

基于瞬态响应的控制器参数自整定方法

田 华 吴启迪 萧蕴诗

(同济大学电气工程系 上海 200092)

摘 要 从参数整定过程中控制器的在/离线方式以及是否需要被控系统的参数模型两方面来深入剖析了各种基于瞬态响应的自整定控制器的运行机理,探讨其一般性原理。

关键词 控制器, 自整定, 自学习, 瞬态响应, 自整定控制器

1 引言

一个闭环控制系统构成之后,控制器参数整定的优劣将是决定该闭环控制系统运行品质的主要因素。控制器参数整定得不恰当,或者,虽然原来整定是恰当的但被控系统或环境特性随时间推移发生了较大变化,这时,闭环控制系统的品质都将恶化。因此,实现控制器参数的自动整定,具有重要的工程意义。并一直受到控制器工程师的广泛重视,投入了不懈的努力。

各种控制器参数自整定方法,总体上可分为两大类。一类是基于闭环系统输入输出和被控系统输入数据的,称为基于输入输出数据的自整定法;另一类是基于闭环系统或被控系统输出的瞬态响应的,称为基于瞬态响应的自整定法,或瞬态响应自整定法。

基于输入输出数据的自整定法,不要求输入数据信号具有标准形状,但输入信号须满足持续激励条件。

瞬态响应自整定法,要求输入信号为某种标准信号。该法实际上模仿了控制工程师通过观察瞬态响应形状,按经验整定控制器参数的启发式行为过程。显然,输出瞬态响应的形状被直观地用作了闭环控制系统品质的表征。所以,瞬态响应自整定法在工程中历史渊源,应用广泛。

本文从参数整定过程中控制器的在/离线方式以及是否需要被控系统的参数模型两方面来深入剖析现存各种控制器参数的瞬态响应自整定法的机理,并探讨其一般性原理。

2 自整定法的分类

根据参数自整定过程中控制器是否被保留在闭环回路上,各种自整定法又可划分为在线的和离线的两类。在离线自整定中,基本反馈控制回路与性能反馈整定回路是非此即彼地根据需要交互切换的,因此,该法又形象地称为间歇式的,意即控制方式与整定方式是间歇式运行的。在线自整定法对基本反馈控制回路的正常运行原则上没有影响,因此,是工程中所期望的。

根据在整定控制器参数前是否需要首先建立被控系统的参数模型,各种自整定法进一步还可分为间接的和直接的两类。

控制器参数自整定法的分类体系可绘制如图 1 所示。

基于瞬态响应的控制器参数自整定过程包括两个步骤,首先获取(包括检测和计算)闭环系统或被控系统的输出瞬态响应的特征变量,然后利用这些特征变量来估计被控系统的参数模型和/或整定控制器参数。下面先论述瞬态响应特征的使用,然后再反过来论述特征的获取。

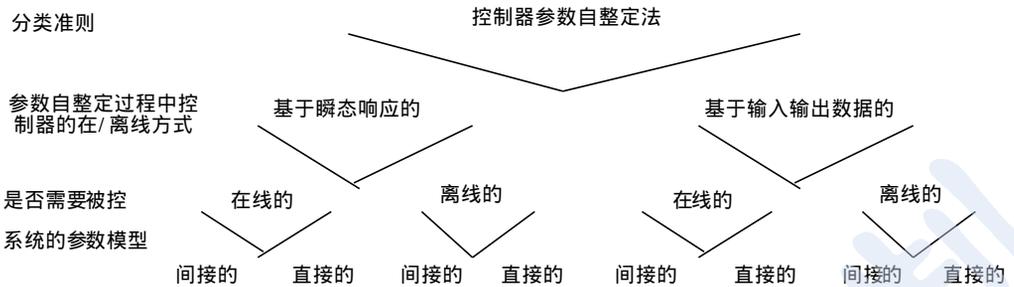


图1 控制器参数自整定法的分类体系

3 间接整定与直接整定

获得瞬态响应的特征向量之后, 据此整定控制器参数有两条途径, 间接整定与直接整定. 这两条途径根本来源于对瞬态响应特征向量所持的两种不同看法. 间接整定认为瞬态响应的特征向量只是被控系统的非参数模型, 需转化为参数模型, 如传递函数模型等, 才能基于此参数模型综合出控制器参数. 而直接整定则认为瞬态响应的特征向量已是对闭环系统品质的直观反映, 已能基于此直接地获得控制器参数的修正量.

3.1 间接整定

大多数间接自整定法中, 被控系统的参数模型采用各种惯性环节加纯滞后的 S 域传递函数形式, 如文[1~6]. 当然最简单的也是工程中最广泛使用的是一阶惯性环节加纯滞后形式, 如文[2, 3].

对于最小相位被控系统, 一旦其临界振荡频率和幅值已知, 其相应 Nyquist 图就可被大致地刻划出来了. 换句话说, 临界振荡频率和幅值粗略地就表示了最小相位被控系统的频域特性, 可看作一种参数模型. 据此可设计满足指定相位裕度和幅值裕度的控制器. 从这种意义上讲, Ziegler-Nichols^[7]规则本身是一种间接整定法.

设 $f \in R^p$ 为瞬态响应的特征向量, $M_c(s)$ 和 $M_o(s)$ 分别是控制器和被控对象的参数模型, $c \in R^{m_c}$ 和 $o \in R^{m_o}$ 分别是相应的参数向量. 用 $D(\cdot)$ 表示相应向量的值域.

间接整定算法的创建过程可描述如下.

第1步 离线试验. 假设 $o_i \in D(o)$, $i = 1, \dots, N$, 覆盖了 $D(o)$ 中的所有典型点. 当 o 分别取这组典型点时, 利用某种恰当的系统仿真方法, 对应地可获得一组瞬态响应的特征向量 $f_i \in D(f)$, 进而得到一组数据对 (o_i, f_i) , $i = 1, \dots, N$.

第2步 拟合建模. 假设 o 与 f 之间的静态非线性关系为

$$f = F_{fo}(o) \quad (1)$$

基于第1步所得数据对 (o_i, f_i) , $i = 1, \dots, N$, 采用某种恰当的数据拟合方法, 拟合出 $F_{fo}(\cdot)$ 的近似型式 $\tilde{F}_{fo}(\cdot)$, 即

$$f \approx \tilde{F}_{fo}(o) \quad (2)$$

这样, 一旦获取一实际的特征向量 f , 通过(数值地)求解(2)式即可估计出被控系统的模型参数 o , 从而实现了模型参数估计.

第3步 离线寻优. 对于第1步中的任一 $o_i \in D(o)$, 按某种恰当的闭环控制系统品质指

标,如 ISE 或 ITAE 等,利用某种恰当的系统仿真方法和参数寻优方法,可获得相应的最优控制器参数 c^* , $i=1, \dots, N$, 得到数据对 (c^*, c^*) , $i=1, \dots, N$.

第 4 步 拟合整定公式. 与第 2 步类似地, 可得

$$c^* = \tilde{F}_{co}(c^*) \quad (3)$$

第 5 步 完整算法. 存储公式(2)和(3), 在线或离线地自动获取瞬态响应的特征向量后, 代入这两个公式进行在线或离线计算, 即可实现控制器参数的自动整定.

若 $\tilde{F}_{co}(\cdot)$ 是 Ziegler-Nichols 规则, 则相应的间接整定法只适于 PID 控制器. 文[8, 9]专门研究了 $F_{co}(\cdot)$ 的拟合问题, 建立了许多有用的整定用拟合公式和表格, 主要也只适于 PID 控制器.

间接整定的时间消耗主要在于数值地求解(2)式以获得被控系统模型参数 c 的估计. 对于任一给定的 c , 总存在相应的瞬态响应特征向量 f ; 但反之却并不成立. 这与特征变量的选择有关, 还与其物理检测、数值计算等的误差有关. 也就是说, 存在 F_{co}^{-1} 无定义的情况.

间接整定中所用的非线性拟合方法大致有 3 种: 解析法^[2~5]、试凑法^[3~5] 和神经网络. 前两种方法需对被控系统的参数模型作某些近似, 一般都假定为一阶惯性环节加纯滞后型式. 最后一种方法原则上可逼近任意属于 L_2 的非线性函数. 但是, 非线性拟合方法本身并不受整定过程的间接与直接的限制.

3.2 直接整定

在获取瞬态响应的特征向量 f 之后, 直接整定首先据此对闭环系统的品质进行评价, 这种评价一般是以期品质为参照而进行的. 设与期望品质对应的特征向量为 $f^{(d)}$, 评价的结果为 E , 则评价过程可形式地表示为

$$\left. \begin{aligned} F_{Ef}: D(f, f^{(d)}) &= D(E) \\ \text{或: } E &= F_{Ef}(f, f^{(d)}) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

显然, (4) 式代表了一种瞬态响应的模式分析与理解过程. 然后, 基于当前的评价 E , (经验地) 决定控制器参数的修正量 c , 以使实际品质向期望品质方向逼近. 这一决策过程可表示为

$$c = F_{CE}(E) = F_{CE}(F_{Ef}(f, f^{(d)})) = F_{Cf}(f, f^{(d)}) \quad (5)$$

为了实现以上决策, 需知道控制器参数的变化对闭环系统品质变化的影响关系.

由于控制器参数的修正一般不可能一步到位, 因此需要一个渐近的迭代过程

$$c(k) = c(k+1) - c(k) = F_{Cf}(f(k), f^{(d)}) \quad (6)$$

式中, k 表示迭代指数.

文[10]通过一些近似处理推导了一种 PID 控制器参数的在线直接整定的迭代公式. 文[11~17]介绍的 EXACT 自整定法, 首先在线地识别闭环系统的输出瞬态响应的模式, 确定模式上的各种特征, 如超调、衰减率、振荡周期等, 然后据此利用改进的 Ziegler-Nichols 规则整定控制器参数, 即近似地实现了一种 $F_{Cf}(\cdot, \cdot)$. 文[18, 19]总结了一组经验整定规则 $F_{Cf}(\cdot, \cdot)$. 文[20~23]应用模糊集合理论来实现闭环系统品质的综合评价以及控制器参数的修正决策.

控制工程师手工整定控制器参数时, 其实就是在观察瞬态响应的形状(获得特征)后, 先对闭环系统的品质进行评价, 然后基于此, 根据控制器参数变化对闭环系统品质变化的影响关系, 经验地决定控制器参数的渐近修正量. 因此, 直接整定比较确切地模仿了控制工程师的行

为过程.

3.3 自整定过程自身的自适应

自整定过程实际上是一种非线性映射, 即

$$\left. \begin{array}{l} \text{间接整定} \\ \text{直接整定} \end{array} \right\} \begin{array}{l} D(f) \quad D(\cdot) \quad D(\cdot) \\ D(f, f^{(d)}) (= D(f)) \quad D(\cdot) \end{array} \quad (7)$$

为了能够建立某种自整定算法以及为了其计算上的高效性, 总是将 $D(f)$ 和 $D(\cdot)$ 限制在十分有限的范围内, 只要包括了工程中的典型点即可. 当被控对象及其环境的特性在这些所限定的范围内变化时, 相应的自整定算法将给控制器赋予自适应能力. 但是, 当被控对象及其环境的特性发生巨大变化, 致使 f 和 \cdot 脱出原来假设的范围, 以及需要采用新型控制器时, 自整定过程自身必须具有适应这些变化的能力. 称此为自整定过程自身的自适应问题.

从前述间接整定和直接整定的描述可见, 相应的被控系统模型参数的估计公式、闭环系统品质的综合评价公式或规则, 以及控制器参数整定公式或规则, 一旦确定, 都固定不变. 事实上, 现存的大多数自整定法都还没有涉及自身自适应问题.

要赋予间接自整定自身自适应能力, 往往要求在线地改变被控系统参数模型的原有结构假定. 这是比较困难的. 要赋予直接自整定自身自适应能力, 虽不受被控系统参数模型原有结构假定的限制, 但是, 却无法借用通常自适应控制中先估计被控系统模型, 然后据此综合控制这一典范程式的任何现存结果, 因而显得无现存道路可循.

文[24~27]开发的直接自整定法 LARGE, 具有自身自适应能力. LARGE 假设控制器参数变化对闭环系统品质变化的影响关系如下:

$$f(k+1) = Af(k) + B \cdot c(k) \quad (8)$$

式中 A 和 B 为恰当维数的未知数值阵. 首先在线估计 A, B 阵, 然后应用最小值原理求解一个拟 LQR (线性二次型调节器) 问题, 以获得控制器参数的渐近收敛预估修正序列, 并按滚动优化原理使用该预估序列的第一步.

3.4 间接整定与直接整定的比较

直接整定不受被控系统的特性 (如非线性、纯滞后大小、参数模型的结构等) 的直接限制. 实际上, 直接整定根本不直接涉及被控系统的数学模型. 而间接整定则有此限制.

直接自整定法中已有被赋予自身适应能力的, 而给间接自整定赋予自身自整定能力却比较困难.

直接整定从瞬态响应的特征向量一步映射到控制器参数的修正量, 没有间接整定中先映射到被控系统的模型参数这一中间步骤, 如 (7) 式所示. 因此, 原则上讲, 直接整定具有更高的计算效率.

间接整定包含了由于考虑被控系统参数模型的简洁性和通用性而带来的误差, 而直接整定根本地避免了这一误差来源. 因此, 直接整定具有更高的计算准确度.

直接整定中控制器参数的整定规则, 或者是作了大量近似、简化才导出的, 或者是操作经验的总结, 其最优性难于保证. 而在间接整定中, 当获得被控系统的参数模型之后, 是可能设计最优控制器参数的.

直接整定本质上讲是一个对控制器参数的迭代修正过程, 是一种学习策略, 存在收敛性问题, 其研究十分困难. 目前的直接自整定法中, 往往需要指定期望的瞬态响应特征 (对应于期望的闭环系统品质), 作为控制器参数迭代修正过程的收敛终点. 间接整定则不存在此问题, 能够

确定控制器参数空间中的绝对最优优点.

4 自整定过程中控制器的离线与在线

不少间接自整定法在整定控制器参数的过程中将控制器置于离线方式, 按需要间歇地由控制方式切换到自整定方式. 有 3 种离线方式.

第一, 将基本反馈控制回路完全断开, 使被控系统处于完全开环状态. 然后将测试信号直接输入被控系统, 以激励瞬态响应, 如飞升曲线. 通过检测和数据处理, 获取瞬态响应特征, 据此估计被控系统的参数模型. EXACT 中有一种备用功能以及文[6]中的预整定即如此.

第二, 原来的控制器用一个已知的非线性环节替换, 如理想继电器环节^[6, 28]、带滞环的实际继电器环节等. 然后, 调整非线性环节的参数, 使闭环系统的输出处于等幅振荡, 其幅值可由相应非线性环节的参数控制. 测量出此等幅振荡的幅值和周期, 据此计算出被控系统的临界振荡频率和幅值.

第三, 原来的控制器用其中的部分基本功能替换. 然后, 给闭环系统输入测试信号以产生输出瞬态响应, 并获取其特征向量, 据此估计被控系统的参数模型. 如原来的 PI 或 PID 控制器用比例控制器替换^[2~5].

第一种方式虽然避免了闭环辨识的困难, 但对基本反馈控制系统的正常运行的影响最大. 第二种方式工程上常常也是不允许的. 第三种方式使离线方式下自整定对基本反馈控制系统的正常运行的影响降到了最低程度.

也有间接自整定法在自整定过程中将控制器置于在线方式, 如文[1].

在直接自整定法中, 控制器通常是处于在线方式的, 如文[10~27, 29, 30], 控制器参数的自整定过程对基本反馈控制系统的正常运行几乎没有影响.

5 瞬态响应特征的获取

瞬态响应特征的定义和获取, 对于控制器参数的基于瞬态响应的自整定, 具有举足轻重的作用. 为瞬态响应定义特征变量并非易事. 作为特征变量, 应能有效地表征瞬态响应、直观、数目尽可能少, 且易于物理检测、易于处理和计算. 而且, 由于瞬态响应是一个随时间变化的动态过程, 因此, 特征变量的选取和定义还必须能有效、确切地表征瞬态响应的总体演变特性. 同时, 存在多种因素, 如不可测干扰、噪声, 以及输入信号、控制器参数的正常变动引起的不可避免的扰动等, 都会使瞬态响应特征难于准确获取, 甚至导致错误获取.

不少瞬态响应自整定法将不是反映瞬态响应总体演变特性的变量选取, 定义成了特征变量. 譬如将控制偏差本身选为特征变量, 整定规则为: “如果控制偏差很大, 则较大幅度地减小 PID 控制器的比例增益”等. 这样, 结果将不是控制器参数的自整定, 实际上却成了一种使控制器输出的控制函数的局部形状发生变化的机制. 区别是一种时变增益控制算法, 还是一种自整定算法, 就在于进行决策所基于的变量是否真是瞬态响应的特征变量.

通常选作为瞬态响应的特征的变量有: 峰值, 如文[2~5, 15~27, 30], 衰减比, 如文[10, 15~17, 24~27, 30], 各种典型时间(或周期), 如文[1~7, 10~30], 控制偏差的积分性能指标(如 ISE 或 ITAE 等), 如文[8~9, 18~23], 特征面积, 如文[1, 11~14, 29].

尽管瞬态响应自整定法中整定策略是基于瞬态响应的特征而进行的, 但是, 大多数瞬态响应自整定法却并没有专门考虑瞬态特征的准确、快速获取问题. 譬如, 如何克服噪声和扰动的

影响,如何减少甚至消除瞬态响应的错误识别,如何判断一个瞬态响应是否完全表现出来了等.

文[11~17,19,24~27,29~30]都明确地把特征获取作为对瞬态响应进行模式识别的结果.特别是文[24~27]为瞬态响应的模式识别开发了一种专家系统方案,其中通过将移动窗口内的瞬态响应数据拟合成抛物线和双折线,来克服数据的高频小幅脉动,实现对瞬态响应单个原始特征的获取.瞬态响应被表达成一种动态框架,嵌在其内部以及作用于整个动态框架上的逻辑推理系统,实现了对完备瞬态响应的准确识别.

6 结语

基于瞬态响应的自整定法,若是在线的,则对基本反馈控制回路的正常运行原则上没有影响;若是直接的,则具有较高的数值计算效率和准确度,且不受被控系统的特性的直接限制;若还具有自身自适应能力,则可适应被控系统与环境特性的大范围变动及控制器型式的变化.因此,具有自身自适应能力的瞬态响应在线直接自整定法,是工程上最理想和期望的,同时富有技术挑战性,涉及瞬态响应的在线模式识别、控制器参数的最优渐近修正、迭代修正过程的收敛性,以及自整定的自身自适应等.

参 考 文 献

- 1 Nishikawa Y, *et al.* A Method for Auto-tuning of PID Control Parameters. *Automatica*, 1984, **20**(3): 321~332
- 2 Yuwana M, Seborg D E. A New Method for On-line Controller Tuning. *AICHE J*, 1982, **28**(3): 434~440
- 3 俞金寿.在线辨识及调节器整定的一种新方法. *化工自动化及仪表*, 1984, **11**(4): 6~11
- 4 俞金寿,曲海峰.一类自整定控制系统的研究. *华东化工学院学报*, 1986, **12**(增刊): 25~35
- 5 俞金寿.闭环辨识与最优整定. *自动化仪表*, 1987, **8**(9): 8~11, 42
- 6 李清泉,郭莉.智能PID调节器. *自动化学报*, 1993, **19**(3): 336~339
- 7 Ziegler J G, Nichols N B. Optimum Settings for Automatic Controllers. *Trans of the ASME*, 1942, **64**: 759~768
- 8 Lopz A M, *et al.* Tuning Controllers with Error-integral Criteria. *Instrumentation Technology*, 1967, **14**(11): 57~62
- 9 Miller J A, *et al.* A Comparison of Controller Tuning Techniques. *Control Engineering*, 1967
- 10 Chidambara M R. Chemical Process Control- A New Technique for Adaptive Tuning of Controllers. *Int J of Control*, 1970, **12**(6): 1057~1074
- 11 Bristol E H. Pattern Recognition: An Alternative to Parameter Identification in Adaptive Control. *Automatica*, 1977, **13**(2): 197~202
- 12 Brito E H. The Design of Industrially Useful Adaptive Controllers. *ISA Trans*, 1983, **22**(3): 17~25
- 13 Bristol E H. Experimental Analysis for Engineering of Adaptive Designs. *Chemical Engineering Progress*, 1983, **79**(6): 63~76
- 14 Bristol E H, Kraus T W. Life with Pattern Adaptation. *Proc of the 1984 ACC*, 1984, **2**: 888~892
- 15 Kraus T W, Myron T J. Self-tuning PID Controller Uses Pattern Recognition Approach. *Control Engineering*, 1984, **31**(6): 106~111
- 16 Carmon A. Intelligent Knowledge-based Systems for Adaptive PID Controller Tuning. *J A*, 1986, **27**(3): 133~138
- 17 Myron T J. Self-tuning PID Control- An Expert System Approach. *Proc of the IFAC Workshop on Auto Contr in Petro, Petrochem and Desal Industries, Kuwait*, 1986: 77~80
- 18 Porter B, Jones A H, Mckeown C B. Real-time Expert Tuners for PI Controllers. *Proc of IEE, Part D*, 1987, **134**(4): 260~263
- 19 Mahmoud M S, Abou-Elseoud A A, Kotob S. Development of Expert Control Systems: A Pattern Classification and Recognition Approach. *J of Intell and Robot Sys*, 1992, **5**(2): 129~146

- 20 van Nauta Lemke H R, Wang D Z. Fuzzy PID Supervisor. Proc of the 24th IEEE Conf on Deci and Contr, U SA, 1985, 1: 602 ~ 608
- 21 de Silva C W. A Two-level Servo Structure with Knowledge-based Tuning. Eng Appli of Artif Intell, 1990, 3(3): 180 ~ 185
- 22 de Silva C W. An Analytical Framework for Knowledge-based Tuning of Servo Controllers. Eng Appli of Artif Intell, 1991, 4(3): 177 ~ 189
- 23 罗 安, 路甬祥. 专家PID 控制器及其应用. 信息与控制, 1992, 21(3): 151 ~ 155
- 24 田 华, 蒋慰孙. 调节器参数的实时自学习. 工业过程模型化与控制, 1989, 3: 223 ~ 227
- 25 田 华, 蒋慰孙. 在线学习控制参数的实时专家系统. 华东化工学院学报, 1991, 17(3): 356 ~ 366
- 26 田 华, 蒋慰孙. 专家式控制参数实时自学习算法(LARGE). 自动化学报, 1992, 18(1): 1 ~ 8
- 27 Tian H, Jiang W S. A Real-time Algorithm of Learning Automatically Regulation Gains as an Expert (LARGE). Chinese Journal of Automation, 1992, 2(3): 223 ~ 227
- 28 Astrom K J, Haggglund T. Automatic Tuning of Simple Regulators with Specification on Phase and Amplitude Margins. Automatica, 1984, 20(5): 645 ~ 651
- 29 Bristol E H, Inaloglu G F, Steadman J F. Adaptive Process Control by Pattern Recognition. Instruments and Control Systems, 1970, 43(3): 101 ~ 105
- 30 Carmon A. Applying Self-tuning Control to Plant. Control and Instrumentation, 1985, 18(1): 81, 83

TRANSIENT RESPONSE BASED SELF-SETTLING METHODS OF CONTROLLER PARAMETERS

TIAN Hua WU Qidi XIAO Yunshi

(Department of Electrical Engineering, Tongji University, Shanghai 200092)

Abstract Operation mechanisms of transient response based self-settling controllers are deeply analyzed from two views, i. e., the on-line/off-line modes of the controller and the case whether a parametric model of the controlled system is needed in the course of settling parameters of a controller. From this, effort is made to explore the fundamentals of transient response based self-settling methods of controller parameters.

Key words controllers, self-settling, self-learning, transient responses, self-settling controllers

作者简介

田 华, 男, 30 岁, 出站博士后, 副教授. 研究领域为智能控制系统, 现代控制理论与应用, 智能系统, 复杂系统, 系统开发理论与方法, 企业系统.

吴启迪, 女, 49 岁, 博士, 教授, 博士生导师. 研究领域为智能控制, 现代控制理论与应用, 计算机集成制造系统(CIMS), 并行工程, 系统工程.

萧蕴诗, 男, 48 岁, 教授. 研究领域为计算机控制, 计算机集成制造系统(CIMS), 系统开发理论与方法.