



速度伺服迴路 與前饋控制器設計

The Design of Velocity Servo Loop
and Feedforward Controller

陳金聖

台北科技大學
自動化科技研究所
副教授

李峰吉

工研院機械所
智慧機械技術組
機電控制整合部

陳建旭

台北科技大學
自動化科技研究所

關鍵詞

- 速度迴路控制器 velocity loop controller
- 前饋控制器 feedforward controller
- 參數自動調整 parameters tuning
- 智慧運動控制平台 Intelligent Motion control Platform

摘要

運動控制系統一般為串聯式控制架構，傳統各層迴路的調整均仰賴經驗的調整，耗費人力與時間。本文提出一 PDFF (Pseudo Derivative Feedback with Feedforward Gain) 速度控制器與一修正型前饋控制器(Modified feedforward

controller)，並針對速度迴路與前饋控制提出一個容易實現的個別自動調整參數之演算法。文章中提出之速度迴路控制型態可包含目前市面上所使用的任何一種速度迴路控制器；提出之修正型前饋控制器可強化系統的追蹤性能。最後，上述演算法則將使用工研院的智慧型運動控制平台(Intelligent Motion control Platform, IMP)運動控制卡進行驗證。

The cascaded control structure is most applied in industrial motion control applications. However, the parameters tuning in the servo controllers are almost depended on experts' experience, and it is time consuming. We propose an integral servo controller including the Pseudo Derivative Feedback with Feedforward Gain (PDFF) controller and a modified feedforward controller. The proposed velocity loop controller involves most typical



velocity loop control scheme; and the feedforward controller can be designed to improve the tracking performance. The parameters tuning of PDFF velocity controller, position controller and feedforward controller are based on the disturbance rejection and tracking performance. Finally, the above algorithms will be implemented in ITRI's IMP platform to control a servo system and the experimental results are verified performance assessment.

一、前言

近年來，PC 工業技術快速地發展已經深深影響到機械製造業，而目前國內雖有中、小型廠商設計研發 CNC 運動控制器，但受限於國內市場狹小與資金不足，不易提升工具機之技術層面，僅開發出相關的週邊控制板或簡易的工具機；另外，國內當前學術界與產業界從事運動控制器的研發工作，在軟、硬體設計上均較缺乏深入的學理探討和實務技術根基，目前雖有自行研發的 CNC 運動控制器上市，但其軟體使用者介面、加工精度以及加工速度一直未能足與日系產品競爭。另外，在伺服迴路的控制參數調整方面，以往均採手動、半手動的方式來調適參數，不僅調適時間較長，且需要擁有專業經驗的人才可做到。

二、研究目的

本文之重點為速度迴路與前饋控制器設計

[1~3]。在已知的馬達參數模型下，本研究中為轉動慣量 (System Inertia) 及黏滯係數 (Viscous Coefficient) 已知，速度迴路採用 PDFF 控制器的架構與改變 γ 、 K_{vp} 與 K_{vi} 的數值，來形成不同的控制器並達成使用者所需求的響應特性。目前工業界廣泛使用的速度迴路控制架構大部分仍為傳統 PID 控制，而本文中所設計的速度迴路控制器為 PDFF 型控制器，此控制型態可包含目前市面上所使用的任何一種速度迴路控制器 [4, 5]。當改變 γ 、 K_{vp} 與 K_{vi} 的數值，將形成不同的控制器並達成使用者所需求的響應特性。同時考慮干擾抑制能力與追蹤響應暫態規格作為速度控制器設計的依據，即干擾抑制能力規格將決定文中提出之速度控制器初始控制器參數 (K_{vp} 與 K_{vi})，隨後追蹤響應暫態規格將決定 γ 之大小，進而完成整體速度迴路控制器設計，達成使用者所需求的響應特性。

另外，增加伺服系統能力消除追蹤誤差 (Tracking Error) 以提高機械系統之精密程度，一直是產業與學界持續努力的目標 [6~8]。目前，前饋控制器對於提升伺服能力擁有顯著的強化作用，加入速度與加速度前饋控制器，增加系統的伺服與追蹤能力。一般而言，設計控制器均依使用者對於性能的要求做控制器的參數調整，不過絕大多數的控制器調整方式均仰賴手動方式調適，但是採用手動的方式調適不僅調適時間過長，且須擁有專業經驗的人才方能做到。本文中，將以自動調整參數的方式調整前饋控制器以滿足追蹤性能與降低追蹤誤差，滿足加工的需求。提出之速度控制器與前饋控制器架構如圖 1 所示。

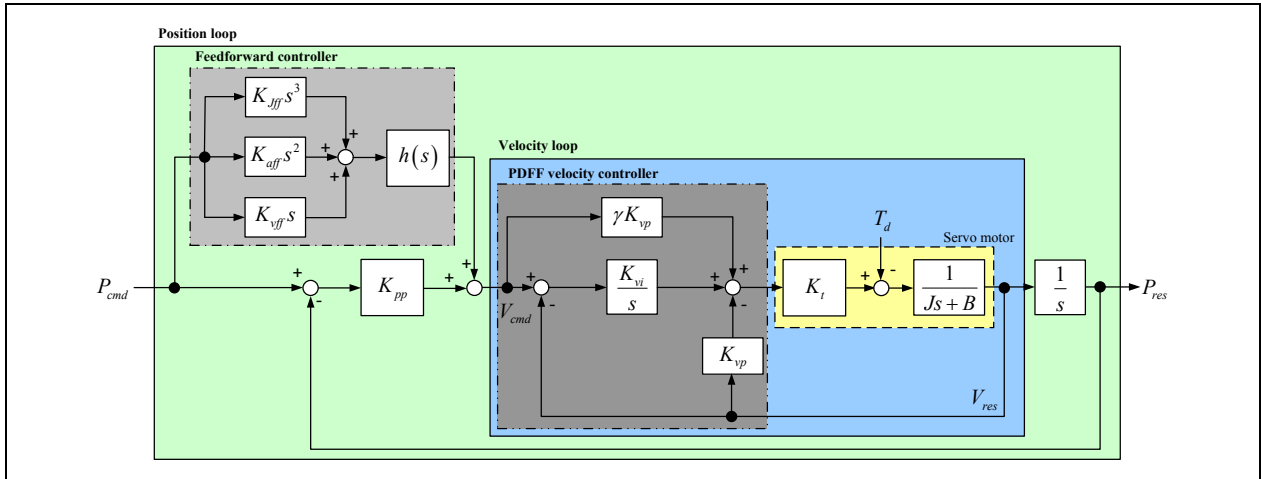


圖 1 伺服控制迴路架構圖

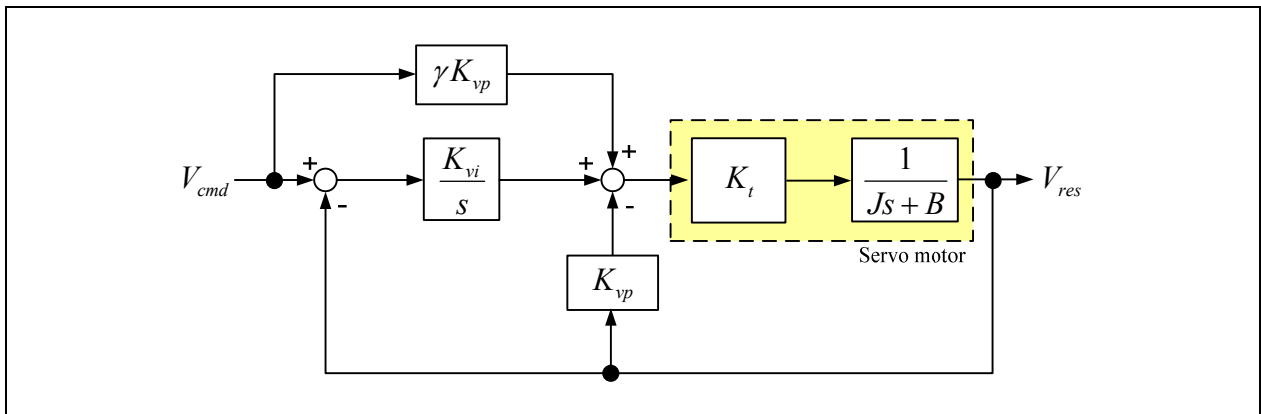


圖 2 PDFF 速度迴路

三、研究方法

3-1 速度控制器設計

文中提出之速度迴路控制架構如圖 2 所示，係利用改變 γ 、 K_{vp} 與 K_{vi} 之數值，形成不同架構之控制器並達成使用者需求之響應特性。本文提出之控制器型態可包含目前市面上所使用之任意一種速度迴路控制器。

$$\frac{V_{res}}{V_{cmd}} = \frac{K_t(\gamma K_{vp}s + K_{vi})}{Js^2 + (B + K_{vp}K_t)s + K_{vi}K_t} \quad (1)$$

若在加入干擾之影響，則其架構如圖 3 所示。

$$V_{res} = \frac{K_t(\gamma K_{vp}s + K_{vi})}{Js^2 + (B + K_{vp}K_t)s + K_{vi}K_t} V_{cmd} + \frac{-s}{Js^2 + (B + K_{vp}K_t)s + K_{vi}K_t} T_d \quad (2)$$

由上式推導結果可知，速度響應受速度命令與干擾之影響，並且干擾的抑制並不會因提出之變數架構(γ)所影響。

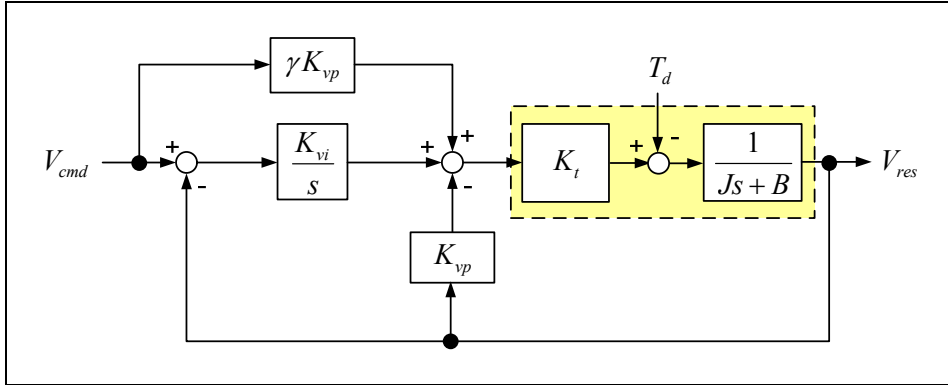


圖 3
PDF 速度迴路(有干擾)

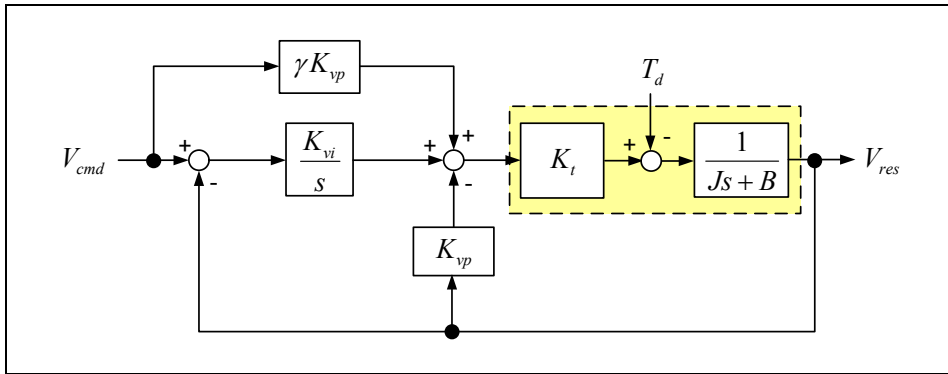


圖 4
速度控制器系統架構圖(當 $V_{cmd}=0$)

3-2 干擾規格下之速度迴路控制器設計

參考圖 4 之系統架構，將輸入(V_{cmd})設為 0，可得干擾(T_d)對於輸出(V_{res})之閉迴路轉移函數為

$$H_{T_d}(s) = \frac{V_{res}}{T_d} = \frac{-s}{Js^2 + (B + K_{vp}K_t)s + K_{vi}K_t} \quad (3)$$

由閉迴路轉移函數觀察，其可將其視為轉移函數對於干擾的靈敏度(Sensitivity)，即干擾的變化量相對於輸出(速度， V_{res})之影響。該轉移函數的特點乃系統大小會隨著分母特徵方程式(Characteristic equation)決定，若適當的設計相關控制參數(K_{vp} 與 K_{vi})，將使得干擾獲得良好的抑制效果。

考慮干擾為步階訊號之時域響應特性，步階

輸入訊號($u_{step}(t)$)定義如(4)式：

$$T_d(t) = u_{step}(t) = \begin{cases} 1, & t > 0 \\ 0, & t \leq 0 \end{cases} \quad (4)$$

則(3)式可推導為

$$\begin{aligned} V_{res}(s) &= \frac{-1/J \cdot s}{s^2 + (B + K_{vp}K_t)/Js + K_{vi}K_t/J} \cdot T_d(s) \\ &= \frac{-1/J}{s^2 + (B + K_{vp}K_t)/Js + K_{vi}K_t/J} \end{aligned} \quad (5)$$

將分母化為標準二階系統之特性，即

$$V_{res}(s) = \frac{-1}{J} \frac{1}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6)$$



故閉迴路轉移函數之分母各項係數可對應為

$$\omega_n^2 = \frac{K_v K_t}{J} \Rightarrow \omega_n = \sqrt{\frac{K_v K_t}{J}} \quad (7)$$

$$2\zeta\omega_n = \frac{B + K_p K_v}{J} \Rightarrow \zeta = \frac{1}{2} \frac{B + K_p K_v}{J\omega_n} \quad (8)$$

如此，與 PDF(Pseudo Derivative Feedback)控制器架構參數設計方式雷同，僅需訂定 ω_n, ζ 即可得到相對應控制器參數。

3-3 位置迴路控制器設計

3-3-1 增益位置控制器設計

在速度迴路之轉移函數推導中，可進一步將速度控制器簡化成

$$V(s) = \frac{\gamma K_t K_{vp} s + K_t K_v}{Js^2 + (B + K_{vp} K_t)s + K_v K_t} = \frac{V_C s + V_D}{s^2 + V_A s + V_B} \quad (9)$$

多數的位置迴路設計均採用簡易的增益控制器(K_{pp})，其控制方塊圖如圖 5 所示。

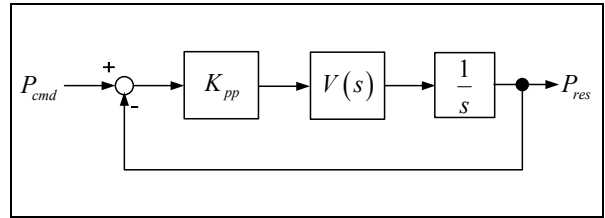


圖 5 位置迴路控制器方塊圖

因此，可推導獲得

$$\frac{P_{res}}{P_{cmd}} = \frac{K_{pp} V(s)}{s + K_{pp} V(s)} = \frac{K_{pp} V_C s + K_{pp} V_D}{s^3 + V_A s^2 + (V_B + K_{pp} V_C)s + K_{pp} V_D} \quad (10)$$

一般而言，位置迴路控制器設計，根據 Cascade 設計控制器原則，將位置迴路頻寬取置速度迴路控制器之頻寬之 1/5~1/10 倍，如此即可獲得位置迴路比例增益(K_{pp})之值。

然而，為了提升伺服追蹤性能，最常使用的方式乃加入前饋控制器，架構如圖 6 所示，其系統轉移函數為

$$\frac{P_{res}}{P_{cmd}} = \frac{(K_{pp} + FF(s))V(s)}{s + K_{pp} V(s)} \quad (11)$$

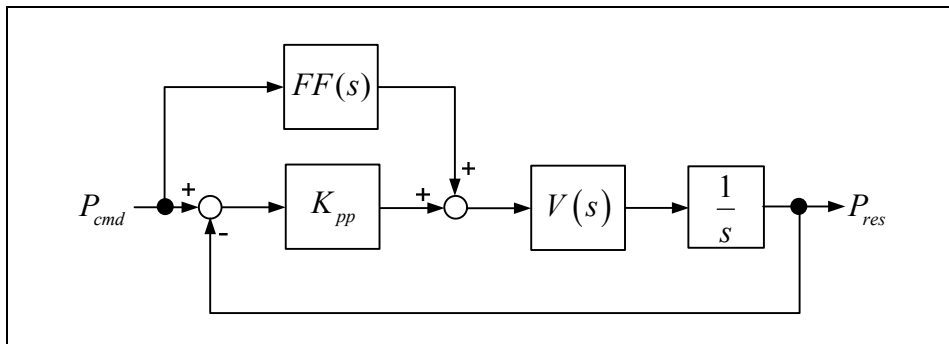


圖 6 位置迴路前饋控制器方塊圖



由於，位置迴路控制器之最終想法即使得命令與響應達成完美的追蹤控制，即 $\frac{P_{res}}{P_{cmd}} = 1$ ，

因此，前饋控制器設計須滿足：

$$s + K_{pp}V(s) = (K_{pp} + FF(s))V(s) \quad (12)$$

$$FF(s) = \frac{s}{V(s)}$$

本文提出兩種型式之前饋控制器架構，提供給使用者選用，此兩種前饋控制器各有優劣，以下將做詳盡分析與說明。

3-3-2 第一種型式位置前饋控制器設計

第一種前饋控制器架構如圖 7 所示，此種形式之轉移函數為

$$FF(s) = \frac{s^3 + V_A s^2 + V_B s}{V_C s + V_D}$$

$$= \frac{1}{V_C s + V_D} s^3 + \frac{V_A}{V_C s + V_D} s^2 + \frac{V_B}{V_C s + V_D} s$$

$$= \left(\frac{1}{V_D} s^3 + \frac{V_A}{V_D} s^2 + \frac{V_B}{V_D} s \right) \frac{V_D}{V_C s + V_D}$$

$$FF(s) = (K_{jff} s^3 + K_{aff} s^2 + K_{vff} s) \cdot h(s) \quad (13)$$

其中， $h(s) = \frac{V_D}{V_C s + V_D}$ ，可將其視為一低通濾波器(Low pass filter)， $K_{jff} = \frac{1}{V_D}$ ， $K_{aff} = \frac{V_A}{V_D}$ ， $K_{vff} = \frac{V_B}{V_D}$ ，以此設計方式之前饋控制器架構，須使用 Jerk、Acceleration 與 Velocity 資訊，其架構如圖 7。

3-3-3 第二種型式位置前饋控制器設計

此型式之前饋控制器經由長除法獲得，即

$$FF(s) = \frac{s^3 + V_A s^2 + V_B s}{V_C s + V_D}$$

$$= \frac{1}{V_C} s^2 + \left(\frac{V_A}{V_C} - \frac{V_D}{V_C^2} \right) s + \frac{\left(V_B - \frac{V_A V_D}{V_C} + \left(\frac{V_D}{V_C} \right)^2 \right)}{V_C s + V_D}$$

$$= K_{aff} s^2 + K_{vff} s + \Delta Q \quad (14)$$

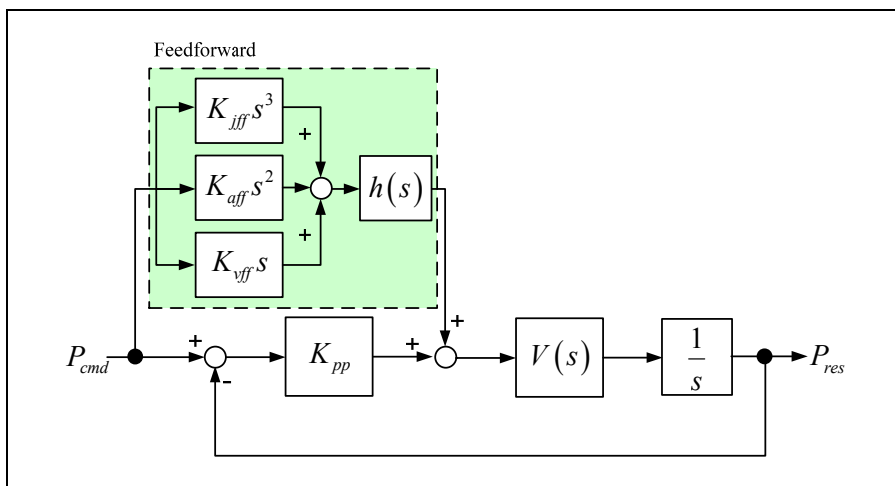


圖 7
第一種型式的前饋控制器架構

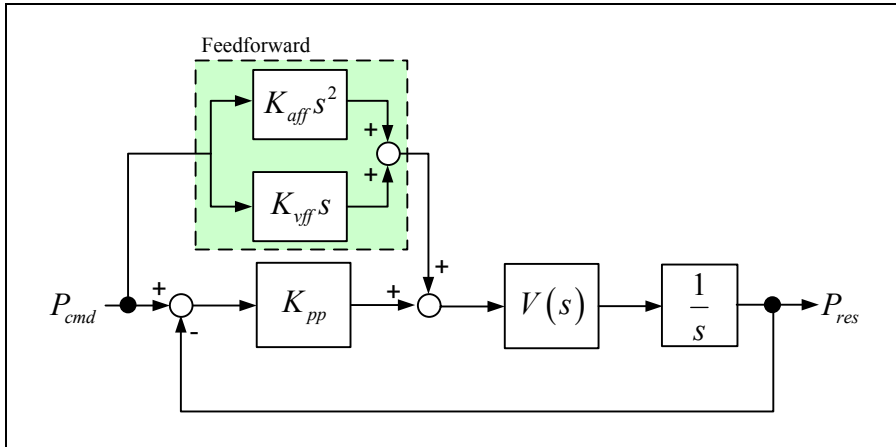


圖 8
第二種型式的前饋控制器架構

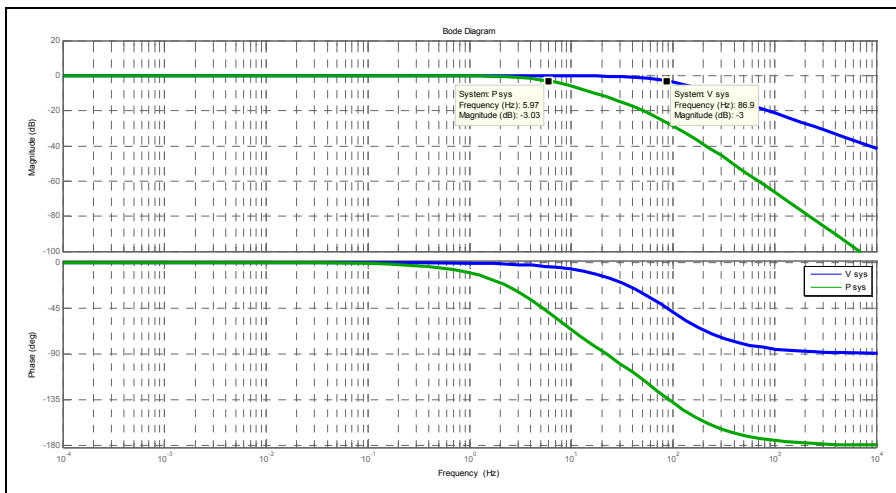


圖 9
速度控制器與
位置控制器波德圖

此架構，取其速度與加速度項次，而省略 ΔQ ，其架構如圖 8 所示。

3-3-4 前饋控制器參數分析

我們在兩種類型前饋控制器之前各別加入增益 P_J 、 P_V 與 P_A (第一型有 P_J 、 P_A 與 P_V ，第二型有 P_A 與 P_V)，觀察 P_J 、 P_V 與 P_A 變動對系統響應之影響，其中 P_J 、 P_V 與 P_A 的值均介於 0 與 1 之間，可藉由調整 P_J 、 P_V 與 P_A 值來降低響應的過衝量與避免 D/A 卡飽和(Saturation)之情形發生。

首先，藉由實際鑑別演算法搜尋出之馬達相關參數與位置控制器參數如表 1 所示。

表 1 馬達相關參數表

馬達型號	SGMGV-09ADA21	
參數	鑑別結果	單位
J	$1.955 \times (10^{-3})$	Kg-m ²
B	0.000148	N-m/sec

速度迴路與位置迴路頻寬如圖 9 所示。(速度：86.9 Hz，位置迴路：5.9 Hz)

接著則是分析出這些參數中，誰的變動對系統響應影響較為明顯，也就是找出主導系統響應之變數。



(1)第一型前饋控制器

加入該型前饋控制器之轉移函數為

$$T_1(s) = \frac{P_{res}}{P_{cmd}} = \frac{K_{ff}PV_D s^3 + K_{ff}PV_A s^2 + (K_{ff}PV_D + K_{pp}V_C)s + K_{pp}V_D}{s^3 + V_A s^2 + (V_B + K_{pp}V_C)s + K_{pp}V_D} \quad (15)$$

圖 10 為各別加入不同前饋控制器的頻率響應，圖中顯示，單獨僅有回授控制器之響應並不理想；而加入速度前饋後，系統響應與僅有回授控制器之響應類似；加入加速度前饋後，系統響應提升許多，不過有些許的 Overshoot 現象發生；當更進一步加入 Jerk 前饋後，頻寬更加提升，Overshoot 現象亦獲得抑制，近乎完美追蹤。

分別對 P_J 、 P_V 與 P_A 作偏微分，則得到系統閉迴路轉移函數對 P_J 、 P_V 與 P_A 的敏感度之關係式如下

$$\frac{\partial T_1(s)}{\partial P_J} = \frac{K_{ff}V_D s^3}{s^3 + V_A s^2 + (V_B + K_{pp}V_C)s + K_{pp}V_D} \quad (16)$$

$$\frac{\partial T_1(s)}{\partial P_A} = \frac{K_{ff}V_D s^2}{s^3 + V_A s^2 + (V_B + K_{pp}V_C)s + K_{pp}V_D} \quad (17)$$

$$\frac{\partial T_1(s)}{\partial P_V} = \frac{K_{ff}V_D s}{s^3 + V_A s^2 + (V_B + K_{pp}V_C)s + K_{pp}V_D} \quad (18)$$

各別對以上三式做波德圖，如圖 11 所示。從圖上可看出速度前饋參數對系統閉迴路轉移函數的敏感度最小，加速度前饋參數對系統閉迴路轉移函數的敏感度最大，換言之，當 P_V 變動對系統的響應變化較無明顯變化，而變動 P_A 與 P_J 對系統響應影響較大。不過，由於一般多數應用輸入訊號均為位置命令，速度為位置命令之微分，加速度與 Jerk 更是速度與加速度之微分，在微分的過程中，難免遇到高頻雜訊的影響，因此使用此型控制器時，調適前，請先確認輸入命令的處理狀況，先將 P_V 設為 1，再利用 P_A 進行粗調系統響應，當系統無過衝與飽和時，再進一步藉由 P_J 對系統進行微調。

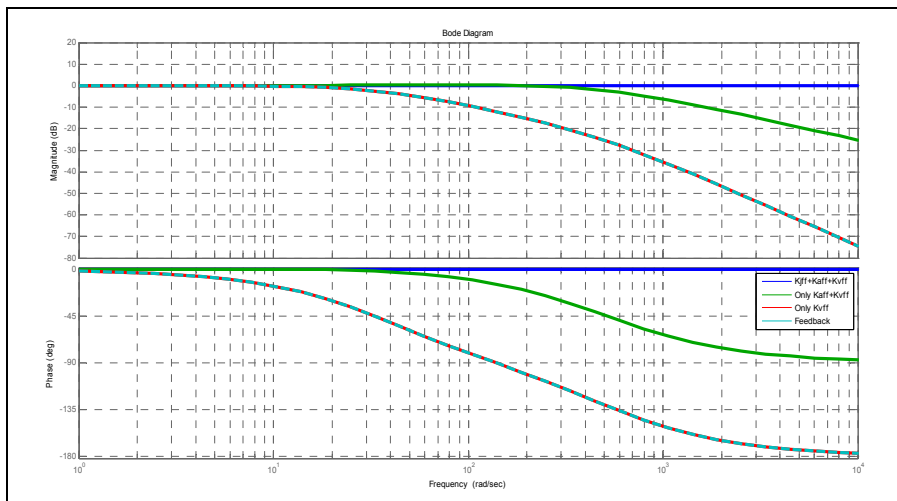


圖 10
位置迴路與前饋控制
頻率響應圖

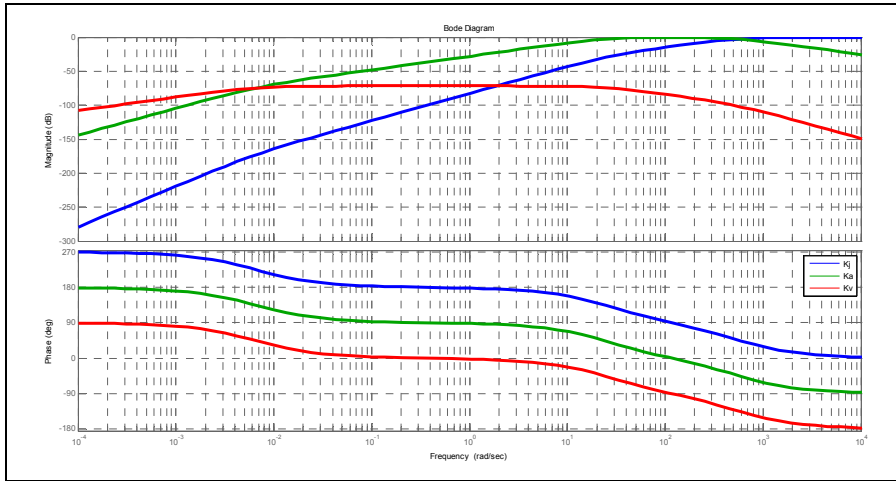


圖 11
位置迴路與前饋控制
頻率響應圖

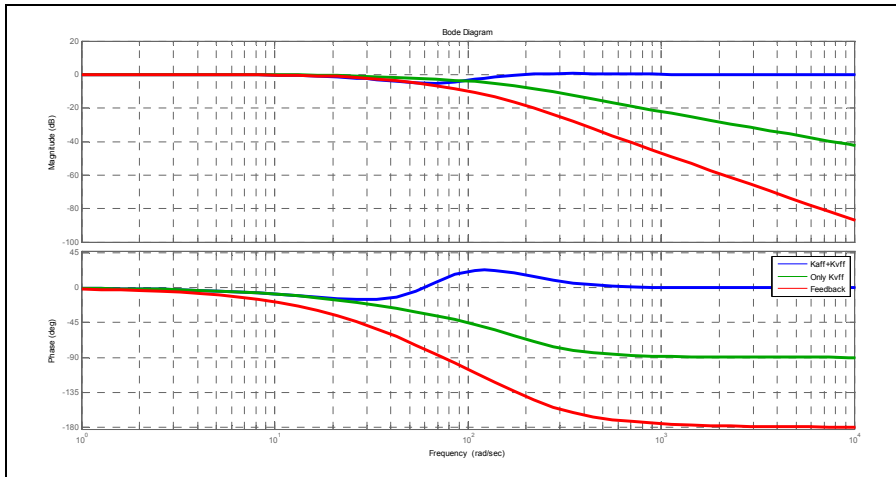


圖 12
位置迴路與前饋控制
頻率響應圖

(2)第二型前饋控制器

加入該型前饋控制器之轉移函數為

$$T_2(s) = \frac{P_{res}}{P_{cmd}} = \frac{K_{aff} P_V s^3 + (K_{aff} P_A V_D + K_{ff} P_V V_C) s^2 + (K_{ff} P_V V_D + K_{pp} V_C) s + K_{pp} V_D}{s^3 + V_A s^2 + (V_B + K_{pp} V_C) s + K_{pp} V_D} \quad (19)$$

圖 12 為各別加入不同前饋控制器的頻率響應，圖中顯示，單獨僅有回授控制器之響應並不理想；而加入速度前饋後，系統頻寬明顯提升，

但由於部分項次省略，故造成些許 Overshoot 現象；當再加入加速度前饋，由波德圖得知，低頻部分 Overshoot 現象已經消除，高頻響應近乎完美追蹤。

再者，分別對 P_V 與 P_A 作偏微分，則得到系統閉迴路轉移函數對 P_V 與 P_A 的敏感度之關係式如下

$$\frac{\partial T_2(s)}{\partial P_A} = \frac{K_{aff} V_C s^3 + K_{aff} V_D s^2}{s^3 + V_A s^2 + (V_B + K_{pp} V_C) s + K_{pp} V_D} \quad (20)$$

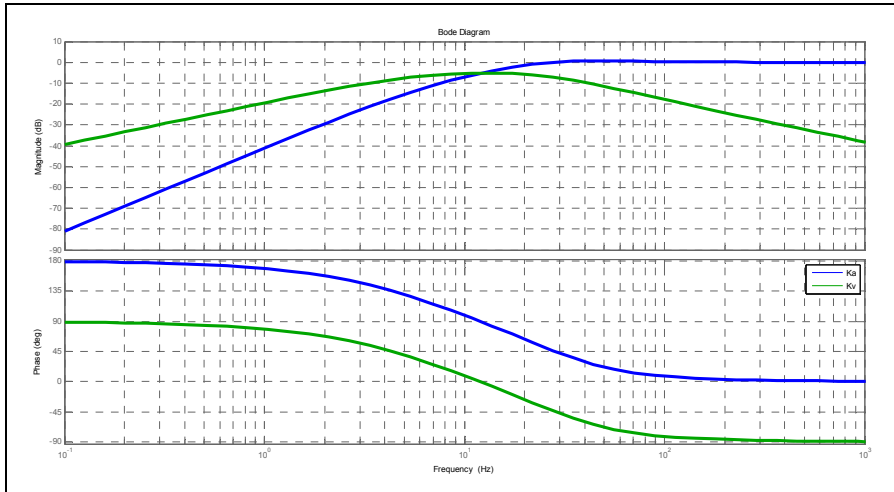


圖 13 系統對 P_V 與 P_A 之敏感度頻譜圖

$$\frac{\partial T_2(s)}{\partial P_V} = \frac{K_{vff} V_C s^2 + K_{vff} V_D s}{s^3 + V_A s^2 + (V_B + K_{pp} V_C) s + K_{pp} V_D} \quad (21)$$

各別對以上兩式做波德圖，如圖 13 所示。從圖上可看出速度前饋參數對系統閉迴路轉移函數的敏感度最大，換言之，當 P_V 變動對系統的響應

變化較明顯，因此，調適可先利用 P_V 進行粗調系統響應，當系統無過衝與飽和時，再進一步藉由 P_A 對系統進行微調。

以下使用以上的參數作簡單的追蹤模擬實驗，如圖 14 與圖 15 所示，分析此兩種型式前饋控制器的優劣情形。

表 2 前饋控制器參數設定

迴路	參數	數值	迴路	參數	數值
速度	V_A	375.2504	位置	K_{pp}	31.419
	V_B	42484.5			
	V_C	142.4342			
	V_D	42484.5			
第二種型式前饋	K_{aff}	0.007	第一種型式前饋	K_{jff}	0.00002353
	K_{vff}	0.5404		K_{aff}	0.0088
	P_A	1		K_{vff}	1
	P_V	1		P_J	1
	Low-pass bandwidth	1000 Hz		P_A	1
		P_V		1	
		Low-pass bandwidth		47.5 Hz	
		$h(s) = \frac{V_D}{V_C s + V_D}$			

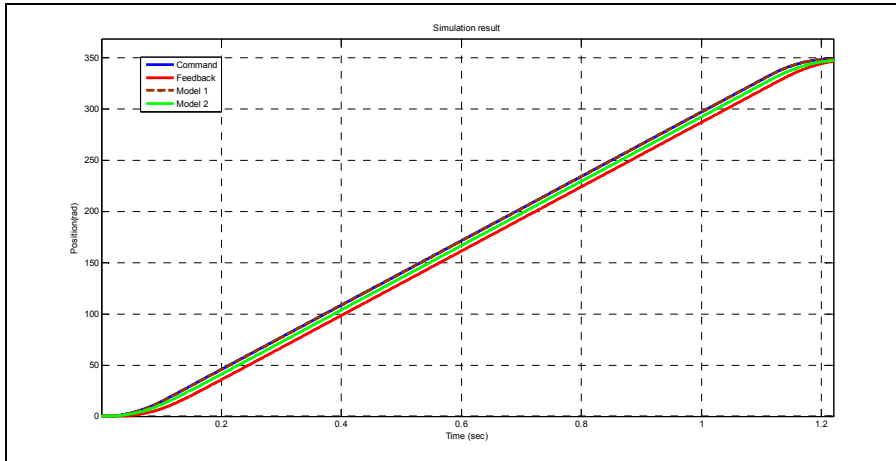


圖 14
系統模擬響應圖

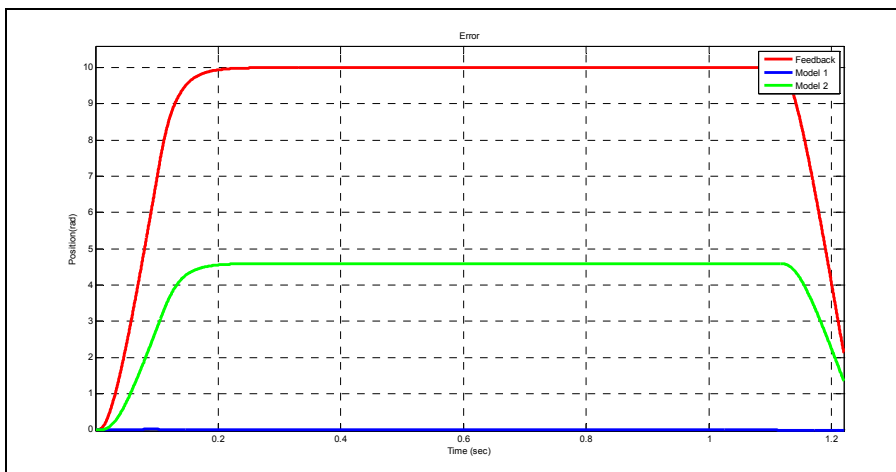


圖 15
系統模擬響應誤差圖

表 3 追蹤性能

控制器形式	最大誤差 (rad)	最小誤差 (rad)	IAE(rad)
Feedback controller	10.0000	-5.0265×10^{-6}	5523.2
第一種型式前饋控制器	0.0197	-0.0198	18.3739
第二種型式前饋控制器	4.5957	-5.0265×10^{-6}	2532.8

由響應圖與誤差統計表得知，第一種型式的前饋控制器誤差最小，第二種型式的前饋控制器誤差與回授控制器相仿。由此可得知，不同架構下設計之前饋控制器，將影響系統輸出的響應。

由於第二種型式前饋控制器響應的性能太差，故採用第一種型式的前饋控制器架構。

四、模擬與實驗設計

實驗條件設定

實驗參數設定：

- 操作環境：VxWorks 6.0 + IMP
- 實驗平台：Yaskawa Sigma V，型號為：SGMJV-09ADA21，如圖 16 所示。
- 實驗配置圖：如圖 17。
- 取樣時間：0.2 msec

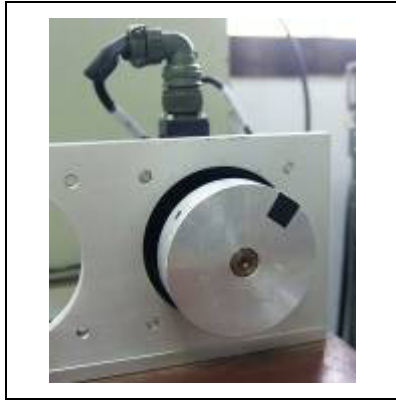


圖 16
實驗平台

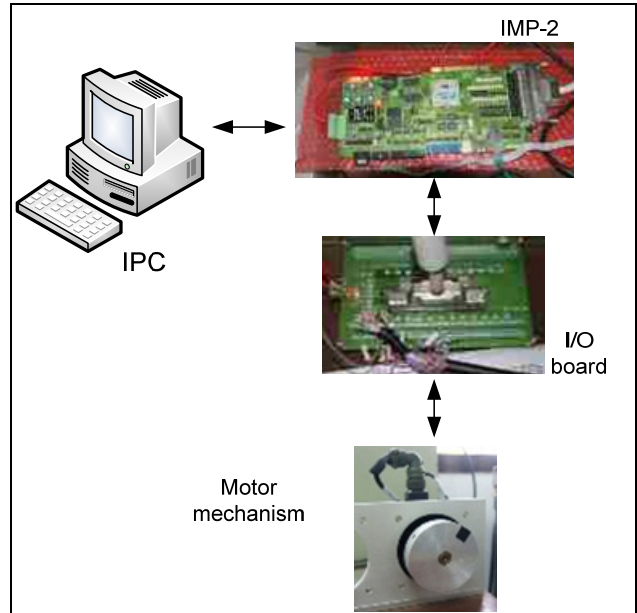


圖 17 實驗配置圖

五、模擬與實驗結果

5-1 位置迴路

位置迴路模擬將分為兩項比較，一為未加前饋控制器模擬結果，另一為加入前饋控制器模擬結果。

5-1-1 未加前饋控制器模擬結果：位置響應如圖 18 所示。

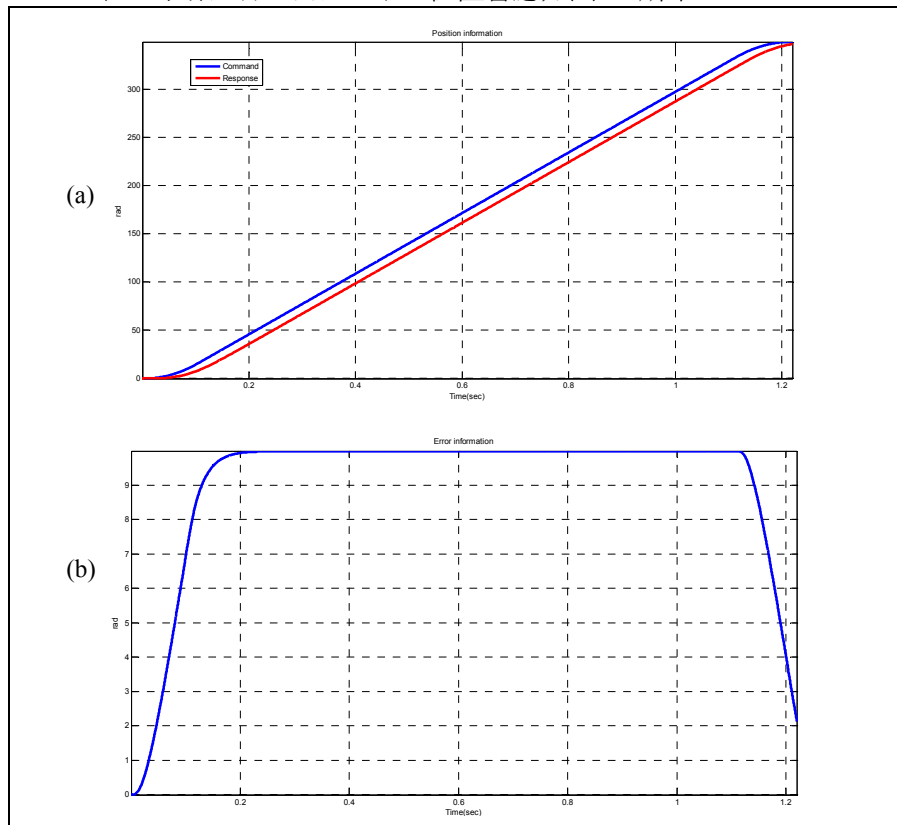


圖 18
模擬位置響應圖
(未加前饋控制器)
(a)命令響應比較圖
(b)追蹤誤差圖



5-1-2 未加前饋控制器實驗結果：位置響應如圖 19 所示。

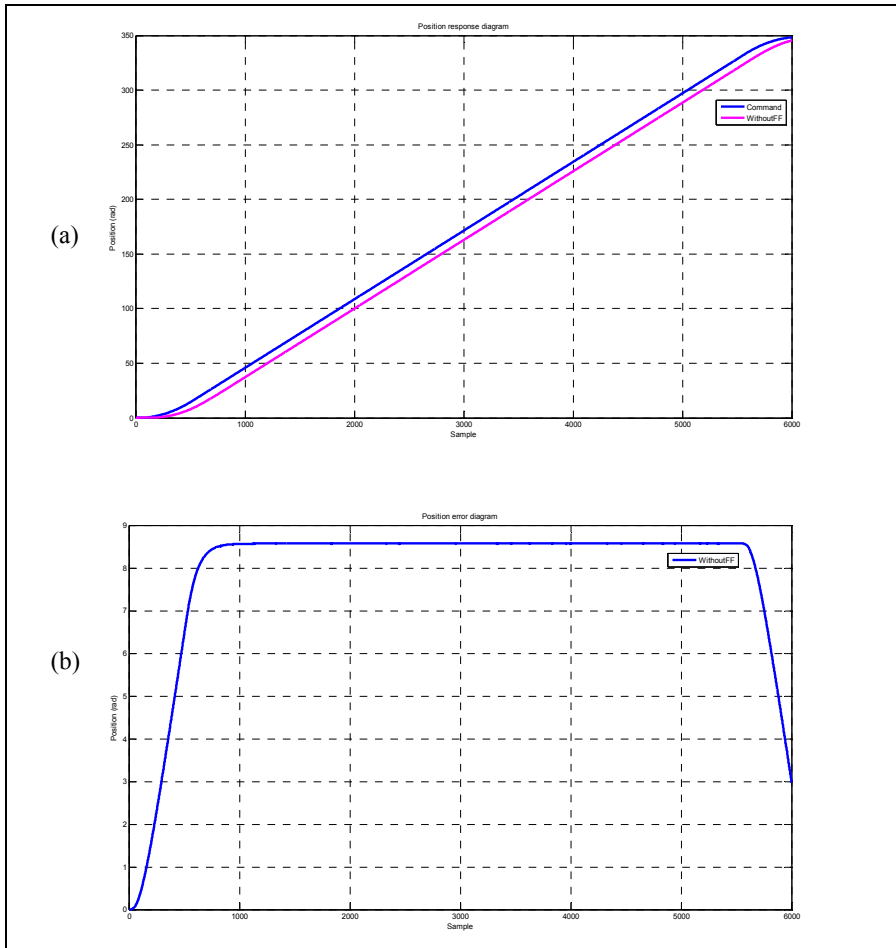


圖 19
實驗位置響應圖
(未加前饋控制器)
(a)命令響應比較圖
(b)追蹤誤差圖

5-1-3 加入前饋控制器模擬結果：加入前饋控制器後之位置響應如圖 20 所示。

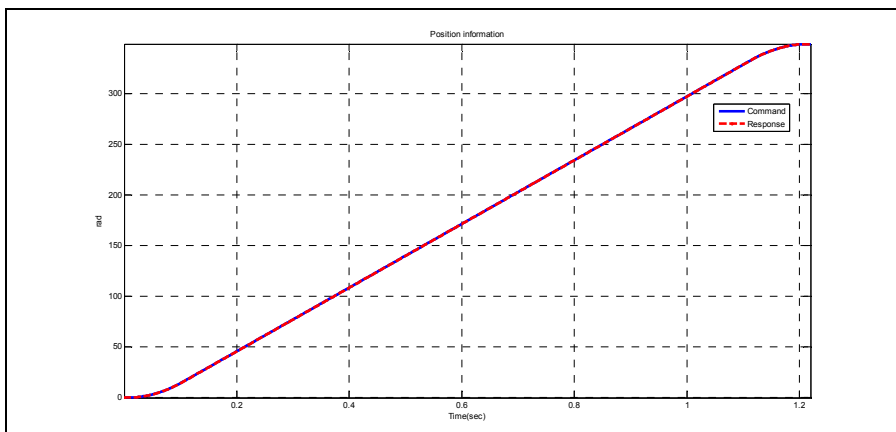


圖 20
模擬位置響應圖
(加入前饋控制器)
(a)命令響應比較圖
(b)追蹤誤差圖

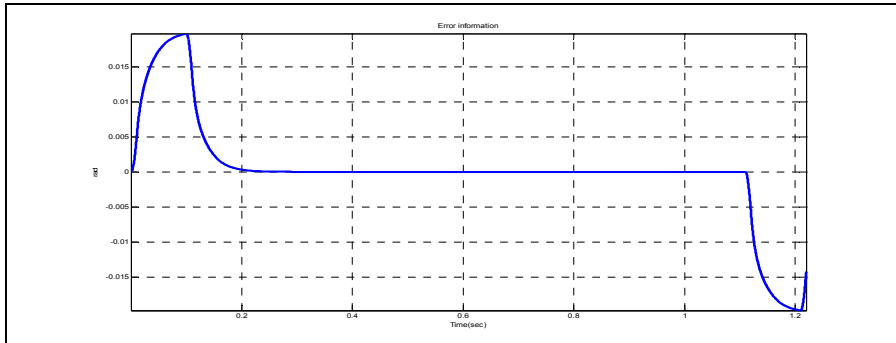


圖 20
模擬位置響應圖
(加入前饋控制器)
(b)追縱誤差圖

5-1-4 加入前饋控制器實驗結果：位置響應如圖 21 所示。

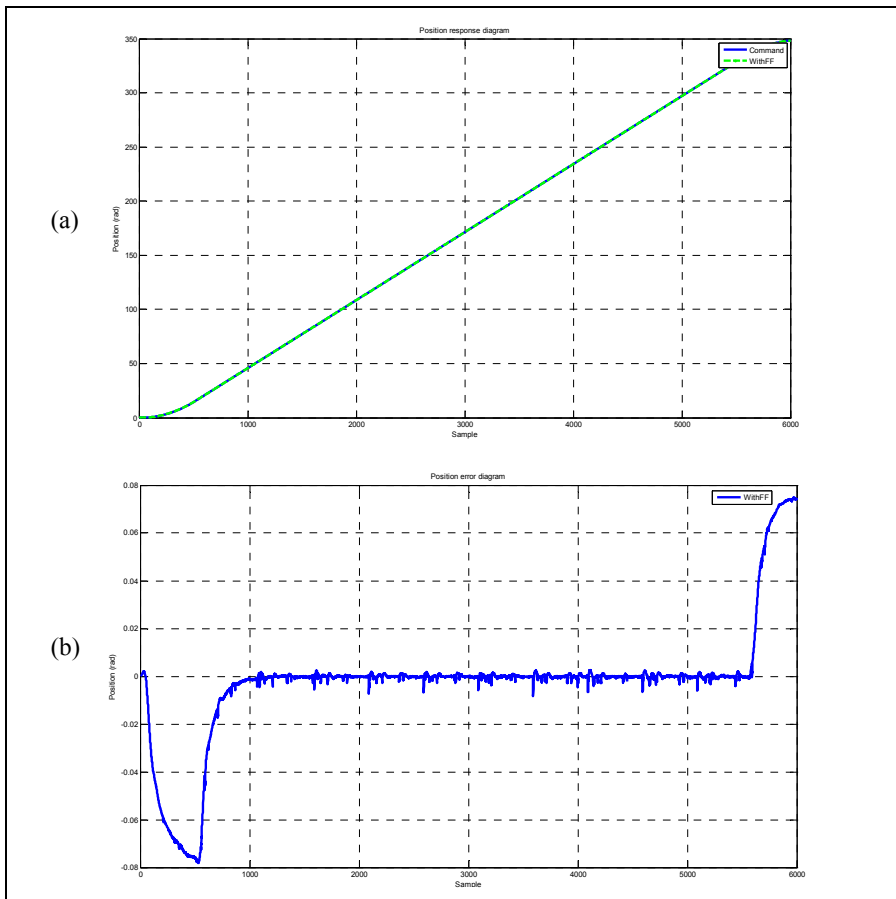


圖 21
實驗位置響應圖
(加入前饋控制器)：
(a)命令響應比較圖
(b)追縱誤差圖

六、結論

在速度迴路控制器方面，以系統頻寬作為設

計速度迴路控制器的一項參考變數，在兼顧系統干擾性能與系統響應能力之設計下，可快速的設計一滿足使用者需求之速度迴路控制器。



文中提出了兩種前饋控制器架構，根據內容之分析與模擬的結果顯示，第二種型式之前饋控制器，由於響應結果與未加前饋控制器之位置迴路響應相近，因此不建議使用此種型式的前饋控制器。

故採用之第一種型態控制器，若系統平台參數估測準確的狀態下，將可達到最佳的系統追蹤性能。不過，在實際應用時，由於操作環境亦受溫度與外界擾動的影響，進而影響系統參數，將引起追蹤性能之良窳。

整體而言，文中提出的速度控制器設計方式，經實驗驗證，除擁有傳統速度控制器之特點，更有良好的干擾抑制能力；提出之前饋控制器架構，透過本文提出的調適過程，經過實驗驗證，可使系統擁有良好的追蹤能力。不過，使用本型前饋控制器需備有 Jerk、加速度與速度資訊其乃美中不足之處。

1124-1138, 2006.

- [3] Bedi S., Ali I., and Quan N., "Advanced Interpolation Techniques for NC Machines," ASME Journal of Engineering for Industry, Vol. 115, No. 3, pp. 329-336, 1993.
- [4] Marchetti L. A., and Wright P., "A PC-based Open Architecture Controller: Design, Implementation, and Operation," ASME Journal of Manufacturing Science and Engineering, MED-Vol. 10, pp. 863-867, 1999.
- [5] Ogata K., Discrete Time Control Systems, Prentice Hall, 1987.
- [6] Franklin G. F., Powell J. D. and Workman M. L., Digital Control of Dynamic Systems, Prentice Hall, 1990.
- [7] Poo A., Bollinger J. G., and Younkin G. W., "Dynamic Errors in Type I Contouring Systems," IEEE Trans. on Industry Automation, Vol. 1A-8, No. 4, pp. 477-484, 1972.
- [8] Fanuc AC Servo Amplifier Maintenance Manual, FANUC LTD, 1987. ■

致謝



參考文獻

- [1] Chi-Ho Yeung, Yusuf Altintas and Kaan Erkorkmaz, "Virtual CNC system. Part I. System architecture", Int. J. Mach. Tools Manufact., Vol. 46, pp. 1107-1123, 2006.
- [2] Kaan Erkorkmaz, Chi-Ho Yeung, and Yusuf Altintas, "Virtual CNC system. Part II. High speed contouring application", Int. J. Mach. Tools Manufact., Vol. 46, pp.