

带有海浪滤波器的船舶航向反步自适应输出反馈控制

彭秀艳[†], 胡忠辉

(哈尔滨工程大学 自动化学院, 哈尔滨 黑龙江 150001)

摘要: 针对复杂海况下船舶航向控制中的模型非线性、参数不确定和海浪扰动问题, 提出了一种基于反步法的非线性自适应输出反馈控制算法. 首先基于无源理论设计了一种状态观测器以实现海浪滤波和状态估计, 这种观测器无需海浪扰动的方差信息从而减少了观测器参数数量. 然后假定系统模型参数未知, 基于反步法给出了非线性控制律和参数自适应律. 利用Lyapunov理论证明了这种自适应输出反馈控制系统的稳定性. 仿真结果表明本文所提控制器具有较好的控制性能, 对不确定性模型参数具有良好的自适应性.

关键词: 船舶航向控制; 海浪滤波; 自适应反步法; 输出反馈; 无源理论

中图分类号: TP273 文献标识码: A

Adaptive nonlinear output feedback control with wave filter for ship course

PENG Xiu-yan[†], HU Zhong-hui

(College of Automation, Harbin Engineering University, Harbin Heilongjiang 150001, China)

Abstract: For the control of ship course under various sea states, we propose an adaptive output feedback controller based on backstepping. To achieve the wave filtering and state estimation, a nonlinear observer is developed based on the passivity theory. This observer requires no variance information of the disturbance, thus reducing the number of necessary parameter of the observer. Assuming the model parameters are unknown, we develop a nonlinear control law and the adaptive scheme by the backstepping methods. The stability of the closed-loop system is proved by using Lyapunov theory. Simulation shows that the proposed controller has good performance in operation as well as good adaptability for uncertain model parameters.

Key words: ship course control; wave filter; adaptive backstepping; output feedback; passivity theory

1 引言(Introduction)

船舶运动本质上是非线性的, 且其动态特性取决于船型、船速、水深、负载、吃水等许多因素, 造成船舶动态模型的参数具有不确定性. 此外, 船舶航行于海洋, 海浪是一种不可避免的环境干扰. 高频的一阶海浪扰动频率一般位于船舶系统带宽之外或与之接近, 但在执行器带宽之内. 若用舵机来补偿高频波浪扰动引起的船舶摇摆运动, 将引起频繁的无效操舵而造成舵机的过度磨损和额外的能量消耗. 在测量信号中滤除海浪高频扰动, 并在受到海浪有色扰动的航向测量值中估计出船舶低频运动状态(航向角、航向角速率等), 既海浪滤波问题^[1]. 国内外许多学者就海浪滤波问题进行了研究, 得出了多种海浪滤波器^[2-3], 如一阶滤波器、时变滤波器、陷波滤波器等. 利用非线性卡尔曼滤波方法来计算观测增益时, 要求系统模型参数、噪声协方差矩阵较准确、且对系统非线性部分鲁棒性分析困难^[4]. 无源性理论是基于能量的输入输

出描述给出了控制系统分析和设计的框架, 说明系统能量的耗散关系. 在状态观测器中引入无源化理论, 可以减少观测器输入特性如噪声协方差阵等的考虑而减少观测器参数的数量, 方便非线性系统的观测器设计和综合观测器与控制器的输出反馈系统的稳定性分析.

近年来, 许多较先进控制算法^[5-14]被用于船舶航向控制, 如文献[5-6]针对复杂海情下的航向跟踪问题, 提出基于神经网络的自适应输出反馈控制方法; 文献[7]考虑了建模误差和外界干扰力等非匹配不确定性, 给出了一种基于神经网络方法的鲁棒跟踪控制器; 文献[8]以神经网络来处理航向控制中的参数不确定性和随机环境扰动; 文献[9]利用自适应模糊控制算法设计了航向自动舵并考虑了舵机动态. 反步法是20世纪90年代兴起的一种非线性控制方法, 针对于参数不确定系统具有完备的自适应和鲁棒控制理论. 反步法在船舶运动控制方面的应用进行了较多的工

作^[10-14], 文献[10]假定扰动有界给出了一种鲁棒自适应反步控制算法, 文献[11]将反步法与闭环增益成形算法相结合设计了航向控制器, 文献[12]在文献[11]的基础上给出了船舶航向控制闭环增益成形的自适应反步算法, 文献[13]基于Norrbin非线性船舶模型, 应用反向递推方法, 成功地设计出非线性航向控制器. 但文献[10-13]没有充分考虑海浪滤波和状态估计问题. 文献[14]基于确定模型分别独立设计了滑模观测器和反步控制器. 线性系统依据分离定理, 可独立进行状态观测器和控制器的设计, 但非线性系统观测器与控制器结合后的稳定性问题仍需要进行特别分析.

本文针对复杂海况下船舶航向运动的非线性特性、参数不确定性和海浪扰动问题, 基于无源理论设计了非线性状态观测器以实现海浪滤波和状态估计, 并结合反步法设计了船舶航向自适应输出反馈控制器. 首先给出了状态观测器和估计误差系统非线性方程, 通过对估计误差系统无源化而得到状态观测参数设计方法. 对状态观测器所得的低频运动误差进行坐标变换, 基于自适应反步法设计了船舶航向控制器. 通过Lyapunov理论证明非线性状态观测器与控制器综合后闭环系统的稳定性. 最后, 应用递推最小二乘方法实现海浪扰动频率的在线辨识. 利用一集装箱船四自由度水面运动模型进行仿真, 仿真结果表明本文设计的海浪滤波器能有效避免高频海浪扰动进入控制环路, 所提控制器具有较好的控制性能.

2 问题描述(Problem formulation)

船舶航向运动的非线性数学模型可以描述为^[1]

$$T\ddot{\psi} + H_N(\dot{\psi}) = K\delta, \quad (1)$$

其中: ψ 为船舶首向角, δ 为控制舵角, T 为追随性时间指数, K 为舵增益系数, $H_N(\dot{\psi}) = n_3\dot{\psi}^3 + n_1\dot{\psi}$ 为非线性特征, 对航向稳定的船舶有 $n_1 > 0$, 不稳定船舶有 $n_1 < 0$. 令 r 为首向角速率, 有 $r = \dot{\psi}$, 式(1)表示为状态空间形式

$$\begin{cases} \dot{\psi} = r, \\ \dot{r} = \theta_1 r + \theta_2 r^3 + bu, \end{cases} \quad (2)$$

其中: $\theta_1 = -\frac{n_1}{T}$, $\theta_2 = -\frac{n_3}{T}$, $b = \frac{K}{T}$, $u = \delta$.

以一阶马尔科夫过程来描述未建模动态对于船舶航向运动的影响和船舶所受到的二阶海浪扰动、海流和稳流风等低频扰动力和力矩^[1], 即

$$\dot{n} = -T_n^{-1}n + E_n w_n, \quad (3)$$

其中: w_n 为标准零均值高斯白噪声, E_n 表示白噪声幅值大小, $T_n > 0$ 为偏移时间常数. 为保证 n 的缓变性, $T_n \gg 1$.

船舶航向由于舵作用和受到低频扰动 n 而产生的运动为低频部分, 设 ψ_L 和 r_L 分别为低频运动航向角和

航向角速率, 则有

$$\dot{\psi}_L = r_L, \quad \dot{r}_L = \theta_1 r_L + \theta_2 r_L^3 + bu + n. \quad (4)$$

用二阶成形滤波器描述一阶海浪扰动对船舶航向的作用, 设 ψ_H 为由海浪扰动产生高频航向运动. 取 $\xi = [\xi_H \ \psi_H]^T$, $\dot{\xi}_H = \psi_H$, 则海浪扰动模型为

$$\begin{cases} \dot{\xi} = A_w \xi + E_w w_H, \\ \psi_H = C_w \xi, \end{cases} \quad (5)$$

其中:

$$A_w = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\zeta_n \omega_n \end{bmatrix}, \quad C_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}^T, \quad E_w = \begin{bmatrix} 0 \\ K_w \end{bmatrix},$$

w_H 为标准零均值高斯白噪声, ω_n 为遭遇频率, $\zeta_n > 0$ 表示附加阻尼, 一般可取 $\zeta_n \in [0.01, 0.1]$, K_w 为扰动强度系数.

通常船舶通过罗经测量航向角信息, 取测量方程

$$\psi = \psi_L + \psi_H + v_m = \psi_L + C_w \xi + v_m, \quad (6)$$

式中: v_m 为测量噪声, 对应于一般罗经测量精度, v_m 可取为幅值0.1度的零均值高斯白噪声. 相对于海浪扰动 v_m 较小, 在本文推导和分析过程中不予考虑.

船舶航向控制主要分为航向保持和航向改变(转向)两种模式. 航向保持要求船舶保持给定航向航行. 船舶航向改变控制时, 船舶航向由初始航向 ψ_0 修正为新的给定航向 ψ_r . 从控制器设计和分析角度来看, 航向从 ψ_0 到 ψ_r 的理想动态过程 ψ_d 及其一定阶时间导数 $\psi_d^{(n)}$ 必须是一个充分光滑的时间演变过程. 对于给定的阶跃输入 ψ_r , 本文所设计控制算法要求 ψ_d 为连续有界的. 另外, 以一阶线性或非线性模型来描述的船舶航向低频运动时, 为了尽量避免激发高频未建模动态, 航向输出的响应过程须足够缓慢. 可以应用参考模型技术来明确航向改变动态过程的理想形态. 假设 $\psi_0 = 0$, 本文航向改变时的理想形态由一个三阶线性参考模型来描述,

$$\psi_d = \frac{\omega_m^3}{(s + \omega_m)(s^2 + 2\zeta_m \omega_m s + \omega_m^2)} \psi_r, \quad (7)$$

式中: ψ_r 为指令航向, ψ_d 为参考航向, ζ_m 和 ω_m 分别为参考模型需要设定的阻尼比和自然频率, 一般取 $0.8 \leq \zeta_m \leq 1.0$ 以避免过大的超调. 对于航向保持, 参考航向保持为给定航向

$$\psi_d = \psi_r, \quad \dot{\psi}_d = \ddot{\psi}_d = 0. \quad (8)$$

为避免高频海浪扰动进入控制环路和实现船舶航向对参考航向的跟踪, 本文将进行以下工作:

a) 为实现海浪滤波, 设计状态观测器从受海浪扰动的测量信号中估计高低频运动状态. 此外, 为适应不同海况和航行条件, 利用递推最小二乘方法实现海浪扰动模型参数的辨识.

b) 利用状态观测器给出的低频运动状态估计, 基于反步法设计自适应输出反馈控制器, 并证明状态观测器与控制器相结合后系统的稳定性.

3 海浪滤波器设计(Design of wave filter)

对于式(3)–(6)组成的带有海浪扰动的船舶航向运动系统, 设 ξ, n, ψ_L, r_L 的估计值分别为 $\hat{\xi}, \hat{n}, \hat{\psi}_L, \hat{r}_L$, 取系统观测方程为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\xi}} = A_w \hat{\xi} + k_1 \tilde{\psi}, \\ \dot{\hat{n}} = -T_n^{-1} \hat{n} + k_2 \tilde{\psi}, \\ \dot{\hat{\psi}}_L = \hat{r}_L + k_3 \tilde{\psi}, \\ \dot{\hat{r}}_L = \theta\varphi(\hat{r}_L) + bu + \hat{n} + k_4 \tilde{\psi}, \\ \dot{\hat{\psi}} = \hat{\psi}_L + C_w \hat{\xi}, \end{cases} \quad (9)$$

其中: $\theta\varphi(\hat{r}_L) \triangleq \theta_1 \hat{r}_L + \theta_2 \hat{r}_L^3$, $\tilde{\psi} = \psi - \hat{\psi}$ 为观测误差, $k_1 \in \mathbb{R}^2, k_2, k_3, k_4 \in \mathbb{R}$ 为待定观测增益系数. 式(9)中第1, 3, 5式可写成如下形式:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\xi}}_0 = A_0 \hat{\xi}_0 + B_0 \hat{r}_L + K_e \tilde{\psi}, \\ \dot{\hat{\psi}} = C_0 \hat{\xi}_0, \end{cases} \quad (10)$$

其中:

$$K_e = \begin{bmatrix} k_1 \\ k_3 \end{bmatrix}, \hat{\xi}_0 = \begin{bmatrix} \hat{\xi} \\ \hat{\psi}_L \end{bmatrix}, A_0 = \begin{bmatrix} A_w & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, E_{w0} = \begin{bmatrix} E_w \\ 0 \end{bmatrix}, C_0 = \begin{bmatrix} C_w \\ 1 \end{bmatrix}^T.$$

取 $\xi, n, \psi_L, r_L, \xi_0$ 的估计误差分别为 $\tilde{\xi} = \xi - \hat{\xi}, \tilde{n} = n - \hat{n}, \tilde{\psi}_L = \psi_L - \hat{\psi}_L, \tilde{r}_L = r_L - \hat{r}_L, \tilde{\xi}_0 = \xi_0 - \hat{\xi}_0$, 则观测误差系统为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\xi}}_0 = A_0 \tilde{\xi}_0 + B_0 \tilde{r}_L - K_e \tilde{\psi} + E_{w0} w_H, \\ \dot{\tilde{n}} = -T_n^{-1} \tilde{n} - k_2 \tilde{\psi} + E_n w_n, \\ \dot{\tilde{r}}_L = \theta\varphi(r_L) - \theta\varphi(\hat{r}_L) + \tilde{n} - k_4 \tilde{\psi}, \\ \dot{\tilde{\psi}} = C_0 \tilde{\xi}_0, \end{cases} \quad (11)$$

其中: $E_{w0} = [E_w \ 0]^T$. 定义 $\tilde{z} \triangleq -\tilde{n} + k_4 \tilde{\psi}$, 取 $\tilde{x} = [\tilde{\xi}_0 \ \tilde{n}]^T$, 有 $\tilde{z} = [k_4 C_0 \ -1] \tilde{x}$. 设 $\tilde{z}_e = -\tilde{z}$, 式(11)转化为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A \tilde{x} + B \tilde{r}_L + E w, \\ \tilde{z} = C \tilde{x}, \\ \dot{\tilde{r}}_L = \theta\varphi(r_L) - \theta\varphi(\hat{r}_L) + \tilde{z}_e, \end{cases} \quad (12)$$

其中:

$$A = \begin{bmatrix} A_0 - K_e C_0 & 0 \\ -k_2 C_0 & -T_n^{-1} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} B_0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$E = \begin{bmatrix} E_{w0} & 0 \\ 0 & E_n \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} k_4 C_0 \\ -1 \end{bmatrix}^T, w = \begin{bmatrix} w_H \\ w_n \end{bmatrix}.$$

式(12)即可描述为非线性系统 $H_1: \tilde{z}_e \rightarrow \tilde{r}_L$ 和线性系统 $H_2: \tilde{r}_L \rightarrow \tilde{z}$ 的反馈连接形式, 如图1所示. 由无源性定理^[15], 当 H_1 和 H_2 为严格无源时, 由 H_1 和

H_2 组成的反馈连接系统是严格无源的. 对于系统 H_1 , 设能量存储函数

$$V_{H_1} = \frac{1}{2} \tilde{r}_L^2, \quad (13)$$

对 V_{H_1} 求导, 有

$$\dot{V}_{H_1} = \tilde{r}_L \dot{\tilde{r}}_L = \tilde{r}_L (\theta\varphi(r_L) - \theta\varphi(\hat{r}_L)) + \tilde{r}_L \tilde{z}_e. \quad (14)$$

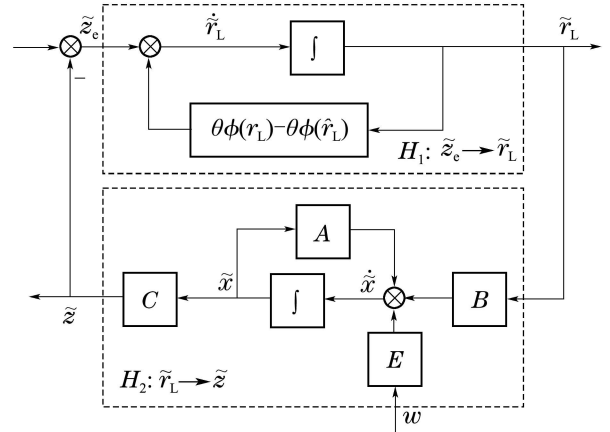


图 1 估计误差系统的结构图

Fig. 1 Block diagram showing the estimation errors system

由 $\tilde{r}_L (\theta\varphi(r_L) - \theta\varphi(\hat{r}_L)) \triangleq -\tilde{r}_L^2 \alpha$, 有

$$\tilde{r}_L \tilde{z}_e = \dot{V}_{H_1} + \tilde{r}_L^2 \alpha. \quad (15)$$

对航向稳定船舶有 $\theta_1, \theta_2 < 0$, 则

$$\alpha = -(\theta_1 + \theta_2 ((r_L + \frac{1}{2} \hat{r}_L)^2 + \frac{3}{4} \hat{r}_L^2)) > 0. \quad (16)$$

从而系统 H_1 是严格无源的. 下面通过选取合适的观测器增益 k_1, k_2, k_3, k_4 使得系统 H_2 无源.

系统 H_2 可分解为 $H_a: \tilde{r}_L \rightarrow \tilde{\psi}$ 和 $H_b: \tilde{\psi} \rightarrow \tilde{z}$ 两个线性子系统的串联形式(见图2):

$$H_a: \begin{cases} \dot{\tilde{\xi}}_0 = (A_0 - K_e C_0) \tilde{\xi}_0 + B_0 \tilde{r}_L + E_{w0} w_H, \\ \tilde{\psi} = C_0 \tilde{\xi}_0, \end{cases} \quad (17)$$

$$H_b: \begin{cases} \dot{\tilde{n}} = -T_n^{-1} \tilde{n} - k_2 \tilde{\psi} + E_n w_n, \\ \tilde{z} = -\tilde{n} + k_4 \tilde{\psi}. \end{cases} \quad (18)$$

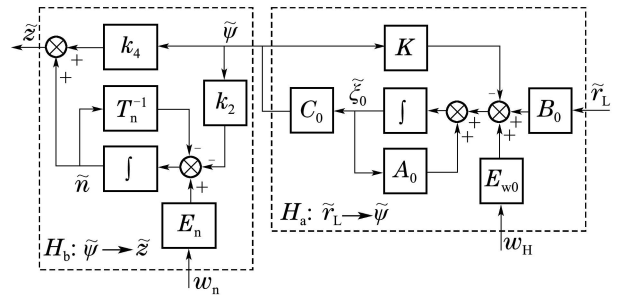


图 2 H_2 系统的两个串联子系统

Fig. 2 Two cascaded subsystems of H_2

设映射 $H_a: \tilde{r}_L \rightarrow \tilde{\psi}$ 的传递函数为

$$h_a(s) = C_0 (sI - (A_0 - K_e C_0))^{-1} B_0 =$$

$$\frac{s^2 + 2\zeta_n\omega_n s + \omega_n^2}{s^3 + (k_{12} + k_3 + 2\zeta_n\omega_n)s^2 + \mathcal{M} + \omega_n^2 k_3}, \quad (19)$$

其中 $\mathcal{M} = (\omega_n^2 - \omega_n^2 k_{11} + 2\zeta_n\omega_n k_3)s$.

设映射 $H_b: \tilde{\psi} \rightarrow \tilde{z}$ 的传递函数为

$$h_b(s) = k_2(sI - (-T_n^{-1}))^{-1} + k_4 = k_4 \frac{s + (T_n^{-1} + k_2/k_4)}{s + T_n^{-1}} \stackrel{T_n \gg 1}{\approx} k_4 \frac{s + k_2/k_4}{s + T_n^{-1}}. \quad (20)$$

显然 $h_a(s)$ 和 $h_b(s)$ 分别为相对阶为1和0的三阶和一阶传递函数, H_2 的传递函数 $h_2(s) = h_a(s)h_b(s)$. 对于式(28), 为获得陷波和低通滤波效果, 应有

$$h_a^d = \frac{s^2 + 2\zeta_n\omega_n s + \omega_n^2}{(s^2 + 2\zeta_i\omega_n s + \omega_n^2)(s + \omega_c)}, \quad (21)$$

其中: $\zeta_i > \zeta_n$ 为陷波滤波器阻尼, $\omega_c > \omega_n$ 为截止频率. 由此可以得到

$$\begin{cases} k_{11} = -\frac{2(\zeta_i - \zeta_n)\omega_c}{\omega_n}, \\ k_{12} = 2(\zeta_i - \zeta_n)\omega_n, \\ k_3 = \omega_c. \end{cases} \quad (22)$$

为了保证系统 H_2 的严格正实性, $h_2(s)$ 应是稳定, 且对 $\forall \omega \geq 0$, $|\arg(h_2(j\omega))| < \pi/2$. 通过选取合适的观测增益, 使得 $H_2(s)$ 是严格正实的从而保证估计误差系统的无源性. 考虑 $h_a(s)$ 和 $h_b(s)$ 频率特性, 当取

$$T_n^{-1} < \frac{k_2}{k_4} < \omega_n < \omega_c \quad (23)$$

时, $|\arg(h_2(j\omega))| < \pi/2$ 成立. 这样, 观测增益系数 k_1, k_2, k_3, k_4 满足式(22)(23)给出的无源化条件时, 观测误差系统式(11)是严格无源的. 通过状态观测器(9), 就能获得船舶低频运动状态 ψ_L, r_L 的估计值 $\hat{\psi}_L, \hat{r}_L$, 由海浪扰动产生的高频运动状态 ξ_H, ψ_H 的估计 $\hat{\xi}_H, \hat{\psi}_H$ 及低频扰动估计 \hat{n} . 通过对高低频运动的分离, 从受海浪扰动的测量信号中重构了低频运动信号, 从而实现了海浪滤波.

当船舶航行于海洋时, 海浪扰动随海况、航向等而变化, 式(5)所示成形滤波器的参数 ζ_n, ω_n 也相应变化. ζ_n 取值较固定, 而 ω_n 为影响海浪滤波和状态估计效果的重要参数. 可应用递推最小二乘法对 ω_n 进行实时估计, 以获得较好的滤波效果.

式(5)描述了海浪对于船舶航向的高频扰动, 有

$$\xi_H = s^{-1}\psi_H(s) = \frac{K_w}{s^2 + 2\zeta_n\omega_n s + \omega_n^2} w_H(s). \quad (24)$$

从而可定义一阶高通滤波器 $h_{hp}(s)$, 通过 $h_{hp}(s)$ 衰减航向测量值中低频成分使得

$$\hat{\xi}_H^{LS} = h_{hp}(s)s^{-1}\psi(s) \approx \xi_H. \quad (25)$$

为获得较准确的估计结果, 在式(25)中再引入一

个极点 $-T_L^{-1}$ 以描述包含在信号中的低频成分

$$\hat{\xi}_H^{LS} = \frac{1}{(s^2 + 2\zeta_n\omega_n s + \omega_n^2)(1 + T_L s)} e(s), \quad (26)$$

式中 $e(s) = K_w w_H(s)$ 为零均值白噪声. 式(26)可离散化为AR模型, 并应用递推最小二乘估计参数

$$A(z^{-1})\hat{\xi}_H^{LS}(k) = e(k), \quad (27)$$

其中 $A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3}$. 利用递推最小二乘法辨识式(27)所示模型的参数 $\theta_{LS}(k) = [a_1(k) \ a_2(k) \ a_3(k)]^T$, 得

$$\hat{\theta}_{LS}(k) = \hat{\theta}_{LS}(k-1) + K_{LS}(k)(z(k) - \phi_{LS}^T(k)\hat{\theta}_{LS}(k-1)), \quad (28)$$

$$K_{LS}(k) = \frac{P_{LS}(k-1)\phi_{LS}(k)}{\lambda + \phi_{LS}^T(k)P_{LS}(k-1)\phi_{LS}(k)}, \quad (29)$$

$$P_{LS}(k) = \frac{1}{\lambda}(I - K_{LS}(k)\phi_{LS}^T(k))P_{LS}(k-1), \quad (30)$$

式中: $\phi_{LS}(k) = -[z(k-1) \ z(k-2) \ z(k-3)]^T$, $z(k) = \hat{\xi}(k)$, $\lambda \in (0, 1]$ 为遗忘因子. $A(z^{-1}) = 0$ 与 $(s^2 + 2\zeta_n\omega_n s + \omega_n^2)(1 + T_L s) = 0$ 根的关系为

$$z_i = \exp(hs_i) \Rightarrow s_i = \frac{1}{h} \ln(z_i), \quad i = 1, 2, 3, \quad (31)$$

式中 h 为采样周期.

设 $s_1 = -T_L^{-1}$, 则其余两根为 $s_{2,3} \triangleq -a \pm bi$. 由根与系数关系, 获得 ω_n 的估计值

$$\hat{\omega}_n = |s_{2,3}| = \sqrt{a^2 + b^2}. \quad (32)$$

注1 为实现海浪滤波和状态估计, 本文基于无源理论设计了一种状态观测器, 这种观测器无需海浪扰动的方差信息从而减少了观测器参数数量.

4 控制器设计(Controller design)

利用backstepping反步法设计控制器过程分两步. 为了避免高频扰动进入控制环路, 引入低频误差信号的坐标变换:

$$\begin{cases} z_1 = \hat{\psi}_L - \psi_d, \\ z_2 = \hat{r}_L - \alpha_1, \end{cases} \quad (33)$$

其中 α_1 为待定虚拟镇定函数. 为消除常值稳态偏移或慢变扰动和应对系统未建模动态、参数不准确, 在控制器设计过程中引入积分环节是有必要的. 本文引入积分状态 $z_0 = z_2$, 并在反步设计过程第2步中与 z_2 联合处理. 假定系统参数未知, 在backstepping反步设计过程中需要引入参数自适应律以获得系统参数的估计值. 第3节中状态观测器模型参数也由对应参数估计值替代.

第1步 z_1 的动态为

$$\dot{z}_1 = \dot{\hat{\psi}}_L - \dot{\psi}_d = z_2 + \alpha_1 - \dot{\psi}_d + k_3 \tilde{\psi}, \quad (34)$$

取 $\alpha_1 = -c_1 z_1 + \dot{\psi}_d$, $c_1 > 0$ 为设计参数.

第2步 z_2 的动态为

$$\dot{z}_2 = \hat{r}_L - \dot{\alpha}_1 = \varphi^T(\hat{r}_L)\theta + n + bu - \dot{\alpha}_1 - \dot{\hat{r}}_L. \quad (35)$$

由于系统参数未知, 这里取控制 u 为 $u = \hat{\beta}\bar{u}$, 其中: $\bar{u} = -c_0 z_0 - z_1 - c_2 z_2 + \dot{\alpha}_1 - \phi^T(\hat{r}_L)\hat{\theta}$, $\hat{\theta}$ 和 $\hat{\beta}$ 分别为 θ 和 $\beta = 1/b$ 的估计值, $c_0, c_2 > 0$ 为设计参数. 这样可以求得闭环系统为

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_0 \\ \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & c_1 & -1 \\ c_0 & 1 & c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_0 \\ z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ k_3 & 0 \\ k_4 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\psi} \\ \tilde{n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} n. \quad (36)$$

由于

$$\begin{bmatrix} \tilde{\psi} \\ \tilde{n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_0 \tilde{\xi}_0 \\ \tilde{n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tilde{x},$$

并考虑 z_0 对于 n 的补偿产生的平衡点变化, 定义

$$z' \triangleq z - (-c_0^{-1}n, 0, 0)^T = (z_0 + c_0^{-1}n, z_1, z_2)^T, \quad (37)$$

则式(36)可简记为 $\dot{z}' = -C_z z' + K_{\tilde{x}} \tilde{x}$, 其中:

$$C_z = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & c_1 & -1 \\ c_0 & 1 & c_2 \end{bmatrix}, K_{\tilde{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ k_3 & 0 \\ k_4 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

令 $\eta = (\tilde{x}, \tilde{r}_L)^T$, 式(12)可以写成

$$\begin{cases} \dot{\eta} = A_\eta \eta + B_\eta [\theta \varphi(r_L) - \hat{\theta} \varphi(\hat{r}_L) + \tilde{b}u - \tilde{z}] + E_\eta w, \\ \tilde{\psi} = K_\eta \eta, \end{cases}$$

其中

$$A_\eta = \begin{bmatrix} A & B \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B_\eta = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, E_\eta = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}, K_\eta = \begin{bmatrix} K_{\tilde{x}} \\ 0 \end{bmatrix}^T.$$

对于系统(37), 由 Kalman-Yakubovich-Popov 引理^[3], 存在正定对称矩阵 P_η 和 Q_η , 使得

$$P_\eta A_\eta + A_\eta^T P_\eta = -Q_\eta, B_\eta^T P_\eta = K_\eta. \quad (38)$$

取系统的 Lyapunov 函数为

$$V = V_c + V_o + V_p, \quad (39)$$

其中: $V_c = z'^T \Lambda z'$, $\Lambda = \text{diag}\{c_0, 1, 1\}$, $V_o = \eta^T P_\eta \eta$, $V_p = \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} + (1/\gamma\beta)\tilde{\beta}^2$, 其中: $\Gamma > 0, \gamma > 0$ 为自适应增益, 则

$$\begin{aligned} \dot{V} = & z'^T (A^T C_z + C_z^T A) z' + 2z'^T \Lambda K_{\tilde{x}} \tilde{x} + \\ & \eta^T (A_\eta^T P_\eta + P_\eta A_\eta) \eta + \\ & 2\eta^T P_\eta B_\eta [\theta \varphi(r_L) - \hat{\theta} \varphi(\hat{r}_L) + \tilde{b}u - \tilde{z}] + \\ & 2\eta^T P_\eta E_\eta w - 2\tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} - \frac{2}{\gamma\beta} \tilde{\beta} \dot{\tilde{\beta}} \leq \\ & -[\lambda_{\min}(Q_{z'}) - \|\Lambda K_{\tilde{x}}\|] \|z'\|^2 - \gamma_\eta \|\eta\|^2 + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & 2\|\eta\| \|P_\eta E_\eta\| \|w\| + (2\tilde{\psi}^T \tilde{\theta} \varphi(\hat{r}_L) - 2\tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}) + \\ & (2\tilde{\psi}^T \tilde{b}u - \frac{2}{\gamma\beta} \tilde{\beta} \dot{\tilde{\beta}}), \end{aligned} \quad (40)$$

其中 $\lambda_{\min}(Q_{z'})$ 和 $\lambda_{\min}(Q_\eta)$ 分别表示 $Q_{z'}$ 和 Q_η 的最小特征值, 且 $\gamma_\eta = \lambda_{\min}(Q_\eta) + \alpha - \|\Lambda K_{\tilde{x}}\| - 2$.

取自适应律

$$\dot{\tilde{\theta}} = \Gamma \varphi(\hat{r}_L) \tilde{\psi}, \dot{\tilde{\beta}} = -\gamma (\text{sgn } b) \tilde{u} \tilde{\psi}, \quad (41)$$

则

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -[\lambda_{\min}(Q_{z'}) - \|\Lambda K_{\tilde{x}}\|] \|z'\|^2 - \\ & \gamma_\eta \|\eta\|^2 + 2\|\eta\| \|P_\eta E_\eta\| \|w\|. \end{aligned} \quad (42)$$

因此, 当满足 $\lambda_{\min}(Q_{z'}) > \|\Lambda K_{\tilde{x}}\|, \gamma_\eta > 0, \|\eta\| > \gamma_\eta^{-1} \cdot \|P_\eta E_\eta\| \|w\|$ 时, $\dot{V} < 0$. 由此可知闭环系统是输入-状态稳定的.

式(1)描述的一阶非线性模型是船舶低频航向运动的近似表示, 船舶航向运动系统的高频未建模动态的存在造成的自适应参数漂移从而影响自适应控制系统实际应用时的稳定性. 船舶航向控制较小的跟踪误差主要由海浪扰动和测量噪声造成, 因此当跟踪误差小于某一值时应当关闭自适应机制. 这样参数自适应律(39)修正为

$$\dot{\tilde{\theta}} = \begin{cases} \Gamma \varphi(\hat{r}_L) \tilde{\psi}, & |e| \geq \Delta, \\ 0, & |e| < \Delta, \end{cases} \quad (43)$$

$$\dot{\tilde{\beta}} = \begin{cases} -\gamma (\text{sgn } b) \tilde{u} \tilde{\psi}, & |e| \geq \Delta, \\ 0, & |e| < \Delta, \end{cases} \quad (44)$$

式中: $e = \psi_d - \psi, \Delta$ 为给定的死区.

综合观测器(9)、参数自适应律(41)及控制律(34)可得到船舶航向运动的输出反馈自适应反步控制器.

5 仿真结果与分析(Simulation analysis)

为了验证本文设计控制器的有效性, 以一包含首摇、横摇、进荡、横荡的四自由度的集装箱船非线性数学模型为仿真对象, 船舶各水动力导数参见文献[16]. 在仿真中考虑船舶舵机的影响, 舵角和舵角速率最大值分别为 $\delta_{\max} = 30^\circ, \dot{\delta}_{\max} = 3^\circ/\text{s}$. 仿真中模拟三级海情 $H_{1/3} = 3.2 \text{ m}, T_z = 6.4 \text{ s}$. 取 $\omega_c = 1.1\omega_n$, ω_n 初始值 $\omega_{n0} = 0.8 \text{ rad/s}$, 偏移时间常数为 $T_n = 1000 \text{ s}$, 计算得到观测器增益初始值为 $k_1 = [1.98 - 0.90], k_2 = 0.001, k_3 = 0.55, k_4 = 0.1$, 控制器参数取 $c_0 = 0.001, c_1 = 0.15, c_2 = 1000$, 参数自适应增益 $\Gamma = \text{diag}\{10, 10\}, \gamma = 0.01$, 参数估计初始值为 $\hat{\theta}(0) = -[0.05 \ 0]^T, \hat{b} = 0.002$. 设定船舶航速为 $u = 14 \text{ knot}$, 并取指令航向 $\psi_r = 30^\circ$, 参考模型式(7)参数为 $\omega_m = 0.1, \zeta_m = 1.0$. 图3和图4分别表示了航向角跟踪情况和控制舵角. 可以看出, 本文所设计的基于反步法的控制器对船舶航向具有较好的控制效果, 估计参数收敛性良好, 对模型参数有较强的适应能力, 且较好的滤除了海浪扰动的影响, 舵动较少.

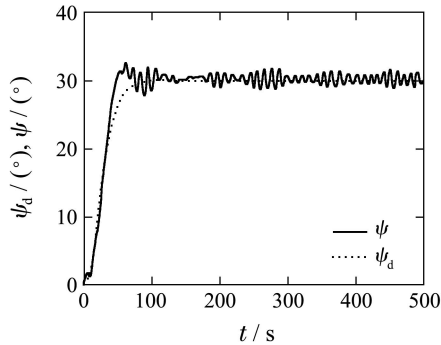


图3 船舶首向角跟踪曲线

Fig. 3 The tracking curves of ship course

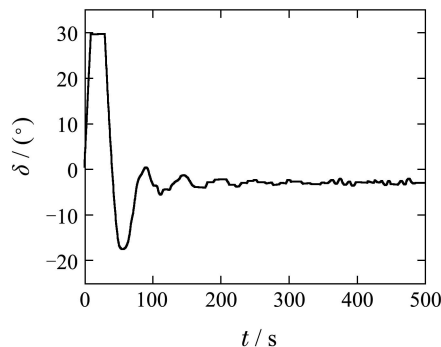


图4 控制舵角

Fig. 4 The rudder angle

6 结论(Conclusions)

针对复杂海况下船舶航向运动的非线性特性、参数不确定性和海浪扰动问题,本文基于无源理论设计了一种非线性状态观测器,并结合反步方法给出了一种自适应输出反馈控制设计方法.通过理论推导和仿真试验可得出以下结论:1)这种无源状态观测器有效的实现了海浪滤波和对低频航向角及航向角速率的估计,且设计参数较少且海浪扰动模型的参数直接相关,物理意义明确.2)应用反步自适应控制算法对状态观测器得到的低频运动误差进行坐标变换,给出了参数自适应律和控制律,有效解决了船舶航向运动的参数不确定性问题.3)利用Lyapunov理论证明了所提出的状态观测器与反步控制器结合后闭环系统的稳定性.4)通过引入递推最小二乘方法对海浪扰动模型参数的在线辨识,非线性状态观测器能在各种不同海况和航行状态下都能有效的实现海浪滤波.5)以一集装箱船四自由度水面运动模型为对象,对这种自适应输出反馈控制器进行了仿真研究,仿真结果表明本文设计的滤波器能有效避免高频海浪扰动进入控制环路,所提控制器具有较好的控制性能,对船舶航向运动的参数不确定性具有良好的自适应性.

参考文献(References):

[1] FOSSEN T I. *Handbook of Marine Craft Hydrodynamics and Motion Control* [M]. Chichester: John Wiley & Sons, 2011.
 [2] ZHANG X K, WANG X P. A kind of filter for wave disturbance with robustness [J]. *Shipbuilding of China*, 2004, 45(4): 17 – 22.

[3] WANG Y H, BIAN X Q, SHI X C. A simulation of wave disturbance and filter design [J]. *Computer Simulation*, 2007(4): 318 – 321.
 [4] BOUTAYEB M, AUBRY D. A strong tracking extended Kalman observer for nonlinear discrete-time systems [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1999, 44(8): 1550 – 1556.
 [5] 张利军, 贾鹤鸣, 金鸿章, 等. 基于神经网络的船舶航向自适应输出反馈控制设计 [J]. 南京理工大学学报, 2009, 33(增刊1): 53 – 57. (ZHANG Lijun, JIA Heming, JIN Hongzhang, et al. NN-based adaptive output feedback control of ship course [J]. *Journal of Nanjing University of Science and Technology*, 2009, 33(Suppl.1): 53 – 57.)
 [6] 王志文, 彭秀艳. 基于自适应输出反馈的船舶航向控制 [J]. 北京理工大学学报, 2011, 31(4): 425 – 429. (WANG Zhiwen, PENG Xiuyan. Control of ship course based on NN-adaptive output feedback [J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2011, 31(4): 425 – 429.)
 [7] 罗伟林, 邹早建, 李铁山. 船舶航向非线性系统鲁棒跟踪控制 [J]. 控制理论与应用, 2009, 26(8): 893 – 895. (LUO Weilin, ZOU Zaojian, LI Tieshan. Robust tracking control of nonlinear ship steering [J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(8): 893 – 895.)
 [8] HU G S, ZHOU Y B, XIAO H R. Application of fuzzy neural network in ship course control [J]. *Applied Mechanics and Materials*, 2012, (135/136): 309 – 315.
 [9] LIU C, LI T S, CHEN N X. Adaptive fuzzy control design of ship's autopilot with rudder dynamics [J]. *ICIC Express Letters*, 2011, 5(3): 767 – 773.
 [10] 林永屹, 杜佳璐, 牛杰. 基于Backstepping的船舶航向自适应鲁棒非线性控制器设计 [J]. 船舶工程, 2007, 29(1): 24 – 27. (LIN Yongyi, DU Jialu, NIU Jie. Design of backstepping based adaptive robust nonlinear controller of ship course [J]. *Ship Engineering*, 2007, 29(1): 24 – 27.)
 [11] 张显库. 船舶航向保持的非线性逆推鲁棒控制算法 [J]. 大连海事大学学报, 2007, 33(2): 80 – 83. (ZHANG Xianku. Nonlinear backstepping robust control algorithm for ship's course-keeping [J]. *Journal of Dalian Maritime University*, 2007, 33(2): 80 – 83.)
 [12] 关巍. 基于Backstepping的船舶运动非线性自适应鲁棒控制 [D]. 大连: 大连海事大学, 2010. (GUAN Wei. *The nonlinear adaptive backstepping robust control for ship motion* [D]. Dalian: Dalian Maritime University, 2010.)
 [13] 王兴成, 姜晓红, 张健. 非线性船舶航向控制器Backstepping设计 [J]. 控制工程, 2002, 9(5): 63 – 65. (WANG Xingcheng, JIANG Xiaohong, ZHANG Jian. Nonlinear backstepping design of ship steering controller [J]. *Control Engineering of China*, 2002, 9(5): 63 – 65.)
 [14] 朱齐丹, 周芳, 赵国良, 等. 基于反步法和滑模观测器的船舶航向控制 [J]. 华中科技大学学报, 2009, 37(4): 122 – 125. (ZHU Qidan, ZHOU Fang, ZHAO Guoliang, et al. Control of ship courses using backstepping and sliding mode observer [J]. *Journal of Huazhong University of Science and Technology*, 2009, 37(4): 122 – 125.)
 [15] KHALIL H K. *Nonlinear Systems* [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2007.
 [16] SON K H, NOMOTO K. On the coupled motion of steering and rolling of a high speed container ship [J]. *Naval Architect of Ocean Engineering*, 1982, 20(1): 73 – 83.

作者简介:

彭秀艳 (1963–), 女, 教授, 博士, 目前研究方向为船舶运动控制, E-mail: pengxiuyan@hrbeu.edu.cn;

胡忠辉 (1983–), 男, 博士研究生, 目前研究方向为船舶运动控制、非线性控制, E-mail: huzhonghui@gmail.com.