

一种关联回路的控制性能评价方法

An Approach for Performance Assessment of Correlated Control Loops

李昕泽 李宏光

(北京化工大学信息科学与技术学院,北京 100029)

摘要: 考虑到关联回路的控制性能会彼此影响,从关联控制回路的内部扰动传递特性分析入手,将控制回路的方差分解为受自身控制器影响和受关联回路影响两部分。将回路间的扰动信息作为关联回路中某个回路评价的辅助基准,以排除关联回路中各个回路之间性能的相互干扰对评价结果的影响。通过讨论 PID 参数对内部扰动的影响,提出一种能够减少对其他控制回路扰动的控制器 PID 参数整定办法。仿真结果验证了该方法的有效性。

关键词: 控制回路 最小方差 PID 控制器 性能评价 参数整定

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A

Abstract: In consideration of the control performance of correlated control loops is interacted to each other, on the basis of analyzing the transfer characteristics of internal disturbance of the correlated control loops, the variance of the control loops is decomposed into two parts, i. e., the influence of controller itself and the influence of correlated loop. By adopting the disturbance information between loops as the auxiliary evaluation benchmark for certain loop, the influence of the mutual interference on performance to the result of evaluation is eliminated. Through discussing the influence of PID parameters to internal disturbance, the tuning method for PID parameters that can reduce the disturbance to other control loop is proposed. The result of simulation verifies the effectiveness of the method.

Keywords: Control loops Minimum variance PID controller Performance assessment Parameter tuning

0 引言

近年来,控制回路之间的相关性对控制性能的影响受到广泛的关注;然而目前的多变量控制性能评价方法都不能在这个问题上给出令人满意的答案。

1996年,Harris等把单变量最小方差控制准则引入到多变量控制系统中,利用多变量谱因子分解和多变量丢番图方程的解来描述多变量控制系统的性能^[1]。Huang等拓展了这一思想,提出了系统滤波和相关性分析算法,并通过把单变量回路中的时间延迟引申为关联矩阵,最终将该算法推广到多变量系统^[2-5]。Isaksson和Burch等提出了PID控制回路的性能评估和监测方法^[6-7]。Ko & Edgar给出了以PID参数为自变量的闭环输出的直接表达式,采用迭代算法计算可达的最优PID控制回路性能及相应的最优PID参数^[8]。Harris利用方差分析的思想,在分析前馈-反馈系统内各部分扰动的作用后,形成了一个总方差^[9]。这种对前馈-反馈控制系统中各部分扰动作用进行分析的思路也是本文主要分析思想的来源。

1 关联回路控制性能分析

关联控制系统框图如图1所示。

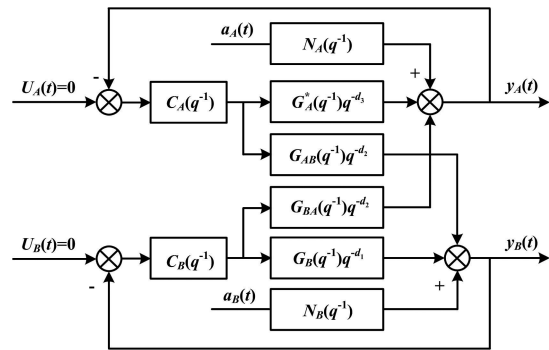


图1 关联控制系统框图

Fig.1 Block diagram of the correlated control system

图1中, G_A 和 G_B 分别为被控对象模型; G_{AB} 和 G_{BA} 为两个回路之间的关联模型; C_A 和 C_B 分别为两个回路的PID控制器模型; N_A 和 N_B 分别为两个回路的噪声模型; a_A 和 a_B 分别为施加在A、B两回路的噪声。

若两个控制回路的设定值均不发生变化,则有:

$$Y_A = \frac{N_A}{1+C_A G_A} a_A + \frac{1}{1+C_A G_A} D_{BA} \quad (1)$$

$$Y_B = \frac{N_B}{1+C_B G_B} a_B + \frac{1}{1+C_B G_B} D_{AB} \quad (2)$$

修改稿收到日期:2012-04-21。

第一作者李昕泽(1984-),男,现为北京化工大学控制科学与工程在读硕士研究生;主要从事控制器性能评价以及控制回路关联分析的研究。

$$D_{BA} = -Y_B C_B G_{BA} = \frac{-N_B C_B G_{BA}}{1+C_B G_B} a_B - \frac{C_B G_{BA}}{1+C_B G_B} D_{AB} \quad (3)$$

$$D_{AB} = -Y_A C_A G_{AB} = \frac{-N_A C_A G_{AB}}{1+C_A G_A} a_A - \frac{C_A G_{AB}}{1+C_A G_A} D_{BA} \quad (4)$$

整理式(3)和式(4),可得:

$$D_{BA} = \frac{N_A C_A C_B G_{AB} G_{BA} a_A - N_B C_B G_{BA} (1+C_A G_A) a_B}{(1+C_A G_A)(1+C_B G_B) - C_A C_B G_{AB} G_{BA}} \quad (5)$$

$$D_{AB} = \frac{N_B C_A C_B G_{AB} G_{BA} a_B - N_A C_A G_{AB} (1+C_B G_B) a_A}{(1+C_A G_A)(1+C_B G_B) - C_A C_B G_{AB} G_{BA}} \quad (6)$$

由此,获得各控制回路的输出为:

$$Y_A = \frac{N_A}{1+C_A G_A} a_A + \frac{1}{1+C_A G_A} \times \frac{N_A C_A C_B G_{AB} G_{BA} a_A - N_B C_B G_{BA} (1+C_A G_A) a_B}{(1+C_A G_A)(1+C_B G_B) - C_A C_B G_{AB} G_{BA}} \quad (7)$$

$$Y_B = \frac{N_B}{1+C_B G_B} a_B + \frac{1}{1+C_B G_B} \times \frac{N_B C_A C_B G_{AB} G_{BA} a_B - N_A C_A G_{AB} (1+C_B G_B) a_A}{(1+C_A G_A)(1+C_B G_B) - C_A C_B G_{AB} G_{BA}} \quad (8)$$

令: $N_A = Q_A + R_A (q^{-d_1-d_2})$; $N_B = Q_B + R_B (q^{-d_1-d_2})$; $G_A(q^{-1}) q^{-d_1} = G_A^*(q^{-d_1})$; $G_B(q^{-1}) q^{-d_1} = G_B^*(q^{-d_1})$; $G_{AB}(q^{-1}) = G_{AB}^*(q^{-d_2})$; $G_{BA}(q^{-1}) = G_{BA}^*(q^{-d_2})$; $G_{AB} Q_A = S_A + T_A (q^{-d_2})$; $G_{BA} Q_B = S_B + T_B (q^{-d_2})$ 。整理可得:

$$y_B(k) = Q_B a_B + \frac{(1+C_A G_A) R_B + (1+C_A G_A) Q_B}{(1+C_A G_A)(1+C_B G_B) - C_A C_B G_{AB} G_{BA}} a_B - S_A C_A a_A + \frac{C_A a_A (-S_A C_B G_B - S_A C_A G_A - S_A C_A C_B C_A G_B - S_A C_A C_B G_{AB} G_{BA} + T_A + R_A G_{AB})}{(1+C_A G_A)(1+C_B G_B) - C_A C_B G_{AB} G_{BA}} \quad (9)$$

令反馈变量部分为零,即:

$$\frac{(1+C_A G_A) R_B + (1+C_A G_A) Q_B}{(1+C_A G_A)(1+C_B G_B) - C_A C_B G_{AB} G_{BA}} = 0 \quad (10)$$

$$\frac{C_A a_A (-S_A C_B G_B - S_A C_A G_A - S_A C_A C_B C_A G_B - S_A C_A C_B G_{AB} G_{BA} + T_A + R_A G_{AB})}{(1+C_A G_A)(1+C_B G_B) - C_A C_B G_{AB} G_{BA}} = 0 \quad (11)$$

最终得到输出的离散平移形式为:

$$y_B(k) = Q_B (q^{-1}) a_{B(k)} + S_A (q^{-1}) q^{-d_1} C_A (q^{-1}) a_{A(k)} \quad (12)$$

式中: $Q_B (q^{-1}) a_{B(k)}$ 为自身回路的输出方差, 主要与 a_B 有关; 而 $S_A (q^{-1}) q^{-d_1} C_A (q^{-1}) a_{A(k)}$ 不仅与 a_A 有关, 而且还与 A 回路的控制器 C_A 有关。同理可获得 A 回路输出的离散平移形式, 即:

$$y_A(k) = Q_A (q^{-1}) a_{A(k)} + S_B (q^{-1}) q^{-d_1} C_B (q^{-1}) a_{B(k)} \quad (13)$$

由此可见, 控制器不但会对主回路的性能造成影响, 同时也会影响关联控制回路的方差。造成这种现象的主要原因是最小方差控制的目标是首先保证主回路中存在的方差最小, 这也是控制器设计的初衷。而如果将关联模型看作是控制器的另一个控制对象, 就不能保证在关联通道中存在的方差为最小。

2 关联系统评价方法

利用 PID 可达最小方差算法, 将关联回路信息加入式(12), 利用 $Q_B (q^{-1}) a_{B(k)}$ 和 $S_A (q^{-1}) q^{-d_1} C_A (q^{-1}) a_{A(k)}$ 分别求取两部分方差; 并利用两部分方差之和来代表回路总方差, 作为耦合回路控制性能的评价基准, 从而达到分解耦合回路中方差的目的。

对于图 1 的关联控制回路, 以 B 回路为评价回路,

系统的脉冲响应可以表示为:

$$y_t = -\sum_{i=1}^m S_i (k_1 + k_2 q^{-1} + k_3 q^{-2}) y_{t-i} + \sum_{i=0}^{\infty} n_i a_{B(t-i)} + \sum_{i=0}^{\infty} g_{AB} a_{A(t-i)} \quad (14)$$

式中: S_i 等价于过程模型的阶跃响应系数; n_i 为噪声的脉冲响应系数; g_{AB} 为扰动脉冲响应系数; m 为系统达到稳态时刻的采样次数。

$$g_{AB} = (I + A k_{A1} + B k_{A2} + C k_{A3})^{-1} N \quad (15)$$

$$y_t = -\sum_{i=1}^m S_i (k_1 + k_2 q^{-1} + k_3 q^{-2}) y_{t-i} + \sum_{i=0}^{\infty} g_{AB} a_{A(t-i)} \quad (16)$$

$$\sigma_{A-B}^2 = N_A^T (I + A^T k_{A1} + B^T k_{A2} + C^T k_{A3})^{-1} \times (I + A k_{A1} + B k_{A2} + C k_{A3})^{-1} N_A \sigma_A^2 \quad (17)$$

式中: σ_{A-B}^2 为回路 A 对回路 B 的扰动方差; S_i 为由主过程模型的脉冲响应系数组成的矩阵。

$$A = S_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ S_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ S_2 & S_1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ S_p & S_{p-1} & \cdots & S_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ S_1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ S_2 & S_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ S_{p-1} & S_{p-2} & \cdots & S_1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ S_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ S_2 & S_1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ S_{p-2} & S_{p-3} & \cdots & S_1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

最后获得 B 回路的输出方差为:

$$\sigma_{PIDB}^2 = \sigma_B^2 + \sigma_{扰}^2 = N^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-1} (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-1} N_B \sigma_B^2 + g_{AB}^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-1} (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-1} g_{AB} \sigma_A^2 \quad (21)$$

式中: k_1, k_2, k_3 为 B 回路的控制器 PID 参数; N 为噪声的脉冲响应系数; g_{AB} 为扰动脉冲响应系数。对 σ_{PID}^2 进行优化求解, 可以获得能够使得回路方差最小的 PID 参数 k_1, k_2, k_3 , 优化求解步骤如下。

① 建立一阶偏导数

$$\frac{\partial \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_1} = -2N^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-1} (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-2} AN = 0 \quad (22)$$

$$\frac{\partial \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_2} = -2N^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-1} (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-2} BN = 0 \quad (23)$$

$$\frac{\partial \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_3} = -2N^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-1} (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-2} CN = 0 \quad (24)$$

② 建立二阶偏导数

$$\frac{\partial^2 \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_1^2} = 2N^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-2} A^T A (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-2} N + 4N^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-1} (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-3} A^2 N \quad (25)$$

$$\frac{\partial^2 \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_1 k_2} = 2N^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-2} B^T A (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-2} N + 4N^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-1} (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-3} BAN \quad (26)$$

$$\frac{\partial^2 \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_1 k_3} = 2N^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-2} C^T A (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-2} N + 4N^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-1} (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-3} CAN \quad (27)$$

$$\frac{\partial^2 \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_2^2} = 2N^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-2} B^T B (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-2} N + 4N^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-1} (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-3} B^2 N \quad (28)$$

$$\frac{\partial^2 \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_2 k_3} = 2N^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-2} C^T B (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-2} N + 4N^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-1} (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-3} CBN \quad (29)$$

$$\frac{\partial^2 \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_3^2} = 2N^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-2} C^T C (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-2} N + 4N^T (I + A^T k_1 + B^T k_2 + C^T k_3)^{-1} (I + Ak_1 + Bk_2 + Ck_3)^{-3} C^2 N \quad (30)$$

③ 构造 HESSE 矩阵

$$P = - \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_1^2} & \frac{\partial^2 \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_1 k_2} & \frac{\partial^2 \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_1 k_3} \\ \frac{\partial^2 \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_1 k_2} & \frac{\partial^2 \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_2^2} & \frac{\partial^2 \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_2 k_3} \\ \frac{\partial^2 \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_1 k_3} & \frac{\partial^2 \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_2 k_3} & \frac{\partial^2 \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_3^2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{\partial \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_1} \\ \frac{\partial \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_2} \\ \frac{\partial \sigma_{PIDB}^2}{\partial k_3} \end{bmatrix} \quad (31)$$

④ 优化求解

优化求解是指利用线性逼近求取非线性方程组的极值,令 $\mathbf{k}=[k_1 \ k_2 \ k_3]^T$,则有:

$$\sigma_{PIDB}^2(x^{k+1}) = \min \sigma_{PIDB}^2(k^k + \lambda^k P^k) \quad (32)$$

式中: k^k 、 P^k 分别为第 k 次迭代的 k 和 P 的取值; λ 为搜索步长, $\lambda \in (0,1)$ 。

本文利用牛顿迭代法,采用一维寻优搜索对 PID 的输出方差进行寻优。使用 0.618 法,在 P^k 方向搜索最优的 k^k ,使 $\sigma_{PIDB}^2(x^{k+1})$ 最小。 $\lambda^k \in (0,1)$,区间原长为 1,每次迭代缩短区间的比例为 0.618。通过迭代计算,最终可以得到过程的最小输出方差以及最优 PID 控制器参数。

3 实例研究

两输入两输出系统的各部分模型分别为:

$$G_A(q^{-1})q^{-d_1} = \frac{0.2787 + 0.5432q^{-1} + 0.04695q^{-2}}{1 - 1.7353q^{-1} + 0.7613q^{-2} - 0.02496q^{-3}}$$

$$G_B(q^{-1})q^{-d_1} = \frac{0.1033 + 0.09594q^{-1}}{1 - 1.8007q^{-1} + 0.8007q^{-2}}$$

$$G_{AB}(q^{-1})q^{-d_2} = \frac{0.1152 + 0.106q^{-1}}{1 - 1.7788q^{-1} + 0.7788q^{-2}}$$

$$G_{BA}(q^{-1})q^{-d_2} = \frac{0.1645 + 0.269q^{-1} + 0.01396q^{-2}}{1 - 1.7064q^{-1} + 0.7111q^{-2} - 0.004714q^{-3}}$$

$$N_A(q^{-1}) = \frac{0.2992 + 0.2677q^{-1}}{1 - 0.7165q^{-1}}$$

$$N_B(q^{-1}) = \frac{0.4655 + 0.387q^{-1}}{1 - 0.5738q^{-1}}$$

A、B 两个控制回路均采用 PI 控制,A 回路控制器初值为 $k_1 = 3$ 、 $k_2 = -1$,B 回路控制器初值为 $k_1 = 4.5$ 、 $k_2 = -1.5$,获得 B 回路控制性能评价的相关数据如表 1 所示。

表 1 控制性能评价数据

Tab. 1 Assessment data of control performance

变量	σ_{PID}^2	σ_{A-B}^2	σ_B^2	$\sigma_{扰}^2$
实际测量数据	0.408 6	0.144 5	不可测	不可测
模型计算数据	0.398 5	0.129 1	0.229 3	0.169 2
优化结果	0.362 9	0.150 2	无	无

由表 1 可以看出,基于本方法计算得到的数据与实际测量数据基本一致,最终获得 B 控制回路的控制性能评价指标为:

$$\eta_B = \frac{\sigma_{OPT}^2}{\sigma_{PID}^2} = \frac{0.3629}{0.4086} \approx 88.8155\%$$

同时,可以计算 A、B 两控制回路之间的扰动评价指标为:

$$|1 - \eta_{AB}| = \left| 1 - \frac{\sigma_{A-B}^2(OPT)}{\sigma_{A-B}^2} \right| = \left| 1 - \frac{0.1502}{0.1445} \right| \approx 3.9446\%$$

这个指标表明了 B 回路的控制性能受 A 回路的影响程度,且可以利用 η_{AB} 辅助 η_B 评价控制回路的性能。即当 η_B 发生变化而 η_{AB} 的变化不大时,说明 B 回路本身出现了性能问题;而当两者均发生明显变化时,则说明 A 回路出现性能问题的可能性较大。

当整定一个回路的 PID 参数时,既要考虑自身回路的性能,同时也要兼顾其对关联回路的影响。如何获得一个折中点还有待进一步的研究。

4 结束语

通过对关联回路内部扰动进行分析,操作人员可以在多个控制回路性能同时出现问题时,尽快地找出原因。目前的方法还主要依赖于完整的控制对象状态空间模型,下一步的研究重点在于如何简化求取各部分方差。同时,由于控制回路之间的扰动实际很难识别,应该寻找一种能够表征回路之间实际扰动的方法。

参考文献

- [1] Harris T J, Boudreau F, MacGregor J F. Performance assessment of multivariable feedback controllers[J]. Automatica, 1996, 32(11): 1505-1518.
- [2] Huang B, Shah S L, Kwok E K. Good, bad or optimal? Performance assessment of multivariable processes[J]. Automatica, 1997, 33(6): 1175, 1183.
- [3] Huang B, Shah S L. Practical issues in multivariable feedback control performance assessment[J]. Journal of Process Control, 1998, 8(5): 421-430.
- [4] Huang B, Ding S X, Thornhill N F. Practical solutions to multivariate feedback control performance assessment problem; reduced a priori knowledge of interactor matrices [J]. Journal of Process Control, 2005, 15(5): 573-583.
- [5] Huang B, Ding S X, Thornhill N F. Alternative solutions to multivariate control performance assessment problems [J]. Journal of Process Control, 2006, 16(5): 457-471.
- [6] Isaksson A J. PID controller performance assessment[C]//Proceeding Control Systems Conference, 1996.
- [7] Burch R. Monitoring and optimizing PID loop performance [C]//ISA Annual Meeting, 2004.
- [8] Ko B S, Edgar T F. Assessment of achievable PI control performance for linear processes with dead time [C]//Proceeding American Control Conference, 1998.
- [9] Huang B, Shah S L, Miller R. Feed forward plus feedback controller performance assessment of MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2000, 8(3): 580-587.