

数字PID调节器R-S-T算法^{*}

李 佳

(重庆大学, 重庆 400044)

摘 要: 基于数字控制系统调节器R-S-T运算结构的基本思想, 提出数字PID调节器R-S-T算法, 它同样地解决了数字PID调节器与系统动态品质的一般性关系问题, 这是一种基于和系统闭环动态品质密切相关特征方程的数字PID直接快速计算方法, 所提出的算法模式, 特别适用于含数字PID调节器的闭环控制系统的数字仿真。

关键词: 控制系统; 调节器; 算法; 仿真

中图分类号: TN802 **文献标识码:** A

R-S-T Algorithm of Digital PID Regulator

LI Jia

(Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: Based on the general R-S-T structure of the digital regulator of control system, an algorithm of digital PID regulator is developed. It solves the problem of relationship between the digital PID regulator and dynamical characteristics of the system. It is a direct and quick algorithm of the digital PID regulator on the characteristic equation of control system. The algorithm developed in this paper is specially suitable for digital simulation of the control system which contains digital PID regulator.

Key words: control system; regulator; algorithm; simulation

0 概 述

PID调节器以其简单的结构和优良的调节品质而广泛应用于控制系统中, 成为改善工业控制系统动态品质的重要手段, 其参数的选择直接影响着系统的动态品质, 特别是在连续线性常值控制系统中扮演着重要角色。其参数的设计和整定方法一直是控制界专家和工程技术人员所关注的问题。

随着计算机日益广泛地应用于工业系统, 数字控制系统已成为现代工业控制系统的主流。数字控制系统的广泛应用促使数字PID调节器的进一步发展。尽管基于计算机的数字控制系统目前已出现

了很多种数字调节器和控制器, 但PID调节器以其结构简单、调节效果突出、可调参数少和数字算法实现过程简单等优良品质, 而独占控制调节器之首。数字控制系统对于信息和数据的处理速度和运算水平是数字控制系统首要考虑的问题。长期以来, 控制界专家和工程技术人员在努力寻求新的数字调节器的同时, 也没有忘记针对传统PID调节器开发出最新最好最快速的算法。数字PID调节器的快速简便的运算, 是数字PID调节器所追求的主要目标。

1 数字调节器R-S-T运算结构

首先, 建立控制对象的一般数学模型。对于不具

* 作者简介: 李佳(1960-), 重庆大学自动化学院硕士研究生, 讲师。

有延时的工业过程,其对象可用下面的模型来表达:

$$G(s) = B(s)/A(s) \quad (1)$$

式(1)中,多项式 $A(s)$ 的零点反映了系统的稳定程度。如过程具有延时 τ , 则其过程的模型可表示为:

$$G(s) = e^{-\tau s} [B(s)/A(s)] \quad (2)$$

这里 τ 是过程的延时时间常数。

用于控制系统的数字调节器的种类很多,但作为计算结构可归纳整理为如图 1 所示的一般形式,我们称具有这种结构形式的调节器计算模型为 R-S-T 运算结构^[1],其中多项式模块 T 为调节器的预补偿多项式模块。

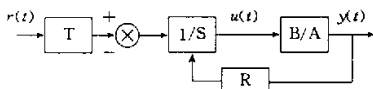


图1 具有R-S-T调节器系统的一般结构

此处理结果是将各种类型的数字调节器在运算结构上形成规范化结构,这种结构是将调节器一般结构分为 3 部分:前向控制多项式模块 $S(q^{-1})$ 、反馈多项式模块 $R(q^{-1})$ 和预补偿多项式模块 $T(q^{-1})$ 。 $r(t)$ 和 $y(t)$ 的系统闭环传递函数为:

$$H_{BF}(q^{-1}) = \frac{B(q^{-1})R(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1}) + B(q^{-1})R(q^{-1})} = \frac{B(q^{-1})R(q^{-1})}{P(q^{-1})} \quad (3)$$

这里 $B(q^{-1})R(q^{-1})$ 反映了闭环系统的极点并且调节器并不会简化系统的零点。一般情况下, PID1 型数字 PID 调节器并不化简过程的零点(除非我们选择 $B(q^{-1})$ 为 $P(q^{-1})$ 的公共因子)。

用于数字调节器计算的离散过程采样模型见图 2。图 2 中 BOZ 是零阶采样保持器, $H(s)$ 为系统开环传递函数。

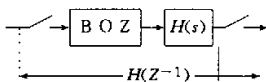


图2 采样模型

2 R-S-T 结构的数字 PID 的 PID1

对于调节器算法之一(PID1)型数字 PID 调节器,取 $T(q^{-1})=R(q^{-1})$ 。那么, R 和 S 为如下多项式形式:

$$\begin{aligned} R(q^{-1}) &= r_0 + r_1q^{-1} + r_2q^{-2} \\ S(q^{-1}) &= (1 - q^{-1})(1 + s_1q^{-1}) \end{aligned} \quad (4)$$

传统模拟 PID 调节器拉氏运算模型为:

$$H(s) = K \left[1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + (T_d/N)s} \right] \quad (5)$$

其中 T_d/N 是滤波常数, T_i 是积分时间常数, K 为调节器的增益常数。

根据图 1 和式(4),可以推导出由传统模拟 PID 调节器(如式(5))得到数字 PID 调节器的 3 个模块多项式系数(r_0, r_1, r_2, s_1)与模拟调节器系数($T_d/N, T_i$ 和 K)之间的一般性关系。

另外, PID1 型数字 PID 调节器通过 $R(q^{-1})$ 引入了附加零点,这里 $R(q^{-1})$ 依赖于 $A(q^{-1}), B(q^{-1})$ 和 $P(q^{-1})$, 因此,它并非先前能决定的。在一定的情况下,这些零点可能引起短暂的不理想的超调。

综上所述, PID1 计算过程可分以下 3 个步骤:

① 离散过程采样模型的建立

对于具有开环传递函数 $H(s)$ 过程的采样模型 $H(z^{-1})$ 应包含一个零阶保持器(BOZ),如图 2。

我们考虑一个具有延迟环节的连续过程:

$$H(s) = Ge^{-\tau s} / (1 + sT) \quad (6)$$

或:
$$H(s) = \frac{\omega_0^2 e^{-\tau s}}{\omega_0^2 + 2\xi\omega_0 s + s^2} \quad (7)$$

限制条件是 $\tau < T, \tau < T$, 这里 T_s 是采样周期, T 是过程延时时间常数。

对于这两类连续模型,考虑零阶保持器后的离散模型可写成如下形式:

$$H(q^{-1}) = \frac{b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2}}{1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}} \quad (8)$$

② 特性描述

就一般规律而言,能够根据采样传递函数参数来表示闭环系统的期望特性。它能够用下式表达:

$$H_{BF}(q^{-1}) = \frac{B(q^{-1})R(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1}) + B(q^{-1})R(q^{-1})} = \frac{B_M(q^{-1})}{P(q^{-1})} \quad (9)$$

$$P(q^{-1}) = 1 + p_1 q^{-1} + p_2 q^{-2} \quad (10)$$

③ 调节器参数计算

作为参数 p_1 和 p_2 的验证方法,我们首先考虑一般连续二阶系统,给定响应的上升时间 t_M 或建立时间 t_F 和最大超调 M ,这些参数可以由理想二阶系统参数 ω_0 和 ξ 得来。基于这些特征参数我们首先可以直接得到系统的特征方程,即闭环极点方程。然后

用下面的方程来求解 $S(q^{-1})$ 和 $R(q^{-1})$ 。

$$P(q^{-1}) = A(q^{-1})S(q^{-1}) + B(q^{-1})R(q^{-1}) \quad (11)$$

$P(q^{-1})$ 、 $R(q^{-1})$ 、 $S(q^{-1})$ 分别由式(8)和式(4)给出。

3 R-S-T 结构的数字 PID 的 PID2

调节器算法之二(PID2)数字调节器是一种不引入附加零点的数字 PID 调节器,其期望的闭环传递函数为:

$$H_{BF}(q^{-1}) = \frac{P(1)}{B(1)} \cdot \frac{B(q^{-1})}{P(q^{-1})} \quad (12)$$

多项式 $B(q^{-1})$ 包含过程的全部常值零点,多项式 $P(q^{-1})$ 定义了期望闭环极点, $P(1)/B(1)$ 的引入保证了输入和输出之间的单位增益。

作为 PID2 型调节器应具有如下的运算结构:

$$S(q^{-1})u(t) + P(q^{-1})y(t) = T(q^{-1})r(t) \quad (13)$$

这里 S 和 R 同样用(4)式表达。那么,用(13)式的调节器时系统的闭环传递函数为:

$$H_{BF}(q^{-1}) = \frac{T(q^{-1})B(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1}) + B(q^{-1})R(q^{-1})} = \frac{[P(1)/B(1)]B(q^{-1})}{P(q^{-1})} \quad (14)$$

和 PID1 调节器一样,多项式 S 和 R 的系数通过求解方程(11)来得到。由式(13)可以得到:

$$T(q^{-1}) = \frac{P(1)}{B(1)} = \frac{B(1)R(1)}{B(1)} = B(1) \quad (16)$$

因为 $S(1)=0$ (这就意味着 $P(1)=B(1)R(1)$)。

综上所述,PID2 和 PID1 调节器具有相同的 S 和 R 多项式,唯一的区别是:PID2 保持 $T(q^{-1})=R(1)$ 而不是 $R(q^{-1})$,它保证了闭环系统具有单位增益,而不受 R 零点引入后的影响。用于实现 PID2 数字调节器的连续 PID 调节器结构见图 3。

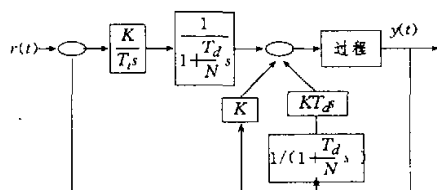


图3 连续PID调节器结构

4 结 论

PID 调节器是工业控制系统中一种重要的动态调节器,其参数的选择直接影响着系统的动态品质。长期以来,其参数的设计和整定方法一直是控制界专家和工程技术人员所关注的问题。数字控制系统的广泛应用促使了数字 PID 调节器的进一步发展。本文基于数字控制系统调节器 R-S-T 通用算法,提出数字 PID 调节器的 R-S-T 算法,它很好地解决了数字 PID 调节器与系统动态品质的一般性关系问题。这是一种基于和系统闭环动态品质密切相关的闭环特征方程的数字 PID 快速计算方法。所提出的算法模式,特别适用于含数字 PID 调节器的闭环控制系统的数字仿真。

文中得到了两种数字 PID 调节器算法,通过对经典 PID 调节器离散化处理可以得到典型的 3 分支数字 PID1 结构(满足 $T(q^{-1})=R(q^{-1})$)和数字 PID2 结构(满足 $T(q^{-1})=R(1)$)。由多项式 $R(q^{-1})$ 和 $S(q^{-1})$ 的系数,我们亦可得到连续 PID 的有关参数,满足条件是:

$$S(q^{-1}) = 1 + s_1q^{-1}, s_1 \in [-1, 0] \quad (17)$$

这里得到的连续或数字 PID 调节器可以处理一阶和二阶带延迟的系统。只要延迟时间常数 τ 低于采样周期 T_s ,延时系统和闭环系统的性能可以通过 R 、 S 和 T 系数的合理选择来改善。

参 考 文 献

- [1] IOAN Dore Landau. Identification et commande des systemes [M]. HERMES, France, 1993, 40-200.
- [2] Philippe de Larminat. Automatique [M]. HERMES, France, 1993, 69-92.
- [3] M. E. El-Hawary. Control System Engineering [M]. Reston Publishing Company, Canada, 1984, 110-155.