

受限的非仿射非线性系统的自适应控制

程春华^{1†}, 吴进华¹, 胡云安¹, 李 静²

(1. 海军航空工程学院 控制工程系, 山东 烟台 264001; 2. 海军航空工程学院 战略导弹工程系, 山东 烟台 264001)

摘要: 针对受限的非仿射非线性系统, 结合自抗扰思想提出了非仿射系统的扩张状态观测器(ESO)设计, 从而将辅助系统设计技巧拓展到了非仿射系统, 然后利用反演和指令滤波器设计了自适应控制器, 为受限的不确定非仿射系统提供了新的设计思路. 为了补偿受限带来的影响, 引入了辅助系统, 它的状态被用来补偿跟踪误差. 指令滤波器用来处理虚拟控制受限问题, 同时获得虚拟控制导数的估计, 避免了backstepping中对它的繁琐计算, 扩张状态观测器被用来估计系统的未知非仿射非线性项和外部干扰. 利用输入状态稳定性(ISS)分析了闭环系统的全局一致有界稳定性. 最后仿真结果验证了该设计方案的有效性.

关键词: 饱和和受限; 输入状态稳定; 自抗扰; 指令滤波器; 辅助系统

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Adaptive control of non-affine nonlinear system with saturation constraint

CHENG Chun-hua^{1†}, WU Jin-hua¹, HU Yun-an¹, LI Jing²

(1. Department of Control Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai Shandong 264001, China;
2. Department of Strategic Missile Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai Shandong 264001, China)

Abstract: The extended state observer (ESO) for the non-affine nonlinear system is presented based on the idea of active disturbance rejection. Thus, the auxiliary system design method is extended to the non-affine system. Next, an adaptive controller is proposed by combining the command filters and the backstepping algorithm for a class of uncertain non-affine nonlinear systems with input constraints and states constraints. This design scheme brings about a new ideal to deal with the constraint non-affine system. The auxiliary system is introduced to analyze the effect of constraints, and its states are used to design the adaptive tracking control. The command filters are adopted to accommodate the constraints on the virtual control laws and to avoid the tedious analytic computations of time derivatives of virtual control laws in the backstepping procedure. The extended states observers are used to estimate the unknown terms and disturbances. In the proposed control scheme, the global uniformly ultimate bounded stability of the closed-loop is proved by the input-to-state stability (ISS) synthesis, and the transient performance is improved with trajectory initialization. Finally, simulation studies are presented to illustrate the effectiveness of the proposed tracking controller.

Key words: saturation constraint; input-to-state stability; active disturbance rejection (ADR); command filters; auxiliary system

1 引言(Introduction)

在实际系统中, 控制量往往存在饱和现象(例如导弹的舵机、一些化学系统), 当控制器输出超出限幅值时, 控制器输出不能有效驱动被控对象, 控制器状态被错误更新, 由此出现所谓的控制器饱和(windup)现象. 这不仅会使系统的性能下降, 甚至会使系统出现不稳定. 受限控制器的设计是非线性控制邻域中的热点问题, 最简单的处理方法是采用小增益控制器, 但是这大大地降低了闭环系统的性能.

由于饱和和受限问题本身的复杂性, 设计和分析的

方法仍然存在限制^[1]. 对于参数已知的线性系统, 处理输入饱和问题的方法有anti-windup(抗饱和)方案^[1-4]、小增益控制方案^[5]、线性反馈调节方案^[6]. 当线性系统的参数未知时, 学者提出了模型参考自适应控制^[7]、预测控制^[8]、离散时间控制^[9]、间接自适应调节控制^[10], 但是这些方案需要假定未知参数在一个已知的紧集内^[1]. 在anti-windup方案中, 首先不考虑控制受限情况设计控制量, 然后引入修正量减小受限带来的影响^[2-4], 该修正量必须与非受限闭环系统的结构相匹配. 文献[11]构建了产生修正量的模型, 并采

用指令滤波反演研究了输入受限情况下的飞行器纵向控制, 但是文中的模型只是线性模型. 文献[12]在文献[11]的基础上, 考虑了外部扰动和未知非线性, 利用模糊逼近定理为飞行器仿射非线性模型设计了自适应控制器. 在模型预测控制方案中每一步都涉及到开环优化问题的求解, 因此它很方便处理硬约束, 从而成为处理受限问题的有效工具^[13], 但是需要知道系统的精确模型. 为了解决输入受限问题, Teel引入多层饱和函数^[14]控制, 设计过程中首先要引入坐标变换将系统转化成反馈形式, 然后利用饱和函数为变换后的新系统构建多层控制律以使系统全局稳定, 但是该方法只能镇定链式积分形式的系统. 文献[15]中, Yao等为了解决文献[14]中由坐标变换带来的保守性, 采用了反演设计和多层饱和函数为具有外部干扰的链式积分系统设计了控制器. 接着Yao等又在文献[16]中利用输出反馈变换以及输入状态稳定定理和swapping参数估计方法, 解决了具有不确定参数的一般非线性系统输入受限情况下的镇定. 但是文献[14-16]中的设计都是基于链式积分形式的系统进行的设计和分析, 不易推广.

上述文献研究的对象都是线性系统. 文献[17]研究了仿射非线性系统的输入受限问题, 将饱和受限问题转化为约束问题, 利用最优控制原理设计了控制器. 文献[18]研究了严格反馈非线性系统的受限控制, 利用神经网络(neural network, NN)逼近非线性项, 采用指令滤波器对控制量进行限制, 但是文中用NN逼近控制增益时没有考虑奇异问题, 并且没有考虑外部扰动. 文献[19]研究了MIMO具有输入限幅的不确定非线性系统的控制, 但是每个子系统仍然是链式积分系统, 只是最后一个子系统是输入仿射非线性系统.

相比上述文献研究的对象, 受限的非仿射非线性系统的控制更复杂、更具挑战性, 据笔者所知, 这方面的研究结果也很少, 并且上述文献中处理饱和受限的方案不易推广到非仿射系统, 因为非仿射系统的机构信息未知. 文献[20]通过文献[21]中的自抗扰思想将非仿射系统转换成结构已知的不确定性系统. 本文在文献[20-22]的基础上, 结合文献[11]中的思想, 深入研究了受限的非仿射非线性系统的控制问题, 解决了受限的非仿射非线性系统的控制器设计这一难题.

2 问题描述及准备(Problem formulation and preliminaries)

2.1 问题描述(Problem formulation)

本文考虑的非仿射型系统形式如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1, x_2) + d_1, \\ \dot{x}_2 = f_2(\bar{x}_2, x_3) + d_2, \\ \vdots \\ \dot{x}_n = f_n(\bar{x}_n, u) + d_n, \end{cases} \quad (1)$$

其中: $\bar{x}_i = [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_i]^T \in \mathbb{R}^i, i = 2, \dots, n, x = [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ 为系统状态; $u \in \mathbb{R}$ 为系统的输入; $f_i(\cdot)(i = 1, 2, \dots, n)$ 为未知光滑的函数, 且 $f(\mathbf{0}, 0) = 0$; $d_i(i = 1, \dots, n)$ 为有界外部扰动. 假设系统(1)满足下面的假设:

假设 1 存在一个紧集 $\Omega \subset \mathbb{R}^n$, 使得 $\bar{x}_n \in \Omega$.

假设 2 设

$$g_i(\bar{x}_i, x_{i+1}) = \frac{\partial f(\bar{x}_i, x_{i+1})}{\partial x_{i+1}} \neq 0, i = 1, \dots, n - 1,$$

$$g_n(\bar{x}_n, u) = \frac{\partial f(\bar{x}_n, u)}{\partial u} \neq 0$$

为光滑的函数, 不失一般性, 令存在一个未知的正常数 $g_{il}, \bar{g}_i > 0$, 使得 $0 < g_{il} \leq g_i(\cdot) \leq \bar{g}_i < \infty, \forall (\bar{x}_i, x_{i+1}) \in \mathbb{R}^i \times \mathbb{R}, i = 1, \dots, n$.

假设 3 系统所有状态可测.

假设 4 系统是有界输入有界输出(bounded input bounded output, BIBO)稳定的.

注 1 假设 2 意味着在紧集 Ω 上偏导数 $g_i(\bar{x}_i, x_{i+1})$ 为严格正函数或者严格负函数; 同时不难发现, 假设 2 保证了系统(1)的可控性; 假设 3 是引入扩张状态观测器(extended states observers, ESO)的前提.

控制目标: 在满足约束条件 $|u| \leq u_m, |x_i| \leq M_i$ 的情况下, 设计 u , 使得系统输出 $y = x_1$ 能跟踪上参考信号 $y_r, |y_r| \leq M_1$.

为了处理受限, 本文引入下面的定义:

定义 1 给定正常数 M , 函数 $\text{sat}(\cdot) : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ 是连续, 非递减函数, 如果它满足下列性质:

- a) 对所有的 $x \neq 0$, 有 $x \text{sat}(x, M) > 0$;
- b) 对所有的 $x \in \mathbb{R}$, 有 $|\text{sat}(x, M)| \leq M$;

则称 $\text{sat}(\cdot)$ 为 $(-M, M)$ 上的线性饱和函数.

2.2 输入状态稳定理论(Input to state stability theory)

定义 2 考虑下面的系统:

$$\dot{x} = f(t, x, u), \quad (2)$$

其中 f 关于 t 光滑的函数, 关于 x 和 u 是局部Lipshitz的. 如果说该系统是输入状态稳定的, 则存在KL类函数 β 和K类函数 γ , 以便对任意 $x(0)$ 和任意连续有界输入 $u(\cdot) \in C[0, \infty)$, 使得系统的解满足下面的表达式:

$$|x(t)| \leq \beta(|x(0)|, t) + \gamma(\sup_{\tau \in [0, t]} |u(\tau)|). \quad (3)$$

定理 1^[23] 假设系统(2)存在一个 C^1 函数 $V : \mathbb{R}_+ \times \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}_+$, 以便对所有的 $x \in \mathbb{R}^n$ 和 $u \in \mathbb{R}^m$ 满足

$$\gamma_1(|x|) \leq V(t, x) \leq \gamma_2(|x|), \quad (4)$$

$$|x| \geq \rho(|u|) \Rightarrow \frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial x} f(t, x, u) \leq -\gamma_3(|x|), \quad (5)$$

其中: γ_1, γ_2, ρ 是 K_∞ 类函数, γ_3 是 K 类函数, 则系统(2)是输入状态稳定的.

3 非仿射系统扩张状态观测器设计(The extended states observers design for non-affine system)

为了可以给非仿射系统设计扩张状态观测器, 本文先介绍自抗扰的思想.

考虑如下时变系统:

$$\dot{y} = f(y, w(t)) + b(t)u, \quad (6)$$

其中: f, w, b 均为不确定函数, $b_2 > b(t) > b_1 > 0$.

引理 1^[24] 针对系统(6), 只要 $b_2 > b(t) > b_1 > 0$ 在 $b(t)$ 变化范围内取某一中间值 b_0 , 则可以通过为它构建二阶 ESO, 设计控制器 $u(t) = -\frac{z_2}{b_0} - ky$ 使系统(6)渐近镇定, 其中 z_2 为 ESO 的状态, $k > 0$ 为待设计的常数.

注 2 分离出来的 $b_0 u$ 项隐含着 b_0 的符号与 $b(t)$ 的符号一致.

考虑下列非仿射系统:

$$\dot{x} = f(x, u), \quad (7)$$

其中: $x \in \Omega \subset \mathbb{R}$, Ω 为紧集, f 为光滑连续不确定函数, 且 $f_u = \frac{\partial f}{\partial u} \neq 0$ 是未知光滑的函数和 x 可观测, 则在 Ω 紧集内, f_u 为严格正函数或严格负函数. 不失一般性, 假设存在常数 $b_1, b_2 > 0$, 使得 $0 < b_1 \leq f_u \leq b_2$. 根据前面的分析则式(7)可以改写成

$$\dot{x} = f(x, u) - u + u. \quad (8)$$

定义 $F(x, u) = f(x, u) - u$ 为新的不确定项, 为系统(8)构建扩展状态观测器(ESO)

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = z_1 - x, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 g_{c1}(e_1) + u, \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 g_{c2}(e_1), \end{cases} \quad (9)$$

其中扩展状态观测器状态 $z_1 \rightarrow x, z_2 \rightarrow F(x, u)$, 则可设计如下控制器来镇定系统(7):

$$u(t) = -z_2 - kx, \quad (10)$$

其中 $k > 0$ 为待设计的常数.

引理 2 针对系统(7), 如果满足假设条件 f_u 是光滑函数, 则只要 $F(x, u)$ 作用于系统, 就能通过构建二阶 ESO(9), 估计出 $F(x, u)$, 并且可以设计控制器(10)使系统(7)渐近镇定.

证 定义误差变量 $e_1 = z_1 - x, e_2 = z_2 - F$, 由于 $F(x, u) = f(x, u) - u$ 为光滑函数, 根据式(10)可知 \dot{u} 在紧集内也是有界的, 不妨令 $h = \frac{dF}{dt}$, 则在紧集内一定存在未知的常数 w 使得 $|h| \leq w$.

对误差变量微分得

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = z_2 - \beta_1 g_1(e_1) + u - f(x, u) = \\ \quad -\beta_1 g_1(e_1) + e_2, \\ \dot{e}_2 = -\beta_2 g_2(e_1) - h. \end{cases} \quad (11)$$

不妨取 $g_1(e_1) = g_2(e_1) = e_1$, 则

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -\beta_1 e_1 + e_2, \\ \dot{e}_2 = -\beta_2 e_1 - h, \end{cases} \quad (12)$$

求解得

$$\begin{aligned} e_1 = & \frac{C_2}{\beta_2} \left(\frac{1}{2} \beta_1 - \frac{1}{2} (\beta_1^2 - 4\beta_2)^{\frac{1}{2}} \right) \times \\ & \exp\left(-\frac{1}{2} \beta_1 t + \frac{1}{2} (\beta_1^2 - 4\beta_2)^{\frac{1}{2}} t\right) - \frac{h}{\beta_2} + \\ & \frac{1}{2} \frac{C_1}{\beta_2} \exp\left(-\frac{1}{2} \beta_1 t (\beta_1 + (\beta_1^2 - 4\beta_2)^{\frac{1}{2}})\right) + \\ & \frac{1}{2} \frac{C_1}{b_2} (\beta_1^2 - 4\beta_2)^{\frac{1}{2}} \times \\ & \exp\left(-\frac{1}{2} (\beta_1 + (\beta_1^2 - 4\beta_2)^{\frac{1}{2}}) t\right), \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} e_2 = & C_2 \exp\left(-\frac{1}{2} \beta_1 t + \frac{1}{2} (\beta_1^2 - 4\beta_2)^{\frac{1}{2}} t\right) + \\ & C_1 \exp\left(-\frac{1}{2} (\beta_1 + (\beta_1^2 - 4\beta_2)^{\frac{1}{2}}) t\right) - \frac{\beta_1 h}{\beta_2}. \end{aligned} \quad (14)$$

当 $\beta_1, \beta_2 > 0, \beta_1^2 - 4\beta_2 > 0$, 当系统进入稳态时, 即 $t \rightarrow \infty$ 时, $|e_1| \rightarrow \frac{w}{\beta_2}, |e_2| \rightarrow \frac{\beta_1}{\beta_2} w$, 由此可以看出: 该误差的大小可以通过设计 $\beta_1, \beta_2 > 0$ 决定.

再由 $e_2 = z_2 - F = z_2 - f + u$, 可以推出 $f = z_2 + u - e_2$, 则系统(7)可写成

$$\dot{x} = z_2 + u - e_2. \quad (15)$$

将控制律(10)代入, 可以得出整个闭环系统如下:

$$\begin{cases} \dot{x} = -kx - e_2, \\ \dot{e}_1 = -\beta_1 e_1 + e_2, \\ \dot{e}_2 = -\beta_2 e_1 - h, \end{cases} \quad (16)$$

即

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k & 0 & -1 \\ 0 & -\beta_1 & 1 \\ 0 & -\beta_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -h \end{bmatrix},$$

则可以得出相应的特征多项式为 $(s+k)(s^2+s\beta_1+\beta_2)$, 很显然当 $k, \beta_1, \beta_2 > 0$ 且 $\beta_1^2 - 4\beta_2 > 0$ 时, 闭环系统(16)是渐近稳定的, 即设计 ESO 的状态

$$z_1 \rightarrow B(x, \delta_1), z_2 \rightarrow B(F, \delta_2), x \rightarrow B(0, \delta_3).$$

$B(x_0, \delta)$ 表示以 x_0 为中心, δ 为半径的邻域, 其中:

$$\delta_1 = \frac{w}{\beta_2}, \delta_2 = \frac{\beta_1 w}{\beta_2}, \delta_3 = \frac{\beta_1}{k\beta_2} w.$$

δ_3 的值求解如下: 对 x 的闭环动态求解可以得

$$x(t) = -\frac{1}{k}e_2 + (x(0) + \frac{1}{k}e_2)e^{-kt}. \quad (17)$$

进入稳态时, 原方程的解可以近似为 $|x(t)| \rightarrow \frac{\beta_1}{k\beta_2}w$.

由此可以看出, 原系统在设计的控制律的作用下渐进收敛到 $B(0, \frac{\beta_1}{k\beta_2}w)$ 邻域内, 该邻域的大小由设计的参数决定. 综合前面所述, 引理 2 得证. 证毕.

注 3 当 $g_{c1}(\cdot), g_{c2}(\cdot)$ 选择非线性函数时, 参数 β_1, β_2 仍需要满足 $\beta_1, \beta_2 > 0$, 且 $\beta_1^2 - 4\beta_2 > 0$. 证明过程可以参考文献 [26].

4 受限非仿射系统控制器设计及稳定性分析 (Controller design for non-affine system with saturation constraint and stability analysis)

由假设 2 中 $g_i(\bar{x}_i, x_{i+1}), i = 1, \dots, n$ 的符号已知且为正和假设 3, 则可以根据引理 2 将式 (1) 变换成

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = F_1(x_1, x_2) + x_2, \\ \dot{x}_2 = F_2(\bar{x}_2, x_3) + x_3, \\ \vdots \\ \dot{x}_n = F_n(\bar{x}_n, u) + u, \end{cases} \quad (18)$$

其中函数 $F_i(\cdot)$ 是未知光滑的函数, 其定义如下:

$$\begin{cases} F_i(\bar{x}_i, x_{i+1}) = f_i(\bar{x}_i, x_{i+1}) + d_i - x_{i+1}, \\ \quad 1 \leq i \leq n-1, \\ F_n(\bar{x}_n, u) = f_n(\bar{x}_n, u) + d_n - u. \end{cases} \quad (19)$$

接下来利用反演技术对系统 (18) 进行控制器设计. 首先要针对每个状态构建二阶 ESO, 以便估计每个子系统未知项 $F_i(\cdot) (i = 1, \dots, n)$, 构建的 ESO 如下:

$$\begin{cases} e_{i,1} = z_{i,1} - x_i, \\ \dot{z}_{i,1} = z_{i,2} - \beta_{i,1}g_{i,1}(e_{i,1}) + x_{i+1}, \\ \dot{z}_{i,2} = -\beta_{i,2}g_{i,2}(e_{i,1}), \quad i = 1, 2, \dots, n, \end{cases} \quad (20)$$

其中: $z_{i,1}, z_{i,2}$ 是 ESO 的状态, $g_{i,1}(\cdot), g_{i,2}(\cdot)$ 是待设计的非线性函数 (也可以是线性的函数), 例如

$$g_{i,1}(e_{i,1}) = e_{i,1}, \quad g_{i,2}(e_{i,1}) = |e_{i,1}|^{\frac{1}{2}} \text{sgn } e_{i,1},$$

其中 $z_{i,1}$ 是 x_i 的估计, $z_{i,2}$ 是 $F_i(\bar{x}_i, x_{i+1})$ 的估计.

本文可以定义跟踪误差为

$$\begin{cases} \tilde{x}_1 = x_1 - x_{1d}, \\ \tilde{x}_2 = x_2 - x_{2d}, \\ \vdots \\ \tilde{x}_n = x_n - x_{nd}, \end{cases} \quad (21)$$

其中: $x_{1d} = y_r$ 是待跟踪的参考信号, $x_{id} (2 \leq i \leq n)$ 是为 x_i 产生的命令信号. 本文可以得出跟踪误差动态

方程为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = F_1(x_1, x_2) + \tilde{x}_2 + x_{2d} - \dot{x}_{1d}, \\ \dot{\tilde{x}}_2 = F_2(\bar{x}_2, x_3) + \tilde{x}_3 + x_{3d} - \dot{x}_{2d}, \\ \vdots \\ \dot{\tilde{x}}_n = F_n(\bar{x}_n, u) + u_0 + \Delta u - \dot{x}_{nd}, \end{cases} \quad (22)$$

其中 $\Delta u = u - u_0, u_0$ 是不考虑限制条件的控制量, 并且 $u = \text{sat}(u_0, u_m)$. 在 backstepping 设计过程中, 本文要为每个 x_i 产生命令信号 x_{id} (即虚拟控制信号), 设计的目标是 $\tilde{x}_i = x_i - x_{id}$ 趋近于零, 即 x_i 跟踪上命令信号 x_{id} , 由于状态受约束, 所以命令信号也必然受约束. 所以本文的控制目标也可以等价于: 设计 u , 使得系统输出 $y = x_1$ 能跟踪上参考信号 y_r , 并且

$$|u| \leq u_m, |x_{id}| \leq M_i.$$

在不考虑受限的情况下, 可以直接为系统 (22) 设计命令信号 $x_{id}, i = 2, \dots, n$, 但是由于受限, 直接设计命令信号不能保证状态在要求的范围内. 因此, 本文引入指令滤波器, 指令滤波器的形式如下:

$$\begin{cases} E_i = \text{sat}(x_{id}^0, M_i) - v_{i,1}, \\ \begin{bmatrix} \dot{v}_{i,1} \\ \dot{v}_{i,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -2\zeta_i\omega_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{i,1} \\ v_{i,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_i^2 \end{bmatrix} E_i, \\ \begin{bmatrix} x_{id} \\ \dot{x}_{id} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{i,1} \\ v_{i,2} \end{bmatrix}, \\ i = 2, 3, \dots, n, \end{cases} \quad (23)$$

其中: x_{id}^0 是不考虑受限设计的虚拟控制量, M_i 是命令信号 x_{id} 的界, E_i 是微分器第一个状态 $v_{i,1}$ 和微分器的限幅输入 $\text{sat}(x_{id}^0, M_i)$ 的误差, x_{id} 和 \dot{x}_{id} 是设计的命令信号及其导数, ζ_i, ω_i 是待设计的正数. 在饱和函数的线性区域, 该微分器的特征方程可以描述为

$$s^2 + 2\zeta_i\omega_i s + \omega_i^2 = 0.$$

胡寿松的《自动控制原理》^[25] 中对该特征方程的性质有着详细的描述: 当 $\zeta_i = 1$ 时, 特征方程有两个相等的负实根, 对应于 s 平面负实轴上两个相等的实极点, 相应的阶跃响应是无超调的单调上升的趋于稳态输出, 此时系统称为临界阻尼情况, 这正好满足了本文限幅设计的要求. 在动态方程里含有虚拟控制信号的导数, 而虚拟控制信号中含有扩张状态方程的信息, 导致对虚拟控制信号求导不方便, 该指令滤波器的引入正好是避免了对命令信号的直接求导.

在构建扩张状态器和指令滤波器分别估计未知非线性和命令信号的导数之后, 再回到误差系统 (22). 由于受限, 需要对由饱和带来的影响进行补偿, 为此, 笔

者构建了下面的输入状态稳定的辅助系统:

$$\begin{cases} \dot{\chi}_1 = -c_1\chi_1 + (x_{2d} - x_{2d}^0), \\ \dot{\chi}_2 = -c_2\chi_2 + (x_{3d} - x_{3d}^0), \\ \vdots \\ \dot{\chi}_{n-1} = -c_{n-1}\chi_{n-1} + (x_{nd} - x_{nd}^0), \\ \dot{\chi}_n = -c_n\chi_n + \Delta u = -c_n\chi_n + (u - u_0), \end{cases} \quad (24)$$

其中: $c_i > \frac{1}{2}$ 为待设计的常数, $x_{id}(i = 2, \dots, n)$ 和 u 是实际作用于系统的命令控制量, 即满足限制条件的量, $x_{id}^0(i = 2, \dots, n)$ 和 u_0 是不考虑限制条件的控制量. 利用系统(24)可以构建补偿跟踪误差如下:

$$\begin{cases} \hat{x}_1 = \tilde{x}_1 - \chi_1, \\ \hat{x}_2 = \tilde{x}_2 - \chi_2, \\ \vdots \\ \hat{x}_n = \tilde{x}_n - \chi_n, \end{cases} \quad (25)$$

接下来本文利用 backstepping 方法对式(25)的动态方程设计出虚拟控制 $x_{id}^0, i = 2, \dots, n$ 和控制 u_0 , 使跟踪误差 $\tilde{x}_i \rightarrow \chi_i, i = 1, \dots, n$.

步骤 1 对 \hat{x}_1 微分得

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= \dot{\tilde{x}}_1 - \dot{\chi}_1 = \\ x_2 + F_1(x_1, x_2) - \dot{y}_r + c_1\chi_1 - (x_{2d} - x_{2d}^0) &= \\ \tilde{x}_2 + x_{2d} + F_1(x_1, x_2) - \dot{y}_r + c_1\chi_1 - (x_{2d} - x_{2d}^0) &= \\ \hat{x}_2 + \chi_2 + x_{2d}^0 + F_1(x_1, x_2) - \dot{y}_r + c_1\chi_1. \end{aligned} \quad (26)$$

选取虚拟控制量 x_{2d}^0 时本文可以不考虑 \hat{x}_2, x_{2d}^0 可以设计为

$$x_{2d}^0 = -c_1(x_1 - y_r) - \chi_2 - z_{1,2} + \dot{y}_r, \quad (27)$$

则式(26)可以写成

$$\dot{\hat{x}}_1 = -c_1\hat{x}_1 + \hat{x}_2 + (F_1(x_1, x_2) - z_{1,2}). \quad (28)$$

上式的右边括号内为扩展状态观测器(20)对 $F_1(x_1, x_2)$ 的估计误差, 选取Lyapunov函数为

$$V_1 = \frac{1}{2}\hat{x}_1^2. \quad (29)$$

如果 $\hat{x}_2 = 0$, 对式(29)微分得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \hat{x}_1\dot{\hat{x}}_1 = -c_1\hat{x}_1^2 + \hat{x}_1(F_1(x_1, x_2) - z_{1,2}) \leq \\ &-(c_1 - \frac{1}{4})\hat{x}_1^2 + (F_1(x_1, x_2) - z_{1,2})^2. \end{aligned} \quad (30)$$

这意味着 \hat{x}_1 关于输入 $(F_1(x_1, x_2) - z_{1,2})$ 是输入状态稳定的, 只要这个输入有界, \hat{x}_1 就有界. 当 $\hat{x}_2 \neq 0$ 时, 该结论就不确定了, 因为

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= -c_1\hat{x}_1^2 + \hat{x}_1\hat{x}_2 + \hat{x}_1(F_1(x_1, x_2) - z_{1,2}) \leq \\ &-(c_1 - \frac{1}{4})\hat{x}_1^2 + (F_1(x_1, x_2) - z_{1,2})^2 + \hat{x}_1\hat{x}_2. \end{aligned} \quad (31)$$

步骤 2 对 \hat{x}_2 微分得

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_2 &= \dot{\tilde{x}}_2 - \dot{\chi}_2 = \\ x_3 + F_2(\bar{x}_2, x_3) - \dot{x}_{2d} + c_2\chi_2 - (x_{3d} - x_{3d}^0) &= \\ \tilde{x}_3 + x_{3d} + F_2(\bar{x}_2, x_3) - \dot{x}_{2d} + \\ c_2\chi_2 - (x_{3d} - x_{3d}^0) &= \\ \hat{x}_3 + \chi_3 + x_{3d}^0 + F_2(\bar{x}_2, x_3) - \dot{x}_{2d} + c_2\chi_2. \end{aligned} \quad (32)$$

选取虚拟控制量 x_{3d}^0 时, 本文可以不考虑 x_3, x_{3d}^0 可以设计为

$$x_{3d}^0 = -c_2(x_2 - x_{2d}) - \chi_3 - z_{2,2} + v_{2,2} - \hat{x}_1. \quad (33)$$

根据式(24)(33), 则式(32)可以写成

$$\dot{\hat{x}}_2 = -c_2\hat{x}_2 + \hat{x}_3 - \hat{x}_1 + (F_2(\bar{x}_2, x_3) - z_{2,2}). \quad (34)$$

上式右边括号内为扩张状态观测器(20)对 $F_2(\bar{x}_2, x_3)$ 的估计误差, 选取Lyapunov函数为

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}\hat{x}_2^2. \quad (35)$$

如果 $\bar{x}_3 = 0$, 对式(35)微分得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -(c_1 - \frac{1}{4})\hat{x}_1^2 + (F_1(x_1, x_2) - z_{1,2})^2 + \\ &\hat{x}_2(\hat{x}_1 + \dot{\hat{x}}_2) = \\ &-(c_1 - \frac{1}{4})\hat{x}_1^2 + (F_1(x_1, x_2) - z_{1,2})^2 - \\ &c_2\hat{x}_2^2 + \hat{x}_2(F_2(\bar{x}_2, x_3) - z_{2,2}) \leq \\ &-\sum_{i=1}^2 (c_i - \frac{1}{4})\hat{x}_i^2 + \sum_{i=1}^2 (F_i(\bar{x}_i, x_{i+1}) - z_{i,2})^2. \end{aligned} \quad (36)$$

这意味着 \hat{x}_1, \hat{x}_2 关于输入 $(F_i(\bar{x}_i, x_{i+1}) - z_{i,2})(i = 1, 2)$ 是输入状态稳定的, 只要输入有界, \hat{x}_1, \hat{x}_2 就有界. 当 $\hat{x}_3 \neq 0$ 时, 该结论就不确定了, 因为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -\sum_{i=1}^2 (c_i - \frac{1}{4})\hat{x}_i^2 + \\ &\sum_{i=1}^2 (F_i(\bar{x}_i, x_{i+1}) - z_{i,2})^2 + \hat{x}_2\hat{x}_3. \end{aligned} \quad (37)$$

步骤 $i(3 \leq i \leq n - 1)$ 对 \hat{x}_i 微分得

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_i &= \dot{\tilde{x}}_i - \dot{\chi}_i = \\ x_{i+1} + F_i(\bar{x}_i, x_{i+1}) - \dot{x}_{id} + \\ c_i\chi_i - (x_{(i+1)d} - x_{(i+1)d}^0) &= \\ \tilde{x}_{i+1} + x_{(i+1)d} + F_i(\bar{x}_i, x_{i+1}) - \dot{x}_{id} + \\ c_i\chi_i - (x_{(i+1)d} - x_{(i+1)d}^0) &= \\ \hat{x}_{i+1} + \chi_{i+1} + x_{(i+1)d}^0 + \\ F_i(\bar{x}_i, x_{i+1}) - \dot{x}_{id} + c_i\chi_i. \end{aligned} \quad (38)$$

选取虚拟控制量 $x_{(i+1)d}^0$ 时, 本文可以不考虑 \hat{x}_{i+1} ,

$x_{(i+1)d}^0$ 可以设计为

$$x_{(i+1)d}^0 = -c_i(x_i - x_{id}) - \chi_{i+1} - z_{i,2} + v_{i,2} - \hat{x}_{i-1}. \quad (39)$$

根据式(24)(39), 则式(38)可以写成

$$\dot{\hat{x}}_i = -c_i \hat{x}_i + \hat{x}_{i+1} - \hat{x}_{i-1} + (F_i(\bar{x}_i, x_{i+1}) - z_{i,2}). \quad (40)$$

上式右边括号内分别为ESO(20)对 $F_i(\bar{x}_i, x_{i+1})$ 的估计误差, 选取Lyapunov函数为

$$V_i = V_{i-1} + \frac{1}{2} \hat{x}_i^2. \quad (41)$$

如果 $\hat{x}_i = 0$, 对式(41)微分得

$$\dot{V}_i \leq -\sum_{j=1}^i (c_j - \frac{1}{4}) \hat{x}_j^2 + \sum_{j=1}^i (F_j(\bar{x}_j, x_{j+1}) - z_{j,2})^2. \quad (42)$$

这意味着 $\hat{x}_1, \dots, \hat{x}_i$ 关于输入 $(F_j(\bar{x}_j, x_{j+1}) - z_{j,2})$ ($j = 1, \dots, i$)是输入状态稳定的, 只要输入有界, $\hat{x}_1, \dots, \hat{x}_i$ 就有界. 当 $\hat{x}_{i+1} \neq 0$ 时, 该结论就不确定了, 因

$$\dot{V}_i \leq -\sum_{j=1}^i (c_j - \frac{1}{4}) \hat{x}_j^2 + \sum_{j=1}^i (F_j(\bar{x}_j, x_{j+1}) - z_{j,2})^2 + \hat{x}_i \hat{x}_{i+1}. \quad (43)$$

步骤 n 对 \hat{x}_n 微分得

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_n &= \dot{x}_n - \dot{\chi}_n = \\ u + F_n(\bar{x}_n, u) - \dot{x}_{nd} - \Delta u + c_n \chi_n &= \\ u_0 + (u - u_0) + F_n(\bar{x}_n, u) - \\ \dot{x}_{nd} - \Delta u + c_n \chi_n &= \\ u_0 + F_n(\bar{x}_n, u) - \dot{x}_{nd} + c_n \chi_n. \end{aligned} \quad (44)$$

本文可以设计如下控制律:

$$\begin{cases} u_0 = -c_n(x_n - x_{nd}) - z_{n,2} + v_{n,2} - \hat{x}_{n-1}, \\ u = \text{sat}(u_0, u_m). \end{cases} \quad (45)$$

根据式(24)(45), 则式(44)可以写成

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_n &= \dot{x}_n - \dot{\chi}_n = \\ u + F_n(\bar{x}_n, u) - \dot{x}_{nd} - \Delta u + c_n \chi_n &= \\ u_0 + (u - u_0) + F_n(\bar{x}_n, u) - \\ \dot{x}_{nd} - \Delta u + c_n \chi_n &= \\ -c_n \hat{x}_n - \hat{x}_{n-1} + (F_n(\bar{x}_n, u) - z_{n,2}). \end{aligned} \quad (46)$$

上式的右边括号内分别为扩展状态观测器(20)对 $F_n(\bar{x}_n, u)$ 的估计误差, 选取Lyapunov函数为

$$V_n = V_{n-1} + \frac{1}{2} \hat{x}_n^2. \quad (47)$$

对式(47)微分得

$$\dot{V}_n \leq -\sum_{j=1}^n (c_j - \frac{1}{4}) \hat{x}_j^2 + \sum_{j=1}^n (F_j(\bar{x}_j, x_{j+1}) - z_{j,2})^2. \quad (48)$$

这意味着 $\hat{x}_1, \dots, \hat{x}_n$ 关于输入 $(F_j(\bar{x}_j, x_{j+1}) - z_{j,2})$ ($j = 1, \dots, n$)是输入状态稳定的, 只要输入有界, $\hat{x}_1, \dots, \hat{x}_n$ 就有界.

5 仿真研究(Simulation studies)

5.1 仿真实例1(The first simulation)

在这里为了证明本文方法的有效性, 本文以文献[1]中的弹簧质量块阻尼器为研究对象, 模型如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = -\frac{k}{m}x_1 - \frac{c}{m}x_2 + \frac{1}{m}\text{sat } u_0, \\ y = x_1, \end{cases} \quad (49)$$

其中: x_1, x_2 表示位置和速度, m 表示物块的质量, k 表示弹簧的抗扰常数, c 表示阻尼. 系统的真实参数设为: $m = 1.25 \text{ kg}$, $c = 2 \text{ N} \cdot \text{s/m}$, $k = 8 \text{ N/m}$. 在控制器设计中, k, c 视为未知常数.

控制目标可以描述为: 设计控制器使系统的输出跟踪阶跃信号, 控制输入的饱和值 $u_M = 8$.

参考文献[1]中, 采用了自适应backstepping设计, 设计出的控制和参数自适应律为

$$\begin{cases} \dot{x}_{2d} = -c_1(x_1 - y_r), \\ u_0 = -c_2(x_2 - x_{2d} - \dot{y}_r) - \hat{a}_1 x_1 - \\ \hat{a}_2 x_2 - c_1(x_2 - \dot{y}_r) + \ddot{y}_r, \\ \dot{\hat{a}}_1 = \Gamma_1 x_1 \hat{x}_2, \\ \dot{\hat{a}}_2 = \Gamma_2 x_2 \hat{x}_2, \\ u = \text{sat}(u_0, u_m), \end{cases} \quad (50)$$

其中: $a_1 = -\frac{k}{m}$, $a_2 = -\frac{c}{m}$, 由式(57)可以看出参考文献[1]中的控制器是6阶的, 即由系统、两个参数自适应律及误差补偿系统组成.

本文设计方法将

$$f(x, u) = -\frac{k}{m}x_1 - \frac{c}{m}x_2 + \frac{1}{m}u - u$$

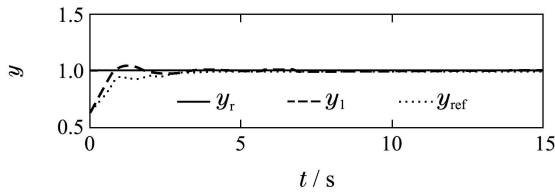
整个视为未知部分, 所以需要构造一个2阶的扩张状态观测器来估计该未知非线性, 设计的控制器如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_{2d} = -c_1(x_1 - y_r) + \dot{y}_r, \\ u_0 = -c_2(x_2 - x_{2d}) - \hat{x}_1 - \\ z_2 - c_1(x_2 - \dot{y}_r) + \ddot{y}_r, \\ u = \text{sat}(u_0, u_m), \end{cases} \quad (51)$$

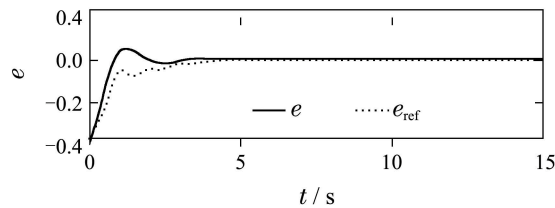
其中: z_2 是扩张状态器的第2个状态(用来估计未知非线性 $f(x, u)$), 由于 x_{2d} 的导数好求, 所以在本部分没有设计微分器来估计其导数. 不难发现, 本文的控制器也是6阶, 即由系统、2阶扩张状态观测器及误差补偿系统组成.

仿真参数设置为 $c_1 = c_2 = 5$, $\Gamma_1 = \Gamma_2 = 50$, 扩张观测器参数 $\beta_1 = 100$, $\beta_2 = 300$. 为了提高暂态性能, 采用本文的方法设计初始值, 设计的初始值为 $x_1(0) = 0.6$, $x_2(0) = 0.8$, 相应的补偿信号初始值设置为 $\lambda_1(0) = -0.4$, $\lambda_2(0) = -1.6$; 文献[4]中的参数自适应律的初始值设为 $\hat{a}_1(0) = \hat{a}_2(0) = 0$, 本文中的扩张状态观测器的初始值也设置为0. 仿真结果见图1-4.

结合图1和图2可以看出在控制受限的情况下, 本文和参考文献[1]都能够很好地实现参考信号的跟踪. 图2是控制输入, 实线“—”是本文设计的控制输入, 虚线“---”是相应的受限控制输入, 点线“...”是参考文献中设计的控制输入, 点划线“-.-”是相应的受限控制输入. 从图2可以看出, 最后控制输入重合了, 这说明了控制器设计方法虽然不同, 但是闭环系统进入稳态时, 控制输入的轨迹是一致的. 图3是本文设计方案中对未知非线性项的估计效果; 图4是文献[1]方案中的参数自适应律曲线. 但是参考文献[1]中的设计方案只适用于链式积分系统, 对于含有外部干扰及未知非线性项的系统不能很好地处理, 尤其当系统是非仿射形式, 而本文的方案同样也适用于非仿射型非线性系统.



(a) 输出曲线



(b) 跟踪误差

图1 跟踪效果

Fig. 1 Tracking performance

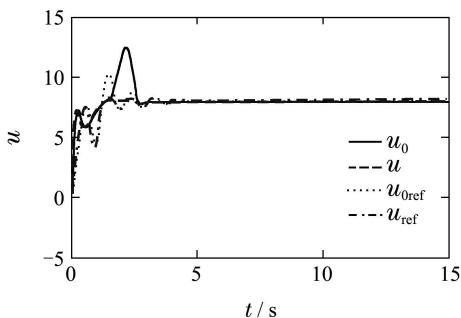


图2 控制信号

Fig. 2 Control signal

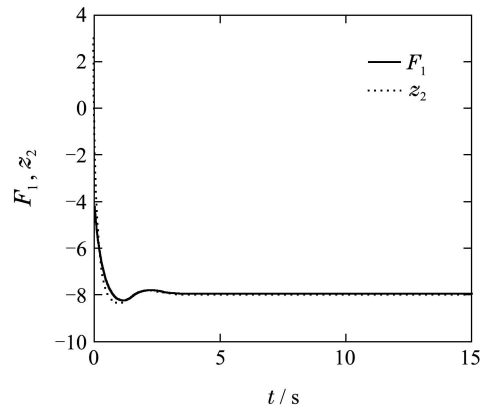


图3 未知非线性及其估计

Fig. 3 Unknown nonlinear term and its estimation

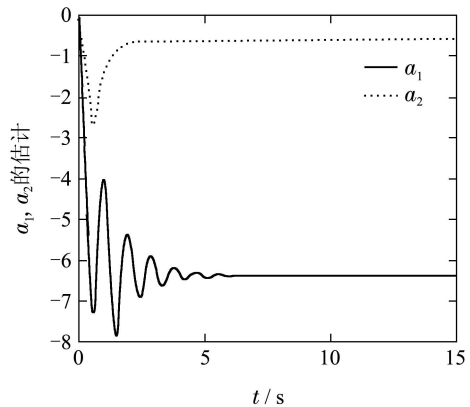


图4 参考文献[1]方案中的参数自适应律

Fig. 4 Adaptive curves of parameters for the method in reference [1]

5.2 仿真实例2(The second simulation)

为了验证本文适用于非仿射非线性系统, 本文以外部受扰的非仿射非线性系统为研究对象:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1, x_2, t) + d_1(t), \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2, u) + d_2(t), \\ y = x_1, \end{cases} \quad (52)$$

其中:

$$f_1(x_1, x_2, t) = x_1 e^{-0.5x_1} + (1 + e^{-0.1x_1^2})x_2 + 0.5 \sin x_2 \cos t,$$

$$d_1(t) = \cos^2(2t),$$

$$f_2(x_1, x_2, u) = x_1^2 + 0.15u^3 + 0.1(1 + x_2^2)u + \sin(0.1u),$$

$$d_2(t) = 0.5 \sin(10t),$$

其中: d_1, d_2 为未知的外部干扰, f_1, f_2 是系统的未知非线性项, 但是它们满足前面的假设条件, 则 $F_1 = f_1 + d_1 - x_2$, $F_2 = f_2 + d_2 - u$. 为了估计该两个未知项, 笔者需要构建2个扩张状态观测器和1个指令滤波器.

控制目标可以描述为: 设计控制器使系统的输出

跟踪阶跃信号, 控制输入的饱和值 $u_M = 5$, 并且运动速度的饱和和限制值为 $|x_2| \leq 1$. 仿真中指令滤波器参数设置: $\zeta = 1, \omega = 50$; 扩张观测器参数设置 $\beta_1 = 100, \beta_2 = 300$; 设计的初始值为 $x_1(0) = 0.6, x_2(0) = 0.8$, 相应的补偿信号初始值设置为 $\lambda_1(0) = -0.4, \lambda_2(0) = -1.6$; 仿真结果见图5-7.

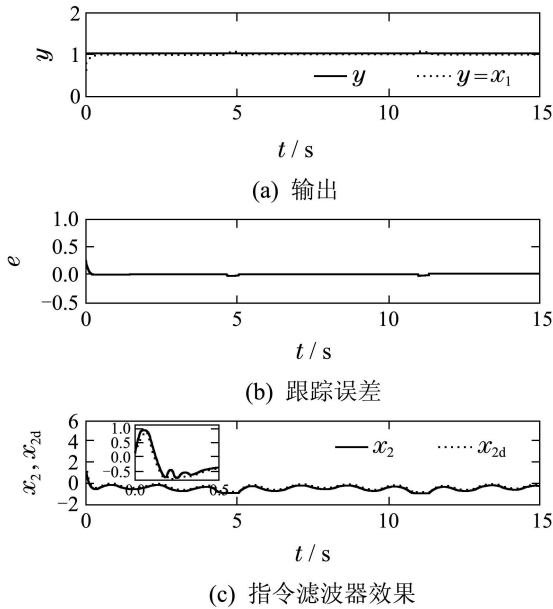


图 5 跟踪效果

Fig. 5 Tracking performance

图5(a)(b)表示系统输出跟踪效果, 图5(c)表示状态 x_2 跟踪指令信号 x_{2d} 的效果, 从图5可以看出跟踪效果很好, 并且状态 x_2 在限制范围内. 图6(a)是控制输入信号曲线, 图6(b)表示指令滤波器状态在限制范围内对虚拟控制信号的估计, 最后它们在限制范围内重合了. 图7是ESO对未知非线性的估计效果, 曲线表明本文设计的ESO能很好地处理外部干扰和未知非线性.

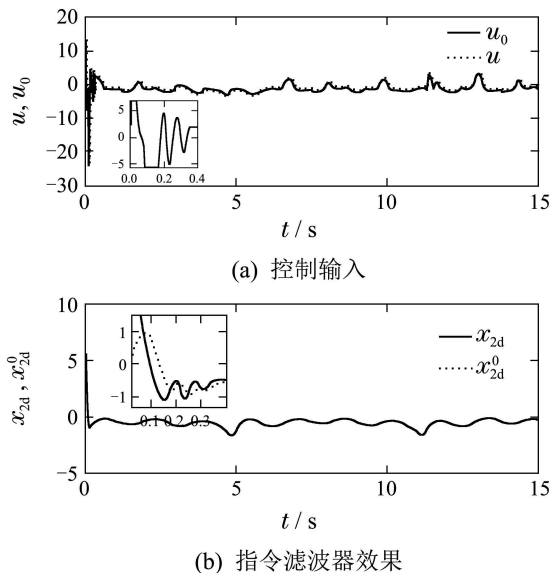


图 6 控制信号

Fig. 6 Control signal

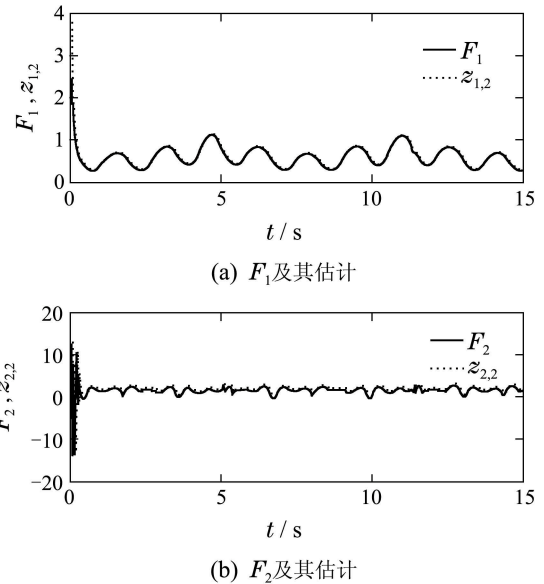


图 7 未知非线性及其估计

Fig. 7 Unknown nonlinear term and its estimation

6 结论(Conclusions)

本文基于ISS理论和自抗扰思想, 研究了控制受限的非仿射系统的控制, 成功地将参考文献[1, 11]中的辅助系统设计技巧拓展到非仿射系统. 首先利用自抗扰思想将系统进行变换, 然后为变换后的系统构建扩张状态观测器, 通过构建辅助系统来补偿因控制受限带来的影响. 针对补偿后的误差动态方程, 利用backstepping技术和指令滤波器设计了控制器, 该设计方案不需要知道系统详细的参数, 只需要知道系统的阶次以及系统状态可测, 并且满足假设条件即可. 本文利用ISS定理证明了由该控制器构成的闭环系统的稳定性, 并且详细分析了信号会保持在限制范围内. 仿真结果表明该方案的有效性.

参考文献(References):

- [1] ZHOU J, WEN C Y. *Adaptive Backstepping Control of Uncertain Systems* [M]. Berlin: Springer-Verlag, 2008.
- [2] KOTHARE M, CAMPO P, MORARI M, et al. A unified framework for the study of anti-windup designs [J]. *Automatica*, 1994, 30(12): 1869 – 1869.
- [3] WU F, GRIGORIADIS K, PACKARD A. Anti-windup controller design using linear parameter-varying control methods [J]. *International Journal of Control*, 2000, 73(12): 1104 – 1114.
- [4] TEEL A R. Anti-windup for exponentially unstable linear systems [J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 1999, 9(10): 701 – 716.
- [5] GROGNARD F, SEPULCHRE R, BASTIN G. Improving the performance of low-gain designs for bounded control of linear systems [J]. *Automatica*, 2002, 38(10): 1777 – 1782.
- [6] CHAOUI F Z, GIRI F, SAAD M. Asymptotic stabilization of linear plants in the presence of input and output saturations [J]. *Automatica*, 2001, 37(1): 37 – 42.
- [7] KARASON S P, ANNASWAMY A M. Adaptive control in the presence of input constraints [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1994, 39(11): 2325 – 2330.

- [8] NICOLAO G D, SCATTOLINI R, SALA G. An adaptive predictive regulator with input saturations [J]. *Automatica*, 1996, 32(4): 597 – 601.
- [9] GANG T, LEWIS F L. *Adaptive Control of Nonsmooth Dynamic Systems* [M]. New York: Springer-Verlag, 2001: 333 – 348.
- [10] CHAOUI F Z, GIRI F, MSAAD M. Adaptive control of input-constrained type-1 plants stabilization and tracking [J]. *Automatica*, 2001, 37(2): 197 – 203.
- [11] FARRELL J, POLYCARPOUF M, SHARRNA M. Adaptive backstepping with magnitude, rate, and bandwidth constraints: aircraft longitude control [C] // *Proceedings of the American Control Conference*. Denver, Colorado: IEEE, 2003: 3898 – 3904.
- [12] SHI X P, YUAN G P, LI L. Adaptive fuzzy attitude tracking control of spacecraft with input magnitude and rate constraints [C] // *Proceedings of the 31st Chinese Control Conference*. Hefei, China: IEEE, 2012: 842 – 846.
- [13] CUZZOLA F A, GEROMEL J C, MORARI M. An improved approach for constrained robust model predictive control [J]. *Automatica*, 2002, 38(7): 1183 – 1189.
- [14] TEEL A R. Global stabilization and restricted tracking for multiple integrators with bounded controls [J]. *Systems & Control Letters*, 1992, 18(3): 165 – 171.
- [15] GAYAKA S, YAO B. Global stabilization of a chain of integrators with input saturation and disturbances [C] // *Proceedings of the American Control Conference*. San Francisco, USA: IEEE, 2011: 3784 – 3789.
- [16] GAYAKA S, YAO B. Adaptive robust actuator fault-tolerant control in presence of input saturation [C] // *Proceedings of the American Control Conference*. San Francisco, USA: IEEE, 2011: 3766 – 3771.
- [17] MODARES H, SISTANI M B N, LEWIS F L, et al. Apolicy iteration approach to online optimal control of continuous-time constrained-input systems [J]. *ISA Transactions*, 2013, [http://dx. doi. org/10.1016/j. isatra. 2013. 04. 004](http://dx.doi.org/10.1016/j.isatra.2013.04.004).
- [18] ZHANG H M, ZHANG G S. Adaptive backstepping sliding mode control for nonlinear systems with input saturation [J]. *Transactions of Tianjin University*, 2012, 18(1): 46 – 51.
- [19] YUAN R Y, YI J Q, YU W S, et al. Adaptive controller design for uncertain nonlinear systems with input magnitude and rate limitations [C] // *Proceedings of the American Control Conference*. San Francisco, USA, 2011: 3536 – 3541.
- [20] 程春华, 胡云安, 吴进华, 等. 非仿射系统的自适应观测器自抗扰控制 [J]. *控制理论与应用*, 2014, 31(2): 148 – 158.
(CHENG Chunhua, HU Yun'an, WU Jinhua, et al. Auto disturbance rejection controller of non-affine nonlinear systems with adaptive observers [J]. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(2): 148 – 158.)
- [21] 赖爱芳, 郭毓, 郑立君. 航天器姿态机动及稳定的自抗扰控制 [J]. *控制理论与应用*, 2012, 29(3): 401 – 407.
(LAI Aifang, GUO Yu, ZHENG Lijun. Active disturbance rejection control for spacecraft attitude maneuver and stability [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(3): 401 – 407.)
- [22] 夏元清, 付梦印, 邓志红, 等. 滑模控制和自抗扰控制的研究进展 [J]. *控制理论与应用*, 2013, 30(2): 137 – 147.
(XIA Yuanqing, FU Mengyin, DENG Zhihong, et al. Recent developments in sliding mode control and active disturbance rejection control [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(2): 137 – 147.)
- [23] KRSTIC M, IOANNIS K K, KOKOTOVIC P. *Nonlinear and Adaptive Control Design* [M]. New York: Jon Wiley & Sons, Inc, 1995.
- [24] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用 [J]. *控制与决策*, 1998, 13(1): 19 – 23.
(HAN Jingqing. Auto-disturbances-rejection controller and its applications [J]. *Control and Decision*, 1998, 13(1): 19 – 23.)
- [25] 胡寿松. *自动控制原理* [M]. 北京: 国防工业出版社, 2000.
(HU Shousong. *Principle of Automatic Control* [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2000)
- [26] 韩京清, 张荣. 二阶扩张状态观测器的误差分析 [J]. *系统科学与数学*, 1999, 19(4): 465 – 471.
(HAN Jingqing, ZHANG Rong. Error analysis of the second order ESO [J]. *Journal of Systems Science and Mathematical Sciences*, 1999, 19(4): 465 – 471.)

作者简介:

程春华 (1986–), 男, 博士研究生, 目前研究方向为非线性控制, E-mail: chch715@126.com;

吴进华 (1962–), 男, 教授, 目前研究方向为故障智能检测与诊断、机械及自动化控制等, E-mail:hywjhua@sina.com;

胡云安 (1966–), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为非线性控制、智能控制与智能系统等, E-mail:hya507@sina.com;

李静 (1982–), 男, 博士研究生, 目前研究方向为迭代学习控制、神经网络控制等, E-mail:lijing7292013@163.com.