

基于规则的滞环非线性补偿控制

刘吉臻 曾德良 刘延泉

(华北电力大学动力工程系·河北保定, 071003)

摘要: 本文提出了一种基于规则的滞环非线性补偿控制算法, 该算法把传统的线性反馈控制器与一个基于规则的滞环补偿器相结合, 具有结构简单, 易于实现的特点. 文中给出了系统的整定方法及步骤. 仿真研究证明了该算法对于滞环非线性系统控制的有效性.

关键词: 基于规则的控制; 滞环非线性补偿; 非线性系统

1 前言

在工业过程控制中, 滞环特性是一种常见的非线性形式. 机械齿轮间隙以及电液伺服阀是两种引起滞环特性的主要原因. 由于滞环是一种不可微的非线性特性, 因而难以进行建模与控制. Volterra 和 Wiener 的非线性理论以及一般的自适应控制理论, 通常只是对可微的非线性有效. 而经典的描述函数分析方法以及现代的神经网络虽然可以解决不可微非线性的控制问题, 然而导出的控制策略往往相当复杂, 不便于设计和工程实现. 事实上, 在大多数具有滞环非线性特性的工业系统中, 广泛采用的仍然是线性控制器. 为了避免非线性特性可能引起的系统超调甚至不稳定, 只能采取保守的控制器参数, 其结果将使整个系统的控制品质降低.

基于规则的方法可以使不可微非线性特性的描述相对地简单, 而且可以方便地用数字控制方法加以实现. 文献[1]提出了滞环非线性逆补偿的一种算法. 关于如何解决未知特性参数问题, 文中研究了自适应逆补偿算法. 文献[2]研究了滞环逆补偿算法在一个实际工业过程控制中的应用, 其结论是通常意义下的滞环逆补偿器必须进一步加以改进才有可能在工业控制中应用.

本文首先给出了滞环非线性特性及其逆补偿器的规则模型. 与一个线性反馈控制器相结合, 对滞环逆补偿器算法进行了简化, 使滞环逆补偿器仅含有一个需要整定的参数. 在此基础上, 着重研究了控制系统的综合方法, 以及滞环逆补偿器的整定原则, 并提出了临界补偿的概念. 本文提出的算法结构简单, 易于实现, 并且可以在线整定参数. 仿真研究表明, 控制系统的品质得到了显著的改善.

2 系统描述

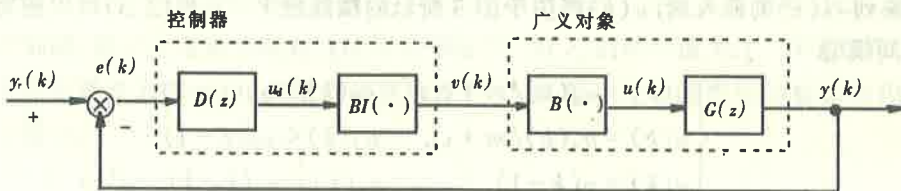


图1 单入单出非线性系统的离散结构

考虑一个离散的 SISO 系统,如图 1. 受控过程包括一个线性环节 $G(z)$ 和一个滞环非线性环节 $B(\cdot)$. 控制器包括线性 PID 控制器 $D(z)$, 以及一个串连的滞环非线性补偿器 $BI(\cdot)$. 图 2 描述了受控过程的滞环特性. 表征滞环非线性的变量 c_r 和 c_l 决定了两条斜线的横向截距. 这里,我们假设滞环特性的正向和负向斜率同为 m . 虽然这种假设与文献[1]中具有不同斜率的描述相矛盾,然而,实际工业过程控制的经验已经表明,在大多数场合,相同斜率的假设是正确的^[2].

首先,我们定义滞环非线性对象的知识模型 $B(\cdot)$. 在时间 k , $B(\cdot)$ 的输出 $u(k)$ 依赖于输入 $v(k)$ 以及前一时刻输出 $u(k-1)$ 和输入 $v(k-1)$. 对文献[1]中的模型进行简化,可得离散知识模型:

$$\begin{cases} u(k) = m(v(k) - c_r), & v(k) \geq (u(k-1)/m + c_r), \\ u(k) = m(v(k) - c_l), & v(k) \leq (u(k-1)/m + c_l), \\ u(k) = u(k-1), & (u(k-1)/m + c_l) < v(k) < (u(k-1)/m + c_r). \end{cases} \quad (2.1)$$

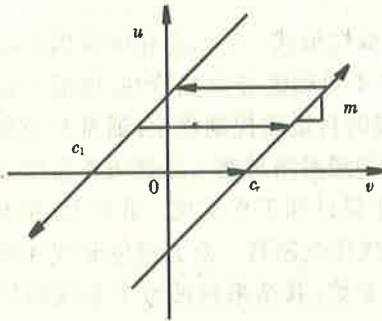


图 2 滞环非线性特性

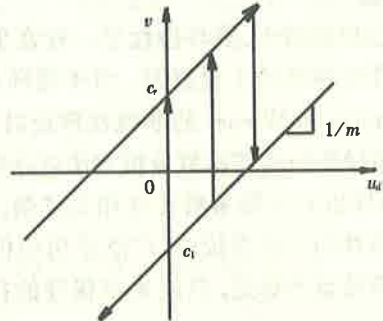


图 3 滞环逆非线性特性

现在我们来考虑设计一个非线性的补偿器 $BI(\cdot)$. 一种直接的设计方法就是使得 $BI(\cdot)$ 精确地对消滞环非线性的影响. 可得下式:

$$u(k) = B(BI(u_d(k))) = u_d(k). \quad (2.2)$$

为得到 $v(k) = BI(u_d(k))$ 之间的关系,我们可以从图 2 中得到滞环非线性的逆. 图 3 给出了这个滞环逆的输入输出特性. 这里 $u_d(k)$ 为输入, $v(k)$ 为输出. 同样我们也可以得到 $BI(\cdot)$ 的输入输出知识模型:

$$\begin{cases} \text{If } u_d(k) > u_d(k-1) & \text{Then } v(k) = u_d(k)/m + c_r, \\ \text{If } u_d(k) < u_d(k-1) & \text{Then } v(k) = u_d(k)/m + c_l, \\ \text{If } u_d(k) = u_d(k-1) & \text{Then } v(k) = v(k-1). \end{cases} \quad (2.3)$$

可以看到,只有当 $u_d(k) - u_d(k-1)$ 的符号发生变化时, $BI(u_d(k))$ 的输出端 $u(k)$ 才会发生跳变. 反映到 $G(z)$ 的输入端, $u(k)$ 将位于图 3 所示的横线段上. 方程(2.3)可以被写成如下的离散时间模型

$$\begin{cases} v(k) = u_d(k)/m + c_r, & u_d(k) > u_d(k-1), \\ v(k) = u_d(k)/m + c_l, & u_d(k) < u_d(k-1), \\ v(k) = v(k-1), & u_d(k) = u_d(k-1). \end{cases} \quad (2.4)$$

这里,假设 m , c_r 和 c_l 均为常数,并且为已知.

3 算法设计

方程(2.4)给出了一个基于假设 m , c_r 和 c_l 都已知的理想滞环补偿器的设计方法. 然而,

这些参数通常是不可知的,并且可能是时变的.在实际的应用中,获得这些参数往往需要通过离线或在线估计才能实现.在这一节里,我们将引入简化补偿器的方法.此外,补偿器的设计与整定的方法也将在这一节里被讨论.

3.1 补偿器的简化

线性控制器 $D(z)$ 为一个比例积分微分控制器.经典的 PID 控制器的离散形式为

$$u_d(k) = K_p[e(k) + K_I \sum_{i=1}^k e(i-1) + K_D(e(k) - e(k-1))]. \quad (3.1)$$

这里, K_p, K_I, K_D 分别为比例增益,积分增益,微分增益.假如我们定义一个新的控制变量 $u'_d(k) = u_d(k)/m$,那么方程(2.4)可以被写成:

$$\begin{cases} v(k) = u'_d(k) + c_r, & u'_d(k) > u'_d(k-1), \\ v(k) = u'_d(k) + c_l, & u'_d(k) < u'_d(k-1), \\ v(k) = v(k-1), & u'_d(k) = u'_d(k-1). \end{cases} \quad (3.2)$$

那么方程(3.1)所给出的控制规律将变为

$$u'_d(k) = \frac{K_p}{m} \left[e(k) + K_I \sum_{j=1}^k e(i-1) + K_D(e(k) - e(k-1)) \right]. \quad (3.3)$$

从方程(3.3)中可以看出,新的控制器增益变为 $K'_p = K_p/m$.这意味着滞环非线性的斜率 m 已经被看成是过程增益的一部分.假如 $G(z)$ 的增益并不是精确地被已知,那么也没有必要精确的已知 m 的值.因此,滞环非线性斜率的变化等效于控制器增益的变化.换句话说,补偿器的斜率可作为控制器增益的一部分被整定或优化.

现在余下的补偿器参数还有 c_r 和 c_l .假如我们定义 $u_d^*(k)$

$$u_d^*(k) = u'_d(k) + (c_r + c_l)/2. \quad (3.4)$$

对方程(3.2),用 $u_d^*(k)$ 代替 $u'_d(k)$,可得

$$\begin{cases} v(k) = u_d^*(k) + c_b, & u_d^*(k) > u_d^*(k-1), \\ v(k) = u_d^*(k) - c_b, & u_d^*(k) < u_d^*(k-1), \\ v(k) = v(k-1), & u_d^*(k) = u_d^*(k-1). \end{cases} \quad (3.5)$$

这里 $c_b = (c_r - c_l)/2$.

在 $u_d^*(k)$ 和 $u'_d(k)$ 之间,总存在着不变的误差 $(c_r + c_l)$.假如采用的是 PID 控制器,由于控制器的积分作用,稳态时刻的误差将会消失.因此,也可以这么说,用 $u_d^*(k)$ 来代替 $u'_d(k)$ 的影响很小.总结起来说,方程(3.5)定义了一个有且只有一个整定参数 c_b 的滞环非线性补偿器.

3.2 整定过程

理想的 c_b 值应该为过程滞环非线性特性横线段距离的一半.在大多数场合,这个理想的 c_b 值是未知的,需要通过离线或在线的方法来估计.取 c_b 的估计值为 c_b^* .对于方程(3.3)所给出的线性控制器及方程(3.5)所给出的非线性补偿器,整个控制器参数的整定过程可以用如下四步来描述:

- 1) 令 $c_b^* = 0$;
- 2) 使用常规的方法来整定 PID 控制器,以得到一组优化的 PID 参数;
- 3) 以固定的速度增加 c_b^* ,并且计算相应的品质指标,继续增加 c_b^* ,直到品质指标最小;
- 4) 重新整定 PID 控制器参数.

理论和经验都证明,对于这个特定的非线性系统,如果当 c_b^* 增加到比实际的非线性环节所对应的 c_b^* 的“真值”大,那么系统将发生极限环振荡.

为了验证极限环状态,假设系统初始状态是稳定的.当控制器的输出发生小的扰动,假如 $u_d^*(k) > u_d^*(k-1)$,而且 $u_d^*(k-1) \leq u_d^*(k-2)$,那么

$$u(k) = B(BI(u_d^*(k))) = u_d^*(k) + (c_b^* - c_b). \quad (3.6)$$

附加的补偿 $(c_b^* - c_b)$ 将增大系统的输出 $y(k)$. 控制器为了补偿 $y(k)$ 的增大,输出 $u_d^*(k)$ 将降低. 当控制器输出满足 $u_d^*(k) < u_d^*(k-1)$,那么 $u(k)$ 将变为

$$u(k) = B(BI(u_d^*(k))) = u_d^*(k) - (c_b^* - c_b). \quad (3.7)$$

同样,附加的补偿 $-(c_b^* - c_b)$ 将削减系统的输出 $y(k)$. 控制器为了补偿 $y(k)$ 的降低,输出 u_d^* 将增大. 系统将回到(3.6)式中的情况.

这种附加的补偿作用将在过程 $G(z)$ 的输入端产生一种类似继电器的扰动信号. 继电器信号的幅值为 $(c_b^* - c_b)$. 因此在过程 $G(z)$ 的输入和输出两端将产生一种极限环振荡. 临界振荡的周期和幅值取决于系统的动态特性以及 $(c_b^* - c_b)$ 的幅值.

根据上述分析,补偿器估计参数 c_b^* 应满足 $c_b^* < c_b$,以避免不必要的系统临界振荡. 从另一方面来说,我们可以通过增加 c_b^* 的值,使系统达到临界振荡状态,从而得到 c_b^* 的临界值.

3.3 灵敏度因子

根据补偿器方程,当 $u_d^*(k) = u_d^*(k-1)$, $v(k)$ 的输出保持不变. 实际上,由于在过程的输入与输出端经常存在着随机噪声,上述条件往往不能够得以保证. 由于滞环非线性环节的不连续特性, $u_d^*(k)$ 的变化将会导致 $v(k)$ 的跳变. 我们可以通过采用一个灵敏度因子 δ 来克服这种影响. 因此,方程(3.5)被改写成:

$$\begin{cases} v(k) = u_d^*(k) + c_b, & \Delta > \delta, \\ v(k) = u_d^*(k) - c_b, & \Delta < \delta, \\ v(k) = v(k-1) + \delta, & |\Delta| \leq \delta. \end{cases} \quad (3.8)$$

这里, $\Delta = u_d^*(k) - u_d^*(k-1)$, δ 不能被定义得太大,可以根据过程噪声水平来决定它的值.

4 仿真研究

被控对象线性部分的连续时间模型可用下式来描述:

$$G(s) = \frac{K(1 + T_4s)}{(1 + T_1s)(1 + T_2s)(1 + T_3s)} e^{-T_d s}. \quad (4.1)$$

这里, $K = 1$, $T_1 = 10$ 秒, $T_2 = 7$ 秒, $T_3 = 3$ 秒, $T_4 = 2$ 秒, $T_d = 4$ 秒,采样时间 $h = 4$ 秒,相应的离散时间模型为

$$G(z) = \frac{0.0652z^{-1} + 0.0493z^{-2} - 0.0075z^{-3}}{1 - 1.4986z^{-1} + 0.7041z^{-2} - 0.0888z^{-3}} z^{-1}. \quad (4.2)$$

一个具有零均值,单位方差,幅值系数 0.01 的噪声序列被加在过程的输出上作为扰动信号.

为了评价算法的有效性,我们采用了一个二次型品质指标:

$$\sigma_1 = \sum_{k=0}^M (e^2(k) + \lambda u_d^2(k)). \quad (4.3)$$

这里 $e(k) = y_r(k) - y(k)$, $y_r(k)$ 作为 $y(k)$ 的参考定值, M 为仿真时间,系数 λ 为权重因子. PID 控制器的参数通过最小化品质指标 σ_1 来整定.

为了估计补偿器参数 c_b^* ,我们采用了另外一个品质指标:

$$\sigma_2 = \sum_{k=0}^M (v(k) - v(k-1))^2. \quad (4.4)$$

对于一个给定的控制器增益集合, 每一个给定的 c_b^u , σ_1 都会有一个极小值. 不管 c_b^u 什么时候增加, σ_2 都会增加. 一旦系统发生极限环振荡, σ_2 的值就会显著的增加.

被模拟的滞环非线性的参数为 $m = 1, c_r = 0.4, c_l = -0.4$. 我们首先将 c_b^u 设置为 0, 并且整定出相应的控制器优化参数 $K_p = 1.05, K_I = 0.22, K_D = 1.25$.

首先, 我们作一个没有滞环补偿 ($c_b^u = 0$) 的设定值扰动响应仿真(图 4). 同理论分析的结果一样, 系统响应具有较大的超调. 因此, 接下来应该增加 c_b^u 的值并监视系统响应的品质指标.

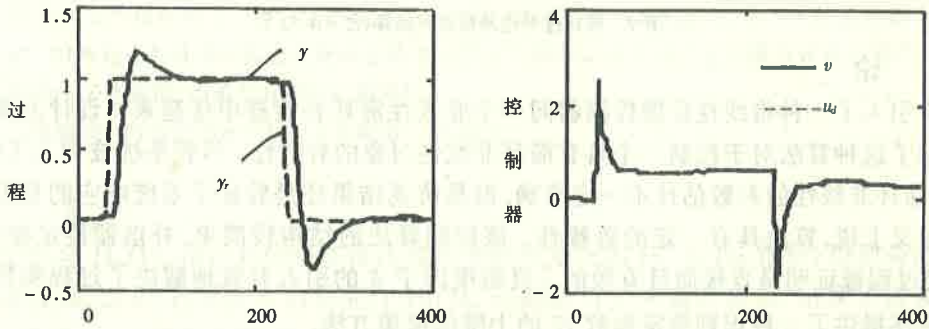


图 4 无滞环补偿系统响应 ($c_b^u = 0$)

图 5 显示了整定 c_b^u 的过程, 整定时, c_b^u 的值按照 0.1 递增, 灵敏度带宽 $\delta = 0.02$, 同 3.2 节的理论分析相符, 当 $c_b^u = 0.4, \sigma_2$ 和 σ_1 的和最小.

图 6 显示了这种条件下系统的闭环响应, 可以看到, 引入了滞环非线性补偿可以显著地消除在设定值扰动情况下的超调量.

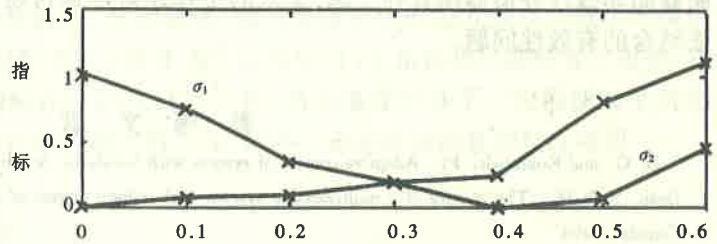


图 5 滞环参数 c_b^u 的整定过程

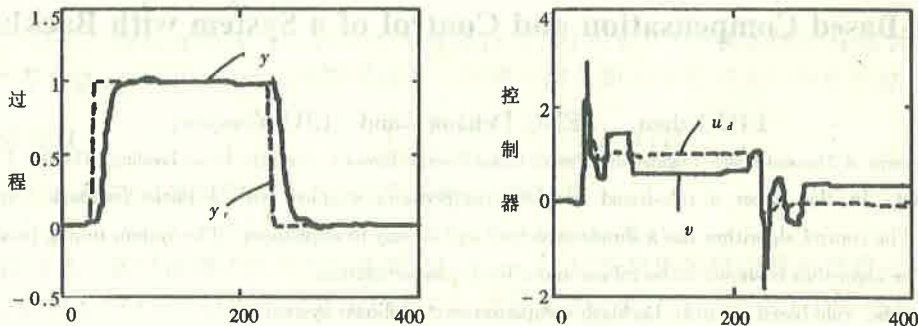
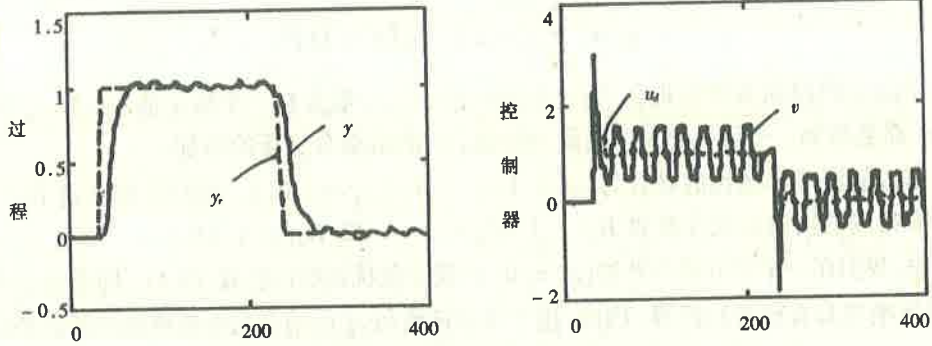


图 6 理想滞环补偿系统响应 ($c_b^u = 0.4$)

图 7 验证了当 $c_b^u > c_b$ 时, 极限环振荡将发生. 图中, $c_b^u = 0.5, v(k)$ 的振荡幅值为 0.5. 假如 c_b^u 的值继续增加, 那么 $v(k)$ 和 $y(k)$ 的振荡幅值会相应地增加. 针对不同的 m, c_r 和 c_l 的仿真都证明了, 只要满足 $0 < c_b^u < c_b$, 本文所引入的滞环非线性补偿算法就会比常规的 PID 控制回路具有更良好的品质.

图 7 滞环过补偿及极限环振荡 ($c_b^* = 0.5$)

5 结 论

本文引入了一种将线性反馈控制器同一个非线性滞环补偿器串接起来的设计方案, 仿真结果表明了这种算法对于控制一个具有滞环非线性对象的有效性. 尽管系统被加上了随机噪声, 而且滞环非线性的参数估计不一定准确, 但是仿真结果还是验证了系统响应的良好品质. 在这种意义上说, 算法具有一定的鲁棒性. 该控制算法的结构较简单, 补偿器整定参数只有 c_b^* . 整定过程被证明是直接而且有效的. 灵敏度因子 δ 的引入有效地解决了过程噪声问题. 极限环振荡提供了一种识别整定参数 c_b^* 的上限的简单方法.

更进一步的工作应该集中到在线估计参数 c_b^* 上. 尽管本文的算法将一个经典的 PID 控制器同非线性补偿器结合在一起, 未来的工作还可以探讨将非线性补偿器同更高级的控制算法结合的有效性.

参 考 文 献

- 1 Tao, G. and Kokotovic, P. Adaptive control of system with backlash. *Automatica*, 1993, 29(2):323-335
- 2 Dean, S.R.H.. The control of a multivariable system with a high degree of backlash. M. Sc. Thesis, Queen University, Canada, 1994
- 3 Dean, S.R.H. and Surgenor. Experimental evaluation of a backlash inverter as applied to a servomotor with gear train. 4th IEEE CCA, New York, 1995

Rule-Based Compensation and Control of a System with Backlash

LIU Jizhen, ZENG Deliang and LIU Yanquan

(Department of Thermal Power Engineering, North China Electric Power University, Hebei Baoding, 071003, PRC)

Abstract: In this paper a rule-based backlash compensator coupled with a linear feedback controller is developed. The control algorithm has a simple structure and is easy to implement. The system tuning procedures is outlined. The algorithm is shown to be robust and effective in simulation.

Key words: rule-based control; backlash compensation; nonlinear system

本文作者简介

刘吉臻 1951年生. 教授, 博士生导师. 1982获华北电力学院硕士学位, 1989年、1994年两次去加拿大女王大学进修. 主要研究方向包括计算机控制, 非线性系统控制, 自适应控制, 智能控制.

曾德良 1969年生. 1995年获华北电力学院硕士学位, 现为华北电力大学博士研究生.

刘延泉 1963年生. 1992年获华北电力学院硕士学位, 现为华北电力大学动力系副教授.