

船舶动力定位系统的精细抗干扰控制

魏新江, 魏永丽, 张慧凤[†]

鲁东大学 数学与统计科学学院, 山东 烟台 264025

摘要: 船舶在航行过程中, 不可避免地受到海平面上多种干扰的影响。动力定位(DP)指的是船舶在受到外界干扰的情形下依然能够保持在一定的位置或沿固定轨迹航行的一种技术。与传统的锚定位方法相比, DP技术具有机动性强、可深海作业、定位精度高等优点。本文主要针对带有慢变环境干扰和复杂非线性项的船舶动力定位系统, 研究了其精细抗干扰控制问题。首先, 利用模糊逻辑系统逼近船舶动力定位系统中的复杂非线性项。其次, 通过构造自适应干扰观测器(ADO)来估计部分信息已知的慢变环境干扰。在此基础上, 将基于干扰观测的控制(DOBC)与模糊控制算法相结合, 提出基于复合分层抗干扰控制框架的精细抗干扰控制(EADC)策略, 从而实现船舶动力定位系统的高精度抗干扰控制。最后, 基于供给船模型的仿真研究验证了所提控制策略的有效性。

关键词: 动力定位系统; 慢变干扰; 非线性项; 干扰观测器; 模糊逻辑系统; 精细抗干扰控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2020.1271

Elegant Anti-Disturbance Control for Dynamic Positioning System of Ships

Wei Xin-jiang, Wei Yong-li, Zhang Hui-feng[†]

School of Mathematics and Statistics Science, Ludong University, Yantai, 264025, China

Abstract: In the process of navigation, ships are inevitably affected by various disturbances on the sea level. Dynamic positioning (DP) refers to a technology that ships can still maintain a certain position or navigate along a fixed track under the existence of external disturbances. Compared with the traditional anchor positioning method, DP technology has the advantages of strong mobility, deep-sea operation and high positioning accuracy. The anti-disturbance control problem of dynamic positioning system of ships with slowly varying environmental disturbances and complex nonlinear term is investigated in this paper. Firstly, the fuzzy logic system is used to approximate the complex nonlinear term in the dynamic positioning system of ships. Secondly, to estimate the slowly varying environmental disturbances with partially-known information, an adaptive disturbance observer (ADO) is constructed. Based on this, an elegant anti-disturbance control (EADC) strategy is proposed by integrating disturbance observer based control(DOBC) and fuzzy control algorithm to achieve high accuracy anti-disturbance control. Finally, the simulation results on supply ship model are presented to demonstrate the effectiveness of the proposed strategy.

Keywords: Dynamic positioning system; slowly varying disturbances; nonlinear term; disturbance observer; fuzzy logic system; elegant anti-disturbance control

0 引言

船舶在航行过程中, 不可避免地受到海平面上多种干扰的影响。动力定位(DP)是指船舶利用自身推进装置产生推力来抵抗外界干扰, 使船舶保持在一定的位置或沿固定轨迹航行的一种技术。与传统的锚定位方法相比, DP技术具有机动性强、可深海作业、定位精度高等优点^[1]。为了减小干扰对船舶的影响, 学者们先后提出了不同的抗干扰控制策略^[2-3]。

作为一种重要的抗干扰控制策略, 基于干扰观测器的控制(DOBC)诞生于20世纪80年代末, 其设计思想是构造干扰观测器在线估计外部干扰, 通过前馈补偿和传统反馈控制器相结合以达到干扰补偿的目的^[4]。DOBC方法结构简单, 可以根据不同的控制要求进行在线调整, 并可与不同的控制策略相结合^[5-6], 已在风力发电系统和机器人等工程系统中得到了广泛的应用^[7]。众所周知, 模糊系统具有良好逼近性能, 可以在紧集上近似一致地逼近光滑的非线性函数^[8]。文献[8]设计了一种鲁棒自适应模糊控制

收稿日期: 2020-09-12; 修回日期: 2021-08-02。

基金项目: 国家自然科学基金项目61973149; 山东省自然科学基金重点项目ZR2020KF029。

[†]通讯作者. E-mail: weixinjiang@163.com

策略, 实现了船舶在恒定流干扰情况下的直线航迹控制.

受上述文献的启发, 本文研究了DP系统的抗干扰控制问题, 提出了一种基于DOBC和模糊控制的精细抗干扰控制(EADC)策略. 本文主要贡献有: (1) 充分利用干扰信息, 同时考虑了风、浪、流等环境因素引起的慢变环境干扰和船舶动力定位系统建模误差产生的复杂非线性项. (2) 利用DOBC 抵消部分信息已知的慢变环境干扰, 通过模糊逻辑系统逼近船舶动力定位系统中的复杂非线性项, 将DOBC与模糊控制相结合, 基于复合分层抗干扰控制思想提出精细抗干扰控制策略, 为船舶动力定位系统的抗干扰研究提供了一种新的途径.

1 问题的描述及预备知识

如图1所示, 建立 $CXYZ$ 随船坐标系, 原点 C 位于船舶重心, CX 轴方向从船尾指向船首, CY 轴指向右舷, CZ 轴向下. $OX_0Y_0Z_0$ 为大地坐标系.

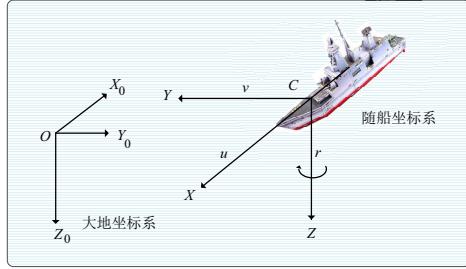


图1 大地与随船坐标系

OX_0 轴、 OY_0 轴和 OZ_0 轴分别指向正北、正东和下方. 原点 O 为地球表面任何一点. XY 平面与静水面重合. $\eta = [x, y, \psi]^T$ 为船舶位置向量, 由大地坐标系下船舶的位置 (x, y) 和艏摇角 ψ 组成. $\varpi = [u, v, r]^T$ 为随船坐标系下船舶的速度向量, 由纵荡速度 u 、横荡速度 v 和艏摇速度 r 组成. DP系统运动学模型和动力学模型分别描述为

$$\dot{\eta} = R(\psi)\varpi, \quad (1)$$

$$M\ddot{\varpi}(t) + D(\varpi)\varpi(t) = \tau(t) + H(t), \quad (2)$$

式中, $\tau = [\tau_1, \tau_2, \tau_3]^T$ 为船舶推进器提供的控制力和力矩. $H(t)$ 为慢变环境干扰, 代表风、浪、流等环境因素对船舶作用的等效外界干扰力和力矩, 如下所示

$$\begin{cases} H(t) = R^{-1}(\psi)b(t), \\ \dot{b}(t) = -T^{-1}b(t) + \Psi\xi_1(t), \end{cases} \quad (3)$$

式中, $T \in R^{3 \times 3}$ 为时间常数对角矩阵. $b(t)$ 为偏置力和力矩向量, $\xi_1(t) \in R^3$ 为有界的零均值高斯白噪声向量, 且满足 $\|\xi_1(t)\|^2 \leq a_0$, a_0 为正常数. $\Psi \in R^{3 \times 3}$ 表示为描述 $\xi_1(t)$ 振幅的正定对角矩阵.

旋转矩阵 $R(\psi)$ 定义为

$$R(\psi) = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 0 \\ \sin(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

M 为包含水力附加质量的惯量矩阵, 满足 $M = M^T > 0$. $D(\varpi)$ 是水阻尼矩阵, 分别表示为

$$M = \begin{bmatrix} m_{11} & 0 & 0 \\ 0 & m_{22} & m_{23} \\ 0 & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$D(\varpi) = \begin{bmatrix} d_{11}(u) & 0 & 0 \\ 0 & d_{22}(v, r) & d_{23}(v, r) \\ 0 & d_{32}(v, r) & d_{33}(v, r) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

其中

$$\begin{aligned} d_{11}(u) &= -X_u - X_{|u|u}|u|, \\ d_{22}(v, r) &= -Y_v - Y_{|v|v}|v| - Y_{|r|v}|r|, \\ d_{23}(v, r) &= -Y_r - Y_{|v|r}|v| - Y_{|r|r}|r|, \\ d_{32}(v, r) &= -N_v - N_{|v|v}|v| - N_{|r|v}|r|, \\ d_{33}(v, r) &= -N_r - N_{|v|r}|v| - N_{|r|r}|r|, \\ m_{11} &= m - X_{\dot{u}}, m_{22} = m - Y_{\dot{v}}, m_{33} = I_Z - N_{\dot{r}}, \\ m_{23} &= mx_g - Y_{\dot{r}}, m_{32} = mx_g - N_{\dot{v}}, \end{aligned}$$

这里, x_g 为船舶重心距随船坐标系原点的距离, m 为船舶质量, I_Z 为转矩惯量. $X_{\dot{u}}, Y_{\dot{v}}, N_{\dot{r}}$ 为由纵荡、横荡、艏摇三个方向的各自水力加速度所引起的附加质量. $Y_{\dot{r}}$ 为艏摇和横荡的互相耦合引起的附加质量, $Y_{|v|r}$ 为船舶水动力系数, 具体可参考文献[9].

水阻尼矩阵分为线性和非线性水阻尼矩阵两部分

$$D(\varpi) = D + D_n(\varpi), \quad (7)$$

其中, 线性水阻尼矩阵为

$$D = \begin{bmatrix} -X_u & 0 & 0 \\ 0 & -Y_v & -Y_r \\ 0 & -N_v & -N_r \end{bmatrix}, \quad (8)$$

非线性水阻尼矩阵为

$$D_n(\varpi) = \begin{bmatrix} -X_{|u|u}|u| & 0 & 0 \\ 0 & -Y_{|v|v}|v| - Y_{|r|v}|r| & 0 \\ 0 & -N_{|v|v}|v| - N_{|r|v}|r| & -Y_{|v|r}|v| - Y_{|r|r}|r| \\ 0 & 0 & -N_{|v|r}|v| - N_{|r|r}|r| \end{bmatrix}. \quad (9)$$

由式(1)-(9)得

$$M\ddot{\varpi}(t) = -D(\varpi) + G(\varpi) + \tau(t) + H(t), \quad (10)$$

这里, 非线性水动力项 $G(\varpi)$ 可以表示为

$$G(\varpi) = -D_n(\varpi)\varpi = [g_1(\varpi), g_2(\varpi), g_3(\varpi)]^T, \quad (11)$$

其中, $g_i(\varpi)(i=1, 2, 3)$ 为未知光滑非线性函数.

假设1 对于船舶DP系统, 当船舶艏摇角很小时有

$$R(\psi) \cong I. \quad (12)$$

注1 由式(4), 船舶艏摇角 ψ 足够小时, 则有 $\cos(\psi) \cong 1, \sin(\psi) \cong 0$ 且 $R(\psi) \cong I$.

令 $U = \tau$, DP船的状态空间模型表示为

$$\dot{X}(t) = AX(t) + B(G(\varpi) + U(t) + H(t)), \quad (13)$$

$$X(t) = \begin{bmatrix} \eta(t) \\ \varpi(t) \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & I \\ 0 & -M^{-1}D \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ M^{-1} \end{bmatrix},$$

其中, $X(t) \in R^6, A \in R^{6 \times 6}, B \in R^{6 \times 3}, U(t) \in R^3$ 分别是状态向量、系统矩阵、输入矩阵和控制输入向量, $(-T^{-1}, B)$ 能观.

2 主要结果

假设系统状态可获得, 并且假设1成立. 本节将利用模糊逻辑系统逼近复杂非线性项, 构造自适应干扰观测器估计干扰, 提出复合DOBC和模糊控制的精细抗干扰控制策略.

2.1 模糊逻辑系统逼近复杂非线性项

通过模糊逻辑系统对非线性函数 $g_1(\varpi)$ 进行逼近, 满足如下IF-THEN规则

R^{1l} : 如果 ϖ_1 是 G_1^{1l}, \dots , 且 ϖ_n 是 G_n^{1l} , 则 p_1 是 $F^{1l}, l = 1, 2, \dots, N$.

其中, $\varpi = [\varpi_1, \dots, \varpi_n]^T$ 和 p_1 分别是模糊逻辑系统的输入和输出, $G_i^{1l}(i = 1, 2, \dots, n)$ 和 F^{1l} 分别是与隶属度函数 $\mu_{G_i^{1l}}(\varpi_i)$ 和 $\mu_{F^{1l}}(p_1)$ 相关的模糊集合, N 为规则个数^[6].

构造模糊逻辑系统

$$p_1(\varpi) = \frac{\sum_{l=1}^N \bar{p}_{1l} \prod_{i=1}^n \mu_{G_i^{1l}}(\varpi_i)}{\sum_{l=1}^N [\prod_{i=1}^n \mu_{G_i^{1l}}]}, \quad (14)$$

其中, $\bar{p}_{1l} = \max_{p_1 \in R} \mu_{F^{1l}}(p_1)$. 定义模糊基本函数为

$$\alpha_{1l}(\varpi) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{G_i^{1l}}(\varpi_i)}{\sum_{l=1}^N [\prod_{i=1}^n \mu_{G_i^{1l}}]}. \quad (15)$$

令 $\theta_1 = [\bar{p}_{11}, \bar{p}_{12}, \dots, \bar{p}_{1N}]^T = [\theta_{11}, \theta_{12}, \dots, \theta_{1N}]^T$ 和 $\alpha_1(\varpi) = [\alpha_{11}(\varpi), \alpha_{12}(\varpi), \dots, \alpha_{1N}(\varpi)]^T$, 则模糊逻辑系统(14)可进一步表示为:

$$p_1(\varpi) = \theta_1^T \alpha_1(\varpi), \quad (16)$$

模糊逻辑系统 $p_1(\varpi) = \hat{g}_1(\varpi|\theta_1)$ 可以任意精

度逼近未知函数 $g_1(\varpi)$:

$$\hat{g}_1(\varpi|\theta_1) = \theta_1^T \alpha_1(\varpi), \quad (17)$$

定义最优参数 θ_1^\dagger 为

$$\theta_1^\dagger = \arg \min_{\theta_1 \in \Omega_1} [\sup_{\varpi \in \Omega_\varpi} \|\hat{g}_1(\varpi|\theta_1) - g_1(\varpi|\theta_1)\|], \quad (18)$$

其中, Ω_1, Ω_ϖ 分别是关于 θ_1 和 ϖ 的紧集. 则模糊最小逼近误差

$$\varepsilon_1(\varpi) = g_1(\varpi) - \hat{g}_1(\varpi|\theta_1^\dagger), \quad (19)$$

令 $\tilde{\theta}_1 = \theta_1^\dagger - \theta_1$, 其中, θ_1^\dagger 为 θ_1 的最优参数. 于是, 有

$$g_1(\varpi) = \theta_1^T \alpha_1(\varpi) + \tilde{\theta}_1^T \alpha_1(\varpi) + \varepsilon_1(\varpi), \quad (20)$$

同理可得

$$\begin{aligned} g_2(\varpi) &= \theta_2^T \alpha_2(\varpi) + \tilde{\theta}_2^T \alpha_2(\varpi) + \varepsilon_2(\varpi), \\ g_3(\varpi) &= \theta_3^T \alpha_3(\varpi) + \tilde{\theta}_3^T \alpha_3(\varpi) + \varepsilon_3(\varpi), \end{aligned} \quad (21)$$

基于式(10)-(21), 则DP系统(1)-(2)可表示为

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= AX(t) + B[U(t) + H(t) + \theta^T \alpha(\varpi)] \\ &\quad + B\tilde{\theta}^T \alpha(\varpi) + B\varepsilon(\varpi), \end{aligned} \quad (22)$$

$$\text{其中 } \alpha^T = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 \end{bmatrix}, \theta = \begin{bmatrix} \theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & \theta_2 & 0 \\ 0 & 0 & \theta_3 \end{bmatrix}, \\ \tilde{\theta} = \begin{bmatrix} \tilde{\theta}_1 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{\theta}_2 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{\theta}_3 \end{bmatrix}.$$

2.2 自适应干扰观测器(ADO)

设计如下自适应干扰观测器

$$\begin{cases} \hat{H}(t) = R^{-1}(\psi)\hat{b}(t), \\ \hat{b}(t) = q(t) - LX(t), \\ q(t) = [-T^{-1} + LBR^{-1}(\psi)][q(t) - LX(t)] \\ \quad + L[AX(t) + BU(t)] + LB\theta^T \alpha(\varpi), \end{cases} \quad (23)$$

其中, $\hat{H}(t)$ 为干扰 $H(t)$ 的估计值, $\hat{b}(t)$ 为干扰状态 $b(t)$ 的估计值, L 为干扰观测器增益矩阵, $q(t)$ 为自适应干扰观测器的中间辅助变量.

根据文献[10], 由 $\frac{dW(t)}{dt}$ 替代干扰(3)中的 $\xi_1(t)$, 则系统(3)和(22)等价为

$$\begin{cases} dX(t) = AX(t)dt + B[G(\varpi) + U(t) + H(t)]dt \\ db(t) = -T^{-1}b(t)dt + \Psi dW(t) \\ H(t) = R^{-1}(\psi)b(t). \end{cases} \quad (24)$$

其中, $W(t) \in R$, 是定义在完备概率空间 $(\Omega; \mathcal{F}; P)$ 上的独立标准Wiener过程.

令 $e_b(t) = b(t) - \hat{b}(t)$, 由式(23)和(24)得:

$$de_b(t) = [-T^{-1} + LBR^{-1}(\psi)]e_b(t)dt + \Psi dW(t)$$

$$+LB\tilde{\theta}^T\alpha(\varpi)dt+LB\varepsilon(\varpi)dt. \quad (25)$$

因为 $R^{-1}(\psi) \cong I$, 所以, $(-T^{-1}, BR^{-1}(\psi)) \cong (-T^{-1}, B)$, 根据 $(-T^{-1}, B)$ 能观, 因此可根据极点配置理论来调整 L , 从而使干扰观测器具有很好的干扰估计性能.

2.3 复合DOBC和模糊控制

设计如下复合控制器

$$U(t) = -\hat{H}(t) + KX(t) - \theta^T\alpha(\varpi), \quad (26)$$

其中, K 为控制器增益矩阵. 将式(26)带入式(22)得到如下闭环系统:

$$\begin{aligned} dX(t) = & (A + BK)X(t)dt + BR^{-1}(\psi)e_b(t)dt \\ & + B\tilde{\theta}^T\alpha(\varpi)dt + B\varepsilon(\varpi)dt. \end{aligned} \quad (27)$$

联立式(25)和(27), 得到如下复合系统:

$$\begin{aligned} d\bar{X}(t) = & \bar{A}\bar{X}(t)dt + \bar{B}_1\tilde{\theta}^T\alpha(\varpi)dt + \bar{B}_2\varepsilon(\varpi)dt \\ & + \bar{\Psi}dW(t). \end{aligned} \quad (28)$$

其中

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A + BK & BR^{-1}(\psi) \\ 0 & -T^{-1} + LBR^{-1}(\psi) \end{bmatrix}, \bar{\Psi} = \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi \end{bmatrix},$$

$$\bar{X}(t) = \begin{bmatrix} X(t) \\ e_b(t) \end{bmatrix}, \bar{B}_1 = \begin{bmatrix} B \\ LB \end{bmatrix}, \bar{B}_2 = \begin{bmatrix} B \\ LB \end{bmatrix}.$$

下面通过设计基于DOBC方法和模糊控制相结合的EADC策略, 使得复合系统(28)的状态 $\bar{X}(t)$ 满足依均方渐近有界. 根据引理1^[5], 得到如下定理:

定理1 考虑带有慢变环境干扰(3)的船舶动力定位系统(13), 在满足假设1-2的条件下, 如果存在常数 $\beta > 0$, 矩阵 $P_1 = Q_1^{-1} > 0$, $P_2 = Q_2^{-1} > 0$ 和 R_1 满足如下LMI成立

$$\Theta = \begin{bmatrix} \Lambda_1 & BR^{-1}(\psi)Q_2 & B \\ * & \Lambda_2 & LB \\ * & * & -\beta^{-1}I \end{bmatrix} < 0, \quad (29)$$

其中

$$\begin{aligned} \Lambda_1 &= AQ_1 + Q_1^TA^T + BR_1 + R_1^TB^T, \\ \Lambda_2 &= LBR^{-1}(\psi)Q_2 + Q_2^T(R^{-1}(\psi))^TB^TL^T \\ &\quad - T^{-1}Q_2 - Q_2^T(T^{-1})^T. \end{aligned}$$

通过设计带有观测增益 L 的ADO(23), 带有控制增益 $K = R_1Q_1^{-1}$ 的复合模糊控制器(26), 和自适应律

$$\dot{\theta} = \gamma^{-1}\alpha(\varpi)\tilde{X}^T(t)P\bar{B}_1. \quad (30)$$

这里 $\tilde{X}^T(t) = [X(t) \ \hat{b}(t)]$, $\gamma > 0$ 为设计参数, 则复合系统(28)依均方渐近有界.

证明 对于复合系统(28), 选取如下Lyapunov函数

$$V(\bar{X}(t), \tilde{\theta}, t) = \bar{X}^T(t)P\bar{X}(t) + Tr(\tilde{\theta}^T\gamma\tilde{\theta}). \quad (31)$$

其中

$$P = \begin{bmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_1^{-1} & 0 \\ 0 & Q_2^{-1} \end{bmatrix} > 0. \quad (32)$$

基于式(28)和(31), 得

$$\begin{aligned} LV(\bar{X}(t), \tilde{\theta}, t) = & \frac{\partial V}{\partial \bar{X}}[\bar{A}\bar{X}(t) + \bar{B}_1\tilde{\theta}^T\alpha(\varpi) + \bar{B}_2\varepsilon(\varpi)] \\ & + Tr(\bar{\Psi}^T P \bar{\Psi}) - 2Tr(\tilde{\theta}^T\gamma\dot{\tilde{\theta}}) \\ & \leq \bar{X}^T(t)(P\bar{A} + \bar{A}^TP)\bar{X}(t) + Tr(\bar{\Psi}^T P \bar{\Psi}) \\ & + \beta\varepsilon^T(\varpi)\varepsilon(\varpi) + \bar{X}^T(t)\beta^{-1}P\bar{B}_2\bar{B}_2^TP\bar{X}(t) \\ & + 2Tr(\bar{X}^T(t)P\bar{B}_1\tilde{\theta}^T\alpha(\varpi)) - 2Tr(\tilde{\theta}^T\gamma\dot{\tilde{\theta}}) \\ & = \bar{X}^T(t)(P\bar{A} + \bar{A}^TP)\bar{X}(t) + Tr(\bar{\Psi}^T P \bar{\Psi}) \\ & + \beta\varepsilon^T(\varpi)\varepsilon(\varpi) + \bar{X}^T(t)\beta^{-1}P\bar{B}_2\bar{B}_2^TP\bar{X}(t) \\ & + 2Tr((I_1\bar{X}(t) + I_2\bar{X}(t))^TP\bar{B}_1\tilde{\theta}^T\alpha(\varpi)) - 2Tr(\tilde{\theta}^T\gamma\dot{\tilde{\theta}}) \\ & = \bar{X}^T(t)(P\bar{A} + \bar{A}^TP + \beta^{-1}P\bar{B}_2\bar{B}_2^TP)\bar{X}(t) \\ & + \beta\varepsilon^T(\varpi)\varepsilon(\varpi) + 2Tr(\tilde{X}^T(t)P\bar{B}_1\tilde{\theta}^T\alpha(\varpi)) \\ & - 2Tr(\tilde{\theta}^T\gamma\dot{\tilde{\theta}}) + 2Tr([0 \ b(t)]^T(t)P\bar{B}_1\tilde{\theta}^T\alpha(\varpi)) \\ & + Tr(\bar{\Psi}^T P \bar{\Psi}). \end{aligned} \quad (33)$$

其中

$$I_1 = \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, I_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \tilde{X}(t) = \begin{bmatrix} X(t) \\ \hat{b}(t) \end{bmatrix}. \quad (34)$$

令

$$Tr(\tilde{X}^T(t)P\bar{B}_1\tilde{\theta}^T\alpha(\varpi)) = Tr(\tilde{\theta}^T\gamma\dot{\tilde{\theta}}), \quad (35)$$

根据 $Tr(SZ) = Tr(ZS)$, 其中 S, Z 是适当维数的已知矩阵, 且有 SZ, ZS 为方阵, 则

$$Tr(\tilde{X}^T(t)P\bar{B}_1\tilde{\theta}^T\alpha(\varpi)) = Tr(\tilde{\theta}^T\alpha(\varpi)\tilde{X}^T(t)P\bar{B}_1), \quad (36)$$

由式(35)-(36), 得自适应律

$$\dot{\theta} = \gamma^{-1}\alpha(\varpi)\tilde{X}^T(t)P\bar{B}_1. \quad (37)$$

则有

$$LV(\bar{X}(t), \tilde{\theta}, t) \leq \bar{X}^T(t)\Theta_1\bar{X}(t) + \iota(t), \quad (38)$$

其中

$$\begin{aligned} \Theta_1 &= P\bar{A} + \bar{A}^TP + \beta^{-1}P\bar{B}_2\bar{B}_2^TP, \\ \iota(t) &= \beta\varepsilon^T(\varpi)\varepsilon(\varpi) + Tr(\bar{\Psi}^T P \bar{\Psi}) \\ &\quad + 2Tr([0 \ b(t)]^T(t)P\bar{B}_1\tilde{\theta}^T\alpha(\varpi)). \end{aligned} \quad (39)$$

因此

$$LV(\bar{X}(t), \tilde{\theta}, t) \leq \bar{X}^T(t)\Theta_1\bar{X}(t) + \iota(t). \quad (40)$$

其中, $\tilde{\theta}^T$ 是最优参数和实际值的误差, 因此 $\tilde{\theta}^T$ 有界.

基于式(39)-(40), 存在常数 $\delta > 0$, 当 $\bar{\Psi}$ 、 P 、 \bar{B}_1 为有界矩阵时, $0 < \iota(t) < \delta$ 成立. 则

$$\begin{aligned} LV(\bar{X}(t), \tilde{\theta}, t) &\leq \bar{X}^T(t)\Theta_1\bar{X}(t) + \iota(t) \\ &\leq \bar{X}^T(t)\Theta_1\bar{X}(t) + \delta. \end{aligned} \quad (41)$$

下面, 可通过三个步骤来证明 $\Theta < 0 \Leftrightarrow \Theta_1 < 0$.

1): 证明 $\Theta_1 < 0 \Leftrightarrow \Theta_2 < 0$.

根据式(29), (41)和Schur补公式, $\Theta_1 < 0$ 等价于 $\Theta_2 < 0$, 其中

$$\Theta_2 = \begin{bmatrix} \Xi_1 & P_1BR^{-1}(\psi) & P_1B \\ * & \Xi_2 & P_2LB \\ * & * & -\beta^{-1}I \end{bmatrix} < 0, \quad (42)$$

这里

$$\begin{aligned} \Xi_1 &= P_1A + A^TP_1 + P_1BK + K^TB^TP_1, \\ \Xi_2 &= P_2LBR^{-1}(\psi) + (R^{-1}(\psi))^TB^TL^TP_2 \\ &\quad - P_2T^{-1} - (T^{-1})^TP_2. \end{aligned}$$

2): 证明 $\Theta_2 < 0 \Leftrightarrow \Theta_3 < 0$. 将 $\Theta_2 < 0$ 分别左乘和右乘 $diag\{Q_1, Q_2, I\}$, 得

$$\Theta_3 = \begin{bmatrix} \Pi_1 & BR^{-1}(\psi)Q_2 & B \\ * & \Pi_2 & LB \\ * & * & -\beta^{-1}I \end{bmatrix} < 0, \quad (43)$$

其中

$$\begin{aligned} \Pi_1 &= AQ_1 + Q_1^TA^T + BKQ_1 + Q_1^TK^TB^T, \\ \Pi_2 &= LBR^{-1}(\psi)Q_2 + Q_2^T(R^{-1}(\psi))^TB^TL^T \\ &\quad - T^{-1}Q_2 - Q_2^T(T^{-1})^T. \end{aligned}$$

3): 证明 $\Theta_3 < 0 \Leftrightarrow \Theta < 0$.

令式(43)中的 $K = R_1Q_1^{-1}$, 得到 $\Theta_3 < 0 \Leftrightarrow \Theta < 0$.

根据步骤1)-3), 则有 $\Theta < 0 \Leftrightarrow \Theta_3 < 0 \Leftrightarrow \Theta_2 < 0 \Leftrightarrow \Theta_1 < 0$. 因此, 存在一个常数 $\chi > 0$, 使得

$$\Theta < 0 \Leftrightarrow \Theta_1 < 0 \Leftrightarrow \Theta + \chi I < 0. \quad (44)$$

根据式(41)和(44), 选择 $\kappa = \lambda_{min}(P)|\bar{X}|^p$, $\vartheta = \frac{\chi}{\lambda_{max}(P)}$ 和 $p = 2$, 得

$$\begin{aligned} \kappa(|\bar{X}|^p) &= \lambda_{min}(P)|\bar{X}|^2 \leq \bar{X}^T(t)P\bar{X}(t) = V(\bar{X}(t), \tilde{\theta}, t), \\ LV(\bar{X}(t), \tilde{\theta}, t) &\leq -\vartheta V(\bar{X}(t)) + \delta. \end{aligned} \quad (45)$$

则有

$$EV(\bar{X}(t), \tilde{\theta}, t) \leq V(\bar{X}(0))e^{-\vartheta t} + \frac{\delta}{\chi}. \quad (46)$$

由式(45)-(46), 可得

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \sup E|\bar{X}(t; t_0, \bar{X}_0)|^p \leq \frac{\delta}{\vartheta \lambda_{max}(P)} = \frac{\delta}{\chi}. \quad (47)$$

当 χ 足够大时, 边界值足够小. 根据引理1^[5], 复合系

统(28)为依均方渐近有界的. 证明成立. \square

3 仿真实例

考虑到系统(13)存在较强的非线性 $G(\varpi)$, 根据文献[10], 假设 $G(\varpi) = [g_1(\varpi), g_2(\varpi), g_3(\varpi)]^T$ 中的非线性函数为 $g_1(\varpi) = -1.3274\varpi_1^2$, $g_2(\varpi) = -36.47287\varpi_2^2 - 3.45\varpi_3^2 - 1.65\varpi_2\varpi_3$, $g_3(\varpi) = 3.95645\varpi_2^2 + 0.21\varpi_2\varpi_3 - 0.075\varpi_3^2$. 确定模糊逻辑系统规则数 $N = 5$, 选取模糊隶属度函数为:

$$\begin{aligned} \mu_{G_i^{1l}}(\varpi_i) &= \exp\left(\frac{-0.5(\varpi_i + 0.5k)^2}{4}\right), \\ \mu_{G_i^{2l}}(\varpi_i) &= \exp\left(\frac{-0.5(\varpi_i + 0.5k)^2}{5}\right), \\ \mu_{G_i^{3l}}(\varpi_i) &= \exp\left(\frac{-0.5(\varpi_i + 0.5k)^2}{6}\right), \\ i &= 1, \dots, 3; l = 1, \dots, 5; k = 2, 1, 0, -1, -2. \end{aligned}$$

基于式(26), 复合控制器设计如下:

$$U(t) = -\hat{H}(t) + KX(t) - [\alpha_1(\varpi)\theta_1 \ \alpha_2(\varpi)\theta_2 \ \alpha_3(\varpi)\theta_3]^T.$$

其中

$$\begin{aligned} \theta_s &= [\theta_{s1}, \dots, \theta_{s5}]^T, \alpha_s(\varpi) = [\alpha_{s1}(\varpi), \dots, \alpha_{s5}(\varpi)]^T, \\ \alpha_{sl}(\varpi) &= \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{G_i^{sl}}(\varpi_i)}{\sum_{l=1}^N [\prod_{i=1}^n \mu_{G_i^{sl}}]}, s = 1, 2, 3. \end{aligned}$$

在仿真中采用挪威科技大学海洋控制论实验室供应船1:70比例的CyberShip II数据参数^[10]. 初始条件选为 $X(0) = [1, 1, 0, 0, 0]^T$, 表示船舶初始位置为 $(1m, 1m)$, 初始艏摇角为 $0rad$, 初始速度为 $0m/s$. 时间常数矩阵 $T = 0.35I_{3 \times 3}$, 高斯白噪声幅值矩阵 $\Psi = diag(6.5, 2.3, 2.5)$. 将式(23)中的极点配置到 $[-0.6, -0.6, -0.6]$, 得干扰观测增益矩阵

$$L = \begin{bmatrix} 0 & 0.0001 & 0 & -73.6988 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0001 & 0 & 0 & -96.5511 & -3.1273 \\ 0 & 0.0001 & 0 & 0 & -3.1273 & -53.5887 \end{bmatrix}.$$

根据定理1, 得

$$K = \begin{bmatrix} -33.8625 & 0 & 0 \\ 0 & -44.2777 & 0.0167 \\ 0 & -4.0559 & -24.7073 \\ -23.4650 & 0 & 0 \\ 0 & -30.5434 & 3.3031 \\ 0 & -1.6332 & -15.9420 \end{bmatrix}.$$

系统仿真图像为

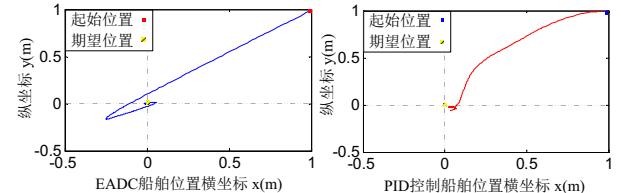


图 2 船舶位置变化曲线对比

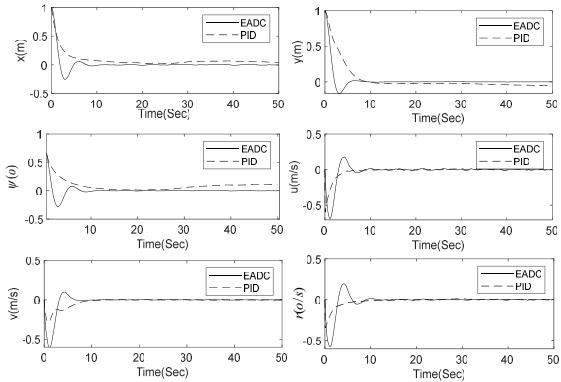


图3 EADC和PID控制的船舶位置(x, y)、艏摇角 ψ 和速度 $v = (u, v, r)^T$ 对比图

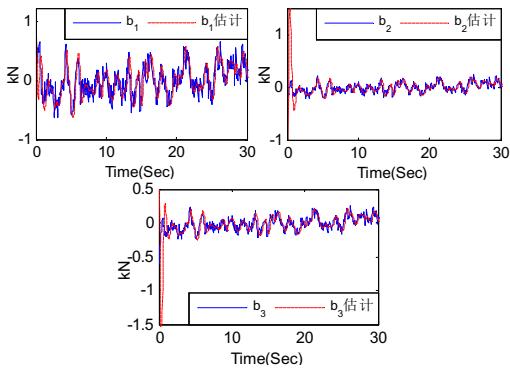


图4 干扰状态 $b = [b_1, b_2, b_3]^T$ 及其估计值 $\hat{b} = [\hat{b}_1, \hat{b}_2, \hat{b}_3]^T$

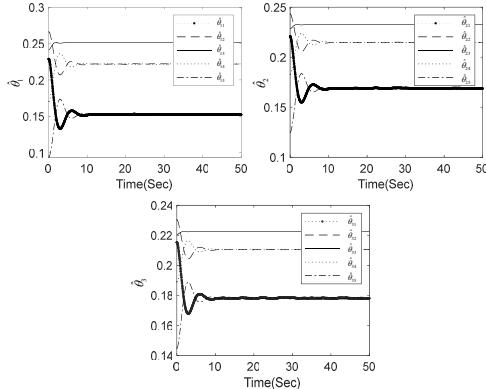


图5 参数 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 与其估计值 $\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \hat{\theta}_3$

图2为EADC和PID控制的船舶位置变化曲线对比,表明本文所提的EADC策略能够更好地使船舶趋向并保持在期望位置(0m, 0m). 图3为EADC和PID控制的船舶位置(x, y)、艏摇角 ψ 和船舶速度的对比曲线,可看出EADC策略比PID控制具有更高的抗干扰控制精度. 本文所提的EADC策略通过构造干扰观测器估计干扰,对干扰进行实时抵消,并利用模糊逻辑系统逼近复杂非线性项,将DOBC与模糊控制相结合,达到高精度抗干扰控制,相比PID控制具有较强的鲁棒性和适应性. 图4为干扰估计图,表明本文所设计的自适应干扰观测器是有效的. 如图5所示,自适应律 $\hat{\theta}$ 在参照参数 θ 的上下波动,说明了 $\hat{\theta}$ 能够有效地估计 θ .

4 结论

针对带有慢变环境干扰和复杂非线性项的船舶动力定位系统设计复合控制器,提出DOBC与模糊控制相结合的精细抗干扰控制策略,为船舶动力定位系统的抗干扰研究提供了一种新方法.

参考文献(References)

- [1] Fossen T I, Grøvlen A. Nonlinear output feedback control of dynamically positioned ships using vectorial observer backstepping [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 1998, 6(1): 121-128.
- [2] Fossen T I, Strand J P. Passive nonlinear observer design for ships using Lyapunov methods: full-scale experiments with a supply vessel [J]. Automatica, 1999, 35(1): 3-16.
- [3] Do K D. Global robust and adaptive output feedback dynamic positioning of surface ships [J]. Journal of Marine Science and Application, 2011, 10(3): 325-332.
- [4] Wei X J, Wu Z J, Hamid R K. Disturbance observer-based disturbance attenuation control for a class of stochastic systems [J]. Automatica, 2016, 63: 21-25.
- [5] Wei X J, Chen N. Composite hierarchical anti-disturbance control for nonlinear systems with DOBC and fuzzy control [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2014, 20(1): 106-118.
- [6] 魏新江, 孙式香, 张慧凤. 随机多源干扰系统的复合DOBC和容错控制[J]. 控制与决策, 2019, 34(3): 668-672.
- [7] Wen X Y, Guo L, Yan P. Composite hierarchical anti-disturbance control for robotic systems with multiple disturbance [J]. International Journal of Control Automation and Systems [J], 2014, 12(3): 541-551.
- [8] 李铁山, 杨盐生, 洪碧光, 等. 船舶航迹控制鲁棒自适应模糊设计[J]. 控制理论与应用, 2006, 24(3): 445-448.
- [9] Skjetne R, Øyvind Smogeli, Fossen T I. Modeling, identification, and adaptive maneuvering of CyberShip II: A complete design with experiments [C]. IFAC Proceedings Volumes, 2004, 37(10): 203-208.
- [10] Øksendal B. Stochastic differential equations an Introduction with applications [M]. New York: Springer-Verlag, 1985, 1731-1732.

作者简介

魏新江(1977-),男,教授,硕士生导师,从事随机系统控制、非线性控制、基于干扰观测器的抗干扰控制等研究,E-mail:alice899@163.com;

魏永丽(1994-),女,硕士生,从事非线性系统控制、随机系统、抗干扰控制等研究,E-mail:weiyongli95@126.com

张慧凤(1975-),女,讲师,博士,硕士生导师,从事鲁棒控制、非线性控制、基于干扰观测器的抗干扰控制等研究,E-mail:weixinjiang@163.com.