

順滑內模式控制船舶自航器設計與分析

曾慶耀[†] 陳關宇

國立台灣海洋大學 通訊與導航工程系

關鍵詞：內模式控制、順滑模式控制、順滑內模式控制、Norrbin非線性平擺模式、自航器

摘 要

船舶於海上航行時，受到波浪、風、海流、等多變之環境外力影響，不易於以精確的數學模式，描述其運動行為。而通常在設計船舶自航器時，為了簡化控制器設計程序及使之易於實現，多使用簡化之受控體模式為設計依據。此將導致真實受控體(Plant)與受控體數學模式(Model)之間存在著模式誤差，因此控制器必須具備容忍模式誤差之強健性和快速追蹤的能力，且控制量亦不能超過致動器工作範圍。基於上述要求，本文提出結合內模式控制(Internal Model Control, IMC)，與順滑模式控制(Sliding Mode Control, SMC)兩種控制法，並以順滑層函數(Sliding Function)或輸出誤差(Output Error)為控制器切換之條件。本文動機在於結合內模式控制之平順控制力、設計簡便，與易於實現之優點，以及順滑模式控制之快速收斂和強健特性(Lyapunov漸近穩定)，進而設計出順滑內模式控制(Sliding Internal Model Control, SIMC)自航器。經由模擬結果顯示，本文所提出結合內模式控制及順滑模式控制(SIMC)之自航器設計方法，能夠有效改善切跳現象。因而避免了由於切跳現象所引起的舵機飽和限制(Saturation)和舵機角速率限制(Slew Rate limitation)外，及因為高頻舵角切換造成之系統不穩定性，並快速的完成航向追蹤之目標。

前 言

船舶於大海之中航行，為了安全及有效率的航行，以及減少船舶操控人員之工作負荷，通常借助於自動操船系統之運作，使船舶精確且穩定的航行於預定航向。傳統自航器設計，大都以PID控制器為主，其具有原理簡單，易於實現之特性。當外在環境改變時，船舶運動數學模式之操作點也會隨之改變。為求保持最適控制性能，需要藉由經驗豐富的操作者調整PID控制器的參數，因此並不符合實際船舶自航器之要求。就實用性而言，船舶自航器必須具有抵抗外來干擾，及容忍受控體參數變化之功能。

近年來由於微處理機技術日益精進，使得順滑模式控制(Sliding Mode Control, SMC)法則不僅限於理論之探討，且易於應用及實現。配合微處理機之計算功能，可迅速計算出狀態變數之空間位置、及系統控制參數之切換時機。目前SMC已被廣泛應用於許多控制系統中，如發電機機控制、載具自航器控制、機器人控制、交直流伺服馬達之速度與位置控制[1-6]。

在設計控制系統，通常必須考慮受控體(plant)及受控體模式(model)之間的誤差。內模式控制架構強調受控體與受控體模式之間的關係，並易於分析控制系統之強健性及穩定性。因此本文結合順滑模式控制(SMC)[7]及內模式控制(IMC)[8]設計船舶自航器，以進行航向角及平擺角速率追蹤模擬。經模擬結果顯示，本文所提出之控制架構，能有效改善切跳現象，避免因切跳現象而引起的舵機限制及高頻的控制量之系統不穩定性，進而完成快速軌跡追蹤之目標[9]。

船舶操縱數學模式

通常可將船舶於海浪中之運動視為六個自由度之空間剛體運動，即三個平移運動：縱移(surge)、橫移(sway)、起伏(heave)和三個旋轉運動：橫搖(roll)、俯仰(pitch)、平擺(yaw)，如圖1所示。

然而一般對船舶自身操縱性能進行探討時，多假設於溫和海況之下，即忽略波浪對船體運動所造成之影響，而將船舶動態視為縱移、橫移、平擺三個自由

[†] 責任作者(b0102@mail.ntou.edu.tw)

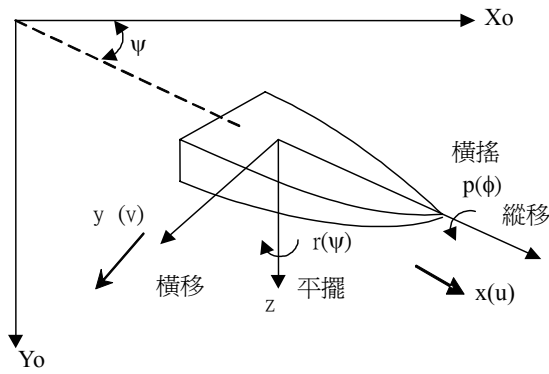


圖1 船舶運動座標系統

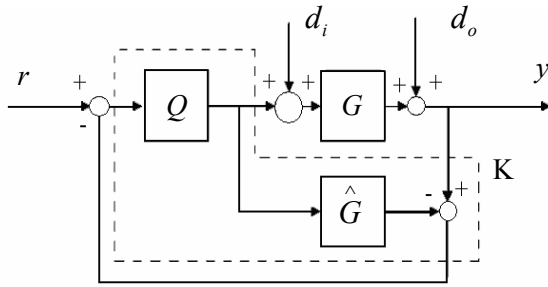


圖2 內模式控制系統架構

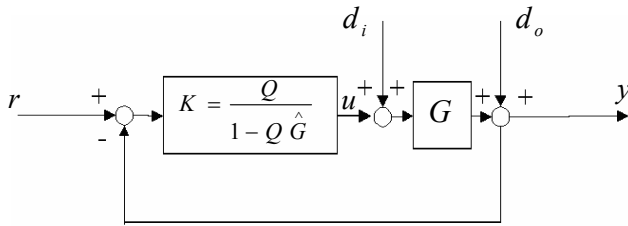


圖3 修正內模式控制系統架構

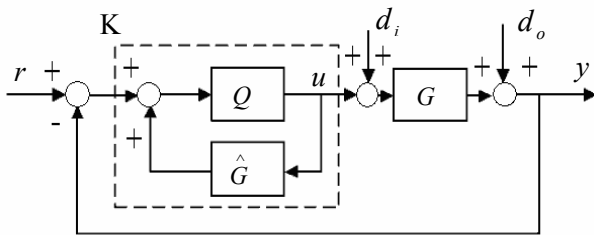


圖4 傳統控制系統架構

度之平面運動，因此可將三個自由度的平面運動表示成作用力向量之X、Y、Z三分量：

$$X = m (\ddot{u} - r\dot{v}) \quad \text{縱移} \quad (1)$$

$$Y = m (\ddot{v} + r\dot{u}) \quad \text{橫移} \quad (2)$$

$$N = I_z \ddot{r} \quad \text{平擺} \quad (3)$$

(1)~(3)式中， m 代表船體質量， u 、 v 、 w 、 $\dot{u}$ 、 $\dot{v}$ 、 $\dot{w}$ 分別為縱移、橫移及起伏的速度與加速度； p 、 q 、 r 分別為橫搖、俯仰及平擺角速度； $\dot{r}$ 為平擺角加速度； I_z 為船體對Z軸之旋轉慣性矩。對於(1)~(3)式在等速直線運動下予以線性化，此時縱移方程式與其它方程式

解偶合(decoupled)，因此只剩下橫移(2)及平擺(3)兩個方程式。經由拉普拉斯轉換，即可得Nomoto二階模式[10]：

$$\frac{r(s)}{\delta(s)} = \frac{k(1+T_3s)}{(1+T_1s)(1+T_2s)} \quad (4)$$

式中 k 為舵效增益， T_1 、 T_2 及 T_3 為時間常數。

由於一般實船操縱測試資料處理得知 T_2 與 T_3 非常相近，因此可將(4)式簡化為Nomoto一階模式

$$\frac{r(s)}{\delta(s)} = \frac{k}{1+Ts} \quad (5)$$

其中 $T = T_1 + T_2 - T_3$ 。

簡化的模式((5)式)僅可描述小舵角之船舶平擺動態，並不適於描述具有明顯非線性行為之大舵角操縱特性。因此本文模擬探討之受控體乃是使用如下述之Norrbin非線性模式[10]。

對於(5)式之Nomoto一階模式其時域表示式為

$$T\dot{r} + r = k\delta \quad (6)$$

加入非線性項至(6)式可得

$$T\dot{r} + H(r) = k\delta \quad (7)$$

其中 $H(r) = \alpha_1 r + \alpha_3 r^3$ 。(7)式即所謂Norrbin非線性平擺方程式，當 $\alpha_1 = 1$ 、 $\alpha_3 = 0$ 時，則可得到(6)式之Nomoto一階時域模式。

內模式控制(IMC)系統

1. 內模式控制架構

內模式控制架構如圖2所示， G 為受控體， $\hat{G}$ 為受控體模式， Q 為設計轉移函數， d_i 為系統之輸入干擾(input disturbance)， d_o 為系統之輸出干擾(output disturbance)。圖3為圖2之轉換架構，虛線部份可視為傳統閉迴路架構之控制器 K 。 K 與 Q 於轉換過程中之關係如(8)及(9)式所示：

$$K = \frac{Q}{1 - Q\hat{G}} \quad (8)$$

$$Q = \frac{K}{1 + K\hat{G}} \quad (9)$$

圖2~圖4之轉換過程，皆為等效之控制架構。從圖4及(8)式可得知，系統模式 $\hat{G}$ 乃包含於控制器 K 之中，此即內模式控制名稱之由來[11]。

圖4的傳統控制系統架構中，若受控體 G 與受控體模式 $\hat{G}$ 相同，則該迴路稱為常態迴路(nominal loop)。但實際上通常受控體 G 異於受控體模式 $\hat{G}$ ，因而在此一狀況下的系統稱為實效迴路(achieved loop)。若欲確保常態迴路之穩定性，則下列四個轉移函數必須穩定，以確保常態迴路的內部穩定(internal stability)。

$$\hat{T} = \frac{Y}{R} = \frac{K\hat{G}}{1 + K\hat{G}} \quad (10)$$

$$\hat{S}_o = \frac{Y}{D_o} = \frac{1}{1 + K\hat{G}} \quad (11)$$

$$\hat{S}_i = \frac{Y}{D_i} = \frac{\hat{G}}{1 + K\hat{G}} \quad (12)$$

$$\hat{S}_u = \frac{U}{R} = \frac{K}{1 + K\hat{G}} \quad (13)$$

其中 $\hat{T}$ 為常態互補靈敏度函數(nominal complementary sensitivity function); $\hat{S}_o$ 為常態輸出靈敏度函數(nominal output sensitivity function); $\hat{S}_i$ 為常態輸入靈敏度函數(nominal input sensitivity function); $\hat{S}_u$ 為常態控制靈敏度函數(nominal control sensitivity function)。將(8)式代入上列四個靈敏度函數((10)~(13)式)可得

$$\hat{T} = Q\hat{G} \quad (14)$$

$$\hat{S}_o = 1 - Q\hat{G} \quad (15)$$

$$\hat{S}_i = (1 - Q\hat{G})\hat{G} \quad (16)$$

$$\hat{S}_u = Q \quad (17)$$

由(14)~(17)式可發現靈敏度函數都為 Q 之線性函數。只要選定一穩定之常態(proper)有理式的 Q ，則(14)~(17)式必為穩定，亦即必能保證常態迴路之內部穩定。但在傳統控制架構下，給定一穩定之受控體模式 $\hat{G}$ ，且選擇一穩定控制器 K ，並無法確保(10)~(13)式為穩定。因此在內模式控制架構下進行自航器設計，將較傳統控制架構更易於掌握系統之內部穩定特性的要求。

2. 穩定內模式控制器設計流程

由(8)式之內模式控制器型態，其中 Q 為一設計轉移函數，其定義如下

$$Q = F\hat{G}_{inv} \quad (18)$$

其中 $\hat{G}_{inv}$ 為受控體近似逆模式(approximate inverse model)， F 為用以調整系統閉迴路特性之濾波器，其定義為

$$F = \frac{1}{(\beta s + 1)^n} \quad (19)$$

其中 n 為一正整數，選取其值使得轉移函數 Q ，成為齊次有理式(bi-proper)。 β 為一設計參數，相當於時間常數，其值大小將決定閉迴路系統之反應速率。如果無法直接選取受控體模式進行逆運算，則利用分離方式將受控體模式分成穩定及不穩定項，以下例說明之。

假設受控體模式如下

$$\hat{G} = \frac{\hat{B}_s(s)\hat{B}_u(s)}{\hat{A}_s(s)\hat{A}_u(s)} \quad (20a)$$

則近似逆模式為

$$\hat{G}_{inv}(s) = \frac{\hat{A}_s(s)\hat{A}_u(s)}{\hat{B}_s(s)\hat{B}_u(s)} \Big|_{s=0} \quad (20b)$$

其中 $\hat{A}_s$ 為受控體模式分母之穩定項， $\hat{A}_u$ 為受控體模式分母之不穩定項。 $\hat{B}_s$ 為受控體模式分子之穩定項， $\hat{B}_u$ 為受控體模式分子之不穩定項。若系統為非極小相位系統時，即具有右半平面零點，則不能對受控體模式直接作逆運算，否則會造成系統不穩定。此時選取 $s=0$ 時 $\hat{B}_u$ 項之直流增益(DC gain)，如此可保證近似受控體逆模式 $\hat{G}_{inv}$ 為穩定。

3. 不穩定內模式控制器設計流程

由於受控體模式 $\hat{G}$ 為不穩定，因此為滿足系統之內部穩定，必須確保決定系統穩定性之四個靈敏度函數((14)~(17)式)皆為穩定。

此時若只要求 Q 為穩定，並不足以保證(14)~(17)四個靈敏度函數皆為穩定，尚需要求 $\hat{G}$ 之穩定極點必須是 Q 之零點，且 $\hat{G}$ 之不穩定極點必須是 $(1 - Q\hat{G})$ 之零點[8]。因此在設計不穩定系統之時，必須避免直接之不穩定極、零點對消情形發生。

對於不穩定受控系統設計時，必須將系統區分成穩定及不穩定部份，而設計時之重點主要在求出調變濾波器 F ，其設計步驟如下：

(1) 分解

$$\hat{G} = \frac{\hat{B}_s(s)\hat{B}_u(s)}{\hat{A}_s(s)\hat{A}_u(s)} \quad (21)$$

其中之下標 s 表穩定部份， u 表不穩定部份。

(2) 定義下列各式

$$l = l_q s^p + \dots + l_1 s + l_0 \quad (22)$$

$$N_f = n_m s^m + \dots + n_1 s + n_0 \quad (23)$$

$$D_f = d_m s^m + \dots + d_1 s + d_0 \quad (24)$$

(3) 找出上式中各項之階數

$$\deg(N_f) = m = \deg(\hat{A}_u) \quad (25)$$

$$\deg(D_f) = n$$

$$= \deg(\hat{A}_s) + 2 * \deg(\hat{A}_u) - \deg(\hat{B}_s) \quad (26)$$

$$\deg(l) = q$$

$$= \deg(\hat{A}_u) + \deg(\hat{A}_s) - \deg(\hat{B}_s) - 1 \quad (27)$$

(4) 定義 D_f ，以決定閉迴路極點位置

$$D_f = (\beta s + 1)^n \quad (28)$$

(5) 解 Diophantine equation

$$\hat{A}_u L s + \hat{B}_u N_f = D_f \quad (29)$$

並找出 N_f

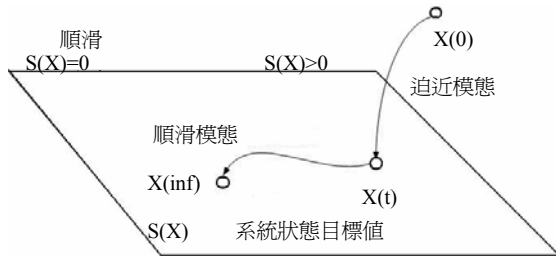


圖5 順滑模式原理示意圖[12]

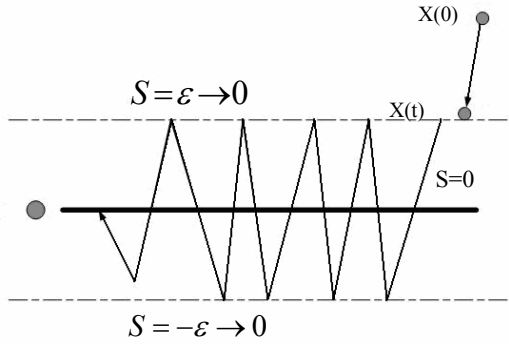


圖6 順滑層示意圖

(6) 調變濾波器 F 如下

$$F = \frac{N_f}{D_f} \quad (30)$$

(7) 設計轉移函數為

$$Q = F\hat{G}_{inv} \quad (31)$$

(8) 可得控制器

$$C = \frac{F\hat{G}_{inv}}{1 - F\hat{G}_{inv}\hat{G}} \quad (32)$$

因此，若以船舶航向角對舵角之轉移函數為受控體模式

$$\hat{G} = \frac{K}{s(Ts+1)} \quad (33)$$

則依上述之設計步驟可得控制器如下

$$C = \frac{F\hat{G}_{inv}}{1 - F\hat{G}_{inv}\hat{G}} = \frac{3\beta Ts^2 + (3\beta + T)s + 1}{\beta^3 Ks^2 + 3\beta^2 Ks} \quad (34)$$

順滑模式控制(SMC)系統

1. 順滑模式控制架構

順滑模式簡而言之就是，自「 $t=0$ ，系統狀態 $X(t)$ 在有限時間內，被外力所迫，推向順滑平面上($s(x)=0$)，且於後續時間內，系統不再脫離此順滑平面，並沿著順滑平面向平衡點移動，最終到達系統狀態的目標值」。其中 $s(x)$ 為一個順滑函數(sliding function)，且 $s(x)$ 對時間 t 必須是一次可微分。利用此順滑函數可將系統整個狀態空間分割為 $s(x)>0$ 、 $s(x)<0$ 、 $s(x)=0$ 三個子空間，關鍵是超空間(hyper plane) $s(x)=0$ 必須是連續且包括平衡點。圖5為順滑模式控制原理示意圖。

一般而言，迫近條件要滿足系統狀態在有限時間內到達順滑平面，在此將利用如下Lyapunov條件說明之。為保證系統狀態於有限時間內接觸到順滑平面，因此首先選取Lyapunov函數，滿足如下所示條件[7]：

$$v = \frac{1}{2}s^2 \geq 0 \quad (35)$$

$$\dot{v} = s\dot{s} < 0 \quad (36)$$

只要所選取的順滑函數能夠滿足Lyapunov條件，則可保證系統狀態呈收斂遞減的趨勢，並且能在有限時間內到達順滑平面。

2. 順滑函數之設計

一般的控制系統多以追蹤誤差(Tracking error)收斂遞減到零為依據，進而設計其順滑函數，在此首先定義相關變數如下：

$$x_d = [x_d(t), \dot{x}_d(t), \dots, x_d^{(n-1)}(t)] \quad (37)$$

$$x = [x(t), \dot{x}(t), \dots, x^{(n-1)}(t)] \quad (38)$$

$$E(t) = X(t) - X_d(t)$$

$$= [x(t) - x_d(t), \dot{x}(t) - \dot{x}_d(t), \dots, x^{(n-1)}(t) - x_d^{(n-1)}(t)] \quad (39)$$

其中 $X(t)$ 為 n 階的系統狀態向量， $X_d(t)$ 為 n 階的參考狀態向量， $E(t)$ 為 n 階的廣義誤差向量。假如 $E(t)$ 在 $t \rightarrow \infty$ 時，其值收斂到零，代表系統狀態追蹤到期望目標值($X(t) \rightarrow X_d(t)$)。因此可以定義順滑函數為下所示[4]：

$$s(e, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{(n-1)} e(t) \quad (40)$$

其中 $e(t)$ 為輸出誤差函數， n 為系統階數， λ 為權重調整函數，且 $\lambda > 0$ 。

由前述定義之順滑函數之特性可以知道，當 $E(t)$ 收斂到零時，順滑函數也相對的收斂到 $s(e, t)=0$ 平面上，其稱之為順滑平面或切換平面。

理論上，假如系統確實擁有無限大的頻率切換能力，可以真正達成收斂至順滑模式的切換平面。但實際上受限於船舶舵機限制，使得切換平面必須加以修正。目前最常採用的方法是Slotine在1983年所提出來順滑層概念，來取代順滑平面[7]。順滑層的概念就是使系統狀態在無限小夾層中來回跳動，並且承受兩邊壓力和讓系統維持平滑的滑動行為。在此可用圖6和(41)式來描述順滑層概念。

$$s(e, t) = \varepsilon \quad (41)$$

其中 ε 為很小的正實數。

3. 順滑模式控制器之設計

根據順滑模式理論，可將順滑模式系統區分為如下兩種模態

(1) 迫近模態：迫使系統軌跡在有限的時間內到達順滑平面。

(2) 順滑模態：將系統軌跡限制在順滑平面上，且最後逼近目標點。

而在設計順滑模式控制器，通常分為兩個步驟[4]：

步驟1、先假定系統已經成功控制在順滑平面上，因此先選定順滑函數 $s(x)$ ，使得系統軌跡在順滑模態時能滑向控制目標點。

步驟2、決定控制法則 u ，以確保系統狀態在有限時間內接觸到順滑平面。

而順滑模式控制器設計流程如下[7]。

假定 $X(t)=[x_1(t), x_2(t)]$ 可測得，給定 $X_d(t)=[x_d(t), \dot{x}_d(t)]$ ，且考慮如下之二階系統：

$$\begin{aligned}\dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= f(x) + g(x)u(x, t)\end{aligned}\quad (42)$$

由(39)式可得廣義誤差向量，再由步驟1先選定順滑函數如(40)式所示，且此順滑函數必須滿足(35)式及(36)式Lyapunov條件，因此由(36)式可得控制法則如下

$$\begin{aligned}\dot{v} &= s\dot{s} = s(\ddot{e} + \lambda\dot{e} + \lambda\ddot{e}) \\ &= \ddot{x}_d(t) - f(x) - g(x)u(x, t) + \lambda\dot{x}_d(t) - \lambda\dot{x}_1(t)\end{aligned}\quad (43)$$

可得

$$u_{eq} = \frac{\ddot{x}_d(t) - f(t) + \lambda\dot{x}_d(t) - \lambda\dot{x}_1(t)}{g(x)}\quad (44)$$

選擇順滑函數控制律為(45)式所示[4]

$$u(x, t) = u_{eq}(x, t) - \eta \operatorname{sat}(s, \varepsilon)\quad (45)$$

其中 η 為收斂增益， $\operatorname{sat}(s, \varepsilon)$ 為修正型切換函數如圖7及(46)式所示：

$$\operatorname{sat}(s, \varepsilon) = \begin{cases} 1 & s > \varepsilon \\ \frac{s}{\varepsilon} & |s| \leq \varepsilon \\ -1 & s < -\varepsilon \end{cases}\quad (46)$$

由(46)式可知，系統空間依序可分為三個區域： $s(x) > \varepsilon$ 、 $|s(x)| \leq \varepsilon$ 、 $s(x) < -\varepsilon$ ，其中 $|s(x)| \leq \varepsilon$ 就是順滑層。該層厚度 ε 為系統性能指標參數之一， ε 選擇較大值時，順滑模式控制律可以減少其切跳現象，但是相對的會使系統精準度降低，因此取舍間必須考慮到兩者的平衡點。最後把(45)式代入(43)式中可得 $\dot{v} < 0$ ，並可證明順滑模式控制法則能滿Lyapunov條件。

理想之順滑層應具有適應特性，當狀態軌跡初次到切換面時，其動量很大，必須加大順滑層厚度 ε ，使得狀態軌跡變化趨緩。當狀態軌跡穩定時則縮小順滑層厚度 ε 、增加推力，使得軌跡更易收斂至目標點，增加狀態變數之收斂速度。如此相當於一柔軟之順滑層，吸住狀態變數，然後將其加速推向目標點，故此種方法極適合實際物理系統應用。

4. 等效控制

由圖5可知，系統的迫近模態是屬於連續性軌跡，進入順滑模態後依然為連續性系統軌跡，但是控制力(如(47)式所示)卻是以不連續的方式持續切換，使系統形成兩種不一樣的子結構。顯然在不連續的控制力和連續的順滑模態之間，存在著一層微妙的關係，而等效控制(equivalent control)觀念[12]，可用來解釋上述的關係。

$$u = \begin{cases} u^+ & s(x) > 0 \\ u^- & s(x) < 0 \end{cases}\quad (47)$$

如圖8所示，假設在順滑模態附近存在一個微小的區間 $|s| < \varepsilon$ 其中 $\varepsilon \rightarrow 0$ ，再假設控制力 u 無法在 $s(x)=0$ 時馬上切換。當系統軌跡由 $s(x) < 0$ 進入 $s(x) > 0$ 後，必須等到 $s(x)=\varepsilon$ 時，控制力才由 u^- 轉為 u^+ 。同樣的，當系統軌跡由 $s(x) > 0$ 進入 $s(x) < 0$ 後，必須等到 $s(x)=-\varepsilon$ 時控制力才由 u^+ 轉為 u^- 。在圖8路徑A-B的過程中，控制力為 u^- ，同理在路徑B-C和C-D的過程中，控制力分別為 u^+ 和 u^- 。

雖然A-B-C-D的曲線路徑才是A-D真正路徑，但是從等效控制之觀點，可將A-D視為連續的直線路徑。

順滑內模式控制(SIMC)系統

因為傳統順滑模式控制器容易產生切跳現象，實際上應用於船舶自航器，會使得船舶舵機無法執行自

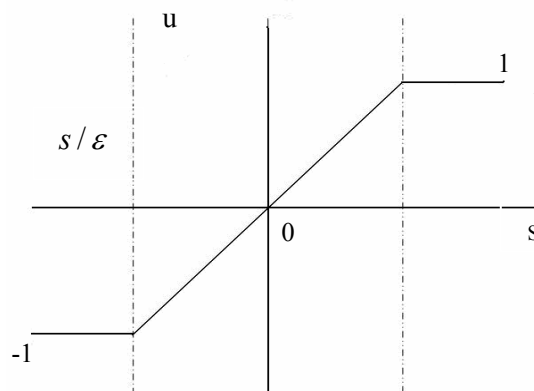


圖7 修正型切換函數

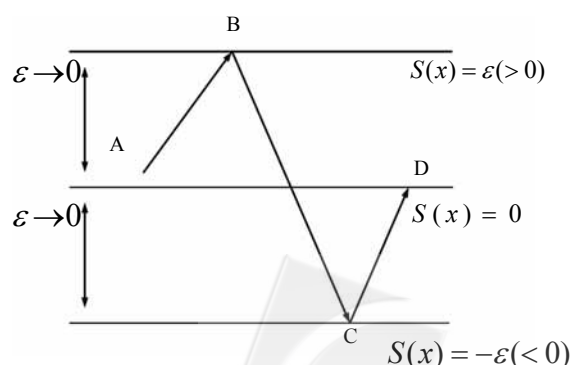


圖8 具遲滯現象之順滑模態

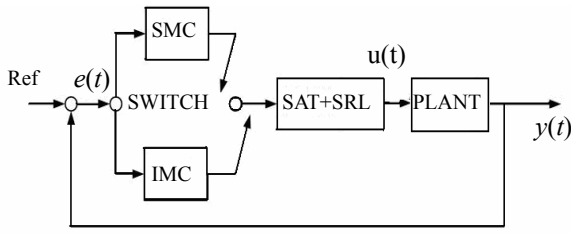


圖9 結合順滑模式控制器與內模式控制器架構圖

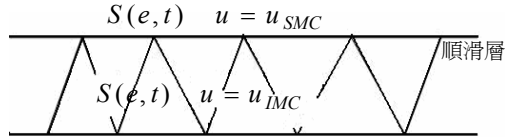


圖10 兩種控制法則切換之示意圖

航器所下的命令，而產生舵機角速率飽和現象。因此本文提出結合內模式控制器，來改善順滑模式控制切跳現象。

內模式控制器結合順滑模式控制器，其基本運作原理乃是依順滑層或依廣義誤差函數進行切換[10]。當系統狀態位於順滑層外部時，啟動順滑模式控制器，使得系統快速的進入順滑層內部。當系統狀態位於順滑層內部時，啟動內模式控制器，使得系統狀態以平順的控制力維持在順滑層之內。如此便可用平順的控制力，來達成系統狀態最終的目標值，以避免控制器在實際應用上產生飽和現象。如下之(48)式為兩種控制器基本切換的條件。

$$\begin{cases} S(e, t) > \varepsilon & q = 0 \\ S(e, t) < \varepsilon & q = 1 \end{cases} \quad (48)$$

$$u = u_{VSC}(1 - q) + u_{IMC}(q)$$

圖9為結合順滑模式控制器與內模式控制器之架構圖，圖10為兩種控制器之控制法則切換示意圖。

模擬結果與討論

本節將利用結合順滑模式控制(SMC)及內模式控制(IMC)之順滑內模式控制器(SIMC)方法，設計之航向控制自航器，進行數值模擬。在內模式控制架構中，受控體模式是採用Nomoto線性方程式(如(5)式所示)，受控體為Norrbin非線性方程式(如(7)式所示)。而於順滑模式控制架構中，由於該架構本身是針對非線性系統而設計，因此受控體及受控體模式皆採用Norrbin非線性方程式。

本節中將以不同的切換條件進行電腦模擬，以比較SIMC於不同切換條件下，對於切跳現象之消除及控制器性能之影響。切換條件可分為下列三種：

條件1. 廣義誤差函數，如(49)式所示。

$$e_w(t) = \|x(t) - x_d(t)\|_2 \quad (49)$$

條件2. 順滑層函數，如(50)式所示。

$$s(e, t) = \dot{e} + \lambda e = \dot{x} - \dot{x}_d + \lambda(x - x_d) = \varepsilon \quad (50)$$

條件3. 廣義誤差函數與順滑層函數之聯集，(49)式及(50)式，取邏輯閘或(OR)。

在此亦考慮到實際船舶與船舶數學模式之間的差異，其效應乃藉由賦予受控體模式參數飄移表現之($\hat{A} = A + \Delta A$)，其中 ΔA 隨著時間以弦波函數作微小擾動。此外亦考慮舵機飽和限制($\pm 35^\circ$)和舵機角速率限制($3^\circ/\text{sec}$)，並且加入波浪干擾，以測試本文所提出之順滑內模式控制(SIMC)船舶自航器架構之可行性及強健性。

本文模擬之受控體為一艘巡防艦，以船速約24節行駛，其相關參數見[13]。模擬過程，以順滑層函數和輸出誤差為切換控制器條件，進行弦波參考輸入之航向角控制模擬，航向角自航器相關設計參數如下：選取順滑層厚度 $\varepsilon = 0.01$ ，收斂增益 $\eta = 15$ ，權重調整常數 $\lambda = 0.035$ ，反應速率設計參數 $\beta = 2$ 。

首先對於各圖型之模擬條件，如使用控制器類型、切換條件、及是否加入波浪干擾等加以說明。其次再針對其結果進行討論。

圖11~18為未加入波浪干擾之航向追蹤模擬結果。其中圖11~12是單一傳統順滑模式控制(SMC)航向角控制自航器之航向角追蹤結果及用舵量。而圖13~14是以順滑內模式控制(SIMC)航向角控制自航器，且用廣義誤差函數(切換條件1)，做為兩種控制器切換條件之航向角追蹤結果及用舵量。圖15~16則是以順滑內模式控制(SIMC)航向角控制自航器，且用順滑函數(切換條件2)，為兩種控制器切換之條件之航向角追蹤結果及用舵量。最後圖17~18是以順滑內模式控制(SIMC)航向角控制自航器，且用廣義誤差函數與順滑函數之聯集(切換條件3)，為兩種控制器切換條件之航向角追蹤結果及用舵量。

其中圖19~24為加入波浪干擾之航向追蹤模擬結果。對於加入波浪干擾之航向角自航器相關設計參數如下所示，選取順滑層厚度 $\varepsilon = 0.05$ ，收斂增益 $\eta = 15$ ，權重調整常數 $\lambda = 0.035$ ，反應速率設計參數 $\beta = 5$ 。

圖19~20是以單一傳統順滑模式控制(SMC)航向角控制自航器，於加入波浪干擾條件下之航向角追蹤結果及用舵量，而圖21則為所加入之波浪干擾量。圖22~23是以順滑內模式控制(SIMC)航向角控制自航器，於加入波浪干擾條件下，且用廣義誤差函數(切換條件1)，為兩種控制器切換條件之航向角追蹤結果及用舵量，而圖24則為所加入之波浪干擾量。

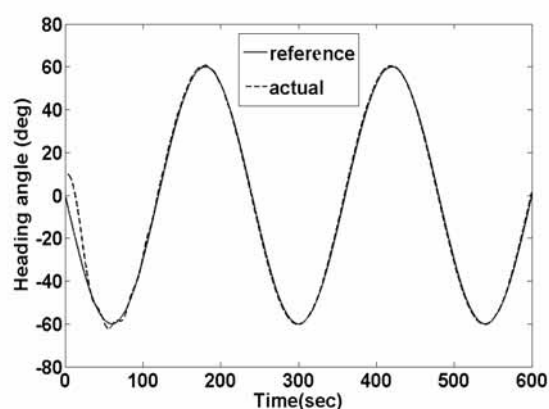


圖11 追蹤弦波航向角變化圖(SMC)

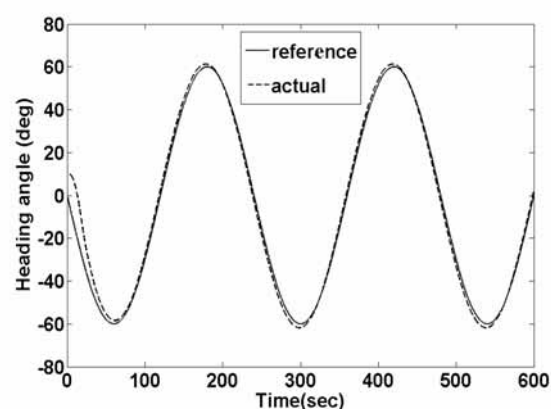


圖15 追蹤弦波航向角變化圖(SIMC, 切換條件2)

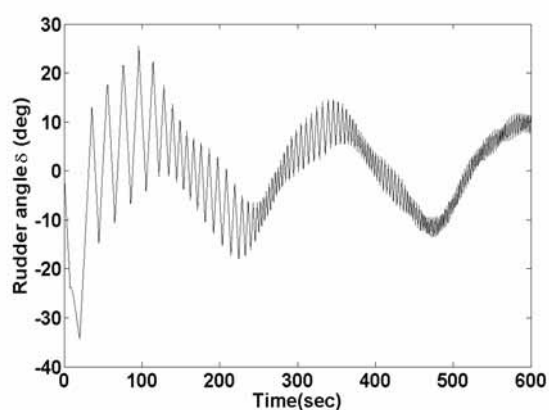


圖12 追蹤弦波舵角變化圖(SMC)

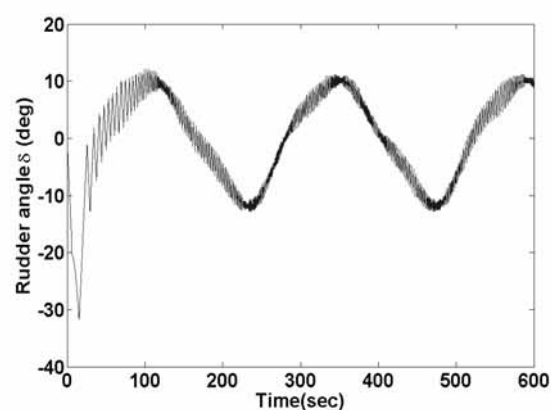


圖16 追蹤弦波舵角變化圖(SIMC, 切換條件2)

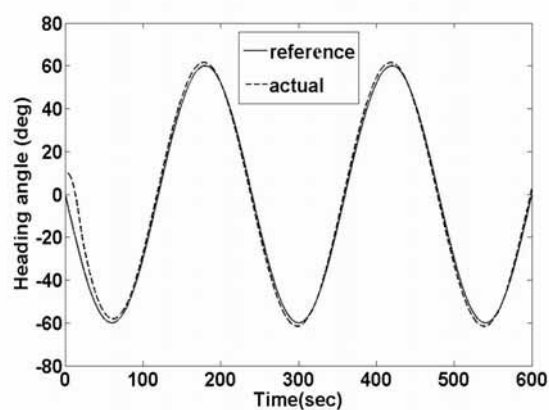


圖13 追蹤弦波航向角變化圖(SIMC, 切換條件1)

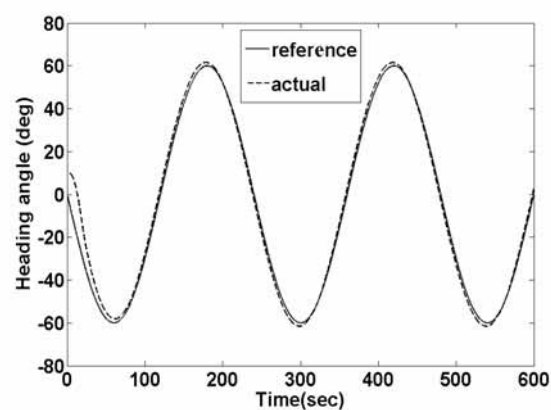


圖17 追蹤弦波航向角變化圖(SIMC, 切換條件3)

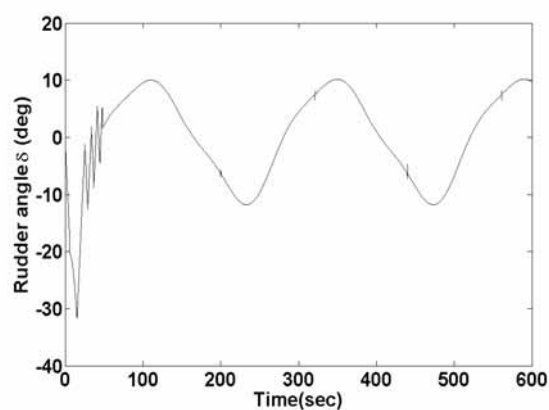


圖14 追蹤弦波舵角變化圖(SIMC, 切換條件1)

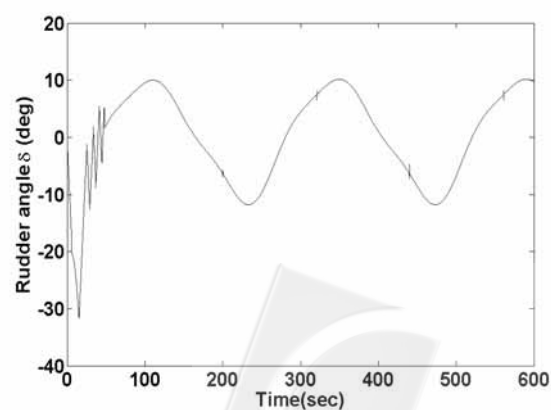


圖18 追蹤弦波舵角變化圖(SIMC, 切換條件3)

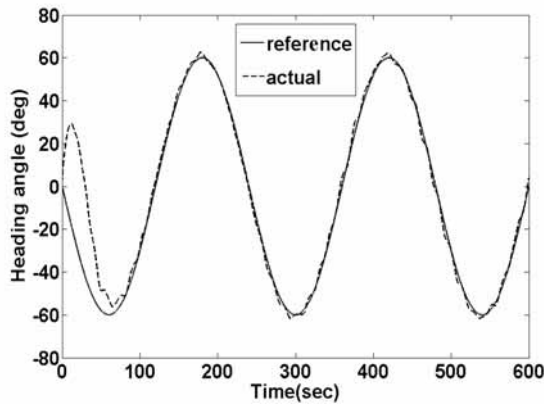


圖19 追蹤弦波航向角變化圖(SMC)

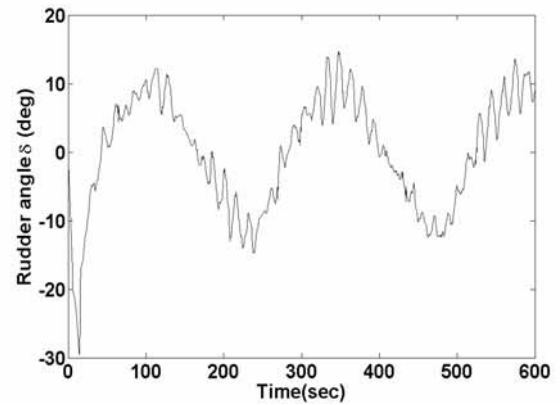


圖23 追蹤弦波舵角變化圖(SIMC, 切換條件1)

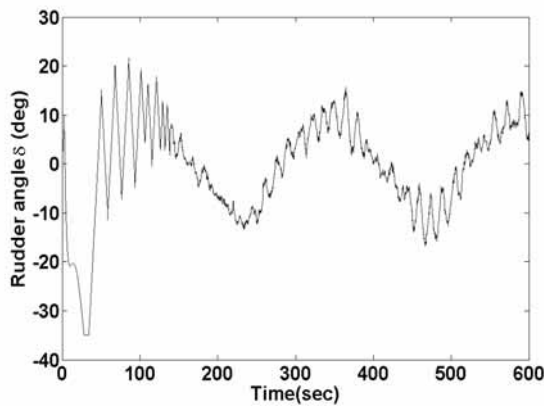


圖20 追蹤弦波舵角變化圖(SMC)

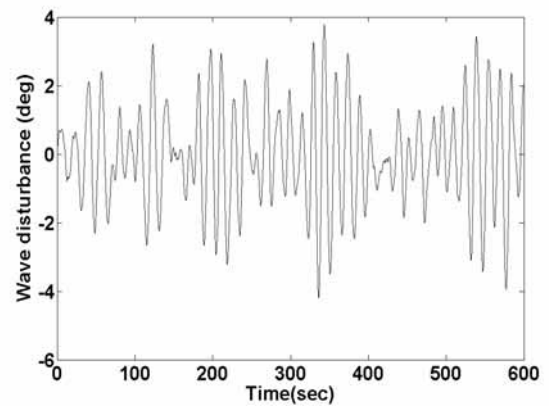


圖24 波浪干擾變化圖(SIMC, 切換條件1)

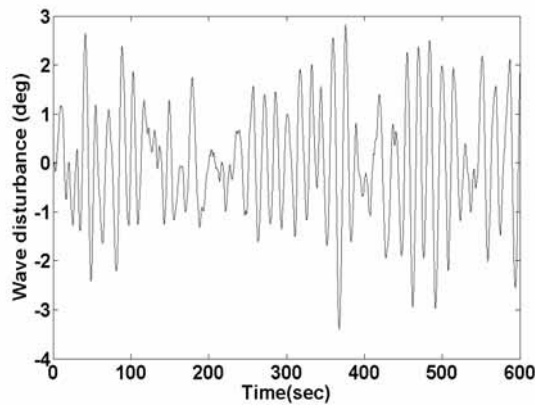


圖21 波浪干擾變化圖(SMC)

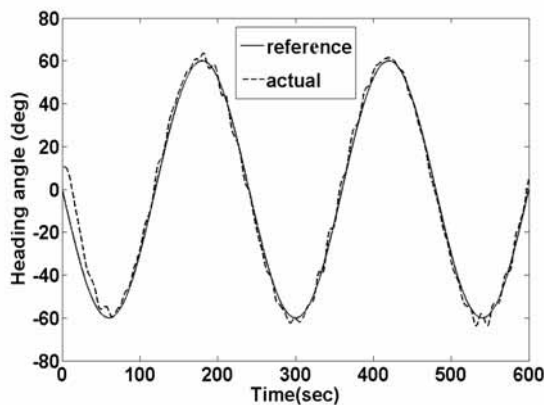


圖22 追蹤弦波航向角變化圖(SIMC, 切換條件1)

經比較SMC用舵量(圖12), 及SIMC用舵量(圖14、16、18)可知順滑模式控制結合內模式控制(SIMC), 確實能夠消除傳統順滑模式控制(SMC)的切跳現象, 得到較平順之用舵曲線。但是由於切換條件之不同, 導致不同的控制效果。

由於切換條件1之廣義誤差函數, 較能直接反應系統的特性, 因此於使用廣義誤差函數當切換條件, 能在系統追蹤誤差變大時, 即刻告知控制器, 並給予適當且平順的控制力。此將使系統狀態沿著順滑平面到達目標點, 因而對於改善切跳現象最為顯著(如圖14所示)。以順滑層函數為依據之切換條件2, 礙於順滑層函數本身特性之影響(例如, 如何定義 ε 之大小), 切跳現象之改善較不顯著, 如圖16所示。而於加入波浪干擾下之SIMC自航器用舵量(圖23), 亦較SMC自航器用舵量(圖20)明顯平順。因此可知本文所提出結合內模式及順滑模式之順滑內模式控制(SIMC)自航器, 確可改善普遍存在於順滑模式控制(SMC)之切跳現象。

結 論

本文提出結合內模式控制(IMC)及順滑模式控制(SMC)之順滑內模式控制(SIMC)船舶自航器, 其特色在於使用內模式控制, 改善順滑層內系統狀態因兩旁

壓力而產生高頻切換之動作。並且利用順滑模式保證收斂的控制特性，使系統狀態快速且穩定的從迫近模態進入順滑模態。經由模擬結果顯示，於SIMC架構下，分別在順滑模態中使用內模式控制器，及在迫近模態中使用順滑模式控制器，使得自航器在航向角追蹤控制方面，獲得良好的追蹤特性以及平順的用舵量。但本文所提出之控制架構因為結合兩種控制法則必須進行控制器之切換，因而提高了系統複雜度。另外亦須注意二種控制器切換時，系統狀態是否能平順轉移銜接(bumpless transfer)。此外若能尋找出其它較佳的切換條件，來加強改善高頻的切跳現象，將可得更理想的控制效果。

符號說明

X	x軸方向的作用力
Y	y軸方向的作用力
Z	z軸方向的作用力
m	船體質量
I_z	對Z軸之旋轉慣性矩
k	舵效增益
T	船舶時間常數
p	橫搖角速度
q	俯仰角速度
r	平擺角速度
$\dot{r}$	平擺角加速度
δ	舵角
u	縱移速度
v	橫移速度
w	起伏速度
G	受控體
$\hat{G}$	受控體模式
$\hat{G}_{inv}$	受控體逆模式
ψ	航向角
K	控制器
d_o	輸出干擾
F	調變濾波器
$\hat{T}$	互補靈敏度函數
$\hat{S}_o$	輸出靈敏度函數
$\hat{S}_i$	輸入靈敏度函數
$\hat{S}_u$	控制靈敏度函數
Q	設計轉移參數
R	參考輸入
β	反應速率設計參數
$X_d(t)$	參考系統狀態向量
$X(t)$	系統狀態向量

$S(x)$	順滑函數
$v(x)$	Lyapunov函數
$E(x)$	廣義誤差向量
$e_w(t)$	廣義誤差函數
$e(t)$	輸出誤差函數
ε	順滑層厚度
λ	權重調整函數
u_{eq}	等效控制率
η	收斂增益
sat	修正型切換函數
u_{VSC}	順滑模式控制律
u_{IMC}	內模式控制律
ΔA	系統狀態之微小擾動

參考文獻

1. Chan, S.P. "Robust Sliding Mode Control of Robot Manipulators using Internal Model," *Int. J. Robot. Autom.*, Vol.10, pp.167-178 (1995).
2. Huang, Y.J., "Sliding Model Control Design Aircraft Control Systems," Department of Electrical Engineering, Institute of Yuan-Ze Technology, Taoyuan, Taiwan (1996).
3. Wu, S.T., "On Digital High-Gain and Sliding-Mode Control," *Int. J. Control*, Vol.66, pp.65-83 (1997).
4. Tsai, H.H., C.C. Fuh and C.N. Chang, "A Robust Controller for Chaotic Systems under External Excitation," *Chaos Soliton Fract.* Vol.14, pp.627-632 (2002).
5. Liu, Y. and H. Handroos, "Sliding Mode Control for a Class of Hydraulic Position Servo," *Int. J. Mechatronics*, No.9, pp.111-123 (1999).
6. Zhang, R., Z. Sun and H. Xu, "On The Application of a Novel Control Scheme to Ship Steering," *Int. Ship-building Progress*, Vol.43, pp.164-184 (1996).
7. Slotine, J.-J. E. and W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice-Hall, London, UK (1991).
8. 林港富, "內模式適應性船舶自航器之設計", 碩士論文, 國立海洋大學航運技術研究所, 台灣基隆(1998)。
9. Tzeng, C.Y., G.C. Goodwin and S. Crisafulli, "Feedback Linearization Design of a Ship Steering Autopilot with Saturating and Slew Rate Limiting Actuator," *Int. Ship-building Progress*, Vol.46, pp.401-420 (1999).
10. Fossen, T.I. *Guidance and Control of Ocean Vehicles*, John Wiley and Sons, Chichester, UK (1994).
11. Morari, M. and E. Zafirov, *Robust Process Control*, Prentice-Hall, New York, USA (1989).
12. 陳永平, *可變結構控制設計*, 全華科技圖書股份有限公司, 台灣台北(1999)。

13. van Amerongen, J., "Adaptive Steering of Ship-A Model Reference Approach to Improved Maneuvering and Economical Course-Keeping," Ph. D. Thesis, Delft University of Technology, The Netherlands (1982).

ON THE DESIGN AND ANALYSIS OF SLIDING INTERNAL MODEL CONTROL-BASED SHIP STEERING AUTOPILOT

C.Y. Tzeng and G.U. Chen

Department of Communications and Guidance Engineering
National Taiwan Ocean University, Keelung, Taiwan, ROC

Keywords: Internal Model Control (IMC), Sliding Mode Control (SMC), Sliding Internal Model Control (SIMC), Norrbinn Nonlinear Yaw Model, Autopilot

ABSTRACT

Exact mathematical model description of ship maneuvering is known to be difficult due to ever changing sea states and variations in ship operation condition. To comply with availability of controller design tools and for ease of implementation, a much simplified ship model is usually preferred in the autopilot design. Consequently, the autopilot must possess certain robustness properties to be of practical use. In this work, the internal model control (IMC) method is incorporated with the sliding mode control (SMC) method to form the sliding internal model control (SIMC) method. This will eliminate the undesirable chattering behavior inherent with the sliding mode method, while maintaining the robustness properties. Consequently, the undesirable slew rate limitation (SRL) nonlinear behaviors and unnecessary wear of steering machining caused by chattering can be avoided. The proposed method is characterized by switching between two controllers and the switching criterion is based on a generalized error function that describes the zone of convergence. Numerical simulations indicate that tracking of sinusoidal reference heading is achieved with much improved chattering behavior in the presence of wave disturbances.

(Manuscript received Jul. 8, 2003,
Accepted for publication Jan. 7, 2005)

