

文章编号: 1001-0920(2009)06-0928-05

## 多输入多输出离散系统的量化 $H$ 滤波器设计

杨艳华<sup>1,2</sup>, 王 武<sup>2</sup>, 杨富文<sup>2</sup>

(1. 泉州师范学院 应用科技学院, 福建 泉州 362000; 2. 福州大学 电气工程与自动化学院, 福州 350108)

**摘 要:** 研究多输入多输出线性离散系统的量化  $H$  滤波器设计问题. 每路输出采用一个独立的静态对数量化器. 采用扇形界方法描述量化误差, 并将量化滤波问题转化为范数不确定系统的滤波问题. 进而采用线性矩阵不等式方法设计线性  $H$  滤波器, 使滤波误差系统渐近稳定并具有给定的  $H$  性能. 数值仿真表明了设计方法的有效性.

**关键词:** 多输入多输出系统; 对数量化; 扇形界方法;  $H$  滤波; 线性矩阵不等式

**中图分类号:** TP13 **文献标识码:** A

## Quantized $H$ filter design for discrete-time MIMO systems

YANG Yan-hua<sup>1,2</sup>, WANG Wu<sup>2</sup>, YANG Fu-wen<sup>2</sup>

(1. College of Applied Science and Technology, Quanzhou Normal University, Quanzhou 362000, China; 2. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China. Correspondent: WANG Wu, E-mail: wangwu@fzu.edu.cn)

**Abstract:** A quantized  $H$  filtering problem is proposed for linear discrete-time MIMO systems. A separate and static logarithmic quantizer for each output channel is modeled. The sector bound approach is used to describe the quantization error. Then, the quantized filtering problem is turned to the filtering problem of uncertainty systems. A linear  $H$  filter is designed such that the error systems are asymptotic stable and guarantee a prescribed  $H$  performance in term of linear matrix inequality (LMI). Finally, a numerical simulation example shows the effectiveness of the proposed design approach.

**Key words:** MIMO systems; Logarithmic quantization; Sector bound approach;  $H$  filtering; LMI

### 1 引 言

信号的量化在自动控制领域中使用非常普遍, 随着计算机技术的发展, 现代控制系统越来越依赖于精度有限的计算机等数字设备. 特别是在近几年出现的网络控制中, 被控对象和控制器之间的信号通过有限容量的网络传输, 测量信号和控制信号在传输前通常需要进行量化. 但量化作用会引入量化误差, 从而对控制系统的稳定性和性能造成影响, 因此, 人们越来越重视研究量化对控制系统的影响问题<sup>[1-7]</sup>.

量化器按所采用的方法主要分为两种: 一种是静态的和时不变的, 即无记忆量化器<sup>[1-5]</sup>; 另一种是动态的和时变的<sup>[6,7]</sup>. 动态和时变的量化器优于无记忆量化器, 目前这种量化器还只是用于稳定性问题的研究. 对于无记忆量化器的研究, 文献[1]研究了单输入单输出(SISO)系统的量化控制问题; 文献

[2]在此基础上采用扇形界方法描述量化误差, 给出了 SISO 和多输入多输出(MIMO)线性离散系统的反馈稳定性且具有  $H$  性能的结果. 量化器常见的表示形式有对数量化器和信息编码器. 文献[2,3]选用对数量化器, 采用扇形界方法描述量化误差, 将量化问题转化为鲁棒控制问题进行控制器的设计; 文献[1,4]将量化器当作一个信息编码器, 通过研究获得某一特定的性能指标量化器到底需要传输多少信息来进行量化的研究.

沿用文献[2]研究量化的方法, 本文研究给定量化密度的 MIMO 线性离散系统的量化  $H$  滤波问题. 每路输出采用一个量化器, 这些对数量化器是静态的且相互独立, 将量化误差界定在一个扇形界内, 从而将量化问题转化为与量化密度相关的参数不确定问题. 最后利用 LMI 方法给出了全阶滤波器存在的充分条件, 所设计的滤波器使得滤波误差系统是

收稿日期: 2008-05-10; 修回日期: 2008-10-09.

基金项目: 国家自然科学基金项目(60604027, 60874059); 福建省自然科学基金项目(2007J0018, 2008J0191).

作者简介: 杨艳华(1983—), 女, 福建莆田人, 助教, 硕士, 从事网络化系统的研究; 杨富文(1963—), 男, 福建莆田人, 教授, 博士生导师, 从事网络化系统的控制与滤波等研究.

渐近稳定的且具有给定的 H 性能.

## 2 问题的描述

本文考虑的量化器定义为: 量化器函数  $f(\cdot) : R^1 \rightarrow D, D$  是空间  $R^1$  的子集, 由此量化函数  $f(\cdot)$  将空间分成不相交的量化区域  $D$ , 并且每个量化水平反映一个区域.

考虑对数量化器, 即量化水平具有如下形式<sup>[2]</sup>:

$$U = \{ \pm u_i, u(i) = i u_{(0)}, i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \} \\ \{ \pm u_{(0)} \} \setminus \{ 0 \}, 0 < u_{(0)} < 1, u_{(0)} > 0. \quad (1)$$

相应的量化器函数定义为<sup>[2]</sup>

$$f(v) = \begin{cases} u_i, & \frac{1}{1+\rho} u_i < v < \frac{1}{1-\rho} u_i, v > 0; \\ 0, & v = 0; \\ -f(-v), & v < 0. \end{cases} \quad (2)$$

其中  $\rho = (1 - \delta) / (1 + \delta)$ .

量化误差定义为<sup>[2]</sup>

$$e_j = f(v_j) - v_j = -\rho_j(v_j) v_j. \quad (3)$$

其中:  $|\rho_j(v_j)| < \rho_j, j = 1, 2, \dots, m; m$  为系统输出维数.

用  $N[l, 1/\rho]$  表示在区间  $[l, 1/\rho]$  上的量化水平个数, 则量化密度可定义为<sup>[2]</sup>

$$f = \limsup \frac{N[l, 1/\rho]}{\ln \frac{1}{\rho}}. \quad (4)$$

量化水平的个数不等于零, 并且有限的量化密度随着区间  $[l, 1/\rho]$  的增加而呈对数增大. 量化密度越小, 表明量化器的精度越低. 一个有限的量化器, 即量化器的量化水平个数是有限的, 则量化密度  $f = 0$ ; 而一个线性量化器的量化密度  $f = \frac{1}{\ln 2}$ .

对于对数量化器(1), 很容易得出量化密度  $f = 2 / \ln(1/\rho)$ , 即  $\rho$  越小, 量化密度  $f$  越小. 因此本文用  $\rho$  代替  $f$  来表示量化密度. 对数量化器可用图 1 来说明. 从图中可以看出, 量化误差可以界定在一个扇形域里, 即扇形界方法. 本文考虑 MIMO 系统的量化问题, 每路输出都采用一个量化器对其进行量化, 这些量化器是静态的且相互独立.

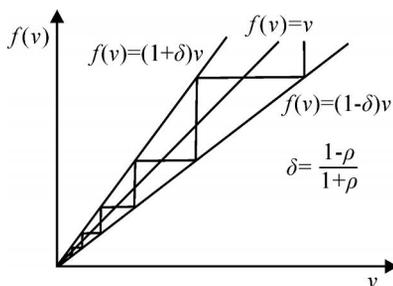


图 1 对数量化器

本文考虑如下线性离散系统:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bw(k), \\ z(k) &= Lx(k) + Tw(k), \\ y(k) &= Cx(k). \end{aligned} \quad (5)$$

其中:  $x(k) \in R^n$  是系统状态向量;  $w(k) \in R^r$  是外部扰动, 属于  $l_2[0, \infty)$ ;  $z(k) \in R^p$  是被估计状态;  $y(k) \in R^m$  是测量输出向量;  $A, B, L, T, C$  是已知的实矩阵.

设计  $n$  阶滤波器

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1) &= A_f \hat{x}(k) + B_f f(y(k)), \\ \hat{z}(k) &= C_f \hat{x}(k) + D_f f(y(k)). \end{aligned} \quad (6)$$

其中:  $\hat{x}(k) \in R^n$  表示状态估计;  $A_f, B_f, C_f, D_f$  是要设计的滤波器参数;  $f(\cdot)$  是量化函数.

由式(5)和(6)可以得到如下增广系统:

$$\begin{aligned} x_f(k+1) &= A_d(y(k)) x_f(k) + B_d w(k), \\ z_f(k) &= C_d(y(k)) x_f(k) + D_d w(k). \end{aligned} \quad (7)$$

其中

$$\begin{aligned} x_f(k) &= \begin{bmatrix} x(k) \\ \hat{x}(k) \end{bmatrix}, z_f(k) = z(k) - \hat{z}(k), \\ A_d(y(k)) &= \begin{bmatrix} A & 0 \\ B_f(I + C(y(k))) & A_f \end{bmatrix}, \\ C_d(y(k)) &= [L - D_f(I + C(y(k))) \quad C_f], \\ B_d &= \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}, D_d = T, \end{aligned} \quad (8)$$

且  $(y(k))$  满足式(3).

本文的目标是设计形如式(6)的全阶滤波器, 使得:

- 1) 在外部扰动  $w(k) = 0$  的情况下, 滤波误差系统(7)是渐近稳定的.
- 2) 在零初始条件下, 滤波误差系统(7)具有 H 性能 ( $\gamma > 0$ ), 即满足

$$z(k)^T z(k) < \gamma^2 w(k)^T w(k), \forall w(k) \neq 0. \quad (9)$$

其中

$$z(k)^T z(k) = \sum_{k=0}^{\infty} z^T(k) z(k),$$

$$w(k)^T w(k) = \sum_{k=0}^{\infty} w^T(k) w(k).$$

**引理 1**<sup>[2]</sup>  $f_j(\cdot) (j = 1, 2, \dots, m)$  为量化水平满足式(1)的一组量化器, 其中  $u_j^{(0)}$  可能不相等且  $0 < \rho_j < 1$ . 对于所有的  $1 \leq i, j \leq m, i \neq j$ , 若  $\ln \rho_i / \ln \rho_j$  是无理数, 则对于给定实矩阵  $K \in R^{m \times n}, \rho = \begin{bmatrix} \rho_1 & \dots & \rho_m \end{bmatrix}^T \in R^{1 \times m}$  和矩阵函数  $\phi(\cdot) : R^m \rightarrow R^{n \times n}$ , 定义

$$\phi(\cdot) = \rho + \phi(\cdot) K + K^T \phi(\cdot). \quad (10)$$

假设  $\phi(\cdot)$  是严格的凸多面体, 如果

$$\phi(\cdot) < 0, \forall |\rho_j| < \rho_j, j = 1, 2, \dots, m, \quad (11)$$

则

$$x^T ( ( Kx)) x < 0, \forall x \neq 0, x \in R^n. \quad (12)$$

反之,若式(12)成立,则对于任意小的  $\epsilon > 0$ ,有

$$| \lambda_j | < 1, \forall | \lambda_j | > 1 - \epsilon, j = 1, 2, \dots, m. \quad (13)$$

引理2<sup>[8]</sup> 取  $M = M^T, H$ 和  $E$ 为合适维数的实矩阵,且  $F^T F = I$ ,则以下条件等价:

$$1) M + HFE + E^T F^T H^T < 0; \quad (14)$$

2) 存在常数  $\alpha > 0$ ,使得

$$\begin{bmatrix} M & H & E^T \\ H^T & -\frac{1}{\alpha}I & 0 \\ E & 0 & -I \end{bmatrix} < 0. \quad (15)$$

### 3 主要结果

定理1 对于系统(5)和给定的量化密度  $0 <$

$\rho < 1, j = 1, 2, \dots, m$ ,考虑如下辅助系统

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bw(k), \\ z(k) &= Lx(k) + Tw(k), \\ y(k) &= Cx(k), \\ v(k) &= (I + \rho(k))y(k). \end{aligned} \quad (16)$$

$n$ 阶滤波器为

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1) &= A_f \hat{x}(k) + B_f v(k), \\ \hat{z}(k) &= C_f \hat{x}(k) + D_f v(k). \end{aligned} \quad (17)$$

其中:  $\rho(k) = \text{diag}\{\rho_1(k), \rho_2(k), \dots, \rho_m(k)\}$ ;对于所有的  $k$ 有  $| \rho_j(k) | < \rho_j, j = 1, 2, \dots, m, \rho_j = (1 - \epsilon_j)/(1 + \epsilon_j)$ ,且  $v(k)$ 是量化输出.若式(16)和(17)组成的增广系统是渐近稳定的且具有  $H$ 性能,则增广系统(7)是渐近稳定的且具有  $H$ 性能;反之,若增广系统(7)是渐近稳定的且具有  $H$ 性能,且当  $m > 1$ 时,对所有的  $i = j, \ln \rho_i / \ln \rho_j$ 是无理数,则对于任意小的  $\epsilon > 0$ ,当  $| \rho_j(k) | < \rho_j - \epsilon$ 时,式(16)和(17)组成的增广系统是渐近稳定的且具有  $H$ 性能.

证明 由式(16)和(17)可以得到如下增广系统:

$$\begin{aligned} x_f(k+1) &= A_d(\rho(k))x_f(k) + B_d w(k), \\ z_f(k) &= C_d(\rho(k))x_f(k) + D_d w(k). \end{aligned} \quad (18)$$

其中

$$x_f(k) = \begin{bmatrix} x(k) \\ \hat{x}(k) \end{bmatrix}, z_f(k) = z(k) - \hat{z}(k),$$

$$A_d = A_{d0} + A_{d1}(\rho(k))K,$$

$$A_{d0} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ B_f C & A_f \end{bmatrix}, A_{d1} = \begin{bmatrix} 0 \\ B_f \rho \end{bmatrix},$$

$$K = [C \ 0], B_d = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C_d = C_{d0} + C_{d1}(\rho(k))K,$$

$$C_{d0} = [L \ -D_f C \ \ -C_f],$$

$$C_{d1} = -D_f, D_d = T.$$

这里  $\rho(k) = \text{diag}\{\rho_1(k), \rho_2(k), \dots, \rho_m(k)\}$ ,且对所有的  $k$ 有  $| \rho_j(k) | < \rho_j, j = 1, 2, \dots, m$ .

当  $w(k) = 0$ 时,若增广系统(7)是渐近稳定的,则存在正定对称阵  $P$ 使得

$$\begin{aligned} V(k) &= V(k+1) - V(k) = \\ &x_f^T(k) (A_d^T(\rho(k))PA_d(\rho(k)) - \\ &P)x_f(k) < 0. \end{aligned} \quad (19)$$

对于所有的  $x_f \neq 0$ 和  $y = Cx = Kx_f$ ,由引理1可知,对于任意小的  $\epsilon > 0$ ,当  $| \rho_j(k) | < \rho_j - \epsilon$ 时,有  $x_f^T(k) (A_d^T(\rho(k))PA_d(\rho(k)) - P)x_f(k) < 0$ ,

即系统(18)是渐近稳定的.

若增广系统(18)是渐近稳定的,则存在正定对称阵  $P$ 使得式(20)成立.再由引理1可得式(19)成立,即增广系统(7)是渐近稳定的.

当  $w(k) \neq 0$ 时,系统(7)具有  $H$ 性能的充分条件是

$$\begin{aligned} V(k+1) - V(k) + \\ z_f^T(k)z_f(k) - \rho^2 w^T(k)w(k) = \\ \bar{x}^T ( ( \rho(k))) \bar{x} < 0. \end{aligned} \quad (21)$$

其中

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} x_f(k) \\ w(k) \end{bmatrix}, ( ( \rho(k))) = \begin{bmatrix} 11 & * \\ 21 & 22 \end{bmatrix},$$

$$11 = A_d^T(\rho(k))PA_d(\rho(k)) - P + C_d^T(\rho(k))C_d(\rho(k)),$$

$$21 = B_d^T PA_d(\rho(k)) + D_d^T C_d(\rho(k)),$$

$$22 = B_d^T PB_d + D_d^T D_d - \rho^2 I.$$

对于所有的  $\bar{x} \neq 0$ 和  $y = Cx = [C \ 0 \ 0]\bar{x}$ ,由引理1可知,对于任意小的  $\epsilon > 0$ ,当  $| \rho_j(k) | < \rho_j - \epsilon$ 时,有

$$\bar{x}^T ( ( \rho(k))) \bar{x} < 0. \quad (22)$$

其中

$$( ( \rho(k))) = \begin{bmatrix} 11 & * \\ 21 & 22 \end{bmatrix},$$

$$11 = A_d^T(\rho(k))PA_d(\rho(k)) - P + C_d^T(\rho(k))C_d(\rho(k)),$$

$$21 = B_d^T PA_d(\rho(k)) + D_d^T C_d(\rho(k)),$$

$$22 = B_d^T PB_d + D_d^T D_d - \rho^2 I.$$

即系统(18)具有  $H$ 性能.

若系统(18)具有  $H$ 性能,其充分条件是式(22)成立,由引理1可得式(21)成立,即增广系统(7)具有  $H$ 性能.

因此定理得证.

下面将由量化误差引入的不确定  $(k)$  转化为范数不确定. 式 (16) 中对于所有的  $k: |j(k)| < \epsilon_j, j = 1, 2, \dots, m$ , 由文献 [9] 可知, 令  $H = \text{diag}\{1, 2, \dots, m\}, \bar{F}(k) = H^{-1}(k)$ , 则

$$= H\bar{F}(k), \tag{23}$$

其中  $\bar{F}^T(k) \bar{F}(k) = I$ . 因此将量化问题转化为范数不确定问题.

定理 1 将滤波误差系统 (7) 是渐近稳定的且满足  $H$  性能指标的问题, 转化为滤波误差系统 (18) 是渐近稳定的且满足  $H$  性能指标. 因此, 只要证明滤波误差系统 (18) 是渐近稳定的且满足式 (9) 即可. 由此给出以下定理:

定理 2 给定量化密度  $0 < \epsilon_j < 1 (j = 1, 2, \dots, m)$  和  $\alpha > 0$ , 滤波误差系统 (7) 是渐近稳定的且具有  $H$  性能的充分条件是存在正定对称阵  $W, Y$ , 矩阵  $M, N, Z, D_f$  以及正实数  $a$ , 使得

$$\begin{bmatrix} 1 & * \\ & 2 \\ & & 3 \end{bmatrix} < 0. \tag{24}$$

其中

$$1 = \begin{bmatrix} -W & * & * & * & * \\ -W & -Y & * & * & * \\ 0 & 0 & -\epsilon^2 I & * & * \\ WA & WA & WB & -W & * \\ YA + ZC + M & YA + ZC & YB & -W & -Y \end{bmatrix},$$

$$2 = \begin{bmatrix} L - D_f C - N & L - D_f C & T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & H^T Z^T \\ aC & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$3 = \begin{bmatrix} -I & * & * \\ -H^T D_f^T & -aI & * \\ 0 & 0 & -aI \end{bmatrix}.$$

此时, 滤波器参数为

$$\begin{aligned} A_f &= (W - Y)^{-1} M, \\ B_f &= (W - Y)^{-1} Z, \\ C_f &= N, D_f = D_f. \end{aligned} \tag{25}$$

证明 滤波误差系统 (18) 是渐近稳定的且具有  $H$  性能的充分条件是<sup>[8]</sup>

$$\begin{bmatrix} -P & * & * & * \\ 0 & -\epsilon^2 I & * & * \\ PA_d & PB_d & -P & * \\ C_d & D_d & 0 & -I \end{bmatrix} < 0. \tag{26}$$

代入系统参数并由引理 2 可知, 存在常数  $\alpha > 0$ , 使得

$$\begin{bmatrix} -P & * & * \\ 0 & -\epsilon^2 I & * \\ PA_{d0} & PB_d & -P \\ C_{d0} & D_d & 0 \\ 0 & 0 & H^T A_{d1}^T P \\ K & 0 & 0 \\ * & * & * \\ * & * & * \\ * & * & * \\ -I & * & * \\ H^T C_{d1}^T & -\frac{1}{\alpha} I & * \\ 0 & 0 & -I \end{bmatrix} < 0. \tag{27}$$

余下的滤波器构造方法可参见文献 [10] 中定理 3 的滤波器构造方法.

### 4 数值仿真

系统参数如下:

$$A = \begin{bmatrix} 0.85 & -0.24 \\ 0.12 & 0.85 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0.4 \\ -0.2 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} 0.2 & -0.4 \\ -0.05 & -0.1 \end{bmatrix},$$

$$T = 0.3, L = [0.4 \ 0.3].$$

取量化密度为  $\epsilon_1 = 0.5873, \epsilon_2 = 0.5385$ . 则由  $\alpha = (1 - \epsilon_j) / (1 + \epsilon_j)$  可得  $H = \text{diag}(0.26, 0.3)$ . 利用 Matlab LMI Toolbox 对式 (24) 进行寻优, 得最优  $\alpha = 0.6641$  下的滤波器 (filter1) 参数为

$$A_f = \begin{bmatrix} 0.4358 & 0.3067 \\ 0.2099 & 0.7629 \end{bmatrix},$$

$$B_f = \begin{bmatrix} 2.1231 & -0.1946 \\ -0.5746 & -0.1218 \end{bmatrix},$$

$$C_f = [0.2640 \ 0.3676],$$

$$D_f = [0.7912 \ -0.1157].$$

在零初始状态下, 假设干扰输入

$$w(k) = \begin{cases} 2, 5 & k = 15; \\ -2, 45 & k = 55; \\ 0, & \text{其他.} \end{cases}$$

系统状态  $x(k)$  和滤波器估计状态  $x_{f1}(k)$  见图 2, 并可算得  $\|z(k)\|_2 = 2.7252, \|w(k)\|_2 = 8.9443$ , 则  $\|z(k)\|_2 / \|w(k)\|_2 = 0.3047 < \alpha = 0.6641$ .

下面与标准滤波器设计方法进行比较, 即与文献 [11] 中的定理 3.1 不考虑量化误差时设计的滤波器进行比较. 利用 Matlab LMI Toolbox 可得文献 [11] 中最优  $\alpha = 0.3002$  下的滤波器 (filter2) 参数为

$$A_f = \begin{bmatrix} -2.0184 & -4.0245 \\ 1.3782 & 2.7503 \end{bmatrix},$$

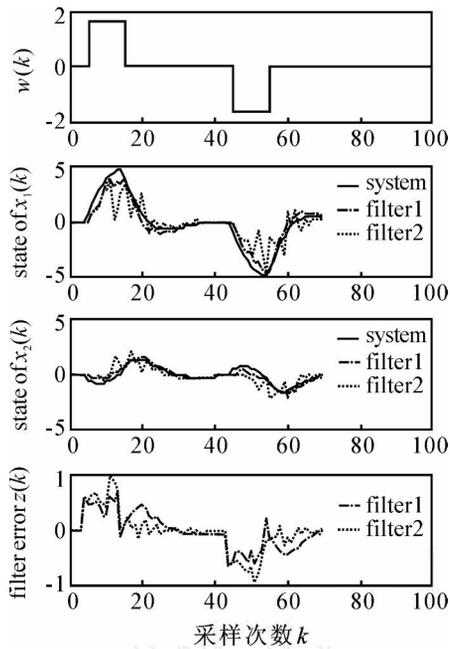


图2 外部干扰  $w(k)$ 、系统状态、滤波器估计状态和滤波误差

$$B_f = \begin{bmatrix} 1.9184 & -47.4318 \\ -0.5092 & 21.9957 \end{bmatrix},$$

$$C_f = [0.0018 \quad 0.0037],$$

$$D_f = [0.6267 \quad -5.4656],$$

在相同的干扰输入下,将上述量化器应用于该滤波器,此时的滤波器估计状态为  $x_{f2}(k)$ ,见图2. 计算得到  $H$  指标为  $z(k)_{2/} / w(k)_{2/} = 0.3469 > 0.3002$ ,同时也大于本文设计方法的  $0.3047$ . 可见,如果不考虑量化误差,则设计出的滤波器应用在量化系统中,不能满足  $H$  性能指标. 从图2还可以看出,如果不考虑量化误差,则设计的滤波器的估计状态跟踪系统状态的效果较差;而采用本文方法设计的滤波器的估计状态能较好地跟踪系统状态. 可见本文设计方法是有效的.

## 5 结 论

本文研究了对于给定量化密度的多输入多输出线性离散系统的量化  $H$  滤波器设计问题. 采用静态对数量化器,用扇形界方法来描述量化误差,从而将量化问题转化为与量化密度有关的参数变化问题,即将量化问题转化为参数不确定问题. 最后利用LMI方法给出了全阶滤波器存在的充分条件. 仿真结果验证了该方法的有效性.

## 参考文献(References)

- [1] Elia N, Mitter K. Stabilization of linear systems with limited information [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2001, 46(9): 1384-1400.
- [2] Fu M, Xie L. The sector bound approach to quantized feedback control [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2005, 50(11): 1698-1711.
- [3] Gao H, Chen T. A new approach to quantized feedback control systems [J]. Automatica, 2008, 44(2): 534-542.
- [4] Wong W S, Brockett R W. Systems with finite communication bandwidth constraints ( ): Stabilization with limited information feedback [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1999, 44(5): 1049-1053.
- [5] Kao C Y, Venkatesh S R. Stabilization of linear systems with limited information — Multiple input case [C]. Proc of American Control Conf. Anchorage, 2002, 2406-2411.
- [6] Tatikonda S, Mitter S. Control under communication constraints [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2004, 49(7): 1056-1068.
- [7] Brockett R W, Liberzon D. Quantized feedback stabilization of linear systems [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2000, 45(7): 1279-1289.
- [8] Xie L. Output feedback  $H$  control of systems with parameter uncertainty [J]. Int J of Control, 1996, 63(4): 741-750.
- [9] De Souza C E, Fu M, Xie L.  $H$  analysis and synthesis of discrete-time systems with time-varying uncertainty [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1993, 38(3): 459-462.
- [10] 王武, 林琼斌, 杨富文. 具有随机通讯时延的离散网络化系统的  $H$  滤波器设计 [J]. 控制理论与应用, 2007, 24(3): 366-370, 379. (Wang W, Lin Q B, Yang F W.  $H$  filter design for discrete-time networked systems with random communication delays [J]. Control Theory and Applications, 2007, 24(3): 366-370, 379.)
- [11] Palhares R M, Peres P L D. Robust  $H$  filter design with pole constraints for discrete-time systems [J]. J the Franklin Institute, 2000, 337(6): 713-723.