



國立臺灣科技大學
電 機 工 程 系
碩士學位論文

學號：M9207207

車輪式倒單擺平衡PID控制

Wheeled Inverted Pendulum Balancing
PID Control

研 究 生：李珈松

指 導 教 授：施慶隆 博士

中華民國九十四年七月五日

碩士學位論文指導教授推薦書

本校 電 機 工 程 研究所 控 制 學程 李 珈 松 君

所提之論文 車 輪 式 倒 單 擺 平 衡 PID 控 制

係由本人指導撰述，同意提付審查。

指導教授

褚慶隆

九 十 四 年 七 月 五 日

碩士學位考試委員會審定書

本校 電機工程系(所) 控 制 學程 李珈松 君
所提論文 車輪式倒單擺平衡 PID 控制

經本委員會審定通過，特此證明。

學位考試委員會

委

員：

黃志良

許新添

張慶隆

指導教授：

張慶隆

學程主任：

許新添

系主任(所長)：

中華民國九十四年七月五日

摘要

本論文之目的為控制一車輪式倒單擺(wheeled inverted pendulum)能自動起立並在直立的狀態下自我維持平衡。控制系統包含單晶片微控制器 PIC18F452 與一個直流伺服馬達驅動器。系統使用一個傾斜計和一個陀螺儀來測量車身傾斜角與角速度以實現其平衡控制。本文內容包含電腦模擬與實驗結果以說明所使用之 PID 控制法的可行性。



Abstract

The aim of the thesis is to control a wheeled inverted pendulum to stand up and remain balancing in the upright state by itself. The control system consists of single chip microcontroller PIC18F452 and a DC servo motor driver. A tilt sensor and a gyroscope are used to measure the tilt angle and its angular velocity of the inverted pendulum for realizing the balance control. Computer simulations and experimental results are performed to illustrate the feasibility of the proposed PID control method.



致 謝

於研究期間，承蒙施慶隆教授兩年多來的諄諄教誨與耐心指導，使本論文得以順利完成，在此致上最高的敬意。並感謝黃志良教授、許新添教授以及施慶隆教授於本論文提供的寶貴意見與指正，使得本論文益臻完善。

感謝王俊堯學長、陳茂林學長、吳佳斌學長、吳修明學長、劉晏維學長及呂學德學長提供理論及技術上的寶貴意見和協助。感謝謝志昇同學、林志宏同學、范揚欣同學、劉家昇同學與學弟林政達、邱永澤、涂雅森、柳高陵及嚴中廷於研究所兩年中，在課業與生活上相互砥礪與扶持，讓我的生活充滿了許多歡樂，在此表示對這群同學與學弟們的感謝。

衷心感謝最親愛的父母李鎗勝先生與劉美鈴女士對我多年的教養與照顧。感謝姐姐李孟芸小姐於日常生活上的關心與照應。感謝你們給我不虞匱乏的生活，使我可以順利完成學業，願你們能與我分享這份榮耀和喜悅。感謝召會的弟兄姐妹關心我並為我代禱，願你們與我分享這份喜悅。最後，最重要是感謝主，願榮耀歸與主，阿們。

李珈松 謹致於

國立台灣科技大學

九十四年七月五日

目 錄

頁次

摘 要.....	
英文摘要.....	
致 謝.....	
目 錄.....	
圖表索引.....	

第一章 簡介	1
1.1 文獻回顧.....	1
1.2 研究目的.....	7
1.3 論文架構.....	8



第二章 系統硬體架構.....	9
2.1 車輪式倒單擺機構.....	9
2.2 控制系統架構.....	10
2.3 PIC18moto2 直流馬達驅動及控制模組.....	11
2.4 PIC18Fxx2 簡介.....	14
2.5 陀螺儀.....	16
2.6 傾斜計.....	17

第三章 數學模型與 PID 控制器設計.....	21
3.1 車輪式倒單擺數學模型.....	21
3.2 車輪式倒單擺控制器設計.....	25
3.3 PID 參數調整法.....	28
3.3.1 Ziegler-Nichols 法.....	28
3.3.2 針對本實驗對 Ziegler-Nichols 法之調整.....	29
第四章 系統軟體控制流程及控制器實現.....	32
4.1 整體控制流程.....	32
4.2 模組介紹.....	33
4.2.1 計時模組.....	33
4.2.2 通訊模組.....	34
4.2.3 PWM 模組.....	37
4.2.4 AD 轉換模組.....	39
4.2.5 Encoder 模組.....	40
4.3 車輪式倒單擺控制程式流程.....	46
4.3.1 主程式控制流程.....	47
4.3.2 車輪式倒單擺 PID 控制流程.....	47



第五章 模擬與實驗結果.....	52
5.1 陀螺儀與傾斜計訊號測量之比較.....	52
5.1.1 陀螺儀訊號測量.....	52
5.1.2 傾斜計訊號測量.....	53
5.1.3 陀螺儀與傾斜計同時角度測量.....	54
5.1.4 平衡控制中陀螺儀與傾斜計之角度校正.....	55
5.2 車輪式倒單擺平衡模擬與實驗結果.....	55
5.2.1 第一種控制器之模擬與實驗結果之比較.....	56
5.2.2 第二種控制器之模擬與實驗結果之比較.....	60
5.2.3 第三種控制器之模擬與實驗結果之比較.....	62
5.2.4 第四種控制器之模擬與實驗結果之比較.....	65
5.2.5 四種控制器之相互比較.....	67
第六章 結論.....	69
6.1 結 論.....	69
6.2 未來展望.....	70
參考文獻.....	71

圖表索引

圖 1.1	JOE.....	3
圖 1.2	車輪式倒單擺實體圖.....	4
圖 1.3	Segway.....	5
圖 1.4	nBOT.....	6
圖 1.5	LegWay.....	6
圖 1.6	iBOT.....	7
圖 1.7	系統架構圖.....	8
圖 2.1	車輪式倒單擺照片.....	9
圖 2.2	車輪式倒單擺結構圖.....	10
圖 2.3	車輪式倒單擺運動系統架構圖.....	11
圖 2.4	兩軸直流馬達驅動及控制模組 PIC18moto2 實體圖.....	12
圖 2.5	兩軸直流馬達驅動及控制模組 PIC18moto2 系統方塊圖.....	12
圖 2.6	LMD18200 內部方塊圖.....	13
圖 2.7	陀螺儀.....	16
圖 2.8	傾斜計.....	18
圖 2.9	傾斜角的計算方法圖.....	19
圖 3.1	車輪式倒單擺控制系統.....	22
圖 3.2	單輪車輪式倒單擺 PID 控制器 1.....	25

圖 3.3	單輪車輪式倒單擺 PID 控制器 2.....	26
圖 3.4	單輪車輪式倒單擺 PID 控制器 3.....	26
圖 3.5	單輪車輪式倒單擺 PID 控制器 4.....	26
圖 4.1	車輪式倒單擺程式燒錄及控制流程圖.....	32
圖 4.2	PIC 微控制器 16 位元計時器系統方塊圖.....	33
圖 4.3	計時模組 Time Out 流程圖.....	34
圖 4.4	通訊模組傳送接收流程圖.....	36
圖 4.5	脈波寬度調變方塊圖.....	38
圖 4.6	脈波寬度調變輸出圖.....	38
圖 4.7	數位-類比轉換方塊圖.....	39
圖 4.8	數位-類比轉換結果調整圖.....	40
圖 4.9	HCTL-2020 系統方塊圖.....	41
圖 4.10	數位濾波器結構圖.....	43
圖 4.11	四倍頻解碼電路時序圖.....	44
圖 4.12	整體控制流程.....	47
圖 4.13	車身狀態判斷流程圖.....	48
圖 4.14	平衡控制程式流程圖.....	49
圖 4.15	結合陀螺儀與傾斜計之優點的控制流程圖.....	51
圖 5.1	陀螺儀訊號未經處理時，靜止時的訊號飄移.....	52
圖 5.2	陀螺儀訊號經處理後，靜止時的訊號.....	53

圖 5.3	傾斜計訊號在三種狀態靜止時的角度.....	53
圖 5.4	陀螺儀與傾斜計同時測量角度.....	54
圖 5.5	陀螺儀與傾斜計之角度校正實驗圖.....	55
圖 5.6	車輪式倒單擺控制器一 SIMULINK 圖.....	56
圖 5.7	車輪式倒單擺控制器一模擬結果圖.....	57
圖 5.8	控制器一從起立到平衡時的陀螺儀角度變化.....	58
圖 5.9	控制器一從起立到平衡時的傾斜計角度變化.....	58
圖 5.10	控制器一從起立到平衡時的 PWM 大小變化.....	58
圖 5.11	車輪式倒單擺控制器二 SIMULINK 圖.....	60
圖 5.12	車輪式倒單擺控制器二模擬結果圖.....	60
圖 5.13	控制器二從起立到平衡時的陀螺儀角度變化.....	61
圖 5.14	控制器二從起立到平衡時的傾斜計角度變化.....	61
圖 5.15	控制器二從起立到平衡時的 PWM 大小變化.....	62
圖 5.16	車輪式倒單擺控制器三 SIMULINK 圖.....	62
圖 5.17	車輪式倒單擺控制器三模擬結果圖.....	63
圖 5.18	控制器三從起立到平衡時的陀螺儀角度變化.....	63
圖 5.19	控制器三從起立到平衡時的傾斜計角度變化.....	64
圖 5.20	控制器三從起立到平衡時的 PWM 大小變化.....	64
圖 5.21	車輪式倒單擺控制四 SIMULINK 圖.....	65
圖 5.22	車輪式倒單擺控制四模擬結果圖.....	65

圖 5.23 控制器四從起立到平衡時的陀螺儀角度變化.....	66
圖 5.24 控制器四從起立到平衡時的傾斜計角度變化.....	66
圖 5.25 控制器四從起立到平衡時的 PWM 大小變化.....	66
表 2.1 陀螺儀規格表.....	16
表 2.2 傾斜計規格表.....	18
表 2.3 陀螺儀與傾斜計之比較表.....	20
表 4.1 SPBRG 之大小設定.....	36
表 4.2 四倍頻解碼電路說明.....	44
表 5.1 四種控制器之性能比較表.....	68
表 5.2 控制器四實驗與模擬之 PD 參數設定值.....	68

第一章

簡 介

1.1 文獻回顧

車輪式倒單擺自我平衡機器人近十幾年來在世界各國有愈來愈多的人從事其研究。由最原本的原地平衡控制開始，到前後行走控制，到平面的軌道追縱控制，進步到可以在各種崎嶇不平的地面（沙地、草地、碎石子地、上下坡地、台階 等等）都可以維持平衡並且依所要的速度來行動以及遙控。

此研究最主要的有二個部份：一是使用感測器（陀螺儀、傾斜計、加速度計、電位計、馬達位置編碼器）來測量車身的傾斜角度、角速度以及車輪的位置和轉動角速度來當作訊號迴授；二是以各種控制理論來驅動車輪的輸出轉矩和速度以達到平衡及移動的功能。其中最常使用到的感測器有陀螺儀跟傾斜計。每種感測器都有其優缺點，譬如陀螺儀的優點為響應快，但缺點為其所測量的值會有累積誤差；傾斜計的優點為所測量的角度較準確，但反應速度太慢，以致於無法跟上車子的動態；編碼器分為二類：絕對型編碼器及增量型編碼器，但二者皆有無限的位置累積誤差之缺點。因此要能精確地量測這些輸入訊號最好能先克服這類的缺點。

解決輸入訊號誤差在過去的研究中以 Kalman 濾波器來解決陀螺儀訊號偏移和傾斜計響應太慢的現象最為有效。當由這些感測器所量測的訊號經過 Kalman 濾波器後可以得到精確的值。另外也有其它的方法來克服這些問題，譬如以硬體電路組成低通濾波器來濾掉高頻雜訊，或是使用移動平均的方法來降低輸入訊號的誤差 等等。

在控制理論方面。過去的研究中大多是以建立數學模型來做馬達控制，例如：拉格蘭奇運動方程式(Lagrange motion equation)、以系統狀態變數做回授的狀態空間控制器、適應控制、比例積分微分(PID)控制器 等等。近年來也有以非建立數學模型來控制的方法，如：模糊邏輯(Fuzzy logic)控制。



接下來介紹與此研究相關之文獻內容。

在 1988 年，日本人 T.Kawamura and K.Yamafuji[11]提出了一篇單軸兩輪自我車輪式倒單擺的論文，由於它是用一顆馬達來同時驅動兩個輪子，所以它只能夠平衡、前後行走，並無法轉彎。

在 1991 年，O.Matsumoto, S.Kajita and K.tani[12]使用適應控制理論，但仍然沒有讓車子在平面上行走的部份。

在 1992 年，E.Koyanagi 等人提出了一篇二維軌道追縱的控制演算法[13]。雖然可以在平面上行走，但只能在很慢的速度下平衡移動。

而在 1994 年，Y. Ha and S. Yuta 發表了一篇能在一平面上自我保

持平衡並完成軌跡追蹤的兩輪式倒單擺機器人”Yamabico Kurara”[2]，此篇是以 Lagrange motion equation 來求系統的狀態方程式以控制車身的平衡。並利用陀螺儀來測量車身傾斜角速度和角度以及使用編碼器來讀取車輪位置。此篇論文的演算法包括了 3 個部份：平衡及速度控制、導航控制和軌道控制。其實驗結果顯示，雖然會有模擬誤差、參數變動以及陀螺儀的傾斜角累積誤差，但車身仍然能夠依所要的速度移動並保持平衡。

2002 年，在瑞士，有以系統狀態變數狀態回授(state feedback)的方法來維持車身的平衡的研究[1]。其控制系統使用二個解耦狀態空間控制器來輸出轉矩以分別控制車身傾斜及自轉。並使用傾斜計來直接測量車身傾斜角，但其缺點是反應與車身動態比起來太慢。用陀螺儀來測量車身傾斜角速度，並使用二個加速度計測量二個方向的加速度。它能夠由遙控器來操控，並且包含了低電源警示及倒下時自動停止運轉的設計。如圖 1.1 所示。



圖 1.1 JOE (<http://leiwwww.epfl.ch/joe/>)

在國內也有以模糊控制理論來達到車身平衡及前後行走的研究 [19]、[20]。其中模糊理論的基本特性是不依賴或不完全依賴被控制系統之數學模型，而是以人的操作經驗、知識推論以及控制系統的某些訊息(如控制輸出、誤差、延遲)和性能得出相對應之控制動作。由於此一特點，模糊控制在不確定性、非線性等複雜系統上，一般而言比現代控制或傳統控制具有更好之強健性及適應性。而模糊控制器其性能的好壞取決於模糊規則的建立與歸屬函數的形狀，可由設計者依經驗建立而得到好的控制效果，相較於一些需要利用到受控體的數學模式來調整其控制器參數的系統，若受控體之數學模式不精確，則很難達到預期之效果。如圖 1.2 所示。

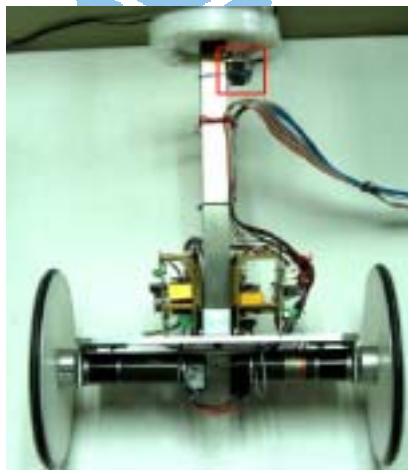


圖 1.2 車輪式倒單擺實體圖([19]、[20])

而在商業應用上，如美國知名的“SEGWAY HT”兩輪自我車輪式倒單擺則可以讓人站在車身平台上維持平衡並移動。操作者只須站在車身平台上將身體向前傾斜，車子為了保持平衡就會往前移動，

其最高時速可達每小時 20 公里左右。故可被人當作短距離的代步工具。也可以在室內或是騎到大眾運輸系統上。它用使用五個陀螺儀以及數個其它種類的角度感測器，但整個系統實際上只用到三個陀螺儀，剩下二個是當作預備用。如圖 1.3 所示。



圖 1.3 Segway (<http://www.segway.com/segway/introduction.html>)

除此之外，在美國也有許多機器人狂熱份子自行從事這方面的研究與實作，例如：由 David. P Anderson 所製作的類似[1]JOE 的 nBot 兩輪自我車輪式倒單擺，它也是使用陀螺儀來讀取車身的傾斜角度並使用馬達編碼器來讀取位置使車子保持平衡。其控制方法簡單的說就是由感測器量得四個變數：車身傾斜角及角速度、車輪位置及轉動速度。當車身開始傾向一個方向時，即驅動車輪往那個方向轉動，以維持車身的直立平衡。如圖 1.4 所示。



圖 1.4 nBOT

(http://www.geology.smu.edu/%7Edpa-www/robo/nbot/nbot_3.html)

另外也有 Steven Hassenplug 以樂高(LEGO)積木來做車身，並使用 Two Electro-Optical Proximity Detector(EOPD)感應器來測量車身的傾斜角度。如圖 1.5 所示。



圖 1.5 LegWay (<http://www.teamhassenplug.org/robots/legway/>)

而在醫學方面，因為近年來世界人口老化的問題日漸嚴重，因此為使老人或殘障者方便，也有機器人輪椅這類的研究及產品來協助他們的行動。[10]使用車輪倒單擺控制原理使得輪椅能夠自己爬過 10

公分左右的台階。首先將前輪抬起並維持平衡，然後乘座者將輪椅往前移，接著靠直流馬達的力量將後輪推上台階即可。如圖 1.6 所示。



圖 1.6 iBOT (<http://www.independencenow.com/ibot/index.html>)

1.2 研究目的



本論文之目的是製作及控制一個具有自我維持平衡能力的車輪式倒單擺機器人。其硬體架構主要由車身平台、車輪與控制器組成。在車輪上裝有一個直流馬達，以皮帶帶動車輪轉動。在控制器部份是使用PIC18moto2直流馬達驅動及控制模組來做平衡的控制。

本實驗利用桌上型電腦與單晶片PIC18F452來實現其控制。實驗的過程使用MICROCHIP公司的產品MPLAB ICD2來做燒錄的功能。程式的撰寫使用MPLAB IDE來做程式的除錯及編譯的功能。

在訊號量測方面，我們使用角速度陀螺儀及傾斜計來量測車身傾斜角速度及角度，並利用編碼器量測車輪轉動的速度及位置。所測得

之訊號，PIC會經由RS-232將其傳回個人電腦並且顯示出來。

本論文主要的控制器是使用 PID（比例積分微分）控制理論，用來控制車子的自動起立與維持直立平衡。下圖為其系統架構圖。

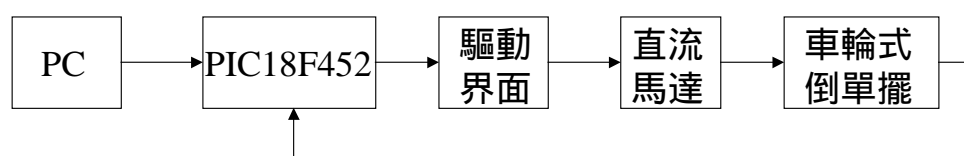


圖 1.7 系統架構圖

1.3 論文架構

本論文共分為六個章節，其內容概述如下：

第二章為系統硬體架構，介紹本文實驗所使用到的硬體、感測器。

第三章為數學模型與車輪式倒單擺控制器設計，介紹有關本文實驗的車輪式倒單擺運動數學模型以及四種 PID 控制器。

第四章為系統軟體說明及控制器實現，介紹本文所用之程式撰寫軟體、控制理論、控制程式流程。

第五章為系統參數估測與模擬及實驗結果，將實驗結果與使用 MATLAB/SIMULINK 的模擬結果做個比較。

第六章為結論，將本文重點做個總結。最後還有未來的展望及改進方向。

第二章

系統硬體架構

2.1 車輪式倒單擺機構

車輪式倒單擺的四面照片及結構圖如圖 2.1 及 2.2 所示。此車體主要由一個直流馬達、輪子、控制器、車身平台、傾斜計及陀螺儀所構成。

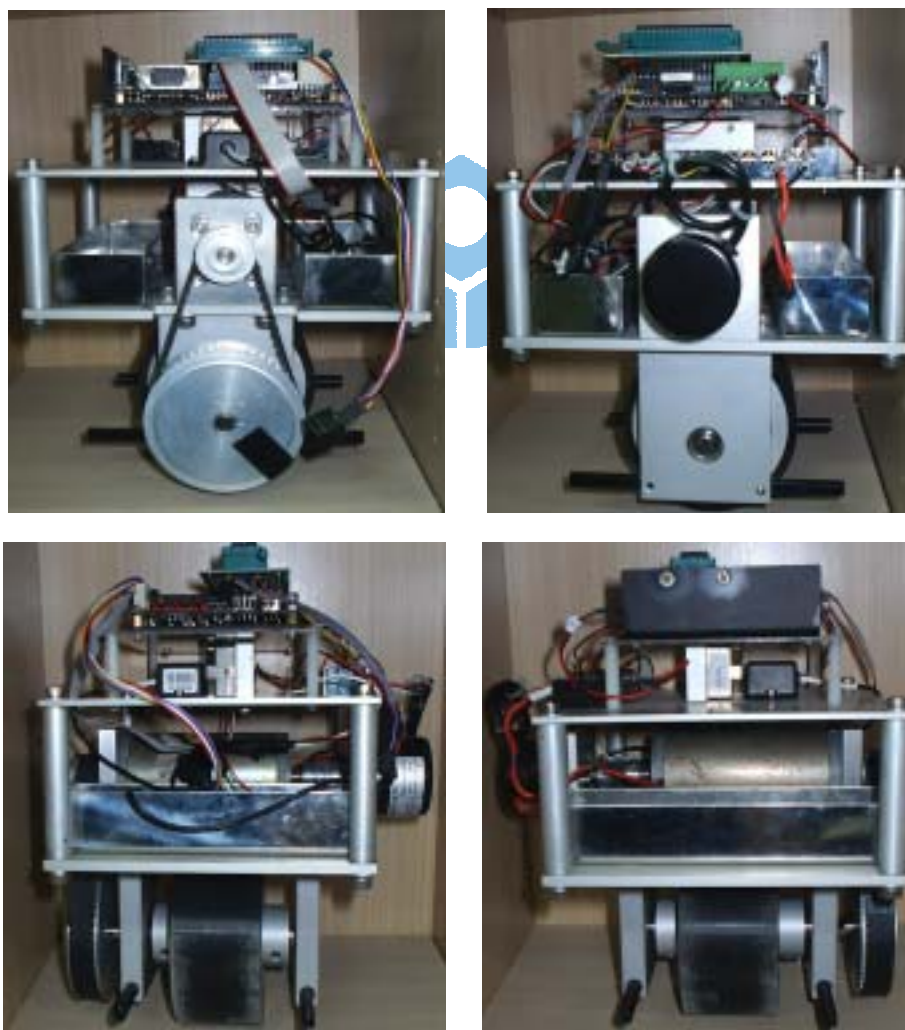


圖 2.1 車輪式倒單擺照片

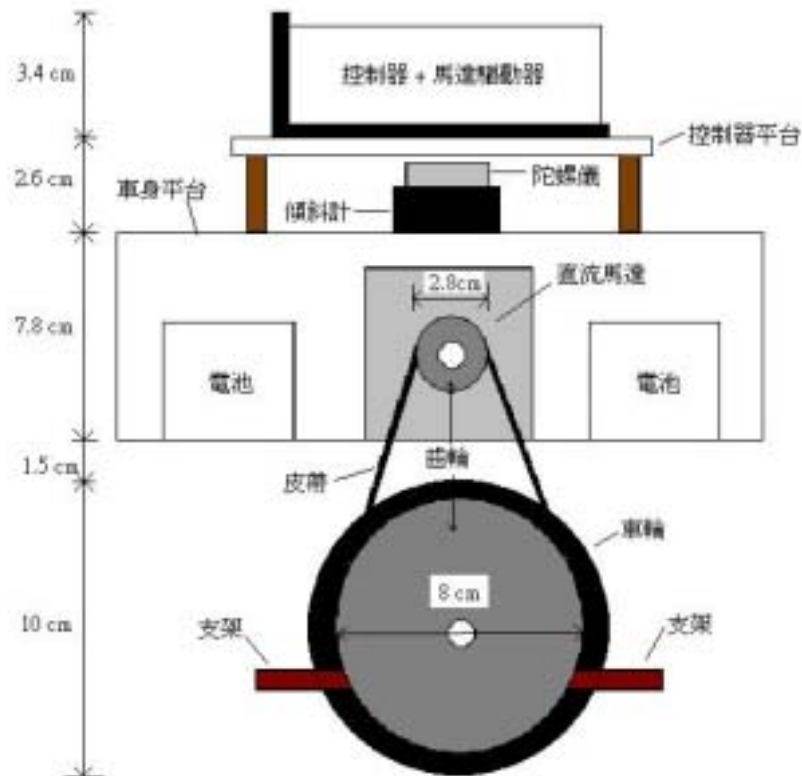


圖 2.2 車輪式倒單擺結構圖

由上圖可知車輪式倒單擺車身各部份零件之尺寸及名稱。其中齒輪比為 15 : 47。至於陀螺儀和傾斜計的位置，若放在車身的愈高處則車身擺動較小時也容易感測得到。整體車身重量約為 3 公斤。

其控制方法簡單來說，當車身偏向哪一個方向時即驅動馬達往車身偏移的方向前進。而馬達速度則由陀螺儀和傾斜計所測量的車身傾斜角速度及傾斜角經由 PID 控制器來決定其 PWM 以驅動馬達轉動。

2.2 控制系統架構

車輪式倒單擺之整體訊號處理流程下圖所示。最後由馬達經過皮

帶來帶動輪子轉動以維持平衡。下圖為其系統架構圖。

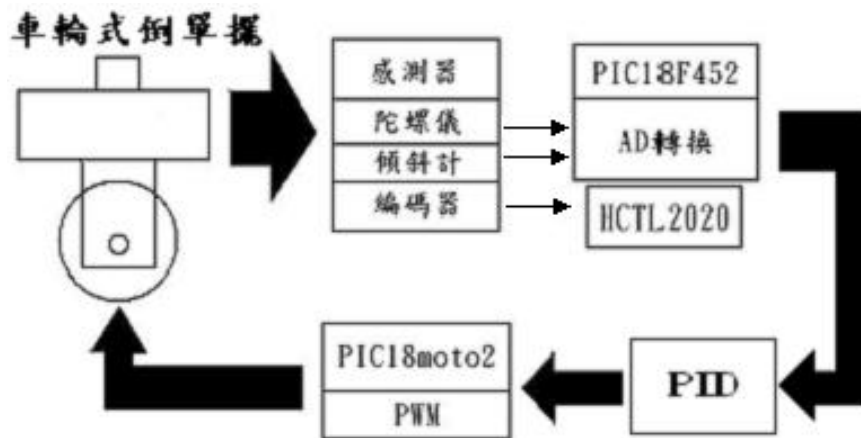


圖 2.3 車輪式倒單擺運動系統架構圖

2.3 PIC18moto2 直流馬達驅動及控制模組

兩軸直流馬達驅動及控制模組(簡稱為PIC18moto2)為以PIC18F4x2微控制器為控制核心之直流馬達控制板，它可應用於單軸或雙軸直流馬達控制之運動控制實驗設備，諸如XY平台、倒單擺控制設備、兩輪自走車、機器足球員等。兩軸直流馬達驅動及控制模組之實體圖以及系統方塊圖分別如圖2.4及圖2.5所示，本模組主要功能計有：

- (1) PIC18F4x2 微控制器；
- (2) 2 組直流馬達驅動電路(使用LMD18200 驅動IC)；
- (3) 2 組馬達A/B 相位置解碼電路(使用解碼IC HCTL-2020)；
- (4) 5 個10 位元AD 轉換通道；

(5) 5~11 個數位輸入或輸出。

本模組內建有由RS232下載之Boot Loader程式使用者只要將其接上直流伺服馬達及直流電源或電池並與PC之COM1或COM2相連接即可進行軟體發展工作。

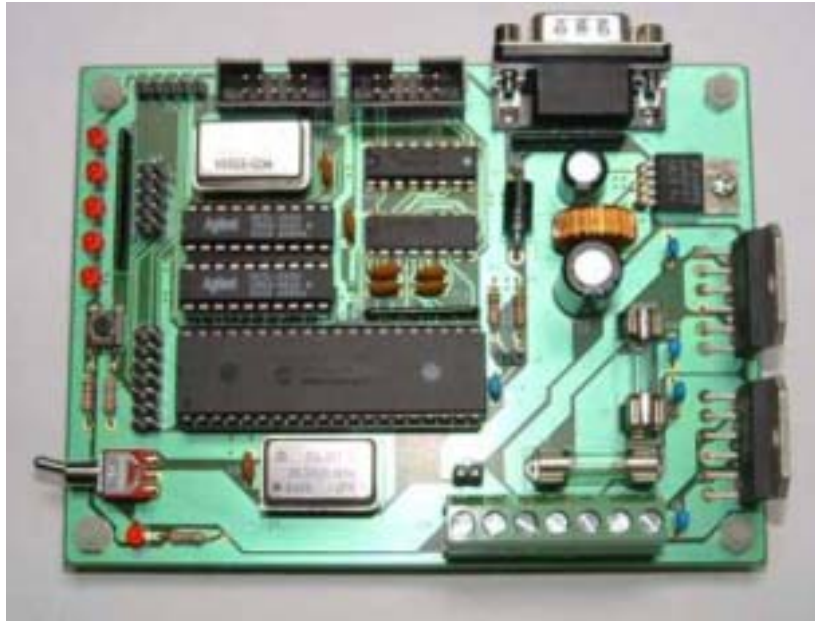


圖 2.4 兩軸直流馬達驅動及控制模組 PIC18moto2 實體圖

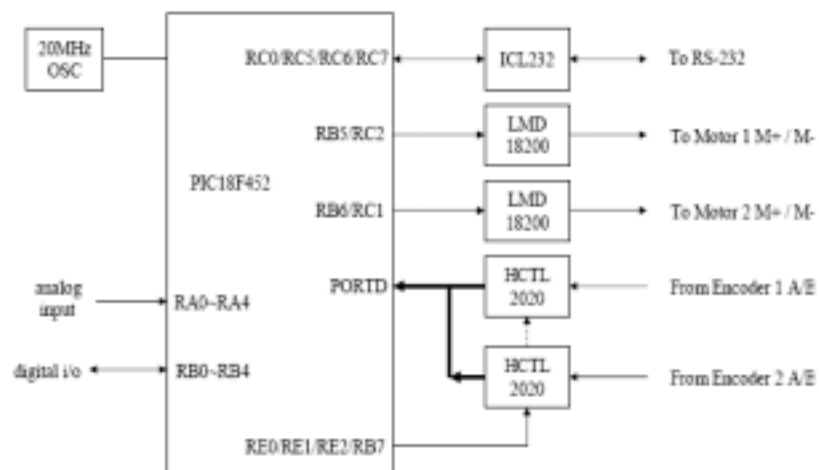


圖 2.5 兩軸直流馬達驅動及控制模組 PIC18moto2 系統方塊圖

兩軸直流馬達驅動及控制模組使用兩顆馬達驅動IC LMD18200

作為兩組直流伺服馬達之驅動電路。LMD18200 之額定電流為3安培，瞬間最大電流可達6安培，耐壓為55 伏特，且具有輕載保護作用。使用者只要輸入PWM 脈波訊號和轉動方向訊號即可控制直流馬達。LMD18200之內部方塊圖為如圖2.6所示，其主要規格如下：

- (1) 輸出電流可到3安培；
- (2) 操作電壓可耐壓到55伏特；
- (3) Switch ON時RDS的電阻約為0.3歐姆；
- (4) 輸入訊號可以是TTL或CMOS；
- (5) 沒有“shoot-through”電流；
- (6) 當溫度過高時會有錯誤訊號產生；
- (7) 短路負載保護。

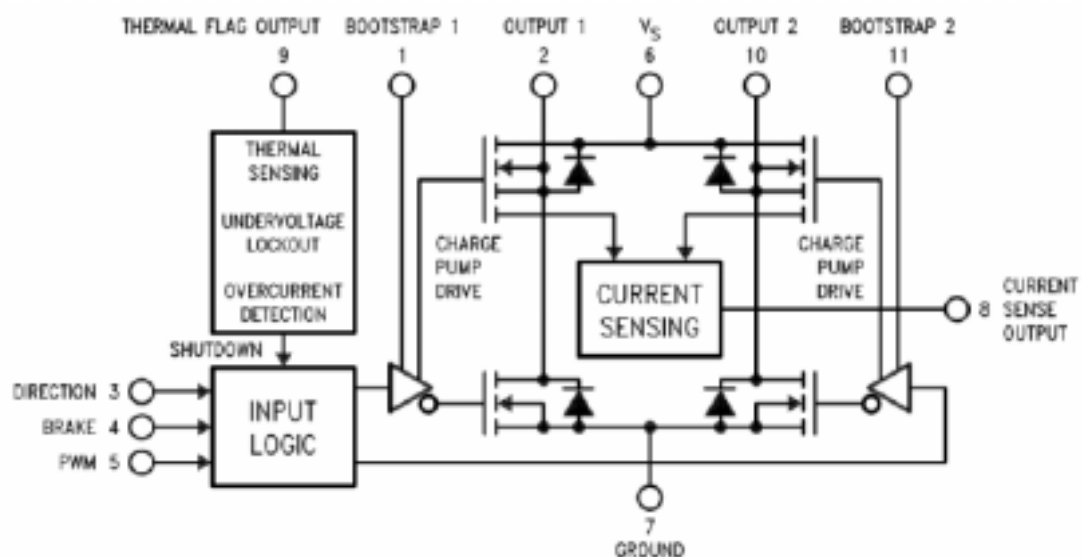


圖 2.6 LMD18200 內部方塊圖

2.4 PIC18FXX2 簡介

PIC18FXX2 微控制器系列包括有 PIC18F242、PIC18F252、PIC18F442 以及 PIC18F452 微控制器。基本上這 4 個單晶片微控制器是接腳數和記憶體容量交互搭配所得到的 4 重選擇，因此特性與功能是大同小異的。PIC18FXX2 單晶片微控制器採用 Harvard 電腦的架構，它的 CPU 分別使用不同位元大小的匯流排來讀取程式記憶體、資料記憶體以及堆疊。PIC18FXX2 微控制器的核心功能為如下所列：

- 高性能的精簡指令集 (RISC) 中央處理單元
- 僅須學習 75 個指令
- 除了少部份指令須二個指令週期時間外，大部份指令只須一個指令週期
- 操作的時脈為直流至 40Mhz 的時鐘脈波 (clock)，每一道指令最快執行速度為 200 奈秒 (ns)
- 具有 16K X 16 字組(words)的快閃程式記憶體
- 具有 1536 X 8 位元組(bytes)的資料記憶體
- 具有 256 X 8 位元組(bytes)的 EEPROM 的資料記憶體
- 接腳輸出與 PIC16F87X 微控制器相容
- 具有 17 個中斷源
- 具有內部硬體 31 個堆疊

- 程式記憶模式有三種：直接定址、間接定址和相對定址
- 開機重置功能(POR)
- 具有開機起動計時器(PWRT)及振盪器起始計時器(OST)
- 看門狗計時具有獨立的 RC 振盪器以保證可靠
- 具程式碼保護機制
- 具省電功能的 SLEEP 功能
- 四種振盪器選用功能
- 具低功率、高速度的 CMOS 快閃及 EEPROM 的技術
- 全靜態設計
- 僅須透過 2 條線及 5 伏特電源即可進行線上串列燒錄程式及除錯
- 微處理機可直接對程式記憶體做讀寫動作
- 操作電壓容限大：2.0V ~ 5.5V
- 接腳具高流入(Sink) / 流出(Source)電流：25mA
- 電器特性包含商用、工業用及軍用規格可供選擇
- 低功率消耗：
 - ◆ 操作於 3V , 4Mhz 時電流消耗小於 0.6mA
 - ◆ 操作於 3V , 32Khz 時電流消耗小於 20 μ A
 - ◆ 待命狀態下電流消耗小於 1 μ A

2.5 陀螺儀

本論文使用型號 CRS03-02 之陀螺儀如圖 2.7 所示。其規格如表

2.1 所示。



圖 2.7 陀螺儀

	Unit	CRS03-01	CRS03-02
Rate range	deg/sec	0 to +/-100	0 to +/-100
Scale Factor (SF)	mV/(deg/sec)	20	20
Supply Voltage (Vdd)	V DC	5.00+/-0.25	5.00+/-0.25
Bias	% of Vdd	50	50
Bias initial error	mV	+/- 60	+/- 60
Bias variation w/ temp.	mV	+/- 60	+/- 60
SF variation with temp	%	+/- 3	+/- 3
Initial SF accuracy	%	+/- 1	+/- 1
Non linearity	% of FS	< 0.5	< 0.5
Quiescent noise	mVrms	< 1	< 1
Operating Temp	Deg Celsius	-40~+85	-40~+85
Bandwidth	Hz	> 10	> 10
Power up time	sec	< 0.5	< 0.5
Current dissipation	mA	< 50	< 50
Output Impedance	ohm	100	100
Max output current	mA	> 0.5	> 0.5
Cross axis sensitivity	%	<1	<1
Dimensions	mm	29 x 29 x 18.4	29 x 29 x 18.4
Appearance		Case enclosed	Case enclosed
Connector		bottom pins	wire&connector
Spec sheet Nr.		SST-0011A	SST-0011A
Performance docu Nr.		DEM09-044	DEM09-044
Shock resistance	G	99	99
Origin		Japan	Japan

表 2.1 陀螺儀規格表

陀螺儀乃是應用柯氏力來測量旋轉之角速度，將每次所測得之角速度訊號積分後即可得到轉動角度。其計算式子如下：

$$Angle = \left(\sum_{i=1}^n (V_{in} - V_{base}) \right) \times 50 \times sample\ time \quad (2-1)$$

其中 V_{in} 表示由陀螺儀得到的訊號經 AD 轉換後的電壓， V_{base} 為陀螺儀靜止時的電壓，而 $\times 50 \times sample\ time$ 是因為其 Scale Factor = 20 (mV/(deg/sec)) 且為使其單位轉換成 deg。

由於陀螺儀在靜止時會有電壓飄移的現象產生。一般陀螺儀的操作溫度為攝氏 23°C，輸入電壓為 +5V，則輸出電壓為 +2.5V。但溫度升高或降低時會使其輸出電壓有些許的變動。因此無法精確地以 +2.5V 當作車身靜止不動時的電壓準位。因此車子在平衡的過程中晃動時會產生累積誤差。此誤差漸漸變大後會造成車子無法平衡。本論文解決此問題的方法乃是先量測在陀螺儀靜止一段時間之平均輸出電壓當作基準值(V_{base})。然後將 V_{in} 減去 V_{base} 來求得其電壓變化。最後經過(2-1)式來算出其轉動角度。

2.6 傾斜計

本論文使用過二顆不同型號之傾斜計(CXTA01、CXTLA01)來做車身傾斜角的測量。如圖 2.8 所示。其規格如表 2.2 所示。本節將其各自的優缺點做一些描述。



圖 2.8 傾斜計

Specifications	CXTA01	Specifications	CXTLA01
Performance		Performance	
Linear Angular Range (°)	± 20	Angular Range (°)	± 20
Full Angular Range (°)	± 75	Angular Resolution (° rms)	0.03
Angular Resolution (° rms)	0.05	Sensitivity - small angles (mV/°)	100 ± 10
Sensitivity - small angles (mV/°)	35 ± 2	Sensitivity Drift (%/°C)	0.01
Sensitivity Drift (%/°C)	0.01	Zero Angle Voltage (Volts)	2.5 ± 0.15
Zero Angle Voltage (Volts)	2.5 ± 0.15	Zero Angle Drift (mV/°C)	3
Zero Angle Drift (mV/°C)	1.0	Zero Angle Drift (°/°C)	0.03
Zero Angle Drift (°/°C)	0.03	Non-Linearity (°)	< 0.4
Non-Linearity (°)	< 0.4	Bandwidth (Hz)	6
Bandwidth (Hz)	50	Alignment (°)	± 1
Settling Time (sec)	0.2	Cross-axis Sensitivity (%)	< 5
Alignment (°)	± 1	Environment	
Cross-axis Sensitivity (%)	< 5	Storage Temperature (°C)	-55 to +85
Environment		Operating Temperature (°C)	-40 to +85
Storage Temperature (°C)	-55 to +85	Storage Temperature (°C)	-55 to +105
Operating Temperature (°C)	-40 to +85	Operating Temperature (°C)	-40 to +105
Storage Temperature (°C)	-55 to +105	Non-Operating Vibration (g rms)	10
Operating Temperature (°C)	-40 to +105	Shock (g)	2000
Non-Operating Vibration (g rms)	10	Electrical	
Shock (g)	2000	Supply Voltage (VDC)	6 - 30
Electrical		Current (mA)	4
Supply Voltage (VDC)	6 - 30		
Current (mA)	4		

表 2.2 傾斜計規格表

傾斜計是使用一微機械加速度感應元件，以其直流響應來測量相對於垂直地面的傾斜角。其輸出電壓範圍為 2.5V±(其傾斜的角度所產生的偏移電壓)。其中傾斜角的計算方法如圖 2.9 所示。

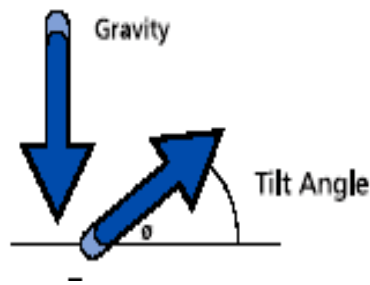


圖 2.9 傾斜角的計算方法

$$\phi = \sin^{-1} \left[\frac{V_{out} - \text{Zero Angle Voltage}}{\text{Sensitivity}} \right] \quad (2-2)$$

若我們所須要的操作角度介於 $\pm 20^\circ$ 以內的話，則其傾斜角的計算方法可簡化為

$$\phi = \frac{V_{out} - \text{Zero Angle Voltage}}{\text{Sensitivity}} \quad (2-3)$$

此簡化計算的誤差範圍小於 2%。如此即可免去計算反正弦函數(\sin^{-1})的麻煩，並增加程式計算的速度。

傾斜計共同的優點是角度的測量準確，不像陀螺儀會有飄移的現象；但共同的缺點即是反應速度慢，所以無法即時地判斷車身的傾斜角而達到平衡的效果。

由表 2.2 得知，CXTA01 的響應速度為 6Hz、CXTLA01 為 50Hz。雖然 CXTLA01 的響應速度較快，但是它的解析度比 CXTA01 還低。因此我們拿量角器來測量其傾斜角時，其量測出來的角度與實際的轉動角度有不小的誤差(譬如：實際轉動 1° 但量測值為 2.1° ；實際轉動

2°但量測值為 3.3° 等等)。又因為如果我們要讓車身在原地保持平衡的話，必須使其角度維持在很小範圍內變動(0.5°以內)，所以此角度量測誤差會使車身無法很穩的平衡。但在實際測量時，可看到它在此範圍以外的角度變化則比較準確，所以傾斜計適合用在大角度的變動測量。表 2.3 為陀螺儀與傾斜計之比較。

	陀螺儀	傾斜計
優點	反應較快 (>10Hz)	角度量測準確
缺點	訊號飄移 累積誤差 溫度影響	反應較慢 (6Hz)

表 2.3 陀螺儀與傾斜計之比較表



第三章

數學模型與 PID 控制器設計

3.1 車輪式倒單擺數學模型

車輪式倒單擺運動示意圖如圖 3.1 所示。它藉由控制驅動車輪直流伺服馬達的正反轉來改變前進及後退速度，以維持車體的直立平衡，並進一步同時完成車輪的定位控制。車輪式倒單擺系統參數計有：

車體質量： M (Kg)

車輪質量： m (Kg)

車輪半徑： r (cm)

車體高度： h (cm)

車輪磨擦係數： B (N-sec/m)

重力加速度： g (m/sec²)

旋轉式倒單擺系統變數計有：

車輪角度： q (deg)

車身角度： θ (deg)

車輪直流伺服馬達輸入電壓： u (Volt)

伺服馬達輸出力矩： $T = K_f u$ (N)

其中 K_f 為作用力常數



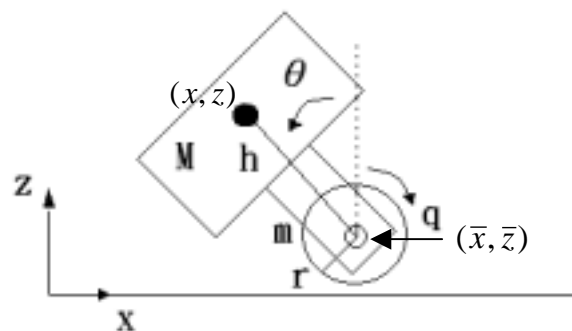


圖 3.1 車輪式倒單擺運動示意圖

假設車輪式倒單擺座標系統之 x 軸為車輪前進方向， z 軸為垂直向上方向，則車體之重心位置 (x, z) 為

$$\begin{cases} x = rq - h \sin \theta \\ z = r + h \cos \theta \end{cases} \quad (3-1)$$

及速度為

$$\begin{cases} \dot{x} = r\dot{q} - h \cos \theta \dot{\theta} \\ \dot{z} = -h \sin \theta \dot{\theta} \end{cases} \quad (3-2)$$

車輪之重心位置 (\bar{x}, \bar{z}) 為

$$\begin{cases} \bar{x} = rq \\ \bar{z} = r \end{cases} \quad (3-3)$$

及速度為

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = r\dot{q} \\ \dot{\bar{z}} = 0 \end{cases} \quad (3-4)$$

Lagrange 函數，其變數定義如下：

L : Lagrange function

K : 動能(kinetic energy)


P : 位能(potential energy)

$$\begin{aligned} K &= \frac{1}{2}M(\dot{x}^2 + \dot{z}^2) + \frac{1}{2}m(\dot{\bar{x}}^2 + \dot{\bar{z}}^2) \\ &= \frac{1}{2}mr^2\dot{q}^2 + \frac{1}{2}Mr^2\dot{q}^2 - Mrh\cos\theta\dot{q}\dot{\theta} + \frac{1}{2}Mh^2\dot{\theta}^2 \end{aligned} \quad (3-5)$$

$$P = Mgh\cos\theta \quad (3-6)$$

$$\begin{aligned} L &= K - P \\ &= \frac{1}{2}(M+m)r^2\dot{q}^2 + \frac{1}{2}Mh^2\dot{\theta}^2 - Mrh\cos\theta\dot{q}\dot{\theta} - Mhg\cos\theta \end{aligned} \quad (3-7)$$

Euler-Lagrange 方程式 :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} - \frac{\partial L}{\partial \theta} = 0 \\ \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} - \frac{\partial L}{\partial q} = \tau - b\dot{q} \end{cases} \quad (3-8)$$


將(3-7)代入(3-8)之聯立方程式可得動力方程式 :

$$\begin{cases} Mh^2\ddot{\theta} - Mrh\cos\theta\ddot{q} - Mhg\sin\theta = 0 \\ (M+m)r^2\ddot{q} - Mrh\cos\theta\ddot{\theta} + Mrh\sin\theta\dot{\theta}^2 = \tau - b\dot{q} \end{cases} \quad (3-9)$$

於直立平衡狀態之線性化動力方程式 ($\theta = 0, \sin\theta = 0, \cos\theta = 1$)

$$\begin{cases} Mh^2\ddot{\theta} - Mrh\ddot{q} - Mhg\theta = 0 \\ (M+m)r^2\ddot{q} - Mrh\ddot{\theta} + b\dot{q} = K_f u \end{cases} \quad (3-10)$$

輸入輸出轉移函數 $G_1(s) = Q(s)/U(s)$ 與 $G_2(s) = \theta(s)/U(s)$ 。

$$\begin{bmatrix} M h^2 s^2 - M g h & -M r h s^2 \\ -M r h s^2 & (M + m) r^2 s^2 + b s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Theta(s) \\ Q(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ K_f U(s) \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

可聯立解 $\Theta(s)$ 及 $Q(s)$ 可得

$$G_1(s) = \frac{\Theta(s)}{U(s)} = \frac{K_f r s}{m r^2 h s^3 + h s^2 b - (M + m) r^2 g s - g b} \quad (3-12)$$

$$G_2(s) = \frac{Q(s)}{U(s)} = \frac{(h s^2 - g) K_f}{m r^2 h s^4 + h b s^3 - (M + m) r^2 g s^2 + b g s} \quad (3-13)$$

$$G(s) = \frac{G_1(s)}{G_2(s)} = \frac{\Theta(s)}{Q(s)} = \frac{r}{h} \frac{s^2}{s^2 - g/h} \quad (3-14)$$

線性化狀態空間動態方程式 $\dot{x}(t) = A x(t) + b u(t)$, $y(t) = c x(t) + d u$

$$\begin{cases} -M r h \ddot{q} + M h^2 \ddot{\theta} = M h g \theta \\ (M + m) r^2 \ddot{q} - M r h \ddot{\theta} = K_f u - b \dot{q} \end{cases} \quad (3-15)$$

聯立解 $\ddot{q}(t)$ 及 $\ddot{\theta}(t)$ 可得(3-16)及(3-17)式

$$\ddot{q} = \frac{K_f u - b \dot{q} + M r g \theta}{m r^2} \quad (3-16)$$

$$\ddot{\theta} = \frac{K_f u - b \dot{q} + (M + m) r g \theta}{m r h} \quad (3-17)$$

所以狀態方程式為：

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{q} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{q} \end{bmatrix} = A x + b u = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{M + m}{m} \frac{g}{h} & 0 & 0 & \frac{-b}{m r h} \\ \frac{M}{m} \frac{g}{r} & 0 & 0 & \frac{-b}{m r^2} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{K_f}{m r h} \\ \frac{K_f}{m r^2} \end{bmatrix} u, \quad x = \begin{bmatrix} \theta \\ q \\ \dot{\theta} \\ \dot{q} \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

在只維持單輪身直立平衡的狀況下，可以只考慮輸入輸出轉移函數

$G_2(s)$, 在此時 $\ddot{\theta} = 0$, 故由(3-10)式得知

$$[(M + m)r^2 s^2 + bs]Q(s) = K_f U(s)$$

$$G_2(s) = \frac{Q(s)}{U(s)} = \frac{K_f}{(M + m)r^2 s^2 + bs} \quad (3-19)$$

因此我們得知

$$G_2(s) = \frac{K}{s(s + a)} = \frac{K_f}{(M + m)r^2} \frac{1}{s \left(s + \frac{b}{(M + m)r^2} \right)} \quad (3-20)$$

所以

$$a = \frac{b}{(M + m)r^2} \quad (3-21)$$

以及

$$K = \frac{K_f}{(M + m)r^2} \quad (3-22)$$



我們估測參數 $b = 225$, $K_f = 7500$, 則代入可得 $a = 3$, $K=100$ 。

而單輪自我車輪式倒單擺之 PID 控制器如下圖所示。

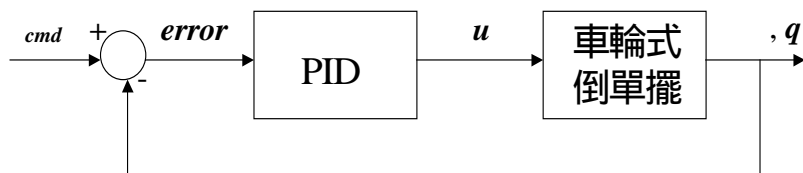


圖 3.2 單輪車輪式倒單擺 PID 控制器 1

3.2 車輪式倒單擺控制器設計

在圖 3.2 之 PID 控制器中，我們只根據 q 的改變來對 q 做 PID 控制，使得 q 能維持在 0° 附近而達到平衡。但是車子並沒有定位的功能，所以即使車身平衡了，但車子本身會在平衡的過程中到處跑。所以接下來我們另外介紹三種雙 PID 控制器以改進上述之缺點，而達到讓車子能定位平衡。其控制方塊圖分別如圖 3.3、圖 3.4 以及圖 3.5 所示。其 MATLAB/SIMULINK 的模擬與實驗結果將在第五章說明。

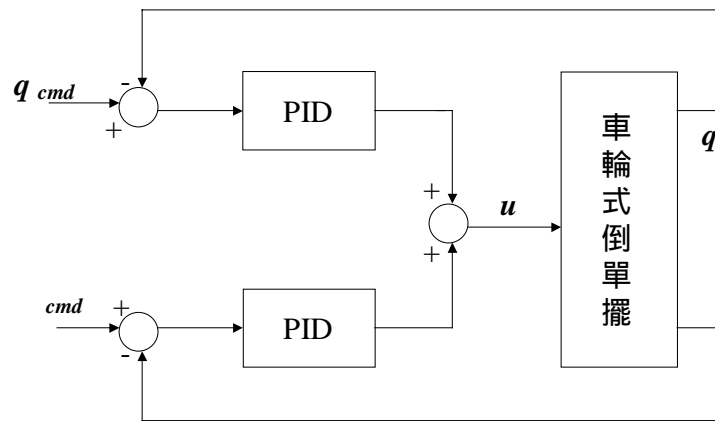


圖 3.3 PID 控制器 2

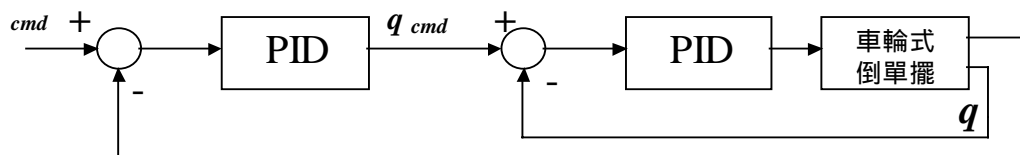


圖 3.4 PID 控制器 3

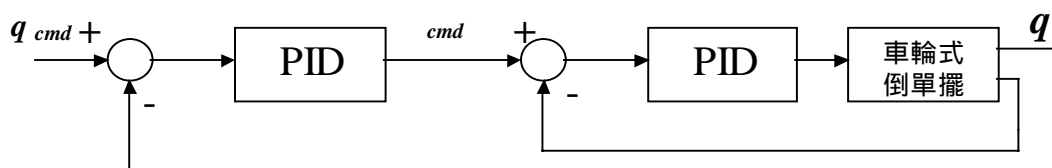


圖 3.5 PID 控制器 4

我們將圖 3.2 做一個解釋，在圖 3.2 中可以看出由車輪式倒單擺的車身及車輪角度改變後產生 θ 、 q 。此時的 θ 不一定等於 q 。故為了讓車身保持平衡，我們須使 q 轉 θ ，所轉的距離即為

$$s = r\theta \quad (3-23)$$

其中 r 為車輪半徑，此距離即為命令值。最後根據感測器所量得之車身角速度，經過 PID 控制器算出車輪應以多少的加速度旋轉，使車身能夠維持直立平衡的狀態。

圖 3.3 為雙 PID 控制器之一種。先將 θ 與 q 分別經過各自的 PID 控制器後，將結果相加再將產生的 PWM 送到馬達產生轉速以維持平衡。由於此法比第一種方法多了對於 q 的控制，因此在車身平衡的過程中比較不會只顧到平衡而忽略了車輪位置是否保持在原點附近平衡，而使車子到處亂跑。圖 3.4 是由內外二個迴路所組成，內迴路控制 q ；外迴路控制 θ 。因此控制的情形為先定位再平衡。圖 3.5 與圖 3.4 相反，內迴路控制 θ ；外迴路控制 q 。因此控制的情形為先平衡再定位。

3.3 PID 參數調整法

PID 參數的調整是能否使得被控系統的動作良好的重要關鍵。其參數調整的方法很多，概括起來有兩大類：一是理論計算調整法。它主要是依據系統的數學模型，採用控制理論中的一些方法，經過理論計算後確定控制器參數。這種方法不僅計算繁瑣，而且過分依賴系統的數學模型，所得到的計算數據未必可以直接用，還必須通過工程實際進行調整和修改。二是工程整定方法，它主要依賴工程經驗，直接在控制系統的實驗中進行，且方法簡單、易於掌握，相當實用，從而在工程實際中被廣泛採用。但無論採用哪一種方法所得到的控制器參數，都需要在實際操作中進行最後的調整與改善。

3.3.1 Ziegler-Nichols 法

本文所使用的是 Ziegler-Nichols 法[5]，其調整步驟如下：

1. 首先將 K_P 、 K_I 與 K_D 設為 0。
2. 由小到大增加 K_P 值，直到系統發生振盪現象時，將 K_P 值除 2。
3. 增加 K_D ，觀察在改變系統速度時，哪一數值使其阻尼響應最好。
4. 慢慢增加 K_I 值直到振盪再度產生，然後將 K_I 值除以 2 或 3。

由於單輪車輪式倒單擺之 PID 參數必須在有載的狀態下調整才能在實際操作中達到準確的設定。所以若是只讓馬達無載運轉時來調整 PID 參數，則即使其可畫出很漂亮的響應圖，但在實際操作中這樣的結果對於系統的表現卻是無用的。故使用 Ziegler-Nichols PID 調整法可以在馬達有載的情況下，根據其步驟一一調整 PID 參數，所得到的數據才是實際可用的。

3.3.2 針對本實驗對 Ziegler-Nichols 法之調整

使用此法在實際操作上還須要針對本實驗來做調整以適應本實驗。我們將感測器的各種資訊經過 PD 控制之計算方法如下所示：

$$\text{控制：} u = (K_{PI} \times \text{err}) + (K_{DI} \times G)$$

$$q \text{ 控制：} u = (K_{P2} \times \text{err}) + (K_{D2} \times (\text{err} / T))$$

其中 u ：輸入 PWM、 G ：陀螺儀之量測角速度(deg/sec)、 err ：誤差值(pulse)、 err ：誤差值之差(pulse)、 T ：取樣時間。因此 G 即為 $\dot{\theta}$ ， (err / T) 即為 \dot{q} 。

由式子可知，傾斜角度(已經轉換成距離)和角速度用來當做 平衡控制的迴授，其中角度作為 P 控制，角速度作為 D 控制；而由馬達編碼器所測量之位置則用來做 q 位置控制迴授，其中位置差作為 P 控制，位置差之差作為 D 控制。

由於調整 K_P 值對於馬達的加速度反應最大，因在 PID 控制的過程中須乘上馬達編碼器之值與命令值之差，而馬達轉一圈之脈波數為 25000 個，且 PWM 之設定最大值為 1023，所以車輪只要轉動一下(約 14.7°)，馬達編碼器之值與命令值之差就會大於等於 1023，因此馬達就會以最高速旋轉，導致車輪狂衝。即使車輪轉動小於 14.7° ，但只要驅動馬達的 PWM 大於 400 以上，轉速就算太快，因此我們將馬達編碼器之值與命令值之差除以一數值，以免即使車輪只是稍微轉動一下就造成馬達高速運轉而不穩定。

在 控制中，我們加上 K_D 值來減少過衝的狀況。 K_D 值須乘上由陀螺儀所測得的車身傾斜角速度值（經 AD 轉換後變為電壓值），因為此數值很小，所以若我們把 K_D 值設得很小，乘上角速度後所得到的值幾乎為 0，效果等於沒加一樣。所以結果須另乘上一增益才能讓車身的穩定產生效果，但為減少程式運算時間，我們將此增益乘入 K_D 值，因此所得到的 K_D 值夠大而足以改善車身的過衝狀況。

在 q 控制中，我們將 $K_D \times (\text{err} / T)$ ，由於 T 只有 3m sec，所以這部份的 K_D 值必須設得很小，但為了減少程式運算時間，所以計算過程中我們省略了除以 T 而按比例放大 K_D 值。

由於車輪式倒單擺系統屬不穩定系統，故必須一直使其處於動態的過程中，雖然在直立平衡的狀態時看似靜態，但我們依然須要設定

一 PWM 的最小值，以維持其處於平衡狀態，一旦在直立平衡狀態時的 PWM 變為 0 或不夠大時，則車身會立刻向某一方向傾倒，而使得車身必須不斷地重覆進入平衡過程，而不會達到在直立平衡時就一直維持直立平衡，故調整 K_I 值對其穩定效果影響甚微。我們只須設定一最小 PWM 值即可在車身進入直立平衡狀態時保持此狀態不變。

在本文的模擬與實驗部份共實驗了三種控制器，其中控制器三的表現最好。由於控制器三是先平衡再定位，所以我們調整其 PD 參數的方法也是使用 Ziegler-Nichols 法來調。首先將 θ 與 q 的 PD 參數皆設為 0，然後先調整 θ 的 PD 參數，接著再調整 q 的參數。照著 Ziegler-Nichols 法的步驟調整，直到車輪式倒單擺系統的平衡表現最好時，即是我們設定的 K_P 與 K_D 值。

第四章

系統軟體控制流程與控制器實現

本章將介紹車輪式倒單擺之程式控制流程及其控制器之實現。

4.1 整體控制流程

兩軸直流馬達驅動及控制模組可經由 Microchip 所提供之燒錄器或由其本身已具有之自我燒錄功能將程式燒錄至 PIC18F452。使車輪式倒單擺只要通電後就可以立即執行控制程式並自我平衡。並且可由 Windows 本身所提供的超級終端機視窗經由 RS-232 通訊模組來觀察感測器所量得之資訊。下圖為其工作流程。

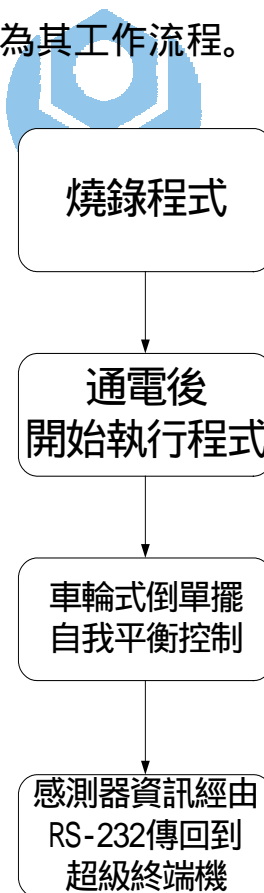


圖 4.1 車輪式倒單擺程式燒錄及控制流程圖

4.2 模組介紹

4.2.1 計時模組

為了要讓兩軸直流馬達驅動及控制模組能不依靠電腦的情況下,依然可以執行程式,所以在 Bootloader 一開始加入了 Time Out 的機制,使得在預設的時間內若無來自 RS-232 的訊號時,可以自動去執行寫在 PIC 微控制器內使用者的程式。而此一計時模組是利用 PIC18F452 所提供的計時器來完成。

PIC 微控制器的 Timer 定時器具有計時/計數、捕捉與比較三種工作模式。在計時工作模中可以用來產生一個固定時間的定時器中斷,而使用者只要改變計數器內的初始值即可產生不同時間要求的中斷訊號。圖 4.2 為 PIC 微控制器的 16 位元計時器系統方塊圖。

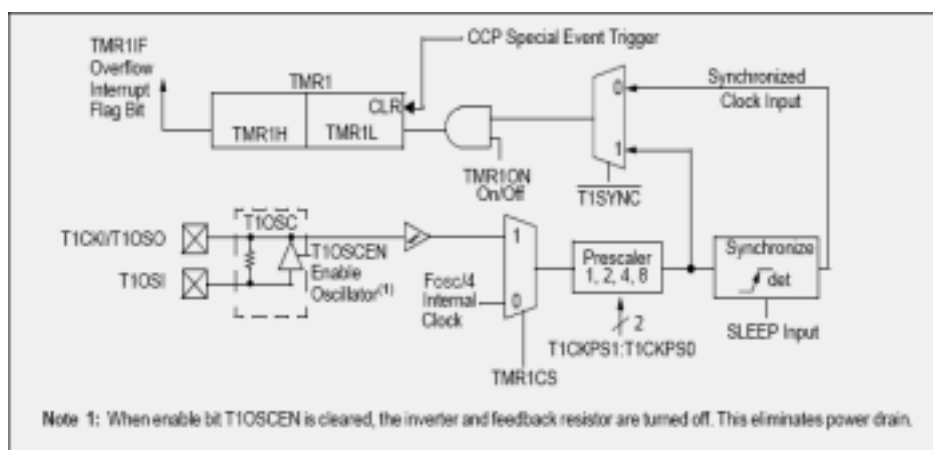


圖 4.2 PIC 微控制器 16 位元計時器系統方塊圖

計數值被記錄於 TMR1H 及 TMR1L 暫存器中。它們可以被讀

取或寫入計數值。寫入計數值時，可以改變計數的範圍，因此改變中斷訊號的發生頻率。PIC 微控制器的計數方式是以計數值為基底向上計數，一直計數到 Overflow 時產生一中斷訊號，而此時 TMR1H 及 TMR1L 內的值為 0，所以當下一次要再固定時間內產生中斷訊號時就必須在 TMR1H 及 TMR1L 重新填入計數值。圖 4.3 為計時模組 Time Out 流程圖。

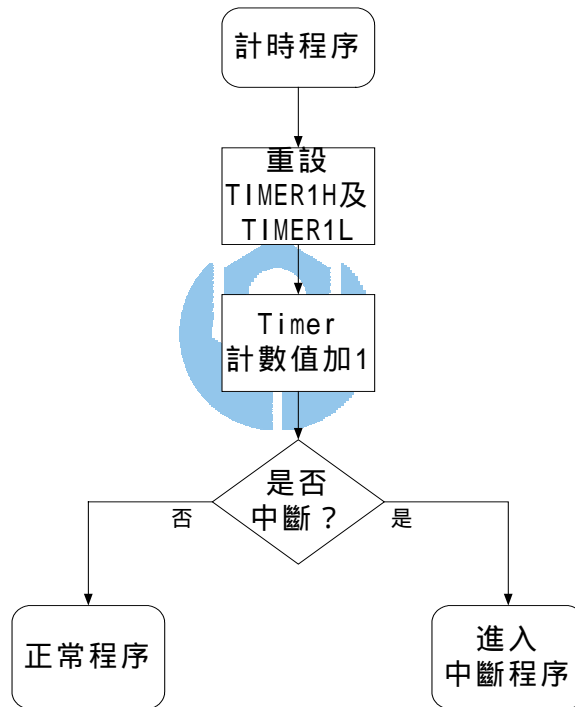


圖 4.3 計時模組 Time Out 流程圖

4.2.2 通訊模組

兩軸直流馬達驅動及控制模組與個人電腦的通訊方式是以 RS-232 為主。PIC18F452 微控制器內部設計有一組汎用型同步非

同步接傳輸 (Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter : USART)串列通訊。汎用型同步非同步接傳輸器又稱作串列通訊界面(Serial Communication Interface : SCI)可工作於全雙工非同步工作模式(UART)或半雙工同步工作模式(可為 Master 或 Slave) , 其中以非同步工作模式最為普遍及常用。非同步工作模式即為一般常見的 RS-232。RS-232 為非同步串列傳輸 , 其原理為在特定的傳輸速率下 , 將資料以一個位元一個位元的方式在兩個具有 RS-232 協定埠的系統間進行資料的傳送與接收。

PIC18F452 微控制器的 RS-232 資料格式固定為 1 個起始位元 (Start Bit) 8 個或 9 個資料位元(Data Bits) 1 個結束位元(Stop Bit) 以及無奇偶極性(No Parity)的格式。若資料為 9 個位元時 , 可用軟體的方式將第 9 個位元作為極性位元來處理。UART 接收器具有兩個緩衝器。UART 最高的傳輸鮑率(Baud Rate)為 $OSC/16$, 也就是說當板上使用的 OSC 為 20MHz 時 , 最高鮑率為 1.25MHz。UART 的傳送輸出接腳為 RC6/TX/CK , 接收輸入接腳為 RC7/RX/DT , 而 SPBRG 暫存器為 PIC18F452 的鮑率產生器記錄器 , 用來作為設定鮑率的參數 , 配合 TXSTA 暫存器的<2>可做為設定高低鮑率。表 4.1 為 PIC18F452 在振盪器為 20MHz , BRGH 為 0 及 1 時的 SPBRG 需設定的大小。

BRGH = 0			BRGH = 1		
KBAUD	%Error	SPBRG	KBAUD	%Error	SPBRG
NA	-	-	NA	-	-
NA	-	-	NA	-	-
2.40	+0.16	129	NA	-	-
9.47	-1.36	32	9.62	+0.16	129
19.53	+1.73	15	19.23	+0.16	64
78.13	+1.73	3	78.13	+1.73	15
104.17	+8.51	2	96.15	+0.16	12
312.50	+4.17	0	312.50	+4.17	3
NA	-	-	416.67	-16.67	2
312.50	-	0	1250	-	0
1.22	-	255	4.88	-	255

表 4.1 SPBRG 之大小設定

圖 4.4 為通訊模組的傳送接收流程圖，由於在程式繞錄的過程中，需花費些許的時間，所以在通訊模組中除了使用 RX 及 TX 接腳外，還必須配合上 RTS 與 CTS 做流量控制。

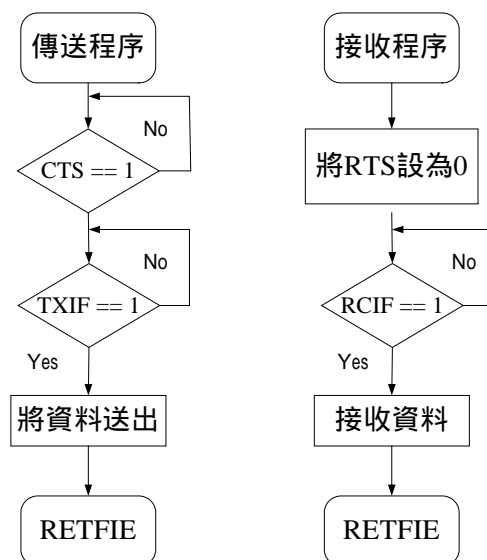


圖 4.4 通訊模組傳送接收流程圖

CTS 為個人電腦告知兩軸直流馬達驅動及控制模組目前電腦 RS-232 上的狀況。當 CTS 為 High 時，表示目前個人電腦端忙碌無法接收資料；當 CTS 為 Low 時，表示目前個人電腦端已準備好可以接收資料。在 PIC 微控制器傳送資料前必須先判斷 CTS 的狀態，接著判斷 PIR1 暫存器 TXIF 旗標，最後，再把資料放至 TXREG 暫存器中將資料傳送出去。

RTS 為兩軸直流馬達驅動及控制模組告知個人電腦目前模組上 RS-232 狀況，當兩軸直流馬達驅動及控制模組忙碌時就必須將 RTS 設為 High，如此個人電腦端才不會再傳送資料至 RS-232；反之，當兩軸直流馬達驅動及控制模組處於可以接收資料的狀態時，必就須將 RTS 設為 Low，如此才可讓個人電腦端傳送資料至板上。PIR1 暫存器的 RCIF 旗標是用來通知使用者目前 PIC 微控制器內有來自於 RS-232 的資料，所以在讀取 RCREG 暫存器前需先去判斷 RCIF 旗標是否為 1。

4.2.3 PWM 模組

PIC18F452 控制器提供 10 位元解析度的脈波寬度調變(PWM)輸出。圖 4.5 及圖 4.6 為脈波寬度調變方塊圖及輸出圖。

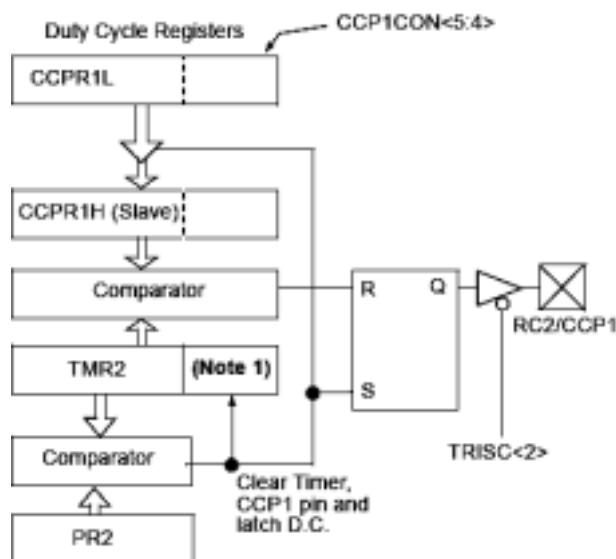


圖 4.5 脈波寬度調變方塊圖

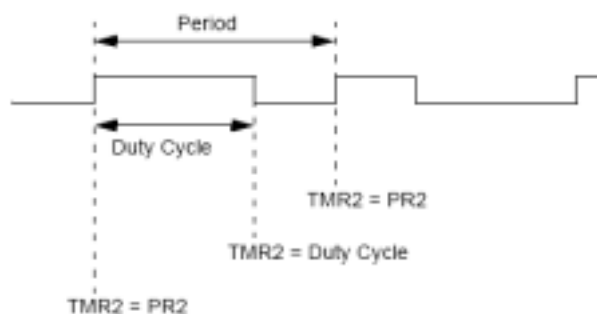


圖 4.6 脈波寬度調變輸出圖

設定脈波寬度調變週期的方法為將其寫入 PR2 暫存器內，其計算方法如下：

$$PWM \text{ 信號週期} = (PR2 + 1) \times \text{預除頻值} / F_{osc} \quad (4-1)$$

或者

$$PWM \text{ 信號頻率} = F_{osc} / \text{預除頻值} / (PR2 + 1) \quad (4-2)$$

設定完 PWM 週期後，再將 Timer2 的計數值暫存器 TMR2 清除為 0，以確保 PWM 產生時計數正確，最後於暫存器 CCPR1L 設

定 PWM 的責任週期。PIC 在 PWM 裡的動作情形為，當 Timer2 的值與 PR2 相同時，PORT C <2> (PWM 輸出埠)會被設為 1，當 Timer2 的值與 CCPR1L 相同時 PORT C <2>會被設為 0。設定時必須注意 CCPR1L 的值要小於 PR2。Timer2 另有一預除器，其功能為用來延長所計數工作之週期。

4.2.4 AD 轉換模組

PIC18F452 控制器提供 10 位元解析度的類比-數位轉換模組。其包含了 8 個輸入通道(AN0 ~ AN7)，並且可依所須轉換頻率來設定除頻暫存器之值。下圖為 AD 轉換方塊圖。

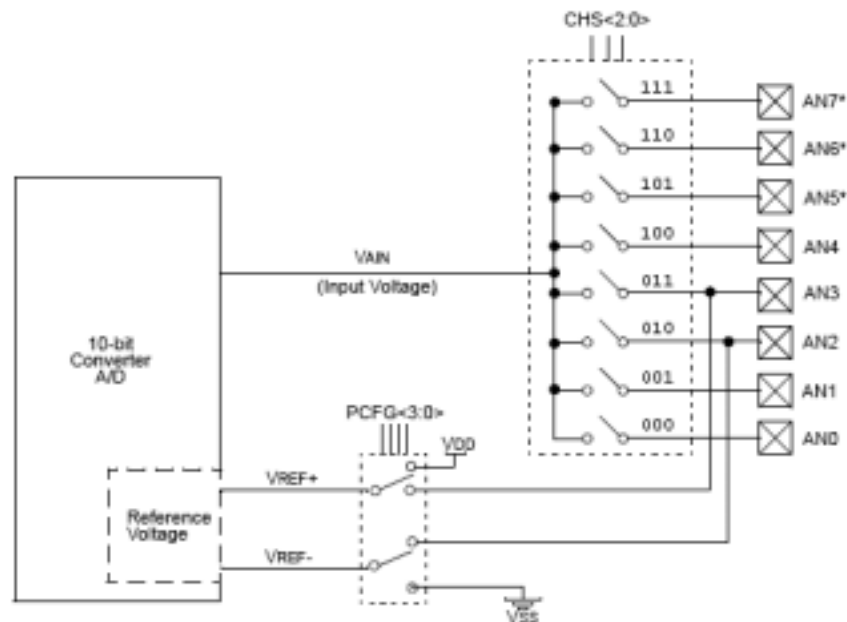


圖 4.7 數位-類比轉換方塊圖

當我們設定完 AD 轉換的步驟後，即可進入轉換，並等待其

一段轉換時間即可得到轉換結果，其結果將存放在 ADRESH 及 ADRESL 暫存器內。我們還可設定暫存器 ADFM 之值使存放在 ADRESH 及 ADRESL 暫存器的結果是靠右調整或靠左調整，如下圖所示。

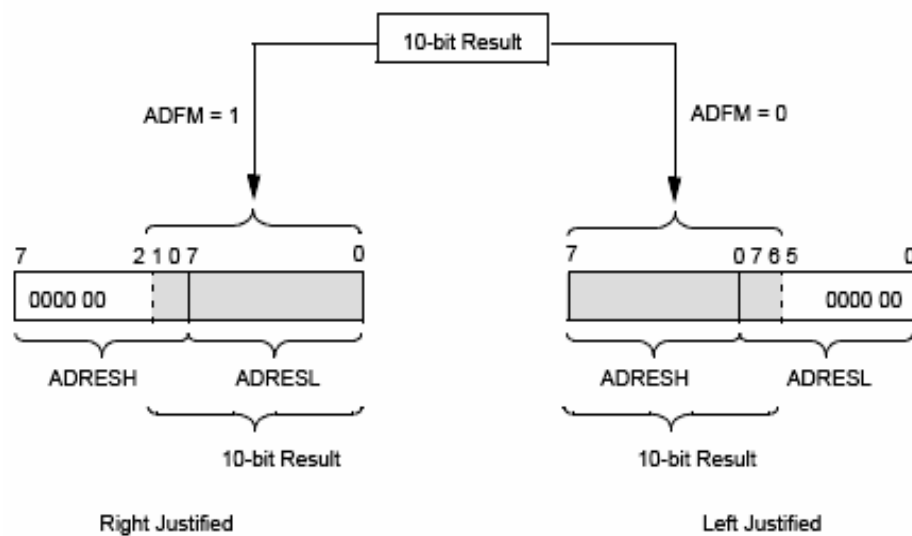


圖 4.8 數位-類比轉換結果調整圖

4.2.5 Encoder 模組 (HCTL-2020 及 AM26LS31)

兩軸直流馬達驅動及控制模組使用 A/B 相解碼 IC HCTL-2020 來設計2組馬達A/B相位置的解碼電路。HCTL-2020 為解碼計數的介面IC，它有正交信號解碼、計數及當作介面IC 等功能。使用硬體IC解碼及計數的優點是可以接受高轉速的輸入、信號準確不遺漏，更可減少系統控制器的負擔，使控制器有更多的時間及資源去做其它的運算，增進整體系統運作的效率。HCTL-2020的系統方塊圖為如圖4.9所示。HCTL-2020 主要功能

- (1) 作為增量式編碼器與系統微處理器的介面；
- (2) 工作頻率可達14 MHz，並提供四倍頻解碼倍率；
- (3) 內建雜訊抑制電路，含史密特觸發輸入電路及數位雜訊濾波器；
- (4) 16位元解析度的上數或下數計數器；
- (5) 輸出有栓鎖功能及8位元三態閘介面；
- (6) 含有正交信號輸出、溢位信號輸出及上下數狀態輸出。



51

(1) 數位濾波器

在一般的場合中，雜訊是無法避免的，而為了解決這個問題，HCTL-2020 在內部設計了兩種電路來抑制雜訊。第一種為史密特電路，在輸入端擷取由增量式編碼器所傳來的 A、B 相脈波訊號時，以史密特電路來接收脈波，由於史密特電路有著雙臨界準位的特性，使得在這兩個臨界值間產生了一個遲滯電壓 (hysteresis)，如此一來，當脈波位變換時，就必須比高臨界電壓還高，或比低臨界電壓還低，輸出才會轉態。此法可排除因脈波電壓小幅波動所引起的錯誤動作。第二種方式是採用四位元的延遲濾波器(four-bit delay filter)，其方法是將 A、B 相脈波訊號送進由 4 個 D 型正反器所組成的移位暫存器，而輸出要為 High 的條件為脈波準位必須在三個連續的時脈週期裡均為 High 才行；同理，輸出要為 Low 的條件為脈波準位必須在三個連續的時脈週期裡均為 Low 才行，如此，就可以抑制掉高於時脈頻率三分之一的高頻雜訊。圖 4.10 為數位濾波器的結構圖。

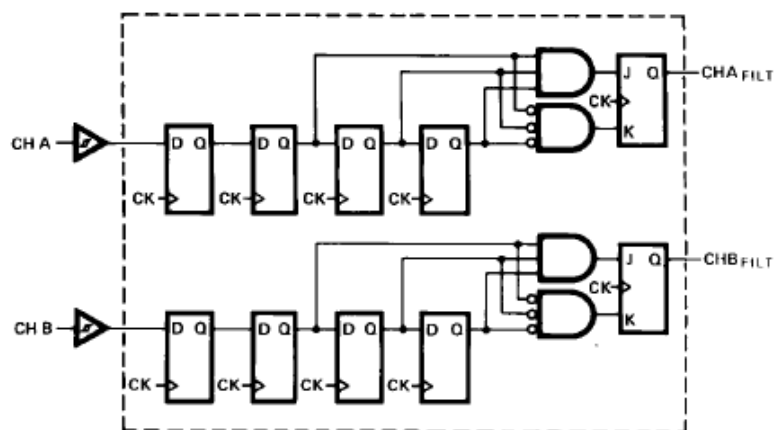


圖 4.10 數位濾波器結構圖

除了透過 HCTL-2020 內部所提供的數位濾波器外，兩軸直流馬達驅動及控制模組還在編碼器 A、B 相脈波訊號進去 HCTL-2020 前加上一緩衝器 AM26LS31，主要是因為兩軸直流馬達驅動及控制模組經常要工作於具有高雜訊的馬達控制中，所以為了要提供更高的雜訊抑制，便在板上加入一緩衝器以提升高頻雜訊濾波能力。

(2) 四倍頻解碼電路

HCTL-2020 為一顆採用序向邏輯解碼電路的脈波解碼 IC。一般的脈波解碼電路是透過 A 相的上升邊緣再配合 B 相 High 或 Low 來計數脈波數，這樣子的解碼電路稱為 1 倍頻解碼電路。在 HCTL-2020 中是將 A、B 相的脈波訊號分解成四種狀態，使得解碼後所得的訊號頻率是原來脈波訊號的四倍，所以稱為四倍頻解碼電路，如此對馬達的運轉狀態而言，等於是提高了四倍的解析

度。圖 4.11 為四倍頻解碼電路的時序說明圖。

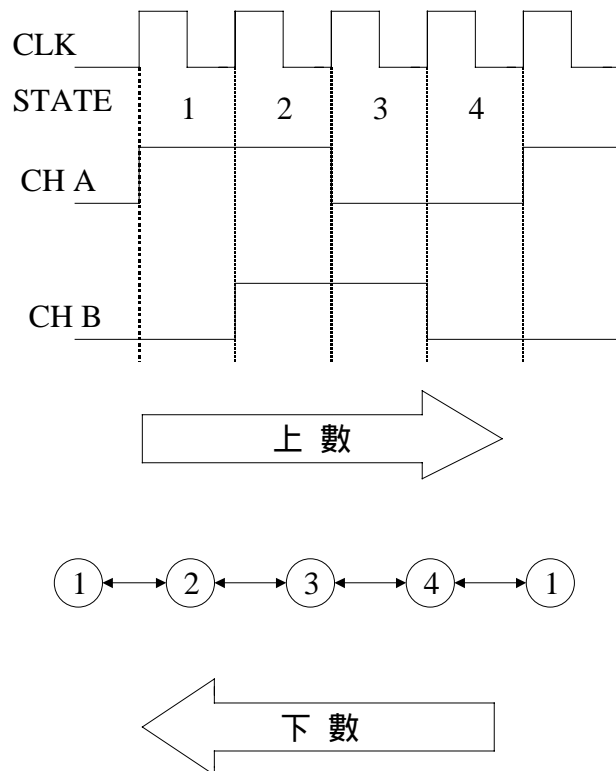


圖 4.11 四倍頻解碼電路時序圖

CH A	CH B	STATE
1	0	1
1	1	2
0	1	3
0	0	4

表 4.2 四倍頻解碼電路說明

編碼器所產生的 CH A 及 CH B 相脈波兩訊號恆相差 90 度，以週期 360 度來看，可分解出四種不同的狀態，當 CH A 領先 CH B 90 度時，序向邏輯的順序為 1 2 3 4，此時計數器會以上數的方式累加計數值；當 CH B 領先 CH A 90 度時，序向邏輯的順序為 4 3 2 1，此時計數器會以下數的方

式遞減計數值。

(3) 16 位元上下數位置計數器

HCTL-2020 會依據編碼器所產生的 A、B 相脈波在 A 相領先 B 相或 B 相領先 A 相 90 度時進行上數或下數的動作，在每個系統時脈的正緣時會做計數的行為，而此計數值即為馬達位置的資訊。

(4) 16 位元栓鎖與禁能邏輯電路

由於 HCTL-2020 輸出腳數為 8 支但計數數值為 16 位元，所以須要一栓鎖電路來存放結果。而禁能電路則是會在當外部的讀取訊號進來時，產生一 INH 的訊號使得栓鎖電路內的計數值在被讀取期間不會被更動，以確保計數的正確性。當讀取訊號結束後，INH 訊號就會自動結束

(5) 多工緩衝界面

在 HCTL-2020 內部有一個 16 對 8 的多工器，可將 16 位元的數值資料分隔成高 8 位元及低 8 位元兩組資料。兩組資料是透過 *SEL* 腳來做選擇，而選擇到的資料被送至後級的 8 位元三態緩衝閘內，最後再透過 OE 的致能，將資料傳送出去。

在兩軸直流馬達驅動及控制模組中，使用了兩顆 HCTL-2020，由於 HCTL-2020 的輸出為一三態閘結構，所以可將兩顆 HCTL-2020 的輸出端並接連接到 PIC18F452 單晶片微控制器上的一個 PORT，如此可節省主控制器的接腳使用。

4.3 車輪式倒單擺控制程式流程

利用單晶片微控制器來完成車輪式倒單擺自動起立及自我平衡是本文研究的重點。車輪式倒單擺控制程式是利用 Microchip 公司所自行研發的 MPLAB C18 來撰寫的。寫是一套針對 Microchip 生產之 PIC18 系列微控制器的 C 語編譯器，提供所需的 Library 及函式庫，並且為了規劃 PIC 微控制器內部的程式記憶體及資料記憶體的配置也提供了 PIC18 各系列單晶片的鏈結描述檔(.lkr)，以便使用者在撰寫時對於記憶體的掌控。不同於組合語言，C 語言在數學及邏輯的描述上非常容易，在變數長度上大小的指定也非常方便，這些對於著重於數學與邏輯運算的運動控制程式來相當重要。

4.3.1 主程式控制流程

主程式開始後，會判斷中斷是否產生，中斷分為高優先中斷及低優先中斷。高優先中斷為每 1 毫秒中斷一次；低優先中斷為每 2 毫秒中斷一次。高優先中斷的功能為 RS-232 通訊，將感測器或其它資訊經由個人電腦傳送至超級終端機上；低優先中斷則負責計算感測器所測量之資訊以及車輪式倒單擺自動起立和維持平衡的功能。下圖為其流程圖。

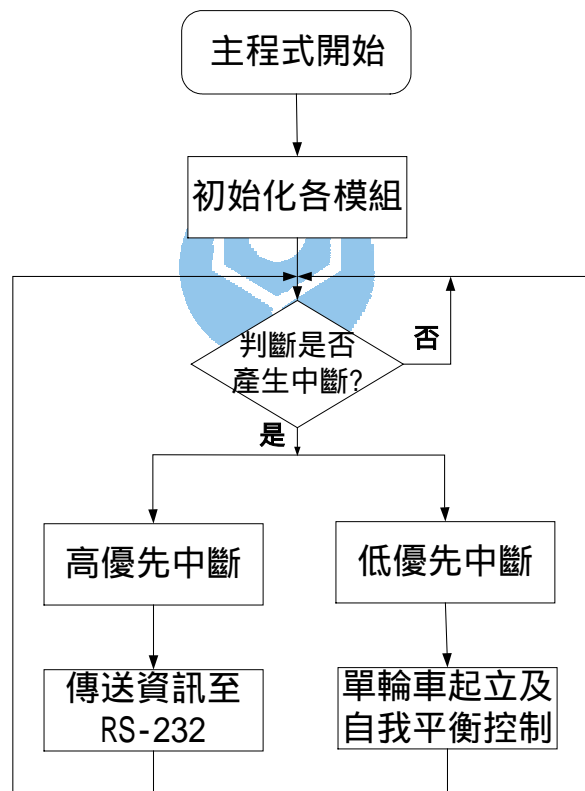


圖 4.12 整體控制流程

4.3.2 車輪式倒單擺 PID 控制流程

本文包含了在靜止時讓車身自動起立以及直立時自我維持平衡兩部份。當低優先中斷產生時，會先判斷車身是處於靜止狀態或是直立狀態，若是靜止狀態，則使車身起立，否則就維持車身的直立平衡。

圖 4.13 為其判斷流程圖。

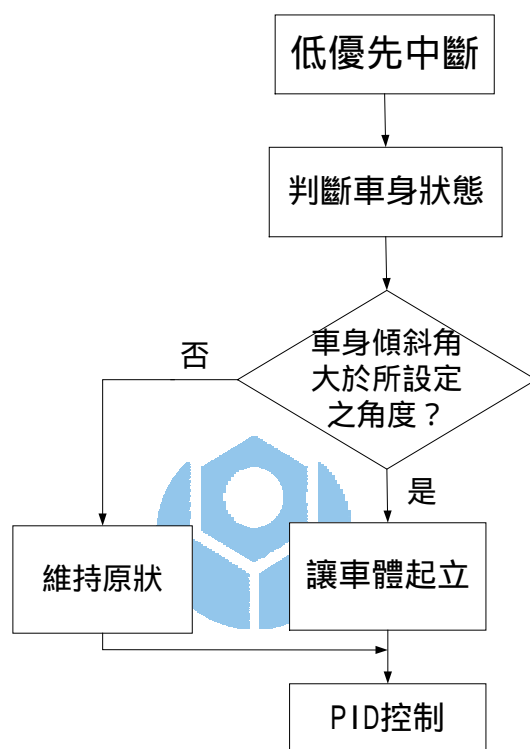


圖 4.13 車身狀態判斷流程圖

(1) 靜止時讓車身自動起立

進入中斷程式後，會先由傾斜計來判斷車身傾斜角，當角度大於我們所設定之角度時（本實驗之車體在靜止倒下時之角度為 $\pm 20^\circ$ ），則驅動馬達以適當的轉速讓車身快速立起。若轉速太小（力矩太小），則車身在立起來的過程中會不停地往前衝；反之，

若轉速過大（力矩太大），則車身立起來後會過衝，導致不易平衡。本文是以寫程式控制的方法使其能夠以適當之轉速使車身立起來而位於平衡位置附近（經多次實驗結果，車身立起來後的角度約在 $0^{\circ} \sim \pm 3^{\circ}$ 以內），因此使其較容易達到平衡狀態。

(2) 直立時自我維持平衡

以下為直立平衡控制的程式流程圖。

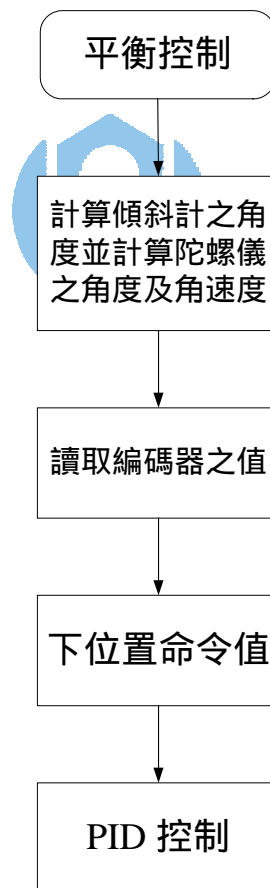


圖 4.14 平衡控制程式流程圖

我們取每 2msec 進入中斷程式。當進入中斷程式後，我們先計算傾斜計的角度及陀螺儀的角度和角速度，接著由 HCTL-2020 IC 讀取馬達編碼器之值可得知馬達位置。根據這些資訊來下命令值，此命令值即為馬達所應走的距離，再經過 PID 控制後，即可產生適當的脈波寬度調變來驅動並控制馬達轉速及轉向，以達到車身平衡的目的。

(3) 結合陀螺儀及傾斜計之平衡控制

在控制的過程中，如之前的章節所述陀螺儀及傾斜計的優缺點為：陀螺儀反應快但會產生飄移現象，傾斜計角度準但反應慢。所以若只使用陀螺儀來做平衡的話，或許剛開始能夠平衡得好，但不久後因為訊號偏掉，導致車身也開始持續傾斜且回不到垂直位置。而只用傾斜計來做平衡的話，因其反應慢，所以測得的角度是延遲後的角度，故無法正確地驅動馬達之轉速來維持其平衡。

因為本文並沒有對陀螺儀和傾斜計所測量的訊號做很精確的改善，因此若要使車身之平衡能夠控制得好，則必須擇其各自的優點加起來使用。本論文的方法是當車身處於直立平衡狀態時，使用陀螺儀所測量的角度來做控制，並且每隔一段時間（或

當陀螺儀與傾斜計之角度差大於某程度時)，讓陀螺儀的角度和傾斜計的角度做校正。如此一來，我們利用到了陀螺儀反應快的優點也利用到了傾斜計角度量測準確的優點。這使得它們的缺點對系統的影響變得微乎其微。下圖為結合陀螺儀與傾斜計之優點的控制流程圖

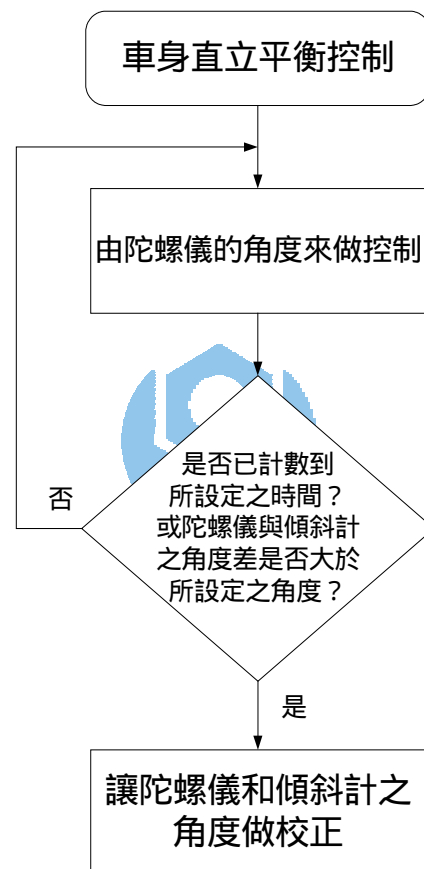


圖 4.15 結合陀螺儀與傾斜計之優點的控制流程圖

第五章

模擬與實驗結果

5.1 陀螺儀與傾斜計訊號測量之比較

本節將對陀螺儀與傾斜計所測量的訊號做一個比較，並解釋其相對的優缺點。

5.1.1 陀螺儀訊號測量

下圖為陀螺儀訊號在靜止時之未經處理與處理後的量測。因為陀螺儀的角度計算方法為將每次的 AD 轉換值做積分，而每次產生的飄移都是往正的角度增加，所以我們處理的方法是在程式裡將每次陀螺儀變動產生的電壓減去輸出理想電壓值+2.5v 再減去其偏移電壓(offset)，也就是減去其往正的飄移，即可得到圖 5.2 的測量值。

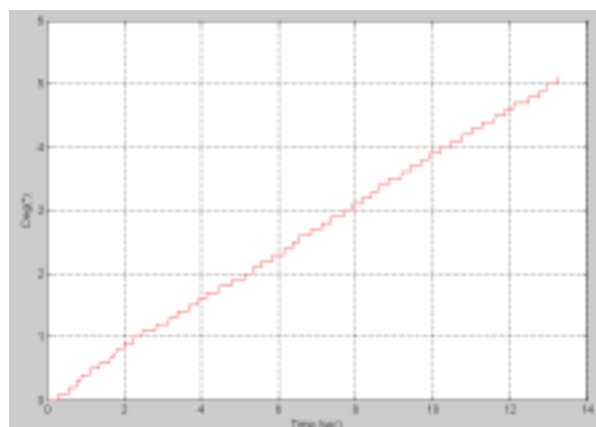


圖 5.1 陀螺儀訊號未經處理時，靜止時的訊號飄移

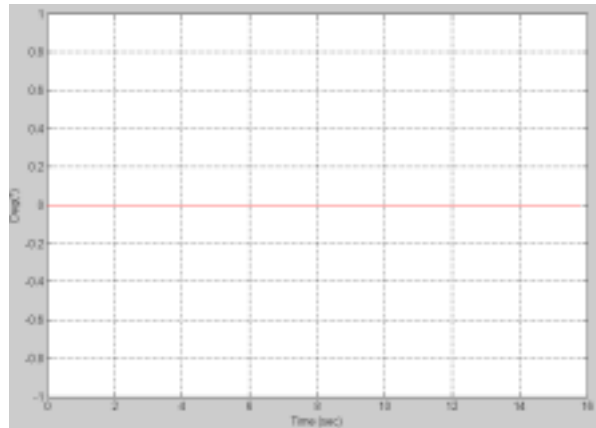


圖 5.2 陀螺儀訊號經處理後，靜止時的訊號

5.1.2 傾斜計訊號測量

圖 5.3 為車輪式倒單擺上的傾斜計訊號分別在正轉到底、直立靜止及反轉到底時之角度量測分別為 $+20.3^\circ$ 、 0° 及 -20.5° 。

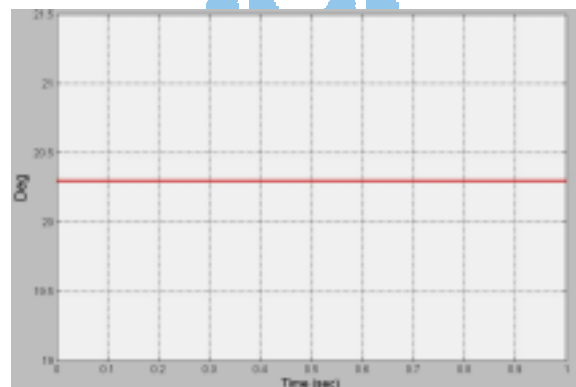


圖 5.3(a) 傾斜計訊號在 20.3° 靜止時的角速度

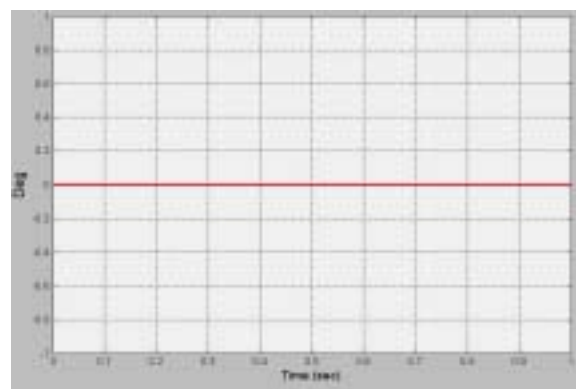


圖 5.3(b) 傾斜計訊號在 0° 靜止時的角速度

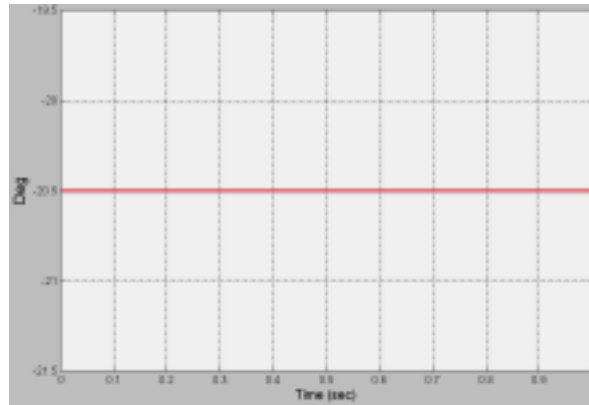


圖 5.3(c) 傾斜計訊號在 -20.5° 靜止時的角度

由圖 5.3 中我們可以看出傾斜計不像陀螺儀那樣有角度飄移的現象。

5.1.3 陀螺儀與傾斜計同時角度測量

圖 5.4 為將車子左右慢速及快速擺動時，陀螺儀與傾斜計所測量之角度。其中粗線為陀螺儀之角度，細線為傾斜計之角度。

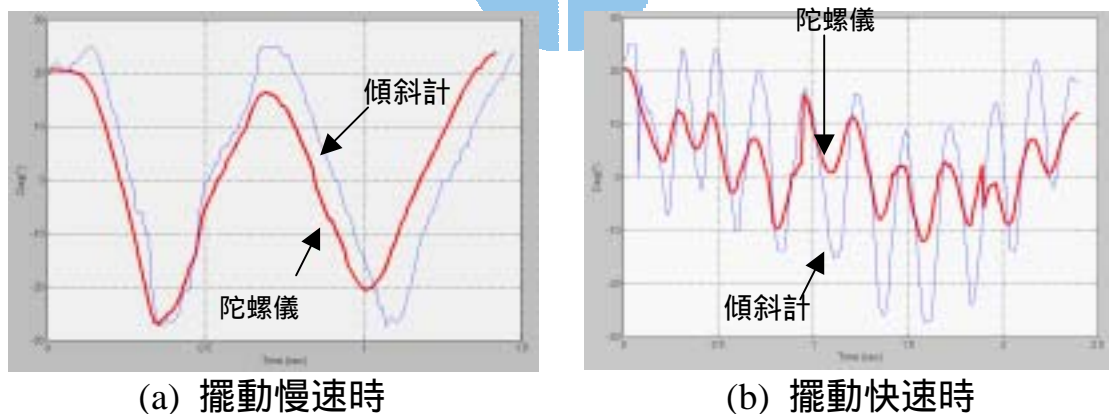


圖 5.4 陀螺儀與傾斜計同時測量角度

由圖 5.4(a)和(b)得知，當車子擺動較慢時，兩感測器所量得之角度差比擺動快速時小。並且可知在擺動快速時，陀螺儀只能在較小角

度的振動範圍內較準確，若擺動幅度較大，則陀螺儀之角度會跟不上車身擺動的幅度，故陀螺儀之角度測量較適合用在車身進入平衡狀態時的小角度變動，而傾斜計則能用在其它較大角度變動的範圍。

5.1.4 平衡控制中陀螺儀與傾斜計之角度校正

我們使車身之角度由正轉到負，並在四個位置停頓一下，觀察陀螺儀的角度是否有與傾斜計之角度做校正。如圖 5.5 所示，粗線為陀螺儀角度，我們看見在時間在 1.5 秒、2.7 秒、4.1 秒及 5.5 秒時，陀螺儀的角度由原本不等於傾斜計的角度轉變成相等了。

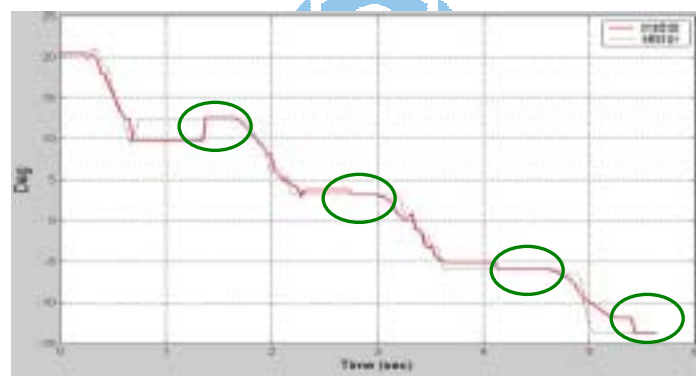


圖 5.5 陀螺儀與傾斜計之角度校正實驗圖

5.2 車輪式倒單擺平衡模擬與實驗結果

根據第三章所推導之車輪式倒單擺數學模型及所建立之四種控制器，我們建立平衡運動控制的 MATLAB/SIMULINK 圖，並畫出其曲線圖，並且將實驗結果作比較，以下將一一說明。

5.2.1 第一種控制器之模擬與實驗結果之比較

(1) 模擬

由於我們將車輪轉動的距離單位為公分，轉換成脈波數(馬達轉一圈為 25000 pulses)，所以在 PID 控制器之前的增益為 $25000 / 10 = 795.775$ (其中車輪半徑為 5 公分)。而 PID 控制器的參數設定則是根據第三章所說明之方法來調整。最後 q_Fcn 及 $theta_Fcn$ 之方程式即為(3-16)式與(3-17)式，如下

$$qdd[0] = \frac{(K_f[0] * x[2] - b[0] * x[0] + M[0] * r[0] * g[0] * x[3])}{(m[0] * r[0] * r[0])}$$

$$thetadd[0] = \frac{(K_f[0] * x[2] - b[0] * x[0] + ((M[0] + m[0]) * r[0] * g[0] * x[3]))}{(m[0] * r[0] * h[0])}$$

第一種控制器之 MATLAB/SIMULINK 模擬圖

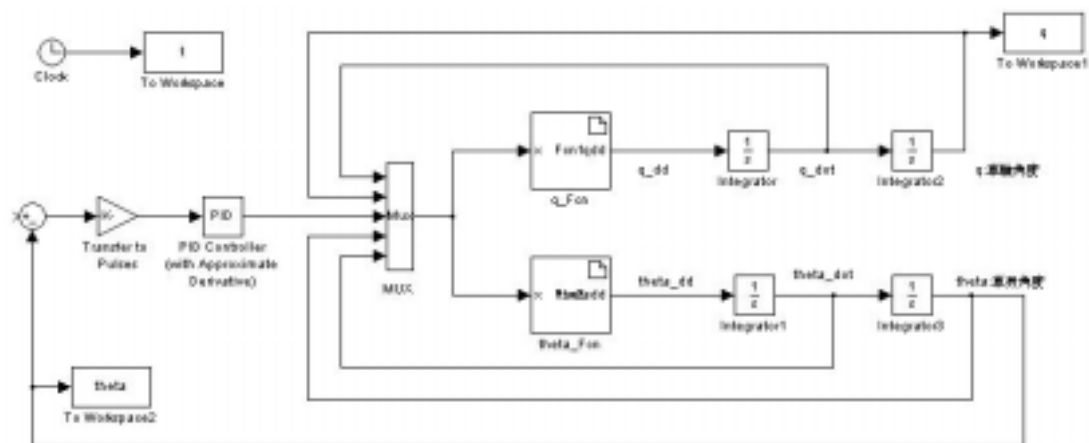


圖 5.6 車輪式倒單擺控制器－SIMULINK 圖

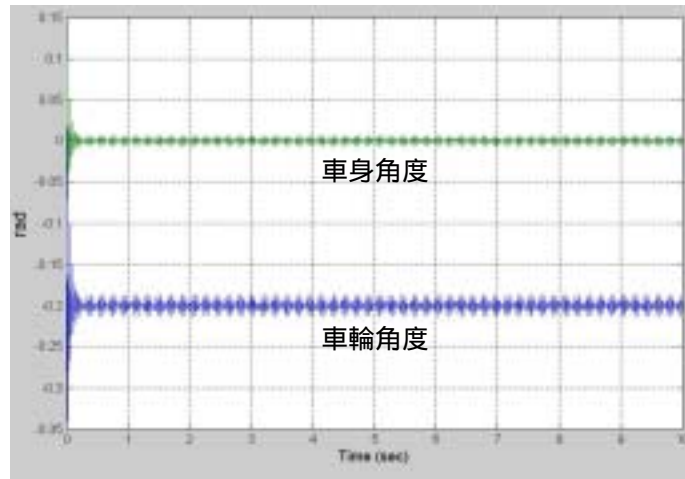


圖 5.7 車輪式倒單擺控制器一模擬結果圖

我們一開始給車身角度一個初始值(本例子為 0.1 rad)，由圖 5.7 可看到當 θ 不等於 0° 的時候，車輪角度 q 就會持續正反轉動，使最後能維持在 0° 左右，而達到車身平衡的狀態。等到車身達到平衡時，為了讓車身不致於再度傾斜，因此車輪仍然繼續微幅晃動，以保持車身之平衡。

(2) 實驗結果

本實驗為使自我車輪式倒單擺由倒下靜止時，自動起立並自動維持平衡 20 秒，觀察這段時間感測器所測量之角度的變化。下列圖示為陀螺儀、傾斜計的角度變化以及 PWM 的大小變化。

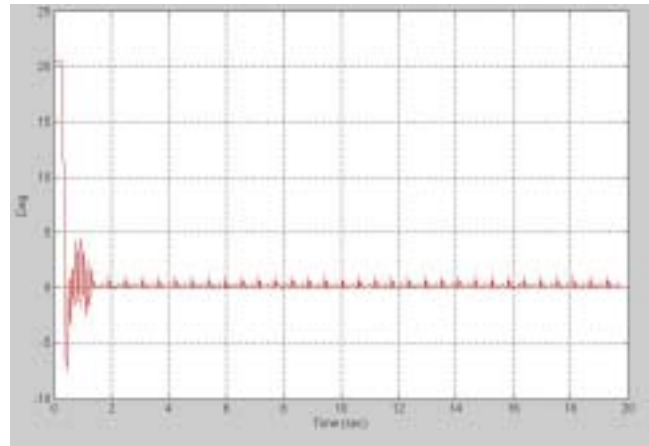


圖 5.8 控制器一從起立到平衡時的陀螺儀角度變化

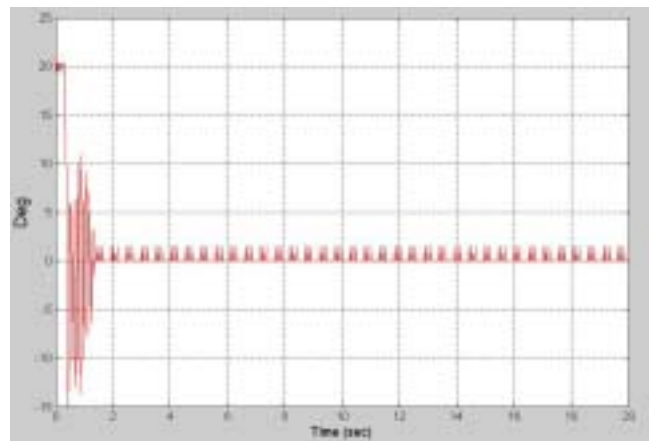


圖 5.9 控制器一從起立到平衡時的傾斜計角度變化

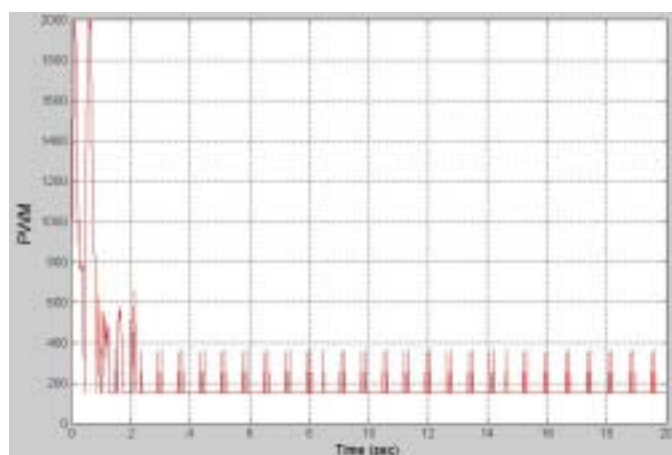


圖 5.10 控制器一從起立到平衡時的 PWM 大小變化

從圖 5.8 可看到我們一開始陀螺儀的角度是由 20.5° 開始的，這是因為我們由程式來設定陀螺儀的角度初值為 20.5° 。如果沒有設這初值的話，陀螺儀一開始的角度應是 0° （因為是靜止的），車身就無法自動立起來。其次，由一開始的 0~1.5 秒，我們看到其角度的變化由 20.5° 一直減少到將近 -7° 然後又增加到 4° 左右。這是由於車身在起立時，加速度過快，使得車身在傾斜角到達 0° 時還來不及停下來而產生的過衝現象，這現象可以由程式來調整起動時的 PWM 使過衝現象減小。約 1.5 秒以後車身才達到穩定平衡的狀態。

圖 5.9 可看到類似圖 5.8 的變化，差別是在一開始傾斜計的角度無須由程式來設定初值，因它本身就可以量到正確的傾斜角度。

圖 5.10 可以看到 PWM 的變化。剛起動時必須使 PWM 夠大才能讓車身自動立起來。至於其大小是由程式來設定的，我們使用嘗試錯誤法來得到一個最適合的值。再來，我們可以發現到 PWM 的最小值並非 0，因為在車子達到平衡的狀態中，一旦 PWM 變為 0，車身會馬上往某一方向傾斜，使其又得重新進入平衡的過程（左右擺動直到穩定）。為使其一直維持在穩定的狀態，我們設定最小的 PWM 值，讓車子可以在穩定狀態時仍讓馬達有力量維持平衡，而非任其倒下。

(3) 模擬與實驗結果之比較

我們由模擬與實驗結果圖來看，兩種圖形相似度很高，除了在到

達穩定狀態的時間上相差了約 1 秒多以外，穩定時的擺動狀態也相似，所以第一種控制器的模擬與實驗結果是蠻接近的。

5.2.2 第二種控制器之模擬與實驗結果之比較

第二種控制器之 MATLAB/SIMULINK 模擬圖

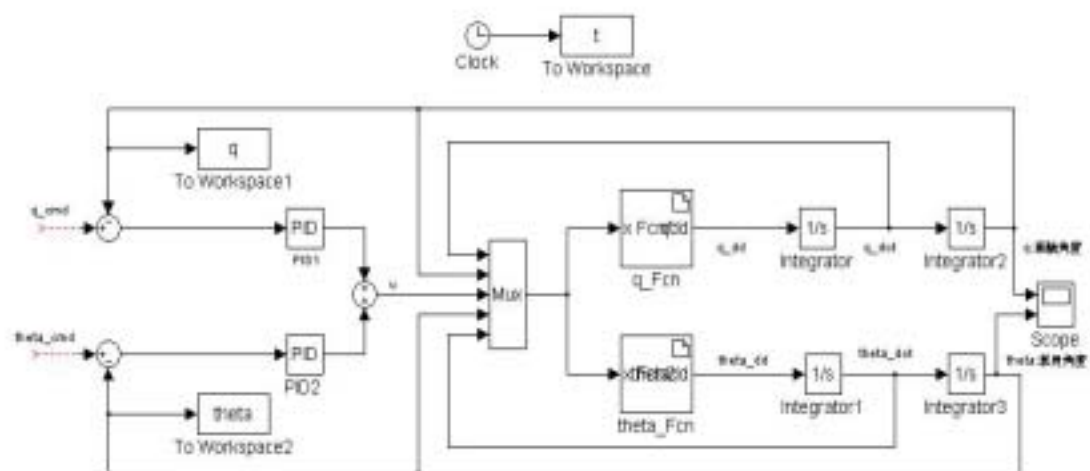


圖 5.11 車輪式倒單擺控制器二 SIMULINK 圖

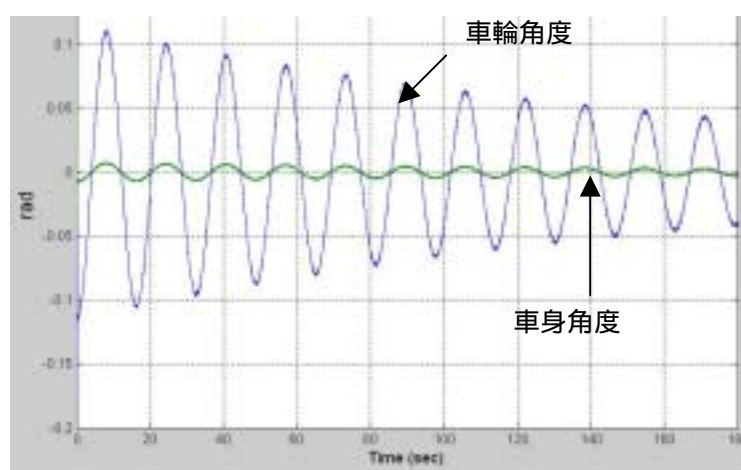


圖 5.12 車輪式倒單擺控制器二模擬結果圖

由圖 5.12 可以看出，使用此方法直到第 3 分鐘時，車身及車輪角度擺動的幅度變小的很慢，故其雖可平衡但車子會跑來跑去，須要很長一段時間才能到達定位穩定下來。

(2) 實驗結果

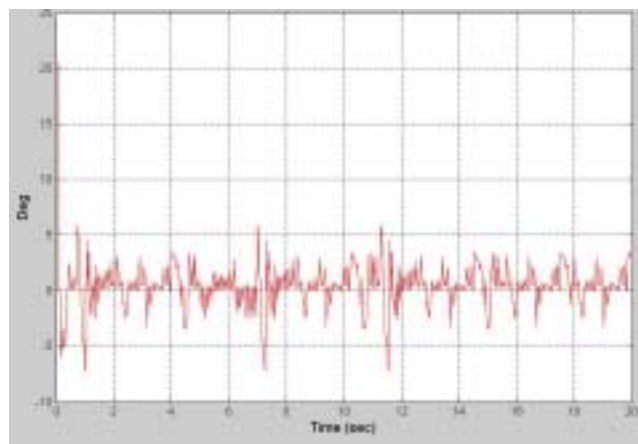


圖 5.13 控制器二從起立到平衡時的陀螺儀角度變化

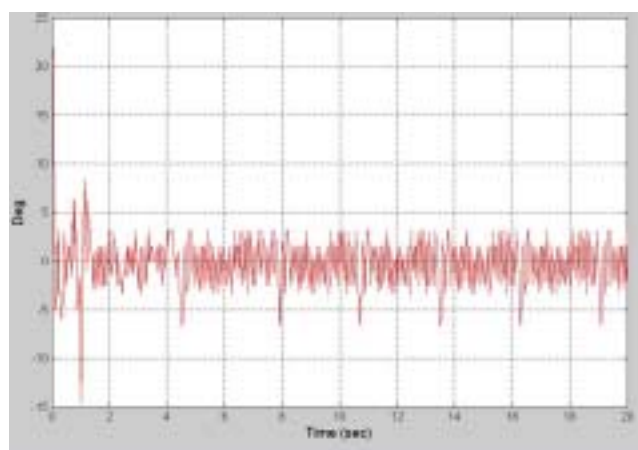


圖 5.14 控制器二從起立到平衡時的傾斜計角度變化

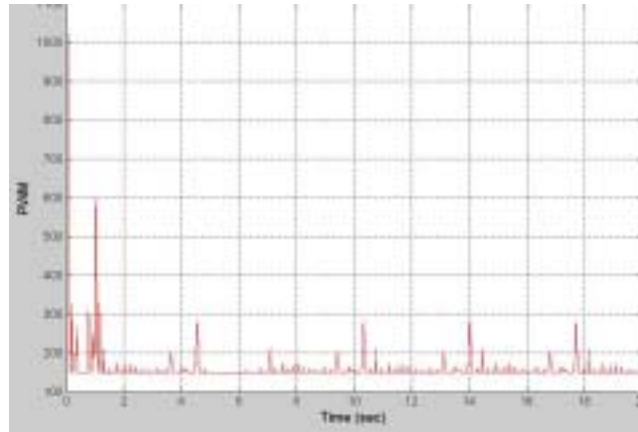


圖 5.15 控制器二從起立到平衡時的 PWM 大小變化

(3) 模擬與實驗結果之比較

我們看模擬圖就已經知道第二種控制器的平衡控制表現並不好，所以其實驗結果也跟預期的差不多，陀螺儀與傾斜計不斷地在 $\pm 5^\circ$ 左右搖擺不定。我們在實驗的時候有讓它跟模擬圖一樣持續到 3 分鐘，但狀態並沒有改善多少，所以我們只擷取前 20 秒的數據來表示。

5.2.3 第三種控制器之模擬與實驗結果之比較

第三種控制器之 MATLAB/SIMULINK 模擬圖

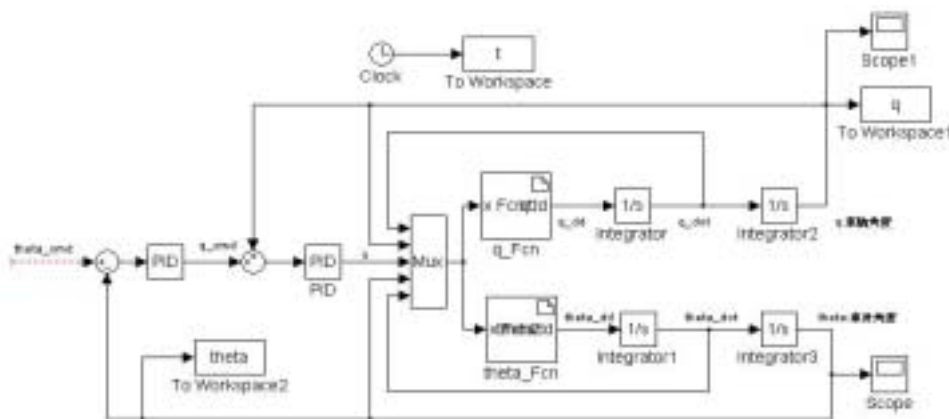


圖 5.16 車輪式倒單擺控制器三 SIMULINK 圖

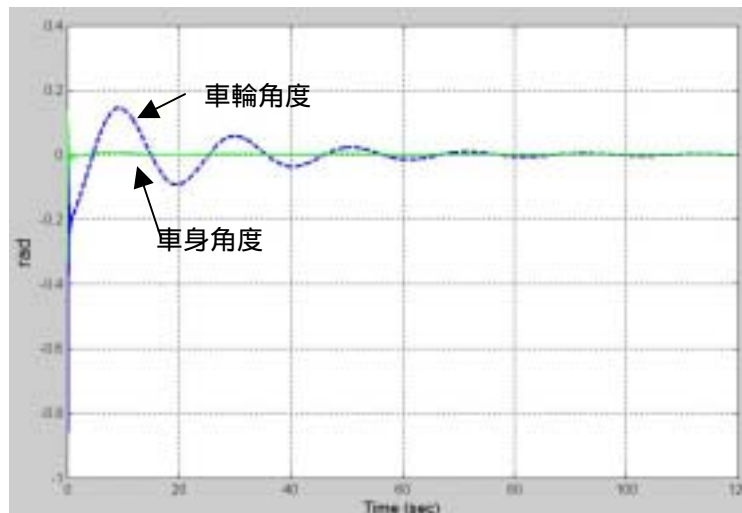


圖 5.17 車輪式倒單擺控制器三模擬結果圖

由圖 5.17 可看出比第二個控制器更快進入穩定況態，約一分鐘之後即看不太出車身晃動的現象，並且車身擺動幅度也小了些。



(2) 實驗結果

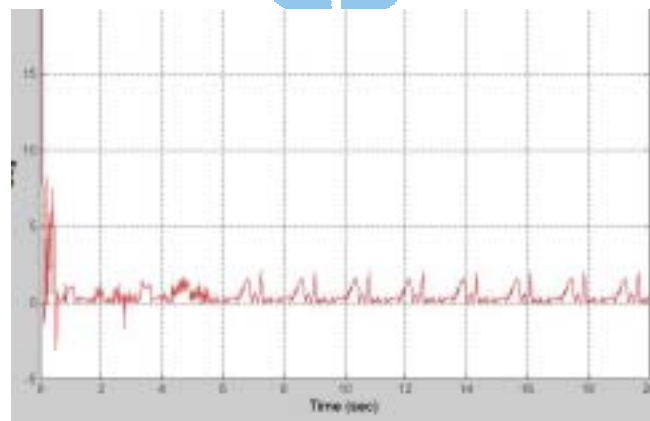


圖 5.18 控制器三從起立到平衡時的陀螺儀角度變化

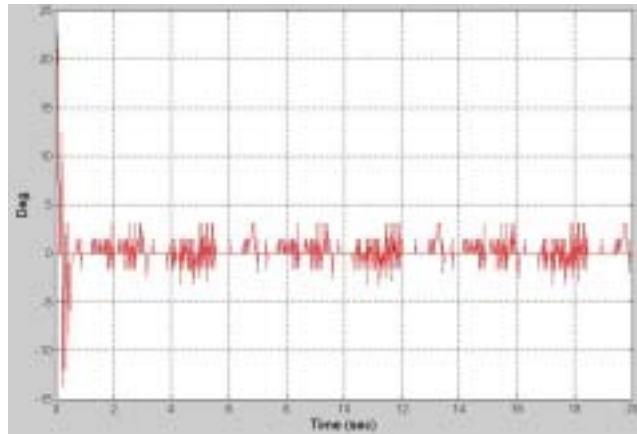


圖 5.19 控制器三從起立到平衡時的傾斜計角度變化

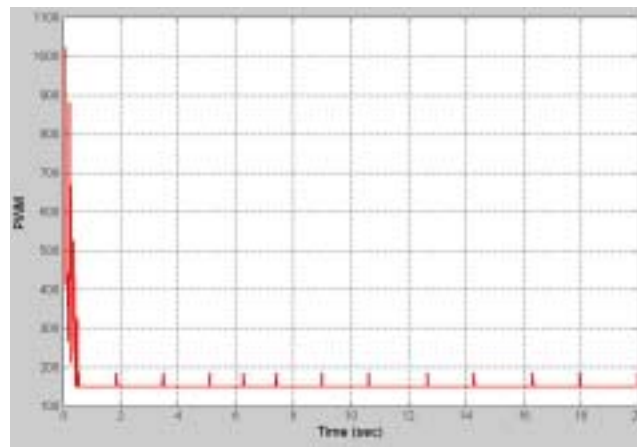


圖 5.20 控制器三從起立到平衡時的 PWM 大小變化

(3) 模擬與實驗結果之比較

在實驗三我們一樣只取 20 秒來看從起立到平衡的過程。從模擬圖中我們得知在 60 秒以後車身才達到穩定狀態，但我們在實際的實驗中卻是如實驗結果圖所示，約 1 秒鐘左右以後即進入穩定狀態，接下來則是維持在 $\pm 1^{\circ} \sim 3^{\circ}$ 之間小幅振動。所以第三種控制器的模擬與實驗結果在這部份相差很大，雖然如此，實際的實驗結果卻反而令人滿意。

5.2.4 第四種控制器之模擬與實驗結果之比較

第四種控制器之 MATLAB/SIMULINK 模擬圖

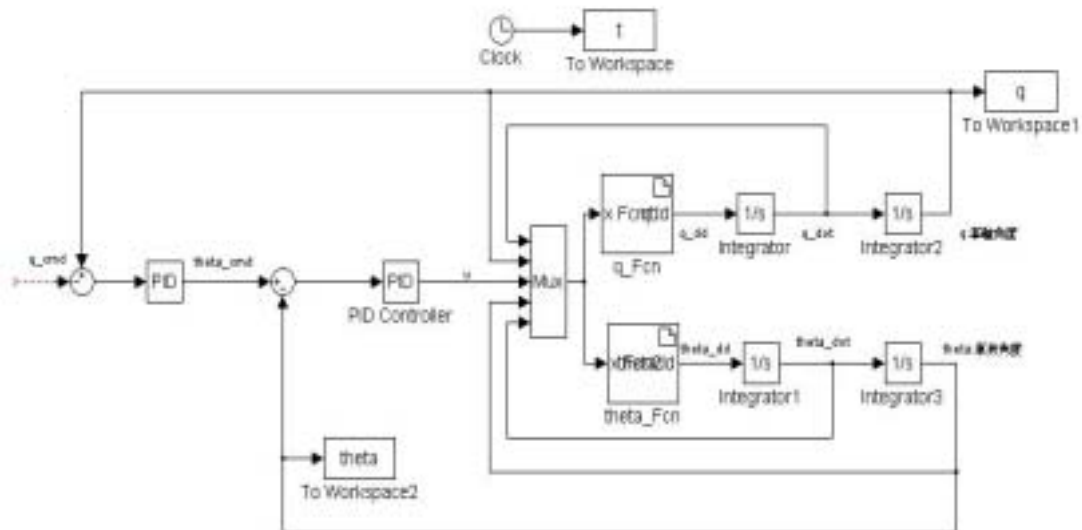


圖 5.21 車輪式倒單擺控制四 SIMULINK 圖

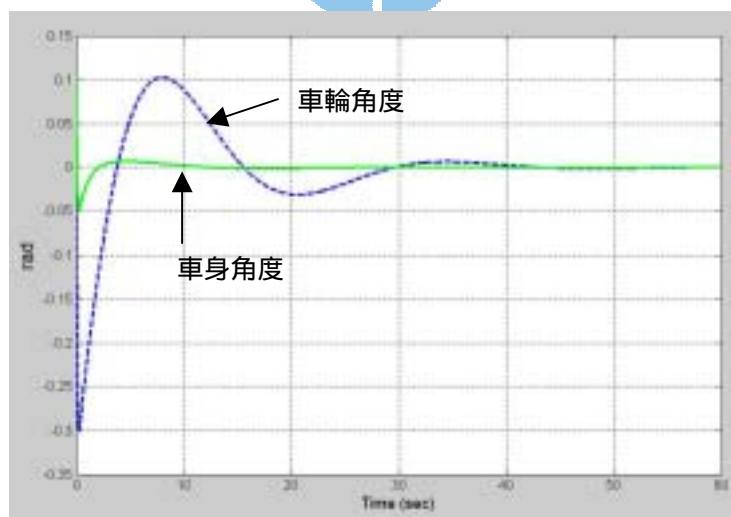


圖 5.22 車輪式倒單擺控制四模擬結果圖

由圖 5.22 可看出比第三個控制器更快進入穩定況態，約 30 秒之後即看不太出車身晃動的現象，並且車身擺動幅度是這四種控制器中

最小的。

(2) 實驗結果

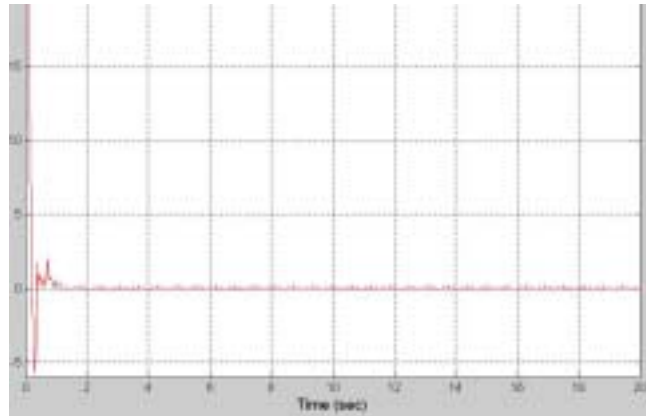


圖 5.23 控制器四從起立到平衡時的陀螺儀角度變化

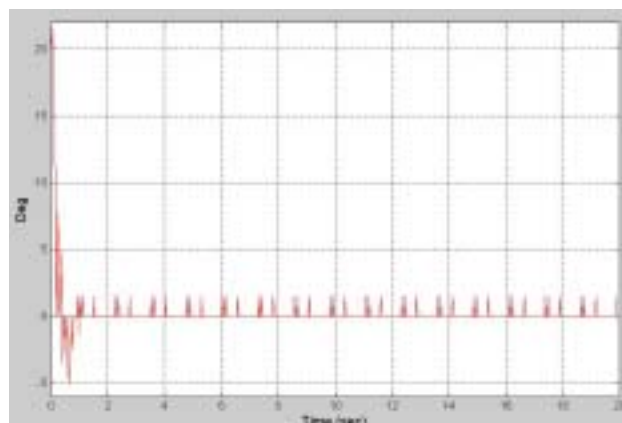


圖 5.24 控制器四從起立到平衡時的傾斜計角度變化

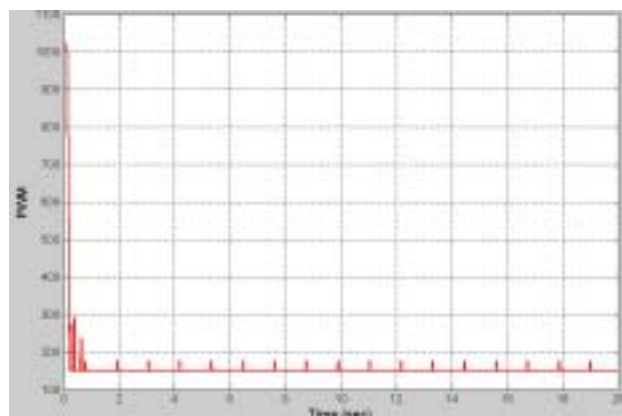


圖 5.25 控制器四從起立到平衡時的 PWM 大小變化

(3) 模擬與實驗結果之比較

第四種控制器與第三種控制器的模擬圖相似，差別在第四種控制器在 30 秒以後就進入穩定狀態，比第三種快了 30 秒。但其實驗結果依然與第三種控制器的實驗結果類似，約在 1 秒左右隨即進入穩定狀態，但接下來以更小的角度($\pm 1.5^\circ$)擺動以維持平衡，故其實驗結果的表現更好。

5.2.5 四種控制器之相互比較

我們根據 5.2.1~5.2.4 之模擬與實驗結果來針對此四種控制器做比較。首先以模擬結果圖(圖 5.7、5.12、5.17 和 5.22)來看。我們可看出第一種控制器的模擬結果最好，因為它可在最短時間內達到穩定平衡的狀態。其次是第四種、第三種，最後是第二種控制器。接著以實驗結果來看。雖然第一種控制器在模擬圖上表現最好，但是實際在平衡的過程中卻容易到處跑，因為我們沒把馬達編碼器的位置加入一起控制。而第四種控制器則是在四種控制器中在實際操作中表現最好，不只能在很短的時間就維持平衡，且因加入了馬達編碼器的位置為控制變數，故在平衡的過程中較不會到處跑，並且達到平衡狀態時，其維持平衡的擺動幅度也是最小的。表 5.1 與 5.2 為四種控制器之各項表現比較表以及表現最好之控制器四實驗與模擬之 PD 參數設定值。

性能 \	控制器一	控制器二	控制器三	控制器四
平衡過程	易到處跑	易到處跑	原點附近	原點附近
達到平衡時間	最快	最久	快	最快
平衡時晃動程度	$\pm 1^\circ \sim 2^\circ$	$\pm 2^\circ \sim 5^\circ$	$\pm 1^\circ \sim 3^\circ$	$\pm 1.5^\circ$

表 5.1 四種控制器之性能比較表

實驗值	K_P	K_D	模擬值	K_P	K_D
(deg)	2	180	(rad)	0.1	1
q (deg)	0.1	100	q (rad)	0.05	0.15

表 5.2 控制器四實驗與模擬之 PD 參數設定值

第六章

結論與未來展望

6.1 結 論

本文使用單晶片 PIC18F452 微控制器為核心，搭配其它的硬體週邊設備，如陀螺儀、傾斜計、兩軸直流馬達驅動及控制模組 等，以完成車輪式倒單擺之自動起立及直立平衡控制。


在本實驗中，因為車身的平衡主要由感測器所測量的角度為依據，所以陀螺儀與傾斜計之訊號測量為很重要之一部份。但本論文只在靜態時對其訊號有做雜訊的改善，對於動態時的訊號並無做改良的動作（如加一低通濾波器以排除高頻雜訊）。雖然目前的表現已可達到車身平衡穩定的目的，但若對這一方面有進一步的改善則其動態表現應該會更好。此外，陀螺儀也受到周遭溫度及本身溫度的影響。剛開機起動與操作一段時間後的表現也有差異。通常必須操作幾分鐘之後，系統的表現才會驅近穩定。

在控制器方面，本文使用 PID 控制來產生 PWM 以驅動馬達轉動而維持平衡。其中 PWM 的大小是根據車身傾斜角與角速度來決定。傾斜角與 P 參數的大小有關，角速度與 D 參數的大小有關，而 I 參數則是改善系統穩態誤差。

此外，系統的表現也與車身機構有關。例如本實驗車之車輪是硬塑膠材料。在不同地面上有不同的磨擦力，因而其平衡穩定的狀況也有所不同（根據實驗，在書本上有較好的表現，在較平滑或磨擦力較小的表面上則較不穩定）。因此更換車輪的材料也可以改善系統的穩定性。

6.2 未來展望

本文所設計之單輪自我車輪式倒單擺在系統軟硬體方面可以進一步改進以達到更多功能及更好的效果。

- 
1. 將 PIC18F452 換成更高階的微控制器，如 dsPIC。如此可提升其容量與運算能力，以便完成更複雜的控制。
 2. 加入一功能使車輪式倒單擺之參數可以在超級終端機視窗內即時修改或在電腦端建立一人機界面程式來處理車輪式倒單擺的各種模式的設定和資訊的顯示，讓控制更方便。
 3. 增加車輪式倒單擺之控制模式，如定位控制 上下坡 下階梯等。

參考文獻

- [1] F. Grasser, A. D'Arrigo, S. Colombi and A.C. Rufer, "JOE: a Mobile, Inverted Pendulum," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 107–114, February 2002.
- [2] Y. Ha and S. Yuta, "Trajectory Tracking Control for Navigation of Self-Contained Mobile Inverse Pendulum," *IEEE/RSJ/GI Int. Conf. Advanced Robotic Systems and the Real World*, vol. 3, pp. 12-16, September 1994.
- [3] J. Borenstein and L. Feng, "Gyrodometry: A New Method for Combining Data from Gyros and Odometry in Mobile Robots," *IEEE International Conference on Robotics and Automation* Minneapolis, Minnesota-April 1996.
- [4] Albert-Jan Baerveldt and Roert Klang, "A Low-cost and Low-weight Attitude Estimation System for an Autonomous Helicopter," *Center for Computer System Architecture, Halmstad University, Box 823, S-30118 Halmstad, Sweden*.
- [5] Rich Chi Ooi, "Balancing a Two-Wheeled Autonomous Robot", Supervisors : A/Prof. Thomas Bräunl Prof. Jie Pan, The University of Western Australia School of Mechanical Engineering Final Year

Thesis 2003.

- [6] Greg Welch and Gary Bishop, “An Introduction to the Kalman Filter”,
TR 95-041,
Department of Computer Science University of North Carolina at
Chapel Hill Chapel Hill, NC 27599-3175 Updated: Monday, April 5,
2004
- [7] Michael Baloh and Michael Parent, “Modeling and Model
Verification of an Intelligent Self-Balancing Two-Wheeled Vehicle
for an Autonomous Urban Transportation System”, The Conference
on Computational Intelligence, Robotics, and Autonomous Systems,
Dec. 15 2003, Singapore
- [8] “A Basic Introduction to Filters—Active, Passive and
Switched-Capacitor”, Application Note AN779, National
Semiconductor Corporation, 1991.
- [9] O. Matsumoto, S. Kajita and K. Tani, “Estimation and Control of the
Attitude of a Dynamic Mobile Robot Using Internal Sensors,”
Advanced Robotics, vol. 7, no. 2, pp. 159-178, 1993.
- [10] Y. Takahashi, S. Ogawa and S. Machida, “Step Climbing Using
Power Assist Wheel Chair Robot with Inverse Pendulum Control,”

- IEEE Int. Conf. Robot. Automat.*, vol. 2, pp. 1360-1365, April 2000.
- [11] K.Yamafuji and T.Kawamura, “Postural control of a monoaxial bicycle”, *Journal of the Robotics Society of Japan*, Vol.1 No.4 pp.74-79,1988.
- [12] O.Matsumoto, S.Kajita and K.tani”Attitude estimation of the two wheeled inverted pendulum using adaptive observer”, *Proc. of 9th Academic Conf. Of the Robotics Society of Japan*, pp.891-989,1991.
- [13] E.Koyanagi, S.Iida, K.Kimoto and S.Yuta, “A wheeled inverse pendulum type self-contained mobile robot and its two-dimensional trajectory control”, *Proc. of ISMCR;*’92, pp.891-898,1992.
- [14] Jack Wu (SCS’06), Jim Bai (ECE’06), “Self-Balancing Robot: bBot”, Carnegie Mellon University March 12, 2003
- [15] PIC18Fxx2 Data Sheet, 2002, Microchip Technology Inc.
- [16] MPLAB IDE v6.xx Quick Start Guide, 2003, Microchip Technology Inc.
- [17] MPLAB ICD2 In-Circuit Debugger User’s Guide, 2003, Microchip Technology Inc.
- [18] MPLAB C18 C Compiler User’s Guide, 2002, Microchip Technology Inc.

- [19] 王禎祥,碩士論文,“兩輪自我平衡機器人之前後行走控制”,國立中央大學電機所碩士論文,2003年六月。
- [20] 鄭鈞元,碩士論文,“兩輪自我平衡機器人平衡控制”,國立中央大學電機所,2003年六月。
- [21] 兩軸直流馬達驅動及控制模組PIC18moto2 v1.0使用手冊
- [22] PIC18Fxx2 微控制器原理與實作,施慶隆、劉晏維編著,2004年6月,宏友圖書公司。

