

東海大學電機工程學系

碩士論文

直流無刷馬達應用於電動輔助自行車之
控制系統

A Control System Applied in Electric Assisted Bicycles

指導教授：黃宇中博士

研究生：劉尚霖 撰

中華民國 102 年 6 月

致謝

這份論文得以完成，首先要感謝我的指導教授 黃宇中博士，在這兩年期間有耐心的教導我，且替我規劃了思考方向以及研究方法，並在這段研究期間提供了許多寶貴的建議。

另外要感謝實驗室的學長展龍、蕭壬，同學嘉祥，在我遇到種種困難時，適時的給我幫助與建議，讓我研究能順利進行。

最後感謝我們家人和女朋友給我很大的支持，讓我在這漫長的兩年中，有毅力去完成我的研究。



摘要

本文探討直流無刷馬達控制系統之力矩提升，以達到輸出力矩的改善。使用無刷直流馬達的反電動勢訊號做處理，所設計出的控制器使馬達遇到不同負載時輸出較適當之力矩。

本實驗提出力矩控制方法，使其運用在系統架構上。系統鑑別採用開迴路測量法，利用馬達在開迴路運轉時，測量其電壓及電流特性，換算其參數，可測量未知馬達之參數，進而建立馬達系統模型。接著以反動電動勢偵測法來偵測系統運轉時的反電動勢變化，並配合 Ziegler-Nichols 法來設計控制器。最後在實驗上比較裝上控制器與未裝上控制器的差別，經觀察後比較力矩有明顯提升，最高可達到 25% 的提升。

關鍵詞：無刷直流馬達、力矩控制、Ziegler-Nichols。

ABSTRACT

This paper discusses the brushless DC motor control system to achieve output torque boost. The experiment captures the back-EMF of brushless DC motor to process and design controller. The controller make the brushless DC motor to output torque appropriately when motor meet different load.

This experiment propose a method using on system architecture for torque controlling. System identification uses open-loop measurement. It is measuring voltages and current characteristics when the motor is operating in open-loop. When we convert parameters, it can measure other unknown motor parameters then build the motor system model. After that, it uses back-EMF detection to detect the back-EMF variation when the system operated. It also coordinate Ziegler-Nichols method to design the controller. Last, we compare the difference with controller installation and uninstallation. We observed it is obvious to see the moment improved significantly up to 25%.

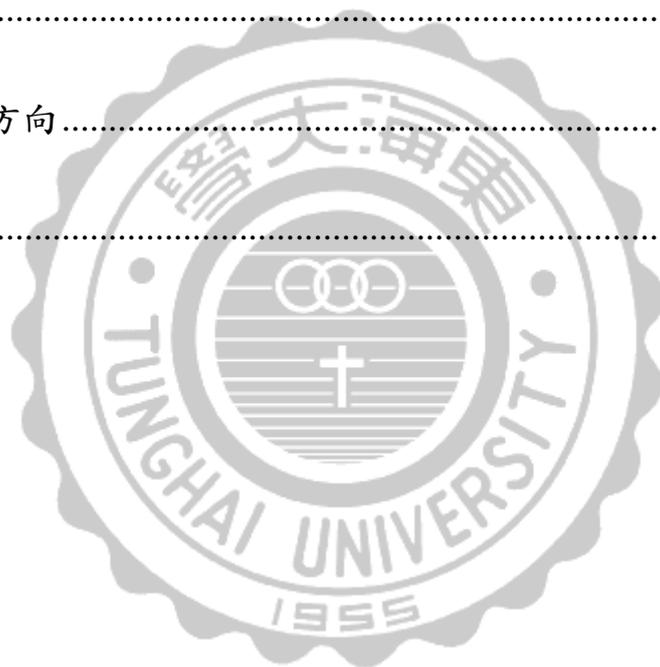
keyword : brushless DC motor, torque control, Ziegler-Nichols.

目錄

致謝.....	I
摘要.....	II
ABSTRACT.....	III
目錄.....	IV
圖目錄.....	VII
表目錄.....	XI
第一章 緒論.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 研究動機及目的.....	2
1.3 論文架構.....	4
第二章 直流無刷馬達.....	6
2.1 直流無刷馬達原理分析.....	6
2.1.1 直流無刷馬達種類介紹.....	6
2.1.2 直流無刷與有刷馬達差異.....	7
2.1.3 直流無刷馬達等效模型數學推導.....	11
2.2 直流無刷馬達模型鑑別與建立.....	14

2.2.1 直流馬達動態方程式	14
2.2.2 直流無刷馬達參數鑑別	17
第三章 控制器設計	20
3.1 控制器簡介與分析	20
3.1.1 一階系統：	22
3.1.2 二階系統：	24
3.2 PID 控制器	29
3.3 Ziegler-Nichols	36
第四章 系統實驗架構及設備	40
4.1 硬體架構	40
4.1.1 電源供應器	41
4.1.2 馬達驅動器	42
4.1.3 直流無刷馬達	45
4.1.4 磁粉煞車	46
4.1.5 扭力感測器	47
4.1.6 反電動勢偵測電路	49
4.1.7 AC to DC Converter	51
4.1.8 直流無刷馬達模擬	52

4.2	實驗測試與分析.....	57
4.2.1	馬達負載測試系統建立.....	57
4.2.2	反電動勢波形偵測.....	59
4.2.3	系統測量結果.....	62
第五章	結論與未來方向.....	66
5.1	結論.....	66
5.2	未來方向.....	66
參考文獻	67



圖目錄

圖 1-1	全球電動自行車出貨量.....	2
圖 2-1	馬達分類.....	6
圖 2-2	直流無刷馬達剖面構造.....	8
圖 2-3	直流有刷馬達剖面構造.....	8
圖 2-4	無刷馬達特性圖.....	9
圖 2-5	有刷馬達特性圖.....	9
圖 2-6	三相直流無刷馬達等效電路圖.....	11
圖 2-7	直流馬達等效模型.....	14
圖 2-8	電壓對轉速方塊圖.....	16
圖 2-9	加入負載方塊圖.....	16
圖 2-10	測量架構.....	17
圖 2-11	轉速測量.....	18
圖 3-1	時域響應圖分析.....	21
圖 3-2	標準一階系統方塊圖.....	23
圖 3-3	一階系統步階響應.....	23
圖 3-4	標準二階系統方塊圖.....	24
圖 3-5	極點 s 與 ξ 、 ω_n 、 $\xi\omega_n$ 、 $\omega_n\sqrt{1-\xi^2}$ 之間關係.....	27
圖 3-6	阻尼比響應曲線.....	27

圖 3-7	PID 控制架構.....	29
圖 3-8	P 控制器結構.....	30
圖 3-9	I 控制器結構.....	30
圖 3-10	D 控制器結構.....	31
圖 3-11	PD 控制器架構.....	32
圖 3-12	PI 控制器架構.....	33
圖 3-13	PID 控制器架構.....	34
圖 3-14	Ziegler-Nichols 之步階響應法.....	37
圖 4-1	直流無刷馬達系統架構.....	39
圖 4-2	硬體架構方塊圖.....	40
圖 4-3	電源供應器.....	40
圖 4-4	無刷馬達驅動器.....	41
圖 4-5	驅動器接線圖.....	42
圖 4-6	直流無刷馬達.....	44
圖 4-7	磁粉煞車.....	45
圖 4-8	磁粉煞車轉矩輸出.....	46
圖 4-9	扭力感測器.....	47
圖 4-10	扭力感測器內部接線圖.....	47
圖 4-11	反電動勢偵測電路.....	49

圖 4-12	AD736JN DATASHEET.....	50
圖 4-13	AC to DC 電路圖.....	50
圖 4-14	SIMULINK 指令集.....	52
圖 4-15	SIMULINK 之馬達模形.....	52
圖 4-16	馬達特性圖之暫態響應(負載為 0).....	53
圖 4-17	馬達特性圖之暫態響應(負載為 1N-m).....	53
圖 4-18	馬達特性圖之暫態響應(負載為 2N-m).....	54
圖 4-19	有無 PID 控制器模擬比較(無負載).....	55
圖 4-20	有無 PID 控制器模擬比較(負載為 2N-m).....	55
圖 4-21	馬達負載測係系統.....	56
圖 4-22	驅動器與控制器硬體連接.....	57
圖 4-23	驅動器與控制器接線.....	57
圖 4-24	1000RPM 未經電路波形.....	58
圖 4-25	200RPM 未經電路波形.....	59
圖 4-26	1000RPM 經反電動勢偵測電路.....	59
圖 4-27	200RPM 經反電動勢偵測電路.....	60
圖 4-28	1000RPM 經反電動勢偵測電路(2-N-m 負載下).....	61
圖 4-29	200RPM 經反電動勢偵測電路(2-N-m 負載下).....	60
圖 4-30	1000RPM 比較圖(有/無控制器).....	62

圖 4-31 400 RPM 轉矩輸出(有裝控制器).....63

圖 4-32 200 RPM 轉矩輸出(有裝控制器).....64



表目錄

表 1-1	2009-2011 自行車出口統計.....	1
表 2-1	直流無刷馬達與有刷馬達之比較表.....	10
表 2-2	直流無刷馬達參數.....	19
表 3-1	動態系統分類之阻尼值.....	26
表 3-2	PD、PI 與 PID 優缺點比較.....	35
表 3-3	P、PI、PID 控制器最佳參數表(一).....	37
表 3-4	P、PI、PID 控制器最佳參數表(二).....	38
表 4-1	直流無刷馬達規格表.....	44
表 4-2	磁粉煞車規格.....	46
表 4-3	扭力感測器規格表.....	48
表 4-4	1000RPM 轉矩輸出(有裝控制器).....	61
表 4-5	1000RPM 轉矩輸出(未裝控制器).....	62
表 4-6	400 RPM 轉矩輸出(有裝控制器).....	62
表 4-7	400 RPM 轉矩輸出(未裝控制器).....	63
表 4-8	轉矩輸出(有裝控制器).....	63
表 4-9	轉矩輸出(未裝控制器).....	64

第一章緒論

1.1 研究背景

台灣的自行車業舉世聞名，任何零組件的設計與製造都已相當成熟，為產業奠定雄厚的技術，根據表 1-1 可以發現近幾年的自行車出口金額有成長的趨勢，到 2011 年整體產值達 24 億，2011 與 2010 比較，雖然出口量下降，但產值卻意外有 13% 的提升，可見在逆勢環境下自行車產業依然有雄厚的實力。

表 1-1 2009-2011 自行車出口統計

年份	2009	2010	2011	2011 與 2010 成長比例比較
整車出口數量 (百萬台)	4.30	5.07	4.38	-13.60%
整車出口金額 (億美元)	12.50	15	16.6	10.66%
整車平均單價 (美元)	291	296	379.95	28.36%
主要零件出口金額 (億美元)	5.11	6.60	7.82	18.85%
整車與零件整體出口金額 (億美元)	17.61	21.60	24.42	13.05%

(資料來源:台灣區自行車輸出業同業公會)

近年來由於能源價格屢創新高，環保議題當道，尋求環保節能的交通工具需求越來越大，因此無污染的代步工具—電動輔助自行車及

電動自行車開始脫穎而出，由圖 1-1 可以看出 2001 年至 2009 年間，全球電動自行車的出貨量逐年增加，2010 年更高達 3000 萬台，是相當大的產值。台灣對於傳統自行車的技術已有雄厚的實力，再加上電動自行車的配件，馬達、控制器和電池量產技術也十分發達，因此發展電動自行車產業幾乎不需要仰賴國外零組件，是相當有競爭力的產業。

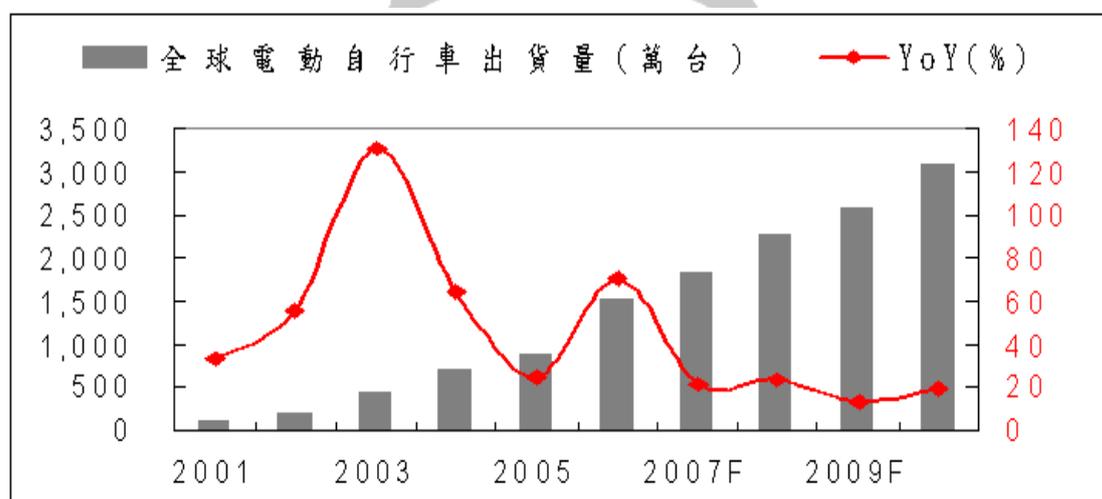


圖 1-1 全球電動自行車出貨量

(出處:工研院)

1.2 研究動機及目的

直流無刷馬達近年來已廣泛運用在電動自行車及電動輔助自行車上，兩者差異在於電動自行車無須人力輔助，是純電力驅動，而電動輔助自行車須以人力為主，電力為輔助，而電動自行車有續航力和

上坡扭力不足的情形，所以電動輔助自行車因加上人力輔助，如此不但可以讓駕駛者在上坡可以輕鬆上路且可以增加電池的續航力。

電動自行車主要組件包括車體、電池和控制器，在電池未能有突破性的發展前，控制系統的改良就相當的重要，控制系統改良包括有馬達功率問題、輸出力矩及傳動系統的匹配問題等，這些都對於電動輔助自行車的續航力和動力性能都有相當的影響。

電動輔助自行車的缺點之一在於上坡時力矩不足的狀況，當駕駛者遇到上坡時雖有電力輔助的幫忙，但駕駛者依然需給較大的力。本研究利用當電動輔助自行車在遇到上坡時，利用馬達的速度差所產生的反電動勢的變化來推算需給予多少力，達到電動輔助自行車自動地給予最佳的轉矩輸出，以達到馬達在上坡時給予駕駛者適當轉矩，因此自動輔助轉矩為其一重要的控制方法。

1.3 文獻探討

目前改善電動輔助自行車轉矩輸出的方法有扭力耗能估算法，利用踏板的曲柄扭力感測器來估算扭力，控制器接收感測器的扭力數值，來決定馬達應輸出的扭力。此方法是利用感測器得到的人力轉矩換成與人力轉矩成比例關係之旋轉角度變位量或者線性變位量，然後將變位量換成等比例之電壓訊給給控制器，下達適當的轉矩輸出值。此方法優點可以使電動輔助自行車輸出適當的助力，但缺點為需要價

格較昂貴的扭力感測器。

本實驗所採用的方法是利用直流無刷馬達運轉遇到負載時，所造成的轉速差，擷取其反電動勢的變化，迴授給 PID 控制器，再使馬達輸出適當的轉矩，利用此方法在遇到負載時不但可以輸出適當的轉矩，也可以省掉使用一些感測器來偵測轉矩的變化。

再進行實驗前我們規劃出整個實驗所需研究工作如下：

- (1) 建立一套直流無刷馬達控制系統，使其改善輸出轉矩。
- (2) 建立直流無刷馬達模型，利用其參數設計控制器。
- (3) 利用適當方法，快速設計控制器。
- (4) 建立馬達測量平台，以測量馬達控制系統輸出轉矩狀況。

1.4 論文架構

本論文主要分為七個章節。

<第一章> 緒論：

說明目前電動自行車的概況，並由從中了解電動自行車的問
題，從中建立研究動機，藉而提出方法改善的方法。

<第二章> 直流無刷馬達：

介紹直流無刷馬達的種類及原理，且推導出直流無刷馬達及
直流馬達的數學式子，觀察其相似特性，建立馬達動態方程式。

利用開迴路測量法，得到馬達參數，進而模擬出馬達動態模型。

<第三章> 控制器設計：

介紹控制器設計的原理，在系統上要注意那些細節，並介紹目前最常用的 PID 控制器，把其優缺點做比較，最後選定 PI 控制器為設計上的重點。用 Ziegler-Nichols 法則來設計控制器的參數，並且模擬出其特性。

<第四章> 系統實驗架構及設備

建立系統架構，並把系統的設備及規格詳細介紹，最後做設計硬體方塊流程圖及作整合的動作，並建立一套馬達負載測試系統，以測試實驗所設計的規格是否達到改善，進而分析及觀察其結果。

<第五章> 結論與未來方向

探討本實驗最後的結果，並分析其優點及缺點，針對缺點給予未來上可以改善的方法。

第二章 直流無刷馬達

本實驗開始前，我們先探討直流無刷馬達的一些基本理論和數學方程式，再運用於實驗的硬體上，模擬出其的模型與動態方程式。

2.1 直流無刷馬達原理分析

在建立直流無刷馬達模型前，須先了解無刷馬達與有刷馬達差異，和其數學特性方程式，如何去等效出一個直流無刷馬達的特性。

2.1.1 直流無刷馬達種類介紹

馬達的種類繁多，因名稱在不同書籍上不同，所以很容易混淆，大致上馬達的分類可以如圖 2-1 所示。

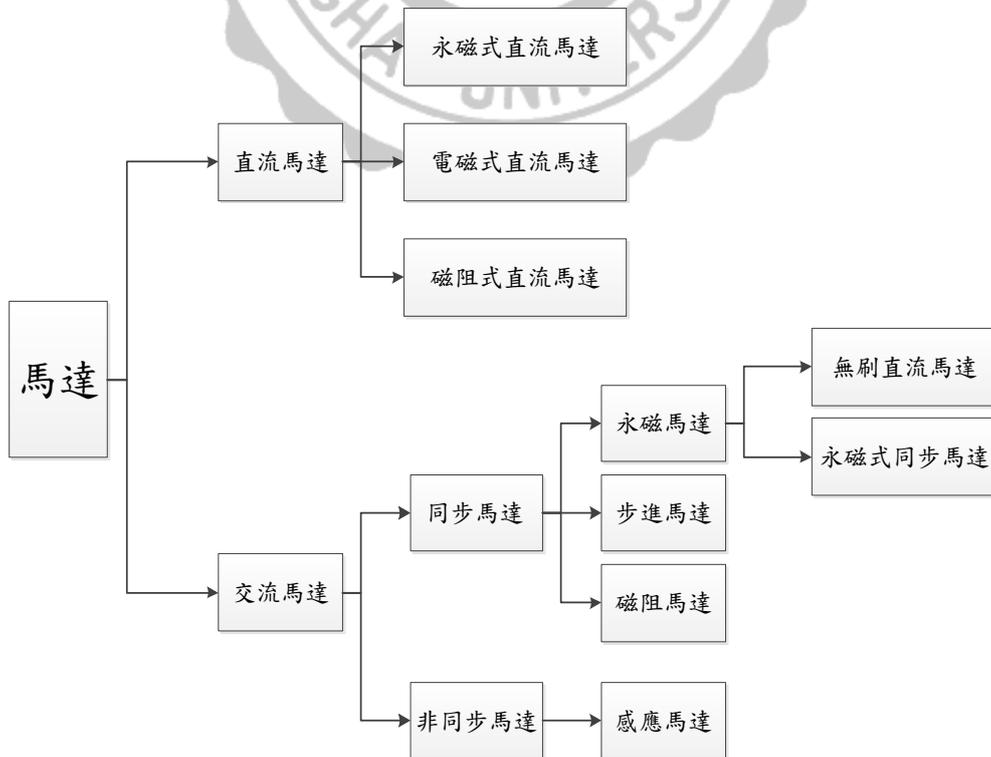


圖 2-1 馬達分類

由圖 2-1 分類上可以看出，大致上馬達主要分為直流馬達與交流馬達。交流馬達部分又以分為同步馬達(synchronous motor)與非同步馬達(asynchronous motor)。同步馬達作用原理是命令定子電流，產生磁場對轉子本身的磁力產生作用力生成輸出扭力，使整個轉子運轉。當運轉達到穩定的時候，定子產生的磁場與轉子同步旋轉，代表著定子的角速度與轉子的角速度相同($\omega_e = \omega_r$)，所以稱為同步馬達。而非同步馬達，運轉時定子的角速度與轉子的轉速度兩者之間存在著轉動差($\omega_e < \omega_r$)，故稱為非同步馬達。[2]

2.1.2 直流無刷與有刷馬達差異

直流無刷馬達是由直流有刷馬達變化而來的，其構造剛好相反。主要差異在於直流有刷馬達的轉子(Rotor)為線圈，定子(Stator)則是永久式磁性材料(Magnet)，且需要由電刷來使電流流入線圈來產生電磁力來運轉馬達；而直流無刷馬達則相反，轉子為永久式磁性材料，定子為線圈，藉由外部線圈電流方向的改變，使電磁耦合產生固定方向的扭力推動轉子，使其運轉。兩者內部構造如圖 2-2。[3]

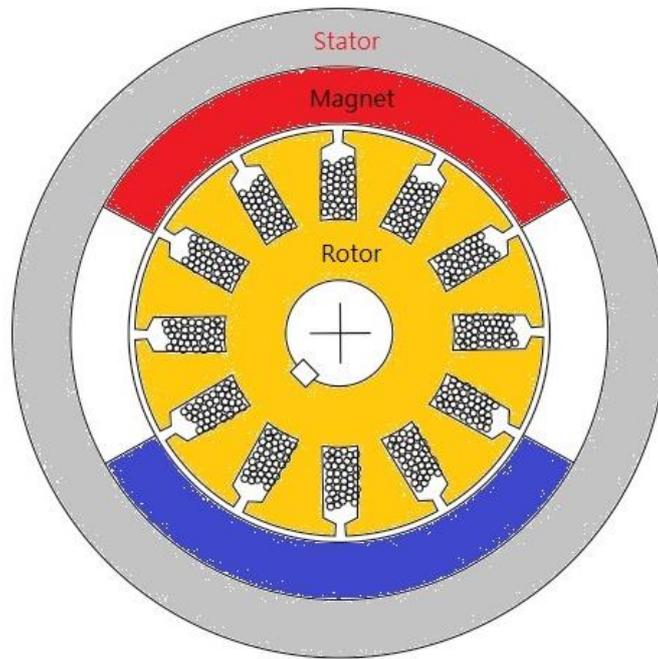


圖 2-2 直流無刷馬達剖面構造

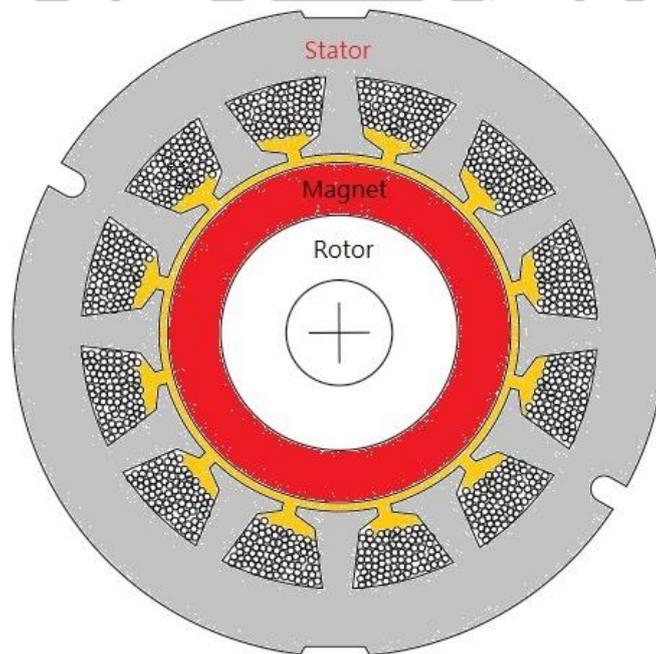


圖 2-3 直流有刷馬達剖面構造

直流無刷馬達的轉速與轉矩等特性，因為電磁耦合的關係，有些微非線性成分存在，但其特性仍然與直流有刷馬達非常相似，所以在

電路模擬的方面，可等效為直流有刷馬達，以方便進行模擬，其兩者的特性如下圖所示。[4]

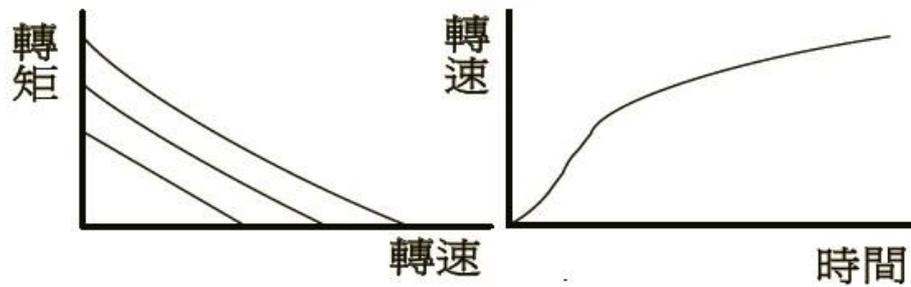


圖 2-4 無刷馬達特性圖

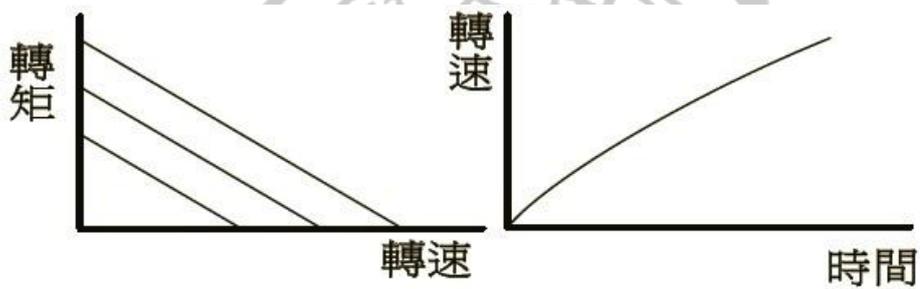


圖 2-5 有刷馬達特性圖

直流無刷馬達是由直流有刷馬達改良而來的，其設計上的特性如下：

- (1) 體積小、重量輕。
- (2) 輸出功率大。
- (3) 高輸出扭力。
- (4) 低噪音。
- (5) 壽命長。

(6) 溫升低

直流無刷馬達是為了改良直流有刷馬達所設計而成的，其改良直流有刷馬達的缺點，例如；有較高的輸出扭力、比較不須進行保養、散熱佳且升溫速度慢等，跟直流有刷馬達之間的比較如表 2-1 所示：

表 2-1 直流無刷馬達與有刷馬達之比較表

	直流無刷馬達	直流有刷馬達
轉矩-轉速特性	接近線性	高轉速為非線性
銅損	無	有
升溫速度	較低	較高
低速扭力	較高	較低
最高轉速	較高	較低
輸出功率	較高	較低
控制架構	複雜	簡易
價格	較高	較低

直流無刷馬達因為構造上不需要整流子與碳刷，所以在保養上的成本較低，且因為沒有電刷的耗損所以輸出的功率較高，轉速也不會因電刷的影響，而達到較高的轉速。又因轉子為永久式磁鐵，所以銅損較直流有刷馬達少，因此直流無刷馬達在製造的成本上較高和控制

的整體架構較為複雜。

由表 2-1 可以知道直流無刷馬達具有高扭力輸出的效果，可以解決電動車或電動自行車在扭力上的問題，所以本研究將以直流無刷馬達運用在電動自行車上進行探討。

2.1.3 直流無刷馬達等效模型數學推導

本實驗所使用的直流無刷馬達內部定子就由線圈組，其繞線方式為三線繞組，a、b、c 為三相繞組與馬達驅動器連接，內部無霍爾感測器，其等效電路如下圖[5][6][7]。

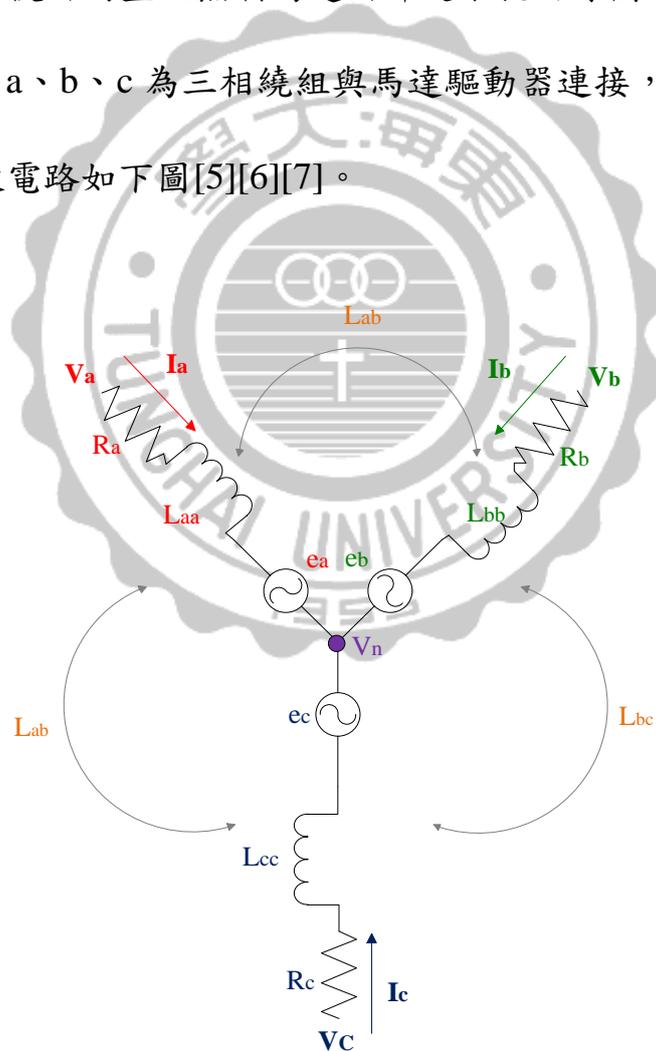


圖 2-6 三相直流無刷馬達等效電路圖

直流無刷馬達等效電路方程式，可透過圖 2-5 來推導出式子如下：

$$V_a = R_a I_a + L_{aa} \frac{dI_a}{dt} + L_{ab} \frac{dI_b}{dt} + L_{ac} \frac{dI_c}{dt} + e_a \quad (2-1)$$

$$V_b = R_b I_b + L_{bb} \frac{dI_b}{dt} + L_{bc} \frac{dI_c}{dt} + L_{ba} \frac{dI_a}{dt} + e_b \quad (2-2)$$

$$V_c = R_c I_c + L_{cc} \frac{dI_c}{dt} + L_{ca} \frac{dI_a}{dt} + L_{cb} \frac{dI_b}{dt} + e_c \quad (2-3)$$

其各自符號表示：

V_a 、 V_b 、 V_c ：馬達 a、b、c 三相電壓

R_a 、 R_b 、 R_c ：馬達 a、b、c 三相等效電阻

I_a 、 I_b 、 I_c ：馬達 a、b、c 三相電流

L_{aa} 、 L_{bb} 、 L_{cc} ：馬達 a、b、c 三相定子線圈自感

L_{ab} 、 L_{ac} 、 L_{ba} 、 L_{bc} 、 L_{ca} 、 L_{cb} ：馬達 a、b、c 三相定子線圈間互感

e_a 、 e_b 、 e_c ：馬達 a、b、c 三相反電動勢

V_n ：馬達中性點

假設三相的參數接相等，其中 R 為三相的每一組電阻、L 為三相的每一組電感自感、M 為三相的每一組電感互感，將式 2-1、2-2、2-3 改為矩陣方程式來表示如式 2-4：

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

我們假設三相電流平衡，因此可獲得式 2-5，

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2-5)$$

因為式 2-5 關係，所以我們可以得到式 2-6

$$Mi_a + Mi_b + Mi_c = 0 \quad (2-6)$$

我們把式 2-6 移項得到式 2-7

$$Mi_a + Mi_b = -Mi_c \quad (2-7)$$

接著把式 2-7 帶入式 2-4 可得：

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

將式 2-8 移項可得：

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L-M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

馬達的電磁轉矩 T_e 表示如下：

$$T_e = \frac{i_a e_a + i_b e_b + i_c e_c}{\omega_r} \quad (2-10)$$

ω_r 為轉子角速度，而機械動態方程式可以表示如下：

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L - B\omega_r \quad (2-11)$$

其中 J 為馬達轉軸上的轉動慣量、 T_L 為負載轉矩、 B 為馬達和負

載轉動時產生的摩擦係數。

2.2 直流無刷馬達模型鑑別與建立

在 2.1 節推導出直流無刷馬達等效方程式後，接著要推導出直流馬達模型及數學特性方程式，從中觀察直流無刷馬達和直流馬達那些特性是相似的，以此建立馬達模型。

2.2.1 直流馬達動態方程式

圖 2-6 為直流馬達簡化模型，其中 E_T 為電樞電壓、 R_T 為電樞電阻、 L_T 為電樞電感、 M 為馬達、 E_b 為馬達反電動勢、 E_F 為激磁電壓、 R_F 為磁場電阻、 L_F 磁場電感、 θ_m 為角速度、 B_m 旋轉摩擦係數、 T_m 為馬達轉矩。

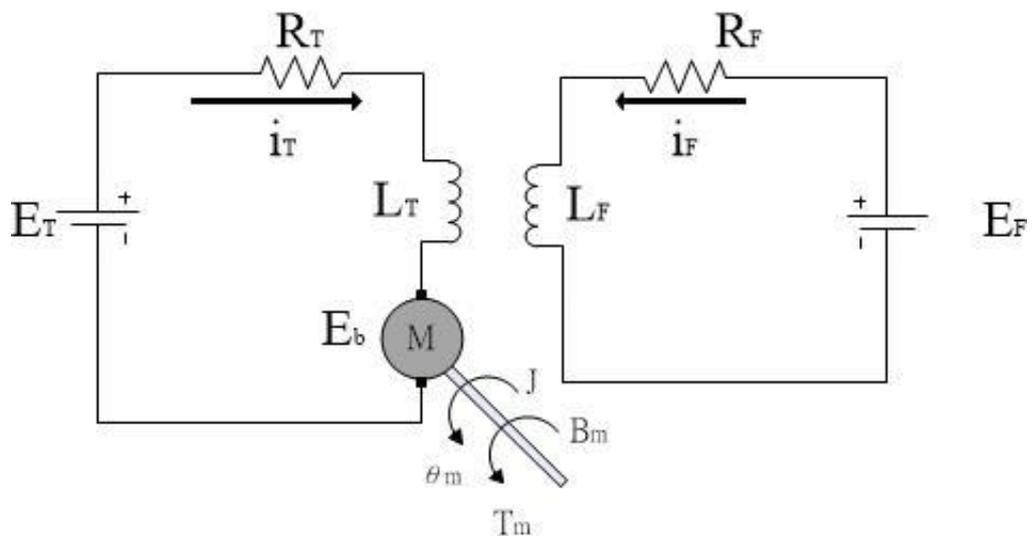


圖 2-7 直流馬達等效模型

圖 2-6 直流馬達由電刷線圈形成一個迴路，其電壓方程式表示如下：

下：

$$E_T = i_T R_T + L_T \frac{di_T}{dt} + E_b \quad (2-11)$$

電樞電流與其垂直的定子磁場下會受到力的作用，此力的大小與電流、導線的長度與磁場的強度成正比，此力作用在軸心上造成一轉矩。由於電樞線圈導線之長度是固定的，因此在激磁電流保持定值的情況下，轉子產生之扭矩即與電樞電流成正比，其方程式如下：

$$T_m = K_T i_T \quad (2-12)$$

其中 K_T 為轉矩常數，又轉子轉動時會因切割磁力線而造成反電動勢，此反電動勢會與轉速、線圈、磁場強度成正比，其表示如下：

$$E_b = K_b \frac{d\theta_m}{dt} \quad (2-13)$$

其中 K_b 為反電動勢常數，在轉軸上全部轉矩，無法施於負載，有些能量消耗在轉軸上的摩擦，有些則消耗在帶動轉軸上的慣量，則可歸納為下列方程式：

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} + B_m \frac{d\theta_m}{dt} = T_m = K_T i_T \quad (2-14)$$

我們將式 2-11、2-13、2-14 取拉普拉斯轉換可得下列方程式：

$$(L_T s + R_T) I_T(s) = E_T(s) - E_b(s) \quad (2-15)$$

$$E_b(s) = K_b \theta_m(s) \quad (2-16)$$

$$(J s^2 + B_m s) \theta_m(s) = T(s) = K_T I_T(s) \quad (2-17)$$

由上一節 2.1.3 公式 2-10-及 2-11 上，可以發現方程式和一般的直流馬達動態方程式類似，接著將式 2-15、2-16、2-17 整理可得：

$$I_T(S) = \frac{E_T(S) - K_b \theta_m(S)}{L_T S + R_T} \quad (2-18)$$

$$\theta_m(S) = \frac{T(S)}{J S + B_m} \quad (2-19)$$

我們可以把上述的關係式以方塊圖表示如下：

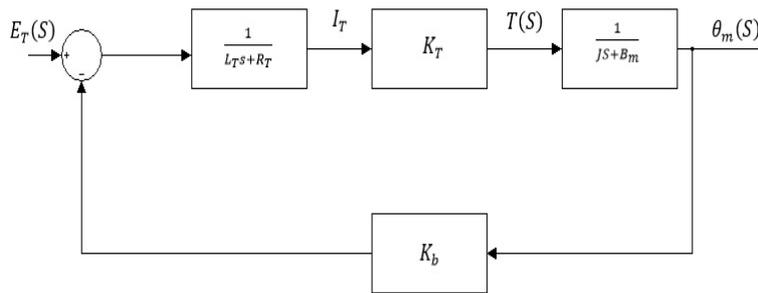


圖 2-8 電壓對轉速方塊圖

圖 2-7 為電壓對轉速的方塊圖，是為加入負載的，本實驗是有加入負載來測量，所以需要把式 2-19 改寫為如下：

$$\theta_m(S) = \frac{T(S) - T_L}{J S + B_m} \quad (2-20)$$

T_L 為負載所產生的轉矩，圖 2-7 則改為下圖：

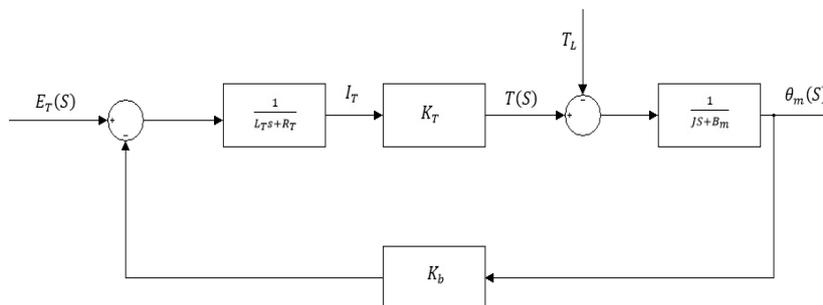


圖 2-9 加入負載方塊圖

本實驗因為有個負載作為干擾，所以將由圖 2-8 的方塊圖來做模擬以進行探討。

2.2.2 直流無刷馬達參數鑑別

本實驗要 2.2.1 的圖 2-8 方塊圖來做模擬，但面對未知的受控體，因不知其馬達參數，所以在模擬前需要做一些測量來取的馬達的參數。雖然直流馬達與直流無刷馬達的構造有差異，但是透過一些方法兩者之間的特性是相似的。例如：轉矩大小正比於電流大小、反電動勢正比於轉速、馬達轉速正比於電壓等。因此直流無刷馬達的常數也能等效於直流馬達的常數。[8]

本實驗的馬達採用開迴路測量，利用馬達在開迴路時測量其電壓、電流、轉矩和轉速，其三相電阻及三相電感則用 LCR METER 來測量，將這些參數測量到後代入公式 2-12、2-13 即可求得 K_b 及 K_T ，其測量架構如下如：

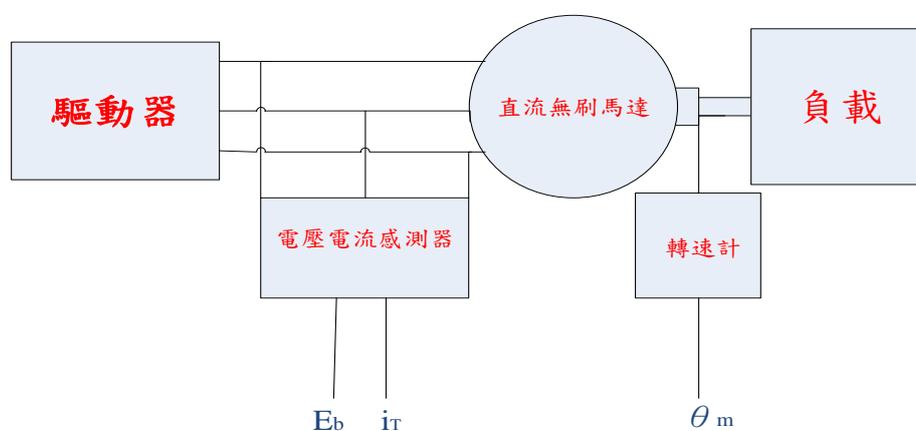


圖 2-10 測量架構

轉速計我們使用 TESTON 製造的 DT-5350 光學轉速計，利用它反色的性質測量轉速，我們在聯軸器上做記號，使聯軸器有亮與暗的分別，在運轉時利用遇到亮面會反色的性質測量，測量方式如圖 2-10。

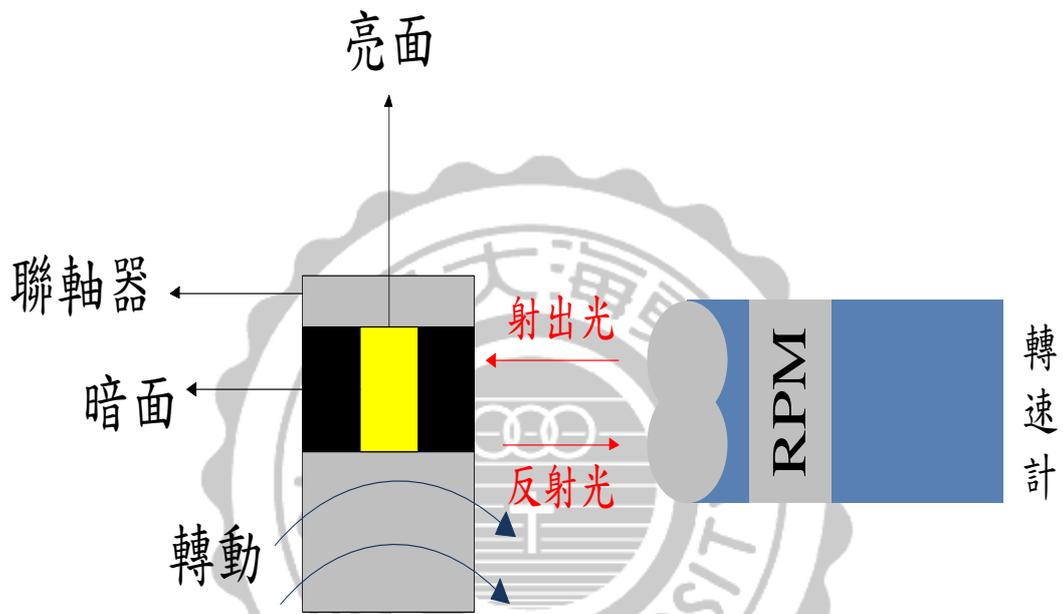


圖 2-11 轉速測量

電阻及電感，我們採用固緯電子所製造的 LCR-METER 型號為 LCR-815B 來測量，其中要注意的是因為直流無刷馬達是三相繞組而成的，所以應該將常數改為：

$$R_T = \frac{n(\text{相數})}{2} \times R(\text{相電阻}) \quad (2-21)$$

$$L_T = \frac{n(\text{相數})}{2} \times L(\text{相電感}) \quad (2-22)$$

本實驗以速度指令為 1000 來做測量，其測量出的馬達參數如下

表 2-2 :

表 2-2 直流無刷馬達參數

參數代號	直流無刷馬達數值
R_T	0.76Ω
L_T	136mH
J	$4.34 \times 10^{-6} \text{Kg} \cdot \text{m}^2$
B_m	$2.08 \times 10^{-4} \text{Kg} \cdot \text{m}^2 / \text{sec}$
K_b	$1.03 \times 10^{-3} \text{V} / \left(\frac{\text{rad}}{\text{sec}}\right)$
K_T	$0.6 \text{N} \cdot \text{m} / \text{A}$

在第四章實驗部分，我們將會把所測量到的參數來做模擬及分析，最後設計出控制器。

第三章控制器設計

本章節將介紹 PID 的控制器原理及應用在我們的馬達上，最後採用 Ziegler-Nichols 法來設計 PID 參數，並運用於馬達模型上模擬作分析。

3.1 控制器簡介與分析

對一個控制系統來說，穩定度不但是基本的要求，其他許多性能及規格的滿足，也是一個好的控制系統不可或缺的條件。控制系統的性能及規格裡，常討論的有時域分析及頻率響應，其中時域分析包括：[9]

- (1) 穩態時間
- (2) 上升時間
- (3) 穩態誤差
- (4) 最大超越量百分比
- (5) 阻尼比及自然無阻尼頻率

頻率響應包括：

- (1) 諧振頻率
- (2) 諧振峰值

(3) 頻帶寬度

(4) 增益邊限

(5) 相位邊限

上述的性能及規格大致表示出系統的反應速度、容許誤差和相對穩定度。若性能無法滿足所需的性能及規格，就必須調整系統中可改變的參數，這種對系統的調整行為，稱為補償(compensation)，把補償加入至系統中的裝置或元件則稱之為控制器，這些控制器可以調整系統的動態特性，使系統滿足所需的性能及規格。

在控制系統上做分析，大多數都是以時域做分析，因為採取時域響應分析是利用“時間”來觀察，所表達的物理意義比較直接，能比較系統實際的輸出響應與期望的響應之間差異來決定系統性能。

本研究是採用時域響應法來分析，所以需要上述所說的上升時間、穩態時間及最大超越量百分比等，我們可以用下 3-1 圖來解說。

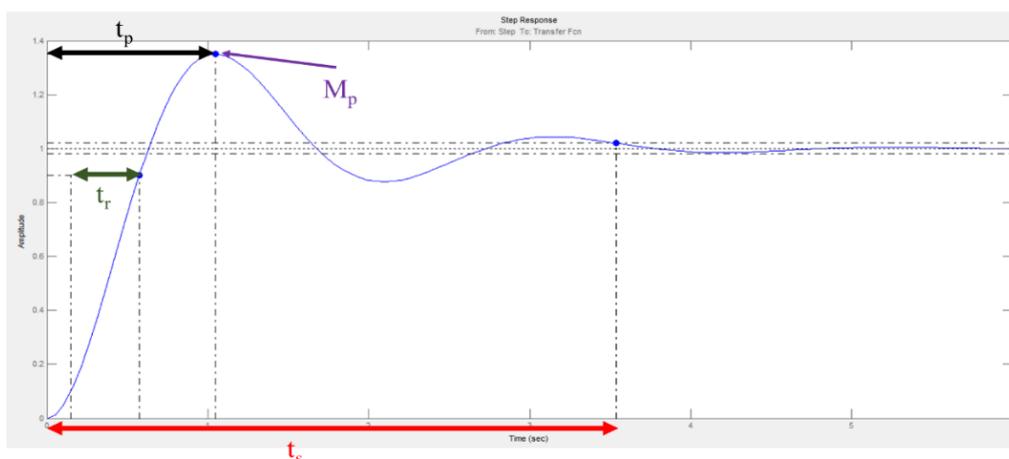


圖 3-1 時域響應圖分析

其中每個符號所代表的意義：

(1) M_p ：

最大過超越量，代表暫態響應中，控制系統輸出對步階響應的最大偏移量。

(2) t_r ：

上升時間，對於一階系統，步階響應曲線從穩定值得 10% 上升至 90% 所需的時間，如果在二階系統則可從 0% 至 100%。

(3) t_s ：

穩態時間，步階響應曲線保持在穩態值的某一定誤差時，在這範圍內所需的時間，誤差百分比通常取 2%-5%。

(4) t_p ：

峰值時間，步階響應曲線達到第一個最大超越量所需的時間。

整個系統在做分析時，又分一階系統與二階系統，接著來探討一階系統與二階系統，以辨認我們的系統是屬於哪一系統。

3.1.1 一階系統：

如圖 3-2 為標準一階系統方塊圖：

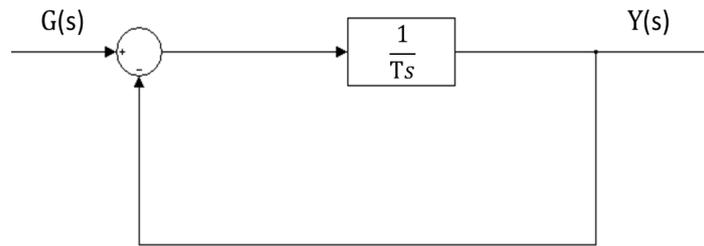


圖 3-2 標準一階系統方塊圖

圖 3-2 的閉迴路轉移函數為式 3-1

$$\frac{Y(s)}{G(s)} = \frac{1}{Ts+1} = \frac{\frac{1}{T}}{s+\frac{1}{T}} \quad (3-1)$$

若輸入一個步階訊號 $G(s)=\frac{1}{s}$ ，則輸出的訊號為式 3-2

$$Y(s) = \frac{\frac{1}{T}}{s+\frac{1}{T}} \times \frac{1}{s} = \frac{1}{s} - \frac{1}{s+\frac{1}{T}} \quad (3-2)$$

我們把式 3-2 取拉普拉斯轉換可得式 3-3

$$y(t) = 1 - e^{-\frac{1}{T}t}, t \geq 0 \quad (3-3)$$

其暫態響應如下圖：

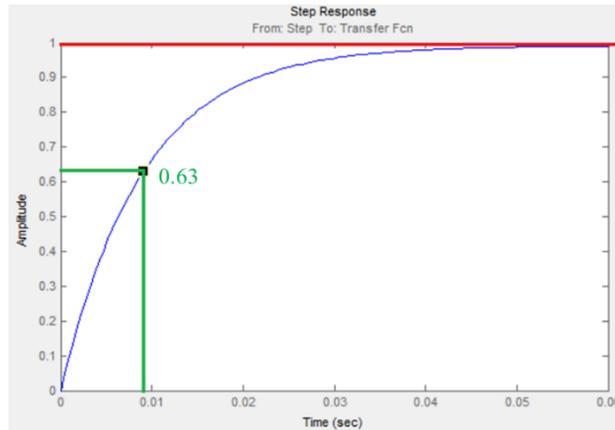


圖 3-3 一階系統步階響應

當 $t=T$ 時，步階響應達到最終值得 63% 時， T 的值就定義為時間常數。

3.1.2 二階系統：

如圖 3-4 為一個標準二階系統方塊圖：

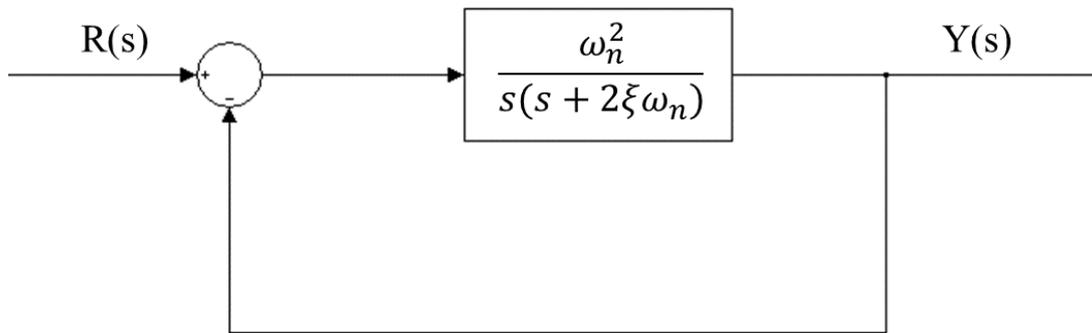


圖 3-4 標準二階系統方塊圖

圖 3-4 的閉迴路轉移函數為式 3-4

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3-4)$$

其中 ξ 為阻尼，若輸入的步階訊號為 $R(s) = \frac{1}{s}$ ，則輸出可以分成 4

種狀況：

(1) 欠阻尼(underdamped, $\omega_n > 0, 0 < \xi < 1$)

欠阻尼二階系統的極點 $s = -\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\xi^2}$ 兩個共軛複根。

將步階訊號帶入如下式：

$$Y(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \times \frac{1}{s} \quad (3-5)$$

再將式 3-5 取拉普拉斯轉換可得

$$y(t) = 1 - \frac{e^{-\xi\omega_n t}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin\left(\omega_n\sqrt{1-\xi^2}t + \tan^{-1}\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}\right) (t \geq 0) \quad (3-6)$$

(2) 臨界阻尼(critical damped, $\omega_n > 0, \xi = 1$)

臨界阻尼二階系統的極點 $s = -\omega_n, -\omega_n$ 兩個重實根。

將步階訊號帶入如下式：

$$Y(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2} \times \frac{1}{s} \quad (3-7)$$

再將式 3-5 取拉普拉斯轉換可得

$$y(t) = 1 - e^{-\omega_n t}(1 + \omega_n t) (t \geq 0) \quad (3-8)$$

(3) 過阻尼(over damped, $\omega_n > 0, \xi > 1$)

過阻尼二階系統的極點 $s = -\xi\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\xi^2-1}$ 兩個相異實根。

將步階訊號帶入如下式：

$$Y(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2} \times \frac{1}{s}$$

$$= \frac{1}{s} + \frac{1}{2\sqrt{\xi^2-1}(\xi+\sqrt{\xi^2-1})} \times \frac{1}{s+\xi\omega_n+\omega_n\sqrt{\xi^2-1}} - \frac{1}{2\sqrt{\xi^2-1}(\xi-\sqrt{\xi^2-1})} \times \frac{1}{s+\xi\omega_n-\omega_n\sqrt{\xi^2-1}} \quad (3-9)$$

將式 3-9 取拉普拉斯轉換可得

$$y(t) = 1 + \frac{1}{2\sqrt{\xi^2-1}(\xi+\sqrt{\xi^2-1})} e^{(-\xi\omega_n-\omega_n\sqrt{\xi^2-1})t} - \frac{1}{2\sqrt{\xi^2-1}(\xi-\sqrt{\xi^2-1})} e^{(-\xi\omega_n+\omega_n\sqrt{\xi^2-1})t} \quad (t \geq 0) \quad (3-10)$$

(4) 無阻尼(undamped, $\omega_n > 0, \xi = 0$)

無阻尼二階系統的極點 $s = \pm j\omega_n$ 為兩個純虛根。

將步階訊號帶入如下式：

$$Y(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + \omega_n^2} \times \frac{1}{s} = \frac{1}{s} - \frac{s}{s^2 + \omega_n^2} \quad (3-11)$$

將式 3-11 取拉普拉斯轉換可得

$$y(t) = 1 - \cos \omega_n t \quad (3-12)$$

二階控制系統閉迴路轉移函數的阻尼在輸出暫態響應動態行為

中占有重要的位子，我們可以規劃阻尼值來分類動態系統如下表 3-1：

表 3-1 動態系統分類之阻尼值

	阻尼值	s_1, s_2
欠阻尼	$0 < \xi < 1$	$-\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\xi^2}$
臨界阻尼	$\xi = 1$	$-\omega_n$

過 阻 尼	$\xi > 1$	$-\xi\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\xi^2 - 1}$
無 阻 尼	$\xi = 0$	$\pm j\omega_n$

可以發現閉迴路轉移函數極點 s 與 ξ 、 ω_n 、 $\xi\omega_n$ 、 $\omega_n\sqrt{1-\xi^2}$ 之間的關係圖如下：

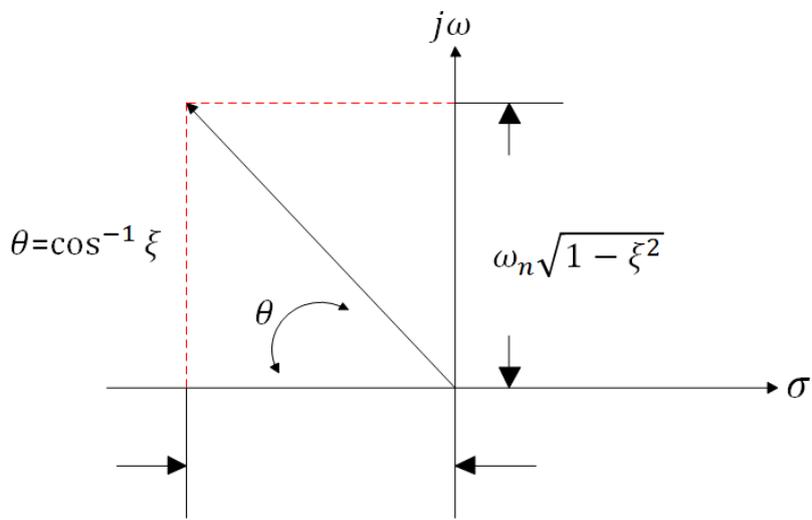


圖 3-5 極點 s 與 ξ 、 ω_n 、 $\xi\omega_n$ 、 $\omega_n\sqrt{1-\xi^2}$ 之間關係

實際上，我們對系統的穩定性比較注重，所以對 $\xi \geq 0$ 討論，不同阻尼，其穩定性就會不同，我們可以從下圖來觀察，藍色為無阻尼曲線，紅色為臨界阻尼曲線。

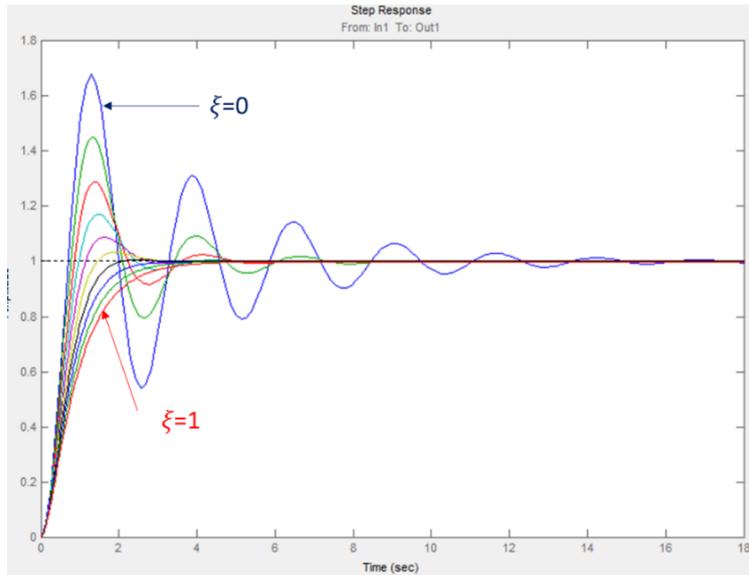


圖 3-6 阻尼比響應曲線

接著由標準二階欠阻尼系統，式 3-6 可以從中轉化出圖 3-1 中的 t_p 、 t_r 、 t_s 和 M_p ，其轉化方法如下：

(1) t_p (峰值時間)：

假設 $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$ ， $\theta = \tan^{-1} \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{\xi}$ ，則

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} y(t) &= \frac{\xi \omega_n}{\sqrt{1 - \xi^2}} e^{-\xi \omega_n t} \sin(\omega_d t + \theta) - \frac{1}{\sqrt{1 - \xi^2}} e^{-\xi \omega_n t} \cos(\omega_d t + \theta) \\ &= \frac{\omega_n}{\sqrt{1 - \xi^2}} e^{-\xi \omega_n t} \sin(\omega_d t) \end{aligned}$$

令 $\frac{d}{dt} y(t) = 0$ ，得 $\sin(\omega_d t) = 0$ ，因此 $t = \frac{n\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}}$ 。

峰值時間會發生在 $n = 1$ ，因此得到下式：

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} \quad (3-13)$$

(2) t_r (上升時間)：

在二階系統中，以最終值 0% 至 100% 為所需的時間，則

$$y(t_r) = 1 - \frac{\xi \omega_n}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi \omega_n t} \sin(\omega_d t_r + \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}) = 1$$

$$t_r = \frac{\pi - \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}} \quad (0 < \xi < 1) \quad (3-14)$$

若系統為一階系統，最終值已 10% 至 90% 則

$$t_r \cong \frac{1+0.7\xi}{\omega_n} \quad (0 < \xi < 1) \quad (3-15)$$

(3) t_s (穩態時間) :

根據 $y(t)$ 函數，響應的衰減速率是依照 $\frac{1}{\xi \omega_n}$ 的值而定，因此定義阻尼正弦訊號為時間常數 $T = \frac{1}{\xi \omega_n}$ 。若最終值容許誤差在 $\pm 5\%$ 內，則 t_s 為下式：

$$t_s \cong 3T = \frac{3}{\xi \omega_n} \quad (0 < \xi < 1) \quad (3-16)$$

(4) M_p (最大過超越量) :

最大過超越量通常發生在峰值時間，所以可以表示為：

$$\begin{aligned} M_p = y(t_p) - 1 &= -\frac{e^{-\frac{\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\pi + \tan^{-1} \sqrt{1-\xi^2}) \\ &= e^{-\pi\xi/\sqrt{1-\xi^2}} \end{aligned} \quad (3-17)$$

3.2 PID 控制器

PID 控制器是目前工業上最廣泛使用的控制器，此控制器具有結

構簡單、成本較低、穩定性佳和方便調整等優點。針對大部份的低階(一、二階)受控系統，已足夠用來控制系統且保有很好的性能。

PID 中的 P 代表比例控制(Proportional)、I 代表積分控制(integral)、D 代表微分控制(derivation)，其 PID 系統控制圖如下：

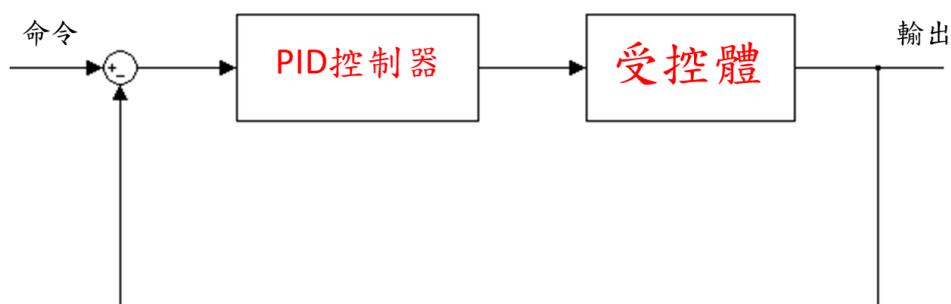


圖 3-7 PID 控制架構

PID 控制器各個結構分別如下

(1) P 控制器：

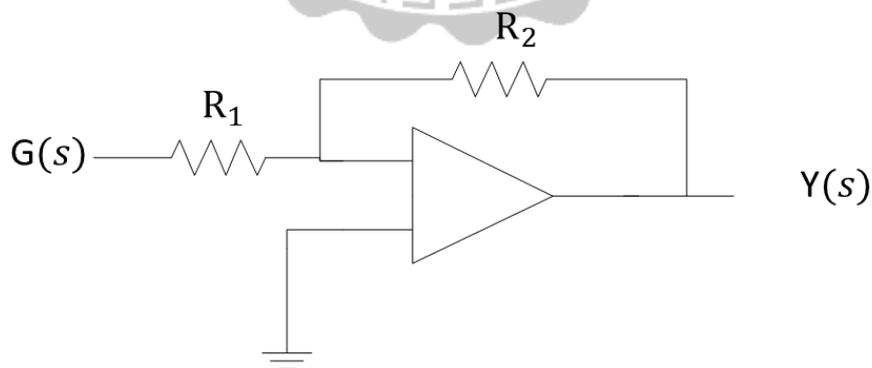


圖 3-8 P 控制器結構

其輸入輸出關係如下：

$$\frac{Y(s)}{G(s)} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3-18)$$

其中 $-\frac{R_2}{R_1}$ 為 P 值。

P 控制器的特性為改變暫態響應。

(2) I 控制器：

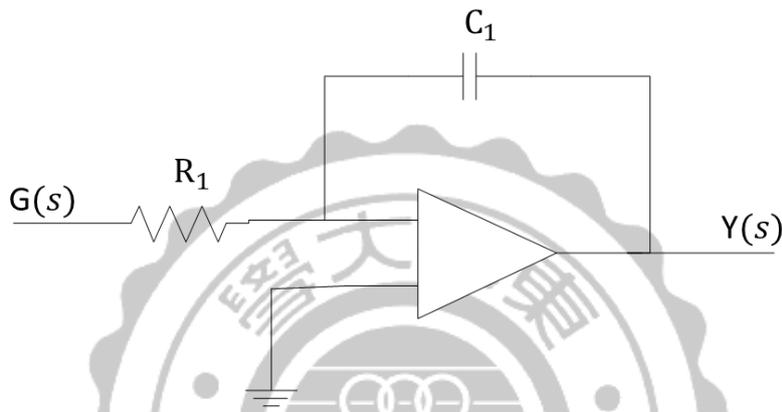


圖 3-9 I 控制器結構

其輸入輸出關係如下：

$$\frac{Y(s)}{G(s)} = -\frac{1}{R_1 C_1} \cdot \frac{1}{s} \quad (3-19)$$

其中 $-\frac{1}{R_1 C_1}$ 為 I 值。

I 控制器的特性為：

- (a) 改善穩態誤差
- (b) 在頻域可視為低通濾波器

(3) D 控制器：

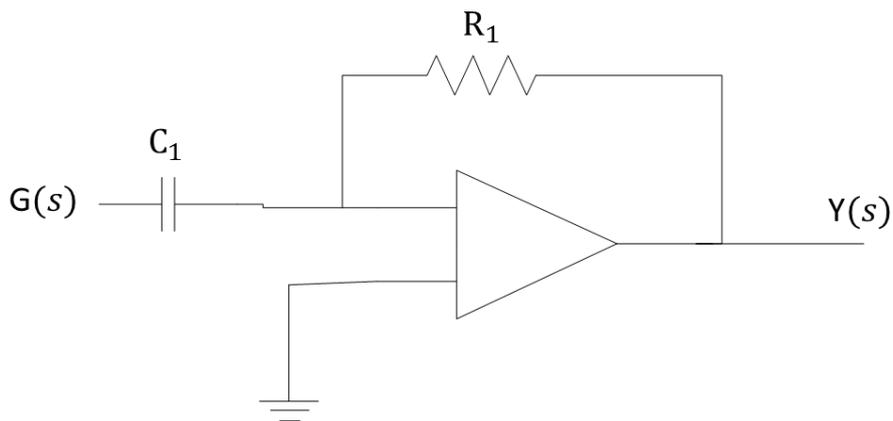


圖 3-10 D 控制器結構

其輸入輸出關係如下：

$$\frac{Y(s)}{G(s)} = -R_1 C_1 \cdot s \quad (3-20)$$

其中 $-R_1 C_1$ 為 D 值。

D 控制器的特性為：

- (a) 增加系統的問定性
- (b) 改善系統的暫態響應
- (c) 在頻域可視為高通濾波器

PID 控制器又分 PD 控制器、PI 控制器和 PID 控制器等，接著我們就來探討這些控制器的原理及優缺點。[10][11]

(1) PD 控制器：

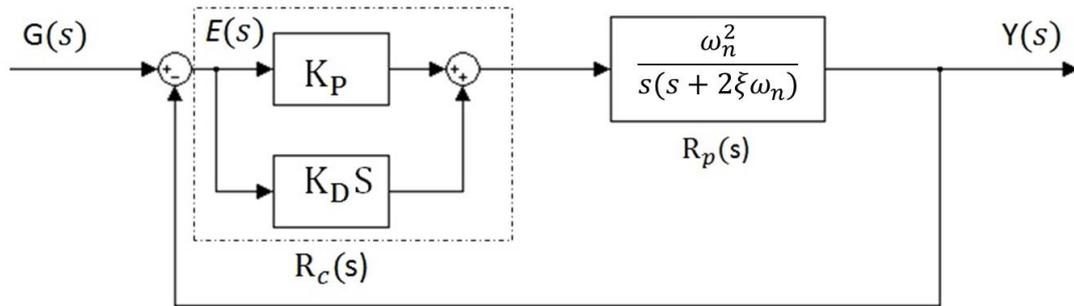


圖 3-11 PD 控制器架構

圖 3-11 為 PD 控制器的架構，其 PD 轉移函數的為：

$$R_c(s) = K_P + K_D s \quad (3-21)$$

受控體的轉移函數為：

$$R_p(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s + 2\xi\omega_n)} \quad (3-22)$$

此系統的開迴路轉移函數為：

$$G(s) = R_c(s) \cdot R_p(s) = \frac{\omega_n^2 (K_P + K_D s)}{s(s + 2\xi\omega_n)} \quad (3-23)$$

PD 控制器對於改變系統的特性我們先從兩個方面來觀察。

(a) s-domain :

PD 控制器相當於在開迴路系統加了非零的零點，使得根軌跡往左移現象，因此可以改善閉迴路系統的相對穩定度。

(b) time-domain :

因為加了 D 控制器，所以會產生一個新阻尼為

$\xi^* = \frac{2\xi + K_p \omega_n}{2\sqrt{K_p}}$ ，我們可以藉由 ξ^* 來調整 t_r 和 M_p ，因此在

時域上 PD 控制器可以改善系統的暫態響應。

(2) PI 控制器：

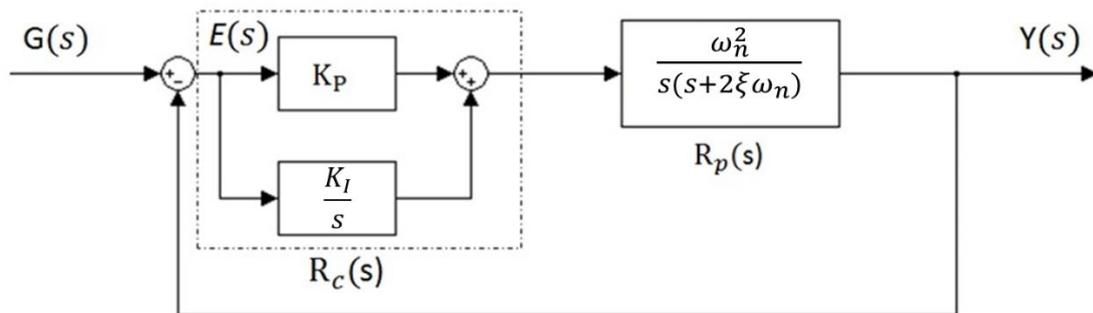


圖 3-12 PI 控制器架構

圖 3-12 為 PI 控制器的架構，其 PI 轉移函數的為：

$$R_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} = \frac{K_p s + K_I}{s} \quad (3-24)$$

此系統的開路轉移函數為：

$$G(s) = R_c(s) \cdot R_p(s) = \frac{\omega_n^2 (K_p s + K_I)}{s^2 (s + 2\xi \omega_n)} \quad (3-25)$$

PI 控制器對於改變系統的特性我們先從兩個方面來觀察。

(a) s-domain：

PI 控制器相當於在開迴路轉移函數加了一個零點

$s = -\frac{K_I}{K_p}$ 和一個極點 $s = 0$ ，使得根軌跡往右移的現象，

在某些 K_p 、 K_I 值下，可能造成系統不穩定。

(b) time-domain：

因為加了一個 $s = 0$ 的極點，所以開迴路轉移函數型態增加一次，此時若系統保持穩定，則可改善穩態誤差 (e_{ss})。但積分對於暫態響應並無明顯的改變。

(3) PID 控制器：

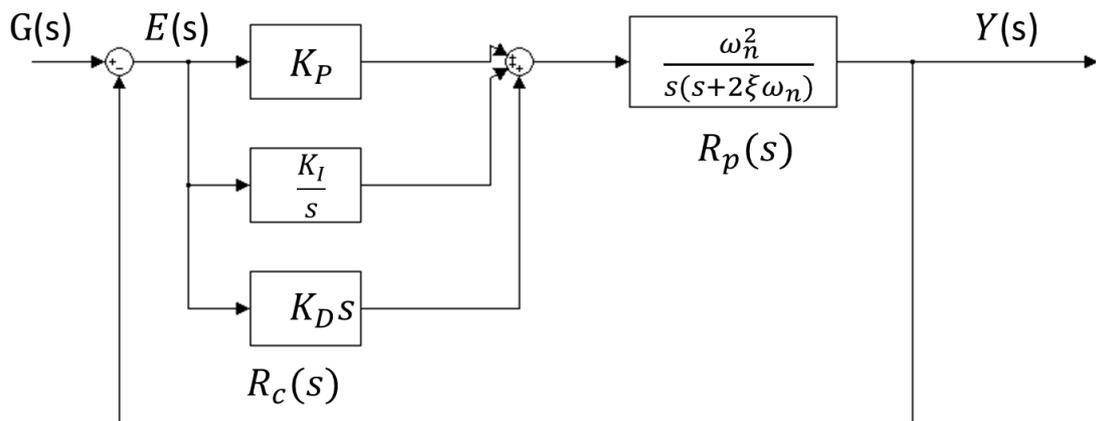


圖 3-13 PID 控制器架構

圖 3-12 為 PID 控制器的架構，其 PID 轉移函數的為：

$$R_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{K_p s + K_I + K_D s^2}{s} \quad (3-25)$$

此系統的開路轉移函數為：

$$G(s) = R_c(s) \cdot R_p(s) = \frac{\omega_n^2 (K_p s + K_I + K_D s^2)}{s^2 (s + 2\xi\omega_n)} \quad (3-26)$$

PID 控制器為結合了 PD 與 PI 控制器的優點，能夠同時考慮到暫態響應及穩態誤差，適當的調整 K_I 來消除系統的穩態誤差，並保有穩定性，且有抑制住高頻的雜訊。適當的調整 K_D 能增加系統的相對穩定性，並抵制在低頻的雜訊。

PD、PI 和 PID 控制器個別都有其優點，但也有一些缺點是存在著，下表為其優缺點比較表：

表 3-2 PD、PI 與 PID 優缺點比較

	PD	PI	PID
優點	改善系統穩定度	改善穩態誤差	兼具改善誤差與穩定度
缺點	誤差訊號放大	造成系統震盪	設計較為複雜

本實驗因為以負載變動為測量基準，負載會造成系統的穩態誤差增加，所以使用的控制器採用 PI 控制器。

3.3 Ziegler-Nichols

PID 控制器的設計通常是很困難的，要不斷反覆調變參數，有時候經驗是很重要的，所以如何在參數上調整得適當是很實際的課題。在 1942 年 Ziegler-Nichols 他們透過實驗、分析及調整，最後歸納出兩個公式，一直至今，此公式依然被廣泛使用，他們針對絕對誤差積分準則 (IAE) $\int_0^{\infty} |e(t)| dt$ 性能規格極小化，提出 PID 最佳調整法，此方

法之一如下：[12][13]

(1) 首先把式 3-25 改寫如下：

$$R_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (3-27)$$

其中 T_I 為重置時間， T_D 為微分時間。

(2) 假設目前控制器都無積分和微分的動作，只有做比例的動作，把比例增益 K_P 增加，直到系統處於臨界穩態，此時 K_P 為極限增益 K_u 。

(3) 當 $K_P = K_u$ 時系統會產生連續振盪，此振盪週期稱為極限週期，為 T_u 。

(4) 利用 K_u 及 T_u 的值，調正出最佳化之 PID 參數，可以歸納出如下表 3-3：

表 3-3 P、PI、PID 控制器最佳參數表(一)

控制器	K_P	T_I	T_D
P	$0.5K_u$		
PI	$0.45K_u$	$0.83T_u$	
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$0.125T_u$

另一種方法為步階響應法，若不能精確的掌握馬達數學模型，利用開迴路實驗測得系統輸出的步階響應，使輸出曲線成 S 形稱為反應曲線，在此曲線的反曲點畫出一條切線，獲得參數 K、L、T，如下圖 3-14。

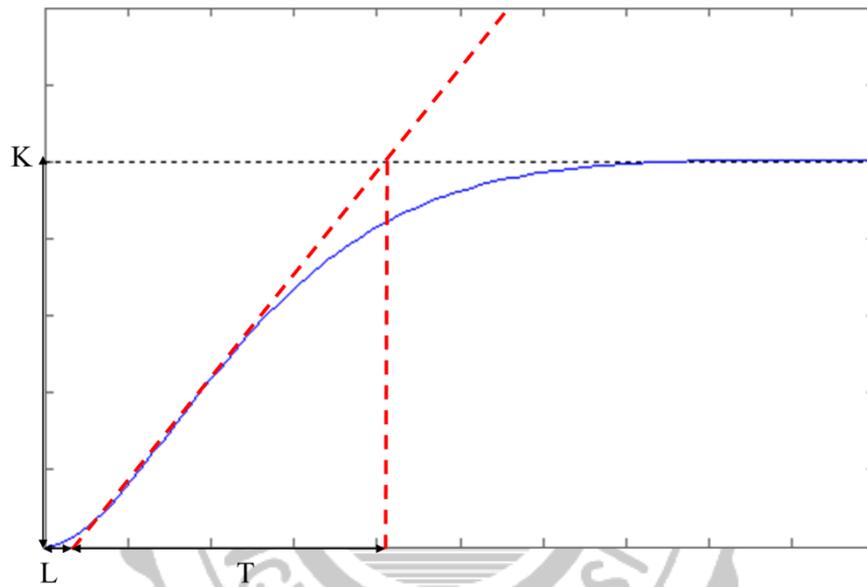


圖 3-14 Ziegler-Nichols 之步階響應法

其中 K 為穩態值，L 為 Delay time，T 為 Time constant，我們設 $R = \frac{K}{T}$ 為暫態響應的斜率，由 Ziegler-Nichols 的經驗法則可以得到如下表 3-4。

表 3-4 P、PI、PID 控制器最佳參數表(二)

控制器	K_P	T_I	T_D
-----	-------	-------	-------

P	$\frac{1}{RL}$		
PI	$\frac{0.9}{RL}$	3.33L	
PID	$\frac{1.2}{RL}$	2L	$\frac{L}{2}$

本實驗採用第一種方法，因為此方法是屬於一種經驗法則，可以不斷調適中選定出一組最佳參數。



第四章系統實驗架構及設備

如圖 4-1 為本論文的系統架構，本系統是利用馬達驅動器，驅動無刷直流馬達，對於不同負載下會給予馬達一個干擾誤差訊號，藉由負載下的反電動勢變化，做迴授控制，經由 PID 控制器以消除穩態誤差，以達到輸出較佳的轉矩。

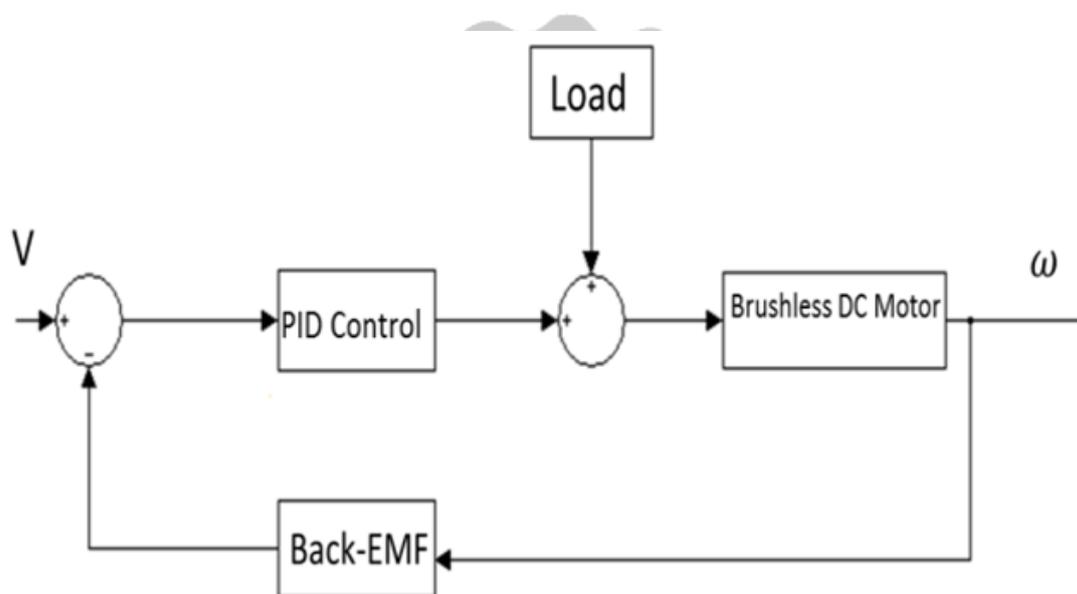


圖 4-1 直流無刷馬達系統架構

4.1 硬體架構

如圖 4-2 為本實驗的直流無刷馬達驅動系統的硬體架構方塊圖，整個硬體包括直流無刷馬達、馬達驅動器、力矩感測器、磁粉煞車、PID 控制器、反電動勢偵測電路、AC to DC Converter、48 伏電源供應器等。

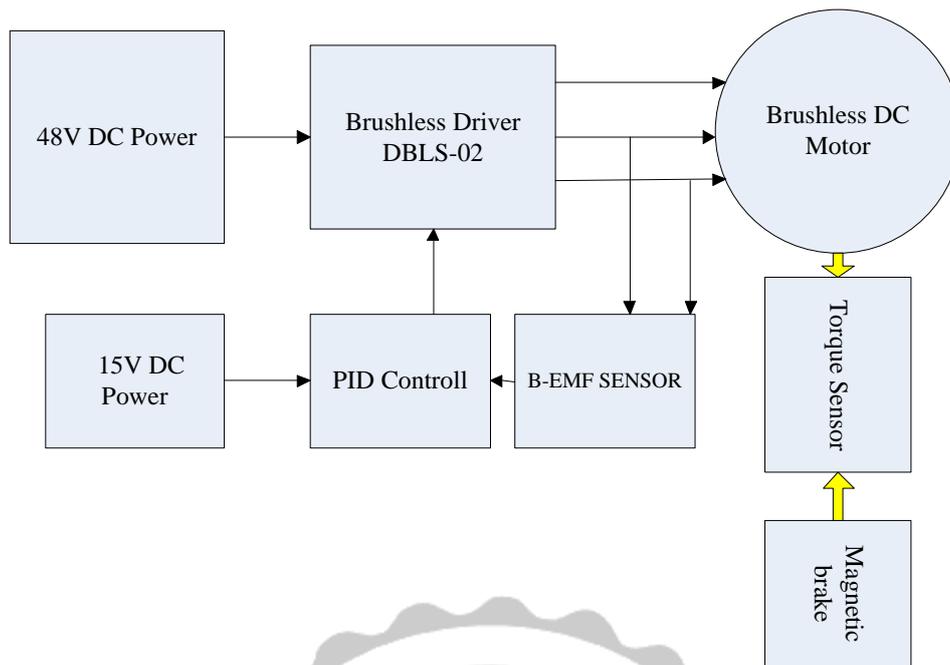


圖 4-2 硬體架構方塊圖

4.1.1 電源供應器

提供本實驗馬達驅動器的電源供應器為 ME360N48AG-H 如圖 4-3。



圖 4-3 電源供應器

輸出電壓為 48V，輸出電流為 0-7.5A，具有短路、過載、過壓及過溫度等保護功能，可避免過電流導致實驗上不必要的危險以及破壞馬達驅動器的事件發生。

4.1.2 馬達驅動器

本實驗所用的直流無刷馬達驅動器為鼎拓科技(GINGTUO TECHNOLOGY)所製造，如下圖 4-4。

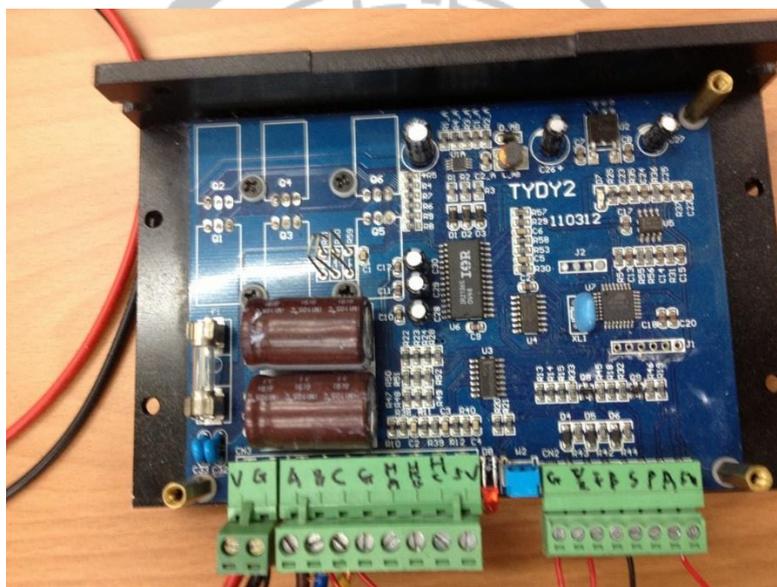


圖 4-4 無刷馬達驅動器

其輸入電壓為 24V 至 48V，輸出電流為 15A，具備 20KHz 斬波頻率、PID 調速、電流雙環調節器、煞車功能、過壓、欠壓、過流過溫、霍爾信號非法故障的警告功能。其硬體接腳與接線圖如下圖。

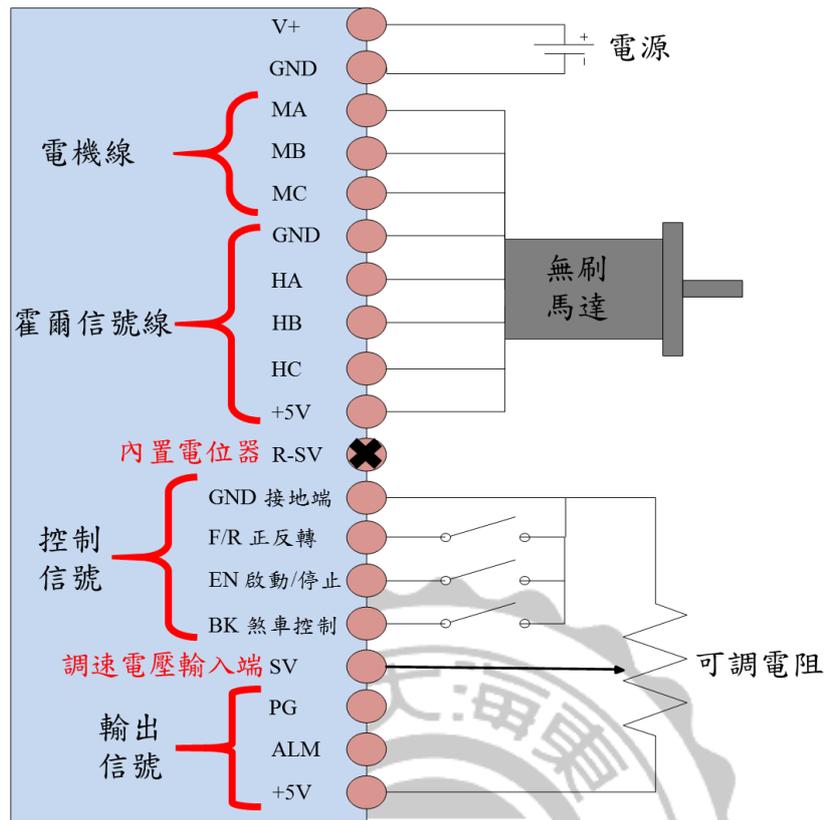


圖 4-5 驅動器接線圖

其中電機線代表的符號意義：

MA：直流無刷馬達 A 相

MB：直流無刷馬達 B 相

MC：直流無刷馬達 C 相

霍爾信號線的符號意義：

+5V：輸出電壓給霍爾感測器 5V

GND：霍爾感測器接地

HA：霍爾信號 A 相

HB：霍爾信號 B 相

HC：霍爾信號 C 相

控制信號符號意義：

GND：信號接地

F/R：正、反轉控制，接 GND 反轉，不接正轉，正反轉切換時，應先關斷 EN。

EN：使電機能控制，EN 接地-電機轉動，EN 不接-電機停止。

BK：剎車控制，當不接地時正常工作，當接地時，電機電氣剎車，當負載慣量較大時，應採用脈寬信號方式，通過調整脈寬幅值來控制剎車效果。

輸出訊號：

PG：電機速度脈衝輸出，當極對數為 P 時，每轉輸出 6P 個脈衝。

ALM：報警輸出，當電路處於報警狀態時，輸出低電位。

+5V：調速電壓輸出，用可調電阻在 SV 和 GND 形成連續可調電壓。

SV：外部速度衰減：可以衰減從 0~100%，當外部速度指令接 6.25V

時，通過該電位器可以做調速動作。

4.1.3 直流無刷馬達

本實驗採用的直流無刷馬達為 Creusen 公司所製造，型號為 35M-8BLF，如圖 4-6，為 8 個極設計且無霍爾訊號線，作為本實驗測量及測試運轉使用，其規格如下表：



圖 4-6 直流無刷馬達

表 4-1 直流無刷馬達規格表

馬達規格(Type)	Brushless DC Motor
馬達極數(Pole Number)	8P
額定電壓(Rate Voltage)	36V
額定電流(Rate Current)	8.91A

額定功率(Rate Power)	291W
額定轉速(Rate Speed)	1500RPM
額定轉矩(Rate Torque)	1.56N-M
效率(Efficiency)	84.21%

4.1.4 磁粉煞車

本實驗所採用的負載為磁粉煞車為昇陽興的磁粉式煞車，其型號為 POB-012，磁粉煞車為目前最常用的負載，因其煞車作用會隨著電流增加而增加，所以是一個良好的線性負載，其規格如下圖與表：

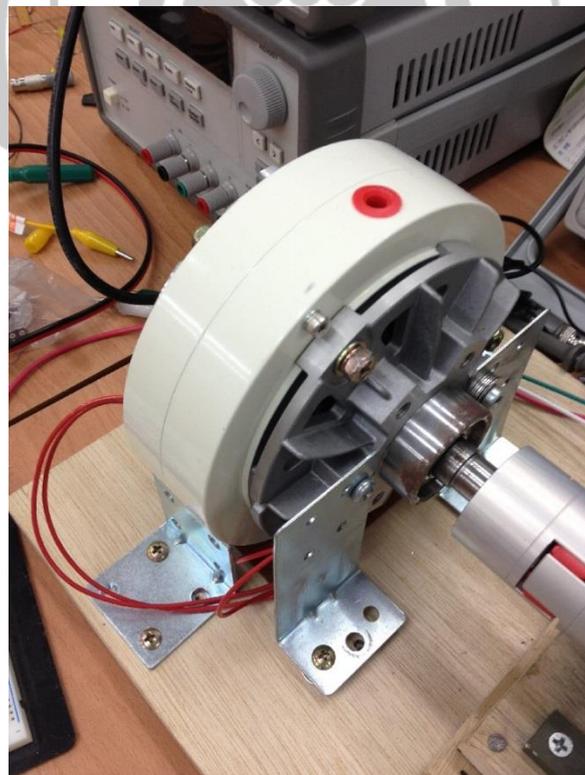


圖 4-7 磁粉煞車

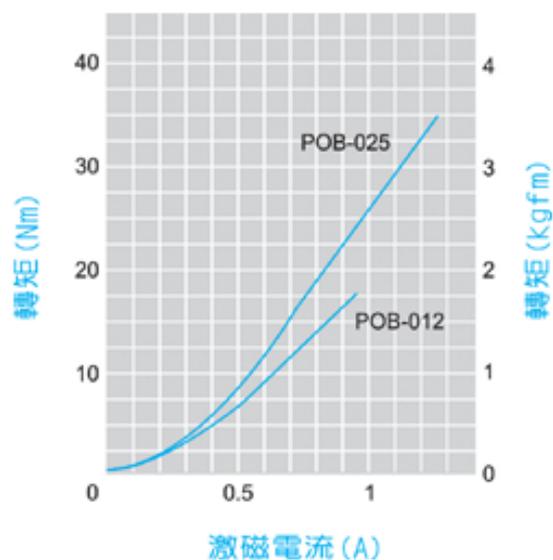


圖 4-8 磁粉煞車轉矩輸出

表 4-2 磁粉煞車規格

型式	POB-12
定格轉矩 kgf-m(N-m)	1.2(12)
電流(A)	0.94
功率(W)	22.5
慣性矩(kg-m ²)	1.34×10 ⁻³
最高迴轉速度(r/min)	1,800

4.1.5 扭力感測器

本實驗所採用的扭力感測器為 KYOWA 所製造，其型號為 TP-20KCE，扭力感測器的規格、特性及接線圖如下：



圖 4-9 扭力感測器

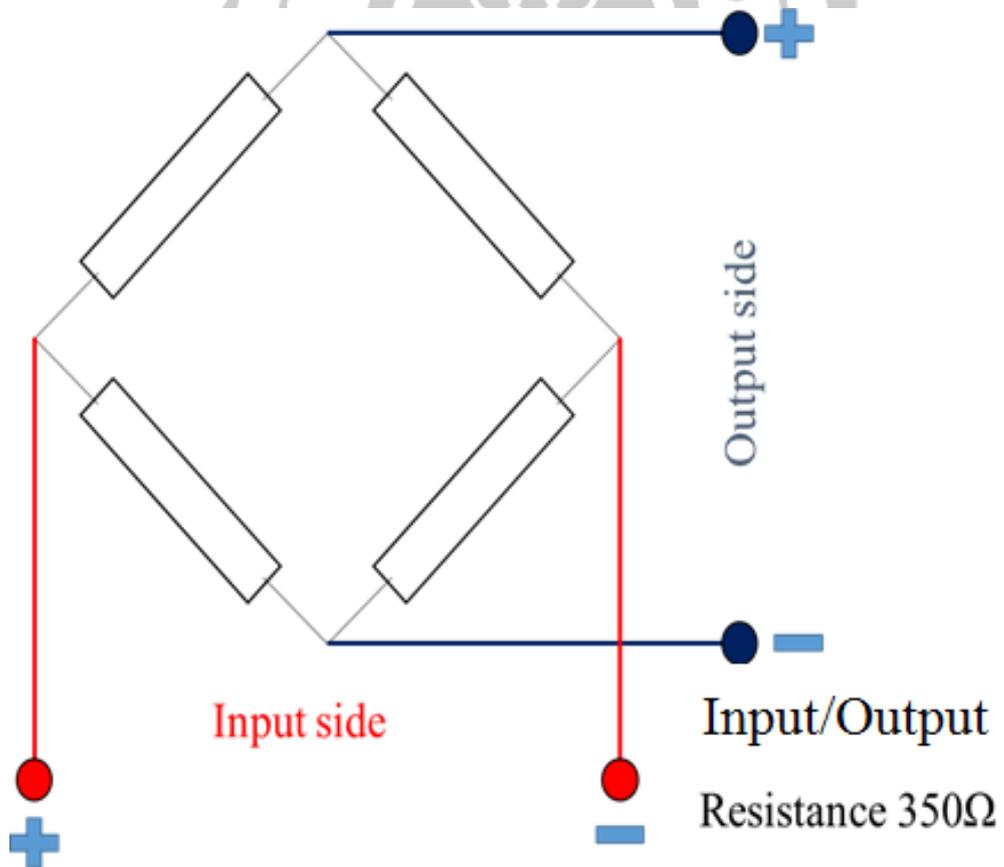


圖 4-10 扭力感測器內部接線圖

表 4-3 扭力感測器規格表

型式	TP-20KCE
定格容量 (Rate Capacity)	2 N-m
額定輸出 (Rated Output)	0.75 – 1.5 mV/V
供應電壓 (Recommended Excitation Voltage)	1-4 V
輸入阻抗 (Input Resistance)	350 ± 0.5%
輸出阻抗 (Output Resistance)	350 ± 0.5%
慣性矩 (Moment of Inertia)	81g · cm ²
最高轉速 (Max Speed)	4000 RPM
定格出力 (Rate Output)	933 μV/v

因為扭力感測器並無放大動態分析儀來顯示扭力數值，但我們可以藉由規格表來換算出正確的扭力，依規格表上得知 Rate Capacity 為 2 N-m，輸入電壓為 1-4 V，所以若是以 1 V 的電壓來測量，則受到 2 N-m 的扭力會輸出 933μV 的電壓，其公式就可換算如下：

$$\text{Torque} = \frac{\text{Output Voltage (mV)}}{(0.933 \cdot V_i)} \times 2 \text{ N-m} \quad (4-1)$$

4.1.6 反電動勢偵測電路

本實驗所選用的反電動勢偵測電路，是採用端電壓測量法[15]，

是將兩相電壓先經由低通濾波器，再將兩相電壓相減，最後出來的波型為我們所要的波型，其電路如下：

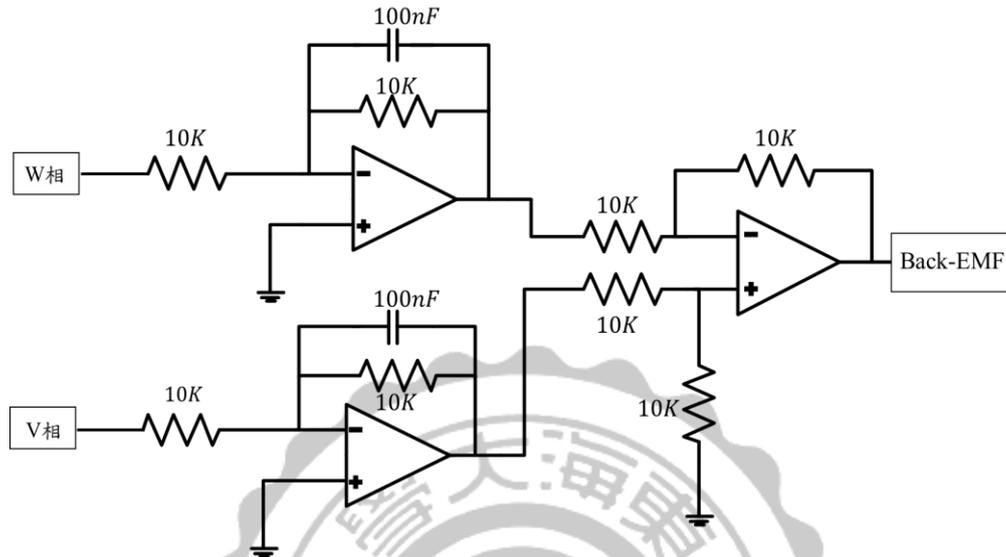


圖 4-11 反電動勢偵測電路

一般騎乘電動輔助自行車的駕駛者，通常腳轉動踏板的頻率為 1 秒 1 至 2 圈，經過我們換算，我們取轉動踏板的速率約為 150RPM，所以在馬達運轉到 150RPM 時就要捕獲到反電動勢。在圖 4-11 的低通濾波器中，可以得到截止頻率的公式為：

$$f_c = \frac{RC}{2\pi} \quad (4-2)$$

因為要在馬達運轉 150RPM 時就能捕獲反電動勢，所以低通濾波器的截止頻率要約在 150Hz，因此我們取電阻為 10K，電容為 10nF，其截止頻率就會落在 170Hz 左右。

4.1.7 AC to DC Converter

本實驗 AC to DC Converter 是採用 AD736JN，在測量到的反電動勢為交流訊號，為了迴授和驅動器的直流訊號相減以減少穩態誤差，AD736JN 可以把交流訊號的 V_{RMS} 值轉換成直流訊號，其規格與電路圖如下：

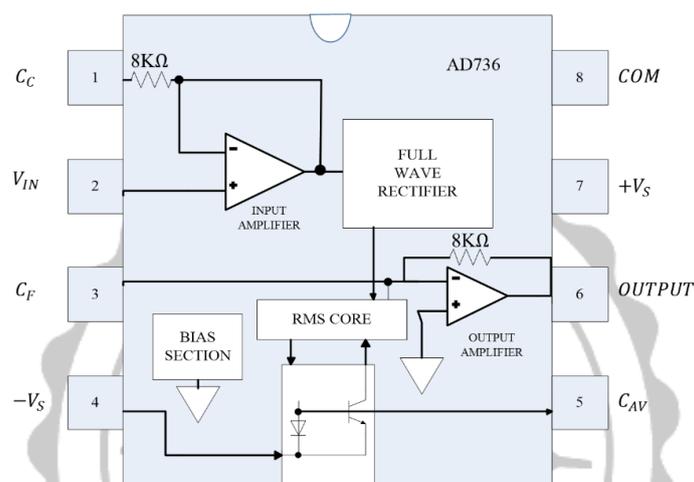


圖 4-12 AD736JN DATASHEET

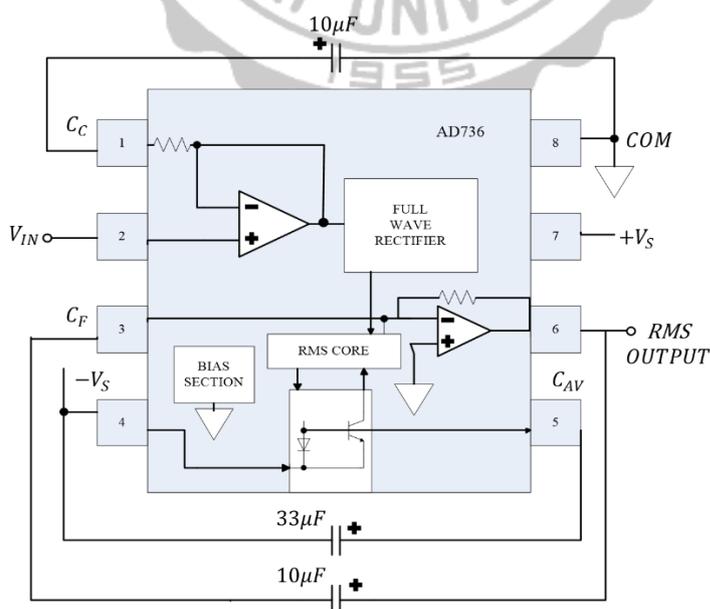


圖 4-13 AC to DC 電路圖

AD736JN 轉換出 DC 的公式為：

$$V_{RMS} = \frac{V_{peak}}{2} \times 0.707 \quad (4-3)$$

因驅動器速度指令為 0~5V，所以要讓反電動勢測量的電壓為 0~14 V，這樣所轉換出來的 V_{RMS} 值就為 0~5V。

4.1.8 直流無刷馬達模擬

本實驗模擬部分，使用 MATLAB\SIMULINK 將模型建立起來及模擬。MATLAB\SIMULINK 軟體是目前控制領域中最廣泛使用的輔助設計軟體，其優點包括：[9]

- (1) 附有許多功能強大的工具箱(Toolbox)可供使用。
- (2) 具開放性架構容易與現有設備連接。
- (3) SIMULINK 圖形化的模擬介面可供動態系統模擬，使用上較為簡易。

這些優點使的 MATLAB\SIMULINK 在工業界與學術界佔有極重要的一席之地。圖 2-11 為 SIMULINK 指令總集，內涵很多功能函數方塊，例如：轉移函數方塊圖、步階信號及 PID 控制器等各種元件。

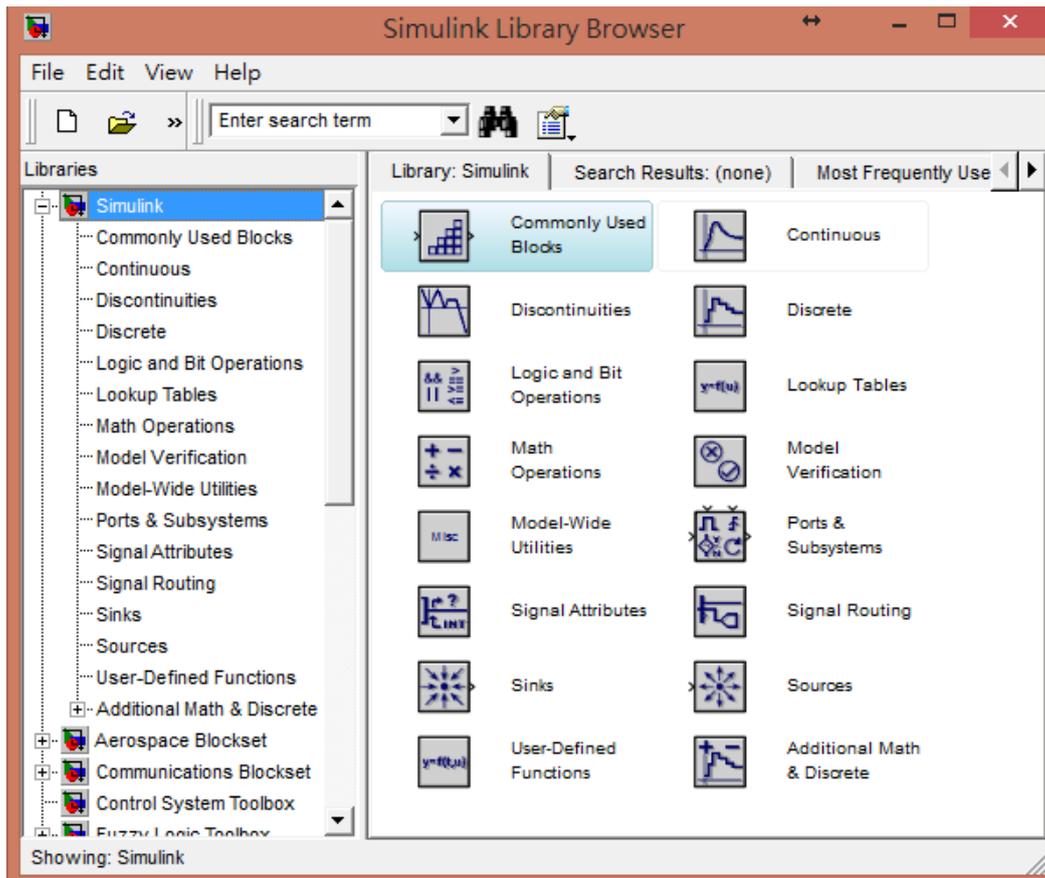


圖 4-14 SIMULINK 指令集

我們將 2.2.1 的圖 2-7 方塊圖導入我們 SIMULINK，所設計的方塊圖如下圖 2-12：

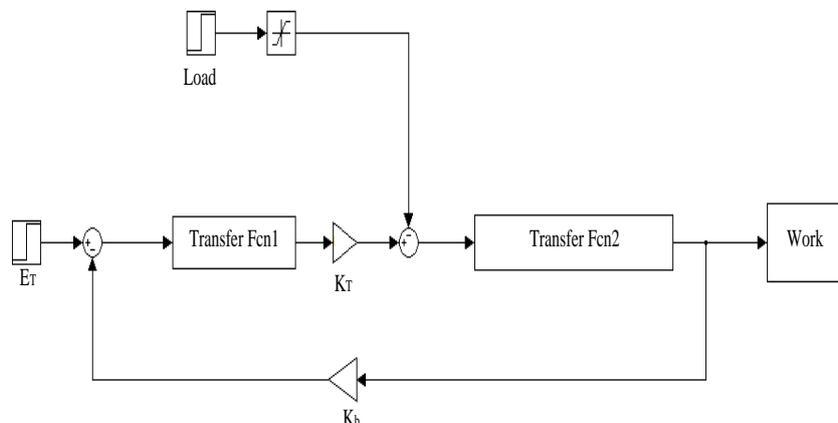


圖 4-15 SIMULINK 之馬達模形

其中 Transfer Fcn1 為 $\frac{1}{L_T s + R_T}$ 、Transfer Fcn2 為 $\frac{1}{J s + B_m}$ 、Work 為輸出顯示。其中要注意的地方是，因為我所的馬達為三相馬達，所以 K_T 要乘上 $3/2$ ， $\frac{1}{J s + B_m}$ 要乘上(極數)/2。我們在負載指令為 0 的時候所模擬出的馬達特性圖如下：

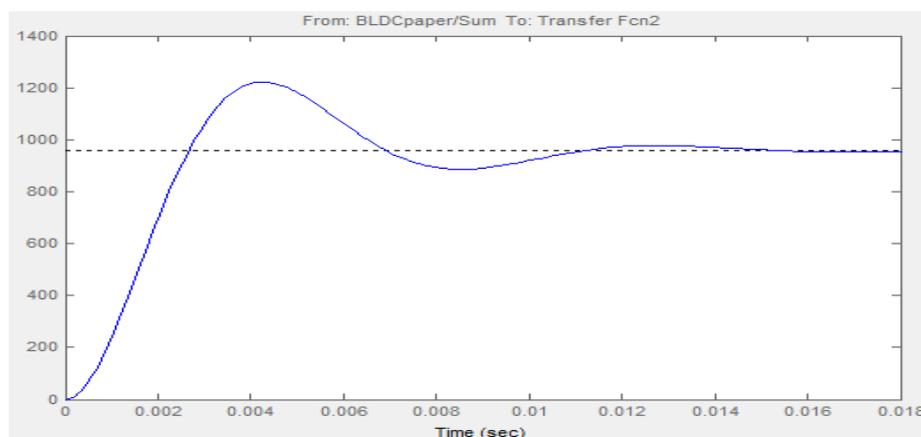


圖 4-16 馬達特性圖之暫態響應(負載為 0)

接著我們加上負載，分別為 1N-m，模擬出來的特性圖如下：

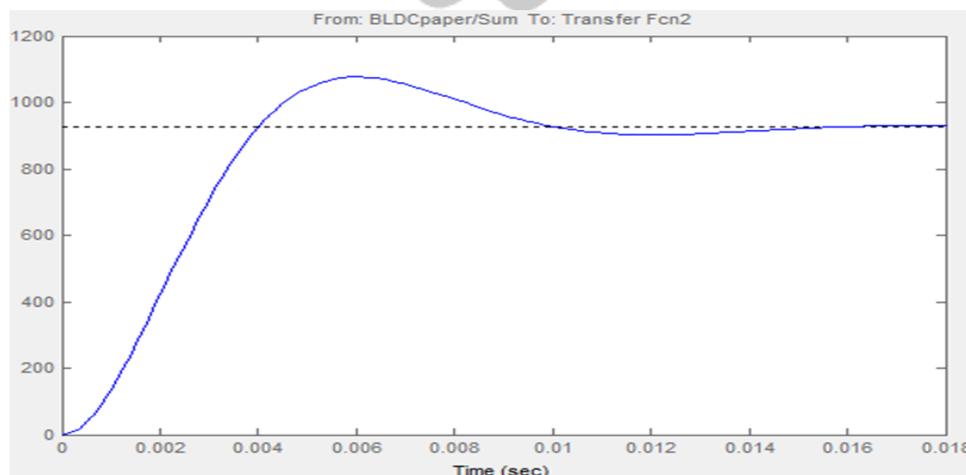


圖 4-17 馬達特性圖之暫態響應(負載為 1N-m)

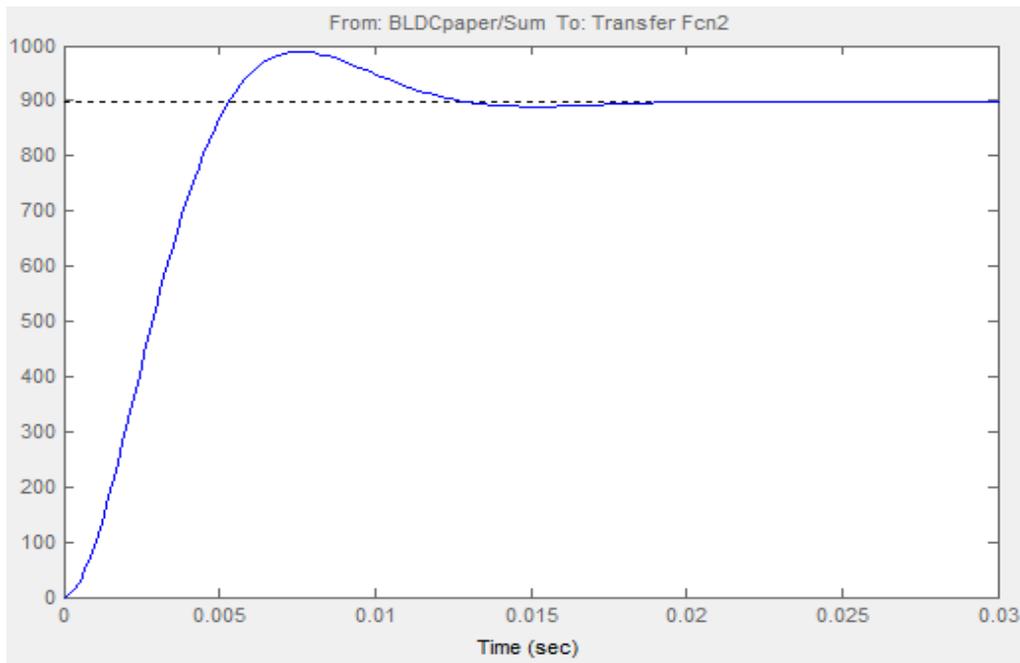


圖 4-18 馬達特性圖之暫態響應(負載為 2N-m)

由圖中可以發現當有負載變動的情況下，轉速會有下降的情況，且上升時間的拉長，本實驗以額定轉速約為 950RPM 來做為參數測量，但因為聯軸器和負載的轉舉慣量與黏滯係數太大，而且所測量的儀器精準度未達到高精準度，所以導致模擬出的結果轉速有下降的情況，而本實驗將設計控制器來做補償的動作。

PID 控制器

本實驗所使用的 PID 型態為 PI 控制器，因為在不同負載下，會造成馬達運轉上的干擾，所以 PI 控制器則可以消除其穩態誤差，經由我們採用 Ziegler-Nichols 法則，我們設計出的參數 P 值為 20，I 值為 10。我們經由 Matlab 模擬出的結果如圖 4-13。可以看出再裝上 PI

控制器可以把失速的狀態補償，解較快達到穩定時間。

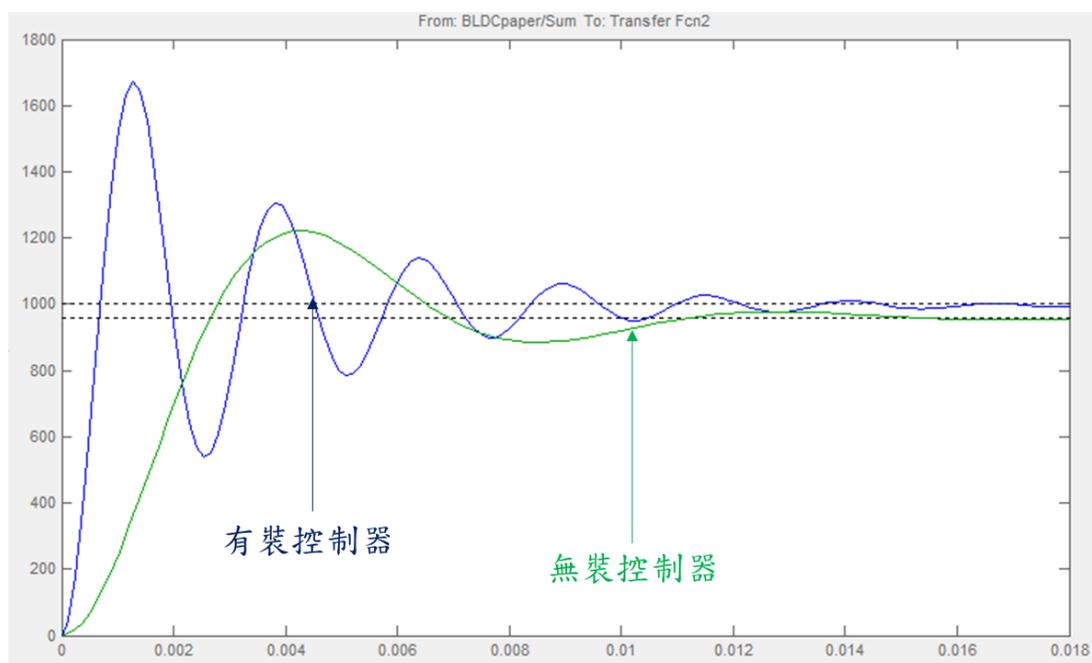


圖 4-19 有無 PID 控制器模擬比較(無負載)

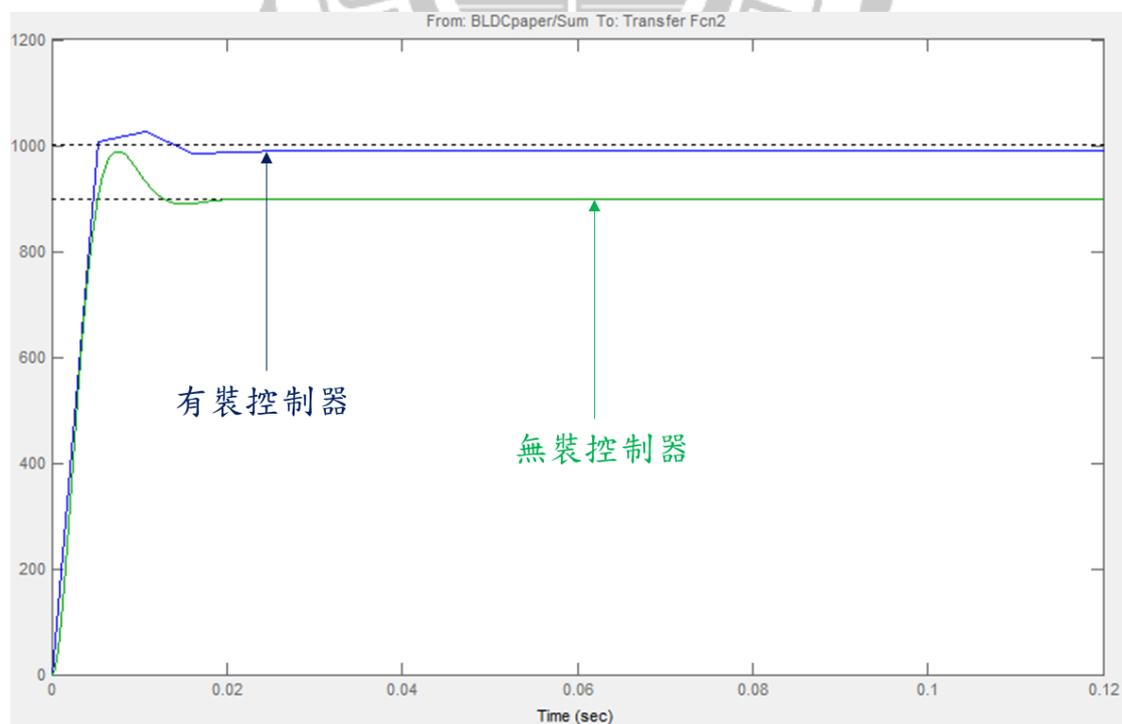


圖 4-20 有無 PID 控制器模擬比較(負載為 2N-m)

4.2 實驗測試與分析

在選定好硬體設備及設計好控制器後，接下來就是做測量的部分，本實驗則建立一個馬達負載測試平台，以測量馬達對不同的負載所產生的影響。

4.2.1 馬達負載測試系統建立

本實驗整套系統負載測試如下圖 4-16，利用磁粉煞車作為負載與扭力感測器連結，再與馬達連結。經由馬達驅動器輸入不同轉速下，改變其負載的值，來觀察其轉矩與轉速的輸出，並觀察有裝控制器與無裝控制器的差別做比較。

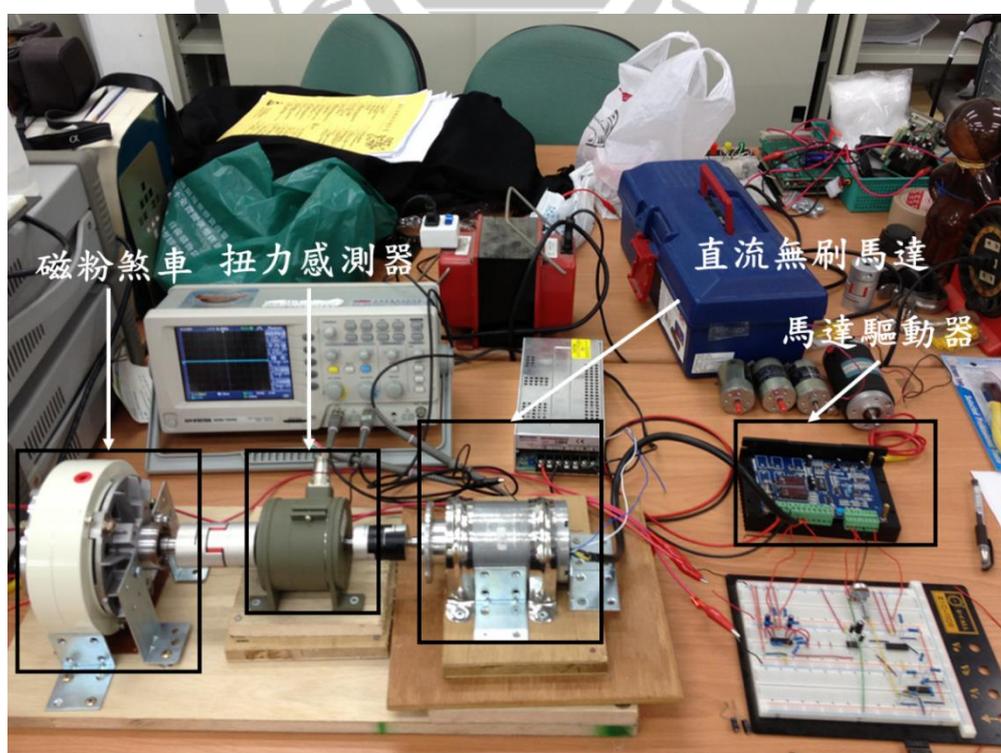


圖 4-21 馬達負載測係系統

馬達驅動器與控制器連接部分，因為控制訊號端與輸出訊號端必須要連結在一起，+5V 的訊號端因馬達啟動時他實際電壓輸出為-5V，所以需要一個反向器來改變他的電壓值，其接線圖如下：

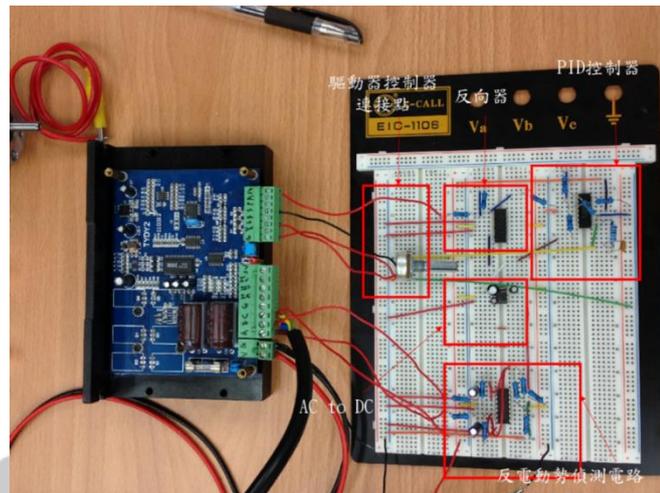


圖 4-22 驅動器與控制器硬體連接

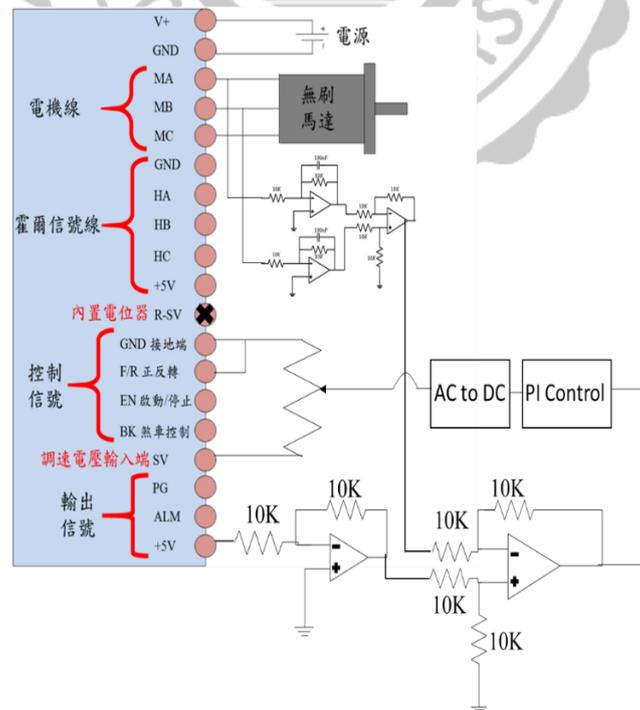


圖 4-23 驅動器與控制器接線

4.2.2 反電動勢波形偵測

我們將馬達速度定在 1000RPM 跟 200RPM 分別為經由偵測電路跟有經由偵測電路的波形做比較，因為一開始所測得電壓峰對峰值超出是波器部分，所以先縮小三倍，從圖 4-19、4-20 可知道其峰對峰值大約在 60V，但因為波形雜亂所以峰對峰值會忽高忽低，無法抓到適當的訊號，經由反電動勢偵測電路後，從圖 4-20、4-21 可以看出波形變為正弦波且不會雜亂，峰對峰值也在適當的範圍，頻率也在我們的需求範圍內，接著我們再以負載來觀測，可以看出峰對峰值明顯有變大的情形，由這個變化可以來做迴授的控制，以達到系統的需求。

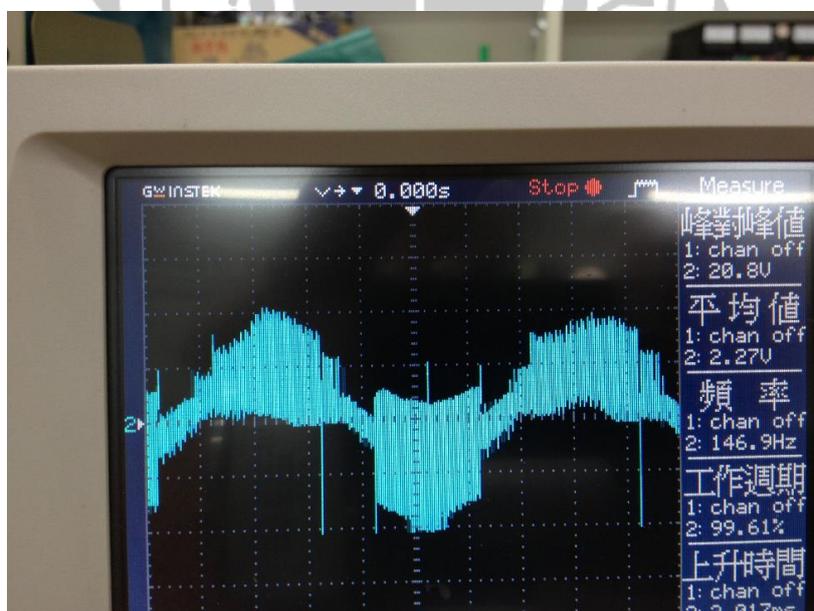


圖 4-24 1000RPM 未經電路波形

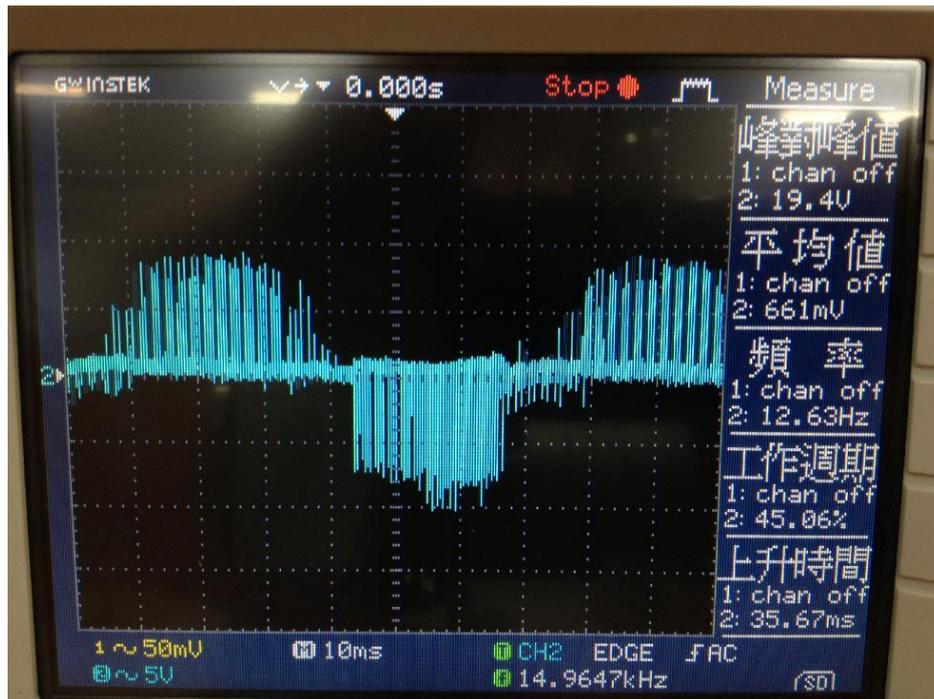


圖 4-25 200RPM 未經電路波形

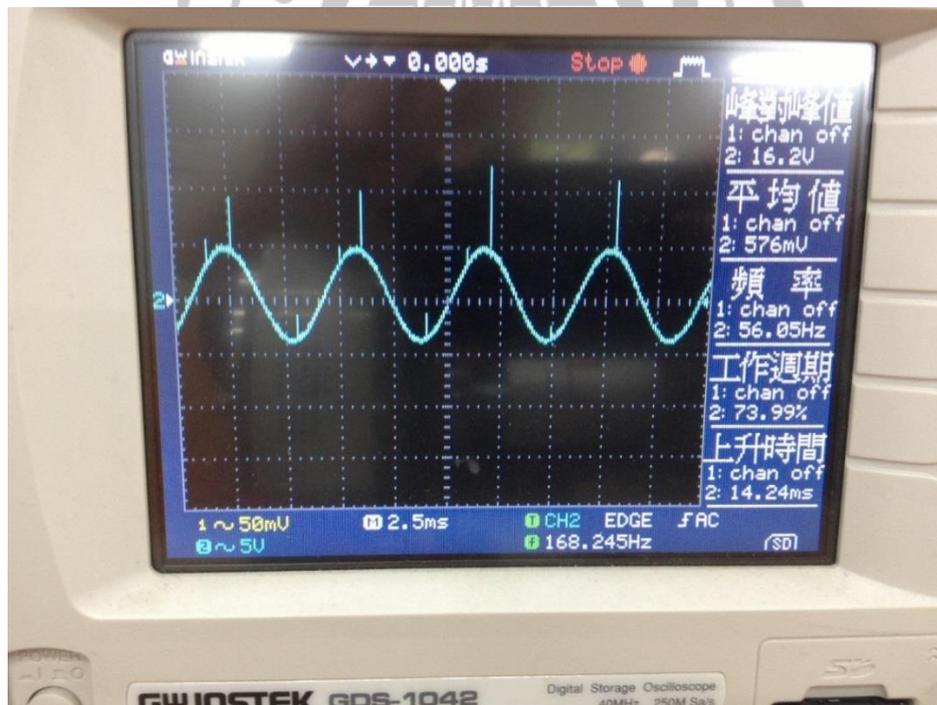


圖 4-26 1000RPM 經反電動勢偵測電路

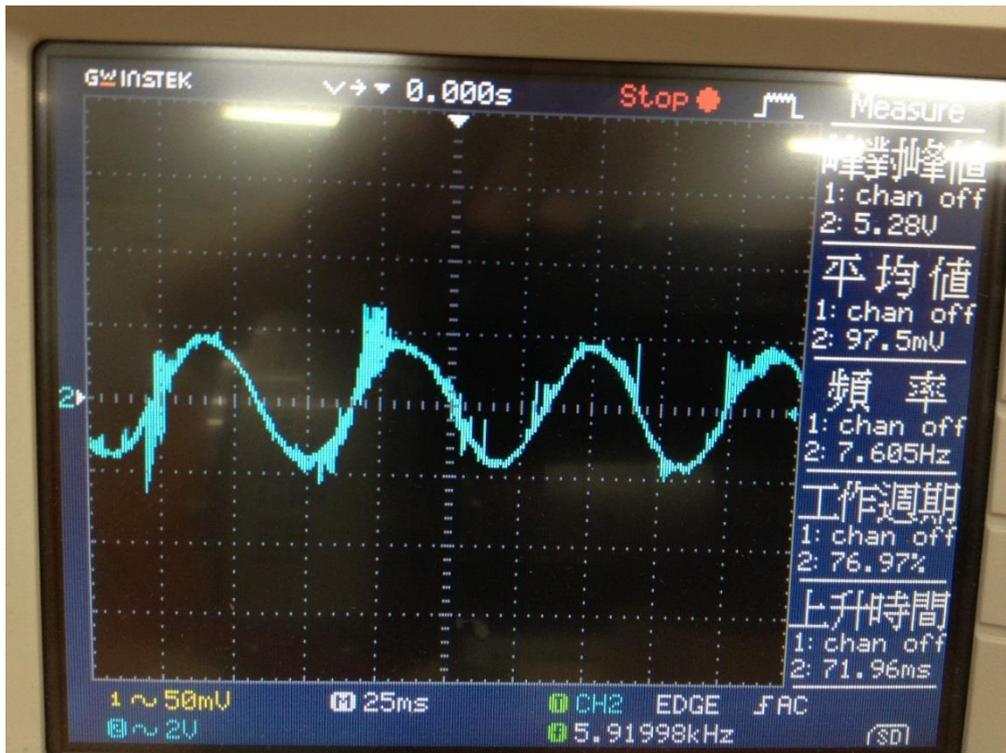


圖 4-27 200RPM 經反電動勢偵測電路

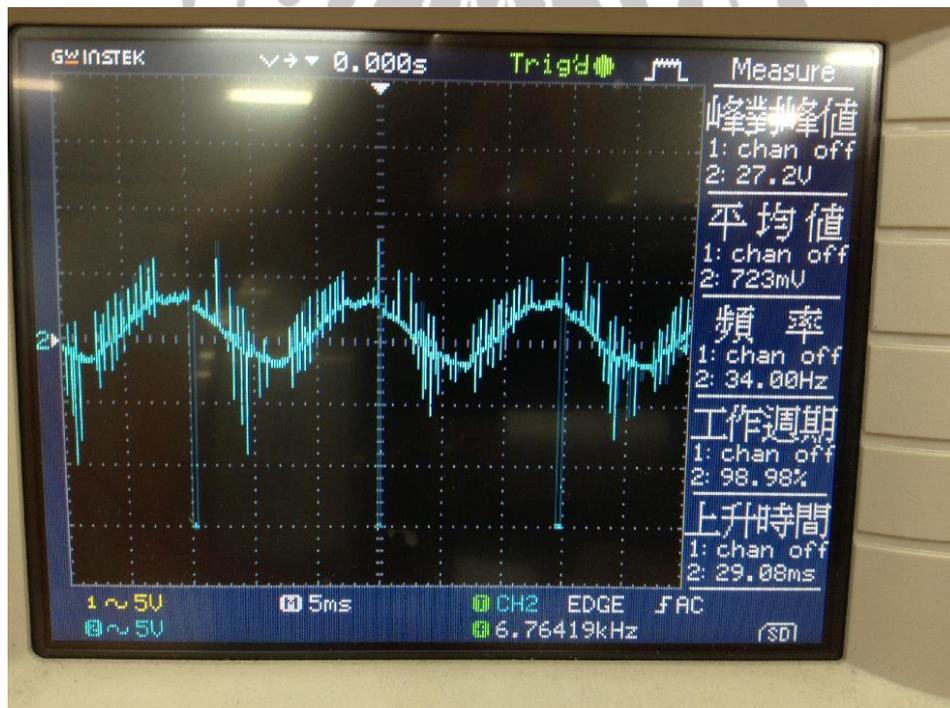


圖 4-28 1000RPM 經反電動勢偵測電路(2-N-m 負載下)

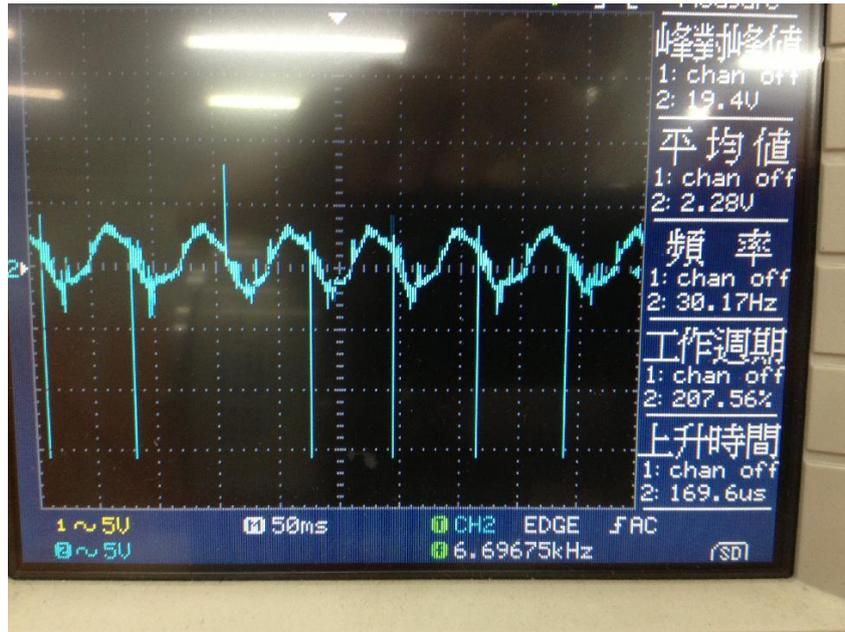


圖 4-29 200RPM 經反電動勢偵測電路(2-N-m 負載下)

4.2.3 系統測量結果

我們對直流無刷馬達做不同負載測試，分別為 0.5、1.25、1.5、2、2.5、3N-m 等負載下，在有裝控制器或無裝控制器的兩種狀況下轉矩的輸出比較，其結果如下表與下圖：

表 4-4 1000RPM 轉矩輸出(有裝控制器)

1000RPM(PI)		
Load	Torque	RPM
0.5	0.43	1048
1.25	0.47	1045
1.5	0.73	1095
2	1.07	1133
2.5	1.52	1222
3	2.04	1260

表 4-5 1000RPM 轉矩輸出(未裝控制器)

1000RPM(Normal)		
Load	Torque	RPM
0.5	0.36	1030
1.25	0.41	1004
1.5	0.6	1017
2	0.96	1018
2.5	1.37	1015
3	1.92	1022

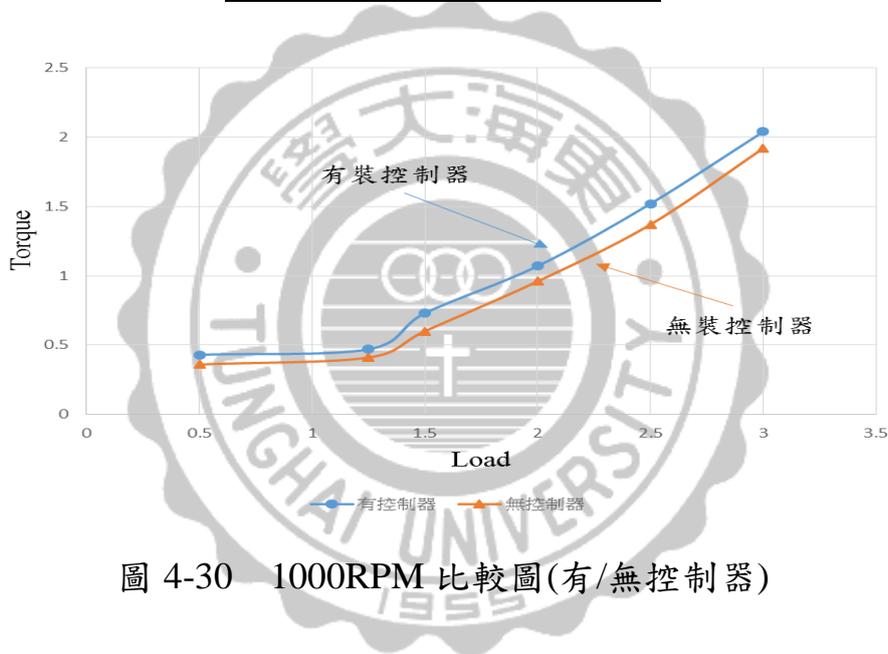


圖 4-30 1000RPM 比較圖(有/無控制器)

表 4-6 400 RPM 轉矩輸出(有裝控制器)

400RPM(PI)		
Load	Torque	RPM
0.5	0.7	440
1.25	0.77	440
1.5	0.94	446
2	1.26	451
2.5	1.67	464
3	1.74	474

表 4-7 400 RPM 轉矩輸出(未裝控制器)

400RPM(Normal)		
Load	Torque	RPM
0.5	0.7	444
1.25	0.75	440
1.5	0.92	444
2	1.22	448
2.5	1.67	446
3	1.95	460

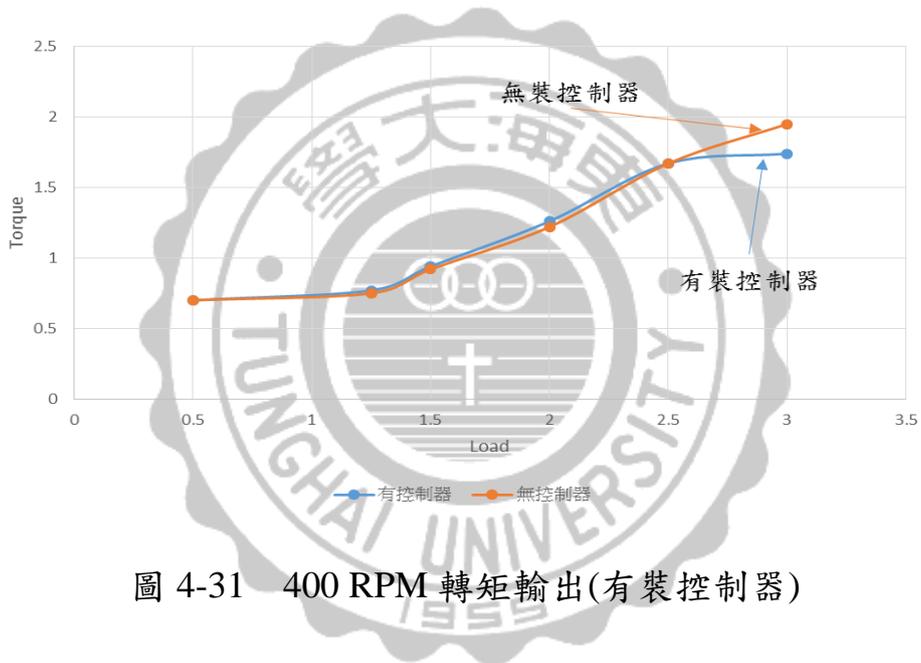


圖 4-31 400 RPM 轉矩輸出(有裝控制器)

表 4-8 轉矩輸出(有裝控制器)

200RPM(PI)		
Load	Torque	RPM
0.5	0.24	200
1.25	0.29	204
1.5	0.4	203
2	0.54	210
2.5	0.75	214
3	1.05	219

表 4-9 轉矩輸出(未裝控制器)

200RPM(Normal)		
Load	Torque	RPM
0.5	0.23	199
1.25	0.25	201
1.5	0.32	205
2	0.48	208
2.5	0.71	198
3	1.04	197

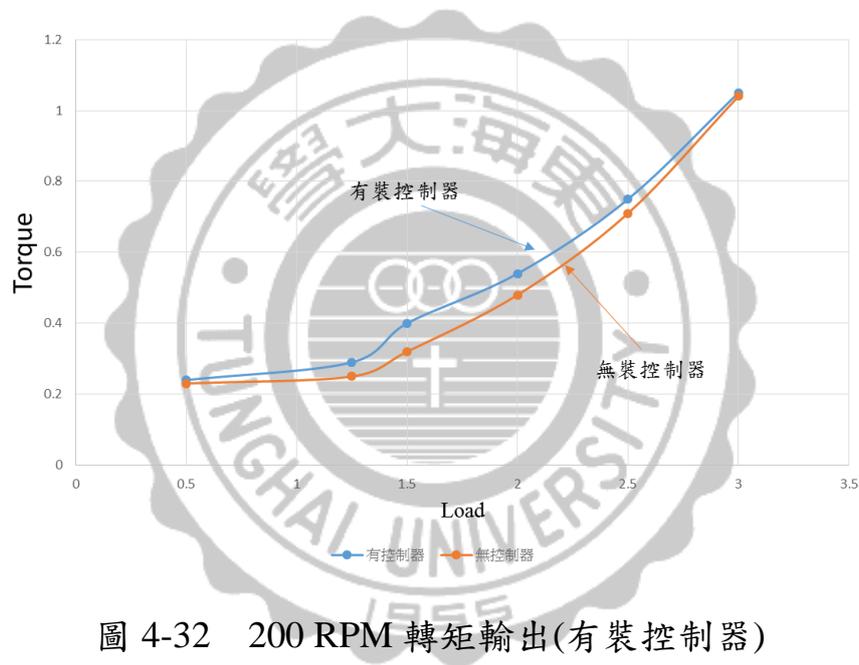


圖 4-32 200 RPM 轉矩輸出(有裝控制器)

有比較圖中可以看出有裝控制器跟未裝控制器中，有裝控制器是有改善轉矩輸出的情形，在 1000RPM 下最高可以提升 10%，400RPM 下可以提升 3%，200RPM 下可以提升 25%，由次實驗可證明此方法是有效提的馬達轉矩輸出。

第五章結論與未來方向

5.1 結論

本實驗針對直流無刷馬達做轉矩控制的提升，轉矩明顯有達到提升，在任何的驅動器下，只要抓取適當反電動勢訊號，經由 Ziegler-Nichols 的運算步驟，設計 PID 參數，進而設計控制器，且利用抓取反電動勢的方法，可以減省一些感測器的成本。最後實驗結果證明了此方法是有效的提升力矩輸出結果，此方法運用上電動輔助自行車證明了是良好的實驗結果。在轉矩輸出部分最高可達到 25% 的改善。

5.2 未來方向

本實驗未與電池結合做測試，全程都使用電源供應器做為電源，未來可試著與電池做結合來觀測此系統需消耗多少電力，配合著電池的電量管理系統，來觀測是否可達到節能且穩定輸出轉矩的效果。

在車體方面，可以試著馬達和齒輪減速機的組合搭配，藉由直流無刷馬達之構形與作動原理以及行星齒輪系的運動構造為基礎，歸納設計需求與限制，歸納設計一套組合搭配，可以適用於扭力的改善。

參考文獻

- [1]“綠色科技異軍突起-台灣星光之電動自行車”，財團法人自行車暨健康科技工業研究發展中心，代步與休閒產業雙月刊，第 36 期
- [2]施慶隆、藍健倫“以單一霍爾感測器實現永磁同步馬達向量控制”，國立臺灣科技大學電機工程研究所碩士論文,2011
- [3]吳敏光、黃柏融“應用於不確定性負仔之直流無刷馬達模糊 PID 定位控制器”，南台科技大學機械工程所碩士論文,2012
- [4]施慶隆、涂雅森“以反電動勢基本波為基礎之直流無刷馬達無感測控制器設計與製作”，國立臺灣科技大學電機工程研究所碩士論文,2006
- [5]王明賢、許邦泓“無刷直流馬達之低轉速控制”，南台科技大學電機工程所碩士論文,2009
- [6]何子儀、黃冠霖“無刷直流馬達驅動器之設計與製作”，逢甲大學電機工程所碩士論文,2009
- [7]徐國鎧、周宏霖“電動車之新型電子剎車暨能量回收方法”，國立中央大學電機工程所碩士論文,2008
- [8]吳穎強、林進行“輔以模糊理論之 PID 控制於動力滾輪上之穩定性研究”，逢甲大學資訊電機工程所碩士論文,2007

- [9]李宜達 “控制系統設計與模擬使用 MATLAB\SIMULINK”，全華書局，第七版
- [10]B. C. Kuo , *Automatic Control Systems*, Seventh Edition, Prentice Hall, 1990.
- [11]張碩、詹森 “自動控制系統”，鼎茂圖書，第七版
- [12]莊堯棠、趙建雄 “應用權重調諧之模糊 PID 控制器”，國立中央大學電機工程所碩士論文,2006
- [13]郭中豐、杜俊宇 “永磁同步馬達之智慧型即時控制系統設計與實現”，國立臺灣科技大學自動化及控制所碩士論文,2008
- [14]黃仲欽、許哲嘉 “永磁式同步電動機之參數量測”，國立臺灣科技大學電機工程所碩士論文,2002
- [15]謝旻甫、顏宏諭 “具滿載輸出能力之直流無刷馬達無感測驅動技術”，國立成功大學系統及船舶機電工程所碩士論文,2008
- [16] Kanojiya, R.G. and Meshram, P.M., “Optimal Tuning of PI Controller for Speed Control of DC Motor Drive Using Particle Swarm Optimization,” *Advances in Power Conversion and Energy Technologies (APCET)*, 2012 International Conference on, pp. 1-6, 2012
- [17] Hsiu-Ping Wang, Yu-Feng Chang, and Shyh-Jong Fang, “Weighted Tuning of a PI Speed Controller for Induction Motor,” *Electrical and Control Engineering (ICECE)*, 2011 International Conference on,

pp. 5167 – 5170, 2011

- [18]Jul-Ki Seok, Jong-Kun Lee and Dong-Choon Lee, ” Sensorless Speed Control of Nonsalient Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Rotor-Position-Tracking PI Controller,” Industrial Electronics, IEEE Transactions on , Vol. 53, pp. 399-405, 2006
- [19]Ji Hua and Li Zhiyong, “Simulation of Sensorless Permanent Magnetic Brushless DC Motor Control System,” Automation and Logistics, 2008. ICAL 2008. IEEE International Conference on , pp. 2847-2851, 2008
- [20]Jingwei Xu, Xin Feng, B. Mirafzal, and Nabeel A. Demerdash, “Application of Optimal Fuzzy PID Controller Design: PI Control for Nonlinear Induction Motor,” Proceedings of the 6th World Congress on Intelligent Control and Automation, Vol. 1, Jun. 2006, pp. 3953-3957.

