

# 國立交通大學

## 電機與控制工程學系

### 碩 士 論 文

全向性移動平台之精密運動控制設計



Precision Motion Control Design on the Omnidirectional  
Mobile Robot

研 究 生：莊孝麟

指導教授：徐保羅 博士

中 華 民 國 九 十 五 年 十 二 月

全向性移動平台之精密運動控制設計

Precision Motion Control Design on the Omnidirectional Mobile Robot

研 究 生：莊孝麟

Student : Xiao-Lin Chuang

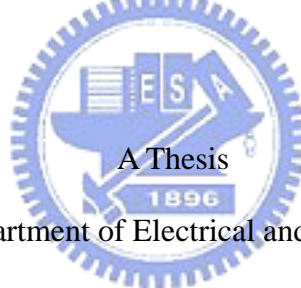
指導教授：徐保羅 教授

Advisor : Dr. Pau-Lo Hsu

國 立 交 通 大 學

電機與控制工程學系

碩 士 論 文



Submitted to Department of Electrical and Control Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master

in

Electrical and Control Engineering

December 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中 華 民 國 九 十 五 年 十 二 月

# 全向性移動平台之精密運動控制設計

研究生：莊孝麟

指導教授：徐保羅 博士

國立交通大學電機與控制工程學系

## 摘要

近幾年，智慧型機器人逐漸成為研究的熱門話題，本論文將藉由 inverse kinematics，實現全向性移動平台多軸同動的運動控制技術，並探討不同運動路徑之下追跡能力，以及加減速對於改善打滑之影響。

每一種感測元件都有其缺點，有時無法反應出平台運動的真實行為，於是結合多種感測器，相互截長補短已是現今許多研究之方法。本論文利用感測融合概念，分析輪式編碼器與電子羅盤之優缺點，並建立動態調整回授機制，在兼顧穩定性與準確性之下，改善平台運動方位誤差約 50%。

近來 RFID 的應用創意百出，在機器人導航領域中，此技術被拿來作為絕對定位之參考，本論文提出以平台分段式移動策略並結合 RFID 功率調變，建立全向輪平台之絕對定位技術，並改善絕對定位誤差從 11 cm 降到約 3 cm。

# **Precision Motion Control Design on the Omnidirectional Mobile Robot**

Student : Xiao-Lin Chuang

Advisor : Dr. Pau-Lo Hsu

Department of Electrical and Control Engineering

National Chiao-Tung University

## **ABSTRACT**

In recent years, the intelligent robot attracts a lots of research attentions. By using the inverse kinematics, the realization of multi-axis motion control of the omnidirectional mobile robot is achieved in this thesis. Besides, the tracking accuracy in various paths and velocity planning have been discussed.

Since each sensor is limited to certain functions on capabilities, different types of sensors can be fused to overcome the limitations of individual sensors. This thesis uses the sensor fusion concept to integrate both the wheel encoder and the compass, and uses the sensor fusion to built a dynamic regulating feedback scheme to improve 50% of heading error for the robot.

Moreover, the RFID technology was also developed for absolute localization in robot navigation. In this thesis, we propose a localization strategy which combines both the multi-stage movement strategy with the power modulation. Furthermore, the proposed strategy has been successfully applied to the omnidirectional mobile robot to improve its motion accuracy from 11 cm to 3 cm.

## 誌 謝

首先要感謝指導教授徐保羅 博士在兩年研究生活中的耐心指導，當研究遇到問題與挫折時，能與他一起尋求突破之道，並且讓我有充分的發展空間，使我能順利的完成碩士學位，在此表達我最真誠的敬意與感謝。另外感謝口試委員王伯群 博士、宋開泰 博士、葉賜旭 博士對於本論文的指正，並給予寶貴的建議，使得本論文更加完善。

感謝鎮洲學長在研究上的建議與生活上的心得分享，感謝一同參與計畫的琮政學長、元銘同學容忍我對於研究上的無知與堅持，感謝昭琳學長、俊賢學長在工作與生活上的寶貴經驗，景文學長對於程式撰寫與生活趣事的分享；感謝尚玲學姊研究上的開導、建良學長指導做人處世的本分、煒生學長教導研究應有的態度；感謝興漢同學帶來的歡笑與鼓勵、宗翰同學抬槓式的生活交談、瑞原同學適時的幫助、元銘同學在課業、研究、生活上的砥礪與扶持；感謝學弟宗勝、雨坤、林億、文諒、醇偉、建龍、也強、旭志陪伴我的研究生活。特別對琮政學長、元銘同學、也強學弟在研究與實驗上的大力幫忙，獻上誠摯地感謝。感謝這兩年實驗室所有夥伴帶來的回憶：烤肉、唱歌、聚餐、出遊、籃球隊、羽球隊、環校路跑、慶生會、煮湯圓…等。感謝工研院的機械所同仁對於計畫的贊助與指導。

感謝一路走來始終陪伴、鼓勵我的摯友明瑾。

最後，將此論文獻給我最敬愛的父親 莊泮森先生、母親 陳琴女士，以及所有關心我的家人與朋友，因為有你們在身旁的支持與關懷，使我能夠心無旁騖地完成學業，並且順利地克服我人生中的每一個重大考驗。

願 平安 健康 成就感

莊孝麟

2006.12.08

# 目 錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	iv
表目錄	vii
圖目錄	viii

第一章 緒論 .....	1
1.1 研究動機與目的 .....	1
1.2 研究背景與發展概況 .....	2
1.3 問題陳述 .....	5
1.4 研究方法與步驟 .....	6
1.5 論文架構 .....	8
第二章 平台運動模型與系統架構 .....	9
2.1 平台運動模型 .....	9
2.2 硬體感測架構 .....	12
2.2.1 eZdsp <sup>TM</sup> F2812 DSK之功能介紹 .....	13

2.2.2 DAC介面 .....	14
2.2.3 Encoder介面 .....	16
2.2.4 Compass介面 .....	19
2.2.5 RFID介面 .....	28
2.3 程式控制架構 .....	31
2.3.1 命令產生流程 .....	31
2.3.2 平台控制迴路 .....	34
2.3.3 各軸控制迴路 .....	35
 第三章 全向平台之多軸運動控制 .....	36
3.1 各軸PID控制器之實驗結果 .....	36
3.1.1 各軸特性分析 .....	36
3.1.2 設計各軸PID控制器 .....	39
3.2 平台控制器之實驗結果 .....	42
3.2.1 平台控制器設計 .....	42
3.2.2 直線路徑 .....	45
3.2.3 直線加自旋路徑 .....	47
3.2.4 S曲線路徑 .....	50
3.2.5 S曲線加自旋路徑 .....	53

3.2.6 實驗結果討論.....	56
3.3 速度命令規劃對於運動慣性之影響 .....	56
第四章 感測融合與RFID定位 .....	59
4.1 感測融合機制 .....	59
4.1.1 動態感測融合.....	59
4.1.2 實驗結果 .....	60
4.2 RFID定位.....	65
4.2.1 RFID中斷程式.....	65
4.2.2 RFID策略定位方法 .....	66
4.2.3 無策略定位時的實驗結果.....	71
4.2.4 分段式移動策略定位時的實驗結果.....	72
4.2.5 結合功率調變與分段策略時的實驗結果.....	73
第五章 結論與未來展望.....	75
5.1 結論 .....	75
5.2 未來展望 .....	76
參考文獻.....	77



## 表 目 錄

表 2-1 平台原地旋轉之compass平均誤差與標準差.....	24
表 2-2 SPI 時脈規劃選擇.....	27
表 2-3 RFID常用頻段.....	28
表 2-4 RFID reader規格.....	30
表 3-1 無載時各軸正轉之IAE與平均誤差百分比.....	38
表 3-2 無載時各軸反轉之IAE與平均誤差百分比.....	38
表 3-3 $K_p=1.1$ 時調整 $K_i$ 對於加減速之平均速度IAE .....	41
表 3-4 $K_p=1.1$ 、 $K_i=0.1$ 時調整 $K_d$ 對於加減速之平均速度IAE .....	41
表 3-5 $K_p=1.1$ 、 $K_i=0.2$ 時調整 $K_d$ 對於加減速之平均速度IAE .....	41
表 3-6 四種路徑之實驗參數.....	43
表 3-7 平台位置控制器 $K_p$ 、 $K_d$ 參數調整 .....	45
表 3-8 直線路徑時平台控制器位置IAE比較.....	47
表 3-9 直線加自旋路徑時平台控制器位置IAE比較.....	50
表 3-10 S曲線路徑時平台控制器位置IAE比較.....	53
表 3-11 S曲線加自旋路徑時平台控制器位置IAE比較.....	56
表 3-14 速度規劃對於位置與方位之影響.....	58
表 4-1 不同的感測角度方式時之位置IAE比較.....	61
表 4-2 感測融合對於位置與方位之影響.....	62
表 4-3 RFID中斷內switch函式.....	66
表 4-4 絕對定位偵測路徑之狀態表.....	69
表 4-5 各角度量測RFID reader 讀取有效距離.....	72
表 4-6 分段式移動策略定位實驗結果.....	73
表 4-7 結合功率調變與分段式移動策略定位實驗結果.....	74

## 圖 目 錄

圖 1-1 全方向性輪子[4] .....	2
圖 1-2 RFID reader有效偵測範圍(單位:cm)[18].....	6
圖 2-1 四輪全向性移動平台座標與符號 .....	9
圖 2-2 硬體系統架構示意圖.....	12
圖 2-3 平台實體圖.....	13
圖 2-4 DAC 7625 內部功能方塊圖 .....	15
圖 2-5 單軸DAC介面電路.....	16
圖 2-6 輪式編碼器原理圖.....	16
圖 2-7 QEP訊號示意圖.....	17
圖 2-8 雙軸encoder介面電路.....	18
圖 2-9 本文使用全向輪[22].....	18
圖 2-10 二維的電子羅盤[23].....	19
圖 2-11 各角度感測之磁通密度[24].....	20
圖 2-12 compass校正流程圖.....	21
圖 2-13 compass之靜態分析.....	23
圖 2-14 平台直線行走之compass回授情形.....	23
圖 2-15 平台原地旋轉之compass回授誤差情形.....	24
圖 2-16 電子羅盤頻譜圖.....	25
圖 2-17 比較compass有無LPF.....	25
圖 2-18 改善後compass穩定性與encoder比較.....	26
圖 2-19 V2Xe與F2812 介面電路 .....	26
圖 2-20 SPI master-slave連接圖.....	27
圖 2-21 V2Xe與F2812 通訊時序圖 .....	28
圖 2-22 RFID原理示意圖.....	29
圖 2-23 Magstripe通訊格式.....	30
圖 2-24 RFID reader模組與F2812 介面電路 .....	31
圖 2-25 主程式流程大綱.....	31
圖 2-26 命令產生流程.....	32

圖 2-27 梯形與S形速度規劃示意圖.....	34
圖 2-28 平台控制迴路.....	34
圖 2-29 各軸控制迴路.....	35
圖 3-1 無載時四軸正轉之步階響應圖.....	36
圖 3-2 無載時四軸反轉之步階響應圖.....	37
圖 3-3 無載時四軸正反轉速度追跡特性(顯示於同一圖中).....	37
圖 3-4 $K_p=1.1$ 時調整 $K_i$ 對於各軸之響應 .....	40
圖 3-5 各軸PID調整時之特性說明.....	41
圖 3-6 設計PID參數較好的速度追跡情形.....	42
圖 3-7 直線路徑之理想位置變化.....	42
圖 3-8 直線與直線加自旋路徑之理想位置變化.....	43
圖 3-9 S曲線路徑之理想位置變化.....	43
圖 3-10 S曲線加自旋路徑之理想位置變化.....	44
圖 3-11 位置控制器 $K_p$ 過小或過大時追跡情形.....	44
圖 3-12 直線路徑之各軸理想旋轉方式.....	46
圖 3-13 平台位置P控制器之直線路徑追跡(encoder).....	46
圖 3-14 平台位置PD控制器之直線路徑追跡(encoder).....	47
圖 3-15 直線加自旋路徑之各軸理想旋轉方式.....	48
圖 3-16 平台位置P控制器之直線加自旋路徑追跡(encoder).....	48
圖 3-17 平台位置PD控制器之直線加自旋路徑追跡(encoder).....	49
圖 3-18 S曲線路徑之各軸理想旋轉方式.....	50
圖 3-19 平台位置P控制器之S曲線路徑追跡(encoder).....	51
圖 3-20 平台位置PD控制器之S曲線路徑追跡(encoder).....	52
圖 3-21 S曲線加自旋路徑之各軸理想旋轉方式.....	54
圖 3-22 平台位置P控制器之S曲線加自旋路徑追跡(encoder).....	54
圖 3-23 平台位置PD控制器之S曲線加自旋路徑追跡(encoder).....	55
圖 3-27 步階速度規劃時 $X_w$ 、 $Y_w$ 響應.....	57
圖 3-28 梯形速度規劃時 $X_w$ 、 $Y_w$ 響應.....	57
圖 3-29 S形速度規劃時 $X_w$ 、 $Y_w$ 響應.....	58
圖 4-1 角度的信任權重比.....	60
圖 4-2 Type 1 之S曲線加自旋路徑角度追跡( $\mu_{\text{encoder}}=100\%$ ).....	63

圖 4-3 Type 2 之S曲線加自旋路徑角度追跡( $\mu_{\text{compass}}=100\%$ ).....	63
圖 4-4 Type 3 之S曲線加自旋路徑角度追跡(Fusion) .....	64
圖 4-5 說明Type 3 感測融合之穩態時誤差 .....	64
圖 4-6 RFID 中斷流程圖.....	65
圖 4-7 分段定位示意圖.....	66
圖 4-8 RFID tag實際有效區示意圖.....	67
圖 4-9 絕對定位偵測路徑示意圖.....	68
圖 4-10 本實驗用之RFID reader讀取有效範圍.....	71
圖 4-11 分段式移動策略定位實驗圖-1.....	72
圖 4-12 分段式移動策略定位實驗圖-2.....	73
圖 4-13 結合功率調變與分段式移動策略定位實驗圖.....	74



# 第一章 緒論

## 1.1 研究動機與目的

機器人導航(navigation)的研究領域是從 1950 年代開始，發展至今，機器人的移動形式向來是主要研究領域之一，因應各類環境的運用需求，發展了相對的移動自由度(Degree Of Free, DOF)機器人，舉凡足型、輪型、軌跡型.....等不同類型的機器人。

在輪型機器人(亦稱移動平台)中，全向輪(omni-directional wheel)平台因為具有 3DOF，機動性最高，故現今很多研究機器人的平台均以此結構為基礎，然而全向輪因為有側向輪，使得與地面打滑(slip)現象所造成的相對誤差(relative error)將比傳統的差動式輪子更為顯著。

另外運動過程中，終究有累積誤差(accumulated error)問題，這使得平台無法長時間使用，所以在機器人導航領域中，也有絕對位置(absolute position)定位之研究，其中以標地物(landmark)方式定位的研究已有幾十年歷史，近幾年，原先規劃使用於貨物、人員管制的無線射頻辨識系統(Radio Frequency Identification, RFID)，被引進作為定位的一種方法，其優點是：便於安裝擺放，標籤(tag)不需電源供應，且每個 tag 均有唯一識別碼(unique identification)，但對於定位而言也有其缺點：收訊範圍不固定，隨著 tag 與讀取器(reader)對應角度、天線設計、傳輸訊號方式、電磁技術、功率大小、周圍環境的不同，也將影響定位精確性。

本論文需建立全向平台所需之運動模型(kinematics model)，使平台能達到任意方向、路徑移動，並發展所需之控制法則，加強其運動精確性，降低相對定位之誤差。並且研究如何將 RFID 定位之精確性提升的機制與修正法則，使平台能在長時間使用下，均維持一定準確性。

## 1.2 研究背景與發展概況

### 1、全向性機構研究與發展

近年來，移動平台不只是個熱門的研究題目，而且已廣泛被應用，在工業界，舉凡工廠廠房、倉庫、建築工地，更被推廣應用在我們生活的居家環境中。這些平台不僅協助人們搬運重物、完成困難繁瑣的工作還可以做巡邏或清掃房子等工作。隨著技術的發展，使得平台能擁有更多更強的功能，工作於不同的環境。

一種全方向性的移動平台概念因此被提出 [1]，它提供更好的移動性，使得平台更具機動性。全方向性移動平台顧名思義為一種可以任何方向移動的平台，一直到現在，有多種款式的全向平台被人們所提出，如：足型機械人(legged robots)、球型輪移動平台(ball wheel robots)[2]、爬蟲型移動平台(crawler mechanisms)[3]等。其中足型機械人其機械結構及控制方法非常的複雜，且它的移動速度遠遠慢於輪型移動平台；球型輪移動平台受限於輪子與地板的摩擦力過小，使得平台的定位困難，進一步影響控制結果，這類的平台只適合工作於少數的適合地板；而爬蟲型平台可以克服一些階梯式的地形，但是使用太軟的輪子卻使他們移動速度不快。

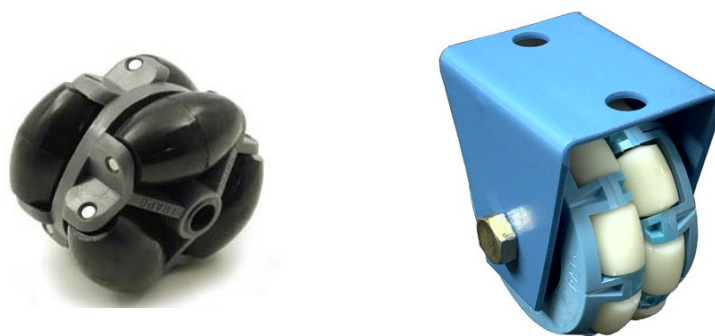


圖 1-1 全方向性輪子 [4]



一種新的全向平台被提出 [5]，它採用全方向性輪子，如 圖 1-1，這種輪子同時擁有橫向及縱向相互垂直的輪子，可以透過輪子間合力分力的關係，決定任何移動方向，比起差動輪移動平台，全向輪移動平台有更好的移動性，其優點為：(1)改變平台方向時，輪軸不需移動。(2)可在原地旋轉平台，不需旋轉半徑。(3)可同時自旋與曲線運動。此類的移動平台，已被廣泛的討論[6-11]。

目前常見的全向性移動平台，大多以三軸到五軸的平台為主，在不同的考量下，這三類平台各有本身的優缺點 [12]，三軸在以 60 度為倍數的移動角度上，可以達到較好的移動效率，四軸則是在 90 度為倍數的角度上，能獲得遠大於其他兩者的效果，至於五軸的效能，則是在各種角度效能都相當平均，此外，在負重能力上，軸數越多負重能力就相對的越好，本論文中是採用四軸全向平台，對於直線路徑，移動速率與節省消耗功率都有所幫助。



## 2、移動平台自我定位研究與發展

在機器人自動導航研究領域中，大致可分為四類：地圖建制(map building)、路徑規劃(path planning)、自我定位(self-localization)以及防障碰撞(obstacle avoidance)。

其中自我定位又可分成未知環境或已知環境之下的定位問題，本論文所探討的是在已知環境之下如何定位。在此條件之下可再細分為相對位置(relative position)與絕對位置(absolute position)之研究。

### (1)相對位置之研究背景

自主式移動平台，必須透過感測器(sensor)告知外界資訊，才能有效定位，一般輪型機器人測量距離均使用輪式編碼器(wheel encoder)，而最常被使用的為遞增型光學編碼器(incremental optical encoder)，然而encoder由於

各種因素造成輪子與地面接觸不完全或打滑而產生累積誤差，在此研究領域中，大部分均把平台系統之動態特性或打滑現象忽略，而在此系統外做閉迴路控制，C.C. Tsai et al.[13]的系統使用三軸全向輪平台，encoder回授，各軸使用比例積分控制器(PI controller)將動態系統包含在內，驗證了全向平台在直線與曲線行走上的可行性，其行走速度為 3 cm/s。L. Huang et al.[14]是使用四軸全向輪平台，encoder回授，同樣使用PI控制器，但速度上快許多(85cm/s)，同樣在直線與圓形行走上有不錯的效果，兩者之直線行走(100cm)或圓形行走(半徑 2cm[13]與 20cm[14])位置誤差皆在 5cm內。

而在感測方位上，常使用陀螺儀(gyroscope)[15]、加速計(accelerometer)或電子羅盤(compass)[16]，其中陀螺儀與加速計為慣性導航元件，其特性為不需外界給予任何的輔助資訊，憑藉本身的感測資訊，即能達到導航目的。陀螺儀在導引系統所扮演的角色，是感測角度的改變量(即各軸的角速度)，提供物體的姿態與方位資訊；加速計則是提供系統運動過程中，各個方向的加速度數據，經由數學運算後，可求得系統之速度以及移動距離。然而陀螺儀與加速計在積分之後仍會有小幅度的累積誤差的問題，所以在使用上，還需做定期校正。compass則是純感測方位變化，是屬於絕對方位定向的儀器，沒有累積誤差問題，但必須預防週遭電磁波干擾，本論文使用compass作為方位感測元件。

## (2)絕對位置之研究背景

對於室內(indoor)環境定位，D. Hahnel et al.[17]使用雷射(laser)與兩組RFID天線，利用裝於室內RFID tag，建立描述此空間之幾何架構，輔助雷射感測器做範圍搜尋，估測機器人的位置則是配合RFID結合Monte Carlo演算法。實驗結果定位誤差約 1m內。Weiguo Lin et al. [18-19]使用兩種方式定位，首先利用四個ID tag為一組定位裝置，利用機器人偵測到四個ID tag時間先後作為定位校正依據，實驗結果定位誤差約在 5cm內。另外，利用



WEB camera與ID tag，將tag與供影像辨識的card平行貼於天花板，RFID讀取器(reader)裝於機器人上，且朝上偵測，當讀取器讀到識別碼時，利用影像辨識到card與tag的中間點，做定位校正，實驗結果定位誤差約為 3cm 內。

### 1.3 問題陳述

#### 1、全向平台多軸運動控制之誤差問題

誤差的產生有許多的原因，在全向性移動平台上，藉由四軸相互作用產生的合力分力來形成運動路徑，但各軸為獨立驅動，特性上有所差異，容易造成運動時的誤差。另外，由於運動慣性的關係，平台在加減速時，因靜摩擦與動摩擦的不同，使得速度會突然加快或減慢，造成打滑現象與encoder 錯誤的方位推算(dead-reckoning)，進而影響位置準確性。再者，對於較多變的運動路徑而言，各軸的運動是多樣的，如何設計一個適於平台的控制器也將是一研究課題。上述皆為誤差產生的原因之一，本論文的運動控制研究重點在於：

- (1)如何實現平台的多軸運動控制技術。
- (2)探討因運動慣性所引起的打滑誤差如何減緩。
- (3)當平台因打滑產生方位誤差時，如何適時修正。

#### 2、絕對定位RFID之位置誤差問題

利用RFID量測距離時，由於不具方向性，造成定位上的困難，通常需輔助多個RFID的tag，利用相互之間感應到的時間差、或同時偵測到的ID所產生的相對關係，來彌補方向性的問題，這在成本、安裝或演算上都較為麻煩，若能只使用單一個tag就能達成定位，將可減少許多人事上的負擔。

[19]中提到使用單一tag結合影像處理技術是可以達成需求的，但缺點在於光源一旦有變化，將會大幅影響定位的準確性。另外，在偵測訊號方面，在 [18]實驗中(圖 1-2)顯示RFID讀取器並非理想圓形接收範圍，最大接收範圍直徑( $D_{\max}$ )約 110cm，而最小接收範圍直徑( $D_{\min}$ )約 80cm，計算定位點最大偏差( $\Delta D$ )約 30cm，可表示成：

$$\Delta D = D_{\max} - D_{\min} \quad (1-1)$$

此現象普遍存在於 RFID 系統上，若能減少  $\Delta D$ ，對於 RFID 定位之精確性，就有提升的效果。本論文的 RFID 絕對定位研究重點在於如何僅單一 RFID 標籤作為定位點，即可完成絕對位置定位，並減少  $\Delta D$  來提升絕對定位之準確性。

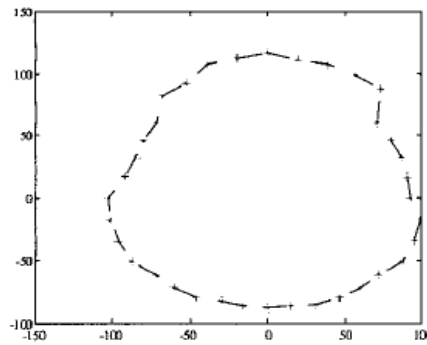


圖 1-2 RFID reader有效偵測範圍(單位:cm)[18]

## 1.4 研究方法與步驟

### 1、全向平台之多軸運動控制

- (1) 首先需建立硬體電路，將數位訊號處理器(Digital Signal Processor，DSP)與驅動器(driver)、encoder連接，完成基本的閉迴路(closed-loop)控制系統。藉由encoder回授訊號，推算出各軸之間的轉速與位移量，並導出馬達轉速與驅動器控制訊號間的關係式，做為閉迴路控制時之參考依據。

- (2) 針對各軸之間的差異性，先在無載的情況下研究各軸對於命令的追蹤(tracking)能力，並分析其誤差與特性，進一步於有載時利用前述之結論，設計各軸皆可適用之控制器，以降低因軸與軸間不匹配所產生的誤差問題。
- (3) 僅依各軸獨立控制並無法得知平台產生的方位、距離誤差，為此先導出平台運動模型，將軸與平台關係相連，再設計平台控制器，並比較不同路徑下的誤差追蹤能力。
- (4) 運動慣性而造成的誤差方面，首先以步階(unit step)式速度命令進行實驗，而此種的加速是呈現脈衝(impulse)形式，最容易造成平台瞬間打滑。理想的運動速度規劃應是具有加減速的，以提升對運動路徑的追蹤能力，而最常使用的是梯形(trapezoid)速度規劃，其為等加速度運動，將可改善步階式的缺點，然而此加速度是片段常數而非連續曲線，在加速度不連續處可能有抖動的現象，故將試著使用S形速度規劃，其為變加速度，可減少梯形速度規劃不連續處的缺失。本論文將從上述三種速度的規劃方式，觀察其加減速時之誤差改善情形。
- (5) 當平台打滑時，將造成encoder錯誤的方位推算，本論文將藉由感測融合(sensor fusion)方式，建立動態調整機制，輔助修正方位推算的結果。

## 2、RFID絕對定位之誤差

RFID主要因為訊號範圍非理想造成定位誤差，在HOLTEK公司RFID使用手冊 [20]中表示，RFID reader功率大小與有效感測距離成正比，此也間

接指出定位最大偏差( $\Delta D$ )也將縮小，我們將利用此一特性作絕對定位提升精度的方法。先利用compass所回授之角度值，修正encoder的誤差並計算平台之絕對方向，在tag周圍策略性移動修正累積誤差，並配合調變reader有效接收範圍提升絕對定位之精確性。

## 1.5 論文架構

本論文共分五章，第一章旨在簡述研究的動機、目的、背景與發展，並陳述所要研究的問題、方法、步驟。第二章介紹全向性移動平台的定義與運動模型推導，並說明整體系統架構，包含使用的硬體元件規格、連接方式、感測元件之原理、特性，以及應用於此平台之程式架構。第三章描述全向平台的多軸運動控制實驗結果，分析各軸之間特性差異與設計合適的軸控制器、平台控制器，並探討多種運動路徑之下，控制器追跡能力，與速度規劃對於運動慣性所產生的誤差有何影響。第四章則是感測融合與RFID 定位，利用動態融合機制改善路徑追跡的效果。RFID 定位以分段式移動策略、功率調變等方式，作為絕對定位之方法，並量測其成效。最後第五章中會對本論文做一個結論，並提出未來可再改進發展之方向。

## 第二章 平台運動模型與系統架構

為了便於分析平台特性與設計控制技術，在此先定義全向性移動平台其座標系統、符號，並推導其運動模型。而在得到運動模型之後，進一步發展平台所需之控制法則，使平台能達到任意平面方向、角度移動。另外，本章也就實驗之硬體系統架構、軟體控制方式作通盤性的介紹。

### 2.1 平台運動模型

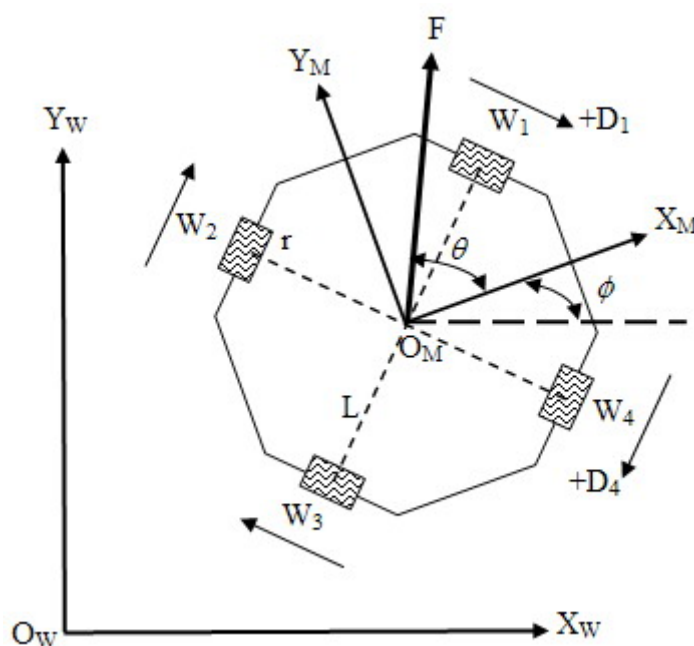


圖 2-1 四輪全向性移動平台座標與符號

#### 1、全向性移動平台座標系統與符號定義

平台建模定義符號如下：

$X_W$ 、 $Y_W$ 、 $O_W$ ：世界座標(world coordinate)的X軸、Y軸與原點

$X_M$ 、 $Y_M$ 、 $O_M$ ：平台座標(mobile coordinate)的X軸、Y軸與原點

$W_1$ ：平台座標第一象限的全向輪(wheel A)

$W_2$ ：平台座標第二象限的全向輪(wheel B)

$W_3$ ：平台座標第三象限的全向輪(wheel C)

$W_4$ ：平台座標第四象限的全向輪(wheel D)

$+D_1 \sim +D_4$ ：定義 $W_1 \sim W_4$ 之正轉方向

$\alpha_1 \sim \alpha_4$ ： $X_M$ 與 $W_1 \sim W_4$ 之間的角度

$F$ ：平台移動方向

$\theta$ ：平台移動方向與平台X軸的夾角

$\phi$ ： $X_M$ 與 $X_W$ 的夾角，平台逆時針旋轉為正

$L$ ：輪子與平台中心距離

$r$ ：全向輪半徑

$\omega_1 \sim \omega_4$ ：全向輪 $W_1 \sim W_4$ 的旋轉角速度

## 2、建立全向性移動平台運動模型

平台的運動模型定義如 圖 2-1，各輪軸與平台座標固定差 $\alpha_1 \sim \alpha_4$ 的角度關係，可表示成下面(2-1)通式：

$$r\omega_i = [\sin \alpha_i \quad -\cos \alpha_i] \begin{bmatrix} \dot{X}_M \\ \dot{Y}_M \end{bmatrix} - L\dot{\phi} \quad i=1,2,3,4 \quad (2-1)$$

而座標之間關係則透過座標轉換矩陣 (coordinate transformation matrix) $C_T$ ：

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_M \\ \dot{Y}_M \end{bmatrix} = C_T \begin{bmatrix} \dot{X}_W \\ \dot{Y}_W \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

其中

$$C_T = \begin{pmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{pmatrix} \quad (2-3)$$

由(2-1 ~ 2-3)式可整合成：

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} r\omega_1 \\ r\omega_2 \\ r\omega_3 \\ r\omega_4 \end{bmatrix} = De(\phi) \begin{bmatrix} \dot{X}_w \\ \dot{Y}_w \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

其中  $De(\phi)$  稱為解耦合(decoupled)矩陣

$$De(\phi) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}}(\sin \phi + \cos \phi) & \frac{1}{\sqrt{2}}(\sin \phi - \cos \phi) & -L \\ \frac{1}{\sqrt{2}}(-\sin \phi + \cos \phi) & \frac{1}{\sqrt{2}}(\sin \phi + \cos \phi) & -L \\ \frac{1}{\sqrt{2}}(-\sin \phi - \cos \phi) & \frac{1}{\sqrt{2}}(-\sin \phi + \cos \phi) & -L \\ \frac{1}{\sqrt{2}}(\sin \phi - \cos \phi) & \frac{1}{\sqrt{2}}(-\sin \phi - \cos \phi) & -L \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

從各軸反推世界座標可寫成：

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_w \\ \dot{Y}_w \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = De^{-1}(\phi) \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

其中  $De^{-1}(\phi)$  稱為逆運動(inverse kinematics)矩陣

$$De^{-1}(\phi) = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{4}(\sin \phi + \cos \phi) & \frac{\sqrt{2}}{4}(-\sin \phi + \cos \phi) & \frac{\sqrt{2}}{4}(-\sin \phi - \cos \phi) & \frac{\sqrt{2}}{4}(\sin \phi - \cos \phi) \\ \frac{\sqrt{2}}{4}(\sin \phi - \cos \phi) & \frac{\sqrt{2}}{4}(\sin \phi + \cos \phi) & \frac{\sqrt{2}}{4}(-\sin \phi + \cos \phi) & \frac{\sqrt{2}}{4}(-\sin \phi - \cos \phi) \\ \frac{1}{4L} & \frac{1}{4L} & \frac{1}{4L} & \frac{1}{4L} \end{bmatrix} \quad (2-7)$$



## 2.2 硬體感測架構

近年來由於超大型積體電路(VLSI)技術的不斷演進，使得DSP的運算速度及周邊處理功能，均有大幅的改善，在各種應用場合如行動通訊、資訊家電、馬達驅動等領域都廣泛的使用。因此本論文採用由德州儀器(Texas Instrument, TI)研發的TMS320 F2812 DSP(簡稱F2812)作為控制核心，下圖 2-2 即為硬體系統架構示意圖，圖 2-3 為平台實體圖。在 2.2.1 節先介紹有關F2812 的功能，2.2.2~2.2.5 則是說明周邊電路設計與感測原理。

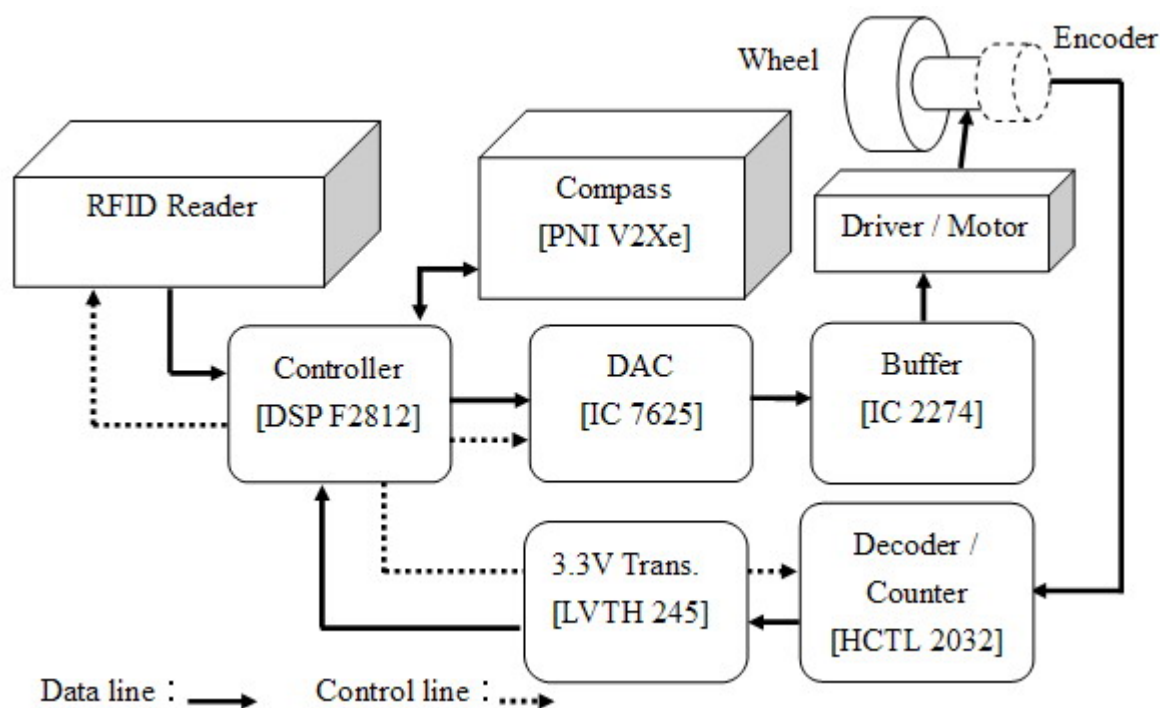


圖 2-2 硬體系統架構示意圖



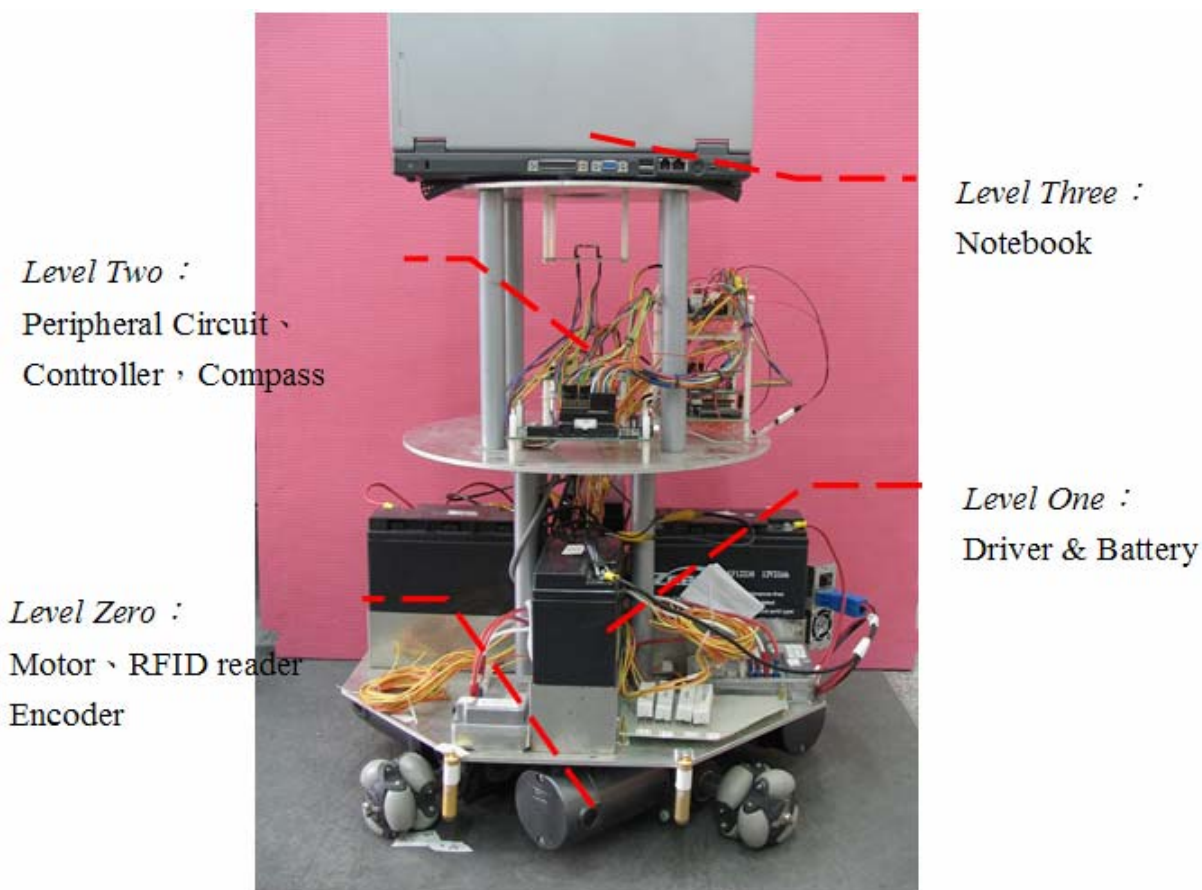


圖 2-3 平台實體圖

### 2.2.1 eZdsp™ F2812 DSK 之功能介紹

應用 DSP 於運動控制系統，主要就是希望充分利用 DSP 強大的數學運算能力，而以最少的硬體周邊元件來實現馬達控制所需的功能。德州儀器公司所生產的 DSP 中，'C2000 系列的硬體發展平台是專為控制應用最佳化而設計的，其中本論文所使用的 F2812 晶片是此系列中目前最高等級的控制器，其特點在於擁有 150 MHz(6.67 ns cycle time)的快速處理能力，比 TI 早期出產的 DSP 'C240 快 7 倍，比傳統 8051 單晶片快約 150 倍。在核心部分，算數邏輯單元(ALU)、累積器(ACC)均採用 32 位元定點運算，為了提升數位訊號運算效能，以硬體方式實現乘法器、乘積位移器，可在一個指令週期(instruction cycle)內完成乘加運算。在整數計算方面，為減少數值計算所衍生如溢位(overflow)等問題，也採用硬體式的輸出倍率位移器來

提高軟體執行的精確度。

記憶體容量方面，F2812(on chip)主要擁有 128K\*16 Flash EEPROM、兩組 4K\*16 Single-Access RAM(SARAM)、一組 8K\*16 SARAM，並採用哈佛匯流排(Harvard bus)架構。較舊型的 DSP 大部分將程式、資料、I/O 記憶體獨自分離(定址位址重複)，但 F2812 卻走向單獨的記憶體空間，裡頭包含上述三種記憶體，使用更為有彈性，也可減少不同記憶體之間搬動資料的指令集。

Spectrum Digital 公司則利用 F2812 晶片結合自行開發之周邊模組，發展出 eZdsp™ F2812 初學板(DSP Started Kit, DSK)，其週邊主要有 16 個通道的 12 位元類比數位轉換器(ADC)，串列傳輸支援了四種常用的型式：SPI (Serial Peripheral Interface)、SCIs (Two Serial Communications Interface)、eCAN (Enhanced Controller Area Network)、McBSP (Multi-channel Buffered Serial Port)，最高可支援 56 個 GPIO(General-Purpose I/O)。

因 DSK 板是專用於開發初期的系統，欲達到可控制全向性移動平台的目標，必須外加數位類比轉換器(Digital-Analog Converter, DAC)、擷取 encoder 訊號、compass 通訊以及 RFID 通訊等介面。

### 2.2.2 DAC 介面

本論文採用 Burr-Brown 公司出產專用於馬達控制用途之 DAC 7625，內部功能方塊圖如圖 2-4 所示，主要特色如下：

- 可選擇單極性(unipolar)與雙極性(bipolar)運作模式。
- 穩定時間約為 10 us。
- 12 位元的解析度。
- 數位資料並列輸入。

➤ 支援 4 通道(channel)且同步輸出。

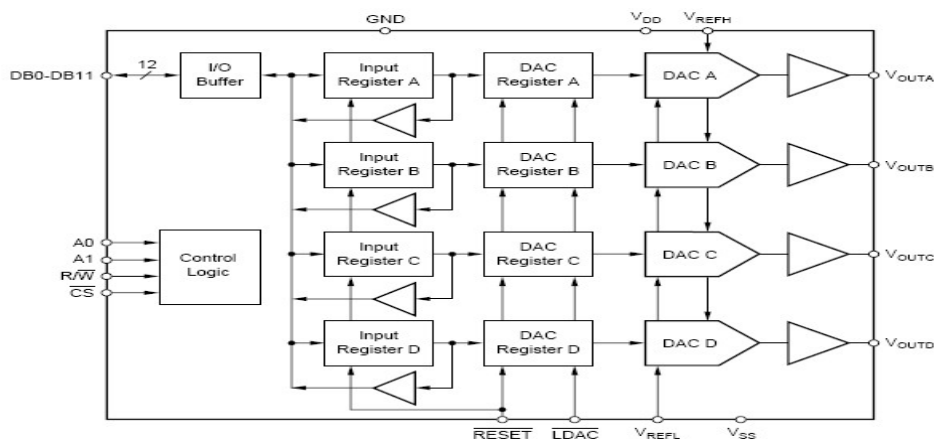
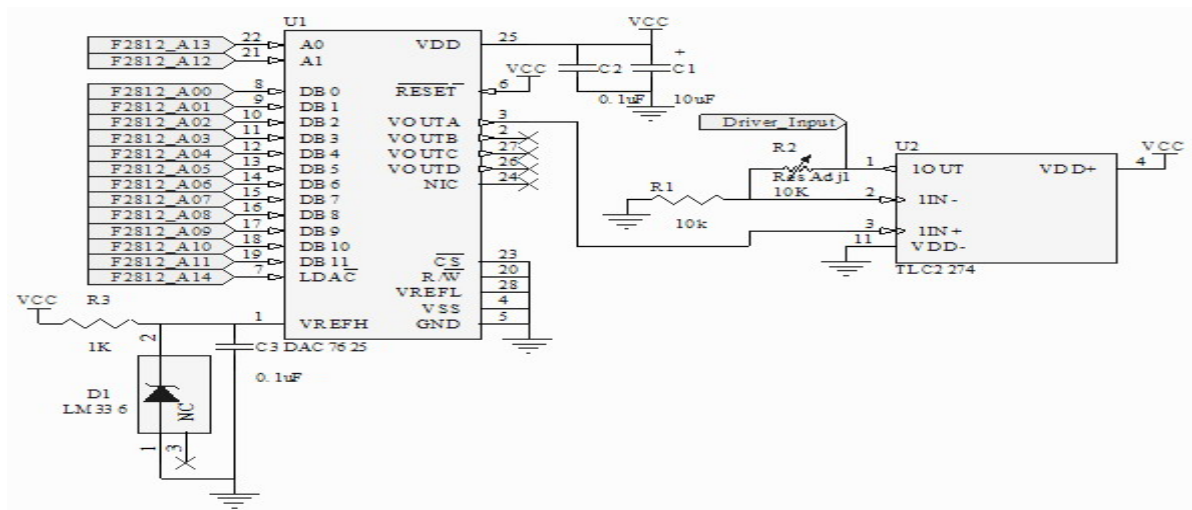


圖 2-4 DAC 7625 內部功能方塊圖

利用選擇通道接腳 A1、A0，依序將數位值由 DB11~DB0 寫入，四軸的數位值會存放於各自的 input register 中，待 LDAC 控制接腳變為 Low 時，才一次同時輸出，並轉換為類比訊號於電壓輸出端( $V_{out}$ )：

$$V_{out} = V_{REFL} + \frac{(V_{REFH} - V_{REFL})D_{value}}{4096} \quad (2-8)$$

其中 $V_{REFH}$ 與 $V_{REFL}$ 各代表參考電壓的上下限值，設為+2.5V與 0V， $D_{value}$ 則是輸入的數位值。由於驅動器操作在 0V~+5V之間，而DAC 7625 的 $V_{REFH}$ 僅能達到+2.5V(亦為輸出電壓上限)，為此， $V_{out}$ 必須增加兩倍放大電路之後，才能匹配驅動器之需求，單軸DAC介面電路連接如圖 2-5 所示。



### 2.2.3 Encoder 介面

## 1、Encoder 原理

圖 2-6 左側為一般遞增型 [21]輪式編碼器，其特色為將圓等分成數千甚至上萬黑白間隔，當輪子轉動時，利用光在相異顏色下折射效果不同或有無穿透等原理，造成電子訊號反覆ON-OFF而產生方波，此又稱為方形編碼器脈波( Quadrature Encoder Pulse，QEP )。

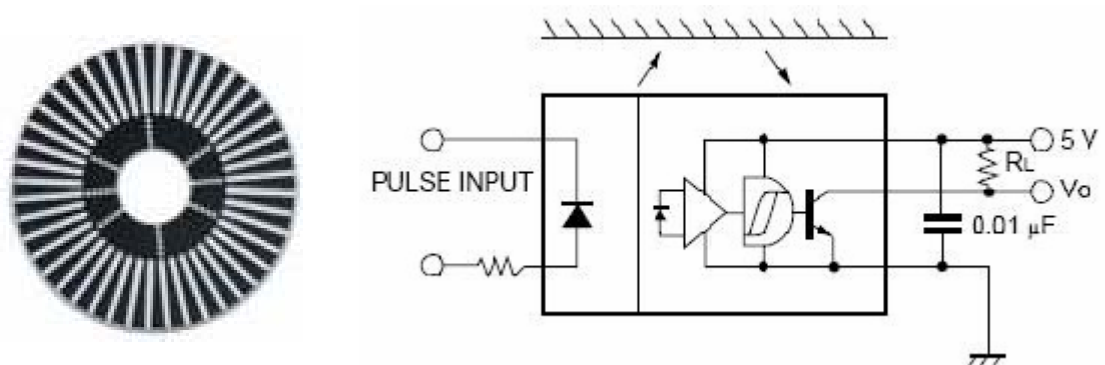


圖 2-6 輪式編碼器原理圖

一般會有兩組相同原理產生的QEP，但相位(phase)會剛好相差 90 度，如圖 2-7，通常稱為A、B相，因此產生了四種邏輯訊號組合(00、01、

11、10)，除了可提升四倍的解析度之外，也可藉由四種邏輯訊號出現的先後順序得知輪軸轉動方向(Direction)。

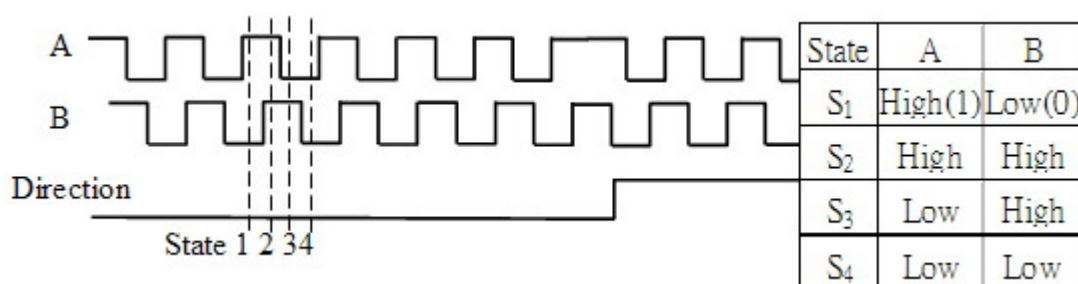


圖 2-7 QEP 訊號示意圖

## 2、Encoder 介面電路

如 圖 2-2 所示，encoder會將A、B相訊號傳給負責QEP計數的HCTL 2032(簡稱 2032)，藉由已知encoder一轉能產生的QEP個數( $E_{Pulse}$ )，以及 2032 計數值( $K$ )，可推算出輪軸轉動角度 $\omega_{angle}$  (rad.)，關係式為：

$$\omega_{angle} = \frac{2\pi K}{E_{Pulse}} \quad (2-9)$$

2032 主要特色如下：

- 最高 33 MHz 的時脈頻率。
- 支援雙軸(Dual Axis)同時計數。
- 支援 32 位元上下計數。
- 高雜訊免疫性：施密特(Schmitt)觸發器、數位雜訊濾波器。
- 8 位元並列式計數值輸出。

本論文平台為四軸運動控制，故需要兩組 2032 作為輪軸轉動之計數器。又因輸出為 5V 訊號，必須轉換成 F2812 可接受之 3.3V，故銜接位準轉換器(transceiver) LVTH 245，圖 2-8 為雙軸encoder介面電路。



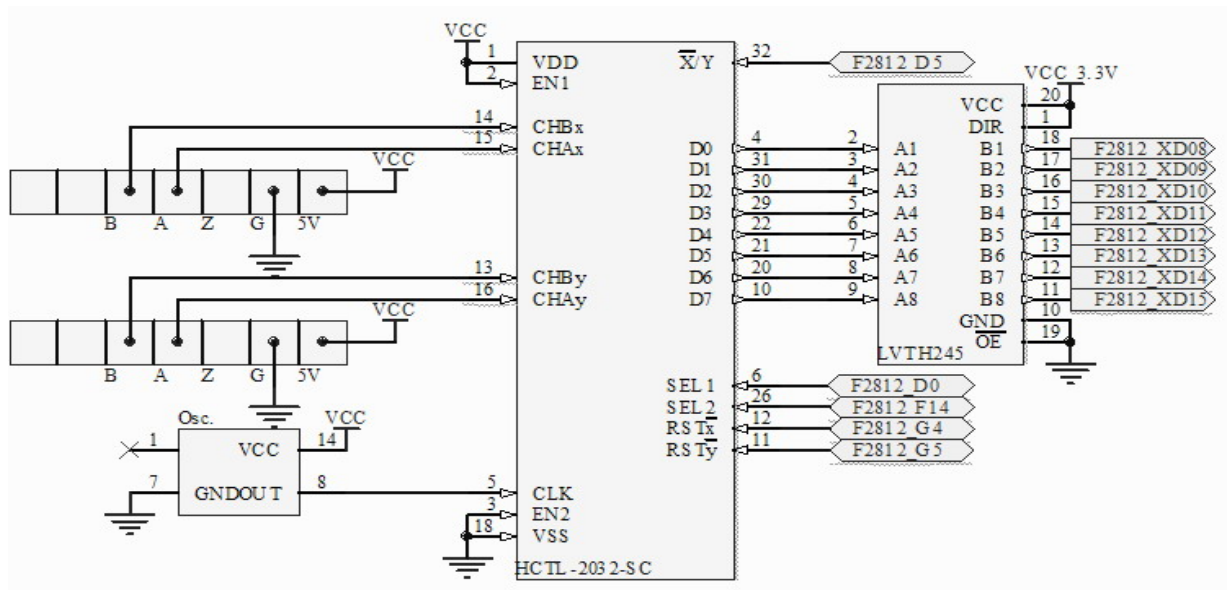


圖 2-8 雙軸 encoder 介面電路

### 3、Encoder 應用方式

由於使用的encoder解析度為 1000 pulse/cycle，配合A、B相位可提升解析度為 4000 pulse/cycle，全向輪則如圖 2-9，輪半徑(r)為 4 cm，圓周長約為 25.13 cm，如此可求得輪子轉動時cm與pulse之間的關係約為 1：159.155，藉由此對照關係，方便以常用之單位cm來下達路徑控制命令。



圖 2-9 本文使用全向輪 [22]

回授 encoder 訊號時，速度迴路之取樣週期為 10 ms，位置迴路則為 100 ms，利用各軸 2032 所累積之計數值作為平台位置之參考，每 10 ms 的差分計數值作為各輪速度之依據。

## 2.2.4 Compass 介面

### 1、Compass 原理

Compass係利用感應磁場(地磁北極)大小與方向，進而推算出角度變化，如下 圖 2-10 為本文所使用之二維電子羅盤，方位主要是倚靠正交線圈(X、Y-sensor)上的電磁效應所產生的磁通密度(Tesla，T)而定。

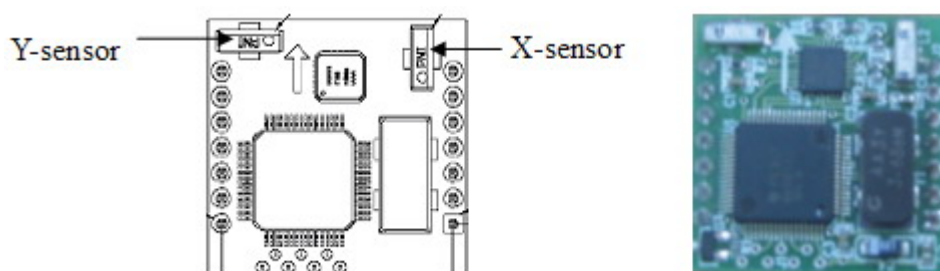
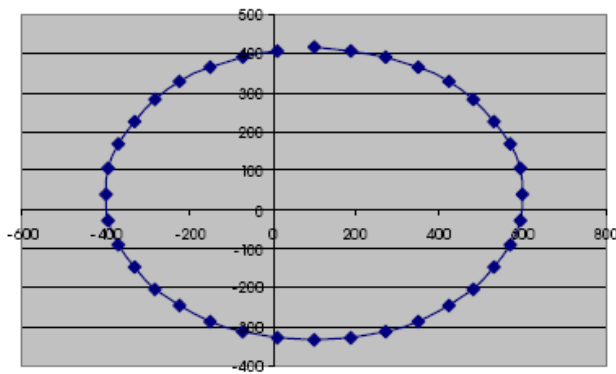


圖 2-10 二維的電子羅盤 [23]

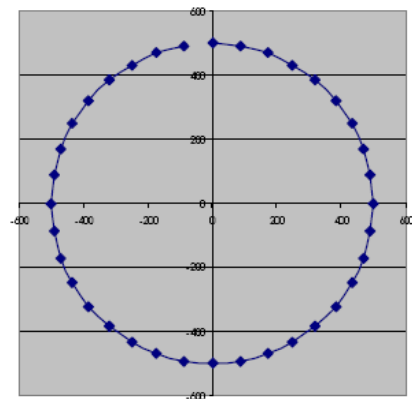
由於感應來源為地磁場，所以在不同地方的磁偏角 (Magnetic Declination)、地磁密度均有所差異，電子羅盤必須經過校正(calibration)程序之後才能正確使用。圖 2-11 為compass旋轉一圈所偵測到的磁通密度，座標軸單位為一計數值(counts)，並與取樣週期有二的乘冪關係 [23]，本文之計數值與磁通密度換算關係為：

$$\mu T = \frac{\text{counts}}{4} \quad (2-10)$$

未校正時(圖 2-11(a))，因為地磁與compass感應磁場的分量會引起磁通密度改變，故呈現橢圓形且圓心偏移(offset)。



(a) without calibration



(b) with calibration

圖 2-11 各角度感測之磁通密度 [24]

最常使用的校正方法是將compass等速旋轉 1~2 圈後，可得X、Y軸的最大與最小計數值( $X_{\max}$ 、 $Y_{\max}$ 、 $X_{\min}$ 、 $Y_{\min}$ )，並經由下列步驟校正，圖 2-12 為此步驟之流程圖。

compass 偵測到未校正過的  $X_{\text{raw}}$ 、 $Y_{\text{raw}}$  計數值，利用下列四式求得未校正前圓心偏移量( $X_{\text{offset}}$ 、 $Y_{\text{offset}}$ )以及橢圓形的長短軸( $X_{\text{range}}$ 、 $Y_{\text{range}}$ )。

$$X_{\text{offset}} = \frac{X_{\max} + X_{\min}}{2} \quad (2-11)$$

$$Y_{\text{offset}} = \frac{Y_{\max} + Y_{\min}}{2} \quad (2-12)$$

$$X_{\text{range}} = X_{\max} - X_{\min} \quad (2-13)$$

$$Y_{\text{range}} = Y_{\max} - Y_{\min} \quad (2-14)$$

去除偏移量，再以長軸為準，將兩軸正規化。

$$X_{\text{value}} = X_{\text{raw}} - X_{\text{offset}} \quad (2-15)$$

$$Y_{\text{value}} = Y_{\text{raw}} - Y_{\text{offset}} \quad (2-16)$$

$$Y_{\text{value}} = Y_{\text{value}} \cdot \frac{X_{\text{range}}}{Y_{\text{range}}} \quad \text{when } X_{\text{range}} > Y_{\text{range}} \quad (2-17)$$



$$X_{value} = X_{value} \cdot \frac{Y_{range}}{X_{range}} \quad \text{when } X_{range} < Y_{range} \quad (2-18)$$

已知 XY 正規化值，代入三角反函數，求相對角度值 Angle。

$$Angle(deg.) = \frac{180}{\pi} \tan^{-1} \left( \frac{Y_{value}}{X_{value}} \right) \quad (2-19)$$

利用 XY 的正負號決定絕對角度值(heading)。

$X_{value}$	$Y_{value}$	Heading
+	+	Angle
-	+	$180 - \text{Angle}$
-	-	$180 + \text{Angle}$
+	-	$360 - \text{Angle}$

下圖 declination 即為是否考量磁偏角的問題，若使用者只需使用地磁北極，則可略過此一步驟，但若需使用地理北極時，只需將算出之 heading 加上磁偏角即可，各地磁偏角可藉由 NGDC (National Geophysical Data Center)網站查詢。

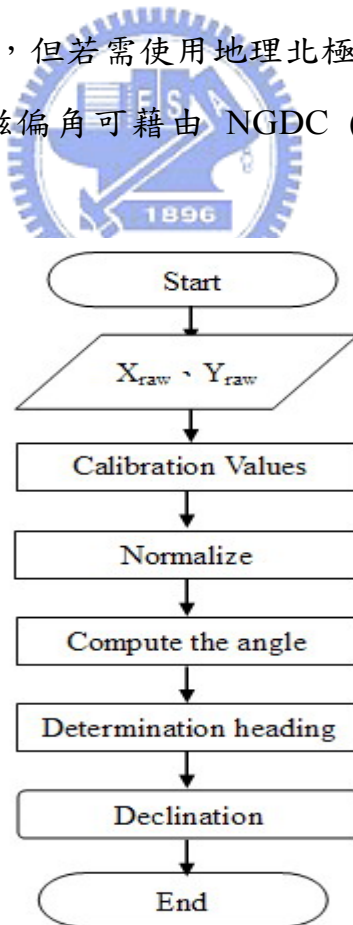


圖 2-12 compass 校正流程圖

校正之後，會如 圖 2-11(b)呈現圓形且圓心位於座標原點，稱為磁圓 (Magnetic circle)。compass的量測除了受地磁與磁偏角影響外，很容易受周圍電磁波影響，如平台系統所產生之電流、週遭電器用品、鐵製物品等。這些電磁干擾會產生雜訊，不定向的附加於磁圓之上，易造成誤判，故通常會加入濾波器(filter)等機制降低干擾，提升compass訊號的可靠度。

## 2、Compass 特性分析

完成初始化校正之後，藉由標準差(standard deviation,  $\sigma$ )測試所使用的 compass 特性， $\sigma$ 為描述一組數據自平均分散開的變異性(variability)，分析結果將做為絕對方位定向之參考。標準差計算方式如(2-20)、(2-21)所示：

$$\mu_{mean} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \mu_k \quad (2-20)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (\mu_k - \mu_{mean})^2} \quad (2-21)$$

其中，

$\mu_k$  : 第 k 筆取樣到的值

$\mu_{mean}$  : 總取樣數的平均值

$N$  : 總取樣次數

$\sigma$  : 標準差值

### (1)Compass 靜態分析

將compass定於平台上並朝一固定方向連續取樣 3000 筆角度值，取樣頻率為 25 Hz，如下 圖 2-13 藉由標準差的統計方式可求得  $\mu_{mean}$  為  $92.5607^\circ$ 、 $\sigma$  為  $0.3061^\circ$ 。

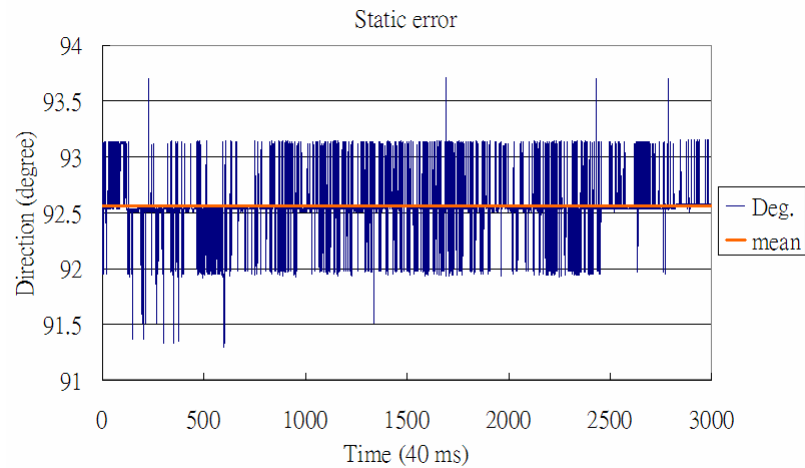


圖 2-13 compass 之靜態分析

## (2) Compass 動態分析

藉由平台直線行走與原地旋轉兩種路徑測試compass之動態情形，第一種路徑量測角度的一致性，圖 2-14 為平台直線行走 100 cm、15 cm/s等速度運動下的角度回授，首先以一秒時間量測其靜態誤差，在動態起步時，由於採步階式運動，導致瞬間角度陡變。其動態時平均角度  $\mu_{mean}$  為  $182.2482^\circ$ 、 $\sigma$  為  $0.7387^\circ$ 。

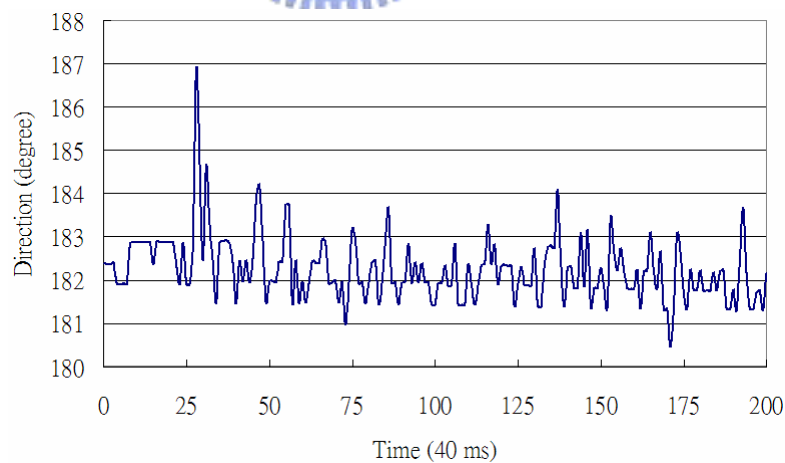


圖 2-14 平台直線行走之 compass 回授情形

第二種測試路徑為原地旋轉 360 度、20 deg/s等角速度運動，圖 2-15 為各個角度的動態回授誤差，經過校正後的compass同心圓對稱於理想

(ideal)值，如表 2-1，整體的角度平均誤差 $\mu_{mean}$ 為 $-0.00493^\circ$ 、 $\sigma$ 為 $1.6098^\circ$ 。

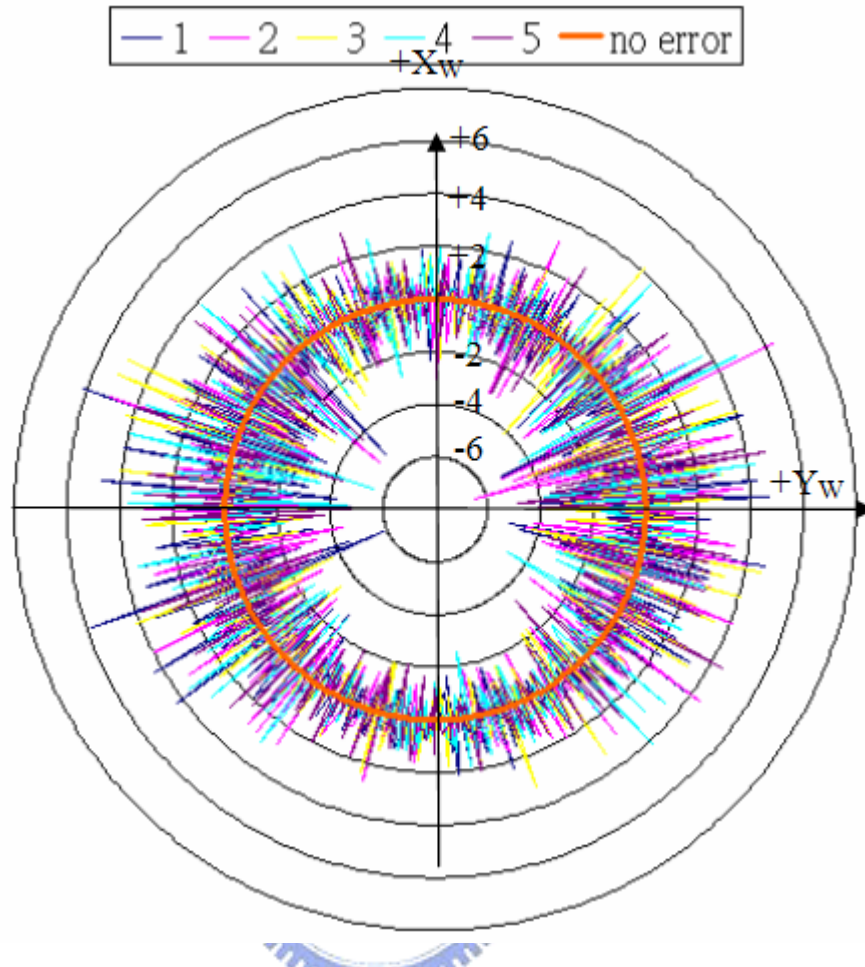


圖 2-15 平台原地旋轉之 compass 回授誤差情形

表 2-1 平台原地旋轉之 compass 平均誤差與標準差

No. Turns	1	2	3	4	5	Ave.
$\mu_{mean}$	$-0.00453^\circ$	$-0.00757^\circ$	$0.000419^\circ$	$-0.00651^\circ$	$-0.00649^\circ$	$-0.00493^\circ$
$\sigma$	$1.7114^\circ$	$1.7073^\circ$	$1.5628^\circ$	$1.5653^\circ$	$1.5023^\circ$	$1.6098^\circ$

### 3、Compass 應用方式

綜合特性分析之結果，使用compass訊號於平台運動時，若經濾波器或感測融合等處理方式，其回授資訊將有更可靠的參考價值。如圖 2-16 為平台動態特性的頻譜分析結果，首先設計一截止頻率於 0.3Hz之低通濾波器(Low-Pass Filter，LPF)，如圖 2-17 改善其穩定性(因靜態時可靠性極

高，故低通濾波器初始值將直接引用靜態量測值)，但其與encoder訊號相比(圖 2-18)仍有其缺失，故再利用動態調整的方式(詳見 4.1 節)融合encoder與compass之資訊，提高回授準確性。

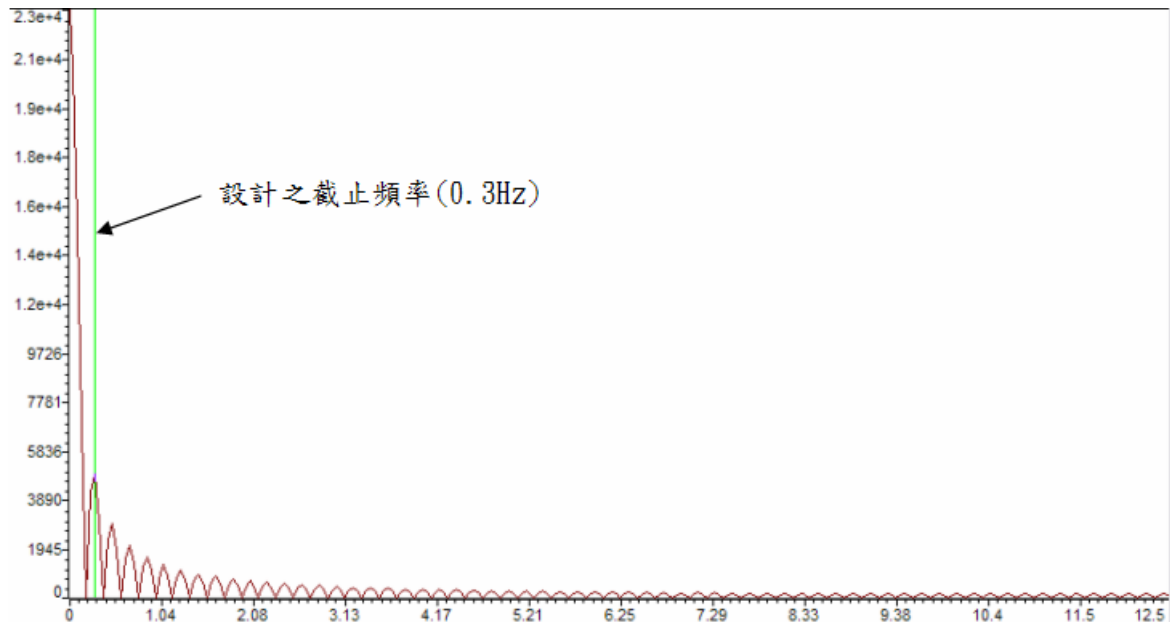


圖 2-16 電子羅盤頻譜圖

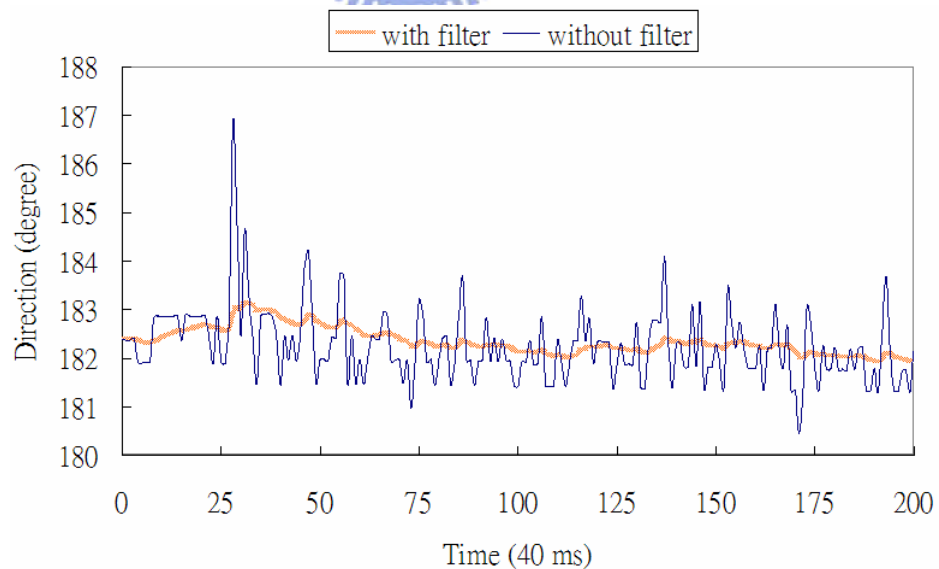


圖 2-17 比較 compass 有無 LPF

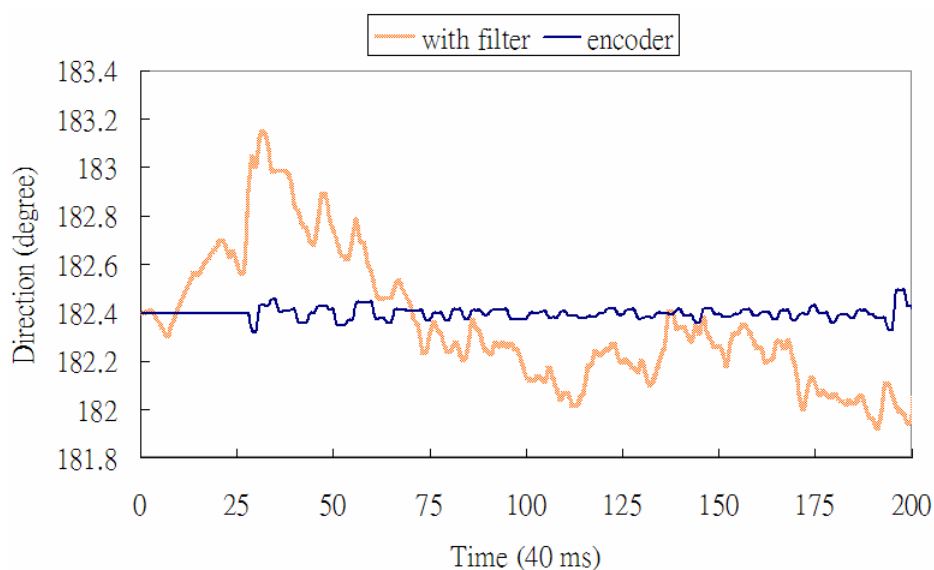


圖 2-18 改善後 compass 穩定性與 encoder 比較

#### 4、Compass 介面電路

本論文所使用之 compass 為 PNI 公司出產的 V2Xe，主要特色如下：

- 0.01° 的高解析度。
- 2° RMS 的高精確度。
- 多重感測功能(方向與磁場大小)。
- 大範圍的磁場量測能力( $\pm 1100\mu T$ )。
- 採非揮發記憶(可儲存校正值與功能設定)。
- SPI 傳輸介面。

由於 V2Xe 與 F2812 均有 SPI 傳輸介面，如 圖 2-19 可透過簡單的連接方式即可完成資料的傳遞。

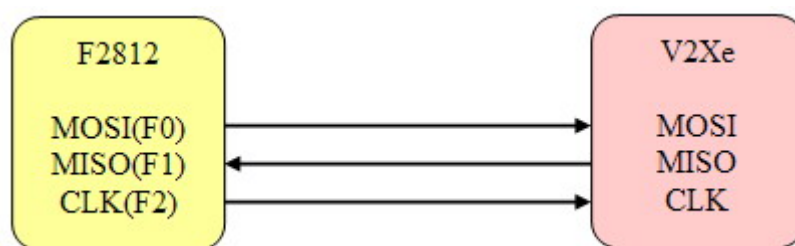


圖 2-19 V2Xe 與 F2812 介面電路

SPI是一種全雙工(full duplex)同步(synchronous)串列資料的傳輸協定，裝置間為主僕式(master-slave)關係，通常會有兩條資料傳輸線，兩條訊號控制線；資料傳輸線包含MOSI(Master data Out / Slave data In)、MISO(Master data In / Slave data Out)，而訊號控制線包含由Master發出的同步時脈(CLK)、slave選擇線( $\overline{SS}$ )。如圖 2-20 為少了 $\overline{SS}$ 的SPI連接圖，主僕雙方各自有一移位暫存器，會依序從最高有效位元(MSB)送出位元訊號，同時從最低有效位元(LSB)接收位元訊號，master端負責發送同步訊號，故還須一個時脈產生裝置(SPI clock generator)。

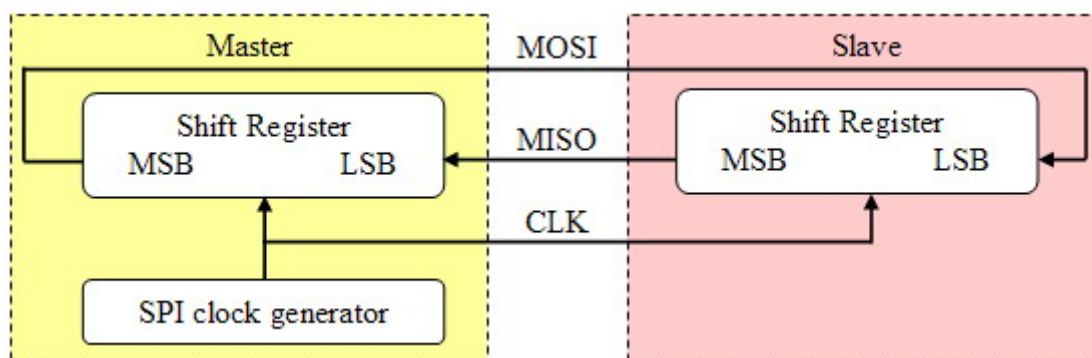


圖 2-20 SPI master-slave 連接圖

通訊協定只須連接完成，並保證主僕雙方的時脈取樣(sample)時機相同即可，取樣時機的選擇如表 2-2 所示，V2Xe採用Rising edge with delay格式，實際與F2812 通訊之時序如圖 2-21 所示。

表 2-2 SPI 時脈規劃選擇

clock polarity	clock phase	clock scheme
Low	Low	Rising edge without delay (half-clock)
Low	High	Rising edge with delay
High	Low	Falling edge without delay
High	High	Falling edge with delay



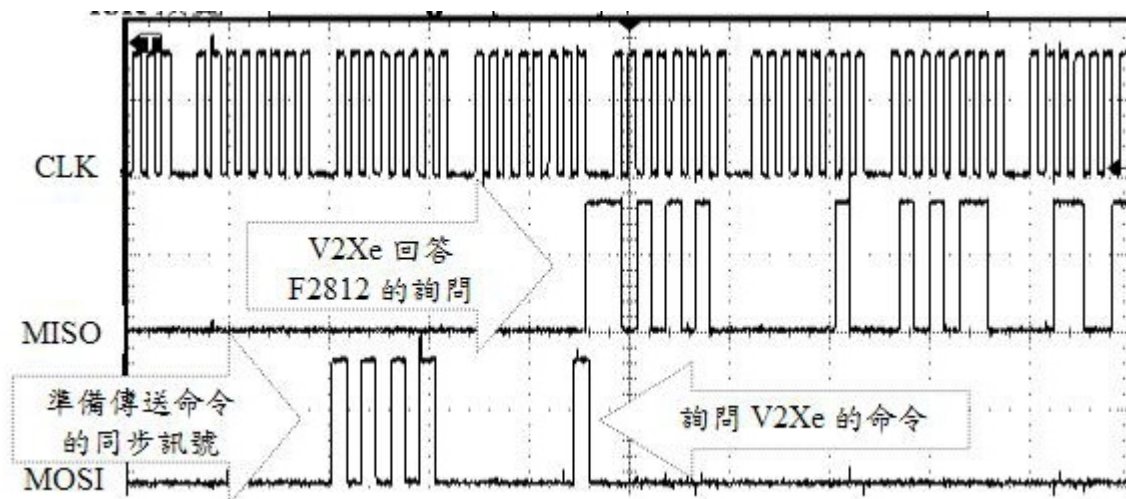


圖 2-21 V2Xe 與 F2812 通訊時序圖

## 2.2.5 RFID 介面

### 1、RFID 原理[25-26]

RFID是一種非接觸的自動識別技術，包含reader、tag和天線(antenna)等部分，reader發送RF時所使用的頻率稱為RFID系統的工作頻率，由於也是屬於無線電的應用範疇，不能干擾到其他領域應用的正常工作，因此ISM(Industrial Science Medical)通常採用局部的無線頻段，而RFID也將使用ISM頻段，基本分成如表 2-3。

表 2-3 RFID 常用頻段

Frequency		Common use
<i>LF</i>	(30~300 KHz)	125 KHz、135 KHz
<i>HF</i>	(3~30 MHz)	6.78 MHz、13.56 MHz、27.12 MHz
<i>UHF</i>	(300~968 MHz)	433 MHz、868 MHz、915 MHz
<i>μWF</i>	(2.45~5.8 GHz)	2.45 GHz、5.8 GHz、24 GHz

不同頻段所使用的電磁感應方式不同，本論文所使用RFID系統是 125



KHz，在此頻段下，reader與tag之間主要是利用電磁耦合技術達成識別動作，如圖 2-22 為RFID工作原理示意圖，圖(a)若天線為圓形設計時，一般可感應範圍(reaction range)近似圓球狀，虛線箭頭為天線的磁場強度(H)變化，磁場強度會隨天線與tag線圈(coil)的垂直距離(z)增加而減弱，tag需足夠的磁場強度使其產生感應電壓造成反磁場，進而完成系統耦合。而讀取範圍的條件，即reader發出能夠驅使tag產生反磁場的最小磁場強度( $H_{min}$ )，如圖(b)，有效讀取之垂直距離約 11 cm。

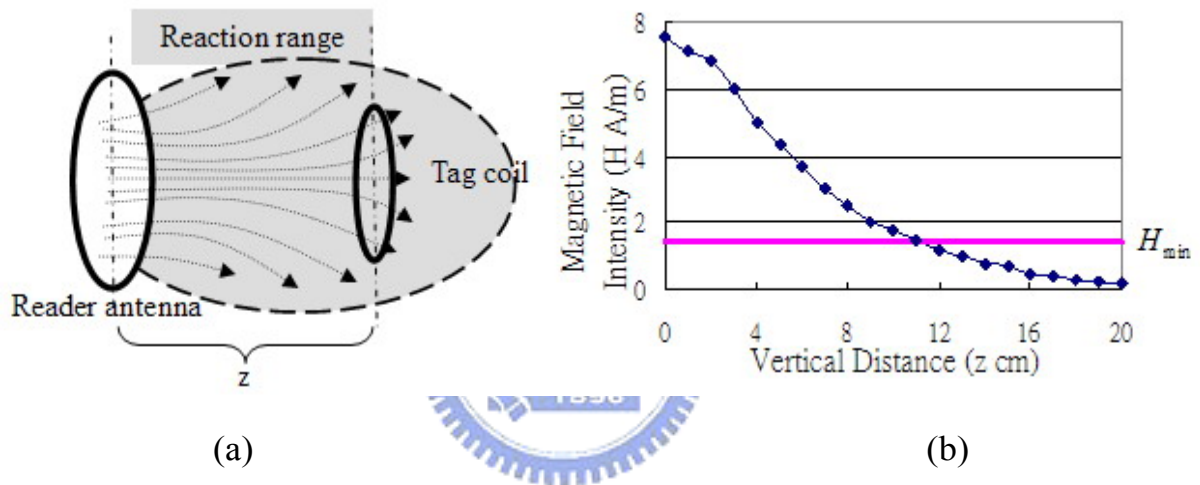


圖 2-22 RFID 原理示意圖

## 2、RFID 介面電路

低頻段的 RFID 系統，具有以下特點：

- 較強的穿透能力(水、金屬、動物等導體材料)。
- 近接(proximity)型的有效感應距離(通常約十幾公分)。
- 與更高頻段相比，指向性弱，感應範圍是以面而非點為主。
- 低訊號雜訊比(S/N)，易受干擾。

受限於感應距離，本論文將reader放置在平台下方離地約 4 cm處，而tag則平放於地面，雖然指向性弱，但球體狀的感應範圍更適合本論文在搜尋定位點上之研究。表 2-4 為採用的reader規格，由於易受干擾，所以在

輸出上選擇檢誤能力較佳的Magstripe格式(如 圖 2-23)，配合奇同位(odd parity)檢誤與水平冗長檢誤(Longitudinal Redundancy Check，LRC)，能找出並訂正一位元的錯誤。

表 2-4 RFID reader 規格

Power Requirements	5~12.5 Volts regulated DC
Output Interface	Magstripe / Wiegand / 9.6K Baud Serial ASCII
Maximum Read Range (in ideal conditions)	20 cm @12.5V 13 cm @5V
Frequency	125 KHz，ASK
Transponder	Read only
Dimensions	7.8 * 4.3 * 1.5 cm

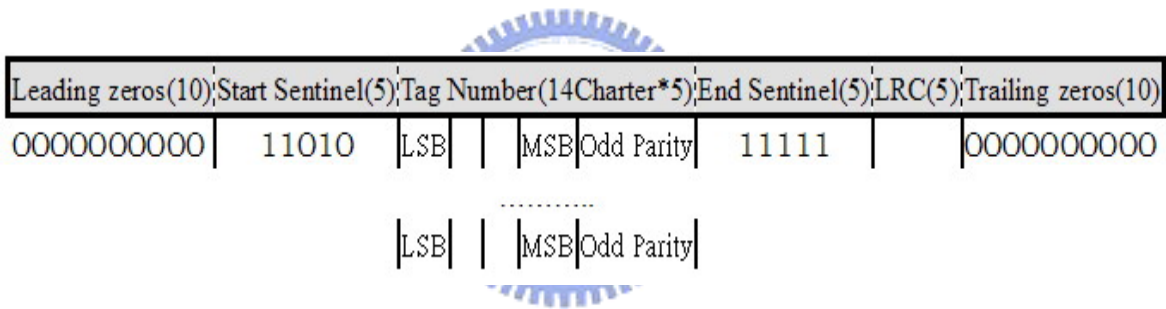


圖 2-23 Magstripe 通訊格式

由於之後的實驗需調整reader功率來達成絕對定位之研究，故在reader的電源部分多加功率調整電路，如 圖 2-24，其中電壓輸出( $V_{out}$ )可利用下式求得。藉由設計多組開關(NPN9013)來達到不同的 $R_{equ}$ 值，進而完成reader功率調整之目的。

$$V_{out} = 1.25 \left( \frac{R_{equ}}{R_1} + 1 \right) \tag{2-22}$$

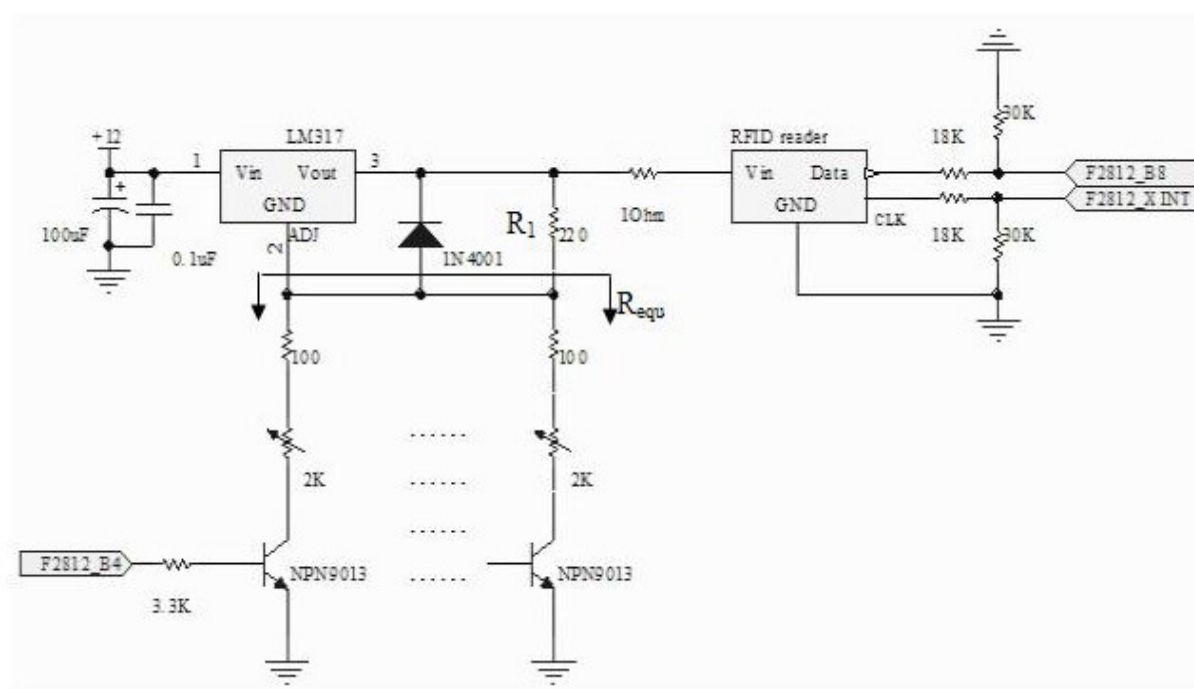


圖 2-24 RFID reader 模組與 F2812 介面電路

## 2.3 程式控制架構

如下圖 2-25，主程式可分為三個區段：命令產生、平台控制迴路、各軸控制迴路；而每個區段內又可分成數個區塊式的程式片段，如圖 2-26、圖 2-28、圖 2-29。

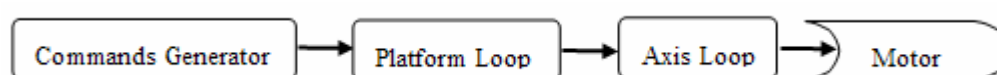


圖 2-25 主程式流程大綱

### 2.3.1 命令產生流程

在命令產生區段(圖 2-26)中，可大致分成參數設定(parameter)、檢查輸入的參數是否超過限制(check limit)、規劃路徑與運動速度(velocity & path schedule)、最後產生位置的命令(position generator)。

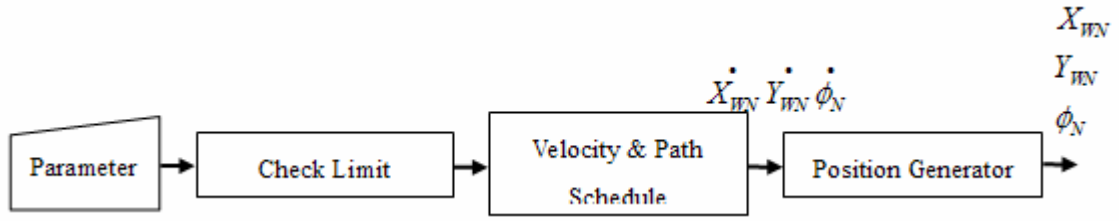


圖 2-26 命令產生流程

參數設定可分成移動路徑的選擇與平台速度規劃的調整；以本論文為例，路徑的選擇可以是任意直線、自旋、S 曲線等，此時必須決定起點與終點的直角座標參數、自旋的角度、曲線的半徑等參數；而在速度規劃方面則要決定使用步階、梯形還是 S 形的速規方法，並決定平台最高運動速度、等加速時間、變加速時間等。

由於全向性移動平台在運動時並非輪子轉動方向即平台行進方向，這與一般差動式平台有所不同，故須計算各軸是否均能承擔其輸入的參數要求，此部分即由 check limit 負責，若有單軸產生無法負荷的警告時，平台自動告知使用者，要求修正參數。

速度規劃的用意在於讓平台運動軌跡更為平滑(smooth)，除了減少對於機構的傷害之外，也能減少因運動慣性所產生的打滑現象。如下 圖 2-27 為梯形與S形的速度規劃示意圖。

### 1、梯形速度規劃

梯形速規的已知條件為：平均速度( $V_{ave}$ )、平均角速度( $\dot{\phi}_{ave}$ )、等加速時間( $T_a$ )、距離( $d$ )與角位移( $\phi$ )，設  $T_a = \frac{1}{3}T$  且加減速時間相等，可求出總時間( $T$ )、最大速度( $V_{max}$ )、最大角速度( $\dot{\phi}_{max}$ )：

$$T = \frac{d}{V_{ave}} \quad \text{or} \quad T = \frac{\phi}{\dot{\phi}_{ave}} \quad (2-23)$$

$$V_{\max} = \frac{d}{T - T_a} \quad \text{and} \quad \dot{\phi}_{\max} = \frac{\phi}{T - T_a} \quad (2-24)$$

三段速度(或角速度)可各別表示成：

$$V(t) = \frac{t}{T_a} V_{\max} \Big|_{t=0 \sim T_a} \quad (2-25)$$

$$V(t) = V_{\max} \Big|_{t=T_a \sim (T-T_a)} \quad (2-26)$$

$$V(t) = \frac{(T-t)}{T_a} V_{\max} \Big|_{t=T-T_a \sim T} \quad (2-27)$$

## 2、S 形速度規劃

S 形速規的已知條件與梯形相似，僅多了變加速度的時間( $T_s$ )參數，設

$T_s = \frac{1}{2}T_a$ 、 $T_a = \frac{1}{3}T$  且加減速時間相等之下：

$$V(t) = Kt^2 \Big|_{t=0 \sim T_s} \quad (2-28)$$

$$V(t) = V_{\max} - K(t - T_a)^2 \Big|_{t=T_s \sim T_a} \quad (2-29)$$

$$V(t) = V_{\max} \Big|_{t=T_a \sim T-T_a} \quad (2-30)$$

$$V(t) = V_{\max} - K(T - T_a - t)^2 \Big|_{t=T-T_a \sim T-T_s} \quad (2-31)$$

$$V(t) = K(T - t)^2 \Big|_{t=T-T_s \sim T} \quad (2-32)$$

其中在此條件下  $K = \frac{V_{\max}}{2T_s^2}$ 。最後再將規劃出的速度積分成位置，作為平

台之位置命令，而路徑的給定方式則在 3.2 節說明。

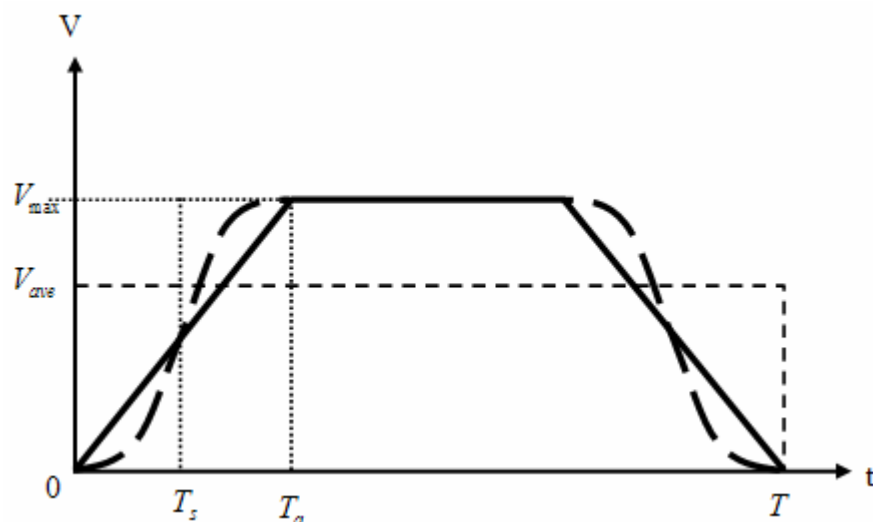


圖 2-27 梯形與 S 形速度規劃示意圖

### 2.3.2 平台控制迴路

平台控制迴路主要分成平台控制器(platform controller)、平台運動模型的解耦合(decoupled)與逆轉換(inverse)、感測融合四部分。

平台控制器定義於其輸入與輸出僅與  $X_w$ 、 $Y_w$ 、 $\phi$  有關，換言之，可以是平台的位置或速度控制器，而 圖 2-28 是以位置控制表示其迴路。運動模型部分即把 2.1 節所建立之運算矩陣編於其中。感測融合部分於 4.1 節介紹。

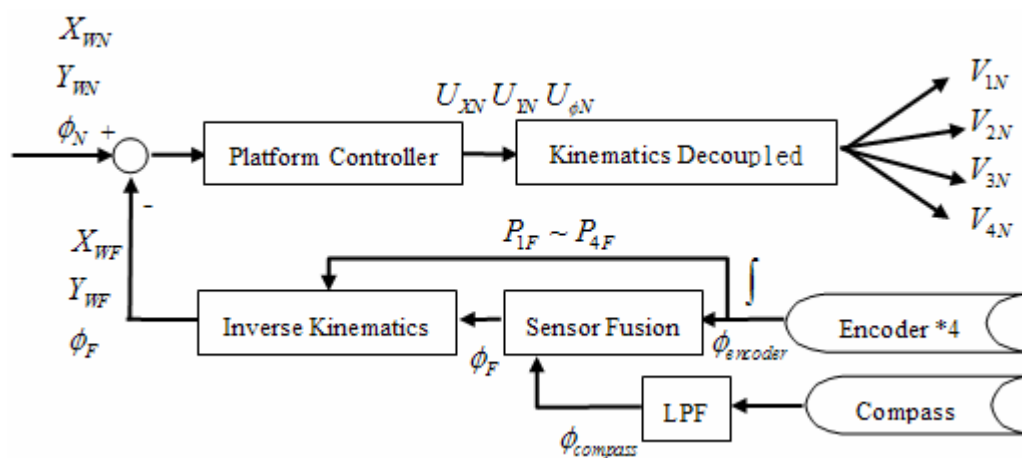


圖 2-28 平台控制迴路

### 2.3.3 各軸控制迴路

如圖 2-29 為各軸控制架構，本論文之各軸僅作速度迴路，而位置迴路則整合到平台控制器實現，在軸控制器(axis controller)之後還需經過轉速與電壓關係的轉換，以及將類比電壓轉換成對應之數位值輸出。軸控制器的設計方式與結果則在 3.1 節說明。

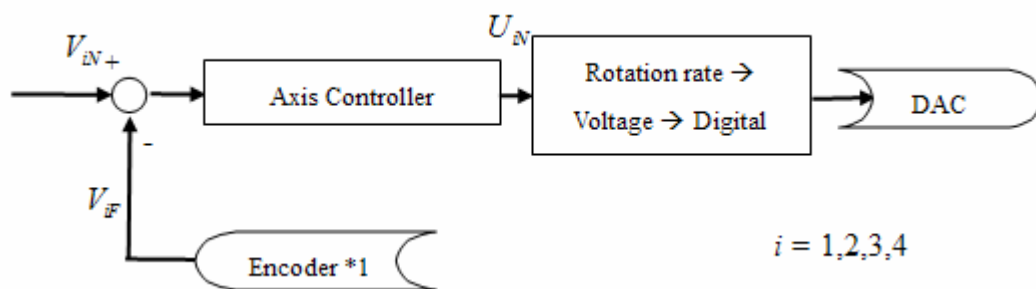


圖 2-29 各軸控制迴路





### 第三章 全向平台之多軸運動控制

本章描述相對定位研究的實驗結果，分析各軸之間特性差異與設計合適的軸控制器、平台控制器，比較在不同運動下之路徑追跡效果，以及不同速度規劃下對於運動慣性所產生的誤差有何影響，並探討利用上述幾種方式，對於提升平台最終位置正確性的效果。

#### 3.1 各軸 PID 控制器之實驗結果

##### 3.1.1 各軸特性分析

本論文希望以單一組PID控制器套用於四軸，簡化平台多軸控制器設計的複雜度，故先分析各軸的特性，首先利用步階命令測試其時間響應的性能，如下圖 3-1、圖 3-2 為無載時正(positive)反(negative)轉的速度特性，在上升時間(rise time)、安定時間(settling time)、超越量(overshoot)上都有極為相似之特性，而穩態誤差(steady-state error)則相差約 $\pm 1 \sim 2$  pulse左右。

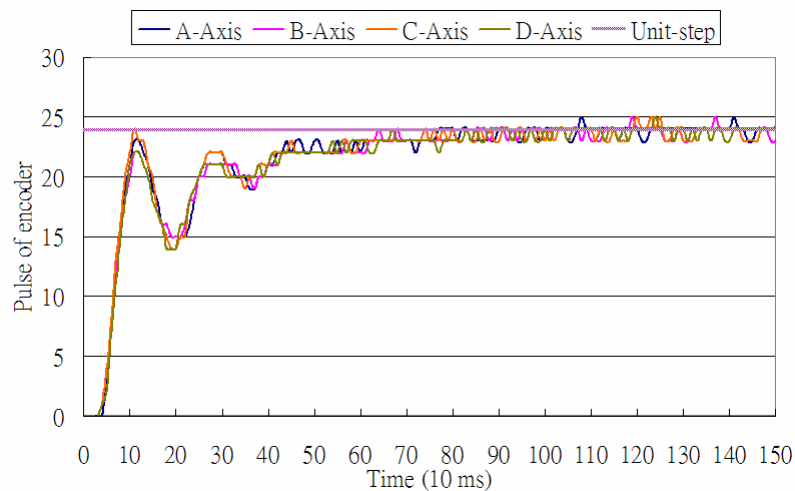


圖 3-1 無載時四軸正轉之步階響應圖

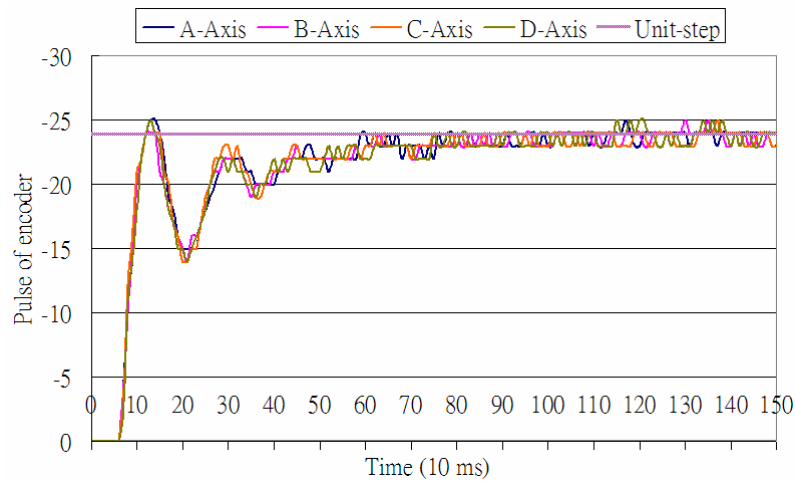


圖 3-2 無載時四軸反轉之步階響應圖

另外，給定各軸一梯形速度命令(最高速度為 35 pulse/10ms)來觀察其各軸的追跡能力，如下 圖 3-3，加速時間(acceleration time，A)、等速水平時間(horizontal time，H)、減速時間(deceleration time，D)各佔整體運動時間的三分之一。評量標準則是利用速度的絕對誤差累積值(Integral of Absolute Error，IAE)與速度IAE平均誤差百分比，如(3-1)、(3-2)式。

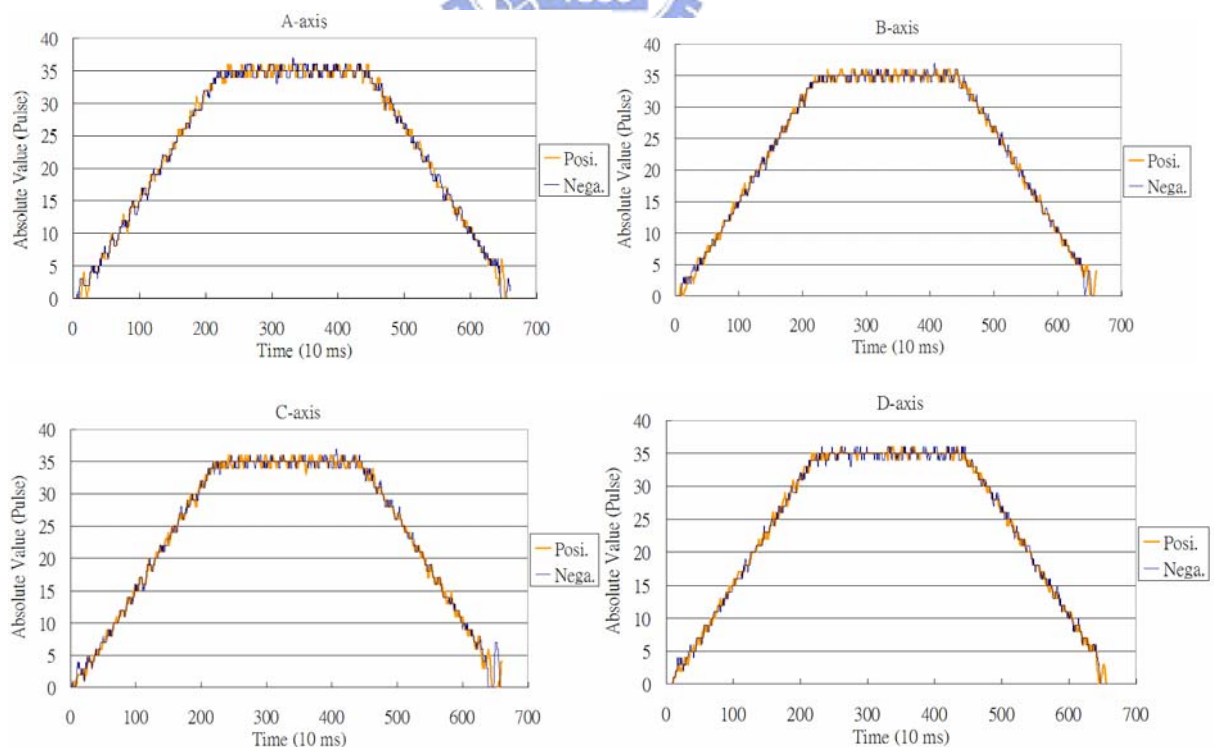


圖 3-3 無載時四軸正反轉速度追跡特性(顯示於同一圖中)

$$IAE = \sum_{k=1}^N |e_k| \quad (3-1)$$

$$IAE \text{ 平均誤差 } (\%) = \frac{IAE_k - IAE_{ave}}{IAE_{ave}} \quad , k=A,B,C,D\text{-axis} \quad (3-2)$$

表 3-1 與 表 3-2 說明在正反轉上，各軸之間的速度IAE與平均速度IAE差距皆在百分之五以內，顯示各軸對於相同條件之下所產生的特性是類似的。綜合正反轉的比較結果，各軸之間在同方向運動特性上較為相近，而在正反轉間差異較大，這使得設計PID控制器時，需考量到正反轉可能有不同的最佳PID參數。

表 3-1 無載時各軸正轉之 IAE 與平均誤差百分比

Stage		A-Axis	B-Axis	C-Axis	D-Axis	Ave. for 4-Axis Max%-Min% (for A~D-Axis)
A	IAE	465.0061	471.684	459.9955	469.8861	466.642924
	Compare with Ave. (%)	-0.35	1.08	-1.42	0.69	2.5047
H	IAE	206.0091	207.4695	200.5861	199.2991	203.340955
	Compare with Ave. (%)	1.31	2.03	-1.35	-1.98	4.0180
D	IAE	288.141	283.5807	293.4371	294.2555	289.8535625
	Compare with Ave. (%)	-0.59	-2.16	1.23	1.51	3.6828

表 3-2 無載時各軸反轉之 IAE 與平均誤差百分比

Stage		A-Axis	B-Axis	C-Axis	D-Axis	Ave. for 4-Axis Max%-Min% (for A~D-Axis)
A	IAE	459.9134	471.9955	463.8314	481.2524	469.248164
	Compare with Ave. (%)	-1.98	0.58	-1.15	2.55	4.5474
H	IAE	215.9682	206.3883	213.7027	214.4018	212.61525
	Compare with Ave. (%)	1.57	-2.92	0.51	0.84	4.5057
D	IAE	297.878	299.7045	304.5647	306.5752	302.1805745
	Compare with Ave. (%)	-1.42	-0.81	0.78	1.45	2.8781

### 3.1.2 設計各軸 PID 控制器

當有載時(平台放於地面時)，各軸之間將會相互干擾，為求減少影響，命令大小應相等，且由於正反轉之間特性有所差異，故將選取正反轉皆適用的 PID 參數，本論文將平台直線(沿著平台座標+X 軸方向)運動作為設計 PID 參數時的路徑，因為此路徑將造成 A、B 軸正轉，C、D 軸反轉，可同時觀察 PID 參數對於正反轉之間差異性，且此時四軸命令大小均相等，加減速與等速時間各佔 2.22 sec，命令的最高速度為 25 pulse/10ms。其 PID 調整實驗過程如下：

(1)  $K_p$  值已先選定於 1.1。在無平台回授控制，僅各軸獨立速度控制之下調整  $K_i$  參數，結果如下 圖 3-4 與 表 3-3。在沒有  $K_i$  情況之下(圖 3-4(a))，各取樣週期所產生的誤差無法獲得累積，而加入  $K_i$  之後(圖 3-4(b)(c))，對於安定時間與穩態誤差獲得大幅度改善。

(2) 隨著  $K_i$  值持續增加，終將導致系統不穩定(圖 3-4(d))。由上述實驗綜合出  $K_p=1.1$ 、 $K_i=0.1\sim 0.2$  時，將會有較好的控制性能(表 3-3)，此時若加入  $K_d$  參數，將有可能改善穩定性(stability)[27]。

(3) 在  $K_p$  固定， $K_i=0.1$ 、 $0.2$  之下加入  $K_d$  值，實驗結果如下 表 3-4、表 3-5 藉由此實驗可導出下列幾項小結：

- ✓ 當  $K_p$ 、 $K_d$  固定時，適度的增加  $K_i$ ，可減少加減速時的 IAE，但等速時的 IAE 則相對上升。
- ✓ 當  $K_p$ 、 $K_i$  固定時，過大的  $K_d$  將造成 IAE 不減反增，尤其在低速時更為明顯，如 圖 3-5(a) 為例，給定各軸一低速(9 pulse / 10 ms)時，四軸均有不穩定情形。

- ✓ 當  $K_p$ 、 $K_i$  固定時，適度的增加  $K_d$ ，可降低等速時的 IAE，但對於加減速時並無明顯助益。
- ✓ 當  $K_p$ 、 $K_d$  固定時，過大的  $K_i$  並不會再減少加減速時的 IAE，反而微幅增加等速時的 IAE，降低了穩定性。
- ✓ 相同的PID參數，在正反轉上也會有不同的特性產生，如圖 3-5(b)，給定四軸最高速度(25 pulse/10 ms)，反轉的C、D兩軸對於此組PID參數有較好的適應能力，而正轉的A、B兩軸較差，使得IAE值大幅上升。
- ✓  $K_p=1.1$ 、 $K_i=0.2$ 、 $K_d=2$  此組參數雖在等速時的表現上較  $K_i=0.1$  時差(圖 3-6)，但在加減速上卻有較大幅度的改善，故最後選擇作為各軸之PID參數。

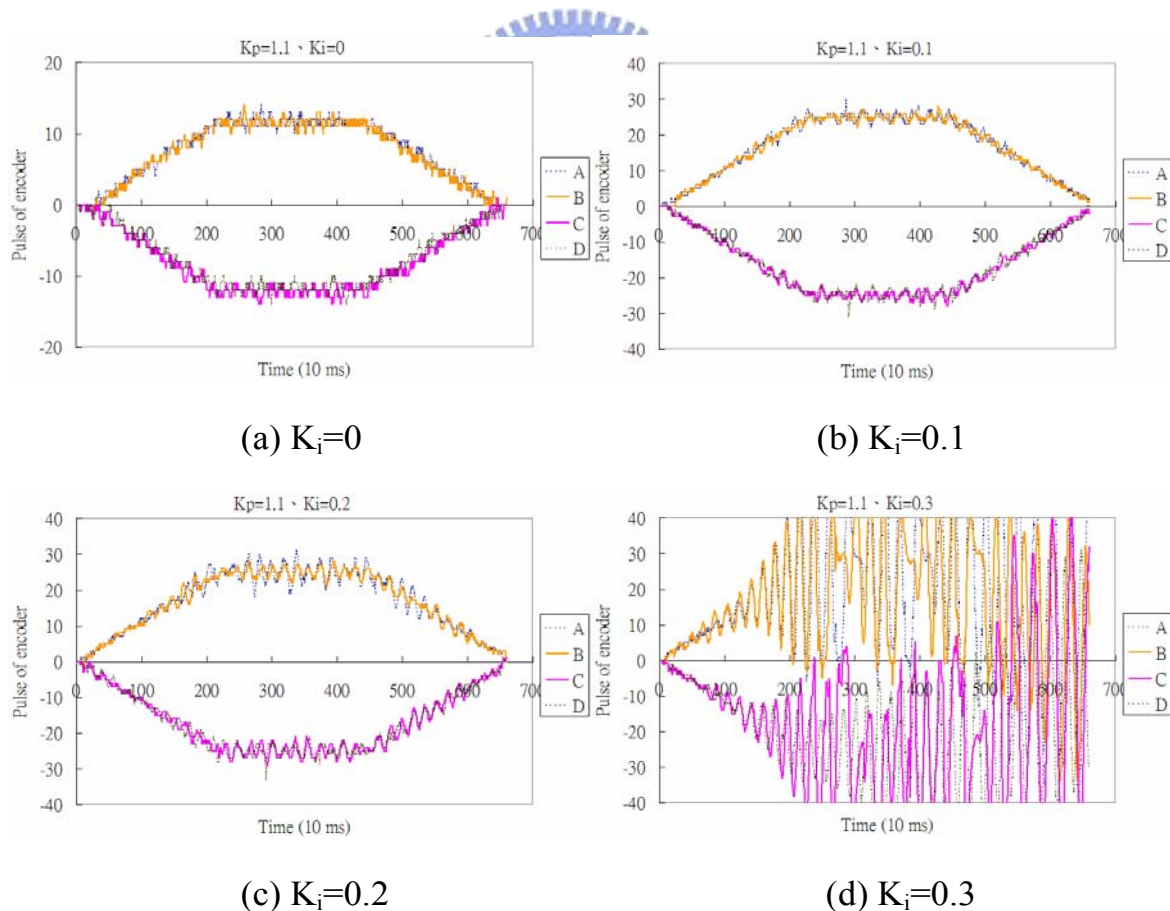


圖 3-4  $K_p=1.1$  時調整  $K_i$  對於各軸之響應

表 3-3  $K_p=1.1$  時調整  $K_i$  對於加減速之平均速度 IAE

$K_p=1.1$ , Ave. for 4-Axis				
Stage	$K_i=0$	$K_i=0.1$	$K_i=0.2$	$K_i=0.3$
A(IAE)	1695.092	387.1163	258.8151	776.3100
H(IAE)	2977.960	224.0698	339.7849	2811.925
D(IAE)	1547.033	229.4812	278.1178	4464.106

表 3-4  $K_p=1.1$ 、 $K_i=0.1$  時調整  $K_d$  對於加減速之平均速度 IAE

$K_p=1.1$ , $K_i=0.1$ , Ave. for 4-Axis					
Stage	$K_d=1$	$K_d=2$	$K_d=3$	$K_d=4$	$K_d=5$
A(IAE)	391.5673	385.1985	390.6178	575.5784	639.125
H(IAE)	190.4445	180.3549	181.2836	195.3015	225.891
D(IAE)	219.8135	220.2887	234.2109	260.5617	324.961

表 3-5  $K_p=1.1$ 、 $K_i=0.2$  時調整  $K_d$  對於加減速之平均速度 IAE

$K_p=1.1$ , $K_i=0.2$ , Ave. for 4-Axis					
Stage	$K_d=1$	$K_d=2$	$K_d=3$	$K_d=4$	$K_d=5$
A(IAE)	230.2724	228.4599	224.0147	237.8333	615.7546
H(IAE)	230.0525	195.8021	200.0165	201.7127	241.8558
D(IAE)	196.4506	188.1394	205.7107	220.8236	396.5221

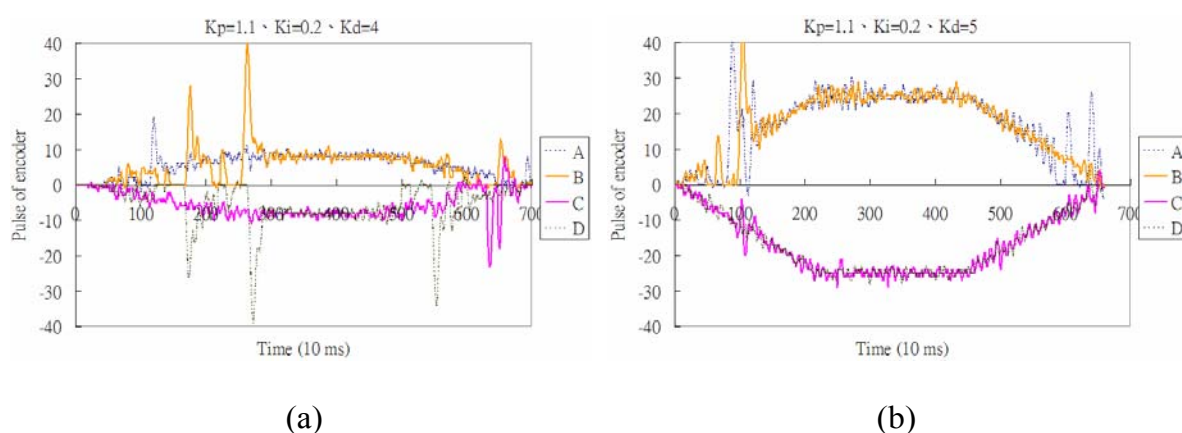


圖 3-5 各軸 PID 調整時之特性說明



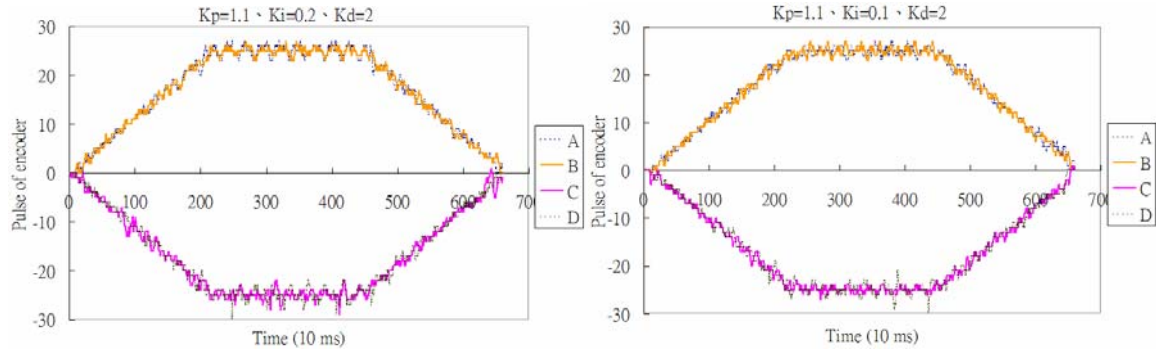


圖 3-6 設計 PID 參數較好的速度追跡情形

## 3.2 平台控制器之實驗結果

### 3.2.1 平台控制器設計

平台控制器係指運動命令在分於四軸前，對於  $X_w$ 、 $Y_w$ 、 $\phi$  的運算調整。本論文藉由 S 曲線路徑(表 3-6、圖 3-10)作為設計平台的 P、PD 位置控制器時之參考依據，並利用四種路徑(如 圖 3-7~圖 3-10)做為相對定位之運動控制成效評比。平台初始位置皆設為  $(X_w Y_w \phi) = (0 0 0)$ ，各軸控制器的 PID 值定於 1.1、0.2、2，並於步階式平台命令之下實驗。

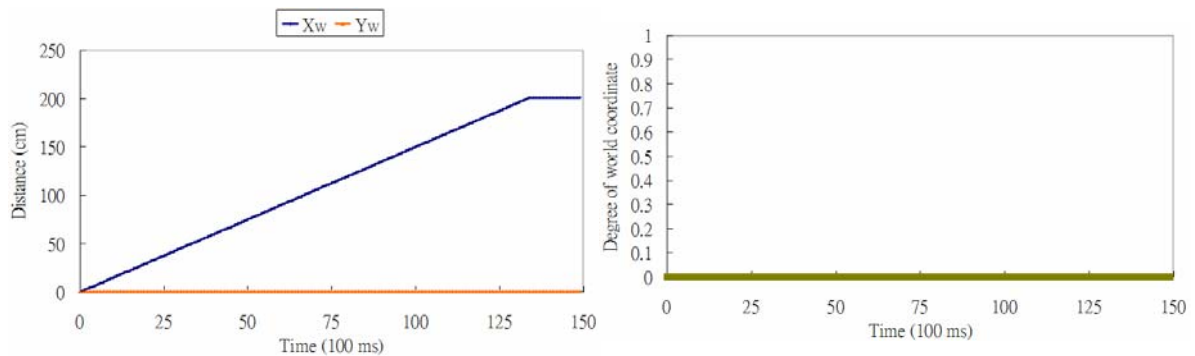


圖 3-7 直線路徑之理想位置變化

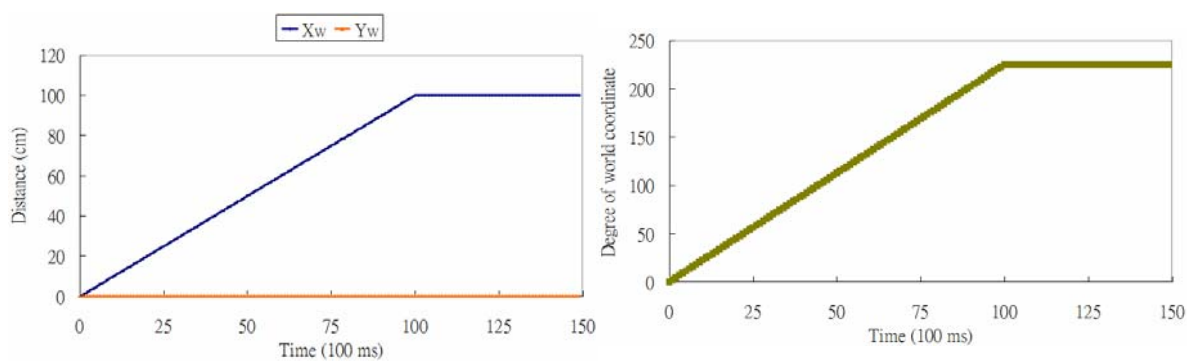


圖 3-8 直線與直線加自旋路徑之理想位置變化

表 3-6 四種路徑之實驗參數

Path	Behavior description	
Straight Line	straight distance	200 cm
	The robot's velocity	15 cm/sec
Straight Line & Self-rolling	straight distance	100 cm
	The robot's velocity	10 cm/sec
	Self-rolling angle	225 degree
	Angular velocity	22.5 degree/sec
S-curvilinear	radius of curvature	20 cm
	The robot's velocity	54 degree/sec
	Self-rolling angle	0 degree
S-curvilinear & Self-rolling	radius of curvature	20 cm
	The robot's velocity	54 degree/sec
	Self-rolling angle	60 degree
	Angular velocity	9 degree/sec

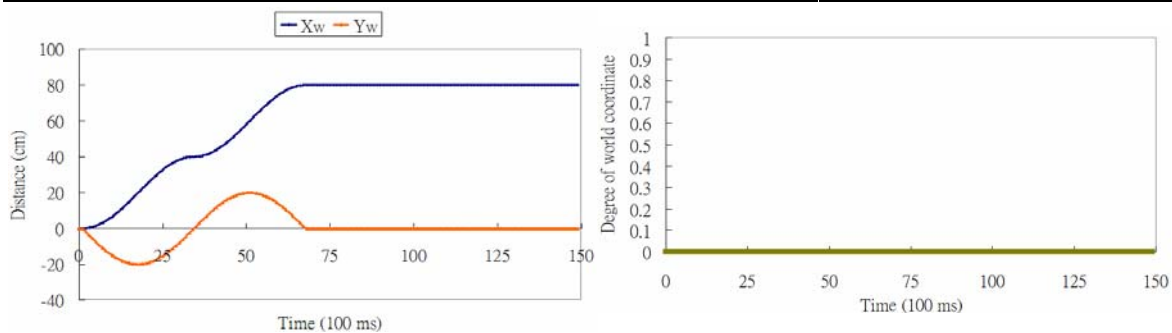


圖 3-9 S 曲線路徑之理想位置變化

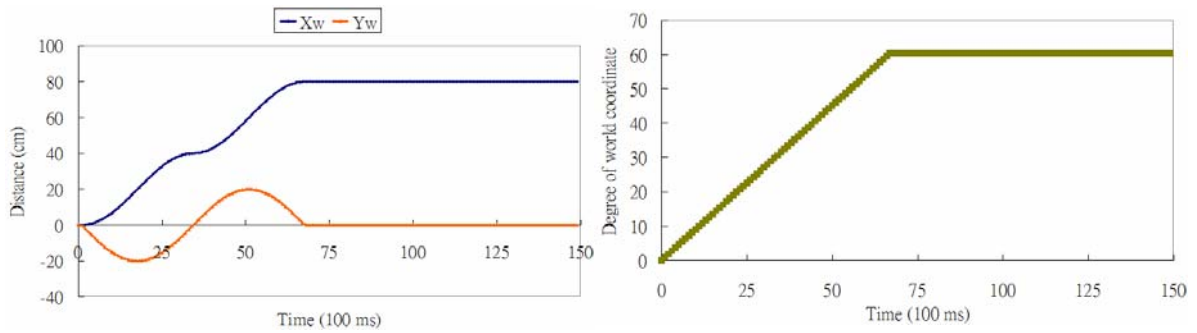
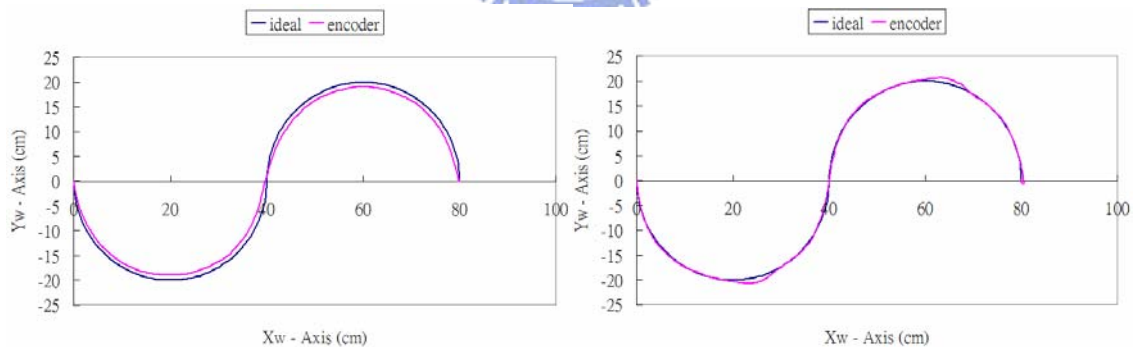


圖 3-10 S 曲線加自旋路徑之理想位置變化

設計結果如下 表 3-7，使用位置IAE作為調整參數的評量標準，當只有  $K_p$  時，如 圖 3-11，較小的值會拉長安定時間，造成無法追上命令，而過大的值則會使得斜率( $\frac{\Delta Y_w}{\Delta X_w}$ )等於零或無限大處的超越量增加，加入  $K_d$  之後可以再減少位置IAE值，最後控制參數決定：

P 控制器時： $K_p(X_w, Y_w, \phi) = \{0.5, 0.5, 0.5\}$ 。

PD 控制器時： $K_p(X_w, Y_w, \phi) = \{0.5, 0.5, 0.5\}$ 、 $K_d(X_w, Y_w, \phi) = \{0.3, 0.3, 0.3\}$ 。



(a)  $K_p=0.2$

(b)  $K_p=0.9$

圖 3-11 位置控制器  $K_p$  過小或過大時追跡情形

表 3-7 平台位置控制器  $K_p$ 、 $K_d$  參數調整

IAE (cm) or (deg.)				IAE (cm) or (deg.) when $K_p=0.5$			
$K_p$	X-Axis	Y-Axis	$\phi$	$K_d$	X-Axis	Y-Axis	$\phi$
0.1	593.084	452.447	2.003	0.1	8.738	9.519	2.682
0.2	237.742	223.084	3.271	0.2	8.147	7.633	3.146
0.3	106.965	110.694	3.739	<b>0.3</b>	<b>6.998</b>	<b>8.061</b>	<b>3.4</b>
0.4	43.979	44.633	5.621	0.4	10.276	11.793	3.282
<b>0.5</b>	<b>11.464</b>	<b>17.255</b>	<b>5.639</b>	0.5	11.951	14.75	2.164
0.6	31.064	29.779	5.596	0.6	12.319	17.258	3.378
0.7	48.275	46.146	6.353	0.7	15.501	20.87	2.753
0.8	61.28	60.863	6.078	0.8	16.329	24.57	3.432
0.9	72.972	70.708	7.089	0.9	19.423	27.527	3.635
1	99.19	89.33	8.585	1	20.313	31.09	3.925

### 3.2.2 直線路徑

由於使用步階式速度命令，故在直線路徑的命令給定方式為  $(X_w \ Y_w \ \phi) = \frac{n}{N}(200 \ 0 \ 0)$ ， $N$  表示總運動時間， $n$  的間隔時距取決於命令取樣週期；當  $n > N$  時，命令固定於  $(X_w \ Y_w \ \phi) = (200 \ 0 \ 0)$ ，而對於任意從原點出發的直線距離( $d$ )，最終位置可寫成極座標參數型式：

$$(X_w \ Y_w \ \phi) = (d * \cos(\theta) \ d * \sin(\theta) \ 0) \quad (3-3)$$

各軸之間旋轉方式如 圖 3-12，其中A、B軸重疊，C、D軸重疊。直線路徑之P、PD控制器追跡情形如 圖 3-13、圖 3-14。表 3-8 是位置IAE的比較，針對直線運動方式而言，PD雖在 $X_w$ 、 $Y_w$ 較佳，但 $\phi$ 的誤差卻比P大一些。

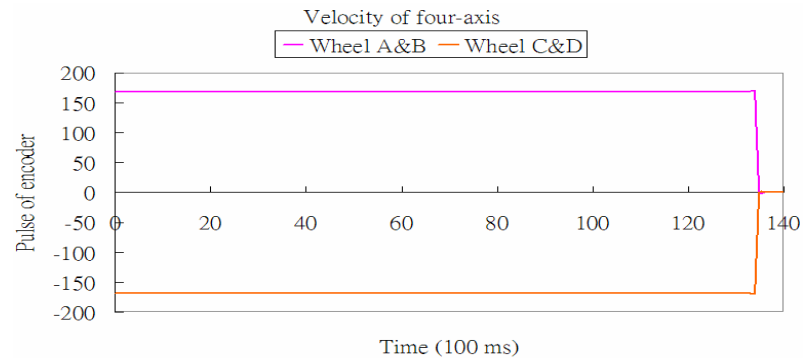
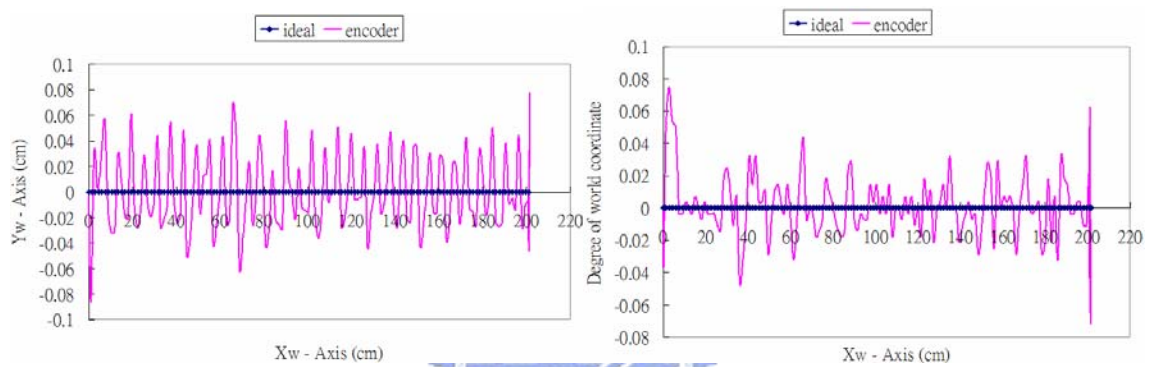
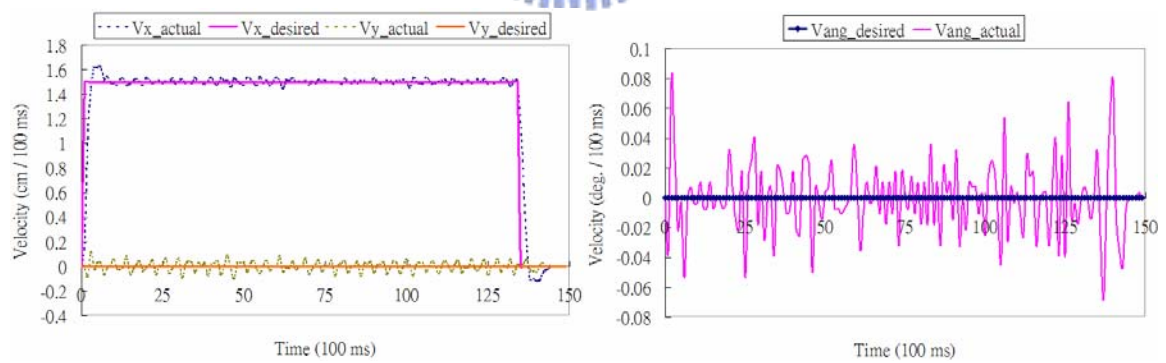


圖 3-12 直線路徑之各軸理想旋轉方式



(a)  $X_w$  &  $Y_w$  位置變化

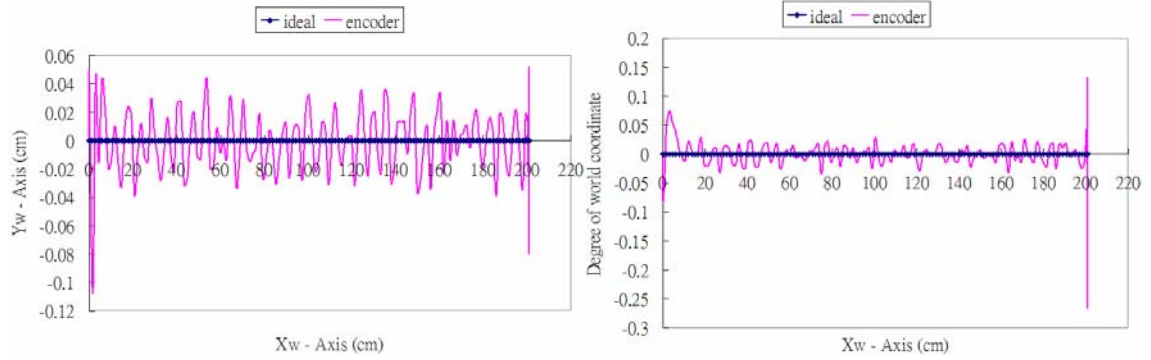
(b) 角位置變化



(c)  $X_w$  &  $Y_w$  速度變化

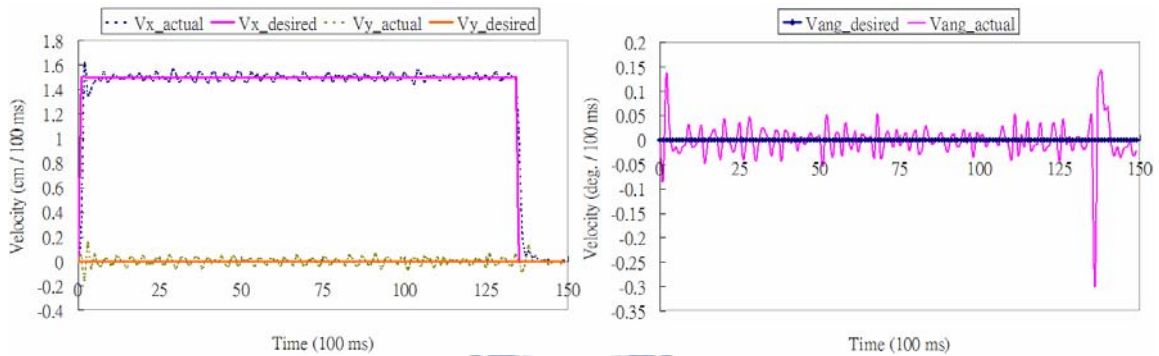
(d) 角速度變化

圖 3-13 平台位置 P 控制器之直線路徑追蹤(encoder)



(a)  $X_w$  &  $Y_w$  位置變化

(b) 角位置變化



(c)  $X_w$  &  $Y_w$  速度變化

(d) 角速度變化

圖 3-14 平台位置 PD 控制器之直線路徑追蹤(encoder)

表 3-8 直線路徑時平台控制器位置 IAE 比較

Straight Line		$X_w$ (cm)		$Y_w$ (cm)		$\phi$ (deg.)	
		P	PD	P	PD	P	PD
Position IAE	Mean	3.958	3.619	2.923	2.429	1.919	2.128
	Max	4.601	3.939	3.311	2.727	1.978	2.261

### 3.2.3 直線加自旋路徑

直線加自旋多了角度上的變化，路徑的產生方式為

$(X_w \ Y_w \ \phi) = \frac{n}{N}(100 \ 0 \ 225)$ ，定義  $\phi$  為角位移總量，對於此路徑任意從原點出

發時，最終位置可以表示成極座標參數型式：

$$(X_w \ Y_w \ \phi) = (d * \cos(\theta) \ d * \sin(\theta) \ \phi) \quad (3-4)$$



各軸之間旋轉方式如圖 3-15，由於四軸是設計成對稱的關係，故任兩軸的運動方式均會與另外兩軸相對稱，此對稱值為一非零值則表示平台有角速度自旋運動，若為等角速度則對稱值固定，反之則對稱值隨角速度而變化。直線加自旋路徑之P、PD控制器追蹤情形如圖 3-16、圖 3-17，從兩圖的(a)可發現平台在旋轉到 90 度倍數時，均有較大且規律的追蹤誤差產生。表 3-9 是位置IAE的比較，已經可以看出PD小幅優於P控制器。

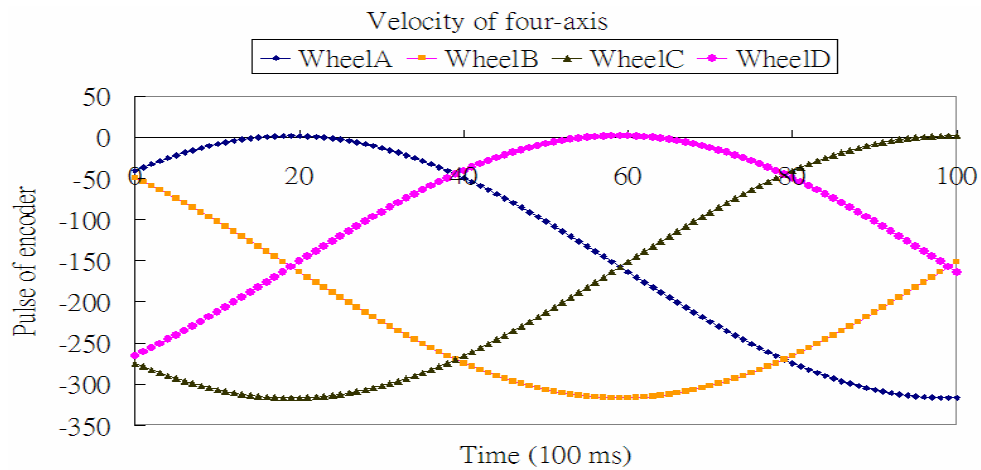


圖 3-15 直線加自旋路徑之各軸理想旋轉方式

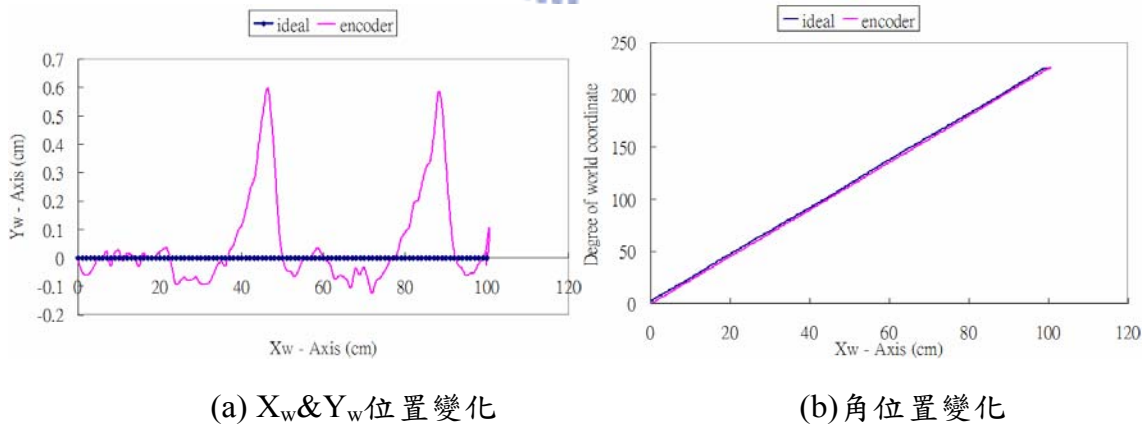
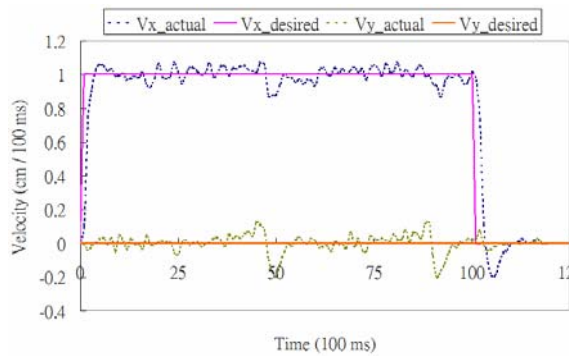
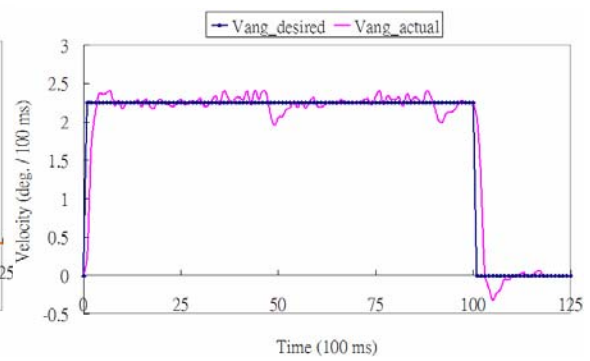


圖 3-16 平台位置 P 控制器之直線加自旋路徑追蹤(encoder)

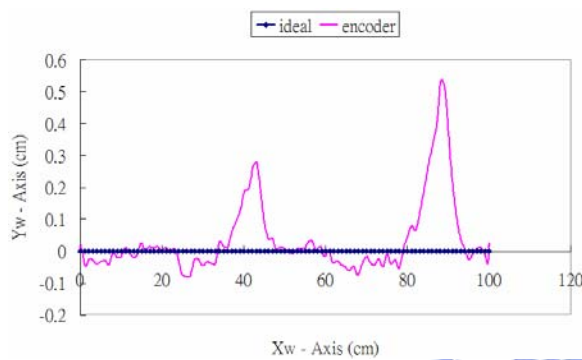


(c)  $X_w$  &  $Y_w$  速度變化

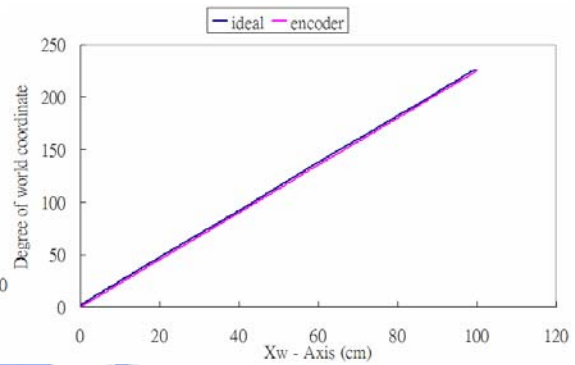


(d) 角速度變化

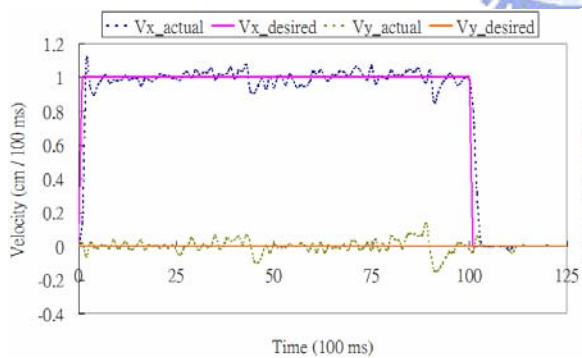
圖 3-16 平台位置P控制器之直線加自旋路徑追蹤(encoder)(續)



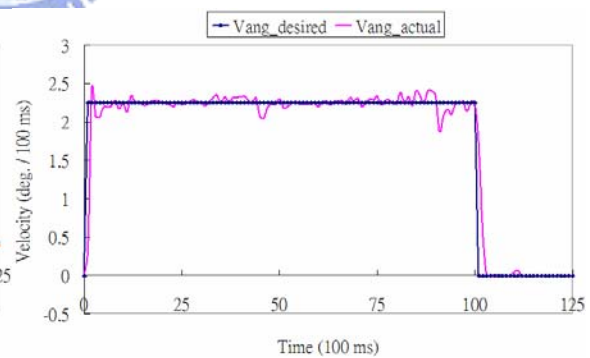
(a)  $X_w$  &  $Y_w$  位置變化



(b) 角位置變化



(c)  $X_w$  &  $Y_w$  速度變化



(d) 角速度變化

圖 3-17 平台位置 PD 控制器之直線加自旋路徑追蹤(encoder)

表 3-9 直線加自旋路徑時平台控制器位置 IAE 比較

Straight & Rolling		X <sub>w</sub> (cm)		Y <sub>w</sub> (cm)		$\phi$ (deg.)	
		P	PD	P	PD	P	PD
Position IAE	Mean	17.942	15.199	10.543	8.707	28.123	22.584
	Max	19.589	15.810	11.574	10.470	30.495	24.633

### 3.2.4 S 曲線路徑

S 曲線路徑為另外一種二維變動的命令，路徑的產生方式表示成極座標參數型式：

$$(X_w \ Y_w \ \phi) = [(-R \cos \theta + R) \ (-R \sin \theta) \ 0] \quad , 0 \leq \theta < \pi \quad (3-5)$$

$$(X_w \ Y_w \ \phi) = [(-R \cos(\theta - \pi) + 3R) \ (-R \sin \theta) \ 0] \quad , \pi \leq \theta < 2\pi \quad (3-6)$$

$$\theta = \frac{2n\pi}{N}$$

其中R為S路徑的曲率半徑，N表示總運動時間，n的間隔時距取決於命令取樣週期；當n>N時， $\theta$ 固定於 $2\pi$ 。各軸之間旋轉方式如圖 3-18，此四軸轉速對稱於零，表示平台無角速度自旋運動，並依照四軸的合力方向移動。S曲線路徑之P、PD控制器追蹤情形如圖 3-19、圖 3-20。表 3-10 是位置IAE的比較，由於平台控制器是以此路徑作為設計之參考，故此時PD追蹤誤差優於P控制器。

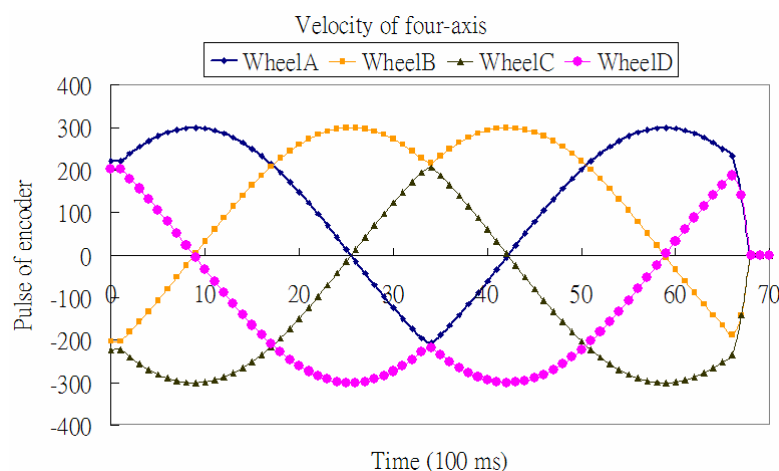
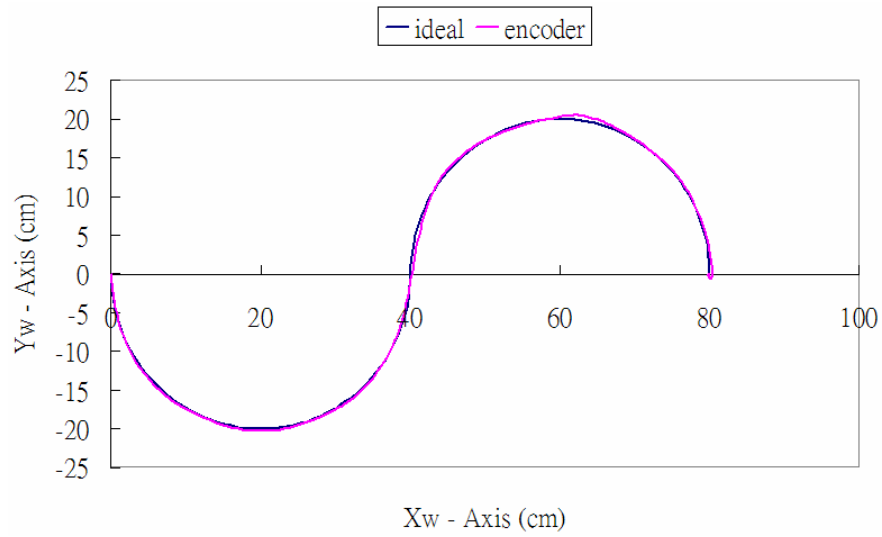
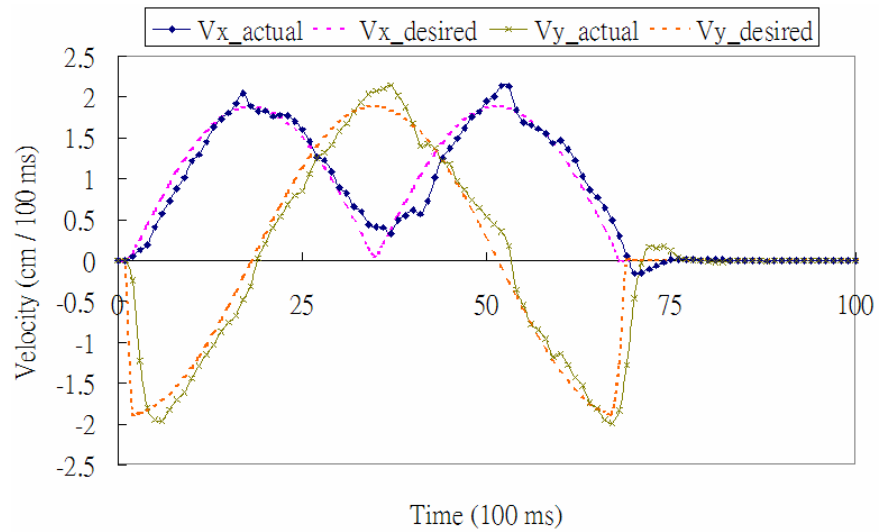


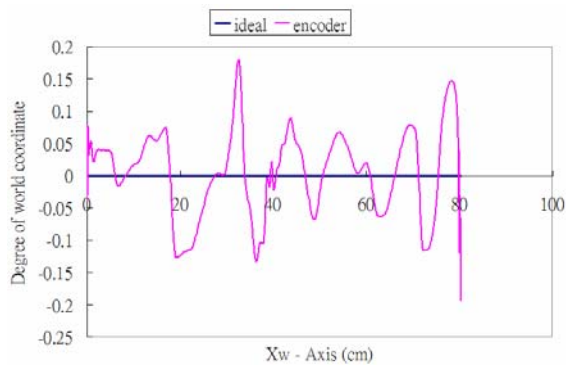
圖 3-18 S 曲線路徑之各軸理想旋轉方式



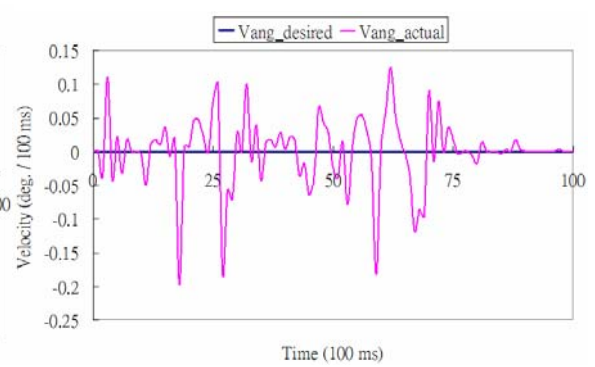
(a)  $X_w$  &  $Y_w$  位置變化



(b)  $X_w$  &  $Y_w$  速度變化

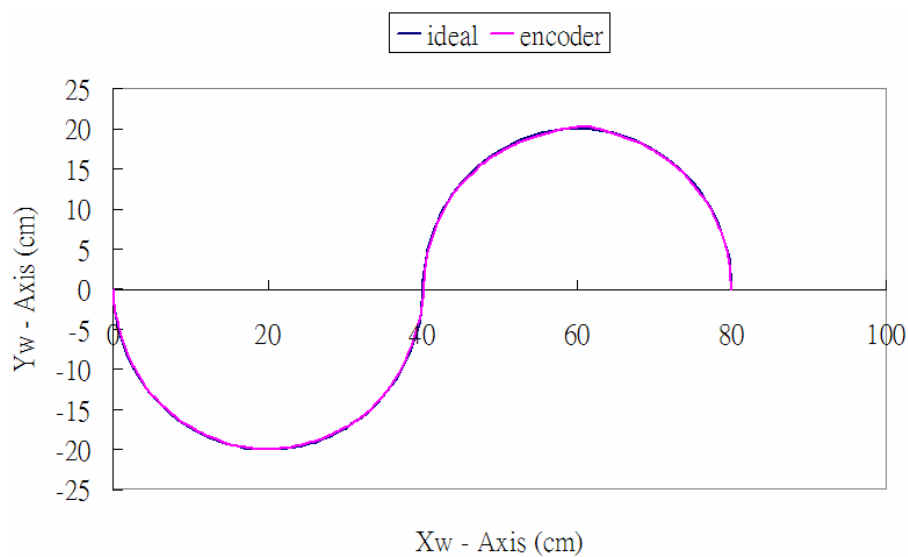


(c) 角位置變化

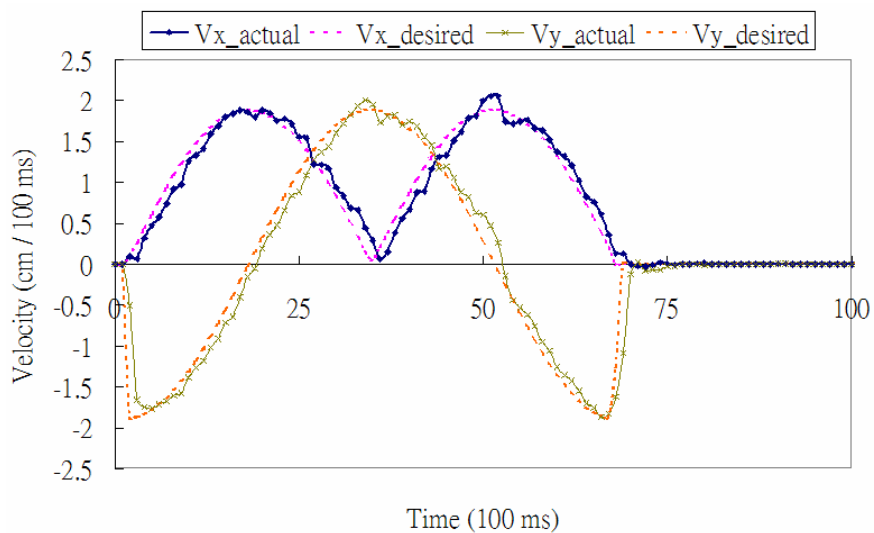


(d) 角速度變化

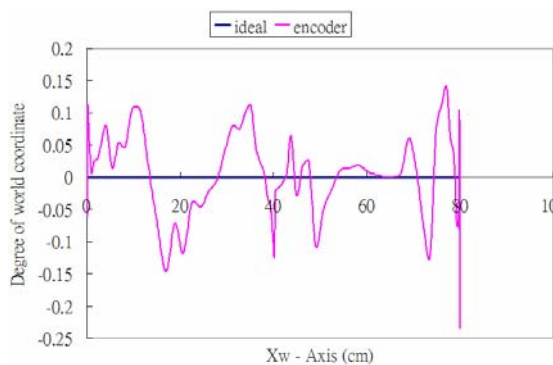
圖 3-19 平台位置 P 控制器之 S 曲線路徑追跡(encoder)



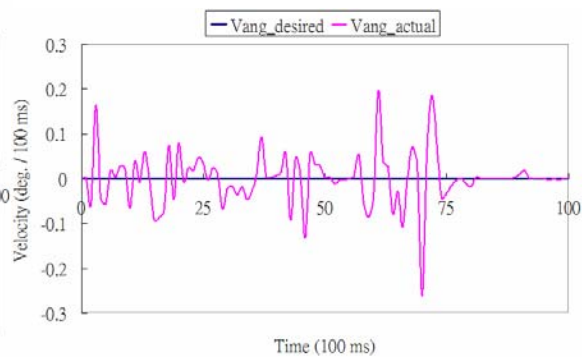
(a)  $X_w$  &  $Y_w$  位置變化



(b)  $X_w$  &  $Y_w$  速度變化



(c) 角位置變化



(d) 角速度變化

圖 3-20 平台位置 PD 控制器之 S 曲線路徑追蹤(encoder)

表 3-10 S 曲線路徑時平台控制器位置 IAE 比較

S-curvilinear		X <sub>w</sub> (cm)		Y <sub>w</sub> (cm)		$\phi$ (deg.)	
		P	PD	P	PD	P	PD
Position IAE	Mean	14.309	7.842	18.288	8.855	4.949	3.549
	Max	15.423	8.583	21.768	9.364	5.639	4.000

### 3.2.5 S 曲線加自旋路徑

S 曲線加自旋路徑是三維均有變化的路徑模式，路徑的產生方式與 S 曲線相似，表示成極座標參數型式：

$$(X_w \ Y_w \ \phi) = [(-R \cos \theta + R) \ (-R \sin \theta) \ \frac{n\phi}{N}] \quad , 0 \leq \theta < \pi \quad (3-7)$$

$$(X_w \ Y_w \ \phi) = [(-R \cos(\theta - \pi) + 3R) \ (-R \sin \theta) \ \frac{n\phi}{N}] \quad , \pi \leq \theta < 2\pi$$

$$\theta = \frac{2n\pi}{N} \quad (3-8)$$

其中  $\phi$  為角位移總量， $R$  為 S 路徑的曲率半徑， $N$  表示總運動時間， $n$  的間隔時距取決於命令取樣週期；當  $n > N$  時， $\theta$  固定於  $2\pi$ ， $\phi$  固定於  $\phi$ 。各軸之間旋轉方式如 圖 3-21，此四軸轉速對稱於非零值，表示平台有角速度自旋運動，並依照四軸的合力方向移動。S 曲線加自旋路徑之 P、PD 控制器追跡情形如 圖 3-22、圖 3-22。表 3-11 是位置 IAE 的比較，可明顯觀察到在較為複雜的運動路徑時，不論 P、PD 控制器，追跡誤差皆大幅增加，主要因為三維( $X_w$ 、 $Y_w$ 、 $\phi$ )控制器之間並無協調之機制，而增加平台運動時控制上的相互干擾，在此路徑下 PD 追跡誤差仍優於 P 控制器。



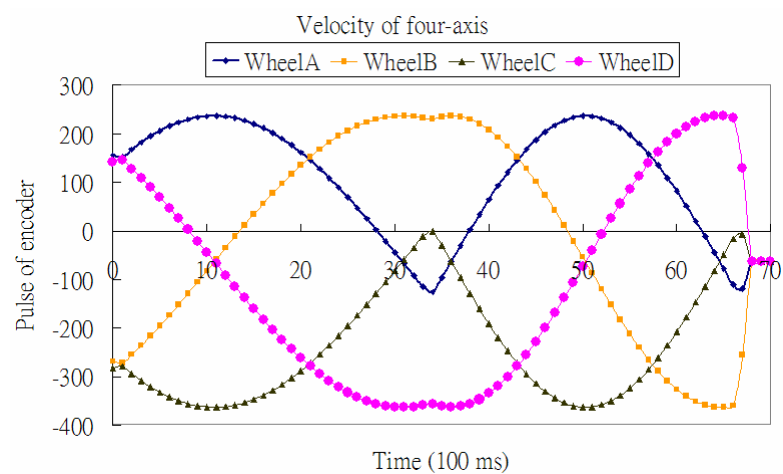
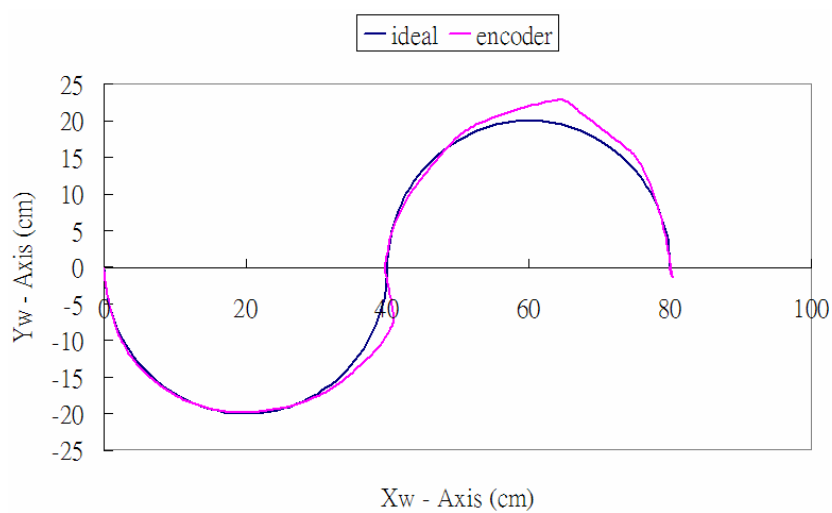
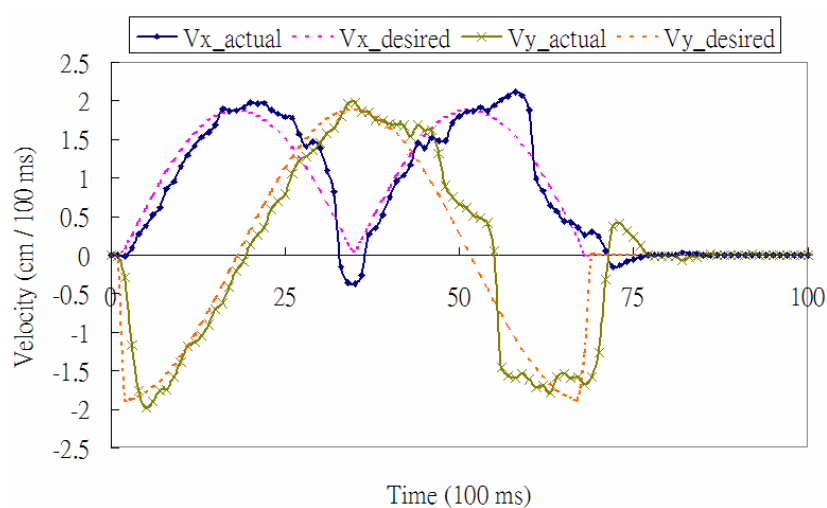


圖 3-21 S 曲線加自旋路徑之各軸理想旋轉方式

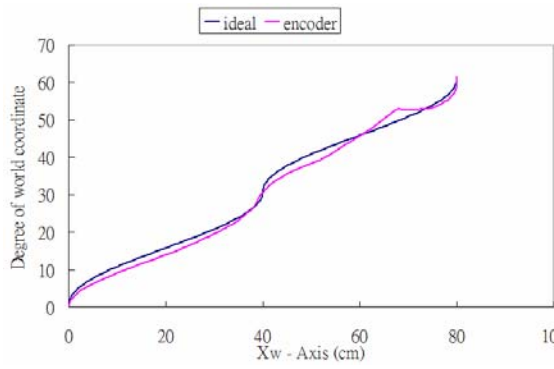


(a)  $X_w$  &  $Y_w$  位置變化

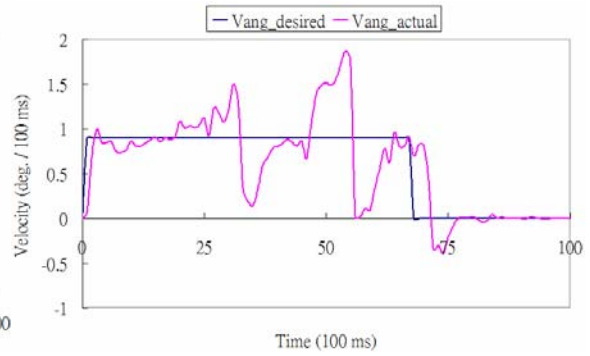


(b)  $X_w$  &  $Y_w$  速度變化

圖 3-22 平台位置 P 控制器之 S 曲線加自旋路徑追蹤(encoder)

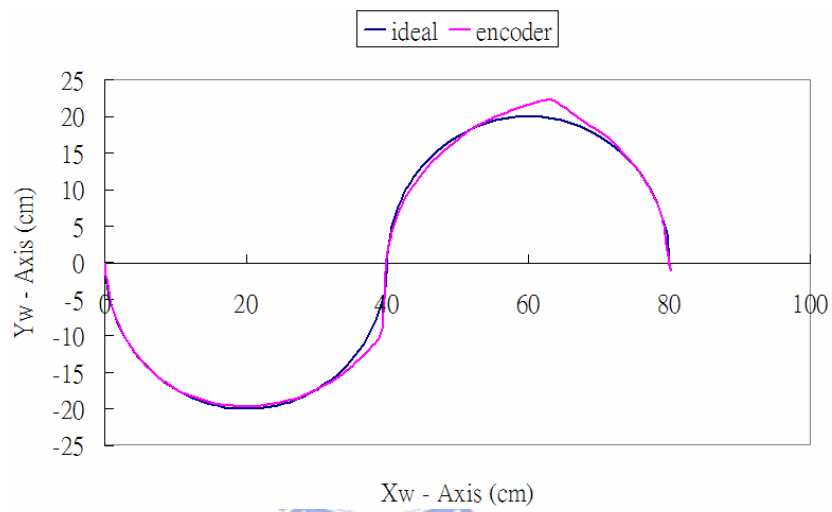


(c) 角位置變化

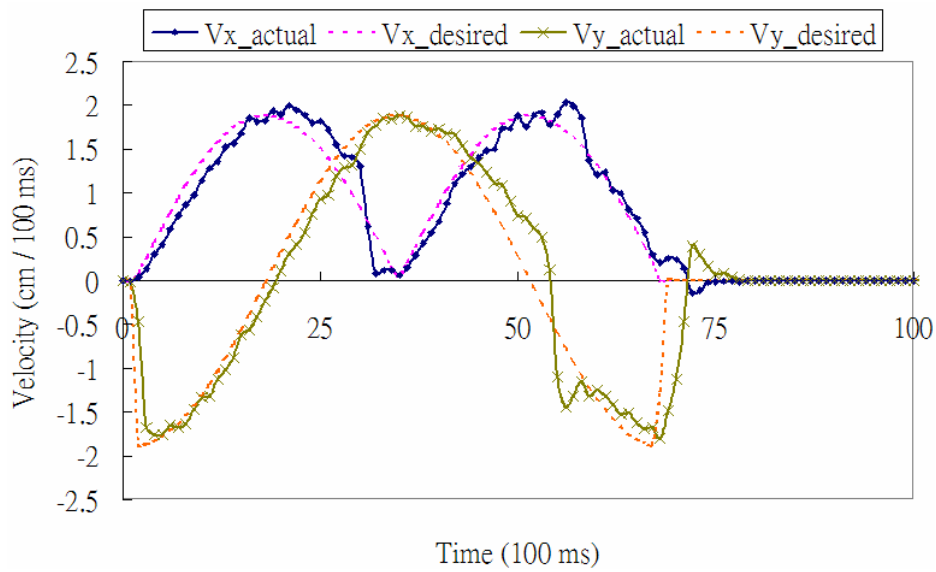


(d) 角速度變化

圖 3-22 平台位置P控制器之S曲線加自旋路徑追蹤(encoder)(續)

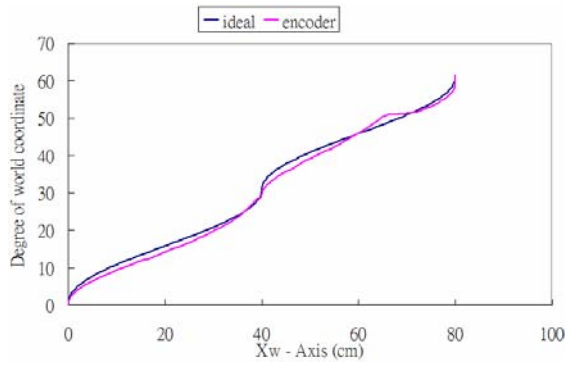


(a)  $X_w$  &  $Y_w$  位置變化

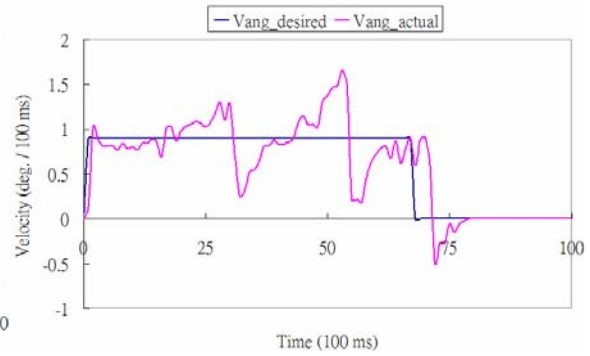


(b)  $X_w$  &  $Y_w$  速度變化

圖 3-23 平台位置 PD 控制器之 S 曲線加自旋路徑追蹤(encoder)



(c)角位置變化



(d)角速度變化

圖 3-23 平台位置PD控制器之S曲線加自旋路徑追跡(encoder)(續)

表 3-11 S 曲線加自旋路徑時平台控制器位置 IAE 比較

S-curvilinear & Rolling		Xw (cm)		Yw (cm)		$\phi$ (deg.)	
		P	PD	P	PD	P	PD
Position IAE	Mean	37.628	19.571	57.592	39.220	69.440	52.400
	Max	41.479	20.741	64.671	41.926	77.437	55.263

### 3.2.6 實驗結果討論

綜合上述四種路徑的實驗結果，將 PD 與 P 控制器相比，加入  $K_d$  值能即時的修正誤差，縮短安定時間，並且在一維到三維運動均有較好的表現，故選擇 PD 做為接下來速度命令規劃、感測融合等實驗的平台控制器。

### 3.3 速度命令規劃對於運動慣性之影響

藉由 3.2 節 PD 控制器、200 cm 的直線路徑，以及 2.3.1 節所述之速度規劃方式，觀察其改善效果，如圖 3-24~圖 3-26 為步階、梯形、S 形的  $X_w$ 、 $Y_w$  響應，表 3-12 為每種速規五次之實驗結果，首先在最終位置方面，因 encoder 與馬達同動，且為平台控制器之回授，故在打滑時，其數據無法明顯看出差異性，但實際量測上，梯形與 S 形均優於步階式，改善了因脈衝式

加速度產生的位置偏差。而在最終角度方面，使用compass量測，發現步階情況下的變異性最大，主要是平台起步與止步時的抖動所造成，梯形與S形在角度方面的穩定性也優於步階。本實驗中，由於硬體上的限制，在速度規劃時，已設限等加速度之最大值，故使得梯形在加速度不連續處可能抖動的情形並不明顯。

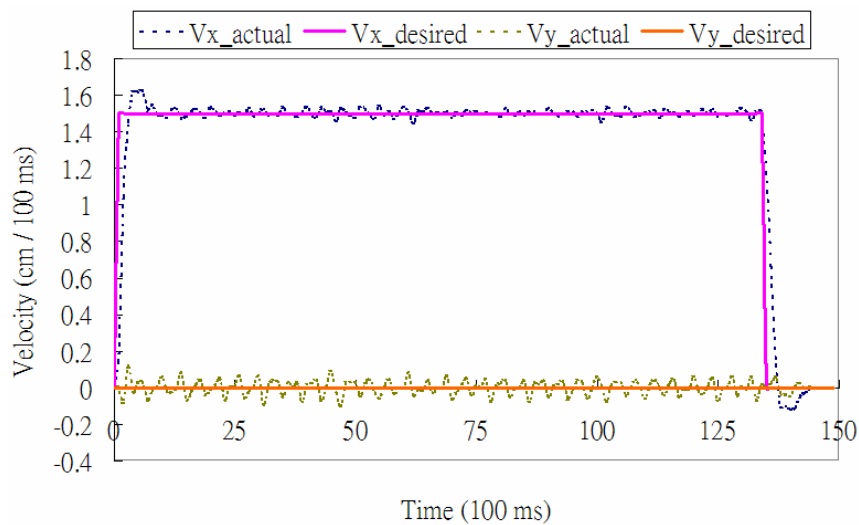


圖 3-24 步階速度規劃時  $X_w$ 、 $Y_w$  響應

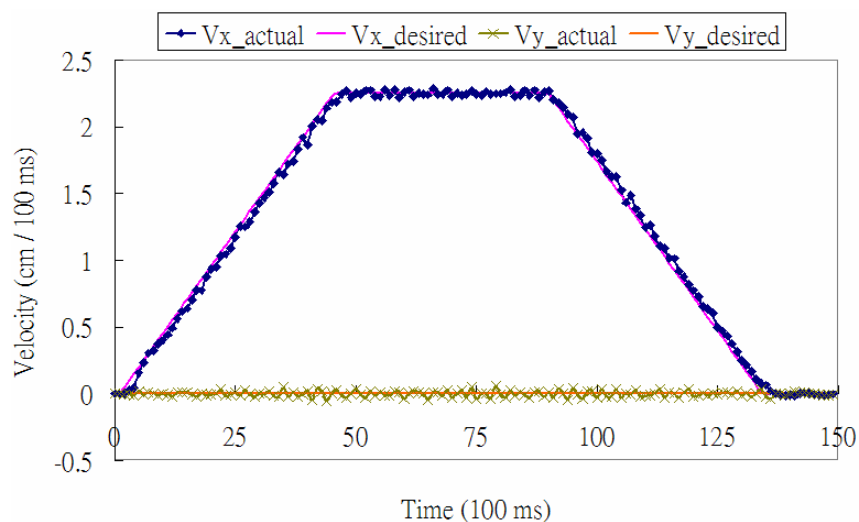


圖 3-25 梯形速度規劃時  $X_w$ 、 $Y_w$  響應

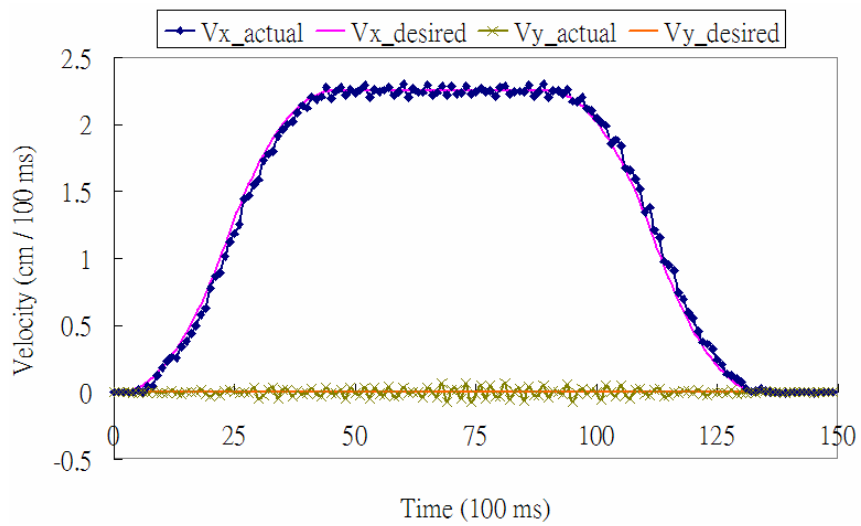


圖 3-26 S 形速度規劃時  $X_w$ 、 $Y_w$  響應

表 3-12 速度規劃對於位置與方位之影響

Straight Line		Unit-step		Trapezoid		S-curve	
		Encoder	Measured	Encoder	Measured	Encoder	Measured
Final Position error (cm)	Mean	0.012	-9.940	0.004	-7.860	0.010	-8.400
	Max	0.030	10.500	0.020	8.500	0.010	8.900
	$\sigma$	0.010	0.589	0.012	0.441	0.000	0.529
Final Heading error (deg.)	Mean	0.001	-1.423	-0.004	1.401	0.012	1.269
	Max	0.043	2.699	0.029	1.521	0.046	1.905
	$\sigma$	0.035	0.828	0.015	0.110	0.032	0.502

## 第四章 感測融合與 RFID 定位

本章利用動態感測融合機制，以compass輔助改善encoder回授可靠性，並以一個打滑的運動路徑實驗融合機制的成效。最後，絕對方位的判定在持續運動過程中是必要的，藉由RFID訊息定位，以分段式移動策略、功率調變方式，作為絕對定位之方法，並量測其成效。

### 4.1 感測融合機制

#### 4.1.1 動態感測融合

感測融合部分是將 encoder 與 compass 獲得的方位資訊做一整合。在此之前，compass 藉由設計一階濾波器處理訊號：

$$y(n) = 0.9274y(n-1) + 0.07263x(n) \quad (4-1)$$

將 encoder 與 compass 偵測到的角度值，利用其各自優勢截長補短：encoder 有較好的穩定性，但隨著時間的累積或打滑的產生而準確度下降；compass 有較好的準確性，但不時出現高頻雜訊而影響穩定性。

如下 圖 4-1 為感測融合的信任權重比， $\mu$  代表角度的相信程度，是依據前一取樣週期之角度命令與compass的差距而決定，定義成：

$$\phi_{error} \equiv |\phi_{pre-command} - \phi_{compass}| \quad (4-2)$$

並令兩信任程度函數： $\mu_{encoder}$ 、 $\mu_{compass}$ 。

在 $\phi_{error}$ 較小時，由於 encoder 穩定性較佳，故 $\mu_{encoder}$ 值較高；當 $\phi_{error}$ 較大時，準確的重要性大於穩定性，故 $\mu_{compass}$ 值較高。



$\mu_{\text{encoder}}$ 、 $\mu_{\text{compass}}$  與  $\phi_{\text{error}}$  的關係使用 S-function：

$$\mu_{\text{compass}} = \begin{cases} 2\left(\frac{\phi_{\text{error}}}{\phi_{\text{error\_Max}}}\right)^2, & 0 \leq \phi_{\text{error}} < \frac{\phi_{\text{error\_Max}}}{2} \\ 1 - 2\left(1 - \frac{\phi_{\text{error}}}{\phi_{\text{error\_Max}}}\right)^2, & \frac{\phi_{\text{error\_Max}}}{2} \leq \phi_{\text{error}} < \phi_{\text{error\_Max}} \\ 1, & \phi_{\text{error}} \geq \phi_{\text{error\_Max}} \end{cases} \quad (4-3)$$

$$\mu_{\text{encoder}} = 1 - \mu_{\text{compass}} \quad (4-4)$$

$\phi_{\text{error\_Max}}$  決定了穩定性與準確性之間的拿捏取捨，藉由 2.2.4 節 compass 動態旋轉實驗的結果，角度的標準差  $\sigma = 1.6098^\circ$ ，表示若 compass 偵測到誤差在此範圍內時，較為不穩定，應較信任 encoder，故本論文將假設  $\phi_{\text{error}} = 1.6098^\circ$  時對應之  $\mu_{\text{compass}} = 0.01$ ，則  $\phi_{\text{error\_Max}} = 22.766^\circ$ 。

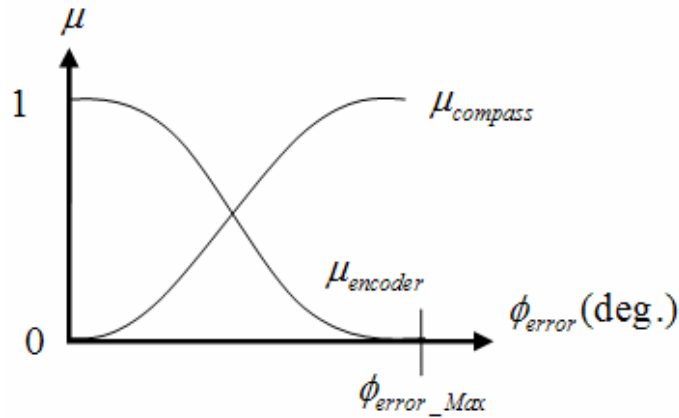


圖 4-1 角度的信任權重比

#### 4.1.2 實驗結果

為探討感測融合對於路徑追跡的影響，在相同的控制器之下、選擇一足以產生打滑的S曲線加自旋路徑，做為實驗條件。表 4-1 說明當角度的回授分別只有 encoder 或只有 compass 以及兩者融合時，反算出的  $X_w$ 、 $Y_w$  以及  $\phi$  的位置 IAE。比較發現，僅 encoder 時，因回授本身的穩定性較好，故

追跡較佳；僅compass時，因回授本身的穩定性較差，故追跡較劣，而感測融合則介於兩者之間。

表 4-1 不同的感測角度方式時之位置 IAE 比較

S-curvilinear & Rolling		Xw (cm)			Yw (cm)			$\phi$ (deg.)		
		Encoder	Compass	Fusion	Encoder	Compass	Fusion	Encoder	Compass	Fusion
Position IAE	Mean	19.571	103.082	33.872	39.220	241.303	92.770	52.400	213.616	83.278
	Max	20.741	131.723	38.633	41.926	354.557	116.190	55.263	317.479	86.133

表 4-2 說明三種類型(type)回授之下的最終位置與方位。

#### (1)Type 1：無感測融合

Type 1 僅使用encoder當作位置、角度的回授。在最終誤差方面，不論位置與角度的控制性能均最佳，且實際量測的位置誤差也最少，但其缺點是在角度上的實際誤差，如圖 4-2，平台運動過程中出現了打滑，而encoder並無法察覺，藉由實際的最後角度誤差得知，在此之下多轉了近  $20^\circ$  左右。

#### (2)Type 2：半感測融合

Type 2 則使用經LPF的compass做為角度依據，位置則因為需encoder得知平台座標( $X_M$ 、 $Y_M$ )，經座標轉換才可求得世界座標( $X_W$ 、 $Y_W$ )，而座標轉換需角度資訊，故位置的資訊屬於encoder與compass感測融合的方式得知。如圖 4-3，在最終誤差方面，因角度的不穩定性而導致運動過程中容易晃動，影響位置的誤差，但其優點則是在於運動過程中打滑時，角度能適時反應並修正其誤差。另外，因為compass的回授具有動態誤差，在所設計的PD控制器之下，會於一定角度內來回震盪，影響最終角度與位置的穩定性。

### (3)Type 3：全感測融合

Type 3 藉由動態感測融合機制取得角度值(圖 4-4)，位置的資訊則利用此角度值，經座標轉換取得。最終誤差方面，不論在位置與角度上均能有效的將encoder的穩定性與compass的準確性結合，與Type 1 比較，降低了50%的角度誤差。如圖 4-5 說明最後角度仍有誤差的原因， $\mu_{\text{compass}}$  是利用縱軸座標表示成百分比(%)顯示(約 0~10%變化)，最後到達定位點時，compass約在 67 度，encoder約小於 60 度， $\mu_{\text{compass}}$  會因為 7 度的誤差而增加，但由於 $\phi_{\text{error\_Max}}$  的影響，使得最後 $\mu_{\text{encoder}}$ 與 $\mu_{\text{compass}}$ 達到 9：1 左右的穩態關係，故會產生融合的角度穩態誤差。

表 4-2 感測融合對於位置與方位之影響

S-curvilinear & rolling		Type of estimate					
		Type 1		Type 2		Type 3	
		Feedback	Measured	Feedback	Measured	Feedback	Measured
Final Position error (cm)	Mean	0.0024	-13.56	0.5319	-15.02	-0.0128	-14.04
	Max	0.013	14.26	3.002	16.8	0.022	15.5
	$\sigma$	0.0059	0.4336	1.806	1.2335	0.0058	0.9851
		Feedback	Measured	Feedback	Measured	Feedback	Measured
Final Heading error (deg.)	Mean	-0.0016	19.222	-4.2281	3.379*	0.4895	10.278
	Max	0.0152	22.088	8.6297	11.898	1.2252	12.368
	$\sigma$	0.0105	2.805	3.123	4.915	0.5475	1.3427

\* Oscillation

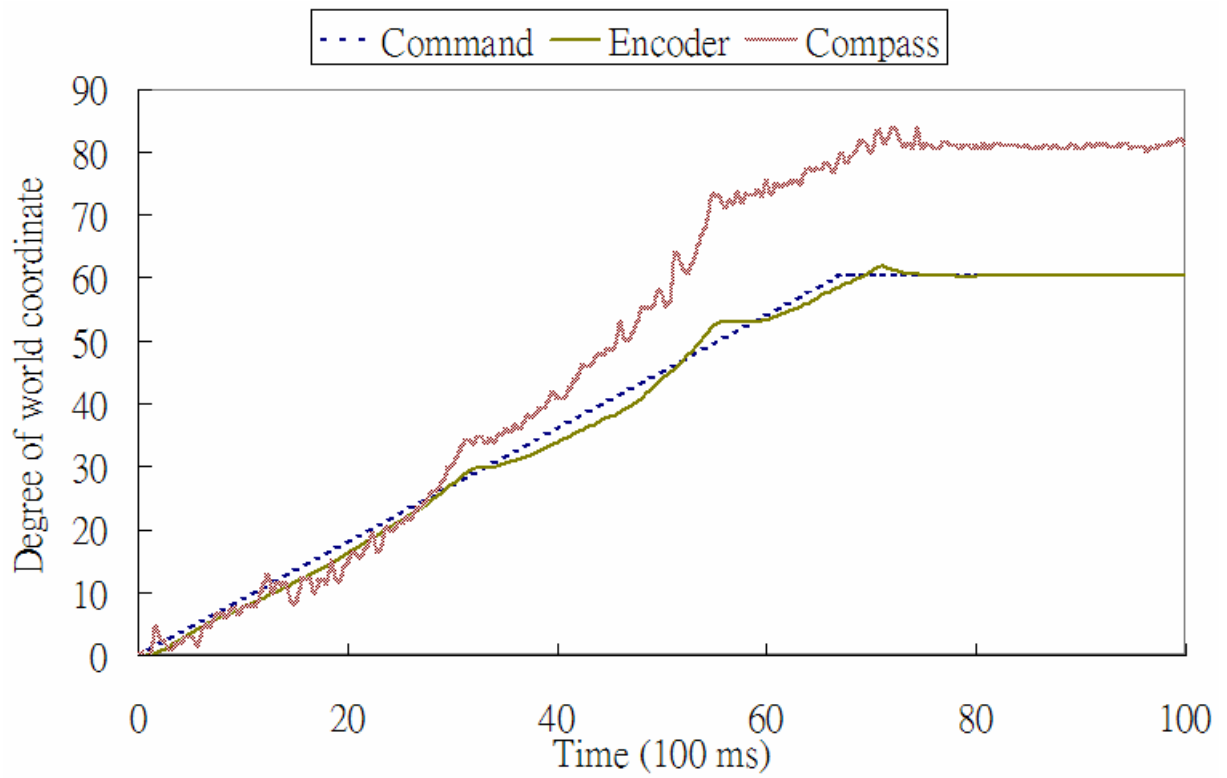


圖 4-2 Type 1 之 S 曲線加自旋路徑角度追蹤( $\mu_{\text{encoder}}=100\%$ )

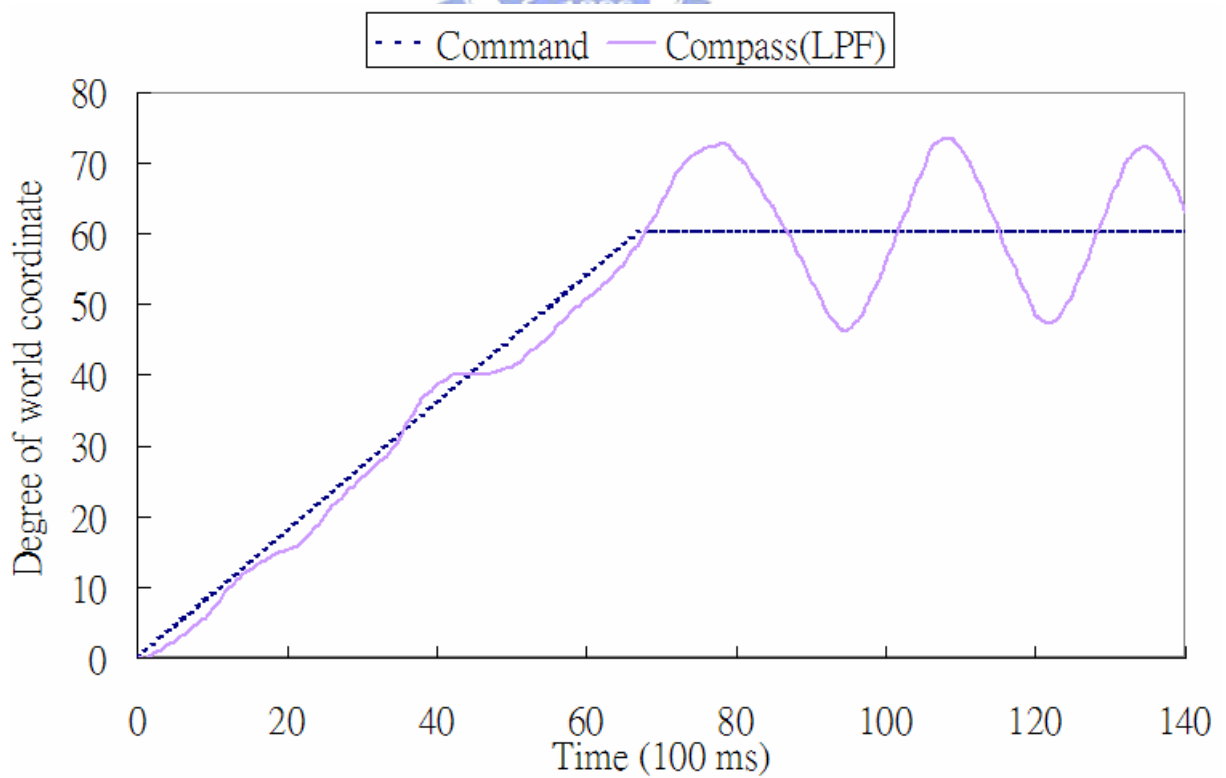


圖 4-3 Type 2 之 S 曲線加自旋路徑角度追蹤( $\mu_{\text{compass}}=100\%$ )

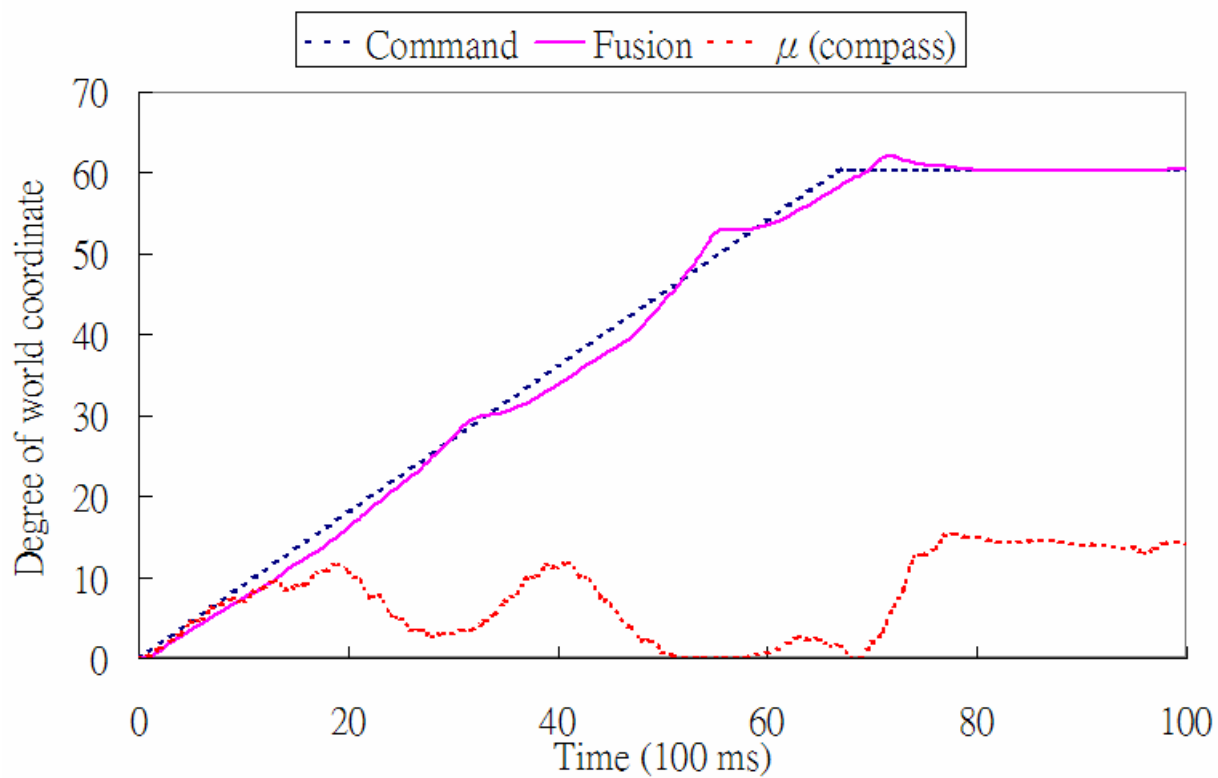


圖 4-4 Type 3 之 S 曲線加自旋路徑角度追蹤(Fusion)

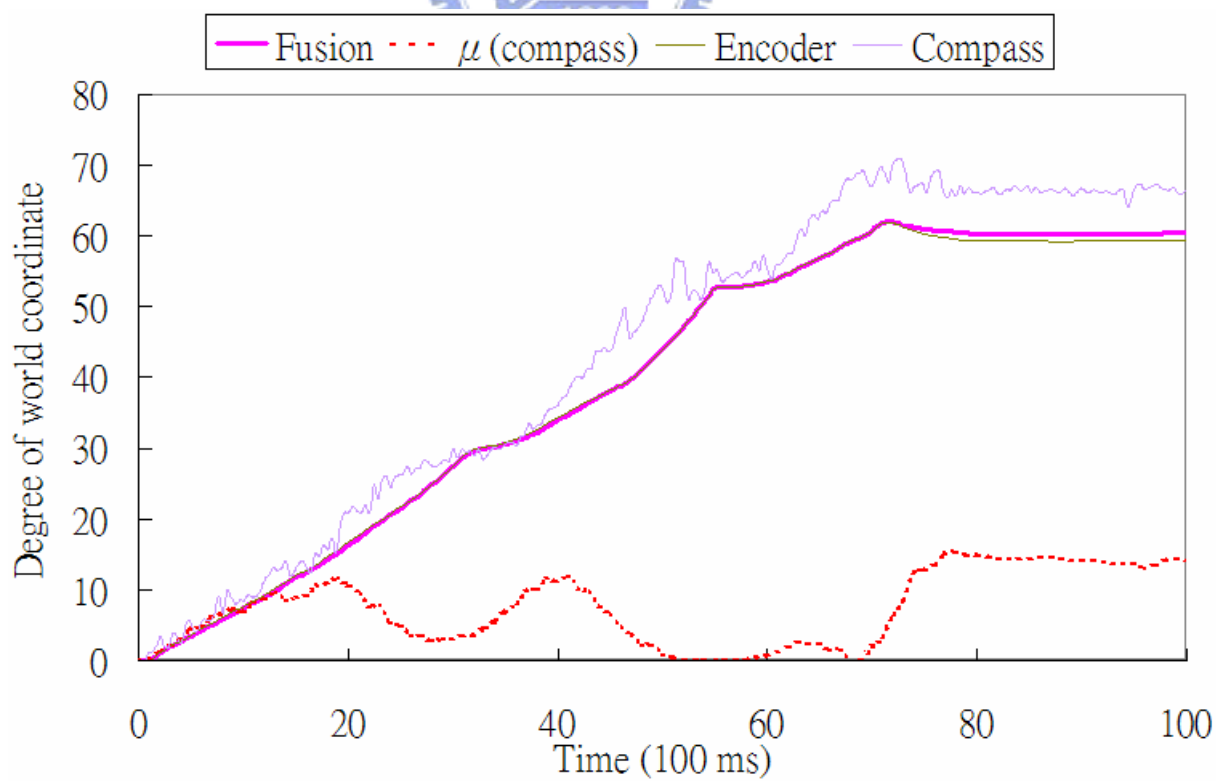


圖 4-5 說明 Type 3 感測融合之穩態時誤差

## 4.2 RFID 定位

### 4.2.1 RFID 中斷程式

首先定義分段式策略定位之變數：

Multi\_Stage\_State(MSS)：絕對定位的平台運動狀態。

Node\_Position(NP)：計錄定位點的  $X_w$ 、 $Y_w$ 、 $\phi$  資料。

如圖 4-6 中移位暫存器為儲存Magstripe通訊格式(圖 2-23)之用，每次中斷即接收(received)一位元，待接收完成後辨別tag號碼，此時利用 2.2.5 節介紹之檢誤法判別，之後則進入switch()函式(表 4-3)中，函式主要記錄平台即時位置與方向，並且切換MSS狀態值。

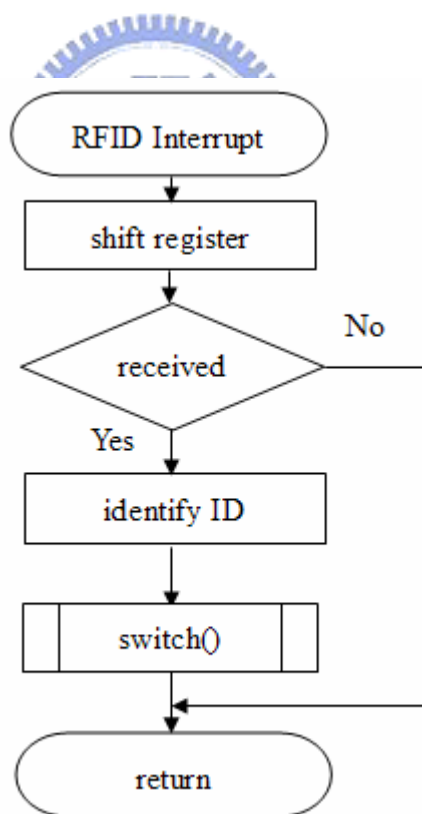


圖 4-6 RFID 中斷流程圖



表 4-3 RFID 中斷內 switch 函式

MSS	Description
00	$NP01 \leftarrow X_{WF}, Y_{WF}, \phi_F, MSS \leftarrow 01$
03	$NP03 \leftarrow X_{WF}, Y_{WF}, \phi_F, MSS \leftarrow 04$
07	$NP06 \leftarrow X_{WF}, Y_{WF}, \phi_F, MSS \leftarrow 08$
09	$NP08 \leftarrow X_{WF}, Y_{WF}, \phi_F, MSS \leftarrow 10$
14	$NP11 \leftarrow X_{WF}, Y_{WF}, \phi_F, MSS \leftarrow 15$
16	$NP13 \leftarrow X_{WF}, Y_{WF}, \phi_F, MSS \leftarrow 17$
20	$NP16 \leftarrow X_{WF}, Y_{WF}, \phi_F, MSS \leftarrow 21$
22	$NP18 \leftarrow X_{WF}, Y_{WF}, \phi_F, MSS \leftarrow 23$

#### 4.2.2 RFID 策略定位方法

如圖 4-7 為分段定位之示意圖，實線圓圈部分為理想的tag反射訊號範圍(簡稱有效區)，利用平台分段直線移動方式，求出tag理想有效區之重心。首先，當經過tag有效區時，會產生兩點訊號：N1、N3，藉此可算出此線段中央點位置，並將平台移至此，再以垂直方向移動產生另兩點：N6、N8，以相同方式算出此線段中央點即為理想有效區之重心。

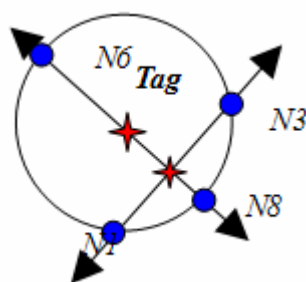


圖 4-7 分段定位示意圖

但tag的有效區並非理想，通常如下圖 4-8 所示，虛線為理想有效區，實線則是實際有效區，此區並非每一角度的有效距離皆相同，若以上述方式尋找重心時，中央點將產生偏差。

如圖 4-8(b)，降低感測功率則每一角度之有效距離將縮短，但同時也

提高了中央點的真實性。然而，降低感測功率並非無缺點，其做法有可能使原路徑(虛線雙箭頭)無法偵測到。

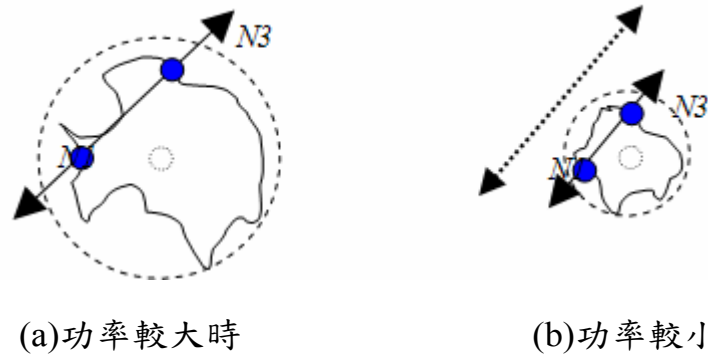


圖 4-8 RFID tag 實際有效區示意圖

綜合以上分析，本論文將整合調整功率之優點：先於第一次分段定位時，使用最大功率找出重心，以找到有效區為目的；第二次多段定位時，使用較小功率找出重心，以逼近理想有效區之重心為目的。此方法特點在於不增加定位點的設置之下，使用載具本身建立出多個虛擬定位點，並增強此虛擬定位點之準確性，進而提升絕對定位之精確度。在第四章時所做之實驗，必須假設以最大功率搜尋時，一定可接觸到實際有效區之任一點。

如下圖 4-9 配合表 2-4、表 4-3 為詳細定位策略步驟，由於使用的 RFID reader 在偵測到有 tag 訊號後，此 tag 必須離開其感測範圍才能再次有效感應，故在做直線移動時，將移至各功率之最大有效距離外(N2、N5、N7 terminal)，再進入有效區內進行感測。圖 4-9(b)是以(a)中之重心 N9 為起始點，再次做分段式策略定位，找出其重心 N19 為最終認定之定位點。



表 4-4 絕對定位偵測路徑之狀態表

MSS	Description
00	compass 給定方位，5 cm/sec 等速直線移動，RFID 最大功率，等待 RFID 中斷
01	[偵測到了 N1，給往 N2 之命令] MSS←02
02	[到 N2 了嗎?] Yes：[給回 N1 命令] // NP02← $X_{WF}$ 、 $Y_{WF}$ 、 $\phi_F$ // MSS←03 No：Break
03	[回到 N1 了嗎?](RFID 中斷同步偵測) Yes：[給往 N5 命令] // NP04、NP03←NP01 // MSS←06 No：Break
04	[有測到 N3] [計算 N4 並由 N3 往 N4 移動] NP04← $X_{WF}$ 、 $Y_{WF}$ 、 $\phi_F$ MSS←05
05	[到 N4 了嗎?] Yes：[給往 N5 命令] // MSS←06 No：Break
06	[到 N5 了嗎?] Yes：[給回 N4 命令] // NP05← $X_{WF}$ 、 $Y_{WF}$ 、 $\phi_F$ // MSS←07 No：Break
07	[回到 N4 了嗎?](RFID 中斷同步偵測) Yes：[給往 N7 命令] // NP06←NP04 // MSS←08 No：Break
08	[到 N7 了嗎?] Yes：[給回 N4 命令] // NP07← $X_{WF}$ 、 $Y_{WF}$ 、 $\phi_F$ // MSS←09 No：Break
09	[回到 N4 了嗎?](RFID 中斷同步偵測) Yes：NP08←NP04 // MSS←10 No：Break
10	[計算 N9 並往 N9 移動] // MSS←11
11	[到 N9 了嗎?] Yes：NP09← $X_{WF}$ 、 $Y_{WF}$ 、 $\phi_F$ // MSS←12 // (一次多段定位完成) No：Break

表 4-4 絕對定位偵測路徑之狀態表(續)

MSS	Description
12	[RFID 最小功率] // [給往 N10 之命令] // MSS←13
13	[到 N10 了嗎?] Yes : [給回 N9 命令] // NP10← $X_{WF}$ 、 $Y_{WF}$ 、 $\phi_F$ // MSS←14 No : Break
14	[回到 N9 了嗎?](RFID 中斷同步偵測) Yes : [給往 N12 命令] // NP11←NP09// MSS←15 No : Break
15	[到 N12 了嗎?] Yes : [給回 N9 命令] // NP12← $X_{WF}$ 、 $Y_{WF}$ 、 $\phi_F$ // MSS←16 No : Break
16	[回到 N9 了嗎?](RFID 中斷同步偵測) Yes : NP13←NP09 // MSS←17 No : Break
17	[計算 N14] // [給往 N14 命令] // MSS←18
18	[到 N14 了嗎?] Yes : [給往 N15 命令] // NP14← $X_{WF}$ 、 $Y_{WF}$ 、 $\phi_F$ // MSS←19 No : Break
19	[到 N15 了嗎?] Yes : [給回 N14 命令] // NP15← $X_{WF}$ 、 $Y_{WF}$ 、 $\phi_F$ // MSS←20 No : Break
20	[回到 N14 了嗎?](RFID 中斷同步偵測) Yes : [給往 N17 命令] // NP16←NP14 // MSS←21 No : Break
21	[到 N17 了嗎?] Yes : [給回 N14 命令] // NP17← $X_{WF}$ 、 $Y_{WF}$ 、 $\phi_F$ // MSS←22 No : Break
22	[回到 N14 了嗎?](RFID 中斷同步偵測) Yes : NP18←NP14 // MSS←23 No : Break
23	[計算 N19] // [給往 N19 命令] // MSS←24
24	[到 N19 了嗎?] Yes : NP19← $X_{WF}$ 、 $Y_{WF}$ 、 $\phi_F$ // (二次多段定位完成) No : Break

### 4.2.3 無策略定位時的實驗結果

將功率調整至極值之下，以每 30 度的間隔測試RFID reader有效區，以證實本實驗之reader最大有效距離，藉此提供平台策略定位時之行走距離。如圖 4-10 為此reader之實際有效區，每 30 度中間未偵測部分使用平滑曲線近似，表 4-5 為實驗數據，其中功率在最大時，最大有效距離為 12.5 cm，故多段策略定位時將選擇大於此值的 13 cm作為平台移出感測範圍的距離。另外在最大與最小功率時，平均有效區分別為 10.93 cm、7.09 cm，而最大差距(max difference)分別為 4.8 cm與 2.8 cm，驗證了功率的縮小確實可以增加策略定位時的對稱性。

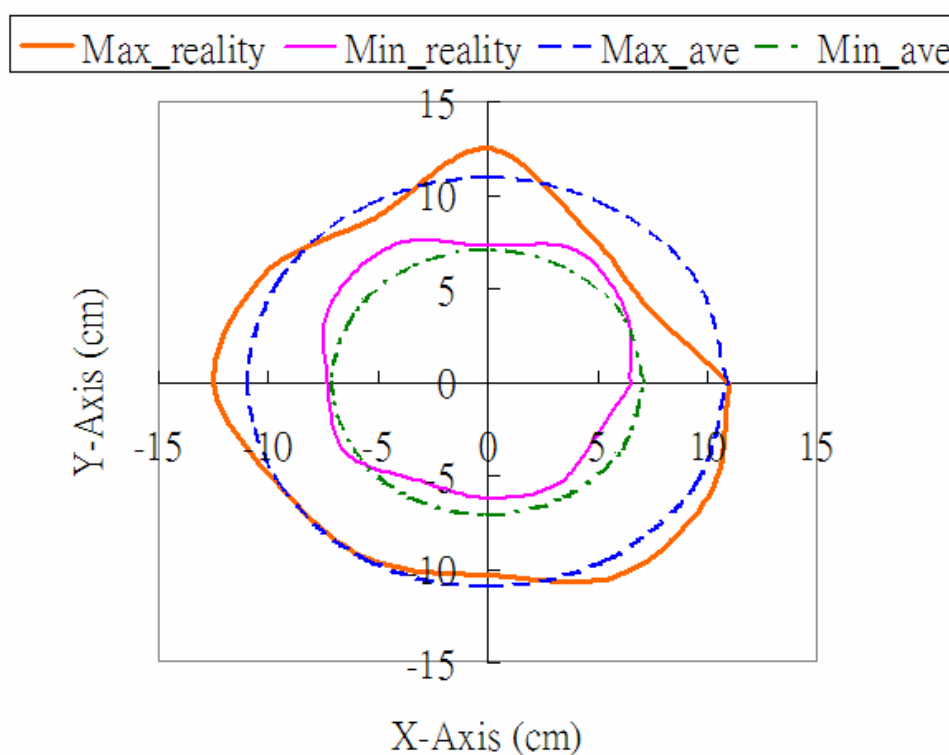


圖 4-10 本實驗用之 RFID reader 讀取有效範圍



表 4-5 各角度量測 RFID reader 讀取有效距離

Degree		0°	30°	60°	90°	120°	150°	180°	210°	240°	270°	300°	330°	Max difference
Distance (cm)	Power Max	11	8.3	9.2	12.5	10.2	11.7	12.5	11	10.9	11.9	11.7	11.9	4.8
	Power Min	6.5	7.3	8.1	7.3	8.5	8.3	7.3	7.5	6.1	6.3	5.7	6.3	2.8

#### 4.2.4 分段式移動策略定位時的實驗結果

如 4.2.2 節所述之方法，圖 4-11 說明在策略定位時，偵測點NP6(感測距離 12.6 cm)幾乎與NP5(最大有效距離 13 cm)重疊，所以在計算NP9 時，將重心計算於座標軸約(31,4)之處。而圖 4-12(表 4-6 Ex4 之實驗結果)表示無偵測到NP6 時，只好將NP4 作為NP6 使用，可以得知 $D_{NP6 \sim NP8}$ 為何僅 6.42 cm 差距。

表 4-6 為實驗結果，平均最後所計算出的重心(NP9)，與實際的 tag 中心點距離( $D_{NP9 \sim Real}$ )約 5.98 cm。實驗時，平台每次起始位置與 tag 距離並不固定，故重心實際距離並不是以座標軸上之數值決定，而是以實際量測為主。

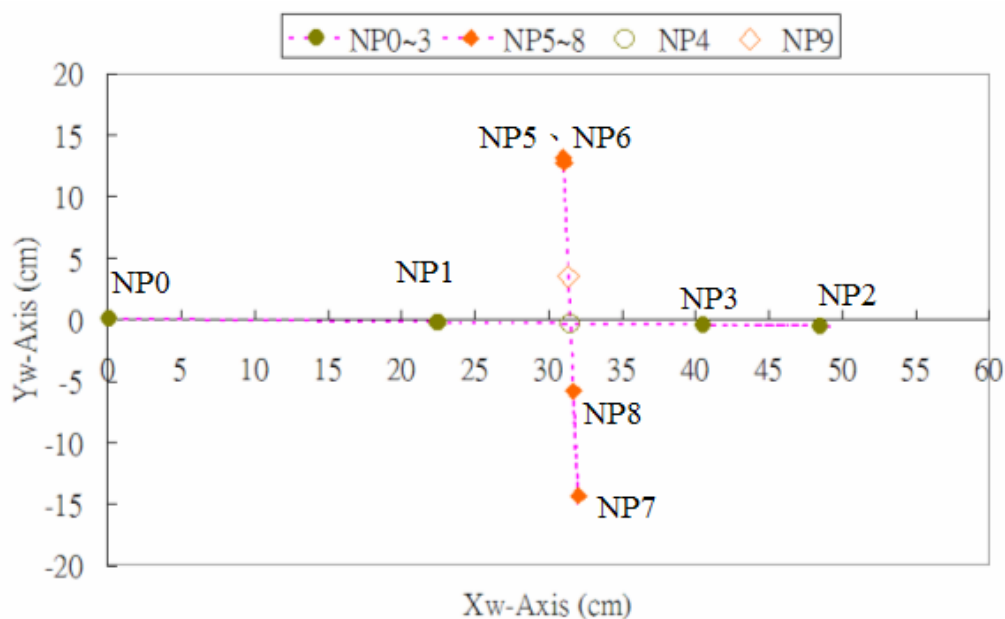


圖 4-11 分段式移動策略定位實驗圖-1

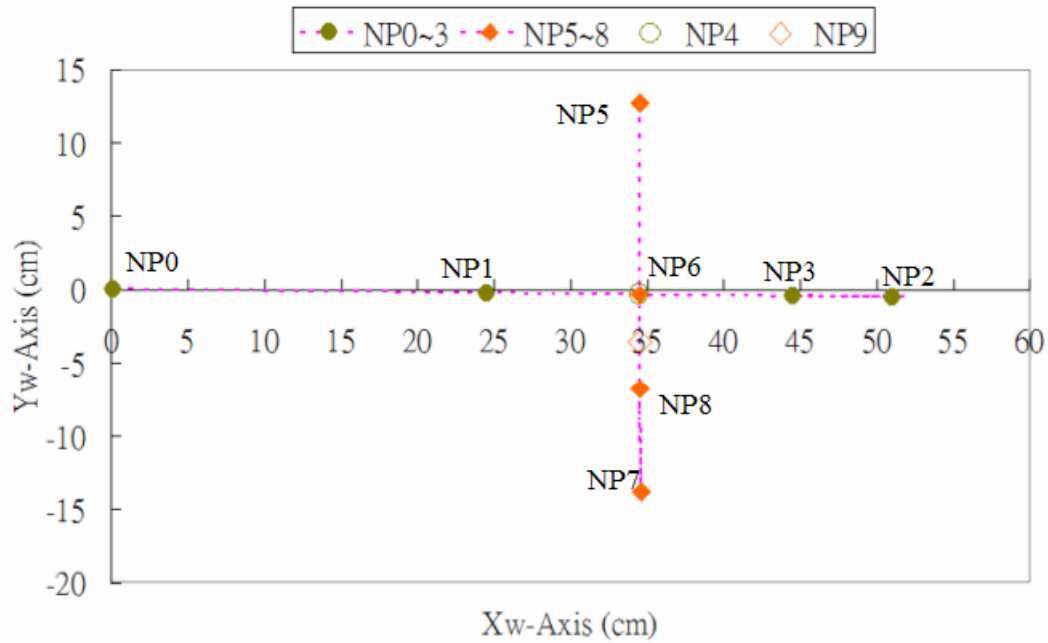


圖 4-12 分段式移動策略定位實驗圖-2

表 4-6 分段式移動策略定位實驗結果

No. Experiment	1	2	3	4	5
$D_{NP1 \sim NP3}$ (cm)	18.02	18.0	24.48	19.96	26.44
$D_{NP6 \sim NP8}$ (cm)	18.58	15.5	21.06	6.42	17.5
$D_{NP9 \sim Real}$ (cm)	5.1	6.6	3.9	9.0	5.3
Average( $D_{NP9 \sim Real}$ ) (cm)	5.98				
$\sigma$ ( $D_{NP9 \sim Real}$ ) (cm)	1.74				

#### 4.2.5 結合功率調變與分段策略時的實驗結果

將功率調整機制加入分段式策略定位之後的實驗情形如圖 4-13，第二次的分段定位將由 NP9 為起始點，兩次分段定位後之重心(NP19)計算於座標軸約(40,-3)之處，表 4-7 為實驗結果，平均最後所計算出的重心(NP19)，與實際的tag中心點距離( $D_{NP19 \sim Real}$ )約 3.22 cm，與無策略平均定位相比精度提高了 7.71 cm，與分段式策略平均定位相比精度提升了 2.76 cm。

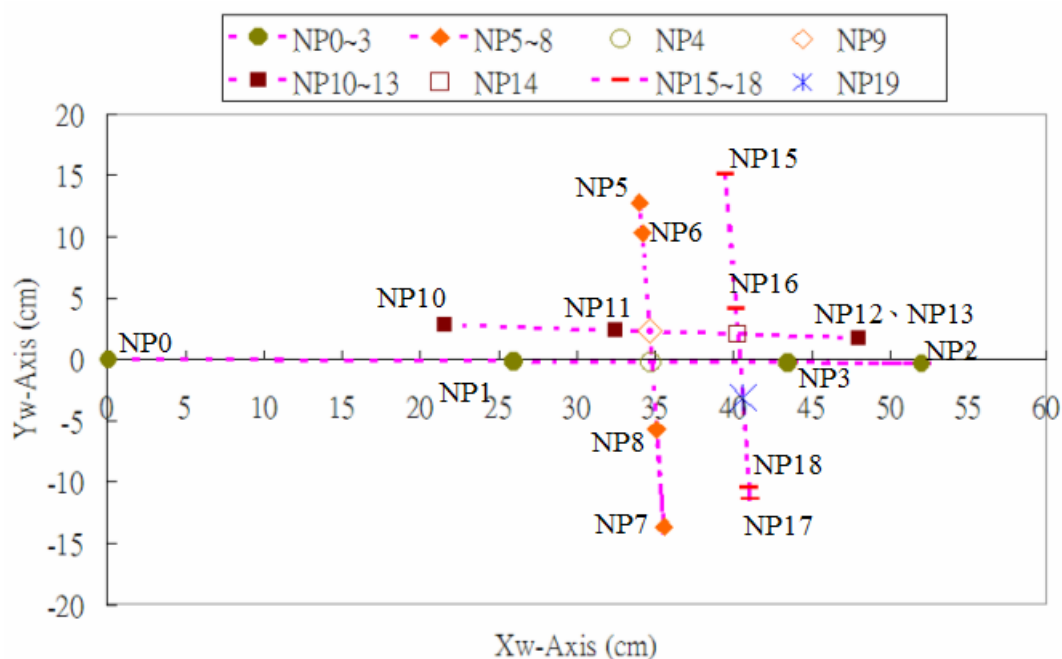


圖 4-13 結合功率調變與分段式移動策略定位實驗圖

表 4-7 結合功率調變與分段式移動策略定位實驗結果

No. Experiment	1	2	3	4	5
$D_{NP1 \sim NP3}$ (cm)	24.56	23.0	17.5	18.48	25.06
$D_{NP6 \sim NP8}$ (cm)	3.54	19.0	16.02	16.6	18.02
$D_{NP11 \sim NP13}$ (cm)	18.02	15.5	15.52	16.46	14.48
$D_{NP16 \sim NP18}$ (cm)	12.52	15.46	14.58	14.02	8.94
$D_{NP19 \sim Real}$ (cm)	1.50	3.40	3.20	4.50	3.50
Average( $D_{NP19 \sim Real}$ ) (cm)	3.22				
$\sigma$ ( $D_{NP19 \sim Real}$ ) (cm)	0.97				

## 第五章 結論與未來展望

### 5.1 結論

根據以上實驗結果，分別針對全向平台運動控制、感測融合、RFID 定位部分做出以下幾點結論：

#### 1、全向平台運動控制方面

首先分析各軸特性，建立一組 PID 控制器適於全向平台之各軸，並藉由導出四軸的平台運動模型，以 inverse kinematics 技術實現全向性平台之運動控制器，提升了在直線與曲線路徑上的追跡能力，並探討加減速對於改善打滑之影響，以 200 cm 直線路徑為例，使用梯形或 S 形速規，可降低步階速規約 15~20% 的誤差。



#### 2、感測融合方面

由於 encoder 對於打滑情形並不易得知，compass 對於角度穩定性不足，以至於回授資訊的可靠度降低，加入了感測融合概念，分析 encoder 與 compass 回授之優缺點，以此建立動態感測融合機制，在兼顧穩定性與準確性之下，改善平台運動方位誤差 50%。

#### 3、RFID 定位方面

以平台分段式移動策略並結合 RFID 功率調變，建立全向平台之絕對定位技術，改善定位平均誤差從 11 cm 降到約 3 cm。

## 5.2 未來展望

根據上述結論，分別針對全向平台運動控制、感測融合、RFID 定位部分，提出未來研究的改善方向：

### 1、全向平台運動控制方面

目前平台控制器在各維( $X_w$ 、 $Y_w$ 、 $\phi$ )所使用之PID參數皆相同，這對於不同路徑之下的運動控制並不夠穩健，若能加入具有協調、適應能力的控制器，如Fuzzy[28]等，將提升運動控制的追跡能力。

適當的加減速可以增加運動精度，故將來在規劃速度時，可依運動路徑之複雜或打滑程度，隨時調整符合運動慣性的加減速機制，將可提升平台整體運動的穩健性。

### 2、感測融合方面

Compass 透過一階 LPF 雖可輔助 encoder 降低角度上的誤差，但由於響應過慢，影響到回授即時性，將來可試著設計階數較高的 LPF 或卡曼(Kalman)濾波器等機制，改善並兼顧穩定性與即時性。另外，compass 需穩定的磁場變化環境下才能有效發揮，實驗過程中即遇到實驗環境磁場過亂而須更換實驗地點的情形，若能增加如陀螺儀、加速計等慣性導航元件，將可強健其缺失。在位置上，若能輔以米輪計(odometer)、加速計等，將可輔助改善位置回授的真實性。

### 3、RFID 定位方面

以本文所提之 RFID 定位方式，雖可有一定之精度，但平台本身需花費自行建立輔助定位點之時間，若能找出縮短定位時間或空間的方法，將增加其利用性。

## 参考文献

- [1] B. Carisle, An Omni-Directional Mobile Robot. *Developments in Robotics in 1983*, IFS Publications Ltd., pp. 79-87, 1983.
- [2] M. Wada and H. H. Asada, “Design and Control of a Variable Footpoint Mechanism for Holonomic Omnidirectional Vehicles and its Application to Wheelchairs,” *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Vol. 15, No. 6, pp. 978-989, 1999.
- [3] S. Hirose, N. Ootsukasa, T. Shirasu, H. Kuwahara and K Yoneda, “Fundamental Considerations for the Design of a Planetary Rover,” *Proceedings of the 1995 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Aichi, Japan, pp. 1939-1944, 1995.
- [4] <http://www.kornylak.com/>
- [5] F. G. Pin and S. M. Killough, “A New Family of Omnidirectional and Holonomic Wheeled Platforms for Mobile Robots,” *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Vol. 10, No. 4, pp. 480-489, 1994.
- [6] H. Asama, M. Sato, L. Bogoni, H. Kaetsu, A. Matsumoto and I. Endo, “Development of an Omni-Directional Mobile Robot with 3 DOF Decoupling Drive Mechanism,” *Proceedings of the 1995 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Aichi, Japan, pp. 1925-1930, 1995.
- [7] K. Watanabe, “Control of an Omnidirectional Mobile Robot,” *Proceedings of the 1998 IEEE Second International Conference on Knowledge-Based Intelligent Electronic Systems*, Adelaide, Australia, pp. 51-60, 1998.
- [8] K. Watanabe, Y. Shiraishi, S. G. Tzafestas, J. Tang and T. Fukuda, “Feedback Control of an Omnidirectional Autonomous Platform for Mobile Service Robots,” *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, Vol. 22, No. 3, pp.315-330, 1998.
- [9] K. S. Byun, S. J. Kim and J. B. Song, “Design of a Four-Wheeled Omnidirectional



- Mobile Robot with Variable Wheel Arrangement Mechanism,” *Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Washington, DC, pp. 720-725, 2002.
- [10] T. Kalmar-Nagy, R. D’Andrea and P. Ganguly, “Near-Optimal Dynamic Trajectory Generation and Control of an Omnidirectional Vehicle,” *Robotics and Autonomous Systems*, Vol. 46, No. 1, pp. 47-64, 2004.
- [11] J. Y. Choi, S. H. Ock, S. Kim and D. H. Kim, “Autonomous Omni-Directional Cleaning Robot System Design,” *International Conference on Control, Automation, and Systems*, Kintex, Korea, pp. 2019-2023, 2005.
- [12] Mark Ashmore, Nick Barnes, “Omni-drive robot motion on curved paths : The fastest path between two points is not a straight-line,” *Australian Joint Conference on Artificial Intelligence, Australia*, pp. 225-236, 2002.
- [13] C.C. Tsai, Li-Bin Jiang, Tai-Yu Wang, Tung-Sheng Wang, “Kinematics control of an Omnidirectional Mobile Robot,” *Proceedings of 2005 CACS Automatic Control Conference* Tainan, Taiwan, pp. 13~18, 2005.
- [14] L. Huang, Y. S. Lim, David Li and Christopher E. L. Teoh, “Design and Analysis of a Four-wheel Omnidirectional Mobile Robot,” *Proceedings of the 2nd International Conference on Autonomous Robots and Agents*, Palmerston North, New Zealand, pp. 425~428, 2004.
- [15] J. Lee, Y. Ogawa, C. Kasuga, A. Takagi, S. Mori and H. Hashimoto, “Study on hierarchical localization system for mobile robot,” *in the 16th Conf. on Japanese robotics society*, pp. 789-790, 1998.
- [16] Y. Arai, T. Fuji, H. Asama, T. Fujita, H. Kaetsu and I. Endo, “Self-localization of autonomous mobile robots using information buried in environment,” *Journal of Japanese mechanics*, Vol. 64, No. 619(C), 1998-3.
- [17] Dirk Hahnel, Wolfram Burgard, Dieter Fox, Ken Fishkin and Matthai Philipose,

- “Mapping and Localization with RFID Technology,” *Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Robotics & Automation*, New Orleans, LA, pp.1015~1020, 2004.
- [18] Weiguo Lin, Songmin Jia, Kaizhong Wang and Kunikatsu Takase, “Localization of Service Mobile Robot Using ID Tag,” *Proceedings of the SICE Annual Conference in Fukui*, Fukui University, Japan, pp.1098~1103, 2003.
- [19] Weiguo Lin, Songmin Jia, Takafumi Abe and Kunikatsu Takase, “Localization of Mobile Robot based on ID Tag and WEB Camera,” *Proceedings of the 2004 IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics*, Singapore, pp.851~856, 2004.
- [20] HOLTEK semiconductors, “RFID user guide,” document No.HA0090T.
- [21] Joseph L. Jones, Anita M. Flynn, “Mobile Robots Inspiration to Implementation,” A.K. Peters, Ltd., 1993.
- [22] INTERROLL, Ltd., “Omni wheels series 2500,” product manual.
- [23] PNI, Ltd., “V2Xe 2-Axis Compass Module User’s Guide,” Oct, 2005.
- [24] PNI, Ltd., “Application Note : Multipoint Calibration Primer,” Jan, 2004.
- [25] 何中庸, “非接觸型IC卡,” 全華科技圖書, 五月, 2005.
- [26] 游戰清等編著, “無線射頻識別技術(RFID)規劃與實施,” 全華科技圖書, 七月, 2006.
- [27] Yun Li, Kiam Heong Ang, Gregory C. Y. Chong, “PID Control System Analysis and Design,” *IEEE control systems magazine*, pp. 32~34, February, 2006
- [28] C. C. Shing, P. L. Hsu and S. S. Yeh, “T-S Fuzzy Path Controller Design with the Kinematics Inversion for an the Omnidirectional Mobile Robot,” *accepted for the 32<sup>nd</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics society*, Paris, France, 2006.