

基于 L1 自适应控制的四旋翼无人机姿态控制

黄天鹏, 刘小雄, 马青原, 张永杰

(西北工业大学 自动化学院, 西安 710072)

摘要: 针对四旋翼无人机模型中存在非线性因素和不确定干扰的姿态控制问题, 采用基于投影算子的 L1 自适应控制方法进行四旋翼无人机姿态控制律设计; 首先根据四旋翼无人机运动原理建立多入多出的非线性姿态运动模型, 然后针对模型中存在的陀螺力矩干扰、质量分布不均引起的力矩干扰、环境干扰和自身非线性影响, 设计 L1 自适应控制器, 分析了系统的鲁棒性能; 仿真结果表明了控制系统在满足良好动态性能的同时能够保证良好的鲁棒性。

关键词: L1 自适应控制; 四旋翼姿态控制; 投影算子; 鲁棒性

Attitude Controller of Quadrotor Based on L1 Adaptive Control

Huang Tianpeng, Liu Xiaoxiong, Ma Qingyuan, Zhang Yongjie

(College of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: L1 adaptive control laws to the attitude control of quadrotor is proposed in the presence of nonlinear factors and uncertain interference. The multi-input multi-output nonlinear attitude model is set up firstly according to the principle of quadrotor UAVs, and then design L1 adaptive controller for angular rate control according to gyroscopic moments, uncertainty in the moment of inertia due to imprecise knowledge of mass distribution, the disturbance of the environment and the nonlinear influence in models. The projection operator is used to ensure the bounds of the estimated parameters, a method of estimating the unknown parameter robustness of system is proposed. The simulation results show that the control system can satisfy good dynamic performance with guaranteed good robustness.

Keywords: L1 adaptive control; attitude control of quadrotor; projection operator; robustness

0 引言

近年来四旋翼无人机成为航空领域的一大研究热点, 由于四旋翼无人机优异的垂直起降和低成本特性, 使其在军事、公共安全、政府应急救援指挥以及民用航拍、农业植保等领域具有广泛用途。但是四旋翼无人机作为典型的欠驱动非线性系统, 其位置控制是通过姿态控制实现的, 并且所有的运动都建立在对 4 个电机的控制基础上, 因此四旋翼无人机的姿态控制至关重要。由于四旋翼无人机在飞行中受到环境干扰, 自身电机高速转动引起的陀螺力矩, 存在的电机未建模动态, 旋翼叶片之间的气动干扰和由于质量分布不均引起的未知惯性力矩干扰, 使得依赖精确建模的传统控制方法^[1-3]在实际中难以达到四旋翼的控制要求^[4-5]; 虽然普通的自适应控制可以达到在控制信号中补偿未知影响的效果, 但是快速自适应会导致系统控制量的高频振荡, 这样的高频控制信号在实际中不可实现, 并且对系统鲁棒性造成严重影响^[6]。

针对以上问题, 本文采用 L1 自适应控制理论^[7]进行四旋翼无人机的姿态控制律设计, 达到在快速自适应的同时保证系统鲁棒性的性能要求^[8-9]。L1 自适应控制理论通过在控制信号中引入低通滤波器, 在低通带宽内补偿模型的不确定干扰; 通过

采用投影算子自适应律来保证估计参数的有界性, 由于将快速自适应与鲁棒性解耦, 因此可以在硬件限制范围内任意提高自适应的快速性来达到系统需要的动态性能而又不失系统的稳定性^[10]。本文主要讲述了针对“X”型四旋翼无人机的非线性模型设计 L1 自适应角速率控制器, 在此基础上设计 PID 控制器将姿态控制转化到内环的 L1 自适应角速率控制。分析了系统的稳定性和鲁棒性, 最后通过仿真说明了所设计 L1 自适应控制系统在满足快速动态性能的情况下仍然具备良好的鲁棒性。

1 四旋翼姿态运动模型建立

本文采用“X”型四旋翼无人机为研究对象, 根据其飞行控制原理, 4 个旋翼通过高速转动产生升力, 进而产生滚转力矩和俯仰力矩控制滚转角和俯仰角, 旋翼转动时产生的反扭矩控制偏航角, 当旋翼机身滚转角和俯仰角不为零时升力产生水平分力控制水平位置, 升力在重力反方向的分力控制垂直位置, 六个自由度的控制是通过调节 4 个旋翼的转速即旋翼产生的升力和反扭矩实现的。因此定义 U_1, U_2, U_3, U_4 为四旋翼无人机的高度、滚转、俯仰、偏航 4 个独立控制通道的控制输入:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{t1} + F_{t2} + F_{t3} + F_{t4} \\ -F_{t1} + F_{t2} + F_{t3} - F_{t4} \\ F_{t1} - F_{t2} + F_{t3} - F_{t4} \\ M_{d1} + M_{d2} - M_{d3} - M_{d4} \end{bmatrix} \quad (1)$$

由旋翼电机转速与产生力和力矩关系进一步有:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_T \sum_{i=1}^4 \omega_i^2 \\ C_T (-\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2) \\ C_T (\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2) \\ C_M (\omega_1^2 + \omega_2^2 - \omega_3^2 - \omega_4^2) \end{bmatrix} \quad (2)$$

收稿日期: 2017-06-28; 修回日期: 2017-07-25。

基金项目: 国家自然科学基金项目(61374032); 航空科学基金项目(20150753009)。

作者简介: 黄天鹏(1992-), 男, 甘肃天水人, 硕士研究生, 主要从事飞行控制方向的研究。

刘小雄(1973-), 男, 陕西周至人, 博士, 副教授, 主要从事飞行控制、编队控制、旋翼无人机导航控制方向的研究。

其中: C_T 为升力系数, C_M 为反扭矩系数, ω_i 为电机 i 的转速。四旋翼的姿态角与机体系的角速度之间有如下关系^[11]:

$$\begin{cases} \dot{\phi} = p + (q\sin\phi + r\cos\phi)\tan\theta \\ \dot{\theta} = q\cos\phi - r\sin\phi \\ \dot{\psi} = (q\sin\phi + r\cos\phi)/\cos\theta \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \dot{p} &= \frac{1}{I_x}[U_2 \frac{\sqrt{2}}{2}d + Jq\Omega_M + (I_y - I_z)qr] \\ \dot{q} &= \frac{1}{I_y}[U_3 \frac{\sqrt{2}}{2}d - Jp\Omega_M + (I_z - I_x)pr] \\ \dot{r} &= \frac{1}{I_z}[U_4 + (I_x - I_y)pq] \end{aligned} \quad (4)$$

其中: φ, θ, ψ 分别为滚转角、俯仰角和偏航角; p, q, r 分别为滚转角速率、俯仰角速率和偏航角速率; I_x, I_y, I_z 为四旋翼无人机绕 x, y, z 轴的转动惯量, J 为每个旋翼的转动惯量; d 为旋翼叶片中心到四旋翼无人机重心的距离; $\Omega_M = -\omega_1 - \omega_2 + \omega_3 + \omega_4$ 为由于电机差动产生的陀螺力矩转速。以上通过经典力学运动方程建立四旋翼无人机姿态运动模型, 为下面设计 L1 自适应控制器提供基础。

2 四旋翼 L1 自适应控制器结构

考虑与四旋翼模型相对应的非线性系统:

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}(t) &= \mathbf{A}_m \bar{x}(t) + \mathbf{B}_m(\omega u(t) + f(t, x(t))) \\ x(0) &= x_0 \\ y(t) &= \mathbf{C}^T x(t) \end{aligned} \quad (5)$$

其中: $x(t) \in R^n$ 是可测量的系统状态, $u(t) \in R^m$ 为系统的控制输入信号, \mathbf{A}_m 是 $n \times n$ 的赫尔维兹矩阵, $\mathbf{B}_m \in R^{n \times m}$ 和 $\mathbf{C} \in R^{n \times n}$ 是已知常数矩阵, $\omega \in R^{m \times m}$ 为未知常数对角矩阵, 包含了由于质量分布不均引起输入力矩干扰, $f(\cdot)$ 是未知非线性函数, 包含四旋翼模型的陀螺力矩干扰、与状态有关的非线性和外界干扰。

L1 自适应控制通过设计满足系统瞬态性能和稳态性能的状态观测器, 然后以观测状态和实际系统状态之间的误差作为快速自适应律的输入, 估计出系统的未知参数, 进而用估计参数构造控制信号, 去抵消在低通滤波器带宽范围内的不确定干扰, 使系统输出信号跟踪输入信号, L1 控制器的结构如图 1 所示。

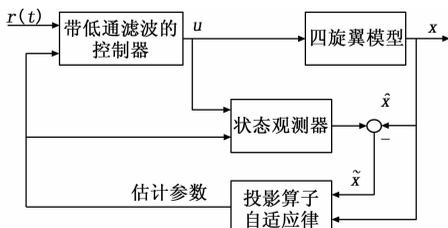


图 1 L1 自适应控制结构

2.1 状态观测器

根据被控对象模型设计如下状态观测器:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= \mathbf{A}_m \hat{x}(t) + \mathbf{B}_m(\hat{\omega} u(t) + \hat{\theta}(t) \|x(t)\|_\infty + \hat{\sigma}(t)) \\ \hat{x}(0) &= x_0 \\ y(t) &= \mathbf{C}^T \hat{x}(t) \end{aligned} \quad (6)$$

其中: $\hat{\omega} \in R^{m \times m}, \hat{\theta} \in R^m, \hat{\sigma} \in R^m$ 为自适应估计参数, $\|x(t)\|_\infty$ 为系统状态向量的无穷范数, 设状态估计量初始值

$\hat{x}(0)$ 为状态向量初始值 x_0 。

2.2 自适应律设计

由于自适应控制律中包含估计参数, 因此为了确保控制信号的有界性和可实现性, 必须保证在快速自适应估计参数的同时保证估计参数的有界性, 因此采用基于投影算子的自适应律, 避免估计参数漂移和保证系统较好的鲁棒性。设计基于投影算子的自适应律结构如下:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\omega}}_{ii}(t) &= \Gamma \text{Proj}(\hat{\omega}_{ii}(t), -(u(t)\hat{x}^T(t)PB_m)_{ii}), \hat{\omega}_{ii}(0) = \hat{\omega}_0 \\ \dot{\hat{\theta}}(t) &= \Gamma \text{Proj}(\hat{\theta}(t), -(\hat{x}^T(t)PB_m)^T \|x(t)\|_\infty), \hat{\theta}(0) = \hat{\theta}_0 \\ \dot{\hat{\sigma}}(t) &= \Gamma \text{Proj}(\hat{\sigma}(t), -(\hat{x}^T(t)PB_m)^T), \hat{\sigma}(0) = \hat{\sigma}_0 \end{aligned} \quad (7)$$

其中: 状态估计误差 $\hat{x}(t) = \hat{x}(t) - x(t)$, Γ 是自适应增益; $P = P^T > 0$ 是 Lyapunov 方程 $A_m^T P + PA_m = -Q$ 的解^[13]; Q 为任意对称正定矩阵; $\text{Proj}(\cdot, \cdot)$ 为投影算子, 保证估计值参数有界 $\hat{\theta}(t) \in \Theta \triangleq [-\theta_b, \theta_b], |\hat{\sigma}(t)| \leq \sigma_0$ 。

2.3 控制律

为了使被控对象的性能达到理想模型:

$$\begin{aligned} \dot{x}_m(t) &= \mathbf{A}_m x_m(t) + \mathbf{B}_m k_g r(t), x_m(0) = x_0 \\ y_m(t) &= \mathbf{C}^T x_m(t) \end{aligned} \quad (8)$$

在自适应律估计出未知参数后, 构造控制信号抵消系统的不确定性部分, 并且使系统跟踪上输入信号, 同时为了保证系统的鲁棒性^[14], 引入低通滤波器解决快速自适应导致的控制信号高频振荡的问题, 因此在控制信号中加入低通滤波器, 控制结构如下:

$$u(s) = -kD(s)(\hat{\eta}(s) - k_g r(s)) \quad (9)$$

其中:

$$\begin{aligned} \hat{\eta}(t) &= \hat{\omega}(t)u(t) + \hat{\theta}(t) \|x(t)\|_\infty + \hat{\sigma}(t) \\ k_g &= -(C^T A_m^{-1} B_m)^{-1} \\ C(s) &= \omega kD(s)(I + \omega kD(s))^{-1} \end{aligned} \quad (10)$$

3 四旋翼姿态控制律设计

基于以上分析, 设计 L1 自适应控制结构进行四旋翼姿态控制, 模型参数见表 1。

表 1 模型参数

参数	数值	单位
m	0.53	kg
d	0.232	m
I_x	6.228×10^{-3}	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
I_y	6.228×10^{-3}	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
I_z	1.121×10^{-2}	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
J	6×10^{-5}	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
C_l	3.13×10^{-5}	$\text{N} \cdot \text{s}^2$
C_m	7.5×10^{-7}	$\text{N} \cdot \text{s}^2$

3.1 L1 自适应控制器增益

将四旋翼参数带入模型方程中, 得到状态方程矩阵, 通过极点配置方法求解反馈增益矩阵为:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0.0249 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0249 & 0 \\ 0 & 0 & 0.056 \end{bmatrix}$$

从而求解出理想闭环系统 \mathbf{A}_m 和 \mathbf{B}_m 阵如下:

$$\mathbf{A}_m = \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 0 & 0 & -5 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_m = \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 160.57 & 0 & 0 \\ 0 & 160.57 & 0 \\ 0 & 0 & 89.21 \end{bmatrix}$$

极点配置后, 非线性函数向量为:

$$f(t, x) = \begin{bmatrix} Jq\Omega_M + (I_y - I_z)qr + K_{11}p \\ Jp\Omega_M + (I_z - I_x)pr + K_{22}q \\ (I_x - I_y)pq + K_{33}r \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中: K_{ii} 为反馈增益矩阵 \mathbf{K} 第 i 个对角线元素。

根据实际飞行状态, 四旋翼机体角速率最大值 3.5 rad/s, 电机转速最大值为 6000 rpm, 则陀螺力矩转速最大值为 $\Omega_{M\max} = 2513$ rad/s。根据以上物理量范围, 求得参数范围 $\theta_{bi} = 0.1$, 并取任意正常数 $\epsilon = 0.1$, 则 $\sigma_{bi} = 0.1$, 则投影算子边界为:

$$\Theta = [-0.1, 0.1], \Delta = [-0.1, 0.1]$$

则 $L = \max \|\theta\|_1 = 0.3$ 。由于质量分布不均引起的未知输入增益范围选取如下:

$$\omega_{11} \in [0.1, 0.2], \omega_{22} \in [0.1, 0.2], \omega_{33} \in [0.5, 1.5]$$

3.2 自适应律设计

选取 Lyapunov 方程 $\mathbf{A}_m^T \mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}_m = -\mathbf{Q}$ 中 $\mathbf{Q} = \mathbf{I}$, 解得,

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0.125 & 0 & 0 \\ 0 & 0.125 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1 \end{bmatrix}$$

选取自适应增益 $\Gamma = 1000$ 。

为了使角速率输出以零稳态误差跟踪到理想系统输出:

$$y_{id} = \mathbf{C}^T \mathbf{H}(s) k_g r(s) \quad (12)$$

设置:

$$k_g = -(\mathbf{C}^T \mathbf{A}_m^{-1} \mathbf{B}_m)^{-1} = \begin{bmatrix} 0.0249 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0249 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0561 \end{bmatrix}$$

选取 $D(s) = 1/s$, 则有:

$$\mathbf{H}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_m)^{-1} \mathbf{B}_m = \begin{bmatrix} \frac{160.6}{s+4} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{160.6}{s+4} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{89.21}{s+5} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{H}(s)(\mathbf{I} - \mathbf{C}(s)) =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{160.6s}{(s+4)(s+\omega k)} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{160.6s}{(s+4)(s+\omega k)} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{89.21s}{(s+5)(s+\omega k)} \end{bmatrix}$$

L1 自适应控制方法范数稳定条件为:

$$\lambda = \|\mathbf{G}(s)\|_{L1} \quad L < 1$$

由 $\mathbf{G}(s)$ 的形式可知, 在状态矩阵 \mathbf{A}_m 对应的系统闭环性能条件下, 为了满足范数稳定条件, 增大低通滤波器带宽可以保证系统满足范数稳定条件和闭环自适应系统良好的跟踪性能。但是高带宽低通滤波器会导致控制信号对外部噪声敏感, 系统鲁棒性降低。因此低通滤波器的设计转化为系统动态性能和鲁

棒性的约束优化问题^[15]。本文选取低通滤波器带宽选取 $\omega k = 100$ 。

在 L1 角速率控制器的基础上, 设计由目标角度到目标角速率的 PID 控制器, 结构如下:

$$\begin{cases} p_g = 2e_\varphi(t) + 0.2\dot{e}_\varphi(t), & e_\varphi(t) = (\varphi_g - \varphi) \\ q_g = 2e_\theta(t) + 0.2\dot{e}_\theta(t), & e_\theta(t) = (\theta_g - \theta) \\ r_g = 2e_\psi(t) + 0.2\dot{e}_\psi(t), & e_\psi(t) = (\psi_g - \psi) \end{cases} \quad (13)$$

因此系统控制结构为 PID 控制与 L1 自适应控制串联结构。目标角度到目标角速率解算由于只涉及到目标信号的转化, 因此利用 PD 控制保证了角度控制的快速性与精确性, 角速率控制中采用 L1 自适应控制作为整个旋翼姿态控制系统的核心, 充分发挥 L1 自适应控制优异的抗干扰能力和快速跟踪性能, 保证系统的快速性和鲁棒性。

3.3 鲁棒性分析

根据 p 、 q 、 r 通道的独立控制可得, 存在如下开环传递函数:

$$\begin{cases} \mathbf{L}o_i(s) = \frac{\mathbf{C}_i(s)}{1 - \mathbf{C}_i(s)}(1 + \theta_i \bar{\mathbf{H}}_i(s)) \\ \mathbf{L}o_3(s) = \frac{\mathbf{C}_3(s)}{1 - \mathbf{C}_3(s)}(1 + \mathbf{H}_3(s)) \end{cases} \quad (14)$$

$$\bar{\mathbf{H}}_i(s) = (s - \mathbf{A}_{mi} - \mathbf{B}_{mi}\theta_i)^{-1} \mathbf{B}_{mi} \quad (15)$$

\mathbf{A}_{mi} 、 \mathbf{B}_{mi} 、 $\mathbf{C}_i(s)$ 分别为对角矩阵 \mathbf{A}_m 、 \mathbf{B}_m 、 $\mathbf{C}(s)$ 的第 i 个对角线元素。则由式 (5)、(6)、(7)、(9) 组成的 L1 自适应控制系统的保守时间增益为:

$$\tau_i = \frac{\varphi_{mi}}{\omega_{gi}}$$

其中: φ_{mi} 、 ω_{gi} 分别为开环传递函数矩阵 $\mathbf{L}o(s)$ 的第 i 个对角线传递函数的相角裕度和截止频率^[7]。根据以上结论, 将第 3 节模型参数代入式 (14), 分别画出 p 、 q 、 r 通道传递函数波特图见图 2~图 4。

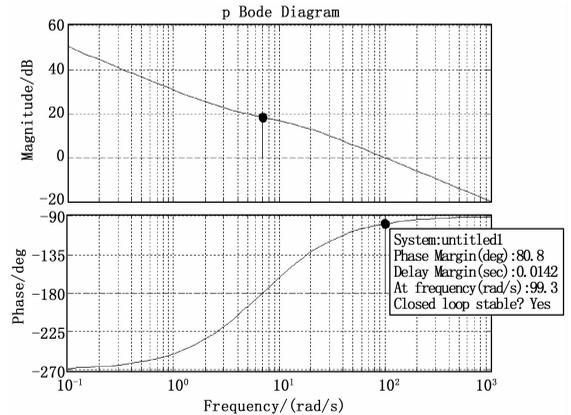


图 2 滚转角速率通道波特图

由图 2~4 可知, 3 个通道闭环系统稳定, 并且可以直接得到估计的保守时间余度分别为 $\tau_1 = \tau_2 = 0.00142$ s, $\tau_3 = 0.00056$ s。说明 L1 自适应控制器在快速自适应的同时保证了系统的时间延迟余度, 因此也保证了系统的鲁棒性。

4 仿真结果与分析

根据以上控制器设计, 在系统初始姿态和角速率状态为零的条件下, 输入幅值 5° 、周期为 10 s 的方波信号作为目标姿态角指令进行仿真验证, 仿真曲线如图 5 所示。

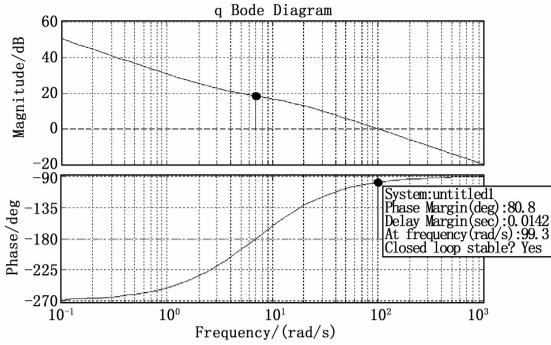


图 3 俯仰角速率通道波特图

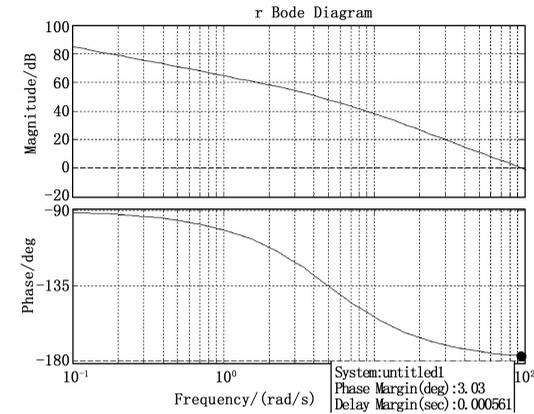


图 4 偏航角速率通道波特图

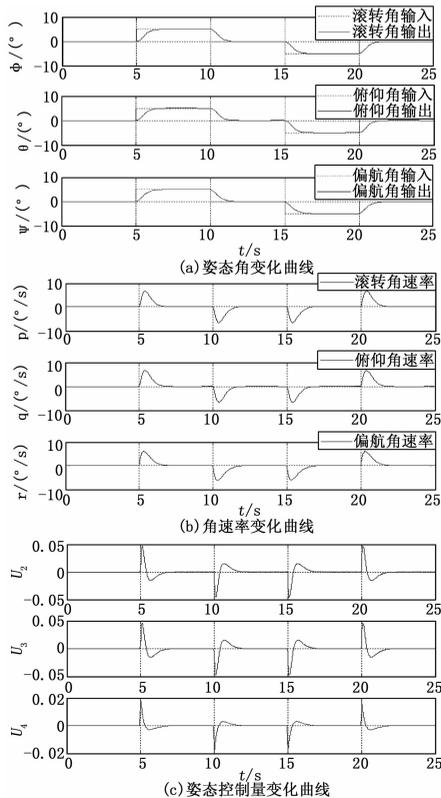


图 5 L1 自适应控制器性能

由图 5 可知，在方波信号的姿态角指令输入下，通过设计

PID 角度控制和基于投影算子的 L1 自适应控制器，四旋翼无人机的角度输出在不确定非线性存在的情况下，能够快速跟踪到输入姿态角，调节时间为 1.2 s，并且无超调量和稳态误差。在快速自适应的同时，姿态控制量 U_2 、 U_3 、 U_4 没有出现高频振荡。

为了验证系统的鲁棒性，根据第 3 节算出的时间延迟余度，分别在滚转、俯仰、偏航通道的控制量中加入 15 ms、10 ms、5 ms 的时间延迟，仿真结果如图 6 所示。

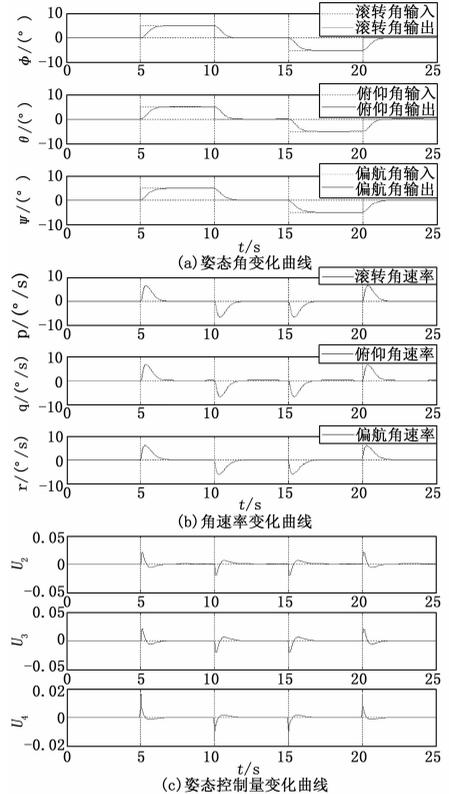


图 6 三通道时间延迟分别为 15 ms、10 ms、5 ms 条件下 L1 自适应控制器性能

由图 6 可知，在控制量延迟的情况下系统的跟踪速度稍微变慢，调节时间为 1.5 s，无超调，无稳态误差，角速率变化在实际范围内，控制量无高频振荡。以上仿真结果综合说明了所设计 L1 自适应控制器在快速自适应满足动态性能的条件下可以保持良好的鲁棒性以抵抗外界干扰。

5 结论

本文针对“X”型四旋翼的角度控制问题，提出 PID 控制与基于投影算子自适应律的 L1 自适应控制相结合的控制结构，重点阐述了 L1 自适应控制的结构，设计过程，鲁棒性以及稳定性分析，将非线性模型等效转化成线性模型来设计常规状态观测器，提出估计未知参数范围的方法，并通过系统波特图具体说明了系统保守的鲁棒性能估计和抵抗外界干扰的能力。通过采用投影算子自适应律保证了参数估计的范围，并且在低通滤波器带宽范围内补偿不确定干扰。通过添加周期性方波输入信号和在滚转、俯仰、偏航控制通道中加入时间延迟条件下进行仿真，仿真结果说明了 L1 自适应控制结构的优点，即在模型中存在非线性和外界干扰的情况下，控制结构既能通

过快速自适应满足系统动态性能和稳态精度, 又能保证系统良好的鲁棒性, 因此本文所设计的基于 L1 自适应控制的四旋翼无人机姿态控制方法能保证无人机的稳定性和抗干扰能力, 具有很好的实际应用价值。

参考文献:

- [1] Fang Z, Zhi Z, Jun L, et al. Feedback linearization and continuous sliding mode control for a quadrotor UAV [A]. Control Conference, 2008. CCC 2008. 27th Chinese [C]. IEEE, 2008; 349–353.
- [2] Zeng Y, Jiang Q, Liu Q, et al. PID vs. MRAC control techniques applied to a quadrotor's attitude [A]. 2012 Second International Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control (IMCCC) [C]. IEEE, 2012; 1086–1089.
- [3] Raptis I A. Linear and nonlinear control of unmanned rotorcraft [J]. 2009.
- [4] 龙云露, 陈洋, 滕雄. 四旋翼飞行器姿态解算与滤波 [J]. 计算机测量与控制, 2016, 24 (10): 194–197.
- [5] 范云生, 曹亚博, 赵永生, 等. 四旋翼无人飞行器实验平台设计及姿态控制研究 [J]. 计算机测量与控制, 2016, 24 (7): 117–120.
- [6] Tao G. A unification of multivariable MRAC based on high frequency gain matrix decompositions [A]. American Control Conference, 2003. Proceedings of the 2003 [C]. IEEE, 2003, 2: 945–950.
- [7] Hovakimyan N, Cao C. L1 Adaptive Control Theory: Guaranteed Robustness with Fast Adaptation [M]. Society for Industrial and Applied Mathematics, 2010.

- [8] Cao C, Hovakimyan N. Stability margins of L1 adaptive controller: Part II [A]. American Control Conference, 2007. ACC'07 [C]. IEEE, 2007; 3931–3936.
- [9] Li D, Hovakimyan N, Georgiou T. Robustness of L1 adaptive controllers in the gap metric [A]. American Control Conference (ACC), 2010 [C]. IEEE, 2010; 3247–3252.
- [10] Minh Q H, Weihua Z, Lihua X. L1 adaptive control for quadcopter: Design and implementation [A]. In Proc. of the 13th Int. Conf. on Control Automation Robotics and Vision (ICARCV) [C]. 2014; 1496–1501.
- [11] 吴森堂, 费玉华. 飞行控制系统 [M]. 北京航空航天大学出版社, 2005.
- [12] Cao C, Hovakimyan N. L1 adaptive controller for a class of systems with unknown nonlinearities: Part I [A]. American Control Conference, 2008 [C]. IEEE, 2008; 4093–4098.
- [13] Pomet J B, Praly L. Adaptive nonlinear regulation: Estimation from the Lyapunov equation [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1992, 37 (6): 729–740.
- [14] 王亮亮, 刘小雄, 马青原, 等. 基于 L1 自适应方法的无人机纵向阻尼控制器设计, 飞行力学, 2015, 33 (12): 523–527
- [15] Li D, Hovakimyan N, Cao C, et al. Filter design for feedback-loop trade-off of L1 adaptive controller: A linear matrix inequality approach [A]. Proc. AIAA Guidance, Navigation and Control [C]. 2008.

(上接第 63 页)

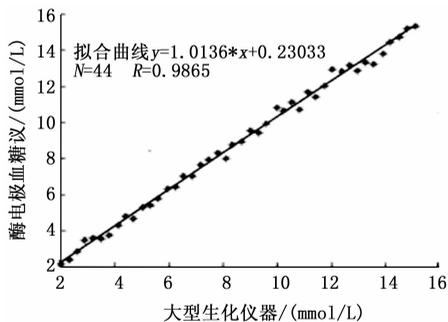


图 9 测量结果差异对比图

要问题就是通信方面的处理。经过多次试验我们发现同一设备不宜在短时间内进行多次测量, 这是由于转换的数据会占用合泰 HT66F26 内存, 无法排除。默认情况下此款 MCU 没有 GC 处理器, 所以在单次供电中多次测量后会造数据紊乱从而导致收发命令字节数发生问题, 结果出现偏差, 而实际生活中单次供电测量次数通常小于 5 次, 不会对结果产生影响, 满足日常生活使用。

5 总结

在酶电极法检测血糖浓度时候对测量时间的取值点要求程度较高, 随着时间的推移我们测出的数据是发生变化的, 最稳定的时间取值点大约是 11 s, 之后血糖浓度曲线会缓慢下降。并且除此之外在跨平台通讯中我们测试大部分手机通信速率只有 1.3 Kbps, 只限于对通信数量以及通讯速率要求较低的情况, 数据量过多或者波特率设置过高会产生数据错位丢失等现

象。针对监测终端与手机通信的需求, 简化了双方的协议架构, 对音频通信这类非标准数字通信方式, 从设计原理、硬件设计与优化、调制与解调、编码与解码、传输控制等诸多方面提供了解决方案, 除此之外该血氧仪能够借助手机等移动终端强大的网络功能实时地将测量数据共享到医护系统中, 方便记录与处理。

参考文献:

- [1] 周艳, 曾松伟, 寿国忠, 等. 基于安卓平台的糖尿病监护系统的研究及实现 [J]. 计算机测量与控制, 2017, 25 (1): 50–53.
- [2] 刘娟, 王尚奇, 简水生. 血糖浓度检测技术的最新进展 [J]. 激光生物学报, 2015, 14 (5): 393–396.
- [3] 张志广, 林聪, 李志刚. 基于手机耳机接口通信的 Mini 甲醛气体检测仪 [J]. 现代电子技术, 2017, 40 (8): 145–148.
- [4] 李彤, 姚子华. 电流型酶传感器的研究进展 [J]. 河北大学 (自然科学版), 2014, 24 (2): 196–202.
- [4] 徐然. 基于音频接口的移动支付读卡器的设计与实现 [D]. 武汉: 武汉邮电科学研究院, 2012.
- [5] 廖永国, 蔡克家, 钟立刚, 等. 无创血糖检测方法的研究 [J]. 南开大学学报 (自然科学版), 2005, 38 (3): 70–72.
- [6] 张琦. 便携式糖检测仪的实验研究 [D]. 天津: 天津大学, 2005.
- [7] Han D, Zhang C, Fan X C, et al. Understanding Android fragmentation with topic analysis of vendor-specific bugs [A]. Reverse Engineering (WCRE), 2012 19th Working Conference [C]. Kingston, Canada, 2012; 15–18.
- [8] 汤海涛, 王毅, 虞启琰, 等. 自我血糖监测仪器 (SMBG) 的性能及研制进展 [J]. 医疗卫生装备, 2012, 9: 26–28.