第6卷 增刊1　　　　控制理论与应用　　　　Vol.6 Suppl.I. 1
1989年1月　　CONTROL THEORY AND APPLICATIONS　　Jan., 1989

大时延系统的新型Smith预估控制器

高建勋　王月娟　万百五

（西安交通大学系统工程研究所）

摘　要

本文在Smith预估法及其改进型的基础上，给出了一种新的Smith改进型．这种方法通过解除Watanabe法中对控制器的一个约束条件，使具有纯时延系统的控制器设计更为合理，有效地克服了现有方法中存在的问题．仿真例子表明，该方法较好地解决了大时延系统的控制问题．

一、前　言

在工业生产过程中，具有纯时延环节的过程控制问题是一类较普遍也是较棘手的问题；特别是，当纯时延时间较大时，控制系统的设计与实现变得更为复杂和困难．

多年来，纯时延过程控制的研究一直受到人们的重视，尤其随着微型计算机的出现以及它在过程控制中的广泛应用，使得时延系统的研究更加活跃，目前已提出很多控制方法[1]．然而，作者认为至今为止，Smith预估控制法[2]依然是一种简单而有效的实用方法，也是其它许多控制方法的基础．

Smith方法（简称S法）解决了纯时延系统的设计问题．但是，如果对象的传递函数中有靠近s平面原点的极点，则系统对扰动的抑制作用变得非常迟缓；此外，若对象为非自衡对象，系统对阶跃扰动的稳态误差不为零．为此，Watanabe提出了一种改进型[3]．（简称W法），如图1所示．

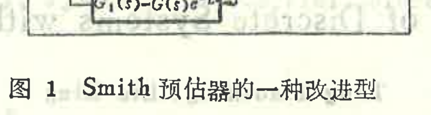

图 1　Smith预估器的一种改进型

其中，$G(s)$为过程的无时延传递函数；$G_c(s)$为控制器的传递函数；L为过程的纯时延时间，$r(t)$为系统的参考输入；$d(t)$为系统受到的外界扰动；$y(t)$为系统的输出．则

$$G_1(s)=ce^{-AL}(sI-A)^{-1}b-\int_0^L ce^{-A\tau}bd\tau, \tag{1}$$

式中，(A,b,c)为对象$G(s)$的一个实现($A\in R^{n\times n}$，$b\in R^n$，$c^T\in R^n$)．如果(A,b,c)满足如

本文于1986年9月15日收到，1987年1月9日收到修改稿．

下三个条件：(A,b)可控；(A,c)可观；$\operatorname{rank}\begin{bmatrix} A & b \\ c & 0 \end{bmatrix}=n+1$。则按 W 法设计出的系统对阶跃参考输入和阶跃扰动输入的稳态误差为零（包括对象含有积分环节的情况），且系统对阶跃扰动具有期望的动态响应，即

$$\lim_{s\to -1/T_i}(T_i s+1)\{G_1(s)-G(s)e^{-Ls}\}=0, \tag{2}$$

这里，T_i 为 $G(s)$中第 i 个时间常数$(i=1\cdots n)$。但是当对象为大时延过程时，如 $L/T>4$ $(T=\max\limits_{1\leqslant i\leqslant n}(T_i))$，系统对阶跃扰动的抑制作用变差；若 $L/T>10$，则系统几乎丧失调整作用。

本文综合了 S 法和 W 法的主要优点，提出了一种新的Smith改进型，它特别适用于大时延过程的控制，并可推广到对象含积分环节的情况。

二、一种新的Smith改进型

从状态空间的角度分析，式（2）成立，意味着对象$G(s)$的诸状态在$y_L(t)$中不可观。也就是说，为了抑制扰动的影响，控制器设计时多了这个附加约束。当 L/T 较小时，此约束较易满足；但是，随着 L 增大，此约束条件对控制器来说变得愈来愈苛刻；如果设计出来的控制器一定要满足式（2），那么对于系统的动态品质来说这个控制器未必是很好的。因此自然会想到，能否解除这一约束，设计出一种适合大时延系统的控制器。本文作者就是沿着这一思想提出了一种适合大时延系统的Smith改进型。

1. 对象不含积分环节（自衡对象）

为清楚起见，将图 1 中 $u(t)\sim y_L(t)$通道部分单独表示成图 2（并包括控制器的积分环节）。

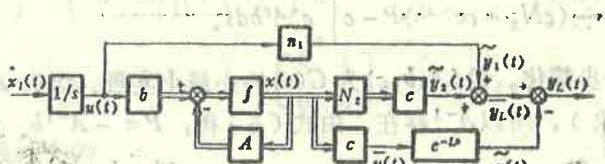

图 2　自衡对象

设对象 $G(s)$的一个最小实现为(A,b,c)，n_1 为控制器的待定常数，N_2 为控制器 $n\times n$ 待定常数阵，它们的选取要保证系统对阶跃扰动的稳态误差为零，即要求在 $y_L(t)$ 中观测不到积分器的状态 $x_I(t)$。

由于输入信号不影响状态的可观性，为推导方便，令 $\dot{x}_I(t)=0$。这样图 2 的状态方程和输出方程可表示成

$$\begin{bmatrix} \dot{X}(t) \\ \dot{X}_I(t) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} A & b \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} X(t) \\ x_I(t) \end{bmatrix}, \tag{3}$$

$$y_L(t)=\tilde{y}_1(t)+\tilde{y}_2(t)-\tilde{y}(t)=[cN_2-ce^{-AL},\ n_1+c\int_0^L e^{-A\tau}bd\tau]\begin{bmatrix}X(t)\\x_I(t)\end{bmatrix}.$$

引入非奇异线性变换

$$\begin{pmatrix}\tilde{X}(t)\\x_I(t)\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}I_n & -P\\0 & 1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}X(t)\\x_I(t)\end{pmatrix},$$

其中P为$n\times1$待求常数阵。则式（3）变为

$$\begin{pmatrix}\dot{\tilde{X}}(t)\\\dot{x}_I(t)\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}A & AP+b\\0 & 0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\tilde{X}(t)\\x_I(t)\end{pmatrix}, \tag{4}$$

$$y_L(t)=[cN_2-ce^{-AL}\quad (cN_2-ce^{-AL})P+n_1+c\int_0^L e^{-A\tau}bd\tau]\begin{pmatrix}\tilde{X}(t)\\x_I(t)\end{pmatrix}.$$

为了保证系统对阶跃扰动的稳态误差为零，控制器的积分器状态$x_I(t)$必须在$y_L(t)$中不可观，即令：$AP+b=0$和$(cN_2-ce^{-AL})P+n_1+c\int_0^L e^{-A\tau}bd\tau=0$。

本文所提出的方法与W法的不同点在于：对状态$X(t)$在$y_L(t)$中可观性不作要求。因此，N_2可自由选取。为了便于理解N_2的含义，令$N_2=e^{-AL'}$。其中L'是可调参数。至此，对自衡对象的时延系统推导出预估控制器一组算法如下

$$\begin{cases}AP+b=0, & (5)\\ N_2=e^{-AL'} & (6)\\ n_1=-(cN_2-ce^{-AL})P-c\int_0^L e^{-A\tau}bd\tau. & (7)\end{cases}$$

式（7）可进一步简化，设(A,b,c)为$G(s)$的一最小实现。因为A阵没有其值为零的特征根（自衡对象），所以A^{-1}存在，由式（5）得：$P=-A^{-1}b$。另根据矩阵微分方程：$\frac{d}{d\tau}e^{-A\tau}=-e^{-A\tau}A$，由此得：$(e^{-AL'}-e^{-AL})A^{-1}=-\int_L^{L'}e^{-A\tau}d\tau$。代入式（7）得

$$n_1=-c\int_0^{L'}e^{-A\tau}\cdot bd\tau. \tag{8}$$

在此系统中，$G_1(s)$的定义为：

$$G_1(s)\triangleq\frac{\bar{y}_L(s)}{u(s)}=ce^{-AL'}\quad(sI-A)^{-1}b-c\int_0^{L'}e^{-A\tau}\cdot bd\tau. \tag{9}$$

两点说明：

1）Smith方法，Watanabe方法和本文提出的方法所构成的系统，它们的基本结构相同，而关健的区别在于$G_1(s)$的取法不同。对于S法，$G_1(s)=G(s)$；对于W法和本文提出的方法，$G_1(s)$分别由式（1）和式（9）给出。在式（9）中，L'是可调参数，

它可由设计者根据实际情况选定。显然，当 $L'=0$ 时，$G_1(s)=G(s)$；当 $L'=L$ 时，式（9）就变成了式（1）。由此可见，S 法和 W 法只是本文所提出的方法的两种特定情况。

2）由于 L' 可调，所以在设计控制器时，可适当选择 L'。通过大量仿真结果的分析，本文建议 L'/T 选择在1～2.5范围内较适当。这就是说，控制器的设计可以完全不受系统时延大小的限制，克服了 W 法当 L/T 较大时无法设计品质好的控制系统的主要缺点。这正是本文所提出的方法的最突出的特点。

2. 对象含积分环节（非自衡对象）

系统结构图仍如图1所示，现将 $u(t)\sim y_L(t)$ 通道部分的框图表示如下：

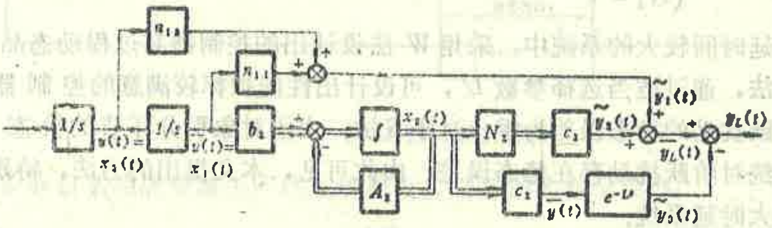

图3　非自衡对象

图中第一个"$1/s$"是控制器的积分环节，第二个"$1/s$"是对象 $G(s)$ 的积分环节。$N_1=[n_{11},\ n_{12}]$，N_1、N_2 是控制器的两个待定常数阵。且设 $G(s)=\frac{1}{s}G_2(s)$，(A_2, b_2, c_2) 为 $G_2(s)$ 一最小实现，据图3有：

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_2(t) \\ \dot{\hat{X}}_I(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & b_I \\ 0 & \hat{A}_I \end{bmatrix}\begin{bmatrix} X_2(t) \\ \hat{X}_I(t) \end{bmatrix},\qquad \overline{y}(t)=[c_2,0]\begin{bmatrix} X_2(t) \\ \hat{X}_I(t) \end{bmatrix},\tag{10}$$

其中　$\hat{X}_I(t)=[x_1(t)\ \ x_I(t)]^T$，$\hat{A}_I=\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$，$\hat{b}_I=[b_2,0]$。

引入非奇异线性变换

$$\begin{bmatrix} \tilde{X}_2(t) \\ \hat{X}_I(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{n-1} & -P \\ 0 & I_2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} X_2(t) \\ \hat{X}_I(t) \end{bmatrix},\ P\text{为}(n-1)\times 2\text{待定常数阵}$$

采用前面类似推导方法，即可得出如下一组公式

$$\begin{cases} -P\hat{A}_I+A_2P+\hat{b}_I=0, & (11) \\ N_2=e^{-A_2L'}, & (12) \\ c_2N_2P-c_2Pe^{-\hat{A}_IL}+N_1=0. & (13) \end{cases}$$

令　$P=[P_1,\ P_2]$，这里 P_1、P_2 均为 $(n-1)\times 1$ 阵。

式（11）、式（13）是为了保证系统对阶跃参考输入和阶跃扰动输入的稳态误差为

零，即控制器的积分环节状态和对象的积分环节状态在$y_L(t)$中均不可观。在本文中，对$G_2(s)$状态在$y_L(t)$中是否可观不作规定，所以N_2可自由选定，式（12）中的L'仍是一可调参数。

将式（11）、式（13）进一步简化，即可得对象含积分环节时，预估控制器的算法：

$$\begin{cases} n_{11} = -c_2\int_0^{L'} e^{-A_2\tau} b_2 d\tau, & (14) \\ n_{12} = c_2 A_2^{-1}(L\cdot I_{n-1} - \int_0^{L'} e^{-A_2\tau} d\tau) b_2, & (15) \\ N_2 = e^{-A_2 L'}. & (16) \end{cases}$$

在纯时延时间较大的系统中，采用W法设计出的控制器其过程动态品质很差；本文提出的方法，通过适当选择参数L'，可设计出性能指标较满意的控制器，同时又保证系统对阶跃扰动的稳态误差为零；对于S法，由于对象积分环节的状态在$y_L(t)$中可观，所以系统对阶跃扰动存在稳态误差。由此可见，本文提出的方法，特别适合对象含积分环节的大时延系统。

三、仿 真 试 验

例 1 对象为：$\frac{5}{5s+1}e^{-30s}$，系统参考输入$r(t)=0$，扰动作用$d(t)=1(t)$。系统输出响应曲线如图4所示，其中曲线①、②、③分别对应：本文提出的方法、S法和W法。

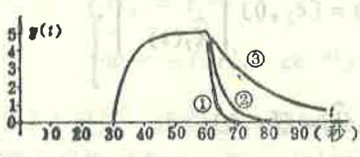

图 4 自衡对象

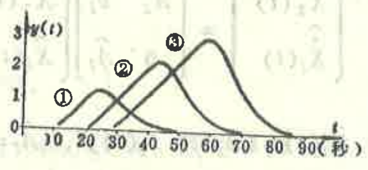

图 5 非自衡对象

由于本文提出的方法中，参数L'可调，（本例中$L'=12$秒）所以其结果优于S法。在本例中，L值较大($L/T=6$)，采用W法出现了“缓爬”现象；如果L值进一步增大，如$L/T>10$，则用W法失效，但本文提出的方法可以很好解决这类系统的控制问题。

例 2 对象为：$\frac{1}{s(s+1)}e^{-Ls}$；$r(t)=0$，$d(t)=1(t)$；系统输出如图5所示，其中曲线①、②、③分别对应参数L取：10秒、20秒、30秒。这三条曲线均采用本文的方法得出（其中$L'=2$）。本例中没有给出S法和W法的仿真结果，这是因为S法存在稳态误差，而W法，由于本例中L值太大，已无法设计控制器。

例 3 数字计算机控制大时延模拟对象。

整个系统的结构如图6所示。

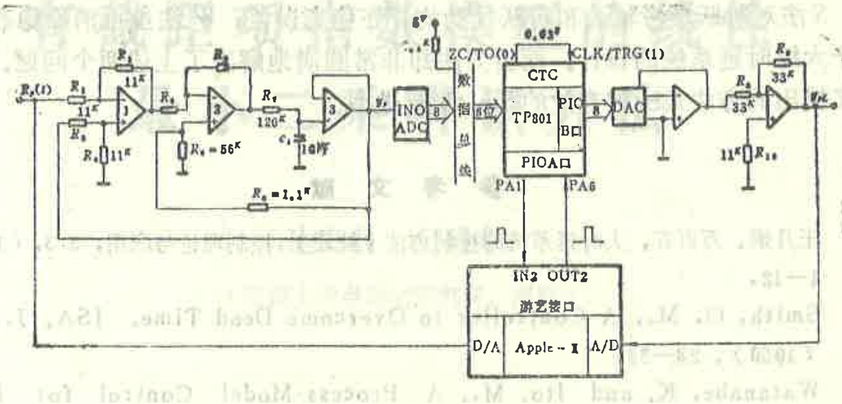

图 6　模拟仿真系统框图

模拟对象取自某浮法玻璃生产线玻璃厚度控制系统的数学模型：

$$G(s)e^{-Ls}=\frac{K}{Ts+1}e^{-Ls}.$$

其中 $L=1200$秒、$T=60.5$秒、$K=0.976$. $G(s)$ 由两级运放实现；纯时延环节 e^{-Ls} 由TP801单板机通过软件实现；Apple—Ⅱ 微型机完成控制器及相应的算法。

整个模拟系统在下列条件下进行仿真试验：T 有40% 的误差，K 有50% 的误差，L 有10% 的误差。系统受到的外界作用有：a）参考阶跃输入：$r(t)=800\cdot 1(t)$；b）阶跃扰动信号：$d(t)=600\cdot 1(t-1800)$；c）15～20% 的随机干扰和10% 左右的测量噪声。取：$L'\doteq 90$秒。仿真结果如图7所示。

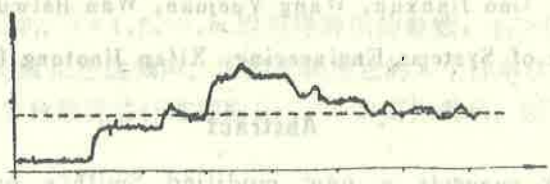

图 7　模拟仿真曲线

图7的几点说明：1）在 $r(t)=800\cdot 1(t)$的作用下，$y_{PL}(t)$应在1200秒后很快进入稳态值800（即水平虚线）。由于 K 有50% 的误差，所以实际上 $y_{PL}(t)$ 需经过几个 L 周期才能逐渐达到800。2）由于 L 有10% 的误差，所以每经过 L 时间间隔，$y_{PL}(t)$出现一个波峰（或波谷）。可见 L 误差对 $y_{PL}(t)$影响最显著。3）仿真结果表明尽管在如此恶劣的条件下，系统仍可有效地抑制外界扰动。

四、结　束　语

作者以Smith预估法为基础，并结合 W 法，提出了一种适合大时延系统的Smith改进型，用这种方法对大时延系统进行设计，可以使系统具有较高的响应速度和抑制扰

动的能力，这比采用 S 法和 W 法进行设计所得系统性能有明显的改善。当对象不含积分环节时，新方法统一了 S 法和 W 法，使它们成为新方法的两个特例。当对象含积分环节时，S 法对阶跃参考输入和阶跃扰动均存在稳态误差；W 法虽可消除稳态误差，但不能用于大纯时延系统的设计。而新方法却非常圆满地解决了上述两个问题。因此可以说，本文提出的方法是一种有效的 Smith 改进型。

参 考 文 献

〔1〕 王月娟、万百五，大时延系统的控制方法（综述），控制理论与应用，3:3，(1986)，1—12.

〔2〕 Smith, O. M., A Controller to Overcome Dead Time, ISA. J., 6:2, (1959), 28—33.

〔3〕 Watanabe, K. and Ito, M., A Process-Model Control for Linear Systems with Delay, IEEE Trans., AC—26:6, (1981), 1261—1268.

A New Type Smith Predictor Control for Large Time-delay System

Gao Jianxun, Wang Yuejuan, Wan Baiwu

(Institute of Systems Engineering, Xi'an Jiaotong University)

Abstract

This paper suggests a new modified Smith's predictor-control. The key point is to relax a constraint condition of the controller proposed by K. Watanabe. This method is particularly suitable for designing system with large time delay. The dynamic performance of the resulting system is better than that of previous methods. Some digital simulation and digit-analogous simulation results are given.