

自适应插补控制器及其在时变系统中的应用

刘金琪, 刘阿娟

(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 为提高时变系统的稳定性和精度, 提出了基于在线参数辨识的自适应插补控制方法. 首先, 采用传递函数的即约分解方法, 利用 Bezout 等式, 导出了针对时变参数系统的插补控制器, 并证明了插补控制系统的稳定性. 这种插补控制器还可改形为常用 PI 形式, 以方便工程上的应用. 其次, 引入在线辨识方法, 构造出自适应插补控制器. 最后, 将自适应插补控制器应用于参数时变的胶带压延机厚度控制系统中, 通过仿真证明了控制的有效性.

关键词: 时变系统; 自适应控制; 插补控制器; 参数辨识

中图分类号: TP13 **文献标识码:** A

Adaptive interpolate controller and its application to time-varying system

LIU Jin-qi, LIU A-juan

(Department of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin Heilongjiang 150001, China)

Abstract: To improve the stability and precision of the time-varying system, an adaptive interpolate control method based on the online parameter identification is presented. First the controller for the time-varying system was deduced according to irreducible decomposition method of transfer function and Bezout equation, and the stability of the interpolate controller was proved. The controller could also be modified to be a general PI controller for the convenience of industrial application. Second, the adaptive interpolate controller was built up with the on-line identification method. Finally, the controller was applied to thickness control system of tape rolling mill whose parameters were time-varying. The simulation results show the validity of the control.

Key words: time-varying system; adaptive control; interpolate controller; parameters identification

1 引言 (Introduction)

对于参数随时间变化的时变系统, 通常考虑采用鲁棒控制或自适应控制. 采用鲁棒控制 (如 H_∞ 控制), 可以保证系统的稳定性, 但因系统增益不能足够大, 有时难以满足系统精度要求. 采用自适应控制, 不仅可以保证系统的稳定性和精度要求, 还可省去操作上繁琐的参数调整工作.

本文设计了一种基于参数在线辨识的自适应插补控制器. 这种插补控制器, 可以有效地保证时变系统的稳定性, 而且还可以做成 PI 控制器, 为设计控制器参数带来很大方便. 本文将自适应插补控制器应用于轮胎用胶带压延机的厚度控制系统中, 进行了仿真研究. 胶带压延机, 机构庞大, 其厚度控制系统的模型化误差和胶带材质的不确定性比较严重, 采用常规的 PI 控制器后, 系统经常处于不稳定状态中, 因而难以保证胶带压制厚度要求.

仿真实验表明, 自适应插补控制器可以克服系

统参数变化, 确保压延机厚度控制系统的稳定性. 本文的分析讨论均在标量空间进行.

2 插补控制器 (Interpolate controller)

对时变系统应用自适应控制时, 采用插补控制器是一种很有效的手段^[1]. 本节将说明插补控制器的设计、稳定性分析和 PI 型插补控制器的构成方法.

2.1 插补控制器的设计 (Design of interpolate controller)

在设计插补控制器时, 先将具有时变参数的控制对象描述为插补控制对象形式, 然后构成插补形式的插补控制器.

设控制对象传函的即约分解形式为 $P = ND^{-1}$, 其中 D 为参数 a 的函数, 即 $D = f(a)$. 参数 a 从 a_1 变化为 a_2 时, 相应的 D 和 P 分别表示为

$$\begin{aligned} D_1 &= f(a_1), P_1 = ND_1^{-1}, \\ D_2 &= f(a_2), P_2 = ND_2^{-1}. \end{aligned} \quad (1)$$

再设上述两个控制对象的闭环稳定控制器分别表示为

$$C_1 = N_{c1} D_{c1}^{-1}, C_2 = N_{c2} D_{c2}^{-1}. \quad (2)$$

对于从 P_1 至 P_2 之间变化的控制对象,可组成如下式的插补控制对象

$$P = N[\alpha D_1 + (1 - \alpha) D_2]^{-1}. \quad (3)$$

式中 $0 \leq \alpha \leq 1$, α 称插补系数.

对于上述插补控制对象,采用插补系数 α , 组成如下式的插补控制器

$$C = N_c D_c^{-1} = [aN_{c1} + (1 - \alpha)N_{c2}] \cdot [\alpha D_{c1} + (1 - \alpha)D_{c2}]^{-1} (0 \leq \alpha \leq 1). \quad (4)$$

下面的定理将证明,这种插补控制器是能够使插补控制对象在闭环状态下稳定的.

2.2 插补控制系统的稳定性分析 (Stability analysis of the interpolate controller)

为证明插补控制系统的稳定性,先引用如下引理.

引理^[2] 设控制对象的即约分解表示为 $P = ND^{-1}$, 这时控制器 $C = N_c D_c^{-1}$ 成为闭环状态下的稳定控制器的充要条件是如下的 Bezout 等式成立:

$$NN_c + DD_c = 1. \quad (5)$$

证明略.

定理 设具有时变参数 a 的控制对象传函为 $P = ND^{-1}$, 参数 a 的变化范围为 $a_1 \sim a_2$ 时,相应的控制对象和稳定控制器分别如式(1)和(2). 这时,对于如式(3)的插补控制对象,如式(4)的插补控制器成为闭环稳定控制器的充要条件是如下 Bezout 等式成立:

$$\begin{aligned} NN_{c1} + D_2 D_{c1} &= 1, \\ NN_{c2} + D_1 D_{c2} &= 1. \end{aligned} \quad (6)$$

证 先证明必要性.

设式(4)所表示的插补控制器 C , 能使式(3)表示的插补控制对象在闭环状态下稳定. 这时根据引理,如下 Bezout 等式成立:

$$N[aN_{c1} + (1 - \alpha)N_{c2}] + [\alpha D_1 + (1 - \alpha)D_2] \cdot [\alpha D_{c1} + (1 - \alpha)D_{c2}] = 1. \quad (7)$$

将上式整理得

$$\alpha^2(NN_{c1} + D_1 D_{c1}) + (\alpha^2 - 2\alpha + 1)(NN_{c2} + D_2 D_{c2}) + (\alpha - \alpha^2)(NN_{c1} + D_2 D_{c1}) + (\alpha - \alpha^2)(NN_{c2} + D_1 D_{c2}) = 1.$$

由于 C_1, C_2 分别为 P_1 和 P_2 的闭环稳定控制器,满足下列等式

$$\begin{cases} NN_{c1} + D_1 D_{c1} = 1, \\ NN_{c2} + D_2 D_{c2} = 1. \end{cases} \quad (8)$$

于是式(7)可表示成下式:

$$(2\alpha^2 - 2\alpha + 1) + (\alpha - \alpha^2)[(NN_{c1} + D_2 D_{c1}) + (NN_{c2} + D_1 D_{c2})] = 1. \quad (9)$$

为使上式成立,必须满足下列条件:

$$\begin{aligned} NN_{c1} + D_2 D_{c1} &= 1, \\ NN_{c2} + D_1 D_{c2} &= 1. \end{aligned}$$

下面证明充分性. 设条件式(6)成立,则由式(3)、(4)组成的下列 Bezout 等式成立:

$$\begin{aligned} N[aN_{c1} + (1 - \alpha)N_{c2}] + [\alpha D_1 + (1 - \alpha)D_2] \cdot [\alpha D_{c1} + (1 - \alpha)D_{c2}] &= \\ (2\alpha^2 - 2\alpha + 1) + (2\alpha - 2\alpha^2) &= 1. \end{aligned} \quad \text{证毕.}$$

该定理说明,只要 P_1 的稳定控制器 C_1 不破坏 P_2 的稳定性; P_2 的稳定控制器 C_2 不破坏 P_1 的稳定性,则插补控制器就能成为插补控制对象的闭环稳定控制器.

2.3 插补控制器的 PI 形式 (PI formation of the interpolate controller)

从控制器的调整和维护考虑,PI 控制器是人们最熟悉、最方便的. 为此,将式(4)表示的插补控制器,改形为 PI 控制器.

设 C_1, C_2 的 PI 形式及其既约分解式如下式:

$$C_1 = K_{p1} \left(1 + \frac{1}{K_i \cdot s} \right) = \left(\frac{K_{p1} K_i \cdot s + K_{p1}}{s + 1} \right) \left[\frac{K_i \cdot s}{s + 1} \right]^{-1}, \quad (10)$$

$$C_2 = K_{p2} \left(1 + \frac{1}{K_i \cdot s} \right) = \left(\frac{K_{p2} K_i \cdot s + K_{p2}}{s + 1} \right) \left[\frac{K_i \cdot s}{s + 1} \right]^{-1}. \quad (11)$$

这时插补控制器 C 变成如下的 PI 形式:

$$C = [\alpha K_{p1} + (1 - \alpha)K_{p2}] \left[1 + \frac{1}{K_i s} \right]. \quad (12)$$

3 胶带压延机厚度控制系统的插补控制 (Interpolate control of the thickness control system of tape rolling mill)

3.1 胶带压延机厚度控制系统的插补控制模型 (Interpolate control model of the thickness control system of tape rolling mill)

中大型胶带压延机的厚度控制系统结构如图 1 所示. 轧辊的压下装置由伺服系统拖动, 胶带厚度的检测点与轧辊之间又存在一定的时间滞后. 为简化设计过程, 本文采用“二阶振荡环节 + 滞后环节”作为厚度控制系统控制对象的近似模型, 如下式所示:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} e^{-Ls}. \quad (13)$$

式中: Y 为控制厚度, U 为厚度修正量, K 为增益(常量), ω_n 为控制对象的固有频率, ξ 为衰减系数, L 表示纯滞后时间。

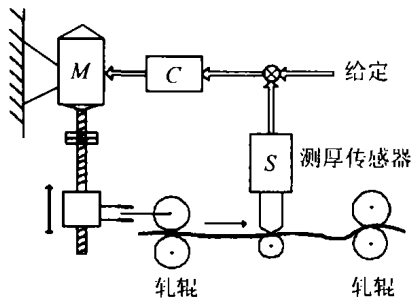


图1 胶带压延机的厚度控制系统结构示意图
Fig. 1 Schematics of the thickness control system structure of tape rolling mill

在式(10)中的二阶系统,其特征根可表示为

$$p_1, p_2 = \omega_n(-\xi \pm \sqrt{\xi^2 - 1}). \quad (14)$$

可见衰减系数 ξ 是左右二阶系统动特性的重要参数. 因此作为时变参数的控制对象, 本文将 ξ 作为时变参数。

现设控制对象的时变参数 ξ 在 ξ_1 与 ξ_2 之间变化, 相应的控制对象传函经既约分解后如下式所示:

$$P_1 = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi_1\omega_n s + \omega_n^2} e^{-Ls} = \left\{ \frac{K\omega_n^2}{(s+1)^2} e^{-Ls} \right\} \left\{ \frac{s^2 + 2\xi_1\omega_n s + \omega_n^2}{(s+1)^2} \right\}^{-1}, \quad (15)$$

$$P_2 = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi_2\omega_n s + \omega_n^2} e^{-Ls} = \left\{ \frac{K\omega_n^2}{(s+1)^2} e^{-Ls} \right\} \left\{ \frac{s^2 + 2\xi_2\omega_n s + \omega_n^2}{(s+1)^2} \right\}^{-1}. \quad (16)$$

根据式(3), ξ 从 ξ_1 至 ξ_2 之间变化时的插补控制对象传函如下式:

$$P = \left\{ \frac{K\omega_n^2}{(s+1)^2} e^{-Ls} \right\} \left\{ \alpha \frac{s^2 + 2\xi_1\omega_n s + \omega_n^2}{(s+1)^2} + (1-\alpha) \frac{s^2 + 2\xi_2\omega_n s + \omega_n^2}{(s+1)^2} \right\}^{-1} = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2[\alpha\xi_1 + (1-\alpha)\xi_2]\omega_n s + \omega_n^2} e^{-Ls}, \quad 0 \leq \alpha \leq 1. \quad (17)$$

3.2 衰减系数 ξ 的在线辨识(On-line identification of decay coefficient ξ)

由插补控制对象式(17)可知, 插补系数 α 是由下式决定的:

$$\alpha = \frac{\xi - \xi_2}{\xi_1 - \xi_2}. \quad (18)$$

因此, 为确定 α 值, 以计算由式(12)表示的插

补控制器, 必需检测出 ξ 的实际值. 为实时估计出 ξ 值, 采用如下在线辨识方法。

用 $s = (1 - Z^{-1})/T$ 代入式(17), 对控制对象传函进行后项差分^[3]的离散化处理, 得到如下的后项差分方程

$$y(n) = b_1 y(n-1) + b_2 y(n-2) + b_3 u(n-L/T), \quad (19)$$

$$b_1 = -2b_2(\xi T\omega_n + 1), \quad (20)$$

$$b_2 = -1/[(T\omega_n)^2 + 2\xi T\omega_n + 1], \quad (21)$$

$$b_3 = -Kb_2(T\omega_n)^2. \quad (22)$$

式中, T 为采样时间, n 为采样时刻。

参数 $b_1 \sim b_3$ 的估计, 利用输出量 y 和输入量 u 的采样值, 按如下在线递推最小二乘算法^[4]进行. 令估计量参数为 $\hat{\theta} = [b_1, b_2, b_3]^T$. 第 N 次的估计值如下式:

$$\hat{\theta}_N = \hat{\theta}_{N-1} - P_N[\Phi_N \Phi_N^T \hat{\theta}_{N-1} - \Phi_N Y(N)],$$

$$P_N = P_{N-1} - P_{N-1} \Phi_N (1 + \Phi_N^T P_{N-1} \Phi_N)^{-1} \Phi_N^T P_{N-1}. \quad (23)$$

式中

$$\Phi_N = [y(N-1), y(N-2), u(N-L/T)]^T,$$

$$P_N^{-1} = [\Phi_N^T \Phi_N] = \sum_{i=1}^N \Phi_i \Phi_i^T.$$

在启动上述递推算算法时, 初始值 $\hat{\theta}_0, P_0, \Phi_0$ 按上述方法确定: 从测得的输入、输出量中取

$$\Phi_0 = [y(-1), y(-2), u(-L/T)]^T,$$

$$P_0 = [\Phi_0 \Phi_0^T]^{-1}, \quad \hat{\theta}_0 = P_0 b_0, \quad b_0 = \Phi_0 y(0).$$

利用上述估计值, 根据式(20)、(21)计算出 ξ 值, 如下式表示:

$$\xi = \frac{b_1 + 2b_2}{2\sqrt{b_2(b_1 + b_2 - 1)}}. \quad (24)$$

为验证上述辨识估计方法的可行性, 做如下仿真实验. 对于控制对象传函式(13)取 $K = 1, \omega_n = 20/s, L = 2s, T = 10ms$, 分别取真值 $\xi = 0.4, 0.6, 0.8$, 改变输入信号 $U = A \sin \omega_n t$ 的幅值 A , 估算出的 ξ 值如表1所示。

表1 ξ 的真值/估计值比较表

Table 1 Comparison between the true and the estimated value of ξ

A	1	3	5	8	10
ξ_1	0.4/0.43	0.4/0.415	0.4/0.41	0.4/0.408	0.4/0.41
ξ_2	0.6/0.61	0.6/0.62	0.6/0.605	0.6/0.60	0.6/0.60
ξ_3	0.8/0.81	0.8/0.81	0.8/0.80	0.8/0.80	0.8/0.801

仿真结果表明上述辨识估计方法是可行的.

利用插补控制器和衰减系数 ξ 的辨识估计器, 组成压延机厚度控制系统结构如图 2 所示.

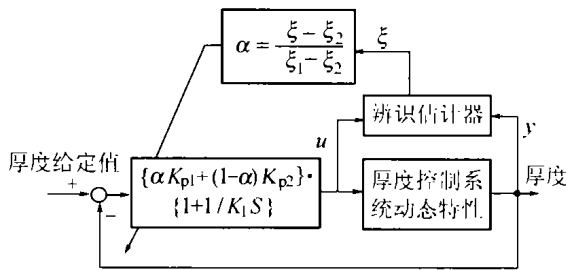
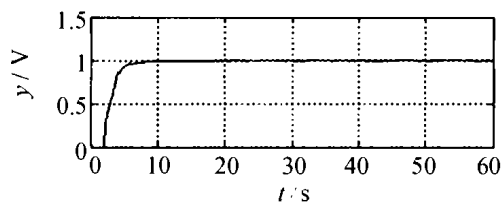
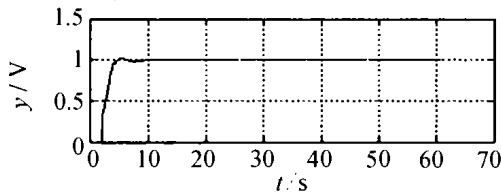


图 2 压延机厚度控制系统结构图

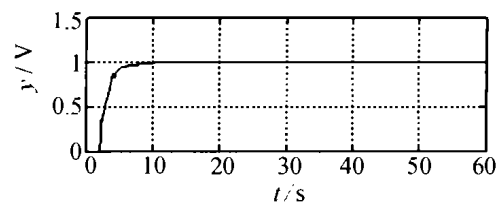
Fig. 2 Schematics of the thickness control system of tape rolling mill



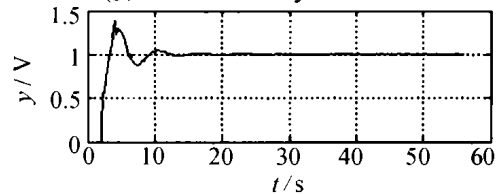
(a) 图2系统在 $\xi = 0.8$ 时的响应



(c) PI控制在 $\xi = 0.8$ 时的响应



(b) 图2系统在 $\xi = 0.4$ 时的响应



(d) PI控制在 $\xi = 0.4$ 时的响应

图 3 图 2 系统和 PI 控制系统仿真响应曲线

Fig. 3 Simulation results of the system as Fig. 2 and the PI controller

4 结束语 (Conclusion)

为解决时变系统的稳定控制, 本文提出了一种基于在线参数辨识的自适应插补控制器. 不仅可保证时变系统的稳定性, 而且还可变换为 PI 控制器以方便参数的调整.

本文还将这种自适应插补控制用于胶带压延机的厚度控制系统中, 进行了仿真实验, 得到满意的结果.

设计过程表明, 只要解决好在线参数辨识, 插补控制器是很容易实现的, 而在线参数辨识问题今日已不再是困难的事情.

参考文献 (References):

[1] 前田, 杉江. システム制御理論 [M]. 日本: 朝仓书店, 1990.

3.3 仿真结果 (Simulation results)

为了验证本文设计的压延机厚度控制系统的有效性, 对图 2 所示系统进行了仿真实验. 在仿真实验中, 控制对象的参数取 $K = 1, \omega_n = 20/s, L = 2s$, 采样时间 $T = 10ms$, 衰减系数 ξ 分别取 0.8 和 0.4, $(K_{p1}, K_i), (K_{p2}, K_i)$ 为 $\xi = 0.8, 0.4$ 时的 PI 控制器的最佳参数. 图 3 示出了仿真结果, 图 3(a), (b) 为本文设计系统分别在 $\xi = 0.8, 0.4$ 时的单位阶跃给定响应, 图 3(c), (d) 为 PI 控制时的单位阶跃给定响应.

仿真结果表明, 本文设计的厚度控制系统通过衰减系数 ξ 的在线估计, 及时调整插补控制器的增益参数, 明显改善了系统的动态性能.

[2] 村松, 池田, 玉井. 动作状态が変化する多人出力システムの安定化 [J]. システム制御情報学会論文誌, 1994, 17(2): 42 - 50.

[3] KAZUYA Sato, CHUN Jia. A PI controller with adaptive parameter tuning [J]. *Trans on the Society of Instrument and Control Engineers*, 1998, 134(11): 1632 - 1638.

[4] 韩曾晋. 自适应控制系统 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1995. (HAO Zengjin. *Adaptive Control System* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1995.)

作者简介:

刘金琪 (1950—), 女, 哈尔滨工业大学副教授, 主要研究方向为电力电子技术, 计算机技术及自动控制理论在工业控制系统中的应用, E-mail: liujinqi1950@163.com;

刘阿娟 (1979—), 女, 哈尔滨工业大学电力电子与电力传动学科研究生, 研究方向为自适应信号处理.