

改善性能的PID控制器校正方法

王晓升

(长春工程学院信息工程系, 吉林 长春 130021)

摘要: 提出了一种对于宽级线性自调节过程实现高性能的PID控制器设计方法, 对于不同的动态过程, 包括那些具有低阶和高阶、小的和大的延迟时间以及单调的和振荡的响应, 均能获得满意的动态品质。研究的方法是基于一个二阶加延迟时间模型化技术和通过运用根轨迹图的一种闭环极点分布策略, 此模型被证明对各种过程是有效的, 并且在诸如振荡过程的频率响应中能够产生峰值。按照阻尼比和模型的延迟时间选择不同的闭环极点, 并且为计算提供了简单的公式。提供的仿真结果表明, 所设计的控制器在处理具有不同特性的过程中获得了理想的结果。

关键词: 频率响应; 线性系统; 模型简化; PID控制; 校正

中图分类号: TP81 文献标识码: A

1 引言

PID控制器结构简单且易于实现, 被广泛应用于工业过程控制。但是许多PID控制器在实际应用中校正不够理想^[1-2], 其原因是, 大多数校正方法是从典型过程及情形中导出的, 因而仅在其自己的范围内才能有较好地应用, 无把握应该选择哪一个校正方法对一个已给定过程提供好的控制, 如果有一种对于一般线性过程普遍适用并能带来高性能结果的设计方法将是所期望的。在此推荐一种简单的PID控制器设计方法, 在控制各级线性自调节过程中, 包括具有低或高阶装置、小或大的延迟时间、单调或振荡的响应, 均能够获得满意的动态品质。

2 模型简化方法

假设给定传递函数 $G(s)$ 或过程的频率响应 $G(j\omega)$, 选用图1表示的单循环控制器结构, 用公式

$$K(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (1)$$

描述的PID控制器常用于过程控制, 校正的目标是确定PID参数 K_p 、 K_I 和 K_D 实现一般级别线性

过程中与不同动态特性相协调并且高的性能。处理不同动态特性的策略是运用一种适当的降阶模型去捕捉影响系统动态特性的主要环节, 并且用一种通用的格式, 实施统一的控制设计。

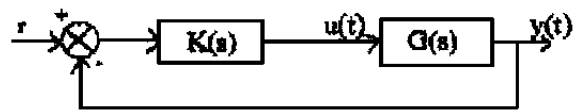


Fig. 1 Single-loop controller feedback system

一阶模型被广泛用于表示低阶模型, 但是它仅运用实数极点, 因此在振荡过程频率响应中, 不能产生峰值。考虑利用下列结构式的二阶加延时模型作替代:

$$\hat{G}(s) = \frac{e^{-sL}}{as^2 + bs + c} \quad (2)$$

这里 a, b, c 和 L 是未知实数, 需待定。由于与 a, b, c 值有关, 此模型可有实数或复数极点, 它适用于表述单调和振荡两个过程。

为了确定四个未知实数, 用两个非零频率点处的过程增益 $G(s)$ 代入(2)式构建四个方程式。挑选两个点 $s = j\omega$ 和 $s = j\omega$, 这里 $G(j\omega) = -\pi$ 和 $G(j\omega) = -(\pi/2)$ 以便 $G(j\omega) = \hat{G}(j\omega)$ 和 $G(j\omega) = \hat{G}(j\omega)$ 。按照下式

$$c - a\omega^2 + j b\omega = \frac{\cos(\omega L) - j \sin(\omega L)}{|G(j\omega)|} \quad (3)$$

$$c - a\omega^2 + j\omega = \frac{\cos(\omega L) - j\sin(\omega L)}{-j|G(j\omega)|} \quad (4)$$

求解得到

$$\frac{\sin(\omega L)}{\cos(\omega L)} = \frac{\omega|G(j\omega)|}{\omega|G(j\omega)|} = \theta \quad (5)$$

$$a = \frac{1}{\omega^2 - \omega_0^2} \left[\frac{\sin(\omega L)}{|G(j\omega)|} + \frac{\cos(\omega L)}{|G(j\omega)|} \right] \quad (6)$$

$$b = \frac{\sin(\omega L)}{\omega|G(j\omega)|} \quad (7)$$

$$c = \frac{1}{\omega^2 - \omega_0^2} \left[\frac{\omega^2 \sin(\omega L)}{|G(j\omega)|} + \frac{\omega^2 \cos(\omega L)}{|G(j\omega)|} \right] \quad (8)$$

方程(5)是一个非线性方程并且没有直接解, 如果有一个近似初始估计, 则用 Newton-Raphson 法经过几次迭代后产生一个足够精确解。为导出一个好的初始估计, 利用下列二阶多项式来逼近正弦和余弦函数:

$$\sin(x) = px^2 + qx$$

$$\cos(x) = px^2 + rx + 1$$

这里 $p = (8/\pi^2)(1 - \sqrt{2})$, $q = (2/\pi)(2 - \sqrt{2} - 1)$ 和 $r = (2/\pi)(2 - \sqrt{2} - 3)$ 。在点 $x = 0$, $(\pi/4)$, $(\pi/2)$ 处, 这种拟合是精确的。运用(5)式得到 $p(\omega^2 - \omega_0^2)L^2 + (q\omega - \theta\omega)L - \theta = 0$ (9) 这里 $\theta = (\omega|G(j\omega)| / |\omega|G(j\omega)|)$ 在(5)式中已定义。通过求解(9)式并提取较小的绝对根得出第一近似值, 用此初值, 在以下常用方式中运用 Newton-Raphson 法求解 L_0 。

$$L_2 = L_1 - \frac{f(L_1)}{f'(L_1)} \quad (10)$$

这里

$$f(L) = \frac{\sin(\omega L)}{\cos(\omega L)} - \frac{\omega|G(j\omega)|}{\omega|G(j\omega)|}$$

$$f'(L) = \frac{\omega \sin(\omega L) \sin(\omega L) + \omega \cos(\omega L) \cos(\omega L)}{\cos^2(\omega L)}$$

仿真结果表明: 若延迟时间不是特别大, 由(9)式提供的近似算法能够达到 95% 的精度。因此对于优化校正只需一次迭代即可。

虽然适合于(2)式的过程增益只有两个频率 $s = j\omega$ 和 $s = -j\omega$ 确定为精确的, 但此模型的奈氏围线表明它在这两个频率点之间的范围内是非常接近于过程的, 若在此范围内给出近似校正, 则此模型能较合理地表述过程。

3 PID 校正方法

为了易于描述问题, 首先给出定义。

过程等效时间常数 τ_0 : 与响应速度成反比, 据等效时间常数原理^[3]有

$$\frac{1}{\tau_0} = \begin{cases} \frac{c}{b - 2ac}, b^2 - 4ac > 0 \\ \frac{b}{2a}, b^2 - 4ac < 0 \end{cases} \quad (11)$$

这里 a, b, c 可从(6) - (8)式中得到, 是模型的参数。

开环装置阻尼比 ζ_0 : 定义为

$$\zeta_0 = \begin{cases} \frac{b}{2ac}, b^2 - 4ac < 0 \\ 1, b^2 - 4ac > 0 \end{cases} \quad (12)$$

(1) 式的 PID 控制器可重写为如下形式

$$K(s) = k \left[\frac{As^2 + Bs + C}{s} \right] \quad (13)$$

这里 $A = (K_D/k)$, $B = (K_P/k)$, $C = (K_I/k)$

我们选择控制器零点将抵消模型极点, 即: $A = a, B = b, C = c$, 则综合开环传递函数 $G(s)K(s)$ 由下式逼近。

$$\hat{G}(s)K(s) = \frac{ke^{-sL}}{s} \quad (14)$$

通过指定合适的 k 值, 从曲线的根轨迹中选择它的闭环极点。

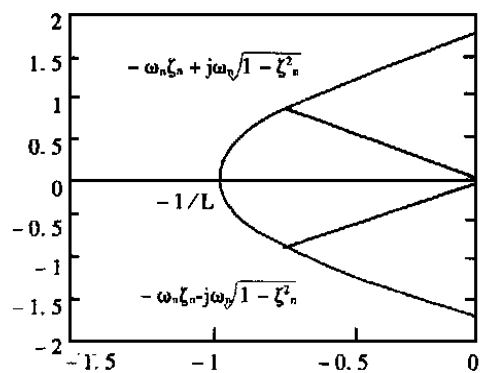


Fig. 2 Root locus for $\hat{G}(s)K(s) = (ke^{-sL}/s)$

图 2 显示了(14)式所描述的系统根轨迹的主要部分。为了广泛的仿真研究, 把闭环极点的选择分成下述两种情形:

情形 1: $\zeta_0 > 0.7071$ 或 $0.05 < (L/\tau_0) < 0.15$ 或 $(L/\tau_0) > 1$ 。

在此情形中, 我们选择根轨迹上的复数闭环极点。对于(14)式表述的系统, 根轨迹上的一对理想的复数闭环极点选为 $s = -\omega_n \zeta_0 \pm j\omega_n$

1 - ζ , 其中 ζ 为闭环阻尼比。相位条件满足下式

$$-\omega \sqrt{1 - \zeta^2} L - (\pi - \cos^{-1} \zeta) = -\pi \quad (15)$$

得出

$$\omega = \frac{\cos^{-1} \zeta}{L \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (16)$$

然后对下式指定 k 值:

$$k = \omega e^{-\omega L \zeta} \quad (17)$$

仿真结果表明如果阻尼比 $\zeta = 0.7071$ 的闭环极点被选择, 则反馈系统给出满意的响应。把 $\zeta = 0.7071$ 代入(16)和(17)式得

$$k = \frac{0.5}{L} \quad (18)$$

从(18)式看出, 带有可忽略的延迟时间的过程会导致一个非常大的 k 。另外, 由于这种逼近法和采样数据的不精确性, L 的精确值不太可能得到。因此建议: 零持续时间的普通极点布局方法用于 $(L/\tau_0) < 0.05$ 的情形。

情形 II: $\zeta > 0.7071$ 且 $0.15 < (L/\tau_0) < 1$ 。

在此情形中, 我们选择根轨迹上的闭环实数双极点, 它们的位置选定为与开环极点位置具有相似的响应速度。为了使 $s_{1,2} = - (1/\tau_0)$ 在根轨迹上, 我们有

$$k = \frac{1}{\tau_0} e^{-(L/\tau_0)} \quad (19)$$

为了找到断裂点, 从(16)式得到

$$\lim_{\zeta \rightarrow 1} \omega = \lim_{\zeta \rightarrow 1} \left(\frac{\cos^{-1} \zeta}{L \sqrt{1 - \zeta^2}} \right) = \frac{1}{L} \quad (20)$$

因此断裂点为 $s_{1,2} = -\omega \zeta \pm j\omega \sqrt{1 - \zeta^2}$ | $\zeta \rightarrow 1 =$

$\omega = - (1/L)$, 对应的增益为

$$k_{\text{break}} = - \text{se}^{sL} \Big|_{s = - (1/L)} = \frac{1}{eL} \quad (21)$$

所以 k 值应当取作

$$k = \min \left\{ \frac{1}{\tau_0} e^{-(L/\tau_0)}, \frac{1}{eL} \right\} \quad (22)$$

根据上述推导, 实际实现过程概括如下。

PID 校正步骤:

给定有关 $G(s)$ 或者 $G(j\omega)$ 信息:

- (1) 寻找 $G(j\omega)$ 和 $G(j\omega)$ 使 $G(j\omega) = - (\pi/2)$ 和 $G(j\omega) = -\pi$ 。
- (2) 运用(9)式估算模型延迟时间 L 。
- (3) 运用(10)式调整 L 。
- (4) 运用(6) - (8)式计算模型参数 a, b, c 。
- (5) 由(11)和(12)式分别计算 τ_0 和 ζ 。
- (6) 对于 $\zeta > 0.7071$ 或 $(L/\tau_0) < 0.15$ 或 $(L/\tau_0) > 1$, 从(18)式获得 k 。
- (7) 对于其他情况 $\zeta < 0.7071$ 或 $0.15 < (L/\tau_0) < 1$, 从(22)中获得 k 。
- (8) 形成 PID 校正为

$$\begin{bmatrix} K_p \\ K_I \\ K_D \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} b \\ c \\ a \end{bmatrix} \quad (23)$$

4 仿真结果

用本文所推荐的方法与 Ho 的增益和相位边界法(GPM)^[4]做比较。增益和相位裕量分别地设置为 3 和 60° 与其他多数校正公式相比, 这是一种最好和最新的比较方法^[2]。具有特优实例的结果如表 1 所示。

Table 1 Summary of simulation results

Plant	Ho				Proposed			
	PID controller		* OS	* ST	PID controller		* OS	* ST
(1) $\frac{1}{(s+3)}e^{-2s}$	53.083+	$\frac{48.831}{s} + 14.427s$	5.9	16.7	58.621+	$\frac{49.782}{s} + 22.094s$	5.5	16.4
(2) $\frac{1}{(s+1)(s+5)}e^{-0.5s}$	29.937+	$\frac{24.074}{s} + 9.307s$	15.2	5.6	26.995+	$\frac{21.067}{s} + 6.452s$	12.1	5.0
(3) $\frac{1}{(s^2+2s+3)(s+3)}e^{-0.3s}$	5.064+	$\frac{5.920}{s} + 1.083s$	11.7	7.7	3.885+	$\frac{5.388}{s} + 2.153s$	3.2	5.3
(4) $\frac{1}{(s^2+s+1)(s+2)}e^{-0.1s}$	2.119+	$\frac{1.265}{s} + 0.888s$	20.5	14.6	0.785+	$\frac{0.797}{s} + 0.922s$	2.3	7.1
(5) $\frac{1}{(s^2+2s+3)^3(s+3)}e^{-0.3s}$	No solution		-	-	17.562+	$\frac{22.485}{s} + 14.130s$	7.2	12.1
(6) $\frac{1}{(s^2+s+1)(s+2)}e^{-0.1s}$	2.147+	$\frac{1.484}{s} + 0.777s$	10.4	16.3	1.503+	$\frac{1.366}{s} + 1.715s$	3.0	9.4

* OS: overshoot in percentage. * ST: setting time(T₀ 1%) in seconds

由表 1 看出, 对于无振荡高阶过程[环节(2)]、适度振荡且高阶过程[环节(3)]、带有滞后的剧烈振荡且高阶过程[环节(4)]、具有共轭复数极点的振荡过程[环节(5)] 等, 用所提供的方法设计的 PID 控制器与 H_0 的方法相比, 在响应上具有较小的超调和较短的调节时间。这种高的、相容的性能, 完全归因于所推荐的简单算法及降价模型(2) 对宽范围过程体现的效力上。

5 结 论

本文提出了一个新的 PID 控制器校正方法,

参考文献:

- [1] Zhuang M, Atherton D P. Automatic tuning of optimum PID controllers[J]. Proc. Inst. Elec. Eng, 1993, 140 (3): 216- 224.
- [2] Ho W K, Gan O P. Performance and gain and phase margins of well-known PID tuning formulas[J]. IEEE Trans. Contr. Syst. Technol, 1996, 4: 473- 477.
- [3] Ho W K, Hang C C. Frequency domain approach to self-tuning PID control[J]. Contr. Eng. Practice, 1996, 4(6): 807- 813.
- [4] Ho W K. Tuning of PID controllers based on gain and phase margin specifications[J]. Automatica, 1995, 31(3): 497- 502.

PID controller tuning method for improving performance

WANG Xiao-sheng

(Dept. of Information Engineering, Changchun Institute of Technology, Changchun 130021, China)

Abstract: A PID controller design method that achieves high performance for a wide range of linear self-regulating processes is proposed. Satisfactory dynamic characteristic can be obtained for processes with various dynamics, including those with low and high-order, small and large dead time, and monotonic and oscillatory responses. The method is developed based on a second-order plus dead time modeling technique and a closed-loop pole allocation strategy through the use of root-locus. The model is proven to be effective for a wide class of processes, and the model is able to generate peaks in those of oscillatory processes. Different closed-loop poles are selected according to the damping ratio and dead time, and simple formulas are provided for the calculation. Simulation show satisfactory results.

Key words: frequency response; linear systems; model reduction; PID control; tuning

作者简介: 王晓升(1964-), 男, 山东青岛人, 讲师, 在读研究生。1988 年 7 月毕业于吉林大学计算机科学系系统结构专业, 本科, 学士。现在长春工程学院信息工程系从事微机接口、单片机应用和微机控制技术的教学及工程工作。主研方向: 计算机控制、人工神经网络。

可运行于普遍级别的具有不同动态状态的自调节线性过程。它是基于过程频率响应对一特殊二阶延时结构的适合, 此二阶加延时结构能够构建单调和振荡两个过程细节的模型。在模型和控制器零极点补偿的帮助下, 闭环极点能够容易地通过传统的根轨迹分析法指定。获得了相容的、满意的响应。