中国科学: 信息科学　2022 年　第 52 卷　第 9 期: 1711–1726
SCIENTIA SINICA Informationis
《中国科学》杂志社 SCIENCE CHINA PRESS
面向特殊应用场景的无人机智能决策与控制专刊 • 论文

基于干扰区间观测器的无人机预设性能着舰飞行控制

胡伟, 雍可南*, 陈谋

南京航空航天大学自动化学院, 南京 211106
* 通信作者. E-mail: yongkenan@nuaa.edu.cn

收稿日期: 2022–01–30; 修回日期: 2022–04–14; 接受日期: 2022–05–16; 网络出版日期: 2022–09–15

国家自然科学基金 (批准号: 62103188)、江苏省自然科学基金 (批准号: BK20210284) 和江苏省博士后科研资助计划项目 (批准号: 2021K289B) 资助

摘要　无人机在现代战争中已发挥重要作用, 为夺取海域制空权, 航母配备无人机是必然趋势. 面向无人机着舰的高精度控制要求, 本文针对存在建模误差与外部干扰的无人机, 在动态面控制框架下提出一种基于干扰区间观测器的无人机预设性能着舰飞行控制策略. 该策略能够对未知项提供区间估计, 在前馈补偿未知项的同时, 控制律将根据区间估计的宽度动态调节控制器增益, 从而保证无人机的轨迹始终处在着舰轨迹约束范围内. 同时, 在干扰区间观测器与飞行控制律设计过程中, 引入非线性增益, 有效地处理了着舰机动中的状态非线性耦合. 最后, 基于 Lyapunov 函数方法与不变集理论, 给出着舰飞行控制策略的参数设计条件, 数值仿真也进一步表明该策略的有效性.

关键词　无人机, 着舰控制, 预设性能控制, 干扰观测器, 区间观测器

1　引言

迄今为止, 无人机已在现代战争中发挥了重要作用, 承担了侦查军情、评估战况、监视目标、毁伤敌军等重要任务 [1]. 海空军已是海上作战力量的核心组成, 无人机作为海上军力部署的重要装备之一, 为未来海战描绘了新的背景底色1). 为发挥不同机型之间的协同作战优势, 形成压倒性的制空权, 航母配备无人机是未来的必然趋势 [2]. 围绕上述背景, 面向无人机着舰的高精度、高可靠控制要求, 固定翼无人机着舰控制技术还需要进一步深入研究.

区别于常规飞行控制律设计, 着舰控制律需要在解决更加严苛的非线性耦合问题的同时, 提供更强的鲁棒性, 以解决着舰过程中面临的建模误差与外部干扰等问题. 文献 [3] 引入了一种着陆点预测

1) 王鹏. 美国海军打造无人舰队. 中国青年报, 2020-05-14:008.

引用格式: 胡伟, 雍可南, 陈谋. 基于干扰区间观测器的无人机预设性能着舰飞行控制. 中国科学: 信息科学, 2022, 52: 1711–1726, doi: 10.1360/SSI-2022-0051
Hu W, Yong K N, Chen M. Disturbance interval observer-based carrier landing control of unmanned aerial vehicles using prescribed performance (in Chinese). Sci Sin Inform, 2022, 52: 1711–1726, doi: 10.1360/SSI-2022-0051

机制, 提出了一种滑模着舰飞行控制策略. 文献 [4] 针对舰载无人机着舰过程中存在参数不确定性、舰尾流干扰等问题, 设计了一种基于自适应动态逆的着舰控制律. 利用非奇异终端滑模方法, 文献 [5] 设计了一种鲁棒着舰飞行控制策略, 提高了舰载机的抗侧风能力. 文献 [6] 针对建模不确定、甲板运动与气流干扰下的着舰控制问题, 提出了一种基于自适应双螺旋的自动着舰控制策略. 基于自回归模型对甲板运动的预测, 文献 [7] 提出了一种自适应非奇异快速终端滑模着舰控制策略. 然而, 成功着舰的核心标志在于: 以合理的飞行速度与飞行姿态, 经过航母甲板的某一特定区域, 这必然给飞行控制设计提出新的挑战.

预设性能是一种有效处理输出约束的方法, 由 Bechlioulis 等 [8] 提出, 其核心为在 Lyapunov 函数中引入了非线性映射, 构建转换变量以辅助控制设计. 具体而言, 当系统输出趋近于给定的约束时, 转换变量将趋于无穷. 由此, 保证转换变量的有界性可以实现对系统输出的约束. 文献 [9, 10] 基于预设性能方法对飞行器控制设计问题进行了研究. 结合无人机着舰的高精度控制目标, 可根据母舰钩锁位置与无人机最佳下滑线, 设定无人机与母舰相对位置的轨迹约束. 进而, 鉴于以上设计理念, 将约束下相对位置转化为无约束变量, 在此基础上开展控制器设计的问题研究. 值得一提的是, 在动态轨迹跟踪的基础上, 文献 [11] 利用预设性能方法对自动着舰问题进行了初步探索. 另一方面, 着舰问题下的甲板运动与舰尾流问题仍然突出, 基于预设性能方法的着舰飞行控制还需深入研究.

由于主动估计方法能够增强控制系统的干扰抑制能力和鲁棒性, 其运用于飞行控制的研究也得到了广泛的关注, 并且得到了一系列有意义的研究成果. 英国 Chen 教授团队 [12, 13] 针对固定翼无人机的鲁棒抗干扰问题进行了深入研究, 围绕干扰观测器方法系统性地提出了抗干扰飞行控制系统设计方案. 文献 [14] 针对存在连续重型货物空投情况下的运输机, 提出了基于干扰观测器的动态逆方法. 利用动态面控制方法和滑模干扰观测器, 文献 [15] 实现了四旋翼无人机的协调控制. 在切换系统架构下, 文献 [16] 提出了一种基于干扰观测器的变后掠翼近空间飞行器控制策略. 针对存在外部干扰和模型不确定的扑翼微型飞行器模型, 文献 [17] 提出了一种基于干扰观测器和神经网络的自适应飞行控制方案. 然而, 无人机在着舰过程遭受到的外部干扰十分复杂, 尤其是舰尾流难以有效处理. 盲目引入前馈补偿项不利于成功着舰, 因此探索更加先进的主动估计方法, 构建更具针对性的前馈 – 反馈着舰控制策略势在必行.

近年来, 区间估计技术逐渐引起了学者们的关注 [18]. 该项技术基于微分不等式理论, 通过设计两个特殊的 Luenberger 观测器, 保证生成的区间在任意时刻都能包裹系统状态 [19]. 区间估计技术最初是针对线性正系统 [20] 而提出的, 要求被观测的系统状态非负. 文献 [21] 通过引入特殊的时变坐标变换, 将区间观测器技术推广到了一般线性系统, 原理是借助时变坐标变换将自治系统转化为正系统. 而在文献 [22] 中, 将坐标变换的设计问题转化为求解 Sylvester 方程, 并可得到时不变坐标变换. 上述文献为利用区间观测器解决更多估计问题打下了坚实基础, 比如故障诊断问题 [23~25]. 针对干扰估计的研究目标, 文献 [26, 27] 在干扰观测器的设计过程中, 通过引入区间估计技术, 提出了干扰区间观测器 (disturbance interval observer, DIO) 方法, 实现了对干扰的区间估计. 但是, 区间估计作为新兴技术, 在无人机飞行控制设计中的应用还比较少, 立足于着舰问题的研究更是鲜有报道, 因此需要展开针对性研究.

鉴于上述分析, 本文针对存在建模误差与外部干扰的无人机着舰控制问题, 提出基于 DIO 的无人机预设性能着舰飞行控制策略. 首先, 针对系统中由建模误差与外部干扰引入的未知项, 设计 DIO 对其进行区间估计, 在前馈补偿未知项的同时, 以区间宽度的方式为飞行控制律实时提供估计精度. 在此基础上, 通过引入着舰轨迹约束, 将无人机着舰控制转化为输出受限控制问题, 并在动态面框架下设计预设性能飞行控制律, 且借助 DIO 提供的区间宽度进一步抑制补偿误差导致的控制性能降低问

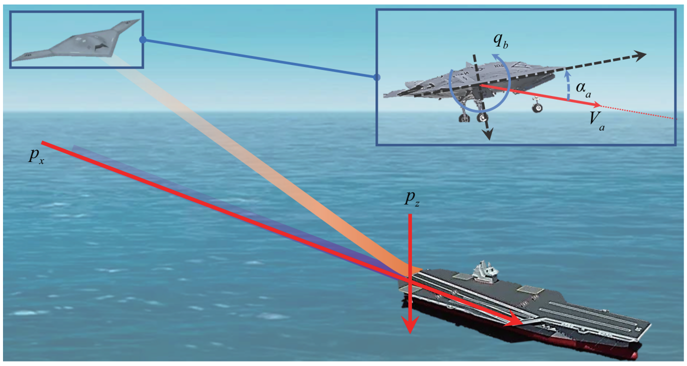

图 1 (网络版彩图) 无人机着舰示意图

Figure 1 (Color online) Schematic diagram of UAV carrier landing

题. 值得一提的是: 在 DIO 与预设性能飞行控制律设计过程中, 主动引入非线性增益, 有效地处理了着舰机动中的状态非线性耦合. 最终, 借助 Lyapunov 函数方法与不变集理论, 给出了上述着舰飞行控制策略的参数设计条件, 数值仿真也进一步表明了该策略的有效性. 本文后续章节安排如下: 第 2 节对着舰问题进行建模, 第 3 节详细介绍 DIO 的设计流程, 第 4 节则对着舰飞行控制进行设计与分析, 第 5 节给出了数值仿真结果, 第 6 节对全文的研究工作进行总结.

符号. 本文中常用的符号与运算定义如下: $\mathbb{R}$ 表示实数集, $\mathbb{R}^n$ 为 n 维欧几里得空间, 且有 $\mathbb{R}_{\geqslant 0}=\{a_n\in\mathbb{R}|a_n\geqslant 0\}$ 和 $\mathbb{R}_{>0}=\{a_n\in\mathbb{R}|a_n>0\}$; 0_m 为 $m\times m$ 维全零矩阵, I_m 为 $m\times m$ 维单位矩阵; 给定实对称矩阵 A_n, $A_n\succ 0$ 和 $A_n\prec 0$ 分别表示矩阵 A_n 是正定或者负定的; 给定矩阵或向量 $A_n=[A_n^{i,j}]$, $|A_n|=\left[|A_n^{i,j}|\right]$, $A_n^{+}=0.5(A_n+|A_n|)$ 和 $A_n^{-}=A_n^{+}-A_n$; 给定两个矩阵或向量 $A_n=[A_n^{i,j}]$ 和 $B_n=[B_n^{i,j}]$, $A_n\geqslant B_n$ 表示对于任意的 i, j 都有 $A_n^{i,j}\geqslant B_n^{i,j}$; 给定矩阵 A_n, $\lambda_{\max}(A_n)$ 和 $\lambda_{\min}(A_n)$ 分别表示矩阵 A_n 的最大与最小特征根; 给定可逆矩阵 A_n, A_n^{inv} 表示 A_n 的逆矩阵.

2 无人机着舰问题描述

令 $p_z\in\mathbb{R}$ 与 $p_x\in\mathbb{R}$ 表示惯性系下固定翼无人机相对航母甲板的坐标, $V_a\in\mathbb{R}$ 为无人机飞行空速, $\gamma_a\in\mathbb{R}$ 和 $\alpha_a\in\mathbb{R}$ 分别表示无人机速度矢量的倾斜角和迎角, $q_b\in\mathbb{R}$ 为无人机机体轴系下的俯仰角速度, 图 1 给出了各变量的物理内涵. 进而, 无人机相对航母甲板的运动学关系与无人机的动力学关系可综合建模如下 [3]:

$$\begin{cases}\dot{p}_x=V_a\cos\gamma_a-d_{x,v},\ \dot{p}_z=-V_a\sin\gamma_a-d_{z,v},\\ \dot{V}_a=(F_T\cos\alpha_a-\bar{D})/m_v-g\sin\gamma_a-d_{x,a}\cos\gamma_a+d_{z,a}\sin\gamma_a,\\ \dot{\gamma}_a=(F_T\alpha_a+\bar{L})/(m_vV_a)-\left(g\cos\gamma_a-d_{x,a}\sin\gamma_a-d_{z,a}\cos\gamma_a\right)/V_a,\\ \dot{\alpha}_a=q_b-\dot{\gamma}_a,\ \dot{q}_b=\bar{m}/I_y+d_{q,m},\end{cases}\tag{1}$$

其中, m_v 为无人机质量, g 为重力加速度, I_y 为绕俯仰轴的转动惯量. 鉴于上述动态中, 气流轴系的快时变动态与非直接测量特性, 将外部干扰与建模误差投影至惯性系与机体轴系, 进而有未知项 $d_{x,v},d_{z,v},d_{x,a},d_{z,a},d_{q,m}\in\mathbb{R}$. 此外, F_T 为发动机推力, $\bar{L}$, $\bar{D}$ 与 $\bar{m}$ 分别为作用在无人机上的升力、阻力与俯仰力矩, 并计算如下 [3]:

$$\bar{L}=0.5\rho_aV_a^2S_w(C_{L,0}+C_{L,\alpha}\alpha_a),\ \bar{D}=0.5\rho_aV_a^2S_w(C_{D,0}+C_{D,\alpha}\alpha_a^2),$$

$$\bar{m}=0.5\rho_a V_a^2\bar{c}S_w\left(C_{m,0}+C_{m,\alpha}\alpha_a+0.5C_{m,q}\bar{b}q_b/V_a+C_{m,\delta}\delta_e\right),$$

其中, ρ_a 为空气密度, S_w 为无人机机翼面积, $\bar{c}$ 和 $\bar{b}$ 分别为气动弦长和翼展. 另外, $C_{L,0}$, $C_{D,0}$, $C_{m,0}$ 为静态气动系数, $C_{L,\alpha}$, $C_{D,\alpha}$, $C_{m,\alpha}$ 为动态气动系数, $C_{m,q}$ 为阻尼俯仰气动系数, $C_{m,\delta}$ 为俯仰舵面气动系数.

令 $d=[d_{x,v},d_{z,v},d_{x,a},d_{z,a},d_{q,m}]^{\mathrm{T}}$ 综合表征系统 (1) 中的未知项. 对于航行过程中的航母, 其理想运动可描述为沿惯性系某一方向匀速航行, 并且受海浪等外部因素影响, 航母将会发生动能与势能的转化, 进而航母甲板的运动表现为: 沿水平方向航行, 沿垂直方向上下浮动, 具体表现在未知项 $d_{x,v}$ 与 $d_{z,v}$ 中. 与此同时, 当庞大的航母前行时, 气流与航母的岛形建筑及船体相互作用, 在航母舰面产生大量涡流, 这些涡流在航母尾部产生非稳态的湍流尾迹, 即舰尾流, 具体表现在未知项 $d_{x,a}$, $d_{z,a}$ 与 $d_{q,m}$ 中. 结合现有建模结果 [28~30], 可简约建模为未知项动态且表达为如下外部系统形式:

$$\dot{\omega}_d=A_\omega\omega_d+B_\omega\Delta_\omega(t),\ d=C_\omega\omega_d+\Delta_d(t),\tag{2}$$

其中, $\omega_d\in\mathbb{R}^m$ 为外部系统状态, $A_\omega\in\mathbb{R}^{m\times m}$, $B_\omega\in\mathbb{R}^{m\times m}_{\geqslant 0}$ 与 $C_\omega\in\mathbb{R}^{5\times m}_{\geqslant 0}$ 为已知的常值矩阵, 且 (A_ω,C_ω) 满足可观性条件, $\Delta_\omega(t)\in\mathbb{R}^m$ 和 $\Delta_d(t)\in\mathbb{R}^5$ 为未知时变向量, 用于表征未知项的建模误差.

对于给定着舰参考轨迹 $r_x\in\mathbb{R}$ 与 $r_z\in\mathbb{R}$, 本文的控制目标如下.

控制目标. 设计着舰飞行控制律, 使得固定翼无人机相对航母甲板的位置跟踪给定的着舰参考轨迹, 并且跟踪误差 $e_x=p_x-r_x$ 和 $e_z=p_z-r_z$ 始终处在着舰轨迹约束范围内, 即满足如下时变约束:

$$-e_{x,l}(t)<e_x<e_{x,u}(t),\ \ -e_{z,l}(t)<e_z<e_{z,u}(t),\tag{3}$$

其中, $e_{x,u}(t)\in\mathbb{R}_{>0}$, $e_{x,l}(t)\in\mathbb{R}_{>0}$, $e_{z,u}(t)\in\mathbb{R}_{>0}$ 和 $e_{z,l}(t)\in\mathbb{R}_{>0}$ 为给定的时变信号, 且恒正.

为便于后续控制器设计, 给定如下假设.

假设1 对于着舰动力学模型中的舰尾流与航母质心摄动, 外部系统 (2) 的状态向量 ω_d 范数有界, 且存在常数 $\varrho_\omega>0$ 与常值矩阵 $K_\omega\succ 0$ 满足条件 $\omega_d\in\mathcal{P}_\omega:=\{\omega_d:\omega_d^{\mathrm{T}}K_\omega\omega_d\leqslant\varrho_\omega\}$. 此外, 关于系统中的建模不确定 $\Delta_\omega(t)$ 和 $\Delta_d(t)$, 分别存在已知常数向量 $\bar{\Delta}_\omega\geqslant 0$ 和 $\bar{\Delta}_d\geqslant 0$ 满足不等式 $|\Delta_\omega(t)|\leqslant\bar{\Delta}_\omega$ 与 $|\Delta_d(t)|\leqslant\bar{\Delta}_d$, $\forall t\geqslant 0$.

假设2 给定的参考轨迹与着舰轨迹约束信号 $z_{r,0}=[r_x,r_z,e_{x,l},e_{x,u},e_{z,l},e_{z,u}]^{\mathrm{T}}$ 及其一阶导数信号 $\dot{z}_{r,0}$ 与二阶导数信号 $\ddot{z}_{r,0}$ 均范数有界, 且存在常数 $\varrho_r>0$ 与常值矩阵 $K_r\succ 0$ 满足条件 $Z_r\in\mathcal{P}_r:=\{Z_r:Z_r^{\mathrm{T}}K_rZ_r\leqslant\varrho_r\}$, 其中, $Z_r(t)=[z_{r,0}^{\mathrm{T}},\dot{z}_{r,0}^{\mathrm{T}},\ddot{z}_{r,0}^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$. 同时, 不失一般性地假设无人机的初始状态处在着舰轨迹约束范围内, 即有 $-e_{x,l}(0)<e_x(0)<e_{x,u}(0)$ 和 $-e_{z,l}(0)<e_z(0)<e_{z,u}(0)$.

同时, 鉴于本文采用的 DIO 方法将基于正系统理论进行设计, 故给出如下两个引理.

引理1 (正系统 [20]) 假设存在一个 Metzler 矩阵 $K_M\in\mathbb{R}^{m\times m}$ (即其所有非对角元素非负) 和一个非负的时变向量 $\Delta_M(t)\in\mathbb{R}^m_{\geqslant 0}$, 使得系统 $\dot{h}_M=K_Mh_M+\Delta_M(t)$ 对于任意初始状态 $h_M(0)\in\mathbb{R}^m$ 有唯一解. 给定任意初始状态 $h_M(0)\in\mathbb{R}^m_{\geqslant 0}$, 则对 $\forall t>0$ 有关系 $h_M(t)\in\mathbb{R}^m_{\geqslant 0}$ 成立.

引理2 ([31]) 对于任意给定常数 $\varepsilon_M>0$ 与时变信号 η_M, 不等式 $0\leqslant|\eta_M|-\eta_M\tanh(\frac{\eta_M}{\varepsilon_M})\leqslant c_M\varepsilon_M$ 成立, 其中, c_M 为常数且满足 $c_M=\exp\left(-c_M-1\right)$, 即有 $c_M=0.2758$.

3 干扰区间观测器设计

为了抑制建模误差与舰尾流对无人机着舰过程的影响, 本文将引入 DIO 方法, 基于无人机的已知动态实现对舰尾流的区间估计, 以达到辅助控制律设计的目标. 需要明确的是, 迎角动态中的未知项与航迹倾斜角动态中的一致, 为了实现对系统中非线性项的处理, 本节的 DIO 将不依据无人机的迎角动态进行设计. 具体而言, 令 $\bar{x}_\omega = [p_x, p_z, V_a, \gamma_a, q_b]^{\mathrm{T}}$, 由式 (1) 其导数可归纳为如下向量形式:

$$\dot{\bar{x}}_\omega = f_\omega(\bar{x}_\omega, \alpha_a, F_T, \delta_e) + g_\omega(\bar{x}_\omega)d, \tag{4}$$

其中, $f_\omega(\bar{x}_\omega, \alpha_a, F_T, \delta_e)$ 和 $g_\omega(\bar{x}_\omega)$ 分别为已知的函数向量与函数矩阵, 具体形式如下:

$$f_\omega(\bar{x}_\omega) = \begin{bmatrix} V_a\cos\gamma_a \\ -V_a\sin\gamma_a \\ \frac{1}{m_v}(F_T\cos\alpha_a - \bar{D}) - g\sin\gamma_a \\ \frac{1}{m_vV_a}(F_T\alpha_a + \bar{L}) - \frac{g}{V_a}\cos\gamma_a \\ \frac{1}{I_y}\bar{m} \end{bmatrix}, \quad g_\omega(\bar{x}_\omega) = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\cos\gamma_a & \sin\gamma_a & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{V_a}\sin\gamma_a & \frac{1}{V_a}\cos\gamma_a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

给定观测器增益矩阵 $L_\omega \in \mathbb{R}^{m\times 5}$ 与可逆坐标变换矩阵 $P_\omega \in \mathbb{R}^{m\times m}$, 定义中间变量 $z_\omega = P_\omega(\omega_d - L_\omega l_\omega(\bar{x}_\omega))$ 与非线性函数向量 $l_\omega(\bar{x}_\omega) = [-p_x, -p_z, -V_a\cos\gamma_a, V_a\sin\gamma_a, q_b]^{\mathrm{T}}$. 此处, 非线性函数向量 $l_\omega(\bar{x}_\omega)$ 用于处理非线性函数矩阵 $g_\omega(\bar{x}_\omega)$ 的影响, 可由非线性 $\frac{\partial l_\omega(\bar{x}_\omega)}{\partial \bar{x}_\omega^{\mathrm{T}}} g_\omega(\bar{x}_\omega) = I_5$ 关系表明. 考虑式 (2) 与 (4), 则中间变量 z_ω 的动态满足如下微分方程:

$$\dot{z}_\omega = P_\omega\left(A_\omega - L_\omega C_\omega\right)Q_\omega z_\omega + \Xi_\omega + P_\omega B_\omega \Delta_\omega(t) - P_\omega L_\omega \Delta_d(t), \tag{5}$$

其中, $\Xi_\omega = P_\omega\left(A_\omega - L_\omega C_\omega\right)L_\omega l_\omega(\bar{x}_\omega) - P_\omega L_\omega \frac{\partial l_\omega(\bar{x}_\omega)}{\partial \bar{x}_\omega^{\mathrm{T}}} f_\omega(\bar{x}_\omega, \alpha_a, F_T)$ 为已知的函数向量, Q_ω 为 P_ω 的逆矩阵, 共同构成对 $A_\omega - L_\omega C_\omega$ 的坐标变换.

进而, 可针对中间变量 z_ω 设计区间观测器, 可得 DIO 的具体设计形式如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_u = \Upsilon_\omega \hat{z}_u + \Xi_\omega + |P_\omega|B_\omega\bar{\Delta}_\omega + |P_\omega L_\omega|\bar{\Delta}_d, \ \hat{d}_u = C_\omega\left(Q_\omega^+\hat{z}_u - Q_\omega^-\hat{z}_l + L_\omega l_\omega(\bar{x}_\omega)\right), \\ \dot{\hat{z}}_l = \Upsilon_\omega \hat{z}_l + \Xi_\omega - |P_\omega|B_\omega\bar{\Delta}_\omega - |P_\omega L_\omega|\bar{\Delta}_d, \ \hat{d}_l = C_\omega\left(Q_\omega^+\hat{z}_l - Q_\omega^-\hat{z}_u + L_\omega l_\omega(\bar{x}_\omega)\right), \end{cases} \tag{6}$$

其中, $\Upsilon_\omega = P_\omega\left(A_\omega - L_\omega C_\omega\right)Q_\omega$, $\hat{z}_u \in \mathbb{R}^m$ 与 $\hat{z}_l \in \mathbb{R}^m$ 为 DIO 的内部状态, 两者共同构成了对中间变量 z_ω 的区间估计, $\hat{d}_u$ 与 $\hat{d}_l$ 为 DIO 的输出, 构成对 d 的区间估计, $\bar{\Delta}_w$ 与 $\bar{\Delta}_d$ 在假设 1 中给出.

定义 DIO 中间变量 z_ω 的估计误差为 $\tilde{z}_u = \hat{z}_u - z_\omega$, $\tilde{z}_l = z_\omega - \hat{z}_l$, 以及区间估计的误差为 $\tilde{d}_u = \hat{d}_u - d$, $\tilde{d}_l = d - \hat{d}_l$, 进而 DIO 的设计步骤可归纳于如下引理.

引理3 (干扰区间观测器) 针对着舰动态 (1), 考虑着舰过程中存在如式 (2) 所示的未知项, 设计 DIO 如式 (6). 设计观测器增益矩阵 L_ω 与坐标变换矩阵 P_ω, Q_ω 使得 Υ_ω 同时为 Metzler 与 Hurwitz 矩阵, 且给定观测器初始状态满足 $\hat{z}_u(0) \leqslant z_\omega(0) \leqslant \hat{z}_u(0)$, 则 DIO 的观测误差 $\tilde{d}_u$ 和 $\tilde{d}_l$ 非负且有界.

证明 考虑式 (5) 与 (6), 则中间变量的估计误差 $\tilde{z}_u$ 与 $\tilde{z}_l$ 满足如下微分方程:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{z}}_u = \Upsilon_\omega \tilde{z}_u + |P_\omega|B_\omega\bar{\Delta}_\omega + |P_\omega L_\omega|\bar{\Delta}_d - P_\omega B_\omega \Delta_\omega(t) + P_\omega L_\omega \Delta_d(t), \\ \dot{\tilde{z}}_l = \Upsilon_\omega \tilde{z}_l + P_\omega B_\omega \Delta_\omega(t) - P_\omega L_\omega \Delta_d(t) + |P_\omega|B_\omega\bar{\Delta}_\omega + |P_\omega L_\omega|\bar{\Delta}_d. \end{cases} \tag{7}$$

由假设 1 可知 $-|P_\omega|B_\omega\bar{\Delta}_\omega-|P_\omega L_\omega|\bar{\Delta}_d\leqslant P_\omega B_\omega\Delta_\omega(t)-P_\omega L_\omega\Delta_d(t)\leqslant|P_\omega|B_\omega\bar{\Delta}_\omega+|P_\omega L_\omega|\bar{\Delta}_d$. 鉴于引理 1 与设计条件 Υ_ω 为 Metzler 矩阵及 $\hat{z}_u(0)\leqslant z_\omega(0)\leqslant\hat{z}_u(0)$, 可得 $\tilde{z}_u$ 与 $\tilde{z}_l$ 非负.

定义中间变量 z_ω 的区间宽度向量为 $s_\omega=\tilde{z}_u+\tilde{z}_l$. 鉴于 Υ_ω 为 Hurwitz 矩阵, 必存在另一矩阵 $R_\omega\succ 0$ 使得 $R_\omega\Upsilon_\omega+\Upsilon_\omega^{\mathrm{T}}R_\omega\prec 0$. 进一步给定 Lyapunov 函数 $\mathcal{V}_\omega=s_\omega^{\mathrm{T}}R_\omega s_\omega$. 考虑式 (7), 可得 $\mathcal{V}_\omega$ 的导数满足如下不等式:

$$\dot{\mathcal{V}}_\omega\leqslant s_\omega^{\mathrm{T}}\left(R_\omega\Upsilon_\omega+\Upsilon_\omega^{\mathrm{T}}R_\omega+2\eta_\omega R_\omega R_\omega\right)s_\omega+\left(\||P_\omega|B_\omega\bar{\Delta}_\omega\|^2+\||P_\omega L_\omega|\bar{\Delta}_d\|^2\right)/\eta_\omega, \tag{8}$$

其中, $\eta_\omega>0$ 为待调节参数. 由 $R_\omega\Upsilon_\omega+\Upsilon_\omega^{\mathrm{T}}R_\omega\prec 0$ 可知, 必存在合适的 η_ω 使得 $R_\omega\Upsilon_\omega+\Upsilon_\omega^{\mathrm{T}}R_\omega+2\eta_\omega R_\omega R_\omega\prec 0$. 进而可知, 区间宽度向量 s_ω 有界, 再由 $\tilde{z}_u$ 和 $\tilde{z}_l$ 的非负特性可得其有界性.

考虑观测器误差 $\tilde{d}_u$ 和 $\tilde{d}_l$ 的定义, 有如下衍生形式:

$$\tilde{d}_u=\hat{d}_u-d=C_\omega\left(Q_\omega^+\tilde{z}_u+Q_\omega^-\tilde{z}_l\right),\ \tilde{d}_l=d-\hat{d}_l=C_\omega\left(Q_\omega^+\tilde{z}_l+Q_\omega^-\tilde{z}_u\right). \tag{9}$$

最终可得 $\tilde{d}_u$ 和 $\tilde{d}_l$ 非负且有界.

显然, 区别于传统干扰观测器, 矩阵 Υ_ω 需要同时满足 Metzler 和 Hurwitz 两个条件. 对于区间估计技术来说, 已有诸多出色的成果. 文献 [22] 将上述问题转化为求解 Sylvester 等式的问题, 即求解等式 $P_\omega A_\omega-\Upsilon_\omega P_\omega=N_\omega C_\omega$ 与 $N_\omega=P_\omega L_\omega$, 其中, 矩阵 Υ_ω 必须与矩阵 A_ω 没有相同的特征根. 对于任意矩阵 N_ω, 求解后可得矩阵 P_ω 的唯一解. 按照这一思路, 如下引理给出了对矩阵 P_ω 和 Q_ω 的一种数值解法.

引理4 ([22]) 对于给定的增益矩阵 L_ω, 设计 Metzler 矩阵 Υ_ω 使其与 $A_\omega-L_\omega C_\omega$ 具有相同的特征根. 当存在矩阵 $\zeta_L\in\mathbb{R}^{5\times m}$ 和 $\zeta_\Upsilon\in\mathbb{R}^{5\times m}$ 使得 $(A_\omega-L_\omega C_\omega,\zeta_L)$ 和 $(\Upsilon_\omega,\zeta_\Upsilon)$ 均满足可观测性条件时, 则有 $P_\omega=\mathrm{Obsv}\left(\Upsilon_\omega,\zeta_\Upsilon\right)^{\mathrm{inv}}\mathrm{Obsv}\left(A_\omega-L_\omega C_\omega,\zeta_L\right)$ 和 $Q_\omega=P_\omega^{\mathrm{inv}}$, 其中 $\mathrm{Obsv}(\cdot)$ 表示计算可观测性矩阵.

4 预设性能着舰飞行控制律设计

本节将基于 DIO 的输出对着舰飞行控制律展开设计, 该控制由位置动态控制律、空速矢量动态控制律与姿态回路控制律组成. 此外, 为了描述便利, 进一步定义 DIO 输出向量及误差向量内的元素为 $\hat{d}_u=[\hat{d}_{x,v,u},\hat{d}_{z,v,u},\hat{d}_{x,a,u},\hat{d}_{z,a,u},\hat{d}_{q,m,u}]^{\mathrm{T}}$, $\hat{d}_l=[\hat{d}_{x,v,l},\hat{d}_{z,v,l},\hat{d}_{x,a,l},\hat{d}_{z,a,l},\hat{d}_{q,m,l}]^{\mathrm{T}}$ 和 $\tilde{d}_u=[\tilde{d}_{x,v,u},\tilde{d}_{z,v,u},\tilde{d}_{x,a,u},\tilde{d}_{z,a,u},\tilde{d}_{q,m,u}]^{\mathrm{T}}$, $\tilde{d}_l=[\tilde{d}_{x,v,l},\tilde{d}_{z,v,l},\tilde{d}_{x,a,l},\tilde{d}_{z,a,l},\tilde{d}_{q,m,l}]^{\mathrm{T}}$, 并定义与建模误差 $\Delta_d(t)$ 上界 $\bar{\Delta}_d=[\bar{\Delta}_{x,v},\bar{\Delta}_{z,v},\bar{\Delta}_{x,a},\bar{\Delta}_{z,a},\bar{\Delta}_{q,m}]$.

4.1 位置动态控制律设计

考虑给定的着舰轨迹约束如式 (3) 所示, 对误差变量 e_x 与 e_z 分别进行误差转换, 定义转换变量 $s_x=\tan\left((2e_x-e_{x,u}+e_{x,l})/(e_{x,u}+e_{x,l})\right)$ 和 $s_z=\tan\left((2e_z-e_{zu}+e_{z,l})/(e_{z,u}+e_{z,l})\right)$, 则其向量形式 $s_p=[s_x,s_z]^{\mathrm{T}}$ 的导数满足如下动态:

$$\dot{s}_p=\Omega_{p,e}\left(f_p+d_p-\dot{r}_p^*\right)+\Omega_{p,u}\dot{e}_{p,u}+\Omega_{p,l}\dot{e}_{p,l}, \tag{10}$$

其中, $\Omega_{p,e}=\mathrm{diag}\left\{\partial s_x/\partial e_x,\partial s_z/\partial e_z\right\}$, $\Omega_{p,k}=\mathrm{diag}\left\{\partial s_x/\partial e_{x,k},\partial s_z/\partial e_{z,k}\right\}$, 并有 $k\in\{u,l\}$, $f_p=[V_a\cos\gamma_a,-V_a\sin\gamma_a]^{\mathrm{T}}$, $d_p=[d_{x,v},d_{z,v}]^{\mathrm{T}}$, $\dot{e}_{p,u}=[\dot{e}_{x,u},\dot{e}_{z,u}]^{\mathrm{T}}$, $\dot{e}_{p,l}=[\dot{e}_{x,l},\dot{e}_{z,l}]^{\mathrm{T}}$, 以及 $\dot{r}_p^*=[\dot{r}_x,\dot{r}_z]^{\mathrm{T}}$.

显然, 位置动态的输入 V_a 与 γ_a 隐含在非线性项 f_p 中, 为避免复杂的微分计算, 直接对 f_p 的期望信号进行设计, 并引入滤波器 $\xi_p \in \mathbb{R}^2$ 如下:

$$\rho_p \dot{\xi}_p + \xi_p = f_p^*,\ \xi_p(0) = f_p^*(0), \tag{11}$$

其中, $\rho_p > 0$ 为滤波器的时间常数, $f_p^* \in \mathbb{R}^2$ 为至少一阶可微的滤波器输入, 将在后续进行设计.

定义滤波器误差 $\tilde{\xi}_p = \xi_p - f_p^*$, 进而给定 Lyapunov 函数形式 $\mathcal{V}_p = 0.5 s_p^{\mathrm{T}} s_p + 0.5 \tilde{\xi}_p^{\mathrm{T}} \tilde{\xi}_p$, 考虑式 (10) 与 (11) 可得 $\mathcal{V}_p$ 的导数满足如下不等式:

$$\begin{aligned}\dot{\mathcal{V}}_p \leqslant & s_p^{\mathrm{T}} \Omega_{p,e} \left(f_p^* + \hat{d}_p - \dot{r}_p^* \right) + s_p^{\mathrm{T}} \left(\Omega_{p,u} \dot{e}_{p,u} + \Omega_{p,l} \dot{e}_{p,l} \right) - s_p^{\mathrm{T}} \Omega_{p,e} \tilde{d}_p + \eta_p s_p^{\mathrm{T}} \Omega_{p,e} \Omega_{p,e}^{\mathrm{T}} s_p \\ & + 0.5 \| f_p - \xi_p \|^2 / \eta_p - 0.5 \tilde{\xi}_p^{\mathrm{T}} \left(1/\rho_p - 1/\eta_p \right) \tilde{\xi}_p + 0.5 \rho_p \| \Pi_p(\cdot) \|^2,\end{aligned} \tag{12}$$

其中, $\eta_p > 0$ 是可以进行调节的系数, $\hat{d}_p = 0.5[\hat{d}_{x,v,u} + \hat{d}_{x,v,l}, \hat{d}_{z,v,u} + \hat{d}_{z,v,l}]^{\mathrm{T}}$ 将用于前馈补偿未知项 d_p, $\tilde{d}_p = \hat{d}_p - d_p$ 为其估计误差, $\Pi_p(\cdot) \in \mathbb{R}^2$ 为函数向量表征 $f_p^*(\cdot)$ 的导数信号.

由引理 2 与 DIO 的区间特性, 即 $\tilde{d}_p \leqslant \bar{d}_p = 0.5[\hat{d}_{x,v,u} - \hat{d}_{x,v,l} + 2\bar{\Delta}_{x,v}, \hat{d}_{z,v,u} - \hat{d}_{z,v,l} + 2\bar{\Delta}_{z,v}]^{\mathrm{T}}$, 可得不等式如下:

$$|s_p^{\mathrm{T}} \Omega_{p,e} \tilde{d}_p| \leqslant s_p^{\mathrm{T}} \Omega_{p,e} \mathrm{Tanh}(\Omega_{p,e}^{\mathrm{T}} s_p) \tilde{d}_p + \Psi_p^{\mathrm{T}} |\tilde{d}_p| \leqslant s_p^{\mathrm{T}} \Omega_{p,e} \mathrm{Tanh}(\Omega_{p,e}^{\mathrm{T}} s_p) \bar{d}_p + \Psi_p^{\mathrm{T}} \bar{d}_p, \tag{13}$$

并有 $\mathrm{Tanh}(\Omega_{p,e}^{\mathrm{T}} s_p) = \mathrm{diag}\{\tanh(\frac{\partial s_x}{\partial e_x} \frac{s_x}{\varepsilon_{x,v}}), \tanh(\frac{\partial s_z}{\partial e_z} \frac{s_z}{\varepsilon_{z,v}})\}$ 和 $\Psi_p = [\varepsilon_{x,v}, \varepsilon_{z,v}]^{\mathrm{T}}$, 其中, $\varepsilon_{x,v} > 0$ 和 $\varepsilon_{z,v} > 0$ 是可以进行调节的系数.

针对空速 V_a 与航迹俯仰角 γ_a, 分别定义误差变量 $s_V = V_a - V_a^*$ 与 $s_\gamma = \gamma_a - \gamma_a^*$, 式中 $V_a^* \in \mathbb{R}$ 与 $\gamma_a^* \in \mathbb{R}$ 为虚拟控制律, 其表征的是空速矢量的参考轨迹, 并满足映射关系 $[V_a^* \cos \gamma_a^*, V_a^* \sin \gamma_a^*]^{\mathrm{T}} = \xi_p$. 进一步将 s_V 与 s_γ 代入非线性项 f_p 可得

$$f_p - \xi_p = V_a^* (\cos s_\gamma - 1) \begin{bmatrix} \cos \gamma_a^* \\ -\sin \gamma_a^* \end{bmatrix} - V_a^* \sin s_\gamma \begin{bmatrix} \sin \gamma_a^* \\ \cos \gamma_a^* \end{bmatrix} + s_V \begin{bmatrix} \cos \gamma_a \\ -\sin \gamma_a \end{bmatrix}.$$

进而借助不等式 $|s_\gamma| \geqslant |\sin s_\gamma|$ 与 $|s_\gamma| \geqslant |1 - \cos s_\gamma|$ 可得

$$\| f_p - \xi_p \|^2 \leqslant 6 V_a^{*2} s_\gamma^2 + 3 s_V^2. \tag{14}$$

将不等式 (13) 和 (14) 带入式 (12), 可得

$$\begin{aligned}\dot{\mathcal{V}}_p \leqslant & s_p^{\mathrm{T}} \Omega_{p,e} \left(f_p^* + \hat{d}_p - \dot{r}_p^* \right) + s_p^{\mathrm{T}} \left(\Omega_{p,u} \dot{e}_{p,u} + \Omega_{p,l} \dot{e}_{p,l} \right) + s_p^{\mathrm{T}} \Omega_{p,e} \mathrm{Tanh}(\Omega_{p,e}^{\mathrm{T}} s_p) \bar{d}_p + \eta_p s_p^{\mathrm{T}} \Omega_{p,e} \Omega_{p,e}^{\mathrm{T}} s_p \\ & + (3 V_a^{*2} s_\gamma^2 + 1.5 s_V^2)/\eta_p - 0.5 \left(1/\rho_p - 1/\eta_p \right) \tilde{\xi}_p^{\mathrm{T}} \tilde{\xi}_p + 0.5 \rho_p \| \Pi_p(\cdot) \|^2 + \Psi_p^{\mathrm{T}} \bar{d}_p.\end{aligned} \tag{15}$$

通过给定增益矩阵 $k_p \succ 0$, 可设计期望的无人机空速矢量 f_p^* 如下:

$$f_p^* = -\Omega_{p,e}^{\mathrm{inv}} k_p s_p - \hat{d}_p + \dot{r}_p^* - \mathrm{Tanh}(\Omega_{p,e}^{\mathrm{T}} s_p) \bar{d}_p - \Omega_{p,e}^{\mathrm{inv}} (\Omega_{p,u} \dot{e}_{p,u} + \Omega_{p,l} \dot{e}_{p,l}) - 0.5 \eta_p \Omega_{p,e}^{\mathrm{T}} s_p.$$

将上式代入式 (15) 有不等式如下:

$$\dot{\mathcal{V}}_p \leqslant -s_p^{\mathrm{T}} k_s s_p + \left(3 V_a^{*2} s_\gamma^2 + 1.5 s_V^2 \right) / \eta_p + \Psi_p^{\mathrm{T}} \bar{d}_p - 0.5 \left(1/\rho_p - 1/\eta_p \right) \tilde{\xi}_p^{\mathrm{T}} \tilde{\xi}_p + 0.5 \rho_p \| \Pi_p(\cdot) \|^2. \tag{16}$$

最终, 由非线性关系 $[V_a^* \cos \gamma_a^*, -V_a^* \sin \gamma_a^*]^{\mathrm{T}} = \xi_p = [\xi_x, \xi_z]^{\mathrm{T}}$, 可得空速 V_a 与航迹俯仰角 γ_a 的参考轨迹及其导数如下:

$$V_a^* = \| \xi_p \|,\ \gamma_a^* = -\mathrm{atan2}(\xi_z, \xi_x),\ \dot{V}_a^* = 0.5 \xi_p^{\mathrm{T}} \dot{\xi}_p / V_a^*,\ \dot{\gamma}_a^* = (\dot{\xi}_z \cos \gamma_a^* + \dot{\xi}_x \sin \gamma_a^*) / V_a^*.$$

4.2 空速矢量动态控制律设计

考虑着舰动态如式 (1), 则空速与航迹俯仰角的跟踪误差 s_V 和 s_γ 满足如下动态:

$$\begin{aligned}
\dot{s}_V &= \left(F_T\cos\alpha_a - 0.5\rho_a V_a^2 S_w(C_{D,0}+C_{D,\alpha}\alpha_a^2)\right)/m_v - g\sin\gamma_a - d_{x,a}\cos\gamma_a + d_{z,a}\sin\gamma_a - \dot{V}_a^*,\\
\dot{s}_\gamma &= \left(F_T\alpha_a + 0.5\rho_a V_a^2 S_w(C_{L,0}+C_{L,\alpha}\alpha_a)\right)/(m_v V_a) - (g\cos\gamma_a - d_{x,a}\sin\gamma_a - d_{z,a}\cos\gamma_a)/V_a - \dot{\gamma}_a^*.
\end{aligned}$$

显然, 受气动力 $\bar{D}$ 和 $\bar{L}$ 的影响, 上述动态具有更强的非线性, 这就导致难以采取如 4.1 小节中解析求逆的方式进行控制律设计. 考虑到迎角的变化范围较小, 可分别设计期望的推力与迎角信号, 并对期望的推力信号进行滤波, 以避免代数环问题.

具体而言, 可引入滤波器 $\xi_T\in\mathbb{R}$ 和 $\xi_\alpha\in\mathbb{R}$ 如下:

$$\begin{cases}\rho_T\dot{\xi}_T+\xi_T=F_T^*,\ \xi_T(0)=F_T^*(0),\\ \rho_\alpha\dot{\xi}_\alpha+\xi_\alpha=\alpha_a^*,\ \xi_\alpha(0)=\alpha_a^*(0),\end{cases}\tag{17}$$

其中, $\rho_T>0$ 和 $\rho_\alpha>0$ 为滤波器的时间常数. 此外, $F_T^*\in\mathbb{R}$ 和 $\alpha_a^*\in\mathbb{R}$ 为可微的滤波器输入:

$$\begin{aligned}
F_T^* =& 0.5\rho_a V_a^2 S_w \sec\alpha_a\left(C_{D,0}+C_{D,\alpha}\alpha_a^2\right) + m_v\sec\alpha_a(g\sin\gamma_a + \hat{d}_{x,a}\cos\gamma_a - \hat{d}_{z,a}\sin\gamma_a + \dot{V}_a^*)\\
&- m_v\sec\alpha_a\left(\left(k_V+1.5\Gamma_p/(\eta_p\Gamma_V)\right)s_V + \bar{d}_{x,a}\tanh(s_V/\varepsilon_{x,a}) + \bar{d}_{z,a}\tanh(s_V/\varepsilon_{z,a})\right)\\
&- 0.5\cos\alpha_a\eta_V s_V/m_v,\\
\bar{\alpha}_a^* =& -0.5\rho_a V_a^2 S_w C_{L,0}/F_\alpha + m_v(g\cos\gamma_a - \hat{d}_{x,a}\sin\gamma_a - \hat{d}_{z,a}\cos\gamma_a + V_a\dot{\gamma}_a^*)/F_\alpha\\
&- m_v V_a\left(k_\gamma + 3V_a^{*2}\Gamma_p/(\eta_p\Gamma_\gamma)\right)s_\gamma/F_\alpha - m_v\left(\bar{d}_{x,a}\tanh(s_\gamma/\varepsilon_{x,a}) + \bar{d}_{z,a}\tanh(s_\gamma/\varepsilon_{z,a})\right)/F_\alpha\\
&- 0.5\eta_\gamma F_\alpha s_\gamma/(m_v V_a),
\end{aligned}$$

其中, $F_\alpha=0.5\rho_a V_a^2 S_w C_{L,\alpha}+F_T$, $\hat{d}_{x,a}=0.5(\hat{d}_{x,a,u}+\hat{d}_{x,a,l})$ 和 $\hat{d}_{z,a}=0.5(\hat{d}_{z,a,u}+\hat{d}_{z,a,l})$ 用于前馈补偿未知项, $\bar{d}_{x,a}=0.5(\hat{d}_{x,a,u}-\hat{d}_{x,a,l})+\bar{\Delta}_{x,a}$ 和 $\bar{d}_{z,a}=0.5(\hat{d}_{z,a,u}-\hat{d}_{z,a,l})+\bar{\Delta}_{z,a}$ 为 DIO 未知项估计的区间宽度, $k_V>0$ 和 $k_\gamma>0$ 为控制增益, $\Gamma_p>0$, $\Gamma_V>0$, $\Gamma_\gamma>0$ 为权重系数, $\eta_V>0$, $\eta_\gamma>0$, $\varepsilon_{x,a}>0$ 和 $\varepsilon_{z,a}>0$ 均是可以调节的系数. 基于滤波器输出 ξ_T, 可给定推力输入 F_T 如下:

$$F_T=\xi_T.\tag{18}$$

定义迎角跟踪误差 $s_\alpha=\alpha_a-\xi_\alpha$、滤波器误差 $\tilde{\xi}_T=\xi_T-F_T^*$、$\tilde{\xi}_\alpha=\xi_\alpha-\alpha_a^*$ 与未知项补偿误差 $\tilde{d}_{x,a}=\hat{d}_{x,a}-d_{x,a}$, $\tilde{d}_{z,a}=\hat{d}_{z,a}-d_{z,a}$, 分别给定 Lyapunov 函数 $\mathcal{V}_V=0.5s_V^2+0.5\tilde{\xi}_T^2$ 与 $\mathcal{V}_\gamma=0.5s_\gamma^2+0.5\tilde{\xi}_\alpha^2$. 鉴于引理 2 与 DIO 的区间特性, 即 $|\tilde{d}_{x,a}|\leqslant\bar{d}_{x,a}=0.5(\hat{d}_{x,a,u}-\hat{d}_{x,a,l})$ 与 $|\tilde{d}_{x,a}|\leqslant\bar{d}_{x,a}=0.5(\hat{d}_{z,a,u}-\hat{d}_{z,a,l})$, $\mathcal{V}_V$ 与 $\mathcal{V}_\gamma$ 的导数进一步满足如下不等式:

$$\begin{aligned}
\dot{\mathcal{V}}_V \leqslant& -\left(k_V+1.5\Gamma_p/(\eta_p\Gamma_V)\right)s_V^2 - 0.5\left(1/\rho_T - 1/\eta_V\right)\tilde{\xi}_T^2\\
&+0.5\rho_V\|\Pi_T(\cdot)\|^2 + \varepsilon_{x,a}\bar{d}_{x,a} + \varepsilon_{z,a}\bar{d}_{z,a},
\end{aligned}\tag{19}$$

$$\begin{aligned}
\dot{\mathcal{V}}_\gamma \leqslant& -\left(k_\gamma+3V_a^{*2}\Gamma_p(\eta_p\Gamma_\gamma)\right)s_\gamma^2 - 0.5\left(1/\rho_\alpha - 1/\eta_\gamma\right)\tilde{\xi}_\alpha^2\\
&+0.5\rho_\gamma\|\Pi_\alpha(\cdot)\|^2 + \varepsilon_{x,a}\bar{d}_{x,a} + \varepsilon_{z,a}\bar{d}_{z,a} + F_\alpha s_\gamma s_\alpha/(m_v V_a),
\end{aligned}\tag{20}$$

其中, $\Pi_T(\cdot)\in\mathbb{R}$ 与 $\Pi_\alpha(\cdot)\in\mathbb{R}$ 为连续函数, 分别表征 F_T^* 与 α_a^* 的导数信号.

4.3 姿态回路控制律设计

定义角速率跟踪误差 $s_q = q_b - \xi_q$, 其中 $\xi_q \in \mathbb{R}$ 为如下滤波器的输出:

$$\rho_q \dot{\xi}_q + \xi_q = q_b^*,\ \xi_q(0) = q_b^*(0), \tag{21}$$

其中, $\rho_q > 0$ 为滤波器的时间常数, $q_b^* \in \mathbb{R}$ 为滤波器输入, 将在后续进行设计.

定义滤波器误差 $\tilde{\xi}_q = \xi_q - q_b^*$, 针对迎角与角速率的跟踪误差 s_α 和 s_q, 分别给定 Lyapunov 函数 $\mathcal{V}_\alpha = 0.5s_\alpha^2 + 0.5\tilde{\xi}_q^2$ 与 $\mathcal{V}_q = 0.5s_q^2$. 考虑式 (1), 则 $\mathcal{V}_\alpha$ 和 $\mathcal{V}_q$ 的导数满足如下微分不等式:

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{V}}_\alpha = & s_\alpha(s_q + \tilde{\xi}_q + \bar{q}_b^* - (F_T\alpha_a + \bar{L})/(m_v V_a) - \dot{\xi}_\alpha + (g\cos\gamma_a - \hat{d}_{x,a}\sin\gamma_a - \hat{d}_{z,a}\cos\gamma_a)/V_a) \\ & - \tilde{\xi}_q(\tilde{\xi}_q/\rho_q - \Pi_q(\cdot)) + s_\alpha(\tilde{d}_{x,a}\sin\gamma_a + \tilde{d}_{z,a}\cos\gamma_a)/V_a, \end{aligned} \tag{22}$$

$$\dot{\mathcal{V}}_q = 0.5s_q\rho_a V_a^2 \bar{c} S_w \left(C_{m,0} + C_{m,\alpha}\alpha_a + 0.5C_{m,q}\bar{b}q_b/V_a + C_{m,\delta}\delta_e\right)/I_y + s_q(\hat{d}_{q,m} - \tilde{d}_{q,m}) - s_q\dot{\xi}_q, \tag{23}$$

其中, $\Pi_q(\cdot) \in \mathbb{R}$ 为连续函数表征 F_T^* 与 q_b^* 的导数信号, $\hat{d}_{q,m} = 0.5(\hat{d}_{q,m,u} + \hat{d}_{q,m,l})$ 将用于前馈补偿未知项 $d_{q,m}$, $\tilde{d}_{q,m} = \hat{d}_{q,m} - d_{q,m}$ 为估计误差.

鉴于引理 2 与 DIO 的区间特性, 即 $|\tilde{d}_{x,a}| \leqslant \bar{d}_{x,a} = 0.5(\hat{d}_{x,a,u} - \hat{d}_{x,a,l}) + \bar{\Delta}_{x,a}$, $|\tilde{d}_{z,a}| \leqslant \bar{d}_{z,a} = 0.5(\hat{d}_{z,a,u} - \hat{d}_{z,a,l}) + \bar{\Delta}_{z,a}$ 与 $|\tilde{d}_{q,m}| \leqslant \bar{d}_{q,m} = 0.5(\hat{d}_{q,m,u} - \hat{d}_{q,m,l}) + \bar{\Delta}_{q,m}$, 有如下不等式:

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{V}}_\alpha \leqslant & s_\alpha(s_q + \bar{q}_b^* - (F_T\alpha_a + \bar{L})/(m_v V_a) - \dot{\xi}_\alpha) + s_\alpha(g\cos\gamma_a - \hat{d}_{x,a}\sin\gamma_a - \hat{d}_{z,a}\cos\gamma_a)/V_a \\ & - 0.5\left(1/\rho_q - 1/\eta_\alpha\right)\tilde{\xi}_q^2 + s_\alpha\left(\bar{d}_{x,a}\tanh(s_\alpha/\varepsilon_{x,a}) + \bar{d}_{z,a}\tanh(s_\alpha/\varepsilon_{z,a})\right)/V_a \\ & + 0.5\eta_\alpha s_\alpha^2 + 0.5\rho_q\left\|\Pi_q(\cdot)\right\|^2 + \varepsilon_{x,a}\bar{d}_{x,a} + \varepsilon_{z,a}\bar{d}_{z,a}, \end{aligned} \tag{24}$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{V}}_q \leqslant & 0.5s_q\rho_a V_a^2 \bar{c} S_w\left(C_{m,0} + C_{m,\alpha}\alpha_a + 0.5C_{m,q}\bar{b}q_b/V_a + C_{m,\delta}\delta_e\right)/I_y + s_q\hat{d}_{q,m} - s_q\dot{\xi}_q \\ & + s_q\bar{d}_{q,m}\tanh\left(s_q/\varepsilon_{q,m}\right) + \varepsilon_{q,m}\bar{d}_{q,m}, \end{aligned} \tag{25}$$

其中, $\varepsilon_{q,m} > 0$ 与 $\eta_\alpha > 0$ 为可以调节的参数.

进而, 可设计滤波器输入 q_b^* 与升降舵输入 δ_e 如下:

$$\begin{aligned} q_b^* = & -\left(k_\alpha + 0.5\eta_\alpha\right)s_\alpha + (F_T\sin\alpha_a + \bar{L})/(m_v V_a) - (g\cos\gamma_a - \hat{d}_{x,a}\sin\gamma_a - \hat{d}_{z,a}\cos\gamma_a)/V_a \\ & + \dot{\xi}_\alpha - \left(\bar{d}_{x,a}\tanh(s_\alpha/\varepsilon_{x,a}) + \bar{d}_{z,a}\tanh(s_\alpha/\varepsilon_{z,a})\right)/V_a - \Gamma_\gamma F_\alpha s_\gamma/(\Gamma_\alpha m_v V_a), \end{aligned} \tag{26}$$

$$\begin{aligned} \delta_e = & -\left(C_{m,0} + C_{m,\alpha}\alpha_a + 0.5C_{m,q}\bar{b}q_b/V_a\right)/C_{m,\delta} - 2I_y(k_q s_q + \Gamma_\alpha/\Gamma_q s_\alpha + \hat{d}_{q,m} - \dot{\xi}_q) \\ & /\left(\rho_a V_a^2 \bar{c} S_w C_{m,\delta}\right) - 2I_y\bar{d}_{q,m}\tanh\left(s_q/\varepsilon_{q,m}\right)/(\rho_a V_a^2 \bar{c} S_w C_{m,\delta}), \end{aligned} \tag{27}$$

其中, $k_\alpha > 0$ 和 $k_q > 0$ 为需要设计的控制器增益, $\Gamma_\alpha > 0$ 和 $\Gamma_q > 0$ 为权重系数.

分别将式 (26) 和 (27) 代入式 (24) 和 (25), 可得

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{V}}_\alpha \leqslant & -k_\alpha s_\alpha^2 - 0.5\left(1/\rho_q - 1/\eta_\alpha\right)\tilde{\xi}_q^2 - \Gamma_\gamma F_\alpha s_\gamma s_\alpha/(\Gamma_\alpha m_v V_a) \\ & + s_\alpha s_q + 0.5\rho_q\left\|\Pi_q(\cdot)\right\|^2 + \varepsilon_{x,a}\bar{d}_{x,a} + \varepsilon_{z,a}\bar{d}_{z,a}, \end{aligned} \tag{28}$$

$$\dot{\mathcal{V}}_q \leqslant -k_q s_q^2 - \Gamma_\alpha s_\alpha s_q/\Gamma_q + \varepsilon_{q,m}\bar{d}_{q,m}. \tag{29}$$

以上完成了无人机着舰控制律设计, 后续将进行闭环系统稳定性分析.

4.4 稳定性分析与主要结论

为了分析闭环稳定性, 定义扩展 Lyapunov 函数候选为

$$\mathcal{V}_* = \Gamma_p \mathcal{V}_p + \Gamma_V \mathcal{V}_V + \Gamma_\gamma \mathcal{V}_\gamma + \Gamma_\alpha \mathcal{V}_\alpha + \Gamma_q \mathcal{V}_q + \mathcal{V}_\omega,$$

其中, $\mathcal{V}_p$ 定义于式 (12), $\mathcal{V}_V$ 定义于式 (19), $\mathcal{V}_\gamma$ 定义于式 (20), $\mathcal{V}_\alpha$ 定义于式 (22), $\mathcal{V}_q$ 定义于式 (23). 鉴于假设 2 与初始条件 $\tilde{\xi}_p(0)=0$ 满足式 (11), 则可知 $\mathcal{V}_p(0)$ 有界. 进而递归可得 $\mathcal{V}_V(0)$, $\mathcal{V}_\gamma(0)$, $\mathcal{V}_\alpha(0)$ 与 $\mathcal{V}_q(0)$ 有界. 具体而言, 存在常数 $\varrho_0>0$ 满足不等式 $\mathcal{V}_*(0) \leqslant \varrho_0$. 令 $Z_s=[s_p^{\rm T}, s_V, s_\gamma, s_\alpha, s_q, \tilde{\xi}_p^{\rm T}, \tilde{\xi}_T, \tilde{\xi}_\alpha, \tilde{\xi}_q, s_d^{\rm T}]^{\rm T}$, 对于任意给定的常数 $\varrho_*>\varrho_0$, 可定义闭集 $\mathcal{P}_s := \{Z_s : \mathcal{V}_*(Z_s) \leqslant \varrho_*\}$. 进一步考虑假设 1 中的闭集 $\mathcal{P}_\omega$ 与假设 2 中的闭集 $\mathcal{P}_r$, 可定义闭集 $\mathcal{P}_* = \mathcal{P}_s \times \mathcal{P}_\omega \times \mathcal{P}_r$.

鉴于函数 $\Pi_p(\cdot), \Pi_T(\cdot), \Pi_\alpha(\cdot)$ 和 $\Pi_q(\cdot)$ 的连续特性, 对于任意的 $(Z_s, \omega_d, Z_r) \in \mathcal{P}_*$, 存在常数 $\bar{\Pi}_p>0$, $\bar{\Pi}_T>0$, $\bar{\Pi}_\alpha>0$ 和 $\bar{\Pi}_q>0$ 满足如下不等式:

$$\|\Pi_p(\cdot)\| \leqslant \bar{\Pi}_p,\ \|\Pi_T(\cdot)\| \leqslant \bar{\Pi}_T,\ \|\Pi_\alpha(\cdot)\| \leqslant \bar{\Pi}_\alpha,\ \|\Pi_q(\cdot)\| \leqslant \bar{\Pi}_q. \tag{30}$$

则当 $\mathcal{P}_*$ 为不变集时, 可实现控制目标. 至此, 归纳无人机着舰飞行控制的理论结果于如下定理中.

定理1 针对无人机相对航母甲板的动力学模型 (1), 考虑着舰时存在如式 (2) 所示的未知项, 根据式 (6) 设计 DIO 并满足引理 3 中设计条件, 进而基于滤波器 (11), (17), (21) 设计着舰控制律如式 (18) 与 (27). 对于任意给定的常数 $\varrho_*>\varrho_0$ 与 DIO 协调参数 $\eta_\varepsilon>0$, 当设计的增益 k_p, k_V, k_γ, k_α, k_q, 观测器矩阵 L_ω, R_ω, P_ω, Q_ω, 滤波器时间常数 ρ_p, ρ_T, ρ_α, ρ_q, 控制器调节系数 η_p, η_V, η_γ, η_α, $\varepsilon_{x,v}$, $\varepsilon_{z,v}$, $\varepsilon_{x,a}$, $\varepsilon_{z,a}$, $\varepsilon_{q,m}$, 与权重系数 Γ_p, Γ_V, Γ_γ, Γ_α, Γ_q 满足如下不等式时:

$$\kappa_* \varrho_* \geqslant c_*, \tag{31}$$

$$\begin{bmatrix} R_\omega \Upsilon_\omega + \Upsilon_\omega^{\rm T} R_\omega + \eta_\varepsilon I_m & R_\omega & C_\omega |Q_\omega| \\ * & -0.5/\eta_\omega & 0 \\ * & * & -\Gamma_\varepsilon^{\rm inv}/\eta_\varepsilon \end{bmatrix} \prec 0, \tag{32}$$

其中, $\Gamma_\varepsilon = {\rm diag}\,\{\Gamma_p \varepsilon_{x,v}, \Gamma_p \varepsilon_{z,v}, \Gamma_V(\varepsilon_{x,a}+\varepsilon_{z,a}), \Gamma_\gamma(\varepsilon_{x,a}+\varepsilon_{z,a}), \Gamma_\alpha(\varepsilon_{x,a}+\varepsilon_{z,a}), \Gamma_q \varepsilon_{q,m}\}$, $\kappa_* = \min\{2k_V, 2\lambda_{\min}\{k_p\}, 2k_\gamma, 2k_\alpha, 2k_q, 1/\rho_p - 1/\eta_p, 1/\rho_T - 1/\eta_V, 1/\rho_\alpha - 1/\eta_\gamma, 1/\rho_q - 1/\eta_\alpha, \eta_\varepsilon/\lambda_{\min}\{R_\omega\}\}$, $c_* = 0.5\Gamma_p\rho_p\bar{\Pi}_p^2 + 0.5\Gamma_V\rho_V\bar{\Pi}_T^2 + 0.5\Gamma_\gamma\rho_\gamma\bar{\Pi}_\alpha^2 + 0.5\Gamma_\alpha\rho_q\bar{\Pi}_q^2 + \||P_\omega|B_\omega\bar{\Delta}_\omega\|^2/\eta_\omega + \||P_\omega L_\omega|\bar{\Delta}_d\|^2/\eta_\omega + \Gamma_p(\varepsilon_{x,v}+\varepsilon_{z,v}) + (\Gamma_V + \Gamma_\gamma + \Gamma_\alpha)(\varepsilon_{x,a}+\varepsilon_{z,a}) + \Gamma_q \varepsilon_{q,m}$. 则无人机相对航母甲板位置能够跟踪着舰参考信号, 同时跟踪误差始终处在着舰轨迹约束范围内, 并且闭环系统所有信号有界.

证明 结合观测器误差的衍生形式 (9), 有 $\tilde{d}_u + \tilde{d}_l = C_\omega |Q_\omega| s_\omega$. 考虑不等式 (8), (16), (19), (20), (28), (29), (30) 与参数设计条件 (32), 则 $\mathcal{V}_*$ 满足如下不等式:

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{V}}_* \leqslant & -\Gamma_p s_p^{\rm T} k_s s_p - \Gamma_V k_V s_V^2 - \Gamma_\gamma k_\gamma s_\gamma^2 - \Gamma_\alpha k_\alpha s_\alpha^2 - \Gamma_q k_q s_q^2 - \eta_\varepsilon s_\omega^{\rm T} s_\omega - 0.5\Gamma_p\left(1/\rho_p - 1/\eta_p\right)\tilde{\xi}_p^{\rm T}\tilde{\xi}_p \\ & - 0.5\Gamma_V\left(1/\rho_T - 1/\eta_V\right)\tilde{\xi}_T^2 - 0.5\Gamma_\gamma\left(1/\rho_\alpha - 1/\eta_\gamma\right)\tilde{\xi}_\alpha^2 - 0.5\Gamma_\alpha\left(1/\rho_q - 1/\eta_\alpha\right)\tilde{\xi}_q^2 \\ & + 0.5\Gamma_p\rho_p\bar{\Pi}_p^2 + 0.5\Gamma_V\rho_V\bar{\Pi}_T(\cdot)^2 + 0.5\Gamma_\gamma\rho_\gamma\bar{\Pi}_\alpha(\cdot)^2 + 0.5\Gamma_\alpha\rho_q\bar{\Pi}_q^2 + \||P_\omega|B_\omega\bar{\Delta}_\omega\|^2/\eta_\omega \\ & + \||P_\omega L_\omega|\bar{\Delta}_d\|^2/\eta_\omega + \Gamma_p\left(\varepsilon_{x,v}+\varepsilon_{z,v}\right) + \left(\Gamma_V + \Gamma_\gamma + \Gamma_\alpha\right)\left(\varepsilon_{x,a}+\varepsilon_{z,a}\right) + \Gamma_q \varepsilon_{q,m} \\ \leqslant & -\kappa_* \mathcal{V}_* + c_*,\ \forall (Z_s, \omega_d, Z_r) \in \mathcal{P}_*. \end{aligned}$$

鉴于条件 (31), 可知, 当 $\mathcal{V}_* = \varrho_*$ 时有 $\dot{\mathcal{V}}_* \leqslant 0$. 再由初始条件 $\mathcal{V}_*(0) \leqslant \varrho_0$ 可得: 对于任意时刻 $t \geqslant 0$, 都有 $(Z_s(t), \omega_d(t), Z_r(t)) \in \mathcal{P}_*$. 所以, 不等式 (30) 始终成立. 最终, 可证无人机相对航母甲板位置能够跟踪着舰参考信号, 并始终处在着舰轨迹约束范围内, 且闭环系统中的所有信号有界.

鉴于上述着舰飞行控制策略设计参数较多, 现结合稳定性条件 (31) 和 (32) 对控制器的可行性进行分析, 进而总结参数设计对闭环系统性能的影响如下: 对于权重系数 Γ_p, Γ_V, Γ_γ, Γ_α, Γ_q, 需结合各状态的单位与数量级进行设计, 可避免不同状态因单位差异导致可行域 $\mathcal{P}_*$ 的失衡. 由于 (A_ω, C_ω) 满足可观性条件, 对于任意的矩阵 Γ_ε 均存在观测器增益矩阵 L_ω 满足稳定条件 (32). 另一方面, 可通过分别提高控制器增益 k_p, k_V, k_γ, k_α, k_q, 减小滤波器时间常数 ρ_p, ρ_T, ρ_α, ρ_q 与 DIO 协调系数 η_ω 来增大 κ_*, 并且选取更小的 $\varepsilon_{x,v}$, $\varepsilon_{z,v}$, $\varepsilon_{x,a}$, $\varepsilon_{z,a}$, $\varepsilon_{q,m}$ 能够在一定程度上减小 c_*, 从而最终满足稳定性条件 (31). 值得一提的是: 分别增大控制器增益 k_p, k_V, k_γ, k_α, k_q 能够提升 s_p, s_V, s_γ, s_α, s_q 的收敛效果, 但这样也会增加执行器负担; 同时, 减小 $\varepsilon_{x,v}$, $\varepsilon_{z,v}$, $\varepsilon_{x,a}$, $\varepsilon_{z,a}$, $\varepsilon_{q,m}$ 虽无法加快 $\mathcal{V}_*$ 的收敛速度, 却能提升稳态跟踪精度, 这为控制器增益的设计提供了便利.

5 仿真验证

本节将给出仿真结果, 用于验证基于 DIO 的着舰飞行控制策略的有效性. 对于控制目标中由用户给定的信号, 无人机相对航母甲板坐标的参考轨迹由动态 $\dot{r}_x = -3\tanh(t/6-5)+10$ 和 $\dot{r}_z = -\tanh((r_z+25\tanh(t-10)-25)/3)$ 生成, 并且着舰轨迹约束, 即 $[-e_{x,l}, e_{x,u}]$ 和 $[-e_{z,l}, e_{z,u}]$, 在其满足假设 2 的前提下, 设定 $e_{x,l}=e_{x,u}=e_{z,l}=e_{z,u}=4\exp(0.2t)+1$. 同时, 给定无人机相对航母甲板的起始坐标为 $p_x(0)=-799$ m, $p_z(0)=-52$ m, 起始空速为 $V_a(0)=14$ m/s, 起始航迹角为 $\gamma_a(0)=-7.5°$, 起始姿态角为 $\alpha_a(0)=12°$, 起始角速率为 $q_b(0)=4°/\mathrm{s}$.

关于无人机着舰动态 (1) 中的未知项, 根据文献 [29], 甲板动态由如下微分方程表征:

$$\begin{bmatrix}\dot{\omega}_{\mathrm{ship},vx}\\ \dot{\omega}_{\mathrm{ship},ax}\\ \dot{\omega}_{\mathrm{ship},vz}\\ \dot{\omega}_{\mathrm{ship},az}\end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix}0 & 1 & 0 & 0\\ -0.5 & -1 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\\ 0 & 0 & -1 & -1\end{bmatrix}}_{A_{\mathrm{ship}}} \underbrace{\begin{bmatrix}\omega_{\mathrm{ship},vx}\\ \omega_{\mathrm{ship},ax}\\ \omega_{\mathrm{ship},vz}\\ \omega_{\mathrm{ship},az}\end{bmatrix}}_{\omega_{\mathrm{ship}}} + \underbrace{\begin{bmatrix}0 & 0\\ 1 & 0\\ 0 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}}_{B_{\mathrm{ship}}} \begin{bmatrix}\Delta_{\mathrm{ship}}\\ \Delta_{\mathrm{wave}}\end{bmatrix},$$

其中, ω_{ship} 为外部系统状态, 表征甲板动态, $\Delta_{\mathrm{ship}}=2$ 为航母的期望的航行速度, $\Delta_{\mathrm{wave}}=0.2\sin 0.4t$ 为海浪对甲板运动的外部激励.

借鉴文献 [30], 舰尾流产生的风速变化可由如下动态模拟:

$$\begin{bmatrix}\dot{\omega}_{\mathrm{wind},ax}\\ \dot{\omega}_{\mathrm{wind},dx}\\ \dot{\omega}_{\mathrm{wind},az}\\ \dot{\omega}_{\mathrm{wind},dz}\end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix}0 & 1 & 0 & 0\\ -3 & -4 & 1 & 0\\ 0 & -1 & 0 & 1\\ 0 & 0 & -3 & -4\end{bmatrix}}_{A_{\mathrm{ship}}} \underbrace{\begin{bmatrix}\omega_{\mathrm{wind},ax}\\ \omega_{\mathrm{wind},dx}\\ \omega_{\mathrm{wind},az}\\ \omega_{\mathrm{wind},dz}\end{bmatrix}}_{\omega_{\mathrm{wind}}} + \underbrace{\begin{bmatrix}0 & 0\\ 1 & 0\\ 0 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}}_{B_{\mathrm{wind}}} \begin{bmatrix}\Delta_{\mathrm{wind},x}\\ \Delta_{\mathrm{wind},z}\end{bmatrix},$$

其中, ω_{wind} 为外部系统状态, 表征风速变化动态, $\Delta_{\mathrm{wind},x}=-\tanh(p_x/5)-1$ 与 $\Delta_{\mathrm{wind},z}=\tanh(p_z/10-0.1)-\tanh(p_z/10-0.15)$ 为航母航行对四周流场的外部激励, 其与无人机相对航母的位置有关.

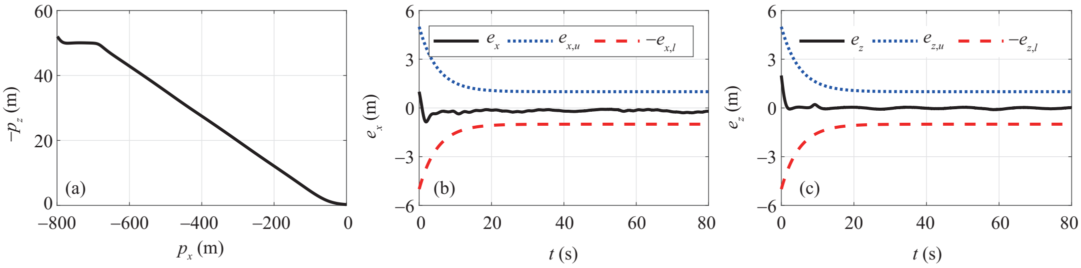

图 2 (网络版彩图) 无人机飞行轨迹 (a) 与跟踪误差 (b) 和 (c)

Figure 2 (Color online) Flight trajectory (a) and tracking errors ((b) and (c)) of the unmanned aerial vehicle

同时, 角速率 q_b 动态中由非对称力产生的力矩在除以转动惯量 I_y 后可表征为额外的角加速度, 并具有如下动态:

$$\begin{bmatrix}\dot{\omega}_{\text{angu},c}\\ \dot{\omega}_{\text{angu},d}\end{bmatrix}=\underbrace{\begin{bmatrix}0 & 1\\ -2 & -1\end{bmatrix}}_{A_{\text{angu}}}\underbrace{\begin{bmatrix}\omega_{\text{angu},c}\\ \omega_{\text{angu},d}\end{bmatrix}}_{\omega_{\text{angu}}}+\underbrace{\begin{bmatrix}0\\ \frac{1}{I_y}\end{bmatrix}}_{B_{\text{angu}}}\Delta_{\text{mom}},$$

其中, ω_{angu} 为外部系统状态, 表征舰尾流额外产生的角加速度, $\Delta_{\text{mom}}=10\bar{c}\omega_{\text{wind},az}+0.2\bar{m}$ 为外部系统的激励, 前半部分与风速变化有关, 后半部分表征舰尾流场引起的非定常气动力.

此外, 考虑到舰尾流场中的气流有着明显的非稳态湍流现象, 难以由 ω_d 进行模拟, 因此将其按照随机噪声的形式表征在建模误差中, 即有 $\Delta_d(t)=[0.1\texttt{rand},0.1\texttt{rand},0.1\texttt{rand},0.1\texttt{rand},0.02\texttt{rand}]^{\text{T}}$, 其中 rand 为有界的随机数.

综上所述, 认定外部系统 (2) 具有模型参数 $\omega_d=[\omega_{\text{ship}}^{\text{T}},\omega_{\text{wind}}^{\text{T}},\omega_{\text{angu}}^{\text{T}}]^{\text{T}}$, $A_\omega=\text{diag}\{A_{\text{ship}},A_{\text{wind}},A_{\text{angu}}\}$, $B_\omega=\text{diag}\{B_{\text{ship}},B_{\text{wind}},B_{\text{angu}}\}$, $C_\omega=\text{diag}\{C_{\text{ship}},C_{\text{wind}},C_{\text{angu}}\}$, $\Delta_\omega=[\Delta_{\text{ship}},\Delta_{\text{wave}},\Delta_{\text{wind},x},\Delta_{\text{wind},z},\Delta_{\text{mom}}]^{\text{T}}$, $\bar{\Delta}_d=[0.1,0.1,0.1,0.1,0.02]^{\text{T}}$, $\bar{\Delta}_\omega=[2,0.2,1,1,1]^{\text{T}}$, 其中, $C_{\text{ship}}=[1,0,0,0;0,0,1,0]$, $C_{\text{wind}}=[1,0,0,0;0,0,1,0]$, 以及 $C_{\text{angu}}=[1,0]$.

根据引理 3 和 4, 将 DIO 中需要设计的矩阵选取如下:

$$L_\omega=\text{diag}\left\{\begin{bmatrix}5.2 & 0.3 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 5.2 & -0.2\end{bmatrix}^{\text{T}},\begin{bmatrix}15 & -3 & 0 & 0\\ 0 & 0.5 & 7.5 & -1.5\end{bmatrix}^{\text{T}},\begin{bmatrix}6\\ 2\end{bmatrix}\right\},$$

$$P_\omega=\text{diag}\left\{\begin{bmatrix}2.57 & -0.36 & -12.1 & 3.02\\ -0.23 & 1.14 & 0 & -0.02\\ -1.16 & 0.29 & 11 & -2.5\\ 0 & 0 & -0.2 & 0.99\end{bmatrix},\begin{bmatrix}-2 & -0.43 & -5.5 & 0.5\\ 0 & 1 & 0 & 0\\ 2.5 & 0.27 & 5.5 & -0.41\\ 0 & -0.08 & 0 & 0.93\end{bmatrix},\begin{bmatrix}2.18 & -0.28\\ -1.07 & 1.07\end{bmatrix}\right\}.$$

进而, 将定理 1 中基于 DIO 的着舰飞行控制律中, 控制增益选为 $k_p=I_2$, $k_V=2$, $k_\gamma=5$, $k_\alpha=15$, $k_q=20$, 滤波器时间常数设为 $\rho_p=0.5$, $\rho_T=0.5$, $\rho_\alpha=1$, $\rho_q=0.1$, 控制器调节系数给定为 $\eta_p=0.1$, $\eta_V=0.1$, $\eta_\gamma=0.1$, $\eta_\alpha=0.1$, $\varepsilon_{x,v}=1$, $\varepsilon_{z,v}=1$, $\varepsilon_{x,a}=1$, $\varepsilon_{z,a}=1$, $\varepsilon_{q,m}=1$, $\Gamma_p=0.1$, $\Gamma_V=1$, $\Gamma_\gamma=180/\pi$, $\Gamma_\alpha=360/\pi$, $\Gamma_p=720/\pi$.

仿真结果如图 2~4 所示. 无人机所有的状态与控制输入曲线绘制如图 2 所示. 从图 2(a) 与 3(a) 可以看出, 在距离航母 800 m 处无人机进入下滑通道, 并在接近航母后方 300 m 处时开始减速, 最终

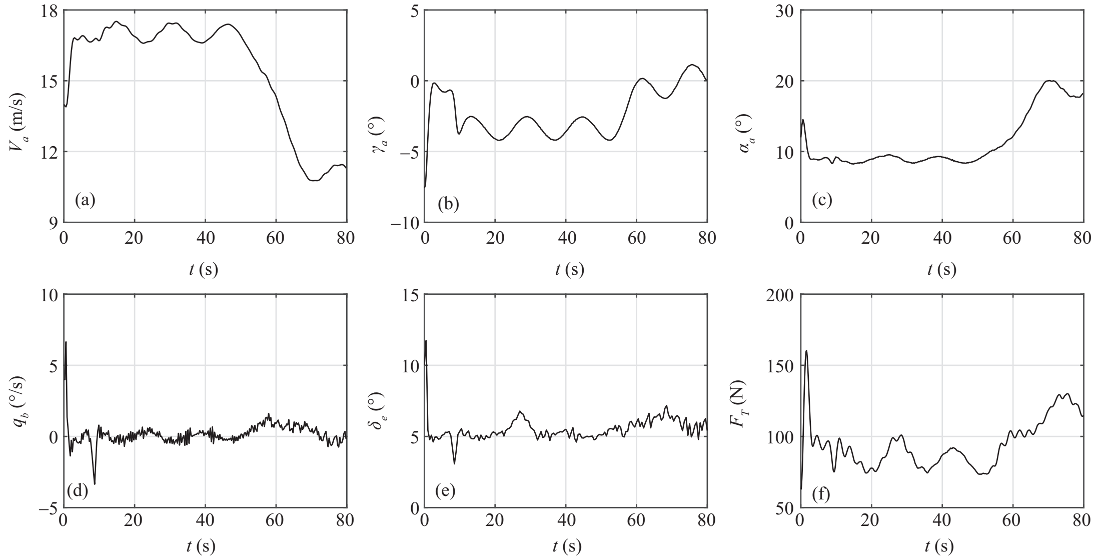

图 3　无人机系统飞行状态 (a)∼(d) 及控制输入 (e) 和 (f)

Figure 3　System states ((a)–(d)) and control inputs ((e) and (f)) of the unmanned aerial vehicle

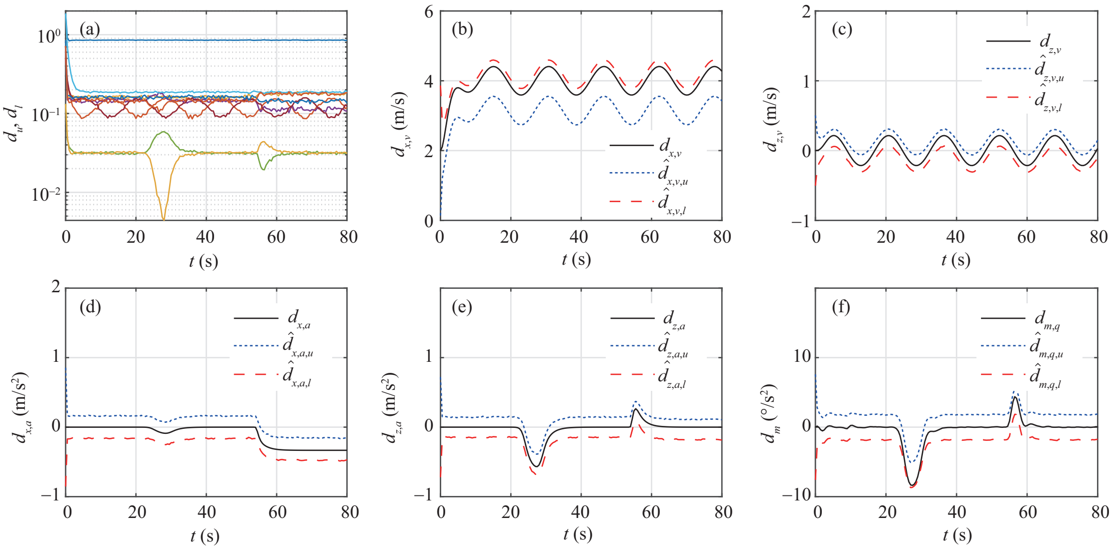

图 4　(网络版彩图) 干扰区间观测器误差 (a) 与区间估计输出 (b)∼(f)

Figure 4　(Color online) Estimation errors (a) and interval estimation outputs ((b)–(f)) of the disturbance interval observer

于 100 m 处时减小下降速度, 完成着舰. 换言之, 在有甲板运动与舰尾流的情况下, 无人机依然能够保证其与母舰的相对位置跟踪参考轨迹, 并顺利着舰. 并且如图 2(b) 与 (c) 所示, 相对位置对参考轨迹的跟踪误差始终处在着舰轨迹约束范围内, 进而可知无人机能够实现在航母甲板着陆的目标. 无人机的空速矢量与姿态角回路动态分别如图 3(a) 和 (b) 与图 3(c) 和 (d), 且处在合理范围内, 表明着舰飞行控制律的合理性. 此外, 无人机的升降舵偏转与推力输出分别如图 3(e) 与 (f) 所示, 进一步表明闭环系统的有界性. 另一方面, 正如图 4(a) 所示, DIO 区间估计误差均是非负且有界的, 由此也可以验证未知项始终被 DIO 生成的上下界包裹这一结论, 具体可见图 4(b)∼(f). 综上, 本文提出的 DIO 能够

有效地生成未知项的上下界, 进而也保证了无人机着舰飞行控制策略的有效性.

6 结论

本文针对存在建模误差与外部干扰的无人机着舰控制问题, 在动态面控制框架下提出了基于干扰区间观测器的无人机预设性能着舰飞行控制策略. 该策略能够对未知项提供区间估计, 在对未知项进行前馈补偿的同时, 根据区间宽度动态调节控制器增益, 并保证了无人机的轨迹始终处在着舰轨迹约束范围内. 并且在干扰区间观测器与飞行控制律设计过程中, 该策略主动引入了非线性增益, 有效地处理了复杂机动过程中的非线性耦合. 最终, 基于 Lyapunov 函数方法与不变集理论, 本文给出了上述着舰飞行控制策略的参数设计条件, 数值仿真也进一步表明了策略的有效性. 针对本文的后续研究, 可进一步考虑无人机状态受限约束下以及母舰转向过程中的着舰控制与长距离精确着舰制导问题, 以及多约束条件及强动态干扰下的着舰可行域判断等问题.

参考文献

1 McRuer D, Graham D. Flight control century: triumphs of the systems approach. J Guid Control Dyn, 2004, 27: 161–173

2 Hu X B, Zhou D P, Qu X L. Review on full automatic carrier landing technique of foreign shipboard aircraft. Aircraft Design, 2021, 41: 32–36 [胡小兵, 周大鹏, 曲晓雷. 国外舰载机全自动着舰技术综述. 飞机设计, 2021, 41: 32–36]

3 Lee S, Lee J, Lee S, et al. Sliding mode guidance and control for UAV carrier landing. IEEE Trans Aerosp Electron Syst, 2019, 55: 951–966

4 Wang S S, Li C T, Wang Z, et al. Design of carrier landing controller based on adaptive dynamic inversion. Syst Eng Electron, 2022, 1: 218–225 [王双双, 李春涛, 王震, 等. 基于自适应动态逆的着舰控制器设计. 系统工程与电子技术, 2022, 1: 218–225]

5 崔凯凯, 韩维, 张勇, 等. 基于低通非奇异终端滑模引导的舰载机抗侧风着舰控制技术. 控制与决策, doi: 10.13195/j.kzyjc.2021.0165

6 Zhen Z, Yu C, Jiang S, et al. Adaptive super-twisting control for automatic carrier landing of aircraft. IEEE Trans Aerosp Electron Syst, 2020, 56: 984–997

7 Duan H, Yuan Y, Zeng Z. Automatic carrier landing system with fixed time control. IEEE Trans Aerosp Electron Syst, 2022, 58: 3586–3600

8 Bechlioulis C P, Rovithakis G A. Prescribed performance adaptive control for multi-input multi-output affine in the control nonlinear systems. IEEE Trans Automat Contr, 2010, 55: 1220–1226

9 Chen M, Wu Q X, Jiang C S, et al. Guaranteed transient performance based control with input saturation for near space vehicles. Sci China Inf Sci, 2014, 57: 052204

10 Yong K N, Chen M, Wu Q X. Noncertainty-equivalent observer-based noncooperative target tracking control for unmanned aerial vehicles. Sci China Inf Sci, 2022, 65: 152202

11 Guan Z, Ma Y, Zheng Z. Moving path following with prescribed performance and its application on automatic carrier landing. IEEE Trans Aerosp Electron Syst, 2020, 56: 2576–2590

12 Liu C, Chen W H. Disturbance rejection flight control for small fixed-wing unmanned aerial vehicles. J Guidance Control Dyn, 2016, 39: 2810–2819

13 Yang J, Liu C, Coombes M, et al. Optimal path following for small fixed-wing UAVs under wind disturbances. IEEE Trans Contr Syst Technol, 2021, 29: 996–1008

14 Xu B. Disturbance observer-based dynamic surface control of transport aircraft with continuous heavy cargo airdrop. IEEE Trans Syst Man Cybernet Syst, 2016, 47: 161–170

15 Lin X, Yu Y, Sun C. A decoupling control for quadrotor UAV using dynamic surface control and sliding mode disturbance observer. Nonlinear Dyn, 2019, 97: 781–795

16 Xiong Y, Chen M, Wu Q X, et al. Robust tracking control of variable swept-wing near space vehicle based on disturbance observers. Sci Sin Inform, 2019, 49: 585–598 [熊英, 陈谋, 吴庆宪, 等. 基于干扰观测器的变后掠翼近空间飞行器鲁棒跟踪控制. 中国科学: 信息科学, 2019, 49: 585–598]
17 He W, Yan Z, Sun C, et al. Adaptive neural network control of a flapping wing micro aerial vehicle with disturbance observer. IEEE Trans Cybern, 2017, 47: 3452–3465
18 Mazenc F, Bernard O. Asymptotically stable interval observers for planar systems with complex poles. IEEE Trans Automat Contr, 2010, 55: 523–527
19 Cacace F, Germani A, Manes C. A new approach to design interval observers for linear systems. IEEE Trans Automat Contr, 2015, 60: 1665–1670
20 Gouzé J L, Rapaport A, Hadj-Sadok M Z. Interval observers for uncertain biological systems. Ecol Model, 2000, 133: 45–56
21 Mazenc F, Bernard O. Interval observers for linear time-invariant systems with disturbances. Automatica, 2011, 47: 140–147
22 Raissi T, Efimov D, Zolghadri A. Interval state estimation for a class of nonlinear systems. IEEE Trans Automat Contr, 2012, 57: 260–265
23 Sanchez H E, Escobet T, Puig V, et al. Fault diagnosis of an advanced wind turbine benchmark using interval-based ARRs and observers. IEEE Trans Ind Electron, 2015, 62: 3783–3793
24 Ellero N, Gucik-Derigny D, Henry D. Unknown input interval observer for uncertain linear time invariant systems. In: Proceedings of the 11th International Conference on Control, 2016. 1–6
25 Zhang Z H, Yang G H. Interval observer-based fault isolation for discrete-time fuzzy interconnected systems with unknown interconnections. IEEE Trans Cybern, 2017, 47: 2413–2424
26 Yong K, Chen M, Wu Q. Anti-disturbance control for nonlinear systems based on interval observer. IEEE Trans Ind Electron, 2020, 67: 1261–1269
27 Yong K, Chen M, Shi Y, et al. Hybrid estimation strategy-based anti-disturbance control for nonlinear systems. IEEE Trans Automat Contr, 2021, 66: 4910–4917
28 Zhao S, Li Z, Hou Z X, et al. Study on influence analysis and rejection technology of carrier air wake. J Huazhong Univ Sci Tech (Nat Sci Ed), 2021, 49: 86–91 [赵所, 李震, 侯中喜, 等. 舰尾流场扰动影响分析及抑制技术研究. 华中科技大学学报 (自然科学版), 2021, 49: 86–91]
29 Hess R A, Judd T M. Improved automatic carrier landing using deck motion prediction. J Aircraft, 1976, 13: 153–155
30 Department of Defense. Military specification: flying qualities of piloted airplanes. MIL-F-8785C. http://everyspec.com/MIL-SPECS/MIL-SPECS-MIL-F/MIL-F-8785C_5295/
31 Polycarpou M M, Ioannou P A. A robust adaptive nonlinear control design. Automatica, 1996, 32: 423–427

Disturbance interval observer-based carrier landing control of unmanned aerial vehicles using prescribed performance

Wei HU, Kenan YONG* & Mou CHEN

College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106*, China*
* Corresponding author. E-mail: yongkenan@nuaa.edu.cn

Abstract Unmanned aerial vehicles (UAVs) play an increasingly important role in modern warfare. Capturing the air supremacy of sea areas by equipping carriers with UAVs is an inevitable trend. This work focuses on the carrier landing control problem of UAVs under uncertain and external disturbance modeling. To this end, a disturbance interval observer (DIO)-based carrier landing control scheme is developed on the basis of the dynamic surface control framework by using the prescribed performance. This scheme can provide the interval estimation of the unknown item and then guarantee the trajectory of the UAV staying within the landing window. In particular, nonlinear gains are introduced into the design of the DIO and the controller to handle nonlinear coupling during the landing maneuver. The stability of the closed-loop system, which provides the parameter design condition, is analyzed on the basis of the Lyapunov method and invariant theory. Finally, a numerical illustration is presented to demonstrate the effectiveness of the developed control scheme.

Keywords unmanned aerial vehicle, carrier landing control, prescribed performance-based control, disturbance observer, interval observer