

# SISO积分对象预测函数控制算法的 鲁棒稳定性条件<sup>1)</sup>

张彬 张奇智 张卫东

(上海交通大学自动化系 上海 200240)  
(E-mail: zhangbin7701@sjtu.edu.cn)

**摘要** 基于积分对象脉冲响应设计预测函数控制器, 引入一种新的误差反馈校正方法可有效消除系统稳态误差. 通过多项式 Jury 主系数稳定性判定定理, 定性给出 SISO 积分对象闭环预测函数控制算法鲁棒稳定的条件. 所给控制算法鲁棒性强、在线计算量小. 仿真实验表明了该方法的有效性和优点.

**关键词** 预测函数控制, 鲁棒稳定性, 积分对象, 误差补偿  
**中图分类号** TP273

## Robust Stability Conditions for Predictive Functional Control Algorithm of SISO Integrating Processes

ZHANG Bin ZHANG Qi-Zhi ZHANG Wei-Dong

(Automation of Department, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240)  
(E-mail: zhangbin7701@sjtu.edu.cn)

**Abstract** A predictive functional control algorithm based on impulse response model is designed for integrating processes in this paper. A new error compensation method is introduced, which can eliminate the permanent offset between the setpoint and the system output when the integrating system is affected by large disturbance. Performance of the closed loop system is discussed, and robust stability conditions for the resultant closed loop system are given based on Jury's dominant coefficient criterion. It is shown that the designed method can significantly reduce online computation and provide good robustness for parameters perturbation. At last, simulations are presented to verify the given strategy.

**Key words** Predictive functional control, robust stability, integrating process, error compensation

## 1 引言

模型预测控制在工业界提出后得到长足发展, 许多学者对各类模型预测控制的闭环性能及控制器参数调节做了深入研究, 使得这类算法在实际中有了很好的应用. 非自衡对象

1) 国家自然科学基金 (60274032) 和高校博士点基金 (20030248040) 资助  
Supported by National Natural Science Foundation of P.R. China (60274032), Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education (SRFDP) (20030248040)  
收稿日期 2004-6-1 收修改稿日期 2004-12-28  
Received June 1, 2004; in revised form December 28, 2004

是一类比较常见的控制对象, 为此将预测控制算法推广到非自衡对象控制有一定现实意义. 文献 [1] 针对非自衡对象阶跃响应最后阶段可示为直线的特点, 提出一种改进的 DMC 算法, 然而它对设计的闭环控制系统鲁棒稳定性没有做出任何分析. 文献 [2] 提出的改进算法在建立预测模型时, 将非自衡对象分为开环稳定和积分两部分, 很显然实际中无法得到非自衡对象开环稳定部分的阶跃响应. 以上两种方法从建立非自衡对象的预测模型入手, 通过运用模型预测控制的设计机理实现对象的控制, 然而它们没有考虑负载干扰对非自衡对象的影响不同于输出干扰的特点, 可能导致输出跟踪偏差不为零. Cano and Odloak 应用积分对象末态零约束的条件<sup>[3]</sup>, 基于状态空间模型给出积分对象的鲁棒预测控制, 但控制器调节参数较多, 给应用带来了不便.

预测函数控制 (PFC) 是 Richalet 等人于 1986 年提出的一种新兴第三代预测控制算法<sup>[4~5]</sup>, 已经在导弹控制、热焓控制、机器人手臂控制等众多方面得到成功应用. PFC 的特点是控制输入规律明确、在线计算量小、控制精度高、鲁棒性强. 目前对 PFC 的实际应用较多, 但针对这类算法设计的闭环控制系统鲁棒稳定性的文章却很少. 本文首先根据非自衡对象脉冲响应的特点, 建立内模模型, 给出一种新的误差反馈校正方法, 可有效消除系统在负载干扰存在的情况下跟踪给定值偏差为零, 并基于此设计 PFC 控制器. 然后通过 Jury 主系数稳定性判据准则定性给出非自衡对象预测函数控制系统鲁棒稳定的条件. 所给方法的特点是控制系统鲁棒性强、控制器结构简单、参数易于调节.

## 2 PFC 算法设计

假设一 SISO 非自衡对象含有单个零极点可用下式描述

$$y_p(k) = \sum_{i=1}^{\infty} \bar{s}_i u(k-i) \quad (1)$$

其中  $\bar{s}_i$  是非自衡对象的脉冲响应系数,  $u(k)$  是系统输入. 由于非自衡对象脉冲响应的特殊性, 其脉冲响应系数  $\bar{s}_i$  在某一步长  $N$  后保持常值  $\bar{s}_N$ , 利用这个特点, 式 (1) 简化为

$$y_p(k) = \bar{s}_1 u(k-1) + \cdots + \bar{s}_N u(k-N) + \bar{s}_N \sum_{i=1}^{\infty} u(k-N-i) \quad (2)$$

将 (2) 变换到  $Z$  域, 有

$$y_p(z) = \sum_{i=1}^N \bar{s}_i z^{-i} u(z) + \bar{s}_N z^{-1-N} \frac{1}{1-z^{-1}} u(z) = G_p(z) u(z) = \frac{G_{p1}(z)}{1-z^{-1}} u(z) \quad (3)$$

式中  $G_{p1}(z) = \sum_{i=1}^N (\bar{s}_i - \bar{s}_{i-1}) z^{-i}$  表示非自衡对象传递函数的稳定部分, 且  $\bar{s}_0 = 0$ .

对式 (3) 做等价变换, 得非自衡对象的有限脉冲响应 (FIR)

$$y_p(k) = y_p(k-1) + \bar{s}_1 u(k-1) + \sum_{i=2}^N (\bar{s}_i - \bar{s}_{i-1}) u(k-i) \quad (4)$$

则基于设计控制器的预测模型可表示为

$$y_m(z) = G_m(z) u(z) = \frac{G_{m1}(z)}{1-z^{-1}} u(z) \quad (5)$$

式中  $G_{m1}(z) = \sum_{i=1}^N (s_i - s_{i-1})z^{-i}$  表示非自衡对象模型的稳定部分, 且  $s_0 = 0$ . 变换式 (5) 得

$$y_m(k) = y_m(k-1) + s_1 u(k-1) + \sum_{i=2}^N (s_i - s_{i-1})u(k-i) \quad (6)$$

本文假定非自衡对象、模型增益  $\bar{s}_N, s_N$  不为零, 即  $\bar{s}_N \neq 0, s_N \neq 0$ .

PFC 的优化算法中, 未来的控制作用通过迭代、最优化、约束限制等一系列步骤来实现, 最常用的方法是将优化点上参考轨迹和过程预测输出的预测误差的平方和最小化, 其指标为

$$\min J_p = \sum_{i=H_1}^{H_p} [(y_{ref}(k+i)) - y_m(k+i) - E(k+i)]^2 \quad (7)$$

式中  $[H_1, H_p]$  是优化时域,  $y_{ref}(k+i) = w(k+i) - \eta^i(w(k) - y_p(k))$  是参考轨迹,  $\eta = \exp(-T_s/T_{ref})$ ,  $T_{ref}$  是闭环系统期望响应时间,  $T_s$  是采样时间,  $y_m(k+i)$  是  $k+i$  时刻的模型预测输出,  $w$  是设定值.  $E(k+i)$  是预测误差校正, 对于开环稳定对象选择  $E(k+i) = e(k) = y_p(k) - y_m(k)$  足以保证系统的控制静差为零. 然而对于非自衡对象这种误差校正存在负载干扰存在时会导致稳态偏差, 为此给出一种新的误差校正方法, 其形式如下

$$E(k+i) = (1-a)E(k-1) + (1+ai)[e(k-1) - e(k-2)] + ae(k-1) \quad (8)$$

其中  $a$  是新引进的参数, 可提高系统的鲁棒性能. 第 3 节系统性能分析表明如此选择误差校正可消除系统的稳态跟踪误差.

对于脉冲响应模型 (6), 通过迭代递推得未来第  $k+H_i$  ( $i=1, 2, \dots, p$ ) 步预测输出

$$y_m(k+H_i) = y_{fr}(k+H_i) + y_{fo}(k+H_i) \quad (9)$$

$$y_{fo}(k+H_i) = \mathbf{U}_{H_i} \mathbf{S}_{H_i}^T, \quad y_{fr}(k+H_i) = \mathbf{U}_{1H_i} \mathbf{S}_{1H_i}^T + \mathbf{U}_{2H_i} \mathbf{S}_{2H_i}^T + y_m(k-1) \quad (10)$$

其中

$$\mathbf{S}_{H_i} = [s_1 \quad s_2 \quad \dots \quad s_{H_i}], \quad \mathbf{U}_{H_i} = [u(k+H_i-1) \quad u(k+H_i-2) \quad \dots \quad u(k)]$$

$$\mathbf{S}_{1H_i} = [s_{H_i+1} - s_0 \quad s_{H_i+2} - s_1 \quad \dots \quad s_N - s_{N-H_i-1}]$$

$$\mathbf{U}_{1H_i} = [u(k-1) \quad u(k-2) \quad \dots \quad u(k-N+H_i)]$$

$$\mathbf{S}_{2H_i} = [s_N - s_{N-H_i} \quad s_N - s_{N-H_i+1} \quad \dots \quad s_N - s_{N-1}]$$

$$\mathbf{U}_{2H_i} = [u(k-N-1+H_i) \quad u(k-N-2+H_i) \quad \dots \quad u(k-N)]$$

PFC 算法的特点在于每一时刻认为控制输入  $u$  是若干事先选定的基函数  $u_{Bn}$  的线性组合, 即

$$u(k+j) = \sum_{n=1}^{n_B} \mu_n(k) u_{Bn}(j), \quad j = 0, 1, \dots, H_i - 1 \quad (11)$$

其中  $u_{Bn}(j)$  是第  $k$  个采样时刻的基函数取值,  $n_B$  为基函数个数,  $\mu_n(k)$  是权系数通过优化计算得到.

在系统设定值小于或等于某一域值  $\theta$  时, 可选取一个基函数即  $u_{B^n} = 1$  来构造控制量, 此时未来控制量表示为:

$$u(k) = u(k+j) = \mu_1(k), \quad j = 1, \dots, H_i - 1 \quad (12)$$

将 (12) 代入 (7), 只有  $\mu_1(k)$  是未知量, 选择未来一个时刻  $H_1 = H_p = H$  的预测值来计算最优控制率, 且令当前  $k$  时刻误差校正  $E(k) = E(k + H_1)$ , 此时计算量大大降低. 令

$$\frac{\partial J_p}{\partial \mu_1(k)} = 0 \quad (13)$$

得控制量

$$u(k) = \mu_1(k) = \frac{y_{ref}(k + H_1) - \mathbf{S}_{1H_1} \mathbf{U}_{1H_1}^T - \mathbf{S}_{2H_1} \mathbf{U}_{2H_1}^T - E(k) - y_m(k-1)}{\mathbf{I} \mathbf{S}_{H_1}^T} \quad (14)$$

式中  $\mathbf{I}$  是一适当维数的单位行向量,  $E(k) = (1 - \alpha)E(k-1) + (1 + aH_1)[e(k-1) - e(k-2)] + ae(k-1)$ .

### 3 闭环控制系统性能分析

本节给出闭环控制系统的鲁棒稳定性分析. 由控制率 (14) 可得如下方程

$$C^{-1}(z)u(z) = G_r(z)w(z) - G_F(z)e(z) \quad (15)$$

其中

$$G_F(z) = \frac{-(1+aH_1)z^{-2} + (1+aH_1+a)z^{-1}}{1+(a-1)z^{-1}}, \quad C^{-1}(z) = \frac{G_c(z)(1-z^{-1}) + z^{-1}G_{m1}(z)}{(1-z^{-1})} \quad (16)$$

$$G_c(z) = \sum_{i=1}^{H_1} s_i + \sum_{i=1}^{N-H_1} (s_{H_1+i} - s_{i-1})z^{-i} + \sum_{i=N-H_1+1}^N (s_N - s_{i-1})z^{-i} \quad (17)$$

式 (15) 可用图 1 所示的控制结构来描述, 其中  $d$  表示  $d(z)$ , 其它元素有相同的定义, 且  $d(z), v(z)$  分别是引入的负载干扰和输出干扰,  $G_r(z)$  是输入参考模型,  $C(z)$  为控制器. 此外由于  $G_F(z)$  是反馈滤波器, 要使其稳定应有  $0 < a < 2$ . 由图 1 知, 闭环控制系统传递函数为

$$y_p(z) = \frac{C(z)G_p(z)G_r(z)w(z) + [1 - C(z)G_F(z)G_m(z)]G_p(z)d(z) + [1 - C(z)G_F(z)G_m(z)]v(z)}{1 + C(z)G_F(z)[G_p(z) - G_m(z)]} \quad (18)$$

在讨论控制系统性能之前, 先假设  $G_r(z) = 1$ . 利用 (3)、(5)、(16) 和 (17), 上式转换为

$$\begin{aligned} y_p(z) = & \frac{G_{p1}(z)[1+(a-1)z^{-1}]}{P(z)}w(z) + \\ & \frac{(1-z^{-1})G_c(z) + a[G_c(z)z^{-1} - (H_1+1)z^{-1}G_{m1}(z)]G_{p1}(z)}{P(z)}d(z) + \\ & \frac{P_1(z)[1+(a-1)z^{-1}] - [-(1+aH_1)z^{-2} + (1+aH_1+a)z^{-1}]G_{m1}(z)}{P(z)}v(z) \end{aligned} \quad (19)$$

其中

$$P_1(z) = G_c(z)(1 - z^{-1}) + z^{-1}G_{m1}(z) = \sum_{i=1}^{H_1} s_i + (s_{H_1+1} - \sum_{i=1}^{H_1} s_i)z^{-1} + \sum_{i=2}^{N-H_1} (s_{H_1+i} - s_{H_1+i-1})z^{-i}$$

$$P(z) = (z - 1)P_2(z) + az^{-1}[H_1(1 - z^{-1})(G_{p1}(z) - G_{m1}(z)) + P_1(z) + G_{p1}(z) - G_{m1}(z)]$$

$$P_2(z) = z^{-1}G_c(z)(1 - z^{-1}) + z^{-2}G_{m1}(z) + z^{-2}[G_{p1}(z) - G_{m1}(z)] = z^{-N-2}[\sum_{i=1}^{H_1} s_i z^{N+1} + (s_{H_1+1} - \sum_{i=1}^{H_1} s_i)z^N + \sum_{i=2}^{N-H_1} (s_{H_1+i} - s_{H_1+i-1} + (\Delta\bar{s}_{i-1} - \Delta s_{i-1}))z^{N-i+1} + \sum_{i=N-H_1+1}^{N+1} (\Delta\bar{s}_{i-1} - \Delta s_{i-1})z^{N-i+1}]$$

其中  $\Delta\bar{s}_i = \bar{s}_i - \bar{s}_{i-1}$ ,  $\Delta s_i = s_i - s_{i-1}$ , 则控制系统稳定性由  $P(z)$  决定. 首先给出以下两个引理.

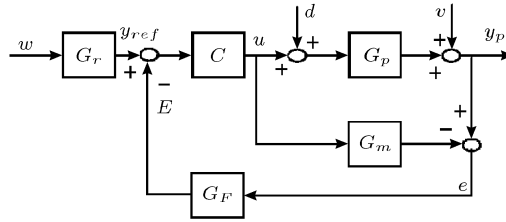


图 1 控制系统结构框图

Fig. 1 The structure of the control system

**引理 1**<sup>[6,7]</sup>. Jury 主系数定理. 考虑实系数多项式

$$Q(x) = x^n + a_1x^{n-1} + \dots + a_{n-1}x + a_n \tag{20}$$

如果  $|a_1| + \dots + |a_{n-1}| + |a_n| < 1$ , 则  $Q(x)$  的全部根都在单位圆内.

**引理 2**<sup>[7]</sup>. 假设多项式 (20) 的全部根都位于单位圆, 构造多项式  $S(x) = (x - 1)Q(x) + \gamma\phi(x)$ ,  $\gamma > 0$  且  $\phi(x) = b_0x^m + b_1x^{m-1} + \dots + b_{m-1}x + b_m$ ,  $m \leq n$  则  $S(x)$  的所有根位于单位圆内的充要条件是  $\gamma$  当趋向零时,  $Q(1)\phi(1) > 0$ .

**定理 1.** 若预测步长  $H_1$  的选择使得 (21) 成立

$$\sum_{i=1}^N |\Delta\bar{s}_i - \Delta s_i| + |s_{H_1+1} - \sum_{i=1}^{H_1} s_i| + \sum_{i=2}^{N-H_1} |s_{H_1+i} - s_{H_1+i-1}| < |\sum_{i=1}^{H_1} s_i| \tag{21}$$

则存在  $a > 0$ , 当  $a \rightarrow 0$  时, 闭环系统稳定且控制无偏差.

**证明.** 由于 (21) 的满足导致下式成立

$$|s_{H_1+1} - \sum_{i=1}^{H_1} s_i| + \sum_{i=2}^{N-H_1} |s_{H_1+i} - s_{H_1+i-1}| < |\sum_{i=1}^{H_1} s_i|$$

而上式是  $P_1(z)$  应用 Jury 主系数判定定理的结果, 所以  $P_1(z)$  稳定, 从而控制器  $C(z)$  也是稳定的. 此外 (21) 也等价于

$$\sum_{i=2}^{N-H_1} |\Delta\bar{s}_{i-1} - \Delta s_{i-1}| + \sum_{i=N-H_1+1}^{N+1} |\Delta\bar{s}_{i-1} - \Delta s_{i-1}| + |s_{H_1+1} - \sum_{i=1}^{H_1} s_i| + \sum_{i=1}^{N-H_1} |s_{H_1+i} - s_{H_1+i-1}| < \sum_{i=1}^{H_1} s_i$$

由绝对值三角不等式知上式等价于

$$|s_{H_1+1} - \sum_{i=1}^{H_1} s_i| + \sum_{i=2}^{N-H_1} |s_{H_1+i} - s_{H_1+i-1} + (\Delta\bar{s}_{i-1} - \Delta s_{i-1})| + \sum_{i=N-H_1+1}^{N+1} |\Delta\bar{s}_{i-1} - \Delta s_{i-1}| < \left| \sum_{i=1}^{H_1} s_i \right| \quad (22)$$

而 (22) 就是多项式  $P_2(z)$  应用 Jury 主系数稳定性判定定理的结果, 所以  $P_2(z)$  稳定. 此时由引理 2, 当  $a \rightarrow 0$ , 若下式成立, 则  $P(z)$  稳定

$$P_2(z)z^{-1}[H_1(1-z^{-1})(G_{P_1}(z) - G_{m_1}(z)) + P_1(z) + G_{P_1}(z) - G_{m_1}(z)]|_{z=1} > 0 \quad (23)$$

式 (23) 等价于  $\bar{s}_N^2 > 0$ , 而它总是成立的, 所以  $P(z)$  稳定. 以下证明系统在负载干扰和输出干扰存在的情况下能无偏差跟踪给定值. 由于闭环控制系统稳定, 则输入  $w$  到输出  $y_p$  的稳态增益为

$$K_{wy_p} = \frac{G_{p_1}(z)[1 + (a-1)z^{-1}]}{P(z)} \Big|_{z=1} = \frac{\bar{s}_N}{\bar{s}_N} = 1$$

输出干扰  $v$  到输出  $y_p$  的稳态增益为

$$K_{vy_p} = \frac{P_1(z)[1 + (a-1)z^{-1}] - [(1+aH_1)z^{-2} + (1+aH_1+a)z^{-1}]G_{m_1}(z)}{P(z)} \Big|_{z=1} = \frac{s_N - s_N}{\bar{s}_N} = 0$$

而负载干扰  $d$  到输出  $y_p$  的稳态增益为

$$K_{dy_p} = \frac{a[G_c(z) - (H_1+1)z^{-1}G_{m_1}(z)]G_{p_1}(z)}{P(z)} \Big|_{z=1} = \frac{a[(H_1+1)s_N - (H_1+1)s_N]\bar{s}_N}{\bar{s}_N} = 0$$

在此注意到若误差反馈校正不是按 (8) 给出, 则闭环系统对  $d$  的扰动将有非零稳态误差产生. 从而本文所给新的误差校正方法能消除非自衡系统控制的静差, 且不影响对输出干扰的抑制.  $\square$

**推论 1.** 若选择预测步长  $H_1$  满足  $\sum_{i=1}^{H_1} s_i > 0$  及取  $H_1 = N - 1$  使得  $\sum_{i=1}^{N-1} s_i > s_N$ , 则控制系统保持稳定所能容忍的最大模型偏差满足  $\sum_{i=1}^N |\Delta\bar{s}_i - \Delta s_i| < s_N$ .

**证明.** 由定理 1 知, 当条件 (21) 成立且  $a \rightarrow 0$  时控制系统稳定, 而由已知条件  $\sum_{i=1}^{H_1} s_i > 0$  及  $H_1 = N - 1$ , 则 (21) 变为

$$\sum_{i=1}^N |\Delta\bar{s}_i - \Delta s_i| + |s_N - \sum_{i=1}^{N-1} s_i| < \left| \sum_{i=1}^{N-1} s_i \right| \quad (24)$$

由于  $\sum_{i=1}^{N-1} s_i > 0$ , 且  $\sum_{i=1}^{N-1} s_i - s_N > 0$  成立, 则 (24) 转化为  $\sum_{i=1}^N |\Delta\bar{s}_i - \Delta s_i| < s_N$ , 得证.  $\square$

推论 1 给出控制系统保持鲁棒稳定所能忍受的最大模型偏差.

## 4 控制器参数调节及仿真实验

一般说来, PFC 算法中基函数由设定值的性质和对象本身决定, 参考轨迹决定系统的闭环响应, 拟合点  $H_i T_s$  决定系统的鲁棒稳定性能<sup>[5]</sup>. 因此, 对于本文所给 PFC 算法只

有参数  $T_{ref}, HT_s$  和  $a$  需调节. 通常较大的  $T_{ref}$  有助于过程平滑输出但输出响应缓慢. 定理 1 表明拟合点的选择正确与否直接影响到系统的鲁棒稳定性能, 因此实际应用中应选择  $HT_s$  使控制性能和鲁棒性能达到最优折中, 一般较大的  $HT_s$  可增强系统的鲁棒性. 考虑非自衡对象<sup>[8]</sup>

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

对象参数  $K = 1, T = 4, \tau = 5$ . 仿真中  $N = 40, T_{ref} = 1, T_s = 1, a = 1$ . 此时控制系统的鲁棒性由  $H$  决定. 假设给定值是幅值为 1 的阶跃信号,  $t = 75$  时刻加入幅值为 0.1 的负载扰动. 图 2 给出预测步长  $H$  对系统标称性能和系统抗干扰的影响, 可见预测步长对控制系统性能影响很大. 为验证本文方法的有效性, 与文献 [8] 方法相对比说明所给方法的优点, 其控制器参数参见文献 [8]. 此时阶跃响应曲线如图 3 所示, 可见本文方法的初始响应速度较文献 [8] 慢, 但在抗负载干扰方面要优于文献 [8] 的方法, 且本文算法的控制器参数给定非常方便. 考虑过程参数发生摄动, 即  $\tau = 4$  或  $\tau = 6, T = 5$ , 控制器保持和图 3 仿真参数相同, 此时闭环系统响应曲线见图 4、5 所示. 仿真曲线表明本文所给算法具有很好的鲁棒性和抗干扰性, 且较大的  $H$  能增强系统的鲁棒性但会导致抗干扰能力有所下降, 所以应适当选择控制器参数以便控制性能和鲁棒性能达到最佳折中.

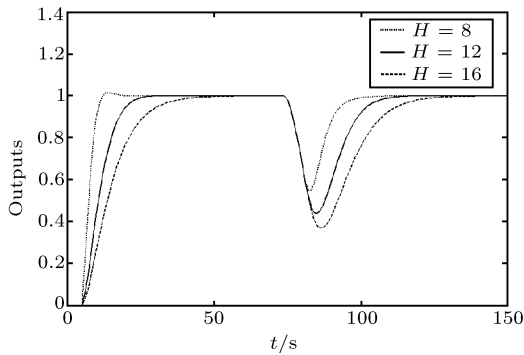


图 2 标称系统阶跃响应

Fig. 2 Step responses of the nominal system

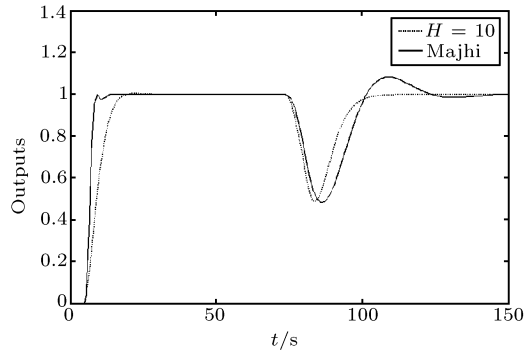


图 3 比较 [8] 的标称系统阶跃响应

Fig. 3 Step responses comparing with [8]

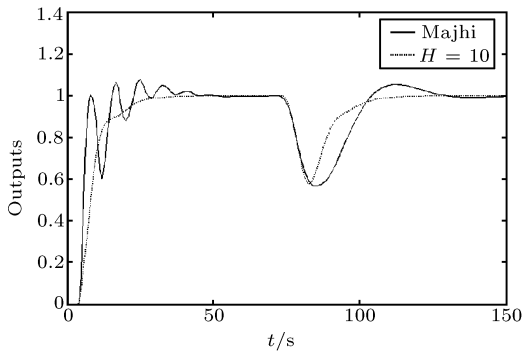


图 4 摄动系统的阶跃响应

Fig. 4 Step responses of the perturbed system

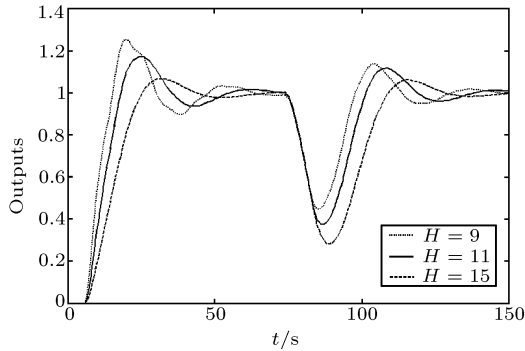


图 5 摄动系统的阶跃响应

Fig. 5 Step responses of the perturbed system

## 5 结论

本文针对积分对象提出一种新的误差补偿方法可有效消除系统的稳态偏差, 通过对象脉冲响应模型设计 PFC 算法, 在给出系统内模控制结构的基础上, 基于 Jury 主系数稳定性判据准则给出控制系统鲁棒稳定的条件. 所给算法具有控制结构简单, 参数易于调节的特点.

### References

- 1 Zhang Zheng-Jiang, Sun You-Xian. Predictive control algorithm of integrating plant based on step-response. *Control and Decision*, 2001, **16**(3): 378~379
- 2 Dai Lian-Kui. Dynamic matrix control of integrating systems. *Control Theory & Applications*, 1999, **16**(5): 744~746
- 3 Cano R A R, Odloak D. Robust model predictive control of integrating processes. *Journal of Process Control*, 2003, **13**(2): 101~114
- 4 Richalet J. Industrial application of model based predictive control. *Automatica*, 1993, **29**(5): 1259~1274
- 5 Ernst E F H C. First principle modeling and predictive functional control of enthalpic processes [Ph.D. dissertation]. France: Delft University of Technology, 1996
- 6 Badgwell T A. Robust stability conditions for SISO model predictive control algorithms. *Automatica*, 1997, **33**(7): 1357~1361
- 7 Xi Yu-Geng. Predictive Control. Beijing: National Defence Industry Press, 1991
- 8 Majhi S, Atherton D P. Modified Smith predictor and controller for processes with time delay. *IEE Proceedings Control Theory Application*, 1999, **140**(5): 359~366

张 彬 现为上海交通大学博士生, 研究兴趣包括预测控制, 鲁棒控制.

(ZHANG Bin Ph. D. candidate of Shanghai Jiaotong University. His research interests include predictive control and robust control.)

张奇智 现为上海交通大学博士生, 研究兴趣包括现场总线, 网络控制.

(ZHANG Qi-Zhi Ph. D. candidate of Shanghai Jiaotong University. His research interests include field-bus and networked control.)

张卫东 德国斯图加特大学客座教授, 上海交通大学教授, 博士生导师, 研究方向为过程鲁棒控制, 现场总线, 网络控制, 片上系统与数字图像处理.

(ZHANG Wei-Dong Visiting professor of University Stuttgart, Germany and professor of Shanghai Jiaotong University. His research interests include process robust control, field-bus, networked control, digital video processing, and system on chip.)