中国科学: 技术科学 2026 年 第 56 卷 第 10 期: 2509 ~ 2523
SCIENTIA SINICA Technologica techcn.scichina.com
《中国科学》杂志社 SCIENCE CHINA PRESS
论 文 低空技术与工程专刊

面向低空机动目标跟踪的鲁棒视觉伺服控制

李世尧[1], 杨宝庆[1,2*], 戴琪昕[1], 马杰[1,2], 朱波[3], 姚郁[4]

1. 哈尔滨工业大学控制与仿真中心, 哈尔滨 150001
2. 复杂系统控制与智能协同全国重点实验室, 北京 100074
3. 南京大学机器人与自动化学院, 苏州 215163
4. 哈尔滨工程大学智能科学与工程学院, 哈尔滨 150001
* E-mail: ybq@hit.edu.cn

收稿日期: 2025-10-29; 接受日期: 2025-12-11; 网络版发表日期: 2026-02-04
国家自然科学基金(批准号: 62373386)资助项目

摘要 无人机安全管控问题日益凸显, 使得低空目标的监控与反制成为迫切需求, 在此背景下, 高性能的光电跟踪技术发挥着关键作用. 如何打通从光电探测到伺服控制的技术全链条, 同时应对目标未知机动、机电系统模型不确定性等多源干扰, 是当前光电跟踪系统的难点. 对此, 本文设计了基于不确定性与干扰估计器(UDE)的鲁棒伺服策略, 实现了视觉伺服回路与姿态控制回路的协同设计与性能调优. 具体地, 针对外环伺服回路带宽受限的问题, 提出了具有相位超前校正的新型UDE (UDE-PLC), 缓解了UDE在受限带宽下的相位滞后问题. 针对机动目标的跟踪问题, 构建了显式考虑目标速度影响的视觉伺服模型, 根据该模型设计了基于UDE-PLC的鲁棒模型预测控制(MPC)方法, 该方法可有效补偿目标运动不确定性, 并在可见性约束下在线优化控制性能, 实现对目标的高精度跟踪. 进一步考虑内外回路的多源不确定性, 提出了基于UDE的双环鲁棒伺服方案, 并引入四个时间尺度来调节内外环动态特性, 满足了内环快速响应和外环稳定跟踪的性能要求. 最终在视觉感知在环的仿真平台上开展验证, 仿真结果证实了上述伺服控制方法的有效性和鲁棒性.

关键词 光电跟踪系统, 无人机跟踪, 视觉伺服, 不确定性与干扰估计器, 模型预测控制

1 引言

航空技术与智能控制的不断发展, 推动了以旋翼无人机为代表的低空飞行器快速普及, 其在物流配送、应急救援等领域已产生显著效益[1]. 与此同时, 无人机失控和恶意使用引发的高空坠落、机场“黑飞”、对地蓄意攻击等问题愈发凸显, 给航空管理和地面安防带来了严峻挑战, 领域内亟待发展对低空目标的实时监控与有效反制手段. 无论是光电侦测定位, 还是拦截、拒止等反制措施, 实际效能均高度依赖于目标稳定跟踪[2,3]. 光电跟踪系统通过探测器实时捕获目标信息, 驱动执行机构调整伺服姿态, 是实现目标跟踪的关键所在. 监测与反制任务的高精度需求, 对伺服控制设计提出了新的挑战[4]. 考虑到低空目标机动性强、飞行环境复杂等特点, 解决光电跟踪系统干扰抑制与高精度控制问题, 提升系统对机动目标的跟踪灵活性

引用格式: 李世尧, 杨宝庆, 戴琪昕, 等. 面向低空机动目标跟踪的鲁棒视觉伺服控制. 中国科学: 技术科学, 2026, 56: 2509–2523
Li S Y, Yang B Q, Dai Q X, et al. Robust visual servo control for tracking low-altitude maneuvering targets (in Chinese). Sci Sin Tech, 2026, 56: 2509–2523, doi: 10.1360/SST-2025-0314

© 2026 《中国科学》杂志社

和响应快速性, 具有重要意义. 然而现有相关研究工作存在以下两方面不足:

(1) 缺乏光电探测信息引导下的“探测-识别-估计-规划-控制”全链路设计和综合验证. 现有典型研究聚焦跟踪系统的角轨迹跟踪控制[5,6], 或对其核心执行机构(转台、快速反射镜等)开展建模[7]、辨识[8]与伺服控制设计[9]等工作. 如何有效利用探测信息生成符合物理约束的运动指令, 系统之间如何有机集成等问题依然不清晰. 现有研究大多按照各组成部分单独验证, 仍然缺乏感知控制一体化的闭环实证研究.

(2) 低空目标跟踪场景下, 目标运动估计、多源不确定性抑制等关键问题的研究尚不深入. 现有研究大多忽略目标机动性, 零星的动目标研究也将目标机动假设为恒定速度或者恒定加速度模型[10], 缺乏对时变未知目标机动的适应性, 易因模型失配导致估计偏差显著, 甚至造成目标丢失. 同时, 考虑机电系统面临载荷偏载、轴系摩擦、环境干扰等多源不确定性, 现有方法缺乏对复合干扰的有效抑制.

光电引导下的跟踪控制本质上是视觉伺服问题, 典型方案分为基于位置的视觉伺服(position-based visual servo, PBVS)和基于图像的视觉伺服(image-based visual servo, IBVS)[11]. PBVS依赖精确空间重构和相机标定. 而IBVS方法直接利用二维图像偏差生成运动指令, 对相机参数的不确定性更加鲁棒. 光电相机的视场角是受限的, 伺服控制需要保证目标始终在视场范围内. 近年来, 轨迹规划[12]和预设性能控制[13]等方法已应用于视觉伺服研究中, 实现可见性约束下的指令生成或运动控制. 作为新兴的控制方法, 模型预测控制(model predictive control, MPC)在处理约束方面的能力已得到大量验证[14,15]. 相比其他方法, MPC不仅可以处理状态约束, 还能通过在线优化提升控制性能. 文献[16]设计了基于IBVS的MPC伺服律来实现约束下的视觉伺服控制. 为了保证在模型失配和受扰环境下的MPC性能, 引入观测器估计干扰并对其进行利用或补偿, 已成为近年来的研究热点, 典型工作见文献[17].

面向非合作目标的跟踪问题, 文献[18]指出引入指令前馈能够有效提升系统的伺服控制性能. 一些研究考虑直接对目标三维运动进行估计, 并生成合适的前馈信号. 文献[19]设计了基于自适应卡尔曼滤波的目标位置估计器, 但该方法需要引入至少三个目标特征点, 这使得其在远距离无人机跟踪场景中难以适用. 文献[20]提出基于扩展卡尔曼滤波器的伺服方案, 但其核心假设要求目标必须在恒定距离的球面内机动, 制约了该方法的适用场景. 除了直接估计目标绝对位置, 另一种解决思路是将目标未知速度引起的影响视为不确定性, 构建观测器对其进行估计. 文献[21]设计了干扰观测器(disturbance observer, DOB)以估计目标运动不确定性项; 文献[22]提出了基于高阶滑模观测器的鲁棒跟踪方案; 文献[23]通过自适应速度观测器以获得目标速度估计. 上述研究需要采取高增益的参数设计以保证估计精度, 然而这对于内环响应能力和执行器带宽受限的系统是难以实现的. 此外, 低带宽条件下基于低通滤波设计的观测器将不可避免地产生相位滞后. 如何在带宽受限的伺服回路中尽量减少相位滞后, 准确对目标运动不确定性进行估计, 仍是亟待解决的难点问题.

根据上述分析, 本文聚焦低空目标的跟踪问题, 设计光电信息引导下对机动目标的鲁棒伺服策略, 开展视觉伺服回路与姿态控制回路的协同设计与性能调优. 具体地, 本文的贡献可总结为如下几点:

(1) 针对外环视觉伺服回路带宽受限的问题, 设计了具有相位超前校正的新型不确定性与干扰估计器(uncertainty and disturbance estimator with phase-lead compensation, UDE-PLC), 缓解了受限带宽下UDE的相位滞后问题, 可有效实现未知干扰的在线估计. 通过理论分析清晰给出了保证估计误差稳定的参数条件.

(2) 针对视场角受限下机动目标的视觉伺服问题, 本文构建了基于UDE-PLC的鲁棒MPC控制方法, 该方法能在满足可见性约束的前提下, 有效补偿目标运动引起的不确定性, 并在线优化控制性能实现对目标的高精度跟踪. 结合UDE-PLC的估计误差结论, 本文证明了基于该鲁棒MPC方法的外环控制系统的稳定性.

(3) 考虑内外双回路的多源不确定性, 本文提出了基于UDE的双环鲁棒伺服方案, 同时应对外环目标不确定性、内环机电模型不确定性与外部输入干扰. 为保证闭环伺服系统的综合性能, 本文将工程上时间尺度分离设计的理念引入该系统, 设计了四个时间尺度来调节内外环动态特性, 满足了内环快速响应和外环稳定跟踪的性能要求.

结合先进的目标检测算法, 本文构建了低空目标感知与伺服控制一体化的仿真平台, 并基于该平台开

展了上述鲁棒伺服控制方法的综合验证，在多种目标机动场景和鲁棒性试验中测试了方法的有效性. 仿真结果表明该方法能够有效应对目标机动引起的不确定性, 相比现有典型视觉伺服方法, 目标跟踪的精度和鲁棒性均得到显著提升.

2　系统建模与跟踪控制问题描述

2.1　问题场景与坐标系定义

本文考虑光电跟踪系统对单个低空飞行目标的跟瞄场景，场景和坐标系定义如图1所示：惯性系$\{\mathbf{X}_W\mathbf{Y}_W\mathbf{Z}_W\}$静止不动，作为目标运动和跟踪系统的基准参考；视轴系$\{\mathbf{X}_C\mathbf{Y}_C\mathbf{Z}_C\}$与跟踪系统俯仰轴固连，反映了当前视觉朝向；像素系$\{\mathbf{X}_I\mathbf{Y}_I\}$位于相机成像平面上，反映目标在成像平面上的特征坐标. 目标在惯性系下的运动可由位置向量$\mathbf{p}_t^W=\left[p_x^W,p_y^W,p_z^W\right]^{\mathrm{T}}$和速度向量$\mathbf{v}^W=\left[v_x^W,v_y^W,v_z^W\right]^{\mathrm{T}}$表示, 其机动形式未知. 光电跟踪系统本质上是带有光电载荷的二自由度跟踪装置, 其运动可由该二自由度装置的欧拉角来表征，即俯仰角α和方位角β，其向量形式为$\boldsymbol{\theta}=[\alpha,\beta]^{\mathrm{T}}$，向量形式的角速度为$\boldsymbol{\omega}=[\dot{\alpha},\dot{\beta}]^{\mathrm{T}}$. 惯性系与视轴系原点相同，目标在视轴系下的位置$\mathbf{p}_t^C=\left[p_x^C,p_y^C,p_z^C\right]^{\mathrm{T}}$可表示为

$$\begin{aligned}\mathbf{p}_t^C&=\mathbf{R}_W^C\mathbf{p}_t^W\\&=\begin{bmatrix}\cos\alpha\cos\beta & -\cos\alpha\sin\beta & \sin\alpha\\ \sin\beta & \cos\beta & 0\\ -\sin\alpha\cos\beta & \sin\alpha\sin\beta & \cos\alpha\end{bmatrix}\mathbf{p}_t^W.\end{aligned}\tag{1}$$

目标在视轴系下的速度为

$$\begin{aligned}\mathbf{v}^C&=\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\mathbf{R}_W^C\mathbf{p}_t^W)=[-\boldsymbol{\omega}_C]_\times\mathbf{p}_t^C+\mathbf{R}_W^C\mathbf{v}^W\\&=\begin{bmatrix}p_y^C\omega_z^C-p_z^C\omega_y^C\\ p_z^C\omega_x^C-p_x^C\omega_z^C\\ p_x^C\omega_y^C-p_y^C\omega_x^C\end{bmatrix}+\mathbf{v}_W^C,\end{aligned}\tag{2}$$

其中$\mathbf{v}_W^C$表示目标速度通过旋转矩阵$\mathbf{R}_W^C$转换到视轴系下的形式，式中$[\cdot]_\times$表示角速度的反对称矩阵，$\boldsymbol{\omega}_C$为跟踪系统角速度在视轴系下的表征, 即

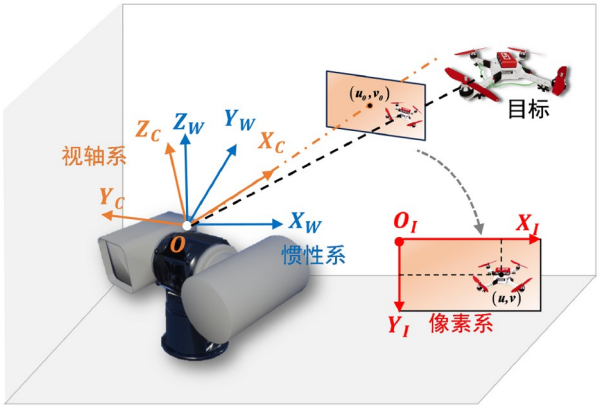


图 1　(网络版彩图)坐标系定义与跟踪场景示意图

Figure 1　(Color online) Diagram of coordinate system definition and target tracking scenario.

$$\boldsymbol{\omega}_C=\left[\omega_x^C,\omega_y^C,\omega_z^C\right]^{\mathrm{T}}=[\dot{\beta}\sin\alpha,-\dot{\alpha},\dot{\beta}\cos\alpha]^{\mathrm{T}}.\tag{3}$$

2.2　跟踪系统动力学建模

参考文献[20,24]中对二自由度跟踪系统的建模方式，俯仰和偏航的动力学可以用如下的拉格朗日形式来描述:

$$\mathbf{M}\ddot{\boldsymbol{\theta}}+\mathbf{D}\boldsymbol{\omega}+\mathbf{G}(\boldsymbol{\theta})+\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta},\boldsymbol{\omega})+\mathbf{F}_f(\boldsymbol{\omega})=\mathbf{u}+\mathbf{d}_e,\tag{4}$$

其中$\mathbf{u}=[u_\alpha,u_\beta]^{\mathrm{T}}$为电机产生的驱动力矩，即系统的控制输入，$\mathbf{d}_e$为外部输入干扰. $\mathbf{M}=\mathrm{diag}\left(I_\alpha,I_\beta\right)$表示惯量矩阵, $\mathbf{D}=\mathrm{diag}\left(D_\alpha,D_\beta\right)$表示阻尼矩阵, 其中$I_\alpha,I_\beta$是惯量系数, D_α,D_β为阻尼参数. $\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta},\boldsymbol{\omega})$为基座运动引起的惯性力矩和科里奥利力矩，本文仅考虑固定基座跟踪系统对目标的跟瞄场景，此时该项可视为0. $\mathbf{F}_f(\boldsymbol{\omega})=\left[F_\alpha\mathrm{sign}(\dot{\alpha}),F_\beta\mathrm{sign}(\dot{\beta})\right]^{\mathrm{T}}$表示库仑摩擦项, $\mathbf{G}(\boldsymbol{\theta})=[mgl\sin\alpha,0]^{\mathrm{T}}$表示载荷重心偏载产生的重力矩项，其中$m$为载荷质量，$l$为偏心距离. 摩擦系数和载荷参数往往是未知或难以准确建模的, 因此为了方便控制器设计, 将这些因素视为模型不确定性, 并和外部干扰集总处理, 可以得到如下的被控对象模型:

$$\begin{aligned}&I_\alpha\ddot{\alpha}+D_\alpha\dot{\alpha}=u_\alpha+d_\alpha,\\&I_\beta\ddot{\beta}+D_\beta\dot{\beta}=u_\beta+d_\beta.\end{aligned}\tag{5}$$

模型(5)的向量形式为

$$\mathbf{M}\ddot{\boldsymbol{\theta}}+\mathbf{D}\boldsymbol{\omega}=\mathbf{u}+\mathbf{d}_{\theta}, \tag{6}$$

其中$\mathbf{d}_{\theta}=\left[d_{\alpha},d_{\beta}\right]^{\mathrm{T}}$表示集总不确定性.

2.3 图像脱靶量运动学建模

光电跟踪系统常采用可见光或红外相机观测目标, 目标在相机成像平面上的特征坐标为$\mathbf{s}=[u,v]^{\mathrm{T}}$, 其与主点中心坐标$[u_0,v_0]^{\mathrm{T}}$的偏差定义为图像脱靶量, 即$\mathbf{e}_s=[e_u,e_v]^{\mathrm{T}}=[u-u_0,v-v_0]^{\mathrm{T}}$. 相机的焦距为$\lambda$, 根据相机的小孔成像原理, 脱靶量与视轴系下目标的投影关系为

$$\begin{aligned} e_u&=-f_x\frac{p_y^C}{p_x^C},\\ e_v&=-f_y\frac{p_z^C}{p_x^C}, \end{aligned} \tag{7}$$

其中f_x和f_y分别为横纵方向上的焦距参数. 结合视轴系目标速度式(2), 对式(7)求导可得到如下脱靶量变化率与目标运动的关系:

$$\begin{aligned} \dot{e}_u&=\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(-f_x\frac{p_y^C}{p_x^C}\right)\\ &=f_x\omega_z^C+\frac{f_xe_v}{f_y}\omega_x^C-\frac{f_x}{p_x^C}v_{Wy}^C+\frac{e_u^2}{f_x}\omega_z^C\\ &\quad-\frac{e_ue_v}{f_y}\omega_y^C-\frac{e_u}{p_x^C}v_{Wx}^C, \end{aligned} \tag{8}$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_v&=-f_y\frac{v_z^Cp_x^C-p_z^Cv_x^C}{\left(p_x^C\right)^2}\\ &=-f_y\omega_y^C-\frac{f_ye_u}{f_x}\omega_x^C-\frac{f_y}{p_x^C}v_{Wz}^C+\frac{e_ue_v}{f_x}\omega_z^C\\ &\quad-\frac{e_v^2}{f_y}\omega_y^C-\frac{e_v}{p_x^C}v_{Wx}^C. \end{aligned} \tag{9}$$

将式(3)代入式(8)和(9)后整理得到

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix}\dot{e}_u\\ \dot{e}_v\end{bmatrix}&=\begin{bmatrix}\dfrac{e_ue_v}{f_y} & \dfrac{f_xe_v}{f_y}\sin\alpha+\dfrac{f_x^2+e_u^2}{f_x}\cos\alpha\\ \dfrac{f_y^2+e_v^2}{f_y} & -\dfrac{f_ye_u}{f_x}\sin\alpha+\dfrac{e_ue_v\cos\alpha}{f_x}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{\alpha}\\ \dot{\beta}\end{bmatrix}\\ &\quad+\begin{bmatrix}-\dfrac{e_uv_{Wx}^C+f_xv_{Wy}^C}{p_x^C}\\ -\dfrac{e_vv_{Wx}^C+f_yv_{Wz}^C}{p_x^C}\end{bmatrix}, \end{aligned} \tag{10}$$

$$\dot{\mathbf{e}}_s=\mathbf{L}_{\theta}(\mathbf{e}_s,\alpha)\boldsymbol{\omega}+\mathbf{d}_t\left(\mathbf{v}_W^C,p_x^C\right), \tag{11}$$

其中$\mathbf{L}_{\theta}(\mathbf{e}_s,\alpha)$是角速度到脱靶量变化率的雅可比矩阵, $\mathbf{d}_t=\left[d_u^t,d_v^t\right]^{\mathrm{T}}$表示由未知的目标速度引起的不确定项. 跟踪系统可达的角速度$\boldsymbol{\omega}$是有限的, 因此存在输入约束$\boldsymbol{\omega}\in\Omega$, $\Omega=\{\boldsymbol{\omega}:|\boldsymbol{\omega}|\leqslant\bar{\boldsymbol{\omega}}\}$. 常用光电相机的视场角往往是受限的, 为保证目标特征可稳定捕获, 脱靶量需满足如下可见性约束:

$$\mathcal{S}=\left\{\mathbf{e}_s\in\mathbb{R}^2:-\mathbf{e}_{s\max}\leqslant\mathbf{e}_s\leqslant\mathbf{e}_{s\max}\right\}, \tag{12}$$

其中$\mathbf{e}_{s\max}=[e_{u\max},e_{v\max}]^{\mathrm{T}}$为视场内最大坐标.

2.4 跟踪控制问题描述

根据工程应用中的实际背景, 给出如下关于系统运动范围和所受干扰的假设:

假设1 跟踪系统方位轴转动范围为$-180°\leqslant\beta\leqslant 180°$, 俯仰轴转动范围为$-85°\leqslant\alpha\leqslant 85°$.

引理1 在假设1的条件下, 矩阵$\mathbf{L}_{\theta}(\mathbf{e}_s,\alpha)$可逆.

证明 通过计算矩阵行列式$\left|\mathbf{L}_{\theta}(\mathbf{e}_s,\alpha)\right|$, 可以得到矩阵不满秩的等价条件为

$$\frac{e_v}{f_y}=-\frac{1}{\tan\alpha}. \tag{13}$$

根据脱靶量模型的定义, e_v和f_y的比值反映了为指向目标所需的增量角度, 即

$$\Delta\alpha=-\arctan\left(\frac{e_v}{f_y}\right)=\arctan\left(\frac{1}{\tan\alpha}\right)=\frac{\pi}{2}-\alpha, \tag{14}$$

则此时需要的俯仰角指令为

$$\alpha_r=\alpha+\Delta\alpha=\frac{\pi}{2}, \tag{15}$$

指向目标所需的参考指令超出了系统的工作范围, 说明矩阵不满秩的情况不成立, $\mathbf{L}_{\theta}(\mathbf{e}_s,\alpha)$始终可逆.

假设2 初始时刻目标在相机的视场范围, 即可见性约束$\mathcal{S}$成立且$p_x^C\neq 0$.

假设3 目标轨迹光滑且有界, 与目标运动相关的干扰$\mathbf{d}_t$有界且一阶可微, 导数满足$\left|\dot{d}_u^t\right|\leqslant\dot{\bar{d}}_u^t$, $\left|\dot{d}_v^t\right|\leqslant\dot{\bar{d}}_v^t$.

假设4 动力学模型中的干扰$\mathbf{d}_{\theta}$是有界且一阶可微的, 各通道干扰的导数满足$\left|\dot{d}_{\alpha}\right|\leqslant\dot{\bar{d}}_{\alpha}$, $\left|\dot{d}_{\beta}\right|\leqslant\dot{\bar{d}}_{\beta}$.

在假设1~4的条件下, 控制目标是利用单目相机捕获的视觉特征, 设计鲁棒视觉伺服控制系统, 使得受扰的光电跟踪系统式(6)和模型(11)能准确指向目标.

3 鲁棒视觉伺服控制系统设计

如图2所示, 本文拟采用分层控制架构: 外环为视觉伺服回路, 通过YOLO等视觉检测算法获得目标中心像素位置并计算图像脱靶量, 设计UDE实现对目标运动不确定性$\mathbf{d}_t$的估计, 并基于该估计值形成鲁棒预测控制器, 提供使得脱靶量收敛的姿态控制指令; 内环为姿态跟踪回路, 设计基于UDE的鲁棒姿态控制器实现对姿态指令的精确跟踪.

值得注意的是, 由于内环的姿态响应能力有限, 内环子系统难以准确跟踪高频的期望指令, 因此外环需要在受限的频带特性下进行估计器的设计. 然而在低带宽条件下, 基于低通滤波设计的干扰观测器将不可避免地产生相位滞后. 特别地, 在本文研究的视觉伺服场景中, 目标速度变化是未知且时变的, 控制系统需要快速估计并补偿由于目标速度变化引起的不确定性. 在相位滞后的估计条件下难以及时补偿该不确定性, 目标特征点将很有可能脱离视场范围, 即视觉可见性约束不满足, 需要重新捕获目标. 对此, 为解决带宽受限回路中UDE的相位滞后问题, 受文献[25]启发, 本文采用了一种具有相位超前校正的UDE, 并基于该UDE-PLC构建鲁棒伺服策略.

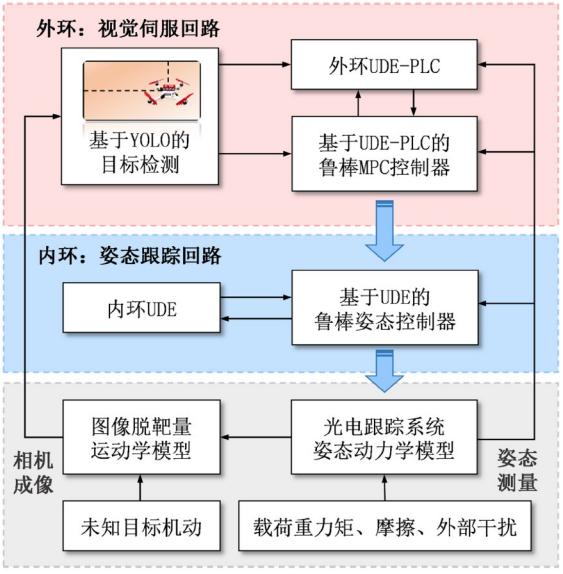


图 2　(网络版彩图)基于图像的视觉伺服控制设计框架

Figure 2　(Color online) Design framework of image-based visual servo control.

3.1 外环带宽受限条件下的UDE-PLC设计

典型的UDE采用如下的低通滤波形式来实现对干扰的估计:

$$\hat{D}(s) = G_0(s)D(s), \tag{16}$$

其中$G_0(s)$是一个低通滤波器, 往往采用最低阶的巴特沃兹滤波形式:

$$G_0(s) = \frac{1}{Ts+1}, \tag{17}$$

其中$T>0$. 然而根据上面的分析, 该形式的滤波器在低带宽条件下存在明显相位滞后, 为解决该问题, 本文在该低通滤波器的基础上串联了超前校正环节, 构建了如下形式的滤波器:

$$G^*(s) = G_0(s)G_C(s) = \frac{bs+1}{(Ts+1)(as+1)}. \tag{18}$$

为了保证超前相位的特性, 要求滤波器参数满足$b>a>0$. 具体地, 外环考虑采用具有二元结构的伺服控制形式:

$$\boldsymbol{\omega} = \boldsymbol{\omega}_0 - \mathbf{L}_\theta^{-1}\hat{\mathbf{d}}_t, \tag{19}$$

其中$\boldsymbol{\omega}_0$是后续设计的标称控制器, $\hat{\mathbf{d}}_t = \left[\hat{d}_u^{\,t}, \hat{d}_v^{\,t}\right]^{\mathrm{T}}$是干扰估计值. 将式(19)代入模型(11)可以得到

$$\dot{\mathbf{e}}_s = \tilde{\boldsymbol{\omega}}_0 + \mathbf{d}_t - \hat{\mathbf{d}}_t, \tag{20}$$

其中$\tilde{\boldsymbol{\omega}}_0 = \mathbf{L}_\theta\boldsymbol{\omega}_0 = [\tilde{\omega}_u, \tilde{\omega}_v]^{\mathrm{T}}$. 式(20)对应的双通道形式为

$$\begin{aligned} \dot{e}_u &= \tilde{\omega}_u + d_u^{\,t} - \hat{d}_u^{\,t}, \\ \dot{e}_v &= \tilde{\omega}_v + d_v^{\,t} - \hat{d}_v^{\,t}. \end{aligned} \tag{21}$$

对于e_u通道采用式(18)构建滤波关系:

$$\hat{D}_u^{\,t}(s) = G^*(s)D_u^{\,t}(s), \tag{22}$$

其中$\hat{D}_u^{\,t}(s)$和$D_u^{\,t}(s)$分别为$\hat{d}_u^{\,t}$和$d_u^{\,t}$的频域形式, 将式(21)代入式(22)得到

$$\hat{D}_u^t(s) = G^*(s)\mathcal{L}\left\{\dot{e}_u(t) - \tilde{\omega}_u(t) + \hat{d}_u^t(t)\right\}, \tag{23}$$

其中$\mathcal{L}\{\cdot\}$为拉普拉斯算子. 将式(18)代入式(23)得到

$$\begin{aligned}\hat{D}_u^t(s) &= \frac{G^*(s)}{1-G^*(s)}\mathcal{L}\{\dot{e}_u(t) - \tilde{\omega}_u(t)\}\\ &= \frac{bs+1}{(aT_o s + a + T_o - b)s}\mathcal{L}\{\dot{e}_u(t) - \tilde{\omega}_u(t)\},\end{aligned} \tag{24}$$

其中T_o为外环UDE参数. 对上式进行拉普拉斯反变换得到UDE-PLC的可实现形式:

$$\begin{aligned}\hat{d}_u^t(t) = {}& \mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{bs+1}{aT_o s + a + T_o - b}\right\}\\ & * \left(e_u(t) - e_u(0) - \int_0^t \tilde{\omega}_u(\rho)\mathrm{d}\rho\right),\end{aligned} \tag{25}$$

其中*表示卷积算子. 对e_v通道采用相同的设计方式和滤波器, 则干扰估计器为

$$\begin{aligned}\hat{d}_v^t(t) = {}& \mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{bs+1}{aT_o s + a + T_o - b}\right\}\\ & * \left(e_v(t) - e_v(0) - \int_0^t \tilde{\omega}_v(\rho)\mathrm{d}\rho\right).\end{aligned} \tag{26}$$

定义干扰估计误差为$\tilde{\mathbf{d}}_t \triangleq \mathbf{d}_t - \hat{\mathbf{d}}_t = \left[\tilde{d}_u^t, \tilde{d}_v^t\right]^{\mathrm{T}}$, 根据式(22)可以得到如下频域形式的误差:

$$\tilde{D}_u^t(s) = D_u^t(s) - \hat{D}_u^t(s) = [1 - G^*(s)]D_u^t(s). \tag{27}$$

对于系统(27)进行稳定性分析可以得到如下结论.

引理2 如果滤波器参数满足$T_o > b > a$, 则系统(27)是输入到状态稳定的(input-to-state stable, ISS), 且在假设3的条件下, 干扰估计误差满足$\left|\tilde{d}_u^t\right| \leqslant \left|\tilde{d}_u^t(0)\right| + (a + T_o - b)\dot{d}_u^t$.

证明 参见附录A(见补充材料).

注释1 为确保UDE-PLC在保持与经典UDE相同估计带宽的前提下实现相位超前, 其参数T_o, b, a在满足引理2的基础上可以遵循简易的设计原则(详细的分析与论述见文献[25]). 若原一阶UDE的时间常数为T^*, UDE-PLC的参数可以按以下步骤确定:

(1) 选取T_o: $T_o > T^* > 0$;

(2) 选取b: 在$\sqrt{\frac{T_o^2 - T^{*2}}{2}} < b < a + T_o$范围内结合相位超前需求选取;

(3) 计算a: $a = \sqrt{\frac{2b^2T^{*2} + T^{*4} - T^{*2}T_o^2}{T^{*2} + T_o^2}}$以保证两种估计器的带宽相同.

3.2 可见性约束下外环非线性MPC设计

MPC控制器将在保证状态约束(12)的前提下提供在线优化的控制信号以实现脱靶量收敛. 模型(11)对应的标称形式为

$$\dot{\mathbf{e}}_s = \mathbf{L}_\theta(\mathbf{e}_s, \alpha)\boldsymbol{\omega}. \tag{28}$$

引理3 具有约束$\boldsymbol{\omega} \in \Omega$和$\mathbf{e}_s \in \mathcal{S}$的标称脱靶量模型相对于状态$\mathbf{x} = \left[\mathbf{e}_s{}^{\mathrm{T}}, \alpha\right]^{\mathrm{T}}$是局部Lipschitz连续的, 对应的Lipschitz常数为$c_{\max}$.

证明 证明过程和$c_{\max}$的讨论参见附录B.

优化控制问题的代价函数设计为

$$\begin{aligned}&J(\bar{\mathbf{e}}_s(t), \bar{\boldsymbol{\omega}}_0(t), \mathcal{T})\\ &= \int_t^{t+\mathcal{T}} F_s(\bar{\mathbf{e}}_s(\mu \mid t), \bar{\boldsymbol{\omega}}_0(\mu \mid t))\mathrm{d}\mu + g_s(\bar{\mathbf{e}}_s(t+\mathcal{T} \mid t)),\end{aligned} \tag{29}$$

该代价函数中$\mathcal{T}$表示预测时长, $\bar{\mathbf{e}}_s(\mu \mid t)$为基于标称模型预测的未来脱靶量, $\bar{\boldsymbol{\omega}}_0(\mu \mid t)$为待优化的未来控制信号. $F_s(\bar{\mathbf{e}}_s, \bar{\boldsymbol{\omega}}_0) = \left\|\bar{\mathbf{e}}_s\right\|_Q^2 + \left\|\bar{\boldsymbol{\omega}}_0\right\|_P^2$表示预测时域内的二次型代价指标; $g_s(\bar{\mathbf{e}}_s)_s = \|\bar{\mathbf{e}}_s\|_R^2$表示终端误差代价指标. 对于给定向量$\mathbf{v} \in \mathbb{R}^n$和对角阵$\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{n\times n}$, 范数按照$\|\mathbf{v}\|_{\mathrm{M}}^2 = \sqrt{\mathbf{v}^{\mathrm{T}}\mathbf{M}\mathbf{v}}$来定义. F_s和g_s中代价矩阵定义为$\mathbf{Q} = \mathrm{diag}\{q_\alpha, q_\beta\}$, $\mathbf{P} = \mathrm{diag}\{p_\alpha, p_\beta\}$和$\mathbf{R} = \mathrm{diag}\{1, 1\}$. 根据代价函数(29), t_k时刻优化控制问题如下:

$$\min_{\bar{\boldsymbol{\omega}}_0(\cdot)} J(\bar{\mathbf{e}}_s(t_k), \bar{\boldsymbol{\omega}}_0(\cdot), \mathcal{T}), \tag{30}$$

s.t.

$$\bar{\mathbf{e}}_s(t_k \mid t_k) = \mathbf{e}_s(t_k), \tag{31}$$

$$\dot{\bar{\mathbf{e}}}_s(\mu \mid t_k) = \mathbf{L}_\theta(\bar{\mathbf{e}}_s, \bar{\alpha})\bar{\boldsymbol{\omega}}_0(\mu \mid t_k), \tag{32}$$

$$\bar{\boldsymbol{\omega}}_0(\mu \mid t_k) \in \bar{\Omega}, \tag{33}$$

$$\left\|\bar{\mathbf{e}}_s(\mu \mid t_k)\right\| \leqslant \frac{\mathcal{T}r}{\mu - t_k}, \tag{34}$$

$$\bar{\mathbf{e}}_s(\mu \mid t_k) \in \mathcal{S}, \tag{35}$$

$$\mathfrak{e}_s(t_k+\mathcal{T}\,|\,t_k)\in\xi. \tag{36}$$

上述优化问题的时域为$\mu\in[t_k,t_k+\mathcal{T})$，其中$\overline{\Omega}=\Omega\sim\mathcal{B}(\gamma)$表示一个基于干扰估计界来收紧的控制约束集合，$\Omega\sim\mathcal{B}\triangleq\{z\in\mathbb{R}^n\,|\,z+b\in\Omega,\forall b\in\mathcal{B}\}$表示庞特里亚金差算子，$\mathcal{B}(\gamma)=\{\mathbf{v}\in\mathbb{R}^n\,|\,\|\mathbf{v}\|^2\leqslant\gamma^2\}$表示欧式空间内半径为$\gamma$的球, 收紧的距离被设计为

$$\gamma\triangleq\left\|\mathbf{L}_\theta^{-1}\right\|\left[|\tilde{d}_u^{\,t}(0)|+(a+T_o-b)\dot{d}_u^{\,t}\right]. \tag{37}$$

约束(34)和(35)是预测过程中对状态的约束，r是一个可调参数，约束(34)保证了鲁棒渐近收敛到终端约束，约束(35)保证目标始终在视场范围内．t_k时刻求解上述优化问题可以得到一组最优的控制序列

$$\overline{\boldsymbol{\omega}}_0^{\dagger}(t_k)=\{\overline{\boldsymbol{\omega}}_0^{*}(t_k\,|\,t_k),\overline{\boldsymbol{\omega}}_0^{*}(t_{k+1}\,|\,t_k),\cdots,\overline{\boldsymbol{\omega}}_0^{*}(t_k+\mathcal{T}\,|\,t_k)\}. \tag{38}$$

将第一个控制动作$\overline{\boldsymbol{\omega}}_0^{*}(t_k\,|\,t_k)$作为标称MPC信号, 结合UDE-PLC的输出, 完整的鲁棒MPC控制信号为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\omega}_r&=\boldsymbol{\omega}_{\text{MPC}}+\boldsymbol{\omega}_{\text{UDE-PLC}},\\&=\overline{\boldsymbol{\omega}}_0^{*}-\mathbf{L}_\theta^{-1}\hat{\mathbf{d}}_t,\end{aligned} \tag{39}$$

对式(39)积分得到内环角度参考指令

$$\boldsymbol{\theta}_r=\int_0^{t_k}\left[\boldsymbol{\omega}_r(\rho)-\mathbf{L}_\theta^{-1}(\rho)\hat{\mathbf{d}}_t(\rho)\right]\mathrm{d}\rho, \tag{40}$$

对$\boldsymbol{\omega}_r$使用微分跟踪器得到角加速度信号$\dot{\boldsymbol{\omega}}_r$.

3.3　基于UDE的内环姿态跟踪控制器设计

内环的俯仰和偏航动力学是独立的，因此可以分别设计两个通道的控制器．对于俯仰通道，外环提供了角度指令$\alpha_r(t)$，角速度指令$\dot{\alpha}_r(t)$和加速度指令$\ddot{\alpha}_r(t)$, 俯仰跟踪控制器设计为如下形式:

$$u_\alpha=u_{\alpha0}-\hat{d}_\alpha, \tag{41}$$

其中$u_{\alpha0}$为标称控制器，$\hat{d}_\alpha$是干扰估计器．标称控制采用前馈+反馈+模型对消的方式:

$$u_{\alpha0}=I_\alpha\left(\ddot{\alpha}_r+k_p^\alpha e_\alpha+k_d^\alpha\dot{e}_\alpha\right)+D_\alpha\dot{\alpha}, \tag{42}$$

其中$k_p^\alpha>0,k_d^\alpha>0$为反馈增益，$e_\alpha=\alpha_r-\alpha$为俯仰角度误差，$\dot{e}_\alpha=\dot{\alpha}_r-\dot{\alpha}$为俯仰角速度误差．由于执行器往往具有高带宽特性，能够快速响应姿态控制器输出的指令，这使得内环干扰估计可以采取较高增益．此时巴特沃兹滤波器对中低频段干扰的估计滞后特性不显著, 无需开展相位校正设计. 这里采用典型的一阶低通滤波关系形式:

$$\hat{D}_\alpha(s)=G_\alpha(s)D_\alpha(s)=\frac{1}{T_\alpha s+1}D_\alpha(s). \tag{43}$$

将模型(5)代入式(43)得到

$$\begin{aligned}\hat{D}_\alpha(s)&=\frac{G_\alpha(s)}{1-G_\alpha(s)}\mathcal{L}^{-1}\{I_\alpha\ddot{\alpha}+D_\alpha\dot{\alpha}-u_{\alpha0}\}\\&=\frac{1}{T_\alpha s}\mathcal{L}^{-1}\{I_\alpha\ddot{\alpha}+D_\alpha\dot{\alpha}-u_{\alpha0}\}.\end{aligned} \tag{44}$$

对两边进行拉氏变换得到

$$\hat{d}_\alpha=\frac{I_\alpha[\dot{\alpha}-\dot{\alpha}(0)]+D_\alpha[\alpha-\alpha(0)]-\int_0^t u_{\alpha0}(\rho)\mathrm{d}\rho}{T_\alpha}, \tag{45}$$

其中$T_\alpha>0$是UDE参数. 偏航通道也采用相同的控制结构(控制参数k_p^β,k_d^β, UDE参数T_β)

$$\begin{aligned}&u_\beta(t)=u_{\beta0}(t)-\hat{d}_\beta(t),\\&u_{\beta0}(t)=I_\beta\left(\ddot{\beta}_r(t)+k_p^\beta e_\beta(t)+k_d^\beta\dot{e}_\beta(t)\right)+D_\beta\dot{\beta}(t),\\&\hat{d}_\beta=\frac{I_\beta\left[\dot{\beta}-\dot{\beta}(0)\right]+D_\alpha[\beta-\beta(0)]-\int_0^t u_{\beta0}(\rho)\mathrm{d}\rho}{T_\beta}.\end{aligned} \tag{46}$$

4　子系统与闭环系统分析

4.1　外环子系统递归可行性与稳定性分析

本节将给出基于UDE-PLC的鲁棒MPC控制器的迭代可行性和子系统稳定性分析.具体地，本节首先给出终端区域的概念帮助后续建立可行性和稳定性.

定义1[26]　针对动态系统(28)，对于任意的$\mathfrak{e}_s\left(t_k+\mathcal{T}\,\middle|\,t_k\right)\in\xi$，在时域$\mu\in\left[t_k+\mathcal{T},t_{k+1}+\mathcal{T}\right)$内使用控制器$\overline{\boldsymbol{\omega}}(\cdot)$, 若以下条件成立:

$$\mathfrak{e}_s\left(t_k+\mu\,\middle|\,t_k\right)\in\xi,\overline{\boldsymbol{\omega}}(\mu\,|\,t)\in\Omega, \tag{47}$$

$$F_s\left(\mathfrak{e}_s\left(\mu\,\middle|\,t_k\right),\overline{\boldsymbol{\omega}}\left(\mu\,\middle|\,t_k\right)\right)+\dot{g}_s\left(\mathfrak{e}_s\left(\mu\,\middle|\,t_k\right)\right)\leqslant0, \tag{48}$$

则ξ是系统(28)的终端区域, $\overline{\boldsymbol{\omega}}(\cdot)$是终端控制器.

t_{k+1}时刻备选的控制序列可设计为

$$\bar{\boldsymbol{\omega}}_0(\mu \mid t_{k+1}) = \begin{cases} \bar{\boldsymbol{\omega}}_0^*(\mu \mid t_k), & \mu \in [t_{k+1}, t_k + \mathcal{T}), \\ \bar{\boldsymbol{\omega}}_0^K(\mu \mid t_k), & \mu \in [t_k + \mathcal{T}, t_{k+1} + \mathcal{T}), \end{cases} \tag{49}$$

$\bar{\boldsymbol{\omega}}_0^K(\mu \mid t_k)$是一个保证误差进入终端区域的反馈控制器, 可设计为引理4中的形式:

引理4 对于系统(28), 当参数满足:

$$q_i p_i < 1, k_i \in \left\{ \frac{1-\sqrt{1-q_i p_i}}{p_i}, \frac{1+\sqrt{1-q_i p_i}}{p_i} \right\}, \tag{50}$$

其中$i \in \{\alpha, \beta\}$, 则有如下的终端控制器:

$$\bar{\boldsymbol{\omega}}_0^K(\mu \mid t_k) = -\mathbf{L}_\theta^{-1} K_\omega \bar{\mathbf{e}}_s, \tag{51}$$

其中$\mathbf{K}_\omega = \mathrm{diag}\{k_\alpha, k_\beta\}$是反馈增益矩阵; 对应的终端区域为

$$\xi = \left\{ \bar{\mathbf{e}}_s : \left\| \mathbf{L}_\theta^{-1} K_\omega \bar{\mathbf{e}}_s \right\| \leqslant \varpi \right\}. \tag{52}$$

证明 参见附录C.

结合引理1(输入矩阵可逆), 引理2(干扰估计误差有界性), 引理3(标称模型非线性函数Lipschitz连续), 引理4(标称系统终端控制器和终端区域存在性), 文献[27]中鲁棒MPC分析框架中稳定性所要求的条件现均已具备, 因此可以给出:

定理1(文献[27]中定理2和3) 对于模型(11), 使用基于UDE-PLC的鲁棒MPC控制器(39), 则优化问题(30)是递归可行的, 且外环子系统是区域输入到状态实用稳定的.

4.2 内环子系统稳定性分析

定义误差$\tilde{d}_\alpha = d_\alpha - \hat{d}_\alpha$, 根据式(43)可以得到:

$$\dot{\tilde{d}}_\alpha = -\frac{\tilde{d}_\alpha}{T_\alpha} + \dot{d}_\alpha, \tag{53}$$

将控制器(41)和(42)代入模型(5)得到跟踪误差方程:

$$\ddot{e}_\alpha = -k_p^\alpha e_\alpha - k_d^\alpha \dot{e}_\alpha + \frac{\tilde{d}_\alpha}{I_\alpha}. \tag{54}$$

分析误差方程(53)和(54)可以得到如下结论:

定理2 俯仰和偏航通道的干扰估计误差方程和跟踪误差方程都是ISS的, 且在假设4的条件下, 干扰估计误差$\tilde{d}_\alpha, \tilde{d}_\beta$和跟踪误差$e_\alpha, e_\beta$都是有界的.

证明 显然方程(53)是ISS的, 解微分方程(53)得到

$$\tilde{d}_\alpha(t) = \int_0^t \exp\left(-\frac{t-\rho}{T_\alpha}\right) \dot{d}_\alpha(\rho) \mathrm{d}\rho + \tilde{d}_\alpha(0) \exp\left(-\frac{t}{T_\alpha}\right). \tag{55}$$

根据假设4可知$\left|\dot{d}_\alpha\right| \leqslant \dot{\bar{d}}_\alpha$, 对式(55)两边取绝对值得到

$$\begin{aligned} \left|\tilde{d}_\alpha(t)\right| &\leqslant \dot{\bar{d}}_\alpha \int_0^t \exp\left(-\frac{t-\rho}{T_\alpha}\right) \mathrm{d}\rho + \left|\tilde{d}_\alpha(0)\right| \exp\left(-\frac{t}{T_\alpha}\right) \\ &= T_\alpha \dot{\bar{d}}_\alpha + \left|\tilde{d}_\alpha(0)\right| \exp\left(-\frac{t}{T_\alpha}\right). \end{aligned} \tag{56}$$

由于方程(54)中$k_p^\alpha > 0, k_d^\alpha > 0$, 显然方程(54)是ISS的. 根据式(56), 外部输入干扰$\tilde{d}_\alpha(t)$有界, 故跟踪误差也有界. 同理, 偏航通道也有相同结论.

4.3 闭环系统时间尺度设计与分析

时间尺度分离是保障多回路系统稳定性的一个重要设计准则, 工程实践中, 往往要求内环响应远快于外环响应, 即内环带宽远大于外环带宽. 如图3所示, 针对本文提出的双回路系统, 设计了四个时间尺度. 该框架将内环的姿态控制系统设计为时间尺度快的子系统, 外环的视觉伺服系统设计为时间尺度慢的子系统. 上述带宽设计保证了闭环系统的稳定性: 在内环进行姿态控制响应时, 可以认为慢变的外环伺服回路还没有发生变化, 此时外环输出的姿态指令可近似"冻结", 内环可独立视为快子系统进行设计, 定理2确保其ISS稳定; 在外环进行响应时, 将快变的内环近似为理想执行机构, 内环状态已收敛, 外环作为慢子系统独立设计, 定理1给出外环的稳定结论. 时间尺度分离的方式, 避免了内外环动态耦合导致的共振、相位裕度不足等闭环稳定性问题, 最终实现整体系统稳定.

5 仿真结果与分析

5.1 仿真平台构建与仿真条件设置

考虑到光电跟踪系统在算法快速迭代开发、感知控制一体化闭环验证等方面的需求, 本文构建了包含动力学仿真、伺服控制算法部署、视觉检测算法部署、目标与跟踪系统姿态模拟、视觉成像模拟等功能的可视化综合仿真验证平台.该仿真平台基于虚幻引擎4(Unreal Engine, UE4)实现场景模拟, 系统整体架构

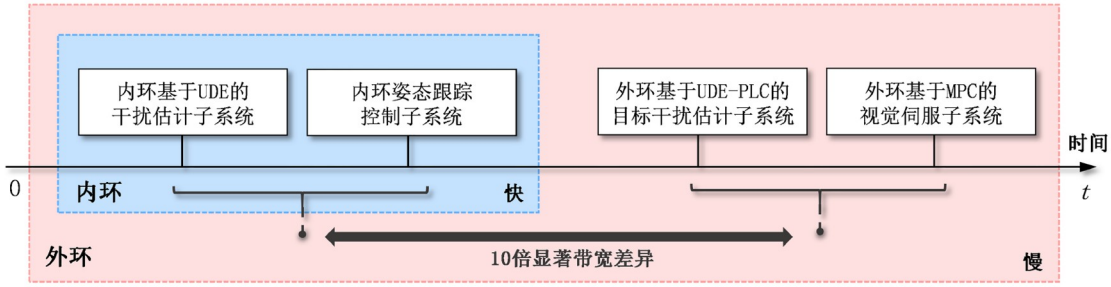


图 3　(网络版彩图)内外环动态系统的多时间尺度示意图
Figure 3　(Color online) Multiple time scales of the inner-outer loop dynamic system.

如图4所示.

在虚拟跟踪框架上添加UE4自带的单目相机模块, 单目相机将获取的单帧图像信息存储于本地. 目标检测算法、伺服控制算法均由仿真软件进行模块化搭建, 特别地, 为保证算法的实时性, 检测算法基于Visual Studio C++环境开发, 并通过仿真软件混合编程工具来调用. 图像检测结果作为视觉伺服控制的输入, 仿真软件完成控制指令生成、跟踪系统动力学响应后, 将姿态信息通过用户数据报协议(user datagram protocol, UDP)发送到UE4端, 虚幻引擎中的跟踪框架基于UDP接收到的姿态信息实时演示偏航通道和俯仰通道的运动效果, 单目相机将在新的姿态方向上进行目标感知成像.

仿真平台的运行步长为0.05 s, 脱靶量运动学与跟踪系统动力学参数见表1, 算法参数见表2和3. 本章对比了四种视觉伺服方案, 包括经典IBVS伺服律, MPC伺服律, 基于DOB的鲁棒MPC[21], 以及本文所提出的方法. IBVS控制器的形式为

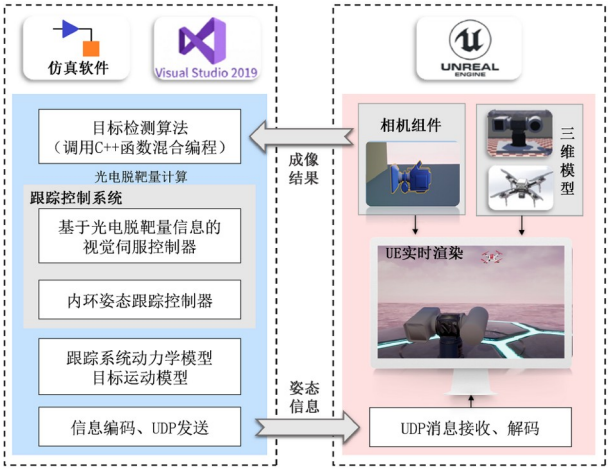


图 4　(网络版彩图)联合仿真平台框架
Figure 4　(Color online) Framework of the simulation platform.

$$\boldsymbol{\omega}_r = -\mathbf{L}_\theta^{-1}(\mathbf{e}_s, \alpha)\mathbf{K}_{\mathrm{IBVS}}\mathbf{e}_s, \tag{57}$$

其中$\mathbf{K}_{\mathrm{IBVS}} = \mathrm{diag}\{0.8, 0.8\}$是本文所使用的IBVS伺服律比例增益. 基于DOB的鲁棒MPC形式为

$$\boldsymbol{\omega}_r = \mathbf{L}_\theta^{-1}(\mathbf{e}_s, \alpha)\left(-\mathbf{K}_{\mathrm{MPC}}\mathbf{e}_s - \hat{\mathbf{d}}_{\mathrm{DOB}}\right), \tag{58}$$

其中$\mathbf{K}_{\mathrm{MPC}}$是通过显式MPC计算的最优控制增益, $\hat{\mathbf{d}}_{\mathrm{DOB}}$为DOB估计的干扰值, 其形式为

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{z}} &= -\mathbf{k}_{\mathrm{DOB}}(\boldsymbol{\omega}_r + \mathbf{k}_{\mathrm{DOB}}\mathbf{e}_s + \mathbf{z}), \\ \hat{\mathbf{d}}_{\mathrm{DOB}} &= \mathbf{z} + \mathbf{k}_{\mathrm{DOB}}\mathbf{e}_s, \end{aligned} \tag{59}$$

其中$\mathbf{k}_{\mathrm{DOB}} = \mathrm{diag}\{1.2, 1\}$是仿真中所使用的DOB增益.

为定量评估与比较不同控制策略对机动目标的跟踪性能, 本文引入三个基于脱靶量的量化指标: 最大误差(maximum error, ME)、平均绝对误差(mean absolute error, MAE)与均方根误差(root mean square error, RMSE). ME反映了跟踪过程中出现的最坏情况, 一定程度上刻画了目标跟踪的动态品质, 定义为跟踪过程中最大偏差的绝对值:

$$\mathrm{ME} = \sup_{t\in[0,t_{\mathrm{end}}]} \left|e_i(t)\right|, i \in \{u, v\}, \tag{60}$$

其中t_{end}是总仿真时间, $i \in \{u, v\}$表示两个伺服通道. MAE衡量了跟踪过程中误差的平均幅度, 其定义为

$$\mathrm{MAE} = \frac{1}{t_{\mathrm{end}}}\int_0^{t_{\mathrm{end}}} \left|e_i(t)\right| \mathrm{d}t, i \in \{u, v\}. \tag{61}$$

表 1 运动学和动力学模型参数

Table 1 Parameters of kinematic and dynamic models

控制通道	模型参数						
	I_i (kg m^2)	D_i (N m s/rad)	F_i (N m)	$\dot{\omega}_i$ (rad/s)	mgl (N m)	(f_x, f_y) (pixel)	$\mathbf{e}_{s\max}$ (pixel)
俯仰$i=\alpha$	1.094	0.204	0.1	1	0.1	686	[320,240]
偏航$i=\beta$	8.556	1.844	0.1	1			

表 2 外环控制器参数

Table 2 Parameters of outer-loop controller

控制通道	UDE-PLC参数				MPC参数			
	T_o	a	b	q_i	p_i	k_i	$\mathcal{T}$	r
俯仰$i=\alpha$	2.66	0.2	2	0.9	0.1	11	0.4	2
偏航$i=\beta$	2.66	0.2	2	1	0.1	11		

表 3 内环控制器参数与干扰设置

Table 3 Parameters of inner-loop controller and disturbances setting

控制通道	仿真参数			
	k_p^i	k_d^i	T_i	d_i
俯仰$i=\alpha$	2.8	6.1	0.03	$0.05+0.08\sin(0.4\pi t)+0.08\sin(0.6\pi t)$
偏航$i=\beta$	2.9	10	0.03	$0.05+0.08\sin(0.2\pi t)+0.08\sin(0.4\pi t)$

RMSE对较大的误差值更为敏感, 同时考虑了误差的绝对值及其波动程度, 定义为

$$\mathrm{RMSE}=\sqrt{\frac{1}{t_{\mathrm{end}}}\int_0^{t_{\mathrm{end}}}e_i(t)^2\mathrm{d}t},\ i\in\{u,v\}. \tag{62}$$

为了验证方法对目标不同机动轨迹的适应性, 本节在仿真平台中设计了三种机动类型(见图5): (1) 匀速平飞, 目标从起点(10, 200, 10)沿着x方向以20 m/s匀速飞行; (2) 圆周机动, 目标与跟踪系统相距300 m, 飞行在以(0, 300, 30)为圆心, 30 m为半径的圆周轨迹上, 目标法向加速度为13.3 m/s^2; (3) 空间变速斜飞, 目标在(10, 200, 10)到(−64, 253, 63)之间的线段上按照如图5(d)所示的速度曲线飞行, 法向加速度为0, 变速阶段切向加速度为±20 m/s^2. 在UE4中采集了目标在近/中/远程不同飞行场景下拍摄的图片并形成数据集. 基于上述数据集训练YOLOv11框架的检测网络, 经测试, 训练后模型的检测成功率达97.2%, 平均推理时间小于0.02 s.

5.2 三种目标机动类型下的不同算法性能对比

测试上述对四种伺服律在三种目标机动模式下的跟踪效果, 性能指标统计结果见表4, 加粗字样为该组对照中最小的误差结果. 典型的圆周机动仿真结果见图6和7. 从图6中可以看出IBVS伺服律和MPC伺服律均呈现出较大跟踪误差. 而基于DOB和UDE-PLC的MPC伺服律下的脱靶量较小, 且由于UDE-PLC具有在受限带宽下的相位校正能力, 因此其干扰估计的实时性和准确性好, 脱靶量最小.

图7是目标图像特征点在像素平面上的移动轨迹, 能更加直观地反映跟踪效果的优劣. 可以看出使用基于UDE-PLC的MPC伺服律的脱靶量轨迹范围最小, 始终围绕像平面中心有小范围浮动, 跟踪效果最佳. 表4中可以看出, 所提出方法的ME在大部分情况下均为最

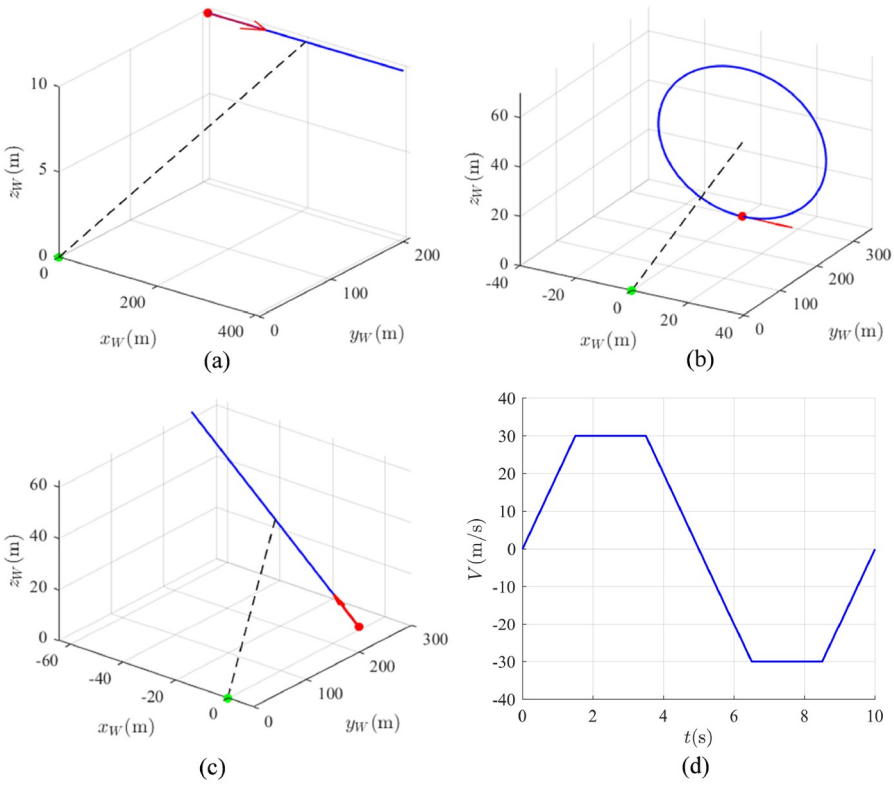


图 5　(网络版彩图)三种典型目标机动类型: (a) 匀速平飞; (b) 定速圆周飞行; (c) 空间变速斜飞; (d)目标斜飞时的速度曲线

Figure 5　(Color online) Three types of target maneuver: (a) constant-speed linear flight; (b) constant-speed circular flight; (c) tilted flight with varying speed; (d) speed curve of tilted flight.

表 4　跟踪性能指标对比

Table 4　Comparison of tracking performance indices

测试场景	通道	性能指标											
		ME				RMSE				MAE			
		经典IBVS	MPC	DOB-MPC	UDE-MPC	经典IBVS	MPC	DOB-MPC	UDE-MPC	经典IBVS	MPC	DOB MPC	UDE MPC
匀速平飞	e_u	77.96	52.46	53.51	**52**	65.48	37.48	9.47	**6.94**	64.37	35.23	8.09	**3.46**
	e_v	25.87	9.37	**9.31**	9.42	13.33	2.18	1.96	**1.95**	11.5	1.36	**1.15**	1.17
变速斜飞	e_u	77.61	53.65	38.03	**37.74**	50.52	35.27	18.77	**11.04**	45.15	31.76	16.4	**8.52**
	e_v	43.09	36.84	18.39	**9.08**	25.53	23.43	11.88	**5.18**	22.11	20.69	10.6	**4.53**
定速圆周	e_u	50.6	39.49	20.8	**13.24**	33.13	24.79	14.22	**6.31**	29.5	22.25	12.84	**5.6**
	e_v	46.14	43.27	23.24	**20.7**	26.40	24.67	14.80	**6.10**	22.62	21.84	13.12	**5.28**
参数摄动	e_u	54.71	42.48	22.28	**13.9**	35.64	25.08	15.99	**8.18**	30.7	24.76	13.33	**5.54**
	e_v	49.05	46.28	23.55	**20.9**	28.08	27.88	14.69	**6.88**	27.94	24.52	13.65	**5.10**

小, 尤其在斜飞和圆周这类动态变化剧烈的场景中, 其优势比DOB-MPC更为明显. 所提出方法的RMSE和MAE值全面最低, 反映了其优越的平稳性和最高的跟踪精度.

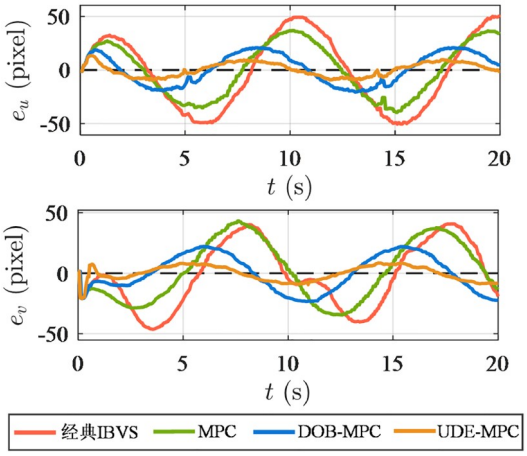


图 6 (网络版彩图)目标圆周机动下的仿真结果

Figure 6 (Color online) Simulation results with constant-speed circular flying targets.

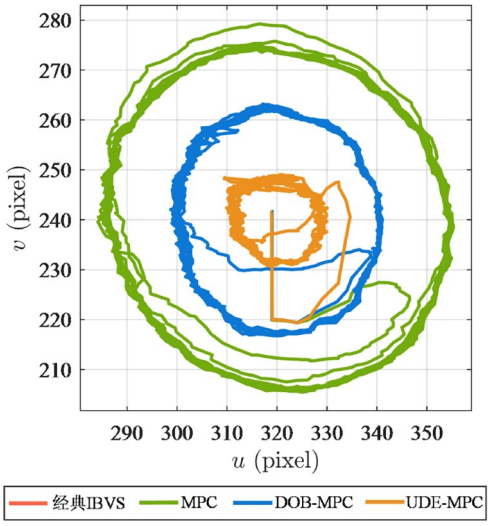


图 7 (网络版彩图)圆周机动下的目标图像特征点轨迹

Figure 7 (Color online) Feature trajectories of the target in the image plane under circular motion.

5.3 参数不确定性下的鲁棒测试与计算时间对比

为了系统验证所提方法对模型参数变化的鲁棒性, 本节针对视觉伺服系统核心参数焦距f_x, f_y设计鲁棒性测试实验. 具体地, 以系统标定后的焦距值为基准, 人为引入20%的参数偏差, 以模拟现实世界中使用未经校正过或存在零漂的模型参数. 目标采用圆周机动, 参数条件与上一节中相同. 仿真结果如图8和表4所示, 可以看出使用经典IBVS或经典MPC方法的伺服系统其脱靶量相比图6呈现放大趋势, 表4的统计数据上也可以明显看到这种现象, 表明其对模型参数误差的敏感性较高. 而使用本文提出方法的跟踪结果中, 脱靶量没有显著变化.

此外, 为评估方法对计算性能的要求, 本研究统计了完成圆周目标跟踪任务时各控制器的计算时间.平均计算时间和峰值计算时间对比如表5所示. 可以看到, 相比经典非线性MPC, 本文方法在实现高精度跟踪性能的同时, 计算负担并没有显著提升. 作为抗扰模块的UDE-PLC本质上是基于频域低通设计的线性滤波器, 无需迭代优化、矩阵求逆等复杂操作, 计算耗时远低于MPC优化问题求解, 对整体效率影响可忽略, 因此该方法具备工程应用的潜力.

5.4 不同UDE形式下的仿真结果对比

为了验证在外环使用UDE-PLC的优势, 本节对比了三种UDE形式下的跟踪结果, 依照闭环时间尺度分析中的带宽结论, 三组UDE及其参数设计为: (1) 不满足带宽要求的高增益UDE, $T = 0.2$; (2) 满足带宽要求

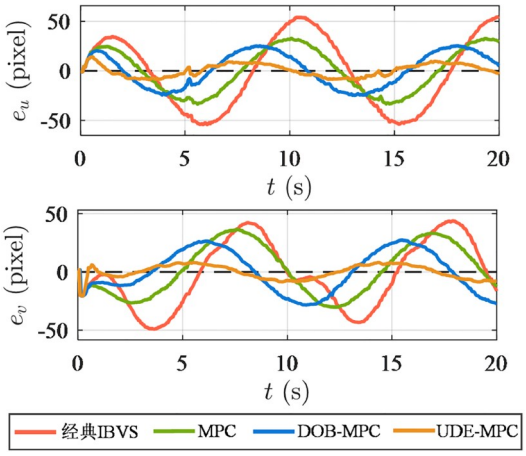


图 8 (网络版彩图)焦距存在不确定性的仿真结果

Figure 8 (Color online) Simulation results with focal length uncertainties.

表 5 计算时间对比

Table 5 Comparison of calculational time

性能指标	平均计算时间 (ms)	峰值计算时间 (ms)
经典IBVS	0.1	0.2
经典MPC	12.5	19.3
DOB-MPC	13.3	29.6
UDE-MPC	13.2	31.0

但低增益的UDE，$T=0.5$；(3) UDE-PLC，参数为$T_o=2.66$, $a=0.2$, $b=2$. 值得注意的是, 该参数条件下UDE-PLC与低增益UDE带宽相同, 为了验证UDE-PLC的相位校正效果，本文通过伯德图对比了两种滤波器的幅相特性，如图9所示. 从伯德图中可以看出，在相同转折频率下，UDE-PLC的相位曲线明显高于标准UDE，具有明显的相位超前特性，相位裕度提升了约20°. 圆周机动目标跟踪场景下不同估计器的仿真结果如图10所示. 从误差曲线中可以看出使用高增益UDE后内环和外环跟踪误差均发散，回顾仿真参数可知, $T=0.2$的高增益UDE与内环$T=0.03$的UDE已不满足时间尺度分离要求, 内环无法跟踪该指令信号. 低增益UDE和UDE-PLC均满足内外环10倍频带宽差异的要求，跟踪误差收敛. 跟踪过程中UDE-PLC的脱靶量略小于低增益UDE的脱靶量, 印证了UDE-PLC可以通过缓解相位滞后来优化系统动态品质，提升闭环系统的跟踪性能.

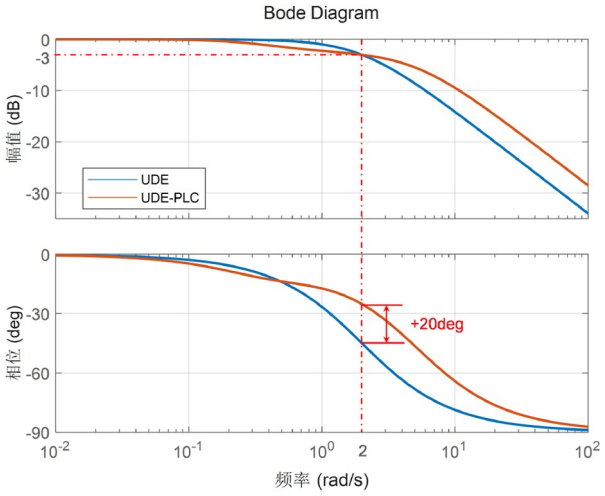


图 9　(网络版彩图)UDE与UDE-PLC的伯德图

Figure 9　(Color online) Bode diagram of UDE and UDE-PLC.

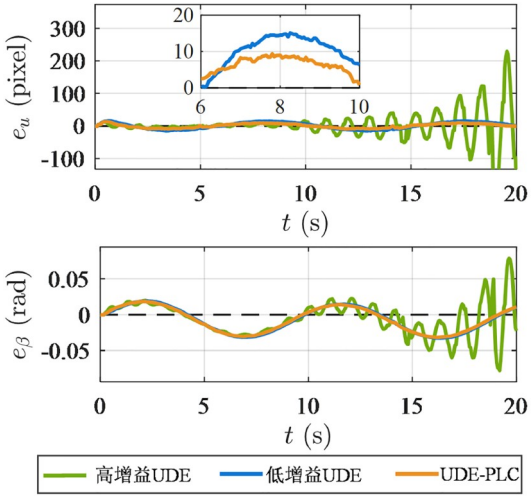


图 10　(网络版彩图)不同UDE形式的仿真结果对比

Figure 10　(Color online) Comparison of simulation results for different forms of UDE.

6　结论

本文针对低空机动目标跟踪难题，系统性地设计了一套鲁棒视觉伺服控制方案. 提出了具有相位超前补偿的UDE方法，有效缓解了外环视觉伺服回路在带宽受限下的相位滞后问题；设计了基于UDE-PLC的鲁棒MPC，在保证目标可见性约束的前提下，实现对机动目标的高精度跟踪；提出了基于UDE的双回路鲁棒伺服架构，并引入多时间尺度设计准则，协调了内外环的动态特性，确保了闭环系统的综合性能. 仿真结果表明, 所提的基于UDE-PLC的鲁棒MPC策略在跟踪精度和系统鲁棒性方面均有显著提升，能够有效应对目标未知机动与参数不确定性带来的影响.

补充材料

本文的补充材料见网络版techcn.scichina.com. 补充材料为作者提供的原始数据, 作者对其学术质量和内容负责.

参考文献

1　Wang J T, Bao D W, Zhou J Y, et al. Low-altitude airspace planning: A review and prospect (in Chinese). Acta Aeronaut Astronaut Sin, 2025, 46: 82–107 [王俊潼, 包丹文, 周佳怡, 等. 低空空域规划研究现状与展望. 航空学报, 2025, 46: 82–107]

2　He J, Zhu W L, Pang Z J, et al. Analysis of feasible region for launching parameter errors of anti-UAV netting (in Chinese). J Astronaut, 2024, 45: 711–719 [何举, 竺伟梁, 庞兆君, 等. 反无人机网捕发射参数误差可行域分析. 宇航学报, 2024, 45: 711–719]

3 Liu W, Zhang L, Wang D Q, et al. Operational application and key technologies of laser weapons against UAV swarms (in Chinese). Acta Aeronaut Astronaut Sin, 2024, 45: 244–258 [刘伟, 张琳, 王代强, 等. 激光武器反无人机集群作战运用及关键技术. 航空学报, 2024, 45: 244–258]
4 Li Z J, Li C, Liu H, et al. Review on photoelectric tracking system for aerospace targets (in Chinese). Chin J Lasers, 2025, 52: 38–61 [李志健, 李聪, 刘浩, 等. 空天目标光电跟踪系统研究综述. 中国激光, 2025, 52: 38–61]
5 Li S, Chen Z, Zhang Q, et al. Maneuver synchronization of networked rotating platforms using historical nominal command. Control Eng Pract, 2024, 153: 106081
6 Altan A, Hacıoğlu R. Model predictive control of three-axis gimbal system mounted on UAV for real-time target tracking under external disturbances. Mech Syst Signal Process, 2020, 138: 106548
7 Lv T, Ruan P, Jiang K, et al. Modeling and analysis of fast steering mirror disturbance effects on the line of sight jitter for precision pointing and tracking system. Mech Syst Signal Process, 2023, 188: 110002
8 Zhang Y, Zhang J, Sun C, et al. System identification and tracking, antidisturbance composite control technology of voice coil actuator fast steering mirror. IEEE Trans Ind Electron, 2023, 71: 11146–11155
9 Li Z, Li L, Zhang J, et al. System modeling and sliding mode control of fast steering mirror for space laser communication. Mech Syst Signal Process, 2024, 211: 111206
10 Guo F, Tao Y, Xie C, et al. Feedforward control method based on trajectory prediction for pointing and tracking system. In: Proceedings of 2022 China Automation Congress. Piscataway: IEEE, 2022. 3501–3506
11 Jia B X, Liu S, Zhang K X, et al. Advances in robot visual servoing: Vision system and control strategy (in Chinese). Acta Autom Sin, 2015, 41: 861–873 [贾丙西, 刘山, 张凯祥, 等. 机器人视觉伺服研究进展: 视觉系统与控制策略. 自动化学报, 2015, 41: 861–873]
12 Keshmiri M, Xie W F. Image-based visual servoing using an optimized trajectory planning technique. IEEE ASME Trans Mechatron, 2017, 22: 359–370
13 Lin J, Miao Z, Zhong H, et al. Adaptive image-based leader-follower formation control of mobile robots with visibility constraints. IEEE Trans Ind Electron, 2020, 68: 6010–6019
14 Mayne D Q. Model predictive control: Recent developments and future promise. Automatica, 2014, 50: 2967–2986
15 Nouwens S A N, Paulides M M, Heemels M. Constraint-adaptive MPC for linear systems: A system-theoretic framework for speeding up MPC through online constraint removal. Automatica, 2023, 157: 111243
16 Zhang K, Shi Y, Sheng H. Robust nonlinear model predictive control based visual servoing of quadrotor UAVs. IEEE ASME Trans Mechatron, 2021, 26: 700–708
17 Sun Y, Xue W, Deng H, et al. On disturbance estimation-and exploitation-based MPC design with application to level control system. IEEE Trans Contr Syst Technol, 2024, 32: 1169–1181
18 Corke P I, Good M C. Dynamic effects in visual closed-loop systems. IEEE Trans Robot Automat, 1996, 12: 671–683
19 Dong G, Zhu Z H. Predictive visual servo kinematic control for autonomous robotic capture of non-cooperative space target. Acta Astronaut, 2018, 151: 173–181
20 Wu B, Jia H, Chen S, et al. Feedback linearizing control for moving-base line-of-sight tracking systems via adaptive spherical target estimation. ISA Trans, 2025, 167: 1581–1594
21 Liu X, Mao J, Yang J, et al. Robust predictive visual servoing control for an inertially stabilized platform with uncertain kinematics. ISA Trans, 2021, 114: 347–358
22 Lin J, Wang Y, Miao Z, et al. Robust observer-based visual servo control for quadrotors tracking unknown moving targets. IEEE ASME Trans Mechatron, 2022, 28: 1268–1279
23 Chen Y, Wu Y, Lan L, et al. Dynamic target tracking of unmanned aerial vehicles under unpredictable disturbances. Engineering, 2024, 35: 74–85
24 Arabi E, Yucelen T. A set-theoretic model reference adaptive control architecture with dead-zone effect. Control Eng Pract, 2019, 89: 12–29
25 Zhang T, Zhang L, Zhu B, et al. UDE-PLC: Uncertainty and disturbance estimator with phase-lead compensation. In: Proceedings of 2023 American Control Conference (ACC). Piscataway: IEEE, 2023. 3877–3882
26 Sun Z, Xia Y, Dai L, et al. Disturbance rejection MPC for tracking of wheeled mobile robot. IEEE ASME Trans Mechatron, 2017, 22: 2576–2587
27 Xie H, Dai L, Lu Y, et al. Disturbance rejection MPC framework for input-affine nonlinear systems. IEEE Trans Automat Contr, 2021, 67: 6595–6610

Robust visual servo control for tracking low-altitude maneuvering targets

LI ShiYao[1], YANG BaoQing[1,2*], DAI QiXin[1], MA Jie[1,2], ZHU Bo[3] & YAO Yu[4]

[1] *Control and Simulation Center, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China*
[2] *National Key Laboratory of Complex Systems Control and Intelligent Cooperation, Beijing 100074, China*
[3] *School of Robotics and Automation, Nanjing University, Suzhou 215163, China*
[4] *College of Intelligent Systems Science and Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China*

With the development of unmanned aerial vehicles (UAVs) and the increasing prominence of security concerns, there is an urgent demand for the monitoring and countermeasures against low-altitude targets. High-performance electro-optical tracking is key to achieving the aforementioned tasks. A major challenge in the servo control of electro-optical tracking systems lies in establishing the complete technical chain from detection to servo control, while simultaneously coping with multiple-sources uncertainties, including unknown target maneuvers and model uncertainties. To address this, this paper designs a robust servo strategy based on the uncertainty and disturbance estimator (UDE), and carries out the cooperative design and performance tuning of the visual servo loop and the attitude control loop. Specifically, to tackle the problem of limited bandwidth in the outer servo loop, a novel UDE with phase-lead compensation (UDE-PLC) is designed, mitigating the phase lag of the UDE under constrained bandwidth. Aiming at the problem of tracking targets with unknown maneuvering, a visual servo model explicitly considering the influence of target velocity is constructed. Based on this model, a robust model predictive control (MPC) method incorporating UDE-PLC is designed. This method effectively compensates for uncertainties arising from target motion and optimizes control performance online under visibility constraints, achieving high-precision target tracking. Further considering multi-source uncertainties in both inner and outer loops, a dual-loop robust servo scheme based on UDE is developed. Four time scales are introduced to regulate the dynamic characteristics of the system, accommodating the performance requirements of fast inner-loop response and stable outer-loop tracking. Finally, verification is conducted on a simulation platform with visual detection in the loop. The simulation results demonstrate the effectiveness and robustness of the proposed servo method.

electro-optical tracking system, UAV tracking, visual servo, uncertainty and disturbance estimator, model predictive control

doi: 10.1360/SST-2025-0314