自耦 PID 控制器

曾喆昭 [1] 刘文珏 [1]

摘 要 针对比例–积分–微分 (Proportional-integral-differential, PID) 控制器的整定问题, 提出了自耦 PID (Self-coupling PID, SC-PID) 控制方法. 该方法将系统动态和内外不确定性定义为总和扰动, 从而将非线性不确定系统变换为线性不确定系统, 进而构建了总和扰动反相激励下的误差动态系统, 据此设计了 SC-PID 控制律模型和整定规则, 进而设计了自适应速度因子 (Adaptive speed factor, ASF) 模型. 数值仿真结果表明, SC-PID 具有快的响应速度、高的控制精度、良好的抗总和扰动鲁棒性等诸多优点. SC-PID 整定规则为现有 PID 整定结果的技术评估与技术升级提供了科学的理论依据, 在国防和工业控制领域具有广泛的应用价值.

关键词 非线性不确定系统, 自适应速度因子, 自耦 PID 控制, 整定规则, 全局稳定性

引用格式 曾喆昭, 刘文珏. 自耦 PID 控制器. 自动化学报, 2021, **47**(2): 404−422

DOI 10.16383/j.aas.c180290

Self-coupling PID Controllers

ZENG Zhe-Zhao[1] LIU Wen-Jue[1]

Abstract Aiming at tuning problem for proportional-integral-differential (PID) controller, the self-coupling PID (SC-PID) control method was proposed. Dynamic and uncertainty both inside and outside system was defined as a total disturbance in the proposed method, so as to transform nonlinear uncertain system to linear uncertain system, and then error dynamic system (EDS) inversely driven by the total disturbance was built. Control law and its tuning rules for SC-PID were designed on the basis of EDS, and then adaptive speed factor (ASF) model was designed. Numerical simulation results showed that SC-PID has fast response, high control accuracy, good global stability robustness and good total disturbance rejection robustness etc. many advantages. The SC-PID tuning rules will provide a scientific theoretical basis for the technical evaluation and technical upgrading of the existing PID tuning results, and has extensive application value in national defense and industrial control.

Key words Nonlinear uncertain system, adaptive speed factor, SC-PID control, tuning rule, global stability

Citation Zeng Zhe-Zhao, Liu Wen-Jue. Self-coupling PID controllers. *Acta Automatica Sinica*, 2021, **47**(2): 404−422

半个多世纪以来, 经典控制理论 (控制论) 与现代控制理论 (模型论) 独立发展, 形成了各自的方法论体系. 在实际控制工程中, 控制目标与被控对象实际行为之间的误差是容易获取的, 也是能够适当加以处理的, 因而 “基于误差来消除误差” 的控制策略的原形: 比例–积分–微分 (Proportional-integral-differential, PID) 控制器在实际工业控制领域获得了广泛应用[1−6]. 对于实际控制工程问题, 通常难以给出其内部机理的精确描述, 因而基于数学模型的现代控制理论给出的控制策略, 在实际控制工程领域难以获得有效应用, 这就是控制工程实践与控制理论之间延续了半个多世纪而难以获得很好解决的脱节现象[7−9]. 经典控制理论的精髓就是根据被控对象的实际值与期望值 (控制目标) 之间的偏差来形成控制策略, 只要合理选择 PID 控制器的增益参数使闭环系统稳定就能够实现控制目标, 这正是经典 PID 控制方法获得广泛应用的根本原因. 然而, 科学技术的发展对控制器的控制精度、响应速度和鲁棒稳定性提出了更高的要求, 导致传统 PID 控制器的缺点也逐渐展现出来[9−10]: 尽管传统 PID 控制系统能够保证闭环系统稳定, 然而, 闭环控制系统的动态品质对 PID 增益参数的变化敏感. 正是这个缺点导致了快速性和超调之间不可调和的矛盾[10], 因此, 当系统运行工况发生变化时, 控制器增益也需要随之变化, 因而各种改进型 PID 控制方法应运而生. 在对 PID 参数进行在线整定的过程中, 由于 PID 增益参数的整定值只是局部优化值, 而不是全局性的最优值, 因而在线整定 PID 增益参数的这种控制方法无法从根本上解决动态品质和稳态精度的矛

收稿日期 2018-05-08 录用日期 2019-01-18
Manuscript received May 8, 2018; accepted January 18, 2019
国家自然科学基金 (51877011), 湖南省教育厅重点项目 (17A006) 资助
Supported by National Natural Science Foundation of China (51877011), Key project of Education Department of Hunan Province (17A006)
本文责任编委 许斌
Recommended by Associate Editor XU Bin
1. 长沙理工大学电气与信息工程学院 长沙 410114
1. College of Electrical and Information Engineering, Changsha University of Science and Technology, Changsha 410114

盾[11]. 因此, PID 控制器增益参数的调节与优化一直是控制理论与控制工程领域广泛关注的问题. 二十余年来, PID 控制器在理论研究方面取得了长足发展, 经典 PID 控制器与其他控制理论方法相结合形成了一些新型的 PID 控制器, 例如: 基于知识推理的专家 PID 控制[12]、基于神经网络的 PID 控制[11, 13−17]、模糊 PID 控制[18]、预测 PID 控制[19]等. 此外, 一些现代优化方法也被应用于 PID 控制器的设计, 如采用遗传算法[20]、粒子群算法[21] 以及其他优化方法[22−23] 求取满足设计要求的 PID 控制器参数. 前面这些方法在 PID 优化控制方面都获得了不同程度的控制效果, 具有良好的跟踪性能和一定的抗干扰性能, 然而都存在计算量大的问题, 在实时控制方面存在不同程度的局限性. 为了减小 PID 增益参数在线优化的计算量, 曾喆昭提出了非线性 PID 自学习控制方法[24−25], 该方法不仅有效提高了非线性系统的自适应控制能力, 而且具有响应速度快、控制精度高、鲁棒稳定性好等特点, 然而, 抗扰动能力仍然欠佳. 由于传统 PID 控制原理是将误差的过去 (I)、现在 (P) 和将来 (变化趋势 D) 进行加权求和来形成控制信号, 尽管只要合理选取 PID 三个增益参数就能使闭环控制系统局部稳定, 然而, 误差以及误差的积分和微分是三个完全不同属性的物理量, 曾喆昭学者认为: 将三个不同属性的物理量独立加权求和来形成 PID 控制律模型是不合理的:

1) 违背了算术运算的基本规则: 不同属性的物理环节是不能独立加权求和的, 否则难以从物理意义上来准确理解传统 PID 控制律的数学模型;

2) 传统 PID 控制律的数学模型不异于强行将比例、积分和微分等三个不同属性的物理环节割离开来并独立对待, 由此导致了比例、积分和微分三个环节在控制过程中相互独立、各自为阵, 因而缺乏协同控制的科学思想;

3) 正因为传统 PID 控制律模型的不合理性, 导致 PID 的增益整定问题成为了控制科学与控制工程领域的世纪难题.

曾喆昭学者发现: 尽管误差的比例、积分和微分是三个不同属性的物理环节, 然而这三个环节都与误差有关, 三者之间一定存在某种内在的必然关系, 因此不应该将比例、积分和微分等三个不同属性的环节割离开来并独立对待, 而应该将三个不同属性的环节作为一个不可分割且有机统一的整体来对待. 近十年来, 曾喆昭学者在吸取 PID 控制、滑模控制 (Sliding mode control, SMC) 以及自抗扰控制 (Auto disturbance rejection controller, ADRC) 三大主流控制器优点的同时, 主要围绕其各自存在的局限性开展了相关改进性的研究工作, 特别是受跟踪微分器 (Tracking differentiator, TD) 模型思想的启发, 先后提出了 SC-PID 控制方法和 ASF 模型. 本文的理论研究结果与数值仿真实验都验证了 SC-PID 控制思想的正确性.

1 问题描述

考虑到 PID 包括 PI 和 PD 等三种控制器类型, 因此本文要研究的 SC-PID 也包括相应的三种类型, 即 SC-PI、SC-PID 和 SC-PD. 考虑到 PI 控制器的广泛应用, 下面先研究 SC-PI 控制方法, 然后再研究 SC-PID 和 SC-PD 控制方法.

1.1 一阶非仿射非线性不确定系统

考虑一阶非仿射非线性不确定系统:

$$\begin{cases}\dot{x} = f(x,u) + d_1\\ y = x\end{cases} \tag{1}$$

其中, $x \in \mathbf{R}$ 是可测量状态, $u \in \mathbf{R}$ 是控制输入, $y \in \mathbf{R}$ 是系统输出, $f(x,u)$ 是未知不确定函数, d_1 是未知外部有界扰动.

由于系统 (1) 是一类一阶非仿射非线性不确定系统, 因此本文将系统未知不确定动态和外部扰动定义为总和扰动, 即

$$d = f(x,u) + d_1 - b_0 u \tag{2}$$

其中, $b_0 \neq 0$ 是控制增益的估计值 (不要求精确估计).

因此, 系统 (1) 改写为

$$\begin{cases}\dot{x} = d + b_0 u\\ y = x\end{cases} \tag{3}$$

显然, 系统 (3) 是一类一阶线性不确定仿射系统, 而且与系统 (1) 是等价的.

1.2 二阶非仿射非线性不确定系统

考虑二阶非仿射非线性系统为:

$$\begin{cases}\dot{x}_1 = x_2\\ \dot{x}_2 = f(x_1,x_2,u) + d_1\\ y = x_1\end{cases} \tag{4}$$

其中, $x_1, x_2 \in \mathbf{R}$ 是可测量的两个状态, $u \in \mathbf{R}$ 是控制输入, $y \in \mathbf{R}$ 是系统输出, $f(x_1,x_2,u)$ 是未知不确定函数, d_1 是未知外部有界扰动.

由于系统 (4) 是一类二阶非仿射非线性不确定系统, 因此本文将系统未知不确定动态和外部扰动定义为总和扰动, 即

$$d = f(x_1,x_2,u) + d_1 - b_0 u \tag{5}$$

其中, $b_0 \neq 0$ 是控制增益的估计值 (不要求精确估计).

因此, 系统 (4) 改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = d + b_0 u \\ y = x_1 \end{cases} \tag{6}$$

显然, 系统 (6) 是一类二阶线性不确定仿射系统, 而且与系统 (4) 是等价的.

本节的主要思想是: 将一类非仿射非线性不确定系统转换为一类线性不确定仿射系统. 其主要特色是: 淡化了线性与非线性、时变与时不变性、确定与不确定、仿射与非仿射等系统分类的概念或界定, 将一类复杂非线性系统的控制问题转化为一类线性不确定仿射系统的控制问题. 尽管系统 (1) 和系统 (4) 没有显含时变参数, 但是可以将系统的时变性归类于系统内部的不确定性.

2 SC-PID 控制器研究

针对一阶和二阶线性不确定仿射系统的控制问题, 分别进行相应的 SC-PID 控制器设计.

2.1 SC-PI 控制器设计

设被控系统的期望轨迹为 r, 针对一阶非仿射非线性不确定系统 (1) 或其等价的线性不确定仿射系统 (3) 的控制问题, 定义跟踪控制误差为:

$$e_1 = r - y \tag{7}$$

定义误差的积分:

$$e_0 = \int e_1 \mathrm{d}\tau \tag{8}$$

结合系统 (3) 可得:

$$\dot{e}_1 = \dot{r} - \dot{y} = \dot{r} - d - b_0 u \tag{9}$$

根据式 (7) ∼ (9) 可得受控误差系统:

$$\begin{cases} \dot{e}_0 = e_1 \\ \dot{e}_1 = \dot{r} - d - b_0 u \end{cases} \tag{10}$$

由受控误差系统 (10) 定义 SC-PI 控制器模型为:

$$u = \frac{\dot{r} + z_c^2 e_0 + 2 z_c e_1}{b_0} \tag{11}$$

其中, $z_c > 0$ 是 SC-PI 控制器的速度因子.

基于 SC-PI 的闭环控制系统如图 1 所示.

与传统 PI 控制器相比, SC-PI 控制器 (11) 的主要创新点在于只有一个速度因子 z_c; 其主要特色是: 通过 z_c 将比例和积分两个不同属性的物理环节紧密耦合在一起形成协同控制信号, 因此, SC-PI 的增益整定规则为:

$$k_p = 2 z_c,\ k_i = z_c^2$$

传统 PI 控制器将 k_p 和 k_i 两者分离开来并独立对待, 是否存在合理性问题, 作者不予过多评价. 然而, PI 控制器的增益整定问题一直是个世纪难题.

2.2 SC-PID 控制器设计

被控系统的期望轨迹为 r, 针对二阶非仿射非线性不确定系统 (4) 或与其等价的线性不确定仿射系统 (6) 的控制问题, 定义跟踪控制误差为:

$$e_1 = r - y \tag{12}$$

定义误差的积分:

$$e_0 = \int e_1 \mathrm{d}\tau \tag{13}$$

结合系统 (6) 可得:

$$e_2 = \dot{e}_1 = \dot{r} - \dot{y} = \dot{r} - x_2 \tag{14}$$

$$\dot{e}_2 = \ddot{e}_1 = \ddot{r} - d - b_0 u \tag{15}$$

根据式 (13) ∼ (15) 可得受控误差系统:

$$\begin{cases} \dot{e}_0 = e_1 \\ \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = \ddot{r} - d - b_0 u \end{cases} \tag{16}$$

由受控误差系统 (16) 定义 SC-PID 控制器模型为:

$$u = \frac{\ddot{r} + z_c^3 e_0 + 3 z_c^2 e_1 + 3 z_c e_2}{b_0} \tag{17}$$

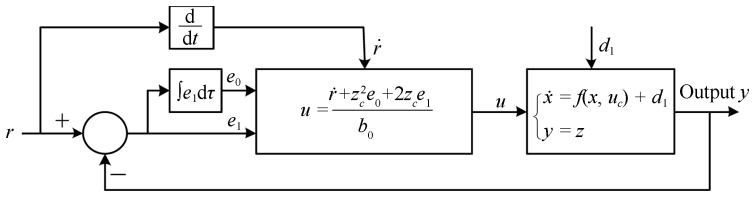


图 1 基于 SC-PI 的闭环控制系统模型

Fig. 1 Closed loop control system based on SC-PI

其中, $z_c > 0$ 是 SC-PID 控制器的速度因子.

基于 SC-PID 的闭环控制系统如图 2 所示.

与传统 PID 控制器相比, SC-PID 控制器 (17) 的主要创新点在于只有一个速度因子 z_c; 其主要特色是通过 z_c 将比例、积分和微分等三个不同属性的物理环节紧密耦合在一起来形成控制信号, 因此, SC-PID 的增益整定规则为:

$$k_p = 3z_c^2, k_i = z_c^3, k_d = 3z_c \tag{18}$$

就控制论而言, PID 及其各种改进型 PID 控制器都是多参数的控制器. 从目前已有的研究成果来看, 这些控制器的各参数之间是完全独立的, 而且与被控对象有关: 对于不同的被控对象, PID 控制器的增益千差万别; 即便是同一个对象, 当系统模型参数发生变化或工况状态发生变化时, 必须重新整定 PID 的三个增益参数. 显然, 尽管 PID 的控制律不依赖于被控对象, 然而, PID 的三个增益参数却与被控对象相关, 因此, 传统 PID 的增益整定方法背离了控制论的精髓, 从而导致了增益整定的世纪难题. 从理论上来说, 独立的多参数控制器确实增加了可行域的选择范围, 然而从实际控制工程而言, 却显著增加了各参数的整定难度.

作者发现: 尽管比例、积分和微分是三个不同属性的物理环节, 然而却都与误差有关, 因此, 三个不同属性的环节之间一定存在内在的必然联系, 而且一定是一个不可分割且有机统一的整体. SC-PID 控制器中的速度因子 $z_c > 0$ 正是将比例 – 积分 – 微分等三个不同属性环节紧密耦合在一起的内在关键因子.

2.3 SC-PD 控制器设计

如果不考虑积分环节, 根据式 (14) 和 (15) 可得受控误差系统为:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = \ddot{r} - d - b_0 u \end{cases} \tag{19}$$

由受控误差系统 (19) 定义 SC-PD 控制器模型为:

$$u = \frac{\ddot{r} + z_c^2 e_1 + 2z_c e_2}{b_0} \tag{20}$$

其中, $z_c > 0$ 是 SC-PD 控制器的速度因子.

基于 SC-PD 的闭环控制系统如图 3 所示.

与传统 PD 控制器相比, SC-PD 控制器 (20) 的主要创新点在于只有一个速度因子 z_c; 其主要特色是通过 z_c 将比例和微分两个不同属性的物理环节紧密耦合在一起来形成控制信号, 因此, SC-PD 的增益整定规则为:

$$k_p = z_c^2, k_d = 2z_c \tag{21}$$

3 控制系统分析与自适应速度因子

本文设计了 SC-PI、SC-PID 和 SC-PD 等三类自耦 PID 控制器, 由这三类控制器分别构成的闭环控制系统是否稳定正是本文要重点研究的主要内容之一.

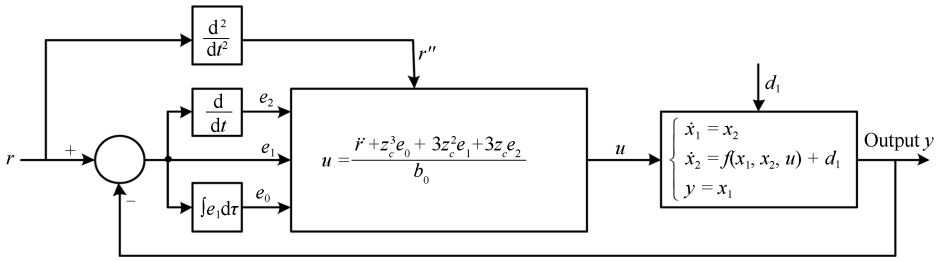


图 2　基于 SC-PID 的闭环控制系统模型

Fig. 2　Closed loop control system based on SC-PID

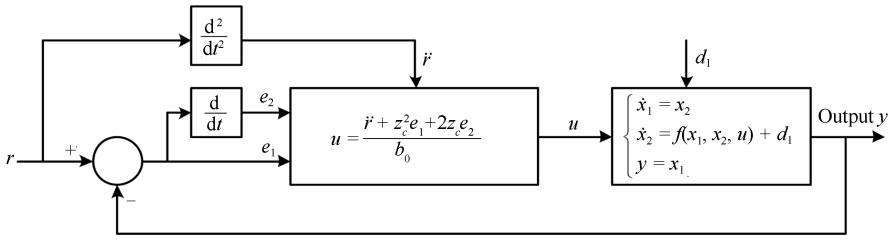


图 3　基于 SC-PD 的闭环控制系统模型

Fig. 3　Closed loop control system based on SC-PD

3.1 控制系统分析

定理 1. 假设式 (2) 定义的总和扰动有界: $|d| < \infty$, 则当且仅当速度因子 $z_c > 0$ 时, 由式 (11) 定义的 SC-PI 控制器组成的闭环控制系统是大范围稳定的, 而且 SC-PI 控制系统具有良好的抗总和扰动鲁棒性.

证明.

1) 稳定性分析

将式 (11) 定义的 SC-PI 控制器代入式 (10) 所示的受控误差系统, 可得闭环控制系统:

$$\begin{cases} \dot{e}_0 = e_1 \\ \dot{e}_1 = -d - z_c^2 e_0 - 2z_c e_1 \end{cases} \tag{22}$$

显然, 闭环控制系统 (22) 是一个在总和扰动 d 反相激励下的误差动态系统. 考虑到初始状态: $e_0^- = 0$, $e_1^- \neq 0$, 对系统 (22) 取单边拉普拉斯变换, 并整理得:

$$E_1(s) = \frac{e_1^- s}{(s+z_c)^2} - \frac{s}{(s+z_c)^2} D(s) \tag{23}$$

其中, 系统 (23) 的第一项是零输入响应, 第二项是零状态响应.

由系统 (23) 可得闭环控制系统的传输函数为:

$$H(s) = -\frac{s}{(s+z_c)^2}$$

相应的单位冲激响应为:

$$h(t) = (z_c t - 1)\exp(-z_c t),\ t > 0$$

当 $z_c > 0$ 时, 则有: $\lim_{t\to\infty} h(t) = 0$. 显然, 参数 z_c 越大, $h(t) \to 0$ 的速度则越快, 因此称 z_c 为速度因子, 下同. 当 $z_c > 0$ 时, 由于闭环控制系统的传输函数唯一的双重极点 $s_p = -z_c < 0$ 在 S 左半平面, 因此, 闭环控制系统 (22) 或 (23) 是大范围稳定的.

2) 抗扰动鲁棒性分析

闭环控制系统 (23) 的时域解为:

$$e_1(t) = -e_1^- h(t) + h(t) * d(t)$$

当 $z_c > 0$ 时, 由于 $\lim_{t\to\infty} h(t) = 0$, 因此, 只要 $|d| < \infty$, 则必有下式成立:

$$\lim_{t\to\infty} e_1(t) = 0$$

理论分析表明, 在式 (11) 定义的 SC-PI 控制器作用下, 被控系统 (1) 或 (3) 的跟踪控制误差 $e_1 = r - y$ 可以从任意不为零的初始状态 $e_1^- \neq 0$ 向稳定的平衡点零点趋近, 理论上可以实现精确控制. 当 $z_c > 0$ 时, 由于 $e_1(t) \to 0$ 只与 $|d| < \infty$ 有关, 而与总和扰动 d 的具体模型无关, 因此, SC-PI 控制器具有良好的抗总和扰动鲁棒性.

上述复频域分析和时域分析表明, 当速度因子 $z_c > 0$ 时, 不仅由 SC-PI 控制器组成的闭环控制系统是大范围稳定的, 而且只要 $|d| < \infty$, 跟踪控制误差可以从任意不为零的初始状态 $e_1^- \neq 0$ 向稳定的平衡点零点趋近, 因而具有良好的抗总和扰动鲁棒性. □

定理 2. 假设式 (5) 定义的总和扰动有界: $|d| < \infty$, 则当且仅当速度因子 $z_c > 0$ 时, 由式 (17) 定义的 SC-PID 控制器组成的闭环控制系统是大范围稳定的, 而且 SC-PID 控制器具有良好的抗总和扰动鲁棒性.

证明.

1) 稳定性分析

将式 (17) 定义的 SC-PID 控制器代入式 (16) 所示的受控误差系统, 可得闭环控制系统:

$$\begin{cases} \dot{e}_0 = e_1 \\ \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = -d - z_c^3 e_0 - 3z_c^2 e_1 - 3z_c e_2 \end{cases} \tag{24}$$

显然, 闭环控制系统 (24) 是一个在总和扰动 d 反相激励下的误差动态系统. 考虑到初始状态: $e_0^- = 0$, $e_1^- \neq 0$, $e_2^- \neq 0$, 对系统 (24) 取单边拉普拉斯变换, 并整理得:

$$E_1(s) = [-(e_1^- s + e_2^- + 3e_1^- z_c) + D(s)]H(s) \tag{25}$$

其中, 系统 (25) 的第一项是零输入响应, 第二项是零状态响应.

且闭环控制系统的传输函数为:

$$H(s) = -\frac{s}{(s+z_c)^3}$$

其单位冲激响应为:

$$h(t) = (0.5 z_c t^2 - t)\exp(-z_c t), t > 0$$

且

$$\dot{h}(t) = (-0.5 z_c^2 t^2 + 2z_c t - 1)\exp(-z_c t)$$

$$\ddot{h}(t) = (0.5 z_c^3 t^2 - 3z_c^2 t + 3z_c)\exp(-z_c t)$$

由于 $z_c > 0$ 时, 闭环控制系统传输函数唯一的三重极点 $s_p = -z_c < 0$ 在 S 左半平面, 因此, 闭环控制系统 (24) 或 (25) 是全局渐近稳定的.

2) 抗扰动鲁棒性分析

闭环控制系统 (24) 或 (25) 的时域解为:

$$e_1(t) = -e_1^- \dot{h}(t) - (e_2^- + 3z_c e_1^-)h(t) + h(t) * d(t)$$

$$e_2(t) = -e_1^- \ddot{h}(t) - (e_2^- + 3z_c e_1^-)\dot{h}(t) + \dot{h}(t) * d(t)$$

当 $z_c > 0$ 时, 由于:

$$\lim_{t\to\infty} h(t) = 0$$

$$\lim_{t\to\infty} \dot{h}(t) = 0$$

$$\lim_{t\to\infty} \ddot{h}(t) = 0$$

因此, 只要 $|d| < \infty$, 则必有下式成立:

$$\lim_{t\to\infty} e_1(t) = 0, \quad \lim_{t\to\infty} e_2(t) = 0$$

理论分析表明, 在式 (17) 定义的 SC-PID 控制器作用下, 被控系统 (4) 或 (6) 的跟踪控制误差 $e_1 = r - y$ 及其微分 $e_2 = \dot{e}_1$ 可以从任意不为零的初始状态 $(e_1^- \neq 0, e_2^- \neq 0)$ 向稳定的平衡点原点 (0, 0) 趋近, 理论上可以实现精确控制. 当 $z_c > 0$ 时, 由于 $(e_1, e_2) \to (0, 0)$ 只与 $|d| < \infty$ 有关, 而与总和扰动 d 的具体模型无关, 因此, SC-PID 控制器具有良好的抗总和扰动鲁棒性.

上述复频域分析和时域分析表明, 当速度因子 $z_c > 0$ 时, 不仅由 SC-PID 控制器组成的闭环控制系统是大范围稳定的, 而且只要 $|d| < \infty$, 跟踪误差及其微分可以从任意不为零的初始状态 $(e_1^- \neq 0, e_2^- \neq 0)$ 向稳定的平衡点原点 (0, 0) 趋近, 因而具有良好的抗总和扰动鲁棒性. □

定理 3. 假设式 (5) 定义的总和扰动有界: $|d| < \infty$, 则当且仅当速度因子 $z_c > 0$ 时, 由式 (20) 定义的 SC-PD 控制器组成的闭环控制系统是大范围稳定的, 且 SC-PD 控制系统具有良好的抗总和扰动鲁棒性.

证明.

1) 稳定性分析

将式 (20) 定义的 SC-PD 控制器代入式 (19) 所示的受控误差系统, 可得闭环控制系统:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = -d - z_c^2 e_1 - 2z_c e_2 \end{cases} \tag{26}$$

显然, 闭环控制系统 (26) 是一个在总和扰动 d 反相激励下的误差动态系统. 考虑到初始状态: $e_1^- \neq 0$, $e_2^- \neq 0$, 对系统 (26) 取单边拉普拉斯变换, 并整理得:

$$E_1(s) = [-(e_1^- s + e_2^- + 2z_c e_1^-) + D(s)]H(s) \tag{27}$$

其中, 误差系统 (27) 的第一项是零输入响应, 第二项是零状态响应.

且闭环控制系统的传输函数为:

$$H(s) = -\frac{1}{(s + z_c)^2}$$

其单位冲激响应为:

$$h(t) = -t\exp(-z_c t), t > 0$$

且

$$\dot{h}(t) = (z_c t - 1)\exp(-z_c t), t > 0$$

$$\ddot{h}(t) = (-z_c^2 t + 2z_c)\exp(-z_c t), t > 0$$

由于 $z_c > 0$ 时, 闭环控制系统传输函数唯一的二重极点 $s_p = -z_c < 0$ 在 S 左半平面, 因此, 闭环控制系统 (26) 或 (27) 是大范围稳定的.

2) 抗扰动鲁棒性分析

闭环控制系统 (26) 或 (27) 的时域解为:

$$e_1(t) = -e_1^- \dot{h}(t) - (e_2^- + 2z_c e_1^-)h(t) + h(t) * d(t)$$

$$e_2(t) = -e_1^- \ddot{h}(t) - (e_2^- + 2z_c e_1^-)\dot{h}(t) + \dot{h}(t) * d(t)$$

当 $z_c > 0$ 时, 由于:

$$\lim_{t\to\infty} h(t) = 0$$

$$\lim_{t\to\infty} \dot{h}(t) = 0$$

$$\lim_{t\to\infty} \ddot{h}(t) = 0$$

因此, 只要 $|d| < \infty$, 则必有下式成立:

$$\lim_{t\to\infty} e_1(t) = 0, \quad \lim_{t\to\infty} e_2(t) = 0$$

理论分析表明, 在式 (20) 定义的 SC-PD 控制器作用下, 被控系统 (4) 或 (6) 的跟踪控制误差 $e_1 = r - y$ 及其微分 $e_2 = \dot{e}_1$ 可以从任意不为零的初始状态 $(e_1^- \neq 0, e_2^- \neq 0)$ 向稳定的平衡点原点 (0, 0) 趋近, 理论上可以实现精确控制. 当 $z_c > 0$ 时, 由于 $(e_1, e_2) \to (0, 0)$ 只与 $|d| < \infty$ 有关, 而与总和扰动 d 的具体模型无关, 因此, SC-PID 控制系统具有良好的抗总和扰动鲁棒性.

上述复频域分析和时域分析表明, 当速度因子 $z_c > 0$ 时, 不仅由 SC-PD 控制器组成的闭环控制系统是大范围稳定的, 而且只要 $|d| < \infty$, 跟踪误差及其微分可以从任意不为零的初始状态 $(e_1^- \neq 0$, $e_2^- \neq 0)$ 向稳定的平衡点原点 (0, 0) 趋近, 具有良好的抗总和扰动鲁棒性. □

3.2 自适应速度因子

尽管上述三个定理都表明了只要总和扰动有界: $|d| < \infty$, 且速度因子 $z_c > 0$ 时, 分别由 SC-PI、SC-PID 和 SC-PD 组成的闭环控制系统都是大范围稳定的, 而且 SC-PI、SC-PID 和 SC-PD 等控制系统分别具有良好的抗扰动鲁棒性, 同时也表明了三类控制器的速度因子 z_c 具有很大的整定裕度. 为了提高控制系统的动态响应速度和抗扰动能力, 要求 z_c 越大越好. 然而, 如果 z_c 太大, 会使积分环节的增益

权重 z_c^3 很大, 在动态响应初期, 可能会因积分饱和而出现超调与振荡现象. 因此, 在保证响应速度快和抗扰动能力强的同时, 为了避免因积分饱和问题出现超调与振荡现象, 本文设计了一种自适应速度因子模型, 即:

$$z_c = \frac{\alpha}{T_t}[1 - 0.9\exp(-\beta t)] \tag{28}$$

其中, $0 < \alpha < 100$, $\beta = 1/T_t$, T_t 是由动态过渡到稳态的过渡过程时间.

为了便于实际应用, 对于快系统而言, 通常在 $10 < \alpha < 100$ 范围内任意取值; 对于慢系统而言, 通常在 $1 \le \alpha \le 10$ 范围内任意取值. α 越大, 则响应速度越快, 抗扰动能力越强; 否则反之. 过渡过程时间 T_t 则由被控系统的时间尺度特性来确定: 如果实际要求在 1 s 时间内实现稳态跟踪控制, 则取 $T_t = 1$ s, 依次类推.

3.3 SC-PID 控制器合理性分析

由式 (29) 可知, 由于过渡过程时间 T_t 的量纲是秒 (s), 因此, 速度因子 z_c 的量纲是: s^{-1}. 以被控对象 (6) 为例, 假设 x_1 和 x_2 分别表示位移 (米: m) 和速度 (米/秒: ms^{-1}), 因而其量纲分别为: m 和 ms^{-1}. 设期望输出为 r, 其量纲为: m, 则有误差及其积分和微分分别为:

误差: $e_1 = r - y$, 量纲: m;

积分: $e_0 = \int e_1 \mathrm{d}\tau$, 量纲: ms;

微分: $e_2 = \dot{r} - \dot{y}$, 量纲: ms^{-1}.

下面定性分析 SC-PID 中 4 个不同环节的物理属性:

1) 期望加速度: $\ddot{r}$, 量纲: ms^{-2} ;

2) 积分环节: $z_c^3 e_0$, 量纲: $\mathrm{s}^{-3}\,\mathrm{ms} = \mathrm{ms}^{-2}$;

3) 比例环节: $3z_c^2 e_1$, 量纲: $\mathrm{s}^{-2}\mathrm{m} = \mathrm{ms}^{-2}$;

4) 微分环节: $3z_c e_2$, 量纲: $\mathrm{s}^{-1}\mathrm{ms}^{-1} = \mathrm{ms}^{-2}$.

显然, SC-PID 控制器中各个不同环节通过速度因子转换后都成为相同的物理量纲: ms^{-2}, 即加速度量纲. 假设系统增益系数 b_0 的量纲为: kg^{-1}, 那么, 控制信号 u 的量纲就是牛顿, 因而控制信号 u 相当于力的地位, 或者说, 也称控制信号 u 为控制力.

上述仅是以位移运动系统为例进行类比定性分析, 同样, 也可以使用转动系统进行类比定性分析, 在此不再一一列举.

总之, 本文提出的 SC-PID 控制器模型, 明确了各个不同属性的环节通过速度因子进行量纲转换后, 都成为了力的属性单元, 并通过加权求和来形成控制器的合力. 本文指出传统 PID 控制律模型的不合理性, 主要是针对三个独立增益而言的, 并不是否定 PID 的历史地位及其历史功绩, 而是作者近年来心存以下质疑:

1) 比例增益、积分增益和微分增益究竟是什么属性?

2) 三者之间是否存在必然的关系?

3) 如何整定三个增益?

4) 控制信号 u 是什么属性?

如何解决上述系列质疑问题, 正是作者近年来一直思考的问题. 在控制过程中, 由于比例、积分和微分等三个不同环节之间互相影响, 不明确解决上述问题, 增益参数的整定永远都是一个难题. 本文提出的 SC-PID 控制器正是为了解决这些质疑问题而问世的, 它能够使没有任何控制理论基础或没有任何控制工程经验的人都可以对陌生的被控对象进行控制, 因而也可称之为傻瓜型控制理论方法.

4 数值仿真实验与分析

为了验证本文提出的 SC-PI、SC-PID 和 SC-PD 等三类控制方法的有效性, 分别进行下列仿真实验. 在仿真实验中, 设期望轨迹分别为正弦信号和单位阶跃信号. 考虑到 SC-PID 和 SC-PD 控制器都涉及到期望信号的微分信息, 因此, 针对期望轨迹为单位阶跃信号的情况, 使用如下过渡过程:

$$r(t) = 1 - \exp(-5t) \tag{29}$$

其微分信息为: $\dot{r}(t) = 5\exp(-5t)$, 加速度信息为: $\ddot{r}(t) = -25\exp(-5t)$.

4.1 考虑一阶非仿射非线性不确定系统[26−27]

$$\begin{cases} \dot{x} = \sin(x) + 0.1u^3 + 0.5u^2 + u\sin(u) + d_1 \\ y = x \end{cases} \tag{30}$$

其中, 系统未知动态为:

$$f(x,u) = \sin(x) + 0.1u^3 + 0.5u^2 + u\sin(u)$$

d_1 是幅值为 ± 1 的方波振荡外部扰动. 设总和扰动为: $d = f(x,u) + d_1 - b_0 u$, 给定初始状态为 $x(0) = 0.5$, 设 $\alpha = 63$, $\beta = 1$, 则 SC-PI 控制器的自适应速度为:

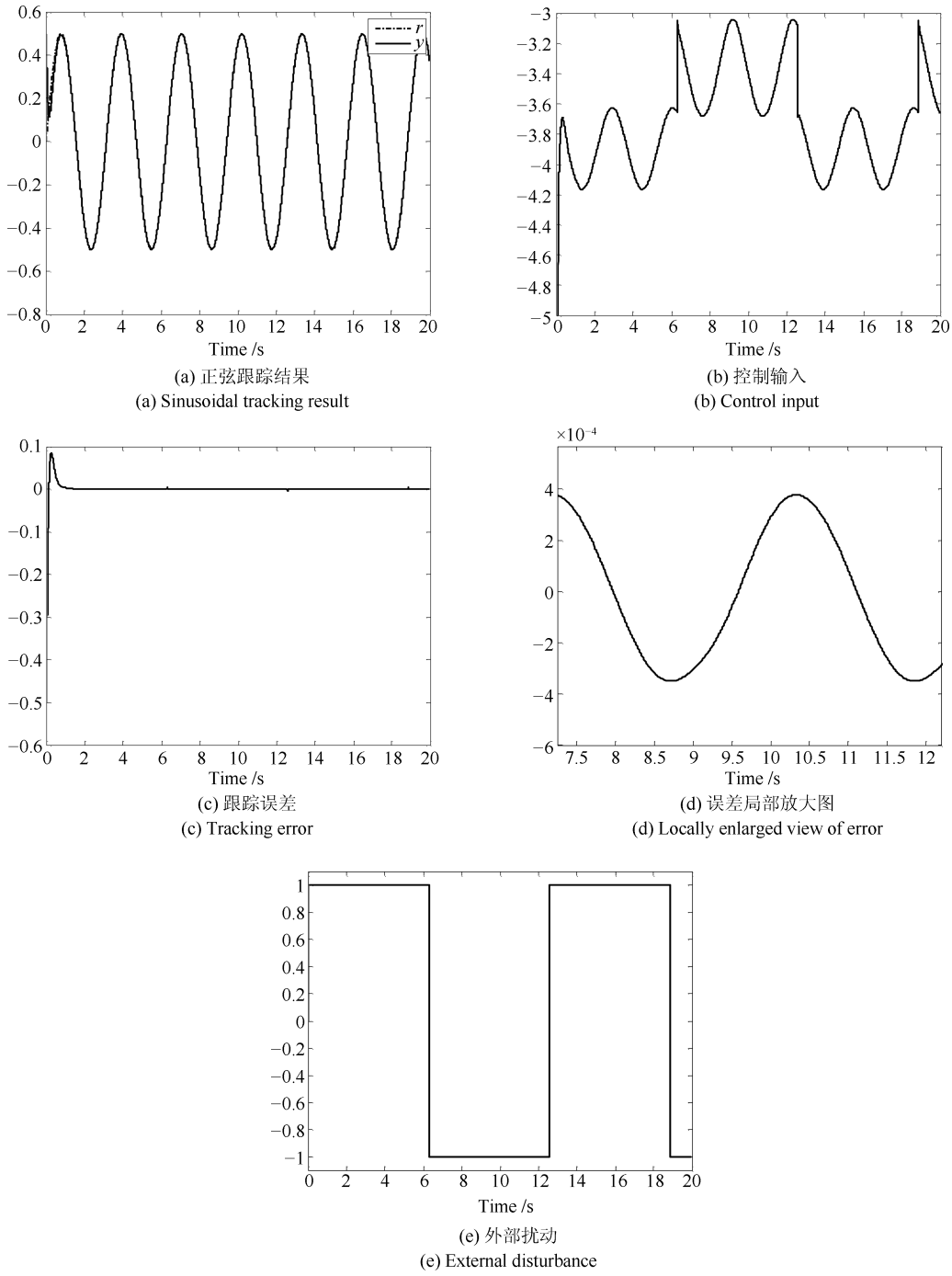
$$z_c = 63[1 - 0.9\exp(-t)]$$

下列三个仿真实验都使用相同的控制器参数:

$$z_c = 63[1 - 0.9\exp(-t)], b_0 = 1$$

仿真实验 1. SC-PI 的正弦跟踪控制

当期望轨迹为正弦信号时, 即 $r(t) = 0.5\sin(2t)$, 使用 SC-PI 控制器的仿真结果如图 4 所示.



(a) 正弦跟踪结果
(a) Sinusoidal tracking result

(b) 控制输入
(b) Control input

(c) 跟踪误差
(c) Tracking error

(d) 误差局部放大图
(d) Locally enlarged view of error

(e) 外部扰动
(e) External disturbance

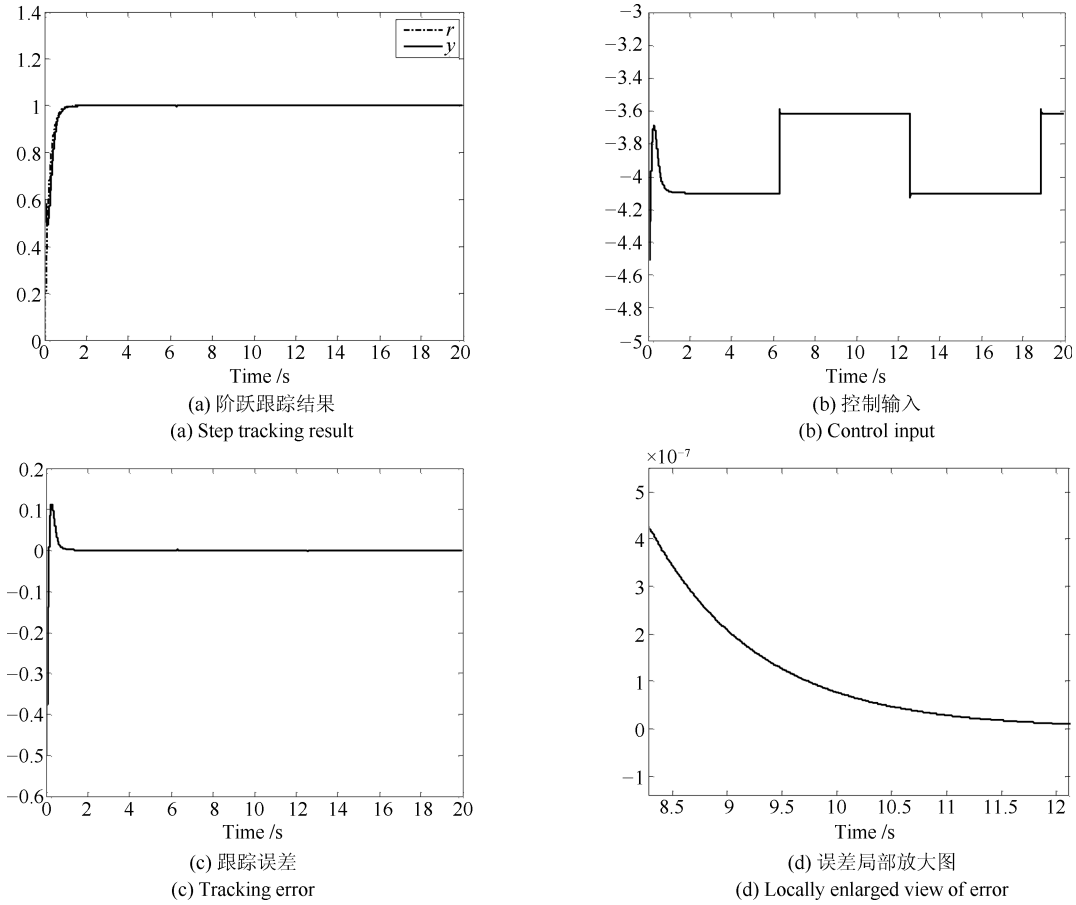
图 4　SC-PI 的正弦跟踪控制结果

Fig. 4　Sinusoidal tracking control results of SC-PI

下列所有仿真实验中的外部扰动都与图 4 (e) 完全相同, 为了节省篇幅, 不再一一列出.

仿真实验 2. SC-PI 的阶跃跟踪控制

当期望轨迹为单位阶跃信号时, 使用 SC-PI 控制器的仿真结果如图 5 所示. 由图 4 和图 5 可知, 同一个 SC-PI 控制器可以实现正弦跟踪和阶跃跟踪两种不同工况状态的有效控制, 不仅响应速度快、控制精度高、无超调、无波动、无抖振, 而且具有很强的抗扰动能力, 理论研究结果和仿真实验结果都表明了本文研究的 SC-PI 控制器是有效的. 与文献 [26] 和 [27] 相比, 本文的 SC-PI 控制方法因免除了扰动观测器, 使得控制器结构更为简单, 实时性更好. 此外, 文献 [26] 和 [27] 只做了正弦跟踪控制实验, 没有进行阶跃跟踪控制实验.



(a) 阶跃跟踪结果
(a) Step tracking result

(b) 控制输入
(b) Control input

(c) 跟踪误差
(c) Tracking error

(d) 误差局部放大图
(d) Locally enlarged view of error

图 5 SC-PI 的阶跃跟踪控制结果

Fig. 5 Step tracking control results of SC-PI

仿真实验 3. 时变系统的 SC-PI 阶跃跟踪控制

被控对象 (30) 中有三个模型参数 1、0.1 和 0.5. 假设这三个模型参数是时变的, 且分别设为:

$$a_1 = 1 + 0.1\sin(2t)$$

$$b_1 = 0.1 + 0.01\sin(t)$$

$$b_2 = 0.5 + 0.05\cos(t)$$

则一阶非仿射非线性不确定系统 (30) 变为非仿射非线性时变不确定系统 (31)

$$\begin{cases} \dot{x} = a_1\sin(x) + b_1u^3 + b_2u^2 + u\sin(u) + d_1 \\ y = x \end{cases} \tag{31}$$

使用同一套 SC-PI 控制器对时变系统 (31) 进行阶跃跟踪控制实验, 结果如图 6 所示. 由图 6 可知, 使用同一套 SC-PI 控制器对时变系统 (31) 进行阶跃跟踪控制实验, 仍然获得了很好的控制效果, 进一步表明了本文研究的 SC-PI 控制器对系统时变性和外部扰动具有很好的鲁棒性.

4.2 考虑二阶非仿射非线性不确定系统[26−27]

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, u) + d_1 \\ y = x_1 \end{cases} \tag{32}$$

其中, d_1 为外部有界扰动. 系统未知动态为:

$$f = x_1^2 + x_2^2 + 0.1(1 + x_2^2)\mathrm{e}^u + 0.15u^3 + \sin(0.1u)$$

设总和扰动为: $d = f(x_1, x_2, u) + d_1 - b_0u$. 给定初始状态为 $x_1(0) = x_2(0) = 0.5$, 设 $\alpha = 63$, $\beta = 1$, 则 SC-PID 控制器的自适应速度为:

$$z_c = 63[1 - 0.9\exp(-t)]$$

(与 SC-PI 的自适应速度完全相同).

下列三个仿真实验都使用同一套控制器参数:

$$z_c = 63[1 - 0.9\exp(-t)], b_0 = 1$$

仿真实验 4. SC-PID 的正弦跟踪控制

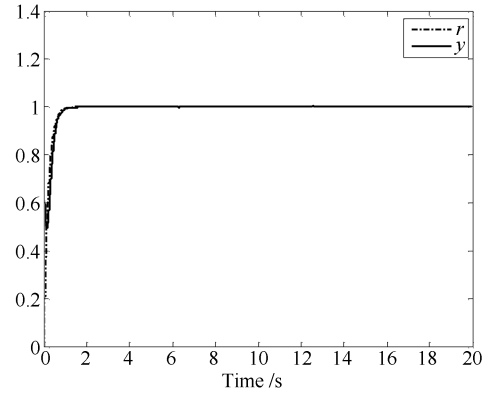
设期望的正弦轨迹与仿真实验 1 的完全相同, 使用 SC-PID 控制器的仿真结果如图 7 所示.

仿真实验 5. SC-PID 的阶跃跟踪控制

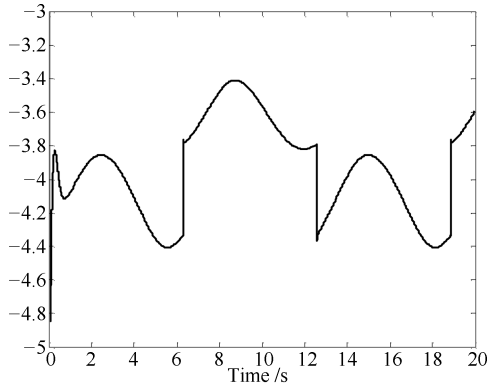
设期望的阶跃轨迹与仿真实验 2 的完全相同, 使用 SC-PID 控制器的仿真结果如图 8 所示. 由图 7 和图 8 可知, 同一套参数的 SC-PID 控制器可以实现正弦跟踪和阶跃跟踪两种不同工况状态的有效控制, 不仅响应速度快、控制精度高、无超调、无波动、无抖振, 而且具有很强的抗扰动能力, 理论研究结果和仿真实验结果都表明了本文研究的 SC-PID 控制器是有效的. 与文献 [26] 和 [27] 相比, 本文的 SC-PID 控制方法因免除了扰动观测器, 使得控制器结构更为简单, 实时性显著提高.

仿真实验 6. 时变系统的 SC-PID 阶跃跟踪控制实验

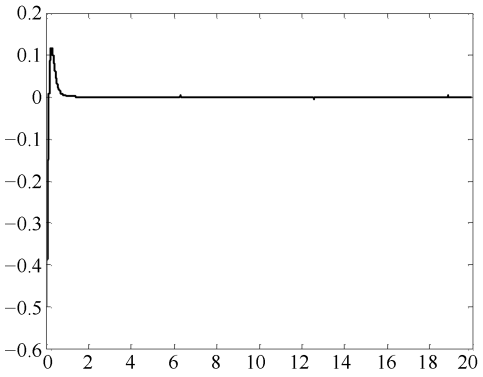
被控对象 (32) 中未知动态函数:



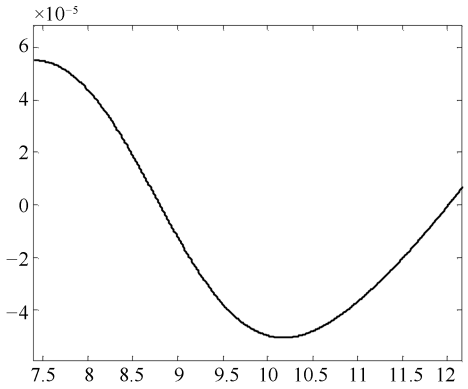
(a) 阶跃跟踪结果
(a) Step tracking result



(b) 控制输入
(b) Control input



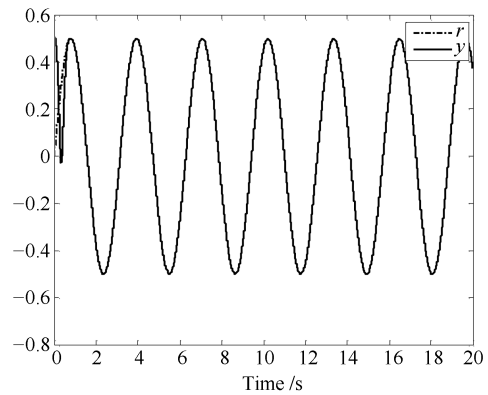
(c) 跟踪误差
(c) Tracking error



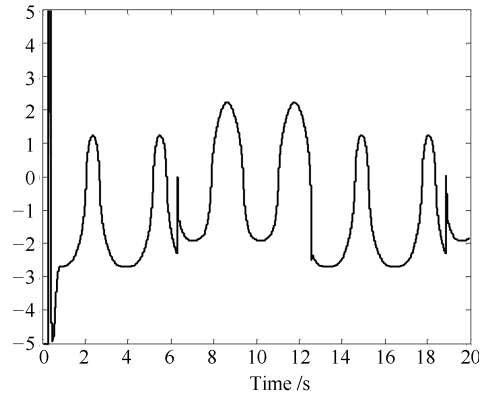
(d) 误差局部放大图
(d) Locally enlarged view of error

图 6　时变系统的 SC-PI 控制结果

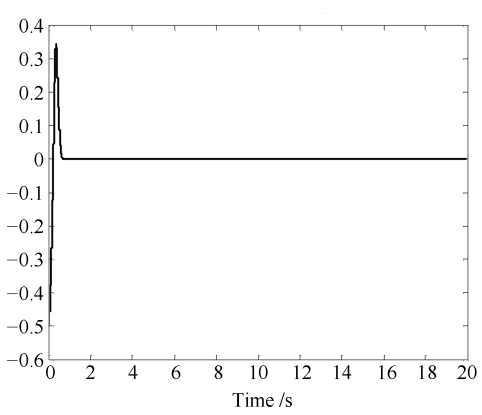
Fig. 6　SC-PI control results for time-varying systems



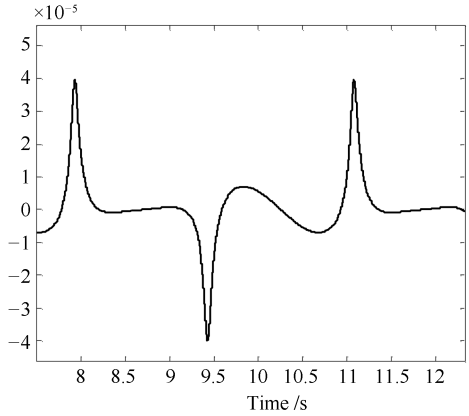
(a) 正弦跟踪结果
(a) Sinusoidal tracking result



(b) 控制输入
(b) Control input



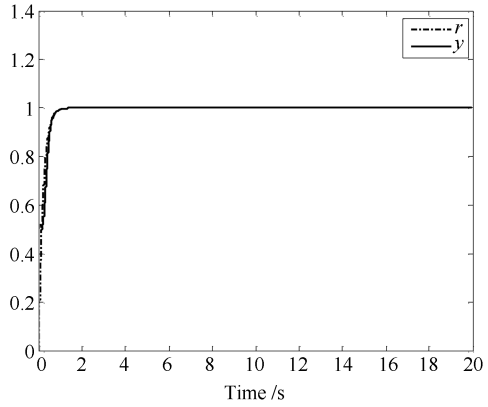
(c) 跟踪误差
(c) Tracking error



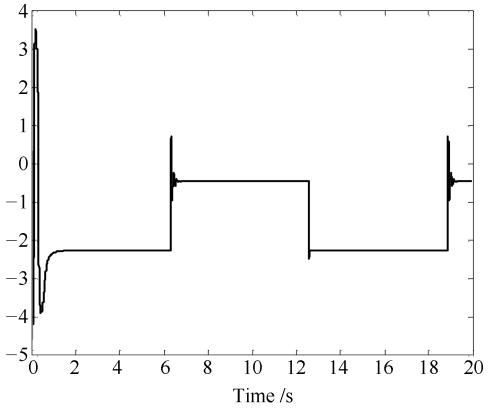
(d) 误差局部放大图
(d) Locally enlarged view of error

图 7 SC-PID 的正弦跟踪控制结果

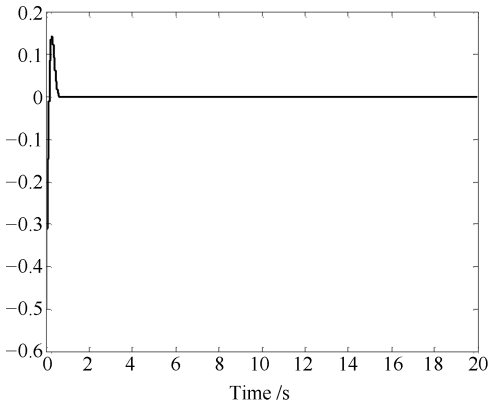
Fig. 7 Sinusoidal tracking control results of SC-PID



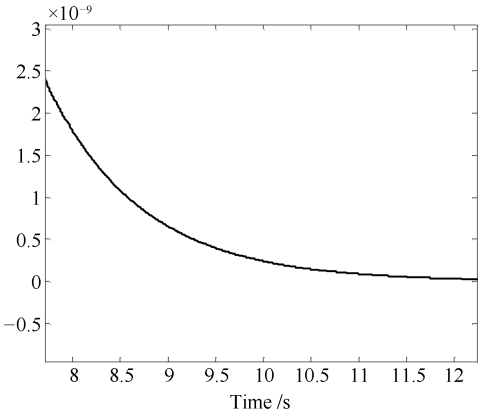
(a) 阶跃跟踪结果
(a) Step tracking result



(b) 控制输入
(b) Control input



(c) 跟踪误差
(c) Tracking error



(d) 误差局部放大图
(d) Locally enlarged view of error

图 8 SC-PID 的阶跃跟踪控制结果

Fig. 8 Step tracking control results of SC-PID

$$f = x_1^2 + x_2^2 + 0.1(1 + x_2^2)e^u + 0.15u^3 + \sin(0.1u)$$

有 5 个系统模型参数 1、1、0.1、0.15 和 1. 假设这 5 个系统模型参数是时变的, 且分别设为:

$$a_1 = 1 + 0.1\sin(t)$$
$$a_2 = 1 + 0.1\sin(t)$$
$$b_1 = 0.1 + 0.01\sin(t)$$

$$b_2 = 0.15 + 0.015\sin(t)$$
$$b_3 = 1 + 0.1\sin(t)$$

则二阶非仿射非线性不确定系统 (32) 的未知动态函数变为时变动态函数:

$$f = a_1x_1^2 + a_2x_2^2 + b_1(1+x_2^2)\mathrm{e}^u + b_2u^3 + b_3\sin(0.1u)$$

因而二阶非仿射非线性不确定系统 (32) 变为二阶非仿射非线性时变不确定系统. 使用同一套 SC-PID 控制器参数对时变系统 (32) 进行阶跃跟踪控制实验, 结果如图 9 所示. 由图 9 可知, 使用同一套 SC-PID 控制器对时变系统 (32) 进行阶跃跟踪控制实验, 仍然获得了很好的控制效果, 进一步表明了本文研究的 SC-PID 控制器对系统时变性和外部扰动具有很好的鲁棒性.

上述 6 个仿真实验表明, SC-PI 控制器和 SC-PID 控制器使用完全相同的自适应速度因子 $z_c = 63[1 - 0.9\exp(-t)]$ 分别控制两类不同模型、不同属性的被控对象, 都获得了很好的控制效果. 不仅如此, 本文研究的控制方法, 控制律和控制器增益都与被控对象无关, 而 PID 控制器增益却完全与被控对象相关, 对于不同的工况和不同的被控对象, PID 及其各种改进型 PID 的增益千差万别.

为了验证 SC-PD 控制器的有效性, 针对二阶非仿射非线性不确定系统 (32) 分别进行下列仿真实验.

考虑到 SC-PD 缺少积分环节, 因此 SC-PD 的增益参数应该取大一点, 即设 $\alpha = 83$、$\beta = 1$, 则 SC-PD 的自适应速度因子为: $z_c = 83[1 - 0.9\exp(-t)]$.

期望的正弦轨迹和阶跃轨迹与上述实验的也完全相同.

仿真实验 7. SC-PD 的正弦跟踪控制

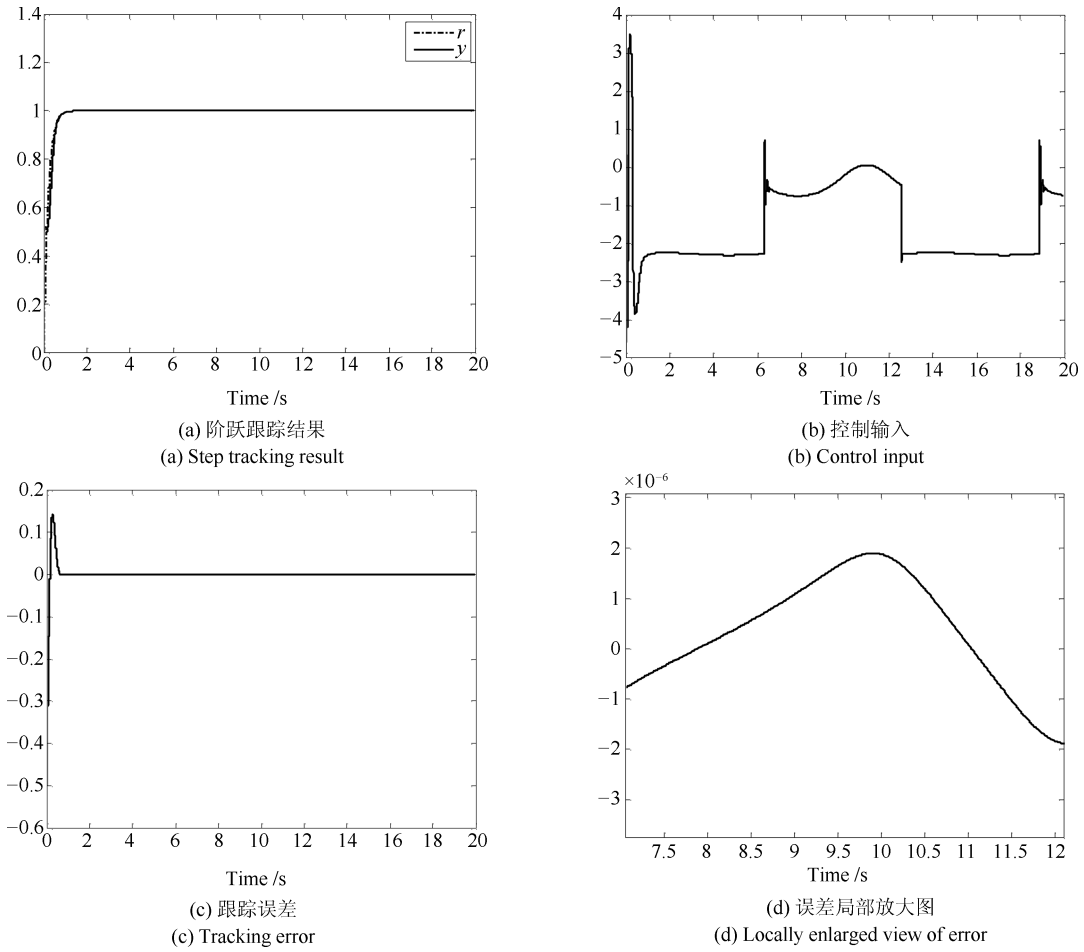
使用 SC-PD 的正弦跟踪控制结果如图 10 所示.

仿真实验 8. SC-PD 的阶跃跟踪控制

使用 SC-PD 控制器的阶跃跟踪控制结果如图 11 所示.

仿真实验 9. 时变系统的 SC-PD 阶跃跟踪控制

为了验证 SC-PD 控制器对时变系统 (TVS) 控



(a) 阶跃跟踪结果
(a) Step tracking result

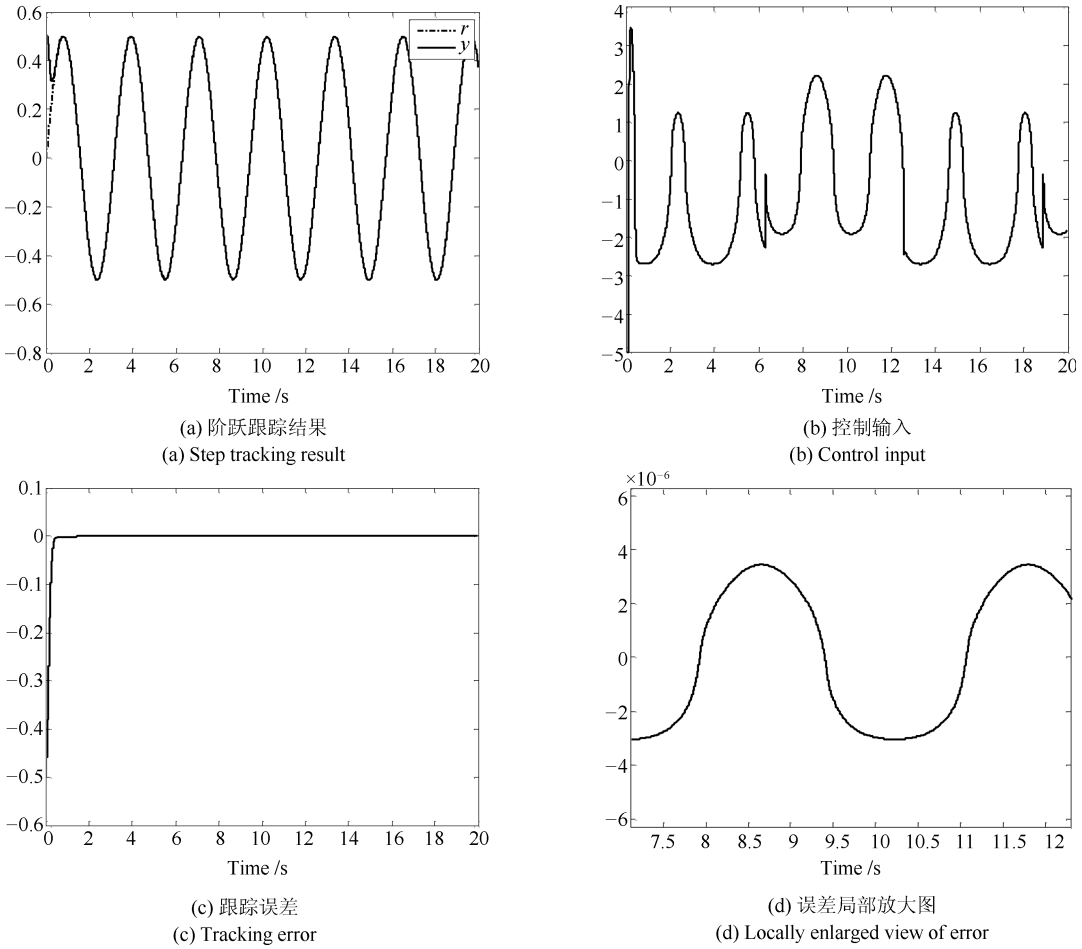
(b) 控制输入
(b) Control input

(c) 跟踪误差
(c) Tracking error

(d) 误差局部放大图
(d) Locally enlarged view of error

图 9　时变系统的阶跃跟踪控制结果

Fig. 9　Step tracking control results for TVS



(a) 阶跃跟踪结果
(a) Step tracking result

(b) 控制输入
(b) Control input

(c) 跟踪误差
(c) Tracking error

(d) 误差局部放大图
(d) Locally enlarged view of error

图 10 SC-PD 的正弦跟踪控制结果

Fig. 10 Sinusoidal tracking control results of the SC-PD

制的有效性, 使用与仿真实验 6 完全相同的 5 个时变参数, 对非线性非仿射时变系统 (32) 进行控制实验, 结果如图 12 所示. 由图 12 可知, 使用同一套 SC-PD 控制器参数对时变系统 (32) 进行阶跃跟踪控制实验, 仍然获得了很好的控制效果, 进一步表明了本文研究的 SC-PD 控制器对系统时变性和外部扰动具有很好的鲁棒性.

为了体现本文 SC-PID 控制器的创新性, 下面分别使用在线自学习 PID (包括 PI) 控制方法、在线自学习 SMC 控制方法以及 ADRC 方法进行对比分析. 其中, 在线自学习 PID 控制方法参照文献 [16−17] 进行仿真实验; 在线自学习 SMC 控制方法参照文献 [26] 进行仿真实验; ADRC 方法则使用在线自学习 PID + ESO 来实现. 为了便于比较, 四种控制器及其相关参数分别介绍如下:

1) SC-PI 控制器:

$$u = \frac{\dot{r} + z_c^2 e_0 + 2 z_c e_1}{b_0}$$

其中, $z_c = 63[1 - 0.9\exp(-t)]$;

2) 在线自学习 SMC 控制器:

$$u = \frac{u_0 - z_2}{b_0}$$

其中,

$u_0 = \dot{r} + c_1 g(s,\delta) + c_2 s$;$z_2$ 是总和扰动估计值;

滑模函数: $s = e_1$;

ESO 增益: $\beta_{01} = 1\,000$, $\beta_{02} = 6\,000$;

初始增益: $c_1^0 = c_2^0 = 20$, $\eta = 0.2$; $\delta = 1$;

$g(s,\delta) = \frac{s}{\delta^2}\exp(-\frac{s^2}{2\delta^2})$ 是非线性光滑函数[26];

c_1 和 c_2 在线更新算法如下:

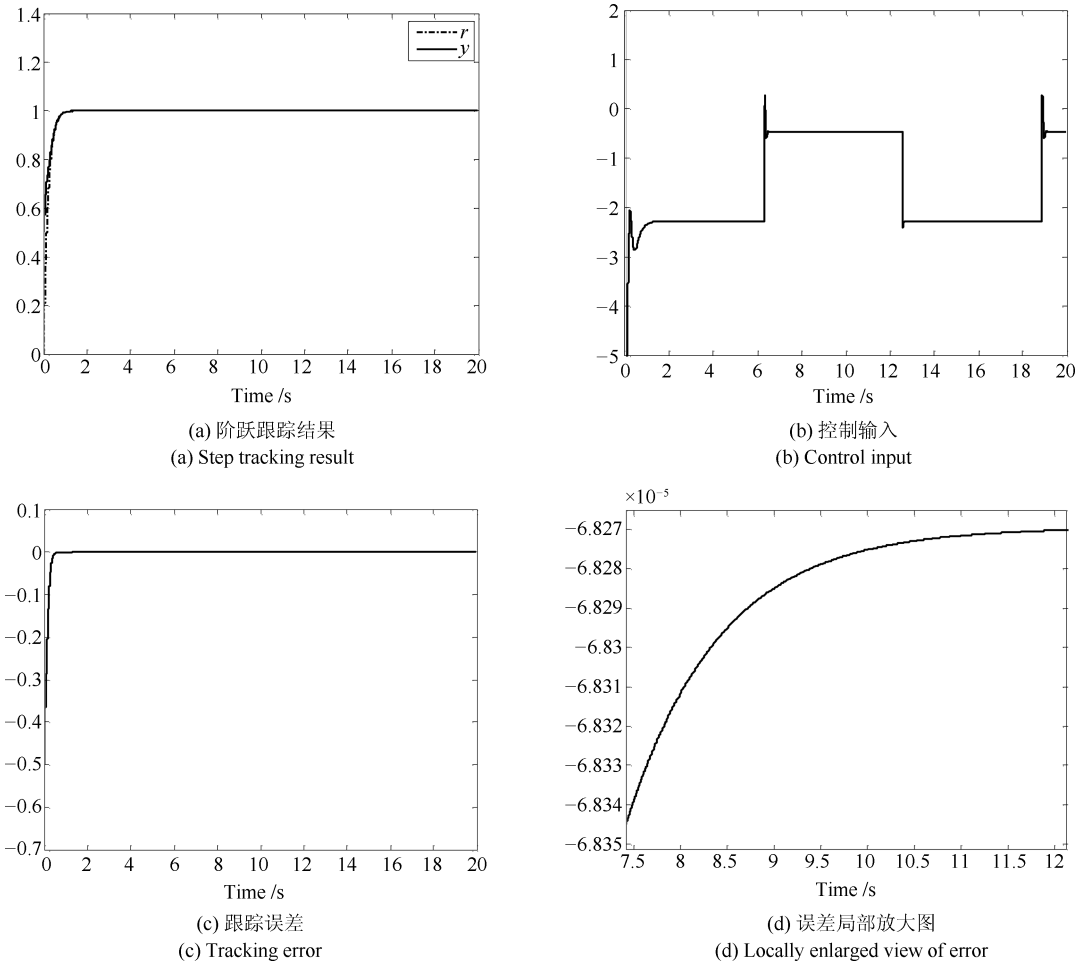
$$c_1^{k+1} = c_1^k + \frac{\eta e_1 g(s,\delta) y_u}{b_0}$$

$$c_2^{k+1} = c_2^k + \frac{\eta e_1 s y_u}{b_0}$$

其中, y_u 为雅可比信息[26−27], 下同.

3) 在线自学习 PI 控制器:

$$u = \frac{k_p e_1 + k_i e_0}{b_0}$$



(a) 阶跃跟踪结果
(a) Step tracking result

(b) 控制输入
(b) Control input

(c) 跟踪误差
(c) Tracking error

(d) 误差局部放大图
(d) Locally enlarged view of error

图 11　SC-PD 的阶跃跟踪控制结果

Fig. 11　Step tracking control results of the SC-PD

其中, 初始增益 $k_p^0 = k_i^0 = 40$, $\eta = 0.2$.

k_p 和 k_i 在线更新算法为:

$$k_p^{k+1} = k_p^k + \frac{\eta e_1^2 y_u}{b_0}$$

$$k_i^{k+1} = k_i^k + \frac{\eta e_1 e_0 y_u}{b_0}$$

4) 在线自学习 ADRC:

$$u = \frac{u_0 - z_2}{b_0}$$

其中,

$u_0 = k_p e_1 + k_i e_0$, z_2 是总和扰动估计值;

ESO 增益: $\beta_{01} = 1\,000$, $\beta_{02} = 6\,000$;

初始增益: $k_p^0 = k_i^0 = 40$, $\eta = 0.2$;

k_p 和 k_i 在线更新算法为:

$$k_p^{k+1} = k_p^k + \frac{\eta e_1^2 y_u}{b_0}$$

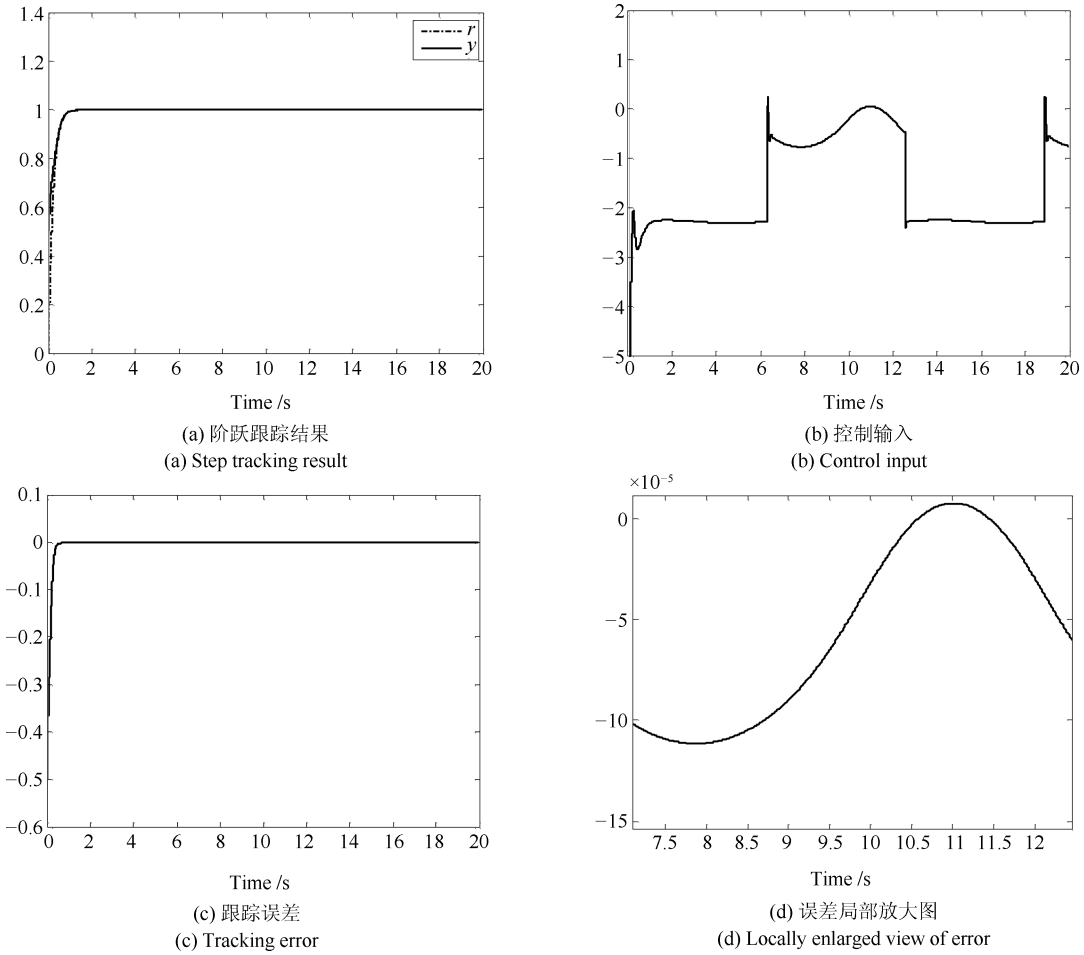
$$k_i^{k+1} = k_i^k + \frac{\eta e_1 e_0 y_u}{b_0}$$

仿真实验 10. 一阶非仿射非线性系统的对比控制分析

针对被控系统 (30), 在初始状态完全相同、单位阶跃轨迹和外部扰动也完全相同, $b_0 = 1$, 分别使用 SC-PI 控制器、在线自学习 SMC、在线自学习 PI 控制器以及在线自学习 ADRC 等四种控制器的控制结果如图 13 所示. 由图 13 可知, 在控制精度和抗扰动鲁棒性方面, SC-PI、SMC 和 ADRC 相当, 而自学习 PI 控制器存在明显的差距. 然而, 与 SMC 和 ADRC 相比, SC-PI 结构简单、计算量小, 在实时性方面具有明显优势, 由于自学习 SMC 和 ADRC 的抗扰动鲁棒性是依赖于 ESO 对总和扰动的估计来实现的, 如果缺少 ESO 功能部件, 与自学习 PI 控制器一样, 它们的抗扰动能力会明显降低.

仿真实验 11. 二阶非仿射非线性系统的对比控制分析

针对被控系统 (32), 在初始状态完全相同、单位阶跃轨迹和外部扰动也完全相同. SC-PID、SMC、在线自学习 PID 以及在线自学习 ADRC 等四个控



(a) 阶跃跟踪结果 (a) Step tracking result

(b) 控制输入 (b) Control input

(c) 跟踪误差 (c) Tracking error

(d) 误差局部放大图 (d) Locally enlarged view of error

图 12 时变系统的阶跃跟踪控制结果

Fig. 12 Step tracking control results for TVS

制器及其相关参数分别如下:

1) SC-PID 控制器:

$$u = \frac{\ddot{r} + z_c^3 e_0 + 3z_c^2 e_1 + 3z_c e_2}{b_0}$$

其中, $z_c = 63[1 - 0.9\exp(-t)]$;

2) SMC 控制器:

$$u = \frac{\ddot{r} + c_0 e_2 + c_1 g(s,\delta) + c_2 s}{b_0}$$

且

$s = c_0 e_1 + e_2$, $c_0 = c_1 = c_2 = 20$;

$g(s,\delta) = \frac{s}{\delta^2}\exp(-\frac{s^2}{2\delta^2})$ 是非线性光滑函数[26], $\delta = 1$;

3) 在线自学习 PID 控制器:

$$u = \frac{\ddot{r} + k_p e_1 + k_i e_0 + k_d e_2}{b_0}$$

其中, $\eta = 0.2$, $k_p^0 = k_i^0 = k_d^0 = 60$;

在线更新算法如下:

$$k_p^{k+1} = k_p^k + \frac{\eta e_1^2 y_u}{b_0}$$
$$k_i^{k+1} = k_i^k + \frac{\eta e_1 e_0 y_u}{b_0}$$
$$k_d^{k+1} = k_d^k + \frac{\eta e_1 e_2 y_u}{b_0}$$

其中, y_u 为雅可比信息[16−17], 下同.

4) 在线自学习 ADRC:

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b_0}$$

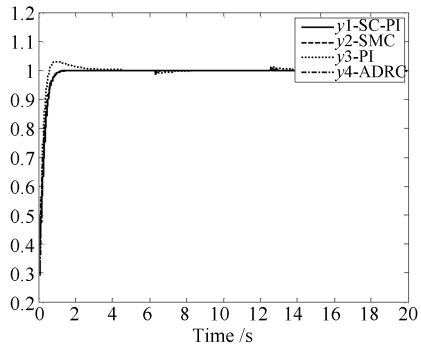
其中,

$u_0 = k_p e_1 + k_i e_0 + k_d e_2$, z_3 是总和扰动估计值;

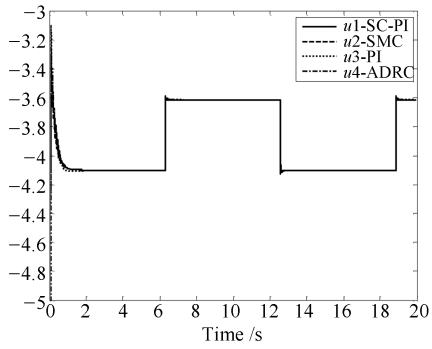
ESO 增益:

$\beta_{01} = 1\,000$, $\beta_{02} = 6\,000$, $\beta_{03} = 30\,000$;

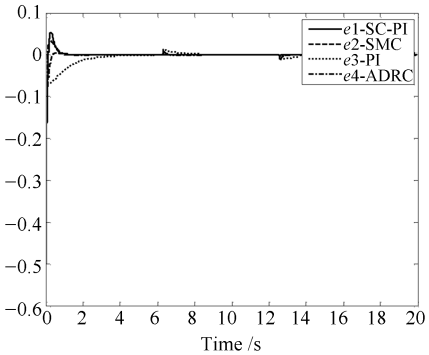
PID 初始增益: $k_p^0 = k_i^0 = k_d^0 = 60$, $\eta = 0.2$;



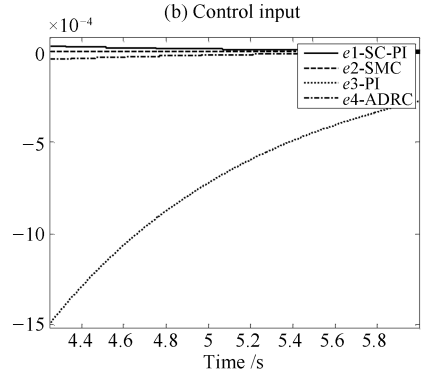
(a) 阶跃跟踪结果
(a) Step tracking result



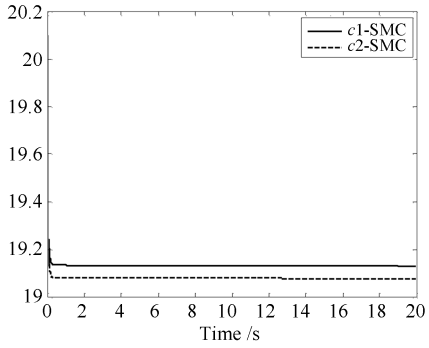
(b) 控制输入
(b) Control input



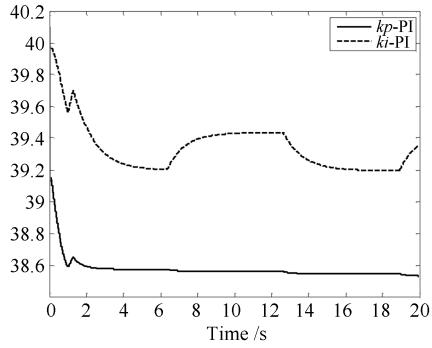
(c) 跟踪误差
(c) Tracking error



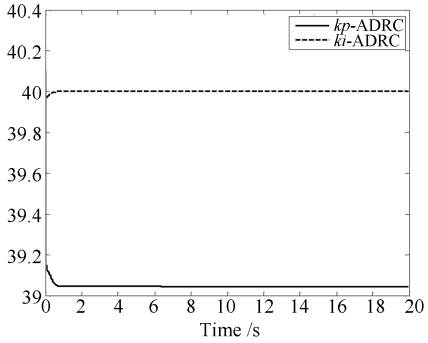
(d) 误差局部放大图
(d) Locally enlarged view of error



(e) SMC 增益参数在线优化曲线
(e) Online optimization curve for SMC parameters



(f) PI 增益参数在线优化曲线
(f) Online optimization curve for PI parameters



(g) ADRC 增益参数在线优化曲线
(g) Online optimization curve for ADRC parameters

图 13　四种控制器的控制结果

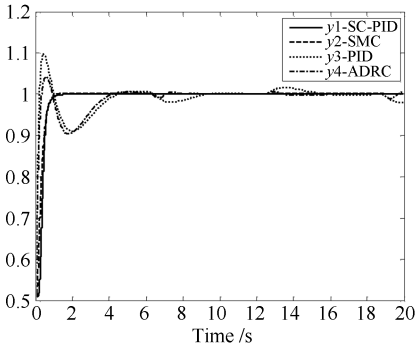
Fig. 13　Control results of the four controllers

在线更新算法如下:

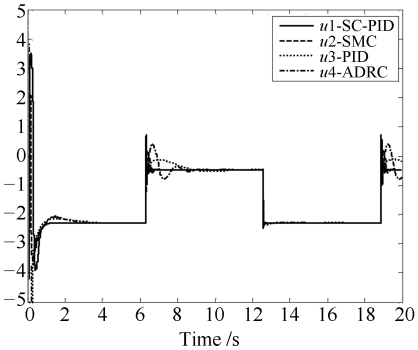
$$k_p^{k+1} = k_p^k + \frac{\eta e_1^2 y_u}{b_0}$$
$$k_i^{k+1} = k_i^k + \frac{\eta e_1 e_0 y_u}{b_0}$$
$$k_d^{k+1} = k_d^k + \frac{\eta e_1 e_2 y_u}{b_0}$$

针对非线性非仿射不确定被控对象 (32), SC-PID、SMC、在线自学习 PID 以及在线自学习 ADRC 等四个控制器的仿真结果如图 14 所示.

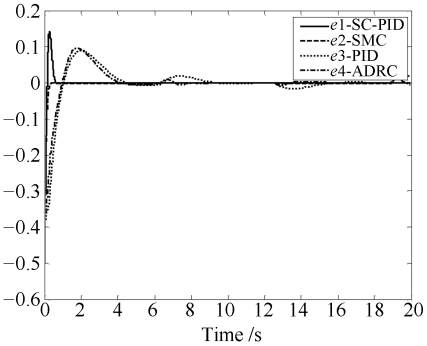
由图 14 可知, 在线自学习 PID 和 ADRC 都存在明显的超调和波动现象, 而且由动态进入稳态的过渡过程时间较长. 由图 14 (h) 的外部扰动可知, 外部扰动在 6.284 s 时刻发生从 +1 到 −1 的跳变. 假设扰动出现时刻, 四种控制系统都处于稳定状态, 根据图 14 (d) 和图 14 (e) 的误差局部放大图可知, 与其他三种方法相比, SC-PID 具有高得多的稳态精度 (稳态绝对误差不超过 5×10^{-8}), 而 SMC、自学



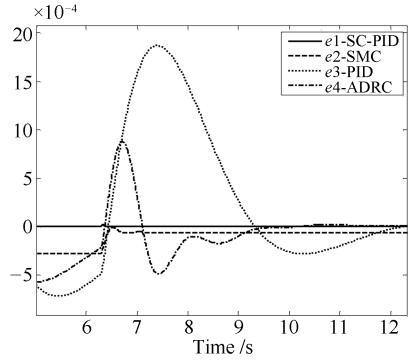
(a) 阶跃跟踪结果
(a) Step tracking result



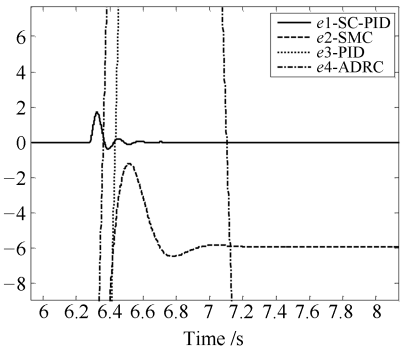
(b) 控制输入
(b) Control input



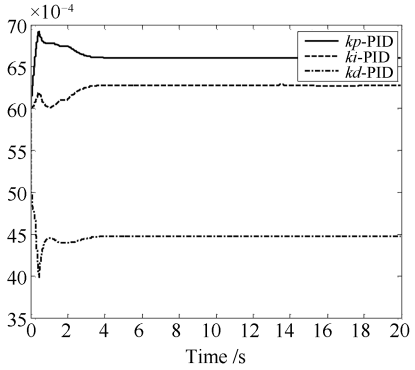
(c) 跟踪误差
(c) Tracking error



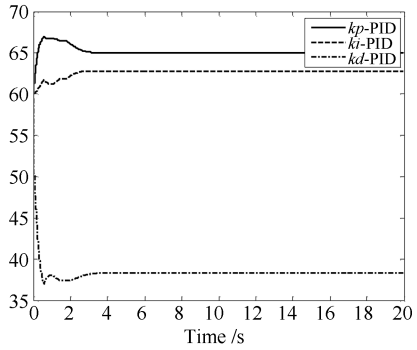
(d) 4 种控制方法的误差局部放大图
(d) Locally enlarged error views of the four control methods



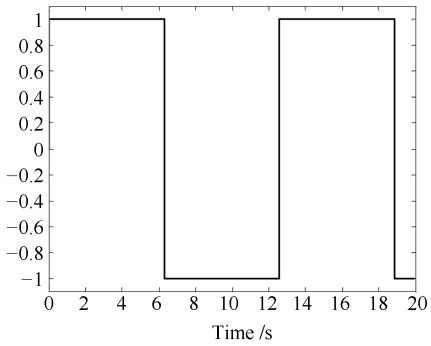
(e) SC-PID 和 SMC 的误差局部放大图
(e) Error local magni-cation of SC-PID and SMC



(f) PID 增益参数在线优化曲线
(f) Online optimization curve for PID parameters



(g) ADRC 增益参数在线优化曲线
(g) Online optimization curve for ADRC parameters



(h) 外部扰动
(h) External disturbance

图 14 四种控制器的控制结果

Fig. 14 Control results of the four controllers

习 PID 以及 ADRC 的稳态精度相当 (绝对误差分别不超过 2.8×10^{-3}、5.1×10^{-3}、2.4×10^{-3}). 显然, SC-PID 控制方法的稳态精度是现有其他方法的十万倍.

此外, 当扰动出现以后, 与其他三种方法相比, SC-PID 在抗扰动能力方面也同样具有明显的优势, 只需要约 0.47 s 即可快速恢复到稳定状态; 而 ADRC 则需要约 3.22 s 才能恢复到稳定状态; 自学习 PID 则需要约 5.72 s 才能恢复到稳定状态. 尽管 SMC 抗扰动能力较强, 而且恢复时间只需要 0.82 s 左右, 然而却一直存在约 -6×10^{-4} 的固有静态偏差.

通过实验结果的对比分析可知, 与现有的 PID、SMC 和 ADRC 等三种控制方法相比, 本文提出的 SC-PID 控制方法在响应速度、稳态精度以及抗扰动能力等方面都具有明显的优势.

5 结论

本文提出的 SC-PID 控制器的主要思想是:

1) 借鉴了韩京清先生的思想: 将系统动态不确定性 (包括模型不确定性和参数不确定性) 以及外部扰动作为总和扰动, 使非线性不确定系统转化为线性不确定系统, 因而淡化了线性与非线性、确定与不确定性、时变与时不变性、耦合与非耦合、仿射与非仿射等系统分类的概念;

2) 借鉴了跟踪微分器的模型思想, 提出了 SC-PID 控制器模型, 进而将一个非线性不确定系统或其等价的线性不确定系统的闭环控制系统转换为总和扰动反相激励下的误差动态系统;

3) 分别从复频域和时域分析了由 SC-PID 控制器组成的闭环控制系统不仅具有大范围稳定性能, 而且 SC-PID 还具有良好的抗总和扰动鲁棒性, 因而从理论上保证了 SC-PID (包括 SC-PI 和 SC-PD) 控制器的有效性.

为了有效解决快速性与超调之间的矛盾, 提出了自适应速度因子模型, 从而使 SC-PID 成为 ASC-PID. 系列仿真实验不仅验证了 SC-PID 控制方法的有效性, 而且也验证了理论分析的正确性. 此外, 还与现有改进型 PID、改进型 SMC 以及 ADRC 进行了比较分析, 进一步表明了 SC-PID 在模型结构、响应速度、控制精度以及抗扰动鲁棒性等方面的突出优势. 本文研究的不依赖于被控对象模型的 SC-PID 控制器的主要特色是: 不仅控制器结构简单 (只有一个速度因子)、计算量小 (不需要在线优化增益参数、不需要扰动观测器实时估计扰动状态)、响应速度快、控制精度高、抗扰动能力强、无超调、无振荡、无抖振, 而且对系统内部不确定性、参数时变性以及外部扰动都具有很好的鲁棒性等突出优势. SC-PI、SC-PID 和 SC-PD 控制器的增益整定规则分别为现有运行中 PI、PID 和 PD 控制器的增益整定结果进行技术评估与技术升级提供了科学的理论依据.

References

1 Chai Tian-You. Development directions of automation science and technology. *Acta Automatica Sinica*, 2018, **44**(11): 1923−1930
(柴天佑. 自动化科学与技术发展方向. 自动化学报, 2018, **44**(11): 1923−1930)

2 Wang Wei-Zhou, Wu Zhi-Wei, Chai Tian-You. PID control with output compensation for the fused magnesia smelting process. *Acta Automatica Sinica*, 2018, **44**(7): 1282−1292
(王维洲, 吴志伟, 柴天佑. 电熔镁砂熔炼过程带输出补偿的 PID 控制. 自动化学报, 2018, **44**(7): 1282−1292)

3 Wang Lan-Hao, Jia Yao, Chai Tian-You. Dual-rate interval control of pump pool level and feeding pressure during regrinding. *Acta Automatica Sinica*, 2017, **43**(6): 993−1006
(王兰豪, 贾瑶, 柴天佑. 再磨过程的泵池液位和给矿压力双速率区间控制. 自动化学报, 2017, **43**(6): 993−1006)

4 Yang Hui, Hao Li-Na, Chen Yang, Xue Bang-Can. Kalman-PID control for chattering phenomena of bionic elbow joint actuated by pneumatic artificial muscles. *Control Theory & Applications*, 2017, **34**(4): 477−482
(杨辉, 郝丽娜, 陈洋, 薛帮灿. 针对气动肌肉仿生肘关节抖振现象的 Kalman-PID 控制. 控制理论与应用, 2017, **34**(4): 477−482)

5 Wang Z D, Xu Y, Liu G, Wang J X, Jiang W, Wang Y, et al. Simulation and experiment of PID applied to the automatic voltage control of gyrotron traveling wave tubes. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2018, **46**(7): 2446−2451

6 Zhang Y, Jia Y, Chai T Y, Wang D H, Dai W, Fu J. Data-driven PID controller and its application to pulp neutralization process. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2018, **26**(3): 828−841

7 Han Jing-Qing. Active disturbance rejection controller and applications. *Control and Decision*, 1998, **13**(1): 19−23
(韩京清. 自抗扰控制器及其应用. 控制与决策, 1998, **13**(1): 19−23)

8 Han Jing-Qing. Control theory, is it a model analysis approach or a direct control approach. *Journal of Systems Science and Mathematical Sciences*, 1989, **9**(4): 328−335
(韩京清. 控制理论 – 模型论还是控制论. 系统科学与数学, 1989, **9**(4): 328−335)

9 Han Jing-Qing. *Active Disturbance Rejection Control Technology*, Beijing: National Defense Industry Press, 2009, XI
(韩京清. 自抗扰控制技术. 北京: 国防工业出版社, 2009, XI)

10 Wei Wei, Mei Sheng-Wei, Zhang Xue-Min. Review of advanced control theory and application in power system. *Power System Protection and Control*, 2013, **41**(12): 143−153
(魏伟, 梅生伟, 张雪敏. 先进控制理论在电力系统中的应用综述及展望. 电力系统保护与控制, 2013, **41**(12): 143−153)

11 Zhou Yan-Yan, Wu Xiao-Yan, Li Gang. Study on PID controller based on BP neural network. *Journal of Air Force Engineering University*, 2007, **8**(4): 45−48
(周延延, 吴晓燕, 李刚. 基于 BP 神经网络的 PID 控制器研究. 空军工程大学学报, 2007, **8**(4): 45−48)

12 Wang Ming-Tao, Zhang Bai-Hao. Experiment of the rotating speed control over a gas engine based on an expert PID (Proportional, Integral and Differential) control method. *Journal of Engineering for Thermal energy and power*, 2015, **30**(6): 848−852
(王明涛, 张百浩. 基于专家 PID 的燃气机转速控制试验. 热能动力工程, 2015, **30**(6): 848−852)

13 Li Ming, Feng Hang, Zhang Yan-Shu. RBF neural network tuning PID control based on UMAC. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2018, **44**(10): 2063−2070
(李明, 封航, 张延顺. 基于 UMAC 的 RBF 神经网络 PID 控制. 北京航空航天大学学报, 2018, **44**(10): 2063−2070)

14 Wang Qing-Shan, Liang De-Liang, Du Jin-Hua. Improved neural network PID controller for regulated power supply. *Electric Machines and Control*, 2017, **21**(2): 1−9
(王青山, 梁得亮, 杜锦华. 交流稳压电源的改进神经网络 PID 控制. 电机与控制学报, 2017, **21**(2): 1−9)

15 Qiu Zhan-Zhi, Li Shi-Feng. Modeling and simulation of PID networked control systems based on neural network. *Journal of System Simulation*, 2018, **30**(4): 1423−1432
(邱占芝, 李世峰. 基于神经网络的 PID 网络化控制系统建模与仿真. 系统仿真学报, 2018, **30**(4): 1423−1432)

16 Zeng Zhe-Zhao, Xiao Ya-Fen, Hao Yi-Xuan. Nonlinear PID-like neuron network controller. *Journal of Beijing University of Science and Technology*, 2012, **34**(1): 12−15
(曾喆昭, 肖亚芬, 郝逸轩. 非线性类 PID 神经元网络控制器. 北京科技大学学报, 2012, **34**(1): 12−15)

17 Li Gui-Mei, Zeng Zhe-Zhao. A nonlinear PID controller based on neural network algorithm. *Journal of Central South University (Science and Technology)*, 2010, **41**(5): 1865−1870
(李桂梅, 曾喆昭. 一种基于神经网络算法的非线性 PID 控制器. 中南大学学报 (自然科学版), 2010, **41**(5): 1865−1870

18 Shen J, Xin B. Control of single-axis rotation INS by tracking differentiator based fuzzy PID. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2017, **53**(6): 2976−2986

19 Pan Ze-Yue, Cheng Jian, Wu Jia-Min, Cheng Jing-Xing. The application of generalized predictive proportion-integration-differentiation control in special power supply based on FPGA. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, **33**(10): 2376−2382
(潘泽跃, 程健, 吴嘉珉, 程景行. 基于 FPGA 广义预测比例−积分−微分控制在特种电源中的应用. 电工技术学报, 2018, **33**(10): 2376−2382)

20 Xie Hong, Yang Peng, Chen Hai-Bin, Zhang Xiao-Gang, Chen Jun-Hui, Tan Yang-Hong. Fuzzy PID control system optimized by genetic algorithm for 5-freedom robot arm. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2015, **29**(1): 21−30
(谢宏, 杨鹏, 陈海滨, 张小刚, 陈俊辉, 谭阳红. 遗传优化模糊 PID 融合算法的 5 自由度机械手控制. 电子测量与仪器学报, 2015, **29**(1): 21−30)

21 Wang Zhen-Dao, Zhang Le, Peng Zi-Shun. Design of fuzzy PID excitation control based on PSO optimization algorithm. *Journal of Hunan University (Natural Science)*, 2017, **44**(8): 106−111
(王镇道, 张乐, 彭子舜. 基于 PSO 优化算法的模糊 PID 励磁控制器设计. 湖南大学学报 (自然科学版), 2017, **44**(8): 106−111)

22 Rabiatuladawiah A H, Siti F T, Salmiah A, Mohd K H. Swarm-intelligence tuned current reduction for power-assisted steering control in electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, **65**(9): 7202−7210

23 Marín A, Hernández R J A, Jiménez J A. Tuning multivariable optimal PID controller for a continuous stirred tank reactor using an evolutionary algorithm. *IEEE Latin America Transactions*, 2018, **16**(2): 422−427

24 Zeng Zhe-Zhao, He Ying, Zhang Chang, Li Lin. Research on nonlinear PID control method for self-learning. *Computer Engineering*, 2014, **40**(10): 224−227
(曾喆昭, 贺莹, 张畅, 李霖. 非线性 PID 自学习控制方法研究. 计算机工程, 2014, **40**(10): 224−227)

25 Zhou Yong, Zeng Zhe-Zhao. Research on self-learning nonlinear PID disturbance rejection control principle. *Control Engineering of China*, 2017, **24**(6): 1180−1185
(周勇, 曾喆昭. 自学习非线性 PID 抗扰控制原理研究. 控制工程, 2017, **24**(6): 1180−1185)

26 Zeng Zhe-Zhao, Wu Liang-Dong, Yang Zhen-Yuan, Tang Huan. Self-learning sliding-mode disturbance rejection control for non-affine systems. *Control Theory & Applications*, 2016, **33**(7): 980−987
(曾喆昭, 吴亮东, 杨振源, 唐欢. 非仿射系统的自学习滑模抗扰控制. 控制理论与应用, 2016, **33**(7): 980−987)

27 Cheng Chun-Hua, Hu Yun-An, Wu Jin-Hua, Li Jing. Auto disturbance rejection controller for non-affine nonlinear systems with adaptive observers. *Control Theory & Applications*, 2014, **31**(2): 148−158
(程春华, 胡云安, 吴进华, 李静. 非仿射系统的自适应观测器自抗扰控制. 控制理论与应用, 2014, **31**(2): 148−158)

曾喆昭 长沙理工大学教授. 1987、1989 和 2008 年先后获湘潭大学物理学、清华大学固体物理学和湖南大学电路与系统等理学学士、理学硕士和工学博士学位. 主要研究方向为智能计算与智能控制. 本文通信作者.
E-mail: 508984293@qq.com
(**ZENG Zhe-Zhao** Professor at Changsha University of Science and Technology. He received his bachelor of science, master of science and Ph. D. of engineering degrees in physics from Xiangtan University, solid state physics from Tsinghua University and Circuits and Systems from Hunan University in 1987, 1989 and 2008. His research interest covers intelligent computing and intelligent control. Corresponding author of this paper.)

刘文珏 长沙理工大学电子科学与技术硕士研究生. 主要研究方向为智能计算与智能控制.
E-mail: 269766331@qq.com
(**LIU Wen-Jue** Master student in electronic science and technology at Changsha University of Science and Technology. His research interest covers intelligent computing and intelligent control.)