

伺服控制系統之實務參數設計

吳楷聲* 蔡明祺**

國立成功大學機械工程學系

*研究生 **教授

摘要

一般的伺服控制系統常以串聯式控制(Cascaded Control)作為標準架構,使用串聯式控制架構,是為了在合理的頻寬範圍內,簡化內迴路的動態階數,進而簡化外層迴路之控制器設計,因此內外迴路之控制器可獨立設計。本文針對目前常見的串聯式伺服控制架構,提出一系統性的實務參數設計方法,在受控系統的參數已知的狀況下,利用所提出之設計方式來達到所要求之動態規格。並且,針對實務應用中常見的比例+積分控制器、積分+比例控制器與 PDFF(Pseudo Derivative Feedback + Feed-forward)控制器架構之各種性能,如響應速度、強健性與靜態剛性等作一比較,以作為設計者在選用此三種控制器時之依據。

關鍵詞：伺服控制、串聯式控制、參數設計

一、前言

目前業界常用之伺服迴路控制器大部分以 PI (Proportion + Integral)、IP (Integral + Proportion)及 PDFF (Pseudo Derivative Feedback + Feed-forward)為主,這三種控制器共同之優點為參數少、容易調整並且架構簡單易於實現。本文希望藉由學理分析並搭配適當之模擬,比較此三種業界常用的伺服迴路控制架構,找出此三種架構適用的時機與場合。文中首先會先推導各控制架構之轉移函數,以了解三種架構之間的關係。在 PI 控制器的設計上,提出用極零點消去的方式設計參數;IP 控制器則利用常見的標準二階公式加以設計;並且推導 PDFF 控制架構其轉移函數中,頻寬、自然頻率、阻尼比與控制參數之間的解析式,使得在三種控制架構下設計出的內迴路系統皆可以滿足串聯式控制之理念,也就是給定內迴路系統頻寬的設計方式,可作為實務上的設計方法。最後,分別從時域以及頻域響應、系統強健性、靜態剛性及飽和情況,了解各個系統的特性與該系統響應隨參數的變化趨勢。藉此對三種架構做全盤性的了解。伺服控制設計者亦可依據本文所提之設計方法配合模擬結果,於不同的應用場合,選擇適當的控制架構,設計系統參

數。為了在定性以及定量的比較上公平起見,在此針對三種控制器之設計訂定一共同之性能規範,亦即相同之系統頻寬,在所訂定的統一標準之下,比較各種控制器之性質方可顯出各種控制器之不同特性。

二、伺服迴路控制架構

由於一般伺服驅動器上的電流控制器增益與所搭配馬達之電氣參數有密不可分之關係,因此在許多馬達與驅動器已整體搭配的應用場合,電流控制器增益通常較少開放給使用者調整,因此本文將只針對速度迴路之設計作一探討。且電流迴路的設計方法與速度迴路類似,可將受控系統視為一階之動態系統,如式(1)所示,若是使用者需要自行設計電流迴路之控制參數,只須比照本文所提出之速度迴路設計流程即可完成設計。式(1)中, K_{PWM} 為功率級放大增益、 L 為線圈電感、 R 為線圈電阻。

$$G_{curr} = \frac{K_{PWM}}{Ls + R} \quad (1)$$

在串聯式伺服系統下,若電流控制迴路的頻寬遠大於速度迴路時(設計上通常取五至十倍),則電流迴路的動態可視為一常數,因此設計速度迴路時,受控體參數可簡化為式(2)。式(2)中, K_t 為馬達轉矩常數、 J 為轉動慣量、 B 為黏滯摩擦係數。

$$G_{speed} = \frac{K_t}{Js + B} \quad (2)$$

同樣地,當速度控制迴路的系統頻寬遠大於位置迴路時,其速度迴路之動態將可簡化為一常數,因此位置迴路之控制架構可簡化為如圖 1 所示。由於速度迴路的表現,將主宰著位置迴路響應的優劣,因此若要位置迴路達到良好的響應特性(響應速度夠快、響應平滑而無過越現象等),都有賴妥善的設計速度迴路的參數。一般 CNC 伺服系統為了避免過切削(over-cutting)的現象,在位置迴路控制器通常只用一比例增益,而伺服延遲(或稱之為追隨誤差)則藉由位置前饋控制器來補償。

現今業界常用伺服系統常用的速度迴路控制器大致可分為 PI 型、IP 型及 PDFF 型等控制器。以下先針對此三種控制器之控制架構作一簡介。

1、 PI 控制器

PI 控制器是將速度命令和實際回授速度之誤差值作比例放大及積分，合成出電流命令，控制架構如圖 2 所示，圖 2 之系統閉迴路轉移函數如式(3)所示：

$$T_{PI}(s) = \frac{V}{V_{cmd}} = \frac{(K_P \cdot K_I)s + (K_I \cdot K_I)}{Js^2 + (B + K_I \cdot K_P) \cdot s + K_I \cdot K_I} \quad (3)$$

2、 IP 控制器

IP 控制器的原始架構為早期類比控制常用之 ID(Integral + Differential)控制器，如圖 3 所示。但是在實現上，ID 控制器必須在回授路徑上建立一微分器，如此一來，若是回授訊號存在些微雜訊，則經過微分器後將會有放大雜訊的效果，因此可能會造成系統飽和或是不穩定的狀況發生，為了改良上述缺點，IP 控制器因應而生，如圖 4 所示。經由簡單的推導可以發現，若 K_P 取 $K_I \times K_D$ 則可獲得相同的轉移函數：

$$T_{IP}(s) = \frac{V}{V_{cmd}} = \frac{(K_I \cdot K_I)}{Js^2 + (B + K_I \cdot K_P) \cdot s + K_I \cdot K_I} \quad (4)$$

$$T_{ID}(s) = \frac{K_I \cdot K_I}{Js^2 + (B + K_I \cdot K_D) \cdot s + K_I \cdot K_I} \quad (5)$$

因此對於控制器輸出而言，IP 與 ID 控制器可達到相同的效果，但是實現上並不需要在回授路徑放置微分器，而有等效的微分效果，因此 IP 控制器又稱為 PDF(Pseudo Derivative Feedback)控制器，也就是虛擬回授微分的意思。若比較式(3)與式(4)之轉移函數，可看出 PI 比 IP 控制器多一個零點，因此在同樣的參數設定下，PI 的響應速度比 IP 快，但暫態之過越情形較嚴重。

3、 PDFF 控制器

PDFF 控制器又稱作 Extended PI (PI+)控制器，如圖 5 所示，其在性能調整上較 PI 以及 IP 架構更具有彈性。若推導其轉移函數，如下式：

$$T_{PDFF}(s) = \frac{(K_{FR} \cdot K_P \cdot K_I)s + K_I \cdot K_I}{Js^2 + (B + K_I \cdot K_P)s + K_I \cdot K_I} \quad (6)$$

可以發現當 $K_{FR}=1$ 時，與 PI 控制架構的轉移函數相同；當 $K_{FR}=0$ 時，該轉移函數與 IP 控制架構相同，也就表示藉由調整 K_{FR} ，可將系統零點的位置控制在負無窮大與 $-K_I/K_P$ 之間的任意位置。便可以在 PI 及 IP 兩個極端中取得更符合我們需求的系統特性。

三、 控制器參數設計

根據串聯式控制的理念，必須先設計內迴路之頻寬以滿足其頻寬遠大於外迴路 5~10 倍之關係，因此

在設計伺服迴路控制器時，頻寬規格是一個必須由設計者明確指定之參數，以確保內外迴路的解耦合關係。控制系統的頻寬，意味著暫態響應速度的快慢，以及系統過濾各種訊號的能力，頻寬越高，上升時間越快，這也是因為高頻訊號可以通過的原因。

對標準二階系統而言，阻尼係數 $\zeta=0.707$ 時，系統頻寬等於自然頻率，又為無共振發生之最大頻寬，此時系統反應快速且無共振，為控制系統設計的較佳選擇，但並不適用於有零點的二階系統，例如 PI 控制器。本文在此提出的設計方法是基於設計頻寬與最佳阻尼比方式，以解析法設計控制器參數。在此所使用的受控體參數如表一所示。

1. PI 控制器參數設計[4]

由於 PI 控制器的閉迴路轉移函數並非標準二階，所以在設計時很難同時兼顧系統性能參數與零點位置。許多討論 IP、PI 性能比較的文獻中[6]，經常使用的設計方式是忽略零點，將轉移函數視為標準二階，此時頻寬為自然頻率的兩倍，由頻寬及阻尼係數決定控制器參數。以此方法所設計的控制系統，於頻寬 100Hz、阻尼係數等於 0.707 時，速度迴路的步階響應過越量高達 20%，加入位置迴路的步階響應呈現不平滑的階梯狀響應，而這樣的動態響應將無法為實務操作所接受。

本文中，將採用極零點對消的方式(Pole-Zero Cancellation)[4]，以 PI 控制器的零點消去受控馬達的極點，而此時相位邊限(Phase Margin)等於 90° ，原本非標準的二階系統則降為一階之系統，如此則可避免 PI 控制架構容易過越的缺點。設計速度迴路的 PI 控制器。於相同設計頻寬下，其系統性能(包含速度及位置迴路的響應、強健性等)皆優於前述之將閉迴路系統簡化為標準二階之方式，僅在剛性方面略低。本文期望藉由介紹此方法，並與 IP 架構作性能上的比較，以提供使用者在設計參數上可有更多的選擇。此處介紹的 PI 控制器設計方式，僅需要決定系統閉迴路之頻寬。PI 架構的開迴路系統轉移函數為

$$G(s) = \left[\frac{K_I}{s} + K_P \right] \times \frac{K_I}{Js + B} = \frac{K_I \cdot (K_P/K_I \cdot s + 1)}{s} \times \frac{K_I/B}{(J/B \cdot s + 1)} \quad (7)$$

若選擇

$$\frac{K_P}{K_I} = \frac{J}{B} \quad (8)$$

即可將受控馬達之極點將消去，因此開迴路轉移函數可簡化為：

$$G(s) = \frac{K_I \cdot K_I / B}{s} \quad (9)$$

其中，開迴路之增益交越頻率(gain cross-over frequency, ω_{cw})為 $K_I \cdot K_I / B$ 。此時決定開迴路之增益交越頻率即等效於決定閉迴路系統之頻寬，因此可得：

$$K_I = \frac{\omega_{cw} \cdot B}{K_I} \quad (10)$$

將所欲設計之系統頻寬代入上式中的 ω_{cw} ，可求得 K_I ，再由式(8)即可求得 K_P 。將表 1 之受控馬達參數代入，並選擇速度迴路之設計頻寬為 100Hz，可得到所設計之 PI 控制器參數如下：

$$K_I = \frac{(100 \cdot 2\pi) \times 0.000561}{0.33} = 1.0681 \quad (11)$$

$$K_P = \frac{J}{B} \times K_I = \frac{0.00054}{0.000561} \times 1.068 = 1.10968$$

2. IP 控制器參數設計

IP 控制器具有將閉迴路系統化為標準二階系統的特性，如下式所示：

$$H(s) = \frac{V}{V_{cmd}} = \frac{(K_I \cdot K_I) / J}{s^2 + [(B + K_I \cdot K_P) / J] \cdot s + (K_I \cdot K_I) / J} \quad (12)$$

$$= \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

由上式可知，控制器參數與所對應的標準二階參數關係為：

$$\omega_n^2 = (K_I \cdot K_I) / J \Rightarrow K_I = (\omega_n^2 \cdot J) / K_I \quad (13)$$

$$2\omega_n\zeta = (K_I \cdot K_P + B) / J \Rightarrow K_P = (2\omega_n\zeta \cdot J - B) / K_I \quad (14)$$

因此決定標準二階公式之自然頻率及阻尼比兩項系統規格即可完成 IP 控制器參數之設計。首先決定系統的阻尼比，選擇最佳阻尼比 $\zeta = 0.707$ ；接著決定自然頻率，在此選擇與設計 PI 控制器之頻寬相同，為 100Hz。將所設計之頻寬、阻尼比與受控馬達參數帶入代入式(13)與式(14)，即可求得 IP 控制器之 K_I 及 K_P ：

$$(100 \cdot 2\pi)^2 = (0.33 \times K_I) / 0.00054 \quad (15)$$

$$\Rightarrow K_I = 646.0135$$

$$2 \times (100 \cdot 2\pi) \times 0.707 = \frac{(0.33 \times K_P + 0.000561)}{0.00054} \quad (16)$$

$$\Rightarrow K_P = 1.452$$

3. PDFF 控制器參數設計

大部分討論 PDFF 系統的文獻中鮮少有提供設計的方法，為了比較 K_{FR} 改變時對系統性能的影響，本文推導一特別的設計方式供設計者參考。此方法需給定的設計規格同樣是系統的頻寬及阻尼係數，於設計頻寬下，選擇最佳阻尼比 $\zeta = 0.707$ ，並且依照情況選擇適當的 K_{FR} ，推導出控制器參數 K_P 、 K_I 。

首先必須要先找出自然頻率與頻寬的關係式。由於摩擦係數 B 相對於 $K_I \cdot K_P$ 相當小，若忽略 B ，可將轉移函數對照為下面的形式

$$T(s) = \frac{K_{FR} \cdot (2\zeta\omega_n)s + \omega_n^2}{s^2 + (2\zeta\omega_n)s + \omega_n^2} \quad (17)$$

依頻寬(ω_{BW})的定義，頻率響應大小由零頻率增益下降 -3db 處的頻率，即為頻寬所在，因此將 s 以 $j\omega$ 代入，可寫出下列等式：

$$\left| \frac{K_{FR} \cdot 2\zeta\omega_n(j\omega_{BW}) + \omega_n^2}{(j\omega_{BW})^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_{BW}) + \omega_n^2} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (18)$$

上式可以整理成

$$\omega_{BW}^4 - 2[2\zeta^2(2K_{FR}^2 - 1) + 1]\omega_n^2\omega_{BW}^2 - \omega_n^4 = 0 \quad (19)$$

解方程式可得

$$\omega_n = \frac{\omega_{BW}}{\sqrt{1 + 2\zeta^2(2K_{FR}^2 - 1) + \sqrt{[1 + 2\zeta^2(2K_{FR}^2 - 1)]^2 + 1}}} \quad (20)$$

利用此關係式，在決定頻寬 ω_{BW} 、阻尼比和 K_{FR} 後便能夠得到相對應的自然頻率 ω_n 。由於系統轉移函數分母為標準二階，將 ω_n 、 ζ 帶入，對應系統參數，可以推導出 K_I 、 K_P

$$K_P = \frac{2\omega_n\zeta \cdot J - B}{K_I} \quad (21)$$

$$K_I = \frac{\omega_n^2 \cdot J}{K_P \cdot K_I} \quad (22)$$

四、PI 與 IP 控制器性能比較

本節將利用前述設計之控制器與受控馬達參數，分別針對以下四方面來比較 PI 及 IP 控制架構的系統性能：

- 系統時域與頻域響應
- 系統對抗負載干擾的能力
- 慣量改變對系統的影響
- 控制力與積分飽和問題

1. 時域與頻域響應：

在速度迴路中，模擬兩個系統對於單位步階輸入 (Unit step input) 的響應，如圖 6 所示，可以發現使用本文之設計方法，PI 控制器的響應速度不管在上升時間或是穩定時間都較快且沒有 overshoot。IP 控制架構的響應不僅響應速度較慢且有 4% 的過越量。

此一現象可由頻率響應上加以驗證，如圖 7 所示。首先，先前兩者之設計頻寬相同，可以由波得圖的大小圖上得到確認。而由於 PI 之極零點對消設計方法已經將閉迴路系統簡化為一階，而 IP 之閉迴路系統仍為二階，因此在高頻時 IP 控制器的系統相位落後較為嚴重，造成響應相對於命令有延遲的現象。

除此之外觀察兩系統的極零點，可發現由於所使用的 PI 設計方式為極零點對消，所以系統由二階降為一階，消除了過越的現象，且由於其主極點距離虛軸較 IP 控制器遠，時間常數小，所以響應較快。

若從包含位置迴路之模擬結果來觀察不同速度迴路控制架構的影響，可發現 IP 架構下的位置響應較 PI 架構要快，如圖 8 所示，這是因為當加入位置迴路時，系統增加一個 Pole 替代原本的極點成為系統的主極點，由於 IP 控制系統的主極點距離虛軸較遠所以響應速度較快，並且在 20Hz 的位置迴路頻寬下並不會有過越的現象產生。

2. 強健性：

強健性是考慮系統對於負載干擾和參數變化之影響，若系統響應所受到的影響越小，則強健性較佳。在此將比較 PI 與 IP 兩種控制架構在遭受負載轉矩及負載慣量改變時，強健性的優劣。

(1) 剛性(Stiffness)：

剛性(K)的定義如下式所述，也就是移動單位位移量所需的力，於伺服控制中剛性關係著系統對抗負載干擾的能力。

$$K = \frac{\tau}{\Delta\theta} \quad (23)$$

一伺服系統之剛性，可由負載扭矩到位置輸出之轉移函數的倒數得之；若僅取其轉移函數則稱為系統之柔度(compliance)。例如，在位置控制迴路下，若速度迴路分別以 PI 與 IP 控制器設計，則其剛性分別為式(24)與(25)所示：

$$\frac{1}{K_{PI}} = \frac{\theta}{T_d} \quad (24)$$

$$= \frac{s}{Js^3 + (K_p \cdot K_t + B)s^2 + K_t(K_t + P \cdot K_p)s + K_t \cdot P \cdot K_t}$$

$$\frac{1}{K_{IP}} = \frac{\theta}{T_d} \quad (25)$$

$$= \frac{s}{Js^3 + (K_p \cdot K_t + B)s^2 + K_t \cdot K_t s + K_t \cdot P \cdot K_t}$$

當 s 趨近於零時，上述兩式之倒數稱為靜態剛性(DC Stiffness)，特別要提及的一點是，在位置迴路系統下，PI 與 IP 控制器所提供之穩態剛性皆為無窮大。若從兩系統遭受到相同負載干擾下之響應，可比較出兩者在剛性表現之優劣性。此處模擬於位置迴路下(相同之位置迴路比例增益)，固定位置命令為零，當受到一振幅為 1 N-m 之方波負載干擾時，PI 與 IP 速度迴路控制器之暫態響應。由模擬的結果可以發現到，相較於 PI 控制器較大的擺動幅度與回復初始位置之時間，IP 控制器明顯對於負載扭矩的影響較小，振動之峰值約只有 PI 系統的 1/3，且回復初始位置之時間相當快。若觀察負載扭矩至位置輸出之頻率響應，如圖 11 所示，此時取其倒數，可看出各頻率下的系統的剛性，此即稱為系統之動態剛性(Dynamic Stiffness)。在前述之設計頻寬範圍內，可明顯看出 IP 控制架構的剛性大於 PI 架構系統，也解釋為何 IP 控制器之暫態響應受干擾的影響較小。

(2) 負載慣量變化之靈敏度(Sensitivity of inertia variation)：

此處探討當負載慣量值改變時，對於整個系統響應的影響。從模擬結果可看出，當系統慣量由標稱值(Nominal Value)之 1 倍變為 4 倍時，PI 控制器在慣量增加時，其時間常數也增加，導致系統響應趨於變緩慢；IP 控制器則在慣量增加時系統開始振盪，相對不穩定度增加。相同的是上升時間及穩定時間皆拉長；但由於 IP 的相對不穩定度增加，所以在其慣量改變時需作相對之補償。

3. 積分與電流飽和：

飽和現象是指輸出的線性範圍限制，當飽和發生時，輸出將保持在一固定值，不再線性增加，此時系統呈現非線性現象，控制系統常見的飽和現象主要有控制力飽和與積分飽和。積分飽和較容易發生在定點式微處理器，例如在現今常見的 16 位元處理器中，數值運算範圍在 0 至 65535，因此在使用積分控制器時，必須特別處理積分的數值以免數值發生溢位，所以在實現上來說，為避免積分數值容易飽和，積分後的數值越小越好，在此觀察控制架構中的 I 控制增益可發現，IP 控制器的 K_I (=646) 遠大於 PI 控制器的 K_I (=1.086)，因此 IP 系統較有容易發生數值溢位的現象，需特別注意。

而所謂的控制力飽和，是描述受控系統的先天物理限制，例如馬達之輸出電流即有一定之限制，當達到上限無法增加時，但是積分控制器的值並未停止累加，於是當電流命令由非線性區回到線性區後，累加過量的積分值便可能造成系統發生極限循環(Limit cycle)而發散或是影響系統性能[5]。此現象可由位置迴路模擬觀察，如圖 15 與 16 所示，將位置命令固定於馬達原點時，施加一負載扭矩使控制力達到飽和

值，此時驅動器無法提供更高扭矩抵抗負載，因此於 5 秒後除去負載，系統並不會回歸原始位置，並開始自發振盪，因此飽和現象必須特別小心處理積分器，一般飽和現象發生時會使用反積分終結法 (Anti-windup) 處理，在此並不贅述。在實務上，伺服系統為避免發生飽和現象，常採用軌跡規劃方式以降低暫態誤差值，避免暫態發生飽和。在此值得一提的是，IP 控制器雖然其積分器增益較大，但在減去速度回授的增益值後的最大電流命令約只為 PI 控制架構的一半，所以其控制力相對較不易達到飽和。

五、PDFF 性能比較

為了定性以及定量比較上之需要，訂定 PDFF 之系統設計頻寬與阻尼係數同樣為 100Hz 與 0.707，並以此來設計 PDFF 控制器參數。此處將比較 K_{FR} 於 0~1 時的性能變化，可根據不同的應用場合需求，作為選擇 K_{FR} 的參考。

1. 時域與頻域響應：

觀察系統步階響應。我們通常以暫態響應速度 (上升時間)，穩態響應速度 (Rise Time)，及過越量 (Overshoot)，三個特性做為系統響應的性能指標。首先，比較其單位步階響應，PI 的過越量明顯遠較 IP 系統為高，當 $K_{FR} = 2/3$ 時暫態響應速度與 PI 相當，可是過越量卻不到一半；當 $K_{FR} = 1/3$ 時，過越量幾乎等於 IP 架構，暫態響應速度則介於 PI 與 IP 中間。由圖 17 之頻率響應圖可以證實經由設計後的參數，使頻寬等於 100Hz；由於選擇 $\zeta = 0.707$ ，沒有共振頻率。若觀察相位圖發現 $K_{FR} = 0$ 時，高頻相位明顯落後，所以可以預知系統暫態響應會較慢。

為了方便觀察，這裡分別於 $K_{FR} = 0 \sim 1$ 時，建立其曲線圖觀察三個性能指標改變的趨勢。圖 18 中，上升時間的變化曲線，顯示於 K_{FR} 接近 1 時，PDFF 退化為 PI 控制器，暫態的響應速度最快；在 K_{FR} 由 0.2~0 時速度最慢，而變化程度趨於和緩。 $K_{FR} = 0$ 時，PDFF 退化為 IP 控制器，上升時間約需要 PI 的 1.23 倍。若觀察過越量之變化情況，如圖 19 所示，於 $K_{FR} = 0$ 時過越量不到 5%；但 K_{FR} 由 0.4~1 時卻串升到 20%。同時穩定時間 (如圖 20 所示)，也隨著過越量的上升而增加。所以雖然此時 PI 暫態響應快，但穩態時間較慢，實務上未必能被接受。

2. 系統剛性 (Stiffness)：

系統對抗干擾負載的能力方面，同樣可由干擾至輸出的波得圖觀察各頻率下的動態剛性，觀察圖 21 的模擬結果，發現在設計頻寬內，隨著 K_{FR} 變小，系統剛性變高，超過設計頻寬後的高頻範圍剛性大小則相當。為方便觀察系統剛性隨 K_{FR} 的變化趨勢，由下式計算系統穩態剛性 (DC Stiffness) 描繪出曲線圖，如

圖 22 所示。

$$DC \text{ Stiffness} = K_I \cdot K_P \cdot K_I \quad (26)$$

圖 22 中顯示 IP 架構的系統剛性約有 PI 系統的 4.23 倍之高，大小變化於 $K_{FR} = 0.1 \sim 0.9$ 時趨於線性；兩端則變化量不大。

藉由觀察這四個曲線圖的變化趨勢，設計者可以依照使用的場合及需求不同，對系統性能作取捨，進而選則適當的 K_{FR} ，再設計其他控制器參數 (K_P 與 K_I)，例如在需要高剛度的應用場合，可選用較低的 K_{FR} (< 0.4)，而在需要響應較快速的應用場合， K_{FR} 則需選的較高 (> 0.9)。

六、結論

工業常用的串聯式伺服迴路中，由於 PI、IP 伺服架構控制器參數較少，於調整參數時較容易，所以常被業界廣泛地應用。PDFF 架構則屬於比較新型態的控制技術，由於多了一個控制器參數，於調機時具有較高彈性，但在調整時必須適當運用經驗法則加以調整。業界在實務應用上常以經驗法則調整系統參數，而藉由理論分析可從定性上看出參數改變對系統影響的趨勢，因此未來進一步應從本文所提出之設計方法延伸，發展一實務之伺服控制參數調整法則。

由本文之設計與比較實例所獲之結果可以得出以下結論，在負載干擾變化量很小的情況下，可以選用 PI 架構以獲較好的響應速度；於大負載及負載不斷變化的情況選用剛性大的 IP 架構較為適當；如果以上的兩種架構都不能滿足系統性能的需求，則可以選用具有彈性的 PDFF 架構在響應速度與系統剛性之間作一權宜之衡量。運動控制器大廠 Kollmorgen 公司在 PDFF 控制架構之研究與應用已有相當之經驗，所提供的調整法則中建議，再需要高剛性的情況下選用 $K_{FR} < 0.4$ ；一般情況 K_{FR} 選擇 0.65；需要響應快的時候則須選擇 $K_{FR} > 0.9$ ，可以作為設計時之參考。

七、參考文獻

- [1] Benjamin C. Kuo, Automatic control systems, 7th ed, Prentice-Hall, 1997.
- [2] George E., Control System Design Guide, Academic Press, 2000, pp. 105-114.
- [3] George E., "PDFF: An evaluation of a velocity loop control method," PCIM-Europe, 1999.
- [4] Mohan, N., Electric Drives, Mnpere Minneapolis, 2001.
- [5] H. S. Chuang, "Design of Antiwindup Controller to a Servo Drive," Proceedings of The 15th National Conference on Mechanical Engineering of CSME, 1998, pp. 263-269.
- [6] 陳世樂, 楊家豪, "工具機進給系統之伺服參數調整法則", 中國機械工程學會第 15 屆全國學術研討會論文集, 2001, pp. 615-622.

八、圖表彙整

表 1、受控體參數表

轉動慣量 J	$5.4 \times 10^{-4} \text{ kg-m}^2$
轉矩常數 K_t	0.33 N-m/A
反電動勢常數 K_e	0.33 V/(rad/s)
電樞電感 L	1.54 mH
電樞電阻 R	0.71Ω
黏滯摩擦係數 B	$5.61 \times 10^{-4} \text{ N-m-sec/rad}$

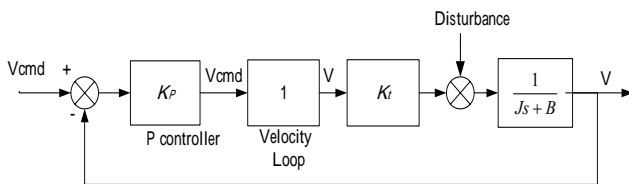


圖 1、簡化後位置迴路架構

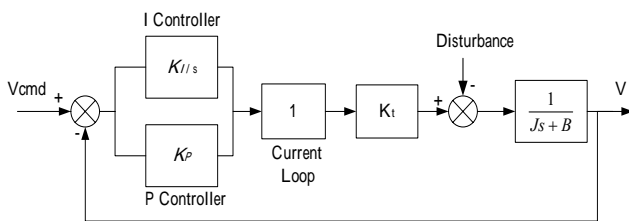


圖 2、PI 速度迴路控制架構

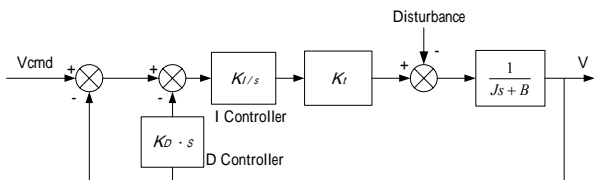


圖 3、ID 速度迴路控制架構

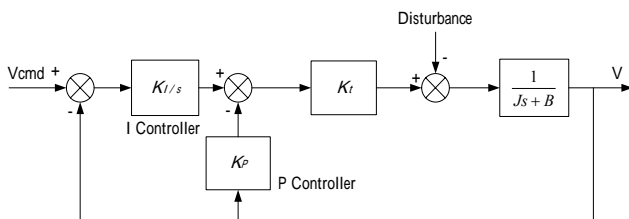


圖 4、IP 速度迴路控制架構

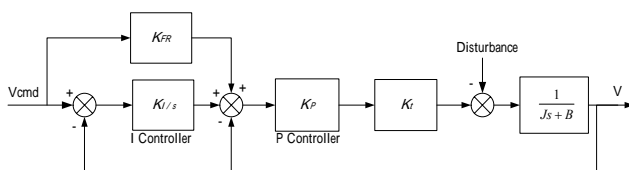


圖 5、PDFF 速度迴路控制架構

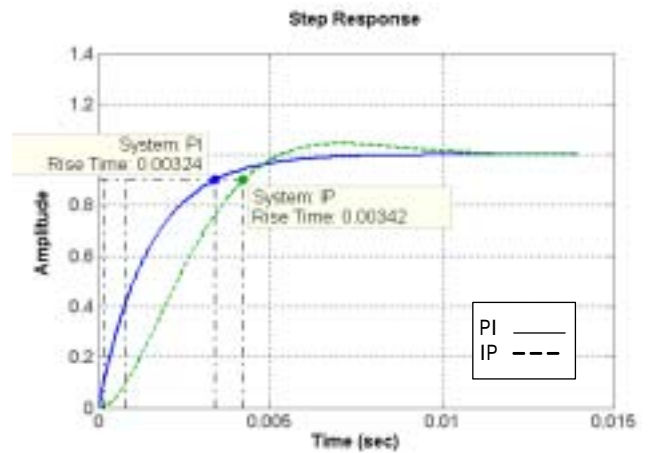


圖 6、速度迴路單位步階響應圖

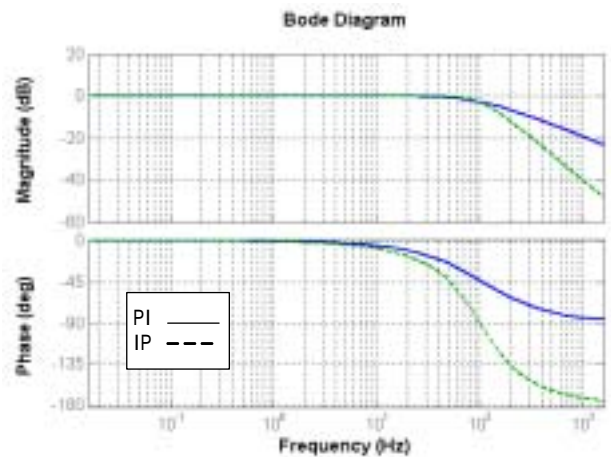


圖 7、速度迴路波德圖

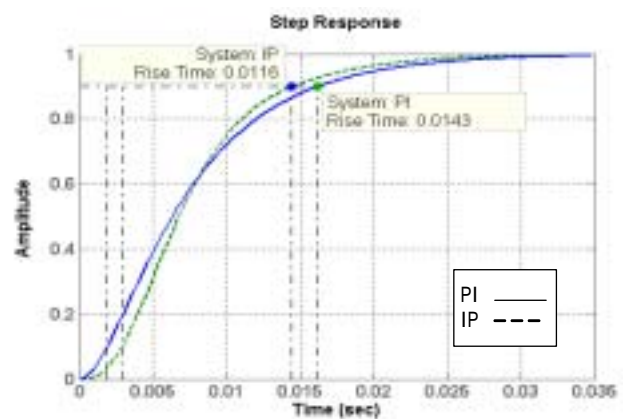


圖 8、位置迴路單位步階響應圖

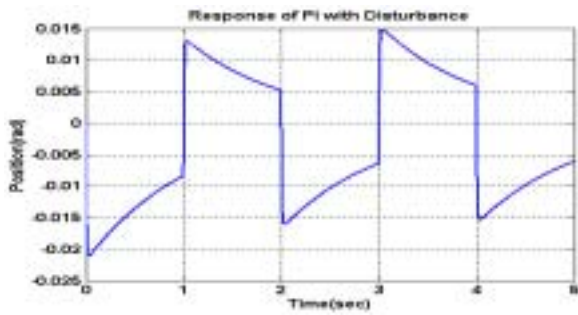


圖 9、PI 控制架構遭受方波負載之響應

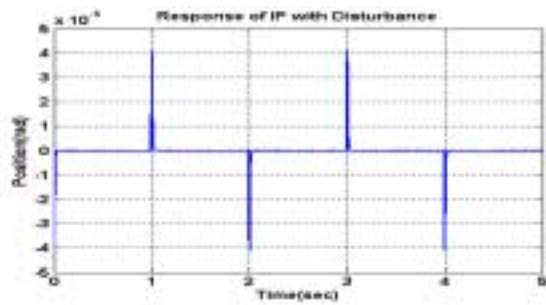


圖 10、IP 控制架構遭受方波負載之響應

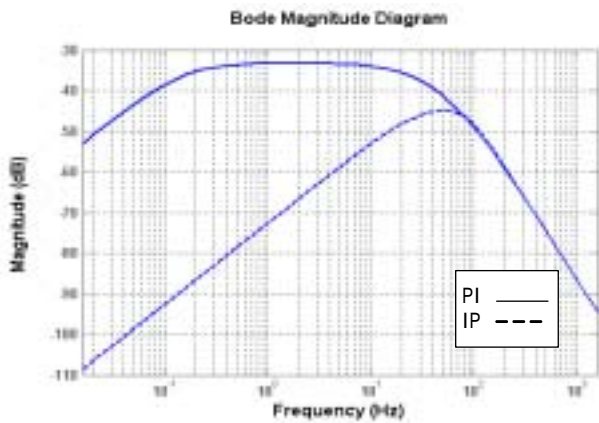


圖 11、PI_(實線)與 IP_(虛線)控制器之動態剛性比較

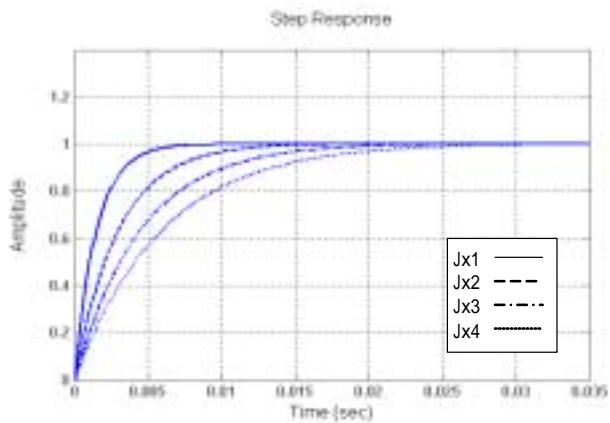


圖 12、PI 系統單位步階響應(1~4 倍標稱慣量)

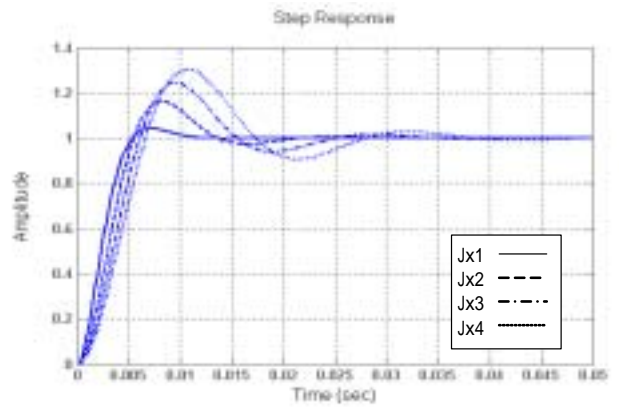


圖 13、IP 系統單位步階響應(1~4 倍標稱慣量)

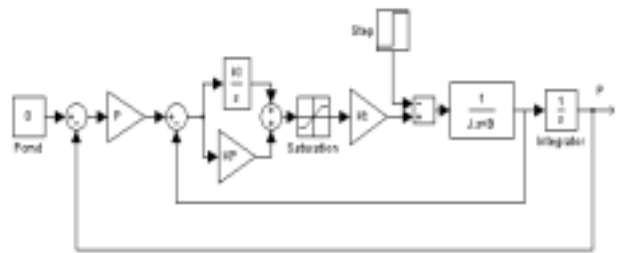


圖 14、具有電流飽和器之系統

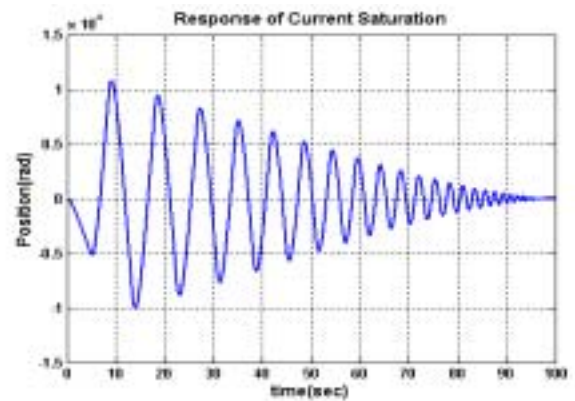


圖 15、電流飽和器造成之震盪

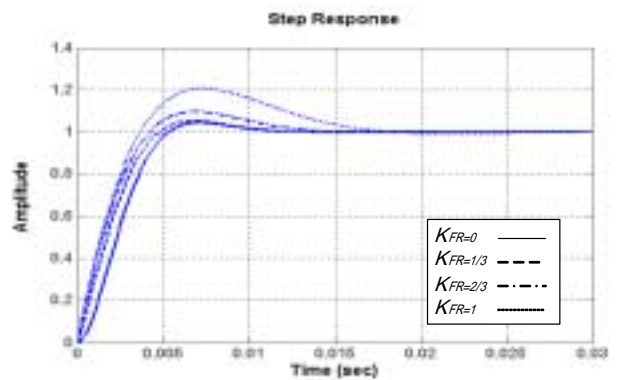


圖 16、PDF 系統單位步階響應圖

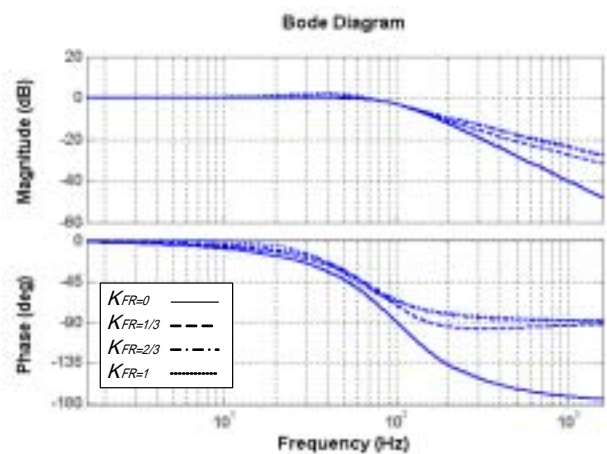


圖 17、PDFF 系統波德圖

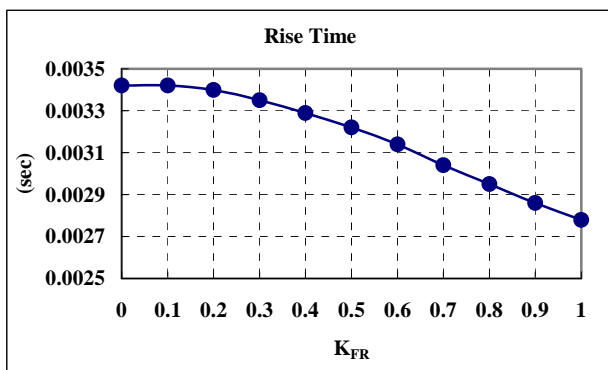


圖 18、PDFF 控制架構上升時間($K_{FR}=0\sim1$)

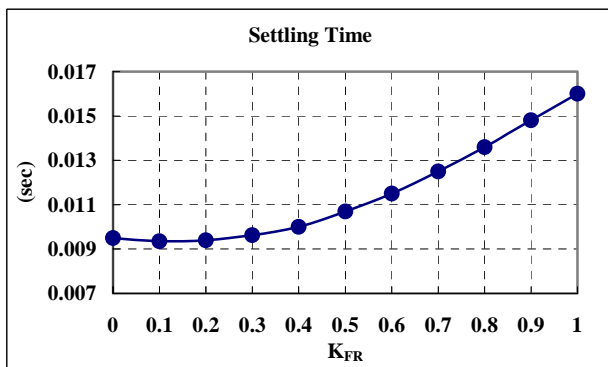


圖 19、PDFF 控制架構穩定時間($K_{FR}=0\sim1$)

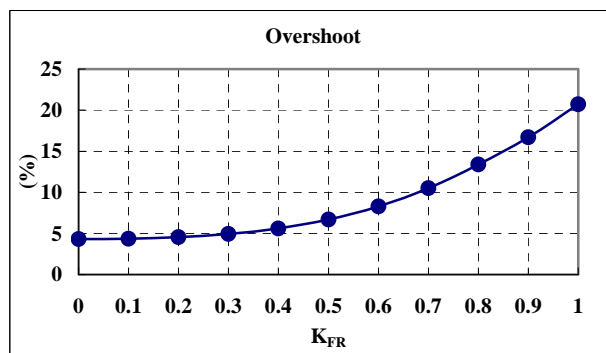


圖 20、PDFF 控制架構過越量($K_{FR}=0\sim1$)

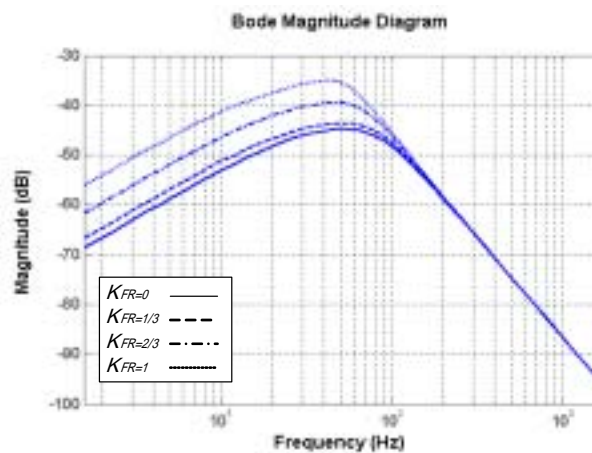


圖 21、動態剛性

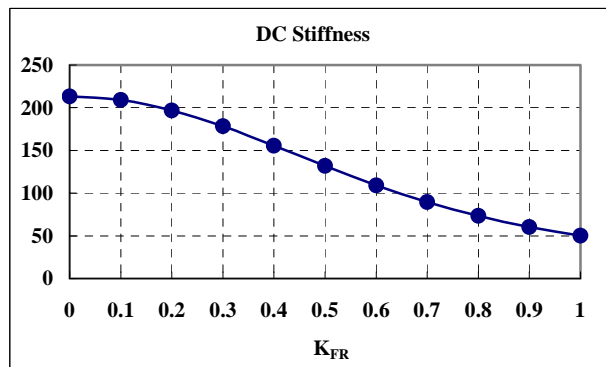


圖 22、穩態剛性($K_{FR}=0\sim1$)