

舰载机自动着舰纵向控制系统设计

黄得刚^{1†}, 章卫国¹, 邵山², 王志刚², 张秀林²

(1. 西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710129; 2. 沈阳飞机设计研究所, 辽宁 沈阳 110035)

摘要: 航空母舰在大海上以一定速度作匀速直线运动时, 海浪激励舰体作三自由度摆动运动, 同时伴有低空大气紊流和舰尾流的干扰, 使得舰载机着舰的环境十分恶劣, 这样对自动着舰控制系统提出了极大的挑战. 针对这一特殊问题, 本文提出一种指令滤波积分反步滑模控制方法, 首先该方法采用指令滤波处理反步的计算膨胀问题, 然后引入滑模控制来解决外界扰动和匹配不确定性问题. 考虑到降低滑模控制引起的抖动, 本文利用高阶滑模控制的思想, 在传统的反步方法上增加了一个附加虚拟控制状态方程, 将控制器的最终输出作用在一个积分器上, 这样不仅可以降低滑模控制的抖动, 还可以利用反步方法处理不匹配不确定性问题. 最后在理论上证明了所提出方法的全局稳定性, 并通过仿真实验验证了该方法的有效性.

关键词: 舰载机; 飞行控制系统; 指令滤波; 积分反步; 滑模控制; 调节函数

中图分类号: TP273

文献标识码: A

Design of automatic control system for longitudinal landing on carrier

HUANG De-gang^{1†}, ZHANG Wei-guo¹, SHAO Shan², WANG Zhi-gang², ZHANG Xiu-lin²

(1. School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an Shaanxi 710129, China;

2. Shenyang Aircraft Design Institute, Shenyang Liaoning 110035, China)

Abstract: When a aircraft carrier sails in the sea at a certain speed for uniform linear motion, the sea wave motivates the ship to motion in 3 degree of freedom and accompanying the interference of low altitude atmosphere turbulent flow and airwake at the same time, which makes the landing environment of carrier aircraft fair adverse. That proposes a huge challenge for the control system of autoland. For the special problem, a method of the Command Filter Integral backstepping and Sliding Mode Control is presented in this paper. First, the command filter to deal with the problem of calculation expansion in backstepping method is adopted in this method, and then introduces of sliding mode control to handle the problems of matched uncertainty and external disturbance. In order to depress the shake of sliding mode control, using the idea of higher order sliding mode control in this paper, introducing an additional virtual control equation of state to make the outputs of control system work on the integration device, which could not only depress the chattering, but also dispose the matched and unmatched uncertainty. At last, the global stability of the proposed method is proved on the whole and the effectiveness is tested by the simulations.

Key words: carrier aircraft; flight control system; command filter; integral backstepping; sliding mode control; tuning function

1 引言(Introduction)

航空母舰和舰载飞机已有100多年的发展历史, 作为海上巨型的移动平台, 航空母舰上载有大量舰载机, 可以对敌方目标进行有效打击. 然而, 自从舰载机诞生以来, 着舰控制一直是重要的研究课题, 而其中的垂直轨迹高度控制显得尤为重要. 1964年, 美国舰载机着舰事故的80%是由于轨迹高度的误差所引起的.

随着战争需求的不断提高, 现代航空母舰上普遍使用全天候自动着舰系统(automatic carrier landing system, ACLS), 这使得夜间人工着舰面临巨大的危险. 采用ACLS的主要目的在于解决可见度低的环境

下, 人工着舰存在很大的安全隐患问题, 另外大气扰动、甲板运动, 以及飞行员完成艰巨的作战任务后心神疲惫等因素也会对安全着舰产生极大的影响^[1]. 为了使ACLS有效地抑制舰尾流、大气扰动和舰体对飞机着舰轨迹的影响, 国外学者提出了许多改善方法, Subrahmanyam针对美国F/A-18A战斗机的ACLS设计了一种 H_∞ 控制技术^[2], 用一个低阶输出反馈控制器镇定了17维的数学模型, 同时考虑了扰动最坏情况下的控制器性能, 仿真结果表明纵向的跟踪误差在1英尺以内; John同样采用 H_∞ 控制技术^[3], 控制效果优于传统PID控制; Marc Steinberg针对F/A-18A设

收稿日期: 2014-07-20; 录用日期: 2015-01-04.

[†]通信作者. E-mail: hdg0216@163.com; Tel.: +86 29-88431398.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61374032).

计一种模糊自动着舰系统(fuzzy automatic carrier landing system, FACLS)^[4], 该系统将人类驾驶员的“知识库”和传统PID控制器相结合, 控制三维航迹角、空速、下沉速率和姿态角, 使得飞机安全着舰, 仿真结果表明该FACLS优于传统的ACLS, 然而以上这些控制系统的设计都没有充分考虑着舰环境的影响. Urnes提出了一种飞行/推力综合控制方法^[5], 其中飞行控制系统采用升降速率控制, 有效地跟踪舰体运动并对大气扰动对着舰的影响具有较好的鲁棒性, 而推力补偿系统用来保持固定的迎角飞行, 这样使得舰载机着舰时具备一个良好的姿态, 这种综合控制方法有效的克服了着舰环境带来的不利影响, 显著提高了着舰精度, Urnes随后针对F/A-18A设计了ACLS^[6], 实验结果表明平均偏差仅有2.9英尺, 目前比较成熟并在舰载机着舰控制中获得成功应用的仍是飞行/推力综合控制系统.

舰载机的着舰环境十分复杂, 设计一种能够处理非匹配和匹配不确定性的控制器十分必要. 近年来, 为了处理非匹配和匹配不确定性问题, 一些学者将反步和滑模控制相结合, 其中反步方法处理非匹配不确定性具有明显的优越性^[7], 滑模控制在处理匹配不确定性和外界扰动问题上优势明显^[8]. 例如杨雨等采用反步滑模控制方法实现了对运输机超低空空投的高度保持控制, 这种方法解决了不可参数化的不匹配不确定性控制问题^[9], 但是并没有说明对匹配不确定性和外界扰动鲁棒性; 王坚浩和李浩分别设计了反步和终端滑模相结合的控制器, 不仅能够处理非匹配和匹配不确定性问题, 还能够降低滑模的抖动^[10-12], 但是对于控制器的稳定性分析仅限于一阶指令滤波的情况; Torsten将积分反步滑模控制方法应用于飞艇的控制中^[13], 然而积分反步和滑模的结合是机械的, 这样导致滑模控制器的抖动仍然不可避免. 本文在飞行/推力综合控制系统结构的基础上, 提出了一种指令滤波积分反步滑模控制方法. 首先, 指令滤波解决反步计算过程中两次求导带来的计算膨胀问题, 也就是当指令过大, 而采样时间小, 使得控制系统的控制指令产生大幅波动, 对控制系统带来不利的影响, 然后, 将反步控制和滑模控制的相结合, 不仅可以处理不匹配不确定性问题, 还可以处理匹配不确定性问题, 然而滑模控制的引入会带来控制律的抖动特性, 这种不期望的抖动是滑模控制最需要解决的问题. 我们知道, 高阶滑模可以有效地解决传统滑模控制中出现的抖动问题^[14-15], 高阶滑模的主要思想就是将输出直接作用在积分上来降低抖动, 本文利用这个思想, 在传统反步方法中引入了一个附加的虚拟控制状态方程, 将反步和滑模控制的输出作用在一个积分器上, 以此来降低滑模控制带来的抖动程度, 并从理论上证明了所提出方法的全局稳定性, 最后的仿真结果表明, 所提出

方法对着舰环境干扰具有良好的鲁棒性.

本文的结构如下: 第2节问题公式化; 第3节给出指令滤波积分反步滑模控制的设计过程; 第4节给出整体控制系统的稳定性分析; 第5节给出着舰过程中的各种扰动模型; 第6节给出仿真实验的设计以及仿真结果; 第7节给出本文的结论.

2 问题公式化(Problem formulation)

为了方便的说明问题, 在此仅以控制系统最内环的俯仰角速率控制为例来进行公式推导, 且状态方程的系数都假设为1.

假设最内环俯仰角速率控制满足如下标称状态方程:

$$\dot{q} = -q + \delta_e, \quad (1)$$

其中: q 为俯仰角速率, δ_e 为升降舵输入指令. 为了利用滑模控制处理外界扰动和匹配不确定性问题的优势, 本文采用反步和滑模控制相结合的方法; 为了降低滑模控制的抖动程度, 此时视实际的升降舵控制量 δ_e 为虚拟控制量, 同时引入另外一个虚拟控制状态方程

$$\dot{\delta}_e = u, \quad (2)$$

从而式(1)和式(2)共同构成标称状态方程组

$$\begin{aligned} \dot{q} &= -q + \delta_e, \\ \dot{\delta}_e &= u, \end{aligned} \quad (3)$$

这样通过反步计算虚拟控制 u , 然后将其进行积分处理就可以得到实际的升降舵控制指令 δ_e , 从而可以降低滑模控制带来的抖动程度, 下面详细推导指令滤波积分反步滑模控制的设计过程.

3 指令滤波积分反步滑模控制器设计(Design of command filter integration backstepping and sliding mode control)

3.1 指令滤波(Command filter)

根据式(3)可知, 当系统的阶次为2时, 反步控制器需要计算输出的2阶导数, 而简单的利用输入对时间进行微分求导会导致计算膨胀问题, 这样需要在控制器前加入2阶滤波器对输入信号的1阶和2阶导数进行估计, 而该2阶滤波器恰是一个低通滤波器^[16], 这样可以避免计算期望输入的1阶和2阶导数, 假设该滤波器的传递函数如下:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (4)$$

其中: ζ 为阻尼比, ω_n 为滤波器的自然频率, 增加 ω_n 可以使得闭环控制系统的解任意精度接近求解解析导数的闭环系统的解^[16-17].

3.2 积分反步滑模控制器设计(Design of integration backstepping and sliding mode control)

为了说明每一环控制器设计的一般过程, 同样以

最内环俯仰角速率控制为例, 状态变量采用传统反步方法中的通用变量 x 来说明问题, 其他控制环的控制律设计过程类似, 这里不再赘述. 假设俯仰角速率状态变量为 x_1 , 实际升降舵控制变量为 x_2 , 引入的虚拟控制 u , 则根据式(3)可得

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -ax_1 + bx_2 + \phi_1^T \theta, \\ \dot{x}_2 &= u + \phi_2^T \theta,\end{aligned}\quad (5)$$

其中: a 和 b 的数值在仿真实验的飞机模型中给出, θ 为未知常值向量, ϕ_1^T 和 ϕ_2^T 为已知非线性函数. 为了得到最终虚拟控制量 u , 首先假设位置误差为

$$z_1 = x_1 - z_d, \quad (6)$$

其中 z_d 为状态 x_1 的期望输入指令信号, 则

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{z}_d = -ax_1 + bx_2 + \phi_1^T \theta - \dot{z}_d. \quad (7)$$

定义

$$z_2 = x_2 - \alpha_1, \quad (8)$$

$$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}, \quad (9)$$

其中: α_1 为虚拟控制量, $\hat{\theta}$ 为 θ 的估计量, $\tilde{\theta}$ 为估计误差.

定义Lyapunov函数

$$V_1 = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}\tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}, \quad (10)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma \phi_1 z_1, \quad (11)$$

其中: Γ 是正定矩阵, V_1 对时间求导可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 - \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} = \\ &= z_1(-ax_1 + bx_2 + \phi_1^T \hat{\theta} - \dot{z}_d) + \tilde{\theta}(\phi_1 z_1 - \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}) = \\ &= z_1(-ax_1 + bz_2 + b\alpha_1 + \phi_1^T \hat{\theta} - \dot{z}_d) + \\ &= \tilde{\theta}(\phi_1 z_1 - \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}) = \\ &= z_1(-ax_1 + b\alpha_1 + \phi_1^T \hat{\theta} - \dot{z}_d) + \\ &= bz_1 z_2 + \tilde{\theta}(\phi_1 z_1 - \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}).\end{aligned}\quad (12)$$

令

$$-ax_1 + b\alpha_1 + \phi_1^T \hat{\theta} - \dot{z}_d = -c_1 z_1, \quad (13)$$

$$\tau_1 = \phi_1 z_1, \quad (14)$$

从而可得虚拟控制量 α_1 为

$$\alpha_1 = \frac{1}{b}(-c_1 z_1 + ax_1 - \phi_1^T \hat{\theta} + \dot{z}_d), \quad (15)$$

其中 $c_1 > 0$. 再对 α_1 求导可得

$$\begin{aligned}\dot{\alpha}_1 &= \frac{1}{b}(-c_1 \dot{z}_1 + a\dot{x}_1 - \phi_1^T \dot{\hat{\theta}} + \ddot{z}_d) = \\ &= \frac{1}{b}(-c_1 \dot{z}_1 + a(-ax_1 + bx_2) - \phi_1^T \dot{\hat{\theta}} + \ddot{z}_d) = \\ &= \frac{1}{b}((a-c)(-ax_1 + bx_2) - \\ &= c_1 \phi_1^T \theta - \phi_1^T \dot{\hat{\theta}} + (c_1 + 1)\ddot{z}_d).\end{aligned}\quad (16)$$

对式(8)求导可得

$$\begin{aligned}\dot{z}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 = \\ &= u + \phi_2^T \theta - \frac{1}{b}((a-c)(-ax_1 + bx_2) - \\ &= c_1 \phi_1^T \theta - \phi_1^T \dot{\hat{\theta}} + (c_1 + 1)\ddot{z}_d) = \\ &= u + (\phi_2^T + \frac{c_1}{b} \phi_1^T)(\tilde{\theta} + \hat{\theta}) - \\ &= \frac{1}{b}((a-c)(-ax_1 + bx_2) - \\ &= \phi_1^T \dot{\hat{\theta}} + (c_1 + 1)\ddot{z}_d),\end{aligned}\quad (17)$$

从而 $\dot{V}_1$ 变为

$$\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 + bz_1 z_2 + \tilde{\theta}(\tau_1 - \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}). \quad (18)$$

如果 $z_2 = 0$, 则 $V_1 \leq 0$, 为此需要进行下一步的设计. 定义Lyapunov函数

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}z_2^2, \quad (19)$$

则

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 = \\ &= -c_1 z_1^2 + z_2 \dot{z}_2 + bz_1 z_2 + \tilde{\theta}(\tau_1 - \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}) = \\ &= -c_1 z_1^2 + z_2(bz_1 + \dot{z}_2) + \tilde{\theta}(\tau_1 - \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}) = \\ &= -c_1 z_1^2 + z_2((\phi_2^T + \frac{c_1}{b} \phi_1^T)(\tilde{\theta} + \hat{\theta}) + \\ &= bz_1 + u - \frac{1}{b}((a-c_1)(-ax_1 + bx_2) - \\ &= \phi_1^T \dot{\hat{\theta}} + (c_1 + 1)\ddot{z}_d)) + \tilde{\theta}(\tau_1 - \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}) = \\ &= -c_1 z_1^2 + z_2(bz_1 + u + (\phi_2^T + \frac{c_1}{b} \phi_1^T)\hat{\theta} - \\ &= \frac{1}{b}((a-c_1)(-ax_1 + bx_2) - \phi_1^T \dot{\hat{\theta}} + (c_1 + 1)\ddot{z}_d)) + \\ &= \tilde{\theta}(\tau_1 + (\phi_2^T + \frac{c_1}{b} \phi_1^T)z_2 - \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}),\end{aligned}\quad (20)$$

此时出现了假设的虚拟控制量 u , 为了保证 $\dot{V}_2 \leq 0$ 成立, 令

$$\begin{aligned}bz_1 + u + (\phi_2^T + \frac{c_1}{b} \phi_1^T)\hat{\theta} - \\ \frac{1}{b}((a-c_1)(-ax_1 + bx_2) - \\ \phi_1^T \dot{\hat{\theta}} + (c_1 + 1)\ddot{z}_d) = -c_2 z_2,\end{aligned}\quad (21)$$

$$\tau_1 + (\phi_2^T + \frac{c_1}{b} \phi_1^T)z_2 = \tau_2, \quad (22)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma \tau_2. \quad (23)$$

整理可得最终的虚拟控制量 u 为

$$\begin{aligned}u &= -c_2 z_2 - bz_1 + \frac{1}{b}((a-c_1)(-ax_1 + bx_2) - \\ &= \phi_1^T \dot{\hat{\theta}} + (c_1 + 1)\ddot{z}_d) - (\phi_2^T + \frac{c_1}{b} \phi_1^T)\hat{\theta},\end{aligned}\quad (24)$$

此时 $\dot{V}_2$ 变为

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 \leq 0. \quad (25)$$

以上为标称系统的控制律设计,可以记为 $u_{eq} = u$,为了保证系统对外界的扰动和匹配不确定性的鲁棒性,设计切换控制律 u_{sw} 为

$$u_{sw} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(\varepsilon) - ks, \quad (26)$$

其中滑动面 s 为

$$s = \lambda(z_1 + z_2), \quad (27)$$

其中: $\varepsilon > 0$, $k > 0$, $\lambda > 0$, $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 为符号函数,从而系统总的输出量为

$$U = u_{eq} + u_{sw}. \quad (28)$$

将式(28)的结果积分后恰为模型所需的升降舵控制输入,该指令滤波积分反步滑模控制的结构方框图如图1所示。

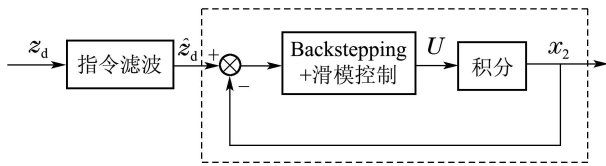


图1 指令滤波积分反步滑模控制结构图

Fig. 1 The structure diagram of the command filter integration backstepping and sliding mode control

4 稳定性分析(Stability analysis)

不失一般性,假设图1中的虚线内为一般非线性控制系统

$$\dot{x} = f(x) + g(x)y, f(0) = 0, x \in \mathbb{R}^n, y \in \mathbb{R}, \quad (29)$$

其中 y 为实际控制输入经过指令滤波器后的控制量,同时将式(4)指令滤波器转化为状态空间形式

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= A\xi + bu, \\ y &= h\xi, \xi \in \mathbb{R}^q, u \in \mathbb{R}, \end{aligned} \quad (30)$$

其中: u 为实际控制输入, $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\zeta\omega_n \end{bmatrix}$, $b = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_n^2 \end{bmatrix}$, h 为输出矩阵. 这样由式(29)和式(30)串联构成的系统为

$$\begin{cases} \dot{\xi} = A\xi + bu, \\ y = h\xi, \\ \dot{x} = f(x) + g(x)f, \end{cases} \quad (31)$$

假设当 $y = 0$ 时,系统(29)在平衡点 $x = 0$ 处全局稳定,且存在Lyapunov函数 $V(x)$ 满足

$$\frac{\partial V}{\partial x} f(x) \leq -W(x) \leq 0, \quad (32)$$

其中 $W(x)$ 正定. 此时需要解决系统(31)是否为全局

稳定的问题,该问题可以转化为镇定系统(30)不影响系统(29)稳定性的问题。

假设1 系统 (A, b, h) 为反馈正实系统,即对于系统(30),存在线性反馈变换 $u = K\xi + v$,使得 (A, b, h) 是Hurwitz的,且存在 $P > 0$, $Q > 0$ 满足

$$\begin{aligned} (A + bK)^T P + P(A + bK) &= -Q, \\ Pb &= h^T. \end{aligned} \quad (33)$$

引理1 设 $V(x)$ 为系统(29)的Lyapunov函数,且满足式(32). 如果 (A, b, h) 是反馈正实系统,那么系统(31)的Lyapunov函数为

$$V_a(x, \xi) = V(x) + \xi^T P \xi, \quad (34)$$

且控制律

$$u = K\xi - \frac{1}{2} \frac{\partial V}{\partial x} g(x), \quad (35)$$

能保证 $b = \begin{bmatrix} x(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix}$ 全局有界且收敛到最大不变集 M_a 上, $M_a \subseteq E_a \{b = \begin{bmatrix} x \\ \xi \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n+q} | W(x) = 0, Q^{\frac{1}{2}} \xi = 0\}$.

证 利用式(32)–(33),以及 $u = K\xi + v$ 和 $v = -\frac{1}{2} \frac{\partial V}{\partial x} g(x)$,可得 $V_a(x, \xi)$ 的导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_a(x, \xi) &= \frac{\partial V}{\partial x} [f(x) + g(x)y] + \xi^T P [(A + bK)\xi + bv] + [(A + bK)\xi + bv]^T P \xi \leq \\ &= -W(x) + \frac{\partial V}{\partial x} g(x)y - \xi^T Q \xi + 2\xi^T Pbv = \\ &= -W(x) + \frac{\partial V}{\partial x} g(x)y - \xi^T Q \xi + 2y(-\frac{1}{2} \frac{\partial V}{\partial x} g(x)) = \\ &= -W(x) - \xi^T Q \xi \leq 0. \end{aligned}$$

因为 V_a 径向无界,且 V_a 的导数为负半定,故 $x(t)$ 和 $\xi(t)$ 全局有界. 此外LaSalle定理保证了 $x(t)$ 和 $\xi(t)$ 收敛到 E_a 的最大不变集 M_a 上. 为了说明镇定系统(30)不影响系统(29)的稳定性,首先证明所提出的积分反步滑模控制器的稳定性。

定理1 对于系统(5),采用控制律(28)可以使系统(5)渐近稳定。

证 根据上述推导过程可知

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 \leq 0, \\ z_2 \dot{z}_2 &\leq 0. \end{aligned}$$

定义Lyapunov函数

$$V = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} s^2,$$

将其对时间 t 求导可得

$$\begin{aligned}\dot{V} &= z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 + z_1 u_{sw} + z_2 u_{sw} + s \dot{s} = \\ & z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 - \lambda \varepsilon (z_1 + z_2) \operatorname{sgn}(z_1 + z_2) - \\ & \lambda k (z_1 + z_2)^2 + s \dot{s}.\end{aligned}$$

结合式(36)–(37)可得

$$\dot{V} \leq s \dot{s}.$$

将式(27)代入式(40)得

$$\begin{aligned}\dot{V} &= (\tau_1 z_1 + \tau_2 z_2)(\tau_1 \dot{z}_1 + \tau_2 \dot{z}_2) = \\ & \tau_1^2 z_1 \dot{z}_1 + \tau_2^2 z_2 \dot{z}_2 + \tau_1 \tau_2 (z_1 \dot{z}_2 + z_2 \dot{z}_1) \leq \\ & \tau_1 \tau_2 (z_1 \dot{z}_2 + z_2 \dot{z}_1) = \tau_1 \tau_2 (z_1 z_2)' = \\ & \tau_1 \tau_2 \left\{ z_1 \left[x_2 - \frac{1}{b} (-c_1 z_1 + a x_1 + \dot{z}_d) \right] \right\}' = \\ & \tau_1 \tau_2 \left[\frac{c_1}{b} z_1^2 + b z_1 (b x_2 - a x_1 - \dot{z}_d) \right]' = \\ & \tau_1 \tau_2 \left(\frac{c_1}{b} z_1^2 + b z_1 \dot{z}_1 \right)' = \\ & \tau_1 \tau_2 \left[\frac{2c_1}{b} z_1 \dot{z}_1 + b (z_1 \dot{z}_1)' \right] = \\ & \tau_1 \tau_2 \left[\frac{2c_1}{b} z_1 \dot{z}_1 + b (-c_1 z_1^2 + b z_1 z_2)' \right] = \\ & \tau_1 \tau_2 \left[\left(\frac{2c_1}{b} - b c_1 \right) z_1 \dot{z}_1 + b^2 (z_1 z_2)' \right],\end{aligned}$$

从而可得

$$(z_1 \dot{z}_2)' = \left(\frac{2c_1}{b} - b c_1 \right) z_1 \dot{z}_1 + b^2 (z_1 z_2)',$$

整理可得

$$(z_1 \dot{z}_2)' = \frac{\frac{2c_1}{b} - b c_1}{1 - b^2} z_1 \dot{z}_1 = \frac{2c_1}{b} z_1 \dot{z}_1 \leq 0,$$

即 $s \dot{s} \leq 0$, 从而有

$$\dot{V} \leq 0,$$

故系统(5)渐近稳定.

定理 2 如果 $y = 0$ 时, 系统(29)在平衡点 $x = 0$ 处为全局渐近稳定, 那么系统(31)在平衡点 $x = 0, \xi = 0$ 处也为全局渐近稳定.

证 根据定理1的证明可知, $V(x)$ 为正定, 其最小值在 $x = 0$ 处取到, 从而有 $\frac{\partial V(0)}{\partial x} = 0$, 这说明在集合 E_a 上, 控制项 $v = -\frac{1}{2} \frac{\partial V}{\partial x} g(x)$ 消失. 因此在集合 E_a 上, 状态变量 $\xi(t)$ 满足

$$\dot{\xi} = (A + bK)\xi, V_a(x, \xi) = \xi^T P \xi.$$

由于 $(A + bK)$ 为Hurwitz的, $\dot{\xi} = (A + bK)\xi$ 的唯一解是 $\xi = 0$, 同时 $V_a(x, \xi) = \xi^T P \xi$ 为常值, 这样满足LaSalle定理内容, 从而可得 $\xi = 0$ 为 E_a 上的最大不变集, 这表明平衡点 $x = 0$ 和 $\xi = 0$ 为系统(31)的最大不变集, 由此根据文献[18]的推论4.2可知, 系统(31)为

全局渐近稳定.

5 舰载机的着舰干扰(Interference of carrier aircraft landing)

5.1 甲板运动及其补偿(Deck motion and compensation)

海浪对舰的作用引起舰的俯仰运动、侧滚运动、偏航运动和垂直起伏运动, 根据美国海军的研究结果, 这几种运动形式可以用不同轴上的正弦运动组合模型来描述^[19].

1) 俯仰运动.

$$\theta_s = 0.5 \sin(0.6t) + 0.3 \sin(0.63t) + 0.25, \quad (36)$$

θ_s 是舰体俯仰运动产生的俯仰角, 其单位为($^\circ$).

2) 垂直起伏运动.

$$h_s(t) = 1.22 \sin(0.6t) + 0.305 \sin(0.2t), \quad (37)$$

垂直起伏运动产生的高度变化, 其单位为m, 补偿模型按下式确定:

$$\dot{H}_{DMC} = \dot{h}_s - 0.5 X_F \dot{\theta}_s, \quad (38)$$

其中: X_F 是理想着舰点到航母尾突的距离, $\dot{H}_{DMC}$ 的单位是m/s. $\dot{H}_{DMC}$ 补偿指令需要叠加到控制系统的输入端, 一般在飞机降落前约12 s时加入该补偿指令.

5.2 大气紊流和舰尾流(Atmosphere turbulent flow and airwake)

航母的甲板运动, 低空大气紊流扰动和舰尾流对飞机的着舰轨迹和着舰精度产生很大的影响, 其中舰尾流是影响舰载机着舰安全的重要因素之一, 它直接影响飞机在着舰过程中的速度、迎角、航迹角和高度等参数, 是导致着舰事故和飞机复飞逃逸现象发生的重要原因. 而低空大气紊流则在很大程度上影响飞机与甲板的啮合程度, 它使飞机空速和迎角发生变化, 其模型参见文献[20].

5.3 航空母舰尾流扰动模型(Disturbance model of airwake)

航空母舰尾流主要由以下3部分组成:

- 1) 稳态尾流: 舰体向前运动产生的均匀定常流;
 - 2) 纵摇诱导尾流: 母舰周期性的俯仰运动一起的振荡型尾流;
 - 3) 随机尾流: 附于尾流的一种不确定的随机紊流.
- 综合大气紊流和舰尾流的干扰模型参见文献[21].

5.4 导引控制律(Law of guidance control)

导引控制律一般将PID控制器与二阶雷达噪声滤波器结合在一起. 若不考虑雷达的噪声干扰, 则导引控制律可简化为

$$\dot{H}_{\Delta h} = (K_p + K_d s + K_i/s) \Delta h, \quad (39)$$

式中 Δh 为飞机的期望高度与实际高度之差。

6 仿真实验(Simulations)

本文ACLS的纵向控制结构图如图2所示, 其中状

态变量为 $x = [v, \alpha, q, \theta, H]$, α_{cmd} 为期望的迎角, $\dot{H}_c$ 为期望的下降速率, $\dot{H}_{\text{DMC}}$ 为甲板运动补偿, $\dot{H}_{\Delta h}$ 为导引控制律。

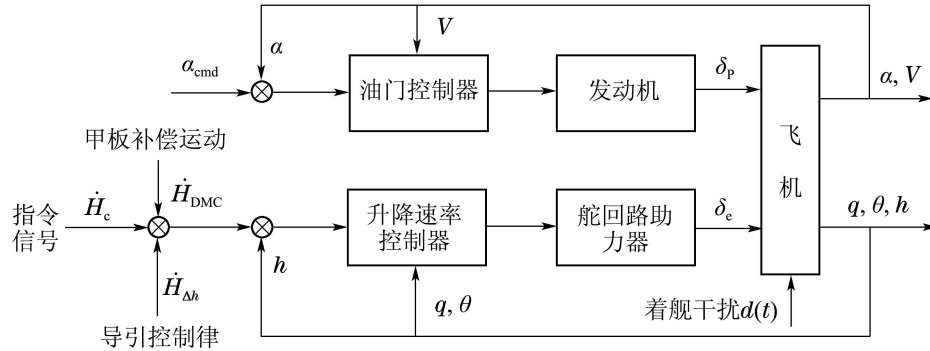


图2 纵向ACLS控制系统结构

Fig. 2 Structure of control system of longitudinal ACLS

本文采用国产某型飞机的纵向数学模型作为被控对象^[21], 假设飞机起始位置距离航空母舰3048 m, 坐标原点为触舰点, 飞机的速度为66.67 m/s, 下滑航迹角为 -3.75° 。

$$\dot{x} = A_1 x + Bu + d(t), \quad (40)$$

其中:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -0.0798 & -0.0993 & 0 & -0.1470 & 0 \\ -0.2772 & -0.4461 & 1 & 0 & 0 \\ 0.0404 & -0.7330 & -0.6282 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1.1620 & 0 & 1.1620 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.1182 & 0 \\ -0.0230 & -0.0579 \\ 0.0033 & -1.9780 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$d(t)$ 为着舰干扰列向量, δ_e 为升降舵偏转, δ_p 为发动机推力, 式(5)中 a 和 b 的值分别对应俯仰角速率 q 的系数 -0.6282 和升降舵系数 -1.9780 , 而变量 v 和 α 可以作为状态反馈变量, 将其视为常值即可, 为了方便说明问题, 没有带着这一部分推导最终的控制律。另外, 由于风干扰模型为非线性模型, 故着舰过程应采用非线性仿真。另外为了衡量纵向的跟踪精度, 本文采用如下平均跟踪误差作为性能指标来衡量纵向的跟踪精度:

$$\text{SME} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (h_i - h_c)^2}, \quad (41)$$

其中: h_i 为系统输出高度, h_c 为期望的高度指令。

6.1 风扰动(Wind disturbance)

如图3和图4所示为风扰动的叠加, 分为水平风和垂直风, 这种风扰动对舰载机着舰有显著的影响。

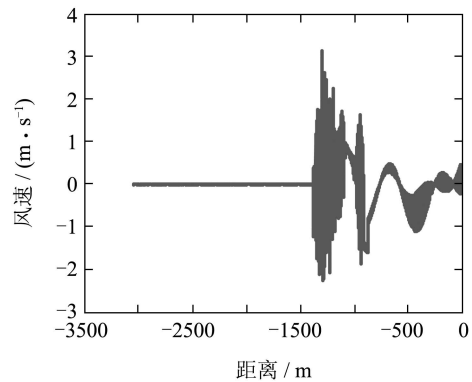


图3 水平风

Fig. 3 Horizontal wind

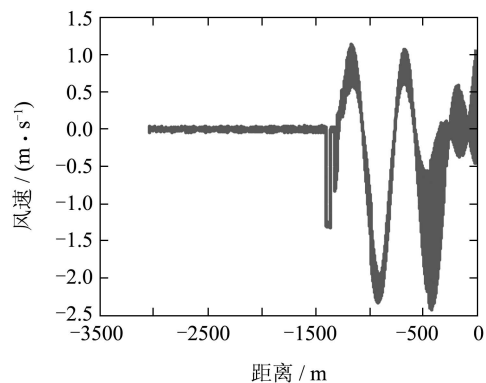


图4 垂直风

Fig. 4 Vertical wind

6.2 未加切换控制的实验结果(Simulation results without switching control)

图5和图6表示未加切换控制时的实验结果, 利

用性能指标(41)计算可知平均跟踪误差为 $SME = 0.6094 \text{ m}$.

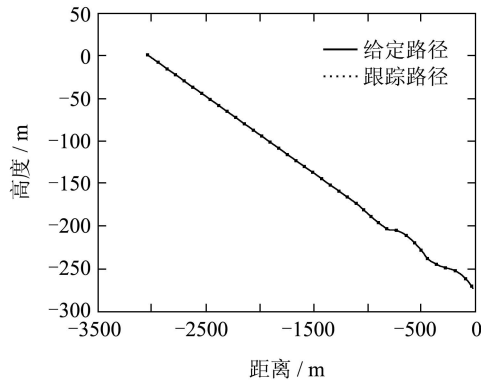


图 5 未加切换控制的跟踪结果

Fig. 5 Tracking results without switching control

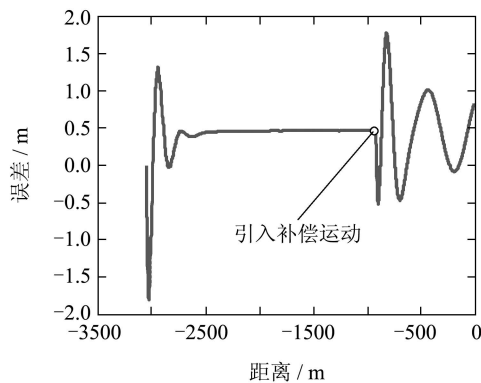


图 6 未加切换控制的跟踪误差

Fig. 6 Tracking error without switching control

6.3 加入切换控制的实验结果(Simulation results with switching control)

图7和图8表示加入切换控制时的实验结果, 利用性能指标(41)计算可知平均跟踪误差为 $SME = 0.2552 \text{ m}$, 跟踪精度优于文献[6, 21]的结果, 从纵坐标的跟踪误差上分析, 加入切换控制的跟踪精度优于无切换控制的跟踪精度.

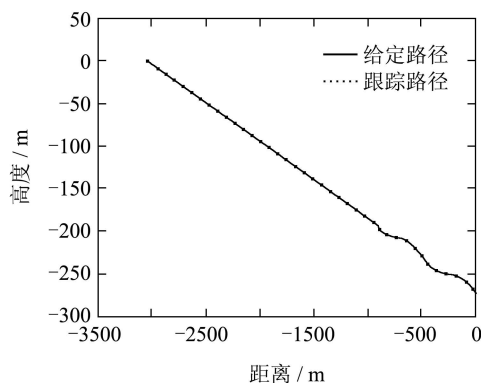


图 7 加入切换控制的跟踪结果

Fig. 7 Tracking results with switching control

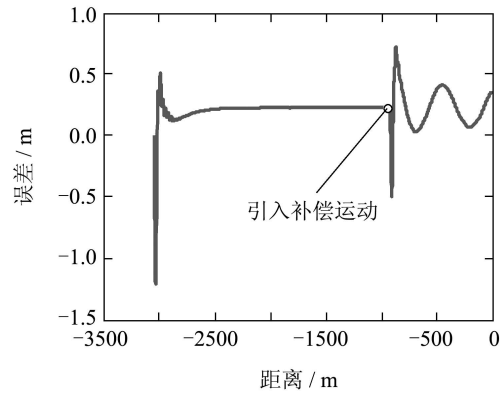


图 8 加入切换控制的跟踪误差

Fig. 8 Tracking error with switching control

6.4 姿态的实验结果(Simulation results of attitude)

图9-10为着舰过程的姿态仿真实验结果. 从该实验结果可以发现, 舰载机触舰时为抬头, 姿态满足着舰条件; 航迹角为负, 说明飞行处于下滑运动.

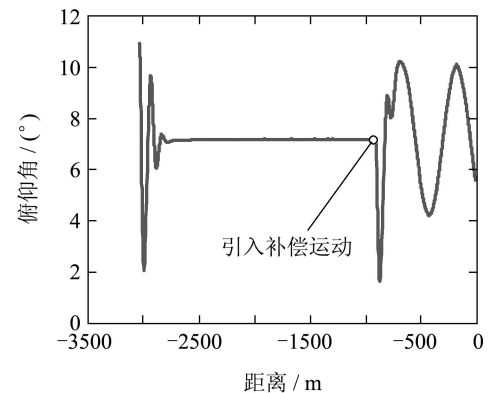


图 9 着舰过程的俯仰角变化

Fig. 9 Changing of pitch during landing

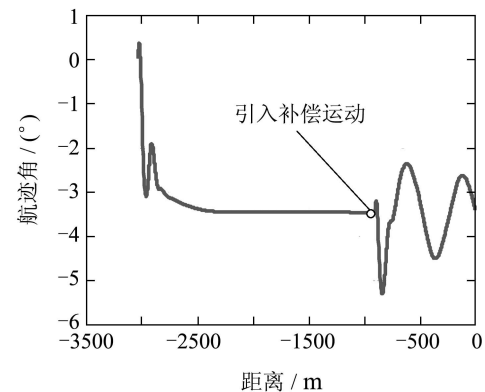


图 10 着舰过程的航迹角变化

Fig. 10 Changing of attack angle during landing

6.5 控制输入(Input of control)

从图11和图12的控制输入实验结果可以看出, 本文提出的方法降低了滑模控制的抖动程度. 值得指出的是, 虽然所提的方法在着舰环境下具有良好

的鲁棒性,但是在控制器的设计过程中,需要人工手动设计的参数过多,这样导致控制器设计的最优性无法保证,对控制器参数的寻优或许是一个很好解决办法。

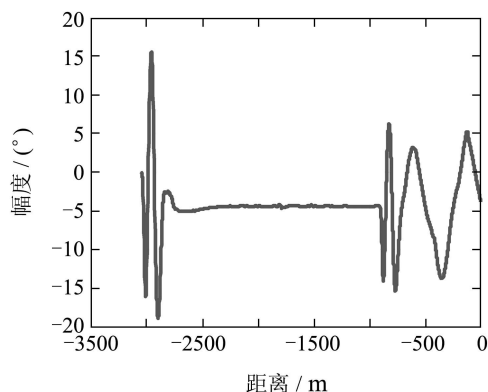


图 11 推力变化曲线

Fig. 11 Thrust curve

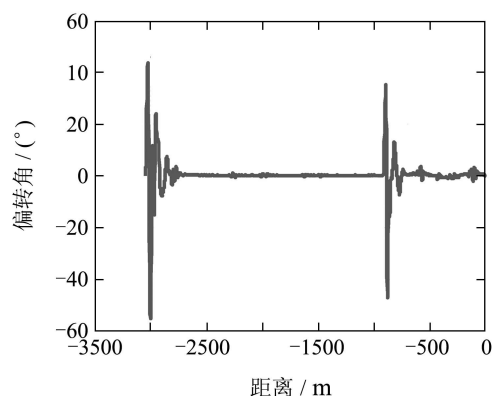


图 12 升降舵变化曲线

Fig. 12 Elevator curve

7 结论(Conclusions)

我国歼15战机不久前成功实现了人工着舰,目前迫切需要完成全天候自动着舰的目标,以此快速提高我国航母的作战能力,为此本文针对舰载机自动着舰系统设计了一种指令滤波积分反步控制方法,该控制系统利用带有调节函数的自适应反步方法处理不匹配不确定性问题,利用滑模控制处理外界扰动和匹配不确定性问题,同时利用反步来降低滑模控制器的抖动程度,不但从理论的角度分析了所提出方法的全局稳定性,而且从仿真结果可以发现,本文提出的方法有效抑制了着舰过程中风扰动的影响,着舰精度高于参考文献中给出的结论。

参考文献(References):

[1] CRASSIDIS J L, MOOK D J, MCGRATH J M. Automatic carrier landing system utilizing aircraft sensors [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 1993, 16(5): 914 – 921.

[2] SUBRAHMANYAM M B. H-infinity design of F/A-18A automatic carrier landing system [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 1994, 17(1): 187 – 191.

[3] CRASSIDIS J L, MOOK D J. Robust control design of an automatic carrier landing system [C] // *AIAA Guidance, Navigation Control Conference*. New York: AIAA, 1992: 1471 – 1481.

[4] STEINBERG M. Development and simulation of an F/A-18 fuzzy logic automatic carrier landing system [C] // *The Second IEEE International Conference on Fuzzy Systems*. New York: IEEE, 1993: 797 – 802.

[5] URNES J M, MOOMAW R, HUFF R. H-dot automatic carrier landing system for approach control in turbulence [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 1981, 4(2): 177 – 183.

[6] URNES J, HESS R. Development of the F/A-18A automatic carrier landing system [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 1985, 8(3): 289 – 295.

[7] 杨俊华, 吴捷, 胡跃明. 带反步方法原理及在非线性的鲁棒控制中的应用 [J]. *控制与决策*, 2002, 17(z1): 641 – 647, 653.

(YANG Junhua, WU Jie, HU Yueming. Backstepping method and its applications to nonlinear robust control [J]. *Control and Decision*, 2002, 17(z1): 641 – 647, 653.)

[8] 刘金琨, 孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究与进展 [J]. *控制理论与应用*, 2007, 24(3): 407 – 418.

(LIU Jinku, SUN Fuchun. Research and development on theory and algorithms of sliding mode control [J]. *Control Theory & Applications*, 2007, 24(3): 407 – 418.)

[9] 杨雨, 陆宇平. 运输机超低空重装载投纵反步滑模控制研究 [J]. *航空学报*, 2012, 33(12): 2301 – 2312.

(YANG Yu, LU Yuping. Backstepping sliding mode control for super-low altitude heavy cargo airdrop from transport plane [J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2012, 33(12): 2301 – 2312.)

[10] 王坚浩, 胡剑波. 不确定非线性系统的自适应反推高阶终端滑模控制 [J]. *控制与决策*, 2012, 27(3): 413 – 418.

(WANG Jianhao, HU Jianbo. Adaptive backstepping high-order terminal sliding mode control for uncertain nonlinear systems [J]. *Control and Decision*, 2012, 27(3): 413 – 418.)

[11] 王坚浩, 胡剑波. 一类非匹配不确定非线性系统的鲁棒跟踪控制 [J]. *控制与决策*, 2011, 26(5): 727 – 731, 742.

(WANG Jianhao, HU Jianbo. Robust tracking control for a class of nonlinear systems with unmatched uncertainties [J]. *Control and Decision*, 2011, 26(5): 727 – 731, 742.)

[12] 李浩, 窦丽华, 苏中. 非匹配不确定系统的自适应反步非奇异快速终端滑模控制 [J]. *控制与决策*, 2012, 27(10): 1584 – 1587, 1592.

(LI Hao, DOU Lihua, SU Zhong. Adaptive Backstepping non-singular fast terminal sliding mode control for mismatched uncertain systems [J]. *Control and Decision*, 2012, 27(10): 1584 – 1587, 1592.)

[13] TORSTEN L. Integral Backstepping control of an unmanned, unstable, fin-less airship [C] // *AIAA Guidance, Navigation Control Conference*. Canada: AIAA, 1992: 2 – 5.

[14] 于晶, 冯勇, 郑剑飞. 基于高阶滑模和加速度反馈的机械谐振抑制方法 [J]. *控制理论与应用*, 2009, 26(10): 1133 – 1136.

(YU Jing, FENG Yong, ZHENG Jianfei. Suppression of mechanical resonance based on higher-order sliding mode and acceleration feedback [J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(10): 1133 – 1136.)

- [15] LEVANT A. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control [J]. *International Journal of Control*, 2003, 76(9-10): 924 – 941.
- [16] FARRELL J A, POLYCARPOU M, SHARMA M, et al. Command filtered backstepping [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2009, 54(6): 1391 – 1395.
- [17] DONG W J, FARRELL J A, POLYCARPOU M M, et al. Command filtered adaptive backstepping [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2012, 20(3): 566 – 580.
- [18] KHALIL H. *Nonlinear Systems* [M]. 3rd ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall Press, 2002.
- [19] 陈华坤, 章卫国, 王新民. 舰载机纵向自动着舰控制系统设计 [J]. 弹箭与制导学报, 2007, 27(1): 73 – 76.
(CHEN Huakun, ZHANG Weiguo, WANG Xinmin. Design of automatic control system for longitudinal landing on carrier [J]. *Journal of Missiles and Guidance*, 2007, 27(1): 73 – 76.)
- [20] MORRHOUSE D J, WOODCOK R J. MIL-F-8785C. 军用规范——有人驾驶飞机的飞行品质的背景资料和使用指南 [M]. 西安: 飞行力学杂志社, 1985.
- [21] 章卫国, 杨向忠. 模糊控制系统理论与应用 [M]. 西安: 西北工业大学出版社, 2004.

作者简介:

黄得刚 (1986–), 男, 博士研究生, 目前研究方向为飞行器路径规划、导航、制导与控制, E-mail: hdg0216@163.com;

章卫国 (1956–), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为现代控制方法与智能控制方法及应用、先进与智能飞行控制及优化技术、容错控制方法及应用、基于无人机平台的自主控制与飞行验证技术, E-mail: zhangwg@nwpu.edu.cn;

邵山 (1972–), 男, 研究员, 研究方向为飞行器先进控制方法、飞行器设计与仿真, E-mail: shaoshan601@163.com;

王志刚 (1978–), 男, 高级工程师, 研究方向为飞行器控制律设计与飞行品质分析, E-mail: wangzg7892@hotmail.com;

张秀林 (1982–), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为飞行器先进控制方法, E-mail: nuaaxiulinzhang@126.com.