

IMC 系统的一种优化控制器设计方法^{*}

王晓霞^① 王永初^②

(^① 华侨大学计算机科学系, ^② 华侨大学机电工程系, 泉州 362011)

摘要 根据系统信号运行的限制条件, 提出一种工程化的内模控制(IMC)器的设计方法. 同以往的方法相比, 本优化设计方法是在系统限制条件的约束下进行的, 故它不仅有理论上的扩充, 更具有实用价值.

关键词 内模控制系统, 控制器设计, 限制条件, 优化控制

分类号 TP 273

1 问题的提出

内模控制(IMC)在工业过程控制中有广泛应用, 如 Smith 预估控制就是一种 IMC 控制方法. 随着可编程类调节器和模块化、组态化计算机控制系统的应用, 它显得越来越重要. IMC 系统的组成如图 1 所示^[1].

图 1 中 $\tilde{G}(S)$ 为被控对象的传递函数(一般是可变的, 或含有 $e^{-\tau s}$ 或非线性特性等困难控制因素的对象); $G(S)$ 为内模型; $D(S)$ 为控制器的传递函数. 根据图 1 可得闭环系统的传递函数为

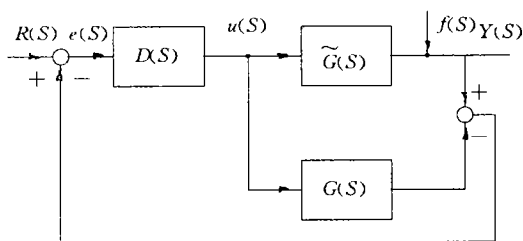


图1 IMC的组成

$$W(S) = \frac{Y(S)}{R(S)} = \frac{D(S)\tilde{G}(S)}{1 + D(S)[\tilde{G}(S) - G(S)]}, \quad (1)$$

显然, 当 $G(S) = \tilde{G}(S)$ 时, $W(S) = D(S)\tilde{G}(S)$. 可见, 对于一个稳定的被控制对象, 其闭环稳定的条件是控制器为稳定的. 目前工业过程控制系统多数采用 PID 类调节器, 即

$$D(S) = \frac{1}{S} D^*(S), D^*(S) = K_p (T_i S + 1) \left(\frac{T_d S + 1}{T_d S + 1} \right),$$

$D(S)$ 有一个处于稳定与不稳定边界上的极点. 从这个意义上说, PID 类控制器不适宜用于内模控制系统. 其次, 从被控制变量 $Y(S)$ 跟踪给定值信号 $R(S)$, 以及系统抑制外扰 $f(S)$ 对 $Y(S)$ 的影响分析, $D(S)$ 最好选择 $D(S) = 1/\tilde{G}(S)$ 和 $G(S) = \tilde{G}(S)$. 由图 1 可得

$$Y(S) = \frac{\tilde{G}(S)D(S)}{1 + D(S)[\tilde{G}(S) - G(S)]} R(S) + \frac{1 - G(S)D(S)}{1 + D(S)[\tilde{G}(S) - G(S)]} f(S), \quad (2)$$

若取

* 本文 1997-02-20 收到; 国家自然科学基金与福建省自然科学基金的资助项目

$$G(S) = \tilde{G}(S), D(S) = 1/\tilde{G}(S) \quad (3)$$

则有

$$Y(S) = \tilde{G}(S)D(S)R(S) + [1 - G(S)D(S)]f(S) = R(S). \quad (4)$$

这个结果说明,按式(3)原则选择补偿模型 $G(S)$ 和控制器模型 $D(S)$,IMC 系统处于结构优化状态,即被控制变量 $Y(S)$ 严格跟随给定值信号 $R(S)$ 的变化 ($Y(S)=R(S)$),有彻底消除外扰的影响能力. 这是因为 $D(S)=1/G(S)$,意味着 $D(S)$ 是多阶微分环节, $D(S)=\prod_{i=1}^n (T_i S + 1)$ 会对控制器输出造成冲击,对系统的安全运行是十分不利的. 因此,研究内模控制器的可行性结构,是将内模系统推向实用化的一项有意义的研究项目.

2 一种可实施的内模控制器

可在工程中应用的内模控制器首先必须是既可利用软、硬件实施的装置,又可长期安全运行. 目前许多优化设计方法,均是在理想状态下进行,很少考虑信号运行范围的越限,以及各系统组成环节之间信号的匹配与协调^[2]. 内模控制器除了传统意义下的控制器外,还包含有跟踪内模型,因此实施起来比传统的控制器复杂.

根据式(3),一个完全无调节误差的系统要求 $G(S)=\tilde{G}(S)$, $D(S)=1/G(S)$. 但是,这种选择要求执行机构运行的信号范围为 $-\infty \leq u(t) \leq \infty$,显然是不可能实现的. 图 1 等价于图 2 一般意义的反馈控制系统方框图,其中虚线框内为实际的控制器 $C(S)$,而 $D(S)$ 则成为控制器的一个组成环节. 它们关系为

$$C(S) = \frac{D(S)}{1 - D(S)G(S)}, \quad (5)$$

或者

$$u(S) = e(S)C(S) = e(S) \frac{D(S)}{1 - D(S)G(S)}. \quad (6)$$

假设 $u(S)$ 的动态振幅限制条件为

$$|u(\omega)| < L \quad \forall \omega,$$

则

$$|e(\omega)| \cdot \left| \frac{D(\omega)}{1 - D(\omega)G(\omega)} \right| = |e(\omega)| \frac{|D(\omega)|}{|1 - D(\omega)G(\omega)|} < L \quad \forall \omega, \quad (7)$$

在生产过程中,一般都规定系统的最大动态误差指标^[3]为

$$\|e\|_{\infty} = \sup |e(\omega)| = e_{\max}. \quad (8)$$

实际系统的动态误差指标 e_{\max}^* 可从记录曲线得到,它是以系统运行统一信号的百分数表示的. 因此, e_{\max}^* (或 e_{\max}) 均为小于 1 的数,由式(7)得

$$|D(\omega)| < \frac{L}{|e_{\max}^*|} |1 - D(\omega)G(\omega)|. \quad (9)$$

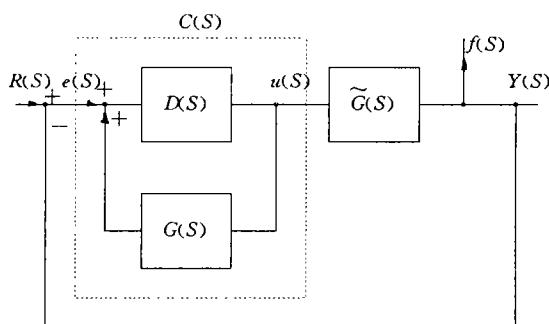


图2 图1的等效方框图

由于生产过程特性 $\tilde{G}(S)$ 是有明显的滞后或迟后特性, 即 $\tilde{G}(S)$ 可记为

$$\tilde{G}(S) = \tilde{K}_0 / \prod_{i=1}^n (T_i S + 1), \quad (10)$$

如果按纯粹的内模补偿条件选择, $D(S) = \prod_{i=1}^n (T_i S + 1) / \tilde{K}_0$, 因 $|1 - D(\omega)G(\omega)| \rightarrow 0$, 故式(9)条件无法满足.

在内模补偿控制系统的研究中, 我们发现 $D(S)$ 按同阶原则选择是一种非常有效的方法. 所谓同阶是指 $D(S)$ 取一个分式传递函数, 其分母多项式与分子多项式的阶次相等, 且均等于 $\tilde{G}(S)$ 的阶次, 即

$$D(S) = \frac{\prod_{i=1}^n (T_i S + 1)}{\prod_{i=1}^n (T_i^* S + 1)} \cdot \frac{1}{\tilde{K}_0} = \frac{P^*(S)}{\tilde{G}(S)}.$$

这种选择有如下几个特点:

(1) $|D(\omega)| \forall \omega$ 是有界的, 即

$$\frac{1}{\tilde{K}_0} < |D(\omega)| < \frac{\prod_{i=1}^n T_i}{\tilde{K}_0 \prod_{i=1}^n T_i^*}; \quad (12)$$

(2) 等效控制器 $C(S)$ 具有积分功能, 因此可以消除稳态误差, 即

$$C(S) = \frac{D(S)}{1 - D(S)G(S)} = \frac{\prod_{i=1}^n (T_i S + 1)}{\tilde{K}_0 S(\alpha_{n-1}^* S^{n-1} + \alpha_{n-2}^* S^{n-2} + \cdots + \alpha_0^*)}, \quad (13)$$

其中 $\alpha_i^* (i=0, 1, \cdots, n-1)$ 为 $\prod_{i=1}^n (T_i^* S + 1)$ 展开式的系数, 有

$$\prod_{i=1}^n (T_i^* S + 1) = \alpha_{n-1}^* S^n + \alpha_{n-2}^* S^{n-1} + \cdots + \alpha_0^* S + 1;$$

(3) $|D(\omega)|$ 的最大模应小于 $\frac{L}{\max|f|}$. 这里 L 为系统对控制器输出的最大允许值, 也即 $\max|u(t)| = L$, $\max|f|$ 为系统经受的最大外扰, 即

$$\max|D(\omega)| < \frac{L}{\max|f|}. \quad (14)$$

证明

$$e(S) = \frac{1}{1 - C(S)\tilde{G}(S)} = \frac{1}{1 + \frac{D(S)\tilde{G}(S)}{1 - D(S)G(S)}} f(S),$$

若取 $G(S) = \tilde{G}(S)$, 则

$$\begin{aligned} |e(\omega)| &= |1 - D(\omega)G(\omega)| |f(\omega)|, \\ |e_{\max}| &= |1 - D(\omega)G(\omega)| \cdot \max|f|. \end{aligned}$$

将上式代入式(9), 可得

$$\sup|D(\omega)| < \frac{L}{\max|f|}.$$

由式(14)与式(12)得到

$$\frac{\prod_{i=1}^n T_i}{\tilde{K}_0 \prod_{i=1}^n T_i^*} < \frac{L}{\max |f|}, \quad (15)$$

式(15)可作为 $D(S)$ 选择的依据。

3 $D(S)$ 参数的优化

将式(11)代入式(2),可得

$$Y(S) = P^*(S)R(S) + (1 - P^*(S))f(S), \quad (16)$$

式中

$$P^*(S) = 1 / \prod_{i=1}^n (T_i^* S + 1). \quad (17)$$

显然, $P^*(S)$ 就是系统的闭环传递函数。因此 $P^*(S)$ 若按优化原则选择, 则由 $P^*(S)$ 构成的控制器就是优化控制器。优化闭环系统传递有许多选择准则, 如 $ISE = \int_0^\infty e^2(t)dt \rightarrow \text{最小}$,

$ISTSE = \int_0^\infty [te(t)]^2 dt \rightarrow \text{最小}$ 。我们曾经研究过按单位圆分布极点的 Butterworth 滤波器优化传递函数方法, 得到最优的闭环传递函数为

$$P^*(\bar{S}) = 1/(\bar{S})^n + a_{n-1}\bar{S}^{n-1} + a_{n-2}\bar{S}^{n-2} + \cdots + a_1\bar{S} + 1), \quad (18)$$

式中 $\bar{S} = S/\omega_n$, ω_n 为闭环系统的操作频率。 a_1 至 a_{n-1} 的系数如附表所示。

附表 最优系数表

n	a_9	a_8	a_7	a_6	a_5	a_4	a_3	a_2	a_1
2	—	—	—	—	—	—	—	—	1.414
3	—	—	—	—	—	—	—	2.000	2.000
4	—	—	—	—	—	—	3.613	3.144	2.613
5	—	—	—	—	—	3.236	5.235	5.235	3.236
6	—	—	—	—	3.863	7.464	9.141	7.464	3.863
7	—	—	—	4.493	10.097	14.591	14.591	10.097	4.493
8	—	—	5.125	13.137	21.846	25.688	21.846	13.137	5.125
9	—	5.758	16.581	31.163	41.486	41.986	31.163	16.581	5.758
10	6.332	18.166	36.890	53.827	61.863	53.827	6.890	18.166	6.332

$P^*(S)$ 参数, 可按下列步骤进行选择。

(1) 确定 $\prod_{i=1}^n T_i^*$ 和 \bar{T}^* 。由于控制器输出必须同执行机构的输入相匹配, 其极限值一般可取系统运行信号的 $\pm 50\%$, 因此 $L=0.5$ 。外扰信号最大值假设为对应系统运行信号的 10% (对多数工业过程控制系统而言, 这已是比较严重的扰动), 即 $\max |f|=0.1$ 。因此, $\frac{L}{\max |f|} = 5$, 故知

$$\frac{\prod_{i=1}^n T_i^*}{(5\tilde{K}_0)} > \frac{\prod_{i=1}^n T_i}{(5\tilde{K}_0)}, \quad (18)$$

式中 $\bar{T}_i^* = (\prod_{i=1}^n T_i^*)^{1/n}$ 。

(2) 将最优无因次化传递函数, 转换成以操作频率 ω_n 为基准的有因次传递函数。记

$$\omega_n = 1/\bar{T}_i^*, \quad (19)$$

把关系式 $\bar{S}=S/\omega_n$ 代入式(18),得到

$$P(S) = \frac{1}{\left(\frac{S}{\omega_n}\right)^n + a_{n-1}\left(\frac{S}{\omega_n}\right)^{n-1} + \cdots + a_1\left(\frac{S}{\omega_n}\right) + 1} \\ = \frac{\omega_n^n}{S^n + a_{n-1}\omega_n S^{n-1} + \cdots + a_1\omega_n^{n-1}S + \omega_n^n}. \quad (20)$$

(3) 由 $P(S)$ 构成如下控制器,即

$$D(S) = P(S)/\tilde{G}(S) = P(S)/G(S). \quad (21)$$

4 系统仿真

这里以对象特性

$$\tilde{G}(S) = \frac{1.5}{(10S+1)(5S+1)(2S+1)} \quad (22)$$

为例来说明 $D(S)$ 的设计与仿真结果.

由式(22)得 $\prod_{i=1}^3 T_i = 100$, 则知

$$\prod_{i=1}^3 T_i^* > \prod_{i=1}^n T_i / (5\tilde{K}_0) = 13.333,$$

取 $\prod_{i=1}^3 T_i^* = 15.625$, $\bar{T}^* = (\prod_{i=1}^3 T_i^*)^{\frac{1}{3}} = 2.5$, $\omega_n = 1/\bar{T}^* = 0.4 \text{ (s}^{-1}\text{)}$.

由表 1 查得无因次化最优传递函数为

$$P^*(\bar{S}) = 1/(\bar{S}_3 + 2\bar{S}^2 + 2\bar{S} + 1), \quad (23)$$

把关系式 $\bar{S}=S/\omega_n$ 代入式(23),可得

$$P(S) = \frac{\omega_n^3}{S^3 + 2\omega_n S + 2\omega_n^2 S + \omega_n^3} \\ = \frac{0.064}{S^3 + 0.8S^2 + 0.32S + 0.064} \\ = \frac{1}{15.625S^3 + 12.5S^2 + 5S + 1}.$$

求得 $D(S)$ 为

$$D(S) = \frac{P(S)}{\tilde{G}(S)} = \frac{100S^3 + 80S^2 + 17S + 1}{15.625S^3 + 12.5S^2 + 5S + 1} \cdot \frac{1}{1.5},$$

并取

$$G(S) = G(S) = \frac{1.5}{100S^3 + 80S^2 + 17S + 1}.$$

下面,按照图 1 所示的内模控制系统的组成方框图进行仿真试验.

(1) 当 $R(t)$ 为单位阶跃扰动输入时,被控制信号 $Y(t)$ 对 $R(t)$ 的跟踪响应曲线及误差响应曲线如图 3 所示.

(2) 当外扰 $f(t)$ 为 $f(S)=0.1/S$ 时,系统的输出及误差响应曲线如图 4 所示.

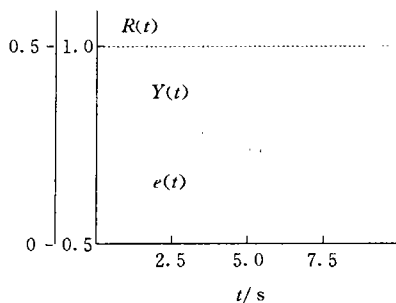


图3 $Y(S)$ 及其 $e(t)$ 的给定
值阶跃响应仿真曲线

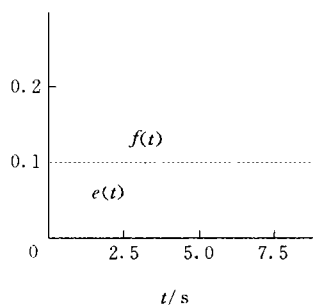


图4 $e(t)$ 对 $f(S)$ 阶跃扰动的
响应仿真曲线

5 结束语

本文所提出的内模控制器,无论是理论分析或仿真试验均表现出良好的控制品质。但本文因篇幅限制,实施中的另一个重要问题,即 $G(S)$ 及时跟踪 $\tilde{G}(S)$ 的问题拟另文介绍。

参 考 文 献

- 1 任秀珍,王永初. 节能控制系统. 北京:中国五化出版社,1994. 312~335
- 2 柏建国,吕炳朝. 多模态PID控制器. 仪器仪表学报,1993,13:26~31
- 3 Åström K J. Adaptive control. New York: Addison-Wesley, 1990. 219~267

An Optimized Method for Designing Internal Mold Control System

Wang Xiaoxia^① Wang Yongchu^②

(^① Dept. of Computer Science, Huaqiao Univ., ^② Dept. of Mech. & Electr. Eng., Huaqiao Univ., 362011, Quanzhou)

Abstract In the light of the restricted condition under control which system signal operates, the authors put forward an engineering oriented method for designing internal mold controller. As compared with the methods in the past, optimization is conducted under the constraint of restricted condition of the system. Consequently, the method has not only theoretical extension but also practical value.

Keywords internal mold control system, design of controller, restricted condition, optimized control