

洋为中用

毛泽东

资料6

自动调节器译文集

一机部热工仪表科学研究所

一九七〇年十月

目 录

~~~~~

|                          |     |
|--------------------------|-----|
| 两位式调节器                   | 1   |
| 具有准连续性能的断续调节器            | 22  |
| 两位式调节器并不坏                | 42  |
| 两位式温差调节器                 | 57  |
| 精密调节温度用的两位调节装置           | 59  |
| 设计定位和定位 —— 脉冲式调节器的趋势     | 61  |
| 有反馈的两位式调节器作 PID 调节器      | 69  |
| 两位式控制装置设计法 —— 关于无定位性被控对象 | 88  |
| Teleperm 调节器             | 125 |
| 充分地使用时间比例调节              | 140 |
| 新的断续电子调节器“Soloperm”      | 151 |

## 两位式调节器

两位式调节器是结构相当简单而且价廉。本来它是用在一些对调节器要求不高的场合。近年来，调节器已制成了较为高级的形式——电和电子式的，它们可以完成较为复杂的调节对象。本文指出了一台两位式调节器，在某些方面上是可以考虑作为一只连续调节器来用。

### 1.1 连续调节器和两位（开关）调节器之间的差别

一只连续调节器（气动、电动或电—气混合式的）所以使调整量  $y$  以  $y_A$  的调整波幅从 0 到 100% 连续变化（图 1）。

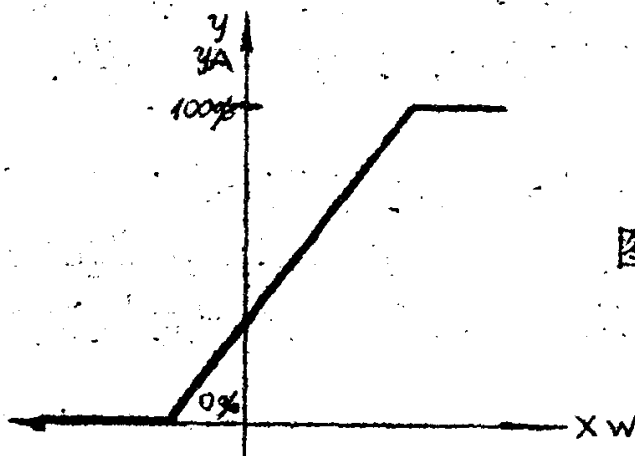


图 1 调整量的变化  
在一个连续调节器  
上  $y =$  调整波幅  $y_A$

因此它能达到各种所需的调整量。便是在调节回路中调节偏差  $x_w$  等于 0 的那种调整量。可是这从仪器技术的角度来讲却要求较高的代价。开关式调节器仅能得到 0 和 100% 的调整波幅，但仪器技术上却简单得多。当达到一定的调节偏差时调整波幅就完全接通，当调节偏差减少到  $y_A$  时它就又重新回复到零（图 2）。开和关点一般都有一个距离（滞后），这里称之为  $2XL$ 。通过开关的输出，特别是在电量方面（例如电加热）就出现大大的简化。所以，那里也就是主要应用两位式调节器的场合。为了连续地用一个放大器产生几千瓦的调整功率，就要花费几千马克的代价，如果用一个继电器来控制，则祇要几十马克。

尽管如此，可是对于开关式调节器来说是有可能并且对调节过程来说也迫切地要求使调整量从 0 ~ 100% 连续地变化。这是用脉

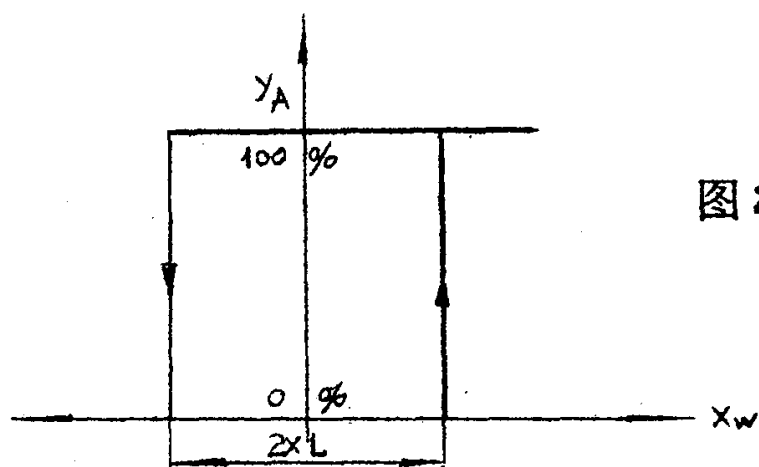


图2 在一个开关式调节器上调整波幅的变化

冲宽度调制法来达到的；这和连续调节器的波幅调制的情况相反。这就是这两种调节器之间的主要差别。这种开关式调节器祇有在调整波幅中是非连续性的（扫描和数字调节器例外）。从它的性能上讲可以认为是连续式调节器，因此亦常称之为唯一连续调节器。

### 1.2 脉冲性能

0 ~ 100% 之间的调整量是通过脉冲宽度调制来达到的。首先不去考虑它是怎样产生的。调节器的输出脉冲在不同的调整量的情况下是与时间有关的，如图3所示。此脉冲的平均值在此便是其调整度  $y$ ：

$$y = \frac{t_E}{t_E + t_A} \dots\dots\dots (1)$$

其中  $t_E$  和  $t_A$  是开和关的时间。于是调节对象便通过它的延滞作用形成此平均值。这时祇脉冲频率必须是足够大。在图3中所示的振荡具有一个相等的部分  $y$ （即所谓平均值），一个频率的基波  $\omega$  和频率谐波部分  $n \cdot \omega$ ：

$$y_A(t) = y + a_1 \sin \omega t + a_2 \sin(2\omega t + \varphi) + \dots\dots (2)$$

要是把这样一个脉冲频率送到一个具有频率特性  $F = 1 / (1 + PT)$  的一阶调节对象上，那么基波和谐波或多或少地平滑些。在高频时 ( $PT \gg 1$ )，则  $F = 1 / PT$ 。于是它便等于是无平衡的调节对象；正弦波幅的值减少  $1/\omega$ 。假定有一个温度调节对象的时间常数为  $T = 1 \text{ 小时} = 3600 \text{ 秒}$ ，脉冲频率  $\omega = 1/3.6 \text{ 秒}$ ，那

么 $\omega$ ： $1/T = 1000:1$ 。基波的波幅 $a_1$ 〔方程(2)〕即减小到1%，一次谐波的波幅 $a_2$ 即减小到0.5%。因为无论如何 $a_2$ 总是小于 $a_1$ ，所以可以忽略谐波，而只需要考虑基波。因此平均值 $y$ 就起着调整量的作用，并在它上面重叠了一个剩余波度，这在适当选择其脉冲频率时是可以达到相当小的。具有频率特性 $F=1/(1+PT)^n$ 的较高阶调节对象可以使脉冲更为平滑。

图3是在各种不同调整量 $y$ 时的一个开关式调节器的输出脉冲。这时，除脉冲宽度之外，脉冲频率也是不同的。这对于调整量的变化是不必要的。大多数的调节器并没有纯脉冲宽度调制，而只有一个重叠的脉冲频率调制。对于调整量 $y$ 〔方程(2)〕这并不起什么作用，而只是对剩余波度起作用，因为基波频率是在变化的。

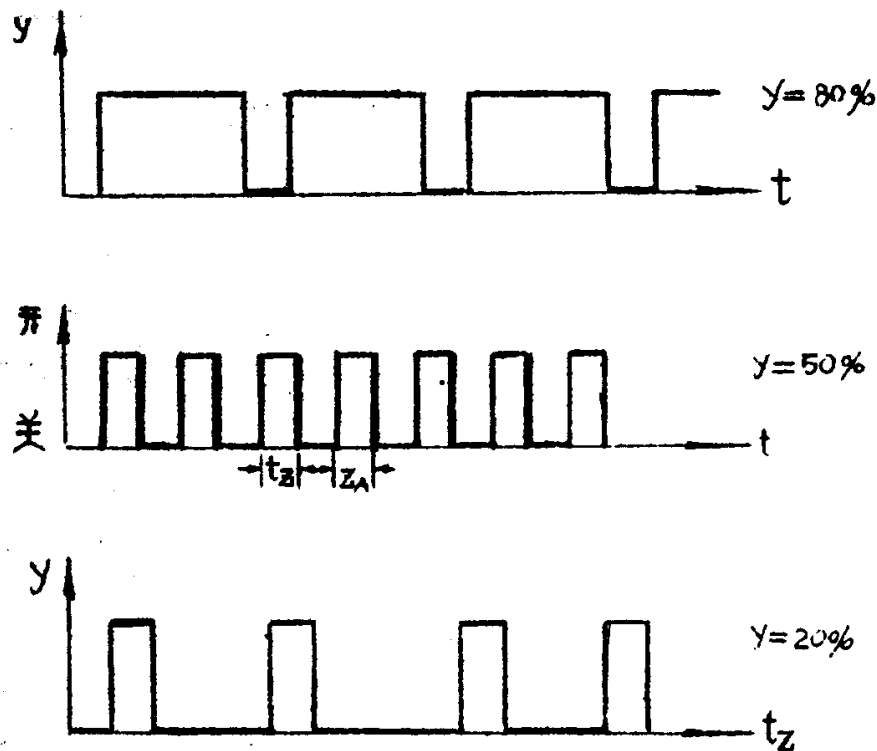


图3 通过不同脉冲宽度的调整量的变化

## 2 两位调节

### 2.1 无反馈的两位式调节器

无反馈的两位式调节器是最简单的工作形式，输出脉冲是自动地通过调节回路上一个弛张作用在整个调节对象上产生，调节对象有一阶的和高阶的。



### 2.1.1 在一阶的调节对象上的情况

图4所示的是在一阶调节对象S上的无反馈的两位式调节器R。假定调整量X是等于零，并接入一个50%的给定值W，那么调节偏差 $X_w > 0$ ，而调节器接通一个输出量 $y_A$ 。于是调节对象按照e-函数随着时间常数 $T_1$ 上升(图5)。当X达到了给定值W及附加的界限 $X_L$ ，那末调节器便断开 $y_A$ 。于是调节对象的输出量与时间常数相应地下降，一直减少了 $2XL$ 之后，调节器又重新再接通。调节量X于是便上升，一直到调节器又重新再断开，就这样在开和关两点之间往复运动。因此在无反馈的两位调节器上一阶对象的波动的宽度(剩余波度) $X_0$ 是和滞后宽度 $2XL$ 相等的：

$$X_0 = 2XL \quad \dots\dots\dots (3)$$

因此便希望有小的滞后。可是由于开关频率的关系，这却受到一定的限制。

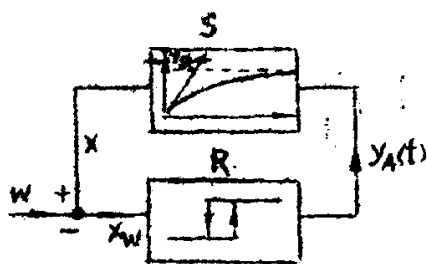


图4 在一个一阶对象上的无反馈两位式调节器

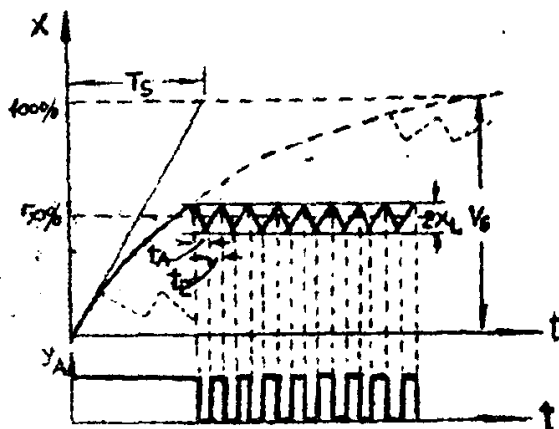


图5 一阶对象上无反馈两位式调节器的工作方式

图5中的 $V_s$ 是调节对象的放大度，它是和被调量 $X_{max}$ 相等的，当 $y_A$ 保持持续地接入时( $y = 100%$ )，这个量便达到了。在图5中， $V_s = 1$ ，所以 $X_{max} = 100%$ 。这样50%的给定值也相当于50%的调整量，而在启动状态下， $t_E = t_A$ 。在这种情况下( $y = 50%$ )开关频率达到最大值。接通时间如图5所示可推导为：

$$t_E = \frac{2XL}{V_S} 2T_S \quad \dots\dots\dots (4)$$

从这里可得到当  $t_E = t_A$  时的最大开关频率

$$f_{max} = \frac{V_S}{8XL} T_S^{-1} \quad \dots\dots\dots (5)$$

它与  $V_S$  成正比并与  $2XL$  和  $T_S$  成反比。如  $2XL$  等于零（这根据公式(3)是可以达到的），则  $f_{max}$  便成为无限，即多半是高得不可允许的。

$X$  的剩余波动（剩余波度）是三角形的。在 1.2 节中所提到的谐波在粗略的近似中才可以予以忽略。

要是我们接入一个要求  $y > 50\%$  的给定值，则必然  $t_E > t_A$ ，亦即自动达到对于必要的调整量  $y$  所要求的程度。同样地，当  $y < 50\%$  时， $t_E < t_A$ 。波动宽度始终是保持为  $X_0 = 2XL$ 。开关频率按两个方向减小，并且当  $y = 50\%$  时具有它的最大值。

### 2.1.2 在高阶调节对象上的情况

要是在图 4 中的调节对象  $S$  具有一个静区  $T_t$  或者滞后时间  $T_u$ ，那末在接通调节器时被调量  $X$  在对象的输出上还继续上升。同样地在关断时它还继续降落（图 6）。波动宽度  $X_0$  在高阶调节对象上是大于滞后宽度的：

$$X_0 > 2XL \quad \dots\dots\dots (6)$$

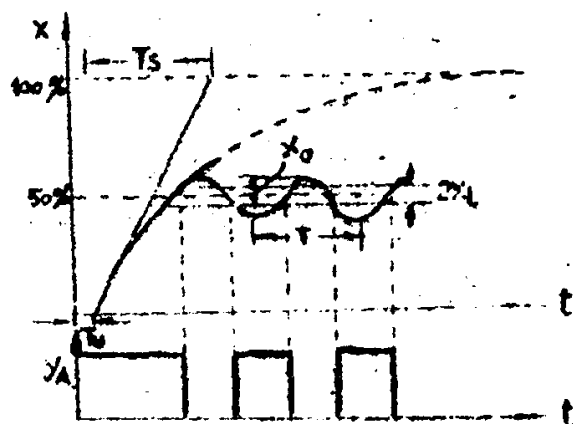


图 6 高阶对象上两位式调节器的工作方式

通过高阶对象的较大的滤波作用（谐波的抑制，波动更多地是正弦形的。开关频率小于公式(5)中所规定的，但在  $y = 50\%$  时则又有其最大值。静区  $T_t$  与过渡时间  $T_s$  之比愈大，或滞后时间  $T_u$  与对象的过渡时间  $T_s$  之比

愈大，则波动的宽度  $X_0$  亦愈大。对于  $X_0 \gg 2X_L$  的情况，具有静区  $T_t$  和过渡时间  $T_s$  的对象为〔1〕

$$X_0 = V_s \frac{T_t}{T_s} \dots\dots\dots (7)$$

在这种情况下最大的开关频率为：

$$f_{max} = \frac{1}{4T_t} \dots\dots\dots (8)$$

对于  $\gamma$  大于或小于 50% 的情况，则  $\omega$  将较小，而波动是非对称的，如图 5 所示。

在良好的调节对象上 ( $T_t/T_s < 1\%$ )，所剩留的波动宽度保持在 1% 以下，并且大都是可承受的。在不良的调节对象上 ( $T_t/T_s > 1\%$ ) 它却可能大得不可承受，甚至百分之十或更多。这就需要反馈。

## 2.2 具有反馈的两点调节

反馈应该人为地来提高调节器的开关频率。这样便可指望能更好地使脉冲平整，并使  $X_0$  缩小。

### 2.2.1 PD和PID两位式调节器的工作方式

具有滞后反馈的两位调节器是有 PD 性能的。图 7 为其原理线路图，它和一阶调节对象上无反馈的两位调节器相同 (图 5)。输入量  $W$  是它的意义改变了。调节偏差  $X_w = X - W$  起着和反馈量  $X_r$  相反的作用。因此控制环节或简单调节器的输入量  $X_e$  为

$$X_e = X_w - X_r \dots\dots\dots (9)$$

于是应该有一个调节偏差的阶跃 (图 8a) 送到调节器上等于控制环节  $R$  加反馈  $RF$  并且求与时间有关的控制脉冲  $y_A(t)$ 。控制环节的输入量  $X_e$  在接通的瞬间是等于  $X_w$ 。接入一个  $y_A$  同时加上反馈  $RF$ ， $X_r$  随着时间的进展按  $e^{-}$  函数上升，而  $X_e$  则减少，直到控制环节重新断开 (图 8b)。在断开之后反馈解除， $X_e$  重新上升到接通点为止，这种情况反复进行，而输入量  $X_e$  在开和关点之间来回走动。图 8c 所表示的是控制脉冲  $y_A(t)$  的过程。有效的调整



量 $y$ 便是脉冲的平均值(图8d)。它象一个PD-调节器的阶跃应答(Sprungantwort)。在开关频率足够大时我们可把它和一个连续PD-调节器同等看待[2]。如果把反馈RF(图7)滞后地再调(虚线的过程),那末就获得一个PID调节器e。由于反馈的衰减脉冲便不断地延长(图9a)一直到最后出现持续的接通[3]。这样便达到了“调整节环的止档”(Stellgliedanschlag), $y=100\%$ 。图9b所表示的是调整量脉冲平均值的过程。它和一个连续的PID-调节器的阶跃应答相象。在开关频率足够大时人们可以把它和一只连续的PID-调节器同等看待[4]。

### 2.2.2 调节器的参数

人们也可把一只开关式调节器上的参数看作和一只连续式调节器上的那些参数一样。它们同样对调节对象上的调节器的特性(稳定条件)是起着决定性作用的。

比例带 $X_P$ 一方面是由阶跃应答(图8和9)得出为

$$X_P = \frac{X_W}{y_P} \dots\dots\dots (10)$$

另一方面是以连续调节器同样的方式由反馈参数的选定得出的。当放大系数足够大时,即 $2X_L \ll X_P$ ,则

$$X_P = X_{r0} \dots\dots\dots (11)$$

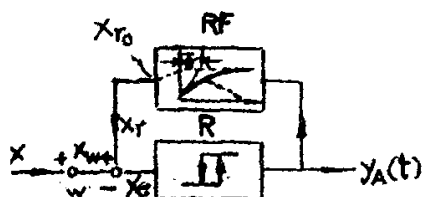


图7 具有滞后反馈作用的两点调节器PD调节器;  
具有滞后再调(虚线)反馈作用的PID调节器。

其中 $X_{r0}$ 在PD-调节器上是反馈量的终点值(图7)。在PID调节器上它等于反馈量的最大值。乘上一个修正系数,这系数就和连续调节器一样[1]是与线路有关的。它往往是 $3/2$ 。

预控时间 $T_v$ 就象连续调节器上那样等于反馈增长时间常数

(Aufklingszeitkonstante)(图7)。这适用于 PD 调节器; 在 PID 调节器上就象在 XP 上那样又再出现一个修正系数(与连续调节器相比较)。预控时间可以从阶跃应答中相当简单地求得。就象在连续调节器上那样,它是和预控面成比例(图8d)因为这个面是一个矩形,故得出

$$T_V = t_0 \frac{y_A - y_P}{y_P} \dots\dots\dots (12)$$

在调整量为 50% 时 ( $t_E = t_A$ ),  $T_V$  可以直接读出来,因为这样  $T_V = t_0$ 。阶跃函数的计算方法和 PID 调节器的相象。在方程(12)中是用平均值  $y_{P_1}$  来作为  $y_P$  的(图9)。

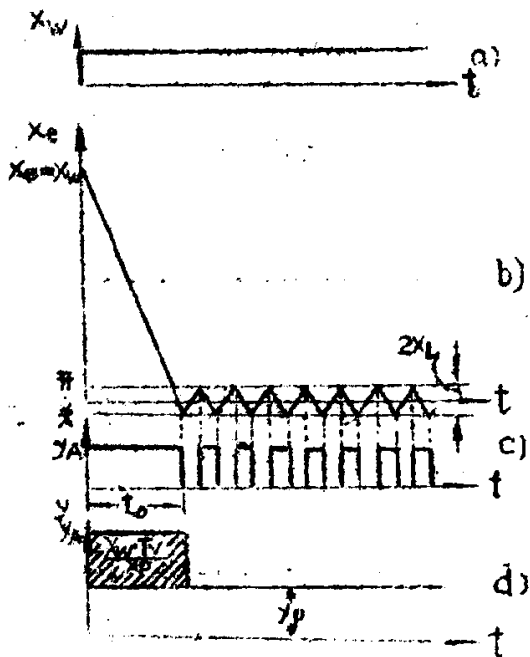


图8 PD-两位式调节器工作方式:  
 a) 调节偏差阶跃;  
 b) 开关元件输入量特性过程;  
 c) 脉冲特性过程;  
 d) 调整量阶跃应答。

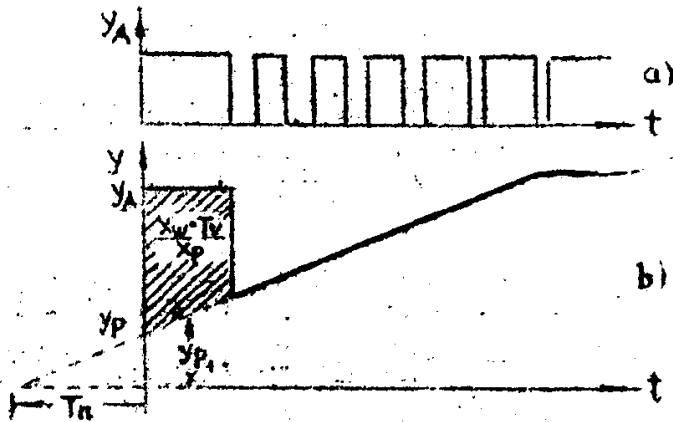


图9 PID-两点调节器  
 a) 脉冲特性过程;  
 b) 调整量应答。

再调时间  $T_n$  一方面就象在连续调节器上那样是由阶跃应得出来的，另一方面它就象在连续调节器上的情况一样是由反馈的衰减时间常数（再调时间常数）所决定的。一只 PI- 两位式调节器从一般的两位式调节器的意义上来说是不可想象的。预控时间以及由此而得出的反馈增长时间常数那么就等于零或者非常小。这在另外一方面可能得到这样的结果：开关频率变得很大。这样可能就不再用机械的或者电机械式的控制机构，而可能是用电子式的控制环节。所以人们就不再称之为两位式调节器，而是叫它连续式的或准连续式的调节器，因为脉冲序列是这样快，以致从表面上已不再能看到了。

开关频率  $f$  对于在一阶对象上无反馈的调节器是规定了的，公式(5)。带有滞后反馈作用的调节器是和它相等的（图4和图7），而式(5)可变为：

$$f_{max} = \frac{X_p}{8XL} T_v - 1 \dots\dots\dots (12)$$

于是它除滞后宽度之外是由  $X_p$  和  $T_v$  所决定的。当无反馈的调节器时，在调节回路中出现太大的波动（本来在一阶的调节对象中，用一个连续调节器决不可能出现不稳定性）。它主要是由于形成了一个太慢的脉冲频率。人们可以把它用  $T_r$  和  $X_p$  来加以放大，从而减小波动宽度  $X_0$ 。另一方面应用  $X_p$  和  $T_v$  来使调节器就连续调节器的意义而言达到最佳化。这两方面的要求一般都能得到满足。如能适当选择滞后宽度  $2XL$ ，那么在  $X_p$  和  $T_v$  最佳化之后便能得到足够高的开关频率，结果使波动宽度  $X_0$  难以看出。在 PID 调节器上再调时间对于开关频率并无影响。

### 2.2.3 调节回路的反应

在具有反馈的两位式调节器上是可以在两种可能的振荡之间加以区别，由图10中加以阐明。在调节回路上加一个干扰阶跃信号，它就发生或多或少的衰减的振荡。完全象在连续调节器上一样，衰减的程度可以用调节器的参数  $X_p$ 、 $T_v$ 、 $T_n$  加以调整。对它也适合同样的最佳化准则。人们把此调节器这样来最佳化：确定  $X_p$  和

$T_v$ ,并且把开关频率根据方程13仅只由滞后宽度  $2X_L$  加以确定。要是后者太大,那么开关频率就太小,则可以观察到重叠的振荡,就象在图10中可看到的情况那样。如果调节回路本来的振荡过程是结束了,即处于平衡状态,它们还是存在的。在大部分的调节回路上,这种情况是在百分之几(大致是在1~3)的滞后宽度时方才出现。要是在平衡状态观察到与开关脉冲并非同步的波动,那末就有其它的原因,并会以相同的方式在一只连续调节器上出现。

为了在任何情况下消除残余的波动,人们可以使滞后宽度尽可能缩小。这样开关频率都不必要地高。开关控制机构负荷将太剧烈,会缩短它们的寿命。

PD-调节器(连续调节器也如此)有一个永久调节偏差图11主要是表示这样一个调节器的起动过程。被调量 $X$ 在接通之后一直上升到接近给定值 $W$ ,然后便振荡到一个终点值,它和给定值相差一个永久调节偏差 $X_{wb}$ 。被调整的比例带 $X_p$ 和给定值愈大,则这个调节偏差也就愈大。 $V_s$ 是调节对象的放大倍数。如果人们给一个稍后的瞬时一个干扰量 $Z$ 到调节回路中去(图11),那么这个调节偏差在经过一个起振过程之后祇是部分地得到平衡。永久调节偏差相应于干扰量的大小而增大。它和连续调节器一样,适合于下式:

$$X_{wb} = X_p \cdot y = \frac{X_p}{V_s} (W \pm Z) \quad \dots\dots\dots (14)$$

在良好的调节对象上( $T_t/T_s$ 小,静区部分微小)可以选择小的 $X_p$ ,那么 $X_{wb}$ 就小,而PD-调节器大都是可用的。否则就必须使用PID调节器。

对于一个PD-调节器的最佳化来说,在起振时间短和有如图10和11所示的启动时,大致适于下式:〔1〕

$$X_p = V_s \cdot \frac{T_t}{T_s} \quad \dots\dots\dots (15)$$

$$T_v = 0.25 T_t \quad \dots\dots\dots (16)$$

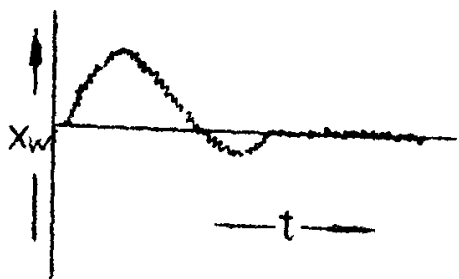


图10 在一干扰量阶跃之后的调节偏差的特性过程

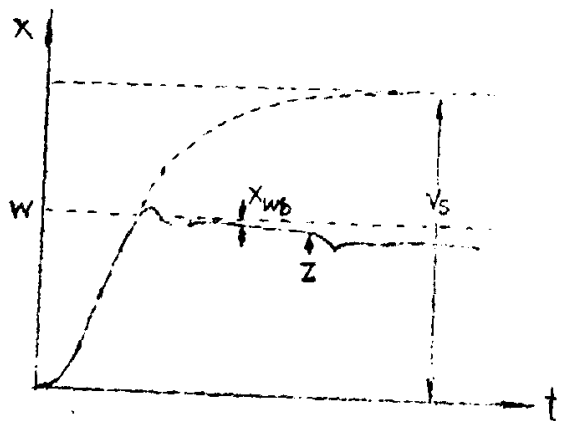


图11 PD-调节器、启动过程和干扰Z

调节对象  $T_t$ 、 $T_s$  和  $V_s$  的数据大多是未知的于是人们首先是无反馈地操作这个调节器并且确定波动宽度  $X_0$  和周期时间  $T$  (图6)。人们便可从式(15)和(16)连同式(7)和(8)获得对于要调定的参数:

$$X_P = X_0 \quad \dots\dots\dots (17)$$

$$T_V = \frac{1}{16} T \quad \dots\dots\dots (18)$$

式(8)只适用于  $\gamma = 50\%$  ( $t_E = t_A$ )，相应地式(18)也只适用于这种情况才是精确的。实际上，我们都可以用  $T = t_E + t_A$  在约  $20 \sim 80\%$  的调整范围中得到可满意的结果。在调整量更大或更小时则按式(18)求得  $T_V$  是太大了。

如果要防止在启动时间的自振(非周期启动)，于是  $X_P$  便放大(约  $2X_0$ )。这样人们却不得不付出较大的启动时间的代价，在干扰量  $Z$  出现时也是如此。此外  $X_{wb}$  也增大。

PID-调节器没有永久调节偏差  $X_{wb}$ ，只要有一个调节偏差产生(图9)，通过它的积分部分(再调反馈)，它连续地变更着脉冲比例(调整量)，要是调节偏差等于零，它就会保持有它的脉冲间隙。它就象一个连续调节器那样地用  $I$ -部分来“寻找”调整量(对于这个调整量  $X = W$ ，那  $X_w = 0$ )。图12是在起动的時候以及在出现干扰量  $Z$  的时候的被调量的过程。

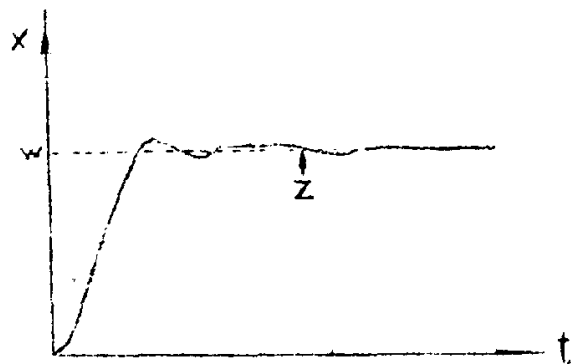


图 1 2 PID-调节器、  
启动过程和干扰  
Z

下面的式子一般可适用于有关调节对象数据的最佳调整（就象 PD-调节器）〔1〕：

$$X_P = V_S \frac{T_t}{T_s} \dots\dots\dots (19)$$

$$T_V = 0.4 T_t \dots\dots\dots (20)$$

$$T_n = 2 T_t \dots\dots\dots (21)$$

要是对象数据不知道，那么人们同样可以从数值  $X_0$  和  $T$ （与 PD-调节器相比较）来求得：

$$X_P = X_0 \dots\dots\dots (22)$$

$$T_V = \frac{1}{10} T \dots\dots\dots (23)$$

$$T_n = \frac{1}{2} T \dots\dots\dots (24)$$

$$\frac{T_n}{T_V} = 5 \dots\dots\dots (25)$$

方程(23)和(24)仅对  $\gamma = 50\%$  是精确的。

用PID-调节器，在启动时一般不能通过放大  $X_P$  来消除自振，因为还有另外一个原因在这里面起着作用。所以有些PID-调节器配备有防止自振的所谓启动线路。



### 2.3 两位式调节器的实例

两位式调节器由于它的电开关触点简单，因之主要仅做成带有电输出的调节器。

最常见的和最简单的形式，就是在家用器械中、取暖设备中、工业仪器和设备中作为温度调节用的双金属调节器。图13所示的便是

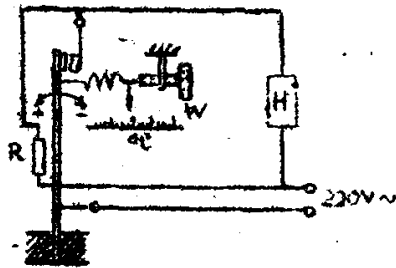


图 1 3 双金属调节器  
H = 加热装置；  
R = 反 馈。

一个暖气调节回路中的原理图。在双金属片B的一端带有一个触点，另一端是紧固牢的。与温度相适应（被调量 $X$ ）产生一个力，它使双金属弹簧向箭头所指的方向偏转。有一根附加弹簧可以使这力得到补偿。这根弹簧的力或行程就表示给定值 $W$ ，这个给定值可以在一个装置上加以调整。在温度不到时（ $X < W$ ），触点闭合，加热装置H便供给电流，直到 $X = W$ 。这调节器经常是无反馈地使用的。如果在测量元件（双金属弹簧）和加热装置间有良好的热过渡，就难以产生静区，而且波动 $X_0$ 也是小的。但往往祇有发热装置受到调节。当是电銜铁时那譬如双金属弹簧装在加热装置的上面，而下面在底板上的温度便是一个尺度。所以即使人们得到了看来是恒定的温度，却并不是在正确的位置上，因为双金属往往安置得并不象电感温元件（热电偶、电阻温度计）那样好。

相反的双金属调节器却可以很好地用于室内加热装置（油加热装置）。这里能测量到规定的温度。可是这时，调节回路中调节对象的全部静区起着作用，在无反馈时往往产生大温度波动。于是它就可以附装上一个PD-反馈。此外紧靠在双金属上还装一个加热电阻R（图13）。比例范围 $X_P$ 是由电量和电阻距离影响的，而预控时间则受加热时间常数（空间大小）的影响。不用双金属而用膨胀杆或液体（带有浸入触点的水银）的温度调节器，其工作亦相似。它们无例外地都是不带辅助能的调节器（这些辅助能或多或少地连在测量处所上）。对于较高的温度它们是不能使用的。

在对测量精度和调节品质要求较高的场合，在要调节较高温度的场合或者在调节器不得和测量点分开的场合，人们便使用带有辅助能和与传感器分开的调节器。用作温度测量的传感器大都是一只热电偶或电阻温度计。实际上人们可分作测量机构调节器和电子调节器。

测量机构调节器有电的指针测量机构  $M$ 。被测量  $X$  是由测量传感器取得的，并直接的（温度）或者通过一个变送器（ $\text{pH}$ -值，压力）的中间线路作为电流输送到测量机构上。它的偏转用实际值指针  $X$  指示出被测量。此外在指针上带有一面小旗或弹簧，它动作着一个抽头装置。抽头装置可以是一个机械触点装置，一个光电抽头装置或者是一个感应抽头装置  $A$ 。抽头是通过一根带有给定值指针  $W$  的杠杆连系的，并且通过一个调整装置与  $X$  分开运动。

图 1 4 所示的例子是一个感应抽头。通过旋转点延长的指针其终点为金属小旗  $F$ ，金属小旗在达到给定值指针  $W$  时无接触地插在两个线圈之间。这样它们的耦合便发生变化而中断一个高频振荡，开关放大器  $S$  动作输出继电器。可以装几个抽头（大都是四个以下）；一个大致是作为调节用的  $A_1$ ，

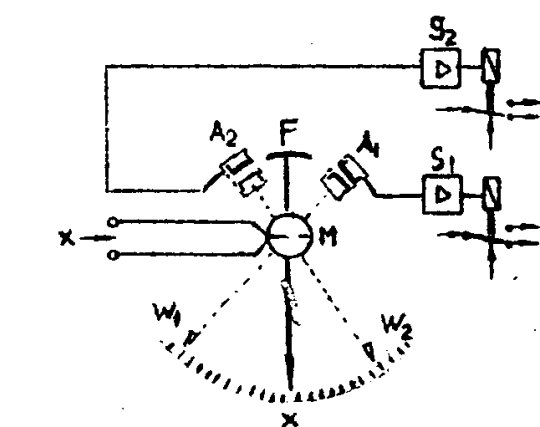


图 1 4 带有感应抽头装置的测量机构调节器

$S_1$  而第二个则在温度超过时作为信号触点  $A_2$ 、 $S_2$ 。图 1 5 所示的是这样一个测量机构调节器的正面图（图略），它大多是制成开关板嵌装的仪表。为这种调节器供应有可以分开安装的热和电的  $\text{PD}$ -和  $\text{PID}$ -反馈。用这些反馈，有可能使调节器最佳地适应于难于调节的调节对象。

图 1 5 一只测量机构调节器的面板（图从略）

不久几年前制成了用晶体管工作的电子两位调节器。图 1 6 是它的原理接线图。在一个输入线路  $E$  中进行实际值  $X$  和给定值  $W$  之

间的电的比较（电阻温度计时是在一桥路中而在热电偶时则进行电压比较）。在  $E$  中所获得的调节偏差  $X_w$ ，在某些仪器上是能指示出来。它使电子开关放大器  $V$  动作。在输出端

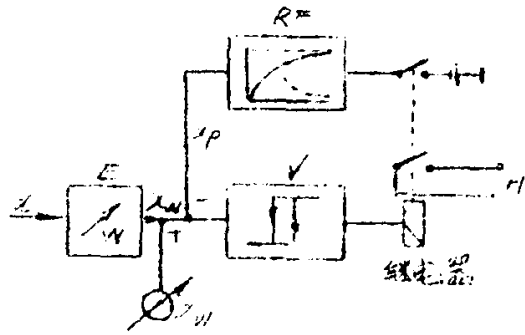


图 1 6 电子两点调节器

上装有一个继电器或者一个受

控的整流器线路，它接通着功率电路  $H$ 。同时通过另一个开关使反馈部分动作。一个两位式调节器的基本装置（比较图 7）是和它很相象的。反馈部分大多是电的（电阻和电容）。这样使它在广阔的范围内很好地与每一个调节对象相匹配。它可以固定地、可切换地或者可改变地装入仪器中。

图 1 7 所示的是一个用来接在热电偶上的电子两位调节器的正视图（图略）。给定值调整器（往往是一个电位计）在这里作成十进位开关。这样就不会有误差读了，并且免除测量范围的变型。调节器的参数可以在仪器的内部在反馈上加以改变。

（图 1 7 略）

### 3. 多点调节

多点调节大多是简单的两点调节，此时祇不过是调整波幅  $y_A$  可以通过调节范围而设定为不同的量；也就是  $y_A$ （从被测量  $X$  来看）具有不同级别或不同型式）。

#### 3.1 调整量的分级

在无反馈的调节器上，波动宽度  $X_0$ （公式(7)）是与对象放大系数  $V_s$  有关的。放大系数愈小，则波动也就愈小。 $V_s$  原则上必须  $\geq 1$ ，以便达到最大的被测量  $X = 100\%$ 。如果把调整幅度划分为一个基本负荷和一个调节负荷，那末它就波动宽度而论是可以减小的。图 1 8 示这样一个分级。在一个电热器上首先譬如把一个基本负荷  $GL$  定为调整量。这一加热功率祇能有这样大，即，无论如何不会由它达到给定值  $W$ 。当  $X < W$  时，调节负荷  $RL$  就接通。用它定然能达到给定值，于是实际值就在给定值周围摆动并且在那里作