

一种基于串级线性自抗扰控制的四旋翼无人机控制方法

钟 元, 章 豪

(中国航空无线电电子研究所, 上海 200241)

[摘 要] 提出了一种基于串级线性自抗扰控制器的四旋翼无人机控制方法。根据建立的紊流模型形成了干扰风, 在干扰风的环境下建立了四旋翼的运动学模型, 并设计了一个串级的线性自抗扰控制器, 其中外环采用位置控制, 内环采用姿态控制。对比了该控制器与非线性自抗扰控制器和经典 PID 控制器在无风干扰和有风干扰下无人机的定点悬停的性能。仿真试验结果表明, 无论是在无风干扰下还是在有风干扰下, 该控制器的性能均好于非线性自抗扰控制器和 PID 控制器, 具有较好的鲁棒性, 能够运用到各种类型的旋翼无人机的工程控制中。

[关键词] 四旋翼无人机; 串级线性自抗扰控制器; 风干扰

[中图分类号] V249 [文献标识码] A [DOI 编码] 10.12175/j.issn.1006-141X.2020.01.05

[文章编号] 1006-141X(2020)01-0028-07

A Control Method for Quadrotor Based on Cascade Linear Active Disturbances Rejection Controller

ZHONG Yuan, ZHANG Hao

(China National Aeronautical Radio Electronics Research Institute, Shanghai 200241, China)

Abstract: A control method for quadrotor is proposed based on cascade linear active disturbances rejection control. the disturbance wind is formed according to the established turbulence model; secondly, the kinematic model of four rotors is established under the disturbance wind environment; then, a cascade linear active disturbances rejection controller is designed according to the kinematic model, in which the outer ring adopts position control and the inner ring adopts attitude control. At last, the performance of the controller is compared with that of the nonlinear active disturbance rejection controller and the classical PID controller. The simulation results show that with or without wind disturbance, the performance of the controller is better than that of the nonlinear active disturbance rejection controller and PID controller, and it has better robustness, and can be applied to the engineering control of the various types of rotorcraft.

Key words: quadrotor; cascade linear active disturbances rejection control; wind disturbance

0 引言

四旋翼无人机是指根据事先设置好的程序或者人工遥控飞行的四旋翼不载人飞机, 其具有体积小、

操作灵活、可以悬停和垂直起降等特点, 近年来取得了大量的应用, 例如航拍摄像、集群表演以及电线巡检等。常用的飞行控制算法有经典比例-积分-微分法 (PID: Proportion Integration Differentiation)、

滑模控制法、反步法、线性二次调节器(LQR: Linear Quadratic Regulator)型控制法、神经网络控制法等。但其中大多数算法需要较为精确的系统模型且存在计算量大等问题, 目前大多数低成本四旋翼无人机的控制方法均采用经典 PID 法^[1-3], 像国外主流的开源飞控厂家 3DR 的开源飞控 APM 和 PIXHAWK 以及大疆公司的早期“哪吒”也均采用 PID 算法。但是 PID 控制方法存在诸如微分信号难以提取、控制参数无法自适应系统动态变化的缺点^[4], 需要有一定的改进算法来避免。

国内韩京清^[5]等人提出了一种自抗扰控制方法(ADRC: Active Disturbances Rejection Controller), 能有效避免经典 PID 控制方法的缺陷, 近年来受到了广泛关注。但该方法存在着调节参数过多的问题, 如何在不影响控制器控制能力的前提下有效减少这些参数成为一个非常值得关注的问题。

本文首先对四旋翼无人机进行动力学建模, 并设计了一种基于串级线性自抗扰控制器(LADRC: Linear Active Disturbances Rejection Controller)的四旋翼控制方法, 然后分别设计了无风干扰和有风干扰情况下的四旋翼无人机悬停仿真实验, 验证了该方法的有效性和优越性。

1 四旋翼动力学模型建立

1.1 无风干扰下系统模型

四旋翼无人机具有四个旋翼, 其中对角线的旋翼形状和转向完全一致。假设无人机为刚体, 忽略空气阻力对悬停状态的无人机进行受力分析, 如图 1 所示。

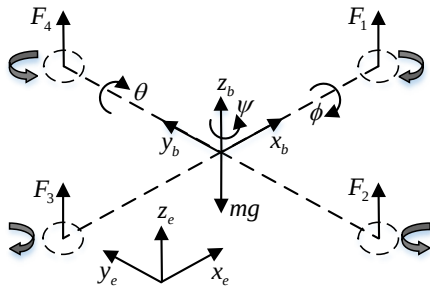


图 1 旋翼模型和相关坐标系

图中, $Ox_b y_b z_b$ 为无人机的机体坐标系, $Ox_e y_e z_e$ 为地面参考坐标系。无人机受到四个旋翼

旋转时产生的升力 F_i ($i=1\sim 4$) 和自身的重力, 还会受到旋翼旋转产生的旋转力矩。 ϕ 、 θ 和 ψ 分别为四旋翼的滚转角、俯仰角和偏航角。 m 为四旋翼的质量, g 为当地重力加速度。根据牛顿-欧拉方程和两个坐标系之间的转换关系可以建立四旋翼的动力学模型, 如式 1 所示。

$$\begin{cases} \ddot{x} = (\sin \theta \cos \phi \cos \psi + \sin \phi \sin \psi) U_1 / m \\ \ddot{y} = (\sin \theta \cos \phi \sin \psi - \sin \phi \cos \psi) U_1 / m \\ \ddot{z} = (\cos \phi \cos \theta) U_1 / m - g \\ \ddot{\phi} = [l U_2 + \dot{\theta} \dot{\psi} (I_y - I_z)] / I_x \\ \ddot{\theta} = [l U_3 + \dot{\phi} \dot{\psi} (I_z - I_x)] / I_y \\ \ddot{\psi} = [l U_4 + \dot{\phi} \dot{\theta} (I_x - I_y)] / I_z \end{cases} \quad (1)$$

式中, x 、 y 和 z 分别为四旋翼的质心位置, I_x 、 I_y 和 I_z 分别为四旋翼的绕三个坐标轴的惯性矩, l 为四旋翼的机臂长, 控制量 $U_1 \sim U_4$ 定义如下:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^4 F_i \\ F_4 - F_2 \\ F_3 - F_1 \\ F_2 + F_4 - F_1 - F_3 \end{bmatrix} \quad (2)$$

1.2 有风干扰下系统模型

在有风干扰的情况下, 四旋翼还会受到空气阻力以及该阻力引起的旋转力矩的作用。设空气阻力的大小为 $F_w = [F_{wx} \ F_{wy} \ F_{wz}]^T$, 则空气阻力可由下式求得:

$$F_w = \text{sgn}(v) \cdot \frac{1}{2} c \rho S v^2 \quad (3)$$

式中, v 为空气速度, ρ 为空气密度, c 为空气阻力系数, S 为机体迎风面积。

由于空气阻力引起的四个旋翼旋转力矩较小, 因此忽略该力矩来对四旋翼进行系统建模, 如下式所示:

$$\begin{cases} \ddot{x} = (\sin \theta \cos \phi \cos \psi + \sin \phi \sin \psi) \frac{U_1}{m} + \frac{F_{wx}}{m} \\ \ddot{y} = (\sin \theta \cos \phi \sin \psi - \sin \phi \cos \psi) \frac{U_1}{m} + \frac{F_{wy}}{m} \\ \ddot{z} = (\cos \phi \cos \theta) \frac{U_1}{m} - g + \frac{F_{wz}}{m} \\ \ddot{\phi} = [l U_2 + \dot{\theta} \dot{\psi} (I_y - I_z)] / I_x \\ \ddot{\theta} = [l U_3 + \dot{\phi} \dot{\psi} (I_z - I_x)] / I_y \\ \ddot{\psi} = [l U_4 + \dot{\phi} \dot{\theta} (I_x - I_y)] / I_z \end{cases} \quad (4)$$

1.3 紊流风场模型

使用复杂的大气动力学方程来描述紊流风场很复杂,一般都会使用一些简化模型来描述。本文采用 Dryden 模型来表示四旋翼所受的外部紊流风场^[6]。Dryden 模型将标准高斯白噪声通过一个滤波器来生成所需的输出信号^[7]。Dryden 模型的时间频谱函数如式(5)所示。

$$\begin{cases} \Phi_u(\omega) = \delta_u^2 \frac{L_u}{\pi V} \left(1 + \left(L_u \frac{\omega}{V} \right)^2 \right) \\ \Phi_v(\omega) = \delta_v^2 \frac{L_v}{\pi V} \left(1 + 12 \left(L_v \frac{\omega}{V} \right)^2 \right) / \left[1 + 4 \left(L_v \frac{\omega}{V} \right)^2 \right]^2 \\ \Phi_w(\omega) = \delta_w^2 \frac{L_w}{\pi V} \left(1 + 12 \left(L_w \frac{\omega}{V} \right)^2 \right) / \left[1 + 4 \left(L_w \frac{\omega}{V} \right)^2 \right]^2 \end{cases} \quad (5)$$

式中, ω 为时间频率, V 为空气速度, L 为紊流尺度, δ 为紊流强度。当四旋翼飞行高度 h 较低时, 紊流尺度 L 和紊流强度 δ 分别与四旋翼飞行高度之间存在如下关系:

$$\begin{cases} L_u = 2L_v = \frac{h}{(0.177 + 0.000823h)^{1.2}}, L_w = \frac{h}{2} \\ \frac{\delta_u}{\delta_w} = \frac{\delta_v}{\delta_u} = \frac{1}{(0.177 + 0.000823h)^{0.4}}, \delta_w = 0.1u_{20} \end{cases} \quad (6)$$

式中, u_{20} 为高度 6.096 m 时风速的大小。

将单位强度的白噪声通过一个传递函数为 $G(s)$ 的滤波器后可以产生一个输出序列 $x(t)$, 该序列的频谱函数可以表示为:

$$\Phi(\omega) = |G(i\omega)|^2 = G^*(i\omega)G(i\omega) \quad (7)$$

将紊流的频谱函数按照式(7)分解可得到频谱的滤波器的传递函数:

$$\begin{cases} G_u(s) = \frac{K_u}{T_us + 1}, K_u = \delta_u \sqrt{\frac{L_u}{\pi V}}, T_u = \frac{L_u}{V} \\ G_v(s) = \frac{K_v}{T_vs + 1}, K_v = \delta_v \sqrt{\frac{L_v}{\pi V}}, T_v = \frac{2L_v}{\sqrt{3}V} \\ G_w(s) = \frac{K_w}{T_ws + 1}, K_w = \delta_w \sqrt{\frac{L_w}{\pi V}}, T_w = \frac{2L_w}{\sqrt{3}V} \end{cases} \quad (8)$$

2 线性自抗扰控制器

2.1 自抗扰控制器

ADRC 是由韩京清针对经典 PID 控制器的缺点

而提出的一种控制器。ADRC 控制器主要由跟踪微分器 (TD: Tracking Differentiator)、扩张状态观测器 (ESO: Extended State Observer) 和非线性组合 (NLSEF: Nonlinear Law State Error Feedback) 三部分组成。以四旋翼的位置 X 控制为例, 简要说明这三个模块的作用。

跟踪微分器主要用来获取输入信号的微分信号。假设输入信号为 v , 经过微分跟踪器后可以得到两个信号, 分别是比输入信号更平滑的跟踪信号 v_1 和输入信号的微分 v_2 。最速微分跟踪器的数学表达式如下所示:

$$\begin{cases} \dot{v}_{x1} = v_{x2} \\ \dot{v}_{x2} = fhan(v_{x1} - v_d, v_{x2}, r, h) \end{cases} \quad (9)$$

式中, r 为速度因子, 它决定了跟踪速度。 h 为滤波因子, 主要是对噪声起滤波作用。 $fhan$ 为最速控制综合函数, 计算式如下所示:

$$\begin{cases} d = rh^2, a_0 = hx_2 \\ y = x_1 + a_0 \\ a_1 = \sqrt{d(d+8|y|)} \\ a_2 = a_0 + \text{sign}(y)(a_1 - d)/2 \\ S_y = (\text{sign}(y+d) - \text{sign}(y-d))/2 \\ a = (a_0 + y - a_2)S_y + a_2 \\ S_a = (\text{sign}(a+d) - \text{sign}(a-d))/2 \\ fhan = -r(a/d - \text{sign}(a))S_a - r\text{sign}(a) \end{cases} \quad (10)$$

扩张状态观测器能够实时地估计出未知扰动作用的大小, 数学表达式如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_{x1} = z_{x2} - \beta_{x01}(z_{x1} - x) \\ \dot{z}_{x2} = z_{x3} - \beta_{x02}fal(z_{x1} - y_x, 0.5, \delta) \\ \dot{z}_{x3} = -\beta_{x03}fal(z_{x1} - y_x, 0.25, \delta) \end{cases} \quad (11)$$

式中, z_{x1}, z_{x2}, z_{x3} 为输入 v_1, v_2 和扰动量的观测值, $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 为观测器增益参数, fal 为原点附近具有线性段的连续幂次函数, 计算式如下:

$$fal(\varepsilon, \alpha, \delta) = \begin{cases} |\varepsilon|^\alpha \text{sign}(\varepsilon), |\varepsilon| > \delta \\ \varepsilon / \delta^{1-\alpha}, |\varepsilon| \leq \delta \end{cases} \quad (12)$$

式中, δ 为线性段区间的长度; α 为经验值, 一般取 0.5。

对跟踪微分器的输出和扩张状态观测器的观测值进行一定的组合就能得到控制量, 其中非线性组合的具体计算方式如下:

$$\begin{cases} e_1 = v_{x1} - z_1, e_2 = v_{x2} - z_{x2} \\ u_0 = k_1 \text{fal}(e_1, 0.75, \delta_0) + k_2 \text{fal}(e_2, 1.25, \delta_0) \\ u = u_0 - z_{x3} / b_0 \end{cases} \quad (13)$$

综上所述, 自抗扰控制器结构图如图 2 所示。

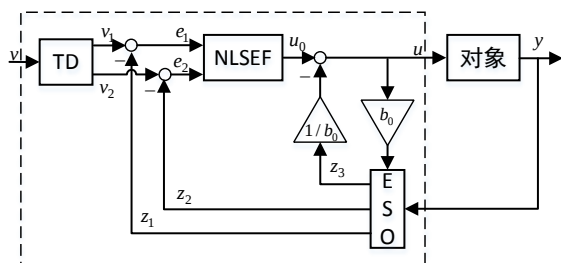


图 2 自抗扰控制器结构图

2.2 线性自抗扰控制器

LADRC 是在自抗扰控制器的基础上进行改进的一种控制器。与自抗扰控制器相比, 线性自抗扰控制器主要的不同在于扩张状态观测器和状态误差反馈均为线性环节。线性扩张状态观测器不再采用 fal 函数, 而是采用一种线性环节来表示, 典型的线性扩张状态观测器如下所示:

$$\begin{cases} \dot{z}_{x1} = z_{x2} - \beta'_{x01}(z_{x1} - x) \\ \dot{z}_{x2} = z_{x3} - \beta'_{x02}(z_{x1} - x) \\ \dot{z}_{x3} = -\beta'_{x03}(z_{x1} - x) \end{cases} \quad (14)$$

与非线性扩张状态观测器相比, 线性扩张状态观测器具有更少的参数, 相应的参数整定也就更加方便。此外, 线性扩张状态观测器的理论分析更加简单, 而且扰动跟踪性能几乎不随扰动幅度发生变化。

状态误差反馈也不再采用 fal 函数, 而是采用如下所示的线性环节:

$$\begin{cases} e_1 = v_{x1} - z_1, e_2 = v_{x2} - z_{x2} \\ u_0 = k'_1 e_1 + k'_2 e_2 \\ u = u_0 - z_{x3} / b'_0 \end{cases} \quad (15)$$

与非线性环节相比, 线性环节需要整定的参数明显减少, 整定也就更加简单。此外, 线性环节的稳定性分析也更加简单, 并且小信号是不容易引起控制量颤振。

根据四旋翼动力学模型和线性自抗扰控制器的特点, 建立了四旋翼串级线性自抗扰控制器模型如图3所示。

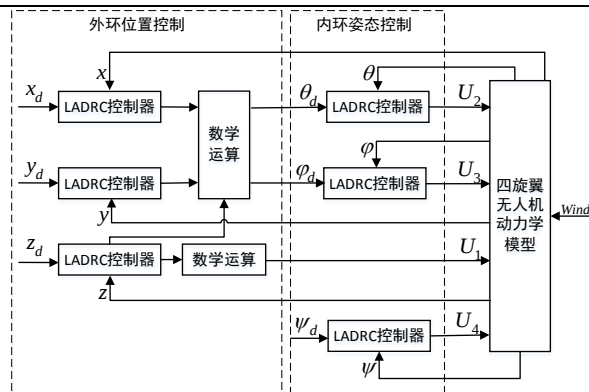


图 3 四旋翼串级线性自抗扰控制器结构图

3 仿真实验

3.1 四旋翼参数设置

四旋翼仿真模型的参数设置如表 1 所示。

表 1 四旋翼参数

参数	大小	参数	大小
m / kg	0.75	c_x	0.5
L / m	0.2	c_y	0.5
$I_x / (\text{N} \cdot \text{s}^2)$	0.019 688	c_z	0.5
$I_y / (\text{N} \cdot \text{s}^2)$	0.019 688	S_x / m^2	0.05
$I_z / (\text{N} \cdot \text{s}^2)$	0.039 367	S_y / m^2	0.05
t / s	30	S_z / m^2	0.2

3.2 紊流风场仿真

取 6.096 m 高度处的风速为 10 m/s, 四旋翼的飞行高度为 1 m。根据计算出的紊流风场的参数如表 2 所示, 假设四旋翼无人机在悬停过程中的 5 s-15 s 受到紊流风场的干扰作用, 利用紊流风场参数和四旋翼的相关参数生成的紊流风场如图 4 所示。

表 2 紊流风场参数

参数/m	大小	参数/(m/s)	大小
L_u	208.3	δ_u	105.5
L_v	208.1	δ_v	85.0
L_w	208.2	δ_w	85.0

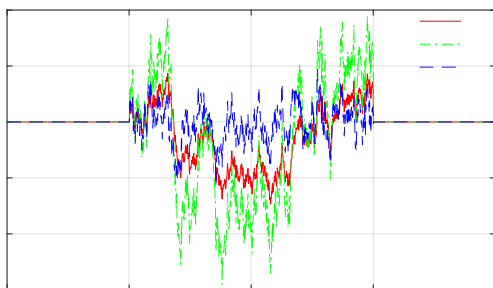


图4 紊流风场图

3.3 无风干扰下的四旋翼悬停控制

假设四旋翼的初始位置为0且整个过程没有外界风的干扰,在 xyz 三个方向上同时给出一个阶跃信号。分别采用线性自抗扰控制器、非线性自抗扰控制器以及PID控制器来控制四旋翼,其中线性自抗扰控制器和PID控制器的参数设置如表3所示。搭建simulink仿真模型,得到这三种控制器对应的四旋翼位置响应曲线,如图5所示。

表3 LADRC和PID控制器参数

通道	LADRC			PID		
	ω_0	ω_c	b_0	k_p	k_i	k_d
x	50	4	1.5	10	0.001	6
y	50	4	1.5	10	0.001	6
z	50	10	1	20	0.001	7
ϕ	90	40	50	100	10	20
θ	90	40	50	100	10	20
ψ	50	10	1	20	1	10

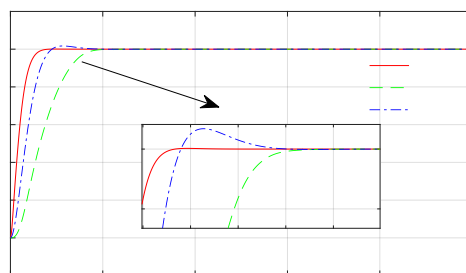
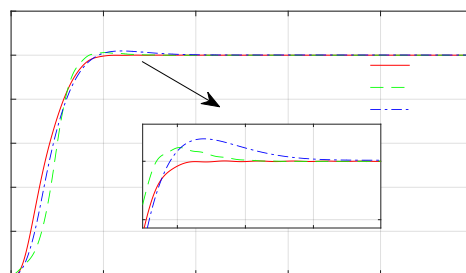
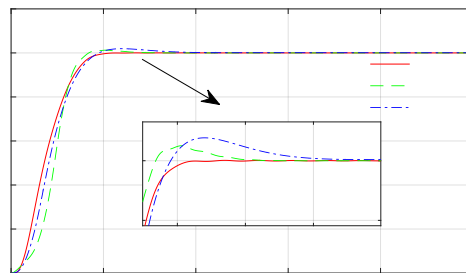


图5 无风干扰下三种控制器的位置响应

由图5可知,在 xyz 三个方向上,线性自抗扰控制器与非线性自抗扰控制器和传统PID控制器相比,上升时间最短,响应最快,超调最小。所以本文设计的串级线性自抗扰控制器能够应用于四旋翼的飞行控制,且性能要优于非线性自抗扰控制器和传统的PID控制器。

3.4 有风干扰下的四旋翼悬停控制

为了验证本文所设计的串级线性自抗扰控制器的抗干扰能力,设计了图4所示的紊流干扰风。在3.3节的基础上加入这一干扰风,比较线性自抗扰控制器和非线性自抗扰控制器以及传统PID控制器的抗干扰性能。最终得到这三种控制器在有风干扰情况下的位置响应曲线,如图6所示。

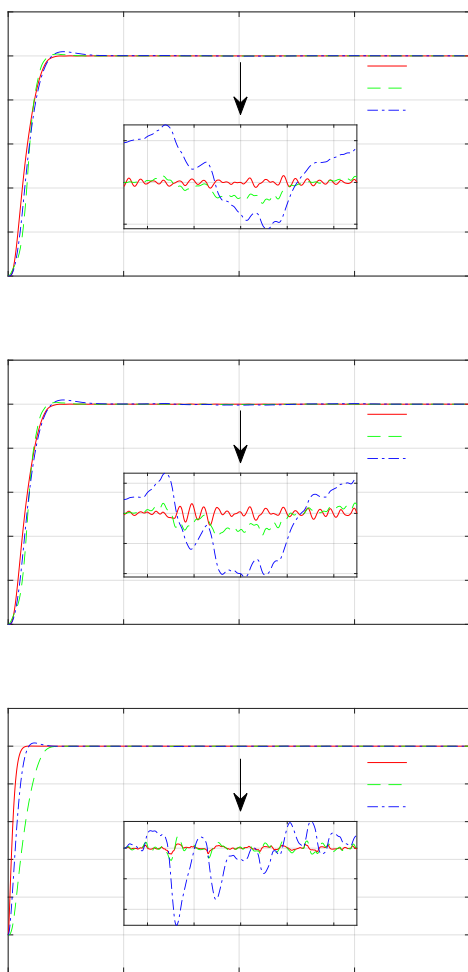


图 6 有风干扰下三种控制器的位置响应

由图 6 可知, 线性自抗扰控制器和非线性自抗扰控制器相对与传统 PID 控制器来说, 两者在 xyz 三个方向上受到风干扰时的波动水平明显更小, 说明了这两种控制器均具有更好的抗干扰性能。而线性自抗扰控制器相对于非线性自抗扰控制器来说, 四旋翼无人机在外界风干扰情况下的位置波动更小, 表明了本文所设计的串级线性自抗扰控制器对于四旋翼无人机来说具有良好的抗干扰能力。两种控制器在风干扰下三个姿态角的响应曲线如图 7 所示。

由图 7 可知, 相对于传统 PID 控制器, 线性自抗扰控制器和自抗扰控制器的三个姿态角变化幅度稍大。说明在风干扰情况下, 使用线性和非线性自抗扰控制器的四旋翼为了快速恢复原始位置, 控

制器会加大幅度调整姿态, 从而使得四旋翼快速跟踪指令。而与非线性自抗扰控制器相比, 线性自抗扰控制器的姿态角变化幅度较小, 不至于太过剧烈。

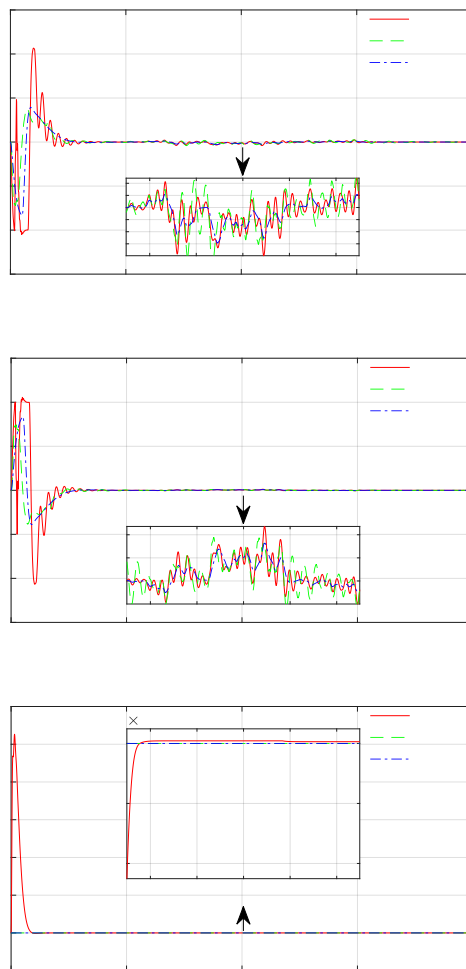


图 7 有风干扰下三种控制器的姿态响应

4 结束语

本文首先建立了无风干扰下的四旋翼动力学模型, 然后在此基础上考虑外界紊流风的干扰, 建立了有风干扰下的四旋翼动力学模型。其次采用 dryden 模型来建立紊流风场, 得到了紊流风场的一系列参数。在自抗扰控制器的基础上, 设计了一种针对于四旋翼无人机的串级线性自抗扰控制器, 并给出了控制流程图。最后搭建 simulink 仿真模型, 分别验证了所设计的控制器在无风干扰和有风干

扰下四旋翼的悬停性能。仿真试验表明,不管有无外界风的干扰,本文设计的串级线性自抗扰控制器的性能均优于非线性自抗扰控制器和传统的PID控制器。需要说明的是,本文设计的控制器是在非线性自抗扰控制器的基础上改进而来,而非线性自抗扰控制器已经成功运用到了四旋翼无人机的工程

运用中,所以本文设计的算法具有较高的工程实现能力。此外,本文设计的对于旋翼无人机来说,不管是大型还是小型的旋翼无人机,它们的运动学建模过程与本文的四旋翼建模过程基本相似,只要建立起相应的控制模型,本文设计的串级线性自抗扰控制器均能用于旋翼无人机的飞行控制。

参 考 文 献

- [1] 李俊. 四旋翼飞行器的动力学建模及控制[J]. 辽宁工程技术大学学报(自然科学版), 2012, 31(1): 114-117.
- [2] 高俊. 基于改进PID算法的无人机变速度控制[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2015, 43(S1): 1-5.
- [3] NAJIM A A. Nonlinear PID controller design for a 6-DOF UAV quadrotor system [J]. Engineering Science and Technology, 2019, 22(4).
- [4] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, (1): 19-23.
- [5] 韩京清. 从PID技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, (3): 13-18.
- [6] LIANG H. ADRC vs LADRC for quadrotor UAV with wind disturbances [C]. Technical Committee on Control Theory, Chinese Association of Automation. Proceedings of the 38th China Control Conference, 2019.
- [7] 何勇灵. 四旋翼飞行器在风场扰动下的建模与控制[J]. 中国惯性技术学报, 2013, 21, (05): 624-630.

[收稿日期] 2019-12-15

(上接第13页)

中频架构收发机性能。但随着器件水平、技术水平的提高,数字收发机将取代现有无线电实现途径,

真正的实现“通用平台+APP”的综合射频传感器系统。

参 考 文 献

- [1] 刘光祜, 张玉兴. 无线应用射频微波电路设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [2] 赵春轶. 小型无线收发信机的设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2007.
- [3] 漆家国, 曹广平. 一种射频宽带接收机的设计[J]. 电视技术, 2007, 47 (02): 88-91.
- [4] 李志群, 王志功. 零中频射频接收机技术[J]. 电子产品世界, 2004, (13): 69-72.
- [5] 王枫. UHF频段无线收发信机前端设计[J]. 电子设计工程, 2011, 19(01): 91-95.
- [6] 陈邦媛. 射频通信电路[M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [7] LUDWIG, BRETCHKOP. 射频电路设计——理论与应用[M]. 王子仪, 译. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [8] 杨小牛, 楼才义, 徐建良. 软件无线电原理与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2002.

[收稿日期] 2019-08-27