

基于滤噪微分器的四旋翼飞行器控制

宿敬亚, 张瑞峰, 王新华, 蔡开元

(北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191)

摘要: 在飞行器的控制中, 角速率反馈可以提高控制系统的动态特性, 但速率陀螺价格昂贵, 且随运行时间的增加其性能会不断下降. 对此本文提出了一种基于滤噪微分器的四旋翼飞行器滑模变结构控制律. 该控制律使用的反馈信号仅由角度传感器得到, 而无需角速率传感器. 控制律中的角速率信息由王新华等设计的有限时间收敛的微分器得到. 本文通过数学证明, 给出了当测量信号中含有噪声时该微分器的理论跟踪误差上界. 仿真以及对四旋翼飞行器滚转姿态的控制实验验证了微分器的抑制噪声作用和控制算法可行性.

关键词: 四旋翼飞行器; 微分器; 滑模变结构控制

中图分类号: V24

文献标识码: A

Controlling a four-rotor aircraft based on noise-attenuation differentiator

SU Jing-ya, ZHANG Rui-feng, WANG Xin-hua, CAI Kai-yuan

(School of Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: Angular rate feedback can improve dynamic performance of flight control systems. However, rate gyros are generally expensive and are often prone to degradation. A sliding-mode control scheme based on noise-attenuation differentiator is proposed for the four-rotor aircraft. The scheme only needs signals from attitude sensors instead of rate gyros. The angular rate information used in the scheme is obtained from a noise-attenuation differentiator which is proposed by Wang et al.. Theoretical analysis of the noise-attenuation performance of the differentiator is presented and an expression of the upper bound of the tracking error is derived in this paper. Simulations and experiments on a prototype of four-rotor aircraft are given to demonstrate the effectiveness and feasibility of the proposed scheme.

Key words: four-rotor aircraft; differentiator; sliding mode control

1 引言(Introduction)

四旋翼飞行器是一种可垂直起降的旋翼机. 它使用直接力矩控制, 能够实现快速悬停、前飞、侧飞和倒飞等动作. 小型的四旋翼飞行器可以在狭小的空间飞行, 在危险或困难的境地充当监视和视察角色^[2]. 目前国际上针对微小型四旋翼无人机进行了广泛和深入的研究^[3~5], 国内对四旋翼也有研究^[6~8]. 在本文研制四旋翼飞行器的过程中, 由于陀螺随着运行时间的增长性能会不断下降甚至失效^[9], 所以没有安装速率陀螺. 由一个XR100双轴倾角传感器来获得滚转角度信号, 此设备结构简单, 价格便宜, 其精度已经达到目前实验要求. 由于没有直接测量角速率器件, 就需要从已知信息中得到角速率. 即使有速率测量器件, 由其他信息得到的角速率信息也可为控制器提供冗余信息供融合使用.

当模型误差不大时, 一些基于模型的滤波算法

如Smith估计器、Kalman滤波器, 可以估计出飞行器的角速率信号, 但是由于安装精度和飞行器各器件的工艺问题等, 本文没有得到精确的飞行器模型. 本文所应用的模型与本文的实际飞行器系统之间的误差具有非线性和时延的特点, 因此一般的滤波器不能得到较好的效果. 非线性预测滤波器^[10]可以针对具有测量噪声和非线性模型误差的系统进行状态估计, 但是这一滤波器的设计是基于概率的方法, 当测量中出现粗大噪声时, 用这种滤波器求取的导数信号与无噪声信号的导数相差很大, 而且此滤波器需要调整两个参数, 参数较难调整.

微分器是一种只需要位置信号就可以得到速率信号的算法. 应用微分器可以直接由角度信号得到其角速率, 避免了由模型误差造成的不精确性. 但是大的测量噪声对一般的微分器影响很大. 选择一个可以去除噪声的微分器是很重要的. 线性微分

器不具有这一特点,由Levent提出的滑模微分器虽然具有部分抑制噪声的作用,但其切换函数的特点引入了抖振.其参数确定需要知道信号导数的上界,且不易调整.实验中发现文献[1]中提出的有限时间收敛的微分器(finite-time-convergent differentiator, FTCD)对噪声有很大的抑制作用,且论文证明严格.那么噪声对FTCD输出的影响上界是多少呢? FTCD能否在飞行控制中应用呢?

本文回答了以上两个问题.首先给出了文献[1]中主要定理的一个推论,此推论给出了FTCD得出的信号导数与理想信号导数之差的上界.建立了四旋翼飞行器的滚转动态模型,并设计了基于FTCD的滚转姿态滑模变结构控制律.在仿真中将FTCD与其他求取角速率的方法进行了对比,结果显示了此微分器在抑制测量噪声方面的优越性.最后,在搭建的实验平台上完成了四旋翼飞行器滚转控制实验,结果表明:基于这一微分器的控制律可以应用于飞行器的滚转姿态控制中,达到了预期的效果.

2 FTCD的抑制噪声作用(Noise-attenuation effect of the FTCD)

在本部分中,将证明关于FTCD对噪声抑制作用的一个推论,并给出仿真和实验中用到的微分器的具体形式.

文献[1]中的定理1给出了FTCD的数学表示,并说明这一微分器可以在有限时间内跟踪信号的直到 $n-1$ 阶导数(n 是微分器阶数).基于定理1^[1]的证明,针对测量信号含有噪声的情况,下面定量的评估了FTCD的抑制噪声作用(请参阅文献[1]中定理1).

推论 1 如果假设1~3^[1]分别成立,信号满足假设4^[1], $|d(t)| \leq qh_d$ 是有界噪声,则对于如下系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n, \\ \varepsilon^n \dot{x}_n = f(x_1 - (v(t) + d(t)), \varepsilon x_2, \dots, \varepsilon^{n-1} x_n), \end{cases} \quad (1)$$

存在标量 $\gamma > 0$, $0 < \varepsilon < 1$, $l > 0$ 和函数 $\Gamma > 0$,使得当

$$\begin{aligned} t_j > t \geq t_{j-1} + \varepsilon \Gamma(\Xi(\varepsilon)e_+(t_{j-1})), \\ j = 1, \dots, k+1 \end{aligned}$$

时,下式成立:

$$|x_i - v^{(i-1)}(t)| \leq \xi^\gamma \varepsilon^{1-i} l, \quad i = 1, \dots, n.$$

令 $t_0 = 0$, $t_{k+1} = \infty$,则

$$|x_n(t_j) - v_-^{(n-1)}(t_j)| \leq \xi^\gamma \varepsilon^{1-n} l, \quad j = 1, \dots, k.$$

其中 $0 < \xi < 1$.

$$\begin{aligned} e_n^+(t_{j-1}) &= x_i(t_{j-1}) - v_+^{(i-1)}(t_{j-1}), \\ e_+(t_{j-1}) &= [e_1(t_{j-1}), \dots, e_{n-1}(t_{j-1}), e_n^+(t_{j-1})]; \\ e_i &= x_i - v^{(i-1)}, \quad i = 1, \dots, n; \\ e &= [e_1, \dots, e_n]^T, \\ \Xi(\varepsilon) &= \text{diag}\{1, \varepsilon, \dots, \varepsilon^{n-1}\}; \quad n \geq 2. \end{aligned}$$

证 由文献[1]可知,存在 $\Gamma > 0$ ($\Gamma > T_f$)使得在

$$\begin{aligned} t_j > \tau \geq t_{j-1} + \varepsilon \Gamma(\Xi(\varepsilon)e_+(t_{j-1})), \\ j = 1, \dots, k+1 \end{aligned}$$

时,下式成立:

$$\begin{aligned} \|[e_1 \quad \varepsilon e_2 \quad \dots \quad \varepsilon^{n-1} e_n]^T\| &\leq \\ \frac{[2M(\bar{a} \sum_{i=1}^{n-1} \varepsilon^{i\rho_i} h_i^{\rho_i} + \varepsilon^n h_n + \bar{a} h_d^{\rho_0})/c]^{\frac{1-\theta}{\theta}}}{rc(1-\theta)} &= \\ \frac{\xi^{(1-\theta)/\theta}}{rc(1-\theta)}. \end{aligned} \quad (2)$$

其中:

$$\begin{aligned} \delta(\varepsilon) &= 2M(\bar{a} \sum_{i=1}^{n-1} \varepsilon^{i\rho_i} h_i^{\rho_i} + \varepsilon^n h_n), \\ \xi &= (\delta(\varepsilon) + 2M\bar{a}h_d^{\rho_0})/c, \\ h_i &> 0, \quad i = 1, 2, \dots, n-1 \end{aligned}$$

是 $|\frac{dv}{dt^i}|$ 的上界, $h_n > 0$ 是 $v(t)$ 的 n 阶导数的绝对值的上界, $r > 0$.当 ε 已定时,因 $c = 1/(1-\theta)^{[1]}$,则存在一个 θ 使得

$$\xi = (\delta(\varepsilon) + 2M\bar{a}h_d^{\rho_0})(1-\theta) < 1. \quad (3)$$

令

$$l = 1/(rc(1-\theta)) = 1/r > 0, \quad \gamma = (1-\theta)/\theta,$$

则当

$$\begin{aligned} t_j > t \geq t_{j-1} + \varepsilon \Gamma(\Xi(\varepsilon)e_+(t_{j-1})), \\ j = 1, \dots, k+1 \end{aligned}$$

时,式(2)可以表示为

$$\|[e_1 \quad \varepsilon e_2 \quad \dots \quad \varepsilon^{n-1} e_n]^T\| \leq \xi^\gamma l. \quad (4)$$

由式(4)可得 $|e_i| \leq \xi^\gamma \varepsilon^{1-i} l, i = 1, \dots, n$,即

$$|x_i - v^{(i-1)}(t)| \leq \xi^\gamma \varepsilon^{1-i} l, \quad i = 1, \dots, n. \quad (5)$$

注意到 $v_+^{n-1}(t_{j-1})$ 和 $v_-^{n-1}(t_{j-1})$ 是分别右连续和左连续的,则可以得到

$$|x_n(t_j) - v_-^{(n-1)}(t_j)| \leq \xi^\gamma \varepsilon^{1-n} l, \quad j = 1, \dots, k.$$

证毕.

注1 当噪声的误差幅值满足 $\delta(\varepsilon) + 2M\bar{a}h_d^{\rho_0} < 1$ 时, θ 取任意小都可以保证 $\xi < 1$, 则 γ 可取任意大, 使得对一阶导数的跟踪误差达到工程需要. 当 $\delta(\varepsilon) + 2M\bar{a}h_d^{\rho_0} > 1$ 时, θ 要取得相对较大以使得 ξ 满足式(3), 与此同时 γ 会减小, 使得跟踪误差相对较大. 但是无论噪声幅值有多大, 都能找到一个 $\theta < 1$ 使得 $\xi < 1$, 从而使得 $|x_i - v^{i-1}(t)| \leq \varepsilon^{1-i}l$, $i = 1, \dots, n$.

在飞行器控制律的设计中需要知道微分器对信号2阶导数的跟踪误差有界, 所以需要一个3阶微分器. 在仿真和实验中应用的FTCD的具体形式(3阶微分器), 如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = x_3, \\ \varepsilon^3 \dot{x}_3 = 2^{13/5}(x_1 - \tilde{v}(t) + (\varepsilon x_2)^{9/7})^{1/3} - 4(\varepsilon^2 x_3)^{3/5}, \\ y = x_2, \end{cases} \quad (6)$$

其中: $\varepsilon = 0.01$, $\tilde{v}(t)$ 为测量信号(微分器的输入), x_2, x_3 分别为信号的1阶和2阶导数, y 为微分器的输出.

3 基于FTCD的四旋翼飞行器控制律设计(A four-rotor aircraft controller design based on the FTCD)

为了在仿真和实验中验证FTCD在四旋翼飞行器控制中的作用, 需要建立飞行器模型并设计飞行器控制律. 下面将对这两部分内容进行详细说明.

1) 四旋翼飞行器滚转通道模型的建立.

飞行器结构如图1所示, 它由4个螺旋桨组成. 这里只分析滚转运动, 即螺旋桨1, 2的控制作用. 设 $l_1 = l_2 = l$, 滚转动态模型为

$$\begin{cases} \dot{\theta} = w, \\ J\dot{w} = (F_1 - F_2)l + d(\theta), \end{cases} \quad (7)$$

其中: θ 为滚转角, w 为滚转角速率, F_1, F_2 为螺旋桨的升力, $d(\theta)$ 为建模误差, J 为转动惯量.

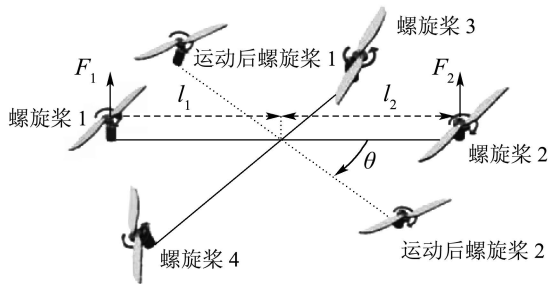


图1 飞行器结构示意图

Fig. 1 Illustration of the aircraft structure

2) 控制律设计.

控制目标为 $\theta = w = 0$. 可测量为滚转角 θ . 令 $x_1 = \int_0^t \bar{\theta} dt$, $x_2 = \bar{\theta}$, $x_3 = \bar{w}$, $u = F_1 - F_2$, 其中 $\bar{\theta}$ 和 $\bar{w}$ 是测量信号经FTCD处理得到的角度信号和角速率信号. 则飞行器滚转通道模型转化为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = x_3, \\ \dot{x}_3 = ul/J + d/J + (\dot{\bar{w}} - \dot{w}). \end{cases} \quad (8)$$

采用式(1)的微分器. 设跟踪误差的上界为

$$\begin{aligned} |\dot{w} - \dot{\bar{w}}| &< M_a, \\ |\theta - \bar{\theta}| &< M_\theta, \\ |d(\theta) - d(\bar{\theta})| &\leq M_d. \end{aligned}$$

由于存在建模误差和未知干扰, 所以本文采用鲁棒性较强的滑模变结构控制方案^[12]. 带有积分的滑模变结构控制器设计如下:

滑模面设计为 $s = c_1 x_1 + c_2 x_2 + x_3$, 定义 $A_0 = [[0, -c_1]^T, [1, -c_2]^T]$ 是Hurwitz稳定的. 控制器设计为

$$\begin{cases} u = -JK\text{sat}(s/\bar{\varepsilon})/l, \\ \text{sat } \varpi = \begin{cases} \varpi, & |\varpi| \leq 1, \\ 1, & \varpi > 1, \\ -1, & \varpi < -1. \end{cases} \end{cases} \quad (9)$$

其中:

$$\bar{\varepsilon} > 0,$$

$$K > K_1 > \max\{|c_1 x_2 + c_2 x_3 + d/J + (\dot{\bar{w}} - \dot{w})|\},$$

且满足 $Kc_2/\bar{\varepsilon} - c_1 > 0$.

将控制器(9)代入到系统(8)可以得到闭环系统的状态方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = x_3, \\ \dot{x}_3 = -K\text{sat}(s/\bar{\varepsilon}) + d/J + (\dot{\bar{w}} - \dot{w}). \end{cases} \quad (10)$$

下面定理说明系统(10)的动态特性.

定理1 存在一个小 $\bar{\varepsilon} > 0$ 使得 $t \rightarrow \infty$ 时, 闭环系统(10)的状态收敛于集合 Ω , 其中:

$$\Omega = \{x \in \mathbb{R}^3 \mid \|x - [-d(0)\bar{\varepsilon}/(JKc_1), 0, 0]^T\| \leq (M_a + M_d) \int_0^\infty \|e^{A_1 \tau} B_1\| d\tau\},$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -Kc_1/\bar{\varepsilon} & -Kc_2/\bar{\varepsilon} & -K/\bar{\varepsilon} \end{bmatrix},$$

$\|\cdot\|$ 表示向量的二范.

证 1) 当 $|s/\bar{\varepsilon}| > 1$ 时, 令李雅普诺夫函数为 $V =$

$s^2/2$, 则

$$\dot{V} = s(c_1x_2 + c_2x_3 + d/J + (\dot{w} - \dot{w})) - K \cdot |s| \leq -(K - K_1)|s|,$$

可知 s 在有限时间内收敛于 $|s/\varepsilon| \leq 1$.

2) 当 $|s/\varepsilon| \leq 1$ 时, 有

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= -c_1x_1 - c_2x_2 + s. \end{aligned} \quad (11)$$

由于 A_0 是Hurwitz稳定的, 将系统(11)中的 s 设为输入, 则系统(11)的状态是有界的.

令 $B_0 = [0, 1]^T$, 则系统(11)的解为

$$\begin{aligned} \left\| \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \right\| &= \\ \left\| e^{A_0 t} \begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_2(0) \end{bmatrix} + \int_0^t e^{A_0(t-\tau)} B_0 s d\tau \right\| &\leq \\ \left\| e^{A_0 t} \begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_2(0) \end{bmatrix} \right\| + \varepsilon \int_0^t \|e^{A_0(t-\tau)} B_0\| d\tau. \end{aligned}$$

由上式可得

$$\| [x_1(\infty), x_2(\infty)]^T \| \leq \varepsilon \int_0^\infty \|e^{A_0 \tau} B_0\| d\tau.$$

令

$$\Omega_1 = \{x \in \mathbb{R}^3 \mid \| [x_1, x_2]^T \| \leq \varepsilon \int_0^\infty \|e^{A_0 \tau} B_0\| d\tau, |s| \leq \varepsilon\},$$

则可知系统状态收敛于集合 Ω_1 .

3) 当 $x \in \Omega_1$ 时, 系统(11)变为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = x_3, \\ \dot{x}_3 = K(-c_1x_1 - c_2x_2 - x_3)/\varepsilon + d(\theta)/J + (\dot{w} - \dot{w}). \end{cases} \quad (12)$$

因 $Kc_2/\varepsilon - c_1 > 0$, 可知 A_1 是Hurwitz稳定. 将 $d(\theta)/J$ 和 $\dot{w} - \dot{w}$ 设为输入项, 则系统(12)的状态有界. 令 $B_1^T = [0, 0, 1]^T$, 则系统(12)的解为

$$x(t) = e^{A_1 t} x_0 + \int_0^t e^{A_1(t-\tau)} B_1 [d(\bar{\theta})/J + (d(\theta) - d(\bar{\theta}))/J + \dot{w} - \dot{w}] d\tau.$$

根据线性系统的叠加原理, 可以将控制输出分别讨论再叠加到一起. 单独由 $d(\bar{\theta})/J$ 作用时, 系统状态有一个一致渐近稳定的平衡点 $[-d(0)\varepsilon/(JKc_1), 0, 0]^T$. 则当 $t \rightarrow \infty$ 时, 存在一个足够小的 ε 使得式(12)的解满足

$$\begin{aligned} \|x(\infty) - [-d(0)\varepsilon/(JKc_1), 0, 0]^T\| &\leq \\ (M_a + M_d) \int_0^\infty \|e^{A_1 \tau} B_1\| d\tau, \end{aligned}$$

可见收敛于集合 Ω .

总结1)~3)的分析可以得出, 对于任意初值, 存在一个 ε 使得闭环系统(10)的解收敛于集合 Ω .

证毕.

由 Ω 的表达式可以得出, 当 M_a, M_d, M_θ 充分小时, 姿态角 θ 也充分小.

4 仿真和实验结果(Simulation and experiment results)

本部分首先针对不同求取角速率信号方法, 分别在MATLAB中进行了仿真, 其次给出了基于FTCD的飞行器滚转控制实验结果.

4.1 MATLAB 仿真结果(Results of the simulation using MATLAB)

在下面的飞行器控制仿真中, 分别应用了FTCD, MATLAB中的差分模块, 滑模形式的微分器以及预测滤波器来求取角速率信号.

首先对仿真模型进行介绍. 仿真流程如图2所示.

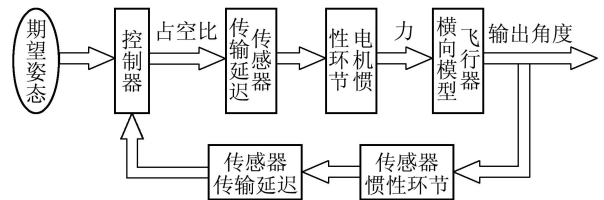


图2 飞行器控制仿真流程图

Fig. 2 The flow chart of aircraft control simulation

飞行器控制SIMULINK仿真模型中的主要模块为:

1) 飞行器模型(参见图1):

$$\dot{\theta} = w, J\dot{w} = (F_1 - F_2)l + 2G\tilde{d}\sin\theta.$$

其中: $J = 0.04 \text{ N} \cdot \text{m}^2$, $l = 0.4 \text{ m}$, $G = 1.2 \text{ N}$ 为飞行器重量, $\tilde{d} = 0.01 \text{ m}$ 是由于安装误差造成的重心到支点距离;

2) 传感器(XR100)设为一个1阶惯性环节:

$$G_c(s) = 1/(0.125s + 1);$$

3) 无线电(上海桑锐SRWF-1V6.0)传输有0.1 s的延迟, 模型为 $y(t) = u(t - 0.1)$;

4) 电机(兴耀华C3530B)也简化为一个惯性环节, 模型为

$$G_r(s) = 1/(0.05s + 1);$$

5) 根据以上数据, 为使系统的响应加快, 设计了超前校正环节^[13], 将测量延迟减少到0.4 s左右, 超前环节模型为

$$G(s) = (1 + 0.25s)/(1 + 0.04s);$$

6) 在飞行器模型输出中加入均值为0, 方差为0.0013的高斯噪声。

控制采用式(9), 其中 $c_1 = 0.1, c_2 = 4, K = 0.8, \bar{\varepsilon} = 0.2$. 仿真步长为0.001 s. 初始滚转角为 5.7° . 仿真结果如图3所示。

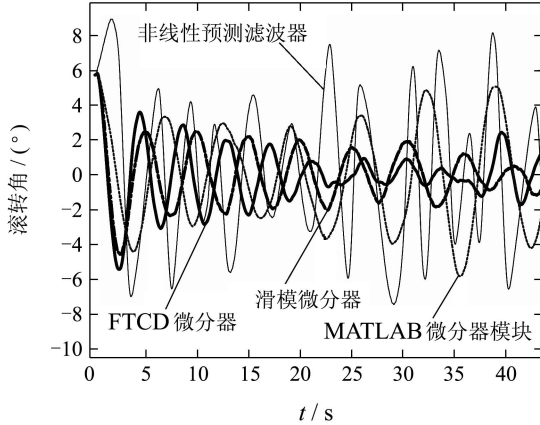


图3 分别采用FTCD, MATLAB微分器模块, 滑模微分器和非线性预测滤波器时, 飞行器控制仿真输出的滚转角

Fig. 3 The output roll angle of the aircraft control simulations using FTCD, the differentiator in the MATLAB toolbox, sliding differentiator and predictive filter respectively

仿真1 微分信号由FTCD获得, 其他模块如上述. FTCD的具体形式如式(6)所示. 从图3中可看到误差在 $\pm 3^\circ$ 之间, 达到工程需要。

仿真2 微分信号由MATLAB提供的微分器获得, 其他模块不变. 从图3中可以看到误差在 $\pm 6^\circ$ 之间, 误差较大。

仿真3 微分信号由2阶滑模微分器^[14]获得, 其他模块不变. 2阶滑模算法微分器的具体形式如下:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 - \lambda_1 |x_1 - v(t)|^{1/2} \text{sgn}(x_1 - v(t)), \\ \dot{x}_2 &= -\lambda_2 \text{sgn}(x_1 - v(t)), \\ y &= \dot{x}_1,\end{aligned}$$

$\lambda_1 = 6, \lambda_2 = 8, v(t)$ 为微分器的输入也即测量角度. 从图3中可以看到效果和FTCD相差无几. 但是其参数调整需要信号2阶导数的上界, 且 λ_1, λ_2 调整复杂. 不仅如此, 由于其含有切换项, 导致出现抖振现象。

仿真4 微分信号由非线性预测滤波器^[10]获得, 其他模块不变. 采用的非线性预测滤波器的具体形式如下:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= ul/J + \bar{d}(t), \\ y &= x_2.\end{aligned}$$

其中 u 是控制指令信号. $\bar{d}(t)$ 的更新由下式得到:

$$\begin{aligned}\bar{d}(t) &= -(w + R^{-1}T^4/4)R^{-1}T^2/2 \cdot \\ &[-v(t) + x_1(t-T) + x_2(t-T)T + \\ &T^2lu/(2J)],\end{aligned}$$

$R = 0.00001, w = 0.001, T = 0.001, v(t)$ 为测量角度. 从图3中可以看到误差在 $\pm 8^\circ$ 之间。

从以上仿真实验可以看到, 当采用FTCD时, 飞行器控制仿真实验输出的滚转角度误差在 $\pm 3^\circ$ 范围内, 差分的方法误差范围在 $\pm 6^\circ$ 左右, 预测滤波器对应误差范围在 $\pm 8^\circ$ 左右. 2阶滑模微分器和FTCD的效果相差不大. 可见滤噪微分器具有明显的抑制噪声作用。

4.2 飞行器滚转控制实验(Experiment on aircraft rolling control)

目前控制流程如下: 首先机载DSP获取角度传感器采集的姿态信号并传输给PC, PC根据控制律计算出控制指令并传输给机载DSP. 之后, 控制指令由机载DSP转换为PWM信号直接输出给直流无刷电机的电子调速器(RCE), 电机调速器根据PWM信号产生相应的激磁电流用于控制电机的转速. 最后, 电机驱动螺旋桨旋转产生升力和升力矩, 从而控制飞机的姿态. 整个过程反复进行, 最终达到对飞机姿态的稳定. 主要部件的型号如4.1节所述. 图4为当飞行器被控制到滚转姿态平衡时记录的滚转信号以及应用FTCD(具体形式为式(6)所示)得到的角速率信号。

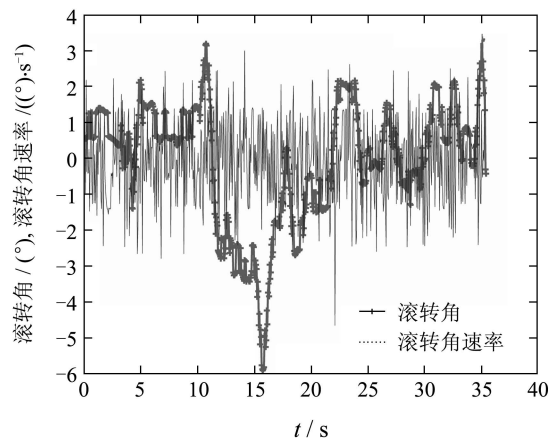


图4 飞行器滚转姿态平衡时记录的滚转信号以及应用FTCD得到角速率

Fig. 4 The roll angle and its derivative using FTCD when the aircraft is at balance

由角度信号可以看出, 应用这一角速率信号的滑模变结构控制器可以控制飞行器达到滚转姿态平衡(误差小于 6°)。

5 结论(Conclusion)

针对一无速率陀螺的四旋翼飞行器,建立了飞行器滚转动态模型及相关系统模型,并设计了基于FTCD的滑模变结构控制律.给出了FTCD得出的信号导数与理想信号导数之差的上界.仿真结果和在飞行器控制中的成功应用证实了微分器的抑制噪声作用 and 控制器可用性.

参考文献(References):

- [1] WANG X H, CHEN Z Q. Finite-time-convergent differentiator based on singular perturbation technique[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2007, 52(9): 1731 – 1737.
- [2] POUNDS P, MAHONY R, HYNES P, et al. Design of a four-rotor aerial robot[C] // *Proceedings of 2002 Australasian Conference on Robotics and Automation*. Auckland: Australian Robotics and automation association Inc, 2002: 145 – 150.
- [3] TAYEBI A, MCGILVRAY S. Attitude stabilization of a four-rotor aerial robot[C] // *The 43rd IEEE Conference on Decision and Control*. Atlantis: CSS, 2004: 1216 – 1221.
- [4] CASTILLO P, DZUL A, LOZANO R. Real-time stabilization and tracking of a four-rotor mini rotorcraft[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2004, 12(4): 510 – 516.
- [5] TAYBI A, MCGILVRAY S. Attitude stabilization of a VTOL quadrotor aircraft[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2006, 14(3): 562 – 571.
- [6] 国内首架微型无人直升机“御精灵”亮相[P/OL]. http://www.ce.cn/xwzx/gnsz/gntu/200707/08/t20070708_12094376.shtml.
- [7] 聂博文. 微小型四旋翼无人直升机建模及控制方法研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2006.
(NIE Bowen. *Research of micro quadrotor modeling and control*[D]. Hunan: National university of defense technology, 2006.)
- [8] 王树刚. 四旋翼直升机控制问题研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2006.
(WANG Shugang. *Research of quadrotor control*[D]. Harbin: Harbin Institute of technology, 2006.)
- [9] CRASSIDIS L J, MARKLEY F L. Predictive filtering for attitude estimation without rate sensors[J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 1997, 20(3): 522 – 527.
- [10] CRASSIDIS L J. Predictive filtering for nonlinear systems[J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 1997, 20(3): 566 – 571.
- [11] BHAT S P, BERNSTEIN D S. Finite-time stability of continuous autonomous systems[J]. *SIAM Journal on Control and Optimization*, 2000, 38(3): 751 – 766.
- [12] WANG J D, LEE T L, JUANG Y Y. New methods to design an integral variable structure controller[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1996, 41(1): 140 – 143.
- [13] 程鹏. 自动控制原理[M]. 北京: 高等教育出版社, 2003: 238 – 248
(CHENG Peng. *Automatic Control Theory*[M]. Beijing: Higher Education Press, 2003: 238 – 248.)
- [14] LEVANT A. Robust exact differentiation via sliding mode technique[J]. *Automatica*, 1998, 34(3): 379 – 384.

作者简介:

宿敬亚 (1981—), 女, 博士研究生, 研究方向为飞行器控制及切换系统, E-mail: xiujingya@asee.buaa.edu.cn;

张瑞峰 (1975—), 男, 博士研究生, 研究方向为控制器设计及非线性延迟系统, E-mail: limm@sina.com.cn;

王新华 (1975—), 男, 副教授, 研究方向为新型飞行器设计及非线性控制, E-mail: wangxinhua@buaa.edu.cn;

蔡开元 (1965—), 男, 博士生导师, 研究方向包括软件可靠性与测试、智能系统与控制、软件控制论, E-mail: kycai@buaa.edu.cn.