

陳金聖 台北科技大學 自動化科技研究所 副教授

李峰吉 工業技術研究院 機械所 機電控制整合部

陳建旭 台北科技大學 自動化科技研究所

摘 要

運動系統之參數對控制性能有極大的影響，必須能準確鑑別出包含機構之系統參數，才能有效設計控器提升運動系統之性能。本文提出一實現的演算法結合控制器架構進行系統參數鑑別，此方法乃基於干擾觀測器(Disturbance observer, DOB)之原理，針對受控場中對影響速度迴路最甚的系統慣量(System inertia)及黏滯係數(Viscous coefficient)進行鑑別。參數鑑別完成後，本文進一步提出一泛用型速度控制器，其速度迴路為比例積分與積分比例控制器整合架構。

關鍵詞：系統參數鑑別、系統慣量、黏滯係數、速度迴路控制器

ABSTRACT

The mechanical systems could be controlled to ensure robust, high speed and high accuracy tracking performance. However, the system parameters must be known in order to design the motion controller to meet the above requirement adequately. This paper proposes a novel algorithm, based on the disturbance observer, to iteratively identify the inertia constant, viscous damping coefficients and Coulomb friction. After the parameter identification process, this project further proposes a novel velocity loop controller. The velocity loop controller integrates with proportion-integrate and integrate-proportion controller. This controller will be adjusted according to the specification in tracking performance under different system certainty and disturbance.

Key words : System parameter identification 、 System inertia 、 Viscous coefficient 、 Velocity loop controller

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

本研究之重點為速度迴路之控制器設計，以本研究的控制器設計而言，需要十分清楚受控體模型才能設計一個適合的控制器來得到最佳系統響應；而如何去鑑別受控體模型，這是一個十分複雜的問題。本文提出一個容易實現、成本低的估測策略並結合控制器架構來做系統鑑別，而受控體參數估測部份仍是針對影響機械迴路最甚的兩個系統參數，轉動慣量(System Inertia) 及黏滯係數(Viscous coefficient)來做鑑別估測；首先採用馬達出廠時所告知的轉動慣量 J 及黏滯係數 B 為初始估測值，再配合本文中所設計的正弦輸入訊號來做鑑別。即可估測出誤差極小的轉動慣量及黏滯係數值，並達成離線式自動參數鑑別的需求。

三、研究方法

3.1 馬達系統鑑別之設計理論

3.1.1 利用干擾觀測器進行參數估測之理論分析

文中係以干擾觀測器配合參數估測理論作為本文中馬達系統鑑別之理論基礎。使用之理論強調能以一次的實驗，將所需要的慣性係數、黏滯係數及庫倫摩擦力鑑別完成，鑑別之干擾觀測器如圖 1 所示。

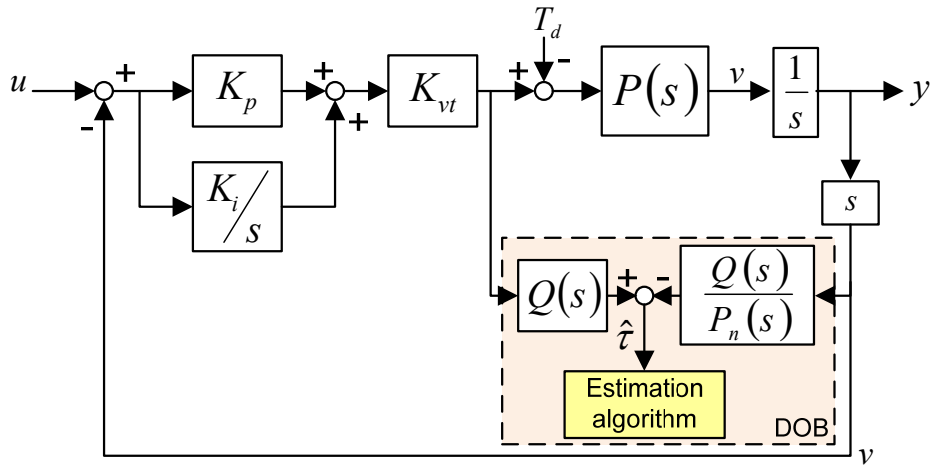


圖 1、干擾觀測器架構圖

其中，

$u(s)$ ：控制命令

$v(s)$ ：速度響應訊號

$\zeta(s)$ ：測量雜訊或速度估測誤差

$T_d(s)$ ：外界干擾力，包含了摩擦力和外界的負載力

$Q(s)$ ：低通濾波器

$\tau(s)$ ：經由估測所得到的外界干擾力，但此訊號沒經過低通濾波器

$\hat{\tau}(s)$ ：經過低通濾波器後所估測得到的外界干擾力

$P(s) \left(= \frac{1}{Js + B} \right)$ ：受控體轉移函數

$P_n(s) \left(= \frac{1}{J_n s + B_n} \right)$ ：經由估測所得到的受控體轉移函數

從圖 1 中，可以推導得到下列關係式：

$$\tau(s) = u(s) - \frac{1}{P_n(s)} (v(s) + \zeta(s)); \quad \hat{\tau}(s) = Q(s) \cdot \tau(s)$$

在此為了說明干擾估測器的概念，所以先令低通濾波器 $Q(s) = 1$ 以方便說明；當

$Q(s) = 1$ 時可推導出(1)式

$$\hat{\tau}(s) = u(s) - \frac{1}{P_n(s)}(v(s) + \zeta(s)) \quad (1)$$

將 $P_n(s) = \frac{1}{J_n s + B_n}$ 關係式代入(1)式中，可得

$$\hat{\tau} = \varepsilon - J_n \dot{v} - B_n v - (J_n \dot{\zeta} + B_n \zeta) \quad (2)$$

從圖 1 中，可看出 $\varepsilon(s) - d(s) = \frac{1}{P(s)}v(s)$ 的關係式，其中 $P(s) = \frac{1}{Js + B}$ ，因此依序可推導出(3)式。

$$\varepsilon = d + J\dot{v} + Bv \quad (3)$$

將(3)式代回(2)式中，因此可得到下列關係式

$$\begin{aligned} \varepsilon &= d + J\dot{v} + Bv \\ \Rightarrow \tau &= d + \Delta J\dot{v} + \Delta Bv - (J_n \dot{\zeta} + B_n \zeta) \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $J = J_n + \Delta J$ ， $B = B_n + \Delta B$ 。

至於如何有效去除量測雜訊及一些高頻的雜訊的干擾，可以採用一個直接且容易的手法，即設計一個低通濾波器 $Q(s)$ 來達成我們的要求。而 $Q(s)$ 的設計法則可分為低頻與高頻不同狀態下來討論：當在低頻狀態下，期望其增益值接近 1，這樣可抑制擾動與一些模型的不確定性；而在高頻狀態下，期望其增益值必須接近 0 來防止高頻雜訊進入系統。而如何設低通濾波器 $Q(s)$ 的階數，這將參考 $\frac{Q(s)}{P_n(s)}$ 的特性來決定，在本文中選用二階的濾波器方可滿足我們的要求，如(5)式所示。

$$\begin{aligned} Q(s) &= \frac{1}{(qs+1)^2} \\ &= \frac{1}{q^2 s^2 + 2qs + 1} \end{aligned} \quad (5)$$

在此 q 代表是一個常數，當頻率小於 $1/q$ 時，則 $|Q(s)| \approx 1$ ；而當頻率大於 $1/q$ 時，則 $|Q(s)|$ 的大小將以負 40db 斜率向下降，而這干擾估測器有效頻率範圍是與 q 成倒數關係。以控制的目的而言， q 的大小將和我們需求的有效頻率範圍與量測雜訊的問題妥協，然而當 q 值為很小的情況時，系統將變得不夠強健。然而，以鑑別的目的而言， q 值的選擇是就容易多了；一般來說，在干擾頻率為低頻時，這開迴路系統的頻寬是低的，則 $Q(s)$ 的截止頻率可以被選擇比最大頻寬大一點點。

由圖(1)中，得知 τ 和 $\hat{\tau}$ 之間的關係式並定義如下：

$$\hat{\tau} = Q(s)\tau \quad (6)$$

假設摩擦力為唯一的擾動，因此重新整理(4)式後，可得到下列等效的干擾方程式。

$$\hat{\tau} = F_1 + \Delta J\dot{v} + \Delta Bv + \delta \quad (7)$$

在(7)式中的 δ 表示經過低通濾波器後所殘餘的高頻雜訊，其中 δ 可能包含著量測時的雜訊、背隙、扭力鏈波、伺服的延遲等。利用正弦訊號本身具有正交的特性來做系統慣性係數、黏滯係數與庫倫摩擦力等參數估測，而最大的特色在於採用此種訊號做參數估測，只需做一次的實驗即可估測出 J_n (System inertia)、 B_n (Viscous coefficient)、 F_c (Coulomb friction force) 等所需的參數，但因為要避免速度命令為零(換向)時，將有非線性的特性發生(例如 Stiction 與 Stribeck 非線性行為)而影響參數估測精準度，所以將速度命令提升至大於零，以避開有換向轉動的情形發生，速度命令型式可設定如下：

$$v_r(t) = v_0 + v_1 \sin\left(\frac{2\pi}{T_p}t\right) \quad (8)$$

其中 T_p 代表正弦訊號的週期，上述速度命令會使馬達往單方向運動，但在機台進行參數估測時。其大小視機台的進給軸行程而定，速度命令如圖 2 所示。但是因為步階訊號變換時，速度命令會產生換向的情況，因此，正弦波的前後第一個週期訊號將不會用來進行系統參數估測。

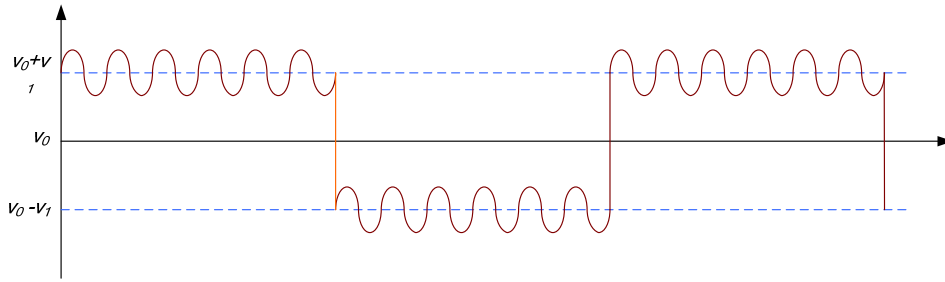


圖 2、輸入速度命令型式示意圖

將速度命令做微分，將可得到加速度命令型：

$$\dot{v}_r(t) = v_1 \frac{2\pi}{T_p} \cos\left(\frac{2\pi}{T_p} t\right) \quad (12)$$

其中 T_p 代表正弦訊號的週期，而 v_0 與 v_1 的關係為 $v_0 > v_1 > 0$ ，假如由其它的實驗中，可得知史崔貝克速度(Stribeck velocity)則可描述出 v_0 與 v_1 之間的最佳關係式：

$$v_0 - v_1 > v_s$$

3.1.2 利用干擾觀測器進行參數估測

當馬達已經達到某個穩定轉速時，摩擦力將等效於庫侖摩擦力(Coulomb friction)，也就是說， $F_1 = F_C$ 。當速度命令的頻率是相當低時，因此，假如這個速度迴路控制器(PI 架構)參數能調整到最佳化，而這系統響應將能夠在短時間內趕上輸入命令。因此這速度和加速度的響應都是正弦函數，而利用正交的關係可以從不同參數估測誤差中，解耦合出參數估測誤差(ΔJ 、 ΔB)。

另外有個要注意的地方，在剛始開始運轉時的暫態響應資料並不適合用於系統鑑別，因為此時的資料有很大的追蹤誤差，且適合用來做系統鑑別的訊號範圍應該要非常地近似正交訊號的特性，因而才能得到準確的估測結果。將(8)乘上 \dot{v} 並積分一個 T_p 週期時間，則將可得到(13)式。

$$\int_{T_p} (\hat{\tau} \dot{v}) dt = \int_{T_p} (\Delta J \dot{v} \dot{v}) dt + \int_{T_p} (\Delta B v \dot{v}) dt + \int_{T_p} (F_C \dot{v}) dt + \int_{T_p} (\delta \dot{v}) dt \quad (13)$$

根據訊號正交的關係和週期訊號的特性，可表示推導出(14)與(15)式

$$\int_{T_p} (\Delta B v \dot{v}) dt = 0 \quad (14)$$

$$\int_{T_p} (F_C \dot{v}) dt = 0 \quad (15)$$

假設下面這方程式是成立的

$$\int_{T_p} (\delta \dot{v}) dt \approx 0 \quad (16)$$

將可利用(13)式來估測出極慣性矩的變動量(ΔJ)

$$\Delta J = \frac{\int_{T_p} (\hat{\tau} \dot{v}) dt}{\int_{T_p} (\dot{v})^2 dt} \approx \frac{\sum_{k=1}^{k=N} \hat{\tau}[k] \dot{v}[k] T}{\sum_{k=1}^{k=N} \dot{v}^2[k] T} = \frac{\sum \hat{\tau}[k] \dot{v}[k]}{\sum \dot{v}^2[k]} \quad (17)$$

其中 N 代表是超過一個週期時間內的取樣次數，而 T 是取樣時間。在數學上，積分運算可由累加運算式來取代，而累加運算式的結果若要十分逼似積分運算的值時，可以由增加 N 值與減少 T 值來提升累加運算式的準確性。而極慣性矩的值將可由下式得到。

$$\hat{J}_{new} = \hat{J}_{old} + \Delta J \quad (18)$$

另外，有一個問題在這裡出現，因為我們只能夠測量到位置訊號，而在(17)式中將用到加速度訊號，而將位置訊號微分成加速度訊號的過程中會使雜訊(noise)被放大，尤其當速度命令是慢速的時候，這問題就更嚴重了。假如這個預設前提 $v = v_r$ 是成立的，則 $\dot{v} = \dot{v}_r$ 也將成立；因此可以用 v_r 來代替 v 去做高階微分，則可避免上述的問題發生並

可以估測出極慣性矩參數。

利用延伸先前的推導方式，將可以求出 B (Viscous coefficient)。將(7)式乘上 \dot{v} 並積分一個 T_p 週期時間，則將可得到(19)式。

$$\int_{T_p} (\hat{\tau} v) dt = \int_{T_p} (\Delta J \dot{v} v) dt + \int_{T_p} (\Delta B v v) dt + \int_{T_p} (F_C v) dt + \int_{T_p} (\delta v) dt \quad (19)$$

注意， v 和 v_r 是正弦訊號，且有一個常數的偏移量。因為正交特性的關係，(20)式的結果將為零。

$$\int_{T_p} (\Delta J \dot{v} v) dt = 0 \quad (20)$$

因此

$$\int_{T_p} (F_C v) dt = \int_{T_p} (F_C v_0) dt + \int_{T_p} (F_C v_1 \sin(\frac{2\pi}{T_p})) dt = F_C v_0 T_p \neq 0 \quad (21)$$

假設下面推導的方程式是成立的

$$\int_{T_p} (\delta v) dt = \int_{T_p} (\delta v_0) dt + \int_{T_p} \left(\delta v_1 \sin(\frac{2\pi}{T_p}) \right) dt \approx 0 \quad (22)$$

由(22)式將可估測出黏滯系數的誤差值

$$\begin{aligned}
\Delta B &\approx \frac{\int_{T_p} (\hat{\tau} v) dt - \int_{T_p} (F_C v) dt}{\int_{T_p} v^2 dt} \\
&\approx \frac{\sum_{k=1}^{k=N} \hat{\tau}[k] v[k] T - F_C \sum_{k=1}^{k=N} v[k] T}{\sum_{k=1}^{k=N} v^2[k] T} \\
&= \frac{\sum_N \hat{\tau}[k] v[k] - F_C \sum_N v[k]}{\sum_N v^2[k]}
\end{aligned} \tag{23}$$

假如庫侖摩擦力 (F_C) 是已知的，我們將可以利用(24)式來即時更新黏滯係數的值

$$\hat{B}_{new} = \hat{B}_{old} + \Delta B \tag{24}$$

不過，在求解(23)式時，要先求出庫侖摩擦力 (F_C)，在此將(7)式重新定義如下所示：(此時假設系統已經在一個穩定的速度下轉動)

$$\hat{\tau} = F_C + \Delta J \dot{v} + \Delta B v + \delta \tag{25}$$

以下三點為已知的訊息，將這些訊息代入(25)式中則可推導出(26)式。

- (a) F_C 是一個常數值；
- (b) $\Delta J \dot{v}$ 是一個正弦訊號且沒有偏移量；
- (c) $\Delta B v$ 是一個正弦訊號且有偏移量；

因此，在 T_p 週期時間內，將所有取樣得到的 $\hat{\tau}$ 值累加後取平均值，其推導過程如下所示：

$$\hat{F}_C = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{k=N} \hat{\tau}[k] = \frac{1}{N} \sum_N \hat{\tau}[k] \tag{26}$$

\hat{F}_C 是 F_C 的估測值，將(27)式代入(23)式中，可以進一步的推導出下面關係式：

$$\begin{aligned}\hat{F}_C &= \frac{1}{N} \Delta J \sum_{k=1}^{k=N} \dot{v}[k] + \frac{1}{N} \Delta B \sum_{k=1}^{k=N} v[k] + F_C + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{k=N} \delta[k] \\ &= \Delta B v_0 + \frac{1}{N} \sum_N \delta[k] + F_C\end{aligned}\quad (27)$$

N 是超過一個週期時間內的取樣點個數，在一次說明，假如雜訊關係的項為零，例如：

$$\frac{1}{N} \sum_N \delta[k] \approx 0 \quad (28)$$

\hat{F}_C 將會收斂，假設 $\Delta B = 0$ 成立，則 $\hat{F}_C = F_C$ 也將會成立。

3.2 速度控制器設計分析

本文所提出之速度迴路控制架構如圖 3 所示，利用改變 α 、 K_p 與 K_i 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。即改變 α 、 K_p 與 K_i 之數值，將形成不同的控制器架構，以符合使用者所需求之響應特性。

$$\frac{V}{V_{cmd}} = \frac{K_t(\alpha K_p s + K_i)}{Js^2 + (B + K_p K_t)s + K_i K_t} \quad (29)$$

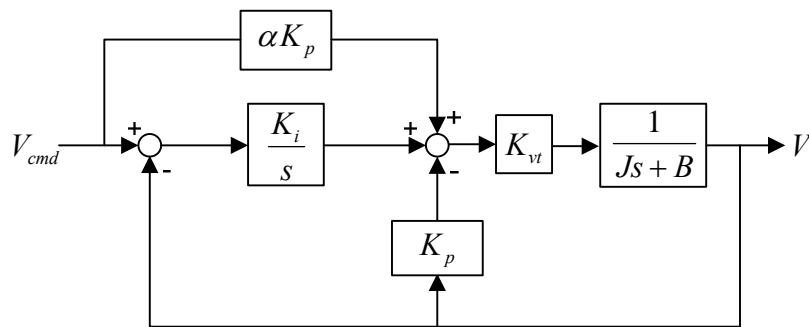


圖 3、PDFF 速度迴路

若在加入干擾之影響，則其架構如圖 4 所示。

$$V = \frac{K_t(\alpha K_p s + K_i)}{Js^2 + (B + K_p K_t)s + K_i K_t} V_{cmd} + \frac{-s}{Js^2 + (B + K_p K_t)s + K_i K_t} T_d \quad (30)$$

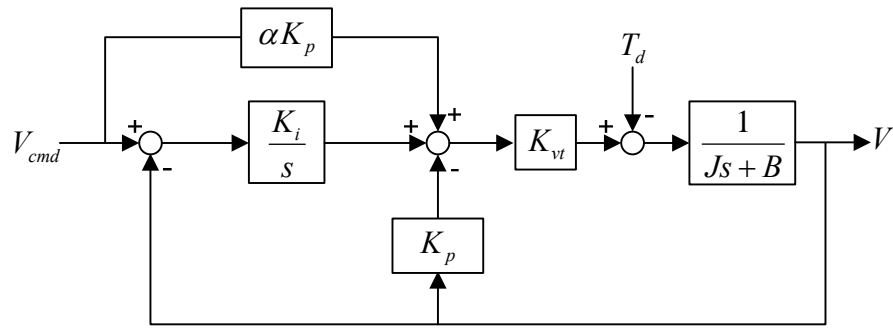


圖 4、PDFF 速度迴路(有干擾)

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文中提出之變數架構(α)所影響。其可由以下兩項模擬實驗驗證，一為未加入干擾時系統對於 α 變化之響應狀態，另一是加入干擾後系統對於 α 變化之響應狀態。

(1) 未加入干擾

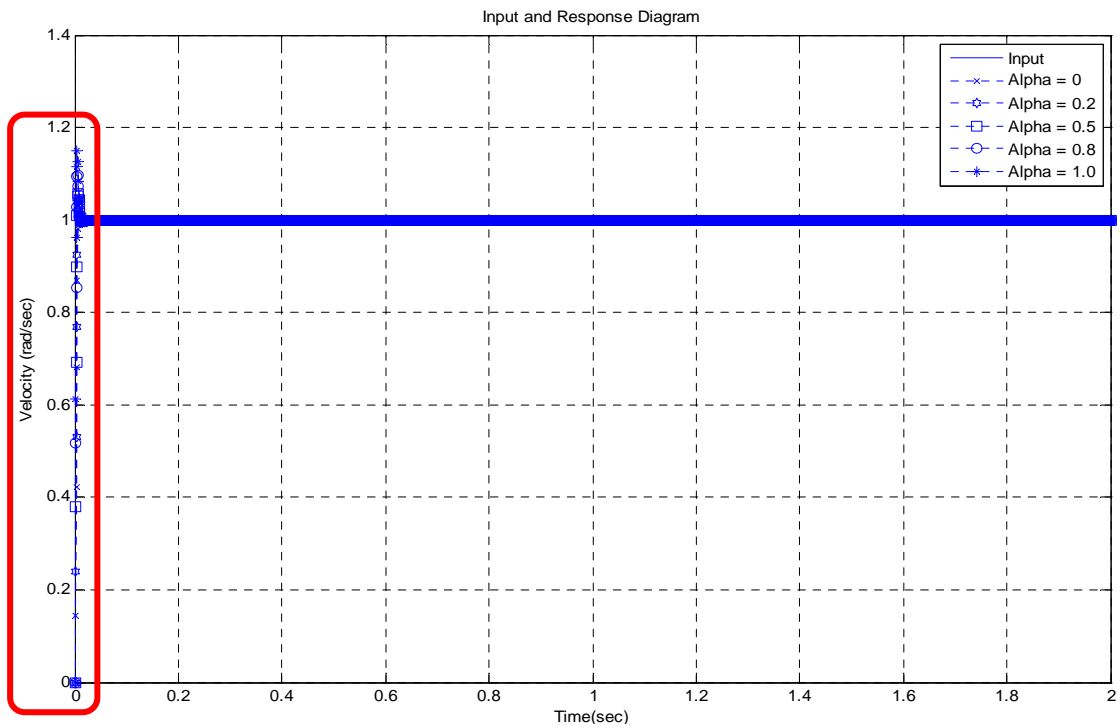


圖 5、輸出響應圖(未加干擾)

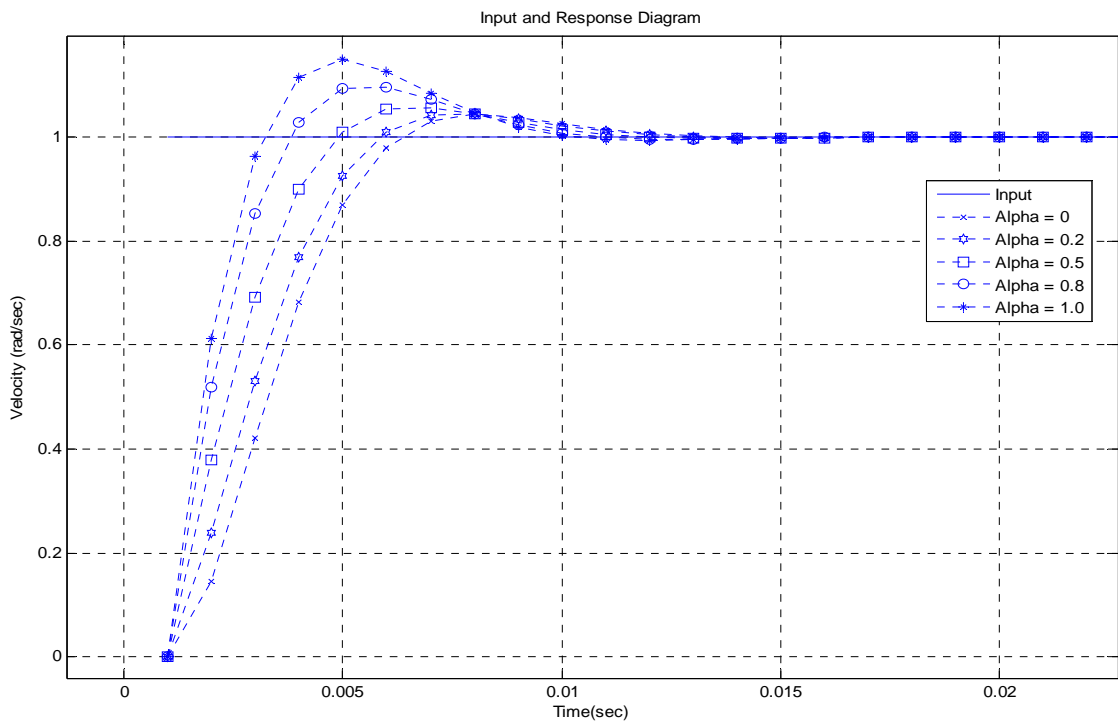


圖 6、輸出響應圖(紅線區)

(2) 加入干擾

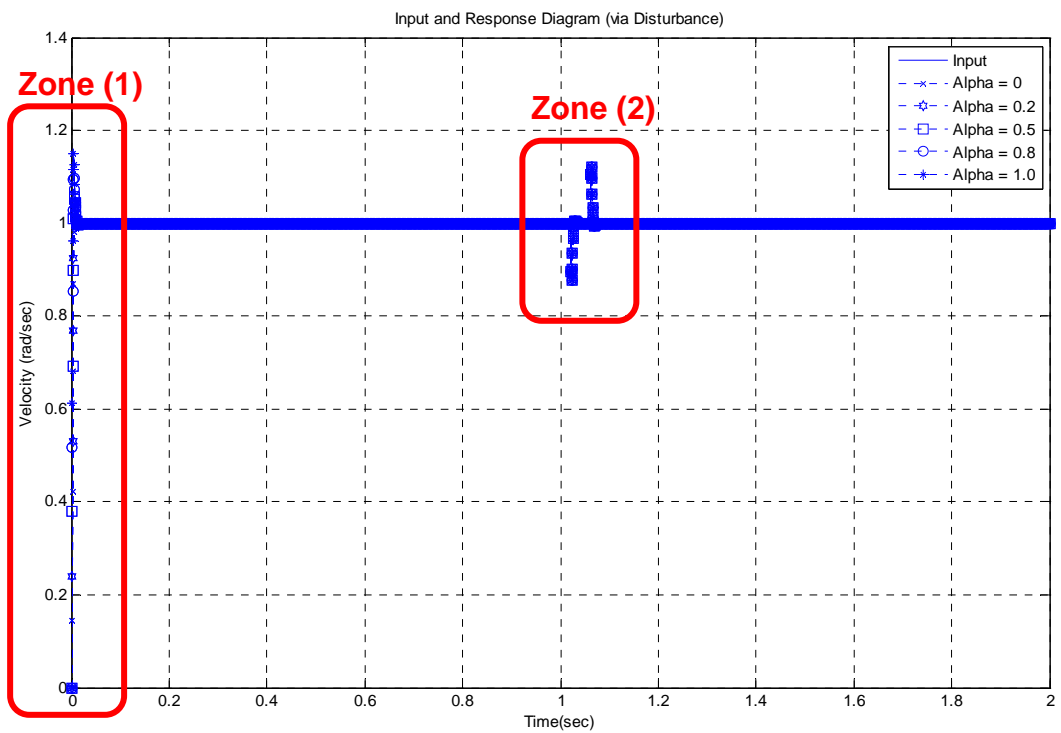


圖 7、輸出響應圖(加干擾)

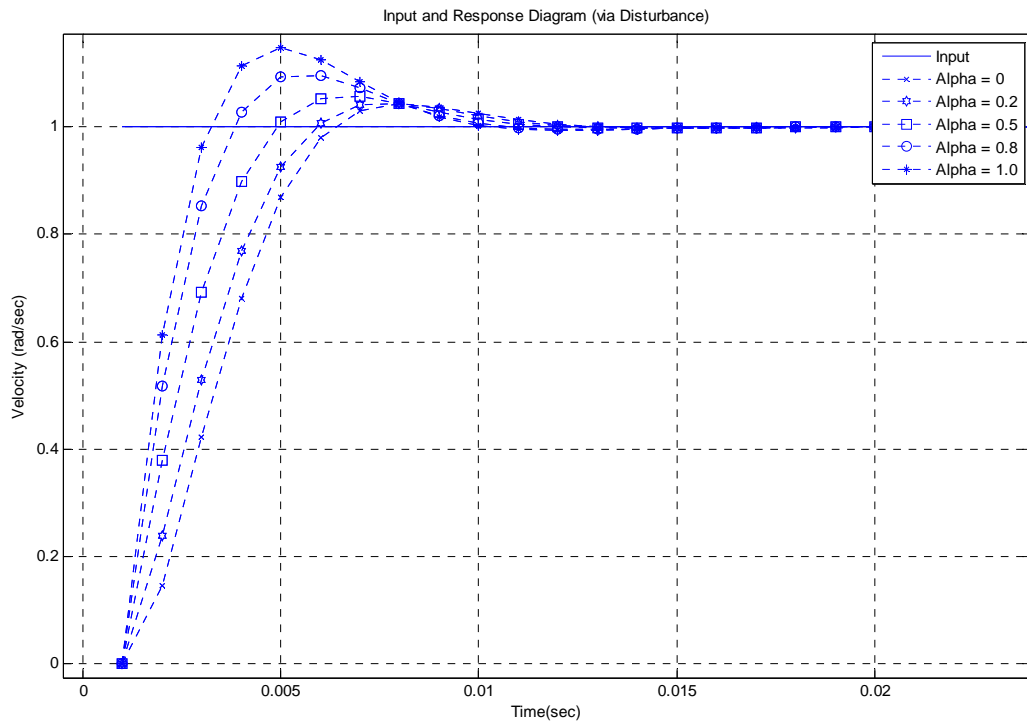


圖 8、輸出響應圖(Zone (1))

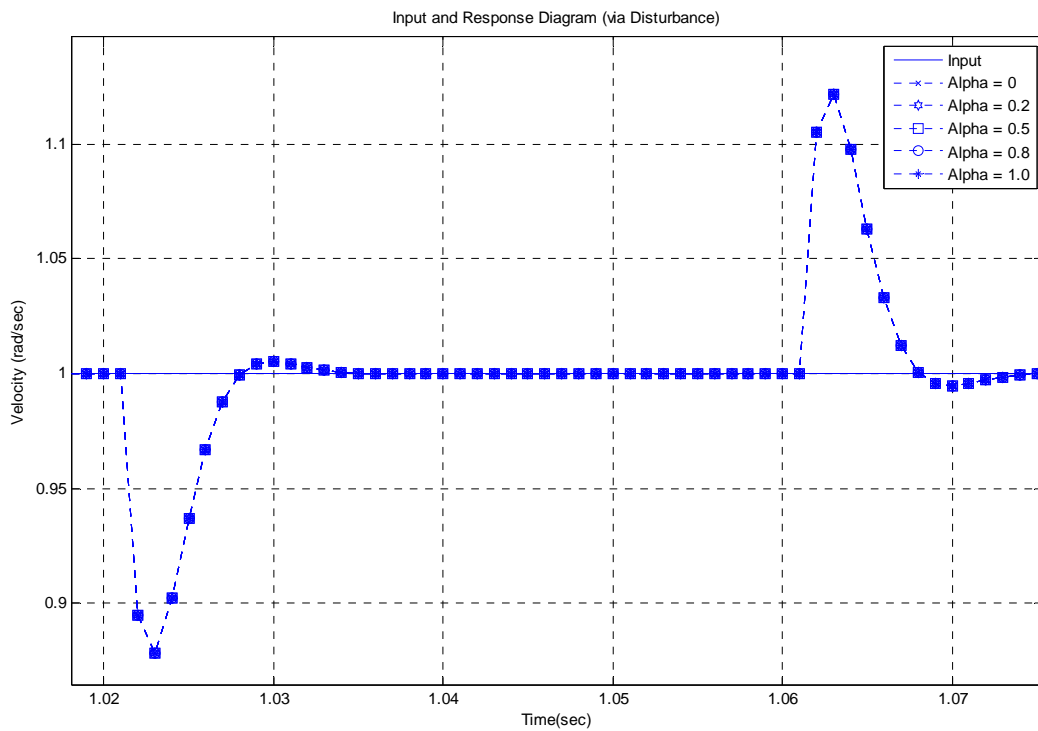


圖 9、輸出響應圖(Zone (2))

3.2.1 速度迴路下IP控制器之架構

IP 控制器之模型乃將 PDFF 控制器中之前饋路徑的參數 α 設為 0，系統架構如圖 10 所示。

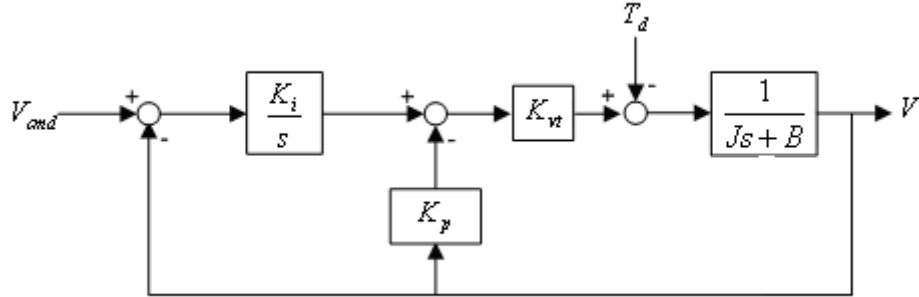


圖 10、IP 速度迴路控制架構圖

系統閉迴路轉移函數(未考慮 T_d)為：

$$\frac{V}{V_{cmd}} = \frac{K_t K_i}{Js^2 + (B + K_p K_t)s + K_t K_i} \quad (31)$$

IP 控制器具有將閉迴路系統化為標準二階系統之特性，如下式所示：

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{V}{V_{cmd}} \\ &= \frac{(K_t K_i / J)}{s^2 + [(B + K_p K_t) / J]s + (K_t K_i / J)} \\ &= \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \end{aligned} \quad (32)$$

由此可得知，控制器參數與相對應之標準二階參數關係為：

$$\omega_n^2 = K_t K_i / J \quad \Rightarrow K_t = (\omega_n^2 J) / K_i \quad (33)$$

$$2\zeta\omega_n = (B + K_p K_t) / J \quad \Rightarrow K_p = (2\zeta\omega_n J - B) / K_t \quad (34)$$

因此僅決定二階系統之自然頻率 ω_n 與自然阻尼比 ζ ，即可完成 PDFF 控制器參數設計。

3.2.2 速度迴路下PI控制器之架構

PI 控制器之模型乃將 PDFF 控制器中之前饋路徑的參數 α 設為 1，系統架構如圖 11 所示。

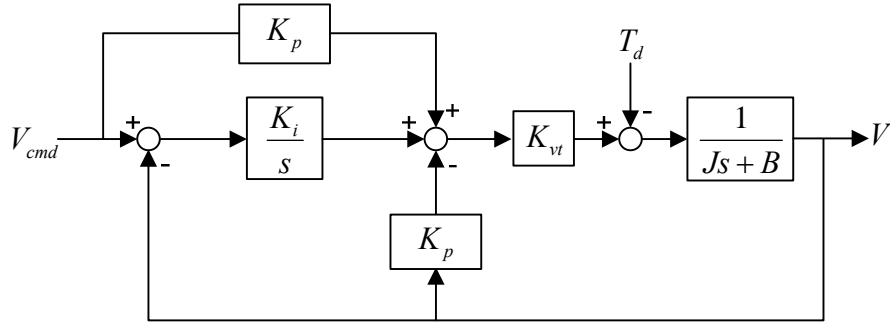


圖 11、PI 速度迴路控制架構圖

系統閉迴路轉移函數(未考慮 T_d)為：

$$\frac{V}{V_{cmd}} = \frac{K_p K_t \left(s + \frac{K_t}{K_p} \right)}{Js^2 + (B + K_p K_t)s + K_t K_t} \quad (35)$$

由閉迴路轉移函數觀察，PI 控制器多一個零點，因此在相同的阻尼比參數下會有較大的超越量發生。

四、結論

4.1. 馬達系統鑑別部分

在一次的實驗測試裡，三個參數在一段時間裡將會被一直重複的估測，直到估測結果逐漸達到穩定，假如我們可調好 PI 型的速度控制器，將會使得追蹤誤差變小，而一次實驗也就足夠來鑑別三個參數，否則，新估測到的參數值就可用來設計控制器，並可當做下次實驗的初始值，另外值得注意的是，此理論在估測這三個參數值時，是將雜訊 δ 項當成零，假若環境受雜訊影響大時，包含量測雜訊、背隙、扭力鏈波、伺服落後等現象，將會使得我們鑑別的結果變得不準確。

4.2. 速度迴路控制器

由圖 9 模擬結果得知，干擾於本文提出之控制器中，並不受 α 參數之影響。並且，當 α 愈接近 1 時，系統之最大超越量會愈來愈大，即愈接近 PI 控制器型式之系統；反之，當 α 愈接近 0 時，系統之響應接近使用者之需求，即愈接近 IP 控制型式之系統。

五、參考文獻

- 1 Frank Vahid, Tony Givargis, "Embedded System Design—A Unified Hardware/Software Introduction," John Wiley & Sons Inc., 2002.
- 2 Dipl.-Ing. (FH), MBA, Ari Almqvist, "New approach for high performance motion control," The Eighth Scandinavian International Conference on Fluid Power, SICFP'03, May 7-9, 2003, Tampere, Finland.
- 3 Chuck Raskin, "Designing With Motion Handbook: Design-Integration Software Tips and Techniques", Newnes; 5th edition, 1997.
- 4 "Handbook of AC Servo Systems", from www.motiononline.com supported by Automation Intelligence, Inc., Issued: 18/Jun/01.
- 5 施慶隆，李文猶，「機電整合與運動控制：原理與單軸平台實例」，高立圖書有限公司，1997。
- 6 SERCOS stands for Serial Real-Time Communication System，交通大學電力電子實驗室，<http://pemclab.cn.nctu.edu.tw/>，2000。
- 7 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.

- 8 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. 1124-1138, 2006.
- 9 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.
- 10 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.
- 11 Ogata K., *Discrete Time Control Systems*, Prentice Hall, 1987.
- 12 Franklin G. F., Powell J. D. and Workman M. L., *Digital Control of Dynamic Systems*, Prentice Hall, 1990.
- 13 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.
- 14 Fanuc AC Servo Amplifier Maintenance Manual, FANUC LTD, 1987.
- 15 A. Gambier, "Real-time Control Systems: A Tutorial," 2004 5th Asian Control Conference.
- 16 D.M. Auslander, J.R. Ridgely and J.D. Ringgenberg, "Control Software for Mechanical Systems", Prentice Hall PTR, 2002.
- 17 Y. Koren, "Computer Control of Manufacturing Systems", pp.45-63, 1983
- 18 李友壬，運動系統之參數鑑別與前饋控制器設計，碩士論文，國立台北科技大學自動化科技研究所，台北，2005。
- 19 施禕迪，直線馬達運動平台之高精度控制含摩擦力補償，博士論文，國立交通大學機械工程系，新竹，2004。