隐蔽拒绝服务攻击下区间二型模糊系统保成本控制

吴 博†，肖 凡，詹习生，李 涛

(湖北师范大学 电气工程与自动化学院，湖北 黄石 435002)

摘 要: 针对一类受隐蔽拒绝服务攻击的网络化非线性系统, 研究基于混合触发随机协议的动态输出反馈保成本控制问题. 首先, 采用区间二型 Takagi-Sugeno (T-S) 模糊模型来表征非线性动力学特性. 然后, 在通信网络中引入改进型混合触发随机协议, 以降低冗余数据传输频率, 实现传输序列的有序调度. 核心目标为设计区间二型模糊输出反馈控制器, 使得闭环系统满足随机渐近稳定性, 并具备预设的保成本性能. 控制器的全部设计参数均可通过求解一组线性矩阵不等式得到. 最后, 通过仿真验证所提出方法的有效性和工程实用性.

关键词: 区间二型模糊系统；混合触发随机协议；拒绝服务攻击；输出反馈控制

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2026.0831

引用格式: 吴博, 肖凡, 詹习生, 等. 隐蔽拒绝服务攻击下区间二型模糊系统保成本控制 [J]. 控制与决策.

Guaranteed cost control for interval type-2 fuzzy systems under stealthy denial-of-service attacks

WU Bo†，*XIAO Fan*，*ZHAN Xi-sheng*，*LI Tao*

(College of Electrical Engineering and Automation，Hubei Normal University，Huangshi 435002，China)

Abstract: This paper investigates the dynamic output feedback guaranteed cost control problem for a class of networked nonlinear systems subject to stealthy denial-of-service attacks via a hybrid-triggered stochastic protocol. Firstly, an interval type-2 Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy model is employed to characterize the nonlinear dynamics of the system. Then, an improved hybrid-triggered stochastic protocol is introduced into the communication network to reduce the frequency of redundant data transmission and achieve orderly scheduling of transmission sequences. The core objective of this work is to design an interval type-2 fuzzy output feedback controller, which ensures that the closed-loop system achieves stochastic asymptotic stability and satisfies the prescribed guaranteed cost performance under stealthy DoS attacks. All controller design parameters can be derived by solving a set of linear matrix inequalities. Finally, a example is provided to demonstrate the effectiveness and engineering practicability of the proposed method.

Keywords: interval type-2 fuzzy systems； hybrid-triggered stochastic protocol； denial-of-service attacks； output feedback control

0 引 言

近年来, 网络化控制系统 (Networked Control Systems, NCSs) 在工程领域的广泛应用为现代控制理论研究带来了新的挑战[1-2]. 随着非线性控制理论的发展, T-S 模糊建模框架借助模糊规则推理与逻辑运算为动态系统的分析与综合提供了有效途径, 极大推动了该领域的研究进展[3]. 一型 T-S 模糊模型虽能有效刻画系统非线性特性, 但其控制精度受限于隶属函数 (Membership Functions, MFs) 的不确定性. 区间二型 (Interval Type-2, IT2)T-S 模糊模型能够更好地处理动态系统中的参数不确定性, 弥补了前者的不足[4-5]. 例如, 文献 [6] 和文献 [7] 分别研究了 IT2 模糊系统的网络攻击安全控制和指数收敛容错控制. 受外部扰动与网络传输特性的影响, 信号传输的可靠性往往难以保障[8]. 当前, 针对前提变量不匹配与 MFs 不确定性共存的 IT2 模糊 NCSs, 仍有若干问题亟待解决. 鉴于此, 本文开展前提变量不匹配情形下的 IT2 模糊控制器设计研究.

另一方面, 通信与信息技术的发展使得 NCSs

收稿日期: 2026-08-19；**录用日期:** 2026-10-22.

基金项目: 国家自然科学基金面上项目 (62473135, 62573180).

责任编委: 叶丹.

†通信作者. E-mail: lwym126@163.com.

受到持续关注[9-10]. 然而, NCSs 固有的带宽约束往往制约着控制性能的进一步提升. 为此, 事件触发机制 (Event-Triggered Schemes, ETSs) 被引入控制系统设计, 其核心思想是仅当采样信号满足预设触发条件时才进行数据传输[11]. 现有研究虽已关注系统动态特性, 但在网络负载较高时, 数据的集中传输会加剧信道拥塞, 进而劣化控制性能[12]. 文献 [13] 提出的混合触发机制 (Hybrid Triggering Scheme, HTS) 可有效节省网络带宽资源, 为传输机制优化提供了新的思路. 此外, 当前事件触发研究仍存在局限: 多数工作默认各节点均可直接接入网络并遵循统一触发规则, 这种缺乏调度的传输极易引发数据冲突. 针对该问题, 研究者提出多种调度策略以实现受限信道资源的高效分配, 常见包括一次尝试丢弃协议[14]、轮询协议[15]以及随机通信协议 (Stochastic Communication Protocol, SCP)[16]. 其中, SCP 凭借其随机调度特性得到了广泛关注, 尤其适用于节点接入服从已知概率分布的工业场景[17]. 总体而言, IT2 模糊系统与通信协议相结合的研究虽已取得初步进展, 但在缓解网络拥塞与数据冲突方面的成果仍较为有限[18], 这构成了本文的首要研究动机.

与此同时, 网络环境的开放性日益增强, 传输信道中的数据包更易遭受恶意攻击. 针对 NCSs 的典型网络攻击可分为三类: 欺骗攻击、重放攻击与拒绝服务 (Denial of Service, DoS) 攻击, 其中 DoS 攻击以破坏系统服务可用性为主要目标[19]. 然而, 面对攻击模式不可预测的蓄意攻击者, 基于传统攻击模式构建的防御策略往往缺乏普适性. 鉴于此, 近年来部分研究将关注点转向隐蔽攻击, 开展针对性防御策略的设计与分析[20-21]. 例如, 文献 [20] 与 [21] 分别针对隐蔽 DoS 攻击下的工业信息物理系统与网络化 IT2 模糊系统, 研究了H_∞控制问题. 进一步地, 在隐蔽攻击场景下, 将通信调度机制与安全控制策略协同设计的 IT2 模糊系统研究尚不多见, 这构成了本文的另一研究动因.

此外, 现有研究已针对多类经典控制性能指标开展了系统性探讨[22-24], 其中保成本 (Guaranteed Cost, GC) 控制因兼具鲁棒稳定性保障与性能上界约束而广受关注[25-27]. 另一方面, 针对工程中全状态不可测问题, 输出反馈方法得到了充分发展, 文献 [28] 中的动态输出反馈 (Dynamic Output Feedback, DOF) 控制即为典型代表. 基于上述研究, 本文将进一步开展 IT2 模糊系统的 DOF GC 控制研究.

综上, 针对隐蔽 DoS 攻击场景, 研究基于混合触发随机协议 (Hybrid-Triggered Stochastic Protocol, HTSP) 的离散网络化 IT2 模糊系统的 DOF GC 控制问题, 具有重要的理论意义与工程应用价值. 本文的主要贡献如下:

1) 已有研究多基于状态可测条件设计状态反馈控制器[12], 或默认各网络节点均可直接接入网络并遵循统一触发规则[13,19-21]. 本文则针对状态不可测问题, 构建离散 IT2 模糊系统 DOF 控制器框架, 引入改进型 HTSP 调度策略, 在隐蔽 DoS 攻击场景下实现 HTS 与 SCP 的一体化设计;

2) 与现有协议[5,10,18] 相比, 本文所提改进型 HTSP 将 MFs 与系统信息嵌入触发判定逻辑, 实现 HTS 与 SCP 的协同优化, 同步完成数据包调度与传输策略的综合决策;

3) 结合 MFs 与模糊李雅普诺夫函数方法降低系统分析保守性, 推导出基于线性矩阵不等式的充分条件, 确保系统满足随机渐近稳定性与 GC 性能约束.

符号说明: $\mathbb{Z}$表示非负整数, $\mathbb{Z}^+$表示正整数, $\mathbb{R}^n$表示n维欧几里得空间. $\|\cdot\|$表示欧几里得向量范数. 对于矩阵$\mathbb{Y}$, $\mathbb{Y}^T$和$\mathbb{Y}^{-1}$分别表示转置矩阵和逆矩阵. $He\{\mathbb{Y}\}$定义为$\mathbb{Y}^T+\mathbb{Y}$. $*$表示对称矩阵中的对称项, 0_n表示n列零矩阵.

1 问题描述

1.1 系统描述

针对本文研究的 IT2 模糊系统, 所提出的 IT2 模糊 DOF 控制器设计框架如图 1 所示.

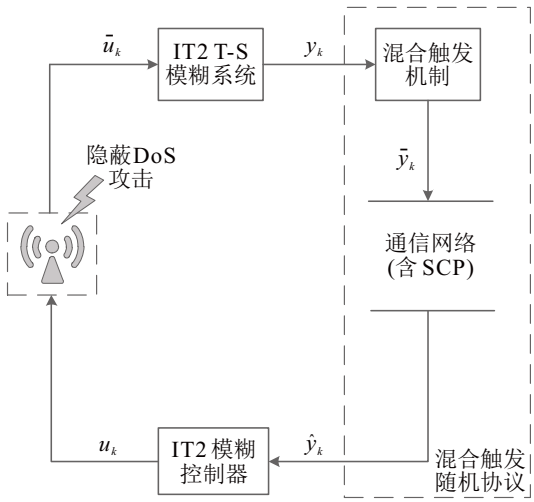

图 1 基于通信网络的 IT2 模糊系统控制框图

考虑一类 IT2 模糊系统模型, 模糊规则i如下: 如果$\mathbb{M}_1(x_k)$是ϑ_1^i,...,$\mathbb{M}_l(x_k)$是ϑ_l^i, 则

$$\begin{cases} x_{k+1}=A_ix_k+B_i\bar{u}_k \\ y_k=C_ix_k \end{cases} \tag{1}$$

其中, $k\in\mathbb{Z}$, $\vartheta_\hbar^i$和$\mathbb{M}_\hbar(x_k)$分别表示模糊集和前件变

量，$i\in\mathcal{M}=\{1,2,3,\ldots,p\}$，$\hbar=\{1,2,3,\ldots,l\}$，$p,l\in\mathbb{Z}^{+}$，$\mathbb{M}(x_k)=[\mathbb{M}_1(x_k),\mathbb{M}_2(x_k),\ldots,\mathbb{M}_l(x_k)]$. $x_k\in\mathbb{R}^{n_x}$，$\bar{u}_k\in\mathbb{R}^{n_u}$和$y_k\in\mathbb{R}^{n_y}$分别表示系统的状态, 最终控制输入以及测量输出. A_i,B_i,C_i是合适维度的已知矩阵. 第i条规则的激活强度表述如下:

$$\tilde{g}_i(x_k)\in[\underline{g}_i(x_k),\overline{g}_i(x_k)].$$

其中，$\overline{g}_i(x_k)=\prod_{\hbar=1}^{l}\overline{\imath}_{\vartheta_\hbar^i}(\mathbb{M}_\hbar(x_k))$ 表示上隶属函数 (Upper Membership Functions, UMFs)，$\underline{g}_i(x_k)=\prod_{s=1}^{l}\underline{\imath}_{\vartheta_\hbar^i}(\mathbb{M}_\hbar(x_k))$表示下隶属函数 (Lower Membership Functions, LMFs). $\overline{\imath}_{\vartheta_\hbar^i}(\mathbb{M}_\hbar(x_k))$和$\underline{\imath}_{\vartheta_\hbar^i}(\mathbb{M}_\hbar(x_k))$ 分别表示上、下隶属度, 同时满足$1\geqslant\overline{\imath}_{\vartheta_\hbar^i}(\mathbb{M}_\hbar(x_k))\geqslant\underline{\imath}_{\vartheta_\hbar^i}(\mathbb{M}_\hbar(x_k))\geqslant 0$, 于是有$1\geqslant\overline{g}_i(x_k)\geqslant\underline{g}_i(x_k)\geqslant 0$.

式 (1) 表示的系统可表示为

$$\begin{cases}x_{k+1}=\sum_{i=1}^{p}\tilde{g}_i(x_k)(A_ix_k+B_i\bar{u}_k)\\ y_k=\sum_{i=1}^{p}\tilde{g}_i(x_k)(C_ix_k)\end{cases}\tag{2}$$

归一化隶属函数定义如下:

$$\begin{cases}\tilde{g}_i(x_k)=\dfrac{\underline{g}_i(x_k)\underline{\eth}_i(x_k)+\overline{g}_i(x_k)\overline{\eth}_i(x_k)}{\sum_{i=1}^{p}(\underline{g}_i(x_k)\underline{\eth}_i(x_k)+\overline{g}_i(x_k)\overline{\eth}_i(x_k))}\\ 0\leqslant\tilde{g}_i(x_k)\leqslant 1,\ \sum_{i=1}^{p}\tilde{g}_i(x_k)=1\end{cases}\tag{3}$$

其中，$\underline{\eth}_i(x_k),\overline{\eth}_i(x_k)\in[0,1]$均为存在但无需已知的非线性函数, 且满足$\underline{\eth}_i(x_k)+\overline{\eth}_i(x_k)=1$.

1.2　混合触发随机通信协议方案

系统整体的信号传输与控制流程如图 1 所示. 传感器首先完成混合触发判断生成$\bar{y}_k$, 随后 SCP 模块通过马尔可夫链选择传感器节点并传输对应信号, 最终经信号融合得到$\hat{y}_k$后输入 IT2 模糊控制器.

定义k_m^y为系统输出的最新触发时刻. k_{m+1}^y为下一个触发时刻, 则混合事件触发机制的触发条件定义如下:

$$k_{m+1}^y=\inf_{k>k_m^y}\{k|e_y^T\Psi e_y\geqslant\alpha_k\sigma_k\bar{y}_k^T\Psi\bar{y}_k\}.\tag{4}$$

其中$e_y=y_k-\bar{y}_k$, Ψ为待设计的正定触发矩阵. α_k为融合时间触发与事件触发机制的混合切换参数, 其满足如下条件:

$$\mathrm{Prob}\{\alpha_k\}=\begin{cases}\alpha,\ \text{如果}\alpha_k=1\\ 1-\alpha,\ \text{如果}\alpha_k=0.\end{cases}\tag{5}$$

且$\alpha\in[0,1]$.

此外, σ_k为事件触发阈值, 由下述自适应律自适应更新:

$$\sigma_k=\sigma_M-(\sigma_M-\sigma_m)L_ke^{-a_1\|e_y\|^{a_2}}.\tag{6}$$

其中$L_k=1-(\sum_{i=1}^{p}[g_i(x_k)-g_i(\bar{x}_k)]^2)/p$为依赖隶属函数的调整函数. 阈值$\sigma_k$的取值范围约束为$0\leqslant\sigma_m<\sigma_M<1$, 其对状态偏差的灵敏度由正标量$a_1$和$a_2$动态调整. L_k刻画当前及上一触发时刻系统模糊隶属度向量的偏差, 反映系统非线性模态的切换剧烈程度. 模态快速切换时L_k减小, σ_k随之降低, 提升传输频率以保障控制精度. 模态平稳运行时L_k增大, σ_k升高, 可减少冗余数据传输. e_y仅间接反映隶属度相关信息. L_k直接以模态变化量调节阈值, 与e_y共同构成状态误差与模态变化的双维度触发机制, 实现偏差大模态变化剧烈时增加传输、偏差小模态平稳时减少传输的自适应传输策略.

为进一步缓解通信网络容量受限的不利影响, 在控制对象-控制器通道中引入 SCP, 用于确定时刻k的接入网络传感器. 令$\beta_k\in\mathbf{N}=\{1,2,...,n_y\}$表示被选中的传感器编号. 根据文献 [16], β_k由马尔可夫链调度, 其转移概率矩阵为$\mathbb{P}=[\pi^{cd}]\in\mathbb{R}^{n_y\times n_y}$, 转移概率$\pi^{cd}$定义如下:

$$\pi^{cd}=\mathrm{Prob}(\beta_{k+1}=d|\beta_k=c),\ c,d\in\mathbf{N}.\tag{7}$$

令$\hat{y}_k=[\hat{y}_k^1,\hat{y}_k^2,...,\hat{y}_{yk}^n]^T$为$\bar{y}_k$经 SCP 协议传输后的接收信号. 在 SCP 机制下, $\hat{y}_k^{\beta_k}$的更新规则定义如下:

$$\hat{y}_k^c=\begin{cases}\bar{y}_k^c,\ \text{if}\ \beta_k=c\\ \hat{y}_{(k-1)}^c,\ \text{if}\ \beta_k\neq c.\end{cases}\tag{8}$$

基于克罗内克δ函数的符号定义$\hat{\delta}_d^c=\delta(c-d)$, 可推得

$$\hat{y}_k=\Phi^{\beta_k}\bar{y}_k+(I-\Phi^{\beta_k})\hat{y}_{k-1}.\tag{9}$$

其中$\Phi^{\beta_k}=\mathrm{diag}\{\hat{\delta}_1^{\beta_k},\hat{\delta}_2^{\beta_k},\ldots,\hat{\delta}_{n_y}^{\beta_k}\}$. 由式 (8)-(9) 可知, 每个时刻仅马尔可夫链选中的单个传感器通道更新采样数据, 其余未选中通道保持上一时刻的接收值. 该融合方式本质为带宽受限场景下的随机调度型信号保持机制, 无需额外融合算法, 通过信道分时复用即可实现多传感器数据有序传输.

注 1　HTS 本质上属于一类切换系统模型, 通过切换参数α_k的取值在两类触发机制之间完成模式切换. 具体而言, 当$\alpha_k=0$时, 该机制退化为经典时间触发机制. 当$\alpha_k=1$时, 退化为文献 [5,10] 所提出的 ETSs.

注 2　文献 [16] 提出的标准 SCP 仅基于马尔可夫链实现传感器节点接入时序调度, 在每个调度时

刻均执行数据传输, 未引入触发式数据筛选机制. 本文提出的 HTSP 先通过混合触发机制判断当前数据的传输必要性, 仅满足触发条件的数据才进入 SCP 调度环节, 再由 SCP 完成信道资源分配与数据传输调度. 该机制可在保证系统保成本控制性能的前提下, 有效减少平稳态冗余数据传输, 更适用于带宽受限的工业网络化场景.

1.3 动态输出反馈控制器

本文中, DOF 控制器的具体设计过程如下:

规则j: 如果$\mathbb{N}_1(\hat{x}_k)$是ν_1^j, …, 以及$\mathbb{N}_\wp(\hat{x}_k)$是$\nu_\wp^j$, 则

$$\begin{cases}\hat{x}_{k+1}=A_j^{\beta_k}\hat{x}_k+B_j^{\beta_k}\hat{y}_k\\ u_k=C_j^{\beta_k}\hat{x}_k\end{cases}\tag{10}$$

其中$\nu_\hbar^j$ ($j\in\mathcal{M}$, $\hbar=\{1,2,3,\dots,\wp\}$) 代表区间二型模糊集合, $\mathbb{N}_\hbar(\hat{x}_k)$为前件变量. $A_j^{\beta_k}$, $B_j^{\beta_k}$ 以及$C_j^{\beta_k}$为待推导的矩阵. 第j条规则的激活强度表述如下:

$$\tilde{m}_j(\hat{x}_k)\in[\underline{m}_j(\hat{x}_k),\overline{m}_j(\hat{x}_k)],\ j\in\mathcal{M}$$

其中, $\underline{m}_j(\hat{x}_k)=\prod_{\hbar=1}^{\tau}\underline{\jmath}_{\nu_\hbar^j}(\mathbb{N}_\hbar(\hat{x}_k))$, $\overline{m}_j(\hat{x}_k)=\prod_{\hbar=1}^{\tau}\overline{\jmath}_{\nu_\hbar^j}(\mathbb{N}_\hbar(\hat{x}_k))$.

DOF 控制器描述如下:

$$\begin{cases}\hat{x}_{k+1}=\sum_{j=1}^{p}\tilde{m}_j(\hat{x}_k)(A_j^{\beta_k}\hat{x}_k+B_j^{\beta_k}\hat{y}_k)\\ u_k=\sum_{j=1}^{p}\tilde{m}_j(\hat{x}_k)(C_j^{\beta_k}\hat{x}_k)\end{cases}\tag{11}$$

隶属函数定义如下:

$$\begin{cases}\tilde{m}_j(\hat{x}_k)=\dfrac{\underline{m}_j(\hat{x}_k)\underline{\partial}_j(\hat{x}_k)+\overline{m}_j(\hat{x}_k)\overline{\partial}_j(\hat{x}_k)}{\sum_{j=1}^{p}(\underline{m}_j(\hat{x}_k)\underline{\partial}_j(\hat{x}_k)+\overline{m}_j(\hat{x}_k)\overline{\partial}_j(\hat{x}_k))}\\ 0\leqslant\tilde{m}_j(\hat{x}_k)\leqslant 1,\ \sum_{j=1}^{p}\tilde{m}_j(\hat{x}_k)=1\end{cases}\tag{12}$$

其中$\underline{\partial}_j(\hat{x}_k)+\overline{\partial}_j(\hat{x}_k)=1$, $\underline{\partial}_j(\hat{x}_k)\in[0,1]$, $\overline{\partial}_j(\hat{x}_k)\in[0,1]$, 对任意$j$, $\underline{\partial}_j(\hat{x}_k)$和 $\overline{\partial}_j(\hat{x}_k)$为预定义的函数.

1.4 受隐蔽 DoS 攻击影响的闭环系统

假设无线信道中存在独立的加性高斯白噪声, 则无线信道的通信质量可如文献 [19-20] 建模为

$$\begin{cases}SER=2\eta\sqrt{\varepsilon\cdot SNR}\\ SNR=\dfrac{\varphi_s}{\omega^2}\end{cases}\tag{13}$$

其中φ_s、$\varepsilon>0$与ω^2分别表示发射功率、网络参数和加性高斯白噪声功率. 同时有

$$\eta=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{\hbar}^{\infty}\exp\Big(-\frac{\varrho^2}{2}\Big)\mathrm{d}\varrho.$$

设$\phi_k\in\{0,1\}$表示不同的工作周期, DoS 干扰器的第n个工作子周期由起始时刻$\mathcal{T}(n)$, 攻击周期时长$t_q(n)$和静默周期时长$t_s(n)$构成, 可描述为

$$\phi_k=\begin{cases}1,\ k\in[\mathcal{T}(n),\mathcal{T}(n)+t_q(n)-1]\\ 0,\ k\in[\mathcal{T}(n)+t_q(n),\mathcal{T}(n)+t_q(n)+\\ \quad t_s(n)-1]\end{cases}$$

其中$\phi_k=1$与$\phi_k=0$分别对应攻击周期和静默周期. 该攻击策略的隐蔽性体现在两点: 静默周期内攻击端仅侦听信道流量、不发射干扰信号, 不会造成持续信道异常; 攻击周期仅在检测到数据包传输时触发, 干扰与数据传输同步且功率贴近信道噪声基底, 不会引发丢包率阶跃式升高, 因此难以被流量阈值检测、持续丢包检测等传统安全机制识别.

结合式 (13), 静默周期内考虑无线信道容量受限与信道噪声导致的固有丢包; 在攻击周期内, DoS 干扰器以攻击功率φ_q对无线信道施加干扰, 以提升丢包概率. 由此可得

$$\begin{cases}SER=2\eta\sqrt{\varepsilon\cdot SINR}\\ SINR=\dfrac{\varphi_s}{\varphi_q+\omega^2}\end{cases}\tag{14}$$

结合式 (13) 与式 (14), 可在统一框架下描述SER:

$$SER=2\eta\sqrt{\varepsilon\cdot\frac{\varphi_s}{\phi_k\varphi_q+\omega^2}}=\begin{cases}2\eta\sqrt{\varepsilon\cdot SNR},\ \phi_k=0\\ 2\eta\sqrt{\varepsilon\cdot SINR},\ \phi_k=1.\end{cases}\tag{15}$$

设$\bar{u}(k)$表示控制对象端接收到的控制输入, 引入相互独立的伯努利随机变量$\theta(\varphi_k,k)$表征数据包是否被控制对象成功接收, 定义如下

$$\theta(\varphi_k,k)=\begin{cases}1,\ \text{成功接收}\\ 0,\ \text{其他情况.}\end{cases}\tag{16}$$

结合式 (13), 式 (14) 与式 (15), 可得

$$\begin{cases}\mathrm{Prob}[\theta(\varphi_k,k)=1]=1-SER=\bar{\theta}\\ \mathrm{Prob}[\theta(\varphi_k,k)=0]=SER=1-\bar{\theta}.\end{cases}\tag{17}$$

其中$\bar{\theta}\in[0,1)$为已知常数. 当$\hbar\geq 0$时, $\eta\in(0,0.5]$. 由于SNR、$SINR$均为正实数, 且$\varepsilon>0$, 因此$SER=2\eta(\sqrt{\varepsilon\cdot SNR})\in(0,1]$, 符合符号错误率的物理取值范围. 选取$\bar{\theta}\in[0,1)$, 则丢包概率$1-\bar{\theta}=SER\in(0,1]$, 满足概率定义的区间要求. 于是可以推得$\bar{u}(k)$的表达式为

$$\bar{u}_k=\theta(\varphi_k,k)u_k\tag{18}$$

为便于分析, 假设$\beta_k = c$. 后续推导中, 令$\tilde{g}_i \triangleq \tilde{g}_i(x_k)$, $\tilde{m}_j \triangleq \tilde{m}_j(\hat{x}_k)$以及$\theta_k \triangleq \theta(\varphi_k, k)$. 进一步, 定义$\zeta_k = [x_k^T \quad \hat{x}_k^T \quad \hat{y}_{k-1}^T]^T$, $\psi_k = [\zeta_k^T \quad e_y^T]^T$, 结合系统 (2) 和控制器 (11), 可得模糊闭环系统如下:

$$\zeta_{k+1} = \sum_{i=1}^{p}\sum_{j=1}^{p} \tilde{g}_i\tilde{m}_j\{([\vec{A}_1 \quad \vec{E}]+\tilde{\theta}_k[\vec{A}_2 \quad 0])\psi_k\} \tag{19}$$

其中

$$\vec{A}_1 = \begin{bmatrix} A_i & \bar{\theta}B_iC_j^c & 0 \\ B_j^c\Phi^cC_i & A_j^c & B_j^c(I-\Phi^c) \\ \Phi^cC_i & 0 & I-\Phi^c \end{bmatrix}$$

$$\vec{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & B_iC_j^c & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},\ \vec{E}^T = [0 \quad -\Phi^cB_j^c \quad -\Phi^c]$$

$\tilde{\theta}_k = \theta_k - \bar{\theta}$.

为分析动态输出反馈系统 (19) 的 GC 问题, 构造如下形式的新型 GC 函数:

$$\mathbf{J} = \sum_{k=0}^{\infty}(\hat{y}_k^T\Upsilon_1\hat{y}_k + \bar{u}_k^T\Upsilon_2\bar{u}_k). \tag{20}$$

注 3　当$\theta_k = 1$且不考虑协议的传输调度效应时, 本文所提 GC 函数可退化为文献 [26] 的形式. 由于式 (20) 中明确引入了通信协议与隐蔽 DoS 攻击的双重影响, 相较于现有相关研究, 本文的 GC 性能分析与 DOF 控制器设计问题更具复杂性与挑战性.

在进行进一步分析之前, 首先回顾下述定义.

定义 1　在无扰动影响下, 系统 (19) 满足如下条件:

$$E\Big\{\sum_{k=0}^{\infty}(\|\zeta_k\|^2|\zeta_0)\Big\} < \infty \tag{21}$$

则称系统 (19) 随机渐近稳定.

2　主要结论

下述核心引理将为所提出的 HTSP 下 IT2 模糊系统的 GC 控制器设计提供理论支撑.

引 理 1　(S-过 程[6]) 对 于 二 次 函 数 $F \in \mathbb{R}^n$, $\mathcal{O}_\gamma(\Psi)$满足:

$$\mathcal{O}_\gamma(F) = F^T\mathcal{O}_\gamma F,\ \mathcal{O}_\gamma^T = \mathcal{O}_\gamma,\ \gamma = 1, 2, 3, \ldots, h$$

其中$\mathcal{O}_0(F) < 0$, $f_\gamma > 0$, 前提是以下公式成立:

$$\begin{cases} \mathcal{O}_1(F) \geqslant 0, \mathcal{O}_2(F) \geqslant 0, \ldots, \mathcal{O}_\gamma(F) \geqslant 0 \\ \mathcal{O}_0 + f_1\mathcal{O}_1 + f_2\mathcal{O}_2 + \ldots + f_\gamma\mathcal{O}_\gamma < 0 \end{cases}$$

引理 2　设$\mathcal{K}_\iota(\iota = 1, 2, 3, 4)$为具有适当维度的实矩阵, ι为标量, 则$\mathcal{K}_1 + He\{\mathcal{K}_2\mathcal{K}_3\} < 0$成立的充分条件是如下矩阵不等式满足:

$$\begin{bmatrix} \mathcal{K}_1 & * \\ \iota\mathcal{K}_2^T + \mathcal{K}_4\mathcal{K}_3 & -\iota\mathcal{K}_4 - \iota\mathcal{K}_4^T \end{bmatrix} < 0$$

2.1　稳定性和保成本性能分析

定理 1　针对本文构建的 IT2 模糊模型, 给定参数$\sigma_M \in (0, 1)$, α, $\bar{\theta}$. 若隶属函数满足 $\tilde{m}_j - \tau_j\tilde{g}_j \geqslant 0$ $(0 < \tau_j \leqslant 1)$, 且存在矩阵 $\mathcal{P}_i^c > 0$, $\mathcal{Q}_j^c$, $\Psi > 0$, $\Upsilon_1 > 0$, $\Upsilon_2 > 0$, $\mathcal{I}_i^T = \mathcal{I}_i$, 其中$i, j, \ell \in \mathcal{M}$, $c, d \in \mathbf{N}$, 使得

$$\Lambda_{\ell ij}^c - \mathcal{I}_i < 0 \tag{22}$$

$$\tau_i\Lambda_{\ell ii}^c + (1-\tau_i)\mathcal{I}_i < 0 \tag{23}$$

$$\tau_j\Lambda_{\ell ij}^c + \tau_i\Lambda_{\ell ji}^c + (1-\tau_j)\mathcal{I}_i + (1-\tau_i)\mathcal{I}_j < 0 \tag{24}$$

其中

$$\Lambda_{\ell ij}^c = \begin{bmatrix} \Lambda_i^{c1} & * \\ \Lambda_{ij}^{c2} & \Lambda_{\ell j}^{c3} \end{bmatrix},\ \Lambda_i^{c1} = -\mathrm{diag}\{\mathcal{P}_i^c, \Psi\}$$

$$\Lambda_{ij}^{c2} = [\mathcal{S}_0^T\mathcal{Q}_j^c \quad \mathcal{S}_1^T\mathcal{Q}_j^c \quad \mathcal{S}_2^T \quad \mathcal{S}_3^T \quad \mathcal{S}_4^T \ \mathcal{S}_5^T]^T$$

$$\Lambda_{\ell j}^{c3} = \mathrm{diag}\{\mathcal{T}_{\ell j}^{c1}, \mathcal{T}_{\ell j}^{c1}, \mathcal{T}_2, \mathcal{T}_3, \mathcal{T}_4, \mathcal{T}_5\}$$

$$\mathcal{S}_0 = [\vec{A}_1 \quad \vec{E}],\ \mathcal{S}_1 = \hat{\theta}[\vec{A}_2 \quad 0],\ \mathcal{S}_2 = [\Omega_2 \quad -\Phi^c]$$

$$\mathcal{S}_3 = [\Omega_3 \quad 0],\ \mathcal{S}_4 = \hat{\theta}[\Omega_4 \quad 0]$$

$$\mathcal{S}_5 = \sqrt{\alpha\sigma_M}\,[\Omega_1 \quad -I]$$

$$\Omega_1 = [C_i \quad 0 \quad 0],\ \Omega_2 = [\Phi^cC_i \quad 0 \quad I-\Phi^c]$$

$$\Omega_3 = [0 \quad \bar{\theta}C_j^c \quad 0],\ \Omega_4 = [0 \quad C_j^c \quad 0]$$

$\mathcal{T}_{\ell j}^{c1} = \sum_{d\in\mathcal{N}}\pi^{cd}\mathcal{P}_\ell^d - He\{\mathcal{Q}_j^c\}$, $\mathcal{T}_2 = \Upsilon_1 - 2I$, $\mathcal{T}_3 = \Upsilon_2 - 2I$, $\mathcal{T}_4 = \mathcal{T}_3$, $\mathcal{T}_5 = \Psi - 2I$, $\hat{\theta} = \sqrt{\bar{\theta}(1-\bar{\theta})}$.

性能的上界 (20) 可表示为如下形式:

$$\mathbf{J} \leqslant \mathbf{J}^* = \zeta_0^T\mathcal{P}_g^c\zeta_0 \tag{25}$$

证明　首先, 旨在证明在式 (22)-(24) 条件下, 闭环模糊系统 (19) 实现随机渐近稳定. 为此, 构造如下模糊 Lyapunov 函数:

$$V(\zeta_k) = \zeta_k^T\mathcal{P}_g^c\zeta_k \tag{26}$$

其中$\mathcal{P}_g^c = \sum_{i=1}^{p} g_i\mathcal{P}_i^c$.

进而可假设$\mathcal{P}_{\breve{g}}^d = \sum_{\ell=1}^{p}\breve{g}_\ell\mathcal{P}_\ell^d$(其中$d = \beta_{k+1}$, 对任意$\beta_k = c$), 且$\breve{g}_\ell$表示$k+1$时刻的归一化隶属函数. 由此可得:

$$\begin{aligned} E\{\Delta V(\zeta_k)\} &= E\{\zeta_{k+1}^T\mathcal{P}_{\breve{g}}^d\zeta_{k+1}\} - \zeta_k^T\mathcal{P}_g^c\zeta_k = \\ &\zeta_{k+1}^T(\sum_{d=1}^{n_y}\pi^{cd}\mathcal{P}_{\breve{g}}^d)\zeta_{k+1} - \zeta_k^T\mathcal{P}_g^c\zeta_k = \\ &\sum_{\ell=1}^{p}\sum_{i=1}^{p}\sum_{j=1}^{p}\breve{g}_\ell\tilde{g}_i\tilde{m}_j\psi_k^T\breve{\mathbb{S}}_0\psi_k \end{aligned} \tag{27}$$

其中

$$\breve{\mathbb{S}}_0 = \mathcal{S}_0^T\bar{\mathcal{P}}_{\breve{g}}^c\mathcal{S}_0 + \mathcal{S}_1^T\bar{\mathcal{P}}_{\breve{g}}^c\mathcal{S}_1 - \hat{\mathcal{P}}_i^c,\ \bar{\mathcal{P}}_{\breve{g}}^c = \sum_{d=1}^{n_y}\pi^{cd}\mathcal{P}_{\breve{g}}^d$$

$\hat{\mathcal{P}}_i^c = \mathrm{diag}\{\mathcal{P}_i^c, 0\}$.

根据式 (4) 给出的事件触发条件, 可得到

$$\sum_{\ell=1}^{p}\sum_{i=1}^{p}\sum_{j=1}^{p}\breve{g}_\ell\tilde{g}_i\tilde{m}_j\psi_k^T\breve{\mathbb{S}}_1\psi_k\geqslant 0 \tag{28}$$

其中$\breve{\mathbb{S}}_1=\mathcal{S}_5^T\Psi\mathcal{S}_5-\mathrm{diag}\{0,\Psi\}$.

考虑到转移概率满足$\pi^{cd}>0$且 Lyapunov 矩阵满足$\mathcal{P}_i^c>0$, 可直接得出:

$$\bar{\mathcal{P}}_{\breve{g}}^c-He\{\mathcal{Q}_m^c\}\geqslant-(\mathcal{Q}_m^c)^T(\bar{\mathcal{P}}_{\breve{g}}^c)^{-1}\mathcal{Q}_m^c \tag{29}$$

其中$\mathcal{Q}_m^c=\sum_{j=1}^{p}m_j\mathcal{Q}_j^c$.

若下述不等式成立:

$$\breve{\mathbb{S}}_0+\breve{\mathbb{S}}_1=\bar{\Lambda}_{\ell ij}^c<0 \tag{30}$$

其中

$$\bar{\Lambda}_{\ell ij}^c=\begin{bmatrix}\Lambda_i^{c1} & *\\ \bar{\Lambda}_{ij}^{c2} & \bar{\Lambda}_{\ell j}^{c3}\end{bmatrix},$$
$$\bar{\Lambda}_{ij}^{c2}=\begin{bmatrix}\mathcal{S}_0^T\mathcal{Q}_j^c & \mathcal{S}_1^T\mathcal{Q}_j^c & \mathcal{S}_5^T\end{bmatrix}^T$$
$$\bar{\Lambda}_{\ell j}^{c3}=\mathrm{diag}\{\mathcal{T}_{\ell j}^{c1},\mathcal{T}_5\}.$$

由引理 1 可得$\psi_k^T\breve{\mathbb{S}}_0\psi_k<0$, 这表明:

$$E\{\Delta V(\zeta_k)\}=E\{V(\zeta_{k+1})-V(\zeta_k)\}<0 \tag{31}$$

由此可得闭环模糊系统 (19) 是随机渐近稳定的.

接下来, 考虑 GC 函数:

$$\begin{aligned}&E\{\Delta V(\zeta_k)\}+\hat{y}_k^T\Upsilon_1\hat{y}_k+\bar{u}_k^T\Upsilon_2\bar{u}_k=\\&\quad\sum_{\ell=1}^{p}\sum_{i=1}^{p}\sum_{j=1}^{p}\breve{g}_\ell\tilde{g}_i\tilde{m}_j\psi_k^T\{\mathcal{S}_0^T\bar{\mathcal{P}}_{\breve{g}}^c\mathcal{S}_0+\mathcal{S}_1^T\bar{\mathcal{P}}_{\breve{g}}^c\mathcal{S}_1+\\&\quad\mathcal{S}_2^T\Upsilon_1\mathcal{S}_2+\mathcal{S}_3^T\Upsilon_2\mathcal{S}_3+\mathcal{S}_4^T\Upsilon_2\mathcal{S}_4+\Lambda_i^{c1}\}\psi_k=\\&\quad\sum_{\ell=1}^{p}\sum_{i=1}^{p}\sum_{j=1}^{p}\breve{g}_\ell\tilde{g}_i\tilde{m}_j\psi_k^T\mathbb{S}_0\psi_k\end{aligned} \tag{32}$$

如果下列不等式成立:

$$\mathbb{S}_0+\mathbb{S}_1=\Lambda_{\ell ij}^c<0 \tag{33}$$

由引理 1 可得$\mathbb{S}_0<0$.

受文献 [6] 启发, 利用 MFs 的关系降低保守性. 考虑 $\sum_{i=1}^{p}\sum_{j=1}^{p}\tilde{g}_i(\tilde{g}_j-\tilde{m}_j)\mathcal{I}_i=0$, 则在$\tilde{m}_j-\tau_j\tilde{g}_j\geqslant 0$及式 (22)-(24) 条件下, 可以得到

$$E\{\Delta V(\zeta_k)\}+\hat{y}_k^T\Upsilon_1\hat{y}_k+\bar{u}_k^T\Upsilon_2\bar{u}_k<0 \tag{34}$$

对式 (34) 求和:

$$\sum_{k=0}^{\infty}\{E\{\Delta V(\zeta_k)\}+\hat{y}_k^T\Upsilon_1\hat{y}_k+\bar{u}_k^T\Upsilon_2\bar{u}_k\}<0 \tag{35}$$

于是有:

$$\mathbf{J}=\sum_{k=0}^{\infty}\{\hat{y}_k^T\Upsilon_1\hat{y}_k+\bar{u}_k^T\Upsilon_2\bar{u}_k\}\leqslant V(\zeta_0)=\zeta_0^T\mathcal{P}_g^c\zeta_0.$$

证毕.

注 4 本文采用 IT2 模糊系统常用的隶属函数松弛方法[6,18,28] 处理矩阵不等式的隶属度依赖问题. 结合引理 1 与松弛参数τ_j, 将包含隶属度乘积项的矩阵不等式转化为仅与模糊规则索引相关的顶点判定条件. 式 (22)-(24) 为所有规则对应顶点下的矩阵不等式, 其形式仅由规则索引与传感器通道决定. 求解过程只需遍历全部规则的顶点组合并代入系统矩阵参数, 即可保证所得判据对所有可行隶属度均成立.

2.2 动态输出反馈控制器设计

定理 1 在构建的 IT2 模糊建模范式下, 给定参数$\sigma_M\in(0,1)$, α, $\bar{\theta}$. 若隶属函数满足 $\tilde{m}_j-\tau_j\tilde{g}_j\geqslant 0$ $(0<\tau_j\leqslant 1)$, 且存在矩阵 $\mathcal{P}_i^c>0$, $\mathcal{Q}_j^c$, $\Psi>0$, $\Upsilon_1>0$, $\Upsilon_2>0$, $\hat{A}_j^c$, $\hat{B}_j^c$, $\hat{C}_j^c$, $\mathcal{R}_j^c$, $\breve{\mathcal{I}}_i^T=\breve{\mathcal{I}}_i$, 以及标量$\epsilon_1>0$, $\epsilon_2>0$, 满足

$$\daleth_{\ell ij}^c-\breve{\mathcal{I}}_i<0 \tag{36}$$

$$\tau_i\daleth_{\ell ii}^c+(1-\tau_i)\breve{\mathcal{I}}_i<0 \tag{37}$$

$$\tau_j\daleth_{\ell ij}^c+\tau_i\daleth_{\ell ji}^c+(1-\tau_j)\breve{\mathcal{I}}_i+(1-\tau_i)\breve{\mathcal{I}}_j<0 \tag{38}$$

其中

$$\daleth_{\ell ij}^c=\begin{bmatrix}\daleth_i^{c1} & * & * & *\\ 0 & -\Psi & * & *\\ \daleth_{ij}^{c2} & \daleth_{ij}^{c3} & \daleth_{\ell j}^{c4} & *\\ \daleth_j^{c5} & 0 & \daleth_{ij}^{c6} & \daleth_j^{c7}\end{bmatrix}$$

$$\daleth_i^{c1}=\begin{bmatrix}-\mathcal{P}_i^{c1} & * & *\\ -\mathcal{P}_i^{c2} & -\mathcal{P}_i^{c3} & *\\ 0 & 0 & -\mathcal{P}_i^{c4}\end{bmatrix}$$

$$(\daleth_{ij}^{c2})^T=\begin{bmatrix}(\mathcal{G}_{ij}^{c1})^T & (\mathcal{G}_{ij}^{c2})^T & (\mathcal{G}_{ij}^{c3})^T & \mathbf{0}_3 & (\mathcal{G}_i^{c4})^T\\ (\mathcal{G}_{ij}^{c5})^T & (\mathcal{G}_{ij}^{c6})^T & 0 & (\mathcal{G}_{ij}^{c7})^T & (\mathcal{G}_j^{c8})^T\\ (\mathcal{G}_j^{c9})^T & (\mathcal{G}_j^{c10})^T & (\mathcal{G}_j^{c11})^T & \mathbf{0}_3 & (\mathcal{G}_j^{c12})^T\end{bmatrix}$$

$$(\daleth_{ij}^{c3})^T=\begin{bmatrix}(\mathcal{G}_j^{c13})^T & (\mathcal{G}_j^{c14})^T & (\mathcal{G}_j^{c15})^T & \mathbf{0}_3 & (\mathcal{G}^{c16})^T\end{bmatrix}$$

$$\daleth_{\ell j}^{c4}=\mathrm{diag}\{\mathcal{G}_{\ell j}^{c17},\mathcal{G}_{\ell j}^{c17},\mathcal{T}_2,\mathcal{T}_3,\mathcal{T}_4,\mathcal{T}_5\}$$

$$\mathcal{G}_{\ell j}^{c17}=\begin{bmatrix}\mathcal{G}_{\ell j}^{c18} & * & *\\ \mathcal{G}_{\ell j}^{c19} & \mathcal{G}_{\ell j}^{c20} & *\\ 0 & 0 & \mathcal{G}_{\ell j}^{c21}\end{bmatrix},\ \daleth_j^{c5}=\begin{bmatrix}0 & \hat{C}_j^c & 0\end{bmatrix}$$

$$\daleth_{ij}^{c6}=\epsilon_2\begin{bmatrix}(\mathcal{G}_{ij}^{c22})^T & (\mathcal{G}_{ij}^{c23})^T & 0 & (\mathcal{G}_{ij}^{c24})^T & (\mathcal{G}_{ij}^{c25})^T & (\mathcal{G}_j^{c26})^T\end{bmatrix}$$

$$\mathcal{G}_j^{c26}=\begin{bmatrix}\mathbf{0}_2 & (\mathcal{G}_j^{c27})^T & (\mathcal{G}_j^{c28})^T & 0\end{bmatrix},$$

$$\daleth_j^{c7}=-\epsilon_2He\{\mathcal{R}_j^c\}$$

$\mathcal{G}_{ij}^{c1}=(\mathcal{Q}_j^{c1})^TA_i+\epsilon_1\hat{B}_j^c\beth_1$, $\beth_1=\Phi^cC_i$, $\mathcal{G}_{ij}^{c2}=(\mathcal{Q}_j^{c2})^TA_i+\hat{B}_j^c\beth_1$, $\mathcal{G}_{ij}^{c3}=(\mathcal{Q}_j^{c4})^T\beth_1$, $\mathcal{G}_i^{c4}=[\beth_1\quad\mathbf{0}_2\quad\sqrt{\alpha\sigma_M}C_i]$, $\mathcal{G}_{ij}^{c5}=B_i\hat{C}_j^c+\epsilon_1\hat{A}_j^c$, $\mathcal{G}_{ij}^{c6}=B_i\hat{C}_j^c+\hat{A}_j^c$, $\mathcal{G}_{ij}^{c7}=[B_i\hat{C}_j^c\quad B_i\hat{C}_j^c\quad 0]$, $\mathcal{G}_j^{c8}=[\hat{C}_j^c\quad\hat{C}_j^c\quad 0]$, $\mathcal{G}_j^{c9}=\epsilon_1\hat{B}_j^c\beth_2$, $\beth_2=I-\Phi^c$, $\mathcal{G}_j^{c10}=\hat{B}_j^c\beth_2$, $\mathcal{G}_j^{c11}=(\mathcal{Q}_j^{c4})^T\beth_2$, $\mathcal{G}_j^{c12}=[\beth_2\quad\mathbf{0}_3]$, $\mathcal{G}_j^{c13}=-\kappa_1\hat{B}_j^c\Phi^c$, $\mathcal{G}_j^{c14}=-\hat{B}_j^c\Phi^c$, $\mathcal{G}_j^{c15}=$

$-(\mathcal{Q}_j^{c4})^T\Phi^c$, $\mathcal{G}^{c16}=[-\Phi^c \quad \mathbf{0}_2 \quad -\sqrt{\alpha\sigma_M}I]$, $\mathcal{G}_{\ell j}^{c18}=\pi^{cd}\mathcal{P}_\ell^{d1}-He\{\mathcal{Q}_j^{c1}\}$, $\mathcal{G}_{\ell j}^{c19}=\pi^{cd}\mathcal{P}_\ell^{d2}-\kappa_1\mathcal{Q}_j^{c3}-(\mathcal{Q}_j^{c2})^T$, $\mathcal{G}_{\ell j}^{c20}=\pi^{cd}\mathcal{P}_\ell^{d3}-He\{\mathcal{Q}_j^{c3}\}$, $\mathcal{G}_{\ell j}^{c21}=\pi^{cd}\mathcal{P}_\ell^{d4}-He\{\mathcal{Q}_j^{c4}\}$, $\mathcal{G}_{ij}^{c22}=\bar{\theta}(\mathcal{Q}_j^{c1})^TB_i-B_i\mathcal{R}_j^c$, $\mathcal{G}_{ij}^{c23}=\bar{\theta}(\mathcal{Q}_j^{c2})^TB_i-B_i\mathcal{R}_j^c$, $\mathcal{G}_{ij}^{c24}=\hat{\theta}(\mathcal{Q}_j^{c1})^TB_i-B_i\mathcal{R}_j^c$, $\mathcal{G}_{ij}^{c25}=\hat{\theta}(\mathcal{Q}_j^{c2})^TB_i-B_i\mathcal{R}_j^c$, $\mathcal{G}_j^{c27}=\bar{\theta}I-\mathcal{R}_j^c$, $\mathcal{G}_j^{c28}=\hat{\theta}I-\mathcal{R}_j^c$.

进而, 动态输出反馈控制器增益为

$$A_j^c=((\mathcal{Q}_j^{c3})^T)^{-1}\hat{A}_j^c, B_j^c=((\mathcal{Q}_j^{c3})^T)^{-1}\hat{B}_j^c,$$
$$C_j^c=(\mathcal{R}_j^c)^{-1}\hat{C}_j^c.$$

证明 假设:

$$\mathcal{P}_i^c=\begin{bmatrix}\mathcal{P}_i^{c1} & * & *\\ \mathcal{P}_i^{c2} & \mathcal{P}_i^{c3} & *\\ 0 & 0 & \mathcal{P}_i^{c4}\end{bmatrix},\ \mathcal{Q}_j^c=\begin{bmatrix}\mathcal{Q}_j^{c1} & \mathcal{Q}_j^{c2} & *\\ \epsilon_1\mathcal{Q}_j^{c3} & \mathcal{Q}_j^{c3} & *\\ 0 & 0 & \mathcal{Q}_j^{c4}\end{bmatrix}$$

不等式 (22)-(24) 可以转换为如下的形式:

$$\begin{bmatrix}\daleth_i^{c1} & * & *\\ 0 & -\Psi & *\\ \bar{\daleth}_{ij}^{c2} & \bar{\daleth}_{ij}^{c3} & \daleth_{\ell j}^{c4}\end{bmatrix}<0 \tag{39}$$

其中

$$(\bar{\daleth}_{ij}^{c2})^T=\begin{bmatrix}(\bar{\mathcal{G}}_{ij}^{c1})^T & (\bar{\mathcal{G}}_{ij}^{c2})^T & (\mathcal{G}_{ij}^{c3})^T & \mathbf{0}_3 & (\mathcal{G}_i^{c4})^T\\ (\bar{\mathcal{G}}_{ij}^{c5})^T & (\bar{\mathcal{G}}_{ij}^{c6})^T & 0 & (\bar{\mathcal{G}}_{ij}^{c7})^T & (\bar{\mathcal{G}}_j^{c8})^T\\ (\bar{\mathcal{G}}_j^{c9})^T & (\bar{\mathcal{G}}_j^{c10})^T & (\mathcal{G}_j^{c11})^T & \mathbf{0}_3 & (\mathcal{G}_j^{c12})^T\end{bmatrix}$$

$$(\bar{\daleth}_{ij}^{c3})^T=\begin{bmatrix}(\bar{\mathcal{G}}_j^{c13})^T & (\bar{\mathcal{G}}_j^{c14})^T & (\mathcal{G}_j^{c15})^T & \mathbf{0}_3 & (\mathcal{G}^{c16})^T\end{bmatrix}$$

$\bar{\mathcal{G}}_{ij}^{c1}=(\mathcal{Q}_j^{c1})^TA_i+\epsilon_1\bar{\beth}_1$, $\bar{\beth}_1=(\mathcal{Q}_j^{c3})^TB_j^c\beth_1$, $\bar{\mathcal{G}}_{ij}^{c2}=(\mathcal{Q}_j^{c2})^TA_i+\bar{\beth}_1$, $\bar{\mathcal{G}}_{ij}^{c5}=\bar{\theta}(\mathcal{Q}_j^{c1})^T\bar{\beth}_2+\epsilon_1\bar{\beth}_3$, $\bar{\beth}_2=B_iC_j^c$, $\bar{\beth}_3=(\mathcal{Q}_j^{c3})^TA_j^c$, $\bar{\mathcal{G}}_{ij}^{c6}=\bar{\theta}(\mathcal{Q}_j^{c2})^T\bar{\beth}_2+\bar{\beth}_3$, $\bar{\mathcal{G}}_{ij}^{c7}=\begin{bmatrix}\hat{\theta}(\mathcal{Q}_j^{c1})^T\bar{\beth}_2 & \hat{\theta}(\mathcal{Q}_j^{c2})^T\bar{\beth}_2 & 0\end{bmatrix}$, $\bar{\mathcal{G}}_j^{c8}=\begin{bmatrix}\bar{\theta}C_j^c & \hat{\theta}C_j^c & 0\end{bmatrix}$, $\bar{\mathcal{G}}_j^{c9}=\kappa_1\bar{\beth}_4$, $\bar{\beth}_4=(\mathcal{Q}_j^{c3})^TB_j^c\beth_2$, $\bar{\mathcal{G}}_j^{c10}=\bar{\beth}_4$, $\bar{\mathcal{G}}_j^{c13}=\epsilon_1\bar{\beth}_5$, $\bar{\beth}_5=-(\mathcal{Q}_j^{c3})^TB_j^c\Phi^c$, $\bar{\mathcal{G}}_j^{c14}=\bar{\beth}_5$.

采用扩展解耦策略将 (39) 转化为凸 LMI 框架. 具体而言, 通过引入$\hat{A}_j^c=(\mathcal{Q}_j^{c3})^TA_j^c$, $\hat{B}_j^c=(\mathcal{Q}_j^{c3})^TB_j^c$, $\hat{C}_j^c=\mathcal{R}_j^cC_j^c$, 可得:

$$\breve{\daleth}_{\ell ij}^{c1}+He\{\breve{\daleth}_{\ell ij}^{c2}\breve{\daleth}_{\ell ij}^{c3}\}<0 \tag{40}$$

其中

$$\breve{\daleth}_{\ell ij}^{c1}=\begin{bmatrix}\daleth_i^{c1} & * & *\\ 0 & -\Psi & *\\ \daleth_{ij}^{c2} & \daleth_{ij}^{c3} & \daleth_{\ell j}^{c4}\end{bmatrix}, (\breve{\daleth}_{\ell ij}^{c2})^T=[0 \quad 0 \quad \mho_1]$$

$$\breve{\daleth}_{c3j}=[\mho_2 \quad 0 \quad 0], \mho_2=\begin{bmatrix}0 & (\mathcal{R}_j^c)^{-1}\hat{C}_j^c & 0\end{bmatrix}$$

$$\mho_1=\begin{bmatrix}(\mathcal{G}_{ij}^{c22})^T & (\mathcal{G}_{ij}^{c23})^T & 0 & (\mathcal{G}_{ij}^{c24})^T & (\mathcal{G}_{ij}^{c25})^T & (\mathcal{G}_j^{c26})^T\end{bmatrix}$$

利用引理 2, 在约束条件 (36)-(38) 下可确定 (40) 的有效性. 证毕.

3 仿真分析

本节给出一个具有指定动力学特性的连续搅拌釜反应器算例, 以验证本文所提方法的有效性:

$$\dot{\varsigma}_1(t)=-\varsigma_1(t)+\zeta_1(1-\varsigma_1(t))e^{-\frac{1}{\varsigma_2(t)+\xi_1}}$$
$$\dot{\varsigma}_2(t)=-(1+\xi_2)\varsigma_2(t)+\zeta_2\zeta_1(1-\varsigma_1(t))\times e^{-\frac{1}{\varsigma_2(t)+\xi_1}}+\xi_2(u(t)+\xi_3)$$

其中$\varsigma_1(t)$表示反应转化率, $\varsigma_2(t)$表示无量纲温度, ξ_3代表外部温度的影响.

该非线性系统的动力学特性与状态空间形式参考自文献 [5], 采样周期取$\mathcal{T}=0.5s$, 可以得到符合式 (1) 所描述的系统形式, 具体参数设定如下:

$$A_1=\begin{bmatrix}0.5861 & 0.0001\\ -0.1515 & 0.5224\end{bmatrix},\ B_1=\begin{bmatrix}0.0000\\ 0.1103\end{bmatrix},$$
$$C_1=\begin{bmatrix}0.3 & 0\\ 0.3 & 0\end{bmatrix},\ A_2=\begin{bmatrix}0.5861 & 0.0001\\ -0.1518 & 0.5224\end{bmatrix},$$
$$B_2=\begin{bmatrix}0.0000\\ 0.1103\end{bmatrix},\ C_2=\begin{bmatrix}0.5 & 0\\ 0.5 & 0\end{bmatrix}$$
$$A_3=\begin{bmatrix}0.5860 & 0.0001\\ -0.1522 & 0.5224\end{bmatrix},\ B_3=\begin{bmatrix}0.0000\\ 0.1103\end{bmatrix},$$
$$C_3=\begin{bmatrix}0.5 & 0\\ 0.5 & 0\end{bmatrix}$$

定义:

$$\Delta_1=\exp(-\frac{(x_{2k}+1)^2}{0.5^2})+\exp(-\frac{x_{2k}^2}{0.5^2})+\exp(-\frac{(x_{2k}-1)^2}{0.5^2})$$
$$\Delta_2=\exp(-\frac{(x_{2k}+1)^2}{0.8^2})+\exp(-\frac{x_{2k}^2}{0.8^2})+\exp(-\frac{(x_{2k}-1)^2}{0.8^2})$$

进而构造得到被控对象的 LMFs 和 UMFs 如下:

$$\underline{g}_1(x_{2k})=\frac{\exp(-\frac{(x_{2k}+1)^2}{0.5^2})}{\Delta_1},$$
$$\overline{g}_1(x_{2k})=\frac{\exp(-\frac{(x_{2k}+1)^2}{0.8^2})}{\Delta_2}$$
$$\underline{g}_2(x_{2k})=\frac{\exp(-\frac{x_{2k}^2}{0.8^2})}{\Delta_2},$$
$$\overline{g}_2(x_{2k})=\frac{\exp(-\frac{x_{2k}^2}{0.5^2})}{\Delta_1}$$
$$\underline{g}_3(x_{2k})=\frac{\exp(-\frac{(x_{2k}-1)^2}{0.5^2})}{\Delta_1},$$
$$\overline{g}_3(x_{2k})=\frac{\exp(-\frac{(x_{2k}-1)^2}{0.8^2})}{\Delta_2}.$$

同理, 控制器的 LMFs 和 UMFs 由下式给出:

$$\begin{aligned}
&\underline{m}_1(x_{2k}) = \exp(-2(x_{2k}+1)^2),\\
&\overline{m}_1(x_{2k}) = \exp(-(x_{2k}+1)^2)\\
&\underline{m}_2(x_{2k}) = 1-\exp(-x_{2k}^2),\\
&\overline{m}_2(x_{2k}) = 1-\exp(-2x_{2k}^2)\\
&\underline{m}_3(x_{2k}) = \exp(-2(x_{2k}-1)^2),\\
&\overline{m}_3(x_{2k}) = \exp(-(x_{2k}-1)^2)
\end{aligned}$$

针对 SCP 调度, 转移概率矩阵由下式给出: $\mathbb{P}=\begin{bmatrix}0.45 & 0.55\\ 0.65 & 0.35\end{bmatrix}$.

假设定理 2 中已知标量为 $\sigma_M=0.45$, $\alpha=0.45$, $\epsilon_1=2$, $\epsilon_2=0.1$, $\tau_1=0.4$, $\tau_2=0.2$, $\tau_3=0.1$. 参考文献 [20] 的描述, 设定 $\varphi_s=1.5$, $\omega^2=1.0$, $\varepsilon=3$. 选取 $\varphi_q=1.75$ 时, 攻击导致的数据包丢失概率上升至0.5034. 对式 (35)-(37) 进行求解, 可得期望矩阵如下:

$$\begin{aligned}
\hat{A}_1^1 &= \begin{bmatrix}3.3504 & -0.5145\\ -1.1229 & 1.8835\end{bmatrix},\\
\hat{A}_2^1 &= \begin{bmatrix}3.3816 & -0.5462\\ -1.1260 & 1.8661\end{bmatrix}\\
\hat{A}_3^1 &= \begin{bmatrix}3.4092 & -0.5462\\ -1.1194 & 1.8864\end{bmatrix},\\
\hat{A}_1^2 &= \begin{bmatrix}1.7707 & -0.3712\\ -0.6544 & 1.7705\end{bmatrix}\\
\hat{A}_2^2 &= \begin{bmatrix}1.7933 & -0.3991\\ -0.6480 & 1.7793\end{bmatrix},\\
\hat{A}_3^2 &= \begin{bmatrix}1.8264 & -0.4239\\ -0.6476 & 1.7788\end{bmatrix}\\
\hat{B}_1^1 &= \begin{bmatrix}-0.1367 & 1.4146e-04\\ 0.0277 & -1.2337e-04\end{bmatrix}\\
\hat{B}_2^1 &= \begin{bmatrix}-0.1523 & 2.0158e-04\\ 0.0274 & -1.5030e-04\end{bmatrix}\\
\hat{B}_3^1 &= \begin{bmatrix}-0.1533 & 2.6245e-04\\ 0.0238 & -1.3805e-04\end{bmatrix}\\
\hat{B}_1^2 &= \begin{bmatrix}0.0018 & -0.0789\\ -9.2719e-04 & 0.0236\end{bmatrix}\\
\hat{B}_2^2 &= \begin{bmatrix}0.0016 & -0.0816\\ -8.6557e-04 & 0.0238\end{bmatrix}\\
\hat{B}_3^2 &= \begin{bmatrix}0.0026 & -0.0811\\ -0.0011 & 0.0232\end{bmatrix}\\
\hat{C}_1^1 &= [0.0053 \quad -0.0111],\\
\hat{C}_2^1 &= [0.0056 \quad -0.0112]\\
\hat{C}_3^1 &= [0.0056 \quad -0.0112],\\
\hat{C}_1^2 &= [0.0049 \quad -0.0105]\\
\hat{C}_2^2 &= [0.0054 \quad -0.0106],\\
\hat{C}_3^2 &= [0.0053 \quad -0.0106]
\end{aligned}$$

$$\Psi=\begin{bmatrix}1.5111 & -0.0013\\ -0.0013 & 1.5474\end{bmatrix}.$$

接下来, 设定初始条件为 $x_0=[1\ 0.5]^T$, $\hat{x}_0=[0.5\ \ -0.5]^T$, 可以得到如下的仿真结果.

图 2 展示了系统状态响应结果, 可见所有状态均渐近收敛至零, 验证了闭环系统的随机渐近稳定性. 图 3 描绘了受隐蔽 DoS 攻击影响的闭环系统控制输入轨迹. 图 4 和图 5 呈现了测量输出及经 HTSP 传输后的接收输出曲线. 图 6 和图 7 分别演示了所提改进协议与文献 [16] 中标准 SCP 的触发频次与成本函数对比曲线. 由图可见, 尽管本文所提 HTSP 方案的成本函数值略有升高, 但通信次数减少了 42%. 此外, 结合表 1 的对比结果可知, 在不同触发阈值 σ_M 下, 本文提出的 HTSP 机制相较于文献 [16] 的标准 SCP 均能有效降低网络通信开销. 触发阈值 σ_M 越大, 触发频次越低. 图 8 给出了强攻击场景 ($\bar{\theta}=0.2$) 下的系统状态范数曲线, 结果表明本文所提控制方法可有效实现控制目标. 综上分析, 本文所提策略在控制性能与通信资源占用之间实现了合理的权衡, 验证了该方法的有效性与可行性.

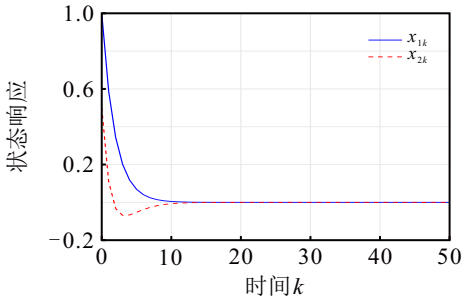

图 2 状态响应

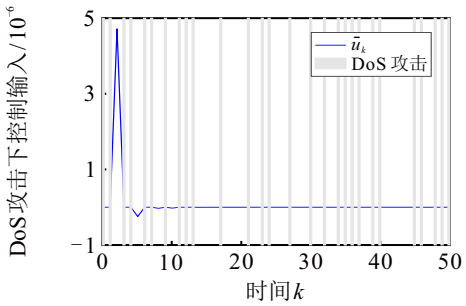

图 3 控制输入

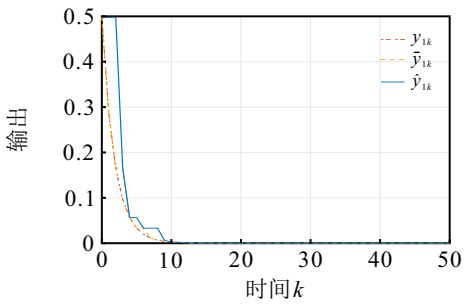

图 4 测量输出 y_1 及传输后的信号

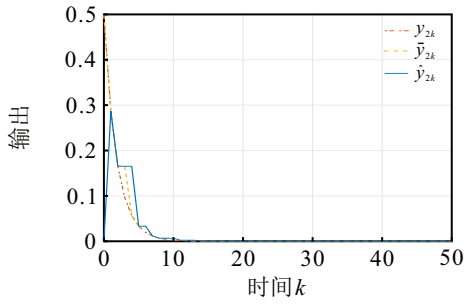

图 5　测量输出y_2及传输后的信号

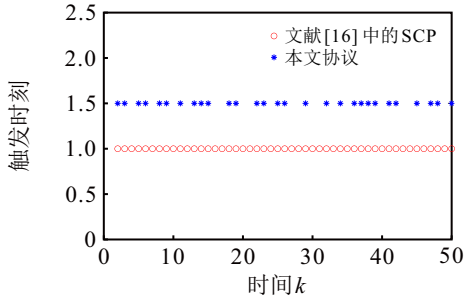

图 6　触发时刻对比

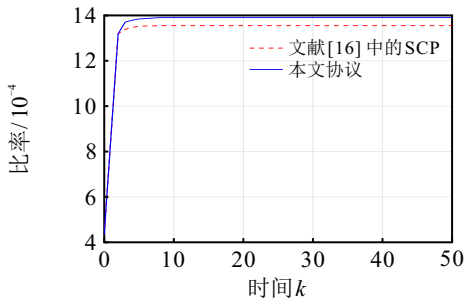

图 7　保成本性能J对比

表 1　不同触发方案下的数据传输对比

方案	$\sigma_M = 0.3$	$\sigma_M = 0.45$	$\sigma_M = 0.6$
标准SCP[16]	50	50	50
本文HTSP	33	29	27

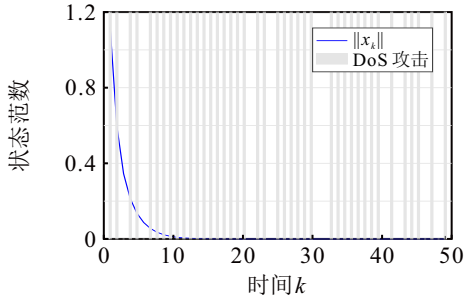

图 8　强攻击下状态范数

4　结　论

本文针对受隐蔽 DoS 攻击的离散时间非线性系统, 基于 IT2 T-S 模糊建模框架, 研究了 HTSP 下的 DOF GC 控制问题. 为兼顾通信效率与系统控制性能, 引入改进型 HTSP, 在实现传感器传输序列调度的同时, 有效减少网络中的冗余数据传输. 为降低理论分析的保守性, 设计了融合系统模态信息与模糊规则信息的 IT2 模糊控制器. 基于线性矩阵不等式推导出闭环系统随机渐近稳定的充分条件, 可保证系统满足预设的保成本性能指标. 最后, 通过仿真算例验证了所提控制策略的有效性与可行性.

后续研究将从三方面进一步深化: 一是细化理论分析, 拓展至隐蔽 DoS 与虚假数据注入耦合攻击场景, 纳入量化误差、传输时延等非理想通信因素, 降低稳定性判据的保守性, 完善 NCSs 安全稳定理论体系; 二是拓展方法框架, 将所提 HTSP 与控制器设计方法推广至连续时间系统、多智能体系统等复杂系统, 并延伸至耗散控制、有限时间控制等多性能指标场景; 三是强化实验对比, 在贴近工程实际的物理场景中开展验证, 补充与轮询、事件触发等传输机制的对比实验, 充分论证方法的工程有效性.

参考文献 (References)

[1] 任清爽, 陈珺, 闻继伟, 等. DoS 攻击下的自适应事件触发数据驱动预测控制[J]. 控制与决策, 2026, 41(10): 2781-2789.
(Ren Q S, Chen J, Wen J W, et al. Adaptive event-triggered data-driven predictive control under DoS attacks[J]. Control and Decision, 2026, 41(10): 2781-2789.)

[2] 褚菲, 王建文, 马小平. 复杂工业过程安全运行控制方法研究综述: 现状、挑战与展望[J]. 控制与决策, 2026, 41(6): 1489-1508.
(Chu F, Wang J W, Ma X P. A review of safety operation control methods for complex industrial processes: Current status, challenges and future prospects[J]. Control and Decision, 2026, 41(6): 1489-1508.)

[3] 程伶俐, 石榆, 詹习生. 基于 T-S 模糊模型的信息物理系统中分布式 FDI 攻击检测[J]. 控制与决策, 2025, 40(8): 2429-2438.
(Cheng L L, Shi Y, Zhan X S. Distributed FDI attack detection based on T-S fuzzy model in cyber-physical systems[J]. Control and Decision, 2025, 40(8): 2429-2438.)

[4] Wu D R, Zeng Z G, Mo H, et al. Interval type-2 fuzzy sets and systems: Overview and outlook[J]. Acta Automatica Sinica, 2020, 46(8): 1539-1556.

[5] Liu X M, Chang X H. Adaptive event-triggered tracking control for nonlinear networked systems with dynamic quantization and deception attacks[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2024, 34(12): 8311-8333.

[6] Li H Q, Zhan X S, Yang Q S, et al. Quantized based dynamic-output-feedback guaranteed-cost control of interval-type-2 Takagi-Sugeno fuzzy systems under DoS attacks[J]. Information Sciences, 2024, 683: 121238.

[7] Yan S Y, Qian H M, Hui C. Adaptive event-triggered exponential convergence tolerant control for fuzzy

communication delay network systems with actuator faults, deception attacks and disturbances[J]. Nonlinear Dynamics, 2024, 112(17): 15307-15325.

[8] Liu J, Ke J C, Liu J L, et al. Secure event-triggered control for IT-2 fuzzy networked systems with stochastic communication protocol and FDI attacks[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2024, 32(3): 1167-1180.

[9] Xing J W, Peng C, Cao Z R, et al. Security-based control for networked interval type-2 fuzzy systems with multiple cyber-attacks: An improved dynamic event-triggered scheme[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2023, 31(8): 2747-2760.

[10] Zhang H Y, Zhao N, Wang S Y, et al. Improved event-triggered dynamic output feedback control for networked T-S fuzzy systems with actuator failure and deception attacks[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2023, 53(12): 7989-7999.

[11] 朱志斌, 刘忠信, 王付永, 等. 基于混合事件触发机制的多智能体系统有限时间包容控制[J]. 控制与决策, 2025, 40(5): 1494-1502.
(Zhu Z B, Liu Z X, Wang F Y. Finite-time containment control for multi-agent systems via hybrid event-triggered mechanism[J]. Control and Decision, 2025, 40(5): 1494-1502.)

[12] Lian Z, Shi P, Lim C C. Hybrid-triggered interval type-2 fuzzy control for networked systems under attacks[J]. Information Sciences, 2021, 567: 332-347.

[13] Li H Q, Yang Q S, Zhan X S, et al. Hybrid-triggered H_∞ control for networked control systems with deception attacks[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2023, 70(9): 3494-3498.

[14] Shen H, Xing M P, Yan H C, et al. Observer-based l_2-l_∞ control for singularly perturbed semi-Markov jump systems with an improved weighted TOD protocol[J]. Science China Information Sciences, 2022, 65(9): 199204.

[15] Zou L, Wang Z D, Han Q L, et al. Moving horizon estimation for networked time-delay systems under round-robin protocol[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2019, 64(12): 5191-5198.

[16] Wu B, Chang X H, Zhao X D. Fuzzy H_∞ output feedback control for nonlinear NCSs with quantization and stochastic communication protocol[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2021, 29(9): 2623-2634.

[17] Hu J, Hu Z B, Caballero-Águila R, et al. Distributed fusion filtering for multi-sensor nonlinear networked systems with multiple fading measurements *via* stochastic communication protocol[J]. Information Fusion, 2024, 112: 102543.

[18] Cheng J, Zhang Q W, Zhang D, et al. Protocol-based asynchronous filtering for interval type-2 fuzzy systems with time-varying saturation function[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2024, 54(5): 2917-2926.

[19] Wang M F, Liu Y G, Xu B G. Observer-based H_∞ control for cyber-physical systems encountering DoS jamming attacks: An attack-tolerant approach[J]. ISA Transactions, 2020, 104: 1-14.

[20] Wang M F, Geng Y Y, Wang J P, et al. H_∞ control for ICPS with hybrid-triggered mechanism encountering stealthy DoS jamming attacks[J]. Actuators, 2022, 11(7): 193.

[21] Fan S Y, Tang X M, Su X, et al. Observer-based guaranteed cost control for networked interval type-2 T-S fuzzy systems with stealthy DoS attacks and dynamic hybrid-triggered mechanism[J]. ISA Transactions, 2025, 167: 1277-1288.

[22] Wu Y M, Pan Y N, Jing Y H. An improved event-triggered control method for fuzzy systems under membership functions online learning[J]. Journal of the Franklin Institute, 2023, 360(12): 8277-8299.

[23] Jin X, Chang X H. Dissipative control for nonlinear singularly perturbed systems with dynamic quantization and actuator failure[J]. ISA Transactions, 2024, 149: 137-145.

[24] Zeng Y, Lam H K, Xiao B, et al. l_2-l_∞ control of discrete-time state-delay interval type-2 fuzzy systems via dynamic output feedback[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2022, 52(6): 4198-4208.

[25] Xiao F, Wu B, Zhan X S. Guaranteed cost control for interval type-2 fuzzy systems with hybrid-triggered stochastic protocol[C]. Proceedings of the 38th Chinese Control and Decision Conference. Nanjing, 2026: 5938-5943.

[26] Chang X H, Huang R, Park J H. Robust guaranteed cost control under digital communication channels[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(1): 319-327.

[27] Li Y, Zhang T P, Zhang H B. Guaranteed cost extended dissipative stabilization of switched IT2 fuzzy systems via intermittent control and its applications[J]. Information Sciences, 2024, 662: 120220.

[28] Zhang D, Zhang L R, Yu Z J, et al. A sum-based discrete event-triggered dynamic output feedback control for interval type-2 fuzzy systems[J]. ISA Transactions, 2022, 129: 44-55.

作者简介

吴博 (1985−), 男, 讲师, 博士, 主要研究方向为网络化控制系统、鲁棒控制, E-mail: lwym126@163.com;

肖凡 (1991−), 男, 硕士生, 主要研究方向为网络化模糊系统, E-mail: xiaofan9111@163.com;

詹习生 (1979−), 男, 教授, 博士, 主要研究方向为网络化控制系统、鲁棒控制、迭代学习控制, E-mail: xisheng519@126.com;

李涛 (1974−), 男, 教授, 博士, 主要研究方向为复杂群集系统协同控制、检测技术与自动化装置, E-mail: taohust2008@163.com.