

线性连续时滞系统最优预见重复控制

兰永红^{1†}, 赵家玉¹, 罗毅平²

(1. 湘潭大学 自动化与电子信息学院, 湖南 湘潭 411105; 2. 湖南工程学院 电气信息学院, 湖南 湘潭 411105)

摘要: 针对一类线性连续时滞系统, 提出一种最优预见重复控制设计方法. 首先, 通过一种等价变换, 将被控时滞系统转化为无时滞系统. 然后, 利用 L 阶差分算子提升技巧, 获得包含状态变量导数和跟踪误差的增广连续系统. 在此基础上, 通过定义一种新的性能指标, 将预见重复控制设计问题转化为连续非自治系统的线性二次调节问题. 进一步, 基于最优控制理论, 得到包含状态反馈、误差积分、重复控制、时滞补偿和预见补偿的最优预见重复控制器. 该控制器包含了已有文献的多种控制器形式. 最后, 通过一个数值仿真实例, 说明所提方法的有效性.

关键词: 预见控制; 重复控制; 时滞系统; 最优控制

引用格式: 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. 控制理论与应用, 2021, 38(10): 1542 – 1550

DOI: 10.7641/CTA.2021.00623

Optimal preview repetitive control for linear continuous time-delay systems

LAN Yong-hong^{1†}, ZHAO Jia-yu¹, LUO Yi-ping²

(1. School of Automation and Electronic Information, Xiangtan University, Xiangtan Hunan 411105, China;
2. School of Electrical Information, Hunan Institute of Engineering, Xiangtan Hunan 411105, China)

Abstract: For a class of linear continuous time-delay systems, an optimal preview repetitive control design method is proposed. First, by an equivalent transformation, the time-delay system is transformed into a delay-free system. Then, an augmented continuous system containing the derivative of state variable and tracking error is obtained by using L -order difference operator. Based on this, by defining a new performance index, the preview repetitive controller design problem is transformed into a linear quadratic regulation problem. Furthermore, based on the optimal control theory, an optimal preview repetitive controller including state feedback, error integration, repetitive control, time-delay compensation and preview compensation is obtained. This controller includes many kinds of controller in the existing literature. Finally, a numerical simulation example is used to illustrate the effectiveness of the proposed method.

Key words: preview control; repetitive control; time-delay system; optimal control

Citation: LAN Yonghong, ZHAO Jiayu, LUO Yiping. Optimal preview repetitive control for linear continuous time-delay systems. *Control Theory & Applications*, 2021, 38(10): 1542 – 1550

1 引言

重复控制是一种基于内模原理的控制方法, 能对周期参考输入信号进行高精度跟踪或对周期扰动信号进行有效抑制^[1]. 它的基本思想是在控制系统中引入正反馈时滞环节, 利用系统自身的学习机制改善跟踪精度, 最终实现无稳态误差地对周期性的参考输入信号进行跟踪或对周期性的干扰信号进行有效抑制^[2-3]. 在过去的几十年里, 许多学者对此作了深入研究, 提出多种重复控制结构和算法, 并在脉宽调制

(pulse width modulation, PWM)逆变器整流控制、机械搬运、自动装配、工业机器人等领域得到了广泛应用^[4-6].

预见控制是一种扩展的前馈控制, 它通过充分利用已知未来参考输入信号或未来干扰信号对当前时刻进行控制, 从而提高系统跟踪性能^[7-8]. 预见控制从提出至今一直受到学术界的广泛关注. 文献[9]全面阐述了预见控制理论及应用研究进展. 针对离散系统, 文献[10]研究了一类不确定离散时间系统的鲁棒预见

收稿日期: 2020-09-17; 录用日期: 2021-03-04.

[†]通信作者. E-mail: yhlan@edu.cn; Tel.: +86 13667420066.

本文责任编辑: 王郅维.

国家自然科学基金项目(61573298), 湖南省自然科学基金项目(2020JJ6037)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61573298) and the Natural Science Foundation of Hunan Province (2020JJ6037).

控制问题, 通过引入积分器, 实现闭环系统对参考输入信号的鲁棒无静差跟踪. 文献[11]研究了一类既有状态时滞又有输入时滞的线性离散系统的预见控制问题. 文献[12]在互联拓扑包含一棵有向生成树的条件下, 研究了离散时间多智能体系统的协调最优预见跟踪问题. 文献[13]研究了一类基于预见控制观测器的Lipschitz非线性离散系统的轨迹跟踪控制问题. 需要指出的是, 离散系统的预见控制问题可以转化为离散系统的稳定化问题. 因而控制器的设计可以借鉴已有的方法得到很好的解决. 不同于离散系统, 连续系统的预见控制问题本质上是一类非自治系统的稳定性问题, 这类问题的处理方法相对有限. 文献[14]针对一类具有状态和输入时滞的线性连续系统, 基于线性二次调节(linear quadratic regulation, LQR)获得了最优预见控制器设计方法. 以此为基础, 文献[15]研究了一类线性连续时滞系统的有限时间有界跟踪控制问题. 文献[16]进一步研究了一类线性参数变化系统基于降阶估计的容错预见跟踪控制问题.

尽管重复控制和预见控制均已取得了较为丰硕的成果, 但是将两者结合起来的研究, 其相关成果并不多见. 早期的研究, 主要针对离散系统, 采用LQR方法进行控制器设计^[17-18]. 文献[19]针对线性离散系统, 提出了一种滑模预见重复控制器设计方法. 文献[20]提出了一种更广义的离散时间最优预见重复控制方法, 提出的控制系统包含了相位超前补偿. 文献[21]针对一类不确定线性离散系统, 提出一种基于预见补偿和观测器的重复控制器设计方法. 文献[22]针对一类不确定线性离散时滞系统, 提出了一种保性能预见重复控制器设计方法. 文献[23]针对一类多项式不确定线性离散系统, 提出了鲁棒保性能预见重复控制器设计方法. 这些结果主要采用基于Lyapunov泛函的线性矩阵不等式(linear matrix inequality, LMI) 处理方法. 如前所述, 该方法不适于连续系统的预见重复控制. 文献[24]针对一类线性连续系统, 采用LQR方法, 提出了基本型最优预见重复控制设计方法, 并将所设计的控制器应用于永磁同步电机调速问题. 值得注意的是, 对于时滞系统的预见重复控制, 国内外还未见相关报道.

受以上文献的启发, 本文针对一类线性连续时滞系统, 研究基本型最优预见重复控制设计问题. 主要创新点如下: 1) 通过一种线性等价变换, 将时滞系统转化为无时滞系统, 并利用 L 阶差分算子提升技巧, 获得包含状态变量导数及跟踪误差的增广系统; 2) 根据基本型重复控制输出与跟踪误差的关系表达式, 定义一种新的性能指标, 将预见重复控制设计问题转化为非自治线性系统LQR问题; 3) 基于最优控制理论, 获得了原系统的最优预见重复控制器. 该控制器包含了已有文献的多种控制器形式.

2 问题描述

考虑由如下状态空间模型描述的线性连续时滞系统:

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}(t) = A_0 \boldsymbol{x}(t) + A_1 \boldsymbol{x}(t - \tau) + B \boldsymbol{u}(t), \\ \boldsymbol{y}(t) = C \boldsymbol{x}(t) + D \boldsymbol{u}(t), \end{cases} \quad (1)$$

其中: $\boldsymbol{x}(t) \in \mathbb{R}^{n \times 1}$, $\boldsymbol{u}(t) \in \mathbb{R}^{q \times 1}$, $\boldsymbol{y}(t) \in \mathbb{R}^{p \times 1}$ 分别是系统的状态向量、控制向量和输出向量; $A_0 \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $A_1 \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times q}$, $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$, $0 \neq D \in \mathbb{R}^{p \times q}$ 是具有相应维数的常数矩阵; $\tau > 0$ 是系统状态的滞后时间.

对被控系统(1)及给定参考输入信号 $r(t)$ 作如下假设:

假设 1 A_0 为可逆矩阵.

假设 2 令 $A = [A_1 A_0^{-1}(e^{A_0 \tau} - I) + e^{A_0 \tau}]^{-1} \cdot A_1 + A_0$. 假设 (A, B) 稳定, $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ 行满秩, 且 (A, C) 可检测.

假设 3 参考输入信号 $r(t) \in \mathbb{R}^{p \times 1}$ 是周期为 L 的分段连续可微函数, 且参考输入信号 $r(t)$ 的可预见步长为 l_r , 即在 $t \leq \theta \leq t + l_r$ 的任意时间 θ , $r(\theta)$ 已知, 且预见步长与状态时滞 τ 满足: $0 < l_r < L$.

注 1 假设3是预见控制理论中关于参考输入信号 $r(t)$ 的基本假设. 实际上, 预见信号对控制系统性能仅在有限步长内有显著的影响, 当预见信号距离当前时刻较远时, 对系统性能的影响并不大. 普通的反馈控制系统没有利用可预见参考输入信号 $r(t)$, 相当于预见步长为零^[8].

基本型连续重复控制系统如图 1 所示. 图中: $C_R(s)$ 表示重复控制器, $v(t)$ 为重复控制器的输出, 其时域形式为

$$v(t) = \begin{cases} v(t - L) + e(t), & t \geq L, \\ e(t), & t < L, \end{cases} \quad (2)$$

其中:

$$e(t) = r(t) - \boldsymbol{y}(t) \quad (3)$$

为系统的跟踪误差, L 为时滞环节的延迟时间, 等于参考输入信号 $r(t)$ 的周期.

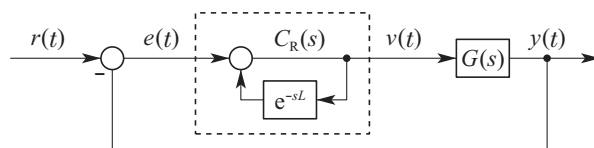


图 1 基本型重复控制系统

Fig. 1 The basic repetitive control system

注 2 Inoue等^[1]指出, 当被控对象相对阶等于0时(系统输出 $\boldsymbol{y}(t)$ 中含有前馈直项, 即 D 不为0), 在系统中直接引

入形如式(2)所示的重复控制器能使系统稳定,而对于相对阶大于0 (D 为0)的控制对象,该重复控制器是不能使系统稳定的.为了稳定相对阶大于0的控制对象, Hara 等^[2]通过在时滞环节中插入一个低通滤波器,构造了改进型重复控制器,通过牺牲对高频成分的跟踪性能来保证系统的稳定性.

本文研究系统(1)的预见重复控制跟踪问题,其目的是设计一个带有预见补偿,且包含形如式(2)所示的基本型重复控制器输出的跟踪控制器,使得闭环系统的输出 $\mathbf{y}(t)$ 能够无静态误差的跟踪参考输入信号 $r(t)$,即

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (r(t) - \mathbf{y}(t)) = 0. \quad (4)$$

3 预见重复控制器设计

本节首先通过一种线性等价变换,将时滞系统转化为无时滞系统.然后利用 L 阶差算子,获得包含状态变量导数及跟踪误差的增广系统.在此基础上,通过定义一种新的性能指标,将预见重复控制设计问题转化为线性二次调节问题.

针对时滞系统(1),定义线性变换^[14]

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{x}(t) + \int_{t-\tau}^t e^{A(t-\tau-\theta)} A_1 \mathbf{x}(\theta) d\theta, \quad (5)$$

其中:

$$A = A_0 + e^{-A\tau} A_1, \quad (6)$$

对式(5)两边求导,得

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{z}}(t) &= e^{-A\tau} A_1 \mathbf{x}(t) - A_1 \mathbf{x}(t-\tau) + \dot{\mathbf{x}}(t) + \\ &A \int_{t-\tau}^t e^{A(t-\tau-\theta)} A_1 \mathbf{x}(\theta) d\theta = \\ &A_0 \mathbf{x}(t) + A_1 \mathbf{x}(t-\tau) + B \mathbf{u}(t) + e^{-A\tau} A_1 \mathbf{x}(t) - \\ &A_1 \mathbf{x}(t-\tau) + A \int_{t-\tau}^t e^{A(t-\tau-\theta)} A_1 \mathbf{x}(\theta) d\theta = \\ &A[\mathbf{x}(t) + A \int_{t-\tau}^t e^{A(t-\tau-\theta)} A_1 \mathbf{x}(\theta) d\theta] + B \mathbf{u}(t) = \\ &A \mathbf{z}(t) + B \mathbf{u}(t), \end{aligned} \quad (7)$$

即

$$\dot{\mathbf{z}}(t) = A \mathbf{z}(t) + B \mathbf{u}(t). \quad (8)$$

注3 式(6)中 A 存在且可解.事实上,式(6)两边左乘 $e^{A\tau}$,有

$$e^{A\tau} A - e^{A\tau} A_0 = A_1,$$

即

$$\frac{d}{d\tau} (e^{A\tau}) - e^{A\tau} A_0 = A_1,$$

两边右乘 $e^{-A_0\tau}$,得

$$\frac{d}{d\tau} (e^{A\tau}) e^{-A_0\tau} + e^{A\tau} \frac{d}{d\tau} (e^{-A_0\tau}) = A_1 e^{-A_0\tau},$$

即

$$\frac{d}{d\tau} (e^{A\tau} e^{-A_0\tau}) = A_1 e^{-A_0\tau},$$

上式两边同时在 $[0, \tau]$ 上积分,得

$$e^{A\tau} e^{-A_0\tau} - I = A_1 A_0^{-1} (I - e^{-A_0\tau}),$$

两边右乘 $e^{A_0\tau}$,有

$$e^{A\tau} = A_1 A_0^{-1} (e^{A_0\tau} - I) + e^{A_0\tau},$$

将上式代入式(6),得

$$A = A_0 + [A_1 A_0^{-1} (e^{A_0\tau} - I) + e^{A_0\tau}]^{-1} A_1. \quad (9)$$

类似地,对参考输入信号 $r(t)$ 作如下变换:

$$r_0(t) = r(t) + C \int_{t-\tau}^t e^{A(t-\tau-\theta)} A_1 \mathbf{x}(\theta) d\theta, \quad (10)$$

将式(5)(10)带入式(3)中,可得

$$e(t) = r_0(t) - C \mathbf{z}(t) - D \mathbf{u}(t). \quad (11)$$

现构造增广向量

$$\mathbf{z}_0(t) = \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{z}}(t) \\ e(t) \end{bmatrix}, \quad (12)$$

其中: $\mathbf{z}_0(t) \in \mathbb{R}^{\bar{n} \times 1}$, $\bar{n} = n + p$.由式(8)(11)–(12),可得

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}}_0(t) = \bar{A}_0 \mathbf{z}_0(t) + \bar{B} \dot{\mathbf{u}}(t) + \bar{D} \dot{r}_0(t), \\ e(t) = \bar{C}_0 \mathbf{z}_0(t), \end{cases} \quad (13)$$

其中:

$$\begin{cases} \bar{A}_0 = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}, \bar{B} = \begin{bmatrix} B \\ -D \end{bmatrix}, \\ \bar{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}, \bar{C}_0 = [0 \quad I]. \end{cases} \quad (14)$$

对系统变量,定义如下 L 阶差算子

$$\Delta \chi(t) := \chi(t) - \chi(t-L), \quad (15)$$

其中

$$\chi(t) \in \{\mathbf{u}(t), \mathbf{z}(t), \mathbf{z}_0(t), r_0(t)\}.$$

利用式(15)提升公式,易得

$$\Delta \dot{\mathbf{z}}_0(t) = \bar{A}_0 \Delta \mathbf{z}_0(t) + \bar{B} \Delta \dot{\mathbf{u}}(t) + \bar{D} \Delta \dot{r}_0(t), \quad (16)$$

且

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= \dot{r}_0(t) - C \dot{\mathbf{z}}(t) - D \dot{\mathbf{u}}(t) = \\ \dot{e}(t-L) &+ \Delta \dot{r}_0(t) - \bar{C} \Delta \mathbf{z}_0(t) - D \Delta \dot{\mathbf{u}}(t), \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $\bar{C} = [C \quad 0]$.式(16)–(17)即为所需增广系统.

针对式(16)–(17),定义二次性能指标函数

$$\begin{aligned} J &= \lim_{t_\alpha \rightarrow +\infty} \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_\alpha} [\Delta \mathbf{z}_0^T(t) Q_z \Delta \mathbf{z}_0(t) + \dot{e}^T(t) Q_e \dot{e}(t) + \\ &\Delta \dot{\mathbf{u}}^T(t) R \Delta \dot{\mathbf{u}}(t)] dt, \end{aligned} \quad (18)$$

其中: $Q_z \in \mathbb{R}^{(n+p) \times (n+p)}$, $Q_e \in \mathbb{R}^{p \times p}$, $R \in \mathbb{R}^{q \times q}$ 为对称正定矩阵.

注 4 不同于预见控制方法常见的性能指标函数, 式(18)中增加了指标 $\dot{e}^T(t)Q_e\dot{e}(t)$. 借助最优控制方法, 可求得增广系统(16)–(17)在性能指标函数(18)下的最优控制律 $\Delta\dot{u}(t)$. 进一步, 通过对 $\Delta\dot{u}(t)$ 积分, 并由 $e(t) = \Delta v(t)$, 可望获得包含预见和重复控制补偿的最优控制器(最优预见重复控制器).

综上所述, 线性连续时滞系统(1)最优预见重复控制设计问题可以转化为增广系统(16)(17)在性能指标函数(18)下的线性二次调节问题.

下面将基于最优控制理论, 给出线性连续时滞系统(1)最优预见重复控制器存在条件及控制器参数求解方法.

首先, 给出如下必要引理.

引理 1 当且仅当 (A, B) 稳定且 $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ 行满秩时, (\bar{A}_0, \bar{B}) 稳定^[24].

引理 2 当 (A, C) 可检测时, $(Q_z^{\frac{1}{2}}, \bar{A}_0)$ 可检测^[24].

定理 1 对于线性连续时滞系统(1), 若假设1–3 成立, 则最优预见重复控制器为

$$u(t) = F_x x(t) + F_x \int_{t-\tau}^t e^{A(t-\tau-\theta)} A_1 x(\theta) d\theta + F_e \int_0^t e(\xi) d\xi + F_v v(t) + f(t), \quad (19)$$

其中: A 由式(19)给出,

$$F_x = -R^{-1} \bar{B}^T K_x,$$

$$F_e = -R^{-1} \bar{B}^T K_e,$$

$$F_v = R^{-1} D^T Q_e,$$

$$f(t) = -R^{-1} \bar{B}^T \int_0^{l_r} e^{A_c^T \delta} K \bar{D} r(t + \delta) d\delta,$$

且 $K = [K_x \ K_e]$ 是如下代数黎卡提方程 (algebraic Ricotta equation, ARE):

$$K \bar{A}_0 + \bar{A}_0^T K + Q_z - K \bar{B} R^{-1} \bar{B}^T K = 0 \quad (20)$$

的解.

证 定义Hamilton函数

$$H = \frac{1}{2} [\Delta z_0^T(t) Q_z \Delta z_0(t) + \dot{e}^T(t) Q_e \dot{e}(t) + \Delta \dot{u}^T(t) R \Delta \dot{u}(t)] + \lambda^T(t) [\bar{A}_0 \Delta z_0(t) + \bar{B} \Delta \dot{u}(t) + \bar{D} \Delta \dot{r}_0(t)],$$

其中 $\lambda(t)$ 是伴随向量. 易知

$$\frac{\partial H}{\partial \Delta \dot{u}(t)} = \bar{B}^T \lambda(t) + R \Delta \dot{u}(t) - D^T Q_e \dot{e}(t), \quad (21)$$

$$\frac{\partial^2 H}{\partial \Delta \dot{u}^2(t)} = R > 0, \quad (22)$$

$$\frac{\partial H}{\partial \Delta z_0(t)} = Q_z \Delta z_0(t) + \bar{A}_0^T \lambda(t) - \bar{C}^T Q_e \dot{e}(t). \quad (23)$$

由最优控制极小值原理, 有

$$\begin{cases} \frac{\partial H}{\partial \Delta \dot{u}(t)} = 0, \\ -\dot{\lambda}(t) = \frac{\partial H}{\partial \Delta z_0(t)}. \end{cases} \quad (24)$$

为确定闭环控制, 设

$$\lambda(t) = K(t) \Delta z_0(t) + \Delta g(t), \quad (25)$$

其中: $K(t)$ 为 $\bar{n} \times \bar{n}$ 矩阵, $\Delta g(t)$ 为 $\bar{n} \times 1$ 向量, 且满足

$$K(t_\alpha) = \Delta g(t_\alpha) = 0, \quad (26)$$

由式(21)–(24), 得

$$\begin{cases} \Delta \dot{u}(t) = -R^{-1} [\bar{B}^T \lambda(t) - D^T Q_e \dot{e}(t)], \\ \dot{\lambda}(t) = -Q_z \Delta z_0(t) - \bar{A}_0^T \lambda(t) + \bar{C}^T Q_e \dot{e}(t). \end{cases} \quad (27)$$

进一步, 由式(25)–(27), 可得

$$-\dot{K}(t) = K(t) \bar{A}_0 + \bar{A}_0^T K(t) - K(t) \bar{B} R^{-1} \bar{B}^T K(t) + Q_z, \quad (28)$$

$$\Delta \dot{g}(t) = -A_c^T \Delta g(t) + m(t), \quad (29)$$

其中:

$$A_c = \bar{A}_0 - \bar{B} R^{-1} \bar{B}^T K(t), \quad (30)$$

$$m(t) =$$

$$[\bar{C}^T Q_e - K(t) \bar{B} R^{-1} D^T Q_e] \dot{e}(t) - K(t) \bar{D} \Delta \dot{r}_0(t). \quad (31)$$

由引理1–2可知, 若假设1和2成立, 则 (\bar{A}_0, \bar{B}) 稳定且 $(Q_z^{\frac{1}{2}}, \bar{A}_0)$ 可检测. 从而, 当 $t_\alpha \rightarrow \infty$ 时, 式(28)的解 $K(t)$ 收敛到常数矩阵 K , 且 K 是式(20)ARE 方程的唯一对称非负定解^[7].

求解矩阵微分方程(29), 可得

$$\Delta g(t_\alpha) = e^{-A_c^T(t_\alpha-t)} \Delta g(t) + \int_t^{t_\alpha} e^{-A_c^T(t_\alpha-s)} m(s) ds, \quad (32)$$

又因为 $\Delta g(t_\alpha) = 0$, 所以

$$\Delta g(t) = - \int_t^{t_\alpha \wedge (t+l_r)} e^{-A_c^T(t-s)} m(s) ds, \quad (33)$$

其中 $t_\alpha \wedge (t+l_r) := \min\{t_\alpha, (t+l_r)\}$. 当 $t_\alpha \rightarrow \infty$ 时, 有

$$\Delta g(t) = - \int_t^{t+l_r} e^{A_c^T(s-t)} m(s) ds = - \int_0^{l_r} e^{A_c^T \delta} m(t + \delta) d\delta, \quad (34)$$

其中

$$m(t) = [\bar{C}^T Q_e - K \bar{B} R^{-1} D^T Q_e] \dot{e}(t) - K \bar{D} \Delta \dot{r}_0(t). \quad (35)$$

联立式(25)(27)(34), 可得

$$\Delta \dot{u}(t) =$$

$$\begin{aligned}
 & -R^{-1}\bar{B}^T\lambda(t) + R^{-1}D^TQ_e\dot{e}(t) = \\
 & -R^{-1}\bar{B}^T[K\Delta z_0(t) + \Delta g(t)] + R^{-1}D^TQ_e\dot{e}(t) = \\
 & -R^{-1}\bar{B}^TK_x\Delta\dot{z}(t) - R^{-1}\bar{B}^TK_e\Delta e(t) + \\
 & R^{-1}\bar{B}^T\int_0^{l_r} e^{A_c^T\delta}m(t+\delta)d\delta + R^{-1}D^TQ_e\dot{e}(t), \quad (36)
 \end{aligned}$$

其中 $K = [K_x \ K_e]$.

在 $(-L, t)$ 上对式(36)积分, 并注意到 $\Delta u(-L) = 0, \Delta z(-L) = 0, e(-L) = 0$, 可得

$$\begin{aligned}
 \Delta u(t) = & \\
 & -R^{-1}\bar{B}^TK_x\Delta z(t) - R^{-1}\bar{B}^TK_e\int_{-L}^t \Delta e(\tau)d\tau + \\
 & R^{-1}\bar{B}^T\int_{-L}^t\int_0^{l_r} e^{A_c^T\delta}m(\xi + \delta)d\delta d\xi + \\
 & R^{-1}D^TQ_e e(t). \quad (37)
 \end{aligned}$$

考虑上式第3项, 忽略 $\dot{e}(t), x(t)$ 的影响, 仅考虑 $r(t)$ 的预见补偿, 且当 $0 \leq \delta \leq l_r$ 时, $r(-L + \delta) = 0$, 从而

$$\begin{aligned}
 & R^{-1}\bar{B}^T\int_{-L}^t\int_0^{l_r} e^{A_c^T\delta}m(\xi + \delta)d\delta d\xi = \\
 & R^{-1}\bar{B}^T\int_0^{l_r} e^{A_c^T\delta}d\delta\int_{-L}^t m(\xi + \delta)d\xi = \\
 & -R^{-1}\bar{B}^T\int_0^{l_r} e^{A_c^T\delta}d\delta\int_{-L}^t K\bar{D}\Delta\dot{r}_0(\xi + \delta)d\xi = \\
 & -R^{-1}\bar{B}^T\int_0^{l_r} e^{A_c^T\delta}K\bar{D}\Delta r_0(t + \delta)d\delta = \\
 & -R^{-1}\bar{B}^T\int_0^{l_r} e^{A_c^T\delta}K\bar{D}\Delta r(t + \delta)d\delta. \quad (38)
 \end{aligned}$$

此外,

$$\begin{aligned}
 & \int_{-L}^t \Delta e(\xi)d\xi = \\
 & \int_{-L}^t e(\xi)d\xi - \int_{-L}^t e(\xi - L)d\xi = \\
 & \int_0^t e(\xi)d\xi - \int_0^{t-L} e(\xi)d\xi, \quad (39)
 \end{aligned}$$

所以, 联立式(5)(37)–(39), 可得

$$\begin{aligned}
 u(t) = & -R^{-1}\bar{B}^TK_x\mathbf{x}(t) + R^{-1}D^TQ_e v(t) - \\
 & R^{-1}\bar{B}^TK_e\int_0^t e(\xi)d\xi - \\
 & R^{-1}\bar{B}^TK_x\int_{t-\tau}^t e^{A(t-\tau-\theta)}A_1\mathbf{x}(\theta)d\theta - \\
 & R^{-1}\bar{B}^T\int_0^{l_r} e^{A_c^T\delta}K\bar{D}r(t + \delta)d\delta. \quad (40)
 \end{aligned}$$

证毕.

对式(40)作拉斯变换, 并令

$$\begin{aligned}
 w(t) = & \\
 & -R^{-1}\bar{B}^TK_x\int_{t-\tau}^t e^{A(t-\tau-\theta)}A_1\mathbf{x}(\theta)d\theta = \\
 & -R^{-1}\bar{B}^TK_x\int_0^\tau e^{-A\xi}A_1\mathbf{x}(t - \tau + \xi)d\xi, \quad (41)
 \end{aligned}$$

$$f(t) = -R^{-1}\bar{B}^T\int_0^{l_r} e^{A_c^T\delta}K\bar{D}r(t + \delta)d\delta, \quad (42)$$

则,

$$\begin{aligned}
 W(s) = & -R^{-1}\bar{B}^TK_x \cdot \\
 & \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-st}[\int_0^\tau e^{-A\xi}A_1\mathbf{x}(t - \tau + \xi)d\xi]dt = \\
 & -R^{-1}\bar{B}^TK_x \cdot \\
 & \int_0^\tau e^{-A\xi}A_1d\xi\int_{-\infty}^{+\infty} e^{-st}\mathbf{x}(t - \tau + \xi)dt = \\
 & -R^{-1}\bar{B}^TK_x\int_0^\tau e^{(sI_n - A)\xi}A_1e^{-\tau s}\mathbf{X}(s)d(\xi) = \\
 & -R^{-1}\bar{B}^TK_x(sI_n - A)^{-1}[e^{(sI_n - A)\tau} - I_n] \cdot \\
 & A_1e^{-\tau s}\mathbf{X}(s) = \\
 & D_L(s)\mathbf{X}(s), \quad (43)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 F(s) = & \\
 & \int_{-\infty}^{+\infty} -R^{-1}\bar{B}^Te^{-st}[\int_0^{l_r} e^{A_c^T\delta}K\bar{D}r(t + \delta)d\delta]dt = \\
 & -R^{-1}\bar{B}^T\int_0^{l_r} e^{A_c^T\delta}K\bar{D}d\delta\int_{-\infty}^{+\infty} e^{-st}r(t + \delta)dt = \\
 & -R^{-1}\bar{B}^T\int_0^{l_r} w^{A_c^T\delta}K\bar{D}d\delta(e^{s\delta}R(s)) = \\
 & -R^{-1}\bar{B}^T\int_0^{l_r} e^{(A_c^T + sI_n)\delta}K\bar{D}d\delta R(s) = \\
 & -R^{-1}\bar{B}^T(A_c^T + sI_n)^{-1}[e^{(A_c^T + sI_n)l_r} - \\
 & I_n]K\bar{D}R(s) = N_L(s)R(s), \quad (44)
 \end{aligned}$$

上式中:

$$\begin{aligned}
 D_L(s) = & \\
 & -R^{-1}\bar{B}^TK_x(sI_n - A)^{-1}[e^{(sI_n - A)\tau} - I_n]A_1e^{-\tau s}, \\
 N_L(s) = & -R^{-1}\bar{B}^T(A_c^T + sI_n)^{-1} \cdot \\
 & [e^{(A_c^T + sI_n)l_r} - I_n]K\bar{D},
 \end{aligned}$$

则式(40)的拉斯变换可写为

$$\begin{aligned}
 U(s) = & F_x\mathbf{X}(s) + F_vV(s) + F_e\frac{E(s)}{s} + \\
 & D_L(s)\mathbf{X}(s) + N_L(s)R(s). \quad (45)
 \end{aligned}$$

由式(45)可见, 本文提出的闭环控制系统结构框图如图2所示. 图中, $C_R(s)$ 为基本型重复控制模块, $D_L(s)$ 是时滞补偿项, $N_L(s)$ 是前馈预见补偿项, F_x, F_v, F_e 分别为状态反馈控制器、重复控制器、误差积分控制器的增益矩阵.

注5 最优预见重复控制器(19)由5部分组成: 第1部分是状态反馈控制器, 用来提高每个周期内系统的稳定性; 第2部分是基本型重复控制器, 用来提高周期之间的学习性能; 第3部分是前馈误差积分补偿器, 用于消除静态误差; 第4部分是时滞补偿项, 用于消除时滞对系统状态的影响^[14]; 第5部分是前馈预见补偿控制器, 以提高闭环系统的跟踪性能. 特别地, 若不考虑重复控制及时滞($F_v = 0, \tau = 0$), 则定理1退化为文献[7]的定理1. 若不考虑重复控制及预见补偿($F_v = 0, l_r = 0$), 则定理1退化为文献[14]的定理5. 若被控对象(1)不含时滞项($\tau = 0$), 则定理1退化为文献[24]的定理1. 可见本文设计的控制器包含了已有文献的相关结果, 从而应用范围更广.

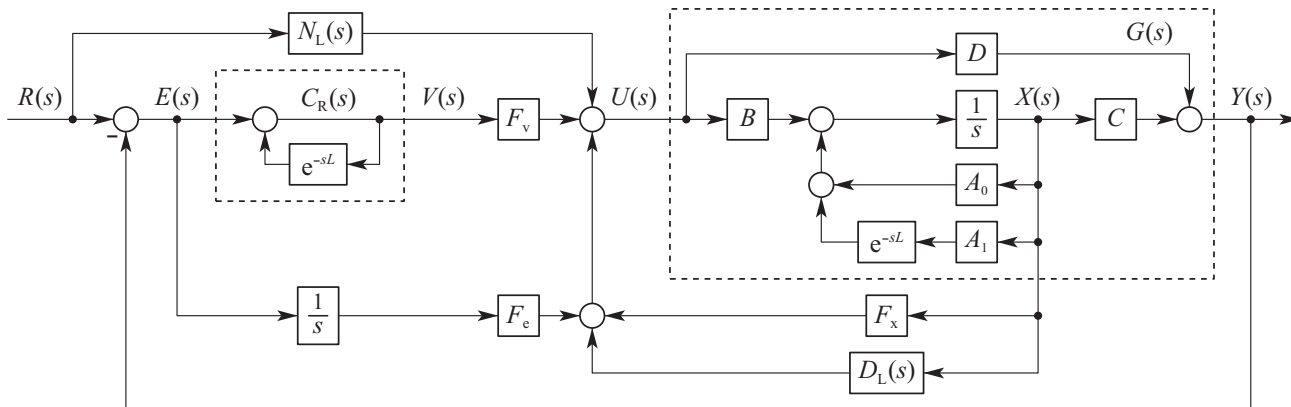


图 2 预见重复控制系统结构框图

Fig. 2 Structure diagram of preview repetitive control system

注 6 预见步长的选取一直是预见控制理论中一个值得深入研究的问题. 文献[25]给出了一种可行的参考方法, 即利用性能指标函数值的变化来选取合适的预见步长. 具体地, 可以定义性能指标.

$$J(l_r) = \lim_{t_\alpha \rightarrow +\infty} \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_\alpha} [\Delta z_0^T(t) Q_z \Delta z_0(t) + \dot{e}^T(t) Q_e \dot{e}(t) + \Delta \dot{u}^T(t) R \Delta \dot{u}(t)] dt,$$

通过选取目标阈值(一般为0.001)来确定预见步长. 例如

$$J(l_r + 0.1) - J(l_r) < 0.001,$$

则取预见步长为 l_r .

另一方面, 二次型性能指标中权重矩阵的选取也是LQR问题的一个难点. 一般经过反复试凑来获得合适的权矩阵. 近年来, LQR问题权重矩阵的选择已有多种优化算法相继提出. 例如基于粒子群优化算法的LQR^[26]和基于遗传算法的LQR^[27]. 这些方法, 为进一步优化预见重复控制器的参数提供了很好的借鉴.

注 7 本文基于LQR的预见重复控制设计方法, 可以通过求解ARE(20)来获得控制器的增益矩阵. 由于该方法要求被控对象具有精确的数学模型描述, 因而定理1不能直接应用于不确定被控对象. 文献[28]已经证明, ARE方程的求解可以转化为一类LMI的可行性问题. 文献[29]针对不确定线性系统, 提出了一种基于LMI的鲁棒LQR方法. 因而不确定线性系统的预见重复控制问题可以借助LMI处理技巧得到很好的解决. 另一方面, 对于具有外部干扰的不确定线性系统, 可以在定理1的基础上引入等价输入干扰[30]来抵消和抑制外部扰动, 以此增强系统的鲁棒性和自适应性.

4 数值仿真

考虑如下线性连续时滞系统:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} -2 & 3 \\ 4 & -5 \end{bmatrix} \mathbf{x}(t) + \begin{bmatrix} 1 & 3 \\ 0 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{x}(t - \tau) +$$

$$\begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} \mathbf{u}(t),$$

$$\mathbf{y}(t) = [2 \ 0] \mathbf{x}(t) + \mathbf{u}(t).$$

取参考输入信号 $r(t)$ 为

$$r(t) = \sin \frac{2\pi t}{10} + 0.5 \sin \frac{4\pi t}{10} + 0.5 \sin \frac{6\pi t}{10}.$$

经过反复试验, 发现权重矩阵取

$$Q_z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad Q_e = 10, \quad R = 1 \quad (46)$$

时, 系统输出响应具有较小的超调量和较快的响应速度.

为了说明不同预见步长对系统输出的影响, 对给定的系统状态时滞 $\tau = 0.1$, 分别取预见步长为 $l_r = 0.1$, $l_r = 0.5$, $l_r = 1.0$ 进行仿真分析. 系统仿真结果如图3-4所示. 由图可见, 取 $l_r = 0.1$ 时, 系统跟踪误差的最大峰值约为0.2053, 调节时间约为12.29 s; $l_r = 0.5$ 时, 系统跟踪误差的最大峰值约为0.1719, 调节时间约3.71 s; $l_r = 1.0$ 时, 系统跟踪误差的最大峰值约为0.1553, 调节时间约3.49 s. 可见, 无论预见步长取多少, 系统输出都能准确的跟踪参考输入信号 $r(t)$, 且随着预见步长的增加, 系统输出的超调量明显减小, 能够更快的跟踪参考输入信号 $r(t)$. 当预见步长达到一定值后, 继续增加预见步长对系统动态性能的提升不大, 甚至还会引起系统误差的增大, 而这与文献[7]的结论相一致.

为了说明时滞对系统输出的影响, 对给定的预见步长 $l_r = 0.1$, 分别取状态时滞 $\tau = 0.1$, $\tau = 0.4$, $\tau = 0.5$ 进行仿真分析. 应用定理1和式(46)给出的权重矩阵, 可分别求得如下控制器增益

$$\tau = 0.1, \quad F_e = 1, \quad F_v = 10,$$

$$F_x = [-2.0015 \quad -1.4906];$$

$$\tau = 0.4, F_e = 1, F_v = 10,$$

$$F_x = [-2.5091 \quad -1.5883];$$

$$\tau = 0.5, F_e = 1, F_v = 10,$$

$$F_x = [-3.5027 \quad -2.1120].$$

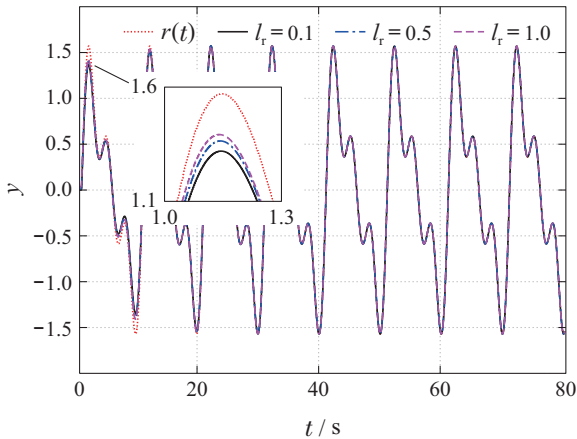


图3 不同预见步长下系统输出响应

Fig. 3 System output responses with different preview steps

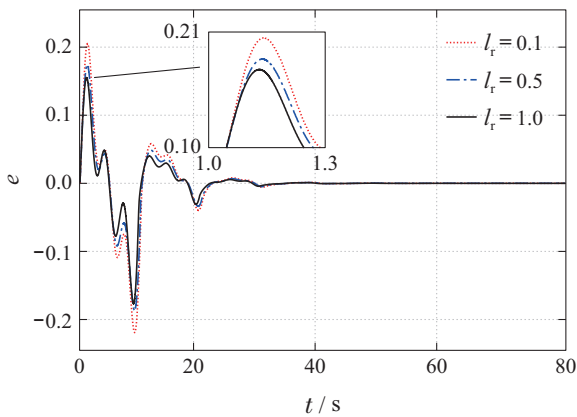


图4 不同预见步长下跟踪误差

Fig. 4 Tracking errors with different preview steps

系统仿真结果如图5–6所示. 由图可见, $\tau = 0.1$ 时, 系统跟踪误差的最大峰值约为0.2053, 调节时间约为12.29 s; $\tau = 0.4$ 时, 系统跟踪误差的最大峰值约为0.2523, 调节时间约为14.78 s; $\tau = 0.5$ 时, 系统跟踪误差的最大峰值约为0.3331, 调节时间约为15.25 s. 可见, 在不同状态时滞下, 系统输出响应都能准确地跟踪参考输入信号. 这也说明, 时滞补偿项的引入, 能有效降低时滞带来的影响.

接下来验证本文所设计的控制器的鲁棒性. 设线性连续时滞系统具有如下状态空间表达式

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= (A_0 + \delta A_0)\mathbf{x}(t) + A_1\mathbf{x}(t - \tau) + B\mathbf{u}(t), \\ \mathbf{y}(t) &= (C + \delta C)\mathbf{x}(t) + D\mathbf{u}(t), \end{aligned} \quad (47)$$

其中, A_0, A_1, B, C, D 如式(1)所示, 不确定性矩阵

$$\delta A = \begin{bmatrix} 0.0 & 0.1 \\ -0.5 & -0.1 \end{bmatrix}, \delta C = [-0.1 \quad 0].$$

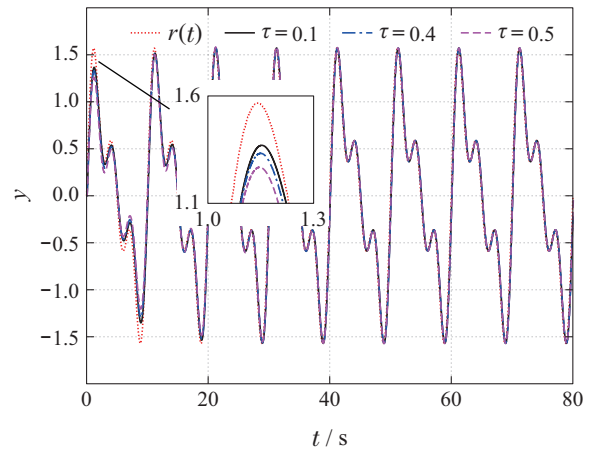


图5 不同时滞下系统输出响应

Fig. 5 System output responses with different time delays

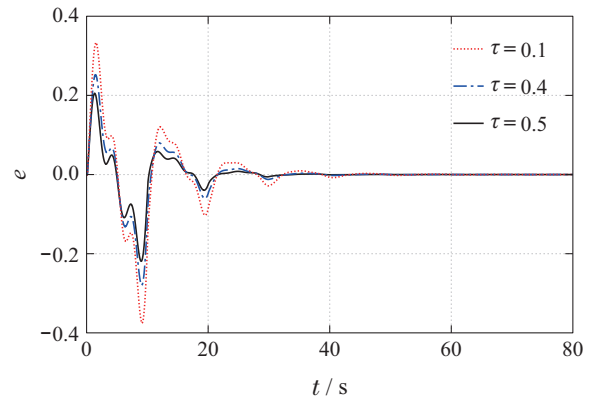


图6 不同时滞下跟踪误差

Fig. 6 Tracking errors with different time delays

当预见步长 $l_r = 0.1$ 时, 分别取 $\tau = 0.1, \tau = 0.4, \tau = 0.5$. 仿真结果如图7所示, 由图可见, 当 $\tau = 0.1$ 时, 系统跟踪误差的最大峰值约为0.2147, 调节时间约为14.94 s; 当 $\tau = 0.4$ 时, 系统跟踪误差的最大峰值约为0.2544, 调节时间约为15.54 s; 当 $\tau = 0.5$ 时, 系统跟踪误差的最大峰值约为0.3460, 调节时间约为15.78 s. 可见, 当被控对象系统同时存在参数不确定性和状态时滞时, 系统输出依然能有效的跟踪参考输入信号. 说明本文所设计的控制器具有较好的鲁棒性.

最后, 为了说明本文方法的优越性, 将文献[31]基于LMI的重复控制方法与本文所提预见重复控制方法 ($\tau = 0.1, l_r = 0.5$), 以及无预见补偿重复控制方法 ($\tau = 0.1, l_r = 0$)进行比较.

仿真结果如图8和表1所示. 由图可见, 引入预见补偿后, 系统的响应速度和跟踪精度都明显提高. 文献[31]基于LMI的重复控制方法, 经过4个周期才能进入稳定状态, 而本文方法, 经过两个周期就达到了较好的跟踪效果, 且调节时间更短, 系统误差最大峰值更

小. 表 1 给出了不同控制方法下系统跟踪误差最大峰值和调节时间对比结果. 可以看出, 本文控制方法明显提高了系统的响应速度和跟踪精度.

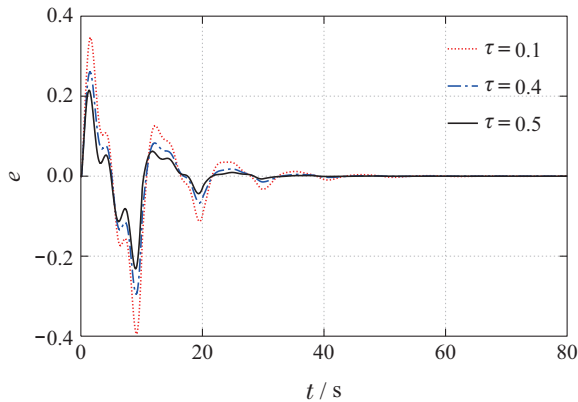


图 7 不确定性系统不同时滞下跟踪误差

Fig. 7 Tracking errors of uncertain system with different time delays

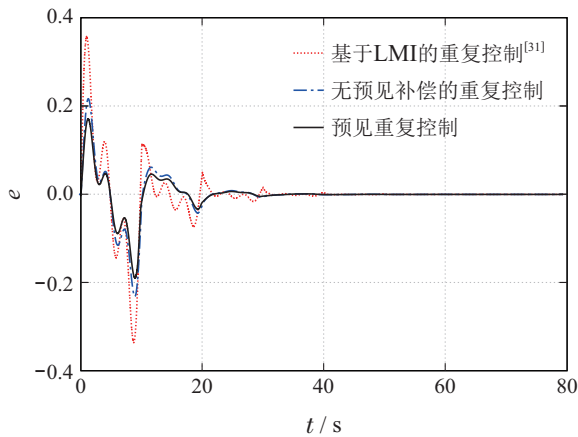


图 8 不同控制方法下跟踪误差

Fig. 8 Tracking errors with different control methods

表 1 不同控制方法比较

Table 1 Comparison with different control methods

控制方法	最大峰值	调节时间/s
基于LMI的重复控制 ^[31]	0.36	20.08
无预见补偿的重复控制	0.22	12.93
预见重复控制	0.17	3.71

5 结论

本文针对一类线性连续时滞系统, 提出了一种最优预见重复控制方法. 通过等价变换将时滞系统转化为无时滞系统, 然后利用 L 阶差分算子提升技巧, 获得包含状态变量导数和跟踪误差的增广连续系统. 在此基础上, 通过定义新的性能指标, 将预见重复控制问题转化为非自治线性系统的 LQR 问题. 进一步, 利用最优控制理论获得原系统的最优预见重复控制器. 数值仿真实例表明, 所设计的控制器具有较高的跟踪精度和较好的鲁棒性. 如何进一步优化控制器参数, 以

及针对非线性连续时滞系统, 设计改进型鲁棒预见重复控制器, 将是笔者下一步研究的重点.

参考文献:

- [1] INOUE T, NAKANO T, IWAI S. High accuracy control of servomechanism for repeated contouring. *Control System and Devices*, 1981, 51(9): 285 – 292.
- [2] HARA S, YAMAMOTO S, OMATA T, et al. Repetitive control systems: a new type servo system for periodic exogenous signals. *Automatic Control*, 1988, 3(7): 659 – 668.
- [3] WU Lingwei, SUN Mingxuan. Design and implementation of chatter-free discrete repetitive controller. *Control Theory & Applications*, 2015, 32(4): 554 – 560.
(郭玲伟, 孙明轩. 无抖振离散重复控制器的设计与实现. 控制理论与应用, 2015, 32(4): 554 – 560.)
- [4] GAO Feng. Repetitive control strategy of three-phase active power filter in variable frequency power grid. *Control Theory & Applications*, 2018, 35(4): 447 – 456.
(高峰. 变频电网三相有源电力滤波器重复控制策略. 控制理论与应用, 2018, 35(4): 447 – 456.)
- [5] CHEN Qiang, YU Xinqi. Adaptive repetitive learning control for a class of non-parametric uncertain systems. *Control Theory & Applications*, 2020, 37(6): 1349 – 1357.
(陈强, 余歆祺. 一类非参数不确定系统的自适应重复学习控制. 控制理论与应用, 2020, 37(6): 1349 – 1357.)
- [6] ANDRZEJ S, BARTOMIEJ U, MAREK M, et al. Design of fractional delay repetitive control with a dead-beat compensator for a grid-tied converter under distorted grid voltage conditions. *Control Engineering Practice*, 2020, 98(3): 104 – 374.
- [7] KATAYAMA T, HIRONO T. Design of an optimal servomechanism with preview action and its dual problem. *International Journal of Control*, 1987, 45(2): 407 – 420.
- [8] TAKESHI T, TADASHI E, LIAO Fucheng. *Newest Auto Control Technique Digital Preview Control*. Beijing: Science and Technology Press, 1994: 55 – 78.
(土谷武士, 江上正, 廖福成. 最新自动控制技术: 数字预见控制. 北京: 科学技术出版社, 1994: 55 – 78.)
- [9] ZHEN Ziyang. Research development in preview control theory and applications. *Acta Automatica Sinica*, 2016, 42(2): 172 – 188.
(甄子洋. 预见控制理论及应用研究进展. 自动化学报, 2016, 42(2): 172 – 188.)
- [10] LI Li, LIAO Fucheng. H_∞ optimal foresight control with tracking robust performance. *Journal of Engineering Science*, 2015, 37(10): 1376 – 1386.
(李丽, 廖福成. 具有跟踪鲁棒性能的 H_∞ 最优预见控制. 工程科学学报, 2015, 37(10): 1376 – 1386.)
- [11] LIAO Yonglong, LIAO Fucheng. Design of predictive controllers for discrete-time time-delay linear systems using lifting-estimation method. *Control and Decision*, 2017, 32(8): 1359 – 1367.
(廖永龙, 廖福成. 利用提升-预估法设计离散时间时滞线性系统的预见控制器. 控制与决策, 2017, 32(8): 1359 – 1367.)
- [12] LU Yanrong, LIAO Fucheng, REN Jinming, et al. Coordinated optimal foresight tracking of discrete-time multi-agent systems. *Journal of Engineering Science*, 2018, 40(2): 241 – 251.
(卢延荣, 廖福成, 任金鸣, 等. 离散时间多智能体系统的协调最优预见跟踪. 工程科学学报, 2018, 40(2): 241 – 251.)
- [13] YU X, LIAO F C. Observer-based trajectory tracking control with preview action for a class of discrete-time Lipschitz nonlinear systems and its applications. *Advances in Mechanical Engineering*, 2020, 12(7): 16878140 – 2092265.

- [14] LIAO F C, XU H S, IBEAS A. Application of the preview control method to the optimal tracking control problem for continuous-time systems with time-delay. *Mathematical Problems in Engineering*, 2015, 78(5): 1 – 8.
- [15] LIAO Fucheng, WU Yingxue. Finite-time bounded tracking control for linear continuous-time time-delay systems. *Control and Decision*, 2019, 34(10): 2095 – 2104.
(廖福成, 吴莹雪. 线性连续时间时滞系统的有限时间有界跟踪控制. 控制与决策, 2019, 34(10): 2095 – 2104.)
- [16] KE Z H, JIAN F. Fault tolerant tracking control for a class of linear parameter varying systems using reduced-order simultaneous estimator and optimal preview policy. *International Journal of Systems Science*, 2020, 51(2): 313 – 333.
- [17] NAKAMURA H. Preview-repetitive control considering delays in manipulation and detection. *Journal of Automatic Control*, 1994, 30(7): 871 – 873.
- [18] EGAMI T. A design of low-degree optimal preview repetitive control system. *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers*, 1999, 35(2): 297 – 299.
- [19] SATO T, EGAMI T, TSUCHIYA Y. Design of discrete-time sliding-mode preview-repetitive control systems. *Transactions of the Institute of Systems Control & Information Engineers*, 2005, 18(9): 312 – 321.
- [20] ANDO S, NAKAMURA H, SHIMEMURA E, et al. Design of the optimal preview-repetitive control and analysis of its stability condition. *Oral Oncology*, 2009, 45(12): 1044 – 1050.
- [21] LAN Yonghong, XIA Junjun. Observer-based predictive repetitive control of linear discrete systems. *Computer Integrated Manufacturing System*, 2020, 26(10): 2714 – 2722.
(兰永红, 夏君君. 基于观测器的线性离散系统预见重复控制. 计算机集成制造系统, 2020, 26(10): 2714 – 2722.)
- [22] LAN Yonghong, HE Jinglin. Guaranteed performance predictive repetitive control for uncertain linear discrete time-delay systems. *Journal of System Simulation*, 2020, 14(3): 1 – 10.
(兰永红, 贺锦霖. 不确定线性离散时滞系统的保性能预见重复控制. 系统仿真学报, 2020, 14(3): 1 – 10.)
- [23] LAN Y H, XIA J J, SHI Y X. Robust guaranteed-cost preview repetitive control for polytopic uncertain discrete-time systems. *Algorithms*, 2019, 12(1): 1 – 20.
- [24] LAN Y H, HE J L, LI P, et al. Optimal preview repetitive control with application to permanent magnet synchronous motor drive system. *Journal of the Franklin Institute*, 2020, 357(2): 10194 – 10210.
- [25] XIE L H. Output feedback control of systems with parameter uncertainty. *International Journal of Control*, 1996, 63(4): 741 – 752.
- [26] KUMAR E, RAAJA G, JEROME J. Adaptive PSO for optimal LQR tracking control of 2 DoF laboratory helicopter. *Applied Soft Computing*, 2016, 41(1): 77 – 90.
- [27] HABIB M, KHOUCHA F, HARRAG A. GA-based robust LQR controller for interleaved boost DC-DC converter improving fuel cell voltage regulation. *Electric Power Systems Research*, 2017, 152(1): 438 – 456.
- [28] YU Li. *Robust Control: Linear Matrix Inequality Processing Method*. Beijing: Tsinghua University Press, 2002.
(俞立. 鲁棒控制: 线性矩阵不等式处理方法. 北京: 清华大学出版社, 2002.)
- [29] NIEL F, SEURET A, ZACCARIAN L, et al. Robust LQR control for stall flutter suppression: a polytopic approach. *IFAC PapersOnLine*, 2017, 50(1): 11367 – 11372.
- [30] ZHOU L, SHE J H, ZHANG X M, et al. Improving disturbance-rejection performance in a modified repetitive-control system based on equivalent-input-disturbance approach. *International Journal of Systems Science*, 2020, 51(1): 49 – 60.
- [31] WU M, LAN Y H, SHE J H, et al. Design of non-fragile guaranteed-cost repetitive-control system based on two-dimensional model. *Asian Journal of Control*, 2012, 14(1): 109 – 124.

作者简介:

兰永红 博士, 教授, 目前研究方向为重复学习控制理论与应用, E-mail: yhlan@xtu.edu.cn;

赵家玉 硕士研究生, 目前研究方向为先进控制理论与应用, E-mail: 806988027@qq.com;

罗毅平 博士, 教授, 目前研究方向为智能控制及应用, E-mail: lyp8688@sohu.com.