

國立中山大學機械工程研究所

碩士論文

指導教授：程啟正 博士

雙馬達之同步運動控制

Synchronized Motion Control of Dual Motors

研究生：薛博文 撰

中華民國九十年六月

目 錄

目 錄.....	
圖索引.....	
表索引.....	
摘 要.....	
第一章 緒論.....	1
1-1 動機與目的.....	1
1-2 文獻回顧.....	6
1-3 論文架構.....	13
第二章 系統動態模式建立.....	14
2-1 系統建立.....	14
2-2 系統之數學模式.....	16
第三章 控制器之設計.....	26
3-1 個別迴路之增益值設計.....	26
3-2 零相位誤差追循之前饋控制器.....	29
3-3 交互耦合控制器.....	36
第四章 模擬結果與分析.....	48
4-1 軌跡設計.....	48
4-2 控制器參數選用.....	51
4-3 模擬結果.....	59

第五章	實驗結果.....	62
5-1	實驗系統架構.....	62
5-2	實驗結果.....	64
第六章	結論.....	75
	參考文獻.....	77
附錄 A	Chirp Signal 之頻率範圍.....	81
附錄 B	黑箱模式鑑別之結果於高轉速下之可靠性.....	82
附錄 C	轉子間隙與轉動碰撞相位角之關係.....	84

圖索引

圖 1.1	乾式真空幫浦之分類.....	2
圖 1.2	SD90 之構造圖.....	3
圖 1.3	幫浦吸氣、排氣之作業模式.....	3
圖 1.4	機械傳動式之同步運動機構.....	4
圖 1.5	雙馬達運動示意圖.....	5
圖 1.6	同步主端命令之同步運動控制架構.....	7
圖 1.7	主僕式之同步運動控制架構.....	7
圖 1.8	相對動態關係之同步運動控制架構.....	8
圖 1.9	狀態變數控制法.....	8
圖 1.10	交互耦合控制架構.....	9
圖 1.11	SIHI 系統架構圖.....	10
圖 1.12	Matsushita 系統架構圖.....	11
圖 1.13	Matsushita 同步齒輪.....	11
圖 2.1	雙馬達系統架構.....	14
圖 2.2	俱速度控制器之閉迴路系統.....	15
圖 2.3	參數驗證圖.....	18
圖 2.4	弦波輸入之模型與實驗結果比較(一) a、子系統(1) ;b 子系統(2).....	19
圖 2.5	黑箱模式.....	20
圖 2.6	掃頻訊號(Chirp Signal).....	21
圖 2.7	弦波輸入之模型與實驗結果比較(二) a、子系統(1) ;b 子系統(2).....	22

圖 2.8	位置步階響應	
	a、子系統(1) ; b 子系統(2).....	23
圖 2.9	殘值之自相關與交互相關性	
	a 子系統(1) ; b 子系統(2).....	25
圖 3.1	雙軸伺服系統.....	27
圖 3.2	完全追循前饋控制架構示意圖.....	29
圖 3.3	系統含不穩定零點之方塊圖.....	31
圖 3.4	ZPETC 系統架構圖.....	35
圖 3.5	雙馬達運動系統基礎架構.....	36
圖 3.6	直線輪廓之追循.....	39
圖 3.7	與 E_x 、 E_y 之幾何關係圖.....	40
圖 3.8	交互耦合控制架構.....	41
圖 3.9	等效 SISO 控制系統.....	46
圖 4.1	擺線設計軌跡圖 (a)速度 (b)位置.....	50
圖 4.2	雙馬達同步運動控制架構.....	51
圖 4.3	個別迴路之根軌跡(a)X-axis (b)Y-axis.....	53
圖 4.4	波德圖(a)X-axis (b)Y-axis.....	55
圖 4.5	等效控制系統之控制場 K 之	
	(a)頻率響應、(b)步階響應	57
圖 4.6	加入積分器之等效系統根軌跡.....	58
圖 4.7	加入交互耦合控制器後之系統波得圖.....	58
圖 4.8	增益值對同步運動之影響	
	(a)設計前、(b)設計後.....	60
圖 4.9	完整架構下之相位誤差模擬 (3000 rpm).....	61
圖 5.1	實驗系統硬體架構.....	62

圖 5.2	各別迴路增益值在中低轉速之影響	
	(a)500rpm (b)1000rpm.....	65
圖 5.3	各別迴路增益值在中高轉速之影響	
	(a)2000rpm (b)3000rpm.....	66
圖 5.4	中低轉速之相位誤差	
	(a)2000rpm (b) 3000rpm.....	67
圖 5.5	中高轉速之相位誤差	
	(a)2000rpm (b) 3000rpm.....	68
圖 5.6	最大誤差趨勢圖.....	69
圖 5.7	平均誤差趨勢圖.....	69
圖 5.8	實際裝上轉子之測試系統.....	71
圖 5.9	加負載時之同步誤差(1).....	71
圖 5.10	加負載時之同步誤差(2).....	72
圖 5.11	加負載時之同步誤差(3).....	72
圖 5.12	無負載下之同步位置誤差頻譜分析.....	73
圖 5.13	有負載下之同步位置誤差頻譜分析.....	74
圖 B.1	高速運轉之實驗與模擬(a)子系統 1 (b)子系統 2.....	83
圖 C.1	轉子間隙與轉動碰撞角之幾何關係.....	85

表索引

表 2.1	鑑別後之各項參數值.....	18
表 5.1	SEM 直流伺服馬達之性能規格表.....	63
表 5.2	最大誤差.....	70
表 5.3	平均誤差.....	70
表 5.4	標準差.....	70

摘 要

在常見的製造產業領域中，均可查覺到許多場合需要作業動作之彼此協同配合或甚至同步，如空間軌跡加工，多機械手臂的同時作業、真空幫浦等，而其中的真空幫浦則是最值得注意的一個典型範例。真空幫浦為現今半導體製程中不可或缺的裝置設備，其幫浦功能乃藉由兩幫浦轉子的同步運轉而達成。為了使得幫浦轉子能同步運轉，一般都採用惰輪驅動的方式，然而此種設計已逐漸無法滿足隨著製程技術演進對真空系統的嚴格要求。

為徹底對同步運動控制提供適當對策，並突破傳統真空幫浦的設計架構，為無油密封潤滑新一代的幫浦設計較佳的控制方法，本論文將努力著重於雙馬達同步運動控制之應用研究。而在此也將以雙分離馬達之同步控制為首要目標，而考量實際系統中不可避免之不確定性及未知干擾，接著將試著對雙馬達系統之同步運動控制進行探討，並著眼於兩轉子間意外相互接觸碰撞的解決方法。期望發展出有效雙馬達同步運動之控制策略，而能維持長時間的同步運轉，並達到較佳之同步效果。

關鍵詞：協同控制、馬達控制、同步運動控制、真空幫浦

Abstract

Coordinated or synchronized tasks can always be found in various manufacturing processes, e.g., machining along spatial trajectories, coordinated operations of multi-manipulators, and vacuum pumps, etc. The vacuum pump is a typical device with synchronized motion among those examples. The vacuum pump has played an important role in current semiconductor manufacturing processes. Its pumping feature is achieved by synchronized motion of two mating pump rotors. A common approach to accomplish the synchronized motion is by idle gears. Nevertheless, this design cannot meet serious requirements of vacuum systems demanded by growing manufacturing techniques.

In order to provide a complete and proper control strategy for synchronized motion, and to overthrow traditional architecture of vacuum pumps by raising a better control scheme for new generation oil-less products, the paper focuses on synchronized motion control for dual motors. The first objective of here is to develop a control method for synchronized motion of two separated motors. Both system uncertainties and unknown disturbances occurring in actual implementation need to be carefully considered. An experimental setup will also be established for examinations and verifications. And then synchronized motion control of dual motors including two mating screw rotors then will be investigated. During this period, the emphasis will be on solution finding for unexpected contact collision between two rotors. An effective and efficient control strategy will be developed for synchronized motion control of dual motors. Longer operation time and better synchronization performance for two motors can therefore be anticipated.

Keywords : Coordinated control, Motor control, Synchronized motion control, Vacuum pump.

第一章 緒論

1-1 動機與目的

在諸多常見的製造程序或工程應用中，不難發現有許多場合需要相互協同式的作業模式，甚且有同步運動的必要，例如空間軌跡加工作業、多機械手臂的合作操作與真空幫浦（Vacuum pump）等。因此同步控制與協同式作業一直是工業控制和機械人領域中倍受重視的一項研究課題，而真空幫浦更是眾多同步運動控制例子中最具代表性的一個裝置，且其對同步運動控制的效果要求亦是嚴格。

真空幫浦乃是現今正值蓬勃發展半導體產業製程作業中不可或缺的重要設備之一，其功能乃在提供半導體製程所需要的潔淨環境與確保成品品質。然而隨著製程技術之演進發展，對真空環境之要求也愈趨嚴格。在當今半導體製程中，真空幫浦所要處理的問題不再是達到所要求的真空度即可，伴隨著各種製造過程中所產生具毒性、腐蝕性、凝結性、可燃性、磨耗性、沈澱性與固體性之顆粒，皆會對幫浦及系統產生損害與困擾。而這些問題並不是傳統回轉式機械幫浦所能完全克服的，因此抽氣體內無需使用油來密封及潤滑之新一代乾式真空幫浦遂成為各相關廠家所積極研究發展的重點項目。

早在 1984 年日本已有了第一部實用商品化的乾式真空幫浦問市。乾式幫浦依用途之不同可區分成接觸式與非接觸式兩大類，前者計有翼形（Vane）、凸輪形（Cam）及活塞形（Piston）等；而後者則有魯式（Roots）、爪式（Claw）、渦卷式（Scroll）、螺旋式（Screw）

與渦輪（Turbo）等形式。茲將其分類於圖 1.1。

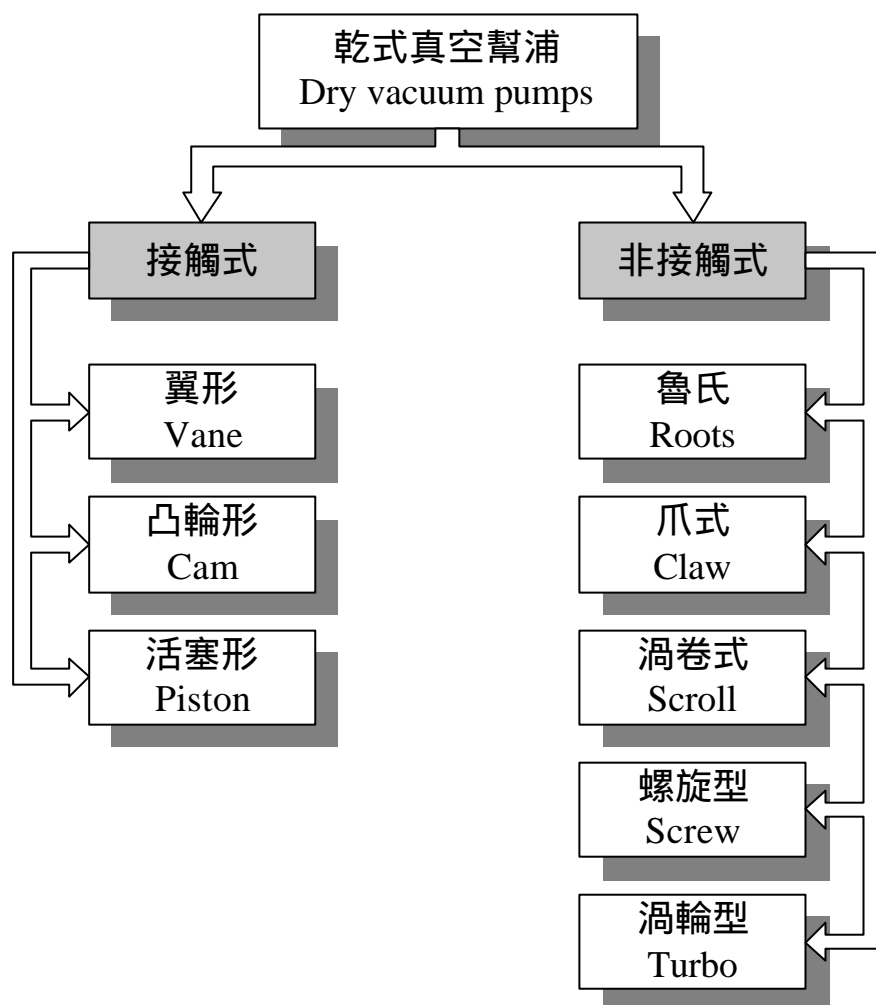


圖 1.1 乾式真空幫浦之分類

有關乾式真空幫浦之作動原理在此也一併做一簡單介紹，以利了解同步運動控制運用於其中之重要性與關鍵性。圖 1.2 為日本某廠商自製研發型號為 SD90 之真空幫浦，從圖中可發現應用於半導體製程中之真空幫浦是個系統極為複雜的裝置，但整個幫浦吸氣、排氣之作業核心仍位於其兩轉子之間，如圖 1.3 所示，而由此圖亦可得知乾式真空幫浦在運轉的過程當中，兩轉子間保留有一微小之間隙，其

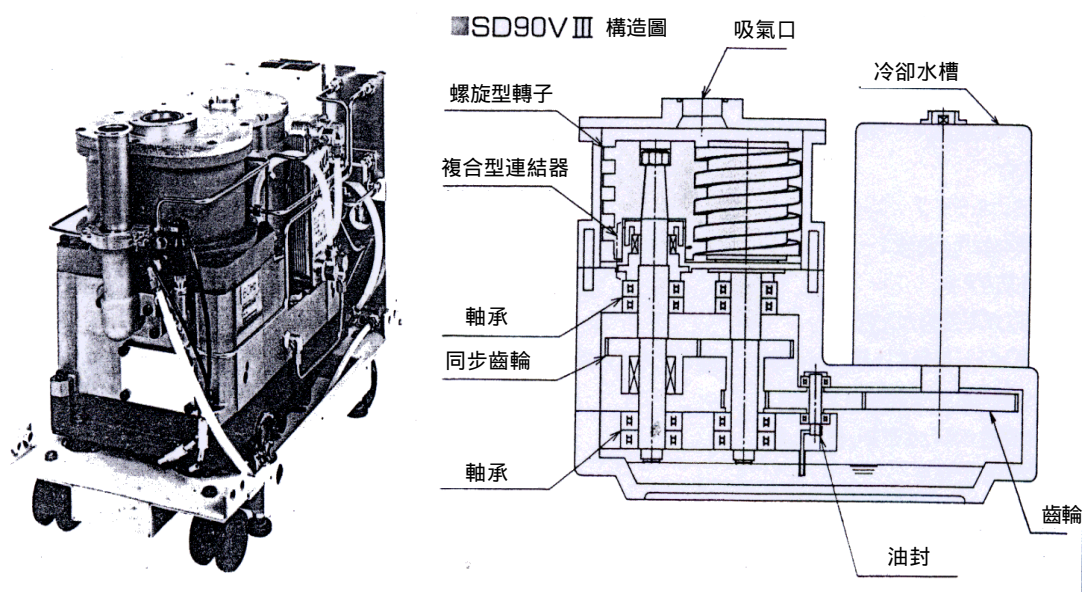


圖 1.2 SD90 之構造圖

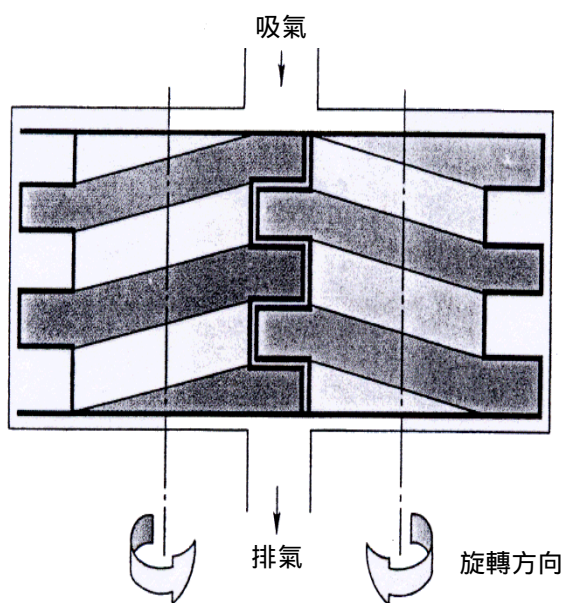


圖 1.3 幫浦吸氣、排氣之作業模式

註：圖 1.2、圖 1.3 源自於工研院半導體研發組

目的主要有二，第一，維持這微小間隙，可以使兩轉子達成理想的容積移轉和幫浦吸氣、排氣之壓縮目的。第二就是使得幫浦在運作中兩轉子運動所掃掠過的行程不需要油脂來潤滑或密封，達到所謂的乾式真空壓縮之效果。因此，保持這微小的間隙是乾式真空幫浦設計時的一個重要關鍵。

早期為了達到兩個轉子同步運轉，大都使用惰輪（Idle gear）與齒輪對（Gear pair）的方式加上變速齒輪組的排列來達到同步之目的，圖 1.4 即為此形式之運動機構，其中 G5 為主動輪；G4 為惰輪；G3 為從動輪；G1 與 G2 為定時齒輪對（同步齒輪對）。此種方法由於採用機械傳動，所以無法避免潤滑油在各齒輪間的使用而造成之油氣回滲與真空環境的污染。因此，如果能採用純電子控制的方式使得兩幫浦轉子達到同步之運轉，屆時將可省略許多機械傳動元件與潤滑油之使用，進而造就出真正無油之乾式真空幫浦與更佳的真​​空度，更能提昇半導體製程技術與成品品質。

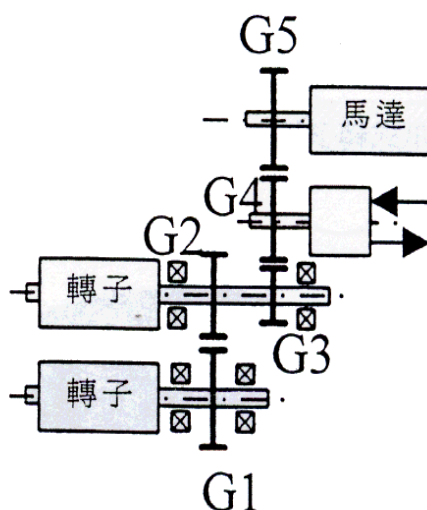


圖 1.4 機械傳動式之同步運動機構

圖 1.5 所示為本文研究的對象，其中包含了兩個轉子與兩個直流伺服馬達系統。並期許能對這樣的一個純電控式系統提出一套良好的控制策略來完成雙轉子、雙馬達之同步運動控制，以便將來足以應用於半導體製成設備之真空幫浦中，並改進早期使用同步齒輪機構所加入之油脂造成油氣回滲影響真空純度之問題。

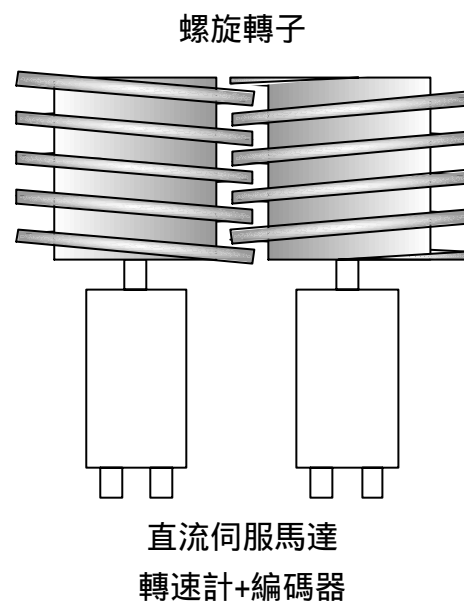


圖 1.5 雙馬達運動示意圖

1-2 文獻回顧

在產業自動化的領域裡，同步控制一直是個備受重視的研究課題，然而此同步控制的應用仍大多以 X-Y 平台之軌跡追循、多軸加工機之加工作業與機械手臂控制為主，真正應用於真空幫浦之研究則多受限於機密性與商業性之考量，因此對外發表公佈的研究資料相當缺乏。基本上同步控制之理論大略可分成 Lorenz 與 Koren 所分別推演出的兩大組織架構為主。

Lorenz[1]將同步運動控制之方法分為下列三種，其架構分別如圖 1.6、1.7、1.8 所示。

- 、同步主端命令方式 (Synchronized master command approach)
- 、主僕式 (Master-slave approach)
- 、相對動態關係式 (Relative dynamic stiffness approach)

第一種同步主端命令方式乃在根據各軸所須的相同運動要求而產生同步的運動命令。第二種主僕式控制法則利用各軸既有之差異性，讓反應較快的系統作為僕端運動，以達到主僕式之同步運動目的。第三種相對動態關係式控制法則是第二種主僕式控制法的衍生，利用各軸間之差異回授於反應較快之一端以進行補償動作而達同步運動之效果。此三種同步控制架構之核心皆採用一般工業上常用之狀態變數控制法[2][3][30]，如圖 1.9 所示，其中各參數所對應的物理關係為： b_a ，阻尼增益 (damping gain)， K_a ，剛性增益 (stiffness gain)， K_i ，積分剛性 (integrated stiffness)。

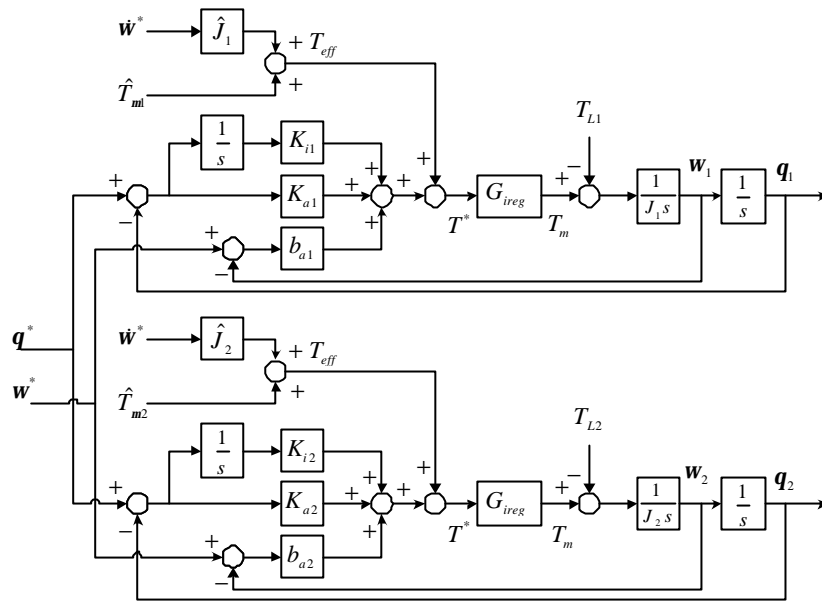


圖 1.6 同步主端命令之同步運動控制架構

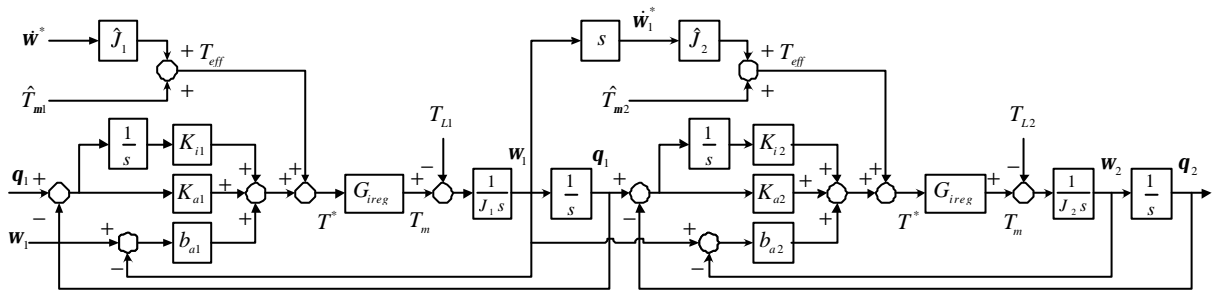


圖 1.7 主僕式之同步運動控制架構

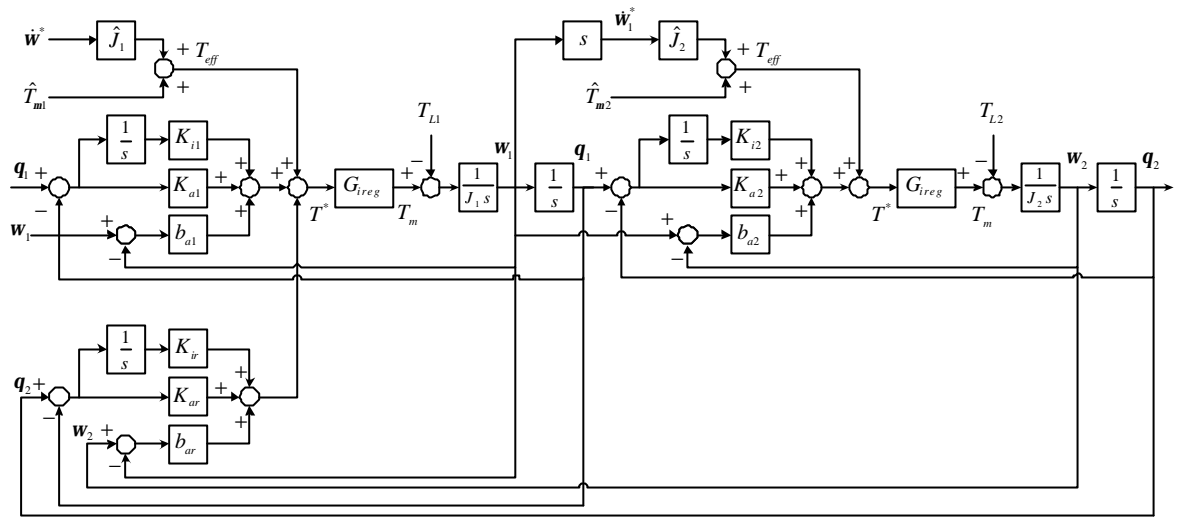


圖 1.8 相對動態關係之同步運動控制架構

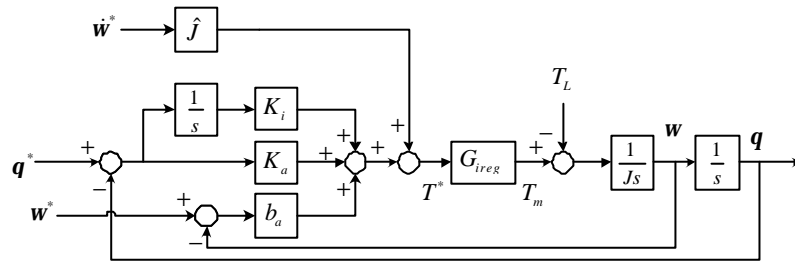


圖 1.9 狀態變數控制法

然而 Lorenz 所提的方法在同步主端命令法中似乎沒有考慮到兩系統間因為動態響應不同所可能造成的影響，另兩個以主僕式為基礎的架構更有僕端會比主端慢一點的時間延遲之問題，於高速同步控制

時此現象可能會更加嚴重，因此對於複雜的多軸伺服系統則有使用上之困難，但為了進行高速與更精密的多軸加工作業，Koren[4]率先針對雙軸運動平台提出了交互耦合式的控制法（Cross-coupled control），其架構如圖 1.10 所示。

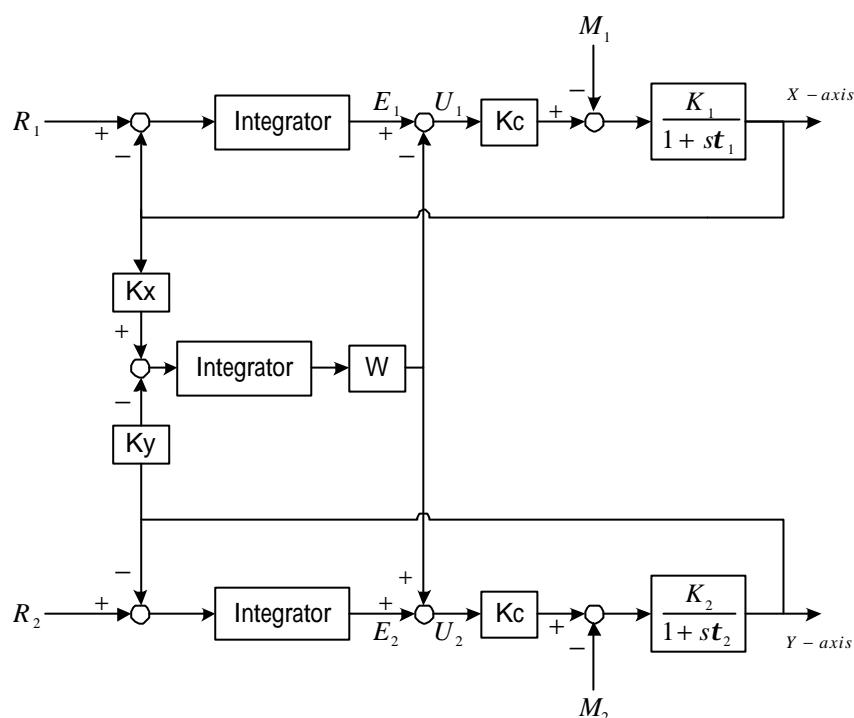


圖 1.10 交互耦合控制架構

由於此方法可以有效改善多軸伺服系統之相互運動，因此，交互耦合的控制方法後來幾乎成為了多軸工具機同步運動控制的標準模式。相關應用有 Srinivasan 和 Kulkarni[5]在 1990 年設計了一種交互耦合且具時變特性的控制器，其中控制參數會依據軌跡的斜率而做調整。緊接著 1992 年 Tomizuka 等人 [6]則運用了同步運動之誤差建立一適應前饋控制策略（Adaptive feedforward control），以克服在干擾

影響下雙軸同步運動的控制問題。到了 1994 年，一種適用於雙軸定位平台的非線性同步運動制定律也被提出[7]，雖然電腦模擬的控制效果令人振奮，卻無實驗數據加以進一步驗證。1996 年，Yang 和 Chang[8]則利用交互耦合適應前饋控制架構處理雙陀螺儀之同步運動問題。而 Huijberts 等人[9]從理論為出發點，將同步控制問題視為一種調節（Regulation）問題，其他應用尚有協同式機械手臂[10]、可動式機械遙控裝置[11]。而近幾年來更有學者加入了最佳控制法[12]、適應控制法[13]與強健控制法[14~17]等理論於此架構中，以期許設計出俱最佳性、適應性與強健性之交互耦合控制器。

除上述之外，另有兩篇應用於真空幫浦之同步運動控制專利。圖 1.11 所示之系統架構為德國 SIHI 公司所提出的專利。其中兩個馬達分別以個別的閉迴路控制單元（3a、10a）（3b、10b）來控制，另外以開迴路的主控制單元（1）來給定所期望的轉速及軌跡。

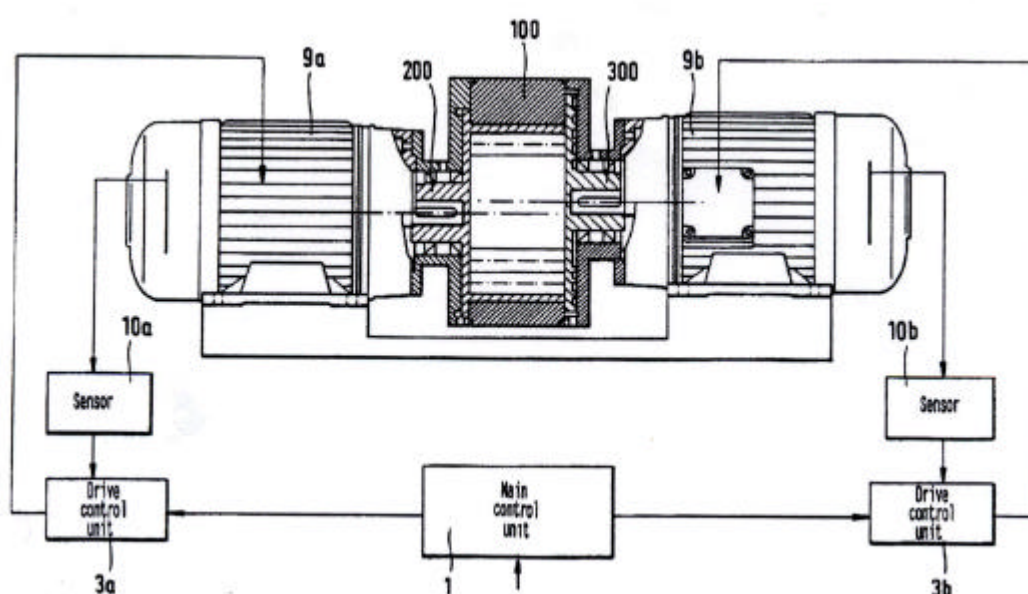


圖 1.11 SIHI 系統架構圖

此外，另一篇則是由 Matsushita 公司所提出，與 SIHI 的專利相似，皆是使兩轉子來跟隨著相同的訊號，其控制系統架構圖如圖 1.12 所示。但該專利仍使用同步齒輪（42、43）來避免控制失效時轉子相互接觸的問題，如圖 1.13 所示。其中 d_2 較兩轉子的間隙小，因此當兩轉軸同步時，兩同步齒輪（42、43）不會接觸，而當失效時，此同步齒輪機構則會先接觸以避免轉子相互接觸。

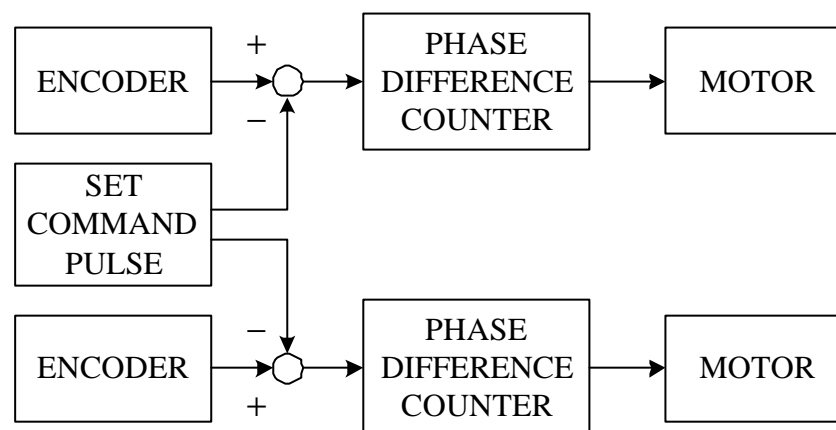


圖 1.12 Matsushita 系統架構圖

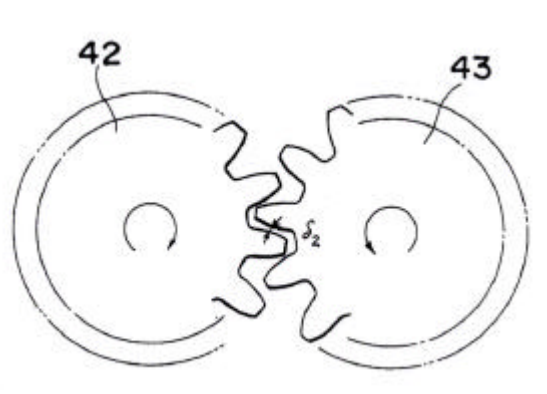


圖 1.13 Matsushita 同步齒輪

上述兩個應用於在真空幫浦之同步運動控制專利皆使用了雙馬達控制方式，初步的解決了使用同步齒輪所可能造成的油氣回滲之問題。而其控制方法皆屬於同步主端命令法，並配合個別迴路之控制來達成，因此個別迴路之馬達控制可以達到不錯的追循效果，但是兩邊之動態響應仍會不盡相同，而造成在連續時間的運轉下產生角相位誤差甚至於誤差持續累積的狀況。本文將以此為出發點，加入可以讓系統之間能有互相補償的動作之控制器，以期許達到更好的同步運動效果。

綜合上述結果可知，交互耦合控制法對於多軸之運動控制系統似乎會有較佳的應用性與發展性，但是許多應用仍多以旋轉運動轉換成直線運動之平台控制為主。因此，茲將試著結合同步主端命令法與交互耦合控制法來直接針對雙馬達的旋轉輸出作一同步運動控制，並視雙馬達系統為 X-Y 軸之運動系統，接著設計一簡單的運動軌跡曲線 [18][29][30] 來更確切的掌握系統響應。但是儘管在相同型號的馬達、相同樣式的轉子前提下，仍會有無法掌握之實際系統中不可避免的不確定因素，因此也將於各軸中再結合零相位誤差追循之前饋控制器 [19][29]，讓系統能有更好的追循控制能力以達最佳的同步效果。

1-3 論文架構

本文的內容共分成六章。第一章，闡述本文的動機與目的，並且回顧一些相關的文獻，其中包括了有關狀態變數控制法與交叉耦合控制法等。第二章，建立系統之動態數學模式。第三章，控制器之設計與整合，其中包含個別迴路之增益關係、零相位誤差追循之前饋控制器與交叉耦合控制器之設計。第四章，模擬結果與分析，並加上一簡單的軌跡設計法則介紹。第五章，實驗結果與討論。最後第六章，為本文做一結論與未來之展望。



第二章 系統動態模式建立

一般而言，系統動態模式的建立有兩大方向，一為系統的數學模式已知，但是模式中有部份的參數未知，藉由相關的輸出輸入資料將這些未知的參數鑑別出來，此稱為系統參數鑑別，亦稱為灰箱模式（Gray box model）鑑別。但若系統的模式未知只能經由相關的輸出輸入資料建立數學模式，此稱為系統動態模式鑑別，通常又為黑箱模式（Black box model）鑑別。無論如何，不管是系統參數鑑別或系統動態模式鑑別，首先著重的還是在系統的先行建立，接下來將對論文中所討論的動態系統加以說明與建立其動態模式。

2-1 系統建立

如圖 2.1 所示為雙馬達同步運動系統之架構，在此將驅動器與馬達之組合定義為子系統，因此共有兩個子系統，而每個子系統又可視為一俱速度控制器之閉迴路系統，如圖 2.2 所示。

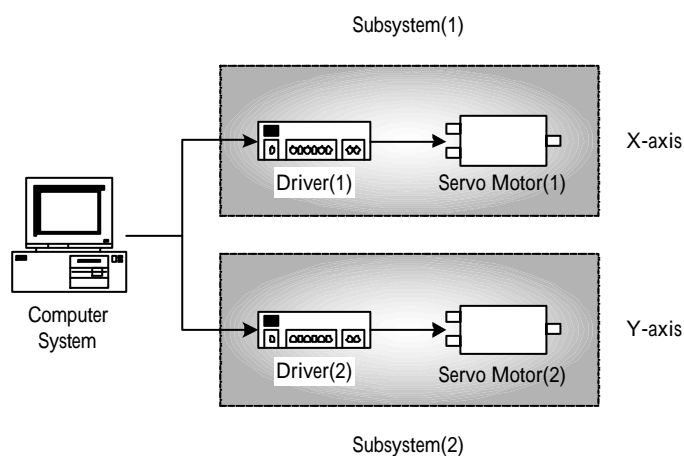


圖 2.1 雙馬達系統架構

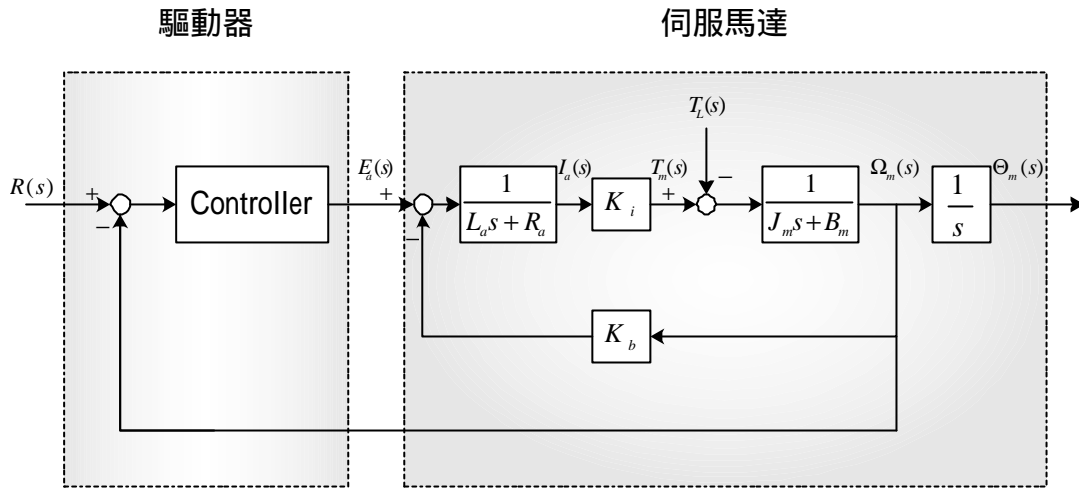


圖 2.2 俱速度控制器之閉迴路系統

不可否認，系統動態模式之建立為控制器設計之重要依據，然而在各個子系統中皆包含了直流伺服馬達及伺服馬達驅動器。馬達之數學模式可由廠商提供的各項規格數據推導而出，亦可藉由一些簡單的儀器設備，觀察其對固定步級電壓之轉速和電流響應換算而得之。而在驅動器部份，由於其功能與性能上之要求甚多，以致於在電子電路之設計上顯然複雜了許多，使之無法很確切的掌握出驅動器的數學模式。倘若假設驅動器僅有類似訊號放大的功能，便可將其數學模式簡化成為一個放大增益常數，而在本論文中所使用的驅動器本身包含了速度控制之功能，也就是驅動器本身就是個控制器。因此，亦可試著將子系統視為一個黑箱模式來進行系統之動態模式建立，有了完整的動態模式之後，在控制器的設計方面將會有極大的助益。

2-2 系統之數學模式

子系統中，驅動器（速度控制器）是個不易直接推算數學模式的元件。首先將驅動器假設為僅有線性放大之功能，所以可令其為一個放大增益常數 K ，即視此驅動器為比例控制器，而分激式直流馬達之動態行為可由下列方程式所描述：

$$E = L_a \frac{di}{dt} + iR_a + K_e \quad (2.1)$$

$$t = K_t i - T_f = J \frac{d}{dt} + B \quad (2.2)$$

其中各項參數之意義如下：

- E ：馬達工作電壓(V)
- i ：馬達工作電流(A)
- w ：馬達轉速(rad/s)
- t ：馬達實際工作力矩(N-m)
- L_a ：電樞線圈電感(H)
- R_a ：馬達電樞線圈電阻()
- J ：轉子之轉動慣量($kg - m^2$)
- B ：馬達黏滯係數(N-m/s)
- K_e ：馬達之反電動勢常數(V-s/rad)
- K_t ：馬達之力矩常數(N-m/A)
- T_f ：馬達動摩擦力矩(N)

利用一簡單的速度響應實驗來鑑別馬達的各項參數。當系統速度在穩態時，可將(2.1)式與(2.2)式簡化成(2.3)式之線性聯立方程式：

$$\begin{cases} E = iR_a + K_e \\ K_t i - T_f = B \end{cases} \quad (2.3)$$

其中在 MKS 制的單位下 K_t 與 K_e 值可視為相等。在(2.3)式有四個未知數 R_a 、 K_b 、 B 、 T_f 及兩個線性獨立方程式，故只要做兩組不同輸入電壓 E_1 與 E_2 的實驗，即可聯立解出四個未知數，然而為了增加參數的準確性及可靠性，可做 n 組實驗，然後利用最小平方方法解出各項參數[30][31]。

另外，為了求取轉子慣量 J ，在速度響應的過程中瞬間把電流切斷，而此時馬達呈現自由衰減（Free decay）同時速度漸漸趨近於零。由於此時無電流的輸入，故(2.1)式變成：

$$J \frac{d}{dt} = -B - T_f \quad (2.4)$$

並從上式可解得：

$$= C e^{-\frac{Bt}{J}} - \frac{T_f}{B} \quad (2.5)$$

其中 C 為一常數，只要在衰減過程中選取兩個時間點 t_1 與 t_2 ，並且使兩個時間點盡量的遠離，即可解出 C 與 J ，而求取 J 的方程式可整理為下式：

$$J = \frac{-B\Delta T}{\ln|N|} \quad (2.6)$$

其中

$$N = \frac{B(t_1) + T_f}{B(t_2) + T_f}, \quad T = t_2 - t_1 \quad (2.7)$$

相同地，為了使求得的 J 值更為準確，在此做 p 組實驗。再利用最小平方方法求得最小平方誤差解 J 。

表 2.1 鑑別後之各項參數值

名稱 (單位)	馬達 1	馬達 2
轉子慣量 , $J (kg - m^2)$	0.000149	0.000153
馬達力矩常數 , $K_t (N-m/A)$	0.1379547	0.137900
黏滯係數 , $B (N-m/s)$	0.000036372	0.000024542
摩擦力 , $T_f (N)$	0.04347	0.03424

由上述過程便可以順利的鑑別出 J 、 K_t 與 B 等直流馬達模型所需要的參數。而各參數所鑑別出來的值列於表 2.1。為了確認表 2.1 所得參數之可靠性，利用一簡單的實驗來進行驗證工作。實驗之架構為開迴路系統（子系統）如圖 2.3 所示，其輸入訊號為一正弦波 $u = A \sin(\omega T)$ ，輸出訊號則為速度與位移。

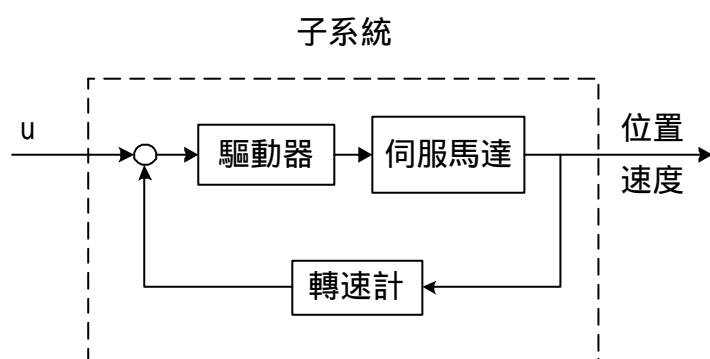
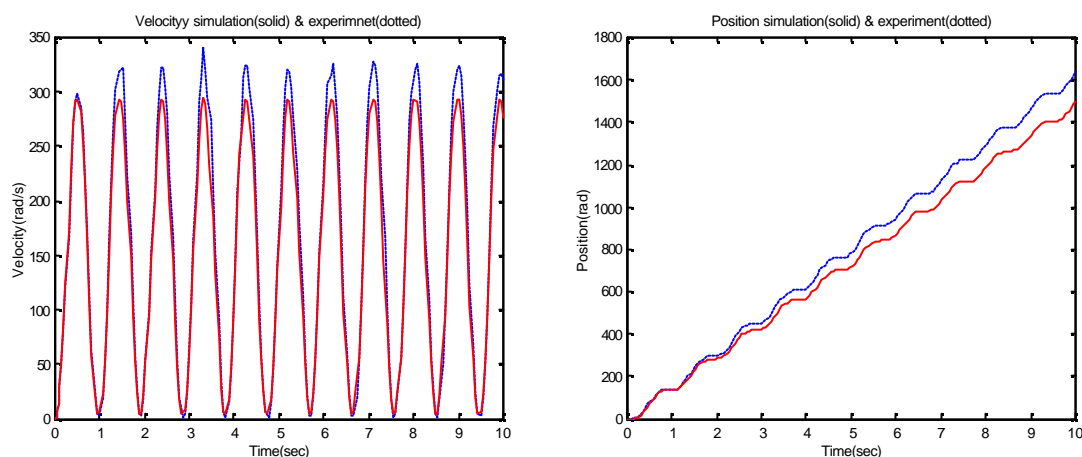


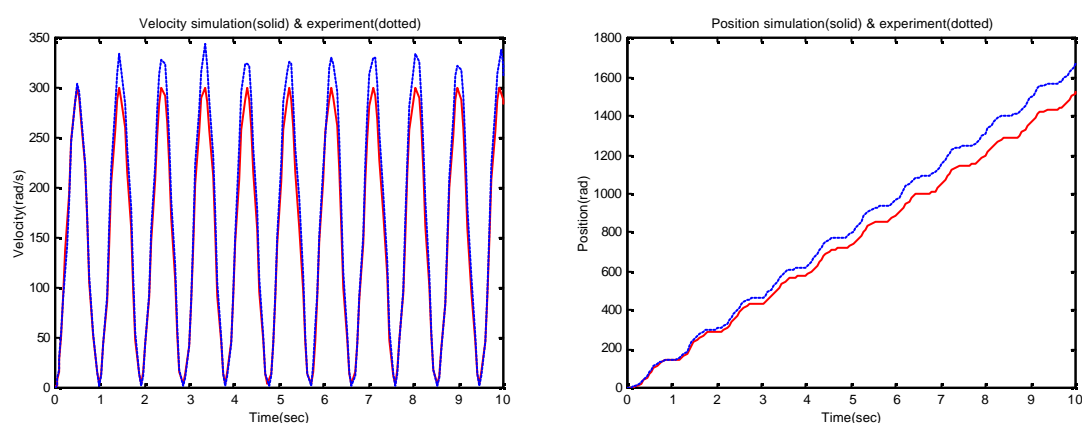
圖 2.3 參數驗證圖

在驅動器部份，已經先假設為一個放大增益常數 K ，利用多次實驗之數據並配合終值定理找出驅動器之放大增益值。鑑別後，驅動器（1）與驅動器（2）之增益值分別為： $K_1 = 6.96$ ； $K_2 = 7.08$ 。圖 2.4 為系統參數鑑別後之模擬與實驗結果，顯然的在速度方面無法完全吻

合，但其主要趨勢與大小階雷同。在位置輸出方面，其波形與模擬圖雖互為吻合，但實驗位置有向後多移動的情況，其部分原因為馬達驅動器輸出值有飄移現象，並且從速度圖也可看出是誤差累積後的影響，另外，還可能造成這樣現象之原因則是靜摩擦力 T_f 與黏滯係數之鑑別皆不甚準確，在[30][31]中的參數驗證實驗亦有相同的情況，再加上在此是把驅動器視為一個單純的線性放大器，也許這樣的假設過於簡單。可見驅動器所支援的速度控制效果是無法單純以一線性放大常數來考慮的。



a、子系統(1)



b、子系統(2)

圖 2.4 弦波輸入之模型與實驗結果比較(一)

然而本論文所使用之工業用驅動器若沒有接上馬達之轉速迴授訊號時是根本無法運作，即在空機時無法直接測量到驅動器之輸出入資料，也就是無法單獨建出驅動器之數學模式。接下來，如圖 2.5 所示，把驅動器與馬達串接而成的子系統視為一黑箱模式來加以鑑別，這樣的好處在於可以不去理會驅動器或馬達本身數學模式，只要適當的選用輸入訊號並紀錄每筆輸出入資料便可。而在這一系列時刻 t_1 、 t_2 、 t_n 所得到的離散有序數集合之輸出入資料 $u(t_1)$ 、 $u(t_2)$ 、 $u(t_n)$ 與 $y(t_1)$ 、 $y(t_2)$ 、 $y(t_n)$ 稱為離散數字時間序列，或稱為系統之動態數據，一般來說，在鑑別上述俱有一連串時間序列的系統中，最廣泛被使用的數學模型有 ARMAX、ARX、ARMA 等[28]，在此將以 ARX[20][21]模型來對子系統加以鑑別，典型的 ARX 模型如下式：

$$y(k) = a_1 y(k-1) + \cdots + a_n y(k-n) + b_1 u(k-1) + \cdots + b_m u(k-m) + v(k)$$

其中為 $y(k)$ 輸出訊號， $u(k)$ 為輸入訊號， $v(k)$ 為與輸入無相關性之隨機白雜訊。

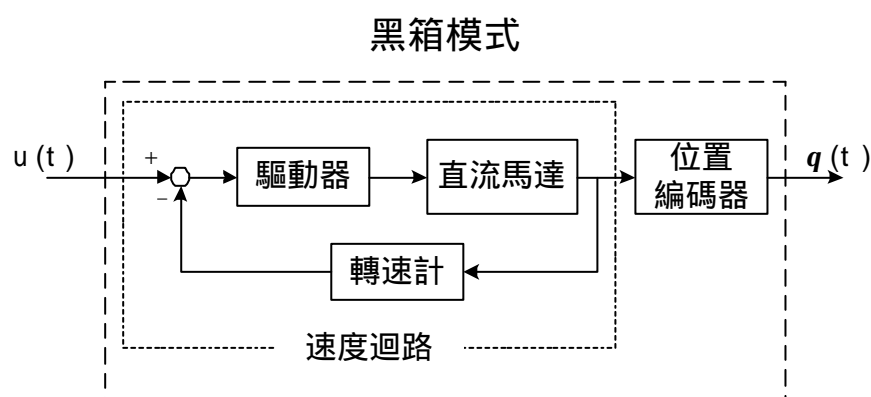


圖 2.5 黑箱模式

在此輸入訊號選擇一掃頻訊號 (Chirp signal)。掃頻訊號是以弦波訊號為主的一種訊號，如圖 2.6，其運作之頻率是由低頻掃到高频，所以，系統若經此掃頻訊號的輸入將會依序的呈現出從低頻到高频的響應，藉此可以更加的清楚掌握系統之動態特性，(2.8)式便為掃頻訊號之數學模式：

$$u(t) = \sin \left\{ \left[2f_1 + \left(\frac{f_2 - f_1}{T} \right) t \right] \pi t \right\} \quad (2.8)$$

其中 f_1 ：起始頻率 (initial frequency)

f_2 ：終值頻率 (final frequency)

T ：到達終值頻率之時間 (Target time)

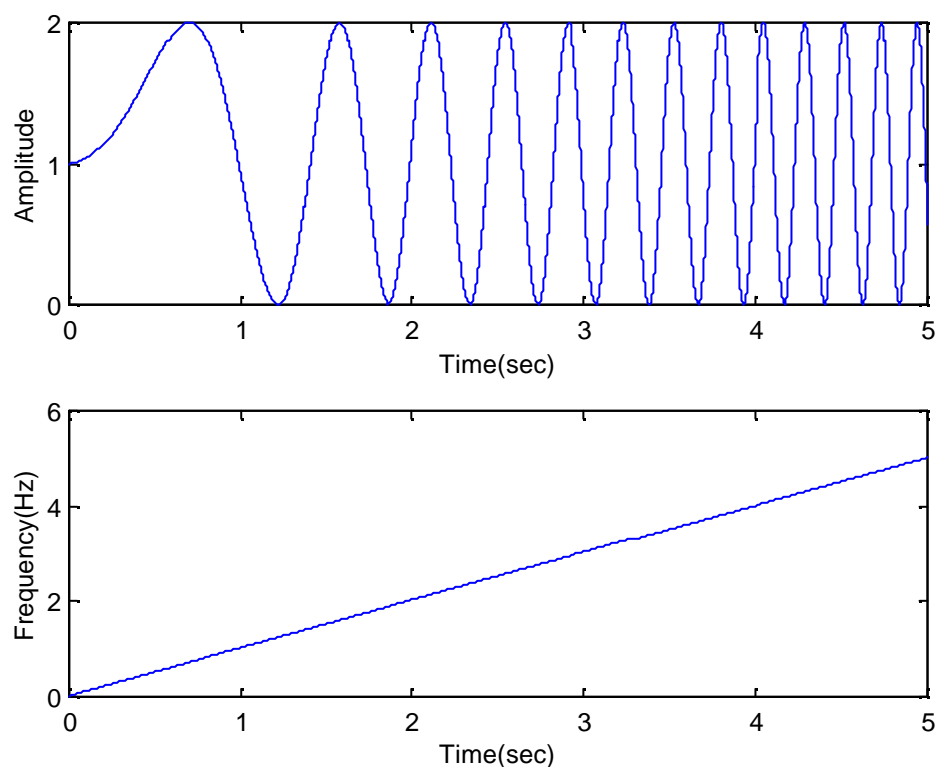
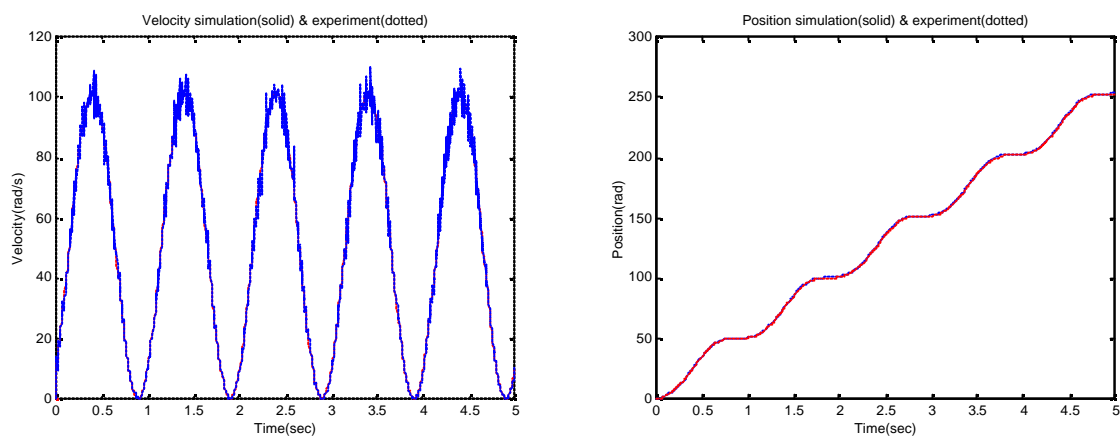
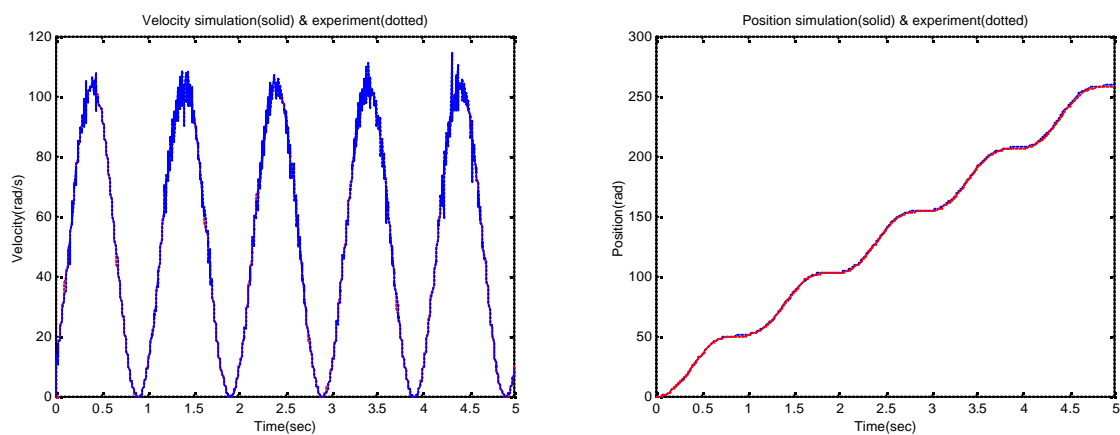


圖 2.6 掃頻訊號

設定起始頻率為 0.01Hz，終值頻率為 100Hz，到達時間為 100 秒，如圖 2.6 所示。並將每一筆輸出入訊號紀錄為離散的有序數列，然後藉用 Matlab 軟體所提供鑑別工具中 ARX 模式演算法將這此有序數列加以鑑別出子系統之數學模式。類似先前之系統驗證工作，輸入一正弦波訊號來觀察子系統之實際實驗結果與鑑別後之數學模式的差異，如圖 2.7 所示。



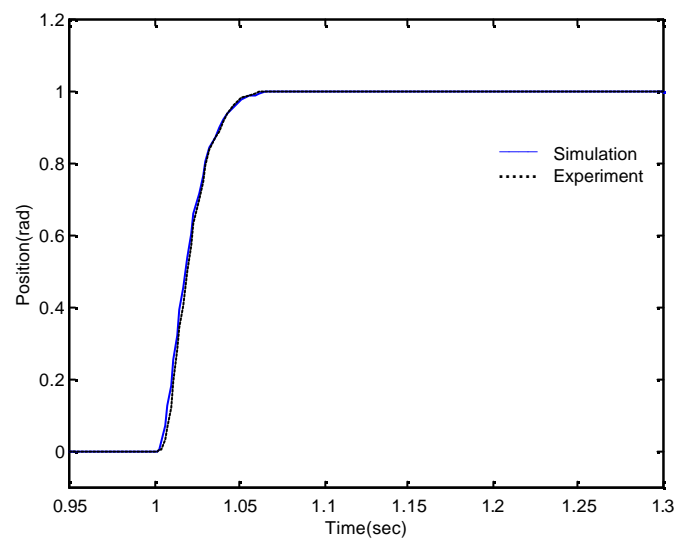
a、子系統(1)



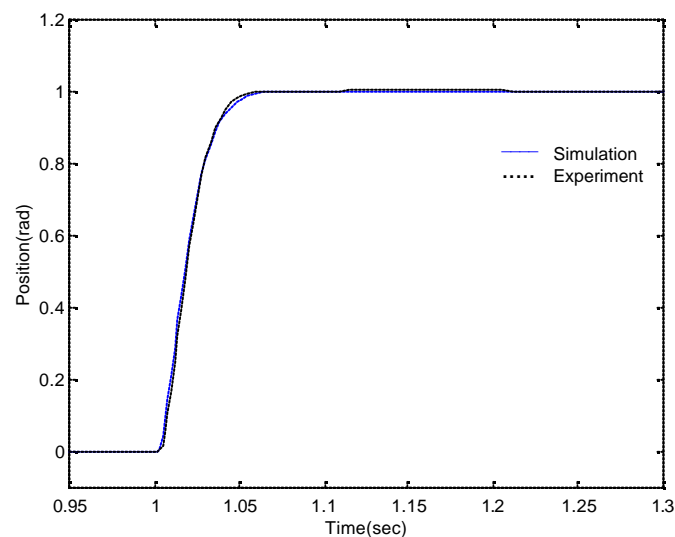
b、子系統(2)

圖 2.7 弦波輸入之模型與實驗結果比較(二)

顯然，利用黑箱模式將子系統鑑別出來的數學模式遠比之前先鑑別馬達參數後再加上視驅動器為一增益常數的效果來的好，因為黑箱模式之鑑別已經把驅動器所造成的動態響應一併考慮進去。圖 2.8 為此時之位置步階響應模擬與實驗比較，可見此數學模式之可信度非常的高。



a、子系統(1)



b、子系統(2)

圖 2.8 位置步階響應

然而為了更確定 ARX 模式所鑑別出來的數學模式與真實系統動態行為有良好的近似性，還可以從殘數（residuals）的獨立性與相關性來加以輔佐驗證。殘數 e 定義為 $Y(s) - \hat{Y}(s)$ ，其中 $Y(s)$ 為實際系統之輸出， $\hat{Y}(s)$ 為估測輸出值，而殘數一般來說是用來表示估測模式的動態行為與所觀察資料間的不配合性，只要大置符合下列三項條件即可確定所選擇的模式是正確且符合要求的[24][28][32]：

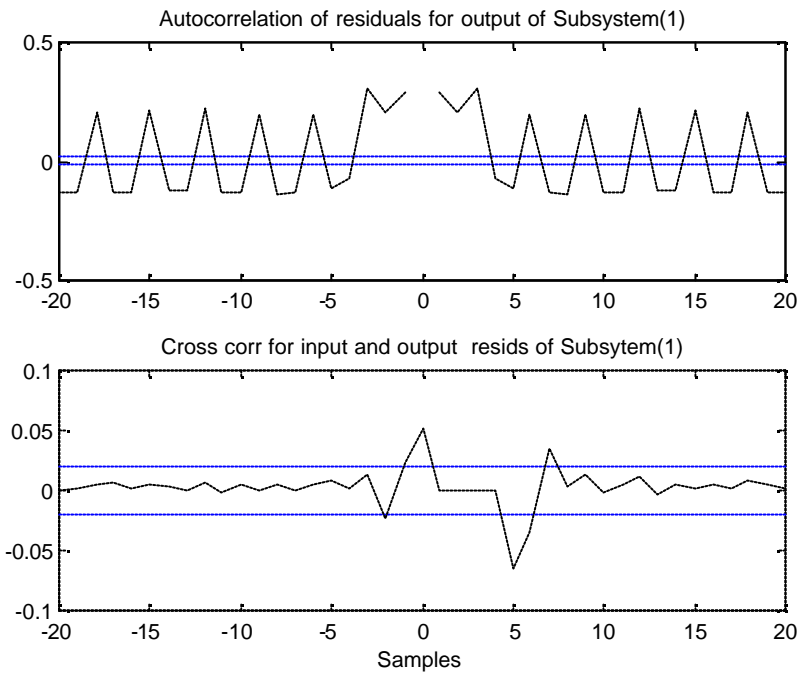
1. { } 是白雜訊過程且均值為零，即自相關（Auto-correlation）過程均值為零。
2. { } 與鑑別系統的動態特性無關，即在無迴授的情形下與系統的輸入訊號獨立且無關，即交互相關（Cross-correlation）過程均值為零。
3. { } 呈現常態分佈。

如圖 2.9 所示為子系統(1)與(2)之自相關與交互相關性分佈圖。由圖中可發現自相關性在某個區域內呈現振盪，但其均值約為零，而交互相關性的分佈趨勢則逐遞減為零。所以，利用此方法所鑑別出來的數學模式更俱準確性與可靠性，並有利於接下來的控制器之設計。而此數學模式經過離散時間系統與連續時間系統之轉換後可得如 (2.9) 式與(2.10)式所示。

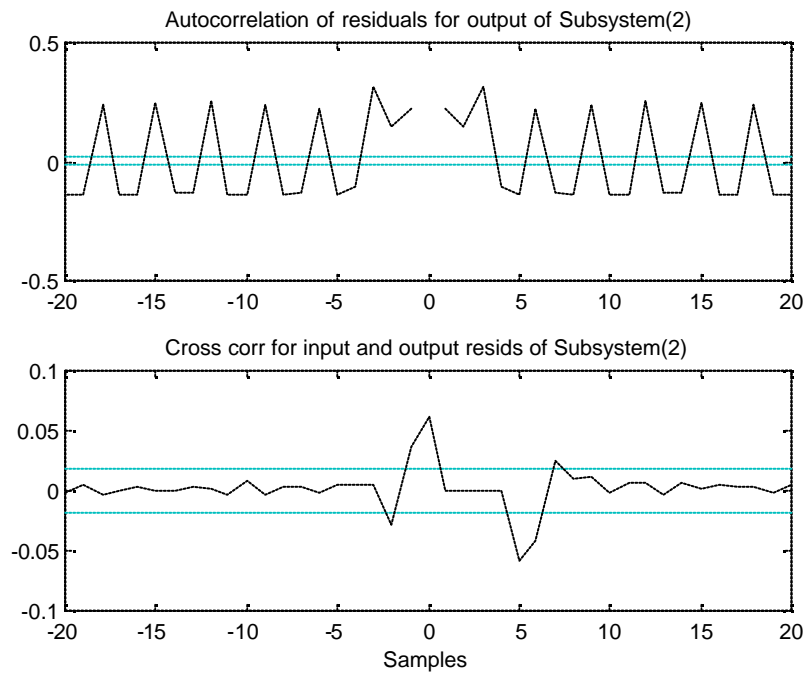
$$P_1(s) = \frac{-7.7529s^3 + 7.7619*10^3 s^2 - 4.9584*10^5 s + 2.4053*10^9}{s^4 + 3.3805*10^2 s^3 + 2.7684*10^5 s^2 + 4.7481*10^7 s} \quad (2.9)$$

$$P_2(s) = \frac{-7.7662s^3 + 7.4998*10^3 s^2 - 3.6381*10^4 s + 2.4550*10^9}{s^4 + 3.8852*10^2 s^3 + 2.8028*10^5 s^2 + 4.7297*10^7 s} \quad (2.10)$$

其中 $P_1(s)$ 、 $P_2(s)$ 分別代表子系統(1)與(2)之轉移函數。



a、子系統(1)



b、子系統(2)

圖 2.9 殘值之自相關與交互相關性

第三章 控制器之設計

在許多同步運動控制系統裡，同步主端命令法皆為其最主要的本控制架構[6][22]，但是在將同樣的參考訊號輸入不同的系統前則必須先設計好各獨立系統之閉迴路控制器，以期許經控制後的不同系統在面對同樣的命令時都能有很好的追循能力。但一般而言，各系統之閉迴路控制的設計是針對各系統之動態響應來補償設計，其控制器複雜程度隨著各系統的響應好壞而有所不同，Poo[23]首先針對這樣的問題，於雙軸伺服系統提出了直接利用兩軸之誤差來簡單的設計出各軸之迴路控制器，其中此迴路控制器僅僅是個比例增益控制器便能初步的有同步之效果，此設計法將於本章內加以說明。

此外，有關於交互耦合控制法如何應用於雙馬達之同步運動控制與如何設計一零相位誤差追循之前饋控制器都將有條理地於本章中介紹。

3-1 個別迴路之增益值設計

考慮單純的雙軸伺服系統，如圖 3.1 所示。其中 P_1 、 P_2 則各系統之受控場，在此將其視為第二章所鑑別出來的子系統(1)與(2)：

$$P_i = \frac{P_{in}}{P_{id}} = \frac{b_{i3}s^3 + b_{i2}s^2 + b_{i1}s + b_{i0}}{s^4 + a_{i2}s^3 + a_{i1}s^2 + a_{i0}s} \quad ; \quad i=1,2 \quad (3.1)$$

並令： q_x 、 q_y 分別為 X 軸、Y 軸之角位移量輸出量， K_{px} 、 K_{py} 則為

各軸位置迴路之增益值。為了達到兩軸同步之效果， $R(s)$ 為彼此相同之參考訊號輸入，如此便可視為一同步主端命令法之同步運動系統。而各軸之輸入 $R(s)$ 與輸出 q 之關係，如下所示：

$$q_x = \frac{K_{px} P_{1n}}{P_{1d} + K_{px} P_{1n}} R(s) \quad (3.2)$$

$$q_y = \frac{K_{py} P_{2n}}{P_{2d} + K_{py} P_{2n}} R(s)$$

令 q_e 為兩軸之角度誤差，則

$$q_e = \left[\frac{P_{1n} P_{2d} K_{px} - P_{2n} P_{1d} K_{py}}{(P_{1d} + K_{px} P_{1n})(P_{2d} + K_{py} P_{2n})} \right] R \quad (3.3)$$

在同步命令訊號 $R(s)$ 方面，由於雙馬達的運轉是屬於連續時間裡維持一定的轉速在運轉。換言之，角度位置是隨著時間呈線性增加，因此同步命令訊號可視為一斜坡函數，其斜率即為運轉時的轉速，所以

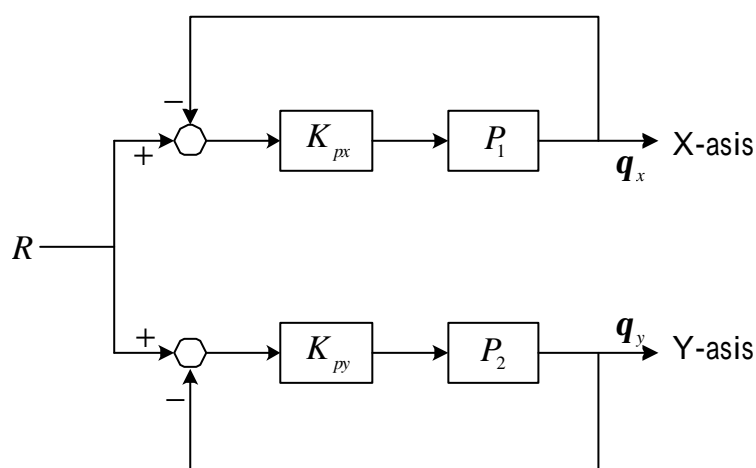


圖 3.1 雙軸伺服系統

$R(s)$ 可假設成如下：

$$R(s) \cong \frac{V}{s^2} \quad (3.4)$$

其中 V 為系統達穩態時之運轉速度。將(3.1)、(3.4)式代入(3.3)，並利用終值定理來求得穩態時雙馬達運動之兩軸角度誤差，如下所示：

$$\mathbf{q}_{e_{ss}} = \frac{a_{20}b_{10}K_{px} - a_{10}b_{20}K_{py}}{b_{10}b_{20}K_{px}K_{py}} \quad (3.5)$$

從(3.5)式可知，當 K_{px} 與 K_{py} 之關係滿足(3.6)式時則雙馬達運動之角度穩態誤差將會是零誤差。因此若要讓雙馬達保持同步運動，第一步便是調變 K_{px} 、 K_{py} 之值，使得 K_{px} 與 K_{py} 滿足此關係。

$$\frac{K_{px}}{K_{py}} = \frac{a_{10}b_{20}}{a_{20}b_{10}} \quad (3.6)$$

3-2 零相位誤差追循之前饋控制器

在前小節中提到利用個別迴控之增益設計便能有效的讓雙馬達在穩態時保持角度零誤差的同步效果，但實際上幫浦轉子在運動時所要求的不僅僅是穩態時的同步，連暫態時亦是有所要求，因此若能在各別迴路中適當的加入一前饋控制器將會有效的增進系統效能，並大幅提升暫態時的響應[29]，在此將採用 Tomizuka 於 1987 年所提出的前饋控制器設計法[19]來設計此前饋控制器。

首先考慮一完全追循控制器，其系統之架構如圖 3.2 所示。並令整個閉迴路系統之轉移函數為由 $r(k)$ 到 $y(k)$ 之關係，如下所示式：

$$G_{closed}(z^{-1}) = \frac{y(k)}{r(k)} = \frac{z^{-d}B_c(z^{-1})}{A_c(z^{-1})} \quad (3.7)$$

其中 z^{-d} 是由受控系統所引起的 d 階時間延遲，且整個閉迴路系統包含了受控廠與閉迴路控制器。

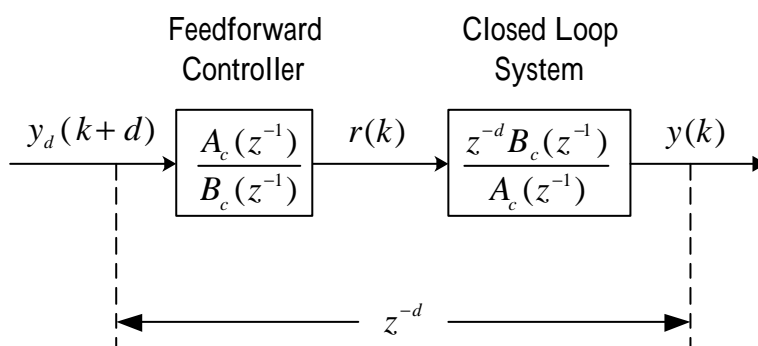


圖 3.2 完全追循前饋控制架構示意圖

$A_c(z^{-1})$ 、 $B_c(z^{-1})$ 則分別代表整個閉迴路系統的極、零點多項式。

$$B_c(z^{-1}) = b_{c0} + b_{c1}z^{-1} + \cdots + b_{cm}z^{-m}, \quad b_{c0} \neq 0$$

$$A_c(z^{-1}) = 1 + a_{c1}z^{-1} + \cdots + a_{cn}z^{-n}$$

在還未加入前授控制器時，閉迴路系統的輸入為 $r(k)$ ，而輸出為 $y(k)$ 。現在的問題是命令 $r(k)$ 應該為如何才會使得輸出 $y(k)$ 等於所期望的訊號軌跡 $y_d(k)$ ，最簡單的方法就是採用極、零點對消的概念將 $r(k)$ 取成

$$r(k) = \frac{A_c(z^{-1})}{B_c(z^{-1})} y_d(k+d) \quad (3.8)$$

其中 $y_d(k+d)$ 表示必須知道提早 d 個取樣時間的預設軌跡輸出命令。

結合(3.7)及(3.8)式可得

$$y(k) = y_d(k) \quad (3.9)$$

即實際系的輸出 $y(k)$ 與所欲求的輸出 $y_d(k)$ 完全一致，沒有任何追蹤誤差，以上的方法稱為完全追循控制 PTC (Perfect tracking control)。這是一種很理想的情況，雖然數學式子是成立的，但真實物理系統卻非如此，除非假設閉迴路系統沒有不好的零點，亦即 $B_c(z^{-1})$ 沒有在單位圓外的根，即此時系統為最小相位系統 (Minimum phase system)。如果萬一 $B_c(z^{-1})$ 含有不穩定的根，則在(3.8)式中的 $r(k)$ 會發散。

為了處理 $B_c(z^{-1})$ 含有不穩定的根而造成 $r(k)$ 會發散的問題，可以用下面的方法解決。首先將 $B_c(z^{-1})$ 分解成兩個部份：

$$B_c(z^{-1}) = B_c^a(z^{-1})B_c^u(z^{-1}) \quad (3.10)$$

其中多項式 $B_c^a(z^{-1})$ 包含了閉迴路系統在單位圓內的穩定零點，即為可接受的(acceptable)部份。而多項式 $B_c^u(z^{-1})$ 則是包含了閉迴路系統在單位圓之外的不穩定零點，即不可接受的(unacceptable)部份，因此現在可以消去的部份只有 $B_c^a(z^{-1})$ 。因此如圖 3.3 所示，前饋控制器可寫成：

$$r(k) = \frac{A_c(z^{-1})}{B_c^a(z^{-1})B_c^u(1)} y_d^*(k+d) \quad (3.11)$$

其中假設 $y_d^*(k)$ 為等待定義的控制器輸入並與 $y_d(k)$ 之間存在某種數學關係式，而 $B_c^u(1)$ 的引入主要是要消除不穩定零點於穩態時所產生的增益值，即讓不穩定的零點先不至於影響到整個系統的穩態響應。此時由圖 3.3 可得出 $y_d^*(k+d)$ 到 $y(k)$ 之間的轉移函數，如下所示：

$$y(k) = \frac{B_c^u(z^{-1})}{B_c^u(1)} y_d^*(k) \quad (3.12)$$

由已知， $y_d(k)$ 為預設的理想軌跡輸出，若能使 $y_d^*(k)$ 與 $y_d(k)$ 滿足

$$\frac{B_c^u(z^{-1})}{B_c^u(1)} y_d^*(k) = y_d(k) \quad (3.13)$$

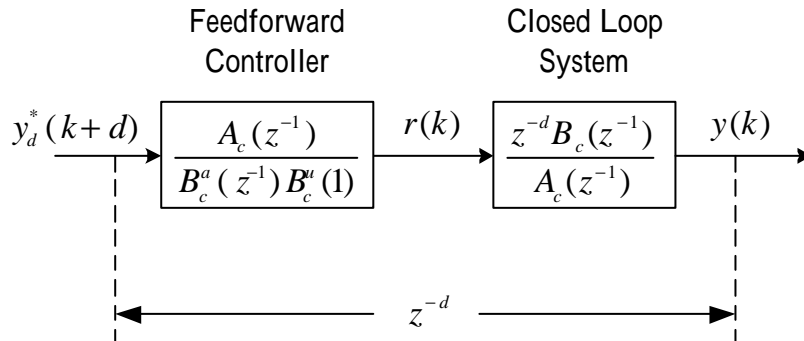


圖 3.3 系統含不穩定零點之方塊圖

則(3.12)式便可化成 $y(k) = y_d(k)$ ，此結果亦是完全追循的控制。但實際上於(3.13)式中仍無法由 $y_d(k)$ 去求得 $y_d^*(k)$ ，因為 $B_c^u(z^{-1})$ 所包含的都是不穩定的根。

接著試著利用頻率響應來求 $y_d^*(k)$ ，首先假設

$$y_d^*(k) = y_d(k) = a \sin(\omega T k), \quad 0 \leq \omega T \leq p \quad (3.14)$$

由(3.12)式可得知 $y(k)$ 和 $y_d(k)$ 之間的轉移函數為 $\frac{B_c^u(z^{-1})}{B_c^u(1)}$ ，則 $y(k)$ 可表示成

$$y(k) = aM \sin(\omega T k + f) \quad (3.15)$$

其中 M 與 f 分別為 $\frac{B_c^u(z^{-1})}{B_c^u(1)}$ 經頻率響應所引起的增益值與相位值，分別為：

$$M = \left| \frac{B_c^u(e^{-j\omega T})}{B_c^u(1)} \right|; \quad f = \angle \frac{B_c^u(e^{-j\omega T})}{B_c^u(1)} \quad (3.16)$$

若把 $B_c^u(z^{-1})$ 視為如下式

$$B_c^u(z^{-1}) = b_{c0}^u + b_{c1}^u z^{-1} + \cdots + b_{cs}^u z^{-s} \quad (3.17)$$

則可得：

$$\frac{B_c^u(e^{-j\omega T})}{B_c^u(1)} = \text{Re}(\omega) - j \text{Im}(\omega) \quad (3.18)$$

其中實數部份與虛數部份又可分別表示為

$$\begin{aligned}\text{Re}(\mathbf{w}) &= \frac{b_{c0}'' + b_{c1}'' \cos(\mathbf{w}T) + \cdots + b_{cs}'' \cos(s\mathbf{w}T)}{b_{c0}'' + b_{c1}'' + \cdots + b_{cs}''} \\ \text{Im}(\mathbf{w}) &= \frac{b_{c1}'' \sin(\mathbf{w}T) + \cdots + b_{cs}'' \sin(s\mathbf{w}T)}{b_{c0}'' + b_{c1}'' + \cdots + b_{cs}''}\end{aligned}\quad (3.19)$$

利用 $\text{Re}(\mathbf{w})$ 與 $\text{Im}(\mathbf{w})$ 可再將(3.16)式之增益值 M 與相位差 f 表示為

$$M = \sqrt{\text{Re}^2(\mathbf{w}) + \text{Im}^2(\mathbf{w})} \quad ; \quad f = \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}(\mathbf{w})}{\text{Re}(\mathbf{w})} \right] \quad (3.20)$$

所以從頻率響應可以很清楚的知道，預設軌跡訊號 $y_d^*(k)$ 與實際輸出訊號 $y(k)$ 在經過 $\frac{B_c''(z^{-1})}{B_c''(1)}$ 之轉換後會分別有增益值與相位誤差的產生。而在一些特殊的例子當中，預設軌跡通常都是很平滑的曲線軌跡，或者是一些低頻訊號的組合，再從(3.19)、(3.20)式可看出，在頻率低的時後由增益與相位所產生的誤差幾乎都很小，因為在頻率很低的時後 $\cos(\mathbf{w}T) \simeq 1$ 、 $\sin(\mathbf{w}T) \simeq 0$ 。但是從軌跡追循控制的一個觀點而言，即使在小的相位誤差仍會影響整個追循的性能，因為它會產生一時間量為 f/\mathbf{w} 之延遲現象，即追循落後(tracking lag)一定會存在。

為了解決前述相位落後的問題，試著探討 $y_d^*(k)$ 與 $y_d(k)$ 間到底存在著什麼樣的關係時，則 $y(k)$ 和 $y_d(k)$ 之間才不會有相位落後的產生。假設

$$y_d^*(k) = \frac{B_c''(z)}{B_c''(1)} y_d(k) \quad (3.21)$$

將上式代入(3.12)式可得

$$\frac{B_c^u(e^{-j\omega T})B_c^u(e^{j\omega T})}{B_c^u(1)B_c^u(1)} = [\text{Re}(\mathbf{w})]^2 + [\text{Im}(\mathbf{w})]^2 \quad (3.22)$$

此時便沒有相位差的情況產生。因為從頻率響應來看時，

$$\left. \frac{B_c^u(z^{-1})}{B_c^u(1)} \right|_{z=e^{j\omega T}} = \text{Re}(\mathbf{w}) - j\text{Im}(\mathbf{w})$$

$$\left. \frac{B_c^u(z)}{B_c^u(1)} \right|_{z=e^{j\omega T}} = \text{Re}(\mathbf{w}) + j\text{Im}(\mathbf{w})$$

將上面兩個式子合併後可得

$$\frac{B_c^u(e^{-j\omega T})B_c^u(e^{j\omega T})}{B_c^u(1)B_c^u(1)} = [\text{Re}(\mathbf{w})]^2 + [\text{Im}(\mathbf{w})]^2 \quad (3.23)$$

由於(3.23)式是一個正實數，故其相位為零，即

$$\angle \frac{B_c^u(e^{-j\omega T})B_c^u(e^{j\omega T})}{B_c^u(1)B_c^u(1)} = 0$$

再將這個結果代入(3.22)式即可看出此時實際輸出 $y(k)$ 與預設軌跡 $y_d(k)$ 之關係已單純的成為一個倍數關係，並沒有相位落後的問題產生，亦沒有時間延遲的狀況，因此，同時解決了之前的時間延遲與相位落後的問題。

綜合(3.12)、(3.21)式可得輸入 $r(k)$ 和輸出 $y(k)$ 間的關係為：

$$r(k) = \frac{A_c(z^{-1})B_c^u(z)}{B_c^a(z^{-1})[B_c^u(1)]^2} y_d(k+d) \quad (3.24)$$

其中

$$\begin{aligned} B_c^u(z) &= b_{c0}^u + b_{c1}^u z^{-1} + \cdots + b_{cs}^u z^{-s} \\ &= (b_{cs}^u + b_{c(s-1)}^u z^{-1} + \cdots + b_{c0}^u z^{-s}) z^s \\ &= B_c^{u*}(z^{-1}) z^s \end{aligned} \quad (3.25)$$

再將(3.25)式代入(3.24)式中便可得

$$r(k) = \frac{A_c(z^{-1})B_c^{u*}(z^{-1})}{B_c^a(z^{-1})[B_c^u(1)]^2} y_d(k+d+s) \quad (3.26)$$

此即零相位誤差追循控制 ZPETC(Zero phase error tracking control)。而前饋控制器之形式可由圖 3.4 得知。只是要注意的是在求得命令輸入 $r(k)$ 的過程中，必須先能知道 $d+s$ 個取樣時間後預設軌跡訊號的輸出 $y_d(k+d+s)$ 為何，如此一來便能達到此效果。

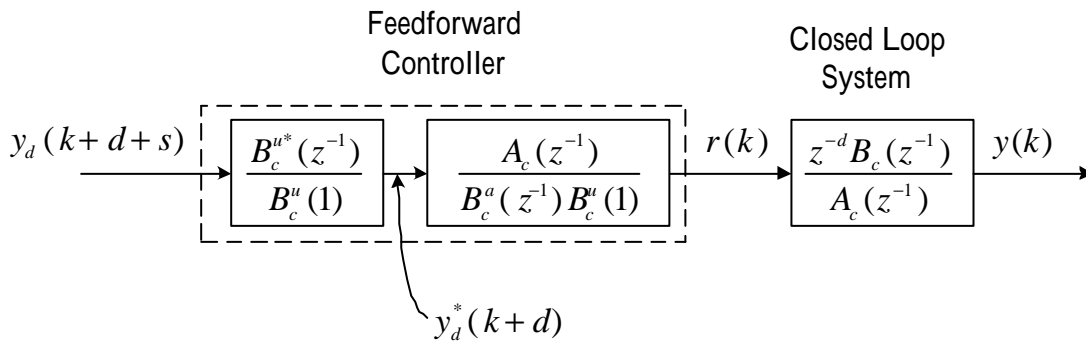


圖 3.4 ZPETC 系統架構圖

3-3 交互耦合控制器

當有了個別迴路之增益值與前饋控制器的加入後，雙馬達運動系統便可初步的建構於同步主端命令法之下（當 $X_r = Y_r$ 時），如圖 3.5 所示。然而一般傳統單軸運動系統中，要達到精確的軌跡追循控制，通常只要適當的設計一簡單的控制器便能達到這項要求，但是，在雙軸運動系統中，卻會因為各軸本身所原有的軌跡追循誤差(Tracking Error)與兩軸分別運動所造成的輪廓誤差（Contour Error）使得雙軸之運動系統變的更加複雜，即使在個別迴路系統已經有了不錯的控制之下，仍然無法避免。有鑑於此，許多學者便從運動誤差分析著手，並結合了交互耦合控制器使得上述之問題得以有效的解決。在此也將從雙馬達的運動誤差分析著手，以利最後能對於雙馬達之同步運動設計出適當的交互耦合控制器。

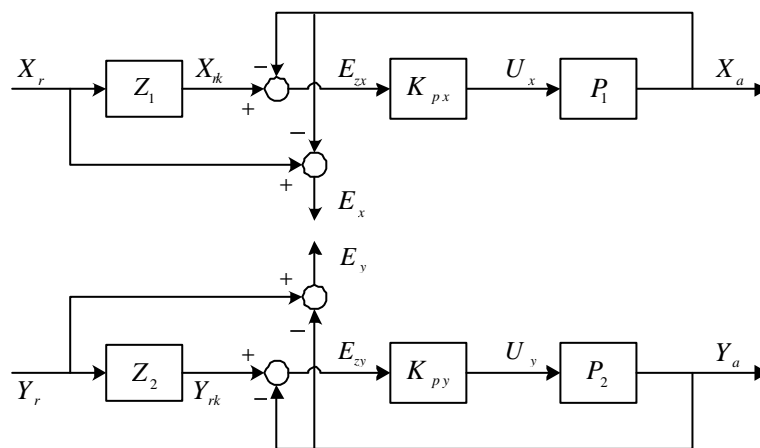


圖 3.5 雙馬達運動系統基礎架構

軌跡追循誤差

圖 3.5 所示為雙馬達運動系統在還未加入交互耦合控制時之架構。其中 (K_{px}, K_{py}) 為各個軸之位置迴路增益，即位置控制器。 (P_1, P_2) 為子系統(1)與(2)。 (Z_1, Z_2) 為各軸之前饋控制器。 (X_r, Y_r) 、 (X_a, Y_a) 則分別為各個軸之參考輸入訊號與實際輸出位置的訊號。 (X_{rk}, Y_{rk}) 為參考輸入訊號經過前饋控制器後之訊號。 (E_x, E_y) 為各軸參考訊號與實際位置輸出之誤差，即軌跡追循誤差。 (E_{zx}, E_{zy}) 則為參考訊號經過前饋控制器後訊號與實際位置輸出訊號之誤差。 (U_x, U_y) 則為子系統(1)與(2)之輸入命令。

為了找出軌跡追循誤差 (E_x, E_y) 與整個系統之關係，可從圖 3.5 先利用梅森增益公式求得下列關係：

$$X_a = \frac{K_{px} P_1 Z_1}{1 + K_{px} P_1} X_r ; Y_a = \frac{K_{py} P_2 Z_2}{1 + K_{py} P_2} Y_r \quad (3.27)$$

又因為

$$E_x = X_r - X_a ; E_y = Y_r - Y_a \quad (3.28)$$

將(3.27)式代入(3.28)式可得：

$$E_x = X_r - P_1 K_{px} \frac{X_r Z_1}{1 + P_1 K_{px}} ; E_y = Y_r - P_2 K_{py} \frac{Y_r Z_2}{1 + P_2 K_{py}} \quad (3.29)$$

將(3.29)式經過移項整理後便可得到各個軸之軌跡追循誤差 E_x 、 E_y ，

如下所示：

$$E_x = \frac{1}{1 + P_1 K_{px}} [1 + P_1 K_{px} (1 - Z_1)] X_r$$

$$E_y = \frac{1}{1 + P_2 K_{py}} [1 + P_2 K_{py} (1 - Z_2)] Y_r$$
(3.30)

有了各個軸之軌跡追循誤差 E_x 、 E_y ，接下來討論輪廓誤差是如何因軌跡追循誤差所引起的。

輪廓誤差

當雙馬達同步運動系統視為 X-Y 平台運動系統時，則應用於 X-Y 平台的輪廓追循控制亦可在此被利用。一般常見 X-Y 平台的應用中，有關輪廓軌跡追循的部份不外乎是追循直線、曲線、圓形 等路徑，當然也有更複雜的輪廓圖形。就本論文所需要的雙馬達同步運動而言，乃希望兩個馬達不輪在什麼時候什麼狀況下，其運動的位置位移量皆能相同。對應到 X-Y 平台的輪廓追循就是直線追循的意思，且此直線軌跡為與 X 軸夾 45° 角之直線，即斜率為 1 之直線。

如圖 3.6 所示之輪廓追循示意圖，其中 P 為時刻 t 時軌跡實際的位置，R 為同一時刻裡軌跡所須到達的位置。倘若只把重點放在雙軸之同步效果，則可不必去顧慮 P 與 R 之間的誤差到底有多少，只要注意的存在問題，而 的定義為實際位置與參考軌跡之最小距離，即或稱為輪廓誤差。通常輪廓誤差的產生是因為各軸之軌跡誤差所造成，此時若使用控制器後能有效的將 之值趨近於零，則代表著雙馬達之運動亦將會呈現出位置同步的效果。

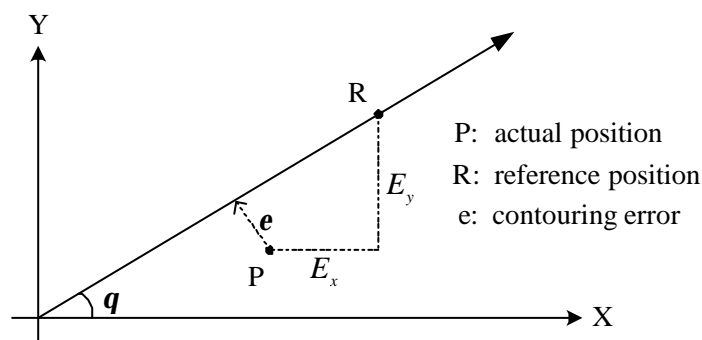


圖 3.6 直線輪廓之追循

要求的輪廓誤差 與各個軸之軌跡追循誤差的數學關係式，則可從輪廓軌跡之幾何圖形求得。如圖 3.7 所示，其中 E_x 、 E_y 為各軸之軌跡追循誤差，A 為在參考輪廓軌跡路徑上與實際位置最短距離之一點。並且，從圖中可知：

$$e = \overline{ab} = \overline{ac} - \overline{bc} \quad (3.31)$$

$$\overline{ac} = E_y \cos q ; \overline{bc} = E_x \sin q \quad (3.32)$$

綜合(3.32)、(3.31)式可得到 與 E_x 、 E_y 之關係，如下式：

$$e = E_y \cos q - E_x \sin q \quad (3.33)$$

所以雙馬達同步運動系統之交互耦合控制架構可以建構如圖 3.8 所示，其中 C 就是為了要抑制輪廓誤差 使雙馬達達到同步運動之目的所須設計的控制器，且令：

$$\begin{aligned} C_x &= \cos q \\ C_y &= \sin q \end{aligned} \quad (3.34)$$

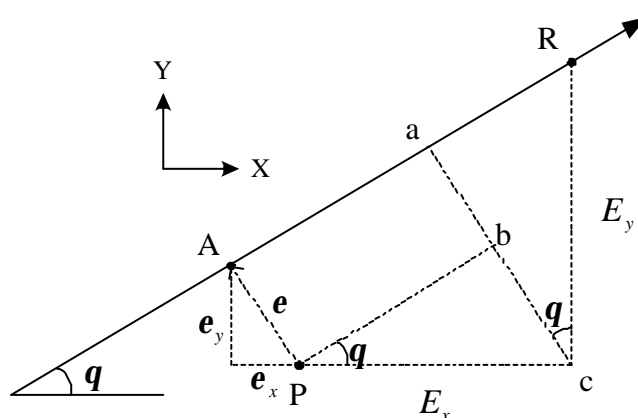


圖 3.7 與 E_x 、 E_y 之幾何關係圖

再從圖 3.7、3.8 來加以說明交互耦合控制架構的設計概念。就回授控制系統而言，當系統輸入訊號與回授訊號相減為正值時，表示系統的輸出未達到目標值，因此還需正的輸入訊號加以補償。而當此兩訊號相減為負值時，表示系統輸出已經超越了目標值，因此需要負的輸入訊號加以抑制。以圖 3.7 中的實際位置點 $P (P_x, P_y)$ 和軌跡參考位置點 $R (R_x, R_y)$ 而言，在 X 軸與 Y 軸方向之誤差值分別為：

$$\begin{aligned} R_x - P_x &= E_x > 0 \\ R_y - P_y &= E_y > 0 \end{aligned} \quad (3.35)$$

另外，實際位置點 $P (P_x, P_y)$ 和參考輪廓軌跡路徑上與實際位置最短距離之一點 $A (P_x, P_y)$ 而言，在 X 軸與 Y 軸方向之誤差值分別為：

$$\begin{aligned} A_x - P_x &= e_x < 0 \\ A_y - P_y &= e_y > 0 \end{aligned} \quad (3.36)$$

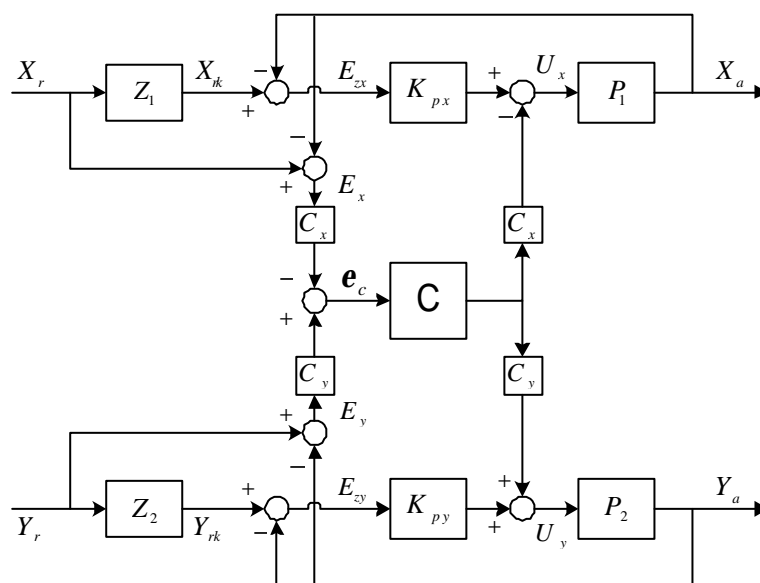


圖 3.8 交互耦合控制架構

從(3.35)、(3.36)式之不等式的關係可以得之，實際上要輸入 X 軸與 Y 軸的補償訊號型式分別為（假設沒有任何控制器加入）：

$$\begin{aligned} u_x &= E_x - e_x \\ u_y &= E_y + e_y \end{aligned} \quad (3.37)$$

其中由圖 3.7 中也可看出：

$$\begin{aligned} e_x &= e \cos q \\ e_y &= e \sin q \end{aligned} \quad (3.38)$$

因此圖 3.8 中之交互耦合控制架構各個軸之輸入訊號是分別為：

$$\begin{aligned} U_x &= E_x K_{px} - e C C_x \\ U_y &= E_y K_{py} + e C C_y \end{aligned} \quad (3.39)$$

再結合(3.34)、(3.38)、(3.39)式可得：

$$\begin{aligned} U_x &= E_x K_{px} - e_x C \\ U_y &= E_y K_{py} + e_y C \end{aligned} \quad (3.40)$$

綜合上述就可了解到交互耦合控制架構之控制訊號設計的原理乃是基於最原始的回授控系統概念，其中 K_{px} 、 K_{py} 、 C 皆是需要加以設計的控制參數部份。

誤差之整合

藉由輪廓誤差之分析了解到交互耦架構之設計概念後, Yeh 和 Hsu[14] 更進一步把此運動系統所有產生的誤差部分加以整合, 整合成便於分析與設計之簡化等效系統。首先考慮系統未耦合時的狀況, 即交互耦合架構下 $C = 0$, 並令 e_o 為未耦合時之輪廓誤差。從先前的推導可知, 軌跡追循誤差與輪廓誤分別為:

$$E_x = \frac{1}{1 + P_1 K_{px}} [1 + P_1 K_{px} (1 - Z_1)] X_r \quad (3.41)$$

$$E_y = \frac{1}{1 + P_2 K_{py}} [1 + P_2 K_{py} (1 - Z_2)] Y_r$$

$$e_o = E_y C_y - E_x C_x \quad (3.42)$$

將(3.41)式代入(3.42)式通分整理後可得:

$$e_o = \frac{Y_r C_y [1 + P_2 K_{py} (1 - Z_2)] - X_r C_x [1 + P_1 K_{px} (1 - Z_1)]}{(1 + P_2 K_{py})(1 + P_1 K_{px})} \quad (3.43)$$

定義各獨立迴路之位置迴路轉移函數 M_x 、 M_y 如下式:

$$M_x = Z_1 \frac{K_{px} P_1}{1 + K_{px} P_1} ; M_y = Z_2 \frac{K_{py} P_2}{1 + K_{py} P_2} \quad (3.44)$$

綜合(3.41)、(3.42)、(3.43)、(3.44)式可分別得:

$$E_x = (1 - M_x) X_r ; E_y = (1 - M_y) Y_r \quad (3.45)$$

$$\mathbf{e}_o = C_y (1 - M_y) Y_r - C_x (1 - M_x) X_r \quad (3.46)$$

理論上，當檢驗式(3.45)、(3.46)時會發現在未耦合之系統中軌跡追循與輪廓追循的準確度，可藉由適當的設計位置迴路增益(K_{px}, K_{py})與前饋控制器(Z_1, Z_2)來達到一定的效果。但實際上，個別軌跡追循與輪廓追循之精準度仍會受到系統本身內在伺服響應的落後、摩擦力與外在干擾（負載）等因素所影響。

接下來考慮系統已加入交互耦合控制器，即 $C \neq 0$ ，並令此時的輪廓追循誤差為 \mathbf{e}_c 。從圖 3.8 中並利用梅森增益公式可得：

$$X_a = \frac{X_r Z_1 P_1 K_{px} - P_1 \mathbf{e}_c C C_x}{1 + K_{px} P_1} ; Y_a = \frac{Y_r Z_2 P_2 K_{py} + P_2 \mathbf{e}_c C C_y}{1 + K_{py} P_2} \quad (3.47)$$

又因為

$$E_x = X_r - X_a ; E_y = Y_r - Y_a \quad (3.48)$$

因此將(3.47)式代入(3.48)式整理後可得整理後便可得耦合時之軌跡誤差 E_x 、 E_y ：

$$E_x = \frac{1}{1 + P_1 K_{px}} \left\{ \left[1 + P_1 K_{px} (1 - Z_1) \right] X_r + C \mathbf{e}_c C_x P_1 \right\} \quad (3.49)$$

$$E_y = \frac{1}{1 + P_2 K_{py}} \left\{ \left[1 + P_2 K_{py} (1 - Z_2) \right] Y_r - C \mathbf{e}_c C_y P_2 \right\}$$

並且

$$\mathbf{e}_c = E_y C_y - E_x C_x \quad (3.50)$$

因此綜合(3.49)、(3.50)式便可得到加入耦合情況下輪廓誤差 \mathbf{e}_c ，如下式所示：

$$\mathbf{e}_c = \frac{C_y Y_r (1 + P_1 K_{px}) [1 + P_2 K_{py} (1 - Z_2)] - C_x X_r (1 + P_2 K_{py}) [1 + P_1 K_{px} (1 - Z_1)]}{(1 + P_2 K_{px}) (1 + P_1 K_{py}) + (1 + P_1 K_{px}) C C_y^2 P_2 + (1 + P_2 K_{py}) C C_x^2 P_1} \quad (3.51)$$

在先前討論過， \mathbf{e}_c 的定義為實際位置與參考預設路徑之最短距離，只要能有效抑制 \mathbf{e}_c 的產生，便能達到雙馬達同步運動之效果。而由(3.51)式亦不難發現，在耦合後能夠有效的抑制輪廓誤差 \mathbf{e}_c 的方法即是適當的設計個別位置迴路之增益值(K_{px}, K_{py})、前饋控制器(Z_1, Z_2)與交互耦合控制器 C 。接著假設

$$\begin{aligned} \mathbf{a} &= (1 + K_{px} P_1) (1 + K_{py} P_2) \\ \mathbf{b} &= (1 + P_1 K_{px}) C C_y^2 P_2 + (1 + P_2 K_{py}) C C_x^2 P_1 \\ \mathbf{g} &= C_y Y_r (1 + P_1 K_{px}) [1 + P_2 K_{py} (1 - Z_2)] - C_x X_r (1 + P_2 K_{py}) [1 + P_1 K_{px} (1 - Z_1)] \end{aligned} \quad (3.52)$$

將(3.52)式分別代入(3.43)、(3.51)式可得：

$$\begin{cases} \mathbf{e}_o = \frac{1}{\mathbf{a}} \mathbf{g} \\ \mathbf{e}_c = \frac{1}{\mathbf{a} + \mathbf{b}} \mathbf{g} \end{cases} \quad (3.53)$$

接著可從式(3.53)得到 \mathbf{e}_o 與 \mathbf{e}_c 之關係如下式：

$$\mathbf{e}_c = \frac{1}{1 + \frac{\mathbf{b}}{\mathbf{a}}} \mathbf{e}_o = \frac{1}{1 + CK} \mathbf{e}_o \quad (3.54)$$

其中

$$CK = \frac{\mathbf{b}}{\mathbf{a}} = \frac{CC_y^2 P_2 (1 + P_1 K_{px}) + CC_x^2 P_1 (1 + P_2 K_{py})}{(1 + P_1 K_{px})(1 + P_2 K_{py})}$$

$$K = \frac{C_y^2 P_2 (1 + P_1 K_{px}) + C_x^2 P_1 (1 + P_2 K_{py})}{(1 + P_1 K_{px})(1 + P_2 K_{py})}$$

從(3.54)式之關係來看，可以很輕易地把如此複雜的同步運動之交互耦合控制系統視為一標準的 SISO 控制系統，如圖 3.9 所示。

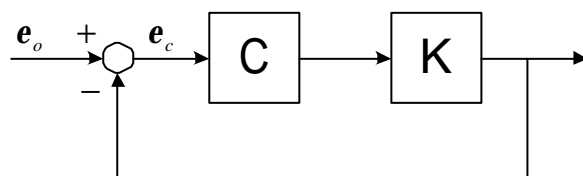


圖 3.9 等效 SISO 控制系統

此時只需設計好交互耦合控制器 C 便能有效的抑止輪廓誤差 e_c 的產生，而達到同步運動的效果。根據[14]當 C 符合下列四個設計條件時，則控制系統便能兼顧到強健性。

() $C(s) = \frac{1}{s} \hat{C}(s)$

() $\hat{C}(s)$ 必須為一極小相位之轉移函數。

() 等效開迴路轉移函數 $C(s)K(s)$ 之分母階數必須大於分子階數

() 等效開迴路轉移函數 $C(s)K(s)$ 在頻域中必須有正 P.M.(phase margin)和 G.M.(gain margin)

第四章 模擬結果與分析

本章除了以模擬的方式驗證第三章所提到的三種有利於同步運動控制之控制法則外，對於系統中的參數選用與實驗中所應用到的路徑軌跡也將一併作一簡單介紹。

4-1 軌跡設計[18][29][30]

設計一平滑的運動軌跡路徑在本文中有兩個目的。首先是為了避免馬達在起動瞬間所需要的輸入命令過大，造成驅動器達飽和狀態，或是驅動器輸出過大造成馬達發燙燒壞等現象。其次，在這個以同步運動為目的的控制中，如果裝上了轉子不管是在穩態或暫態時都可能有碰撞的問題發生，所以不但需要維持系統穩態時之同步，暫態時之同步也是必要的，換言之，是希望馬達在加速達到定轉速的過程中都能是個同步的模式在加速。而設計此平滑的運動軌跡可以有效的掌握系統暫態與穩態的響應，以期許避免上述幾種問題之發生。

一般軌跡的設計主要概念來自於凸輪行進的軌跡，而其軌跡形式有拋物線（parabolic）、簡諧運動（harmonic）、擺線（cycloidal）、橢圓運動（elliptical）、高階多項式（polynomial）、梯形行式（trapezoidal）及三角函數組合等等。以上數種設計軌跡的方法各有其優劣，其中有些軌跡不是不夠平滑就是設計上太過於複雜，故本文所採用的軌跡以擺線設計法為主。

此型式的軌跡設計雖不是最好的，但滿足了本文的基本要求，即位置、速度、加速度軌跡皆為一平滑曲線，另外其優點還有設計簡單，可以容易地決定最大速度或抵達時間等。

軌跡的設計的步驟如下：

- () 確定馬達所預定要達到的運轉速度 V_{\max} 。
- () 選擇軌跡完成所需的時間（加速時間） T_{all} 。
- () 速度軌跡為：

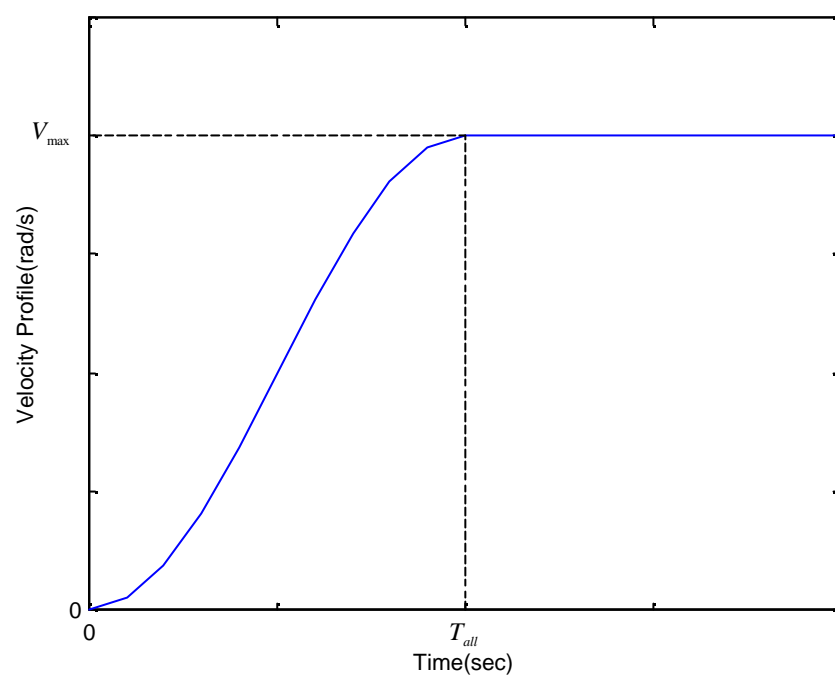
$$V(k) = \begin{cases} \frac{V_{\max}}{2} (1 - \cos \frac{tP}{T_{all}}) & 0 \leq t \leq T_{all} \\ V_{\max} & t > T_{all} \end{cases}$$

其中 t 為取樣時間。

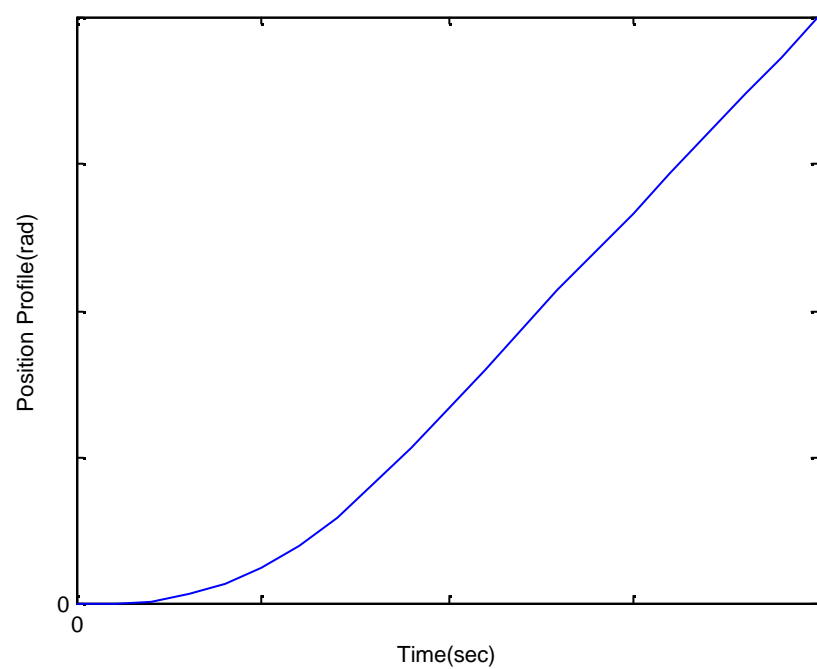
- () 位置軌跡為：

$$P(k) = V(k) + P(k-1)$$

由以上便可得速度及位置之運動軌跡，如圖 4.1 所示之：



(a)



(b)

圖 4.1 擺線設計軌跡圖。(a)速度、(b)位置。

4-2 控制器參數選用

在第三章裡分別介紹了個別迴路之增益值設計、零相位誤差追循之前饋控制器與俱強健性之交互耦合控制器設計。接下來將針對每個控制器之實際數學式子與相關參數做一計算與選用。從圖 4.2 雙馬達之同步運動控制架構可知， (P_1, P_2) 、 (K_{px}, K_{py}) 、 (C_x, C_y) 、 (Z_1, Z_2) 皆為實驗時所須要的重要資料。而 (P_1, P_2) 可由第二章得知，分別如下所式：

$$P_1(s) = \frac{-7.7529s^3 + 7.7619 \cdot 10^3 s^2 - 4.9584 \cdot 10^5 s + 2.4053 \cdot 10^9}{s^4 + 3.3805 \cdot 10^2 s^3 + 2.7684 \cdot 10^5 s^2 + 4.7481 \cdot 10^7 s} \quad (4.1)$$

$$P_2(s) = \frac{-7.7662s^3 + 7.4998 \cdot 10^3 s^2 - 3.6381 \cdot 10^4 s + 2.4550 \cdot 10^9}{s^4 + 3.8852 \cdot 10^2 s^3 + 2.8028 \cdot 10^5 s^2 + 4.7297 \cdot 10^7 s}$$

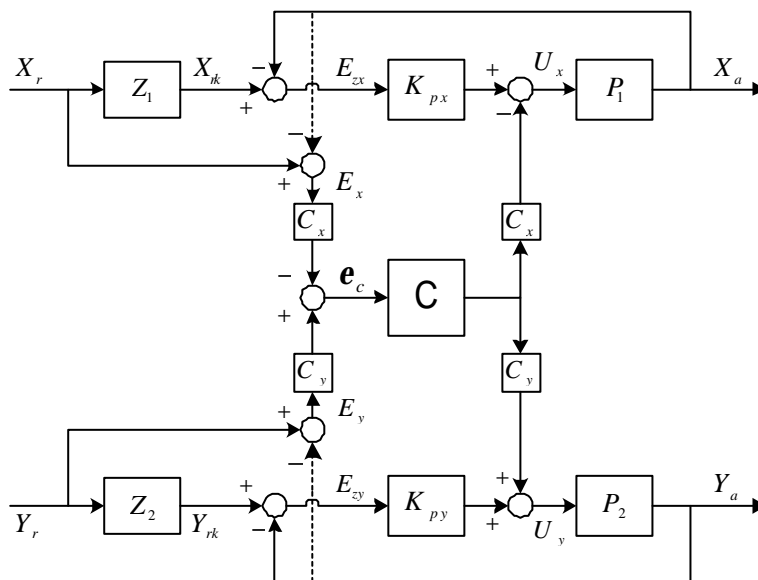


圖 4.2 雙馬達同步運動控制架構

(K_{px}, K_{py}) 則根據 3-1 與(4.1)式之相關係數可得：

$$\frac{K_{px}}{K_{py}} \cong 1.02$$

接著利用根軌跡法來先求得在未交耦前個別迴路之增益值。圖 4.3 則分別為各迴路之根軌跡圖，從圖中可知，各迴路之穩定增益範圍為：

$$0 < K_{px} < 17.85$$

$$0 < K_{py} < 16.31$$

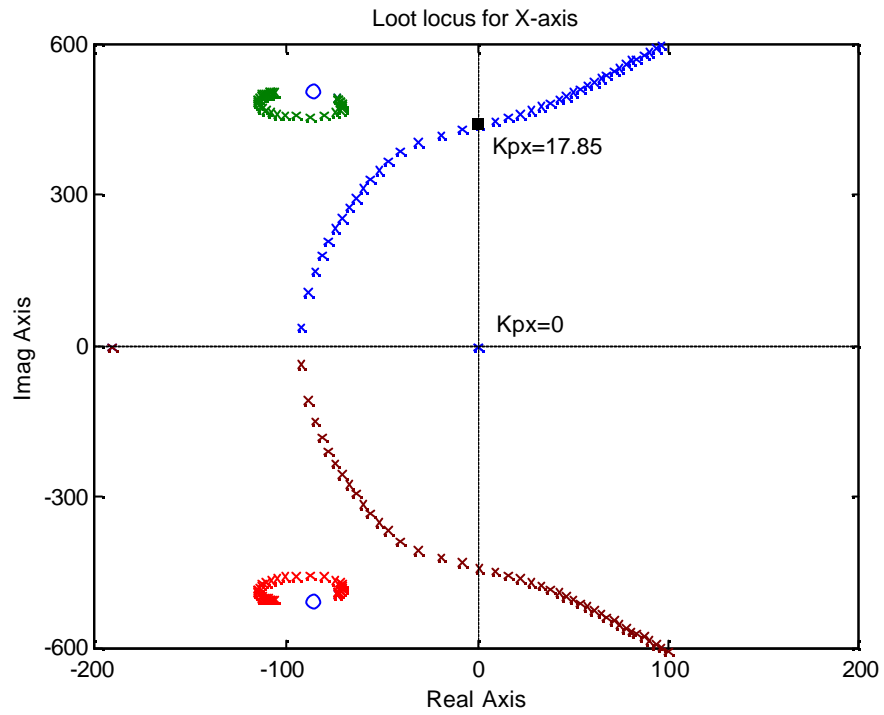
由於 K_{py} 可調變的範圍比 K_{px} 小，因此可先決定 K_{py} 再決定 K_{px} 。而為了使位置迴路系統之阻尼係數為 1，即不要有超越量的出現，故取選 $K_{py} = 0.875$ ，所以 $K_{px} = 0.896$ 。

個別迴路之增益值確定後，便可求出零相位誤差追循之前饋控制器 Z_1 與 Z_2 。根據 3-2 之推導，便可知前饋控制器 Z_1 與 Z_2 分別設計為如下所示：

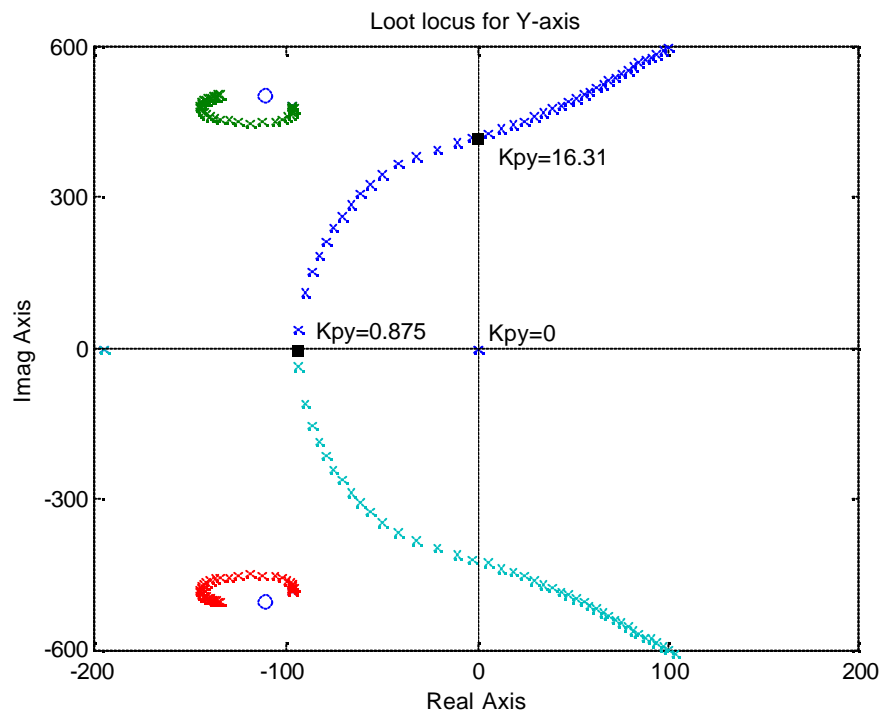
$$Z_1 = \frac{2.96 - 3.92z^{-1} + 2.61z^{-2} - 1.69z^{-3} + 0.03z^{-4} + 0.37z^{-5}}{0.23 - 0.02z^{-1} + 0.14z^{-2}}$$

$$Z_2 = \frac{2.93 - 3.96z^{-1} + 2.43z^{-2} - 1.37z^{-3} - 0.02z^{-4} + 0.32z^{-5}}{0.23 - 0.02z^{-1} + 0.12z^{-2}}$$

再根據式(3.26)，將預設軌跡路徑 $y_d(k)$ 與實際輸入系統之訊號 $r(k)$ 利用差分方程式來表示之：



(a)



(b)

圖 4.3 個別迴路之根軌跡(a)X-axis、(b)Y-axis

$$r_1(k) = 0.082 r_1(k-1) - 0.596 r_1(k-2) \\ + 12.674 y_d(k+2) - 16.804 y_d(k+1) + 11.174 y_d(k) \\ - 7.260 y_d(k-1) + 0.142 y_d(k-2) + 1.588 y_d(k-3)$$

$$r_2(k) = 0.091 r_2(k-1) - 0.513 r_2(k) \\ + 12.711 y_d(k+2) - 17.192 y_d(k+1) + 10.565 y_d(k) \\ - 5.960 y_d(k-1) - 0.083 y_d(k-2) + 1.382 y_d(k-3)$$

此時 $r_1(k)$ 、 $r_2(k)$ 即為電腦所要送出的控制命令訊號。

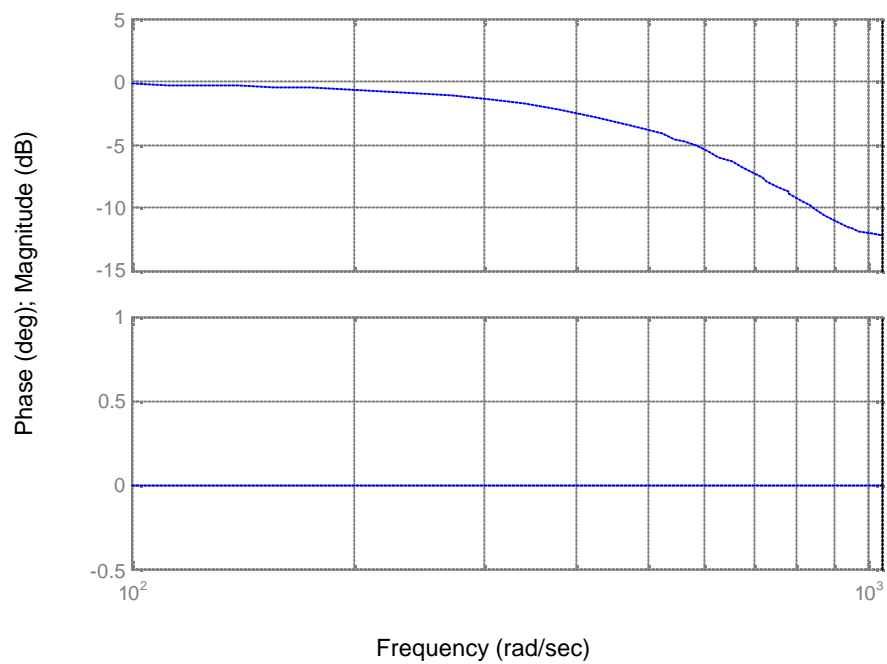
為了驗證所設計出來的前饋控制器 Z_1 、 Z_2 對系統俱有零相位誤差追循之效果，根據(3.23)式之推導並代入鑑別後之系統動態模式，則可以求出預設軌跡路徑 $y_d(k)$ 與實際輸出 $y(k)$ 之關係式，其關係式分別為：

$$\frac{y_1(k)}{y_d(k)} = \frac{2.95573 + 9.73637z^{-1} + 2.95573z^{-2}}{15.64783}$$

$$\frac{y_2(k)}{y_d(k)} = \frac{2.92712 + 9.56803z^{-1} + 2.92712z^{-2}}{15.42227}$$

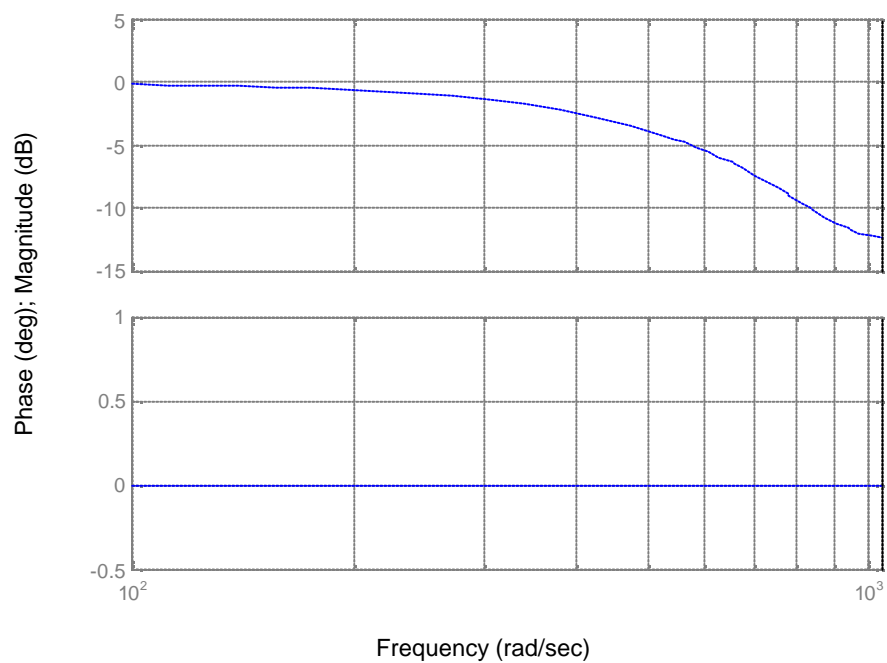
並由上兩式從頻率響應來觀察 $y_d(k)$ 與 $y_i(k)$ 之關係，如圖 4.4 之波德圖所示。很明顯的，當使用零相位誤差追循之前饋控制器時，則輸入 $y_d(k)$ 與輸出 $y_i(k)$ 之間並無相位差。雖然增益部份在愈往高頻的地方仍有誤差的存在，但只要能掌握系統運作時之操作頻率，則增益部份之誤差對系統之影響便可有效的解決。

Bode Diagrams



(a)

Bode Diagrams



(b)

圖 4.4 波德圖(a)X-axis、(b)Y-axis

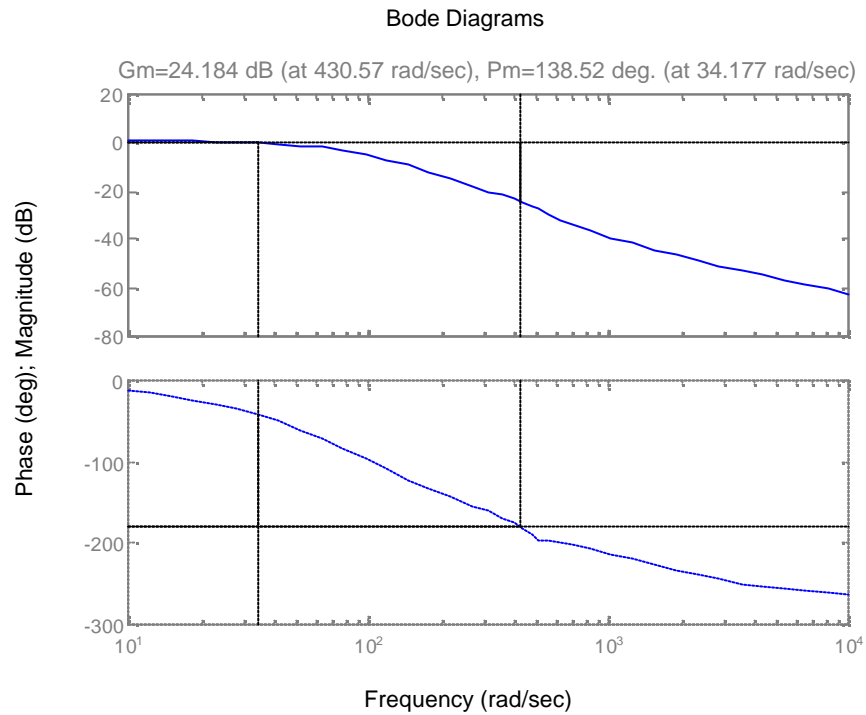
決定了個別迴路之增益值 K_{px} 、 K_{py} 與零相位誤差追循之前饋控制器 Z_1 、 Z_2 後，剩下的便是交互耦合控制器 C 之設計。在 3-3 的推導中已把同步運動控制系統簡化成標準的 SISO 之控制系統，因此只要適當的分析等效性統中 K 之特性便可照先前所定的條件來設計出俱強健性之交互耦合控制器。

圖 4.5 為等效控制系統中控制場 K 之頻率響應與時域響應。從頻率響應中可發現，經過簡化後之同步運動交互耦合系統本身是個穩定的系統。但從時域步階響應圖中卻觀察到，雖然系統為穩定系統，可是對於步階輸入會有穩態誤差的存在，即在不加入交互耦合控制時輪廓誤差 會有一穩態值存在，即雙馬達之運動無法有效達成同步效果。

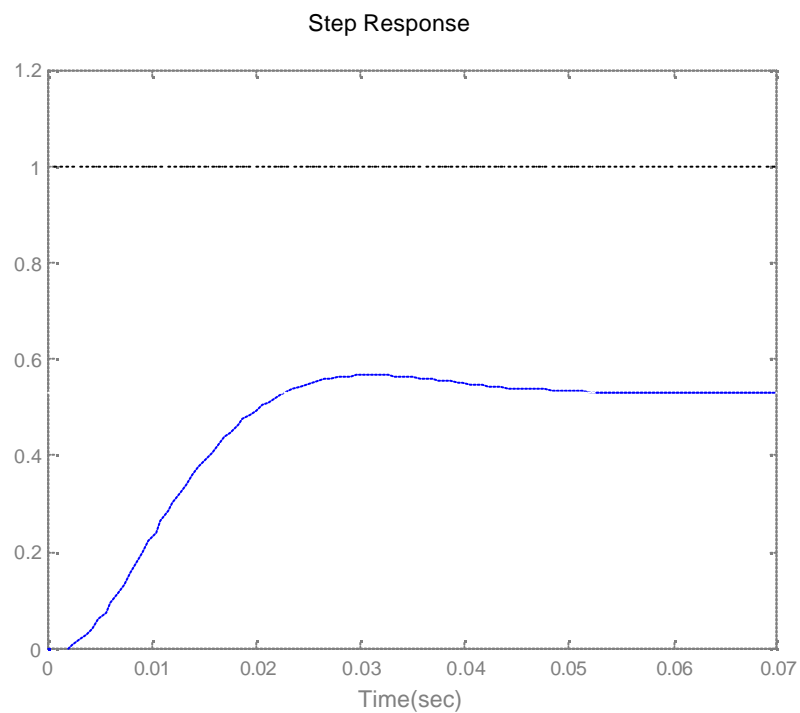
加入交互耦合控制器 C 以解決上述因輪廓誤差所導至雙馬達無法同步運動之問題。在此設計

$$C(s) = \frac{\hat{C}}{s}$$

其中 \hat{C} 為一常數，此一設計符合 3-3 所提到的條件一。而等效系統加入一積分控制器後可利用根軌跡來找出讓系統穩定之積分常數範圍。如圖 4.6 所示，為加入積分控制器後之等效系統根軌跡。此時系統之穩定範圍為 $0 < \hat{C} < 132.33$ ，在此取 $\hat{C} = 12.10$ 。圖 4.7 為完整加入交互耦合控制器後之等效系統波得圖。綜合上述之結果與圖 5.8，當交互耦合控制器設計為 $\frac{12.10}{s}$ 時，滿足了符合強健性之四項條件。



(a)



(b)

圖 4.5 等效控制系統之控制場 K 之
(a)頻率響應、(b)步階響應。

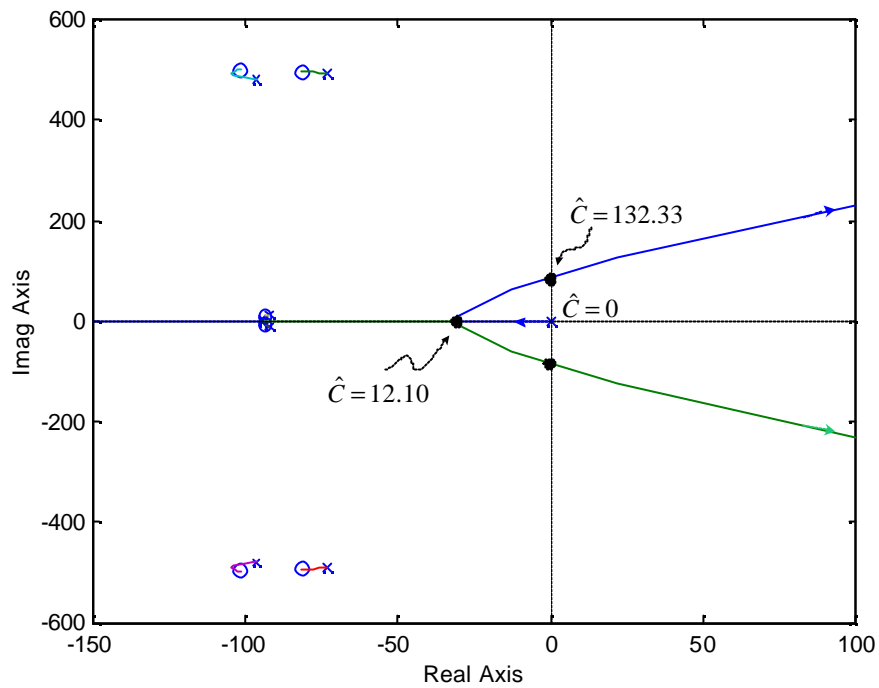


圖 4.6 加入積分器之等效系統根軌跡

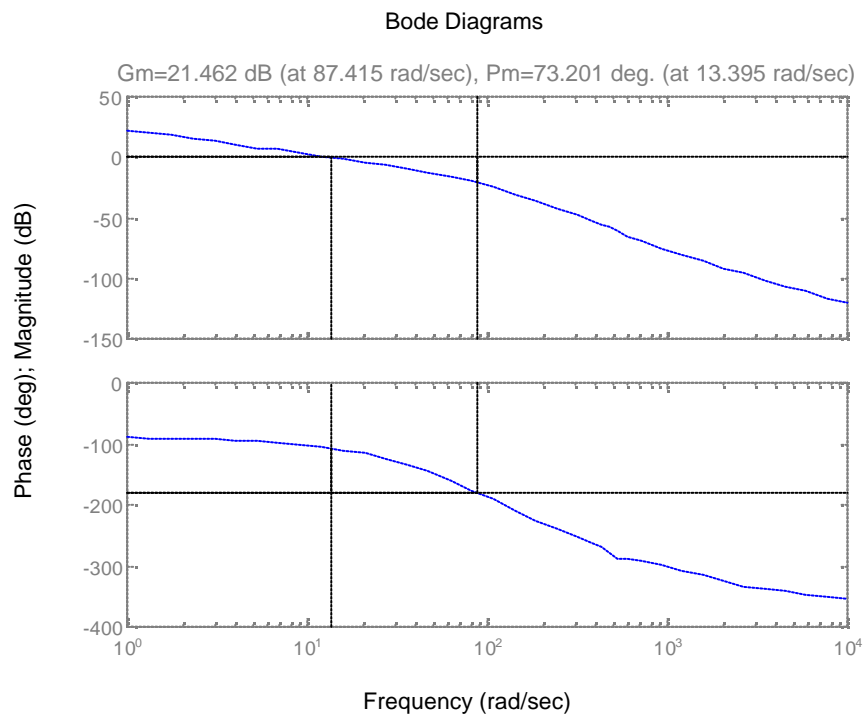
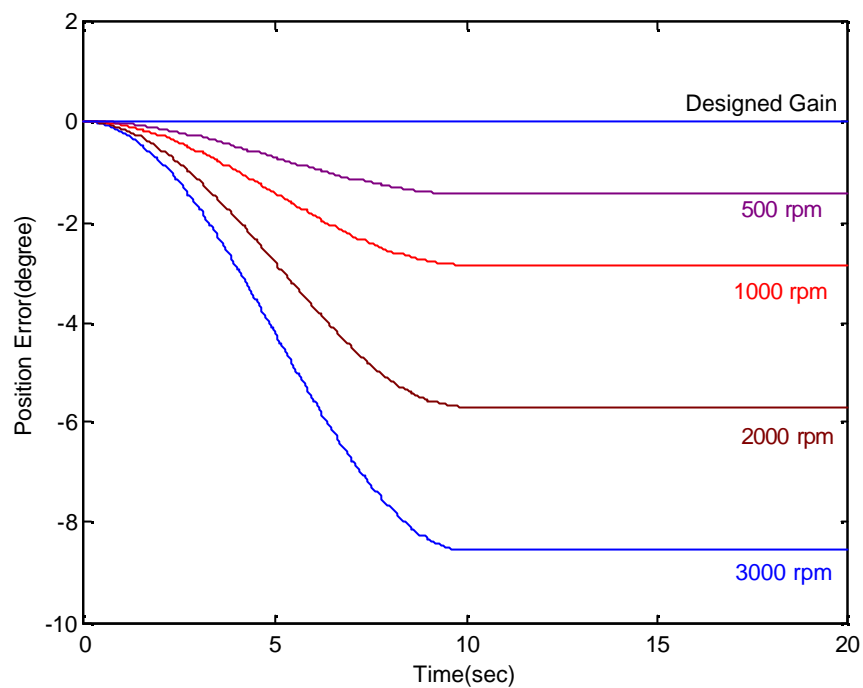


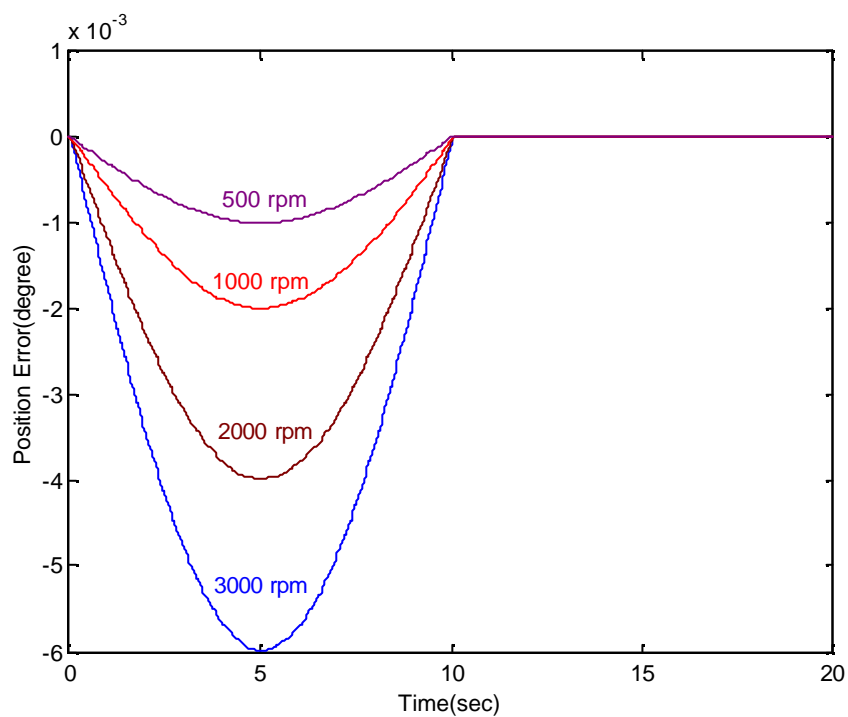
圖 4.7 加入交互耦合控制器後之系統波得圖

4-3 模擬結果

將雙馬達同步運轉速度設定為兩種等級，第一等級為中低轉速 500 rpm 與 1000 rpm；第二等級為中高轉速 2000 rpm 與 3000 rpm。首先觀察在未加入交互耦合控制器與前饋控制器時之個別迴路增益值在不同轉速下對雙馬達同步運動的影響。如圖 4.8 所示。從圖中可發現，當個別迴路經過設計後比原先未設計前的效果差了很多。接著加入零相位誤差追循之前饋控制器與交互耦合控制器，如圖 4.9 所示，為 3000 rpm 下之相位誤差圖。從圖中顯示，完整架構下之同步運動控制能有非常好的控制效果。



(a)



(b)

圖 4.8 增益值對同步運動之影響

(a) 設計前、(b)設計後

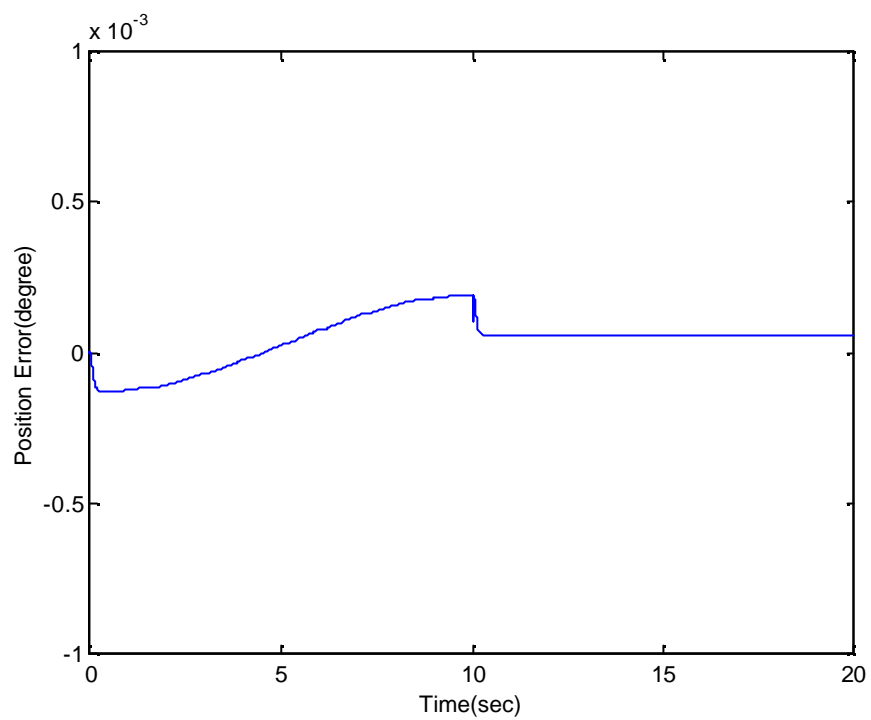


圖 4.9 完整架構下之相位誤差模擬(3000 rpm)

第五章 實驗結果

本章將利用第三章推導出的控制理論與第四章得到的控制參數實際運用在實驗的系統上，並分析討論實驗結果。

5-1 實驗系統架構

整個實驗系統硬體架構如圖 5.1 所示。各個設備在以下分別說明之。

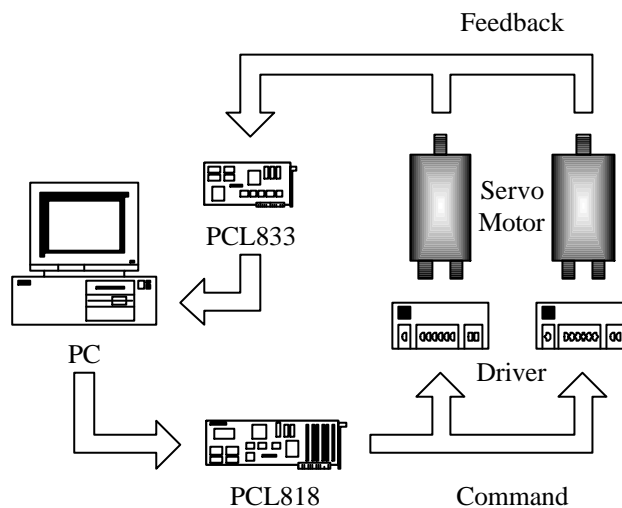


圖 5.1 實驗系統硬體架構

- 1、直流伺服馬達：實驗中所採用的馬達為 SEM 公司所生產的型號為 MT22D2-19 之分激式直流馬達。其詳細的規格如表 5.1 所示。由於規格表內之參數可能會因環境或者其它使用因素而有所變化。故實驗時所採用的模式仍以第二章使用黑箱模式鑑別出的結果為主。

表 5.1 SEM 直流伺服馬達之性能規格表

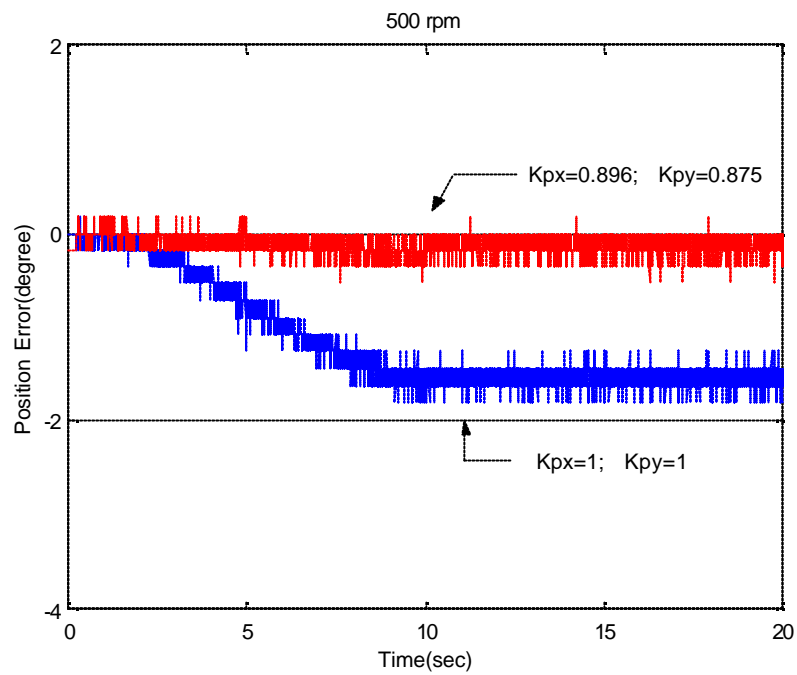
Parameter	Unit	Measure
Armature Polar Moment of Inertia	Kgm^2	0.00017
Torque Constant K_t	Nm/Amp	0.18
Voltage Constant K_e	$Volt-s/rad$	0.18
Armature Inductance	$Millihenrys$	14.1
Static Friction Torque	Nm	0.055

- 2、角度感測器：在此使用了解析度為 0.18 度之編碼器（Encoder），也就是每一轉可產生 2000 個脈波訊號之裝置。而解碼部份則採用了研華公司出品的 PCL-833 之三軸解碼卡。
- 3、類比訊號輸出訊號裝置：類比輸出訊號是經由研華公司出產的 PCL-818 之數位/類比卡輸出，在此把輸出電壓範圍定為 0~10V。而 PCL818 卡為 12 位元讀取之介面卡，故其輸入驅動器之前的電壓精度為 0.00122V。
- 4、伺服馬達驅動器：實驗中所採用的驅動器為仕彰自動化機械公司的 CDS 系列，其型號為 CDS0515FEC。速度命令輸入為 DC $\pm 10V$ ，速度回授電壓為 7V/1000rpm。從輸入命令到馬達速度輸出的關係為 500rpm/V。
- 5、個人電腦：使用 Pentium- 300 處理器作為控制訊號之處理單元。而本實驗的作業平台則採用 Windows2000 之作業系統並配合圖控軟體 LabVIEW 來作軟體與硬體之溝通介面。由於作業平台之多功性，所以測量每一個實驗循環的所需要的運算時間大約為 0.001~0.002 秒左右，故選取 0.003 秒作為取樣時間在電腦計算上完全沒有問題。

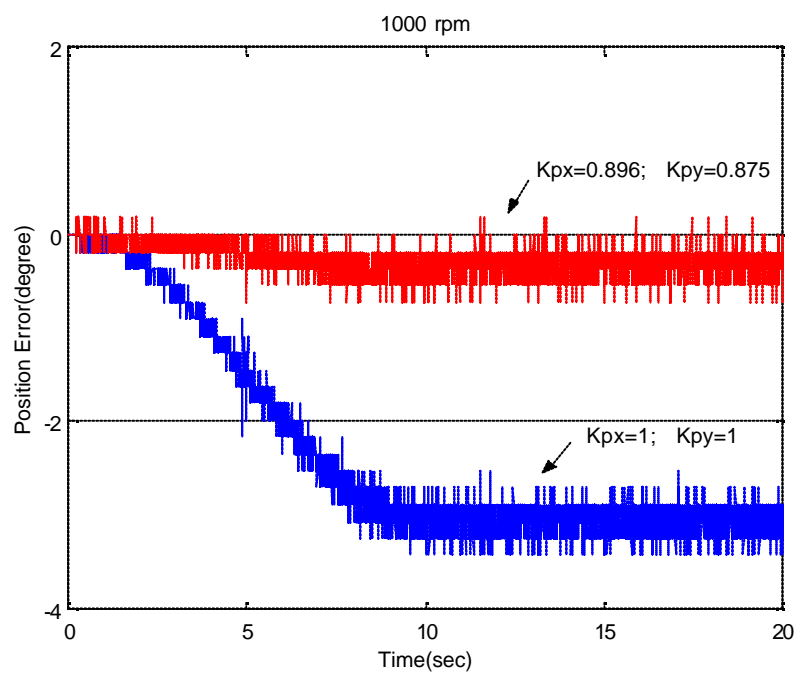
5-2 實驗結果

實驗部份，如同第四章之模擬，將雙馬達同步運轉速度設定為兩種等級，第一等級為中低轉速 500 rpm 與 1000 rpm；第二等級為中高轉速 2000 rpm 與 3000 rpm。首先觀察在未加入交互耦合控制器與前饋控制器時之各別迴路增益值在不同轉速下對雙馬達同步運動的影響。如圖 5.2、圖 5.3 分別為在中低轉速與中高轉速之同步運動相位誤差圖。從圖中可發現，當個別迴路經過設計後比原先未設計前的效果差了很多，尤其在 3000rpm 之高速運轉下，更讓角度誤差由原本將近 10 度降低到 2 度之內，但設計補償過後的雙馬達之相位誤差仍有個穩態值存在。接著加入零相位誤差追循之前饋控制器與交互耦合控制器，圖 5.4、圖 5.5 即為實際實驗之相位誤差圖。圖 5.6、圖 5.7 分別為最大絕對相位誤差與平均絕對相位誤差之趨勢圖。表 5.2、5.3、5.4 則分別整理了相位誤差在不同情況下之實驗值。最後加入轉子，當做系統之外在干擾來做實驗，其中轉子之慣量約為 0.001426 kgm^2 ，運轉過程中加速度變化範圍約為 $0\sim 25\text{ rad/s}^2$ ，因此干擾量約為 $0\sim 0.036\text{ N}$ ，圖 5.8 為裝上轉子之實際系統。考慮元件之安全性，因此只以中低轉速來測試。圖 5.9、5.10、5.11 則為此狀況下之相位誤差圖。

從實驗結果誤差圖發現，雙馬達的同步誤差一直呈現出振盪現象，再從頻譜來分析（圖 5.12、5.13）無負載時與有負載時之情況可知，此狀況可能是因為整個機械結構包含轉子可能出現的偏心與編碼器在送出脈波時隨著轉速增加而出現的一些高頻雜訊，不過整個控制架構對於這樣的影響一樣能有效的將誤差壓制於 ± 2 度之內。



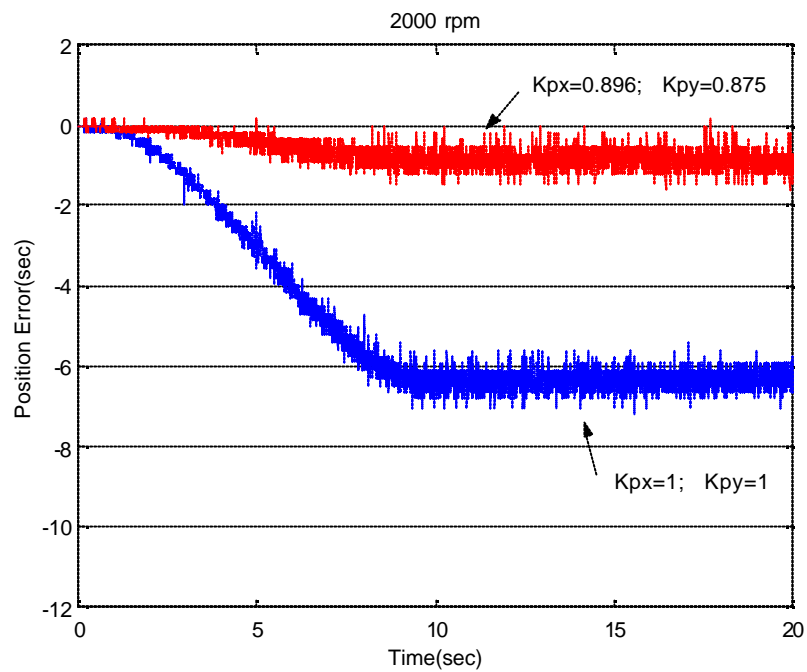
(a)



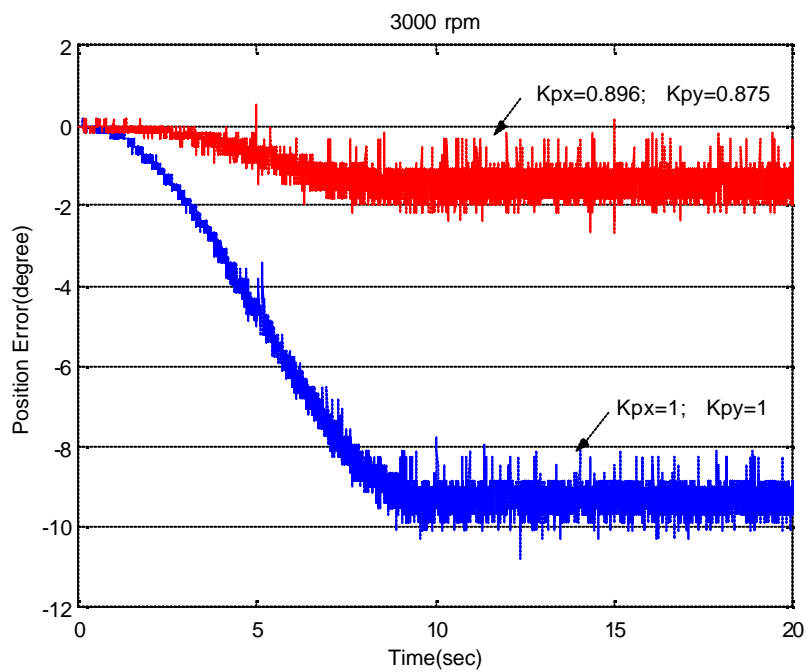
(b)

圖 5.2 各別迴路增益值在中低轉速之影響

(a)500rpm、(b)1000rpm



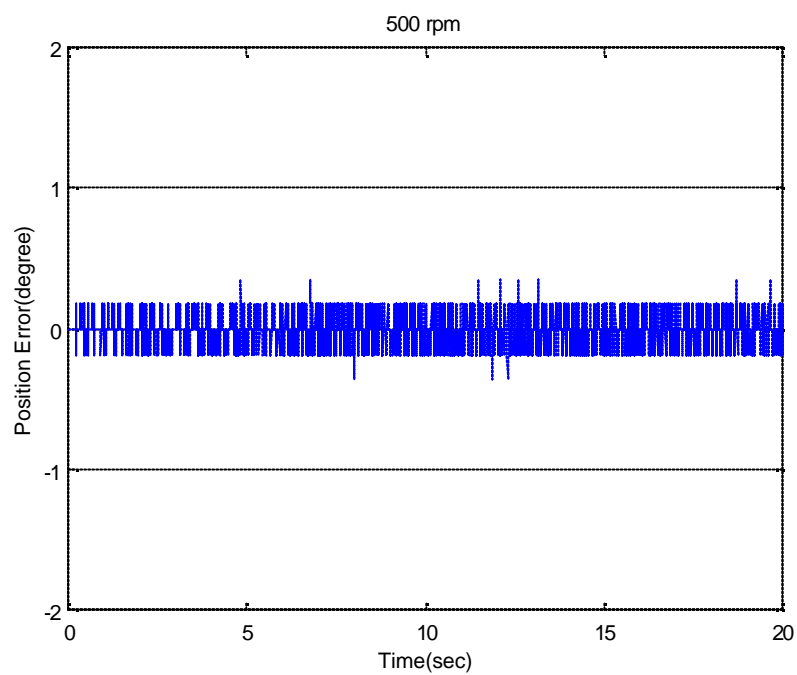
(a)



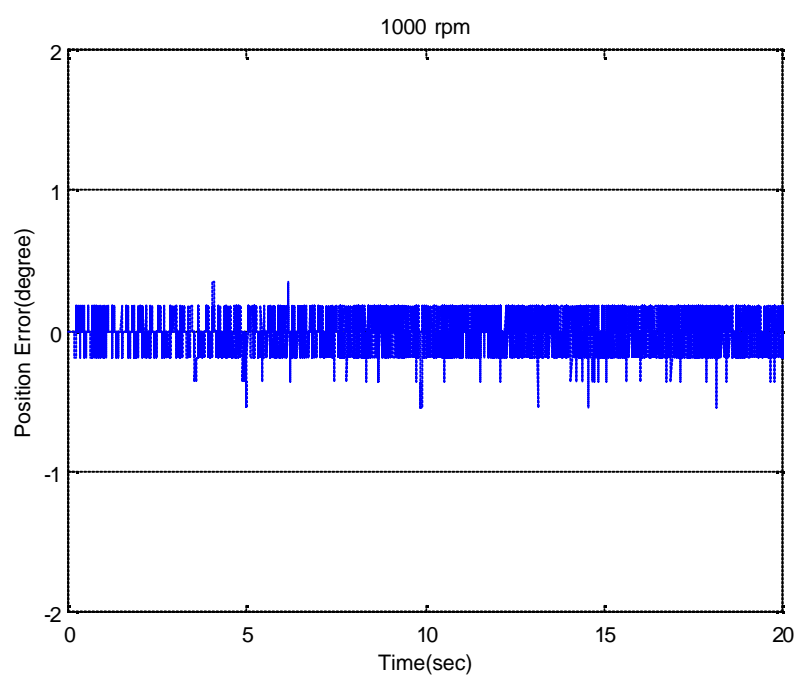
(b)

圖 5.3 各別迴路增益值在中高轉速之影響

(a) 2000rpm、 (b) 3000rpm



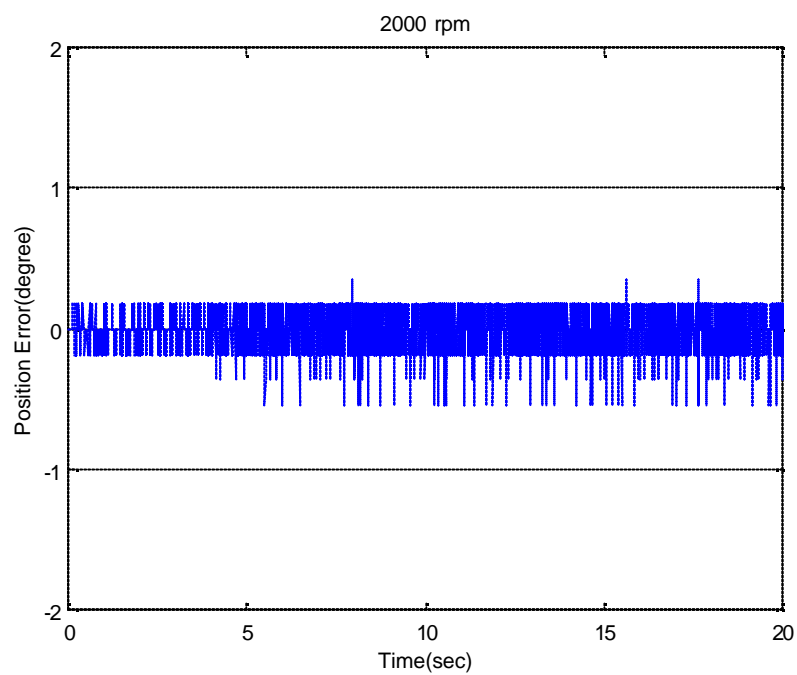
(a)



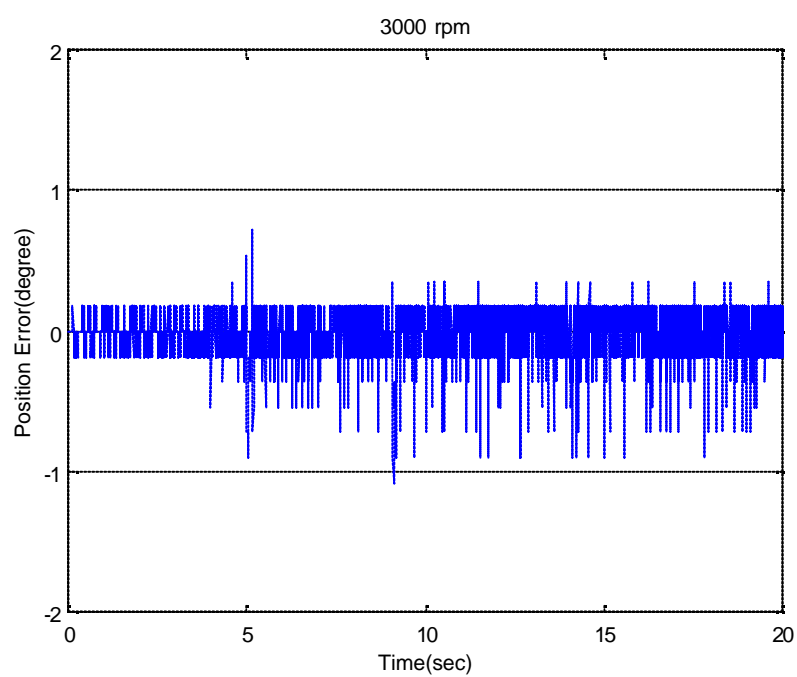
(b)

圖 5.4 中低轉速之相位誤差

(a) 2000rpm、(b) 3000rpm



(a)



(b)

圖 5.5 中高轉速之相位誤差

(a) 2000rpm、(b) 3000rpm

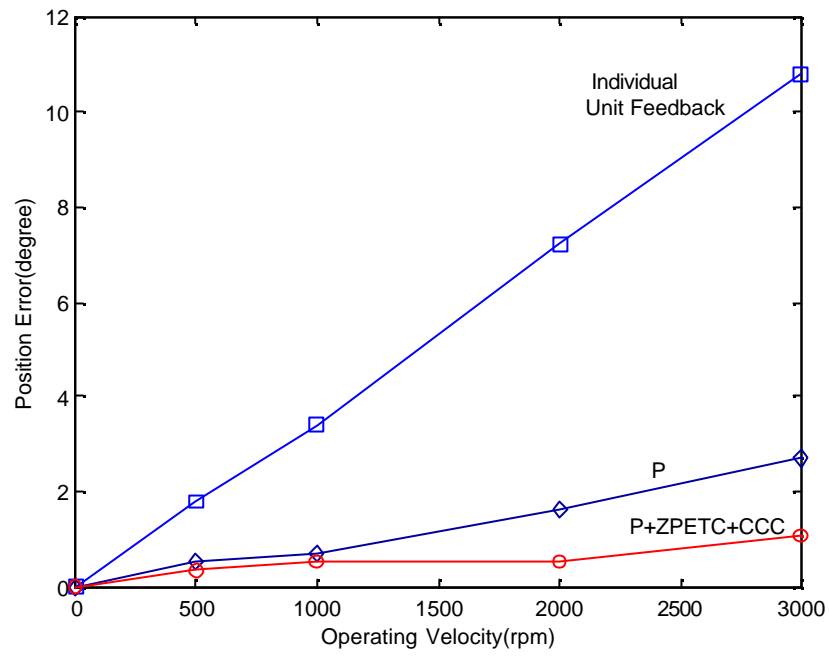


圖 5.6 最大絕對誤差趨勢圖

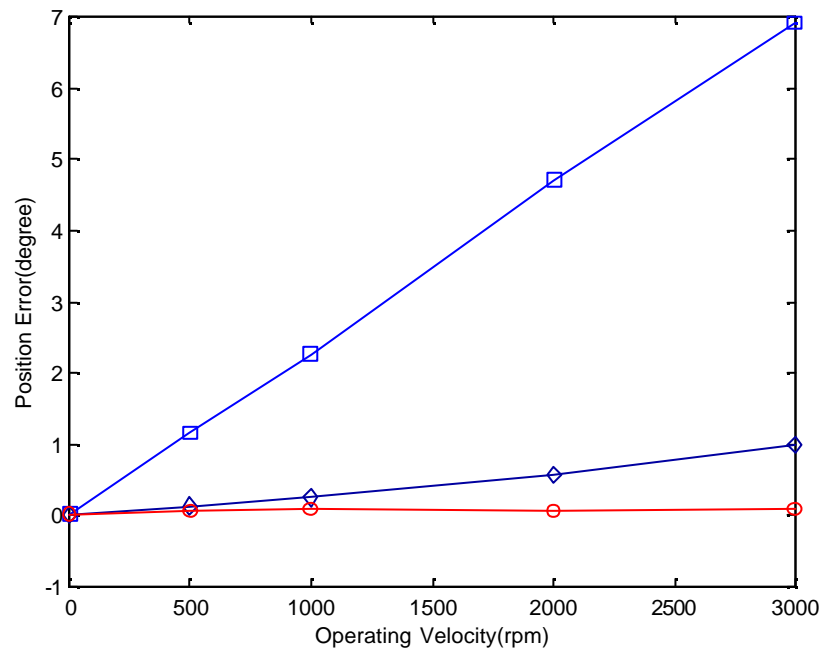


圖 5.7 平均絕對誤差趨勢圖

表 5.2 最大絕對誤差

控制法則 操作條件		Individual Unit feedback	P	P+ZPETC+CCC
中低 轉速 (rpm)	500	1.800	0.540	0.360
	1000	3.420	0.720	0.540
中高 轉速 (rpm)	2000	7.200	1.620	0.540
	3000	10.80	2.700	1.080

表 5.3 平均絕對誤差

控制法則 操作條件		Individual Unit feedback	P	P+ZPETC+CCC
中低 轉速 (rpm)	500	1.148	0.118	0.059
	1000	2.265	0.246	0.068
中高 轉速 (rpm)	2000	4.690	0.596	0.066
	3000	6.896	0.995	0.071

表 5.4 標準差

控制法則 操作條件		Individual Unit feedback	P	P+ZPETC+CCC
中低 轉速 (rpm)	500	0.553	0.105	0.085
	1000	1.080	0.160	0.095
中高 轉速 (rpm)	2000	2.248	0.335	0.098
	3000	3.269	0.530	0.124

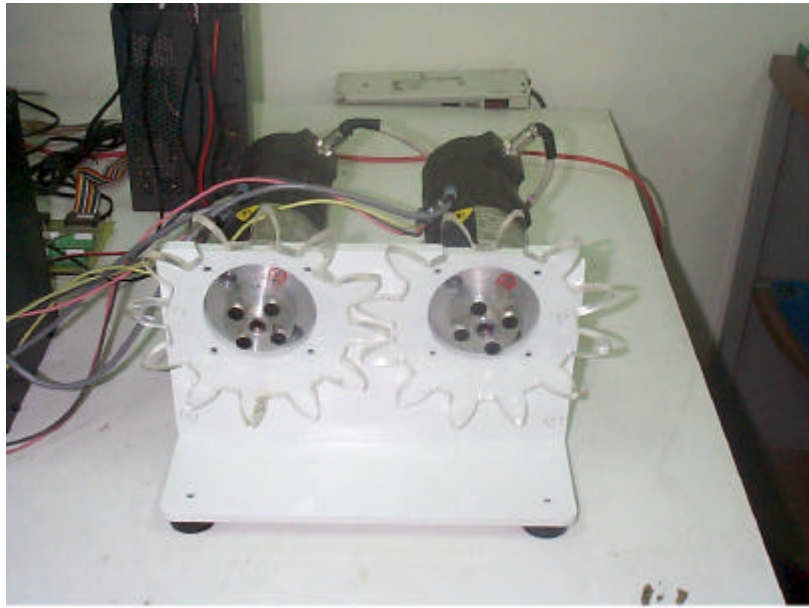


圖 5.8 實際裝上轉子之測試系統

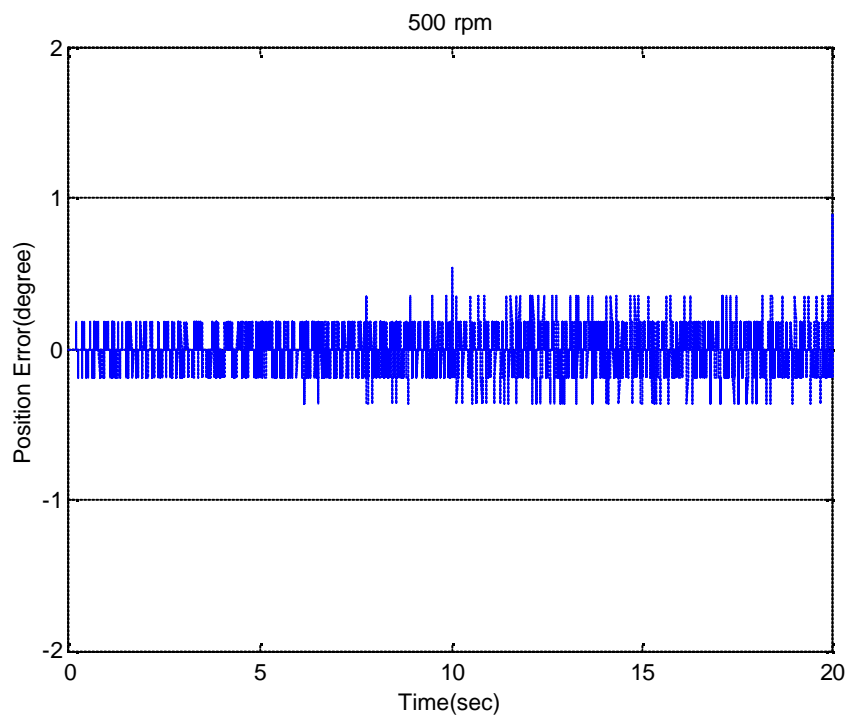


圖 5.9 加負載時之同步誤差(1)

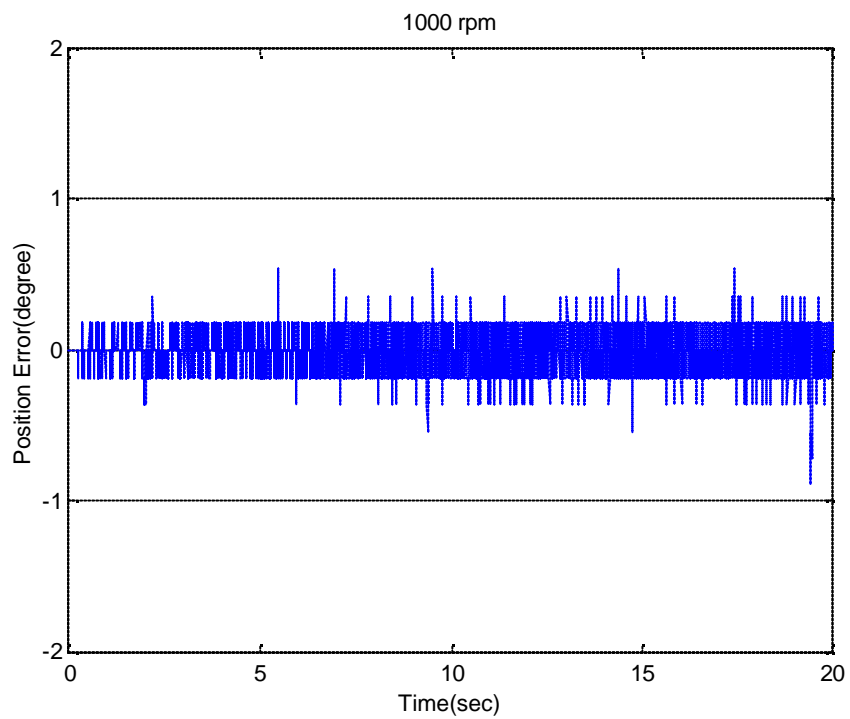


圖 5.10 加負載時之同步誤差(2)

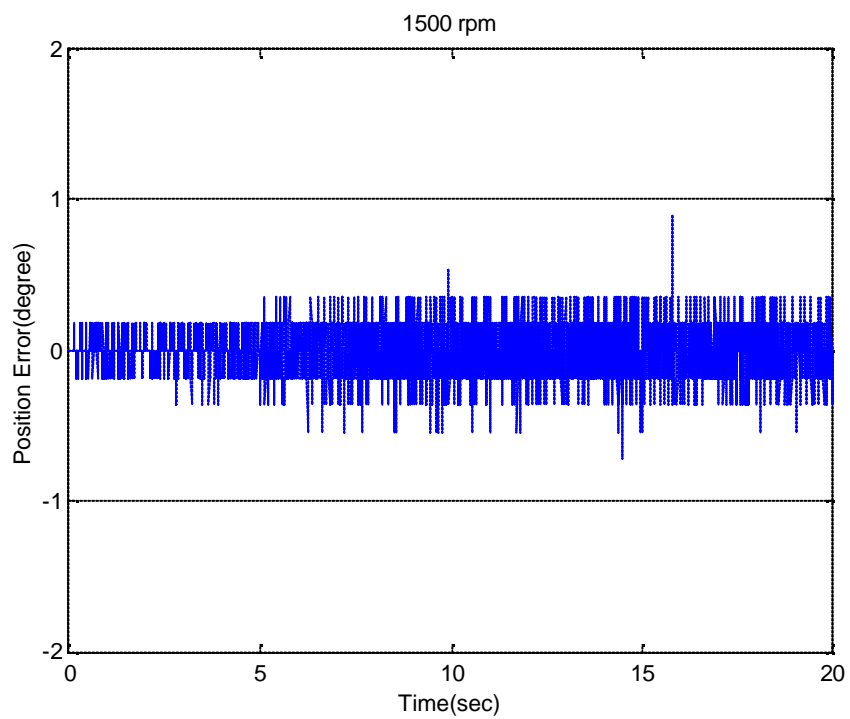


圖 5.11 加負載時之同步誤差(3)

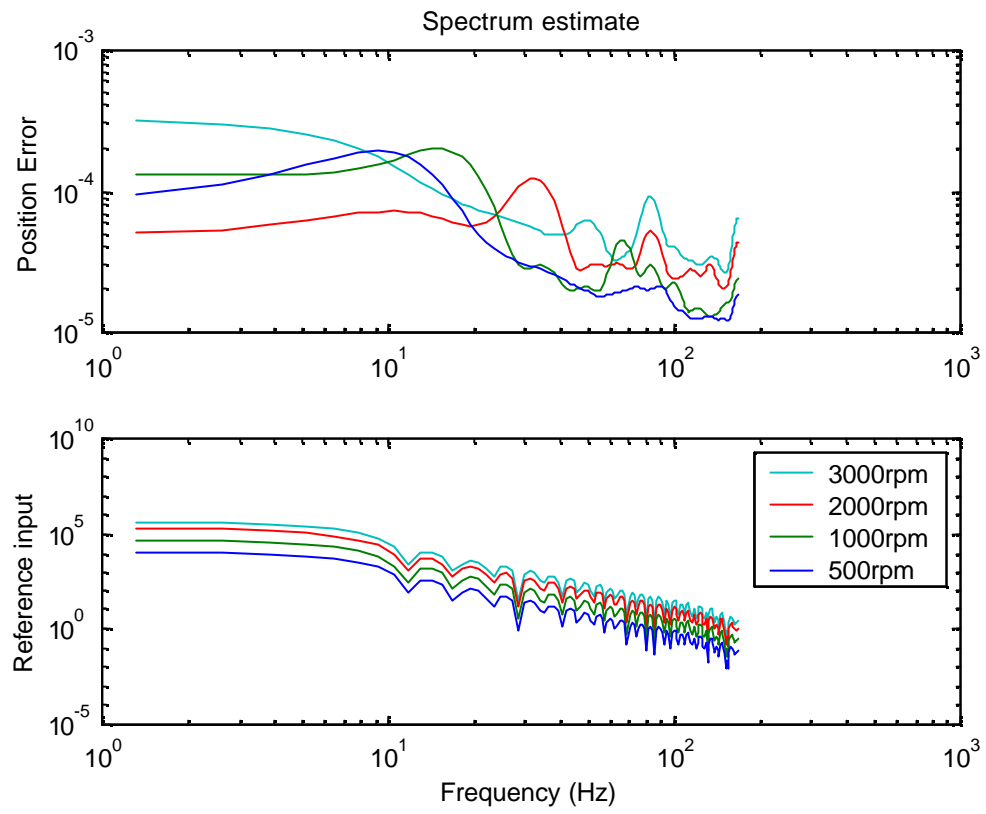


圖 5.12 無負載下之同步位置誤差頻譜分析

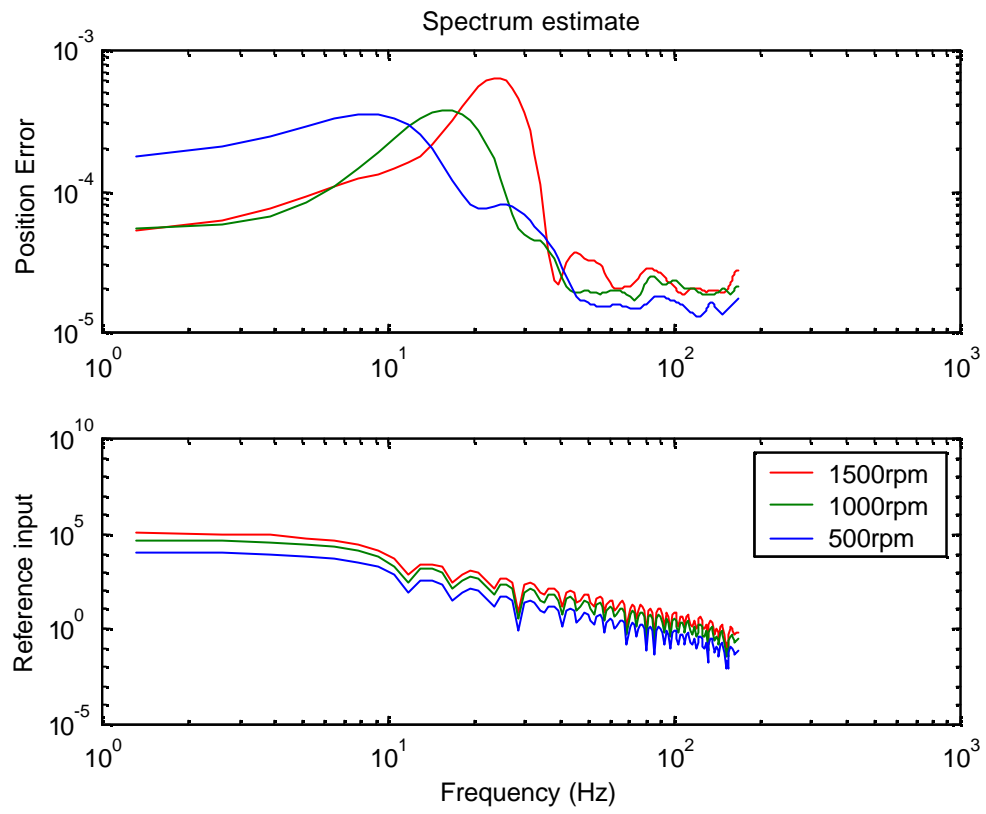


圖 5.13 有負載下之同步位置誤差頻譜分析

第六章 結論

本文所探討的雙馬達之同步運動控制，其最主要的目的就是為了改良現今應用於半導體製成設備中之真空幫浦的同步運動機構。舊式真空幫浦之轉子同步運動皆採以同步齒輪來達成，相對的，有了機械元件的接觸就必需要有潤滑油的加入，而潤滑油在幫浦運轉中會因為壓力差的關係造成油氣迴滲到真空環境中，進而影響整個半導體成品之清潔淨性與純度。因此利用雙馬達之同步運動控制來完成轉子之運作便可以省掉機械元件接觸時所需要潤滑油，而達到更佳的真​​空品質。

從第三章提出了適當的設計個別迴路之增益值使系統即使在無其他的控制器之下仍會有不錯的同步運動效果，不過從第五章的實驗結果發現了當雙馬達之個別迴路增益值適當的設計後，確實可初步的提升同步效果，但不可否認，即使相同型號的馬達、相同型號的驅動器仍會有不同的動態響應，導致個別迴路增益值之控制效果有限。

此時結合了零相位誤差追循之前饋控制器與交互耦合控制法，的確大幅的改善了兩軸因動態響應不同而對同步運動造成的影響，且對於系統於加速過程中所造成的非線性誤差影響皆能一併有效解決。加入負載實際測試後也發現，即使在有干擾的情況下此控制架構的同步運動依然仍有一定的控制效果。

因此，本文所利用的控制架構於雙馬達同步運動控制中確實有很好的成效，並把一般多用於直線運動的控制成功的轉換應用於旋轉式的運動控制。相信對於新一世代以雙馬達來帶動轉子旋轉完成真空作業之真空幫浦將會是一個很好的控制策略。

未來展望，由於最後實測中所加入的轉子是以干擾來看待，實際上若可以先求出轉子的相關數學模式，便可把轉子看成是系統的一部份，如此一來便更能有效的掌握系統之可確定因素而進一步的達到更好的控制效果。當然加入轉子後，相對的系統複雜程度也將提高，因為轉子將有可能在不預警的情況下碰撞，此時協同控制的概念將會被引入，如何提出一套有效解決轉子在高速運轉碰撞時所須的即時協同控制策略將會是未來一項很俱挑戰性的研究方向。

參考文獻

- [1] R.D. Lorenz, and P.B. Schmidt, “Synchronized motion control for process automation,” Proceedings of the 1989 IEEE Industry Applications Annual Meeting, pp. 1693-1698, 1989.
- [2] R.D. Lorenz, J.J. Zik and D.J. Sykora, “ A direct-drive, robot parts & tooling gripper with high performance force feedback control,” Industry Applications Society Annual Meeting, Vol. 2, pp. 1678-1684, 1989.
- [3] G.W. Younkin, W.D. McGlasson and R.D. Lorenz, “ Considerations for low-inertia AC drives in machine tool axis servo applications, ” IEEE Transactions on. Industry Applications, Vol. 27, Issue: 2 , pp. 262-267, March-April, 1991.
- [4] Y. Koren, “Cross-coupled biaxial computer control for manufacturing systems, ” Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 102, pp.265-272, 1980.
- [5] K. Srinivasan, and P.K. Kulkarni, “Cross-coupled control of biaxial feed drive servomechanisms, ” ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 112, pp. 225-232, 1990.
- [6] M. Tomizuka, J.S. Hu, T.C. Chiu and T. Kamano, “Synchronization of two motion control axes under adaptive feedforward control,” ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 114, No. 2, pp. 196-203, 1992.
- [7] S.M. Shahruz, and A.K. Pradeep, “A high precision synchronizing control system for biaxial positioning tables,” ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 116 No. 1, pp. 158-163, 1994.
- [8] L.F. Yang, and W.H. Chang, “Synchronization of two twin-gyro precession under cross-coupled adaptive feedforward control,” Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 19, No. 3, 1996.
- [9] H.J.C. Huijberts, H. Nijmeijer and R.M.A. Willems, “Regulation and controlled synchronization,” Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control, pp. 3093-3098, 1998.

- [10] M. Naumovic, " Cross-coupled motion controller for two cooperating robot arms, " Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'99, Vol. 2, pp. 909-913, 1999.
- [11] L. Feng, Y. Koren, and J. Borenstein, " Cross-coupled motion controller for mobile robots, " IEEE Control System Magazine, Vol. 13, Issue : 6, pp. 35-43, December 1993.
- [12] P.K. Kulkarni, and K. Srinivasan, " Optimal contouring control of multi-axial feed drive servomechanisms, " Transactions of the ASME, Journal of Engineering for Industry, Vol. 111, pp. 140-180, May 1989.
- [13] H.Y. Chuang, and C.H. Liu, " A model-referenced adaptive control strategy for improving contour accuracy of multi-axis machine tools, " IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 1, pp. 221-227, January/February 1992.
- [14] S.S. Yen, and P.L. Hsu, " Theory and applications of the robust cross-coupled control design, " ASME Trans. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 121, pp. 524-530, September 1999.
- [15] S.S. Yeh, and P.L. Hsu, " Analysis and design of the integrated controller for precise motion systems, " IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 7, No. 6, pp. 706-717, November 1999.
- [16] S.S. Yeh, and P.L. Hsu, " A new approach to biaxial cross-coupled control, " Proceedings of the 2000 IEEE International Conference on Control Applications, Anchorage, Alaska, USA, pp. 168-173, September 2000.
- [17] S.S. Yeh, and P.L. Hsu, " Design of precise multi-axis motion control systems, " 2000. Proceedings. 6th International Workshop on Advanced Motion Control, pp. 234-239, 2000.
- [18] C.C. Cheng, and C.Y. Chen, "A PID approach to suppressing stick-slip in the positioning of transmission mechanism, " Control Engineering Practice, Vol. 6, No.4 , pp. 471-479, 1998.

- [19] M. Tomizuka, " Zero phase error tracking algorithm for digital control, " Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 109, pp. 65-68, March 1987.
- [20] A.J. Isaksson, and L. Ljung, " An iterative method for identification of ARX models from incomplete data, " Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control, Sydney, Australia, December. 2000.
- [21] A.J. Isaksson, " Identification of ARX-models subject to missing data, " IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 38, No. 5, May 1993.
- [22] R.G. Anderson, A.J. Meyer, M.A. Valenzuela, and R.D. Lorenz, " Web machine coordinated motion control via electronic line-shafting, " IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, Issue: 1 , pp. 247-254, 2001.
- [23] A.N. Poo, G.B. J, and G.W. Y, " Dynamic error in type 1 contouring system, " IEEE Trans. On Industry Application, Vol. IA-8, No. 4, pp. 477-478, 1972.
- [24] R.V. Hogg, and E.A. Tanis, " Probability and statistical inference, " 4th edition, Macmillan.
- [25] I. Horowitz, " Synthesis of feedback systems with large plant ignorance for prescribed time-domain tolerances, " Int. J. Control, Vol. 16, No. 2, pp. 287-309, 1972.
- [26] I. Horowitz, " Quantitative feedback theory, " IEE. Proc., Vol. 129, Pt. D, No. 6, November 1982.
- [27] I. Horowitz, " Survey of quantitative feedback theory(QFT), " Int. J. Control, Vol. 53, No. 2, pp. 255-291, 1991.
- [28] 巫政達, " 凸輪夾具系統動態模式鑑別與實驗分析, " 碩士論文, 中山大學機械工程研究所, 民國八十六年。

- [29] 李應遠,“傳動系統精密定位之控制器設計,”碩士論文,中山大學機械工程研究所,民國八十七年。
- [30] 康榮坤,“以觀測器為基礎之線性馬達定位控制,”碩士論文,中山大學機械工程研究所,民國八十八年。
- [31] 潘奕杰,謝成,“永磁式有刷直流馬達之參數辨識,”1997. 自動控制研討會論文集, pp. 261-265, 民國八十六年。
- [32] 陳慶盈,“工具機進給系統動態分析與測試,”碩士論文,大葉大學機械工程研究所,民國八十九年。
- [33] 陳峰志、周榮源、林進祥,“螺旋型乾式真空幫浦離型機之設計開發,”真空科技,十一卷三、四期, 1998。

附錄 A Chirp Signal 之頻率範圍

一般而言 Chirp Signal 的行式有很多種，本論文所採用的是以弦波信號為主的 Chirp Signal，其形式如下：

$$u(t) = \sin \left\{ \left[2f_1 + \left(\frac{f_2 - f_1}{T} \right) t \right] \boldsymbol{p} t \right\} \quad (\text{A.1})$$

其中 f_1 ：起始頻率 (initial frequency)

f_2 ：終值頻率 (final frequency)

T ：到達終值頻率之時間 (Target time)

證明：其運作頻率是由低頻的 f_1 到高頻的 f_2 。

從(A.1)式可知若以 $\sin \quad t$ 來表示的話，其中 t 為：

$$\boldsymbol{w} t = (2f_1 t + \frac{f_2 - f_1}{T} t^2) \boldsymbol{p}$$

因此

$$\boldsymbol{w} = \frac{d\boldsymbol{w}t}{dt} = [2f_1 + \frac{2(f_2 - f_1)}{T} t] \boldsymbol{p}$$

所以當 $t=0$ 時，其頻率(rad/s)為

$$\boldsymbol{w} = 2\boldsymbol{p} f_1$$

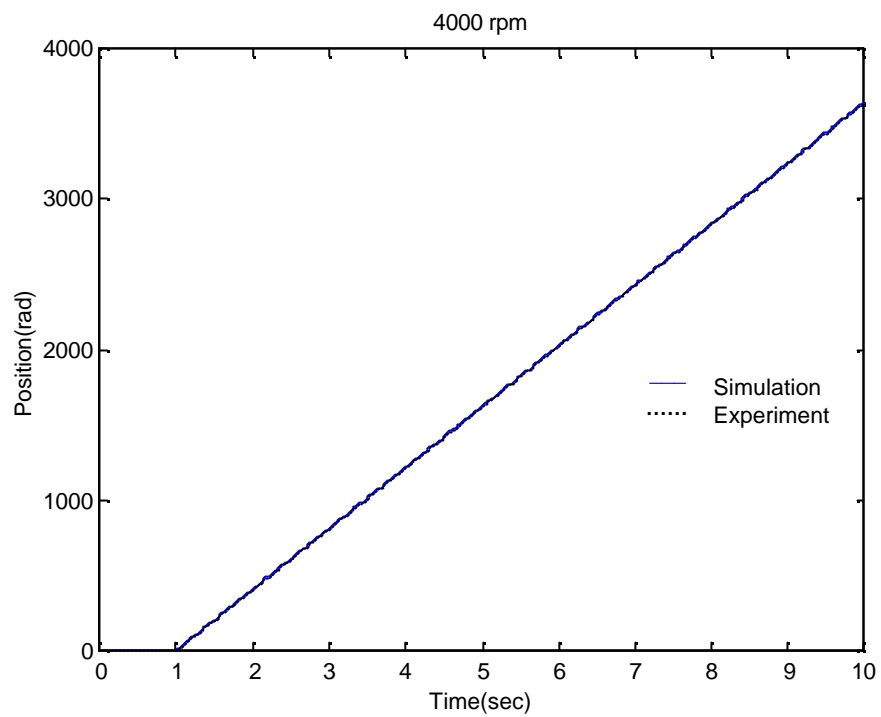
當 $t=T$ 時，其頻率(rad/s)為

$$\boldsymbol{w} = 2\boldsymbol{p} f_2$$

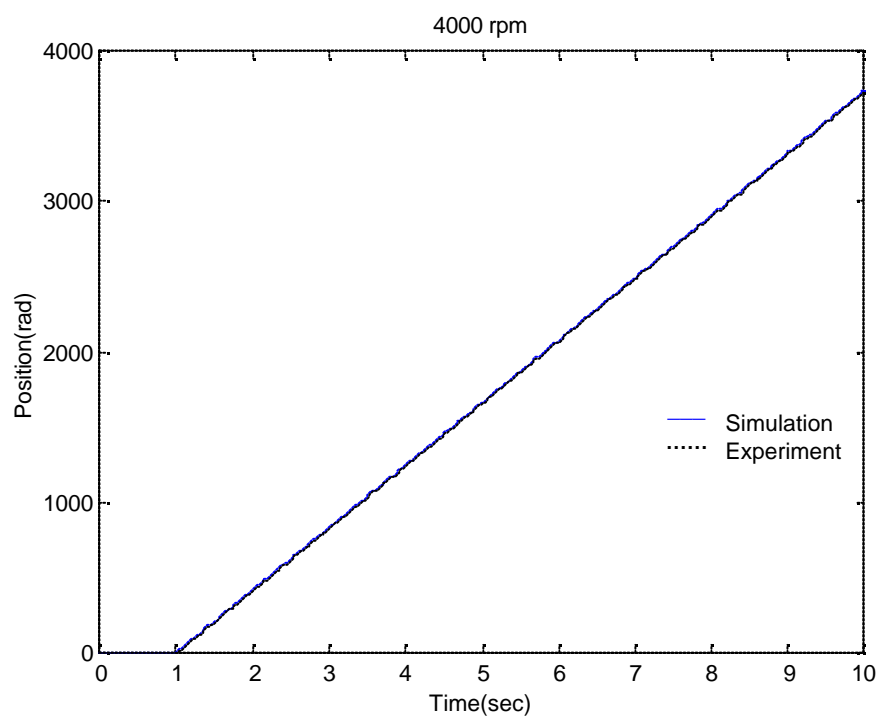
所以得證。

附錄 B 黑箱模式鑑別之結果於高轉速下之可靠性

由於鑑別時所輸入的訊號大小只足以讓馬達轉到 1000 rpm, 對於實驗時所須的 3000 rpm 還有一段距離。為了證明此模式在高轉速之下還是俱有其可靠性, 茲以 4000 rpm 來做模擬與實際之比較, 如圖 B.1 所示。從圖中可發現, 在高轉速下之實驗值與模擬值仍非常吻合, 因此所採用的系統動態之數學模式的於高轉速下仍足以用來作為控制器設計之依據。



(a) 子系統 1



(b) 子系統 2

圖 B.1 高速運轉之實驗與模擬

附錄 C 轉子間隙與轉動碰撞相位角之關係

為了了解轉子間隙與轉動碰撞相位角之關係，可以從圖 C.1 轉子的幾何關係來推導出。假設 A 點為其中一轉子之螺旋部份的下側端點，當另一轉子轉動 q 角時 A 點就會碰撞到 B 點，其中 q 角之度數即為轉子所能容許之相位誤差角，而空間中 A 點到 B 點的距離約會等於 \widehat{CB} ，從圖中亦可求得

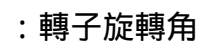
$$\widehat{CB} = \frac{e}{\tan q} \quad (C.1)$$

$$\widehat{CB} = 2pr \frac{a}{360} \quad (C.2)$$

綜合(C.1)與(C.2)式便可得到轉子間之隙 a 與轉動碰撞相位角 q 之關係，如(C.3)式所示：

$$a = \frac{180}{pr \tan q} e \quad (C.3)$$

所以根據不同須求所設計出來的轉子將會有不同的容許碰撞相位角。而從工研院機械所半導體組的資料得知一般工業上所應用的乾式真空幫浦在運轉時，相位誤差容許範圍約為 ± 1 度，考量實際實驗系統之各項因素，包括編碼器之精度、驅動器之功能等，在此設下本論文的初步控制目標為相位誤差須維持在 ± 1 度之內。



85