

考虑执行机构饱和的轧机速度鲁棒控制

方一鸣¹, 刘仙¹, 高庆¹, 王益群²

(1. 燕山大学 电气工程学院, 河北 秦皇岛 066004; 2. 燕山大学 机械工程学院, 河北 秦皇岛 066004)

摘要: 针对具有执行机构饱和特性和有界干扰的轧机速度被控对象, 给出了闭环系统满足不变性及 L_2 干扰抑制性能的充分条件, 然后基于线性矩阵不等式(LMI)方法设计了直流电机驱动的轧机速度系统状态反馈鲁棒控制器. 仿真结果表明, 所设计的轧机速度鲁棒控制系统跟踪误差随着饱和度 λ 的增大而增大. 为保证系统具有优良的跟踪性能, 通常选取较小的 λ . 所设计的状态反馈鲁棒控制系统具有较好的干扰抑制性能和鲁棒稳定性, 对时变复合信号也能获得有效跟踪.

关键词: 饱和执行机构; 速度鲁棒控制; 线性矩阵不等式; 饱和度; 不变性

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Speed robust control of rolling mill with actuator saturation

FANG Yi-ming¹, LIU Xian¹, GAO Qing¹, WANG Yi-qun²

(1. Electrical Engineering Institute, YanShan University, Qinhuangdao Hebei 066004, China;

2. Mechanical Engineering Institute, YanShan University, Qinhuangdao Hebei 066004, China)

Abstract: Sufficient conditions to satisfy the invariance of closed-loop system and L_2 performance of disturbance attenuation were presented for speed control system of rolling mill with actuator saturation and bounded disturbance. Then, the robust state-feedback controller was developed based on linear matrix inequality (LMI) for speed system of rolling mill driven by DC motor. The simulation results showed that the tracking error of speed robust control system increased with rise of saturation degree λ . To ensure that the system has excellent tracking performance, λ was often given small value. The designed robust state-feedback control system has better performance of disturbance attenuation and robust stability, and can trace time-varying composite signals effectively.

Key words: actuator saturation; speed robust control; linear matrix inequality; saturation degree; invariance

1 引言(Introduction)

稳定性问题是控制系统分析与综合中需考虑的一个重要方面, 执行机构饱和和非线性的存在通常会对系统稳定性产生不利影响, 所以对实际中普遍具有执行机构饱和特性的系统进行稳定性分析具有较大的实际意义. 目前, 对具有执行机构饱和特性的系统稳定性分析与综合已经取得了一些成果, 如 Davison and Kurak^[1], Hindi and Boyd^[2]研究了在特定的线性状态反馈下, 具有执行机构饱和特性的闭环系统的稳定性; Weissenberger^[3], Khalil^[4]利用圆判据和波波夫判据来估计具有执行机构饱和特性系统的吸引域; Blanchini^[5]研究了在干扰情况下, 具有执行机

构饱和特性的系统是否存在有界不变集; Hu Ting-shu, Lin Zongli^[6]等在文献[5]的基础上, 进一步给出了能抑制外界扰动的反馈控制律.

本文主要针对具有执行机构饱和特性和有界干扰的轧机速度被控对象, 给出了闭环系统满足不变性及 L_2 干扰抑制性能的充分条件, 然后基于线性矩阵不等式(LMI)方法设计了直流电机驱动的轧机速度系统状态反馈鲁棒控制器, 通过固定一些参数, Lyapunov 稳定的条件可由 Schur 定理转化为 LMI, 并便于用 Matlab 软件来求解状态反馈控制器. 仿真研究结果表明, 所设计的轧机速度控制器能使系统鲁棒稳定, 并能有效抑制外界负载扰动的影响, 速度

跟踪性能优良.

2 考虑执行机构饱和特性的系统鲁棒控制 (Robust control of system with actuator saturation)

2.1 系统描述(Description of system)

考虑如下具有输入饱和特性的能控对象:

$$\Sigma_0: \begin{cases} \dot{x} = Ax + B\sigma(u) + B_w w, \\ y = Cx + D_w w, \\ z = C_z x + D_z u + D_{zw} w. \end{cases} \quad (1)$$

其中 $x \in \mathbb{R}^n$ 为系统的状态, $u \in \mathbb{R}^m$ 为控制输入, $y \in \mathbb{R}^{q_1}$ 为系统输出, $z \in \mathbb{R}^{q_2}$ 为评价信号, $w \in \mathbb{R}^l$ 为外界扰动输入, $\sigma(\cdot)$ 为标准饱和函数, 可表示为:

$$\sigma(u) = \text{diag}(\sigma_1(u_1), \sigma_2(u_2), \dots, \sigma_m(u_m)), \quad (2)$$

$$\sigma_i(u_i) = \begin{cases} \text{sgn}(u_i), & |u_i| \geq 1, \\ u_i, & |u_i| < 1. \end{cases} \quad (3)$$

其中 $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数.

为便于分析和设计, $\sigma(\cdot)$ 也可表示为下式所示 ± 1 之间的信号:

$$\sigma(u) = k(u)u. \quad (4)$$

其中,

$$k(u) = \text{diag}(k_1(u_1), k_2(u_2), \dots, k_m(u_m)), \quad (5)$$

$$k_i(u_i) = \begin{cases} 1, & |u_i| \leq 1, \\ 1/|u_i|, & |u_i| > 1 \end{cases}, \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (6)$$

设控制器为如下状态反馈控制器:

$$u = Kx, \quad (7)$$

则闭环系统的状态模型为

$$\Sigma_1: \begin{cases} \dot{x} = A_k x + B_k(\sigma(u) - u) + B_{wk} w, \\ u = C_k x, \\ z = C_z x + D_k w. \end{cases} \quad (8)$$

其中,

$$\begin{cases} A_k = A + BK, \quad B_k = B, \quad B_{wk} = B_w, \\ C_k = K, \quad C_z = C_z + D_z K, \quad D_k = D_{zw}. \end{cases} \quad (9)$$

2.2 闭环系统的 H_∞ 性能分析 (H_∞ performance analysis of the closed-loop system)

引理 1^[7] (Schur 定理) 设 $Q_1 \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $R_1 \in \mathbb{R}^{m \times m}$ 为对称阵, $S_1 \in \mathbb{R}^{n \times m}$. 记

$$M = \begin{pmatrix} Q_1 & S_1 \\ S_1^T & R_1 \end{pmatrix},$$

则 $M \geq 0$, 等价于 $R_1 \geq 0$ 和 $Q_1 - S_1 R_1^{-1} S_1^T > 0$, 也等价于 $Q_1 > 0$ 和 $R_1 - S_1^T Q_1^{-1} S_1 > 0$.

引理 2^[8] 对于闭环系统 Σ_1 , 饱和函数 $\sigma(u)$ 是幅值有界的(即为式(2), (3)的形式), 且外界输入干扰是能量有界的(不失一般性可设 $\|w(t)\| \leq 1, \forall t > 0$). 如果存在实数 $\alpha > 0, \beta > 0, \gamma > 0$ 以及对角阵 $R = \text{diag}(r_1, r_2, \dots, r_m)$, $S = \text{diag}(s_1, s_2, \dots, s_m) \geq 0$, 且 $R \geq S$, 使下列矩阵不等式存在对称正定阵 $P > 0$:

$$\begin{aligned} & A_k^T P + P A_k + P(B_k S^2 B_k^T + \beta B_{wk} B_{wk}^T) P + \\ & C_k^T R^{-2} C_k + \alpha P < 0, \end{aligned} \quad (10)$$

$$\alpha \rho_i^2 P - (1 - s_i/r_i)^2 \beta^{-1} C_{ik}^T C_{ik} > 0, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (11)$$

$$\begin{pmatrix} A_k^T P + P A_k + P B_k S^2 B_k^T P + C_k^T R^{-2} C_k & P B_{wk} & C_{zk}^T \\ P B_{wk} & -\gamma I & D_k^T \\ C_{zk} & D_k & -\gamma I \end{pmatrix} < 0, \quad (12)$$

则

1) 系统 Σ_1 在 $\Omega = \{x_0 \in \mathbb{R}^n: V(x_0) \leq 1/(\alpha\beta)\}$ 域内为不变的, 也即对于任意的 $x(0) = x_0 \in \Omega$, 有 $x(t) \in \Omega, \forall t > 0$. 在此, 李雅普诺夫函数 $V(x) = x^T P x > 0$. 当 $w(t) = 0$ 时, 闭环系统 Σ_1 在域 Ω 内为渐近稳定的;

2) 在零初始状态下, 闭环系统的 L_2 增益小于 γ (也即 $\|z\|_2 < \gamma \|w\|_2$, 当系统为线性时等价于 H_∞ 性能);

3) 当定理中的条件式(10)~(12)得到满足时, 则控制变量满足约束条件

$$u_i \leq \rho_i / (1 - s_i/r_i). \quad (13)$$

其中, ρ_i 为控制量的饱和幅值.

证

$$\begin{aligned} \dot{V} &= x^T (A_k^T P + P A_k) x + 2x^T P B_k (\sigma(u) - u) + \\ & 2x^T P B_{wk} w \leq x^T (-P B_k S^2 B_k^T P - \alpha P) x + \\ & x^T P B_k (I - k(u)) R^2 (I - k(u)) B_k^T P x + \beta^{-1} w^T w. \end{aligned} \quad (14)$$

即

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\alpha x^T P x + \sum_{i=1}^m ((1 - k_i(u_i))^2 r_i^2 - \\ & s_i^2) x^T P B_{ik} B_{ik}^T P x + \beta^{-1} w^T w. \end{aligned} \quad (15)$$

由于式(10), (11)成立, 故 $\dot{V} \leq -\alpha V + \beta^{-1} w^T w$,

对其两端同乘 $e^{\alpha t}$ 可得 $\frac{d(e^{\alpha t} V)}{dt} \leq \beta^{-1} e^{\alpha t}$, 进而由两侧同时积分, 可得 $\forall t > 0, V(t) \leq \frac{1}{\alpha\beta}$, 从而 $\dot{V} \leq 0$, 且当 $w(t) = 0$ 时 $\dot{V} < 0$, 故结论(1)成立.

再将式(14)代入 $\dot{V} + \gamma^{-1} \mathbf{z}^T \mathbf{z} - \gamma \mathbf{w}^T \mathbf{w}$, 并利用式(12)和引理1可得其小于0, 而 $\dot{V} \leq 0$, 故结论(2)成立.

结论(3)可由式(11)两端同乘 β 得

$$\alpha \beta \rho_i^2 \mathbf{P} > (1 - s_i/r_i)^2 \mathbf{C}_{ik}^T \mathbf{C}_{ik}, \quad (16)$$

从而有

$$\begin{aligned} \alpha \beta \rho_i^2 \mathbf{x}^T \mathbf{P} \mathbf{x} &> \\ (1 - s_i/r_i)^2 \mathbf{x}^T \mathbf{C}_{ik}^T \mathbf{C}_{ik} \mathbf{x} &= (1 - s_i/r_i)^2 |u_i|^2. \end{aligned} \quad (17)$$

当系统能被稳定在域 Ω , 即满足 $\mathbf{x}^T \mathbf{P} \mathbf{x} \leq 1/(\alpha\beta)$ 时, 由式(17)可得到结论(3). 证毕.

2.3 状态反馈控制器的设计 (Design of state feedback controller)

考虑对开环系统 Σ_0 的 H_∞ 状态反馈控制器的设计, 使加入控制器后的闭环系统 Σ_1 满足引理2所列的不变性及 L_2 增益性能. 根据引理1, 可得如下推论.

推论 对于干扰是能量有界的开环系统 Σ_0 , 如

果存在常数 $\alpha > 0, \beta > 0, 0 \leq \lambda_i = \frac{s_i}{r_i} < 1 (i = 1, 2, \dots, m)$ 为饱和度, 对称正定阵 $\mathbf{Q}$, 矩阵 $\mathbf{L} = (\mathbf{L}_1, \mathbf{L}_2, \dots, \mathbf{L}_m) \in \mathbb{R}^{n \times m}$ 以及对角阵 $\mathbf{H} = \text{diag}(h_1, h_2, \dots, h_m) > 0$, 使以下矩阵不等式成立:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{Q}\mathbf{A}^T + \mathbf{A}\mathbf{Q} + \mathbf{B}\mathbf{L}^T + \mathbf{L}\mathbf{B}^T + \alpha\mathbf{Q} + \\ \beta\mathbf{B}_w\mathbf{B}_w^T + \sum_{i=1}^m \lambda_i^2 h_i \mathbf{B}_i \mathbf{B}_i^T & \mathbf{L} \\ \mathbf{L}^T & -\mathbf{H} \end{pmatrix} < 0, \quad (18)$$

$$\begin{pmatrix} \alpha\mathbf{Q} & (1 - \lambda_i)\mathbf{L}_i \\ (1 - \lambda_i)\mathbf{L}_i^T & \beta\rho_i^2 \mathbf{I} \end{pmatrix} > 0, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (19)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{Q}\mathbf{A}^T + \mathbf{A}\mathbf{Q} + \mathbf{B}\mathbf{L}^T + \mathbf{L}\mathbf{B}^T + \sum_{i=1}^m \lambda_i^2 h_i \mathbf{B}_i \mathbf{B}_i^T & \mathbf{B}_w & \mathbf{Q}\mathbf{C}_z^T + \mathbf{L}\mathbf{D}_z^T & \mathbf{L} \\ \mathbf{B}_w^T & -\gamma\mathbf{I} & \mathbf{D}_{zw}^T & 0 \\ \mathbf{C}_z\mathbf{Q} + \mathbf{D}_z\mathbf{L}^T & \mathbf{D}_{zw} & -\gamma\mathbf{I} & 0 \\ \mathbf{L}^T & 0 & 0 & -\mathbf{H} \end{pmatrix} < 0, \quad (20)$$

则取状态反馈控制器为 $\mathbf{u} = \mathbf{L}^T \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{x}$ 可使闭环系统稳定在不变集 $\Omega = \{\mathbf{x}_0 \in \mathbb{R}^n: V(\mathbf{x}_0) < V_0\}$ 内, 当 $\mathbf{w}(t) = 0$ 时, 闭环系统在域 Ω 内是渐近稳定的; 在零初始状态下, 闭环系统的 L_2 增益小于 γ . 其中 $\mathbf{L}, \mathbf{Q}$

可利用 LMI 方法求解矩阵不等式(18)~(20)得到.

证 由状态反馈构成的闭环系统的基本参数如式(9)所示, 将其代入式(10)~(12), 可以得到

$$(\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K})^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K}) + \mathbf{P}(\mathbf{B}\mathbf{S}^2 \mathbf{B}^T + \beta\mathbf{B}_w\mathbf{B}_w^T) \mathbf{P} + \mathbf{K}^T \mathbf{R}^{-2} \mathbf{K} + \alpha\mathbf{P} < 0. \quad (21)$$

$$\alpha\rho_i^2 \mathbf{P} - (1 - s_i/r_i)^2 \beta^{-1} \mathbf{K}_i^T \mathbf{K}_i > 0, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (22)$$

$$\begin{pmatrix} (\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K})^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K}) + \mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{S}^2 \mathbf{B}^T \mathbf{P} + \mathbf{K}^T \mathbf{R}^{-2} \mathbf{K} & \mathbf{P}\mathbf{B}_w & (\mathbf{C}_z + \mathbf{D}_z \mathbf{K})^T \\ \mathbf{P}\mathbf{B}_w & -\gamma\mathbf{I} & \mathbf{D}_{zw}^T \\ \mathbf{C}_z + \mathbf{D}_z \mathbf{K} & \mathbf{D}_{zw} & -\gamma\mathbf{I} \end{pmatrix} < 0. \quad (23)$$

令 $\mathbf{Q} = \mathbf{P}^{-1}$, 根据引理2, 式(21)~(23)即为

$$\begin{pmatrix} \mathbf{Q}\mathbf{A}^T + \mathbf{A}\mathbf{Q} + \mathbf{B}\mathbf{K}\mathbf{Q} + \mathbf{Q}\mathbf{K}^T \mathbf{B}^T + \alpha\mathbf{Q} + \beta\mathbf{B}_w\mathbf{B}_w^T + \sum_{i=1}^m s_i^2 \mathbf{B}_i \mathbf{B}_i^T & \mathbf{Q}\mathbf{K}^T \\ \mathbf{K}\mathbf{Q} & -\mathbf{R}^2 \end{pmatrix} < 0, \quad (24)$$

$$\begin{pmatrix} \alpha\mathbf{Q} & (1 - \lambda_i)\mathbf{Q}\mathbf{K}_i^T \\ (1 - \lambda_i)\mathbf{K}_i \mathbf{Q} & \beta\rho_i^2 \mathbf{I} \end{pmatrix} > 0, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (25)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{Q}\mathbf{A}^T + \mathbf{A}\mathbf{Q} + \mathbf{B}\mathbf{K}\mathbf{Q} + \mathbf{Q}\mathbf{K}^T \mathbf{B}^T + \sum_{i=1}^m s_i^2 \mathbf{B}_i \mathbf{B}_i^T & \mathbf{B}_w & \mathbf{Q}\mathbf{C}_z^T + \mathbf{Q}\mathbf{K}^T \mathbf{D}_z^T & \mathbf{Q}\mathbf{K}^T \\ \mathbf{B}_w^T & -\gamma\mathbf{I} & \mathbf{D}_{zw}^T & 0 \\ \mathbf{C}_z\mathbf{Q} + \mathbf{D}_z\mathbf{K}\mathbf{Q} & \mathbf{D}_{zw} & -\gamma\mathbf{I} & 0 \\ \mathbf{K}\mathbf{Q} & 0 & 0 & -\mathbf{R}^2 \end{pmatrix} < 0. \quad (26)$$

令 $\mathbf{L} = \mathbf{Q}\mathbf{K}^T, \mathbf{H} = \mathbf{R}^2$, 则式(24)~(26)等价于式(18)~(20). 证毕.

在设计时, 需要将参数 α 和 $\lambda_i (i = 1, 2, \dots, m)$ 固定为某一常值, 此时不等式(18)~(20)才是线性的, 进而可利用 LMI 方法对 α, λ_i 进行搜索, 得到最优的 γ 值, 使系统具有优良的干扰抑制性能.

3 轧机速度被控对象模型 (Speed control system of rolling mill)

直流电机驱动的轧机速度系统被控对象的动态结构如图1所示. 图中 i 为电机的电枢电流, ω 为电机的角速度, $\sigma(u)$ 为电机的输入饱和控制电压, R 为电机的电枢电阻, J 为电机的转动惯量, $C_m \phi$ 为电机转矩系数, $M = C_m \phi i$ 为电磁转矩, M_L 为电机负载转矩, L 为电枢电感, K_s 为可控硅整流装置的放大倍数, T_s 为失控时间.

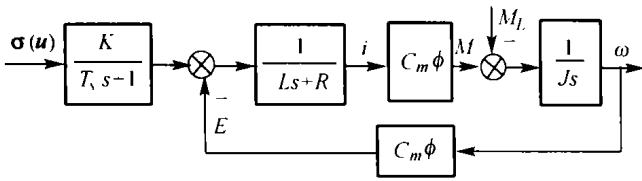


图1 速度被控对象的动态结构图

Fig. 1 Dynamic structure of speed control system

仿真时的电机参数为:电动机额定功率 1500 kW; 额定电流 1720 A; $C_m\phi = 29 \text{ N} \cdot \text{m}/\text{A}$; 额定电磁转矩为 $50 \text{ kN} \cdot \text{m}$; $R = 0.0314 \Omega$; $L = 0.0003 \text{ H}$; $J = 1547 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$; $K_s = 152$; 执行机构的饱和幅度 $\rho = 8$ 。

取 $x = \begin{bmatrix} i \\ \omega \end{bmatrix}$, $w = \begin{bmatrix} r \\ M_L \end{bmatrix}$, 评价信号 z 为参考输入 r 和系统输出 ω 之差, 则对应的如式(1)所示的直流电机速度系统被控对象状态空间模型中,

$$A = \begin{bmatrix} -89.4 & -8793.1 \\ 0.019 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 431440.7 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$B_w = \begin{bmatrix} 8928 \times 10 & 0.0095 \times 50000 \\ 0 & -0.0065 \times 50000 \end{bmatrix},$$

$$C = [0 \ 1], D_w = 0, C_z = [0 \ 0],$$

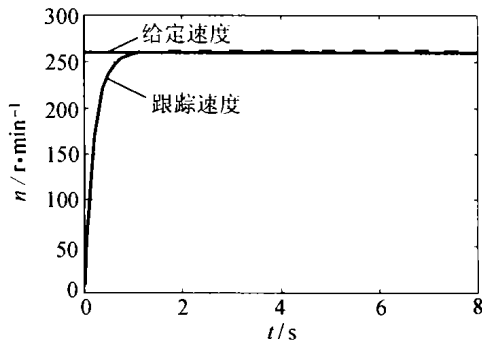
$$D_z = -1, D_{zw} = [0.021 \ 0].$$

4 轧机速度鲁棒控制器的设计和仿真 (Design and simulation of speed robust controller of rolling mill)

利用 Matlab 软件中 LMI 的求解方法^[9,10]对轧机速度系统进行了设计和计算,并用 SIMULINK 对所设计的鲁棒控制系统进行了仿真。

当给定速度为 $n_d = 260 \text{ r/min}$ 时,

1) 若 $\lambda = 0.1$, 取 $\alpha = 0.73055$, 则通过求解 LMI 可得 $\beta = 0.0316$, $K = L^T Q^{-1} = [-0.00054 \ -0.00056]$, 图2给出了此时系统的阶跃信号跟踪曲线。

图2 $\lambda = 0.1$ 时阶跃信号的跟踪曲线Fig. 2 Tracking curve of step signal when λ equals to 0.1

2) 若 $\lambda = 0.5$, 取 $\alpha = 0.4634$, 同样由 LMI 可求得 $\beta = 0.025$, $K = [-0.00066 \ -0.00057]$, 图3为系统的阶跃信号跟踪曲线。

3) 若 $\lambda = 0.7$, 取 $\alpha = 0.4149$, 同样由 LMI 可求得 $\beta = 0.0318$, $K = [-0.001 \ -0.004]$, 图4为其阶跃信号跟踪曲线。

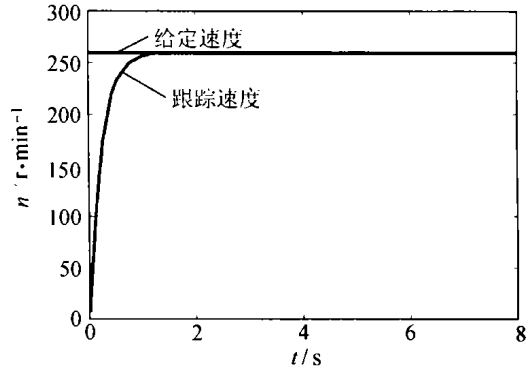
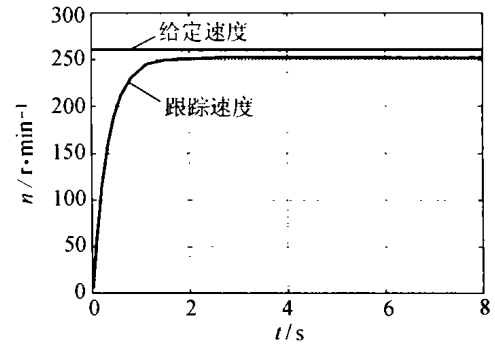
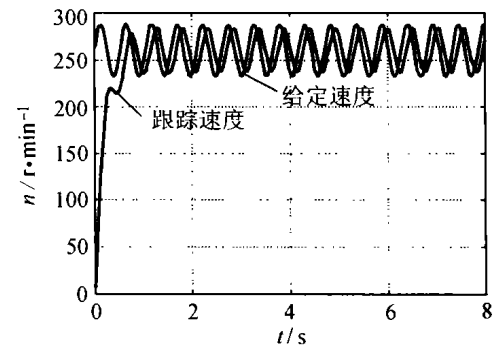
图3 $\lambda = 0.5$ 时阶跃信号的跟踪曲线Fig. 3 Tracking curve of step signal when λ equals to 0.5图4 $\lambda = 0.7$ 时阶跃信号的跟踪曲线Fig. 4 Tracking curve of step signal when λ equals to 0.7图5 $\lambda = 0.1$ 时复合信号的跟踪曲线Fig. 5 Tracking curve of composite signal when λ equals to 0.1

图5给出了 $n_d = (260 + 28\sin 12t) \text{ r/min}$ 时, 由式(1)设计的控制器构成的速度系统的跟踪曲线。

仿真时负载是在 $t = 0 \text{ s}$ 时加入的, 负载均为 $M_L = (14500 + 1450\sin 3.14t) \text{ N} \cdot \text{m}$ 。另外, 为保证上述所设计的状态反馈控制器实现输出对参考输入的希

望跟踪,需根据二自由度鲁棒跟踪控制方法设计前馈补偿控制器^[11],在此不再介绍。

由仿真结果可见,系统的稳态误差是随着饱和度 λ 的增大而增大的,即不变集 Ω 是随着 λ 的增大而增大的。随着 λ 的增大,控制增益也逐渐增大,跟踪性能变差,系统的调整时间变长。所以在实际系统设计时,应折中考虑不变集对应的稳定域与跟踪性能两方面的因素。对于文中给出的轧机速度系统,若主要考虑其跟踪性能,则选取 $\lambda = 0.1$ 较好。

5 结论(Conclusions)

作者对于具有执行机构饱和特性和有界干扰的系统,给出了闭环系统满足不变性及 L_2 干扰抑制性能的充分条件,并针对具有执行机构饱和特性的直流电机驱动的轧机速度系统,利用LMI方法设计了状态反馈鲁棒控制器。仿真研究结果表明,所设计的状态反馈控制器能使系统鲁棒稳定,并能有效抑制系统负载扰动的影响,但系统的稳态误差或不变集是随着饱和度 λ 的增大而增大,因此,为保证系统的跟踪性能,宜选取较小的 λ 值。

参考文献(References):

- [1] DAVISION E J, KURAK E M. A computational method for determining quadratic Lyapunov functions for non-linear systems [J]. *Automatica*, 1971, 7(18): 627 - 636.
- [2] 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, U. S. A: [s. n.], 1998, 1(18): 903 - 908.
- [3] WEISSENBERGER S. Application of results from the absolute stability to the computation of finite stability domains [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1968, 13(1): 124 - 125.
- [4] KHALIL H. *Nonlinear Systems* [M]. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [5] BLANCHINI F. Feedback control for LTI systems with state and control bounds in the presence of disturbance [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1990, 35(11): 1231 - 1234.
- [6] HU T, LIN Z, 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] 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: 8 - 9.
(YU Li. *Robust Control - The Method of Linear Matrix Inequalities* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2002: 8 - 9.)
- [8] 熊学泉. 输出饱和线性系统的稳定性及 L_2 增益性能[J]. 控制理论与应用, 2001, 18(1): 83 - 90.
(XIONG Xuequan. Stability and L_2 gain performance of linear systems subject output saturation [J]. *Control Theory & Applications*, 2001, 18(1): 83 - 90.)
- [9] 王广雄, 李连锋. 鲁棒设计中MATLAB的应用[J]. 电机与控制学报, 1999, 3(3): 138 - 141.
(WANG Guangxiong, LI Lianfeng. Robust design using Matlab [J]. *Electric Machines and Control*, 1999, 3(3): 138 - 141.)
- [10] 李华, 史忠科, 赵鲁阳, 等. 饱和非线性系统增量增益的LMI界定方法[J]. 飞行力学, 2001, 19(3): 80 - 83.
(LI Hua, SHI Zhongke, ZHAO Luyang, et al. LMI approach for determining the incremental gain of saturated nonlinear system [J]. *Flight Dynamics*, 2001, 19(3): 80 - 83.)
- [11] 方一鸣, 王乐, 王益群, 等. 具有电枢反应非线性不确定性的直流电机速度鲁棒跟踪控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(5): 136 - 139.
(FANG Yiming, WANG Le, WANG Yiqun, et al. The research of speed robust tracking control on DC motor considering the nonlinear of armature reaction [J]. *Proc of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2003, 23(5): 136 - 139.)

作者简介:

方一鸣 (1965 —)男,教授,主要研究领域为轧机自动控制、鲁棒控制、自适应控制理论及应用等, E-mail: fyiming@ysu.edu.cn;

刘仙 (1979 —)女,硕士研究生,主要从事鲁棒控制理论及应用、轧机自动控制研究;

高庆 (1978 —)男,硕士研究生,主要从事轧机自动控制、鲁棒控制理论及应用研究;

王益群 (1938 —)男,教授、博士生导师,主要研究方向为轧机自动控制、液压伺服系统智能控制等。