

DOI: 10.13382/j.jemi.B2508128

等价输入干扰补偿的互联系统预见控制研究*

李 盛 兰永红 罗 钊

(湘潭大学自动化与电子信息学院 湘潭 411105)

摘要:针对传统预见控制在外部干扰作用下的互联连续时间系统中存在的跟踪性能下降问题,提出了一种基于等价输入干扰(equivalent input disturbance, EID)补偿的分散式鲁棒预见控制(preview control, PC)方法。首先设计EID估计器实现对子系统外部干扰的在线估计与补偿,从而有效降低了干扰对系统性能的影响;然后引入一个基于预见信息的新等式约束,构建分散式预见控制器,并构造增广误差系统,将控制器设计问题转化为误差系统的稳定化问题;最后结合Lyapunov稳定性理论、线性矩阵不等式工具和奇异值分解技术,给出了保证闭环系统渐近稳定且满足 H_∞ 性能指标的充分条件,并求解出控制器及观测器增益。耦合倒立摆平台上的数值仿真表明,所提控制策略能将干扰引起的最大跟踪误差由0.3157降低至0.0483,进入稳态的恢复时间由213ms缩短到25ms,超调量由19.58%降至2.06%,显著优于传统预见控制和滑模控制,验证了方法在干扰抑制与跟踪性能方面的有效性和优越性。

关键词: 互联系统;等价输入干扰;预见控制;线性矩阵不等式;奇异值分解

中图分类号: TN01 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.70

Research on preview control of interconnected systems with equivalent input disturbance compensation

Li Sheng Lan Yonghong Luo Zhao

(School of Automation and Electronic Information, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China)

Abstract: To address the problem of degraded tracking performance of traditional preview control in interconnected continuous-time systems under external disturbances, a decentralized robust preview control (PC) method based on equivalent input disturbance (EID) compensation is proposed. First, an EID estimator is designed to achieve online estimation and compensation of external disturbances acting on each subsystem, thereby effectively reducing their influence on system performance. Then, a new equality constraint based on preview information is introduced to construct a decentralized preview controller, and an augmented error system is formulated to transform the controller design problem into the stabilization problem of the error system. Finally, by combining Lyapunov stability theory, linear matrix inequality tools, and singular value decomposition techniques, sufficient conditions are derived to guarantee that the closed-loop system is asymptotically stable and satisfies the H_∞ performance indices, and the controller and observer gains are obtained. Numerical simulations on a coupled inverted pendulum platform show that the proposed control strategy reduces the maximum tracking error caused by disturbances from 0.3157 to 0.0483, shortens the recovery time to steady state from 213 ms to 25 ms, and decreases the overshoot from 19.58% to 2.06%. These results demonstrate that the proposed method is significantly superior to traditional preview control and sliding mode control, verifying its effectiveness and advantages in disturbance rejection and tracking performance.

Keywords: interconnected systems; equivalent-input-disturbance; preview control; linear matrix inequality; singular-value-decomposition

0 引言

大系统作为控制理论的研究热点,在电力系统^[1]、多智能体编队系统^[2]等重要的工程应用中越来越受关注。考虑到大系统由一组相互联系的子系统组成,它们也被称为互联系统。由于系统的复杂性,设计标准控制器或用集中式方案来控制这些系统是不可行的。针对互联系统,学者们从不同角度出发提出了有效的控制方法。文献[3]针对一类建模误差和互联关系未知的不确定互联系统提出了一种基于反步法的分散自适应控制方案;文献[4]提出了一种分层控制策略;文献[5]针对异构互联系统提出了一种基于交替方向乘子法的分布式方法。

在实践中,许多跟踪控制系统参考轨迹的未来信息是部分或者完全预先知道的。例如机械手的运动规则、车辆悬挂系统、网络通信系统。实际上,这些可预见的信息可以用来设计前馈控制器,从而提升瞬态响应性能并改善控制效果,这种控制策略也被称为预见控制^[6-7]。时至今日,预见控制已成功应用到时滞系统、奇异系统和多智能体系统等,基于LQR(linear quadratic regulator)^[8]的预见控制方法和基于LMI的预见控制策略被广泛用于提高控制性能。近年来,预见控制被推广应用到互联系统,文献[9]提出并研究了一类连续时间奇异互联系统的预见控制问题,文献[10]针对不确定连续时间互联系统提出了一种鲁棒预见控制策略,上述结果均未考虑互联系统可能存在的外部干扰。

等效输入干扰(equivalent input disturbance, EID)方法作为一个前沿研究方向,被证明是一种对匹配和不匹配干扰的有效抑制策略^[11-12]。因其良好的干扰抑制性能,近年来学者们对EID做了大量研究。自文献[13-14]提出EID以来,发展出多种改进型EID。文献[15]将EID与改进型重复控制器结合以抑制非周期干扰,其中EID估计器和重复控制器是分开设计的。文献[16]提出一种具有 H_∞ 鲁棒性能的时变不确定系统的EID估计方法。文献[17]提出一种基于滑模的EID,不仅提高了EID方法的干扰抑制性能,而且缓解了滑模控制中的抖振问题。值得注意的是,对于互联系统中基于EID的预见控制,目前国内外的相关研究并不多见。

将预见控制应用到互联系统已被证明是一种有效策略,利用已知的未来信息,系统的瞬态响应性能得到明显提升。在实际应用中,由于系统未建模动态(如关节摩擦、空气阻力、负载波动等)的存在,互联系统往往受到外部干扰的影响。文献[18]并未考虑外部干扰对互联系统的影响,这就是本文研究解决的问题。

综上所述,在假设目标值信号可预见的情况下,本文针对一类线性连续时间互联系统设计了一种基于EID的

分散式预见控制器,通过构造包含可预见信息的增广误差系统,将基于EID的预见控制器的设计问题转化为增广误差系统的输出反馈调节问题。最后利用Lyapunov分析方法和LMI技巧获得了原系统的鲁棒预见控制器。该控制器包含了已有文献的控制器形式,并得到了更好的控制效果。

1 系统描述

考虑一个由以下形式的 N 个子系统组成的互联系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_i(t) = A_i x_i(t) + \sum_{j=1, j \neq i}^N A_{ij} x_j(t) + B_i u_i(t) + B_{d_i} d_i(t) \\ y(t) = \sum_{i=1}^N y_i(t) = \sum_{i=1}^N C_i x_i(t) \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (1)$$

式中: $x_i(t) \in \mathbf{R}^{n_i}$ 、 $u_i(t) \in \mathbf{R}^{m_i}$ 和 $y_i(t) \in \mathbf{R}^p$ 分别为第 i 个子系统的状态向量、控制输入向量和控制输出向量; $d_i(t) \in \mathbf{R}^{q_i}$ 为第 i 个子系统的外部干扰,且 $\dot{d}_i(t) \in L_2[0, +\infty)$; $\sum_{j=1, j \neq i}^N A_{ij} x_j(t)$ 表示第 i 个子系统和其他子系统之间的耦合关系; $y(t) \in \mathbf{R}^p$ 是式(1)的输出; A_i 、 A_{ij} 、 B_i 、 B_{d_i} 和 C_i 为适当维数的常数矩阵。

对连续时间互联系统式(1)做出如下的假设:

假设1 参考输入信号 $r(t)$ 是分段连续可微函数,且 $\dot{r}(t) \in L_2[0, +\infty)$ 。此外,参考输入信号 $r(t)$ 的可预见步长为 l_r ,即在 $t \leq \theta \leq t + l_r$ 的任意时间 θ , $r(\theta)$ 是已知的。

假设2 式(1)中 (A_i, B_i) 能控、 (A_i, C_i) 能观,且在虚轴上没有零点。

本文目的是设计一个基于EID的分散式鲁棒预见控制器,使得式(1)的输出 $y(t)$ 在有外部干扰的情况下,能够跟踪上目标值信号 $r(t)$,并满足一定的性能指标。

为得到主要结论,给出如下必要引理。

引理1^[19] 式(1)存在一个作用于控制输入通道的EID $d_{e_i}(t)$,其对系统输出的影响与外部扰动 $d_i(t)$ 的作用等效。

引理2^[20] 对于任意给定的适维矩阵 G 、 U 和正常数 δ ,满足式(2)。

$$G^T U + U^T G \leq \delta^{-1} G^T G + \delta U^T U \quad (2)$$

引理3^[21] Schur补引理。对于给定矩阵 $S =$

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}, \text{如下3个条件等价:}$$

$$1) S < 0$$

$$2) S_{11} < 0, S_{22} - S_{12}^T S_{11}^{-1} S_{12} < 0$$

$$3) S_{22} < 0, S_{11} - S_{12} S_{22}^{-1} S_{12}^T < 0$$

引理 4^[22] 对于给定的矩阵 $\mathbf{H} \in \mathbf{R}^{p \times n}$ 有 $\text{rank}(\mathbf{H}) = p$, 存在 1 个矩阵 $\tilde{\mathbf{X}} \in \mathbf{R}^{p \times p}$, 对于任意给定的矩阵 $\mathbf{X} \in \mathbf{R}^{n \times n}$ 当且仅当 \mathbf{X} 可以分解如下:

$$\mathbf{X} = \tilde{\mathbf{T}} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_{11} & 0 \\ 0 & \tilde{\mathbf{X}}_{22} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{T}}^T \quad (3)$$

且 $\mathbf{H}\mathbf{X} = \tilde{\mathbf{X}}\mathbf{H}$ 成立。

1.1 EID 估计器

根据引理 1, 可以将式(1)改写为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_i(t) = \mathbf{A}_i \mathbf{x}_i(t) + \sum_{j=1, j \neq i}^N \mathbf{A}_{ij} \mathbf{x}_j(t) + \mathbf{B}_i [\mathbf{u}_i(t) + \mathbf{d}_i(t)] \\ \mathbf{y}(t) = \sum_{i=1}^N \mathbf{y}_i(t) = \sum_{i=1}^N \mathbf{C}_i \mathbf{x}_i(t) \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (4)$$

设计全维状态观测器如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}_i(t) = \mathbf{A}_i \hat{\mathbf{x}}_i(t) + \mathbf{B}_i \mathbf{u}_i(t) + \mathbf{L}_i [\mathbf{y}_i(t) - \hat{\mathbf{y}}_i(t)] \\ \hat{\mathbf{y}}(t) = \sum_{i=1}^N \hat{\mathbf{y}}_i(t) = \sum_{i=1}^N \mathbf{C}_i \hat{\mathbf{x}}_i(t) \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}}_i(t)$ 和 $\hat{\mathbf{y}}_i(t)$, $\mathbf{u}_i(t)$ 为第 i 个子系统的观测器状态、观测器输出和控制输入; \mathbf{L}_i 为待设计的观测器增益。

定义式(4)状态量和式(5)观测器状态之间的误差向量如下:

$$\mathbf{x}_{e_i}(t) = \hat{\mathbf{x}}_i(t) - \mathbf{x}_i(t) \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (6)$$

将式(6)代入式(4)得:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}_i(t) = \mathbf{A}_i \hat{\mathbf{x}}_i(t) + \mathbf{B}_i \mathbf{u}_i(t) + \sum_{j=1, j \neq i}^N \mathbf{A}_{ij} [\hat{\mathbf{x}}_j(t) - \mathbf{x}_{e_j}(t)] + \mathbf{B}_i \mathbf{d}_i(t) + [\hat{\mathbf{x}}_{e_i}(t) - \mathbf{A}_i \mathbf{x}_{e_i}(t)] \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (7)$$

参考文献[23]可得 EID 估计值如下:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{d}}_i(t) = \mathbf{B}_i^+ \{ \mathbf{L}_i \mathbf{C}_i [\mathbf{x}_i(t) - \hat{\mathbf{x}}_i(t)] - \sum_{j=1, j \neq i}^N \mathbf{A}_{ij} [\hat{\mathbf{x}}_j(t) - \mathbf{x}_{e_j}(t)] + \mathbf{u}_i(t) - \mathbf{u}_i(t) \} \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{B}_i^+ = (\mathbf{B}_i^T \mathbf{B}_i)^{-1} \mathbf{B}_i^T$ 。

由于在信号传输过程中, EID 估计值 $\hat{\mathbf{d}}_i(t)$ 可能会受测量噪声影响, 需要进行滤波处理, 引入一阶低通滤波器 $F_i(s)$, $F_i(s)$ 满足 $|F_i(j\omega)| \approx 1, \forall \omega \in [0, \omega_r]$, 其中, ω_r 为滤波器的截止频率。将 $\hat{\mathbf{d}}_i(t)$ 通过滤波后得 $\tilde{\mathbf{d}}_i(t)$, 即:

$$\tilde{\mathbf{D}}_i(s) = F(s) \hat{\mathbf{D}}_i(s) \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (9)$$

式中: $\tilde{\mathbf{D}}_i(s)$ 和 $\hat{\mathbf{D}}_i(s)$ 分别是 $\tilde{\mathbf{d}}_i(t)$ 和 $\hat{\mathbf{d}}_i(t)$ 的拉普拉斯变换。

注 1 参考文献[23]可知, 一阶滤波器被用来限制干扰估计的角频带宽, 但一般来讲, 也可以设计为一个高阶低通滤波器如下:

$$F(s) = \frac{b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0}$$

实验结果显示选用高阶的滤波器也可获得相同趋势的结果, 但阶数越高, 发生相位滞后的角频率越低, 用一阶滤波器能最好地达到控制目标。

低通滤波器 $F_i(s)$ 的状态空间形式描述为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{f_i}(t) = \mathbf{A}_{f_i} \mathbf{x}_{f_i}(t) + \mathbf{B}_{f_i} \hat{\mathbf{d}}_i(t) \\ \tilde{\mathbf{d}}_i(t) = \mathbf{C}_{f_i} \mathbf{x}_{f_i}(t) \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (10)$$

式中: $\mathbf{x}_{f_i}(t)$ 是滤波器的状态变量; \mathbf{A}_{f_i} , \mathbf{B}_{f_i} 和 \mathbf{C}_{f_i} 是常数矩阵。

此时, 结合了 EID 估计的分散式控制器定义如下:

$$\mathbf{u}_i(t) = \mathbf{u}_{f_i}(t) - \tilde{\mathbf{d}}_i(t) \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (11)$$

1.2 预见控制器

图 1 所示为互联系统(式(1))第 i 个子系统预见控制系统结构简图, 其中, $r(t)$ 为参考输入信号。

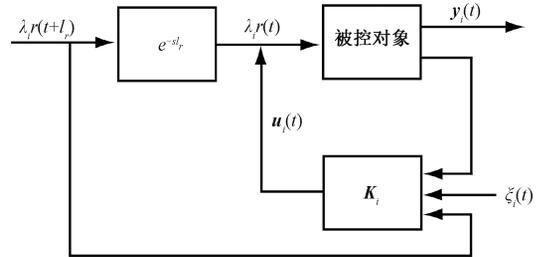


图 1 第 i 个子系统预见控制系统

Fig. 1 The first subsystem preview control system

误差信号定义如下:

$$\mathbf{e}(t) = \sum_{i=1}^N \mathbf{e}_i(t) = \sum_{i=1}^N [\lambda_i r(t) - \mathbf{y}_i(t)] \quad (12)$$

其中, $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$ 是常数且满足 $\sum_{i=1}^N \lambda_i = 1$ 。
 $\mathbf{e}_i(t) = \lambda_i r(t) - \mathbf{y}_i(t)$ 是第 i 个子系统的跟踪误差。当所有子系统的跟踪误差 $\lim_{x \rightarrow \infty} \mathbf{e}_i(t) = 0 (i = 1, 2, \dots, N)$ 时, 互联系统(式(1))的跟踪误差 $\lim_{x \rightarrow \infty} \mathbf{e}(t) = 0$ 。

为充分利用可预见信息 $r(t)$, 定义如下状态变量:

$$\boldsymbol{\varphi}_i(t) = \int_t^{t+t_r} \lambda_i \dot{r}(\boldsymbol{\tau}) d\boldsymbol{\tau} - \int_0^{t_r} \lambda_i \dot{r}(\boldsymbol{\tau}) d\boldsymbol{\tau} \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (13)$$

对方程 $\mathbf{e}_i(t) = \lambda_i r(t) - \mathbf{y}_i(t)$ 左右两边求导并将 $\mathbf{y}_i(t) = \mathbf{C}_i \mathbf{x}_i(t)$ 代入其中得到:

$$\dot{e}_i(t) = \lambda_i \dot{r}(t) - C_i \dot{x}_i(t) \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (14)$$

对式(13)左右两边求导后与式(14)相加,可得:

$$\dot{e}_i(t) + \dot{\varphi}_i(t) = \lambda_i \dot{r}(t + l_r) - C_i \dot{x}_i(t) \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (15)$$

令 $v_i(t) = e_i(t) + \varphi_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, N$, 假设式(1)满足零初始条件,设计基于重构状态反馈的分散式预见控制律为:

$$u_{f_i}(t) = K_{e_i} \hat{x}_i(t) + K_{r_i} \int_0^t v_i(\tau) d\tau \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (16)$$

2 稳定性分析和控制器设计

引入状态量:

$$X_i(t) = [\dot{x}_i^T(t), \dot{x}_{e_i}^T(t), \dot{x}_{f_i}^T(t), v_i^T(t)]^T \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (17)$$

并联立式(4)~(6)、(8)、(10)、(15)可得增广误差系统:

$$\dot{X}_i(t) = \bar{A}_i X_i(t) + \sum_{j=1, j \neq i}^N \bar{A}_{ij} X_j + \bar{B}_i \dot{u}_{f_i}(t) + E_i w_i(t) \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (18)$$

$$\text{其中, } \bar{A}_i = \begin{pmatrix} A_i & -L_i C_i & 0 & 0 \\ 0 & A_i - L_i C_i & B_i C_{f_i} & 0 \\ 0 & -B_{f_i} B_i^+ L_i C_i & A_{f_i} + B_{f_i} C_{f_i} & 0 \\ -C_i & C_i & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

$$\bar{A}_{ij} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -A_{ij} & A_{ij} & 0 & 0 \\ -B_{f_i} B_i^+ A_{ij} & B_{f_i} B_i^+ A_{ij} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \bar{B}_i = \begin{bmatrix} B_i \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, E_i =$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -B_{d_i} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \lambda_i \end{bmatrix}, w_i = \begin{bmatrix} \dot{d}_i(t) \\ \dot{r}(t + l_r) \end{bmatrix}.$$

注意到 $v_i(t) = e_i(t) + \varphi_i(t)$ 为式(18)中 $X_i(t)$ 的一部分,若设计鲁棒控制器 $\dot{u}_{f_i}(t) = [\dot{u}_{f_1}^T(t) \dot{u}_{f_2}^T(t) \dots \dot{u}_{f_N}^T(t)]^T$,使得 $\lim_{t \rightarrow +\infty} X_i(t) = 0$,则 $\lim_{t \rightarrow +\infty} [e_i(t) + \varphi_i(t)] = 0$ 。

由于 $\varphi_i(t) = \int_i^{t+l_r} \lambda_i \dot{r}(\tau) d\tau - \int_0^t \lambda_i \dot{r}(\tau) d\tau = \int_0^t \lambda_i [\dot{r}(\tau + t) - \dot{r}(\tau)] d\tau$ 且 $\lim_{t \rightarrow +\infty} \dot{r}(\tau) = 0$,所以 $\lim_{t \rightarrow +\infty} \varphi_i(t) = 0$ ($i = 1, 2, \dots, N$),从而推得 $\lim_{t \rightarrow +\infty} e_i(t) = 0$ ($i = 1, 2, \dots, N$)。由此可知控制器 $\dot{u}_j(t)$ 可使得系统(1)的输出 $y(t)$ 渐近跟踪上输入 $r(t)$ 。

为了评价跟踪质量,针对第 i 个子系统设计性能指标:

$$J_i = \int_0^{+\infty} [\dot{u}_{f_i}^T(t) R_i \dot{u}_{f_i}(t) + v_i^T(t) Q_i v_i(t)] dt \quad (19)$$

式中: R_i 和 Q_i 为给定的正定权重矩阵。式(1)的性能指标可以表述为:

$$J = \sum_{i=1}^N J_i \quad (20)$$

为了讨论干扰对系统的影响,采用 H_∞ 控制方法设计控制器。首先,定义如下性能指标:

$$z_i(t) = M_i X_i(t) + N_i \dot{u}_{f_i}(t) \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (21)$$

$$\text{其中, } M_i = \text{diag} \left[0 \quad 0 \quad 0 \quad Q_i^{\frac{1}{2}} \right], N_i = \left[R_i^{\frac{1}{2}} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \right]^T.$$

基于式(21),性能指标式(19)和(20)可以分别改写为:

$$J_i = \int_0^{+\infty} z_i^T(t) z_i(t) dt = \|z_i(t)\|_2^2 \quad (22)$$

$$J = \sum_{i=1}^N \|z_i(t)\|_2^2 \quad (23)$$

联立式(18)和(21)得到:

$$\begin{cases} \dot{X}_i(t) = \bar{A}_i X_i(t) + \sum_{j=1, j \neq i}^N \bar{A}_{ij} X_j + \bar{B}_i \dot{u}_{f_i}(t) + E_i w_i(t) \\ z_i(t) = M_i X_i(t) + N_i \dot{u}_{f_i}(t) \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (24)$$

由 H_∞ 控制理论可知,对给定的 H_∞ 干扰衰减系数 $\gamma > 0$,若式(24)满足如下条件。

- 1) 当 $w_i(t) = 0, i = 1, 2, \dots, N$, 系统是渐近稳定的。
- 2) 在零初始条件下,外部干扰 $w(t) \in L_2[0, +\infty)$ 满足式(25)。

$$\frac{\|z(t)\|_2}{\|w(t)\|_2} < \gamma \quad (25)$$

其中, $w(t) = [w_1^T(t) \quad w_2^T(t) \quad \dots \quad w_N^T(t)]$, $z(t) = [z_1^T(t) \quad z_2^T(t) \quad \dots \quad z_N^T(t)]$,则闭环系统在 H_∞ 干扰衰减系数 γ 下是渐近稳定的。

由于 $\|z(t)\|_2^2 = \sum_{i=1}^N \|z_i(t)\|_2^2 = J$, $\|w(t)\|_2^2 = \sum_{i=1}^N \int_0^{+\infty} w_i^T(t) w_i(t) dt = \sum_{i=1}^N \|w_i(t)\|_2^2$,因此式(25)可以等价为:

$$J < \gamma^2 \sum_{i=1}^N \|w_i(t)\|_2^2 \quad (26)$$

由式(26)可知系数 γ^2 反映了外部干扰对式(1)跟踪性能的影响, γ^2 越小则性能指标 J 越小。

对预见控制律式(16)左右两边求导可得:

$$\dot{u}_{f_i}(t) = K_{e_i} \dot{x}_i(t) + K_{r_i} v_i(t) \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (27)$$

将式(27)代入式(24)可得:

$$\begin{cases} \dot{X}_i(t) = (\bar{A}_i + \bar{B}_i K_i) X_i(t) + \sum_{j=1, j \neq i}^N \bar{A}_{ij} X_j + E_i w_i(t) \\ z_i(t) = (M_i + N_i K_i) X_i(t) \quad i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (28)$$

其中, $K_i = [K_{e_i} \quad 0 \quad 0 \quad K_{r_i}]$ 。

定理 1 提供了使式(28)稳定的充分条件, 通过 Lyapunov 分析方法和 LMI 理论求解控制器增益 K_1, K_2, \dots, K_N 。

定理 1 对于式(1), 若假设 1 成立, 对于给定正数 γ , 如果存在正定矩阵 $Y_{i_1}, Y_{i_{11}}, Y_{i_{22}}, Y_{i_3}, Y_{i_4}$, 合适维数矩阵 $W_{i_1}, W_{i_2}, W_{i_3}$ 和正数 $\delta_{ij}(i, j = 1, 2, \dots, N; i \neq j)$, 使:

$$\Theta_i < 0 (i = 1, 2, \dots, N) \quad (29)$$

其中:

$$\Theta_i = \begin{bmatrix} \Pi_i & Y_i \Gamma_i & E_i & (M_i Y_i + N_i W_i)^T \\ * & -\Xi_i & 0 & 0 \\ * & * & -\gamma^2 I & 0 \\ * & * & * & -I \end{bmatrix}$$

$$\Pi_i = \begin{bmatrix} \Pi_{i_{11}} & -W_{i_3} C_i & 0 & B_i W_{i_2} \\ * & \Pi_{i_{22}} & \Pi_{i_{23}} & Y_{i_2} C_i^T \\ * & * & \Pi_{i_{33}} & 0 \\ * & * & * & \sum_{j=1, j \neq i}^N \delta_{ij} I \end{bmatrix}$$

$$\Pi_{i_{11}} = \text{Sym}\{A_i Y_{i_1} + B_i W_{i_1}\} + \sum_{j=1, j \neq i}^N \delta_{ij} I$$

$$\Pi_{i_{22}} = \text{Sym}\{A_i Y_{i_2} - W_{i_3} C_i\} + \sum_{j=1, j \neq i}^N \delta_{ij} I$$

$$\Pi_{i_{23}} = B_i C_{f_i} Y_{i_3} - C_i^T W_{i_3}^T (B_i B_i^+)^T$$

$$\Pi_{i_{33}} = \text{Sym}\{(A_{f_i} + B_{f_i} C_{f_i}) Y_{i_3}\} + \sum_{j=1, j \neq i}^N \delta_{ij} I$$

$$Y_i = \text{diag}\{Y_{i_1}, Y_{i_2}, Y_{i_3}, Y_{i_4}\}, W_i = [W_{i_1} \quad 0 \quad 0 \quad W_{i_2}]$$

$$\Gamma_i = [\bar{A}_{1i}^T \quad \bar{A}_{2i}^T \quad \dots \quad \bar{A}_{(i-1)i}^T \quad \bar{A}_{(i+1)i}^T \quad \dots \quad \bar{A}_{Ni}^T]^T$$

$$\Xi_i = \text{diag}(\delta_{1i} I, \delta_{2i} I, \dots, \delta_{(i-1)i} I, \delta_{(i+1)i} I, \dots, \delta_{Ni} I)$$

此外, 输出矩阵 C_i 的奇异值分解如下:

$$C_i = U_i [S_i \quad 0] \hat{T}_i^T \quad (30)$$

式中: S_i 是正定矩阵; U_i 和 \hat{T}_i 是酉矩阵。且有:

$$Y_{i_2} = \hat{T}_i \begin{bmatrix} Y_{i_{11}} & 0 \\ 0 & Y_{i_{22}} \end{bmatrix} \hat{T}_i^T \quad (31)$$

则式(28)在满足 H_∞ 性能指标的情况下渐近稳定, 且控制器增益为:

$$K_{e_i} = W_{i_1} Y_{i_1}^{-1}, K_{r_i} = W_{i_2} Y_{i_4}^{-1}, L_i = W_{i_3} U_i S_i Y_{i_{11}}^{-1} S_i^{-1} U_i^T \quad (32)$$

证明 构建如下 Lyapunov 函数:

$$V = \sum_{i=1}^N X_i^T(t) P_i X_i(t) \quad (33)$$

其中, P_1, P_2, \dots, P_N 是正定矩阵, 且 $P_i = \text{diag}\{P_{i_1}, P_{i_2}, P_{i_3}, P_{i_4}\}$ 。

对式(33)左右两边求导得:

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^N (\dot{X}_i^T P_i X_i + X_i^T P_i \dot{X}_i) \quad (34)$$

将式(28)代入式(34)得:

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^N \{X_i^T(t) [(\bar{A}_i + \bar{B}_i K_i)^T P_i + P_i (\bar{A}_i + \bar{B}_i K_i)] X_i(t) + 2 \sum_{j=1, j \neq i}^N X_j^T(t) \bar{A}_{ij}^T P_i X_i(t) + 2 X_i^T P_i E_i w_i\} \quad (35)$$

式中: $2 \sum_{j=1, j \neq i}^N X_j^T(t) \bar{A}_{ij}^T P_i X_i(t)$ 可表示为 $\sum_{j=1, j \neq i}^N [X_j^T(t) \bar{A}_{ij}^T P_i X_i(t) + X_i^T(t) P_i \bar{A}_{ij} X_j(t)]$, 假设矩阵 G 为 $\bar{A}_{ij} X_j(t)$, 矩阵 U 为 $P_i X_i(t)$, δ_{ij} 为正常数, 根据引理 2, 有如下不等式:

$$2 \sum_{j=1, j \neq i}^N X_j^T(t) \bar{A}_{ij}^T P_i X_i(t) \leq \sum_{j=1, j \neq i}^N [\delta_{ij}^{-1} X_j^T(t) \bar{A}_{ij}^T A_{ij} X_j(t) + \delta_{ij} X_i^T(t) P_i P_i X_i(t)] \quad (36)$$

且:

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1, j \neq i}^N [\delta_{ij}^{-1} X_j^T(t) \bar{A}_{ij}^T \bar{A}_{ij} X_j(t)] = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1, j \neq i}^N [\delta_{ji}^{-1} X_i^T(t) \bar{A}_{ji}^T \bar{A}_{ji} X_i(t)] \quad (37)$$

所以, 联立式(35)~(37)可得:

$$\dot{V} \leq \sum_{i=1}^N \{X_i^T(t) [\Psi_i + \Gamma_i^T \Xi_i \Gamma_i] X_i(t) + 2 X_i^T P_i E_i w_i\} \quad (38)$$

其中, $\Psi_i = \text{Sym}\{P_i (\bar{A}_i + \bar{B}_i K_i)\} + \sum_{j=1, j \neq i}^N \delta_{ij}^{-1}$ 。

接下来, 分两步进行证明。

1) 证明式(28)在 $w_i(t) = 0, i = 1, 2, \dots, N$ 的情况下渐近稳定。基于式(35)~(38), 式(38)在满足条件 $w_i(t) = 0, i = 1, 2, \dots, N$ 时, 等同于:

$$\dot{V} \leq \sum_{i=1}^N X_i^T(t) [\Psi_i + \Gamma_i^T \Xi_i \Gamma_i] X_i(t) \quad (39)$$

根据式(39), 如果 $\Psi_i + \Gamma_i^T \Xi_i \Gamma_i < 0, i = 1, 2, \dots, N$, 则 $\dot{V} < 0$, 那么式(28)在 $w_i(t) = 0$ 时渐近稳定。

根据引理 3, 不等式 $\Psi_i + \Gamma_i^T \Xi_i \Gamma_i < 0, i = 1, 2, \dots, N$ 等同于:

$$\begin{bmatrix} \Psi_i & \Gamma_i^T \\ \Gamma_i & -\Xi_i \end{bmatrix} < 0, i = 1, 2, \dots, N \quad (40)$$

当式(40)成立时, 式(28)渐近稳定。因此, 第 1 步证明完毕。

2) 证明在式(28)满足零初始条件的假设下, 对于给定 $\gamma > 0$ 和任意非零 $w(t) \in L_2[0, +\infty)$, 式(25)成立。

定义下式:

$$J_T = \int_0^T [z^T(t)z(t) - \gamma^2 w^T(t)w(t)] dt \quad (41)$$

对于任意 $T > 0$, 可得:

$$J_T = \int_0^T [z^T(t)z(t) - \gamma^2 w^T(t)w(t) + \dot{V}] dt - V \leq \int_0^T \sum_{i=1}^N \{X_i^T(t) [\Psi_i + \Gamma_i^T \Xi_i \Gamma_i] X_i(t) + 2X_i^T P_i E_i w_i + z_i^T(t)z_i(t) - \gamma^2 w_i^T(t)w_i(t)\} dt - V \quad (42)$$

将 $z_i(t) = (M_i + N_i K_i) X_i(t) (i = 1, 2, \dots, N)$ 代入式(42)得:

$$J_T \leq \int_0^T \sum_{i=1}^N [X_i^T(t) \quad w_i^T(t)] \Theta_i [X_i^T(t) \quad w_i^T(t)]^T dt - V \quad (43)$$

其中:

$$\Theta_i = \begin{bmatrix} \Psi_i + \Gamma_i^T \Xi_i \Gamma_i + (M_i + N_i K_i)^T (M_i + N_i K_i) & P_i E_i \\ & E_i^T P_i \\ & & \gamma^2 \end{bmatrix} \quad (44)$$

当 $V \geq 0$ 时, 如果 $\Theta_i < 0 (i = 1, 2, \dots, N)$, 则 $J_T < 0$, 因此如果 $T \rightarrow \infty$, 对于给定 $\gamma > 0$ 和任意非零 $w(t) \in L_2[0, +\infty)$, 满足 $\frac{\|z(t)\|_2}{\|w(t)\|_2} < \gamma$ 。第 2 步证明完毕。

根据引理 3, 不等式 $\Theta_i < 0 (i = 1, 2, \dots, N)$, 等同下:

$$\begin{bmatrix} \Psi_i & \Gamma_i & P_i E_i & (M_i + N_i K_i)^T \\ * & -\Xi_i & 0 & 0 \\ * & * & -\gamma^2 I & 0 \\ * & * & * & -I \end{bmatrix} < 0 \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (45)$$

令 $Y_{i_n} = P_{i_n}^{-1} (n = 1, 2, 3, 4)$, 根据引理 4 有:

$$\bar{Y}_{i_2}^{-1} = U_i S_i Y_{i_{11}}^{-1} S_i^{-1} U_i^T \quad (46)$$

由式(32)可推得:

$$W_{i_1} = K_{e_i} Y_{i_1}, W_{i_2} = K_{r_i} Y_{i_2}, W_{i_3} = L_i \bar{Y}_{i_2} \quad (47)$$

式(45)分别左乘、右乘矩阵 $\text{diag}\{P_i^{-1}, I, I, I\}$, 并结合式(46)和(47), 可得线性矩阵不等式(29)。证毕。

定理 2 对于式(1), 若假设 1 成立, 且在 $t < 0$ 时, $x_i(0) = 0, u_i(0) = 0, r(0) = 0 (i = 1, 2, \dots, N)$ 。如果定理 1 中控制器增益有可行解, 则可得如下基于 EID 的分散式鲁棒预见控制器:

$$u_i(t) = u_{f_i}(t) - \tilde{d}_i(t) \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (48)$$

其中:

$$u_{f_i}(t) = K_{e_i} \hat{x}_i(t) + K_{r_i} \int_0^t e_i(\tau) d\tau + K_{r_i} \int_t^{t+l_r} \lambda_i r(\tau) d\tau - K_{r_i} \int_0^t \lambda_i r(\tau) d\tau \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (49)$$

使得式(1)的输出 $y(t)$ 能跟踪上输入信号 $r(t)$, 并满足如下性能指标:

$$\sum_{i=1}^N \int_0^{+\infty} [\hat{u}_{f_i}^T(t) R_i \hat{u}_{f_i}(t) + v_i^T(t) Q_i v_i(t)] dt < \gamma^2 \sum_{i=1}^N \left\| \begin{bmatrix} \hat{d}_i(t) \\ \hat{r}(t+l_r) \end{bmatrix} \right\|_2^2 \quad (50)$$

证明: 由定理 1 可知, 控制律式(27)可以使得系统(1)渐近稳定并满足性能指标式(26)。

式(27)可以改写为:

$$\begin{aligned} \dot{u}_{f_i}(t) &= K_{e_i} \hat{x}_i(t) + K_{r_i} e_i(t) + K_{r_i} \int_t^{t+l_r} \lambda_i \dot{r}(\tau) d\tau - \\ &K_{r_i} \int_0^t \lambda_i \dot{r}(\tau) d\tau \quad i = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (51)$$

对式(51)进行积分, 则可得到式(49), 再结合 EID

估计项 $\tilde{d}_i(t)$, 即得到结论式(48)。联立式(19)、(20)和(26)可得式(50)。证毕。

注 2 控制器式(48)由预见控制器 $u_{f_i}(t)$ 和 EID 估

计项 $\tilde{d}_i(t)$ 组成, 最新研究成果^[24]的结论仅得到类似 $u_{f_i}(t)$ 的预见控制器, 所以本文的结论包含了文献[24]的结果, 并得到更好的控制效果。

3 数值仿真

为验证本文所设计控制策略的可行性和有效性, 本节将给出两个仿真实验。

实验 1 将所设计策略应用到一个耦合倒立摆平台。该倒立摆平台如图 2 所示, 其运动方程为:

$$\begin{cases} m_1 l^2 \ddot{\theta}_1(t) = m_1 g l \theta_1(t) - k a_1^2 (\theta_1(t) - \theta_2(t)) - \tau_1(t) + d_1(t) \\ m_2 l^2 \ddot{\theta}_2(t) = m_2 g l \theta_2(t) - k a_2^2 (\theta_2(t) - \theta_1(t)) - \tau_2(t) + d_2(t) \end{cases} \quad (52)$$

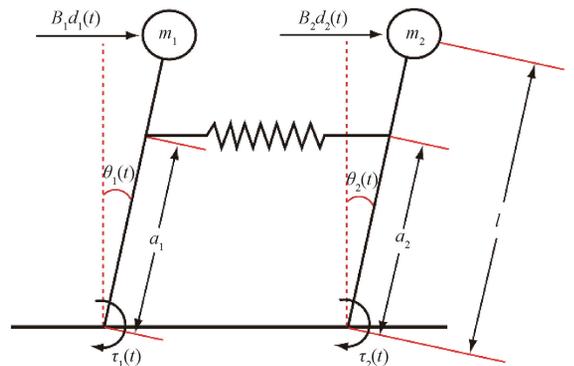


图 2 耦合倒立摆模型

Fig. 2 Coupled inverted pendulum model

其中的各项参数及其数值如表 1 所示。

表 1 参数的详细说明

Table 1 Detailed description of parameters

符号	物理意义	数值	单位
$m_i (i = 1, 2)$	第 i 个摆的质量	0.01	kg
l	杆长	5.8	m
g	重力加速度	9.81	$m \cdot s^{-2}$
k	弹簧刚度	0.01	N/m
$a_i (i = 1, 2)$	弹簧的连接位置	4.9	m
$\theta_i (i = 1, 2)$	角位移	\	rad
$\tau_i (i = 1, 2)$	第 i 个电机的输入扭矩	\	$N \cdot m$
$d_i (i = 1, 2)$	外部干扰	\	\

控制目标是使倒立摆角度值跟踪上参考值。通过系统转换,倒立摆系统式(52)可以改写为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = A_1 x_1(t) + A_{12} x_2(t) + B_1 u_1(t) + d_1(t) \\ \dot{x}_2(t) = A_2 x_2(t) + A_{21} x_1(t) + B_2 u_2(t) + d_2(t) \\ y(t) = y_1(t) + y_2(t) = C_1 x_1(t) + C_2 x_2(t) \end{cases} \quad (53)$$

其中, $x_1(t) = \begin{bmatrix} \theta_1(t) \\ \dot{\theta}_1(t) \end{bmatrix}$, $x_2(t) = \begin{bmatrix} \theta_2(t) \\ \dot{\theta}_2(t) \end{bmatrix}$, $u_i(t) =$

$$\tau_1(t), u_2(t) = \tau_2(t), A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{g}{l} - \frac{ka^2}{m_1 l^2} & 0 \end{bmatrix}, A_{12} =$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{ka^2}{m_1 l^2} & 0 \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{g}{l} - \frac{ka^2}{m_2 l^2} & 0 \end{bmatrix}, A_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{ka^2}{m_2 l^2} & 0 \end{bmatrix},$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ m_1 l^2 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ m_2 l^2 \end{bmatrix}, C_1 = C_2 = [1 \quad 0]。$$

设参考信号为:

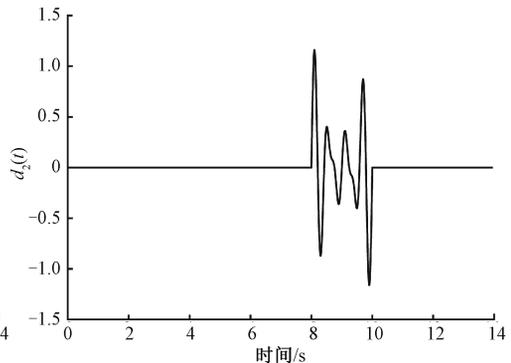
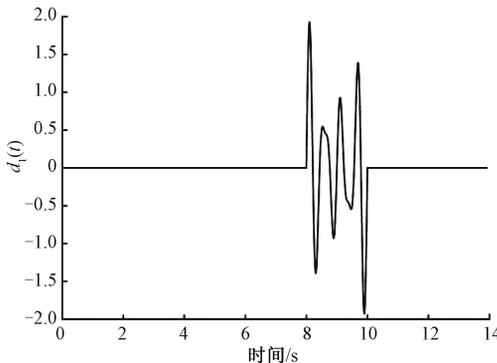


图 3 系统外部干扰

Fig. 3 External interference of the system

图 5 和 6 所示分别为系统在不同预见步长情况下的输出响应和跟踪误差,注意到基于 EID 的预见控制器是有效的,不同预见步长情形下,输出信号都能准确地跟踪

$$r(t) = \begin{cases} 0, & t < 2 \\ 0.25(t - 2), & 2 \leq t < 6 \\ 1, & t \geq 6 \end{cases} \quad (54)$$

在实际应用中,会存在摩擦现象、风阻等外部干扰,因此假设干扰信号为:

$$d_1(t) = \begin{cases} 0, & t < 8 \\ \sin(4\pi t) + 0.5\sin(5\pi t) + 0.5\sin(6\pi t), & 8 \leq t \leq 10 \\ 0, & t > 10 \end{cases}$$

$$d_2(t) = \begin{cases} 0, & t < 8 \\ 0.5\sin(4\pi t) + 0.3\sin(5\pi t) + 0.3\sin(6\pi t), & 8 \leq t \leq 10 \\ 0, & t > 10 \end{cases} \quad (55)$$

且 $B_{d_1} = B_{d_2} = [0 \quad 1]^T$ 。

令 $\lambda_1 = \lambda_2 = 0.5, Q_1 = Q_2 = 16, R_1 = R_2 = 1, A_{f_1} = A_{f_2} = -101, B_{f_1} = B_{f_2} = 100, C_{f_1} = C_{f_2} = 1$ 。使用 MATLAB LMI 工具箱进行求解,可得控制器增益为:

$$K_{e_1} = K_{e_2} = [0.574 \quad 1 \quad 1.402 \quad 3]$$

$$K_{r_1} = K_{r_2} = -3.741 \quad 5 \quad (56)$$

$$L_1 = L_2 = [2.478 \quad 6 \quad 159.414 \quad 1]^T$$

设系统的初始条件满足 $x_1(0) = x_2(0) = [0 \quad 0]^T$ 且 $u_1(t) = u_2(t) = 0 (-2 \text{ s} < t < 0 \text{ s})$ 。为展示预见控制的控制效果,分别选取步长 $l_r = 0 \text{ s}, l_r = 0.15 \text{ s}, l_r = 0.3 \text{ s}$ 三种情形进行仿真对比,干扰信号 $d_1(t), d_2(t)$ 在时间段 $8 \text{ s} \leq t \leq 10 \text{ s}$ 引入到系统。

图 3 和 4 所示分别为干扰和干扰估计图形,根据表 1 可知, $B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -2.972 \quad 7 \end{bmatrix}$, 因此 $\hat{d}_1(t), \hat{d}_2(t)$ 波形与 $d_1(t), d_2(t)$ 相反,由 EID 估计的定义可知,该系统拥有良好的干扰估计效。

目标值信号。在一定步长范围内,随着预见步长 l_r 的增大,前馈的预见信息增多,系统的响应速度和控制精度逐步提升,但是值得注意的是,当预见步长达到一定长度

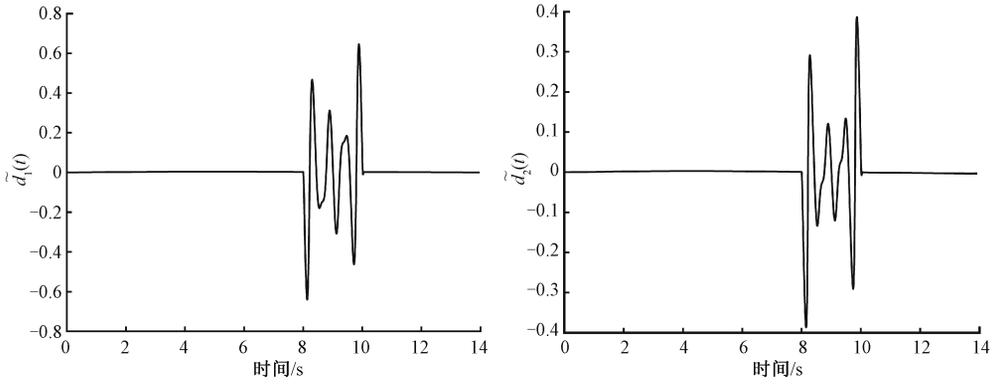


图 4 EID 滤波后的干扰估计

Fig. 4 Interference estimation after EID filtering

后,对系统的影响不大,甚至还会引起系统误差的增大。

得控制增益如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_{x_1} &= \mathbf{K}_{x_2} = [0.5512 \quad 1.1284] \\ \mathbf{K}_{r_1} &= \mathbf{K}_{r_2} = -5.1291 \end{aligned} \quad (57)$$

对比试验的结果如图 5 所示。在时间段 $8 \text{ s} \leq t \leq 10 \text{ s}$ 内,在 PC(预见控制)^[24]方法下,干扰对系统造成的扰动峰值为 0.133 1,而在 PC+EID 方法下,该峰值为 0.021 5,大大减少了外部干扰对系统造成的扰动。

由仿真结果可知,本文提出的基于 EID 的预见控制方法不仅可以有效地补偿外部干扰,而且具有良好的跟踪性能。

实验 2 将本文设计控制策略与其他控制方法进行对比。考虑互联系统式(53)及相关矩阵如下:

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -2 & 3 \\ 4 & -5 \end{bmatrix}, \mathbf{A}_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0.1 \\ 0.2 & 0.1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{21} = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0.1 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 = [1 \quad 0]$$

参考信号、外部干扰和其他参数与实验 1 中相同。

求解可得:

$$\mathbf{K}_{e_1} = [-8.0124 \quad -3.4120]$$

$$\mathbf{K}_{e_2} = [-7.8018 \quad -4.9751]$$

$$\mathbf{K}_{r_1} = 30.1415, \mathbf{K}_{r_2} = 51.2011 \quad (58)$$

$$\mathbf{L}_1 = [-54.4512 \quad 422.4141]^T$$

$$\mathbf{L}_2 = [-59.7320 \quad 475.3531]^T$$

为了说明本文方法的优越性,将文献[24]预见控制方法、文献[25]滑模控制方法与本文所提基于 EID 的预见控制方法进行比较。仿真结果如图 7 所示,表 2 为各性能的量化对比结果。其中, T_r 表示从干扰结束后到第 1 次进入稳态的恢复时间, σ_p 为输出值的最大偏移量, $|e_1|$ 为最大跟踪误差绝对值。

可以看出,干扰结束后,在 PC 策略下,系统的恢复时间为 213 ms,干扰下最大偏移量达到 19.58%,对强干

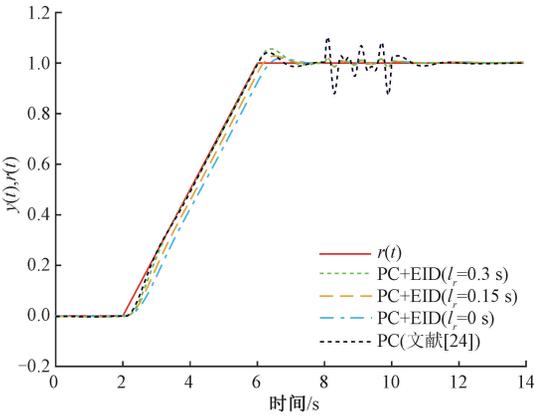


图 5 系统输出响应

Fig. 5 System output response

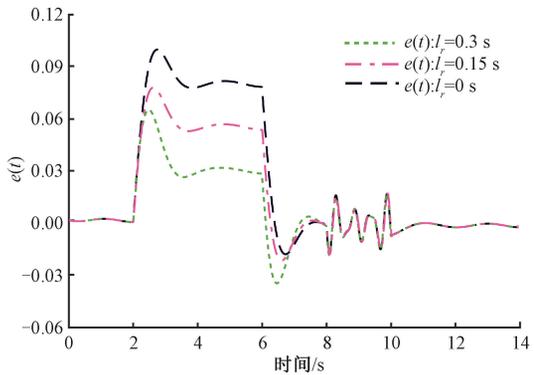


图 6 不同预见步长情况下的跟踪误差

Fig. 6 Tracking error under different preview step sizes

为验证本文所提方法的优越性,将本文所提基于 EID 的预见控制方法与文献[24]提出的预见控制方法 ($l_r=0.2 \text{ s}$)进行了对比。为进行对比实验,两种方法所用参数一致,使用文献[24]方法对式(53)进行仿真,所

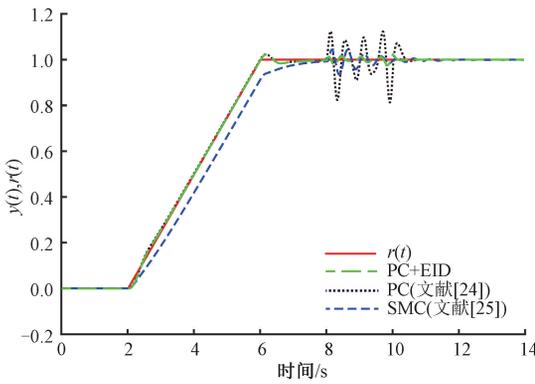


图 7 不同控制方法下的系统输出响应

Fig. 7 System output response under different control methods

表 2 施加干扰下不同控制方法性能比较

Table 2 Performance comparison of different control methods under disturbance

控制策略	T_r/ms	$\sigma_p/\%$	$ e_r $
PC+EID	25	2.06	0.048 3
SMC	43	8.042	0.132 4
PC	213	19.58	0.315 7

扰的抑制能力差。而本文所提控制策略(PC+EID),在保留预见控制系统鲁棒性的同时,输出值的最大偏移量降至了 2.06%,恢复时间缩短了约 88%,最大跟踪误差降至 0.048 3。很明显,引入预见补偿后,系统的响应速度和跟踪精度都明显提高,且 EID 方法可以有效补偿外部干扰,基于 EID 的预见控制方法具有良好的控制性能。

4 结论

本文研究了互联连续时间系统的干扰抑制问题,提出了一种基于 EID 补偿的分散式预见控制方法。通过设计 EID 估计器在线补偿各子系统外部干扰,并结合基于预见信息的状态约束方程构建分散式控制器,有效解决了现有预见控制研究未充分考虑的干扰抑制问题。采用增广误差系统将控制器设计转化为 H_∞ 稳定化问题,利用 Lyapunov 理论、LMI 工具和奇异值分解技术求解控制器增益,为互联系统提供了新的设计框架。数值仿真表明:该方法在耦合倒立摆平台上将干扰引起的跟踪误差峰值抑制到 0.021 5,恢复时间为 25 ms,最大跟踪误差为 0.048 3,系统的干扰抑制性能、跟踪精度和响应速度均得到了改进。该方法适用于参考信号可预知的线性连续时间互联系统,可有效处理 L_2 有界的外部干扰。未来研究将聚焦于将方法推广至 T-S 模糊互联系统和时滞互联系统,并通过实物平台(如 Quanser 耦合倒立摆)进一步

验证工程应用价值。

参考文献

[1] 王超. 海上油田互联电力系统结构优化研究[J]. 石化技术, 2022,29(12):34-36.
WANG CH. Study on structure optimization of interconnected power system in offshore oilfield [J]. Journal of Petrochemical Technology, 2022, 29 (12): 34-36.

[2] 蔡军,潘锡山. 基于自适应迭代学习的多智能体系统编队控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(4): 76-84.
CAI J, PAN X SH. Formation control of multi-agent systems based on adaptive iterative learning[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(4):76-84.

[3] CAI J P, WEN CH Y, XING L T, et al. Decentralized backstepping control for interconnected systems with non-triangular structural uncertainties[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2022,68(3):1692-1699.

[4] FARINA M, ZHANG X L, SCATTOLINI R. A hierarchical multi-rate MPC scheme for interconnected systems[J]. Automatica, 2018, 90: 38-46.

[5] STURZ Y R, EICHLER A, SMITH R S. Distributed control design for heterogeneous interconnected systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2020, 66 (11): 5112-5127.

[6] 兰永红,夏君君. 基于观测器的线性离散系统预见重复控制[J]. 计算机集成制造系统, 2020,26(10): 2714-2722.
LAN Y H, XIA J J. Observer based preview control for linear discrete systems [J]. Computer Integrated Manufacturing System, 2020,26(10):2714-2722.

[7] 兰永红,赵家玉,罗毅平. 线性连续时滞系统最优预见重复控制[J]. 控制理论与应用, 2021, 38(10): 1542-1550.
LAN Y H, ZHAO J Y, LUO Y P. Optimal preview repetitive control for linear continuous time-delay systems[J]. Control Theory & Applications, 2021,38(10):1542-1550.

[8] 殷键,陈国权. 基于 LQR 的船舶自主靠泊策略研究[J]. 仪器仪表学报, 2024,45(9):227-236.
YIN J, CHEN G Q. Autonomous berthing strategy based on LQR [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument,

- 2024,45(9):227-236.
- [9] XIE H, LIAO F CH, DENG J M. Preview tracking control for continuous-time singular interconnected systems [J]. *Mathematical Problems in Engineering*, 2019, 2019: 1-13.
- [10] XIE H, LIAO F CH, YE F W, et al. Decentralized robust preview control for uncertain continuous-time interconnected systems [J]. *Journal of Vibration and Control*, 2023, 29(7-8): 1700-1712.
- [11] 王军晓, 陈林杰, 俞立. 基于等价输入干扰滑模观测器的磁悬浮球系统模型预测控制[J]. *控制理论与应用*, 2021, 38(1): 137-146.
- WANG J X, CHEN L J, YU L. Model predictive control for magnetic levitation ball system based on equivalent input disturbance sliding mode observer [J]. *Control Theory & Applications*, 2021, 38(1): 137-146.
- [12] 陈露瑶, 方明星, 孙晴. 基于等价输入干扰改进的无刷直流电机控制器[J]. *传感器与微系统*, 2020, 39(2): 82-84.
- CHEN L Y, FANG M X, SUN Q. Improved BLDCM controller based on equivalent input interference [J]. *Transducer and Microsystem Technologies*, 2020, 39(2): 82-84.
- [13] WANG Z W, SHE J H, LIU Z T, et al. Modified equivalent-input-disturbance approach to improving disturbance-rejection performance [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 69(1): 673-683.
- [14] DU Y W, CAO W H, SHE J H, et al. Disturbance rejection and robustness of improved equivalent-input-disturbance-based system [J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2021, 52(8): 8537-8546.
- [15] 廖常超, 周兰, 潘昌忠, 等. 基于等价输入干扰补偿的改进型重复控制系统参数优化设计[J]. *控制理论与应用*, 2022, 39(4): 653-662.
- LIAO CH CH, ZHOU L, PAN CH ZH, et al. Parameter optimization design of modified repetitive control system based on equivalent input disturbance compensation [J]. *Theory & Applications*, 2022, 39(4): 653-662.
- [16] YU P, LIU K Z, WU M, et al. Improved equivalent-input-disturbance approach based on H_∞ control [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 67(10): 8670-8679.
- [17] 任彦, 谭文博, 赵冠华. 基于等价输入干扰估计的二阶滑模控制在转台中的应用[J]. *信息与控制*, 2017, 46(6): 653-658.
- REN Y, TAN W B, ZHAO G H. Application of second-order sliding mode control to the turntable based on equivalent input disturbance estimation [J]. *Information and Control*, 2017, 46(6): 653-658.
- [18] YU X, LIAO F C, LI L, et al. Observer-based decentralized robust H_∞ output tracking control with preview action for uncertain and disturbed nonlinear interconnected systems [J]. *Asian Journal of Control*, 2022, 24(2): 626-641.
- [19] 贾奉溢, 周兰, 李美柳, 等. 时变周期重复控制系统的等价输入干扰补偿与参数优化设计[J/OL]. *控制理论与应用*, 1-9 [2025-10-24]. <https://link.cnki.net/urlid/44.1240>.
- JIA F Y, ZHOU L, LI M L, et al. Equivalent-input-disturbance compensation and parameter optimization for time-varying periodic repetitive control systems [J]. *Control Theory & Applications*, 1-9 [2025-10-24]. <https://link.cnki.net/urlid/44.1240>.
- [20] 崔振滨, 于金鹏, 刘加朋, 等. 考虑预设性能的异步电动机随机系统有限时间自适应控制[J/OL]. *控制工程*, 1-10 [2025-10-24]. <https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.20240828>.
- CUI ZH B, YU J P, LIU J P, et al. Finite-time adaptive control of stochastic systems for asynchronous motors considering prescribed performance [J]. *Control Engineering of China*, 1-10 [2025-10-24]. <https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.20240828>.
- [21] 谢卫才, 彭凡, 颜渐德. 三相Z源逆变器的最优滑模预见重复控制[J]. *电子测量与仪器学报*, 2022, 36(10): 197-207.
- XIE W C, PENG F, YAN J D. Optimal sliding mode preview repetitive control of three-phase Z-source inverter [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2022, 36(10): 197-207.
- [22] 兰永红, 邓云强. 基于等价输入干扰的不确定离散时间系统预见重复控制[J]. *控制工程*, 2024, 31(5): 815-824.
- LAN Y H, DENG Y Q. Equivalent input disturbance based preview and repetitive control for uncertain discrete-time systems [J]. *Control Engineering of China*,

2024,31(5):815-824.

- [23] MEI Q CH, SHE J H, LONG F, et al. Performance enhancement for systems with disturbances and measurement noise by modified equivalent-input-disturbance approach [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024,71(11):14516-14525.
- [24] XIE H, LIAO F CH, GE SH Z S. Robust preview control of interconnected continuous-time systems with parametric uncertainties [J]. Applied Mathematical Modelling, 2023,118:107-127.
- [25] DING Y H, YAN X G, MAO Z H, et al. Decentralised output tracking of interconnected systems with unknown interconnections using sliding mode control [J]. International Journal of Systems Science, 2023, 54(2): 283-294.

作者简介



李盛 (通信作者), 现为湘潭大学硕士研究生, 主要研究方向为智能控制和电动汽车优化调度。

E-mail: 3067265199@qq.com

Li Sheng (Corresponding author) is now a M. Sc. candidate at Xiangtan University. His main research interests include intelligent control and optimal scheduling of electric vehicles.



兰永红, 2010 年于中南大学获得博士学位, 现为湘潭大学教授, 博士生导师, 主要研究方向为智能控制、电力传动与伺服驱动等。

Lan Yonghong received his Ph. D. degree from Central South University in 2010.

Now he is a professor and Ph. D. supervisor of Xiangtan University. His main research interests include intelligent control, electric drive and servo drive.