

基于模糊自适应分数阶带钢纠偏控制策略研究^①

车海军^{②*} 马鲁飞^{***} 杨景明^{***} 武炳林^{***}

(*燕山大学工业计算机控制工程河北省重点实验室 秦皇岛 066004)

(**国家冷轧板带装备及工艺工程技术研究中心 秦皇岛 066004)

摘 要 针对冶金带钢轧制过程中纠偏执行机构电液伺服系统蝶形区、内漏引起的位置跟踪速度慢与精度低的问题,结合分数阶控制、改进 Oustaloup 算子近似滤波、模糊自适应控制,同时加入非线性控制因子,提出了多参量自由度的基于改进 Oustaloup 算子的模糊自适应分数阶线性与非线性两种纠偏控制算法。经仿真实验对比,验证了设计的控制算法比普通 PID 稳态精度提高了 88.57%、时间缩短了 53.33%,不仅能保证最佳轨迹跟踪,而且可以改善模型不确定性和瞬变干扰抑制的鲁棒性。

关键词 纠偏控制,电液伺服系统,位置跟踪,分数阶,模糊自适应

0 引 言

在冶金工业中,带钢纠偏装置可以有效地提高带钢的产量与质量,因此该装置在工程中被广泛应用。电液伺服系统因具有响应速度快、驱动负载功率大、控制精度高等特点成为带钢纠偏系统执行机构首选^[1];但电液伺服系统具有典型的时变、非线性特点,在工作中易受系统参数与负载变化的影响,使模型不准确,导致常规 PID 达不到预期的控制效果,因此,国内外学者对电液伺服系统的控制方法做了大量研究^[2-4]。

分数阶微积分数学模型具有整体信息记忆能力,能更加准确地描述系统的动态响应,分数阶 $PI^\lambda D^\delta$ 将传统整数阶 PID 推广至分数阶领域,从局部控制推广到整体控制,提高了对动态系统的控制、表征、设计的能力^[5]。文献[6]表明分数阶 $PI^\lambda D^\delta$ 在工程运用时具有明显的优越性。文献[7]用直接微积分法将分数阶推广到模糊控制中去。由于直接微积分法计算复杂,因此文献[8,9]利用传统 Ousta-

loup 算子提出间接法近似分数阶高精度数字实现。但依然存在鲁棒性低、自适应差、控制速度慢、控制精度较低等问题。

针对以上问题,同时考虑到纠偏系统时变、非线性、模型不准确等问题,本文将改进的 Oustaloup 算子数字实现,同时与自适应模糊控制结合,提高了传统 Oustaloup 算子的边界精度,且使控制器更具有自适应性;同时将改进的分数阶控制器推广到非线性领域,提出一种新的控制方法。通过仿真实验表明,本文提出的两种算子对复杂非线性系统更具有自适应性,跟踪速度快,跟踪精度高,具有良好的控制品质,可满足冶金工程中带钢纠偏要求。

1 纠偏系统数学模型建立

本纠偏系统主要由电液伺服系统构成,通过分析电液伺服阀、伺服放大器、液压伺服油缸、位置传感器各部件的相关数学模型,根据机理法,推导系统数学模型,纠偏控制系统结构组成如图 1 所示。

① 河北省高等学校创新团队领军人才培育计划(LJRC013)和河北省自然科学基金(F2016203249)资助项目。

② 男,1974 年生,博士生,硕士生导师,副教授;研究方向:智能控制理论及应用,带钢纠偏装置设计及纠偏理论研究,交流电机智能控制,冶金自动化等;联系人,E-mail: hjche@ysu.edu.cn
(收稿日期:2018-09-19)

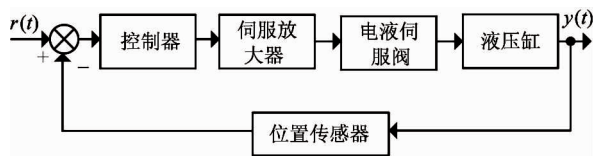


图1 纠偏系统结构图

1.1 电液伺服阀数学模型

电液伺服阀为电液伺服系统动力元件,在系统动态分析时,传递函数如下:

$$G_{sv}(s) = \frac{Q_0(s)}{I_c(s)} = \frac{K_{sv}}{\frac{s^2}{\omega_{sv}^2} + \frac{2\zeta_{sv}}{\omega_{sv}}s + 1} \quad (1)$$

$$K_{sv} = \frac{Q_0}{I_c} \sqrt{\frac{P_s}{P_{sv}}} \quad (2)$$

式中, Q_0 为空载时流量 (L/min), I_c 为输入电流 (mA), K_{sv} 为阀增益 (m³/s · A), ω_{sv} 为阀固有频率, ζ_{sv} 为阀阻尼比, P_s 为实际供油压力 (MPa), P_{sv} 为额定供油压力 (MPa)。

1.2 伺服放大器数学模型

伺服放大器是控制电液伺服阀的功率放大器件,且控制电流与偏差电压成比例关系。本文采用的是自行研制的隔离型伺服放大器,有效地避免了扰动信号的干扰,并且对伺服阀起到了保护作用。其输出信号与输入信号比例函数关系如下所示:

$$K_s = \frac{I_o}{U_i} \quad (3)$$

式中, K_s 为伺服放大器比例系数 (mA/V), I_o 为输入信号 (mA), U_i 为输出信号 (V)。

1.3 液压缸数学模型

在对液压缸进行系统分析时,建立液压缸的流量方程、负载与液压缸平衡方程、四通滑阀的流量方程^[10]如下:

$$\begin{cases} Q = A_p s X_p + C_{tp} P_L + (V_t/4\beta_e) s P_L \\ F_p = A_p P_L = m_t s^2 X_p(s) + B s X_p(s) + k X_p(s) + F_L/s \\ Q = K_q X_v - K_{cp} L \end{cases} \quad (4)$$

式中, A_p 为活塞等效面积 (m²), V_t 为总压缩容积, β_e 为油液有效体积弹性模量, P_L 为负载压力 (MPa), m_t 为等效总质量 (kg), B 为负载与活塞的粘滞阻尼系数, F_L 为作用在活塞的外力 (N), K_c 为

四通阀流量压力系数。假设无外在负载的干扰,通过式(4),可推导出液压缸位移 $X_p(s)$ 与阀口开度 $X_v(s)$ 之间的传递函数:

$$K_{ce} = K_c + C_{tp} \quad (5)$$

$$\frac{X_p(s)}{X_v(s)} =$$

$$\frac{K_q/A_p}{\frac{V_t m_t}{4\beta_e A_p^2} s^3 + \left(\frac{m_t K_{ce}}{A_p^2} + \frac{B_p V_t}{4\beta_e A_p^2} \right) s^2 + \left(1 + \frac{B_p K_{ce}}{A_p^2} + \frac{K V_t}{4\beta_e A_p^2} \right) s + \frac{K K_{ce}}{A_p^2}} \quad (6)$$

化简可得液压缸的近似三阶传递函数如下:

$$A_p = \frac{\pi}{4} (D^2 - d^2) \quad (7)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{4\beta_e A_p^2}{V_t m_t}} \quad (8)$$

$$G_{cy}(s) = \frac{X_p(s)}{X_v(s)} = \frac{K_q/A_p}{s \left(\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta_n}{\omega_n} s + 1 \right)} \quad (9)$$

式中, K_q 为四通滑阀流量增益 (m³/s · A), K_{ce} 为流量压力系数, ζ_n 为缸阻尼系数, ω_n 为缸阻尼比, D 为缸内径 (mm), d 为活塞杆直径 (mm)。

1.4 位置传感器数学模型

在对位移传感器建立模型时,常常把其看作成近似比例环节,因此,可建立如下比例环节 K_f :

$$K_f = \frac{U_{\max}}{L_{\max}} \quad (10)$$

式中 $U_{\max}$ 为最大输出电压 (V), $L_{\max}$ 为最大线性位移行程 (m)。

2 基于 Oustaloup 算子的模糊自适应分数阶纠偏控制器设计

考虑到 Oustaloup 算子在分数阶领域的优越性,将分数阶 $PI^\lambda D^\delta$ 进行改进,加入改进后的 Oustaloup 算子,提高控制精度;同时,将改进后的 Oustaloup 算子推广到模糊控制领域,以达到提高控制器自适应性的目的。

2.1 分数阶 $PI^\lambda D^\delta$

分数阶微积分是对整数阶微积分的推广,其分数微积分基本算子为 $a D_b^\alpha$, a 与 b 是算子的在积分运算的上、下界; α 为算子的阶数且 $\alpha \in R$, Grunwald-Letnikov 定义分数阶为

$${}_aD_b^\alpha = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^\alpha} \sum_{j=0}^{\lceil (t-a)/h \rceil} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t-jh) \quad (11)$$

当初始条件为 $\alpha = 0$ 时,对式(11)进行拉式变换为

$$\mathcal{L}\{ {}_0D_b^\alpha f(t) \} = s^\alpha F(s) \quad (12)$$

因此,可将整数阶 PID 控制器推广到分数阶 $PI^\lambda D^\delta$ 控制器, λ, δ 分别为积分因子、微分因子 ($\lambda, \delta > 0$), 其拉式变换传递函数为

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + T_i s^{-\lambda} + T_d s^\delta \quad (13)$$

当 λ 与 δ 都为整数时,为有限维数整数阶系统; λ 与任一参数为分数,从理论上分析可达到无限维度,因此分数阶构造的系统是一个比较复杂的系统,为描述分数阶系统,需构造与其系统对应的微分方程为

$$u(t) = K_p e(t) + T_i D_t^{-\lambda} e(t) + T_d D_t^\delta e(t) \quad (14)$$

由于分数阶控制与整数阶不同,因此不可直接采取整数阶控制器方法,可通过对有理函数的近似化或离散化等方式进行研究,同时由于分数阶的多维度,可获得更好的控制效果。

2.2 基于 Oustaloup 近似法整定分数阶 $PI^\lambda D^\delta$

近似法在分数阶系统中广泛应用,主要分为直接近似法与间接近似法,其中基于 Oustaloup 滤波器的间接近似法更加精确。在忽略高、低频段时,在特定频段 $[\omega_b, \omega_h]$ 可得 Oustaloup 近似滤波器如下:

$$Gf(s) = K \prod_{k=1}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (15)$$

根据式(16)求出式(15)的零极点与增益:

$$\begin{cases} \omega'_k = \omega_b \omega_u^{(2k-1-\gamma)/N} \\ \omega_k = \omega_b \omega_u^{(2k-1+\gamma)/N} \\ K = \omega_h^\gamma \end{cases} \quad (16)$$

式中, γ 表示分数阶阶数, N 为滤波器阶数, $\omega_u = \sqrt{\omega_b/\omega_h}$ 。

为改进高、低频段的近似精度低的问题,取频段 $[0.001, 1000]$, 滤波器阶数为 5 阶,引入 $b > 0, d > 0$ 且 $0 < \gamma < 1$, 以提高频段两段近似效果,令:

$$D(s) = \left(\frac{1 + \frac{s}{d\omega_b/b}}{1 + \frac{s}{b\omega_h/d}} \right)^\gamma \quad (17)$$

通过泰勒公式,取频段 $\omega_b < \omega < \omega_h$ 的一阶近似可得:

$$s^\gamma = \left(\frac{d\omega_b}{b} \right)^\gamma \left(\frac{ds^2 + bs\omega_h}{d(1-\gamma)s^2 + bs\omega_h + d\gamma} \right) D(s) \quad (18)$$

通过 Oustaloup 递推,将 $D(s)$ 表示为零、极点形式:

$$D(s) = \lim_{k \rightarrow -N} \frac{1 + s/\omega'_k}{1 + s/\omega_k} \quad (19)$$

进而得到改进后的算子:

$$s^\gamma = \left(\frac{9\omega_h}{10} \right)^\gamma \left(\frac{9s^2 + 10s\omega_h}{9(1-\gamma)s^2 + 10s\omega_h + 9\gamma} \right) \prod_{k=1}^5 \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (20)$$

因此,基于改进 Oustaloup 近似法分数阶 $PI^\lambda D^\delta$ 控制结构如图 2 所示。

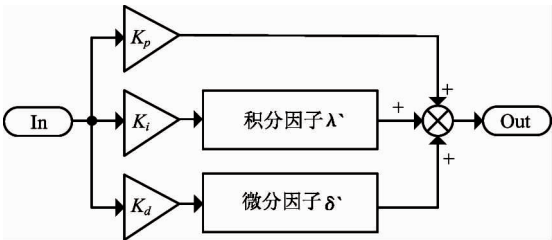


图 2 基于改进 Oustaloup 近似法分数阶 $PI^\lambda D^\delta$ 控制结构图

2.3 基于改进 Oustaloup 近似法整定模糊自适应分数阶 $PI^\lambda D^\delta$

文献[7]将模糊控制与分数阶结合,由于其直接对 $PI^\lambda D^\delta$ 离散化,使在实际应用时,控制器需要大量运算。提出基于改进 Oustaloup 算子的模糊自适应分数阶纠偏控制器设计,其实质为通过改进的 s^γ 算子,将模糊自适应 PID 控制器推广到分数阶领域,基于改进 Oustaloup 近似法模糊自适应分数阶控制器结构如图 3 所示。

通过改进的 Oustaloup 近似法分数阶 $PI^\lambda D^\delta$ 设置初始值参数 K_{p1}, K_{i1}, K_{d1} , 在系统运行中,控制器可以根据误差 e 及误差变化率 ec 的值,通过模糊推理,输出在 t 时模糊推理出各参数调整量 $\Delta K_p(k), \Delta K_i(k), \Delta K_d(k)$, 因此,基于改进 Oustaloup 近似法整定模糊自适应分数阶 $PI^\lambda D^\delta$ 算子为

$$u(k) = K_p(k) e(k) + K_i(k) \sum_{i=1}^k e(k)$$

$$+ K_d(k) [e(k) - e(k-1)] \quad (21)$$

则 $K_p(k) = K_{p1} + \Delta K_p(k)$, $K_i(k) = K_{i1} + \Delta K_i(k)$, $K_d(k) = K_{d1} + \Delta K_d(k)$ 。

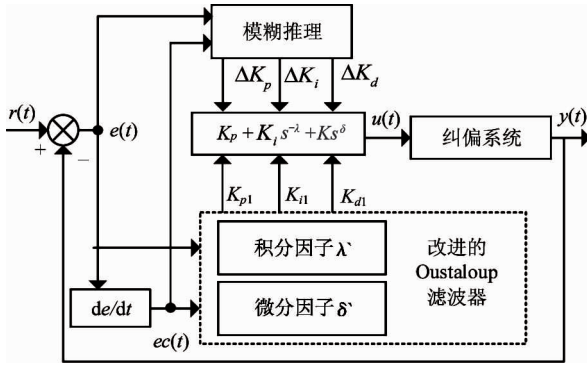


图3 基于改进 Oustaloup 近似法模糊自适应分数阶控制器结构图

3 模糊自适应非线性分数阶纠偏控制器设计

提出一种新的控制方法,将传统的线性控制器加入非线性函数,增加了控制器的控制参数的自由度,结合改进后的 Oustaloup 算子,并推广至模糊控制领域,使纠偏控制器获得更好的控制效果。

3.1 非线性分数阶 $PI^{\lambda}D^{\delta}$ 控制器设计

针对分数阶控制的改进,文献[11-13]是通过优化参数的方法对传统分数阶进行改进,式(21)提出基于 Oustaloup 算子的模糊自适应分数阶 $PI^{\lambda}D^{\delta}$,以上都属于线性 PID 控制,因此,本文提出基于改进 Oustaloup 算子的非线性分数阶控制器,其算子为

$$u(t) = f(e) [K_p e(t) + K_i D_t^{-\lambda} e(t) + K_d D_t^{\delta} e(t)] \quad (22)$$

函数 $f(e)$ 是误差 e 的非线性函数,可用各种非线性函数来定义 $f(e)$, 根据文献[14]选定广泛使用的非线性函数如式(23)所示。

$$f(e) = K_0 + (1 - K_0) |e(t)|, K_0 \in [0, 1] \quad (23)$$

当 $K_0 = 1$ 时,根据式(23)可知, $f(e) = 1$, 即式(22)此时称为传统线性分数阶控制器;当 $K_0 \neq 1$ 时,即式(22)此时为多个自由度控制器。 $f(e)$ 在 K_0 取不同值 ($0 \leq m \leq K_0 \leq n \leq 1$) 时,如图4所示。

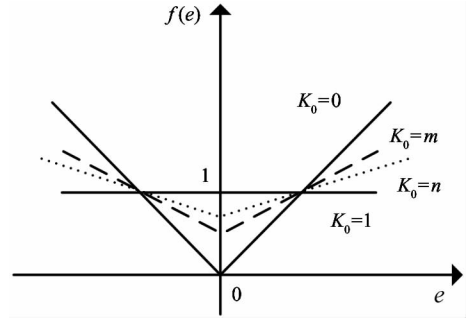


图4 不同 K_0 时 $f(e)$ 的函数性质

进而对非线性函数 $f(e)$ 进行推广,定义误差 e 的调整拐点为 e_l 与 e_h ($e_l < e_h$), 则对 $f(e)$ 的不同定义如图5所示。

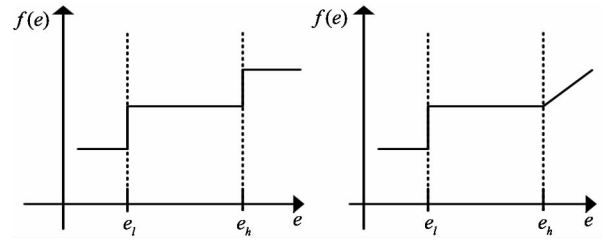


图5 非线性函数 $f(e)$ 的不同定义

根据误差 e 的调整拐点 e_l 与 e_h , 将期望误差尽可能地靠近调整拐点, 因此, 进一步推广到以误差 e 的调整拐点 e_l 与 e_h 为影响因子的控制器, 定义:

$$\begin{aligned} f(e) &= 1 \quad e > e_h \\ f(e) &= K_0 + (1 - K_0) |e(t)| \\ e &\in (e_l, e_h), K_0 \geq 0 \\ f(e) &= 1 \quad e < e_l \end{aligned} \quad (24)$$

式(24)可表示为 $f(e) = k(e)e(t)$, $k(e)$ 为根据误差 e 的调整拐点 e_l 与 e_h 的时变函数, 同时 e_l 与 e_h 控制着控制器的调节精度与速度, 因此可以设计非线性分数阶 $PI^{\lambda}D^{\delta}$ 控制器为

$$\begin{aligned} u(t) &= f(e) [K_p + K_i D_t^{-\lambda} + K_d D_t^{\delta}] \\ &= [K_p k(e)] e(t) + [K_i k(e)] D_t^{-\lambda} e(t) \\ &\quad + [K_d k(e)] D_t^{\delta} e(t) \\ &= K_{[pk(e)]} e(t) + K_{[ik(e)]} D_t^{-\lambda} e(t) \\ &\quad + K_{[dk(e)]} D_t^{\delta} e(t) \end{aligned} \quad (25)$$

$K_{[pk(e)]}$ 、 $K_{[ik(e)]}$ 、 $K_{[dk(e)]}$ 是根据时变函数 $f(e)$ 而

改变的时变参数,通过非线性分数阶 $PI^\lambda D^\delta$ 控制器非线性判断进行参数的动态调整,提高了控制器的速度、精度、灵敏度,则非线性分数阶 $PI^\lambda D^\delta$ 控制器结构如图 6 所示。

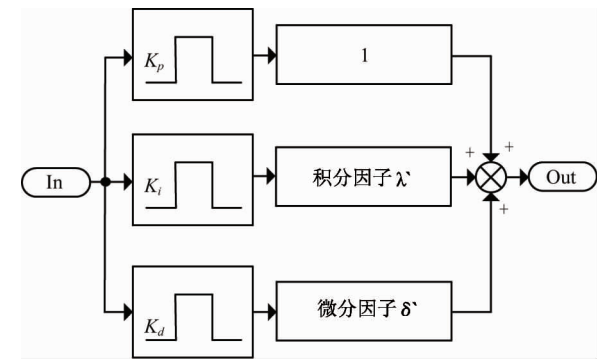


图 6 非线性分数阶 $PI^\lambda D^\delta$ 控制器结构

3.2 模糊自适应非线性分数阶 $PI^\lambda D^\delta$ 控制器设计

通过式(21)可知,模糊控制使控制器更具有自适应性,提高了控制器的动态性能,因此,将非线性分数阶 $PI^\lambda D^\delta$ 控制器推广到模糊控制中,提出基于改进 Oustaloup 算子的模糊自适应非线性分数阶控制器,可得算子:

$$\begin{aligned} u(k) &= f(e) \{ K_p(k)e(k) + K_i(k) \sum_{i=1}^k e(k) \\ &\quad + K_d(k)[e(k) - e(k-1)] \} \\ &= [K_p(k)f(e)]e(k) + [K_i(k)f(e)] \sum_{i=1}^k e(k) \\ &\quad + [K_d(k)f(e)][e(k) - e(k-1)] \\ &= K_{[pf(e)]}(k)e(k) + K_{[if(e)]}(k) \sum_{i=1}^k e(k) \\ &\quad + K_{[df(e)]}(k)[e(k) - e(k-1)] \end{aligned} \tag{26}$$

则 $K_{[pf(e)]} = K_{[pk(e)]} + \Delta K_p(k)$, $K_{[if(e)]} = K_{[ik(e)]} + \Delta K_i(k)$, $K_{[df(e)]} = K_{[dk(e)]} + \Delta K_d(k)$

式(26)通过基于改进 Oustaloup 算子分数阶的近似计算、模糊自适应控制、参数整定时的非线性时变调整,不仅提高了控制器的鲁棒性,也提高了控制器的自适应性。模糊自适应非线性分数阶 $PI^\lambda D^\delta$ 控制器结构如图 7 所示。

根据误差 e 数值的大小,分数阶控制利用微积分记忆特性弥补了整数阶控制局部特征的缺点,有效地扩大了控制器的维度,同时运用改进 Oustaloup 算子,使控制模型更加精确,提高了控制器的准确

度;通过模糊推理,对控制参数进行微量的调节,进一步提高了控制精度;通过调整非线性函数 $f(e)$,将控制器推广到非线性领域,能有效地提高控制器的收敛速度,严格控制控制器的精度。对非线性复杂系统具有很好的控制作用。

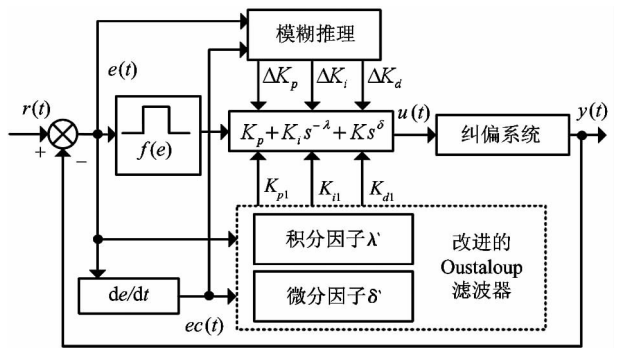


图 7 模糊自适应非线性分数阶 $PI^\lambda D^\delta$ 控制器结构

4 仿真实验与分析

仿真参数: $K_{sp} = 0.0152 \text{ m}^3/\text{s} \cdot \text{A}$, $\omega_{sp} = 829 \text{ rad/s}$, $\zeta_{sv} = 0.6$, $I_0 = \pm 10 \text{ mA}$, $U_I = \pm 10 \text{ V}$, $m_l = 24\,000 \text{ kg}$, $K_q = 1$, $A_p = 0.0137 \text{ m}^2$, $\omega_n = 79.1 \text{ rad/s}$, $\zeta_n = 0.4$, $U_{\max} = 5 \text{ V}$, $L_{\max} = 0.15 \text{ m}$, 以此建立纠偏系统,进行仿真实验。

4.1 改进 Oustaloup 对控制器的影响

根据式(15)与(20),Oustaloup 算子^[15,16]在频段 $[0.001, 1000]$,滤波器阶数为 5 阶时改进前后的对比近似效果如图 8 所示。

分析可得,改进分数阶算子可以使控制器在控制精度上更加精确;算子从 -1 至 1 的近似过程中,体现出分数阶的逐渐逼近过程,同时可以观察到,改进后算子幅频与相频范围较大,特别在频段两段近似效果更佳,从而提高了控制器的精确度。

4.2 非线性算子 $f(e)$ 对控制器的影响

根据式(24)与(26),对于变化的输入误差,在 K_0 取不同值时,控制器的输出效果对比如图 9 所示。

分析可得,当 $K_0 = 1$ 时,根据式(24) $f(e) = 1$,则式(26)为式(21)的形式,为常规的线性控制器,且由图9中可以观察到此时控制误差最大;当 $K_0 = 0$

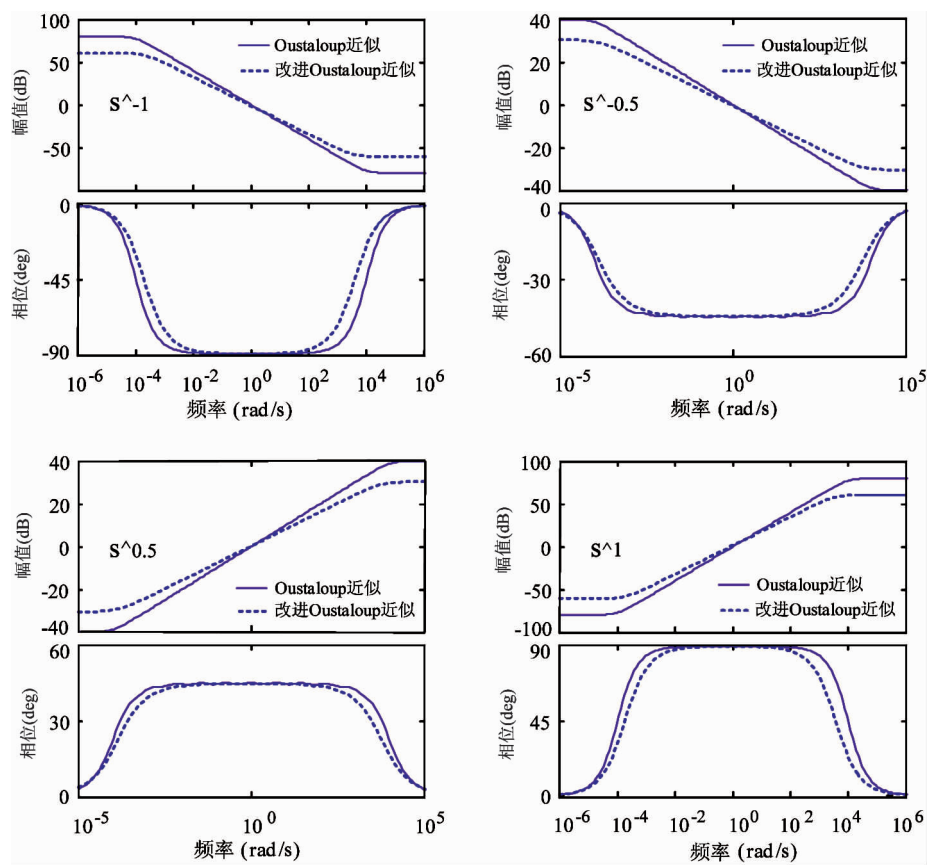


图 8 Oustaloup 近似法 Bode 图效果对比

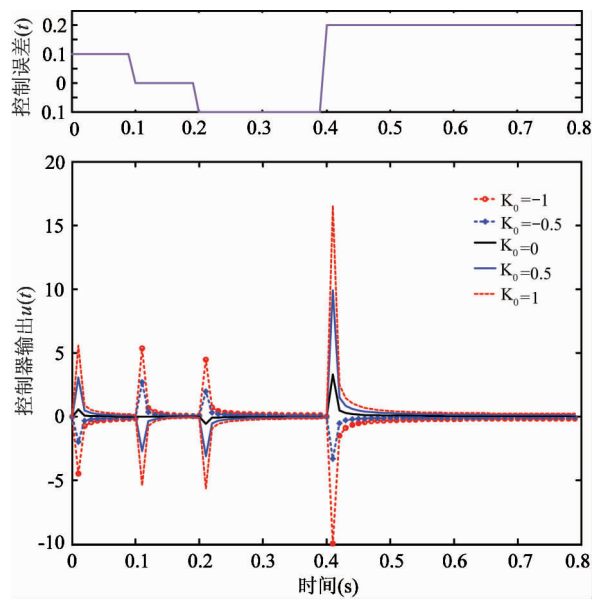


图 9 K_0 对控制误差的影响

时,根据式(24) $f(e) = |e(t)|$,此时式(26)为非线性控制器,且由图 9 中可观察到此时控制效果最佳。

4.3 控制方法对比

针对带钢纠偏系统,且在 2 s 时,改变系统输入

的阶跃信号,将基于改进 Oustaloup 算子的模糊自适应分数阶纠偏控制算法与基于改进 Oustaloup 算子的模糊自适应非线性分数阶纠偏控制算法进行仿真实验,结果如图 10 所示。

分析可得,通过与普通 PID、模糊自适应 PID、分数阶 $PI^A D^\delta$ 对比,本文提出的基于改进 Oustaloup 算子的模糊自适应分数阶纠偏控制算法与基于改进 Oustaloup 算子的模糊自适应非线性分数阶纠偏控制算法在稳态精度、调节时间、超调量等时域指标上都有所提高,获得更佳的控制效果。且在 2 s 时输入突变信号,控制效果不变。

由表 1 可知,基于改进 Oustaloup 算子的模糊自适应分数阶纠偏控制算法稳态精度最高且无超调,调节时间相对较短。

基于改进 Oustaloup 算子的模糊自适应非线性分数阶纠偏控制算法使调节时间最短,且在调节时控制器输出平滑,明显减小了振荡量的大小,显著地提高了控制品质。

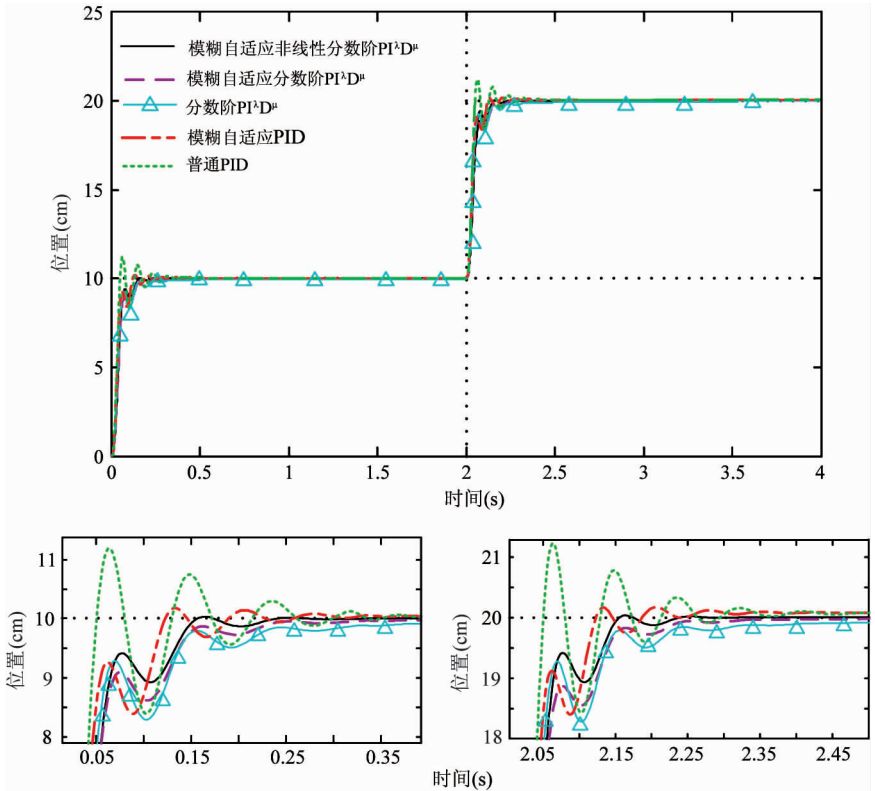


图 10 不同控制方法阶跃响应对比图

表 1 不同控制方法时域指标

控制方法	调整 时间(s)	最大 超调量	稳态 误差(cm)
模糊自适应非线性 分数阶 $PI^{\lambda}D^{\mu}$	0.28	0.38%	+0.06
模糊自适应分数阶 $PI^{\lambda}D^{\mu}$	0.4	无	-0.04
分数阶 $PI^{\lambda}D^{\mu}$	0.45	无	-0.14
模糊自适应 PID	0.51	1.89%	+0.40
普通 PID	0.6	12%	+0.35

5 结 论

对带钢纠偏系统模型进行仿真实验,分析了改进 Oustaloup 算子与非线性算子 $f(e)$ 对控制器的影响,提出基于改进 Oustaloup 算子 z 的模糊自适应分数阶纠偏控制算法(与普通 PID 相比,精度提高了 88.57%)与基于改进 Oustaloup 算子的模糊自适应非线性分数阶纠偏控制算法(与普通 PID 相比,时间缩短 53.33%),与其他算法对比可知,本文提出的两种算法在带钢纠偏控制方面更具有优越性,完

全满足带钢在工程实际中的纠偏要求,对纠偏精度与实时性要求较高的工程具有借鉴意义。

参考文献

[1] 权龙, 李敏, 姚李威, 等. 核心器件冗余的低能耗电液伺服纠偏控制技术[J]. 机械工程学报, 2009, 45 (12):53-58

[2] Yao J, Deng W. Active Disturbance Rejection Adaptive Control of Hydraulic Servo Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64 (10): 8023-8032

[3] 段锁林, 王明智. 不确定性电液位置伺服系统的自适应滑模控制[J]. 机床与液压, 1999(2):41-42

[4] Bouarroudj N, Boukhetala D, Boudjema F. A hybrid fuzzy fractional order PID sliding-mode controller design using PSO algorithm for interconnected nonlinear systems [J]. Control Engineering & Applied Informatics, 2015, 17(1):41-51

[5] 薛定宇, 赵春娜. 分数阶系统的分数阶 PID 控制器设计[J]. 控制理论与应用, 2007, 24(5):771-776

[6] 吴振宇, 赵亮, 冯林. 基于分数阶 PID 控制器的智能车控制[J]. 控制工程, 2011, 18(3):401-404

- [7] 梁涛年, 陈建军, 王媛, 等. 分数阶系统模糊自适应分数阶 $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 控制器[J]. 北京工业大学学报, 2013, 39(7):1040-1045
- [8] 齐乃明, 宋志国, 秦昌茂. 基于最优 Oustaloup 的分数阶 PID 参数整定[J]. 控制工程, 2012, 19(2):283-285
- [9] 齐乃明, 秦昌茂, 王威. 分数阶系统的最优 Oustaloup 数字实现算法[J]. 控制与决策, 2010, 25(10):1598-1600
- [10] 王春行. 液压控制系统[M]. 北京:机械工业出版社, 2005: 40-52
- [11] Chaleshtori H N, Mohammadi S M A, Bijami E. Optimal design of fractional order fuzzy PID controller with simultaneous auto-tuned fuzzy control rules and membership functions[C]. In: Proceedings of the 2017 2nd Conference on Swarm Intelligence and Evolutionary Computation, Kerman, Iran, 2017. 100-105
- [12] Zamani A A, Bijami E, Sheikholeslam F, et al. Optimal fuzzy load frequency controller with simultaneous auto-tuned membership functions and fuzzy control rules[J]. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 2014, 22(1):66-86
- [13] Kumar A, Kumar V, Gaidhane P J. Optimal design of fuzzy fractional order $PI^{\lambda}D^{\mu}$, controller for redundant robot[J]. *Procedia Computer Science*, 2018, 125:442-448
- [14] Bobál V, Böhm J, Prokop R. Practical aspects of self-tuning controllers[J]. *International Journal of Adaptive Control & Signal Processing*, 1999, 13(8):671-690
- [15] Oustaloup A, Levron F, Mathieu B, et al. Frequency-band complex noninteger differentiator: characterization and synthesis[J]. *IEEE Transactions on Circuits & Systems I Fundamental Theory & Applications*, 2002, 47(1):25-39
- [16] Mahata S, Saha S K, Kar R, et al. Optimal and accurate design of fractional-order digital differentiator-an evolutionary approach[J]. *LET Signal Processing*, 2017, 11(2):181-196

Study on the control strategy of fuzzy adaptive fractional order steel strip deviation rectification

Che Haijun^{***}, Ma Lufei^{***}, Yang Jingming^{***}, Wu Binglin^{***}

(* Key Lab of Industrial Computer Control Engineering of Hebei Province, Yanshan University, Qinhuangdao 066004)

(** National Engineering Research Center for Equipment and Technology of Cold Strip Rolling, Qinhuangdao 066004)

Abstract

Aiming at the problem of slow tracking speed and low precision caused by butterfly region and internal leakage of electro-hydraulic servo system in the process of metallurgical strip rolling, combining fractional order control theory, improving Oustaloup operator approximation filtering, fuzzy adaptive control, adding a nonlinear control factor at the same time, a fuzzy adaptive fractional order linear and nonlinear correction algorithm based on improved Oustaloup operator for multi-parameter degrees of freedom is proposed. After comparison of simulation experiments, the accuracy of the control algorithm is improved by 88.57% and the time is shortened by 53.33%, which is better than ordinary PID. It can not only guarantee the optimal trajectory tracking, but also improve the robustness of model uncertainty and transient interference suppression.

Key words: correction control, electrohydraulic servo system, position tracking, fractional order, fuzzy adaptive