

# 控制与决策

Control and Decision

## 基于扩展状态观测器的多描述编码数据驱动自适应滑模控制

常丽娜, 池荣虎, 侯忠生

引用本文:

常丽娜, 池荣虎, 侯忠生. 基于扩展状态观测器的多描述编码数据驱动自适应滑模控制[J]. *控制与决策*, 2026, 41(2): 382-392.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2025.0654>

## 您可能感兴趣的其他文章

### Articles you may be interested in

#### 基于观测器的网络化多智能体预测控制

Observer-based networked multi-agent predictive control

控制与决策. 2021, 36(9): 2290-2296 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1801>

#### 基于数据驱动的非线性网络系统自适应迭代学习控制

Data driven adaptive learning control of nonlinear network system

控制与决策. 2021, 36(6): 1523-1528 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1182>

#### 具有不确定丢包率和时变采样周期的Delta算子系统故障检测

Fault detection for delta operator systems with uncertain packet dropout rate and time-varying sampling periods

控制与决策. 2021, 36(5): 1101-1109 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1154>

#### 一种改进的紧格式无模型自适应控制方法

An improved compact form model free adaptive control method

控制与决策. 2021, 36(2): 436-442 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0635>

#### 事件触发机制下分布时滞网络化控制系统 $H_\infty$ 故障检测

Event-triggered  $H_\infty$  fault detection for networked control systems with distributed delays

控制与决策. 2020, 35(12): 3059-3065 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0456>

# 基于扩展状态观测器的多描述编码数据驱动自适应滑模控制

常丽娜<sup>1</sup>, 池荣虎<sup>2</sup>, 侯忠生<sup>1†</sup>

(1. 青岛大学自动化学院, 山东青岛 266071; 2. 佛山大学机电工程与自动化学院, 广东佛山 528000)

**摘要:** 针对一类离散时间非线性非仿射网络化控制系统, 提出一种基于扩展状态观测器的多描述编码数据驱动自适应滑模控制方法. 首先, 通过动态线性化技术将非线性系统转化为带有线性参数项和非线性余项的数据模型; 其次, 为了提高数据传输的可靠性, 在传感器到控制器通道引入多描述编码协议, 该协议将源信号编码为两个“描述”并通过相互独立的信道传输, 引入两个独立的伯努利随机变量来表征各个信道的丢包现象; 在此基础上, 设计包含参数估计算法和扩展状态观测器的多描述编码数据驱动自适应滑模控制方案, 前者用于估计数据模型中的未知参数, 后者用于估计非线性余项; 然后, 基于压缩映射方法, 证明了控制系统跟踪误差的有界性; 最后, 通过数值仿真和实际例子验证了所提出方法的有效性和适用性.

**关键词:** 数据驱动自适应滑模控制; 扩展状态观测器; 网络化控制系统; 多描述编码协议; 数据丢失

**中图分类号:** TP273 **文献标志码:** A

**DOI:** 10.13195/j.kzyjc.2025.0654

**引用格式:** 常丽娜, 池荣虎, 侯忠生. 基于扩展状态观测器的多描述编码数据驱动自适应滑模控制 [J]. 控制与决策, 2026, 41(2): 382-392.

## Extended state observer-based multiple description coding data-driven adaptive sliding mode control

CHANG Li-na<sup>1</sup>, CHI Rong-hu<sup>2</sup>, HOU Zhong-sheng<sup>1†</sup>

(1. School of Automation, Qingdao University, Qingdao 266071, China; 2. School of Mechatronic Engineering and Automation, Foshan University, Foshan 528000, China)

**Abstract:** An extended state observer-based multiple description coding data-driven adaptive sliding mode control (ESO-MDC-DDASMC) method is proposed for a class of discrete-time nonlinear nonaffine networked control systems (NCSs). First, a dynamic linearization technology is employed to transform the nonlinear NCSs into a data model with a linear parameter term and a nonlinear residual term. Then, to improve data transmission reliability, an MDC protocol is introduced in the sensor-to-controller channel. The MDC encodes the source signal into two descriptions, which are transmitted through independent channels, and introduces two independent Bernoulli random variables to characterize the data dropout phenomenon of each channel. On this basis, the ESO-MDC-DDASMC method is proposed with both a parameter updating algorithm and an extended state observer. The former is to estimate the unknown parameters and the latter is to estimate the uncertainties and disturbances. Then, the boundedness of the tracking error is proved through the contraction mapping principle. Finally, the effectiveness and applicability of the proposed method are demonstrated by the numerical simulation and practical examples.

**Keywords:** data-driven adaptive sliding mode control; extended state observer; networked control systems; multiple description coding protocol; data dropout

## 0 引言

在过去的几十年里, 网络化控制系统 (NCSs) 因其具有灵活性、易于维护和成本低等优势而受到广泛关注<sup>[1]</sup>. 然而, 由于网络带宽有限, 数据在传输过程可能会发生网络诱导现象, 如丢包、延迟和信道衰减等<sup>[2-3]</sup>. 这些现象可能会阻止控制器达到规定的性能,

甚至导致不正确的控制决策. 幸运的是, 设计合适的数据传输协议可以缓解、消除数据传输中的拥塞现象, 进而减少各种网络诱导现象发生的可能性. 目前, 一些数据传输协议已被提出且成功应用于实际工业过程, 包括事件触发协议<sup>[4-5]</sup>、尝试一次丢弃协议<sup>[6]</sup>和轮询协议<sup>[7]</sup>等. 然而, 上述协议<sup>[4-7]</sup>都侧重于通信

收稿日期: 2025-06-20; 录用日期: 2025-09-11.

基金项目: 国家自然科学基金项目 (62373206); 青岛大学学科集群攻关系统项目 (XT2024101).

†通信作者. E-mail: zshou@qdu.edu.cn.

调度, 很少关注传输的原始数据的处理. 因此, 在数据压缩和加密方面具有优势的编解码协议引起了人们的关注<sup>[8-10]</sup>.

然而, 上述文献基于一个隐含的假设, 即数据经过量化和编码后可通过信道实现无丢包的精确传输, 这一假设在实际应用中通常是不现实的. 针对这一挑战, 通过不同信道同时传输多个数据流来防止信息完全丢失的多描述编码 (MDC) 协议被广泛应用于数据传输中<sup>[11-12]</sup>. 目前, MDC 协议已成功应用于图像<sup>[13]</sup>、音频<sup>[14]</sup>和视频编码<sup>[15]</sup>中. 然而, 在资源受限的通信网络中基于 MDC 的控制问题没有得到足够的研究关注.

上述提到的控制策略<sup>[1-15]</sup>都是基于精确的数学模型信息设计的. 众所周知, 由于实际 NCSs 的强非线性, 很难甚至不可能得到准确的系统模型. 因此, 在不涉及任何系统模型的情况下, 仅利用系统运行过程中产生的输入/输出数据设计一种数据驱动控制 (DDC) 方法具有重要意义. 常见的数据驱动控制方法包括: PID 控制方法<sup>[16]</sup>、迭代学习控制方法<sup>[17]</sup>和模糊控制方法<sup>[18]</sup>等. 其中, 无模型自适应控制 (MFAC) 可能是解决未知非仿射非线性系统控制的唯一一种 DDC 方法<sup>[19]</sup>. 到目前为止, MFAC 已形成了一套完善的理论体系, 并得到了大量成功的应用<sup>[20-22]</sup>. 此外, 一些 MFAC 工作已被扩展到处理丢包问题<sup>[23-25]</sup>, 文献 [23] 使用最新的输入信号来补偿丢包; 为了减轻双通道数据丢失的影响, 文献 [24] 采用固定的控制输入衰减系数来抵御丢包; 文献 [25] 利用预测范围内的额外未来信息来补偿丢包和扰动. 然而, 文献 [23-25] 均是数据丢包发生之后进行补偿且没有考虑有限的网络带宽. 幸运的是, MDC 协议不仅能从源头减少丢包现象发生的可能性, 而且能以暂时牺牲信号质量为代价减小丢包的影响. 从实际应用的角度来看, 在带宽有限和丢包的网络环境下, 利用 MDC 协议来提高传输的可靠性是有必要的.

此外, MFAC 和基于模型的控制方法并不相互排斥. 相反, 这两种方法应相结合构建一个优势互补的控制器. 滑模控制<sup>[26-27]</sup>是一种常见的基于模型的控制方法, 因其对参数不确定性和外界干扰具有较强的鲁棒性而受到了广泛的关注. 近年来, MFAC 与滑模控制相结合的方法在控制领域已取得部分成果. 文献 [28] 在 MFAC 框架下引入了积分滑模函数和趋近律来达到快速收敛; 文献 [29] 设计了基于事件触发的数据驱动自适应滑模控制方案来保证多智能体系统的二分一致性. 然而, 现有的方法没有同时考虑网络资源有限、丢包、未知不确定性和扰动对控

制性能的影响.

基于上述分析, 本文针对一类非线性非仿射离散时间 NCS, 提出基于扩展状态观测器的多描述编码数据驱动自适应滑模控制策略 (ESO-MDC-DDASMC). 本文主要研究工作如下:

1) 与现有文献 [23-25, 28-29] 中的 DDC 研究结果相比, 本文同时考虑了网络资源受限、随机丢包、未知不确定性以及外部扰动等因素, 在适合实际应用的同时增加了理论分析的复杂性. 为此, 本文在收敛性分析中引入了数学期望和分类讨论等数学工具来克服上述困难.

2) 本文所提出方法结合了 MFAC 和滑模控制的优势, 一方面可利用 MFAC 的数据驱动特性避免对精确数学模型的依赖; 另一方面利用滑模控制对参数不确定性和外界干扰具有强鲁棒性的优势, 在提高系统收敛速度的同时保证良好的控制性能. 另外, 本文提出的控制算法是一种数据驱动方法, 其控制器设计和理论分析仅利用系统的输入/输出数据, 不需要任何数学模型信息.

3) 与现有文献使用最新的控制输入信号、固定的控制输入衰减系数和多步向前预测输出等方法<sup>[23-24, 28]</sup>来补偿丢包不同, 本文提出的 MDC 协议通过多个相互独立的信道传输信息, 即使部分信息丢失, 仍可通过剩余信息恢复可用信号, 不仅降低了数据同时丢失的概率且提高了信息传输的可靠性. 此外, 本文设计的方法分别利用 ESO 和参数估计算法来估计非线性不确定性和未知参数, 进一步提高了系统的控制性能.

## 1 问题描述

### 1.1 系统描述

考虑如下离散时间非线性非仿射 NCS:

$$\begin{aligned} y(k+1) = & \\ & f(y(k), \dots, y(k-n_y), u(k), \dots, \\ & u(k-n_u), d(k), \dots, d(k-n_d)). \end{aligned} \quad (1)$$

其中:  $u(k)$ ,  $y(k)$  和  $d(k)$  分别表示系统的输入、输出和扰动;  $n_u$ ,  $n_y$  和  $n_d$  是未知正整数;  $f(\cdot)$  是未知的非线性函数.

**假设 1**<sup>[19]</sup> 非线性函数  $f(\cdot)$  对其变量的偏导数是存在且连续的.

**假设 2**<sup>[19]</sup> 非线性函数  $f(\cdot)$  满足如下广义 Lipschitz 条件:

$$|y(k+1) - y(k)| \leq b|u(k) - u(k-1)|,$$

其中  $b > 0$ .

**注 1** 假设 2 表示, 如果控制输入的变化是有限

的, 则系统输出不会无限变化. 许多实际系统都已验证满足这一假设, 例如机器人系统<sup>[21]</sup>、自动驾驶车辆系统<sup>[22]</sup>等.

**假设 3**<sup>[30]</sup> 随机扰动是有界的, 满足 $|d(k)| < b_d$ , 其中 $b_d > 0$ 是常数.

**引理 1**<sup>[30]</sup> 若非线性网络化控制系统 (1) 满足假设 1 ~ 假设 3, 则系统 (1) 可转化为如下数据模型:

$$\Delta y(k+1) = \varphi(k)\Delta u(k) + \xi(k). \quad (2)$$

其中:  $\Delta y(k+1) = y(k+1) - y(k)$ ,  $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$ ,  $|\varphi(k)| \leq b$ ,  $\varphi(k)$ 是伪偏导数,  $\xi(k)$ 为系

统的不确定性和扰动.

**注 2** 引理 1 中的数据模型 (2) 由未知参数 $\varphi(k)$ 的线性项和包括非线性不确定性及外部扰动的非线性余项组成, 在后面分别设计了参数估计算法和 ESO 对其进行估计和补偿. 与文献 [19] 中的数据模型相比, 本文提出的数据模型会降低参数估计复杂度, 提高系统的控制性能.

### 1.2 多描述编码过程

不失一般性, 考虑两种“描述”情况. 如图 1 所示, 系统输出首先被编码成两个“描述”, 然后通过相互独立的信道被同时传输至解码器端.

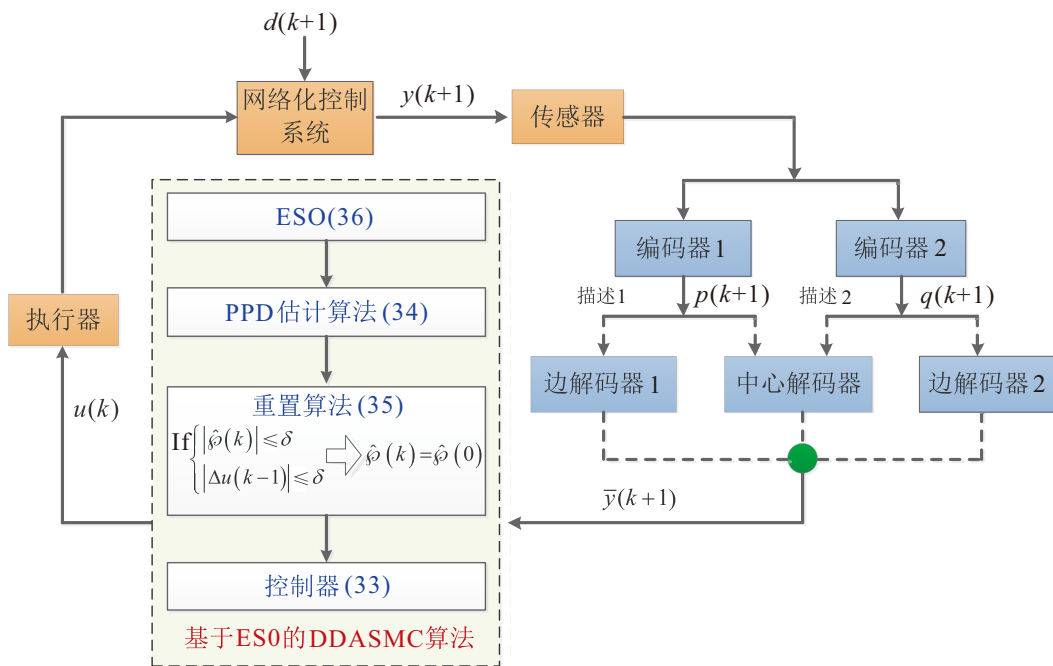


图1 多描述编码协议下基于 ESO 的 DDSAMC 结构

根据图 1, MDC 协议被表示为如下形式:

编码器为

$$\begin{cases} p(k+1) = g_1(y(k+1)), \\ q(k+1) = g_2(y(k+1)); \end{cases} \quad (3)$$

解码器为

$$\bar{y}(k+1) = \begin{cases} h_1(p(k+1)), \alpha_1(k+1) = 1, \alpha_2(k+1) = 0; \\ h_2(q(k+1)), \alpha_1(k+1) = 0, \alpha_2(k+1) = 1; \\ h_c(p(k+1), q(k+1)), \\ \alpha_1(k+1) = 1, \alpha_2(k+1) = 1; \\ \bar{y}(k), \alpha_1(k+1) = 0, \alpha_2(k+1) = 0. \end{cases} \quad (4)$$

其中:  $g_1(\cdot)$ 和 $g_2(\cdot)$ 是编码函数;  $p(k+1)$ 和 $q(k+1)$ 是系统输出 $y(k+1)$ 的两个独立“描述”;  $h_1(\cdot)$ 和 $h_2(\cdot)$ 是两个边解码函数,  $h_c(\cdot, \cdot)$ 是中心解码函数;  $\bar{y}(k+1)$ 是解码输出.  $\alpha_j(k+1)$  ( $j = 1, 2$ )是两个相

互独立且服从以下伯努利分布的随机变量:

$$\begin{aligned} \Pr\{\alpha_j(k+1) = 1\} &= \bar{\alpha}_j, \\ \Pr\{\alpha_j(k+1) = 0\} &= 1 - \bar{\alpha}_j. \end{aligned}$$

其中:  $\alpha_j(k+1) = 1$ 表示信道在 $k+1$ 时刻工作正常,  $\alpha_j(k+1) = 0$ 表示“描述”在 $k+1$ 时刻发生丢包.

多描述编码过程包括以下 4 个步骤:

1) 索引生成.

首先, 定义标量量化器

$$Q(v) = \begin{cases} M, & v \geq M; \\ -M, & v < -M; \\ -M + \frac{(2r-1)M}{\theta}, & \\ -M + \frac{2(r-1)M}{\theta} \leq v < -M + \frac{2rM}{\theta}. \end{cases} \quad (5)$$

其中:  $v \in \mathbb{R}$ ,  $M$ 和 $\theta$ 分别表示为被量化信号、饱和值

和量化水平,  $r \in \{1, 2, \dots, \theta\}$ .

由式 (5) 可以看出, 区间  $[-M, M]$  被分割成  $\theta$  个子区间, 其中第  $j$  个子区间为

$$\left[-M + \frac{2(j-1)M}{\theta}, -M + \frac{2jM}{\theta}\right].$$

定义  $Q(y(k)) = \varrho Q(y(k)/\varrho)$ , 其中  $\varrho > 0$  是调节参数. 为了避免量化器  $Q(\cdot)$  发生饱和, 在每个时刻  $k$  选择合适的  $\varrho$  来保证当  $|y(k)| > M$  时,  $y(k)/\varrho$  落在区间  $[-M, M]$ . 因此, 可以得到量化误差  $e_Q(k) = y(k) - Q(y(k))$  满足

$$|e_Q(k)| \leq \frac{\varrho M}{\theta}. \quad (6)$$

定义索引生成器函数  $\chi(\cdot) : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{N}^+$ , 其满足

$$\chi(Q(y(k))) = i(k), \quad (7)$$

其中  $i(k) \in \{1, 2, \dots, \theta\}$ .

**注 3** 由式 (6) 可知,  $\theta$  对量化精度有一定的影响, 即  $\theta$  值越大, 量化精度越高, 量化误差越小, 但需要占用更多的通信带宽. 假设每次数据传输只允许  $\varepsilon$  比特传输, 则单描述编码 (SDC) 协议的量化水平为  $2^\varepsilon$ . 由图 2 可知, 本文设计的 MDC 协议将量化水平增大至  $3 \times 2^\varepsilon - 2$ , 不仅提高了量化精度, 且量化误差更小.

1	3						
2	4	5					
	6	7	9				
		8	10	11			
			12	13	15		
				14	16	17	
					18	19	21
						20	22

图2 索引分配图

2) 索引分配.

将根据“鸟巢”分配原则生成的索引  $i(k)$  分配至映射矩阵  $\Xi$  对应的位置, 并根据  $i(k)$  在  $\Xi$  中的位置, 得到相应的“描述对”. 不失一般性, 假设映射矩阵  $\Xi$  为  $c$  维矩阵, 其中  $c$  为偶数.

为了简单, 本文仅考虑  $l = 1$  下的索引分配问题. 根据文献 [11], 如图 2 所示, 所有索引都被分配在  $2l + 1 = 3$  条对角线上的矩阵中, 其中包括主对角线以及离主对角线最近的两个对角线上的矩形.

令  $\zeta(\cdot) : \mathbb{N}^+ \rightarrow \mathbb{N}^+ \times \mathbb{N}^+$  为索引分配函数, 其定义为

$$\zeta(i(k)) \triangleq (\zeta_1(i(k)), \zeta_2(i(k))) =$$

$$\begin{cases} (m(k) + 1, m(k) + 1), r(k) = 1; \\ (m(k) + 1, m(k)), r(k) = 0 \text{ 且 } m(k) \text{ 是偶数}; \\ (m(k), m(k) + 1), r(k) = 0 \text{ 且 } m(k) \text{ 是奇数}; \\ (m(k) + 2, m(k) + 1), r(k) = 2 \text{ 且 } m(k) \text{ 是偶数}; \\ (m(k) + 1, m(k) + 2), r(k) = 2 \text{ 且 } m(k) \text{ 是奇数}. \end{cases} \quad (8)$$

其中:  $\zeta_1(i(k))$  和  $\zeta_2(i(k))$  分别是行分配函数和列分配函数,  $m(k) = \lfloor \frac{i(k)}{2l+1} \rfloor = \lfloor \frac{i(k)}{3} \rfloor$ ,  $r(k) = \langle \frac{i(k)}{2l+1} \rangle = \langle \frac{i(k)}{3} \rangle$ . 显然, 行分配函数  $\zeta(i(k))$  将原来的“单描述”  $i(k)$  映射为相应的“描述对”  $(p(k), q(k))$ . 其中:  $p(k) = \zeta_1(i(k))$ ,  $q(k) = \zeta_2(i(k))$ .

因此, 式 (3) 中的编码函数  $g_1(\cdot)$  和  $g_2(\cdot)$  可表示为

$$\begin{cases} g_1(y(k)) = \zeta_1(\chi(Q(y(k)))) \\ g_2(y(k)) = \zeta_2(\chi(Q(y(k)))) \end{cases} \quad (9)$$

3) 索引估计.

数据在传输过程中可能会丢失“描述对”, 构造索引估计函数  $\hat{i}(k)$ , 并根据解码器端接收到的“描述”个数对每个索引  $i(k)$  进行估计. 在解码器端一共存 3 种情况, 具体如下.

**情况 1** 假设只有“描述”  $p(k)$  或  $q(k)$  被成功传输到边解码器 1 或边解码器 2, 有

$$\hat{i}(k) \triangleq \varsigma_1(p(k)) = 3p(k) - 2, \quad (10)$$

或

$$\hat{i}(k) \triangleq \varsigma_2(q(k)) = 3q(k) - 2. \quad (11)$$

其中:  $\varsigma_1(\cdot)$  和  $\varsigma_2(\cdot)$  分别为解码器 1 或解码器 2 的索引估计函数. 对于情况 1, 索引估计误差满足

$$|\tilde{i}(k)| = |\hat{i}(k) - i(k)| \leq 2. \quad (12)$$

**情况 2** 两个“描述”  $p(k)$  和  $q(k)$  均成功传输至中心解码器, 令索引估计函数  $\varsigma_c(\cdot, \cdot)$  为

$$\hat{i}(k) \triangleq \varsigma_c(p(k), q(k)) = \begin{cases} 3p(k) - 2, p(k) = q(k); \\ 3p(k) - 3, p(k) = q(k) + 1 \text{ 且 } p(k) \text{ 是奇数}; \\ 3p(k), p(k) = q(k) - 1 \text{ 且 } p(k) \text{ 是奇数}; \\ 3p(k) - 4, p(k) = q(k) + 1 \text{ 且 } p(k) \text{ 是偶数}; \\ 3p(k) - 1, p(k) = q(k) - 1 \text{ 且 } p(k) \text{ 是偶数}. \end{cases} \quad (13)$$

式 (13) 表示估计索引  $\hat{i}(k)$  可以精确估计出索引  $i(k)$  的值, 即索引估计误差  $\tilde{i}(k) = 0$ .

**情况 3** 解码器没有收到任何“描述”. 对此, 利用上一时刻的解码测量输出  $\bar{y}(k-1)$  对  $\bar{y}(k)$  进行补偿.

4) 解码规则.

利用获得的索引估计  $\hat{i}(k)$ , 定义反量化函数

$$\hat{Q}(\hat{i}(k)) \triangleq -M + \frac{(2\hat{i}(k) - 1)M}{\theta}. \quad (14)$$

因此, 式(4)中的解码函数 $h_1(\cdot)$ ,  $h_2(\cdot)$ 和 $h_c(\cdot, \cdot)$ 可表示为

$$\begin{cases} h_1(p(k)) = \hat{Q}(\varsigma_1(p(k))), \alpha_1(k) = 1, \alpha_2(k) = 0; \\ h_2(q(k)) = \hat{Q}(\varsigma_2(q(k))), \alpha_1(k) = 0, \alpha_2(k) = 1; \\ h_c(p(k), q(k)) = \hat{Q}(\varsigma_c(p(k), q(k))), \\ \alpha_1(k) = 1, \alpha_2(k) = 1. \end{cases} \quad (15)$$

定义以下变量:

$$\begin{aligned} \beta_t(k+1)(t \triangleq \{0, 1, 2\}), \\ \beta_t(k+1) \triangleq o(\alpha(k+1), t), \\ \alpha(k+1) \triangleq \alpha_1(k+1) + \alpha_2(k+1), \end{aligned} \quad (16)$$

满足 $\sum_{t=0}^2 \beta_t(k+1) = 1$ 和

$$\begin{aligned} \bar{\beta}_0 &\triangleq E\{\beta_0(k+1)\} = (1 - \bar{\alpha}_1)(1 - \bar{\alpha}_2), \\ \bar{\beta}_1 &\triangleq E\{\beta_1(k+1)\} = \bar{\alpha}_1(1 - \bar{\alpha}_2) + \bar{\alpha}_2(1 - \bar{\alpha}_1), \\ \bar{\beta}_2 &\triangleq E\{\beta_2(k+1)\} = \bar{\alpha}_1\bar{\alpha}_2. \end{aligned} \quad (17)$$

定义解码误差

$\tau_t(k+1)(t \triangleq \{0, 1, 2\}) = \tilde{y}(k+1) - \bar{y}(k+1)$ , 其中 $t$ 表示成功接收到的“描述”. 进而, 解码测量输出为

$$\begin{aligned} \bar{y}(k+1) = \\ \beta_0(k+1)\bar{y}(k) + (1 - \beta_0(k+1))y(k+1) + \\ \beta_1(k+1)\tau_1(k+1) + \beta_2(k+1)\tau_2(k+1). \end{aligned} \quad (18)$$

**定理 1** 基于多描述编码协议(3)和(4), 解码误差 $\tau(k) \triangleq y(k) - \bar{y}(k)$ 满足

$$\tau(k) = \begin{cases} \tau_1(k), & \text{边解码器 1 或边解码器 2;} \\ \tau_2(k), & \text{中心解码器.} \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} |\tau_1(k)| \leq 5|e_Q(k)|, \\ |\tau_2(k)| \leq |e_Q(k)|. \end{cases} \quad (20)$$

**证明** 对于情况 1, 仅有一个“描述”( $p(k)$ 或 $q(k)$ )被边解码器(1或2)成功接收. 根据 $i(k)$ 的表达式, 可以得到

$$i(k) = 3m(k) + r(k). \quad (21)$$

由式(8), (12), (14), (15)可得索引误差满足

$$\begin{aligned} |\tau_1(k)| &= |y(k) - \bar{y}(k)| = \\ &|y(k) - \hat{Q}(\varsigma_1(p(k)))| = \\ &\left| y(k) - \left[ -M + \frac{(2\hat{i}(k) - 1)M}{\theta} \right] \right| \leq \\ &\left| y(k) - Q(y(k)) + \frac{4M}{\theta} \right| \leq 5|e_Q(k)|. \end{aligned} \quad (22)$$

对于情况 3, 两个“描述” $p(k)$ 和 $q(k)$ 被中心解

码器成功接收. 由(8), (12), (14), (15)和(21)可以得到

$$|\tau_2(k)| \leq |e_Q(k)|. \quad (23)$$

定理得证.  $\square$

### 1.3 控制目标

本文的控制目标是设计一种结合 MDC 和 ESO 的 DDASMC 算法, 以保证具有外部扰动、非线性不确定和数据丢失的 NCS(1) 的跟踪误差有界, 即

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |y^*(k+1) - y(k+1)| \leq \nu, \quad (24)$$

其中 $\nu$ 是一个很小的正数.

## 2 ESO-MDC-DDASMC

定义如下积分滑模函数:

$$s(k) = \bar{e}(k) + \ell \sum_{j=1}^k T\bar{e}(j). \quad (25)$$

其中:  $\bar{e}(k) = y^*(k) - \bar{y}(k)$ 为扩展的跟踪误差,  $\ell > 0$ 和 $T$ 是采样时刻.

定义如下趋近律:

$$s(k) - s(k-1) = 0. \quad (26)$$

根据式(25)和(26), 设计如下控制算法:

$$\Delta u(k) = u_{eq}(k) + u_{ic}(k). \quad (27)$$

其中:  $u_{eq}(k)$ 和 $u_{ic}(k)$ 分别表示等效控制律和反馈控制律, 其具体表达式为

$$u_{eq}(k) = \frac{\rho(1 - \beta_0(k))\varphi(k)}{\lambda + |\varphi(k)|^2} \left[ \frac{\ell T}{1 + \ell T} \bar{e}(k) - \xi(k) \right], \quad (28)$$

$$u_{ic}(k) = \frac{\rho(1 - \beta_0(k))\varphi(k)}{(1 + \ell T)(\lambda + |\varphi(k)|^2)} \text{sign}(s(k)). \quad (29)$$

其中:  $\rho \in (0, 1]$ ,  $\lambda > 0$ .

由于控制算法(27)~(29)中 $\varphi(k)$ 未知, 设计如下准则函数:

$$\begin{aligned} J(\varphi(k)) = \\ |\bar{y}(k) - \bar{y}(k-1) - \varphi(k)\Delta u(k-1) - \\ \xi(k-1)|^2 + \mu|\varphi(k) - \hat{\varphi}(k-1)|^2, \end{aligned} \quad (30)$$

其中 $\mu > 0$ 是权重因子.

根据式(30), 令 $\partial J / \partial \varphi(k) = 0 \times \partial \varphi(k) = 0$ 可得如下伪偏导数估计算法:

$$\begin{aligned} \hat{\varphi}(k) = \\ \hat{\varphi}(k-1) + (1 - \beta_0(k-1))\eta\Delta u(k-1) \times \\ \left( \frac{\Delta \bar{y}(k) - \hat{\varphi}(k-1)\Delta u(k-1) - \xi(k-1)}{\mu + |\Delta u(k-1)|^2} \right). \end{aligned} \quad (31)$$

其中:  $\Delta \bar{y}(k) = \bar{y}(k) - \bar{y}(k-1)$ ,  $\eta \in (0, 1]$ 为步长因子.

此外, 设计如下扩展状态观测器来估计式(28)

和 (31) 中的  $\xi(k)$ , 有

$$\begin{aligned} \hat{\xi}(k) &= \hat{\xi}(k-1) + \gamma(\bar{y}(k+1) - y^*(k+1)); \\ \hat{\xi}(k) &= \begin{cases} b_{\hat{\xi}}, & \hat{\xi}(k) > b_{\hat{\xi}}; \\ \hat{\xi}(k), & \hat{\xi}(k) \leq |b_{\hat{\xi}}|; \\ -b_{\hat{\xi}}, & \hat{\xi}(k) < -b_{\hat{\xi}}. \end{cases} \end{aligned} \quad (32)$$

其中:  $\gamma$  是观测器增益,  $\hat{\xi}(k)$  是  $\xi(k)$  的估计值,  $b_{\hat{\xi}}$  是  $\hat{\xi}(k)$  的界.

结合式 (27) ~ (29), (31) ~ (32), 基于扩展状态观测器的多描述编码数据驱动自适应滑模控制方案设计为

$$\begin{aligned} u(k) &= \\ u(k-1) &+ \frac{\rho(1-\beta_0(k))\hat{\varphi}(k)}{\lambda + |\hat{\varphi}(k)|^2} \left[ \frac{\ell T}{1 + \ell T} \bar{e}(k) - \right. \\ &\left. \hat{\xi}(k) + \frac{1}{1 + \ell T} \text{sign}(s(k)) \right]. \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} \hat{\varphi}(k) &= \\ \hat{\varphi}(k-1) &+ (1-\beta_0(k-1))\eta\Delta u(k-1) \times \\ &\left( \frac{\Delta \bar{y}(k) - \hat{\varphi}(k-1)\Delta u(k-1) - \hat{\xi}(k-1)}{\mu + |\Delta u(k-1)|^2} \right). \end{aligned} \quad (34)$$

$$\hat{\varphi}(k) = \hat{\varphi}(0), \quad |\hat{\varphi}(k)| \leq \delta \text{ or } |\Delta u(k-1)| \leq \delta \text{ or } \text{sign}(\hat{\varphi}(k)) \neq \text{sign}(\hat{\varphi}(0)). \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \hat{\xi}(k) &= \hat{\xi}(k-1) + \gamma(\bar{y}(k+1) - y^*(k+1)); \\ \hat{\xi}(k) &= \begin{cases} b_{\hat{\xi}}, & \hat{\xi}(k) > b_{\hat{\xi}}; \\ \hat{\xi}(k), & \hat{\xi}(k) \leq |b_{\hat{\xi}}|; \\ -b_{\hat{\xi}}, & \hat{\xi}(k) < -b_{\hat{\xi}}; \end{cases} \end{aligned} \quad (36)$$

其中  $\delta$  是一个任意小的数.

**注 4** 式 (35) 是一种重置机制, 其目的是使式 (34) 对时变的  $\hat{\varphi}(k)$  具有更强的跟踪能力. 另一个目的是使  $\hat{\varphi}(k)$  的所有元素与  $\varphi(k)$  的符号相同. 为此, 应选择  $\hat{\varphi}(0)$  与  $\varphi(k)$  具有相同的符号. 对于未知的非线性系统, 可利用闭环实验获得的 I/O 数据来确定  $\varphi(k)$  的符号, 进而得到  $\hat{\varphi}(0)$  的值. 若无可用的 I/O 数据, 则可通过试错法来选取  $\hat{\varphi}(0)$  的值.

### 3 收敛性分析

**定理 2** 对于满足假设 1 ~ 假设 3 的 NCS(1), 采用基于 ESO 的多描述编码数据驱动自适应滑模控制算法 (33) ~ (36), 对于任何时刻  $k$ , 所设计的控制算法能够保证:

- 1) 参数估计值  $\hat{\varphi}(k)$  是有界的;
- 2) 当时刻  $k$  趋于无穷时, 跟踪误差  $e(k+1)$  渐近收敛到一个小的有界值  $v$ .

**证明** 1) 伪偏导数估计值的有界性. 定义  $\tilde{\varphi}(k) = \hat{\varphi}(k) - \varphi(k)$  为参数估计误差, 根据式 (2), (18) 和

(34), 有

$$\begin{aligned} \hat{\varphi}(k) &= \\ \hat{\varphi}(k-1) &+ \frac{\eta(1-\beta_0(k-1))\Delta u(k-1)}{\mu + |\Delta u(k-1)|^2} \times \\ &(\beta_0(k)\bar{y}(k-1) + (1-\beta_0(k))y(k) + \\ &\beta_1(k)\tau_1(k) + \beta_2(k)\tau_2(k) - \bar{y}(k-1) - \\ &\hat{\varphi}(k-1)\Delta u(k-1) - \hat{\xi}(k-1)) = \\ \hat{\varphi}(k-1) &+ \frac{\eta(1-\beta_0(k-1))\Delta u(k-1)}{\mu + |\Delta u(k-1)|^2} \times \\ &(\beta_0(k)\bar{y}(k-1) - \bar{y}(k-1) + \beta_1(k)\tau_1(k) + \\ &\beta_2(k)\tau_2(k) + (1-\beta_0(k))(y(k-1) + \\ &\varphi(k-1)\Delta u(k-1) + \xi(k-1)) - \\ &\hat{\varphi}(k-1)\Delta u(k-1) - \hat{\xi}(k-1)). \end{aligned} \quad (37)$$

接下来  $\hat{\varphi}(k)$  的有界性证明分两种情况进行分析, 即至少有一个描述成功传输到解码器和没有描述传输到解码器.

① 如果  $\beta_0(k-1) = 0$ , 则至少有一个描述成功传输到解码器.

式 (37) 重写为

$$\begin{aligned} \hat{\varphi}(k) &= \\ \hat{\varphi}(k-1) &+ \frac{\eta\Delta u(k-1)}{\mu + |\Delta u(k-1)|^2} \times \\ &[(1-\beta_0(k))(\varphi(k-1)\Delta u(k-1) + \xi(k-1) - \\ &\beta_1(k-1)\tau_1(k-1) - \beta_2(k-1)\tau_2(k-1)) + \\ &\beta_1(k)\tau_1(k) + \beta_2(k)\tau_2(k) - \\ &\hat{\varphi}(k-1)\Delta u(k-1) - \hat{\xi}(k-1)]. \end{aligned} \quad (38)$$

对式 (38) 两边同时减  $\varphi(k)$  且取数学期望, 可得

$$\begin{aligned} E\{\tilde{\varphi}(k)\} &= \\ E\{(1-\chi(k-1))\tilde{\varphi}(k-1)\} &+ \\ E\{\varphi(k-1)[(1-\beta_0(k))(\xi(k-1) - \\ &\beta_1(k-1)\tau_1(k-1) - \beta_2(k-1)\tau_2(k-1)) + \\ &\beta_1(k)\tau_1(k) + \beta_2(k)\tau_2(k) - \\ &\beta_0(k)\varphi(k-1)\Delta u(k-1) + \hat{\xi}(k-1)]\} &= \\ E\{(1-\chi(k-1))\tilde{\varphi}(k-1)\} &- \\ E\{\varphi(k-1)[(1-\bar{\beta}_0(k))(\xi(k-1) - \\ &\bar{\beta}_1(k)\tau_1(k-1) - \bar{\beta}_2(k)\tau_2(k-1)) + \\ &\bar{\beta}_1(k)\tau_1(k) + \bar{\beta}_2(k)\tau_2(k) - \\ &\bar{\beta}_0(k)\varphi(k-1)\Delta u(k-1) + \hat{\xi}(k-1)]\}. \end{aligned} \quad (39)$$

其中

$$\begin{aligned} \chi(k-1) &= \frac{\eta|\Delta u(k-1)|^2}{\mu + |\Delta u(k-1)|^2}, \\ \chi(k-1) &= \frac{\eta|\Delta u(k-1)|^2}{\mu + |\Delta u(k-1)|^2}. \end{aligned}$$

由  $\eta \in (0, 1)$  和  $\mu > 0$  可知,  $\eta|\Delta u(k-1)|^2 < |\Delta u(k-1)|^2 < \mu + |\Delta u(k-1)|^2$ . 存在常数  $l_1 \in$

(0, 1)满足

$$0 < 1 - \chi(k-1) < l_1 < 1. \quad (40)$$

根据假设 2、定理 1 和式 (36), 可得

$$|\varphi(k)| \leq b, |\tau_1(k)| \leq \varpi_1, |\tau_2(k)| \leq \varpi_1, \\ |\xi(k)| \leq b_\xi, |\hat{\xi}(k)| \leq b_\xi,$$

其中  $\varpi_1, \varpi_2, b_\xi$  和  $b_\xi$  均为常数.

根据不等式  $X + Y \geq 2\sqrt{XY}$ , 可得

$$0 < \varphi(k-1) \leq \frac{\eta|\Delta u(k-1)|}{2\sqrt{\mu}|\Delta u(k-1)|} = \frac{\eta}{2\sqrt{\mu}}. \quad (41)$$

由式 (17) 可得  $\bar{\beta}_i(t=0, 1, 2) \in (0, 1)$  和  $(1 - \bar{\beta}_0) \in (0, 1)$ . 结合式 (40) 和 (41), 并对式 (39) 取绝对值, 有

$$E\{|\hat{\varphi}(k)|\} \leq l_1 E\{|\hat{\varphi}(k-1)|\} + \lambda \leq \dots \leq \\ l_2^{k-1} E\{|\hat{\varphi}(1)|\} + \frac{1 - l_1^{k-1}}{1 - l_1} \lambda, \quad (42)$$

其中  $\lambda = \frac{\eta}{2\sqrt{\mu}}(b + b_\xi + b_\xi + \varpi_1 + \varpi_2)$ .

式 (42) 表示  $E\{|\hat{\varphi}(k)|\}$  是有界的. 又由  $E\{|\varphi(k)|\}$  的有界性可知,  $E\{|\hat{\varphi}(k)|\}$  也是有界的.

② 如果  $\beta_0(k-1) = 1$ , 则没有描述传输到解码器.

由式 (34) 可得

$$\hat{\varphi}(k) = \hat{\varphi}(k-1) = \\ \hat{\varphi}(k-2) + (1 - \beta_0(k-2))\eta\Delta u(k-2) \times \\ \left( \frac{\Delta \bar{y}(k-1) - \hat{\varphi}(k-2)\Delta u(k-2) - \hat{\xi}(k-2)}{\mu + |\Delta u(k-2)|^2} \right). \quad (43)$$

这种情况下  $\hat{\varphi}(k)$  的有界性证明与 ① 相似, 此处省略.

因此, 从上述两种情况可得  $E\{|\hat{\varphi}(k)|\}$  是有界的.

2) 系统跟踪误差的收敛性. 根据解码测量输出 (18), 可得扩展跟踪误差

$$\bar{e}(k) = y^*(k) - \bar{y}(k) = \\ y^*(k) - \beta_0(k)\bar{y}(k-1) - (1 - \beta_0(k))y(k) - \\ \beta_1(k)\tau_1(k) - \beta_2(k)\tau_2(k). \quad (44)$$

下面的收敛性分析同样存在两种情况: 至少有一个描述成功传输到解码器和没有描述传输到解码器.

① 如果  $\beta_0(k) = 0$ , 则至少有一个描述成功传输到解码器.

根据式 (44), 式 (34) 可以被表示为

$$\Delta u(k) = \\ \frac{\rho\hat{\varphi}(k)}{\lambda + |\hat{\varphi}(k)|^2} \left[ \frac{\ell T}{1 + \ell T} \bar{e}(k) - \hat{\xi}(k) + \right.$$

$$\left. \frac{1}{1 + \ell T} \text{sign}(s(k)) \right] = \\ \frac{\rho\hat{\varphi}(k)}{\lambda + |\hat{\varphi}(k)|^2} \left[ \frac{\ell T}{1 + \ell T} (e(k) - \beta_1(k)\tau_1(k) - \right. \\ \left. \beta_2(k)\tau_2(k)) - \hat{\xi}(k) + \frac{1}{1 + \ell T} \text{sign}(s(k)) \right]. \quad (45)$$

根据式 (2) 和 (45), 跟踪误差  $e(k+1)$  可表示为

$$e(k+1) = \\ \left[ 1 - \frac{\rho\ell T}{1 + \ell T} \zeta(k) \right] e(k) + \\ \frac{\rho\ell T}{1 + \ell T} \zeta(k) (\beta_1(k)\tau_1(k) + \beta_2(k)\tau_2(k)) - \\ \frac{\rho}{1 + \ell T} \zeta(k) \text{sign}(s(k)) + \rho\zeta(k)\xi(\hat{k}) - \xi(k), \quad (46)$$

其中  $\zeta(k) = \varphi(k)\hat{\varphi}(k)(\lambda + |\hat{\varphi}(k)|^2)$ .

对式 (46) 取绝对值和数学期望, 可得

$$E\{|e(k+1)|\} = \\ E\left\{ \left| \left[ 1 - \frac{\rho\ell T}{1 + \ell T} \zeta(k) \right] e(k) \right| \right\} + \\ E\left\{ \left| \frac{\rho\ell T}{1 + \ell T} \zeta(k) (\bar{\beta}_1\tau_1(k) + \bar{\beta}_2\tau_2(k)) \right| \right\} + \\ E\{|\rho\zeta(k)\xi(\hat{k})|\} + E\{|\xi(k)|\} + \\ E\left\{ \left| \frac{\rho}{1 + \ell T} \zeta(k) \text{sign}(s(k)) \right| \right\}. \quad (47)$$

由于  $\ell > 0$  和  $T > 0$ , 可得  $\ell T < 1 + \ell T$  和  $1 < 1 + \ell T$ . 因此, 存在  $l_2, l_3 \in (0, 1)$  使得

$$0 < \frac{\ell T}{1 + \ell T} < l_2 < 1, \quad (48)$$

$$0 < \frac{1}{1 + \ell T} < l_3 < 1. \quad (49)$$

令  $\lambda_{\min} = 0.25b$ , 取  $\lambda > \lambda_{\min}$ , 存在一个常数  $l_4 \in (0, 1)$  使得

$$0 < l_4 < E\{|\zeta(k)|\} \leq \frac{1}{2\sqrt{\lambda}} E\{|\varphi(k)|\} \leq \\ \frac{b}{2\sqrt{\lambda}} \leq \frac{b}{2\sqrt{\lambda_{\min}}} = 1. \quad (50)$$

根据  $\rho \in (0, 1]$ , 存在一个常数  $l_5 \in (0, 1)$ , 使得如下不等式成立:

$$E\left\{ \left| 1 - \frac{\rho\ell T}{1 + \ell T} \zeta(k) \right| \right\} \leq 1 - \rho l_2 l_4 = l_5 < 1. \quad (51)$$

结合式 (48) ~ (51), 式 (47) 可以被表示为

$$E\{|e(k+1)|\} \leq l_5 E\{|e(k)|\} + \bar{h} \leq \dots \leq \\ l_5^k E\{|e(1)|\} + \frac{\bar{h}}{1 - l_5} \leq v. \quad (52)$$

其中:  $|\text{sign}(s(k))| \leq 1, \bar{h} = \rho l_2(\varpi_1 + \varpi_2) + \rho l_3 + b_\xi + b_\xi$ .

由于初始跟踪误差  $E\{|e(1)|\}$  是有界的, 可得

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E\{|e(k)|\} \leq \frac{\bar{h}}{1 - l_5} = v \text{ 是常数.}$$

② 如果  $\beta_0(k) = 1$ , 则没有描述传输到解码器.

式 (44) 可以被表示为

$$\begin{aligned} \bar{e}(k) &= \bar{e}(k-1) = \\ & y^*(k-1) - \beta_0(k-1)\bar{y}(k-2) - \\ & (1 - \beta_0(k-1))y(k-1) - \\ & \beta_1(k-1)\tau_1(k-1) - \beta_2(k-1)\tau_2(k-1). \end{aligned} \quad (53)$$

跟踪误差有界性的证明过程与①相似.

根据上述两种情况可以得到  $\lim_{k \rightarrow \infty} E\{|e(k)|\} \leq v$ .  $\square$

### 4 仿真研究

**例 1** 考虑如下非线性离散时间系统:

$$y(k+1) = \frac{y(k)y(k-1)y(k-2)u(k-1) + a(k)u(k)}{1 + y(k-1)^2 + y(k-2)^2}, \quad (54)$$

其中  $a(k) = 1 + \text{round}(k/500)$  是一个时变的参数.

期望轨迹为

$$y^*(k) = 0.4 \sin(k\pi/50) + 0.3 \cos(k\pi/100). \quad (55)$$

**情况 1** (无外界扰动) 系统的参数和初始值选择如下:  $\eta = 0.01, \mu = 0.1, \rho = 0.1, \lambda = 3, b_\xi = 1, \delta = 10^{-5}, y(1) = -1, y(2) = 1, y(3) = 0.5, u(1) = u(2) = 0, \hat{\varphi}(1) = \hat{\varphi}(2) = 2$ . 另外, 两种“描述”从编码器到解码器的成功到达率为  $\bar{\alpha}_1 = 0.9$  和  $\bar{\alpha}_2 = 0.8$ . 量化器 (5) 的参数选择为  $M = 1, \theta = 100$  和  $\varrho = 1$ .

图 3 展示了无外界扰动下系统的跟踪曲线. 可以看出, 相较于 ESO-SDC-DDASMC 算法、文献 [23-24, 28] 中提出的算法, 本文所设计的 ESO-MDC-DDASMC 方案在相同的数据丢包率以及系统初始条件下有更快的收敛速度. 原因是: 1) 与文献 [23-24] 仅在 MFAC 框架下设计的控制方案相比, 本文在其基础上引入积分滑模函数和趋近律, 在保证良好控制性能的同时可以实现快速收敛; 2) 与文献 [28] 中的方法不同, 本文设计一种在数据压缩和加密方面

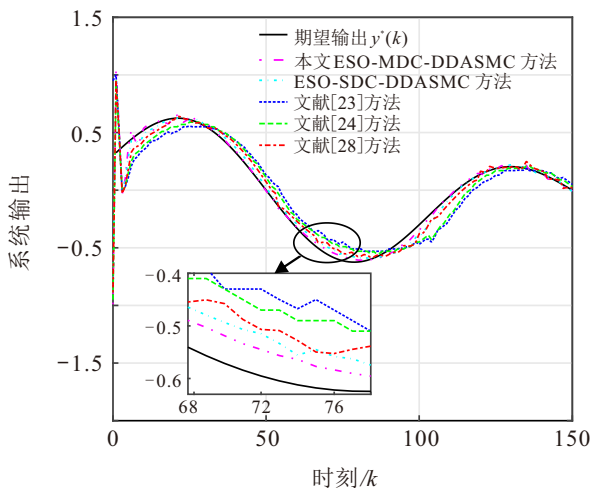


图3 无扰动下系统的跟踪性能

具有优势的 MDC 协议, 可以在资源受限且丢包的通信网络中提高数据传输的可靠性; 3) 与 ESO-SDC-DDASMC 方法仅通过单一通道传输数据不同, 本文设计的方法将系统输出编码为多个具有相同重要性的“描述”, 即使部分“描述”丢失, 仍可通过剩余“描述”恢复可用信号, 在提高信道利用率的同时降低了丢包的概率.

此外, 分析两个“描述”的不同成功传输率对系统跟踪性能的影响, 跟踪曲线如图 4 所示. 结果表明, 当两个“描述”的成功到达率  $\bar{\alpha}_j (j = 1, 2)$  分别从 0.9 降低到 0.5 和从 0.8 降低到 0.4 时, 系统跟踪曲线的波动范围变大. 然而, 值得强调的是, 本文设计的 ESO-MDC-DDASMC 方案在不同丢包率下仍然表现出令人满意的性能.

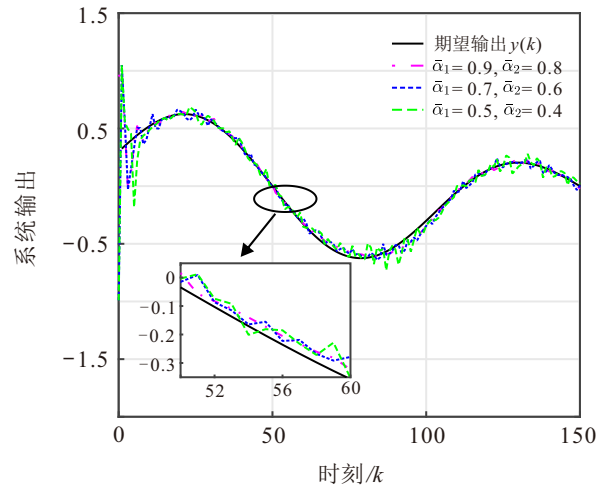


图4 无扰动和不同  $\alpha_j (j = 1, 2)$  下的跟踪性能

**情况 2** (正弦-余弦型扰动) 考虑如下正弦-余弦型扰动:

$$d(k+1) = 0.3 \sin\left(\frac{k}{40}\right) + 0.3 \cos\left(\frac{k}{30}\right).$$

图 5 给出了在正弦-余弦型扰动下系统的跟踪

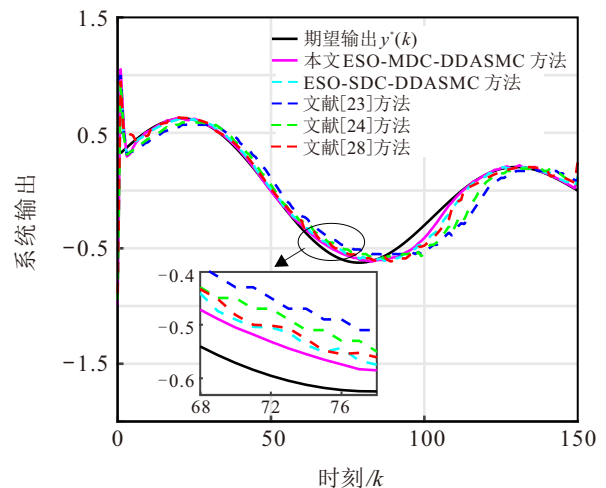


图5 正弦-余弦型扰动下的跟踪性能

曲线. 可以看出, 在相同的扰动、丢包率和初始条件下, 本文提出的 ESO-MDC-DDASMC 方案相较于 ESO-SDC-DDASMC 算法、文献 [23-24, 28] 中的方法有更好的控制效果. 原因是所提出的控制方案引入了扩展状态观测器可以估计和补偿扰动, 进而保证了良好的跟踪性能.

图 6 展示了在正弦-余弦型扰动下两个“描述”的不同成功传输率对跟踪性能的影响. 可以看出, 数据丢包率越小, 所提出的 ESO-MDC-DDASMC 在非线性和不确定性的情况下的控制效果越好.

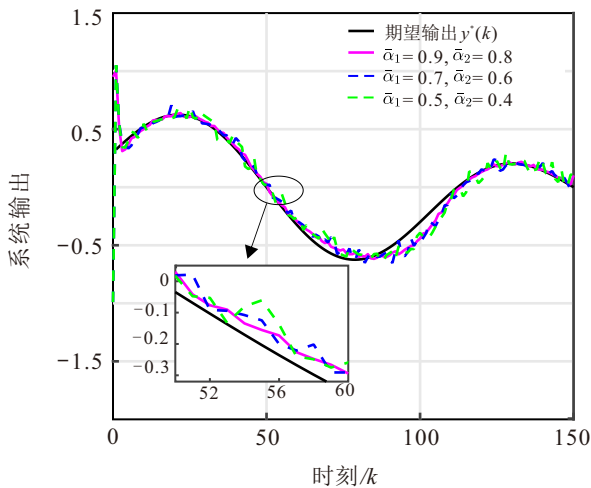


图6 正弦-余弦型扰动和不同  $\alpha_j (j = 1, 2)$  下的跟踪性能

此外, 根据假设 2 和数据模型 (2), 可知 Lipschitz 常数  $b$  等价于伪偏导数  $\varphi(k)$ . 为了验证式 (35) 中的控制输入满足假设 2 中的广义 Lipschitz 条件, 在该仿真中, 收集了 150 组 I/O 数据来计算式 (2) 中的伪偏导数  $\varphi(k)$ . 通过计算可得, 在无扰动下的伪偏导数最大值为  $\varphi(k) = 0.51$ , 在正弦-余弦型扰动下的伪偏导数最大值为  $\varphi(k) = 0.5$ , 表明  $\varphi(k)$  是有界的.

例 2 考虑如下网络化热交换器:

$$\begin{aligned} x(k) &= 1.5u(k) - 1.5u(k)^2 + 0.5u(k)^3, \\ y(k+1) &= 0.6y(k) - 0.1y(k-1) + \\ &\quad 1.2x(k) - 0.1x(k-1). \end{aligned} \quad (56)$$

期望轨迹为

$$y^*(k) = \begin{cases} 1, & 0 < k \leq 100; \\ 2, & 100 < k \leq 200; \\ 3.5, & 200 < k \leq 300; \\ 1.5, & 300 < k \leq 400. \end{cases} \quad (57)$$

情况 1 (无外界扰动) 系统的参数和初始值选择如下:  $\eta = 1, \mu = 1, \rho = 1, \lambda = 1, \delta = 10^{-5}, y(1) = -1, y(2) = 1, y(3) = 0.5, u(1) = u(2) = 0$  和  $\hat{\varphi}(1) = \hat{\varphi}(2) = 2$ . 另外, 两种描述从编码器到解码器的成功到达率为  $\bar{\alpha}_j = 0.9, j = 1, 2$ .

图 7 给出了无扰动下系统在本文提出的 ESO-

MDC-DDASMC 方案、ESO-SDC-DDASMC 方案、文献 [23-24, 28] 方法下的跟踪曲线. 可以看出, 本文设计的控制方法具有更好的跟踪性能.

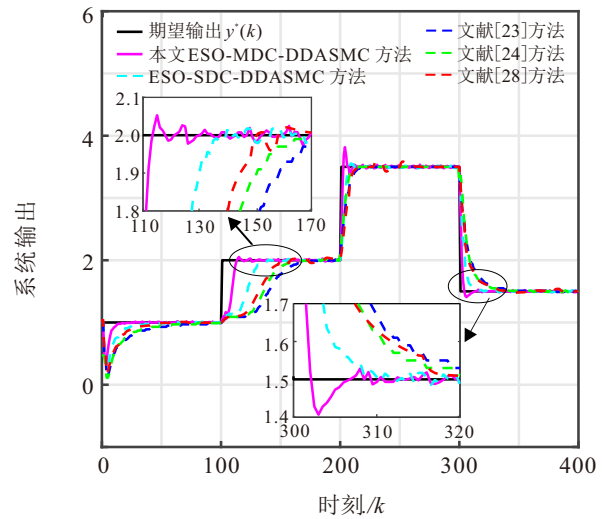


图7 无扰动下的跟踪性能

情况 2 (正弦扰动) 考虑如下正弦扰动:

$$d(k+1) = 0.1 \sin(0.1k).$$

图 8 给出了所提出 ESO-MDC-DDASMC、ESO-SDC-DDASMC、文献 [2-24, 28] 中方法在正弦扰动下的跟踪性能, 可知在系统 (56) 存在正弦干扰和随机丢包下, 所提出的控制方法可以在较短的时间内实现更精确的跟踪效果.

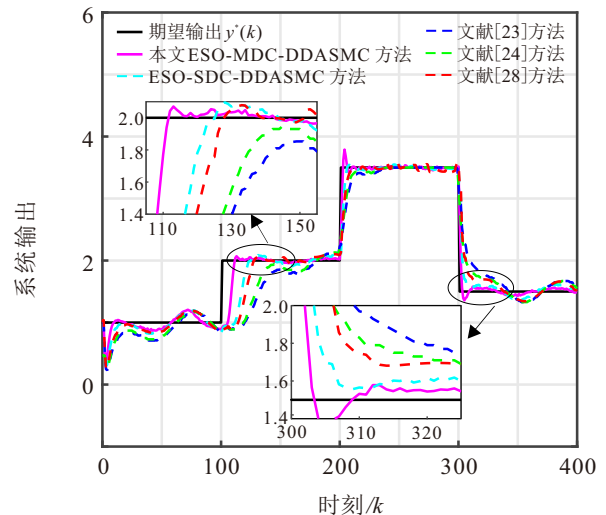


图8 正弦扰动下的跟踪性能

情况 3 (梯形扰动) 考虑如下梯形扰动:

$$d(k+1) = \begin{cases} 1, & 40 \leq k \leq 150; \\ -1, & 250 \leq k \leq 350. \end{cases}$$

图 9 给出了所提出 ESO-MDC-DDASMC 方案、ESO-SDC-DDASMC 方案、文献 [23-24, 28] 方法在梯形扰动下的跟踪性能. 可以看出, 在存在梯形干扰和随机数据丢失的情况下, 所提出的控制方法可以

实现更好的控制性能.

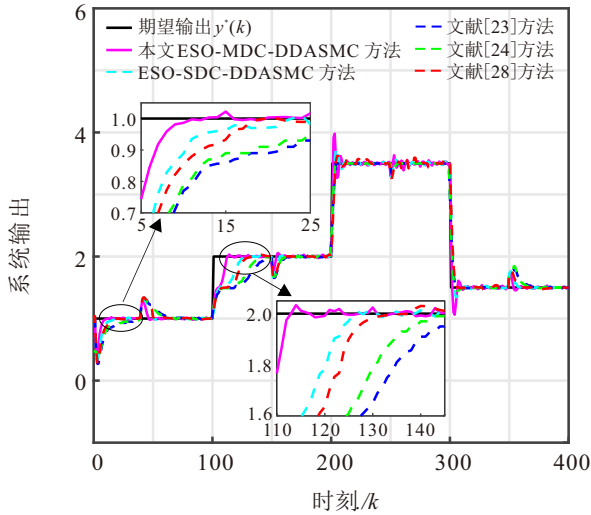


图9 梯形扰动下的跟踪性能

同样地, 在该仿真中, 收集了 400 组 I/O 数据来计算  $\varphi(k)$ . 经过计算, 可得在无扰动、正弦扰动和梯形扰动下  $\varphi(k)$  的最大值分别为 0.54, 0.56, 0.61, 验证了  $\varphi(k)$  的有界性.

**例 3** 考虑如下的永磁直线电机 (PMLM) 系统:

$$\begin{cases} \dot{v}(t) = \frac{u(t) - f_{\text{ripple}}(t) - f_{\text{friction}}(t) - f_1(t)}{M}, \\ f_{\text{friction}}(t) = [f_c + (f_s - f_c)e^{-(v(t)/v_s)^2}] \text{sign}(v(t)) + B_v v(t), \\ f_{\text{ripple}}(t) = A_r \sin(wL(t) + j). \end{cases} \quad (58)$$

其中:  $v(t)$  是电机速度 (m/s),  $L(t)$  是电机的位置 (m),  $u(t)$  是端子电压 (V),  $f_{\text{friction}}(t)$  和  $f_{\text{ripple}}(t)$  分别是摩擦力和波纹力 (N),  $f_c$  和  $f_s$  是库仑摩擦力和静态摩擦力,  $v_s$  和  $v_v$  分别是润滑和摩擦参数.

电机中的参数值为  $M = 0.59 \text{ kg}$ ,  $B_v = 10 \text{ N} \cdot \text{s/m}$ ,  $f_c = 10 \text{ N}$ ,  $f_s = 20 \text{ N}$ ,  $v_s = 0.1 \text{ m/s}$ ,  $A_r = 8.5 \text{ N}$ ,  $w = 314 \text{ rad/m}$ ,  $j = (0.05\pi) \text{ rad}$ .

期望轨迹为

$$y^*(k) = 2 \sin\left(\frac{k\pi}{500}\right). \quad (59)$$

仿真时间为 1s, 采样间隔为  $h = 0.002 \text{ s}$ . 系统的参数和初始值选择如下:  $\eta = 0.01$ ,  $\mu = 1$ ,  $\rho = 0.5$ ,  $\lambda = 2$ ,  $\delta = 10^{-5}$ ,  $v(1) = v(2) = v(3) = 0.1$ ,  $u(1) = u(2) = 0$ ,  $\hat{\varphi}(1) = \hat{\varphi}(2) = 1$ . 负载扰动为  $f_1(k) = 2 + 2 \sin(t + 2k)$ . 另外, 两种描述从编码器到解码器的成功到达率为  $\bar{\alpha}_j = 0.9$ ,  $j = 1, 2$ .

图 10 给出了负载扰动下直线电机的速度跟踪曲线. 可以看出, 相较于文献 [23, 28] 中提出的方法, 本文提出的 ESO-MDC-DDASMC 方案能够达到更

精确的跟踪效果.

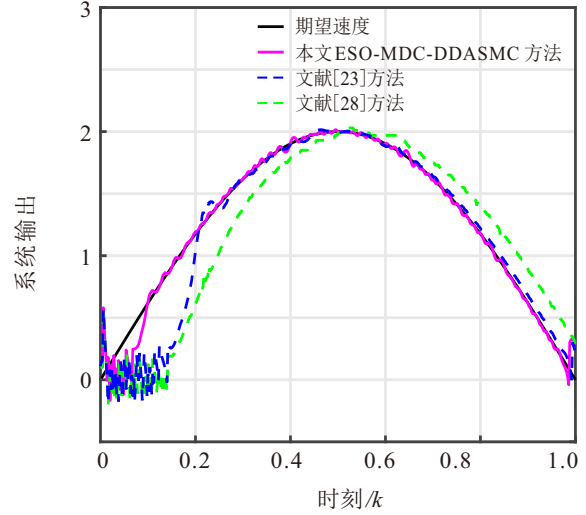


图10 负载扰动下的跟踪性能

### 5 结论

本文针对一类非线性非仿射 NCS, 提出了一种基于 ESO 的多描述编码数据驱动自适应控制方法. 所设计的控制算法是一种数据驱动的方法, 不涉及被控系统的模型信息. 通过理论分析与仿真实验验证了所提出方法的有效性.

### 参考文献 (References)

- [1] Zhang X M, Han Q L, Ge X H, et al. Networked control systems: A survey of trends and techniques[J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2020, 7(1): 1-17.
- [2] Li C C, Zhao X D, Chen M, et al. Dynamic periodic event-triggered control for networked control systems under packet dropouts[J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2024, 21(1): 906-920.
- [3] Jiang X W, Yan H C, Li B, et al. Optimal tracking of networked control systems over the fading channel with packet loss[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2024, 69(4): 2652-2659.
- [4] 孙琛, 林岩, 王雪松, 等. 复杂非线性和输出约束下一类非线性系统的自适应输出反馈事件触发跟踪控制[J]. 控制与决策, 2025, 40(7): 2117-2124. (Sun C, Lin Y, Wang X S, et al. Adaptive output feedback event-triggered tracking control for a class of nonlinear systems with severe nonlinearities and output constraints[J]. Control and Decision, 2025, 40(7): 2117-2124.)
- [5] 郭志军, 曾令伟, 洪宝源, 等. 动态事件触发通信下分布式预定时间非光滑约束优化算法[J]. 控制与决策, 2025, 40(6): 2031-2040. (Guo Z J, Zeng L W, Hong B Y, et al. Distributed non-smooth constrained optimization: A predefined-time and dynamic event-triggered approach[J]. Control and Decision, 2025, 40(6): 2031-2040.)
- [6] Chen H, Li Y, Liu C, et al. Set-membership state

- estimation for unmanned surface vehicle steering motion with try-once-discard protocol[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2023, 23(13): 14592-14600.
- [7] Jin K J, Ye D. Actuator and sensor attacks against multisensor state estimation with round-robin protocol[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2025, 21(5): 3636-3644.
- [8] Wang L C, Wang Z D, Wei G L, et al. Observer-based consensus control for discrete-time multiagent systems with coding-decoding communication protocol[J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2019, 49(12): 4335-4345.
- [9] Zou L, Wang Z D, Dong H L, et al. Recursive filtering under probabilistic encoding-decoding schemes: Handling randomly occurring measurement outliers[J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2024, 54(6): 3378-3391.
- [10] Li G H, Wang Z D, Bai X Z, et al. Recursive state estimation for permanent magnet synchronous motors with sensor degradations under encoding-decoding schemes[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2024, 20(12): 13687-13695.
- [11] Vaishampayan V A. Design of multiple description scalar quantizers[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1993, 39(3): 821-834.
- [12] Wang L C, Wang Z D, Shen B, et al. Recursive filtering with measurement fading: A multiple description coding scheme[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2021, 66(11): 5144-5159.
- [13] Ostergaard J, Quevedo D E, Jensen J. Real-time perceptual moving-horizon multiple-description audio coding[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(9): 4286-4299.
- [14] Zhu S Y, He Z Y, Meng X D, et al. A new polyphase down-sampling-based multiple description image coding[J]. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2020, 29: 5596-5611.
- [15] Hu X J, Pan Y X, Wang Y M, et al. Multiple description coding for best-effort delivery of light field video using GNN-based compression[J]. *IEEE Transactions on Multimedia*, 2023, 25: 690-705.
- [16] 熊屹林, 曾喆昭. 欠驱动 TORA 系统的自耦 PID 控制策略[J]. *控制与决策*, 2024, 39(3): 853-860.  
(Xiong Y L, Zhang Z Z. Research on a self-coupling PID control strategy for an underactuated TORA system[J]. *Control and Decision*, 2024, 39(3): 853-860.)
- [17] Shen M Q, Wu X Z, Zhu S, et al. Intermittent iterative learning control for robot manipulators under packet dropouts[J]. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 2025, 22: 1451-1459.
- [18] Chen G J, Dong J X. Adaptive prescribed time fuzzy control of interconnected nonlinear systems and its applications: A compensation-based approach[J]. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 2025, 22: 6944-6953.
- [19] Hou Z S, Jin S T. *Model free adaptive control: Theory and applications*[J]. Boca Raton: CRC Press, 2013.
- [20] Hou Z S, Xiong S S. On model-free adaptive control and its stability analysis[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2019, 64(11): 4555-4569.
- [21] Chen P, Chen Q, Yang C G, et al. Two-loop online data-driven control for oral implantation robots in human-robot interaction[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2025: 1-12.
- [22] Liu S D, Lin G, Ji H H, et al. A novel enhanced data-driven model-free adaptive control scheme for path tracking of autonomous vehicles[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2025, 26(1): 579-590.
- [23] Hou Z S, Bu X H. Model free adaptive control with data dropouts[J]. *Expert Systems Applications*, 2011, 38(8): 10709-10717.
- [24] Pang Z H, Liu G P, Zhou D H, et al. Data-driven control with input design-based data dropout compensation for networked nonlinear systems[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2017, 25(2): 628-636.
- [25] Han H G, Fu S J, Sun H Y, et al. Robust model free adaptive predictive control for wastewater treatment process with packet dropouts[J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2024, 54(10): 6069-6080.
- [26] 姬娟娟, 崔彦良, 王开云. 异步电机自适应的快速滑模控制方法[J]. *控制与决策*, 2025, 40(6): 1866-1872.  
(Ji J J, Cui Y L, Wang K Y. Adaptive fast sliding mode control method for induction motors[J]. *Control and Decision*, 2025, 40(6): 1866-1872.)
- [27] 王敏, 奚鑫泽, 黄英博, 等. 基于固定时间滑模控制的直驱风电场次同步振荡抑制[J]. *控制与决策*, 2025, 40(3): 918-926.  
(Wang M, Xi X Z, Huang Y B, et al. Sub-synchronous oscillation suppression in direct-drive wind farms based on fixed-time sliding mode control[J]. *Control and Decision*, 2025, 40(3): 918-926.)
- [28] Liu H Y, Hao L Y, Che W W. Bi-LSTM-based resilient data-driven integral sliding mode control for UMVs under hybrid attacks[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2025, 26(5): 6702-6714.
- [29] Zhao H R, Peng L, Xie L B, et al. Event-triggered bipartite consensus for multi-agent systems via model-free sliding-mode scheme[J]. *IEEE Transactions on Network Science and Engineering*, 2025, 12(2): 1137-1145.
- [30] Chi R H, Hui Y, Huang B, et al. Active disturbance rejection control for nonaffined globally lipschitz nonlinear discrete-time systems[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2021, 66(12): 5955-5967.

## 作者简介

常丽娜 (1995-), 女, 博士生, 主要研究方向为数据驱动控制、无模型自适应控制, E-mail: [changlina2018@163.com](mailto:changlina2018@163.com);

池荣虎 (1975-), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为数据驱动控制、迭代学习控制, E-mail: [ronghu\\_chi@hotmail.com](mailto:ronghu_chi@hotmail.com);

侯忠生 (1962-), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为数据驱动控制、无模型自适应控制, E-mail: [zshou@qdu.edu.cn](mailto:zshou@qdu.edu.cn).