第27卷 第1期
2001年1月

自 动 化 学 报
ACTA AUTOMATICA SINICA

Vol. 27, No. 1
Jan., 2001

短文

线性时滞系统依赖于时滞的 H^{∞} 状态反馈控制[1)]

姜偕富
(东南大学自动化研究所 南京 210096)
(淮阴师范学院数学系 淮阴 223001)
(E-mail: infcon@seu.edu.cn)

费树岷 冯纯伯
(东南大学自动化研究所 南京 210096)

摘 要 对具有纯滞后输入的线性时滞系统,在系统的状态时滞与控制输入时滞不同时,研究了依赖时滞的 H^{∞} 状态反馈控制器设计问题,其控制器存在的充分条件由一个线性矩阵不等式(LMI)的形式给出,并给出了相应的 H^{∞} 控制器的综合设计方法.

关键词 时滞系统,线性矩阵不等式,H^{∞} 反馈控制,渐近稳定.

DELAY-DEPENDENT FEEDBACK CONTROL FOR LINEAR TIME-DELAY SYSTEM WITH INPUT DELAY

JIANG Xie-Fu
(*Research Institute of Automation, Southeast University, Nanjing* 210096)
(*Department of Mathematics, Huaiyin Teachers College, Huaiyin* 223001)
(E-mail: infcon@seu.edu.cn)

FEI Shu-Min FENG Chun-Bo
(*Research Institute of Automation, Southeast University, Nanjing* 210096)

Abstract The problem of delay-dependent feedback control is discussed for the linear time-delay systems with input delay which is different from the state time-delay. The delay-dependent controller is derived via the sufficient condition that is given by LMI. The solution of H^{∞} controller is given.

Key words Time-delay systems, linear matrix inequality (LMI), delay-dependent feedback control, asymptotic stability.

1) 国家攀登计划(970211017)、国家自然科学基金(69604003)和东南大学—南瑞继保公司学位论文基金(69934010)资助项目.

收稿日期 1999-07-12 收修改稿日期 2000-03-06

1 引言

近年来,时滞系统的 H^∞ 控制问题已成为控制理论界越来越关注的热点之一. 滞后系统从本质上来说是一个无穷维系统,它既不同于有限维的集中参数系统,又不同于无穷维分布参数系统. 目前对时滞系统的控制器设计,主要集中于对线性时滞系统的讨论. 在状态空间表示下,线性时滞系统的控制器设计方法则主要集中于用 Riccati 型的矩阵方程或不等式方法[1,2]和线性矩阵不等式(LMI)方法[3]. LMI 方法因其具有优于 Riccati 方法的众多优点而越来越受到人们的关注,特别是 Matlab 仿真软件中出现方便的 LMI 工具箱后更是如此. 在线性时滞系统的控制器设计中,最近出现了与时滞尺度大小信息有关(delay-dependent)的控制器设计方法[5,6]. 同与时滞尺度大小信息无关(delay-independent)的控制器设计方法[1~3]相比,减少了结果的保守性. 文[4]基于 LMI 方法,考虑了动态输出反馈 H^∞ 控制问题,其结果仅与时滞的导数有关. 基于 LMI 方法,文[5,6]分别给出了时滞依赖的鲁棒控制器设计方法与正实性引理. 基于 Riccati 方程方法,文[7,8]仅考虑了含输入滞后的时滞无关鲁棒镇定问题. 文[9]则仅考虑了含输入滞后的时滞无关 H^∞ 控制问题. 文[10]考虑了含输入时变滞后并与滞后导数相关的鲁棒 H^∞ 控制问题. 但对纯滞后输入线性时滞系统依赖时滞的 H^∞ 状态反馈控制的设计尚未见报到. 对于仅含滞后输入的时滞系统,当滞后常数无限大时,如果系统不稳定,则无论控制怎么选取,都不可能使系统内部渐近稳定,因而与滞后大小无关的系统控制器的设计就带有很大的保守性. 本文针对控制输入和状态方程存在不同时滞的线性时滞系统,用 LMI 方法设计无记忆 H^∞ 状态反馈控制器,所得结果是依赖时滞大小的,从而相对减弱了控制器设计的保守性.

2 问题的提出

本文考虑如下线性时滞系统

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + A_1x(t-\tau_1) + B_1w(t) + B_2u(t-\tau_2), \\ z(t) = C_1x(t) + D_1u(t-\tau_2), \\ x(t) = \varphi(t),\ t \in [-\tau, 0]. \end{cases} \tag{1}$$

这里 $x(t)\in R^n$ 是状态;$w(t)\in R^{n_1}$ 为干扰输入;$u(t)\in R^{n_2}$ 为控制输入;$z(t)\in R^m$ 为系统受控;$A, A_1, B_1, B_2, C_1, D_1$ 为具有适当维数的矩阵;$\tau_1, \tau_2>0$ 为时滞常数,$\tau=\max\{\tau_1,\tau_2\}$;$\varphi$ 为 $[-\tau,0]$ 上的连续向量函数,即 $\varphi\in C[-\tau,0]$ 是系统的初始函数.

本文假定系统的状态 x 是可测的,而采用如下无记忆的状态反馈控制策略

$$u(t) = Fx(t), \tag{2}$$

其中 $F=F(\tau_1^*,\tau_2^*)$ 为待求的控制器增益矩阵,将使 $\forall\ \tau_i: 0\leqslant\tau_i\leqslant\tau_i^*\ (i=1,2)$,闭环系统(1)是内部稳定的且满足 H^∞ 性能指标 γ.

我们知道,若 $(A+A_1, B_2)$ 可控,则存在 F 使得 $A+A_1+B_2F$ 是稳定的. 于是在反馈控制形式(2)之下,闭环系统(1)的内部动态($w=0$)为

$$\dot{x}(t) = (A+A_1+B_2F)x(t) + A_1(x(t-\tau_1)-x(t)) + B_2F(x(t-\tau_2)-x(t)). \tag{3}$$

可见当 $\tau_1=\tau_2=0$时,式(3)是渐近稳定的.由于式(3)的特征方程

$$\det(\lambda I - A - A_1 e^{-\lambda\tau_1} - B_2 F e^{-\lambda\tau_2}) = 0$$

的每个根均是 τ_1,τ_2的连续函数,故存在 $\bar{\tau}_1,\bar{\tau}_2>0$使当$0<\tau_1<\bar{\tau}_1$,$0<\tau_2<\bar{\tau}_2$时式(3)仍是渐近稳定.现有的对带有滞后输入的时滞系统的控制综合无论是用 Riccati 方程还是 LMI[7~9],其控制器中多数为不含有滞后的信息,于是对系统(1),若存在 F 使式(3)的零解对任何 $\tau_1,\tau_2>0$均是渐近稳定的,则现有的与时滞大小无关的控制器设计方法表明 A 必须是稳定的,这样当已知 τ_1,τ_2为有界时,其控制方案带有很大的保守性.本文所得到的状态反馈控制器(2)将与 τ_1,τ_2的上界有关,使得系统(1)是内部渐近稳定的且 H^∞范数小于给定界 γ.

这里先给出以下要用到的引理

引理1[6]. 对具有适当维数的任意向量 x,y 及对称正定矩阵 X,有

$$2x^{\mathrm T}y \leqslant x^{\mathrm T}X^{-1}x + y^{\mathrm T}Xy.$$

引理2. 矩阵不等式

$$\begin{bmatrix} w_{11} & 0 & w_{12} \\ 0 & I & 0 \\ w_{21} & 0 & w_{22} \end{bmatrix}^{\mathrm T} \begin{bmatrix} A_{11} & 0 & A_{12} \\ 0 & -Q & 0 \\ A_{12}^{\mathrm T} & 0 & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{11} & 0 & w_{12} \\ 0 & I & 0 \\ w_{21} & 0 & w_{22} \end{bmatrix} < 0$$

与矩阵不等式

$$\begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix}^{\mathrm T} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{12}^{\mathrm T} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix} < 0$$

等价,其中 Q 为正定矩阵.

3 主要结果

采用形式(2)的控制器后系统(1)变为

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) =& (A + A_1 + B_2F)x(t) - \\ & A_1\int_{-\tau_1}^{0}[Ax(t+\theta) + A_1x(t+\theta-\tau_1) + B_2Fx(t+\theta-\tau_2) + B_1w(t+\theta)]\mathrm{d}\theta - \\ & B_2F\int_{-\tau_2}^{0}[Ax(t+\theta) + A_1x(t+\theta-\tau_1) + B_2Fx(t+\theta-\tau_2) + B_1w(t+\theta)]\mathrm{d}\theta, \\ z(t) =& C_1x(t) + D_1Fx(t-\tau_2). \end{aligned} \tag{4}$$

为了讨论闭环系统(4)的内部稳定性,令 $w(t)=0$,并取(4)的 Lyapunov 泛函为如下形式

$$\begin{aligned} V(x_t) =& x^{\mathrm T}(t)Px(t) + \int_{-\tau_1}^{0}\int_{t+\theta}^{t}x^{\mathrm T}(s)A^{\mathrm T}P_1^{-1}Ax(s)\mathrm{d}s\mathrm{d}\theta + \int_{-\tau_2}^{0}\int_{t+\theta}^{t}x^{\mathrm T}(s)A^{\mathrm T}P_2^{-1}Ax(s)\mathrm{d}s\mathrm{d}\theta + \\ & \int_{-\tau_1}^{0}\int_{t-\tau_1+\theta}^{t}x^{\mathrm T}(s)A_1^{\mathrm T}P_3^{-1}A_1x(s)\mathrm{d}s\mathrm{d}\theta + \int_{-\tau_2}^{0}\int_{t-\tau_1+\theta}^{t}x^{\mathrm T}(s)A_1^{\mathrm T}P_4^{-1}A_1x(s)\mathrm{d}s\mathrm{d}\theta + \\ & \int_{-\tau_1}^{0}\int_{t-\tau_2+\theta}^{t}x^{\mathrm T}(s)(B_2F)^{\mathrm T}P_5^{-1}B_2Fx(s)\mathrm{d}s\mathrm{d}\theta + \\ & \int_{-\tau_2}^{0}\int_{t-\tau_2+\theta}^{t}x^{\mathrm T}(s)(B_2F)^{\mathrm T}P_6^{-1}B_2Fx(s)\mathrm{d}s\mathrm{d}\theta, \end{aligned}$$

其中 $P_i>0(i=1,2,\cdots,6)$为给定矩阵,$P>0$与 F 待求,则 V 沿着系统(4)的导数为

$$\dot V(x_t)\leqslant x^{\mathrm T}(t)[(A+A_1+B_2F)^{\mathrm T}P+P(A+A_1+B_2F)+\tau_1A^{\mathrm T}P_1^{-1}A+\tau_2A^{\mathrm T}P_2^{-1}A+\tau_1A_1^{\mathrm T}P_3^{-1}A_1+\tau_2A_1^{\mathrm T}P_4^{-1}A_1+\tau_1(B_2F)^{\mathrm T}P_5^{-1}B_2F+\tau_2(B_2F)^{\mathrm T}P_6^{-1}B_2F+\tau_1PA_1(P_1+P_3+P_5)A_1^{\mathrm T}P+\tau_2PB_2F(P_2+P_4+P_6)(B_2F)^{\mathrm T}P]x(t)\triangleq x^{\mathrm T}(t)\Phi x(t).$$

在上面的推导过程中应用了引理1. 故由 $\Phi<0$可得 $\dot V(x_t)<0$. 根据 Schur 补定理,$\Phi<0$等价于

$$\begin{bmatrix}\Xi & (1,2)\\ (2,1) & -P_5\end{bmatrix}<0. \tag{5}$$

其中$(1,2)=(2,1)^{\mathrm T},=[\sqrt{\tau_1}(B_2F)^{\mathrm T}\quad \sqrt{\tau_2}(B_2F)^{\mathrm T}\quad \sqrt{\tau_2}PB_2F\quad \sqrt{\tau_1}PA_1]$,

$(2,2)=\mathrm{diag}(-P_5\quad -P_6\quad -\Gamma_1\quad -\Gamma_2)$,$\Gamma_1\triangleq(P_2+P_4+P_6)^{-1}$,$\Gamma_2\triangleq(P_1+P_3+P_5)^{-1}$,

$$\Xi\triangleq(A+A_1+B_2F)^{\mathrm T}P+P(A+A_1+B_2F)+\tau_1A^{\mathrm T}P_1^{-1}A+\tau_2A^{\mathrm T}P_2^{-1}A+\tau_1A_1^{\mathrm T}P_3^{-1}A_1+\tau_2A_1^{\mathrm T}P_4^{-1}A_1.$$

由此根据以上讨论得到下面的定理.

定理1. 如果对给定的常数 $\tau_1,\tau_2>0$与矩阵 $P_i>0(i=1,2,\cdots,6)$,矩阵不等式(5)有解 F 及 $P>0$,则取反馈控制律(2)时整个闭环系统(1)的解是渐近稳定的.

注1. 同上可以推出,当 $\tau_1=\tau_2=\tau$ 时,与 $\Phi<0$相对应的矩阵不等式为

$$(A+A_1+B_2F)^{\mathrm T}P+P(A+A_1+B_2F)+\tau A^{\mathrm T}P_1^{-1}A+\tau(A_1+B_2F)^{\mathrm T}P_3^{-1}(A_1+B_2F)+\tau P(A_1+B_2F)(P_1+P_3+P_5)(A_1+B_2F)^{\mathrm T}P<0. \tag{6}$$

这里当 A_1较大,即滞后对系统的影响较大时,如果(A_1,B_2)可控,则可选取 F 使 A_1+B_2F 较小,这样可以增加控制器的可解性.

注2. 由式(5)可以看出,控制输入滞后 τ_2越小,则控制器的可解性也越好,故在实际系统中应尽可能减小控制输入滞后的影响.

为了研究系统(1)的 H^{∞}特性,令初始值 $\varphi=0$,取 Lyapunov 泛函为

$$V_1(x_t)=V(x_t)+\int_{-\tau_1}^{0}\int_{t+\theta}^{t}w^{\mathrm T}(s)B_1^{\mathrm T}P_7^{-1}B_1w(s)\mathrm ds+\int_{-\tau_2}^{0}\int_{t+\theta}^{t}w^{\mathrm T}(s)B_1^{\mathrm T}P_8^{-1}B_1w(s)\mathrm ds+\int_{t-\tau_2}^{t}x^{\mathrm T}(s)P_9x(s)\mathrm ds, \tag{7}$$

其中 $P_7,P_8,P_9>0$为任意给定矩阵. 则根据引理1,对 $T>0$有

$$J_T=\int_0^T(z^{\mathrm T}z-\gamma^2w^{\mathrm T}w)\mathrm dt\leqslant\int_0^T(z^{\mathrm T}z-\gamma^2w^{\mathrm T}w+\dot V_1(x(t)))\mathrm dt\leqslant$$

$$\int_0^T\begin{bmatrix}x(t)\\x(t-\tau_2)\\w(t)\end{bmatrix}^{\mathrm T}\begin{bmatrix}\Phi_1 & C_1^{\mathrm T}D_1F & PB_1\\(D_1F)^{\mathrm T}C_1 & (D_1F)^{\mathrm T}D_1F-P_9 & 0\\ B_1^{\mathrm T}P & 0 & -\Theta\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x(t)\\x(t-\tau_2)\\w(t)\end{bmatrix}\mathrm dt\triangleq$$

$$\int_0^T\begin{bmatrix}x(t)\\x(t-\tau_2)\\w(t)\end{bmatrix}^{\mathrm T}\Omega\begin{bmatrix}x(t)\\x(t-\tau_2)\\w(t)\end{bmatrix}\mathrm dt,$$

其中 $$\Theta = \gamma^2 I - \tau_1 B_1^{\mathrm{T}} P_7^{-1} B_1 - \tau_2 B_1^{\mathrm{T}} P_8^{-1} B_1,$$

$$\Phi_1 = \Phi + C_1^{\mathrm{T}} C_1 + \tau_1 P A_1 P_7 A_1^{\mathrm{T}} P + \tau_2 P B_2 F P_8 (B_2 F)^{\mathrm{T}} P + P_9.$$

故由 $\Omega<0$ 可得 $J_T<0$. 而 $\Omega<0$ 可等价于

$$\begin{bmatrix} \Phi + P_9 & PB_1 & 0 & \sqrt{\tau_1} PA_1 & \sqrt{\tau_2} PB_2 F & C_1^{\mathrm{T}} \\ B_1^{\mathrm{T}} P & -\Theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -P_9 & 0 & 0 & (D_1 F)^{\mathrm{T}} \\ \sqrt{\tau_1} A_1^{\mathrm{T}} P & 0 & 0 & -P_7^{-1} & 0 & 0 \\ \sqrt{\tau_2} (B_2 F)^{\mathrm{T}} P & 0 & 0 & 0 & -P_8^{-1} & 0 \\ C_1 & 0 & D_1 F & 0 & 0 & -I \end{bmatrix} < 0. \tag{8}$$

显然由式(8)可得 $\Phi<0$,由此根据以上讨论得到下面的定理.

定理2. 考虑时滞系统(1),如果对给定的常数 $\tau_1,\tau_2>0,\gamma>0$,存在矩阵 $P_i>0(i=1,2,\cdots,9)$,使矩阵不等式(8)有解 F 及 $P>0$,则当取反馈控制律(2)时整个闭环系统(1)的解是渐近稳定的且 H^∞ 范数小于给定界 γ.

注3. 根据 Schur 补定理,式(8)可等价于如下矩阵不等式

$$\Phi_1 + C_1^{\mathrm{T}} D_1 F [P_9 - (D_1 F)^{\mathrm{T}} (D_1 F)]^{-1} (D_1 F)^{\mathrm{T}} C_1 + PB_1 \Theta^{-1} B_1^{\mathrm{T}} P < 0. \tag{9}$$

为了通过矩阵不等式(8)求解 F 及 $P>0$,我们利用 Schur 补定理,则式(5)等价于不等式

$$\begin{bmatrix} \Xi + P_9 & (1,2) \\ (2,1) & (2,2) \end{bmatrix} < 0, \tag{10}$$

其中

$$(1,2) = [\sqrt{\tau_1}(B_2F)^{\mathrm{T}} \quad \sqrt{\tau_2}(B_2F)^{\mathrm{T}} \quad \sqrt{\tau_2} PB_2F \quad \sqrt{\tau_1} PA_1 \quad PB_1 \quad 0 \quad \sqrt{\tau_1} PA_1 \quad \sqrt{\tau_2} PB_2 F \quad C_1^{\mathrm{T}}],$$

$$(2,1) = (1,2)^{\mathrm{T}}, (2,2) = \mathrm{diag}(-P_5, -P_6, -\Gamma_1, -\Gamma_2, -\Theta, \Gamma_3),$$

$$\Gamma_3 = \begin{bmatrix} -P_9 & 0 & 0 & (D_1F)^{\mathrm{T}} \\ 0 & -P_7^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -P_8^{-1} & 0 \\ D_1 F & 0 & 0 & -I \end{bmatrix}.$$

由文[11]及引理2可得,式(10)有解等价于如下两个矩阵不等式

$$\mathrm{diag}(-P_5, -P_6, -(P_6, +P_8^{-1}), -\Gamma_2, -\Theta, -P_7^{-1}, -I) < 0, \tag{11}$$

$$\begin{bmatrix} \pi_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I & 0 \\ 0 & \pi_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & I \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \begin{bmatrix} \tilde{\Xi}_1 & \sqrt{\tau_1} A_1 & B_1 & \sqrt{\tau_1 A_1} & C_1^{\mathrm{T}} & P^{-1} \\ \sqrt{\tau_1} A_1^{\mathrm{T}} & -\Gamma_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ B_1^{\mathrm{T}} & 0 & -\Theta & 0 & 0 & 0 \\ \sqrt{\tau_1} A_1^{\mathrm{T}} & 0 & 0 & -P_7^{-1} & 0 & 0 \\ C_1 & 0 & 0 & 0 & -I & 0 \\ P^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\tilde{\Xi}_2^{-1} \end{bmatrix} \times$$

$$\begin{bmatrix} \pi_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I & 0 \\ 0 & \pi_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & I \end{bmatrix} < 0, \tag{12}$$

其中 $\widetilde{\Xi}_1 \triangleq P^{-1}(A+A_1)^{\mathrm{T}}+(A+A_1)P^{-1}$，$\widetilde{\Xi}_2 \triangleq \tau_1 A^{\mathrm{T}} P_1^{-1} A+\tau_2 A^{\mathrm{T}} P_2^{-1} A+\tau_1 A_1^{\mathrm{T}} P_3^{-1} A_1+\tau_2 A_1^{\mathrm{T}} P_4^{-1} A_1+P_9$.

式(11)显然是成立的. 由此可得如下结论.

推论. 如果对给定的常数 $\tau_1,\tau_2>0,\gamma>0$，存在矩阵 $P_i>0(i=1,2,\cdots,9)$，使线性矩阵不等式(12)有解 $P>0$，则由线性矩阵不等式(10)可解出 F，当取反馈控制律(2)时整个闭环系统(1)的解是渐近稳定的且 H^∞ 范数小于给定界 γ.

设计步骤：

第一步. 选取适当的参数 $\gamma>0$，由线性矩阵不等式(12)求解正定矩阵 P；

第二步：若式(12)有解 P，将 P 代入到线性矩阵不等式(10)可解出矩阵 F，因而也就得到了系统(1)的满足设计要求的状态反馈控制器(2).

4　结束语

本文利用 LMI 方法，对纯滞后输入系统设计 H^∞ 状态反馈控制器，由于设计是时滞依赖的，因而具有较好的保守性. 本文的结论由 LMI 来描述，该不等式可由 MATLAB 的 LMI 工具箱求解，不需调整任何参数.

参　考　文　献

1　杨富文. 时滞系统的 H^∞ 状态反馈控制. 控制与决策，1997，**12**(1)：68～72

2　田连江，高为柄，程勉. 线性时滞不确定系统的鲁棒性研究. 控制理论与应用，1993，**10**(6)：718～723

3　Kokame H, Kobayashi H, Mori T. Robust H^∞ performance for linear delay-differential systems with time-varying uncertainties. *IEEE Trans. Autom. Control*, 1998, **43**(2)：223～226

4　Eun Tae Jeung, Tong Hae Kim, Hong Bae Park. H^∞-output feedback controller design for linear systems with time-varying delayed state. *IEEE Trans. Autom. Control*, 1998, **43**(7)：971～974

5　程储旺，汤兵勇. 范数有界不确定时滞系统的鲁棒控制——LMI 方法. 见：1998年中国控制与决策学术年会论文集. 大连：大连海事大学出版社，1988. 200～204

6　Shaked U, Yaesh I, de Souza C E. Bounded real criteria for linear time systems with state-delay and norm-bounded time-varying uncertainties. *IEEE Trans. Autom. Control*, 1998, **43**(7)：1016～1021

7　俞立，褚健. 具有滞后输入的不确定系统的鲁棒镇定. 控制理论与应用，1998，**15**(2)：277～280

8　Akira Kojima, Kenko Vchida. Robust stabilization of a system with delay in control. *IEEE Trans. Autom. control*, 1994, **39**(8)：1694～1698

9　Han Ho Choi, Myung Jin Chung. Memoryless H^∞ controller design for linear systems with delayed state and control. *Automatica*, 1995, **31**(6)：917～919

10　顾永如，王守臣，钱积新. 一类具有状态及控制滞后的不确定系统的鲁棒 H^∞ 控制. 控制理论与应用，1999，**16**(2)：275～278

11 Iwasaki T, Skelton R E. All controllers for the general H^{∞} control problem: LMI existence condition and state space formulas. *Automatica*, 1994,**30**(8):1307～1317

姜偕富 1963年生,1985年毕业于苏州大学数学系,1999年3月获硕士学位,现在东南大学自动化所攻读博士学位.主要研究兴趣:时滞系统的控制与综合,自适应控制,鲁棒控制以及 H^{∞}控制等.

费树岷 1961年生,1985年获安徽大学理学硕士学位,1995年获北京航空航天大学工学博士学位,1995年至1997年在东南大学自动化所从事博士后研究工作.现为东南大学自动化所教授.主要研究兴趣:非线性控制系统设计与综合、鲁棒控制、自适应控制、时滞系统的设计与综合等.

冯纯伯 1928年生,1950年毕业于浙江大学电机系,1953年毕业于哈尔滨工业大学研究生班,1958年获苏联技术科学副博士学位,现任东南大学研究生院副院长、教授、中国科学院院士.目前主要从事系统建模、自适应、鲁棒及智能化控制理论及应用等方面的研究.

2001年中国过程控制年会征文通知

2001年中国过程控制年会将于2001年8月在辽宁省沈阳市举办,本次会议由中国自动化学会过程控制专业委员会主办,东北大学自动化研究中心和中南大学信息科学与工程学院承办。

征文范围:(1) 过程建模、仿真与辨识;(2) 鲁棒控制、预测控制、模糊控制、神经网络控制、自适应控制、智能控制、推理控制等过程控制的新理论、新方法、新技术及其应用成果;(3) 工业过程优化控制技术与管控一体化技术;(4)过程检测与控制装置;(5)故障诊断与容错控制技术;(6)模式识别与图像处理技术;(7)DCS、CIPS 和 FB 控制系统等。

论文要求:(1)未在正式刊物和会议上发表过;(2)用 Word 97排版,小四号宋体字,A4纸,篇幅在5页以内;(3)激光打印稿一式两份,如有照片,请提供原件,文中留空白;(4)注明邮编、详细通讯地址、工作单位、联系电话、Email 地址。

论文出版:所录用的论文将于会前分别以《控制理论与应用》和《基础自动化》增刊的形式发表。

截稿日期:2001年3月20日

来稿请寄:东北大学自动化研究中心,沈阳110006,过程控制年会秘书组收。

联系人:周晓杰,岳恒

联系电话:024－23968260,024－23968252

电子邮件:xpli@mail. neu. edu. cn

中国自动化学会过程控制专业委员会
东北大学自动化研究中心
中南大学信息科学与工程学院