

文章编号: 1001-0920(2012)04-0613-05

基于滤波反步法的无人直升机轨迹跟踪控制

周洪波, 裴海龙, 贺跃帮, 赵运基

(华南理工大学 自动化科学与工程学院, 广州 510640)

摘要: 针对无人直升机模型阶数比较高, 设计常规反步法控制器时面临着对虚拟控制输入信号求导过程较为繁琐的缺陷, 提出一种基于滤波器反步法的控制方法. 首先, 通过滤波器而非直接解析地对虚拟控制量求导, 从而显著简化了反步控制器的设计过程, 而且由于导数是通过积分过程而非微分得到, 大大降低了测量噪声的影响; 然后, 基于李雅普诺夫稳定性理论证明了补偿跟踪误差是全局指数稳定的; 最后, 通过仿真结果进一步验证了所提出方法的稳定性和有效性.

关键词: 滤波反步法; 无人直升机; 轨迹跟踪; 李雅普诺夫稳定

中图分类号: TP273

文献标识码: A

Trajectory tracking control of unmanned helicopter via filtering backstepping

ZHOU Hong-bo, PEI Hai-long, HE Yue-bang, ZHAO Yun-ji

(College of Automation Science and Technology, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China.

Correspondent: ZHOU Hong-bo, E-mail: hongbo.zhou@mail.scut.edu.cn)

Abstract: Considering the high order of the unmanned helicopter's model, it is very complicated and tedious to calculate the virtual control signal derivatives in standard backstepping. The paper proposes a filtering backstepping controller, which computes the derivatives of the virtual control by use of filter without having to analytically or numerically differentiate it. Therefore, the backstepping implementation is significantly simplified. Furthermore, the derivatives are computed by integration, not by differentiation, which helps to decrease the effects of measurement noise. Then the exponential stability of the compensated tracking errors are proved based on Lyapunov theory. Simulation results show the effectiveness and stability of the proposed method.

Key words: filtering backstepping; unmanned helicopter; trajectory tracking; Lyapunov stability

1 引言

随着科学技术的不断发展, 无人直升机在监视、救援和航拍等众多应用领域引起了人们的广泛关注. 然而, 无人直升机自身是一个非线性、强耦合、不稳定的系统, 设计出合适的飞行控制器是很具挑战性的研究领域^[1-2]之一.

近年来, 研究人员为无人直升机设计了许多不同的控制方法, 比如经典 PID 控制^[3]、LQR^[4]以及 H_∞ 控制^[5]等. 然而, 这些控制方法只能保证直升机在设定平衡点附近的性能, 当飞行速度增大或试图进行机动飞行时, 直升机的性能会急剧下降, 甚至不稳定. 文献 [6] 采用增益调度方法解决了上述问题, 实现了大包围飞行, 但为了得到较好的性能指标, 在设计控制器

时需选择尽可能多的平衡点.

为克服上述线性控制方法存在的不足, 人们提出了一些不同的应用于飞行控制的非线性控制方法, 比如反馈线性化^[7]、动态逆^[8]、神经网络^[9]和反步法^[10]等. 其中反步法由于设计过程系统化, 很受研究人员的青睐. 然而, 反步法递推过程中需不断地对虚拟控制信号求导, 由文献 [10] 可以看出, 对于无人直升机这种模型阶数比较高的系统, 其计算过程将变得非常繁琐.

本文针对无人直升机反步控制方法存在的缺陷, 在文献 [11] 的基础上, 设计了一种基于滤波器反步法的无人直升机轨迹跟踪控制方法. 该方法避免了反步法递推过程中对虚拟控制信号繁琐的求导过程, 大大

收稿日期: 2010-11-03; 修回日期: 2011-01-31.

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(60736024); 教育部科技创新工程重大项目(708069).

作者简介: 周洪波(1982-), 男, 博士生, 从事无人直升机建模及非线性控制的研究; 裴海龙(1965-), 男, 教授, 博士生导师, 从事机器人控制、非线性控制等研究.

简化了控制器设计. 同时, 基于李雅普诺夫稳定性理论证明了补偿跟踪误差是全局指数稳定的.

2 无人直升机动态模型

无人直升机受到重力、空气动力和驱动力的作用, 可视为在三维空间内的刚体运动. 直升机质心在惯性坐标系下的位置和速度分别为

$$\xi = [x \ y \ z]^T, \quad V = [u \ v \ w]^T.$$

直升机机体质心受到的外力及外力矩分别表示为 T 和 τ , m 为直升机质量, $I \in R^{3 \times 3}$ 为直升机本身惯性矩阵. 根据牛顿欧拉方程, 可得直升机刚体运动方程为

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= V, \\ m\dot{V} &= -R(\eta)Te_3 + mge_3, \\ \dot{R} &= Rsk(\Omega), \\ I\dot{\Omega} &= -\Omega \times I\Omega + \tau. \end{aligned} \quad (1)$$

其中: $\Omega = [p \ q \ r]^T$ 表示相对于机体坐标系下的角速度向量; 姿态角向量 $\eta = [\varphi \ \theta \ \psi]^T$, φ , θ 和 ψ 分别表示滚转角、俯仰角和偏航角. 机体坐标系到惯性坐标系的旋转矩阵 $R(\eta)$ 可表示为

$$R(\eta) = \begin{bmatrix} c\theta c\psi & s\varphi s\theta c\psi - c\varphi s\psi & c\varphi s\theta c\psi + s\varphi s\psi \\ c\theta s\psi & s\varphi s\theta s\psi + c\varphi c\psi & c\varphi s\theta s\psi - s\varphi c\psi \\ -s\theta & s\varphi c\theta & c\varphi c\theta \end{bmatrix}, \quad (2)$$

其中 $c(\cdot)$ 和 $s(\cdot)$ 分别表示 $\cos(\cdot)$ 和 $\sin(\cdot)$.

为便于反步法设计, 将无人直升机动态模型方程 (1) 和 (2) 转换成如下形式:

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= V, \\ \dot{V} &= ge_3 - \frac{1}{m}RTe_3 = ge_3 - \frac{1}{m}X, \\ X &= RTe_3, \\ \dot{X} &= \dot{T}Re_3 + TRsk(\Omega)e_3 = Y, \\ \dot{Y} &= \dot{T}Re_3 + 2\dot{T}Rsk(\Omega)e_3 - TRsk(\Omega)e_3\tilde{w}, \\ \tilde{w} &= -I^{-1}\Omega \times I\Omega + I^{-1}\tau, \\ u &= \dot{T}Re_3 - TRsk(\Omega)e_3\tilde{w}. \end{aligned} \quad (3)$$

3 轨迹跟踪滤波反步控制

3.1 轨迹跟踪控制

对于方程 (3) 所示模型, 设计如下虚拟控制信号:

$$\begin{aligned} V_c^0 &= -k_1\tilde{\xi} + \dot{\xi}_c, \\ X_c^0 &= -m(-k_2\tilde{V} + \dot{V}_c - ge_3 - v_1), \\ Y_c^0 &= -k_3\tilde{X} + \dot{X}_c + \frac{1}{m}v_2, \\ u_c^0 &= -k_4\tilde{Y} + \dot{Y}_c - 2\dot{T}Rsk(\Omega)e_3 - v_3, \\ u &= u_c^0. \end{aligned} \quad (4)$$

式中: k_1, k_2, k_3 和 k_4 为正常数; ξ_c 为参考轨迹; $V_c^0, X_c^0,$

Y_c^0 和 u_c^0 为理想虚拟控制信号; $V_c, \dot{V}_c, X_c, \dot{X}_c, Y$ 和 \dot{Y}_c 为理想虚拟控制信号经滤波后得到的虚拟控制信号值. 跟踪误差定义为

$$\begin{aligned} \tilde{\xi} &= \xi - \xi_c, \quad \tilde{V} = V - V_c, \\ \tilde{X} &= X - X_c, \quad \tilde{Y} = Y - Y_c. \end{aligned}$$

补偿跟踪误差定义为

$$\begin{aligned} v_1 &= \tilde{\xi} - \varsigma_1, \quad v_2 = \tilde{V} - \varsigma_2, \\ v_3 &= \tilde{X} - \varsigma_3, \quad v_4 = \tilde{Y} - \varsigma_4. \end{aligned}$$

其中 $\varsigma_1, \varsigma_2, \varsigma_3$ 和 ς_4 分别定义为

$$\begin{aligned} \dot{\varsigma}_1 &= -k_1\varsigma_1 + (V_c - V_c^0) + \varsigma_2, \\ \dot{\varsigma}_2 &= -k_2\varsigma_2 - \frac{1}{m}(X_c - X_c^0) - \frac{1}{m}\varsigma_3, \\ \dot{\varsigma}_3 &= -k_3\varsigma_3 + (Y_c - Y_c^0) + \varsigma_4, \end{aligned}$$

且 $\varsigma_i(0) = 0, i = 1, 2, 3, \varsigma_4 = 0$.

3.2 航向控制

无人直升机航向动态模型可表示为

$$\dot{\psi} = \frac{s\varphi}{c\theta}q + \frac{c\varphi}{c\theta}r, \quad \dot{r} = \tilde{w}^3. \quad (5)$$

针对方程 (5), 构造如下虚拟控制信号:

$$\begin{aligned} r_c^0 &= \frac{c\theta}{c\varphi} \left(-k_5\tilde{\psi} + \dot{\psi}_c - \frac{s\varphi}{c\theta}q \right), \\ (\tilde{w}^3)_c^0 &= -k_6\tilde{r} + \dot{r}_c - \frac{c\varphi}{c\theta}v_5, \\ \tilde{w}^3 &= (\tilde{w}^3)_c^0. \end{aligned} \quad (6)$$

式中: k_5 和 k_6 为正常数, ψ_c 为参考航向角. 跟踪误差定义为

$$\tilde{\psi} = \psi - \psi_c, \quad \tilde{r} = r - r_c.$$

补偿跟踪误差定义为

$$v_5 = \tilde{\psi} - \varsigma_5, \quad v_6 = \tilde{r} - \varsigma_6.$$

ς_5, ς_6 定义为

$$\dot{\varsigma}_5 = -k_5\varsigma_5 + \frac{c\varphi}{c\theta}(r_c - r_c^0) + \frac{c\varphi}{c\theta}\varsigma_6,$$

且 $\varsigma_5(0) = 0, \varsigma_6 = 0$.

3.3 滤波器设计

为避免直接对虚拟控制信号解析求导, 本文将虚拟控制信号经过滤波得到它的导数值. 定义如下滤波器:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{q}_1(t) \\ \dot{q}_2(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\zeta\omega_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_n^2 \end{bmatrix} x_c^0, \\ \begin{bmatrix} x_c \\ \dot{x}_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

可见, 当 x_c^0 有界时, x_c, \dot{x}_c 有界且连续. 从输入信号 x_c^0 到输出信号 x_c 的传递函数为

$$\frac{X_c(s)}{X_c^0(s)} = H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (7)$$

由式 (7) 可知, 该传递阻尼比为 ζ , 自然频率为 ω_n . 如

果信号 x_c^0 的带宽低于 $H(s)$, 则误差 $|x_c^0(t) - x_c(t)|$ 将会很小. 假设已经知道 x_c^0 的带宽, 若要得到 x_c 和 \dot{x}_c 的值, 且保证 $|x_c^0(t) - x_c(t)|$ 很小, 则只需选择足够大的自然频率 ω_n 即可. 同时, 从式 (7) 可知, 信号 \dot{x}_c 是通过积分过程而非微分过程得到的, 从而可以大大减少测量噪声的影响. 当然, 若 ω_n 太大时则会加大系统高频噪声的影响, 这需在二者之间选择一个合理的值.

3.4 稳定性分析

定理 1 对于由方程 (1) 和 (2) 描述的无人直升机系统, 在方程 (4) ~ (6) 定义的反馈控制作用下, 补偿跟踪误差 v_i 指数收敛于零.

证明 定义如下李雅普诺夫函数:

$$S = \sum_{i=1}^6 S_i(v_i),$$

其中 $S_i = \frac{1}{2}v_i^2$. 下面分 3 步证明定理 1.

1) 求跟踪误差的导数

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= V - \dot{\xi}_c = \\ &V_c^0 - \dot{\xi}_c + (V_c - V_c^0) + (V - V_c) = \\ &-k_1\tilde{\xi} + (V_c - V_c^0) + \tilde{V}, \\ \dot{V} &= \dot{V} - \dot{V}_c = ge_3 - \frac{1}{m}X - \dot{V}_c = \\ &ge_3 - \frac{1}{m}X_c^0 - \dot{V}_c - \frac{1}{m}(X_c - X_c^0) - \\ &\frac{1}{m}(X - X_c) = \\ &-k_2\tilde{V} - v_1 - \frac{1}{m}(X_c - X_c^0) - \frac{1}{m}\tilde{X}, \\ \dot{X} &= \dot{X} - \dot{X}_c = Y - \dot{X}_c = \\ &Y_c^0 - \dot{Y}_c + (Y_c - Y_c^0) + (Y - Y_c) = \\ &-k_3\tilde{X} + \frac{1}{m}v_2 + (Y_c - Y_c^0) + \tilde{Y}, \\ \dot{Y} &= \dot{Y} - \dot{Y}_c = u + 2\dot{T}Rsk(\Omega)e_3 - \dot{Y}_c = \\ &-k_4\tilde{Y} - v_3, \\ \dot{\psi} &= \dot{\psi} - \dot{\psi}_c = \frac{s\varphi}{c\theta}q + \frac{c\varphi}{c\theta}r - \dot{\psi}_c = \\ &\frac{s\varphi}{c\theta}q - \dot{\psi}_c + \frac{c\varphi}{c\theta}r_c^0 + \frac{c\varphi}{c\theta}(r_c - r_c^0) + \\ &\frac{c\varphi}{c\theta}(r - r_c) = \\ &-k_5\tilde{\psi} + \frac{c\varphi}{c\theta}(r_c - r_c^0) + \frac{c\varphi}{c\theta}\tilde{r}, \\ \dot{r} &= \dot{r} - \dot{r}_c = \tilde{w}^3 - \dot{r}_c = -k_6\tilde{r} - \frac{c\varphi}{c\theta}v_5. \end{aligned}$$

2) 求补偿跟踪误差的导数

$$\begin{aligned} \dot{v}_1 &= \dot{\xi} - \dot{\zeta}_1 = \\ &-k_1\tilde{\xi} + (V_c - V_c^0) + \tilde{V} - \\ &-(-k_1\zeta_1 + V_c - V_c^0 + \zeta_2) = \\ &-k_1v_1 + v_2, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 &= \dot{V} - \dot{\zeta}_2 = \\ &-k_2\tilde{V} - v_1 - \frac{1}{m}(X_c - X_c^0) - \frac{1}{m}\tilde{X} + \\ &k_2\zeta_2 + \frac{1}{m}(X_c - X_c^0) + \frac{1}{m}\zeta_3 = \\ &-k_2v_2 - v_1 - \frac{1}{m}v_3, \\ \dot{v}_3 &= \dot{X} - \dot{\zeta}_3 = \\ &-k_3\tilde{X} + \frac{1}{m}v_2 + (Y_c - Y_c^0) + \tilde{Y} - \\ &(-k_3\zeta_3 + Y_c - Y_c^0 + \zeta_4) = \\ &-k_3v_3 + \frac{1}{m}v_2 + v_4, \\ \dot{v}_4 &= \dot{Y} - \dot{\zeta}_4 = -k_4v_4 - v_3, \\ \dot{v}_5 &= \dot{\psi} - \dot{\zeta}_5 = \\ &-k_5\tilde{\psi} + \frac{c\varphi}{c\theta}(r_c - r_c^0) + \frac{c\varphi}{c\theta}\tilde{r} + \\ &k_5\zeta_5 - \frac{c\varphi}{c\theta}(r_c - r_c^0) - \frac{c\varphi}{c\theta}\zeta_6 = \\ &-k_5v_5 + \frac{c\varphi}{c\theta}v_6, \\ \dot{v}_6 &= \dot{r} - \dot{\zeta}_6 = -k_6\tilde{r} - \frac{c\varphi}{c\theta}v_5 = -k_6v_6 - \frac{c\varphi}{c\theta}v_5. \end{aligned}$$

3) 对李雅普诺夫函数 S 求导

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \\ &v_1\dot{v}_1 + v_2\dot{v}_2 + v_3\dot{v}_3 + v_4\dot{v}_4 + v_5\dot{v}_5 + v_6\dot{v}_6 = \\ &-k_1v_1^2 - k_2v_2^2 - k_3v_3^2 - k_4v_4^2 - k_5v_5^2 - k_6v_6^2 \leq \\ &-k\|v\|_2^2 = -2kS, \end{aligned}$$

式中 $k = \min(k_i)$. 由文献 [12] 可知, v_i 全局指数稳定于平衡点零. \square

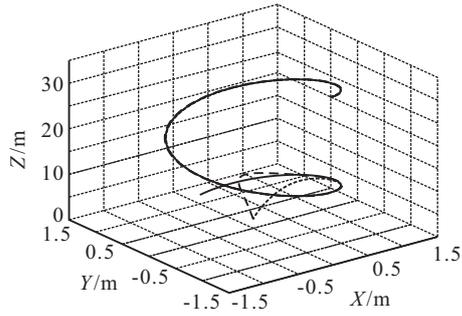
注 1 定理 1 只证明了补偿跟踪误差 v_i 指数收敛于零值. 由滤波器设计过程可知, 当选择足够大的自然频率 ω_n 时, $|x_c^0(t) - x_c(t)|$ 将会任意小, 由 ς 微分方程式可知, ς 同样会任意小, 从而系统跟踪误差任意接近于零值.

4 仿真结果

为验证所提出控制方法的性能, 定义如下参考跟踪轨迹: $\xi_c = [\sin(0.3t), \cos(0.3t), 2+t]^T$, $\dot{\psi}_c = 2 \text{ deg/s}$. 无人直升机模型相关参数参见文献 [13], 滤波反步法控制器参数取为 $k_1 = 0.5, k_2 = 1, k_3 = 2, k_4 = 5, k_5 = 1, k_6 = 5, \omega_n = 30 \text{ rad/s}, \zeta = 0.9$, 直升机初始位置 $\xi_0 = [0, 0, 2] \text{ m}$, 初始姿态角 $\eta = [0, 0, 0.3] \text{ rad}$.

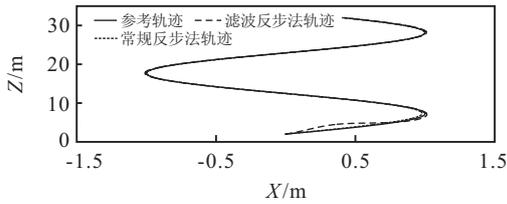
由图 1 ~ 图 3 可以看出, 基于滤波器反步法设计的控制器, 在避免对虚拟控制量进行繁琐的解析求导过程的情况下, 轨迹跟踪结果完全达到了基于常规反步法设计控制器的性能指标, 而且滤波反步法控制器响应速度更快. 图 4 和图 5 表明, 轨迹跟踪初始阶段, 在滤波反步法控制器作用下的直升机姿态角及角速

度变化范围稍大,但在合理范围之内,随后迅速减少.这是由初始阶段直升机轨迹跟踪偏差较大造成的.

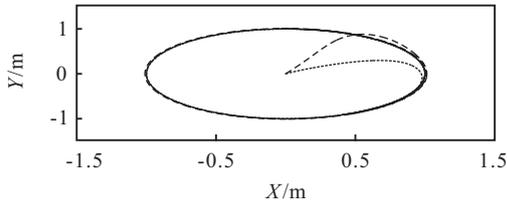


— 参考轨迹 - - - 滤波反步法轨迹
- · - · - 常规反步法轨迹

图 1 直升机三维跟踪轨迹

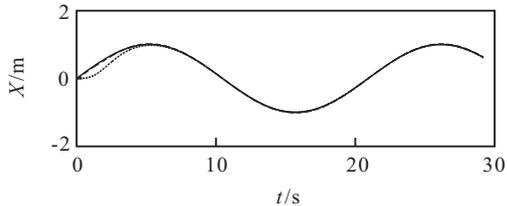


(a) 跟踪轨迹在 X-Z 平面投影

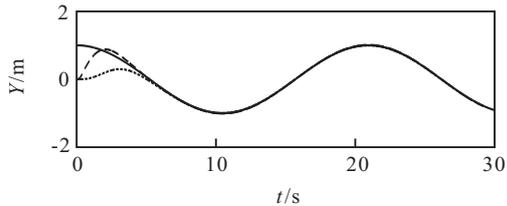


(b) 跟踪轨迹在 X-Y 平面投影

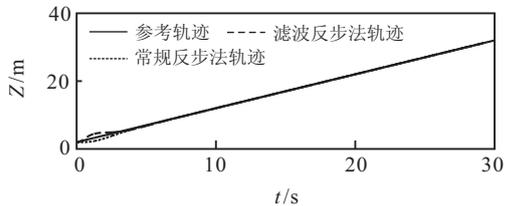
图 2 直升机跟踪轨迹水平投影



(a) X 位置轨迹

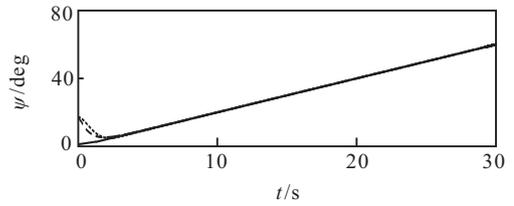


(b) Y 位置轨迹

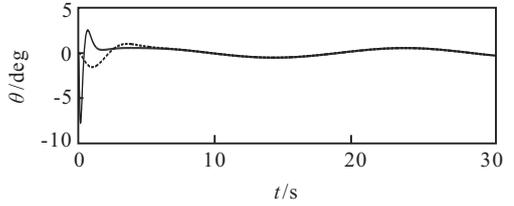


(c) Z 位置轨迹

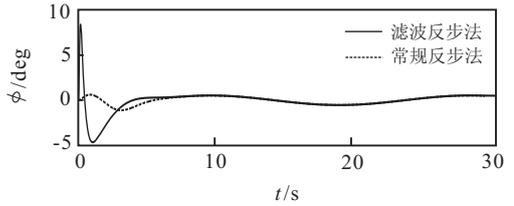
图 3 直升机位置轨迹



(a) 偏航角

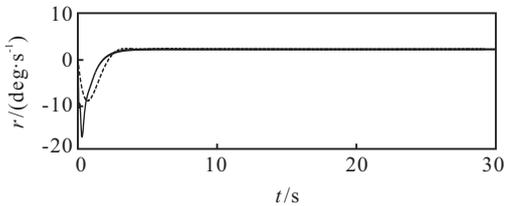


(b) 俯仰角

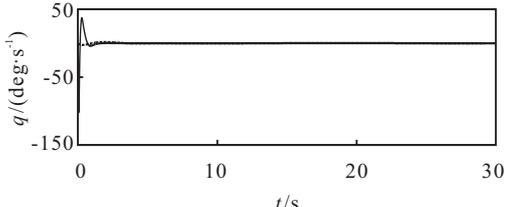


(c) 滚转角

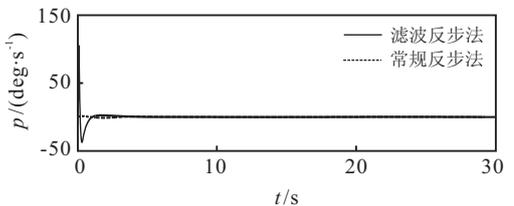
图 4 直升机姿态角



(a) 偏航角速度



(b) 俯仰角速度



(c) 滚转角速度

图 5 直升机姿态角速度

5 结 论

本文针对常规反步法在无人直升机这种数学模型阶数较高的系统应用中存在的缺陷,设计了一种基于滤波器的新型反步控制方法.该方法综合了反步法设计过程系统化的优点,同时避免了在高阶系统中所面临的对虚拟控制输入信号繁琐的求导过程,而且由于导数是通过积分过程而非微分得到的,大大降低了测量噪声的影响,从而为下一步将反步法应用于实际

飞行实验创造了条件. 基于李雅普诺夫稳定性理论的分析 and 仿真结果均验证了所提出方法的稳定性和有效性.

参考文献(References)

- [1] Padfield G D. Helicopter flight dynamics: The theory and application of flying qualities and simulation modeling[M]. Washington: Blackwell, 2007: 39-42.
- [2] Mettler B F. Identification modeling and characteristics of miniature rotorcraft[M]. London: Kluwer Academic Publisher, 2003: 8-15.
- [3] Mettler B F, Tischler M B. Attitude control optimization for a small-scale unmanned helicopter[J]. J of Guidance, Control and Dynamics, 2000, 29(2): 289-302.
- [4] Budiyo A, Wibowo S S. Optimal tracking controller design for a small scale helicopter[J]. J of Bionic Engineering, 2007, 4(4): 271-280.
- [5] Gadewadikar J, Lewis F A. Structured H -infinity command and control-loop design for unmanned helicopters[J]. J of Guidance, Control and Dynamics, 2008, 31(4): 1093-1102.
- [6] Oosterom M, Babuska R. Design of a gain-scheduling mechanism for flight control laws by fuzzy clustering[J]. Control Engineering Practice, 2006, 14(7): 769-781.
- [7] Koo T J, Sastry S. Output tracking control design of a helicopter model based on approximate linearization[C]. Proc of the 37th IEEE Conf on Decision and Control. Tampa, 1998, 4: 3635-3640.
- [8] Reiner J, Balas G J. Robust dynamic inversion for control of highly maneuverable aircraft[J]. AIAA J of Guidance, Control, and Dynamics, 1995, 18(1): 18-24.
- [9] Chi-Tai Lee, Ching-Chih Tsai. Improved nonlinear trajectory tracking using RBFNN for a robotic helicopter[J]. Int J of Robust and Nonlinear Control, 2010, 20(10): 1079-1096.
- [10] Mahony R, Hamel T. Robust trajectory tracking for a scale model autonomous helicopter[J]. Int J of Robust and Nonlinear Control, 2004, 14(12): 1035-1059.
- [11] Vladimir Djapic, Jay Farrell, Wenjie Dong. Land vehicle control using a command filtered backstepping approach[C]. American Control Conf. Seattle: ACC, 2008: 2461-2466.
- [12] 哈里尔. 非线性系统[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005: 105-110.
(Hassan K Khalil. Nonlinear systems[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005: 105-110.)
- [13] Gavrillets V. Autonomous aerobatic maneuvering of miniature helicopters[D]. Boston: Department of Aeronautics and Astronautics, Massachusetts Institute of Technology, 2003.

(上接第612页)

- [2] Takagi H. Interactive evolutionary computation: Fusion of the capabilities of EC optimization and human evaluation[J]. Proc of the IEEE, 2001, 89(9): 1275-1296.
- [3] 黄永青, 张祥德. 交互式进化计算研究进展[J]. 控制与决策, 2010, 25(9): 1281-1286.
(Huang Y Q, Zhang X D. Review on interactive evolutionary computation[J]. Control and Decision, 25(9): 1281-1286.)
- [4] Gong D W, Guo G S, Lu L. Adaptive interactive genetic algorithms with interval fitness of evolutionary individuals[J]. Progress in Natural Science, 2008, 18(3): 359-365.
- [5] 巩敦卫, 郝国生, 严玉若. 交互式遗传算法基于用户认知不确定性的定向变异[J]. 控制与决策, 2010, 25(1): 74-78.
(Gong D W, Hao G S, Yan Y R. Directional mutation based on user's uncertain cognitive in interactive genetic algorithms[J]. Control and Decision, 2010, 25(1): 74-78.)
- [6] Kong M, Tian P, Kao Y C. A new ant colony optimization algorithm for the multidimensional knapsack problem[J]. Computers & Operations Research, 2008, 35(8): 2672-2683.
- [7] 黄琦, 孙守迁. 基于意象认知模型的汽车草图设计技术研究[J]. 浙江大学学报: 工学版, 2006, 40(4): 553-559.
(Huang Q, Sun S Q. Research on automobile sketch design based on image cognition model[J]. J of Zhejiang University: Engineering Science, 2006, 40(4): 553-559.)
- [8] 韩挺, 孙守迁, 潘云鹤. 基于消费者认知的产品形态偏好预测系统[J]. 上海交通大学学报, 2009, 43(4): 606-611.
(Han T, Sun S Q, Pan Y H. Product form preference prediction system based on consumer's cognition model[J]. J of Shanghai Jiaotong University, 2009, 43(4): 606-611.)