

文章编号 1004-924X(2009)07-1561-09

飞行姿态模拟器建模及输入受限混杂控制

张 刘, 金 光, 郑亮亮

(中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033)

摘要: 为进行飞行姿态仿真研究, 基于 dSPACE 建立了地面飞行姿态半物理仿真模拟系统, 运用混杂不变集原理和无源控制器设计方法对有界高阶耦合非线性系统进行鲁棒控制器设计。使用 Lagrange 法建立了具有控制约束的非线性 Euler-Lagrange (EL) 动力学模型; 利用 EL 系统内在特性, 基于非线性状态依赖动态脉冲系统的不变集原理的有关结果和混杂能量控制方法, 设计了输入受限的非线性混杂控制器, 并进行了数学仿真。最后, 将所设计的混杂控制器应用于地面飞行姿态模拟器中进行了半物理仿真实验, 得到的动态响应时间为 20 s, 稳态精度优于 5%, 超调量约为 25%, 在外加扰动作用时仍能实现稳定调节。结果表明, 给出的饱和控制算法可靠性较强, 对系统参数误差和外干扰具有鲁棒性。

关键词: 飞行姿态模拟器; 非线性系统; Euler-Lagrange; 混杂控制; dSPACE

中图分类号: V448.153 **文献标识码:** A

Modeling and hybrid control of aircraft simulation with input constraints

ZHANG Liu, JIN Guang, ZHENG Liang-liang

(Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics,
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China)

Abstract: In order to control the flight attitude for an aircraft, a ground semi-physical flight attitude simulation system was established based on a dSPACE system. The invariant set principle and Passivity-based Controller (PBC) design method was used to deal with the aircraft simulation system, for it was a kind of higher order nonlinear control system with strong coupling. A nonlinear Euler-Lagrange (EL) dynamic model with controller constraints for the aircraft simulation system was established by the Lagrange method. Then, based on the internal characters of EL systems and the recent results on invariant set stability theorems of nonlinear impulsive hybrid systems, a saturation dynamical hybrid controller for the aircraft simulation system was presented, and the mathematic simulation was also given out to verify the effect of the proposed controller. Finally, a semi-physical simulation experiment was undertaken with the proposed controller. Obtained results show that the dynamic response time is about 20 s, steady-state accuracy is less than 5% and the overshoot is about 25%. These data indicate that the designed saturation controller is valid and robust to both the system parameter errors and disturbance.

Key words: aircraft simulation system; nonlinear system; Euler-Lagrange system; hybrid control; dSPACE

收稿日期: 2009-02-11; 修订日期: 2009-03-24.

基金项目: 国家 863 高科技研究发展计划资助项目 (No. 2007aa12J123)

1 引言

非线性控制系统的理论与应用研究是目前控制领域中最前沿和最具挑战性的课题之一,也是近年来控制理论研究的重点和热点之一^[1]。由于非线性系统结构本身的复杂性和多样性,以及直接求解非线性微分方程很困难且不适于采用频域变换,所以非线性控制器的设计尚无普遍适用的方法,而是根据特定类型系统的特点形成了各种相互不同又互为补充的方法^[2-3]。飞行姿态模拟器是一个典型的高阶强耦合非线性(Euler Lagrange, EL)系统^[3-5],不仅可用于飞行器飞行姿态控制的仿真、验证工作,而且还是一个典型的高阶耦合非线性仿真实验平台,在理论和工程上都具有很高的应用价值。飞行姿态模拟器实验系统同十字梁系统的结构、功能极其相似,文献^[6-7]已对后者进行了较深入研究,取得了一定的成果,但这些文献中所给出的设计方法均是建立在各通道为天然解耦的假设上,且未考虑实际工程中存在的控制力矩受限问题,不便于工程应用。

本文对自主开发的飞行姿态模拟器系统建立了非线性 EL 动力学模型,利用 EL 动力学系统^[4-5,8]的无源性、互联结构不变性及非线性状态依赖动态脉冲系统的不变集原理^[9-11],运用混杂能量控制方法设计了输入受限的控制器,取得了很好的控制效果。

2 飞行姿态模拟器实验系统

2.1 系统构造及工作原理

如图 1 所示,飞行姿态模拟器实验平台是一个典型的两输入两输出全驱动非线性 EL 系统,能够模拟直升飞机的俯仰和偏航两个方向的姿态运动。

其基本工作过程:由与转轴垂直安装的两组电机带动螺旋桨旋转产生的空气动力来实现运动控制,在支点处安装两个角度传感器,传感器能将姿态角的变化转化为电压信号,向控制系统提供反馈信号。



图 1 飞行模拟器

Fig. 1 Photo of helicopter model prototype

2.2 系统参数及控制力矩约束分析

飞行模拟器外形尺寸及工作原理如图 2 所示,飞行器姿态模拟器的杆长为 $2r$, M_1, M_2 分别

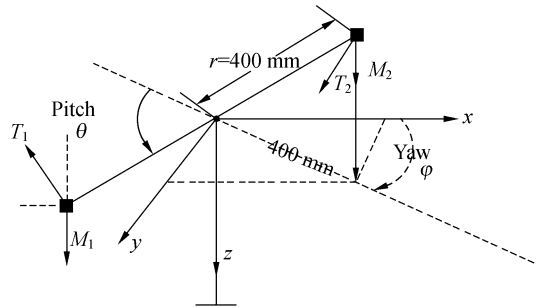


图 2 飞行模拟器工作示意图

Fig. 2 Principle chart of helicopter model

为系统两端质量($M_1 > M_2$), T_1, T_2 为安装杆上的电机产生的作用力, T_θ', T_φ' 分别为由 T_1, T_2 产生的作用于系统的俯仰控制力矩和偏航控制力矩:

$$\begin{cases} T_\theta' = -T_1 r \\ T_\varphi' = T_2 r \cos \theta \end{cases}, \quad (1)$$

式(1)中的负号表示由 T_1 产生的作用力矩 T_θ' 与重力作用产生的控制力矩方向相反(设系统由重力产生的力矩方向为正), θ 角向下时为正。 u_i 表示系统的姿态角位移的反馈电压,与系统的姿态角位移成线性关系,经实验测量(系统的俯仰和偏航原点对应的电压值分别为 0.29 V 和 0.52 V),可得:

$$\begin{cases} \theta \triangleq (u_{i_1} - 0.29) \frac{2\pi}{5} \\ \varphi \triangleq (u_{i_2} - 0.52) \frac{2\pi}{5} \end{cases}, \quad (2)$$

u_o 为相应的控制器输出电压,是系统电机转速 ω 的函数,而电机转速又是电机转动产生的作用力 T_1, T_2 的函数,因系统动态特性较慢,而电机的响应速度很快,且系统的转速到升力的响应时间为毫秒级,从而在符合工程要求的前提下,可忽略系统中的转速到控制升力的时滞非线性环节及电机响应的动态过程,可假设控制器的输出电压 u_o 与相应的控制力 T_1, T_2 为线性关系,经实际测定为:

$$\begin{cases} T_1 \triangleq k_1 u_{o_1} = 0.5 u_{o_1} \\ T_2 \triangleq k_2 u_{o_2} = 0.4 u_{o_2} \end{cases}, \quad (3)$$

系统支撑杆绕原点的转动惯量为 J_1 , 绕 z 轴的转动惯量为 J_2 。

$$M_1 = 0.36 \text{ kg}, M_2 = 0.24 \text{ kg}, r = 0.4 \text{ m},$$

$$J_1 = 0.0036 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, J_2 = J_1 \cos^2 \theta, J = 0.0996 \text{ kg} \cdot \text{m}^2,$$

$$\theta: -30^\circ \sim 30^\circ, \varphi: -90^\circ \sim 90^\circ, \quad (4)$$

$$0 \leq u_i, u_o \leq 5 \text{ V}, \quad (5)$$

$$0 \leq T_1 \leq 2.5 \text{ N}, -2 \text{ N} \leq T_2 \leq 2 \text{ N}. \quad (6)$$

由式(1)至(3)可得,实际控制输出电压 u_o 与直接产生的控制力矩 T_θ', T_φ' 之间为线性关系,为分析问题方便起见,本文在动力学建模、控制器设计及数学仿真阶段,可仅考虑 T_θ', T_φ' 对 θ, φ 的作用,并忽略系统中的时滞非线性环节。

2.3 系统仿真模型的建立

不考虑摩擦阻力及空气动力学特性的影响,运用动力学中拉格朗日方程^[8]:

$$\begin{bmatrix} 0.0996 & \\ & 0.0996 \cos^2 \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\theta} \\ \ddot{\varphi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0.0996 \dot{\varphi} \sin \theta \cos \theta \\ -0.0996 \dot{\varphi} \sin \theta \cos \theta & -0.0996 \dot{\theta} \sin \theta \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -T_1 r + 0.4704 \cos \theta \\ T_2 r \cos \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_\theta \\ T_\varphi \end{bmatrix}, \quad (11)$$

也即本文控制器设计时所使用的模型。由参数矩阵中广泛存在的交叉耦合项可见,该系统是一个典型的非线性耦合系统。

由于系统电机升力有界,从而实际系统中控制力矩有界。为使数学仿真结果与半物理仿真尽可能相符,下面首先将根据实际系统的各种限制条件,给出系统的控制力矩幅值约束条件。

$$|T_\theta| \leq \min \left\{ \min_{\theta} |(M_1 - M_2) g r \cos \theta|, \max_{\theta} \min (-T_1 r + (M_1 - M_2) g r \cos \theta) \right\} = 0.407 \text{ N} \cdot \text{m} \triangleq u_1^{\max}, \quad (13)$$

$$|T_\varphi| \leq \max_{\theta} \min_{T_2} |T_2 r \cos \theta| \approx \left| 2 \times 0.4 \times \frac{\sqrt{3}}{2} \right| = 0.56 \text{ N} \cdot \text{m} \triangleq u_2^{\max}. \quad (14)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} - \frac{\partial L}{\partial \theta} = T_\theta \\ \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{\varphi}} - \frac{\partial L}{\partial \varphi} = T_\varphi \end{cases}, \quad (7)$$

其中, L, E_k, E_p 分别为系统的拉格朗日函数、总动能和总势能,它们的表达式如下:

$$\begin{cases} L = E_k - E_p \\ E_k = \frac{1}{2} (M_1 + M_2) r^2 \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} (M_1 + M_2) r^2 \dot{\varphi}^2 \cos^2 \theta + \frac{1}{2} J_1 \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} J_2 \dot{\varphi}^2 \\ \frac{1}{2} J \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} J \dot{\varphi}^2 \cos^2 \theta \\ E_p = (M_1 - M_2) g r \sin \theta \end{cases}, \quad (8)$$

可得,系统的动力学方程为:

$$\mathbf{M}(q) \ddot{q} + \mathbf{C}(q, \dot{q}) \dot{q} + \mathbf{g}(q) = \mathbf{u}, \quad (9)$$

其中参数阵为:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}(q) &= \begin{bmatrix} J & \\ & J \cos^2 \theta \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}(q, \dot{q}) &= \begin{bmatrix} 0 & J \dot{\varphi} \sin \theta \cos \theta \\ -J \dot{\varphi} \sin \theta \cos \theta & -J \dot{\theta} \sin \theta \cos \theta \end{bmatrix}, \\ \mathbf{g}(q) &= \begin{bmatrix} -(M_1 - M_2) g r \cos \theta \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} T_\theta' \\ T_\varphi' \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

定义:

$$\begin{cases} T_\theta \triangleq T_\theta' + (M_1 - M_2) g r \cos \theta \\ T_\varphi = T_\varphi' \end{cases}, \quad (10)$$

将系统的参数值代入(9),从而可得系统的具体动态方程为式(11):

由式(1), (3)及(5)可得

$$\begin{cases} u_{o_1} = \frac{[-T_\theta + (M_1 - M_2) g r \cos \theta]}{r k_1} \\ u_{o_2} = \frac{T_\varphi}{r k_2 \cos \theta} \end{cases}, u_o \in [0 \text{ V}, 5 \text{ V}], \quad (12)$$

再由式(2), (4), (5)及(12),可得系统在控制器设计时的力矩上界约束式(13)和(14):

3 混杂脉冲全局调节器设计

3.1 准备知识

飞行姿态模拟器为一种典型的 EL 系统, 本文将利用 EL 系统的如下性质对其进行饱和控制器的设计。

性质 1^[4]: EL 系统定义了从输入 u_p 到广义速度 \dot{q}_p 的无源算子。

这可由对能量平衡方程:

$$\dot{H}_p(t) = \dot{q}_p^T u_p - \dot{q}_p^T \frac{\partial F_p(\dot{q}_p)}{\partial \dot{q}_p},$$

的积分及 Rayleigh 耗散函数^[3,5]性质得证, 其中, $H_p(t) \triangleq T_p + V_p$ 为系统总能量。

性质 2^[4]: 两 EL 系统经适当反馈互联后仍为 EL 系统, 闭环系统相应的广义坐标、动能、势能为各子系统之和。

说明: 性质 2 表明可用 EL 控制器 $\Sigma_c: \{T_c, V_c, F_c\}$ 来实现系统镇定, 控制器的动态方程为:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T_c(q_c, \dot{q}_c)}{\partial \dot{q}_c} \right) - \frac{\partial T_c(q_c, \dot{q}_c)}{\partial q_c} + \frac{\partial V_c(q_c, q_p)}{\partial q_c} + \frac{\partial F_c(\dot{q}_c)}{\partial \dot{q}_c} = 0, \quad (15)$$

经反馈 $u_p = -\frac{\partial V_c(q_c, q_p)}{\partial q_p}$ 实现闭环控制, 闭环系统仍为一广义坐标为 $q = [q_p^T, q_c^T]^T$ 的 EL 方程,

其 EL 参数集为 $\{T(q, \dot{q}), V(q), F(\dot{q})\}$,

其中: $T_c(q, \dot{q}) = T_p(q_p, \dot{q}_p) + T_c(q_c, \dot{q}_c)$,

$$V(q) = V_p(q_p) + V_c(q_c, q_p),$$

$$F(\dot{q}) = F_p(\dot{q}_p) + F_c(\dot{q}_c).$$

为设计饱和控制器, 引入饱和函数:

$$\text{sat} \triangleq \tanh(\omega x), \omega > 0,$$

该饱和函数满足如下性质^[8]:

$$(1) \int_0^{\tilde{q}_i} \text{sat}(x) dx \geq \frac{1}{2} \text{sat}(\tilde{q}_i) \tilde{q}_i, \forall \tilde{q}_i \in \mathbf{R},$$

(2) 对所有 $\epsilon > 0$, 有:

$$\text{sat}(\tilde{q}_i) \tilde{q}_i \geq \frac{\text{sat}(\epsilon)}{\epsilon} \tilde{q}_i^2, \forall |\tilde{q}_i| < \epsilon, \quad (16)$$

$$\text{sat}(\tilde{q}_i) \tilde{q}_i \geq \text{sat}(\epsilon) |\tilde{q}_i|, \forall |\tilde{q}_i| \geq \epsilon, \quad (17)$$

在文献[11]中, Chellaboina 等给出了状态依赖型脉冲混杂动态系统的不变集原理。

状态依赖脉冲动态系统具有如下形式:

$$\dot{x}(t) = f_c(x(t)), x(0) = x_0, x(t) \notin S, \quad (18)$$

$$\Delta x(t) = f_d(x(t)), x(t) \in S, \quad (19)$$

其中 $t \geq 0, x(t) \in D \subset \mathbf{R}^n, D$ 为开集满足 $0 \in D, f_c: D \rightarrow \mathbf{R}^n$ 且满足 $f_c(0) = 0, f_d: S \rightarrow \mathbf{R}^n, S \subset D$ 为连续, 为系统的重置集。称微分方程(18)为“连续时间动态系统”, 差分方程(19)为“重置律”。注意重置集 S 为状态空间 D 的子集且与时间无关。

下面引理中的稳定性沿用通常的稳定性定义。

引理 1: 考虑非线性动态脉冲系统(18)-(19), 设 $D_c \subseteq D$ 为该系统的一紧正不变集及存在 C^1 函数 $V: D_c \rightarrow \mathbf{R}$ 满足:

$$V'(x) f_c(x) \leq 0, x \in D_c, x \notin S, \quad (20)$$

$$V(x + f_d(x)) \leq V(x), x \in D_c, x \in S, \quad (21)$$

取:

$$R \triangleq \{x \in D_c: x \notin S, V'(x) f_c(x) = 0\} \cup \{x \in D_c: x \in S, V(x + f_d(x)) = V(x)\},$$

仅包含不变集 $\{0\}$ 。则系统(18)-(19)的零解为渐近稳定的且 D_c 为系统吸收域的一个子集。若 $D_c = \mathbf{R}^n$, 则系统(18)-(19)的零解为全局渐近稳定的。

3.2 混杂脉冲全局调节器设计

根据控制器模型(11)及约束条件(13), (14), 设计混杂脉冲全局调节器。

定理 1: 考虑形如(11)的全驱动无阻尼 EL 系统, 在条件(13)、(14)约束下, 对任意初始条件 $q_{p_0} = (\theta_0, \varphi_0)^T$ 及期望平衡点 $q_{p_d} = (\theta_d, \varphi_d)^T$, 取控制器初始条件为 $q_{c_0} = -K_b q_{p_0}$, 则初始条件为 $q_{c_0} = -B q_{p_0}$ 的动态混杂脉冲控制器(22)将使原系统渐近稳定于期望平衡点 (θ_d, φ_d) 。

$$\begin{cases} u_p = -K_p \tanh(\lambda \tilde{q}_p) - K_c \tanh(q_c + K_b q_p) - K_d \tanh(\dot{q}_p) \\ \dot{q}_c = -A \tanh(q_c + B q_p) \\ \Delta q_c = -B J q_p \quad q \in S \\ S \triangleq \{q | \dot{q}_p^T (q_c + K_b q_p) \leq 0\} \\ J = \text{diag}\{j_i\}, j_i = \begin{cases} 1, & q \in S \\ 0, & q \notin S \end{cases} \end{cases}, \quad (22)$$

式中 $\tilde{q}_p = q_p - q_{p_d}, q_c \in \mathbf{R}^2$ 为控制器的状态变量, K_p, K_c, A, B, λ 为对角正定阵, $k_{p_i}, k_{c_i}, a_i, b_i, \lambda_i$ 分别为相应对角元素, 满足:

$$|k_{p_i}| + |k_{d_i}| \leq u_i^{\max}, \quad (23)$$

$\tanh(\lambda \tilde{q}_p) \triangleq \text{col}[\tanh(\lambda_1 \tilde{q}_{p_1}), \tanh(\lambda_2 \tilde{q}_{p_2})]$, 证明: 首先按照性质 2 引入连续非线性 EL 控制器 $\Sigma_c: \{T_c, V_c, F_c\}$,

$$\begin{aligned} T_c &\triangleq 0, \\ V_c &\triangleq V_{c_2}(q_c, q_p) - V_p(q_p), \\ F_c &\triangleq \frac{1}{2} \dot{q}_c^T K_c \dot{q}_c, \end{aligned}$$

$$V_c(q_c, q_p) \triangleq V_{c_2}(q_c, q_p) - V_p(q_p), \quad (24)$$

$$\begin{aligned} V_{c_2}(q_c, q_p) &\triangleq \sum_{i=1}^n (k_{p_i} \int_0^{\lambda q_{p_i}} \tanh(x) dx) + \\ &\frac{1}{2} (q_c + K_b q_p)^T K_a (q_c + K_b q_p), \quad (25) \end{aligned}$$

取:

$$\begin{aligned} u_p &= -\frac{\partial V_c(q_c, q_p)}{\partial q} = -K_p \tanh(\lambda \tilde{q}_p) - \\ &K_a K_b (q_c + K_b q_p) - K_d \tanh(\dot{q}_p), \end{aligned}$$

再取重置集:

$$S \triangleq \{q: \dot{q}_p^T (q_c + K_b q_p) \leq 0 \mid u_{p_i} \geq u_{p_i}^{\max}\},$$

及重置律:

$$\Delta q_c = -B J q_p,$$

则可由原系统及控制器系统互联得到典型混杂脉冲动态系统, 此时系统的状态变量为 $q = [q_c^T, q_p^T]^T$.

在连续状态作用时, 即当 $q \notin S$ 时, 闭环系统则为标准 EL 系统 $\Sigma: \{T, V, F\}$, 且:

$$\begin{aligned} T &= T_p(q_p, \dot{q}_p) + T_c(q_c, \dot{q}_c), \\ V &= V_p(q_p) + V_c(q_c, q_p), \\ F &= F_p(\dot{q}_p) + F_c(\dot{q}_c). \end{aligned}$$

取系统能量函数 $H = T + V$ 为系统的 Lyapunov 函数, 结合饱和函数的性质 (P_1), 可显见 $H \geq 0$, 再由性质 (P_2) 及性质 1 可得:

$$\dot{H} = -\dot{q}_c^T K_c \dot{q}_c - \dot{q}_p^T K_d \tanh(\dot{q}_p) \leq 0,$$

从而显见当 $\dot{H} \equiv 0$ 时有 $\dot{q}_c \equiv 0, \dot{q}_p = 0$, 再由 EL 动态控制器方程:

$$K_c \dot{q}_c + K_a (q_c + K_b q_p) = 0,$$

可知 $\dot{q}_c \equiv 0 \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} q_p = -K_b^{-1} q_{ed}$.

在重置律工作时, 即当 $q \in S$ 时, 显然有:

$$\Delta H = -\frac{1}{2} (q_c + K_b q_p)^T K_a (q_c + K_b q_p) J \leq 0$$

而当:

$$\Delta H(q) \equiv 0,$$

显然有 $q_c + K_b q_p = 0$. 从而可得闭环非线性动态脉冲混杂 EL 系统 $\Sigma: \{T, V, F\}$ 的最大极限集为 $M = \{(q_c, q_p, \dot{q}_c, \dot{q}_p) = (K_b^{-1} q_{pd}, q_{pd}, 0, 0)\}$, 结合 H 的全局无界性, 从而由引理 1 可证得本结果。

4 Simulink 数学仿真

在仿真中, 取定理 1 中控制器参数为:

$$A = \text{diag}\{1, 2\}, B = \text{diag}\{5, 3\},$$

$$K_c = \text{diag}\{0.1, 0.1\}, K_p = \text{diag}\{0.3, 0.3\},$$

$$K_d = \text{diag}\{0.107, 0.2\}, \lambda = I,$$

系统的初始状态取 $q_{p_0} = (\theta_0, \varphi_0)^T = (-\pi/6, -\pi/4)^T$, 系统的期望平衡点为原点, 控制器初始状态取 $q_{c_0} = (0, 0)^T$ 时, 相应的重置律及重置集取式 (22)。

基于以上控制参数, 进行基于 Simulink 的数学仿真, 所得的仿真结果如图 3~7 所示。其中, 图 3 和图 4 给出了系统的状态响应曲线, 图 5 和图 6 则根据式 (12) 给出了理想控制输出电压 u_{o_1}, u_{o_2} , 图 7 则给出了控制器 (22) 中重置律的作用情况, 输出为 1 时表明此时应该是控制器系统中“相对”能量极高处, 控制器能量会“重置”, 从而将由原系统通过互联进入至控制器系统的能量“瞬间”耗散, 提高控制器系统对原系统能量的耗散速度,

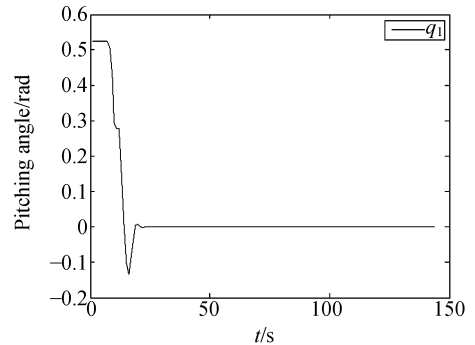


图 3 系统的俯仰角数学仿真结果

Fig. 3 Simulation trajectory of pitching angle

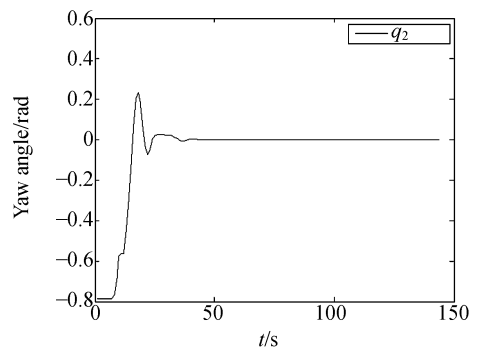


图 4 系统的偏航角数学仿真结果

Fig. 4 Simulation trajectory of yaw angle

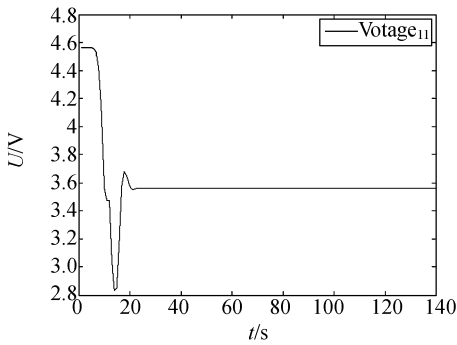


图 5 数学仿真时俯仰角控制输出电压

Fig. 5 Simulation trajectory of pitch control voltage

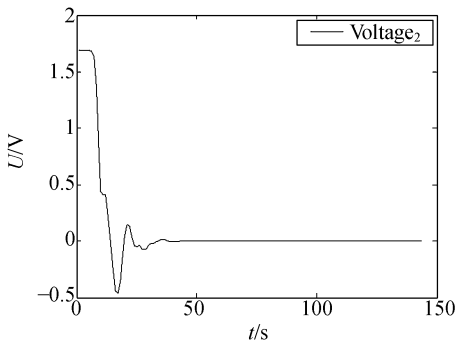


图 6 数学仿真时偏航角控制输出电压

Fig. 6 Simulation trajectory of yaw control voltage

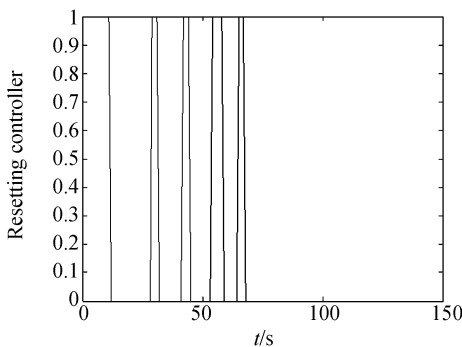


图 7 数学仿真时式 (22) 中重置律作用情况

Fig. 7 Simulation trajectory of formula (22)

进而改变系统的最终响应速度。通过仿真结果可以看出,所设计的控制器能够在控制力矩有界时(相应的,即二轴控制电压均 < 5 V时),20 s左右,超调量优于25%,振荡两次即可实现系统的闭环调节。

5 基于 dSPACE 半物理仿真

dSPACE 实时仿真系统是由德国 dSPACE

公司开发的一套基于 MATLAB/Simulink 的控制系统及半物理仿真的软硬件工作平台,实现了和 MATLAB/Simulink/RTW 的完全无缝连接,适用于控制器的快速原型设计^[12-13]、半物理仿真、自动产品级代码生成和虚拟系统测试等,代表着当前国际半物理仿真技术的最高水平^[13]。dSPACE 软硬件目前已经成为进行快速控制原型验证和半物理仿真的首选实时平台,在 dSPACE 仿真系统的支持下,既可以实现快速原型设计又可以实现半物理仿真。

飞行器姿态控制实验系统以 DS1005 为核心构成了 dSPACE 标准组件系统结构,对以 DS1005 处理器板为核心而构成的 dSPACE 标准组件系统,处理器板通过高速 32 位总线(PhS 总线)提供到 I/O 板的接口板(本实验所选用的 I/O 板为 A/D 板 DS2002、D/A 转换板 DS2103 及串行通讯 I/O 板 DS4201-S),通过 ISA 总线提供到主机的硬件接口,如图 8 所示。

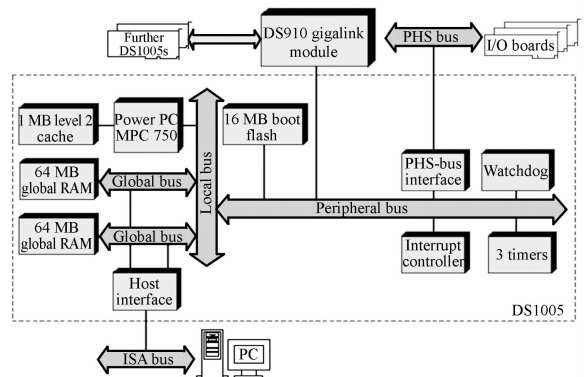


图 8 以 DS1005 为核心的 dSPACE 标准组件系统

Fig. 8 Block diagram of dSPACE standard companion system with DS1005

控制器形式如定理 1 所示,在实际调试过程中,取控制器参数为:

$$A = \text{diag}\{1, 2\}, B = \text{diag}\{5, 3\},$$

$$K_c = \text{diag}\{0.08, 0.1\}, K_p = \text{diag}\{0.3, 0.4\},$$

$$K_d = \text{diag}\{0.11, 0.2\},$$

考虑到系统的速度可能存在的干扰作用会导致“齐诺”现象^[10-11],重置集中的阈值取为0.03,则相应的重置集变为:

$$S_{\Delta} = \{q; q^T(q_c + K_b q_p) \leq 0.03\}, \quad (26)$$

系统的初始状态取 $q_{p_0} = (\theta_0, \varphi_0)^T = (-\pi/6, -\pi/4)^T$,系统的期望平衡点为原点,控制器初始状态

取 $q_{c_0} = (0, 0)^T$ 时,重置集取式(26),则系统的半实物仿真结果为图 9 至图 12,表示系统从初始状态到平衡点的调节过程,分别与图 3 至图 6 的仿真结果相对应。通过对比可见,半物理仿真曲线与 Simulink 仿真结果具有较好的一致性。

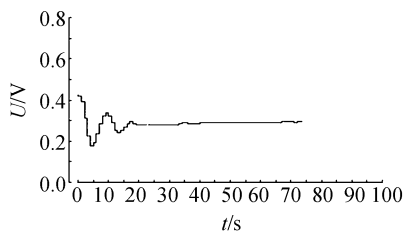


图 9 系统的俯仰角位移

Fig. 9 Pitching angle trajectory

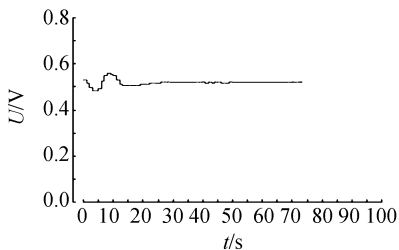


图 10 系统的偏航角位移

Fig. 10 Yaw angle trajectory

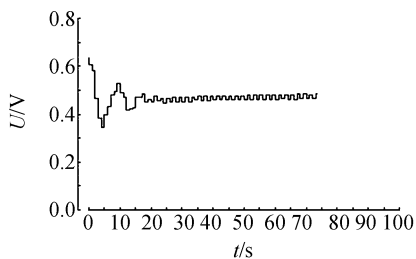


图 11 系统的俯仰控制电压

Fig. 11 Control voltage for pitch angle

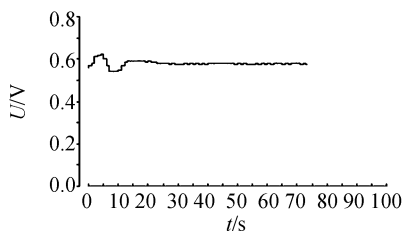


图 12 系统的偏航控制电压

Fig. 12 Control voltage for yaw angle

为进一步验证俯仰和偏航之间的动力学耦合关系,进行了扰动实验,得到了图 13 至图 16 的实验结果。在仿真过程中,先后在俯仰及偏航方向外加扰动力矩,图中结果显示俯仰方向的扰动对偏航角影响较大,而偏航角扰动对俯仰方向几乎无影响,这表明系统对外干扰作用具有一定的鲁棒性。该现象从物理上也可用陀螺仪原理来进行解释,俯仰方向变化时将使系统产生附加的横滚力矩,再因滚转角受限,从而产生偏航角扰动。

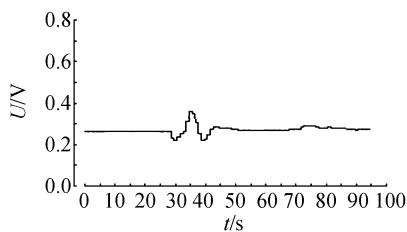


图 13 系统的俯仰角位移

Fig. 13 Pitch angle trajectory

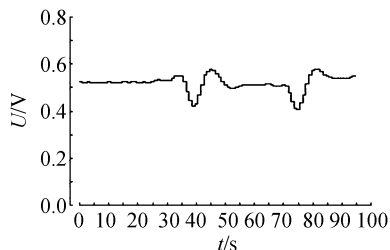


图 14 系统的偏航角位移

Fig. 14 Yaw angle trajectory

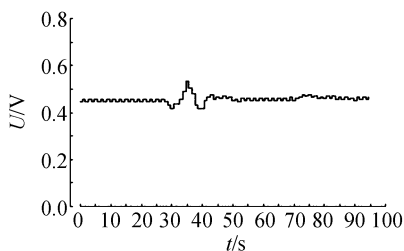


图 15 系统的俯仰控制电压

Fig. 15 Control voltage for pitch angle

说明 1:在半物理仿真结果中纵轴的单位均为电压-伏,其中角位移与电压之间的转换关系请参见式(2),而控制器输出电压为用 5 V 做归一化后的结果,也即 Simulink 仿真结果与实际的仿真结果之间具有 5 倍的关系。半物理动态响应时间为 20 s,稳态精度优于 5%,超调量约为 25%,基

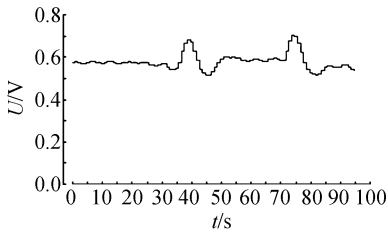


图 16 系统的偏航控制电压

Fig. 16 Control voltage for yaw angle

本同数学仿真结果一致,表明所给的饱和和控制算法具有较强的可靠性,对系统参数误差具有一定的鲁棒性。

说明 2:实际控制器参数系统与控制器设计时的限幅条件(23)式不完全相符,但在实际控制中可行,这是因为系统控制输出:

$$u_p = -K_p \tanh(\lambda \dot{q}_p) - K_c \tanh(q_c + K_b q_p) - K_d \tanh(\dot{q}_p),$$

中 3 个作用分项不可能同时达到极大或极小值,从而使得对限幅条件做适当放大调整后系统仍可满足输出受限条件。

说明 3:控制器中适度增加 K_p 是因为其代表了被控制对象的状态在能量整形后的能量大小,过大可能导致系统被控闭合对象的能量过大而不

易耗散,甚至可能导致失稳;而过小,则由于被控闭合对象能量过小可能导致调节速度过慢(由于非线性摩擦的原因还可能导致调节平衡点的变化),这些现象作者均在半物理仿真中进行了验证。

6 结 论

本文根据实际系统约束条件,给出了自研的非线性飞行姿态模拟器的控制力矩边界大小,充分利用了系统本身的固有特性,设计了输入受限的混杂脉冲调节器。所给控制器具有“能量”重置功能且参数可在线调整,与经典的“能量整形加阻尼注入”连续控制器相比,具有更好的能量耗散特性与动态响应结果。基于 dSPACE 仿真环境,对飞行姿态模拟器进行了半物理仿真实验,系统的动态响应时间约为 20 s,稳态精度优于 5%,与理论仿真的结果基本一致,表明所给的饱和和控制算法具有较强的可靠性且对系统参数误差和外干扰具有较强的鲁棒性。如何进行系统的参数优化以获得最优的动态控制性能,将是要进一步解决的主要问题。

参考文献:

- [1] 冯纯伯. 非线性控制系统分析与设计[M]. 2 版. 北京: 电子工业出版社, 1998.
FEN CH B. *Nonlinear Control Systems Analysis and Design*[M]. 2nd ed, Beijing: Electronics Industry Press, 1998. (in Chinese)
- [2] 胡跃明. 非线性控制系统理论与应用 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2004.
HU Y M. *Nonlinear Control System Theory and Application*[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2004. (in Chinese)
- [3] 楚中毅, 崔晶, 孙立宁, 等. 双重驱动 2-DOF 平面并联机器人系统的研究[J]. 光学 精密工程, 2006, 14(3):456-461.
CHU ZH Y, CUI J, SUN L N, *et al.*. Research of a novel dual-driven 2-DOF planar parallel robot[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(3):456-461. (in Chinese)
- [4] ALION A, ORTEGA R. An observer-based set-point controller for robot manipulators with flexible joints[J]. *Syst. Contr. Lett.*, 1993, 21:329-335.
- [5] 岳明, 邓全. 基于状态观测器的球形机器人状态反馈控制系统设计[J]. 光学 精密工程, 2008, 15(6):878-883.
YUE M, DENG Z Q. Design of state feedback control system for spherical robot based on state observe [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2008, 15(6):878-883. (in Chinese)
- [6] 郭振凯, 顾文锦. 十字梁实验系统的设计与仿真[J]. 计算机仿真, 2003, 20(11):45-47.
GUO ZH K, GU W J. Design and simulation of cross beam experiment system[J]. *Computer simulation*, 2003, 20(11):45-47. (in Chinese)
- [7] 郭振凯, 顾文锦. 基于离散非线性 PID 控制的十字梁实验系统研究[J]. 系统仿真学报, 2003, 15(9):1322-1324.
GUO ZH K, GU W J. Research on cross beam experiment system based on discrete nonlinear PID control[J]. *Journal of System Simulation*, 2003, 15(9):1322-1324. (in Chinese)
- [8] LORiA A, KELLY R, ORTEGA R, *et al.*. On

global output feedback regulation of euler-Lagrange systems with bounded inputs[J]. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 1997, 42(8):1138-1143.

- [9] 张刘,段广仁,王子华. 非线性基准系统的输入受限输出反馈动态脉冲混杂全局调节器设计[J]. 吉林大学学报(工学版), 2008, 38(3):735-740.
ZHANG L, DUAN G R, WANG Z H. Output feedback global regulation for nonlinear benchmark system with input constraints using hybrid dynamic impulse controller[J]. *Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition)*, 2008, 38(3):735-740. (in Chinese)
- [10] HADDAD W M, CHELLABOINA V, KABLAR N A. Nonlinear impulsive dynamical systems. Part I: stability and dissipativity[C]. *Proc. IEEE Conf. Decision and Control, Phoenix, AZ*, 1999: 4404-4422.
- [11] VIJAYSEKHAR C, SANJAY P B, WASSIM M H. An invariance principle for nonlinear hybrid

and impulsive dynamical systems[C]. *Proceeding of the American Control Conference, Chicago*, 2000:3116-3122.

- [12] 厉明, 纪勇, 贾宏光, 等. 基于快速仿真原型的飞行器半物理仿真系统[J]. 光学精密工程, 2008, 16(10):1949-1955.
LI M, JI Y, JIA H G, *et al.*. Hardware-in-closed-loop simulation system for aircraft based on rapid simulation prototype [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2008, 16(10):1949-1955. (in Chinese)
- [13] 杨旭, 孙兆伟, 朱承元, 等. 基于 dSPACE 的卫星控制实时仿真系统设计[J]. 系统工程与电子技术, 2005, 27(2):335-339.
YAN X, SUN ZH W, ZHU CH Y, *et al.*. Design of real-time simulation system for satellite control based on dSPACE system[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2005, 27(2):335-339. (in Chinese)

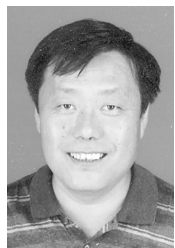
作者简介:



张 刘(1978-),男,安徽蚌埠人,博士,助理研究员,分别于2001年、2003年、2007年在哈尔滨工业大学获得学士、硕士、博士学位,主要研究方向为非线性控制、TDI CCD建模与仿真、卫星姿态控制等。Email: zhangliu78@126.com



郑亮亮(1982-),男,黑龙江哈尔滨人,研究实习员,分别于2005年、2007年在南京航空航天大学获得学士和硕士学位,主要研究方向为相机电子学。E-mail: adqe@163.com



金 光(1958-),男,吉林长春人,博士,研究员,博士生导师,1982年于长春光学精密机械学院获得学士学位,1991年和2001年于中科院长春光学精密机械与物理研究所分别获硕士和博士学位,主要从事空间遥感器设计和研究工作。E-mail: Ljing@ciomp.ac.cn