

基于 D 分解的分数阶 PID 控制器的 图形化参数整定

陈思溢, 牛旭

(湘潭大学 自动化与电子信息学院, 湖南 湘潭 411105)

摘要: 针对二自由度分数阶 PID 控制器设计的参数多, 结构复杂等复杂问题, 提出了一种基于 D 分解法和主导极点配置的新型参数整定方法; 其基本原理首先基于动态响应指标约束进行主导极点配置, 在确保闭环系统的响应特性良好的条件下确定系统超调量和调节时间, 由此经过转换得到未知参数之间的函数关系; 其次, 使用 D 分解法, 将未知参数在不影响的控制性能的前提下由多减少, 再由相关参数取得系统性能稳定的参数域中优化, 最后以差分进化算法为导向, 以两种方法取得的相关约束条件为指标取得最优控制器参数, 在确保所选极点的优势下使所设计的控制器达到理想的控制性能; 最终, 将所设计的控制器通过应用在整数阶和分数阶被控对象上, 使用仿真验证新方法的鲁棒性和快速性, 同时也表现了新方法的有效性和实用性。

关键词: 参数整定; 主导极点配置; 分数阶; D 分解; 差分进化算法

Graphical Parameter Tuning of Fractional Order PID Controller Based on D Decomposition

Chen Siyi, Niu Xu

(School of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China)

Abstract: In this paper, a new parameter tuning method based on D decomposition method and dominant pole placement is proposed for the complex problems such as design parameters of two-degree-of-freedom fractional PID controllers and complicated structure. The basic principle is: first, configure the dominant pole based on dynamic response index constraints, and to determine the system overshoot and adjustment time under the condition of ensuring good response characteristics of the closed-loop system, and then obtain the functional relationship between unknown parameters through conversion. Secondly, the D decomposition method is used to reduce the unknown parameters by more than one without affecting the control performance, and then optimize the related parameters to obtain stable system performance in the parameter domain. Finally, guided by the differential evolution algorithm, the two methods are used. The relevant constraint condition for the index is to obtain the optimal controller parameters, and the designed controller can achieve the desired control performance under the advantage of ensuring the selected pole. Finally, the designed controller is applied to the integer and fractional order controlled objects, and the simulation is used to verify the robustness and rapidity of the new method. At the same time, it also shows the effectiveness and practicability of the new method.

Keywords: parameter tuning; dominant pole placement; fractional order; D decomposition; differential evolution algorithm

0 引言

分数阶微积分起源于三百多年前, 分数阶和整数阶相比能更精确地描述实际对象。鉴于分数阶理论的优越性, 近年来对分数阶控制系统的研究愈发成为一个热点课题。特别是对分数阶控制器研究, 1998 年 I. Podlubny 教授提出的分数阶 $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 控制器作为经典控制器模型已成为最近分数阶领域的研究重点^[1]。对于分数阶 $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 控制器的参数整定, 取得的成果主要有: 图解设计法、智能优化算法、解析设计法、D 分解法等。此外, 极点配置在控制系统设计的瞬态响应和鲁棒性等性能方面具有重要作用。文献 [2] 采用参数空间法讨论利用分数阶 PI 控制器实现时滞系统极

点配置问题。D 分解法最早引入自动控制系统分析过程中是有 Lanzkron 等人在 1959 年提出^[3]。文献 [4] 利用 D 分解法精确地确定不确定系统的控制器参数区间范围。文献 [5] 运用 D 分解法分别描述了 PD/PDⁿ 控制器在 (K_p, K_d) 平面上的分数阶时滞系统的鲁棒稳定区域。文献 [6-7] 利用 D 分解法求解闭环系统的渐进稳定性问题, 在此基础上确定参数空间中稳定域边界的解析表达式, 并且研究了线性分数阶系统和线性参数相关情况下的 D 分解方法。文献 [8] 应用 D 分解法和值集的几何结构提出了一种有效的算法来计算带时滞的区间对象的鲁棒性区域。文献 [9] 提出了一种确定满足给定 H_{∞} 优化标准的 PID 控制器的方法。该方法使用 D 分解的概念确定值集的边界, 通过取区间交集来直观地描述满足要求的控制器参数范围。文献 [10] 通过 D 分解法解决低阶控制器控制高阶或时滞系统的问题。文献 [11] 使用 D 分解法求解闭环倒立摆系统的渐进稳定问题, 同时文中还研究了线性分数阶系统和线性参

收稿日期: 2020-04-30; 修回日期: 2020-05-26。

基金项目: 国家重点研发计划子课题项目(2018YFB142900)。

作者简介: 陈思溢(1986-), 男, 湖南湘潭人, 博士, 副教授, 主要从事分数阶、滑模控制、智能优化方向的研究。

数相关情况下的 D 分解方法。

本文提出了一种利用 D 分解法进行主导极点配置的分数阶 PID 控制器设计方法。其基本思想是基于动态响应指标约束来进行主导极点配置，由此可以得到分数阶控制器参数 K_p, K_i 关于 K_d, α, β 的线性函数，固定参数 β 后，就只有 K_p 和 α 两个自由参数。D 分解法用来确定 K_d 和 α ，从而确保所选极点的优势。在此过程中，引入差分进化算法作为媒介，确定参数的稳定区域，从而使得分数阶 PID 控制器达到理想的系统控制性能。

1 控制系统结构

2DOF PID 的概念最早由 Horowitz 在 1963 年提出的，和传统的 1DOF PID 相比，它较好地实现了抑制扰动和快速响应设定值变化二者之间的均衡。从本质上讲，一般情况下的单输入单输出系统理应是一个兼有设定值和扰动信号双输入且单输出的系统，使用 PID 控制器去控制双输入系统，本该使系统的两路性能均达到最优，然而在大部分情况下此二者不可兼得。而 2DOF PID 正好能较好解决这一问题，它通过引进一组无关误差的参数，使用 K_p, K_i, K_d 去进行扰动的抑制，再利用权重系数 α, β 去调整输出。

考虑如图 1 所示的采用二自由度分数阶 PID 控制策略的闭环控制系统， $P(s)$ 为被控对象， $C_1(s)$ 为采用分数阶 PID 控制策略的主控制器， $C_2(s)$ 为采用不完全微分控制策略的反馈补偿控制器，它们的传递函数形式如式 (1) ~ (3) 所示：

$$P(s) = \frac{\prod_{j=0}^k (s^{v_j} + n_j)}{s^{v_0} \prod_{i=0}^l (s^{v_i} + p_i)} \quad (1)$$

$$C_1(s) = K_p s + \frac{K_i}{s^\beta} + K_d s^\alpha \quad (2)$$

$$C_2(s) = \frac{K_d s^\alpha}{T_d s^\alpha + 1} \quad (3)$$

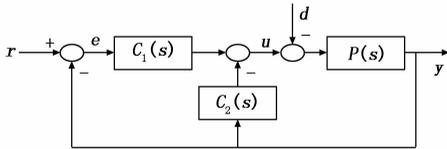


图 1 控制系统结构

式中， v_0, v_i, v_j 为控制对象中的分数阶阶次， p_i, n_j 为常数。 K_p, K_i, K_d 为控制器的比例、积分和微分增益， α, β 为控制器中的分数阶阶次， T_d 为滤波时间常数。

将图 1 转化为具有单位负反馈形式的控制系统结构，如图 2 所示。其中：

$$P_m(s) = \frac{P(s)}{1 + C_2(s)P(s)} \quad (4)$$

结合式 (2) 和 (4)，可得出图 2 所示的闭环系统的传递函数如式 (5) 所示：

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{C_1 P_m(s)}{1 + C_1(s)P_m(s)} \quad (5)$$

式中：

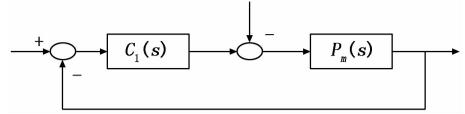


图 2 具有单位负反馈形式的控制系统结构

$$N(s) = (K_p + K_i s^{-\beta} + K_d s^\alpha)(T_d s^\alpha + 1)$$

$$D(s) = (T_d s^\alpha + 1)K_p + (T_d s^{\alpha-\beta} + s^{-\beta})K_i + (T_d s^{2\alpha} + 2s^\alpha)K_d + \frac{T_d s^\alpha + 1}{P(s)}$$

2 基于动态响应指标约束的主导极点配置

令 $s = \sigma_d \pm j\omega_d$ 为系统的闭环主导极点，即闭环特征多项式 $D(s)$ 的根。考虑到闭环系统的响应特性主要由主导极点确定，可根据闭环主导极点得到式 (5) 的近似闭环传递函数，如式 (6)：

$$G'(s) = \frac{1}{(s - \sigma_d + j\omega_d)(s - \sigma_d - j\omega_d)} = \frac{1}{s^2 - 2\sigma_d s + \sigma_d^2 + \omega_d^2} \quad (6)$$

考虑如式 (7) 的典型二阶系统闭环传递函数：

$$\Phi(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (7)$$

式中， ζ 为阻尼系数， ω_n 为振荡角频率。由式 (7) 可得出二阶系统的动态响应指标，如式 (8)：

$$\delta\% = e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}} \times 100\%, t_s = 3/(\zeta\omega_n) \quad (8)$$

式中， $\delta\%$ 为最大超调量， t_s 为调节时间。令式 (6) 和 (7) 中各项分别相等，可得：

$$\begin{cases} \sigma_d^2 + \omega_d^2 = \omega_n^2 = 1 \\ -2\sigma_d = 2\zeta\omega_n \end{cases} \quad (9)$$

联立式 (8) 和 (9)，则可通过预设 $\delta\%$ 和 t_s 解出期望闭环主导极点的位置。

将 $s = \sigma_d \pm j\omega_d$ 代入闭环特征多项式 $D(s)$ ，并分别取其实部和虚部，可得关于 K_p, K_i, K_d 和 α, β 的多项式方程组如式 (10)：

$$\begin{aligned} A_1 K_p + B_1 K_i + C_1 K_d &= D_1 \\ A_2 K_p + B_2 K_i + C_2 K_d &= D_2 \end{aligned} \quad (10)$$

式中，

$$\begin{aligned} A_1 &= T_d \Omega^\mp \cos(\alpha\theta) + 1, A_2 = T_d \Omega^\mp \sin(\alpha\theta) \\ B_1 &= T_d \Omega^\mp \cos((\alpha - \beta)\theta) + \Omega^\mp \cos(\beta\theta) \\ B_2 &= T_d \Omega^\mp \sin((\alpha - \beta)\theta) - \Omega^\mp \sin(\beta\theta) \\ C_1 &= T_d \Omega^\alpha \cos(2\alpha\theta) + 2\Omega^\mp \cos(\alpha\theta) \\ C_2 &= T_d \Omega^\alpha \sin(2\alpha\theta) + 2\Omega^\mp \sin(\alpha\theta) \\ D_1 &= -\operatorname{Re} \left[\frac{T_d (\sigma_d + j\omega_d)^\alpha + 1}{P(\sigma_d + j\omega_d)} \right], \\ D_2 &= -\operatorname{Im} \left[\frac{T_d (\sigma_d + j\omega_d)^\alpha + 1}{P(\sigma_d + j\omega_d)} \right] \\ \Omega &= \sigma_d^2 + \omega_d^2, \theta = \arctan(\omega_d / \sigma_d) \end{aligned}$$

求解式 (10)， K_p 和 K_i 可通过 K_d, α, β 描述得出，如式 (11)：

$$K_p = \frac{B_1 C_2 - B_2 C_1}{A_1 B_2 - A_2 B_1} K_d + \frac{B_2 D_1 - B_1 D_2}{A_1 B_2 - A_2 B_1} = U_1 K_d + V_1$$

$$K_i = \frac{A_2 C_1 - A_1 C_2}{A_1 B_2 - A_2 B_1} K_d + \frac{A_1 D_2 - A_2 D_1}{A_1 B_2 - A_2 B_1} = U_2 K_d + V_2 \quad (11)$$

3 基于 D 分解的控制器参数区域化

3.1 D 分解思想

经过上一节对闭环极点配置的研究, 闭环系统的主导极点可被配置在图 3 中由 ‘×’ 号所标识的位置, 但若若有其余极点同样位于图 3 中虚轴左侧且阴影部分右侧的位置, 该对共轭极点则不是主导极点, 系统的主要响应性能就无法由它得到确定。

本文采用 D 分解评估期望闭环极点为主导极点的真实性, 它的思想如下。考虑闭环系统的稳定性, 以复平面中的虚轴为界, 若存在极点在它的右侧, 则该系统不稳定。选取控制器参数 $K_p, K_i, K_d, \alpha, \beta$, 使闭环特征方程包含 k 个位于右半复平面的不稳定根, 则定义控制器参数的变化区域为 $d(k)$ 。控制器参数的变化区间可由此被划分成多个子域, 其中每个都对应了固定个数位于右半复平面的不稳定根。若能寻找到一个子域 $d(0)$, 则由对应的控制器参数构造得到的系统的闭环极点全部位于左半复平面, 即该系统为稳定系统。

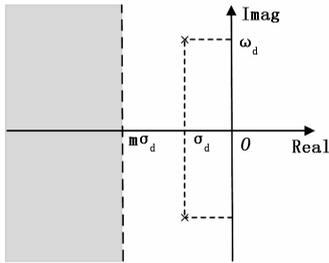


图 3 闭环主导极点示意图

将 D 分解思想中的判别边界由虚轴替换为图 3 与实轴相交于 $m\sigma_d$ 的虚线, 其中 $m \geq 5$ 表示系统的其余闭环极点与虚轴的距离至少 5 倍于主导极点与虚轴的距离。考虑此情形, 在配置好期望极点的前提下, 通过 D 分解评估得出对应控制器参数的子域为 $d(2)$, 则认为该极点为主导极点。

3.2 控制器参数区域化

改进后的 D 分解方法中的边界性条件可由以下两点实现:

1) $D(0) = 0$, 说明闭环特征多项式 $D(s)$ 中不包含常数项, 如式 (12)。

2) $D(m\sigma_d + j\omega) = 0$, 其中 $\omega \in (-\infty, +\infty)$, 由它即可确定图 3 中虚线所示的判别边界。

$$D(0) = K_p + \frac{1}{P(0)} = U_1 K_d + V_1 + \frac{1}{P(0)} = 0 \quad (12)$$

求解式 (12), 可将 K_d 用式 (13) 描述:

$$K_d = -\frac{1}{U_1} \left(V_1 + \frac{1}{P(0)} \right) \quad (13)$$

由 $D(m\sigma_d + j\omega) = 0$, 并代入式 (11) 消去其中的 K_p 和 K_i , 则有:

$$A'_1(U_1 K_d + V_1) + B'_1(U_2 K_d + V_2) + C'_1 K_d = D'_1 \quad (14)$$

$$A'_2(U_1 K_d + V_1) + B'_2(U_2 K_d + V_2) + C'_2 K_d = D'_2 \quad (15)$$

式中, $A'_1, B'_1, C'_1, A'_2, B'_2, C'_2$ 的表达形式即是式 (10) 中的 Ω, θ 替换为 $\Omega', \theta', \Omega', \theta', D'_1, D'_2$ 可被描述为:

$$\Omega' = (m\sigma_d)^2 + \omega^2, \theta' = \arctan\left(\frac{\omega}{m\sigma_d}\right)$$

$$D'_1 = -\operatorname{Re}\left[\frac{T_d(m\sigma_d + j\omega)^\alpha + 1}{P(m\sigma_d + j\omega)}\right]$$

$$D'_2 = -\operatorname{Im}\left[\frac{T_d(m\sigma_d + j\omega)^\alpha + 1}{P(m\sigma_d + j\omega)}\right]$$

通过式 (14) 解出 K_d , 可得:

$$K_d = \frac{D'_1 - A'_1 V_1 - B'_1 V_2}{A'_1 U_1 + B'_1 U_2 + C'_1} \quad (16)$$

将式 (16) 代入式 (15), 可得:

$$\frac{A'_2 U_1 + B'_2 U_2 + C'_2}{A'_1 U_1 + B'_1 U_2 + C'_1} (D'_1 - A'_1 V_1 - B'_1 V_2) + A'_2 U_1 + B'_2 U_2 - D'_2 = 0 \quad (17)$$

可见, 在保持 β 一定的前提下, 随着 ω 的变化可唯一确定 α 的变化轨迹, 再将 α 代入式 (13) 和 (16), 可进一步确定两种 α 与 K_d 之间的变化轨迹。由这两条轨迹包围而成的区域即为 D 分解方法中的闭环极点个数判别区域。

4 基于差分进化算法的主导极点配置

若控制器参数的整体变化区间内都不包含 $d(2)$ 子域, 即意味着在图 3 中虚轴左侧且阴影部分右侧的区域内包含两个以上的闭环极点。本文考虑子域为 $d(3)$ 或 $d(4)$ 的情形, 对于除主导极点以外的闭环极点, 利用差分进化算法在子域内寻找合适的控制器参数 α, β 和 K_d , 再根据式 (11) 确定 K_p 和 K_i , 从而在闭环传递函数的分子多项式 $N(s)$ 中配置出复平面中位置与该闭环极点相同或相近的闭环零点, 构造偶极子以消除该闭环极点带来的影响。

令 $s = \sigma_a + j\omega_a$ 为 $d(3)$ 或 $d(4)$ 子域中除主导极点外期望被配置出的闭环极点, 则有:

$$D(\sigma_a + j\omega_a) = 0$$

$$N[\sigma_a + \Delta\sigma + j(\omega_a + \Delta\omega)] = 0 \quad (18)$$

式中, $\Delta\sigma$ 和 $\Delta\omega$ 表示偶极子中闭环零点与极点之间的微小距离。若子域为 $d(3)$, 则意味着该闭环极点为位于 $[-m\sigma_d, 0]$ 区间内的负实根, 此时有 $\omega_a = \Delta\omega = 0$ 。列出差分进化算法中的目标函数和约束条件如下:

差分进化算法的执行步骤如图 4 所示。

步骤 1: 对种群进行初始化, 种群中的每个个体都包含 5 个参数: 分数阶阶次 α 、闭环极点的实轴坐标 σ_a 和虚轴坐标 ω_a 、以及偶极子中零极点之间间距的实轴坐标 $\Delta\sigma$ 和虚轴坐标 $\Delta\omega$ 。

$$x_{i,G} = (\sigma_a, \omega_a, \Delta\sigma, \Delta\omega, \alpha) \quad (20)$$

式中, i 代表种群中的第 i 个个体, G 代表算法的迭代次数。为兼顾算法的优化效率和运行速度, 本文选择种群的总个体数量和最大迭代次数分别为 30 和 500。

步骤 2: 根据式 (20) 中的参数, 利用式 (11) 和 (18) 计算 K_p, K_i, K_d , 若 α 和 K_d 的取值位于 D 分解子域 $d(3)$ 或 $d(4)$ 内, 则认为此时种群个体的选择满足边界约束条件。

$$\min \sqrt{\operatorname{Re}[D(\sigma_a + j\omega_a)]^2 + \operatorname{Re}\{N[\sigma_a + \Delta\sigma + j(\omega_a + \Delta\omega)]\}^2}$$

$$\text{s. t. } \begin{cases} \operatorname{Im}[D(\sigma_a + j\omega_a)] = 0 \\ \operatorname{Im}\{N[\sigma_a + \Delta\sigma + j(\omega_a + \Delta\omega)]\} = 0 \\ K_p = U_1 K_d + V_1 \\ K_i = U_2 K_d + V_2 \\ \beta \in (0, 2), \alpha, K_d \in d(3) \text{ or } d(4) \\ \sigma_a \in (-m\sigma_d, 0) \\ \omega_a \in (-\infty, +\infty) \\ \Delta\sigma, \Delta\omega \in [-0.01, 0.01] \end{cases} \quad (19)$$

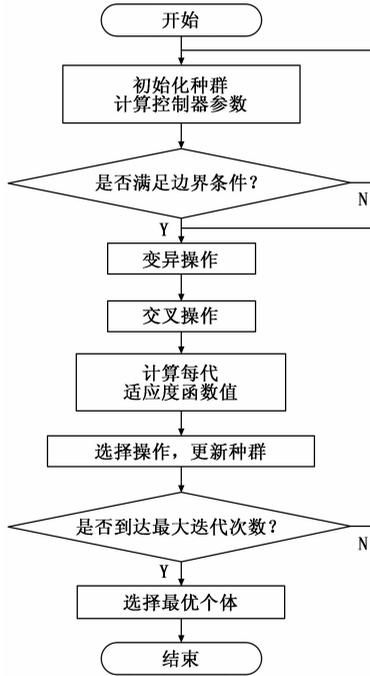


图 4 差分进化算法流程

步骤 3: 随机选取种群中两个不同的个体 $x_{r1,G}$ 和 $x_{r2,G}$, 将两者的向量差按比例缩放后, 与目标个体 $x_{i,G}$ 进行向量合成, 得到变异个体 $v_{i,G+1}$, 其计算过程如式 (21):

$$v_{i,G+1} = x_{i,G} + F(x_{r1,G} - x_{r2,G}) \quad (21)$$

式中, F 为缩放因子, 本文中取值为 1.2。

步骤 4: 对目标个体 $x_{i,G}$ 及其变异个体 $v_{i,G+1}$ 按一定概率进行个体间的交叉操作, 从而确保变异个体中的部分信息能被传递到下一代个体 $u_{i,G+1}$ 。本文中交叉概率取值为 0.8。

步骤 5: 将经过交叉操作得到的个体 $u_{i,G+1}$ 和原个体 $x_{i,G}$ 中的参数分别代入式 (19) 中的目标函数, 选取适应度值较优所对应的个体, 将其保留并传递至下一代 $x_{i,G+1}$ 。

5 仿真结果与分析

本文所提方法在两类控制对象上进行仿真验证, 控制对象的模型如式 (22)。

$$P_1(s) = \frac{1}{(s+1)^4}, P_2(s) = \frac{1}{s^{0.75}+3} \quad (22)$$

为验证本文所提方法的优越性, 使用改进灰狼优化算法^[12-14]和改进粒子群算法^[15]被用来作对比, 同时为了更好地对各类方法的差异进行量化分析, 本文引入如式 (23) 的 ITAE 评价指标。

$$ITAE = \int_0^{t_m} t |e(t)| dt = \int_0^{t_m} t |r(t) - y(t)| dt \quad (23)$$

式中, t_m 表示仿真终止时间, $r(t), y(t), e(t)$ 分别表示闭环控制系统的输入、输出和误差量。

5.1 整数阶对象 $P_1(s)$

设定期望的最大超调量和调节时间分别为 10% 和 13.92 s, 根据式 (8) 和 (9), 可解得期望的主导极点位于 $s = -0.36862 \pm j0.29620$, 令滤波时间常数 T_d 和分数阶阶次 β 分别为 0.0942 和 1.05, 即可通过 D 分解方法将控制器参数 α, K_d 的整体可变区域划分为图 5 所示的各个子域。

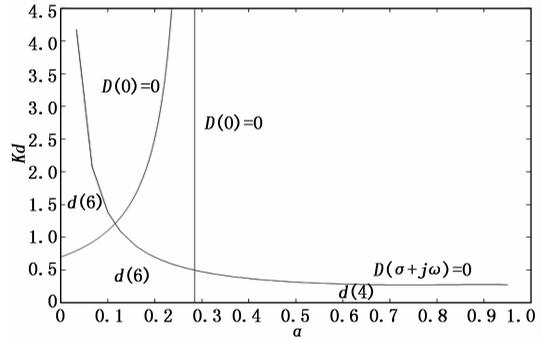


图 5 由改进 D 分解方法划分控制器参数的变化区域

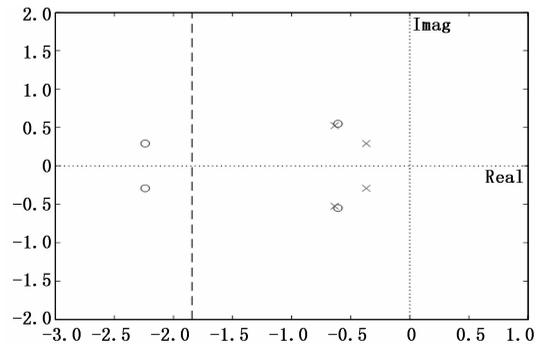


图 6 配置参数后的控制系统零极点图

由图 6 可知, 经过配置参数, 控制系统有一对共轭零点和一对共轭极点形成了偶极子, 使系统的响应性能可以主要受到主导极点的影响。而与其他的极点或零点没什么太大关系。

以下为三类参数整定方法得到的参数结果, 如表 1 所示, 控制对象模型如式 (20)。仿真结果如图 7 所示。

从试验结果可知, 针对整数阶被控系统, 本文方法在

响应速度和精确度均优于改进灰狼算法及改进粒子群算法。

表 1 各类方法的对比

$P_1(s)$	K_p	K_i	K_d	α	β	ITAE
本文方法	1.19	0.265	0.664	1.25	1.05	8.735
改进灰狼算法	1.03	0.35	0.64	1.101	1.05	13.87
改进粒子群算法	1.0015	0.362	0.362	1.047	1.05	12.26

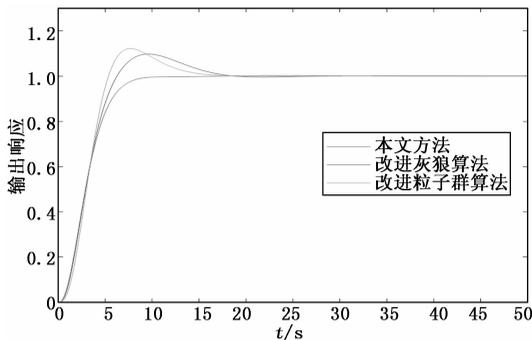


图 7 整数阶被控系统阶跃输出响应图

表 2 各类方法的性能指标对比

$P_1(s)$	上升时间/s	稳定时间/s	超调
本文方法	9.87	10	0
改进灰狼算法	9.292	17	0.098
改进粒子群算法	9.768	18	0.122

5.2 分数阶对象 $P_2(s)$

设定期望的最大超调量和调节时间分别为 3% 和 9.1 秒, 根据式 (8) 和 (9), 可解得期望的主导极点位于 $s = -0.3301 \pm j0.9439$, 令滤波时间常数 T_d 和分数阶阶次 β 分别为 0.0942 和 1.05, 即可通过 D 分解方法将控制器参数 α, K_d 的整体可变区域划分为类似图 5 所示的几个子域。

以下为三类参数整定方法得到的参数结果, 如表 3 所示, 控制对象模型如式 (20)。仿真结果如图 8 所示。

表 3 各类方法的对比

$P_2(s)$	K_p	K_i	K_d	α	β	ITAE
本文方法	3.8	10.37	1.6	0.25	0.96	2.333
改进灰狼算法	3.85	9.45	0.8	0.15	0.98	2.284
改进粒子群算法	3.5	6.45	1.15	0.08	1.1	5.636

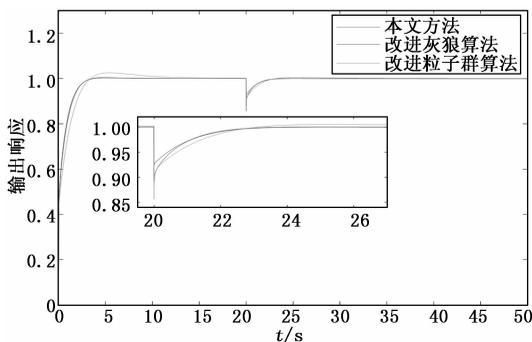


图 8 分数阶被控系统阶跃输出响应图

在实验中, 第 20 s 时加入干扰信号。从实验结果可知, 针对分数阶被控系统, 各项性能均优于整数阶被控系统, 一定程度上也表明了分数阶控制器和分数阶被控对象结合较之整数阶被控对象的系统控制性能更优。而在三类方法对比中, 本文方法和改进灰狼算法的结果相似, 同时二者在响应速度、精确度及抗干扰性能方面均优于改进粒子群算法。

6 结束语

本文提出了一种基于 D 分解法进行主导极点配置的 2 自由度分数阶 PID 控制器设计方法。其基本思想是基于动态响应指标约束来进行主导极点配置, 以差分进化算法作为媒介, 在 D 分解得到的稳定区域中确定最优参数, 从而使得分数阶 PID 控制器达到理想的系统控制性能。针对整数阶被控对象和分数阶被控对象采用三类参数整定方法设计控制器, 对比实验结果显示文中所设计的方法在控制系统的快速性, 稳定性和鲁棒性等方面均表现较好, 由于其他两类整定方法。

参考文献:

- [1] Podlubny I. Fractional-order systems and $PI^{\lambda}D^{\mu}$ controllers [J]. IEEE Trans. on Automatic Control, 1999, 44 (1): 208-214.
- [2] Mihailescu-Stoica D, Schrodol F, Adamy J. All stabilizing PID controllers for interval systems and systems with affine parametric uncertainties [A]. 2017 11th Asian Control Conference (ASCC) [C]. 2017.
- [3] Lanzkron R, Higgins T. D-decomposition analysis of automatic control systems [J]. IRE Transactions on Automatic Control, 4 (3): 150-171.
- [4] Gao Z, Yan M, Wei J. Robust stabilizing regions of fractional-order PD^{μ} controllers of time-delay fractional-order systems [J]. Journal of Process Control, 2014, 24 (1): 37-47.
- [5] Mandic P D, et al. D-decomposition technique for stabilization of Furuta pendulum; fractional approach [J]. Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences, 2016, 64 (1): 189-196.
- [6] Liang T, Chen J, Lei C. Algorithm of robust stability region for interval plant with time delay using fractional order $PI^{\lambda}D^{\mu}$ controller [J]. Communications in Nonlinear Science & Numerical Simulation, 2012, 17 (2): 979-991.
- [7] Andrzej R, Tomasz N. Stabilization of inertial plant with time delay using fractional order controller [J]. Acta mechanica et automatica, 2011, 5 (2): 117-121.
- [8] Li Y Y, Qi G Q, Sheng A D. Frequency parameterization of H_{∞} PID controllers via relay feedback: A graphical approach [J]. Journal of Process Control, 2011, 21 (4): 448-461.
- [9] Mandic P D, et al. Dominant pole placement with fractional order PID controllers: D-decomposition approach [J]. ISA Transactions, 2016, 67: 76-86.