

非匹配非线性系统的 ACPID 控制方法

黄 丹¹, 许惠清², 庄 磊¹, 曾喆昭²

(1. 国网安徽省电力有限公司, 安徽 合肥 230061; 2. 长沙理工大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410076)

摘 要: 非匹配扰动是工程实际问题中常见的干扰类型, 传统的控制方法难以达到理想的控制效果, 在此背景下, 针对一类非匹配非线性系统, 提出一种基于自耦 PID(ACPID) 控制理论的控制方法。首先, 将非匹配通道的外部扰动与内部状态定义为一个未知状态, 同时将内部动态、外部扰动定义为一个总和扰动, 从而将非匹配非线性系统映射为一个等价的未知线性系统。其次, 构建一个受总和扰动反相激励的受控误差系统, 结合 ACPID 控制理论设计 ACPD 控制器, 构造闭环控制系统模型, 并分析闭环控制系统的鲁棒稳定性。最后, 以二阶非匹配非线性系统为例验证所提方法的有效性。仿真结果表明, ACPID 控制系统不仅具有良好的动态品质和稳态性能, 而且还具有良好的抗扰动鲁棒性和快的响应速度, 在电力、交通、航空航天等广泛领域具有实际应用前景。

关 键 词: 非匹配非线性系统; ACPID 控制理论; 自适应速度因子; 大范围鲁棒稳定性

DOI: 10.19781/j.issn.1673-9140.2022.05.025 中图分类号: TP273 文章编号: 1673-9140(2022)05-0222-07

ACPID control method of unmatched nonlinear systems

HUANG Dan¹, XU Huiqing², ZHUANG Lei¹, ZENG Zhezha²

(1. State Grid Anhui Electric Power Co., Ltd., Hefei 230061, China; 2. School of Electric & Information Engineering, Changsha University of Science & Technology, Changsha 410114, China)

Abstract: The unmatched disturbance is a common disturbance type in practical engineering problems, and traditional control methods are difficult to achieve ideal control performance. Under the background, a control method based on auto-coupling PID (Auto-Coupling Proportional-Integral-Differential, ACPID) control theory is utilized to solve the control problem of a class of nonlinear systems with non-matching disturbances. Firstly, the external disturbances and internal state of this method in the unmatched channel are defined as new unknown states. Meanwhile, the internal dynamics and external disturbances are defined as total disturbances. Then, the system can be transferred to an equivalent unknown linear system. After that, a controlled error system under the reverse phase excitation of the disturbances is constructed. The ACPID control method is employed to design the controller and the closed loop control system model is obtained successfully. The robust stability of the closed-loop control system is also analyzed afterward. In the end, a 2nd order nonlinear system is simulated for verification. It is shown that the ACPD control system not only has good dynamic and steady-state performances, but also has good anti-disturbance robustness with a fast response speed. It can be considered for the application of electric power, transportation, aerospace, and other extensive fields.

收稿日期: 2020-10-21; 修回日期: 2021-09-11

基金项目: 湖南省教育厅重点项目(17A006)

通信作者: 曾喆昭(1963—), 男, 博士, 教授, 主要从事智能计算与智能控制研究; E-mail: 508984293@qq.com

Key words: unmatched nonlinear system; ACPID control theory; adaptive speed factor; robust stability over a wide range

非匹配非线性系统的控制问题一直是控制理论与控制工程领域的难点问题之一,现有的控制方法主要包括:传统滑模控制^[1-3]、基于干扰观测器的滑模控制^[4-6,9]、自抗扰控制^[10]、反步法及其复合控制方法^[11-17]等。然而,传统滑模控制(sliding-mode control, SMC)对非匹配干扰的处理达不到良好效果^[1-3]。为此,文献[4-6]通过干扰观测器对非匹配干扰进行估计,然而文献[4-5]一般需要非匹配干扰的变化比较缓慢,难以得到推广,文献[6]所设计的控制器包含符号函数,会引起控制器的抖振;文献[7-8]提出一种基于非线性光滑函数的自学习滑模控制方法,通过非线性光滑函数构造滑模趋近律,有效消除控制器存在的抖振问题;文献[9]将有限时间干扰观测器与多幂次积分型滑模控制策略相结合并用于永磁同步电机的控制,通过积分型滑模面有效消除传统滑模控制中的“抖振”现象,实现估计误差在有限时间内收敛到零,然而控制器参数较多,计算量大;文献[10]将多重干扰对系统的总影响等效为“总和干扰”,总和干扰与系统控制控制输入相匹配,通过控制器设计对总和干扰进行补偿,从而达到自抗扰控制目的。此外,反步法也被广泛应用于非匹配非线性系统的控制,为了避免传统反步法存在“微分爆炸”问题,文献[11]提出了一种基于非线性干扰观测器的 L2 滤波反步控制的方法,然而该方法的误差收敛速度较慢;文献[12]引入了一种快速终端滑模控制方法,使控制误差在有限时间内收敛到较小的区间内;文献[12-17]将反步法与滑模控制相结合,对非匹配不确定项进行估计和消除,增强系统的鲁棒性。其中,文献[13-15]在前 $n-1$ 步通过反步法抑制非匹配项对系统的影响,最后一步设计滑模控制器,使系统达到快速收敛的目的;文献[16-17]将反演控制与动态面相结合,通过引入干扰观测器,消除非匹配干扰的影响,提高系统的收敛速度,然而,文献[17]估计扰动时需要依赖于扰动观测器的高增益参数。

为了有效解决现有控制方法存在控制器结构复杂、计算量大、实时性差的局限性,并进一步提高控制系统的动态品质与稳态性能,本文采用一种基

于自耦 PID (auto-coupling proportional-integral-differential, ACPID) 控制理论的控制方法^[18]对非匹配非线性系统进行有效控制,并对速度因子进行深入分析,建立基于绝对误差变化率的自适应速度因子模型。由于 ACPID 控制理论只涉及一个与被控对象模型无关的速度因子需要镇定,而且 ACPID 控制系统具有良好的抗扰动鲁棒性和大范围鲁棒稳定性,因而是一类控制器结构简单、便于实际应用的傻瓜型控制方法。

1 系统描述

设某二阶非匹配非线性未知系统为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + d_1(x_1, x_2, t) \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2) + g(x_1, x_2)u + d_2(x_1, x_2, t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (1)$$

式中 x_1, x_2 为系统的状态; $f(x_1, x_2)$ 为系统模型函数; $0 < g(x_1, x_2) \leq \epsilon_0$ 为输入增益函数; u, y 分别为系统的控制输入和实际输出; $d_1(x_1, x_2, t), d_2(x_1, x_2, t)$ 分别为系统的非匹配与匹配有界干扰。

设 $y_1 = x_1 = y, y_2 = x_2 + d_1(x_1, x_2, t)$, 则有

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \dot{x}_2 + \frac{\partial d_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial d_1}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial d_1}{\partial t} \end{cases} \quad (2)$$

进而可得:

$$\begin{aligned} \dot{y}_2 = & (1 + \frac{\partial d_1}{\partial x_2}) [f(\cdot) + g(\cdot)u + d_2] + \\ & \frac{\partial d_1}{\partial x_1} y_2 + \frac{\partial d_1}{\partial t} \end{aligned} \quad (3)$$

如果将系统所有内外复杂因素定义为一个总和扰动,即

$$\begin{aligned} y_3 = & (1 + \frac{\partial d_1}{\partial x_2}) [f(\cdot) + g(\cdot)u + d_2] + \\ & \frac{\partial d_1}{\partial x_1} y_2 + \frac{\partial d_1}{\partial t} - b_0 u \end{aligned} \quad (4)$$

则系统式(1)可以映射为

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = y_3 + b_0 u \\ y = y_1 \end{cases} \quad (5)$$

式中 y_2 为未知状态; y_3 为总和扰动; $0 < b_0 \leq \epsilon_0$ 为控制通道增益的估计值(不要求精确)。

由于未知线性系统式(5)与非匹配非线性系统式(1)是等价映射,因此,由系统式(5)设计的有效控制器 u 完全可以实现对系统式(1)的有效控制。

总和扰动的引入将任意未知复杂非线性系统等价映射为未知线性系统,不仅淡化了线性与非线性、确定与不确定、时变与时不变等系统分类的概念,而且有效避免了针对不同复杂系统纠缠相应控制方法的繁琐。

2 ACPD 闭环控制系统

2.1 基于 ACPD 控制理论的控制方法

设参考指令信号为 $r(t)$, 系统输出为 $y(t)$, 系统跟踪误差则为

$$e_1 = r - y \quad (6)$$

对误差进行微分,即

$$e_2 = \dot{e}_1 = \dot{r} - \dot{y} = \dot{r} - y_2 \quad (7)$$

对 e_2 取微分,即

$$\dot{e}_2 = \ddot{r} - \dot{y}_2 = \ddot{r} - y_3 - b_0 u \quad (8)$$

在不考虑积分环节的情况下,由式(6)~(8)可得受控误差系统为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = \ddot{r} - y_3 - b_0 u \end{cases} \quad (9)$$

为了使受控误差系统式(9)从任意不为 0 的初始状态($e_1^- \neq 0, e_2^- \neq 0$)趋近稳定的平衡点原点(0, 0),需要设计合理的控制器 u 。控制器 u 的现有设计方法主要包括 PID 控制、滑模控制、自抗扰控制等。PID 控制结构简单,然而其增益鲁棒性以及抗扰动鲁棒性都较差;滑模控制对非匹配干扰的处理达不到良好效果,且控制器往往存在高频抖振,易破坏系统结构;自抗扰控制参数较多、结构复杂、计算量大。为此,本文根据文献[18]的 ACPID 控制理论思想,在不考虑积分环节的情况下,定义系统式(5)或系统(1)的 ACPD 控制器 u 如下:

$$u = (z_c^2 e_1 + 2z_c e_2) / b_0 \quad (10)$$

其中, $z_c > 0$ 为速度因子, $0 < b_0 \leq \epsilon_0$ 为控制通道增益的估计值(不要求精确)。

为了避免在控制过程中因控制力过大而引起超调,并考虑到实际物理系统中存在输入受限的情

况,需要对控制力 u 进行限幅处理,即 $|u| \leq u_m, u_m$ 为控制力 u 的最大幅值。由 ACPD 控制器式(10)可知,速度因子将 2 个不同属性的比例控制力 $u_p = z_c^2 e_1 / b_0$ 与微分控制力 $u_d = 2z_c e_2 / b_0$ 耦合在一起,使得这 2 个不同功能的控制力在速度因子的统一协调指挥下能够实现目标一致的协调控制行为。由 ACPD 控制器式(10)组成的闭环控制系统如图 1 所示。

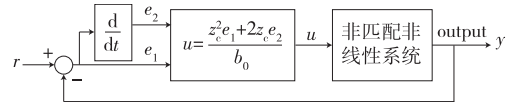


图 1 ACPD 闭环控制系统

Figure 1 ACPD closed loop control system

2.2 闭环控制系统分析

设 $|\ddot{r}| \leq \epsilon_1 < \infty, |y_3| \leq \epsilon_2 < \infty$, 则当且仅当 $z_c > 0$ 时, ACPD 闭环控制系统是大范围鲁棒稳定的,且具有良好的抗总和扰动鲁棒性,稳态误差 $|e_1(\infty)| \leq (\epsilon_1 + \epsilon_2) / z_c^2$, 理论上能够实现零误差跟踪控制,证明方法如下。

将 ACPD 控制器式(10)带入受控误差系统式(9),得闭环控制系统为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = \ddot{r} - y_3 - z_c^2 e_1 - 2z_c e_2 \end{cases} \quad (11)$$

为了便于分析,令 $d = \ddot{r} - y_3$ 。由于系统式(11)是一个因果系统,对系统式(11)两边取单边拉普拉斯变换,得:

$$\begin{cases} sE_1(s) = E_2(s) \\ sE_2(s) = D(s) - z_c^2 E_1(s) - 2z_c E_2(s) \end{cases} \quad (12)$$

整理得:

$$E_1(s) = \frac{1}{(s + z_c)^2} D(s) \quad (13)$$

定义系统式(13)的传输函数为

$$H(s) = \frac{E_1(s)}{D(s)} = \frac{1}{(s + z_c)^2} \quad (14)$$

当 $z_c > 0$ 时,由于系统式(14)在复频域左半平面的实轴上有二重实极点 $s = -z_c < 0$,因而系统式(14)、(13)是稳定的;又因为 $z_c > 0$ 具有大的取值范围且与被控对象模型以及系统内外扰动都无关,因而系统式(14)、(13)是大范围鲁棒稳定的,且具有良好的抗扰动鲁棒性。

由于系统式(14)的单位冲击响应为

$$h(t) = te^{-z_c t}, t > 0 \quad (15)$$

由式(13)、(15)可知, $e_1(t) = h(t) * d(t) = \int_0^t h(\tau)d(t-\tau)d\tau$, 其中, “*”表示卷积积分运算;

又因为 $|e_1(t)| \leq \int_0^t |h(\tau)| |d(t-\tau)| d\tau$, 考虑到 $|\ddot{r}| \leq \epsilon_1 < \infty, |y_3| \leq \epsilon_2 < \infty$, 则 $|d| \leq |\ddot{r}| + |y_3| \leq \epsilon_1 + \epsilon_2$, 则有 $|e_1(t)| \leq (\epsilon_1 + \epsilon_2) \int_0^t |h(\tau)| d\tau$, 因而有

$$|e_1(\infty)| \leq (\epsilon_1 + \epsilon_2) \int_0^\infty |h(\tau)| d\tau \quad (16)$$

根据式(15)可知, 当 $0 < t < \infty$ 时, $h(t) > 0$ 且 $h(\infty) = 0$, 则有

$$\int_0^\infty |h(\tau)| d\tau = \int_0^\infty h(\tau) d\tau = H(0) = \frac{1}{z_c^2} \quad (17)$$

代入式(15), 得:

$$|e_1(\infty)| \leq (\epsilon_1 + \epsilon_2) / z_c^2 \quad (18)$$

显然, 当 $|\ddot{r}| \leq \epsilon_1 < \infty, |y_3| \leq \epsilon_2 < \infty$ 时, 稳态误差是有界的, 且随着速度因子增大, 稳态误差平方倍降低, 当 $z_c \rightarrow \infty$ 时, $|e_1(\infty)| \rightarrow 0$, 理论上可以实现零误差跟踪控制。

2.3 自适应速度因子

由文 2.2 可知, 当 $z_c > 0$ 时, ACPD 控制系统是大范围鲁棒稳定的, 表明在 $z_c > 0$ 的范围内具有很大的镇定裕度。 z_c 越大, ACPD 控制系统的抗扰动能力则越强, 稳态精度则越高, 否则反之。然而, z_c 过大, 则会因比例控制力过大而出现超调现象, 因而在满足 $z_c > 0$ 的稳定性条件下, 要求使用自适应速度因子。考虑到误差微分的敏感特性, 本文使用一种基于误差微分的自适应速度因子模型:

$$z_c = z_{cm} \exp(-\beta |e_2|) \quad (19)$$

其中, 最小速度因子 $z_{cm} = 20\alpha/t_r, 1 < \alpha \leq 10, \beta = \sqrt{\alpha}, t_r$ 为由动态进入稳态的过渡过程时间。

由于 $0 < z_c \leq z_{cm}$ 满足文 2.1 的稳定性条件, 因而使用式(19)的自适应速度因子可以保证 ACPD 闭环控制系统总是稳定的。

3 仿真分析

1) 考虑如下二阶非匹配非线性系统^[9]。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + d_1 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2) + g(x_1, x_2)u + d_2 \\ y = x_1 \end{cases} \quad (20)$$

式中 x_1, x_2 为系统的 2 个状态; u 与 y 分别为系统的输入和输出; $g(x_1, x_2) = 1$ 为控制系数; 非线性函数为 $f(x_1, x_2) = \cos x_2 + x_2 + \lg(1 + x_1^2)$ 。

d_1, d_2 为系统的非匹配与匹配干扰, 且分别为

$$d_1 = \begin{cases} x_1 + \sin x_1, & 0 \leq t < 15, 25 \leq t \leq 35 \\ x_1 + \sin x_1 + 2, & 15 \leq t < 25 \\ x_1 + \sin x_1 + 0.5 \sin t, & t > 35 \end{cases} \quad (21)$$

$$d_2 = \begin{cases} x_1^3 + \sin x_2, & 0 \leq t < 15, 25 \leq t \leq 35 \\ x_1^3 + \sin x_2 + 1, & 15 \leq t < 25 \\ x_1^3 + \sin x_2 + 0.6 \cos t, & t > 35 \end{cases} \quad (22)$$

设期望指令 $r(t) = 1 + \sin(2\pi t)$, 采样步长 $h = 0.001$ s, $b_0 = 1; t_r = 0.2$ s, $\alpha = 2, \beta = 1.4$, 则自适应速度因子为 $z_c = 200 \exp(-1.4 |e_2|)$, 本文控制方法的仿真结果如图 2 所示。由图 2 可知, 本文控制方

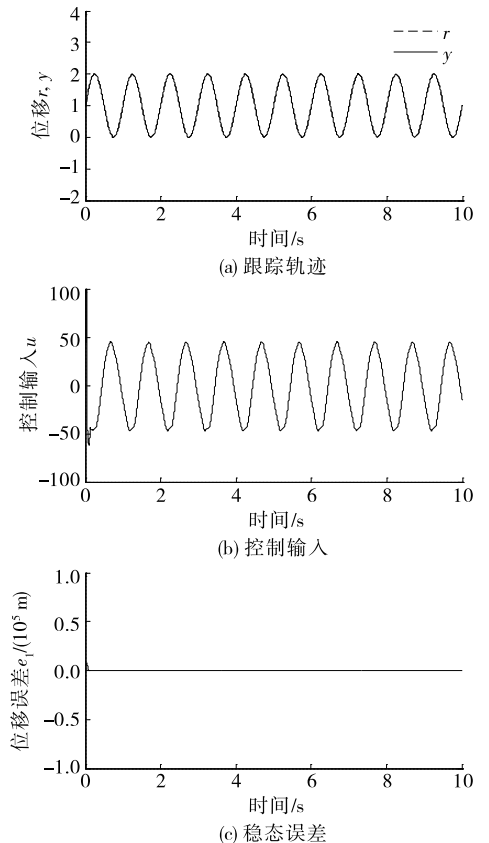


图 2 本文控制方法仿真结果

Figure 2 Simulation results of the control method in this paper

法能够在 0.1 s 内实现了稳定跟踪,具有较高的稳态跟踪精度(稳态绝对误差小于 5×10^{-4});文献[9]将单幂次、双幂次、多幂次滑模趋近律的控制效果进行仿真对比:其中多幂次滑模趋近律所设计的控制器控制效果最好,由动态过程进入稳态过程的时间为 1 s 左右,控制输入无明显抖振,然而多幂次滑模控制涉及的参数多达 18 个,计算量大,而且动态响应速度比本文方法慢了 0.9 s。

2)考虑如下 U 型槽直线电机伺服系统^[19]。

$$\begin{cases} \dot{x} = v \\ \dot{v} = (F_m - D)/M \\ y = x \end{cases} \quad (23)$$

式中 x 、 v 分别为直线电机的位移和速度; M 为动子与负载的总质量; F_m 为电机推力; y 为电机输出; $D = D_f + D_r + D_u$ 为总扰动力,且 D_f 、 D_r 与 D_u 分别为摩擦力、推力波动、外部干扰与模型误差。

由于电流环的动态响应速度远远快于机械响应速度,可以将电流环假设为理想的比例环节,因而有

$$F_m = Ku \quad (24)$$

其中, u 为控制输入, K 为推力常数,且 $K = k_a k_m$, k_a 、 k_m 分别为驱动器常数与推力系数。

由于 U 型槽直线电机适用于高速、高加速度、高精度运动系统,无齿槽力,运动平滑性好,因而获得了广泛应用^[19]。然而,该类直线电机存在由边沿效应引起的推力波动,而且动子运动时会受到摩擦力的影响,因而直线电机是一类典型的复杂非线性扰动系统。设控制系数为 $b = K/M$,总扰动为 $d = D/M$,则系统式(20)可表示为

$$\begin{cases} \dot{x} = v \\ \dot{v} = bu - d \\ y = x \end{cases} \quad (25)$$

为了验证自耦 PID 控制理论的抗扰动鲁棒性,相关参数如下。

为了便于比较,直线电机相关参数与文献[19]完全相同,即初始位移为 0,初始速度为 0;直线电机的负载质量是 1.4 kg 的砝码,动子的质量为 1.79 kg;驱动器常数 $k_a = 0.84$ A/V,推力系数为 $k_m = 15$ N/A。

在 0~3 s 时间段内,动子所受总干扰与速度成近似线性关系为 $d = kv$, $k \approx -12.27$ Ns/(kg·m);

在第 4 s 时刻施加外界干扰为 $d = 1.975$ N/kg。

设期望轨迹为阶跃信号 $r = 0.1$ m。由于实际系统的输出状态不可能突变,因而对期望轨迹安排 3 秒的过渡时间,即 $r = 0.1(1 - e^{-3t})$ 。

设 $t_r = 2$ s, $\alpha = 4$, $\beta = \sqrt{\alpha} = 2$,则自适应速度因子为 $z_c = 40 \exp(-2|e_2|)$ 。使用自耦 PD 控制器的仿真结果如图 3 所示。

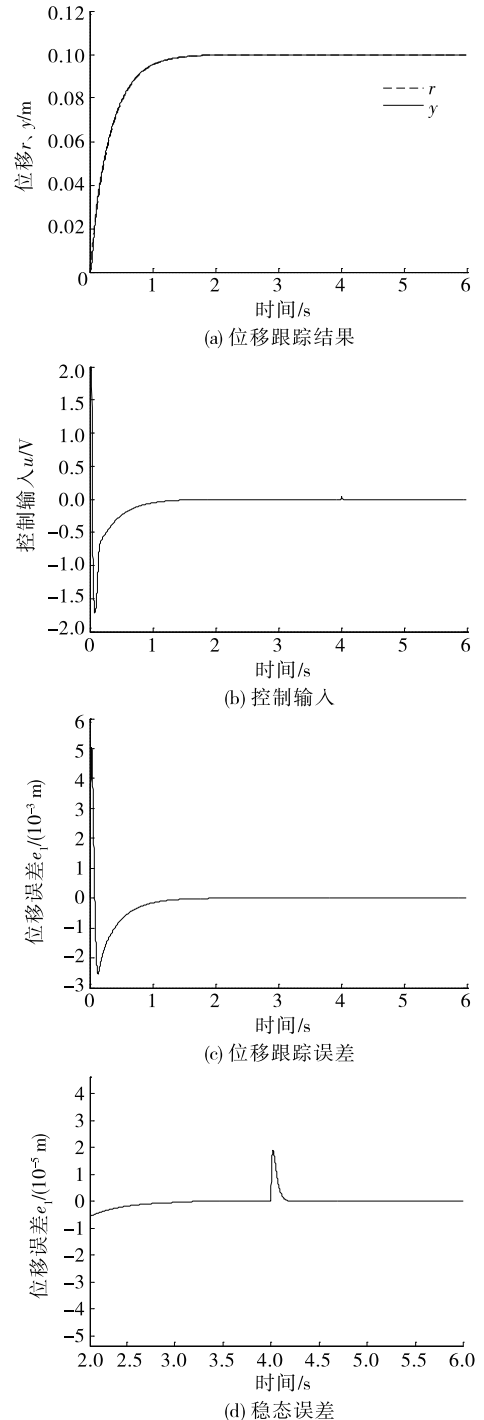


图 3 自耦 PD 控制结果

Figure 3 Control results using auto-coupling PD

与文献[19]相比,本文控制方法的响应速度快了 1 s,且在第 4 s 时刻存在外部扰动时,本文的抗扰动误差小于 2×10^{-5} m,而文献[19]的抗扰动误差小于 3.8×10^{-3} m,表明本文控制方法的抗扰动精度是文献[19]的 190 倍。此外,在外部扰动情况下,本文只需要 0.2 s 即可恢复到稳态,而文献[19]则需要 0.45 s 才能恢复到稳态,表明自耦 PD 控制方法具有良好的抗扰动鲁棒性。在控制器结构方面,文献[19]涉及 10 个控制器参数,而自耦 PD 控制器只涉及一个速度因子,便于实际应用。

4 结语

本文针对一类含有非匹配干扰的非线性未知系统以及直线电机系统的控制问题,使用了基于 ACPID 控制理论的控制方法。该方法将系统已知或未知的一切复杂因素定义为总扰动,从而将任意非线性系统映射为等价的线性扰动系统,根据文献[18]的自耦 PID 控制理论思想,设计了相应的 ACPD 控制器,并分析了 ACPD 闭环控制系统的鲁棒稳定性和抗扰动鲁棒性。为了获得良好的动态品质与稳态性能,设计了基于误差变化率的自适应速度因子模型,仿真结果表明了本文控制方法具有良好的动态品质与稳态性能。与文献[9]、[19]的控制方法相比,在控制器结构、响应速度、稳态精度等方面都具有明显优势,表明 ACPD 控制方法具有良好的抗总扰动鲁棒性,因而在电力、交通、航空航天等广泛的控制领域具有较大的应用前景。

参考文献:

- [1] CHOI H. LMI-based sliding surface design for integral sliding mode control of mismatched uncertain systems [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2007, 52(4): 736-742.
- [2] YANG J, LI S, YU, X. Sliding-mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 160-169.
- [3] LI S, YANG J, CHEN W, et al. Generalized extended state observer based control for systems with mismatched uncertainties [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(12): 4792-4802.
- [4] WEI X, GUO L. Composite disturbance-observer-based control and H_∞ control for complex continuous models [J]. International Journal of Robust & Nonlinear Control, 2010, 20(1): 106-118.
- [5] WEI X, GUO L. Composite disturbance-observer-based control and terminal sliding mode control for non-linear systems with disturbances [J]. International Journal of Control, 2009, 82(6): 1082-1098.
- [6] 李强, 方一鸣, 李建雄, 等. 非匹配不确定性下连铸结晶器振动位移系统准滑模控制 [J]. 控制与决策, 2020, 35(7): 1615-1622.
LI Qiang, FANG Yiming, LI Jianxiong, et al. Quasi-sliding mode control for mold vibration displacement system with unmatched uncertainties [J]. Control and Decision, 2020, 35(7): 1615-1622.
- [7] 曾喆昭, 吴亮东, 陈韦名. 基于 ESO 的一类线性时变系统自学习滑模控制方法 [J]. 控制与决策, 2016, 31(11): 2101-2105.
ZENG Zhezao, WU Liangdong, CHEN Weiming. Self-learning sliding mode control method of a class of linear time-varying systems based on ESO [J]. Control and Decision, 2016, 31(11): 2101-2105.
- [8] 曾喆昭, 吴亮东, 杨振源, 等. 非仿射系统的自学习滑模抗扰控制 [J]. 控制理论与应用, 2016, 33(7): 980-987.
ZENG Zhezao, WU Liangdong, YANG Zhenyuan, et al. Self-learning sliding mode disturbance rejection control for non-affine systems [J]. Control Theory & Applications, 2016, 33(7): 980-987.
- [9] 王坤, 王建美, 王芳, 等. 非匹配不确定系统的滑模控制及在电机控制中的应用 [J]. 控制理论与应用, 2019, 36(1): 143-150.
WANG Kun, WANG Jianmei, WANG Fang, et al. Sliding mode control for nonlinear system with mismatched uncertainties and application in motor control [J]. Control Theory & Applications, 2019, 36(1): 143-150.
- [10] CHEN S, BAI W Y, HU Y, et al. On the conceptualization of total disturbance and its profound implications [J]. Science China Information Sciences, 2020, 63(2): 221-223.
- [11] 贾鹤鸣, 宋文龙. 基于非线性干扰观测器的 L2 滤波反步控制 [J]. 中南大学学报(自然科学版), 2014, 45(8): 2640-2647.
JIA Heming, SONG Wenlong. L2 filtered backstepping

- control based on nonlinear disturbance observer[J]. Journal of Central South University (Science and Technology), 2014, 45(8): 2640-2647.
- [12] 杨晓骞, 李健, 董毅. 非线性不确定系统的非奇异快速终端滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2016, 33(6): 772-778.
YANG Xiaoqian, LI Jian, DONG Yi. A novel non-singular fast terminal sliding mode control of nonlinear systems with uncertain disturbances[J]. Control Theory & Applications, 2016, 33(6): 772-778.
- [13] 韩吉霞, 马飞越, 佃松宜, 等. 基于非线性干扰观测器不确定系统的终端滑模控制[J]. 电光与控制, 2020, 27(2): 28-34.
HAN Jixia, MA Feiyue, DIAN Songyi, et al. Terminal-sliding mode control for uncertain systems based on nonlinear disturbance observer[J]. Electronics Optics & Control, 2020, 27(2): 28-34.
- [14] 江道根, 江维, 潘世华, 等. 不确定非线性系统自适应反演积分滑模控制[J]. 控制工程, 2021, 28(9): 1780-1786.
JIANG Daogen, JIANG Wei, PAN Shihua, et al. Adaptive integral back-stepping sliding mode control for an uncertain nonlinear systems[J]. Control Engineering of China, 2021, 28(9): 1780-1786.
- [15] 彭泓, 柴华. 非匹配不确定系统的自适应反演滑模控制[J]. 测控技术, 2016, 35(9): 66-69.
PENG Hong, CHAI Hua. Adaptive backstepping quasi sliding mode control of mismatched uncertain systems [J]. Measurement & Control Technology, 2016, 35(9): 66-69.
- [16] 罗连杰, 佃松宜, 蒲明. 一类非线性不确定系统的滑模反演控制[J]. 电光与控制, 2017, 24(12): 27-30.
LUO Lianjie, DIAN Songyi, PU Ming. Backstepping sliding-mode control for an uncertain nonlinear system [J]. Electronics Optics & Control, 2017, 24(12): 27-30.
- [17] 李建雄, 章启宇, 高崇一, 等. 带有非匹配扰动的连铸结晶器振动位移系统自适应反步滑模控制[J]. 控制与决策, 2018, 35(3): 578-586.
LI Jianxiong, ZHANG Qiyu, GAO Chongyi, et al. Adaptive backstepping sliding mode control for the oscillation displacement system of continuous casting mold with unmatched perturbations[J]. Control and Decision, 2018, 35(3): 578-586.
- [18] 曾喆昭, 刘文珏. 自耦 PID 控制器[J]. 自动化学报, 2021, 47(2): 404-422.
ZENG Zhezao, LIU Wenjue. Self-coupling PID controllers[J]. Acta Automatica Sinica, 2021, 47(2): 404-422.
- [19] 陈志翔, 高钦和, 谭立龙, 等. 基于非线性扩张状态观测器的直线电机 PD 控制[J]. 国防科学技术大学学报, 2018, 40(6): 151-156.
CHEN Zhixiang, GAO Qinhe, TAN Lilong, et al. PD controller for linear motors via nonlinear extended state observer[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2018, 40(6): 151-156.