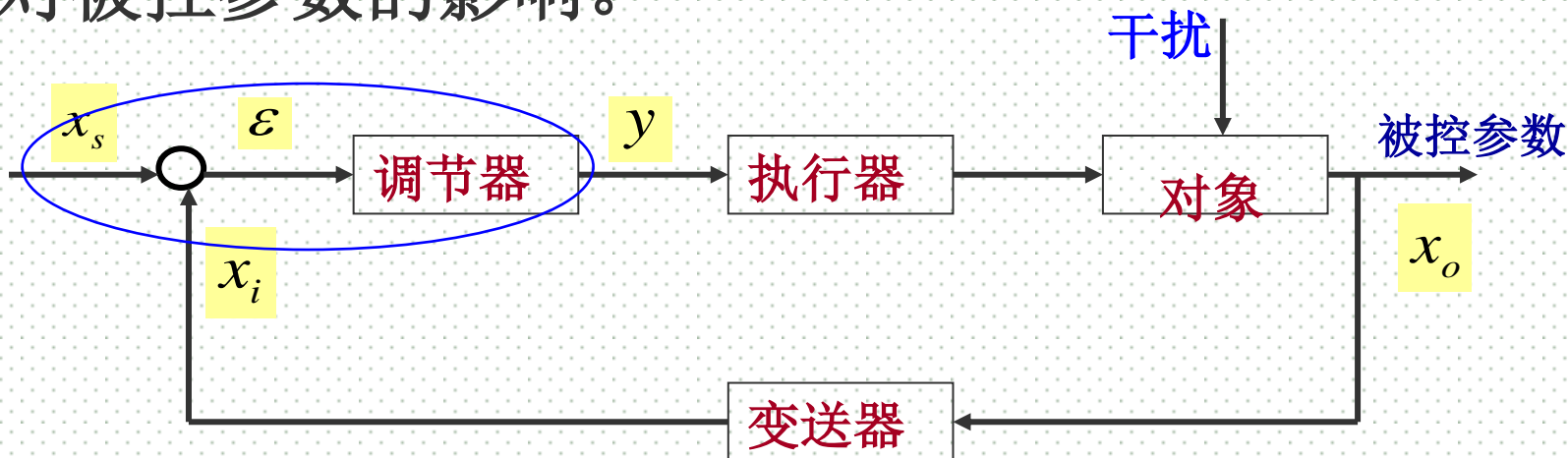


第十章 控制器

概述

控制器（调节器）接受来自变送器的测量信号 x_i ，将其与给定信号 x_s 加以比较。

如果有干扰作用，被控参数 x_i 会发生变化，使测量信号偏离给定信号。调节器对产生的偏差信号进行**一定规律的运算**后，输出统一标准信号 y ，去控制执行机构的动作，以消除干扰对被控参数的影响。



我们关心的是：

被控参数**能否**回到给定值上？

以**怎样的途径**、经过**多长时间**回到给定值上？

这些不仅与**对象的特性**有关，而且与**调节器的特性**
（即调节器的运算规律）有关，需要加以详细讨论。

定义： 偏差： $\varepsilon = x_i - x_s$

正偏差： $\varepsilon > 0$

负偏差： $\varepsilon < 0$

正偏差

正作用调节器： 如果 $\varepsilon > 0$ 时，调节器的输出变化量 $\Delta y > 0$ ；

反作用调节器： 如果 $\varepsilon < 0$ 时，调节器的输出变化量 $\Delta y > 0$ 。

负偏差

- 控制器是控制系统的核心，生产过程中被控变量偏离设定要求后，必须依靠控制器的作用去控制执行器，改变操纵变量，使被控变量符合生产要求。
- 控制器在闭环控制系统中将检测变送环节传送过来的信息与被控变量的设定值比较后得到偏差，然后根据偏差按照一定的控制规律进行运算，最终输出控制信号作用于执行器上。
- 控制器种类繁多，有常规控制器和采用微机技术的各种控制器。
- 控制器一般可按能源形式、信号类型和结构形式进行分类。

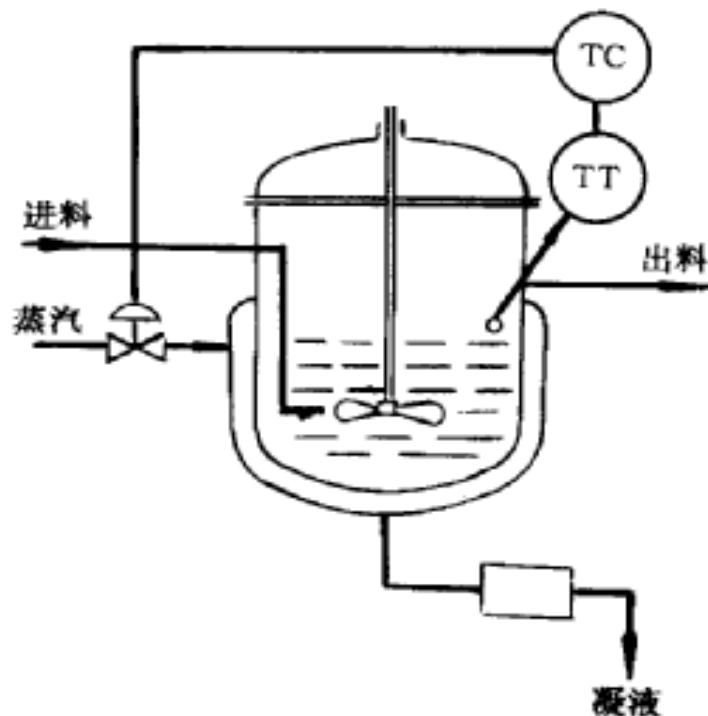
10.1 控制器的基本概念

10.1.1 控制规律

- 控制规律是指控制器输出信号与输入信号之间随时间变化的关系，其中输出信号是送往执行器的控制命令，输入信号是是偏差，即测量值与被控变量的设定值之差。

举例：蒸汽加热反应釜温控

设在正常情况下，温度为 85°C ，阀门开度是三圈；
反应过程是轻微放热的，还需要从外界补充一些热量。



(1) 控制方式一：双位控制

发现温度一低于 85°C ，就把蒸汽阀门全开，一高于 85°C ，就全关；

这种做法称双位控制，因为阀门开度只有两个位置，全开或全关。

阀门在全开时，供应的蒸汽量一定多于需要量，因此温度将会上升，超过设定值 85°C ；阀门在全关时，供应的蒸汽量一定少于需要量，因此温度将会下降，低于设定值 85°C 。这样虽然能起到控制温度的作用，但又使供需一直不平衡，温度波动不可避免，它是一个持续振荡过程。用双位控制规律来控制反应器温度，显然控制质量差，一般不采用。

(2) 控制方式二：比例控制

若温度高于 85°C ，每高出 5°C 就关一圈阀门；
若低于 85°C ，每降低 5°C 就开一圈阀门。
显然，阀门的开启度与偏差成比例关系

比例控制规律模仿这种操作方式，控制器的输出与偏差有一一对应关系。

比例控制的缺点是在负荷变化时有余差。

例如，在这一例子中，如果工况有变动，阀门开三圈，就不再能使温度保持在 85°C 。

(3) 控制方式三：积分控制

为了消除余差，有人这样做：把阀门开启数圈后，不断观察测量值，若温度高于 85°C ，则慢慢地把阀门关小；若低于 85°C ，则慢慢地把阀门开大，直到温度回到 85°C 。与方式二的基本差别是，这种方式是按偏差来决定阀门开启或关闭的速度，而不是直接决定阀门开启的圈数。

积分控制规律就是模仿这种操作方式。控制器输出的变化速度与偏差成正比。积分控制的特点是只要有偏差随时间而存在，控制器输出总是在不断变化，直到偏差为零时，输出才会稳定在某一数值上。

(4) 控制方式四：微分控制

由于温度过程的容量滞后较大，当出现偏差时，其数值已较大，为此，有人再补充这样的经验，观察偏差的变化速度即趋势来开启阀门的圈数，这样可抑制偏差幅度，易于控制。

微分控制规律就是模仿这种操作方式，控制器的输出与偏差变化速度成正比。

- 在工程实际中，应用最为广泛的控制规律就是比例（P）、积分（I）、微分（D）控制规律，简称**PID控制规律**。

10.1.2 PID控制规律及其特点

1. 比例运算规律 (P)

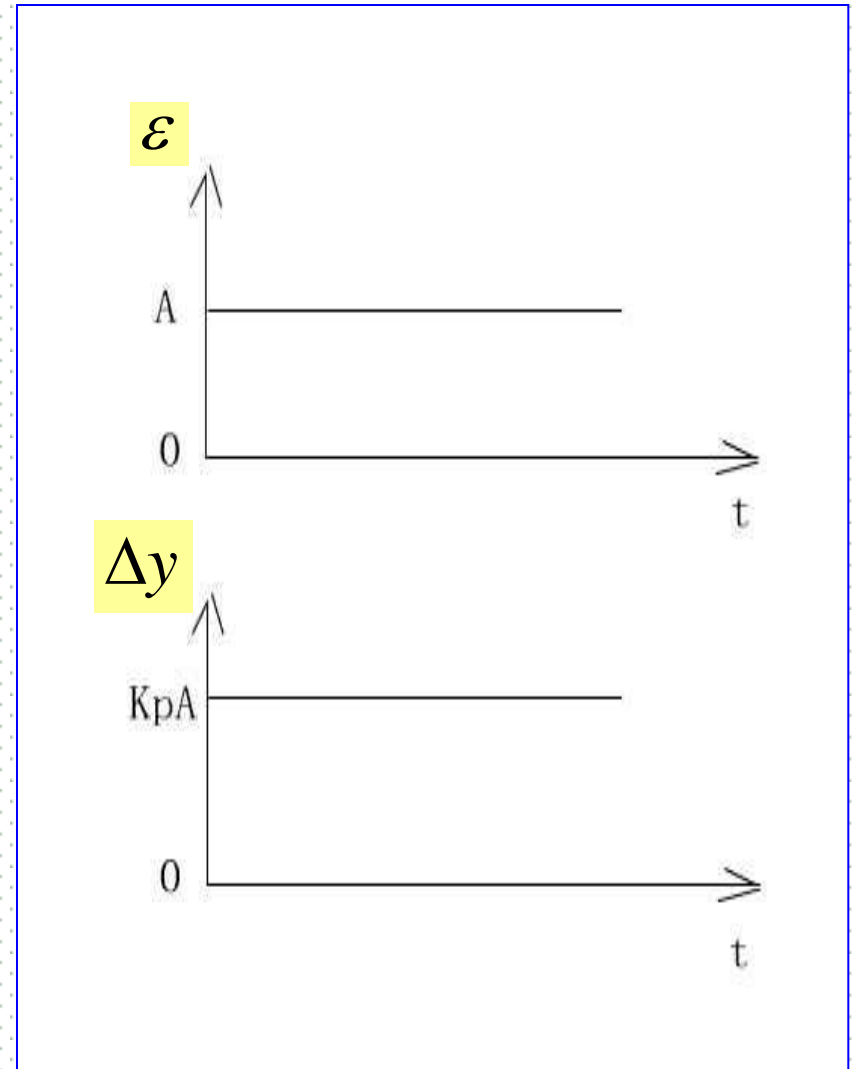
所谓比例运算，是指调节器的输出变化量与输入变化量（即偏差 ε ）成比例。其数学表达式为：

$$\Delta y = K_p \cdot \varepsilon$$

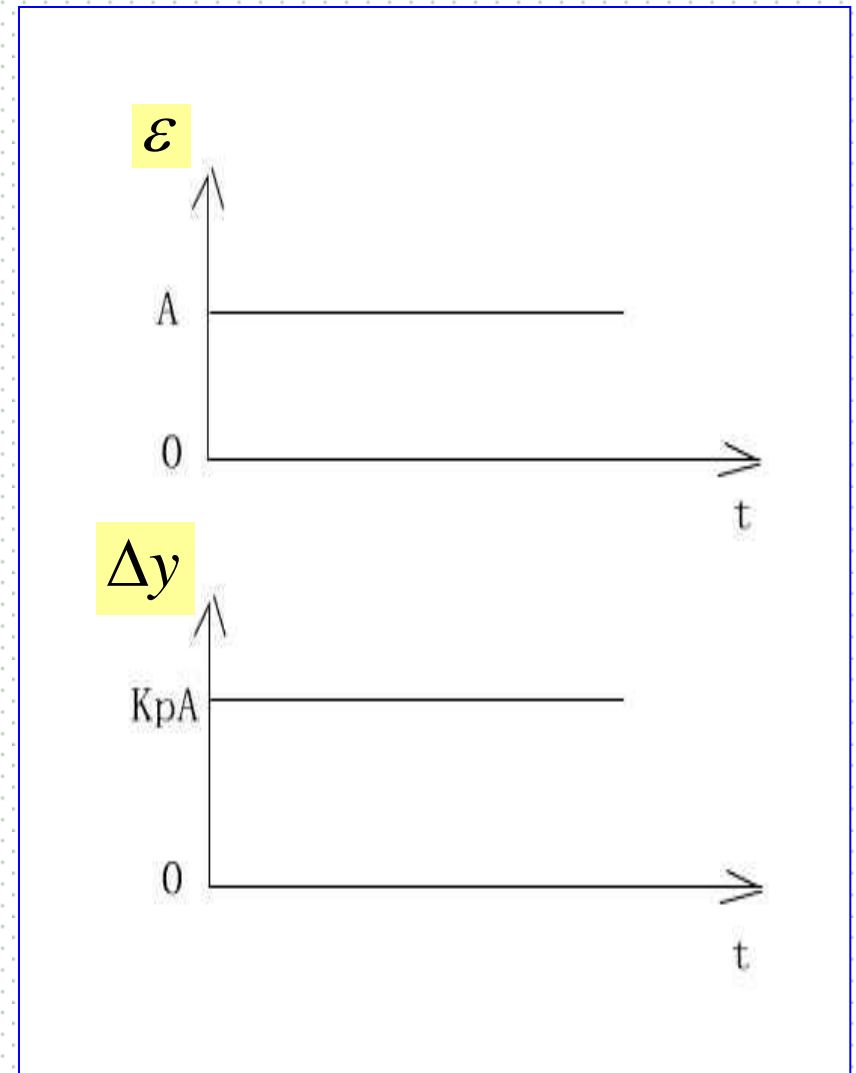
或者用传递函数式表示为：

$$W(s) = \frac{\Delta Y(s)}{E(s)} = K_p$$

其中 K_p 为**比例增益**。

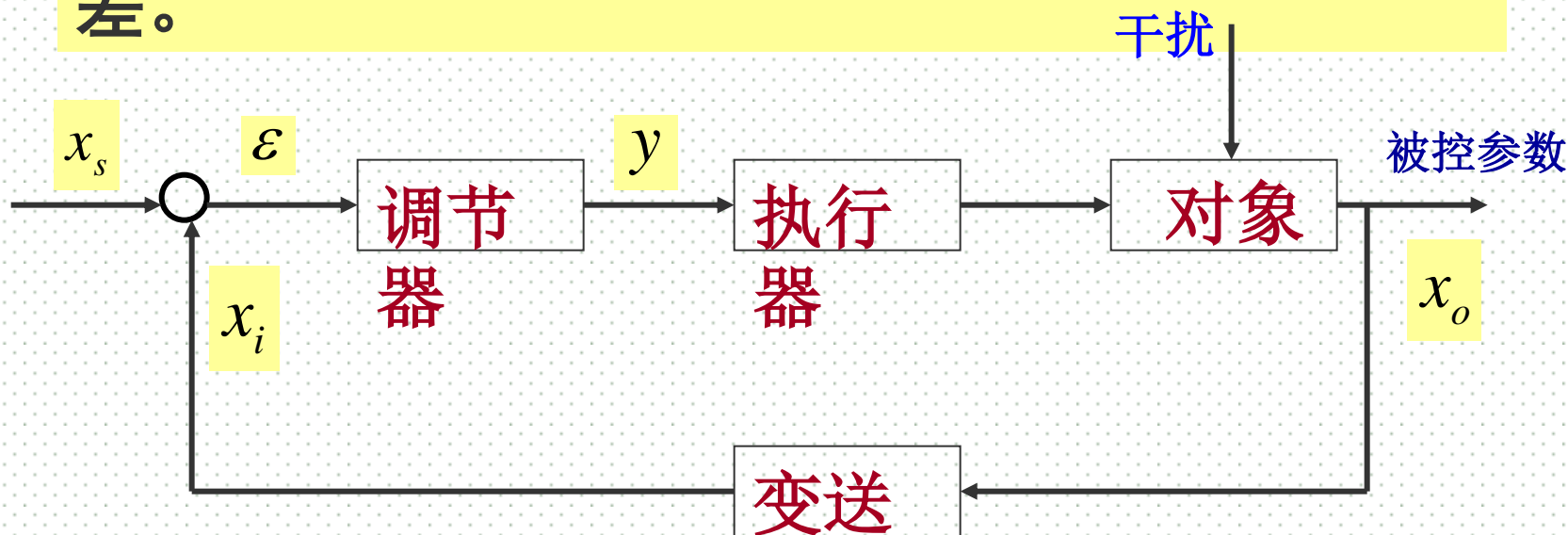


采用比例调节时，
当偏差一有变化，
调节器的输出立即
变化，**响应非常及时，没有丝毫的滞后。**



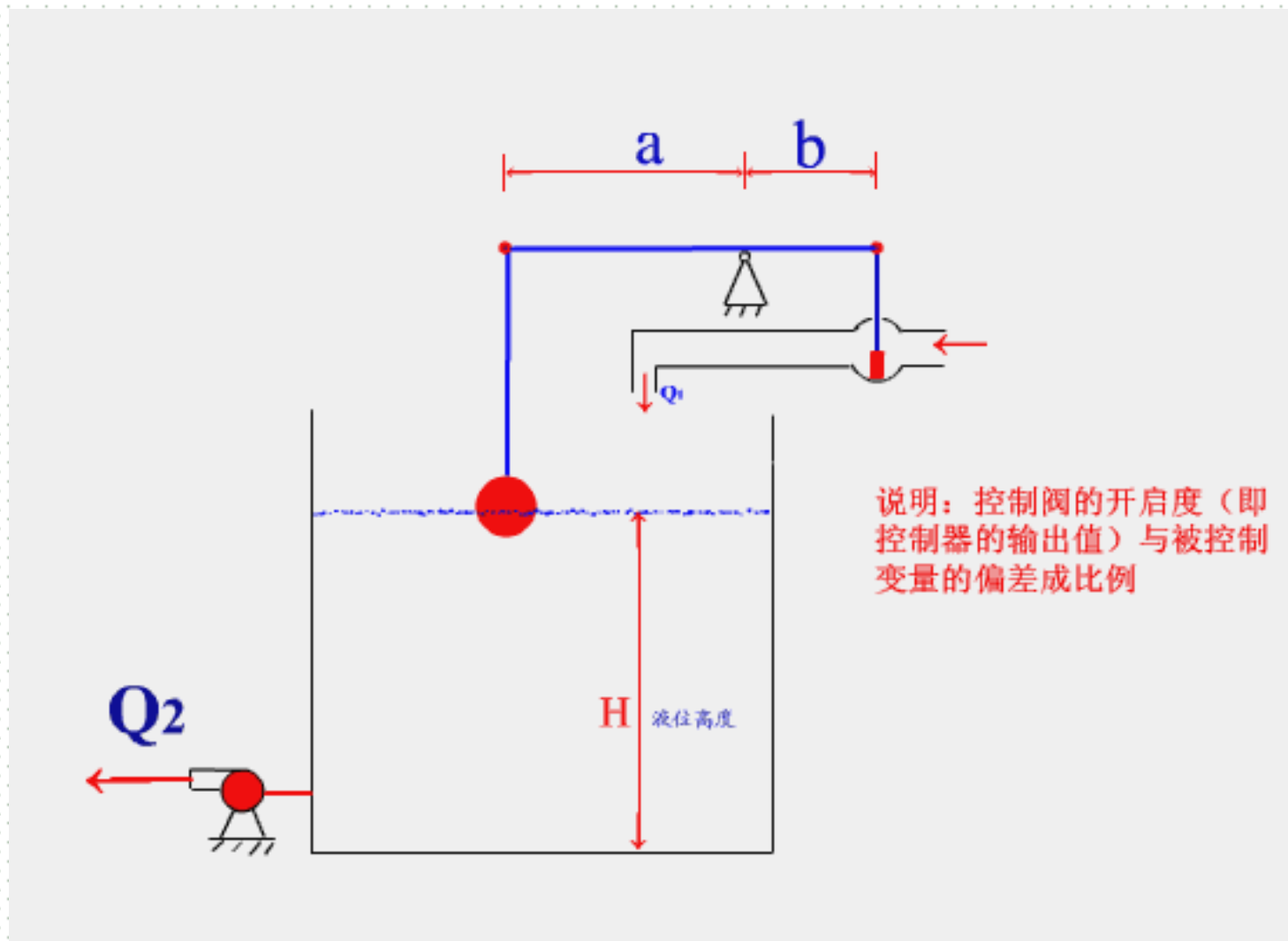
但是，比例调节会使系统出现**余差**，即被控参数的测量值与给定值之间存在有偏差。这是比例调节固有特性所决定的，是不可避免的。

余差的大小受比例增益 K_P 的影响， K_P 越大，余差越小。但增大 K_P 将会使系统的稳定性变差。

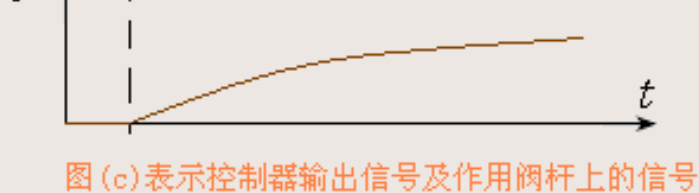
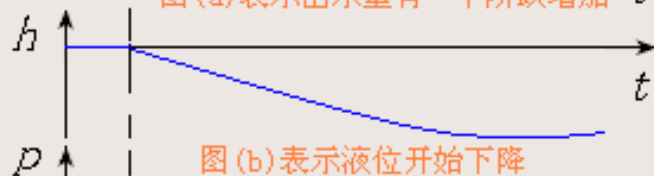
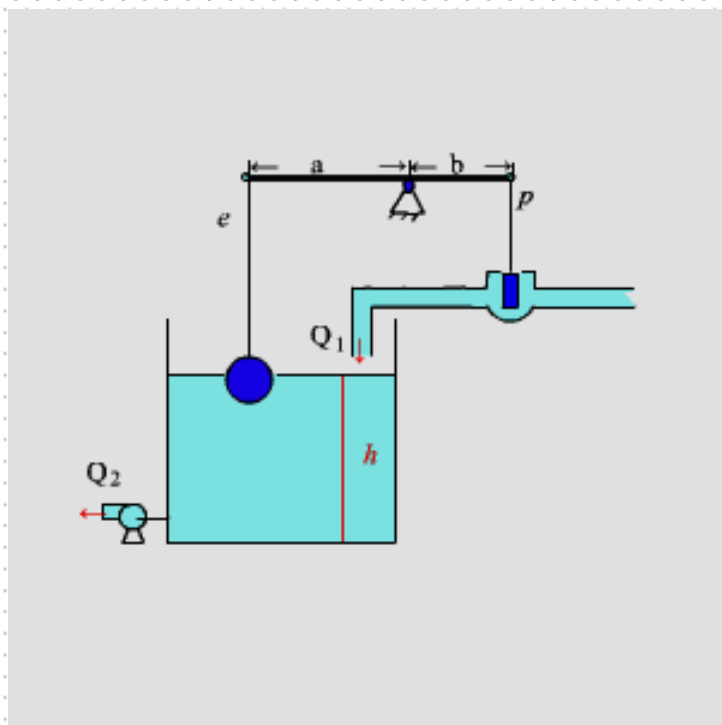


干扰 $\neq 0$ \longrightarrow $\Delta y \neq 0$ \longrightarrow $\varepsilon \neq 0$ \longrightarrow x_i 与 x_s 之间存在偏差 (余差)

> P控制特性



> P控制特性



在实际调节器中，通常使用**比例度** δ 来表示比例作用的强弱，其定义为：

$$\delta = \frac{\frac{\varepsilon}{\Delta y}}{y_{\max} - y_{\min}} \times 100\% = \frac{\varepsilon}{\Delta y} \times 100\% = \frac{1}{K_p} \times 100\%$$

$\varepsilon_{\max} - \varepsilon_{\min}$ —— 偏差变化范围

$y_{\max} - y_{\min}$ —— 输出信号变化范围

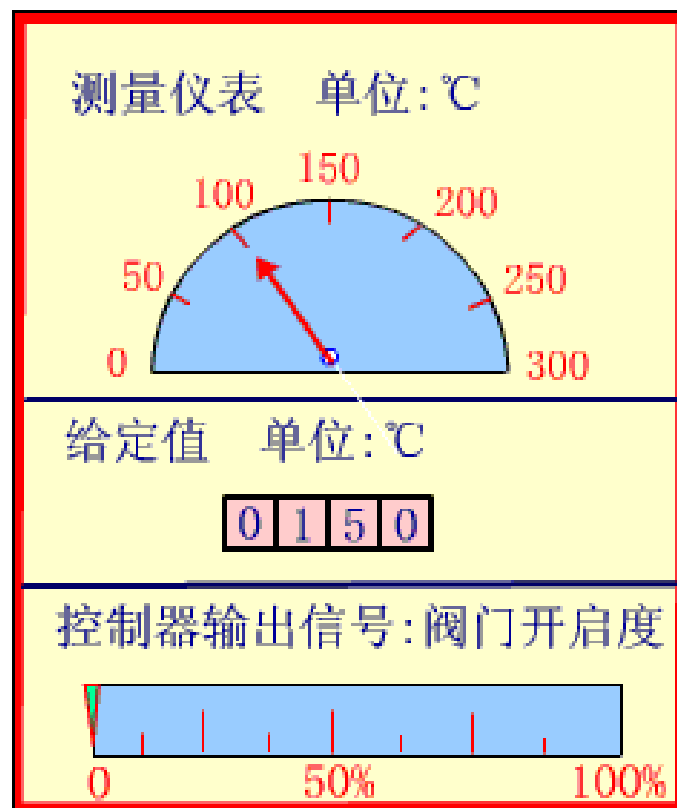
在单元组合仪表中，两者相等

可见比例度 δ 与比例增益 K_p 成反比，比例度 δ 越小，比例增益 K_p 越大，调节作用越强。

比例度的动画

XXX型热电阻温度控制仪

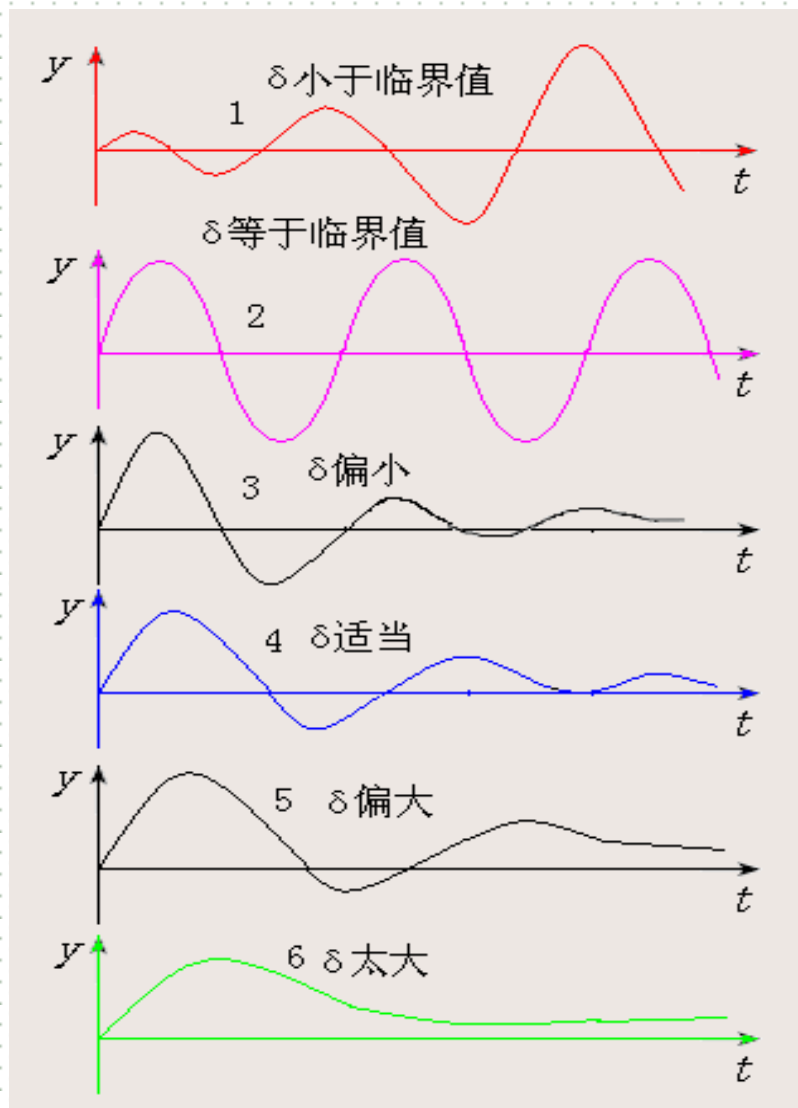
说明: 测量值的温度从100℃升到给定值150℃, 此时, 控制器输出从0升到100%, 表示从开全关到全开。



比例度: 指测量输入信号的变化量为50℃占总量程300℃的16.7%, 此时控制器的输出将从全关到全开, 比例度 δ 等于16.7%。

比例度很小, 说明输入信号变化很小时, 输出将从0升到100%, 表示控制器的控制能力很强, 控制器的放大倍数 K_P 很大。 $\delta \propto 1/K_P$

❖ 比例度与系统稳定性的关系:



δ 越小，控制作用越强，但并不是 δ 越小越好。

δ 小于临界值时，发散振荡，系统不稳定；

δ 等于临界值时，等幅振荡，系统处于稳定与不稳定之间；

δ 适当时，衰减振荡，系统稳定；

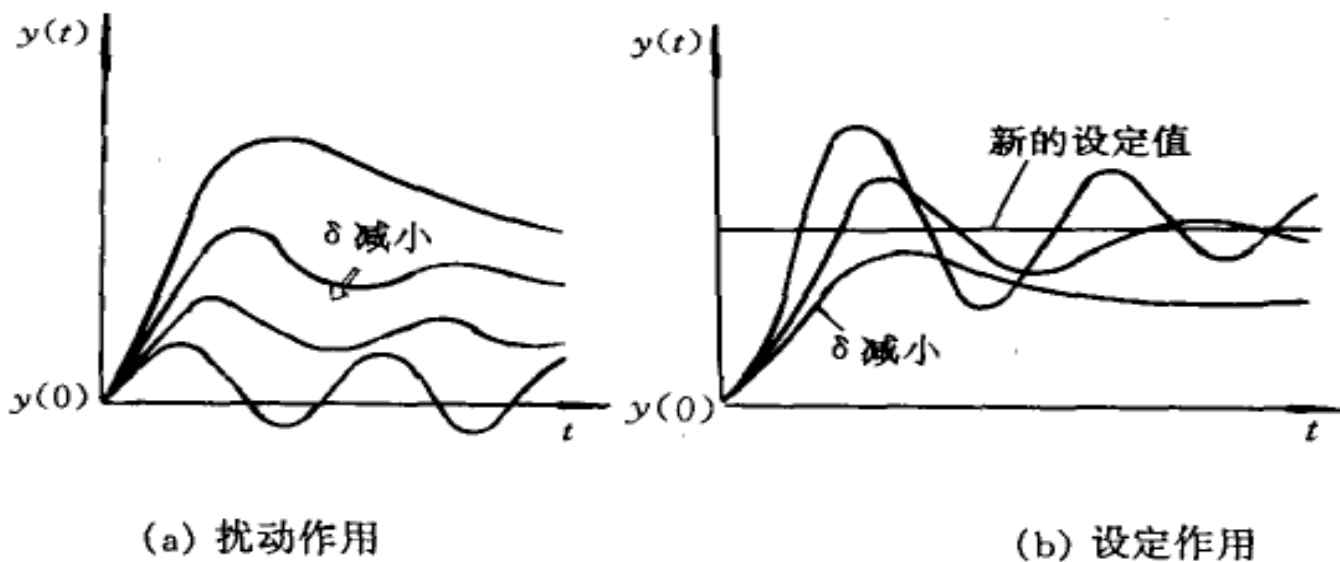
δ 太大时，非周期振荡，系统较稳定。

总之 δ 越大，过渡过程曲线越平衡，但余差也越大。

比例度对过渡过程的影响

比例度对系统过渡过程的影响

- 在扰动（例如负荷）及设定值变化时有余差存在。
- 比例度 δ 越大，过渡过程曲线越平稳；随着比例度 δ 的减小，系统的振荡程度加剧，衰减比减小，稳定程度降低。



- 在基本控制规律中，比例作用是最基本、最主要也是应用最普遍的控制规律，它能较为迅速地克服扰动的影响，使系统很快地稳定下来。
- 比例控制作用通常适用于扰动幅度较小、负荷变化不大、过程时滞（指 τ/T ）较小或者控制要求不高的场合，例如在液位控制中，往往只要求液位稳定在一定的范围之内，没有严格要求。
- 只有当比例控制系统的控制指标不能满足工艺生产要求时，才需要在比例控制的基础上适当引入积分或微分控制作用。

2. 比例积分运算规律 (PI)

在工业上，为了保证控制质量，许多控制系统中是**不允许存在余差**的，因此要**在比例作用的基础上**引入积分作用。

(1) 理想PI调节器的特性

所谓积分控制，即调节器的输出变化速度与输入的偏差值成正比：

$$d\Delta y_I / dt = \varepsilon / T_I \quad \longrightarrow \quad \Delta y_I = \frac{1}{T_I} \int \varepsilon \cdot dt$$

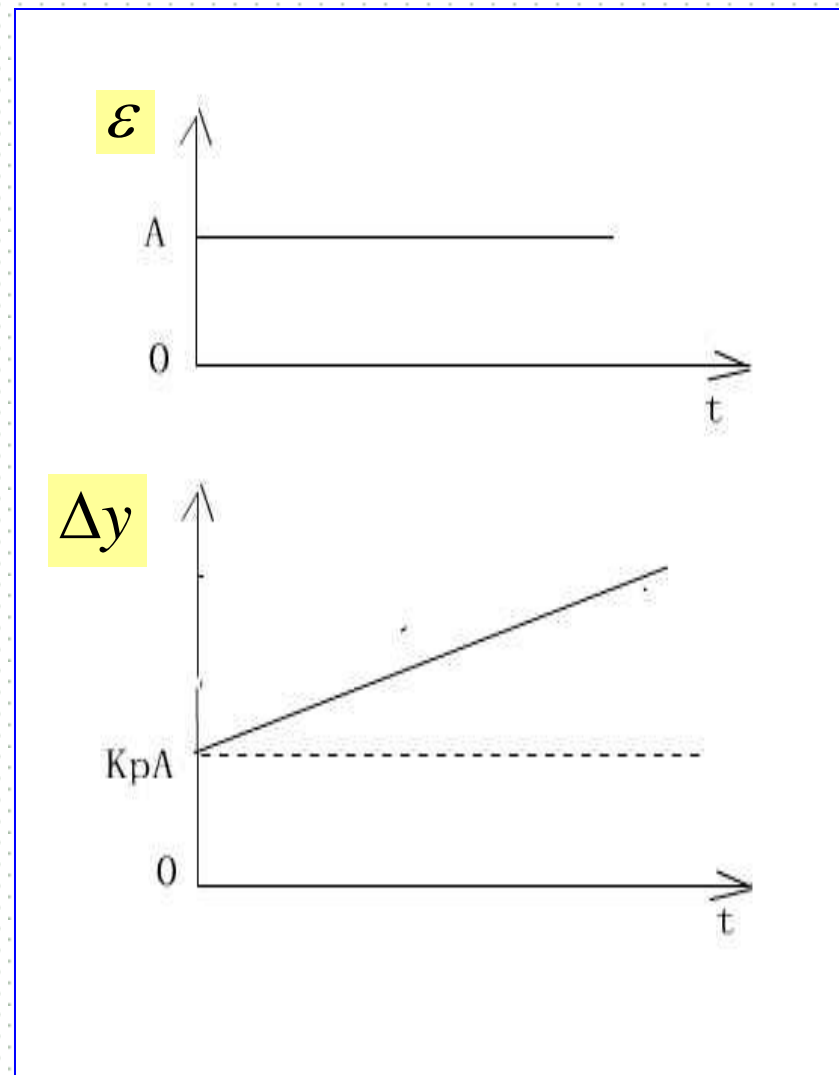
理想的比例积分运算规律的数学表达式为：

$$\Delta y = K_P (\varepsilon + \frac{1}{T_I} \int \varepsilon \cdot dt)$$

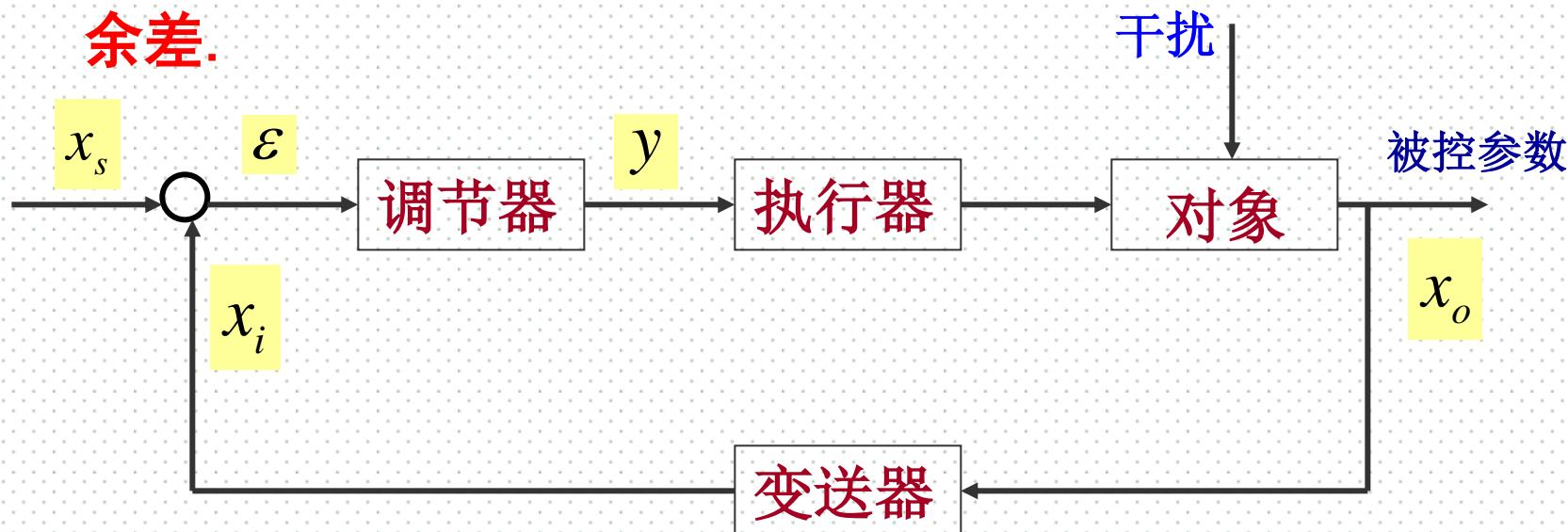
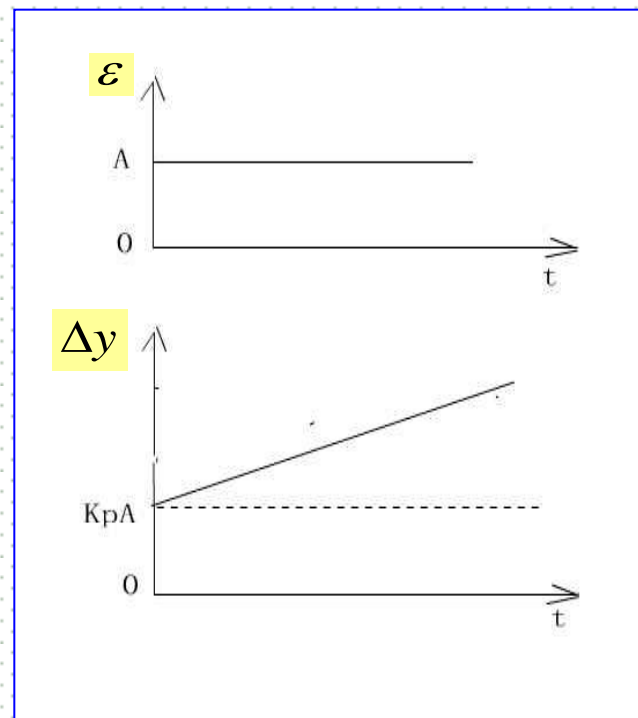
其传递函数为：

$$W(s) = K_P (1 + \frac{1}{T_I s})$$

T_I —— 调节器的积分时间，用来表示调节器积分速度的动态参数

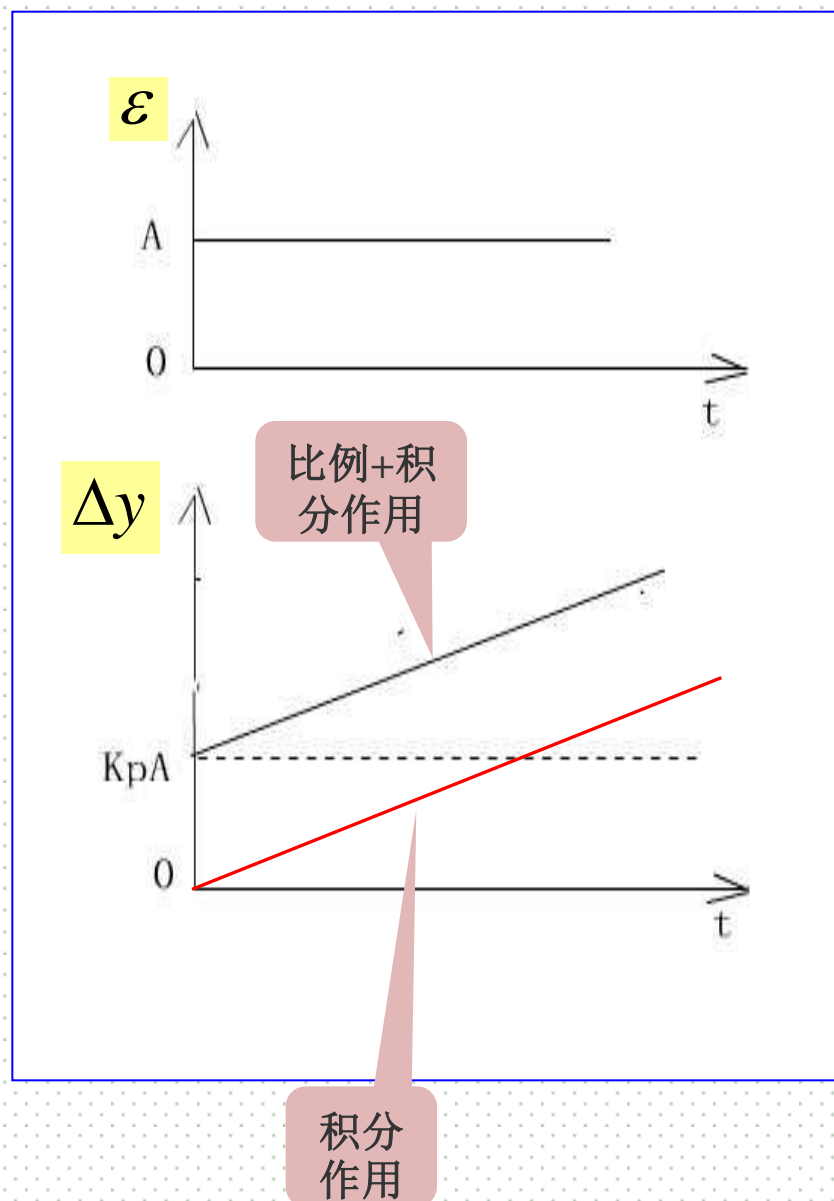


- 由于增加了积分作用，调节器的输出信号不仅与偏差信号的大小有关，而且还取决于偏差信号存在时间的长短。只要偏差存在，调节器的输出就不断变化，直到偏差为零，才稳定在某一个值上。因此，积分控制的显著优点是能消除余差。



注意到：

虽然积分作用能消除余差，但是由于积分输出是随时间的积累而逐渐增大的，使积分作用的输出变化总是滞后于偏差的变化，从而不能象比例作用那样及时地对偏差加以响应。因此，**在工业上通常不单独使用积分作用。**



积分时间的定义：

当偏差为阶跃信号时，
调节器的积分输出增大到
与比例输出相等所需的时间。

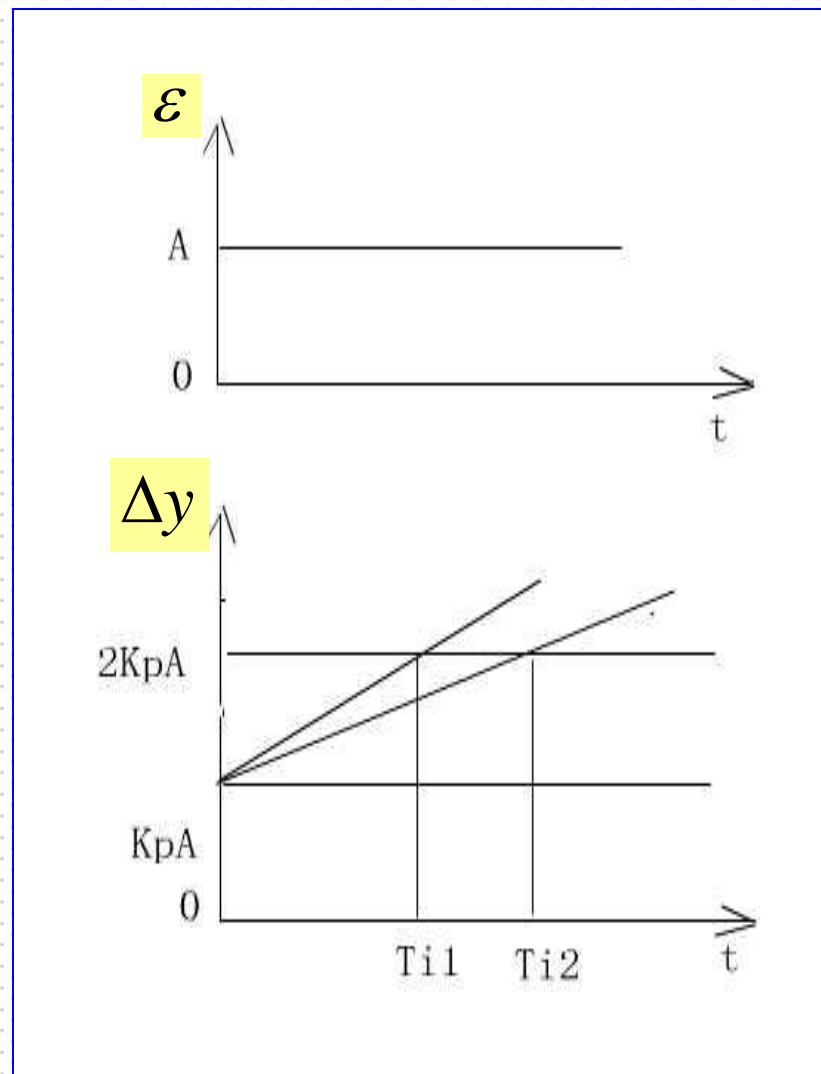
$$\Delta y = K_p \left(\varepsilon + \frac{1}{T_I} \int \varepsilon \cdot dt \right)$$

$$= K_p \left(1 + \frac{t}{T_I} \right) \cdot \varepsilon$$

$$= \Delta y_P + \Delta y_I$$

当 $t = T_I$ 时， $\Delta y_P = \Delta y_I$

积分时间越小，积分
输出增大得越快，即积
分速度越大，积分作用
就越强。



(2) 实际PI调节器的特性

在模拟调节器中，由于放大器的放大倍数不是无穷大，因此实际的比例积分调节器的传

$$W(s) = K_p \frac{1 + \frac{1}{T_I s}}{1 + \frac{1}{K_I T_I s}}$$

K_I — 积分增益

定义：

在阶跃信号的作用下，调节器输出变化的终值和初值之比

当偏差 ε 为阶跃信号时，调节器输出随时间变化的表达式为：

$$\Delta y = K_p \varepsilon [1 + (K_I - 1)(1 - e^{-\frac{t}{K_I T_I}})]$$

$$t = 0 \text{ 时, } \Delta y(0) = K_p \varepsilon$$

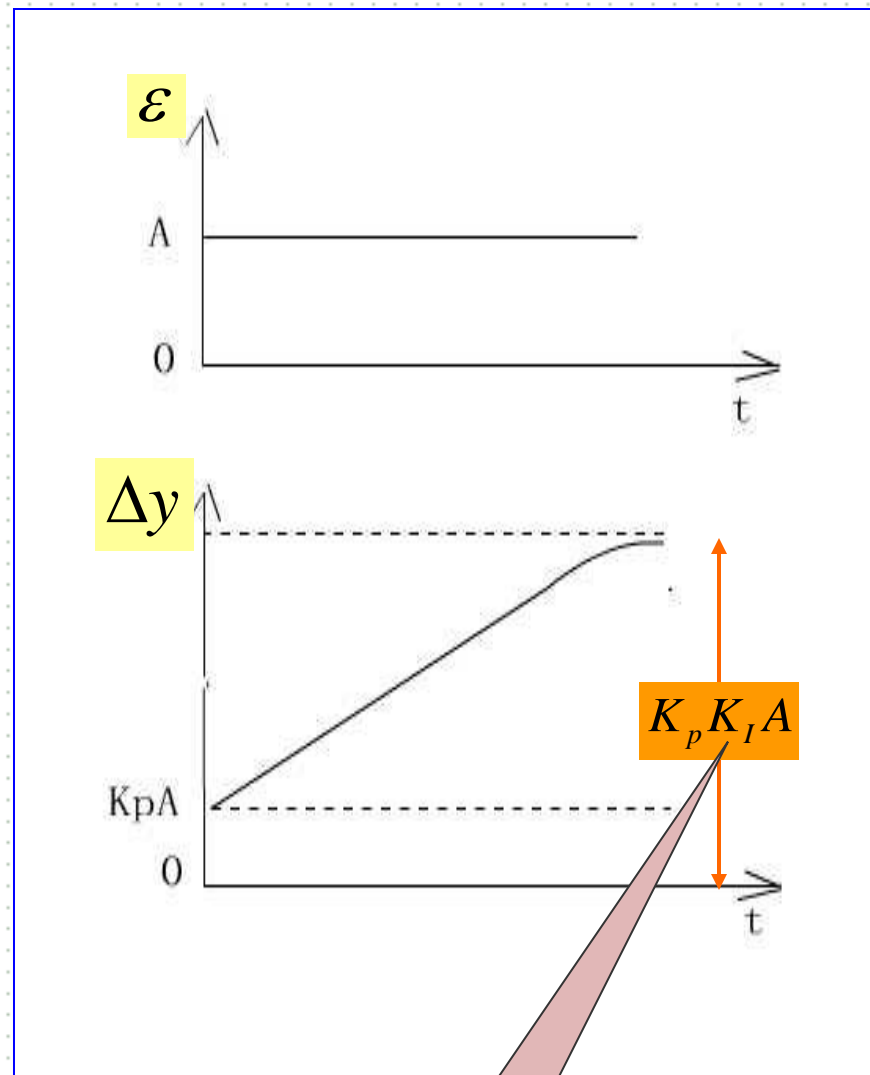
$$t \rightarrow \infty \text{ 时, } \Delta y(\infty) = K_p K_I \varepsilon$$

$$\text{因此, 有: } \frac{\Delta y(\infty)}{\Delta y(0)} = K_I$$

- 实际积分输出是按指数规律变化的，最终将趋于饱和，其稳态值取决于积分增益。
- PI调节器的积分增益一般都很大，因此使**实际PI调节器的特性接近于理想PI调节器的特性。**

$10^2 \sim 10^5$

$$\Delta y = K_p \left(\varepsilon + \frac{1}{T_I} \int \varepsilon \cdot dt \right)$$



积分增益

(3) 控制点偏差和调节精度

由于积分增益不是无穷大，实际PI调节器是**不可能完全消除余差**的。因此，当调节器输出稳定在某一个值上时，被控参数的测量值与给定值之间依然存在着偏差（通常称为**控制点偏差**）。

调节精度 Δ :

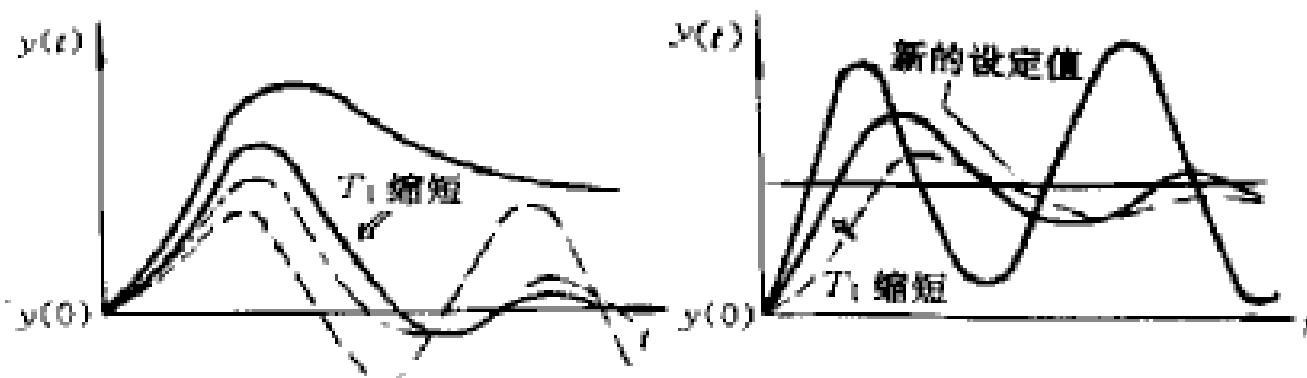
- 控制点最大偏差的相对变化量，表征着调节器消除余差的能力。

$$\begin{aligned}\Delta &= \frac{\varepsilon_{\max}}{x_{\max} - x_{\min}} \times 100\% = \frac{\frac{y_{\max} - y_{\min}}{K_I K_P}}{x_{\max} - x_{\min}} \times 100\% \\ &= \frac{1}{K_P K_I} \times 100\%\end{aligned}$$

K_P 或 K_I 越大，调节精度越高，调节器消除余差的能力就越强。

积分时间对系统过渡过程的影响

- 在一个纯比例控制的闭环系统中引入积分作用时，若保持控制器的比例度 δ 不变，则可从图所示的曲线族中看到，随着 T_I 减小，则积分作用增强，消除余差较快，但控制系统的振荡加剧，系统的稳定性下降； T_I 过小，可能导致系统不稳定。 T_I 小，扰动作用下的最大偏差下降，振荡频率增加。



(a) 扰动作用

(b) 设定作用

- 由于比例积分控制器具有比例和积分控制的优点，有比例度 δ 和 T_I 两个参数可供选择，因此适用范围比较宽广，多数控制系统都可以采用。只有在过程的容量滞后大、时间常数大、或负荷变化剧烈时，由于积分作用较为迟缓，系统的控制指标不能满足工艺要求，才考虑在系统中增加微分作用。

3. 比例微分运算规律 (PD)

- 微分控制是**根据偏差的变化趋势进行动作的**，因此，在比例作用的基础上增加微分作用后，有可能避免产生较大的偏差，且可以缩短控制时间。

(1) 理想PD调节器的特性

所谓微分控制，即调节器的输出变化量与输入偏差的变化速度成正比：

$$\Delta y_D = T_D \frac{d\varepsilon}{dt}$$

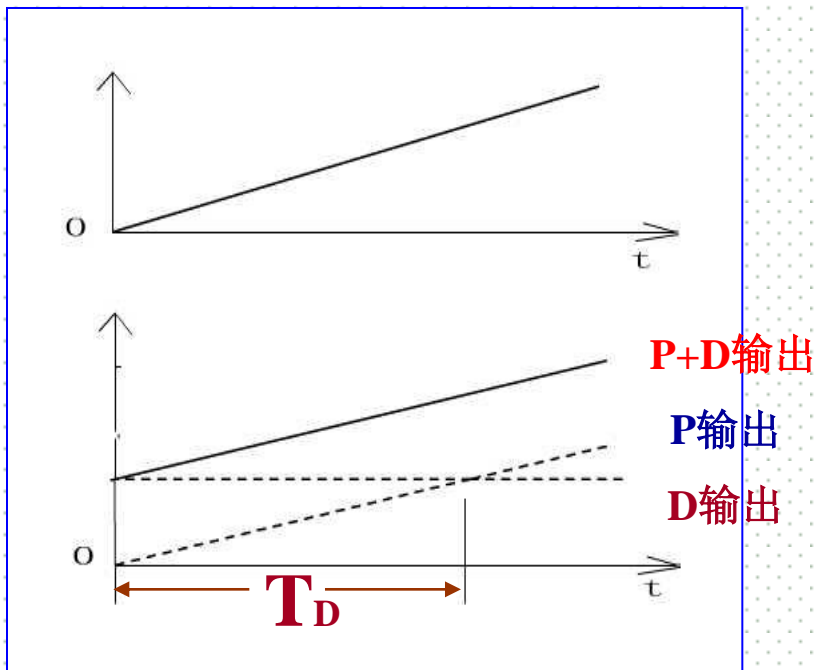
理想的比例微分运算规律的数学表达式为：

$$\Delta y = K_P (\varepsilon + T_D \frac{d\varepsilon}{dt})$$

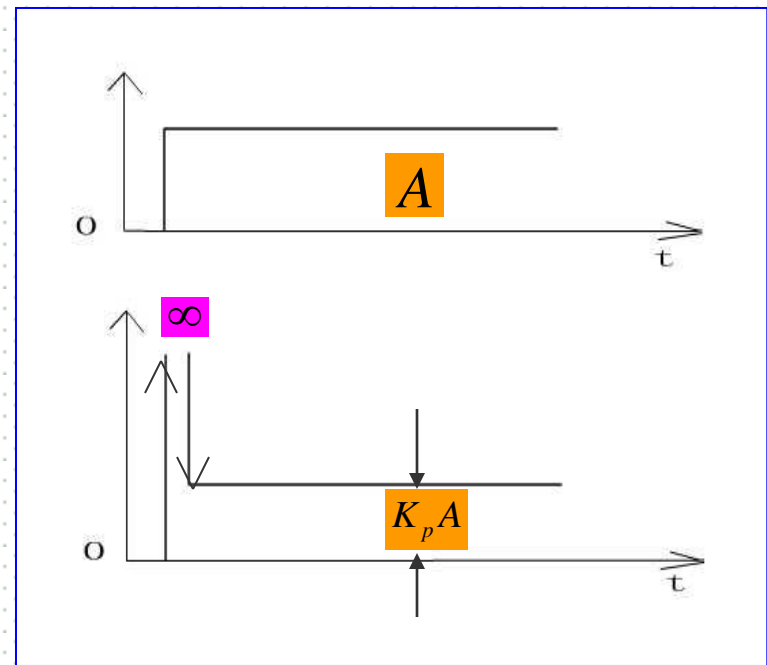
其传递函数为：

$$W(s) = K_P (1 + T_D s)$$

T_D —— 调节器的微分时间



如果偏差信号是**斜坡信号**，当偏差信号出现时，微分输出立即有一跳变，其**幅度正比于斜坡信号的斜率**，而比例输出则随时间逐渐增大。可见，**微分作用对偏差的响应要比比例作用更快**。



如果偏差是**阶跃信号**，则由于偏差出现时的变化速度为无穷大，使理想微分无法实现的。另外，在偏差恒定不变时，微分输出为零，使得**无法单独使用微分作用**。

(2) 实际PD调节器的特性

实际PD调节器的传递函数为：

$$W(s) = K_P \frac{1 + T_D s}{1 + \frac{T_D}{K_D} s} = K_P (1 + T_D s) \cdot \frac{1}{1 + \frac{T_D}{K_D} s}$$

即对理想PD调节器串接了一个一阶惯性环节。

当偏差是阶跃信号时，调节器的输出为：

$$\Delta y = K_P \varepsilon \cdot [1 + (K_D - 1) e^{-\frac{K_D}{T_D} t}]$$

K_D —— 微分增益

$$\text{当 } t = 0 \text{ 时, } \Delta y(0) = K_p K_D \varepsilon$$

$$\text{当 } t \rightarrow \infty \text{ 时, } \Delta y(\infty) = K_p \varepsilon$$

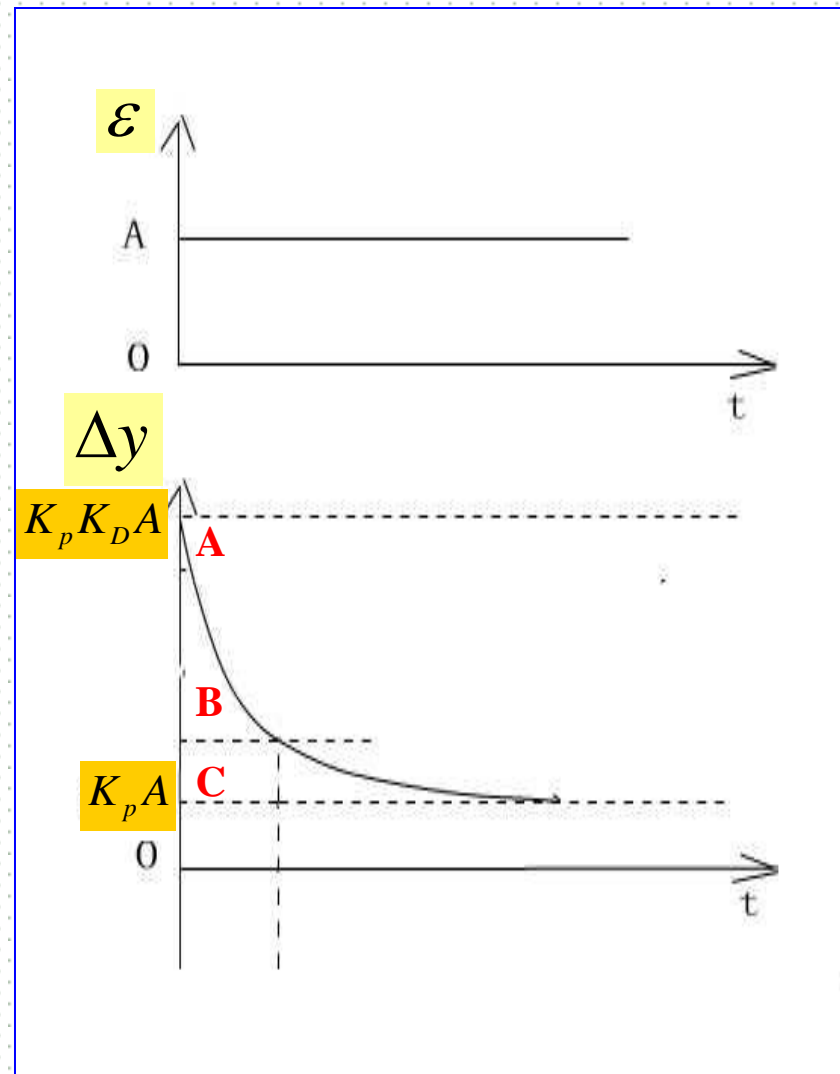
微分增益的意义为：

在阶跃信号的作用下，PD调节器输出变化的初始值与终值之比，即：

$$K_D = \frac{\Delta y(0)}{\Delta y(\infty)}$$

微分增益越大，微分作用越接近理想微分，通常取 $K_D = 5 \sim 10$ （不可调）。

$$\Delta y = K_p \varepsilon \cdot [1 + (K_D - 1)e^{-\frac{K_D}{T_D} t}]$$



微分时间 T_D ： 衡量微分作用的强弱

在阶跃信号的作用下，调节器的输出沿指数衰减曲线逐渐下降，时间常数为：

$$T = T_D / K_D$$

$$\text{即： } T \propto T_D$$

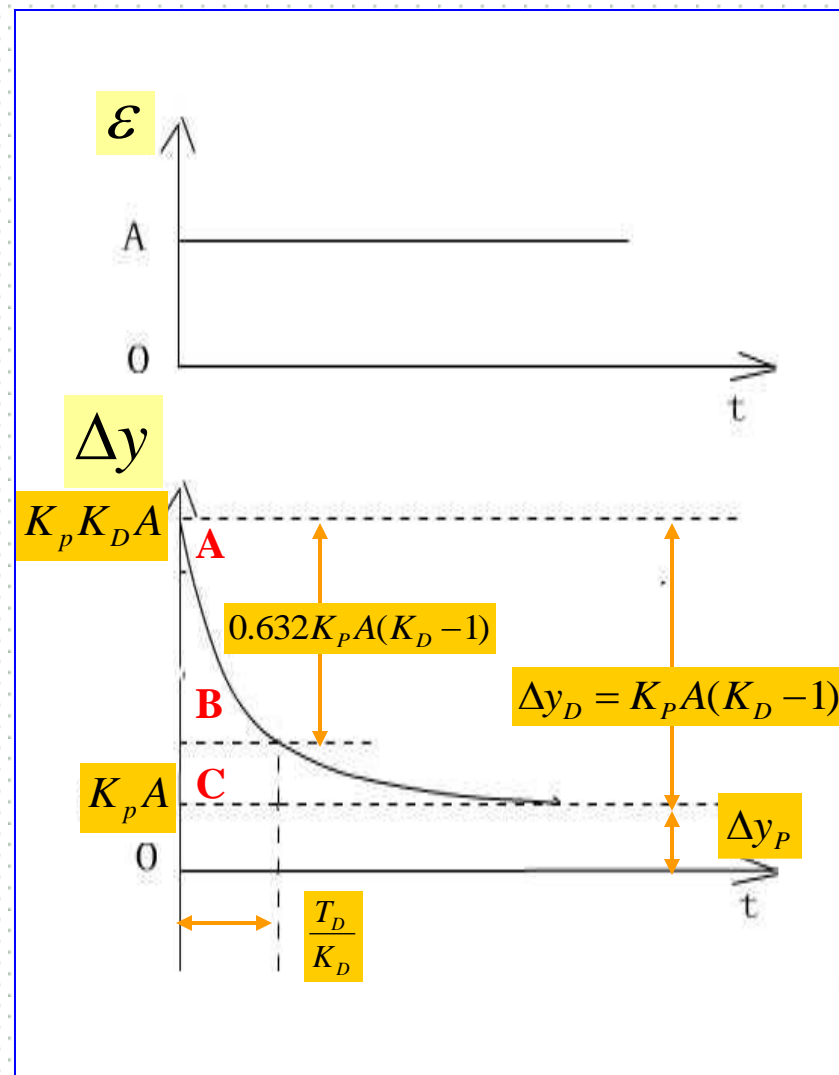
因此，微分时间越大，时间常数就越大，微分输出衰减得越慢，即微分作用越强。

当 $t = T$ 时，有：

$$\begin{aligned}\Delta y &= K_p \varepsilon + K_p \varepsilon (K_D - 1) e^{-1} \\ &= K_p \varepsilon + 0.368 K_p \varepsilon (K_D - 1)\end{aligned}$$

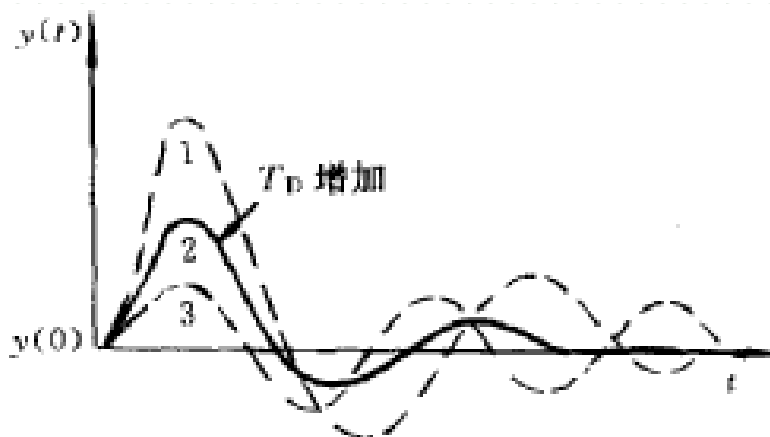
可见，微分输出下降63.2%的时间乘上微分增益 K_D ，就是微分时间。

$$\Delta y = K_p \varepsilon \cdot [1 + (K_D - 1) e^{-\frac{K_D}{T_D} t}]$$



微分时间对系统过渡过程的影响

- 微分作用按偏差的变化速度进行控制，其作用比比比例作用快，因而对惯性大的对象用比例微分作用可以改善控制质量减小最大偏差，节省控制时间。
- 若取 T_D 太小，则对系统的控制指标没有影响或影响甚微，如图中曲线1；选取适当的 T_D ，系统的控制指标将得到全面的改善，如图中曲线2；但若 T_D 取得过大，即引入太强的微分作用，反而可能导致系统产生剧烈的振荡，如图中曲线3所示。



从实际使用情况来看，比例微分控制规律用得较少，在生产上微分往往与比例积分结合在一起使用，组成PID控制。

4. 比例积分微分运算规律 (PID)

理想PID调节器的运算规律可用数学式表示为：

$$\Delta y = K_P \left(\varepsilon + \frac{1}{T_I} \int \varepsilon \cdot dt + T_D \frac{d\varepsilon}{dt} \right)$$

其传递函数为：

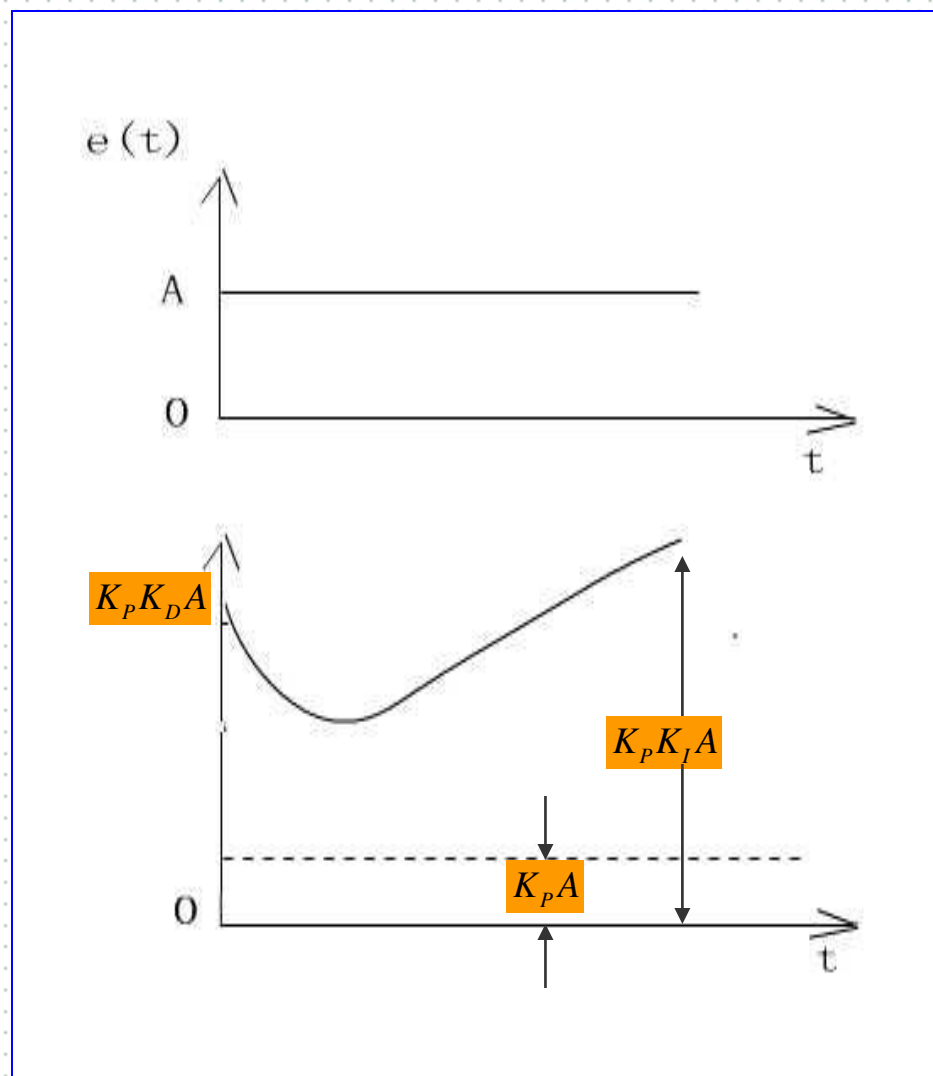
$$W(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$$

模拟调节器在同时实现三种调节作用时，各参数（ δ 、 T_I 、 T_D ）之间存在相互干扰，故实际PID调节器的传递函数可表示为：

$$W(s) = \frac{1 + \frac{1}{FT_I s} + \frac{T_D}{F} s}{1 + \frac{1}{K_I T_I s} + \frac{T_D}{K_D} s}$$

F —— 相互干扰系数
当只有两种调节作用时， $F = 1$

- 当偏差为阶跃信号时，PID调节器的响应曲线如图所示。
- 是由PI调节的阶跃响应与PD调节的阶跃响应叠加而成。
- 在曲线的起始段，主要由PD起作用；随着时间的推移，PD作用逐渐减弱，PI作用逐渐增强。
- 在曲线的结束段，主要由PI起作用。



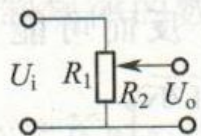
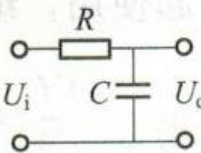
- 在阶跃偏差作用下，实际PID控制可看成是比例、积分和微分三部分作用的叠加。
- 由于PID控制器有比例度 δ 、积分时间 T_I 、微分时间 T_D 三个参数可供选择，因而适用范围广，在温度和成分分析控制系统中得到更为广泛的应用。

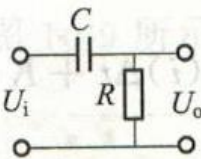
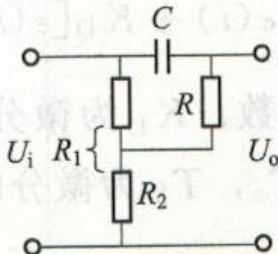
- **PID**控制规律综合了各种控制规律的优点，具有较好的控制性能，但这并不意味着它在任何情况下都是最合适的，必须根据过程特性和工艺要求，选择最为合适的控制规律。
- 各类化工过程常用的控制规律如下：
 - ❖ 液位：一般要求不高，用**P**或**PI**控制规律；
 - ❖ 流量：时间常数小，测量信息中杂有噪音，用**PI**或加反微分控制规律；
 - ❖ 压力：介质为液体的时间常数小，介质为气体的时间常数中等，用**P**或**PI**控制规律；
 - ❖ 温度：容量滞后较大，用**PID**控制规律。

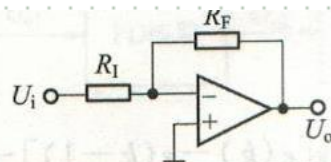
10.2 PID算法实现

10.2.1 模拟PID算法实现

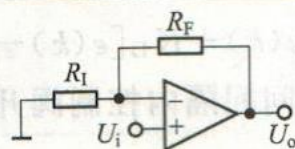
- 在模拟PID控制器中，PID算法可以通过RC电路或者运算放大器电路来实现。

组成类型	电路名称	原理图	运算规律
RC 电路	比例电路		$\frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1}$
	积分电路		$\frac{U_o}{U_i} = -\frac{1}{RCs+1}$

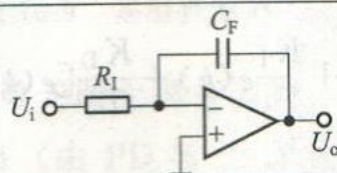
RC 电路	微分电路		$\frac{U_o}{U_i} = \frac{RCs}{RCs+1}$
	比例微分 电路		$\frac{U_o}{U_i} = \frac{R_2 \frac{R_1}{R_2} RCs + 1}{R_1 RCs + 1}$

比例运算电路
(反相)

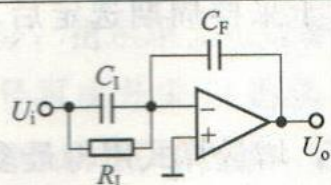
$$\frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_F}{R_1}$$

比例运算电路
(同相)

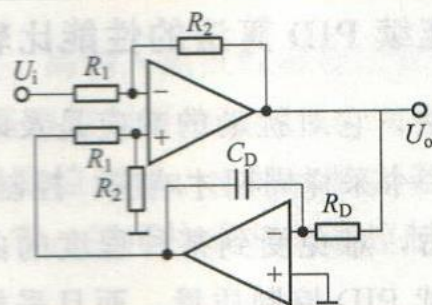
$$\frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_F}{R_1}$$

积分运算电路
(理想)

$$\frac{U_o}{U_i} = -\frac{1}{R_1 C_F s}$$

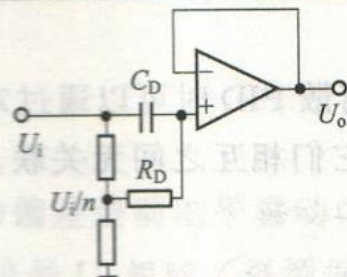
比例积分运算
电路

$$\frac{U_o}{U_i} = -\frac{C_1}{C_F} \left(1 + \frac{1}{R_1 C_1 s} \right)$$

微分运算
电路

$$\frac{U_o}{U_i} = -\frac{T_D s}{1 + \frac{T_D}{K_D} s}$$

$$\text{其中 } T_D = R_D C_D, K_D = \frac{R_2}{R_1}$$

比例微分
运算电路

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{n} \cdot \frac{1 + n R_D C_D s}{1 + R_D C_D s}$$

$$= \frac{1}{K_D} \cdot \frac{1 + T_D s}{1 + \frac{T_D}{K_D} s}$$

$$\text{其中 } K_D = n, T_D = n R_D C_D$$

10.2.2 离散PID算法实现

- 在数字式控制器和计算机控制系统中，对每个控制回路的被控变量处理在时间上是离散断续进行的，其特点是采样控制。
- 每个被控变量的测量值与设定值比较一次，按照预定的控制算法得到输出值，通常把它保留到下一采样时刻。
- 若采用PID控制，因为只能获得 $e(k)$ ($k=1,2,3,\dots$)的信息，所以连续PID运算相应改为离散PID，比例规律采样进行，积分规律须通过数值积分，微分规律须通过数值微分。
- 离散PID算式基本形式是对模拟控制器连续PID算式离散化得来的

模拟调节器的PID算式可表示为：

$$y(t) = K_P[\varepsilon(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau + T_D \frac{d\varepsilon}{dt}] + y'$$

当采样周期T相对于输入信号变化周期很小时，可用矩形法来求积分的近似值，用一阶的差分来代替微分，即：

$$\int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau \approx \sum_{i=0}^n \varepsilon(i) \Delta t = T_s \sum_{i=0}^n \varepsilon(i)$$

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} \approx \frac{\varepsilon(n) - \varepsilon(n-1)}{\Delta t} = \frac{\varepsilon(n) - \varepsilon(n-1)}{T_s}$$

位置型算式：

$$y(n) = K_p \left\{ \varepsilon(n) + \frac{T_s}{T_I} \sum_{i=0}^n \varepsilon(i) + \frac{T_D}{T_s} [\varepsilon(n) - \varepsilon(n-1)] \right\} + y'$$

位置型算式的输出 $y(n)$ 对应于调节阀的开度

优点 便于计算机运算的实现；

缺点 当调节器出现故障导致计算错误或输出错误时，会联动造成控制用阀位的错误，致使调节器工作失误。

增量型算式：

增量型算式是在前一采样周期输出值的基础上，计算本采样周期的增量。**优点**是可以简化调节器的计算量，并有效地减少误动作。

$$y(n) = K_p \left\{ \varepsilon(n) + \frac{T_s}{T_I} \sum_{i=0}^n \varepsilon(i) + \frac{T_D}{T_s} [\varepsilon(n) - \varepsilon(n-1)] \right\} + y'$$

$$y(n-1) = K_p \left\{ \varepsilon(n-1) + \frac{T_s}{T_I} \sum_{i=0}^{n-1} \varepsilon(i) + \frac{T_D}{T_s} [\varepsilon(n-1) - \varepsilon(n-2)] \right\} + y'$$

$$\Delta y(n) = K_p \left\{ [\varepsilon(n) - \varepsilon(n-1)] + \frac{T_s}{T_I} \varepsilon(n) + \frac{T_D}{T_s} [\varepsilon(n) - 2\varepsilon(n-1) + \varepsilon(n-2)] \right\}$$

调节器输出增量的计算只取决于最后的几次偏差，使运算相对简单；调节器每次的输出只是增量，使因计算或输出的误动作的影响小；调节器一旦出现故障而停止输出时，阀位能很容易地保持在故障前的状态。

速度型算式

- 将调节器的增量值除以采样间隔时间 T_s ，可得调节器输出的饱和速度，即：

$$v(n) = \frac{K_P}{T_s} [\varepsilon(n) - \varepsilon(n-1)] + \frac{K_P}{T_I} \varepsilon(n) + \frac{K_P T_D}{T_s^2} [\varepsilon(n) - 2\varepsilon(n-1) + \varepsilon(n-2)]$$

速度型**PID**算式除用于控制步进电机等单元所构成的系统外，很少有其他用途。

10.2.3 采用离散PID算法与连续PID算法的性能比较

- 模拟式控制器采用连续PID算法，它对抗动的响应是及时的；而数字式控制器及计算机采用离散PID算法，它需要等待一个采样周期才响应，控制作用不够及时。
- 其次，在信号通过采样离散化后，难免受到某种程度的曲解，因此若采用等效的PID参数，则离散PID控制质量不及连续PID控制质量，而且采样周期取得越长，控制质量下降得越厉害。
- 但是数字式控制器及计算机采用离散PID时可以通过对PID算式的改进来改善控制质量，并且P、I、D参数调整范围大，它们相互之间无关联，没有干扰，因此也能获得较好的控制效果。

10.3 基型控制器

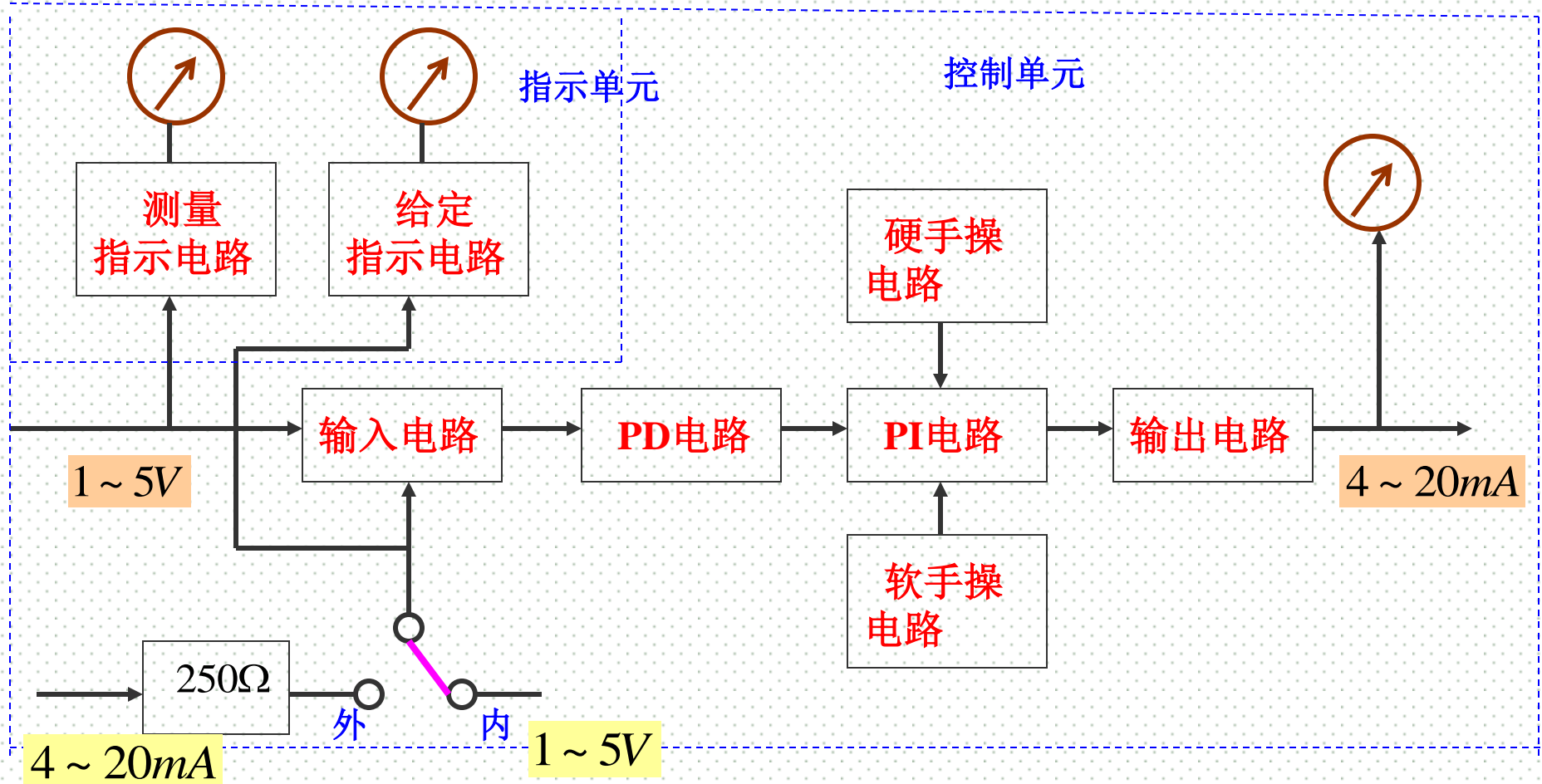
- DDZ-III型控制器是模拟式控制器中较为常见的一种，它以来自变送器或转换器的1~5V直流测量信号作为输入信号，与1~5V直流设定信号相比较得到偏差信号，然后对此信号进行PID运算后，输出1~5V或4~20mA直流控制信号，以实现工艺变量的控制。

一. 概述

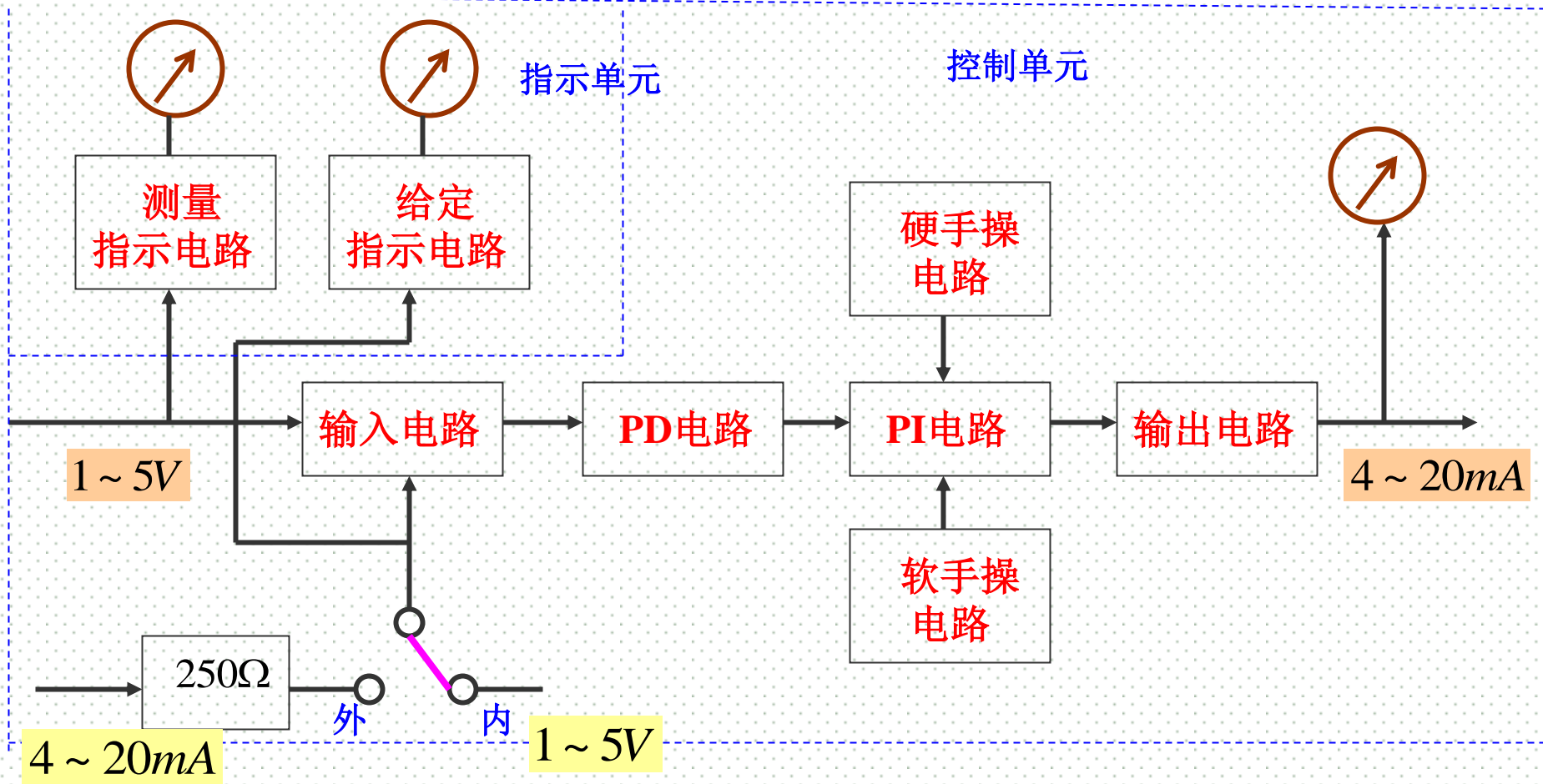
基型调节器有两个品种：

1. 全刻度指示调节器（测量信号和给定信号同时指示）；
2. 偏差指示调节器（仅指示偏差信号）。

两者的差别仅在于指示电路有所不同，本课程介绍全刻度指示调节器。



在**控制单元**中，来自变送单元的 $1 \sim 5V$ 直流电压信号与给定信号在**输入电路**中加以比较，产生的偏差信号经过**PD电路**和**PI电路**进行PID运算后，在输出电路中转换成 $4 \sim 20mA$ 的控制信号。



该调节器的其他功能有：

➤ 指示功能

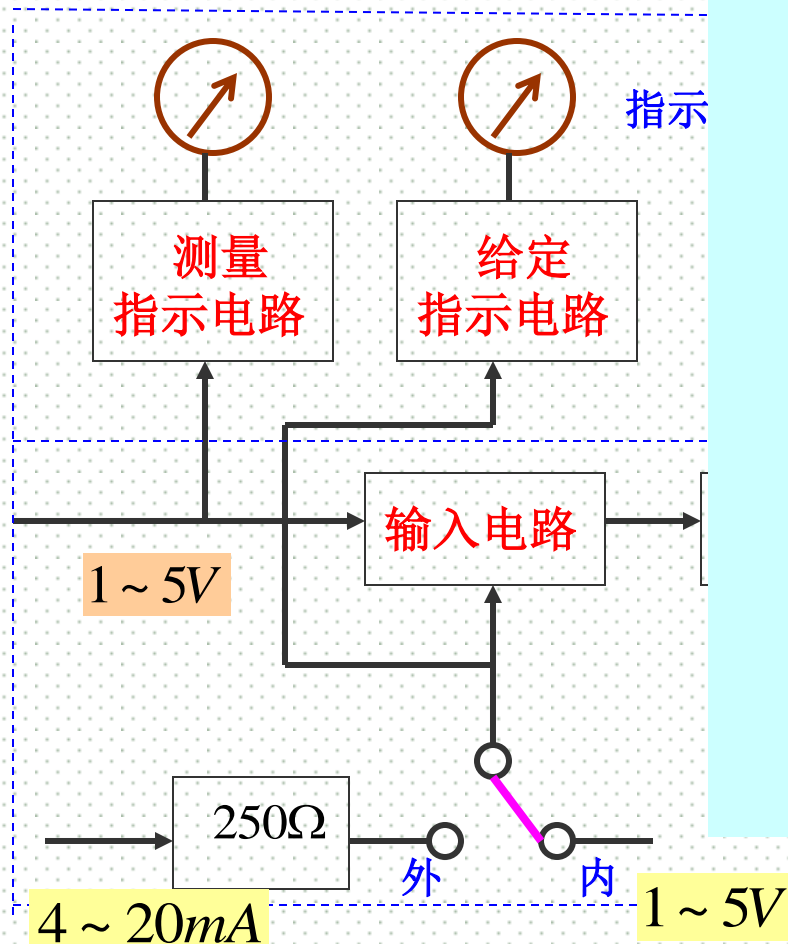
包括测量值指示、给定值指示、以及输出值指示。

测量信号和给定信号均为 $1-5V$ （DC），通过各自的指示电路加以显示；输出电流通过检流计加以显示。

➤ 内、外给定切换功能

在过程控制中，有时要求调节器的给定信号不是一个定值，而是其他调节器的输出或其他单元的输出，因此需要对内、外给定加以切换。

外给定信号为 $4 \sim 20\text{mA}$ 的直流电流，通过 250Ω 的精密电阻转换成 $1 \sim 5\text{V}$ 的电压信号。切换功能由开关 K_6 完成，外给定时，仪表面板上的外给定指示灯亮。



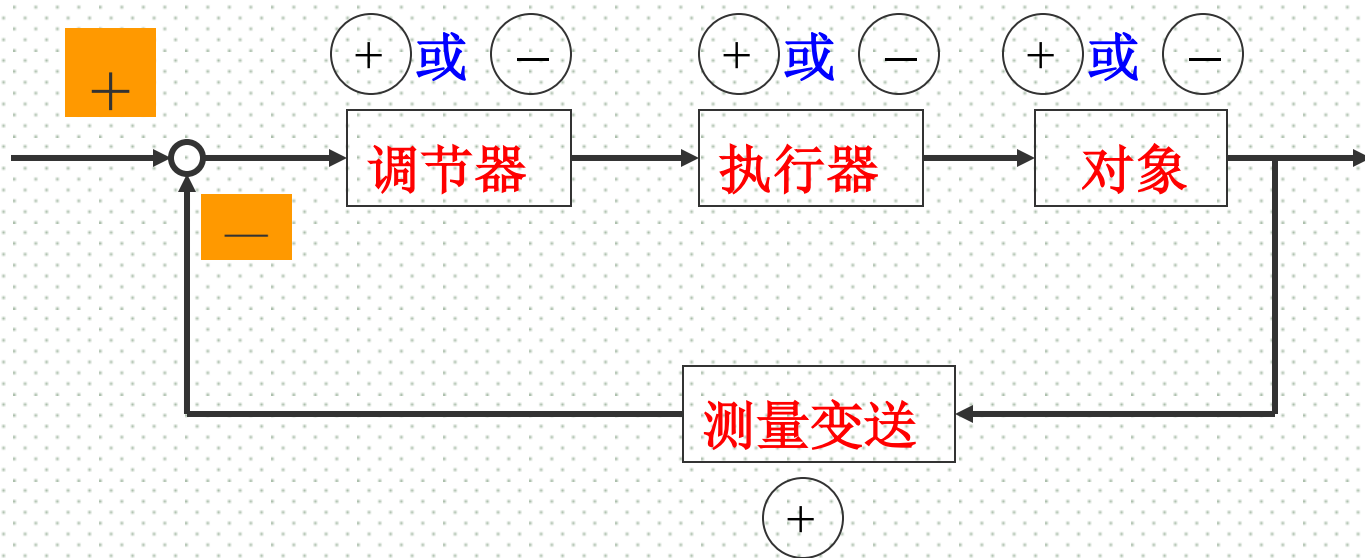
手、自动切换功能

调节器的工作状态有“自动”、“软手操”、“硬手操”和“保持”四种，由开关 K_1 、 K_2 进行切换。

- ❖ 自动状态：在输入电路中对测量信号和给定信号进行比较，求出两者的偏差，然后通过PID电路加以运算，再将结果转换成 $4 \sim 20mA$ 的直流输出电流。
- ❖ 硬手操状态：操作硬手操杆，使调节器的输出迅速地改变到所需的数值上。
- ❖ 软手操状态：操作板键 K_4 。当 K_4 在不同的位置时，调节器的输出处于五种状态中的一种：
输出电流 (a). 快速增加； (b). 快速减小； (c). 慢速增加； (d). 慢速减小； (e). 保持不变。

➤ 正、反作用切换功能

- ❖ 在控制系统中，要保证控制过程是稳定，**各环节增益的乘积必须是正的**。如果不满足要求，可以改变调节器的增益极性，即**切换调节器的正、反作用**。
- ❖ 使用开关 K_7 可以改变偏差的极性，从而改变调节器的正、反作用。



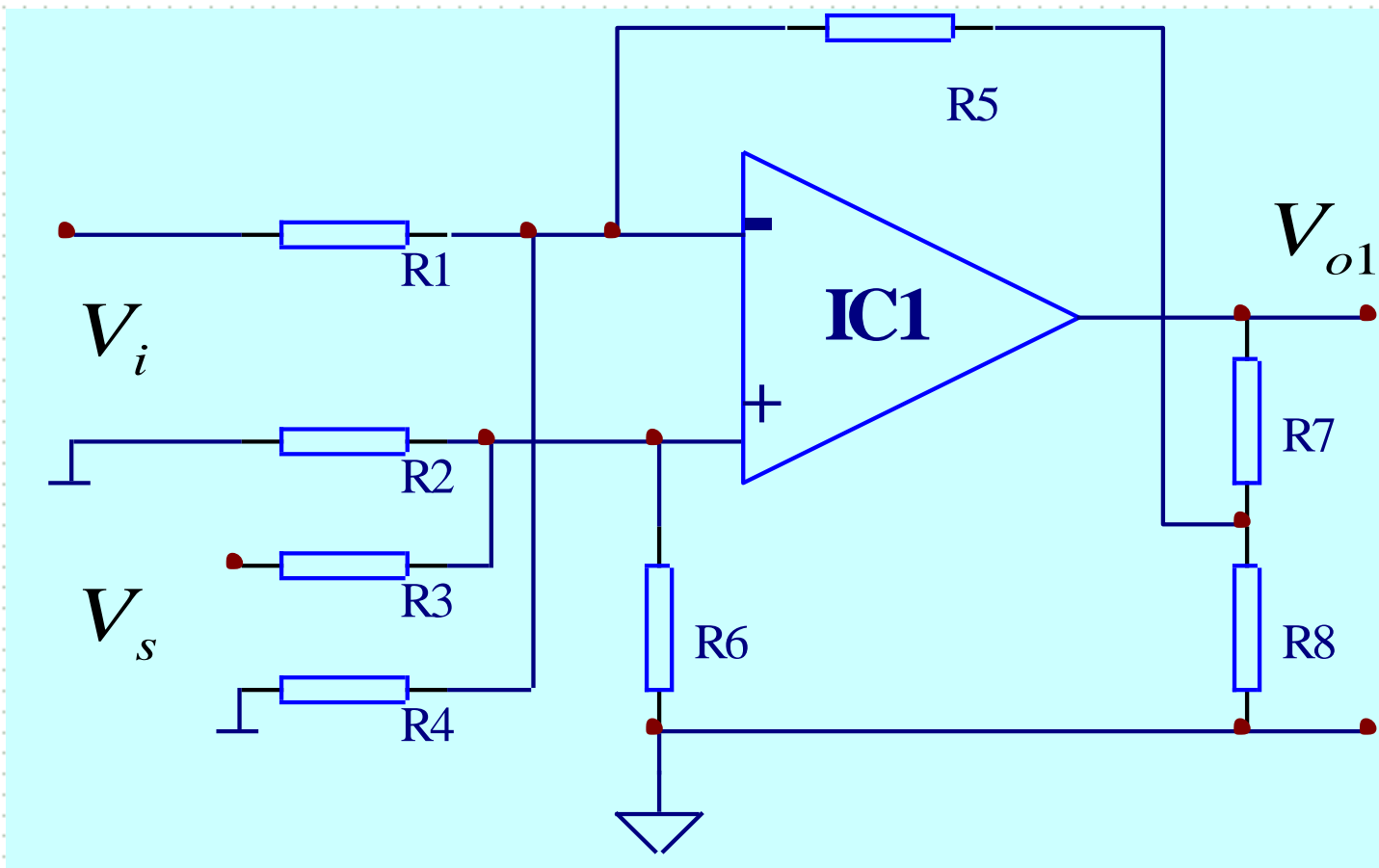
全刻度指示调节器的主要性能指标为:

- (1)测量信号 $1 \sim 5V(DC)$;
- (2)内给定信号 $1 \sim 5V(DC)$;
- (3)外给定信号 $4 \sim 20mA(DC)$;
- (4)指示精度 $\pm 1\%$;
- (5)比例度 $2\% \sim 500\%$;
- (6)积分时间 $0.01 \sim 25 \text{ min}$ (分两档);
- (7)微分时间 $0.04 \sim 10 \text{ min}$;
- (8)输出信号 $4 \sim 20mA(DC)$;
- (9)负载电阻 $250 \sim 750\Omega$;
- (10)输出保持特性 $-0.1\% / h$;
- (11)调节精度 $< \pm 0.5\%$

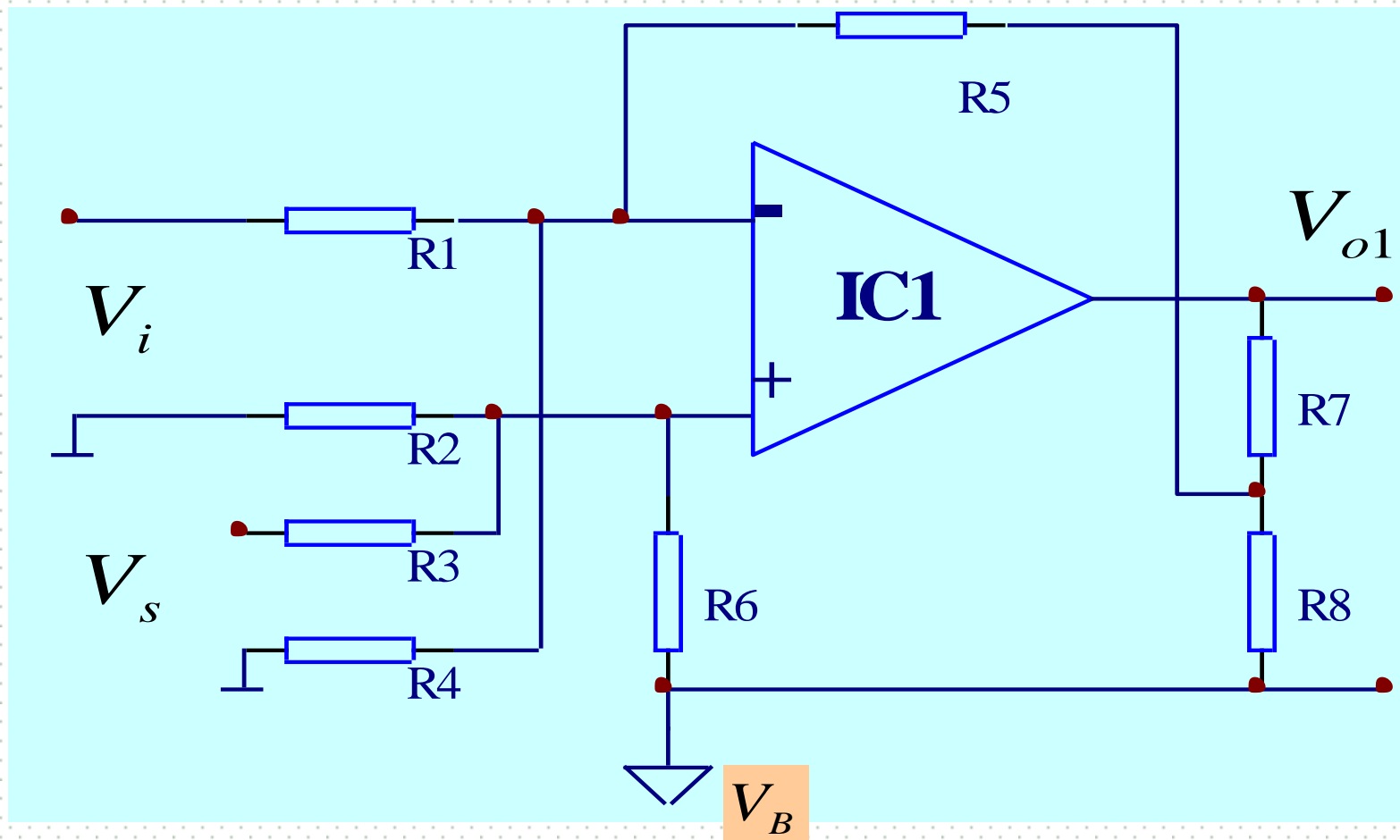
- 在基型调节器的基础上，**增设附加电路**，就可以构成各种特种调节器，如抗积分饱和调节器、前馈调节器、输出跟踪调节器、非线性调节器。
- 在基型调节器或特种调节器上，可以**附加某些单元**，如输入报警、偏差报警、输出限幅等。另外，还可以构成与工业控制计算机联用的调节器，如SPC系统用调节器和DDC备用调节器。

二. 输入电路

- 输入电路是一种偏差差动电平移动电路，其作用为：
- ❖ 一是求得测量信号 V_i 和给定信号 V_s 之间的偏差，并将此信号放大两倍后输出；
 - ❖ 二是电平移动，即将以零伏为基准的 V_i 和 V_s 转换成以电平 V_B (10V) 为基准的输出信号 V_{o1} 。



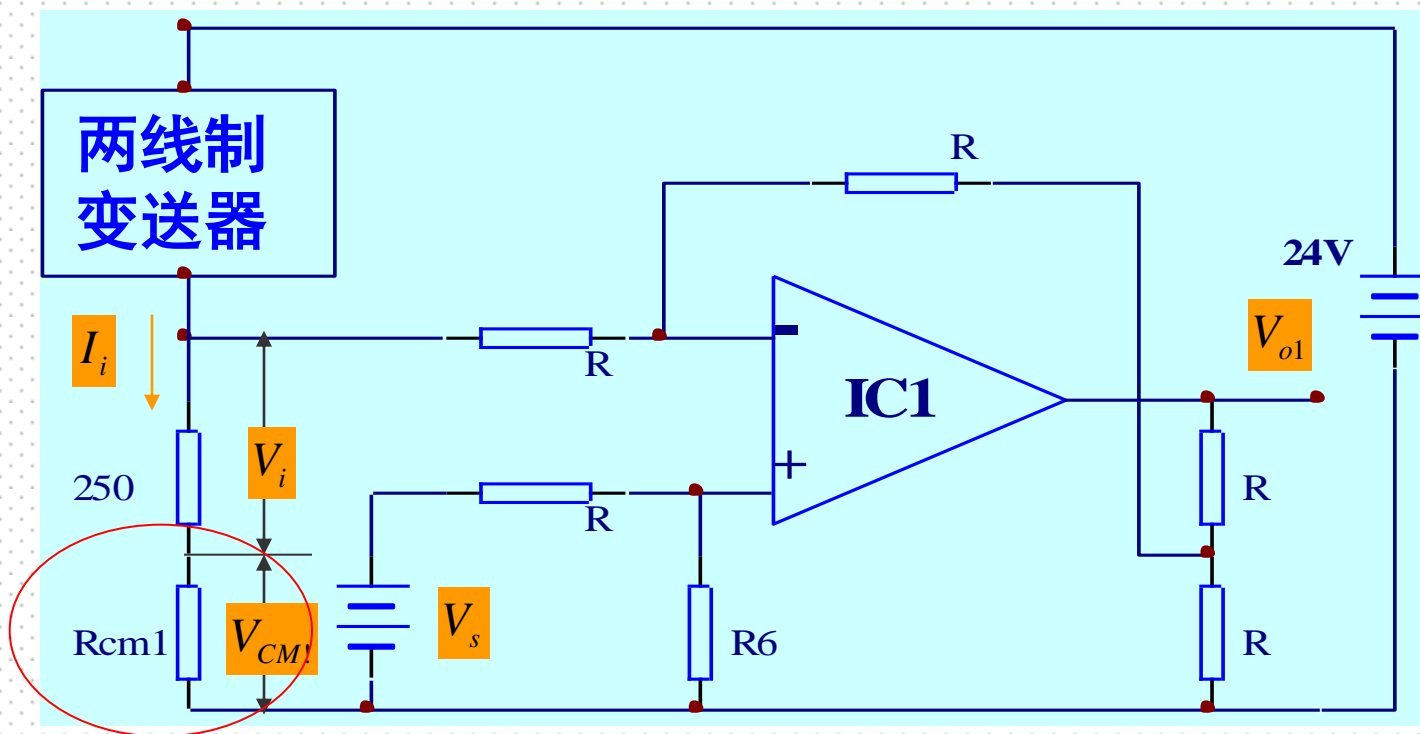
所谓**偏差差动的输入方式**，是将测量信号**跨接**在运算放大器的同相输入端和反相输入端之间，而将给定信号以相反的极性**跨接**在这两端。



V_i 和 V_s 是以零伏为基准的，而输出信号则是以电平 V_B (10V) 为基准，即输入电路对电平作了移动。

为什么要采用偏差差动的输入方式？

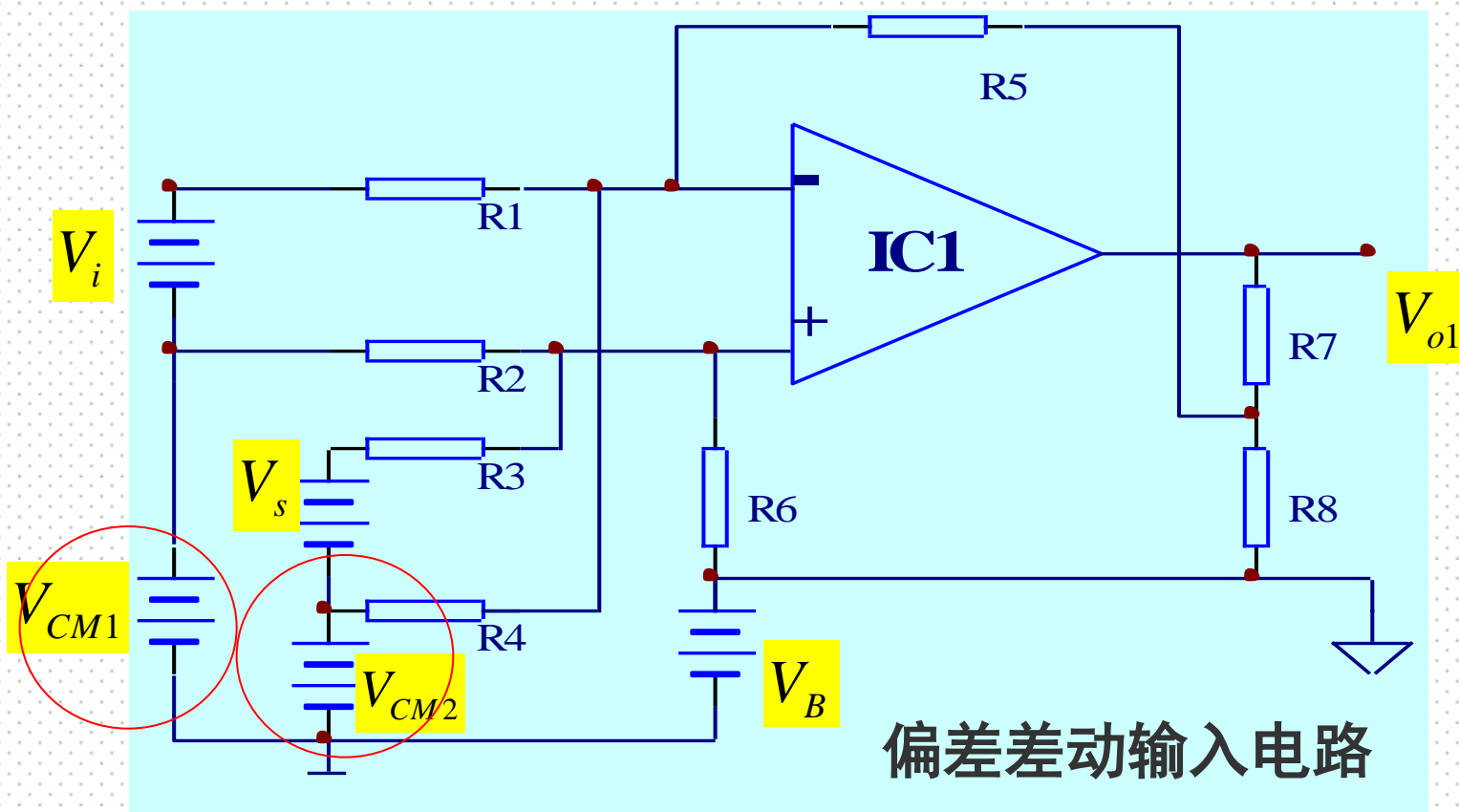
- 如果采用普通差动输入方式，安装在现场的两线制变送器的传输导线上要产生压降 V_{CM1} ，使调节器的输入信号为 $V_i + V_{CM1}$ ，从而影响调节器的精度。



普通差动输入电路

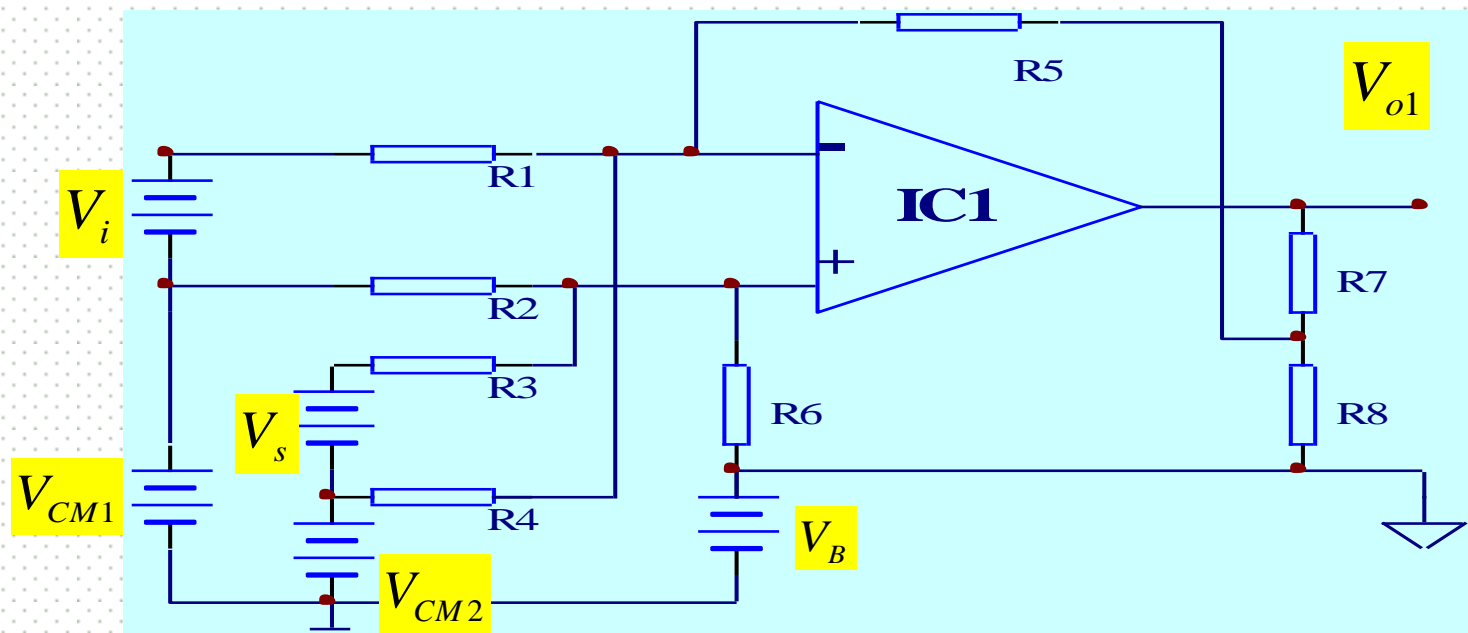
采用偏差差动的输入方式后，传输导线上的压降 V_{CM1} 和 V_{CM2} 就成了输入电路的共模电压信号。

差动放大器对共模信号有很强的抑制能力，从而使这两个附加信号不会影响运算电路的精度。

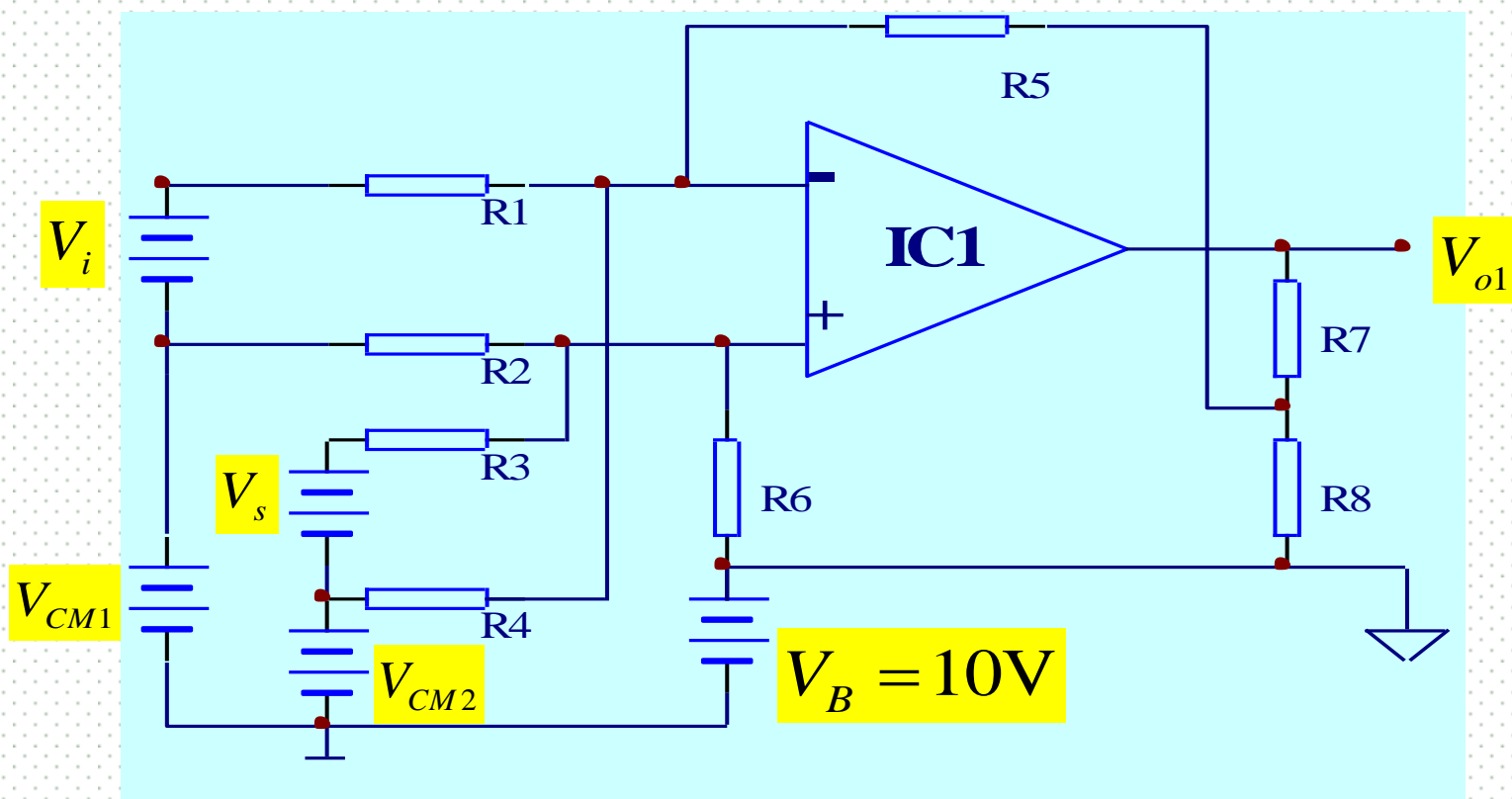


为什么要进行电平移动？

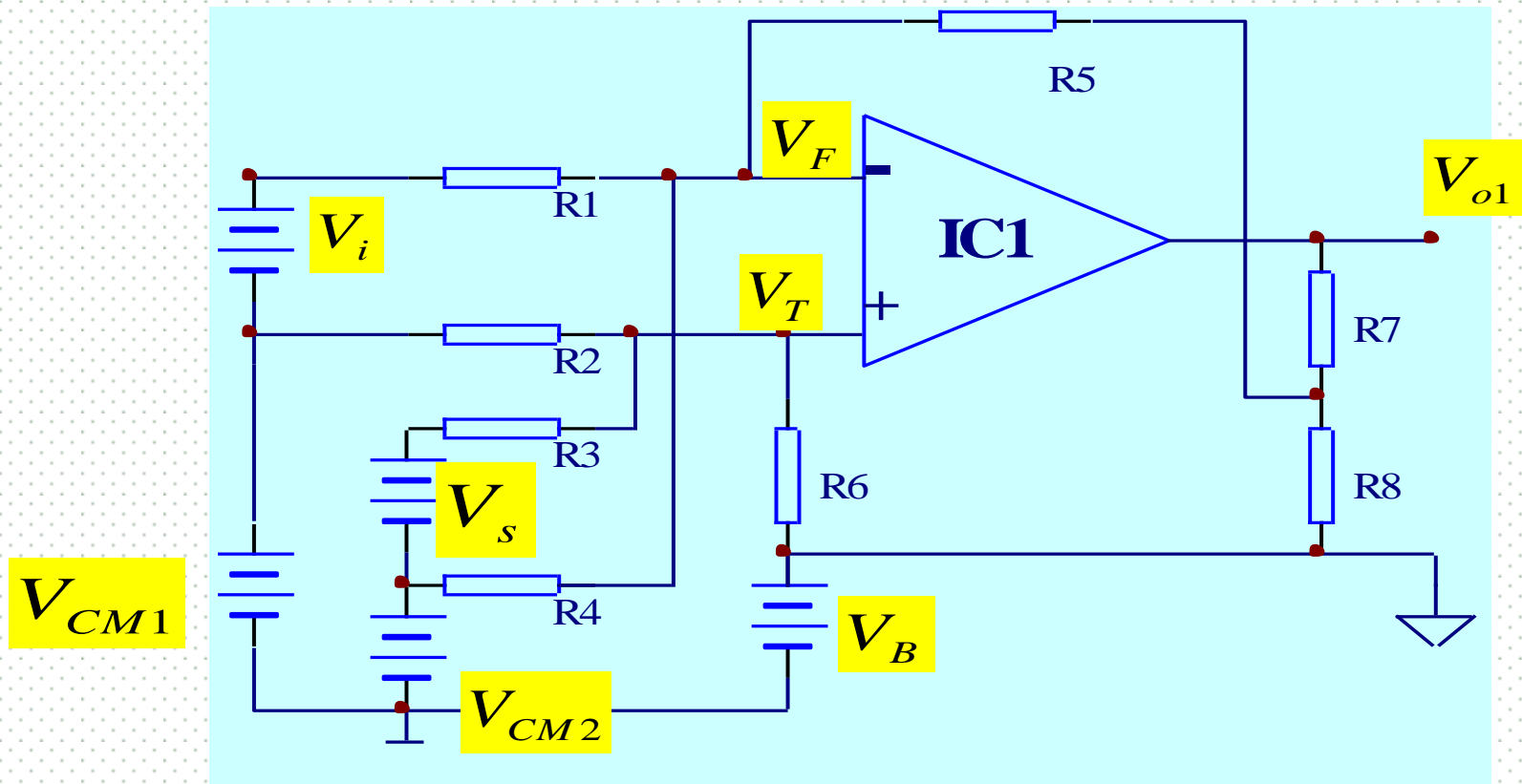
- 使用24V单电源供电时，运算放大器的共模输入电压的下限应比零伏高出2-3V。
- V_i 和 V_s 都是以零伏为基准的1-5V电压信号，当处于下限时，运算放大器的同相输入端的电压和反相输入端的电压将小于1V，如果不进行电平移动，将使运算放大器无法正常工作。



同相输入端电阻 R_6 和输出端电阻 R_8 接在 V_B 处，将基准从零电平移到 $10V$ 上，从而提高了运算放大器输入端的电平，也提高了输出端的电平。



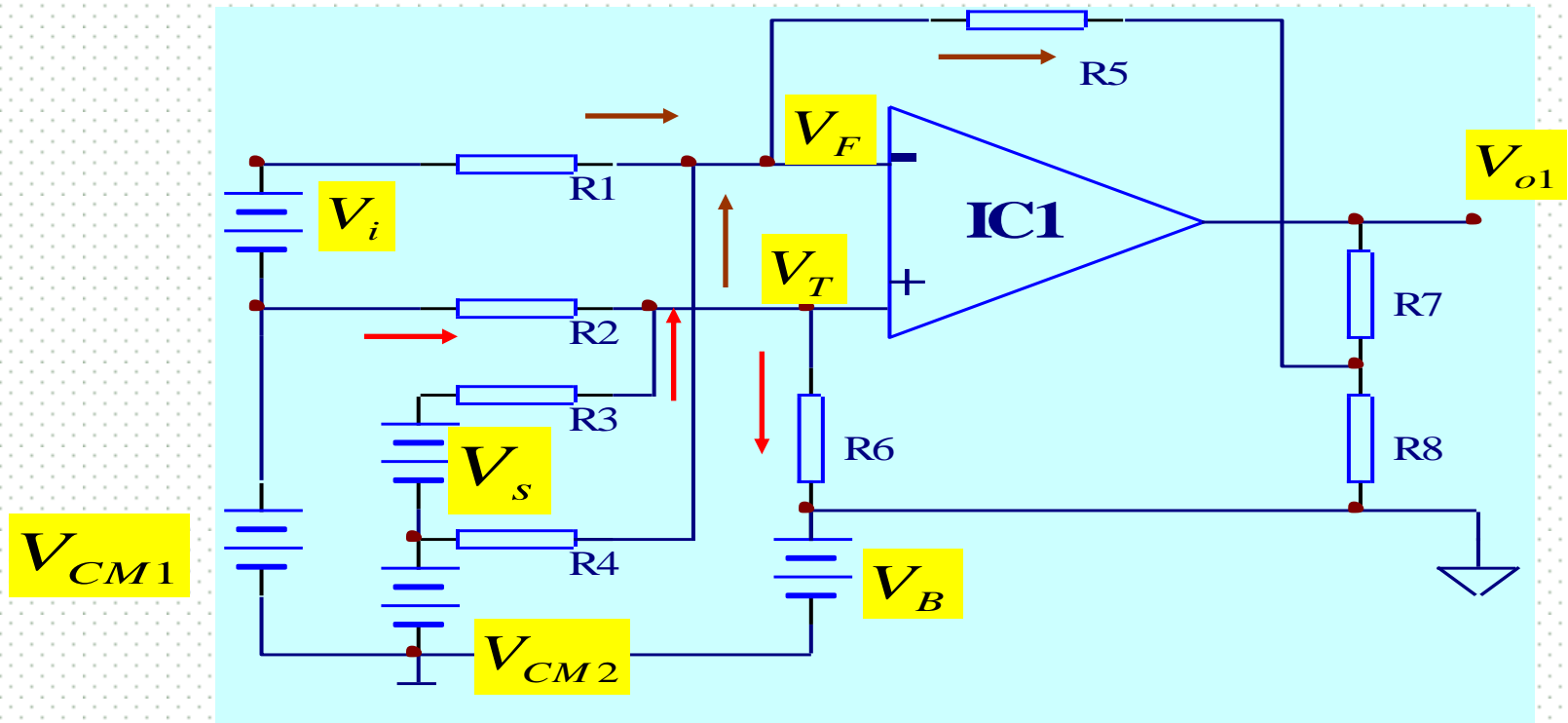
输入电路的输出信号与输入信号和之间的关系:



将 IC_1 看成是理想运算放大器，即开环增益为 ∞ ，输入阻抗为 ∞ ，从而有： $V_T = V_F$ ；并取：

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R$$

$$R_7 = R_8$$



则有：

$$\frac{V_i + V_{CM1} - V_F}{R} + \frac{V_{CM2} - V_F}{R} = \frac{V_F - (V_B + \frac{1}{2}V_{o1})}{R}$$

$$\frac{V_s + V_{CM2} - V_T}{R} + \frac{V_{CM1} - V_T}{R} = \frac{V_T - V_B}{R}$$

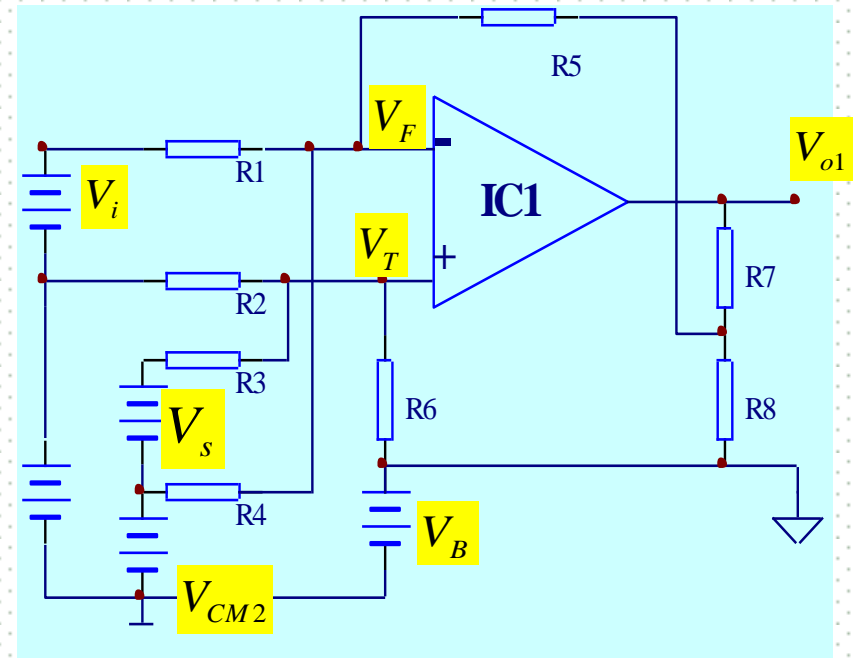
整理后，得：

$$V_F = \frac{1}{3}(V_i + V_{CM1} + V_{CM2} + V_B + \frac{1}{2}V_{o1})$$

$$V_T = \frac{1}{3}(V_s + V_{CM1} + V_{CM2} + V_B)$$

$$\therefore V_T = V_F$$

$$\therefore V_{o1} = -2(V_i - V_s)$$



$$V_{o1} = -2(V_i - V_s)$$

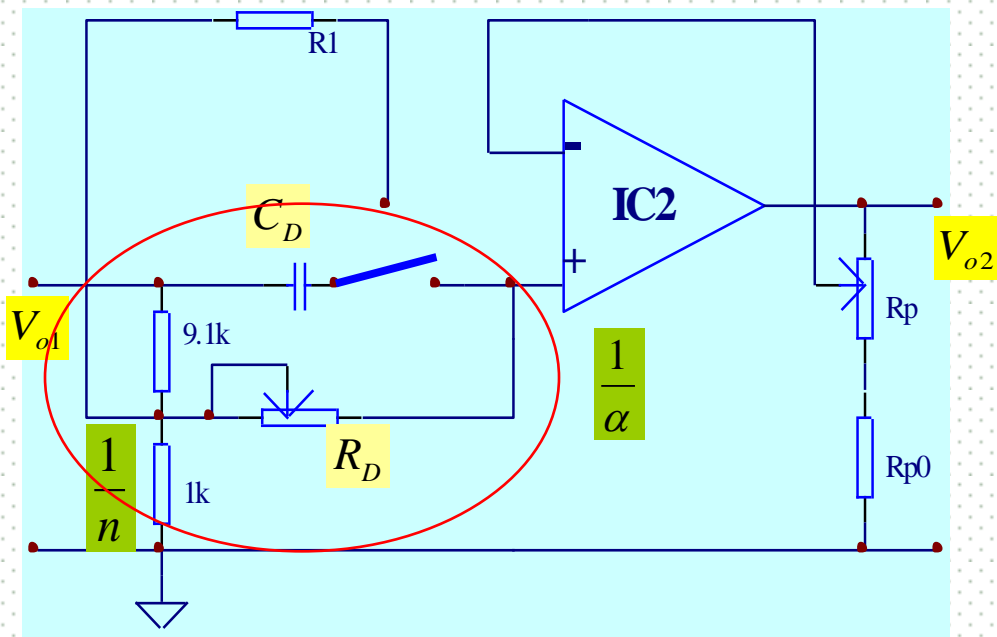
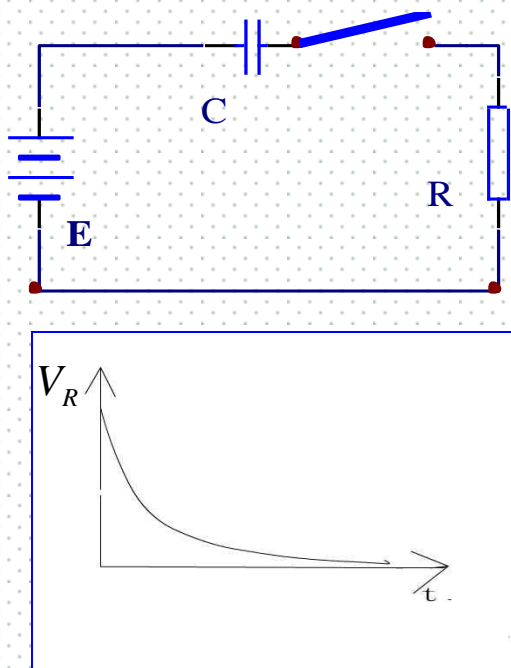
$$V_T = \frac{1}{3}(V_s + V_{CM1} + V_{CM2} + V_B)$$
$$V_F = V_T$$

从输入信号和输出信号的关系中可以看出：

1. 输出信号与导线电阻上的压降 (V_{cm}) 无关；
2. 电平移动后， V_F 和 V_T 都大于 $3V$ ，满足运算放大器共模输入电压范围（ $2 \sim 22V$ ）；
3. 输出信号与测量信号和给定信号的偏差成正比，并以 $10V$ 为基准，变化范围为 $0 \sim \pm 8V$ ，既是绝对值，又是变化量（在以后的讨论中，将用增量形式 ΔV_o 表示）。

三. PD电路

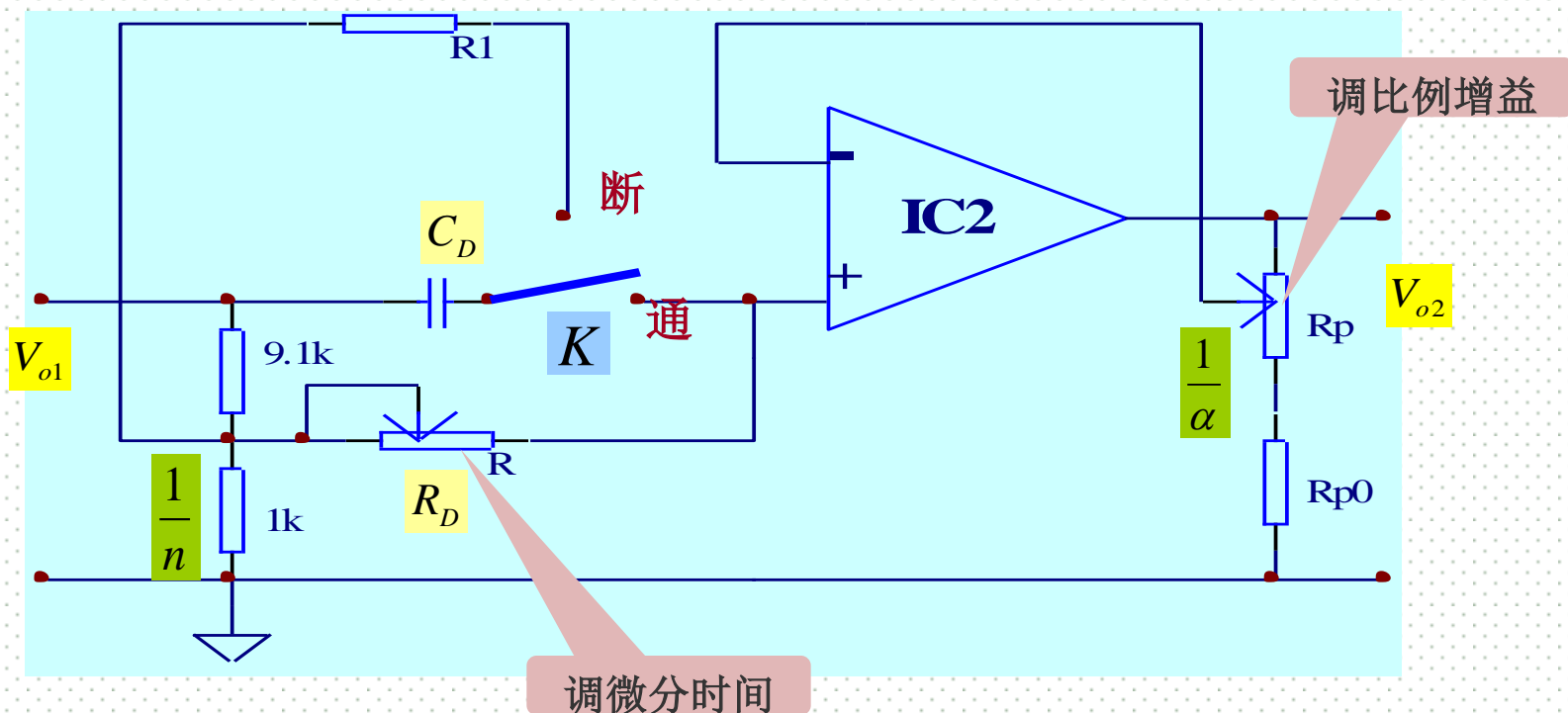
- PD电路对输入电路的输出进行比例微分（PD）运算，其输出信号作为比例积分（PI）电路的输入信号。
- 该电路由两部分组成：
 - ❖ 输入信号先经过一个无源的比例微分网络，进行微分运算；
 - ❖ 再送至运算放大器的同相端，对信号进行比例运算。



该电路结构的特点是：

- 采用同相端输入，使得输入阻抗很高，从而可以不考虑运算放大器的影响；
- 不需要微分作用时，可以通过开关K断开微分电容，使运放同相端的信号为一个固定电压（ V_{R1k} ）。

在比例微分网络中调整微分时间 T_D （与 $C_D R_D$ 有关），在比例运算电路中调整比例增益 K_p 。



PD电路的动作过程:

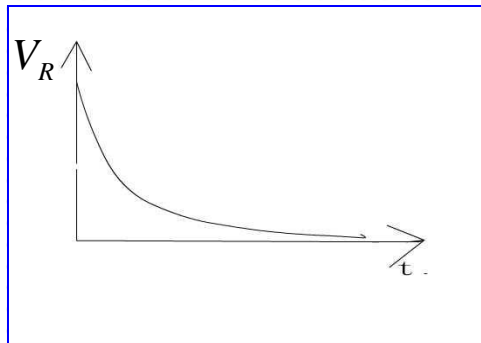
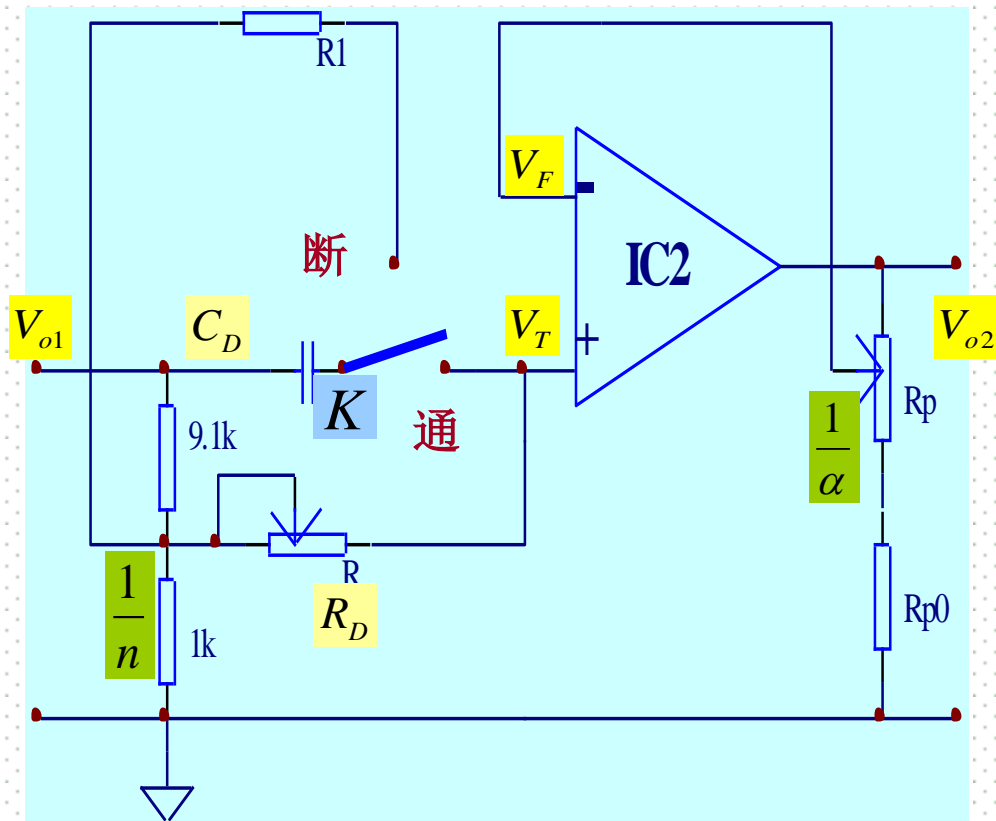
运算放大器同相端的电压为 $1k$ 电阻和微分电阻 R_D 上的电压降之和。

若输入信号 ΔV_{o1} 是一个阶跃信号，由于电容上的电压不能突变，因此在信号上跃的瞬间 ($t=0$) 相当于短路，电阻 $9.1k$ 上的电压降全部加在微分电阻上，使运算放大器同相端的电压与输入信号相同，即：

$$\Delta V_T(0^+) = \Delta V_{o1}$$

随着充电过程的进行，微分电容上的电压降逐渐增大，使得微分电阻上的电压降逐渐减小，直到零为止。此时，运算放大器同相端的电压为 $1k$ 电阻上的电压，即：

$$\Delta V_T(\infty) = \frac{1}{n} \Delta V_{o1}$$



PD电路的动作过程(续)：

- 运算放大器的**反相端**与PD电路的输出端相连，其电压与输出电压成比例，即：

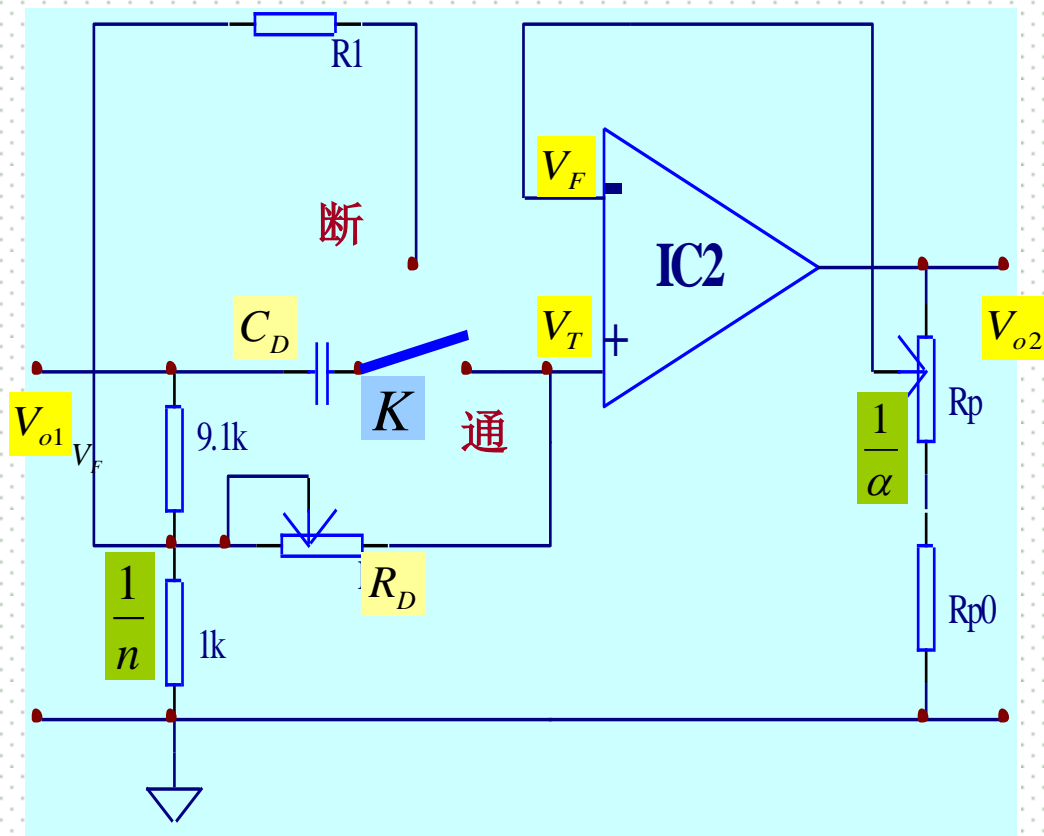
$$\Delta V_F = \frac{1}{\alpha} \Delta V_{o2}$$

因为输入阻抗很大，有：

$$\Delta V_T = \Delta V_F$$

所以，运算放大器同相端的电压也与输出电压成比例，即：

$$\Delta V_T(s) = \Delta V_F(s) = \frac{1}{\alpha} \Delta V_{o2}(s)$$



PD电路的输入信号与输出信号之间的传递函数表示式可推导:

$$\Delta V_T(s) = \frac{1}{n} \cdot \Delta V_{o1}(s) + \frac{\frac{n-1}{n} \cdot \Delta V_{o1}(s)}{R_D + \frac{1}{C_D s}} \cdot R_D$$

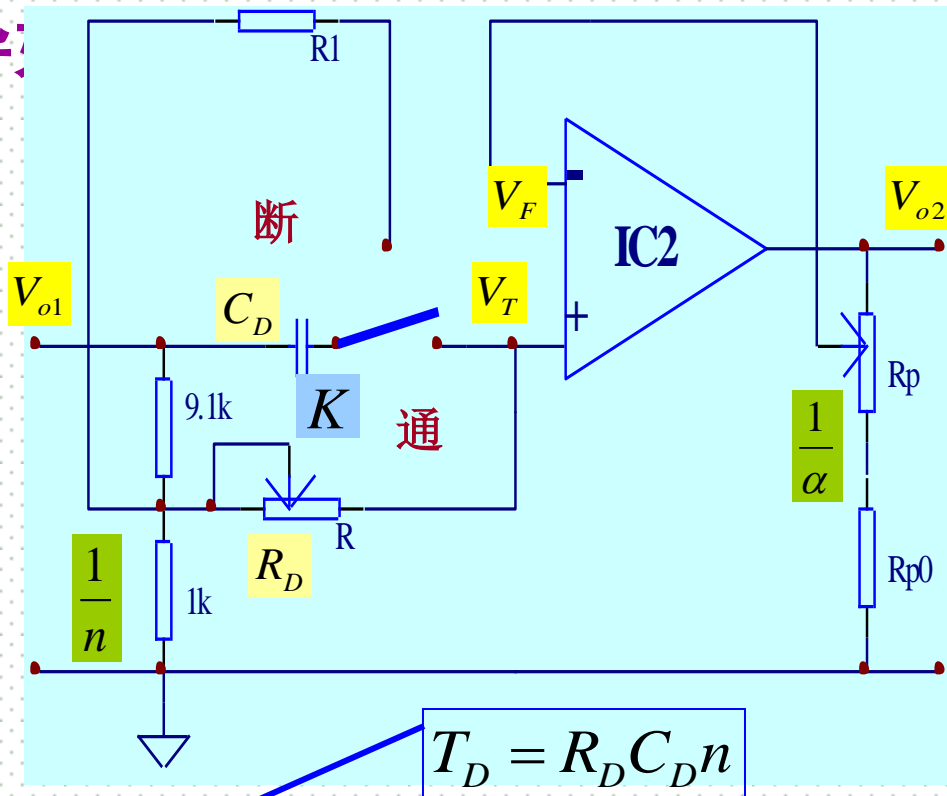
$$= \frac{1}{n} \cdot \frac{1 + nR_D C_D s}{1 + R_D C_D s} \cdot \Delta V_{o1}(s)$$

$$\Delta V_F(s) = \frac{1}{\alpha} \Delta V_{o2}(s)$$

$$\Delta V_T(s) = \Delta V_F(s)$$



$$\Delta V_{o2}(s) = \frac{\alpha}{n} \cdot \frac{1 + nR_D C_D s}{1 + R_D C_D s} \cdot \Delta V_{o1}(s) = \frac{\alpha}{K_D} \cdot \frac{1 + T_D s}{1 + \frac{T_D}{K_D} s} \cdot \Delta V_{o1}(s)$$



$$K_D = n$$

$$W(s) = \frac{\Delta V_{o2}}{\Delta V_{o1}} = \frac{\alpha}{K_D} \cdot \frac{1 + T_D s}{1 + \frac{T_D}{K_D} s}$$

当输入信号 ΔV_{o1} 是**阶跃信号**时，
输出信号 ΔV_{o2} 的时间函数为：

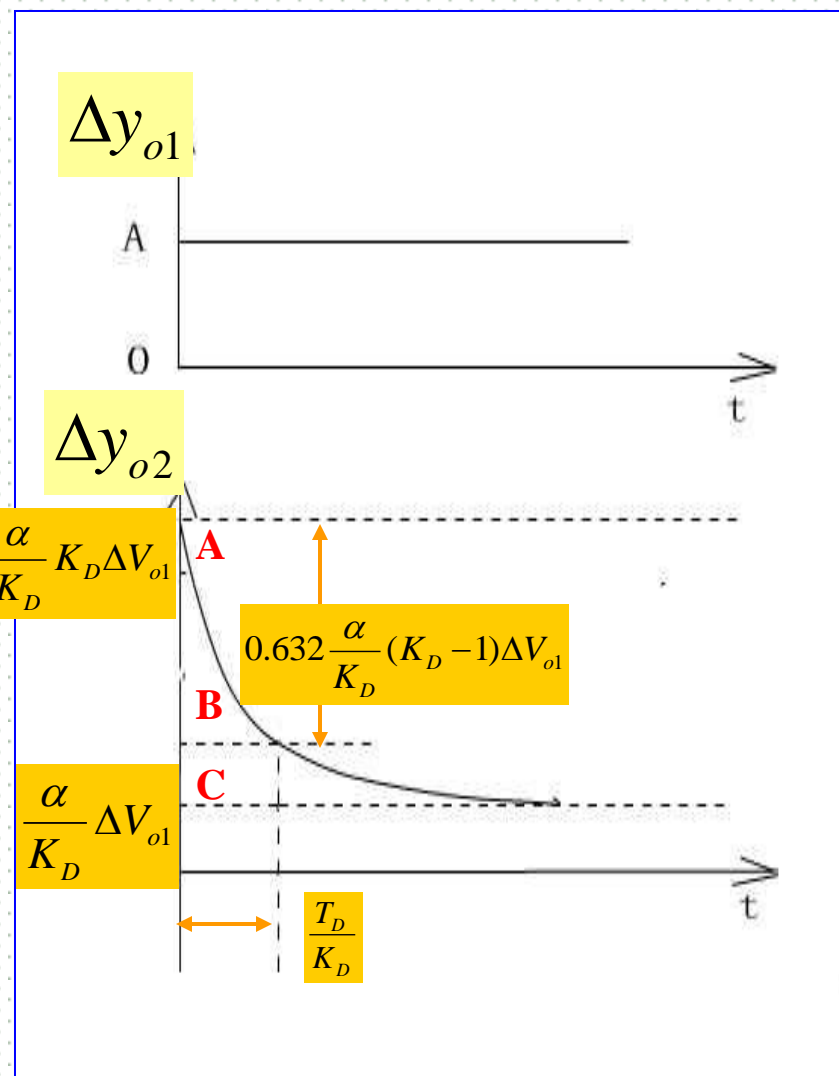
$$\Delta V_{o2}(t) = \frac{\alpha}{K_D} \cdot [1 + (K_D - 1)e^{-\frac{K_D}{T_D}t}] \cdot \Delta V_{o1}(t)$$

其中：

微分增益 $K_D = n = 10$

比例增益 $\frac{\alpha}{K_D} = \frac{1 \sim 250}{10} = 0.1 \sim 25$

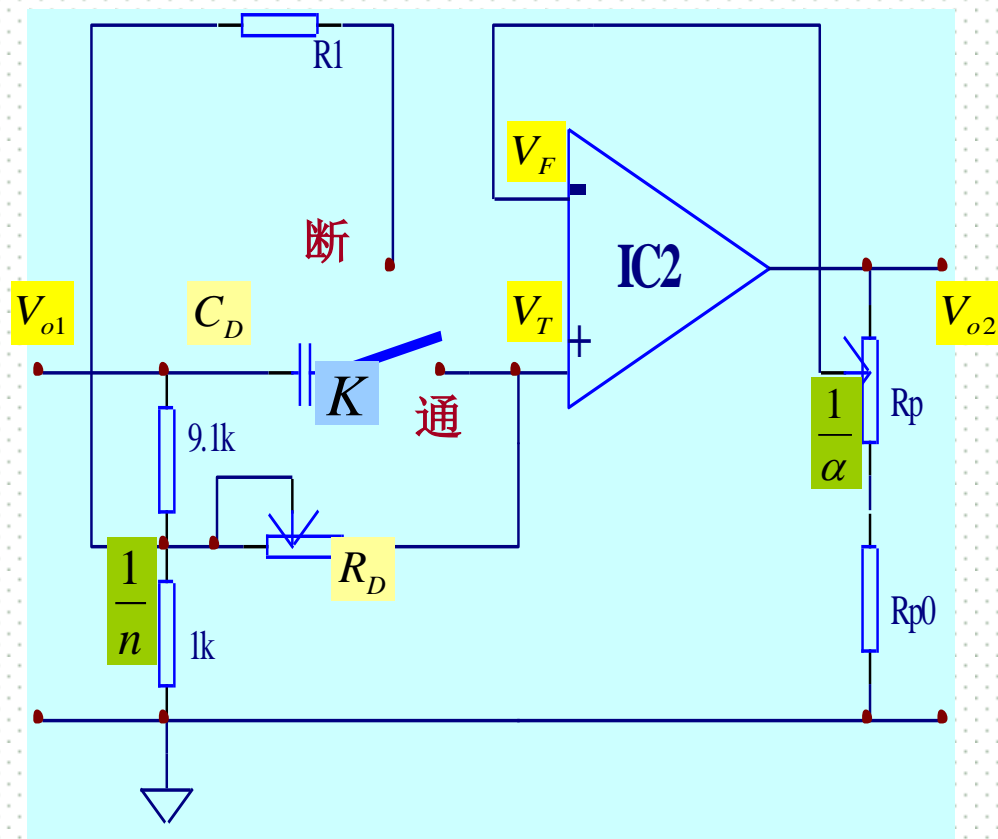
微分时间 $T_D = nR_D C_D = 10 \times (62k\Omega \sim 15M\Omega) \times (10\mu F) = 0.04 \sim 10 \text{ min}$



切除微分作用：

- 将开关从“**通**”切换到“**断**”，运算放大器同相端的电压为1k电阻上的电压，使PD电路**只有比例作用**；
- 同时，将微分电容与电阻**R1**相连，这样可以使微分电容上的电压与9.1k电阻上的电压相等。
- 一旦需要恢复微分作用，在开关切换时将**不会使运算放大器同相端的电压发生突变**。

$$W(s) = \frac{\Delta V_{o2}}{\Delta V_{o1}} = \frac{\alpha}{K_D} \cdot \frac{1 + T_D s}{1 + \frac{T_D}{K_D} s}$$



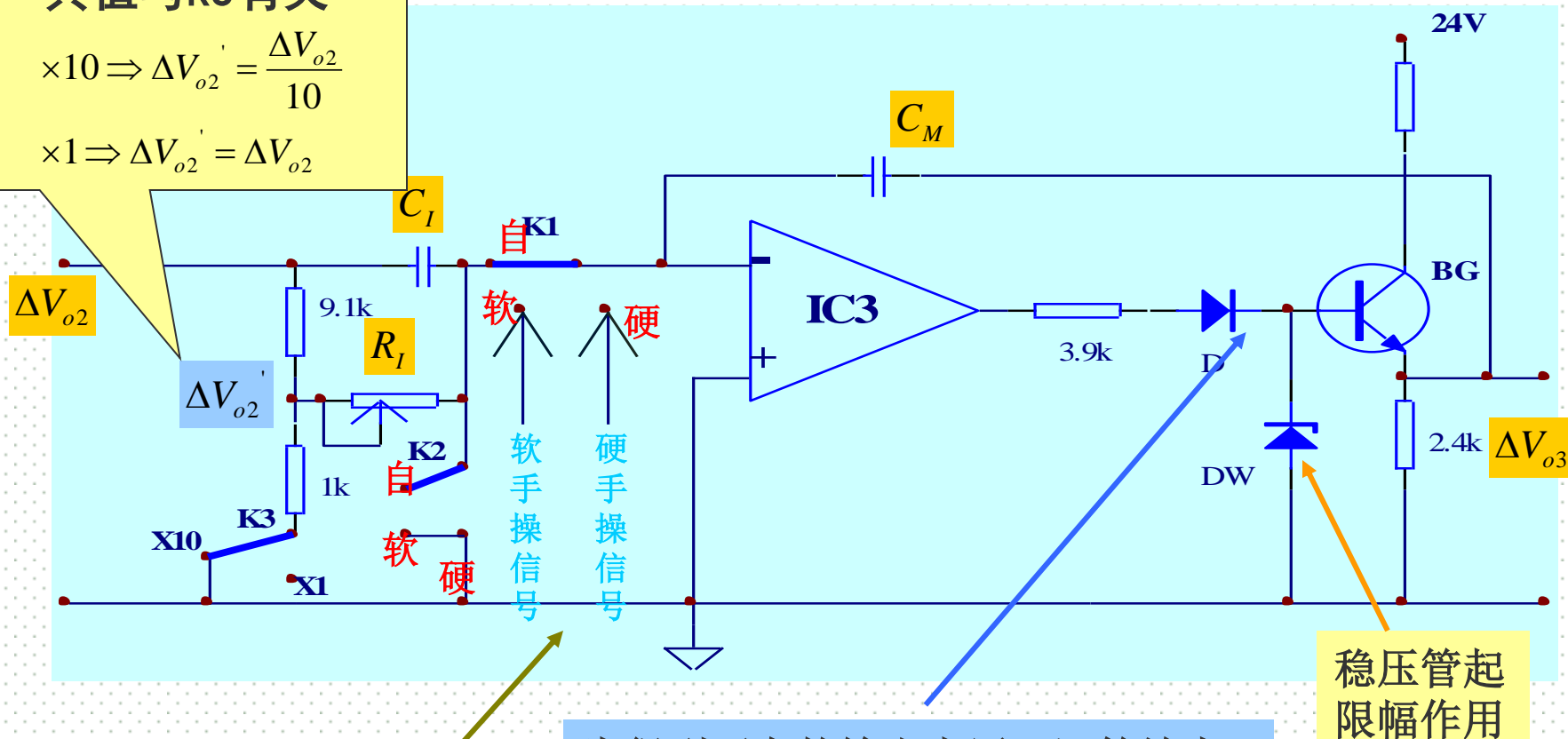
四. PI电路

PI电路对PD电路的输出 ΔV_{o2} 进行比例积分（PI）运算，其输出信号 ΔV_{o3} 为1~5V的电压信号，作为输出电路的输入信号。

其值与k3有关

$$\times 10 \Rightarrow \Delta V_{o2}' = \frac{\Delta V_{o2}}{10}$$

$$\times 1 \Rightarrow \Delta V_{o2}' = \Delta V_{o2}$$

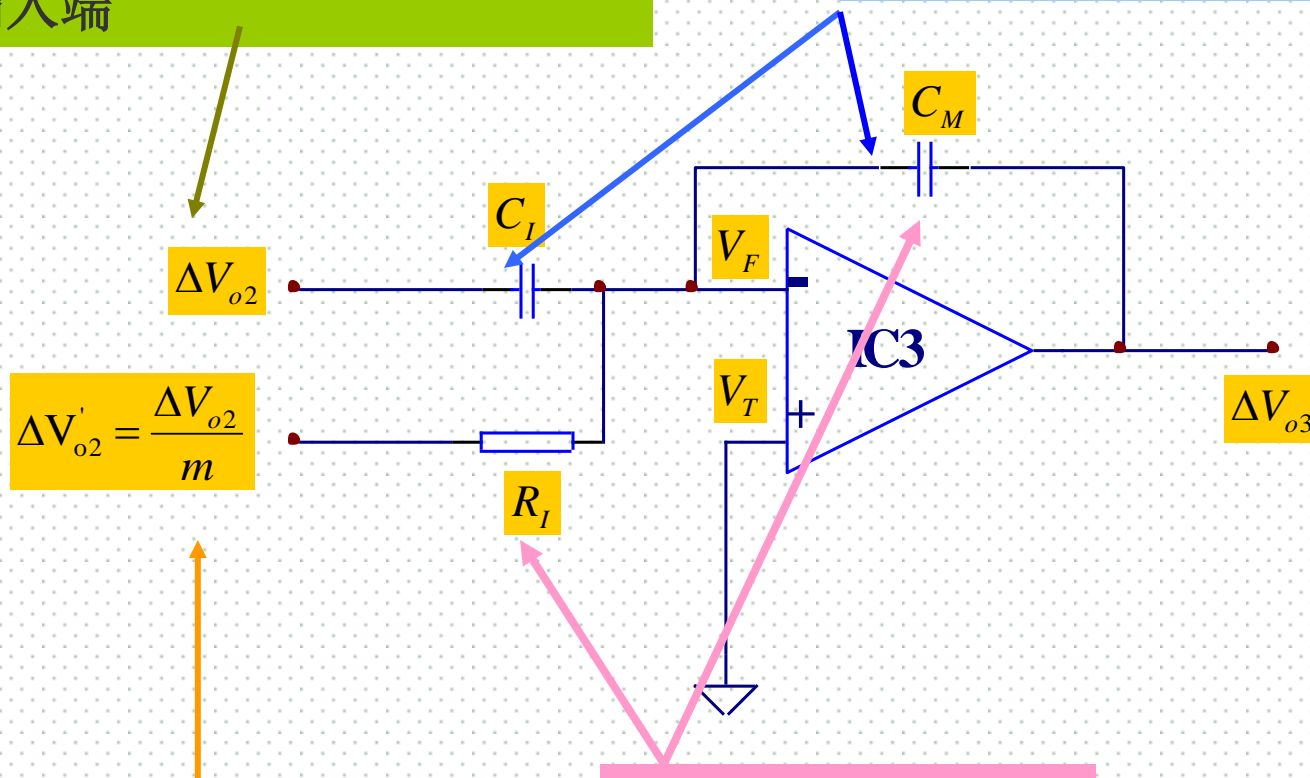


手操信号从PI电路输入，通过联动开关和进行手、自动的切换

为得到正向的输出电压，运算放大器的输出端接有二极管和射极跟随器，而射极跟随器的输出电压与运算放大器的输出电压几乎相等

输入信号 ΔV_{o2} 通过积分电阻 C_I 和积分电容 R_I 送到 IC_3 的反相输入端

C_I 与 C_M 是同种性质的阻抗，组成比例运算电路；



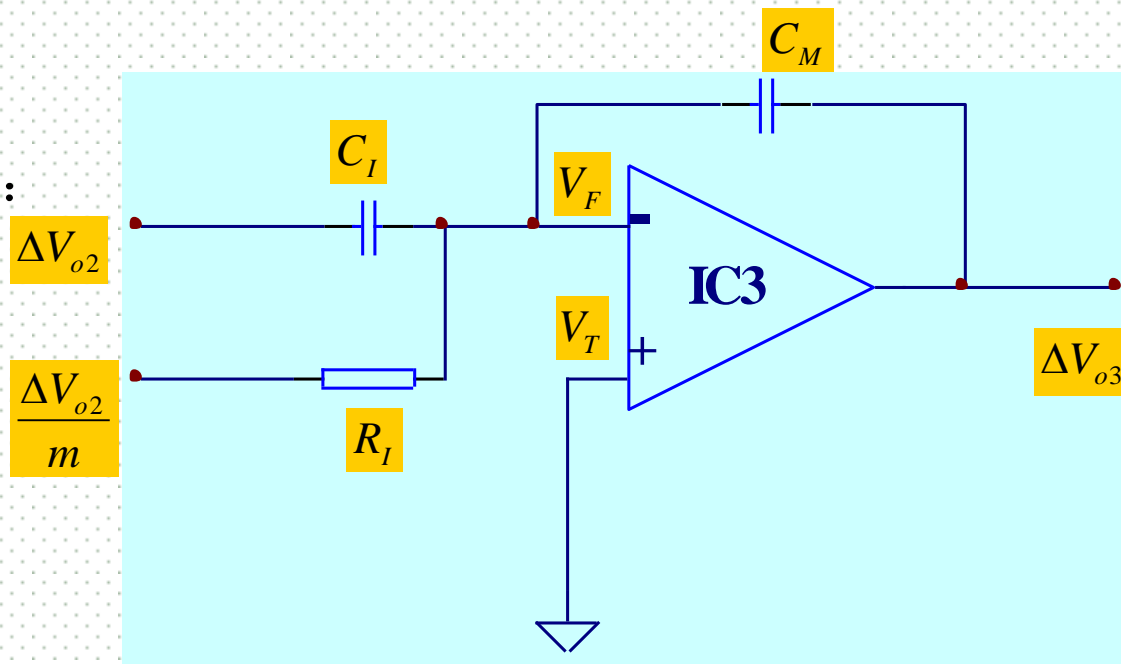
m 的数值为1或10，视开关 K_3 的位置而定

C_M 与 R_I 组成积分运算电路。

PI电路的数学关系式推导如下：

将 IC_3 看成是理想运算放大器
(输入电阻 $R_i = \infty, A_3 = \infty$), 则有:

$$\Delta V_F = \Delta V_T = 0$$



$$\frac{\Delta V_{o2}(s) - \Delta V_F(s)}{\frac{1}{sC_I}} = \frac{\Delta V_F(s) - \Delta V_{o3P}(s)}{\frac{1}{sC_M}} \implies \Delta V_{o3P}(s) = -\frac{C_I}{C_M} \Delta V_{o2}(s)$$

$$\frac{\frac{\Delta V_{o2}(s)}{m} - \Delta V_F(s)}{R_I} = \frac{\Delta V_F(s) - \Delta V_{o3I}(s)}{\frac{1}{sC_M}} \implies \Delta V_{o3I}(s) = -\frac{1}{C_M R_I s} \frac{\Delta V_{o2}(s)}{m}$$

$$\Delta V_{o3}(s) = \Delta V_{o3P}(s) + \Delta V_{o3I}(s) = -\left(\frac{C_I}{C_M} + \frac{1}{mC_MR_Is}\right)\Delta V_{o2}(s)$$

$$= -\frac{C_I}{C_M}\left(1 + \frac{1}{mC_IR_Is}\right)\Delta V_{o2}(s)$$

其中: $C_I = C_M = 10\mu F$

$R_I = 62k\Omega \sim 15M\Omega$

$m = 1 \text{ 或 } 10$

$$= -\frac{C_I}{C_M}\left(1 + \frac{1}{T_Is}\right)\Delta V_{o2}(s)$$

$$T_I = mR_IC_I$$

比例增益: $\frac{C_I}{C_M} = 1$ (不可调)

积分时间: $T_I = mC_IR_I = 0.01 \sim 2.5 \text{ min} (m=1)$

或 $= 0.1 \sim 25 \text{ min} (m=10)$

注意到:

公式中的负号恰好与输入电路中的负号抵消, 从而使得调节器为正作用时, 正偏差增大, 输出也增大。

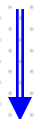
$$V_{o1} = -2(V_i - V_s)$$

PI电路的实际传递函数：

实际上，运算放大器的开环增益 $A_3 \neq \infty$ ，
因此有：

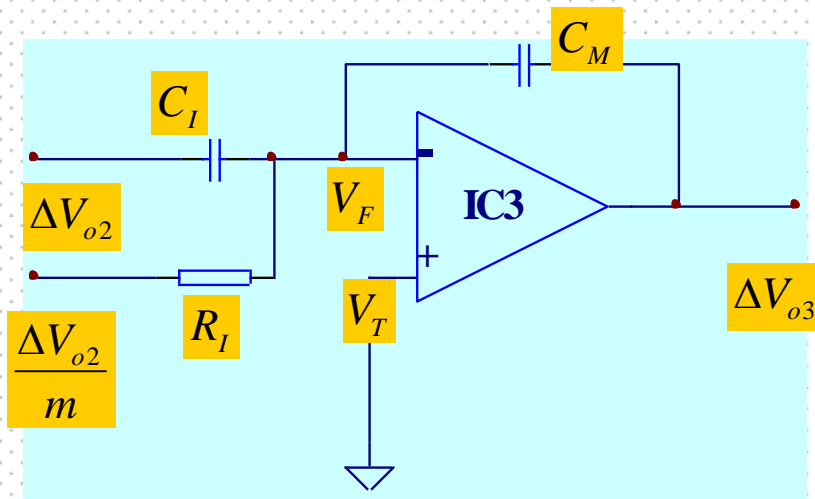
$$\Delta V_{o3}(s) = -A_3 \Delta V_F(s)$$

$$\frac{\Delta V_{o2}(s) - \Delta V_F(s)}{\frac{1}{C_I s}} + \frac{\frac{\Delta V_{o2}(s)}{m} - \Delta V_F(s)}{R_I} = \frac{\Delta V_F(s) - \Delta V_{o3}(s)}{\frac{1}{C_M s}}$$



$$\Delta V_{o3}(s) = - \frac{\frac{C_I}{C_M} \left(1 + \frac{1}{m R_I C_I s} \right)}{1 + \frac{1}{A_3} \left(1 + \frac{C_I}{C_M} \right) + \frac{1}{A_3 R_I C_M s}} \Delta V_{o2}(s) \approx - \frac{\frac{C_I}{C_M} \left(1 + \frac{1}{m R_I C_I s} \right)}{1 + \frac{1}{A_3 R_I C_M s}} \Delta V_{o2}(s)$$

$$= - \frac{C_I}{C_M} \frac{1 + \frac{1}{T_I s}}{1 + \frac{1}{K_I T_I s}} \Delta V_{o2}(s)$$



$$\text{积分增益 } K_I = \frac{A_3 C_M}{m C_I}$$

$$m = 1 \rightarrow K_I \geq 10^5$$

$$m = 10 \rightarrow K_I \geq 10^4$$

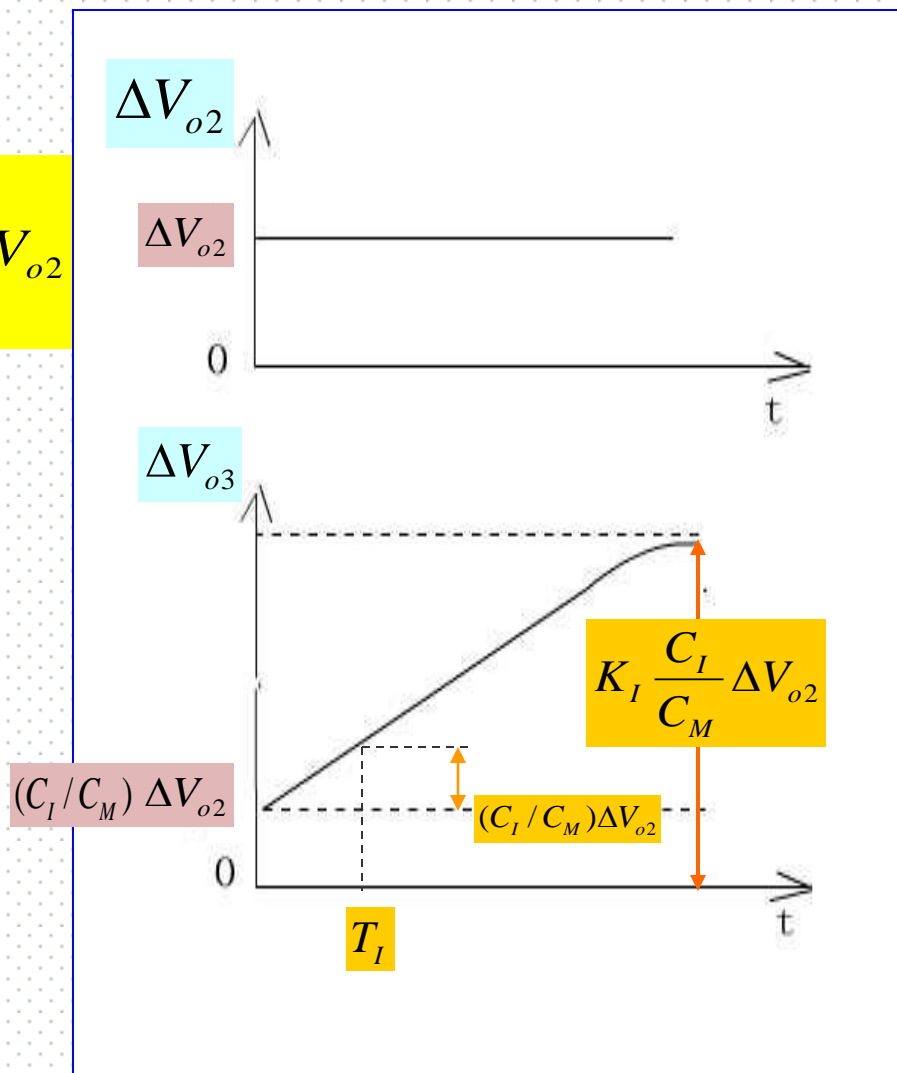
当 ΔV_{o2} 为阶跃信号时，PI电路的输出信号为：

$$\Delta V_{o3}(t) = -\frac{C_I}{C_M} \left[K_I - (K_I - 1)e^{-\frac{t}{K_I T_I}} \right] \Delta V_{o2}$$

$$\text{初始值 } \Delta V_{o3}(0) = \frac{C_I}{C_M} \Delta V_{o2}$$

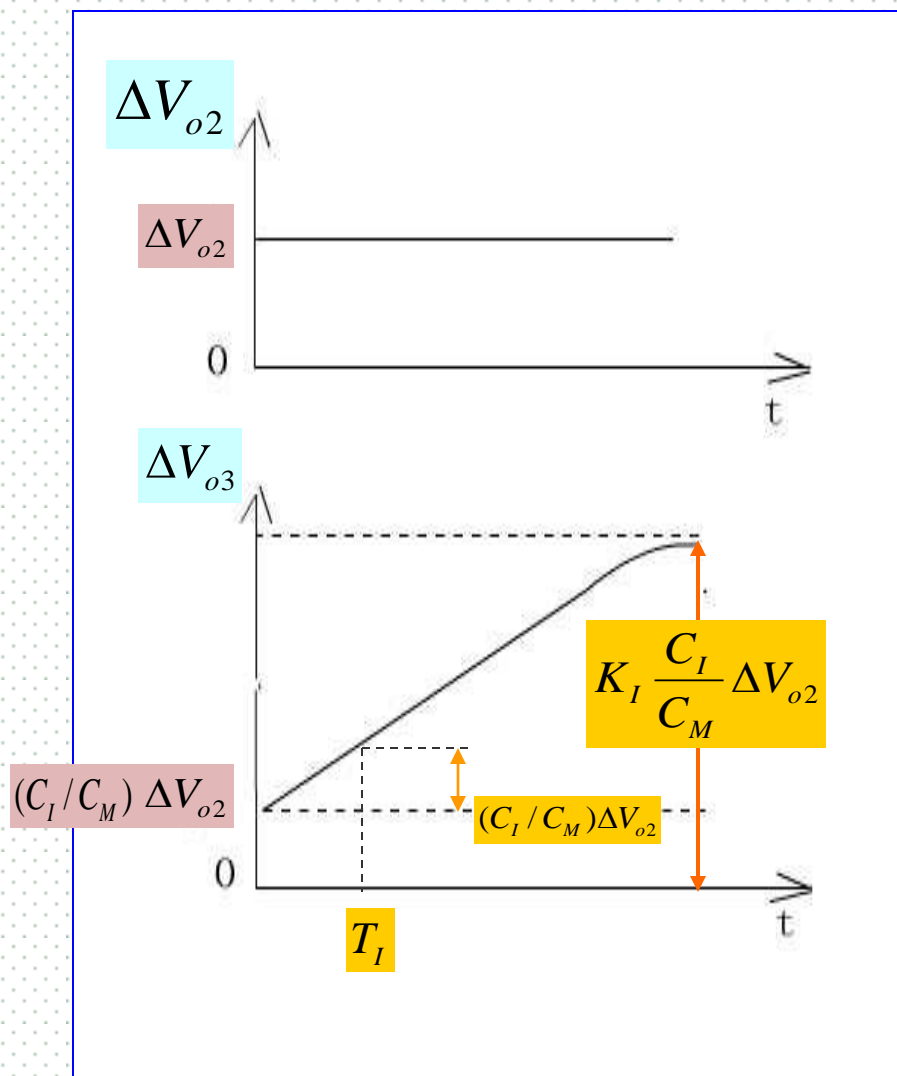
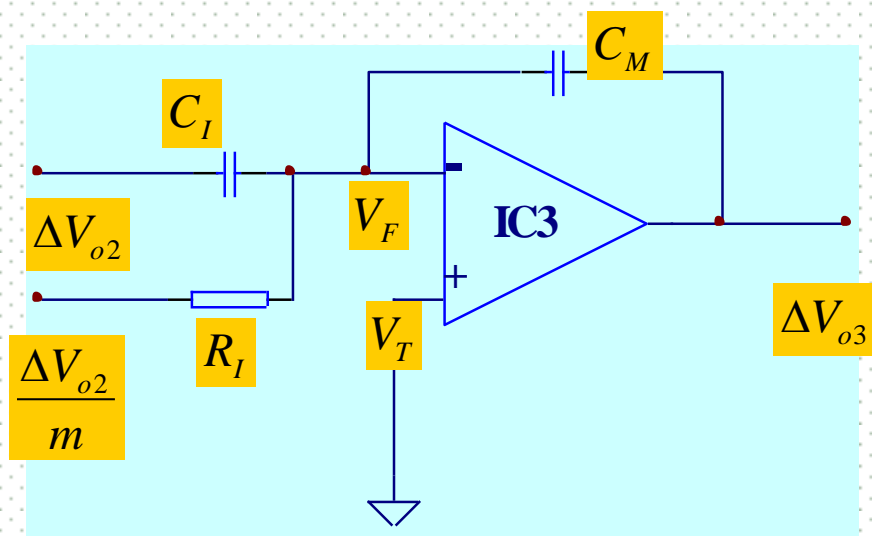
$$\text{稳态值 } \Delta V_{o3}(\infty) = K_I \frac{C_I}{C_M} \Delta V_{o2}$$

ΔV_{o3} 到达 $2 \frac{C_I}{C_M} \Delta V_{o2}$ 时所需的时间为积分时间 T_I



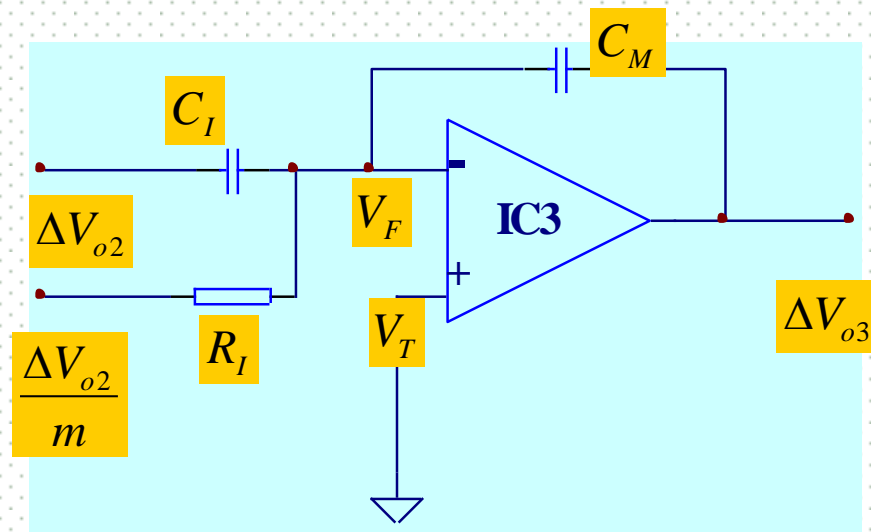
积分饱和现象：

对于PI电路，只要 ΔV_{o2} 存在，就不断对电容 C_M 进行充放电，使该电容上的电压不断增加或减小。



积分饱和现象（续）：

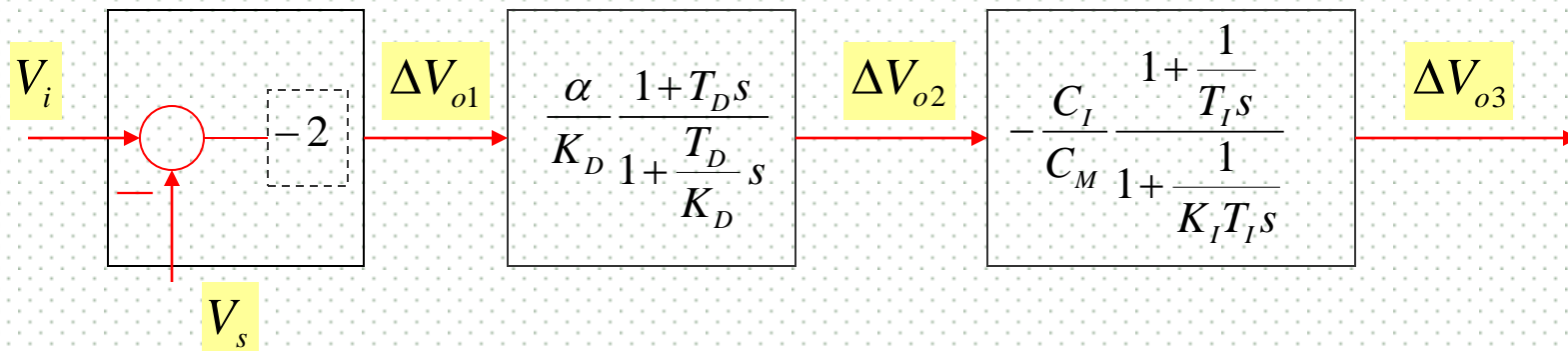
由于积分增益 K_I 很大，输出电压又是被限幅的，因此，一旦受到限制，输出电压就与电容上的电压不相等，即 $V_{o3} \neq V_{C_M}$ 。这种现象称为“**积分饱和**”，其**后果**是：当输入电压的极性相反时，输出电压不能及时跟上输入电压的变化（先要退出积分饱和），从而使控制品质变差。



虽然基型调节器对积分饱和现象无能为力，但在大部分控制系统中，如果工况正常，是不会出现积分饱和现象的。

对于少数复杂控制系统，将有偏差长期存在的情况出现，使调节器产生积分饱和，这时可以采用有抗积分饱和功能的特种调节器。

五. PID电路的传递函数



$$W(s) = (-2) \cdot \left(\frac{\alpha}{K_D} \frac{1 + T_D s}{1 + \frac{T_D}{K_D} s} \right) \cdot \left(-\frac{C_I}{C_M} \frac{1 + \frac{1}{T_I s}}{1 + \frac{1}{K_I T_I s}} \right) = \frac{2\alpha C_I}{K_D C_M} \frac{1 + \frac{T_D}{T_I} + \frac{1}{T_I s} + T_D s}{1 + \frac{T_D}{K_D K_I T_I} + \frac{1}{K_I T_I s} + \frac{T_D}{K_D} s}$$

$$\approx \frac{2\alpha C_I}{K_D C_M} \frac{1 + \frac{T_D}{T_I} + \frac{1}{T_I s} + T_D s}{1 + \frac{1}{K_I T_I s} + \frac{T_D}{K_D} s}$$

$$= K_P F \frac{1 + \frac{1}{T_I F s} + \frac{T_D}{F} s}{1 + \frac{1}{K_I T_I s} + \frac{T_D}{K_D} s}$$

相互干扰
系数F

$T_D = 0$ —— 无微分作用, $F = 1$
 $T_I \rightarrow \infty$ —— 无积分作用, $F = 1$

$K_P = \frac{2\alpha C_I}{K_D C_M}$ —— 比例增益

在阶跃输入信号的作用下，PID电路的输出为：

$$\Delta V_{o3}(t) = K_p \left[F + (K_I - F) \left(1 - e^{\frac{-t}{K_I T_I}} \right) + (K_D - F) e^{\frac{-K_D}{T_D} t} \right] (V_i - V_s)$$

稳态时,有:

$$\Delta V_{o3}(\infty) = K_p K_I (V_i - V_s)$$

调节器的静态误差:

$$\varepsilon = V_i - V_s = \frac{\Delta V_{o3}(\infty)}{K_p K_I}$$

$$\varepsilon_{\max} = \frac{\Delta V_{o3\max}(\infty)}{K_{p\min} K_{I\min}} = \frac{4000}{0.2 \times 10^4} = 2mV$$

$$\text{调节器的调节精度: } \Delta = \frac{\varepsilon_{\max}}{x_{\max} - x_{\min}} \times 100\% = \frac{2}{4000} \times 100\% = 0.05\%$$

各项参数的取值范围为:

$$\text{比例度: } \delta = \frac{1}{K_p} \times 100\% = 2\% \sim 500\%$$

$$\text{积分时间: } T_I = m R_I C_I = 0.01 \sim 2.5 \text{ min 或 } 0.1 \sim 25 \text{ min}$$

$$\text{微分时间: } T_D = n R_D C_D = 0.04 \sim 10 \text{ min}$$

$$\text{微分增益: } K_D = n = 10$$

$$\text{积分增益: } K_I = \frac{A_3 C_M}{m C_I} \geq 10^5 \text{ 或 } \geq 10^4$$

注意到：

由于存在相互干扰系数 F ，使得调节器参数的**实际整定值**（ δ' , T_I' 和 T_D' ）与**刻度值**（ δ , T_I 和 T_D ）有如下关系：

$$\delta' = \frac{\delta}{F}$$

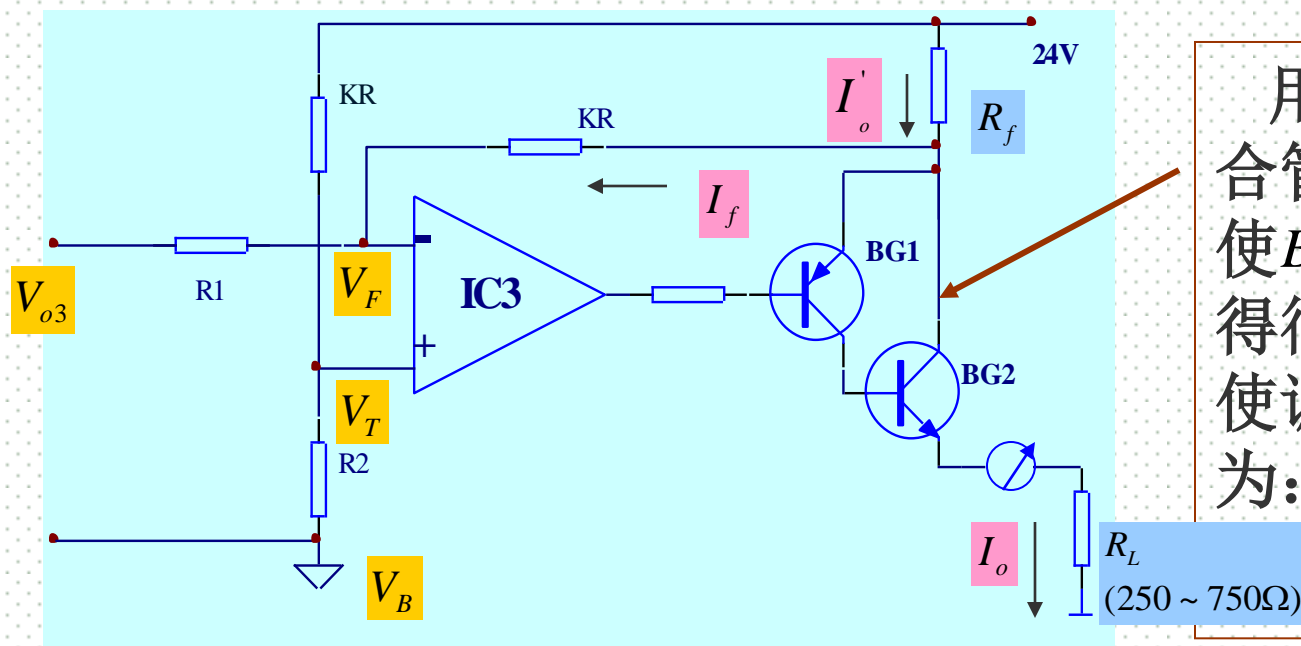
$$T_I' = FT_I$$

$$T_D' = \frac{T_D}{F}$$

六. 输出电路

输出电路是一个电压-电流转换电路，其作用是：

- 1) 将PID电路输出的、以 V_B 为基准的 $1 \sim 5V$ 的直流电压信号(V_{o3})转换成 $4 \sim 20mA$ 的输出直流电流(I_o)。
- 2) 使负载电压以零伏为基准。



用 BG_1 和 BG_2 组成复合管，提高放大倍数，使 BG_1 的基极电流变得很小，可以忽略，使调节器的输出电流为：

$$I_o = I_o' - I_f$$

输出电路的数学关系：

设 $R_1 = R_2 = R$, 且将 IC_3 看成是理想运算放大器, 则有:

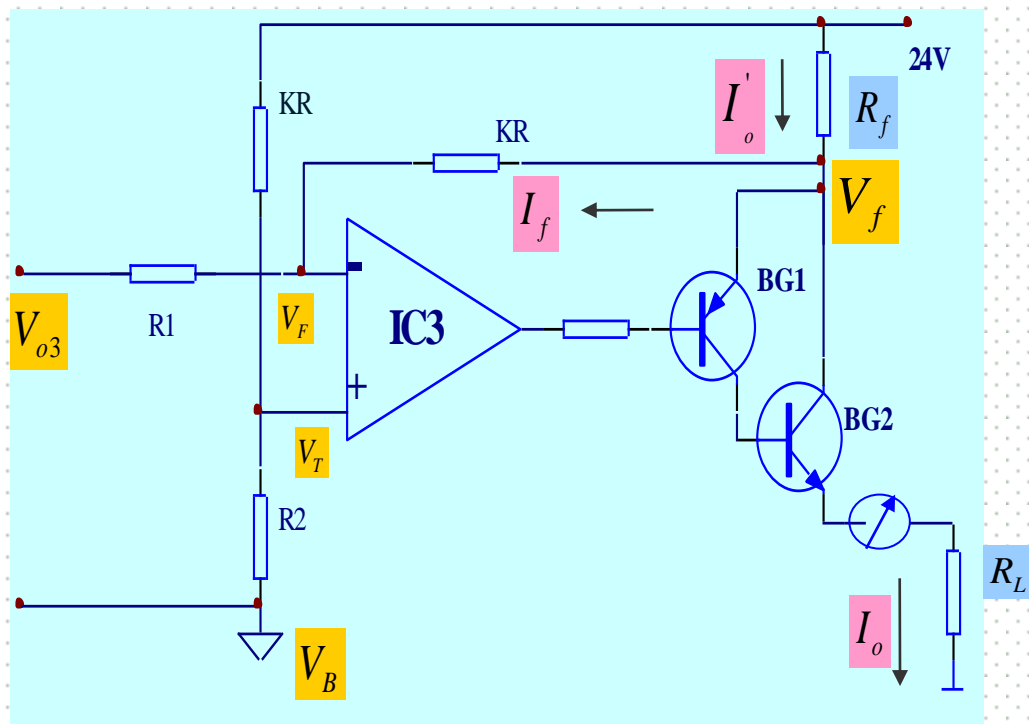
$$V_F = V_T = \frac{(24 - V_B) \cdot R}{R + KR} + V_B = \frac{24 + KV_B}{1 + K}$$

$$I_f = \frac{V_f - V_F}{KR} = \frac{V_F - (V_{o3} + V_B)}{R}$$

$$I_o' = \frac{24 - V_f}{R_f}$$

$$I_f = \frac{24 - V_B - (1 + K)V_{o3}}{(1 + K)R}$$

$$I_o' = \frac{V_{o3}}{R_f / K}$$



$$\Rightarrow I_o = I_o' - I_f = \frac{K}{R_f} V_{o3} - \frac{24 - V_B - (1 + K)V_{o3}}{(1 + K)R}$$

其中: $R_f = 62.5\Omega, R = 40k\Omega, K = 1/4, V_B = 10V$

$$I_o = I_o' - I_f = \frac{K}{R_f} V_{o3} - \frac{24 - V_B - (1 + K)V_{o3}}{(1 + K)R}$$

$$R_f = 62.5\Omega, R = 40k\Omega,$$

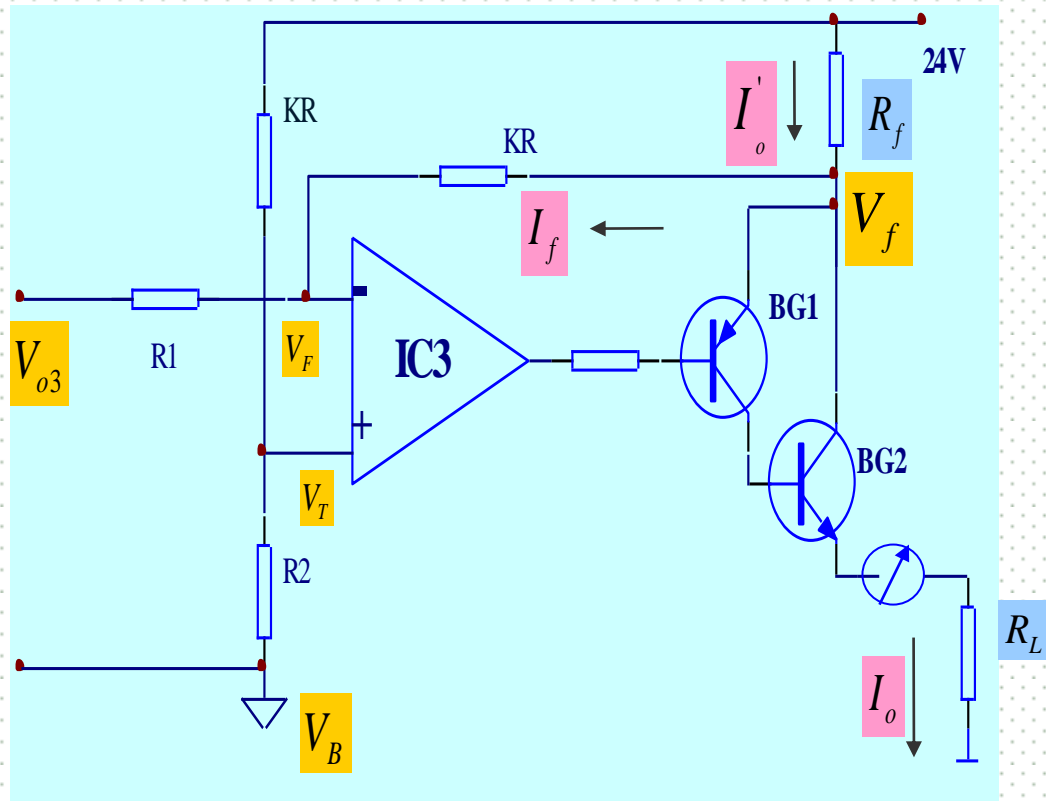
$$K = 1/4, V_B = 10V$$

当 $V_{o3} = 1 \sim 5V$ 时,

$$I_o' = 4 \sim 20mA;$$

$$\text{而 } I_o \neq 4 \sim 20mA$$

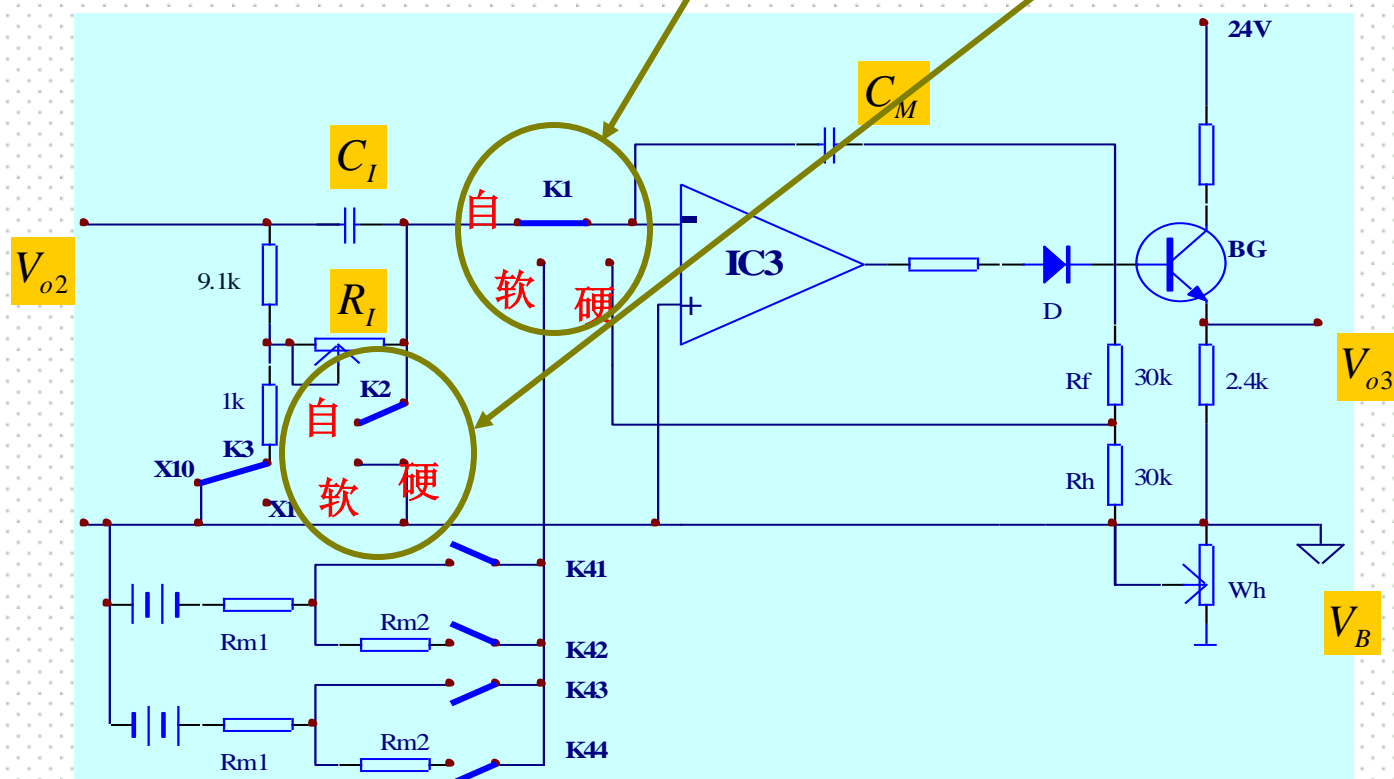
实际电路为: $R_1 = 40k\Omega + 250\Omega$
 $R_2 = 40k\Omega, KR = 10k\Omega$, 以消除误差。



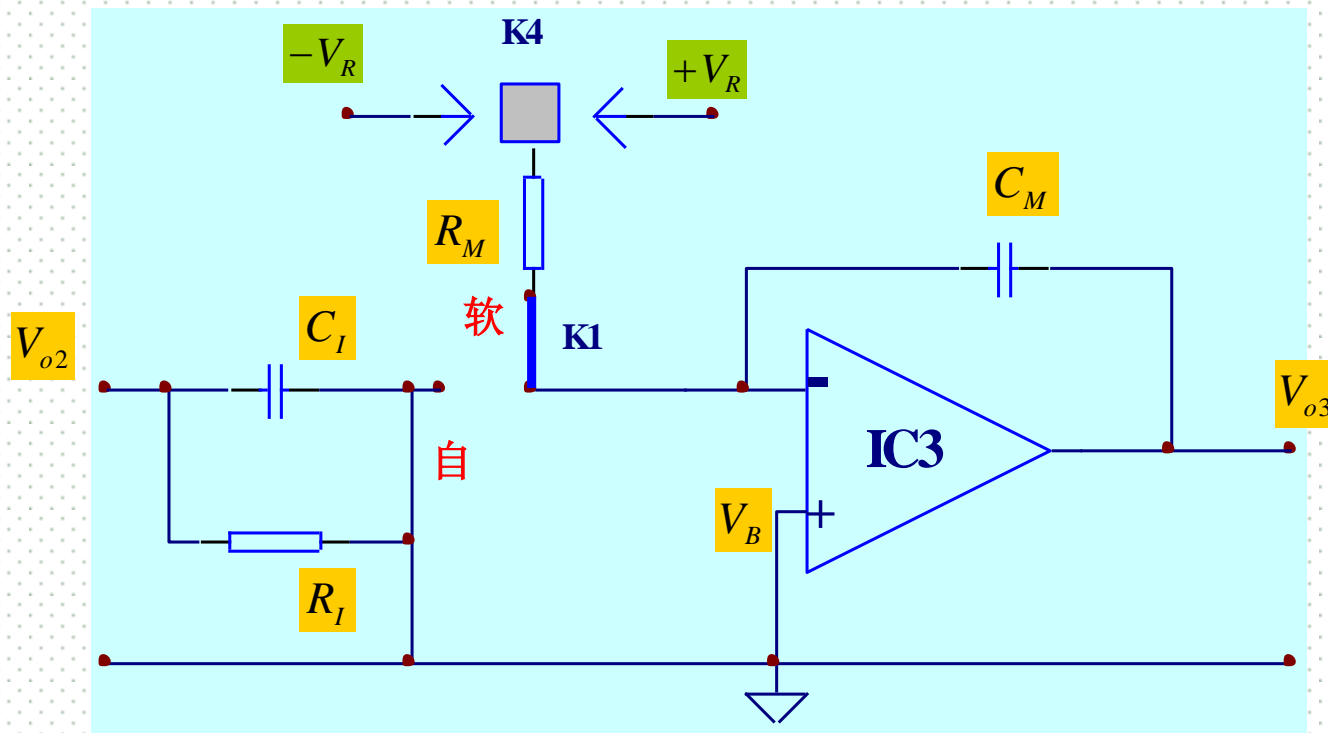
七. 手动操作电路

手动操作分为“**软手操**”和“**硬手操**”两种方式，在PI电路中加以实现。

当联动开关 K_1 和 K_2 切换到“软手操”或“硬手操”位置时，积分电阻和积分电容的公共端与运算放大器断开，接到电平 V_B 上，使 V_{o2} 存贮在 C_I 中。



1. 软手操电路



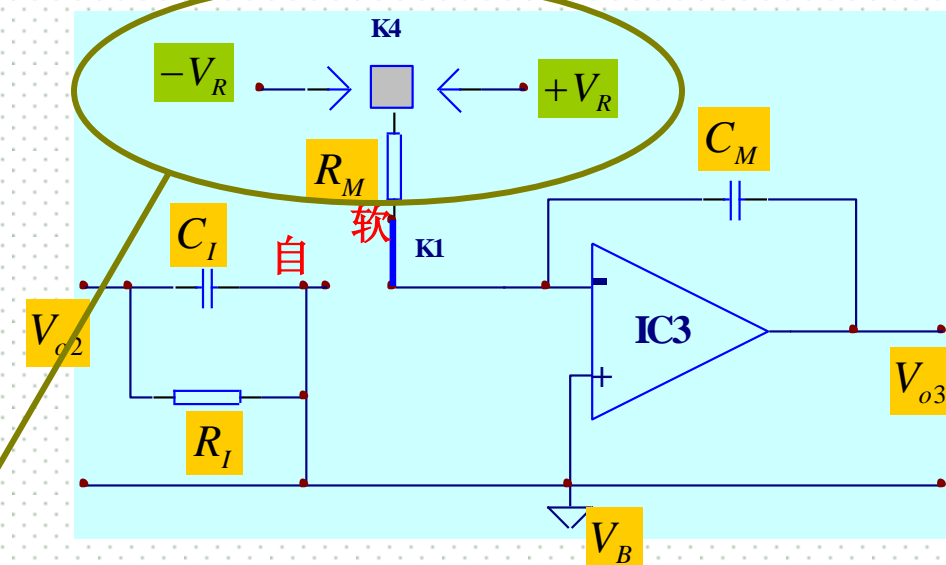
运算放大器 IC_3 的反相端通过电阻 R_M 接到软手操电路的输入 $+V_R$ 或 $-V_R$ 上，组成积分电路，由开关 K_4 控制积分的方向以及积分的速度。

当 K_4 扳向 $+V_R$ 时，输出电压 V_{o3} 按积分式下降；

当 K_4 扳向 $-V_R$ 时，输出电压 V_{o3} 按积分式上升；

上升或下降的速度取决于 $R_M C_M$ 的数值，即：

$$\Delta V_{o3} = -\frac{\pm V_R}{R_M C_M} \cdot \Delta t$$

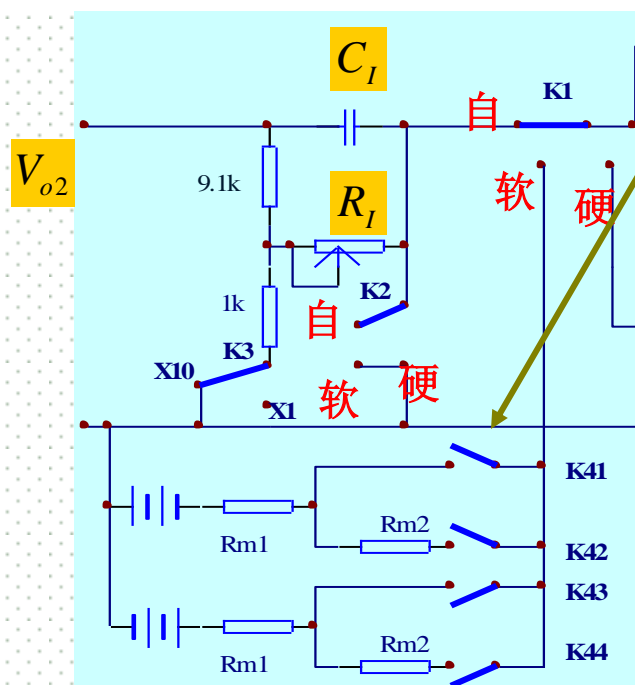


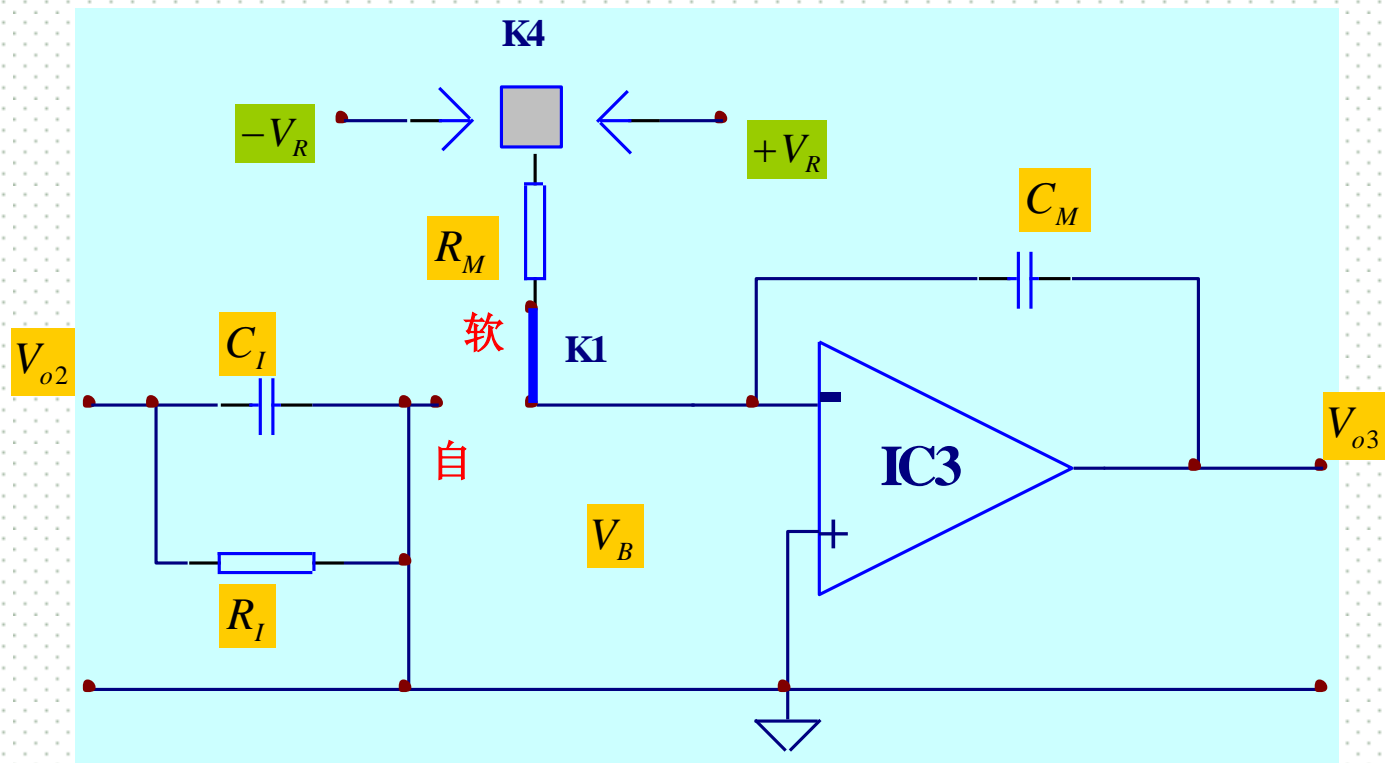
电路参数为： $V_R = 0.2V$; $C_M = 10\mu F$;
 $R_{M1} = 30k\Omega$; $R_{M2} = 470k\Omega$

输出电压满量程变化 (1 ~ 5V)
 所需的时间为：

快速时： $t_1 = \frac{4}{0.2} \times 30 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6} = 6s$

慢速时： $t_2 = \frac{4}{0.2} \times (30 + 470) \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6} = 100s$



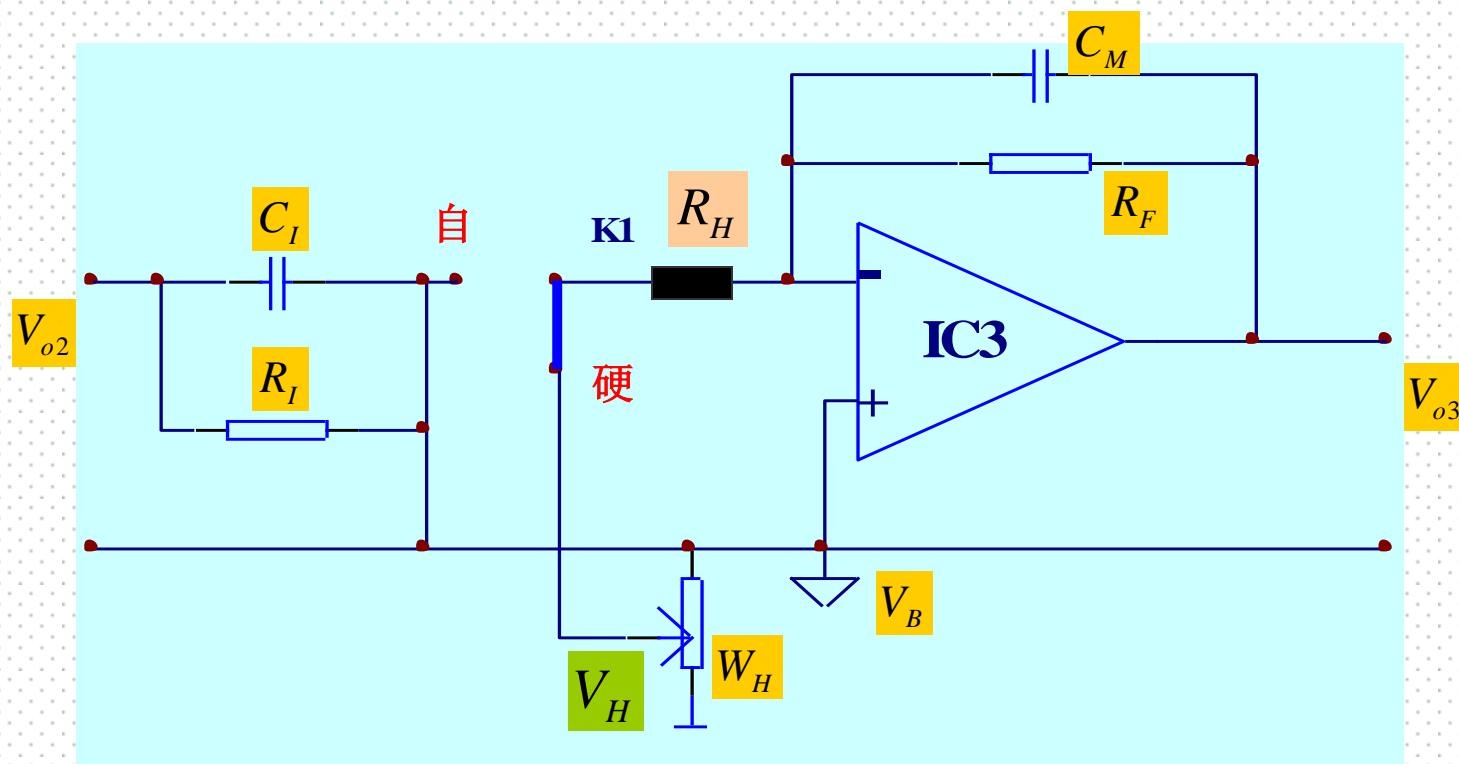


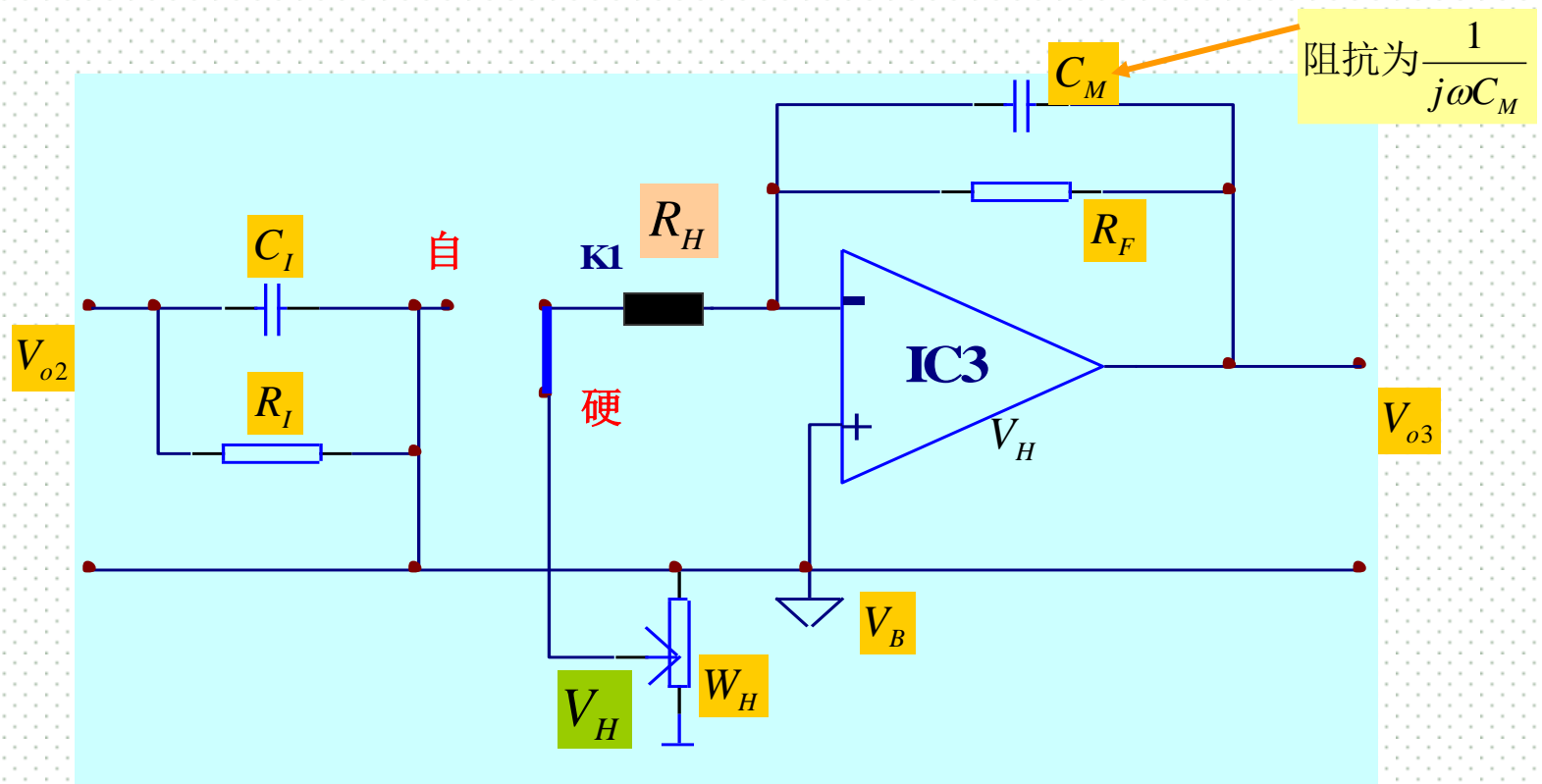
如果 K_1 和 K_2 位于“软手操”处，但并不扳动 K_4 或松开 K_4 ，就使运算放大器的输入端处于**浮空状态**。

由于选用高输入阻抗的运算放大器 IC_3 和漏电流特别小的电容 C_M ，使输出电压能长时间保持在切换或松开 K_4 瞬间时的数值，即处于“**保持**”状态。

2. 硬手操电路

运算放大器的反相端通过电阻 R_H ($30k\Omega$) 接到电位器 W_H 的滑动触点上，使 V_H 作为硬手操电路的输入信号，拨动硬手操杆可以改变 V_H 的大小。





由于电容 C_M ($10\mu F$) 上并联了电阻 R_F ($30k\Omega$), 且 V_H 是变化缓慢的信号, 故可以忽略该电容的影响, 从而使输出信号 V_{o3} 与输入信号 V_H 成比例关系, 即:

$$V_{o3} = -\frac{R_F}{R_H} V_H = -V_H$$

3. 自动与手动操作的相互切换

- 在自动与手动的切换瞬间，如果调节器的输出发生突变，将会给生产过程产生干扰，故希望做到**无平衡无扰动切换**。
- 所谓**无扰动切换**，是指在自动和手动相互切换的瞬间，调节器的输出不发生变化，对生产过程无扰动。
- 所谓**无平衡切换**，是指在自动和手动相互切换时，无需事先调平衡（即调整调节器的某个输入，使调节器的输出在切换瞬间不会变化），即可随时切换到所要求的位置。

在DDZ-III型调节器中，**可以做到无平衡
无扰动的切换为：**

自动 → 软手操；硬手操 → 软手操

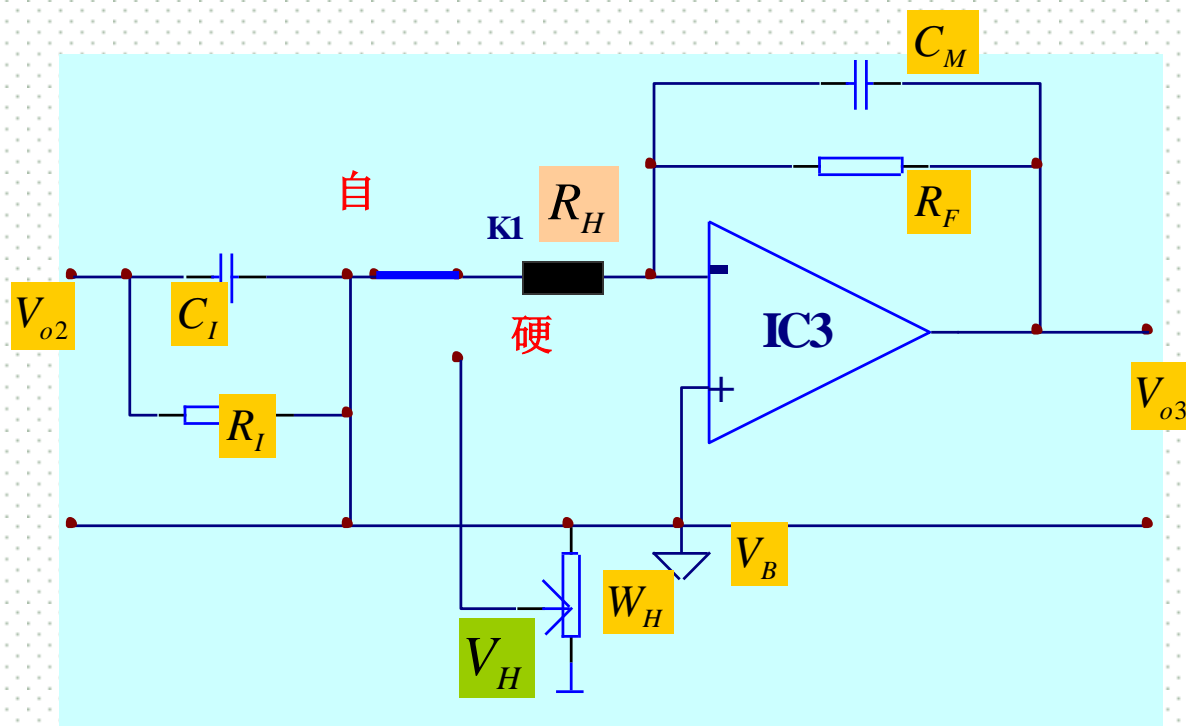
软手操 → 自动；硬手操 → 自动

必须先进行平衡操作的切换为：

自动 → 硬手操；软手操 → 硬手操

平衡操作：

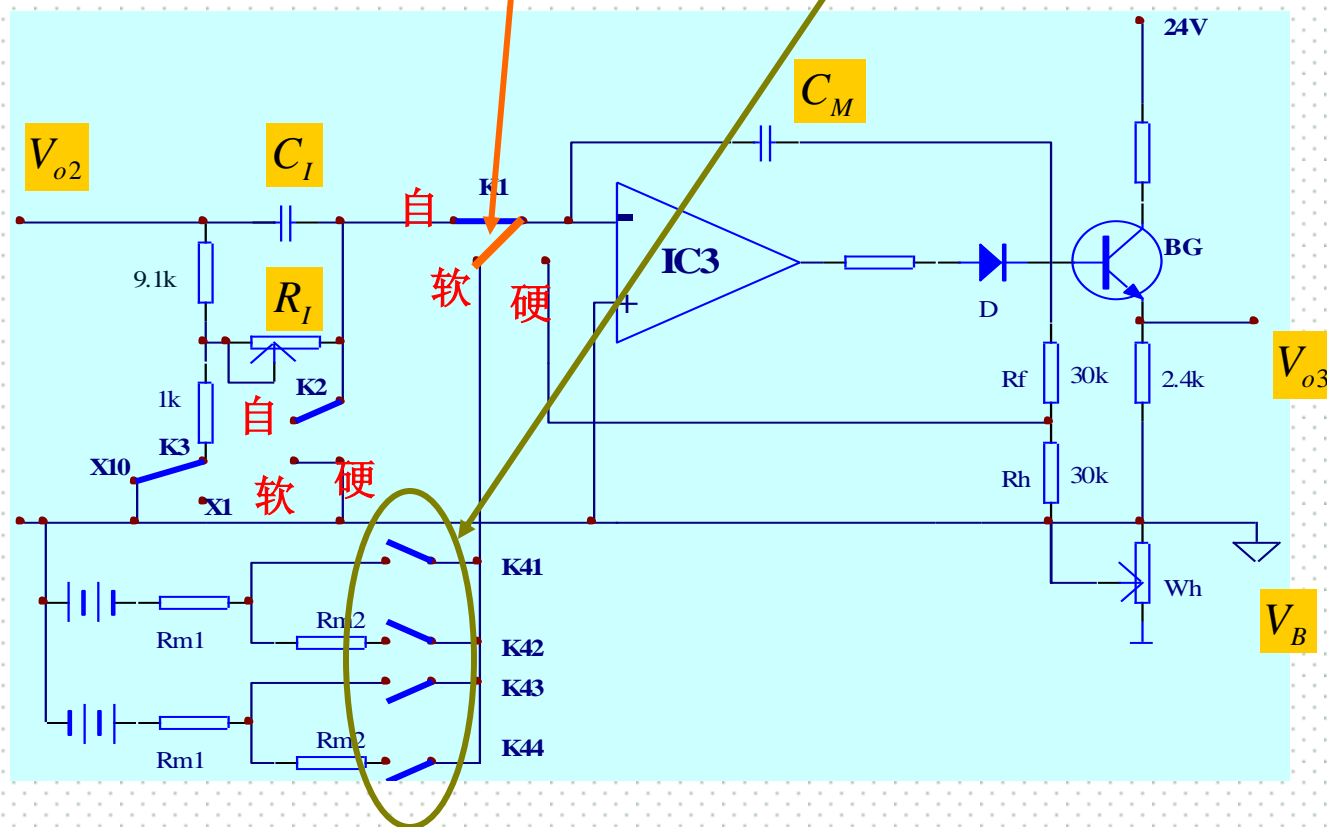
操作硬手操杆，使硬手操输出电压 V_H 等于运算放大器的输出电压 V_{o3} ，然后再操作开关 K_1 和 K_2 ，从而能无扰动地切换到硬手操去。



可以做到无平衡无扰动切换的原因：

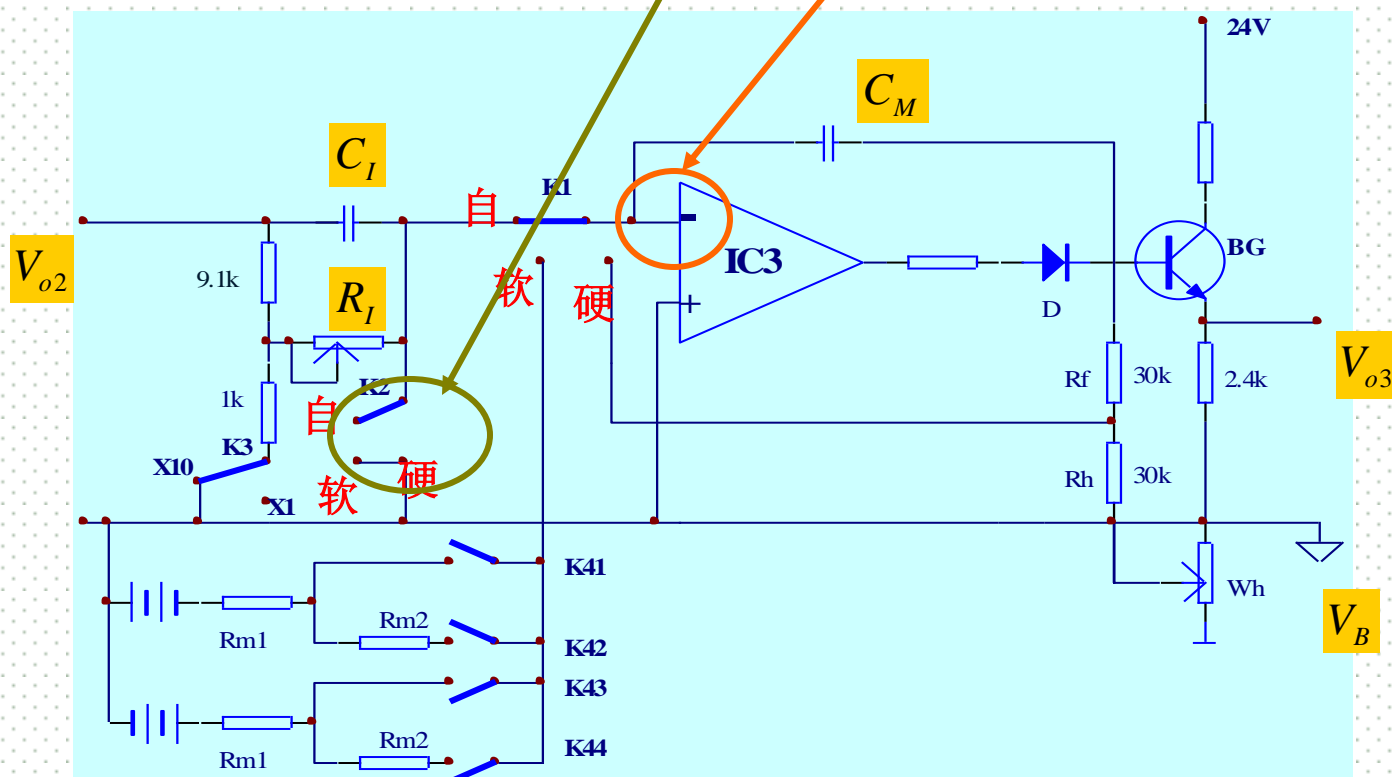
自动 → 软手操
硬手操 → 软手操：

在切换瞬间，由于此时 K_4 尚未接通， IC_3 的反相端处于浮空状态，故而输出 V_{o3} 不变。



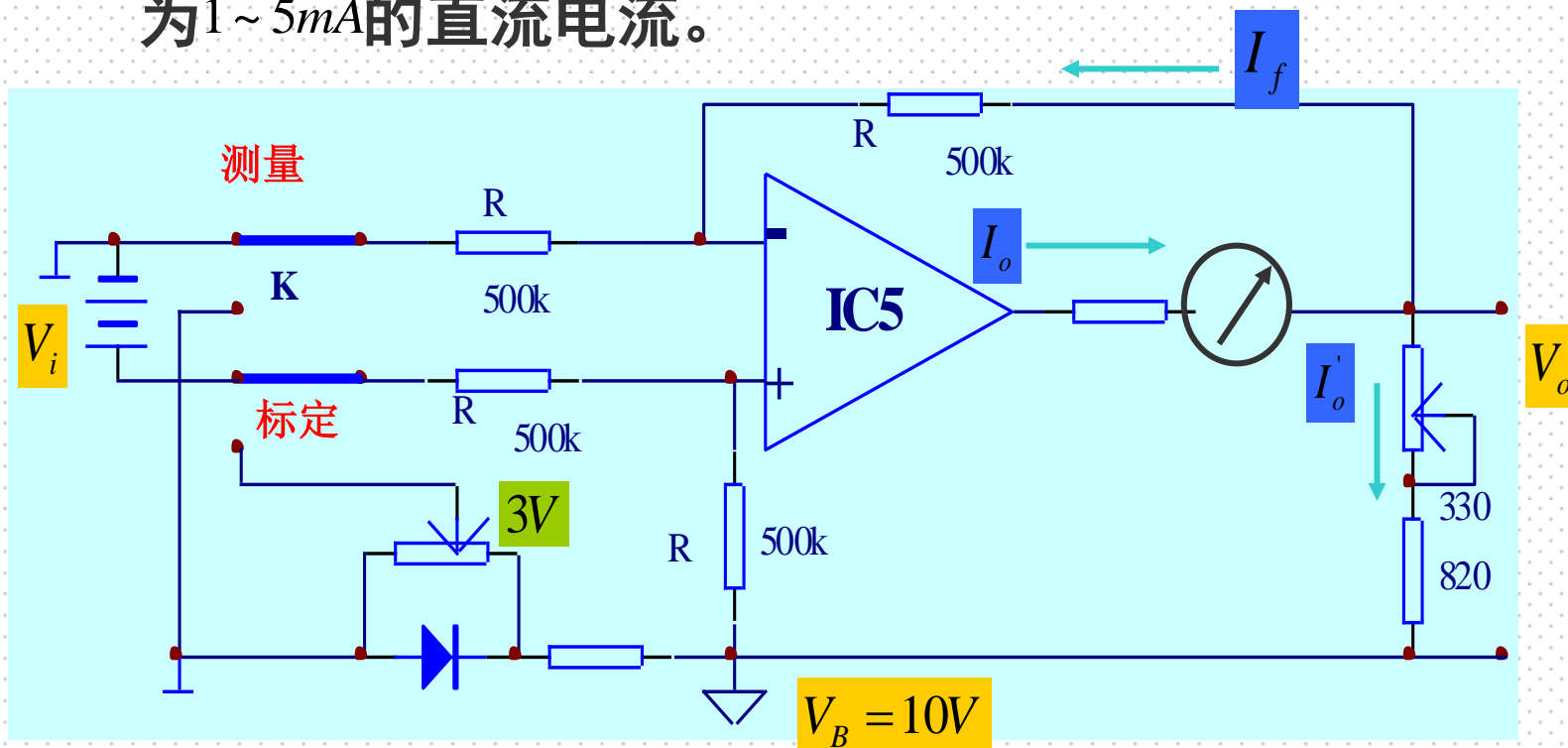
软手操 → 自动
硬手操 → 自动:

在手动操作时，电容 C_I 的右端接至电位 V_B ，且 C_I 上的电压等于 V_{o2} ，而 IC_3 反相端的电位总是为 V_B 。因此，在切换的瞬间，电容 C_M 没有充放电的现象，故而输出 V_{o3} 也不变。



八. 指示电路

全刻度指示调节器的测量信号指示电路和给定信号指示电路完全相同，都是**电压-电流转换器**，即输入信号为1~5V的直流电压，输出信号为1~5mA的直流电流。

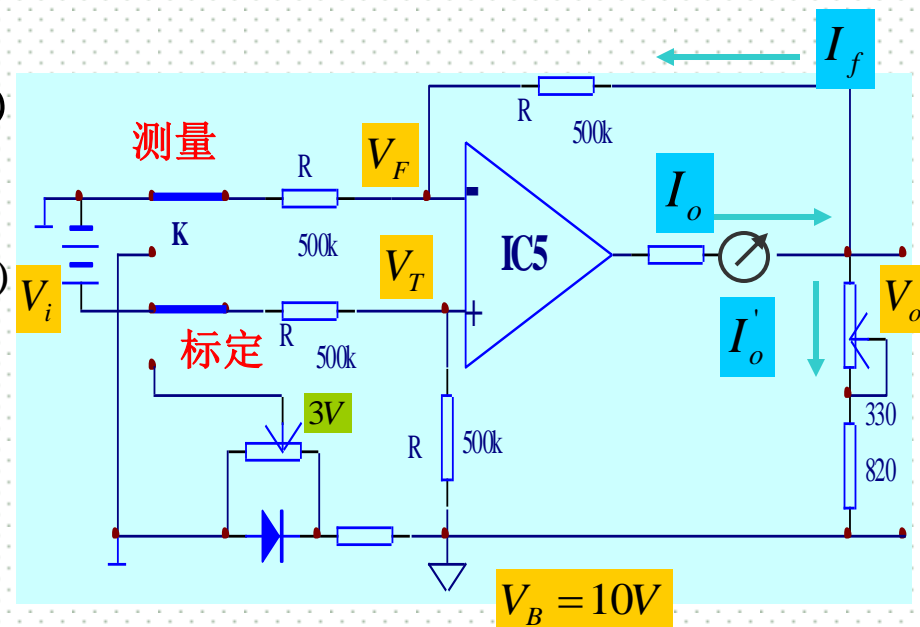


输出信号与输入信号之间的关系：

$$\frac{V_i - V_T}{R} = \frac{V_T - V_B}{R} \Rightarrow V_T = \frac{1}{2}(V_i - V_B)$$

$$\frac{(V_o + V_B) - V_F}{R} = \frac{V_F}{R} \Rightarrow V_F = \frac{1}{2}(V_o + V_B)$$

$$\therefore V_F = V_T \quad \therefore V_o = V_i$$



流过电流表的电流：

$$I_o = I_f + I'_o = \frac{V_F}{R} + \frac{V_o}{R_L} = \frac{V_o + V_B}{2R} + \frac{V_o}{R_L} = \left(\frac{1}{2R} + \frac{1}{R_L} \right) \cdot V_o + \frac{1}{2R} V_B$$

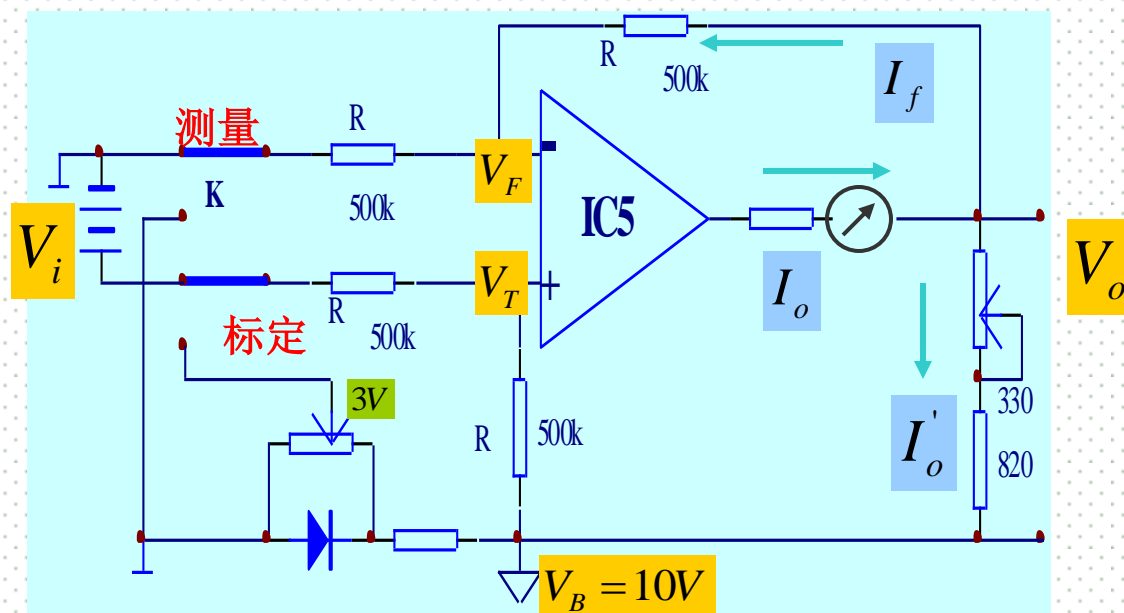
$$= \left(\frac{1}{2R} + \frac{1}{R_L} \right) \cdot V_i + \frac{1}{2R} V_B$$

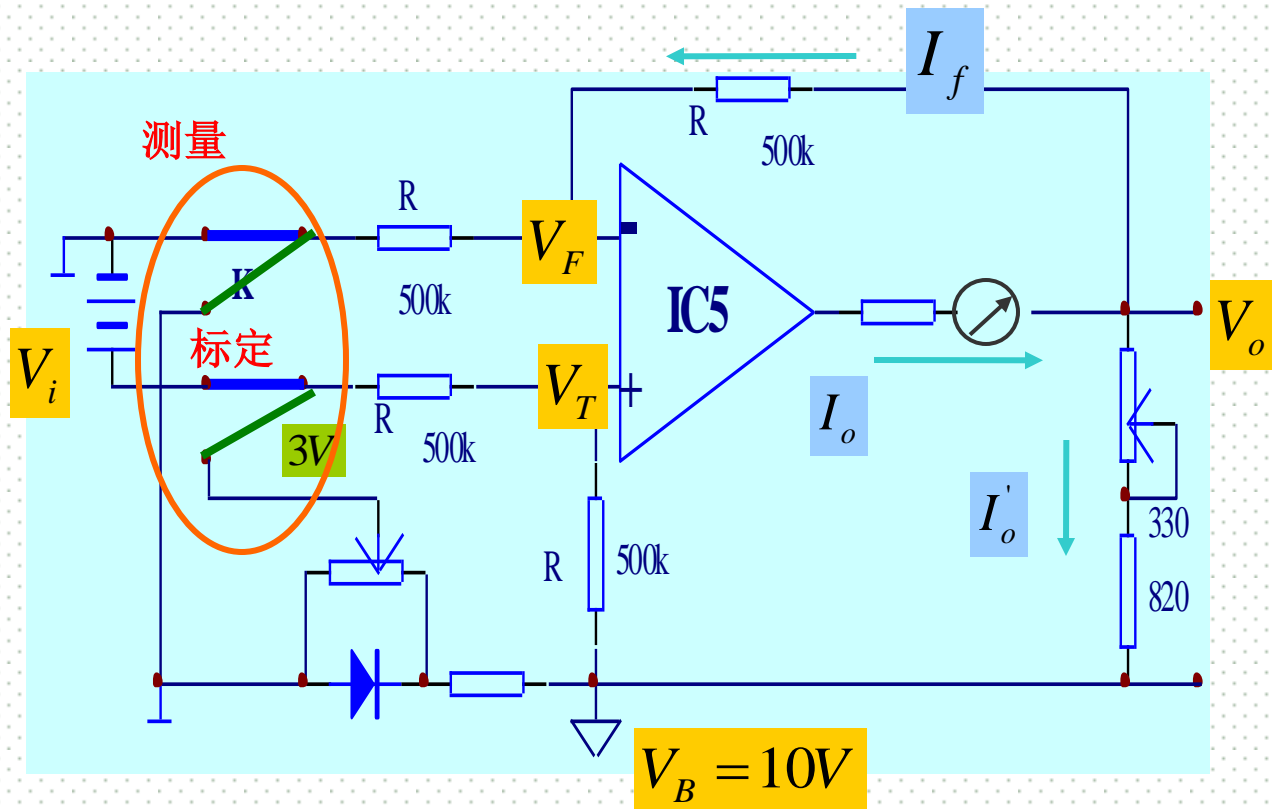
该项是恒值，可以通过调整电流表的机械零点来消除其影响。

指示电路的特点:

(1) 采用**偏差差动电平移动电路**，以消除导线电阻上的压降对输出电流的影响，且满足运算放大器共模输入电压范围（ $2 \sim 22V$ ）；

(2) 电流表置于运算放大器的输出端与 V_o 之间，而不是与 R_L 串联在一起，以使测量结果不会因为电流表内阻随温度变化而带来误差。





当开关打在“标定”处时，指示电路的输入信号为3V的标准电压。

因此，电流表的指针应在刻度为50%处，否则应调整 R_L 和电流表的机械零点。

基型控制器的使用

- 正确设置内、外设定开关
- 一般在刚刚开车或控制工况不正常时采用手动控制，待系统正常稳定运行时无扰动切换到自动控制
- 控制器“正”、“反”作用开关不能随意选择，要根据工艺要求及控制阀的气开、气关情况来决定，保证控制系统为负反馈
- 正确设置P、I、D参数。控制器上的PID参数不能任意设置，必须通过参数整定，选择一组合适的PID参数，这样才能保证控制器在控制系统中发挥作用

10.4 数字式控制器

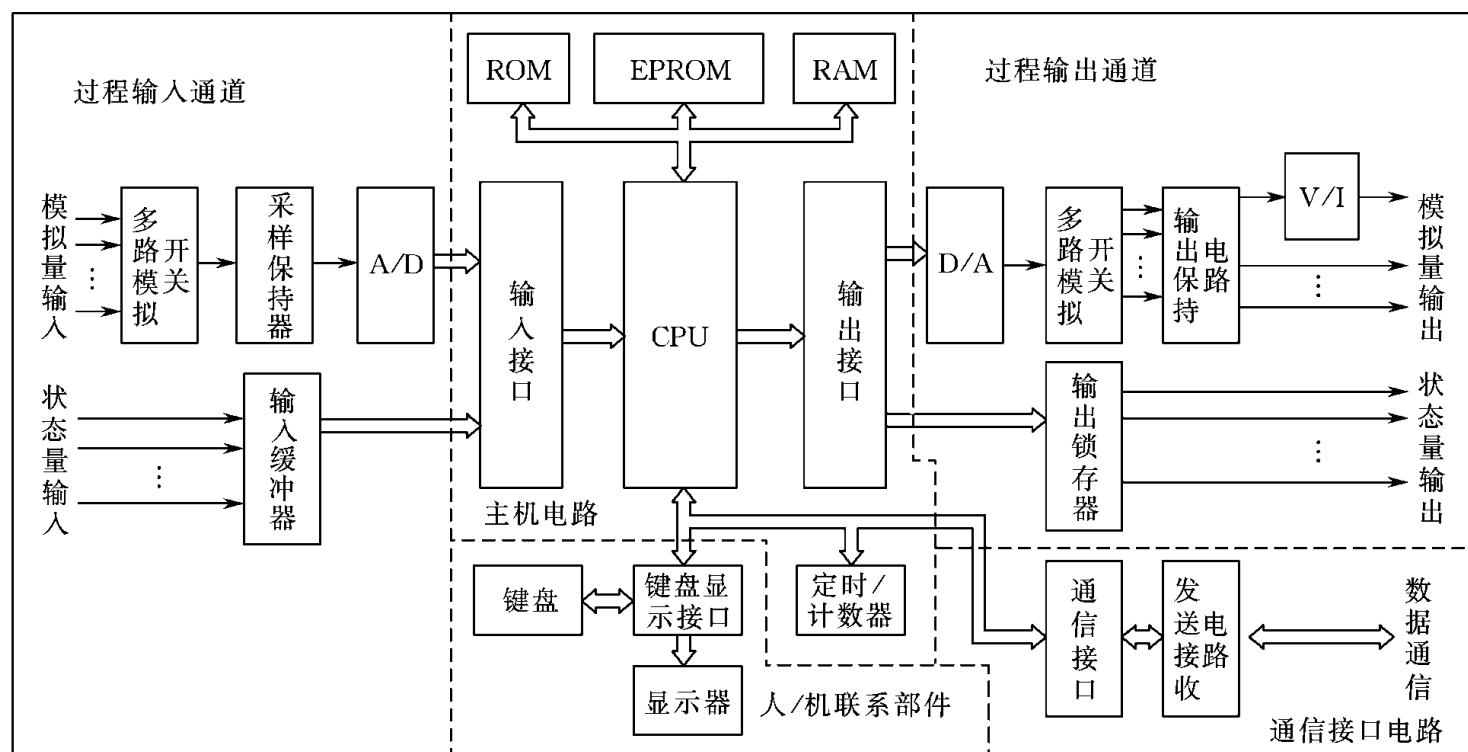
- 数字式控制器以微处理器或单片微型计算机为核心，具有数据通信功能，能完成生产过程1~4个回路直接数字控制任务，在DCS的分散过程控制级中得到了广泛的应用。
- 它不仅可接受4~20mA DC电流信号输入的设定值，还具有异步通信接口RS-422/485、RS-232等，可与上位机连成主从式通信网络，发送接收各种过程参数和控制参数，在我国的工业控制领域得到了广泛应用。

数字式控制器的主要特点

- 实现了模拟仪表与计算机一体化
- 具有丰富的运算控制功能
- 使用灵活方便，通用性强
- 具有通讯功能，便于系统扩展
- 可靠性高，维护方便

10.4.1 数字式控制器的基本构成

- 数字式控制器包括硬件与软件两大部分
- 硬件部分：由主机电路（CPU、ROM、RAM、CTC、输入-输出接口等）、过程输入、输出通道、人机联系部件和通讯部件等组成。



■ 软件部分：包括系统程序和用户程序

- ❖ 系统程序主要包括监控程序和中断处理程序两部分，是控制器软件的主体。
 - 监控程序包括系统初始化、键盘和显示管理、中断管理、自诊断处理以及运行状态控制等模块。
- ❖ 用户程序由用户自行编制，实际上是根据需要将系统程序中提供的有关功能模块组合连接起来（通常称为“组态”），以达到控制目的。
 - 编程采用POL语言（面向过程语言）
 - 可通过专用的编程器进行编程，有在线和离线两种编程方法。

END