第 25 卷第 6 期 控制理论与应用 Vol. 25 No. 6
2008 年 12 月 Control Theory & Applications Dec. 2008

文章编号: 1000−8152(2008)06−1072−05

Delta算子描述系统的非脆弱H_∞滤波器设计

王 武, 郭祥贵, 冉华军, 杨富文

(福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108)

摘要: 研究了一类Delta算子描述的线性系统非脆弱H_∞滤波问题. 所设计的滤波器具有乘性的滤波器增益变化. 采用线性矩阵不等式方法, 给出H_∞滤波器存在的充分条件, 所设计的滤波器在一定的乘性参数变化情况下, 仍能保证滤波误差系统渐近稳定, 且具有一定扰动抑制性能. 数值仿真例子说明了设计方法的有效性.

关键词: Delta算子描述系统; 非脆弱; H_∞滤波; 乘性增益变化; 线性矩阵不等式

中图分类号: TP13 **文献标识码**: A

Non-fragile H-infinity filter design for Delta operator system

WANG Wu, GUO Xiang-gui, RAN Hua-jun, YANG Fu-wen

(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou Fujian 350108, China)

Abstract: The non-fragile H-infinity filtering for a class of linear systems described by Delta operator is investigated. The designed filter is assumed to be with multiplicative filter gain variations. The sufficient condition is developed for the existence of the non-fragile filter design in terms of linear matrix inequality(LMI), and the obtained non-fragile H-infinity filter guarantees the filter error system of asymptotic stability and prescribed disturbance attenuation performance for a restricted variation of filter gain. The numerical example illustrates the feasibility and advantage of the proposed designs.

Key words: Delta operator system; non-fragile; H-infinity filtering; multiplicative gain variations; LMI

1 引言(Introduction)

Delta算子方法作为连续域与离散域的统一描述方法, 不仅克服了Z域离散模型的数值不稳定问题, 而且能够把人们熟知的连续系统的分析设计方法直接应用于离散域设计, 从而引起了国内外学者的广泛关注, 见文献[1,2]及其参考文献. 文献[2]将Delta算子理论和H_∞滤波理论相结合, 进行了滤波器的设计, 但是其结论是假设滤波器参数能够准确实现, 没有考虑到实际工程应用时, 数字滤波器由于计算机字长限制, 数模(D/A)转换和模数(A/D)转换的精度等原因所造成的参数摄动, 这种摄动可能使得系统的性能下降甚至无法稳定[3], 即没有考虑滤波器本身具有脆弱性. 因此, 若把Delta算子理论与非脆弱滤波理论结合起来, 充分利用Delta算子的优点进行非脆弱滤波器的设计不但可以解决快速采样时利用Z变换方法进行数字滤波器设计可能造成系统不稳定的问题, 又可以解决数字滤波器实现时其参数偏离原设计值发生摄动而引起系统脆弱性的问题. 目前, 对非脆弱控制和滤波的研究成果较多, 见文献[4～7]及其参考文献, 但基于Delta算子的非脆弱控制及滤波问题还鲜见报道, 如文献[8]. 文献[8]针对加性的参数变化, 设计了基于Delta算子的鲁棒非脆弱H_∞状态反馈控制器.

脆弱性是研究控制器参数变化对闭环系统的影响, 鲁棒性是研究系统参数不确定对闭环系统的影响[4]. 为了突出滤波器参数变化引起的影响, 本文不考虑系统参数的不确定因素. 采用LMI方法对Delta算子系统的非脆弱H_∞ 滤波器设计问题进行了研究.

2 问题描述(Problem formulation)

考虑一类线性定常连续系统, 其动态方程为

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bw(t), \\ y(t) = Cx(t) + Dw(t), \\ z(t) = Lx(t). \end{cases} \tag{1}$$

其中: $x(t) \in \mathbb{R}^n$为系统状态, $w(t) \in \mathbb{R}^r$为外部扰动信号, 属于$l_2[0,\infty)$, $z(t) \in \mathbb{R}^q$为待估计信号, $y(t) \in \mathbb{R}^p$为测量信号. 系统矩阵A, B, C, D和L为具有合适维数的已知常数矩阵.

那么与之相对应的δ域内的广义受控对象模型为

收稿日期: 2007−05−20; 收修改稿日期: 2007−12−25.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60474049, 60604027); 福建省自然科学基金资助项目(A0510009).

$$\begin{cases}\delta x(k)=A_\delta x(k)+B_\delta w(k),\\ y(k)=Cx(k)+Dw(k),\\ z(k)=Lx(k),\ x(k)=0,\ k\leqslant 0,\\ A_\delta=(A_Z-I)/T,\ A_Z=\mathrm{e}^{AT},\\ B_\delta=B_Z/T,\ B_Z=\int_0^T \mathrm{e}^{A\tau}B\mathrm{d}\tau,\\ \delta x(k)=(x(k+1)-x(k))/T.\end{cases}\tag{2}$$

其中: I为单位阵, T为采样周期, A_δ和B_δ为相应系统状态矩阵, A_Z和B_Z为Z域离散系统的相应系数矩阵, C, D和L与标准的Z域离散模型系数相同, 且其中δ算子定义为

$$\delta x(t)\triangleq\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}x(t),\ T=0,\\ (x(t+T)-x(t))/T,\ T\neq 0.\end{cases}\tag{3}$$

另一方面, 很显然有

$$\begin{aligned}&\lim_{T\longrightarrow 0}A_\delta=\lim_{T\longrightarrow 0}(\mathrm{e}^{AT}-I)/T=A,\\ &\lim_{T\longrightarrow 0}B_\delta=B.\end{aligned}\tag{4}$$

因此, 当$T\to 0$时, δ域离散模型就变成了连续模型.

构造如下形式的全阶滤波器:

$$\begin{cases}\delta\bar{x}(k)=A_{\delta F}\bar{x}(k)+B_{\delta F}y(k),\\ \bar{z}(k)=C_{\delta F}\bar{x}(k).\end{cases}\tag{5}$$

其中: $\bar{x}(t)\in\mathbb{R}^n$为$\delta$域滤波器的状态, $A_{\delta F}$, $B_{\delta F}$和$C_{\delta F}$为滤波器参数, 即

$$\begin{aligned}&A_{\delta F}=A_{\delta F1}(I+\varDelta_1), B_{\delta F}=B_{\delta F1}(I+\varDelta_2),\\ &C_{\delta F}=C_{\delta F1}(I+\varDelta_3).\end{aligned}\tag{6}$$

其中$A_{\delta F1}, B_{\delta F1}, C_{\delta F1}$为待设计的滤波器参数, 滤波器参数的变化具有以下形式:

$$\varDelta_1=H_1F_1E_1, \varDelta_2=H_2F_2E_2, \varDelta_3=H_3F_3E_3.\tag{7}$$

其中$H_i, E_i(i=1,2,3)$为已知常矩阵, $F_i(i=1,2,3)$满足

$$F_i^{\mathrm{T}}F_i\leqslant\rho_i I,\ i=1,2,3.\tag{8}$$

对滤波器进行状态变换, 即令

$$\hat{x}(t)=M\bar{x}(t),\tag{9}$$

那么滤波器为

$$\begin{cases}\delta\hat{x}(k)=MA_{\delta F}M^{-1}\hat{x}(k)+MB_{\delta F}y(k),\\ \hat{z}(k)=C_{\delta F}M^{-1}\hat{x}(k).\end{cases}\tag{10}$$

由式(2)和式(10)可得滤波误差系统方程为

$$\begin{cases}\delta\xi(k)=\bar{A}_\delta\xi(k)+\bar{B}_\delta w(k),\\ e(k)=\bar{C}_\delta\xi(k).\end{cases}\tag{11}$$

其中:

$$\xi(k)=\begin{bmatrix}x(t)\\ \hat{x}(t)\end{bmatrix},\ e(k)=z(k)-\hat{z}(k),$$

$$\bar{A}_\delta=\begin{bmatrix}A_\delta & 0\\ MB_{\delta F}C & MA_{\delta F}M^{-1}\end{bmatrix},$$

$$\bar{B}_\delta=\begin{bmatrix}B_\delta\\ MB_{\delta F}D\end{bmatrix},\ \bar{C}_\delta=\begin{bmatrix}L & -C_{\delta F}M^{-1}\end{bmatrix}.$$

本文的目标是设计滤波器(10), 对于所有容许滤波器增益变化(6), 使得

a) 在外部扰动$w(k)=0$情况下, 滤波误差系统(11)是渐近稳定的;

b) 在零初始条件下, 滤波误差系统(11)具有H_∞性能$\gamma(\gamma>0)$, 即满足

$$\|\bar{C}_\delta(zI-\bar{A}_\delta)^{-1}\bar{B}_\delta\|_\infty<\gamma.\tag{12}$$

为了给出主要结果, 需要引入如下几个引理.

引理 1[1]　T为采样周期. 如果存在对称正定阵P, 使得下列矩阵不等式满足

$$TA_\delta^{\mathrm{T}}P+TPA_\delta+T^2A_\delta^{\mathrm{T}}PA_\delta<0,\tag{13}$$

则Delta 算子系统$\delta x(k)=A_\delta x(k)$是渐近稳定的.

引理 2[9]　给定矩阵$N=N^{\mathrm{T}}$, H和E为合适维数的实矩阵, 且F满足$F^{\mathrm{T}}F\leqslant\rho I$, 使得

$$N+HFE+E^{\mathrm{T}}F^{\mathrm{T}}H^{\mathrm{T}}<0\tag{14}$$

成立的充要条件是存在正数$\epsilon>0$, 使得

$$N+\epsilon HH^{\mathrm{T}}+\frac{\rho}{\epsilon}E^{\mathrm{T}}E<0.\tag{15}$$

3　主要结果(Main result)

本节针对具有滤波器参数不确定的H_∞滤波问题给出了一种线性矩阵不等式的解决方法.

定理 1　给定$\gamma>0$和采样周期T. 如果存在矩阵$X=X^{\mathrm{T}}>0$, 和矩阵$\bar{A}_\delta, \bar{B}_\delta, \bar{C}_\delta$, 使得

$$\begin{bmatrix}TX\bar{A}_\delta+T\bar{A}_\delta^{\mathrm{T}}X & * & * & *\\ T\bar{B}_\delta^{\mathrm{T}}X & -\gamma^2T^2I & * & *\\ TX\bar{A}_\delta & TX\bar{B}_\delta & -X & *\\ T\bar{C}_\delta & 0 & 0 & -I\end{bmatrix}<0\tag{16}$$

成立, 那么滤波误差系统(11)是渐近稳定且具有H_∞性能约束(12).

证　由引理1可得滤波误差系统(11)是渐近稳定. 余下限于篇幅, 证明略去. 证毕.

下面给出了非脆弱H_∞滤波器存在的充分条件.

定理 2　给定$\gamma>0$和采样周期T. 如果存在常数$\epsilon_i>0, (i=1,2,3)$, 矩阵$S=S^{\mathrm{T}}>0$, $R=R^{\mathrm{T}}>0$, $\hat{A}_{\delta F}$, $\hat{B}_{\delta F}$和$\hat{C}_{\delta F}$, 使得下式成立:

$$\begin{bmatrix}\varXi_1 & *\\ \varXi_2 & \varXi_3\end{bmatrix}<0.\tag{17}$$

其中:

$$\Xi_1 = \begin{bmatrix} TSA_\delta + TA_\delta^{\mathrm{T}}S & * & * & * & * & * \\ \Upsilon_{41} & \Upsilon_{42} & * & * & * & * \\ TB_\delta^{\mathrm{T}}S & \Upsilon_{43} & -\gamma^2T^2I & * & * & * \\ TSA_\delta & TSA_\delta & TSB_\delta & -S & * & * \\ \Upsilon_{44} & \Upsilon_{45} & \Upsilon_{46} & -I & -R & * \\ \Upsilon_{47} & TL & 0 & 0 & 0 & -I \end{bmatrix},$$

$$\Xi_2 = \begin{bmatrix} 0 & H_2^{\mathrm{T}}\hat{B}_{\delta F}^{\mathrm{T}} & 0 & 0 & H_2^{\mathrm{T}}\hat{B}_{\delta F}^{\mathrm{T}} & 0 \\ T\epsilon_2E_2C & T\epsilon_2E_2C & T\epsilon_2E_2D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & H_1^{\mathrm{T}}\hat{A}_{\delta F}^{\mathrm{T}} & 0 & 0 & H_1^{\mathrm{T}}\hat{A}_{\delta F}^{\mathrm{T}} & 0 \\ T\epsilon_1E_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -H_3^{\mathrm{T}}\hat{C}_{\delta F}^{\mathrm{T}} \\ T\epsilon_3E_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\Xi_3 = \{-\epsilon_2I, -\rho_2^{-1}\epsilon_2I, -\epsilon_1I, -\rho_1^{-1}\epsilon_1I, -\epsilon_3I, -\rho_3^{-1}\epsilon_3I\}.$$

其中:

$$\Upsilon_{41} = TA_\delta^{\mathrm{T}}S + TRA_\delta + T\hat{B}_{\delta F}C + T\hat{A}_{\delta F},$$
$$\Upsilon_{42} = TA_\delta^{\mathrm{T}}R + TRA_\delta + T\hat{B}_{\delta F}C + TC^{\mathrm{T}}\hat{B}_{\delta F}^{\mathrm{T}},$$
$$\Upsilon_{43} = TB_\delta^{\mathrm{T}}R + TD^{\mathrm{T}}\hat{B}_{\delta F}^{\mathrm{T}},$$
$$\Upsilon_{44} = T(RA_\delta + \hat{B}_{\delta F}C + \hat{A}_{\delta F}),$$
$$\Upsilon_{45} = TRA_\delta + T\hat{B}_{\delta F}C,$$
$$\Upsilon_{46} = TRB_\delta + T\hat{B}_{\delta F}D,$$
$$\Upsilon_{47} = TL - T\hat{C}_{\delta F},$$

那么滤波误差系统(11)是渐近稳定且具有H_∞性能约束(12).

如果上述的LMI有解, 非脆弱滤波器参数可由下式求得:

$$\begin{cases} A_{\delta F1} = (S-R)^{-1}\hat{A}_{\delta F}, \\ B_{\delta F1} = (S-R)^{-1}\hat{B}_{\delta F}, \\ C_{\delta F1} = \hat{C}_{\delta F}. \end{cases} \tag{18}$$

证 由定理1和引理2经过一些矩阵变换即可完成证明. 具体证明限于篇幅, 在此略去. 证毕.

注 1 式(17)不仅是关于矩阵变量, 也是关于标量γ的线性矩阵不等式组, 因此可将γ作为一个优化变量来得到最优扰动衰减水平, 即可通过求解如下的凸优化问题来设计系统(1)的最优全阶H_∞非脆弱滤波器:

$$\begin{cases} \min\limits_{S,R,\hat{A}_{\delta F},\hat{B}_{\delta F},\hat{C}_{\delta F},\epsilon_1,\epsilon_2,\epsilon_3,\theta} \theta, \theta = \gamma^2, \\ \text{s.t. 式(17)} \end{cases} \tag{19}$$

则最优扰动衰减水平为$\gamma^* = \theta^*$, θ^*为θ的最优值, 且满足要求的滤波器参数矩阵可由式(18)求得.

注 2 定理1给出了具有滤波器参数乘性变化时的滤波器存在的充分条件. 当滤波器参数变化幅度为$\Delta_1 = 0$, $\Delta_2 = 0$, $\Delta_3 = 0$时, 就退化为常规滤波器设计方法, 即式(17)退化为

$$\begin{bmatrix} TSA_\delta + TA_\delta^{\mathrm{T}}S & * & * & * & * & * \\ \Upsilon_{41} & \Upsilon_{42} & * & * & * & * \\ TB_\delta^{\mathrm{T}}S & \Upsilon_{43} & -\gamma^2T^2I & * & * & * \\ TSA_\delta & TSA_\delta & TSB_\delta & -S & * & * \\ \Upsilon_{44} & \Upsilon_{45} & \Upsilon_{46} & -I & -R & * \\ \Upsilon_{47} & TL & 0 & 0 & 0 & -I \end{bmatrix} < 0. \tag{20}$$

4 数值例子(Numerical simulation)

本节将一个连续系统进行Delta算子离散化, 并就不同采样周期情况下进行数值仿真, 仿真结果说明了文中所提方法的有效性.

考虑如下连续系统模型:

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} -0.7 & 0.4 & 0.6 \\ -0.4 & -0.5 & 0.4 \\ -0.6 & -0.4 & -0.5 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0.05 & 0 \\ 0.05 & 0 \\ 0.06 & 0 \end{bmatrix} w(t),$$
$$y(t) = [3 \quad -2 \quad -1]x(t) + [1 \quad 0.9]w(t),$$
$$z(t) = [2 \quad 1 \quad 3]x(t).$$

且非脆弱滤波器中的已知参数为

$$H_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, E_1 = 0.01 * \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix},$$
$$H_2 = 1, \ E_2 = 0.01,$$
$$H_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, E_3 = 0.01 * \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix},$$
$$\rho_1 = \rho_2 = \rho_3 = 1.$$

1) 当采样周期$T = 0.1$时, 对应的Delta算子离散系统为

$$A_\delta = \begin{bmatrix} -0.7005 & 0.3650 & 0.5720 \\ -0.3876 & -0.5029 & 0.3687 \\ -0.5569 & -0.3914 & -0.5123 \end{bmatrix},$$
$$B_\delta = \begin{bmatrix} 0.0509 & 0 \\ 0.0489 & 0 \\ 0.0561 & 0 \end{bmatrix}.$$

应用MATLAB LMI Toolbox求解优化问题式(19), 可得最优$\gamma = 0.2334$时的滤波器参数为

$$A_{\delta F1} = \begin{bmatrix} -0.7961 & -0.8283 & 0.2069 \\ -0.3943 & -1.0922 & -0.2148 \\ -0.4799 & -0.3978 & -1.1549 \end{bmatrix},$$
$$B_{\delta F1} = \begin{bmatrix} 0.0901 \\ 0.0735 \\ 0.0628 \end{bmatrix},$$

$$C_{\delta F1} = \begin{bmatrix} 1.1850 & 1.9863 & 3.0459 \end{bmatrix}.$$

为了说明非脆弱滤波器设计方法的优越性, 下面与常规滤波器($\Delta_1 = 0$, $\Delta_2 = 0$, $\Delta_3 = 0$)进行比较. 常规滤波器的最优扰动衰减性能指标$\gamma_{\rm opt} = 0.2276$. 但是如果常规滤波器的参数发生式(7)的变化, 即取$F_1 = I$, $F_2 = I$, $F_3 = I$时, 扰动衰减性能指标$\gamma = 13.9138$. 而本文的滤波器在式(6)的变化范围内时, $\gamma = 0.2334$. 可见本文设计的非脆弱滤波器具有明显的优越性.

2) 当采样周期$T = 0.0001$时, Delta算子离散系统为

$$A_\delta = \begin{bmatrix} -0.7000 & 0.4000 & 0.6000 \\ -0.4000 & -0.5000 & 0.4000 \\ -0.6000 & -0.4000 & -0.5000 \end{bmatrix},$$

$$B_\delta = \begin{bmatrix} 0.0500 & 0 \\ 0.0500 & 0 \\ 0.0600 & 0 \end{bmatrix}.$$

应用MATLAB LMI Toolbox求解优化问题式(19), 可得最优$\gamma = 6.2814$时的滤波器参数为

$$A_{\delta F1} = \begin{bmatrix} -0.7941 & 0.2947 & 0.6758 \\ -0.5475 & -0.4595 & 0.4079 \\ -0.7907 & -0.2595 & -0.4560 \end{bmatrix},$$

$$B_{\delta F1} = \begin{bmatrix} 0.0514 \\ 0.0510 \\ 0.0586 \end{bmatrix},$$

$$C_{\delta F1} = \begin{bmatrix} -5.4339 & 16.2806 & -3.9780 \end{bmatrix}.$$

此时, 常规滤波器的最优扰动衰减性能指标$\gamma_{\rm opt} = 6.1816$. 但是如果常规滤波器的参数发生式(7)的变化, 即取$F_1 = I, F_2 = I, F_3 = I$时, 扰动衰减性能指标$\gamma = 60.2370$. 而本文的滤波器在式(6)的变化范围内时, $\gamma = 6.2814$. 可见本文设计的非脆弱滤波器具有明显的优越性.

3) 当采样周期$T = 1$时, 对应的Delta算子离散系统为

$$A_\delta = \begin{bmatrix} -0.6338 & 0.1311 & 0.3362 \\ -0.2599 & -0.4823 & 0.1526 \\ -0.2504 & -0.2814 & -0.5360 \end{bmatrix},$$

$$B_\delta = \begin{bmatrix} 0.0511 & 0 \\ 0.0366 & 0 \\ 0.0269 & 0 \end{bmatrix}.$$

应用MATLAB LMIToolbox求解优化问题式(19), 可得最优$\gamma = 0.2265$时的滤波器参数为

$$A_{\delta F1} = \begin{bmatrix} -0.6226 & 0.0223 & 0.4544 \\ -0.2850 & -0.5194 & 0.2129 \\ -0.3263 & -0.1884 & -0.5327 \end{bmatrix},$$

$$B_{\delta F1} = \begin{bmatrix} 0.0323 \\ 0.0218 \\ 0.0143 \end{bmatrix},$$

$$C_{\delta F1} = \begin{bmatrix} 1.4522 & 1.6171 & 2.5872 \end{bmatrix}.$$

此时, 常规滤波器的最优扰动衰减性能指标$\gamma_{\rm opt} = 0.2190$. 但是如果常规滤波器的参数发生式(7)的变化, 即取$F_1 = I$, $F_2 = I$, $F_3 = I$时, 扰动衰减性能指标$\gamma = 437.1150$. 而本文的滤波器在式(6)的变化范围内时, $\gamma = 0.2265$. 可见本文设计的非脆弱滤波器具有明显的优越性.

5 结论(Conclusion)

本文研究了具有乘性滤波器参数变化的Delta算子系统的非脆弱H_∞滤波器设计问题, 并基于线性矩阵不等式(LMI)方法, 给出该非脆弱H_∞滤波器存在的充分条件. 所设计Delta算子系统的非脆弱H_∞滤波器既能使滤波误差系统稳定, 又能保证系统具有一定的H_∞性能. 本文提出的方法可以推广到参数不确定及时滞的Delta算子系统的鲁棒非脆弱H_∞滤波器的设计.

参考文献(References):

[1] 向峥嵘, 张端金, 陈庆伟, 等. 不确定模糊Delta算子系统的鲁棒H_∞控制[J]. 控制理论与应用, 2004, 21(2): 299 – 301.
(XIANG Zhengrong, ZHANG Duanjin, CHEN Qingwei, et al. Robust and H_∞ control for a class of fuzzy systems using Delta operater[J]. *Control Theory & Applications*, 2004, 21(2): 299 – 301.)

[2] 张端金, 吴捷. 误差方差约束下Delta算子不确定系统的鲁棒H_∞滤波[J]. 控制理论与应用, 2003, 20(2): 307 – 311.
(ZHANG Duanjin, WU Jie. Robust H_∞ filtering for Delta operator formulated uncertain systems with error variance constraints[J]. *Control Theory & Applications*, 2003, 20(2): 307 – 311.)

[3] KEEL L H, BHATTACHARYYA S P. Robust, fragile, or optimal[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1997, 42(8): 1098 – 1105.

[4] YANG G H, WANG J L. Robust non-fragile Kalman filtering for uncertain linear systems with estimation gain uncertainty[J]. *IEEE Transactions on Automatatic Control*, 2001, 46(2): 343 – 348.

[5] 王武, 郭祥贵, 杨富文. 线性系统的非脆弱H_∞滤波[J]. 控制与决策, 2008, 23(5): 503 – 506, 510.
(WANG Wu, GUO Xianggui, YANG Fuwen. Non-fragile H_∞ filtering for linear system[J]. *Control and Decision*, 2008, 23(5): 503 – 506, 510.)

[6] 熊军林, 张庆灵. 具有结构不确定性的时滞系统的最优非脆弱保性能控制[J]. 控制理论与应用, 2005, 22(3): 503 – 506.
(XIANG Junlin, ZHANG Qingling. Optimal non-fragile guaranteed cost control for time-delay systems with structured uncertainties[J]. *Control Theory & Applications*, 2005, 22(3): 503 – 506.)

[7] YANG G H, CHE W W. Non-fragile H_∞ filter design with additive gain variations[C]//*Proceedings of the 45th IEEE Conference on*

Decision and Control. San Diego, USA: IEEE Press, 2006: 4775 – 4780.

[8] LIN R, YANG F, CHEN Q. Design of robust non-fragile H_∞ controller based on Delta operator theory[J]. *Journal of Control Theory and Applications*, 2007, 5(4): 404 – 408.

[9] XIE L, FU M, DE SOUZA C E. H_∞ control and quadratic stabilization of systems with parameter uncertainty via output feedback[J]. *IEEE Transactions on Automation Control*, 1992, 37(8): 1253 – 1256.

作者简介:

王 武 (1973—), 男, 副教授, 博士, 目前研究方向为网络化系统的控制与滤波、非脆弱控制, E-mail: wangwu@fzu.edu.cn;

郭祥贵 (1982—), 男, 硕士研究生, 目前研究方向为非脆弱控制器及滤波器设计;

冉华军 (1972—), 男, 博士研究生, 目前研究方向为非脆弱控制器及滤波器设计;

杨富文 (1963—), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为鲁棒控制、鲁棒滤波、迭代学习控制等.

(上接第1071页)

[6] GARCIA C E, MORARI M. Internal model control-2: Design procedure for multivariable system[J]. *Industrial Engineering Chemistry Process Design and Development*, 1985a, 24(2): 472 – 484.

[7] GARCIA C E, MORARI M. Internal model control 3: Multivariable control law computationand tuning guidelines[J]. *Industrial Engineering Chemistry Process Design and Development*, 1985b, 24(2): 484 – 494.

[8] 张智焕, 王树青. 非线性系统的多内模控制[J]. 浙江大学学报(工学版), 2003, 37(1): 56 – 59.
(ZHANG Zhihuan, WANG Shuqing. Multiple internal model design for nonlinear system[J]. *Journal of Zhejiang University: Engineering Science*, 2003, 37(1): 56 – 59.)

[9] VAPNIK V N. *Statistical Learning Theory*[M]. New York: John Wiley Press, 1998.

[10] SUYKENS J A K, VANDEWALLE J. Least squares support vector machine classifiers[J]. *Neural Processing Letters*, 1999, 9(3): 293 – 300.

[11] SUYKENS J A K, LULAS L, VANDEWALLE J. Sparse approximation using least squares support vector machine[C]//*IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. Switzerland: Geneva, 2000, 2: 757 – 760.

[12] SUYKENS J A K. Support vector machines: A nonlinear modeling and control perspective[J]. *European Journal of Control*, 2001, 7(2/3): 311 – 327.

[13] 王宇红, 黄德先, 高东杰, 等. 基于支持向量机的非线性预测控制技术[J]. 信息与控制, 2004, 33(2): 33 – 140.
(WANG Yuhong, HUANG Dexian, GAO Dongjie, et al. Nonlinear predictive control based on support vector machine[J]. *Information and Control*, 2004, 33(2): 133 – 140.)

[14] SONG F H, LI P. MIMO decoupling control based on support vector machines th-order inversion[C]//*Proceedings of the 6th World Congress on Intelligent Control and Automation(WCICA'2006)*. [S.l.]: [s.n.], 2006, 1(21/23): 1002 – 1006.

[15] 钟伟民, 皮道映, 孙优贤. 基于支持向量机的直接逆模型辨识[M]. 控制理论与应用, 2005, 22(2): 307 – 310.
(ZHONG Weimin, PI Daoying, SUN Youxian. Support vector machine based direct inverse-model identification[J]. *Control Theory & Applications*, 2005, 22(2): 307 – 310.)

[16] MORARI M, ZAFIRIOU E. *Robust Process Control*[M]. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1989.

作者简介:

宋夫华 (1977—), 男, 博士, 研究方向为复杂系统建模与智能控制, E-mail: sfhxx@163.com;

郑恩辉 (1975—), 男, 研究方向为(代价敏感)数据挖掘、复杂系统建模与控制, E-mail: ehzheng@cjlu.edu.cn.