

分区积分控制法*

——一种有效的数字控制方法

朱善君 严继昌

(清华大学工业自动化系)

(提要) 本文介绍作者科研工作中总结出的一种控制方法——分区积分法(ZI法)。该法原理简单,使用方便,在计算机应用普及的今天,是很有推广意义的。

一 前 言

过去,在过程自动化中,普遍应用PID控制器。一般说,PID控制器(连续的或离散的)对于过程控制,是利用过程本身受扰动后引起的变化量(我们用 e 表示)进行运算,求出控制量 u_c 进行控制(图1)。

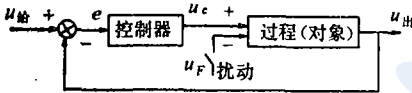


图1 控制系统的一般结构框图

为了分析方便,我们把过程环节放大倍数定为1,时间常数为 T_0 的惯性环节。

在理想情况下,假设无扰动时,系统已达到平衡状态,则 $u_{出} = u_{给}$, $u_c = u_{出}$ 。而当加上扰动时, $u_{出}$ 必然会有变化。有控制器时, u_c 将加大或减小,以抵消 u_F 的作用,使 $u_{出} = u_{给}$ 。

人们一般都希望控制器能够尽快地克服扰动,并希望扰动对 $u_{出}$ 的影响(即波动)尽可能地小,最好没有超调(见图2)。

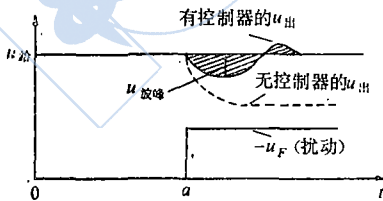


图2 扰动对有(无)控制器的系统的作用

用PID控制器可以达到上述希望,因为

PID控制器的输入输出关系对连续系统有

$$u_c(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt}$$

对离散系统有

$$u_c(n) = K_P e(n) + K_I \sum_{n=0}^n e(n) + K_D [e(n) - e(n-1)]$$

我们只要调整好三个参数 K_P , K_I , K_D , 就可以达到以上希望。但这种控制器的弱点是

- ①所需修改参数较多(3个),不利调整。
- ②参数互相影响,适应性差。
- ③特别在离散控制系统中,由于采样噪声,使微分项产生不符合实际的符号,而难以加入。

二 分区控制器原理

分析PID控制器,我们可以看到PID控制器的输出由三项组成。第一项实质上是在给定和过程输出有差时才有作用,因而它主要起了加快调节速度的作用;第二项是对 $u_{给}$ 和 $u_{出}$ 之差值进行累加积分式,它起着使 u_c 增加(或减小)而抵消 u_F 的作用,最终消除静差,因此这是主要项;第三项则主要由控制器观察计算出 $u_{出}$ 的变化情况,以使 u_c 在 $u_{出}$ 上升时起减小作用,在 $u_{出}$ 下降时起加大作用,它也是在调节过程中起作用的项,但是看趋势,决定如何帮助控制器进行调节。PID三项的作用及关系,可用

* 收到本文的时间是1986年1月31日。

图3说明。

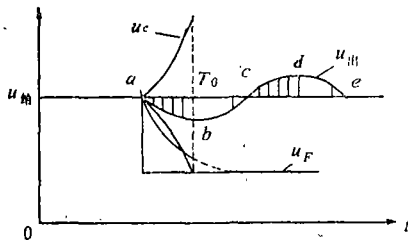


图3 PID 三项对输出量的作用分析

图3描述了系统(见图1)当受扰动后, $u_{出}$ 变化的情况。当系统在 a 点受负扰动时, 则 $u_{出}$ 必然要下降。而当 u_c 补偿了 u_F 时在 b 点时, 过程输入量的叠加量反向, 输出将反向趋势上升。

如果没有微分项, 则积分及比例项从 b 点起将继续增加 u_c , 而且在 c 点时, 保持了积分项从 b 点到 c 点之间的积分值, 这必然是使 u_c 补偿部分大于 u_F 的值, 从而使过程继续上升, 形成超调。

如果加上微分项, 在 ab 段时, 微分项是正的, 它帮助积分项和比例项增加 u_c , 使系统尽快地“拉”回来。而当在 b 到 c 点时, 微分项是负的, 它减缓了积分项增加 u_c 的速度, 从而达到了抑制超调的目的。

上述的作用, 必须是PID参数配合得非常好, 即在 bc 这段时间, 微分、积分、比例三项的作用应近似为零, 才能达到好的调整效果。否则将使系统补偿不足, 或在达到 c 点时补偿过度。这对工程技术人员的调试工作来说, 显然是很不方便的。

如果我们让控制器在 ab 段和 cd 段加强控制, 使系统在 $u_{出}$ 达到 b 点(或 d 点)时正好完成补偿作用。而从 b 点到 c 点使控制器输出不变。这就可以使控制器达到无超调的作用。

这里关键的问题是要记忆过程输出的情况, 了解 $u_{出}$ 是处在 ab 段还是处在 bc 段; 是处在 cd 段, 还是处在 de 段。也就是要控制器分出区段, 根据不同的情况进行控制。

关于分区控制器, 笔者曾在多种控制场合使用, 不但编程容易, 工程技术人员容易懂,

容易整定参数, 控制效果良好, 而且计算机占用时间也比普通的PID算法少5—10倍。

三 分区控制法的工程设计

分区控制器可以是模拟量输入, 开关量输出; 也可以模拟量输入, 模拟量输出。

前者我们曾在全国微机工业控制交流会上介绍过其工作原理及应用情况。在此只给出其控制策略, 即

$$\begin{cases} \text{当 } e < -\varepsilon, \text{ 且 } du_{出}/dt \geq 0 \text{ 时, } u_c = 0 \text{ 状态} \\ \text{当 } e > \varepsilon, \text{ 且 } du_{出}/dt < 0 \text{ 时, } u_c = 1 \text{ 状态} \\ \text{其他情况时, } u_c \text{ 为三态} \end{cases}$$

其中 ε 是人为规定的死区。

对于模拟量输入和模拟量输出的分区控制器是更一般的形式。笔者曾对各种过程对象作过试验, 也均取得较好的效果。

目前我们做的分区控制器是在 ab 段和 cd 段(见图3)进行“快积分”, 而在 bc 段和 de 段进行“慢积分”(甚至几乎不积分)。改变快积分系数, 即改变每次积分(或求和)的时间间隔, 即可达到较好的控制目的。其控制策略如下:

当 $u_{出}$ 在 ab 段和 cd 段时,

$$u_c(n) = \sum_{k=0}^n e(k) + u_{c1}(0);$$

当 $u_{出}$ 在 bc 段或 de 段时,

$$u_c(n_1) = \sum_{j=0}^{n_1} e(j) + u_{c1}(0)$$

其中 $u_c(0)$ 为 u_c 在平衡稳定时的值; $u_{c1}(0)$ 为 u_c 在 b 点(或 d 点)时的值; j 和 k 的时间间隔比为 $4 \sim 8$ 倍; n 最大值为 ab 时间段 T_0 除 k 的时间间隔 T_c , 等于 N ; n_1 最大值为 ab 时间段 T_0 除 j 的时间间隔 T_c , 等于 N_1 。

由于慢积分时间间隔和快积分时间间隔取了整数倍(4~8倍), 因此使用这种控制器时, 只要输入一个快积分时间间隔即可。调整时只要先用一个较大的积分时间间隔去整定快积分, 逐步修正, 减小该时间间隔, 即可保证

系统不振荡不超调地趋向“最佳”控制指标。

由于分区段控制采用了积分式（或累加和式），所以我们称之为分区积分法，或 ZI 法（Zone Integral Control）

下面我们对这种分区积分法作一简单粗略的分析。

为了分析方便，假设系统已经调整好。因此，每次过程受阶跃扰动后的输出波形如图 3 所示。这是一个类似于正弦波的过渡过程波形。但作为工程估算，我们简化为类似于三角形的波形来分析。

我们已经知道，在 a 点出现阶跃扰动后，控制器会作出补偿的反应。当 $u_{出}$ 到达 b 点时， u_c 变化值为

$$\Delta u_c = \sum_{k=0}^N e(k) = u_F \quad (1)$$

其中 $N = T_0/T_c$ ， T_0 为 ab 段时间， T_c 为积分时间间隔。

如果对于（1）式，允许 $e(k)$ 最大值等于 u_F ，即图 2 中的 $u_{波峰} = u_F$ ，则

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^N e(k) &= \sum_{k=0}^N \frac{u_{波峰}}{N} k \quad (\text{因考虑 } e(t) \text{ 是斜坡}) \\ &= \sum_{k=0}^N \frac{u_F}{N} \cdot k \\ &= u_F \end{aligned}$$

所以
$$\sum_{k=0}^N \frac{k}{N} = 1 \quad (2)$$

式（2）中，对于 k 来说 N 是常数，所以

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^N \frac{k}{N} &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N k = \frac{1}{N} \cdot \frac{1}{2} N(N+1) \\ &= \frac{1}{2} (N+1) = 1 \end{aligned}$$

则 $(N+1) = 2 \quad (3)$

所以 $N = 1$

也就是说当系统自己达到 $u_{出} = u_{给} - u_F$ 即 $e = u_F$ 时，控制器才积分（加）一次。显然在这种参数下控制器在 ab 段并无补偿作用，而只有 u_F 的影响。过程如同只有一个阶跃方波作

用，因此 ab 段时间约为过程本身时间常数 T 的 3 ~ 5 倍。显然这样的积分时间间隔太长，控制性能很不理想。

实际上人们一般都希望 $e(k)$ 小一些，即 $u_{出}$ 最大波动 $u_{波峰}$ 小一些，而且调节过程时间短一些，以使抗扰性强一些。所以我们对于（1）式可允许 $e(k)$ 最大值 $u_{波峰}$ 等于 $(1/C) \cdot u_F$ (C 为正整数)。这样式（2）将为

$$\frac{1}{C} \sum_{k=0}^N \frac{k}{N} = 1$$

从而得到

$$\frac{1}{2C} (N+1) = 1$$

$$N = 2C - 1$$

当希望波动仅是扰动量一半，即 $C = 2$ 时， $N = 3$ 。这也就是说如想减少扰动引起的波动量，只要加快积分。这时虽然由于有了 u_c ，对象输出变化到 $u_{给} + u_F$ 的时间加长了。但由于 $u_{出}$ 变化到 b 点仅仅是 u_F 的 $1/C$ ，所以调节时间还是加快了。

粗略地可估算如下：由于对象（过程）输入不再仅仅是一个阶跃扰动，而是 u_F 和 u_c 的叠加，也即如图 5 中 $aa'b'$ 所组成的波形，而不是如图 4 中 $aa'bb'$ 组成的波形。因而 $u_{出}$ 要变化 u_F 这样大的值时间要比仅阶跃输入扰动使之变化 u_F 这样大的值的时间长一些，约 6 倍固有时间常数。但是由于其波峰只是 u_F 的 $1/C$ ，所以 ab 之间的时间约是 $T_0 = 6T/C$ 。当 $C = 2$ 时， $T_0 = 3T$ ；当 $C = 4$ 时， $T = 3T/2$ ，这里 T 为过程固有时间常数。即只要加快积分时间（求和时间间隔小），就可以减小扰动波动值和加快过渡过程时间。

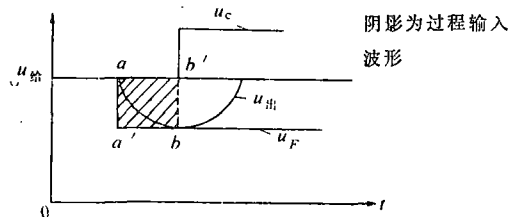


图 4 积分时间间隔大于 4 倍固有
时间常数的对象输入输出波形

(下转第 43 页)

- Adaptive Control, IEEE Tran. Vol.AC-25, 449-456.
- [20] 邓立自、郭一新 (1984), 带未知时滞和阶的系统的自校正控制器, 自动化技术与应用, 第1期。
- [21] Wong, K.J. and Bayoumi, M.M. (1982), A Self-Tuning Control Algorithm for Systems with Unknown Time Delay, Sixth IFAC World Congress, 1064-1069.
- [22] Bokor, J. & Keviczky, L. (1985), Recursive Structure, Parameter and Delay Time Estimation Using ESS Representations, 7th IFAC ISPE, York, UK, 867-872.
- [23] Pupeikis, R. (1985), Recursive Estimation of the Parameters of Linear Systems with Time Delay, 7th IFAC ISPE, York, UK, 787-792.
- [24] Cohen, I. (1985), Adaptive and Self-Tuning Controllers for Processes with Internal Perturbations, Time Delay, Non-Minimum Phase, and Hard Non-Linearity, 7th IFAC ISPE, York, UK, 329-334.
- [25] Song Wen zhong & Xu Yu (1985), Structure & Parameter Identification for a Kind of Multivariable Systems with Unknown Time Delays, 7th IFAC ISPE, York, UK, 793-797.
- [26] Kurz, H. (1979), Digital Parameter Adaptive Control of Processes with Unknown Constant or Time Varying Dead Time, 5th IFAC Symp. on Ident. and Syst. Para. Esti., Germany.
- [27] Wellstead, P.E., Prager, D. and Zanker, P. (1979), Pole Assignment Self-Tuning Regulator, Proc. IEE, pt. D, Vol.127, No.1, 13-18.
- [28] De Keyser, R.M.C. and Van Cauwenberghe, A. R. (1985), Extended Prediction Self-Adaptive Control, 7th IFAC ISPE, York, UK, 1255-1260.
- [29] De Keyser, R. M. C., Ph. Van de Velde, G. A. and Dumortier, F. A. G. (1985), A Comparative Study of Self-Adaptive Long-Range Predictive Control Methods, 7th IFAC ISPE, York, UK, 1317-1322.
- [30] Johansson, R. (1985), Estimation and Direct Adaptive Control of Delay-Differential Systems, 7th IFAC ISPE, York, UK, 143-148.
- [31] Isermann, R. (1985), Parameter Adaptive Control Systems-A Review on Methods and Application, 7th IFAC ISPE, York, UK, 373-378.
- [32] Åström, K.J. and Wittenmark, B. (1985), The Self-Tuning Regulators Revisited, 7th IFAC ISPE, York, UK.
- [33] 胡锡恒、徐宏跃, 时变滞后系统的鲁棒性保护-时滞跟踪自适应控制, 1986, 贵州工学院科学论文集。
- [34] 徐宏跃, 实系数多项式根的两项引理及其在自动化与仪器仪表, 1986年 (待发表)。

(上接第46页)

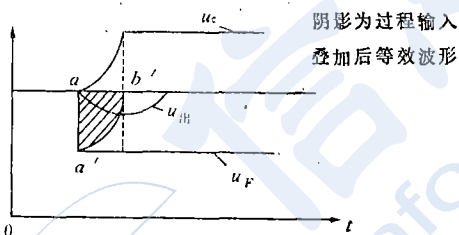


图5 积分时间间隙较小时, 过程输入输出波形

四 实际工程考虑

事实上, 我们是不可能无限地缩短积分时间的。因为在实际工程中, 我们在分区区域bc或de中, 必须加入慢积分, 即要有调节作用。否则, 当 $u_{出}$ 正在调节到de状态时, 将不能修改给定。因为这时如把给定减小, 控制器将只能回到原给定处, 而不能继续趋向新给定值。

既然慢积分区亦要积分, 那么我们就应考虑它将会产生一定的超调。我们不能把积分

时间间隙搞得太小, 而使慢积分区积分值太大, 引起超调甚至振荡。

另外, 当 $u_{出}$ 达到b点时, 每次积分值较大, 如果多加一次, 将会引起较大的超调量, 因此我们亦不能把积分时间间隙设定得太短。

在实际应用中, 我们采用 $C=4$ 较好。这时调节时间约为 $.15T$, 积分时间间隙约为 $1.5T \div 7 = 0.2T$, 调节波动峰值约为扰动量的 $1/4$ 。

五 结 语

我们认为分区控制法在微型计算机普及的今天, 对过程控制 (例如速度、温度、流量等控制) 来说是一个很方便、很有效的方法, 它在理论和实际应用上, 对传统的控制思想和控制方法是一个发展。这种方法应用上还不能说很成熟, 理论分析也有待于深入提高。