

文章编号: 1001-0920(2009)05-0764-05

一类饱和和不确定非线性系统静态抗饱和控制设计

刘 胜, 周丽明

(哈尔滨工程大学 自动化学院, 哈尔滨 150001)

摘 要: 研究一类执行器幅值与速率饱和的不确定非线性系统静态抗饱和控制问题. 采用线性微分包含的方法处理系统模型中的非线性项. 给出了抗饱和补偿器设计方法, 该方法能同时保证闭环鲁棒稳定及鲁棒性能. 给出了此类非线性系统代数环良定的充要条件, 从而将抗饱和补偿器设计问题转化为线性矩阵不等式约束的凸优化问题. 最后通过仿真算例说明了所提出方法的有效性.

关键词: 幅值与速率饱和; 抗饱和控制; 线性矩阵不等式; 代数环良定性

中图分类号: TP273

文献标识码: A

Static anti-windup control design for a class of saturated uncertain nonlinear systems

LIU Sheng, ZHOU Li-ming

(College of Automation, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China. Correspondent: ZHOU Li-ming, E-mail: zhouliminghit@sohu.com)

Abstract: The static anti-windup control is studied for a class of uncertain nonlinear systems subject to actuator magnitude and rate saturation. The nonlinear terms of the system model are dealt with by using the linear differential inclusions method. The design method of the anti-windup compensator is proposed, which can assure the closed-loop robust stability and robust performance simultaneously. Furthermore, the necessary and sufficient condition for the well-posedness of the algebraic loop is given for this kind of nonlinear systems. Thus, the design problem of the anti-windup compensator is expressed as the convex programming problem subject to linear matrix inequalities. Finally, the simulation results show the effectiveness of the proposed method.

Key words: Magnitude and rate saturation; Anti-windup control; Linear matrix inequality; Well-posedness of the algebraic loop

1 引言

实际的物理系统大都存在执行器幅值和/或速率饱和. 例如船舶操舵系统一般通过电液伺服系统驱动, 由于流体动力特性的影响, 船舶航向^[1]、避碰、舵阻横摇控制中经常出现舵角幅值及舵角变化率饱和, 如果控制器设计时没有考虑饱和问题, 控制器的输出将与被控对象的输入不一致, 从而导致闭环系统性能下降, 甚至不稳定. 随着鲁棒、 H 理论及线性矩阵不等式(LMI)优化方法^[2,3]的发展, 对于难以处理的饱和问题便有了更加有效的分析工具. 近 10 年来, 针对幅值饱和的线性系统已经取得大量的研究成果^[4-9]. 以文献[6]为代表的局部分析方法, 能够

充分利用饱和特性, 使得控制规律具有更低的保守性; [8]综合讨论了饱和线性系统的一般框架, 提出了能同时保证饱和线性系统闭环稳定性与性能的设计方法; [9]给出了对于幅值饱和线性系统进行抗饱和控制设计的一般方法, 抗饱和控制主要是设计无约束控制规律和抗饱和补偿器. 然而, 对于同时存在幅值与速率饱和的线性系统则更难设计, 这方面的文献也很少见^[10,11]. 近年来, [10]在[9]的基础上, 给出了进行抗饱和控制设计的一般方法, 该方法是针对确定线性系统进行的, 很难应用于实际系统是非线性不确定的系统.

本文针对一类幅值与速率饱和的二阶不确定非线性系统, 进行静态抗饱和控制设计. 首先采用线性

收稿日期: 2008-05-08; 修回日期: 2008-08-21.

基金项目: 国家自然科学基金项目(60704004).

作者简介: 刘胜(1957—), 男, 吉林镇赓人, 教授, 博士生导师, 从事非线性控制、鲁棒控制等研究; 周丽明(1975—), 女, 山东郓城人, 博士生, 从事非线性控制、船舶姿态控制的研究.

微分包含 (LDI) 方法^[8] 处理系统模型中的非线性项;然后对所得到的 LDI 系统模型,用线性系统理论设计无约束控制规律. 难点在于抗饱和补偿器设计,以及给出同时保证闭环鲁棒稳定和鲁棒性能的充分性条件. 文献[8,10]的不足之处在于假设代数环是良定的,然而在设计抗饱和补偿器时,不一定能保证代数环良定性假设,即不一定保证闭环系统解的存在性与唯一性. 本文给出了此类系统代数环良定的充要条件,它可转化为 LMI,从而将抗饱和补偿器设计问题转化为 LMI 约束的凸优化问题,便于使用 MATLAB 等仿真软件求解.

2 问题描述

考虑如下—类非线性不确定被控系统:

$$\begin{cases} \dot{x} + f(x)x = K_u u + K_w w, \\ \dot{y} = x. \end{cases} \quad (1)$$

其中: $x(t), y(t) \in R$ 为状态变量; $u(t), w(t) \in R$ 分别为控制与扰动变量; K_u, K_w 为实常数. 假设存在实数 $\alpha > 0$, 使得不确定项满足

$$f(x) \leq \alpha, \quad \forall x / |x^2| \leq \alpha. \quad (2)$$

在控制器求解优化时,式(2)可等效为后面的 LMI 约束式(25).

由于被控系统的执行器存在幅度与速率饱和,不失一般性,式(1)中的控制变量 u 应使下式成立:

$$|u| \leq 1, \quad |\dot{u}| \leq 1. \quad (3)$$

估计闭环系统的稳定域. 针对零状态系统(1)及范数有界的扰动 $\|w\|_2 \leq 1$, 设计控制规律 u , 即抗饱和控制器,使如下二次型指标最小:

$$J = \int_0^{\infty} (Q_1 x^2 + Q_2 y^2 + Ru^2) dt. \quad (4)$$

其中: $Q_1, Q_2 \geq 0, R > 0$ 均为通过设计经验选取的正实数. 式(4)可等效为后面的式(13)的特殊形式,由此求解式(4)最小化问题便变为求解式(13)的 $\|z\|_2$ 最小化问题.

3 控制器设计

3.1 静态抗饱和和控制器设计

Step1 用 LDI 方法处理模型(1)中的不确定非线性项. 令状态变量 $x_p^T = (y \ x)$, 则在条件(2)成立的前提下,可将式(1)化为如下 LDI 模型:

$$\dot{x}_p = \text{co}\{A_{p1}, A_{p2}\} x_p + B_{pu} u + B_{pw} w. \quad (5)$$

其中:符号 co 表示凸组合,相应的矩阵分别为

$$A_{p1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & - \end{bmatrix}, \quad A_{p2} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & - \end{bmatrix},$$

$$B_{pu}^T = (0 \ K_u), \quad B_{pw}^T = (0 \ K_w). \quad (6)$$

这样,不确定非线性模型(1)便用—组线性模型(5)所包含,进而控制问题转化为对模型(5)的设计,目的是可应用文献[8-12]中的一些结果处理模型(1)

中存在的输入幅值与速率饱和,从而得出后面控制器设计定理.

Step2 为处理执行器幅度与速率饱和,在抗饱和和控制器中引入文献[10]的 MRS 模型

$$\begin{cases} \dot{u} = \text{sat}(\dot{u}), \\ \dot{u} = \dot{u}_{mrs} + k(u_{mrs} - u) + v, \\ y_{mrs} = \text{sat}(y). \end{cases} \quad (7)$$

其中: u 为 MRS 模型的状态变量, k 为给定的正数. 式(7)中的饱和函数 $\text{sat}(\cdot)$ 定义如下:

$$\text{sat}(u) = \begin{cases} 1, & u > 1; \\ -1, & u < -1; \\ u, & -1 \leq u \leq 1. \end{cases} \quad (8)$$

Step3 不考虑系统饱和,利用 Step1 得出的系统 LDI 模型,采用线性控制理论很容易设计静态无约束控制器 X .

Step4 求取静态抗饱和补偿器增益 L , 这也是抗饱和控制器设计的难点.

静态抗饱和控制器由静态无约束控制规律 X , 静态抗饱和补偿器 L 和 MRS 模型组成,闭环系统的结构如图 1 所示,其中 Π 为被控系统.

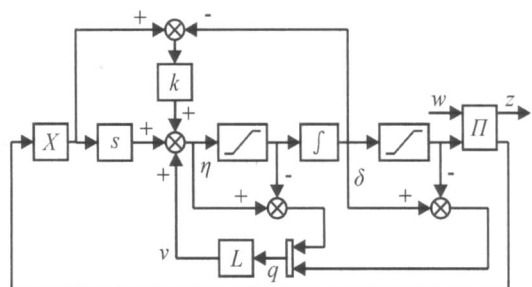


图 1 引入 MRS 模型的闭环系统结构框图

3.2 闭环系统的一般形式

由图 1 引入增广状态变量与输出变量 $\bar{x}_p^T = (x_p \ y_p)$, $\bar{y}_p^T = (y \ z)$, 得

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}_p &= \text{co}\{\bar{A}_{p1}, \bar{A}_{p2}\} \bar{x}_p + \bar{B}_{pw} w + \\ &\quad \bar{B}_{pu} (\text{sat}(\dot{u}) - \dot{u})^T, \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \bar{y}_p &= \text{co}\{\bar{C}_{y1}, \bar{C}_{y2}\} \bar{x}_p + \bar{D}_{pyw} w + \bar{D}_{pyq} q + \\ &\quad \bar{D}_{psat} (\text{sat}(\dot{u}) - \dot{u})^T. \end{aligned} \quad (10)$$

由式(10)及 $q^T = (\dot{u} - \text{sat}(\dot{u}) \quad - \text{sat}(\dot{u}))$, 可得

$$\begin{aligned} \bar{D}_{psat} q &= -u \bar{D}_{pyq} q - u \text{co}\{\bar{C}_{y1}, \bar{C}_{y2}\} \bar{x}_p - u \bar{D}_{pyw} w. \end{aligned} \quad (11)$$

式(9) ~ (11) 中的各矩阵依次如下:

$$\bar{A}_{pi} = \begin{bmatrix} A_{pi} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2;$$

$$\bar{B}_{pw} = \begin{bmatrix} B_{pw} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \bar{B}_{pu} = \begin{bmatrix} B_{pu} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix};$$

$$\begin{aligned} \bar{C}_{yi} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ kF + FA_{pi} & -k \end{bmatrix} = \\ & \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ kF & -k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ F & 0 \end{bmatrix} \bar{A}_{pi}, i = 1, 2; \\ \bar{D}_{pyw} &= \begin{bmatrix} 0 \\ FB_{pw} \end{bmatrix}; \bar{D}_{pyq} = \begin{bmatrix} 0 \\ L \end{bmatrix}; \\ \bar{D}_{psat} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ FB_{pu} & 0 \end{bmatrix}; u = (\bar{D}_{psat} - I)^{-1}. \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $X = F$, 由 \bar{D}_{psat} 的表达式易知 $\bar{D}_{psat} - I$ 可逆, 所以 u 有定义.

被调输出 z 一般以下述形式给定:

$$z = C\bar{X}_p + D(\text{sat}(\cdot) - \text{sat}(\cdot))^T. \quad (13)$$

当 $C^T D$ 取为零矩阵时, z 退化为传统的二次型性能指标(4).

由式(9) ~ (11) 和(13), 图1的闭环系统可化作如图2所示的一般形式, 其中 $y = \bar{y}_p$.

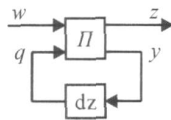


图2 具有抗饱和补偿器的闭环系统一般形式

图2中的系统描述为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_w w + B_q q, \\ y = C_y x + D_{yw} w + D_{yq} q, \\ z = C_z x + D_{zw} w + D_{zq} q, \\ q = dz(y) = y - \text{sat}(y). \end{cases} \quad (14)$$

其中: $x \in R^3, y, q \in R^2, z \in R^m$ 依次为状态向量、量测向量、抗饱和补偿器的输入向量及被调输出向量. 令 $\bar{A}_p = \text{co}\{\bar{A}_{p1}, \bar{A}_{p2}\}, \bar{C}_y = \text{co}\{\bar{C}_{y1}, \bar{C}_{y2}\}$, 则式(14)中的矩阵依次为

$$\begin{aligned} A &= \bar{A}_p - \bar{B}_{pu} u \bar{C}_y, C_y = \bar{C}_y - \bar{D}_{psat} u \bar{C}_y, \\ C_z &= C - D u \bar{C}_y, B_q = \bar{B}_{pw} - u(I - \bar{D}_{pyq}), \\ B_w &= \bar{B}_{pw} - \bar{B}_{pu} u \bar{D}_{pyw}, \\ D_{yq} &= \bar{D}_{pyq} + \bar{D}_{psat} u(I - \bar{D}_{pyq}), \\ D_{yw} &= \bar{D}_{pyw} - \bar{D}_{psat} u \bar{D}_{pyw}, \\ D_{zq} &= D u(I - \bar{D}_{pyq}), D_{zw} = -D u \bar{D}_{pyw}. \end{aligned} \quad (15)$$

3.3 主要结果

定理1 式(14)中代数环良定的充要条件为

$$L_{12} < 1, \quad (16)$$

其中 L_{12} 为矩阵 $L = (L_{11} \ L_{12})$ 的分量.

证明 经验算可知, 式(15)中矩阵

$$D_{yq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -FB_{pu} + L_{11} & L_{12} \end{bmatrix}, \quad (17)$$

故由文献[8]的推断2, 证明式(16)成立等价于仅需证明以下4个数非零且同号:

$$\det(I - D_{yq} K_i). \quad (18)$$

其中: $K_i \in R^{2 \times 2}$ 且为对角矩阵, 对角元取0或1. 至此, 结论易证.

注1 定理1将闭环系统的代数环良定性假设转换为由式(16)表示的充要条件, 即在系统优化设计时增加一个LMI约束, 从而保证了控制系统设计的可行性.

对于矩阵 X , 引入记号 $\text{He } X = X + X^T$, 则有下述定理成立:

定理2 已知实数 $\epsilon > 0$, 正定矩阵 $Q \in R^{3 \times 3}$, 对角正定矩阵 $U \in R^{3 \times 3}$, 如果存在矩阵 $Y = (Y_1^T \ Y_2^T)^T \in R^{2 \times 3}$, 使得

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} 1 & Y_i \\ * & Q \end{bmatrix} > 0, i = 1, 2; \\ & \text{He} \begin{bmatrix} A_i Q & B_w & 0 & B_q U \\ 0 & -I/2 & 0 & 0 \\ C_{zi} Q & D_{zw} & -\epsilon^2 I/2 & D_{zq} U \\ C_{yi} Q - Y & D_{yw} & 0 & -U + D_{yq} U \end{bmatrix} < 0. \end{aligned} \quad (19)$$

其中: $A_i, C_{zi}, C_{yi} (i = 1, 2)$ 代表式(15)中 A, C_z, C_y 的凸组合顶点矩阵. 则 $E(Q^{-1}) = \{x / x^T Q^{-1} x \leq 1\}$ 是闭环系统的一个收缩不变椭圆, 且对于所有满足 $\|w\|_2 \leq 1$ 的干扰 w , 系统零初始条件下的响应满足 $\|z\|_2 \leq \epsilon \|w\|_2$.

证明 由文献[8]的命题1和推断3可知, 式(14)中的 q 满足

$$q = \{f(\cdot) / (\text{co}\{C_{y1}, C_{y2}\} x + D_{yw} w - Hx)\}. \quad (20)$$

其中矩阵 $H \in R^{2 \times 3}$ 满足

$$\|Hx\| \leq 1, \forall x \in \{x / x^T P x \leq 1\}, \quad (21)$$

而 $f(\cdot) = M(S^{-2} + S^{-1} S^{-1}) M^{-1}$, 两个常数矩阵 M 是对角正定的, S 是对称非奇异的, 且满足 $S^2 = 2I - \text{He}(M^{-1} D_{yq} M)$. 令

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{bmatrix} = \\ & \begin{bmatrix} A_i & B_w \\ C_{zi} & D_{zw} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_q \\ D_{zq} \end{bmatrix} f(\cdot) (C_{yi} - H \ D_{yw}), \\ & i = 1, 2. \end{aligned} \quad (22)$$

再由式(12)中 \bar{C}_{yi} 仿射依赖于 \bar{A}_{pi} , 式(15)中 A 仿射依赖于 \bar{A}_p 与 \bar{C}_y, C_y 与 C_z 仿射依赖于 \bar{C}_y , 可得

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} x \\ z \end{bmatrix} \in \left\{ \text{co} \left[\begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{bmatrix} \right] \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix} \right\}, \\ & i = 1, 2, \quad (23) \end{aligned}$$

引入变换 $Q = P^{-1}, Y = HQ, U = M^2$, 证明的后半部分仿照文献[8]的定理2易证.

注2 定理2给出了同时保证闭环系统鲁棒稳

定和鲁棒性能的充分条件.

3.4 LMI 优化求解

将上述抗饱和和补偿器设计问题转化为 LMI 约束下的凸优化问题,以便使用 MATLAB 等仿真软件进行求解.

注意到式 (15) 中 B_q, D_{yq}, D_{zq} 均仿射依赖于 \bar{D}_{pyq} , 式 (12) 中 \bar{D}_{pyq} 是唯一与抗饱和和补偿器增益 L 相关的矩阵,故取 $X = \bar{D}_{pyq}U$ 为优化变量,则式 (19) 显然是 LMI. 而模型有效性条件 (2) 等价于

$$\{x / x^T Q^{-1} x - 1\} \subseteq \{x // H_v x / - 1\}. \quad (24)$$

进而与如下 LMI 等价^[12]:

$$\begin{bmatrix} 1 & H_v Q \\ * & Q \end{bmatrix} > 0. \quad (25)$$

其中: $H_v = (0 \quad -1/2 \quad 0)$, * 表示对称项.

由 U 的对角正定性,代数环良定性条件 (16) 可在数值上由如下 LMI 实现:

$$N(X - U)N^T < 0. \quad (26)$$

其中: $N = (0 \quad 1)$; $\epsilon < 1$, 越小数值稳定性越好.

实际中,一般还要求不变椭圆包含某特定状态 x_1 ,表述为如下 LMI 的约束:

$$\begin{bmatrix} 1 & * \\ x_1 & Q \end{bmatrix} > 0. \quad (27)$$

最终控制问题转化为如下具有 LMI 约束的凸优化求解问题:

$$\begin{aligned} \min & \quad U > 0, \quad Q > 0, \quad X, Y \\ \text{s. t.} & \quad \text{式 (19), (25) ~ (27)}. \end{aligned} \quad (28)$$

3.5 仿真算例

考虑被控系统模型

$$\begin{cases} T\dot{r} + r + r^3 = K + w, \\ \dot{\psi} = r. \end{cases} \quad (29)$$

其中:不确定模型参数满足 $\min_{\text{max}}, \min_{\text{max}}$; 控制输入满足不等式约束 $u \in [u_{\text{min}}, u_{\text{max}}]$; r 为系统状态; w 为干扰,满足 $w \in [w_{\text{min}}, w_{\text{max}}]$; 系统参数为 $K = 0.2511, T = 206.8, \min_{\text{max}} = 11.29, \max_{\text{min}} = 50, \min_{\text{max}} = 9.598, \max_{\text{min}} = 100, s = 5, \max_{\text{min}} = 35^\circ, \max_{\text{min}} = 2.59 \text{ s}$.

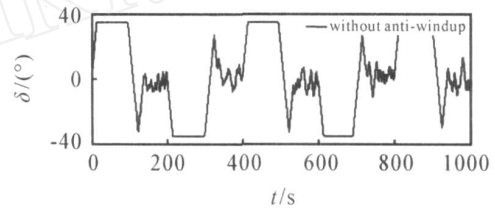
假设系统状态可测,要求设计控制器使跟踪幅值为 20,周期为 400s 的方波.

首先,不考虑系统存在的饱和,采用 Step3 方法,设计图 1 中反馈阵 $F = (-0.654 \quad -10.21)$,然后设计抗饱和和补偿器.令二次型指标中 $Q = C^T C, R = D^T D$,其中

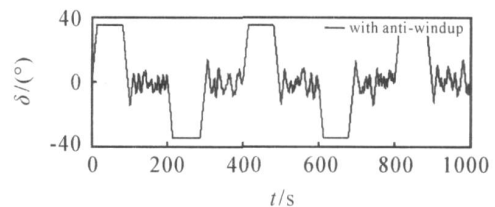
$$C = \begin{bmatrix} 1e-4 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1e-4 \end{bmatrix}.$$

设计参数 $\epsilon = 0.25, k = 1, \alpha = 0.95$,通过求解式 (28),得到抗饱和和补偿增益 $L = (-0.75 \quad 0.93)$.

为说明所提出的控制算法的有效性,在相同条件下,分别进行如下仿真实验:仅在控制器 $F = (-0.654 \quad -10.21)$ 作用下闭环系统的仿真;在抗饱和控制器作用下,也就是图 1 闭环系统的仿真.仿真结果如图 3 和图 4 所示,图 3(a) 和图 3(b) 分别表示控制器 F 的作用和抗饱和控制器的作用.其中 ψ_r 为跟踪的方波.图 3 中 δ 为控制器经执行器后输入被控系统的控制量,图 4 中 ψ 为被控制量.



(a) 没有抗饱和和补偿器



(b) 有抗饱和和补偿器

图 3 输入被控系统的控制量

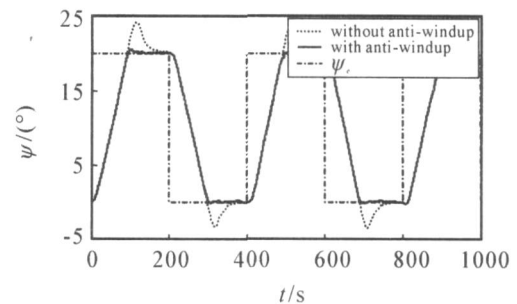


图 4 系统被控制量

由仿真结果可以看出,仅在控制器 F 作用下,系统被控量 ψ 存在超调,而在抗饱和控制器作用下,被控量 ψ 几乎没有超调,跟踪性能比仅在控制器 F 作用下的闭环系统性能好.其根源在于,实际系统的执行器存在幅值与速率饱和,控制系统设计时如不考虑饱和的存在,就会使得控制器的输出量与实际输入被控系统的控制量不一致,从而导致闭环系统性能下降.由此可见,本文提出的抗饱和控制算法,在系统模型是非线性不确定的情况下,能有效地处理执行器存在的幅值与速率饱和,从而改善闭环系统性能.

4 结 论

本文针对一类幅值与速率饱和的二阶不确定非线性系统,进行了静态抗饱和控制研究.重点在于设

计静态抗饱和补偿器,给出了同时保证闭环系统鲁棒稳定和鲁棒性能的充分条件,并给出了此类系统代数环良定的充要条件,从而将抗饱和补偿器设计问题转化为便于求解的LMI约束下的凸优化问题.所设计的控制器简单,易于工程实现,具有很高的实际应用价值.

参考文献(References)

- [1] 张显库, 杨盐生. 不对称信息理论与非线性鲁棒控制算法[J]. 控制与决策, 2005, 20(11): 1241-1244.
(Zhang X K, Yang Y S. Asymmetric information theory and nonlinear robust control algorithm[J]. Control and Decision, 2005, 20(11): 1241-1244.)
- [2] 俞立, 陈国定, 潘海天. 不确定离散时间系统的 H_2/H 最优保性能控制[J]. 控制与决策, 2001, 16(2): 151-154.
(Yu L, Chen G D, Pan H T. H_2/H optimal guaranteed cost control of uncertain discrete-time systems[J]. Control and Decision, 2001, 16(2): 151-154.)
- [3] 俞立. 鲁棒控制——线性矩阵不等式处理方法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.
(Yu L. Robust control — Linear matrix inequality method [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2002.)
- [4] Cao Y Y, Lin Z L. Stability analysis of discrete-time systems with actuator saturation by a saturation-dependent Lyapunov function[J]. Automatica, 2003, 39(7): 1235-1241.
- [5] Wang Y, Cao Y Y, Sun Y. Stability analysis and anti-windup design for discrete-time systems by a saturation-dependent Lyapunov function approach [C]. Proc of 16th IFAC World Congress. Prague, 2005: 593-598.
- [6] Hu T S, Lin Z L, Chen B M. An analysis and design method for linear systems subject to actuator saturation and disturbance [J]. Automatica, 2002, 38(2): 351-359.
- [7] Hu T S, Lin Z L. Composite quadratic Lyapunov functions for constrained control systems [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2003, 48(3): 440-450.
- [8] Hu T S, Teel A R, Zaccarian L. Stability and performance for saturated systems via quadratic and non-quadratic Lyapunov functions [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2006, 51(11): 1770-1786.
- [9] Hu T S, Teel A R, Zaccarian L. Nonlinear L_2 gain and regional analysis for linear systems with anti-windup compensation [C]. American Control Conf. Portland: IEEE, 2005: 3391-3396.
- [10] Galeani S, Onori S, Teel A R, et al. Static linear anti-windup design for strictly proper continuous time control systems with magnitude and rate saturation[J]. Systems & Control Letters, 2008, 56(11): 5-9.
- [11] Galeani S, Onori S, Teel A R, et al. Further results on static linear anti-windup design for control systems subject to magnitude and rate saturation[C]. Proc of the 45th IEEE Conf on Decision & Control. San Diego: IEEE, 2006: 6373-6378.
- [12] Hindi H, Boyd S. Analysis of linear systems with saturating using convex optimization[C]. Proc of the 37th IEEE Conf on Decision and Control. Florida: IEEE, 1998: 903-908.
- [11] Freeman R A, Kokotovic P V. Tracking controllers for systems linear in unmeasured states[J]. Automatica, 1996, 32(5): 735-746.
- [12] Ding Z T. Global output regulation of uncertain nonlinear systems with exogenous signals [J], Automatica, 2001, 37(1): 113-119.
- [13] Xi Z R, Ding Z T. Global adaptive output regulation of a class of nonlinear systems with nonlinear exosystem [J]. Automatica, 2007, 43(1): 143-149.
- [14] 陈作贤, 季海波, 何德峰. 一类输出反馈非线性系统的鲁棒输出调节[J]. 中国科学技术大学学报, 2008, 38(12): 1422-1426.
(Chen Z X, Ji H B, He D F. Robust output regulation for a class of output feedback nonlinear systems[J]. J of University of Science and Technology of China, 2008, 38(12): 1422-1426.)
- [15] Polycarpou M M, Ioannou P A. A robust adaptive nonlinear control design [J]. Automatica, 1995, 32(3): 423-427.
- [16] Krstic M, Kanellakopoulos I, Kokotovic P V. Nonlinear and adaptive control design[M]. New York: Wiley, 1995.

(上接第 763 页)