

欠驱动水下航行器三维直线航迹跟踪控制

王宏健^{1†}, 陈子印¹, 边信黔¹, 贾鹤鸣², 李娟¹

(1. 哈尔滨工程大学 自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001; 2. 东北林业大学 机电工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150040)

摘要: 针对欠驱动水下航行器的三维直线航迹跟踪控制问题, 基于虚拟向导建立了三维航迹跟踪误差模型, 采用反馈增益反步法设计航迹跟踪控制器, 通过合理选择控制器参数消除了部分非线性项, 与传统反步法设计相比简化了虚拟控制量的形式, 并且能够避免基于视线法设计导引律时存在固有奇异值点的问题. 基于李雅普诺夫稳定性理论分析了闭环跟踪误差系统的渐近稳定性. 最后将设计的控制器应用于欠驱动水下航行器进行仿真实验, 结果表明控制器具有精确的三维航迹的跟踪能力, 并对外界干扰和模型参数不确定性具有较好的鲁棒性.

关键词: 欠驱动水下航行器; 三维航迹跟踪控制; 反步法; 反馈增益; 虚拟向导

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Three-dimensional straight line path-tracking control for underactuated underwater vehicle

WANG Hong-jian^{1†}, CHEN Zi-yin¹, BIAN Xin-qian¹, JIA He-ming², LI Juan¹

(1. College of Automation, Harbin Engineering University, Harbin Heilongjiang 150001, China;

2. College of Mechanical and Electrical Engineering, Northeast Forestry University, Harbin Heilongjiang 150040, China)

Abstract: To deal with the three-dimensional straight line path-tracking control problem for underactuated underwater vehicle (UUV), we develop the three-dimensional path-tracking error equations based on the virtual guidance law. The feedback gain backstepping technique is adopted for designing the path-tracking controller, so that a part of the nonlinear coupled terms can be eliminated by properly selecting the controller parameters. This leads to the simplification of the virtual control variables compared with the traditional backstepping design, and the avoidance of the singularity problem encountered in designing the line-of-sight (LOS) guidance law. Asymptotic stability of the closed-loop tracking-error system can be proved by using Lyapunov stability theory. Simulation experiment is carried out for the controller applied to the UUV; the results validate the accurate tracking ability and good robustness of the proposed control scheme against current disturbances and model parametric uncertainties.

Key words: underactuated underwater vehicle; three-dimensional path-tracking control; backstepping; feedback gain; virtual guidance

1 引言(Introduction)

欠驱动水下航行器(underactuated underwater vehicle, UUV)的三维直线航迹跟踪是指对设定的三维空间内的离散航迹点或规划的直线航迹进行跟踪^[1-3], 因此设计性能优异的三维航迹跟踪控制器是保证UUV顺利完成下潜、实施作业(如海底三维空间地形地貌的测绘、海底管道的检测等)到上浮回收过程的重要技术前提. 且UUV在垂向运动和横向运动无直接控制输入, 属于典型的欠驱动系统, 加之受到海洋环境干扰作用和自身模型参数的不确定性影响, 使得UUV三维空间跟踪控制器设计变得更加复杂^[4].

目前, 针对UUV三维空间运动控制问题的研究主要集中在航迹点跟踪^[1-3]、路径跟踪^[5-11]和轨迹跟踪^[12-14]3个方面, 相比于轨迹跟踪控制问题中要求UUV跟踪空间中一条以时间刻画的轨迹, 航迹点和路径跟踪问题由于不受时间条件约束, 获得的跟踪轨迹更加平滑, 而不易导致控制器输出饱和和信号^[6, 11], 而航迹点跟踪不同于点镇定控制, 只要求UUV收敛于航迹点附近较小的球形邻域以实现航迹点切换. 文献[1]针对航迹点跟踪控制问题, 将位置跟踪误差转化为速度误差和姿态角误差跟踪子系统, 基于李雅普诺夫稳定性理论分别设计控制器保证速度误差和姿态误差子系统的渐近稳定, 然后

收稿日期: 2012-04-14; 收修稿日期: 2012-11-06.

[†]通信作者. Tel.: +86 13936690503.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50979017); 教育部高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20092304110008); 中央高校基本科研业务费专项基金资助项目(HEUCFZ 1026); 哈尔滨市科技创新人才(优秀学科带头人)研究专项基金资助项目(2012RFXXG083).

利用级联系统证明了位置跟踪误差系统的稳定性;文献[2-3]基于视线法(line-of-sight, LOS)计算期望跟踪视线角,由于LOS参数前视距离(lookahead distance)并未引入自适应机制,即无法根据横向跟踪误差自适应调整,基于级联系统理论设计跟踪控制器,使得子系统的控制性能直接影响整个系统的稳定性,基于简化思想设计视线角规律,仅能实现对空间直线的跟踪,而并未讨论对一般直线航迹的跟踪控制;为此文献[5]提出基于模型预测控制的船舶路径跟踪控制器,将LOS参数纳入滚动优化过程进行自适应调节,仿真结果表明对于可调节的前视距离,提高了对期望路径的跟踪性能,具有较小的跟踪超调,且避免了控制器输出信号导致执行机构饱和的现象;不同于基于视线法的跟踪策略,文献[6]引入虚拟向导的思想设计UUV水平面路径跟踪控制,通过设计虚拟向导的移动速度改善了UUV初始跟踪阶段的动态性能.文献[7-8]讨论了UUV三维路径跟踪控制问题,但基于正交投影点的思想建立UUV跟踪误差方程存在固有的奇异值点,对UUV的初始位置具有一定限制,即UUV初始位置必须位于期望跟踪路径的最小曲率半径之内,无法实现UUV路径跟踪的全局收敛.为改善控制系统的鲁棒性,文献[10]将文献[9]中地形跟踪的控制方法推广到三维路径跟踪中,基于工程解耦的思想分别设计速度、纵倾控制和艏向控制子系统的迭代滑模增量反馈控制器,对模型参数摄动和海流干扰具有一定鲁棒性,但基于解耦思想设计的控制器仅能保证各子系统的渐近稳定性而无法证明整个系统的全局渐近稳定性.

本文针对UUV直线航迹跟踪控制问题,基于虚拟向导的思想建立的UUV三维跟踪误差模型,采用反馈增益的反步法设计三维航迹跟踪控制器,避免了由于采用传统视线法的思想设计三维航迹跟踪视线角控制律导致控制器存在固有的奇异值点,无法实现全局收敛性的问题;基于李雅普诺夫稳定性理论,通过合理设计控制器参数消除了迭代设计过程中的部分非线性项,简化了控制器形式的同时保证了系统的稳定性.得到的UUV三维航迹跟踪控制器线性部分具有类似PID控制器的形式,为跟踪误差和状态变量的线性组合,非线性部分实现对已知模型动态的反馈补偿,能够实现对分段连续航迹的精确跟踪控制.

2 控制问题描述(Control problem formulation)

2.1 欠驱动水下航行器数学模型(UUV modelling)

本文研究对象UUV的执行机构配置为尾部十字对称布置的推进器输出推力实现对纵向速度的控

制、垂直舵实现对艏向角的控制、水平舵实现对深度或纵倾运动的控制,忽略横摇对UUV三维运动的影响,建立如下5自由度UUV动力学模型,由于系统控制输入的数目小于运动自由度数目,属于典型的欠驱动系统^[4].欠驱动系统的小时间局部可控性是衡量UUV能否实施有效控制的必要前提^[15-16],文献[1]证明了UUV系统在平衡点是短时间局部可控,表明在任意小的时间内,系统状态可以沿着任意方向运动.

$$\begin{cases} \dot{u} = \frac{m_2}{m_1}vr - \frac{m_3}{m_1}wq - \frac{d_1}{m_1}u + \frac{1}{m_1}F_u + \omega_1, \\ \dot{v} = -\frac{m_1}{m_2}ur - \frac{d_2}{m_2}v + \omega_2, \\ \dot{w} = \frac{m_1}{m_3}uq - \frac{d_3}{m_3}w + g_1 + \omega_3, \\ \dot{q} = \frac{m_3 - m_1}{m_5}uw - \frac{d_5}{m_5}q - g_2 + \frac{1}{m_5}b_1\delta_s + \omega_4, \\ \dot{r} = \frac{m_1 - m_2}{m_6}uv - \frac{d_6}{m_6}r + \frac{1}{m_6}b_2\delta_r + \omega_5, \end{cases} \quad (1)$$

其中:

$$\begin{aligned} m_1 &= m - X_{\dot{u}}, \quad m_2 = m - Y_{\dot{v}}, \quad m_3 = m - Z_{\dot{w}}, \\ m_5 &= I_y - M_{\dot{q}}, \quad m_6 = I_z - N_{\dot{r}}, \\ g_1 &= (W - B) \cos \theta, \quad g_2 = (z_g W - z_b B) \sin \theta, \\ d_1 &= X_u + X_{|u|}|u|, \quad d_2 = Y_v + Y_{|v|}|v|, \\ d_3 &= Z_w + Z_{|w|}|w|, \quad d_5 = M_q + M_{|q|}|q|, \\ d_6 &= N_r + N_{|r|}|r|, \quad b_1 = u^2 M_{\delta_s}, \quad b_2 = u^2 N_{\delta_r}, \end{aligned}$$

其中:状态变量 u, v, w, q 和 r 分别表示载体坐标系下UUV的纵向速度、横向速度、垂向速度、纵倾角速度和艏摇角速度; m 和 $m_{(\cdot)}$ 分别表示UUV质量和由流体作用产生的附加质量, I_y 为UUV绕 y 轴的转动惯量, I_z 为UUV绕 z 轴的转动惯量, $X_{(\cdot)}, Y_{(\cdot)}, Z_{(\cdot)}, M_{(\cdot)}$ 和 $N_{(\cdot)}$ 为粘性流体水动力系数; z_g 和 z_b 分别为载体坐标下垂直轴上重心和浮心的坐标位置, W 和 B 分别表示UUV受到的重力和浮力, $d_{(\cdot)}$ 为非线性阻尼水动力项, M_{δ_s} 和 N_{δ_r} 为水平舵和垂直舵舵效系数,控制输入 F_u, δ_s 和 δ_r 分别表示UUV推进器推力、水平舵角和垂直舵角, $\omega_{(\cdot)}$ 表示为环境干扰作用在载体坐标系下的分量.

2.2 三维直线航迹规划(Three-dimensional path planning)

考虑在开阔水域,UUV的规划航迹由一系列航迹点 $\{WP_1, \dots, WP_{k-1}, WP_k, WP_{k+1}, \dots, WP_n\}$ 依次相连构成,因此由起点 WP_{k-1} 和终点 WP_k 相连构成的空间直线段航迹用 l_{k-1} 表示,这里定义UUV的转向点为 WP_k ,即当UUV当前位置处于以 WP_k 为

球心, 以 R_k 为半径的球形邻域时, UUV的跟踪期望航迹切换为以 WP_k 为起点, WP_{k+1} 为下一个转向点的期望航迹 l_k , 如此切换规则以实现规划航迹点序列的跟踪, 且在每一段航程内通过控制器驱动UUV跟踪并收敛到期望航迹以实现航迹点的跟踪. 对于航迹点序列中相邻的两个点在固定坐标系下的位置坐标表示为 $WP_k = (x_k, y_k, z_k)$ 和 $WP_{k+1} = (x_{k+1}, y_{k+1}, z_{k+1})$, 为此三维空间直线段航迹 l_k 的参数方程可以表示为

$$\begin{cases} x_d(\mu) = x'_d\mu + x_0, \\ y_d(\mu) = y'_d\mu + y_0, \\ z_d(\mu) = z'_d\mu + z_0, \end{cases} \quad (2)$$

其中: $\mu \in \mathbb{R}$ 为确定的航迹参数, x'_d, y'_d 和 z'_d 为偏导数, 其定义为

$$\begin{cases} x'_d = \frac{dx_d}{d\mu} = x_{k+1} - x_k, \\ y'_d = \frac{dy_d}{d\mu} = y_{k+1} - y_k, \\ z'_d = \frac{dz_d}{d\mu} = z_{k+1} - z_k, \end{cases} \quad (3)$$

x_0, y_0 和 z_0 表示直线在固定坐标系中与坐标轴的截距分别定义为

$$\begin{cases} x_0 = x_k, \\ y_0 = y_k, \\ z_0 = z_k. \end{cases} \quad (4)$$

2.3 基于虚拟向导的UUV三维跟踪误差模型 (Three-dimensional path tracking error model of UUV based on virtual guidance)

图1为UUV三维航迹跟踪示意图, l_k 为规划直线航迹, $\{I\}, \{B\}$ 和 $\{F\}$ 分别表示固定坐标系、UUV随体坐标系和Serret-Frenet坐标系; P 点为期望航迹 l_k 上的虚拟向导, Q 点表示UUV质心位置, 以 P 为原点的移动坐标系 $\{F\}$ 定义为将坐标系 $\{I\}$ 分别绕 ζ 轴和 η 轴旋转 ψ_F 和 θ_F 角度, 然后平移使固定坐标系原点 O 与航迹上 P 点重合得到, 这里旋转角度定义为

$$\begin{cases} \theta_F = \arctan\left(\frac{-z'_d(\mu)}{\sqrt{[x'_d(\mu)]^2 + [y'_d(\mu)]^2}}\right), \\ \psi_F = \arctan\left(\frac{y'_d(\mu)}{x'_d(\mu)}\right). \end{cases} \quad (5)$$

定义期望航迹 l_k 上虚拟向导 P 的位置向量为 η_d^n $= [x_d \ y_d \ z_d]^T$, UUV当前点 Q 的位置向量为 $\eta^n = [x \ y \ z]^T$, $\varepsilon = [x_e \ y_e \ z_e]^T$ 为 $\{F\}$ 坐标系下跟踪误差, 所以跟踪误差 ε 可以表示为

$$\varepsilon = R_F^T \eta_e^n, \quad (6)$$

其中: $\eta_e^n = \eta^n - \eta_d^n$, R_F^T 为固定坐标系 $\{I\}$ 到坐标

系 $\{F\}$ 的旋转矩阵, 对式(6)求导得航迹跟踪动态误差方程为

$$\dot{\varepsilon} = \dot{R}_F^T \eta_e^n + R_F^T \dot{\eta}_e^n. \quad (7)$$

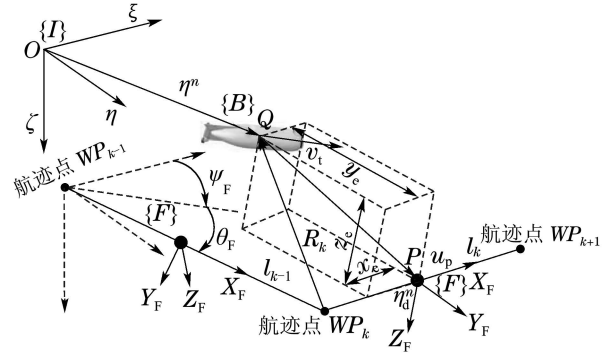


图1 基于虚拟向导的UUV三维航迹跟踪示意图
Fig. 1 Sketch map of UUV three-dimensional path tracking based on virtual guidance

由于 $\dot{R}_F = R_F S(\omega_F)$, 其中

$$S(\omega_F) = \begin{bmatrix} 0 & -\dot{\psi}_F & \dot{\theta}_F \\ \dot{\psi}_F & 0 & 0 \\ -\dot{\theta}_F & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

对于直线航迹而言有 $\dot{\psi}_F = 0$ 和 $\dot{\theta}_F = 0$ 成立, 将式(8)代入式(7)整理得

$$\dot{\varepsilon} = R_F^T (\dot{\eta}^n - \dot{\eta}_d^n), \quad (9)$$

其中: $\dot{\eta}^n = R_b^n \nu_b$, $\nu_b = [v_t \ 0 \ 0]^T$ 为UUV合速度向量, $v_t = \sqrt{u^2 + v^2 + w^2}$, R_b^n 为载体坐标系到固定坐标系的旋转矩阵; $\dot{\eta}_d^n = R_F \nu_F$, $\nu_F = [u_p \ 0 \ 0]^T$ 为 $\{F\}$ 坐标系下虚拟向导 P 的速度向量, 代入式(9)得

$$\dot{\varepsilon} = R_F^T (R_b^n \nu_b - R_F \nu_F) = R(\psi_e, \theta_e) \nu_b - \nu_F, \quad (10)$$

其中

$$R(\psi_e, \theta_e) = \begin{bmatrix} \cos \theta_e \cos \psi_e & -\sin \psi_e & \sin \theta_e \cos \psi_e \\ \sin \psi_e \cos \theta_e & \cos \psi_e & \sin \theta_e \sin \psi_e \\ -\sin \theta_e & 0 & \cos \theta_e \end{bmatrix}.$$

整理得UUV跟踪运动学误差模型为

$$\begin{cases} \dot{x}_e = v_t \cos \psi_e \cos \theta_e - u_p, \\ \dot{y}_e = v_t \sin \psi_e \cos \theta_e, \\ \dot{z}_e = -v_t \sin \theta_e. \end{cases} \quad (11)$$

这里

$$\begin{cases} \dot{\psi}_e = \frac{r}{\cos \theta} - \dot{\psi}_F, \\ \dot{\theta}_e = q - \dot{\theta}_F, \end{cases} \quad (12)$$

其中: $\psi_e = \psi - \psi_F$, $\theta_e = \theta - \theta_F$.

3 控制器设计 (Controller design)

3.1 控制目标 (Control objective)

本文在设计虚拟控制器时, 通过选择合适的参数

消除了迭代过程中的部分非线性项, 保证李雅普诺夫能量函数导数的负定性, 如式(27)(31)–(32)和(37)中的参数设计方法, 这样处理的优点在于可以获得较为简洁的虚拟控制形式, 最终简化控制器的形式, 这也是本文有别于传统反步法控制器设计思路的创新之处.

欠驱动UUV三维航迹跟踪控制器的设计目的是根据跟踪误差方程(11)和动力学模型(1), 设计反馈控制器驱动UUV跟踪并收敛于期望航迹, 使得跟踪误差 $x_e, y_e, z_e, \theta_e, \psi_e$ 和 $u - u_d$ 渐近趋近于零.

3.2 控制器设计(Controller design)

图2为UUV三维航迹跟踪控制器框图.

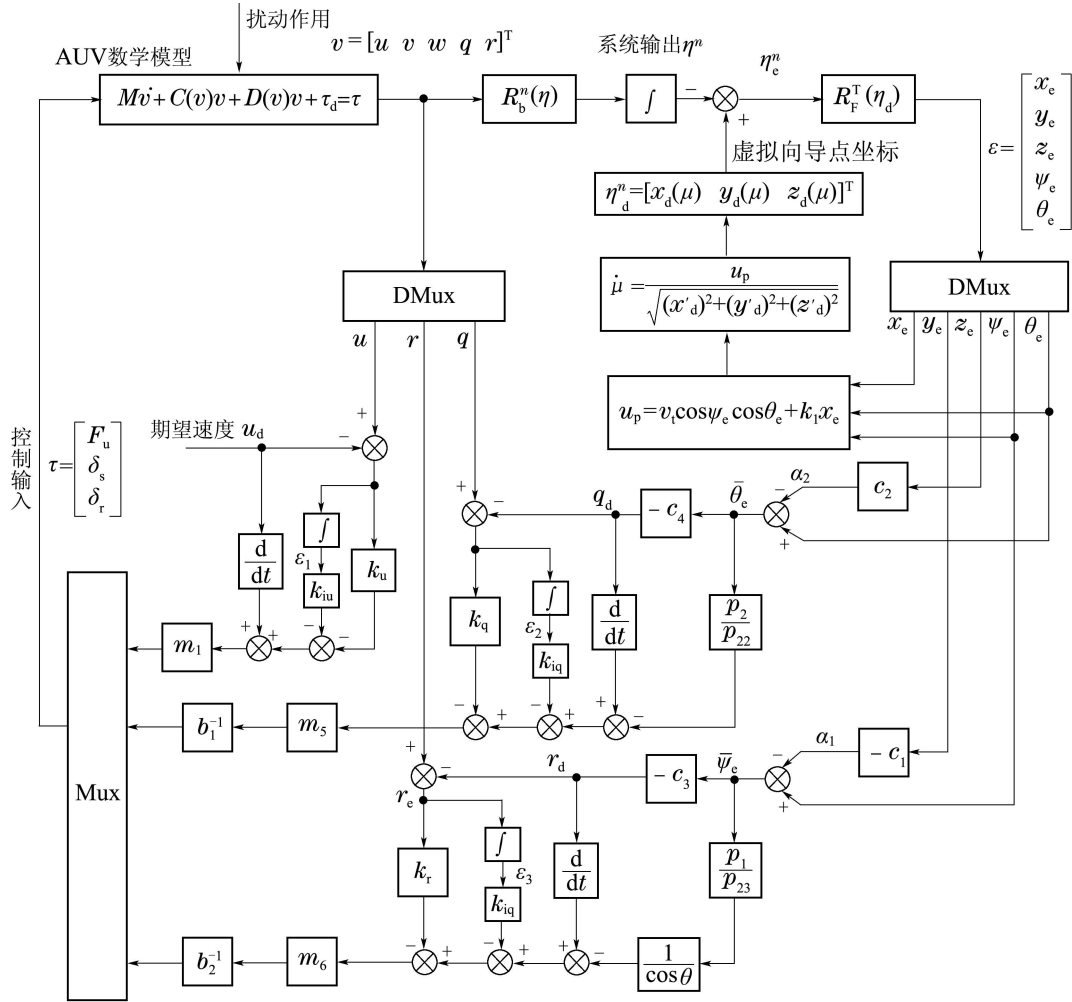


图2 UUV三维航迹跟踪控制器框图

Fig. 2 Block diagram of UUV three-dimensional path tracking controller

下面给出控制器具体设计步骤:

Step 1 首先定义跟踪误差变量

$$e = \sqrt{x_e^2 + y_e^2 + z_e^2},$$

构造李雅普诺夫能量函数

$$V_1 = \frac{1}{2}e^2. \quad (13)$$

对式(13)两边求导, 将式(11)代入得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \dot{x}_e x_e + \dot{y}_e y_e + \dot{z}_e z_e = \\ & x_e(v_t \cos \psi_e \cos \theta_e - u_p) + \\ & y_e v_t \sin \psi_e \cos \theta_e - z_e v_t \sin \theta_e. \end{aligned} \quad (14)$$

这里设计期望航迹上的“虚拟向导”的线速度

u_p 作为额外的控制输入

$$u_p = v_t \cos \psi_e \cos \theta_e + k_1 x_e, \quad (15)$$

其中 $k_1 > 0$, 从上式可以得出, 由于UUV纵向速度 u 由推力子系统单独控制使得, 当跟踪误差 x_e, θ_e 和 ψ_e 趋近于零时, “虚拟向导”的移动速度将趋近于 v_t 从而实现跟踪, 依据微分几何理论求得期望航迹的确定参数变化率为

$$\dot{\mu} = \frac{v_t \cos \psi_e \cos \theta_e + k_1 x_e}{\sqrt{(x'_d)^2 + (y'_d)^2 + (z'_d)^2}}. \quad (16)$$

将式(15)代入式(14)得到

$$\dot{V}_1 = -k_1 x_e^2 + y_e v_t \sin \psi_e \cos \theta_e - z_e v_t \sin \theta_e. \quad (17)$$

如果采用基于传统反步法设计思想^[13], 设计期望视线角为

$$\psi_e = -\arcsin\left(\frac{c_1 y_e}{\sqrt{1+(c_1 y_e)^2}}\right),$$

$$\theta_e = \arcsin\left(\frac{c_2 z_e}{\sqrt{1+(c_2 z_e)^2}}\right)$$

时得到的控制器形式较为复杂, 且控制律存在奇异点无法实现全局跟踪控制, 本文为了简化控制器设计过程, 将式(17)做如下变化:

$$\dot{V}_1 = -k_1 x_e^2 + y_e v_t \left(\frac{\sin \psi_e}{\psi_e} \bar{\psi}_e + \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} \alpha_1 \right) \cos \theta_e - z_e v_t \left(\frac{\sin \theta_e}{\theta_e} \bar{\theta}_e + \frac{\sin \theta_e}{\theta_e} \alpha_2 \right), \quad (18)$$

其中定义 $\bar{\psi}_e = \psi_e - \alpha_1$, $\bar{\theta}_e = \theta_e - \alpha_2$, 这里设计虚拟控制量分别为

$$\alpha_1 = -c_1 y_e, \quad (19)$$

$$\alpha_2 = c_2 z_e, \quad (20)$$

其中控制器设计参数满足 $c_1 > 0$, $c_2 > 0$. 将式(19)–(20)代入式(18)整理得

$$\dot{V}_1 = -k_1 x_e^2 - k_2 y_e^2 - k_3 z_e^2 - v_t \frac{\sin \theta_e}{\theta_e} \bar{\theta}_e z_e + v_t \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} \bar{\psi}_e \cos \theta_e y_e, \quad (21)$$

其中:

$$k_2 = c_1 v_t \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} \cos \theta_e, \quad k_3 = c_2 v_t \frac{\sin \theta_e}{\theta_e}.$$

考虑由于极限

$$\lim_{\psi_e \rightarrow 0} \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} = 1, \quad \lim_{\theta_e \rightarrow 0} \frac{\sin \theta_e}{\theta_e} = 1$$

存在, 且对于 $\psi_e \in (-\pi, \pi)$, 存在 $0 < \sin \psi_e / \psi_e \leq 1$ 条件成立; 同样对于 $\theta_e \in (-\pi/2, \pi/2)$, 存在 $0 < \sin \theta_e / \theta_e \leq 1$ 和 $0 < \cos \theta_e \leq 1$ 条件成立, 因此变量 k_2 和 k_3 满足 $k_2 > 0$, $k_3 > 0$ 条件成立.

Step 2 结合式(13)构造李雅普诺夫能量函数

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} p_1 \bar{\psi}_e^2 + \frac{1}{2} p_2 \bar{\theta}_e^2, \quad (22)$$

其中 $p_1 > 0$ 和 $p_2 > 0$ 为控制器设计参数, 对上式两边求导, 将式(21)代入整理得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + p_1 \bar{\psi}_e \dot{\bar{\psi}}_e + p_2 \bar{\theta}_e \dot{\bar{\theta}}_e = \\ &= -k_1 x_e^2 - k_2 y_e^2 - k_3 z_e^2 + p_2 \bar{\theta}_e \left(\dot{\theta}_e - \frac{v_t \sin \theta_e}{p_2 \theta_e} z_e \right) + \\ &= p_1 \bar{\psi}_e \left(\dot{\psi}_e + \frac{v_t \sin \psi_e}{p_1 \psi_e} \cos \theta_e y_e \right). \end{aligned} \quad (23)$$

由式(19)–(20)计算得

$$\dot{\bar{\psi}}_e = \dot{\psi}_e + c_1 \dot{y}_e, \quad \dot{\bar{\theta}}_e = \dot{\theta}_e - c_2 \dot{z}_e,$$

且由式(12)得, 式(23)进一步变为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -k_1 x_e^2 - k_2 y_e^2 - k_3 z_e^2 + \\ &= p_2 \bar{\theta}_e \left(q - c_2 \dot{z}_e - \frac{v_t \sin \theta_e}{p_2 \theta_e} z_e \right) + \\ &= p_1 \bar{\psi}_e \left(\frac{r}{\cos \theta} + c_1 \dot{y}_e + \frac{v_t \sin \psi_e}{p_1 \psi_e} \cos \theta_e y_e \right). \end{aligned} \quad (24)$$

这里令

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_{x_e} + \dot{V}_{y_e, \psi_e} + \dot{V}_{z_e, \theta_e},$$

对于 (y_e, ψ_e) 子系统而言, 将式(11)代入式(24)得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_{y_e, \psi_e} &= -k_2 y_e^2 + p_1 \bar{\psi}_e \left(\frac{r}{\cos \theta} + c_1 v_t \sin \psi_e \cos \theta_e + \right. \\ &= \left. \frac{v_t \sin \psi_e}{p_1 \psi_e} \cos \theta_e y_e \right). \end{aligned} \quad (25)$$

由 $\psi_e = \bar{\psi}_e + \alpha_1$ 可得上式进一步变为

$$\begin{aligned} \dot{V}_{y_e, \psi_e} &= -k_2 y_e^2 + p_1 \bar{\psi}_e \left[\frac{r}{\cos \theta} + c_1 v_t \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} (\bar{\psi}_e - \right. \\ &= \left. c_1 y_e) \cos \theta_e + \frac{v_t \sin \psi_e}{p_1 \psi_e} \cos \theta_e y_e \right] = \\ &= -k_2 y_e^2 + p_1 \bar{\psi}_e \left[\frac{r}{\cos \theta} + c_1 v_t \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} \bar{\psi}_e \cos \theta_e + \right. \\ &= \left. \left(\frac{1}{p_1} - c_1^2 \right) v_t \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} \cos \theta_e y_e \right]. \end{aligned} \quad (26)$$

由上式可知由于参数 c_1 和 p_1 均为控制器设计参数, 不妨取 $p_1 = 1/c_1^2$, 令 $1/p_1 - c_1^2 = 0$ 以消除式(26)中的耦合项, 得到

$$\dot{V}_{y_e, \psi_e} = -k_2 y_e^2 + p_1 \bar{\psi}_e \left(\frac{r}{\cos \theta} + c_1 v_t \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} \bar{\psi}_e \cos \theta_e \right). \quad (27)$$

此处如果设计虚拟控制量

$$r_d = \cos \theta (-c_3 \bar{\psi}_e - c_1 v_t \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} \bar{\psi}_e \cos \theta_e), \quad (28)$$

能够保证

$$\dot{V}_{y_e, \psi_e} = -k_2 y_e^2 - c_3 p_1 \bar{\psi}_e^2 \leq 0. \quad (29)$$

但式(29)形式较为复杂, 不利于后续控制器设计, 这里基于反馈增益的设计思想, 通过设计控制器参数保证系统的稳定性, 这里选取虚拟控制量为

$$r_d = -c_3 \bar{\psi}_e. \quad (30)$$

式(28)变为

$$\dot{V}_{y_e, \psi_e} = -k_2 y_e^2 - k_4 \bar{\psi}_e^2 + \frac{p_1}{\cos \theta} \bar{\psi}_e r_e, \quad (31)$$

其中:

$$k_4 = c_3 p_1 \left(\frac{1}{\cos \theta} - \frac{c_1 v_t \sin \psi_e}{c_3 \psi_e} \cos \theta_e \right),$$

$r_e = r - r_d$, 由UUV运动学特性可知, 对于 $\theta \in (-\pi/2, \pi/2)$, 满足 $0 < \cos \theta \leq 1$, 即 $\cos \theta^{-1} \geq 1$ 成立; 同时对于 $\theta_e \in (-\pi/2, \pi/2)$, 存在 $0 < \cos \theta_e \leq 1$

条件成立; 对于 $\psi_e \in (-\pi, \pi)$, 存在 $0 < \sin \psi_e / \psi_e \leq 1$ 条件成立, 考虑 c_1 和 c_3 均为控制器设计参数, 不妨设计控制器参数满足 $c_3 > c_1 v_m$, v_m 为最大允许速度上界, 则得到 $k_4 > 0$ 条件成立.

对于 (z_e, θ_e) 子系统, 将式(11)代入式(24)得

$$\begin{aligned} \dot{V}_{z_e, \theta_e} = & -k_3 z_e^2 + p_2 \bar{\theta}_e (q - c_2 \dot{z}_e - \frac{v_t \sin \theta_e}{p_2 \theta_e} z_e) = \\ & -k_3 z_e^2 + p_2 \bar{\theta}_e (q + c_2 v_t \sin \theta_e - \\ & \frac{v_t \sin \theta_e}{p_2 \theta_e} z_e). \end{aligned} \quad (32)$$

由 $\bar{\theta}_e = \theta_e - \alpha_2$ 得, 式(32)进一步整理得

$$\begin{aligned} \dot{V}_{z_e, \theta_e} = & -k_3 z_e^2 + p_2 \bar{\theta}_e [q - c_2 v_t \frac{\sin \theta_e}{\theta_e} (\bar{\theta}_e + \alpha_2) - \\ & \frac{v_t \sin \theta_e}{p_2 \theta_e} z_e] = \\ & -k_3 z_e^2 + p_2 \bar{\theta}_e [q + c_2 v_t \frac{\sin \theta_e}{\theta_e} \bar{\theta}_e - \\ & (\frac{1}{p_2} - c_2^2) v_t \frac{\sin \theta_e}{\theta_e} z_e]. \end{aligned} \quad (33)$$

同样令控制器待设计参数 $1/p_2 = c_2^2$, 消除部分非线性项, 上式变为

$$\dot{V}_{z_e, \theta_e} = -k_3 z_e^2 + p_2 \bar{\theta}_e (q + c_2 v_t \frac{\sin \theta_e}{\theta_e} \bar{\theta}_e). \quad (34)$$

设计虚拟控制量为

$$q_d = -c_4 \bar{\theta}_e. \quad (35)$$

将式(35)代入式(34)得

$$\dot{V}_{z_e, \theta_e} = -k_3 z_e^2 - k_5 \bar{\theta}_e^2 + p_2 \bar{\theta}_e q_e. \quad (36)$$

这里

$$q_e = q - q_d, \quad k_5 = c_4 p_2 (1 - \frac{c_2 v_t \sin \theta_e}{c_4 \theta_e}),$$

同样设计控制器参数满足 $c_4 > c_2 v_m$, v_m 为最大允许速度上界, 体现了反馈增益的反步设计思想, 使得 $k_5 > 0$ 条件成立. 综上由式(31)和式(36)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -k_1 x_e^2 - k_2 y_e^2 - k_3 z_e^2 - k_4 \bar{\psi}_e^2 - k_5 \bar{\theta}_e^2 + \\ & \frac{p_1}{\cos \theta} \bar{\psi}_e r_e + p_2 \bar{\theta}_e q_e. \end{aligned} \quad (37)$$

这里设计UUV三维直线航迹跟踪控制器为

$$\begin{cases} F_u = m_1 (-k_u u_e - k_{iu} \varepsilon_1 + \dot{u}_d) - f_u, \\ \delta_s = \frac{1}{b_1} [m_5 (-k_q q_e - k_{iq} \varepsilon_2 + \dot{q}_d - q_{bs}) - f_q], \\ \delta_r = \frac{1}{b_2} [m_6 (-k_r r_e - k_{ir} \varepsilon_3 + \dot{r}_d - r_{bs}) - f_r], \end{cases} \quad (38)$$

其中: f_u , f_q 和 f_r 为模型非线性水动力项, 这里 q_{bs} 和 r_{bs} 为反馈补偿鲁棒项, 将式(38)代入式(1)得到

u , q 和 r 的误差系统为

$$\begin{cases} \dot{u}_e = -k_u u_e - k_{iu} \varepsilon_1, \\ \dot{q}_e = -k_q q_e - k_{iq} \varepsilon_2 - q_{bs}, \\ \dot{r}_e = -k_r r_e - k_{ir} \varepsilon_3 - r_{bs}, \end{cases} \quad (39)$$

其中 $u_e = u - u_d$, 为保证跟踪系统存在外干扰下的鲁棒性, 引入积分项增强系统的鲁棒性, 定义 $\dot{\varepsilon}_1 = u_e$, $\dot{\varepsilon}_2 = q_e$, $\dot{\varepsilon}_3 = r_e$, 因此 $\ddot{\varepsilon}_1 = \dot{u}_e$, $\ddot{\varepsilon}_2 = \dot{q}_e$, $\ddot{\varepsilon}_3 = \dot{r}_e$, 所以系统(39)可以重写为

$$\begin{cases} \ddot{\varepsilon}_1 = -k_u \dot{\varepsilon}_1 - k_{iu} \varepsilon_1, \\ \ddot{\varepsilon}_2 = -k_q \dot{\varepsilon}_2 - k_{iq} \varepsilon_2 - q_{bs}, \\ \ddot{\varepsilon}_3 = -k_r \dot{\varepsilon}_3 - k_{ir} \varepsilon_3 - r_{bs}. \end{cases} \quad (40)$$

定义误差向量 $\varepsilon = [\varepsilon_1 \ \varepsilon_2 \ \varepsilon_3]^T$, $\dot{\varepsilon} = [\dot{\varepsilon}_1 \ \dot{\varepsilon}_2 \ \dot{\varepsilon}_3]^T$, $E = [\varepsilon^T \ \dot{\varepsilon}^T]^T$, 则系统(40)可以表示为

$$\dot{E} = AE + BU, \quad (41)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} \\ -K_I & -K_P \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ I_{3 \times 3} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} 0 \\ -q_{bs} \\ -r_{bs} \end{bmatrix},$$

$$K_I = \text{diag}\{-k_{iu}, -k_{iq}, -k_{ir}\},$$

$$K_P = \text{diag}\{-k_u, -k_q, -k_r\}.$$

4 鲁棒稳定性分析(Robust stability analysis)

定理 1 基于李雅普诺夫稳定性理论, 对于UUV三维航迹跟踪误差系统(11)和UUV模型(1), 给定分段连续航迹方程(2), 设计UUV纵向速度、艏向和纵倾控制器如式(38), 鲁棒反馈控制项为式(46)–(47), 则能够保证UUV三维航迹跟踪误差系统渐近稳定.

证 结合式(22)构造李雅普诺夫能量函数

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} E^T P E, \quad (42)$$

其中正定对称矩阵 P 为线性李雅普诺夫方程的解

$$A^T P + P A = -Q. \quad (43)$$

这里

$$P = \begin{bmatrix} P_1 & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & P_2 \end{bmatrix},$$

其中 $P_i = \text{diag}\{p_{i1}, p_{i2}, p_{i3}\}$ ($i = 1, 2$) 为对角阵, 如果选择 $P_1 = K_I P_2$, 则

$$Q = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & 2K_I P_2 \end{bmatrix}.$$

对式(42)两边求导, 将式(37)代入整理得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & -k_1x_e^2 - k_2y_e^2 - k_3z_e^2 - k_4\bar{\psi}_e^2 - k_5\bar{\theta}_e^2 - \\ & \frac{1}{2}E^TQE + \frac{p_1}{\cos\theta}\bar{\psi}_er_e + p_2\bar{\theta}_eq_e + E^TPBU. \end{aligned} \quad (44)$$

进一步

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & -k_1x_e^2 - k_2y_e^2 - k_3z_e^2 - k_4\bar{\psi}_e^2 - k_5\bar{\theta}_e^2 - \\ & \frac{1}{2}E^TQE + \frac{p_1}{\cos\theta}\bar{\psi}_er_e + p_2\bar{\theta}_eq_e - \\ & p_{22}q_eq_{bs} - p_{23}r_er_{bs}. \end{aligned} \quad (45)$$

如果设计反馈补偿鲁棒项

$$q_{bs} = \frac{p_2}{p_{22}}\bar{\theta}_e, \quad (46)$$

$$r_{bs} = \frac{p_1\bar{\psi}_e}{p_{23}} \frac{1}{\cos\theta}, \quad (47)$$

则式(45)变为

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & -k_1x_e^2 - k_2y_e^2 - k_3z_e^2 - k_4\bar{\psi}_e^2 - k_5\bar{\theta}_e^2 - \\ & \frac{1}{2}E^TQE \leq 0. \end{aligned} \quad (48)$$

当且仅当 $[x_e \ y_e \ z_e \ \bar{\psi}_e \ \bar{\theta}_e \ E]^T = 0$ 时, $\dot{V}_3 = 0$, 由LaSalle不变原理可得, 闭环跟踪误差系统渐近稳定^[17].

根据式(19)–(20)(30)(35), 替换控制器式(38)的中间变量, 得到UUV三维航迹跟踪动力学等价控制器的形式

$$\begin{cases} \dot{u} = \dot{u}_d - k_u(u - u_d) - k_{iu}\varepsilon_1, \\ \dot{q} = \gamma_1z_e - \gamma_2\theta_e - \gamma_3q - k_{iq}\varepsilon_2 - c_2c_4v_t\sin\theta_e, \\ \dot{r} = -\lambda_1y_e - \lambda_2\psi_e - \lambda_3r - k_{ir}\varepsilon_3 \\ \quad - c_1c_3v_t\cos\theta\sin\psi_e\cos\theta_e, \end{cases} \quad (49)$$

其中:

$$\begin{cases} \gamma_1 = c_2\left(\frac{p_2}{p_{22}} + c_4k_q\right), \\ \gamma_2 = \frac{p_2}{p_{22}} + c_4k_q, \\ \gamma_3 = c_4 + k_q, \\ \lambda_1 = c_1\left(\frac{p_1}{p_{23}} \frac{1}{\cos\theta} + c_3k_r\right), \\ \lambda_2 = \frac{p_1}{p_{23}} \frac{1}{\cos\theta} + c_3k_r, \\ \lambda_3 = \frac{c_3}{\cos\theta} + k_r. \end{cases}$$

为进一步说明本文基于反馈增益的思想设计三维航迹跟踪控制器的优点, 与传统反步控制方法进行对比, 取相应的控制量的误差形式如

式(50)–(53), 具体推导过程略.

$$z_1 = \sin\psi_e - \beta_1, \quad (50)$$

$$z_2 = \sin\theta_e - \beta_2, \quad (51)$$

$$r_e = r - \beta_3, \quad (52)$$

$$q_e = q - \beta_4, \quad (53)$$

这里

$$\beta_1 = -\frac{c_1y_e}{\sqrt{1 + (c_1y_e)^2}}, \quad (54)$$

$$\beta_2 = \frac{c_2z_e}{\sqrt{1 + (c_2z_e)^2}}, \quad (55)$$

$$\beta_3 = \frac{\cos\theta}{\cos\psi_e}(\dot{\beta}_1 - y_e v_t \cos\theta_e - c_3z_1), \quad (56)$$

$$\beta_4 = \frac{1}{\cos\theta_e}(\dot{\beta}_2 + z_e v_t - c_4z_2), \quad (57)$$

其中: $c_1 > 0, c_2 > 0, c_3 > 0, c_4 > 0$ 为控制器设计参数, 得到最终的控制输入动力学等价控制器形式为

$$\begin{cases} \dot{u} = \dot{u}_d - k_u(u - u_d), \\ \dot{q} = \dot{\beta}_4 - z_2\cos\theta_e - c_6q_e, \\ \dot{r} = \dot{\beta}_3 - \frac{1}{\cos\theta}\cos\psi_e z_1 - c_5r_e. \end{cases} \quad (58)$$

从式(58)可以看出虚拟控制量 β_3 在 $\psi_e = \pm\pi/2$ 时存在奇异值点, 因此设计的控制器需要保证初始艏向偏差满足 $\psi_e \in (-\pi/2, \pi/2)$, 使得UUV初始跟踪误差受到约束, 得到的控制器无法实现全局收敛性; 其次由式(56)–(58)可知最终控制器中包含 $\dot{\beta}_3$ 和 $\dot{\beta}_4$, 进而包含虚拟控制量的高阶导数 $\dot{\beta}_1$ 和 $\dot{\beta}_2$, 使得求解过程中出现计算量过大的不足. 从式(49)和(60)的对比中可以看出本文提出的反馈增益控制器的形式具有如下优点:

1) 控制器中包含虚拟控制量 α_1 和 α_2 的高阶导数的形式简单, 相比于传统的反步法中 β_1 和 β_2 的设计, 避免了控制器的复杂形式.

2) 通过设计控制器参数, 消除了部分非线性项, 简化了控制器形式, 控制器表示为类似于PID控制的形式, 线性部分表现为状态变量的线性组合, 且分别对应航迹偏差、航迹角偏差、角速度和角速度误差的积分, 非线性部分对模型已知动态进行补偿; 控制器参数的调节规律可以参考PID控制器的经验进行调节, 符合工程实际.

5 仿真实验与分析(Simulation results and analysis)

仿真实验对象为哈尔滨工程大学实验型UUV, 其外形尺寸为长4.5 m、宽1.2 m、高0.6 m, 质量为

2535 kg, UUV的执行机构配置为尾部十字对称布置推进器提供纵向推力, 舵面采用NACA0015型对称翼型剖面, 在稳定航速2 m/s时的舵效系数为

$$M_{\delta_s} = 900 \text{ kg/rad}, N_{\delta_r} = 850 \text{ kg/rad};$$

转动惯量为 $I_y = 1700 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $I_z = 2000 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$; 附加质量参数为

$$X_{\dot{u}} = -142 \text{ kg}, Y_{\dot{v}} = -1700 \text{ kg}, Z_{\dot{w}} = -4600 \text{ kg},$$

$$M_{\dot{q}} = -1700 \text{ kg} \cdot \text{m}^2/\text{rad}, N_{\dot{r}} = -1350 \text{ kg} \cdot \text{m}^2/\text{rad};$$

阻尼水动力系数

$$X_{|u|u} = -35 \text{ kg/m}, Y_{|v|v} = -346 \text{ kg/s},$$

$$Y_{|v|v} = -667 \text{ kg/m}, Z_{|w|w} = -1000 \text{ kg/s},$$

$$Z_{|w|w} = -2000 \text{ kg/m}, M_{|q|q} = -900 \text{ kg} \cdot \text{m}^2/\text{s},$$

$$M_{|q|q} = -1100 \text{ kg} \cdot \text{m}^2/\text{rad}^2, N_{|r|r} = -300 \text{ kg} \cdot \text{m}^2/\text{s},$$

$$N_{|r|r} = -350 \text{ kg} \cdot \text{m}^2/\text{rad}^2.$$

根据实测水动力系数建立仿真模型, 采用MATLAB环境搭建UUV三维航迹跟踪控制仿真系统结构框图如图3所示. 整个UUV三维航迹跟踪控制系统由4部分构成, 首先由使命规划器将使命任务分解为确定航迹点, 再通过航迹规划器将设定的航迹点序列转化为分段连续的确定参数化直线方程, 然后通过航迹点切换规则计算UUV当前位置与转向点的距离, 实现对不同期望航迹的切换, 最后由航迹跟踪控制器驱动UUV跟踪并收敛于期望航迹.

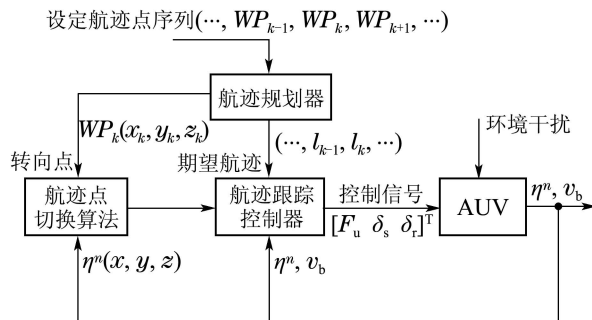


图3 UUV三维航迹跟踪控制系统框图

Fig. 3 Block diagram of UUV path tracking control system

针对海底地形勘察任务, 设定规划航迹点为 (单位: m)

$$WP_1 = (80, 0, 0), WP_2 = (120, 100, 20),$$

$$WP_3 = (0, 180, 40), WP_4 = (-120, 100, 60),$$

$$WP_5 = (-80, 0, 80), WP_6 = (-50, 10, 80),$$

$$WP_7 = (-70, 80, 80), WP_8 = (-35, 90, 80),$$

$$WP_9 = (-15, 20, 80), WP_{10} = (25, 30, 80),$$

$$WP_{11} = (0, 120, 80), WP_{12} = (50, 130, 80),$$

$$WP_{13} = (75, 20, 80).$$

UUV初始位置为 $x = 90 \text{ m}$, $y = -10 \text{ m}$, $z = 0 \text{ m}$; 初始姿态角为 $\theta = 0^\circ$, $\psi = 90^\circ$, 初始速度为 $u = 0 \text{ m/s}$, $v = 0 \text{ m/s}$, $w = 0 \text{ m/s}$, $q = 0^\circ/\text{s}$, $r = 0^\circ/\text{s}$; UUV期望纵向速度 $u_d = 2 \text{ m/s}$, 根据式(15)设计虚拟向导的增益参数 $k_1 = 0.1$; 根据式(38)分别设计UUV纵向速度、艏向和纵倾控制器: 速度控制器参数 $k_u = 0.5$, $k_{iu} = 0.1$; 艏向控制器参数

$$c_1 = 0.18, p_1 = \frac{1}{c_1^2} = 30, c_3 = 0.5,$$

$$k_r = 10, k_{ir} = 5, p_3 = 1000;$$

纵倾控制器参数

$$c_2 = 0.5, p_2 = \frac{1}{c_2^2} = 4, c_4 = 2,$$

$$k_q = 20, k_{iq} = 10, p_4 = 1000;$$

仿真实验时考虑舵机特性, $T_E \dot{\delta} = K_E(\delta_d - \delta)$, 其中: δ_d 表示指令舵角, δ 为实际舵角, K_E 为舵机控制增益, T_E 为舵机时间常数约为3 ~ 4 s, 实际舵角幅值 $|\delta| \leq \delta_{\max} = 30^\circ$. 模型中环境扰动作用信号 $\omega(\cdot)$ 选取为 $\dot{\omega} + T\omega = K\varepsilon$, 其中 ε 为高斯白噪声, $K = \text{diag}\{20, 10, 10, 25, 25\}$ 为增益系数矩阵, $T = \text{diag}\{5, 5, 5, 5, 5\}$ 为时间常数矩阵, 通过选取不同的增益系数和时间常数, 验证设计控制器的鲁棒性, 图4~10给出UUV三维直线航迹跟踪仿真实验结果.

图4为UUV三维直线航迹跟踪曲线, 为验证环境干扰作用下本文提出的UUV三维航迹跟踪控制器的性能, 将仿真结果与基于视线法的PID跟踪控制器进行对比. 图4中点 WP_1 至 WP_5 为UUV下潜到指定深度过程, WP_6 至 WP_{13} 点为UUV在指定区域进行地形勘察作业过程.

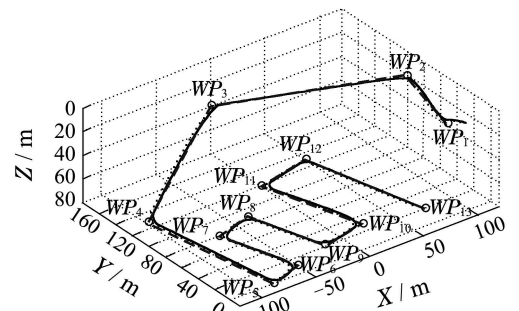


图4 UUV三维航迹跟踪控制轨迹

Fig. 4 Three-dimensional path tracking trajectory of UUV

图5和图6是UUV三维航迹跟踪曲线分别在XY平面和XZ平面的投影图,从投影图中可以看出传统的PID控制器对工作点变化或存在环境干扰时控制性能降低,无法实现对三维航迹的精确跟踪,而本文提出的基于反馈增益的反步法设计的控制器对环境干扰具有较好的鲁棒性,航迹切换规则很好的实现了UUV对分段连续航迹的跟踪,在航迹切换时PID控制器使得UUV跟踪轨迹具有一定的超调振荡,而本文提出的控制器能够较平滑的实现跟踪控制,提高了航迹跟踪的精度,缩短了UUV的冗余航程,使其与期望航迹更加接近.

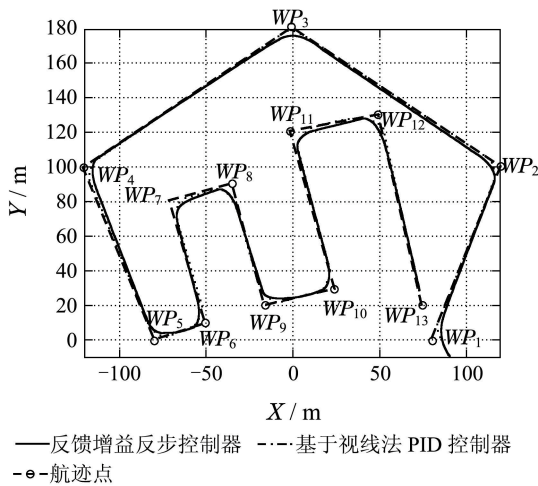


图 5 UUV 三维航迹跟踪XY平面投影图
Fig. 5 XY plane projection for three-dimensional path tracking of UUV

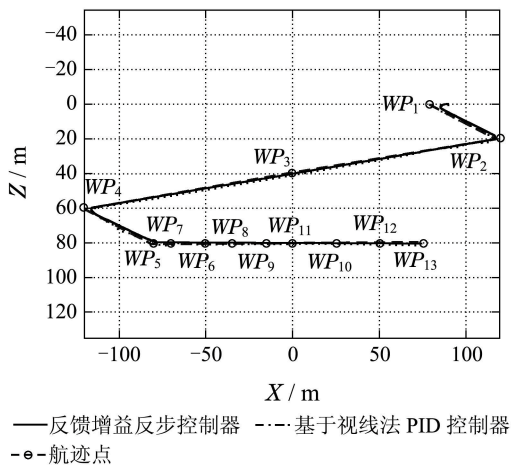


图 6 三维航迹跟踪XZ平面投影图
Fig. 6 XZ plane projection for three-dimensional path tracking of UUV

图7为UUV三维航迹跟踪控制中跟踪误差曲线,在PID控制器作用下从WP₁至WP₅点的下潜过程中深度跟踪误差在航迹点切换过程中具有明显的振荡,在WP₆至WP₁₃点UUV在固定深度进行地形勘察作业过程中的航迹跟踪误差具有

较大的超调;从跟踪误差响应曲线可以看出本文设计的三维航迹控制器提高了航迹跟踪的精度,缩短了UUV的冗余航程,具有更加稳定的控制能力保证UUV较快的跟踪并收敛到期望航迹,使得跟踪误差最终收敛到零,表明了控制器的跟踪精度和响应速度.

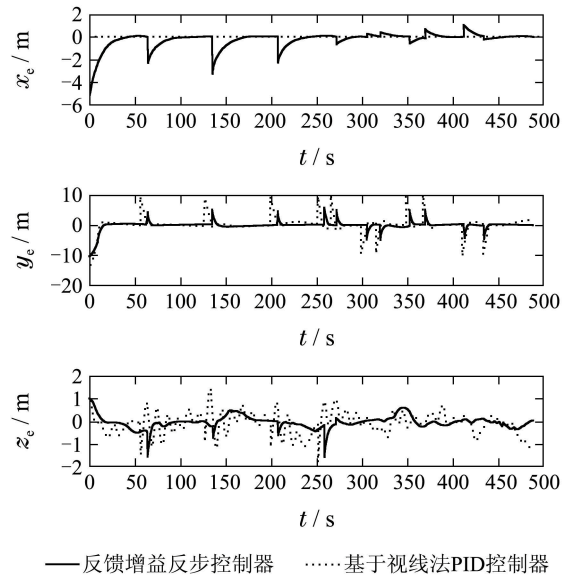


图 7 UUV 三维航迹跟踪误差曲线
Fig. 7 Three-dimensional path tracking errors of UUV

图8和图9分别为UUV三维航迹跟踪控制过程中各状态变量包括线速度、角速度和姿态角的变化曲线,PID控制作用下的纵倾角和艏向角变化具有一定的超调振荡,调节时间较长,控制效果较差,容易导致系统失稳,而本文提出的控制器对姿态角具有更加稳定的控制能力.图10为UUV三维航迹跟踪控制输入响应.

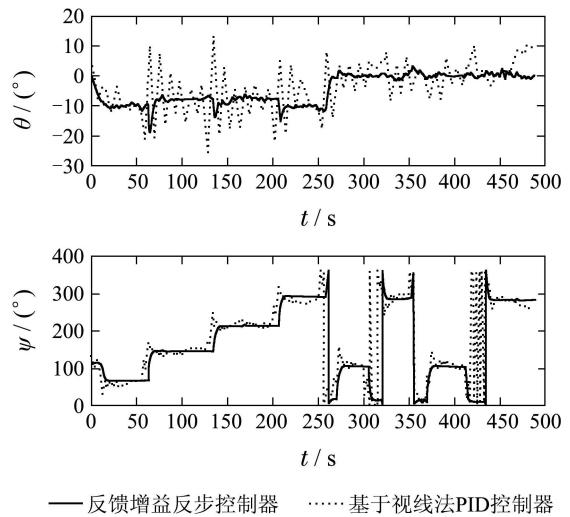


图 8 UUV 三维航迹跟踪姿态角响应
Fig. 8 Angular response of UUV in three-dimensional path tracking

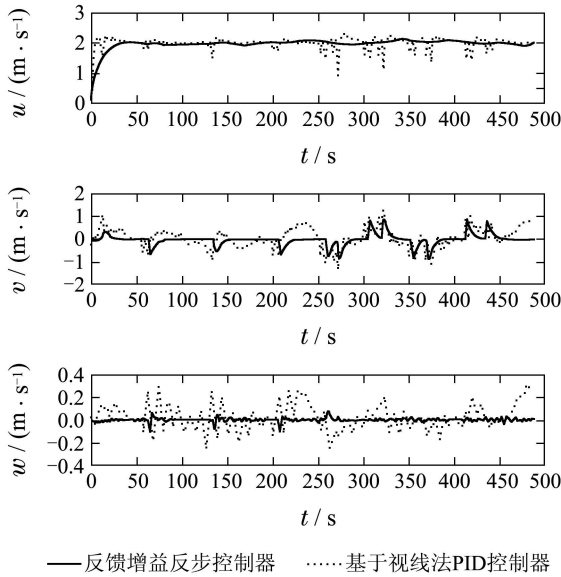


图9 UUV三维航迹跟踪速度响应

Fig. 9 Velocity response of UUV in three-dimensional path tracking

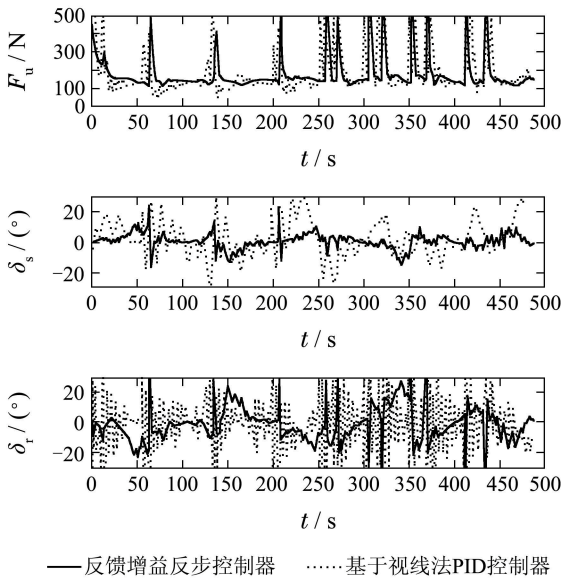


图10 UUV三维航迹跟踪控制输入

Fig. 10 Control inputs of UUV in three-dimensional path tracking

6 结论(Conclusions)

本文针对UUV三维直线航迹的跟踪控制问题, 基于虚拟向导的思想建立了UUV三维跟踪误差模型, 提出反馈增益的反步法设计三维航迹跟踪控制器, 通过控制器参数设计消除了部分非线性阻尼项, 简化了最终的控制器形式, 且避免了基于视线法设计三维航迹跟踪视线角控制律导致控制器存在固有的奇异值点的问题; 基于李雅普诺夫稳定性理论, 通过引入积分项, 保证了设计的UUV三维航迹跟踪控制器在扰动作用时的鲁棒性和跟踪

性能, 仿真结果表明本文设计的三维航迹跟踪控制器能够实现UUV对分段连续航迹的精确跟踪控制。

参考文献(References):

- [1] 贾鹤鸣, 程相勤, 张利军, 等. 基于自适应Backstepping的欠驱动AUV三维航迹跟踪控制[J]. 控制与决策, 2012, 27(5): 652-657. (JIA Heming, CHENG Xiangqin, ZHANG Lijun, et al. Three-dimensional path tracking control for underactuated AUV based on adaptive backstepping [J]. *Control and Decision*, 2012, 27(5): 652-657.)
- [2] EVEN B, KRISTIN Y P. Cross-track control for underactuated autonomous vehicles [C] // *Proceedings of the 44th IEEE International Conference on Decision and Control*. Spain: IEEE, 2005, 8: 602-608.
- [3] 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 Jian, XU Demin, YAN Weisheng. 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.)
- [4] 王芳, 万磊, 李晔, 等. 欠驱动AUV的运动控制技术综述[J]. 中国造船, 2010, 51(2): 227-241. (WANG Fang, WAN Lei, LI Ye, et al. A survey on development of motion control for underactuated AUV [J]. *Shipbuilding of China*, 2010, 51(2): 227-241.)
- [5] SO R O, SUN J. Path following of underactuated marine surface vessels using line-of-sight based model predictive control [J]. *Ocean Engineering*, 2010, 37(3): 289-295.
- [6] LAPIERRE L, SOETANTO D. Nonlinear path-following control of an AUV [J]. *Ocean Engineering*, 2007, 34(11): 1734-1744.
- [7] ENCAMACAO P, PASCOAL A. 3-D path following for autonomous underwater vehicle [C] // *Proceedings of the 39th IEEE International Conference on Decision and Control*. Piscataway: IEEE, 2000, 8: 2977-2982.
- [8] 葛晖, 敬忠良, 高剑. 自主式水下航行器三维路径跟踪的神经网络H_∞鲁棒自适应控制方法[J]. 控制理论与应用, 2012, 29(3): 317-322. (GE Hui, JING Zhongliang, GAO Jian. Neural network H-infinity robust adaptive control for autonomous underwater vehicle in 3-dimensional path following [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(3): 317-322.)
- [9] 边信黔, 程相勤, 贾鹤鸣, 等. 基于迭代滑模增量反馈的欠驱动AUV地形跟踪控制[J]. 控制与决策, 2011, 26(2): 289-292. (BIAN Xinqian, CHENG Xiangqin, JIA Heiming, et al. A bottom-following controller for underactuated AUV based on iterative sliding and increment feedback [J]. *Control and Decision*, 2011, 26(2): 289-292.)
- [10] 贾鹤鸣, 张利军, 程相勤, 等. 基于非线性迭代滑模的欠驱动UUV三维航迹跟踪控制[J]. 自动化学报, 2012, 38(2): 308-313. (JIA Heming, ZHANG Lijun, CHENG Xiangqin, et al. Three-dimensional path following control for an underactuated UUV based on nonlinear iterative sliding mode [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2012, 38(2): 308-313.)
- [11] DO K D, JIANG Z P, PAN J. Robust and adaptive path following for underactuated autonomous underwater vehicles [J]. *Ocean Engineering*, 2004, 31(16): 1967-1997.
- [12] 俞建成, 李强, 张艾群, 等. 水下机器人的神经网络自适应控制[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(1): 9-13. (YU Jiancheng, LI Qiang, ZHANG Aiqun, et al. Neural network

- adaptive control for underwater vehicles [J]. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(1): 9 – 13.)
- [13] 张利军, 贾鹤鸣, 边信黔, 等. 基于 L_2 干扰抑制的水下机器人三维航迹跟踪控制 [J]. *控制理论与应用*, 2011, 28(5): 645 – 651. (ZHANG Lijun, JIA Heming, BIAN Xinqian, et al. Three-dimensional path tracking control for an autonomous underwater vehicle based on L-two disturbance attenuation method [J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(5): 645 – 651.)
- [14] 贾鹤鸣, 张利军, 齐雪, 等. 基于神经网络的水下机器人三维航迹跟踪控制 [J]. *控制理论与应用*, 2012, 29(7): 877 – 883. (JIA Heming, ZHANG Lijun, QI Xue, et al. Three-dimensional path tracking control for autonomous underwater vehicle based on neural network [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(7): 877 – 883.)
- [15] DELUCA A, IANNITTI S. A simple STLC test for mechanical systems underactuated by one control [C] // *Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation*. Washington DC: IEEE, 2002, 5: 1735 – 1740.
- [16] REYHANOGLU M, ARJAN V D S, MCCLAMROCH N H, et al. Dynamics and control of a class of underactuated mechanical systems [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1999, 44(9): 1663 – 1672.
- [17] KHALIL H K. *Nonlinear System* [M]. 3rd Edition. New York: Prentice Hall, 2002.

作者简介:

王宏健 (1971–), 女, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为水下机器人智能控制, E-mail: cctime99@163.com;

陈子印 (1985–), 男, 博士研究生, 目前研究方向为水下机器人控制技术、非线性系统控制理论与应用, E-mail: chenzyin_heu@163.com;

边信黔 (1941–), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为水下机器人控制及计算机仿真, E-mail: bianxinqian@hrbeu.edu.cn;

贾鹤鸣 (1983–), 男, 博士, 副教授, 目前研究方向为非线性系统控制理论与应用、水下机器人控制技术, E-mail: jiaheminglucky99@126.com;

李娟 (1976–), 女, 副教授, 目前研究方向为水下机器人智能控制及计算机仿真, E-mail: lijuan041@163.com.