



5.1 串级控制系统的概念

串级控制是改善控制过程极为有效的方法,并且得到了广泛的应用。什么叫串级控制,它是怎样提出来的呢?现在结合几个具体例子来说明^[5]。

例 5-1 连续槽反应器温度控制。

图 5.1 表示一个连续槽反应器,物料自顶部连续进入槽中,经反应后从底部排出。反应产生的热量由冷却夹套中的冷却水带走。为了保证产品质量,必须严格控制反应温度 θ_1 ,为此采用调节阀来改变冷却水流量,被控对象具有三个热容积,即夹套中的冷却水、槽壁和槽中的物料。为简单起见,在图 5.2 中,把这三个容积画成了串联的形式,即忽略了它们之间的相互作用(容积之间的相互作用有助于改善被控对象的控制性能)。引起温度 θ_1 变化的扰动因素来自两个方面:在物料方面有它的流量、入口温度和物料化学组分;在冷却水方面有它的入口温度以及调节阀前的压力。在图 5.2 中,用 D_1 和 D_2 分别代表来自物料方面和冷却水方面的扰动,它们的作用地点不同,因此对于温度 θ_1 的影响也不一样。

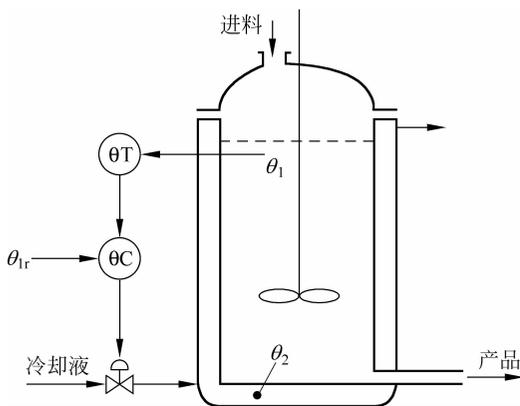


图 5.1 反应器的温度控制

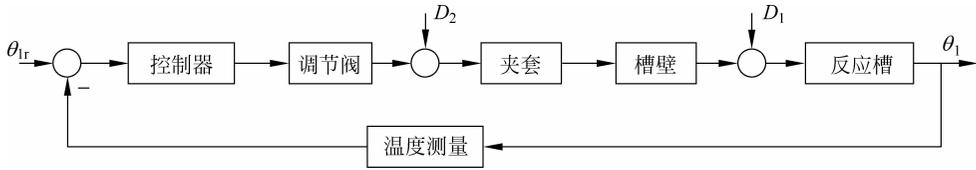


图 5.2 反应器简单温度控制系统

现在假定先采用简单的控制系统如图 5.2 所示。当冷却水方面发生扰动,例如冷却水入口温度突然增高时,它需要相继通过三个容积以后才会使反应温度 θ_1 升高,而只有这时控制器才开始动作,把冷却水加大。很明显,图 5.2 反应器简单温度控制系统从扰动开始到控制器动作,这中间白白浪费了一段时间。在这段时间里,夹套冷却水温度的升高已使温度 θ_1 出现很大偏差。如果能把这段时间争取过来,让控制器提前动作,那么控制的效果就改善了。由于冷却水方面的扰动 D_2 很快就会在夹套温度 θ_2 上表现出来,因此,如果把 θ_2 这个温度测量出来并送入控制器 θC_2 (图 5.3),让它来控制调节阀,那么控制动作就提前了很多,失去的时间就会争取过来,从而加快了控制速度。但是又不能简单地仅仅依靠这一个控制器 θC_2 来代替图 5.1 中的控制器 θC 的全部作用。图 5.3 反应器的温度串级控制方案是因为最后的目标是要保持温度 θ_1 不变,控制器 θC_2 只能起稳定温度 θ_2 的作用,而在发生物料方面的扰动 D_1 的情况下,并不能保证温度 θ_1 符合要求。为了解决这个问题,可以设想用人工来改变控制器 θC_2 的给定值 θ_{2r} ,通过它来改变夹套温度 θ_2 ,这样就可以在物料方面发生扰动的情况下,也能把温度 θ_1 调节到所需要的数值上。实际上,这个工作当然不是用人工而是由另一个自动控制器 θC_1 来完成的。它的主要任务就是根据温度 θ_1 相对它的给定值 θ_{1r} 的偏差来改变控制器 θC_2 的给定值 θ_{2r} ,这就是串级调节的基本思想。

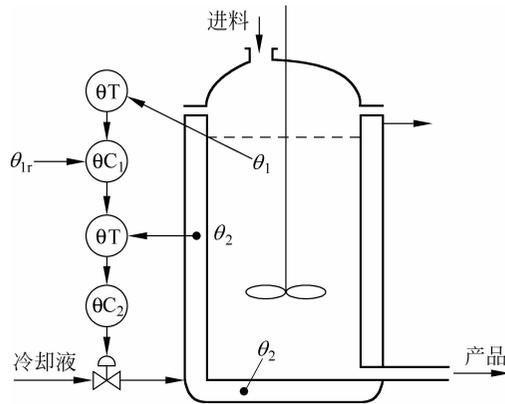


图 5.3 反应器的温度串级控制方案

在串级调节中,采用了两级控制器,这两级控制器串在一起工作,各有其特殊任务。调节阀直接受控制器 θC_2 的控制,而控制器 θC_2 的设定值则受控制器 θC_1 的控制, θC_1 称为主控制器, θC_2 称为副控制器。串级控制的方框图如图 5.4 所示。

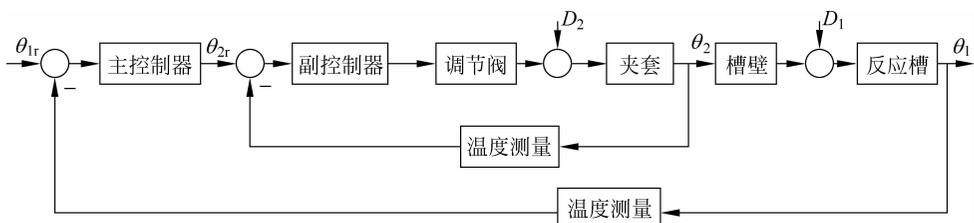


图 5.4 反应器温度控制系统

例 5-2 精馏塔提馏段的温度控制。

图 5.5 是精馏塔底部示意图。在再沸器中,用蒸汽加热塔釜液产生蒸汽,然后在塔釜中与下降物料流进行传热传质。为了保证生产过程顺利进行,需要使提馏段温度 θ 保持恒定。为此,在蒸汽管路上装一个调节阀,用它来调节加热蒸汽流量,从而保证 θ 维持在设定值上。从调节阀动作到温度 θ 发生变化,需要相继通过很多热容积。实践证明,加热蒸汽压力的波动对温度 θ 的影响很大。此外,还有来自液相加料方面的各种扰动,包括它的流量、温度和组分等,它们通过提馏段的传热传质过程,以及再沸器中的传热条件(塔釜温度、再沸器液面等),最后也会影响到温度 θ 。当加热蒸汽压力波动较大时,如果采用图 5.5 所示的简单控制系统,控制品质一般都不能满足生产要求。如果采用一个附加的蒸汽压力控制系统(图 5.6),把蒸汽压力的干扰克服在入塔前,这样也就提高了温度控制的品质,但这样就需要增加一只调节阀并且增加了蒸汽管路的压力损失,在经济上很不合理,而且这两个回路之间又是相互影响的。

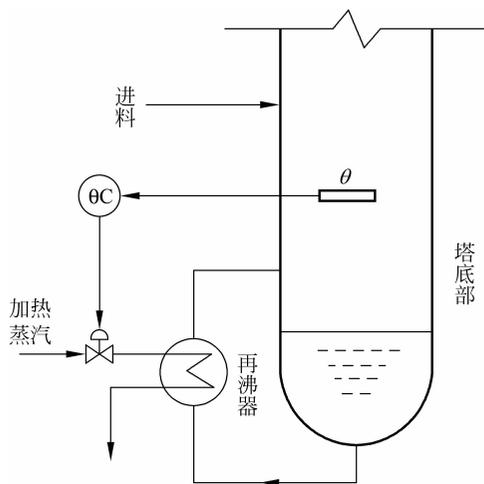


图 5.5 精馏塔提馏段温度控制方案(简单控制系统)

比较好的方法是采用串级控制,如图 5.7 所示。副控制器 QC 根据加热蒸汽流量信号控制调节阀,这样就可以在加热蒸汽压力波动的情况下,仍能保持蒸汽流量

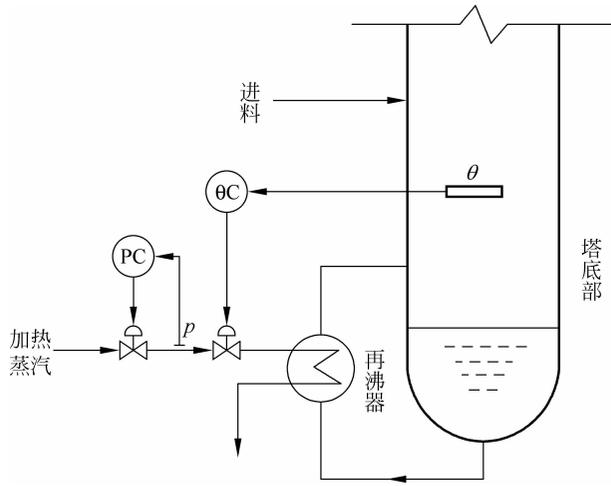


图 5.6 附加蒸汽压力控制方案

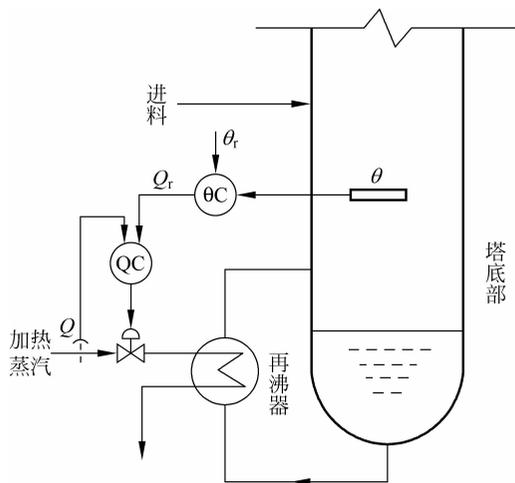


图 5.7 提馏段温度串级控制方案

稳定。但副控制器 QC 的给定值则受主控制器 θC 的控制,后者根据温度 θ 改变蒸汽流量给定值 Q_r ,从而保证在发生进料方面的扰动的情况下,仍能保持温度 θ 满足要求。用这个方法可以非常有效地克服蒸汽压力波动对于温度 θ 的影响,因为流量自稳定系统的动作很快,蒸汽压力变化所引起的流量波动在 2~3s 以内就消除了,而这样短暂时间的蒸汽流量波动对于温度 θ 的影响是很微小的。对于来自进料方面的扰动来说,这种串级方案则并不一定能带来很显著的好处(下面将要进一步分析这一点)。

串级控制系统方框图如图 5.8 所示,它有两个闭环系统:副环是流量自稳定系统,主环是温度控制系统。

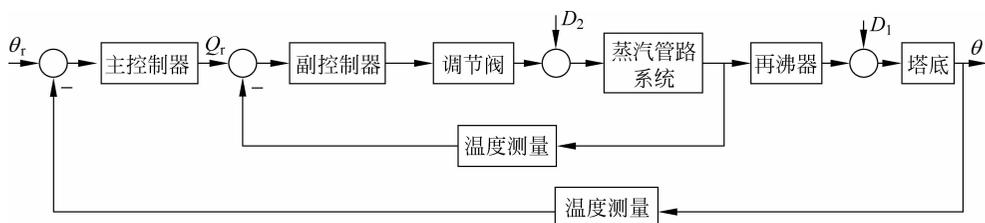


图 5.8 提馏段温度串级控制系统

例 5-3 炼油厂管式加热炉温度控制。

管式加热炉是石油工业中的重要装置之一,它的任务是把原油或重油加热到一定温度,以保证下一道工序(分馏或裂解)的顺利进行。加热炉的工艺流程如图 5.9 所示。燃料油经过蒸汽雾化后在炉膛中燃烧,被加热油料流过炉膛四周的排管后,被加热到出口温度 θ_1 。在单回路情况下,只需在燃料油管道上装设一个调节阀,用它来控制燃油量以达到控制温度 θ_1 的目的。

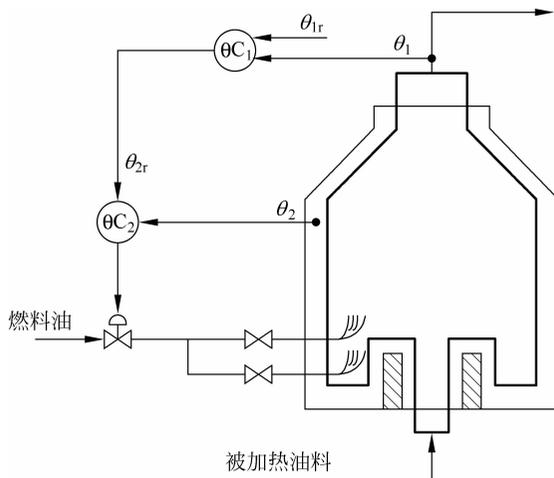


图 5.9 管式加热炉的温度控制

但是引起温度 θ_1 改变的扰动因素很多,主要有:

- (1) 燃料油方面(它的组分和调节阀前的油压)的扰动 D_2 ;
- (2) 喷油用的过热蒸汽压力波动 D_4 ;
- (3) 被加热油料方面(它的流量和入口温度)的扰动 D_1 ;
- (4) 配风、炉膛漏风和大气温度方面的扰动 D_3 。

其中燃料油压力和过热蒸汽压力都可以用专门的控制器保持其稳定,以便把扰动因素减少到最低限度。从调节阀动作到温度 θ_1 改变,这中间需要相继通过炉膛、管壁和被加热油料所代表的热容积,因而反应很缓慢。工艺上对出口温度 θ_1 要求又很高,一般希望波动范围不超过 $\pm(1\sim 2)\%$ 。实践证明,采用简单的控制系统是达不到这个要求的。

然而,采用串级控制系统可以大大提高控制品质。在这个控制系统中,用炉膛温度 θ_2 来控制调节阀(见图 5.9),然后再用出口油温 θ_1 来修正炉膛温度的给定值 θ_{2r} 。控制系统的方框图如图 5.10 所示。被控对象中包括炉膛、管壁和油料等三个热容积。而诸扰动 D_1 、 D_2 、 D_3 和 D_4 则作用于不同地点。由于热容积之间有相互作用,严格说来这个画法是不准确的,但是可以近似地用来说明问题的主流方面。从图中可见,扰动因素 D_2 、 D_3 和 D_4 包括在副环之内,因此可以大大减小这些扰动对于出口油温 θ_1 的影响。对于被加热油料方面的扰动 D_1 ,采用串级被控也可以收到一定的效果,但效果并不那么显著。

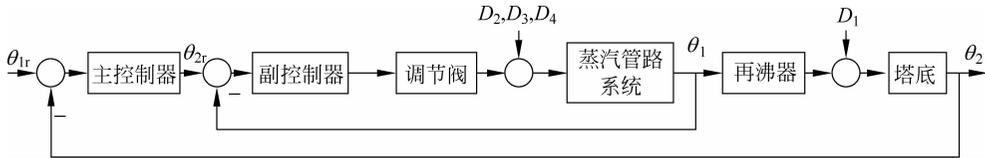


图 5.10 加热炉温度串级控制系统

通过上述几个例子的分析,可以归纳出一个通用的串级控制系统如图 5.11 所示。从图中可以看到,串级系统和简单系统有一个显著的区别,即其在结构上形成了两个闭环。一个闭环在里面,被称为副环或者副回路,在控制过程中起着“粗调”的作用;一个环在外面,被称为主环或主回路,用来完成“细调”任务,以最终保证被控量满足工艺要求。无论主环或副环都有各自的被控对象、测量变送元件和控制器。在主环内的被控对象,被测参数和控制器被称为主被控对象,主参数和主控制器。在副环内则相应地被称为副被控对象,副参数和副控制器。应该指出,系统中尽管有两个控制器,它们的作用各不相同。主控制器具有自己独立的设定值,它的输出作为副控制器的设定值,而副控制器的输出信号则是送到调节阀去控制生产过程。比较串级系统和简单系统,前者只比后者多了一个测量变送元件和一个控制器,增加的仪表投资并不多,但控制效果却有显著的提高。

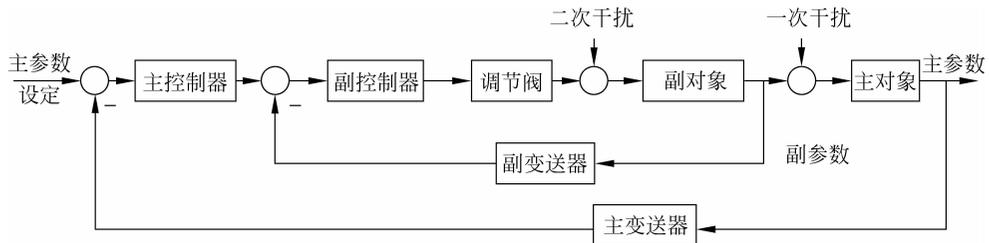


图 5.11 一般串级控制系统

5.2 串级控制系统的分析

在分析串级控制系统之前,先把扰动以其作用位置的不同分为两类,一般把包括在副回路内的扰动称为二次扰动,而把作用于副环之外的扰动称为一次扰动(参

见图 5.11)。这两类扰动对串级控制效果有本质的差别。

串级控制系统只是在结构上增加了一个内回路,为什么会收到如此明显的效果呢?

首先是内环具有快速作用,它能够有效地克服二次干扰的影响。可以说串级系统主要是用来克服进入副回路的二次干扰的。现在对图 5.12 所示方框图进行分析,可进一步揭示问题的本质。图中 $G_{c1}(s)$ 、 $G_{c2}(s)$ 是主、副控制器传递函数; $G_{p1}(s)$ 、 $G_{p2}(s)$ 是主、副对象传递函数; $G_{m1}(s)$ 、 $G_{m2}(s)$ 是主、副变送器传递函数, $G_v(s)$ 是调节阀传递函数。 $G_{d2}(s)$ 是二次扰动通道的传递函数。

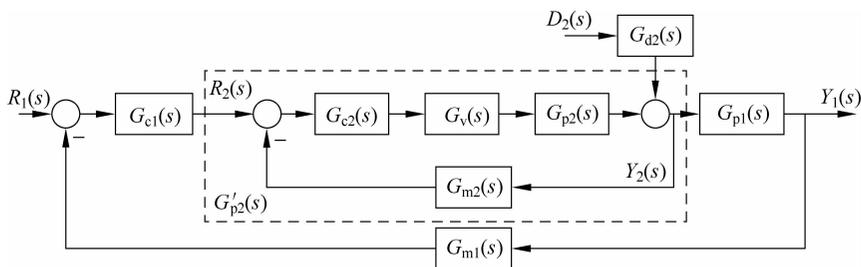


图 5.12 串级控制系统的方框图

当二次干扰经过干扰通道环节 $G_{d2}(s)$ 后,进入副环,首先影响副参数 y_2 ,于是副控制器立即动作,力图削弱扰动对 y_2 的影响。显然,扰动经过副环的抑制后再进入主环,对 y_1 的影响将有较大的减弱。按图 5.12 所示串级系统,可以写出二次干扰 D_2 至主参数 y_1 的传递函数是

$$\begin{aligned} \frac{Y_1(s)}{D_2(s)} &= \frac{\frac{G_{d2}(s)G_{p1}(s)}{1 + G_{c2}(s)G_v(s)G_{p2}(s)G_{m2}(s)}}{1 + G_{c1}(s)G_{m1}(s)G_{p1}(s)}}{\frac{G_{c2}(s)G_v(s)G_{p2}(s)}{1 + G_{c2}(s)G_v(s)G_{p2}(s)G_{m2}(s)}}} \\ &= \frac{G_{d2}(s)G_{p1}(s)}{1 + G_{c2}(s)G_v(s)G_{p2}(s)G_{m2}(s) + G_{c1}(s)G_{m1}(s)G_{p1}(s)G_{c2}(s)G_v(s)G_{p2}(s)} \end{aligned} \quad (5-1)$$

为了与一个简单回路控制系统相比较,由图 5.13 可以很容易地得到单回路控制下 D_2 至 y_1 的传递函数为

$$\frac{Y_1(s)}{D_2(s)_{\text{单}}} = \frac{G_{d2}(s)G_{p1}(s)}{1 + G_c(s)G_v(s)G_{p1}(s)G_{p2}(s)G_m(s)} \quad (5-2)$$

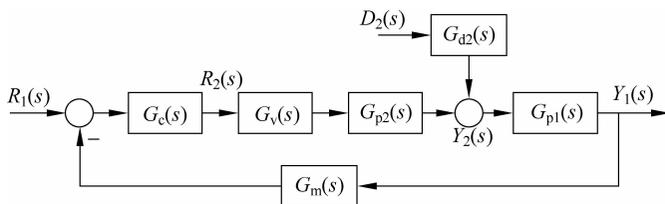


图 5.13 单回路控制系统方框图

比较式(5-1)和式(5-2)。先假定 $G_c(s) = G_{c1}(s)$, 且注意到单回路系统中的 $G_m(s)$ 就是串级系统中的 $G_{m1}(s)$, 可以看到, 串级中 $Y_1(s)/D_2(s)$ 的分母中多了一项, 即 $G_{c2}(s)G_v(s)G_{p2}(s)G_{m2}(s)$ 。在主环工作频率下, 这项乘积的数值一般是比较大的, 而且随着副控制器比例增益的增大而加大; 另外式(5-1)的分母中第三项比式(5-2)分母中第二项多了一个 $G_{c2}(s)$ 。一般情况下, 副控制器的比例增益是大于 1 的。因此可以说, 串级控制系统的结构使二次干扰 D_2 对主参数 y_1 这一通道的动态增益明显减小。当二次干扰出现时, 很快就被副控制器所克服。与单回路控制系统相比, 被调量受二次干扰的影响往往可以减小到 $10\% \sim 1\%$, 这要视主环与副环中容积分布情况而定。

其次, 由于内环起了改善对象动态特性的作用, 因此可以加大主控制器的增益, 提高系统的工作频率。

分析比较图 5.12 和图 5.13, 可以发现串级系统中的内环似乎代替了单回路中的一部分对象, 亦即可以把整个副回路看成是一个等效对象 $G'_{p2}(s)$, 记作

$$G'_{p2}(s) = \frac{Y_2(s)}{R_2(s)} \quad (5-3)$$

假设副回路中各环节传递函数为

$$G_{p2}(s) = \frac{K_{p2}}{T_{p2}s + 1}, \quad G_{c2}(s) = K_{c2}$$

$$G_v(s) = K_v, \quad G_{m2}(s) = K_{m2}$$

将上述各式代入式(5-3), 可得

$$\begin{aligned} G'_{p2}(s) &= \frac{Y_2(s)}{R_2(s)} = \frac{K_{c2}K_v \frac{K_{p2}}{T_{p2}s + 1}}{1 + K_{c2}K_vK_{m2} \frac{K_{p2}}{T_{p2}s + 1}} \\ &= \frac{\frac{K_{c2}K_vK_{p2}}{1 + K_{c2}K_vK_{m2}K_{p2}}}{1 + \frac{T_{p2}s}{1 + K_{c2}K_vK_{m2}K_{p2}}} \end{aligned} \quad (5-4)$$

若令

$$K'_{p2} = \frac{K_{c2}K_vK_{p2}}{1 + K_{c2}K_vK_{m2}K_{p2}} \quad (5-5)$$

$$T'_{p2} = \frac{T_{p2}}{1 + K_{c2}K_vK_{m2}K_{p2}} \quad (5-6)$$

则式(5-4)改写为

$$G'_{p2}(s) = \frac{K'_{p2}}{T'_{p2}s + 1} \quad (5-7)$$

式中, K'_{p2} 和 T'_{p2} 分别为等效对象的增益和时间常数。

比较 $G_{p2}(s)$ 和 $G'_{p2}(s)$ (见式(5-7)), 由于 $1 + K_{c2}K_vK_{p2}K_{m2} > 1$ 这个不等式在任何情况下都是成立的, 因此有

$$T'_{p2} < T_{p2} \quad (5-8)$$

这就表明,由于副回路的存在,起到改善动态特性的作用。等效对象的时间常数缩小了 $(1+K_{c2}K_vK_{p2}K_{m2})$ 倍,而且随着副控制器比例增益的增大而减小。通常情况下,副对象是单容或双容对象,因此副控制器的比例增益可以取得很大,这样,等效时间常数就可以减到很小的数值,从而加快了副环的响应速度,提高了系统的工作频率。现举一例来进一步说明^[3]。

例 5-4 副回路对于系统动态特性的改善。

副回路中包括了一个积分环节加纯延迟的对象和一个比例控制器,其开环频率特性为

$$W_2(j\omega) = \frac{100}{\delta} \cdot \frac{K_{p2}}{T_{p2}\omega} \cdot \exp\left[-j\left(\frac{\pi}{2} + \omega\tau_d\right)\right] \quad (5-9)$$

将副回路整定到 4:1 振幅衰减,且考虑到内环接受主控制器的输出信号,可以得到副回路相对 T_{d1}/T_{d2} 的开环频率特性为

$$W_2(j\omega) = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_{d1}}{T_{d2}} \cdot \exp\left[-j\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi T_{d2}}{2T_{d1}}\right)\right] \quad (5-10)$$

其中 T_{d1} 和 T_{d2} 分别为主回路和副回路的阻尼自然振荡周期。

由式(5-10)可以很容易导出副回路的闭环频率特性 $W_{c2}(j\omega)$, 即

$$W_{c2}(j\omega) = \frac{1}{1 + 2 \cdot \frac{T_{d2}}{T_{d1}} \cdot \exp\left[j\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi T_{d2}}{2T_{d1}}\right)\right]} \quad (5-11)$$

根据式(5-10)和式(5-11),将副回路在开环和闭环下的频率特性绘于图 5.14(a), 图中 $|W_2|$ 、 φ_2 和 $|W_{c2}|$ 、 φ_{c2} 是副回路分别在开环和闭环下的幅频相频特性。从图中可以看到,闭环副回路的相角滞后总是小于开环时的相角滞后,因此组成串级系统后就自然地提高了工作频率,使控制品质得到改善。

由图 5.14(a)可见,闭环副回路的增益可能大于或小于开环时的增益,这取决于输入信号的周期。当 T_{d1}/T_{d2} 较大时,闭环副回路增益将小于开环时的增益。此时若组成串级系统,可以加大主控制器的增益。应当指出,在 $T_{d1}/T_{d2} > 5$ 以后,闭环副回路增益接近 1,相角接近 0° ,这就是说当 T_{d1} 足够大时,可以把副回路等效成为一个增益为 1 的放大环节,形成 1:1 的随动系统。然而在 T_{d1} 减小时,闭环副回路的增益增加而开环时的增益却要下降,此时若闭合副回路,主控制器的增益就不得不减少,在这种情况下组成串级控制系统将会降低系统的性能。因此,在串级系统中要避免闭环副回路的高增益区,即主、副回路自然振动周期比 $T_{d1}/T_{d2} = 1 \sim 3$ 的区域。此外,为避免主、副回路之间的“共振”现象,也要求主、副回路的周期成一定的比例,这一点将在串级系统的设计中加以讨论。

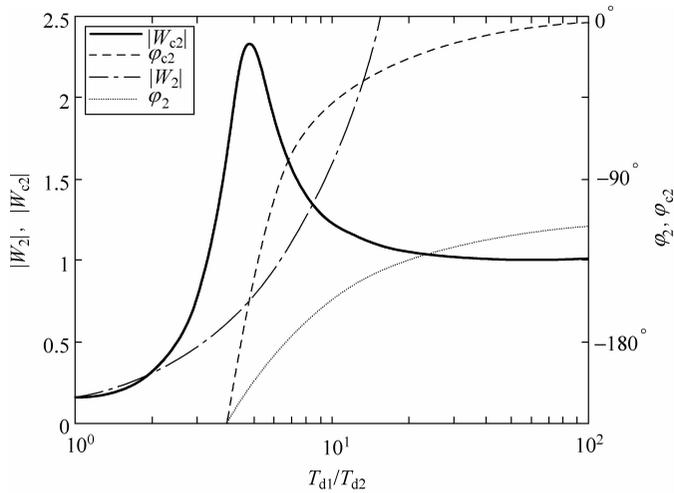
如果控制器采用 PI 控制器,积分时间需要整定到 $4T_{d2}$,则控制器相对 T_{d1}/T_{d2} 的开环频率特性为

$$|W_c| = \frac{T_p}{1.05K_p T_{d2}} \cdot \frac{1}{\cos\varphi_c}, \quad \varphi_c = -\arctan\left(\frac{T_{d1}}{8\pi T_{d2}}\right)$$

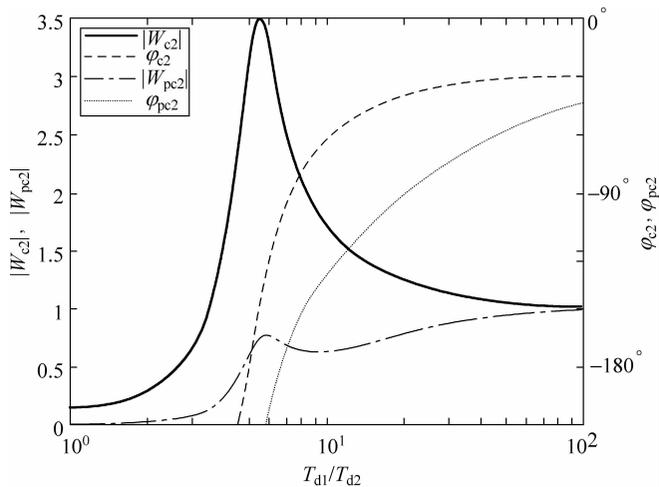
副回路的闭环频率特性 $W_{c2}(j\omega)$, 即

$$W_{c2}(j\omega) = \frac{1}{1 + 2.1\pi \cdot \frac{T_{d2}}{T_{d1}} \cdot \cos(\varphi_c) \cdot \exp\left[j\left(\varphi_c + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi T_{d2}}{T_{d1}}\right)\right]}$$

实际上,对于一个非自衡过程的设定值响应是不需要积分作用的。当有积分作用时,被控量在向设定值逼近的过程中,它们的误差会被积分,而超过设定值以后又要进行反向积分,这就引起了超调。因此,对非自衡过程来说,采用PI控制器时,设定值周期性变化所形成的谐振峰,要比采用比例控制器时更高、更宽。图 5.14(b)中上面那条曲线正说明这一结果。可见,副控制器中的积分动作会降低主回路的性能,因此如果可能的话,则应该尽量避免采用积分动作。



(a) 非自衡过程采用P控制时, 副回路的开环和闭环幅频、相频特性



(b) 非自衡过程采用PI控制时, 副回路的开环和闭环幅频、相频特性

图 5.14 副回路开环、闭环幅频、相频特性比较

如果必须采用PI控制器,那么可以让副控制器的比例增益只作用于被控量,则在设定值阶跃变化下避免超调,但却要花更多的时间到达设定值。图5.14(b)也能证实这一点,在所有的周期下,增益曲线都抑制在1.0以下,然而相位滞后却明显增加了。因为这种控制相当于在常规的PI控制器的设定值上加一个一阶惯性环节,其时间常数等于控制器积分时间。

对于比例增益只作用于被控量的情况,所增加的一阶惯性环节相对 T_{d1}/T_{d2} 的开环频率特性为

$$|W_1| = \frac{1}{\cos\varphi_1}, \quad \varphi_1 = -\arctan\left(\frac{T_{d1}}{8\pi T_{d2}}\right)$$

则副回路的闭环频率特性 $W_{pc2}(j\omega)$,即

$$W_{pc2}(j\omega) = \frac{\exp\left[-j\arctan\left(\frac{T_{d1}}{8\pi T_{d2}}\right)\right] / \cos\left[-\arctan\left(\frac{T_{d1}}{8\pi T_{d2}}\right)\right]}{1 + 2.1\pi \cdot \frac{T_{d2}}{T_{d1}} \cdot \cos(\varphi_c) \cdot \exp\left[j\left(\varphi_c + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi T_{d2}}{T_{d1}}\right)\right]}$$

最后一个特点是由于内环的存在,使串级系统有一定的自适应能力。

众所周知,生产过程往往包含一些非线性因素。因此,在一定负荷下,即在确定的工作点情况下,按一定控制质量指标整定的控制器参数只适应于工作点附近的一个小范围。如果负荷变化过大,超出这个范围,那么控制质量就会下降,在单回路控制中若不采取其他措施是难以解决的。但在串级系统中情况就不同了,负荷变化引起副回路内各环节参数的变化,可以较少影响或不影响系统的控制质量。一方面可以用式(5-5)所表示的等效副对象的增益公式来说明,等效对象的增益为

$$K'_{p2} = \frac{K_{c2} K_v K_{p2}}{1 + K_{c2} K_v K_{m2} K_{p2}}$$

一般情况下, $K_{c2} K_v K_{p2} K_{m2} \gg 1$,因此,如果副对象增益或调节阀的特性随负荷变化时,对等效增益 K'_{p2} 的影响不大,因而在不改变控制器整定参数的情况下,系统的副回路能自动地克服非线性因素的影响,保持或接近原有的控制质量;从另一方面看,由于副回路通常是一个流量随动系统,当系统操作条件或负荷改变时,主控制器将改变其输出值,副回路能快速及时地跟踪而又精确地控制流量,从而保证系统的控制品质。从上述两个方面看,串级控制系统对负荷的变化有一定自适应能力。

综上所述,可以将串级控制系统具有较好的控制性能的原因归纳为:

- ① 对二次干扰有很强的克服能力,这正是串级系统最突出的优点;
- ② 改善了对对象的动态特性,提高了系统的工作频率;
- ③ 对负荷或操作条件的变化有一定自适应能力。

为了对串级控制系统的控制效果有一定量的概念,下面用频率法来估算一个实例。

例5-5 频率法估算串级控制系统的控制效果。

设串级系统的方框图如图5.15所示,其中主、副对象的传递函数分别为

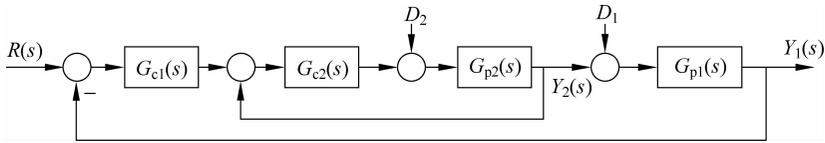


图 5.15 串级控制系统实例方框图

$$G_{p1}(s) = \frac{1}{(30s + 1)(3s + 1)}$$

$$G_{p2}(s) = \frac{1}{(10s + 1)(s + 1)^2}$$

主、副控制器的传递函数分别为

$$G_{c1}(s) = K_{c1} \left(1 + \frac{1}{T_1 s} \right)$$

$$G_{c2}(s) = K_{c2}$$

估算结果如表 5.1 所示。

表 5.1 串级控制的效果

控制品质指标	简单控制系统	串级控制系统
	$K_{c1} = 3.7$ $T_1 = 38$	$K_{c2} = 10$ $K_{c1} = 8.4$ $T_1 = 12.8$
衰减率	0.75	0.75
残偏差	0	0
系统工作频率	0.087	0.23
二次扰动下的短期最大偏差	0.24	0.011
一次扰动下的短期最大偏差	0.3	0.11

从表中可以看到,由于采用了串级控制,系统工作频率由单回路的 0.087 增加到 0.23,加快了 26 倍;二次扰动下的短期最大偏差由单回路控制时的 0.24 减小到 0.011,仅为原来偏差的 4.6%;即使是在一次扰动下,短期最大偏差也由单回路控制时的 0.3 减小到 0.11,约为原数值的 1/3 左右。可见串级系统对控制效果的改善是十分明显的。但是必须指出,上述估算结果没有考虑非线性因素的影响。实际上,由于串级系统的副控制器增益往往很大,调节阀的动作幅度也相应增大,有时可能处于饱和状态,因此串级控制系统的实际效果要比表 5.1 中估算的结果略为差一些。

5.3 串级控制系统设计中的几个问题

如果把串级系统中整个闭环副回路作为一个等效对象来考虑,可以看到主回路与一般单回路控制系统没有什么区别,无须特殊讨论。但是副回路应该怎样设计,

副参数又如何选择,主、副回路之间又有什么关系,一个系统中有两个控制器会产生什么问题等等,这些正是系统设计和实施中应予以考虑的问题。

5.3.1 副回路的设计

从 5.2 节分析可知,串级系统的种种特点都是因为增加了副回路的缘故。可以说,副回路的设计质量是保证发挥串级系统优点的关键所在。从结构上看,副回路也是一个单回路,问题的实质在于如何从整个对象中选取一部分作为副对象,然后组成一个副控制回路,这也可以归纳为如何选择副参数。下面是有关副回路设计的几个原则。

(1) 副参数的选择应使副回路的时间常数小,控制通道短,反应灵敏。

通常串级系统被用来克服对象的容积迟延和纯迟延。也就是说,总是这样来选择副参数,使得副回路时间常数小,控制通道短,从而使等效对象的时间常数大大减小,提高系统的工作频率,加速反应速度,缩短控制时间,最终改善系统的控制品质。如 5.1 节中所举的几个例子,它们的共同点就是对象容积迟延比较大。如例 5-1 反应器的反应温度控制中,在组成串级系统时,选择夹套温度作为副参数时,副对象是一个一阶对象,它可以迅速反映冷水侧方面的干扰,然后加以克服。例 5-2 精馏塔提馏段温度控制中,选择加热蒸汽流量为副参数,此时副回路几乎没有什么容积迟延,可以立即克服蒸汽侧的干扰。又例如例 5-3 加热炉温度控制中,副参数是炉膛温度,它也是一个一阶对象,对燃料侧扰动有较强的克服作用。总之,它们都设法找到一个反应灵敏的副参数,使得在扰动影响主参数之前就得到克服,副回路的这种超前控制作用,必然使控制质量有很大提高。

(2) 副回路应包含被控对象所受到的主要扰动。

串级系统对二次干扰有较强的克服能力。为了发挥这一特殊作用,在系统设计时,副参数的选择应使得副环尽可能多地包括一些扰动。当然也不能走极端,试图把所有扰动都包括进去,这样将使主控制器失去作用,也就不称其为串级控制了。因此,在要求副回路控制通道短、反应快与尽可能多地纳入扰动这两者之间存在着矛盾,应在设计中加以协调。现在以例 5-2 为例来说明。图 5.7 所示为提馏段温度控制方案,它是以加热蒸汽量为副参数的。副控制器实际上是保持流量计孔板压差稳定,目的是保持加热量 Q_1 的稳定,这是一种常用的方案,如图 5.16 中的作用线 1 所示。但它也不是唯一可行的。当加热蒸汽供汽压力变化时,仅仅保持孔板压差稳定并不能完全保证加热量稳定。加热量的大小可以更好地表现在蒸汽管壁的温度上,因为蒸汽凝结放热的热阻很小,即管壁温度与管内蒸汽饱和温度之间的差别很小,因此如果把调节阀后的蒸汽压力 p 选作副参数来进行串级控制,如图 5.16 中作用线 2 所示,那么就可以把加热蒸汽侧的扰动完全包括在副环之内,与控制蒸汽流量串级方案相比,副环中包括了更大一些的时间常数,因而也有助于改善主环的控制性能。

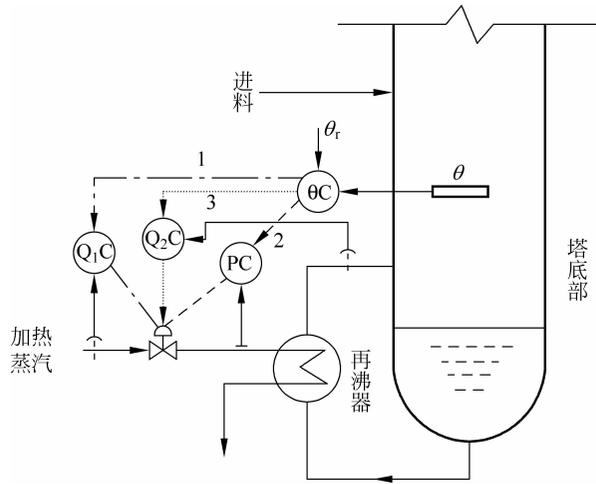


图 5.16 精馏塔提馏段温度控制的不同串级方案

如果以再沸器的蒸发量 Q_2 作为副参数如图 5.16 中作用线 3 所示,那么就可以进一步把再沸器釜液侧的扰动包括在副环内(包括再沸器液位、塔釜液温度等)。整个被控对象的最大惯性是在塔底部分,所以这样也有助于改善主环的控制性能。但是这样一来副环的控制性能就要降低一些,对于克服加热蒸汽方面的扰动就不能那样迅速了。

在具体情况下,副环的范围应当多大,决定于整个对象的容积分布情况以及各种扰动影响的大小。副环的范围也不是越大越好,太大了,副环本身的控制性能就差,同时还可能使主环的控制性能恶化。一般应使副环的频率比主环的频率高得多。当副环的时间常数加在一起超过了主环时,采用串级控制没有什么效果。

5.3.2 主、副回路工作频率的选择

从例 5-4 看到,为了保持串级控制系统的控制性能,应避免副环进入高增益区,即主回路周期 T_{d1} 为 $(1\sim 3)T_{d2}$ 的区域。换句话说,应该使主回路周期小于 T_{d2} 或大于 3 倍的 T_{d2} 。考虑到副环总是一个快速、灵敏的回路, T_{d1} 不可能小于 T_{d2} ,因此上述条件可以用下列不等式来描述,即

$$T_{d1} > 3T_{d2} \quad (5-12)$$

这个结论是从发挥串级系统特点的角度得到的。此外,还应根据主、副回路之间的动态关系来分析。由于主、副回路是两个相互独立又密切相关的回路,在一定条件下,如果受到某种扰动的作用,主参数的变化进入副环时会引起副环中副参数波动振幅的增加,而副参数的变化传送到主环后,又迫使主参数的变化幅度增加,如此循环往复,就会使主、副参数长时间地大幅度地波动,这就是所谓串级系统的共振现象。一旦发生了共振,系统就失去控制,不仅使控制品质恶化,如不及时处理,甚至可能导致生产事故,引起严重后果。

为了弄清楚串级系统产生共振的条件,首先从分析二阶系统着手。当系统阻尼比 $\zeta < 0.707$ 时,二阶系统的幅频特性呈现一个峰值。如果外界扰动信号的频率等于共振频率,则系统进入谐振,或称为共振,这是二阶系统所具有的特性。可以证明,共振频率 ω_r 与系统自然频率 ω_n 之间有一定的关系,即

$$\omega_r = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta^2} \quad (5-13)$$

如果写出二阶系统的幅频特性 $M(\omega)$ 与 ω/ω_r 的关系,则有

$$M\left(\frac{\omega}{\omega_r}\right) = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - (1 - 2\zeta^2)\left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2\right]^2 + 4\zeta^2(1 - 2\zeta^2)\left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2}} \quad (5-14)$$

这个关系曲线如图 5.17 所示。从图中可以看出,除了当 $\omega = \omega_r$ 时有一个峰值点外,二阶振荡系统还有一个增幅区域,即在共振频率的一定区域内,系统的幅值将有明显的增大,可以称这个区域为广义共振区。这个共振区的频率范围是

$$\frac{1}{3} < \frac{\omega}{\omega_r} < \sqrt{2} \quad (5-15)$$

也就是说,当外界扰动频率在这个区域之外时,系统增幅是很小的,甚至没有增幅。式(5-15)是二阶振荡系统的广义共振频率条件。

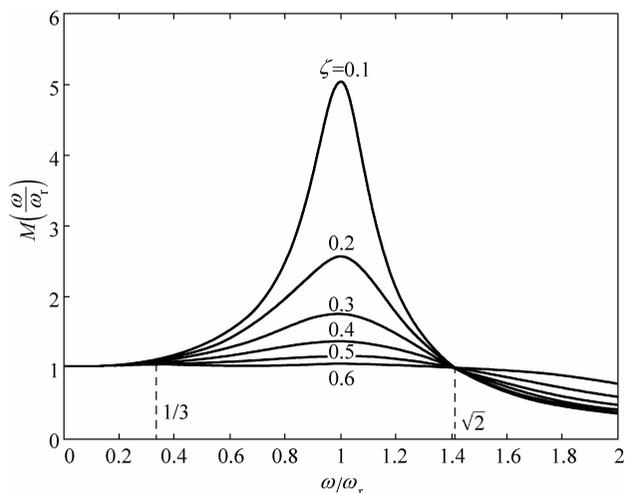


图 5.17 二阶振荡系统的幅频特性

现在来分析串级系统的共振条件。先假定其主、副回路都是二阶系统,而且都按 4:1 衰减曲线的要求进行整定,即系统阻尼比 $\zeta = 0.216$ 。从副回路看,主控制器无时无刻地向副回路输送信号,相当于副回路一直受到从主回路来的一个连续性扰动。如果要避免副回路进入共振区,则主环的工作频率 ω_{d1} 与副环的共振频率 ω_{r2} 必须满足下式

$$\frac{1}{3} > \frac{\omega_{d1}}{\omega_{r2}} \quad \text{或} \quad \frac{\omega_{d1}}{\omega_{r2}} > \sqrt{2} \quad (5-16)$$

已知系统工作频率 ω_d 与自然振荡频率 ω_n 之间有一定关系, 即 $\omega_d = \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}$, 与式(5-13)比较, 可以认为在 $\zeta = 0.216$ 时, ω_r 与 ω_d 十分接近, 对副回路则有 $\omega_{d2} \approx \omega_{r2}$, 则式(5-16)可以写成

$$\frac{1}{3} > \frac{\omega_{d1}}{\omega_{d2}} \quad \text{或} \quad \frac{\omega_{d1}}{\omega_{d2}} > \sqrt{2} \quad (5-17)$$

同样, 从主回路看, 副回路的输出对主环也相当于是一个持续作用的扰动, 也可以写出避免主回路进入共振区的条件是

$$\frac{1}{3} > \frac{\omega_{d2}}{\omega_{d1}} \quad \text{或} \quad \frac{\omega_{d2}}{\omega_{d1}} > \sqrt{2} \quad (5-18)$$

考虑到副回路通常是快速回路, 其工作频率总是高于主回路工作频率, 为了保证主、副回路均避免进入共振区, 从式(5-17)和式(5-18)可以得到的条件是

$$\omega_{d2} > 3\omega_{d1} \quad \text{或} \quad T_{d1} > 3T_{d2}$$

上述结论与例 5-4 所得结论是一致的。为确保串级系统不受共振现象的威胁, 一般取

$$T_{d1} = (3 \sim 10)T_{d2} \quad (5-19)$$

上述结论虽然是在假定主、副回路均是二阶系统的前提下得到的, 但也不失其一般性。原因是系统经过整定后, 总有一对起主导作用的极点, 整个回路的工作频率由它们来决定, 即可以把这个系统看作一个近似二阶振荡系统(这部分内容可参看文献[5])。

当然, 为了满足式(5-19), 使主回路的振荡周期为 3 至 10 倍于副回路的周期, 除了在副回路设计中加以考虑外, 还与主、副控制器的整定参数有关。

5.3.3 防止控制器积分饱和的措施

控制器具有积分作用时, 在一定条件下可能出现积分饱和现象, 在串级系统中有两个控制器, 情况又会怎样呢?

如果副控制器是 P 作用而主控制器是 PI 或 PID 作用时, 出现积分饱和的条件与单回路控制系统相同, 只要在主控制器反馈回路中加一个间歇单元就可以有效地防止积分饱和。但是如果主、副控制器均具有积分作用, 就存在两个控制器输出分别达到极限值的可能, 此时, 积分饱和的情况显然比单回路系统要严重得多。虽然利用间歇单元可以防止副控制器的积分饱和, 但对主控制器却无所助益。如果由于任何原因副控制器不能对主控制器的输出变化做出响应, 主控制器将会出现积分饱和。同样, 当副控制器逐渐地到达饱和, 那么主控制器的输出无需到达极限, 主回路就会开环, 在这种情况下, 必须采取其他抗积分饱和措施^[3]。图 5.18 所示为根据副回路的偏差来防止主控制器积分饱和的方案。它是采用副参数 y_2 作为主控制器的外部反馈信号。在动态过程中, 主控制器的输出为

$$R_2(s) = K_{c1}E_1(s) + \frac{1}{T_{i1}s+1}Y_2(s)$$

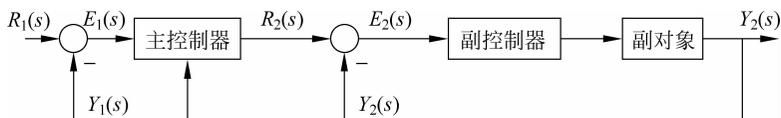


图 5.18 串级系统的抗积分饱和原理

在系统工作正常时,应不断跟踪 R_2 , 即有 $Y_2(s) = R_2(s)$, 此时主控制器输出可以写成

$$R_2(s) = K_{cl} \left(1 + \frac{1}{T_{11}s} \right) E_1(s)$$

从上式可以看到,主控制器实现比例积分动作,与通常采用 R_2 作为正反馈信号时相同。当副回路受到某种约束而出现长期偏差,即 $Y_2(s) \neq R_2(s)$, 则主控制器的输出 R_2 与输入 E_1 之间存在比例关系,而由 Y_2 决定其偏置项。此时主控制器失去积分作用,在稳态时有

$$r_2 = K_{cl} e_1 + y_2$$

显然, r_2 不会因副回路偏差的长期存在而发生积分饱和。

这种方案的另一个特点是将副回路包围在主控制器的正反馈回路之中,实现了补偿反馈,这必定会改善主回路的性能。

在串级系统的设计和实施中,除了上述讨论的几个问题外,还有一点必须加以说明:在控制器正反作用选择时,应当考虑有些生产过程要求控制系统既可以进行串级控制又可由主控制器单独控制,在这两种方式进行切换时,有可能要改变主控制器的作用方向。如果副控制器是反作用的,则主控制器在串级和单回路控制时的作用方向一致,无需改变。反之,若副控制器是正作用的,则主控制器在两种不同控制方式下作用方向不同,在实施中要特别注意。

5.4 控制器的选型和整定方法

在串级控制系统中,主控制器和副控制器的任务不同,对于它们的选型即控制动作规律的选择也有不同考虑。副控制器的任务是要快动作以迅速抵消落在副环内的二次扰动,而副参数则并不要求无差,所以一般都选 P 控制器,也可以采用 PD 控制器,但这增加了系统的复杂性,而效果并不很大。在一般情况下,采用 P 控制器就足够了。如主、副环的频率相差很大,也可以考虑采用 PI 控制器。

主控制器的任务是准确保持被控量符合生产要求。凡是需要采用串级控制的场合,工艺上对控制品质的要求总是很高的,不允许被控量存在偏差,因此,主控制器都必须具有积分作用,一般都采用 PI 控制器。如果副环外面的容积数目较多,同时有主要扰动落在副环外面的话,就可以考虑采用 PID 控制器。

串级系统的整定要比简单系统复杂些。因为两个控制器串在一起,在一个系统中工作,互相之间或多或少有些影响。在运行中,主环和副环的波动频率不同,副环

频率较高,主环频率较低。当然这些频率主要决定于被控对象的动态特性,但也与主、副控制器的整定情况有关。在整定时,应尽量加大副控制器的增益以提高副环的频率,目的是使主、副环的频率错开,按式(5-19)要求最好相差三倍以上,以减少相互之间的影响。

在运行中,有时会把主环从自动切换到手动操作,副控制器的整定要考虑到这个情况,它自己应能很好地独立工作。

在一般情况下,既然主、副环的频率相差很多,互相之间的影响不大,这时就可以首先在主环开路的情况下,按通常整定简单控制系统的方法整定副控制器。然后,在投入副控制器的情况下,再按通常方法把主控制器整定好。

由于受到副参数选择的限制,主、副环的频率比较接近时,它们之间的影响就比较大了。在这种情况下,就需要在主、副环之间反复进行试凑,才能达到最佳的整定。这样的反复试凑是很麻烦的。这里介绍两种串级系统整定的方法。

5.4.1 逐步逼近法

逐步逼近法是一种依次整定主环、副环,然后循环进行,逐步接近主、副环的最佳整定的一种方法,其步骤如下:

(1) 首先整定副环。此时断开主环,按照单回路整定方法,求取副控制器的整定参数,得到第一次整定值,记作 $[G_{c2}]_1$ 。

(2) 整定主环。把刚整定好的副环作为主环中的一个环节,仍按单回路整定方法,求取主控制器的整定参数,记作 $[G_{c1}]_1$ 。

(3) 再次整定副环,注意此时副回路、主回路都已闭合。在主控制器的整定参数为 $[G_{c1}]_1$ 的条件下,按单回路整定方法,重新求取副控制器的整定参数为 $[G_{c2}]_2$ 。至此已完成一个循环的整定。

(4) 重新整定主环。同样是在两个回路闭合、副控制器整定参数为 $[G_{c2}]_2$ 的情况下,重新整定主控制器,得到 $[G_{c1}]_2$ 。

(5) 如果控制过程仍未达到品质要求,按上面(3)、(4)步继续进行,直到控制效果满意为止。一般情况下,完成第(3)步甚至只要完成第(2)步就已满足品质要求,无需继续进行。这种方法往往费时较多。

5.4.2 两步整定法

两步整定法是一种先整定副环,后整定主环的方法,具体步骤是:

(1) 先整定副环。在主、副环均闭合,主、副控制器都置于纯比例作用条件下,将主控制器的比例带 δ 放在100%处,按单回路整定法整定副环,这时得到副控制器的衰减率 $\psi=0.75$ 时的比例带 δ_{2s} 和副参数振荡周期 T_{20} 。

(2) 整定主环。主、副环仍然闭合,副控制器置于 δ_{2s} 值上,用同样方法整定主控

制器,得到主控制器在 $\psi=0.75$ 下的比例带 δ_{1s} 值和被控量的振荡周期 T_{10} 。

(3) 依据上面两次整定得到的 δ_{1s} 、 δ_{2s} 和 T_{10} 与 T_{20} ,按所选控制器的类型,利用“衰减曲线法”的计算公式,分别求出控制器的整定参数值。

当然,按计算出来的整定参数进行投运,不一定能满足要求,仍需继续试验,适当修正,直到符合要求。

5.5 比值控制系统

在各种生产过程中,时常需要保持两种物料的流量成一定比例关系,如果一旦比例失调,就会影响产品的质量,严重的甚至会造成生产事故。例如送入尿素合成塔的二氧化碳压缩气与液氨的流量要保持一定比例;再如聚乙烯醇生产中,树脂和氢氧化钠必须以一定比例混合,否则树脂将会自聚而影响生产;又如锅炉或任何加热炉的燃烧过程中,需要保持燃料量和空气量按一定比例进入炉膛,才能保持燃烧的经济性和安全性。这种自动保持两个或多个参数之间的比例关系的控制系统就是比值控制所要完成的任务。

例 5-6 合成塔比值控制系统。

图 5.19 所示是一个合成塔比值控制系统。工艺上要求 A、B 两种物料的流量保持一定的比例,其中物料 B 的流量 Q_B 是不可控制的,当它改变时,就由控制器 Q_{AC} 控制调节阀,使物料 A 的流量 Q_A 随之成比例地变化。为此,在 A、B 管路上都安装了节流元件。压差 Δp_A 经过变送器 DT 转换成信号 I_A ,再传送到控制器 Q_{AC} 。压差 Δp_B 同样经变送器 DT 变成信号 I_B ,再经过比值器 R 变成信号 I_B^* ,然后作为设定值传送到控制器 Q_{AC} 。当然 Q_{AC} 是比例积分作用,它通过调节 A 物料流量 Q_A 以保持信号 I_A 与 I_B 相等,从而达到配比的目的。

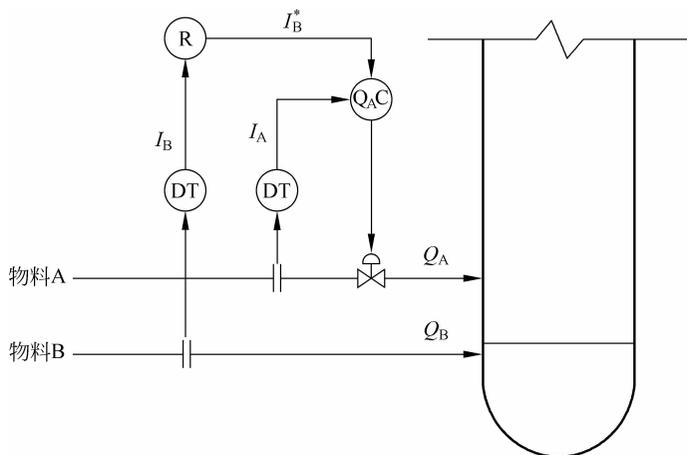


图 5.19 合成塔的比值控制系统

上述的比值控制系统的方框图如图 5.20 所示。可以看到,简单的比值控制系统就是一个单回路控制,而且是一个流量自稳定系统。不同的是它的设定值不再是定值,而是一个与流量 Q_B 成一定比例的变量,不妨称 Q_B 为主流量, Q_A 为副流量。

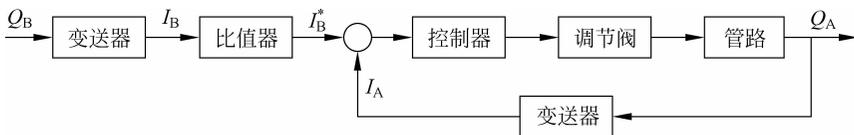


图 5.20 合成塔比值控制系统方框图

由于比值系统不是很复杂,这里只需讨论几个比值控制中的特殊问题。

5.5.1 比值系数的计算

若工艺生产中要求两个物料流量之比为 K ,如何在系统中实现这个比例,这与系统中采用哪种类型仪表装置有关。实质上是代表各流量的信号之间的静态配合问题。下面假定采用输出信号是在 $4\sim 20\text{mA}$ 范围内的传感器,并结合例 5-6,分两种情况来讨论。

1. 流量与其测量信号之间是非线性关系

对于节流元件来说,压差与流量的平方成正比。对 A、B 两条管路上的节流元件可以分别写为

$$\left. \begin{aligned} \Delta p_A &= K_A Q_A^2 \\ \Delta p_B &= K_B Q_B^2 \end{aligned} \right\} \quad (5-20)$$

显然

$$\left. \begin{aligned} \Delta p_{A\max} &= K_A Q_{A\max}^2 \\ \Delta p_{B\max} &= K_B Q_{B\max}^2 \end{aligned} \right\} \quad (5-21)$$

其中 K_A 和 K_B 分别为节流元件的放大系数。

压差变送器 DT 是将压差信号线性地转换为电信号。由于传感器的信号范围为 $4\sim 20\text{mA}$,因此可以写出变送器转换式为

$$\left. \begin{aligned} I_A &= \frac{\Delta p_A}{\Delta p_{A\max}} (20 - 4) + 4 \\ I_B &= \frac{\Delta p_B}{\Delta p_{B\max}} (20 - 4) + 4 \end{aligned} \right\} \quad (5-22)$$

B 物料的流量信号 I_B ,经过比值器后变为 I_B^* ,即

$$I_B^* = \alpha (I_B - 4) + 4 \quad (5-23)$$

其中 α 是比值器 R 的比值系数,它就是要根据 Q_A 与 Q_B 之比值来计算确定的系数。

把式(5-20)~式(5-23)等式合并起来就得到

$$\left. \begin{aligned} I_A &= 16 \times \left(\frac{Q_A}{Q_{Amax}} \right)^2 + 4 \\ I_B^* &= \alpha \times 16 \times \left(\frac{Q_B}{Q_{Bmax}} \right)^2 + 4 \end{aligned} \right\} \quad (5-24)$$

由于控制器 QC 是 PI 作用的,在稳态下应保持它的测量信号 I_A 与设定值 I_B^* 相等,即可得到

$$\alpha = \left(\frac{Q_A}{Q_B} \cdot \frac{Q_{Bmax}}{Q_{Amax}} \right)^2 \quad (5-25)$$

假设工艺要求主流量与副流量之比为

$$\frac{Q_A}{Q_B} = K \quad (5-26)$$

将式(5-26)代入式(5-25)得

$$\alpha = K^2 \left(\frac{Q_{Bmax}}{Q_{Amax}} \right)^2 \quad (5-27)$$

式(5-27)就是所需的比值系数,该式说明,虽然流量与其测量信号成非线性关系,但是比值系数却是一个常数,它只与测量流量的最大量程有关,与负荷大小无关。

2. 流量与其测量信号之间呈线性关系

在有些系统中,在变送器后又加上开方器,使流量与测量信号之间不再是非线性关系,此时构成的系统如图 5.21 所示。

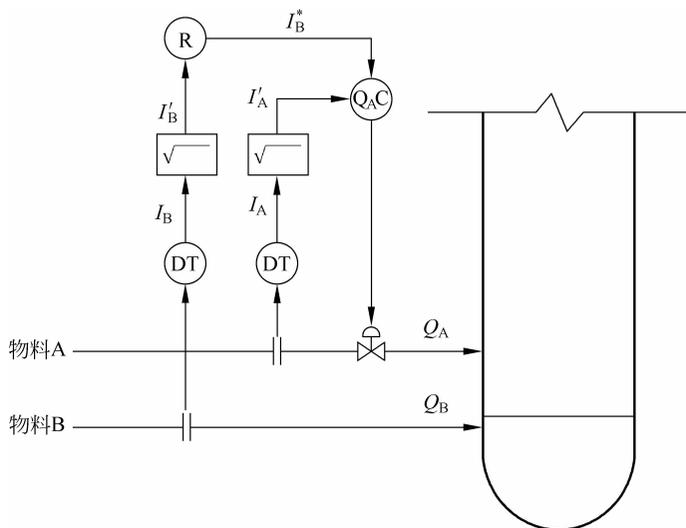


图 5.21 采用开方器的比值控制系统

由于采用了开方器,比值系数的计算需要稍加改动。

从压差变送器输出的信号仍为 I_A 和 I_B ,它们经过开方器后得到

$$\left. \begin{aligned} I'_A &= \sqrt{I_A - 4} + 4 \\ I'_B &= \sqrt{I_B - 4} + 4 \end{aligned} \right\} \quad (5-28)$$

同样, I'_B 经过比值器后得到

$$I''_B = \alpha(I'_B - 4) + 4 \quad (5-29)$$

同样, 经过合并, 并使 $I'_A = I''_B$, 最后得到

$$\alpha = \frac{Q_A}{Q_B} \cdot \frac{Q_{Bmax}}{Q_{Amax}} = K \frac{Q_{Bmax}}{Q_{Amax}} \quad (5-30)$$

通过比值系数的计算可以看到, 在比值系统中, 各种仪表的零点调整非常重要。否则名为比值控制, 实际上这个比值却随着负荷改变, 不能达到比值的目。

上述讨论中, 比值器是采用比率设定器。但也有用分流器、比值器、配比器、除法器 etc 来完成比值功能的, 此时比值系数的计算方法基本相同, 只需将相应的比值器输入和输出关系式代入就可以了, 这里不再详细讨论。

5.5.2 比值系统中的非线性特性

所谓非线性特性, 这里是指系统的静态增益不是一个定值而是随负荷变化的。在比值控制系统中应特别注意。

现在仍以例 5-6 来进行分析。通过比值系数的计算可以得出结论, 在流量和其测量信号之间呈线性或非线性关系两种情况下, 比值系数均为常数, 与负荷大小无关。也就是说, 当负荷变化时, 有无开方器对系统的静态比值没有影响。那么, 流量测量中的非线性对系统有什么影响呢? 如果把图 5.19 中 A 物料管道上的节流元件和压差变送器的数学表达式合并起来, 写成

$$I_A = \left(\frac{Q_A}{Q_{Amax}} \right)^2 \times 16 + 4 \quad (5-31)$$

可见压差变送器输出信号 I_A 与物料流量 Q_A 之间是非线性的。这就是说, 测量、变送部分的静态增益 K_p 是随负荷而变化的。从式(5-31)可以推导出增益 K_p 与流量 Q_A 的关系为

$$K_p = \frac{dI_A}{dQ_A} = \frac{32}{Q_{Amax}^2} Q_A \quad (5-32)$$

这个与负荷成正比的静态增益无疑会影响系统的动态性能。例如, 当系统在某个较小负荷下按控制要求整定好控制器的参数, 系统当然运行得很好, 一旦负荷增大时, 由于测量、变送部分的静态增益增加许多, 而控制器参数未变, 此时系统控制品质就会恶化。

为了使变化的静态增益不致影响系统的动态性能, 就要设法使系统的总增益接近常数。例 5-6 中, 如按图 5.21 的方案, 即在变送器后加入开方器, 此时, 测量元件、变送器和开方器部分的静态增益 K'_p 可以从式(5-30)中推导而得, 即

$$K'_p = \frac{dI'_A}{dQ_A} = \frac{4}{Q_{Amax}} \quad (5-33)$$

与式(5-32)相比, K'_p 已不再是负荷 Q_A 的函数。也就是说, 加入开方器后, 即可消除非线性影响, 使系统的增益为定值, 系统的动态品质不再受负荷的影响。但是, 如果系统中调节阀的流量特性是向下弯曲的, 即阀门的增益随着负荷的增加而减小的话, 则可利用调节阀的非线性特性补偿反馈回路中测量、变送部分的非线性, 从而使开环总增益接近不变, 克服了非线性对系统性能的影响。若此时再加入开方器反而给系统增加了新的非线性因素。

从上面分析可知, 由于比值控制是指自动保持两种或两种以上物料成一定比例的控制方式, 无论从测量、变送的关系式, 还是从物料成比例的公式, 都与平方、乘除等运算有关, 很容易引进非线性因素, 因此, 在实施比值控制系统时要特别注意。

5.5.3 比值控制系统的整定

简单的比值系统实际上是一个单回路系统, 它的动态整定比较简单, 只是要注意, 比值系统的闭环实际上是一个流量随动系统, 即要求被控量按一定比例随主流量作相应的变化, 在例 5-6 中就是物料 A 的流量按某个比例跟踪物料 B 的流量。显然, 这就要求控制回路跟踪得越快越好。另外, 考虑到工艺上要求流量变化尽可能平稳, 不希望它在控制过程中上下波动。因此, 在整定时应把系统的衰减率 ψ 调整得很大, 使控制过程处于振荡和不振荡之间的临界情况。此时, 控制过程既无波动而又动作迅速, 能够满足生产要求。在整定过程中, 一般先把控制器 $Q_A C$ 的积分时间 T_i 放在最大, 然后从大到小逐渐减小比例带 δ , 直到被控流量在主流量阶跃扰动下的过渡过程处于振荡与不振荡的临界情况, 如图 5.22 中曲线 b 所示。图中曲线 c 代表较大比例带时的过渡过程, 显然它的控制过程太慢。在确定好比例带以后, 再逐步减小 T_i , 直到控制过程中被控量稍有一点过调, 如图中曲线 a 所示。

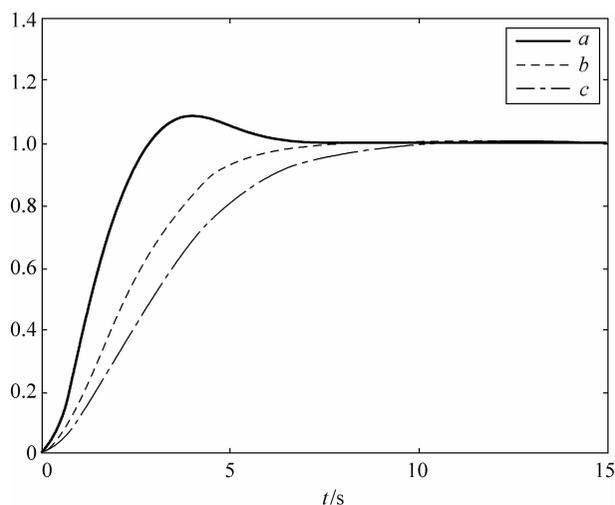


图 5.22 比值控制系统的过渡过程

5.5.4 常见比值控制系统

前面所讨论的比值系统都是属于单环比值系统。也就是用一个控制器控制副流量,使它按比例跟随主流量。这种系统的特点是简单,而且还可以克服单环内的各种扰动对比值系统的影响。因此这种方案已大量地在生产中得到应用。应当指出,单环比值系统一般只用于负荷变化不大的场合。原因是该方案中主流量不是确定值,它是随系统负荷升降或受扰动的作用而任意变化的。因此当主流量出现大幅度波动时,副流量难以跟踪,主、副流量的比值会较大地偏离工艺的要求。如果工艺对保持流量比的要求较高,而主流量仍然是不可控制的,则只能采用单环比值系统。不过可以利用动态补偿等方式来弥补流量比的动态偏差(另有章节讨论补偿原理,这里不再详述)。下面再介绍两种实现复杂比值控制的方案。

1. 双闭环比值控制系统

在比值控制精度要求较高而主流量又允许控制的场合下,很自然地就想到对主流量也进行定值控制,这就形成了双闭环比值系统,如图 5.23 所示。由图可知,它和单环比值系统的区别仅在于增加了主流量控制回路。显然,由于实现了主流量的定值控制,克服了扰动的影响,使主流量变化平稳。当然与之成比例的副流量也将比较平稳。当系统需要升降负荷时,只要改变主流量的设定值,主、副流量就会按比例同时增加或减小,从而克服上述单环比值系统的缺点。

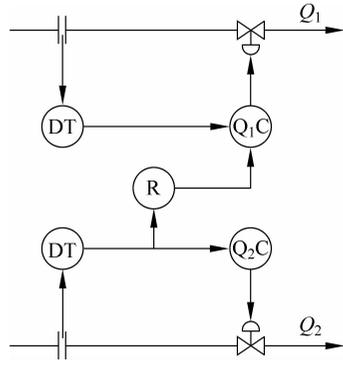


图 5.23 双闭环比值控制系统

2. 变比值控制系统

不难发现,无论是单环还是双环比值控制系统,主、副流量之间的比值都是确定的。但在有些生产过程中,两个流量之比不是一个常数,而要根据另一个参数的变化来不断修正,显然这是一个变比值控制问题。下面举例说明。

例 5-7 变换炉触媒层温度控制系统。

变换炉触媒层温度控制如图 5.24 所示。变换炉是合成氨生产中的关键设备,它的任务是使煤气中的一氧化碳与蒸汽中的水分在触媒作用下发生反应,将一氧化碳转化为二氧化碳,并得到有用的氢气。为了增加一氧化碳的转化率,总是使水蒸气过量,一般要保持水蒸气和煤气之比值为 5~8。由于触媒层温度不仅影响触媒本身的寿命,而且还影响一氧化碳的转化率,因此触媒层温度是关键参数,应选作被控量。至于操作量,可以是蒸汽量,也可以是煤气量。考虑到蒸汽量总是大于煤气量,故蒸汽量的变化对反应过程影响不大,但其带走热量的多少却直接影响触媒层温

度,因此,可以选蒸汽量为操作量,以改变煤气和水蒸气之比值来控制触煤层温度,组成控制系统。

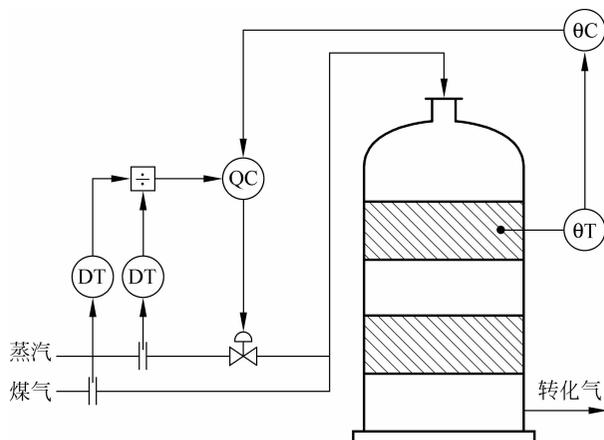


图 5.24 变换炉触煤层温度控制方案

图 5.25 是例 5-7 的变比值控制方框图。从图可见,这个方案实际上是一个串级比值控制系统。它的副回路是一个单环比值系统,其比值由除法器来实现。在两个流量受到某种扰动作用发生变化时,副回路可以很快动作,使两者的比例维持常数。当主参数即触煤层温度受某种扰动偏离设定值时,主控制器将会改变副控制器的设定值 r_2 ,即改变两个流量的比值,增大或减小水蒸气量,从而使温度回到设定值。

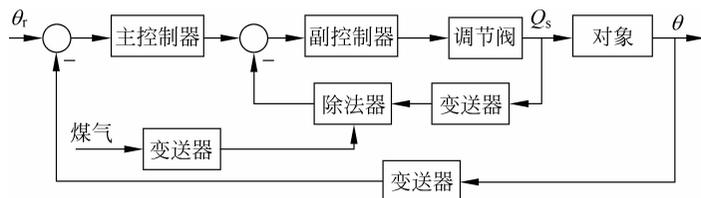


图 5.25 变换炉触煤层温度串级比值控制系统

应当指出,在变比值控制系统中,主参数往往是选择衡量质量的最终指标,因此,这种系统,由于它具有按主参数反馈自动校正比值的优点,将会随质量仪表的发展在生产中得到较广泛的应用。

5.6 小结

本章主要讨论了串级控制系统及比值控制系统。首先,本章介绍了串级控制系统的基本概念,包括串级系统的基本组成,串级系统的应用实例。其次,介绍了串级控制系统的分析方法,给出了串级控制系统与普通单回路控制系统的性能比较,指

出了串级控制系统的稳定条件等。然后介绍了串级控制系统的设计与实施,控制器的选择与整定方法等。最后,作为一种特殊的串级控制系统,介绍了比值控制系统的基本组成,以及比值的确定、非线性环节的处理以及比值控制器的整定等。本章是复杂控制系统的第 1 章,所介绍的内容相对前面简单控制系统而言更为复杂。如果读者欲对本章内容有更深入的了解,可以在学习本书的基础上,参考其他相关的文献。