

Doi:10.20062/j.cnki.CN37-1453/N.2023.01.007

# 船舶动力定位系统的复合抗干扰控制

于子文,魏新江

(鲁东大学 数学与统计科学学院,山东 烟台 264039)

**摘要:**针对带有未知时变干扰和推进器故障的动力定位船舶,本文提出一种复合抗干扰控制方法。通过设计随机干扰观测器和故障诊断观测器估计未知干扰和故障,利用线性矩阵不等式证明了船舶的位置和航向保持期望值,且动力定位系统的所有信号都是依均方渐近有界的。最后,以比例模型船进行仿真,验证所提策略的有效性。

**关键词:**动力定位;复合抗干扰控制;未知环境干扰;未知时变故障;线性矩阵不等式

**中图分类号:**TP273 **文献标志码:**A **文章编号:**1673-8020(2023)01-0042-08

动力定位(dynamic positioning, DP)是指船舶沿预定轨道航行或停留在预定位置,并通过推进器来抵抗海洋环境干扰<sup>[1]</sup>。由于船舶长期在海上航行,要求推进器持续保持运行,并不断抵抗海洋环境干扰。但随着时间的推移,推进器会出现故障,而故障的发生会降低系统的性能,使得定位精度降低,甚至使 DP 系统不稳定,因此提高 DP 控制系统的可靠性具有重要意义。

最早的 DP 系统采用比例积分微分(proportion-integration-differentiation, PID)线性控制器<sup>[2]</sup>。随后,基于多变量的最优控制和卡尔曼滤波理论应用到 DP 控制设计中<sup>[3]</sup>。近年来,随着非线性控制理论的快速发展,许多非线性控制方法应用到 DP 中。考虑未知时变环境干扰,文献[4]提出基于模糊规则的 PID 控制器,该控制器根据定位精度自动调整比例微分控制系数;考虑模型不确定性和未知外部干扰,文献[5]提出了基于神经网络的鲁棒自适应输出反馈控制策略。基于干扰观测器控制(disturbance observer-based control, DOBC)作为重要的抗干扰控制策略,已在实际工程中广泛应用<sup>[6-12]</sup>。文献[13]考虑建模不确定性和海洋环境干扰,设计干扰观测器估计部分信息已知的干扰,用  $H_{\infty}$  最优控制衰减未知有界干扰,提出复合抗干扰控制方案;文献[14]针对时变环境干扰和输入饱和,提出鲁棒非线性模型预测控制方法。

以上关于 DP 控制的研究成果并未考虑推进器发生故障的情况。对于推进器发生故障的系统,文献[15]通过构造故障状态观测器估计未知故障状态,提出一种基于故障状态观测器的动态面控制方法;文献[16]通过设计  $H_{\infty}$  容错采样数据控制器,在存在外部干扰和执行器故障的情况下跟踪给定信号;文献[17]提出一种饱和比例导数控制器,在执行器约束和执行器有效性部分丧失情况下仍使系统达到渐近稳定。实际上,由于干扰的存在,单独对故障进行补偿所能实现的控制效果并不理想,所以在复杂环境干扰下提升 DP 控制精度和系统的可靠性是研究的难点。

在此基础上,本文提出针对海洋环境干扰和推进器故障的复合抗干扰控制策略,主要创新性为:1) 本文所考虑的未知时变干扰由带有白噪声的外源系统生成,这使 DP 系统更具代表性,也能更好地反应海况的真实性与复杂性;2) 将 DOBC 与容错控制相结合,可以有效处理干扰和故障,提高控制精度和 DP 系统的可靠性。

收稿日期:2021-08-26;修回日期:2022-05-27

基金项目:国家自然科学基金(61973149);山东省自然科学基金(ZR2020KF029)

通信作者简介:魏新江(1977—),男,教授,硕士研究生导师,博士,研究方向为非线性系统控制、鲁棒控制等。E-mail:weixinjiang@

163.com

## 1 问题描述

建立两个坐标系,如图1所示, $CXYZ$ 表示随船坐标系, $OX_0Y_0Z_0$ 是大地坐标系。船舶动力定位的数学模型表示如下:

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{\eta}} &= \mathbf{R}(\psi)\mathbf{v}, \\ \mathbf{M}\dot{\mathbf{v}}(t) &= -\mathbf{D}\mathbf{v}(t) + \boldsymbol{\tau}(t) + \mathbf{D}_0(t), \end{aligned} \quad (1)$$

其中: $\boldsymbol{\eta} = [x, y, \psi]^T$ 为位置矢量, $(x, y)$ 为船的位置, $\psi$ 为艏摇角; $\mathbf{v} = [u, v, r]^T$ 为速度矢量, $u, v, r$ 分别为纵荡、横荡和艏摇速度; $\mathbf{R}(\psi)$ 为旋转矩阵,表示形式为

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

$\boldsymbol{\tau} = [\tau_1, \tau_2, \tau_3]^T$ 表示推进器在纵荡、横荡和艏摇三个方向产生的控制力, $\mathbf{D}_0(t)$ 表示由未建模的动力学、洋流、二阶波浪漂移和洋流引起的慢变环境干扰; $\mathbf{M}$ 是惯量矩阵, $\mathbf{D}$ 是阻尼矩阵,分别表示为

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m - X_{\ddot{x}} & 0 & 0 \\ 0 & m - Y_{\ddot{y}} & m - Y_{\ddot{\psi}} \\ 0 & m\tilde{x} - N_{\ddot{y}} & I_Z - N_{\ddot{\psi}} \end{bmatrix}, \mathbf{D} = \begin{bmatrix} -X_u & 0 & 0 \\ 0 & -Y_v & mu_0 - Y_r \\ 0 & -N_v & m\tilde{x}u_0 - N_r \end{bmatrix},$$

$m$ 为船舶质量, $I_Z$ 为转矩惯量, $\tilde{x}$ 为两个坐标系原点之间的差值, $X_{\ddot{x}}, Y_{\ddot{y}}, N_{\ddot{\psi}}$ 为船舶航行时由水力加速度所引起的附加质量, $Y_{\ddot{y}}$ 与 $N_{\ddot{y}}$ 由艏摇和横荡相互耦合所引起的水动力系数, $X_u, Y_v, N_v, Y_r$ 和 $N_r$ 是阻尼系数<sup>[18]</sup>。

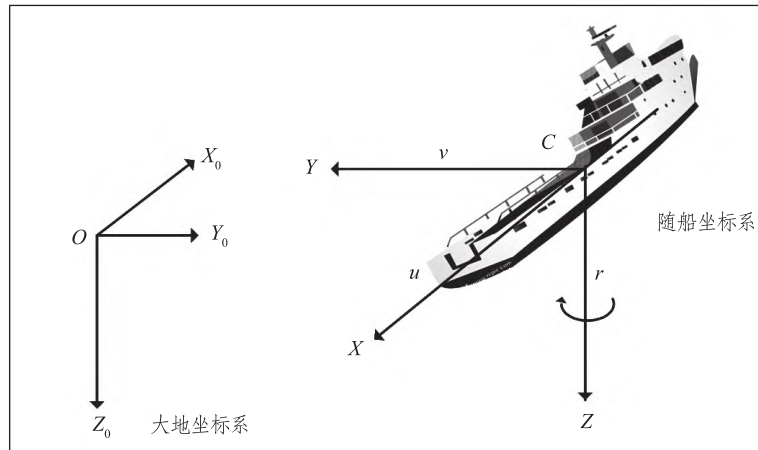


图1 大地和随船坐标系

Fig. 1 Earth-fixed and body-fixed coordinate frames

假设<sup>[19]</sup>当 $\psi = 0^\circ$ 时,有 $\mathbf{R}(\psi) = \mathbf{I}_{3 \times 3}$ 。

设 $\mathbf{U} = \boldsymbol{\tau}$ ,船舶动力定位系统(1)的状态空间描述为

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}(\mathbf{U}(t) + \mathbf{D}_0(t) + \mathbf{F}(t)), \quad (2)$$

其中: $\mathbf{X}(t) = [\boldsymbol{\eta} \quad \mathbf{v}]^T \in \mathbf{R}^6$ , $\mathbf{U}(t) \in \mathbf{R}^3$ 是状态向量和控制输入向量; $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{0} & -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{D} \end{bmatrix}$ , $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{M}^{-1} \end{bmatrix}$ 分别是系统矩阵和输入矩阵; $\mathbf{F}(t)$ 为推进器系统受外界因素影响引起的加性故障;慢变环境干扰 $\mathbf{D}_0(t)$ 采用随机方式建模,表示形式为:

$$\begin{cases} \mathbf{D}_0(t) = \mathbf{R}^{-1}(\psi)\mathbf{b}(t), \\ \dot{\mathbf{b}}(t) = -\mathbf{T}^{-1}\mathbf{b}(t) + \boldsymbol{\Psi}\boldsymbol{\xi}_1(t), \end{cases} \quad (3)$$

其中:  $T \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$ ,  $\Psi \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$  均为正定对角矩阵;  $b(t) \in \mathbf{R}^3$  为关于风、浪、流等引起的偏置力和力矩的矢量;  $\xi_1 \in \mathbf{R}^3$  是有界白噪声, 满足  $\|\xi_1(t)\|^2 \leq d^*$ ,  $d^* > 0$ 。

假设2 时变故障  $F(t)$  满足  $dF(t) = W\delta(t)dt$ , 其中,  $\delta(t)$  为有界向量,  $W$  为已知矩阵。

根据文献[20], 由  $\frac{dW_1(t)}{dt}$  替换  $\xi_1(t)$ , 系统(2)与(3)可写为

$$dX(t) = AX(t)dt + B(U(t) + D_0(t) + F(t))dt, \quad (4)$$

$$\begin{cases} D_0(t) = R^{-1}(\psi)b(t), \\ db(t) = -T^{-1}b(t)dt + \Psi dW_1(t), \end{cases} \quad (5)$$

其中,  $W_1(t)$  为独立标准维纳过程。

假设3  $(-T^{-1}, BR^{-1}(\psi))$  是能观的,  $(A, B)$  是能控的。

引理1<sup>[11]</sup> 考虑如下随机微分方程:

$$dX(t) = f(X(t), t)dt + g(X(t), t)dB(t), t \geq 0,$$

式中,  $f: \mathbf{R}^{m_1} \times \mathbf{R}_+ \rightarrow \mathbf{R}^{m_1}$ ,  $g: \mathbf{R}^{m_1} \times \mathbf{R}_+ \rightarrow \mathbf{R}^{m_1 \times m_2}$  满足局部 Lipschitz 条件, 且  $f(0, t) = 0$ ,  $g(0, t) = 0$ ,  $B(t) (t \geq 0)$  是  $m_2$  维的独立维纳过程。若存在函数  $V \in C^{2,1}(\mathbf{R}^n \times \mathbf{R}_+)$ ,  $\kappa \in K_\nu \subset K_\infty$ , 以及常数  $p, \rho, \lambda, \beta > 0$ , 有

$$\kappa(|X|^p) \leq V(X, t), LV(X, t) \leq -\lambda V(X, t) + \beta,$$

以及  $\lim_{t \rightarrow +\infty} E|X(t; t_0, X_0)|^p \leq \kappa^{-1}\left(\frac{\beta}{\lambda}\right)$ , 则系统达到依  $p$  阶矩渐近有界。

## 2 复合抗干扰容错控制的设计

假设船舶的位置矢量和速度矢量可量测, 构造如下随机干扰观测器:

$$\begin{cases} \hat{D}_0(t) = R^{-1}(\psi)\hat{b}(t), \\ \hat{b}(t) = p(t) + L_1X(t), \\ dp(t) = (-T^{-1} - L_1BR^{-1}(\psi))(p(t) + L_1X(t))dt - L_1[AX(t) + B(U(t) + \hat{F}(t))]dt, \end{cases} \quad (6)$$

其中:  $\hat{D}_0(t)$  为干扰  $D_0(t)$  的估计值,  $p(t)$  是辅助变量,  $\hat{F}(t)$  为故障  $F(t)$  的估计值;  $L_1$  为随机干扰观测器增益, 可由极点配置求得。

定义估计误差:  $e_b(t) = b(t) - \hat{b}(t)$ ,  $e_F(t) = F(t) - \hat{F}(t)$ 。根据式(5)和(6), 得到干扰误差系统

$$de_b(t) = (-T^{-1} - L_1BR^{-1}(\psi))e_b(t)dt - L_1Be_F(t)dt + \Psi dW_1(t). \quad (7)$$

由假设3, 可通过任意极点配置得到最优干扰观测增益  $L_1$ 。

为降低干扰对故障诊断精度的影响, 设计如下故障观测器对故障进行诊断:

$$\begin{cases} \hat{F}(t) = \phi(t) - L_2X(t), \\ d\phi(t) = L_2B(\phi(t) - L_2X(t))dt + L_2[AX(t) + B(U(t) + \hat{D}_0(t))]dt, \end{cases} \quad (8)$$

其中:  $\hat{F}(t)$  为所观测的故障估计;  $\phi(t)$  是辅助变量, 这里可以看作是故障观测器的内部状态;  $L_2$  为故障观测器增益, 满足  $L_2B = S$ 。

为保证故障观测器的性能要求, 要求  $S$  为 Hurwitz 矩阵。则故障估计误差系统可表示为

$$de_F(t) = W\delta(t)dt + L_2Be_F(t)dt + L_2BR^{-1}(\psi)e_b(t)dt. \quad (9)$$

基于方程(6)和(8), DP 复合抗干扰控制器设计为

$$U(t) = KX(t) - \hat{D}_0(t) - \hat{F}(t), \quad (10)$$

其中,  $K$  为控制增益矩阵, 将由线性矩阵不等式求解。

将控制器(10)代入动力定位系统(4)中, 则闭环系统为

$$dX(t) = (A + BK)X(t)dt + BR^{-1}(\psi)e_b(t)dt + Be_F(t)dt. \quad (11)$$

综合式(7)、(9)和(11),得到如下复合系统:

$$d\bar{X}(t) = \bar{A}\bar{X}(t)dt + \bar{W}\delta(t)dt + \bar{\Psi}dW_1(t), \quad (12)$$

其中,

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A + BK & BR^{-1}(\psi) & B \\ \mathbf{0} & -T^{-1} - L_1BR^{-1}(\psi) & -L_1B \\ \mathbf{0} & L_2BR^{-1}(\psi) & L_2B \end{bmatrix}, \bar{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ W \end{bmatrix}, \bar{\Psi} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \Psi \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \bar{X}(t) = \begin{bmatrix} X(t) \\ e_b(t) \\ e_F(t) \end{bmatrix}.$$

### 3 主要结果

本节将设计观测器增益  $L_1, L_2$ , 以及控制增益  $K$ , 使复合系统(12) 满足控制目标。

**定理 1** 在假设 1 ~ 3 下, 对于带有慢变环境干扰(3) 和推进器故障的 DP 系统(2), 如果存在正定矩阵  $P_1 = Q_1^{-1}, P_2 = Q_2^{-1}, P_3 = Q_3^{-1}$ , 以及常数  $\varepsilon > 0$  和矩阵  $R_1$ , 满足如下线性矩阵不等式

$$\Omega = \begin{bmatrix} \Pi_1 & BR^{-1}(\psi)Q_2 & BQ_3 & \mathbf{0} \\ * & \Pi_2 & -L_1BQ_3 + Q_2R(\psi)B^TL_2^T & \mathbf{0} \\ * & * & \Pi_3 & W \\ * & * & * & -\varepsilon I \end{bmatrix} < 0,$$

其中

$$\begin{aligned} \Pi_1 &= AQ_1 + Q_1A^T + BR_1 + R_1^TB^T, \\ \Pi_2 &= -T^{-1}Q_2 - Q_2T^{-1} - L_1BR^{-1}(\psi)Q_2 - Q_2R(\psi)B^TL_1^T, \\ \Pi_3 &= L_2BQ_3 + Q_3B^TL_2^T, \end{aligned}$$

通过设计干扰观测器(6)和故障诊断器(8), 以及具有增益  $K = R_1Q_1^{-1}$  的 DP 复合抗干扰控制器(10), 复合系统(12)的状态达到依均方渐近有界。

**证明** 针对复合系统(12), 设计 Lyapunov 函数

$$V(\bar{X}(t), t) = \bar{X}^T(t)P\bar{X}(t), \quad (13)$$

其中

$$P = \begin{bmatrix} P_1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & P_2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & P_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_1^{-1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & Q_2^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & Q_3^{-1} \end{bmatrix} > 0.$$

基于式(13), 由 Itô 公式可得

$$LV(\bar{X}(t), t) = \frac{\partial V}{\partial \bar{X}}(\bar{A}\bar{X}^T(t) + \bar{W}\delta(t)) + \text{tr}(\bar{\Psi}^T P \bar{\Psi}) = \bar{X}^T(t)(P\bar{A} + \bar{A}^T P)\bar{X}(t) + 2\bar{X}^T(t)P\bar{W}\delta(t) + \text{tr}(\bar{\Psi}^T P \bar{\Psi}) \leq$$

$$\bar{X}^T(t)(P\bar{A} + \bar{A}^T P + \varepsilon^{-1}P\bar{W}\bar{W}^T P)\bar{X}(t) + \varepsilon\delta^T(t)\delta(t) + \text{tr}(\bar{\Psi}^T P \bar{\Psi}) = \bar{X}^T(t)\Omega_1\bar{X}(t) + r(t),$$

式中,  $\Omega_1 = P\bar{A} + \bar{A}^T P + \varepsilon^{-1}P\bar{W}\bar{W}^T P$ ,  $r(t) = \varepsilon\delta^T(t)\delta(t) + \text{tr}(\bar{\Psi}^T P \bar{\Psi})$ 。因此

$$LV(\bar{X}(t), t) \leq \bar{X}^T(t)\Omega_1\bar{X}(t) + r(t). \quad (14)$$

在式(14)中, 对于确定的矩阵  $\bar{\Psi}, P$  和常数  $\varepsilon$ , 当向量  $\delta(t)$  有界时, 存在常数  $\beta > 0$ , 使得  $0 < r(t) < \beta$ , 所以

$$LV(\bar{X}(t), t) \leq \bar{X}^T(t)\Omega_1\bar{X}(t) + \beta.$$

下面分 3 步证明:  $\Omega < 0 \Leftrightarrow \Omega_1 < 0$ 。

1)  $\Omega_1 < 0 \Leftrightarrow \Omega_2 < 0$ 。由式(12) 和 Schur 补引理可知,  $\Omega_1 < 0 \Leftrightarrow \Omega_2 < 0$ , 其中

$$\Omega_2 = \begin{bmatrix} A_1 & P_1 B R^{-1}(\psi) & P_1 B & \mathbf{0} \\ * & A_2 & -P_2 L_1 B + R(\psi) B^T L_2^T P_3 & \mathbf{0} \\ * & * & A_3 & P_3 W \\ * & * & * & -\varepsilon I \end{bmatrix} < 0,$$

这里

$$A_1 = P_1 A + A^T P_1 + P_1 B K + K^T B^T P_1, A_2 = -P_2 T^{-1} - T^{-1} P_2 - P_2 L_1 B R^{-1}(\psi) - R(\psi) B^T L_2^T P_3, \\ A_3 = P_3 L_2 B + B^T L_2^T P_3.$$

2)  $\Omega_2 < 0 \Leftrightarrow \Omega_3 < 0$ 。对  $\Omega_2$  分别左乘、右乘  $\text{diag}\{Q_1, Q_2, I, I\}$  可得,  $\Omega_2 < 0 \Leftrightarrow \Omega_3 < 0$ , 即

$$\Omega_3 = \begin{bmatrix} \Pi_1 & B R^{-1}(\psi) Q_2 & B Q_3 & \mathbf{0} \\ * & \Pi_2 & -L_1 B Q_3 + Q_2 R(\psi) B^T L_2^T & \mathbf{0} \\ * & * & \Pi_3 & W \\ * & * & * & -\varepsilon I \end{bmatrix} < 0,$$

其中

$$\Pi_1 = A Q_1 + Q_1 A^T + B K Q_1 + Q_1 K^T B^T, \Pi_2 = -T^{-1} Q_2 - Q_2 T^{-1} - L_1 B R^{-1}(\psi) Q_2 - Q_2 R(\psi) B^T L_2^T, \\ \Pi_3 = L_2 B Q_3 + Q_3 B^T L_2^T.$$

3)  $\Omega_3 < 0 \Leftrightarrow \Omega < 0$ 。根据  $K = R_1 Q_1^{-1}$  可得,  $\Omega_3 < 0 \Leftrightarrow \Omega < 0$ 。

基于 1) ~ 3), 可以得到  $\Omega < 0 \Leftrightarrow \Omega_1 < 0$ , 进一步有

$$\Omega < 0 \Leftrightarrow \Omega_1 < 0 \Leftrightarrow \Omega_1 + \rho I < 0, \quad (15)$$

其中,  $\rho$  为正常数。

由式(13) ~ (15), 选取  $p = 2, \vartheta = \frac{\rho}{\lambda_{\max}(\mathbf{P})}$ , 并定义函数  $\kappa = \lambda_{\min}(\mathbf{P}) |\bar{X}|^p$ , 可以说明

$$\kappa(|\bar{X}|^p) \leq V(\bar{X}(t), t), LV(\bar{X}(t), t) \leq -\vartheta V(\bar{X}(t)) + \beta,$$

则有

$$EV(\bar{X}(t), t) \leq V(\bar{X}(0)) e^{-\vartheta t} + \frac{\beta}{\rho}. \quad (16)$$

由式(13)、(16)和引理1, 可得

$$\limsup_{t \rightarrow +\infty} E |\bar{X}(t; t_0, \bar{X}_0)|^p \leq \frac{\delta}{\vartheta \lambda_{\max}(\mathbf{P})} = \frac{\delta}{\rho}. \quad (17)$$

当  $\rho$  足够大, 且  $r(t) = \varepsilon \delta^T(t) \delta(t) + \text{tr}(\bar{\Psi}^T \mathbf{P} \bar{\Psi})$  时, 边界值足够小。基于式(17), 可以证明定理1成立。

## 4 仿真算例

为了验证该方法的有效性, 本节考虑文献[21]中的模型, 其中系统参数为:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 25.800 & 0 & 0 \\ 0 & 33.800 & 1.0948 \\ 0 & 1.0948 & 2.7600 \end{bmatrix}, \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0.72253 & 0 & 0 \\ 0 & 0.88965 & 7.250 \\ 0 & -0.03130 & 1.900 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{T} = \begin{bmatrix} 0.05 & 0 & 0 \\ 0 & 0.05 & 0 \\ 0 & 0 & 0.05 \end{bmatrix}, \mathbf{\Psi} = \begin{bmatrix} 6.0 & 0 & 0 \\ 0 & 2.3 & 0 \\ 0 & 0 & 2.5 \end{bmatrix}.$$

将极点  $J_1$  配置到  $[-100 \quad -100 \quad -100]$ , 选取  $S = \text{diag}\{-8, -8, -8\}$ , 可得  $L_1, L_2$  分别为

$$L_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 2064.000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2704.000 & 87.584 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 87.584 & 220.800 \end{bmatrix},$$

$$L_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -206.400 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -270.400 & -8.758 & 4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -8.758 & -22.080 & 0 \end{bmatrix}。$$

基于定理 1,可求得  $\varepsilon = 765.7666$ , 以及

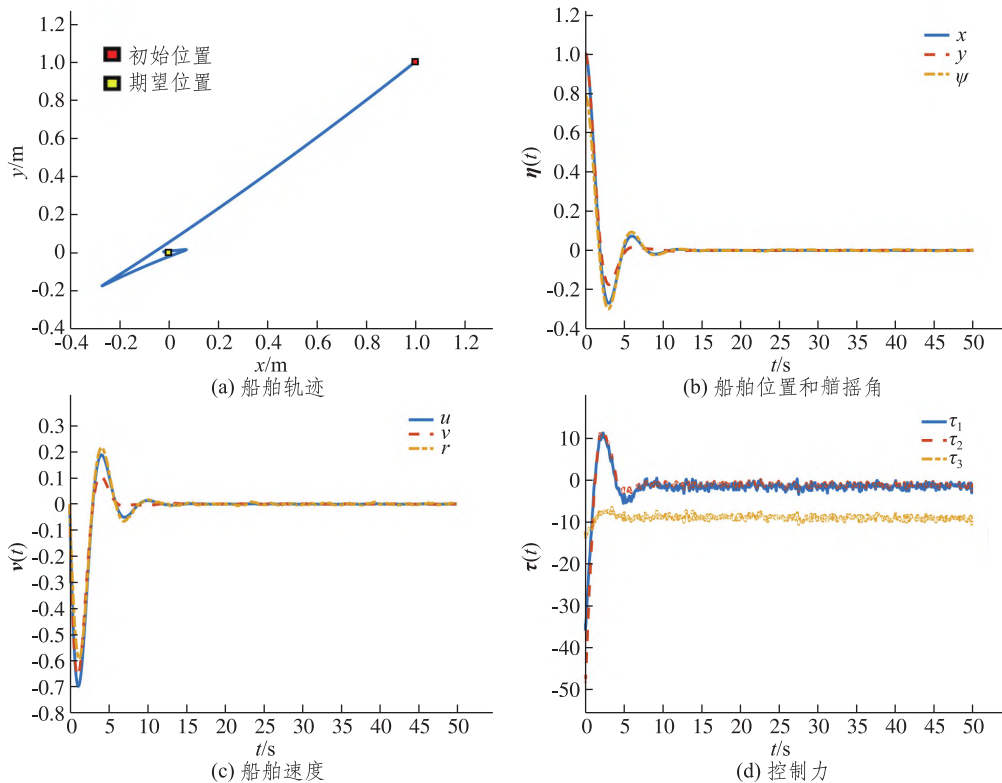
$$Q_1 = \begin{bmatrix} 1 & 199.361 & 4 & 0 & 0 & -399.787 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 199.361 & 4 & 0 & 0 & -399.787 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 199.361 & 4 & 0 & 0 & -399.787 & 1 \\ -399.787 & 1 & 0 & 0 & 1 & 199.361 & 4 & 0 & 0 \\ 0 & -399.787 & 1 & 0 & 0 & 1 & 199.361 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & -399.787 & 1 & 0 & 0 & 1 & 199.361 & 4 \end{bmatrix},$$

$$Q_2 = \begin{bmatrix} 9.420 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 9.420 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 9.419 & 3 \end{bmatrix}, Q_3 = \begin{bmatrix} 1.446 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1.446 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1.446 & 0 \end{bmatrix},$$

$$R_1 = 10^4 \times \begin{bmatrix} -3.123 & 2 & 0 & 0 & -1.348 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -4.089 & 4 & -0.421 & 2 & 0 & -1.744 & 9 & -0.055 & 6 \\ 0 & -0.130 & 1 & -0.407 & 0 & 0 & 0.005 & 9 & 0.046 & 4 \end{bmatrix},$$

$$K = \begin{bmatrix} -33.511 & 0 & 0 & -22.410 & 3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -43.814 & 4 & -4.124 & 2 & 0 & -29.153 & 6 & -1.838 & 2 \\ 0 & -1.201 & 6 & -3.672 & 3 & 0 & -0.351 & 0 & -0.837 & 1 \end{bmatrix}。$$

初始状态取为  $X(0) = [1 \ 1 \ \frac{\pi}{4} \ 0 \ 0 \ 0]^T$ , 仿真结果如图 2 所示。从图 2(a)、(b)可以看出,所设计的复合抗干扰控制器可以使船舶停在预定位置(0,0)处,并保持固定姿态;图 2(c)、(d)说明船舶的速度  $u, v, r$  和控制  $\tau_1, \tau_2, \tau_3$  是有界的;图 2(e)、(f)表明干扰与故障在耦合的情况下可同时被所设计的观测器有效补偿。因此,图 2 表明设计的控制方案能够保证船舶动力定位系统的状态最终达到依均方渐近有界。





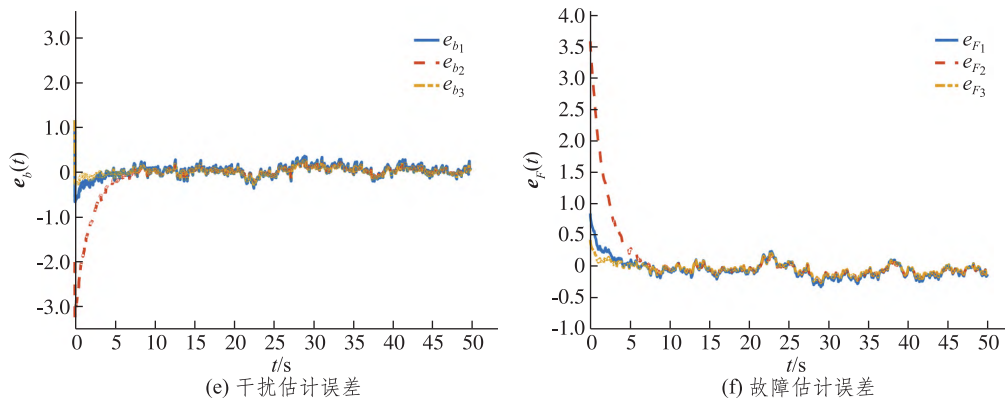


图 2 复合抗干扰控制下动力定位性能曲线

Fig. 2 Dynamic positioning performance curves under composite anti-disturbance control

## 5 结语

本文考虑了带有海洋环境干扰和执行器故障的动力定位系统控制问题。将干扰观测器控制与容错控制相结合,提出复合抗干扰控制方案,保证动力定位系统的状态可以依均方渐近有界。今后的研究工作是在有多源异质干扰的情况下,提出一种精细抗干扰控制方案,使带有执行器故障的船舶达到任意期望位置,并保持固定姿态。

### 参考文献:

- [1] SØRENSEN A J. A survey of dynamic positioning control systems[J]. Annual Reviews in Control, 2011, 35 (1): 123 - 136.
- [2] 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.
- [3] SAELID S, JENSEN N A, BALCHEN J G. Design and analysis of a dynamic positioning system based on the Kalman filtering and optimal control[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1983, 28(3): 331 - 339.
- [4] XU S W, WANG X F, YANG J M, et al. A fuzzy rule based PID controller for dynamic positioning of vessels in variable environmental disturbances[J]. Journal of Marine Science and Technology, 2019, 25(3): 914 - 924.
- [5] YANG Y, CHEN G, DU J L. Robust adaptive NN-based output feedback control for a dynamic positioning ship using DSC approach[J]. Science China Information Sciences, 2014, 57(10): 1 - 13.
- [6] CHEN W H. Disturbance observer-based control for nonlinear systems[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2004, 9(4): 706 - 710.
- [7] WEI X J, CHEN N, DENG C H, et al. Composite stratified anti-disturbance control for a class of MIMO discrete-time systems with nonlinearity[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2012, 22(4): 453 - 472.
- [8] 韩俊杰, 魏新江. 非线性系统的有限时间精细抗干扰控制[J]. 鲁东大学学报(自然科学版), 2021, 37(3): 193 - 199.
- [9] KARIMI H R. A sliding mode approach to H - infinity synchronization of master-slave time delay systems with Markovian jumping parameters and nonlinear uncertainties[J]. Journal of the Franklin Institute-Engineering and Applied Mathematics, 2012, 349 (4): 1480 - 1496.
- [10] 由丽宏, 魏新江. 一类带有多源异质干扰的随机系统的精细抗干扰控制[J]. 鲁东大学学报(自然科学版), 2020, 36(2): 97 - 104.
- [11] ZHANG H F, WEI X J, WEI Y L, et al. Anti-disturbance control for dynamic positioning system of ships with disturbances[J]. Applied Mathematics and Computation, 2021, 396: 125929.
- [12] 李新青, 魏新江. 一类随机系统基于自适应非线性干扰观测器的抗干扰控制[J]. 鲁东大学学报(自然科学版), 2020, 36(1): 9 - 16.

- [13] HU X, WEI X J, ZHANG H F, et al. Composite anti-disturbance dynamic positioning of vessels with modelling uncertainties and disturbances[J]. *Applied Ocean Research*, 2020, 105(17): 102404.
- [14] YANG H L, DENG F, HE Y, et al. Robust nonlinear model predictive control for reference tracking of dynamic positioning ships based on nonlinear disturbance observer[J]. *Ocean Engineering*, 2020, 215: 107885.
- [15] LIN Y Y, DU J L, ZHU G B, et al. Thruster fault-tolerant control for dynamic positioning of vessels[J]. *Applied Ocean Research*, 2018, 80: 118 – 124.
- [16] YANG S H, ZHENG M J. H-infinity fault-tolerant control for dynamic positioning ships based on sampled-data[J]. *Control Engineering and Applied Informatics*, 2018, 20(4): 32 – 39.
- [17] SU Y X, ZHENG C H, MERCORELLI P. Nonlinear PD fault-tolerant control for dynamic positioning of ships with actuator constraints[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2017, 22: 1132 – 1142.
- [18] 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.
- [19] WANG Y L, HAN Q L. Network-based modelling and dynamic output feedback control for unmanned marine vehicles in network environments[J]. *Automatica*, 2018, 91: 43 – 53.
- [20] ØKSENDAL B. Stochastic differential equations: an introduction with applications[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2006, 51(10): 1731 – 1732.
- [21] SKJETNE R, ØYVIND S, FOSSEN T I. Modeling, identification, and adaptive maneuvering of CyberShip II: a complete design with experiments[J]. *IFAC Proceedings Volumes*, 2004, 37(10): 203 – 208.

## Composite Anti-disturbance Control for Ship Dynamic Positioning Systems

YU Ziwen, WEI Xinjiang

(School of Mathematics and Statistics Science, Ludong University, Yantai 264039, China)

**Abstract:** For dynamic positioning ships under unknown time-varying disturbances and thruster faults, a composite anti-disturbance control method is proposed in this paper. By designing a stochastic disturbance observer and a fault diagnosis observer to estimate unknown disturbances and faults simultaneously, it is proved that the ship's position and heading remain at the expected value by using Linear Matrix Inequality, and all signals of the dynamic positioning system are asymptotically mean-square bounded. Finally, a proportional model ship was simulated to verify the effectiveness of the proposed strategy.

**Keywords:** dynamic positioning; composite anti-disturbance control; unknown environmental disturbances; unknown time-varying faults; Linear Matrix Inequality

(责任编辑 顾建忠)