

基于内模控制的 PID 参数整定及仿真

刘 洋, 王钦若

(广东工业大学 自动化学院, 广东 广州 510006)

摘要: 介绍了内模控制的发展历史及基本原理, 分析了其控制器的设计方法, 提出了一种利用 Taylor 级数展开的基于内模控制 (Internal Model Control, IMC) 的 PID 控制器参数整定的方法. 通过对热交换器 PID 温度调节闭环控制系统的 MATLAB 实例仿真, 将 MC-PID 整定的效果与传统 PID 进行对比, 论证其控制效果明显优于其它经典 PID 整定, 显示了其实际工程应用价值.

关键词: 非线性大时滞大惯性; 内模控制; MC-PID 控制; 仿真

中图分类号: TP273

文献标识码: A

文章编号: 1007-7162(2008)01-0066-03

在工业生产过程当中, 常常需要用闭环控制方式来控制温度、压力、流量、液位和速度等连续变化的模拟量. PID 调节是经典控制理论中最典型的用于闭环控制系统的调节方法. 尽管生产实际中约 90% 的控制问题都可用简单的 PID 控制器来解决, 但对于非线性大时滞大惯性多变量耦合的系统, 传统的 PID 方法很难达到良好效果. 因此, 对于非线性大时滞大惯性系统的控制方法的研究很有必要.

内模控制 (Internal Model Control, IMC) 是一种基于过程数学模型进行控制器设计的新型控制策略^[1]. 其设计简单、控制性能良好, 易于在线分析. 它不仅是一种实用的先进控制算法, 而且是研究预测控制等基于模型的控制策略的重要理论基础, 也是提高常规控制系统设计水平的有力工具. 自 20 世纪 50 年代后期起, 许多研究者已经开始采用类似内模控制的概念来设计最优控制器, 如 Smith 的时滞预估补偿控制器, Francis, Wham 等人的基于内部模型的调节器设计方法. 基于对过程动态模型求逆来设计控制器的方法一般不易实现, 使得内模原理难以成为一种工程设计方法. 1974 年, 德国学者 Frank 首先提出了图 1 所示的内模控制结构. 1979 年, Brosilow 在其推断控制的基础上, 进一步论证了图 1 的内模结构是推断控制和 Smith 预估控制器的核心, 并给出了内模控制器的设计方法. 1982 年, Gracia 和 Morari 完整地提出并发展了图 1 的控制结构, 并将其定名为内模控制. 之后, Morari 等人深入地研究了内模控制的性质、设计方法, 将 MC 推广到多输入多输出和非线性系统, 使得基于过程动态模型求逆来设计控制器的思想得到工程化.

本文拟利用 Taylor 级数展开, 对被控对象的大时滞环节进行近似处理, 再结合已知的被控对象模型参数来求解 PID 控制器的增益、积分时间和微分时间等参数. 并通过对热交换器 PID 温度调节闭环控制系统的 MATLAB 仿真, 将 MC-PID 整定效果与传统 PID 进行对比, 以论证其特性和实际工程应用价值.

1 内模控制原理

内模控制的结构框图如图 1^[2], $G_{MC}(s)$ —内模控制器, $G_p(s)$ —过程, $G'_p(s)$ —过程模型, $G_d(s)$ —扰动通道传递函数. 将图 1 等价变换为如图 2 所示的简单反馈控制系统, 图 2 进一步可以用图 3 来表示.

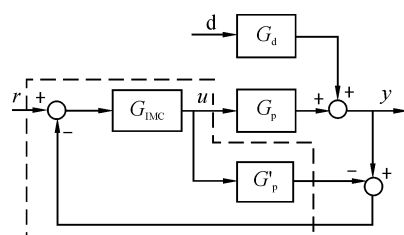


图 1 内模控制的结构框图

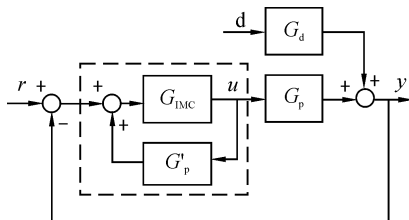


图 2 MC 的等价结构框图

收稿日期: 2007-05-29

作者简介: 刘 洋 (1980-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为控制理论与控制工程.

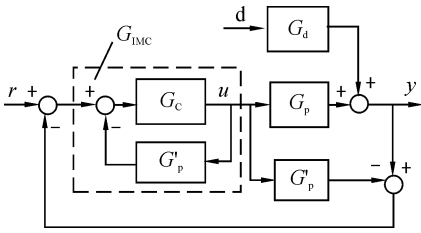


图 3 MC 与反馈结构的关系框图

对于图 2 的内环反馈控制器有

$$G_C(s) = \frac{G_{MC}(s)}{1 - G_{MC}(s)G'_P(s)} \tag{1}$$

系统输入输出关系可以表达为

$$\frac{y(s)}{r(s)} = \frac{G_C(s)G_P(s)}{1 + G_C(s)G_P(s)} \tag{2}$$

系统扰动的输入输出关系可以表达为

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{G_d(s)}{1 + G_C(s)G_P(s)} \tag{3}$$

将式 (1) 代入式 (2)、(3) 中, 得到系统的闭环响应为

$$y(s) = \frac{G_{MC}(s)G_P(s)r(s)}{1 + G_{MC}(s)[G_P(s) - G'_P(s)]} + \frac{[1 - G_{MC}(s)G'_P(s)]G_d(s)}{1 + G_{MC}(s)[G_P(s) - G'_P(s)]}$$

系统的反馈信号为

$$d'(s) = [G_P(s) - G'_P(s)]u(s) + G_d(s)d(s).$$

如果模型准确, 即 $G'_P(s) = G_P(s)$, 无外部扰动, 即 $d(s) = 0$ 则模型的输入 y' 与过程的输出 y 相等, 此时反馈信号为零. 这样, 在模型不确定和无未知输入的条件下, 内模控制系统具有开环结构. 这就清楚地表明, 对开环稳定的过程而言, 反馈的目的是克服过程的不确定性. 在工业实际过程控制时, 克服扰动是控制系统的主要任务, 而模型的不确定性是难免的. 此时, 在图 1 所示的 MC 结构中, 反馈信号 $d'(s)$ 就反映了过程模型的不确定性和扰动的影响, 从而构成了闭环控制结构.

2 MC-PID 控制器参数整定及仿真

2.1 MC-PID 控制器设计

由图 3 可知, $G_{MC}(s) = \frac{G_C(s)}{1 + G_C(s)G'_P(s)}$. 设一阶带纯滞后系统的模型为 $G'_P(s) = \frac{K_P}{T_P s + 1} e^{-t_P s}$. 内模控制器设计分为两步进行^[3]. 首先设计一个稳定的理想控制器, 而不考虑系统的鲁棒性和约束; 其次引入滤波器, 通过调整滤波器的结构和参数来获得期望的动态品质和鲁棒性.

1) 对 $G'_P(s)$ 进行分解: $G'_P(s) = G'_{P+}(s) \cdot$

$G'_{P-}(s)$, 此处, $G'_{P+}(s)$ 是一个全通滤波器传递函数, 对于所有频率 ω , 满足 $|G'_{P+}(j\omega)| = 0$. 事实上, $G'_{P+}(s)$ 包含了所有时滞和右半平面零点. $G'_{P-}(s)$ 是具有最小项位特征的传递函数, 即 $G'_{P-}(s)$ 稳定且不包含预测项. 取 $G'_{P+}(s) = e^{-t_P s}$, $G'_{P-}(s) = \frac{K_P}{T_P s + 1}$.

2) 引入低通滤波器: $f(s) = \frac{1}{(1 + \alpha s)^n}$. 选择 $f(s)$ 的目的是使得 $G_{MC}(s)$ 变为有理, α 为滤波器仅有的设计参数, 它决定闭环系统的响应速度.

根据内模控制器表达式

$$G_{MC}(s) = \frac{G'^{-1}_{P-}(s)}{(1 + \alpha s)^n} \tag{4}$$

其中 $G'^{-1}_{P-}(s)$ 是过程模型的可逆部分, 用作内模控制器, $\frac{1}{(1 + \alpha s)^n}$ 为低通滤波器. 将式 (4) 代入式 (1) 得,

$$G_C(s) = \frac{G'^{-1}_{P-}(s) / (1 + \alpha s)^n}{1 - \frac{G'_{P+}(s)}{(1 + \alpha s)^n}} = \frac{1}{s} f(s),$$
$$f(s) = \frac{G'^{-1}_{P-}(s)}{[(1 + \alpha s)^n - G'_{P+}(s)] / s}$$

令

$$D(s) = [(1 + \alpha s)^n - G'_{P+}(s)] / s \tag{5}$$

将 (5) 式用 Taylor 级数在 $s = 0$ 处进行展开得

$$D(0) = \alpha n - ((G'_{P+}(0))'),$$
$$D'(0) = [n(n-1)\alpha^2 - ((G'_{P+}(0))'')]/2,$$
$$D''(0) = [n(n-1)(n-2)\alpha^3 - ((G'_{P+}(0))''')]/3 \tag{6}$$

由于函数 $f(s)$ 及一阶、二阶导数在 $s = 0$ 处的值

$$f(0) = \frac{1}{K_P D(0)},$$
$$f'(0) = \frac{-[(G'_{P-}(0))' D(0) + K_P D'(0)]}{(K_P D(0))^2},$$
$$f''(0) = f'(0) \left[\frac{(G'_{P-}(0))'' D(0) + 2G'_{P-}(0)' D'(0) + K_P D''(0)}{(G'_{P-}(0))' D(0) + K_P D'(0)} + \mathcal{Z}'(0) f(0) \right] \tag{7}$$

其中 $K_P = G'_{P-}(0)$. 将 $f(s)$ 展开成 s 的 Taylor 级数有: $G_C(s) = \frac{1}{s} \left[f(0) + f'(0)s + \frac{f''(0)}{2}s^2 + \dots \right]$, 理想的

PID 具有如下算式: $G_C(s) = K_C (1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s)$, 比较以上两个等式, 并且结合 (6)、(7) 两式可以计算得到 PID 控制器的参数为^[4]:

$$K_C = f'(0) = \frac{T_I}{K_P (\alpha + t_P)}, \quad T_I = \frac{f'(0)}{f(0)} = T_P +$$

$$\frac{t_p^2}{2(\alpha + t_p)}, T_D = \frac{f''(0)}{2f'(0)} = \frac{t_p^2}{2(\alpha + t_p)} \left(1 - \frac{t_p}{3T_I} \right).$$

2 2 MATLAB实例仿真

若被控对象为一阶带纯滞后系统的模型

$$G'_p(s) = \frac{K_P}{T_P s + 1} e^{-t_p s},$$

表 1 给出了几种不同方法的 PID 控制器参数. 热交换器出口温度与蒸汽流量的关系, 即被控对象为 $G'_p(s) = \frac{1}{s+1} e^{-s}$, 即 $K_P = 1, t = 1, T = 1, \alpha = 0.1$.

根据表 1^[1], 计算得到的 PD 控制器参数如表 2 利用 MATLAB 中的 Simulink 功能来模拟 PID 控制, 其仿真原理框图如图 4^[5-6], 4 种方法得到的单位阶跃响应如图 5

表 1 几种不同方法的 PD 控制器参数

方法	K_C	T_I	T_P
Ziegler-Nichols	$1.2 \frac{t}{K_P T}$	$2T$	$0.5T$
Cohen-Coon	$\frac{t}{K_P T} \left(\frac{4}{3} + \frac{T}{4t} \right)$	$\frac{T(32+6T/t)}{(13+8T/t)}$	$\frac{4T}{(11+2T/t)}$
Eivera MC	$\frac{(2t+T)}{2(\alpha+T)}$	$t + \frac{T}{2}$	$\frac{tT}{2t+T}$
本文 MC-PID	$\frac{T_I}{K_P(\alpha+t_p)}$	$t + \frac{T^2}{2(\alpha+T)}$	$\frac{T^2}{2(\alpha+T)} \left(1 - \frac{T}{3T_P} \right)$

表 2 热交换器 PID 控制器参数

方法	K_C	T_I	T_P
Ziegler-Nichols	1.2	2	0.5
Cohen-Coon	1.5	1.8	0.3
Eivera MC	1.4	1.5	0.3
本文 MC-PID	0.9	1.45	0.3

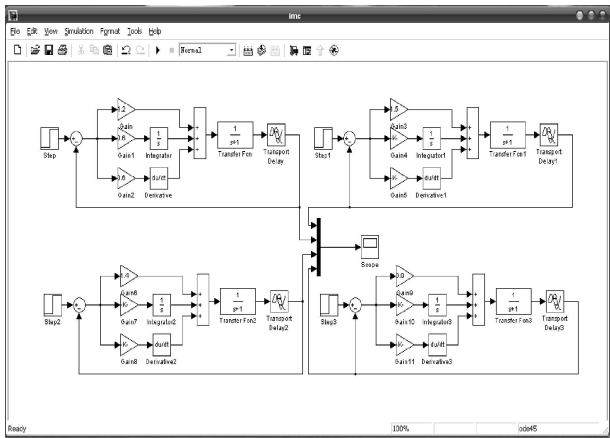


图 4 仿真原理框图

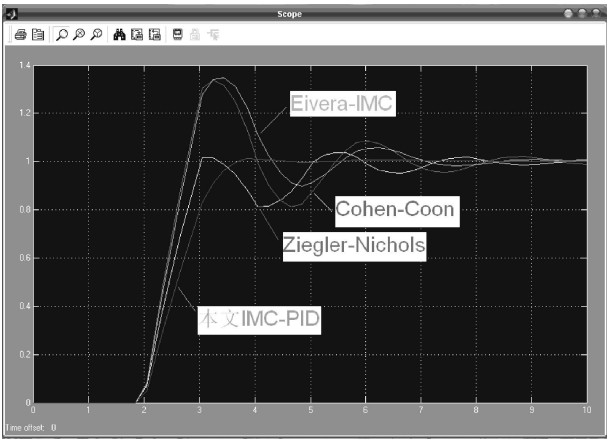


图 5 4 种整定方法的单位阶跃响应曲线

3 结束语

对一阶带纯滞后非线性大时滞大惯性的被控对象, 将 MC 结构与 PID 控制器参数整定的方法相结合, 很好地解决了传统 PID 整定方法的不足之处. 由图 5 可以看出, MC-PID 参数整定的单位阶跃响应速度快、无振荡、超调量小, 其控制效果明显优于其它经典 PID 整定方法. 复杂工业被控对象可以通过曲线拟合和传递函数降阶等方法近似地转化为一阶带纯滞后非线性系统. 因此, 如何应用特定的控制设备 (如 PLC、工控机、单片机等) 实现 MC-PID 的最优算法, 具有重要的理论和工程实践意义, 将有待于进一步的研究.

参考文献:

[1] 王树青. 先进控制技术及应用 [M]. 北京: 化学工业出版社, 2001.

[2] 高东杰, 谭杰, 林红权. 应用先进控制技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2003.

[3] 谭功全, 陈永会. 内模控制器的一种简单设计 [J]. 自动化与仪器仪表, 2002 1(1): 11-15.

[4] 王鸿, 高学军, 刘乐星. 智能内模控制器的研究 [J]. 广东工业大学学报, 1999 16(1): 24-27.

[5] 钟祎劼, 李克鹏. 基于 MATLAB 的内模控制器的简单设计实现 [J]. PLC & FA, 2004 15(8): 109-112.

[6] 刘金琨. 先进 PID 控制 MATLAB 仿真 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2004.

(下转第 85 页)

[5] 吴桂金. 基于 ANSYS 的 AC /CRC层间剪应力分析 [J]. 公路与汽运, 2005 109(4): 69-71.

动态响应分析 [J]. 公路交通科技, 2005, 9(22): 7-11.

[6] 陶向华, 黄晓明, 刘荫成. 车辆荷载作用下路桥段结构的

[7] 胡少伟. 结构振动理论及其应用 [M]. 北京: 中国建筑工业出版社, 2005.

The Numerical Analysis of Composite Pavement under Moving Load

Hu Jun-feng¹, Zhang Rong-hui¹, Luo Shao-ming²
(1. Faculty of Construction; 2. Faculty of Electromechanical Engineering
Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract The dynamic response question of composite pavement under moving load is analyzed by using the finite-element numerical calculation method. The finite-element entity model is built in this paper and the dynamic response analysis for sandwich structure is completed. The change of the stress and displacement of composite pavement under different vehicle speed is discussed respectively. The computed result shows that vehicle speed makes an important effect on structure dynamic response and the influence of vibration and impulsive load must be considered in the pavement design and the fatigue life design.

Key words composite pavement; moving load; dynamic analysis

(上接第 68页)

PID Parameters Tuning and Simulation Based on Internal Model Control

Li Yang Wang Qin-ruo
(Faculty of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract This thesis introduces the development history and basic principle of internal model control, elaborates the design of MC controller and proposes the way of Taylor progression PID parameter tuning based on internal model control. By MATLAB simulation for the heater temperature closed-loop control system based on MC-PID, the effect of MC-PID parameters tuning is compared with that of traditional PID parameters tuning. Its better characteristics are demonstrated and the practical application value is better than other ways.

Key words nonlinear and long-time delay inertial system; internal model control (MC); MC-PID control simulation