

第3章 转速闭环控制的直流调速系统

3.1 有静差转速单闭环直流调速系统（比例单环） ✓

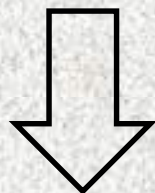
3.2 带电流截止负反馈的直流调速系统（比例单环）

3.3 比例积分控制规律和无静差调速系统（PI单环）

3.1 转速闭环直流调速系统

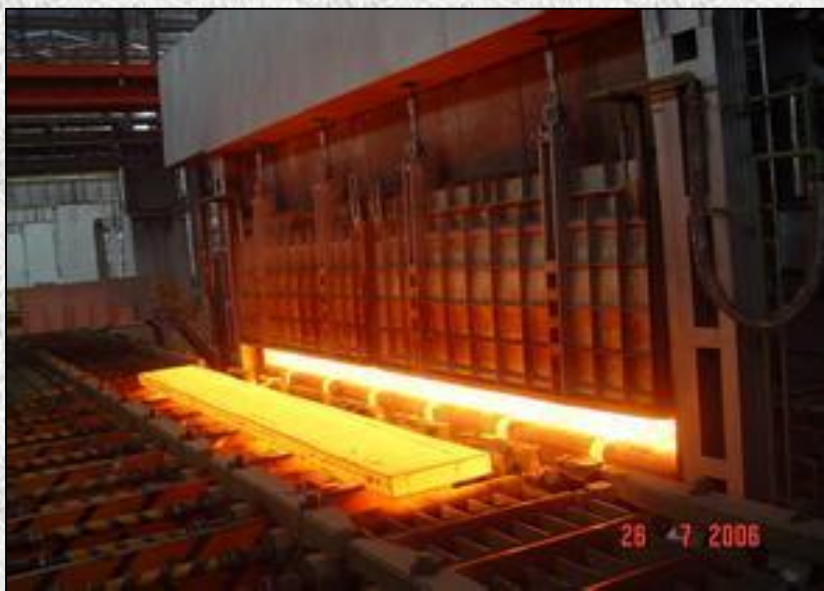
问题的提出：

为什么要构造**转速闭环**调速系统呢？

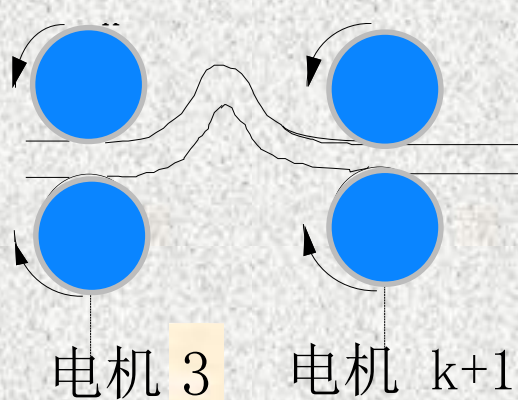
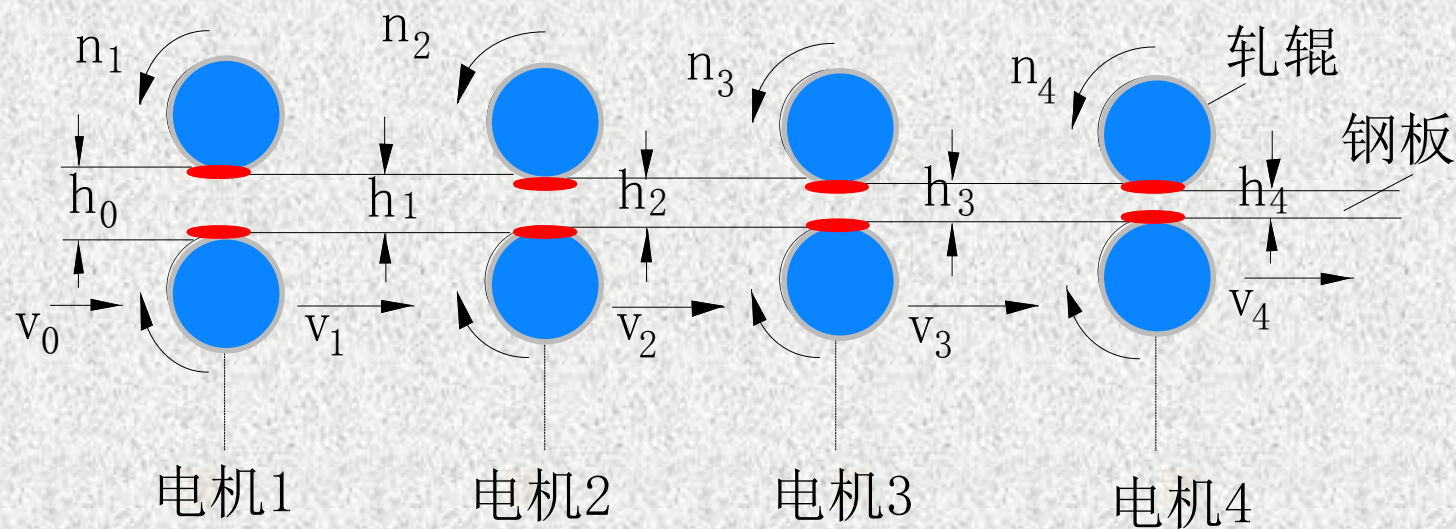


- ◆ 开环调速系统能否满足所有场合的性能需求？

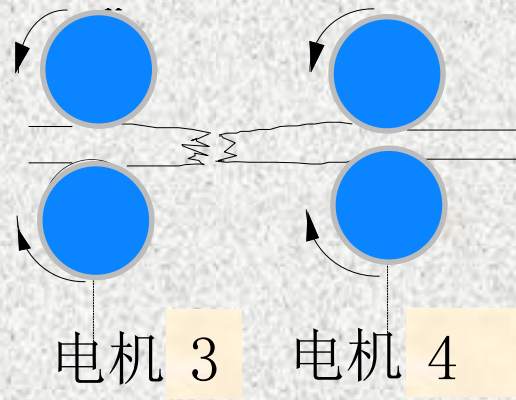
钢板-热连轧



■ 钢板四连轧机组

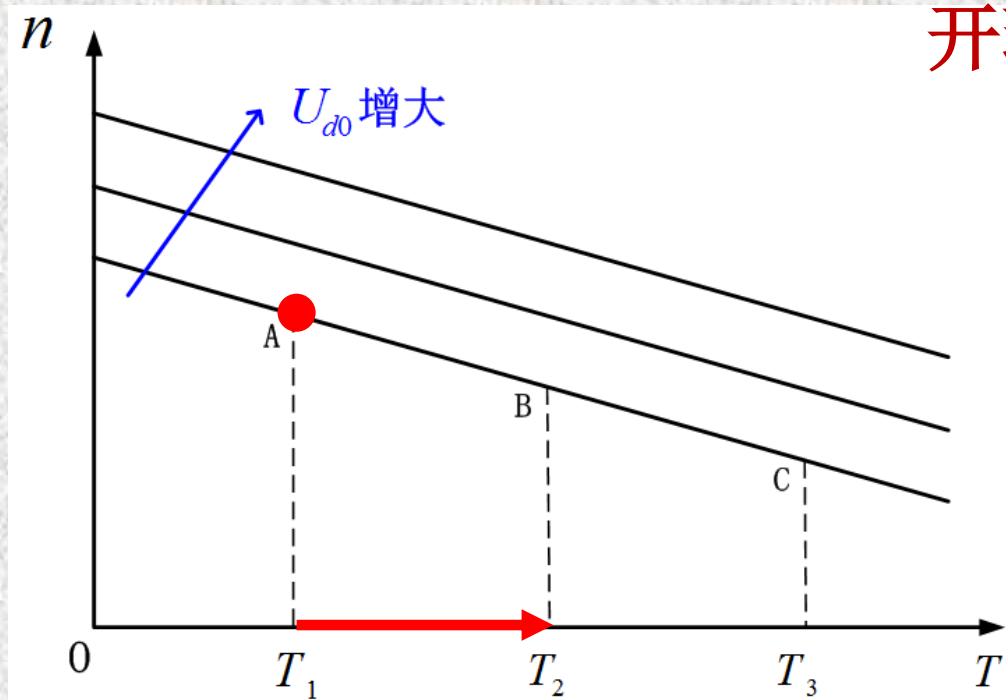
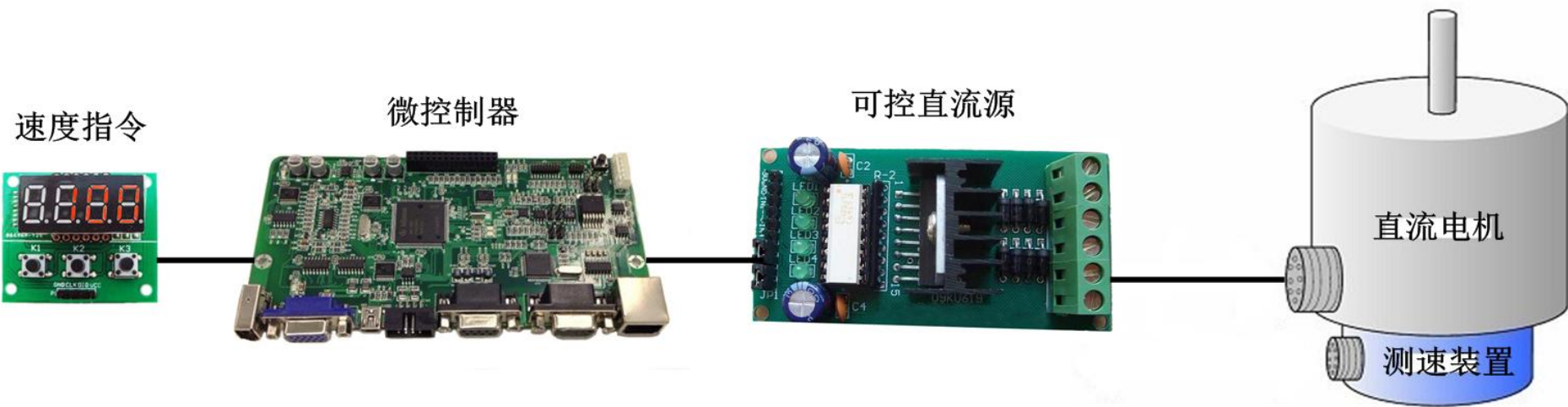


电机 4 转速过低



电机 4 转速过高

钢板连轧控制示意图



开环调速系统的机械特性：

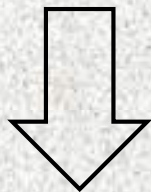
$$n = \frac{U_{d0} - I_d R}{C_e}$$

- 1、电枢电流变化；
- 2、电枢电阻变化；
- 3、电网电压波动；
- 4、励磁电流波动；

3.1 有静差转速闭环直流调速系统

问题的提出：

为什么要构造转速闭环调速系统？



◆ 开环调速系统能够满足性能需求？

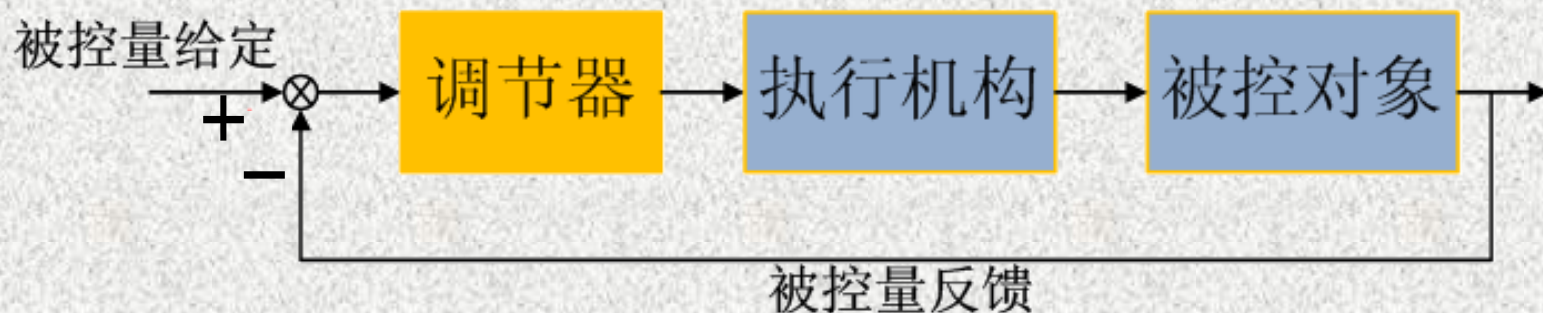
答：对调速精度有一定要求的场合，开环调速系统不能满足性能需求。

◆ 有没有性能更优的控制方案？

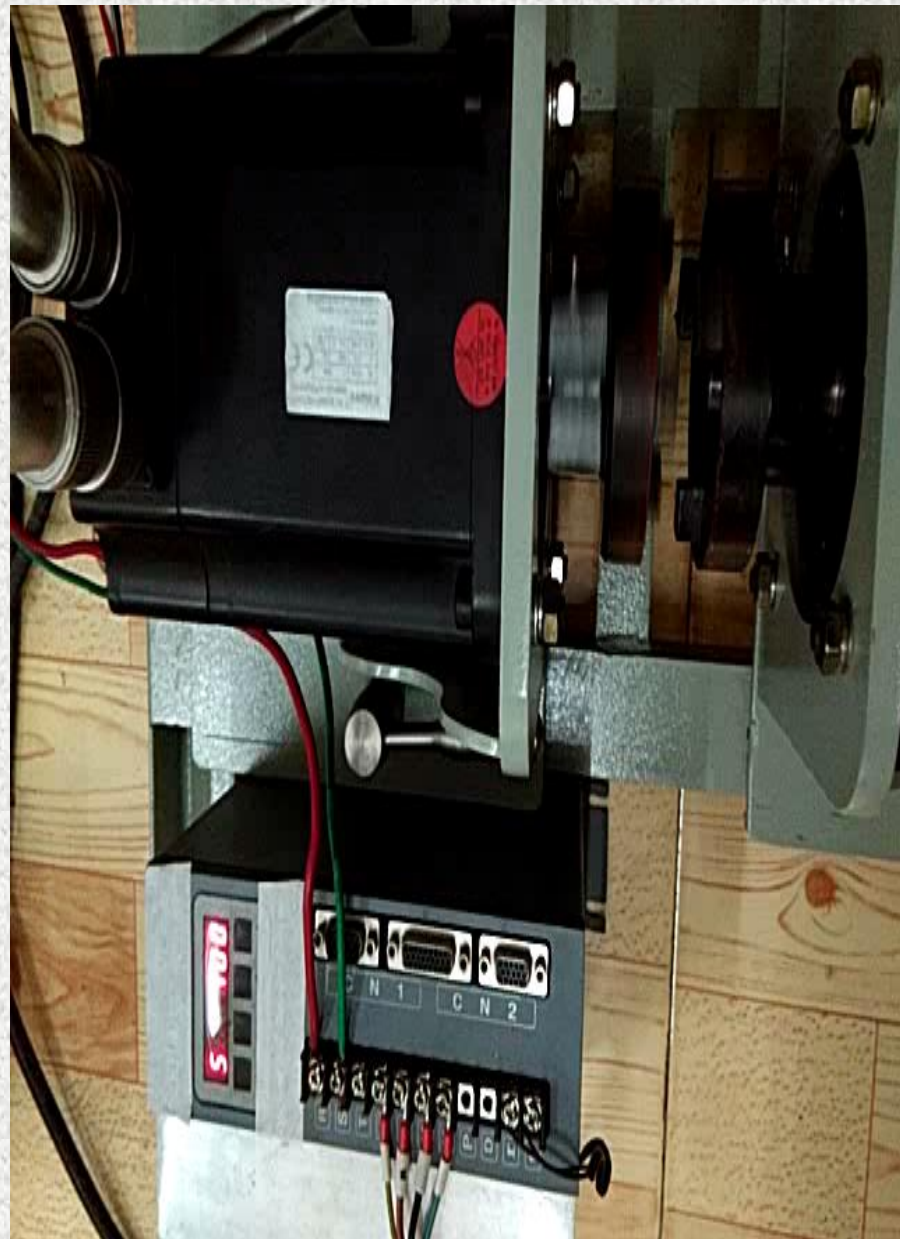
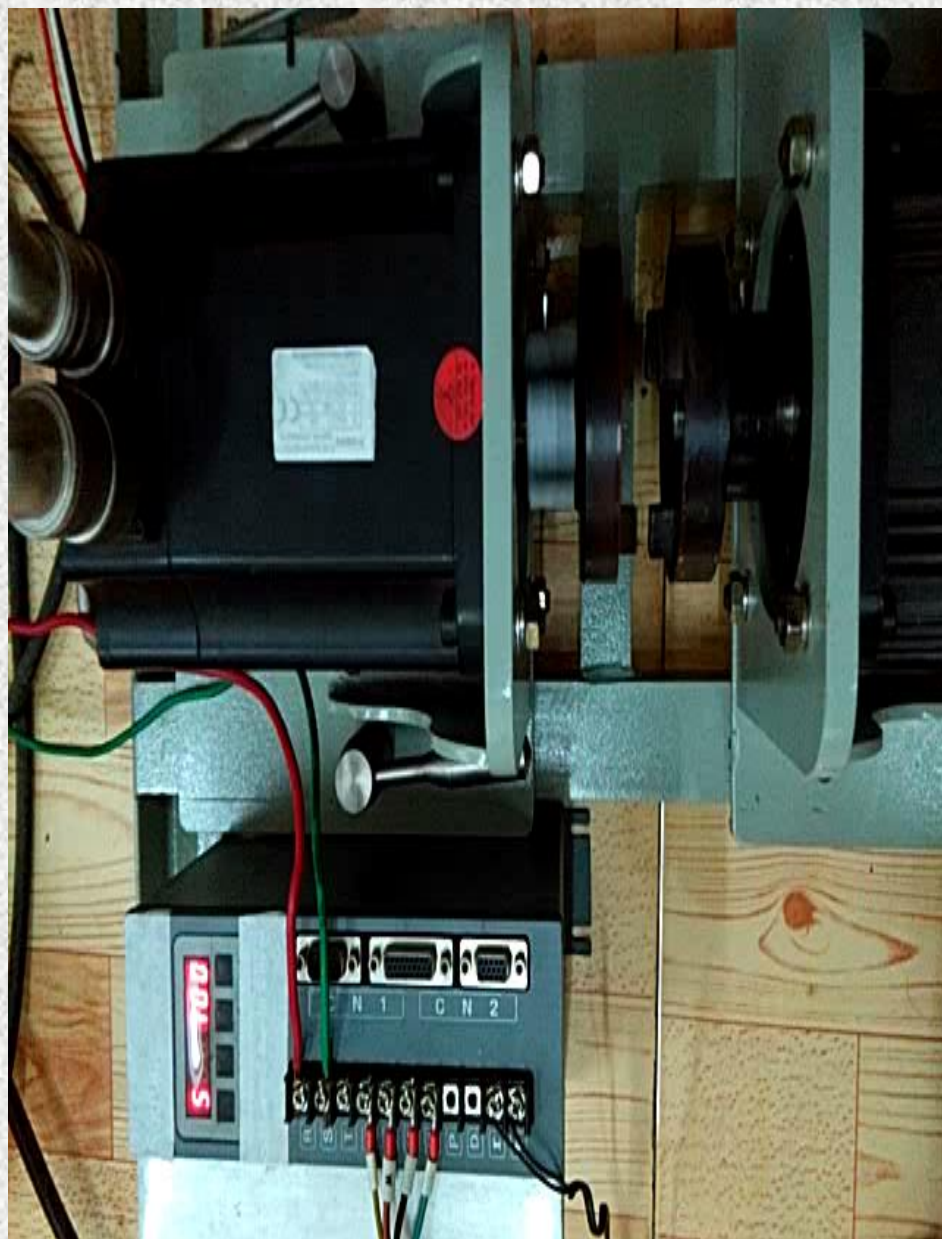
解决思路

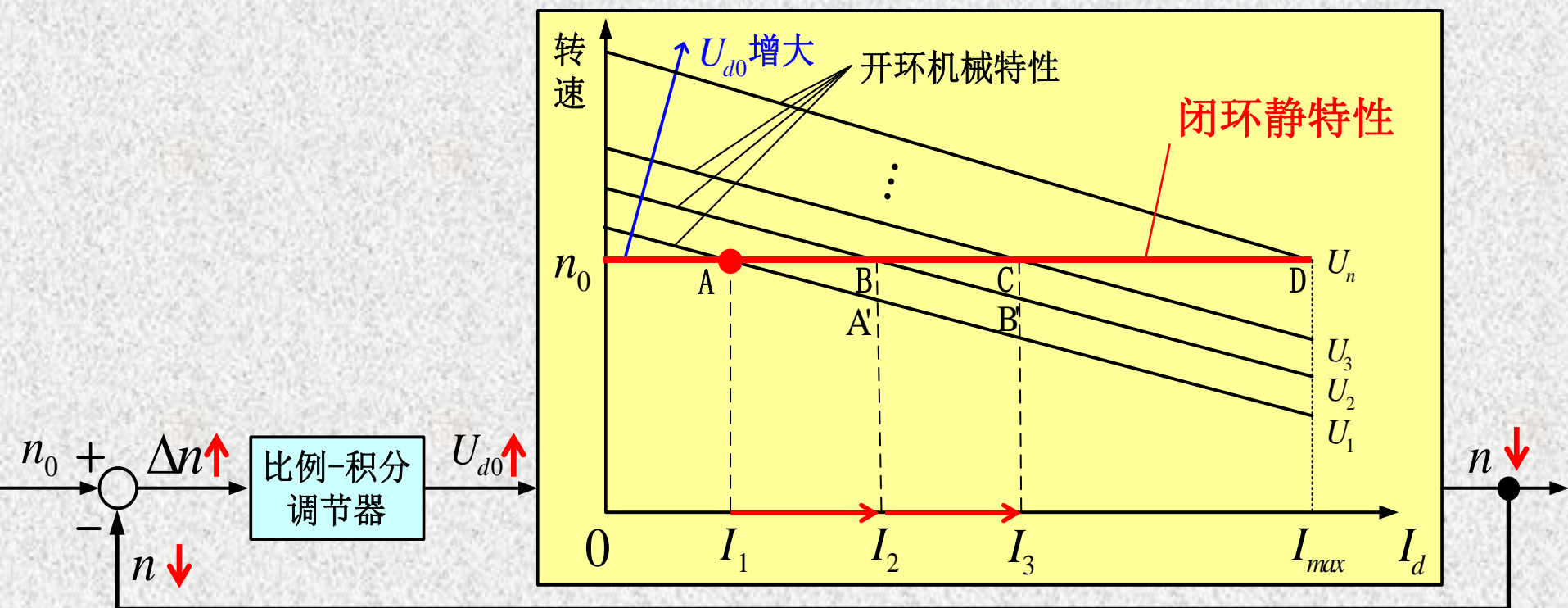
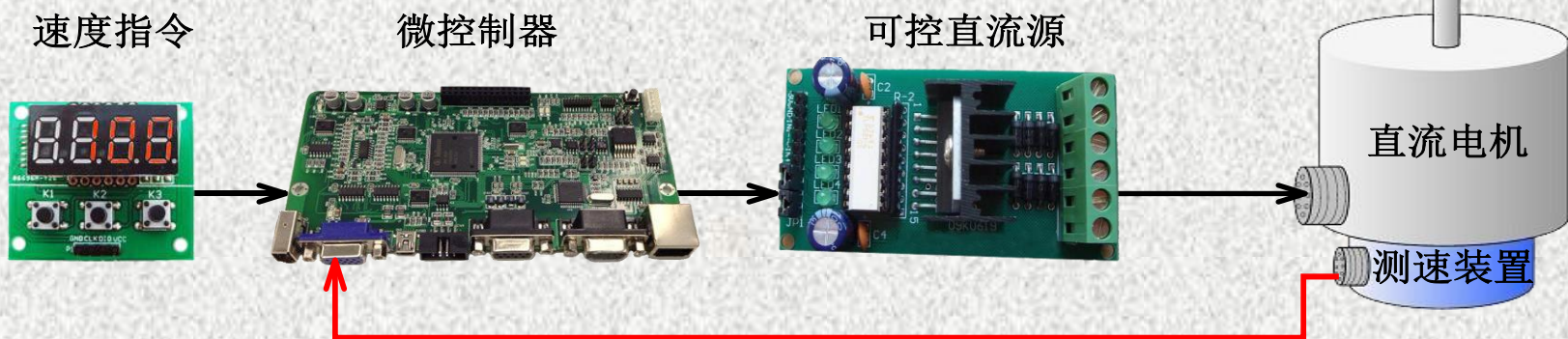
按照反馈控制规律，采用某个物理量的负反馈就可以保持该量基本不变，那么，采用速度负反馈应该能够得到速度控制精度的提升。

所以，采用速度闭环。

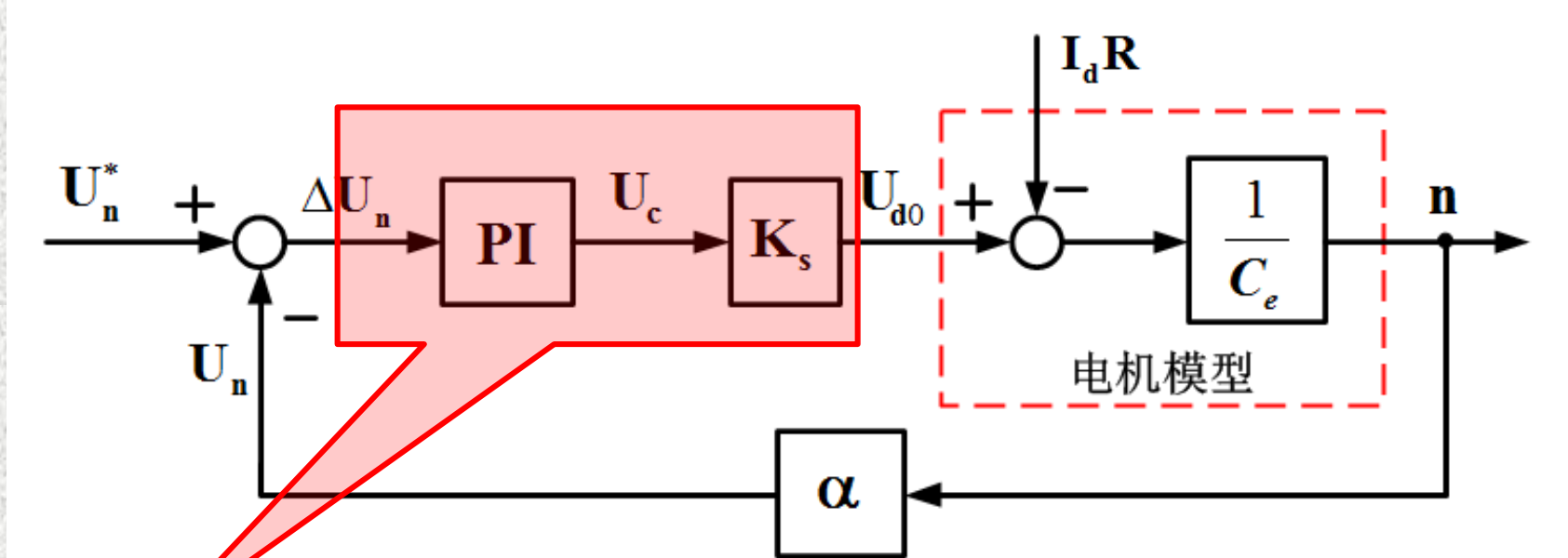


开环和闭环的对比实验





闭环系统能大大提高稳速性能的原因是：系统在负载变化时可通过闭环调节使电枢电压自动跟踪负载变化，补偿电枢电流在回路电阻上的压降损失，从而维持转速基本不变。



$$U_{d0} = K_s \left(K_p \Delta U_n + \frac{1}{\tau} \int \Delta U_n dt \right)$$

$$\Delta U_n = U_n^* - U_n$$

速度给定与反馈之间的差值

$$n = \frac{U_{d0} - I_d R}{C_e} = \frac{K_s \left(K_p \Delta U_n + \frac{1}{\tau} \int \Delta U_n dt \right) - I_d R}{C_e}$$

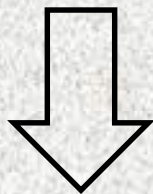
规律：

由于速度调节器的作用， U_{d0} 随着速度偏差的变化而变化，自动实现电枢电阻压降的补偿，保证转速恒定。

3.1 有静差转速闭环直流调速系统

问题的提出：

为什么要构造转速闭环调速系统？

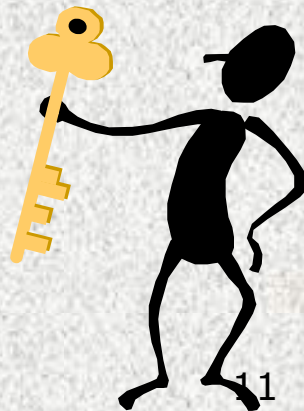


◆ 开环调速系统能够满足性能需求？

答：对稳速精度有一定要求的场合，开环调速系统不能满足性能需求。

◆ 有没有性能更优的控制方案？

答：利用速度反馈，形成速度闭环控制方案。



小结：

①为了提高调速系统的速度精度和抗扰能力，有必要引入速度闭环控制方案。

②引入速度闭环，相较于开环系统，增加了算法的复杂性，并且硬件成本有所提高。



一、闭环调速系统的组成及静特性

■ 静特性:

假定:

1、忽略非线性

2、忽略电源、电位器内阻

电压比较 $\Delta U_n = U_n^* - U_n$

放大器 $U_c = K_p \Delta U_n$

电力电子变换器

$$U_{d0} = K_s U_c$$

直流电机

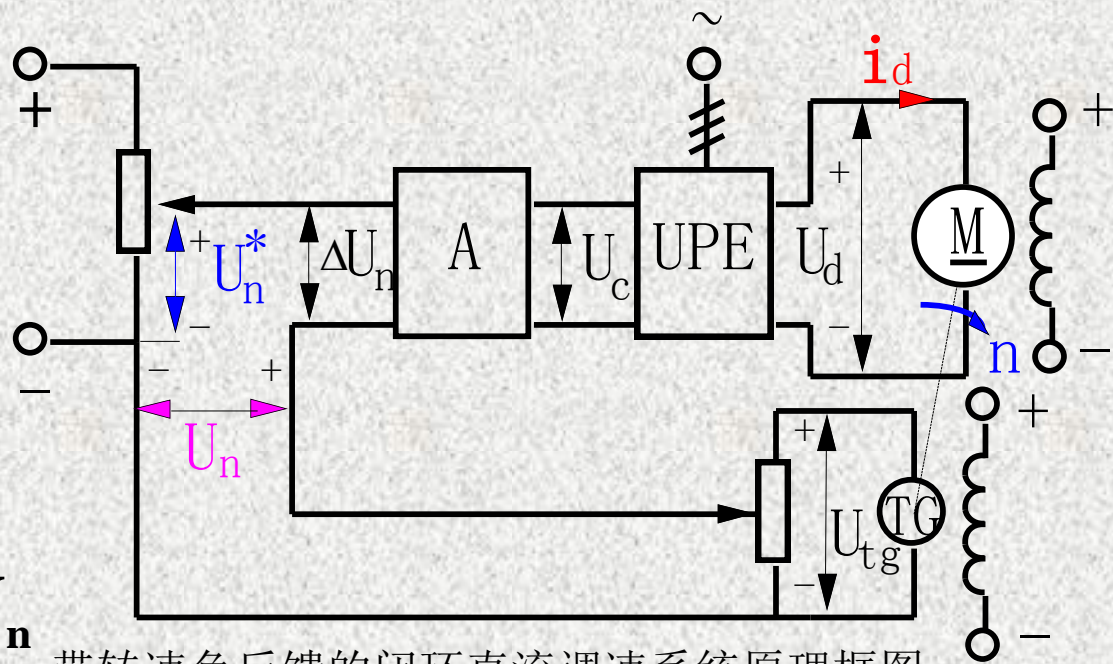
$$n = \frac{U_{d0} - I_d R}{C_e}$$

测速反馈

$U_n = \alpha n, \alpha$: 转速反馈系数[V·min/r]

测速发电机的电势常数

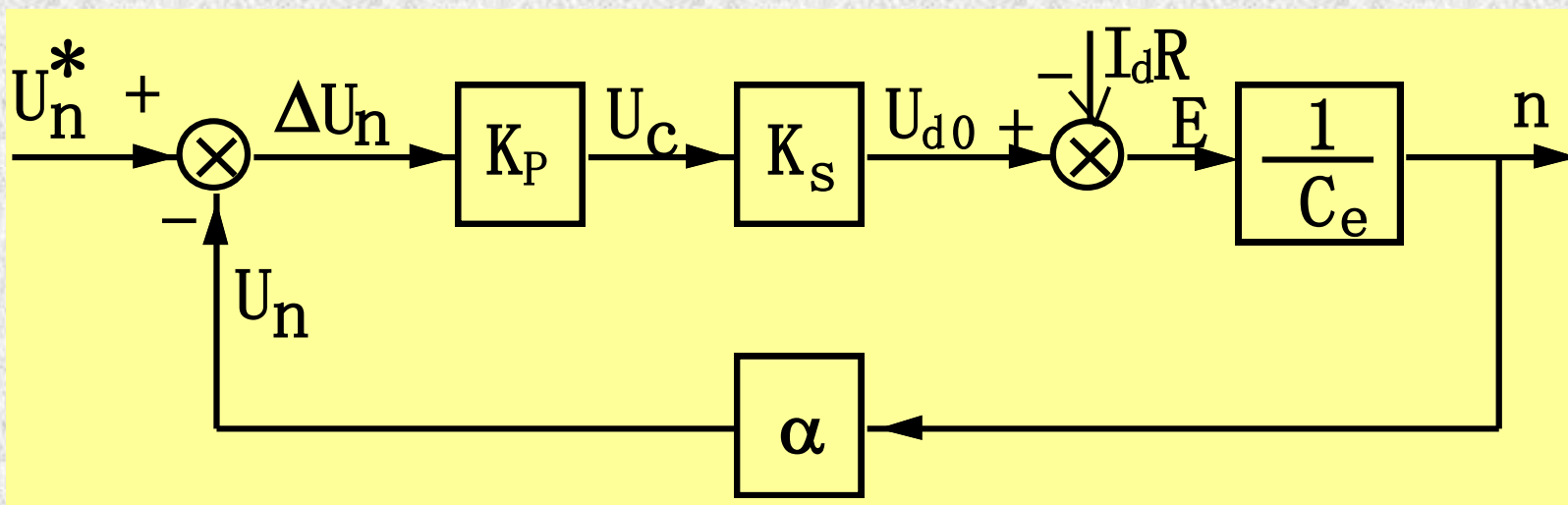
$$\alpha = \alpha_2 \cdot C_{etg}$$



带转速负反馈的闭环直流调速系统原理框图

静态结构图

$$\Delta U_n = U_n^* - U_n, U_c = K_P \Delta U_n, U_{d0} = K_s U_c, n = \frac{U_{d0} - I_d R}{C_e}, U_n = \alpha \cdot n$$



$$K = \frac{K_P K_s \alpha}{C_e} \Delta = \text{闭环系统的开环放大系数}$$

有静差转速闭环系统的静特性

$$K = \frac{K_p K_s \alpha}{C_e}$$

1) 只考虑给定作用时的闭环系统

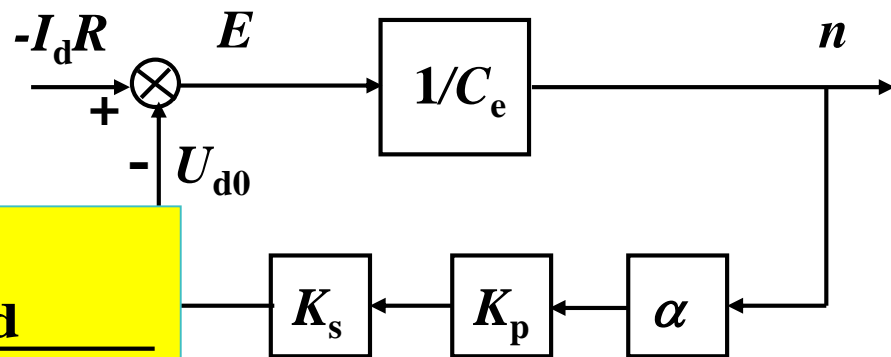
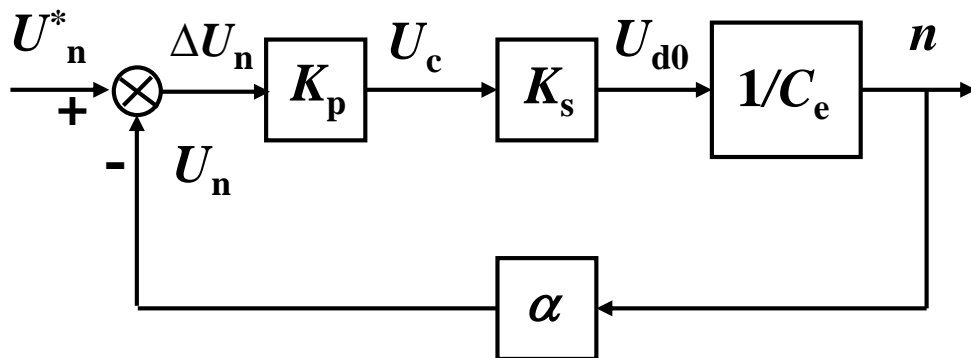
$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e (1 + K)}$$

2) 只考虑扰动作用时的闭环系统

$$n = -\frac{RI_d}{C_e (1 + K)}$$

3) 已假设系统是线性的，把二者叠加起来，即得转速单闭环系统的静特性：

$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e (1 + K)} - \frac{RI_d}{C_e (1 + K)}$$



开环机械特性与闭环静特性的关系

■ 开环特性

$$n = \frac{U_{d0} - I_d R}{C_e} = \frac{K_P K_s U_n^*}{C_e} - \frac{I_d R}{C_e} = n_{0OP} - \Delta n_{OP}$$

■ 闭环静特性

$$n = \frac{K_P K_s U_n^*}{C_e (1 + K)} - \frac{I_d R}{C_e (1 + K)} = n_{0CL} - \Delta n_{CL}$$

• 硬度 【在相同负载下两者的速降关系为】

$$\Delta n_{CL} = \frac{\Delta n_{OP}}{1 + K}$$

• 静差率：对相同理想空载转速

$$S_{CL} = \frac{S_{OP}}{1 + K}$$

• 调速范围

$$s = \frac{\Delta n_N}{n_0} \times 100\%$$

$$D_{CL} = (1 + K) D_{OP}$$

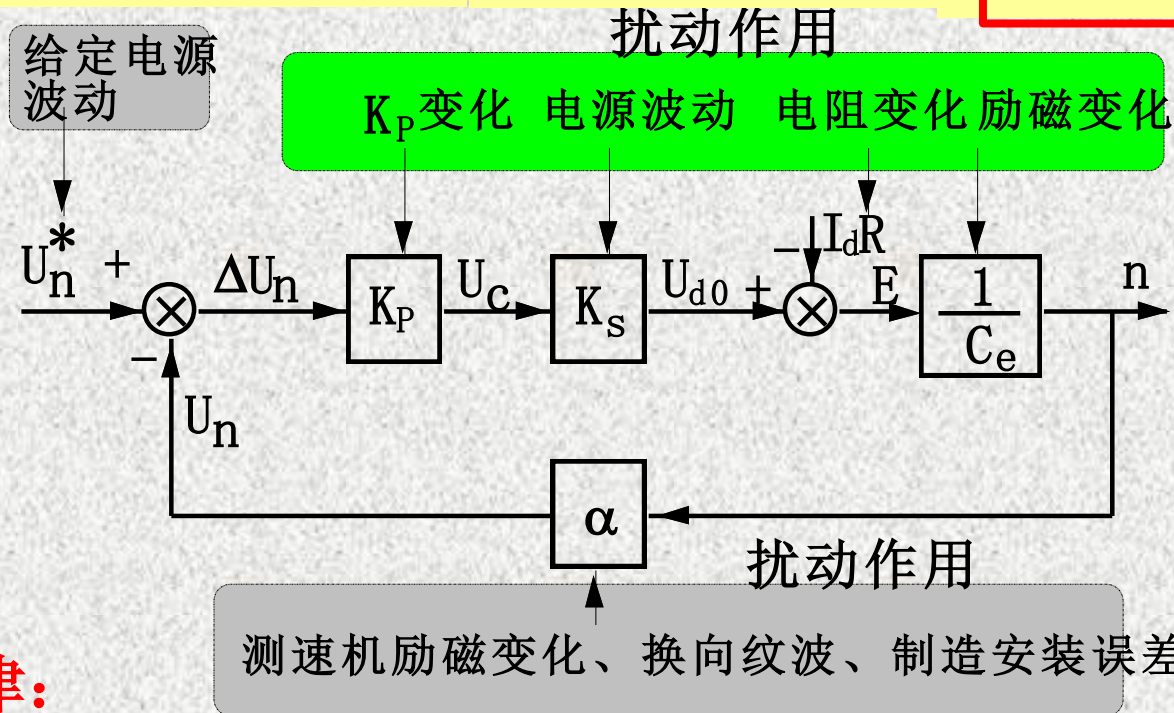
结论：闭环系统硬得多的稳态特性，在保证调速范围的前提下提高了调速范围。

$$D = \frac{n_N S}{\Delta n_N (1 - S)}$$

比例单闭环反馈控制规律

$$K = \frac{K_p K_s \alpha}{C_e} \gg 1$$

$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e (1+K)} - \frac{I_d R}{C_e (1+K)} \approx \frac{K_p K_s}{C_e K} U_n^* - \frac{I_d R}{C_e K} = \frac{1}{\alpha} U_n^* - \frac{I_d R}{C_e K}$$



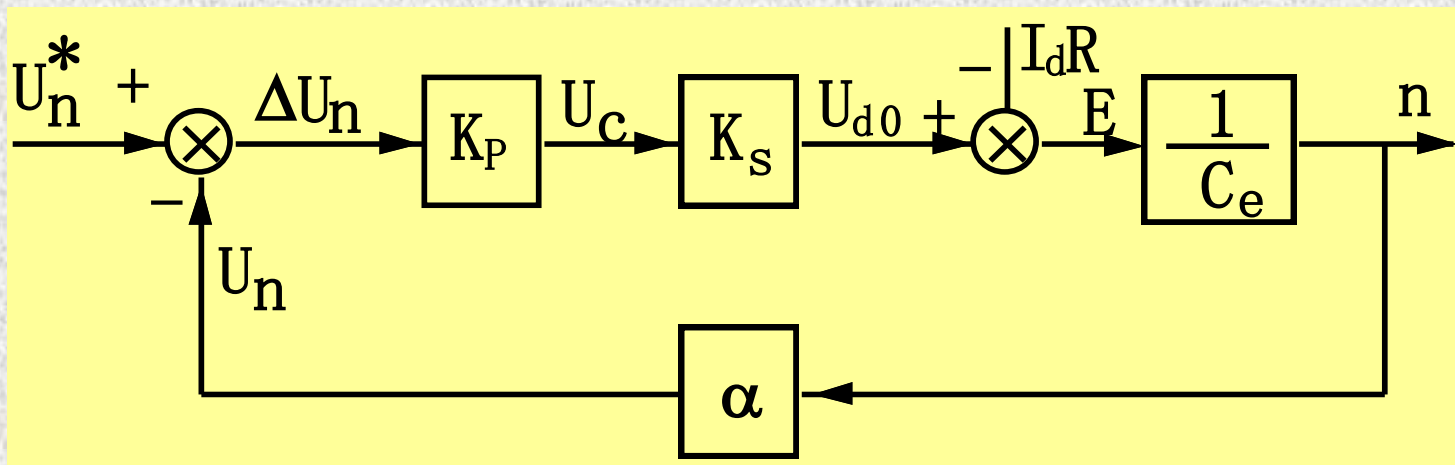
控制规律:

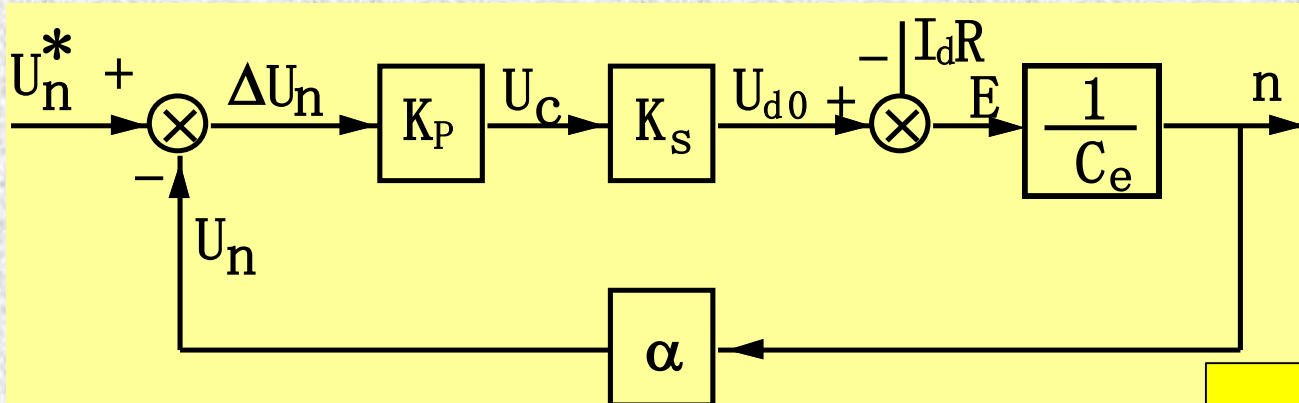
- 1、比例反馈控制系统是有静差的， K 越大，静差越小；
- 2、对作用于前向通道的扰动有较强的抑制作用；
- 3、对作用于给定和反馈通道的扰动无抑制作用，系统精度依赖于给定和反馈精度。

稳态参数的计算

表2-2：平均失控时间为1.67ms

- 【例3】V-M系统额定数据为DCM：
10kW, 220V, 55A, 1000r/min, 电枢电阻 0.5Ω ;
晶闸管三相桥式全波可控整流，电压放大系数44；电枢回路总电阻 1Ω ；永磁直流测速发电机110V, 1900r/min，转速反馈系数取0.01。
■ 要求：D=10， $s \leq 5\%$ ，计算稳态参数。





■ 注意：电机电势常数计算与电机以外电路参数无关。

解： $K_s = 44$

$$C_e = \frac{U_N - I_{dN} R_a}{n_N} = \frac{220 - 55 \times 0.5}{1000} = 0.1925 \text{ [V} \cdot \text{min/r]}$$

因 $\alpha = 0.01 = \alpha_2 C_{\text{etg}}$ 1000r/min时 $U_n = \alpha n = 10\text{V}$

$$C_{\text{etg}} = \frac{110}{1900} = 0.0579 \text{ [V} \cdot \text{min/r]}$$

$$\alpha_2 = \frac{\alpha}{C_{\text{etg}}} = \frac{0.01}{0.0579} \approx 0.173$$

开环额定负载下稳态速降:

$$\Delta n_{op} = \frac{I_N R}{C_e} = \frac{55 \times 1}{0.1925} = 285.7 \text{ [r/min]}$$

■ 开环速降与电枢回路参数有关。

指标要求的闭环额定负载下稳态速降:

$$\Delta n_{cl} = \frac{n_N s}{D(1-s)} \leq \frac{1000 \times 0.05}{10(1-0.05)} = 5.26 \text{ r/min}$$

所以, 闭环系统应有的开环放大系数:

$$K \geq \frac{\Delta n_{op}}{\Delta n_{cl}} - 1 = \frac{285.7}{5.26} - 1 = 53.3$$

运算放大器比例放大系数

$$K = \frac{K_p K_s \alpha}{C_e}$$

$$K_p = \frac{K}{\alpha K_s / C_e} \geq \frac{53.3 \times 0.1925}{0.01 \times 44} = 23.34 \approx 24$$

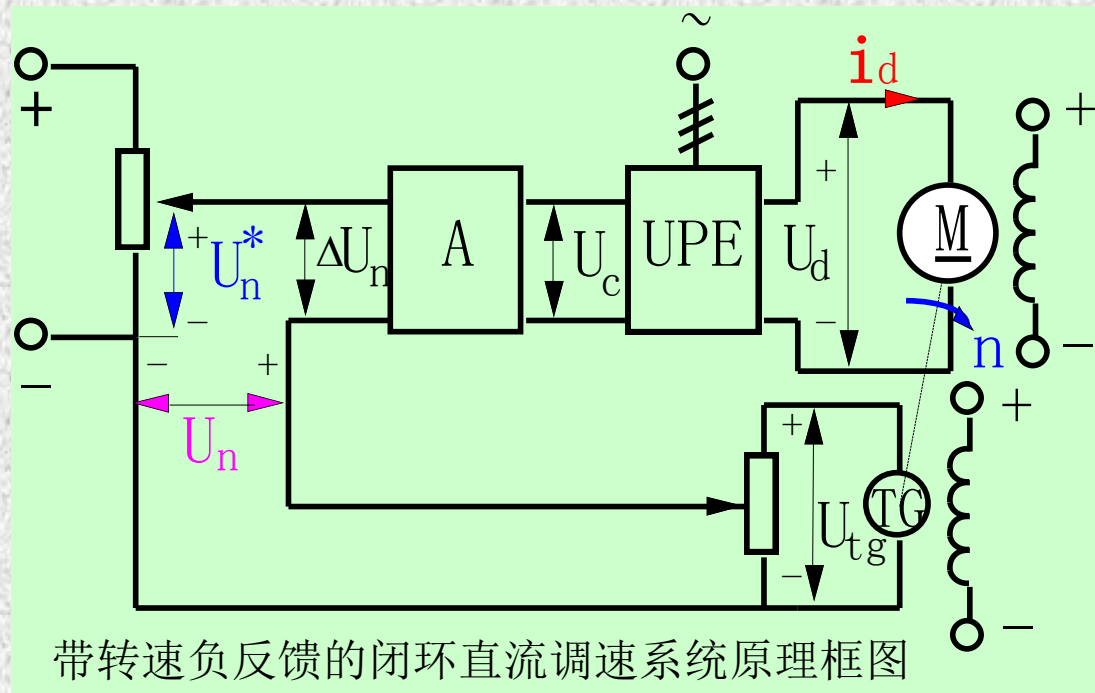
设输入电阻为10K，则比例电阻为240K。

二、闭环调速系统的动态模型和分析

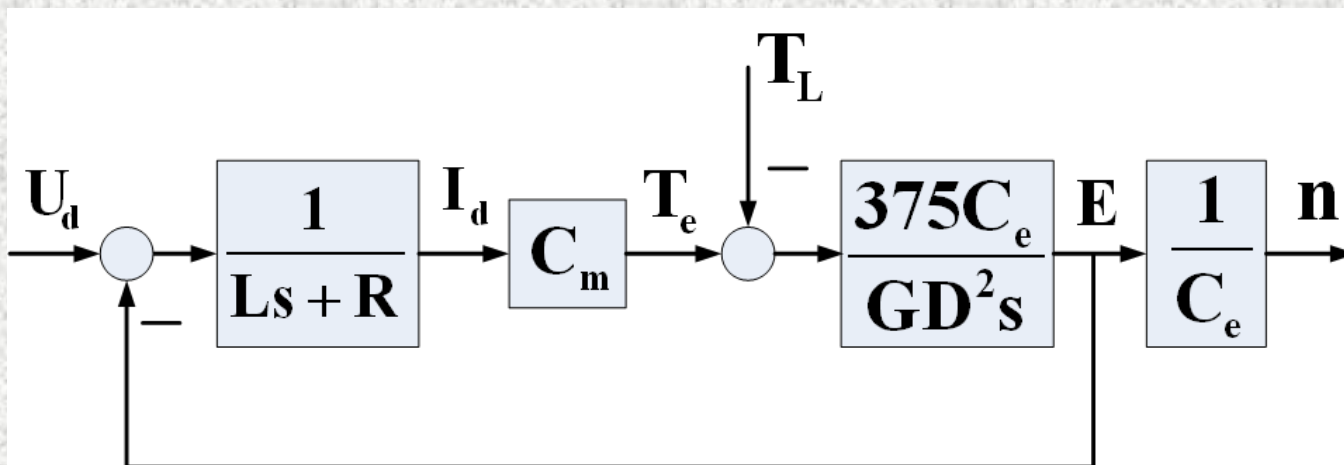
1、电力电子变换器：

$$G_s(s) \approx \frac{K_s}{T_s s + 1}$$

$$\omega_c \leq \frac{1}{3T_s}$$



2、直流电机的动态模型

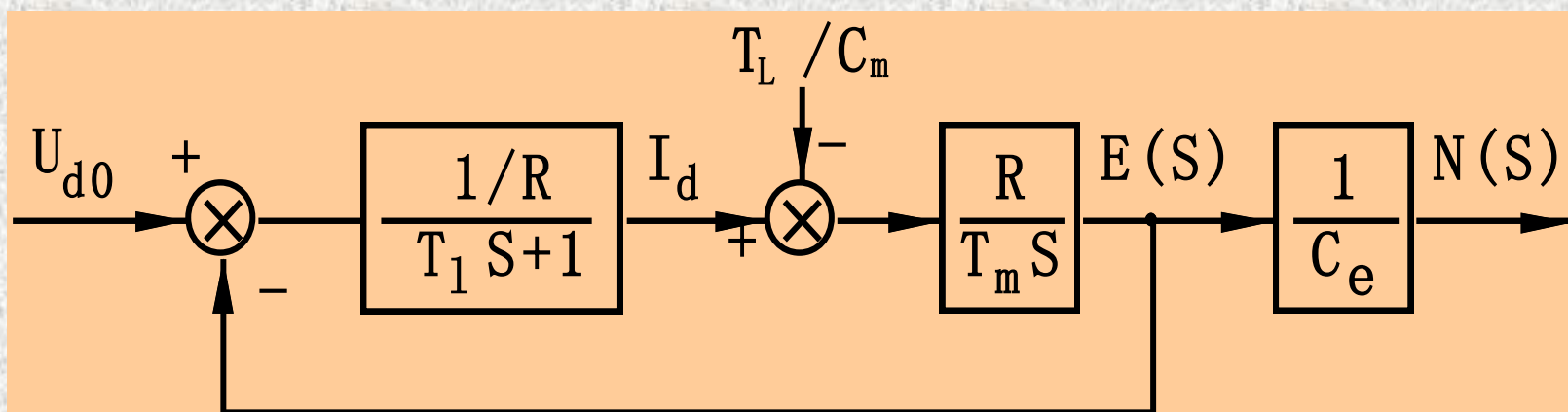


电枢回路的电磁
时间常数:

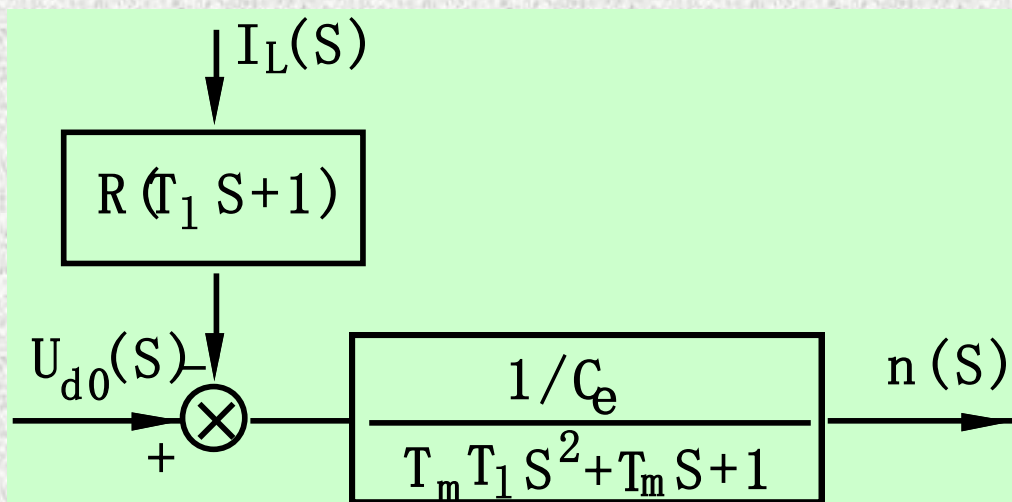
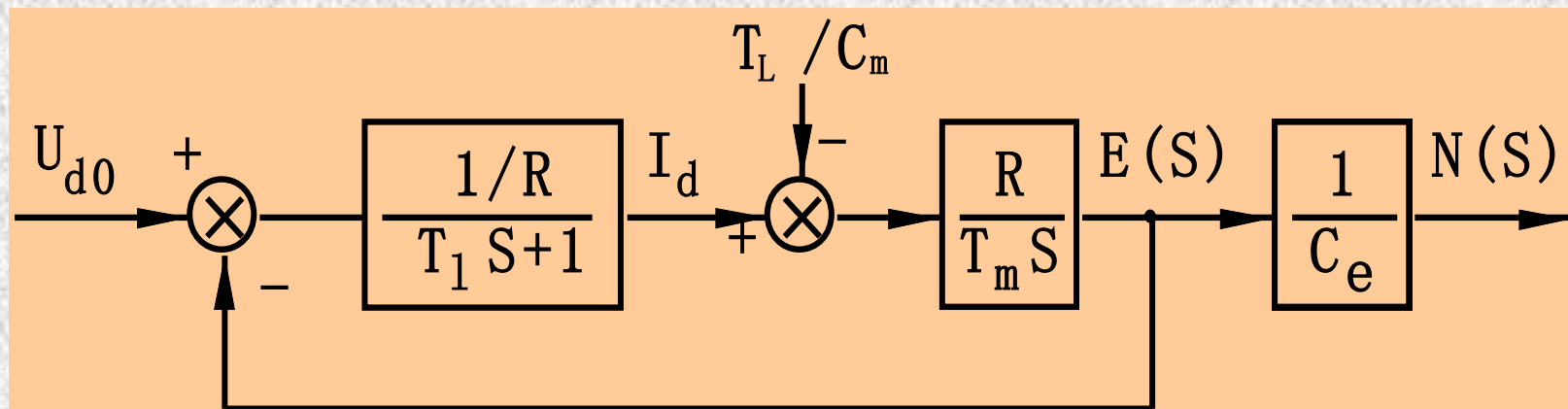
$$T_l = \frac{L}{R}$$

电机拖动系统的
机电时间常数:

$$T_m = \frac{GD^2 R}{375 C_e C_m}$$



直流电机结构图变换



直流电动机的动态结构图的变换

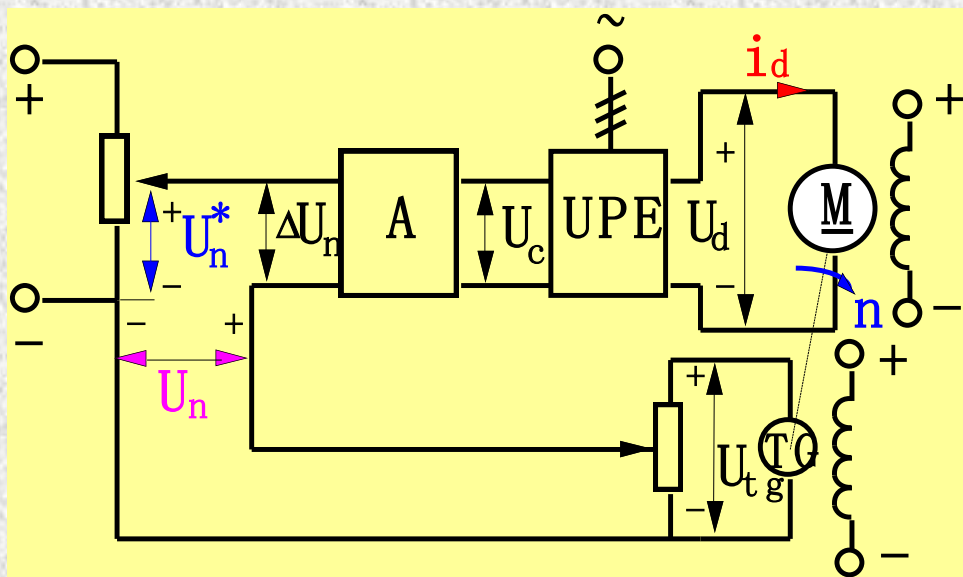
$$\xi > 1 \Rightarrow T_m > 4T_1$$

过阻尼二阶系统

$$\xi < 1 \Rightarrow T_m < 4T_1$$

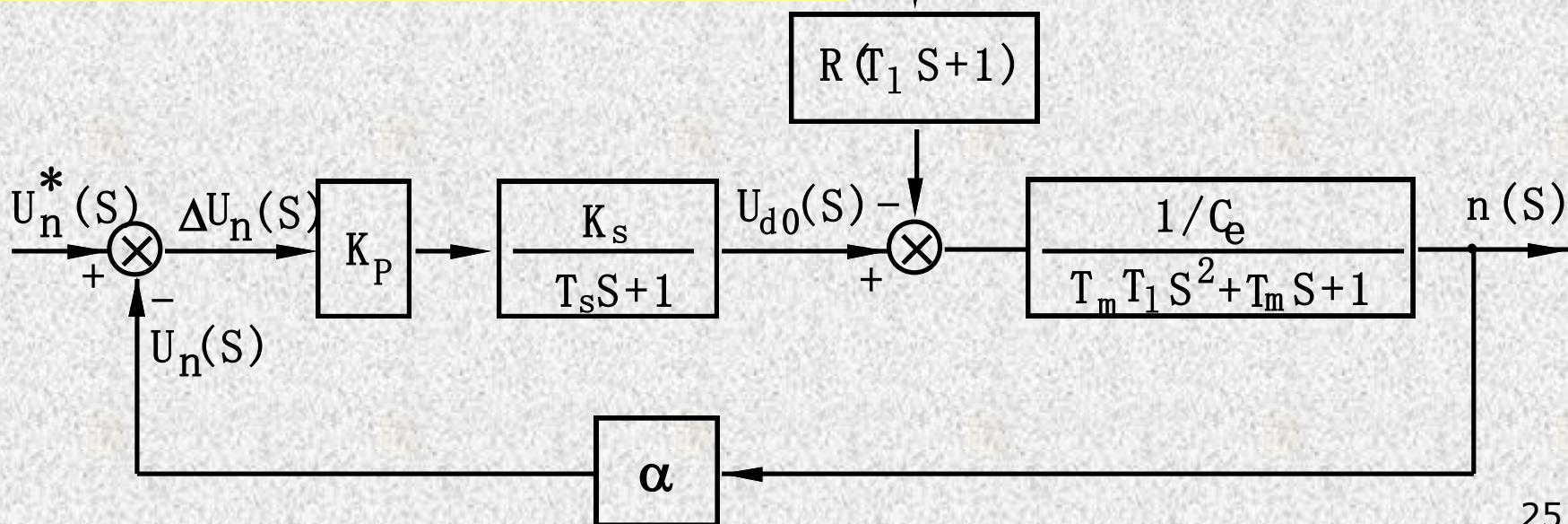
欠阻尼二阶系统

3、单转速闭环比例型直流调速系统动态结构图



带转速负反馈的直流调速系统原理图

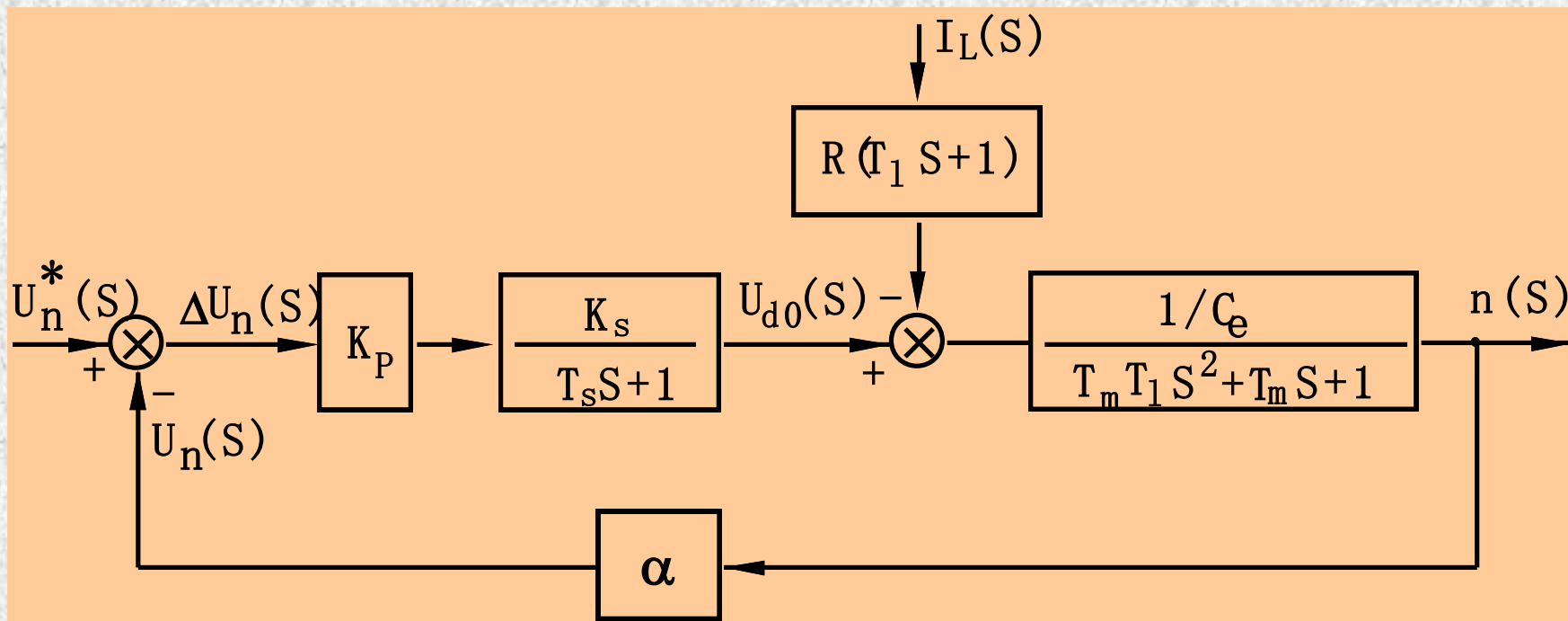
$I_L(S)$ 等效负载电流



4、系统开环传递函数（对给定而言）

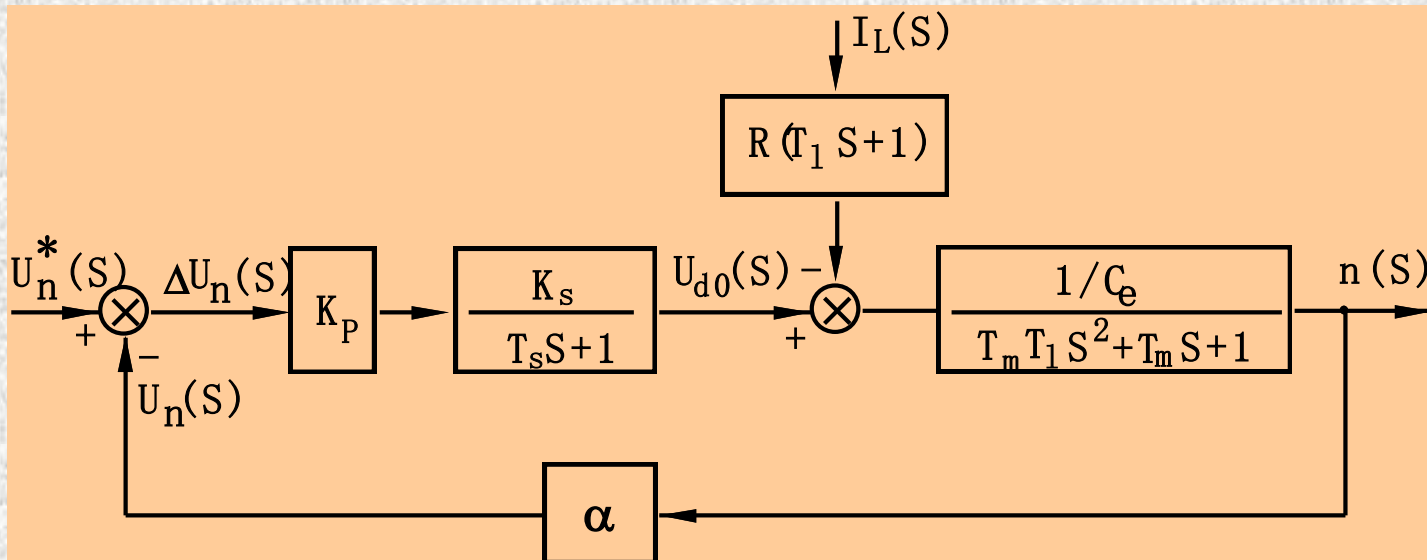
$$W(s) = \frac{K}{(T_s s + 1)(T_m T_l s^2 + T_m s + 1)}$$

$$K = K_P K_s \alpha / C_e$$



5、对给定的闭环传递函数

$$\begin{aligned}
 W_{cl}(S) &= \frac{n(S)}{U_n^*(S)} = \frac{\frac{K_p K_s / C_e}{(T_s S + 1)(T_m T_l S^2 + T_m S + 1)}}{1 + \frac{K_p K_s \alpha / C_e}{(T_s S + 1)(T_m T_l S^2 + T_m S + 1)}} \\
 &= \frac{K_p K_s / C_e}{(T_s S + 1)(T_m T_l S^2 + T_m S + 1) + K} \\
 &= \frac{\frac{K_p K_s}{C_e (1 + K)}}{\frac{T_m T_l T_s}{1 + K} S^3 + \frac{T_m (T_l + T_s)}{1 + K} S^2 + \frac{T_m + T_s}{1 + K} S + 1}
 \end{aligned}$$



闭环特征方程为:

$$\frac{T_m T_l T_s}{1+K} S^3 + \frac{T_m (T_l + T_s)}{1+K} S^2 + \frac{T_m + T_s}{1+K} S + 1 = 0$$

根据劳斯判据:

$$a_0 S^3 + a_1 S^2 + a_2 S + a_3 = 0$$

系统稳定的充分必要条件是:

$$a_0 > 0, a_1 > 0, a_2 > 0, a_3 > 0, a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0$$

$$\therefore \frac{T_m (T_l + T_s)}{1+K} \frac{(T_m + T_s)}{1+K} - \frac{T_m T_l T_s}{1+K} > 0$$

闭环系统稳定条件

- 由**Routh**判据，稳定条件为系统开环放大系数**K**:

$$K = K_p K_s \alpha / C_e < \frac{T_m (T_l + T_s) + T_s^2}{T_l T_s}$$

失控时间

或:

$$K < \frac{T_m}{T_s} + \frac{T_m}{T_l} + \frac{T_s}{T_l}$$

则速度调节器放大系数**K_p**:

$$\therefore K_p < \left(\frac{T_m}{T_s} + \frac{T_m}{T_l} + \frac{T_s}{T_l} \right) \frac{C_e}{K_s \alpha}$$

稳定性分析

【例 3】V-M 系统额定数据为 DCM：
10kW, 220V, 55A, 1000r/min, 电枢电阻 0.5Ω ;

晶闸管三相桥式全波可控整流，电压放大系数44；电枢回路总电阻 1Ω ；永磁直流测速发电机110V, 1900r/min。

- 要求： $D=10$ ， $s \leq 5\%$ ，计算稳态参数。 $K_p \geq 24$
- 已知电磁时间常数为 $0.017s$ ，机电时间常数为 $0.075s$ ，判断系统的稳定性。

$$K = \frac{K_p K_s \alpha}{C_e} < \frac{T_m}{T_s} + \frac{T_m}{T_l} + \frac{T_s}{T_l}$$

稳定性分析

$$\mathbf{K} = \frac{\mathbf{K}_p \mathbf{K}_s \alpha}{C_e} < \frac{T_m}{T_s} + \frac{T_m}{T_l} + \frac{T_s}{T_l}$$

已知： $\because \mathbf{K}_s = 44, \alpha = 0.01, C_e = 0.1925$

$T_l = 0.017s, T_m = 0.075s, T_s = 0.00167s$

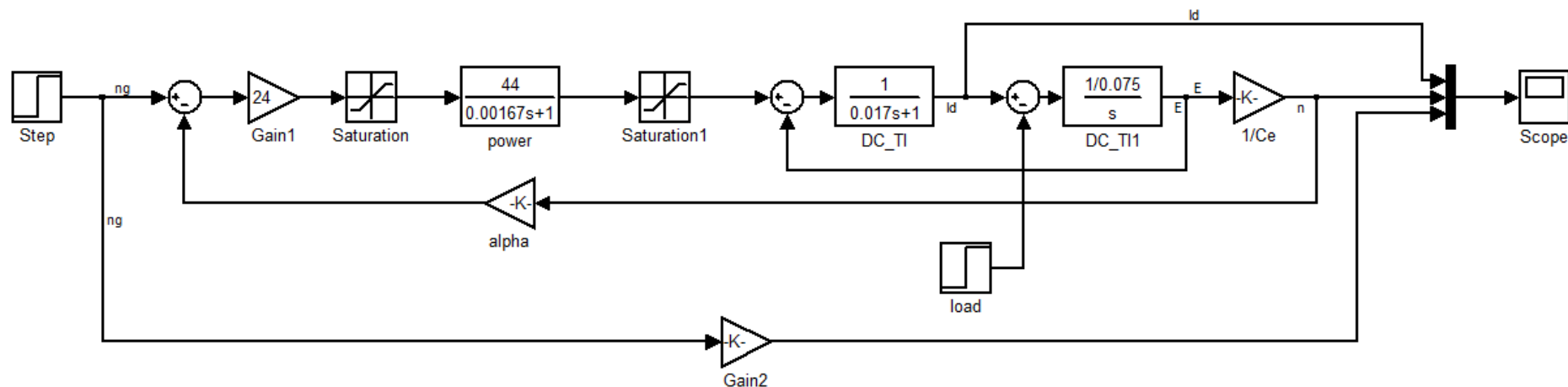
$$\therefore \mathbf{K} < \frac{T_m}{T_s} + \frac{T_m}{T_l} + \frac{T_s}{T_l} \approx 49.4$$

$$\therefore \mathbf{K}_p = \frac{\mathbf{K} C_e}{\mathbf{K}_s \alpha} < 21.6$$

所以，这样的比例控制系统的动态稳定性和稳态性能要求是矛盾的。

比例单闭环Matlab仿真

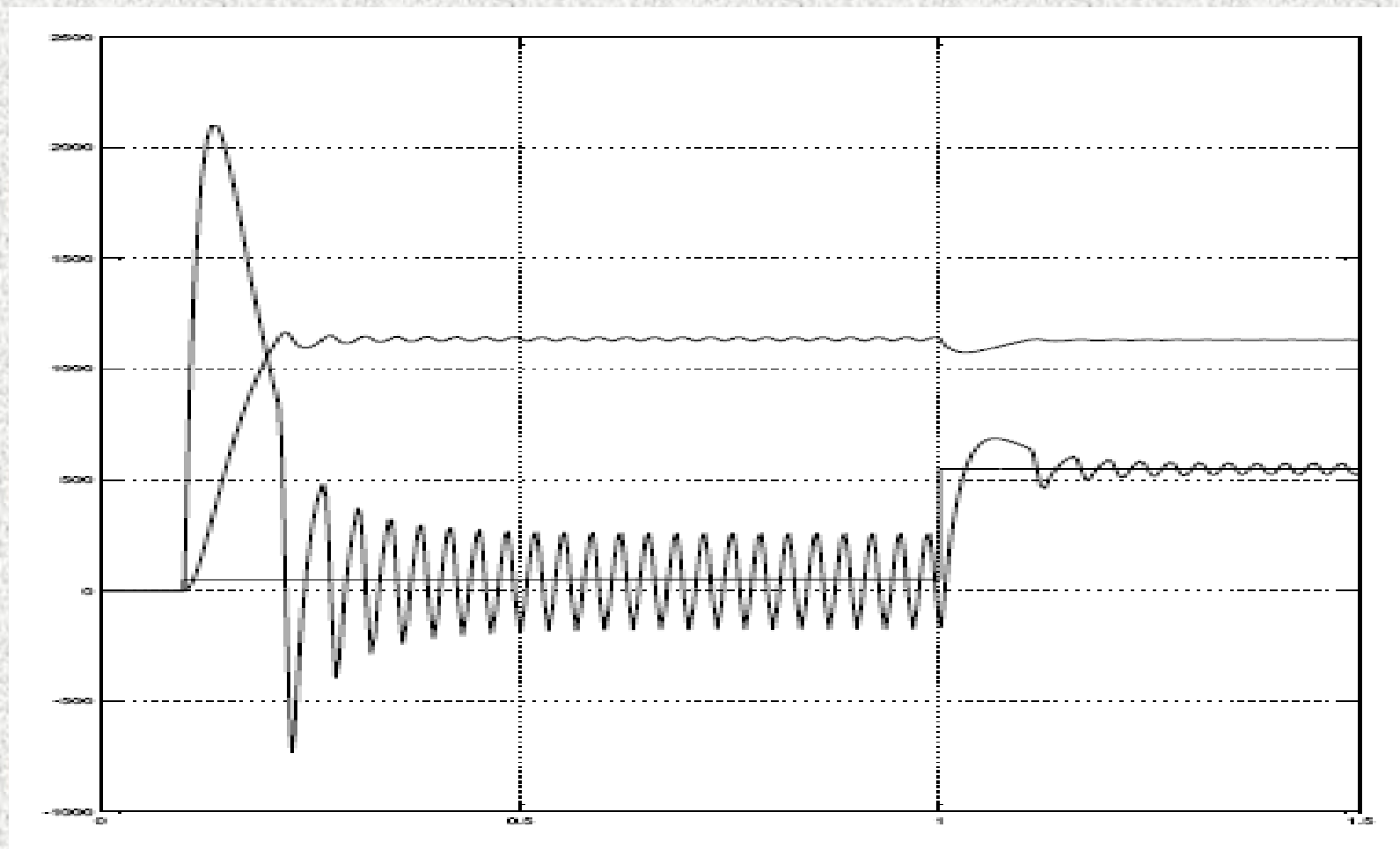
■ 无电流限制的比例单闭环调速系统仿真



比例单闭环仿真

思考：
为什么启动电流这么大？

- 电流尖峰=180A>>额定电流55A



第3章 转速单闭环控制直流调速系统

3.1 有静差转速闭环直流调速系统（比例单环）

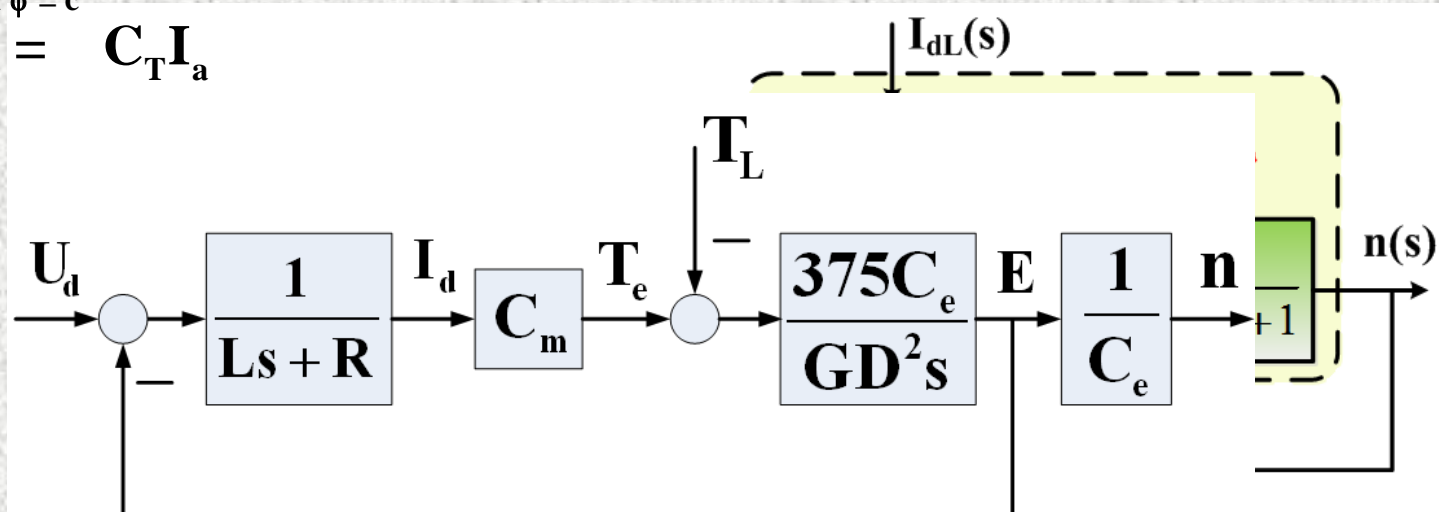
3.2 带电流截止负反馈的直流调速系统（比例单环） ✓

3.3 比例积分控制规律和无静差调速系统（PI单环）

限流保护—电流截止负反馈

1、问题的提出：启动、严重过载、堵转
——过流损坏功率器件

$$\left\{ \begin{array}{l} U = E_a + I_a R + L \frac{dI_a}{dt} \\ T = T_L + J \frac{d\Omega}{dt} = T_L + \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} \\ E_a = K_e \phi n \quad \text{if } \phi = c = C_e n \\ T = K_T \phi I_a \quad \text{if } \phi = c = C_T I_a \end{array} \right.$$

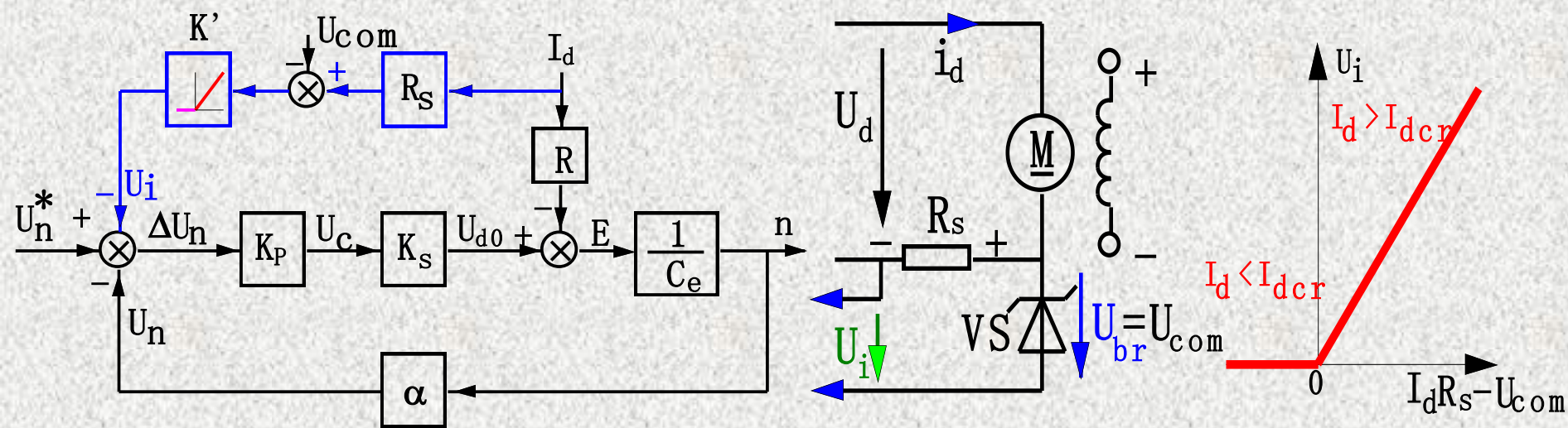


2、对策：电流截止负反馈

$$I_d \leq I_{dcr} \quad n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e (1+K)} - \frac{I_d R}{C_e (1+K)}$$

$$I_d > I_{dcr} \quad n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e (1+K)} - \frac{I_d R}{C_e (1+K)} - \frac{(R_s I_d - U_{com}) K_p K_s}{C_e (1+K)}$$

$$n = \frac{K_p K_s (U_n^* + U_{com})}{C_e (1+K)} - \frac{I_d (R + R_s K_p K_s)}{C_e (1+K)}$$

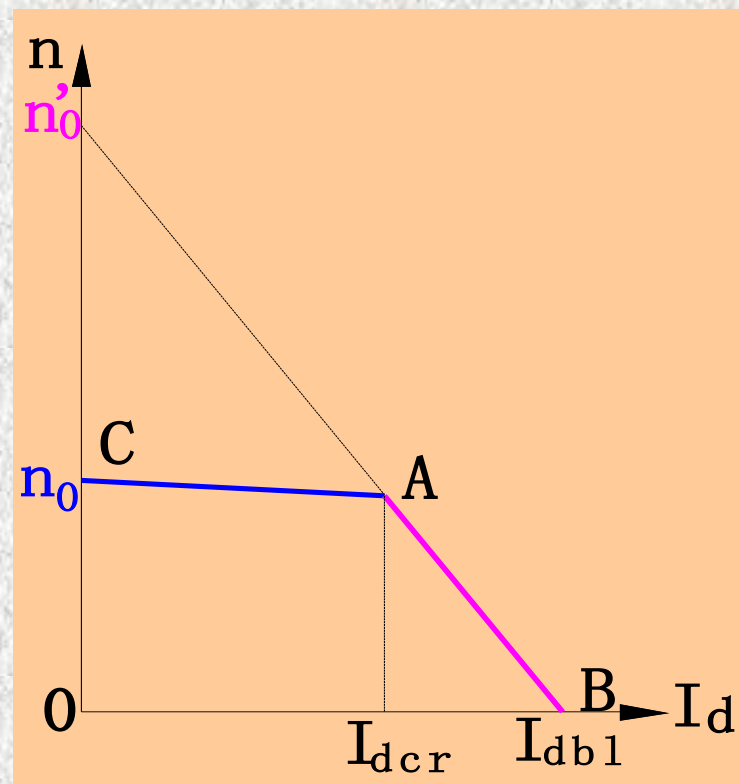


$$n = \frac{K_p K_s (U_n^* + U_{com})}{C_e (1 + K)} - \frac{I_d (R + R_s K_p K_s)}{C_e (1 + K)}$$

- 比较电压与转速给定作用一致，理想空载转速大幅提高；
- 电流负反馈的作用相当于主电路中串入大电阻，特性急剧下垂。
- 这样的两段式静特性称作下垂特性或**挖土机特性**。

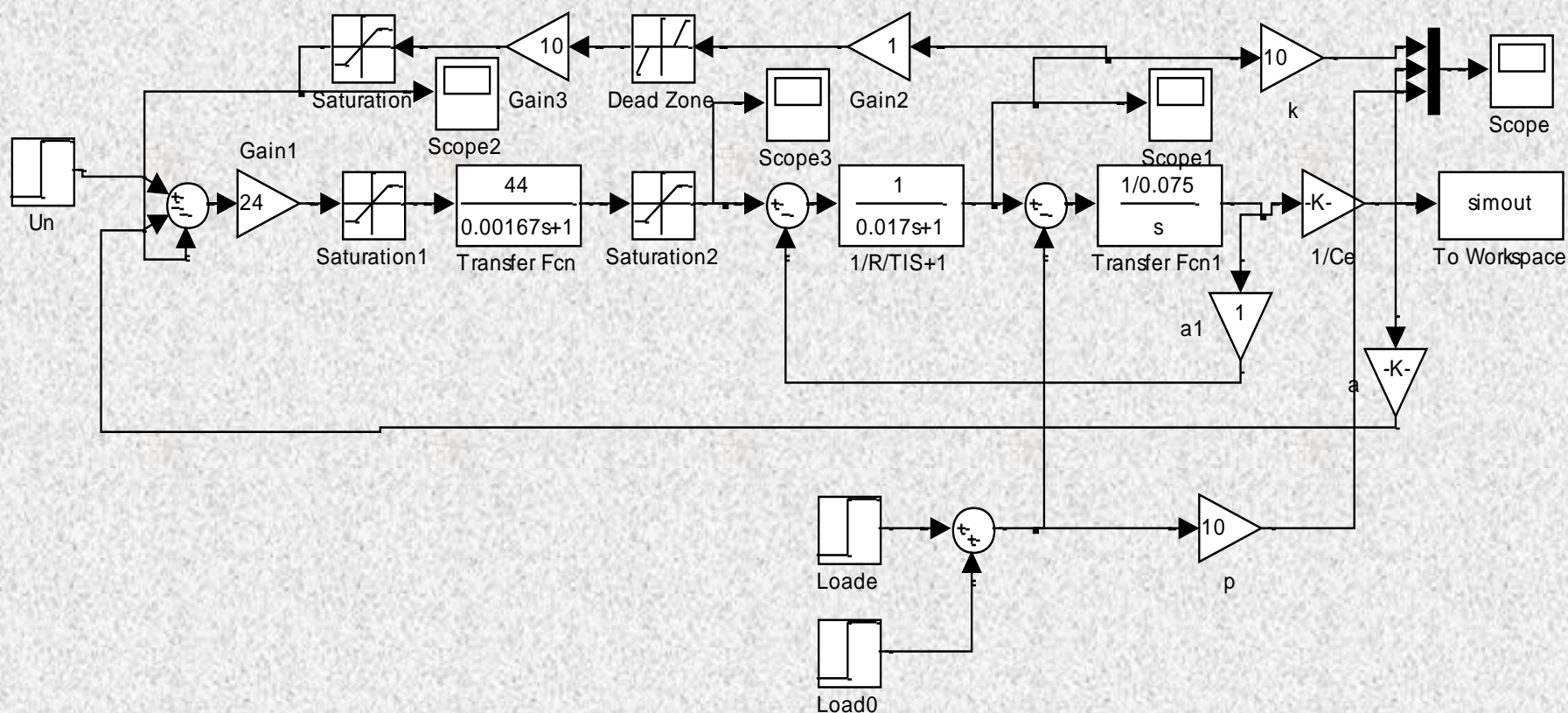
堵转电流： $I_{dbl} \leq (1.5 \sim 2)I_N$

截止电流： $I_{dcr} \geq (1.1 \sim 1.2)I_N$

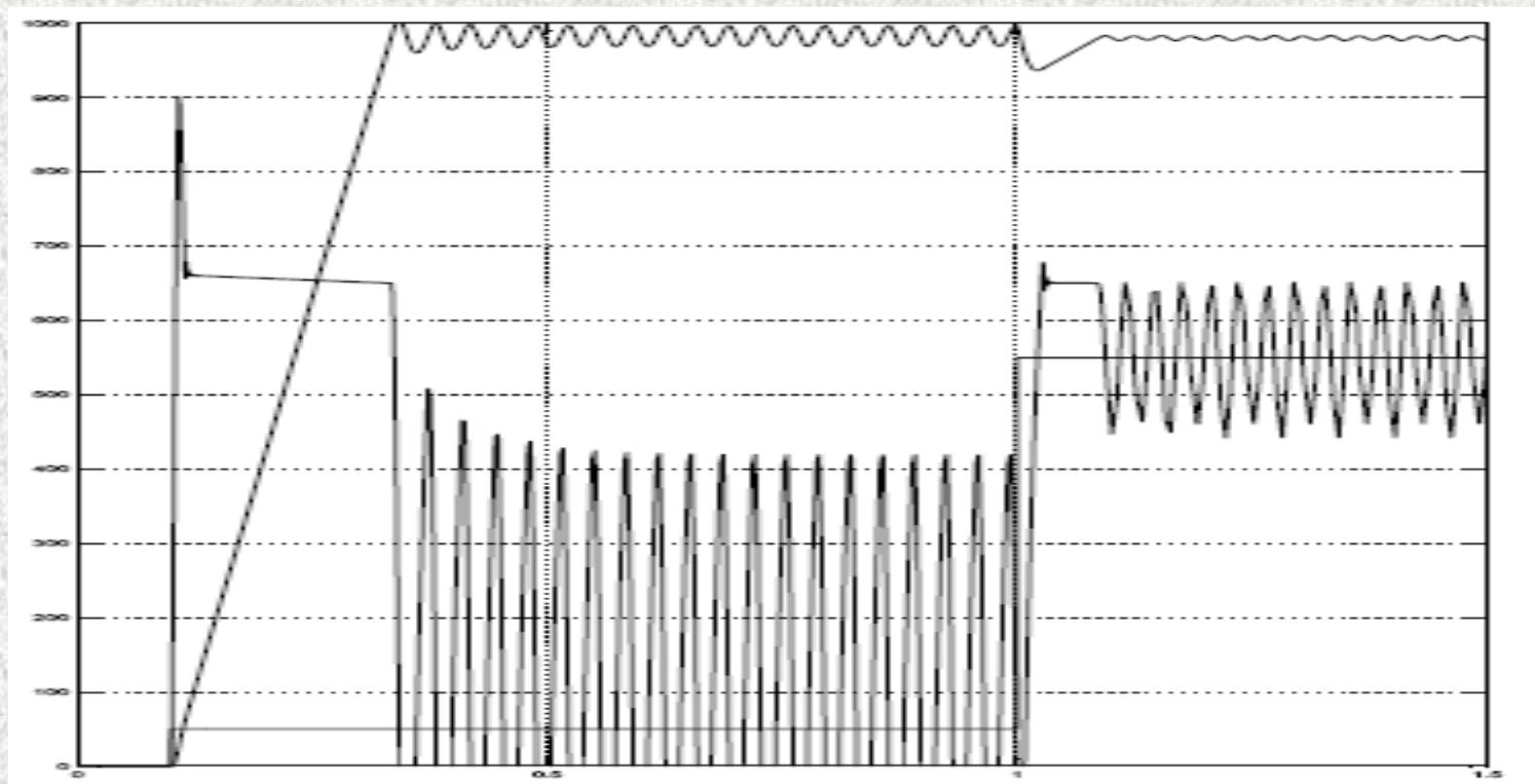


电流截止比例单闭环Matlab仿真

■ 结构图仿真



电流截止比例单闭环仿真



- 最大电流尖峰=90A
- 系统稳定性较差、存在静差

第3章 转速单闭环控制直流调速系统

3.1 有静差转速闭环直流调速系统（比例单环）

3.2 带电流截止负反馈的直流调速系统（比例单环）

3.3 比例积分控制规律和无静差调速系统（PI单环） ✓

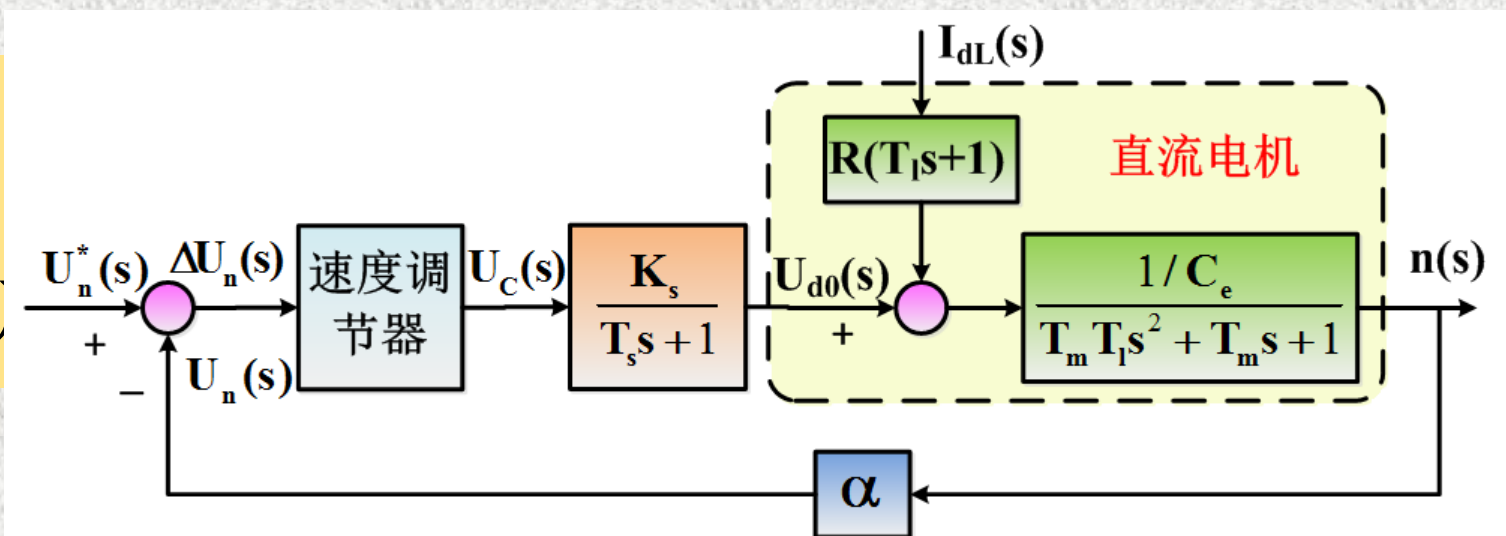
问题的提出和分析

采用比例控制的有静差调速系统，分析静差产生的原因，由于采用比例调节器，转速调节器的输出为：

$$U_c = K_p \Delta U_n$$

- $U_c \neq 0$ ，电动机运行，即 $\Delta U_n \neq 0$ ；
- $U_c = 0$ ，电动机停止。

K_p 越大，系统精度越高；但 K_p 过大，将降低系统稳定性。



一、积分调节器和积分控制规律

1、积分调节器

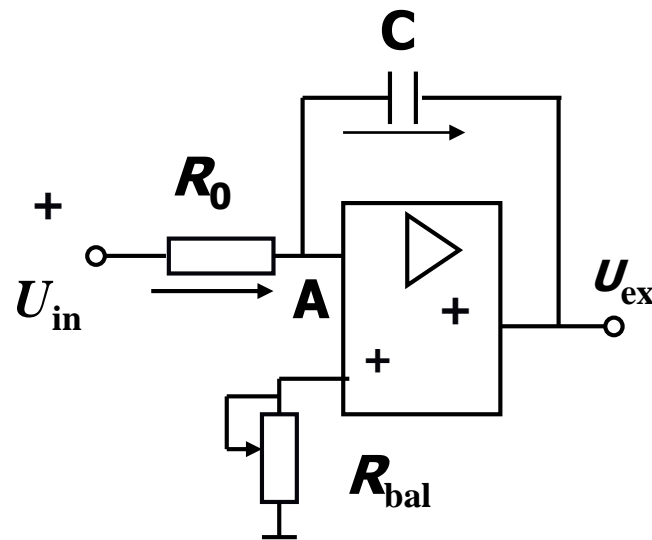
由运算放大器可构成一个积分电路。根据电路分析，其电路方程：

$$U_{\text{ex}} = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{R_0 C} \int U_{\text{in}} dt = \frac{1}{\tau} \int U_{\text{in}} dt$$

式中， $\tau = R_0 C$ — 积分时间常数。

当初始值为零时，在阶跃输入作用下，对上式进行积分运算，得积分调节器的输出：

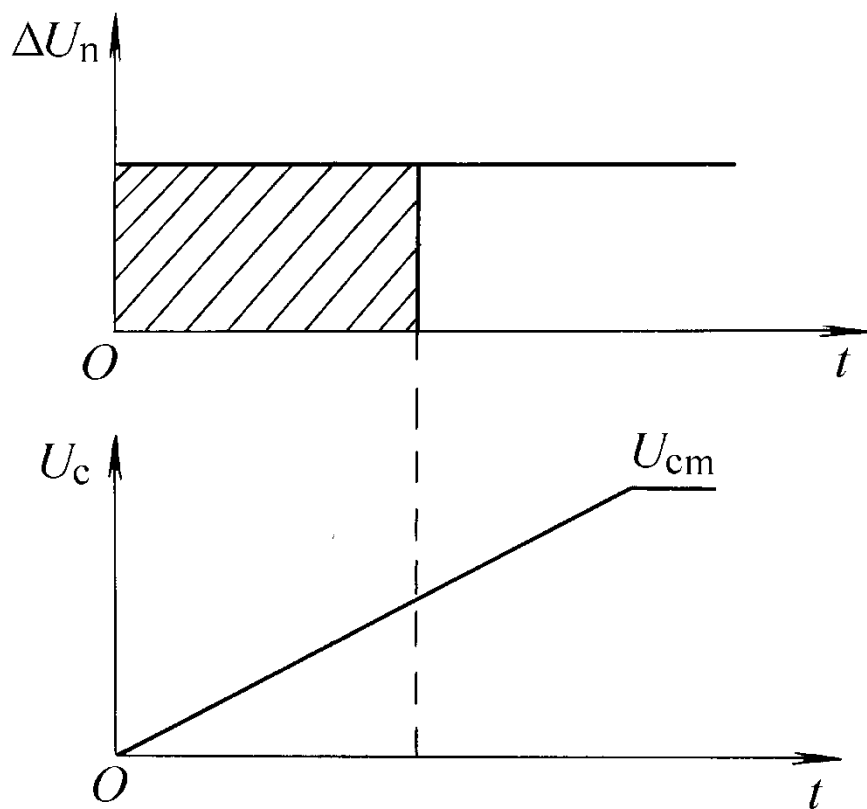
$$U_{\text{ex}} = \frac{U_{\text{in}}}{\tau} t$$



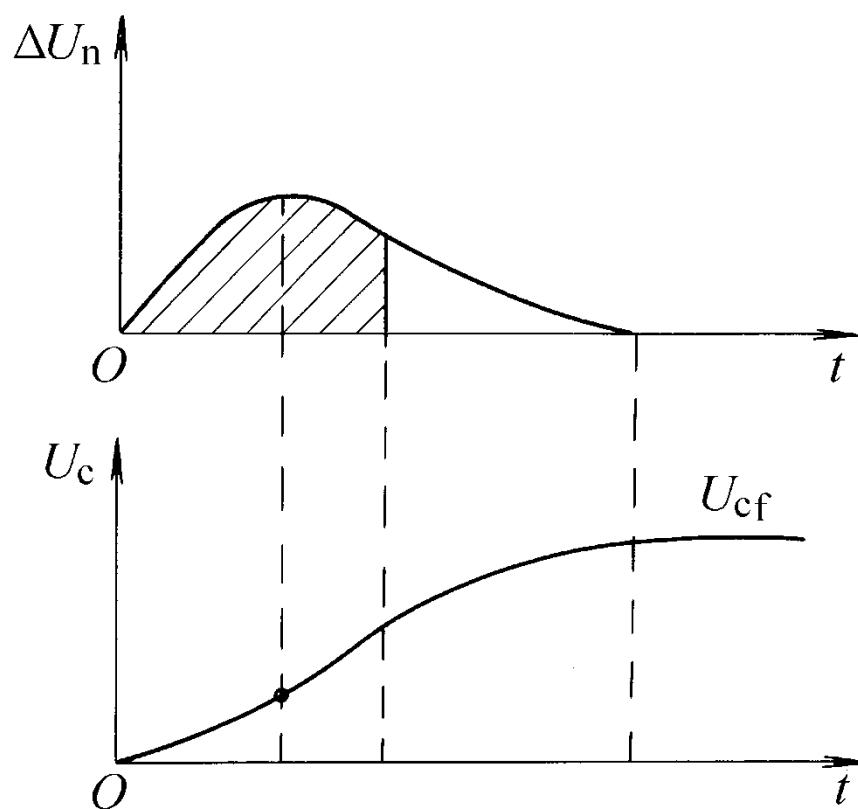
积分调节器原理图

2、转速的积分控制规律

$$U_c = \frac{1}{\tau} \int_0^t \Delta U_n dt$$



a)



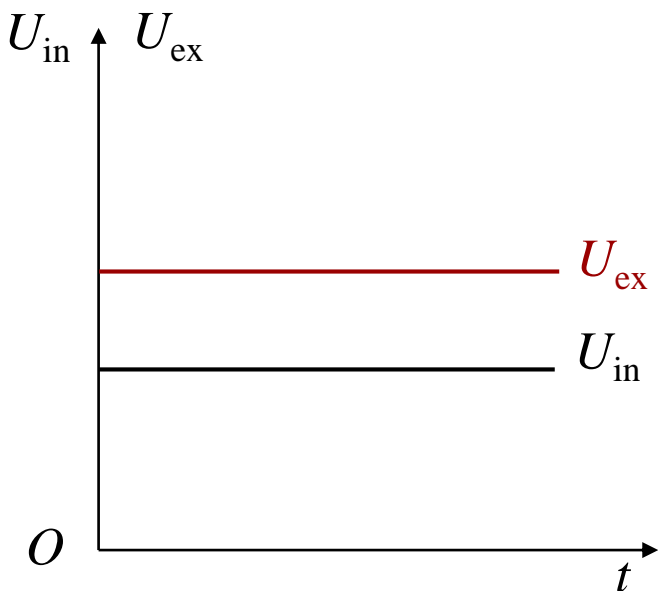
b)

图1 积分调节器的输入和输出动态过程

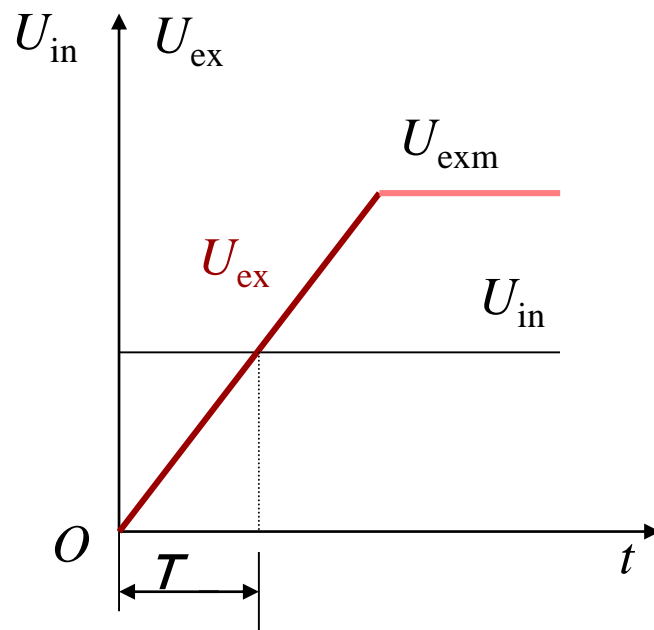
a) 阶跃输入

b) 一般输入

3、两种调节器特性比较



a) P调节器



b) I调节器

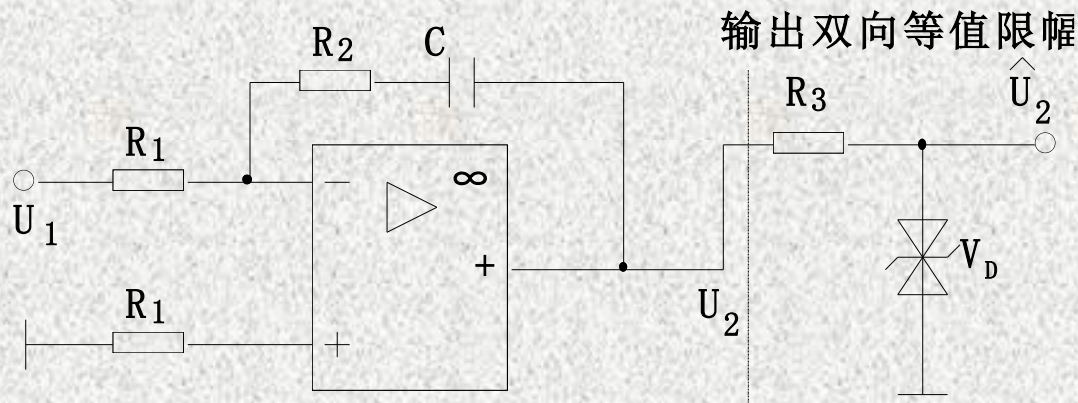
两种调节器I/O特性曲线

那么，如果既要稳态精度高，又要动态响应快，该怎么办呢？只要把比例和积分两种控制结合起来就行了，这便是比例积分控制。

二、PI调节器

1、模拟PI的组成

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1} U_1 + \frac{1}{R_1 C} \int U_1 dt$$
$$= K_p U_1 + \frac{1}{\tau} \int U_1 dt$$



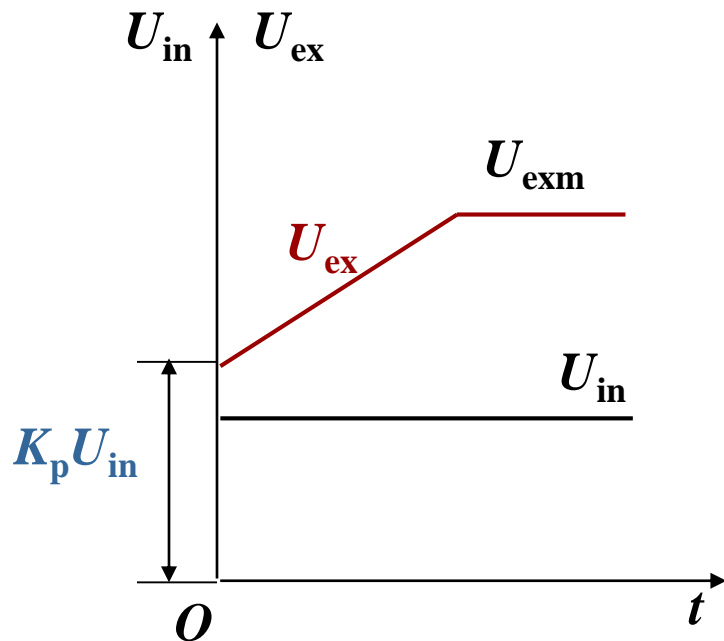
模拟PI调节器的一般结构

- 按控制理论对传递函数的符号约定，其输出对输入绝对值的传递函数为：

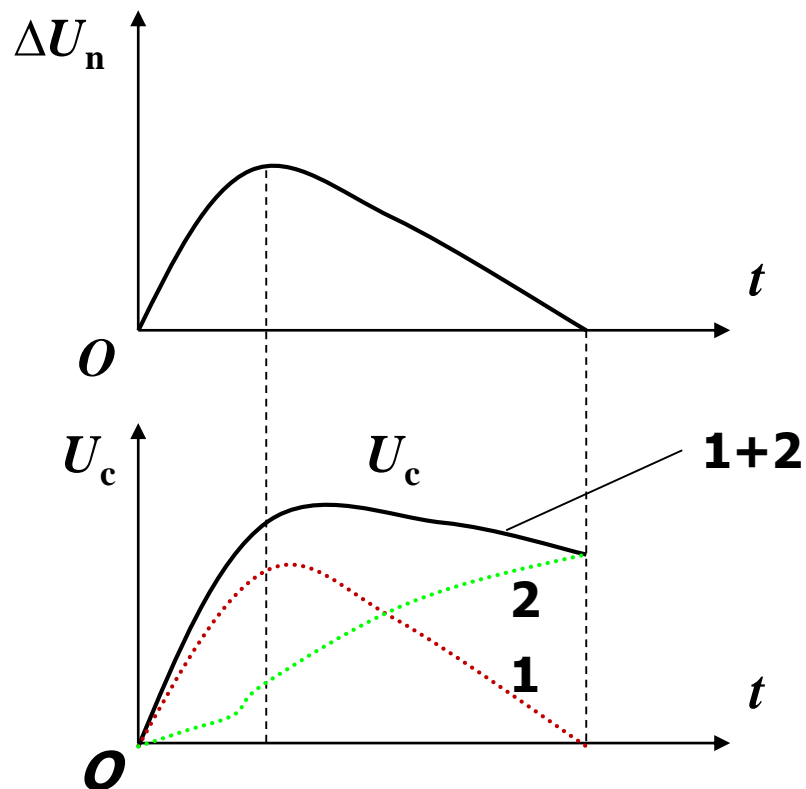
$$G_A(S) = K_p + \frac{1}{\tau S} = \frac{K_p \tau S + 1}{\tau S} = K_p \left(\frac{\tau_1 S + 1}{\tau_1 S} \right)$$

比例系数 $K_p = \frac{R_2}{R_1}$ 积分常数 $\tau = R_1 C$ 超前常数 $\tau_1 = K_p \tau$

2、PI调节器输出时间特性



a) PI调节器输出特性曲线



b) PI调节器输出动态过程

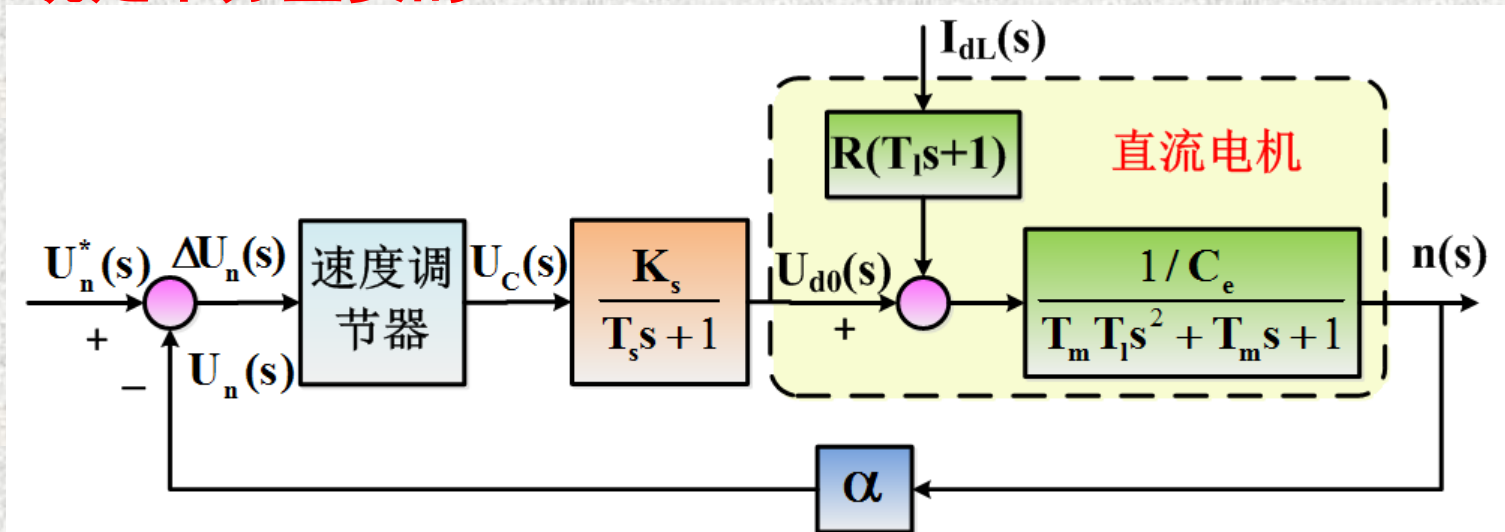
PI调节器动态响应分析与总结

- 误差信号变化时，比例部分立即将此变化按比例放大输出，马上产生调节作用；
- 积分部分需根据积分时间常数确定的斜率随时间增长逐渐产生输出，调节作用相对缓慢。
- 当误差消失为零时，比例部分输出立刻为零，而积分部分将保持误差消失瞬间的输出值。
- 由积分部分决定的调节器输出值代表了误差消失前全部误差变化的累积效应。只要误差不为零，积分输出的变化在调节器饱和以前不会停止，这也是采用PI调节器的系统稳态时能达到无静差的原因。

误差较大时主要由P起快速调节作用，误差较小时主要靠I的累积记忆产生的调节作用来消除静差。

3、PI调节器的饱和限幅特性

- 在调速系统中使用的模拟PI调节器，通常都采用运算放大器构成，受其工作电压限制，运算放大器都有自然饱和限幅特性，其输出达到一定数值后将不可能继续增大。对于数字PI调节器也是如此。**PI调节器工作时是否进入饱和限幅状态对系统动态调节影响很大，正确理解限幅输出的PI调节器动态响应特点，对分析与设计双环调速系统和采用此类调节器的自动控制系统是十分重要的。**

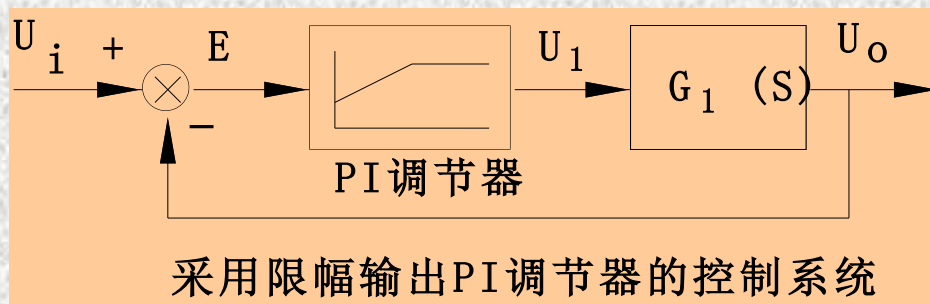


限幅输出的PI调节器

- 当PI调节器的输入即误差信号E大小和变化规律不同时，PI调节器的输出变化情况会有很大差异。

① 输入误差信号为阶跃形式

当系统运行中负载过重，电机发生堵转时出现，比例部分在0时刻突跳，积分部分按时间常数线性增长，经过一个很短的时间，调节器输出即达到饱和限幅值。



$$U_1(t) = \begin{cases} K_p E_1 + \frac{1}{\tau} E_1 t, & 0 < t < t_m \\ U_{1m} & , t \geq t_m \end{cases}$$

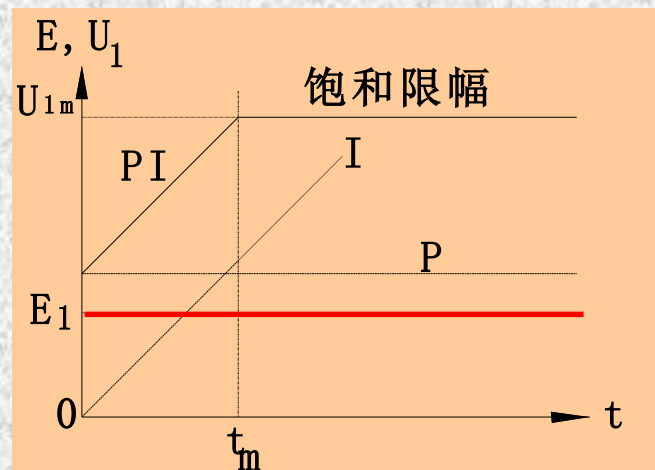
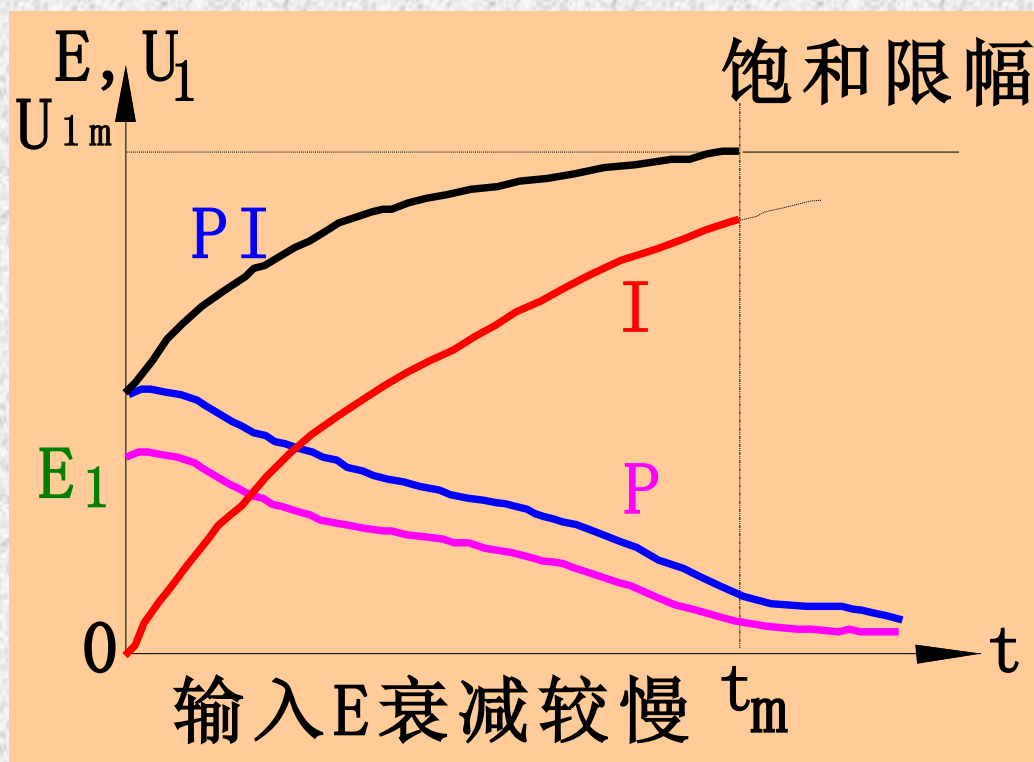


图1-6.1 输入E为阶跃信号

② 误差衰减比较慢时

$$I \uparrow > P \downarrow$$

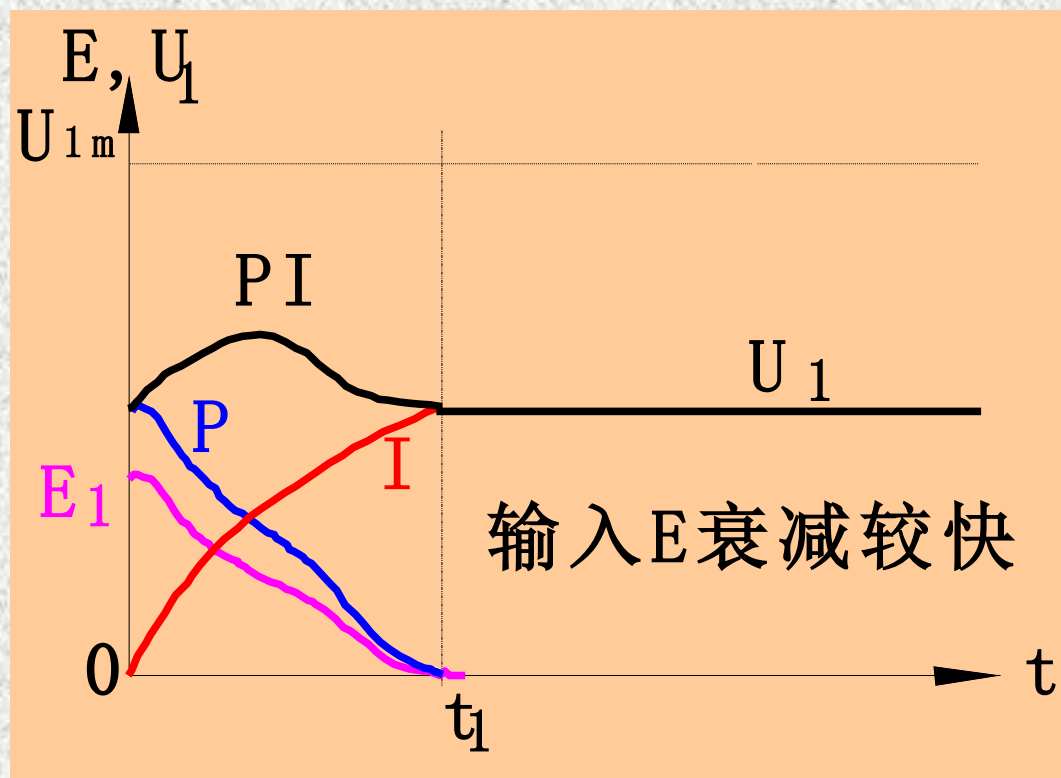
系统无过载、反馈无断路、主电路工作正常，一般误差仅会在一开始输出还来不及变化时跃变，随着调节器输出的控制作用，系统输出增长，误差便逐渐减小，调节器输出的比例部分相应减小，积分部分继续增大，但增大速率减缓。当被控对象的等效惯性时间常数较大时，输出增长比较慢即误差衰减比较慢，调节器输出的积分部分增长速度快于比例部分下降的速度，在误差尚未衰减到零时调节器输出仍可能会达到饱和限幅值。



③ 误差衰减较快时

$$I \uparrow < P \downarrow$$

如果被控对象的等效惯性时间常数较小，误差衰减较快，会使调节器输出的比例部分下降速率快于积分增长，在经历一个初始的最大值后逐渐下降，到 t_1 时刻误差等于零时，比例部分输出也为零而积分部分保持 t_1 时刻的值不变，调节器的输出完全由积分部分确定，调节器完全工作在线性区。



4、PI调节器特性讨论

提问1：PI调节器一旦饱和，系统输出一定会出现超调吗？

从积分器的原理可知，PI调节器一旦饱和，只有输入的误差信号变号，调节器才可能退出饱和输出状态，误差变号意味着系统输出值大于指令值，所以**调节器饱和通过偏差变号再回到线性工作区意味着系统输出必然产生超调。**

提问2：能否根据误差的增减来判断PI调节器输出的增减？

PI调节器的输出由比例和积分两部分共同决定，
不能简单地根据误差的增减来判断调节器输出值的增减。

- 调节器输出的变化应当通过对线性部分两边求导来分析

$$U_1(t) = \begin{cases} K_p E_1 + \frac{1}{\tau} E_1 t, & 0 < t < t_m \\ U_{1m} & , \quad t \geq t_m \end{cases} \quad \frac{dU_1}{dt} = K_p \frac{dE_1}{dt} + \frac{1}{\tau} E_1 + \frac{1}{\tau} \frac{dE_1}{dt} t$$

- PI调节器输出的变化趋势由导数的符号决定。

$$\text{sgn}\left(K_p \frac{dE_1}{dt} + \frac{1}{\tau} E_1 + \frac{1}{\tau} \frac{dE_1}{dt} t\right)$$

三、动态校正 (PI 调节器设计)

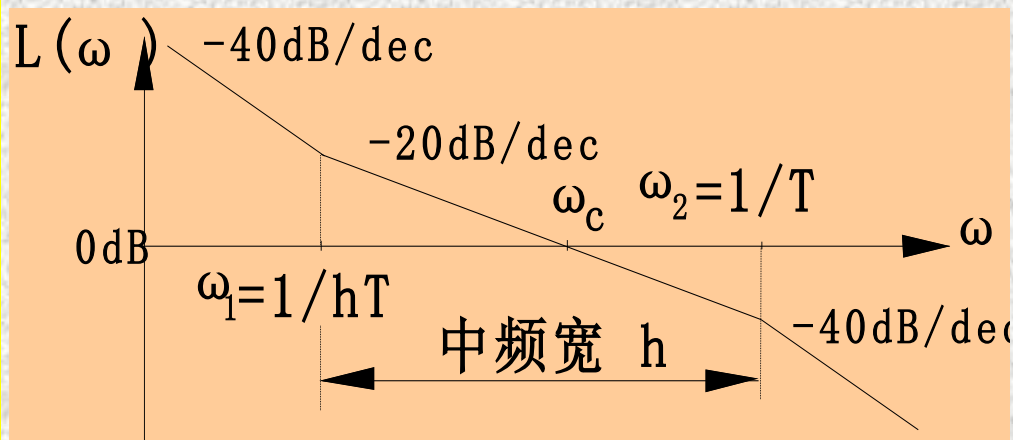
设计工具: Bode图

- 最小相位系统稳定裕度的一般要求

$$\gamma = 30^\circ \sim 60^\circ, GM > 6\text{dB}$$

- 希望特性:

- 1、中频段以 -20dB/dec 斜率穿越 0dB 线, 并覆盖足够频带宽, 则系统稳定性好;



- 2、截止频率 ω_c 越高, 快速性越好;

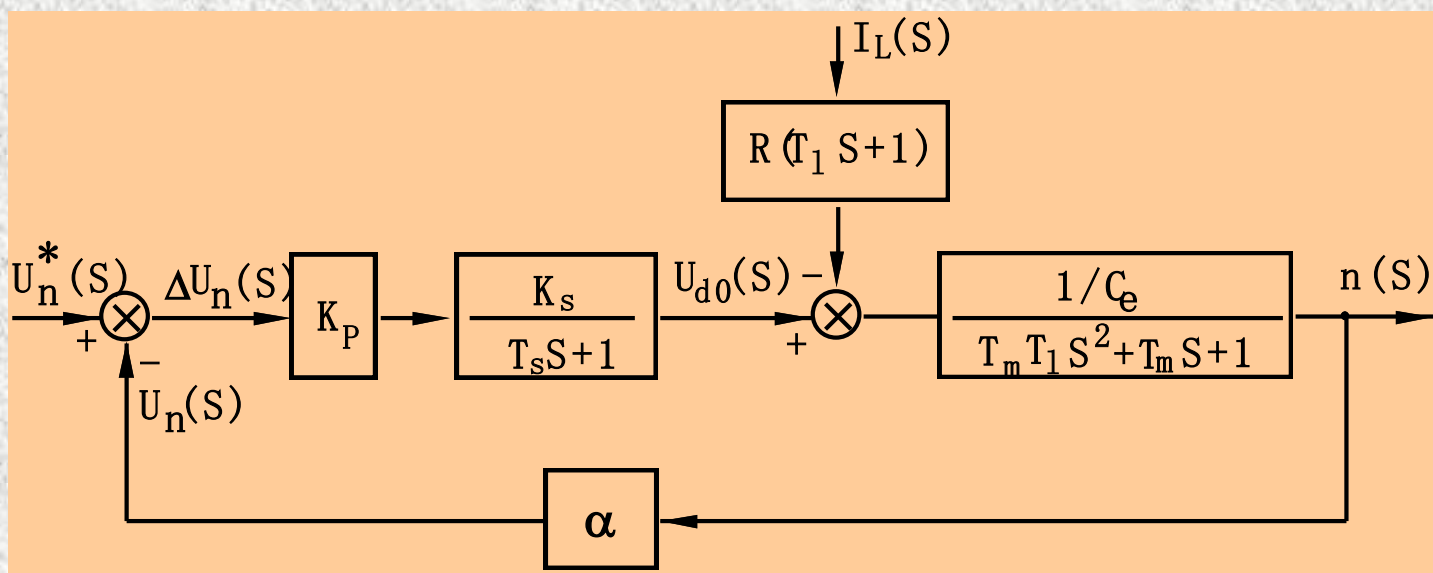
- 3、低频段斜率陡、增益高: 稳态精度高;

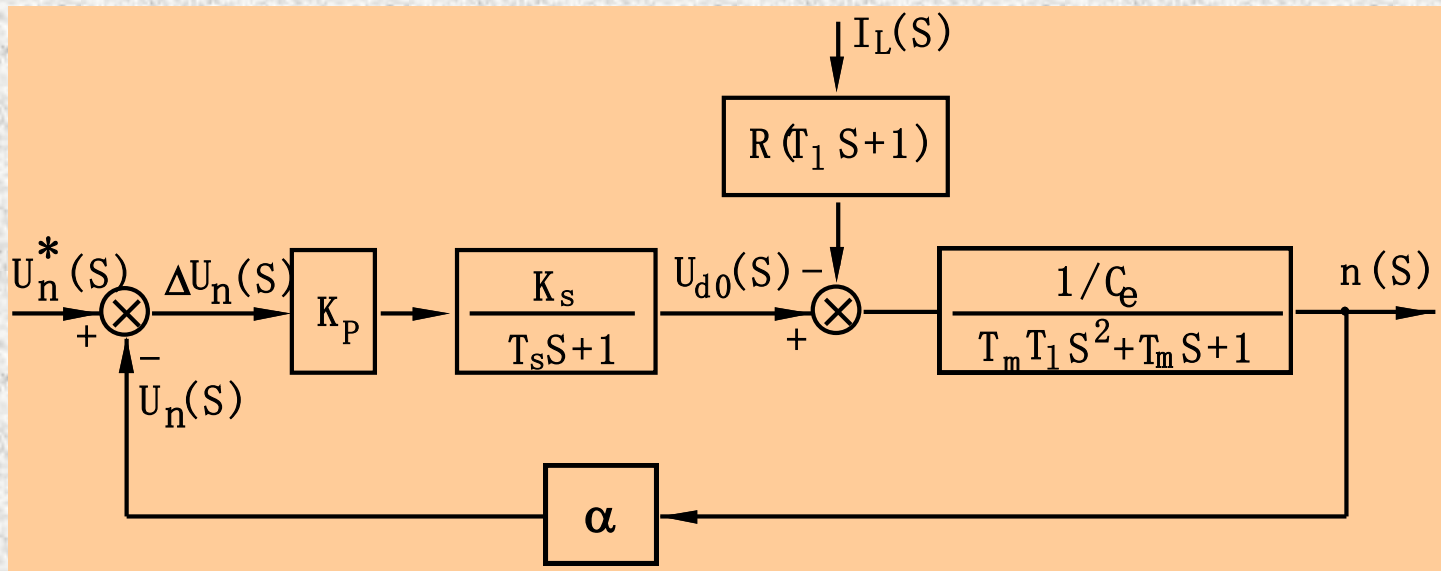
- 4、高频段衰减快: 抗高频噪声干扰强;

例4：对不稳定比例型单转速闭环直流调速系统用PI调节器校正

直流电机额定数据为：

10kW, 220V, 55A, 1000r/min, $R_a=0.5\Omega$, $T_l=0.017s$;
 $T_m=0.075s$, $C_e=0.1925V\min/r$;
UPE: $K_s=44$; $T_s=0.00167s$; 电枢回路总电阻 $R=1\Omega$;
转速反馈系数: $a=0.01158 V/\min/r$; 比例调节器: $K_p=21$;





解：原系统的开环传递函数如下（对给定而言）

$$W(s) = \frac{K}{(T_s s + 1)(T_m T_1 s^2 + T_m s + 1)}$$

$$K = K_p K_s \alpha / C_e = \frac{21 \times 44 \times 0.01158}{0.1925} = 55.58$$

已知 $T_s = 0.00167\text{s}$, $T_l = 0.017\text{s}$, $T_m = 0.075\text{s}$,
所以, $T_m \geq 4T_l$, 因此分母中的二次项可以分解
成两个一次项之积, 即:

$$\begin{aligned} T_m T_l s^2 + T_m s + 1 &= 0.001275s^2 + 0.075s + 1 \\ &= (0.049s + 1)(0.026s + 1) \end{aligned}$$

校正前闭环系统的开环传递函数是 :

$$G(S) = \frac{55.58}{(0.049S + 1)(0.026S + 1)(0.00167S + 1)}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{0.049} = 20.4\text{s}^{-1}, \omega_2 = \frac{1}{0.026} = 38.5\text{s}^{-1}, \omega_3 = \frac{1}{0.00167} = 600\text{s}^{-1}$$

$$20\lg K = 20\lg 55.58 = 34.9\text{dB}$$

校正前开环 频率特性

$$\omega_1 = 20.4s^{-1}$$

$$\omega_2 = 38.5s^{-1}$$

$$\omega_3 = 600s^{-1}$$

$$20\lg K = 34.9\text{dB}$$

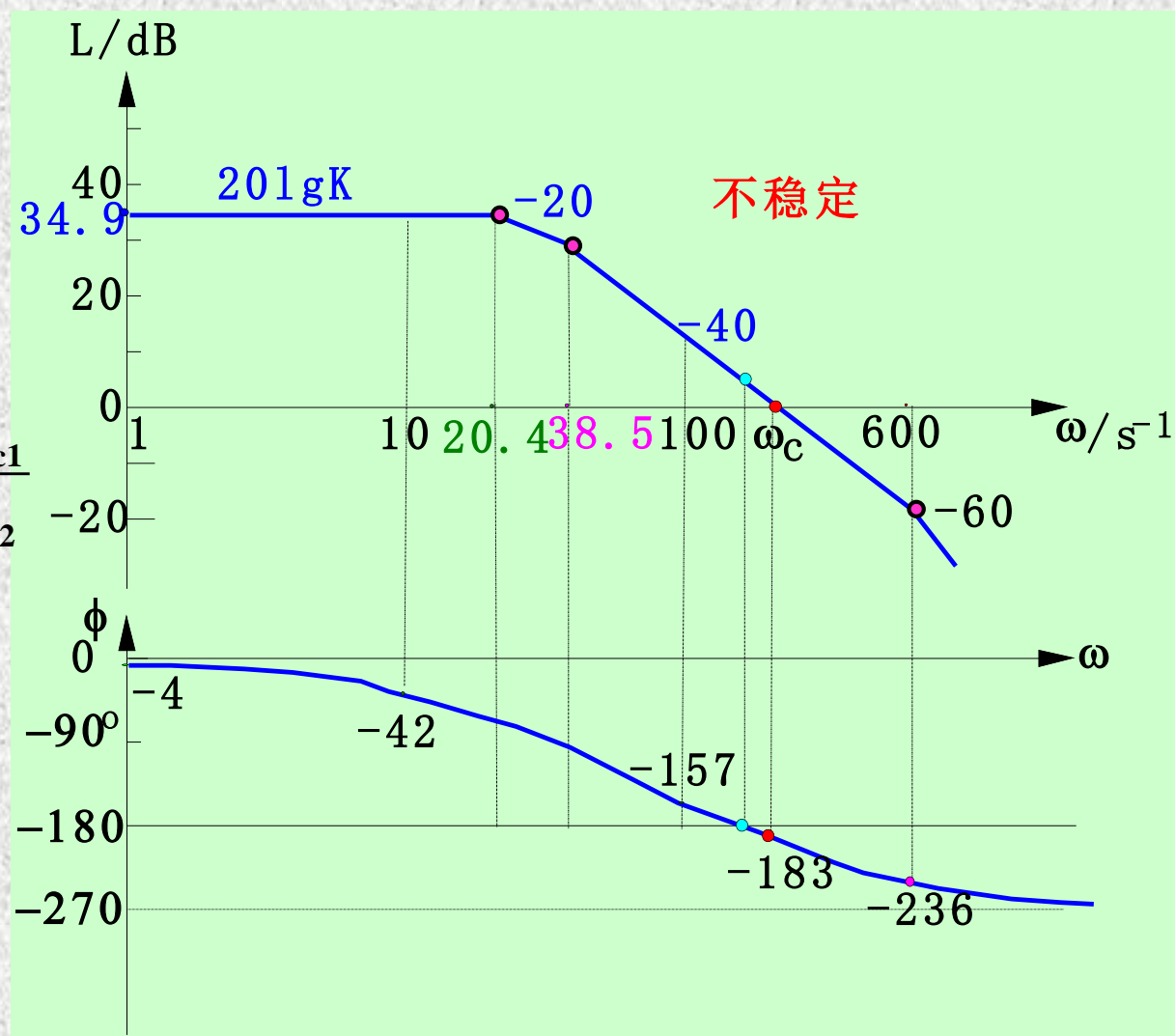
$$\begin{aligned}\therefore 20\lg K &= 20\lg \frac{\omega_2}{\omega_1} + 40\lg \frac{\omega_{c1}}{\omega_2} \\ &= 20\lg \frac{\omega_{c1}^2}{\omega_1\omega_2}\end{aligned}$$

$$\therefore \omega_{c1} = \sqrt{K\omega_1\omega_2} = 208.9s^{-1}$$

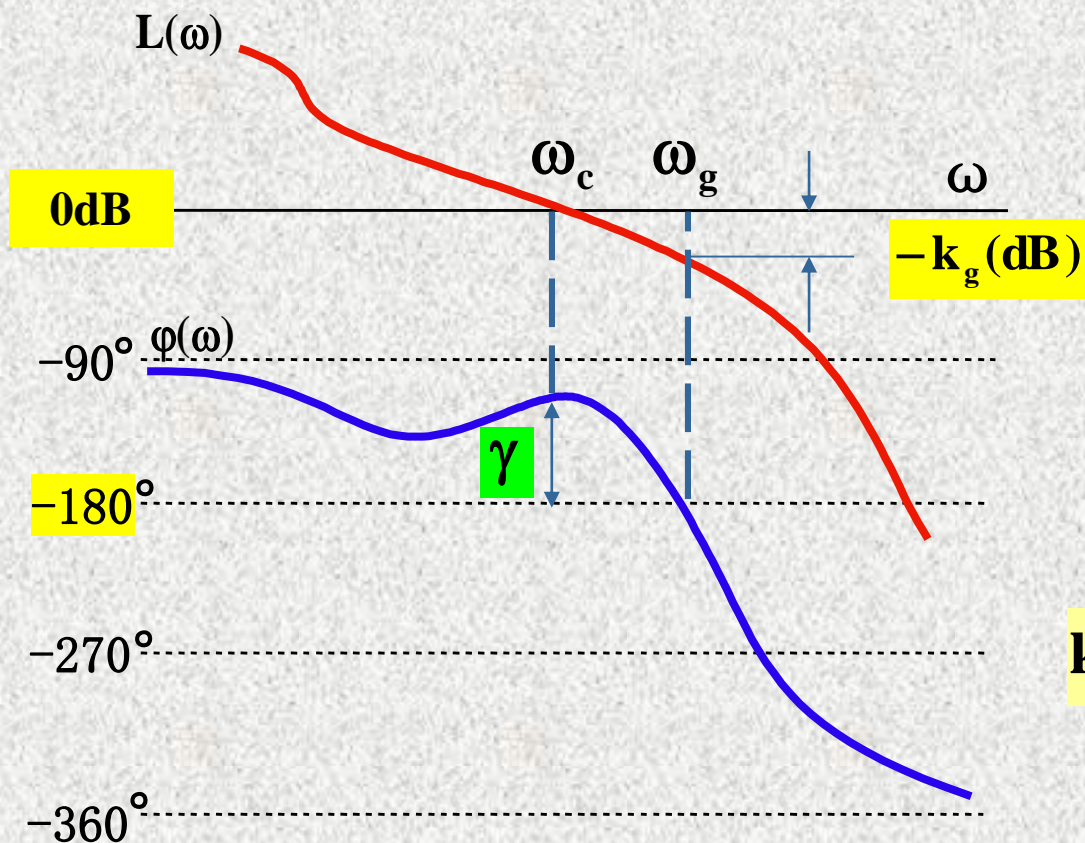
$$\therefore \phi(\omega_{c1}) \approx -183^\circ$$

■ 原始系统开环传递函数为

$$G(S) = \frac{55.58}{(0.049S + 1)(0.026S + 1)(0.00167S + 1)}$$



波特图法



0分贝线——单位圆

$$\gamma = \Phi(\omega_c) + 180^\circ$$

-180° 线——负实轴

$$k_g(\text{dB}) = -20 \lg |G(j\omega_g)H(j\omega_g)|$$

最小相位
系统稳定

$$\gamma > 0$$

$$k_g > 1 \text{ 或 } k_g(\text{dB}) > 0$$

ω_c 处相频位于 -180° 线上方;
 ω_g 处幅频位于0dB线下方;

采用PI调节器校正

$$W_{pi}(S) = K_{pi} + \frac{1}{\tau S} = \frac{K_{pi}\tau S + 1}{\tau S}$$

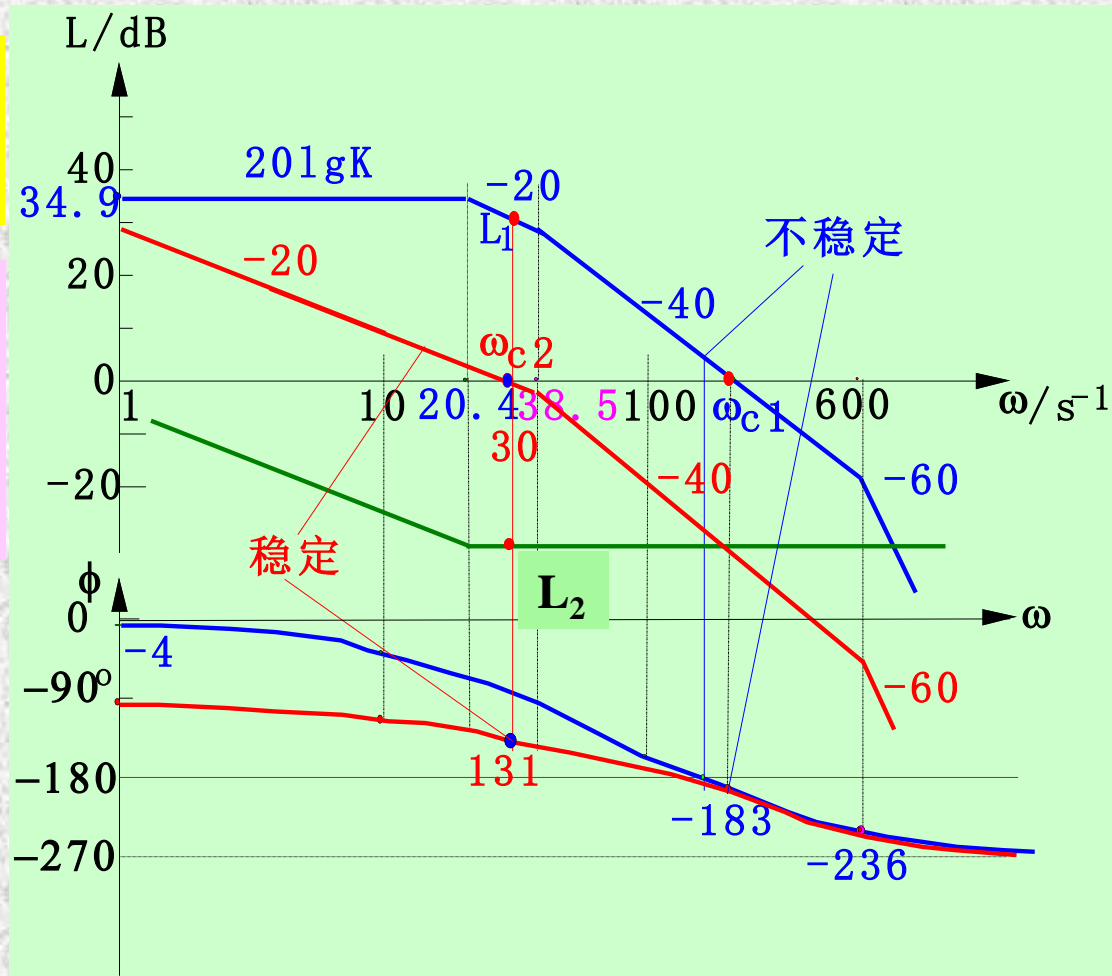
- 考虑原系统已采用比例调节，现换为PI调节，需先除去原比例K_p的影响：

$$W'_{pi}(S) = \frac{W_{pi}(S)}{K_p} = \frac{K_{pi}\tau S + 1}{K_p\tau S}$$

取 $K_{pi}\tau = T_1 = 0.049s$

$$\omega_{c2} = 30s^{-1} < \frac{1}{T_2} = 38.5s^{-1}$$

$$\begin{aligned} L_1 &= 20\lg \frac{\omega_2}{\omega_{c2}} + 40\lg \frac{\omega_{c1}}{\omega_2} \\ &= 20\lg \frac{\omega_{c1}^2}{\omega_{c2}\omega_2} \\ &= 20\lg \frac{208.9^2}{30 \times 38.5} \approx 31.5dB \end{aligned}$$



采用PI调节器校正

$$W_{pi}'(S) = \frac{K_{pi} \tau S + 1}{K_p \tau S}$$

$$L_2 = 20 \lg \frac{1}{K_p \tau} + 20 \lg \frac{1}{\omega} + 20 \lg K_{pi} \tau \omega = -20 \lg \frac{K_p}{K_{pi}} = -L_1 = -31.5 \text{ dB}$$

$$K_{pi} = \frac{21}{37.58} = 0.559$$

$$\tau = \frac{T_1}{K_{pi}} = \frac{0.049}{0.559} = 0.088 \text{ s}$$

$$W_{pi}(S) = K_{pi} + \frac{1}{\tau S} = \frac{0.049 S + 1}{0.088 S}$$

$$\phi(\omega_{c1}) \approx -131^\circ$$

- 校正后系统有足够的稳定裕度，但快速性下降许多。

