

基于幅值裕度和相位裕度的自整定 PID 控制器*

王亚刚 邵惠鹤

(上海交通大学自动化研究所 200030)

摘要 提出一种简单而有效的基于频域辨识的自整定 PID 控制器。系统首先引入继电反馈,在线测出过程对象两点的频率特性,从而辨识出二阶加纯滞后的模型;然后基于相位裕度和幅值裕度,整定出 PID 参数。仿真结果表明了该控制器的有效性。

关键词 PID 控制,自整定,鲁棒性,继电反馈

分类号 TP 273.24

Gain and Phase Margin Tuning for PID Controllers

Wang Yagang, Shao Huihe

(Shanghai Jiaotong University)

Abstract A simple and efficient tuning formula for PID controllers is presented based on frequency domain identification. The system is excited by generating limit cycle oscillations at two different frequencies, which are the crossover frequency and the critical frequency for the feedback loop. A second order plus dead time model is estimated from the experimental data. The PID controller is designed based on gain and phase margin specifications. Simulation examples show the effectiveness of the tuning formula.

Key words PID control, automatic tuning, robustness, relay feedback

1 引言

在工业过程控制中,95% 以上的控制回路具有 PID 结构^[1]。PID 控制器被广泛应用的主要原因是其结构简单,容易理解和实现。然而,PID 参数的整定一般需要经验丰富的工程技术人员来完成,既耗时又费力,加之实际系统千差万别,且存在滞后和非线性等因素,给 PID 参数的整定带来一定的难度。为此人们提出了自整定控制器。

本文给出一种自整定 PID 控制器。该控制器首先引入继电反馈^[2,3],测得 Nyquist 图上两点的频率特性,从而辨识出能较好反映被控对象的二阶加纯滞后模型。这种模型尽管是低阶的,但其 Nyquist 图却能在 $[\omega_{-30}, \omega_{-270}]$ 频率范围内很好地接近实际对象。基于该模型设计的 PID 控制器能够满足给定的

幅值裕度和相位裕度,从而保证了实际系统具有同样的幅值和相位裕度。仿真实验表明,自整定 PID 控制器对广泛的被控对象都能给出满意的控制效果。本文提出的自整定方法简单有效,适用于在线实时的工业过程控制。

2 模型辨识方法

设 PID 控制器的结构为

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (1)$$

则有

$$G_c(j\omega) = K_p - j \frac{K_i}{\omega} + j K_d \omega \quad (2)$$

采用 PID 控制,可使 $G_p(s)$ 的 Nyquist 图上任意一点朝 3 个方向移动,改变 P 的系数可使点径向移动,改变 I 或 D 的系数可使点垂直于径向移动,使点移动的最大角度范围为 $(-90^\circ, 90^\circ)$ 。如果取最大的相位

裕度为 60° ; 则一定可通过 PID 控制将 $[\omega_{30}, \omega_{270}]$ 频率范围内的某两点, 分别移到使 $G_c(s)G_p(s)$ 的 Nyquist 图同时满足幅值裕度 A_m 和相位裕度 Φ_m 的点上。

实际工业被控对象非常复杂, 要确定其精确模型是不现实的, 而且也无此必要。实际中常用的方法是用低阶加纯滞后模型来近似高阶的过程对象。本文采用二阶加纯滞后模型, 其结构为

$$G_p(s) = \frac{e^{-sL}}{as^2 + bs + c} \quad (3)$$

如果要使模型 $G_p(s)$ 的 Nyquist 图在 $[\omega_{30}, \omega_{270}]$ 频率范围内很好地接近实际对象 $G_p(s)$, 只需基于模型 $G_p(s)$ 设计 PID 控制器, 就可使实际系统达到预期的幅值裕度 A_m 和相位裕度 Φ_m 。

为了确定模型(3)中的4个未知参数, 选择过程对象 Nyquist 图上的两点 ω 和 ω , 使得 $G_p(j\omega) = G_p(j\omega)$, $G_p(j\omega) = G_p(j\omega)$, 其中 $G_p(j\omega) = -\pi/2$, $G_p(j\omega) = -\pi$ 。这两点的频率特性可以通过两个连续的继电反馈实验方便地获得(如图1所示)。自整定控制器在整定模式(t1和t2)下进行模型辨识操作, 而在控制模式(c)下进行常规的PID控制。

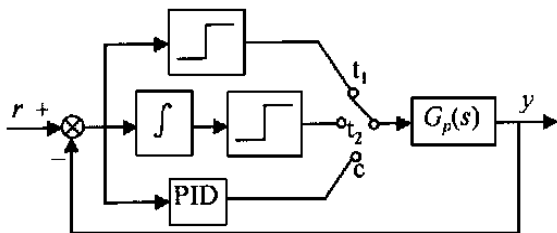


图1 自整定PID控制器结构框图

设 $|G_p(j\omega)| = k_1, |G_p(j\omega)| = k_2$, 则有

$$c - a\omega^2 + j b\omega = \frac{\cos(\omega L) - j \sin(\omega L)}{-jk_1} \quad (4)$$

$$c - a\omega^2 + j b\omega = \frac{\cos(\omega L) - j \sin(\omega L)}{-k_2} \quad (5)$$

以上两式实部和虚部分别相等, 可得到4个方程组, 于是参数 L, a, b 和 c 便可相继求得。尽管模型(3)的参数确定是通过仅让其两点的频率特性与实际对象相等, 但其 Nyquist 图却能在 $[\omega_{30}, \omega_{270}]$ 频率范围内较好地接近实际对象(参见后面的仿真实验)。

3 PID 整定方法

PID 控制器的结构(1)可以写成

$$G_c(s) = k \left[\frac{As^2 + Bs + C}{s} \right] \quad (6)$$

其中, $A = K_d/k, B = K_p/k, C = K_i/k$ 。选择 PID 控制器的零点, 使其抵消模型 $G_p(s)$ 中的极点, 即 $A = a, B = b, C = c$ 则有

$$G_p(s)G_c(s) = ke^{-sL}/s \quad (7)$$

k 值取决于幅值裕度和相位裕度。设幅值裕度和相位裕度分别为 A_m 和 Φ_m , 相应的穿越频率分别为 ω_c 和 ω 。则有

$$\arg[G_c(j\omega_c)G_p(j\omega_c)] = -\pi \quad (8)$$

$$A_m |G_c(j\omega_c)G_p(j\omega_c)| = 1 \quad (9)$$

$$|G_c(j\omega)G_p(j\omega)| = 1 \quad (10)$$

$$\Phi_m = \pi + \arg[G_c(j\omega)G_p(j\omega)] \quad (11)$$

将式(7)代入式(8)~(11)得

$$\omega_c L = \pi/2 \quad (12)$$

$$A_m = \omega_c/k \quad (13)$$

$$k = \omega \quad (14)$$

$$\Phi_m = \pi/2 - \omega L \quad (15)$$

由式(13)和(14)得

$$A_m \omega = \omega_c \quad (16)$$

将式(16)两边同乘以 L , 再结合式(12)和(15)得

$$\Phi_m = \frac{\pi}{2} \left[1 - \frac{1}{A_m} \right] \quad (17)$$

式(17)是 $G_p(s)G_c(s)$ 零极点对消需要满足的条件。一般推荐的幅值裕度和相位裕度范围分别为 $2 \sim 5$ 和 $30^\circ \sim 60^\circ$, 所以如果取 A_m 为 $2 \sim 3$, 根据式(17), 相应的 Φ_m 则为 $45^\circ \sim 60^\circ$ 这里取 $A_m = 3$, 则 $\Phi_m = 60^\circ$ 根据式(12)和(13)有

$$k = \frac{\pi}{2A_m L} = \frac{\pi}{6L} \quad (18)$$

因为辨识出的模型 $G_p(s)$ 的 Nyquist 图能在频率范围 $\omega_{30} \sim \omega_{270}$ 内非常接近实际过程对象, 基于此模型 $G_p(s)$ 设计的满足给定幅值和相位裕度的 PID 控制器, 就能保证实际过程对象具有期望的幅值裕度和相位裕度。PID 控制器的参数为

$$\begin{bmatrix} K_p \\ K_i \\ K_d \end{bmatrix} = \frac{\pi}{6L} \begin{bmatrix} b \\ c \\ a \end{bmatrix} \quad (19)$$

4 仿真实验

考虑较难控制的大滞后被控对象

则辨识出的二阶加纯滞后模型为

$$G_p(s) = \frac{1}{4.5128s^2 + 10.155s + 5.9987} e^{-10.1371s}$$

$G_p(s)$ 和 $G_{p'}(s)$ 的 Nyquist 图如图 2 所示。可以看出两条曲线在角频率 $[\omega_{30}, \omega_{270}]$ 范围内非常接近。根据式 (19), PID 控制器为

$$G_c(s) = 0.5245 + \frac{0.3098}{s} + 0.2331s$$

通用的 PID 整定方法(如 Ziegler-Nichols 规则^[4]和改进的 Ziegler-Nichols 规则^[5])不适用于大滞后对象。Astrom 和 Hagglund 建议对大滞后对象采用 PI 控制,并给出了整定规则 $k_c = 0.25/\alpha$ 和 $T_i = 1.6/\omega$ 其中 $\alpha = |G(j\omega)|$, ω 为临界点频率^[3]。将本控制器与 Astrom 法进行性能比较,仿真曲线如图 3 所示(图中,“—”为本控制器,“.....”为 A -

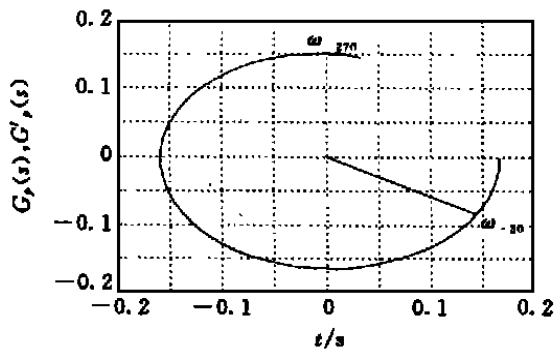


图 2 Nyquist 图

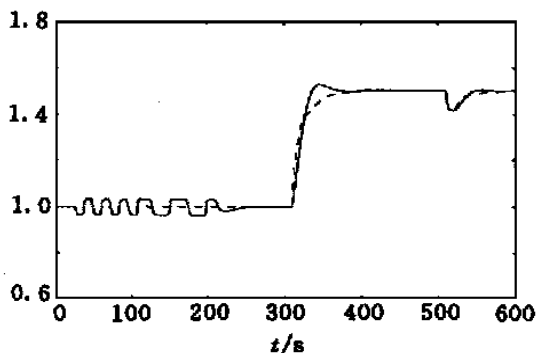


图 3 仿真曲线

H 控制器)。其中第一部分显示出两个连续的基于继电反馈的实验,随后投入 PID 控制,在 300s 处给定值改变,在 500s 处加入阶跃扰动。

5 结 论

本文给出一种简单的易于被工业过程采用的自整定 PID 控制器,该控制器对于广泛的被控对象都能给出满意的控制效果。自整定 PID 控制器首先基于继电反馈实验辨识出一个二阶加纯滞后的模型,然后基于幅值裕度和相位裕度确定出 PID 控制器参数。仿真结果表明了该控制器的有效性和适应性。

参 考 文 献

- 1 Astrom K J, Hagglund T. PID controllers: Theory, design and tuning. 2nd Edn. NC: Instrument Society of America, 1995
- 2 Astrom K J, Hagglund T. Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. Automatica, 1984, 20: 645 ~ 651
- 3 Astrom K J, Hagglund T. Industrial adaptive controllers based on frequency response techniques. Automatica, 1991, 27: 599 ~ 609
- 4 Ziegler J G, Nichols N B. Optimum settings for automatic controllers. IEEE Trans on ASME, 1942, 65: 433 ~ 444
- 5 Hang C C, Astrom K J, Ho W K. Refinements of the Ziegler-Nichols tuning formula. IEE Proc-D, 1991, 138: 111 ~ 118

作 者 简 介

王亚刚 男,1967年生。1991年在太原理工大学获硕士学位,现为上海交通大学自动化系博士研究生。主要研究方向为自整定 PID 控制,过程控制,计算机控制和现场总线。

邵惠鹤 男,1936年生。1960年毕业于华东理工大学,现为上海交通大学自动化系教授,博士生导师。主要研究方向为生产过程建模及优化,多变量约束控制,广义推断控制,优化集成系统等。