

文章编号: 1001-0920(2003)01-0029-05

二阶加纯滞后过程的非脆弱 PD 稳定化控制器设计

徐建明, 俞立, 杨马英

(浙江工业大学 信息工程学院, 浙江 杭州 310032)

摘要: 根据 Hermite-Biehler 定理在准多项式稳定性问题上的推广, 研究用 PD 控制器镇定二阶加纯滞后过程的问题, 给出了使闭环系统稳定的 PD 参数区域, 并以稳定的 PD 参数区域内切圆半径为目标函数, 寻优得到非脆弱 PD 控制器参数。最后通过线性规划给出了非脆弱 PD 稳定化控制器的设计方法。

关键词: PD 控制; 稳定性; 非脆弱; 线性规划; 准多项式

中图分类号: TP 214

文献标识码: A

Design of non-fragile PD stabilizing controllers for second-order systems with time delay

XU Jianming, YU Li, YANG Ma-ying

(College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310032, China)

Abstract: Based on the extension of the Hermite-Biehler theorem to the quasipolynomial stability problem, the problem of stabilizing the second-order plant with dead time using a PD controller is studied. The region of PD parameters for the stability of the closed-loop system is given. The non-fragile PD controller parameters are obtained by maximizing the tangential radius of the stabilizing PD parameters regions. The linear programming method is used to determine the non-fragile PD stabilizing controller.

Key words: PD control; Stability; Non-fragile; Linear programming; Quasipolynomial

1 引言

由于 PD 控制器结构简单, 对模型误差具有鲁棒性及易于操作等优点, 使得 PD 控制成为当今工业控制中最常用的控制方法。然而, 随着系统控制性能要求的不断提高及实际系统的日益复杂化, 传统的 PD 控制器设计方法往往难以满足要求。因此, 有必要在使闭环系统稳定的 PD 参数区域内, 结合其他性能来最终确定 PD 控制器的参数。文献[1]对 Hermite-Biehler 稳定性定理进行推广, 将 PD 控制的稳定性问题转化为一族参数的线性规划问题。文

献[2]对 PI 控制器镇定一阶加纯滞后问题进行研究, 给出了闭环系统稳定的充分必要条件。

在控制器实现中, 由于各种原因(如环境温度变化引起电子元件参数变化, 元器件老化或失效等), 控制器参数往往会偏离理想设计值, 这就要求设计的控制器具有非脆弱性。即当控制器参数发生小的摄动时, 仍能保证整个闭环系统稳定。另一方面, 在工业过程控制中, 某些高阶过程对象用一阶加纯滞后模型来描述是不精确的。文献[3]通过两个连续继电器反馈实验, 将高阶过程对象辨识为二阶加纯

收稿日期: 2001-12-24; 修回日期: 2002-03-07。

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(69974036); 教育部高等学校优秀青年教师教学科研奖励计划基金资助项目。

作者简介: 徐建明(1970—), 男, 江西吉安人, 硕士生, 从事 PD 控制等研究; 俞立(1961—), 男, 浙江富阳人, 教授, 博士, 从事鲁棒控制等研究。

滞后模型 $G(s)$, 使其 Nyquist 曲线在 $[\omega_{r/2}, \omega_r]$ 频率范围内接近于实际过程对象。

本文针对一类二阶加纯滞后过程, 研究非脆弱 PD 稳定化控制器设计问题, 首先根据准多项式的 Hermite-Biehler 推广定理, 导出使得闭环系统稳定的 PD 参数区域, 然后以 (k_i, k_d) 区域构成的凸多边形的内切圆半径为目标函数进行寻优, 求出最大内切圆半径, 从而可以整定 PD 参数 k_p, k_i 和 k_d , 其中 (k_i, k_d) 就是最大内切圆圆心的坐标值。这样便使当 PD 控制器参数产生一定摄动时, 也能保证整个闭环系统的稳定性。

2 问题描述及准备知识

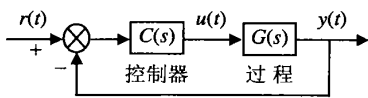


图 1 反馈控制系统

考虑图 1 所示控制系统, 被控对象和 PD 控制器的结构分别为

$$G(s) = \frac{k}{as^2 + bs + 1} e^{-Ls} \quad (1)$$

$$C(s) = \frac{k_d s^2 + k_p s + k_i}{s} \quad (2)$$

其中: k, a, b, L 是已知常数; k_d, k_p, k_i 是待定的 PD 参数。

本文主要研究确定使得闭环系统稳定的参数 k_p, k_i, k_d 的允许取值区域, 进而给出在该区域内非脆弱 PD 控制器的设计方法。

对于时滞 $L = 0$ 的情况, 问题比较容易解决, 因为闭环系统的特征多项式为

$$\delta(s) = as^3 + (b + kk_d)s^2 + (1 + kk_p)s + kk_i \quad (3)$$

根据 Routh-Hurwitz 稳定性判据, 要使该闭环系统稳定, PD 参数必须满足

$$\begin{cases} a > 0, & b + kk_d > 0 \\ k_p > \frac{ak_i}{b + kk_d} - \frac{1}{k}, & kk_i > 0 \end{cases} \quad (4)$$

或

$$\begin{cases} a < 0, & b + kk_d < 0 \\ k_p < \frac{ak_i}{b + kk_d} - \frac{1}{k}, & kk_i < 0 \end{cases} \quad (5)$$

不等式组约束 (4) 或 (5) 给出了使得闭环特征多项式稳定的 k_p, k_i, k_d 的取值范围。

对于 $L \neq 0$ 的情况, 闭环系统的特征多项式为

$$\delta(s) = k(k_d s^2 + k_p s + k_i) e^{-Ls} + s(as^2 + bs + 1) \quad (6)$$

式 (6) 包含指数函数, 故不能直接应用 Routh-Hurwitz 稳定判据。要从该多项式确定使其 Hurwitz 稳定的 k_p, k_i, k_d 的取值区域, 是一件困难的事情。本文基于 Hermite-Biehler 定理及其推广, 提出解决这一困难的方法。为此首先引进几个有用的引理。

定义 1^[1] 设 $\delta(s) = \delta_0 + \delta_1 s + \dots + \delta_n s^n = \delta_e(s^2) + s\delta_o(s^2)$ 为一 n 阶实多项式, 其中 $\delta_e(s^2)$ 和 $s\delta_o(s^2)$ 分别为 $\delta(s)$ 关于 s 的偶次幂和奇次幂部分。令 $s = j\omega$ 则 $\delta(j\omega) = p(\omega) + jq(\omega)$, 其中: $p(\omega) = \delta_e(-\omega^2)$, $q(\omega) = \omega\delta_o(-\omega^2)$ 。记 $\omega_1, \omega_2, \dots$ 为 $\delta_e(-\omega^2)$ 的非负实零点, $\omega_1, \omega_2, \dots$ 为 $\delta_o(-\omega^2)$ 的非负实零点, 且均按从小到大的顺序排列。

引理 1^[1] (Hermite-Biehler 定理) 设 $\delta(s) = \delta_0 + \delta_1 s + \dots + \delta_n s^n$ 为一 n 阶实多项式, 则 $\delta(s)$ 的 Hurwitz 稳定的充分必要条件是:

- 1) $\delta_e(-\omega^2)$ 和 $\delta_o(-\omega^2)$ 的所有零点是不同的实数;
- 2) δ_n 与 δ_{n-1} 同号;
- 3) 非负实零点满足交错特性, 即 $0 < \omega_1 < \omega_1 < \omega_2 < \omega_2 < \dots$ 。

工业过程中不可避免地存在时滞现象, 一般可用

$$\delta(s) = d(s) + e^{-sT_1} n_1(s) + \dots + e^{-sT_m} n_m(s) \quad (7)$$

描述其动态模型的特征多项式, 称其为准多项式。其中 $d(s)$ 和 $n_i(s)$ ($i = 1, 2, \dots, m$) 是实多项式。

引理 1 不能直接用于判断式 (7) 的 Hurwitz 稳定性。文献 [1] 对 Hermite-Biehler 定理进行推广。若在式 (7) 中作如下假设:

- 1) $\deg[d(s)] = n, \deg[n_i(s)] < n, i = 1, 2, \dots, m$;
- 2) $0 < T_1 < T_2 < \dots < T_m$ 。

则可用如下准多项式

$$\delta^*(s) = e^{sT_m} \delta(s) = e^{sT_m} d(s) + e^{s(T_m - T_1)} n_1(s) + e^{s(T_m - T_2)} n_2(s) + \dots + n_m(s) \quad (8)$$

代替 $\delta(s)$ 。因为 e^{sT_m} 没有任何有限的零点, 所以 $\delta(s)$ 的 Hurwitz 稳定性等价于 $\delta^*(s)$ 的 Hurwitz 稳定性。

以下引理给出了 $\delta^*(s)$ 的 Hurwitz 稳定的充分必要条件。

引理 2^[1] (Hermite-Biehler 定理的推广) 考虑式 (8) 给定的 $\delta^*(s)$, 并将其写成 $\delta^*(j\omega) = \delta_r(\omega) + j\delta_i(\omega)$, 其中 $\delta_r(\omega)$ 和 $\delta_i(\omega)$ 分别表示 $\delta^*(j\omega)$ 的实部

和虚部。在条件 1) 和条件 2) 下, $\delta^*(s)$ 的 Hurwitz 稳定的充分必要条件是:

- 1) $\delta_r(\omega)$ 和 $\delta_i(\omega)$ 仅有单实根且相互交错;
- 2) $\exists \omega \in (-\infty, +\infty)$, 使得 $\delta_r(\omega)\delta_i(\omega) - \delta_r'(\omega)\delta_i'(\omega) > 0$ 。其中 $\delta_r'(\omega)$ 和 $\delta_i'(\omega)$ 分别表示 $\delta_r(\omega)$ 和 $\delta_i(\omega)$ 关于 ω 的一阶导数。

引理 3^[1] 设 M 和 N 分别为 $\delta^*(s)$ 中 s 和 e^s 的最高指数。若存在一常数 η 使得当 $\omega = \eta$ 时, $\delta_r(\omega)$ 和 $\delta_i(\omega)$ 的最高阶次项的系数不为 0, 则 $\delta_r(\omega) = 0$ 或 $\delta_i(\omega) = 0$ 仅有单实根的充分必要条件是: 从一个足够大的 l 开始, 对于 $\omega \in [-2l\pi + \eta, 2l\pi + \eta]$, $\delta_r(\omega)$ 和 $\delta_i(\omega)$ 有 $4N + M$ 个实根。

3 闭环系统稳定的 PD 参数区域的确定

本章利用 Hermite-Biehler 定理的推广, 给出使得闭环特征多项式稳定的 PD 参数允许取值区域。显然, 式 (6) 满足假设条件 1) 和 2)。本文构造一个准多项式

$$\begin{aligned} \delta^*(s) &= e^{Ls}\delta(s) = \\ &k(k_d s^2 + k_p s + k_i) + s(as^2 + bs + 1)e^{Ls} \end{aligned}$$

代入 $s = j\omega$ 得 $\delta^*(j\omega) = \delta_r(\omega) + j\delta_i(\omega)$ 。其中

$$\begin{aligned} \delta_r(\omega) &= k k_i - k k_d \omega^2 + \\ &\omega(a\omega^2 - 1)\sin(L\omega) - b\omega^3\cos(L\omega) \\ \delta_i(\omega) &= \omega[k k_p - (a\omega^2 - 1)\cos(L\omega) - \\ &b a \omega \sin(L\omega)] \end{aligned}$$

控制器参数 k_p 仅影响 $\delta^*(j\omega)$ 的虚部 $\delta_i(\omega)$, 而 k_i 和 k_d 仅影响 $\delta^*(j\omega)$ 的实部 $\delta_r(\omega)$ 。设 $z = L\omega$ 则

$$\delta_r(z) = k[k_i - k_d \frac{z^2}{L^2} - h(z)] \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \delta_i(z) &= \frac{z}{L} [k k_p - (a \frac{z^2}{L^2} - 1)\cos(z) - \\ &b \frac{z}{L} \sin(z)] \end{aligned} \quad (10)$$

其中

$$h(z) = \frac{z}{kL} [b \frac{z}{L} \cos(z) - (a \frac{z^2}{L^2} - 1)\sin(z)]$$

实际工业过程对象在无时滞时往往是稳定的, 而时滞的存在则是导致系统不稳定或性能变差的根源。对于一个二阶加纯滞后过程, 一般可假定 $k > 0$, $a > 0$, $b > 0$, $L > 0$ 。

如下定理给出了使得闭环系统稳定的参数 k_p , k_i , k_d 区域的确定方法。

定理 1 在 $k > 0$, $a > 0$, $b > 0$, $L > 0$ 的假设条件下, 对于由式 (1) 给定的被控对象 $G(s)$, 闭环系统稳定的充分必要条件是: 参数 $k_p \in (\max(-1/k,$

$k_{p\text{low}}), k_{p\text{up}}), k_i$ 和 k_d 满足下列不等式

$$\begin{cases} k_i > 0, & k_d > -\frac{b}{k}, & k_p > \frac{a k_i}{b + k k_d} - \frac{1}{k} \\ k_i - k_d \frac{z_1^2}{L^2} < h_1, \dots, & k_i - k_d \frac{z_{e-2}^2}{L^2} < h_{e-2} \\ k_i - k_d \frac{z_2^2}{L^2} > h_2, \dots, & k_i - k_d \frac{z_{f-2}^2}{L^2} > h_{f-2} \end{cases} \quad (11)$$

- 1) $k_{p\text{low}}$ 和 $k_{p\text{up}}$ 分别为

$$\begin{aligned} k_p(z) &= \\ &\frac{1}{k} [(a \frac{z^2}{L^2} - 1)\cos(z) + \frac{b}{L} z \sin(z)] \end{aligned}$$

在区间 $(0, \infty)$ 中极小值的上确界和极大值的下确界;

- 2) $z_j > 0 (j = 1, 2, \dots)$ 是给定参数 k_p 条件下 $\delta_i(z)$ 的根;

- 3) 当 j 为奇数时, 设 $k_i - k_d(z_j^2/L^2) = h_j$ 与 $k_i = 0$ 交点处的 k_d 为 k_{dj} , 则 e 是满足 $k_{de} < k_{d1}$ 的最小奇数;

- 4) 当 j 为偶数时, 设 $k_i - k_d(z_j^2/L^2) = h_j$ 与 $k_i - k_d(z_i^2/L^2) = h_1$ 交点处的 k_d 为 k_{dj} , 则 f 是满足 $k_{df} > k_{d2}$ 的最小偶数;

- 5) $h_j = h(z_j) =$

$$\frac{z_j}{kL} [b \frac{z_j}{L} \cos(z_j) - (a \frac{z_j^2}{L^2} - 1)\sin(z_j)]$$

证明 第 1 步: 验证引理 2 的条件 2)。不妨取 $\omega = z_0 = 0$, 则

$$\delta_r(z_0)\delta_i(z_0) - \delta_r'(z_0)\delta_i'(z_0) = \frac{k k_i (k k_p + 1)}{L}$$

由假设和式 (4) 知, 若 $k_i > 0$, $k_p > -1/k$, 则 $\delta_r(z_0)\delta_i(z_0) - \delta_r'(z_0)\delta_i'(z_0) > 0$ 。

第 2 步: 验证引理 2 的条件 1)。由式 (10) 可求出 $\delta_i(z)$ 的根, 即

$$\begin{aligned} \delta_i(z) &= \frac{z}{L} [k k_p - (a \frac{z^2}{L^2} - 1)\cos(z) - \\ &b \frac{z}{L} \sin(z)] = 0 \end{aligned}$$

由此可推出 $z = 0$, 或

$$k_p = \frac{1}{k} [(a \frac{z^2}{L^2} - 1)\cos(z) + \frac{b}{L} z \sin(z)] \quad (12)$$

进一步可得

$$\begin{aligned} k_p [(j - \frac{1}{2})\pi] &= \\ \frac{1}{k} [(-1)^j (a \frac{(2j-1)^2 \pi^2}{4L^2} - 1) + (-1)^{j-1} \frac{b}{L}] & \quad (13) \\ j &= 1, 2, \dots \end{aligned}$$

$$k_p(j\pi) = (-1)^j \frac{j}{k} \left(\frac{2a}{L^2} + \frac{b}{L} \right) \pi$$

$$j = 1, 2, \dots \quad (14)$$

由式(13)和(14)知,在 $k > 0, a > 0, b > 0, L > 0$ 的假设条件下,式(12)在 $(2j-1)\pi$ 处是严格单调递减的,在 $2j\pi$ 处是严格单调递增的。即式(12)是振荡发散的,且周期逐渐趋近于 2π 。式(12)的曲线如图2所示,其中 A, B, C, \dots 为极值点。

以下利用引理3来验证 $\delta_i(z)$ 仅有单实根。将 $s_1 = Ls$ 代入 $\delta^*(s)$,在该新的关于 s_1 的准多项式中, $M = 3, N = 1$ 。选择 $\eta = \pi/4$,使得 $\sin(\eta) = 0, \cos(\eta) = 0$ 。在图2(a)和图2(b)中给定 $k_p^* = (-1/k, k_{pa})$,则 $\delta_i(z)$ 在 $[0, 2\pi - \pi/4] = [0, 7\pi/4]$ 区间有4个实根,包含一个在 $z = 0$ 处的根。由于 $\delta_i(z)$ 是关于 z 的偶函数,在 $[-7\pi/4, 7\pi/4]$ 区间, $\delta_i(z)$ 有7个实根,而在 $[7\pi/4, 9\pi/4]$ 区间, $\delta_i(z)$ 无根,因此在 $[-2\pi + \pi/4, 2\pi + \pi/4]$ 区间, $\delta_i(z)$ 有 $4N + M = 7$ 个实根。而在 $[2l\pi + \pi/4, 2(l+1)\pi + \pi/4]$ 和 $[-2(l+1)\pi + \pi/4, -2l\pi + \pi/4]$ ($l = 1, 2, \dots, K$)区间, $\delta_i(z)$ 各有2个实根。因此,给定一个 $k_p^* = (-1/k, k_{pa})$,从 $l = 1$ 开始,在 $[-2l\pi + \pi/4, 2l\pi + \pi/4]$ 区间, $\delta_i(z)$

有 $4N + M$ 个实根。

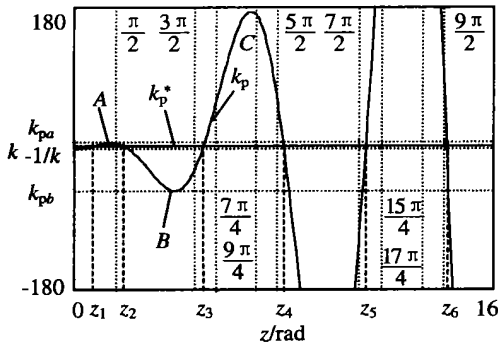
同理,在图2(c)中给定 $k_p^* = (k_{pb}, k_{pa})$,从 $l = 2$ 开始,在 $[-2l\pi + \pi/4, 2l\pi + \pi/4]$ 区间, $\delta_i(z)$ 有 $4N + M$ 个实根。在图2(d)中给定 $k_p^* = (k_{pd}, k_{pe})$,从 $l = 3$ 开始,在 $[-2l\pi + \pi/4, 2l\pi + \pi/4]$ 区间, $\delta_i(z)$ 有 $4N + M$ 个实根。因此可得出:给定一个 $k_p = (\max(-1/k, k_{plw}), k_{pup})$,从一个足够大的 l 开始,在 $[-2l\pi + \pi/4, 2l\pi + \pi/4]$ 区间, $\delta_i(z)$ 有 $4N + M$ 个实根。由引理3知 $\delta_i(z)$ 仅有单实根。

设 z_j 为 $\delta_i(z)$ 的根,则 $\delta_i(z)$ 和 $\delta_r(z)$ 的根相互交错等价于 $\delta_i(z_0) > 0$ (在第1步中已知 $k_i > 0$), $\delta_r(z_1) < 0, \delta_i(z_2) > 0, \delta_r(z_3) < 0, \delta_i(z_4) > 0, \dots$ 。进一步,由式(9)和(11)得

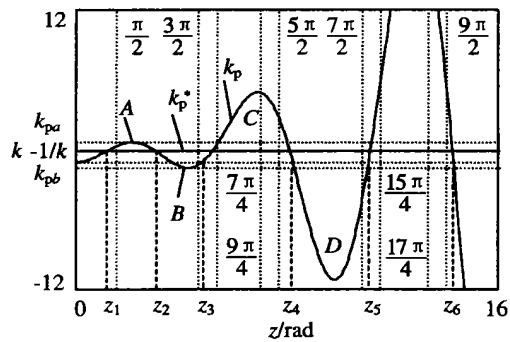
$$\begin{cases} \delta_i(z_0) > 0 \Rightarrow k_i > 0 \\ \delta_r(z_1) < 0 \Rightarrow k_i - k_d(z_1^2/L^2) < h_1 \\ \delta_i(z_2) > 0 \Rightarrow k_i - k_d(z_2^2/L^2) > h_2 \\ \delta_r(z_3) < 0 \Rightarrow k_i - k_d(z_3^2/L^2) < h_3 \\ \delta_i(z_4) > 0 \Rightarrow k_i - k_d(z_4^2/L^2) > h_4 \end{cases} \quad (15)$$

其中 $h_j = h(z_j), j = 1, 2, \dots, K$ 。

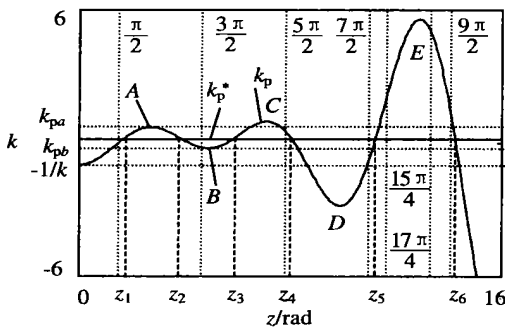
由于式(15)有无穷多个不等式,故需对其进行



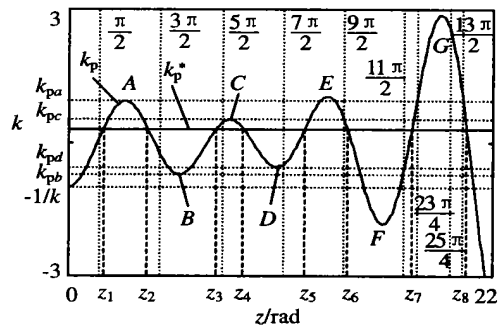
(a) 当 $a \frac{\pi^2}{4L^2} - 1 > \frac{b}{L}$ 时



(b) 当 $a \frac{\pi^2}{4L^2} - 1 < \frac{b}{L} < a \frac{9\pi^2}{4L^2} - 1$ 时



(c) 当 $a \frac{9\pi^2}{4L^2} - 1 < \frac{b}{L} < a \frac{25\pi^2}{4L^2} - 1$ 时



(d) 当 $a \frac{25\pi^2}{4L^2} - 1 < \frac{b}{L} < a \frac{49\pi^2}{4L^2} - 1$ 时

图2 式(12)中 k_p 相对于 z 的曲线

简化, 从图 2 看出, z_j 随着 j 的增加逐渐趋于 $(j - 3/2)\pi$ 当 j 为奇数时, $\lim_{j \rightarrow \infty} \cos(z_j) = 0, \lim_{j \rightarrow \infty} \sin(z_j) = -1$ 。设 $k_i - k_d(z_j^2/L^2) = h_j$ 与 $k_i = 0$ 交点处的 k_d 为 k_{dj} , 则

$$k_{dj} = - \frac{L^2 h_j}{z_j^2} = - \frac{L}{k} \left[\frac{b}{L} \cos(z_j) - \left(a \frac{z_i}{L^2} - \frac{1}{z_j} \right) \sin(z_j) \right]$$

由此可推出, 如果 $k_{de} < k_{d1}$ (e 为奇数), 则当 $j > e$ 时, $k_{dj} < k_{d10}$

当 j 为偶数时, $\lim_{j \rightarrow \infty} \cos(z_j) = 0, \lim_{j \rightarrow \infty} \sin(z_j) = 1$ 。设 $k_i - k_d(z_j^2/L^2) = h_j$ 与 $k_i - k_d(z_j^2/L^2) = h_1$ 交点处的 k_d 为 k_{dj} , 则

$$k_{dj} = L^2 \frac{h_1 - h_j}{z_j^2 - z_1^2} = \frac{\frac{L^2 h_1}{z_1^2} + \frac{L}{k} \left[\left(a \frac{z_i}{L^2} - \frac{1}{z_1} \right) \sin(z_1) - \frac{b}{L} \cos(z_1) \right]}{1 - (z_1^2/z_j^2)}$$

由此可推出, 如果 $k_{df} > k_{d2}$ (f 为偶数), 则当 $j > f$ 时, $k_{dj} > k_{d20}$

综上所述, 对于由式(1) 给定的被控过程 $G(s)$, 由引理 2 得闭环系统稳定的充分必要条件是: 对于任意给定的参数 k_p ($\max(-1/k, k_{plow}), k_{pup}$), k_i 和

k_d 满足不等式(11)。

4 PD 参数的整定

本章基于定理 1, 利用线性规划给出设计非脆弱 PD 稳定化控制器的方法。首先确定 k_{plow} 和 k_{pup} 。由于式(12) 是振荡发散的, 可取比其下一个极小值大的极小值为 k_{plow} , 而取比其下一个极大值小的极大值为 k_{pup} 。然后整定 PD 控制器的参数。将式(16) 写成 $\alpha^T x < \beta_i, x = [k_i, k_d]^T, i$ 为约束不等式的个数。由不等式族(11) 可确定凸多边形 $P = \{x | \alpha_i^T x < \beta_i\}$ 。

求解凸多边形内切圆问题可通过求解如下线性规划问题而得到

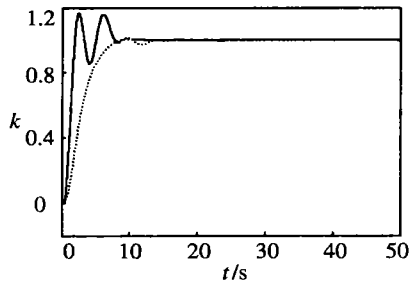
$$\begin{cases} \max & r \\ \text{s.t.} & \alpha_i^T x_c + \alpha_i r < \beta_i \end{cases} \quad (16)$$

其中 x_c 是内切圆的圆心。

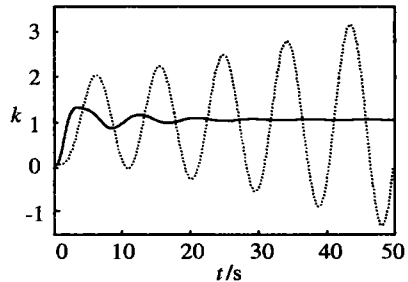
由于每个 k_p ($\max(-1/k, k_{plow}), k_{pup}$) 对应一个由不等式族(11) 确定的凸多边形, 这样便确定了一个内切圆半径 r 。由最大内切圆半径可确定参数 k_p, k_i 和 k_d , 而 (k_i, k_d) 的值就是取最大内切圆的圆心在 $k_i - k_d$ 平面的坐标值。

5 仿真示例

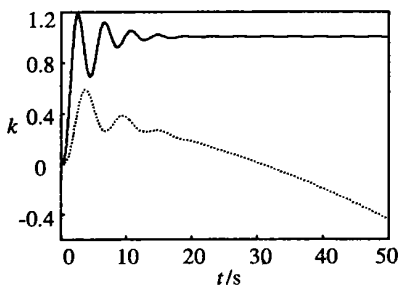
对于一个高阶过程对象



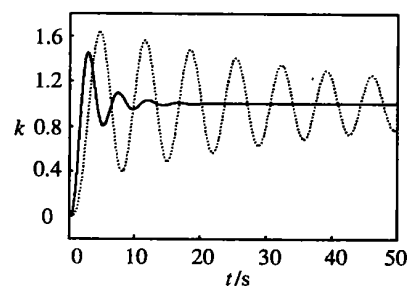
(a) k_p, k_i, k_d 没有偏离设计值



(b) 分别偏离 - 1.5, 1.5, - 1.5



(c) 分别偏离 1.5, - 1.5, - 1.5



(d) 分别偏离 1.5, 1.5, - 1.5

图 3 系统的阶跃响应

(下转第 39 页)

下,研究了柔性 Job shop 计划与调度集成化问题,针对问题的结构特点,建立了两层数学规划模型。根据模型求解涉及的决策问题的特点,综合运用门檻接受算法、遗传算法和启发式规则,提出了混合启发式求解算法。实例计算表明,所提出的算法能综合考虑各层次决策问题并求得问题的近优解,表现出良好的求解性能和应用前景。

参考文献(References):

- [1] Conway R W, Maxwell W L, Miller L W. *Theory of Scheduling* [M]. Massachusetts: Addison-Wesley, 1967.
- [2] Adams J, Balas E, Uzsoy R. The shifting bottleneck procedure for job shop scheduling[J]. *Mgmt Sci*, 1988, 34(3): 391-401.
- [3] Lourenco H R. Job shop scheduling: Computational study of local search and large step optimization methods[J]. *Eur J Opns Res*, 1995, 83: 347-364.
- [4] Chen IJ, Chung C H. Effects of loading and routing decisions on performance of flexible manufacturing systems[J]. *Int J Prod Res*, 1991, 29(11): 2209-2225.

- [5] Hutchison J, Leong K, Snyder D, et al. Scheduling approach for random job shop flexible manufacturing systems[J]. *Int J Prod Res*, 1991, 29(5): 1053-1067.
- [6] Jiang J C, Hsiao W C. Mathematical programming for the scheduling problem with alternate process plans in FMS[A]. *Proc 16th ICC IE[C]* Ashikaga, 1993 368-371.
- [7] Logendran R, Sonthinen A. A tabu search-based approach for scheduling job-shop type flexible manufacturing systems[J]. *J Op l Res*, 1997, 48(3): 264-277.
- [8] Dueck G, Scheuer T. Threshold accepting: A general purpose optimization algorithm appearing superior to simulated annealing[J]. *J Comput Physics*, 1990, 90: 161-175.
- [9] Althofer I, Koschnick K U. On the convergence of "Threshold Accepting"[J]. *Appl Math Optim*, 1991, 24: 183-195.
- [10] Lawrence D. *Handbook of Genetic Algorithms* [M]. New York: Van Nostrand Reinhold, 1991.
- [11] Panwalker S S, Iskander W. A survey of scheduling rules[J]. *Ops Res*, 1977, 25: 45-61.

(上接第 33 页)

$$G(s) = \frac{1}{(s^2 + s + 1)(s + 2)^2} e^{-0.1s}$$

利用文献[3]提出的方法,通过两个连续继电器反馈实验可辨识出二阶加纯滞后模型

$$\hat{G}(s) = \frac{0.222}{1.256s^2 + 1.101s + 1} e^{-0.837s}$$

则 $k_{plw} = -4.5045$, $k_{pup} = 10.0995$ 。PD 控制器为

$$C(s) = 4.2579 + \frac{4.2745}{s} + 7.910s, \text{最大内切圆半径 } r = 4.2745。$$

文献[3]提出的 PD 控制器为 $C(s) = 1.503 + \frac{1.366}{s} + 1.715s$ 。对于本文和文献[3]的两种控制器,所得闭环系统单位阶跃响应如图 3 所示。其中实线为本文方法,虚线为文献[3]方法。从图 3 可以看出,本文方法在控制器参数产生一定摄动时,系统仍具有较高的稳定性。

6 结 语

本文利用经典的 Hermite-Biehler 稳定性定理

在准多项式稳定性问题上的推广,给出使得二阶加纯滞后过程闭环稳定的 PD 参数区域。以最大内切圆半径为目标函数,通过求解线性规划问题来确定非脆弱 PD 控制器的参数。仿真实验验证了理论结果的有效性。为获得更为理想的系统响应的动态性能,可利用线性规划的方法,在系统闭环稳定的 PD 参数区域内,通过满足多个目标要求来进行优化设计。

参考文献(References):

- [1] Datta A, Ho Ming Tzu, Bhattacharyya S P. *Structure and Synthesis of PID Controllers* [M]. London: Springer-Verlag, 2000.
- [2] Silva G J, Datta A, Bhattacharyya S P. PI stabilization of first-order systems with time delay[J]. *Automatica*, 2001, 37(12): 2025-2031.
- [3] Wang Q G, Lee T H, Fung H W, et al. PD tuning for improved performance [J]. *IEEE Trans Contr Syst Tech*, 1999, 7(4): 457-465.