

DOI:10.19650/j.cnki.cjsi.J2312261

基于模糊反馈线性化和自适应扩张状态观测器的 USM 六自由度镇定控制*

孙非¹, 崔特², 曹宇赫², 任超²

(1. 天津大学内燃机研究所 天津 300072; 2. 天津大学电气自动化与信息工程学院 天津 300072)

摘要: 水下游动机机械臂 (USM) 作为一种新型的水下机器人, 其镇定控制对于水下观测和作业任务的顺利完成具有重要意义。针对 USM 六自由度镇定控制时, 其模型难以准确建立、水流等外部扰动难以观测和 6 个维度的控制器参数整定困难等问题, 提出了一种基于模糊反馈线性化和自适应扩张状态观测器的控制方法。首先建立了 USM 的动力学模型; 其次, 考虑到 USM 强非线性和强耦合性的特点, 对动力学模型反馈线性化后设计了 PD 控制器, 并引入了模糊控制逻辑调整控制器的参数; 同时为减少建模误差和实际水下环境存在各种不确定干扰对控制效果的影响, 设计了一种自适应扩张状态观测器来实时补偿模型的不准确性和外扰。最终, 在湖中实验测得, 所提方案 6 维均方根误差 (RMSE) 为 0.425 2、0.166 8、0.168 5、0.267 4、0.117 4、1.003 3, 较之传统方案有明显的提升, 证明了所提方案的有效性。

关键词: 水下游动机机械臂 (USM); 反馈线性化; 模糊控制; 自抗扰; 自适应扩张状态观测器

中图分类号: TP242 TH701 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8050

USM six degrees of freedom stabilization control based on fuzzy feedback linearization and adaptive extended state observer

Sun Fei¹, Cui Te², Cao Yuhe², Ren Chao²

(1. Tianjin Internal Combustion Engine Research Institute, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

2. School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: Underwater swimming manipulator (USM), as a novel type of underwater robot, plays a significant role in the smooth completion of underwater observation and operation tasks due to its stable control. This article addresses issues such as the difficulty in accurately establishing the model, the challenge in observing external disturbances like water currents, and the difficulty in tuning the parameters of the controller for all six degrees of freedom in the stabilization control of the USM. The study proposes a control method based on fuzzy feedback linearization and an adaptive extended state observer. Firstly, the dynamic model of the USM is formulated. Secondly, considering the strong nonlinearity and strong coupling characteristics of the USM, a PD controller is designed after feedback linearization of the dynamic model, and fuzzy control logic is introduced to adjust the controller parameters. To reduce the impact of modeling errors and various uncertain disturbances present in the actual underwater environment on the control effect, an adaptive extended state observer is designed to compensate for inaccuracies of the model and external disturbances in real time. Ultimately, during lake trials, the six-dimensional root mean square error of this scheme is 0.425 2, 0.166 8, 0.168 5, 0.267 4, 0.117 4 and 1.003 3, which shows a significant improvement compared to traditional schemes. It shows the effectiveness of the proposed solution.

Keywords: underwater swimming manipulator; feedback linearization; fuzzy control; ADRC; AESO

0 引言

作为一种新型的水下机器人,水下游动机械臂(underwater swimming manipulator, USM)在继承了水下蛇形机器人多关节结构的同时又在连杆上装备了若干推进器,这使得 USM 成为了一种具有细长链式结构、可以在狭小空间内穿梭与执行任务的多功能水下机器人。USM 的末端可以安装不同的末端执行器以适应复杂多变的观测和作业任务,如安装机械手进行抓取操作,安装焊枪进行水下管道的检修与维护,安装探测器对目标进行观测等,而实现这些操作任务的前提是 USM 可以长时间的稳定在某一个点位。只有当 USM 在预置点位实现镇定,才能保证观测和操作任务顺利完成。因此,对 USM 镇定控制问题进行深入研究具有重要的现实意义。

2016年, Sverdrup-Thygeson 等^[1]首次提出了水下游动机械臂的概念,仿照蛇形机器人的建模方法建立了该系统的模型,并基于视线导引率实现了简单的路径跟踪。之后, Sverdrup-Thygeson 等^[2]还提出了 USM 详细的级联控制架构,并给出了逆运动学和动力学模型的建立过程,给出了推力分配策略。文献[3]设计了基于任务优先级的逆运动学控制器与反馈线性化的动力学控制器,实现了末端执行器的轨迹跟踪。文献[4]详细介绍了 USM 三维运动学和动力学模型的建立过程。文献[5]设计了带有自适应增益的超螺旋算法的动力学控制器,优化了 USM 的六自由度轨迹跟踪。文献[6]设计和实现了一种自适应推力分配算法,以提高 USM 的运行效率。文献[7]进一步的对 USM 现有的运动学和动力学模型进行完善,通过仿真验证了机器人的多模态游泳行为。文献[8]利用障碍李雅普诺夫函数方法设计了自适应控制器,实现了轨迹跟踪。从现有研究来看,并没有学者针对 USM 在实际应用中存在的复杂不确定性(水动力参数不确定、水流等干扰未知、模型不准确等)开展基于动力学模型的位置和姿态镇定控制方法研究,也很少有学者在实际的水下环境进行相关实验,只是在仿真中对所设计的控制算法进行相应的验证。

本文以实验室自主设计并研发的 USM 样机作为研究对象,针对 USM 在实际应用中的六自由度镇定问题展开研究。考虑到 USM 模型具有强非线性和强耦合性的特点,在对 USM 动力学模型进行反馈线性化(feedback linearization, FL)之后,引入了模糊 PD 控制,将 USM 在镇定过程中的位姿误差和误差的变换率作为模糊 PD 控制器的输入,实时更新控制器的参数。同时,考虑到建模不准确和水下复杂的环境会对 USM 产生较强的干扰,本文设计了一种自适应扩张状态观测器来实时估计 USM 在水下受到的扰动以及建模不准确,并在控制器中对

其进行补偿。最后通过湖试实验,验证了所提方案的可行性。

1 USM 动力学模型

1.1 模型坐标系建立

如图 1 所示,世界坐标系选用北东地(north east down, NED)坐标系,将 USM 的连杆按照从基座到头部的顺序依次编号连杆 1~n,各连杆坐标系的原点位于等效圆柱体左侧圆心位置,并将第 1 个连杆定义为基座。

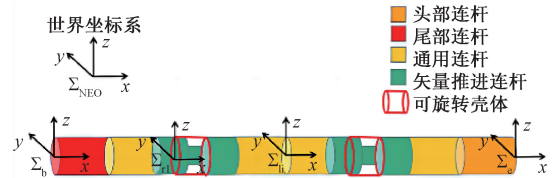


图 1 USM 坐标系示意图

Fig. 1 USM coordinate system

1.2 动力学模型

本文对水下移动机械臂的动力学模型进行建模时,考虑了水下机械臂在水下所受到的附加质量力、水阻力、科里奥利力、向心力、重力、浮力等^[9]外力作用,通过拉格朗日建模方法,推导出递归形式的动力学模型,表 1 为模型参数,图 2 所示为 USM 结构示意图。

表 1 动力学模型参数说明

Table 1 Description of dynamical model parameters

参数名称	参数含义
$\xi = [n_1^T \quad n_2^T \quad q^T \quad \phi^T]^T$	USM 位置状态向量
$\zeta = [v_b^T \quad \omega_b^T \quad \dot{q}^T \quad \dot{\phi}^T]^T$	USM 速度状态向量
q	普通关节的角度向量
ϕ	旋转关节的角度向量
v_b	基座坐标系下线速度
ω_b	基座坐标系下角速度

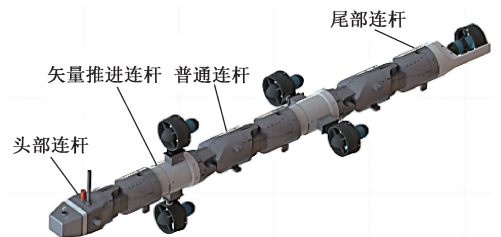


图 2 USM 结构示意图

Fig. 2 USM structural representation

水下游动机机械臂的动力学方程可以写为^[9]:

$$M(q, \zeta) \ddot{\zeta} + C(q, \zeta) \dot{\zeta} + D(q, \zeta) + G(\xi) + f = \tau \quad (1)$$

式中: $M(q, \zeta)$ 是包含连杆惯量以及附加质量的广义惯性矩阵; $C(q, \zeta)$ 是科里奥利力 - 向心力矩阵; $D(q, \zeta)$ 是水阻力矩阵; $G(\xi)$ 是重力与浮力项; f 是包括水流信息在内的外部扰动; τ 是系统的广义力和力矩。

1.3 矢量推进系统

如图2所示,在USM的每一个矢量推进模块中都安装了两个矢量推进器,矢量推进器可以绕其所在坐标系的 y 轴旋转。USM的控制量包括推进器推力、矢量推进器的旋转角度,可以表示为 $u = [u_{thr}^T, \theta_{thr}^T, u_{joint}^T, u_{\beta}^T]^T$, u_{thr} 表示推进器推力, θ_{thr} 表示矢量推进器的旋转角度, u_{joint} 代表关节扭矩, u_{β} 表示旋转壳体扭矩。将矢量推进器的推力沿其所在可旋转壳体的壳体坐标系的 x 轴与 y 轴进行正交分解,得到与力和力矩相关的控制量^[10]:

$$u_i = [f_{thr}^T, u_{joint}^T, u_{\beta}^T]^T \quad (2)$$

式中: $f_{thr} = [u_{thr1}, f_{thr1}, f_{thr2}, \dots, f_{thr8}]^T$, u_{thr} 表示尾部推进器推力, $f_{thr1}, f_{thr2}, \dots, f_{thr8}$ 表示把矢量推进器的推力正交分解后得到的推力分量。在此基础上,可以得到:

$$\tau = Tu_i \quad (3)$$

其中, T 表示执行器配置矩阵^[11], 表示为:

$$T = [J_{\beta 1}^T B_{\beta 1}, J_{\beta 2}^T B_{\beta 2}, J_{\beta 3}^T B_{\beta 3}, B_{joint}]$$

式中: $J_{\beta i}$ 是第 i 个推进器模块的雅可比矩阵。

2 控制器设计

本文所设计的控制系统的控制框图如图3所示。

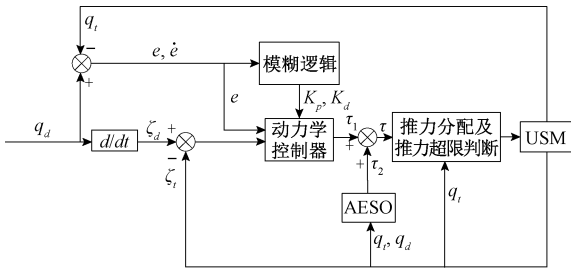


图3 控制框图

Fig. 3 Control diagram

将系统的非线性项 $C\dot{\zeta} + D + g$ 部分用 W 表示, 动力学模型改写为:

$$M\ddot{\zeta} + W + f = \tau \quad (4)$$

式中: f 表示包括因建模误差所产生的内部扰动和所受到的外部扰动之和。

反馈线性化方法的基本思想是找到与广义力 τ 的状态相关的线性函数^[12]。

定义状态变量 $x = [x_1^T, x_2^T]^T$, 并且有:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = J_{koo}^T \xi \\ \dot{x}_2 = \zeta \end{cases} \quad (5)$$

式中: x_1 和 x_2 分别为基座坐标系下 USM 的位置与速度层面的状态向量。对式(5)进行求导,然后代入式(4)中,可以得到 USM 的状态空间表达式为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = M^{-1}\tau - M^{-1}W - M^{-1}f \end{cases} \quad (6)$$

通过非线性补偿可以得到如下控制律:

$$\tau = Ma + W + \hat{f} \quad (7)$$

式中: a 是加速度层面的控制量。将控制量 a 设计为期望加速度和误差反馈^[13]的线性组合:

$$a = \ddot{\zeta} + K_p(q_d - q_t) + K_d(\dot{q}_d - \dot{q}_t) \quad (8)$$

式中: q_d 为包含 USM 期望的 x, y, z 方向的位置和滚转、俯仰、偏航角度的矢量矩阵; q_t 为 t 时刻的六自由度矢量矩阵; K_p 和 K_d 为对角正定增益矩阵。

将式(7)中 $Ma + W$ 记为 τ_1 , \hat{f} 记为 τ_2 , τ_1 由模糊 PD 控制器计算得出, τ_2 将由自适应扰动状态观测器估计得出。

用经典的模糊子集方案划分模糊子集为:

$$e, \dot{e} = \{NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB\}$$

$$K_p, K_d = \{NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB\}$$

模糊子集确定后,需要完成与输入输出变量集合对应的基本论域和模糊论域的设定,基本论域记为 $[x_{min}^* x_{max}^*]$, 转换到模糊论域后记为 $[x_{min} x_{max}]$ 。采用线性映射法将输入量的基本论域转换成模糊论域,对应的表达式为:

$$x = \frac{x_{min} + x_{max}}{2} + k \left(x^* - \frac{x_{min}^* + x_{max}^*}{2} \right) \quad (9)$$

式中: k 表示转换关系的量化因子。

$$k = [(x_{max} - x_{min}) / (x_{max}^* - x_{min}^*)]$$

本文模糊控制中隶属度函数选取三角形隶属度函数^[14], 隶属度函数具体设计如下:

$$f(x, a, b, c) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b}, & b \leq x \leq c \\ 0, & x \geq c \end{cases} \quad (10)$$

将 ΔK_p 的模糊论域的范围设置为 $[-2 \ 2]$, ΔK_d 的模糊论域的范围设置为 $[-1 \ 1]$, 并以 Mamdani 法作为模糊推理方法, 则可得到 ΔK_p 的表达式^[14] 为:

$$\Delta K_p = [a(i) \times b(i)]^{T_1} \cdot R \quad (11)$$

二者模糊推理规则如表2和3所示。

表2 ΔK_p 模糊逻辑推理规则

Table 2 ΔK_p fuzzy logic inference rule

$e\backslash ec$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PB	ZO	NS
NM	PB	PB	PM	PB	PB	NS	NS
NS	PM	PM	PM	PB	ZO	NM	NM
ZO	PM	PM	PS	ZO	NS	NM	NM
PS	PS	PS	ZO	NS	NS	NM	NB
PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NB	NB
PB	ZO	ZO	NM	NM	ZO	ZO	NM

表3 ΔK_d 模糊逻辑推理规则

Table 3 ΔK_d fuzzy logic inference rule

$e\backslash ec$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PS	NS	NB	NB	NB	NS	ZO
NM	PS	NS	NB	NM	NB	NS	ZO
NS	ZO	NS	NM	NM	NS	NS	ZO
ZO	ZO	NS	NS	NS	NS	ZO	ZO
PS	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	PS	PB
PM	PB	PS	PS	PS	PS	PS	PB
PB	PB	PM	PM	PM	NM	PS	PS

本文使用面积重心法^[15]进行解模糊运算,若存在模糊集合 Y 和论域 v , 设 Y 在 v 上的隶属度函数为 $Y(v)$, 重心的横坐标为 u_x , u_i 点的隶属度可记为:

$$u_i = \frac{\sum_{i=1}^n u_i \cdot Y(u_i)}{\sum_{i=1}^n Y(u_i)} \quad (12)$$

3 扰动观测器设计

为了对 USM 系统的总扰动进行估计, 本文设计自适应扩张状态观测器(AESO)实现对扰动的实时观测。

扩张观测器作用原理是把系统中的不确定项或者干扰视为系统中的状态之一, 建立新的状态空间(也就是扩张状态空间或者叫增广状态空间), 对这个空间中的状态进行观测, 即可得到不确定项的估计值。因其不依赖于被控对象的精确数学模型, 也不需要直接测量扰动及其作用, 被广泛应用于各个领域^[16-17]。

对于系统:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\bar{\mathbf{u}} \quad (13)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{x}_1 + \mathbf{n}$$

其中:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{5+n} & \mathbf{I}_{5+n} \\ \mathbf{0}_{5+n} & \mathbf{0}_{5+n} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{5+n} \\ \mathbf{I}_{5+n} \end{bmatrix}$$

则系统的 ESO 结构如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\mathbf{x}}} \\ \dot{\hat{\mathbf{f}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}} \\ \hat{\mathbf{f}} \end{bmatrix} + \mathbf{L}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{x}}_1) + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \bar{\mathbf{u}} \quad (14)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}}$ 和 $\hat{\mathbf{f}}$ 分别为状态量 \mathbf{x} 和扰动 \mathbf{f} 的估计值, \mathbf{L} 为观测器增益矩阵。

对式(14)进行离散化, 采样时间取为 T , 可以得到:

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(k+1) \\ \hat{\mathbf{f}}(k+1) \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(k) \\ \hat{\mathbf{f}}(k) \end{bmatrix} + \bar{\mathbf{L}}(\mathbf{y}(k) - \hat{\mathbf{x}}_1(k)) + \bar{\mathbf{B}}\bar{\mathbf{u}}(k) \quad (15)$$

其中, 矩阵 $\bar{\mathbf{A}}$ 、 $\bar{\mathbf{B}}$ 、 $\bar{\mathbf{L}}$ 分别为矩阵 $\begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}$ 、 \mathbf{L} 、

$\begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}$ 离散化后的矩阵。

在传统的 ESO 设计中, 观测器增益矩阵 $\bar{\mathbf{L}}$ 的选取通常采用基于带宽的参数整定方法^[18]。为了避免传统方法存在的带宽难以整定的问题, 本文在传统扩张状态观测器的基础上设计了一种调整观测器增益矩阵的自适应律, 把这种改进后的扩张状态观测器称为自适应扩张状态观测器^[19-20], 如式(16)所示:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{L}}_k &= \bar{\mathbf{A}}\mathbf{P}_k\mathbf{C} \left(\mathbf{C}^T\mathbf{P}_k\mathbf{C} + \frac{1}{1+\theta}\mathbf{R} \right)^{-1} \\ \mathbf{P}_{k+1} &= (1+\theta)(\bar{\mathbf{A}} - \bar{\mathbf{L}}_k\mathbf{C}^T)\mathbf{P}_k(\bar{\mathbf{A}} - \bar{\mathbf{L}}_k\mathbf{C}^T)^T + \\ &\bar{\mathbf{L}}_k\mathbf{R}\bar{\mathbf{L}}_k^T + \left(1 + \frac{1}{\theta} \right) \mathbf{Q} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\mathbf{Q} = 3(5+n) \begin{bmatrix} T^4\bar{\mathbf{Q}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & T^2\bar{\mathbf{Q}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \bar{\mathbf{Q}} \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \end{bmatrix},$$

$$\theta = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{3(5+n)} Q(i,i)}{\sum_{i=1}^{3(5+n)} P_0(i,i)}}$$

式(16)的自适应律中需要调整的参数和矩阵有 \mathbf{R} 、 \mathbf{P}_0 和 $\bar{\mathbf{Q}}$, 其中 \mathbf{R} 为测量噪声 \mathbf{n} 方差的上界, \mathbf{P}_0 可以基于初始状态误差范围进行调整, $\bar{\mathbf{Q}}$ 则可以根据扰动在采样周期内的变化幅度进行调整。自适应扩张观测器能够在有系统观测噪声的前提下对扰动进行估计, 提高了系统的鲁棒性和抗干扰能力。

4 稳定性证明

本文的模糊控制器部分可以等价为一个二阶系统:

$$\ddot{e} + K_p e + K_d \dot{e} = 0$$

其中, $K_p = K_{p0} + \Delta K_p$, K_{p0} 为初始的控制参数, ΔK_p 为模糊逻辑的输出; $K_d = K_{d0} + \Delta K_d$, K_{d0} 为初始的控制参数, ΔK_d 为模糊逻辑的输出。

由于本文采用的隶属度函数为三角形隶属度函数,且根据式(10)可知,该隶属度函数的范围在 $[0, 1]$, 始终大于 0; 并且, 根据本文模糊论域的范围设置与控制参数初始值的设置, 采用面积重心法进行解模糊运算, 解模糊后任意一点的隶属度均不超过模糊论域的限定范围, 即模糊逻辑的输出 ΔK_p 和 ΔK_d 不超过模糊论域的限定范围。

定理 1 假设总扰动 f 有界, 对于式(4)的系统, 采用式(8)的控制律进行控制时, 该闭环系统是 BIBO 稳定的。

证明: 定义 $e_c = [e; \dot{e}]$, 则误差动力学的状态空间表达式可以转化为:

$$\dot{e}_c = A e_c$$

$$\text{式中: } A = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -K_p & -K_d \end{bmatrix}。$$

由模糊逻辑输出和控制增益初始值设定可知, 控制增益矩阵 K_p 和 K_d 始终为正定增益对角矩阵, 能够使矩阵 A 为 Hurwitz 矩阵。于是有 $\dot{e}_c = A e_c$ 是 Hurwitz 稳定的, 即误差向量 e_c 是有界的, 闭环系统的 BIBO 稳定的。

假设 1 系统的总扰动 f 连续且有界, 在两个连续的采样周期内满足:

$$(f(k+1) - f(k))(f(k+1) - f(k))^T \leq \bar{Q}$$

假设 2 系统的初始状态估计误差 $x(0) - \hat{x}(0)$ 与初始总扰动估计误差 $f(0) - \hat{f}(0)$ 均方界, 且满足:

$$E \left(\begin{bmatrix} x(0) - \hat{x}(0) \\ f(0) - \hat{f}(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) - \hat{x}(0) \\ f(0) - \hat{f}(0) \end{bmatrix}^T \right) \leq P_0$$

由于系统的总扰动 f 连续且有界, 因此在相邻两个采样周期内 f 变化不大, 假设 1 成立; 由于系统的总扰动 f 和系统状态 x 连续且有界, 且初始状态的估计值 $x(0)$ 和系统总扰动的估计值 $\hat{f}(0)$ 均为人为设定, 因此估计误差有界, 假设 2 成立。

定义 AESO 的估计误差为 $\xi(k) = [x(k); f(k)] - [\hat{x}(k); \hat{f}(k)]$, 在上述假设的基础上, 可通过下述引理判定估计误差 $\xi(k)$ 是均方一致有界收敛的。

引理 1^[21] 若系统满足假设 1 和假设 2, 且噪声 n 的方差有界, 则 AESO 的估计误差是均方一致有界收敛的, 且满足:

$$E(\xi(k)\xi(k)^T) \leq P_i, \quad \forall i \geq 0$$

且存在正定矩阵 P^* 使得 $\lim_{i \rightarrow \infty} P_i = P^*$ 。

5 实验验证

本文实验室的样机如图 4 所示, 样机参数如表 4 所示, USM 的核心控制板使用 STM32F401CB 芯片, 用于实现各个关节控制板和上位机之间的通信。在头部连杆、推进器连杆和普通连杆内部均放置一块关节控制板, 用于控制关节电机角度、推进器舵机角度以及推进器转速。传感器选用型号为 Water Linked A50 的声学多普勒速度仪 (Doppler velocity log, DVL), 该传感器安装在尾部连杆下方, 与核心控制板相连, 用于采集 USM 基座的位姿以及线速度信息。传感器和核心控制板之间、核心控制板与各个关节板之间使用 CAN 总线的方式进行通信, 上位机和机器人本体之间使用零浮力通信电缆进行通信。

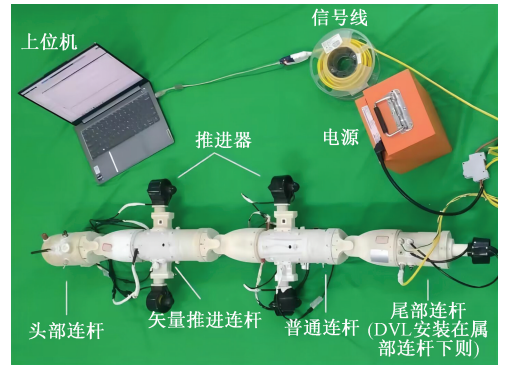


图 4 样机实物

Fig. 4 Prototype physical image

表 4 样机参数

Table 4 Parameters of the USM

连杆	长度/m	质量/kg	半径/m
头部	0.15	0.6	0.05
旋转壳体	0.18	0.98	0.05
套筒	0.22	2.5	0.05
尾部	0.15	0.6	0.05

实验基座位置选为传感器所在的尾部连杆。实验对比了只使用基于 PD 控制的反馈线性化控制器 (FL), 基于模糊 PD 控制的反馈线性化控制器 (模糊 FL) 以及本文设计的基于模糊反馈线性化和自适应状态观测器的控制器 (模糊 FL+AESO) 3 种不同控制方案的实验结果, 上述 3 种不同方案的初始控制参数设置均相同, 如下所示。

控制目标为 $q_d = [2, 2, -0.2, 0, 0, 0]^T$, 控制器参数设置为 $K_p = [7, 6, 6, 9, 8, 5]^T$, $K_d = [1, 1, 1, -2, 2, 2]^T$ 。3 种不同组合下的推力结果如图 5 所示, USM 的位姿及位姿误差结果如图 6 所示。

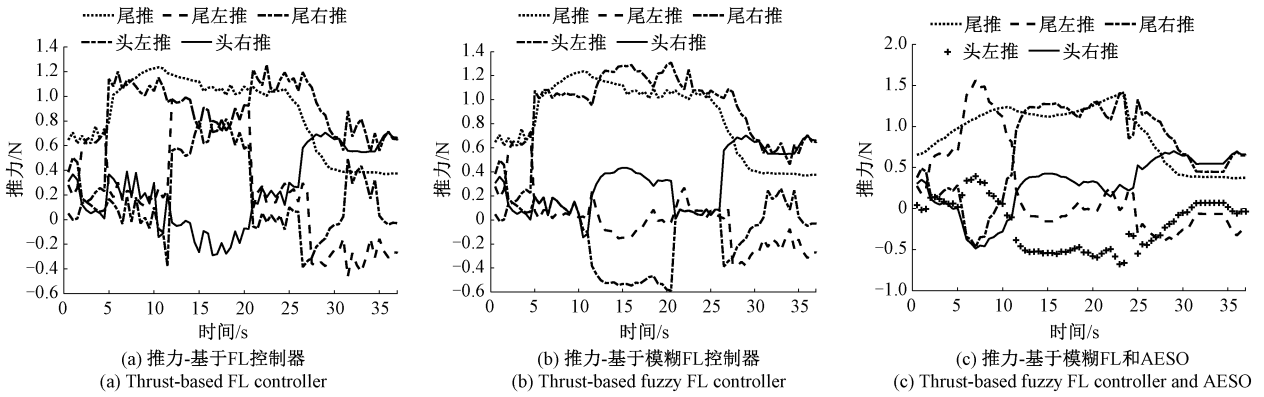


图5 3种控制方案下的推力实验结果

Fig. 5 Results of thrust under three control schemes

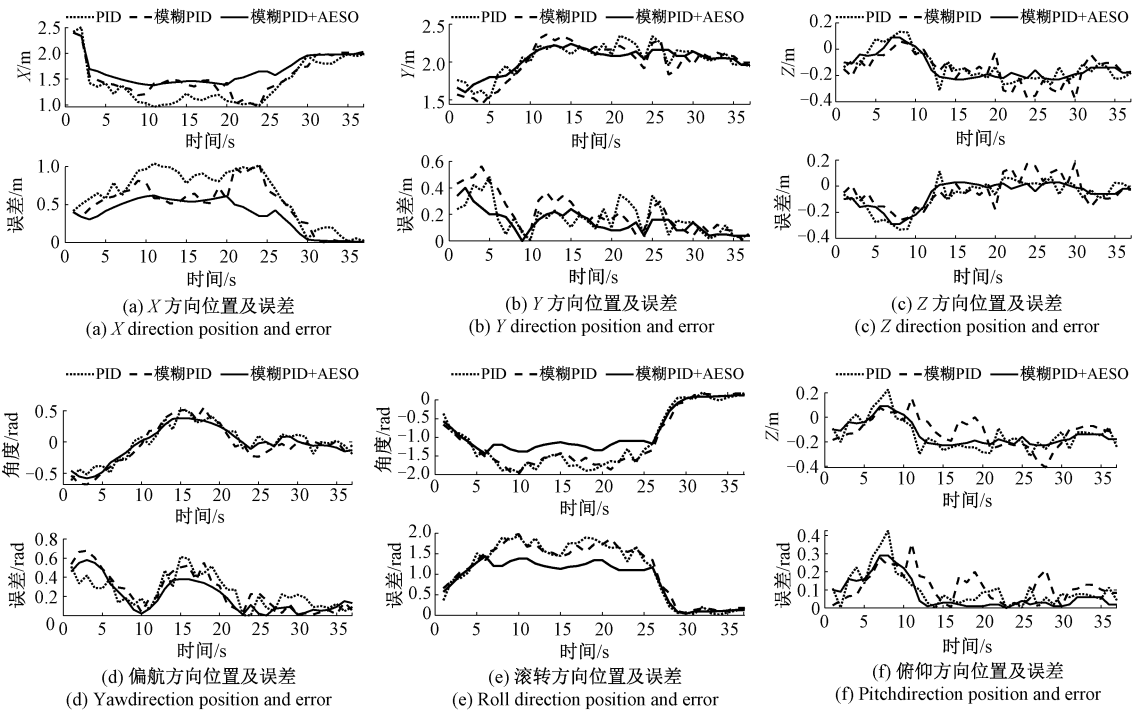


图6 USM的位姿及位姿误差曲线

Fig. 6 Pose and pose error curve of USM

由图5(a)可以看出,直接使用基于反馈线性化的PD控制器对USM进行控制时,即使调整到一个比较适当的参数,在外部环境对其施加扰动的时候,控制器的控制效果也会比较剧烈,导致USM产生较为强烈的振荡,这就使得最终的镇定效果如图6(a)~(f)所示,并不理想,基于PID控制的均方根误差(RMSE)为0.7177、0.2082、0.1745、0.3268、1.3057、0.1340。如图5(b)所示,在基于反馈线性化的PD控制器的基础上加入模糊逻辑后,控制器的控制参数会实时的变化,这是因为模糊逻辑的存在,控制器的控制参数会随着系统状态的变化

而实时的更新,通过图5(a)~(b)可以看出,总体上的控制效果是要优于常规的基于PD控制的反馈线性化控制器, RMSE为0.5775、0.2552、0.1943、0.2791、1.3016、0.1282,但是当水下环境的扰动复杂强烈时,系统仍会有一些的波动。

本文所设计的基于模糊反馈线性化和自适应扩张状态观测器的控制系统,不仅各个通道的控制器参数可以实时的随着系统状态的变化而更新,而且观测器的带宽也能够调整到合适的数值。自适应扩张状态观测器能够对扰动进行估计,并自动调整到合适的带宽,实现对模型

误差的补偿。观测器输出如图7所示。

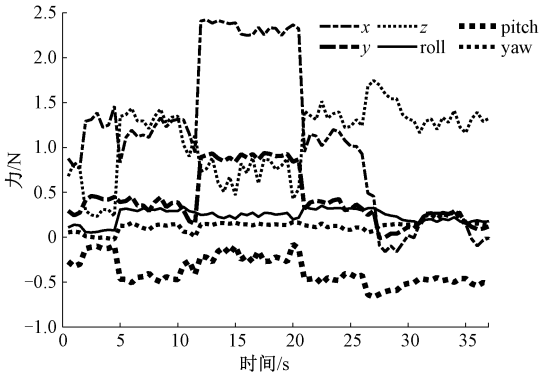


图7 观测器输出

Fig. 7 Observer output

从图5(c)以及6(a)~(f)可以看出,相较于其他的两种控制方法,本文设计的基于模糊反馈线性化和自适应扩张状态观测器的控制方法对于USM的镇定有着明显的改善 RMSE 为 0.425 2、0.166 8、0.168 5、0.267 4、0.117 4、1.003 3。本文所提出的控制策略虽然根据实验中USM系统进行设计,但该策略可以推广到其他不同类型的USM系统。此外,本文实验是在水流扰动相对较小的校内湖泊开展,所提出控制算法对于在洋流扰动较大的实际海洋环境中的有效性需要后续进一步研究和测试。

6 结 论

本文基于作者实验室的USM提出了一种基于模糊反馈线性化和自适应扩张状态观测器的通用的控制框架,首先建立了USM的动力学模型,推导出了其矢量推进系统的模型;之后设计了基于模糊PD控制的反馈线性化控制器,其能够根据系统状态的变化实时调整控制器参数,解决了在USM多维通道的控制中控制器参数难以依靠经验整定以及人为整定效果不理想的问题,提高了控制精度;最后设计了自适应扩张状态观测器,来改善常规扩张状态观测器存在的难以针对不同的实验环境寻找合适带宽的问题,在很大程度上削减了水流等各种扰动和模型不准确等因素对于系统控制精度的影响,最终通过湖中实验,验证了本文所提方案的有效性。

参考文献

[1] SVERDRUP-THYGESON J, KELASIDI E, PETTERSEN K Y, et al. The underwater swimming manipulator—a bio-inspired AUV [C]. 2016 IEEE/OES Autonomous Underwater Vehicles (AUV), 2016: 387-395.

[2] SVERDRUP-THYGESON J, KELASIDI E, PETTERSEN K Y, et al. A control framework for biologically inspired

underwater swimming manipulators equipped with thrusters [J]. IFAC-PapersOnLine, 2016, 49 (23): 89-96.

- [3] SVERDRUP-THYGESON J, KELASIDI E, PETTERSEN K Y, et al. The underwater swimming manipulator—A bioinspired solution for subsea operations [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2017, 43 (2): 402-417.
- [4] SCHMIDT H M, SØRENSEN A J, PETTERSEN K Y. Modeling of articulated underwater robots for simulation and control [C]. 2018 IEEE/OES Autonomous Underwater Vehicle Workshop (AUV), 2018: 1-7.
- [5] BORLAUG I L G, PETTERSEN K Y, GRAVDAHL J T. The generalized super-twisting algorithm with adaptive gains [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2022, 32 (13): 7240-7270.
- [6] KUMAR V S, RAJAGOPAL P. Implementing an adaptive thrust distribution algorithm on the robust control system for serial split-hull underwater vehicles [J]. IEEE Access, 2022, 10: 122912-122932.
- [7] ZHANG J, CHEN Y, LIU Y, et al. Dynamic modeling of underwater snake robot by hybrid rigid-soft actuation [J]. Journal of Marine Science and Engineering, 2022, 10 (12): 1914-1922.
- [8] ZHAO K, WU L, WANG P, et al. Trajectory tracking control of an underwater swimming manipulator with state constraints [C]. 2022 41st Chinese Control Conference (CCC). IEEE, 2022: 2260-2265.
- [9] MA T, WU L, LIN Z, et al. Energy optimization of an underwater swimming manipulator with rotary thrusters and rolling joints [C]. 2022 41st Chinese Control Conference (CCC). IEEE, 2022: 3717-3722.
- [10] 王鹏. 具有能量优化与容错能力的水下运动机械臂轨迹跟踪控制 [D]. 天津: 天津大学, 2021.
- WANG P. Trajectory tracking control of an underwater swimming manipulator with energy optimization and fault tolerance [D]. Tianjin: Tianjin University, 2021.
- [11] 杨森. 欠驱动无人机吊挂飞行运输系统的非线性控制设计与综合 [D]. 天津: 天津大学, 2020.
- YANG S. Unmanned aerial vehicle slung payload transportation system nonlinear control design and synthesis for the underactuated [D]. Tianjin: Tianjin University, 2020.
- [12] WEN B, CHEN X, SUN Y. MRAC-based adaptive feedback linearization control method for continuous-time nonlinear systems with uncertain parameters [C]. China Automation Congress (CAC), 2022: 3437-3442.
- [13] ELLOUMI K, SAIDI C, BENAÏSSA M. Design of a fuzzy

- controller for intelligent control of an adaptive ConWIP system [C]. 2023 International Conference on Innovations in Intelligent Systems and Applications, 2023; 1-6.
- [14] 龙坤. 基于模糊 PID 控制的四旋翼快递无人机控制系统研究 [D]. 武汉: 武汉工程大学, 2022.
- LONG K. PID control study of quad-rotor express UAV control system based on fuzzy [D]. Wuhan: Wuhan Institute of Technology, 2022.
- [15] 陈思汉. 基于模糊控制的液压机械臂轨迹跟踪控制研究 [D]. 太原: 太原科技大学, 2023.
- CHEN S H. Research on trajectory tracking control of hydraulic manipulator based on fuzzy control [D]. Taiyuan: Taiyuan University of Science and Technology, 2023.
- [16] GU R, LI S, ZHANG L. Cascade sliding mode control of four-sided clamped plate based on extended state observer [C]. 2022 IEEE 11th Data Driven Control and Learning Systems Conference (DDCLS), 2022; 222-226.
- [17] CHENG Y, REN X, ZHANG L. Extended-state-observer-based tracking control for motor-drive systems with state constraints and unknown disturbances [C]. 2021 40th Chinese Control Conference (CCC), 2021; 421-426.
- [18] ZHENG Z, ZONG X. Control method based on nonlinear extended state observer to tracking the trajectory for mechanical arm [C]. 2021 IEEE 5th Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC), 2021; 673-677.
- [19] WANG S, ZHANG J, YANG L. Wind disturbance rejection control law based on AESO for a hybrid tail-

sitter UAV [C]. 39th Chinese Control Conference (CCC), 2020.

- [20] CHEN J, WANG D, PENG Z. Adaptive extended state observer based direct voltage sliding mode control of stand-alone DFIG-DC system [C]. 2022 5th International Conference on Intelligent Autonomous Systems (ICoIAS), 2022; 303-308.

作者简介



孙非, 2013 年于吉林大学获得学士学位, 现为天津内燃机研究所未来技术研究院副院长, 主要研究方向为高性能特种动力及水下特种装备研发。

E-mail: sfei@tju.edu.cn

Sun Fei received his B. Sc. degree from Jilin University in 2013. He is currently the Vice President in Future Technology Research Institute of Tianjin Internal Combustion Engine Research Institute. His main research interests include research and development of high-performance special power and underwater special equipment.



任超(通信作者), 2015 年于日本京国立命馆大学获得博士学位, 现为天津大学副教授, 主要研究方向为机器人控制及仿生机器人。

E-mail: renchao@tju.edu.cn

Ren Chao (Corresponding author) received his Ph. D. degree from Ritsumeikan University, Kyoto, Japan, in 2015. He is currently an associate professor at Tianjin University, Tianjin. His main research interests include robot control and biorobotics.