

电动单涵道无人飞行器的建模与控制

王航辉^{1,2}, 周景亮¹, 邹诚^{1,2}, 周梦欣^{1,2}

(1. 福建理工大学 机械与汽车工程学院, 福建 福州 350118;

2. 数字福建工业制造物联网实验室, 福建 福州 350118)

摘要: 设计了一种电动单涵道垂直起降的飞行器, 该飞行器融合了固定翼和多旋翼优点, 具有垂直起降效率高和动态响应快的特点。针对参考信号与系统输出误差初始值较大产生的超调和震荡问题, 提出一种基于模型预测控制(MPC)的三维位置控制器。与比例积分微分(PID)控制器相比, 该控制器展现出更快的响应速度和更高的收敛精度。通过 MATLAB/Simulink 和 Flightgear 联合仿真实现了可视化控制验证, 仿真结果证明了控制的有效性。最终通过户外飞行实验验证了设计方案的合理性及控制系统的稳定性。

关键词: 无人飞行器; 单涵道; 垂直起降; MPC; 位置控制

中图分类号: TP242.6

文献标志码: A

文章编号: 2097-3853(2025)04-0395-07

Modeling and control of electric single ducted fan unmanned aerial vehicle

WANG Hanghui^{1,2}, ZHOU Jingliang¹, ZOU Cheng^{1,2}, ZHOU Mengxin^{1,2}

(1. School of Mechanical and Automotive Engineering, Fujian University of Technology, Fuzhou 350118, China;

2. Fujian Key Laboratory of Intelligent Machining Technology and Equipment, Fuzhou 350118, China)

Abstract: A novel electric single-ducted-fan vertical takeoff and landing (VTOL) aircraft is modeled, integrating the advantages of both fixed-wing and multirotor configurations. The proposed aircraft features high vertical takeoff and landing efficiency and fast dynamic response. To address the overshoot and oscillation issues caused by large initial errors between the reference signal and system output, a model predictive control (MPC)-based three-dimensional position controller is proposed. Compared with the conventional proportional-integral-derivative (PID) controller, the MPC controller exhibits faster response speed and higher convergence accuracy. A visualized control validation is conducted through MATLAB/Simulink and FlightGear co-simulation, with simulation results confirming the effectiveness of the proposed control strategy. Finally, outdoor flight experiments validate the feasibility of the design and the stability of the control system.

Keywords: unmanned aerial vehicle; single-ducted-fan; vertical takeoff and landing; MPC; position control

随着技术进步, 各类新型飞行器相继问世, 单涵道垂直起降飞行器^[1]凭借其独特构型备受关注。与传统的固定翼、直升机和多旋翼无人机等相比, 其最大特点是在狭小的场地内实现垂直起降, 且不需要借助跑道或其他辅助起飞设备。

现有研究中: Ke Y^[2]等开发的尾座式无人飞行器采用固定翼竖式方式起飞, 但其存在桨叶外露的安全隐患且仍需较大起飞空间; Manouchehri

A^[3]等设计的用于悬停飞行机动的 PID 控制器虽然能在一定情况下控制飞行器, 但无法解决参考信号与系统输出误差初始值较大产生的超调和震荡问题; Chen F^[4]等采用电机加桨叶式涵道的飞行器, 虽通过鲁棒控制方法结合减速轨迹实现了误差补偿, 但理论复杂、控制麻烦; Zhao H^[5]等使用非线性 MPC 算法来同时跟踪最佳参考轨迹并稳定车辆的姿态; Manzoor T^[6]等通过结合非线性

观测器和 MPC, 构造了一个复合飞行控制器, 减少跟踪误差并提高闭环系统的稳定性。然而, 现有垂直起降飞行器先进控制方法多局限于理论仿真阶段。

综上, 本研究提出一种基于模型预测控制 (MPC) 算法的位置控制器, 将期望值和系统当前值输入给控制器, 通过调整系统当前和未来的输入来最小化未来系统输出与期望输出的误差, 实现最优控制, 并在 MATLAB 中利用 Simulink 设计控制仿真算法, 验证 MPC 算法对单涵道飞行器位置控制效果。

1 飞行器系统建模

电动单涵道垂直起降飞行器兼具固定翼和多旋翼的共同优点, 具有特别的飞行能力, 可以完成固定翼不能完成的任务, 比如能垂直起降、空中悬停、前后左右任意方向飞行。但与固定翼相比, 电动单涵道垂直起降飞行器的自主飞行控制的实现难度较大, 主要表现为这种无人飞行器的飞行控制系统是一个典型的强耦合多变量控制系统; 其次由于独特的外型结构, 其在飞行过程中流场的分布也较复杂。

1.1 硬件设计

本研究设计的飞行器总高度为 520 mm, 总重 1.7 kg, 可产生的最大推力为 3.24 kg。飞行器机架由碳纤维板、航空铝柱和 3D 打印的风筒外壳及脚架构成, 采用 MATEK F405_TE 飞控进行状态估计和姿态控制, 内部集成了带有磁力计的惯性测量单元 (IMU), GPS 模块 BN-880 也安装在飞行器顶部。图 1 为飞行器模型示意图, 图 2 为飞行器底部十字矢量操纵结构。

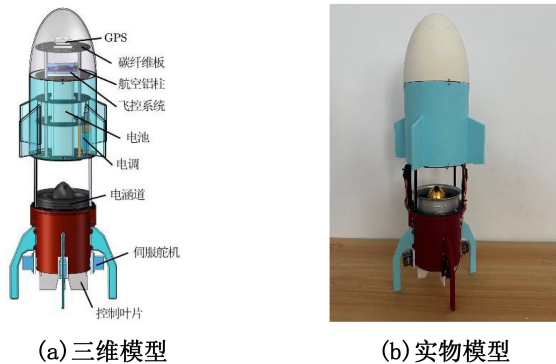


图 1 飞行器模型
Fig.1 Aircraft model

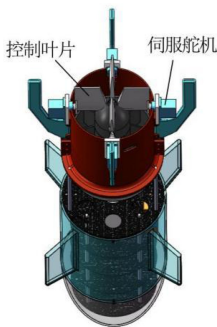


图 2 十字矢量操纵舵(底部)
Fig.2 Cross vector steering rudder

1.2 定义飞行器坐标系

单涵道垂直起降飞行器建模过程, 首先要定义飞行器所在的坐标系。如图 3 所示, 本研究假设地球坐标系为 $X_n Y_n Z_n$, 原点 O_n 为飞行器的起飞点, 机体坐标系为 $X_b Y_b Z_b$, 原点 O_b 与飞行器的重心重合; 飞行器位置矢量记为 $P=[x \ y \ z]^T$, 速度矢量记为 $V=[u \ v \ w]^T$, 角速度矢量记为 $\omega=[p \ q \ r]^T$, 记欧拉角为 ${}^b\Theta=[\phi \ \theta \ \psi]^T$ 由欧拉角表示的机体坐标系到地面坐标系的旋转矩阵记为 R_b^n 。

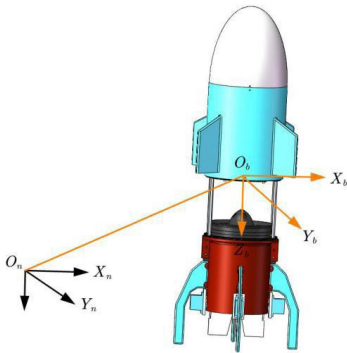


图 3 飞行器坐标系
Fig.3 Aircraft coordinate system

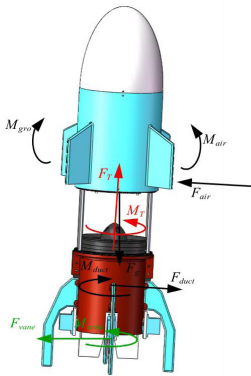


图 4 飞行器外力图示
Fig.4 Aircraft external force diagram

飞行器基于欧拉角的六自由度刚体运动学方程式^[7]为:

$$\dot{\mathbf{P}}_n = \mathbf{R}_b^{\text{nb}} \mathbf{V} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin\varphi \tan\theta & \cos\varphi \tan\theta \\ 0 & \cos\varphi & -\sin\varphi \\ 0 & \frac{\sin\varphi}{\cos\theta} & \frac{\cos\varphi}{\cos\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{P}_n$ 为地球坐标系下的位置矢量, ${}^b\mathbf{V}$ 机体坐标系下的速度矢量。

动力学方程可表示为:

$$\begin{cases} {}^b\dot{\mathbf{V}} = -{}^b\boldsymbol{\omega} \times {}^b\mathbf{V} + \frac{\mathbf{F}}{m} \\ {}^b\dot{\boldsymbol{\omega}} = \mathbf{J}^{-1}(-{}^b\boldsymbol{\omega} \times \mathbf{J}^b\boldsymbol{\omega} + \mathbf{M}) \end{cases} \quad (3)$$

其中, ${}^b\boldsymbol{\omega}$ 为机体坐标系下的角速度矢量, $\mathbf{J}$ 为飞行器三轴转动惯量。

$$\begin{cases} \mathbf{F} = \mathbf{F}_g + \mathbf{F}_T + \mathbf{F}_{\text{duct}} + \mathbf{F}_{\text{vane}} + \mathbf{F}_{\text{air}} \\ \mathbf{M} = \mathbf{M}_{\text{gro}} + \mathbf{M}_T + \mathbf{M}_{\text{duct}} + \mathbf{M}_{\text{vane}} + \mathbf{M}_{\text{air}} \end{cases} \quad (4)$$

其中, $\mathbf{F}$ 表示为飞行器所受的合力, $\mathbf{M}$ 表示为飞行器所受绕机体三轴的合外力矩, 如图4所示。 $\mathbf{F}_g$ 为飞行器的重力, $\mathbf{M}_{\text{gro}}$ 为陀螺力矩, $\mathbf{F}_T$ 和 $\mathbf{M}_T$ 为涵道桨叶产生的推力和反扭力, $\mathbf{F}_{\text{duct}}$ 和 $\mathbf{M}_{\text{duct}}$ 为涵道内壁产生的力和力矩, $\mathbf{F}_{\text{vane}}$ 和 $\mathbf{M}_{\text{vane}}$ 表示飞行器尾部控制舵面产生的力和力矩, $\mathbf{F}_{\text{air}}$ 和 $\mathbf{M}_{\text{air}}$ 表示机身产生的空气阻力和力矩。

2 控制系统设计

控制系统采用了高度集成化的设计思路, 将位置控制、姿态控制、控制分配、飞行器模型和状态估计等模块紧密地结合在一起。这种集成化的设计不仅简化了控制系统的结构, 还提高了各模块之间的协同工作效率, 从而提升了整个飞行器的控制性能。飞行器的控制结构由基于 MPC 算法的位置控制器、模糊 PID 姿态控制器、控制分配算法、飞行器模型和卡尔曼滤波器 KF 组成。整体的控制结构如图5所示, 其中, 输入的期望位置 $\mathbf{P} = [x \ y \ z]^T$, 经 MPC 位置控制器后, 输出为期望推力 f_d 和期望姿态角 $[\varphi \ \theta]^T$, τ_d 为模糊 PID 姿态控制器输出的期望力矩, u 为输入到飞行器的 PWM 值; $[\varphi \ \theta \ \psi \ p \ q \ r]^T$ 为卡尔曼滤波器 KF 估计的当前状态下的姿态角和角速度, $[x \ y \ z \ u \ v \ w \ \varphi \ \theta]^T$ 为卡尔曼滤波器 KF 估计的当前状态下的位置、线速度和姿态角。本研究主要讨论基于 MPC 的位置控制器, 对

于姿态控制采用传统的模糊 PID 控制^[8], 故不再赘述。位置控制器采用了先进的 MPC 算法, 该算法通过预测未来系统输出与期望输出的误差, 并调整系统当前和未来的输入来最小化这一误差, 从而实现最优控制。相比传统的 PID 控制器, MPC 算法具有更快的响应速度和更高的收敛精度, 能够有效解决初始误差大导致的超调和震荡问题。这一特点使得飞行器在复杂飞行环境中具有更高的稳定性和适应性。

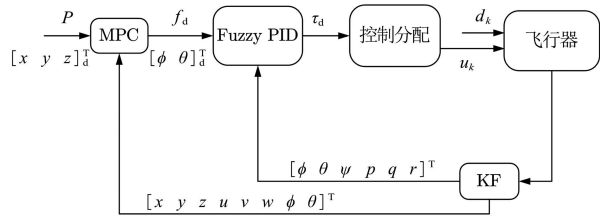


图5 控制结构

Fig.5 Control structure

2.1 状态空间方程

为了考虑部分传感器噪声和未知干扰, 用输出模型和状态空间方程中的不确定项来增强模型。不确定的线性时不变状态空间^[9]表达式可以写成:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_c \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_c \mathbf{u}(t) + \mathbf{B}_d \mathbf{w}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_c \mathbf{w}(t) \\ \dot{\mathbf{w}}(t) = \mathbf{0} \end{cases} \quad (5)$$

其中, $\mathbf{u}(t) = \mathbf{R}_b^n \mathbf{F}_T$ 为系统输入的控制变量, 即涵道的推力; $\mathbf{x}(t) = [x \ y \ z \ u \ v \ w]^T$ 为卡尔曼滤波器观测的系统状态向量, $\mathbf{y}(t)$ 为系统输出, $\mathbf{w}(t) = \mathbf{R}_b^n (\mathbf{F}_T + \mathbf{F}_{\text{vane}} + \mathbf{F}_{\text{air}})$ 为外部扰动和未知的不确定项; 矩阵 $\mathbf{A}_c$ 描述了状态向量自身变化, 矩阵 $\mathbf{B}_c$ 描述了控制输入如何影响状态向量, 矩阵 $\mathbf{C}_c$ 描述了状态向量如何映射到输出, 矩阵 $\mathbf{B}_d$ 为扰动模型的矩阵。

为了减少或消除静态误差, 将离散的状态空间模型转换成增量形式:

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_c \Delta \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k) + \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{w}(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C}_c \Delta \mathbf{x}(k) + \mathbf{y}(k-1) \\ \Delta \mathbf{x}(k) = \mathbf{x}(k+1) - \mathbf{x}(k) \\ \Delta \mathbf{u}(k) = \mathbf{u}(k) - \mathbf{u}(k-1) \end{cases} \quad (6)$$

2.2 预测方程

设控制时域为 m ($m \leq N$), 在当前 k 时刻, 系统所预测的 N 步以内状态变量的增量值 (从

$\mathbf{x}(k+1|k)$ 到 $\mathbf{x}(k+N|k)$), 如式(7)所示。

$$\begin{aligned}
 \Delta \mathbf{x}(k+1|k) &= \mathbf{A}_c \Delta \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k) + \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{w}(k) \\
 \Delta \mathbf{x}(k+2|k) &= \mathbf{A}_c \Delta \mathbf{x}(k+1) + \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k+1) + \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{w}(k+1) = \\
 &\quad \mathbf{A}_c^2 \Delta \mathbf{x}(k) + \mathbf{A}_c \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k) + \mathbf{A}_c \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{w}(k) + \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k+1) \\
 \Delta \mathbf{x}(k+3|k) &= \mathbf{A}_c \Delta \mathbf{x}(k+2) + \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k+2) + \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{w}(k+2) = \\
 &\quad \mathbf{A}_c^3 \Delta \mathbf{x}(k) + \mathbf{A}_c^2 \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k) + \mathbf{A}_c \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k+1) + \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k+2) + \mathbf{A}_c^2 \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{w}(k) \\
 &\quad \dots \\
 \Delta \mathbf{x}(k+m|k) &= \mathbf{A}_c^m \Delta \mathbf{x}(k) + \sum_{i=0}^{m-1} \mathbf{A}_c^{m-i-1} \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k+i) + \mathbf{A}_c^{m-1} \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{w}(k) \\
 &\quad \dots \\
 \Delta \mathbf{x}(k+N|k) &= \mathbf{A}_c^N \Delta \mathbf{x}(k) + \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{A}_c^{N-i-1} \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k+i) + \mathbf{A}_c^{N-1} \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{w}(k) \quad (7)
 \end{aligned}$$

系统所预测的 N 步以内系统输出的增量值(从 $\mathbf{x}(k+1|k)$ 到 $\mathbf{x}(k+N|k)$), 如式(8)所示。

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}(k+1|k) &= \mathbf{C}_c \Delta \mathbf{x}(k+1|k) + \mathbf{y}(k) = \mathbf{C}_c \mathbf{A}_c \Delta \mathbf{x}(k) + \mathbf{C}_c \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k) + \mathbf{C}_c \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{w}(k) + \mathbf{y}(k) \\
 \mathbf{y}(k+2|k) &= \mathbf{C}_c \Delta \mathbf{x}(k+2|k) + \mathbf{y}(k+1|k) = \mathbf{C}_c (\mathbf{A}_c^2 + \mathbf{A}_c) \Delta \mathbf{x}(k) + \\
 &\quad \mathbf{C}_c \mathbf{B}_c (\mathbf{A}_c + 1) \Delta \mathbf{u}(k) + \mathbf{C}_c \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k+1) + \mathbf{C}_c \mathbf{B}_d (\mathbf{A}_c + 1) \Delta \mathbf{w}(k) + \mathbf{y}(k) \\
 \mathbf{y}(k+3|k) &= \mathbf{C}_c \Delta \mathbf{x}(k+3|k) + \mathbf{y}(k+2|k) = \mathbf{C}_c (\mathbf{A}_c^3 + \mathbf{A}_c^2 + \mathbf{A}_c) \Delta \mathbf{x}(k) + \\
 &\quad \mathbf{C}_c \mathbf{B}_c (\mathbf{A}_c^2 + \mathbf{A}_c + 1) \Delta \mathbf{u}(k) + \mathbf{C}_c \mathbf{B}_c (\mathbf{A}_c + 1) \Delta \mathbf{u}(k+1) + \\
 &\quad \mathbf{C}_c \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k+2) + \mathbf{C}_c \mathbf{B}_d (\mathbf{A}_c^2 + \mathbf{A}_c + 1) \Delta \mathbf{w}(k) + \mathbf{y}(k) \\
 &\quad \dots \\
 \mathbf{y}(k+m|k) &= \mathbf{C}_c \Delta \mathbf{x}(k+m|k) + \mathbf{y}(k+m-1|k) = \sum_{i=0}^{m-1} \mathbf{C}_c \mathbf{A}_c^{i+1} \Delta \mathbf{x}(k) + \sum_{i=0}^{m-1} \mathbf{C}_c \mathbf{A}_c^i \Delta \mathbf{u}(k) + \\
 &\quad \sum_{i=0}^{m-2} \mathbf{C}_c \mathbf{A}_c^i \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k+1) + \dots + \sum_{i=0}^{m-2} \mathbf{C}_c \mathbf{A}_c^i \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k+m-1) + \sum_{i=0}^{m-2} \mathbf{C}_c \mathbf{A}_c^i \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{w}(k) + \mathbf{y}(k) \\
 &\quad \dots \\
 \mathbf{y}(k+N|k) &= \mathbf{C}_c \Delta \mathbf{x}(k+N|k) + \mathbf{y}(k+N-1|k) = \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{C}_c \mathbf{A}_c^{i+1} \Delta \mathbf{x}(k) + \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{C}_c \mathbf{A}_c^i \Delta \mathbf{u}(k) + \\
 &\quad \sum_{i=0}^{N-2} \mathbf{C}_c \mathbf{A}_c^i \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k+1) + \dots + \sum_{i=0}^{N-m+1} \mathbf{C}_c \mathbf{A}_c^i \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k+N-1) + \sum_{i=0}^{N-2} \mathbf{C}_c \mathbf{A}_c^i \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{w}(k) + \mathbf{y}(k) \quad (8)
 \end{aligned}$$

2.3 代价函数

MPC 算法通过调整系统当前和未来的输入来最小化未来系统输出与期望输出的误差。其优化问题^[10]可设计为:

$$\begin{cases} \min \sum_{i=0}^{N-1} J(\mathbf{x}_{i|k}, \mathbf{u}_{i|k}, \mathbf{w}_{i|k}) \end{cases} \quad (9a)$$

$$\text{s.t. } \forall i \in \{0, 1, \dots, N-1\} \quad (9b)$$

$$\mathbf{x}_{0|k} = \hat{\mathbf{x}}(k) \quad (9c)$$

$$\mathbf{w}_{0|k} = \hat{\mathbf{w}}(k) \quad (9d)$$

$$\mathbf{x}_{i+1|k} = \mathbf{A}_c \mathbf{x}_{i|k} + \mathbf{B}_c \mathbf{u}_{i|k} + \mathbf{B}_d \mathbf{w}_{i|k} \quad (9e)$$

$$\mathbf{w}_{i+1|k} = \mathbf{w}_{i|k} \quad (9f)$$

$$\mathbf{D} \mathbf{u}_{i|k} \leq \mathbf{d} \quad (9g)$$

$$-\mathbf{u}_z \tan(\delta_{\max}) \leq \mathbf{u}_x \leq \mathbf{u}_z \tan(\delta_{\max}) \quad (9h)$$

$$-\mathbf{u}_z \tan(\delta_{\max}) \leq \mathbf{u}_y \leq \mathbf{u}_z \tan(\delta_{\max}) \quad (9i)$$

(9)

其中,下标 $i|k$ 表示从时刻 k 的初始条件开始的第 i 个预测。 $\hat{\mathbf{x}}(k)$ 和 $\hat{\mathbf{w}}(k)$ 是卡尔曼滤波器得到的优化问题的初始条件, N 是预测范围。式(9e)~(9f)为系统动力学,式(9g)为控制输入约束, $\delta_{\max}$ 为机体最大倾斜角度。函数 J 是用于位置控制的代价函数,可表示为:

$$J = \mathbf{Q} \|\mathbf{Y}_N(k+1|k) - \mathbf{Y}_{\text{ref}}(k+1)\|^2 + \mathbf{R} \|\Delta \mathbf{U}(k)\|^2 \quad (10)$$

其中, $\mathbf{Y}_{\text{ref}}(k+1)$ 是参考值的向量形式, $\mathbf{Q}$ 、 $\mathbf{R}$ 分别为输出量和控制增量的权重矩阵,具体如式(11)所示。

上述优化问题可以通过非线性规划求解器^[11]有效解决,得到最优解 $\mathbf{u}_{i|k}$ 、期望欧拉角 $\boldsymbol{\theta}_d$ 和期望推力值 $\mathbf{f}_d$,从而实现所需的最优控制。

$$\boldsymbol{Q} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{Q}_y & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \boldsymbol{Q}_y & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \boldsymbol{Q}_y \end{bmatrix}_{N \times N};$$
$$\boldsymbol{Y}_{\text{ref}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{y}_{\text{ref}}(k+1) \\ \boldsymbol{y}_{\text{ref}}(k+2) \\ \vdots \\ \boldsymbol{y}_{\text{ref}}(k+N) \end{bmatrix};$$
$$\boldsymbol{R} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{R}_u & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \boldsymbol{R}_u & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \boldsymbol{R}_u \end{bmatrix}_{N \times N}$$

(11)

2.4 飞行器的控制分配

单涵道垂直起降飞行器控制输入模块包括风扇转速控制、俯仰、横滚和方向控制,其中后三者通过偏转控制叶片组合进行控制。由于控制叶片偏转具有强耦合性,因此需要对控制叶片进行控制分配。控制分配^[10]的原则如式(12)所示。

$$\begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \\ \delta_3 \\ \delta_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\delta_\varphi}{2} & \frac{\delta_\psi}{4} \\ \frac{\delta_\theta}{2} & \frac{\delta_\psi}{4} \\ \frac{\delta_\varphi}{2} & \frac{\delta_\psi}{4} \\ \frac{\delta_\theta}{2} & \frac{\delta_\psi}{4} \end{bmatrix}$$

(12)

其中, $\delta_\theta, \delta_\varphi, \delta_\psi$ 分别是俯仰控制变量、横滚控制变量和偏航控制变量, $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4$ 分别是每个控制舵面的偏转角。控制面的定义如图 6 所示。

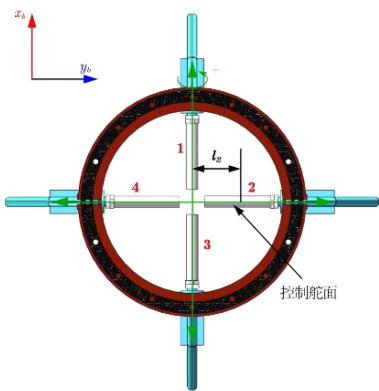


图 6 控制面定义
Fig.6 Control surface definition

3 仿真实验

3.1 仿真系统描述

在具有 24 GB RAM 的 Intel Core i7-12700 CPU (2.30 GHz) 的计算,在 MATLAB 下的 Simulink 模块化平台上进行仿真,其关键参数如表 1 所示。构建的 Simulink 仿真模型如图 7 所示。

表 1 飞行器模型参数
Tab.1 Aircraft model parameters

参数	数值
m/kg	1.7
$g/(\text{m} \cdot \text{s}^{-2})$	9.81
$J_x/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.021 143
$J_y/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.021 143
$J_z/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.006 273 581

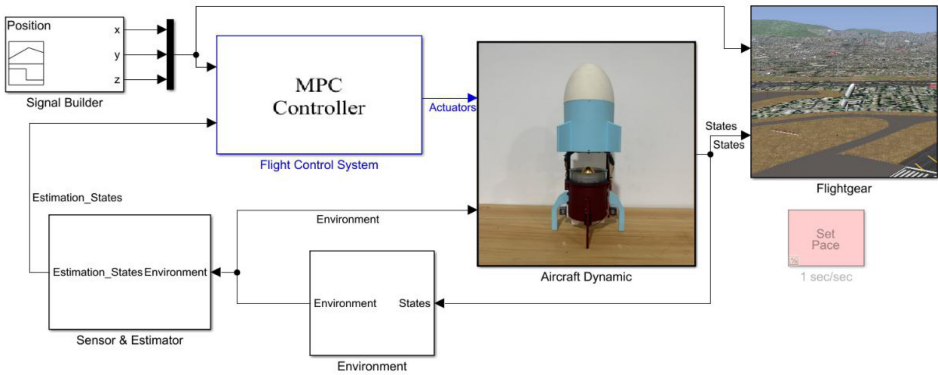


图 7 仿真模型
Fig.7 Simulation model

3.2 悬停仿真实验

将飞行器垂直起飞到相对地面 10 m 的位置后悬停,其仿真结果如图 8 所示。实验结果表明,相较于 PID 控制器,基于 MPC 算法的位置控制器收敛精度更高,能够更好地减少震荡。

基于 MPC 算法的位置控制器通过精确的模型预测和滚动优化,能够在每个控制周期内计算出最优的控制输入,从而实现对系统状态的精确跟踪。在实验中,MPC 控制器的收敛精度通常表

现为系统状态与期望状态之间的误差较小,且随着控制过程的进行,误差逐渐减小并趋于稳定。而 PID 控制器通过比例、积分和微分 3 个环节的组合,实现对系统误差的调节。然而,由于 PID 控制器的参数调整通常基于经验或试错法,因此其收敛精度可能受到参数设置、系统特性等多种因素的影响。在实验中,PID 控制器的收敛精度可能表现为系统状态与期望状态之间的误差较大,且收敛速度较慢。

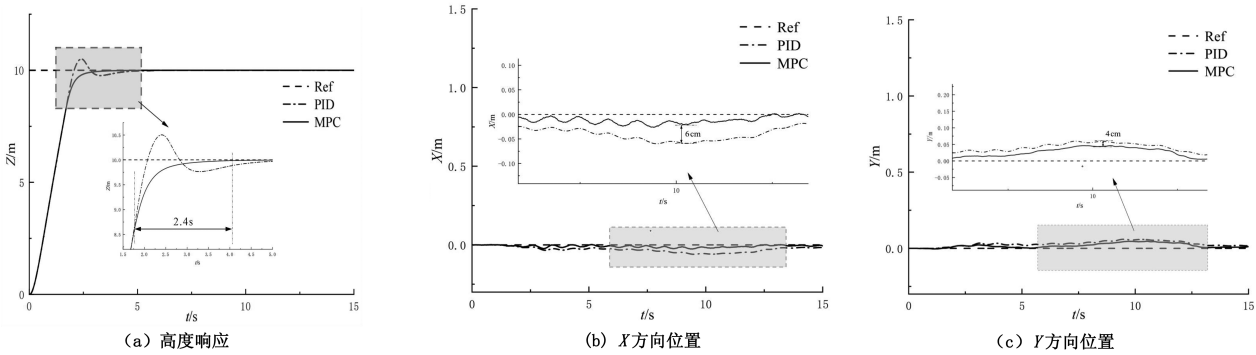


图 8 仿真 10 m 高度悬停的位置和姿态跟踪响应

Fig.8 Simulated position and attitude tracking response of a 10-meter hover

图 8(a)中的高度响应数值表明,所设计的基于 MPC 算法的位置控制器能够实现有效的高度跟踪,其响应速度比 PID 控制器快 2.4 s 左右,且收敛精度高于 PID 控制。图 8 (b)和图 8 (c)为 X 和 Y 方向的位置,可以看出 MPC 算法控制的偏移量比 PID 控制小,X 方向收敛精度高 6 cm,Y 方向收敛精度高 4 cm。

4 户外实验

4.1 实验条件

通过户外实物飞行实验,证明所提控制框架应用于飞行器模型时的有效性。在 12 次的户外飞行活动中测试了图 1 所示的完整电动涵道飞行器。在该飞行试验中,飞行器垂直上升至 10 m 并悬停,所提出的控制框架被编码到飞控系统中,控制算法的执行周期设置为 15 ms,数据融合和状态估计通过卡尔曼滤波器以 15 ms 为周期执行,每 20 ms 记录一次飞行数据,控制面的偏转角限制设置为 $\pm 30^\circ$,机载传感器包括 IMU、指南针和 GPS,并且使用 GPS 来定位飞行器与 IMU 结合,最大转向距离和最大速度分别为 5 m 和 3 m/s。

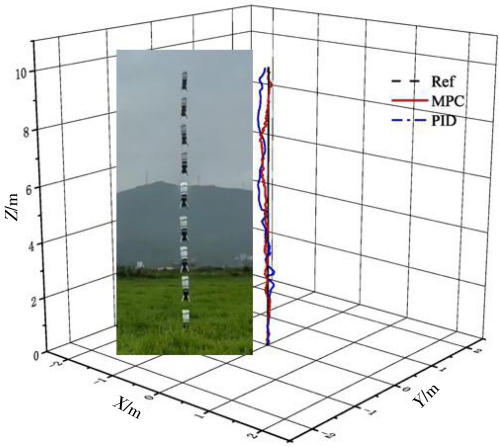


图 9 户外 10 m 高度悬停飞行三维轨迹图

Fig.9 Three-dimensional trajectory diagram of outdoor hovering flight at a height of 10 meters

4.2 户外悬停实验

对应 3.2 节中的仿真实验,将飞行器垂直上升至 10 m 并悬停,悬停实验的三维轨迹图如图 9 所示,实验结果如图 10 所示。

飞行器成功完成了全部 12 次飞行。可以看出,实验结果和仿真结果在悬停状态下的基本趋势是一致的,即无人机能够在目标高度附近保持

稳定悬停,说明仿真模型可以准确反映实际飞行环境中的关键因素,仿真模型的精度是影响实验结果与仿真结果一致性的关键因素;实际飞行中

的系统稳定性受到更多外部因素的干扰,如风扰、温度变化、机械振动等因素,因此实验结果与仿真结果之间的存在一定差异。

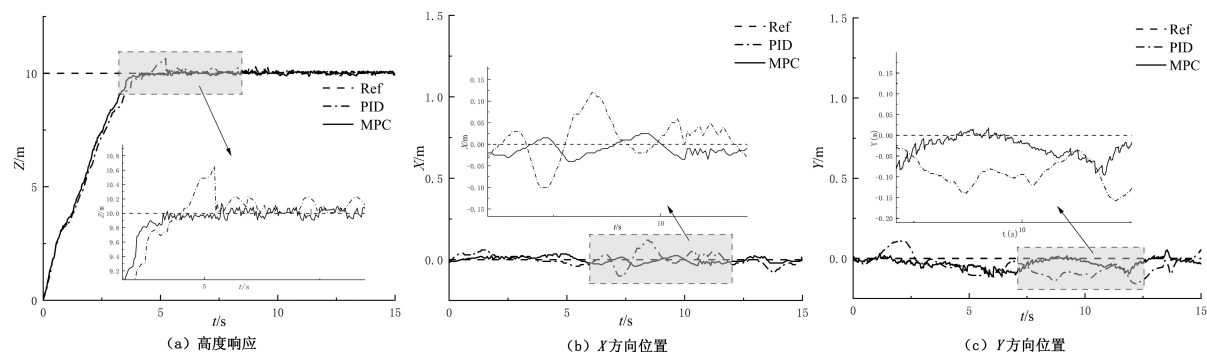


图10 户外10 m高度悬停的位置和姿态跟踪响应

Fig.10 Position and attitude tracking response of outdoor 10-meter hover

5 结论

通过仿真分析可得,相较于传统PID控制,基于MPC算法的位置控制器具有更快的响应速度(快2.4 s)和更高的收敛精度(X 方向高6 cm, Y 方向高4 cm),可有效解决初始误差大导致的

超调和震荡问题。在室外飞行实验中,通过3个方向上的响应曲线,可以直观验证MPC算法在响应速度和收敛精度的优势。将基于MPC算法的位置控制器应用在兼具多旋翼和固定翼优势的电动涵道垂直起降飞行器中,将使其具有更高的响应机动性,能在狭小空间或其他复杂地形中发挥出色性能。

参考文献:

- [1] 于进勇,王超. 垂直起降无人机技术发展现状与展望[J]. 飞航导弹,2017(5):37-42.
- [2] MANOUCHEHRI A,HAJKARAMI H,AHMADI M S. Hovering control of a ducted fan VTOL unmanned aerial vehicle (UAV) based on PID control[C]//International Conference on Electrical and Control Engineering. Yichang:IEEE,2011:5962-5965.
- [3] KE Y J,WANG K L,CHEN B M. Design and implementation of a hybrid UAV with model-based flight capabilities[J]. ASME Transactions on Mechatronics,2018,23(3):1114-1125.
- [4] CHENG Z H,PEI H L. Hover-to-cruise transition control for high-speed level flight of ducted fan UAV[C]//International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS). Athens:IEEE,2020:1329-1337.
- [5] ZHAO H,SHENG S Z,LI J B,et al. Modelling and attitude control of a miniature ducted fan UAV[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers,Part G:Journal of Aerospace Engineering,2016,230(5):953-964.
- [6] MANZOOR T,SUN Z Q,XIA Y Q,et al. MPC based compound flight control strategy for a ducted fan aircraft[J]. Aerospace Science and Technology,2020,107:106264.
- [7] MANZOOR T,XIA Y Q,ZHAI D H,et al. Trajectory tracking control of a VTOL unmanned aerial vehicle using offset-free tracking MPC[J]. Chinese Journal of Aeronautics,2020,33(7):2024-2042.
- [8] 陈嘉齐,高强,刘俊杰,等. 单旋翼垂直起降系统的模糊PID控制[J]. 天津理工大学学报,2023,39(3):33-38.
- [9] LINSER R,LISTOV P,DE LAJARTE A,et al. Optimal thrust vector control of an electric small-scale rocket prototype[C]//2022 International Conference on Robotics and Automation (ICRA). Philadelphia:IEEE,2022:1996-2002.
- [10] SPANNAGL L,HAMPP E,CARRON A,et al. Design,optimal guidance and control of a low-cost re-usable electric model rocket[C]//2021 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS). Prague:IEEE,2021:6344-6351.
- [11] LISTOV P,JONES C. PolyMPC:an efficient and extensible tool for real-time nonlinear model predictive tracking and path following for fast mechatronic systems[J]. Optimal Control Applications and Methods,2020,41(2):709-727.

(责任编辑:方素华)