

2022春 过程控制系统

过程控制系统

授课教师：苗子博

要点回顾

测试法：由阶跃响应曲线辨识系统结构
(非自衡系统)

频率特性法+统计相关法+最小二乘法

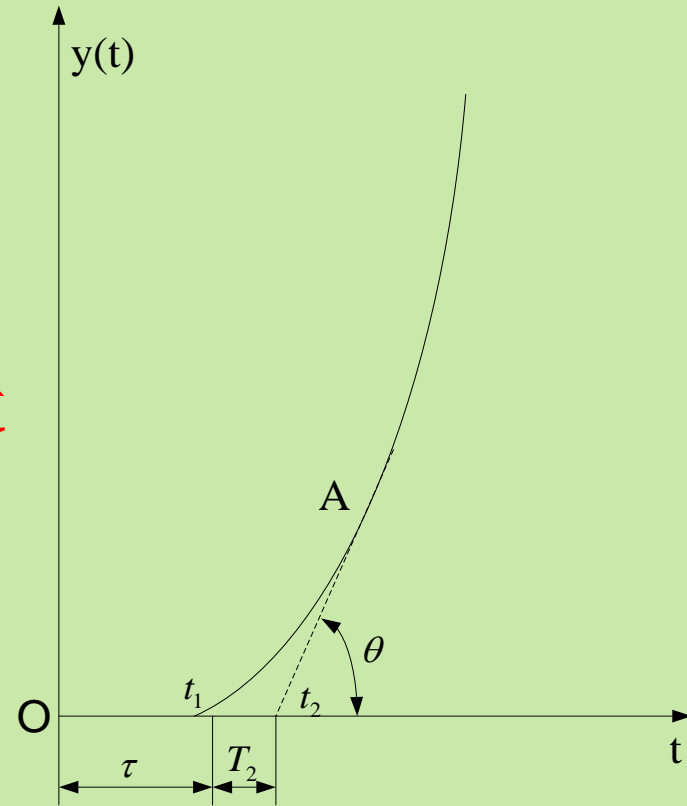
前情
回顾

3、由阶跃响应曲线确定无自衡被控过程数学模型的特性参数

无自衡被控过程的阶跃响应随时间 $t \rightarrow \infty$ 将无限增大，但其变化率会趋于一个常数。

若用 $G(s) = \frac{e^{-\tau s}}{T_S}$ 来近似右图的阶跃响应曲线，为了确定时间常数 T ，作阶跃响应曲线的渐近线与时间轴交于 t_2 ，与时间轴的夹角为 θ 。可得到

$$\tau = t_2, y'(\infty) = \operatorname{tg} \theta = \frac{y(t)}{t - \tau}, t > \tau$$



则有 $T = \frac{x_0}{tg\theta}$

上述方法比较简单，但在 t_1 到A这一段误差较大。若要求保证这一段的精确度，可采用

$$G(s) = \frac{e^{-\tau s}}{T_1 s (T_2 s + 1)}$$

来近似被控过程的传递函数。

在 $0 \sim t_1$ 之间 $y(t) = 0$ ，可取纯滞后 $\tau = t_1$ 。在阶跃响应达到稳态时主要是积分作用为主，则有

$$T_i = \frac{x_0}{tg\theta}$$

在 $t_1 \sim A$ 时间段，惯性环节起作用，可取 $T_2 = t_2 - t_1$

检验，设阶跃输入为 $x(t) = x_0 u(t)$ ，则

$$Y(s) = G(s)X(s) = \frac{x_0}{T_1 s^2 (T_2 s + 1)} e^{-\tau s}$$

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{x_0}{T_1} ((t - \tau) - T_2(1 - e^{-\frac{t-\tau}{T_2}})) u(t - \tau) \\ &= tg\theta((t - \tau) - T_2(1 - e^{-\frac{t-\tau}{T_2}})) u(t - \tau) \end{aligned}$$

在 $t = 0 \sim t_1$ 之间， $y(t) = 0$;

当 $t \rightarrow \infty$ 时， $y(t) \rightarrow tg\theta(t - t_2) = \frac{x_0}{T_1} (t - t_2)$

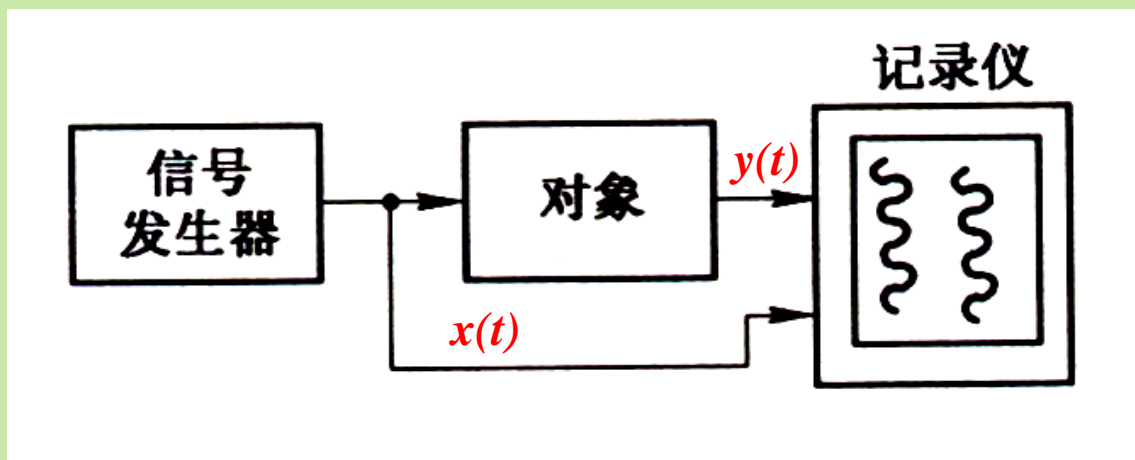
当 $t = t_2$ 时，
$$\begin{aligned} y(t_2) &= \frac{x_0}{T_1} ((t_2 - \tau) - T_2(1 - e^{-\frac{t_2-\tau}{T_2}})) \\ &= \frac{x_0 T_2}{T_1} e^{-1} = 0.368(t_2 - t_1)tg\theta \end{aligned}$$

5.4.2 测定动态特性的频域法

被控过程的动态特性也可用频率特性来表示：

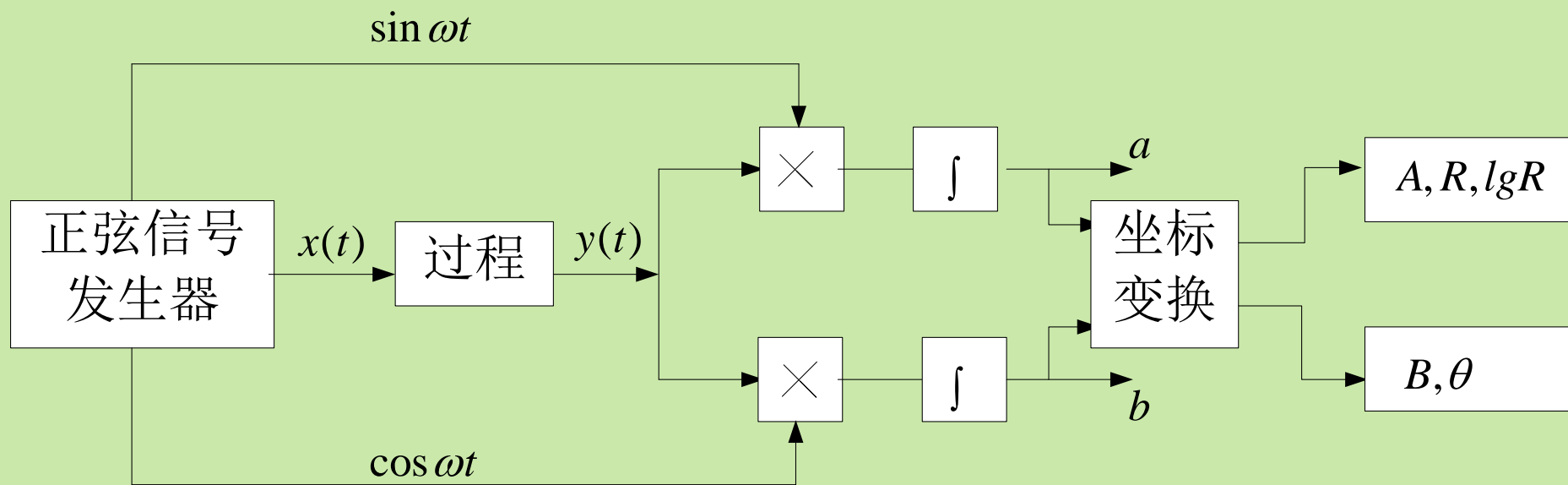
$$G(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = |G(j\omega)| \angle G(j\omega)$$

方法：在对象的输入端加特定频率的正弦信号，同时记录输入和输出的稳定波形（幅度与相位）。在选定范围的各个频率点上重复上述测试，便可测得该对象的频率特性。



优点：能直接从记录曲线上求得频率特性。

频率特性测试装置的工作原理：对激励输入信号进行波形变换，得到幅值恒定的正余弦参考信号，把参考信号与被测信号进行相关处理，所得常值部分保存了被测信号基波的幅值和相角信息。



被测过程频率特性 $G(j\omega)$ 的同相分量 $A = \frac{a}{R_1}$

正交分量 $B = \frac{b}{R_1}$

幅值 $|G(j\omega)| = \sqrt{A^2 + B^2}$

相角 $\angle G(j\omega) = \arctan \frac{b}{a}$

5.4.3测定动态特性的统计相关分析法

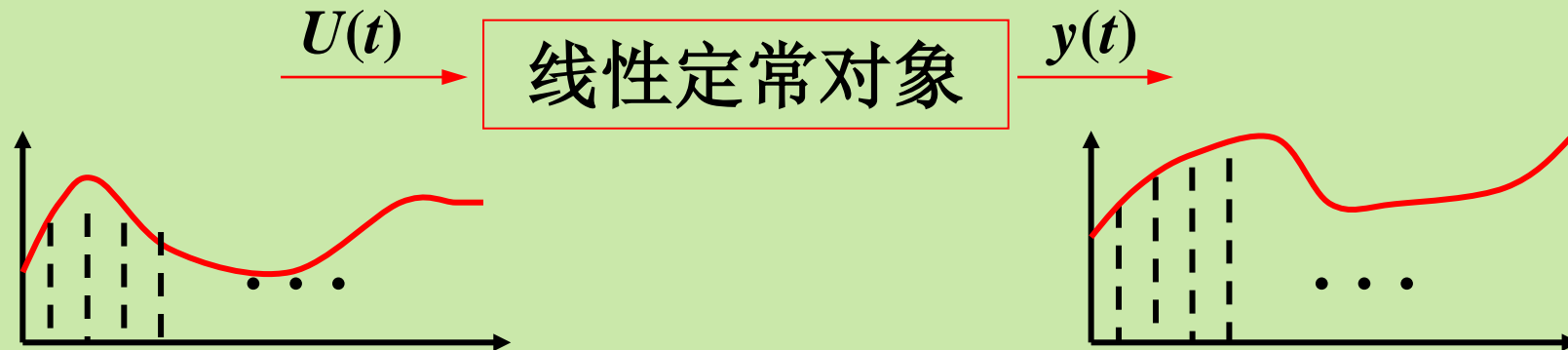
相关分析法是在生产正常进行中，向被控过程输入一种对正常生产过程影响不大的特殊信号——伪随机测试信号，通过对被控过程的输入、输出数据进行相关分析得到被控过程的数学模型；有时也可以不加专门信号，直接利用生产过程正常运行时所记录的输入、输出数据，进行相关分析得到数学模型。

这种方法对系统运行干扰程度低。若系统备有计算机在线工作，整个试验可由计算机完成。

5.4.4最小二乘法建立被控过程的数学模型

前面讨论的方法都是建立连续时间数学模型。为了适应计算机控制技术的发展，需要建立被控过程的离散时间数学模型。

如果对被控过程的输入信号 $u(t)$ 、输出信号 $y(t)$ 进行采样，则可得到一组输入序列 $u(k)$ 和输出序列 $y(k)$ ：



输入序列和输出序列之间的关系总可用差分方程进行描述（纯滞后时间已剔除）。

$$y(k)+a_1y(k-1)+a_2y(k-2)+\cdots+a_ny(k-n) \\ =b_1u(k-1)+b_2u(k-2)+\cdots+b_nu(k-n)$$

式中: k ——采样次数; n ——模型阶数

在确定了模型的阶数 n 后; 还需要确定上述模型中的参数 a_i 、 b_i 。

最小二乘法就是在 n 和 τ_0 已知的前提下, 根据输入、输出数据, 推算模型参数 a_1, a_2, \dots, a_n 及 b_1, b_2, \dots, b_n 的方法。

小结

机理法建模

单容对象

$$G(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{Ts + 1}$$



双容对象

$$G(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}$$

测试法建模

时域法

频域法

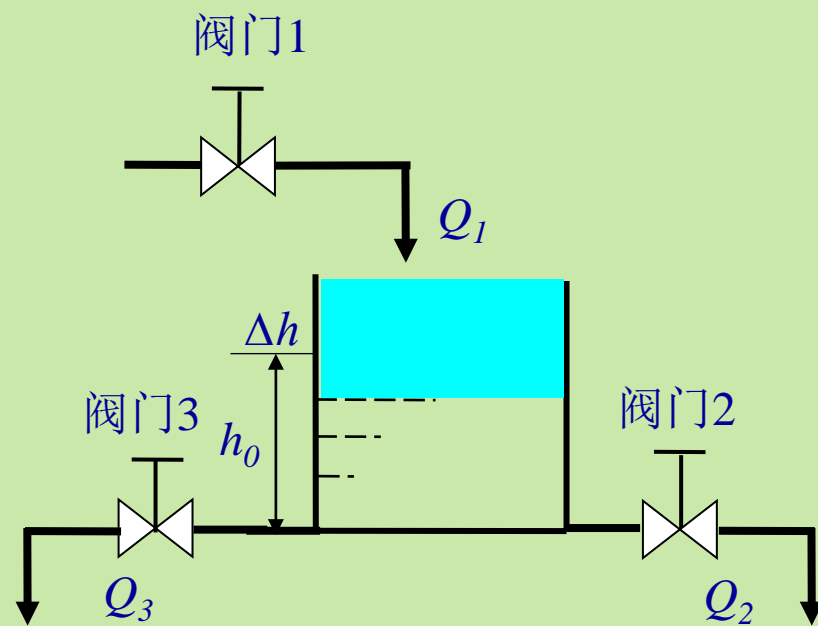
统计法

作图法

计算法



练习题



控制仪表

控制仪表又称控制器或调节器。其作用是把被控变量的测量值和给定值进行比较，得出偏差后，按一定的调节规律进行运算，输出控制信号，以推动执行器动作，对生产过程进行自动调节。

控制仪表按工作能源分类有：

1、电动仪表

以220VAC或24VDC作为工作能源，其输入输出信号均4~20mA的标准信号。

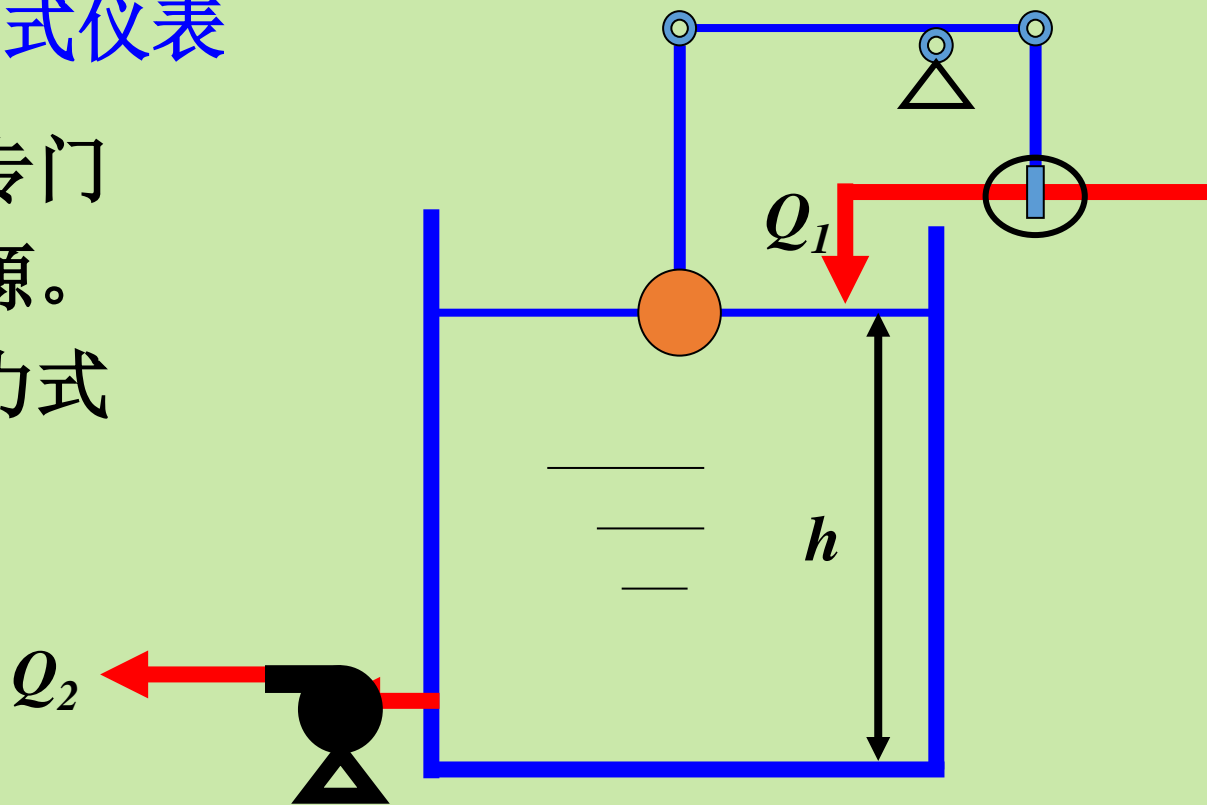
2、气动仪表

以140kPa的气压信号作为工作能源，其输入输出信号均采用20~100kPa的标准气压信号。

3、自力式仪表

不需要专门
提供工作能源。

例：自力式
液位调节器



控制仪表的发展基本上分为三个阶段：

1、基地式仪表

□ 将检测、控制、显示功能设计在一个整体内，安装在现场设备上。

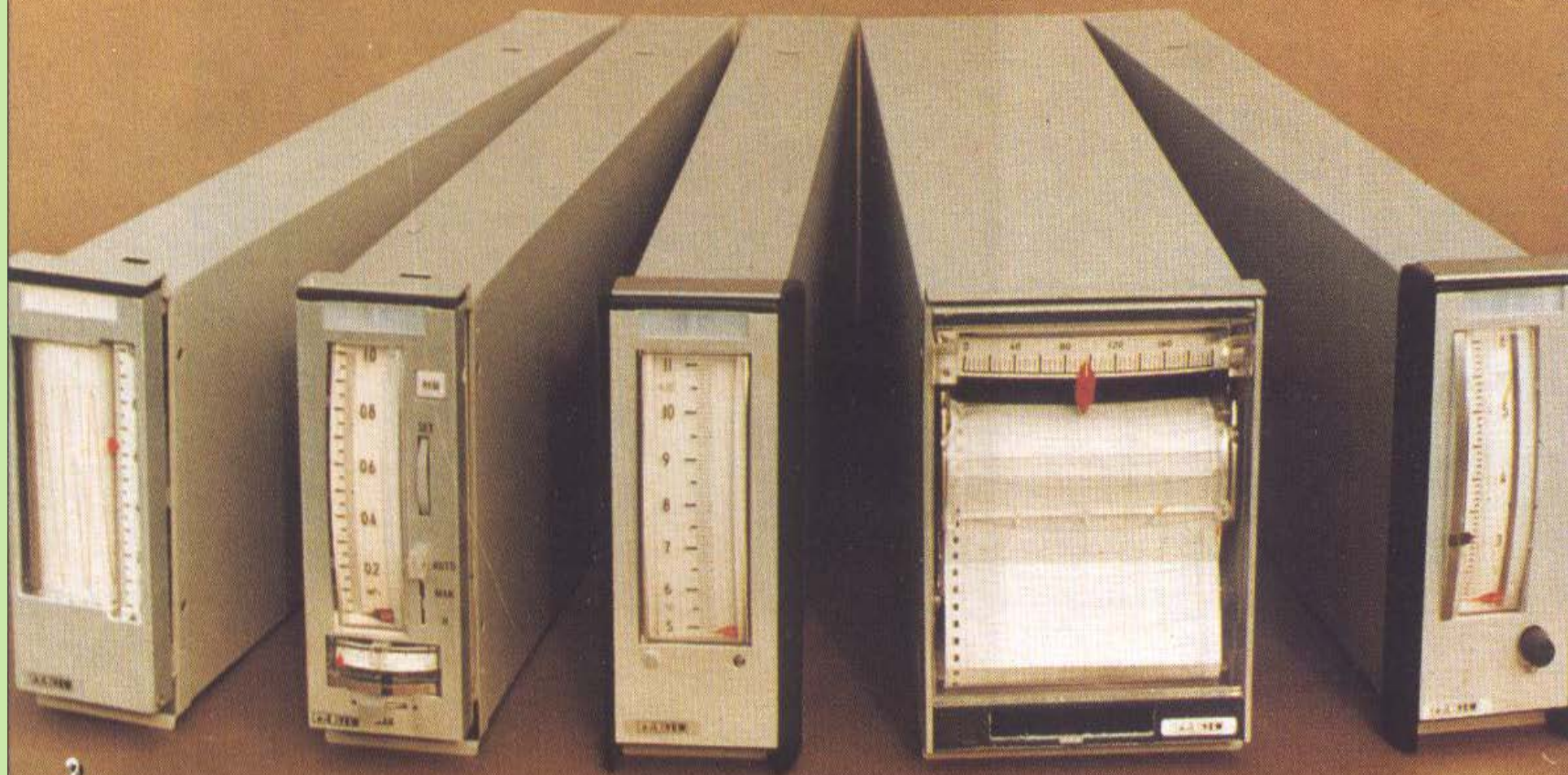
□ 安装简单、使用方便。但一般通用性差，只适用于小规模、简单控制系统。



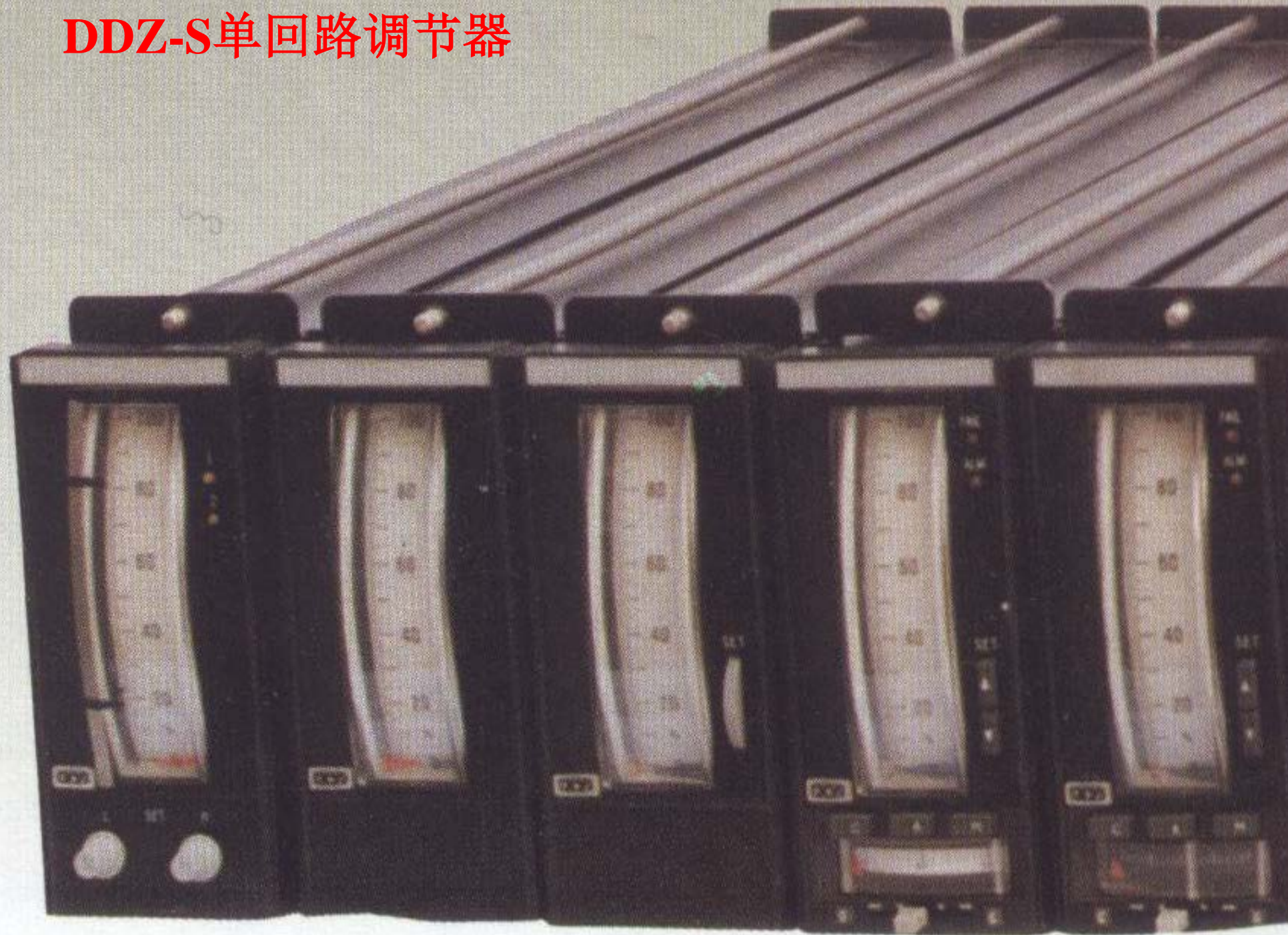
2、单元式组合仪表

- 单元组合式仪表是将仪表按其功能的不同分成若干单元（变送单元、给定单元、控制单元、显示单元等），每个单元只完成其中的一种功能。
- 其中的控制单元是接受测量与给定信号，然后根据它们的偏差进行控制运算，运算的结果作为控制信号输出。
- 各个单元之间以统一的标准信号相互联系。

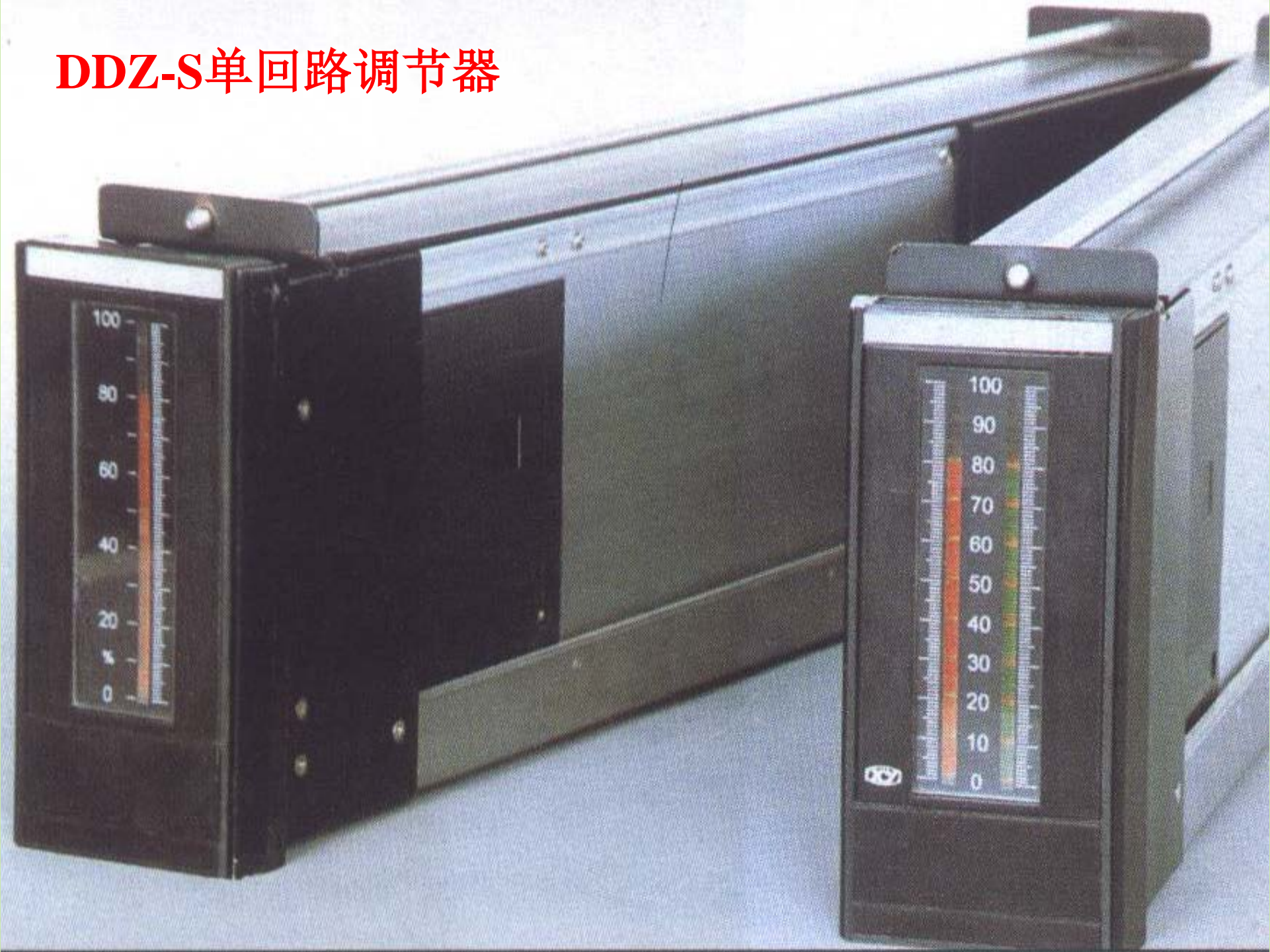
DDZ-III电动调节器



DDZ-S单回路调节器



DDZ-S单回路调节器



3、以微处理器为中心的控制仪表（装置）

内设微处理器，控制功能丰富，很容易构成各种复杂控制系统。

在自动控制系统中广泛应用的有：

- ☐ 工业控制计算机（**DDS**）
- ☐ 集散控制装置（**DCS**）
- ☐ 单回路数字控制器（**SLPC**）
- ☐ 可编程数字控制器（**PLC**）
- ☐ 现场总线控制装置（**FCS**）



CENTUM-XL综合控制系统

3.1基本控制规律及特点

所谓控制规律是指控制器的输出信号与输入偏差信号之间的关系。

$$y = f(e)$$

控制器的输入信号是变送器送来的测量信号和内部人工设定的或外部输入的设定信号。设定信号和测量信号经比较环节比较后得到偏差信号 e ，它是设定值信号 r 与测量信号 x 之差。

$$e = r - x$$

控制规律有**断续控制**和**连续控制**两类：

一、**断续控制**——控制器输出接点信号，如双位控制、三位控制。

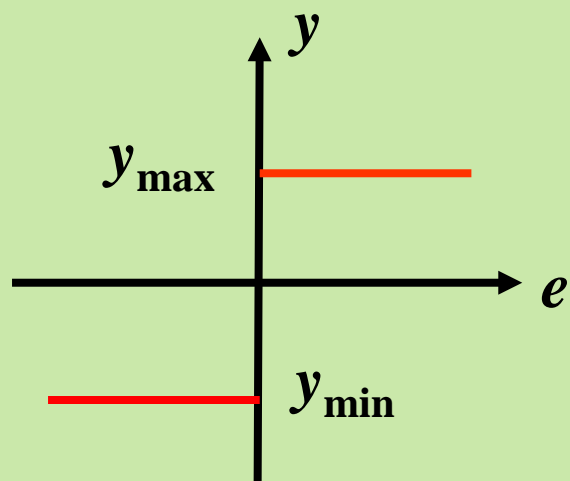
二、**连续控制**——控制器输出连续信号，如比例控制、比例积分控制、比例微分控制、比例积分微分控制。

3.1.1 双位控制

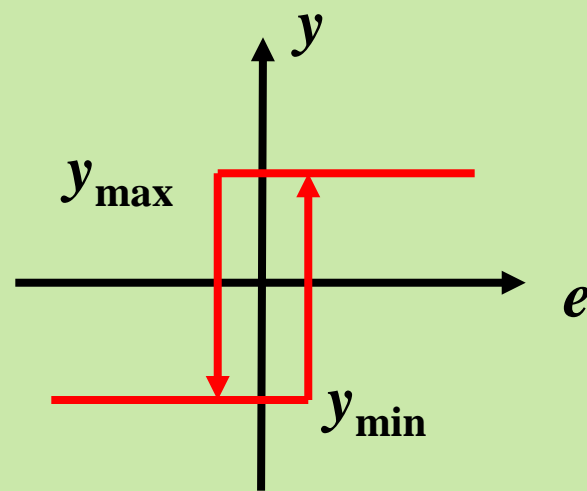
双位控制器只有两个输出值，相应的执行机构只有开和关两个极限位置，因此又称**开关控制**。

理想的双位控制器输出 y 与输入偏差 e 之间的关系为：

$$y = \begin{cases} y_{\max} & e > 0 \quad (\text{或 } e < 0) \text{ 时} \\ y_{\min} & e < 0 \quad (\text{或 } e > 0) \text{ 时} \end{cases}$$



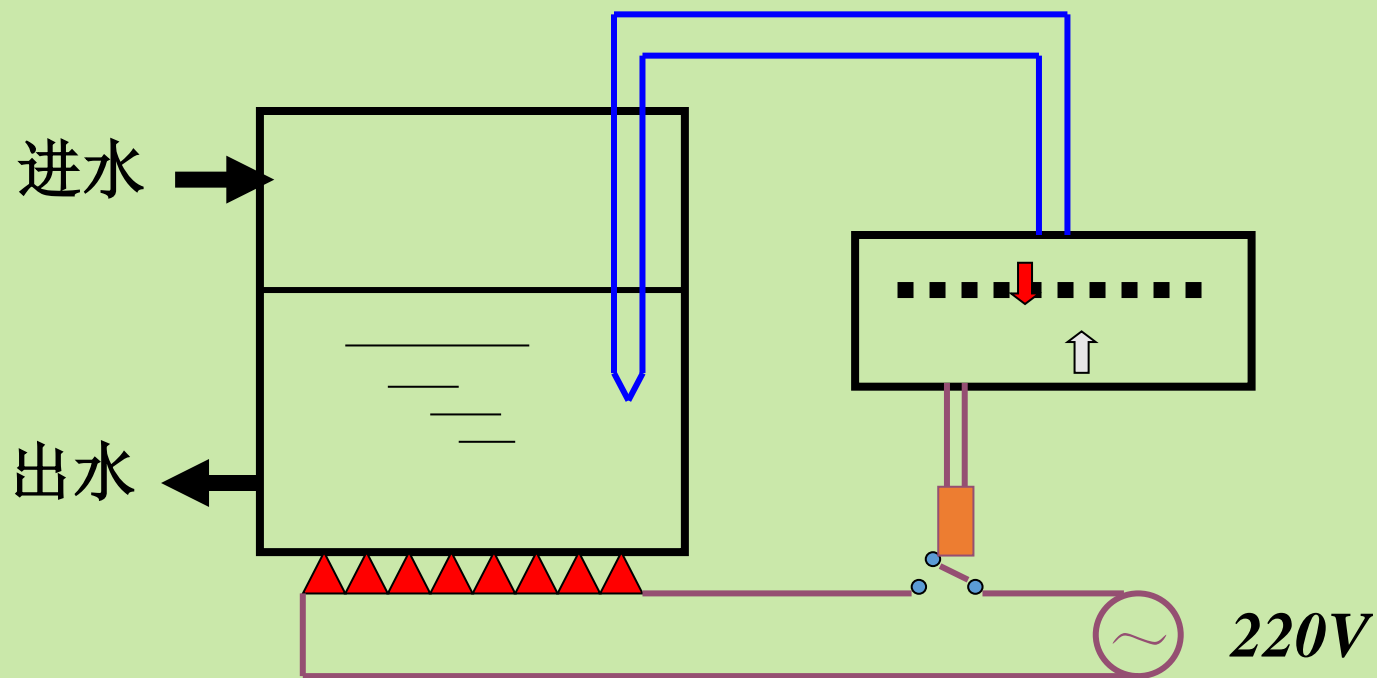
理想的双位控制特性



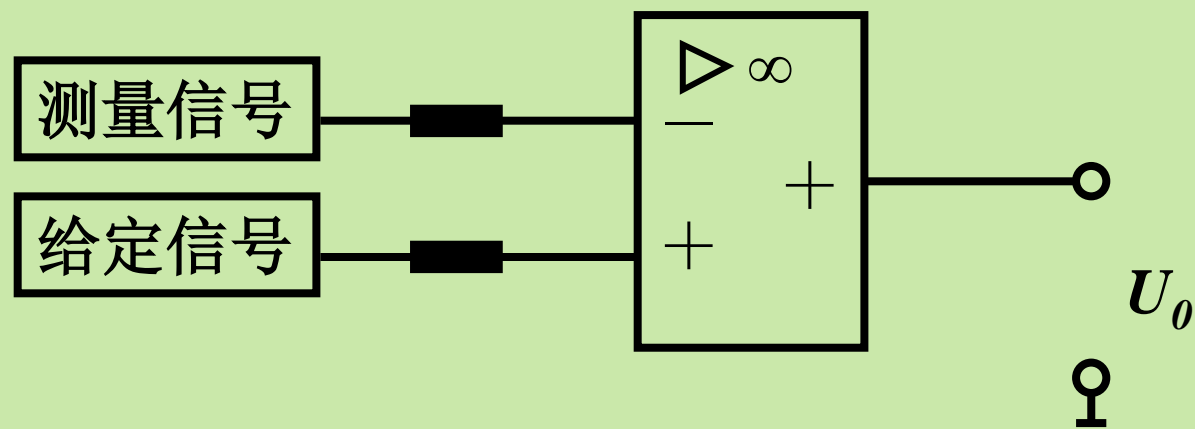
有中间区的双位控制特性

例1：温度双位控制系统：

温度低于给定值时，温控器输出高电平，继电器吸合，加热器通电加热；温度高于给定值时，温控器输出低电平，继电器断开，加热器断电。



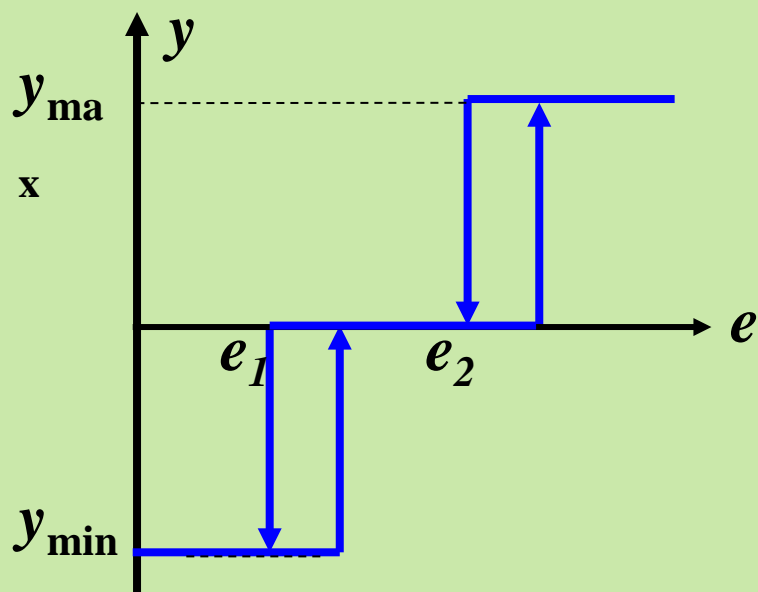
二位式控制器电路原理框图：



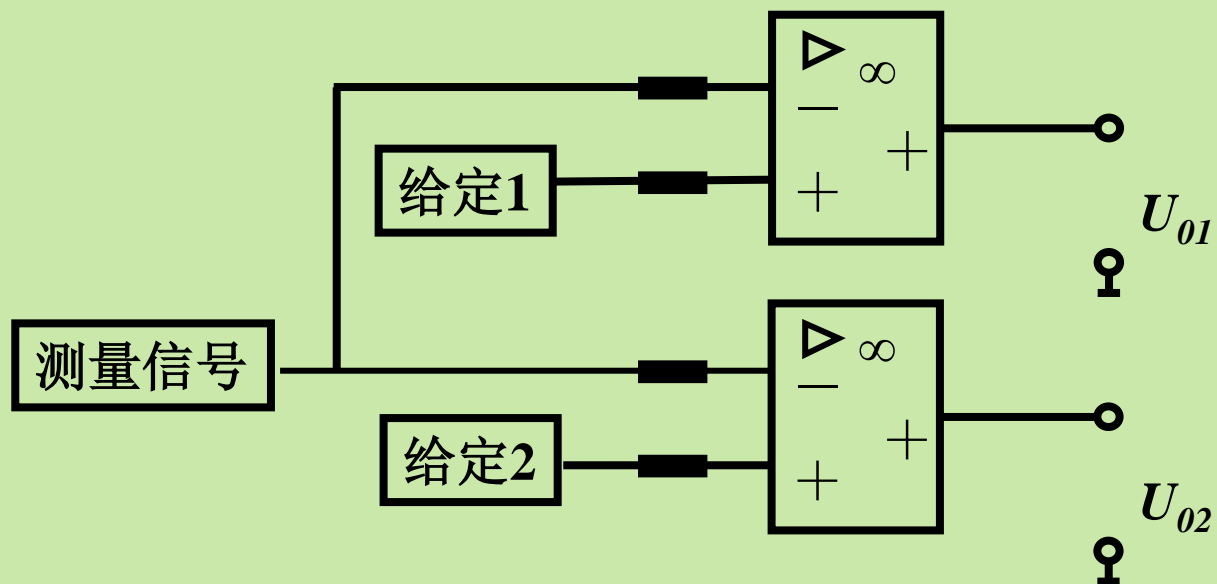
是一种最简单的调节器，根据被调量偏差符号的正、负，输出只有两个位置，高电平或低电平，可以当一个电子开关用。

三位控制：

控制器有三个输出位值，可以控制两个继电器。

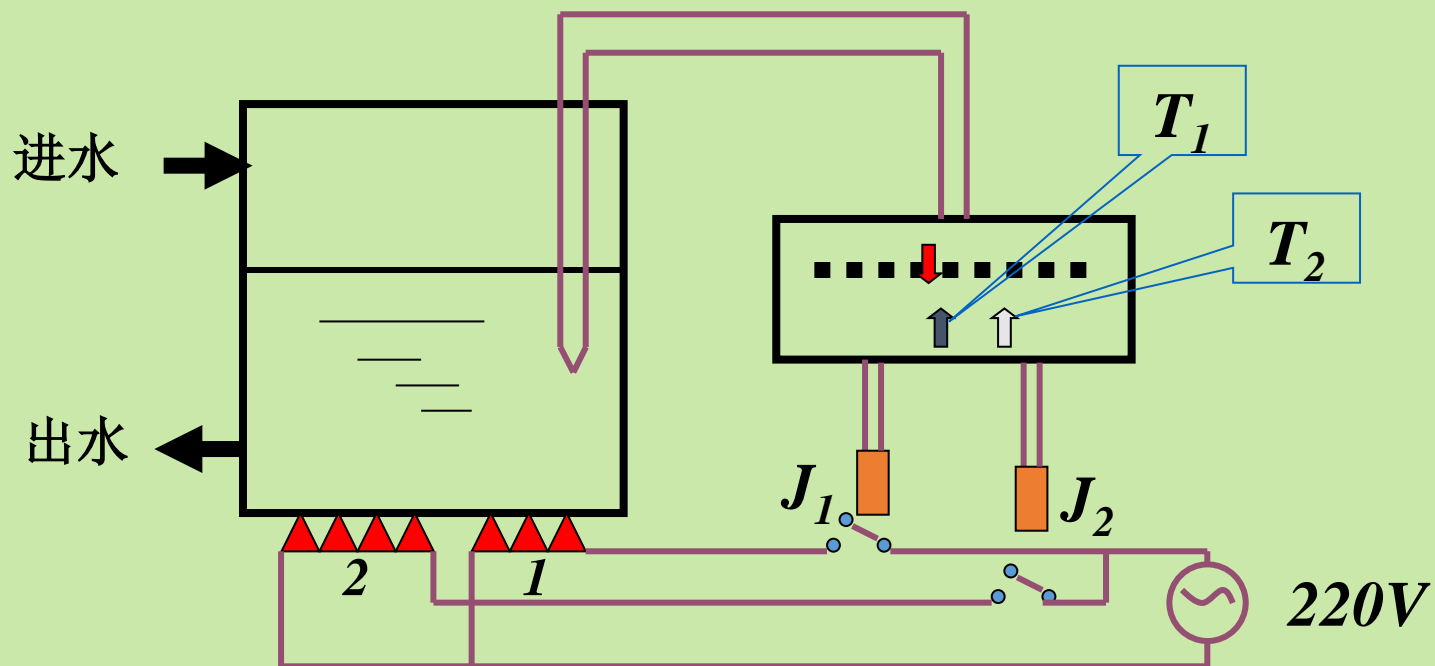


三位控制器电路原理框图：

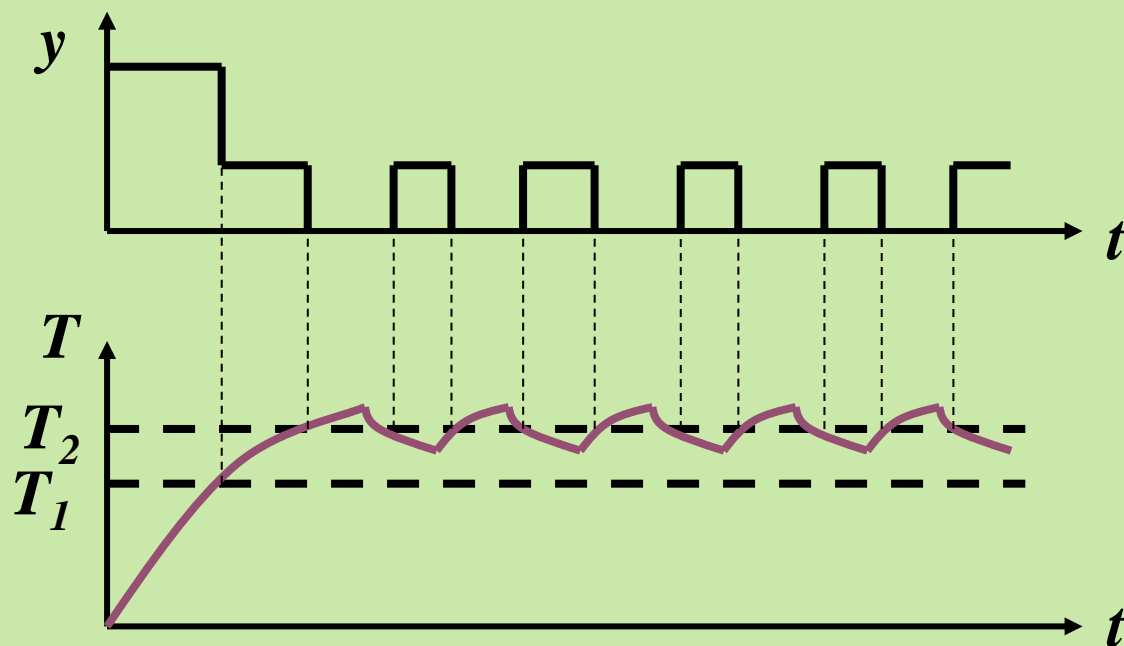


例2：温度三位控制系统

温度低于 T_1 时，温控器使继电器1、2都吸合，加热器1、2都通电加热；温度高于 T_1 低于 T_2 时，温控器使继电器1断开、继电器2吸合，只有加热器1通电；温度高于 T_2 时，继电器1、2都断开。



温度三位控制效果：温度偏差大时，升温速度快；温度偏差小时，小幅调整。



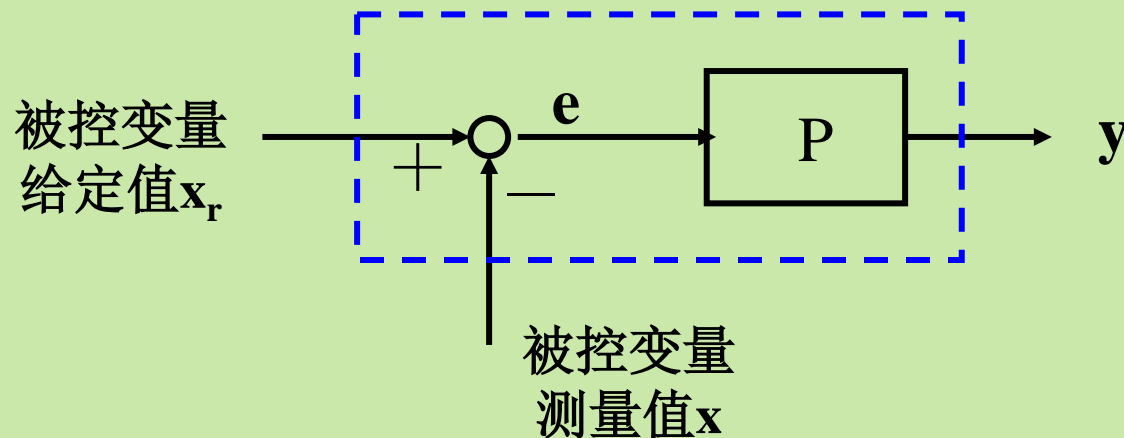
要使调节过程平稳准确，必须使用输出值能连续变化的调节器。

3.1.2 比例控制 (P)

控制器输出 $y(t)$ 和偏差信号 $e(t)$ 成比例关系

$$y(t) = K_p e(t) \quad K_p \text{——比例增益}$$

传递函数为 $W(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = K_P$



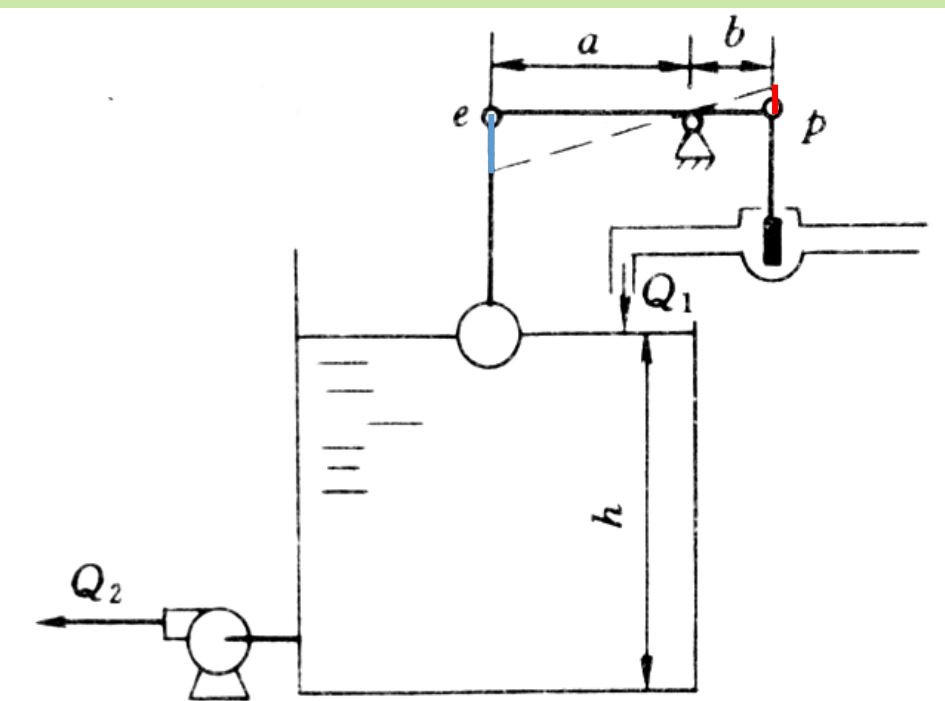
例：自力式液位比例控制系统：

浮球为水位传感器，杠杆为控制器，活塞阀为执行器。如果某时刻 Q_2 加大，造成水位下降，则浮球带动活塞提高，使 Q_1 加大才能阻止水位下降。

$$\frac{a}{b} = \frac{p}{e} \Rightarrow p = \frac{a}{b} \cdot e$$

$$y = K_P e$$

如果 $e = 0$ ，则活塞无法提高， Q_1 无法加大，调节无法进行。

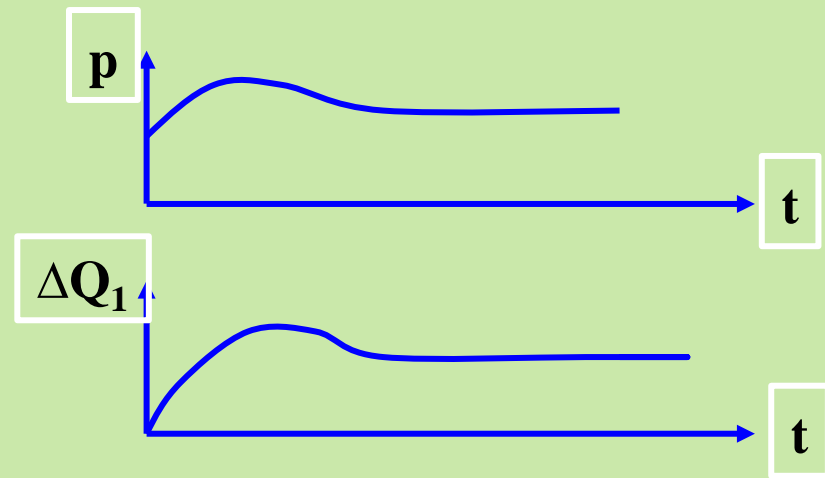
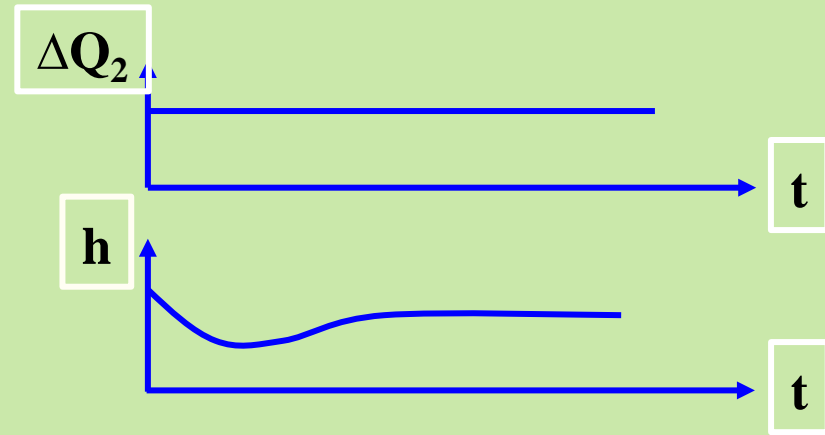


比例控制过程

原来系统处于平衡，进水量与出水量相等，此时进水阀有一开度。

$t=0$ 时，出水量阶跃增加，引起液位下降，浮球下移带动进水阀开大。

当进水量增加到与出水量相等时，系统重新平衡，液位也不再变化。



❖ 比例控制的特点

- 控制及时、适当。只要有偏差，输出立刻成比例地变化，偏差越大，输出的控制作用越强。
- 控制结果存在静差。因为，如果被调量偏差为零，调节器的输出也就为零。

$$y = K_P e$$

即调节作用是以偏差存在为前提条件，不可能做到无静差调节。

纯比例控制的输出是输入偏差的K倍，静态偏差是系统稳定时候， sp_v 与 pv 的差。如果存在静态偏差，则说明输入偏差不为零，那么纯比例控制会继续显示作用，继续调整。

那么为什么说，纯比例控制是不可以消除静态偏差呢？



在实际的比例控制器中，习惯上使用比例度（比例带）**P**来表示比例控制作用的强弱。

所谓比例度就是指控制器输入偏差的相对变化值与相应的输出相对变化值之比，用百分数表示。

$$P = \left(\frac{e}{X_{\max} - X_{\min}} / \frac{y}{y_{\max} - y_{\min}} \right) \times 100\%$$

式中 e 为输入偏差； y 为控制器输出的变化量；
（ $X_{\max} - X_{\min}$ ）为测量输入的最大变化量，即控制器的输入量程；（ $y_{\max} - y_{\min}$ ）为输出的最大变化量，即控制器的输出量程。

比例度:
$$P = \left(\frac{e}{X_{\max} - X_{\min}} / \frac{y}{Y_{\max} - Y_{\min}} \right) \times 100\%$$

如果控制器输入、输出量程相等，则：

$$P = \frac{e}{y} \times 100\% = \frac{1}{K_C} \times 100\%$$

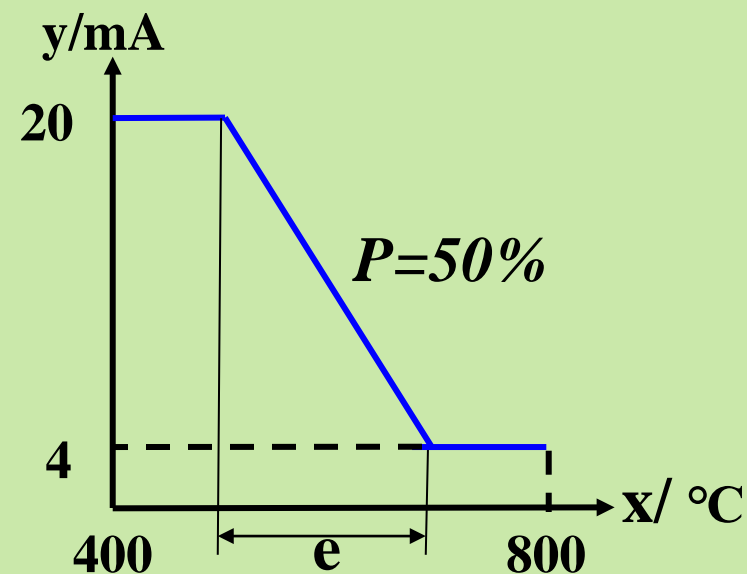
比例度除了表示控制器输入和输出之间的增益外，还表明比例作用的有效区间。

使控制器输出变化100%时，所对应的偏差变化相对量。如 $P=50\%$ 表明：

例 某比例控制器，温度控制范围为400~800℃，输出信号范围是4~20mA。当指示指针从600℃变到700℃时，控制器相应的输出从8mA变为16mA。求设定的比例度。

解

$$P = \left(\frac{\Delta e}{\Delta e_{\max}} / \frac{\Delta y}{\Delta y_{\max}} \right) \times 100\%$$
$$= \left(\frac{700-600}{800-400} / \frac{16-8}{20-4} \right) \times 100\%$$
$$= 50\%$$



3.1.3 比例积分控制 (PI)

当要求控制结果无余差时，就需要在比例控制的基础上，加积分控制作用。

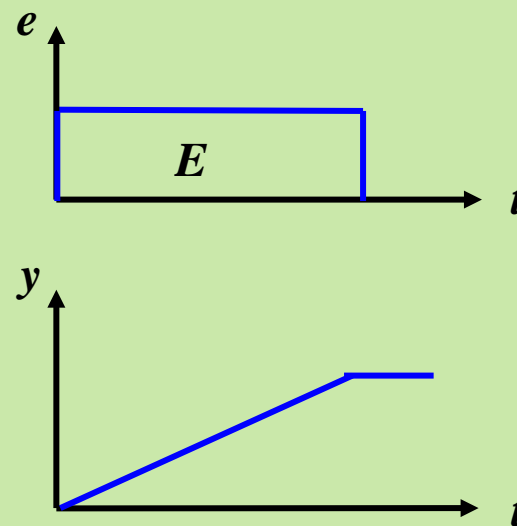
(1) 积分控制 (I)

输出变化量 y 与输入偏差 e 的积分成正比

$$y = \frac{1}{T_I} \int_0^t e dt \quad T_I \text{—积分时间}$$

当 e 是幅值为 E 的阶跃时

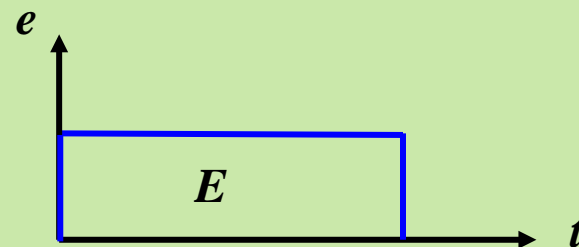
$$y = \frac{1}{T_I} \int_0^t e dt = \frac{E}{T_I} \cdot t$$



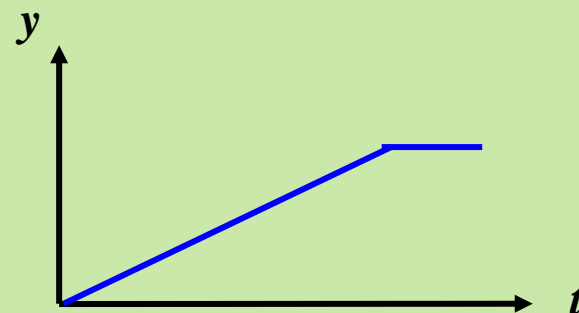
❖ 积分控制的特点

当有偏差存在时，积分输出将随时间增长（或减小）；当偏差消失时，输出能保持在某一值上。

□ 积分作用具有保持功能，故积分控制可以消除余差。



□ 积分输出信号随着时间逐渐增强，控制动作缓慢，故积分作用不单独使用。



若将比例与积分组合起来，既能控制及时，又能消除余差。

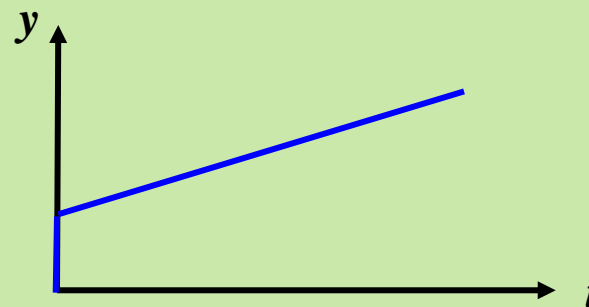
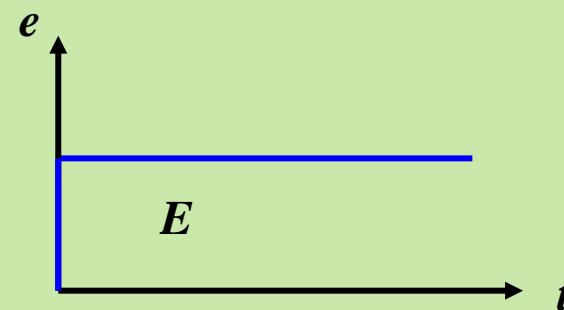
(2) 比例积分控制 (PI)

$$y = \frac{1}{P} \left(e + \frac{1}{T_I} \int_0^t e dt \right)$$

$$W(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{1}{P} \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$$

若偏差是幅值为 E 的阶跃干扰

$$y = \frac{E}{P} \left(1 + \frac{1}{T_I} t \right)$$

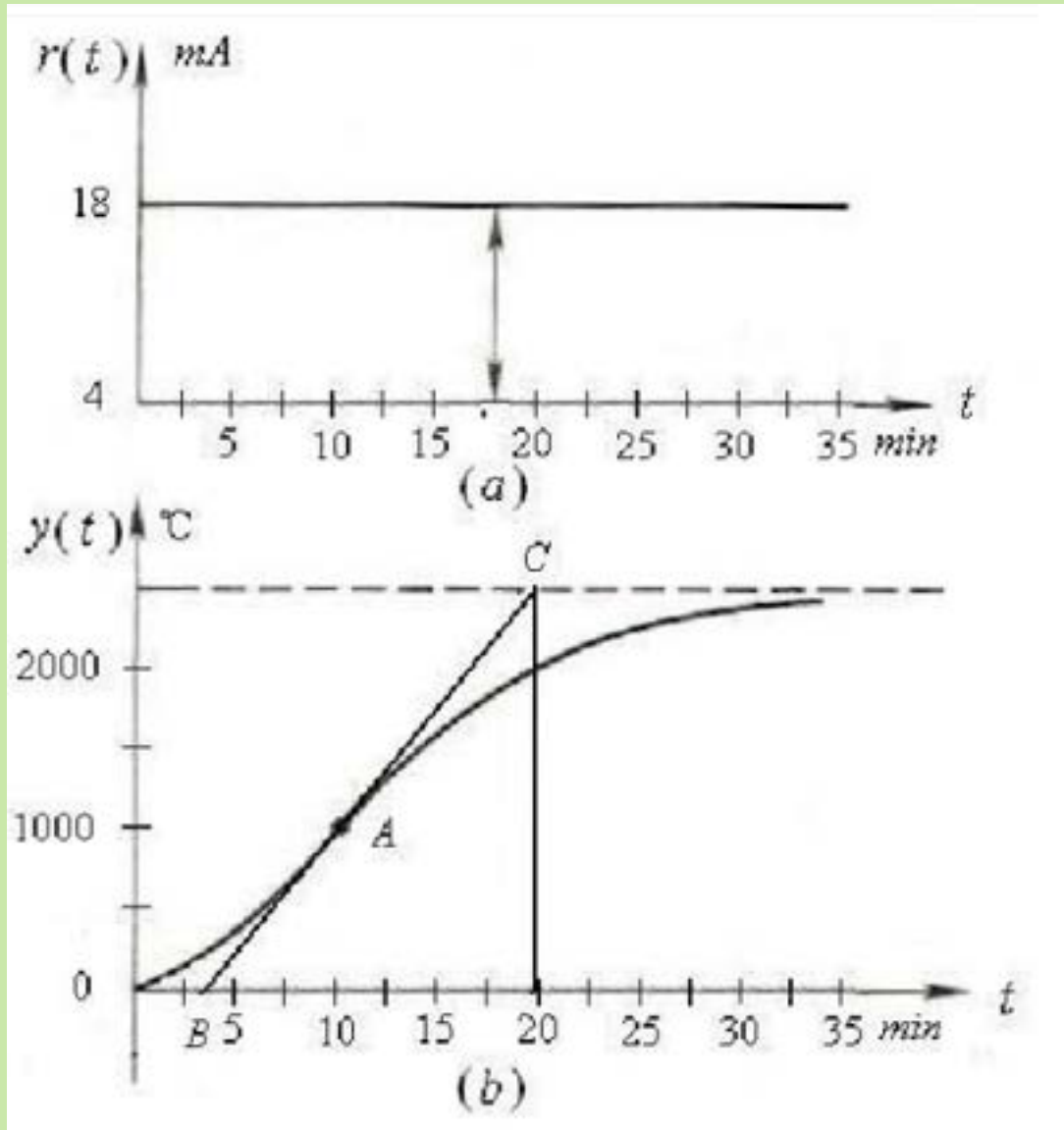


例 某比例积分控制器输入、输出范围均为4~20mA，若将比例度设为100%，积分时间设为2min，稳态时输出调为5mA。某时刻开始，输入偏差为幅值为+0.2mA的阶跃时，试问经过5min后，输出将由5mA变化为多少？

例 设计一个比例积分调节器，控制一温度调节系统。控制器的调节范围为0~3000℃，控制器的输出为4~20mA。当给定被控对象一个如图(a)所示的阶跃输入时，测定的被控对象响应曲线如图(b)所示（响应曲线法控制器参数整定经验公式见下表）。

| 调节规律 | 调节参数 | | |
|------------|-----------------------------------|-------------|-------------|
| | 比例度 $\delta\%$ | 积分时间 T_I | 微分时间 T_D |
| P | $(K_0\tau_0/T_0)\times 100\%$ | | |
| PI | $1.1(K_0\tau_0/T_0)\times 100\%$ | $3.3\tau_0$ | |
| PID | $0.85(K_0\tau_0/T_0)\times 100\%$ | $2\tau_0$ | $0.5\tau_0$ |

例 设计一个比例积分调节器，控制一温度调节系统。控制器的调节范围为0~3000℃，控制器的输出为4~20mA。当给定被控对象一个如图(a)所示的阶跃输入时，测定的被控对象响应曲线如图(b)所示。



| 调节规律 | 调节参数 | | |
|------------|-----------------------------------|-------------|-------------|
| | 比例度 $\delta\%$ | 积分时间 T_I | 微分时间 T_D |
| P | $(K_0\tau_0/T_0)\times 100\%$ | | |
| PI | $1.1(K_0\tau_0/T_0)\times 100\%$ | $3.3\tau_0$ | |
| PID | $0.85(K_0\tau_0/T_0)\times 100\%$ | $2\tau_0$ | $0.5\tau_0$ |

3.1.4 比例微分控制 (PD)

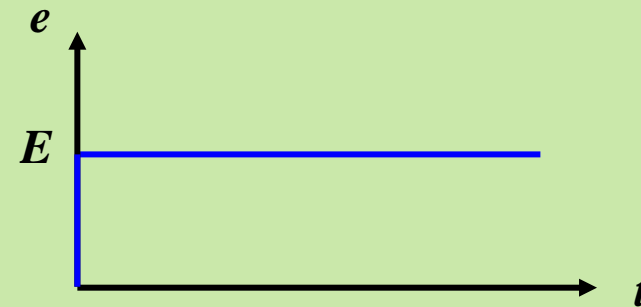
对于惯性较大的对象，常常希望能加快控制速度，此时可增加微分作用。

(1) 微分控制 (D)

理想微分 $y = T_D \frac{de}{dt}$

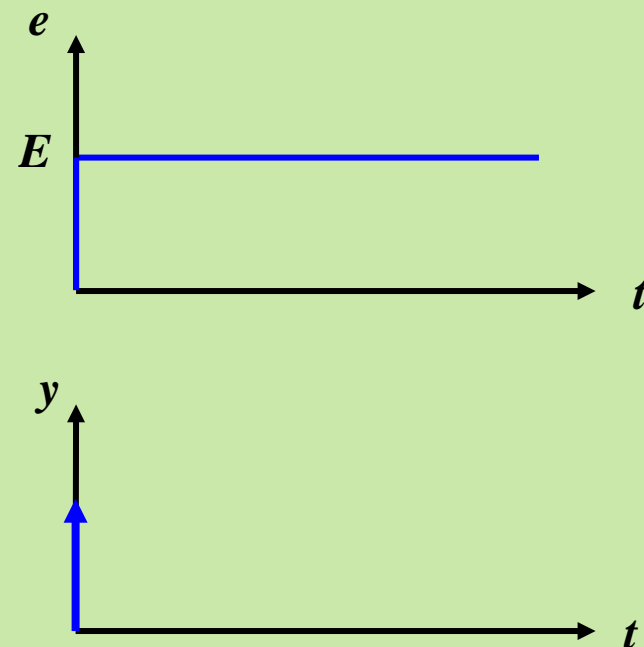
式中: T_D — 微分时间

$\frac{de}{dt}$ — 偏差变化速度



❖ 微分控制的特点

□ 微分作用能超前控制。在偏差出现或变化的瞬间，微分立即产生强烈的调节作用，使偏差尽快地消除于萌芽状态之中。



□ 微分对静态偏差毫无控制能力。当偏差存在，但不变化时，微分输出为零，因此不能单独使用。必须和P或PI结合，组成PD控制或PID控制。

微分控制是非因果的吗？



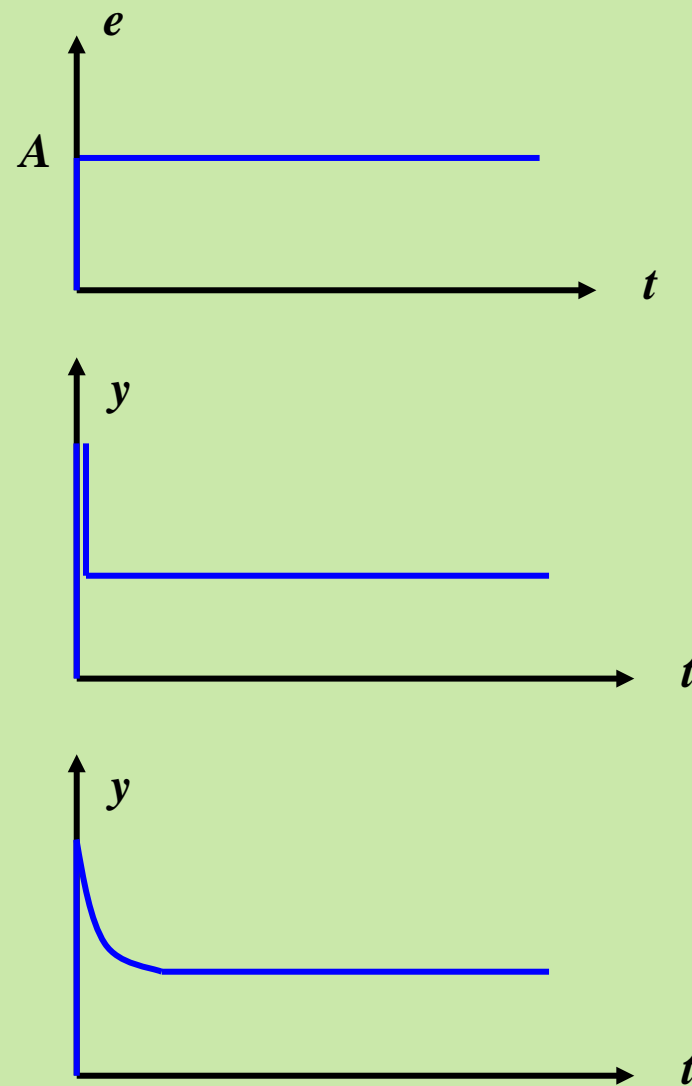
(2) 比例微分控制 (PD)

理想的比例微分控制

$$y = \frac{1}{P} (e + T_D \frac{de}{dt})$$

$$W(s) = \frac{1}{P} (1 + T_D s)$$

理想微分作用持续时间太短，执行器来不及响应。一般使用实际的比例微分作用。

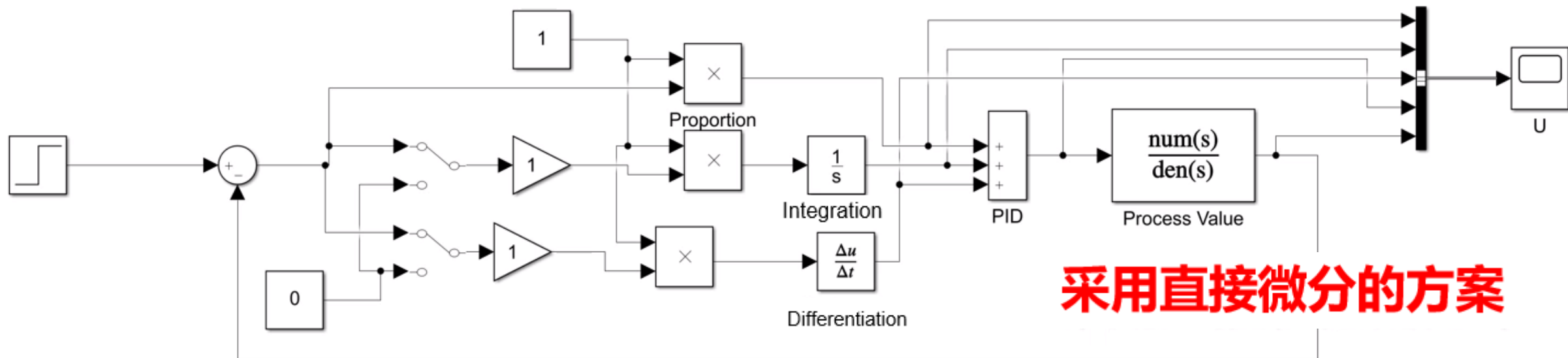


3.1.5 比例积分微分控制（PID）

$$y = \frac{1}{P} \left(e + \frac{1}{T_I} \int_0^t e dt + T_D \frac{de}{dt} \right)$$

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

□ 将比例、积分、微分三种控制规律结合在一起，只要三项作用的强度配合适当，既能快速调节，又能消除余差，可得到满意的控制效果。



```
sys = tf([1],[1 2 3 1]);
```

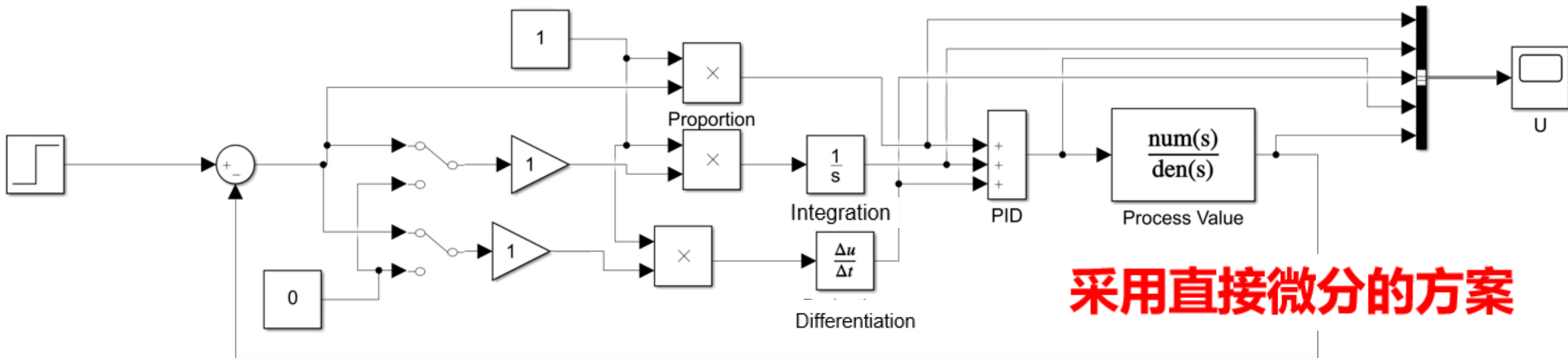
Parameters

Numerator coefficients:

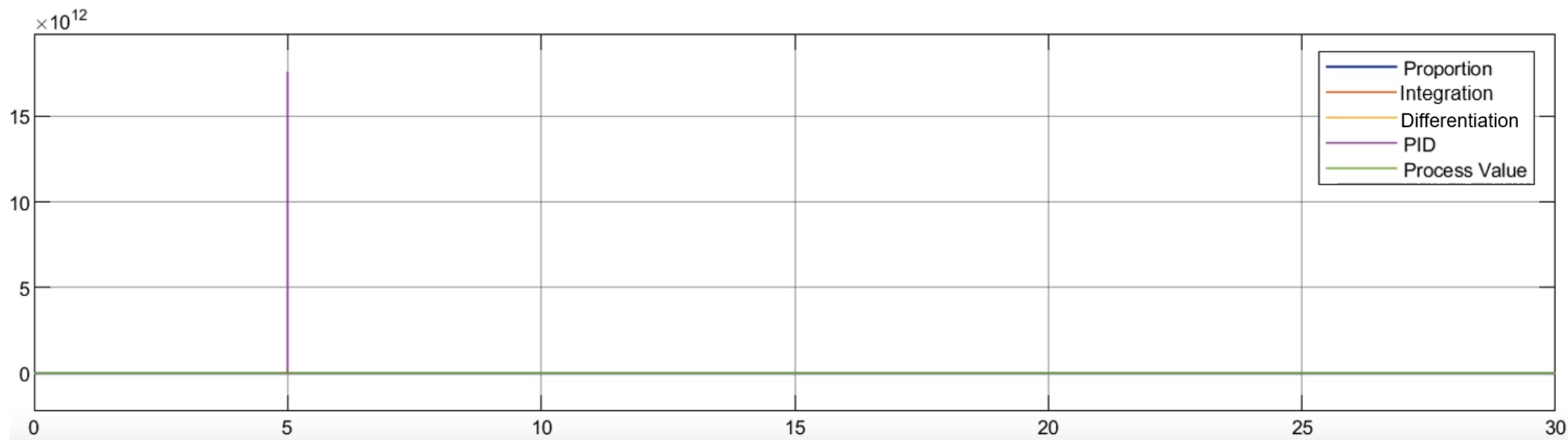
[1]

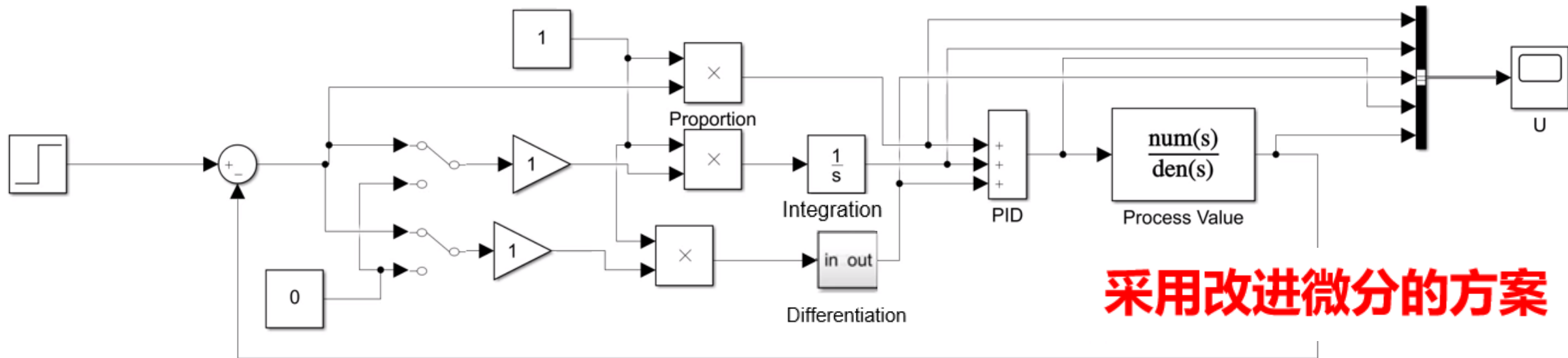
Denominator coefficients:

[1 2 3 1]

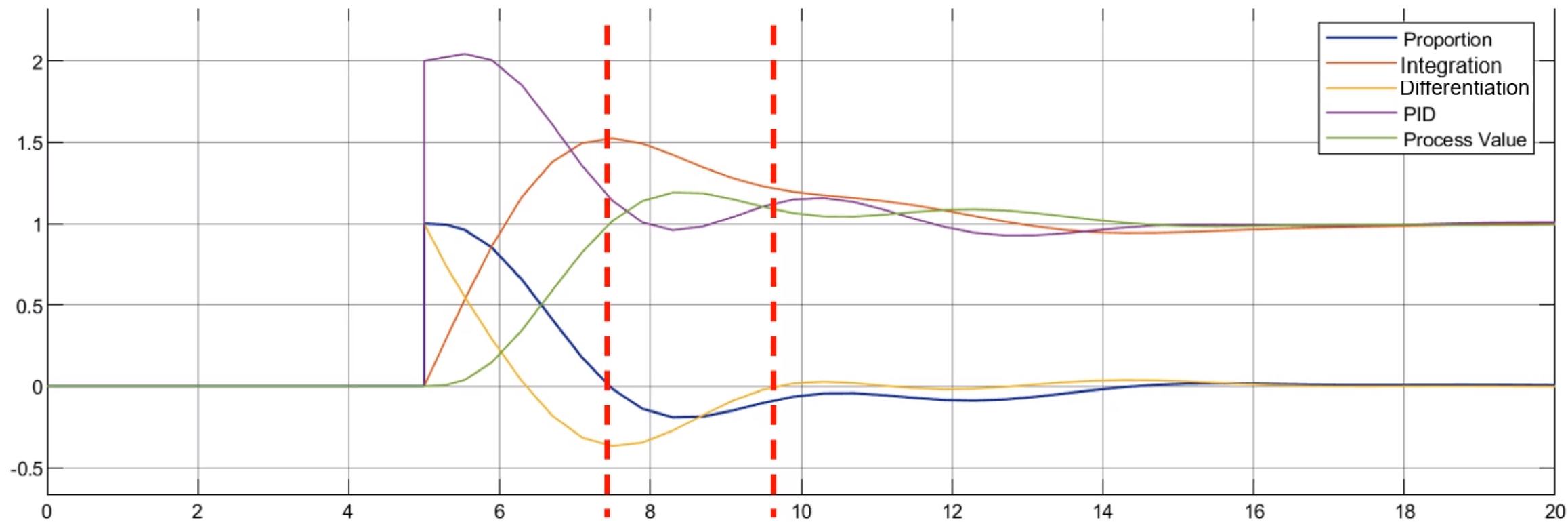


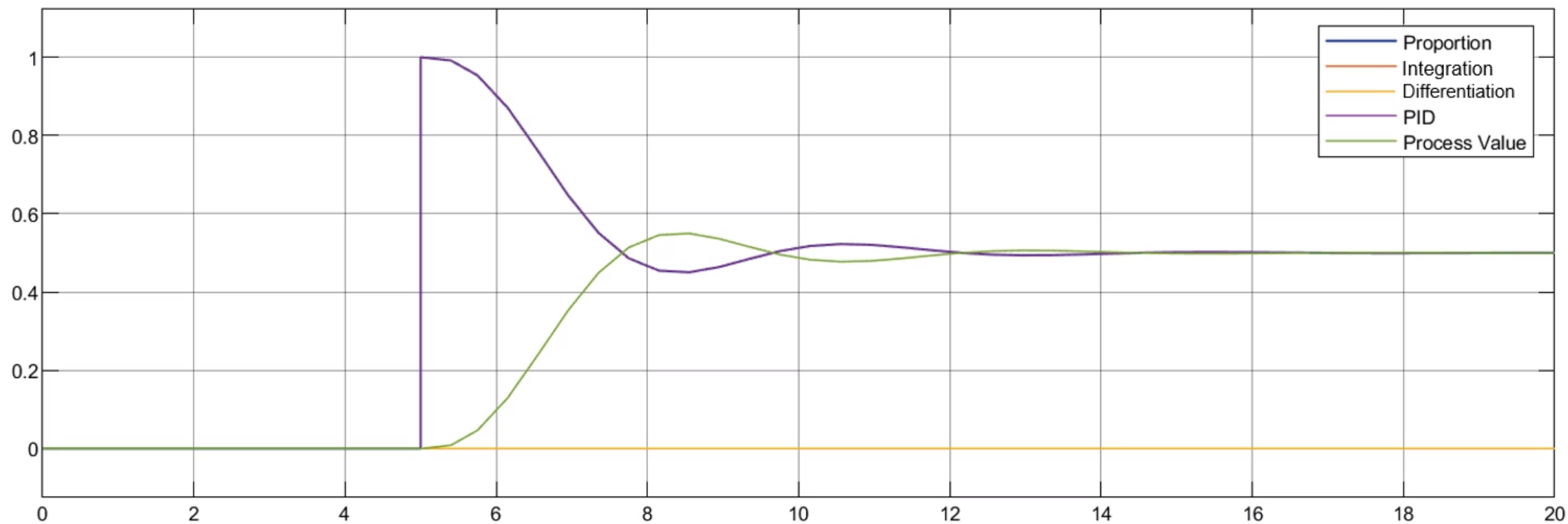
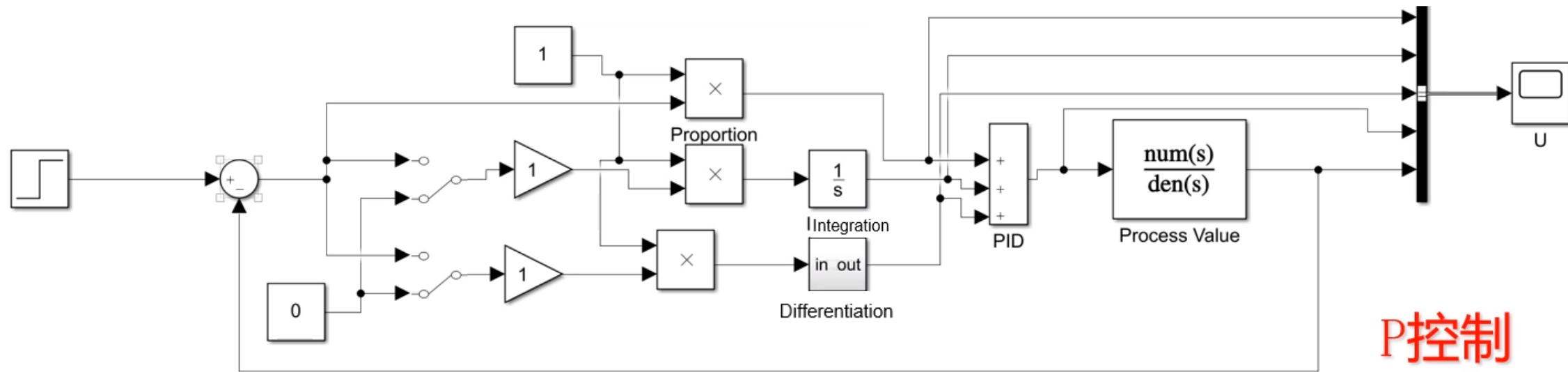
采用直接微分的方案

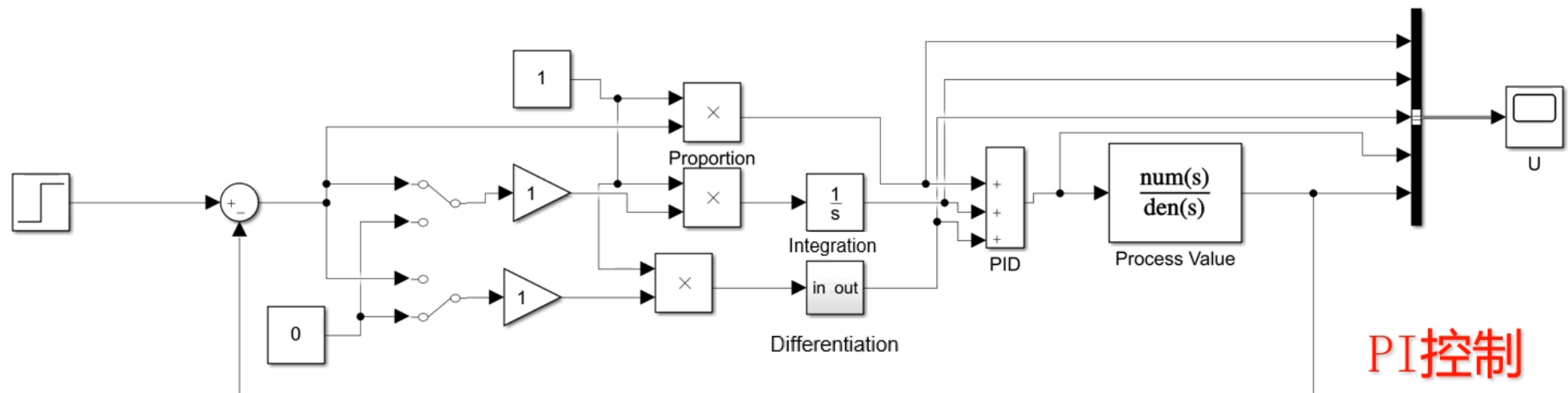




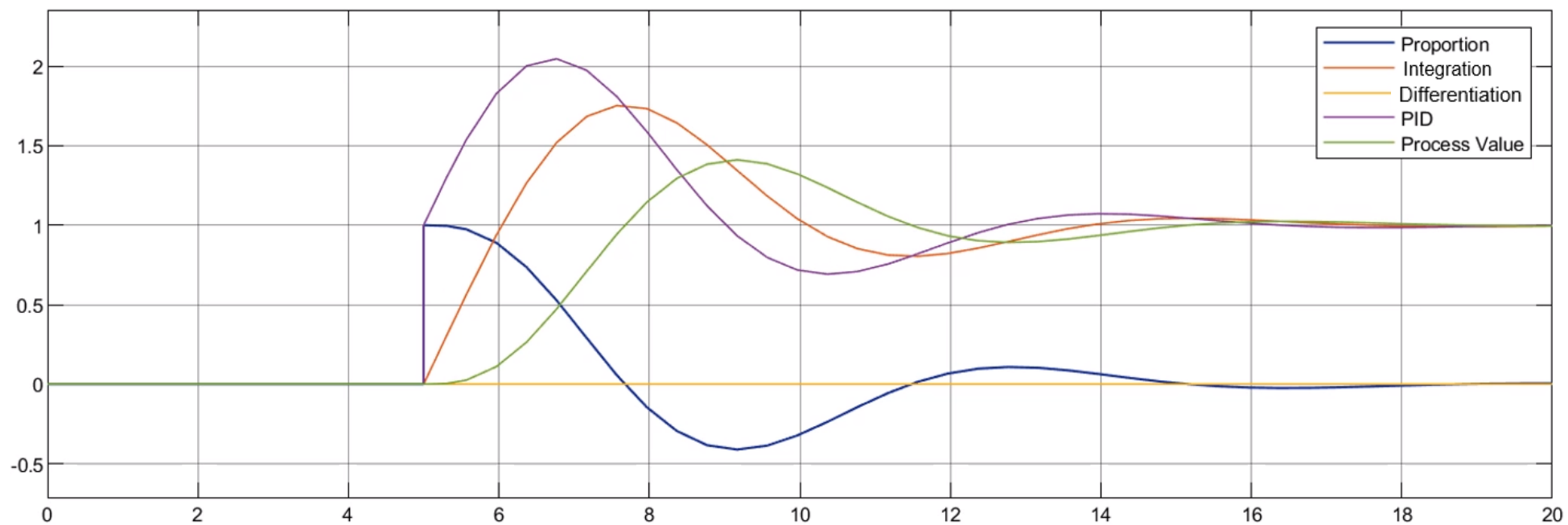
采用改进微分的方案

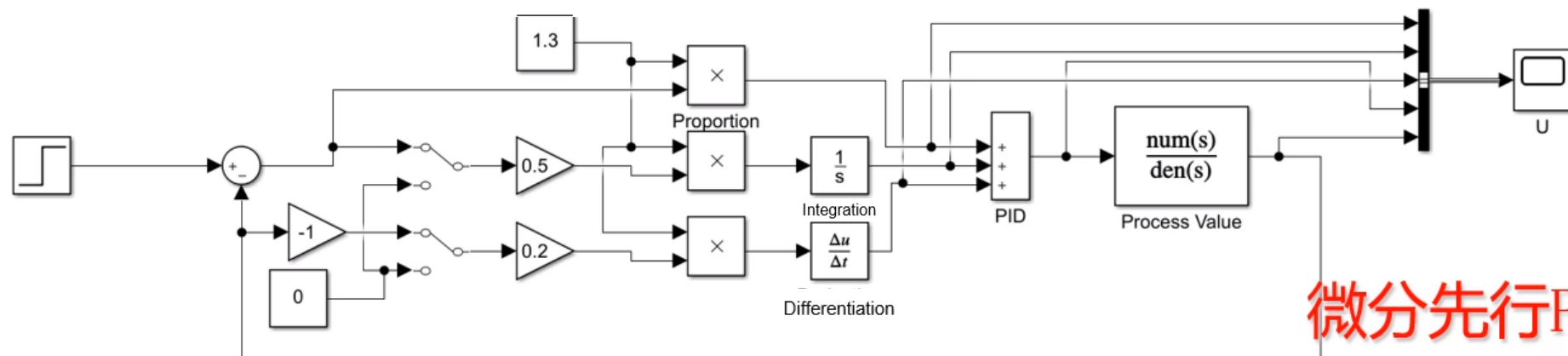




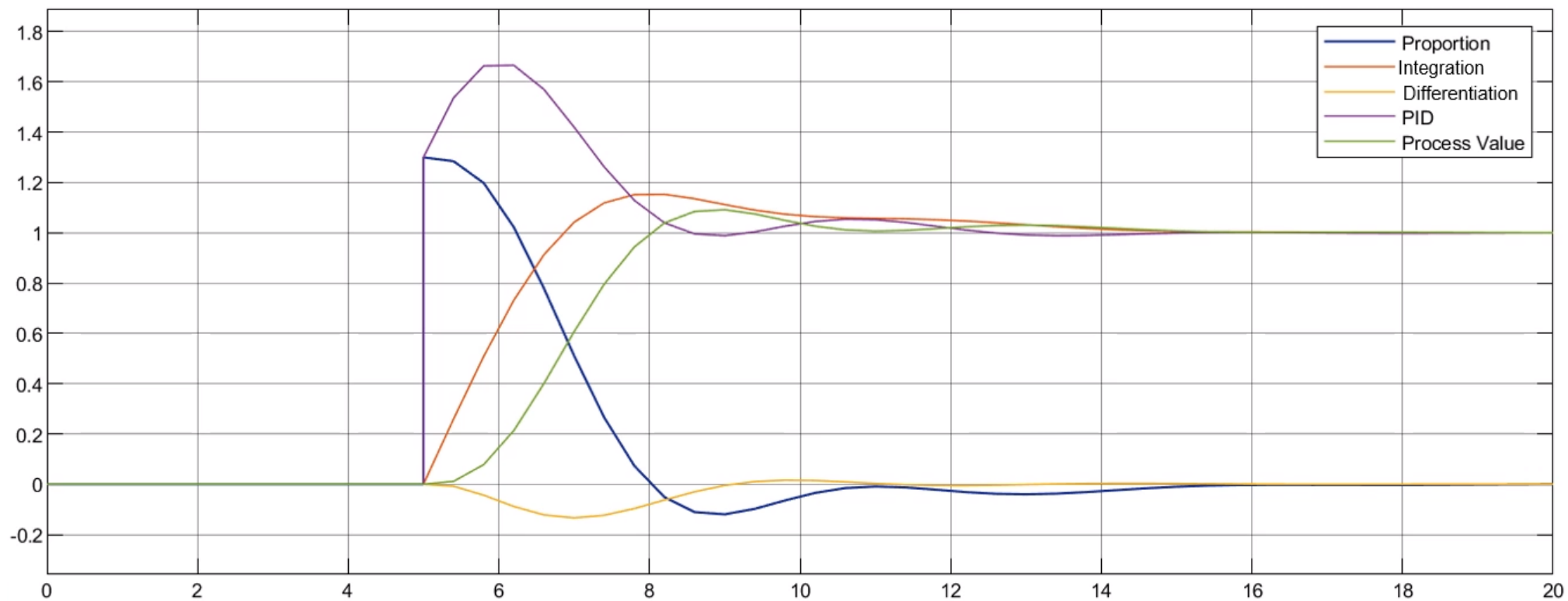


PI控制

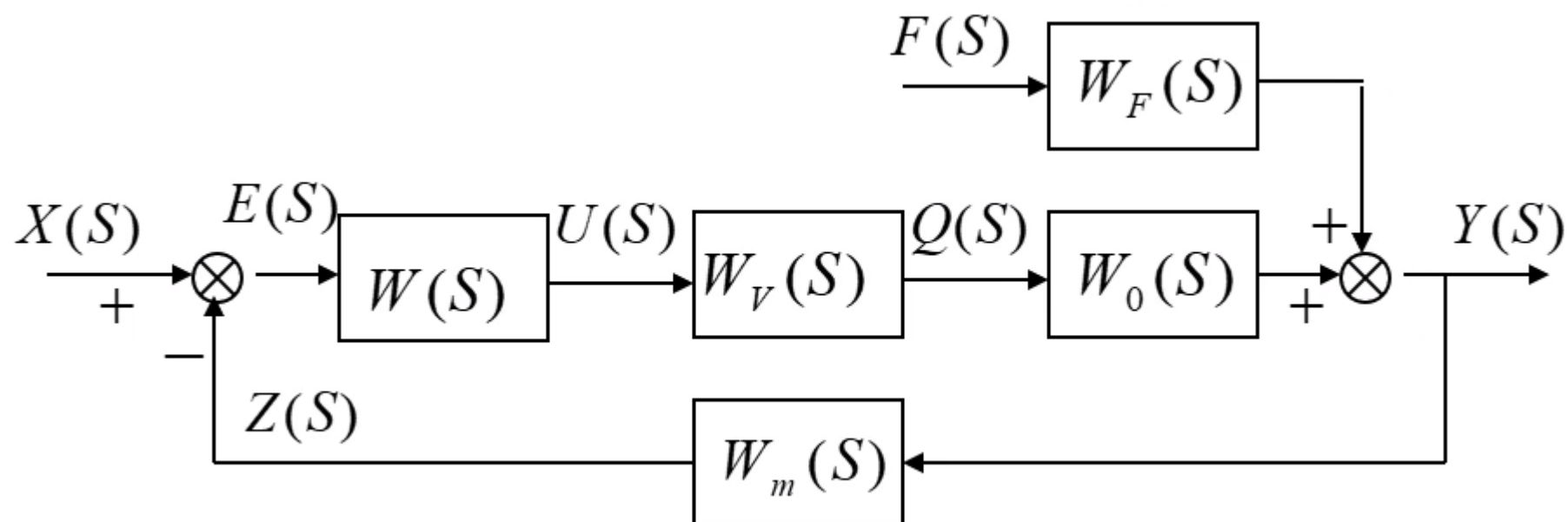




微分先行PID控制



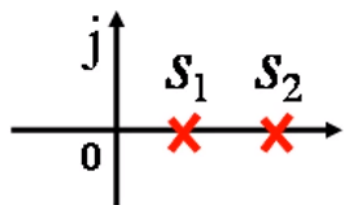
PID基本调节规律的鲁棒性分析



P, PD, PI, PID

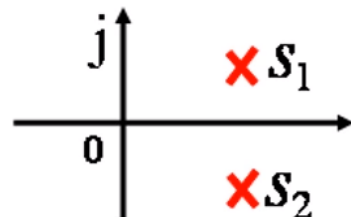
特征根在s平面上的分布 $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}$

$$\zeta \leq -1$$



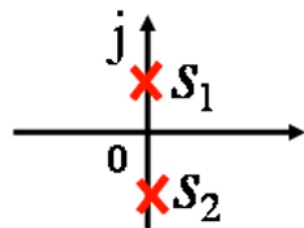
两正实根

$$-1 < \zeta < 0$$



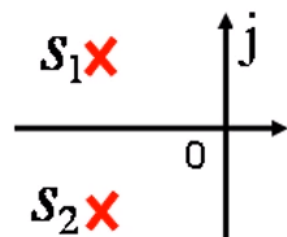
正实部的共轭复根

$$\text{无阻尼 } \zeta = 0$$



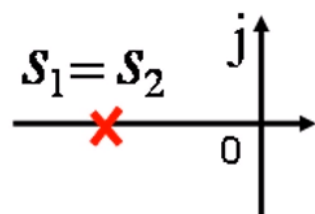
一对共轭虚根

$$\text{欠阻尼 } 0 < \zeta < 1$$



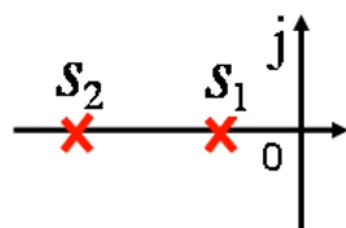
负实部的共轭复根

$$\text{临界阻尼 } \zeta = 1$$



相等的负实根

$$\text{过阻尼 } \zeta > 1$$



两不相等的负实根

作业 对PID调节器而言，当积分常数 T_I 趋近于无穷，微分常数 T_d 等于0时，调节器呈_____调节特性。积分作用的特点是可以消除_____，但引入积分作用会使系统稳定度_____。假如调节系统在纯比例作用下已整定好，加入积分作用后，为了保持原稳定度，此时应将比例度_____。



我的心里只有一件事
就是 **学习**

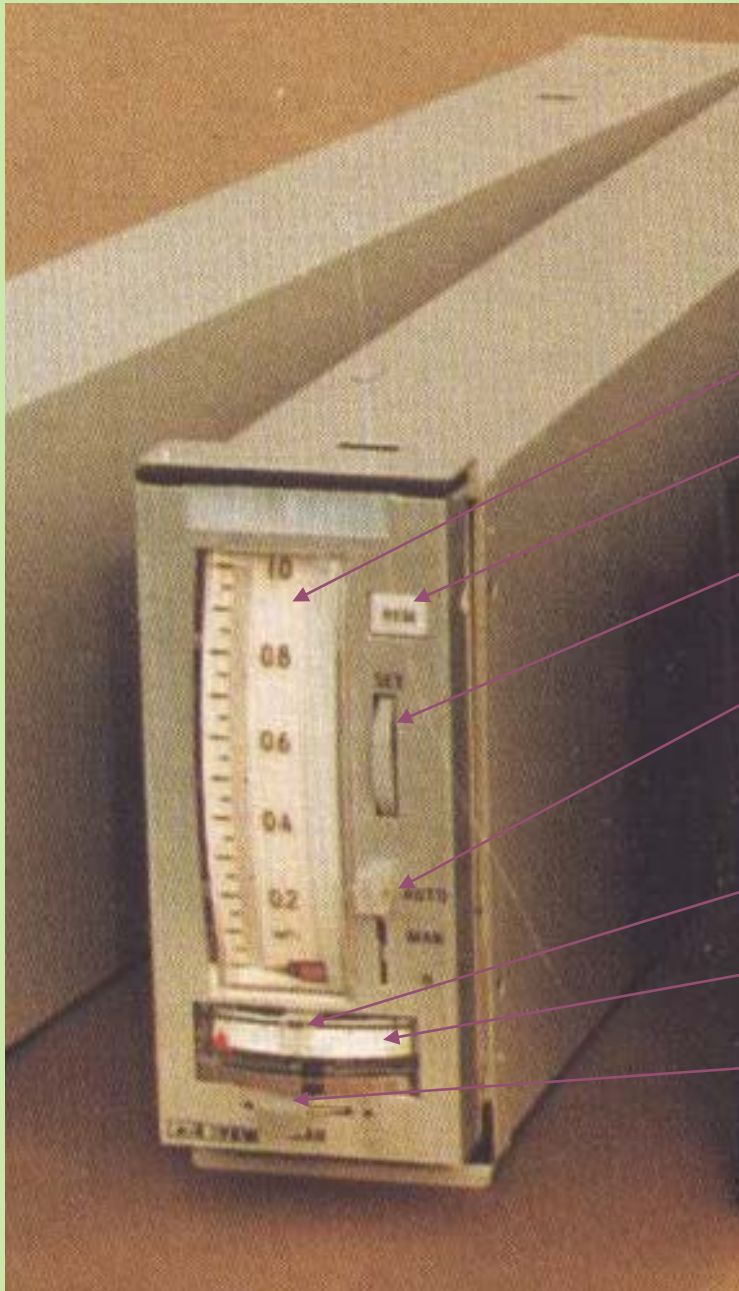
3.2 模拟式控制器

模拟式控制器用模拟电路实现控制功能。其发展经历了Ⅰ型（用电子管）、Ⅱ型（用晶体管）和Ⅲ型（用集成电路）。

3.2.1 DDZ-Ⅲ型仪表的特点

- 1) 采用统一信号标准：**4~20mA DC**和**1~5V DC**。
这种信号制的主要优点是电气零点不是从零开始，容易识别断电、断线等故障。同样，因为最小信号电流不为零，可以使现场变送器实现两线制。
- 2) 广泛采用集成电路，仪表的电路简化、精度提高、可靠性提高、维修工作量减少。
- 3) 可构成安全火花型防爆系统，用于危险现场。

3.2.2 DDZ-III型控制器的组成与操作



1-双针垂直指示器

2-外给定指示灯

3-内给定设定轮

4-自动—软手动—硬手动
切换开关

5-硬手动操作杆

6-输出指示器

7-软手动操作板键

DDZ-III基型调节器的主要功能电路有：输入电路、给定电路、PID运算电路、自动与手动（硬手动和软手动）切换电路、输出电路及指示电路。

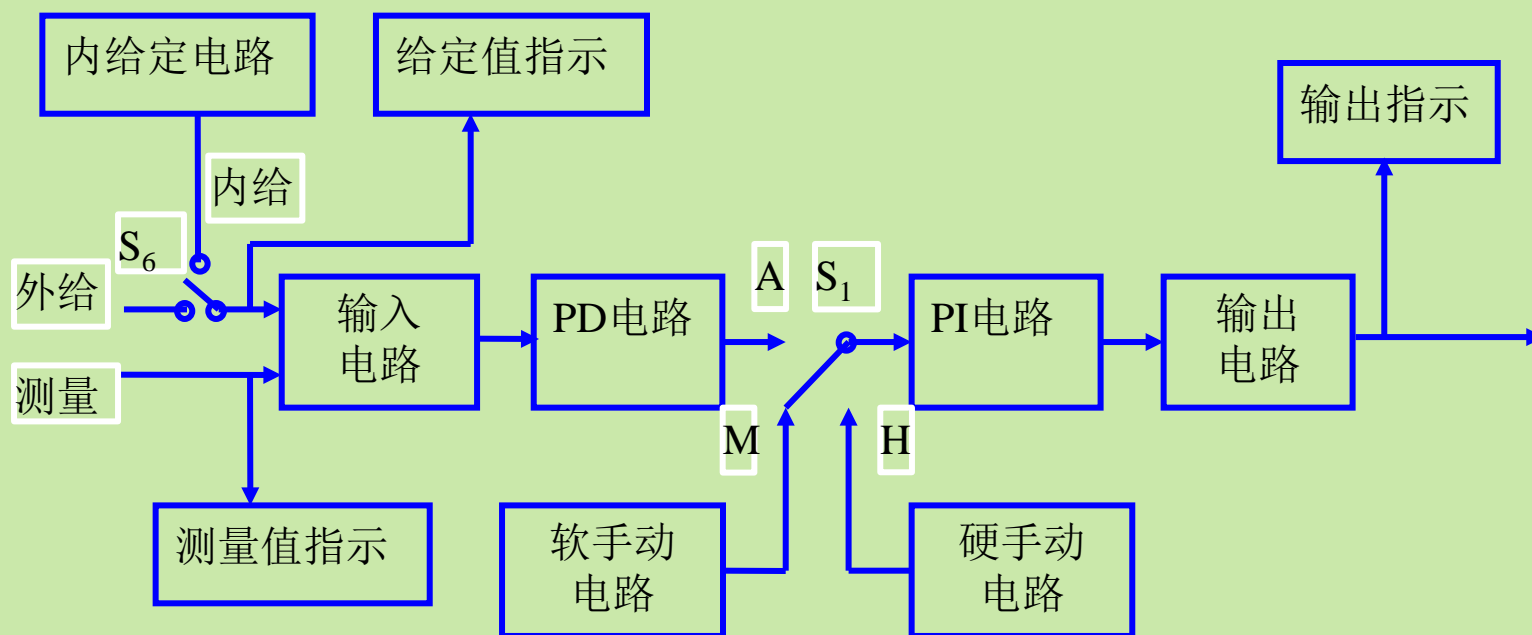
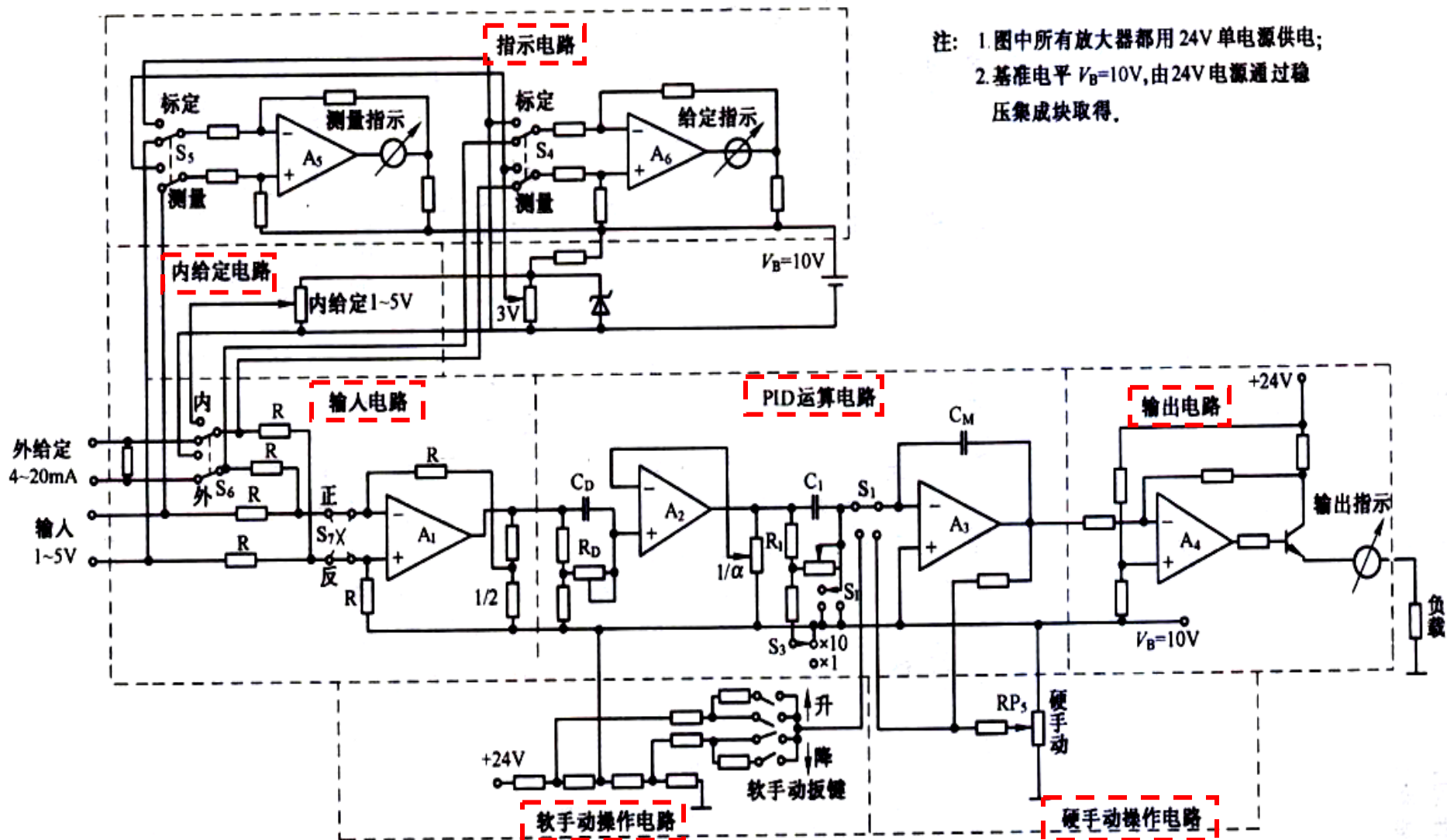


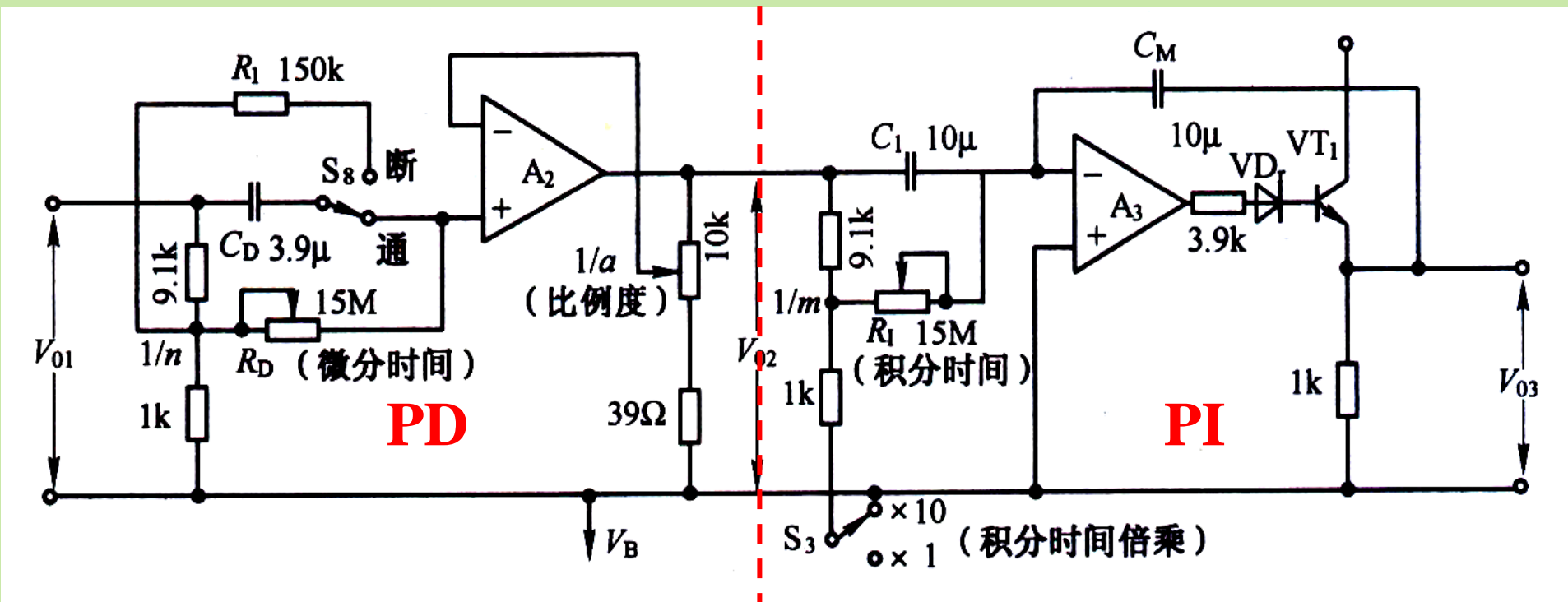
图3.11 DDZ-III型调节器结构方框图

3.2.3全刻度指示调节器的线路实例



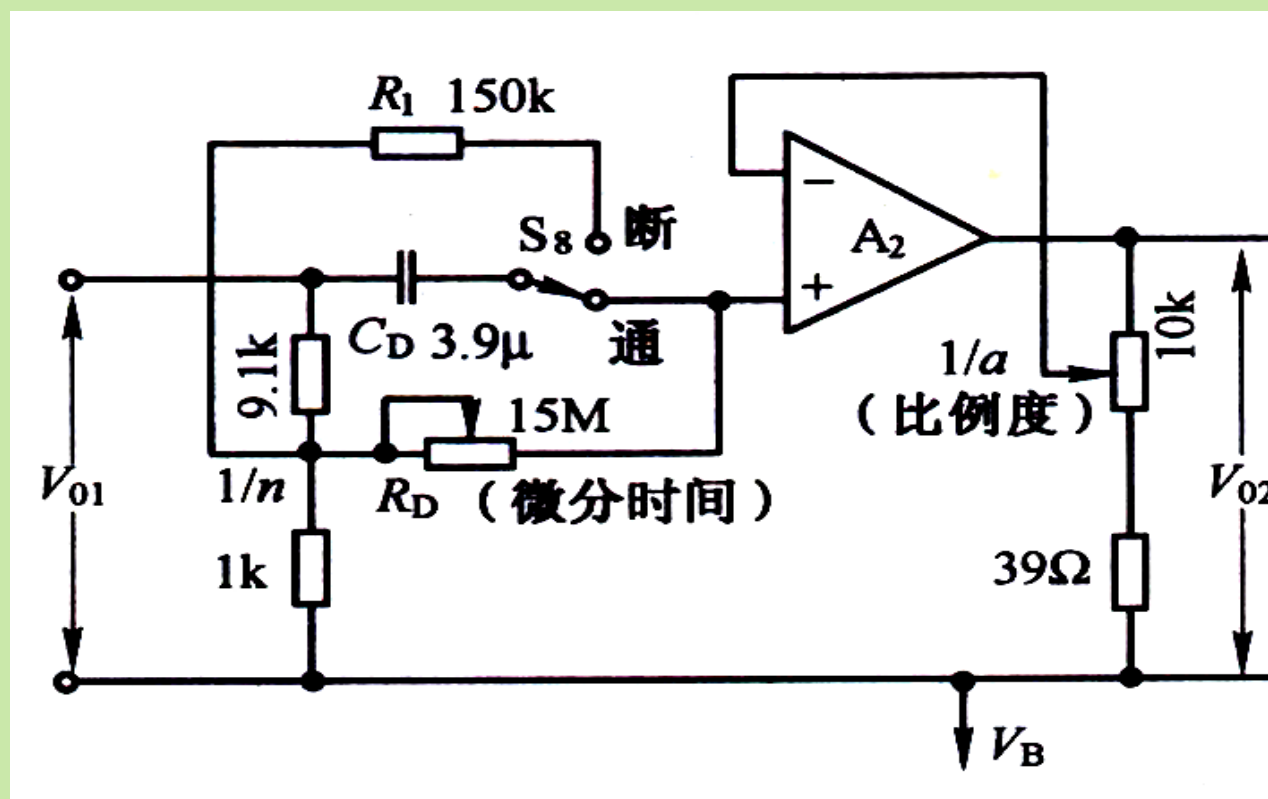
3.2.3.2 PID运算电路

由PI和PD两个运算电路串联而成，由于输入电路中已采取电平移动措施，故这里各信号电压都是以 $V_B=10V$ 为基准起算的。



1、 PD电路分析

PD电路以 A_2 为核心组成。微分作用可选择用与不用。开关 S_8 打向“断”时，构成P电路；开关 S_8 打向“通”时，构成PD电路。

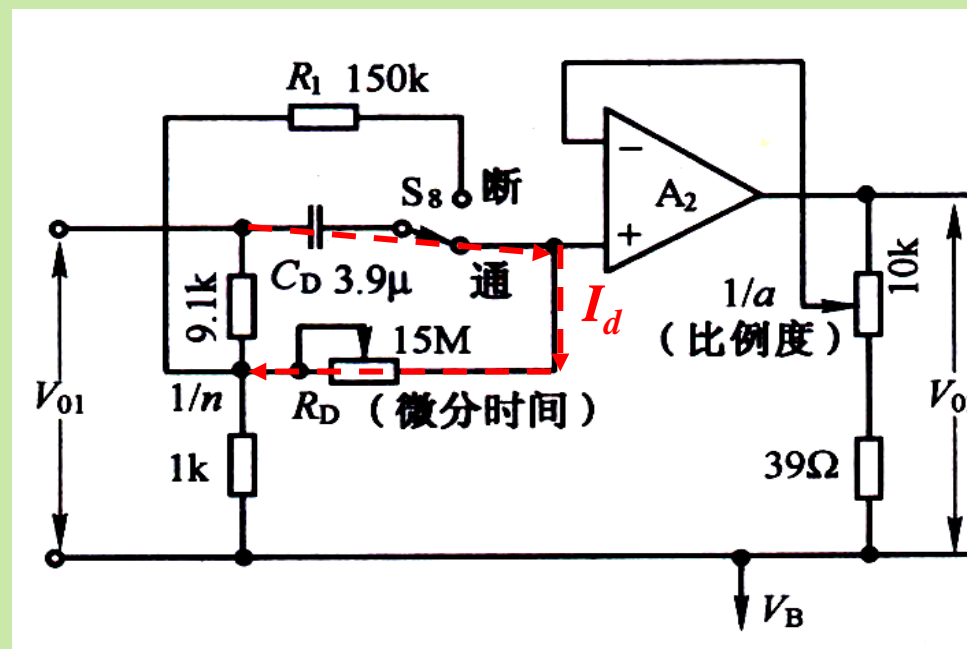


□ PD传递函数

$$\begin{cases} V_+(s) = \frac{1}{n} V_{o1}(s) + I_d(s) R_D \\ I_d(s) = \frac{V_{o1}(s) - \frac{1}{n} V_{o1}(s)}{R_D + \frac{1}{C_D s}} = \frac{n-1}{n} \cdot \frac{C_D s}{1 + R_D C_D s} V_{o1}(s) \end{cases}$$

得 $V_+(s) =$

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



又因 $V_-(s) = \frac{1}{\alpha} \cdot V_{O2}(s)$

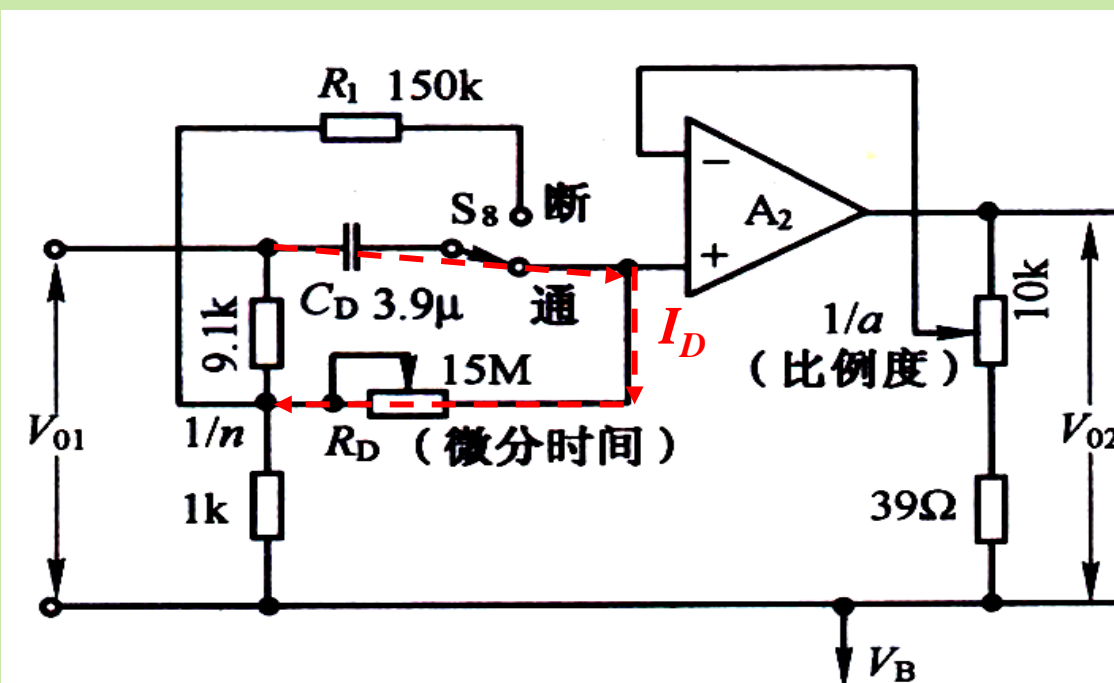
得 $W_{O2}(s) = \frac{V_{O2}(s)}{V_{O1}(s)} = \frac{\alpha}{n} \cdot \frac{1 + nR_D C_D s}{1 + R_D C_D s} = \frac{\alpha}{n} \cdot \frac{1 + T_d s}{1 + \frac{T_d}{n} s}$

实际微分因子

式中:

$$T_d = nR_D C_D$$

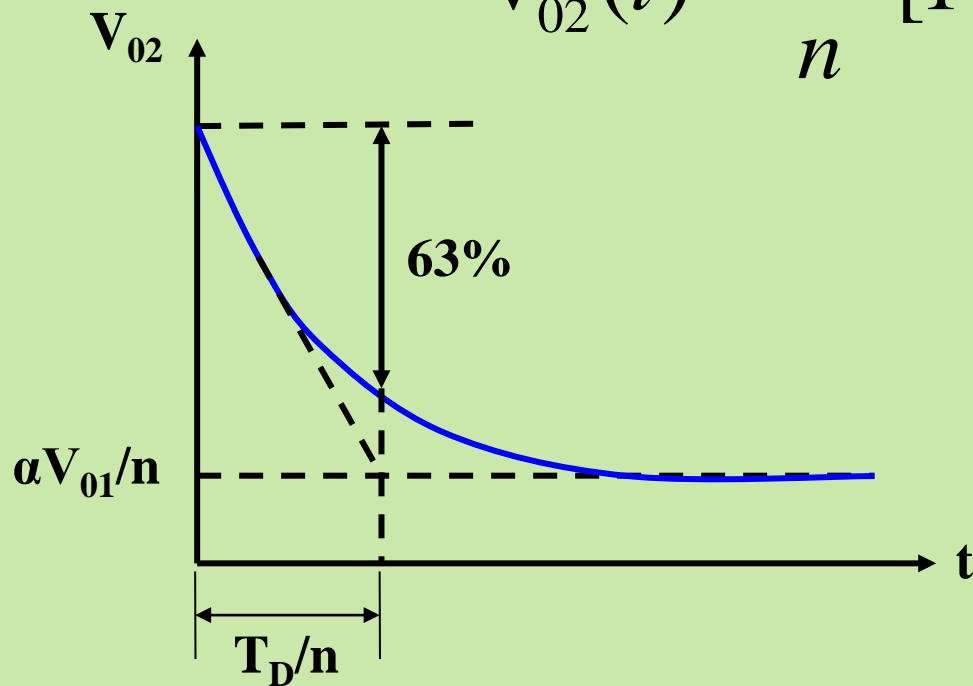
—微分时间常数



□ 阶跃响应

当 V_{01} 为阶跃信号时， V_{02} 的阶跃响应为

$$V_{02}(t) = \frac{\alpha}{n} \cdot [1 + (n-1)e^{-\frac{n}{T_D}t}] V_{01}(t)$$

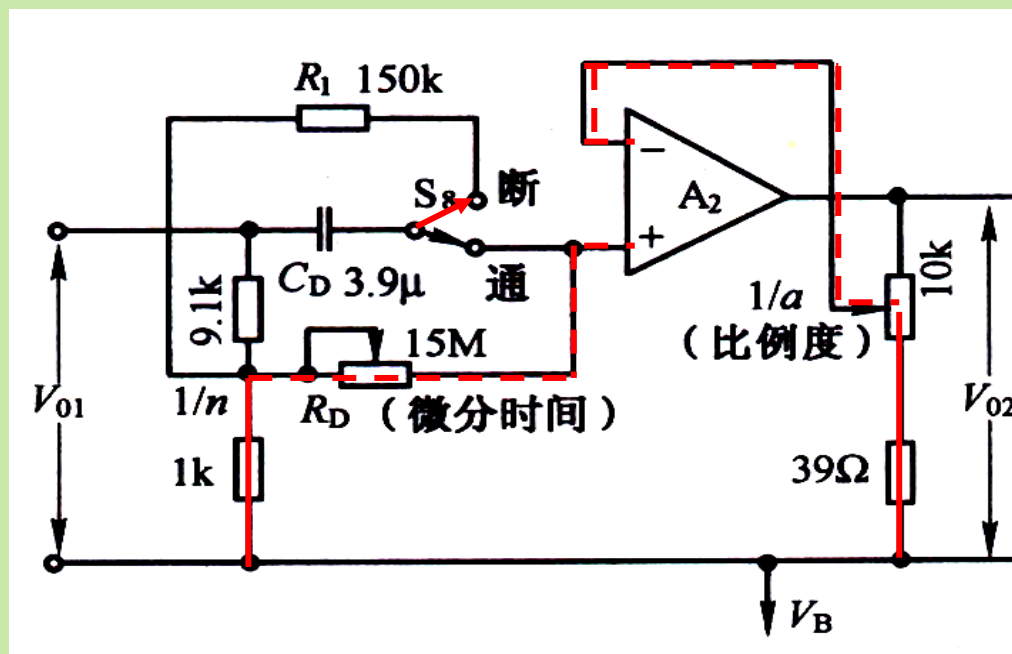


可见，此电路的微分是实际的微分。

当 S_8 置于“断”时，微分被切除， A_2 只作比例运算。有

$$\frac{1}{n} V_{O1} = \frac{1}{\alpha} V_{O2}$$

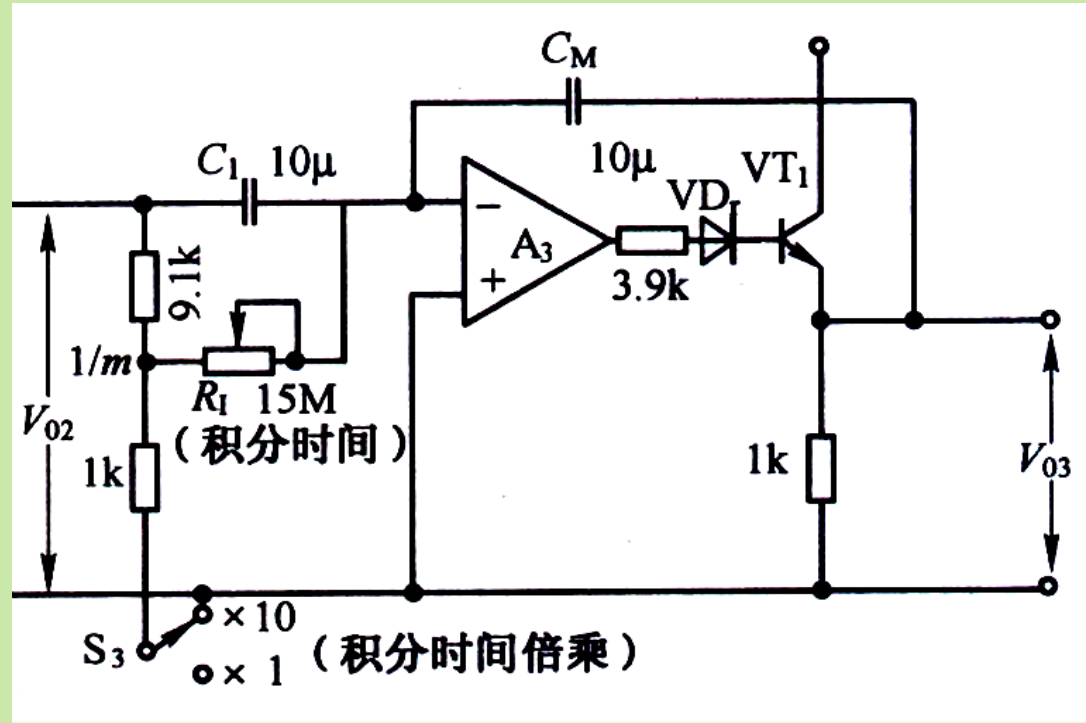
$$V_{O2} = \frac{\alpha}{n} V_{O1}$$



2、PI电路分析

PI电路以 A_3 为核心组成，开关 S_3 为积分时间倍乘开关。当 S_3 打向 $\times 1$ 档时，1K电阻被悬空，不起分压作用；当 S_3 打向 $\times 10$ 档时，1K电阻接到基准线，静态 V_{02} 被分压输入。

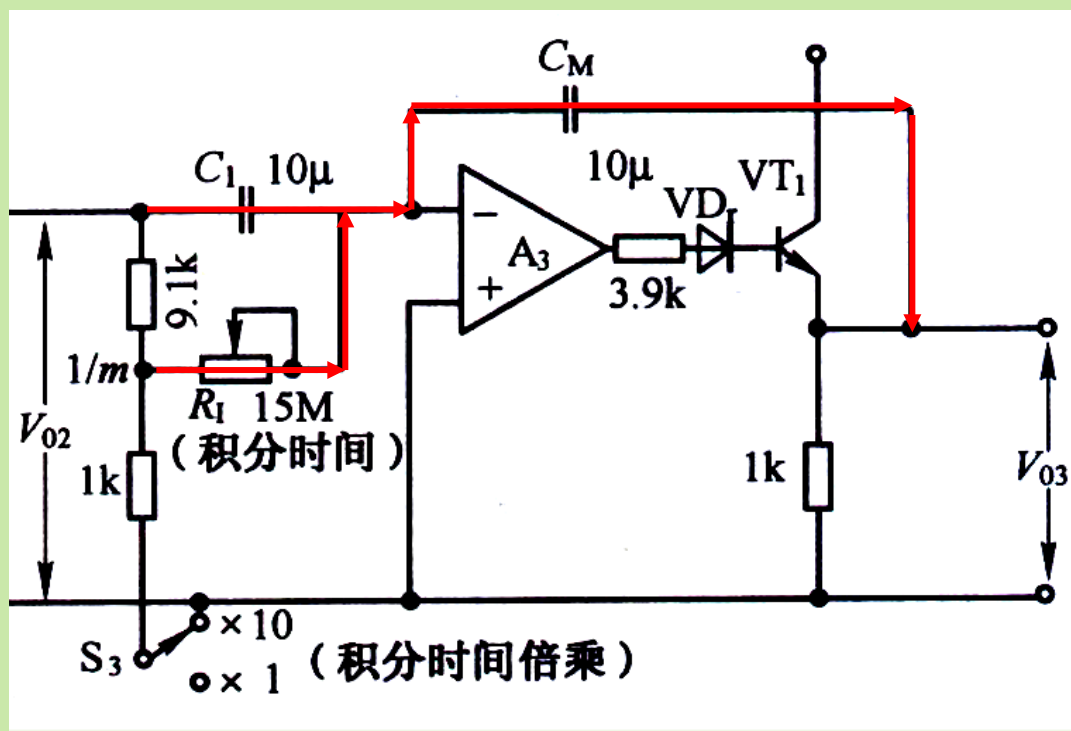
由于 $10\mu\text{F}$ 电容积分需要较大电流，在 A_3 输出端加一功放三极管。



□ PI传递函数

IC负输入端节点电流方程（ S_3 置于 $\times 10$ 档）：

$$C_I s \cdot V_{O2}(s) + \frac{1}{m} \cdot \frac{V_{O2}(s)}{R_I} = -C_M s \cdot V_{O3}(s)$$



则 $W_{O3}(s) = \frac{V_{O3}(s)}{V_{O2}(s)}$

$$= -\left(\frac{C_I}{C_M} + \frac{1}{mR_I C_M s}\right)$$

$$= -\frac{C_I}{C_M} \left(1 + \frac{1}{mR_I C_I s}\right)$$

$$W_{03}(s) = \frac{V_{03}(s)}{V_{02}(s)} = -\frac{C_I}{C_M} \left(1 + \frac{1}{mR_I C_I s} \right)$$

设: $T_i = mR_I C_I$

— 积分时间常数

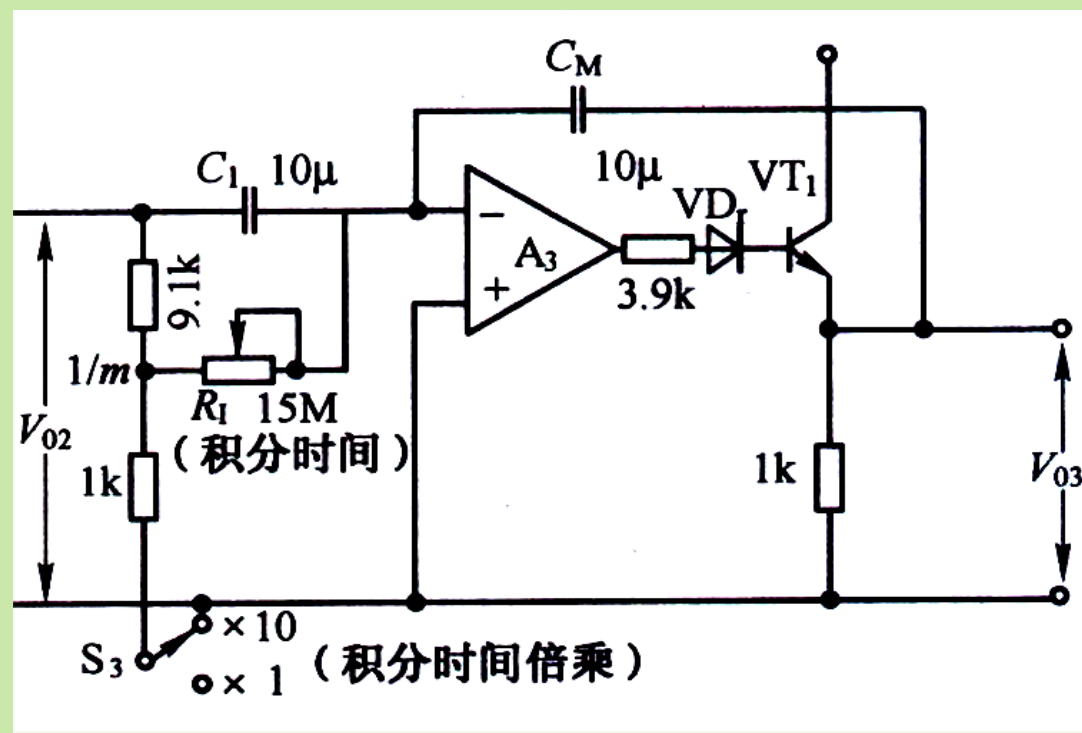
传函为 $W_{03}(s) = -\frac{C_I}{C_M} \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$

S_3 打向×10档时:

m=10

S_3 打向×1档时:

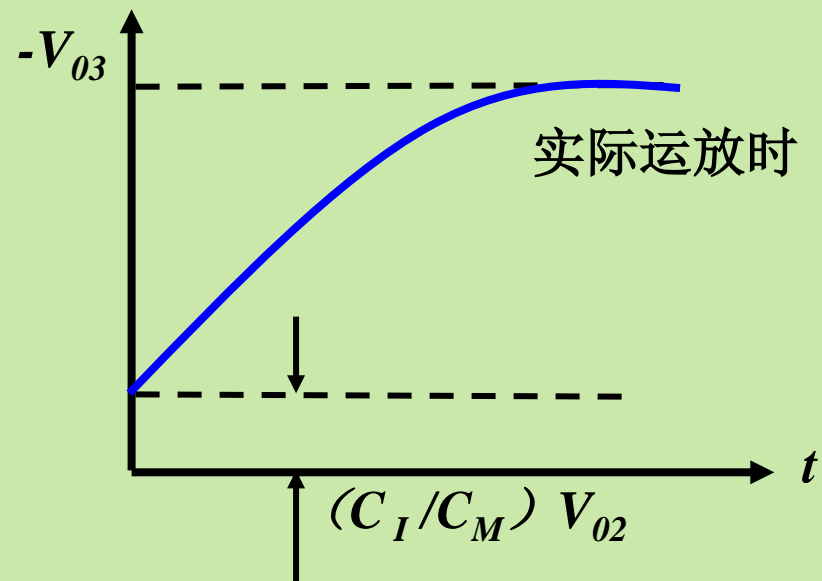
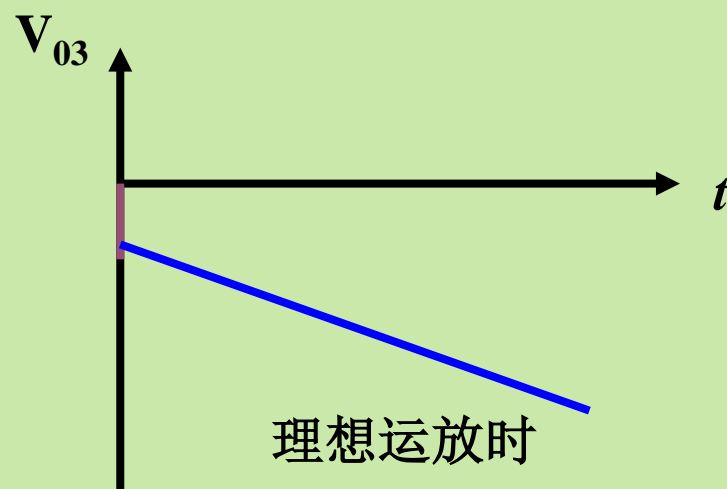
m=1



□ 阶跃响应

当 V_{02} 为阶跃信号时， V_{03} 的阶跃响应为

$$V_{03}(t) = -\frac{C_I}{C_M} \left(1 + \frac{t}{T_I}\right) V_{02}$$



3、PID运算电路的传递函数

输入电路: $V_{01} = -2 (V_i - V_S)$

PD电路: $W_{02}(s) = \frac{V_{02}(s)}{V_{01}(s)} = \frac{\alpha}{n} \cdot \frac{1 + T_d s}{1 + \frac{T_d}{n} s}$

PI电路: $W_{03}(s) = \frac{V_{03}(s)}{V_{02}(s)} = -\frac{C_I}{C_M} \left(1 + \frac{1}{T_I s}\right)$

PID运算是上述三个环节的串联而成。

□ PID传递函数

$$\frac{V_{O3}(s)}{V_i(s) - V_s(s)} = \frac{2\alpha}{n} \cdot \frac{C_I}{C_M} \cdot \frac{1 + \frac{T_D}{T_I} + \frac{1}{T_I s} + T_D s}{1 + \frac{T_D}{n} s}$$

令： 干扰系数 $F = 1 + \frac{T_D}{T_I}$

比例度 $P = \frac{n}{2\alpha} \cdot \frac{C_M}{C_I}$

微分增益 $K_D = n$

则：
$$\frac{V_{O3}(s)}{V_i(s) - V_s(s)} = \frac{F}{P} \cdot \frac{1 + \frac{1}{FT_I s} + \frac{T_D s}{F}}{1 + \frac{T_D}{K_D} s}$$

$$\frac{V_{03}(s)}{V_i(s) - V_s(s)} = \frac{F}{P} \cdot \frac{1 + \frac{1}{FT_I s} + \frac{T_D s}{F}}{1 + \frac{T_D}{K_D} s}$$

(1) 若 $T_D \ll K_D$, 则上式分母实际微分项近似为1

$$\text{若 } T_D \ll T_I, \text{ 则 } F = 1 + \frac{T_D}{T_I} \approx 1$$

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

成为理想的PID

(2) 调节器的实际比例度为 P/F ，实际微分时间为 T_D /F ，实际积分时间为 FT_I 。说明三个参数调整时互相干扰，造成调节器整定参数的刻度无法准确。

$$\frac{V_{O3}(s)}{V_i(s) - V_s(s)} = \frac{F}{P} \cdot \frac{1 + \frac{1}{FT_I s} + \frac{T_D s}{F}}{1 + \frac{T_D}{K_D} s}$$

例：当 $T_I / T_D = 4$ 时， $F = 1 + \frac{T_D}{T_I} = 1.25$

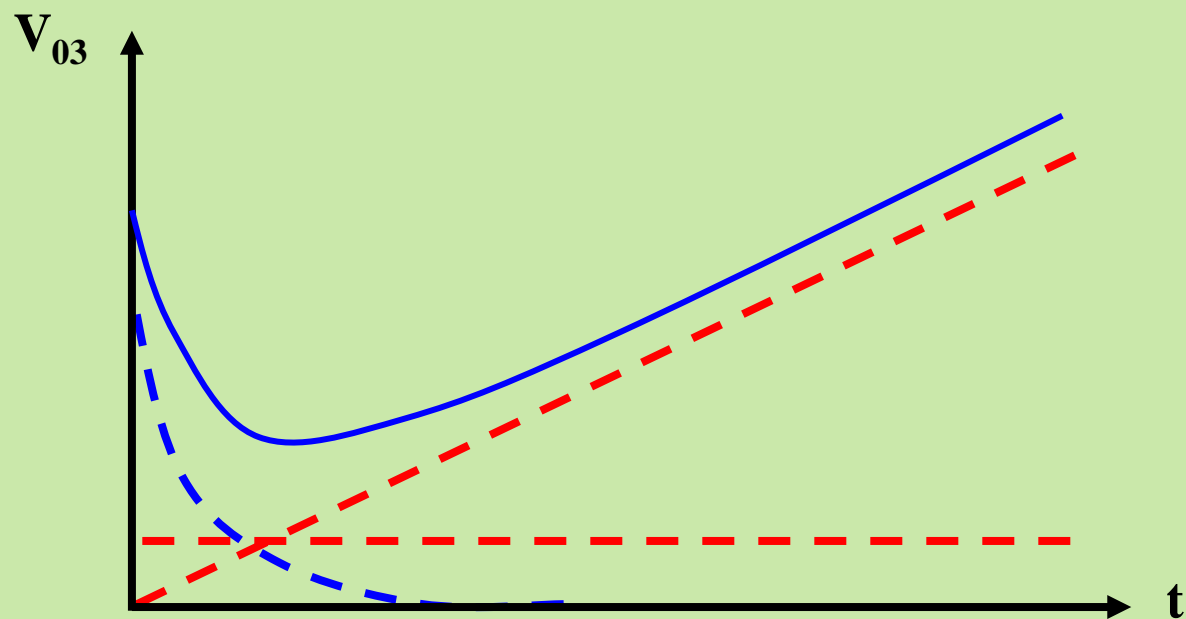
各参数的实际值与 $F = 1$ 时相差25%。

□ 阶跃响应

整个曲线由比例项、积分项和有限制的微分项三部分组成。

调节范围： $P=2\sim 500\%$ ， $T_D=0.04\sim 10$ 分

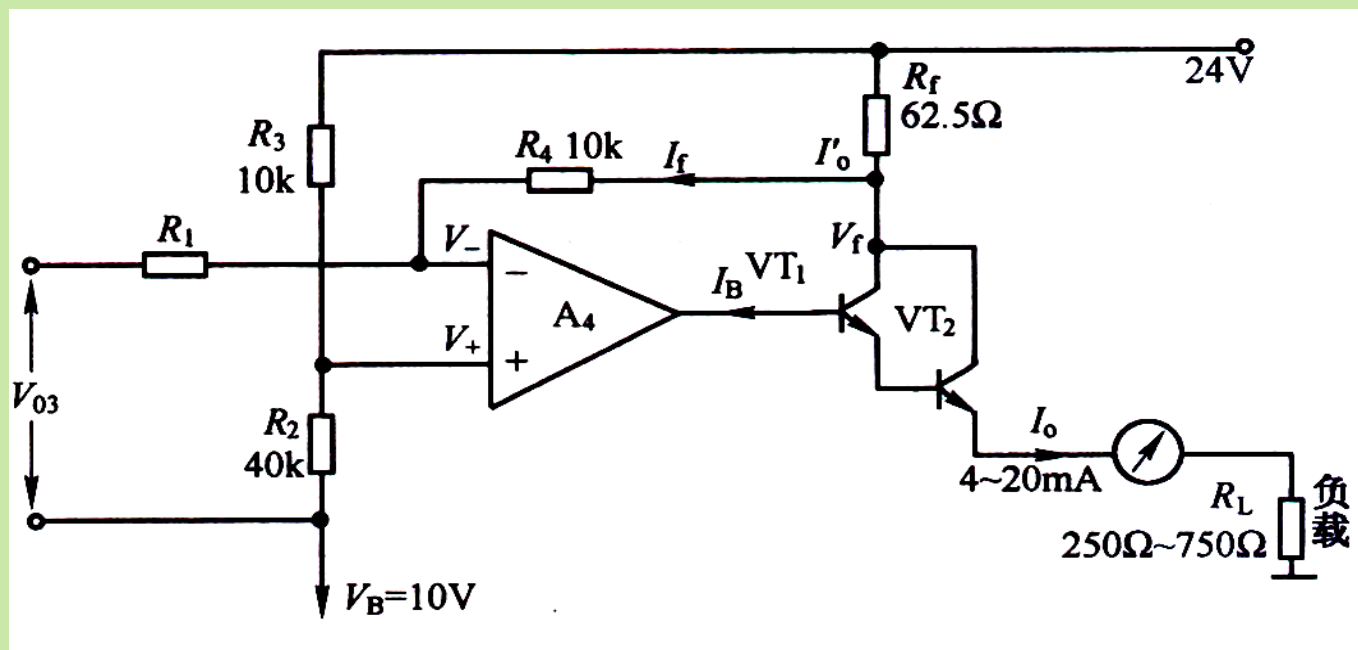
$T_I=0.01\sim 2.5$ 分 ($\times 1$ 档)， $T_I=0.1\sim 25$ 分 ($\times 10$ 档)



3.2.3.3 输出电路

其任务是将PID电路输出电压 $V_{O3} = 1 \sim 5V$ 变换为 $4 \sim 20mA$ 的电流输出，并将基准电平移至 $0V$ 。

在 A_4 后面用 VT_1 、 VT_2 组成复合管，进行电流放大，同时以强烈的电流负反馈来保证良好的恒流特性。



□ 转换关系

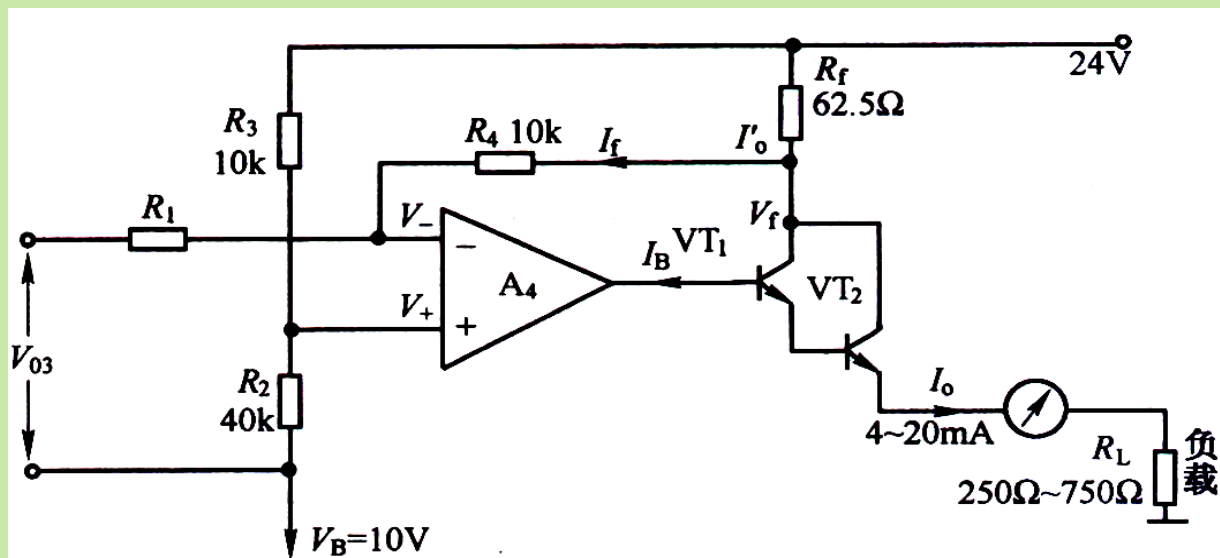
取: $R_3 = R_4 = 10\text{k}\Omega$, $R_1 = R_2 = 4R_3$

$$V_+ = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_B + \frac{R_2}{R_2 + R_3} \times 24 = \frac{1}{5} V_B + \frac{4}{5} \times 24$$

$$V_- = \frac{R_4}{R_4 + R_1} (V_B + V_{O3}) + \frac{R_1}{R_4 + R_1} V_f = \frac{1}{5} (V_B + V_{O3}) + \frac{4}{5} V_f$$

由 $V_+ \approx V_-$ 得

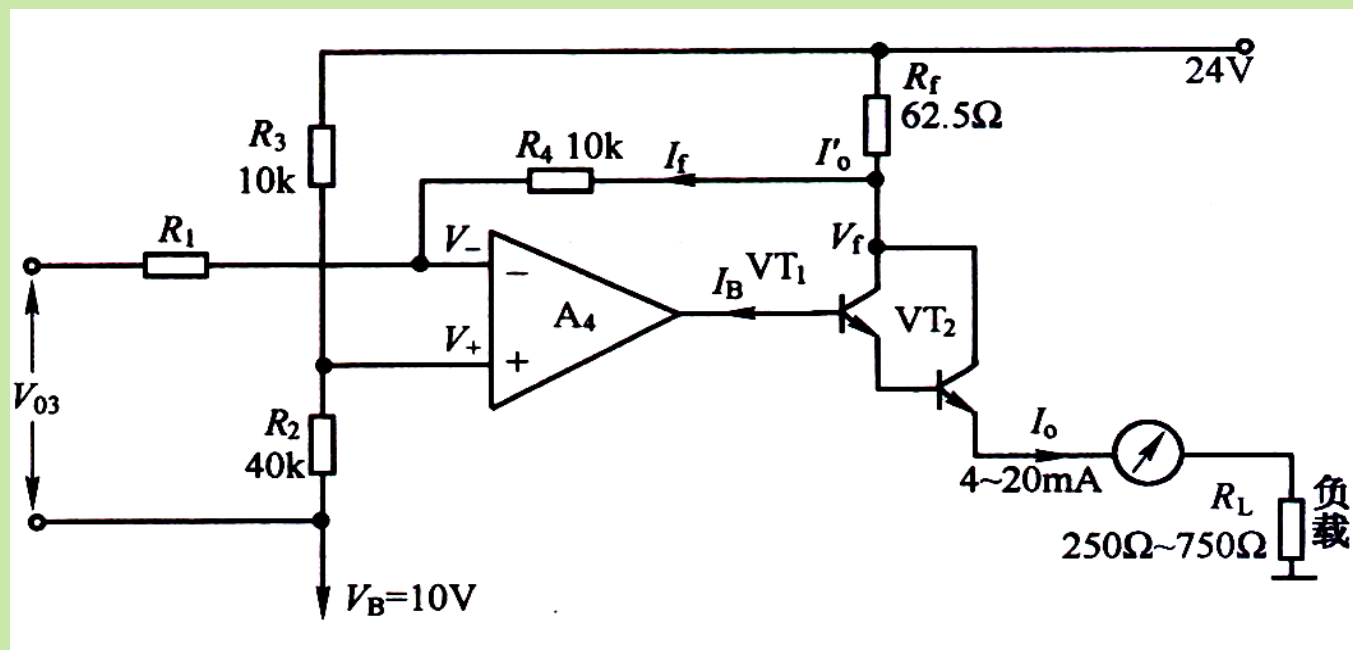
$$\begin{aligned} V_f &= 24 - \frac{1}{4} V_{O3} \\ &= 24 - I'_O R_f \end{aligned}$$



则 $I_o' = \frac{V_{o3}}{4R_f}$ 而 $I_o = I_o' - I_f - I_B$

若取 $R_1 = 4(R_3 + R_f) = 40.25K\Omega$ 时,

可以精确获得关系: $I_o = \frac{V_{o3}}{4R_f} = \frac{1 \sim 5}{4 \times 62.5} = 4 \sim 20mA$

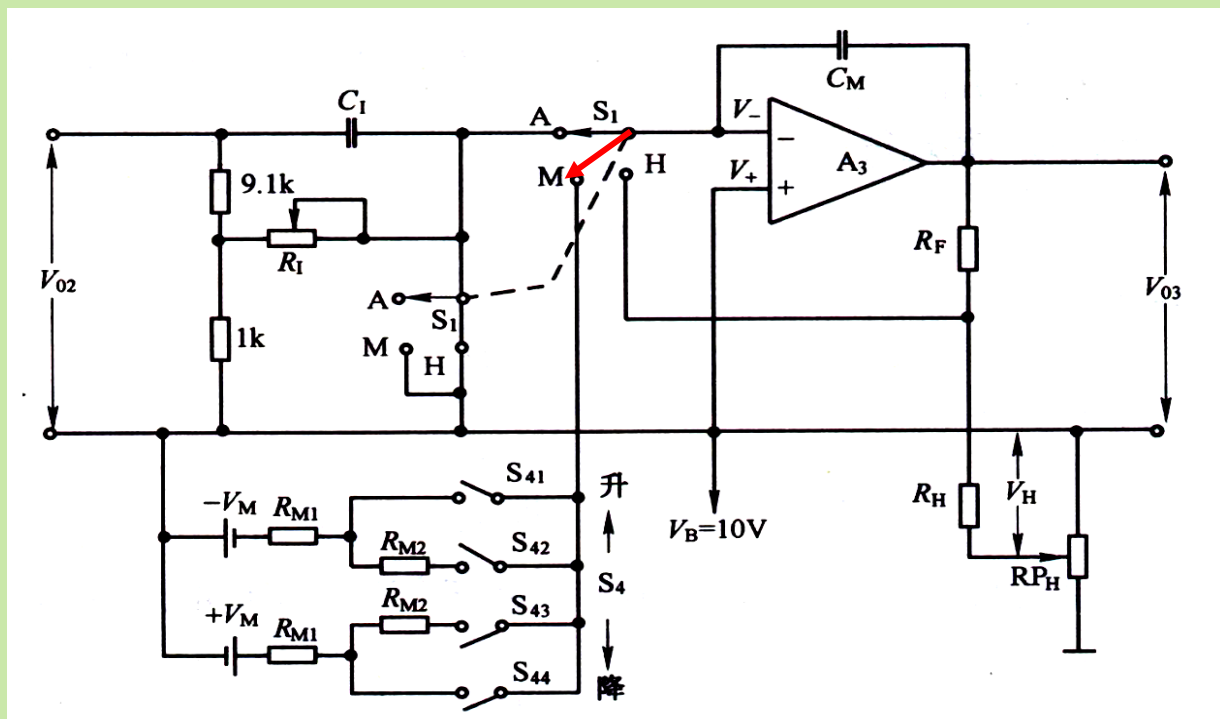


3.2.3.3 手动操作电路及无扰切换

通过切换开关S₁可以选择自动调节“A”、软手动操作“M”、硬手动操作“H”三种控制方式。

1. A、M间的切换

S₁从A切换到M时:



断开 A_3 的输入


 C_M 无放电回路

V_{03} 保持不变

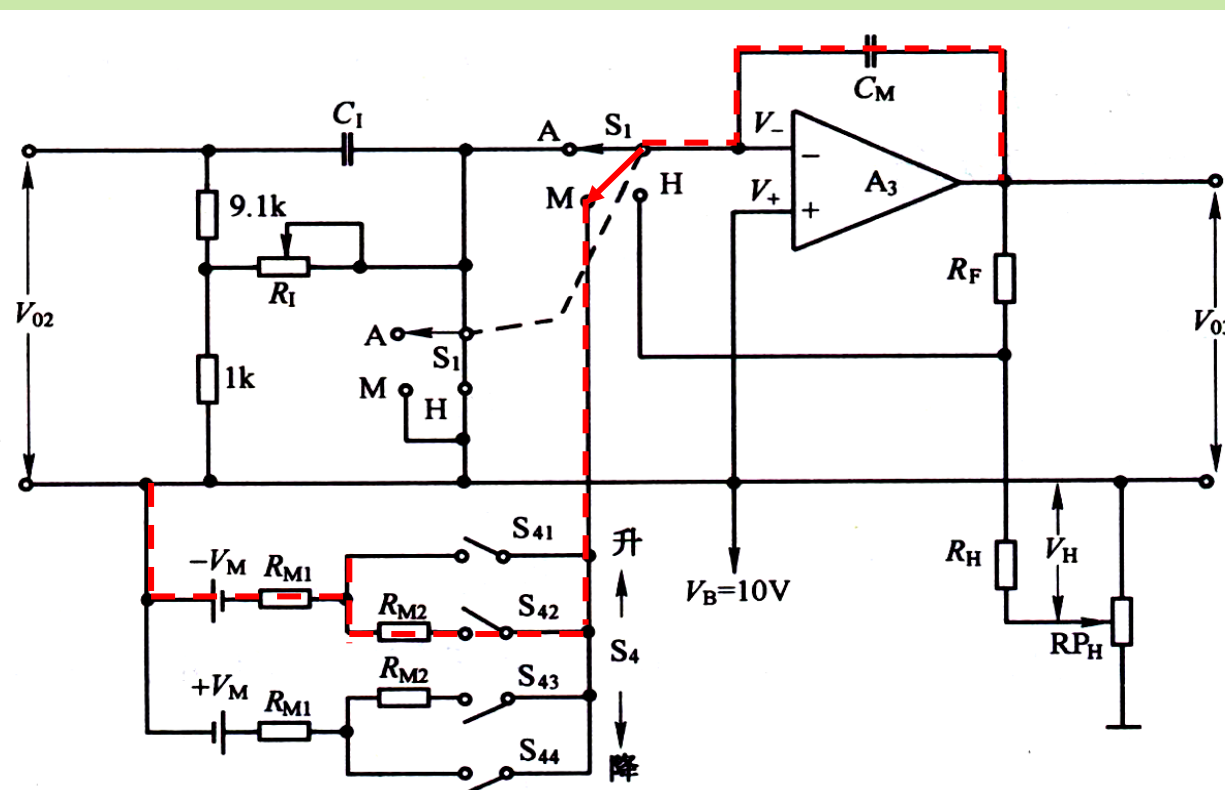
A→M无冲击

S_{42} 闭合 $\rightarrow -V_M$ 接入 —— 按 $T_I = 100s$ 的时间积分

S_{41} 闭合 $\rightarrow -V_M$ 接入 —— 按 $T_I = 6s$ 的时间积分

同理, S_{43} (或 S_{44}) 闭合 $\rightarrow +V_M$ 接入 —— 反向积分

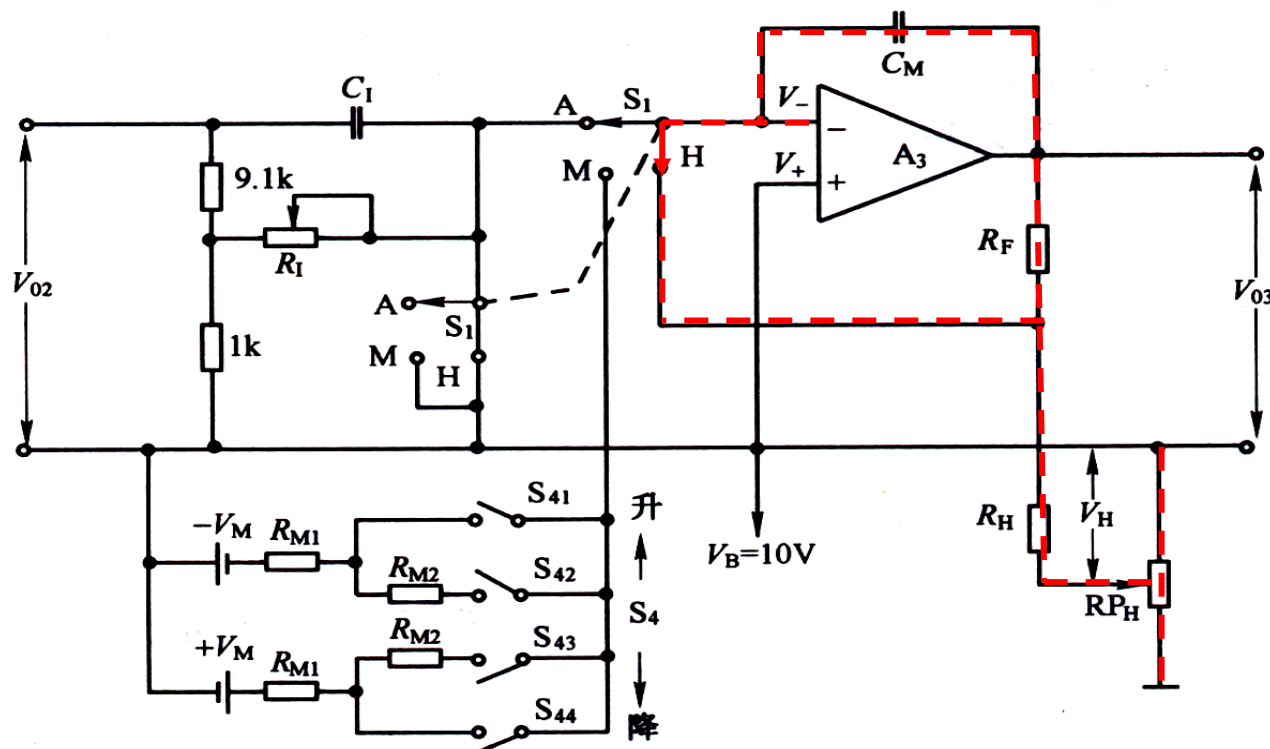
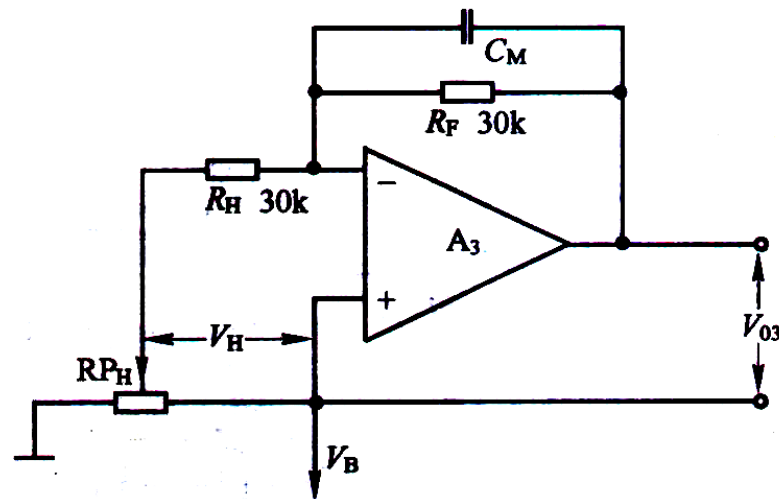
用这种手动操作来改变调节器输出, 信号变化比较缓和, 称为“软手动”。



2. A、H间的切换

当切换开关 S_1 由自动位置A，切向硬手动 H 时，放大器 A_3 接成具有惯性的比例电路。

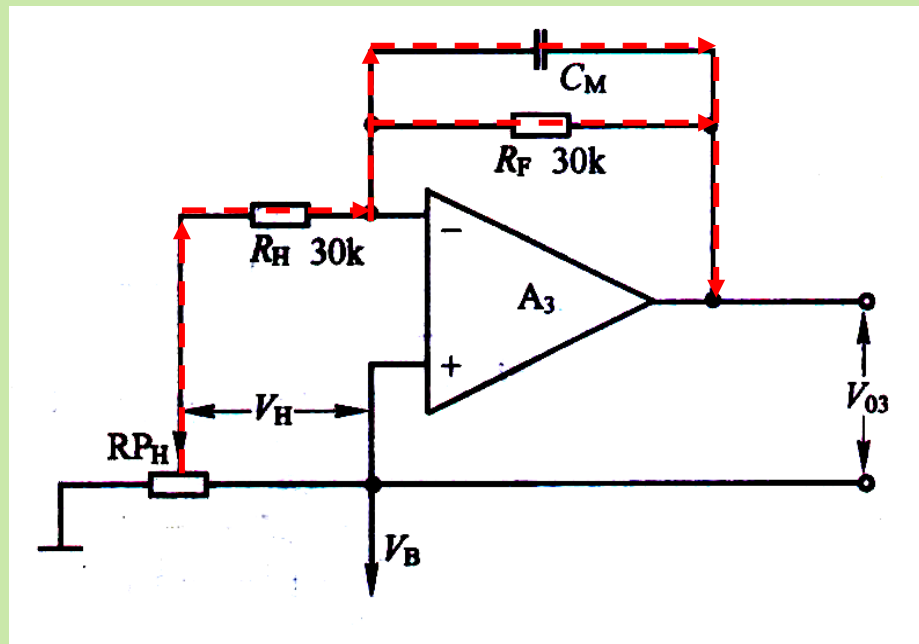
由于 C_M 充电迅速， A_3 的输出近似为比例电路。



❖ 传递函数

$$\frac{V_H(s)}{R_H} = -\left(\frac{1}{R_F} + C_M s\right)V_{O3}(s)$$

$$\frac{V_{O3}(s)}{V_H(s)} = -\frac{R_F}{R_H} \cdot \frac{1}{1 + R_F C_M s}$$



时间常数 $T = R_F C_M = 30 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6} = 0.3s$

可见， V_H 改变时， V_{O3} 很快达到新的稳态值。

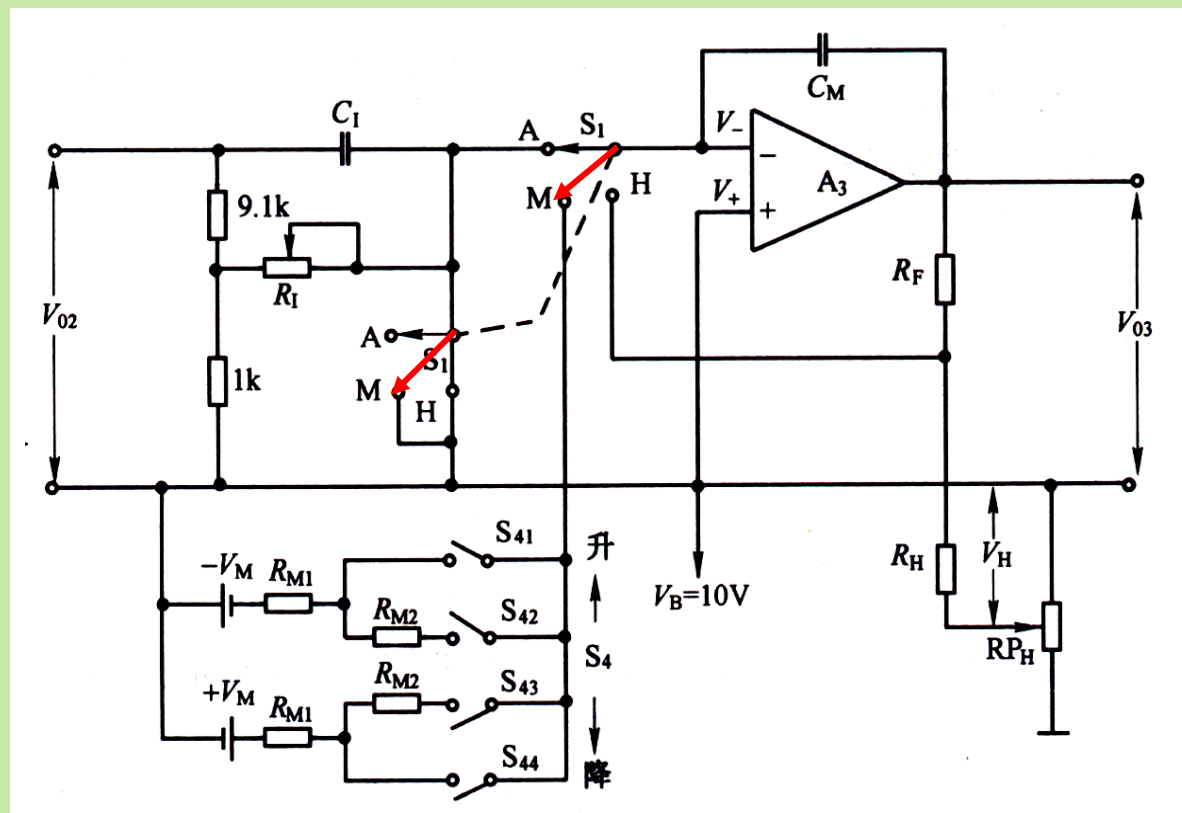
❖ A→H前，须先调RP_H与当时的V_{O3}一致，才能做到无扰动切换。 M→H也同样。

3. M、H→A间的切换

S_1 由A切向M或H时，联动开关同时将积分电容 C_I 接 V_B ，使 V_{CI} 始终等于 V_{02} 。当 S_1 再由H、M切回A时，由于电压没有突变，切换也是无扰动的。

总结：

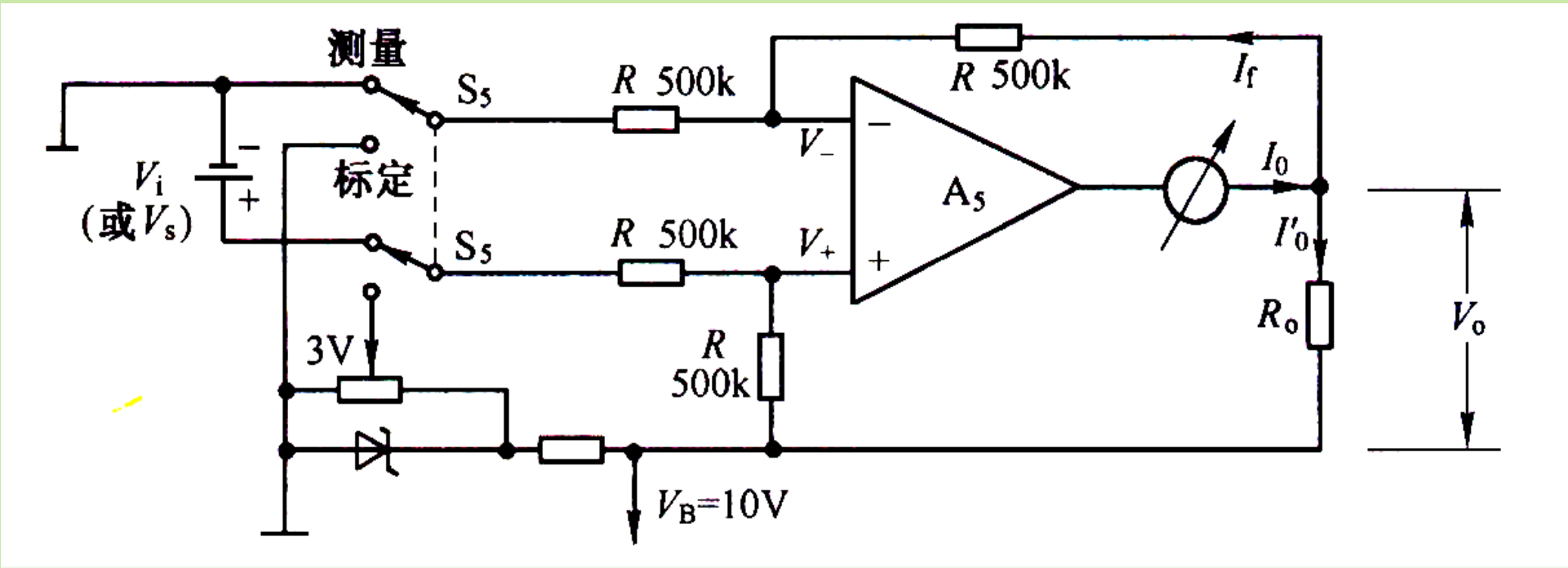
| | | |
|---------|----|----|
| 自动 (A) | | |
| 无扰 | ↓↑ | 无扰 |
| 软手动 (M) | | |
| 有扰 | ↓↑ | 无扰 |
| 硬手动 (H) | | |



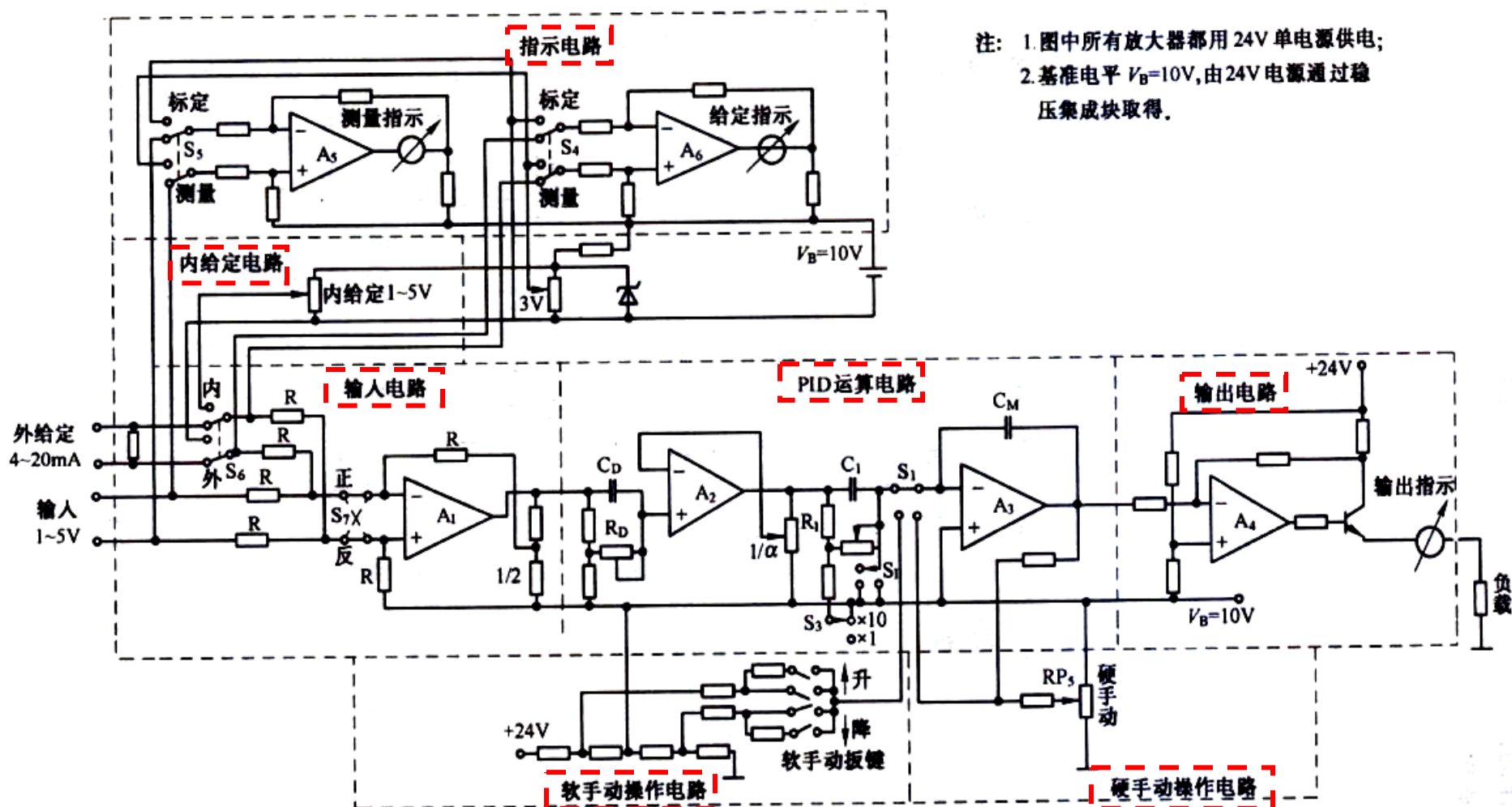
3.2.3.4 测量及给定指示电路

用动圈表头来指示测量值和给定值。 S_5 切换到“标定”时，可进行示值标定。

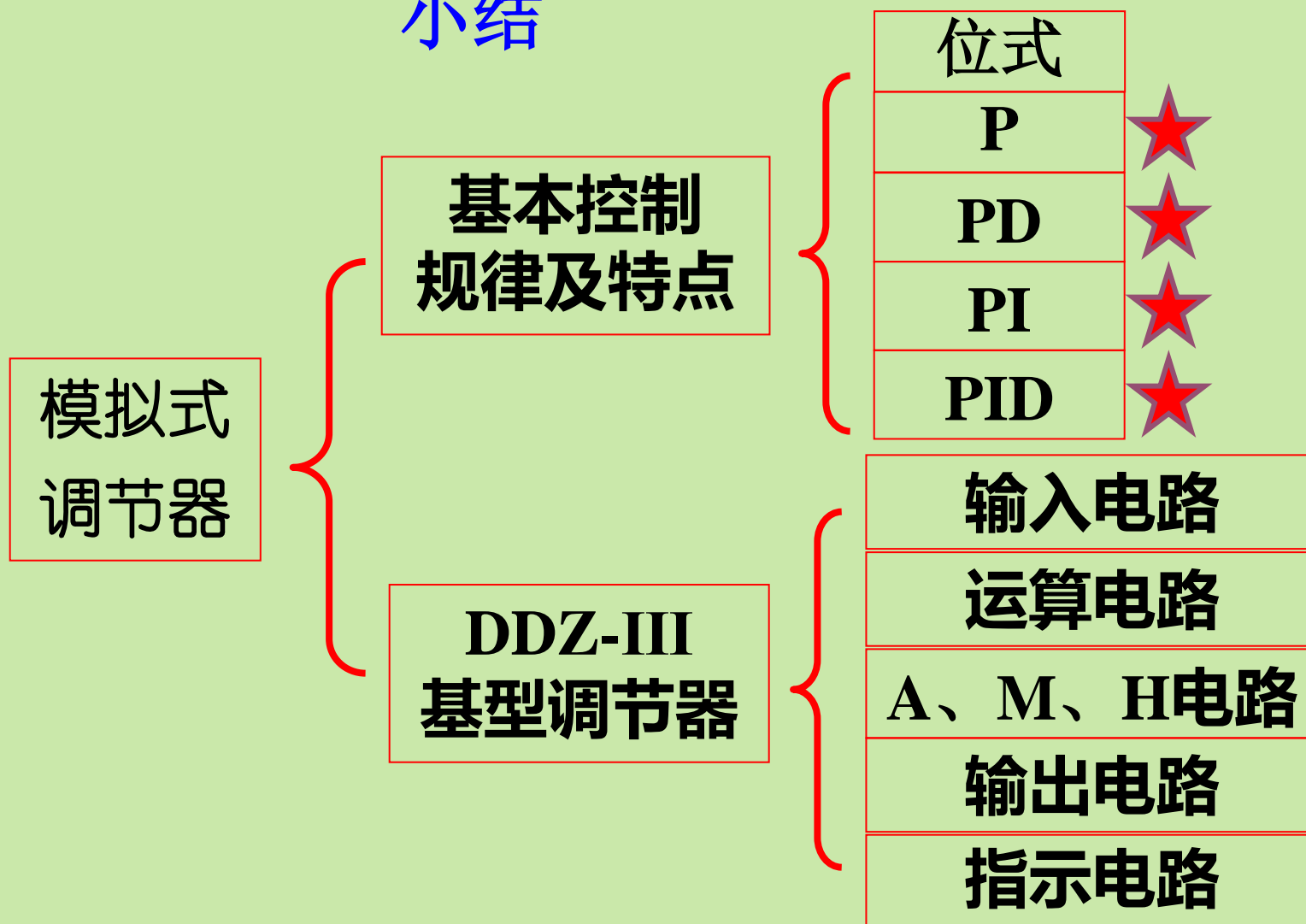
流过动圈表头的电流为
$$I_o \approx \frac{V_o}{R_o} = \frac{V_i}{R_o}$$



DDZ-III型是模拟仪表的典型代表。实际电路中还有电源、补偿、滤波、保护、调整等辅助环节。



小结



3.3 数字式PID控制器

随着生产规模的发展和控制要求的提高，模拟仪表的局限性越来越明显：

- (1) 功能单一，灵活性差**
- (2) 信息分散，需大量仪表，监视操作不便**
- (3) 接线过多，系统维护困难**

随着大规模集成电路和计算机技术的发展，测控仪表也迅速推出各种以微处理器为核心的数字式仪表。

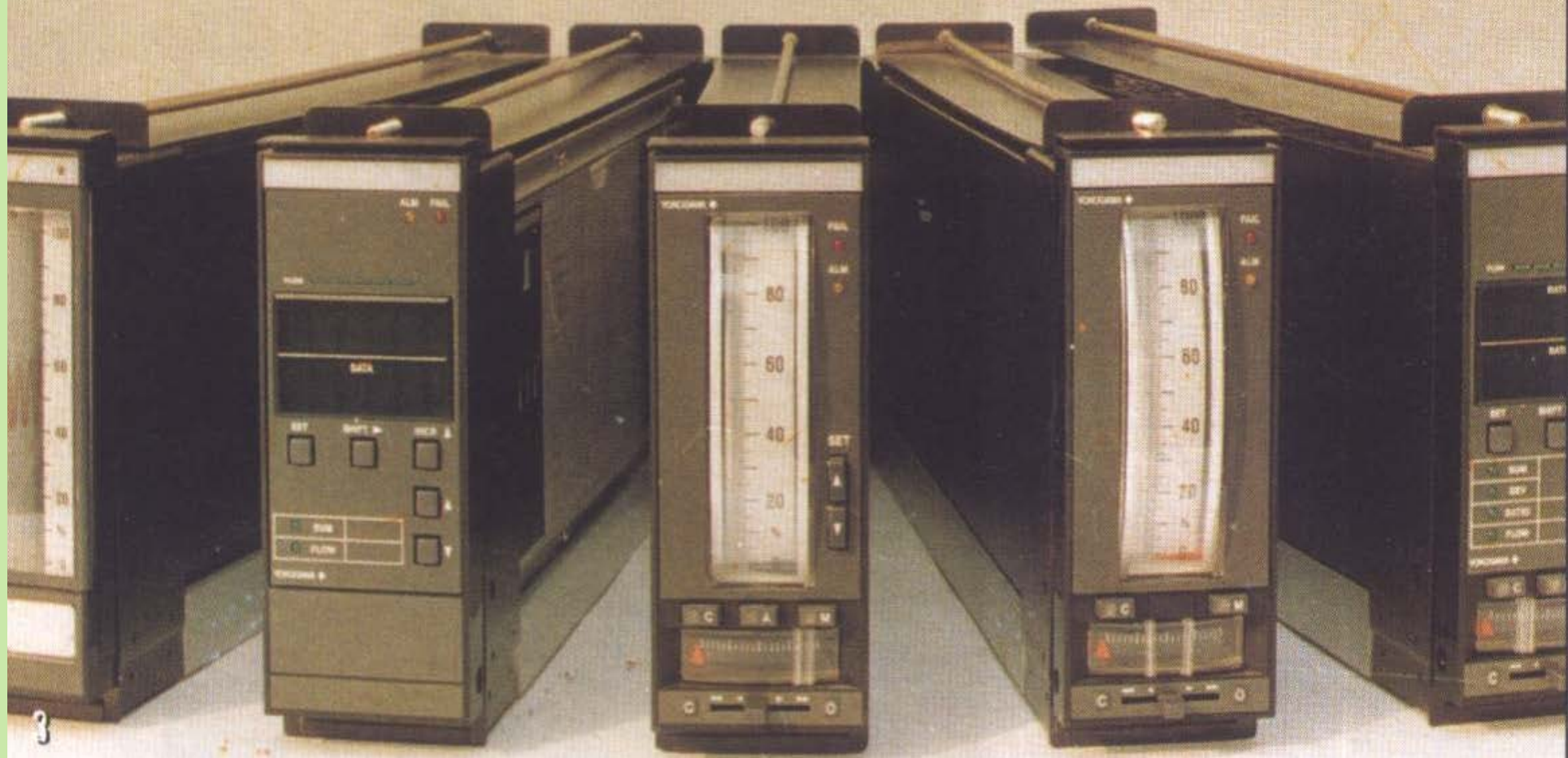
数字仪表的优点

- (1) 功能丰富，更改灵活，体积小、功耗低**
- (2) 具有自诊断功能**
- (3) 具有数据通信功能，可以组成测控网络**

数字仪表集中了自动控制、计算机及通信技术（3C，Control Computer Communication）。

可编程单回路调节器是数字控制仪表的典型代表，如西安仪表厂的YS-80\YS-100，川仪18厂及上海调节器厂的DIGITRONIK系列等。

YS80单回路调节器



3.3.2 SLPC的数字控制算法

连续PID调节规律的表达式为

$$u(t) = \frac{1}{P} \left[e(t) + \frac{1}{T_I} \int e(t) dt + T_D \frac{de(t)}{dt} \right]$$

$$e(t) = V_S - V_P$$

数字调节器的特点是采样一次、计算一次。必须把连续方程用离散方程表示。第n次采样时：

$$u_n = \frac{1}{P} \left[e_n + \frac{1}{T_I} \sum_{i=0}^n e_i \Delta T + T_D \frac{e_n - e_{n-1}}{\Delta T} \right]$$

$$u_n = \frac{1}{P} \left[e_n + \frac{1}{T_I} \sum_{i=0}^n e_i \Delta T + T_D \frac{e_n - e_{n-1}}{\Delta T} \right]$$

如果调节器的输出是控制阀门的话， u_n 是对应的阀门开度位置，故上式称为“位置型**PID**”算式。此式计算时，需要占用大量内存空间。

可改写为增量型**PID**算式：

如果将上次的输出值 u_{n-1} 保持住，则只需计算出本次与上次输出之间的增量 Δu_n 即可

$$u_n = u_{n-1} + \Delta u_n$$

$$\Delta u_n = \frac{1}{P} [(e_n - e_{n-1}) + \frac{\Delta T}{T_I} e_n + \frac{T_D}{\Delta T} (e_n - 2e_{n-1} + e_{n-2})]$$

优点:

- 输出 Δu_n 仅决定于最近三次的采样值，所需内存不大，运算比较简单。
- 每次输出增量值，误动作的影响小，必要时可通过逻辑判断禁止或限制本次输出，容易得到良好的调节效果。
- 一旦调节器出现故障，停止输出，阀位能保持在故障前的状态。

为避免理想微分对高频干扰过于敏感，还可将理想微分改为实际微分。

实际微分传函：
$$U(s) = \frac{T_D s}{1 + \frac{T_D}{K_D} s} E(s)$$

写成差分方程有：

$$u_n = \frac{T_D}{\Delta T + \frac{T_D}{K_D}} (e_n - e_{n-1}) + \frac{\frac{T_D}{K_D}}{\Delta T + \frac{T_D}{K_D}} u_{n-1}$$

将此式代替理想PID中的微分部分，即得实用的**PID**运算式。

改进的PID控制算法

微分先行

只对测量值 $y(t)$ 微分，而不对偏差 $e(t)$ 微分，即对给定值 $r(t)$ 无微分作用。

这样在调整设定值时，控制器的输出就不会产生剧烈的跳变，也就避免了设定值升降给系统造成的冲击。

$$\Delta u(k) = K_c [e(k) - e(k-1)] + K_I e(k) - K_D [y(k) - 2y(k-1) + y(k-2)]$$