

# 论过程控制系统的次优化方法\*

## (II) 最简控制功能模块替换的次优化

王永初

(华侨大学精密机械工程系, 泉州 362011)

**摘要** 利用低阶模型替代高阶模型,并以此为依据设计最优状态调节器,这经常是以PID及其组合与替换的形式出现.本文提出这种结合最常用的方式是P-PI, PIDA-PIDB以及PI-I的组合,并指出其适用的对象特性.

**关键词** 最优调节器,降阶模型,替换控制

**分类号** TB 114.2

现代控制理论的应用基础是模型化,即有高精度的生产过程对象模型和高度概括控制要求的目标函数;然后再按最优化原理决定控制决策 $U = -KX$ ,其中 $K$ 为状态反馈控制矩阵.在确定 $K$ 之前必须事先求解该系统的黎卡提方程式.这些步骤都要求极高的准确性及实时性,实施起来无疑是异常困难的,因此生产过程控制系统至今应用状态反馈方法甚少.控制理论转向工程实用化的过程中,人们找到三种最简单的控制规律是P(比例),I(积分)与D(微分)以及这三种规律的结合函数.若用状态最优反馈控制规律来解释,P规律相当于一次状态 $X_1$ 反馈控制,即 $U = -KX = -[K_1 O \cdots O]X = -K_1 X_1$ ;PD规律相当于最低次二个状态的反饋控制,即 $U = -KX = -[K_1 K_2 O \cdots O]X = -(K_1 X_1 + K_2 X_2)$ .因此可类推 $PD^2$ 相当于最低次的三个状态反馈控制,而 $n$ 维系统相当于 $PD^n$ 的控制规律.这就充分暴露状态反馈的一个本质性缺点:对干扰噪声的影响非常敏感,加入一个D作用增加约一个数量级的噪声影响;加入 $n$ 个D的串接作用就等于将噪声干扰的影响程度扩大了 $n$ 个数量级.不采用高效率的数字/模拟滤波器,系统根本就无法正常运行,最简单的滤波器就是积分器<sup>[1]</sup>.因此状态反馈最优控制通常采取下面两种措施:

- (1) 利用低阶对象模型拟合高阶对象模型,并用降阶模型进行系统设计<sup>[2]</sup>;
- (2) 加入滤波器,最简单的是加入积分器.于是状态反馈控制变成如下形式,即

$$U = - \int [K_1 K_2 \cdots K_m] X dt \quad (1)$$

其中 $m < n$ 或 $m \ll n$ .例如取 $m=3$ ,则有

\* 本文1994-12-06收到

$$\begin{aligned}
 U &= - \int [K_1 X_1(t) + K_2 X_2(t) + K_3 X_3(t)] dt \\
 &= - \int K_1 X_1(t) dt - K_2 \int \frac{dX_1(t)}{dt} dt - K_3 \int \frac{d^2 X_1(t)}{dt^2} dt \\
 &= - K_2 X_1(t) - K_1 \int X_1(t) dt - K_3 \frac{dX_1(t)}{dt}
 \end{aligned} \quad (2)$$

若定义  $X_1(t) \triangleq e(t)$ ,  $e(t)$  为系统被控制变量的控制误差, 则有

$$U = - (K_2 e(t) + K_1 \int e(t) dt + K_3 \frac{d(t)}{dt}) \quad (3)$$

这就是过程控制系统目前应用最广泛的 PID 调节模型. 这可以说是一种典型的次优状态反馈控制.

## 1 简单功能模块替换控制

从系统最优状态反馈控制与系统滤波角度分析, 一次状态提供积分控制功能 I; 二次状态提供比例控制功能 P; 三次状态提供微分控制功能 D. 这三种控制功能函数制作成模块, 并根据需要加以组合与切换, 这就是替换控制. 它是次优化状态反馈的一种最简单实现方式, 在生产过程中有重要应用<sup>[3]</sup>.

### 1.1 无超调系统

前已述及 P 控制功能相当于  $X_2$  的状态反馈控制  $U_p = -K_2 X_2 = -K_2 dX_1/dt$ , 在  $S$  复数域内提供超前角补偿; 在时域  $t$  内提供加速调节作用; 非常适合于系统扰动后有大偏差的控制. I 控制功能相当于  $X_1$  的状态反馈控制  $U_i = -K_1 X_1$ , 在小偏差调节时有高稳定性并可消除调节余差. 无超调系统是由 P 与 PI 两种控制功能模块按照偏差替换调节来实现的.

图 1 为系统组成方框图. 图中  $G(s)$  为控制对象, 虚线框内部份为次优化状态控制器, 其中  $Z_1$  与  $Z_2$  为转移开关,  $Z_1$  与  $Z_2$  的状态受调节偏差  $e_n$  控制.

(1)  $Z_1$  闭合  $Z_2$  断开时有如下关系

$$\left. \begin{aligned}
 U_n &= K_{p1} e_n, \\
 W_n &= K_{p3} W_{n-1} + K_{p4} U_{n-1}, \\
 U_n &= u_n,
 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

其中

$$\left. \begin{aligned}
 K_{p3} &= T_i / (T_i + \Delta T), \\
 K_{p4} &= \Delta T / (T_i + \Delta T),
 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

式中  $\Delta T$  为系统的采样周期.

(2)  $Z_1$  断开  $Z_2$  闭合时有如下关系

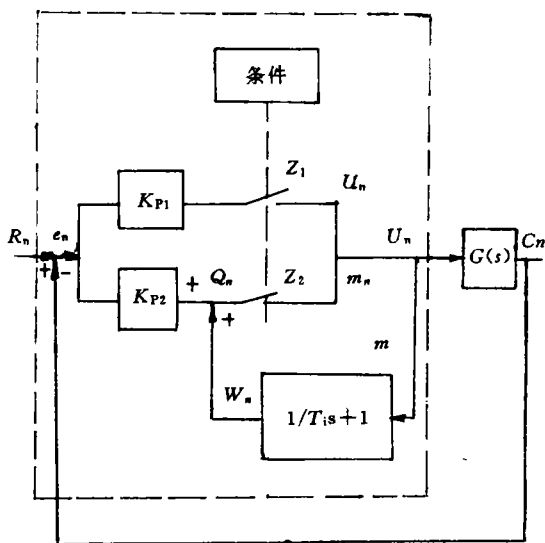


图 1 无超调状态次优化系统

$$\left. \begin{aligned} m_n &= Q_n + W_n, Q_n = K_{p_2} e_n, \\ W_n &= K_{p_3} W_{n-1} + K_{p_4} U_{n-1}, U_n = m_n, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

其中  $K_{p_3}$  与  $K_{p_4}$  如式(5)所示. 在上述式(4)与式(6)中  $K_{p_1}$  与  $K_{p_4}$  均为常数, 且  $K_{p_1} \geq K_{p_2}$ ,  $T_i > \Delta T$ ,  $K_{p_4} \approx 1$ ,  $K_{p_3}$  是一个数值较小的数.

图 2 表示  $G(s) = 1/(Ts + 1)^4$  在大扰动作用下的仿真调节过程曲线. 共有 3 次不同方向的扰动, 其中 0 线为控制偏差  $e_n = 0$  的给定线, 扰动振幅均为 100% (或 -100%). 由图 2 可看

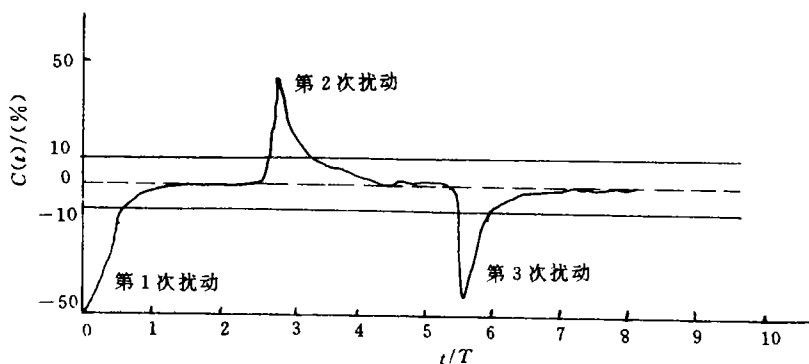


图 2 系统扰动仿真曲线

出在 2 个  $T$  的时间内, 就可以将扰动的影响消除, 而且在一个扰动的时段内, 调节过程无波动且呈单调响应, 因此是一种理想的无超调控制系统.

## 1.2 方向选择系统

生产过程的控制对象有时还有一类很难控制的特性: 正向响应与反向响应特性明显地不同. 如发酵过程的氧浓度控制, 其正向响应速度快, 而反向响应的速度慢. 若将其正向与反向特性分别记为  $\dot{X}_a = A_a X_a + B_a U$ ,  $Y = C X_a$ ; 与  $\dot{X}_b = A_b X_b + B_b U$ ,  $Y = C X_b$ . 并将对象正、反向模型均降阶至三阶, 则应选择 PID 的控制功能模块. 根据控制系统偏差的极性, 选择相对应 PID 整定参数的模型, 即 if  $\Delta e < 0$  then PIDA else PIDB 或者 if  $\Delta e > 0$  then PIDB else PIDA. PIDA 与 PIDB 模块又可分成  $PIDA = (P_1 D + P_2 I)_A$ ;  $PIDB = (P_1 D + P_2 I)_B$ . 其结构如图 3 所示, 按差分替换法  $S = (1 - Z^{-1})/\Delta T$  近似, 可得  $Z_1$  闭合时的控制规律为

$$\left. \begin{aligned} U_n &= u_n, e_n = R_n - C_n, \\ u_n &= u_{n-1} + Z_n - \alpha_1 Z_{n-1}, \\ Z_n &= \beta_1 Z_{n-1} + \beta_2 e_n - \beta_3 e_{n-1}, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

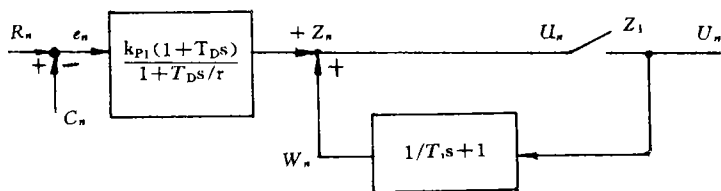


图 3 PIDA 或 PIDB 的结构方框图

其中  $\alpha_1 = 1 + \Delta T/T_i$ ,  $\beta_1 = T_D/(r\Delta T + T_D)$ ,  $\beta_2 = rK_p(\Delta T + T_D)/(r\Delta T + T_D)$ ,  $\beta_2 = rK_p T_D/(r\Delta T + T_D)$ . 而当  $Z_1$  断开时的运算规律为  $Z_n = \beta_1 Z_{n-1} + \beta_2 e_n - \beta_3 e_{n-1}$ ,  $u_n = Z_n + W_n$ ,  $W_n = \alpha_2 W_{n-1} + \alpha_3 U_n$ , 其中  $\beta_1, \beta_2$  与  $\beta_3$  同上, 而  $\alpha_2 = T_i/T_i + \Delta T$ ,  $\alpha_3 = 1/T_i + \Delta T$ . 由于 PIDA 与 PIDB 各自适用于一个极性方向的最优调节, 因此双极性方向的控制对象采用双 PPID 模型替换调节具有良好的控制效果. 这里值得指出的是 PIDA 与 PIDB 的结构, 它将 PID 分解成 PD 与 PI 两个部分, 且 PI 部分放置在后面. 并采用抗积分饱和反馈型模式, 保证系统在 PIDA 或 PIDB 替换时的输出平稳法, 即所谓无人扰动与切换扰动.

## 2 结束语

高阶对象降阶是控制理论走向实用化的重要步骤. 本文提出二阶对象按状态空间方法设计优化调节器为 PI 调节器, 三阶对象的最优选择是 PID 调节器. 无论那一种形式逼近高阶最优调节器都是近似的, 因此亦可称为次优选择. 如果我们注意对象变化的某些本质, 往往可以找到一种多模型替换控制方式来弥补这种近似带来的损失. 而 PIDA 与 PIDB 替换更可对付不同变化方向有不同特性的对象. 只要我们注意观察过程对象的特性与控制要求, 都可以得到最合适的控制功能模块的组合. 如精馏与萃取过程的被控制变量  $C$ , 要在预定的时间从一个数值准确地浮动到另一个数值, 工程上实用 PI-I 串级调节, 这种控制功能模块的组合, 是沿着状态预定的变化轨线优化控制. 但也不是全状态的优化轨线控制, 所以也属于次优化控制. 因此从某种意义上说, 次优化状态控制比纯最优控制有更大的应用价值.

## 参 考 文 献

- 1 王永初. 预测学及其应用. 重庆: 科技文献出版社重庆分社, 1986. 538~558
- 2 Marshall R G. An approximate method for reducing the order of a large system. Control Eng., 1966, (12): 642~645
- 3 Frank L L. Optimal control. New York: John Wiley & Sons, 1986. 170~178

## On the Suboptimal Method for the Process Control System

### (II) A Suboptimal System Switched by Simplest Control Functional Modules

Wang Yongchu

(Dept. of Precis. Mech. Eng., Huaqiao Univ., 362011, Quanzhou)

**Abstract** Based on the substitution of a low-order model for a high-order one, an optimal-state regulator is designed. This often assumes the forms of P, I, D and their composition or substitution. The author proposes the compositions of P-PI, PIDA-PIDB and PI-I as the forms in common use and points out their respective suitable object and characteristic.

**Keywords** optimal regulator, reduced-order model, switching control

# 用调节电阻补偿法消除多维 力测量中向间干扰\*

郑海波<sup>①</sup> 金问林<sup>②</sup>

(<sup>①</sup>华侨大学机械工程系, 泉州 362011; <sup>②</sup>南京航空航天大学机械工程系, 南京 210016)

**摘要** 介绍一种消除各分力之间相互干扰的新方法——调节电阻补偿法。其特点是通过联接适当的调节电阻, 改变某个或某几个应变片的输出灵敏度, 从而在测量电桥内部完全消除各分力之间的干扰。

**关键词** 调节电阻补偿法, 多维力测量, 向间干扰

**分类号** TM 934.112

我们知道, 用于检测作用力某一分量的电桥输出不应受其它分量的影响。目前消除向间相互干扰的方法有: 计算补偿法和电路补偿法。这两种方法实际上都属于信号处理技术, 对某一分量干扰的补偿是建立在相应干扰力分量检测值(输出)已知的基础上。当实际作用着的某个分量因某种原因无法检测或检测很困难时, 这两种方法便不能使用。此外, 多分量力传感器各分力间的相互干扰一般只能控制在5%左右。国际上很成熟的、高精度的传感器也只能控制在2%的水平上<sup>[1]</sup>。为此, 本文介绍一种用于消除各分力之间相互干扰的新方法——调节电阻补偿法。这种方法可在测量电桥内部完全消除各分力之间的干扰。

## 1 调节电阻补偿法的原理

如图1所示的测量第*i*个分量 $f_i$ 的电桥在第*j*个分量作用下的输出为

$$\Delta U_{ij} = \frac{U}{4R} \sum_{k=1}^4 (-1)^{k+1} \Delta R_{ijk} \quad (j = 1 \sim n, j \neq i), \quad (1)$$

式中  $R$  为各桥臂的总阻值;  $\Delta R_{ijk}$  为各桥臂的阻值变化量。

由于加工误差、应变片特性离散和贴片误差的存在, 即使采用可消除干扰的布片方式, 式中所表示的各干扰输出也往往不会等于零。但如果给各应变片的输出灵敏度加权, 即

$$\Delta U_{ij}^* = \frac{U}{4R} \sum_{k=1}^4 (-1)^{k+1} W_k \Delta R_{ijk} \quad (j = 1 \sim n, j \neq i), \quad (2)$$

并通过选择合理的权重系数  $W_k$ , 使得  $\Delta U_{ij}^*$  为零, 则可消除  $f_j$  对测量电桥的干扰。显然, 在各应变片阻值增量已知的条件下, 权重系数  $W_k$  可通过求解下列线性方程组得到, 即

\* 本文 1994-12-07 收到