

基于饱和方法的直升机镇定设计

叶华文¹ 桂卫华¹ 阳春华¹ 刘国平¹

摘要 考虑直升机的镇定问题. 通过把直升机的部分动态视为非线性扰动下的积分器链, 并进一步转化为前馈型系统, 然后运用饱和设计方法, 给出了直升机镇定控制器的设计. 并用 Lyapunov 方法证明了闭环系统的全局渐近稳定性. 本文设计方法简单, 无需前推、反推技巧, 也无需小增益分析. 与现存的控制设计相比, 本文的控制律形式简单. 数例仿真表明了方法的有效性.

关键词 镇定, 饱和控制, 直升机控制
中图分类号 TP13

Stabilization of the PVTOL via Saturation Technique

YE Hua-Wen¹ GUI Wei-Hua¹ YANG Chun-Hua¹
LIU Guo-Ping¹

Abstract The problem of stabilization of the planar vertical take-off and landing (PVTOL) aircraft is considered in this paper. Based on a saturation design approach, the design of stabilization controller of the PVTOL is given by viewing a partial dynamics of the PVTOL as a chain of integrators with nonlinear perturbation and by further transforming it into a feedforward-form system. The global asymptotic stability of the closed loop system is proven using Lyapunov method. The design method in this paper is simple in the sense that it requires neither the forwarding and backstepping technique nor the small gain analysis. The control law in this paper has a simpler functional form than the existing designs and its effectiveness is verified by simulations.

Key words Stabilization, saturated control, helicopter control

1 引言

在构造非线性控制领域, 实际系统的镇定研究备受关注^[1,2]. 直升机是一种重要的非线性实际系统, 常用来验证镇定新方法的有效性, 而且, 直升机控制本身也是具有挑战性的非线性控制问题. 关于直升机镇定的研究, 文献 [3] 运用非线性小增益原理给出了基于前推方法的设计; 构造合适的 Lyapunov 函数, 文献 [4] 给出了不同的基于前推方法的设计. 借助特殊饱和函数, 文献 [5,6] 给出了两种基于反推方法的设计. 特别是, 基于 Lyapunov 分析和饱和方法, 文献 [7] 给出了迄今为止相对简单的设计.

一般地说, 前推方法面临构造复杂 Lyapunov 函数和计算小增益的困难, 反推方法往往导致复杂控制律. 为了避免构造复杂 Lyapunov 函数和计算小增益, 及避免运用反推方法, 本文将给出直升机的又一个简单镇定设计. 关键处理是将直升机的部分动态转化成带有非线性扰动的 4 维积分器

链, 然后将积分器链的一种饱和设计算法扩展运用到这种扰动情形.

2 直升机的镇定设计

2.1 初步设计及系统形式转换

直升机的运动方程描述如下^[6]

$$\begin{aligned} \ddot{x} &= -U_1 \sin \theta + \varepsilon U_2 \cos \theta \\ \ddot{y} &= U_1 \cos \theta + \varepsilon U_2 \sin \theta - 1 \\ \ddot{\theta} &= U_2 \end{aligned} \quad (1)$$

其中, \bar{x}, \bar{y} 分别是水平和垂直位置坐标, θ 是直升机相对于水平位置的偏转角; 控制输入 U_1, U_2 分别是推力和转动力矩. 小参数 ε 刻画转矩和横向加速度间的耦合关系.

运用变换

$$\begin{aligned} x &= \bar{x} - \varepsilon \sin \theta, \quad y = \bar{y} + \varepsilon(\cos \theta - 1) \\ u_1 &= U_1 - \varepsilon \theta^2, \quad u_2 = U_2 \end{aligned} \quad (2)$$

系统 (1) 转化为

$$\ddot{\bar{x}} = -u_1 \sin \theta, \quad \ddot{\bar{y}} = u_1 \cos \theta - 1, \quad \ddot{\theta} = u_2 \quad (3)$$

因为系统 (3) 可镇定意味系统 (1) 可镇定, 并且, 一旦设计好新控制 u_1 和 u_2 , 便可以通过变换 (2) 得到系统 (1) 的相关设计^[6]. 所以本文将集中考察系统 (3). 针对系统 (3), 初步设计

$$u_1 = (r + 1) / \cos(\text{sat}(\theta)) \quad (4)$$

r 是待确定的控制输入; 又因为存在有限时间 $T_1 (\geq 0)$, 使得对所有 $t \geq T_1$ 有 $|\theta(t)| \leq 1$, 这可以通过设计 u_2 得到保证 (见第 3 节的证明). 于是, 系统 (3) 成为

$$\ddot{\bar{x}} = -(r + 1) \tan \theta, \quad \ddot{\theta} = u_2, \quad \ddot{\bar{y}} = r \quad (5)$$

为游离出来的 $\ddot{\bar{y}} = r$ 子系统设计

$$r = -\text{sat}_{1/2}(\dot{\bar{y}}) - \text{sat}_{1/4}(y + \dot{\bar{y}}) \quad (6)$$

其中饱和函数定义为

$$\text{sat}_\varepsilon(s) = \begin{cases} \varepsilon, & s > \varepsilon \\ s, & -\varepsilon \geq s \geq -\varepsilon \\ -\varepsilon, & s < -\varepsilon \end{cases} \quad (7)$$

运用第 2.2 节给出的引理 1 的证明方法, 可推知系统 $\ddot{\bar{y}} = r = -\text{sat}_{1/2}(\dot{\bar{y}}) - \text{sat}_{1/4}(y + \dot{\bar{y}})$ 为全局渐近稳定, 显然, 该系统还是局部指数稳定的.

下面给出 u_2 的设计. 令 $\beta = -\theta, u = -u_2$, 则系统 (5) 的 $\ddot{\bar{x}}$ 子系统和 $\ddot{\theta}$ 子系统写为

$$\ddot{\bar{x}} = \beta + (\tan \beta - \beta) + r \tan \beta, \quad \ddot{\beta} = u \quad (8)$$

由于有限时间后 $|\beta| = |-\theta| \leq 1$, $\ddot{\bar{y}} = r$ 为全局渐近稳定和局部指数稳定, 因此 $r \tan \beta$ 是有限时间后足够小的指数收敛项. 另外已知 $\tan \beta - \beta = \beta^3/3 + 2\beta^5/15 + \dots$, 于是系统 (8) 可看作指数收敛扰动和高阶扰动下的 4-维积分器链. 再引入坐标变换

$$\begin{aligned} z_1 &= x + 3\dot{x} + 3\beta + \dot{\beta}, \quad z_2 = \dot{x} + 2\beta + \dot{\beta} \\ z_3 &= \beta + \dot{\beta}, \quad z_4 = \dot{\beta} \end{aligned} \quad (9)$$

收稿日期 2006-5-12 收修改稿日期 2006-9-28
Received May 12, 2006; in revised form September 28, 2006
国家自然科学基金 (60505018, 60474003) 资助
Supported by National Natural Science Foundation of China (60505018, 60474003)
1. 中南大学信息科学与工程学院 长沙 410083
1. School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083
DOI: 10.1360/aas-007-0989

系统 (8) 转化成下面的前馈型系统

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 + z_3 + z_4 + u + \\ &\quad 3(\tan(z_3 - z_4) - (z_3 - z_4)) + 3r \tan(z_3 - z_4) \\ \dot{z}_2 &= z_3 + z_4 + u + \\ &\quad \tan(z_3 - z_4) - (z_3 - z_4) + r \tan(z_3 - z_4) \\ \dot{z}_3 &= z_4 + u \\ \dot{z}_4 &= u \end{aligned} \tag{10}$$

2.2 饱和设计思想

本文对系统 (10) 的镇定设计基于积分器链的饱和设计算法.

引理 1. 下面的饱和控制可作为 4 维积分器链 $\dot{x}_1 = x_2, \dot{x}_2 = x_3, \dot{x}_3 = x_4, \dot{x}_4 = u$ 的镇定控制

$$u = -\text{sat}_\varepsilon(z_4) - \text{sat}_{\varepsilon/2}(z_3) - \text{sat}_{\varepsilon/4}(z_2) - \text{sat}_{\varepsilon/8}(z_1) \tag{11}$$

其中 $\varepsilon > 0, z_1, z_2, z_3, z_4$ 分别为

$$z_{4-i} = \sum_{j=0}^i \frac{i!}{j!(i-j)!} x_{4-j}, \quad i = 0, 1, 2, 3 \tag{12}$$

证明. 通过变换 (12), 4 维积分器链转化成下面的前馈型系统

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 + z_3 + z_4 + u \\ \dot{z}_2 &= z_3 + z_4 + u \\ \dot{z}_3 &= z_4 + u \\ \dot{z}_4 &= u \end{aligned} \tag{13}$$

控制 (11) 有界, 积分计算表明 4 维积分器链不会有限逃逸, 因此系统 (13) 也如此. 接下来按由后至前的顺序分析系统 (13) 的各子系统. 考察 z_4 子系统, 定义 Lyapunov 函数 $V_4 = (1/2)z_4^2$. 对所有 $|z_4| \geq \varepsilon$, 有 $z_4 \text{sat}_\varepsilon(z_4) = |z_4| \text{sat}_\varepsilon(|z_4|) = \varepsilon|z_4|$ 成立, 因此, 沿 z_4 子系统的解计算 V_4 的时间导数, 对所有 $|z_4| \geq \varepsilon$ 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 &= -\varepsilon|z_4| - z_4(\text{sat}_{\varepsilon/2}(z_3) + \text{sat}_{\varepsilon/4}(z_2) + \text{sat}_{\varepsilon/8}(z_1)) \\ &\leq (-\varepsilon + \varepsilon/2 + \varepsilon/4 + \varepsilon/8)|z_4| < 0 \end{aligned}$$

这表明存在有限时间 $t_1 \geq 0$, 使得对所有 $t \geq t_1$, 有 $|z_4| \leq \varepsilon$. 于是 z_3 子系统成为

$$\dot{z}_3 = -\text{sat}_{\varepsilon/2}(z_3) - \text{sat}_{\varepsilon/4}(z_2) - \text{sat}_{\varepsilon/8}(z_1)$$

用同样的方法分析 z_3 子系统可以推知, 存在有限时间 $t_2 \geq t_1$, 使得对所有 $t \geq t_2, |z_3| \leq \varepsilon/2$. 同样可以分析知道, 存在有限时间 $\bar{t} \geq t_2 \geq t_1$, 使得对所有 $t \geq \bar{t}, |z_2| \leq \varepsilon/4, |z_1| \leq \varepsilon/8$. 于是系统 (13), (11) 退化为

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -z_1 \\ \dot{z}_2 &= -z_1 - z_2 \\ \dot{z}_3 &= -z_1 - z_2 - z_3 \\ \dot{z}_4 &= -z_1 - z_2 - z_3 - z_4 \end{aligned} \tag{14}$$

该系统为指数稳定. 上面的分析实际上表明系统 (13), (11) 是全局吸引和局部渐近稳定的, 因此为全局渐近稳定^[8]. □

注 1. 引理 1 中的饱和控制不同于文献 [9] 的设计, 因为从文献 [9] 的定理 6.1 将得到下面形式的镇定控制: $u = -\varepsilon \text{sat}(x_4) - \varepsilon^2 \text{sat}(x_4 + \varepsilon x_3) - \varepsilon^3 \text{sat}(x_4 + (\varepsilon^2 + \varepsilon)x_3 + \varepsilon^3 x_2) - \varepsilon^4 \text{sat}(x_4 + (\varepsilon^3 + \varepsilon^2 + \varepsilon)x_3 + (\varepsilon^5 + \varepsilon^4 + \varepsilon^3)x_2 + \varepsilon^6 x_1)$, $0 < \varepsilon \leq 1/4$.

注 2. 对应于前馈型系统 (13) 的饱和控制 (11) 有一个重要特征, 即每个状态受到不同的饱和限制. 因此, 运用文献 [6, 9, 10] 中由后至前的迭代分析方法, 可推知有限时间后各状态收敛到不同的小区域

$$|z_4| \leq \varepsilon, |z_3| \leq \varepsilon/2, |z_2| \leq \varepsilon/4, |z_1| \leq \varepsilon/8$$

正是这个现象启发我们为系统 (10) 设计形如式 (11) 的控制律, 因为系统 (10) 只是比系统 (13) 增加了非线性扰动.

2.3 完整设计

为系统 (10) 设计控制律

$$u = -\text{sat}_{1/18}(z_4) - \text{sat}_{1/36}(z_3) - \text{sat}_{1/72}(z_2) - \text{sat}_{1/144}(z_1) \tag{15}$$

相当于在控制 (11) 中令 $\varepsilon = 1/18$. 这样设置饱和参数是为了保证系统 (10) 中的非线性扰动项在有限时间后为足够小, 详情可见第 3 节的稳定性分析.

至此便完成了直升机的控制设计, 由前面的设计步骤可得到直升机系统 (1) 的完整设计

$$\begin{aligned} U_1 &= \frac{-\text{sat}_{1/2}(\dot{y}) - \text{sat}_{1/4}(y + \dot{y}) + 1}{\cos(\text{sat}(\theta))} \\ U_2 &= \text{sat}_{1/18}(-\dot{\theta}) + \text{sat}_{1/36}(-\theta - \dot{\theta}) + \text{sat}_{1/72}(\dot{x} - 2\theta - \dot{\theta}) + \\ &\quad \text{sat}_{1/144}(x + 3\dot{x} - 3\theta - \dot{\theta}) \end{aligned} \tag{16}$$

其中,

$$\begin{aligned} x &= \bar{x} - \varepsilon \sin \theta, \quad \dot{x} = \dot{\bar{x}} - \varepsilon \dot{\theta} \cos \theta \\ y &= \bar{y} + \varepsilon(\cos \theta - 1), \quad \dot{y} = \dot{\bar{y}} - \varepsilon \dot{\theta} \sin \theta \end{aligned}$$

3 稳定分析和仿真实证

现在证明上节的设计导致了闭环系统的全局渐近稳定. 证明方式为, 首先表明有限时间后系统轨线进入包含原点的小区域, 然后运用 Lyapunov 分析推断退化系统在该域中为局部渐近稳定. 为此, 有必要验证系统的非有限逃逸性, 即验证系统状态不会在有限时间内逃逸为无穷. 在现在的情形, 非有限逃逸是容易验证的. 考察系统 (3), 既然

$$|u_1 \sin \theta| \leq \frac{3/4 + 1}{\cos 1}, |u_1 \cos \theta - 1| \leq \frac{3/4 + 1}{\cos 1} + 1$$

而控制输入 u_2 是饱和的反馈控制, 简单积分计算表明系统 (3) 不存在有限逃逸时间.

为了下面的推导, 补充不等式

$$|\tan \beta - \beta| \leq \beta^2/10, \beta \in [-1/12, 1/12] \tag{17}$$

该不等式的证明如下: 设 $g(\beta) = \tan \beta - \beta - \beta^2/10$, 有 $g'(\beta) = 1/\cos^2 \beta - 1 - \beta/5$; $g''(\beta) = \sin 2\beta/\cos^4 \beta - 1/5$. 既然 $g(0) = g'(0) = 0$; $g''(\beta) < 0, \beta \in [-1/12, 1/12]$, 那么 $g(\beta)$ 在 $\beta = 0$ 为最大, 即 $\tan \beta - \beta \leq \beta^2/10, \beta \in [-1/12, 1/12]$, 同样可证明 $-(\tan \beta - \beta) \leq \beta^2/10, \beta \in [-1/12, 1/12]$.

定理 1. 控制律 (16) 为直升机系统 (1) 的镇定控制.

根据前面的设计步骤可知, 为了证明定理 1 只需证明下面的结论.

引理 2. 系统 (10), (15) 是全局渐近稳定的.

证明. 既然系统 (3) 不会有限逃逸, 系统 (10) 也不存在有限逃逸时间. 用引理 1 的证明方法依次分析系统 (10) 的 z_4 、 z_3 子系统, 可知存在有限时间 $T_1 \geq 0$, 使得对所有 $t \geq T_1$, 有 $|z_4| \leq 1/18, |z_3| \leq 1/36$. 特别地, 此时有

$$|\theta(t)| = |-\beta(t)| = |-z_3(t) + z_4(t)| \leq 1/12 \quad (18)$$

于是, 对所有 $t \geq T_1$, z_2 子系统成为

$$\dot{z}_2 = -sat_{1/72}(z_2) + \tan(z_3 - z_4) - (z_3 - z_4) + r \tan(z_3 - z_4) \quad (19)$$

由于 $\ddot{y} = r$ 全局渐近稳定和局部指数稳定, 必然存在有限时间 $T_2 \geq T_1$, 使得对所有 $t \geq T_2$, 有

$$|r(t) \tan(z_3(t) - z_4(t))| \leq 1/2160, |r(t)| \leq 1/72$$

又因为对所有 $t \geq T_2$, 有 $|z_3(t) - z_4(t)| \leq 1/12$, 运用不等式 (17) 有

$$|\tan(z_3(t) - z_4(t)) - (z_3(t) - z_4(t))| \leq (z_3(t) - z_4(t))^2/10$$

因此, 为系统 (19) 定义函数 $U = (1/2)z_2^2$, 对所有 $|z_2| \geq 1/72$ 和 $t \geq T_2$, 容易得到 $\dot{U} < 0$. 这意味着存在有限时间 $T_3 \geq T_2$, 使得对所有 $t \geq T_3$, 有 $|z_2| \leq 1/72$ 成立. 于是, 对所有 $t \geq T_3$, z_1 子系统退化为

$$\dot{z}_1 = -sat_{1/144}(z_1) + 3(\tan(z_3 - z_4) - (z_3 - z_4) + r \tan(z_3 - z_4)) \quad (20)$$

为系统 (20) 定义函数 $V = (1/2)z_1^2$, 对所有 $|z_1| \geq 1/144$ 和 $t \geq T_3$, 有

$$\dot{V} \leq (-1/144 + 3/1440 + 3/2160)|z_1| < 0$$

因此, 存在有限时间 $T_4 \geq T_3$, 使得对所有 $t \geq T_4$, 有 $|z_1| \leq 1/144$ 成立. 这样, 当 $t \geq T_4$ 时, 系统状态收敛到小区域 $\Omega = \{(z_1, z_2, z_3, z_4) | |z_4| \leq 1/18, |z_3| \leq 1/36, |z_2| \leq 1/72, |z_1| \leq 1/144\}$, 而系统 (10), (15) 退化为

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -z_1 + 3(\tan(z_3 - z_4) - (z_3 - z_4) + r \tan(z_3 - z_4)) \\ \dot{z}_2 &= -z_1 - z_2 + \tan(z_3 - z_4) - (z_3 - z_4) + r \tan(z_3 - z_4) \\ \dot{z}_3 &= -z_1 - z_2 - z_3 \\ \dot{z}_4 &= -z_1 - z_2 - z_3 - z_4 \end{aligned} \quad (21)$$

下面证明, 当 $t \geq T_4$ 时, 系统 (21) 为局部渐近稳定 (Ω 为相应的吸引域). 令

$$\begin{aligned} c_z &= (z_3 - z_4)^2/3 + 2(z_3 - z_4)^4/15 + \dots \\ c_{zr} &= r(1 + (z_3 - z_4)^2/3 + 2(z_3 - z_4)^4/15 + \dots) \end{aligned}$$

则有

$$\begin{aligned} \tan(z_3 - z_4) - (z_3 - z_4) &= c_z(z_3 - z_4), \\ r \tan(z_3 - z_4) &= c_{zr}(z_3 - z_4) \end{aligned}$$

而系统 (21) 可重写为

$$\dot{z} = Az + D(z, r)z \quad (22)$$

其中, $z = (z_1, z_2, z_3, z_4)^T$, A 和 $D(z, r)$ 分别为

$$A = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & -1 \end{pmatrix}$$

$$D(z, r) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 3(c_z + c_{zr}) & -3(c_z + c_{zr}) \\ 0 & 0 & (c_z + c_{zr}) & -(c_z + c_{zr}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

因为 $t \geq T_4$ 时有 $|z_3(t) - z_4(t)| \leq 1/12, |r(t)| \leq 1/72$, 故而成立

$$|c_z| < 1/54, |c_{zr}| < 1/54 \quad (23)$$

现在定义函数 $W = z^T P z$, 其中正定对称矩阵

$$P = \begin{pmatrix} 15/16 & -1/16 & -1/4 & -1/8 \\ -1/16 & 9/8 & -3/8 & -1/4 \\ -1/4 & -3/8 & 3/2 & -1/2 \\ -1/8 & -1/4 & -1/2 & 1 \end{pmatrix}$$

满足 $A^T P + PA = -\text{diag}(1, 1, 2, 2)$. 运用 (23) 式, 计算 W 沿系统 (22) 的解的时间导数可得到

$$\begin{aligned} \dot{W} &= z^T (A^T P + PA) z + 2z^T P D(z, r) z \\ &\leq -z^T \text{diag}(1/2, 1/2, 3/2, 3/2) z \end{aligned}$$

根据 Lyapunov 稳定原理, 系统 (22) 因而系统 (21) 为局部渐近稳定.

以上分析表明, 闭环系统 (10), (15) 是全局吸引和局部渐近稳定的, 即为全局渐近稳定^[8]. \square

注 3. 不需运用反推方法, 本文的控制设计明显比文献 [5, 6] 简单; 无需计算小增益和构造复杂 Lyapunov 函数, 本文的设计方法也不同于文献 [3, 4]. 与文献 [7] 相比, 本文采用了不同的方式分析收敛性. 我们首先证明系统轨线于有限时间后进入小区域, 然后证明该域中的退化系统为局部渐近稳定; 而文献 [7] 则首先证明各状态的有界性, 然后运用小增益方法确定收敛性. 很显然, 分析方式的不同决定了控制器参数化的差异. 其次, 本文的饱和控制是和式的, 而文献 [7] 为嵌套形式. 另外, 稍作比较可发现, 本文设置饱和度参数的过程简单于文献 [7].

最后对系统 (1) 进行仿真. 取 $\varepsilon = 1$, 任选初始条件 (2, 3, 4, 1, $\pi/3, -0.27$), 图 1 的仿真结果显示了相应的收敛性. 注意图中 $X_1, X_2, Y_1, Y_2, Z_1, Z_2$ 分别表示 $\bar{x}, \bar{x}, \bar{y}, \bar{y}, \theta, \dot{\theta}$.

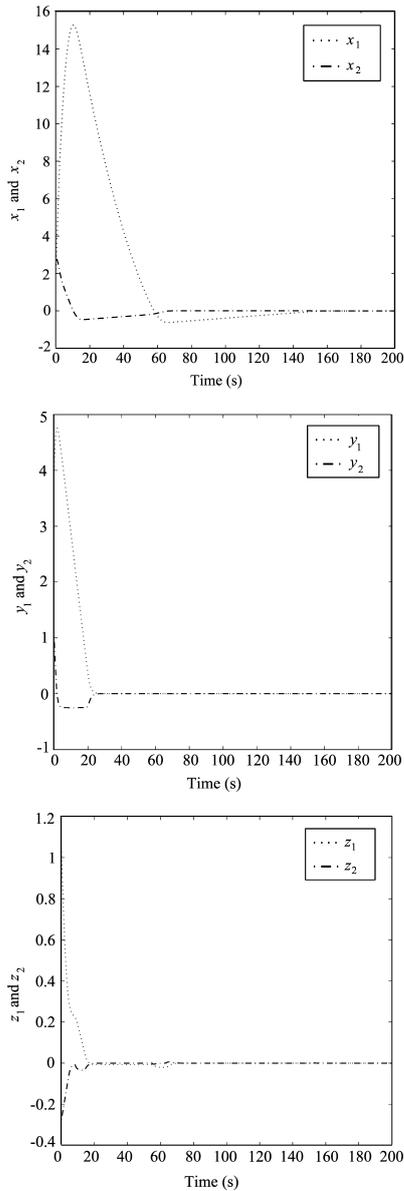


图 1 直升机系统 (1), (16) 的状态响应

Fig. 1 State response of the PVTOL (1), (16)

4 结论

本文给出了直升机镇定的新设计. 关键处理是 4 维子系统被视为非线性扰动下的积分器链, 并进一步转化成前馈型系统, 然后运用不同于文献 [9] 的积分器链的饱和和设计算法. 另外, 下面各项在镇定设计和稳定分析中也起着重要作用: 1) 饱和控制中精心选择的饱和度小常数, 用来抑制非线性扰动; 2) 由后至前的迭代的 Lyapunov 分析, 用来推断各状态到小区域的收敛性; 3) 小区域中的简单 Lyapunov 分析, 用来推断退化系统的局部渐近稳定性.

针对直升机这一实际模型, 本文的设计无需构造复杂 Lyapunov 函数, 无需繁琐的小增益分析, 也避免了反推方法导致的复杂控制律, 达到了用简单方法获得简单控制的目的.

致谢

感谢评阅专家的中肯评价与热情帮助.

References

- 1 Kokotovic P V, Arcak M. Constructive nonlinear control: a historical perspective. *Automatica*, 2001, **37**(5): 637~662
- 2 Kokotovic P V, Arcak M. *Constructive Nonlinear Control*. New York: Springer-Verlag, 1997
- 3 Teel A R. A nonlinear small gain theorem for the analysis of control systems with saturation. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1996, **41**(9): 1256~1270
- 4 Fantoni I, Lozano R. *Nonlinear Control for Underactuated Mechanical Systems*. London: Springer-Verlag, 2002
- 5 Olfati S R. Global configuration stabilization for the VTOL aircraft with strong input coupling. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2002, **47**(11): 1949~1952
- 6 Zavalario A, Fantoni I, Lozano R. Global stabilization of a PVTOL aircraft model with bounded inputs. *International Journal of Control*, 2003, **76**(18): 1833~1844
- 7 Lozano R, Castillo P, Dzul A. Global stabilization of the PVTOL: real-time application to a mini-aircraft. *International Journal of Control*, 2004, **77**(8): 735~740
- 8 Sastry S. *Nonlinear Systems: Analysis, Stability and Control*. New York: Springer-Verlag, 1999
- 9 Sussmann H J, Sontag E D, Yang Y. A general result on the stabilization of linear systems using bounded controls. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1994, **39**(12): 2411~2425
- 10 Lin W, Li X. Synthesis of upper-triangular nonlinear systems with marginally unstable free dynamics using state-dependent saturation. *International Journal of Control*, 1999, **72**(12): 1078~1086

叶华文 中南大学副教授. 主要研究方向为构造非线性控制、网络化控制及智能控制. 本文通信作者. E-mail: yehuawen2001@yahoo.com.cn (YE Hua-Wen Associate professor at Central South University. His research interest covers constructive nonlinear control, networked control systems, and intelligent control systems. Corresponding author of this paper.)

桂卫华 中南大学教授. 主要研究方向为复杂工业过程控制的建模与优化、分散鲁棒控制和容错检测. E-mail: gwh@csu.edu.cn (GUI Wei-Hua Professor at Central South University. His research interest covers modeling and optimal control of complex industrial process, distributed robust control, and fault diagnoses.)

阳春华 中南大学教授. 主要研究方向为复杂工业过程控制的建模与优化、智能控制系统. E-mail: ychh@csu.edu.cn (YANG Chun-Hua Professor at Central South University. Her research interest covers modeling and optimal control of complex industrial process, intelligent control systems.)

刘国平 中南大学教授. 主要研究方向为网络控制系统、燃料电池的建模与控制. E-mail: gpliu@glam.ac.uk (LIU Guo-Ping Professor at Central South University. His research interest covers networked control systems, modeling and control of fuel cells.)