

导引头稳定平台离散时间预设性能控制

卜祥伟¹, 王雅珺², 雷虎民¹

(1. 空军工程大学防空反导学院, 西安, 710051; 2. 94860部队, 南京, 210000)

摘要 针对现有离散时间预设性能控制方法对滑模趋近律依赖度高、抖振缺陷明显的难题, 通过创建一种摆脱了滑模控制的设计新框架, 为拦截弹导引头稳定平台提出了一种离散时间预设性能控制新方法。首先, 设计一种离散时间性能函数对跟踪误差的收敛轨迹进行包络约束; 然后, 定义一种离散时间转换误差并将其用于构造一种新颖的反馈函数; 设计离散时间控制律对新开发的反馈函数而不是转换误差进行镇定, 不仅保证了所有跟踪误差均具有期望的预设性能, 还摆脱了控制算法对滑模趋近律的依赖性, 从根本上解决了控制抖振难题; 最后, 通过数值对比仿真验证了所提方法的有效性与优势。

关键词 预设性能控制; 离散时间; 导引头稳定平台; 反馈函数; 控制抖振

DOI 10.3969/j.issn.2097-1915.2024.02.002

中图分类号 TP273 **文献标志码** A **文章编号** 2097-1915(2024)02-0015-6

A Discrete Time Prescribed Performance Control of Seeker's Stability Platform

BU Xiangwei¹, WANG Yajun², LEI Humin¹

(1. Air Defense and Antimissile School, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;
2. Unit 94860, Nanjing 210000, China)

Abstract Aimed at the problems that existing discrete-time prescribed performance control (PPC) methodology is high in dependence on sliding mode reaching laws and obvious in chattering defects, a new discrete time PPC approach is proposed for a seeker's stability platform by constructing a new design framework without using sliding mode control. Firstly, the discrete time performance functions are developed to impose envelope constraints on tracking errors. And then, a discrete time transformed error is defined to construct a novel feedback function. Furthermore, discrete time PPC protocols are explored to stabilize the newly developed feedback function instead of the transformed error, guaranteeing not only all the tracking errors with desired prescribed performance, and remedying the defects of control chattering caused by the dependence of control algorithms on sliding mode reaching laws. Finally, by comparing the simulation results and verifying, the method is valid and superior.

Key words prescribed performance control; discrete time; seeker's stability platform; feedback function; control chattering

临近空间高超声速武器飞行速度快、纵向活动范围大、横向机动能力强、探测拦截难度大, 具有极强的打击和毁伤能力, 给我国的空天安全带来了极大威胁^[1-2]。拦截弹导引头稳定平台 (seeker's sta-

收稿日期: 2023-05-16

基金项目: 国家自然科学基金(61873278)

作者简介: 卜祥伟(1987-), 男, 河南夏邑人, 副教授, 博士, 研究方向为飞行控制。E-mail: buxiangwei1987@126.com

引用格式: 卜祥伟, 王雅珺, 雷虎民. 导引头稳定平台离散时间预设性能控制[J]. 空军工程大学学报, 2024, 25(2): 15-20. BU Xiangwei, WANG Yajun, LEI Humin. A Discrete Time Prescribed Performance Control of Seeker's Stability Platform[J]. Journal of Air Force Engineering University, 2024, 25(2): 15-20.

bility platform, SSP)作为一种典型的伺服控制系统,其性能好坏直接影响着导引头对来袭目标的识别与跟踪,更在一定程度上决定了对这类高超声速武器的拦截成败^[3-4]。因此,开展拦截弹 SSP 的先进控制方法研究具有重要的实用价值。

近年来,SSP 的控制问题引起了科技人员的重点关注,并取得了一定的研究进展。文献[5]研究了一种红外 SSP 的比例-积分-微分(proportional integral derivative, PID)控制问题,通过搭建随动控制电路,实现了导引头对目标的准确扫描与跟踪。进一步,为了克服单纯 PID 控制鲁棒性不佳的缺陷,文献[6]提出了一种半捷联 SSP 的双环滑模控制方法;利用 SSP 不同变量的时标分离特性,分别设计了内、外环滑模控制回路,保证了控制系统对弹体扰动与参数摄动的强鲁棒性。鉴于文献[6]的滑模控制策略存在较为严重的控制抖振问题,文献[7~9]为 SSP 提出了基于幂次趋近律的改进滑模控制方案,并采用扰动估计与补偿策略,不仅增强了控制鲁棒性,还有效削弱了滑模控制的抖振现象。此外,还有学者研究了 SSP 的性能优化控制问题^[10]。

通过以上分析可见,现有研究主要在连续时间内关注 SSP 控制系统的稳态精度与鲁棒性。考虑到临近空间高超声速武器大机动高速飞行,在保证 SSP 控制系统的稳态精度与鲁棒性基础上,还必须进一步追求控制系统的动态性能^[11]。具有预设性能的敏捷控制^[11-12]成为一种确保 SSP 控制系统具备满意动态性能的可行选择,文献[11]已对 SSP 的预设性能控制(prescribed performance control, PPC)策略进行了初步探索,提出了一种连续时间 PPC 方法,保证了跟踪误差期望的动态性能与稳态精度,证明了 PPC 在提升 SSP 控制系统动态性能方面的巨大潜力。但是,基于计算机或数字芯片的控制系统均为离散时间系统,这将导致现有的连续时间 PPC 方法^[11-15]失效。因此,为 SSP 提出离散时间 PPC 新理论与新方法迫在眉睫。

最近已有学者已经对离散时间 PPC 方法进行了初步探索^[16-20]。文献[16]为一类含有未知模态的离散时间非仿射动力学系统提出了基于滑模趋近律的离散时间 PPC 方法,该方法利用滑模趋近律的可达条件等价推导出了用于镇定转换误差的控制律,从而将控制误差的收敛轨迹限定在预设的约束包络内,以保证其满意的动态性能与稳态精度。文献[17]研究了非线性严格反馈离散时间系统的 PPC 设计问题,该方法的离散时间 PPC 同样由滑模趋近律的可达条件所导出,只是所采用的转换误差在形式上更为简化,在一定程度上降低了控制复杂度。文献[18]提出了一种基于改进滑模趋近律的离

散时间 PPC 方法,该方法的创新之处在于引入了可调参数对传统的滑模趋近律进行修正,从而改善了由此导出的离散时间 PPC 的控制性能,并通过半实物仿真验证了所提方法的有效性。此外,文献[19~20]将离散时间 PPC 方法推广应用于状态未知系统以及无人机系统的跟踪控制,确保了跟踪误差期望的预设性能,但其控制律仍不能摆脱对滑模趋近律的依赖。由当前离散时间 PPC 的研究进展可见,现有方法均是在滑模控制框架内开发的,其控制律形式极度依赖于滑模趋近律,从而不可避免地存在控制高频抖振问题,控制效果有待进一步提升。

基于以上分析,本文来 SSP 提出一种离散时间 PPC 新方法。

1 问题描述

1.1 系统模型

所采用的 SSP 及其等效电路图如图 1 所示。图 1 中, u_a 表示电枢电压, i_a 表示电枢电流, L_a 表示电枢绕组电感, T_c 表示 SSP 的输出转矩, $\dot{\theta}$ 表示负载角速率, J_M 与 J_L 分别为 SSP 与负载的转矩^[19]。由文献[21]可得 SSP 的微分方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = 14.17x_2(t) - 14.17x_1(t) \\ \dot{x}_2(t) = -7.56x_1(t) - 82.26x_2(t) + 2.34u(t) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $x_1(t) \triangleq \dot{\theta}$ 与 $x_2(t) \triangleq T_c$ 为系统状态; $u(t)$ 为控制输入。

给定系统采样周期 T_s ,基于欧拉离散化方法,得到 SSP 离散数学模型:

$$\begin{cases} x_1(k+1) = f_1(k) + g_1(k)x_2(k) \\ x_2(k+1) = f_2(k) + g_2(k)u(k) \end{cases} \quad (2)$$

式中: $f_1(k) \triangleq x_1(k) - 14.17T_s x_1(k)$, $g_1(k) \triangleq 14.17T_s$, $g_2(k) \triangleq 2.34T_s$, $f_2(k) \triangleq x_2(k) - 7.56T_s x_1(k) - 82.26T_s x_2(k)$, $k \in \{0, 1, \dots, N\}$ 。

控制目标是:为 $u(k)$ 设计合适的离散控制律,使得系统状态稳定地跟踪各自的参考指令,并且所有跟踪误差均满足期望的预设性能。

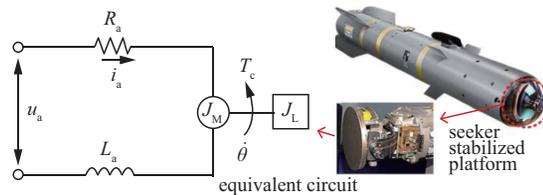


图 1 SSP 及其等效电路图

1.2 离散时间 PPC

当前,连续时间 PPC 理论与方法已获得了很好的发展^[11-15]。但在工程实践中,基于计算机/数字芯片的控制系统均为离散时间系统,导致现有的连

续时间 PPC 方法无法直接用于工程实际。这迫切需要探索一种不同于现有连续时间 PPC 的离散时间 PPC 新理论。为此,有学者已经对离散时间 PPC 理论进行了初步探索^[16-18]。但是,当前仅有的几种离散时间 PPC 方法^[16-18]均是在滑模控制框架内开发的,其控制律形式过于依赖滑模趋近律,从而不可避免地存在控制高频抖振问题,控制效果有待进一步提升。基于此,本文将提出一种完全摆脱滑模控制框架的离散时间 PPC 设计新方法。

设计如下离散时间性能函数:

$$\rho(k) = (\rho_0 - \rho_\infty) \exp(-bkT_s) + \rho_\infty \quad (3)$$

式中: $\rho_0 > \rho_\infty > 0, b > 0$ 为待设计参数。

由式(3)可见, ρ_0 与 ρ_∞ 分别为性能函数 $\rho(k)$ 的初始值与稳态值, b 的取值则直接决定了 $\rho(k)$ 由 ρ_0 收敛到 ρ_∞ 所需时间。采用 $\rho(k)$ 对误差 $e(k)$ 作如下包络约束:

$$-d_l \rho(k) < e(k) < d_r \rho(k) \quad (4)$$

式中: $0 < d_l \leq 1$ 与 $0 < d_r \leq 1$ 为待设计参数。

式(4)的包络约束效果见图 2。若能将误差 $e(k)$ 始终限定在图 2 所示的约束包络内,则通过式(3)与式(4)选取合适的设计参数,来保证误差 $e(k)$ 具备期望的动态性能与稳态性能。

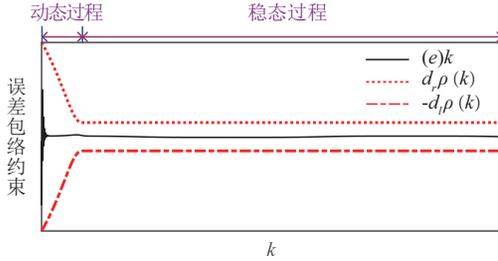


图 2 对误差 $e(k)$ 的包络约束示意图

为了将误差 $e(k)$ 的收敛轨迹始终限定在式(4)所定义的约束包络内,定义如下转换误差 $\varepsilon(k)$:

$$\varepsilon(k) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{d_l \rho(k) + e(k)}{d_r \rho(k) - e(k)} \right) \quad (5)$$

由已有研究^[11-18]可知,只要转换误差 $\varepsilon(k)$ 有界,则有 $-d_l \rho(k) < e(k) < d_r \rho(k)$ 。这样,离散时间 PPC 设计任务变为:为 $u(k)$ 寻求合适的控制律,实现对转换误差 $\varepsilon(k)$ 的镇定。

2 控制器设计

定义跟踪误差 $e_1(k)$:

$$e_1(k) = x_1(k) - x_{1d}(k) \quad (6)$$

式中: $x_{1d}(k)$ 为 $x_1(k)$ 的参考指令。

对式(6)求差分并代入式(2)可得:

$$e_1(k+1) = x_1(k+1) - x_{1d}(k+1) = f_1(k) + g_1(k)x_2(k) - x_{1d}(k+1) \quad (7)$$

为 $e_1(k)$ 定义如下预设性能:

$$-d_{1l} \rho_1(k) < e_1(k) < d_{1r} \rho_1(k) \quad (8)$$

式中: $0 < d_{1l} \leq 1$ 与 $0 < d_{1r} \leq 1$ 为待设计参数,性能函数 $\rho_1(k)$ 的表达式为:

$$\rho_1(k) = (\rho_{10} - \rho_{1\infty}) \exp(-b_1 k T_s) + \rho_{1\infty} \quad (9)$$

式中: $\rho_{10} > \rho_{1\infty} > 0, b_1 > 0$ 为待设计参数。

定义转换误差:

$$\varepsilon_1(k) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{d_{1l} \rho_1(k) + e_1(k)}{d_{1r} \rho_1(k) - e_1(k)} \right) \quad (10)$$

令:

$$\varepsilon_1(k+1) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{d_{1l} \rho_1(k+1) + e_1(k+1)}{d_{1r} \rho_1(k+1) - e_1(k+1)} \right) = l_1 \varepsilon_1(k) \quad (11)$$

式中: $-1 < l_1 < 1$ 为待设计参数。

由式(11)进一步得到:

$$e_1(k+1) = \frac{d_{1r} \exp(2l_1 \varepsilon_1(k)) - d_{1l}}{1 + \exp(2l_1 \varepsilon_1(k))} \rho_1(k+1) \triangleq \Xi_1(k+1) \quad (12)$$

综合式(7)与式(12)可得:

$$\Xi_1(k+1) \triangleq \frac{d_{1r} \exp(2l_1 \varepsilon_1(k)) - d_{1l}}{1 + \exp(2l_1 \varepsilon_1(k))} \rho_1(k+1) = f_1(k) + g_1(k)x_2(k) - x_{1d}(k+1) \quad (13)$$

为 $x_2(k)$ 选取如下参考指令 $x_{2d}(k)$:

$$x_{2d}(k) = \frac{l_{11} \Xi_1(k) - f_1(k) + x_{1d}(k+1)}{g_1(k)} \quad (14)$$

式中: $-1 < l_{11} < 1$ 为待设计参数。

若 $x_2(k) \rightarrow x_{2d}(k)$,将式(14)代入式(13)有:

$\Xi_1(k+1) = l_{11} \Xi_1(k) \Rightarrow \Xi_1^2(k+1) = l_{11}^2 \Xi_1^2(k) < \Xi_1^2(k)$,则 $\Xi_1(k+1)$ 必有界。不妨取其上界为 $|\Xi_1(k+1)| \leq \Xi_1^M$,则有 $-\Xi_1^M \leq \Xi_1(k+1) \leq \Xi_1^M$ 且 $\rho_{1\infty} \leq \rho_1(k) \leq \rho_{10}$ 。故转换误差 $\varepsilon_1(k) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{d_{1l} \rho_1(k) + \Xi_1(k+1)}{d_{1r} \rho_1(k) - \Xi_1(k+1)} \right)$ 必有界,且有 $\underline{\varepsilon}_1 \leq \varepsilon_1(k) \leq \bar{\varepsilon}_1$,其中: $\underline{\varepsilon}_1 \triangleq \frac{1}{2} \ln \left(\frac{d_{1l} \rho_{1\infty} - \Xi_1^M}{d_{1r} \rho_{10} + \Xi_1^M} \right)$, $\bar{\varepsilon}_1 \triangleq \frac{1}{2} \ln \left(\frac{\rho_{10} d_{1l} + \Xi_1^M}{d_{1r} \rho_{1\infty} - \Xi_1^M} \right)$ 。

由于转换误差 $\varepsilon_1(k)$ 有界, $e_1(k)$ 将被限定在式(8)所定义的约束包络内,从而满足期望的预设性能^[11-18]。这样,控制器设计目标进一步变为:为 $u(k)$ 设计合适的离散控制律使得 $x_2(k) \rightarrow x_{2d}(k)$ 。

定义跟踪误差 $e_2(k)$:

$$e_2(k) = x_2(k) - x_{2d}(k) \quad (15)$$

对式(15)求差分并代入式(2)可得:

$$e_2(k+1) = x_2(k+1) - x_{2d}(k+1) = f_2(k) + g_2(k)u(k) - x_{2d}(k+1) \quad (16)$$

为 $e_2(k)$ 定义如下预设性能:

$$-d_{2l} \rho_2(k) < e_2(k) < d_{2r} \rho_2(k) \quad (17)$$

式中: $0 < d_{2l} \leq 1$ 与 $0 < d_{2r} \leq 1$ 为待设计参数,性能

函数 $\rho_2(k)$ 的表达式为:

$$\rho_2(k) = (\rho_{20} - \rho_{2\infty}) \exp(-b_2 k T_s) + \rho_{2\infty} \quad (18)$$

式中: $\rho_{20} > \rho_{2\infty} > 0, b_2 > 0$ 为待设计参数。

定义转换误差:

$$\epsilon_2(k) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{d_{2l} \rho_2(k) + e_2(k)}{d_{2r} \rho_2(k) - e_2(k)} \right) \quad (19)$$

令:

$$\epsilon_2(k+1) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{d_{2l} \rho_2(k+1) + e_2(k+1)}{d_{2r} \rho_2(k+1) - e_2(k+1)} \right) = l_2 \epsilon_2(k) \quad (20)$$

式中: $-1 < l_2 < 1$ 为待设计参数。

由式(20)进一步得到:

$$e_2(k+1) = \frac{d_{2r} \exp(2l_2 \epsilon_2(k)) - d_{2l}}{1 + \exp(2l_2 \epsilon_2(k))} \rho_2(k+1) \triangleq \Xi_2(k+1) \quad (21)$$

综合式(16)与式(21)可得:

$$\Xi_2(k+1) \triangleq \frac{d_{2r} \exp(2l_2 \epsilon_2(k)) - d_{2l}}{1 + \exp(2l_2 \epsilon_2(k))} \rho_2(k+1) = f_2(k) + g_2(k)u(k) - x_{2d}(k+1) \quad (22)$$

为 $u(k)$ 设计如下控制律:

$$u(k) = \frac{l_{21} \Xi_2(k) - f_2(k) + x_{2d}(k+1)}{g_2(k)} \quad (23)$$

式中: $-1 < l_{21} < 1$ 为待设计参数。

为了证明闭环系统的稳定性以及预设性能(17)的可达性,定义 Lyapunov 函数:

$$L(k) = \Xi_2^2(k) \quad (24)$$

对式(24)求差分并代入式(22)与式(23)可得

$$\Delta L(k) = \Xi_2^2(k+1) - \Xi_2^2(k) = (l_{21}^2 - 1) \Xi_2^2(k) \leq 0 \quad (25)$$

故闭环控制系统渐近稳定且 $\Xi_2(k+1)$ 有界。

取其上界为 $|\Xi_2(k+1)| \leq \Xi_2^M$, 则有 $-\Xi_2^M \leq \Xi_2(k+1) \leq \Xi_2^M$ 且 $\rho_{2\infty} \leq \rho_2(k) \leq \rho_{20}$ 。故转换误差 $\epsilon_2(k) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{d_{2l} \rho_2(k) + \Xi_2(k+1)}{d_{2r} \rho_2(k) - \Xi_2(k+1)} \right)$ 必有界, 且有 $\underline{\epsilon}_2 \leq \epsilon_2(k) \leq \bar{\epsilon}_2$, 其中: $\underline{\epsilon}_2 \triangleq \frac{1}{2} \ln \left(\frac{d_{2l} \rho_{2\infty} - \Xi_2^M}{d_{2r} \rho_{20} + \Xi_2^M} \right)$, $\bar{\epsilon}_2 \triangleq \frac{1}{2} \ln \left(\frac{d_{2l} \rho_{20} + \Xi_2^M}{d_{2r} \rho_{2\infty} - \Xi_2^M} \right)$ 。

由于转换误差 $\epsilon_2(k)$ 有界, $e_2(k)$ 将被限定在式(17)所定义的约束包络内, 从而满足期望的预设性能^[11-18]。

1) 基于计算机/数字芯片的控制系统均为离散时间系统, 因此与现有的连续时间 PPC 方法^[11-15]相比, 本文提出的离散时间 PPC 方法具有更好的实用性。现有的连续时间 PPC 不能直接应用于离散时间控制系统。工程实践中通常采用四阶龙格-库塔法将连续时间 PPC 方法近似离散化, 但控制效果会

有所损失; 并且, 需要将连续时间 PPC 方法的每一个微分方程等价地转化为 5 个代数方程, 会带来比离散时间 PPC 方法多得多的计算负担, 影响控制系统响应速度与实时性。

2) 现有的离散时间 PPC^[16-18] 方法均是在滑模控制设计框架内开发的, 基于滑模趋近律的可达条件等效得到离散时间控制律。但是, 由于滑模控制的先天缺陷, 控制抖振问题难以彻底避免。本文提出了一种完全不同于现有基于滑模趋近律的离散时间 PPC^[16-20] 的新方法。利用转换误差构造了一种新型函数 $\Xi_i(k+1), i=1, 2$, 并通过设计离散时间控制律对 $\Xi_i(k+1), i=1, 2$ 而不是转换误差进行镇定, 从而摆脱了离散时间 PPC 对滑模趋近律的依赖性, 从根本上克服了控制抖振难题。

3) 控制器设计参数的取值可参考如下规则灵活选取。 d_{1l}, d_{1r}, d_{2l} 与 d_{2r} 的取值需满足: $0 < d_{1l} \leq 1, 0 < d_{1r} \leq 1, 0 < d_{2l} \leq 1$ 与 $0 < d_{2r} \leq 1$ 。 ρ_{10} 与 ρ_{20} 分别为性能函数 $\rho_1(k)$ 与 $\rho_2(k)$ 的初始值, 其取值需满足: $\rho_{10} > |e_1(0)| > \rho_{1\infty} > 0$ 与 $\rho_{20} > |e_2(0)| > \rho_{2\infty} > 0$ 。 $\rho_{1\infty} > 0$ 与 $\rho_{2\infty} > 0$ 分别为性能函数 $\rho_1(k)$ 与 $\rho_2(k)$ 的稳态值, 其取值通常为 $e_1(k)$ 与 $e_2(k)$ 所期望的稳态误差的上界。 $b_1 > 0$ 与 $b_2 > 0$ 取值越大则性能函数 $\rho_1(k)$ 与 $\rho_2(k)$ 的收敛速度越快, 故其取值由 $e_1(k)$ 与 $e_2(k)$ 所期望的收敛时间所确定。 l_1, l_{11}, l_2 与 l_{21} 的取值需结合实际控制效果在 $-1 < l_1 < 1, -1 < l_{11} < 1, -1 < l_2 < 1$ 与 $-1 < l_{21} < 1$ 范围内合理选取。

3 仿真实验

为了验证本文方法的有效性与优势, 进行数值仿真验证, 并将所提方法(proposed method)与现有基于趋近律^[16]的方法(existing method)进行对比。采用 MATLAB 软件进行仿真, 采样周期 $T_s = 0.01$ s。控制器设计参数的取值为: $\rho_{10} = \rho_{20} = 0.01, \rho_{1\infty} = \rho_{2\infty} = 0.001, b_1 = 10, d_{1l} = d_{1r} = d_{2l} = d_{2r} = 1, l_1 = 0.1, l_{11} = l_{21} = 0.99, l_2 = 0.9, b_2 = 5$ 。

情景 1: 参考指令取为经过平滑滤波的阶跃输入信号。情景 2: 参考指令取为 $x_{1d}(t) = 0.2 \sin(0.02\pi t), t = kT_s$ 。仿真结果见图 3~12。

由图 3、图 5、图 8 与图 10 可见, 2 种控制方法均能保证系统状态对各自参考指令的稳定跟踪。但是, 图 4、图 6、图 9 与图 11 表明, 本文方法不仅将所有误差成功约束在预设包络内以确保其理想的预设性能, 而且所提方法的跟踪误差的动态性能与稳态精度均要优于现有方法。例如, 图 4 与图 6 局部放大图(0~2 s)表明, 所提方法的误差超调量更小; 图

4 与图 6 局部放大图(19~20 s)以及图 9 与图 11 局部放大图(99~100 s)表明,所提方法的稳态精度更高且误差更平滑。进一步,由图 7 与图 12 可见,由于现有方法基于滑模趋近律来设计控制律,导致了显著的控制抖振现象;本文方法设计了 2 个新颖的反馈函数 $\Xi_1(k+1)$ 与 $\Xi_2(k+1)$,摆脱了控制律对滑模控制的依赖性,有效地克服了控制抖振难题。综合以上仿真结果可见,与现有方法相比,所提方法能够保证跟踪误差具有更好的动态性能与稳态精度,且能有效避免控制抖振问题,以确保更好地控制品质。

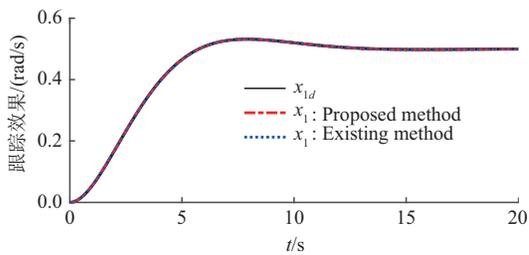


图 3 x_1 对其参考指令的跟踪效果(情景 1)

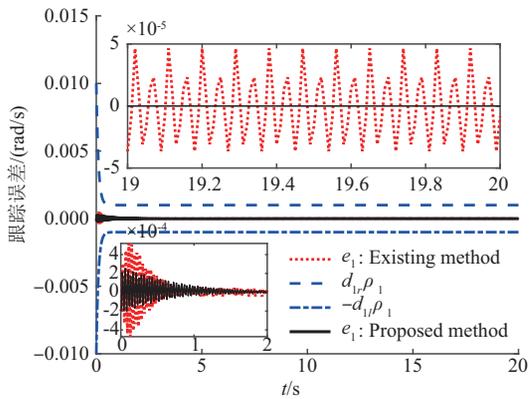


图 4 跟踪误差 e_1 (情景 2)

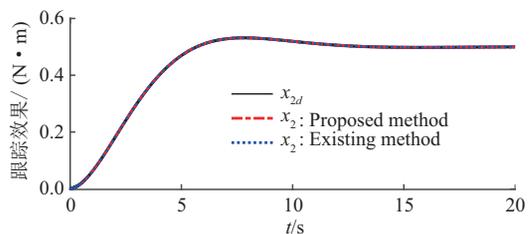


图 5 x_2 对其参考指令的跟踪效果(情景 1)

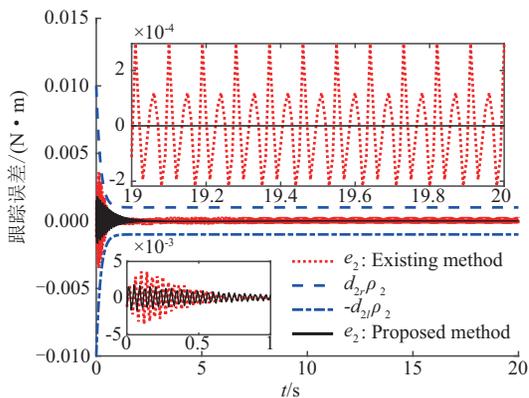


图 6 跟踪误差 e_2 (情景 1)

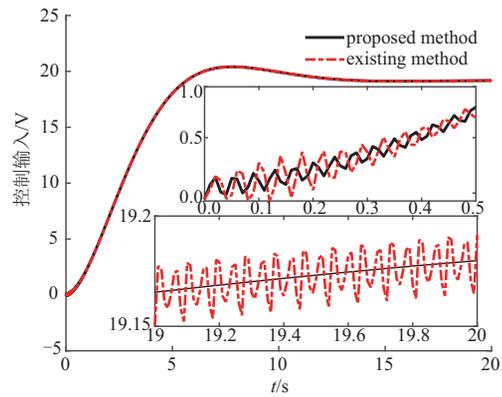


图 7 控制输入(情景 1)

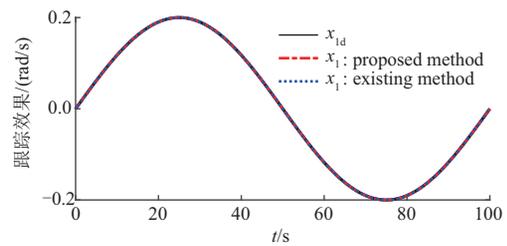


图 8 x_1 对其参考指令的跟踪效果(情景 2)

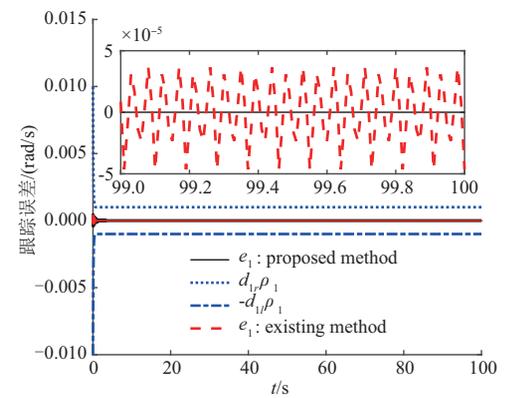


图 9 跟踪误差 e_1 (情景 2)

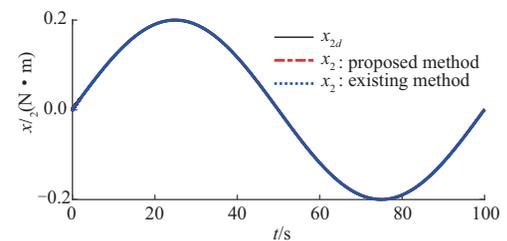


图 10 x_2 对其参考指令的跟踪效果(情景 2)

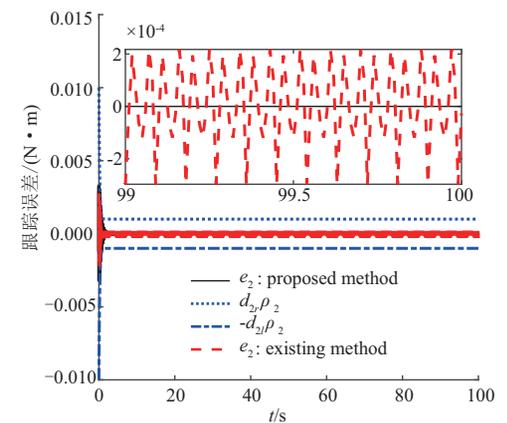


图 11 跟踪误差 e_2 (情景 2)

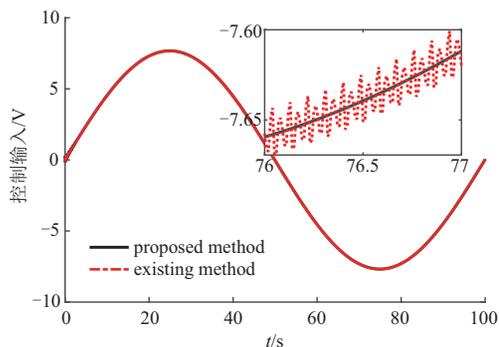


图 12 控制输入(情景 2)

4 结语

本文研究了面向拦截弹 SSP 的新型离散时间 PPC 方法。设计了离散时间性能函数用以保证跟踪误差期望的预设性能。为了便于控制律设计,定义了转换误差,并对跟踪误差的包络约束进行等价转换。进一步,基于间接镇定策略,设计了离散时间控制律对所定义的反馈函数进行有界镇定,从而保证了转换误差的有界性以及预设性能的可达性。最后,数值对比仿真结果表明,本文方法能够保证跟踪误差具备期望的预设性能,并取得了比现有滑模趋近律方法更好的控制品质。下一步,将尝试将所提方法推广应用于高不确定与强扰动系统。

参考文献

- [1] 卜祥伟,姜宝续. 输入受限乘波体飞行器非脆弱预设性能神经控制[J]. 航空兵器, 2022, 29(6): 7-14.
- [2] 卜祥伟,姜宝续. 乘波体飞行器非脆弱预设性能控制[J]. 现代防御技术, 2022, 50(4): 1-9.
- [3] 江乐果,胡百振,焦彤,等. 红外导引头框架式稳定平台非线性动态特性分析[J]. 红外技术, 2019, 41(5): 483-488.
- [4] 方东洋,沈昱恒,钟继鸿. 相控阵雷达导引头数字稳定平台性能对导弹制导控制系统的影响[J]. 弹箭与制导学报, 2018, 38(5): 107-110.
- [5] 董超,王舒雁,刘科,等. 一种红外导引头小型快速伺服稳定平台[J]. 激光与红外, 2020, 50(12): 1487-1491.
- [6] 刘伟,柯芳,朱斌,等. 半捷联导引头稳定平台的双环滑模变结构控制[J]. 兵工学报, 2010, 31(12): 1669-1673.
- [7] 张明月,刘慧,储海荣,等. 基于 ESO 的导引头稳定平台双积分滑模控制[J]. 红外与激光工程, 2018, 47(8): 1-9.
- [8] 张明月,刘慧,赵伟伟,等. 导引头稳定平台的扰动补偿及改进滑模控制[J]. 光学精密工程, 2018, 26(8): 2057-2066.
- [9] WANG Y X, LEI H M, YE J K, et al. Backstepping Sliding Mode Control for Radar Seeker Servo System Considering Guidance and Control System[J]. Sensors, 2018, 18: 2927.
- [10] 王业兴,骆长鑫,张涛. 基于双口内模控制的导引头稳定回路设计[J]. 火力与指挥控制, 2018, 43(12): 126-130.
- [11] 雷虎民,王业兴,卜祥伟,等. 两轴平台式导引头伺服系统预设性能控制[J]. 北京理工大学学报, 2018, 38(6): 606-611.
- [12] BU X W, JIANG B X, LEI H M. Performance Guaranteed Finite-Time Non-Affine Control of Waverider Vehicles Withoutfunction-Approximation [J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2023, 24(3): 3252-3262.
- [13] GUO Z, MA Q, GUO J, et al. Performance-Involved Coupling Effect-Triggered Scheme for Robust Attitude Control of HRV[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2020, 25(3): 1288-1298.
- [14] TIAN B, LI Z, ZHAO X, et al. Adaptive Multivariable Reentry Attitude Control of RLV with Prescribed Performance [J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2022, 52(10): 6674-6678.
- [15] 卜祥伟,姜宝续. 预设性能控制的脆弱性问题探究[J]. 空军工程大学学报, 2022, 23(4): 5-13.
- [16] TREESATAYAPUN C. Prescribed Performance Controller with Affine Equivalent Model for a Class of Unknown Nonlinear Discrete-Time Systems[J]. International Journal of Systems Science, 2021, 52(2): 334-349.
- [17] YOSHIMURA T. An Approximate Design of the Prescribed Performance Control for Uncertain Discrete-Time Nonlinear Strict-Feedback Systems [J]. International Journal of Systems Science, 2020, 51(14): 2549-2562.
- [18] TREESATAYAPUN C. Prescribed Performance of Discrete-Time Controller Based on the Dynamic Equivalent Data Model [J]. Applied Mathematical Modelling, 2020, 78: 366-382.
- [19] HUANG X, DONG Z, ZHANG F, et al. Discrete-Time Extended State Observer-Based Model-Free Adaptive Sliding Mode Control with Prescribed Performance [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2022, 32: 4816-4842.
- [20] SHAO S, CHEN M. Adaptive Neural Discrete-Time Fractional-Order Control for a UAV System with Prescribed Performance Using Disturbance Observer[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2021, 51(2): 742-754.
- [21] 雷虎民,王业兴,卜祥伟,等. 基于干扰观测器的导引头稳定平台滑模控制[J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(9): 2048-2054.

(编辑:徐敏)