



控制与决策

CONTROL AND DECISION



非线性变参数无人船艏向 H_∞ 鲁棒控制

黄宴委, 黄鹏

引用本文:

黄宴委, 黄鹏. 非线性变参数无人船艏向 H_∞ 鲁棒控制[J]. 控制与决策, 2024, 39(5): 1507–1516.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2022.2028>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

输入受限的多旋翼无人机轨迹跟踪鲁棒正定不变集设计

Design of robust positively invariant set for trajectory tracking of multi-rotor UAV with input saturation

控制与决策. 2021, 36(4): 857–866 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0880>

有向切换拓扑条件下多航天器分组姿态协同控制

Group attitude coordinated control of multi-spacecraft with directed switching topologies

控制与决策. 2021, 36(10): 2389–2398 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0311>

自适应事件触发的马尔科夫跳变多智能体系统一致性

Adaptive event-triggered consensus for Markovian jumping multi-agent systems

控制与决策. 2020, 35(11): 2780–2786 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.1507>

考虑气动效应不确定性的气动辅助变轨制导算法

Aeroassisted orbital transfer robust guidance method considering atmosphere effect uncertainty

控制与决策. 2020, 35(11): 2773–2779 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0333>

事件触发机制下分布时滞网络化控制系统 H_∞ 故障检测

Event-triggered H_∞ fault detection for networked control systems with distributed delays

控制与决策. 2020, 35(12): 3059–3065 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0456>

非线性变参数无人船艏向 H_∞ 鲁棒控制

黄宴委[†], 黄鹏

(福州大学 电气工程与自动化学院, 福州 350116)

摘要: 针对水流冲击引起无人船 (unmanned surface vehicle, USV) 转艏呈现非线性特点, 建立基于转艏运动的非线性变参数 (nonlinear parameter-varying, NPV) USV 模型, 并提出一种 NPV H_∞ 艏向控制方法, 以提高艏向调节的快速性和鲁棒性。首先, 考虑低展弦比机翼理论能较好地描述船体受水流冲击的特点, 建立基于水动力阻尼的非线性 Fossen 模型。通过忽略横荡速度和横流阻力将动力学模型简化为操纵动力学模型, 并引入艏向角, 建立 NPV 艏向模型。其次, 构造与艏向控制系统状态和纵荡速度变参相关的 Lyapunov 函数, 推导出满足艏向闭环控制系统 H_∞ 鲁棒稳定的非线性控制器求解条件, 该条件是一个非线性矩阵不等式 (nonlinear matrix inequality, NLMI)。由于 NLMI 难以求解, 根据平方和 (sums of squares, SOS) 理论, 用多项式矩阵代替 NLMI 中的非线性矩阵, 并将 NLMI 转化为可使用 SOS 工具求解的多项式线性矩阵不等式。仿真结果表明, NPV H_∞ 控制器在艏向调节时具有较快的系统响应和更高的准确性。

关键词: 无人船; 艏向控制; 水动力阻尼; 非线性变参数; H_∞ 鲁棒控制; 平方和

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2022.2028

引用格式: 黄宴委, 黄鹏. 非线性变参数无人船艏向 H_∞ 鲁棒控制 [J]. 控制与决策, 2024, 39(5): 1507-1516.

H_∞ robust heading control for nonlinear parameter-varying unmanned surface vehicle

HUANG Yan-wei[†], HUANG Peng

(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China)

Abstract: Aiming at the nonlinear characteristics of unmanned surface vehicle (USV) yaw caused by the impact of water flow, a nonlinear parameter-varying (NPV) USV model is established based on yaw motion, and the NPV H_∞ robust heading control method is proposed to improve the rapidity and robustness of heading regulation. Firstly, a nonlinear Fossen model is established based on the hydrodynamic damping by the low aspect-ratio wing theory, which can better describe the characteristics of ship hull impacted by the flow. The dynamics model is simplified into a maneuvering model by ignoring the roll velocity and cross-flow drag, then an NPV heading model is established by introducing the heading. Secondly, a Lyapunov function related to the state of the heading control system and parameter-varying of the surge velocity is constructed to derive the solving conditions of the nonlinear controller, which satisfies the H_∞ robust stability of the heading closed-loop control system. This condition is a nonlinear matrix inequality (NLMI). Moreover, since the NLMI is difficult to solve, the nonlinear matrix in the NLMI is replaced with the polynomial matrix based on the sums of squares (SOS) theory to transform into polynomial linear matrix inequalities, which can be solved by SOSTOOLS. Finally, the results of the simulation indicate that the NPV H_∞ controller has fast system response and higher accuracy for heading regulation.

Keywords: unmanned surface vehicle; heading control; hydrodynamic damping; nonlinear parameter-varying; H_∞ robust control; sums of squares

0 引言

在实际航行过程中, 无人船 (unmanned surface vehicle, USV) 受到复杂多变的水流冲击, 使得艏向系

统具有强时变非线性特性^[1-2], 主要体现在转艏非线性和参数不确定性, 增加了艏向调节难度^[3]。文献 [4] 假设质量变化范围为有界值, 提出一种基于自适应

收稿日期: 2022-11-22; 录用日期: 2023-01-20.

基金项目: 国家自然科学基金项目 (51977040); 福建省工业科技引导项目 (2019H0007).

责任编委: 易建强.

[†]通讯作者. E-mail: sjtu_huanghao@fzu.edu.cn.

*本文附带电子附录文件, 可登录本刊官网该文“资源附件”区自行下载阅览.

滑模的USV导航与控制方法. 文献[5]考虑模型参数不确定性和风浪扰动等因素,提出一种 H_∞ 鲁棒船向控制器. 文献[6]建立具有时不变多面体不确定性的多项式系统,设计了一种参数相关的非线性 H_∞ 控制器. 这些方法的提出解决了质量参数不确定USV的全局稳定及外部干扰导致的系统鲁棒性问题,但未考虑纵荡速度变化引起USV参数摄动的情况. 船舶所受的水流力与Froude数密切相关,由于USV纵荡速度不同,Froude数也随之改变,导致水动力阻尼项发生变化,使得USV具有不确定和强非线性特征^[7]. 因此,船向控制时考虑纵荡速度变化的影响非常重要. 文献[8]考虑水动力学特性受Froude数影响,建立了纵荡速度作为变参的线性变参数(linear parameter-varying, LPV)船向控制模型,提出了基于LPV模型的 H_∞ 船向控制器. 这类基于LPV模型的控制方法为抑制USV参数摄动提供了一个很好的解决方案,但在USV模型简化过程中完全忽略了非线性阻尼项,降低了船向控制的精度.

Fossen模型因其具有完整的建模框架而被广泛使用^[7]. 文献[9]采用神经网络预测动态模型的加速度误差,建立了一个动态模型与神经网络组成的混合Fossen模型. 文献[10]提出一种基于实际噪声测试数据的船舶操纵系统识别方法. 这些方法都需要大量实验数据,且依赖经验公式,得到的水动力项缺乏严格的物理意义. 文献[11]在Fossen模型的基础上,将船舶视为低展弦比机翼,分析船舶在翻滚、转向时水流力对局部船体的影响,得到各运动方向上的局部阻尼力,通过对局部阻尼力关于船长的积分,最终获得高精度的非线性阻尼项,以此建立4自由度船舶模型. 该模型准确有效地反映了船舶行驶特性,具有较高的保真度. 另一方面,LPV控制框架只是原系统在变参取值范围内的线性化^[12],不能反映时变参数引起的系统动态特性,无法解决非线性变参数(nonlinear parameter-varying, NPV)系统的控制问题.

对NPV系统设计控制器时,通常将模型非线性项视为状态依赖的时变参数,从而建立准LPV(quasi-LPV, q-LPV)模型^[13-14]. 这种方法通过选择状态作为调度变量来隐藏非线性,无法充分体现原系统的动态特性,同时又增加了控制器设计的难度^[15]. 文献[16]提出一种系统状态与时变参数及其导数相关的非线性控制器,通过参数相关的Lyapunov函数和广义S-procedure理论,推导出满足系统有限时间 H_∞ 混合稳定的非线性矩阵不等式(nonlinear

matrix inequality, NLMI)条件,最后使用平方和(sums of squares, SOS)方法求解NLMI以获得控制器参数. 这种方法无需对NPV模型做类线性化处理,充分考虑了系统的非线性时变特性,提高了系统动态性能^[17].

针对水流冲击USV引起转艏非线性问题,本文提出一种NPV H_∞ 船向控制方法,以提高船向调节的鲁棒性和系统响应快速性. 在Fossen模型的基础上,采用低展弦比机翼理论分析水动力阻尼项,建立3自由度船舶操纵模型,并引入船向误差,得到基于转艏运动的NPV船向误差模型. 采用状态与时变参数及其导数相关的状态反馈控制器,实现非线性时变系统闭环控制. 定义状态与时变参数相关的正定对称Lyapunov函数,推导出具有 H_∞ 性能的系统稳定性条件. 考虑满足系统 H_∞ 稳定的条件是一个NLMI,难以求解,将NLMI定义为多项式LMI(polynomial LMI, PLMI)并采用SOS方法求解得到控制器增益矩阵. 仿真结果验证了NPV H_∞ 船向控制器可以有效抑制系统的参数摄动和外部扰动,具有较强的鲁棒性.

1 USV船向控制模型

1.1 Fossen船舶动力学模型

假设忽略垂荡、横摇和纵摇运动,六自由度USV可简化为沿 x 、 y 和 z 轴上的运动,即纵荡、横荡与船摇运动相关的Fossen动力学模型^[7]为

$$M\dot{\boldsymbol{v}} + \boldsymbol{C}(\boldsymbol{v})\boldsymbol{v} + \boldsymbol{D}(\boldsymbol{v}) = \boldsymbol{\tau} + \boldsymbol{\tau}_\omega, \quad (1)$$

$$\boldsymbol{M} = \begin{bmatrix} m_{11} & 0 & 0 \\ 0 & m_{22} & m_{23} \\ 0 & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{C}(\boldsymbol{v}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & c_{13} \\ 0 & 0 & c_{23} \\ c_{31} & c_{32} & 0 \end{bmatrix}.$$

其中: $\boldsymbol{v} = [u, v, r]^T$ 是USV状态矢量, u 、 v 、 r 分别为纵荡速度、横荡速度和船摇速度; \boldsymbol{M} 为惯性矩阵,系数分别为 $m_{11} = m - X_{\dot{u}}$, $m_{22} = m - Y_{\dot{v}}$, $m_{23} = mx_g - Y_{\dot{r}}$, $m_{32} = mx_g - N_{\dot{v}}$, $m_{33} = I_z - N_{\dot{r}}$; $\boldsymbol{C}(\boldsymbol{v})$ 为科里奥利向心力矩阵,系数分别为 $c_{13} = Y_{\dot{v}}v - m(x_g r + v)$, $c_{23} = mu - X_{\dot{u}}u$, $c_{31} = -c_{13}$, $c_{32} = -c_{23}$; $\boldsymbol{\tau} = [\tau_u, \tau_v, \tau_r]^T$ 为推进器输出力和力矩, τ_u 、 τ_v 、 τ_r 分别为纵荡、横荡和船摇运动的力和力矩; $\boldsymbol{\tau}_\omega = [\tau_{u\omega}, \tau_{v\omega}, \tau_{r\omega}]^T$ 为外界干扰, $\tau_{u\omega}$ 、 $\tau_{v\omega}$ 、 $\tau_{r\omega}$ 分别为纵荡、横荡和船摇运动的外界干扰; m 为船舶质量; I_z 为偏航惯性力矩; x_g 为重心到船舶坐标原点的 x 轴距离; $X_{\dot{u}}$ 、 $Y_{\dot{v}}$ 为附加质量系数; $Y_{\dot{r}}$ 、 $N_{\dot{v}}$ 、 $N_{\dot{r}}$ 为附加力矩系数; $\boldsymbol{D}(\boldsymbol{v})$ 为水动力阻尼矩阵.

由于船舶在航行时受到的水流阻尼力呈现出多样化特点,使得 $\mathbf{D}(\mathbf{v})$ 具有复杂的数学表达形式.通常利用实验数据进行回归分析得到 $\mathbf{D}(\mathbf{v})$,这导致所建立的 $\mathbf{D}(\mathbf{v})$ 缺少明确的物理意义,且在实际航行环境与实验环境相差较大时,易降低USV模型的整体精度.

1.2 基于低展弦比机翼的动力学模型

为准确描述USV受水流阻尼力的影响,把USV视为一种低展弦比机翼,将 $\mathbf{D}(\mathbf{v})$ 分解为^[11]

$$\mathbf{D}(\mathbf{v}) = \mathbf{F}_{LD}(\mathbf{v}) + \mathbf{F}_{cf}(\mathbf{v}). \quad (2)$$

其中: $\mathbf{F}_{LD}(\mathbf{v}) = \mathbf{L}(\mathbf{v}) + \mathbf{D}(\mathbf{v})$ 为船舶所受环流升力, $\mathbf{L}(\mathbf{v})$ 为船舶所受环流升力, $\mathbf{D}(\mathbf{v})$ 为船舶所受环流阻力; $\mathbf{F}_{cf}(\mathbf{v})$ 为船舶所受横流阻力.

式(2)中的 $\mathbf{F}_{cf}(\mathbf{v})$ 一般表示为^[18]

$$\mathbf{F}_{cf}(\mathbf{v}) = [X_{cf} \ Y_{cf} \ N_{cf}]^T, \quad (3)$$

$$X_{cf} = 0,$$

$$Y_{cf} = Y_{|v|v}|v|v + Y_{|r|v}|r|v + Y_{|v|r}|v|r + Y_{|r|r}|r|r,$$

$$N_{cf} = Y_{|v|r}|v|r + N_{|r|v}|r|v + N_{|v|r}|v|r + N_{|r|r}|r|r.$$

其中: X_{cf} 和 Y_{cf} 分别为纵荡和横荡运动的横流阻力, N_{cf} 为艏摇运动的横向阻力矩, $Y_{(v,r,|v|,|r|)}$ 为横荡横流阻力系数, $N_{(v,r,|v|,|r|)}$ 为艏摇横流阻力矩系数.

由经典流体力学,式(2)中的 $\mathbf{F}_{LD}(\mathbf{v})$ 为

$$\mathbf{F}_{LD}(\mathbf{v}) = \mathbf{L}(\mathbf{v}) + \mathbf{D}(\mathbf{v}) = \frac{1}{2}\rho U^2 S(C_L - C_D). \quad (4)$$

其中: ρ 为流体密度, U 为物体运动合速度, S 为接触流体面积, C_L 和 C_D 分别为无量纲升力和阻力系数.

式(4)中, C_L 与侧滑角 β 的正弦成正比, C_D 可表示为 U 与 β 相关的二次函数^[11],即

$$\begin{cases} C_L = C_{L\beta} \sin \beta, \\ C_D = C_{D0} + C_{DU}U + C_{D\beta\beta} \sin^2 \beta. \end{cases} \quad (5)$$

其中: $C_{L\beta}$ 为 C_L 与 β 的比例常数, C_{D0} 为 $\beta = 0^\circ$ 时的无量纲阻力系数, C_D 为随 U 变化的无量纲阻力系数, $C_{D\beta\beta}$ 为随 $\sin^2 \beta$ 变化的无量纲阻力系数.

将式(5)代入(4)中,船舶 $\text{cp}(x_{\text{cp}}, y_{\text{cp}})$ 点受到的环流力在不同运动方向上的分解如图1所示,可得

$$\mathbf{F}_{LD\text{cp}}(\mathbf{v}) = [X_{\text{cp}} \ Y_{\text{cp}} \ N_{\text{cp}}]^T, \quad (6)$$

$$X_{\text{cp}} = X_{L\text{cp}} + X_{D\text{cp}} =$$

$$\frac{1}{2}\rho U_{\text{cp}}^2 S(C_{L\beta} \sin^2 \beta_{\text{cp}} - \cos \beta_{\text{cp}}(C_{D0} + C_{DU}U_{\text{cp}} + C_{D\beta\beta} \sin^2 \beta_{\text{cp}})),$$

$$Y_{\text{cp}} = Y_{L\text{cp}} + Y_{D\text{cp}} =$$

$$\frac{1}{2}\rho U_{\text{cp}}^2 S(C_{L\beta} \sin \beta_{\text{cp}} \cos \beta_{\text{cp}} -$$

$$\sin \beta_{\text{cp}}(C_{D0} + C_{DU}U_{\text{cp}} + C_{D\beta\beta} \sin^2 \beta_{\text{cp}})),$$

$$N_{\text{cp}} = Y_{\text{cp}}|x_{\text{cp}}|.$$

其中: X_{cp} 和 Y_{cp} 分别为 cp 点纵荡与横荡运动方向的环流力, $X_{L\text{cp}}$ 和 $X_{D\text{cp}}$ 分别为 cp 点纵荡运动方向的环流升力与阻力, $Y_{L\text{cp}}$ 和 $Y_{D\text{cp}}$ 分别为 cp 点横荡运动方向的环流升力与阻力, N_{cp} 为 cp 点艏摇运动的环流力矩, β_{cp} 和 U_{cp} 分别为 cp 点的侧滑角与合速度, $|x_{\text{cp}}|$ 为 cp 点到坐标原点的 x 轴距离, $x_{\text{cp}} \in \left[-\frac{l}{2}, \frac{l}{2}\right]$, l 为船长.

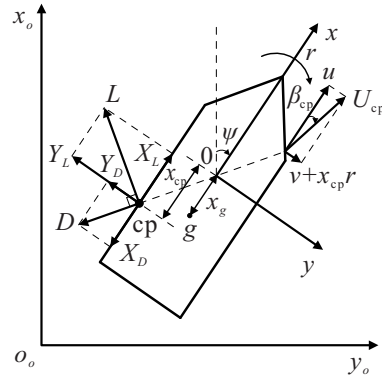


图1 USV的 cp 点受到的升力 L 和阻力 D

在图1中, β_{cp} 和 U_{cp} 除了与 u, v, r 相关,还取决于 cp 点的横坐标 x_{cp} ,可得

$$\begin{cases} U_{\text{cp}} = \sqrt{u^2 + (v + x_{\text{cp}}r)^2}, \\ \beta_{\text{cp}} = \arctan\left(\frac{v + x_{\text{cp}}r}{u}\right) = \arccos\left(\frac{u}{U_{\text{cp}}}\right) = \arcsin\left(\frac{v + x_{\text{cp}}r}{U_{\text{cp}}}\right). \end{cases} \quad (7)$$

将式(7)代入(6),得到

$$\begin{aligned} X_{\text{cp}} = & \frac{1}{2}\rho S \left(C_{L\beta}(v + x_{\text{cp}}r)^2 - \right. \\ & C_{D0}u\sqrt{u^2 + (v + x_{\text{cp}}r)^2} - \\ & C_{DU}u(u^2 + (v + x_{\text{cp}}r)^2) - \\ & \left. C_{D\beta\beta} \frac{u(v + x_{\text{cp}}r)^2}{\sqrt{u^2 + (v + x_{\text{cp}}r)^2}} \right), \\ Y_{\text{cp}} = & \frac{1}{2}\rho S \left(C_{L\beta}(v + x_{\text{cp}}r) - \right. \\ & (v + x_{\text{cp}}r)(C_{D0}\sqrt{u^2 + (v + x_{\text{cp}}r)^2} + \\ & C_{DU}(u^2 + (v + x_{\text{cp}}r)^2)) - \\ & \left. C_{D\beta\beta} \frac{(v + x_{\text{cp}}r)^3}{\sqrt{u^2 + (v + x_{\text{cp}}r)^2}} \right), \\ N_{\text{cp}} = & Y_{\text{cp}}|x_{\text{cp}}|. \end{aligned} \quad (8)$$

考虑 U 主要受纵荡速度 u 的影响,即高速运动时 $u \gg (v + x_{\text{cp}}r)^2$ ^[9], $U = \sqrt{u^2 + (v + x_{\text{cp}}r)^2} \approx u$,

$$\frac{(v + x_{cp}r)^3}{\sqrt{u^2 + (v + x_{cp}r)^2}} \approx 0, \text{则式(8)可改写为}$$

$$X_{cp} = \frac{1}{2}\rho S(C_{L\beta}(v^2 + 2x_{cp}vr + x_{cp}^2r^2) - C_{D0}u^2 - C_{DU}(u^3 + uv^2 + 2x_{cp}uvr + x_{cp}^2ur^2) - C_{D\beta\beta}(v^2 + 2x_{cp}vr + x_{cp}^2r^2)).$$

$$Y_{cp} = \frac{1}{2}\rho S(C_{L\beta}(uv + x_{cp}ur) - C_{D0}(uv + x_{cp}ur) - C_{DU}(u^2v + v^3 + 2x_{cp}v^2r + x_{cp}^2vr^2 + x_{cp}u^2r + x_{cp}v^2r + 2x_{cp}^2vr^2 + x_{cp}^3r^3)).$$

$$N_{cp} = \begin{cases} x_{cp}Y_{cp}, & x_{cp} \in [0, \frac{l}{2}]; \\ -x_{cp}Y_{cp}, & x_{cp} \in [-\frac{l}{2}, 0]. \end{cases} \quad (9)$$

对式(9)关于 x_{cp} 积分,可得船舶受总环流力为

$$\mathbf{F}_{LD}(\mathbf{v}) = [X \ Y \ N]^T, \quad (10)$$

$$X = \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} X_{cp}(x_{cp})d(x_{cp}) = X_{uu}u^2 + X_{uuu}u^3 + X_{vv}v^2 + X_{rr}r^2 + X_{rv}vr + X_{uvv}uv^2 + X_{rvu}uvr + X_{urr}ur^2,$$

$$Y = \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} Y_{cp}(x_{cp})d(x_{cp}) = Y_{uv}uv + Y_{ur}ur + Y_{uur}u^2r + Y_{uvv}u^2v + Y_{vvv}v^3 + Y_{rrr}r^3 + Y_{rrv}vr^2 + Y_{vvr}v^2r,$$

$$N = \int_{-\frac{l}{2}}^0 N_{cp}(x_{cp})d(x_{cp}) + \int_0^{\frac{l}{2}} N_{cp}(x_{cp})d(x_{cp}) = N_{uv}uv + N_{ur}ur + N_{uur}u^2r + N_{uvv}u^2v + N_{vvv}v^3 + N_{rrr}r^3 + N_{rrv}vr^2 + N_{vvr}v^2r.$$

其中: X 和 Y 分别为船舶纵荡运动和横荡运动所受的环流力, N 为船舶艏摇运动的环流力矩, $X_{(u,v,r)}$ 和 $Y_{(u,v,r)}$ 分别为纵荡和横荡环流力系数, $N_{(u,v,r)}$ 为艏摇环流力矩系数.

由式(2)、(3)和(10)可得

$$\mathbf{D}(\mathbf{v}) = \mathbf{d}(\mathbf{v})\mathbf{v} = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} \\ 0 & d_{22} & d_{23} \\ 0 & d_{32} & d_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ r \end{bmatrix}. \quad (11)$$

其中: $\mathbf{d}(\mathbf{v})$ 为水动力阻尼系数矩阵, $d_{11} = -X_{uu}u - X_{uuu}u^2 - X_{rvv}rv$, $d_{12} = -X_{vv}v - X_{rv}r - X_{uvv}uv$, $d_{13} = -X_{rr}r - X_{urr}ur$, $d_{22} = -Y_{uv}u - Y_{uvv}u^2 - Y_{vvv}v^2 - Y_{rrv}r^2 - Y_{|v|v}|v| - Y_{|r|v}|r|$, $d_{23} = -Y_{ur}u - Y_{uur}u^2 - Y_{vvr}v^2 - Y_{|v|r}|v| - Y_{|r|r}|r|$, $d_{32} = -N_{uv}u - N_{uvv}u^2 - N_{vvv}v^2 - N_{rrv}r^2 - N_{|v|v}|v| - N_{|r|v}|r|$, $d_{33} = -N_{ur}u - N_{uur}u^2 - N_{rrr}r^2 - N_{vvr}v^2 - N_{|v|r}|v| - N_{|r|r}|r|$.

式(11)中 $\mathbf{d}(\mathbf{v})$ 包含 u 、 v 、 r 的高次项,与 u 、 v 、 r 高度相关,充分体现了船舶受水流阻尼力的非线性时变特点,可以提高USV的整体建模精度.将式(11)代入(1),得到基于低展弦比机翼的USV动力学模型

$$\begin{bmatrix} m_{11} & 0 & 0 \\ 0 & m_{22} & m_{23} \\ 0 & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{v} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_u \\ \tau_v \\ \tau_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tau_{uw} \\ \tau_{vw} \\ \tau_{rw} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & c_{13} + d_{13} \\ 0 & d_{22} & c_{23} + d_{23} \\ c_{31} & c_{32} + d_{32} & d_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ r \end{bmatrix}. \quad (12)$$

1.3 NPV 艏向模型

式(12)共有37个系统未知参数,难以实现参数辨识,且含有不可导非线性项 $|v|$ 和 $|r|$,增大了控制器设计的难度.因此,这里给定2个假设条件:1)欠驱动USV横荡速度 v 很小,假设 $v \approx 0$,忽略横荡运动模型及 v 的耦合项;2)由于横流阻力 $\mathbf{F}_{cf}(\mathbf{v})$ 的大小与船长 l 成正比^[7],USV受到的 $\mathbf{F}_{cf}(\mathbf{v})$ 很小,假设 $\mathbf{F}_{cf}(\mathbf{v}) \approx 0$.

将式(12)分解为USV的纵荡速度动力学模型和操纵动力学模型.纵荡速度动力学模型为

$$\dot{u} = a_1u^2 + a_2u^3 + a_3r^2 + a_4ur^2 + a_5\tau_a. \quad (13)$$

其中: $a_1 = X_{uu}/m_{11}$, $a_2 = X_{uuu}/m_{11}$, $a_3 = (X_{rr} + mx_g)/m_{11}$, $a_4 = X_{urr}/m_{11}$, $a_5 = 1/m_{11}$, $\tau_a = \tau_u + \tau_{uw}$.

操纵动力学模型为

$$\dot{r} = c_1ur + c_2u^2r + c_3r^3 + c_4(\tau_r + \tau_{rw}). \quad (14)$$

其中: $c_1 = (mx_g + N_{ur})/m_{11}$, $c_2 = N_{uur}/m_{11}$, $c_3 = N_{rrr}/m_{11}$, $c_4 = 1/m_{11}$.

式(14)中的 $c_1ur + c_2u^2r$ 包含时变参数 u , c_3r^3 项的存在使模型呈现出非线性特点,因此,式(14)是一个典型的NPV模型.实际上,式(14)是对Norrbin模型^[6]和LPV模型^[8]的进一步拓展.当 u 小幅变化时, $c_1ur + c_2u^2r \approx q_1r + q_2r$ ^[8], q_1 和 q_2 为模型常系数,因而式(14)简化为Norrbin的相似形式.此外,相比于LPV模型,式(14)引入了 r 、 u 的高次项,可展现较大 \dot{r} 的系统动态特性^[19].式(14)形式简洁,充分还原了系统非线性时变特性,有助于设计能精准调节艏向的控制器.

由于艏向角 ψ 是 r 的积分,式(14)可转化为

$$\begin{bmatrix} \dot{r} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 u + c_2 u^2 + c_3 r^2 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ \psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_\tau + \omega \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

其中: $u_\tau = c_4 \tau_r$ 为控制器输出, $\omega = c_4 \tau_{r\omega}$ 为外部干扰.

给定期望艏向角 ψ_d , 艏向角跟踪误差 ψ_e 为

$$\psi_e = \psi_d - \psi. \quad (16)$$

将式(16)代入(15), 假设在一个采样周期内 ψ_d 保持不变, 即 $\dot{\psi}_e = -\dot{\psi} = -r$, 得NPV 艏向误差模型

$$\begin{cases} \dot{x} = A(x, u(t))x + B_1 \omega + B_2 u_\tau, \\ z = Cx. \end{cases} \quad (17)$$

其中: $x = [r, \psi_e]^T$ 为状态变量; $C = [0, 1]$; $B_1 = B_2 = [1, 0]^T$; $A(x, u(t)) = \begin{bmatrix} c_1 u(t) + c_2 u^2(t) + c_3 r^2 & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$; u 为时变参数, 记作 $u(t)$; $z = \psi_e$ 为被控输出.

对于式(17), LPV方法无法处理非线性状态变量^[12], q-LPV需要对系统进行线性化处理, 得到的控制器具有较大保守性^[15], 这种保守性会降低系统性能. 受文献[16]启发, 将系统状态和时变参数及其导数直接纳入 H_∞ 稳定条件, 以提高USV控制系统的动态性能.

2 基于NPV的 H_∞ 艏向控制器设计

2.1 NPV艏向控制系统的 H_∞ 鲁棒稳定性条件

假设USV纵荡速度 $u(t)$ 及其纵荡加速度 $\dot{u}(t)$ 实时可测, 对式(17)设计一种状态反馈控制器

$$u_\tau = K_f(x, u(t), \dot{u}(t))x, \quad (18)$$

其中 $K_f(x, u(t), \dot{u}(t))$ 为状态反馈增益矩阵.

将式(18)代入(17), 得到闭环系统

$$\begin{cases} \dot{x} = \hat{A}(x, u(t), \dot{u}(t))x + B_1 \omega, \\ z = Cx. \end{cases} \quad (19)$$

其中 $\hat{A}(x, u(t), \dot{u}(t)) = A(x, u(t)) + B_2 K_f(x, u(t), \dot{u}(t))$.

要使系统(19)内部渐近稳定且具有 H_∞ 鲁棒性能, 需满足: 对于所有可能的 $u(t), \omega = 0$ 时, 闭环系统(19)均能渐近稳定; $\omega \in L_2(0, \infty]$ 时, ω 到被控输出 z 的 L_2 -增益小于给定的正数 γ . 简而言之, 存在Lyapunov函数 $V(x, u(t))$, 满足如下条件^[20]:

$$V(x, u(t)) > 0, \omega = 0; \quad (20)$$

$$\dot{V}(x, u(t)) < 0, \omega = 0; \quad (21)$$

$$J = \int_0^\infty (z^T z - \gamma^2 \omega^T \omega) dt < 0, \omega \in L_2(0, \infty]. \quad (22)$$

其中 $\gamma > 0$ 为 H_∞ 性能指标.

2.2 NLMI求解条件

针对式(19), 构造Lyapunov函数

$$V(x, u(t)) = x^T P_f(u(t))x > 0, \quad (23)$$

其中 $P_f(u(t))$ 为依赖 $u(t)$ 的正定对称矩阵.

将式(19)和(23)对时间 t 求导并代入式(21), 有

$$\begin{aligned} \dot{V}(x, u(t)) = & \dot{x}^T P_f(u(t))x + x^T P_f(u(t))\dot{x} + \\ & x^T \frac{\partial P_f(u(t))}{\partial u(t)} \frac{du(t)}{dt} x = \\ & (\hat{A}(x, u(t), \dot{u}(t)))^T P_f(u(t))x + \\ & x^T P_f(u(t))(\hat{A}(x, u(t), \dot{u}(t)))x + \\ & x^T \frac{\partial P_f(u(t))}{\partial u(t)} \frac{du(t)}{dt} x = x^T \Theta x < 0. \end{aligned} \quad (24)$$

其中: $\Theta = \text{he}(P_f(u(t))A(x, u(t)) + P_f(u(t))B_2 \times K_f(x, u(t), \dot{u}(t))) + \frac{\partial P_f(u(t))}{\partial u(t)} \frac{du(t)}{dt}$, $\text{he}(X) = X + X^T$.

将式(23)代入(22), 有

$$\begin{aligned} J = & \int_0^\infty (\dot{V}(x, u(t)) + z^T z - \gamma^2 \omega^T \omega) dt - V(x, u(t)) = \\ & \int_0^\infty (\dot{V}(x, u(t)) + z^T z - \gamma^2 \omega^T \omega) dt < 0, \end{aligned} \quad (25)$$

由不定积分概念, 式(25)成立的条件可转换为

$$\dot{V}(x, u(t)) + z^T z - \gamma^2 \omega^T \omega < 0. \quad (26)$$

将式(24)和(19)代入(26), 有

$$\begin{aligned} & \dot{x}^T P_f(u(t))x + x^T \frac{\partial P_f(u(t))}{\partial u(t)} \frac{du(t)}{dt} x + \\ & x^T P_f(u(t))\dot{x} + z^T z - \gamma^2 \omega^T \omega < \\ & (\hat{A}(x, u(t), \dot{u}(t)))^T P_f(u(t))x + \\ & x^T P_f(u(t))(\hat{A}(x, u(t), \dot{u}(t)))x + B_1 \omega + \\ & (Cx)^T Cx - \gamma^2 \omega^T \omega + x^T \frac{\partial P_f(u(t))}{\partial u(t)} \frac{du(t)}{dt} x < \\ & x^T (\text{he}(P_f(u(t))\hat{A}(x, u(t), \dot{u}(t)))) + C^T C + \\ & \frac{\partial P_f(u(t))}{\partial u(t)} \frac{du(t)}{dt} x + \omega^T B_1^T P_f(u(t))x + \\ & x^T P_f(u(t))B_1 \omega - \gamma^2 \omega^T \omega < \\ & [x^T \ \omega^T] \begin{bmatrix} \Theta + C^T C & P_f(u(t))B_1 \\ * & -\gamma^2 I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \omega \end{bmatrix} < 0. \end{aligned} \quad (27)$$

其中: $*$ 为对称矩阵块, I 为适维单位矩阵.

根据二次型矩阵性质, 式(24)、(27)等价于

$$\Theta < 0, \quad (28)$$

$$\Omega = \begin{bmatrix} \Theta + C^T C P_f(u(t)) B_1 \\ * & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < 0. \quad (29)$$

由矩阵的负定性可知,若式(29)成立,则存在

$$\Theta < -C^T C < 0. \quad (30)$$

由式(30)可知,式(29)是(28)成立的充分条件.因此,对于满足假设的闭环系统(19),给定正数 γ ,若存在一个与 $u(t)$ 相关的正定对称矩阵 $P_f(u(t))$,一个与 x 、 $u(t)$ 和 $\dot{u}(t)$ 相关的矩阵 $K_f(x, u(t), \dot{u}(t))$,使得式(29)成立,则称系统(19)具有 H_∞ 性能且内部渐近稳定,其状态反馈控制器为 $u_\tau = K_f(x, u(t), \dot{u}(t))x$.

然而, Θ 存在 x 、 $u(t)$ 和 $\dot{u}(t)$ 的高度耦合项,式(29)是一个与 x 、 $u(t)$ 和 $\dot{u}(t)$ 相关的NLMI,无法直接借助LMI工具求解.SOS方法是求解NLMI的重要工具.因此,推导式(29)获得满足SOS要求的条件,是解出 $P_f(u(t))$ 和 $K_f(x, u(t), \dot{u}(t))$ 的关键.

2.3 PLMI-SOS求解条件

引理1 (SOS^[21]) 若存在多项式 $g(x)$ 和一组多项式 $g_1(x), g_2(x), \dots, g_m(x)$,使得

$$g(x) = \sum_{i=1}^m g_i^2(x), \quad (31)$$

则称 $g(x)$ 是SOS,记为 $g(x) \in \Sigma_{\text{SOS}}$.

显然,SOS是非负的,反之则不一定成立,证明 $g(x) \in \Sigma_{\text{SOS}}$ 比 $g(x)$ 非负需要更为严格的条件.因此,令式(29)以多项式矩阵表达,并将其转换为PLMI,即可通过验证 $\Omega \in \Sigma_{\text{SOS}}$ 得到式(29)的解.令式(29)中的 $K_f(x, u(t), \dot{u}(t))$ 和 $P_f(u(t))$ 为多项式矩阵,即

$$\begin{aligned} K_f(x, u(t), \dot{u}(t)) &= K_{\text{pr}}(x, u(t), \dot{u}(t)), \\ P_f(u(t)) &= P_{\text{pr}}(u(t)). \end{aligned} \quad (32)$$

其中: $K_{\text{pr}}(x, u(t), \dot{u}(t))$ 为与 x 、 $u(t)$ 和 $\dot{u}(t)$ 相关的多项式矩阵, $P_{\text{pr}}(u(t))$ 为依赖 $u(t)$ 的正定对称多项式矩阵.

将式(32)代入(29),得到系统(19) H_∞ 渐近稳定条件的多项式拓展形式

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Pi + C^T C P_{\text{pr}}(u(t)) B_1 \\ * & -\gamma^2 I \end{bmatrix} &< 0, \\ \Pi &= \frac{\partial P_{\text{pr}}(u(t))}{\partial u(t)} \frac{du(t)}{dt} + \\ &\text{he}(P_{\text{pr}}(u(t))A(x, u(t)) + \\ &P_{\text{pr}}(u(t))B_2 K_{\text{pr}}(x, u(t), \dot{u}(t))). \end{aligned} \quad (33)$$

通过检验式(33)的SOS特性,可避免式(29)中 x 、 $u(t)$ 和 $\dot{u}(t)$ 耦合导致的非线性问题.然而,SOS检验过程具有凸优化性质,式(33)中的 Π 存在 $K_{\text{pr}}(x,$

$u(t), \dot{u}(t))$ 和 $P_{\text{pr}}(u(t))$ 的耦合项,不能构成凸问题,无法使用SOS工具进行求解.因此,为使式(33)解耦,将 $K_{\text{pr}}(x, u(t), \dot{u}(t))$ 仿射为两个多项式矩阵相乘的函数,且其中一个多项式矩阵为 $P_{\text{pr}}(u(t))$,建立非线性多项式状态反馈控制律^[16]

$$\begin{aligned} u_\tau &= K_{\text{pr}}(x, u(t), \dot{u}(t))x = \\ &L(x, u(t), \dot{u}(t))P_{\text{pr}}(u(t))x, \end{aligned} \quad (34)$$

其中 $L(x, u(t), \dot{u}(t))$ 为与 x 、 $u(t)$ 和 $\dot{u}(t)$ 相关的多项式矩阵.

将式(34)代入(33),有

$$\begin{bmatrix} \Xi + C^T C P_{\text{pr}}(u(t)) B_1 \\ * & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < 0, \quad (35)$$

$$\Xi = \frac{\partial P_{\text{pr}}(u(t))}{\partial u(t)} \frac{du(t)}{dt} +$$

$$\text{he}(P_{\text{pr}}(u(t))A(x, u(t)) +$$

$$P_{\text{pr}}(u(t))B_2 L(x, u(t), \dot{u}(t))P_{\text{pr}}(u(t))).$$

令 $T(u(t)) = P_{\text{pr}}^{-1}(u(t))$,因 $P_{\text{pr}}(u(t))$ 是正定对称的,故 $T(u(t))$ 也是正定对称的.式(35)左乘和右乘

$$\begin{bmatrix} T(u(t)) & 0 \\ * & I \end{bmatrix}, \text{得}$$

$$\begin{bmatrix} \Gamma + T(u(t))C^T C T(u(t)) & B_1 \\ * & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < 0, \quad (36)$$

$$\Gamma = \text{he}(A(x, u(t))T(u(t)) +$$

$$B_2 L(x, u(t), \dot{u}(t)) +$$

$$T(u(t)) \frac{\partial T^{-1}(u(t))}{\partial u(t)} \frac{du(t)}{dt} T(u(t)).$$

对于式(36),存在 $T(u(t))C^T C T(u(t))$ 和 Γ 中的 $T(u(t)) \frac{\partial T^{-1}(u(t))}{\partial u(t)} \frac{du(t)}{dt} T(u(t))$ 多项式矩阵耦合现象,难以使用SOS求解.

引理2 ^[22] 若对称多项式矩阵 $T(u(t))$ 非奇异,则

$$\frac{\partial T^{-1}(u(t))}{\partial u(t)} = -T^{-1}(u(t)) \frac{\partial T(u(t))}{\partial u(t)} T^{-1}(u(t)). \quad (37)$$

由式(37)易知

$$T(u(t)) \frac{\partial T^{-1}(u(t))}{\partial u(t)} \frac{du(t)}{dt} T(u(t)) = -\frac{\partial T(u(t))}{\partial u(t)} \frac{du(t)}{dt}. \quad (38)$$

将式(38)代入(36),有

$$\begin{bmatrix} \Lambda + T(u(t))C^T C T(u(t)) & B_1 \\ * & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < 0, \quad (39)$$

$$\Lambda = \text{he}(A(x, u(t))T(u(t)) + B_2L(x, u(t), \dot{u}(t))) - \frac{\partial T(u(t))}{\partial u(t)} \frac{du(t)}{dt}.$$

利用引理2, $T(u(t)) \frac{\partial T^{-1}(u(t))}{\partial u(t)} \frac{du(t)}{dt} T(u(t))$ 可解耦.

根据Schur补引理^[23], 式(39)等价于

$$\begin{bmatrix} \Lambda & B_1 & T(u(t))C^T \\ * & -\gamma^2 I & 0 \\ * & * & -I \end{bmatrix} < 0. \quad (40)$$

式(40)中所有的矩阵都表示为与 x 、 $u(t)$ 和 $\dot{u}(t)$ 相关的多项式矩阵, 且矩阵间不存在耦合关系. 因此, 式(40)是一个PLMI, 可以直接利用SOS工具求解, 获得控制器参数 $T(u(t))$ 和 $L(x, u(t), \dot{u}(t))$.

利用引理1将式(40)转换为PLMI-SOS条件可得: 对于满足假设的闭环系统(19), 给定正数 γ , 若存在一个多项式矩阵 $L(x, u(t), \dot{u}(t))$, 一个正定对称多项式矩阵 $T(u(t))$, 适合维度的列向量 ζ 和常数 $\varepsilon > 0$, 使得

$$-\zeta^T \left(\begin{bmatrix} \Lambda & B_1 & T(u(t))C^T \\ * & -\gamma^2 I & 0 \\ * & * & -I \end{bmatrix} - \varepsilon I \right) \zeta \in \Sigma_{\text{SOS}}, \quad (41)$$

$$\Lambda = \text{he}(A(x, u(t))T(u(t)) + B_2L(x, u(t), \dot{u}(t))) - \frac{\partial T(u(t))}{\partial u(t)} \frac{du(t)}{dt},$$

则由式(41)可解得 $L(x, u(t), \dot{u}(t))$ 和 $T^{-1}(u(t))$, 状态反馈控制器(34)重写为

$$u_\tau = L(x, u(t), \dot{u}(t))T^{-1}(u(t))x. \quad (42)$$

式(42)可保证闭环系统(19)渐近稳定且具有 H_∞ 性能.

3 仿真分析

通过Matlab软件仿真验证NPV H_∞ 艏向控制方法的优越性能. 考虑执行器饱和, 将系统控制输入 u_τ 约束在 $[-15, 15]$ N·m, 系统 H_∞ 性能指标 $\gamma = 0.4$. 仿真基于的实船基本参数为: 船长 $l = 1.18$ m, 船宽 $b = 0.36$ m, 平均吃水 $d = 0.03$ m, 质量 $m = 8.46$ kg. NPV 艏向模型(15)参数辨识为: $c_1 = 8.90032$ m, $c_2 = -6.55319$ N·m/kg, $c_3 = 4.49484$ N·m/kg.

图2为NPV H_∞ 艏向控制框图. 为保证式(40)严格成立, 式(41)中的 ε 通常为一个足够小的正数, 取 $\varepsilon = 1 \times 10^{-6}$. q-LPV状态反馈控制器的求解变量为: 艏向角速度 r 凸包上下界为 $[-0.85\pi, 0.85\pi]$ rad/s, 纵荡速度 u 凸包上下界为 $[0, 3]$ m/s. 最终解得的q-LPV

控制器为 $u_\tau = -14.9147r + 6.2837\psi_e$.

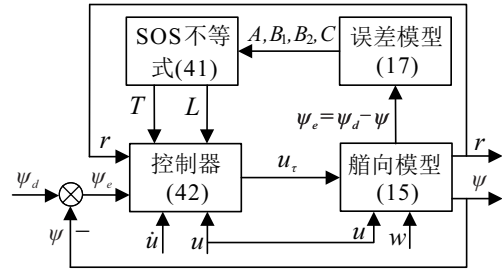


图2 NPV H_∞ 艏向控制

3.1 NPV控制器求解

利用SOS工具求解PLMI-SOS条件(41), 得

$$T(u(t)) = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix},$$

$$L(x, u(t), \dot{u}(t)) = [L_{11} \quad L_{12}], \quad (43)$$

$$T_{11} = 1.4634 \times 10^{-10} u^2 + 2.5325 \times 10^{-7} u + 6.0889,$$

$$T_{12} = T_{21} = -2.7556 \times 10^{-12} u^2 + 5.781 \times 10^{-7} u + 1.4312,$$

$$T_{22} = 7.5798 \times 10^{-7} u^2 - 1.149 \times 10^{-7} u + 1.5715,$$

$$L_{11} = 28.6529 u^2 - 0.0018 u \dot{u} + 7.6695 \times 10^{-7} u r - 1.5247 \times 10^{-6} u \psi_e - 6.0738 \dot{u}^2 -$$

$$4.4985 \times 10^{-7} \dot{u} r + 9.0237 \times 10^{-8} \dot{u} \psi_e - 32.3464 r^2 + 2.9214 \times 10^{-7} r \psi_e - 6.0740 \psi_e^2 -$$

$$45.6606 u - 0.0029 \dot{u} - 4.6350 \times 10^{-7} r + 7.3865 \times 10^{-7} \psi_e - 11.7326,$$

$$L_{12} = 9.3787 u^2 + 6.8777 \times 10^{-6} u \dot{u} - 3.8572 \times 10^{-12} u r - 1.1360 \times 10^{-11} u \psi_e -$$

$$1.1572 \times 10^{-7} \dot{u}^2 - 4.1736 \times 10^{-14} \dot{u} r + 7.2885 \times 10^{-14} \dot{u} \psi_e - 6.4331 r^2 -$$

$$4.7883 \times 10^{-14} r \psi_e - 3.0867 \times 10^{-16} \psi_e^2 - 12.6583 u - 0.0004 \dot{u} - 1.4817 \times 10^{-8} r +$$

$$4.4641 \times 10^{-9} \psi_e + 3.7749.$$

3.2 非线性艏向 ψ 控制性能分析

系统非线性特性主要受式(15)中的 $c_3 r^3$ 影响, 为分析不同非线性下的控制性能, 令外部干扰 $\omega = 0$, 给定动态期望艏向输入 $\psi_d = \pi/3 + 0.4 \sin(\alpha_1 t)$ rad^[4], 初始艏向角 $\psi_0 = \pi/3$ rad, 纵荡速度 $u = 0.7$ m/s, 纵荡加速度 $\dot{u} = 0$ m/s², 分别取 $\alpha_1 = 0.05, 0.1$ 和 0.2 表示不同的动态 ψ_d . 因为 $r = \dot{\psi}$, 系统跟踪希望 $\psi = \psi_d$,

所以 $r = \dot{\psi}_d = 0.4\alpha_1 \cos(\alpha_1 t)$ rad/s. 图3为不同 α_1 下的艏向 ψ 响应.

图3(a)~(c)分别为 $\alpha_1 = 0.05, 0.1, 0.2$ 时 ψ 响应. 由图3可知, NPV和q-LPV控制器的跟踪响应都出现滞后现象,这是由于系统在跟踪动态 ψ_d 时存在一定调节时间,滞后时间与调节时间成正比关系. 当 α_1 分别取 $0.05, 0.1, 0.2$ 时, q-LPV控制器在 $\psi = \pi/3$ rad时的系统滞后时间分别为 1.85 s, 1.73 s和 1.47 s, 最大跟踪艏向角误差分别为 0.015 rad, 0.052 rad和 0.135 rad, 而NPV控制器在 $\psi = \pi/3$ rad时的系统滞后时间分别为 0.59 s, 0.60 s和 0.61 s, 最大跟踪艏向角误差分别为 0.001 rad, 0.001 rad和 0.002 rad. 无论 α_1 取何值, NPV控制器的滞后时间和跟踪艏向角误差都比q-LPV控制器的要小. 此外,随着 α_1 的增大, q-LPV系统极大增加了跟踪艏向角误差,而NPV系统的性能几乎不受 α_1 变化的影响. 因此,面对USV在不同转艏运动时引起的转艏非线性现象, NPV控制器都比q-LPV具有更快的系统响应、更小的跟踪误差和更强的鲁棒性,可以快速、精准地跟踪期望艏向 ψ_d .

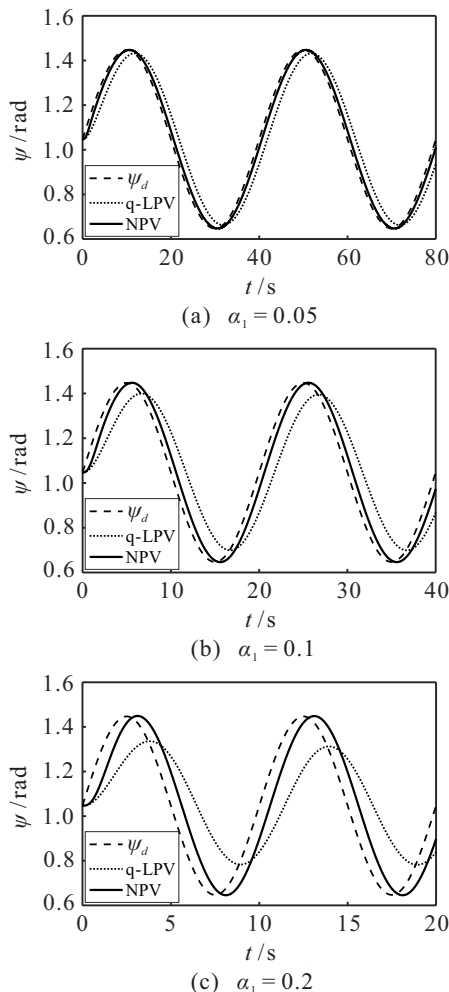


图3 不同转艏运动的艏向 ψ 响应

3.3 时变参数 $u(t)$ 艏向 ψ 控制性能分析

在外部干扰 $\omega = 0$ 时, 给定 $\psi_d = \pi/3$ rad, $\psi_0 = 0$ rad, 时变纵荡速度 $u(t) = \sin(\alpha_2 t) + 1$ m/s^[24], 时变纵荡加速度 $\dot{u}(t) = \alpha_2 \cos(\alpha_2 t)$ m/s², 分别取 $\alpha_2 = 0.1, 0.5, 1.5$ 和 2.5 , 表示USV以不同变化率的 $u(t)$ 航行引起模型参数摄动的现象. 图4为 $\alpha_2 = 1.0$ 时系统响应, 图5为不同动态纵荡速度 $u(t)$ 下的系统响应.

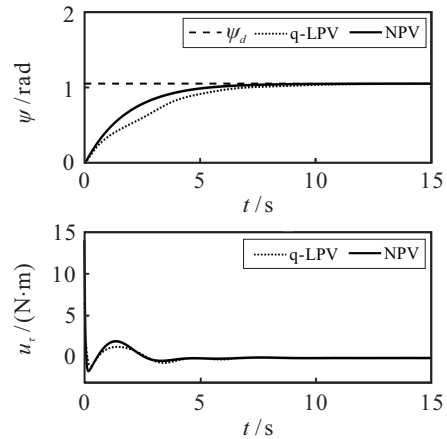


图4 $\alpha_2 = 1.0$ 时系统响应

由图4可知, LPV控制器作用下的系统跟踪过程中出现明显波动, 而NPV控制器使系统在跟踪过程中保持平滑. 因此, 相对于q-LPV控制器, NPV控制器可以更好地抑制时变 $u(t)$ 引起系统参数变化现象.

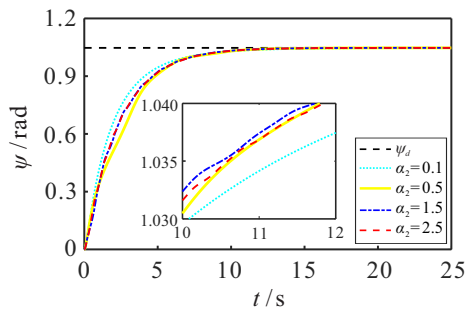
图5(a)、(b)分别为q-LPV、NPV艏向 ψ 响应, 图5(c)、(d)分别为q-LPV、NPV艏向角速度 r 响应. 对比图5(a)~(d)发现, 在q-LPV和NPV控制方法下, 艏向 ψ 均能在 10 s内调整至 ψ_d 并保持稳定. 然而, 随着 α_2 逐渐增大, q-LPV和NPV系统在跟踪过程中呈现出不同程度的波动. 相比于q-LPV控制器, NPV控制器作用下, 系统输出 ψ 响应和系统状态 r 响应产生的波动更小. 因此, NPV控制器可以更好地抑制 $u(t)$ 带来的模型参数摄动现象, 具有更强的鲁棒性.

3.4 抗外部干扰性能分析

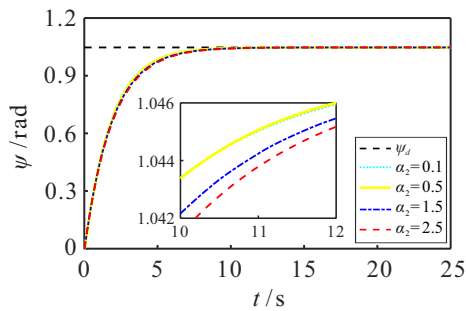
USV在航行过程中常受到风、浪、流的干扰, 通过定义外部干扰^[23] $\omega = -0.3 \sin(2t) \cos(2.3t)$ 模拟真实航行环境. 给定期望艏向角 $\psi_d = \pi/3$ rad, $0 \leq t < 30$ s; $\psi_d = 0$ rad, $30 \leq t < 60$ s; $\psi_d = \pi/3$ rad, $60 \leq t < 90$ s. 初始艏向角 $\psi_0 = 0$ rad. 时变纵荡速度 $u(t) = \sin(t) + 1$ m/s, 纵荡加速度 $\dot{u}(t) = \cos(t)$ m/s².

图6为扰动下的艏向 ψ 响应, NPV控制器作用下的系统调节时间和稳态误差分别为 4.49 s, ± 0.016 rad; q-LPV分别为 6.24 s, ± 0.024 rad. 因此, 对于存在外部干扰的情况, NPV控制器下的系统调节

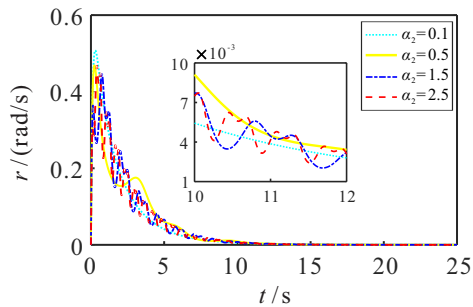
时间更短,稳态误差更小,对外界干扰具有更强的鲁棒性。



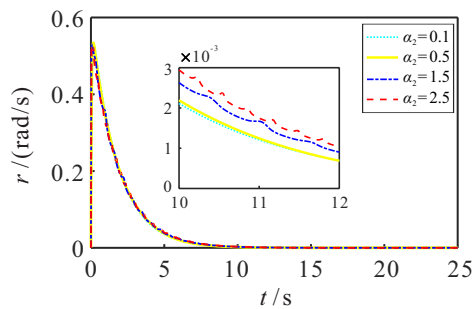
(a) q-LPV 艏向 ψ 响应



(b) NPV 艏向 ψ 响应



(c) q-LPV 艏向角速度 r 响应



(d) NPV 艏向角速度 r 响应

图5 不同动态纵荡速度 $u(t)$ 下的系统响应

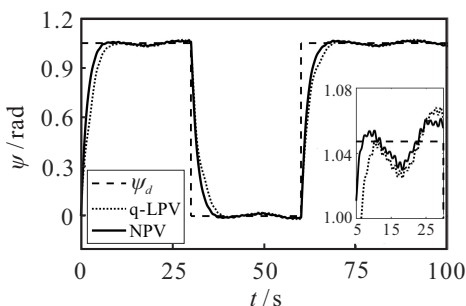


图6 扰动下艏向 ψ 响应

4 结论

考虑水流冲击引起USV模型转艏非线性特点,本文建立了一种基于转艏的NPV艏向模型,也是Norrbin模型和LPV模型的一种拓展形式.并提出了一种NPV H_∞ 艏向控制方法,通过构造状态与参数及其导数相关的Lyapunov函数,推导出控制器求解的NLMI条件,并采用多项式矩阵代替NLMI中的非线性矩阵,进一步将NLMI转化为PLMI-SOS条件,求解控制器参数.该控制方法无需对NPV模型进行线性化处理,充分考虑了转艏运动的非线性时变特点,提高了USV艏向控制系统性能.仿真结果表明:

1) 转艏角速度 r 变化越大,模型呈现出的非线性特性越强.无论 r 如何变化,NPV方法都比q-LPV有更快的系统响应,更小的跟踪误差和更强的鲁棒性.

2) 当时变纵荡速度 $u(t)$ 引起系统参数摄动时,相比于q-LPV, NPV H_∞ 控制器能更好地抑制参数摄动,提供 stronger 的鲁棒性,提高系统的动态性能.

参考文献(References)

- [1] 刘志全, 褚振忠. 基于ESO的船舶航向鲁棒自适应控制[J]. 控制与决策, 2022, 37(8): 2157-2162.
(Liu Z Q, Chu Z Z. NESO based ship heading robust adaptive control[J]. Control and Decision, 2022, 37(8): 2157-2162.)
- [2] Huang Y, Shi X, Huang W, et al. Internal model control-based observer for the sideslip angle of an unmanned surface vehicle[J]. Journal of Marine Science and Engineering, 2022, 10(4): 470.
- [3] Fossen T I, Lekkass A M. Direct and indirect adaptive integral line-of-sight path-following controllers for marine craft exposed to ocean currents[J]. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, 2017, 31(4): 445-463.
- [4] Gonzalez-Garcia A, Castañeda H. Guidance and control based on adaptive sliding mode strategy for a USV subject to uncertainties[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2021, 46(4): 1144-1154.
- [5] Alfi A, Shokrzadeh A, Asadi M. Reliability analysis of H_∞ control for a container ship in way-point tracking[J]. Applied Ocean Research, 2015, 52: 309-316.
- [6] Huang Y W, Liu Z Y, Huang W C, et al. Robust H_∞ control for nonlinear course system of unmanned surface vessel with polytopic uncertainty based on sum of squares[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2021, 43(2): 390-399.
- [7] Fossen T I. Handbook of marine craft hydrodynamics and motion control[M]. Chichester: Wiley, 2011.

- [8] 熊俊峰, 李德才, 何玉庆, 等. 喷水推进式水面机器人 H_∞ 鲁棒航向跟踪控制[J]. 控制理论与应用, 2019, 36(2): 165-174.
(Xiong J F, Li D C, He Y Q, et al. Robust H_∞ yaw tracking control of a water-jet propulsion unmanned surface vehicle[J]. Control Theory & Applications, 2019, 36(2): 165-174.)
- [9] Skulstad R, Li G, Fossen T I, et al. A co-operative hybrid model for ship motion prediction[J]. Modeling, Identification and Control, 2021, 42(1): 17-26.
- [10] Alexandersson M, Mao W G, Ringsberg J W. System identification of vessel manoeuvring models[J]. Ocean Engineering, 2022, 266: 112940.
- [11] Ross A, Perez T, Fossen T I. A novel manoeuvring model based on low-aspect-ratio lift theory and Lagrangian mechanics[J]. IFAC Proceedings Volumes, 2007, 40(17): 229-234.
- [12] Rugh W J, Shamma J S. Research on gain scheduling[J]. Automatica, 2000, 36(10): 1401-1425.
- [13] 江未来, 董朝阳, 王通, 等. 变体飞行器平滑切换LPV鲁棒控制[J]. 控制与决策, 2016, 31(1): 66-72.
(Jiang W L, Dong C Y, Wang T, et al. Smooth switching LPV robust control for morphing aircraft[J]. Control and Decision, 2016, 31(1): 66-72.)
- [14] Robles R, Sala A, Bernal M. Performance-oriented quasi-LPV modeling of nonlinear systems[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2019, 29(5): 1230-1248.
- [15] Olivier S, Damiano R. Emerging approaches for nonlinear parameter varying systems[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2021, 31(17): 8121-8123.
- [16] Fu R, Zeng J P, Duan Z S. H_∞ mixed stabilization of nonlinear parameter-varying systems[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2018, 28(17): 5232-5246.
- [17] Zhu P F, Zeng J P. Observer-based control for nonlinear parameter-varying systems: A sum-of-squares approach[J]. ISA Transactions, 2021, 111: 121-131.
- [18] Golding B, Ross A, Fossen T I. Identification of nonlinear viscous damping for marine vessels[J]. IFAC Proceedings Volumes, 2006, 39(1): 332-337.
- [19] Liu Z Q, Chu R T. Robust adaptive heading control for a surface vessel with drift angles[J]. Ocean Engineering, 2020, 205: 107310.
- [20] 俞立. 鲁棒控制: 线性矩阵不等式处理方法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.
(Yu L. Robust control: A method to deal with linear matrix inequalities[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2002.)
- [21] 周燕茹, 曾建平. 航天器姿态机动的非线性鲁棒 H_∞ 控制方法[J]. 控制与决策, 2017, 32(4): 625-631.
(Zhou Y R, Zeng J P. Nonlinear robust H_∞ control for spacecraft attitude maneuver[J]. Control and Decision, 2017, 32(4): 625-631.)
- [22] Lam H K, Liu C, Wu L G, et al. Polynomial fuzzy-model-based control systems: Stability analysis via approximated membership functions considering sector nonlinearity of control input[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2015, 23(6): 2202-2214.
- [23] Huang Y W, Lin T, Huang W C. Extended bounded real lemma based sum of squares for static output feedback H_∞ heading control[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2022, 32(14): 7879-7895.
- [24] 熊俊峰, 何玉庆, 韩建达, 等. 基于LPV模型的水面机器人鲁棒航向控制[J]. 系统仿真学报, 2020, 32(8): 1598-1605.
(Xiong J F, He Y Q, Han J D, et al. Robust heading control of an unmanned surface vehicle based on LPV model[J]. Journal of System Simulation, 2020, 32(8): 1598-1605.)

作者简介

黄宴委(1976—), 男, 教授, 博士, 从事运动控制、鲁棒控制等研究, E-mail: sjtu_huanghao@fzu.edu.cn;

黄鹏(1998—), 男, 硕士生, 从事非线性系统鲁棒控制的研究, E-mail: peng_h_fzu@163.com.