}}{j\omega}$$
(3-38)

由以上分析,數值方法相當於一低通濾波器加上一微分器,不同的數值方法會有不同的低通濾波器數學型式。由 DSP 的相關書籍可知,一低通濾波器之規格如圖 3-14 所示[18,19]。

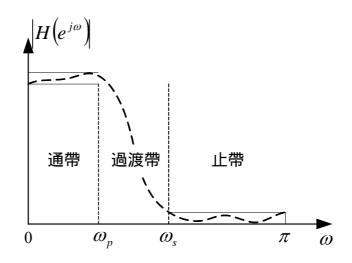


圖 3-14 離散時間濾波器規格圖

在圖 3-14 中,大小值為 1 的頻帶稱為通帶(Pass Band),大小值趨近於 0 的頻帶稱為止帶(Stop Band),而通帶的截止頻率和止帶的截止頻率分別稱 為  $\omega_p$  和  $\omega_s$  ,因此可假設濾波器的截止頻率為(3-39)式所示。

$$\omega_c = \frac{\omega_p + \omega_s}{2} \tag{3-39}$$

要用一個可實現的系統來近似一個理想的低通濾波器,則提供一個

頻寬非 0 的過度頻帶區 $(\omega_p - \omega_s)$ 是必須的,在此頻帶區中其大小響應是從通帶到止帶作平緩的改變。

然而,在(3-36)式、(3-37)式和(3-38)式中這些濾波器並非標準的低通 濾波器,其通帶的值不一定為 1 且過渡帶的寬度過寬。 以類似濾波器型 式的方法的確能提升穩態時速度的解析度,但會造成暫態的落後(Lagging) 現象。以 Matlab 模擬(3-36)式、(3-37)式和(3-38)式如圖 3-15、圖 3-16 和 圖 3-17 所示,圖 3-15(a)為泰勒展開式法之比較,可以發現其截止頻率均 相同。由圖 3-15(b)可得 $\omega_n$ 和 $\omega_s$ ,由(3-39)式可得 $\omega_s$ 為  $0.032\pi$  rad。再由 (3-37)式可得 $\Omega_s$ 約為  $32\pi$  rad/sec, 此時取樣時間 T=0.001 sec。因此可知 泰勒展開式近似階數越高,通帶和止帶間反而更為和緩;換句話說,階 數越高,濾波的效果反而越不顯著,因此在穩態時估測誤差反而較大, 但反之其暫態響應較佳;圖 3-16(a)為最小平方近似法之比較,無論是二 次近似(LSF2/8)或三次近似(LSF3/8),截止頻率都較一次近似(LSF1/4) 小,但通帶和止帶之差異卻無一次近似(LSF1/4)來的大,因此濾波效果難 以比較孰優孰劣。而將差分法和最小平方近似法相比較的結果如圖 3-17(a), 可明顯看出最小平方近似法的截止頻率較低, 且通帶和止帶的 差距較大,因此較差分法更具有濾波之效果。故可推論最小平方近似法 估測之速度,其速度誤差較小但暫態響應較差,此推論將在第五章作一 驗證。

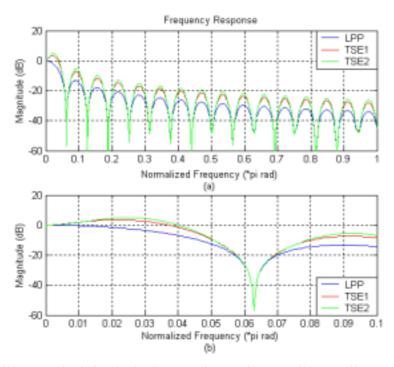


圖 3-15 泰勒展開式法頻率響應之比較(0 階、1 階、2 階)(a)響應大小圖、(b)局部放大圖

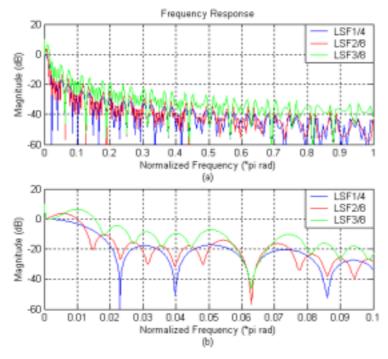


圖 3-16 最小平方近似法頻率響應之比較(LSF1/4、LSF2/8、LSF3/8) (a) 響應大小圖、(b)局部放大圖

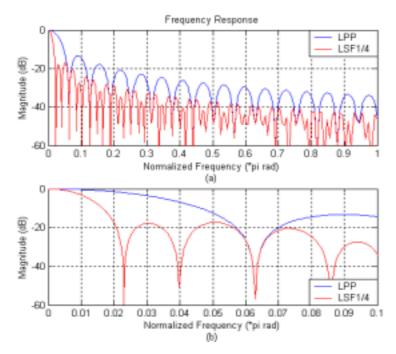


圖 3-17 差分法和最小平方近似法頻率響應之比較(LPP、LSF1/4) (a)響應 大小圖、(b)局部放大圖

# 3.5.2 觀察器之分析

考慮編碼器受到量化雜訊(Quantization Noise)與感測雜訊(Sensor Noise)干擾對速度觀察器之影響,其架構如圖 3-18 所示,框線部份為速度觀察器。估測位置和雜訊間的關係如(3-40)式所示:

$$\frac{\hat{\theta}}{Noise} = \frac{\frac{k_1 + k_2 s}{\hat{J}s^2}}{1 + \frac{k_1 + k_2 s}{\hat{J}s^2}} = \frac{\frac{k_2}{\hat{J}}s + \frac{k_1}{\hat{J}}}{s^2 + \frac{k_2}{\hat{J}}s + \frac{k_1}{\hat{J}}}$$
(3-40)

上式為二階低通濾波器(Lowpass Filter)之型式,因此觀察器本身具有濾波器之效果,可濾除編碼器所產生之量化雜訊。以 Matlab 模擬如圖 3-19,可發現在觀察器之工作頻寬內無相位落後之問題,又可濾除量化與高頻雜訊,可謂一舉兩得。當 $\hat{\theta}$ 成為已濾除量化與高頻雜訊之純淨訊號源, $\hat{\omega}$ 

可視為 $\hat{\theta}$ 理想微分後之結果。

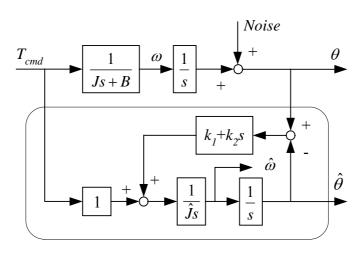


圖 3-18 考慮雜訊干擾之速度觀察器架構

而由圖 3-20, 若忽略黏滯係數 B, 由轉矩命令  $T_{cmd}$  到估測速度  $\hat{\omega}$  及實際速度  $\omega$  的轉移函數分別以(3-41)式和(3-42)式表示。

$$\frac{\hat{\omega}}{T_{cmd}} = \frac{\frac{1}{Js^2} \frac{H(s)}{\hat{J}s} + \frac{1}{\hat{J}s}}{1 + \frac{H(s)}{\hat{J}s^2}} = \frac{\frac{1}{\hat{J}s} \left(s^2 + \frac{H(s)}{J}\right)}{s^2 + \frac{H(s)}{\hat{J}}}$$
(3-41)

$$\frac{\omega}{T_{cmd}} = \frac{1}{Js} \tag{3-42}$$

由(3-41)式可知,若 $J=\hat{J}$ ,則(3-41)式將等於(3-42)式。這代表觀察器加入 H(s)後,完全不會影響 $\hat{\omega}$ 和  $T_{cmd}$ 的轉移函數關係,因此若妥善設計 H(s),可使觀察器的功能完全發揮。

若從控制的觀點來看,觀察器的雙輸入架構類似於「前饋控制」和「回授控制」的組合。而經由前面的分析,觀察器類似一低通濾波器,若適當的調整 H(s),可使觀察器有良好的濾波效果。因此  $T_{cmd}$  為前饋項,職司命令的追蹤;而 H(s)則負責雜訊的濾除。由於兩者的巧妙搭配,使

# 觀察器的估測性能較數值方法為佳。

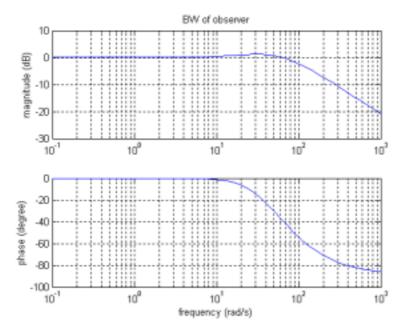


圖 3-19 觀察器頻率響應圖

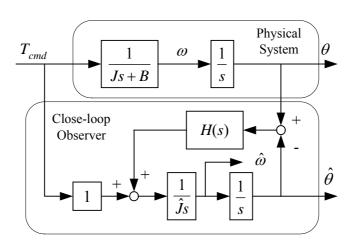


圖 3-20 實際系統搭配觀察器架構圖

# 第四章 加速度估測法則

加速度訊號對伺服控制系統來說,其扮演的角色是較為輔助性的,例如 Fanuc 公司提出的加速度回授架構,如圖 4-1,其功能在於共振抑制 [21];而 Lorenz 等人則提出了利用加速度回授來增加系統的動態剛性 (Dynamic Stiffness),以提升整體系統的效能[22],如圖 4-2。如同速度估 測法則,由位置資訊求得加速度資訊的方法亦分為數值方法和觀察器法 兩大類。以下將分別介紹各加速度估測法則,並作架構與性能之分析。

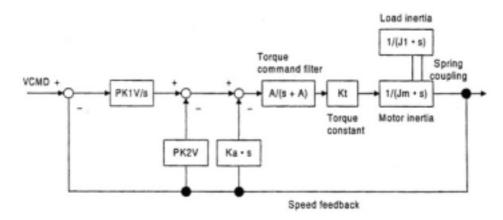


圖 4-1 Fanuc 公司提出的加速度回授補償架構(摘錄自[21])

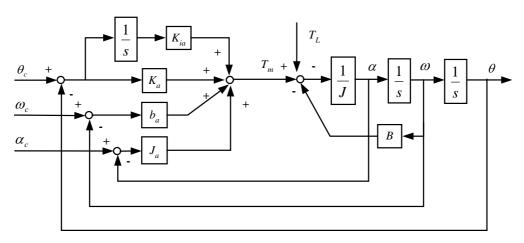


圖 4-2 Lorenz 提出的加速度回授架構

### 4.1 以數值方法作加速度估測

因為加速度是速度的微分,直覺上可用數值微分法求得加速度,如 (4-1)式所示。

$$\alpha_{k} = \frac{\omega_{k} - \omega_{k-1}}{T} = \frac{1}{T} \left( \frac{\theta_{k} - \theta_{k-1}}{T} - \frac{\theta_{k-1} - \theta_{k-2}}{T} \right) = \frac{\theta_{k} - 2\theta_{k-1} + \theta_{k-2}}{T^{2}}$$
(4-1)

其中 $\omega_k$ 為目前的速度、 $\omega_{k-1}$ 為前一刻的速度、 $\theta_k$ 為目前的位置、 $\theta_{k-1}$ 為前一刻的位置、 $\theta_{k-2}$ 為前二刻的位置。由第三章之討論,在數值方法中,最小平方近似法為一準確性較高之方法,故在此使用最小平方近似法來計算加速度。由(4-2)式微分可得(4-3)式,再微分可得(4-4)式:

$$\theta_k = c_0 + c_1 t_k + c_2 t_k^2 + \dots + c_n t_k^n \tag{4-2}$$

$$\frac{d\theta_k}{dt_k} = 0c_0 + c_1 + 2c_2t_k + \dots + nc_nt_k^{n-1}$$
(4-3)

$$\frac{d^2\theta_k}{dt_k^2} = 0c_0 + 0c_1 + 2c_2 + \dots + n(n-1)c_n t_k^{n-2}$$
(4-4)

因此參考(3-4)式、(3-5)式、(3-6)式,進一步可得到角加速度,如(4-5)式。

$$\alpha = \frac{d^2 \theta_k}{dt_k^2} = \frac{1}{T^2} \ddot{p}C = \frac{1}{T^2} \ddot{p}A^+ x = \frac{1}{T^2} \ddot{g}x$$
 (4-5)

#### 其中

$$\ddot{p} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2 & 6M & \cdots & (n-1)(n-2)M^{n-3} & n(n-1)M^{n-2} \end{bmatrix}^{T}$$

$$\ddot{g} = \ddot{p}A^{+}$$

#### 4.2 觀察器

### 4.2.1 加速度觀察器

如圖 4-3,加速度觀察器是由速度觀察器衍生而來,其不同之處在於加速度觀察器不引入誤差的微分,而以速度輸入取代,因此速度值必須較為精確,使控制輸入端含有較少的雜訊,才能得到較精確之加速度。在文獻[22]中,Lorenz 建議此速度輸入來源應由速度觀察器而來,其主要理由是因為速度觀察器和數值方法估測相較而言,速度觀察器的雜訊較小且估測值更為準確,故使用模糊觀察器所得之速度作為加速度觀察器之速度輸入會有更好的效果。

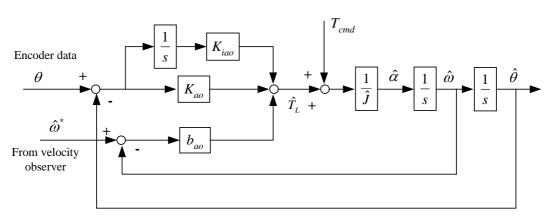


圖 4-3 加速度觀察器方塊圖

而在加速度觀察器的增益值設計方面,仍舊仿照速度觀察器之方式,根據圖 4-3 決定特徵方程式如(4-6)式。決定特徵方程式極點後,由根與係數的關係可得到(4-7)式和(4-8)式,再根據(4-7)式和(4-8)式可求得增益值。

$$s^2 + \frac{b_{ao}}{\hat{I}}s + \frac{K_{ao}}{\hat{I}} = 0 ag{4-6}$$

$$b_{ao} = -(r_1 + r_2)\hat{J} \tag{4-7}$$

$$K_{ao} = r_1 r_2 \hat{J} \tag{4-8}$$

其中 r<sub>1</sub>, r<sub>2</sub> 為特徵方程式極點。

# 4.2.2 模糊觀察器估測加速度

由第三章所提出之模糊觀察器,可得到比觀察器更為準確的速度估測值。如同加速度觀察器是由速度觀察器衍伸而來,模糊觀察器也可同時用來估測加速度,如圖 4-4 所示。

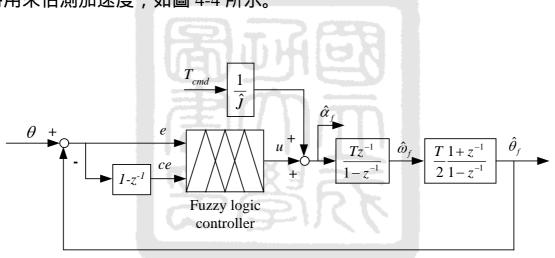


圖 4-4 模糊觀察器估測加速度之架構

在圖 4-4 的架構中,假若原先的速度估測值 $\hat{a}_f$ 十分準確,理論上加速度 估測值 $\hat{a}_f$ 也會相當準確,故可直接以模糊觀察器估測加速度。

### 4.3 低加速度估測器

低加速度估測器(Low Acceleration Estimator, LAE)是由 Lee 與 Song[23]所提出,針對極低速操作環境與低解析度之編碼器所設計。由物理概念可知,加速度為速度之變化量,其值可由速度微分而得;同理可得速度和位置間之關係,以數學方程式來看則如(4-9)式所示。

$$\alpha = \frac{d\omega}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \frac{d\theta}{dt} \right) \tag{4-9}$$

相反的,由加速度積分兩次便可得到位置。如圖 4-5,加速度估測值  $\alpha_e$  是由編碼器回授值  $\theta$  和雙積分器估測位置  $\theta_e$  之誤差,以及雙積分器估測速度  $\omega_e$  回授所組成,如(4-10)式所示。而根據 Mason's Rule,可得(4-11)式。

$$\alpha_e = K_1(x - x_e) - K_2 \frac{dx_e}{dt} \tag{4-10}$$

$$\frac{\theta_e}{\theta} = \frac{K_1}{s^2 + K_2 s + K_1} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2}$$
(4-11)

(4-11)式為標準二階系統之型式,因此決定阻尼比 $\xi$ 、自然頻率 $\omega_n$ 則可得到估測器增益值,此時

$$K_1 = \omega_n^2$$

$$K_2 = 2\xi \omega_n$$
(4-12)

而在實際的應用上,需將其作數位化轉換,轉換方式和觀察器相同。圖 4-6 為低加速度估測器數位化後之型式。

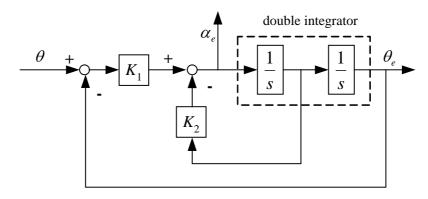


圖 4-5 低加速度估測器方塊圖

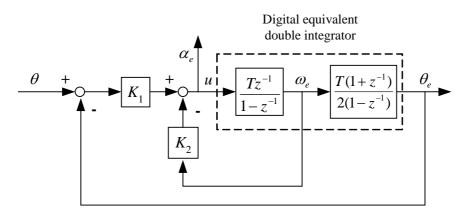


圖 4-6 低加速度估測器數位化方塊圖

# 4.4 加速度估測法則性能分析

# 4.4.1 數值方法之分析

由第三章之分析可知,數值方法近似一低通濾波器再加上微分的效果,但這些低通濾波器過渡帶的陡峭程度不足且截止頻率不夠低,因此仍舊無法完全濾除雜訊,而計算加速度時更為嚴重。在此以差分法和最小平方近似法為例,計算其相對應的濾波器函數。

# (1) 差分法

$$H(e^{j\omega}) = \left(\frac{1 - 2e^{-j\omega} + e^{-j2\omega}}{T^2}\right) \left(\frac{T}{j\omega}\right)^2 = \frac{1 - 2e^{-j\omega} + e^{-j2\omega}}{(j\omega)^2}$$
(4-13)

### (2) 最小平方近似法(以 LSF2/8 近似為例)

$$H(e^{j\omega}) = \left(\frac{1}{T^2} \sum_{n=0}^{7} h_n e^{-jn\omega}\right) \left(\frac{T}{j\omega}\right)^2 = \frac{\sum_{n=0}^{7} h_n e^{-jn\omega}}{(j\omega)^2}$$
(4-14)

# 其中

 $h_0$ =0.0833,  $h_1$ =0.0119,  $h_2$ =-0.0357,  $h_3$ =-0.0595,  $h_4$ =-0.0595,  $h_5$ =-0.0357,  $h_6$ =0.0119,  $h_7$ =0.0833,

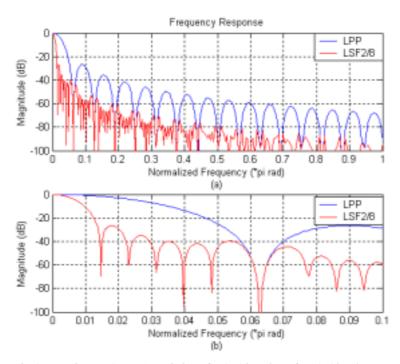


圖 4-7 差分法和最小平方近似法加速度估測器頻率響應圖(a)響應圖、(b) 局部放大圖

將兩方法之頻率響應以 Matlab 模擬如圖 4-7 所示,以差分法所得之加速度,其截止頻率較大(約為  $36\pi rad/sec$ ),且通帶(Pass Band)和止帶(Stop Band)間較為和緩,這對於濾波器特性來說是不利的。而以最小平方近似之方法估測加速度,其截止頻率較小(約為  $8.5\pi rad/sec$ ),且通帶和止帶

間較為陡峭,故其頻譜具有較佳的低通濾波特性,和差分法相較,最小平方近似法有較佳的濾波效果,也代表具有較佳之估測值。

### 4.4.2 加速度觀察器之分析

一伺服馬達系統加入加速度估測器之方塊圖如圖 4-8 所示。假設速度值經由速度觀察器得到良好估測,即估測值 â 和 a 完全相同,因此直接將其引入加速度估測器中,使得加速度觀察器成為多輸入(Multi-input)系統。由於加速度觀察器是由速度觀察器衍伸而來,但圖 3-2 之架構所估測的加速度會因為本身的微分項導致雜訊過大,因此需要將圖 3-2 的架構再轉變為圖 4-3 之架構,以一較為純淨之速度輸入取代微分器之效應。故分析加速度觀察器時,仍然和圖 3-2 之架構類似。由圖 4-8,根據 Mason's Rule可得(4-15)式:

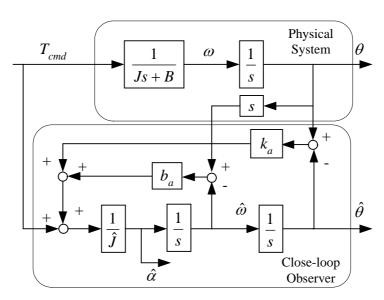


圖 4-8 伺服馬達搭配加速度觀察器方塊圖

$$\frac{\hat{\theta}}{\theta} = \frac{\frac{b_{ao}}{\hat{J}} s + \frac{K_{ao}}{\hat{J}}}{s^2 + \frac{b_{ao}}{\hat{J}} s + \frac{K_{ao}}{\hat{J}}}$$
(4-15)

(4-15)式為 2 階低通濾波器之型式,因此可濾除來自編碼器之雜訊。但由於觀察器誤差增益值  $K_{ao}$   $b_{ao}$  的大小也關係著狀態誤差收斂的快慢,因此增益值亦不能太低。一般而言,加速度觀察器之狀態誤差極點位置約為速度觀察器誤差極點的 5 至 10 倍遠處,但經實驗觀察發現,加速度觀察器之狀態誤差極點位置為速度觀察器誤差極點的 2 至 3 倍遠處時,方能達到最好的估測效果。圖 4-9 顯示了速度觀察器和加速度觀察器的頻寬關係,此處設定  $K_{vo}$ =0.0993, $b_{vo}$ =0.0091,而  $K_{ao}$ =0.8938, $b_{ao}$ =0.0273。由圖 4-9 可看出速度觀察器頻寬約為 30rad/sec,而加速度觀察器頻寬約為 90rad/sec。

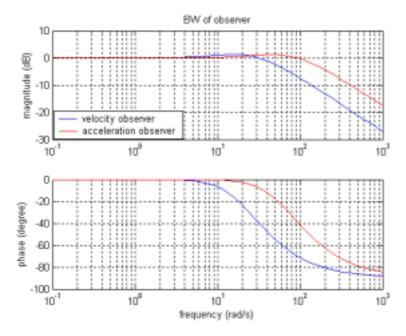


圖 4-9 速度觀察器和加速度觀察器頻率響應圖

### 4.4.3 低加速度估測器之分析

由(4-11)式可知,低加速度估測器本身就是一個低通濾波器,且為 2 階巴特渥斯濾波器 (Butterworth Filter, 2nd order)之型式。故增益值之設計,是根據頻寬之規格來決定。由(4-16)式,只要給定頻寬,再設定 $\xi$ ,自然頻率 $\omega_n$ 就隨之決定。

$$BW = \omega_n \sqrt{1 - 2\xi^2 + \sqrt{2 - 4\xi^2 + 4\xi^4}}$$
 (4-16)

通常為了簡化設計程序,把 $\xi$ 設為 0.707,此時頻寬恰巧等於 $\omega_n$ ,且不會產生共振峰值。以 Matlab 模擬如圖 4-10 所示,低加速度濾波器的頻率響應為 2 階低通型式,若頻寬設定太高則會引入高頻雜訊,但頻寬過低則會使響應變得十分緩慢。

此外,由(4-20)式可知 $\omega_e$ 等效為 $\theta_e$ 的微分,而由(4-21)式可知 $\alpha_e$ 等效 為 $\omega_e$ 的微分,而這些等效微分動作,由於 $\theta_e$ 視為經由估測器濾除量化與高頻雜訊之純淨訊號源,故 $\omega_e$ 、 $\alpha_e$ 可視為理想微分後之結果。

$$\frac{\theta_e}{\theta} = \frac{K_1}{s^2 + K_2 s + K_1} = \frac{\omega_n}{s^2 + 2\xi \omega_n + \omega_n^2}$$
 (4-17)

$$\frac{\omega_e}{\theta} = \frac{K_1 s}{s^2 + K_2 s + K_1} \tag{4-18}$$

$$\frac{\alpha_e}{\theta} = \frac{K_1 s^2}{s^2 + K_2 s + K_1} \tag{4-19}$$

$$\frac{\omega_e}{\theta_e} = \frac{\frac{\omega_e}{\theta}}{\frac{\theta_e}{\theta}} = s \tag{4-20}$$

$$\frac{\alpha_e}{\theta_e} = \frac{\frac{\alpha_e}{\theta}}{\frac{\theta_e}{\theta}} = s^2 \tag{4-21}$$

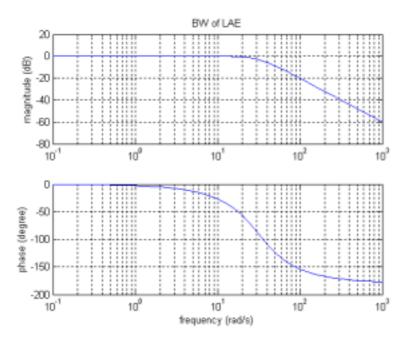


圖 4-10 低加速度估測器頻率響應圖

### 第五章 實驗與結果分析

#### 5.1 實驗系統架構

實驗系統可分為硬體和軟體兩部分。在硬體方面包括 PC、DSP-based 運動控制卡、AC 伺服馬達和驅動器等。軟體方面使用 TMS320C32 應用程式介面,撰寫 C 語言以實現演算法,並搭配 LabView 撰寫人機介面以監控實驗時馬達控制之情況。此外,利用 Matlab/Simulink 軟體進行系統模擬與結果分析。系統架構如圖 5-1 所示,而圖 5-2 為實驗設備實體圖。

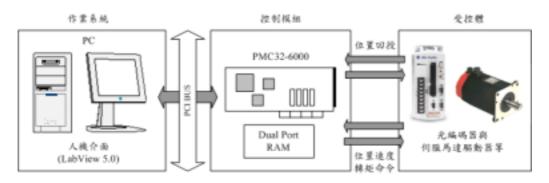


圖 5-1 實驗系統架構圖



圖 5-2 實驗設備實體圖

#### 5.1.1 硬體設備

實驗所需的硬體設備分述如下:

#### (a) 個人電腦:

個人電腦主要工作為利用 Matlab/Simulink 軟體進行數值分析及模擬,並透過模擬求得適當之控制參數。撰寫 DSP 即時控制程式並編譯,透過 Printer Port 將程式下載至 ICE 轉譯為機械碼後,再將機械碼傳至運動控制卡進行即時控制。藉由 Dual Port RAM, PC 可與 DSP 進行雙向溝通,透過 LabView 軟體,操作圖控式人機介面程式,進行系統控制並監控與儲存實驗數據。

#### (b) DSP 運動控制卡:

本實驗所使用之運動控制卡為工業技術研究院所開發之 PMC32-6000 運動控制卡,其運算核心為德州儀器公司(TI)所生產之 TMS320C32 數位訊號處理器,用途為實現即時控制。配合卡上之 EPCIO 專用 IC,可讀取伺服馬達光學編碼器訊號。PMC32-6000 運動控制卡其 實體如圖 5-3 所示,主要功能分述如下:

- (i) PCI Bus 介面,資源自動設定
- (ii) 7組編碼器信號輸入
- (iii) 6 通道 16 位元數位轉類比(DAC)輸出
- (iv) 8 通道 12 位元類比轉數位(ADC)輸入
- (v) 128IN/128OUT 遠端串列傳輸
- (vi) 每軸皆有 Home、Limit+、Limit-及 Servo Ready 四點輸入
- (vii) 具有 6 軸差動式脈波命令輸出

其功能方塊圖如圖 5-4 所示:



圖 5-3 PMC32-6000 運動控制卡實體圖

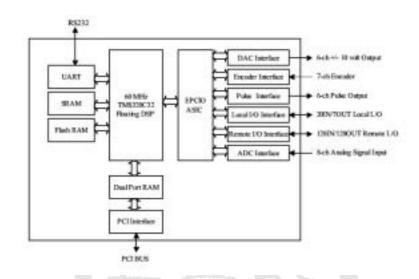


圖 5-4 PMC32-6000 運動控制卡功能方塊圖

### (c) 伺服馬達及驅動器:

本實驗所使用的馬達為 Panasonic MSM041A1E 型 AC 伺服馬達,搭配 MSD041A1A 型馬達驅動器,其額定轉速為 3000 RPM,額定輸出功率為 400 Watt,主要規格如表 5-1 所示。馬達驅動器具備位置模式、速度模式及轉矩模式等三種模式,可利用光學編碼器感測馬達位置,編碼器解晰度為 2500 pulse/rev,經 PMC32-6000 介面作四倍頻解碼讀入,故其最終解晰度為 10000 pulse/rev。

表 5-1 Panasonic MSMA041A1E 型 AC 伺服馬達規格表

馬達參數	數值	單位
額定輸出功率(Rated Output)	400	Watt
額定轉速(Rated Speed)	3000	rpm
最大轉速(Max. Speed)	4500	rpm
額定轉矩(Rated Torque)	1.3	<i>N</i> ⋅ <i>m</i>
最大轉矩(Max. Torque)	3.36	<i>N</i> ⋅ <i>m</i>
轉矩常數(Torque Constant)	0.21	N ⋅m/A
轉子慣性矩(Rotor Inertia)	0.37x10 <sup>-4</sup>	$kg \cdot m^2$
機械時間常數	4.0	
(Mechanical Time Constant)	4.0	msec
電氣時間常數	2.45	
(Electric Time Constant)	0.47	msec
相電阻(Phase Resistance)	0.35	
相電感(Phase Inductance)	1.4	mН
重量(Weight)	1.6	kg

### 5.1.2 軟體設備

本實驗使用軟體為 Code Composer、Matlab/Simulink、LabView 等, 分別簡述如下。

# (a) Code Composer

Code Composer 為 Spectrum 公司為 TI 公司設計之 DSP 晶片所提供的程式設計編譯環境,撰寫語言可選擇使用 C 語言或組合語言(Assembly Language)。設計者在此環境下撰寫演算法,經由偵錯(Debug)和連結(Link)後載入 ICE,再送到運動控制卡。

### (b) Matlab/Simulink

利用 Simulink 建構系統模型求得適當控制參數,並可將系統操作時

儲存之資料載入 Matlab 進行繪圖與分析。

#### (c) LabView

LabView 軟體為一圖控式程式介面,可很輕易地設計個人專屬的人機介面操控系統。此介面功能包括載入 DSP 程式及輸入各項控制器參數值,利用 Dual Port RAM 傳至 DSP,啟動中斷服務程式等功能,並將馬達即時運轉資訊如角度、角速度等資料傳回 PC 端作即時監控與儲存,進而利用 Matlab 軟體作繪圖與分析。圖 5-5 為系統操作時之人機介面。

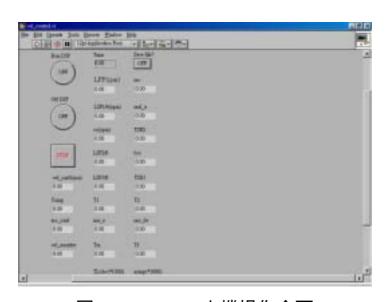


圖 5-5 LabView 人機操作介面

### 5.2 實驗一:系統參數鑑別實驗

為了分析各項估測法則,首先要建立一實驗機台以驗證各估測法則的性能。於本論文中,實驗機台採用 Panasonic MSM041A1E型 AC 伺服馬達,搭配 MSD041A1A 型馬達驅動器,而馬達軸承上再加載一圓盤,如圖 5-2 所示。接著需進行系統鑑別以建立整體系統的數學模式,如此才能進行控制器的設計。有別於一般使用頻譜分析儀進行系統鑑別的方式

得到系統參數,本論文使用 Lorenz 提出的參數鑑別策略,其原理已在第二章詳述。首先進行三角形加減速曲線規劃,如圖 5-6 所示:

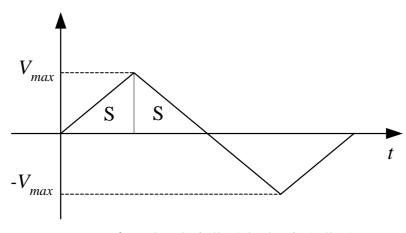


圖 5-6 三角形加減速曲線規劃速度曲線圖

其中加速度 A、最大速度  $V_{max}$  和到達最大速度時的位移 S 的關係為

$$S = \frac{V_{\text{max}}^2}{2A}$$

在此我們選擇 A 為  $10\pi rad/s^2$ 、 $V_{max}$  為  $20\pi rad/s$ 、S 為  $40\pi rad$ 。第一步先設計狀態回授控制器,但不使用前饋。由圖 2-13,設定控制器增益值  $K_a$ =0.1, $b_a$ =0.05,可得到圖 5-7;第二步計算磁滯迴路  $\Delta T_p$ 之值,進而求得 $\hat{J}$ ,由圖 5-7 可知  $\Delta T_p$  約為 0.1volt,由(2-10)式可得  $\hat{J}$ =0.00159 $volt/rad/s^2$ ;第三步開始加入前饋項,由圖 2-12,先加入加速度前饋項  $\hat{J}\dot{\omega}^*$ ,搭配原來的狀態回授控制器,可得到圖 5-8;第四步計算圖 5-8 中直線的斜率,即為  $\hat{B}$ 。由圖 5-8 可得  $\hat{B}$ =0.00225volt/rad/s。第五步加入速度前饋項  $\hat{B}\omega^*$  並搭配原來的加速度前饋和狀態回授控制器,可得到圖 5-9;由圖 5-9可得到動摩擦力約為 0.15volt,而由圖 5-10 可得到最大靜摩擦力約為 0.25volt

得到系統參數後,需將參數轉換成標準單位。因為驅動器設定在轉

# 矩模式,因此需設定轉矩輸入增益,此時 $\hat{j}$ 和 $\hat{g}$ 成為

$$\hat{J} = 0.00159 \frac{volt}{rad/s^2} \frac{1.3}{10} \frac{Nm}{volt} = 2.067 \times 10^{-4} \frac{Nm}{rad/s^2} = 2.067 \times 10^{-4} kgm^2$$

$$\hat{B} = 0.00225 \frac{volt}{rad/s} \frac{1.3}{10} \frac{Nm}{volt} = 2.925 \times 10^{-4} \frac{Nm}{rad/s}$$

## 而動摩擦力和靜摩擦力為了程式撰寫方便,仍維持電壓單位。此時

 $T_{fc}$ =0.15volt

 $T_{fs}=0.25volt_{\circ}$ 

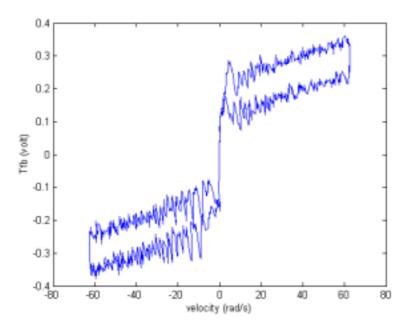


圖 5-7 Lorenz 的參數鑑別策略步驟一

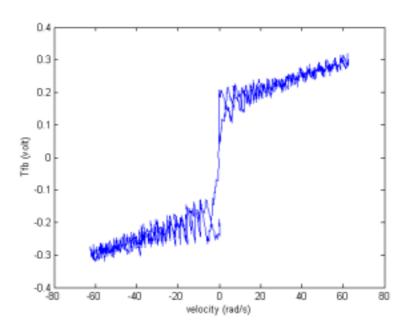


圖 5-8 Lorenz 的參數鑑別策略步驟二

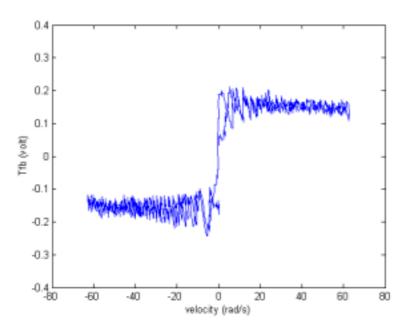


圖 5-9 Lorenz 的參數鑑別策略步驟三

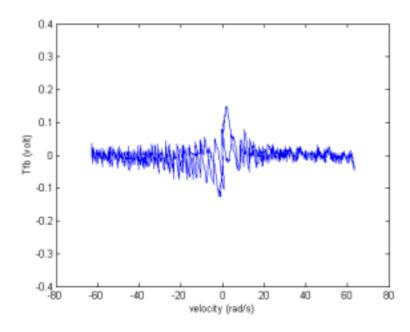


圖 5-10 Lorenz 的參數鑑別策略步驟四

為了驗證參數的準確度,將此數學模型搭配一 IP 控制器[21],然後設計時域規格並以 Matlab 模擬。接著再以同樣的控制器參數,用實驗機台進行驗證。假設時域規格定為:

最大超越量(Maximum Overshoot) 
$$MO = e^{-\pi \xi/\sqrt{1-\xi^2}} = 0.4$$
 (5-1)

上升時間(Rise Time) 
$$t_r = \frac{1.8}{\omega_n} = 0.05 \text{sec}$$
 (5-2)

由(5-1)式、(5-2)式可得

 $\xi \approx 0.28$ 

 $\omega_n \approx 36$ 

而 IP 控制器中,比例參數和積分參數分別為

$$K_p = 2\xi\omega_n J - B$$

$$K_i = \omega_n^2 J$$

其中J為系統慣量、B 為黏滯係數。因此 $K_p$ =0.00386, $K_i$ =0.268。圖 5-11 顯示了模擬和實驗的步階響應,可觀察出模擬響應和實驗響應差別不 大,表示所估測之系統參數和實際系統十分相近。

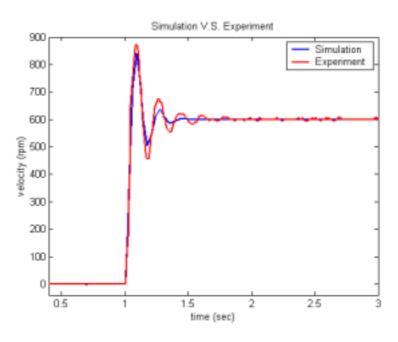


圖 5-11 步階響應模擬與實驗結果

### 5.3 實驗二:速度估測實驗

為了驗證各速度估測器之性能,於此進行一定速控制實驗。在此使用實驗一所鑑別的系統模型,作為轉速控制的實驗平台。將伺服驅動器設定在轉矩模式,然後設計 IP 速度迴路控制器來控制轉速,並分別以差分法、泰勒展開式法、最小平方近似法、觀察器與模糊觀察器來估測轉速控制系統中的速度回授值。所使用的控制器增益,依據規格設定 $\omega_n$ =20Hz、 $\xi$ =0.707,可得到控制器參數為 $K_i$ =3.267, $K_p$ =0.0365。而根據圖 3-2,觀察器誤差增益參數設為  $k_1$ =0.0993, $k_2$ =0.0091。實驗中所使用之演算法均以 Code Composer 撰寫 C 語言實現,中斷時間(即取樣時間)

為 1*ms*。實驗的測試訊號為步階(Step)訊號,而實驗將分為高速區 (600RPM)、低速區(60RPM)和極低速區(6RPM)三部分作測試。測試結果 將以量測之 N 筆轉速資料的平均值與標準差來描述轉速的分佈情形。其中平均值與標準差的定義分別如(5-3)式與(5-4)式所示。

$$m_{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} x_{i}$$
 (5-3)

$$\sigma_{x} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} (x_{i} - m_{x})^{2}}$$
 (5-4)

其中 N 代表量測之總資料數 ,  $x_i$  代表在第 i 次所量測之轉速。因為標準差代表所有測量數據與平均值之間平均的偏差量 , 因此標準差小表示估測值較精確。

#### 5.3.1 高轉速時的量測結果

馬達於 600RPM 運轉時,代表每個取樣週期有 100 個 pulse,此時可稱為高轉速。在高速區時,由圖 5-12 和圖 5-13,可看出數值方法均有不錯的效果。由表 5-2,差分法(泰勒 0 階近似)估測值較泰勒 1 階、泰勒 2 階近似更精確,這是因為在穩態時為定速,在展開區間內假設為定值的方式應比 1 次或 2 次曲線為佳。反之在速度變化劇烈的場合,泰勒 1 階或泰勒 2 階近似的表現應較差分法為優。而由第三章之分析,編碼器本身會有± 1 pulse 的量化誤差,故差分法會有± 6RPM 的速度誤差,表 5-2 正好驗證此一推測。而表 5-3 為最小平方近似法之比較,可以發現在高速之區域,速度解析度和差分法相較並無顯著之改善。圖 5-14 為觀察器和模糊速度觀察器之比較,由表 5-4 可明顯看出速度的解析度提升約 10 倍,而模糊觀察器又較觀察器為佳。

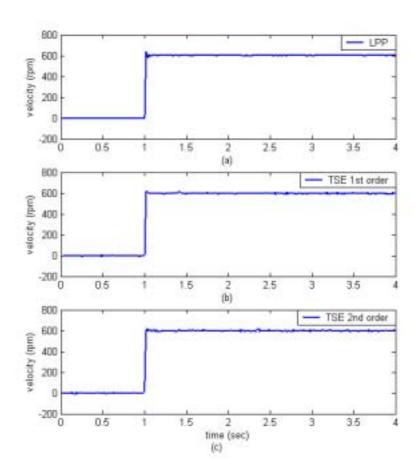


圖 5-12 泰勒展開式法高速度估測性能比較(a)0 階、(b)1 階、(c)2 階

表 5-2 差分法、泰勒 1 階近似法和泰勒 2 階近似法穩態性能比較

估測法則	命令值	平均值	最大誤差	標準差
1百/织/云只	(command)	(mean)	(絕對值)	(std)
LPP	600	599.9342	6	1.8840
TSE1	600	600.1884	12	3.4603
TSE2	600	599.9629	15	4.0932

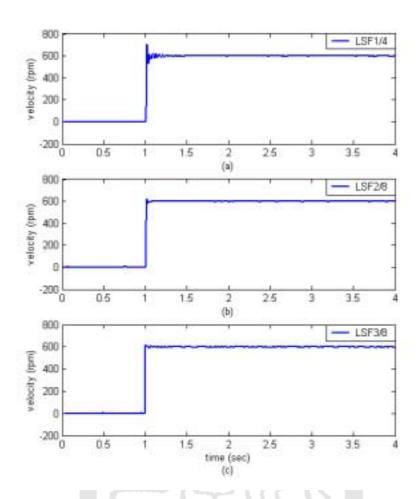


圖 5-13 最小平方近似法高速度估測性能比較(a)LSF1/4、(b)LSF2/8、(c)LSF3/8

表 5-3 最小平方近似法穩態性能比較(LSF1/4、LSF2/8、LSF3/8)

估測法則	命令值	平均值	最大誤差	標準差
	(command)	(mean)	(絕對值)	(std)
LSF1/4	600	599.9810	6.0010	1.9683
LSF2/8	600	599.9653	4.4610	1.8775
LSF3/8	600	600.0115	7.3760	2.3180

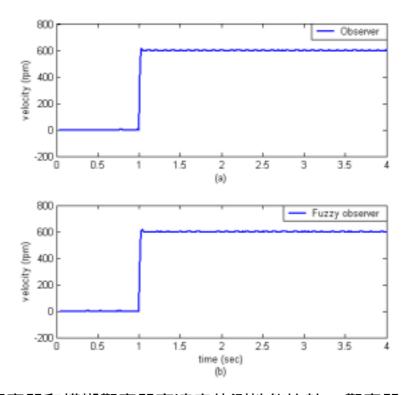


圖 5-14 觀察器和模糊觀察器高速度估測性能比較(a)觀察器 (b)模糊觀察 器

表 5-4 觀察器與模糊觀察器穩態性能比較

	命令值	平均值	最大誤差	標準差
估測法則	(command)	(mean)	(絕對值)	(std)
Observer	600	599.9728	0.6020	0.2153
Fuzzy observer	600	600.0041	0.5120	0.1311

#### 5.3.2 低轉速時的量測結果

馬達於 60RPM 運轉時,代表每個取樣週期有 10 個 pulse,此時可稱為低轉速。在低速區時,隨著取樣週期中脈波數的減少,量化誤差的效應也逐漸明顯,最小平方估測法的濾波效果此時便開始發揮效用,比較表 5-5 和表 5-6,差分法在低速時受到量化雜訊的影響,雖然最大誤差仍舊是 6RPM,但解析度已較高速時降低,此現象可由圖 5-15(a)窺得,可預見越低速時量化誤差的效應將越嚴重,由第三章之分析,泰勒 1 階和 2 階展開式估測之頻率響應,由於通帶的值不為 1 且通帶和止帶間十分和緩,因此濾波效果不佳,其估測值也呈現較大的振盪;由於最小平方估測法的濾波效果較佳,因此低速時仍能維持原先的解析度甚至更佳,圖 5-16 驗證了此一現象。由圖 5-17(a),觀察器解析度雖較高速時略差,但和數值方法比較仍具有約 10 倍的解析度差距。而模糊觀察器的性能在低速維持如同高速時的解析度,如圖 5-17(b)所示。

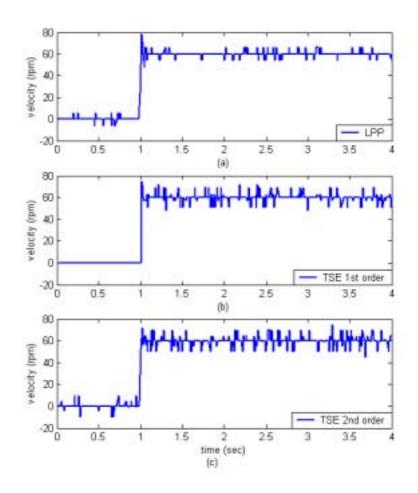


圖 5-15 泰勒展開式法低速度估測性能比較(a)0 階、(b)1 階、(c)2 階

表 5-5 差分法、泰勒 1 階近似法和泰勒 2 階近似法穩態性能比較

估測法則	命令值	平均值	最大誤差	標準差
1百/织/云只	(command)	(mean)	(絕對值)	(std)
LPP	60	59.9850	6	2.3804
TSE1	60	59.9961	12	3.8350
TSE2	60	59.9755	15	4.3761

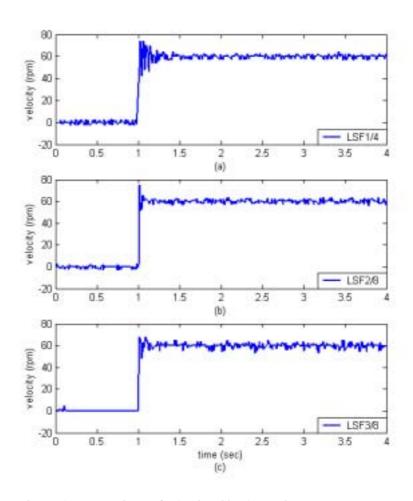


圖 5-16 最小平方近似法低速度估測性能比較(a)LSF1/4、(b)LSF2/8、(c)LSF3/8

表 5-6 最小平方近似法穩態性能比較(LSF1/4、LSF2/8、LSF3/8)

估測法則	命令值	平均值	最大誤差	標準差
10/别/公别	(command)	(mean)	(絕對值)	(std)
LSF1/4	60	60.0171	4.2000	1.5534
LSF2/8	60	59.8904	4.0950	1.5622
LSF3/8	60	60.2193	7.3470	2.5579

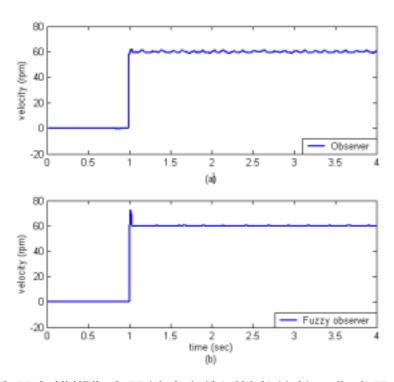


圖 5-17 觀察器和模糊觀察器低速度估測性能比較(a)觀察器 (b)模糊觀察器

表 5-7 觀察器與模糊觀察器穩態性能比較

估測法則	命令值	平均值	最大誤差	標準差
10/则/公别	(command)	(mean)	(絕對值)	(std)
Obvserver	60	60.0101	1.0670	0.5582
Fuzzy observer	60	60.0004	0.2960	0.1085

#### 5.3.3 極低轉速時的量測結果

馬達於 6RPM 運轉時,代表每個取樣週期僅有 1 個 pulse,此時將進 入極低轉速區域(<1pulse/T)。在極低速區時 , 由於取樣週期中脈波數少於 1個 , 使得量化誤差的效應更為明顯。 由圖 5-18(a)~(c)可看出泰勒展開式 法的精確度大幅降低,表 5-8 顯示其最大誤差甚至已超過轉速命令值,使 用這樣的估測訊號作回授將使得轉矩(電流)命令上產生不小的漣波 (Ripple), 漣波的增加將使得均方根值(RMS value)增加, 會增加能量的消 耗。 而圖 5-19(a)~(c)則是最小平方近似法的估測結果 , 其估測性能雖比泰 勒展開式法為佳,但最大誤差也有超過命令值的情況。而從圖 5-20(a)和 5-20(b)來看,觀察器和模糊觀察器在此轉速下,雖然估測值看似正確, 但實際上馬達運轉卻出現不順暢的現象,而模糊觀察器更是呈現嚴重的 頓轉現象。圖 5-20(c)為使用卡爾曼濾波器作速度估測之結果,估測誤差 和模糊觀察器不相上下,而且實際運轉也十分平順,這是因為卡爾曼濾 波器除了估測轉速,也估測干擾轉矩,類似於「干擾觀察器」之功能, 並將估測到之干擾值補償到轉矩命令中,故能達到運轉平順的效能。觀 察器和模糊觀察器、卡爾曼濾波器的估測性能比較列在表 5-10 中。為了 確實驗證卡爾曼濾波器之低轉速估測性能,分別再進行轉速命令為 3RPM 和 1RPM 之低轉速估測,其結果分別如圖 5-21 和圖 5-22 所示,而性能比 較分別列在表 5-11 和表 5-12 中。表 5-13 說明了觀察器、模糊觀察器與 卡爾曼濾波器估測值用於低轉速控制時之情況,顯示卡爾曼濾波器於低 轉速估測的確有良好的性能。

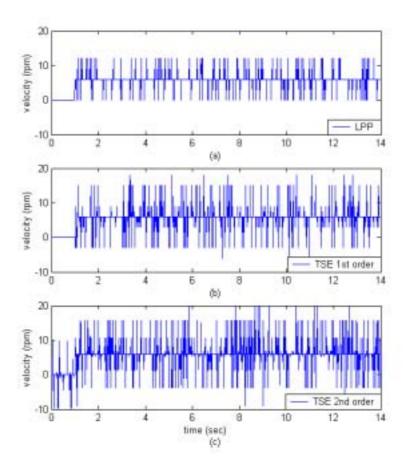


圖 5-18 泰勒展開式法極低速度估測性能比較(a)0 階、(b)1 階、(c)2 階

表 5-8 差分法、泰勒 1 階近似法和泰勒 2 階近似法穩態性能比較

估測法則	命令值	平均值	最大誤差	標準差
旧测法别	(command)	(mean)	(絕對值)	(std)
LPP	6	6	6	1.8642
TSE1	6	5.9777	12	2.9653
TSE2	6	6.2135	15	3.5872

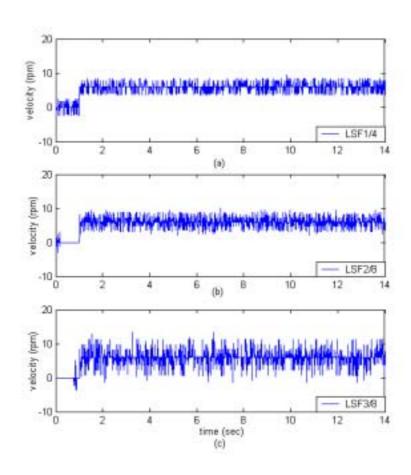


圖 5-19 最小平方近似法極低速度估測性能比較(a)LSF1/4、(b)LSF2/8、(c)LSF3/8

表 5-9 最小平方近似法穩態性能比較(LSF1/4、LSF2/8、LSF3/8)

/+::::::::::::::::::::::::::::::::::::	命令值	平均值	最大誤差	標準差
估測法則 	(command)	(mean)	(絕對值)	(std)
LSF1/4	6	5.9566	2.4000	1.1350
LSF2/8	6	5.9741	4.1060	1.3827
LSF3/8	6	6.0809	7.4270	2.2342

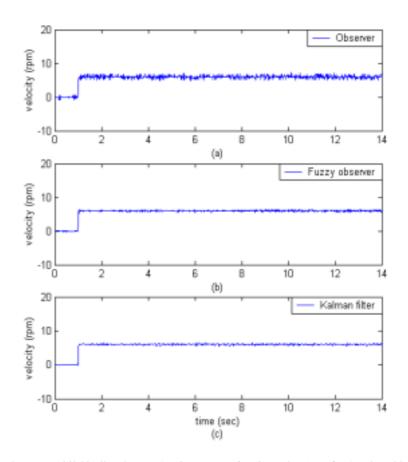


圖 5-20 觀察器、模糊觀察器和卡爾曼濾波器極低速度估測性能比較(一) (a)觀察器、(b)模糊觀察器、(c)卡爾曼濾波器

表 5-10 觀察器、模糊觀察器與卡爾曼濾波器穩態性能比較(一)

估測法則	命令值	平均值	最大誤差	標準差
10/则/公别	(command)	(mean)	(絕對值)	(std)
Obvserver	6	5.9970	1.1270	0.3701
Fuzzy observer	6	5.9959	0.5420	0.1453
Kalman filter	6	6.0005	0.6060	0.1520

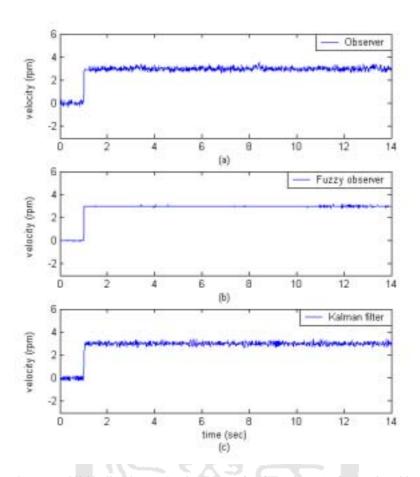


圖 5-21 觀察器、模糊觀察器和卡爾曼濾波器極低速度估測性能比較(二) (a)觀察器、(b)模糊觀察器、(c)卡爾曼濾波器

表 5-11 觀察器、模糊觀察器與卡爾曼濾波器穩態性能比較(二)

估測法則	命令值	平均值	最大誤差	標準差
10/织/公织	(command)	(mean)	(絕對值)	(std)
Obvserver	3	3.0001	0.6170	0.1358
Fuzzy observer	3	2.9982	0.5050	0.0807
Kalman filter	3	2.9997	0.5580	0.1185

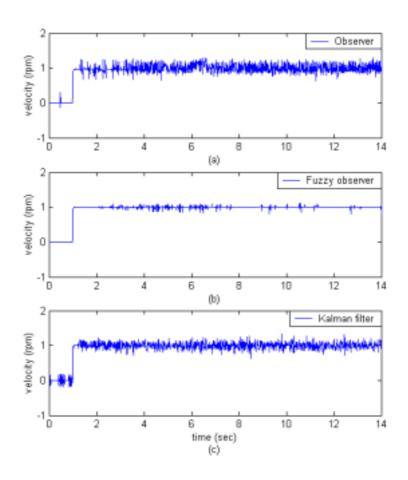


圖 5-22 觀察器、模糊觀察器和卡爾曼濾波器極低速度估測性能比較(三) (a)觀察器、(b)模糊觀察器、(c)卡爾曼濾波器

表 5-12 觀察器、模糊觀察器與卡爾曼濾波器穩態性能比較(三)

4+3843+ 84	命令值	平均值	最大誤差	標準差
估測法則	(command)	(mean)	(絕對值)	(std)
Obvserver	1	1.0006	0.4540	0.1149
Fuzzy observer	1	0.9998	0.2010	0.0271
Kalman filter	1	1.0019	0.3960	0.0928

表 5-13 觀察器、模糊觀察器與卡爾曼濾波器於低轉速控制性能比較

估測法則	轉速控制性能
Observer	出現頓轉
Fuzzy observer	頓轉情形嚴重
Kalman filter	運轉平穩

### 5.4 實驗三:加速度估測實驗

為了驗證各加速度估測器之性能,於此進行一速度控制實驗。實驗平台與實驗二相同,以 IP 控制器作轉速控制,而速度觀察器估測值作為速度回授,並分別以差分法、最小平方近似法、加速度觀察器、模糊觀察器與低加速度估測器進行加速度的估測。控制器參數為  $K_i$ =3.267, $K_p$ =0.0365。而加速度觀察器的增益值設定,其極點位置約為速度觀察器極點位置的 2 至 3 倍遠即可,因此誤差增益參數設定為  $b_{ao}$ =0.0273、 $k_{ao}$ =0.8938。在低加速度估測器的參數設定上,需以頻寬觀點來設計考量,由第四章之分析,若頻寬設定太高,則濾波的效果不佳,在此頻寬設定為 0.5Hz, $\xi$ 為 0.707,因此  $K_1$ =9.87, $K_2$ =4.442。而實驗的測試訊號為一弦波(Sine Wave),並分為高加速度和低加速度兩種情況。在兩種情形下的速度命令分別為  $25\sin(2\pi(2.5)t)$  rad/sec、  $25\sin(2\pi(0.25)t)$  rad/sec。

## 5.4.1 高加速度時的量測結果

於此實驗中,速度命令和相對應的加速度命令分別為  $25\sin(2\pi(2.5)t)$  rad/sec,  $125\pi\cos(2\pi(2.5)t)rad/sec^2$ 。在高加速度之情況下,以差分法估測之加速度由於量化雜訊的污染,已完全看不出原來的加速度波形,如

圖 5-24(a)所示;而最小平方估測法由於具備不錯的濾波特性,故可過濾出加速度波形,但波形有些微失真的現象,如圖 5-24(b)所示。另一方面,由圖 5-25(b)可知,加速度觀察器在高加速度的場合具有不錯的估測性能,而低加速度估測器則因訊號頻率(2.5Hz)已超過估測器本身之頻寬範圍(0.5Hz),因此呈現出振幅過小和相位落後的現象,圖 5-25(a)反映出此現象。而使用模糊觀察器估測加速度也有很不錯的效果,如圖 5-26(b)所示。

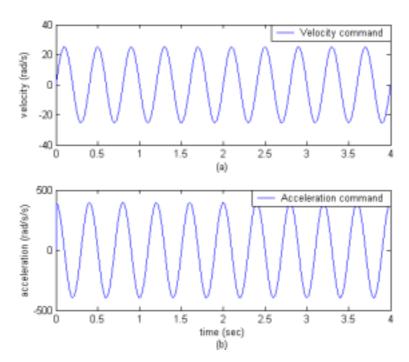


圖 5-23 高加速度估測實驗之速度與加速度命令(a)速度命令 (b)加速度命令

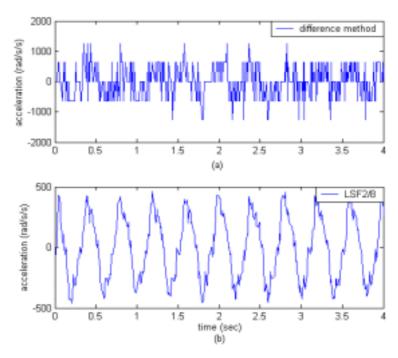


圖 5-24 差分法及最小平方近似法高加速度估測性能比較(a)差分法、(b) 最小平方近似法

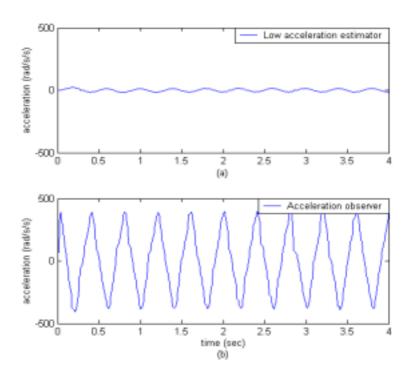


圖 5-25 低加速度估測器與加速度觀察器高加速度估測性能比較(a)低加速度估測器、(b)加速度觀察器

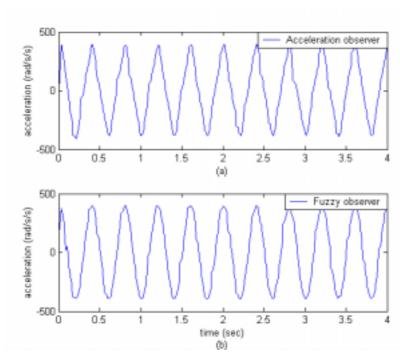


圖 5-26 加速度觀察器與模糊觀察器高加速度估測性能比較(a)加速度觀察器、(b)模糊觀察器

### 5.4.2 低加速度時的量測結果

於此實驗中,仍舊使用弦波作為測試訊號,速度命令和相對應的加速度命令分別為 $25\sin(2\pi(0.25)t)rad/sec$ , $12.5\pi\cos(2\pi(0.25)t)rad/sec^2$ 。在低加速度之情況下,將使得系統不斷處於低速及低加速度的區間中,產生更多的量化雜訊去干擾估測值。由圖 5-28(a)可發現,差分法之加速度波形更為糟糕,而最小平方估測法也受到了量化雜訊的污染,如圖 5-28(b)所示;加速度觀察器亦無法倖免,尤其在「零速度區域」時,由於速度觀察器估測值精確度降低,連帶影響加速度觀察器之估測值,如圖 5-29(b)所示。由圖 5-29(a)也可看出,低加速度估測器在低加速度時之估測值極佳,僅有些許相位落後,因為低加速度估測器本身就是一個標準的Butterworth Filter,在此設定頻寬為 0.5Hz,過高的頻寬設定值將會引入

雜訊。而 5-30(b)為模糊觀察器估測加速度之結果,估測值看似正確但馬達卻無運轉,因此實際上是錯誤的估測結果。此外,圖 5-31、圖 5-32 和圖 5-33 分別列出了差分法、最小平方近似法和加速度觀察器搭配一低通濾波器後之估測結果,其中濾波器使用簡易的一階低通濾波器,頻寬為5Hz。我們可發現在串接低通濾波器之後,估測訊號的確變得較為純淨,但須注意的是,在實際的應用上,估測訊號當作回授使用時,加入一低通濾波器的結果會造成系統的相位延遲,降低相對穩定度,因此需仔細考量濾波器極點的設定。

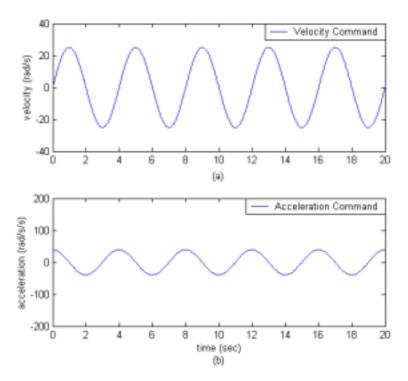


圖 5-27 低加速度估測實驗之速度與加速度命令(a)速度命令 (b)加速度命令

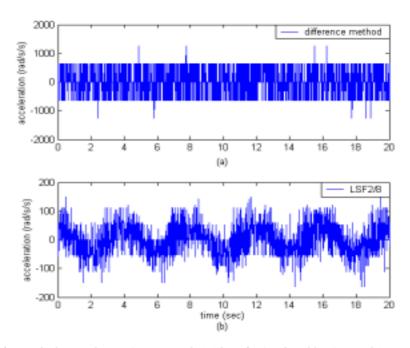


圖 5-28 差分法與最小平方近似法低加速度估測性能比較(a)差分法、(b) 最小平方近似法

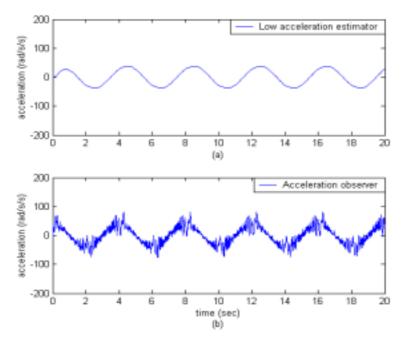


圖 5-29 低加速度估測器與加速度觀察器低加速度估測性能比較(a)低加速度估測器、(b)加速度觀察器

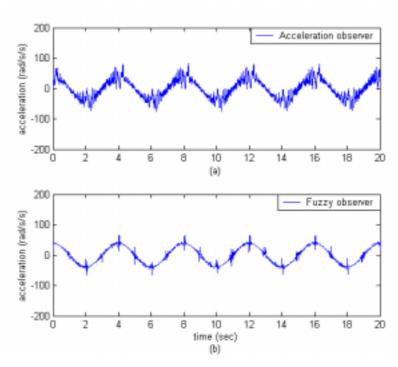


圖 5-30 加速度觀察器與模糊觀察器低加速度估測性能比較(a)加速度觀察器、(b)模糊觀察器

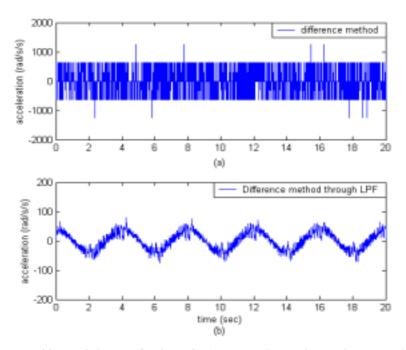


圖 5-31 差分法加入濾波器前後之比較(a)加入前、(b)加入後

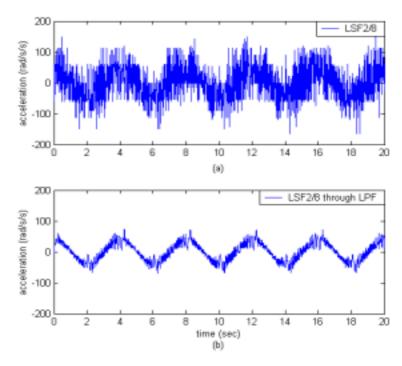


圖 5-32 最小平方近似法加入濾波器前後之比較(a)加入前、(b)加入後

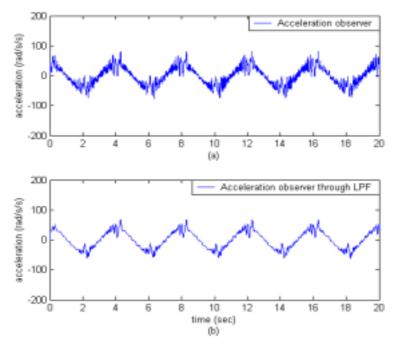


圖 5-33 加速度觀察器加入濾波器前後之比較(a)加入前、(b)加入後

#### 5.5 討論

由以上實驗結果,可歸納出結果如下:

就速度估測來說,所謂的高低速並非直接從 RPM 來看,而是要依據該系統之編碼器精度(pulse/revolution)及系統之取樣時間來判斷,以本論文採用之實驗系統為例,其編碼器解析度為 10000pulse/rev,取樣時間為1ms,本論文定義在 10pulse/T(60RPM)以下為低速區之範圍,而當速度在1pulse/T(6RPM)以下則進入極低速區。在 Fixed-Time 的數值估測方法中,最小平方近似法的準確率最高,尤其在低速區時受到量化雜訊的影響程度最小。若能得到系統參數,使用觀察器之方法在中高速的準確率優於數值方法,且暫態無落後之現象;模糊觀察器的好處為無須設定觀察器極點,在中高速有最好的估測值。但進入低速區,觀察器估測結果和控制性能逐漸出現無法吻合之現象,而模糊觀察器更為嚴重。在極低速之區域,卡爾曼濾波器因為考量雜訊與干擾的影響,故估測效果十分良好,低轉速時的控制性能也十分平穩。

就加速度估測來說,由於本文使用 sine wave 來測試,其高低加速度除了振幅大小,跟訊號頻率也有極大關係。在 Fixed-Time 的數值估測方法中,仍舊是最小平方近似法的準確率最高,但在低加速度時,數值方法的低通濾波效果跟實際設計的濾波器仍有段差距,因此估測值的品質下降不少。加速度觀察器的估測效果優於數值方法,但在低加速度時估測值受到污染,降低誤差極點可使濾波效果增加,但會喪失追蹤性能,造成錯誤的估測結果;而模糊觀察器於低加速度時,估測值和控制性能出現不吻合之現象。在低加速度之區域,低加速度估測器完全展現了低通濾波器之特性,故性能十分良好。

### 第六章 結論與建議

本論文首先針對研究的第一個主題,探討各類的速度估測法則,並 從頻域的觀點分析各估測法則之性能,從分析中可發現,在數值方法中 以最小平方估測法的性能最佳(就 Fixed-time 估測法來說), 尤其在中低速 時,其估測誤差仍能維持在高速時的狀況,主要的原因是有較佳的濾波 特性:若能得知系統模型,速度觀察器實為極佳的估測方法,其同時具 有前饋追蹤和雜訊濾波之功能,因此和數值方法相較具有更佳的性能; 而模糊觀察器提供了狀態誤差增益值模糊調整的功能,無須設計觀察器 極點,且估測性能較觀察器更佳。但進入極低速之區域時,觀察器和模 糊觀察器的估測值看似正確,但馬達運轉卻出現不順暢之現象,使用模 糊觀察器估測值回授甚至無法使馬達運轉;而卡爾曼濾波器則是考量系 統受到雜訊及干擾所建立的估測器型式,能達到良好的極低轉速估測, 且控制效能相當平穩。第二個主題探討各類的加速度估測法則,在數值 方法中最小平方近似仍是較為可行的方法,但雜訊的成分仍然不少,在 低加速度估測時雜訊的干擾十分嚴重;而加速度觀察器和模糊觀察器對 於高加速度有不錯的估測效果,在低加速度時,加速度觀察器勉強維持 基本波形,而模糊觀察器的估測狀況和馬達實際運轉情況不符;低加速 度估測器由於本身之標準濾波器特性,對低加速度有很好的估測效果。 此外,本論文所使用之系統參數鑑別策略,有別於一般使用頻譜分析儀 找出系統模型的方式,能有效且快速地決定系統參數。

### 未來需改進與建議研究方向如下:

1. 建立一套全域的速度估測器架構,根據速度的大小切換不同的估測方式,如中高速時使用模糊觀察器,極低速之區域使用卡爾曼濾波器。

- 2. 觀察器和模糊觀察器在極低速區域產生估測值與控制性能不一致之現象尚待釐清。
- 3. 可進行加速度回授補償之實驗,以驗證加速度估測器之效果。

## 參考文獻

- [1] C. T. Johnson and R. D. Lorenz, "Experimental Identification of Friction and Its Compensation in Precise, Position Controlled Mechanisms," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 6, November/December 1992.
- [2] R. H. Brown, S. C. Schneider, and M. G. Mulligan, "Analysis of Algorithms for Velocity Estimation from Discrete Position Versus Time Data," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 1, February 1992.
- [3] R. D. Lorenz and K. W. Van Patten, "High-Resolution Velocity Estimation for All-Digital, ac Servo Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 4, July/August 1991.
- [4] Y. Hori, "Robust and Adaptive Control of a Servomotor Using Low Precision Shaft Encoder," *IEEE-IECON'93*, November 1993, Hawaii.
- [5] Y. Hori, "Ultra-low Speed Control of Servomotor Using Low Resolution Rotary Encoder," *IEEE IECON'95*, pp. 615~620, November 1995, Orlando.
- [6] S. M. Yang and S. J. Ke, "Performance Evaluation of a Velocity Observer for Accurate Velocity Estimation of Servo Motor Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 1, January/February. 2000.
- [7] F. C. Lin and S. M. Yang, "Adaptive Fuzzy Logic-Based Velocity Observer for Servo Motor Drives," *Mechatronics*, pp. 229-241, 2003.
- [8] R. D. Lorenz, T. A. Lipo and D.W. Novotny, "Motion Control with Induction Motors," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, August

1994.

- [9] J. Yen and R. Langari, Fuzzy Logic Intelligence, Control and Information, Prentice-Hall, 1999.
- [10] 中國生產力中心, Fuzzy 理論與應用實務, 全華科技圖書股份有限公司, 1996年。
- [11] 李祖聖, Lecture Notes on Fuzzy Logic Control, 2002年。
- [12] H. W. Kim, J. W. Choi and S. K. Sul, "Accurate Position Control for AC Servomotor Using Novel Speed Estimator," *Proc. IEEE Int. Conf. Industrial Electronics*, Control and Instrumentation, pp. 627~632, 1995.
- [13] H. W. Kim and S. K. Sul, "A New Motor Speed Estimator Using Kalman Filter in Low-Speed Range," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no.4, August 1996.
- [14] 劉家良, 適應性卡爾曼濾波器於低轉速之應用, 碩士論文, 國立成功大學電機工程學系, 2003年。
- [15] G. Welch and G. Bishop, "An Introduction to the Kalman Filter," *Technical Report*, University of North Carolina at Chapel Hill, 2001.
- [16] G. F. Franklin, J. D. Powell and M. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*, 3rd edition Addison-Wesley, 1997.
- [17] K. Ogata, Discrete-Time Control Systems, Prentice-Hall, 1987.
- [18] A. V. Oppenheim, R. W. Schafer and J.R. Buck, *Discrete-Time Signal Processing*, 2nd edition Prentice-Hall, 1999.
- [19] 楊家輝 , Lecture Notes on Digital Signal Processing , 2003 年。
- [20] 唐佩忠, CNC 伺服參數調整專家系統(第二期), 1993年。
- [21] Fanuc AC Servo Unit Maintenance Manual, Fanuc Ltd., 1997.
- [22] P. B. Schmidt and R. D. Lorenz, "Design Principles and Implementation of Acceleration Feedback to Improve Performance of dc Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28,

- no. 3, May/June 1992.
- [23] S. H. Lee and J. B. Song, "Acceleration Estimator for Low-Velocity and Low-Acceleration Region," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 6, no. 1, March 2001.
- [24] P. R. Bélanger, "Estimation of Angular Velocity and Acceleration from Shaft Encoder Measurements," *Proceedings of International Conference on Robotics and Automation*, Nice, France, May 1992.
- [25] F. Janabi-Sharifi, V. Hayward and C.S.J. Chen, "Discrete-Time Adaptive Windowing for Velocity Estimation," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 8, no. 6, November 2000.
- [26] 胡家勝, *阻抗控制於力覺回饋控制應用之設計與實現*,碩士論文,國立成功大學機械工程學系,2003年。
- [27] B. C. Kuo, *Automatic Control Systems*, 7th edition Prentice-Hall, 1995.
- [28] 邱奕範, *命令及摩擦力前饋控制於工具機之研究*,碩士論文, 國立成功大學機械工程學系,2002年。
- [29] *PMC32 韌體開發技術手冊 ver2.0*, 工業技術研究院機械工業研究 所, 2002 年。
- [30] 惠汝生, *自動量測系統—LabView*, 全華科技圖書股份有限公司, 2002年。

# 自 述

姓名 :廖兼賢

出生地:桃園縣

出生日:民國68年6月21日

學歷 : 國立武陵高級中學

國立交通大學電機與控制工程學系

(1997.9~2002.6)

國立成功大學電機工程研究所

(2002.7~2004.6)