

典型工业过程的无超调预测控制设计*

孙明玮 陈增强 袁著祉

(南开大学计算机与系统科学系 天津 300071)

摘要 讨论了二阶系统具有无超调响应的充分必要条件,并结合一类典型工业对象的预测控制设计,分析了相应设计参数对闭环系统的影响,得到了具有无超调控制特性的条件。仿真结果表明,所得出的结论是正确的。

关键词 广义预测控制(GPC), 稳定性, 超调

分类号 TP 29

Non-overshoot Predictive Control Design for Typical Industrial Process

Sun Mingwei, Chen Zengqiang, Yuan Zhuzhi
(Nankai University)

Abstract The work is to investigate how to choose parameters to achieve non-overshoot response characteristic for a practical process. Firstly for a second-order system, the sufficient and necessary conditions of non-overshoot step-response under several circumstances are obtained. The conditions, combined with generalized predictive control design of a class of typical industrial process, are employed to analyze the effect of relevant parameter on the closed-loop performance, and the parameter criterion is obtained. Finally a simulation result demonstrates the effectiveness of the conclusion.

Key words generalized predictive control (GPC), stability, overshoot

1 引言

预测控制是 70 年代中后期发展起来的一种新型模型控制算法^[1],其中广义预测控制(GPC)^[2]在工业过程中得到广泛的关注和应用。但是预测控制的理论分析明显薄弱,缺乏设计参数和闭环系统特性之间的定量关系,故设计参数只能根据它们对控制性能的影响趋势,通过仿真或实验加以整定。已有的一些研究结果主要是关于如何选择参数以保证闭环系统的稳定性,而关于动态特性的研究则比较少。在实际工业过程中,超调与快速性是一对矛盾,往往不可兼得。在化工、医疗、铁路等一些生产应用中,超调将产生不良后果,甚至激发不安全因素,因此往往要求无超调控制。

本文针对一类典型的工业对象,系统地分析了

控制加权因子与无超调特性的关系,并给出了定量关系。仿真示例验证了文中的结论。

2 准备工作

在工业生产过程中,有很大一类对象可近似用一阶惯性加纯滞后环节表示^[3],即

$$G(s) = \frac{Ke^{-T_0s}}{1 + T_0s} \quad (1)$$

其中, K 为过程增益, T_0 为纯滞后, T_0 是惯性环节的时间常数,可根据对象的阶跃响应曲线直接辨识。为简化讨论,可将时间标度改为 $t = t/T_0$, 输出量改为 $y = y/K$, 则(1)可转化为

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

* 国家 863 计划 C M S 主题应用基础研究项目(863 - 511 - 945 - 010)
1999 - 05 - 05 收稿, 1999 - 07 - 19 修回

其中 $\tau = \tau_0/T_0$ 。设采样周期为 T ，且 τ 为 T 的整数倍，即 $\tau = lT$ (l 为非负整数)。则相应的离散模型为

$$G(q^{-1}) = \frac{(1 - \sigma)q^{-l}}{1 - q^{-1}} \quad (3)$$

其中 $\sigma = e^{-T}$ 。因而有

$$y(t) = G(q^{-1})u(t-1) \quad (4)$$

下面考察二阶传递函数

$$T(q^{-1}) = \frac{q^{-l}}{1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2}} \quad (5)$$

$l = 0, 1, 2$

的无超调阶跃响应条件。首要条件是要求系统(5)稳定。设两个稳定极点为 z_1, z_2 ，则 $T(q^{-1})$ 的阶跃响应 z 变换为

$$\frac{q^{-l}}{1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2}} \frac{1}{1 - q^{-1}} = \frac{k_0}{1 - q^{-1}} + \frac{k_1}{1 - z_1q^{-1}} + \frac{k_2}{1 - z_2q^{-1}} \quad (6)$$

其中

$$k_0 = \frac{1}{(1 - z_1)(1 - z_2)}$$

$$k_1 = \frac{z_1^{-l}}{(1 - z_1^{-1})(1 - z_2z_1^{-1})}$$

$$k_2 = \frac{z_2^{-l}}{(1 - z_2^{-1})(1 - z_1z_2^{-1})}$$

由于 z_1, z_2 稳定，故 $k_0 > 0$ 。系统无超调的充分必要条件为

$$k_1z_1^k + k_2z_2^k < 0, \quad \forall k \in N \quad (7)$$

下面分几种情况进行讨论：

1) $1 > z_1 > z_2 > 0$

(7) 式等价于

$$\frac{z_1^{k-l+2}}{1 - z_1} > \frac{z_2^{k-l+2}}{1 - z_2} \quad (8)$$

由于 $1 > z_1 > z_2 > 0$ ，且 $l = 0$ ，故对 $\forall k \in N$ ，式(8)成立。因此，使题设得到满足的条件可归纳为

$$\begin{cases} a_1^2 - 4a_2 > 0, & -2 < a_1 < 0 \\ a_2 > 0, & 1 + a_1 + a_2 > 0 \end{cases} \quad (9)$$

2) $1 > z_1 > 0 > z_2 > -1$

与前面一样，可推出(7)的等价条件为(8)。如果 $-1 < z_2 < -z_1 < 0$ ，则对于充分大的 k ，且 $k-l$ 为偶数，有

$$\lim_k \left[\frac{z_1}{z_2} \right]^{k-l+2} = 0 < \frac{1 - z_1}{1 - z_2} \quad (10)$$

这与(8)矛盾，故应有 $-1 < -z_1 < z_2 < 0$ 。不难验证，在此条件下等价式(8)恒满足。最后，条件可归纳为

$$\begin{cases} 1 - a_1 + a_2 > 0 \\ 1 + a_1 + a_2 > 0 \\ a_2 < 0 \end{cases} \quad (11)$$

3) $-1 < z_2 < z_1 < 0$

假设(8)对 $\forall k \in N$ 均成立，取 k 使 $k-l$ 为奇数，则 $\frac{z_1^{k-l+2}}{1 - z_1}$ 与 $\frac{z_2^{k-l+2}}{1 - z_2}$ 均为负数，有

$$\frac{z_1^{(k+1)-l+2}}{1 - z_1} < \frac{z_1^{k-l+2}}{1 - z_1} z_2 < \frac{z_2^{k-l+2}}{1 - z_2} z_2 = \frac{z_2^{(k+1)-l+2}}{1 - z_2} \quad (12)$$

这与(8)矛盾，所以在这种情况下不可能产生无超调控制。

4) $z_1 = z_2$ ，即它们为一对共轭复根

易知， $k_1z_1^k$ 与 $k_2z_2^k$ 也是一对共轭复数，即

$$k_1z_1^k + k_2z_2^k \in R \quad (13)$$

为使系统无超调，也应有(8)成立，即 $k_1z_1^k$ 始终具有负实部。不妨设 $0 < \arg z_1 < \pi$ 。分两个区间进行讨论，可知当极点具有振荡性质时，不可能产生无超调控制。

综上所述，(9)和(11)为阶跃响应具有无超调性质的充分必要条件。

3 无超调预测控制设计

广义预测控制(GPC)是一种基于CARMA模型的预测控制，适用于开环不稳定、非最小相位和变时滞等各种难控系统，应用领域比较广泛。其基本算法如下：

用CARMA描述一个具有非平稳噪声的实际过程

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})u(k-1) + \xi(k)/\Delta \quad (14)$$

其中

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_nq^{-n}$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_{n-1}q^{-(n-1)}$$

$$\Delta = 1 - q^{-1}$$

$y(k), u(k), \xi(k)$ 分别为系统的输出，输入和白噪声序列。

目标函数为

$$J = E \left[\sum_{j=1}^N [y(k+j) - w(k+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} [\Delta u(k+j-1)]^2 \right] \quad (15)$$

其中， $w(k)$ 是设定值序列； N 是预测长度； N_u 是控

制水平, 即当 $j > N_u$ 时, $\Delta u(k + j - 1) = 0$; λ 是控制增量加权因子。将优化解出的 $\Delta u(k)$ 加入控制中, 重复同样的滚动优化计算, 详细过程参见文献[2]。

对于如(3)所示的典型工业对象, 为研究方便, 设控制水平 $N_u = 1$, 以考察加权因子 λ 对闭环系统的影响, 设计无超调控制器。此时

$$\Delta u(t) = \sum_{i=1}^N d_i [w(t+i) - y_1(t+i)] \quad (16)$$

其中, $w(t+i)$ 是设定值序列, $y_1(t+i)$ 是未来时刻的零输入响应序列, 而

$$d_i = \frac{g_i}{g_1^2 + \dots + g_N^2 + \lambda} \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (17)$$

其中 g_i 是(3)的阶跃响应序列, 即

$$g_i = \begin{cases} 0, & i \leq l \\ 1 - \sigma^{i-l}, & i > l \end{cases} \quad (18)$$

由文献[4]知, 闭环系统的传递函数为

$$G^*(q^{-1}) = \frac{d_s(1 - \sigma)q^{-l}}{A_c(q^{-1})} \quad (19)$$

其中

$$\begin{cases} d_s = \sum_{i=1}^N d_i \\ A_c(q^{-1}) = 1 + a_1^* q^{-1} + a_2^* q^{-2} \\ \begin{bmatrix} a_1^* \\ a_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_2 - 1 & 1 \\ c_3 - c_2 & c_2 - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \sigma \end{bmatrix} \\ c_2 = \sum_{j=1}^N d_j g_{j+1} \\ c_3 = \sum_{j=1}^N d_j g_{j+2} \end{cases} \quad (20)$$

记 $s_0 = \sum_{j=1}^N g_j^2, s_1 = \sum_{j=1}^N g_j g_{j+1}, s_2 = \sum_{j=1}^N g_j g_{j+2}$

可利用等比级数求和法计算出其结果。(9)和(11)的条件都要求闭环方程的根的判别式为正, 这样可得到

$$\lambda > \lambda_c = \frac{2s_2 - (1 + \sigma)s_1 + 2\sqrt{(s_2 - s_1)(s_2 - \sigma s_1)}}{(1 - \sigma)^2} - s_0 \quad (21)$$

或

$$\lambda < \lambda_c = \frac{2s_2 - (1 + \sigma)s_1 - 2\sqrt{(s_2 - s_1)(s_2 - \sigma s_1)}}{(1 - \sigma)^2} - s_0 \quad (22)$$

易知(21)和(22)中根号内的量为正。由于 $\lambda > 0$, 由(11)中的线性不等式和 $s_i (i = 1, 2, 3)$ 的定义知, 第

二种情况的条件(11)不可能产生无超调的预测控制。

下面考虑第一种情况。化简(9)中的线性不等式得

$$\lambda > 0 \quad (23)$$

(23)与(21), (22)联立求解可得两个条件。(22)式的右边, 当 $l = 0$ 时, 较小根 λ 与预测长度 $N (1 \leq N \leq 20)$ 和采样时间 $T (0.1 \leq T \leq 2)$ 的关系由三维图给出, 图1定量地给出了这种关系。

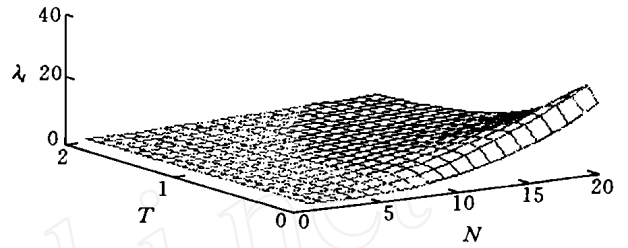


图1 N与T对较小根的影响关系曲面

由图1可见, 较小根在指定范围内为正; 同时, 可验证 $0 < a_2^* < 1$, 即两个闭环极点之积小于1。据此提出如下假想:

假想1 若 $N_u = 1$, 当 $0 < \lambda < \lambda_c$ 或 $\lambda > \lambda_c$ 时, 输出具有无超调性质; 而当 $\lambda_c < \lambda < \lambda_c$ 时, 闭环系统为稳定的振荡控制。

该结论不仅证实了当 λ 较大时可保证无超调控制, 而且对于极小的 λ 也具有此性质, 这与通常的想法是有一定差别的。

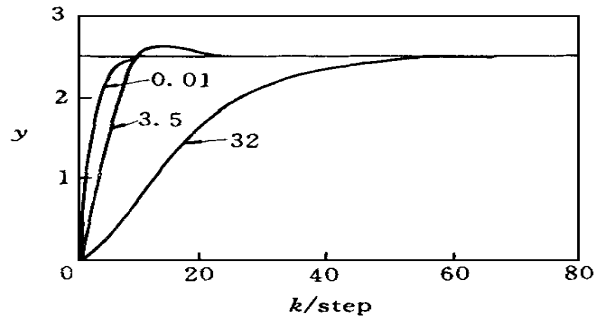


图2 系统输出

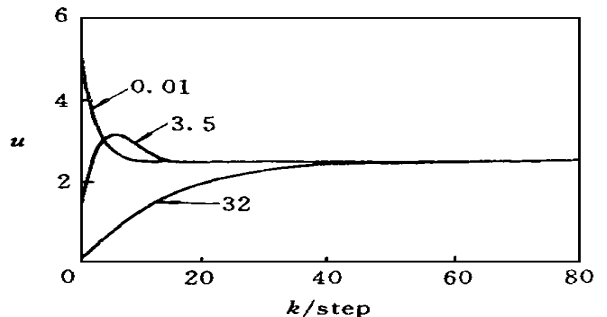


图3 系统输入

4 数值示例

考虑采样时间 $T = 0.2$, 预测长度 $N = 5$ 。计算无超调控制时, 由(21)和(22)知加权因子的范围是 $\lambda_1 = 0.6203$, $\lambda_2 = 31.0535$ 。取 $\lambda_1 = 0.01$, $\lambda_2 = 3.5$, $\lambda_3 = 32$, 结果如图2和图3所示, 由此验证了本文的结论。可见, 对应于两种无超调控制, 当 λ 较小时, 控制动作变化比较剧烈; 反之, 控制则比较滞后。

5 结论

本文通过对一类典型工业对象的闭环分析, 得出了无超调控制的参数整定条件。这对相应问题具有现实的指导意义。

参考文献

- 1 Garica C E, Prett D M, Morari M. Model predictive

control: Theory and practice—A survey. *Automatica*, 1989, 25(3): 335-348

- 2 Clarke D W, Mohtadi C, Tuffs P S. Generalized predictive control- Part I & II. *Automatica*, 1987, 23(2): 137-160
- 3 席裕庚. 预测控制. 北京: 国防工业出版社, 1993
- 4 席裕庚, 厉隽恠. 广义预测控制系统的闭环系统. *控制理论与应用*, 1991, 8(4): 419-424

作者简介

孙明珠 男, 1972年生。南开大学计算机与系统科学系博士研究生。研究方向为预测控制。

陈增强 男, 1964年生。1997年在南开大学计算机与系统科学系获工学博士学位, 现为该系教授。研究领域为自适应控制, 智能预测控制及其在工业过程中的应用。

袁著祉 男, 1937年生。1962年毕业于南开大学数学系, 现为该校教授, 博士生导师。研究方向为自适应控制, 智能控制, 计算机控制与管理。

(上接第160页)

4 结论

本文通过逆Nyquist曲线对角占优性的强弱来判定活套高度和张力控制系统的耦合程度, 并采用伪对角化方法使补偿后的系统具有对角占优的特性。最后使用Matlab中的系统仿真工具Simulink对活套多变量控制系统进行仿真实验, 结果表明, 解耦后的活套控制系统可获得更好的控制效果。

参考文献

- 1 张殿华, 郑芳, 邹霄燕. 热连轧机活套控制系统的研究与发展. *基础自动化*, 1999, 6(3): 1-4
- 2 Yoshiro Seki, Kunio Sekiguch, Yoshiharu Anbe *et al.* Optimal multivariable looper control for hot strip finishing mill. *IEEE Trans on Industry Application*, 1991, 27

(1): 124-130

- 3 Kenya Fukushima. Looper optimal multivariable control for hot strip finishing mill. *Trans ISIJ*, 1988, 28: 463-469
- 4 薛定宇. 控制计算机辅助设计——Matlab语言及应用. 北京: 清华大学出版社, 1996. 221-282

作者简介

张殿华 男, 1962年生。1984年在东北大学自动控制系获硕士学位, 现为东北大学副教授。研究方向为轧制过程自动化。

郑芳 女, 1974年生, 1999年在东北大学压力加工系获硕士学位, 现为宝钢技术中心工程师。研究方向为板带轧制工艺及过程自动化。

王国栋 男, 1942年生。东北大学教授, 博士生导师。研究方向为板带轧制工艺及过程自动化。