

文章编号:1000-582x(2000)02-0023-03

⑦

数字控制系统调节器算法研究

23-25,78

TP273

孙跃, 苏玉刚

(重庆大学自动化学院, 重庆 400044)

摘要: 针对线性时不变数字控制系统, 对常用的数字调节器的 R-S-T 算法结构进行了研究。该算法能很好地解决了数字调节器与系统动态品质的一般性关系问题。这是一种和系统闭环动态性能密切相关联的直接快速计算方法。其算法结构模式, 特别适用于各类数字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: TP 273

文献标识码: A

数字控制系统

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也相应地促使了数字调节器的迅猛发展。对于线性时不变数字控制系统的控制问题, 控制界专家和工程技术人员所关注的主要问题之一是寻求和开发出高效、简便、快速的新型数字调节器。具体的工作体现在两个方面: 一方面努力寻求新的数字调节器, 另一方面为适应计算机数字仿真技术的发展, 开发出适用的通用仿真软件, 并针对传统模拟调节器(如 PID 调节器等)的数字化问题努力寻求传统数字调节器数字化结构的规范化, 以期提出统一的数字算法结构。关于线性时不变系统, 其数字调节器比较成熟和广泛应用的算法可归纳为如图 1 所示的几种算法。

法结构进行了研究, 并给出了结果。这些结构很好地解决了数字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调节器的直接快速计算方法。其算法结构模式, 特别适用于各类数字调节器的闭环控制系统的数字仿真。

1 数字调节器三支 R-S-T 算法结构

首先, 建立被控对象的一般性数学模型。对于线性时不变带时延环节的工业过程, 其对象可以用下面的模型描述:

$$G(s) = e^{-\tau s} \frac{B(s)}{A(s)} \quad (1)$$

式中, τ 是过程的延时时间常数, 多项式 $A(s)$ 的零点反映了系统的稳定特性。

闭环系统的一般性结构如图 2 所示。

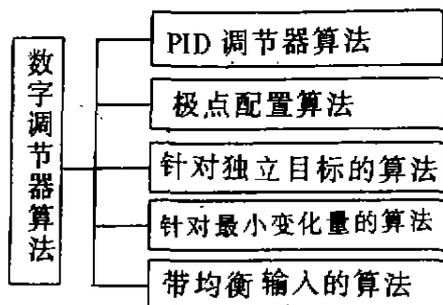


图 1 数字调节器的算法

本文针对线性时不变数字控制系统, 基于数字调节器 R-S-T 通用算法, 对上述数字调节器的 R-S-T 算

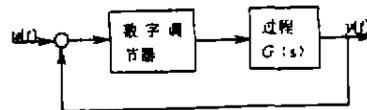


图 2 数字调节闭环系统结构简图

用于线性控制系统的数字调节器的种类很多, 结构各异, 但作为计算结构可归纳整理为如图 3 所示的

· 收稿日期: 1999-03-11

作者简介: 孙跃(1960-), 男, 浙江人, 副教授, 博士, 主研方向: 自动控制。

一般形式。其中,多项式 R, S 和 T 构成数字调节器。具有这种结构形式的数字调节器计算模型称为 $R-S-T$ 运算结构^[1]。

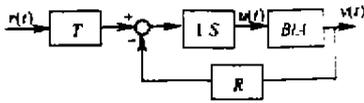


图3 具有 $R-S-T$ 调节器的系统一般结构

这种处理的结果将各种类型的数字调节器在运算结构上形成规范化结构,它将调节器一般结构分为3个部分: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 $T(q^{-1})$ 。对于二阶系统,多项式 R 和 S 有如下的形式:

$$\begin{aligned} R(q^{-1}) &= r_0 + r_1 q^{-1} + r_2 q^{-2} \\ S(q^{-1}) &= (1 - q^{-1})(1 + s_1 q^{-1}) \end{aligned} \quad (2)$$

由图3可得出从输入 $r(t)$ 到输出 $y(t)$ 的系统闭环传递函数为:

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

对于常规二阶系统,极点方程选择如下形式:

$$P(q^{-1}) = 1 + p_1 q^{-1} + p_2 q^{-2} \quad (4)$$

2 数字 PID 调节器算法

传统模拟 PID 调节器拉氏运算模型为:

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

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。

对于数字 PID 调节器,取 $T(q^{-1}) = R(q^{-1})$ 。根据图3和式(2)~(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)之间的一般性关系如式(6)和式(7)。综上所述,基于 $R-S-T$ 结构的数字调节器的参数计算过程是:首先根

据期望特性参数建立期望闭环特征方程[如式(4)所示],再由式(3),通过式(3)左右两边分母相等,从而算出 $R-S-T$ 结构调节器的系数。

$$\begin{cases} r_0 = K \left[1 + \frac{T_d}{T_i} - N s_1 \right], s_1 = \frac{T_d}{T_d + N T_i} \\ r_1 = K \left[s_1 \left(1 + \frac{T_d}{T_i} + 2N \right) - 1 \right] \\ r_2 = -K s_1 (1 + N) \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} K = \frac{r_0 s_1 - r_1 - (2 + s_1) r_2}{(1 + s_1)^2}, T_i = \frac{K(1 + s_1)}{r_0 + r_1 + r_2} \\ T_d = T_i \cdot \frac{s_1^2 r_0 - s_1 r_1 + r_2}{K(1 + s_1)^3}, N = \frac{-s_1 T_i}{1 + s_1} \end{cases} \quad (7)$$

3 极点配置算法

事实上, PID 算法是极点配置算法的一种特殊算法。这里,考虑的离散过程函数形式如下^[1]:

$$H(q^{-1}) = [q^{-d} B(q^{-1})] / [A(q^{-1})] \quad (8)$$

这里 d 是延迟因子。并且 A 和 B 具有如下形式:

$$A(q^{-1}) = 1 + \sum_1^{n_a} a_i q^{-i}, \quad B(q^{-1}) = \sum_1^{n_b} b_i q^{-i} \quad (9)$$

闭环系统的传递函数可推得:

$$H_{BR}(q^{-1}) = \frac{q^{-d} T(q^{-1}) B(q^{-1})}{A(q^{-1}) S(q^{-1}) + q^{-d} B(q^{-1}) R(q^{-1})} = \frac{q^{-d} T(q^{-1}) B(q^{-1})}{P(q^{-1})} \quad (10)$$

闭环特征方程可表示为:

$$P(q^{-1}) = 1 + p_1 q^{-1} + p_2 q^{-2} + \dots \quad (11)$$

$$S(q^{-1}) = 1 + \sum_1^{n_s} s_i q^{-i}, \quad R(q^{-1}) = 1 + \sum_0^{n_r} r_i q^{-i} \quad (12)$$

通过对极点方程的求解可解算出 s_i 和 r_i ,从而解算出多项式 S 和 R 。极点方程可用如下矩阵方程表示:

$$MX = P$$

式中 $X^T = [1, s_1, s_2, \dots, s_{n_s}, r_0, r_1, \dots, r_{n_r}]$;

$$P^T = [1, p_1, p_2, \dots, p_{n_p}, 0, 0, \dots, 0]$$

矩阵 M 为:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ a_1 & 1 & \dots & \cdot & b_1 & & & \cdot \\ a_2 & & & 0 & b_2 & & & b'_1 \\ & & & & 1 & \cdot & & b'_2 \\ & & & & a_1 & \cdot & & \cdot \\ & & & & a_2 & b_{n_b} & & \\ a_{n_a} & & & & \cdot & 0 & & \\ 0 & & & & \cdot & 0 & & \\ 0 & \dots & 0 & a_{n_a} & 0 & \dots & 0 & b'_{n_b} \end{bmatrix}$$

这里, $b_i = 0 (i = 0, 1, \dots, d)$; $b'_i = b_{i-d} (i \geq d + 1)$ 。
由上看出, 求解 S 和 P , 就转变成求解向量阵 X :

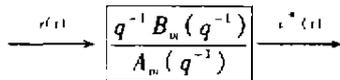
$$X = M^{-1}P$$

多项式 $T(q^{-1})$ 的计算——跟随性问题

在理想情况下, 当命令改变时, 我们希望输出应能跟随理想输出轨迹 $y^*(t)$ 。参考模型的传递函数设为:

$$H_m(q^{-1}) = \frac{q^{-1}B_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})}$$

那么, 理想轨迹描述如下:



一般情况下, 它是由期望性能指标(响应时间, 超调量, 建立时间等)决定。具有延时参考模型的理想输出轨迹为:

$$y^*(t) = \frac{q^{-(d+1)}B_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})}r(t)$$

可推得 $y^*(t + d + 1)$ 的表达式为:

$$y^*(t + d + 1) = \frac{B_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})}r(t)$$

$T(q^{-1})$ 系数的确定应确保以下两点: ① $y^*(t)$ 和 $y(t)$ 之间的单位静态增益; ② 调节器的动态预补偿。于是可得:

$$T(q^{-1}) = GP(q^{-1})$$

式中:

$$G = \begin{cases} 1/B(1) & \text{当 } B(1) \neq 0 \\ 1 & \text{当 } B(1) = 0 \end{cases}$$

最后, 得到极点配置算法的系统结构如图 4 所示:

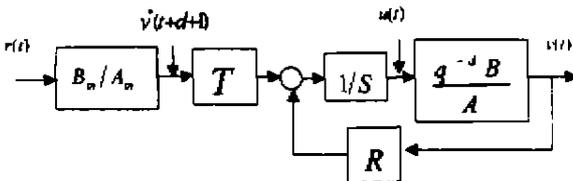


图 4 极点配置算法的系统结构图

4 针对跟随性和调节性的独立目标算法

这种算法允许得到当指令改变时的期望跟随性和扰动出现时的调节性, 它具有和极点配置算法相同的系统结构(见图 4) 和对于 S, R 多项式系数的计算方法。所不同的是, 在这种算法中, 取 $T(q^{-1}) = P(q^{-1})$ 。

5 针对最小变化量的跟随性和调节性的算法

该算法确保了在被调对象存在随机扰动情况下, 对于最小变化量的跟随和调节。它允许独立地确定调

节性和通过选择跟随多项式(A_m, B_m) 来确定跟随性。优化动态调节(闭环系统极点由多项式 $C(q^{-1})$ 决定) 反映了一个扰动模型的可变均值(MA) 输出。在存在白噪声扰动的情况下, 对于指令的响应过程可由 ARMA 方程描述, ARMA 方程描述如下:

$$y(t) = [q^{-d}B(q^{-1})/A(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})/A(q^{-1})]e(t)$$

式中 $p(t) = [C(q^{-1})/A(q^{-1})]e(t)$ 表示了经过高斯白噪声滤波模型处理的随机扰动。系统简图见图 5。这里, 取补偿多项式 $T(q^{-1}) = C(q^{-1})$ 。

6 带均衡输入的跟随和调节算法

该算法的系统简图如图 6 所示。

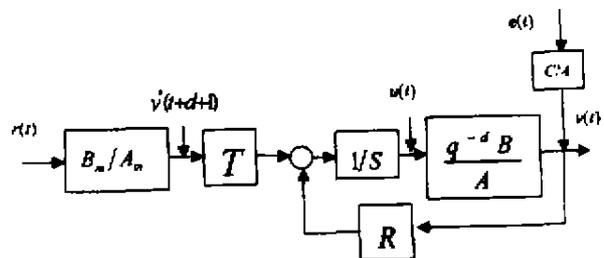


图 5 针对最小变化量算法的系统结构图

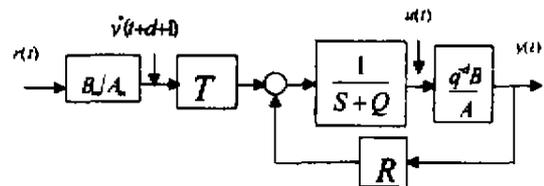


图 6 带均衡输入算法的系统结构图

其中: $T(q^{-1}) = P(q^{-1}), Q(q^{-1}) = \frac{\lambda(1 - q^{-1})}{1 + \alpha q^{-1}}$ 。

式中, $\lambda \geq 0$ 。

该算法不能用于拥有非稳定多项式 B (系统为非最小相位系统)。

参 考 文 献

- [1] IOAN DORE LANDAU. Identification et commande des systemes [M]. 第 2 版. HERMES, 1993, 30 ~ 200.
- [2] PHILIPPE DE LARMINAT. Automatique [M]. HERMES, 1993, 69 ~ 92.
- [3] EI-HAWARY M E. Control System Engineering [M]. Reston Publishing Company, 1984, 110 ~ 155.

(下转 78 页)

