

控制与决策

Control and Decision

基于鲁棒伺服思想的尾坐式飞行器悬停姿态控制

钟京洋, 宋笔锋

引用本文:

钟京洋, 宋笔锋. 基于鲁棒伺服思想的尾坐式飞行器悬停姿态控制[J]. 控制与决策, 2020, 35(2): 339–348.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.0926>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

输入受限四旋翼飞行器的模糊自适应动态面轨迹跟踪控制

Fuzzy adaptive dynamic surface trajectory tracking control for quadrotor UAV with input constraints

控制与决策. 2019, 34(7): 1401–1408 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2017.1648>

异构通信网联车系统鲁棒协同自适应巡航控制

Robust cooperative adaptive cruise control of connected vehicle systems with heterogenous communication

控制与决策. 2019, 34(11): 2407–2413 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0499>

基于预测控制的高超声速飞行器容错控制器设计

Fault tolerant controller design based on predictive control for hypersonic vehicles

控制与决策. 2017, 32(11): 2085–2089 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2016.1205>

变体飞行器平滑切换LPV鲁棒控制

Smooth switching LPV robust control for morphing aircraft

控制与决策. 2016, 31(1): 66–72 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2014.1526>

一种可保证瞬态特性的改进的鲁棒模型参考自适应控制

A modified robust model reference adaptive control with guaranteed transient performance

控制与决策. 2015, 30(8): 1379–1385 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2014.0799>

输入饱和和受限下的刚体飞行器姿态系统的有限时间镇定

Finite-time attitude stabilization of rigid spacecraft under input saturation

控制与决策. 2015, 30(8): 1386–1392 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2014.0840>

高阶线性自抗扰控制器的性能评估

Performance evaluation for active disturbance rejection with high-order line extended state observer

控制与决策. 2015(7): 1162–1170 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2014.0563>

基于复合执行机构的再入弹头自适应反演控制

Adaptive backstepping control of reentry warhead with hybrid actuators

控制与决策. 2015(10): 1810–1814 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2014.1082>

基于鲁棒伺服思想的尾坐式飞行器悬停姿态控制

钟京洋[†], 宋笔锋

(西北工业大学 航空学院, 西安 710072)

摘要: 针对一款小型飞翼布局的尾坐式垂直起降飞行器, 通过考虑舵面失效、风场干扰、气动参数不确定以及转动惯量不确定等因素的影响, 进行悬停阶段的姿态控制研究. 根据悬停状态点线性化的运动学和动力学模型, 设计鲁棒伺服线性二次型调节器 (RSLQR) 控制器来保证标称系统良好的响应及鲁棒性. 同时, 考虑到较大不确定及扰动下 RSLQR 控制器性能下降的不足, 希望飞行器能够尽量在平衡点附近较大的范围内工作, 为此设计 L_1 自适应控制器进行补偿, 以使系统性能得到恢复. 考虑到控制器的时延裕度对系统稳定性有着重要影响, 讨论控制器参数与系统时延裕度的关系. 通过仿真验证不同不确定影响下系统良好的性能, 并提出一种基于扩张状态观测器 (ESO) 的补偿方法, 以使设计的控制系统在飞控硬件性能较为有限时, 依然能够保证良好响应. 最后, 通过飞行测试对所提算法的有效性和可行性进行验证.

关键词: 鲁棒伺服; L_1 自适应控制; 尾坐式; 时延裕度; 姿态控制; 悬停; 扩张状态观测器

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Hover attitude control of a tail-sitter UAV based on robust servomechanism controller

ZHONG Jing-yang[†], SONG Bi-feng

(School of Aeronautics, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: This study investigates the design of a hover attitude controller of a flying-wing tail-sitter unmanned aerial vehicle (UAV) by taking into account the uncertain impacts such as actuator failure, wind field disturbance, aerodynamic uncertainty and the uncertainty of moment of inertia. Based on the linearized kinematic and dynamic model near the hovering point, a robust servomechanism linear quadratic regulator (RSLQR) controller is designed to ensure the good response and robustness of the nominal system. Meanwhile, considering the performance degradation of the controller in exist of large uncertainties and disturbances, the L_1 adaptive controller is designed to compensate for the uncertainties and disturbances so that the aircraft could operate near a large range of the equilibrium point. Considering that the time delay margin of controller is crucial to the stability of system, the relationships between the time delay margin and the controller parameter are discussed. Simulation results show the good performance in exist of different uncertainties and a method of compensation based on the extended state observer (ESO) is proposed to ensure good response when the control system is applied to a performance-limited hardware. Finally, a flight test is implemented to verify the validity and feasibility of the algorithm.

Keywords: robust servomechanism; L_1 adaptive control; tail sitter; time delay margin; attitude control; hover; extended state observer

0 引言

近年来, 随着 MEMS 技术的不断发展^[1], 微小型飞行器的相关技术不断进步, 涌现出了一大批新构型的飞行器. 尾坐式垂直起降飞行器以其定点悬停并可通过转换实现高速长距离平飞, 以及迅速到达任务地的特点, 兼具无需跑道的独特起降方式, 一直吸引着相关学者的深入研究^[2-6]. 尾坐式垂直起降飞行器大多为欠驱动系统, 其位置的改变需要通过改变姿态

来完成. 在悬停飞行过程中, 存在较为严重的纵向横向动力学耦合, 同时, 螺旋桨滑流作用下机翼以及舵面的气动力具有时变特点, 很难精确建模, 且滑流作用下的舵效相对有限, 一定程度上加大了控制难度; 此外, 较大的机翼面积使其在悬停过程中更易受到风场干扰影响, 如果控制不及时或控制较慢, 则很难保证飞行器良好的姿态, 这些特点都给尾坐式垂直起降飞行器的控制系统设计带来了挑战.

收稿日期: 2018-07-05; 修回日期: 2018-09-03.

责任编辑: 易建强.

[†]通讯作者. E-mail: zjynwpu@mail.nwpu.edu.cn.

鲁棒伺服思想^[7]强化了作用于指令误差的积分控制作用,常被用于有人驾驶以及无人驾驶的飞行控制系统^[8-10]。然而,鲁棒伺服LQR控制器的不足在于,该控制器往往针对某一平衡点进行设计,一旦出现远离平衡点的不确定,系统的跟踪性能往往会出现比较明显的下降。为改善该问题,可通过设计自适应控制器对其进行补偿以恢复系统性能,而传统的模型参考自适应控制(MRAC)在快速的自适应过程中会降低系统鲁棒性^[11],虽然较低的自适应速率能够保证足够的鲁棒性,但又会造成性能下降,失去了自适应的意义。针对这些不足,Cao等首次提出了 L_1 自适应的控制架构^[12-13],通过在系统输入处引入低通滤波器,使得自适应与鲁棒设计分离,从而能够在快速的自适应过程中,保证系统一定的鲁棒性,而自适应速度只受到硬件的限制。

针对RSLQR结合 L_1 自适应控制器的设计,已有相关研究。Ma等^[14]针对导弹转弯问题进行了RSLQR- L_1 控制的研究,仿真显示,在存在耦合以及不确定的情况下,所设计的控制器可以实现加速度以及角速率的指令跟踪需求。Xu等^[15]针对UAV进行了法相加速度控制的研究,通过获取舵偏到法向加速度的SISIO传递函数,探讨了不同LQR参数对于该SISO系统相角裕度的影响。就目前作者所能查到的资料而言,还没有人将鲁棒伺服结合 L_1 的控制方法,用于尾坐式垂直起降飞行器悬停阶段的姿态控制,且在上述研究中,也没有明确给出 L_1 自适应控制器需要跟踪的期望指令值。此外,控制器的有效性大多也只通过仿真进行了验证,并未进行实际的飞行测试。

基于这样的研究背景,本文利用鲁棒伺服思想,针对尾坐式垂直起降飞行器悬停阶段的姿态控制进行研究。本文主要的贡献在于:1)设计鲁棒伺服结合 L_1 自适应理论的控制律,并将其应用在一款飞翼布局的尾坐式垂直起降飞行器的姿态控制上;2)通过分析RSLQR控制器的结构,明确给出 L_1 自适应控制器需要跟踪的角速率指令值;3)讨论控制器参数对于飞行器MIMO系统时延裕度的影响,这在很大程度上体现了MIMO系统的鲁棒性;4)通过仿真以及实际的飞行测试,验证控制算法的有效性及其可行性;5)考虑到 L_1 自适应控制算法的性能受到飞控硬件CPU运算频率以及传感器采样率的限制,提出一种基于扩张状态观测器(ESO)的补偿方法,为其在性能较低硬件上的应用提供思路。

1 系统描述及动力学

1.1 系统描述

本文的研究对象为一款飞翼布局的尾坐式垂直起降飞行器,如图1所示。通过转向相反的两个电机进行飞行器高度和滚转姿态的控制,通过舵面的对称以及反对称偏转,进行俯仰以及偏航姿态的控制。其中,惯性坐标系采用NED坐标系,对于机体坐标系, X_b 轴由机腹指向前, Z_b 轴垂直于螺旋桨平面向下, $Y_b = Z_b \times X_b$ 。



图1 飞行器坐标系定义

飞行器的基本参数及气动特性分别如表1和表2所示,气动参数的定义方式与常规固定翼保持一致。

表1 飞行器基本参数

| 变量 | 数值 | 变量 | 数值 |
|---------------------------------------|--------|---------------------------------------|--------|
| 质量 m/kg | 0.81 | y 轴转动惯量/ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ | 0.007 |
| 参考弦长 c/m | 0.253 | z 轴转动惯量/ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ | 0.022 |
| 参考展长 b/m | 0.8774 | 电机最大拉力 T/kg | 4 |
| 参考面积 S/m^2 | 0.213 | 螺旋桨直径 D/m | 0.2032 |
| x 轴转动惯量/ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ | 0.025 | 最大舵偏 $\delta_e/(\circ)$ | 25 |

表2 无量纲飞行器气动参数

| 气动参数符号 | 数值 | 气动参数符号 | 数值 |
|-----------------|----------|-----------------|---------|
| C_{mq} | -1.01 | C_{L0} | -0.012 |
| $C_{m\delta_e}$ | -0.3168 | $C_{L\alpha}$ | 3.02 |
| $C_{m\alpha}$ | -0.1085 | $C_{L\delta_e}$ | 1.5 |
| C_{m0} | -0.036 | C_{D0} | 0.035 |
| $C_{n\beta}$ | -0.00003 | $C_{D\alpha}$ | -0.0075 |
| C_{Y0} | 0.0006 | $C_{Y\beta}$ | -0.001 |
| $C_{l\beta}$ | -0.0001 | C_{lp} | -0.0016 |
| $C_{n\delta_e}$ | -0.2 | C_{nr} | -0.327 |

1.2 系统动力学

描述飞行器姿态的运动学方程为

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

其中: $\Omega = [\phi, \theta, \psi]^T$ 为三轴欧拉角, $\omega = [p, q, r]^T$ 为三轴角速率。通过定义

$$R = \begin{bmatrix} 1 & \sin \phi \tan \theta & \cos \phi \tan \theta \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \sin \phi \sec \theta & \cos \phi \sec \theta \end{bmatrix}, \quad (2)$$

可得

$$\dot{\Omega} = R\omega. \quad (3)$$

描述飞行器的动力学方程为

$$\dot{\omega} = B M + B(\omega \times J\omega). \quad (4)$$

其中: $B = J^{-1}$ 为飞行器转动惯量矩阵的逆; M 为作用在飞行器上的合力矩, 主要有3部分, 即

$$M = M_a + M_u + M_c. \quad (5)$$

M_a 为机翼的常规气动力矩, M_u 为气动不确定以及外界环境带来的干扰力矩, $M_c = u$ 为舵面及电机的控制力矩.

2 控制器设计

考虑到式(3)为运动学方程, 本身不含不确定, 因而将全部的不确定放在动力学方程(4)中考虑, 根据方程(4)和(5)有

$$\dot{\omega} = B u + B(M_a + M_u + \omega \times J\omega). \quad (6)$$

通过定义 $f(t, \omega) = B(M_a + M_u + \omega \times J\omega)$ 以及 $B = B_0 + \Delta B$, 式(6)可以改写为

$$\dot{\omega} = B_0 u + \Delta B u + f(t, \omega). \quad (7)$$

其中: B_0 为对转动惯量逆的最好估计, ΔB 为转动惯量逆的不确定.

定义不含扰动及不确定的标称系统为

$$\dot{\omega} = B_0 u. \quad (8)$$

其中 $u = u_b + u_a$, u_b 为鲁棒伺服LQR思想设计得到的基线控制律, u_a 为由 L_1 自适应理论设计得到的用于补偿扰动的自适应控制律.

2.1 RSLQR控制律设计

首先, 在不考虑飞行器纵向横向耦合以及系统不确定影响的情况下, 根据方程(3)和(4), 建立悬停状态下线性的运动学和动力学方程

$$\dot{x} = \bar{A}_{6 \times 6} x + \bar{B}_{6 \times 3} u_b, \quad (9)$$

$$y = \bar{C}_{3 \times 6} x. \quad (10)$$

其中: $x = [\phi, \theta, \psi, p, q, r]^T$ 为三轴欧拉角和角速率; $u_b = [L_{c_b}, M_{c_b}, N_{c_b}]^T$ 为三轴操纵力矩;

$$\bar{A}_{6 \times 6} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{C}_{3 \times 6} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\bar{B}_{6 \times 3} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1/I_{xx0} & 0 & 0 \\ 0 & 1/I_{yy0} & 0 \\ 0 & 0 & 1/I_{zz0} \end{bmatrix},$$

I_{xx0} 、 I_{yy0} 、 I_{zz0} 分别为飞行器三轴转动惯量的最好估计. 考虑到控制器需要跟随的指令为欧拉角, 因此定义跟踪误差信号为

$$e = [\phi, \theta, \psi]^T - [\phi_d, \theta_d, \psi_d]^T = \Omega_e. \quad (11)$$

鲁棒伺服思想利用了内部模型原理, 需要将所跟踪信号的类别模型嵌入到系统中, 并利用积分器对系统增广以进行指令跟踪. 尽管对于飞行控制, 要跟随的指令信号实际上不是常量, 但在大多数应用中, 设计和实现一个1型控制系统是非常有效的^[16]. 因此, 本文进行常值信号跟踪的控制器设计, 通过定义新状态 $z = [e, \xi]^T$, $\xi = \dot{x}$, 有

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{3 \times 1} \\ \dot{\xi}_{6 \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & \bar{C}_{3 \times 6} \\ 0_{6 \times 3} & \bar{A}_{6 \times 6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{3 \times 1} \\ \xi_{6 \times 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0_{3 \times 1} \\ \bar{B}_{6 \times 3} \end{bmatrix} \mu_{3 \times 1}, \quad (12)$$

即

$$\dot{z} = \tilde{A} z + \tilde{B} \mu. \quad (13)$$

考虑最优函数 $J = \int_0^\infty (z^T Q z + \mu^T R \mu) dt$, 并求解代数Riccati方程, 可得

$$\mu = -[K_1, K_2, K_3][e, \dot{\Omega}, \dot{\omega}]^T. \quad (14)$$

从而有基线控制器如下:

$$u_b = \int \mu dt = -K_1 \int e dt - K_2 \Omega - K_3 \omega. \quad (15)$$

将式(15)代入(9)中, 可提取出如下动力学方程:

$$\dot{\omega} = -B_0 K_3 \omega - B_0 \left(K_1 \int e dt + K_2 \Omega \right), \quad (16)$$

其中 $B_0 = [1/I_{xx0}, 0, 0; 0, 1/I_{yy0}, 0; 0, 0, 1/I_{zz0}]$. 定义 $A_m = -B_0 K_3$, 有

$$\dot{\omega} = A_m \omega - B_0 \left(K_1 \int e dt + K_2 \Omega \right). \quad (17)$$

从而得到了RSLQR控制作用下标称系统的动力学特性, 即标称系统的角速率响应. 考虑到 L_1 自适应控制器设计过程中, 需要为其提供期望角速率进行跟踪, 对比标准形式的状态空间方程

$$\dot{\omega} = A_m \omega + B_0 k_g \omega_d. \quad (18)$$

要令 ω 跟踪 ω_d , 则 k_g 的选取应满足 $k_g = -\frac{1}{A_m^{-1} B_0}$, 对比式(17)与(18)可得

$$\omega_d = A_m^{-1} B_0 \left(K_1 \int \Omega_e dt + K_2 \Omega \right). \quad (19)$$

上式即给出了 L_1 自适应控制器需要跟踪的期望指令

值.此外,为防止积分项出现饱和,对其进行限幅处理 $\left\| \int \Omega_e dt \right\|_{\infty} \leq C_i$,其中 C_i 为设计常量.

2.2 L_1 自适应控制律设计

考虑方程(7),重新定义 $f(t, \omega) = B(M_a + M_u + \omega \times J\omega) + \Delta B u_b$,并定义 $\sigma(t) = \Delta B u_a + f(t, \omega(t))$,可得

$$\dot{\omega} = A_m \omega + B_0 \left(u_a - K_1 \int_0^t \Omega_e d\xi - K_2 \Omega \right) + \sigma(t). \quad (20)$$

假设状态初值 ω_0 位于已知界内,即 $\|\omega_0\|_{\infty} \leq \rho_0 < \infty$,其中 ρ_0 已知,同时系统(20)满足如下假设.

假设1 存在 $B_f > 0$,使得对于所有的 $t \geq 0$,有 $\|f(t, 0)\|_{\infty} \leq B_f$.

假设2 对于任意的 $\delta \geq 0$,存在与 t 无关的 $d_{f_{\omega}}(\delta) > 0$ 和 $d_{f_t}(\delta) > 0$,使得对于所有的 $\|\omega\|_{\infty} \leq \delta$,分段连续有界偏导数满足

$$\left\| \frac{\partial f(t, \omega)}{\partial \omega} \right\|_{\infty} \leq d_{f_{\omega}}(\delta), \quad \left\| \frac{\partial f(t, \omega)}{\partial t} \right\|_{\infty} \leq d_{f_t}(\delta).$$

假设3 令 $\Delta B(i, i) \in [-b_{in}, b_{in}]$, $i = 1, 2, 3$,其中 $0 < b_{in}$ 为已知的保守边界,从而有 $\|\Delta B\|_{\infty} \leq B_{\varepsilon}$.

控制目标是设计一个状态反馈自适应控制器,使 $\omega(t)$ 能够跟踪给定有界分段连续参考信号 $\omega_d(t)$.

下面给出一些定义用于后续证明.

$$H(s) = (sI - A_m)^{-1} B_0 = H_1(s) B_0;$$

$$G(s) = H_1(s) (I - B_0 C(s) \phi(s));$$

$$\phi(s) = \frac{c^T (sI - A_m)^{-1}}{c^T (sI - A_m)^{-1} B_0};$$

$$L_{\delta} \triangleq \frac{\bar{\delta}(\delta)}{\delta} d_{f_{\omega}}(\bar{\delta}(\delta)), \quad \bar{\delta}(\delta) \triangleq \delta + \bar{\gamma}_1;$$

$$\rho_{ur} = \frac{\|C(s)k_g \omega_d\|_{L_{\infty}} + \|K_2\|_{\infty} \|\Omega\|_{L_{\infty}} + \|K_1\|_{\infty} C_i + \|C(s)\phi(s)\|_{L_1} (L_{\rho_r} \rho_r + B_f)}{\|1 - C(s)\phi(s)\|_{L_1} B_{\varepsilon}}.$$

L_1 自适应控制器的设计,包括一个 3×3 的反馈增益矩阵 K 以及 3×3 的严格正定传递函数矩阵 $D(s)$,构成如下严格正定稳定传递函数:

$$C(s) = \frac{KD(s)}{I + KD(s)}.$$

上式满足 $C(0) = I_{3 \times 3}$,其中 $D(s)$ 的选取需要保证 $C(s)H_1(s)^{-1}$ 正定稳定.此外,为了满足性能边界和稳定性, $D(s)$ 和 K 的选取需满足如下两个 L_1 条件:

$$\|G(s)\|_{L_1} < \frac{\kappa_1}{\kappa_2}, \quad (21)$$

$$I - \|C(s)\phi(s)\|_{L_1} B_{\varepsilon} > 0. \quad (22)$$

其中

$$\kappa_2 = B_{\varepsilon} \rho_u + L_{\rho_r} \rho_r + B_f,$$

$$\kappa_1 =$$

$$\rho_r - \|H(s)C(s)\|_{L_1} \|k_g \omega_d\| - \|H(s)\|_{L_1} \|K_1\|_{\infty} C_i - \|H(s)\|_{L_1} \|K_2\|_{\infty} \|\Omega\|_{L_{\infty}} - \|\omega_{in}(s)\|_{L_{\infty}}.$$

下面给出控制系统的整体架构如图2所示,图中 $M_{baseline} = u_b$, $M_{adaptive} = u_a$.

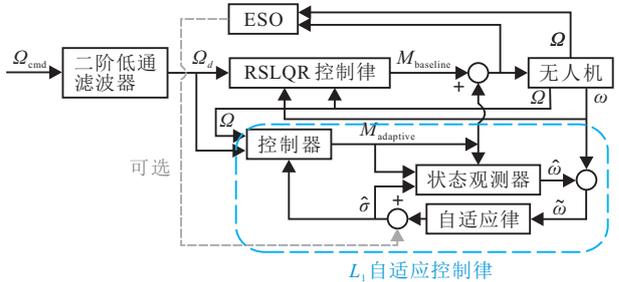


图2 飞行控制系统架构图

令 T_s 为采样时间,定义如下变量:

$$\alpha_1(t) = \|e^{A_m t}\|_2;$$

$$\alpha_2(t) = \int_0^t \|e^{A_m(t-\xi)} (I - e^{A_m T_s})^{-1} A_m e^{A_m T_s}\|_2 d\xi;$$

$$\varsigma(T_s) = \|I - e^{A_m T_s} A_m^{-1}\|_2 (B_{\varepsilon} \rho_u + L_{\rho_r} \rho_r + B_f);$$

$$\Delta_1(T_s) = \int_0^t e^{A_m(t-\xi)} \sigma(iT_s) d\xi, \quad t \in (0, T_s];$$

$$\gamma_0(T_s) = (\bar{\alpha}_1(t) + \bar{\alpha}_2(t)) \varsigma(T_s) + \Delta_1(T_s).$$

其中 $\bar{\alpha}_1(t)$ 、 $\bar{\alpha}_2(t)$ 分别为 $\alpha_1(t)$ 、 $\alpha_2(t)$ 的上界.令 $\bar{\gamma}_0$ 为 $\gamma_0(T_s)$ 的上界,有

$$\lim_{T_s \rightarrow 0} \gamma_0(T_s) = 0. \quad (23)$$

对式(23)进行证明.由 $\alpha_1(t)$ 和 $\alpha_2(t)$ 的定义可知, $\bar{\alpha}_1(t)$ 和 $\bar{\alpha}_2(t)$ 有界.当 $T_s \rightarrow 0$ 时, $\varsigma(T_s) \rightarrow 0$,从而有

$$(\bar{\alpha}_1(t) + \bar{\alpha}_2(t)) \varsigma(T_s) \rightarrow 0,$$

$$\Delta_1(T_s) = \int_0^t e^{A_m(t-\xi)} \sigma(iT_s) d\xi \leq \int_0^{T_s} e^{A_m(T_s-\xi)} d\xi,$$

$$\sigma(iT_s) \leq \|(I - e^{A_m T_s}) A_m^{-1}\|_{\infty} (B_{\varepsilon} \rho_u + L_{\rho_r} \rho_r + B_f).$$

当 $T_s \rightarrow 0$ 时,有 $\Delta_1(T_s) \rightarrow 0$,从而可得 $\lim_{T_s \rightarrow 0} \gamma_0(T_s) = 0$.

L_1 自适应控制器由状态观测器自适应律以及控制律构成,分别定义如下:

状态观测器

$$\dot{\hat{\omega}}(t) =$$

$$A_m \hat{\omega}(t) + B_0 \left(u_a - K_1 \int_0^t \Omega_e d\xi - K_2 \Omega \right) + \hat{\sigma}(t),$$

$$\hat{y}(t) = C \hat{\omega}, \quad C = I_{3 \times 3}. \quad (24)$$

自适应律

$$\hat{\sigma}(t) = \hat{\sigma}(jT_s), \quad t \in [jT_s, (j+1)T_s],$$

$$\hat{\sigma}(jT_s) = (I - e^{A_m T_s})^{-1} A_m e^{A_m T_s} \tilde{\omega}(jT_s). \quad (25)$$

控制律

$$u_a(s) = -KD(s)(u_a(s) + \hat{\eta}_1(s) - k_g \omega_d). \quad (26)$$

其中

$$\hat{\eta}_1(s) = \phi(s)\hat{\eta}(s), \phi(s) = \frac{c^T(sI - A_m)^{-1}}{c^T(sI - A_m)^{-1}B_0},$$

$\hat{\eta}(s)$ 为 $\sigma(t)$ 的拉普拉斯变换.

由式(24)~(26)定义的控制器的需要满足式(21)和(22)的 L_1 条件. 由式(20)和(24)可得系统的误差动力学方程为

$$\dot{\tilde{\omega}}(t) = A_m\tilde{\omega}(t) + \hat{\sigma}(t) - \sigma(t), \quad (27)$$

其中 $\tilde{\omega} = \hat{\omega}(t) - \omega(t)$. 下面给出误差动力学边界.

如果自适应律的选取满足 $\gamma_0(T_s) < \bar{\gamma}_0, \bar{\gamma}_0$ 为 $\gamma_0(T_s)$ 的上界, 考虑系统(20)以及通过式(24)~(26)定义并满足 L_1 条件的控制器, 如果

$$\|\omega_\tau\|_{L_\infty} \leq \rho, \|u_{a\tau}\|_{L_\infty} \leq \rho_u, \quad (28)$$

则有

$$\|\tilde{\omega}_\tau\|_{L_\infty} < \bar{\gamma}_0. \quad (29)$$

对式(29)进行证明. 由误差动力学方程(27)有

$$\begin{aligned} \tilde{\omega}(iT_s + t) = & e^{A_m t}\tilde{\omega}(iT_s) + \int_{iT_s}^{iT_s+t} e^{A_m(iT_s+t-\xi)}\tilde{\sigma}(iT_s)d\xi. \end{aligned} \quad (30)$$

将上式改写为

$$\tilde{\omega}(iT_s + t) = e^{A_m t}\tilde{\omega}(iT_s) + \int_0^t e^{A_m(t-\xi)}\tilde{\sigma}(iT_s)d\xi. \quad (31)$$

首先证明

$$\|\tilde{\omega}(iT_s)\|_2 \leq \varsigma(T_s), \forall iT_s < \tau. \quad (32)$$

由于 $\tilde{\omega}(0) = 0$, 可知 $\|\tilde{\omega}(0)\|_2 < \varsigma(T_s)$.

接下来考虑 $[jT_s, (j+1)T_s]$ 时间区间, 其中 $(j+1)T_s < \tau$. 将自适应律(25)代入(31)有

$$\begin{aligned} \tilde{\omega}(jT_s + T_s) = & e^{A_m T_s}\tilde{\omega}(jT_s) + \int_0^{T_s} e^{A_m(T_s-\xi)}\hat{\sigma}(jT_s)d\xi - \\ & \int_0^{T_s} e^{A_m(T_s-\xi)}\sigma(jT_s)d\xi, \end{aligned} \quad (33)$$

$$\tilde{\omega}((j+1)T_s) = - \int_0^{T_s} e^{A_m(T_s-\xi)}\sigma(jT_s)d\xi. \quad (34)$$

从而有

$$\begin{aligned} \|\tilde{\omega}(j+1)T_s\|_2 \leq & \|\sigma(jT_s)\|_{L_\infty} \left\| e^{A_m T_s} \int_0^{T_s} e^{-A_m \xi} d\xi \right\|_2 \leq \\ & (B_\varepsilon \rho_u + L_{\rho_r} \rho_r + B_f) \left\| e^{A_m T_s} \int_0^{T_s} e^{-A_m \xi} d\xi \right\|_2 = \\ & \|I - e^{A_m T_s} A_m^{-1}\|_2 (B_\varepsilon \rho_u + L_{\rho_r} \rho_r + B_f). \end{aligned} \quad (35)$$

式(32)得证.

接着, 对于 $iT_s + t \leq \tau$, 其中 $t \in (0, T_s]$, 根据误差动力学有

$$\begin{aligned} \tilde{\omega}(iT_s + t) = & e^{A_m t}\tilde{\omega}(iT_s) + \int_0^t e^{A_m(t-\xi)}\hat{\sigma}(iT_s)d\xi - \\ & \int_0^t e^{A_m(t-\xi)}\sigma(iT_s)d\xi, \end{aligned} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} \|\tilde{\omega}(iT_s + t)\| \leq & \alpha_1(t)\|\tilde{\omega}(iT_s)\|_2 + \alpha_2(t)\|\tilde{\omega}(iT_s)\|_2 + \Delta_1(T_s) = \\ & \gamma_0(T_s). \end{aligned} \quad (37)$$

对于所有的 $iT_s + \bar{t} \leq \tau$, 利用式(32)有

$$\begin{aligned} \|\tilde{\omega}(iT_s + t)\| \leq & (\bar{\alpha}_1(t) + \bar{\alpha}_2(t))\varsigma(T_s) + \Delta_1(T_s) = \gamma_0(T_s). \end{aligned} \quad (38)$$

从而, 对于所有的 $t \in [0, \tau]$, 有 $\|\omega(t)\|_2 \leq \gamma_0(T_s)$, 可得

$$\|\tilde{\omega}(t)\| \leq \bar{\gamma}_0, \forall t \in [0, \tau], \quad (39)$$

即 $\|\tilde{\omega}_\tau\| \leq \bar{\gamma}_0$.

接下来, 进行系统瞬态响应分析. 定义参考系统如下:

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_{\text{ref}} = & A_m \omega_{\text{ref}} + B_0(u_{\text{aref}} + u_{\text{bref}}) + \sigma(t, \omega_{\text{ref}}(t)), \\ u_{\text{bref}} = & -K_1 \int \Omega_e dt - K_2 \Omega - K_3 \omega, \\ u_{\text{aref}} = & C(s)(k_g \omega_d - \phi(s)\eta_{\text{ref}}(s)), \\ u_{\text{ref}}(s) = & u_{\text{aref}}(s) + u_{\text{bref}}(s), \end{aligned} \quad (40)$$

其中 $\eta_{\text{ref}}(s)$ 是 $\sigma(t, \omega_{\text{ref}}(t))$ 的拉普拉斯变换. 接下来给出闭环参考系统的稳定性证明.

对于式(40)定义的闭环参考系统, K 和 $D(s)$ 的选取满足式(21)和(22)定义的 L_1 条件, 如果 $\|\omega_0\|_\infty \leq \rho_0$, 则

$$\|\omega_{\text{ref}\tau}\| < \rho_r, \quad (41)$$

$$\|u_{\text{aref}\tau}\| < \rho_{ur}. \quad (42)$$

首先证明式(42). 由式(40)可得

$$\begin{aligned} \|u_{\text{aref}\tau}\| \leq & \|C(s)k_g \omega_d\|_{L_\infty} + \|K_2\|_\infty \|\Omega\|_{L_\infty} + \|K_1\|_\infty C_i + \\ & \|C(s)\phi(s)\|_{L_1} (B_\varepsilon \|u_{\text{aref}\tau}\| + L_{\rho_r} \rho_r + B_f). \end{aligned} \quad (43)$$

将 L_1 条件(22)代入式(43)有

$$\begin{aligned} \|u_{\text{aref}\tau}\| < & \frac{\|C(s)k_g \omega_d\|_{L_\infty} + \|K_2\|_\infty \|\Omega\|_{L_\infty} + \|K_1\|_\infty C_i + \|C(s)\phi(s)\|_{L_1} (L_{\rho_r} \rho_r + B_f)}{\|I - C(s)\phi(s)\|_{L_1} B_\varepsilon} = \rho_{ur}, \end{aligned} \quad (44)$$

从而可知式(42)成立.

接下来证明式(41). 由假设1~假设3可知

$$\|\eta_{\text{ref}\tau}\|_{L_\infty} \leq B_\varepsilon \rho_{ur} + L_{\rho_r} \rho_r + B_f,$$

对于所有的 $t \in [0, \tau]$, 有

$$\begin{aligned} \|\omega_{\text{ref}_r}\| &\leq \|G(s)\|_{L_1}(B_\varepsilon \rho_{ur} + L_{\rho_r} \rho_r + B_f) + \\ &\|H(s)C(s)\|_{L_1} \|k_g\|_\infty \|\omega_d\|_{L_\infty} + \\ &\|H(s)\|_{L_1} \|K_1\|_\infty \left\| \int_0^{\tau_1} \Omega_e d\tau_1 \right\|_{L_\infty} + \\ &\|H(s)\|_{L_1} \|K_2\|_\infty \|\Omega\|_{L_\infty} + \|\omega_{\text{in}}(s)\|_{L_\infty}. \end{aligned} \quad (45)$$

假设不等式(41)不成立,首先 $\|\omega_{\text{ref}}(0)\| = \|\omega_0\| \leq \rho_0 < \rho_r$,因为 $\omega_{\text{ref}}(t)$ 是连续的,所以存在 $\tau_1 \in [0, \tau]$ 使得 $\|\omega_{\text{ref}}(t)\|_\infty < \rho_r, \forall t \in [0, \tau_1)$,以及 $\|\omega_{\text{ref}}(\tau_1)\|_\infty = \rho_r$,即 $\|\omega_{\text{ref}_{\tau_1}}\| = \rho_r$.

将 L_1 条件(21)代入式(43),有 $\|\omega_{\text{ref}_r}\| < \rho_r$,与上述假设矛盾,从而有 $\|\omega_{\text{ref}}\|_{L_\infty} < \rho_r$.

此外,如果闭环参考系统满足

$$\|\omega_0\|_\infty \leq \rho_0,$$

则有

$$\|\omega_{\text{ref}} - \omega\|_{L_\infty} \leq \gamma_1, \quad \|u_{\text{aref}} - u_a\|_{L_\infty} \leq \gamma_2.$$

其中

$$\rho \triangleq \rho_r + \bar{\gamma}_1, \quad \rho_u \triangleq \rho_{ur} + \bar{\gamma}_2;$$

$$\gamma_1 \triangleq \|H_1(s) - H(s)C(s)\phi(s)H_1^{-1}(s)\|_{L_1} \bar{\gamma}_0 + \beta,$$

$$\gamma_2 \triangleq \|C(s)(k_g \omega_d - \phi(s)H_1^{-1}(s))\|_{L_\infty} \bar{\gamma}_0,$$

β 为任意小的正常数,且有

$$\gamma_1 \leq \bar{\gamma}_1, \quad \gamma_2 \leq \bar{\gamma}_2.$$

3 仿真与分析

在本节中,通过不同的仿真科目对控制器性能进行验证和分析.尽管在控制器设计过程中利用了平衡点处线性化的模型,但在仿真验证中使用非线性的运动学和动力学模型,仿真初始条件设置如下:

$$[\phi, \theta, \psi] = [0, 0, 0]^\circ, \quad [p, q, r] = [0, 0, 0]^\circ/\text{s},$$

$$[\hat{p}, \hat{q}, \hat{r}] = [0, 0, 0]^\circ/\text{s}, \quad [T_1, T_2] = [4, 4] \text{N},$$

$$[\delta_{e1}, \delta_{e2}] = [-10, -10]^\circ, \quad [\alpha, \beta] = [0, 0]^\circ.$$

由表2的飞行器气动参数可知,在 0° 攻角时存在负的俯仰力矩,为防止仿真初始时刻出现较大的俯仰角偏差,因而引入 -10° 的初始配平舵量.舵机和舵面近似为一个 $1/(0.03s+1)$ 的一阶模型加15ms的延迟环节.电机近似为一个 $1/(0.02s+1)$ 的一阶模型加10ms的延迟环节^[17].

3.1 控制器参数对于系统时延裕度的影响

MIMO系统很难采用类似SISO系统的幅值以及相角裕度来界定系统的鲁棒性,因此这里使用系统输入处的时延裕度进行鲁棒性分析.考虑到飞控硬件有限的运算能力、传感器的离散采样、数据融合动力学以及作动器死区等因素都会给系统输入处带来时延,如果所设计的控制系统时延裕度较小,轻则飞行

器姿态存在抖动现象,重则飞行器姿态直接发散.因此,分析控制器参数对于系统时延裕度的影响就显得非常重要.

从RSLQR架构的最优函数 J 可以看出, Q 惩罚系统状态, R 惩罚系统输入.同时仿真发现, R 矩阵参数对系统输入处的时延裕度更敏感.因此,讨论在 Q 矩阵参数确定的情况下, R 矩阵参数变化对系统时延裕度的影响.通过多次尝试,将 Q 矩阵最终确定为

$$Q = \begin{bmatrix} 0.2I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0.01I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0.001I_{3 \times 3} \end{bmatrix}.$$

同时,由 L_1 自适应控制理论可知,通过降低系统输入处低通滤波器的带宽,可获得更大的时延裕度,但会造成系统性能下降.相反,增大低通滤波器带宽,则会以牺牲鲁棒性为代价提高闭环系统性能.

这里以输出响应接近临界稳定,即输出接近等幅震荡作为系统时延裕度的判断标准.通过不同的 R 矩阵参数与低通滤波器参数,给出系统时延裕度与控制器参数的关系如表3所示.其中反应低通滤波器的传递函数及参数分别取为 $D(s) = \frac{1}{s} \cdot I_{3 \times 3}$ 和 $K = k \cdot I_{3 \times 3}$.

表3 不同控制器参数下系统的时延裕度 单位:ms

| R 矩阵 | RSLQR 时延裕度 | RSLQR+ L_1 时延裕度 | | |
|----------------------|---------------|-------------------|--------|--------|
| | | $k=5$ | $k=10$ | $k=15$ |
| $0.1I_{3 \times 3}$ | 102 | 58 | 41 | 32 |
| $0.05I_{3 \times 3}$ | 77 | 48 | 33 | 25 |

从表3可以看出,在 Q 矩阵一定的情况下,增大 R 矩阵参数或减小体现低通滤波器带宽的参数 k ,都能有效提高系统的时延裕度.同时可以看出,加入 L_1 自适应控制器后,出现了系统时延裕度的下降,这是合理的,因为 L_1 自适应控制器的补偿作用提升了系统性能,不可避免地给系统带来了鲁棒性的牺牲.此外,表3的价值还在于为实际算法实现过程的调参提供了定量指导.

3.2 不同仿真科目下的系统性能分析

在下面所进行的不同科目的仿真实验中, Q 矩阵的选取与3.1节保持一致, $R = 0.05I_{3 \times 3}, k = 10, T_s = 0.001, D(s) = \frac{1}{s} \cdot I_{3 \times 3}$.在所有的仿真科目验证中,无重新调参工作.

3.2.1 无额外干扰

在本仿真中,不考虑额外扰动,飞行器只受到螺旋桨滑流引入的全机力矩作用,仿真分两个阶段:

1) $t \in [0, 15] \text{ s}$, RSLQR控制器;

2) $t \in [15, 30] \text{ s}$, RSLQR+ L_1 自适应控制器.

图3给出了三轴欧拉角的跟随情况,虚线为指令值,实线为响应值。

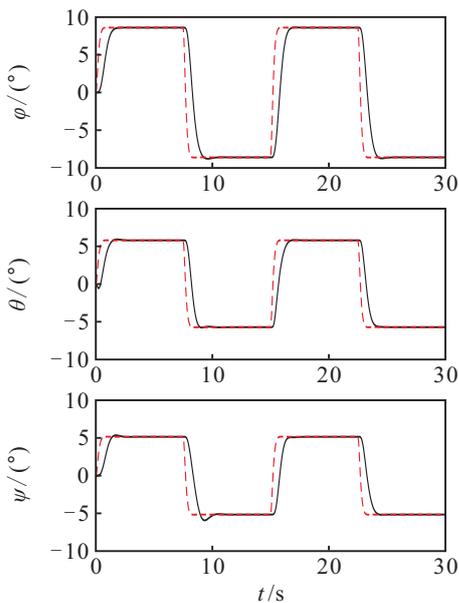


图3 无额外干扰下的欧拉角响应

可以看出,无论是单独使用RSLQR控制器或组合使用RSLQR+ L_1 自适应控制器,在扰动较小,即只有全机气动力矩的作用时,系统都表现出了较好的性能。但对于偏航角 ψ ,在10s附近,单独使用RSLQR控制器会使系统出现较小的超调,而在15s之后,将 L_1 自适应控制器加入后,消除了该超调,进一步提升了系统性能。

3.2.2 三轴正弦干扰力矩及风场干扰

在本仿真中,引入额外扰动对控制系统性能进行测试,其中三轴正弦干扰力矩取为 $0.05\sin t \text{ N} \cdot \text{m}$ 。仿真分为4个阶段:

- 1) $t \in [0, 15] \text{ s}$, 只有正弦干扰力矩, RSLQR;
- 2) $t \in [15, 30] \text{ s}$, 只有正弦干扰力矩, RSLQR+ L_1 ;
- 3) $t \in [30, 45] \text{ s}$, 只有风场干扰, RSLQR;
- 4) $t \in [45, 60] \text{ s}$, 只有风场干扰, RSLQR+ L_1 。

此外,分别在 $[0, 30] \text{ s}$ 的正弦干扰力矩以及 $[30, 60] \text{ s}$ 的风场干扰环境下引入PID对比实验。

风场的建立基于Matlab/Simulink 突风及紊流模型^[18],其中风场导致的飞行器攻角及侧滑角变化如图4所示。

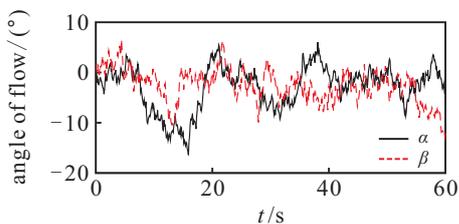


图4 风场导致的攻角及侧滑角变化

三轴欧拉角随时间的变化如图5所示,虚线为期望值,实线为4个阶段的响应值,点划线为PID分别在 $[0, 30] \text{ s}$ 和 $[30, 60] \text{ s}$ 两个不同仿真环境下的对比实验响应值。

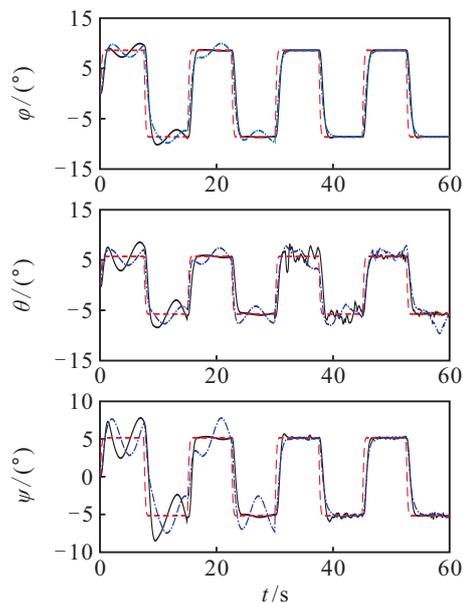


图5 干扰下的欧拉角响应

由图5可以看出,在 $0 \text{ s} \sim 15 \text{ s}$ 及 $30 \text{ s} \sim 45 \text{ s}$ 的时间区间,无论是存在三轴正弦干扰力矩或是风场干扰,单纯依赖RSLQR控制器,都会导致系统性能出现明显下降。滚转角和偏航角在风场干扰下性能下降较小的原因与所建立的气动模型及飞行器三轴转动惯量大小有关,横航向的气动系数相比于纵向气动系数要小,使得这两个方向存在的干扰力矩较小。在 $15 \text{ s} \sim 30 \text{ s}$ 以及 $45 \text{ s} \sim 60 \text{ s}$ 的区间,加入 L_1 自适应控制器后,系统的性能得到了很大的改善,整个欧拉角的波动得到了明显的抑制。这也说明了针对某一平衡状态设计的RSLQR控制器,一旦存在较大干扰将其拉离平衡点较远后,系统的性能就很难得到保障,需要 L_1 自适应控制器进行补偿,以使系统性能得到恢复。此外,从与PID的仿真对比实验也可以看出,无论是在正弦干扰或者风场干扰影响下,本文所提出的RSLQR+ L_1 控制系统都具有更好的扰动抑制能力。

3.2.3 舵面失效、气动参数及转动惯量不确定

在本仿真中,分别通过模拟舵面失效、气动参数以及转动惯量不确定来验证所设计控制器的性能。仿真分为如下4个阶段:

- 1) $t \in [0, 15] \text{ s}$, 无不确定及舵面失效;
- 2) $t \in [15, 60] \text{ s}$, 升降舵1出现舵面失效,只响应65%的指令,且最大舵偏被限制为 $\pm 16.25^\circ$;
- 3) $t \in [32, 43] \text{ s}$, 总的俯仰力矩系数 C_m 存在不确定,分别在32s和43s加上和减去 -0.02 ,即存在两次

参数的跳变;

4) $t \in [45, 60]$ s, 三轴转动惯量同时增大 50%, 即变为 $[0.0375, 0, 0; 0, 0.0105, 0; 0, 0, 0.033]$.

图6为舵量随时间的变化曲线, 实线为舵量的期望值, 虚线为实际值. 图7为不确定因素下的欧拉角响应, 虚线为期望指令值, 实线为响应值. 从图6可以看出, 在升降舵未出现失效的前 15 s, 算法给出的期望出舵量和实际出舵量是一致的; 在 $t = 15$ s 时刻, 当一号舵出现舵面失效后, 算法为了补偿舵面失效带来的影响, 计算出了一个更大的出舵量, 以保证与舵面失效前一致的控制效果, 而未出现舵面失效的二号舵则在整个过程中, 保持着期望值与实际值的一致. 同时, 从图7中 $t = 15$ s 时的响应可以看出, 虽然俯仰角和偏航角出现了短暂的性能下降, 即存在一定的超调, 但在 1 s 之内, 通过自适应算法的补偿很快使其性能得到了恢复. 此外, 由于控制器的及时补偿, 32 s ~ 43 s 内的俯仰力矩系数变化以及 45 s 之后的飞行器转动惯量不确定, 都将不确定带来的影响控制在最小.

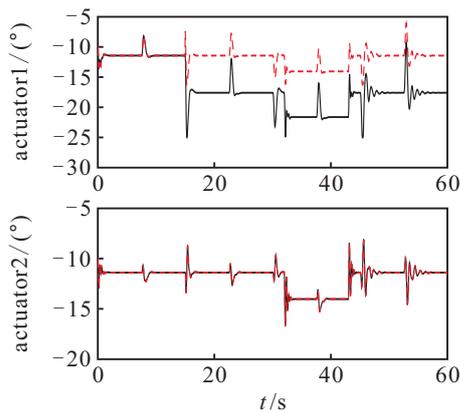


图6 舵量随时间变化曲线

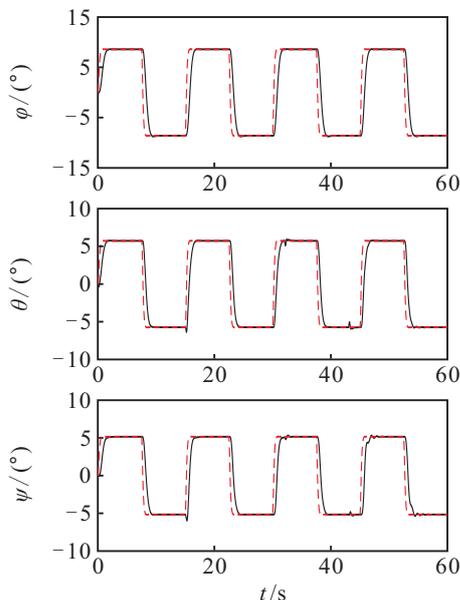


图7 不确定因素下的欧拉角响应

3.2.4 硬件性能有限下的ESO补偿

在本仿真中, 讨论硬件性能有限且存在正弦干扰时系统的输出响应, 并提出一种基于ESO(扩张状态观测器)的补偿方法. 从 L_1 自适应控制的架构可以看出, 系统的性能在一定程度上依赖于控制算法的运行频率, 理论上希望运行频率尽量高, 即算法运行的时间间隔 T_s 尽量小, 但实际上 T_s 受限于飞控硬件CPU的运算能力以及传感器的采样率, 虽然飞控算法使用的是各传感器数据融合的结果, 但传感器的采样率直接影响了数据融合结果的刷新率. 考虑到ESO在采样率较低时仍具有较快的估计速度和良好的估计结果, 为系统引入ESO来弥补 L_1 自适应控制器在 T_s 较大情况下出现性能下降的不足. 基于如上考虑, 建立如下扩张状态观测器:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = z_1 - \Omega, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e_1, \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 e_1 + B_0(u_a + u_b), \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 e_1, \end{cases} \quad (46)$$

其中 z_1, z_2, z_3 分别为对 $\Omega(t), \omega(t)$ 及式(20)中 $\sigma(t)$ 的估计, 这里的补偿主要是利用 $\sigma(t)$ 的估计结果.

根据高志强给出的确定线性扩张状态观测器参数的方法^[19], 选取 $\beta_1 = 3 \times 20, \beta_2 = 3 \times 20^2, \beta_3 = 20^3$. 仿真条件如下:

1) 在 $t = 0$ s 时, 给俯仰通道引入 $0.1 \sin t$ N · m 的正弦干扰力矩;

2) 在 $t = 0$ s 时, 设置 $T_s = 0.002$ s, 在 $t = 15$ s 时, 设置 $T_s = 0.02$ s, 并在 $t = 30$ s 时, 给控制系统加入扩张状态观测器的补偿, 其中扩张状态观测器的采样时间设置为 $T_s = 0.02$ s.

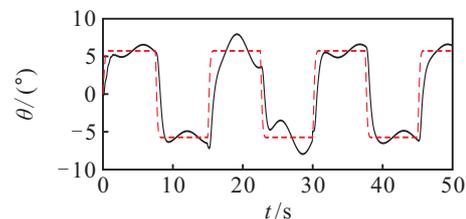


图8 ESO补偿下的系统性能

从图8中 0 s ~ 15 s 的仿真结果可以看出, 在飞控硬件运算能力及传感器采样率较高时 ($T_s = 0.002$ s), 所设计的飞控系统对扰动有良好的抑制能力; 但在 15 s 时, 主动改变 T_s 数值为 $T_s = 0.02$ s, 意味着此时具有较低性能的CPU运算能力以及传感器采样率, 从响应结果可以看出系统的性能出现了比较明显的下降, 出现了更大的超调; 接着, 在 30 s 时加入扩张状态观测器ESO, 可以看出系统性能得到了恢复, 几乎达

到了与 $T_s = 0.002$ 时一致的性能. 因此, 引入的 ESO 达成了改善性能的理想, 为 L_1 自适应控制器在性能较低硬件上的应用提供了思路.

4 试飞测试

用于算法测试的飞控硬件, 处理器采用 STM32F427, 主频为 180 MHz, 姿态控制算法实际运行频率约为 250 Hz. 图 9 给出了超过 2 min 的飞行过程中, 滚转角和俯仰角的指令跟随情况, 虚线为实际响应值, 实线为期望指令值. 在绝大多数情况下, 滚转角存在小于 1° 的偏差, 俯仰角存在小于 2° 的偏差, 同时滚转角具有相比于俯仰角更快的响应速度, 主要原因在于通过电机控制的滚转角比通过舵面控制的俯仰角具有更大的控制带宽, 从而带来了更好的指令跟随, 总体响应时间与仿真结果基本保持一致. 此外, 从图 9 也可以看出, 在一些较极端的指令下, 即很短时间内很大的期望角度, 存在不太好的指令跟随, 这一点从俯仰角跟随上反应的比较明显, 主要原因还在于作动器带宽有限, 很难或无法跟随过于极端的指令. 图 10 和图 11 分别给出了飞行过程中, 平滑处理后和未平滑处理的对不确定和扰动的估计 $\sigma(t)$, 这里的估计主要包含转动惯量的不确定、气动模型的不确定以及作动器的输出不确定.

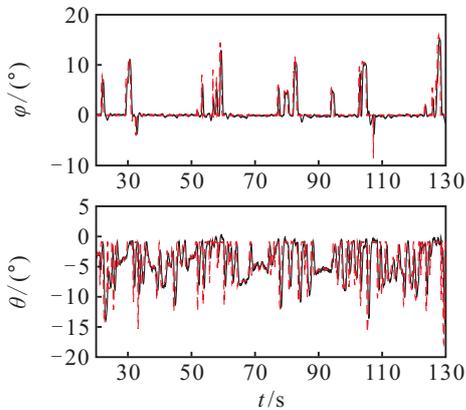


图 9 欧拉角跟随

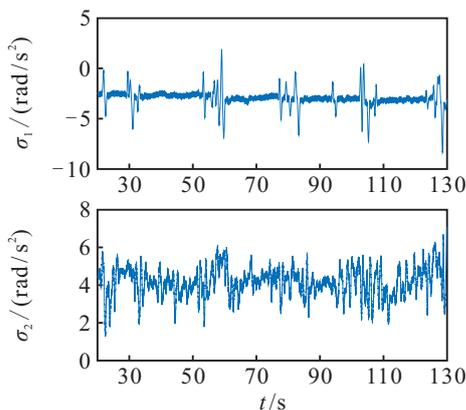


图 10 平滑处理后的 $\sigma(t)$ 估计

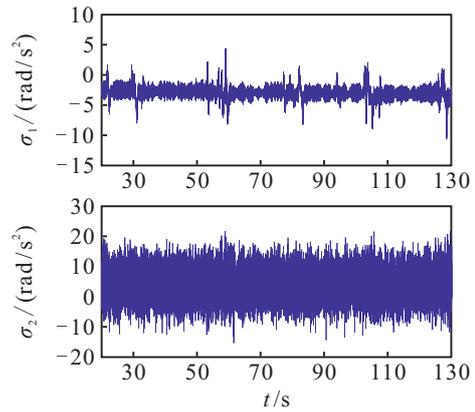


图 11 未平滑处理的原始 $\sigma(t)$ 估计

图 12 分别给出了两个电机和两个控制面 PWM 随时间的变化图, 可以看出, 用于控制姿态的电机整体转速改变较为柔和, 未出现电机转速的较大突变. 相比于电机, 控制面的 PWM 变化范围更大, 也在一定程度上说明了滑流作用下舵面有限的操纵能力. 此外, 从图 12 可以看出, 电机和控制面的两个作动器分别存在约 50 和 100 的 PWM 偏差, 主要原因为作动器存在安装误差, 很难精确保证完全对称安装.

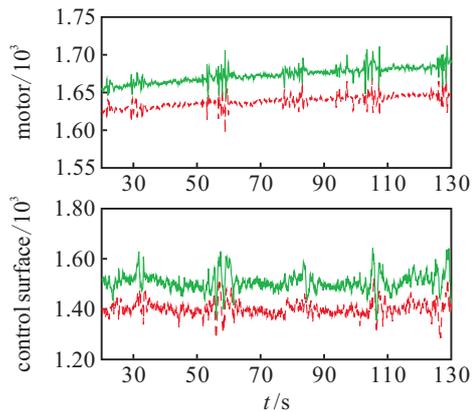


图 12 作动器 PWM 时间历程图

5 结论

本文针对一款飞翼布局的尾坐式垂直起降飞行器进行了悬停阶段的姿态控制研究, 根据悬停状态点附近线性化的数学模型, 基于鲁棒伺服思想, 设计了 RSLQR 控制器. 同时考虑到较大偏差存在下, RSLQR 控制器性能的下降, 提出使用 L_1 自适应控制器进行补偿, 以使飞行器能尽量在平衡点附近较大的范围内工作.

分别通过不同的仿真科目, 包括三轴正弦干扰力矩、风场干扰、作动器失效、气动参数不确定、系统输入矩阵即飞行器三轴转动惯量的不确定等不同因素的影响, 验证了所设计控制器对于扰动和不确定具有良好的补偿能力. 同时考虑到硬件性能有限时, 控制系统跟踪能力的下降, 提出了一种基于 ESO 的

补偿方法,在一定程度上使系统性能得到了恢复.此外,通过实际的悬停飞行测试结果也可以看出,所设计控制器能够对不确定进行补偿,以保证良好的指令跟踪,同时实际飞行中的指令跟随速度与仿真结果基本保持了一致.

参考文献(References)

- [1] 秦雷, 谢晓瑛, 李君龙. MEMS技术发展现状及未来发展趋势[J]. 现代防御技术, 2017, 45(4): 1-5.
(Qin L, Xie X Y, Li J L. Development status and future development trend of MEMS technology[J]. Modern Defence Technology, 2017, 45(4): 1-5.)
- [2] Verling S, Weibel B, Boosfeld M, et al. Full attitude control of a VTOL tailsitter UAV[C]. IEEE International Conference on Robotics and Automation. Stockholm: IEEE, 2016: 3006-3012.
- [3] Zhang F, Lyu X, Wang Y, et al. Modeling and flight control simulation of a quadrotor tailsitter VTOL UAV[C]. AIAA Modeling and Simulation Technologies Conference. Texas: AIAA, 2017-1561.
- [4] Ritz R, D'Andrea R. A global controller for flying wing tailsitter vehicles[C]. IEEE International Conference on Robotics and Automation. Singapore: IEEE, 2017: 2731-2738.
- [5] Li B Y, Zhou W, Sun J X, et al. Model predictive control for path tracking of a VTOL tailsitter UAV in an HIL simulation environment[C]. AIAA Modeling and Simulation Technologies Conference. Kissimmee: AIAA, 2018-1919.
- [6] Miyazaki K, Tsubakino D. Nonlinear hovering control laws for small vectored-thrust tail-sitter UAVs[C]. IEEE Conference on Control Technology and Applications. Kohala Coast: IEEE, 2017: 2102-2107.
- [7] Davison E, Copeland B. Gain margin and time lag tolerance constraints applied to the stabilization problem and robust servomechanism problem[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1985, 30(3): 229-239.
- [8] 段镇. 无人机鲁棒伺服LQR飞行控制律设计[J]. 计算机测量与控制, 2015, 23(8): 2713-2715.
(Duan Z. Robust servo LQR flight control law design of UAV[J]. Computer Measurement & Control, 2015, 23(8): 2713-2715.)
- [9] 陈威, 徐浩军, 王小龙, 等. 基于鲁棒伺服LQR的结冰飞机纵向控制律重构方法[J]. 航空学报, 2017, 38(1): 120-129.
(Chen W, Xu H J, Wang X L, et al. Reconfigurable control methods of icing aircraft longitudinal motion based on robust servo LQR[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2017, 38(1): 120-129.)
- [10] Mohamed E, Lin Y. Autopilot design based on robust LQR approach[C]. The 28th Control and Decision Conference. Yinchuan: IEEE, 2016: 769-773.
- [11] Kharisov E, Hovakimyan N, Åström K. Comparison of several adaptive controllers according to their robustness metrics[C]. AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference. Toronto: AIAA, 2010: 804.
- [12] Cao Chengyu, Hovakimyan N. Design and Analysis of a Novel L_1 adaptive control architecture with guaranteed transient performance[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2008, 53(2): 586-591.
- [13] Vanness J, Kharisov E, Hovakimyan N. L_1 adaptive control with proportional adaptation law[C]. American Control Conference. Montreal: IEEE, 2012: 1919-1924.
- [14] Ma L, Duan C, Zhang G. Air-to-air missile bank-to-turn autopilot based on L_1 adaptive control[C]. The 29th Chinese Control and Decision Conference. Chongqing: IEEE, 2017: 5131-5136.
- [15] Xu Chenyuan, Lin Qing, Dong Pengcheng, et al. Design of the UAV normal acceleration RSLQR- L_1 controller[C]. The 29th Chinese Control and Decision Conference. Chongqing: IEEE, 2017: 5119-5123.
- [16] 尤金·拉夫烈茨基, 凯文·A·怀斯. 鲁棒自适应控制及其航空航天应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 2015: 36-42.
(Eugene Lavretsky, Kevin Wise A. Robust and adaptive control with aerospace applications[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2015: 36-42.)
- [17] Zhong J, Song B, Yang W, et al. Modeling and hover control of a dual-rotor tail-sitter unmanned aircraft[C]. Intelligent Robotics and Applications. Wuhan: Springer, 2017: 589-601.
- [18] MathWorks. Von Karman wind turbulence model (continuous)[EB/OL]. (2018-6-10)[2018-6-30]. https://ww2.mathworks.cn/help/aeroblks/discretewindgustmodel.html?s_tid=srchtitle.
- [19] 韩京清. 自抗扰控制技术——估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2016: 208-210.
(Han J Q. Active disturbance rejection control technique — The technique for estimating and compensating the uncertainties[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2016: 208-210.)

作者简介

钟京洋(1991—), 男, 博士生, 从事尾坐式垂直起降飞行器的建模与控制的研究, E-mail: zjynwpu@mail.nwpu.edu.cn;

宋笔锋(1963—), 男, 教授, 博士生导师, 从事飞机多学科设计优化与顶层决策技术、微型飞行器设计等研究, E-mail: sbf@nwpu.edu.cn.

(责任编辑: 齐 粟)