

μ 理論為基礎之船舶橫搖穩定舵控制器設計

曾慶耀 朱御龍

國立台灣海洋大學 航運技術研究所

關鍵詞：橫搖穩定舵、 μ 理論分析及綜合設計、權重函數

摘 要

船舶使用舵角作迴旋運動時，船體於迴旋初期將出現向用舵方傾側之非極小相位現象，使用越大的舵機速率及越大的舵角時，此種傾側趨勢越加明顯。橫搖穩定舵即基於此物理現象，於適當時機操舵，即可達到抑制波浪所造成之橫搖。本文使用 μ 理論分析及綜合設計方法進行控制器設計，經由調整權重函數，使系統具有抵抗干擾、容忍模式誤差、調整控制命令速度及避免舵機系統產生飽和之非線性現象的功能。經由模擬顯示，在參數誤差 $\pm 30\%$ 範圍內，於 $15^\circ/\text{sec}$ 、 $8^\circ/\text{sec}$ 及 $3^\circ/\text{sec}$ 舵機速率下，橫搖抑制率分別達 50% 、 40% 及 20% 之效果。由於現有商船舵機速率約在 $3^\circ/\text{sec}$ 左右，因此本文在 $3^\circ/\text{sec}$ 舵機速率限制下所得結果，具有相當實用價值。

前 言

船舶於波浪中航行時可視為六自由度之剛體運動，其中對貨物及人員影響最大者為橫搖(roll)、縱搖(pitch)及起伏(heave)運動，但只有橫搖較能被有效抑制。傳統的船舶橫搖抑制裝備，採用減搖水箱(water tank)或舃龍骨之裝置[1]。較新的抑制方式，則使用左右移動重量之擺鏈基座裝置(pendulum base)[2]或於船體兩側加裝穩定翼(stabilizing fin)[1][3]及橫搖穩定舵(Rudder Roll Stabilizer, RRS)[4][5]。

橫搖穩定舵抑制橫搖之原理，在於船舶在使用舵角時，船體會出現向用舵方傾側之非極小相位現象，而使用較大的舵機速率及舵角之下，此種傾側趨勢更加明顯[6]。以橫搖穩定舵抑制橫搖，不需要增加額外的設備及裝置，僅需提高舵機馬力及速率，即可達抑制橫搖之目的。

模擬之船舶橫搖穩定舵運動模式，乃使用具有振盪特性之三階轉移函數，以描述舵角至橫搖角之間的關係。而為了可以確認控制器的強健性，在此分別針對運動模式之極點參數、

零點參數及阻尼比參數，各增加 30% 的數值，作為系統含有不確定性之描述。而在此乃將波浪干擾視為系統之輸出干擾，在此使用與實際海浪接近之窄頻波浪干擾模式進行模擬[7]。

本文以 μ 控制理論設計控制器，考慮 μ 綜合(μ synthesis)架構，選定描述系統不確定性之架構及權重函數，再調整其他的權重函數，使得系統之靈敏度函數具有抑制波浪干擾之能力，且系統之控制靈敏度函數的工作頻寬，也不至於超過舵機之能力限制。 μ 控制器之計算使用D-K疊代法(D-K iteration)，而綜合架構下之 μ 值，須符合強健表現的條件。

橫搖抑制之數值模擬，則分別針對 $3^\circ/\text{sec}$ 、 $8^\circ/\text{sec}$ 及 $15^\circ/\text{sec}$ 三種舵機速率限制條件下進行模擬，並以連續時間下之橫搖角均方根值(Root Mean Square, RMS)作為各控制器抑制橫搖能力之比較標準。

船舶運動及波浪干擾模式

1. 船舶運動模式

本文所使用描述橫搖角及舵角關係之船舶數學模式如下式[8]：

$$\frac{\phi}{\delta} = \frac{K_o(1-4.5S)}{(1+8.2S)(S^2+0.25S+0.25)} \quad (1)$$

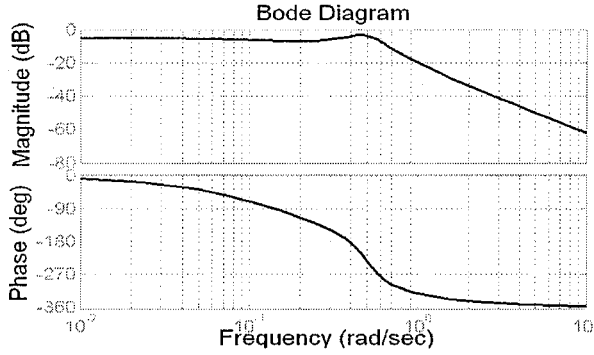


圖1 舵角對橫搖角轉移函數之波德圖

其中 K_o 為速度增益常數(speed dependent coefficient), $K_o=0.14$ 乃相對於船速18節。圖1為(1)式之舵角對橫搖角轉移函數波德圖。

2. 非極小相位現象

由於(1)式之分子部份有一右半面之零點, 此零點將使系統行為出現非極小相位現象。當船舶用舵作迴旋運動時, 於迴轉初期, 船體會朝用舵方向傾側, 而舵機以越大的速率動作, 此現象將越明顯[6][9]。如圖2所示為使用固定右舵 20° 及右舵 30° 作迴旋運動時, 橫搖角之變化情形, 可明顯看出低射(undershoot)之現象。

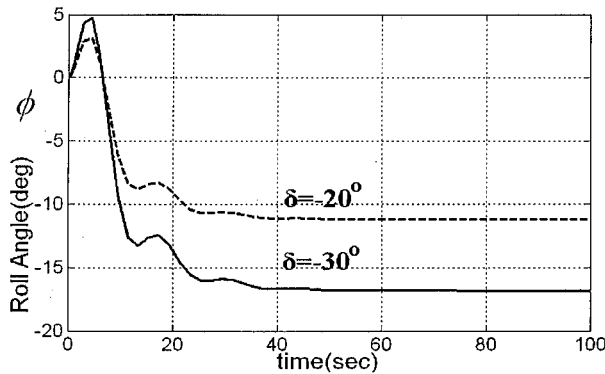


圖2 固定舵角作迴旋運動時船舶之橫搖角變化

3. 干擾模式

模擬中使用具有窄頻特性之較實際之波浪干擾模式來描述波浪造成之船體橫搖現象。其係以一組高斯白雜訊(white noise) $w(s)$, 通過一整型濾波器, 來模擬實際海浪干擾[7]。本文所使用之整型濾波器 $H(s)$ 如式(2)式所示:

$$H(s) = \frac{K_w S}{S^2 + 2\zeta\omega_e S + \omega_e^2} \quad (2)$$

K_w 為波浪干擾強度之係數, 其值可由設定之干擾輸出均方根值決定之, ζ 為阻尼比(damping ratio), 其值為 $\zeta=0.075$, ω_e 為遭遇頻率, 其值為 $\omega_e = 0.4$ 。本文用以模擬之波浪干擾模式 D_w 如(3)式所示。

$$D_w = \left(\frac{K_w S}{S^2 + 2\zeta\omega_e S + \omega_e^2} \right) * w(s) \quad (3)$$

而圖3為干擾模式之頻率響應圖:

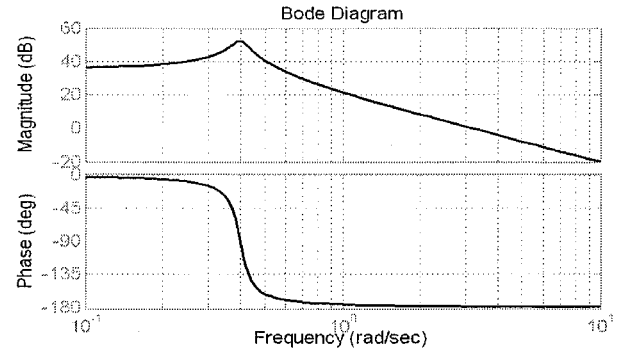


圖3 波浪干擾模式之頻率反應圖

4. 舵機限制

模擬過程亦須考慮舵角飽和(Saturation, SAT)及舵機速率極限(Slew Rate Limitation, SRL)之因素, 使電腦模擬船舶橫搖的過程, 能真實反應實際致動器(actuator)的性能限制。本文使用的舵角飽和為 $\pm 30^\circ$, 舵機速率極限為3 deg/sec、8deg/sec及15 deg/sec。

5. 系統模擬架構

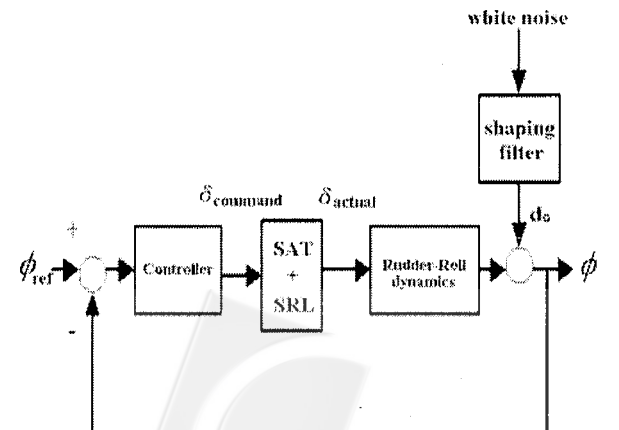


圖4 橫搖穩定舵控制系統架構圖

在此數值模擬使用之控制及模擬架構如圖4表示之，其包含運動系統、干擾模式、舵角飽和及舵機速率限制之控制架構。

於圖4之中， δ_{command} 為控制器輸出之命令舵角； δ_{actual} 為可達成之實際舵角； d_o 為干擾輸入； ϕ_{ref} 為橫搖角參考輸入，在本文中設定為 0° ； ϕ 為實際系統輸出之橫搖角。

μ 控制器設計方法

使用 μ 理論分析及綜合設計(μ theory analysis and synthesis)方法進行橫搖穩定舵控制器設計。以下分別就設計過程及計算方法作一說明。

1. μ 控制系統架構

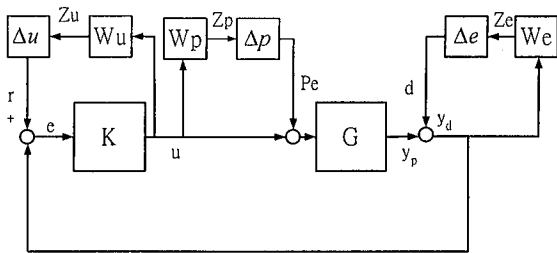


圖5 μ 控制系統架構圖

μ 控制系統架構如圖5所示，其中 $G(s)$ 為設計所用之系統模式、 K 為控制器、 d 是(輸出)干擾、 r 是參考輸入、 u 是控制命令輸入。 W_p 及 Δ_p 描述系統不確定(uncertainty)特性。 W_e 、 Δ_e 及 W_u 、 Δ_u 與系統強健性表現(robust performance)相關，其中 Δ_e 及 Δ_u 為假想的擾動(perturbation) [10]。

圖5可進一步轉換為增廣系統矩陣 P 、擾動 Δ_{diag} 及控制器 K 之架構，如圖6所示[11][12]，其中 $e = y$ 。

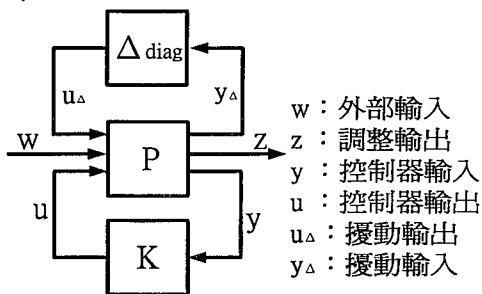


圖6 μ 控制系統轉換架構圖

其中

$$Z = \begin{bmatrix} Z_u \\ Z_e \\ Z_p \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$w = \begin{bmatrix} r \\ d \\ P_e \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\Delta_{\text{diag}} = \text{diag}\{\Delta_u(s) \quad \Delta_e(s) \quad \Delta_p(s)\} \quad (6)$$

2. 上部線性分式轉換(upper linear fraction transformation)

首先對圖6之系統轉換架構，作線性分式轉換之處理。先將圖6下半部之信號關係分離成為圖7之架構：

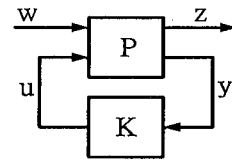


圖7 考慮增益矩陣及控制器之系統架構圖

圖7之信號關係可用如下之矩陣形式表示之 [11]：

$$\begin{bmatrix} Z \\ y \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中

$$P_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & W_e & W_e G \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$P_{12} = \begin{bmatrix} W_u \\ W_e G \\ W_p \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$P_{21} = [I \quad -I \quad -G] \quad (10)$$

$$P_{22} = [-G] \quad (11)$$

圖7之架構，可以一常態系統矩陣 N ，表示其關係：

$$N = P_{11} + P_{12}(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \quad (12)$$

因此可將圖6之信號關係，再轉換為圖8之架構：

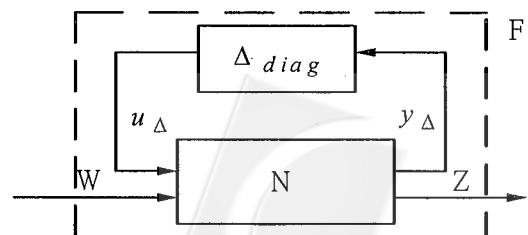


圖8 考慮常態系統矩陣及擾動之系統架構圖

定義Upper LFT之二矩陣 F 及 M ，如(13)式及(14)式所示：

$$F = N_{22} + N_{21}\Delta_{diag}(I - N_{11}\Delta_{diag})^{-1}N_{12} \quad (13)$$

$$M = N_{11} = \begin{bmatrix} -KSW_p G & -KSW_p & KSW_p \\ W_e GS & W_e S & KSW_e G \\ -KSW_u G & -KSW_u & KSW_u \end{bmatrix} \quad (14)$$

(14)式中之 S 為系統之靈敏度函數。經由如上之分析與轉換，最後可得如圖9之強健穩定分析之架構圖[12]：

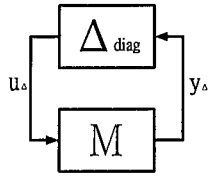


圖9 強健穩定分析架構圖系統不確定性

3. 系統不確定性

本文於設計時，將系統模式 $G(s)$ 的極點(pole)、零點(zero)及阻尼比(damping ratio)之參數，各考慮增減30%的參數值，然後計算描述系統不確定性之權重函數 W_p 。

在此使用乘法型輸入不確定性(multiplicative input uncertainty)架構如圖10所示[11]：

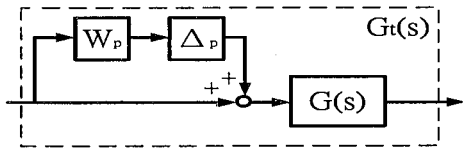


圖10 乘法型輸入不確定性架構圖

其中 $G(j\omega)$ 表示系統行為的完整描述。而權重函數 W_p 可由如下之(15)式求得，而實際選取數值如(16)式所示：

$$|W_p(j\omega)| \geq \max \left| \frac{G_r(j\omega) - G(j\omega)}{G(j\omega)} \right| \quad \forall \omega \quad (15)$$

$$W_p = \frac{0.4288 S}{S + 0.1744} \quad (16)$$

4. μ 控制問題

在(6)式中所定義之 Δ_{diag} 為對角(diagonal)形式，因此定義一矩陣 D ：

$$D = \text{diag}\{d_i I_i\} \quad (17)$$

並將 D 矩陣加入圖9中，則可重置而成為如圖11之形式：

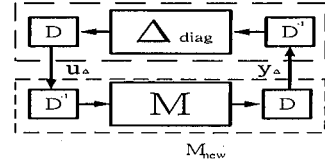


圖11 重置之強健穩定分析架構圖

圖11之上半部虛線部份為 $D\Delta_{diag} D^{-1} = \Delta_{diag}$ 並未改變。下半部虛線部份則成為 $M_{new} = DM D^{-1}$ ，因此在具有結構性不確定性之狀況下，其穩定度條件為：

$$\begin{aligned} \bar{\sigma}(DMD^{-1}) &< 1 \quad \forall \omega \\ &\Leftrightarrow \min_{D(\omega)} \bar{\sigma}(D(\omega)M(j\omega)D(\omega)^{-1}) < 1 \quad \forall \omega \\ &\Leftrightarrow D \in \mathcal{D} \end{aligned} \quad (18)$$

$\mathcal{D}$ 表示一個對角矩陣之集合，而其中之元素滿足 $\Delta D = D \Delta$ 。以數學方式定義 μ 值，則其計算方法如(19)式所示：

$$\begin{aligned} \mu(M) &= \frac{1}{\inf_{\Delta} \{\bar{\sigma}(\Delta) \mid \det(I - M\Delta) = 0 \text{ for structured } \Delta\}} \end{aligned} \quad (19)$$

實際上， μ 值之計算方法，無法以直接解算的形式完成。在此乃使用(20)式的方法逼近求得，關係式如下：

$$\mu(M) \leq \inf_D \bar{\sigma}(DMD^{-1}) \leq \bar{\sigma}(M) \quad (20)$$

必須滿足之強健穩定條件為：

$$\mu(M) < 1 \quad (21)$$

5. D-K疊代法(D-K iteration)

本文使用D-K疊代法解算 μ 控制器 [11]，此法乃結合 H_∞ 控制器解算方法及 μ 的分析法。本文在解算控制器時，則使用MATLAB軟體之中的 μ 工具箱(μ toolbox)之程式，作為輔助工具[13][14]。解算之關鍵在於下式：

$$\min_K (\min_D \|DN(K)D^{-1}\|_\infty) < 1 \quad (22)$$

其中 $D \in \mathcal{D}$ ， K 為包含於 N 中之可穩定系統之控制器。其具體解算步驟如下：

步驟(1)

建構如(7)式形式之系統矩陣 P 。

步驟(2)

藉由 H_∞ 控制器方法，解算 $\inf_K \|N(K)\|_\infty$ ， K 為

包含於 N 中之可穩定系統之控制器。

步驟(3)

在每個頻率下或每個取樣頻率下，解算 $\inf_D \bar{\sigma}(DN(K)D^{-1})$ 。

步驟(4)

將步驟3之數值結果作線性迴歸，得到一個穩定(stable)、可作反運算(invertible)及極小相位(minimum phase)之對角矩陣 D_0 。

步驟(5)

重新定義一常態系統矩陣 P_1 ，如圖12所示：

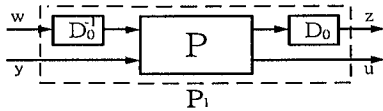


圖12 重新定義之常態系統示意圖

再重複步驟(2)，即可得到 μ 控制器。由步驟(3)→步驟(4)→步驟(5)→步驟(2)之過程重複一次，即為一次D-K疊代過程，可再解得一個 μ 控制器。

權重函數

權重函數 W_p 為包含所有系統不確定性之轉移函數，圖13為所有參數不確定性權重函數之頻率響應圖：

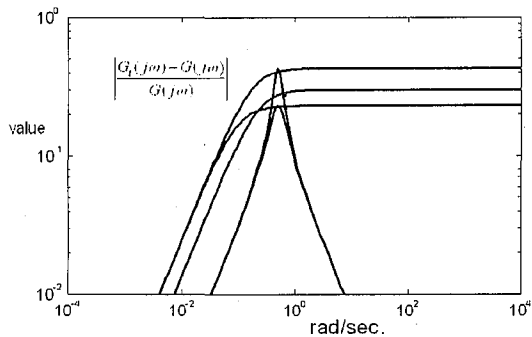


圖13 含有參數不確定性權重函數之頻率響應圖

$r \rightarrow Z_u$ 的關係式可表示如下

$$\frac{Z_u}{r} = W_u \frac{K}{1+GK} = W_u S_u \quad (23)$$

可藉由調整權重函數 W_u (圖14所示)，使得系統之控制靈敏度函數 S_u 成為特別之型態。當船舶之舵機速率限制值越大時，則系統之控制靈敏度函數可具有較大之頻寬，因此在舵機速率限制較大的情形下，選用權重函數之倒數，具有較大頻寬。而舵機速率對舵角值之間具有微分關係，且在此窄頻干擾的問題下，只要適當的控制舵機速率之使用，即可達到使控制命令不至於造成舵角極限(SAT)及舵機速率限制(SRL)之出現。

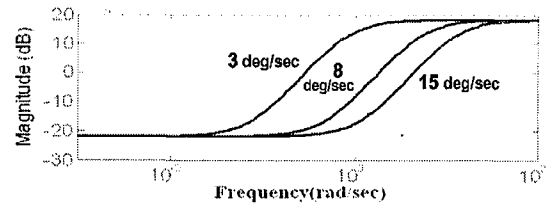


圖14 權重函數 W_u 之波德圖

$d \rightarrow Z_e$ 關係式則為：

$$\frac{Z_e}{d} = W_e \frac{1}{1+GK} = W_e S \quad (24)$$

靈敏度函數 S 乃扮演著抑制輸出干擾的角色。本文模擬的波浪干擾為一具有窄頻特性之干擾模式，因此調整權重函數 W_e 時，也選用二次項之模式。選用之阻尼比值為0.3，以期能抵抗較寬頻帶之波浪干擾。主頻率之選擇與波浪干擾相同。分子增益值之選擇，取決於設計結果之 μ 值是否符合要求。

本文針對不同之舵機速率限制，分別有三組不同的權重函數數值如下：

A. 舵機速率限制SRL=15°/sec

$$W_p = \frac{0.4288S}{S+0.1744} \quad (25)$$

$$W_e = \frac{0.38S}{S^2+0.24S+0.16} \quad (26)$$

$$W_u = \frac{8*(S+2)^2}{(S+20)^2} \quad (27)$$

B. 舵機速率限制SRL=8°/sec

$$W_p = \frac{0.4288S}{S+0.1744} \quad (28)$$

$$W_e = \frac{0.33S}{S^2+0.24S+0.16} \quad (29)$$

$$W_u = \frac{8*(S+0.5)^2}{(S+5)^2} \quad (30)$$

C. 舵機速率限制SRL=3°/sec

$$W_p = \frac{0.4288S}{S + 0.1744}$$

(31)

$$W_e = \frac{0.27S}{S^2 + 0.24S + 0.16}$$

(32)

$$W_u = \frac{8 \cdot (S + 0.15)^2}{(S + 1.5)^2}$$

(33)

模 擬 結 果

A. SRL=15°/sec的舵機速率限制

經由 μ 理論設計所得之控制器階數為19階，而D矩陣為5階。圖15為針對SRL=15°/sec的舵機速率限制所設計之 μ 控制器，且不考慮系統參數不確定性之狀況下的模擬結果。在此定義橫搖抑制率如下：

橫搖抑制率

$$= \frac{\text{RMS}_{\text{controller off}} - \text{RMS}_{\text{controller on}}}{\text{RMS}_{\text{controller off}}} \times 100 \% \quad (34)$$

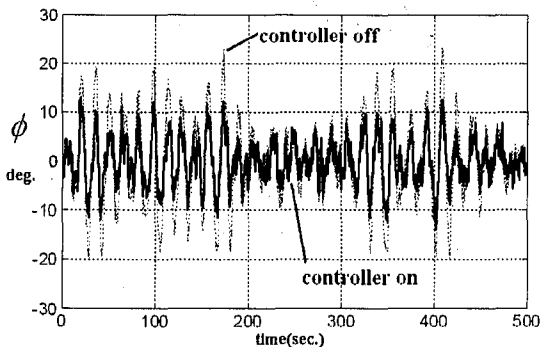


圖15a SRL=15°/sec之橫搖抑制效果

表1為考慮系統參數不確定性及SRL=15°/sec的舵機速率限制下所設計之 μ 控制器的模擬結果。除百分比數值外，表1中之數值為由連續時間下所得之均方根值。

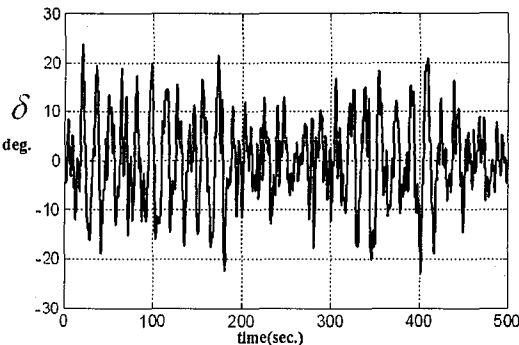


圖15b 實際舵角量

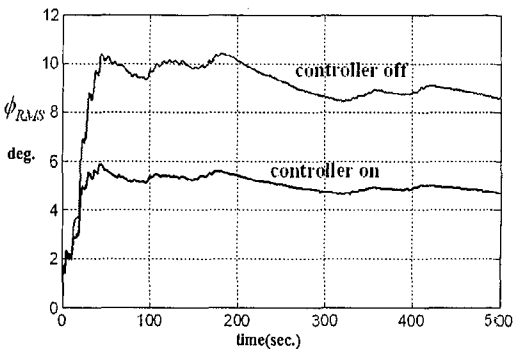


圖15c 系統橫搖之均方根值

表1 考慮系統參數不確定性及SRL=15°/sec的舵機速率限制下， μ 控制器之模擬結果

	無不 確定 性	極點 不確定 性		零點 不確定 性		阻尼比 不確定 性	
		+30	-30	+30	-30	+30	-30
不確定性之參 數變化比例%							
未使用控制器 之橫搖角 (度)RMS	8.6	8.6	8.6	8.6	8.6	8.6	8.6
使用控制器後 之橫搖角 (度)RMS	4.7	5.2	4.2	4.4	5.2	5.0	4.5
舵角命令 (度)RMS	8.6	9.3	7.7	8.0	9.4	9.0	8.2
實際作動舵角 (度)RMS	8.6	9.3	7.7	8.0	9.4	9.0	8.2
橫搖抑制率%	45.3	39.5	51.2	48.8	39.5	41.9	47.7

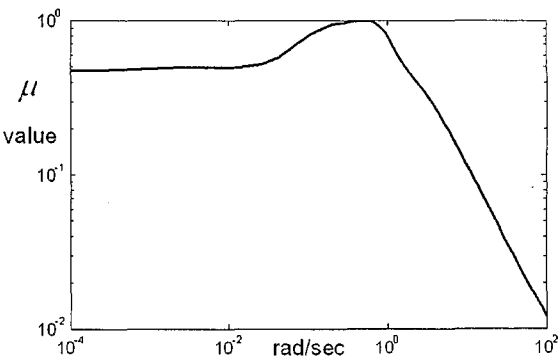


圖16 針對SRL=15°/sec的舵機速率限制下，統
常態迴路之 μ 值

由表1可知，控制器所下的命令可以完全被執行，而在系統含有不確定性參數之情形下，仍保有合理之橫搖抑制效果，其橫搖抑制率可達40%~50%左右。由圖16中可知，常態迴路系統，在不同頻率下之 μ 值符合小於1之強健表現條件。

B. SRL=8°/sec的舵機速率限制

經由 μ 理論設計所得之控制器階數為27階，D矩陣為7階。圖17為針對SRL=8°/sec的舵機速率限制所設計之 μ 控制器，且不考慮系統參數不確定性之狀況下的模擬結果。

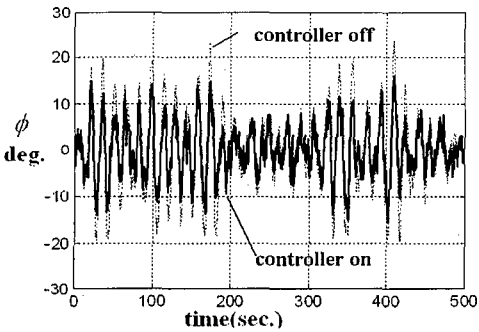


圖17a SRL=8°/sec下橫搖之抑制效果

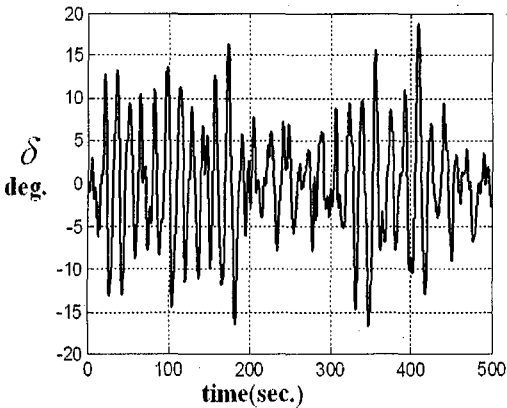


圖17b 實際舵角量

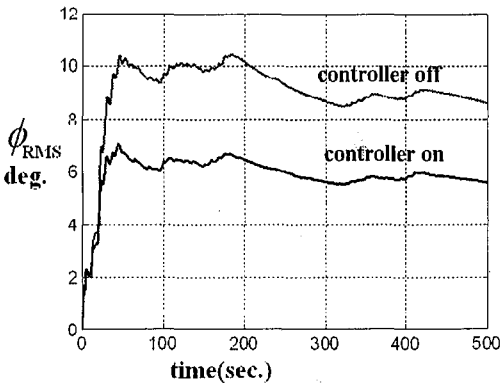


圖17c 系統橫搖之均方根值

表2為考慮系統參數不確定性及 SRL=8°/sec的舵機速率限制下所設計之 μ 控制器的模擬結果。

在表2中可得知，控制器所下的命令可以完全被執行，而在系統含有不確定性參數之情形

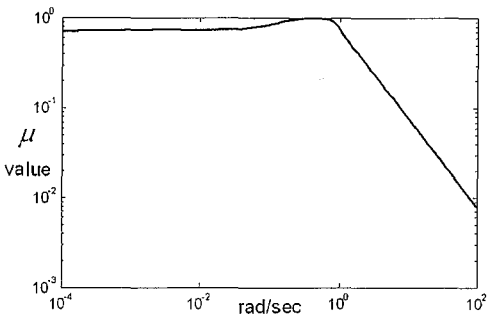


圖18 針對SRL=8°/sec的舵機速率限制下，系統常態迴路之 μ 值

下，仍保有合理之橫搖抑制效果其橫搖抑制率可達30%~40%左右。圖18中可知，常態迴路系統，在不同頻率下之 μ 值，符合小於1之強健表現條件。

表2 考慮系統參數不確定性及 SRL=8°/sec的舵機速率限制下， μ 控制器的模擬結果

	無不 確定 性	極點 不確定 性		零點 不確定 性		阻尼比 不確定 性	
		+30	-30	+30	-30	+30	-30
不確定性之參 數變化比例%							
未使用控制器 之橫搖角(度) RMS	8.6	8.6	8.6	8.6	8.6	8.6	8.6
使用控制器後 之橫搖角 (度)RMS	5.6	6.0	5.1	5.2	6.1	5.8	5.4
舵角命令 (度)RMS	6.3	6.8	5.7	5.9	6.9	6.6	6.1
實際作動舵角 (度)RMS	6.3	6.8	5.7	5.9	6.9	6.6	6.1
橫搖抑制率%	34.9	30.2	40.7	39.5	29.1	32.6%	37.2

C. SRL=3°/sec的舵機速率限制

控制器之階數為21階，D矩陣為6階。圖19為針對SRL=3°/sec的舵機速率限制所設計之 μ 控制器，且不考慮系統參數不確定性之狀況下的模擬結果。

表3為考慮系統參數不確定性及 SRL=3°/sec的舵機速率限制下所設計之 μ 控制器的模擬結果。

表3中可得知，控制器所下的命令可以完全被執行，而在系統含有不確定性參數之情形下，仍可保有不錯的橫搖抑制效果。而SRL=3°/sec的舵機速率限制，乃接近一般商船所使用

之舵機速率限制，因此具有相當高之實用性。
圖20為常態迴路系統，在不同頻率下之 μ 值皆符合小於1之強健表現條件。

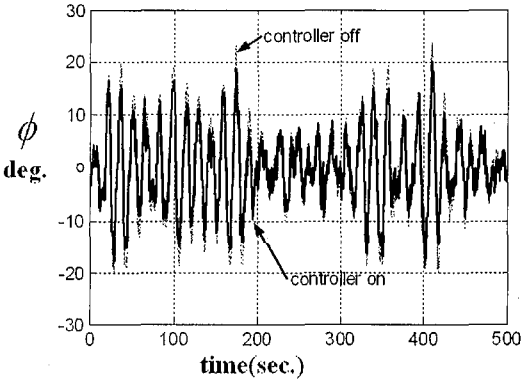


圖19a SRL=3°/sec下橫搖之抑制效果

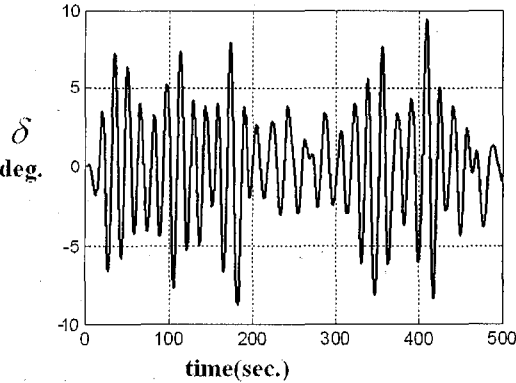


圖19b 實際舵角量

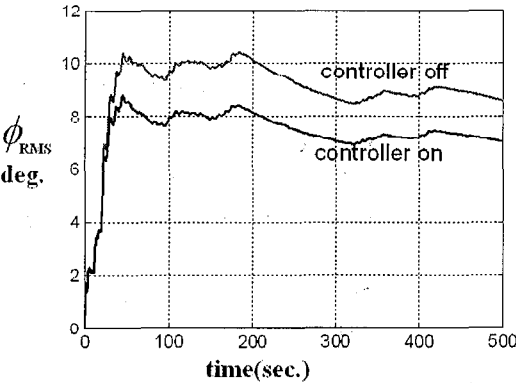


圖19c 系統橫搖之均方根值

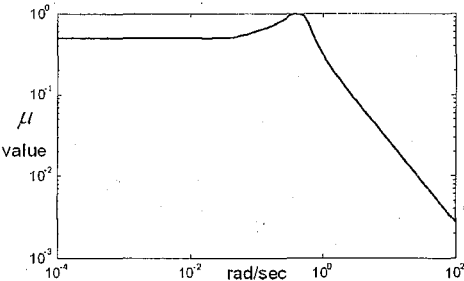


圖20 針對SRL=3°/sec的舵機速率限制下，系統常態迴路之 μ 值

表3 考慮系統參數不確定性及SRL=3°/sec的舵機速率限制下， μ 控制器的模擬結果

	無不確定性	極點不確定性		零點不確定性		阻尼比不確定性	
		+30	-30	+30	-30	+30	-30
不確定性之參數變化比例%							
未使用控制器之橫搖角(度)RMS	8.6	8.6	8.6	8.6	8.6	8.6	8.6
使用控制器後之橫搖角(度)RMS	7.0	7.3	6.6	6.7	7.3	7.2	6.9
舵角命令(度)RMS	3.4	3.5	3.2	3.2	3.5	3.4	3.3
實際作動舵角(度)RMS	3.4	3.5	3.2	3.2	3.5	3.4	3.3
橫搖抑制率%	18.6	15.1	23.3	22.1	15.1	16.3	19.8

結 論

μ 控制理論所設計之控制器，對於系統模式存在不確定性時，控制系統具有良好之強健性，能符合船舶實際因吃水、船速改變下之需求。而在計算控制器之前，需事先考慮模式不確定性之大小範圍，慎重選擇適用於描述模式不確定性之架構，若選用不當，則 μ 值之計算結果，將無法滿足理論之條件。於模擬結果得知，較高之舵機速率，其橫搖抑制效果越好。另在接近現有商船的舵機速率限制條件下(3°/sec)，橫搖抑制效果仍具有一定之水準，即可在不必大舵機馬力下，直接用於一般商船等。唯控制器有階數偏高之現象，需對其降階以利控制器之實現。

符 號 說 明

- D_w 波浪干擾模式
- $d_o(D_o)$ 輸出干擾
- G 系統模式
- N 常態系統矩陣
- $P(s)$ 系統矩陣
- $P_{11}、P_{12}、P_{21}、P_{22}$ 系統矩陣之分解矩陣
- RMS 均方根值
- SAT 飽和(saturation)

SRL	速率飽和(slew rate limitation)
$w(s)$	高斯白雜訊
W_e 、 W_d 、 W_p	權重函數
K	控制器
S_u	系統控制靈敏度函數
S	系統靈敏度函數
w	系統外部輸入
z	系統調整輸出
ϕ	橫搖角
ϕ_{ref}	參考橫搖角
ϕ_{RMS}	橫搖角均方根值
δ	舵角
$\delta_{command}$	命令舵角值
δ_{actual}	實際舵角值
ω_e	波浪遭遇頻率
σ	奇異值
Δ_{diag}	對角矩陣
Δ_u 、 Δ_p 、 Δ_e	對角矩陣之內含元素

參 考 文 獻

- Lloyd, A.R.J.M., *Seakeeping: Ship Behavior in Rough Weather*, Ellis Horwood Ltd., Chichester, U.K. (1989).
- Koike, Y., M. Imazeki, A. Saeki, H. Miyabe, M. Mutaguchi and S. Yamashit, "Application of Hybrid Anti-Rolling System to Actual Ship", 日本造船學會論文集, 第185號, pp.111-117 (1999)。
- Lloyd, A.R.J.M., "Roll Stabiliser Fins: A Design Procedure," *The Royal Institution of Naval Architects*, Vol.116, pp.223-254 (1974).
- van Amerongen, J., H.R. van Nauta Lemke and P.G.M. van der Klugt, "Rudder Roll Stabilization: Control Design Based on an Adaptive Criterion," *Proceedings of the American Control Conference*, New York, USA, pp.237-243 (1986).
- van Gunsteren, F.F., "Analysis of Roll Stabilizer Performance," *International Shipbuilding Progress*, Vol.29, No.237, pp.125-145 (1974).
- Tzeng, C.Y., "Analysis of the Nonminimum Phase Behaviors Observed in Ship Steering Dynamics," *Journal of the Society of Naval Architects and Marine Engineers*, ROC, Vol. 18, No.1, pp.11-18 (1999).
- Fossen, T.I., *Guidance and Control of Ocean Vehicles*, John Wiley and Sons, New York (1994).
- Roberts, G.N. "A Note on the Applicability of Rudder Roll Stabilization for Ship," *Proceedings, American Control Conference*, San Francisco, California, pp.2403-2407 (1993).
- 曾慶耀, "船舶迴旋運動分析", 第十四屆全國技術及職業教育研討會海事類商船組, pp.7-16, 台中 (1999)。
- Juang, J.Y. and B.C. Chang, "Robust Control Theory Applied to Ship Maneuvering," *Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control*, Phoenix, Arizona, pp. 2186-2191 (1999).
- Skogestad, S. and I. Postlethwaite, *Multi-variable Feedback Control*, John Wiley and Sons Inc., NY. (1996).
- Zhou, K., *Essential of Robust Control*, Prentice-Hall, New Jersey (1998).
- Yang, C. and M. Blanke, "Rudder-Roll Damping Controller Design Using μ Synthesis," *Proceedings, IFAC 4th Conference on Control Applications in Marine Systems*, Fukuoka, Japan, pp.127-132 (1998).
- Balas, G.J., J.C. Doyle, K.G. Glover, A. Packard and R. Smith, " μ -Analysis and Synthesis Toolbox," MUSYN INC. and The Math Works, Inc. (1993).

μ THEORY-BASED SHIP RUDDER ROLL STABILIZER CONTROLLER DESIGN

C.Y. Tzeng Y.L. Chu

Institute of Maritime Technology
National Taiwan Ocean University
Keelung, Taiwan, ROC

*Keywords: Rudder Roll Stabilizer, μ Theory Analysis
and Design, Weighting Function*

ABSTRACT

It is well known that during the turning maneuver of a ship, there is a nonminimum phase phenomenon characterized by an inward roll first, then an outward

roll. This inward roll caused by immediate application of the rudder will be employed in this work to counteract undesirable rolls caused by wave disturbances. Specifically, the μ theory analysis and synthesis method are considered in the so called rudder roll stabilization (RRS) controller design. Through careful consideration of the system uncertainties in the design procedure, the controller will exhibit better robust stability and performance. Numerical simulations indicate that within $\pm 30\%$ system parameter uncertainties, the proposed RRS controller achieves up to 50%, 40% and 20% roll reduction ratio under $15^\circ/\text{sec}$, $8^\circ/\text{sec}$ and $3^\circ/\text{sec}$ rudder rate respectively. The result obtained for the $3^\circ/\text{sec}$ rudder rate is of special interest since it can be directly applied to most existing ships without upgrading of the steering machine power.

(Manuscript received Aug. 8, 2001,

Accepted for publication Feb. 25, 2002)

