

文章编号: 1001-0920(2010)01-0059-05

## 不确定关联网络系统分散 $H$ 量化控制

陈 宁<sup>1</sup>, 翟贵生<sup>2</sup>, 桂卫华<sup>1</sup>, 刘玮瑛<sup>1</sup>

(1. 中南大学 信息科学与工程学院, 长沙 410083; 2. 大阪府立大学 工学院, 大阪 599-8531)

**摘 要:** 研究同时具有状态和控制输入的两量化器的不确定关联网络系统分散  $H$  状态反馈控制器和量化器参数的设计问题. 由于状态在传送到控制器之前, 以及控制器输入到系统时信号需要被量化, 使系统的性能不能得到保证. 为此, 提出了一种依赖于状态调节量化器参数的策略, 使得所得的闭环系统渐近稳定, 并且能获得在没有量化器情况下相同的  $H$  扰动抑制水平. 控制器的设计和量化器的参数都是根据子系统信息以分散的方式构造的.

**关键词:** 关联网络系统; 分散  $H$  控制; 量化器; 矩阵不等式

中图分类号: TP13

文献标识码: A

## Decentralized $H$ quantized control for uncertain interconnected networked systems

CHEN Ning<sup>1</sup>, ZHAI Gui-sheng<sup>2</sup>, GUI Wei-hua<sup>1</sup>, LIU Wei-ying<sup>1</sup>

(1. Institute of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, China; 2. Graduate School of Engineering, Osaka Prefecture University, Osaka 599-8531, Japan. Correspondent: CHEN Ning, E-mail: ningchen@mail.csu.edu)

**Abstract:** The  $H$  decentralized state feedback controllers and the quantizers' parameters of uncertain interconnected networked systems with two quantized signals in states and control inputs are studied. Since the states and control inputs need to be quantized by general quantizers before passing to the controllers and systems, the systems' performance is not guaranteed. Therefore, a state-dependent strategy for updating the quantizers' parameters is proposed, so that the closed-loop system is asymptotically stable and achieves the same  $H$  disturbance attenuation level as on no quantizers circumstance. Both the designed controllers and the quantizers' parameters are constructed in a decentralized manner, depending on local information.

**Key words:** Interconnected networked system; Decentralized  $H$  control; Quantizer; Matrix inequality

### 1 引 言

在经典的反馈控制理论中, 通常假设系统的输出能够直接传送到控制器, 控制信号能够直接传送到驱动器而不经数量化器. 但在网络控制系统中, 所有的信号通过网络传输时, 因没经过量化而存在着包丢失和数据传输速度限制等问题<sup>[1,2]</sup>. 信号量化问题是网络控制中一个重要的研究方向, 已受到了普遍的关注. 控制系统总是存在对量化的计算, 因此许多研究者对控制系统各种不同量化方法分析和设计进行了研究. 文献[3]研究了通过状态反馈量化控制使不稳定线性系统稳定的问题, 量化器在可数集合中取值. [4]中定义了一种在有限集合中取值的量化器, 研究了对于线性系统该量化器的量化反馈稳

定性问题. [4]的方法依赖于量化器参数离散实时调节, 而[5]将这个理论推广到了具有一般量化器的非线性系统, 包括状态、测量输出和控制输入的系统. [5]的这种思想和结论都借鉴了[6]中量化测量输出解决离散线性时不变系统稳定问题的研究.

文献[7]对于同时存在状态和控制输入两量化器的离散线性时不变系统的稳定性问题进行了研究. 与[5]假设的一样, 假定所考虑的系统稳定, 设计了不含量化器的状态反馈稳定控制器. 但是, 系统状态在传输到控制器之前是量化的, 控制输入在传送到系统之前也是量化的. 在网络控制系统中, 所有信息通过网络在控制系统各个部件间传输, 因为有量化效应存在, 系统的稳定性不能保证. [7]采用两个

收稿日期: 2009-02-12; 修回日期: 2009-06-16.

基金项目: 国家自然科学基金项目(60634020); 湖南省自然科学基金项目(07JJ6138).

作者简介: 陈宁(1970—), 女, 长沙人, 教授, 博士, 从事关联大系统和网络控制系统的分散控制理论及应用研究;

桂卫华(1950—), 男, 武汉人, 教授, 博士生导师, 从事工业大系统递阶和分散控制理论及应用等研究.

量化器,提出一种混合量化的状态反馈方法,其中量化器参数的值是离散的且实时可调.[8]将结果更进一步扩展到  $H$  反馈控制系统,讨论了状态反馈和动态输出反馈,重点提出了一种依赖于状态方法来调节量化器参数,使得系统渐近稳定和获得  $H$  扰动抑制水平.[8]调节量化器参数的控制方法借鉴于[4-7]的研究成果,但那些方法不能运用到  $H$  控制系统,因为得不到扰动输入值便不能将状态看作是不变的.相反,[8]的控制方法依赖于状态变量或输出变量,具有更好的鲁棒性.[9]将[8]的结果扩展到了具有一个量化器的分散  $H$  反馈控制系统中.

本文在文献[9]的基础上,研究了具有两个量化器的关联网系统的分散  $H$  控制问题.虽然对于3个和3个以上的子系统,本文的研究结果都有效,但本文假设关联网系统仅包含两个子系统.这两个子系统都有各自的状态、控制输入、扰动输入和控制输出,并且相互间的状态互相关联.

本文假设每个子系统都存在一个局部输出反馈,以保证全局稳定和得到  $H$  扰动抑制水平.然而,子系统的输出在传送到控制器之前就已量化,又因存在量化效应,全局稳定和得到  $H$  扰动抑制水平都难以保证.本文假设量化器参数可以迅速地调节,并且以合理的分散联机方式调节量化器参数,例如依赖每个子系统的输出信息改变参数值.在满足充分条件下,存在分散控制方法来更新每个量化器的“缩放”参数,从而保证了全局闭环系统渐近稳定,并得到了  $H$  扰动抑制水平.

## 2 问题描述

研究如图1所示具有两个子系统的关联网系统,其描述如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = (A_{11} + \Delta A_{11})x_1 + (A_{12} + \Delta A_{12})x_2 + B_{11}w_1 + B_{21}u_1, \\ z_1 = (C_1 + \Delta C_1)x_1 + D_1w_1; \\ \dot{x}_2 = (A_{21} + \Delta A_{21})x_1 + (A_{22} + \Delta A_{22})x_2 + B_{12}w_2 + B_{22}u_2, \\ z_2 = (C_2 + \Delta C_2)x_2 + D_2w_2. \end{cases} \quad (1)$$

其中:  $x_1 \in R^{n_1}$  和  $x_2 \in R^{n_2}$  是子系统状态,  $u_1 \in R^{m_1}$  和  $u_2 \in R^{m_2}$  是控制输入,  $w_1 \in R^{h_1}$  和  $w_2 \in R^{h_2}$  是扰动输入,  $z_1 \in R^{p_1}$  和  $z_2 \in R^{p_2}$  是控制输出.  $A_{ij}, B_{ij}, C_i, D_i$  是适当维数常量矩阵.式(1)中的  $(A_{12} + \Delta A_{12})x_2$  和(2)中的  $(A_{21} + \Delta A_{21})x_1$  是两个子系统间关联项.  $A_{ij}, C_i$  是系统模型中参数不确定性的未知实矩阵,且具有范数有界形式

$$A_{ij} = F_{ij} H_{ij}, \quad C_i = E_i S_i, \quad i, j = 1, 2. \quad (3)$$

式中:  $F_i, H_{ij}, G_i, S_i$  都是具有适当维数的常数矩阵,

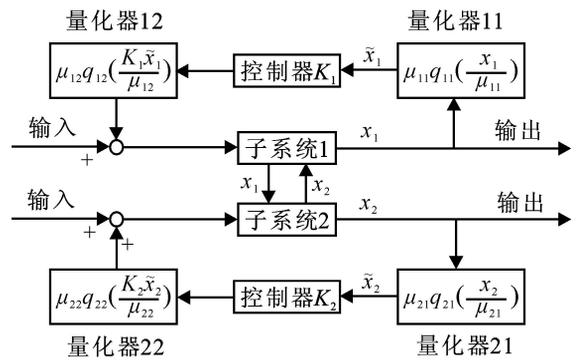


图1 具有两个量化器的关联反馈控制系统  
反映了不确定参数的结构信息.  $\mu_{ij}, i$  为未知常数矩阵,并且满足

$$\begin{aligned} & \mu_{ij}^{-1} = I, \quad \mu_{ij}^T = I, \\ & \mu_{ij} = \begin{bmatrix} \mu_{11} & \mu_{12} \\ \mu_{21} & \mu_{22} \end{bmatrix}, \quad \mu_{ij}^{-1} = \begin{bmatrix} \mu_{11}^{-1} & 0 \\ 0 & \mu_{22}^{-1} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

下面给出量化器的一般定义<sup>[5]</sup>.令  $z \in R^l$  为被量化变量,量化器被设计成分段常函数  $q: R^l \rightarrow D$ ,  $D$  是  $R^l$  的有限子集.这样,使得  $R^l$  分割出有限量化区域  $\{z \in R^l | q(z) = i, i \in D\}$ .假设这些量化区域不包括任何特殊形式,并存在满足以下条件的正实数  $L$  和  $\epsilon$ :

1) 当  $|z| \leq L$  时,有

$$|q(z) - z| \leq \epsilon; \quad (4)$$

2) 当  $|z| > L$  时,有

$$|q(z)| \leq L + \epsilon. \quad (5)$$

本文中,定义  $\|\cdot\|$  是  $n$  维向量空间  $R^n$  中标准的欧氏范数,  $\|\cdot\|$  是相应的  $R^{n \times n}$  空间矩阵范数,  $L$  和  $\epsilon$  分别是函数  $q$  和量化误差的取值范围.条件(4)给出了量化器不饱和时的量化误差的边界,条件(5)给出了探测饱和度可能性的方法.同样,假设当  $x$  在原点邻域时,  $q(x) = 0$ .文献[4]的矩形量化区域给出了满足上述要求的例子.

采用如下的量化测量形式:

$$q_\mu(z) = \mu q\left(\frac{z}{\mu}\right), \quad (6)$$

其中参数  $\mu > 0$ .当  $\mu = 0$  时,被看作是量化器输出为0的集合.  $L\mu$  是量化器的范围,  $\mu$  是量化误差.根据系统局部测量输出来调节  $\mu$ ,通过调节缩放变量  $\mu$ ,所设计的量化控制能保证系统收敛到平衡点.

假设不考虑量化器的分散状态反馈如下:

$$u_1 = K_1 x_1, \quad u_2 = K_2 x_2, \quad (7)$$

其中  $K_1$  和  $K_2$  是常数矩阵.

须证明由式(1)~(3)和(7)组成的闭环系统渐近稳定,且  $w = [w_1^T, w_2^T]^T$  到  $z = [z_1^T, z_2^T]^T$  的传递函数的  $H$  范数小于给定的指标.闭环系统可写为

$$\begin{cases} \dot{x} = (A + A)x + B_1 w, \\ z = (C + C)x + Dw. \end{cases} \quad (8)$$

其中

$$x = [x_1^T, x_2^T]^T, \\ A = \begin{bmatrix} A_{11} + B_{21} K_1 & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} + B_{22} K_2 \end{bmatrix}, \\ A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} B_{11} & 0 \\ 0 & B_{12} \end{bmatrix}, \\ D = \begin{bmatrix} D_1 & 0 \\ 0 & D_2 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & C_2 \end{bmatrix}, \\ C = \begin{bmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & C_2 \end{bmatrix}.$$

在给出主要的定理之前,先介绍以下引理:

**引理 1**<sup>[10]</sup> 设  $E$  和  $F$  是具有合适维数的矩阵,且  $E$  是对称的矩阵,对所有的  $x$  满足  $x^T E x < 0$ , 且当且仅当存在标量  $\alpha > 0$  使得下式成立:

$$E + E F + E^T F^T < 0, \\ E + E E^T + \alpha^{-1} F^T F < 0.$$

下面给出闭环系统(7)渐近稳定且具有 H 性能及分散 H 控制器存在的充分条件.

**引理 2** 对于系统(1)和(2),给定常数  $\alpha > 0$ , 若存在正定块对角矩阵  $Q_1$  和  $Q_2$ , 任意矩阵  $M_1, M_2$  和常数  $\beta_1 > 0, \beta_2 > 0, \beta_3 > 0$ , 使得如下不等式成立:

$$\begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} & \beta_{13} \\ * & \beta_{22} & 0 \\ * & * & \beta_{33} \end{bmatrix} < 0, \quad (9)$$

则闭环系统(8)渐近稳定且具有 H 性能. 其中

$$\beta_{11} = \begin{bmatrix} \beta_{111} & A_{12} Q_2 + Q_1 A_{21}^T \\ * & \beta_{112} \end{bmatrix}, \\ \beta_{111} = A_{11} Q_1 + B_{21} M_1 + (A_{11} Q_1 + B_{21} M_1)^T + (\beta_1 + \beta_2) F_1 F_1^T, \\ \beta_{112} = A_{22} Q_2 + B_{22} M_2 + (A_{22} Q_2 + B_{22} M_2)^T + (\beta_1 + \beta_2) F_2 F_2^T, \\ \beta_{12} = \begin{bmatrix} Q_1 C_1^T & B_{11} \\ Q_2 C_2^T & B_{12} \end{bmatrix}, \\ \beta_{22} = \begin{bmatrix} -I + \beta_3 (G_1 G_1^T + G_2 G_2^T) & D \\ * & -P \end{bmatrix}, \\ \beta_{13} = \begin{bmatrix} Q_1 H_{11}^T & 0 & Q_2 H_{12}^T & 0 & Q_1 S_1^T & 0 \\ 0 & Q_2 H_{22}^T & 0 & Q_1 H_{21}^T & 0 & Q_2 S_2^T \end{bmatrix}, \\ \beta_{33} = \text{diag}\{-\beta_1 I, -\beta_1 I, -\beta_2 I, -\beta_2 I, -\beta_3 I, -\beta_3 I\}.$$

分散状态反馈控制器的系数为  $K_1 = M_1 Q_1^{-1}$ ,  $K_2 = M_2 Q_2^{-1}$ .

假设  $m(\cdot)$  和  $M(\cdot)$  分别表示对称矩阵最小和

最大特征值,且对于任意的正定矩阵  $W$ , 有

$$m(W) / |x|^2 \leq x^T W x \leq M(W) / |x|^2$$

对于任意的  $x$  都成立.

如图 1 所示,考虑具有状态和控制输入的两个量化器的不确定关联网系统. 假设第  $i$  个子系统两个量化器的量化函数分别为  $q_{i1}$  和  $q_{i2}$ , 量化范围分别为  $L_{i1}$  和  $L_{i2}$ , 量化参数分别为  $\mu_{i1}$  和  $\mu_{i2}$ , 量化误差分别为  $\tilde{x}_{i1}$  和  $\tilde{x}_{i2}$ . 因此第  $i$  个子系统控制器的输入

$$\tilde{x}_i = \mu_{i1} q_{i1} \left( \frac{x_i}{\mu_{i1}} \right), \quad (10)$$

第  $i$  个子系统控制输入

$$u_i = \mu_{i2} q_{i2} \left( \frac{K_i \tilde{x}_i}{\mu_{i2}} \right) = \mu_{i2} q_{i2} \left( \frac{K_i \mu_{i1} q_{i1} \left( \frac{x_i}{\mu_{i1}} \right)}{\mu_{i2}} \right). \quad (11)$$

对于给定的任意正数  $\mu_{i1}$  和  $\mu_{i2}$ , 由系统(1), (2)和状态反馈控制器(11)组成的闭环系统为

$$\begin{cases} \dot{x} = (A + A)x + B_1 w + T(\mu, x), \\ z = (C + C)x + Dw. \end{cases} \quad (12)$$

其中

$$T(\mu, x) = \begin{bmatrix} T_1(\mu_{11}, \mu_{12}, x_1) \\ T_2(\mu_{21}, \mu_{22}, x_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_{12} B_{21} \left[ q_{12} \left( \frac{K_1 \mu_{11} q_{11} \left( \frac{x_1}{\mu_{11}} \right)}{\mu_{12}} \right) - \frac{K_1 x_1}{\mu_{12}} \right] \\ \mu_{22} B_{22} \left[ q_{22} \left( \frac{K_2 \mu_{21} q_{21} \left( \frac{x_2}{\mu_{21}} \right)}{\mu_{22}} \right) - \frac{K_2 x_2}{\mu_{22}} \right] \end{bmatrix}.$$

因为存在量化误差,闭环系统稳定性和 H 扰动抑制水平不能得到保证. 分散量化 H 控制器设计问题:设计根据状态  $x_i$  调节  $\mu_{i1}$  和  $\mu_{i2}$  的分散控制方法,使闭环系统全局稳定并获得 H 扰动抑制水平.

### 3 关联网系统分散 H 反馈量化控制

既然式(9)是矩阵不等式,同样可以找到正定对角矩阵  $R = \text{diag}\{R_1, R_2\}$ , 满足

$$\begin{bmatrix} (A + A)^T P + P(A + A) + R & P B_1 & (C + C)^T \\ * & -I & D^T \\ * & * & -I \end{bmatrix} < 0. \quad (13)$$

式(13)与下式是等价的:

$$\begin{bmatrix} (A + A)^T P + P(A + A) + R + \beta^{-1} (C + C)^T (C + C) & P B_1 + \beta^{-1} (C + C)^T D \\ * & -I + \beta^{-1} D^T D \end{bmatrix} < 0. \quad (14)$$

下面主要证明本文中一个重要的结论.

**定理 1** 对于图 1 所示的不确定关网络系统 (12), 假设对于量化误差  $e_i$ , 选择足够大量化器参数  $L_{i1}$  满足

$$L_{i1} > 2 \frac{P_i B_{2i}}{i m(R_i)}, \quad i = 1, 2, \quad (15)$$

其中  $\delta_i$  为一个正常数, 且

$$\begin{aligned} \delta_i &= \delta_{i2} + \delta_i K_i L_{i1}, \\ L_{i2} &= \delta_i (L_{i1} + 2L_{i1}) K_i. \end{aligned} \quad (16)$$

则存在一种依赖局部输出变量  $x_i$  来调节  $\mu_{i1}$  和  $\mu_{i2}$  的控制方法, 即

$$\mu_{i1} = \frac{2 \|x_i\|}{L_{i1} + 2 \frac{P_i B_{2i}}{i m(R_i)}}, \quad \mu_{i2} = \delta_i \mu_{i1} \quad (17)$$

使得闭环系统 (12) 渐近稳定且可得到  $H$  扰动抑制水平.

**证明** 当  $\frac{\|x_i\|}{\mu_{i1}} \leq L_{i1}$  时, 易得

$$\left| q_{i1}\left(\frac{x_i}{\mu_{i1}}\right) - \frac{x_i}{\mu_{i1}} \right| \leq q_{i1}\left(\frac{x_i}{\mu_{i1}}\right) - \frac{x_i}{\mu_{i1}}, \quad i=1, 2,$$

即

$$\left| q_{i1}\left(\frac{x_i}{\mu_{i1}}\right) \right| \leq \frac{x_i}{\mu_{i1}} + L_{i1}.$$

若式 (16) 成立, 则可得

$$\begin{aligned} \left| \frac{K_i \mu_{i1} q_{i1}\left(\frac{x_i}{\mu_{i1}}\right)}{\mu_{i2}} - \frac{K_i x_i}{\mu_{i2}} \right| &= q_{i1}\left(\frac{x_i}{\mu_{i1}}\right) \\ \frac{K_i \mu_{i1}}{\mu_{i2}} (L_{i1} + L_{i1}) &= L_{i2}, \end{aligned}$$

因此

$$\left| q_{i2}\left(\frac{K_i \mu_{i1} q_{i1}\left(\frac{x_i}{\mu_{i1}}\right)}{\mu_{i2}}\right) - \frac{K_i \mu_{i1} q_{i1}\left(\frac{x_i}{\mu_{i1}}\right)}{\mu_{i2}} \right| \leq \delta_i. \quad (18)$$

根据式 (18) 和量化器的特性 (4), 可得

$$\begin{aligned} \left| q_{i2}\left(\frac{K_i \mu_{i1} q_{i1}\left(\frac{x_i}{\mu_{i1}}\right)}{\mu_{i2}}\right) - \frac{K_i x_i}{\mu_{i2}} \right| &= \left| q_{i2}\left(\frac{K_i \mu_{i1} q_{i1}\left(\frac{x_i}{\mu_{i1}}\right)}{\mu_{i2}}\right) - \frac{K_i \mu_{i1} q_{i1}\left(\frac{x_i}{\mu_{i1}}\right)}{\mu_{i2}} \right| + \\ &= \left| \frac{K_i \mu_{i1}}{\mu_{i2}} \left[ \frac{x_i}{\mu_{i1}} - q_{i1}\left(\frac{x_i}{\mu_{i1}}\right) \right] \right| \\ &\leq \delta_i + \frac{K_i \mu_{i1}}{\mu_{i2}} L_{i1} = \delta_i. \end{aligned} \quad (19)$$

对于闭环系统 (12), 选择 Lyapunov 函数

$$V(x) = x^T P x, \quad (20)$$

其中  $P$  满足不等式 (13). 根据矩阵不等式 (14) 和 (17), 沿着系统 (12), 对式 (20) 求一阶导数, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \\ &= [(A + \Delta A)x + B_1 w + T(\mu, x)]^T P x + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ x^T P [(A + \Delta A)x + B_1 w + T(\mu, x)] = \\ &= \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} (A + \Delta A)^T P + P(A + \Delta A) & P B_1 \\ B_1^T P & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix} + \\ &+ x^T P T(\mu, x) + T^T(\mu, x) P x \\ &= \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} -R - \delta^{-1}(C + \Delta C)^T (C + \Delta C) & -\delta^{-1}(C + \Delta C)^T D \\ C^T (C + \Delta C) & -\delta^{-1}(C + \Delta C)^T D \\ -\delta^{-1} D^T (C + \Delta C) & I - \delta^{-1} D^T D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix} \\ &+ x^T P T(\mu, x) + T^T(\mu, x) P x = \\ &= -\delta^{-1} z^T z + w^T w - x_1^T R_1 x_1 + \\ &+ x_1^T P_1 T_1(\mu_{11}, \mu_{12}, x_1) + T_1^T(\mu_{11}, \mu_{12}, x_1) P_1 x_1 - \\ &+ x_2^T R_2 x_2 + x_2^T P_2 T_2(\mu_{21}, \mu_{22}, x_2) + \\ &+ T_2^T(\mu_{21}, \mu_{22}, x_2) P_2 x_2 \\ &= -\delta^{-1} z^T z + w^T w - \\ &+ m(R_1) \|x_1\| / (\|x_1\| - 2 \delta^{-1} \frac{P_1 B_{21}}{m(R_1)} \mu_{11}) - \\ &+ m(R_2) \|x_2\| / (\|x_2\| - 2 \delta^{-1} \frac{P_2 B_{22}}{m(R_2)} \mu_{21}) \\ &= -\delta^{-1} z^T z + w^T w - \\ &+ m(R_1) \|x_1\| / (\|x_1\| - 2 \delta^{-1} \frac{P_1 B_{21}}{m(R_1)} \mu_{11}) - \\ &+ m(R_2) \|x_2\| / (\|x_2\| - 2 \delta^{-1} \frac{P_2 B_{22}}{m(R_2)} \mu_{21}). \end{aligned} \quad (21)$$

如果式 (15) 成立, 则可找到标量  $(0, 1)$  满足

$$\frac{1}{1 - \delta} \times 2 \delta^{-1} \frac{P_i B_{2i}}{i m(R_i)} < L_{i1}, \quad i = 1, 2. \quad (22)$$

根据式 (22), 对任意非零状态  $x_i$ , 总存在正数  $\mu_{i1}$ , 使下式成立:

$$\|x_i\| = (L_{i1} + 2 \delta^{-1} \frac{P_i B_{2i}}{i m(R_i)}) \frac{\mu_{i1}}{2}. \quad (23)$$

由式 (22) 和 (23), 可得

$$\frac{1}{1 - \delta} \times 2 \delta^{-1} \frac{P_i B_{2i}}{i m(R_i)} \mu_{i1} / \|x_i\| = \mu_{i1} L_{i1}. \quad (24)$$

这在  $x_i = 0, \mu_{i1} = 0$  的情况下同样适用, 此时认为量化器输出为 0. 因此可选择  $\mu_{i1}$  和  $\mu_{i2}$ , 使得式 (24) 满足, 再代入 (21), 有

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\delta^{-1} (t) - m(R_1) \|x_1\|^2 - m(R_2) \|x_2\|^2 \\ &= -\delta^{-1} z^T z + w^T w - \frac{m(R)}{m(P)} V = \\ &= -\frac{m(R)}{m(P)} V - \delta^{-1} (t), \end{aligned} \quad (25)$$

其中

$$(t) \triangleq z^T(t) z(t) - w^T(t) w(t).$$

首先, 令式 (25) 中  $w = 0$ , 易证系统渐近稳定.

然后, 既然  $V(t) > 0$  从式 (25) 中可以得到  $\dot{V}$

$-^{-1}(t)$ , 因此对于任意的  $t > t_0$ , 有

$$V(t) - V(t_0) = -^{-1} \int_{t_0}^t (\cdot) d \cdot \quad (26)$$

再次利用  $V(t) \geq 0$ , 有

$$\int_{t_0}^t z^T(\cdot) z(\cdot) d \cdot = V(t_0) + \int_{t_0}^t w^T(\cdot) w(\cdot) d \cdot \quad (27)$$

这表明得到了  $H$  扰动抑制水平。

**注 1** 在现有的参考文献中,  $\mu_{i1}$  和  $\mu_{i2}$  的值是以时间的方式调节的, 即  $\mu_{i1}$  和  $\mu_{i2}$  值的改变依赖于时间. 这样做主要是为了保证系统状态进入到某一特定区域. 由于系统中存在未知扰动输入  $w(t)$ , 使得依赖于时间的调节方法不能被采用. 为了克服这个困难, 提出了一种依赖状态调节  $\mu_{i1}$  和  $\mu_{i2}$  值的方法. 与其他参考文献指出的一样, 对于系统建模不完全的情形, 这种依赖状态的方法比依赖时间的方法通常具有更好的鲁棒性.

**注 2** 尽管  $H$  扰动抑制水平 在本文中是固定值, 但对于任意正数  $\epsilon > \epsilon_{opt}$ , 分散状态反馈量化控制器都是成立的, 其中  $\epsilon_{opt}$  是系统(1)和(2)的最优  $H$  范数指标.

**注 3** 定理 1 中的条件(15)是灵活的, 在某种意义上可以选择矩阵  $P_i, R_i, M_i$  (或  $K_i$ ) 使得这些条件都满足. 这些矩阵不是互不相关的, 它们要满足矩阵不等式(13). 而在求解式(13)时, 可通过加入优化条件来获得更大的设计自由度.

## 4 结 论

本文研究了同时具有状态和控制输入两量化器的关联状态反馈网络系统的稳定性和  $H$  扰动抑制水平问题. 对于调节量化器参数, 提出一种局部状态依赖的控制方法, 使得闭环系统全局渐近稳定, 并得到了与未加量化器一样的  $H$  扰动抑制水平.

## 参考文献(References)

- [1] Bushnell L G. Special section on networks and control [J]. IEEE Control Systems Magazine, 2001, 21(1): 22-99.
- [2] Ishii H, Francis B. Limited data rate in control systems with networks[M]. Berlin: Springer, 2002.
- [3] Delchamps D F. Stabilizing a linear system with quantized state feedback[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1990, 35(8): 916-924.
- [4] Brockett R W, Liberzon D. Quantized feedback stabilization of linear systems [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2000, 45(7): 1279-1289.
- [5] Liberzon D. Hybrid feedback stabilization of systems with quantized signals[J]. Automatica, 2003, 39(9): 1543-1554.
- [6] Matsumoto Y, Zhai G, Mi Y. Stabilization of discrete-time LTI systems by hybrid quantized output feedback [C]. Preprints of the 46th Japan Joint Automatic Control Conf. Okayama, 2003: 799-802.
- [7] Zhai G, Matsumoto Y, Chen X, et al. Hybrid stabilization of linear time-invariant systems with two quantizers[C]. Proc of the 2004 IEEE Int Symposium on Intelligent Control. Taipei, 2004: 305-309.
- [8] Zhai G, Mi Y, Imae J, et al. Design of  $H$  feedback control systems with quantized signals[C]. Preprints of the 16th IFAC World Congress. Prague, 2005: Fr-M17-TO/1.
- [9] Zhai G, Chen N, Gui W. Quantizer design for interconnected feedback control systems[C]. Preprints of the 17th IFAC World Congress. Seoul, 2008: 8707-8712.
- [10] Petersen I R. A stabilization algorithm for a class of uncertain linear systems [J]. Systems & Control Letters, 1987, 8(1): 351-357.

(上接第 58 页)

- [15] 曾黄麟. 智能计算[M]. 重庆: 重庆大学出版社, 2004.  
(Zeng H L. Intelligent computation[M]. Chongqing: Chongqing University Press, 2004.)
- [16] 吴昊, 程锦松. 用并行遗传算法解列车控制问题[J]. 微机发展, 2002, 12(1): 50-52.  
(Wu H, Chen J S. Parallel genetic algorithm for solving the train control problem[J]. Microcomputer Development, 2002, 12(1): 50-52.)
- [17] 陈睿, 谷艳昌. 基于并行自适应变异粒子群算法的渗透系数反分析[J]. 水力发电, 2008, 34(2): 17-19.  
(Chen R, Gu Y C. Back analyzing seepage coefficients

with parallel AMPSO[J]. J of Hydroelectric Power, 2008, 34(2): 17-19.)

- [18] 于冷, 陈波. 入侵数据特征并行选择算法[J]. 电子科技大学学报, 2008, 37(2): 266-269.  
(Yu L, Chen B. Parallel algorithm of feature reduction in intrusion data [J]. J of University of Electronic Science and Technology of China, 2008, 37(2): 266-269.)
- [19] Sun J, Feng B, Xu W B. Particle swarm optimization with particles having quantum behavior [C]. Proc of 2004 Congress on Evolutionary Computation. Piscataway: IEEE Press, 2004: 325-330.