

控制与决策

Control and Decision

输入受限下自主水下航行器路径跟踪的级联控制

陈子印, 张利军, 林喆, 梁晓玲

引用本文:

陈子印, 张利军, 林喆, 等. 输入受限下自主水下航行器路径跟踪的级联控制[J]. *控制与决策*, 2021, 36(12): 2964–2972.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0411>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

[航天器输入受限的鲁棒自适应姿态跟踪控制](#)

Robust adaptive attitude tracking control of spacecraft with constrained inputs

控制与决策. 2021, 36(9): 2297–2304 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0013>

[输出误差约束下四旋翼无人机预定性能反步控制](#)

Prescribed performance backstepping control for quadrotor UAV with output error constraint

控制与决策. 2021, 36(5): 1059–1068 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1249>

[基于变速趋近律的Buck型变换器抗扰动控制](#)

Disturbance rejection control of Buck converters based on variable rate reaching law

控制与决策. 2021, 36(4): 893–900 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1073>

[纵向速度和艏向角受限的水面艇有限时间协同路径跟踪](#)

Finite-time cooperative path following of surface vessels with surge velocity and yaw angle constraints

控制与决策. 2021, 36(2): 363–370 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0977>

[一种反向递推正弦干扰观测器的设计方法](#)

Design method of reverse recursive sinusoidal disturbance observer

控制与决策. 2021, 36(2): 403–410 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0769>

输入受限下自主水下航行器路径跟踪的级联控制

陈子印^{1†}, 张利军², 林喆¹, 梁晓玲³

(1. 中国空间技术研究院 北京空间机电研究所, 北京 100093; 2. 西北工业大学 航海学院, 西安 710072;
3. 大连海事大学 轮机工程学院, 辽宁 大连 116026)

摘要: 针对自主水下航行器的路径跟踪控制问题, 首先, 将基于路径坐标系和虚拟向导概念建立的跟踪误差方程转换成一种新的级联系统表示形式, 该级联系统由一个位置误差名义系统和与之级联的速度和航向误差子系统组成, 与常规控制器求解相比, 解耦了位置误差与速度和航向误差子系统; 其次, 利用滤波反步法对速度和航向子系统进行求解, 避免了反步法对虚拟控制量解析求导引起的“计算膨胀”的不足, 并通过构造辅助系统对滤波误差和输入受限下的控制量残差进行补偿, 基于李雅普诺夫稳定性理论保证了速度和航向子系统的有界收敛; 再次, 通过级联系统理论证明闭环跟踪误差系统所有信号的一致最终有界; 最后, 通过仿真实验验证所提级联控制的有效性。

关键词: 自主水下航行器; 路径跟踪; 级联系统; 滤波反步法; 输入受限; 持续激励

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2020.0411

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



引用格式: 陈子印, 张利军, 林喆, 等. 输入受限下自主水下航行器路径跟踪的级联控制[J]. 控制与决策, 2021, 36(12): 2964-2972.

Path-following control of an AUV in cascade under input saturation

CHEN Zi-yin^{1†}, ZHANG Li-jun², LIN Zhe¹, LIANG Xiao-ling³

(1. Beijing Institute of Space Mechanics and Electricity, China Academy of Space Technology, Beijing 100093, China;
2. School of Marine Science and Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China; 3. College of Marine Engineering, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China)

Abstract: This paper solves the path-following control problem of an autonomous underwater vehicle (AUV). Firstly, the path-following error dynamic is established with the concept of path coordinate frame and virtual target, and then transformed into a novel cascade form, which consists of two subsystems cascaded with the interconnection function, one is a position tracking error subsystem and the other is a surge speed and yaw angle tracking error subsystem, and the cascade form decouples the position tracking error subsystem from the surge speed and yaw angle tracking error subsystem compared to the traditional solution. Then, command filtered backstepping is adopted to stabilize the surge speed and yaw angle subsystem, which can avoid the complexity and explosion in computing the analytic derivatives of virtual controls, and the filtered tracking errors and input saturation bias are compensated through constructing an auxiliary system with guaranteed bounded stability under Lyapunov theorem. Further, it can be proven that all the signals in the closed-loop are uniformly ultimately bounded. Finally, the simulation results show the effectiveness of the proposed scheme.

Keywords: autonomous underwater vehicle (AUV); path-following; cascade system; command filtered backstepping; input saturation; persistence of excitation (PE)

0 引言

近年来, 针对欠驱动系统的路径跟随控制问题的研究成为热点, 受到学者广泛关注. 相比于轨迹跟踪中“虚拟船”的概念, 路径跟随中的“虚拟向导”不具有具体动力学模型, 不易受外界干扰, 使得跟踪系统具有良好的鲁棒性, 且由于没有严格的时间约束, 易于工程实现^[1]. 与移动机器人路径跟随最大的

不同是, AUV 和水面船的合速度方向与运动方向存在漂角, 且控制器设计不仅要依靠运动学, 还需要扩展到动力学, 自身存在的时变非线性和耦合的流体力学等特性增加了控制器的设计难度^[2].

随着基于李雅普诺夫稳定性理论的控制迭代求解方法的不断发展, 最具代表性的是适用于一类可转换成下三角形式的非线性系统的反步法, 其优

收稿日期: 2020-04-12; 修回日期: 2020-06-22.

基金项目: 国家重点研发计划项目(2016YFB0500702).

责任编辑: 王燕舞.

[†]通讯作者. E-mail: chenzyin_heu@163.com.

点是能够通过迭代构造李雅普诺夫能量函数求解控制输入^[3]. 构造的李雅普诺夫函数能够保证系统的全局稳定,但是逐级迭代会导致最终控制律形式较为复杂^[4-7]. 级联系统^[8-9]在此基础上被提出,目的是解耦控制器设计,利用状态反馈或者坐标变换可以将很多非线性系统转换为级联形式^[10]. 级联控制最先用于解决非完整的轮式移动机器人的跟踪控制问题^[11],然后推广到水面船和AUV. 文献[12]利用坐标变换将水面船的路径跟踪问题转化为级联系统进行设计,但误差定义形式在 $\psi_e = \pm \frac{\pi}{2}$ 处存在奇异值. 文献[13-14]分别基于视线法设计了级联控制器,实现了对直线路径 κ 指数的稳定跟踪控制,但未讨论对曲线的跟踪控制.

为克服常规反步法递推过程中对虚拟控制信号求导而导致“计算膨胀”的不足,文献[15]提出动态面控制方法,采用差分运算避免了直接对虚拟信号解析求导的繁琐过程,但差分过程对测量噪声具有放大作用,会降低控制器性能. 因此文献[16]提出基于二阶滤波过程的反步法,采用二阶滤波器逼近虚拟控制及其导数信号,并应用于移动机器人^[17]、电机控制^[18]、AUV跟踪控制^[19]中. 实际应用中由于执行器具有输出限幅,不考虑控制器输出信号饱和下的系统性能往往会实际系统的性能,甚至导致系统失稳^[20].

本文主要贡献体现在以下几方面: 1) 建立AUV水平面路径跟随误差的级联形式,将位置跟踪误差与姿态跟踪误差进行解耦,避免由运动学反推到动力学控制器时导致控制器形式复杂的情况^[4-7]; 2) 利用滤波反步法设计姿态控制器,基于稳定性理论构建辅助信号并通过反馈回路对滤波误差及饱和偏差进行补偿; 3) 基于级联系统理论,给出AUV路径跟随系统闭环信号一致最终有界稳定的充分条件并进行验证.

1 控制问题描述

1.1 欠驱动AUV数学模型

忽略横摇运动对水平面运动的影响,建立如下三自由度水平面运动模型^[19]:

动力学方程表示为

$$\begin{cases} \dot{u} = \underbrace{\frac{m_2}{m_1}vr + \frac{d_1}{m_1}u}_{f_u} + \frac{1}{m_1}u_1; \\ \dot{v} = \underbrace{-\frac{m_1}{m_2}ur + \frac{d_2}{m_2}v}_{f_v}; \\ \dot{r} = \underbrace{\frac{m_1 - m_2}{m_3}uv + \frac{d_3}{m_3}r}_{f_r} + \frac{1}{m_3}u_2; \\ \dot{u}_i = -c_i u_i + \text{sat}(\tau_i), i = 1, 2. \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$\begin{aligned} m_1 &= m - X_{\dot{u}}, m_2 = m - Y_{\dot{v}}, \\ m_3 &= I_z - N_{\dot{r}}, d_1 = -X_u - X_{u|u}|u|, \\ d_2 &= -Y_v - Y_{v|v}|v|, d_3 = -N_r - N_{r|r}|r|. \end{aligned}$$

这里 m 和 $m_{(\cdot)}$ 分别为AUV的质量和附加质量参数; I_z 为AUV绕 z 轴的转动惯量; $X_{(\cdot)}$ 、 $Y_{(\cdot)}$ 和 $N_{(\cdot)}$ 为粘性水动力系数; $d_{(\cdot)}$ 为非线性阻尼项; u 、 v 和 r 分别为载体坐标系下纵向速度、横向速度和艏摇角速度;信号 u_1 和 u_2 为控制输入. 式(1)中最后一个方程代表执行机构响应动态, $c_i(i = 1, 2)$ 为执行机构机电时间常数, $\text{sat}(\tau_i)(i = 1, 2)$ 为具有饱和约束的纵向推力和转舵力矩.

饱和约束定义为

$$\text{sat}(\tau_i) = \begin{cases} \text{sign}(\tau_i)\bar{\tau}_i, \tau_i \geq \bar{\tau}_i; \\ \tau_i, |\tau_i| < \bar{\tau}_i. \end{cases} \quad (2)$$

其中: $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数, $\bar{\tau}_i(i = 1, 2)$ 为控制信号 τ_i 的上限.

运动学方程表示为

$$\begin{cases} \dot{x} = v_t \cos \psi_w, \\ \dot{y} = v_t \sin \psi_w, \\ \dot{\psi} = r + \dot{\beta}. \end{cases} \quad (3)$$

其中: x 和 y 为固定坐标系下AUV的位置坐标; v_t 为合速度,定义为 $v_t = \sqrt{u^2 + v^2}$; $\psi_w = \psi + \beta$, ψ 为AUV的艏向,漂角 β 为AUV的纵向速度 u 与合速度 v_t 间的夹角,定义为 $\beta = \arctan(v/u)$.

1.2 路径跟随误差的级联形式

图1中给出了AUV路径跟随坐标系定义, $\{I\}$ 、 $\{B\}$ 和 $\{F\}$ 分别表示固定坐标系、载体坐标系和路径坐标系. Q 点为AUV的质心位置, P 点为期望路径上的虚拟向导点,虚拟向导点 P 处沿期望路径切线方向与 x 轴的夹角定义为 ψ_F . 对于给定期望路径上 P 点坐标为 $x_d(\mu)$ 和 $y_d(\mu)$, $\mu \in R$ 为路径参数,则旋转角度定义为

$$\psi_F = \arctan \left(\frac{y'_d(\mu)}{x'_d(\mu)} \right). \quad (4)$$

其中: $x'_d = \frac{dx_d}{d\mu}$, $y'_d = \frac{dy_d}{d\mu}$.

定义期望上虚拟向导点 P 在固定坐标系 $\{I\}$ 下的位置向量为 $\eta_d^n = [x_d(\mu), y_d(\mu)]^T$,AUV当前位置点 Q 在坐标系 $\{I\}$ 下的位置向量为 $\eta^n = [x, y]^T$, Q 点相对 P 点的偏差既可以在固定坐标系 $\{I\}$ 下表示为 $\eta_e^n = \eta^n - \eta_d^n$,也可以在 $\{F\}$ 坐标系下表示为 $\varepsilon = [\varepsilon_1, \varepsilon_2]^T$,两者的转换关系为

$$\varepsilon = R_F^n \eta_e^n. \quad (5)$$

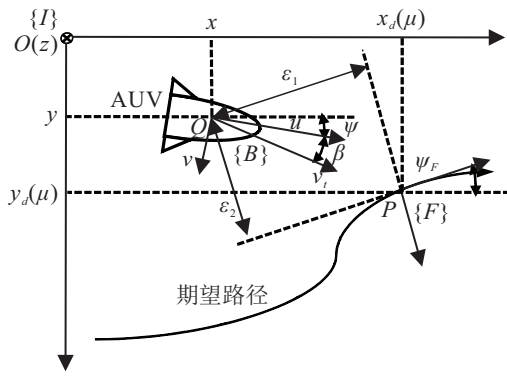


图1 AUV路径跟随坐标系示意图

由路径坐标系 $\{F\}$ 到固定坐标系 $\{I\}$ 的旋转矩阵 R_F^n 定义为

$$R_F^n = \begin{bmatrix} \cos \psi_F & -\sin \psi_F \\ \sin \psi_F & \cos \psi_F \end{bmatrix}. \quad (6)$$

对式(5)两边求导,得

$$\dot{\varepsilon} = S^T(r_F)R_F^{nT}\dot{\eta}_e^n + R_F^{nT}(\dot{\eta}^n - \dot{\eta}_d^n). \quad (7)$$

其中: $r_F = \dot{\psi}_F$, 矩阵 $S(r_F)$ 定义为

$$S(r_F) = \begin{bmatrix} 0 & -r_F \\ r_F & 0 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

将式(3)和(5)代入(7)整理得

$$\dot{\varepsilon} = S^T(r_F)\varepsilon + R_F^{nT} \left(\begin{bmatrix} v_t \cos \psi_w \\ v_t \sin \psi_w \end{bmatrix} - R_F^n \begin{bmatrix} \dot{s} \\ 0 \end{bmatrix} \right), \quad (9)$$

其中 \dot{s} 为路径坐标系下虚拟向导点 P 沿路径切线方向上的移动速度.

将式(9)展开,进一步整理得

$$\dot{\varepsilon} = S^T(r_F)\varepsilon + \begin{bmatrix} v_t - \dot{s} \\ 0 \end{bmatrix} + v_t R_F^{nT} \begin{bmatrix} (\cos \psi_e - 1) \cos \psi_F - \sin \psi_e \sin \psi_F \\ \sin \psi_e \cos \psi_F + (\cos \psi_e - 1) \sin \psi_F \end{bmatrix}, \quad (10)$$

其中 $\psi_e = \psi_w - \psi_F$.

式(10)进一步整理为

$$\dot{\varepsilon} = S^T(r_F)\varepsilon + \begin{bmatrix} v_t - \dot{s} \\ 0 \end{bmatrix} + R_F^{nT} B h(\psi_e) \psi_e. \quad (11)$$

其中

$$B = v_t \begin{bmatrix} -\cos \psi_F & -\sin \psi_F \\ -\sin \psi_F & \cos \psi_F \end{bmatrix},$$

$$h(\psi_e) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_0^1 \sin(\tau \psi_e) d\tau \\ \int_0^1 \cos(\tau \psi_e) d\tau \end{bmatrix}.$$

考虑 \dot{s} 为虚拟向导点 P 沿路径的切向移动速度, 可作为系统的辅助输入设计为

$$\dot{s} = v_t - u_e + k_0 \varepsilon_1. \quad (12)$$

其中: $k_0 > 0$; $u_e = u - u_d$, u_d 为 AUV 期望纵向速度.

将式(12)代入(11)得

$$\dot{\varepsilon} = K\varepsilon + G \begin{bmatrix} u_e \\ \psi_e \end{bmatrix}. \quad (13)$$

其中

$$K = \begin{bmatrix} -k_0 & r_F \\ -r_F & 0 \end{bmatrix},$$

$$G = R_F^{nT} [A \quad B h(\psi_e)], \quad A = \begin{bmatrix} \cos \psi_F \\ \sin \psi_F \end{bmatrix}.$$

根据式(1), u_e 和 ψ_e 的动态特性可以表示为

$$\begin{cases} \dot{u}_e = \dot{u} - \dot{u}_d, \\ \dot{\psi}_e = r - r_d. \end{cases} \quad (14)$$

其中 $r_d = r_F - \dot{\beta}$.

由式(13)和(14)组成的系统 Σ 可以看作由名义系统和

$$\Sigma_1: \dot{\varepsilon} = K\varepsilon \quad (15)$$

和扰动系统

$$\Sigma_2: \begin{cases} \dot{u}_e = \dot{u} - \dot{u}_d, \\ \dot{\psi}_e = r - r_d, \end{cases} \quad (16)$$

以及关联矩阵 G 构成的级联系统.

这里如果将式(16)系统的输出看作式(13)的扰动输入且关联矩阵为 G , 则式(15)为(13)的零输入形式, 至此得到路径跟随误差方程的级联形式.

假设1^[21] 参考信号 u_d 和 r_F 有界且可导, 其导数 \dot{u}_d 和 \dot{r}_F 有界, 并满足如下条件:

$$1) |u_d(t)| \geq \sigma_u,$$

$$2) \int_{t_0}^t r_F^2(\tau) d\tau \geq \sigma_r(t - t_0), \forall 0 \leq t_0 \leq t < \infty.$$

其中: $\sigma_r > 0$, $\sigma_u > 0$.

注1 文献[12]中得到的级联模型在 $z_e = 0$ 和 $\psi_e = \pm \frac{\pi}{2}$ 处无定义, 虽然文中假设 $z_e(t) > 0$ 且 $|\psi_e| < \frac{\pi}{2}$, 但是如果初始时刻为 $\psi_e = \pm \frac{\pi}{2}$, 则系统会产生奇异值导致系统发散. 因此, 与文献[12]中得到的级联形式相比, 本文变换过程不存在 $\psi_e = \pm \frac{\pi}{2}$ 处的奇异值点, 不会导致系统在 $\psi_e = \pm \frac{\pi}{2}$ 处失稳.

注2 在由运动学控制器到动力学控制器求解过程中, 现有文献大多基于位置误差反推姿态误差的虚拟控制量形式如下:

1) 文献[2]中采用“接近角”的概念, 设计 ψ_e 的虚拟控制量为 $\delta(\varepsilon_2) = -\psi_a \frac{e^{2k_\delta \varepsilon_2} - 1}{e^{2k_\delta \varepsilon_2} + 1}$, 其中 $k_\delta > 0$, $0 < \psi_a < \frac{\pi}{2}$, 满足 $\varepsilon_2 \delta(\varepsilon_2) \leq 0$ 条件成立;

2) 文献[22]中采用“视线角”的概念,设计 ψ_e 的虚拟控制量为 $\psi_e = -\arcsin\left(\frac{\varepsilon_2}{\sqrt{\varepsilon_2^2 + \Delta^2}}\right)$,其中 Δ 定义为前视距离,满足 $\varepsilon_2\psi_e \leq 0$ 条件成立;

3) 文献[4-5]中设计 ψ_e 的虚拟控制量为 $\alpha_1 = -c_1\varepsilon_2$,其中 $c_1 > 0$,满足 $\varepsilon_2\frac{\sin\psi_e}{\psi_e}\alpha_1 \leq 0$ 条件成立.

以上通过构造位置误差系统的李雅普诺夫函数,进而得到姿态误差的等价虚拟控制量,虚拟控制量中含有位置跟踪误差信息,无法避免地将位置误差与姿态误差耦合在一起,求解过程较为复杂.而转换成级联系统的形式能够更好地利用误差系统的自身特性,将位置误差与姿态误差解耦单独设计.

注3 本节将传统的路径跟踪中误差系统转化成由名义系统 Σ_1 与扰动系统 Σ_2 以及关联矩阵 G 构成的级联形式,将对 $[\varepsilon_1, \varepsilon_2]^T$ 的镇定解耦为对 $[u_e, \psi_e]^T$ 的镇定,然后通过级联理论保证闭环系统的稳定性,避免了直接构造 $[\varepsilon_1, \varepsilon_2]^T$ 的李雅普诺夫能量函数迭代求解控制器导致的复杂形式.

2 级联系统稳定性理论

现有文献^[9,11]中给出了级联系统的全局渐近稳定性的充分条件,但这一稳定性要求过于严格,对实际动态系统尤其在扰动等不确定性存在时的稳定性很难满足,因此本节结合子系统 Σ_1 和 Σ_2 的稳定性分析,给出级联系统 Σ 闭环信号一致最终有界的稳定性条件.

根据式(13)和(14),定义向量 $x = [\varepsilon_1, \varepsilon_2]^T, y = [u_e, \psi_e]^T$,则级联系统 Σ 可以表示为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{x} = f_1(t, x) + g(t, x, y)y, \\ \dot{y} = f_2(t, y). \end{cases} \quad (17)$$

其中: $x \in R^n, y \in R^m, f_1(t, x)$ 在定义域上连续可导, $f_2(t, y)$ 和 $g(t, x, y)$ 是连续的且分别对 x 和 (x, y) 是局部Lipschitz的.

可以将上述系统 Σ 转换为名义子系统

$$\Sigma_1 : \dot{x} = f_1(t, x) \quad (18)$$

和其级联子系统

$$\Sigma_2 : \dot{y} = f_2(t, y) \quad (19)$$

以及关联项 $g(t, x, y)$ 构成的级联系统.

定理1 对于级联系统(17),闭环信号满足一致最终有界的条件如下:

1) 系统 $\Sigma_1 : \dot{x} = f_1(t, x)$ 全局渐近稳定,且对于任意 $t \geq 0, x \in D_1 \subset R^n$,存在连续可微函数 $E_1(t, x) : R_{\geq 0} \times D_1 \rightarrow R_{\geq 0}$ 满足以下条件:

$$\alpha_1(\|x\|) \leq E_1(t, x) \leq \alpha_2(\|x\|), \quad (20)$$

$$\frac{\partial E_1}{\partial t} + \frac{\partial E_1}{\partial x} f_1(t, x) \leq -\alpha_3(\|x\|), \quad (21)$$

$$\left\| \frac{\partial E_1}{\partial x} \right\| \leq \alpha_4(\|x\|). \quad (22)$$

其中,对于 $t \geq 0$ 和 $x \in D_1$,函数 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 和 α_4 为正定的连续函数.

2) 关联函数 $g(t, x, y)$ 满足

$$\|g(t, x, y)\| \leq \theta_1(\|y\|), \quad (23)$$

其中 θ_1 为定义域 $R_{\geq 0}$ 上的非递减连续函数.

3) 系统 $\Sigma_2 : \dot{y} = f_2(t, y)$ 为全局一致最终有界,对于任意 $t \geq 0$ 和 $y \in D_2 \subset R^m$,存在连续可微函数 $E_2(t, y) : R_{\geq 0} \times D_2 \rightarrow R_{\geq 0}$ 满足以下条件:

$$\beta_1(\|y\|) \leq E_2(t, y) \leq \beta_2(\|y\|), \quad (24)$$

$$\frac{\partial E_2}{\partial t} + \frac{\partial E_2}{\partial y} f_2(t, y) \leq -\beta_3(\|y\|), \quad \forall \|y\| \geq \mu > 0. \quad (25)$$

其中,对于 $t \geq 0$ 和 $y \in D_2$,函数 β_1, β_2 和 β_3 为正定的连续函数.

证明过程略.

注4 根据李雅普诺夫逆定理,对于 Σ_2 系统,存在 $\beta_4 > 0, 0 < \theta_0 < 1$,使得当 $\|y\| \geq \mu = \sqrt{\frac{\beta_4}{\beta_3\theta_0}} > 0$

时, $\frac{\partial E_2}{\partial t} + \frac{\partial E_2}{\partial y} f_2(t, y) \leq 0$ 成立.对于整个级联系统,构造李雅普诺夫函数 $E(t, x, y) = E_1(t, x) + \delta E_2(t, y)$,其中 $\delta = \frac{\alpha_4^2\theta_1^2}{2\alpha_3}$.存在 $\beta_3 > 1$ 和 $0 < \theta_2 < 1$,使得

当 $\|x\| > \sqrt{\frac{2\delta\beta_4}{\alpha_3\theta_2}}$ 时, $\dot{E}(t, x, y) \leq -nE$,其中 $n = \min\left\{\frac{\alpha_3(1-\theta_2)}{2\alpha_2}, \frac{\beta_3-1}{\beta_2}\right\}$.因此,得到级联系统闭环信号的一致最终有界.

注5 由上述定理可以知道,对于如式(17)所示的级联系统,可以单独设计控制器保证子系统 Σ_2 闭环信号稳定,然后通过级联系统理论证明满足定理1的条件,进而保证整个级联系统 Σ 闭环信号稳定.

3 输入受限下的控制系统设计

引理1^[16] 对于连续函数 x^{co} ,其一阶导数形式可以通过如下滤波过程进行逼近:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = -2\zeta\omega_n x_2 - \omega_n^2(x_1 - x^{co}). \end{cases} \quad (26)$$

其中: $x_1 = x^c$ 和 $x_2 = \dot{x}^c$ 分别表示滤波信号及其导数; $0 < \zeta < 1$ 和 $\omega_n > 0$ 分别表示滤波器的阻尼比和自然频率,通过选取 ζ 和 ω_n 能够保证逼近误差足够小,存在常数 $\vartheta = \frac{1}{\omega_n} > 0, l_1 > 0$ 和 $l_2 > 0$ 满足

$$|x_1 - x^{co}| \leq l_1\vartheta, \quad (27)$$

$$|x_2 - \dot{x}^{co}| \leq l_2\vartheta. \quad (28)$$

引理2^[23] 考虑如下线性时变系统:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -a_1 & -a_2\phi(t) & -a_3 & -a_4\phi(t) & \dots \\ \phi(t) & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \phi(t) & 0 \end{bmatrix} x. \quad (29)$$

当 $\phi(t)$ 满足假设 1 中的持续激励条件,且参数 $a_i(i = 1, \dots, n)$ 满足 $\lambda^n + a_1\lambda^{n-1} + \dots + a_{n-1}\lambda + a_n$ 为 Hurwitz, 则该线性时变系统为全局渐近稳定.

根据级联系统理论,将 Σ_2 系统分为如下 S_1 和 S_2 子系统分别设计控制律.

速度误差子系统 S_1 为

$$S_1 : \begin{cases} \dot{u}_e = \dot{u} - \dot{u}_d, \\ \dot{u} = f_u + \frac{1}{m_1}u_1, \\ \dot{u}_1 = -c_1u_1 + \text{sat}(\tau_1). \end{cases} \quad (30)$$

航向误差子系统 S_2 为

$$S_2 : \begin{cases} \dot{\psi}_e = r - r_d, \\ \dot{r} = f_r + \frac{1}{m_3}u_2, \\ \dot{u}_2 = -c_2u_2 + \text{sat}(\tau_2). \end{cases} \quad (31)$$

控制目标: 针对给定参数化路径,基于子系统模型 (30) 和 (31) 设计控制器保证 u_e 和 ψ_e 稳定,进而根据定理 1 证明由式 (13) 和 (14) 构成的级联系统闭环所有信号稳定.

3.1 速度误差子系统控制

定义跟踪误差为

$$u_e = u - u_d, \quad (32)$$

$$z_1 = u_1 - \alpha_1^c. \quad (33)$$

其中: u_d 为期望纵向速度, α_1^c 为 u_1 的虚拟控制量 α_1^{co} 的滤波信号.

定义滤波误差补偿信号为

$$v_1 = u_e - \xi_1, \quad (34)$$

$$v_2 = z_1 - \xi_2. \quad (35)$$

构造滤波误差及饱和和控制量残差补偿环节为

$$\dot{\xi}_1 = -k_1\xi_1 + \frac{1}{m_1}(\alpha_1^c - \alpha_1^{\text{co}}) + \frac{1}{m_1}\xi_2, \quad (36)$$

$$\dot{\xi}_2 = -k_2\xi_2 + d_1. \quad (37)$$

其中: 参数 $k_1 > 0, k_2 > 0$; 初值 $\xi_1(0) = 0, \xi_2(0) = 0$; 控制量残差为 $d_1 = \text{sat}(\tau_1) - \tau_1$, 且存在常数 $\bar{d}_1 > 0$, 使得 $|d_1| \leq \bar{d}_1$.

设计控制信号为

$$\alpha_1^{\text{co}} = m_1(-k_1u_e - f_u + \dot{u}_d), \quad (38)$$

$$\tau_1 = c_1u_1 - k_2z_1 + \dot{\alpha}_1^c - \frac{1}{m_1}v_1. \quad (39)$$

定理 2 考虑子系统模型 (30), 选择滤波器如式

(26), 构造补偿系统如式 (36) 和 (37), 设计控制量形式如式 (38) 和 (39), 则能够保证滤波补偿误差 (34) 和 (35) 渐近稳定及跟踪误差 (32) 和 (33) 有界收敛.

证明 对式 (32) 和 (33) 求导, 并将式 (30) 代入得

$$\dot{u}_e = f_u + \frac{1}{m_1}[\alpha_1^{\text{co}} + (\alpha_1^c - \alpha_1^{\text{co}}) + z_1] - \dot{u}_d, \quad (40)$$

$$\dot{z}_1 = -c_1u_1 + \tau_1 + d_1 - \dot{\alpha}_1^c. \quad (41)$$

将式 (38) 和 (39) 代入整理得

$$\dot{u}_e = -k_1u_e + \frac{1}{m_1}[(\alpha_1^c - \alpha_1^{\text{co}}) + z_1], \quad (42)$$

$$\dot{z}_1 = -k_2z_1 + d_1 - \frac{1}{m_1}v_1. \quad (43)$$

1) 根据式 (34) 和 (35) 构造李雅普诺夫函数

$$V_1 = \frac{1}{2}(v_1^2 + v_2^2), \quad (44)$$

对式 (44) 两边求导, 将式 (36)、(37)、(42) 和 (43) 代入得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= v_1 \left(-k_1v_1 + \frac{1}{m_1}v_2 \right) + v_2 \left(-k_2v_2 - \frac{1}{m_1}v_1 \right) \leq \\ &-k_1v_1^2 - k_2v_2^2 \leq -n_1V_1. \end{aligned} \quad (45)$$

其中: $n_1 = 2 \min\{k_1, k_2\}, k_1 > 0, k_2 > 0$.

将式 (45) 两边同时乘以 e^{n_1t} , 并对两边积分得

$$V_1(t) \leq V_1(0)e^{-n_1t} \leq V_1(0). \quad (46)$$

因此, 得到 $|v_i| \leq D_1, i = 1, 2, D_1 = \sqrt{2V_1(0)}$, 进而信号 v_1 和 v_2 收敛于紧集 $\Omega_1 := \{v_i \in R, i = 1, 2 | |v_i| \leq D_1\}$.

2) 根据式 (32) 和 (33) 构造李雅普诺夫函数

$$V_2 = \frac{1}{2}(u_e^2 + z_1^2), \quad (47)$$

对式 (47) 两边求导, 将式 (42) 和 (43) 代入, 放缩得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= u_e\dot{u}_e + z_1\dot{z}_1 \leq \\ &- \left(k_1 - \frac{1}{m_1} \right) u_e^2 - \left(k_2 - \frac{3}{2m_1} \right) z_1^2 + \\ &\frac{1}{2m_1} (|l_1\vartheta|^2 + \bar{d}_1^2 + D_1^2) \leq \\ &-n_2V_2 + \delta_2. \end{aligned} \quad (48)$$

其中

$$n_2 = 2 \min \left\{ k_1 - \frac{1}{m_1}, k_2 - \frac{3}{2m_1} \right\},$$

$$k_1 > \frac{1}{m_1}, k_2 > \frac{3}{2m_1},$$

$$\delta_2 = \frac{1}{2m_1} (|l_1\vartheta|^2 + \bar{d}_1^2 + D_1^2).$$

将式 (48) 两边同时乘以 e^{n_2t} , 并对两边积分得

$$\begin{aligned} V_2(t) &\leq V_2(0)e^{-n_2t} + \frac{\delta_2}{n_2} (1 - e^{-n_2t}) \leq \\ &V_2(0) + \frac{\delta_2}{n_2}. \end{aligned} \quad (49)$$

因此, 得到 $|u_e| \leq D_2, |z_1| \leq D_2, D_2 = \sqrt{2V_2(0) + \frac{2\delta_2}{n_2}}$, 进而信号 u_e 和 z_1 收敛于紧集 $\Omega_2 :=$

$\{u_e, z_1 \in R | |u_e| \leq D_2, |z_1| \leq D_2\}$. \square

3.2 航向误差子系统控制

定义跟踪误差

$$\psi_e = \psi_W - \psi_F, \tag{50}$$

$$z_2 = r - \alpha_2^c, \tag{51}$$

$$z_3 = u_2 - \alpha_3^c. \tag{52}$$

其中: α_2^c 为 r 的虚拟控制量 α_2^{co} 的滤波信号, α_3^c 为 u_2 的虚拟控制量 α_3^{co} 的滤波信号.

定义滤波误差补偿信号

$$v_3 = \psi_e - \xi_3, \tag{53}$$

$$v_4 = z_2 - \xi_4, \tag{54}$$

$$v_5 = z_3 - \xi_5. \tag{55}$$

构造滤波误差和饱和残差补偿环节为

$$\dot{\xi}_3 = -k_3 \xi_3 + [(\alpha_2^c - \alpha_2^{co}) + \xi_4], \tag{56}$$

$$\dot{\xi}_4 = -k_4 \xi_4 + \frac{1}{m_3}(\alpha_3^c - \alpha_3^{co}) + \frac{1}{m_3} \xi_5, \tag{57}$$

$$\dot{\xi}_5 = -k_5 \xi_5 + d_2. \tag{58}$$

其中: 参数 $k_3 > 0, k_4 > 0, k_5 > 0$; 初值 $\xi_3(0) = 0, \xi_4(0) = 0, \xi_5(0) = 0$; 控制量残差为 $d_2 = \text{sat}(\tau_2) - \tau_2$, 且存在 $\bar{d}_2 > 0$, 使得 $|d_2| \leq \bar{d}_2$.

设计控制信号

$$\alpha_2^{co} = -k_3 \psi_e + r_d, \tag{59}$$

$$\alpha_3^{co} = m_3(-k_4 z_2 - f_r + \dot{\alpha}_2^c - v_3), \tag{60}$$

$$\tau_2 = c_2 u_2 - k_5 z_3 + \dot{\alpha}_3^c - \frac{1}{m_3} v_4. \tag{61}$$

定理3 考虑子系统模型(31), 选择滤波器如式(26), 构造补偿系统如式(56)~(58), 设计控制量形式如式(59)~(61), 则能够保证滤波补偿误差(53)~(55)渐近稳定及跟踪误差(50)~(52)有界收敛.

证明 对式(50)~(52)求导, 并将式(31)代入整理得

$$\dot{\psi}_e = [\alpha_2^{co} + (\alpha_2^c - \alpha_2^{co}) + z_2] - r_d, \tag{62}$$

$$\dot{z}_2 = f_r + \frac{1}{m_3}[\alpha_3^{co} + (\alpha_3^c - \alpha_3^{co}) + z_3] - \dot{\alpha}_2^c, \tag{63}$$

$$\dot{z}_3 = -c_2 u_2 + \tau_2 + d_2 - \dot{\alpha}_3^c. \tag{64}$$

将式(59)~(61)代入得

$$\dot{\psi}_e = -k_3 \psi_e + [(\alpha_2^c - \alpha_2^{co}) + z_2], \tag{65}$$

$$\dot{z}_2 = -k_4 z_2 + \frac{1}{m_3}[(\alpha_3^c - \alpha_3^{co}) + z_3] - v_3, \tag{66}$$

$$\dot{z}_3 = -k_5 z_3 + d_2 - \frac{1}{m_3} v_4. \tag{67}$$

1) 根据式(53)~(55)构造李雅普诺夫函数

$$V_3 = \frac{1}{2}(v_3^2 + v_4^2 + v_5^2), \tag{68}$$

对式(68)两边求导, 将式(56)~(58)和(65)~(67)代

入得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= v_3 \dot{v}_3 + v_4 \dot{v}_4 + v_5 \dot{v}_5 \leq \\ &\quad -k_3 v_3^2 - k_4 v_4^2 - k_5 v_5^2 \leq \\ &\quad -n_3 V_3. \end{aligned} \tag{69}$$

其中: $n_3 = 2 \min\{k_3, k_4, k_5\}, k_3 > 0, k_4 > 0, k_5 > 0$.

将式(69)两边同时乘以 $e^{n_3 t}$, 并对两边积分得

$$V_3(t) \leq V_3(0)e^{-n_3 t} \leq V_3(0). \tag{70}$$

因此, 得到 $|v_i| \leq D_3, i = 3, 4, 5, D_3 = \sqrt{2V_3(0)}$, 进而信号 v_3, v_4 和 v_5 收敛于紧集 $\Omega_3 := \{v_i \in R, i = 3, 4, 5 | |v_i| \leq D_3\}$.

2) 根据式(50)~(52)构造李雅普诺夫函数

$$V_4 = \frac{1}{2}(\psi_e^2 + z_2^2 + z_3^2), \tag{71}$$

对式(71)两边求导, 将式(65)~(67)代入, 放缩得

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 &= \psi_e \dot{\psi}_e + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3 \leq \\ &\quad - (k_3 - 1)\psi_e^2 - \left(k_4 - \frac{1}{m_3} - 1\right)z_2^2 - \\ &\quad \left(k_5 - \frac{3}{2m_3}\right)z_3^2 + \frac{1}{2}|l_1 \vartheta|^2 + \frac{1}{2m_3}|l_1 \vartheta|^2 + \\ &\quad \frac{1}{2m_3} \bar{d}_2^2 + \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2m_3}\right)D_3^2 \leq \\ &\quad -n_4 V_4 + \delta_4. \end{aligned} \tag{72}$$

其中

$$n_4 = 2 \min\left\{k_3 - 1, k_4 - \frac{1}{m_3} - 1, k_5 - \frac{3}{2m_3}\right\},$$

$$k_3 - 1 > 0, k_4 - \frac{1}{m_3} - 1 > 0, k_5 - \frac{3}{2m_3} > 0,$$

$$\delta_4 =$$

$$\frac{1}{2}|l_1 \vartheta|^2 + \frac{1}{2m_3}|l_1 \vartheta|^2 + \frac{1}{2m_3} \bar{d}_2^2 + \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2m_3}\right)D_3^2.$$

将式(72)两边同时乘以 $e^{n_4 t}$, 并对两边积分得

$$\begin{aligned} V_4(t) &\leq V_4(0)e^{-n_4 t} + \frac{\delta_4}{n_4}(1 - e^{-n_4 t}) \leq \\ &\quad V_4(0) + \frac{\delta_4}{n_4}. \end{aligned} \tag{73}$$

因此, 得到 $|\psi_e| \leq D_4, |z_2| \leq D_4, |z_3| \leq D_4, D_4 = \sqrt{2V_4(0) + \frac{2\delta_4}{n_4}}$, 进而信号 ψ_e, z_2 和 z_3 收敛于紧集 $\Omega_4 := \{\psi_e, z_2, z_3 \in R | |\psi_e| \leq D_4, |z_2| \leq D_4, |z_3| \leq D_4\}$. \square

3.3 级联系统稳定条件验证

定理4 定理2和定理3中给出的控制律及参数能够满足定理1中的条件, 保证级联系统 $\{\Sigma_1, \Sigma_2\}$ 闭环信号一致最终有界.

证明 1) 对于名义系统 Σ_1 . 根据引理2, 系统 $\dot{\varepsilon} = K\varepsilon$, 满足条件, 因此得到系统 Σ_1 闭环信号全局渐近稳定, 满足定理1中条件1).

2)对于关联函数 $g(t, x, y)$. 由于合速度 v_t 为有界值,存在常数 $v_t^{\max} > 0$,满足 $|v_t| \leq v_t^{\max}$. 因此,对于式(13)中级联系统的关联矩阵 G 满足

$$\begin{aligned} \|G\| &= \sqrt{\lambda_{\max}(G^T G)} \leq \\ \|G\|_F &= \sqrt{1 + 2(v_t^{\max})^2}, \end{aligned} \quad (74)$$

满足定理1中条件2).

3)对于子系统 Σ_2 . 结合式(47)和(68)构造李雅普诺夫函数

$$E_2(t, y) = V_2(t, u_e, z_1) + V_4(t, \psi_e, z_2, z_3), \quad (75)$$

对式(75)求导,将式(50)和(74)代入得

$$\begin{aligned} \dot{E}_2 &= \dot{V}_2 + \dot{V}_4 \leq \\ &-nV_2 - n_4V_4 + \delta_2 + \delta_4 \leq -nE_2 + \delta. \end{aligned} \quad (76)$$

其中: $n = \min\{n_2, n_4\}$, $\delta = \delta_2 + \delta_4$,同时需要满足注4中 $\beta_3 > 1$ 的条件,使 $n_2 > \frac{\beta_3}{\beta_2} \geq \frac{1}{\beta_2}$, $n_4 > \frac{\beta_3}{\beta_2} \geq \frac{1}{\beta_2}$. 显然,存在 $n_2 > 0$ 和 $n_4 > 0$ 满足上述条件. 因此,得到 Σ_2 系统闭环信号的一致最终有界收敛,满足定理1中条件3).

综上,根据定理1得到由式(13)和(14)构成的级联系统闭环所有信号的一致最终有界. \square

4 仿真实验

仿真实验采用Matlab环境搭建AUV路径跟踪控制系统进行实验,AUV模型参数如文献[19]所示. 执行器机电时间常数选择为 $c_1 = c_2 = 0.2$,饱和限幅参数为 $\bar{\tau}_1 = 1000$ 和 $\bar{\tau}_2 = 500$. 对参数 $k_0 \sim k_5$ 进行粒子群优化后得到 $k_0 = 4, k_1 = 1, k_2 = 0.1, k_3 = 1, k_4 = 1, k_5 = 0.1$. 滤波器的参数为 $\omega_n = 20 \text{ rad/s}, \zeta = 0.9$. 为验证级联控制器的有效性,下面分别对光滑路径和分段连续直线路径跟踪进行仿真实验.

4.1 光滑路径跟踪

规划期望曲线路径(单位:m)为

$$\begin{cases} x(\mu) = 20 \cos(0.04\pi\mu), \\ y(\mu) = 20 \sin(0.04\pi\mu). \end{cases} \quad (77)$$

选取AUV的初始位置为 $x = 10 \text{ m}, y = -5 \text{ m}$,初始航向为 $\psi = 0 \text{ rad}$,AUV初始速度为 $u = 0.1 \text{ m/s}, v = 0 \text{ m/s}, r = 0 \text{ rad/s}$;初始路径跟踪误差为 $[\varepsilon_1, \varepsilon_2]^T = [-5, 10]^T \text{ m}$,初始航向角误差为 $\psi_e = -\frac{\pi}{2} \text{ rad}$,期望速度 $u_d = 1 \text{ ms}$,路径参数初始值为 $\mu = 0, s = 0$.

图2给出了水平面曲线路径跟踪的AUV跟踪轨迹,在初始偏差下,两种算法均能保证AUV收敛到期望路径并实现路径跟踪. 图3给出了 $\{F\}$ 坐标系下的位置跟踪误差、速度及航向跟踪误差,可以看出由于文献[5]中未考虑执行器动态和饱和约束,所以初始

阶段跟踪误差收敛相对较快. 同时,验证了在初始航向角跟踪误差为 $\psi_e = -\frac{\pi}{2} \text{ rad}$ 时,本文提出的级联控制实现了路径跟踪,未出现控制器失稳及发散.

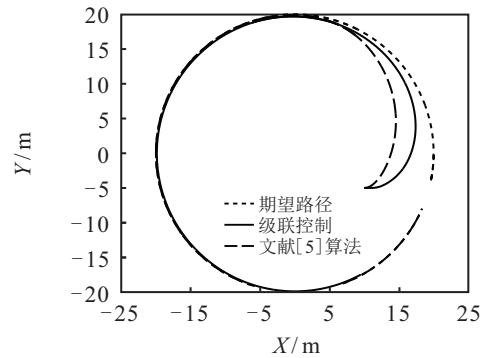
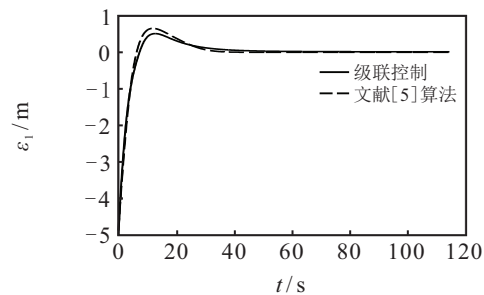
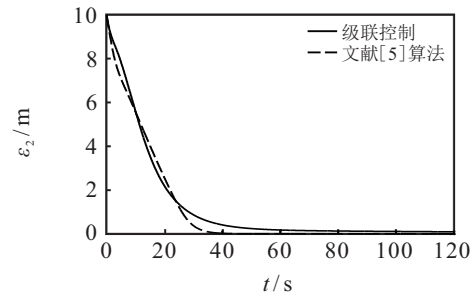


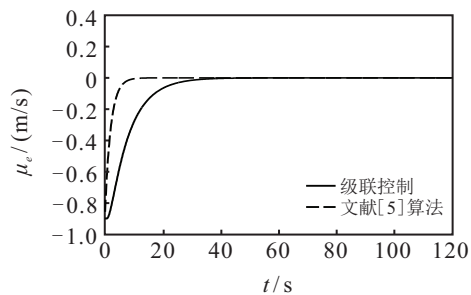
图2 AUV水平面曲线路径跟踪轨迹



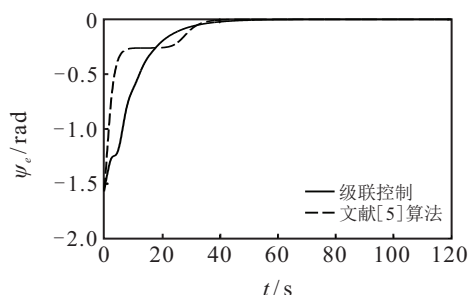
(a) 切向相对位置误差



(b) 法向相对位置误差



(c) 速度跟踪误差



(d) 航向角跟踪误差

图3 AUV水平面曲线路径跟踪误差曲线

4.2 分段连续直线路径跟踪

参照文献[4]初始中提出的直线路径规划方法, 设定规划路径点(单位:m)为 $WP_1 = (80, 0)$, $WP_2 = (120, 100)$, $WP_3 = (0, 180)$, $WP_4 = (-120, 100)$,

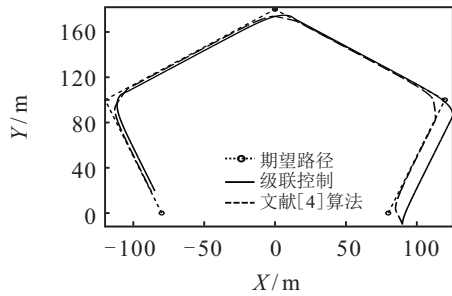


图4 AUV水平面直线路径跟踪轨迹

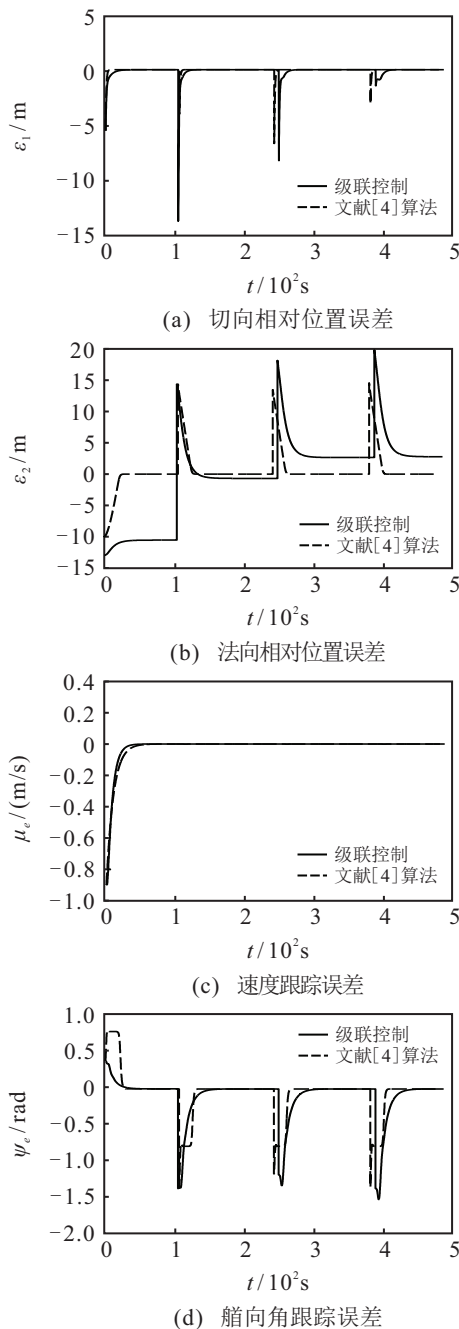


图5 AUV水平面直线路径跟踪误差曲线

$WP_5 = (-80, 0)$; 初始位置为 $x = 90\text{ m}$, $y = -10\text{ m}$, 初始姿态角为 $\psi = \frac{\pi}{2}\text{ rad}$, 初始路径跟踪误差为 $[\varepsilon_1, \varepsilon_2]^T = [-5.57, 12.99]^T\text{ m}$, 初始速度为 $u = 0.1\text{ m/s}$, $v = 0\text{ m/s}$, $r = 0\text{ rad/s}$; 期望速度 $u_d = 1\text{ m/s}$, 路径参数初始值为 $\mu = 0$, $s = 0$.

与文献[4]中的直线路径跟踪控制效果进行对比, 图4给出了AUV水平面直线路径跟踪轨迹. 可以看出, 级联控制在稳态跟踪阶段存在一定的静差, 这是因为直线路径参数 $r_F = 0$ 不满足假设1中的持续激励条件, 所以级联控制无法实现对直线路径的无静差的跟踪, 仅能保证 $\lim_{t \rightarrow \infty} u_e = 0$ 和 $\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_e = 0$, 即级联子系统稳定. 图5给出了 $\{F\}$ 坐标系下的位置跟踪误差、速度及艏向跟踪误差.

5 结论

本文针对输入受限下的欠驱动AUV路径跟踪控制问题, 首先, 将路径跟踪误差系统转化为位置跟踪误差与速度和航向误差的级联形式, 将控制器进行解耦设计, 避免了通过李雅普诺夫直接法构造能量函数将运动学控制器迭代到动力学控制器中导致的复杂形式; 其次, 针对扰动系统应用滤波反步法设计稳定控制器, 并构造辅助系统对滤波误差及控制量饱和和残差进行补偿, 保证了扰动系统的有界稳定; 再次, 通过级联理论证明了闭环系统信号的一致最终有界; 最后, 通过仿真实验验证了控制器的有效性. 后续工作会将相关研究推广到AUV三维路径/轨迹跟踪方面.

参考文献(References)

- [1] Aguiar A P, Hespanha J P, Kokotovic P V. Performance limitations in reference tracking and path following for nonlinear systems[J]. Automatica, 2008, 44(3): 598-610.
- [2] Lapierre L, Soetanto D. Nonlinear path-following control of an AUV[J]. Ocean Engineering, 2007, 34(11/12): 1734-1744.
- [3] Khalil H K. Nonlinear system[M]. The 3rd edition. New Jersey: Prentice Hall, 2002: 59-63.
- [4] 王宏健, 陈子印, 边信黔, 等. 欠驱动水下航行器三维直线航迹跟踪控制[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(4): 443-453.
(Wang H J, Chen Z Y, Bian X Q, et al. Three-dimensional straight line path-tracking control for underactuated underwater vehicle[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(4): 443-453.)
- [5] 王宏健, 陈子印, 贾鹤鸣, 等. 基于反馈增益步法欠驱动无人水下航行器三维路径跟踪控制[J]. 控制理论与应用, 2014, 31(1): 66-77.
(Wang H J, Chen Z Y, Jia H M, et al. Three-dimensional path-following control of underactuated unmanned underwater vehicle using feedback gain backstepping[J]. Control Theory & Applications, 2014, 31(1): 66-77.)

- [6] Zheng Z W, Sun L, Xie L H. Error-Constrained LOS path following of a surface vessel with actuator saturation and faults[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2018, 48(10): 1794-1805.
- [7] Wang J Q, Wang C, Wei Y J, et al. Three-dimensional path following of an underactuated AUV based on neuro-adaptive command filtered backstepping control[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 74355-74365.
- [8] Jankovic M, Sepulchre R, Kokotovic P V. Constructive Lyapunov stabilization of nonlinear cascade systems[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1996, 41(12): 1723-1735.
- [9] Panteley E, Loria A. On global uniform asymptotic stability of nonlinear time-varying systems in cascade[J]. *Systems & Control Letters*, 1998, 33(2): 131-138.
- [10] 丁世宏, 李世华, 李奇. 一类连续级联系统的全局一致稳定性[J]. *自动化学报*, 2008, 34(10): 1268-1274. (Ding S H, Li S H, Li Q. Globally uniform stability of a class of continuous cascaded systems[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2008, 34(10): 1268-1274.)
- [11] Panteley E, Lefeber E, Loria A, et al. Exponential tracking control of a mobile car using a cascaded approach[J]. *IFAC Proceedings Volumes*, 1998, 31(27): 201-206.
- [12] Do K D, Jiang Z P, Pan J. Robust adaptive path following of underactuated ships[J]. *Automatica*, 2004, 40(6): 929-944.
- [13] 高剑, 徐德民, 严卫生. 基于级联方法的欠驱动AUV全局 K 指数3维直线跟踪控制[J]. *控制与决策*, 2012, 27(9): 1281-1287. (Gao J, Xu D M, Yan W S. Global K -exponential straight-line tracking control of an underactuated AUV in 3 dimensions using a cascaded approach[J]. *Control and Decision*, 2012, 27(9): 1281-1287.)
- [14] Borhaug E, Pettersen K Y. Cross-track control for underactuated autonomous vehicles[C]. *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control*. Seville: IEEE, 2005: 602-608.
- [15] Yip P P. Robust and adaptive nonlinear control using dynamic surface controller with applications to intelligent highway systems[D]. Berkeley: Department of Mechanical Engineering, University of California, 1997: 70-90.
- [16] Farrell J A, Polycarpou M, Sharma M, et al. Command filtered backstepping[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2005, 54(6): 1391-1395.
- [17] Djapic V, Farrell J A, Dong W J. Land vehicle control using a command filtered backstepping approach[C]. *2008 American Control Conference*. Seattle: IEEE, 2008: 2461-2466.
- [18] 陈子印, 林喆, 康建兵, 等. 基于滤波反步法的三相永磁同步电机伺服控制[J]. *控制理论与应用*, 2017, 34(4): 515-524. (Chen Z Y, Lin Z, Kang J B, et al. Servo control of three-phase permanent magnet synchronous motor based on command filtered backstepping[J]. *Control Theory & Applications*, 2017, 34(4): 515-524.)
- [19] 王宏健, 陈子印, 贾鹤鸣, 等. 基于滤波反步法的欠驱动AUV三维路径跟踪控制[J]. *自动化学报*, 2015, 41(3): 631-645. (Wang H J, Chen Z Y, Jia H M, et al. Three-dimensional path-following control of underactuated autonomous underwater vehicle with command filtered backstepping[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2015, 41(3): 631-645.)
- [20] 张强, 王翠, 许德智. 一类状态/输入受限的不确定非仿射非线性系统鲁棒自适应backstepping控制[J]. *控制与决策*, 2020, 35(4): 769-780. (Zhang Q, Wang C, Xu D Z. Robust adaptive backstepping control for a class of non-affine nonlinear system with full states constraints and input saturation[J]. *Control and Decision*, 2020, 35(4): 769-780.)
- [21] Lee T C, Jiang Z P. New cascade approach for global K -exponential tracking of underactuated ships[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2004, 49(12): 2297-2303.
- [22] Breivik M, Fossen T I. Principles of guidance-based path following in 2D and 3D[C]. *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision*. Seville: IEEE, 2005: 627-634.
- [23] Lefeber A A J. Tracking control of nonlinear mechanical systems[D]. Netherlands: Department of Mechanical Engineering, University of Twente, 2000: 20-21.

作者简介

陈子印(1985—), 男, 高级工程师, 博士, 从事水下机器人运动控制及机电伺服系统非线性控制等研究, E-mail: chenzyin_heu@163.com;

张利军(1973—), 男, 教授, 博士生导师, 从事信号处理、非线性控制理论及其应用等研究, E-mail: zhanglj7385@nwpu.edu.cn;

林喆(1978—), 男, 研究员, 博士, 从事机电伺服控制及光机稳相控制等研究, E-mail: linzhe_508@163.com;

梁晓玲(1985—), 女, 讲师, 博士, 从事船舶运动控制及非线性控制等研究, E-mail: lx1_dmu2008@126.com.

(责任编辑: 齐 霖)