

针对时滞系统的一般化内模控制方法

肖强¹ 谢巍¹

摘要 为了克服传统反馈控制中标称性能和鲁棒性能之间的矛盾, Zhou 提出一般化内模控制方法 (Generalized internal model control, GIMC)。然而在实际工业生产中, 控制对象一般都含有时滞环节。本文针对含有时滞环节的真有理传递函数矩阵对象, 在时滞系统既约分解的基础上, 提出一种针对时滞系统的一般化内模控制方法, 使得一般化内模控制方法能够应用于时滞控制对象。最后, 为了验证该方法的有效性, 将该控制结构应用于直流电机中, 取得了良好的控制效果。

关键词 标称性能, 鲁棒性能, 一般化内模控制, Youla 参数化结构, 时滞系统

DOI 10.3724/SP.J.1004.2011.00464

A GIMC Architecture for Time-delay Systems

XIAO Qiang¹ XIE Wei¹

Abstract To overcome the intrinsic conflict between nominal performance and robustness in the traditional control method, a new control method called generalized internal model control (GIMC) was proposed by Zhou. However, real controlled objectives usually include time-delay. This note puts forward a GIMC method for processes with time-delay based on the doubly coprime factorization of the plant. Finally, an application to DC motor servo system is given to verify its feasibility.

Key words Nominal performance, robust performance, generalized internal model control (GIMC), Youla controller parameterization, time-delay systems

传统反馈控制方法中, 存在系统标称性能和鲁棒性能之间的矛盾^[1-3]。虽然鲁棒控制理论^[4-10], 如 H_∞ 控制、 μ 解析理论等方法能很好地抑制外部干扰或内部模型参数摄动对系统输出的影响, 但是一般鲁棒控制系统的设计是以一些最差的情况为基础, 因此, 系统一般并不工作在最优状态。为了解决这个问题, Zhou 提出了一种新的控制方法^[11]。由于它类似于内模控制 (Internal model control, IMC)^[12-13], 因此, 被称为一般化内模控制 (Generalized internal model control, GIMC)。它是由著名的 Youla 参数化结构变形得到的, 通过设计控制器 K_0 , 使系统获得良好的标称性能, 同时设计内环补偿结构, 使系统获得良好的鲁棒性能。

在许多工业生产中, 特别是在化工过程中, 时滞现象非常普遍^[14-17]。本文把一般化内模控制推广到时滞系统中。文献 [18] 在系统状态方程内, 讨论了时滞系统的一般化内模控制方法。本文采用传递函数分析方法, 先在时滞系统既约分解的基础上, 得

到时滞系统的 Youla 参数化结构, 然后, 通过对其实现, 得到时滞系统的一般化内模控制器结构。结构中存在一个 Smith 预估器环节, 将时滞环节等价移到闭环外面, 消除了时滞环节对系统稳定性的影响^[12]。系统鲁棒性能方面, 通过设计内环补偿结构, 基本消除了外部干扰对输出的影响。文献 [19] 提出的 2DOF 方法虽然也把系统标称性能和鲁棒性能分开设计, 但前向通道和反馈通道中都含有补偿控制器 Q , 而本文中只有内反馈环含有补偿控制器 Q 。本文的内环补偿结构相当于一个状态观测器, 它可以反馈补偿系统中存在的参数不确定性、传感器失效等误差, 具有很好的容错控制功能。

1 时滞系统的 Youla 参数化结构

本文研究对象为带有时滞环节的真有理传递函数矩阵, 如下式

$$P(s) = P_r(s)e^{-sh} \quad (1)$$

式 (1) 中, P_r 为真有理传递函数矩阵, h 为时滞时间。

要得到时滞系统的 Youla 参数化结构, 先要得到时滞系统的既约分解, 引理 1^[19] 给出了时滞系统的一种既约分解形式。

引理 1. 引入一个有理传递函数矩阵 P_a , 使其

收稿日期 2010-07-08 录用日期 2010-10-08

Manuscript received July 8, 2010; accepted October 8, 2010
国家自然科学基金(60704022), 华南理工大学中央高校基本科研业务费(2009ZZ0051)资助

Supported by National Natural Science Foundation of China (60704022) and Central University Basic Research Foundation of South China University of Technology (2009ZZ0051)

1. 华南理工大学自动化科学与工程学院 广州 510641

1. College of Automation Science and Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641

满足

$$\Pi(s) = P_a(s) - P_r(s)e^{-sh} \in H_\infty \quad (2)$$

如果 $P_a(s)$ 的一种既约分解形式为 $P_a(s) = N_a M_a^{-1} = \tilde{M}_a^{-1} \tilde{N}_a$, 且可找到 $U_a, V_a, \tilde{U}_a, \tilde{V}_a$ 满足

$$\tilde{M}_a V_a + \tilde{N}_a U_a = I, \quad \tilde{V}_a M_a + \tilde{U}_a N_a = I$$

那么 $P(s)$ 的一种既约分解形式为 $P(s) = NM^{-1} = \tilde{M}^{-1} \tilde{N}$, 且可找到 $U, V, \tilde{U}, \tilde{V}$ 满足

$$\tilde{M}V + \tilde{N}U = I, \quad \tilde{V}M + \tilde{U}N = I$$

其中, $\tilde{M} = \tilde{M}_a$, $\tilde{N} = \tilde{N}_a - \tilde{M}_a \Pi$, $U = U_a$, $V = V_a + \Pi U_a$, $M = M_a$, $N = N_a - \Pi M_a$, $\tilde{U} = \tilde{U}_a$, $\tilde{V} = \tilde{V}_a + \tilde{U}_a \Pi$.

假设 P_r 的既约分解为 $P_r = N_r M_r^{-1} = \tilde{M}_r^{-1} \tilde{N}_r$, 则 $\tilde{M} = \tilde{M}_a = \tilde{M}_r$, $\tilde{N} = \tilde{N}_a - \tilde{M}_a \Pi = \tilde{N}_r e^{-sh}$, $M = M_a = M_r$, $N = N_a - \Pi M_a = N_r e^{-sh}$.

引理 1 给出了时滞系统的一种既约分解形式, 在此基础上, 可得到时滞系统的 Youla 参数化结构, 如引理 2 所述.

引理 2. 假设 K_0 能稳定图 1 的反馈系统. 令 K_0 和 P 有如下的既约分解

$$K_0 = UV^{-1} = \tilde{V}^{-1} \tilde{U}, \quad P = NM^{-1} = \tilde{M}^{-1} \tilde{N}$$

其中, $P(s) = P_r(s)e^{-sh}$, $\Pi(s) = P_a(s) - P_r(s)e^{-sh} \in H_\infty$, $U = U_a$, $V = V_a + \Pi U_a$, $\tilde{U} = \tilde{U}_a$, $\tilde{V} = \tilde{V}_a + \tilde{U}_a \Pi$, $\tilde{M} = \tilde{M}_a$, $\tilde{N} = \tilde{N}_a - \tilde{M}_a \Pi$, $M = M_a$, $N = N_a - \Pi M_a$. 则任意能稳定如图 1 所示反馈系统的控制器 K 可表示成如下形式

$$K = (\tilde{V} - Q\tilde{N})^{-1}(\tilde{U} + Q\tilde{M})$$

其中, $Q \in H_\infty$, 且 $\det(\tilde{V}(\infty) - Q(\infty)\tilde{N}(\infty)) \neq 0$. 或者

$$K = (U + MQ)(V - NQ)^{-1}$$

其中, $Q \in H_\infty$, 且 $\det(V(\infty) - N(\infty)Q(\infty)) \neq 0$. 如图 2 所示.

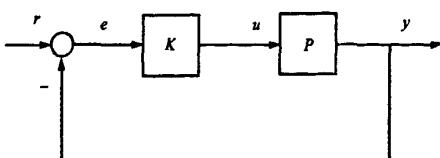


图 1 标准反馈控制框图

Fig. 1 Standard feed-back control structure

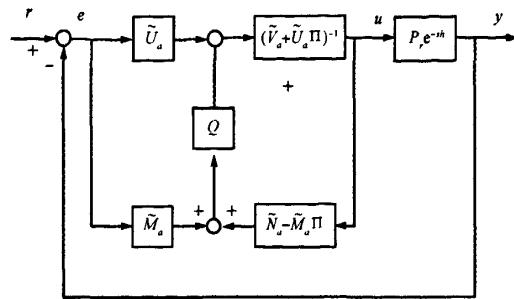


图 2 时滞系统的 Youla 参数化结构

Fig. 2 Youla controller parameterization for time-delay systems

在传统 Youla 参数化结构中, \tilde{U}, \tilde{V} 可以不受 $\tilde{M}V + \tilde{N}U = I$ 或 $\tilde{V}M + \tilde{U}N = I$ 的限制, $K_0 = \tilde{U}\tilde{V}^{-1}$ 可以取任意控制器, 使系统获得良好的标称性能, 通常可以取为 PID 控制器. 而时滞系统的 Youla 参数化结构中, \tilde{U}_a, \tilde{V}_a 同样可以任意选取, 由 $K_0 = \tilde{U}\tilde{V}^{-1} = \tilde{U}_a(\tilde{V}_a + \tilde{U}_a \Pi)^{-1}$ 与 P 组成的系统等价于一个 Smith 预估器控制系统, Π 为 Smith 预估器结构.

2 时滞系统的一般化内模控制结构

一般化内模控制结构是从传统的 Youla 参数化结构中变形而来的^[8]. 而本文提出的时滞系统的一般化内模控制结构则由时滞系统的 Youla 参数化结构变形而来, 如图 3 所示.

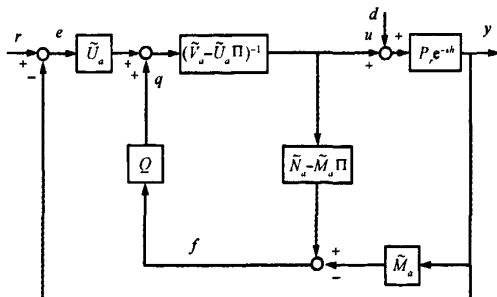


图 3 时滞系统的一般化内模控制结构

Fig. 3 Generalized internal model control structure for time-delay systems

从图 3 中, 得到系统输出为

$$\begin{aligned} y &= (N_a - \Pi M_a) \tilde{U}_a r + \\ &(N_a - \Pi M_a)[\tilde{V}_a + \tilde{U}_a \Pi - Q(\tilde{N}_a - \tilde{M}_a \Pi)]d = \\ &N_r \tilde{U}_a e^{-sh} r + N_r [\tilde{V}_a + \tilde{U}_a \Pi - Q(\tilde{N}_a - \tilde{M}_a \Pi)]e^{-sh} d \end{aligned} \quad (3)$$

可以验证图3与图4中,输出对于标称输入和外部干扰的传递函数都相等.

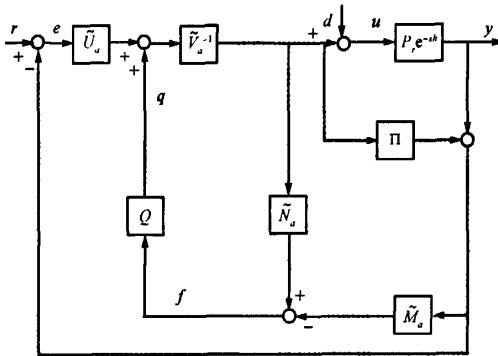


图4 时滞系统的一般化内模控制等价结构

Fig. 4 Equivalent structure of generalized internal model control for time-delay systems

图4的结构中, Π 部分相当于一个 Smith 预估器结构, 它将控制对象中的时滞环节等价移到闭环外, 使系统类似于控制对象为 P_a 的一般化内模结构.

相对于图3, 图4所示的结构优点在于除了 Π 以外, 其他控制器的组成部分都为有理传递函数矩阵 (Q 设计为有理函数). 类似于一般化内模控制结构, 本控制结构中, 如果系统不存在外部干扰和模型误差, 内环反馈信号 f 就为0. 内环反馈结构只有在存在外部干扰或内部模型误差的情况下才起作用.

式(3)中, 输出 y 对于标称输入 r 的传递函数中不包含 Q , 这进一步说明了内环反馈结构不会影响系统的标称性能.

至此, 时滞系统的一般化内模控制结构设计完毕. 首先, Smith 预估器部分将时滞环节移到闭环外面, 保证系统是稳定的; 然后, 设计前馈控制器 $K_0 = \tilde{V}_a^{-1}\tilde{U}_a$, 使系统获得良好的标称性能; 最后, 设计补偿控制器 Q , 使系统获得良好的鲁棒性能.

3 P_a 与补偿控制器 Q 的选取

3.1 P_a 的选取

如果 P_r 稳定, 则 P_a 可以取为任意稳定的传递函数矩阵. 自然的, P_a 可以取为 P_r 或者0.

如果 P_r 不稳定, 则 P_a 的选取更为严格, 假设 P_r 的状态方程实现为

$$P_r = \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix}$$

取

$$P_a = Ce^{-Ah}(sI - A)^{-1}B$$

使得

$$\Pi = Ce^{-Ah}(I - e^{-h(sI - A)})(sI - A)^{-1}B$$

为有限脉冲响应 (Finite impulse response, FIR)^[14], 因此, Π 是稳定的. 然而, 由于 $\Pi(0) \neq 0$, 所以在容错控制中, Π 不能抑制内部积分饱和. 因此, 改进 P_a 为

$$P_a = -C \int e^{-A\xi} d\xi B \frac{1}{\delta s + 1} + Ce^{-Ah}(sI - A)^{-1}B \quad (4)$$

3.2 补偿控制器 Q 的选取

图4的外环反馈环节对外部干扰和内部模型误差有一定的抑制作用, 但是为了获得更好的鲁棒性能, 本文结构引入一个内环补偿环节. 一个适当的补偿控制器 Q 可以很好地抑制干扰对输出的影响.

3.2.1 输出对于干扰的响应

考虑输出 y 对于外部干扰 d 的传递函数

$$G_{yd} = (N_a - \Pi M_a)[\tilde{V}_a + \tilde{U}_a \Pi - Q(\tilde{N}_a - \tilde{M}_a \Pi)] \quad (5)$$

由第2节可知

$$N_a - \Pi M_a = N_r e^{-sh} \quad (6)$$

$$\tilde{N}_a - \tilde{M}_a \Pi = \tilde{N}_r e^{-sh} \quad (7)$$

联立式(5)~(7), 得到

$$\begin{aligned} G_{yd} = & [N_r(\tilde{V}_a + \tilde{U}_a \Pi) - N_r Q \tilde{N}_r e^{-sh}] e^{-sh} = \\ & [N_r(\tilde{V}_a + \tilde{U}_a P_a) - \\ & (N_r \tilde{U}_a P_r + N_r Q \tilde{N}_r) e^{-sh}] e^{-sh} = \\ & [P_r - (N_r \tilde{U}_a P_r + N_r Q \tilde{N}_r) e^{-sh}] e^{-sh} \end{aligned} \quad (8)$$

引入一传递函数矩阵

$$P_h = \begin{bmatrix} A & B \\ Ce^{Ah} & 0 \end{bmatrix} = Ce^{Ah}(sI - A)^{-1}B$$

得到传递函数矩阵

$$\begin{aligned} \Delta_h = & P_r - P_h e^{-sh} = \\ & C(I - e^{-h(sI - A)})(sI - A)^{-1}B \end{aligned}$$

为有限脉冲响应, 所以 Δ_h 是稳定的.

则式(8)可化为

$$G_{yd} = [\Delta_h + (P_h - N_r \tilde{U}_a P_r - N_r Q \tilde{N}_r) e^{-sh}] e^{-sh} \quad (9)$$

从式(9)可以看出, 在 $t \in (0, h]$ 上干扰输出为0, 在 $t \in (h, 2h]$ 上干扰输出为 Δ_h 的响应, 而在

$t \in (2h, \infty)$ 上的响应受补偿控制器 Q 的影响。当控制对象确定时, Δ_h 就确定了, 所以在 $t \in (h, 2h]$ 上的干扰响应为不可控的。因此, 补偿控制器 Q 只能抑制 $t \in (2h, \infty)$ 上的干扰响应。而且, Q 的选择不仅与 N_r 和 \tilde{N}_r 有关, 而且与 P_h 也有关, 即 Q 的选取还会受时滞时间 h 的影响, 这可在下面的分析中看到。

3.2.2 理想的补偿控制器

假设干扰输入 d 为单位阶跃信号, 即 $d(s) = 1/s$ 。

假设系统初始条件为 0, 则干扰输出为

$$\begin{aligned} y_d &= L^{-1}\left(\frac{1}{s}G_{yd}\right) = \int_0^t L^{-1}(G_{yd})dt = \\ &\quad \int_0^t L^{-1}(\Delta_h e^{-sh})dt + \\ &\quad \int_0^t (P_h - N_r \tilde{U}_a P_r - N_r Q \tilde{N}_r) e^{-2sh} dt \end{aligned} \quad (10)$$

令 $L^{-1}(\Delta_h) = x(t)$, $t \in (0, h]$, 则 $L^{-1}(\Delta_h e^{-sh}) = x(t-h)$, $t \in (h, 2h]$ 。令 $L^{-1}(P_h - N_r \tilde{U}_a P_r - N_r Q \tilde{N}_r) = y(t)$, 则 $L^{-1}[(P_h - N_r \tilde{U}_a P_r - N_r Q \tilde{N}_r)e^{-2sh}] = y(t-2h)$, $t \in (2h, \infty)$ 。由此, 式(10) 变为

$$y_d = \int_0^t x(t-h) + y(t-2h) dt \quad (11)$$

在 $t \in (0, h]$ 上, 由于 $x(t-h) = y(t-2h) = 0$, 所以 $y_d = 0$ 。

在 $t \in (h, 2h]$ 上, 由于 $y(t-2h) = 0$, 所以 $y_d = \int_0^t x(t-h) + y(t-2h) dt = \int_0^h x(t-h) dt + y(t-2h) dt + \int_h^t y(t-2h) dt + \int_h^t x(t-h) dt = \int_h^t x(t-h) dt$ 。

在 $t \in (2h, \infty)$ 上, 由于 $x(t-h) = 0$, 所以 $y_d = \int_0^t x(t-h) + y(t-2h) dt = \int_h^{2h} x(t-h) dt + \int_{2h}^t y(t-2h) dt$ 。

因此, 干扰输出可表示为

$$y_d(t) = \begin{cases} 0, & t \in (0, h] \\ \int_h^t x(t-h) dt, & t \in (h, 2h] \\ \int_h^{2h} x(t-h) dt + \int_{2h}^t y(t-2h) dt, & t \in (2h, \infty) \end{cases} \quad (12)$$

从式(12)可知, 在 $t \in (0, h]$ 上, $y_d(t)$ 为 0; 在 $t \in (h, 2h]$ 上, 如果系统模型确定, 则 $y_d(t)$ 就为确定的函数, 不受补偿控制器的影响; 在 $t \in (2h, \infty)$ 上, 虽然 $x(t-h)$ 为 0, 但由于积分作用, 其对 $t \in$

$(2h, \infty)$ 上干扰响应的作用一直存在, 为一常数

$$\begin{aligned} \int_h^{2h} x(t-h) dt &= \int_0^h x(t) dt = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{s} \Delta_h = \\ \Delta_h(0) &= C \int_0^h e^{A\delta} d\delta B, \quad \forall t \in (h, \infty) \end{aligned} \quad (13)$$

因此, 在 $t \in (2h, \infty)$ 上, $y_d = \Delta_h(0) + \int_{2h}^t y(t-2h) dt$, 则

$$L(y_d) = \Delta_h(0) + \frac{1}{s}(P_h - N_r \tilde{U}_a P_r - N_r Q \tilde{N}_r) \quad (14)$$

为了使 $t \in (2h, \infty)$ 上的干扰响应最小, 必须找一个合适的补偿控制器 Q , 使式(14) 最小。令 $L(y_d) = 0$, 得到

$$Q = Q_* = N_r^{-1}(s\Delta_h(0) + P_h - N_r \tilde{U}_a P_r) \tilde{N}_r^{-1} \quad (15)$$

为了使 Q 可实现, 加上高阶滤波器, 得到 $Q(s) = (1/(\lambda s + 1)^r)Q_*(s)$, $\lambda > 0$ 为一足够小的正数。

4 鲁棒稳定性

考虑当控制对象存在模型误差时系统的鲁棒稳定性。假设

$$P = (P_{r0} + \Delta)e^{-sh} = P_0 + \Delta e^{-sh}$$

其中, $\|\Delta\|_\infty < \gamma$, 即假设只有有理传递函数矩阵的误差, 而不考虑时滞环节的误差。此时, 鲁棒性问题如下图所示。

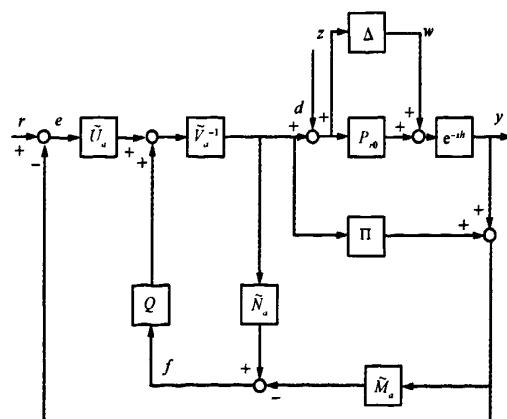


图 5 系统鲁棒稳定性分析

Fig. 5 System robustness stability analysis

从图 5 中, 得到补灵敏度函数为

$$\begin{aligned} T_{zw} &= (\tilde{V} - Q\tilde{N})^{-1}(\tilde{U} + Q\tilde{M}) \\ &\quad (I + P_0(\tilde{V} - Q\tilde{N})^{-1}(\tilde{U} + Q\tilde{M}))^{-1}e^{-sh} \end{aligned}$$

因此, 系统鲁棒稳定的充分条件为

$$\|T_{zw}\|_\infty < \frac{1}{\gamma}$$

化简后, 得到

$$\|(\tilde{U}_a + Q\tilde{M}_a)M_a e^{-sh}\|_\infty < \frac{1}{\gamma} \quad (16)$$

由于时滞环节不会影响传递函数的 H_∞ 范数, 因此式 (16) 可化简为

$$\|(\tilde{U}_a + Q\tilde{M}_a)M_a\|_\infty < \frac{1}{\gamma} \quad (17)$$

设 $T'_{zw} = (\tilde{U}_a + Q\tilde{M}_a)M_a = \tilde{U}_a M_a + Q\tilde{M}_a M_a$, 并令 $G_{11} = \tilde{U}_a M_a$, $G_{12} = I$, $G_{21} = \tilde{M}_a M_a$, $G_{22} = 0$, 则 $T'_{zw} = G_{11} + G_{12}Q(I - G_{22}Q)^{-1}G_{21}$. 根据标准 H_∞ 控制问题^[20], 式 (17) 可化为

$$\|F_i(G, Q)\|_\infty < \frac{1}{\gamma} \quad (18)$$

$$\text{其中, } G = \left[\begin{array}{c|c} G_{11} & G_{12} \\ \hline G_{21} & G_{22} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c|c} \tilde{U}_a M_a & I \\ \hline \tilde{M}_a M_a & 0 \end{array} \right].$$

假设 P_a 的状态空间实现为

$$P_a = \left[\begin{array}{c|c} A_a & B_a \\ \hline C_a & D_a \end{array} \right]$$

则 G 的一种状态空间实现为

$$G = \left[\begin{array}{cc|cc} A_a + B_a F_a & 0 & B_a & 0 \\ L_a F_a & A_a + L_a C_a & L_a & 0 \\ \hline 0 & F_a & 0 & I \\ F_a & C_a & I & 0 \end{array} \right]$$

其中, 引入状态反馈增益系数 F_a 与观测增益系数 L_a , 使得 $A_a + L_a C_a$ 与 $A_a + B_a F_a$ 为稳定的.

则系统鲁棒稳定的充分条件为

$$\|F_i(G, Q)\|_\infty < \frac{1}{\gamma} \quad (19)$$

求符合式 (19) 中 Q 的解, 见文献 [10] 中定理 17.1.

5 直流伺服系统应用

直流电机伺服系统是工业系统中应用最广泛的驱动系统, 它包括一个晶闸管环节和一个伺服电机环节, 模型可表示为

$$P = \frac{Ke^{-sh}}{s(T_r s + 1)}$$

其中, 时滞环节表示晶闸管的模型, h 表示时滞时间, 积分环节表示速度到位移的传递函数.

假设 $K = 1$, $h = 0.1$, $T_r = 0.25$. 则直流伺服电机模型可写为

$$P_0 = \frac{e^{-0.1s}}{s(0.25s + 1)}$$

则得到 $P_r = 1/[s(0.25s + 1)]$. 按照式 (4) 选择 P_a , 而且假设 $\delta = T_r = 0.25$, 则 $P_a = (1 - 0.1s)/[s(0.25s + 1)]$, $\Pi = (4 - 0.4s)/(s^2 + 4s) - [4/(s^2 + 4s)]e^{-0.1s}$.

假设 P_a 有如下的状态空间实现

$$P_a = \left[\begin{array}{c|c} A_a & B_a \\ \hline C_a & 0 \end{array} \right]$$

令 $L = -1$, 得到

$$\left[\begin{array}{c|c} \tilde{N}_a & \tilde{M}_a \\ \hline \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c|c} A_a + LC_a & B_a + LD_a \\ \hline C_a & D_a & I \end{array} \right]$$

又由 $\tilde{M}_r = \tilde{M}_a$, 得到 $\tilde{N}_r = 4/(s^2 + 3.6s + 4)$.

假设 $M_a = \tilde{M}_a$, $N_a = \tilde{N}_a$, 则得到 $\tilde{V}_a = \tilde{U}_a = 1$.

P_r 的一种实现为

$$P_r = \left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & 0 \end{array} \right]$$

其中, $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -4 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$, $C = \begin{bmatrix} 4 & 0 \end{bmatrix}$.

则 $\Delta_h(0) = C \int_0^h e^{A\delta} d\delta B \approx 0.017$, 所以

$$Q_* = N_r^{-1}(s\Delta_h(0) + P_h - N_r \tilde{U}_a P_r) \tilde{N}_r^{-1} = \frac{0.04s^4 + 0.48s^3 + 2.37s^2 + 4.9s + 3.93}{s + 4}$$

为了使 Q 可以实现, 选择 $Q = Q_*/(\lambda s + 1)^3$, 取 $\lambda = 0.01$. 只考虑主导极点对系统响应的影响, Q 可以简化为一个二阶系统

$$Q = \frac{2.37s^2 + 4.9s + 3.93}{0.03s^2 + 1.02s + 4}$$

2秒后, 加入幅值为-0.1的外部阶跃干扰信号, 系统响应如图6所示。

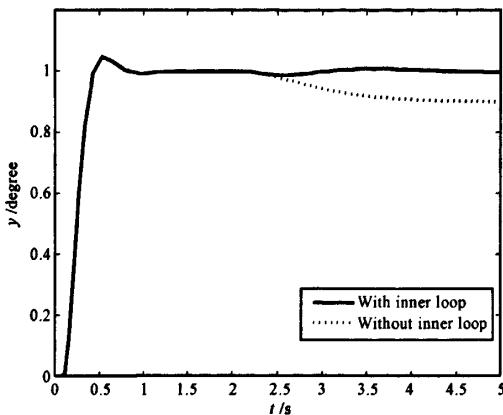


图6 鲁棒性能比较

Fig. 6 Robust performance comparision

图6中, 得到有、无内反馈环系统的响应曲线。比较两条曲线发现, 当 $t < (2+h)s$ 时, 两曲线重合, 这与第3.2.2节的分析相符; 而当 $t > (2+h)s$ 时, 两条曲线开始有了变化, 不含内反馈环的系统响应曲线逐渐偏离标称输入, 最后, 稳定在 $y = 0.9$ 的位置, 而含有内反馈环的系统响应曲线先有一个减小的过程, 后来逐渐上升, 最后, 大约稳定在标称输入的位置, 基本消除了外部干扰的影响。这说明通过设计补偿控制器 Q , 最后基本消除了外部干扰对输出的影响。

6 总结

本文把一般内模控制结构扩展到时滞系统中, 在时滞系统既约分解的基础上, 先推导出时滞系统的Youla参数化结构, 然后, 通过改变标称输入的位置, 得到时滞系统的一般化内模控制结构。经过等价变换, 进而得到时滞系统的一般化内模控制结构的等价形式, 它含有一个Smith预估器结构, 使系统类似于控制对象为 P_a 的一般化内模控制结构。通过分别设计控制器 K 和 Q , 使系统获得良好的标称响应和抗干扰性能。

References

- Chyi H, Leu J F, Tsay S Y. A note on time-domain simulation of feedback fractional-order systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2002, 47(4): 625–631
- Horowitz I M. *Synthesis of Feedback Systems*. New York: Academic Press, 1963. 66–78
- Coutinho D F, Fu M Y, de Souza C E. Input and output quantized feedback linear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2010, 55(3): 761–766
- Morari M, Zafriou E. *Robust Process Control*. New Jersey: Prentice-Hall, 1989
- Zhong Yi-Sheng. Robust control based on signal compensation. *Journal of Tsinghua University (Science and Technology)*, 2003, 43(4): 536–542
(钟宜生. 基于信号补偿的鲁棒控制方法. 清华大学学报(自然科学版), 2003, 43(4): 536–542)
- Balas G J, Doyle J C, Glover K, Packard A, Smith R. μ Analysis and Synthesis Toolbox. Natick, Massachusetts: The Math-Work, 1993
- Zhang Yan, He Yong, Wu Min. Delay-dependent robust stability for uncertain stochastic systems with interval time-varying delay. *Acta Automatica Sinica*, 2009, 35(5): 577–582
- Jin Xiao-Zheng, Yang Guang-Hong. Robust adaptive fault-tolerant compensation control with actuator failure and bounded disturbance. *Acta Automatica Sinica*, 2009, 35(3): 305–309
- He Zhen, Meng Fan-Wei, Liu Wei, Wang Guang-Xiong. Robustness of H_∞ loop shaping design. *Acta Automatica Sinica*, 2010, 36(6): 890–893
(何朕, 孟范伟, 刘伟, 王广雄. H_∞ 回路成形设计的鲁棒性. 自动化学报, 2010, 36(6): 890–893)
- Zhou K, Doyle J C, Glover K. *Robust and Optimal Control*. New Jersey: Prentice-Hall, 1996. 88–105
- Zhou K, Zhang R. A new controller architecture for high performance, robust, and fault-tolerant Control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2001, 46(10): 1613–1618
- Zhao Yao. A survey of development of internal model control. *Information and Control*, 2000, 29(6): 526–531
(赵曜. 内模控制发展综述. 信息与控制, 2000, 29(6): 526–531)
- Zhou Yong, Chen Qing-Wei, Hu Wei-Li. New developments of research on internal model control. *Control Theory and Applications*, 2004, 21(3): 457–482
(周涌, 陈庆伟, 胡维礼. 内模控制研究的新发展. 控制理论与应用, 2004, 21(3): 457–482)
- Zhou Ping, Chai Tian-You, Chen Tong-Wen. Decoupling internal model control method for operation of industrial process. *Acta Automatica Sinica*, 2009, 35(10): 1362–1368
(周平, 蔡天佑, 陈通文. 工业过程运行的解耦内模控制方法. 自动化学报, 2009, 35(10): 1362–1368)
- Yin Cheng-Qiang, Yue Ji-Guang. Modified internal model control for integrating plants with time-delay. *Control and Decision*, 2009, 24(10): 1593–1597

(尹成强, 岳继光. 非自衡时滞对象的改进内模控制. 控制与决策, 2009, 24(10): 1593–1597)

- 16 Han Qing-Long, Yu Jin-Shou, Cheng Cheng, Huang Dao. New criterion for robust stability of time-delay systems. *Journal of East China University of Science and Technology*, 1998, 24(1): 98–102
(韩清龙, 俞金寿, 成成, 黄道. 时滞系统鲁棒稳定性的新判据. 华东理工大学学报, 1998, 24(1): 98–102)
- 17 Zhang Wei-Dong, Sun You-Xian. Analytical predictor for uncertain time-delay system. *Control Theory and Application*, 1996, 13(4): 495–499
(张卫东, 孙优贤. 大纯滞后对象的 H_2 鲁棒控制. 控制理论与应用, 1996, 13(4): 495–499)
- 18 Wu J S, Wen Z X, Tian Z H, Shi S J. An active fault tolerant controller design method for time-delay systems. In: Proceedings of the 26th Chinese Control Conference. Hunan, China: IEEE, 2007. 422–425
- 19 Mirkin L, Zhong Q C. 2DOF controller parameterization for systems with a single I/O delay. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2003, 48(11): 1999–2003
- 20 Huang Man-Lei. *Robust Control Theory and Application*. Harbin: Harbin Institute of Technology Press, 2007. 48–49
(黄曼磊. 鲁棒控制理论及应用. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2007. 48–49)



肖 强 华南理工大学自动化科学与工程学院硕士研究生. 2008 年毕业于大连理工大学电子信息工程学院自动化专业. 主要研究方向为鲁棒控制与自适应控制技术. 本文通信作者.
E-mail: xiaoqiang19850912@163.com
(**XIAO Qiang** Master student at the College of Automation Science and Engineering, South China University of Technology. He received his bachelor degree of automation from Department of Electronic and Information Engineering, Dalian University of Technology in 2008. His research interest covers robust control and adaptive control technology. Corresponding author of this paper.)



谢 巍 华南理工大学自动化科学与工程学院教授. 2003 年于日本国立北见工业大学计算机科学系获得系统科学工学博士. 主要研究方向为鲁棒控制, 嵌入式系统, 自适应控制技术, 模糊控制, 无线传感器网络.
E-mail: weixie@scut.edu.cn
(**XIE Wei** Professor at the College of Automation Science and Engineering, South China University of Technology. He received his Ph. D. degree from the Computer Science Departments, Kitami Institute of Technology, Japan in 2003. His research interest covers robust control, embedded system, adaptive control technology, fuzzy control, and wireless sensor networks.)