

基于事件触发传输机制的非线性系统模糊 H_∞ 控制

刘健辰, 时光

(辽宁工程技术大学 电气与控制工程学院, 辽宁 葫芦岛 125105)

摘要: 针对离散时间非线性系统, 提出事件触发传输机制下网络化 T-S 模糊控制器设计方法. 在事件发生器中引入前提变量偏差触发条件, 从而取消模糊控制器与被控对象的前提变量之间的同步要求. 通过引入一组基于模糊前提变量特性的松弛等式/不等式, 对于无传输时滞和定常传输时滞两种情况, 分别提出具有较小保守性的控制器/事件发生器联合设计算法. 最后, 通过数值算例表明所提出方法的可行性和有效性.

关键词: T-S 模糊控制系统; 事件触发传输机制; 网络化控制系统

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Fuzzy H_∞ control for nonlinear systems with event-triggered transmission scheme

LIU Jian-chen, SHI Guang

(Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China.
Correspondent: LIU Jian-chen, E-mail: liujian4587@hotmail.com)

Abstract: The design approach for the networked fuzzy controller is proposed for discrete-time nonlinear systems with the event-triggered based transmission scheme. By introducing the triggering condition on the premise variable error in the event generator, the premise variables between the fuzzy controller and the plant are allowed to be asynchronous. By introducing some relaxation equations/inequalities based on fuzzy premise variable properties, the less conservative approaches for controller/event-generator co-design are proposed, respectively, for the case without transmission delay or with constant transmission delay. Finally, some numerical examples are used to illustrate the effectiveness and feasibility of the approaches proposed.

Keywords: T-S fuzzy control system; event-triggered transmission scheme; networked control system

0 引言

与传统的点对点控制系统相比, 网络化控制系统具有成本低、易维护、结构灵活等优点, 已在工业过程控制、机器人、航空等领域得到了广泛应用^[1-2]. 实际的数据传输网络都是带宽有限的, 特别是无线网络控制系统, 出于节约能量的目的, 带宽往往很低, 例如 CAN (1MB/s), Zigbee (250Kb/s). 因此, 减少网络传输中不必要的控制反馈量, 对于提高网络控制系统的整体性能至关重要. 近年来, 大量研究表明, 如果在反馈信号传输中采用基于“事件触发”的突发性传输机制^[3], 取代传统计算机控制中采用的“时间触发”传输机制, 则可以在保持控制性能的同时, 大幅减少网络传输量. 根据触发机制的实现方式, 事件触发传输机制分为: 1) 实时事件触发机制^[4-5]. 这种触发机制需要

在控制系统中增设专门硬件连续监测系统状态, 增加了系统的复杂性, 在某些情况下甚至不被允许. 2) 自触发机制^[6-7]. 这种触发机制完全基于软件实现, 可以克服需要专门另设硬件的缺点. 但是已有研究表明, 一般情况下自触发机制比实时事件触发机制的保守性更大, 即同等情况下的数据发送量更大^[6-8]. 3) 周期性事件触发机制^[9-14]. 这种触发机制利用网络控制系统固有的采样控制特性, 将“实时事件触发机制”中的触发条件判断环节改为仅在采样时刻执行, 可以弥补以上两种触发机制的缺陷, 更具实际应用价值, 从而得到了广泛的关注. 对于周期性事件触发机制的已有研究, 分为基于连续时间系统^[9-12]和离散时间系统^[13-14], 本文针对后者进行分析. 另一方面, 非线性动态系统可以用 T-S 模糊模型进行系统地建模, 由于可

收稿日期: 2015-08-04; 修回日期: 2016-01-14.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61304090); 辽宁省教育厅科学研究一般项目(L2013130).

作者简介: 刘健辰(1978—), 男, 讲师, 博士, 从事网络化控制、模糊控制等研究; 时光(1981—), 男, 讲师, 博士, 从事非线性控制理论和应用等研究.

以方便地将成熟的线性控制系统理论移植到非线性控制系统, 基于 T-S 模糊模型的模糊控制理论一直是控制界的研究热点之一^[15]. 随着对网络化控制问题的关注, 已有大量文献研究网络化条件下的 T-S 模糊控制器设计问题^[16-19], 但都是在假设网络状况已知的基础上设计控制器. 最近, 文献 [20] 将事件触发传输机制引入网络化模糊控制系统中, 设计了一种采样事件触发传输机制, 依据当前系统状态采样值和最新网络传输值决定是否将当前系统状态采样值通过网络传输给控制器, 从而可以有选择性地只传输有用的反馈信息, 大幅减少了网络传输量. 但是文献 [20] 中的控制方案有一个关键假设, 即控制器可以利用被控对象模型, 依据系统初始条件和控制输入量预测传输间隔中的系统状态, 从而估算出与被控对象同步的前提变量. 然而, 由于被控对象的精确模型可能无法得到, 且被控对象可能受到随机干扰影响, 文献 [20] 的控制方案在实际应用中难以实现.

根据以上分析, 在事件触发传输条件下, 模糊控制器设计的主要困难是模糊控制器与被控对象的前提变量无法同步. 实际上, 这种“异步前提变量”问题在网络化模糊控制文献中已有研究. 文献 [21-22] 直接应用并行分布补偿 (PDC) 原理进行模糊控制器设计, 但这将导致设计算法较为保守, 特别是使所得模糊控制器增益矩阵相同, 模糊控制器退化为一个线性控制器, 使模糊控制器完全丧失了优点^[23]. 文献 [24-25] 利用前提变量的导数上界和采样间隔上界等信息估计隶属度函数异步误差上界, 从而引入一组由异步误差上界决定的松弛矩阵, 减小了模糊控制器设计的保守性. 但是由于在事件触发传输机制下无法获得采样间隔的上界, 文献 [24-25] 的方法无法直接应用. 文献 [26] 基于对前提变量异步误差上界的假设引入了更多的松弛矩阵, 但并未考虑如何保证该假设成立.

基于上述分析, 本文针对一类离散时间非线性系统, 研究网络化模糊控制器/事件触发传输机制的联合设计问题. 首次提出在事件发生器中引入前提变量偏差相关触发条件, 从而放宽模糊控制器与被控对象的前提变量之间的同步要求, 克服文献 [20] 中控制器设计的实用性问题. 利用前提变量偏差相关触发条件, 引入一组基于模糊前提变量特性的松弛等式/不等式, 从而降低控制器/事件发生器设计算法的保守性. 对于不存在和存在定常传输时滞两种情况, 分别采用 Lyapunov 方法提出事件触发机制下模糊控制系统渐近稳定且具有 H_∞ 扰动抑制性能的充分条件, 并进一步获得控制器/事件发生器联合设计算法. 为了减少设计算法的计算量, 特别研究了松弛矩阵的结构设置问题. 最后, 通过仿真实例表明了所提出方法

有效性.

文中: 对于对称矩阵 A 和 B , $A > B$ 表示 $A - B$ 正定; $\text{diag}\{\cdot\}$ 表示块对角矩阵, $\text{diag}\{X_1, X_2\} = \begin{bmatrix} X_1 & 0 \\ 0 & X_2 \end{bmatrix}$; $\xi = \text{col}\{\xi_1, \xi_2\}$ 表示 $[\xi_1^T \ \xi_2^T]^T$; $\text{He}\{A\} = A + A^T$; 0 和 I 分别表示适当维数的零矩阵和单位矩阵; $*$ 表示矩阵中对称元素; $e_i (i = 1, 2, \dots, p)$ 表示块元矩阵, 如 $e_2 = [0 \ I \ 0 \ \dots \ 0]$.

1 问题描述

考虑基于事件触发传输机制的网络化模糊控制系统, 如图 1 所示. 其中: 事件发生器决定是否将系统状态通过传输网络发送给模糊控制器, $\hat{x}(k)$ 为事件发生器最新传输的系统状态, $\bar{x}(k)$ 为通过网络传输给模糊控制器的系统反馈状态.

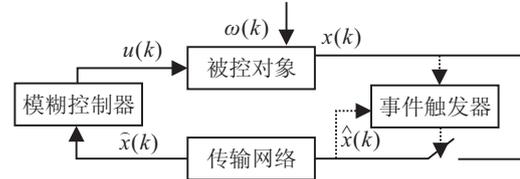


图 1 具有事件触发传输机制的网络化模糊控制系统

下面对图 1 中各系统组成部分进行详细描述.

1) 被控对象. 被控对象由如下离散时间 T-S 模糊模型描述:

规则 i :

If $\theta_1(k)$ is M_{i1} , and \dots , and $\theta_r(k)$ is M_{ir} ,

$$\text{Then } \begin{cases} x(k+1) = A_i x(k) + B_i u(k) + B_{\omega i} \omega(k), \\ z(k) = C_i x(k) + D_i u(k) + D_{\omega i} \omega(k). \end{cases} \quad (1)$$

其中: $\theta_j(k) (j = 1, 2, \dots, r)$ 为模糊前提变量, $M_{ij} (i = 1, 2, \dots, m, j = 1, 2, \dots, r)$ 为模糊集合, m 为模糊规则数, $x(k) \in \mathbf{R}^n$ 为状态向量, $u(k) \in \mathbf{R}^p$ 为控制输入, $\omega(k) \in \mathbf{R}^a$ 为 L_2 有界外部干扰, $z(k) \in \mathbf{R}^l$ 为受控输出.

由单点模糊化、乘积推理和平均加权解模糊化可得总体模糊模型为

$$\begin{cases} x(k+1) = \\ \sum_{i=1}^m h_i(\theta(k)) [A_i x(k) + B_i u(k) + B_{\omega i} \omega(k)], \\ z(k) = \\ \sum_{i=1}^m h_i(\theta(k)) [C_i x(k) + D_i u(k) + D_{\omega i} \omega(k)]. \end{cases} \quad (2)$$

其中: $\theta(k)$ 为由 $\theta_i(k)$ 构成的向量, $h_i(\theta(k)) = \mu_i(\theta(k)) / \sum_{i=1}^m \mu_i(\theta(k))$, $\mu_i(\theta(k)) = \prod_{j=1}^r M_{ij}(\theta_j(k))$, $M_{ij}(\theta_j(k))$ 为 $\theta_j(k)$ 对 M_{ij} 的隶属度.

2) 模糊控制器. 根据并行分布补偿原理, 模糊控制器由模糊规则 (3) 描述为

规则 i :

If $\tilde{\theta}_1(k)$ is M_{i1} , and \dots , and $\tilde{\theta}_r(k)$ is M_{ir} ,

Then $\tilde{u}(k) = K_i \tilde{x}(k)$. (3)

其中: $K_i (i = 1, 2, \dots, m)$ 为局部控制增益, $\tilde{\theta}_j(k) (j = 1, 2, \dots, r)$ 为模糊控制器前提变量. 控制器总输出为

$$u(k) = \sum_{i=1}^m h_i(\tilde{\theta}(k)) K_i \tilde{x}(k), \quad (4)$$

其中 $\tilde{\theta}(k)$ 为由 $\tilde{\theta}_i(k)$ 构成的向量.

3) 传输网络和事件发生器. 考虑两种传输网络情况: ① 传输网络中网络诱导时滞很小, 可以忽略不计, 此时 $\tilde{x}(k) = \hat{x}(k)$; ② 传输网络中存在定常网络诱导时滞 τ , 其中 $\tau > 0$ 为正整数, 此时 $\tilde{x}(k) = \hat{x}(k - \tau)$.

触发条件为

$$(\hat{x}(k) - x(k))^T \Omega (\hat{x}(k) - x(k)) > \sigma x^T(k) \Omega x(k), \quad (5)$$

$$|x(k)| > \varepsilon;$$

$$|h_i(\tilde{\theta}(k)) - h_i(\theta(k))| > \rho_i, \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (6)$$

其中 $\sigma \geq 0$, $\Omega > 0$, $\varepsilon \geq 0$, $0 \leq \rho_i \leq 1$ 为事件触发器参数. 事件触发器的触发规则为: 如果触发条件 (5) 或 (6) 之一成立, 则发送系统状态, 否则不发送.

注1 本文所提出的事件发生器包含两种事件触发机制: 相对状态偏差/绝对状态偏差触发条件 (5) 和前提变量偏差触发条件 (6). 前者与文献 [13-14] 中的事件触发机制类似, 可以保证仅当系统状态大幅变化且偏离稳态值时才触发传输; 后者用于限制模糊控制器与被控对象的前提变量之间偏差不超过给定上界, 从而允许控制器与被控对象的前提变量不同, 取消文献 [20] 的同步要求, 为后文引入松弛条件提供了保证. 触发条件 (6) 基于前提变量偏差的绝对值, 也可以使用如下基于前提变量偏差相对值的触发条件:

$$|h_i(\tilde{\theta}(k)) - h_i(\theta(k))| > \rho_i h_i(\theta(k)), \quad i = 1, 2, \dots, m.$$

注2 文献 [27] 针对网络环境下模糊控制系统中存在的异步隶属度函数问题, 提出了一种基于同步器的解决方案. 该解决方案的核心思想是, 在被控对象端设置缓冲器存储隶属度函数的历史值与当前值之比, 控制器根据所收到数据包的时戳, 从缓冲器中选取相应的比值, 从而重构出隶属度函数的当前值, 使得控制器与被控对象隶属度函数达到同步. 但是注意到, 在网络环境下, 控制器和被控对象分别处于数据传输网络的两端, 控制器无法直接获取被控对象端缓冲器内所存储的数据, 因此该解决方案实际上是无法实现的. 本文所提出的解决方法不是试图使控制器与被控对象隶属度函数达到同步, 而是允许两者之间存在异步偏差, 利用事件触发机制限制异步偏差的上界, 从而便于降低模糊控制器设计的保守性.

考虑到大部分实际工程系统的 T-S 模糊模型前提变量是系统状态或其函数, 根据并行分布补偿原理, 模糊控制器使用系统状态的反馈值或其函数作为前提变量, 作出如下假设.

假设1 模糊前提变量 $\theta_i(k)$ 为 $x(k)$ 的函数, $\tilde{\theta}_i(k)$ 为 $\tilde{x}(k)$ 的函数, $h_i(\theta(k))$ 和 $h_i(\tilde{\theta}(k))$ 可以分别表示为 $h_i(x(k))$ 和 $h_i(\tilde{x}(k))$.

假设2 $0 \leq h_i(x(k)) \leq 1$, $\sum_{i=1}^m h_i(x(k)) = 1$, $0 \leq h_i(\tilde{x}(k)) \leq 1$, $\sum_{i=1}^m h_i(\tilde{x}(k)) = 1$, $i = 1, 2, \dots, m$.

为简化叙述, 记 $x_k = x(k)$, $\hat{x}_k = \hat{x}(k)$, $\tilde{x}_k = \tilde{x}(k)$, $\hat{x}_{k-\tau} = \hat{x}(k - \tau)$, $h_i = h_i(x_k)$, $\hat{h}_i = h_i(\hat{x}_k)$.

本文的设计目标为: 分别针对无传输时滞和存在定常传输时滞两种情况, 设计模糊控制器 (3) 中的模糊控制增益 K_i 和事件发生器 (5) 中的加权矩阵 Ω , 使得闭环系统具有 H_∞ 稳定性, 即渐近稳定且在零初始条件下满足扰动抑制性能 $\sum_{k=1}^{\infty} z_k^T z_k \leq \gamma^2 \sum_{k=1}^{\infty} \omega_k^T \omega_k$.

在得出本文主要结论之前, 给出如下引理.

引理1 考虑假设2和触发条件 (6), 对于矩阵 $S_0, S_i, T_0, T_i, W_i, Z_i, V_i$ 且满足

$$\text{He}\{W_i\} > 0, \text{He}\{Z_i\} > 0, \text{He}\{V_i\} > 0, \quad (7)$$

有以下等式或不等式成立:

$$\ell_1 = \text{He}\left\{\left(1 - \sum_{i=1}^m h_i\right)\left(S_0 + \sum_{j=1}^m h_j S_j\right)\right\} = 0,$$

$$\ell_2 = \sum_{i=1}^m (h_i^2 - h_i) \text{He}\{-W_i\} \geq 0,$$

$$\ell_3 = \text{He}\left\{\left(1 - \sum_{i=1}^m \hat{h}_i\right)\left(T_0 + \sum_{j=1}^m \hat{h}_j T_j\right)\right\} = 0,$$

$$\ell_4 = \sum_{i=1}^m (\hat{h}_i^2 - \hat{h}_i) \text{He}\{-Z_i\} \geq 0,$$

$$\ell_5 = \sum_{i=1}^m ((h_i - \hat{h}_i)^2 - \rho_i^2) \text{He}\{-V_i\} \geq 0.$$

证明过程见文献 [26] 中引理1, 此略.

注3 引理1中给出的等式/不等式 $\ell_1 \sim \ell_4$ 对应于假设2中的前提条件性质, ℓ_5 由触发条件 (6) 保证. 这些等式/不等式将用于降低模糊控制器/事件发生器设计算法的保守性, 称为松弛条件.

注4 使用引理1中的松弛条件会导致计算量大增, 但本文的数值算例表明, 将松弛条件中的决策变量矩阵赋予一定的结构 (例如设置部分元素为0或设置矩阵为对称), 则可以在不增加保守性的同时, 大大减少计算量.

2 主要结果

2.1 无时滞情况

将 $\hat{x}_k = \hat{x}_k, \hat{h}_i = h_i(\hat{x}_k) = h_i(\hat{x}_k)$ 代入式(2)和(4), 可得闭环系统如下:

$$\begin{cases} x_{k+1} = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m h_i \hat{h}_j (A_i x_k + B_i K_j \hat{x}_k + B_{\omega_i} \omega_k), \\ z_k = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m h_i \hat{h}_j (C_i x_k + D_i K_j \hat{x}_k + D_{\omega_i} \omega_k). \end{cases} \quad (8)$$

令 $e_k = \hat{x}_k - x_k$, 式(8)可以重写为

$$\begin{cases} x_{k+1} = \Gamma_1 x_k + \Gamma_2 e_k + \Gamma_3 \omega_k, \\ z_k = \Gamma_4 x_k + \Gamma_5 e_k + \Gamma_6 \omega_k. \end{cases} \quad (9)$$

其中

$$\begin{aligned} \Gamma_1 &= \sum_{i=1}^m h_i A_i + \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m h_i \hat{h}_j B_i K_j, \\ \Gamma_2 &= \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m h_i \hat{h}_j B_i K_j, \quad \Gamma_3 = \sum_{i=1}^m h_i B_{\omega_i}, \\ \Gamma_4 &= \sum_{i=1}^m h_i C_i + \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m h_i \hat{h}_j D_i K_j, \\ \Gamma_5 &= \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m h_i \hat{h}_j D_i K_j, \quad \Gamma_6 = \sum_{i=1}^m h_i D_{\omega_i}. \end{aligned}$$

首先假设已知状态反馈增益矩阵 $K_i (i = 1, 2, \dots, m)$, 给出闭环系统(2)满足 H_∞ 稳定性的充分条件.

引理 2 给定 $\gamma > 0, \sigma > 0, \varepsilon > 0$ 和 $K_i (i = 1, 2, \dots, m)$, 如果存在矩阵 $P > 0, \Omega > 0$, 满足

$$\Psi = \begin{bmatrix} \Psi_0 & \bar{\Gamma}_1^T P & \bar{\Gamma}_2^T \\ * & -P & 0 \\ * & * & -I \end{bmatrix} < 0, \quad (10)$$

则闭环系统(2)渐近稳定且满足扰动抑制性能. 其中

$$\begin{aligned} \Psi_0 &= \text{diag}\{-P + \sigma\Omega + \varepsilon^2 P, -\Omega, -\gamma^2 I\}, \\ \bar{\Gamma}_1 &= [\Gamma_1 \quad \Gamma_2 \quad \Gamma_3], \quad \bar{\Gamma}_2 = [\Gamma_4 \quad \Gamma_5 \quad \Gamma_6]. \end{aligned}$$

证明 选取 Lyapunov 函数

$$V_k = x_k^T P x_k, \quad (11)$$

其中 $P > 0$.

考虑 $\omega_k \equiv 0$ 的情况. 沿系统(2)的轨迹取前向差分 $\Delta V_k = V_{k+1} - V_k$, 得到

$$\Delta V_k = x_{k+1}^T P x_{k+1} - x_k^T P x_k. \quad (12)$$

根据 S-procedure, 由触发条件(5)和(6), 可知

$$\begin{bmatrix} x(k) \\ e(k) \end{bmatrix}^T \left(\begin{bmatrix} -P + \sigma\Omega + \varepsilon^2 P & 0 \\ 0 & -\Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Gamma_1^T \\ \Gamma_2^T \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} \Gamma_1^T \\ \Gamma_2^T \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} x(k) \\ e(k) \end{bmatrix} < 0, \quad (13)$$

保证 $\Delta V_k < 0$. 由 Schur 补易知, 式(10)可以保证式(6)成立, 即闭环系统渐近稳定.

考虑 $\omega_k \neq 0$ 的情况. 类似于前面的推导, 可知在触发条件下, 有

$$\Delta V_k + z_k^T z_k - \gamma^2 \omega_k^T \omega_k \leq \begin{bmatrix} x_k \\ e_k \\ \omega_k \end{bmatrix}^T (\Psi_0 + \bar{\Gamma}_1^T P \Gamma_1 + \bar{\Gamma}_2^T \Gamma_2) \begin{bmatrix} x_k \\ e_k \\ \omega_k \end{bmatrix},$$

根据 Schur 补, 式(10)可以保证 $\Psi_0 + \bar{\Gamma}_1^T P \Gamma_1 + \bar{\Gamma}_2^T \Gamma_2 < 0$. 可得

$$\Delta V_k + z_k^T z_k - \gamma^2 \omega_k^T \omega_k \leq 0. \quad (14)$$

对式(14)两边从 0 至 ∞ 求和, 并结合零初始条件, 有

$$\sum_{k=1}^{\infty} z_k^T z_k \leq \gamma^2 \sum_{k=1}^{\infty} \omega_k^T \omega_k. \quad \square$$

注意到, 引理 2 中的条件(10)存在控制器增益 K_j 和 Lyapunov 变量 P 的耦合, 不能直接用于控制器求解. 另外, 由于没有利用触发条件(6), 保守性较大. 下面的定理将给出一个模糊控制器/事件触发器联合设计算法.

定理 1 给定 $\gamma > 0, \sigma > 0, \varepsilon > 0$, 若存在矩阵 $X > 0, \tilde{\Omega} > 0$ 和 $Y_i, S_0, S_i, T_0, T_i, W_i, Z_i, V_i$, 满足式(7)和

$$\Theta = \begin{bmatrix} \Theta_{11} & * & * \\ \Theta_{21} & \Theta_{22} & * \\ \Theta_{31} & \Theta_{32} & \Theta_{33} \end{bmatrix} < 0, \quad (15)$$

则闭环系统(9)满足 H_∞ 稳定性, 模糊控制增益 $K_i = Y_i X^{-1}$, 事件发生器加权矩阵 $\Omega = X^{-1} \tilde{\Omega} X^{-1}$. 其中

$$\Theta_{11} = \text{diag}\{-X + \sigma\tilde{\Omega} + \varepsilon^2 X, -\tilde{\Omega}, -\gamma^2 I, -X, -I\} +$$

$$\text{He}\{S_0\} + \text{He}\{T_0\} + \sum_{i=1}^m \text{He}\{\rho_i^2 V_i\},$$

$$\Theta_{21} = \text{col}\{\Theta_{21}^1, \dots, \Theta_{21}^m\}, \quad \Theta_{31} = \text{col}\{\Theta_{31}^1, \dots, \Theta_{31}^m\},$$

$$\Theta_{22} = \begin{bmatrix} \Theta_{22}^{11} & \dots & \Theta_{22}^{1m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Theta_{22}^{m1} & \dots & \Theta_{22}^{mm} \end{bmatrix}, \quad \Theta_{32} = \begin{bmatrix} \Theta_{32}^{11} & \dots & \Theta_{32}^{1m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Theta_{32}^{m1} & \dots & \Theta_{32}^{mm} \end{bmatrix},$$

$$\Theta_{33} = \begin{bmatrix} \Theta_{33}^{11} & \dots & \Theta_{33}^{1m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Theta_{33}^{m1} & \dots & \Theta_{33}^{mm} \end{bmatrix},$$

$$\Theta_{21}^i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ A_i X & 0 & B_{\omega_i} & 0 \\ C_i X & 0 & D_{\omega_i} & 0 \end{bmatrix} + S_i - S_0 + W_i,$$

$$\Theta_{31}^i = T_i - T_0 + Z_i, \quad \Theta_{22}^{ij} (i \neq j) = -S_i - S_j,$$

$$\Theta_{22}^{ii} = \text{He}\{-S_i\} + \text{He}\{-W_i\} + \text{He}\{-V_i\},$$

$$\Theta_{32}^{ii} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ B_i Y_i & B_i Y_i & 0 & 0 \\ D_i Y_i & D_i Y_i & 0 & 0 \end{bmatrix} + \text{He}\{V_i\},$$

$$\Theta_{32}^{ij}(i \neq j) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ B_j Y_i & B_j Y_i & 0 & 0 \\ D_j Y_i & D_j Y_i & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\Theta_{33}^{ii} = \text{He}\{-T_i\} + \text{He}\{-Z_i\} + \text{He}\{-V_i\},$$

$$\Theta_{33}^{ij}(i \neq j) = -T_i - T_j.$$

证明 对式(10)左乘、右乘 $\text{diag}\{P^{-1}, P^{-1}, I, P^{-1}, I\}$, 并令 $X = P^{-1}$, $Y_j = K_j X$, $\tilde{\Omega} = X \Omega X$, 可得式(10)等价于

$$\bar{\Psi} = \begin{bmatrix} \bar{\Psi}_0 & * & * \\ \bar{\Lambda}_1 & -X & * \\ \bar{\Lambda}_2 & 0 & -I \end{bmatrix} < 0. \quad (16)$$

其中

$$\bar{\Psi}_0 = \text{diag}\{-X + \sigma \tilde{\Omega} + \varepsilon^2 X, -\tilde{\Omega}, -\gamma^2 I\},$$

$$\bar{\Lambda}_1 = [A_1 \ A_2 \ A_3], \quad \bar{\Lambda}_2 = [A_4 \ A_5 \ A_6],$$

$$A_1 = \sum_{i=1}^m h_i A_i X + \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m h_i \hat{h}_j B_i Y_j,$$

$$A_2 = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m h_i \hat{h}_j B_i Y_j, \quad A_3 = \sum_{i=1}^m h_i B_{\omega i},$$

$$A_4 = \sum_{i=1}^m h_i C_i X + \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m h_i \hat{h}_j D_i Y_j,$$

$$A_5 = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m h_i \hat{h}_j D_i Y_j, \quad A_6 = \sum_{i=1}^m h_i D_{\omega i}.$$

结合引理 1 和触发条件(6), 根据 S-procedure, 如果

$$\bar{\Psi} + \sum_{i=1}^5 \ell_i < 0 \quad (17)$$

成立, 则 $\bar{\Psi} < 0$. 令 $\zeta = [I \ h_1 I \ \dots \ h_m I \ \hat{h}_1 I \ \dots \ \hat{h}_m I]$, 注意到, 式(17)可以展开为 $\zeta \Theta \zeta^T < 0$, 所以式(15)可以保证闭环系统(9)满足 H_∞ 稳定性. \square

2.2 定常时滞情况

这种情况下, $\hat{x}_k = \hat{x}_{k-\tau}$, $\hat{h}_i = h_i(\hat{x}_k) = h_i(\hat{x}_{k-\tau})$, 所以闭环系统为

$$\begin{cases} x_{k+1} = \Upsilon_1 x_k + \Upsilon_2 x_{k-\tau} + \Upsilon_3 e_{k-\tau} + \Upsilon_4 \omega_k, \\ z_k = \Upsilon_5 x_k + \Upsilon_6 x_{k-\tau} + \Upsilon_7 e_{k-\tau} + \Upsilon_8 \omega_k. \end{cases} \quad (18)$$

其中

$$\Upsilon_1 = \sum_{i=1}^m h_i A_i, \quad \Upsilon_2 = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m h_i \hat{h}_j B_i K_j,$$

$$\Upsilon_3 = \sum_{i=1}^m h_i B_{\omega i}, \quad \Upsilon_4 = \sum_{i=1}^m h_i C_i,$$

$$\Upsilon_5 = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m h_i \hat{h}_j D_i K_j, \quad \Upsilon_6 = \sum_{i=1}^m h_i D_{\omega i}.$$

定理 2 给定标量 $\gamma > 0$, $\sigma > 0$, $\varepsilon > 0$ 和 μ , 如果存在矩阵 $X > 0$, $\tilde{Q} > 0$, $\tilde{R} > 0$, $\tilde{\Omega} > 0$ 和 $Y_i, S_0, S_i, T_0, T_i, W_i, Z_i, V_i$, 满足式(7)和

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & * & * \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} & * \\ \Phi_{31} & \Phi_{32} & \Phi_{33} \end{bmatrix} < 0, \quad (19)$$

则具有定常时滞 τ 的闭环系统(18)满足 H_∞ 稳定性, 且模糊控制增益 $K_i = Y_i X^{-1}$ 和事件发生器加权矩阵 $\Omega = X^{-1} \tilde{\Omega} X^{-1}$. 其中

$$\Phi_{11} = e_1^T (-X + \tilde{Q} + \varepsilon^2 X) e_1 + e_2^T (-\tilde{Q} + \sigma \tilde{\Omega}) e_2 - e_3^T \tilde{\Omega} e_3 - \gamma^2 e_4^T e_4 + (e_1 - e_2)^T \tilde{R} (e_1 - e_2) - e_5^T X e_5 - e_6^T e_6 + e_7^T (-2\mu X + \mu^2 \tilde{R}) e_7 -$$

$$\text{He}\{\tau e_1^T X e_7\} + \text{He}\{S_0\} + \text{He}\{T_0\} +$$

$$\sum_{i=1}^m \text{He}\{\rho_i^2 V_i\},$$

$$\Phi_{21} = \text{col}\{\Phi_{21}^1, \dots, \Phi_{21}^m\}, \quad \Phi_{31} = \text{col}\{\Phi_{31}^1, \dots, \Phi_{31}^m\},$$

$$\Phi_{22} = \begin{bmatrix} \Phi_{22}^{11} & \dots & \Phi_{22}^{1m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Phi_{22}^{m1} & \dots & \Phi_{22}^{mm} \end{bmatrix}, \quad \Phi_{32} = \begin{bmatrix} \Phi_{32}^{11} & \dots & \Phi_{32}^{1m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Phi_{32}^{m1} & \dots & \Phi_{32}^{mm} \end{bmatrix},$$

$$\Phi_{33} = \begin{bmatrix} \Phi_{33}^{11} & \dots & \Phi_{33}^{1m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Phi_{33}^{m1} & \dots & \Phi_{33}^{mm} \end{bmatrix},$$

$$\Phi_{21}^i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ A_i X & 0 & 0 & B_{\omega i} & 0 \\ C_i X & 0 & 0 & D_{\omega i} & 0 \\ \tau A_i X & 0 & 0 & \tau B_{\omega i} & 0 \end{bmatrix} + S_i - S_0 + W_i,$$

$$\Phi_{31}^i = T_i - T_0 + Z_i, \quad \Phi_{22}^{ii} = -\text{He}\{S_i + W_i + V_i\},$$

$$\Phi_{22}^{ij}(i \neq j) = -S_i - S_j,$$

$$\Phi_{32}^{ii} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & B_i Y_i & B_i Y_i & 0 & 0 \\ 0 & D_i Y_i & D_i Y_i & 0 & 0 \\ 0 & \tau B_i Y_i & \tau B_i Y_i & 0 & 0 \end{bmatrix} + \text{He}\{V_i\},$$

$$\Phi_{32}^{ij}(j \neq i) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & B_j Y_i & B_j Y_i & 0 & 0 \\ 0 & D_j Y_i & D_j Y_i & 0 & 0 \\ 0 & \tau B_j Y_i & \tau B_j Y_i & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\Phi_{33}^{ii} = \text{He}\{-T_i - Z_i - V_i\}, \quad \Phi_{33}^{ij}(i \neq j) = -T_i - T_j.$$

证明 考虑如下 Lyapunov-Krasovskii 泛函:

$$V_k = x_k^T P x_k + \sum_{l=k-\tau}^{k-1} x_l^T Q x_l + \tau \sum_{\vartheta=-\tau+1}^0 \sum_{l=k-1+\vartheta}^{k-1} y_l^T R y_l, \quad (20)$$

其中 $y_k = x_{k+1} - x_k$.

沿系统(18)的轨迹, 对式(20)取前向差分, 得到

$$\Delta V_k = x_{k+1}^T P x_{k+1} - x_k^T P x_k + x_k^T Q x_k -$$

$$x_{k-\tau}^T Q x_{k-\tau} + \tau^2 y_k^T R y_k - \tau \sum_{l=k-\tau}^{k-1} y_l^T R y_l.$$

根据 Jensen 不等式^[28], 有

$$-\tau \sum_{l=k-\tau}^{k-1} y_l^T R y_l \leq -(x_k - x_{k-\tau})^T R (x_k - x_{k-\tau}).$$

类似于引理 2, 根据结合触发条件 (5), 系统 (18) 具有 H_∞ 稳定性的充分条件为

$$\begin{bmatrix} \tilde{\Psi}_0 & * & * & * \\ P \tilde{\Upsilon}_1 & -P & * & * \\ \tilde{\Upsilon}_2 & 0 & -I & * \\ \tau P \tilde{\Upsilon}_3 & 0 & 0 & -R^{-1} \end{bmatrix} < 0. \quad (21)$$

其中

$$\begin{aligned} \tilde{\Psi}_0 &= \text{diag}\{-P + Q + \varepsilon^2 P, -Q + \sigma \Omega, -\Omega, -\gamma^2 I\} - \\ &\quad (e_1 - e_2)^T R (e_1 - e_2), \\ \tilde{\Upsilon}_1 &= [\Upsilon_1 \ \Upsilon_2 \ \Upsilon_2 \ \Upsilon_3], \quad \tilde{\Upsilon}_2 = [\Upsilon_4 \ \Upsilon_5 \ \Upsilon_5 \ \Upsilon_6], \\ \tilde{\Upsilon}_3 &= [\Upsilon_1 - I \ \Upsilon_2 \ \Upsilon_2 \ \Upsilon_3]. \end{aligned}$$

对式 (21) 左乘、右乘 $\text{diag}\{P^{-1}, P^{-1}, P^{-1}, I, P^{-1}, I, I\}$, 并令 $X = P^{-1}$, $Y_j = K_j X$, $\tilde{\Omega} = X \Omega X$, $\tilde{Q} = X Q X$, $\tilde{R} = X R X$, 可得式 (21) 等价于

$$\begin{bmatrix} \Phi_0 & * & * & * \\ \tilde{\Sigma}_1 & -X & * & * \\ \tilde{\Sigma}_2 & 0 & -I & * \\ \tau \tilde{\Sigma}_3 & 0 & 0 & -X \tilde{R}^{-1} X \end{bmatrix} < 0. \quad (22)$$

其中

$$\begin{aligned} \Phi_0 &= \text{diag}\{-X + \tilde{Q} + \varepsilon^2 X, -\tilde{Q} + \sigma \tilde{\Omega}, -\tilde{\Omega}, -\gamma^2 I\} - \\ &\quad (e_1 - e_2)^T \tilde{R} (e_1 - e_2), \\ \tilde{\Sigma}_1 &= [\Sigma_1 \ \Sigma_2 \ \Sigma_2 \ \Sigma_3], \quad \tilde{\Sigma}_2 = [\Sigma_4 \ \Sigma_5 \ \Sigma_5 \ \Sigma_6], \\ \tilde{\Sigma}_3 &= [\Sigma_1 - X \ \Sigma_2 \ \Sigma_2 \ \Sigma_3], \\ \Sigma_1 &= \sum_{i=1}^m h_i A_i X, \quad \Sigma_2 = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m h_i \hat{h}_j B_i Y_j, \\ \Sigma_3 &= \sum_{i=1}^m h_i B_{\omega i}, \quad \Sigma_4 = \sum_{i=1}^m h_i C_i X, \\ \Sigma_5 &= \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m h_i \hat{h}_j D_i Y_j, \quad \Sigma_6 = \sum_{i=1}^m h_i D_{\omega i}. \end{aligned}$$

考虑到对于 $\tilde{R} > 0$, $X > 0$ 和标量 μ , 有 $(\mu I - \tilde{R}^{-1} X)^T \tilde{R} (\mu I - \tilde{R}^{-1} X) \geq 0$, 因此有

$$-X \tilde{R}^{-1} X \leq -2\mu X + \mu^2 \tilde{R}. \quad (23)$$

将式 (23) 代入 (22), 得到

$$\begin{bmatrix} \Phi_0 & * & * & * \\ \tilde{\Lambda}_1 & -X & * & * \\ \tilde{\Lambda}_2 & 0 & -I & * \\ \tau \tilde{\Lambda}_3 & 0 & 0 & -2\mu X + \mu^2 \tilde{R} \end{bmatrix} < 0.$$

结合引理 1 和触发条件 (6), 仿照定理 1 的证明过

程可得结论. \square

注 5 在证明定理 2 的过程中, 为了处理非线性项 $-X \tilde{R}^{-1} X$, 采用了不等式 (23), 这样只要引入一个需要适当选取的标量 μ , 即可消除该项, 使得模糊控制器/事件发生器设计算法具有 LMI 形式. 如果采用锥补线性化技术^[29]代替不等式 (23), 则有可能进一步降低保守性, 限于篇幅, 本文不作进一步讨论.

3 仿真实例

例 1 考虑 2-规则 T-S 模糊系统 (1), 参数为^[30]

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0.06 \\ 0.15 & -0.5 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} 1 & -0.04 \\ -0.1 & -0.5 \end{bmatrix},$$

$$B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 0.6 \\ 0.6 \end{bmatrix}, \quad B_{\omega 1} = B_{\omega 2} = \begin{bmatrix} 0.3 \\ 0.3 \end{bmatrix},$$

$$C_1 = C_2 = [1 \ 1], \quad D_1 = D_2 = 1, \quad D_{\omega 1} = D_{\omega 2} = 0.5,$$

$$h_1 = (x_1 + 2)/5, \quad h_2 = (3 - x_1)/5.$$

令 $\rho_1 = \rho_2 = 0.1$, $\varepsilon = 0$, 设置 σ 为不同值, 求解定理 1, 可得最低扰动抑制性能指标 γ_{\min} 如表 1 所示. 固定 $\sigma = 0.5$, $\varepsilon = 0$, 设置 $\rho_1 = \rho_2 = \rho$ 取不同值, 求解定理 1, 可得最低扰动抑制性能指标 γ_{\min} 如表 2 所示. 由表 1 和表 2 可见, σ 越大或 ρ 越大, 取得的 γ_{\min} 也越大. 这意味着减少网络传输量 (允许较大的状态偏差或前提变量偏差) 将导致控制性能的下降, 所以, 通过设置适当的网络传输参数 (σ 和 ρ), 求解定理 1, 可以达到控制系统整体性能的最佳折衷.

表 1 例 1 中不同 σ 对应的 γ_{\min}

σ	0	0.01	0.05	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
γ_{\min}	0.70	0.75	0.84	0.91	1.06	1.24	1.45	1.75

表 2 例 1 中不同 ρ 对应的 γ_{\min}

ρ	0	0.05	0.1	0.2
γ_{\min}	1.732	1.740	1.746	1.754

引理 1 引入的松弛条件矩阵虽然减小了定理 1 的保守性, 但是也大大增加了计算量. 经过多次尝试发现, 去除定理 1 中的松弛条件矩阵 Z_i , 并将 S_0, S_i, T_i, V_i 设置为式 (24) 的结构, 可以不增加定理 1 的保守性而大大减少计算量, 有

$$S_0 \in \begin{bmatrix} \diamond_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad S_i, T_i \in \begin{bmatrix} \diamond_2 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad V_i = V_i^T, \quad (24)$$

其中 $\diamond_1 \in \mathbf{R}^{n_x}$, $\diamond_2 \in \mathbf{R}^{2n_x + n_\omega}$ 为无结构矩阵. 实际上, 这使得决策变量数目由 778 个减少为 378 个. 考虑到线性矩阵不等式的计算量与决策变量数目的 3 次方成正比, 这种结构设置大致可将总体计算量减少 7/8 以上.

设 $\rho_1 = \rho_2 = 0.1$, $\sigma = 0.01$, $\gamma = 0.75$, $\varepsilon = 0.01$, 求解定理 1, 可得

$$K_1 = [-0.8748 \quad -0.2305],$$

$$K_2 = [-0.7922 \quad -0.2042], \quad \Omega = \begin{bmatrix} 21.8639 & 5.5898 \\ 5.5898 & 1.6377 \end{bmatrix}.$$

设初始状态 x_0 为 $[3, -2]^T$, 干扰信号为 $\omega_k = 0.5e^{-0.3k} \cos(10k)$, 系统状态响应曲线和事件传输间隔如图2和图3所示. 由图2和图3可见, 在定理1求取的模糊控制器和事件发生器作用下, 闭环系统性能达到设计要求, 网络传输率大为下降. 实际上, 在本例的仿真时间范围内, 仅有17/41的系统状态通过网络进行了反馈传输.

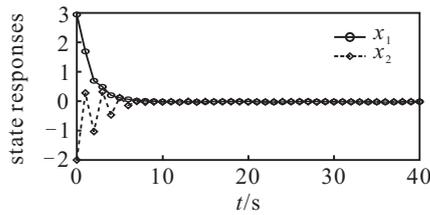


图2 无传输时滞情况下状态响应曲线

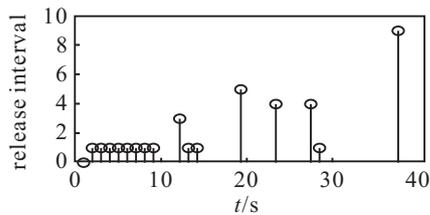


图3 无传输时滞情况下传输间隔

例2 考虑文献[20]所使用的质量-弹簧系统. 设采样周期为0.1s, 以 x_1 为性能评价指标, 当 $x_1 \in [-1, 1]$ 时, 该系统可以由2规则T-S模型(1)表示, 其中系统参数为

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0.1 \\ -0.001 & 1 \end{bmatrix}, \quad B_1 = B_{\omega 1} = \begin{bmatrix} 0.005 \\ 0.1 \end{bmatrix},$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0.9966 & 0.0999 \\ -0.0679 & 0.9966 \end{bmatrix}, \quad B_2 = B_{\omega 2} = \begin{bmatrix} 0.005 \\ 0.0999 \end{bmatrix},$$

$$C_1 = C_2 = [1 \quad 0], \quad D_1 = D_2 = D_{\omega 1} = D_{\omega 2} = 0,$$

$$h_1(x_1) = 1 - x_1^2, \quad h_2(x_1) = x_1^2.$$

令 $\rho_1 = \rho_2 = 0.1, \mu = 0.9, \tau = 2, \varepsilon = 0$, 设置 σ 为不同值, 求解定理2, 可得 γ_{\min} 如表3所示. 由表3可见, σ 越大, γ_{\min} 越大, 这与无时滞情况具有相同的规律.

表3 例2中不同 σ 对应的 γ_{\min}

σ	0	0.01	0.05	0.1	0.2	0.3	0.4
γ_{\min}	0.49	0.60	0.82	1.1	2.0	3.6	8.9

设 $\rho_1 = \rho_2 = 0.1, \mu = 0.9, \tau = 2, \sigma = 0.01, \gamma = 2, \varepsilon = 0.03$, 求解定理2, 可得

$$K_1 = [-1.9792 \quad -2.2465],$$

$$K_2 = [-1.3857 \quad -2.2227], \quad \Omega = \begin{bmatrix} 33.5771 & 20.5289 \\ 20.5289 & 24.1141 \end{bmatrix}.$$

设初始状态为 $[1, -1]^T$, 干扰信号为 $\omega_k = 0.2e^{-0.1k} \sin(0.2\pi k)$, 系统状态响应曲线和事件传输间隔如图4和图5所示. 由图4和图5可见, 闭环系统性能达到设计要求且平均网络传输间隔大幅增加. 与例1类似, 可以将定理2中的松弛条件矩阵设置为类似式(24)的结构(其中 $\diamond_1 \in \mathbf{R}^{n_x}, \diamond_2 \in \mathbf{R}^{3n_x+n_\omega}$), 这样可以在维持保守性不变的前提下, 使得决策变量数目由1744个减少为804个.

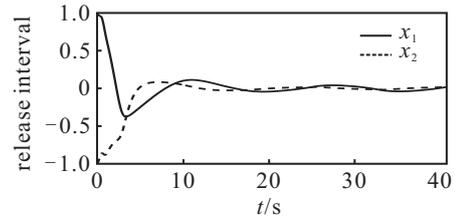


图4 定常时滞情况下状态响应曲线

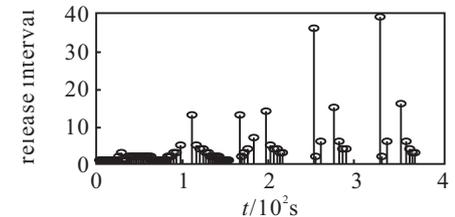


图5 定常时滞情况下的传输间隔

4 结 论

本文针对离散时间非线性系统, 提出了事件触发传输机制下的网络化模糊控制系统分析和设计方法. 为了取消模糊控制器的前提变量与被控对象的前提变量之间的同步要求, 在事件发生器中引入前提变量偏差触发条件. 通过引入一组基于模糊前提变量特性的松弛等式/不等式, 对于无传输时滞和定常传输时滞两种情况, 分别提出了具有较小保守性的控制器/事件发生器设计算法. 最后, 通过数值算例验证了所提出方法的有效性. 研究发现, 如果将松弛条件矩阵设置成特殊结构, 则可以大幅降低设计算法的计算量, 但是对于如何对松弛条件矩阵的结构进行最优设置, 目前还缺乏系统的方法. 另外, 如何将所提出的方法推广到时变传输时滞情况和连续时间非线性系统, 也是需要进一步研究的课题.

参考文献(References)

- [1] Gupta R A, Chow M Y. Networked control system: overview and research trends[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2527-2535.
- [2] Yang T C. Networked control system: A brief survey[J]. IEE Proceedings-Control Theory and Applications, 2006, 153(4): 403-412.
- [3] Heemels W, Johansson K H, Tabuada P. An introduction to event-triggered and self-triggered control[C]. IEEE 51st

- Annual Conf on Decision and Control. New York: IEEE Press, 2012: 3270-3285.
- [4] Lunze J, Lehmann D. A state-feedback approach to event-based control[J]. *Automatica*, 2010, 46(1): 211-215.
- [5] Wang X, Lemmon M. On event design in event-triggered feedback systems[J]. *Automatica*, 2011, 47(10): 2319-2322.
- [6] Wang X, Lemmon M D. Self-triggered feedback control systems with finite-gain L_2 stability[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 2009, 54(3): 452-467.
- [7] Mazo J M, Anta A, Tabuada P. An ISS self-triggered implementation of linear controllers[J]. *Automatica*, 2010, 46(8): 1310-1314.
- [8] Anta A, Tabuada P. To sample or not to sample: Self-triggered control for nonlinear systems[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 2010, 55(9): 2030-2042.
- [9] Yue D, Tian E, Han Q. A delay system method for designing event-triggered controllers of networked control systems[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 2013, 58(2): 475-481.
- [10] Heemels W, Donkers M, Teel A R. Periodic event-triggered control for linear systems[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 2013, 58(4): 847-861.
- [11] Peng C, Han Q. A novel event-triggered transmission scheme and L_2 control co-design for sampled-data control systems[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 2013, 58(10): 2620-2626.
- [12] Peng C, Yang T C. Event-triggered communication and H_∞ control co-design for networked control systems[J]. *Automatica*, 2013, 49(5): 1326-1332.
- [13] Heemels W, Donkers M. Model-based periodic event-triggered control for linear systems[J]. *Automatica*, 2013, 49(3): 698-711.
- [14] Hu S, Yin X, Zhang Y, et al. Event-triggered guaranteed cost control for uncertain discrete-time networked control systems with time-varying transmission delays[J]. *IET Control Theory & Applications*, 2012, 6(18): 2793-2804.
- [15] Takagi T, Sugeno M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control[J]. *IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics*, 1985(1): 116-132.
- [16] Jiang X, Han Q L. On designing fuzzy controllers for a class of nonlinear networked control systems[J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 2008, 16(4): 1050-1060.
- [17] Hua C, Ding S X. Decentralized networked control system design using T-S fuzzy approach[J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 2012, 20(1): 9-21.
- [18] Liu J, Zhang J, Zheng Y, et al. Robust Hinf control for discrete time T-S fuzzy systems with input delay[J]. *J of Control Theory and Applications*, 2011, 9(2): 189-194.
- [19] Peng C, Fei M R, Tian E. Networked control for a class of T-S fuzzy systems with stochastic sensor faults[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 2013, 212(1): 62-77.
- [20] Peng C, Han Q L, Yue D. To transmit or not to transmit: A discrete event-triggered communication scheme for networked Takagi-Sugeno fuzzy systems[J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 2013, 21(1): 164-170.
- [21] Jia X, Zhang D, Hao X, et al. Fuzzy tracking control for nonlinear networked control systems in T-S fuzzy model[J]. *IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, 2009, 39(4): 1073-1079.
- [22] 肖会芹, 何勇, 吴敏, 等. 基于TS模糊模型的采样数据网络控制系统 H_∞ 输出跟踪控制[J]. *自动化学报*, 2015, 41(3): 661-668.
(Xiao H Q, He Y, Wu M, et al. H_∞ output tracking control for sampled-data networked control systems in T-S fuzzy model[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2015, 41(3): 661-668.)
- [23] Nguang S K. Comments on Fuzzy H_∞ tracking control for nonlinear networked control systems in T-S fuzzy model[J]. *IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, 2010, 40(3): 957.
- [24] Zhang D, Han Q L, Jia X. Tracking control for network-based TS fuzzy systems with asynchronous constraints[C]. *IEEE Int Conf on Fuzzy Systems*. New York: IEEE Press, 2012: 1-8.
- [25] Zhang D, Han Q L. H_∞ control design for network-based TS fuzzy systems with asynchronous constraints on membership functions[C]. *IECON 2011-37th Annual Conf on IEEE Industrial Electronics Society*. New York: IEEE Press, 2011: 2584-2589.
- [26] Kim S H. Robust Takagi-Sugeno fuzzy control design for non-linear networked control systems with asynchronous premise variables[J]. *IET Control Theory & Applications*, 2013, 7(6): 910-919.
- [27] Peng C, Yue D, Fei M. Relaxed stability and stabilization conditions of networked fuzzy control systems subject to asynchronous grades of membership[J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 2014, 22(5): 1101-1112.
- [28] Gu K, Kharitonov V L, Chen J. *Stability of time-delay systems*[M]. Boston: Birkhauser, 2003: 322.
- [29] El Ghaoui L, Oustry F, AitRami M. A cone complementarity linearization algorithm for static output-feedback and related problems[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1997, 42(8): 1171-1176.
- [30] Liu J, Zhang J, Zheng Y, et al. Robust H_∞ control for discrete-time T-S fuzzy systems with input delay[J]. *J of Control Theory and Applications*, 2011, 9(2): 189-194.