

# 第3章 转速闭环控制 的直流调速系统

袁明星 副教授

[mxyuan@nankai.edu.cn](mailto:mxyuan@nankai.edu.cn)

机器人与信息自动化研究所

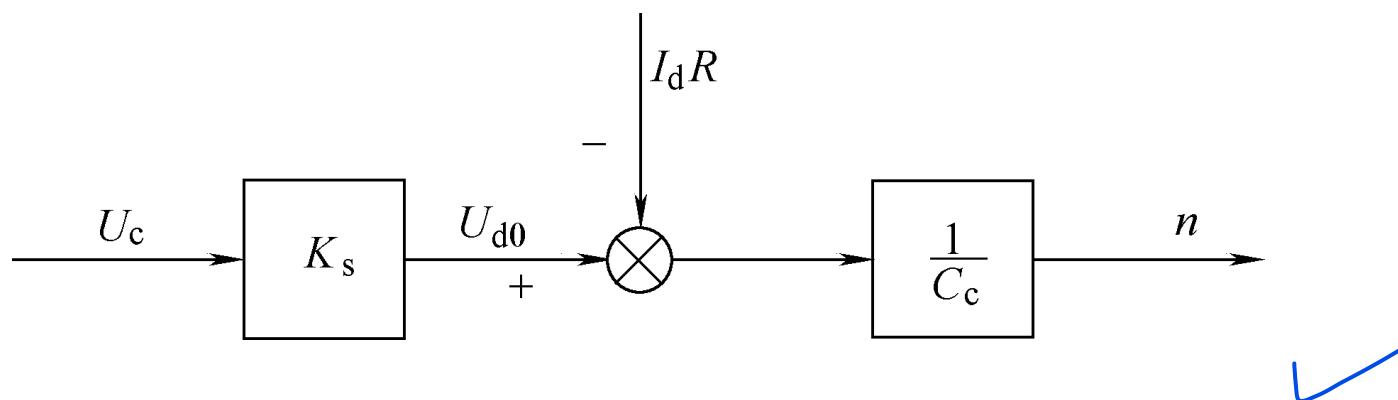
南开大学人工智能学院

# 第3章 目录

- 3.1 有静差的转速闭环直流调速系统（系统结构与静特性分析，闭环直流调速系统的反馈控制规律，稳定性分析）
- 3.2 无静差的转速闭环直流调速系统（比例积分控制规律、稳态参数计算）
- 3.3 转速闭环直流调速系统的限流保护
- 3.4 转速闭环控制直流调速系统的仿真

### 3.1.1 比例控制转速闭环直流调速系统的结构与静特性

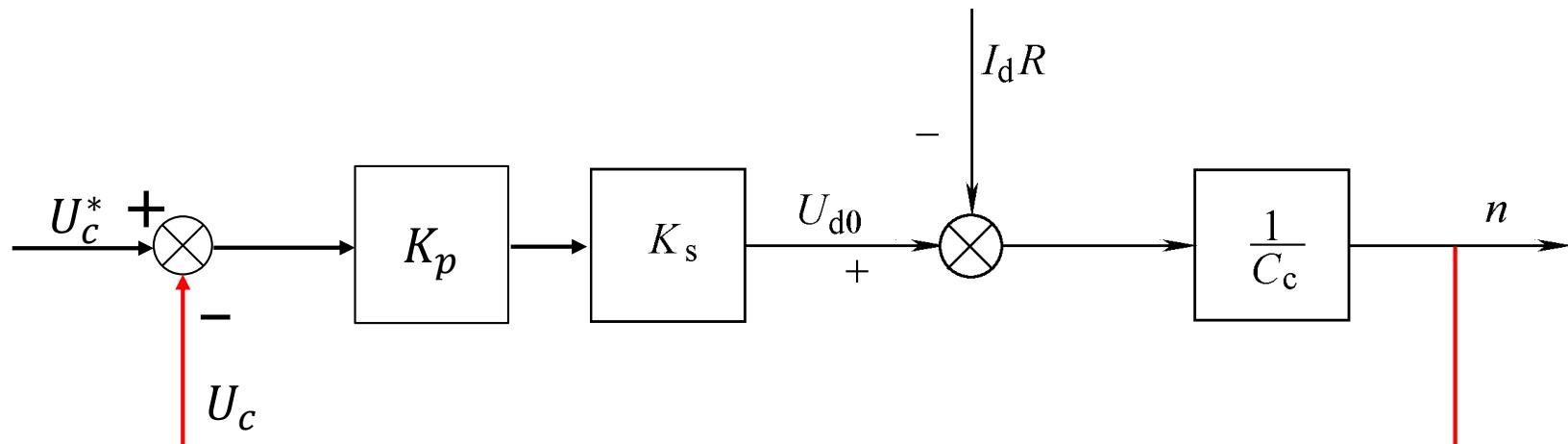
- 转速开环系统控制系统存在的问题：对负载扰动没有任何抑制作用



如何处理负载变化引起的转速波动问题？

### 3.1.1 比例控制转速闭环直流调速系统的结构与静特性

- 闭环负反馈：测量电机的实际转速，并与其期望值作差得到转速误差信号，然后根据转速误差信号产生控制信号，用于纠正转速误差；



- 在直流调速系统中，被调节量是转速，所构成的是转速反馈控制的直流调速系统。

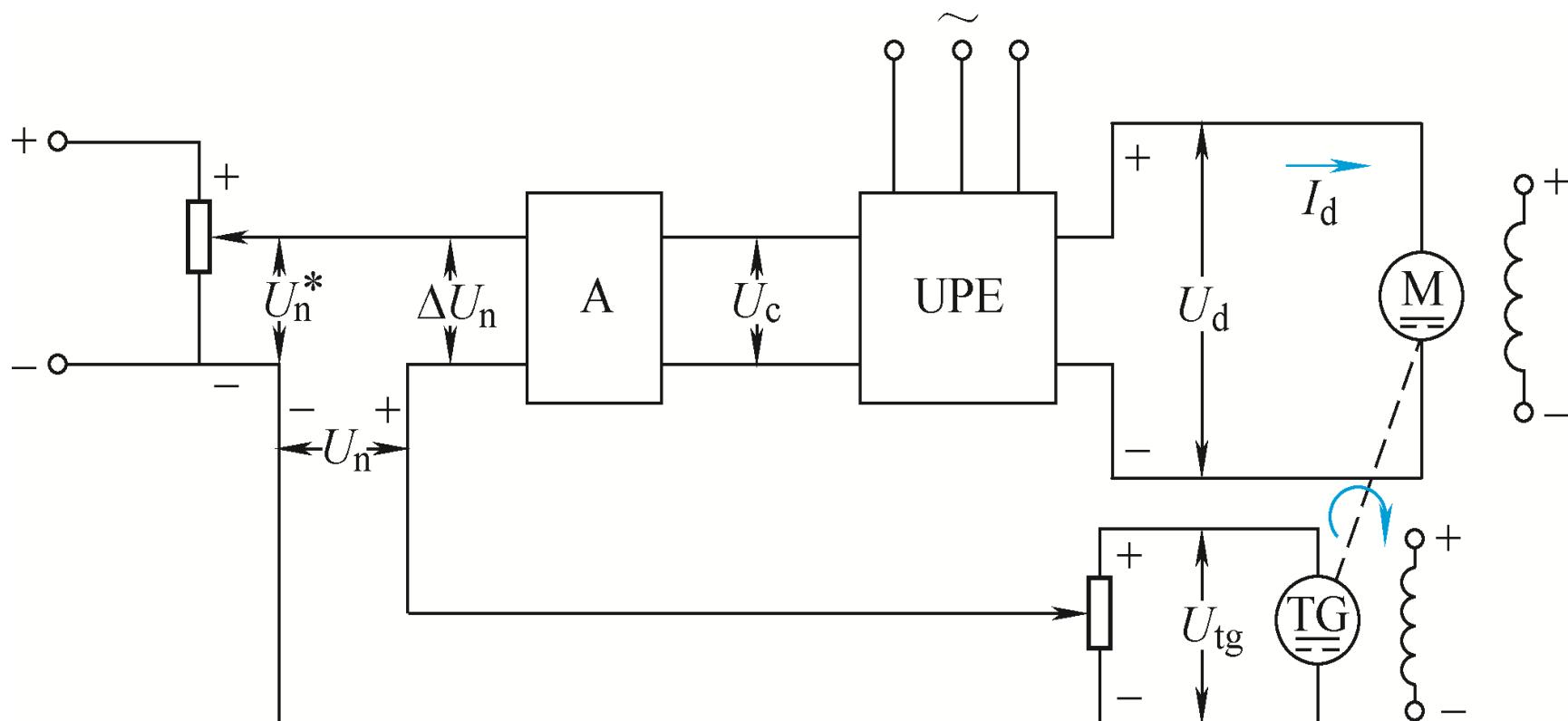
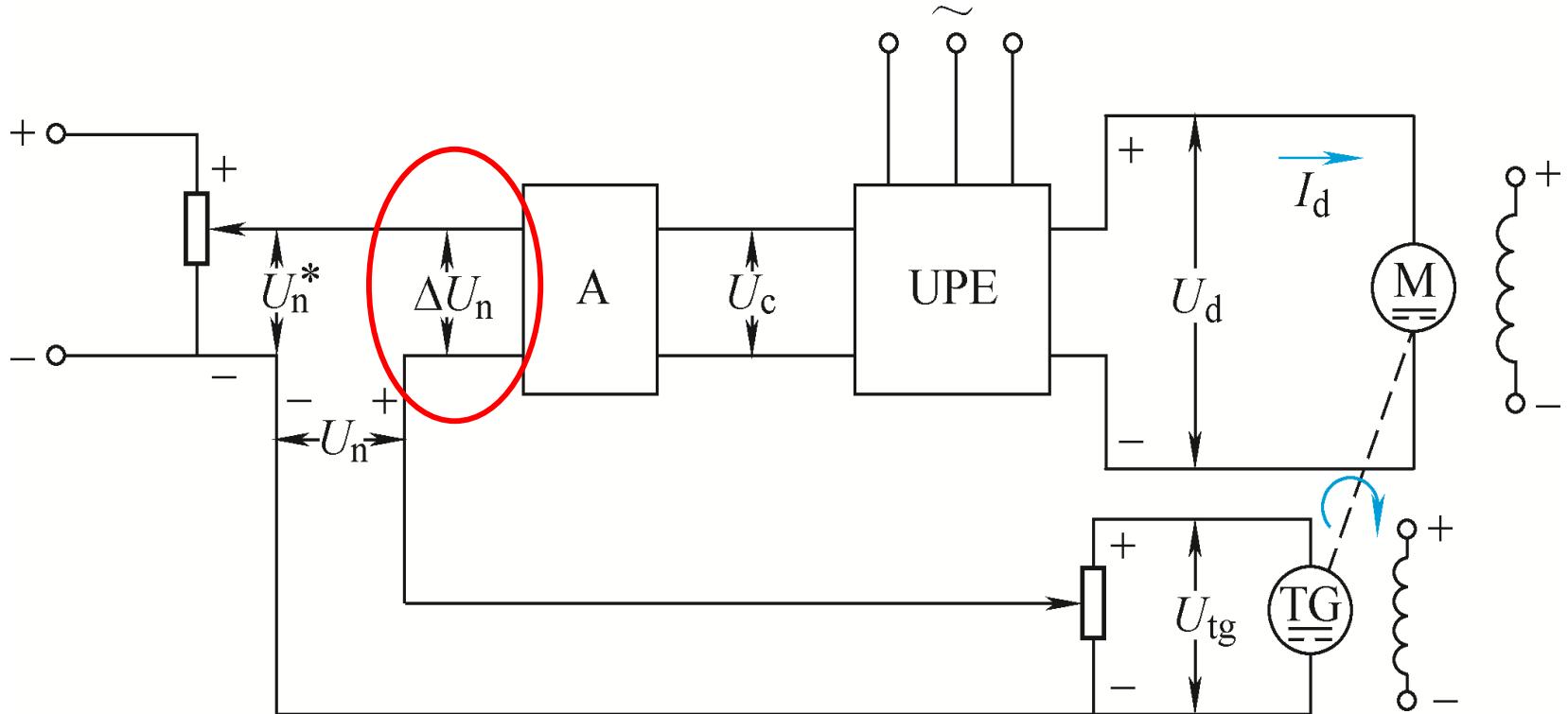
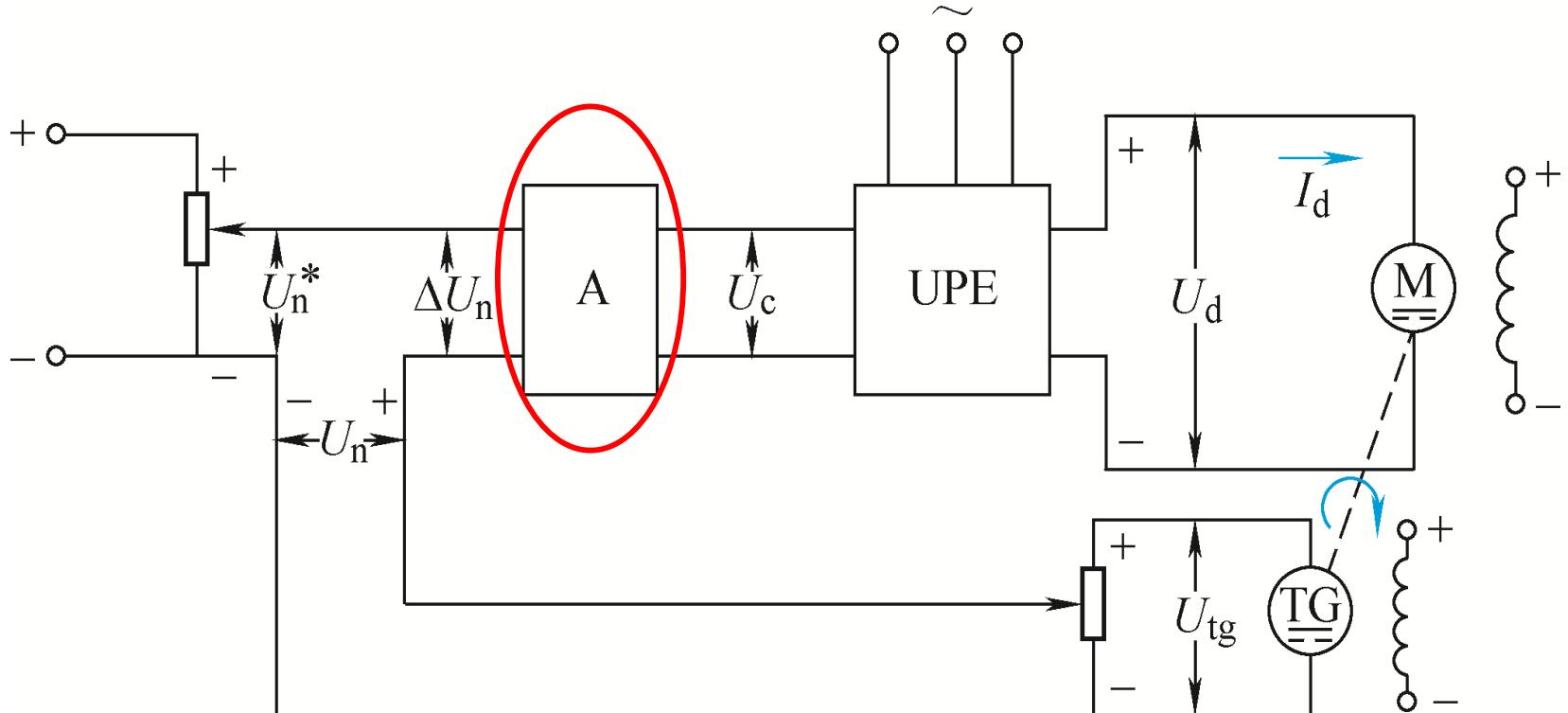


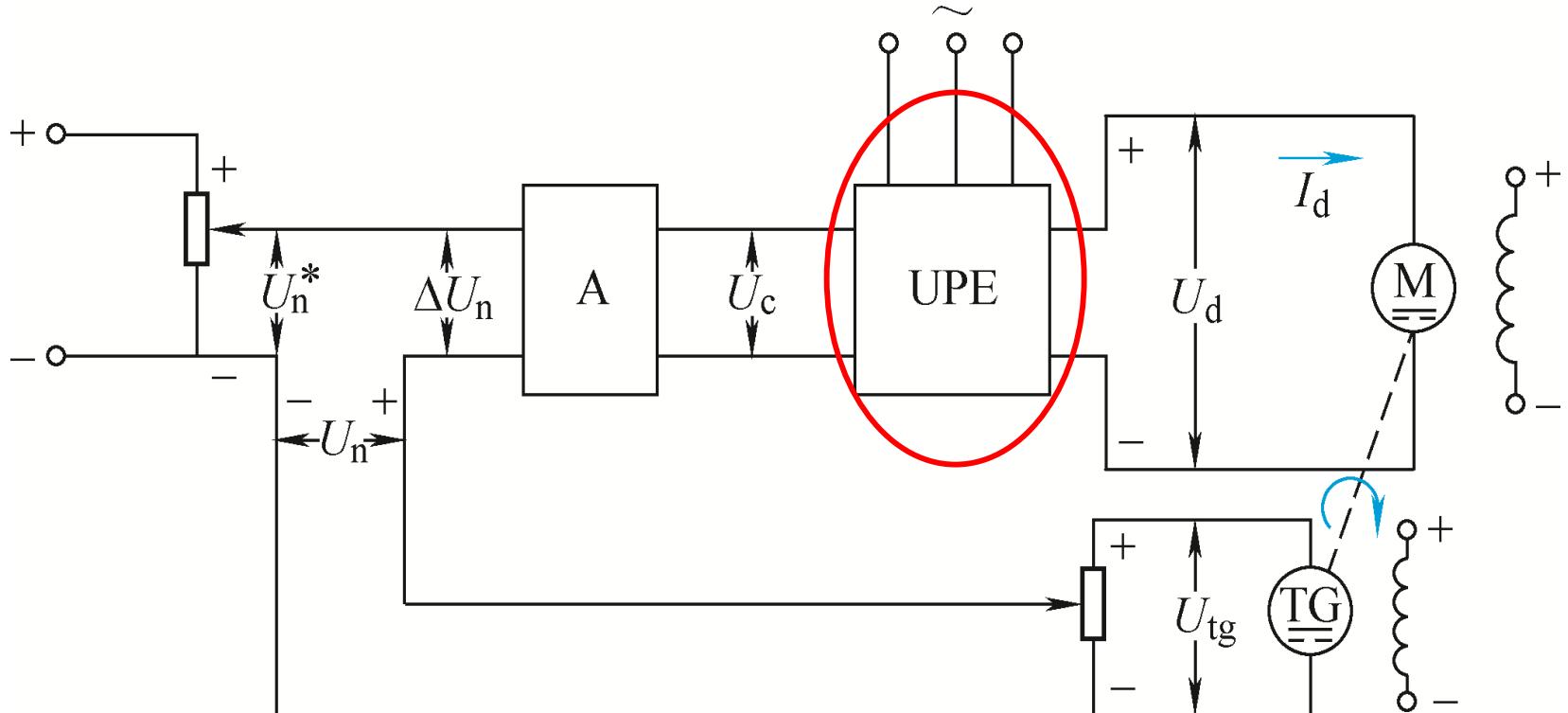
图3-1 带转速负反馈的闭环直流调速系统原理框图



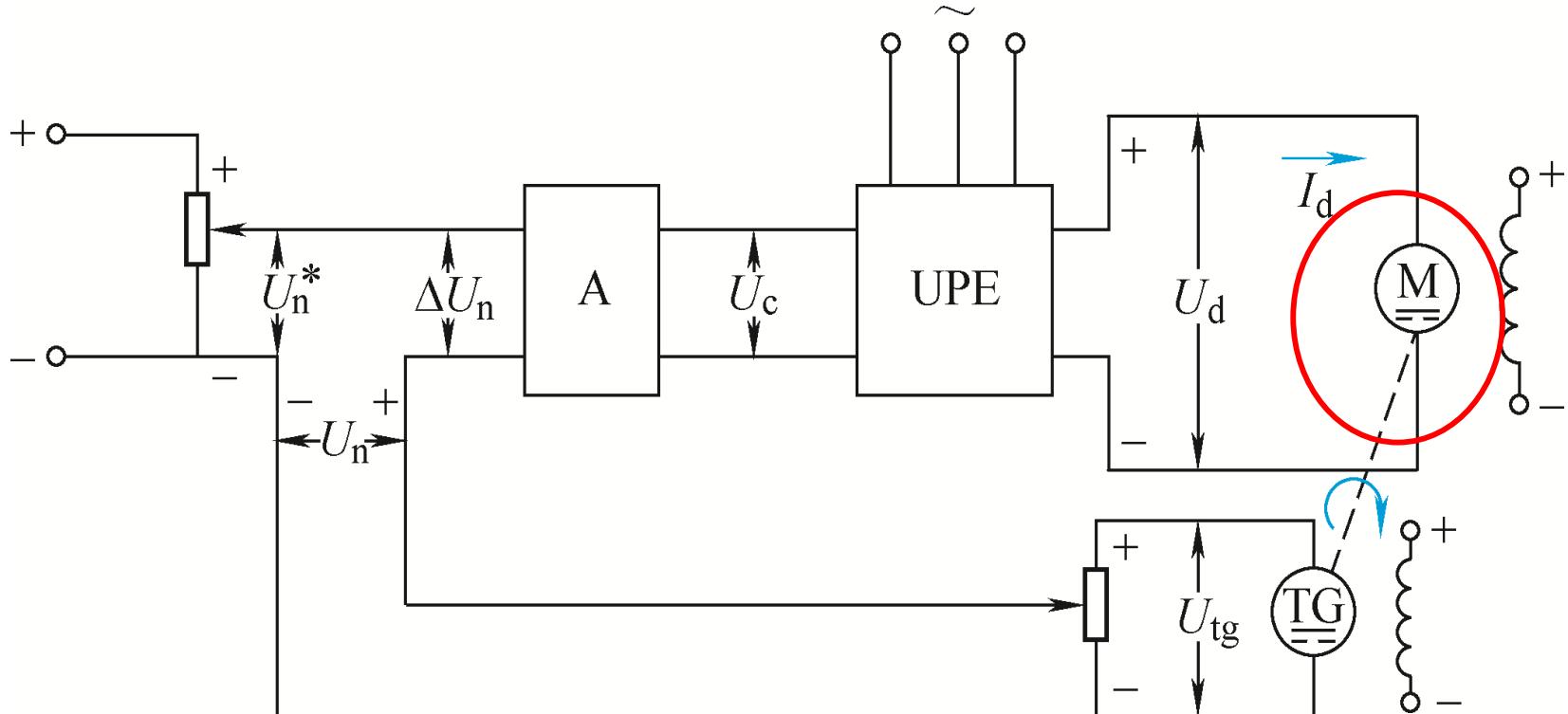
■ 电压比较环节  $\underline{\Delta U_n} = U_n^* - U_n$



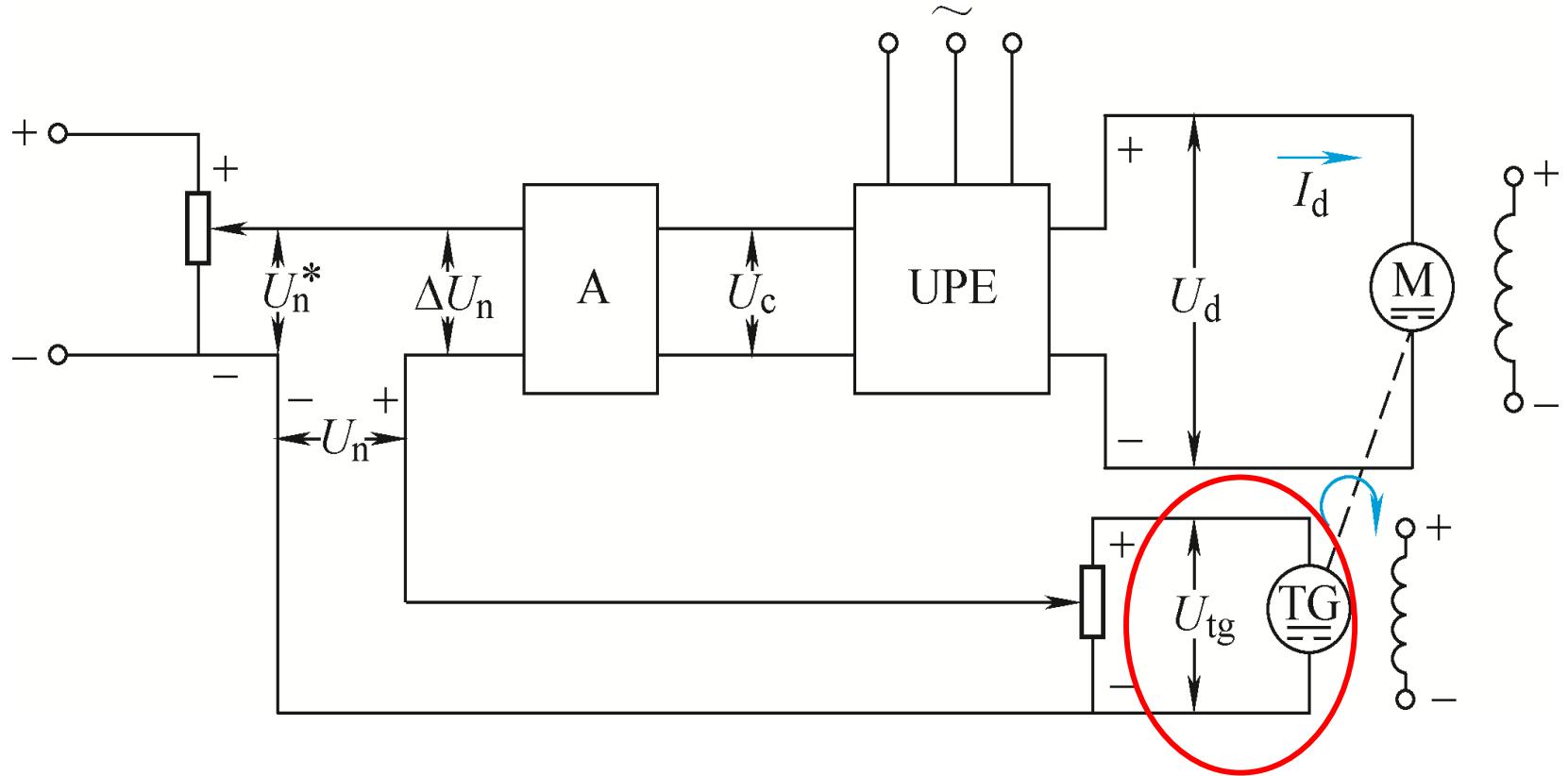
■ 比例调节器  $U_c = K_p \Delta U_n$



■ 电力电子变换器  $U_{d0} = K_S U_c$



■ 直流电动机  $n = \frac{U_{d0} - I_d R}{c_e}$



■ 测速反馈环节  $U_n = \underline{\alpha n}$

# 静特性分析

■ 稳态时一定转速给定下负载与转速输出间关系

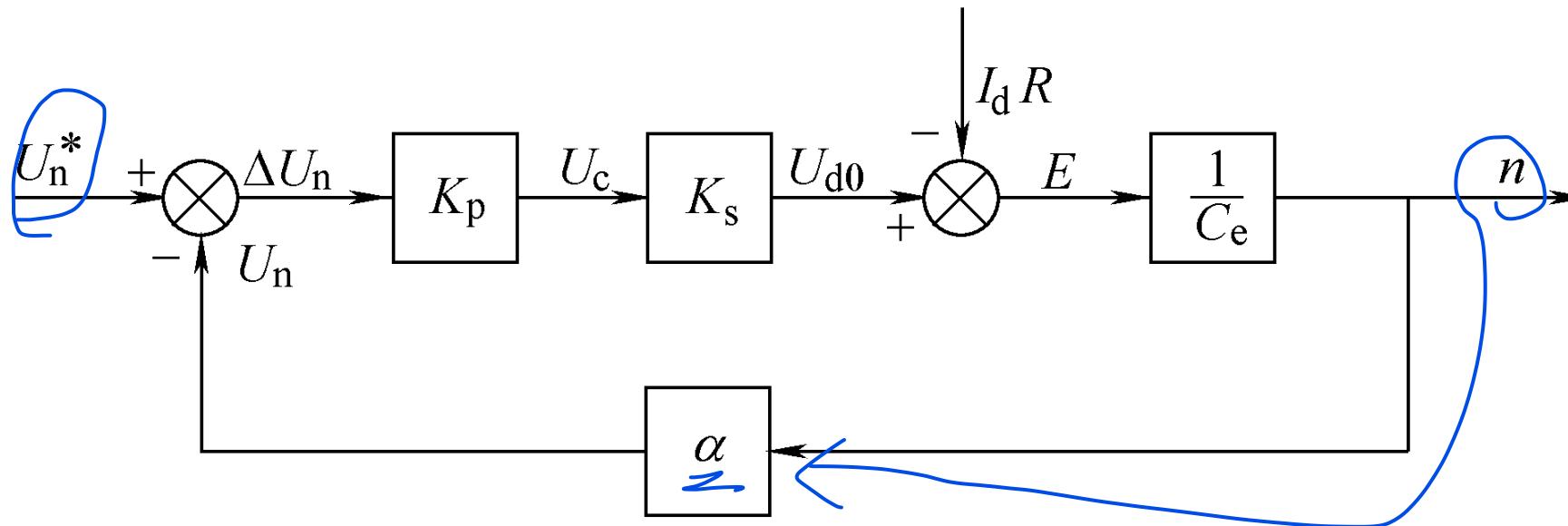
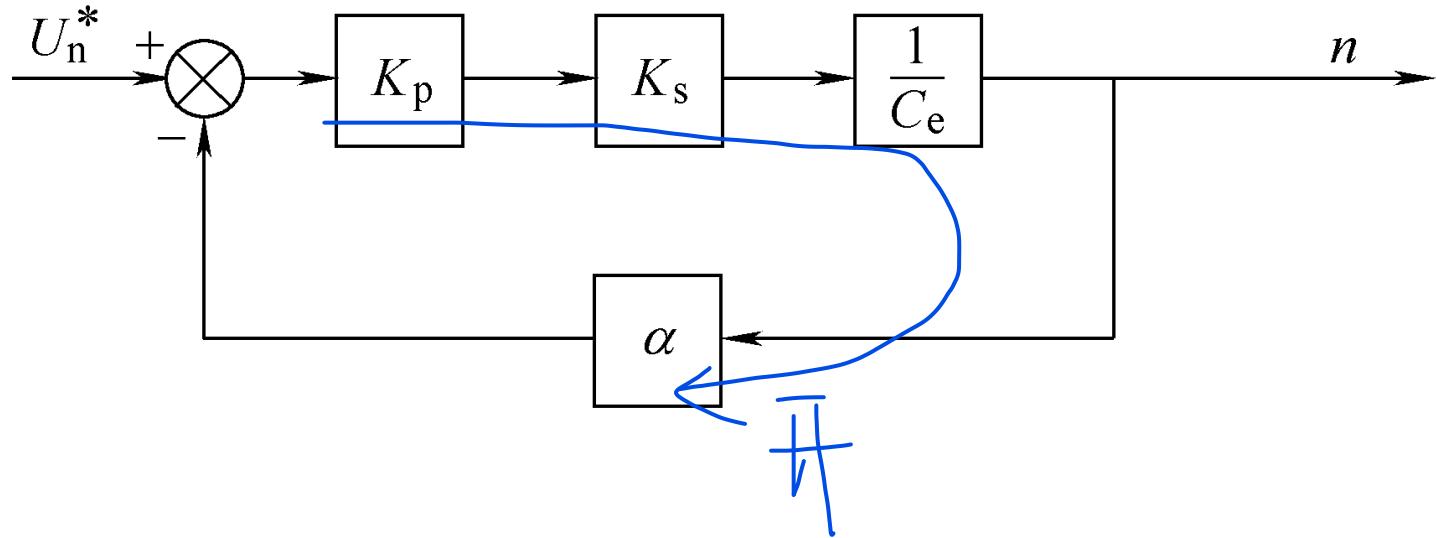


图3-2 转速负反馈闭环直流调速系统稳态结构框图

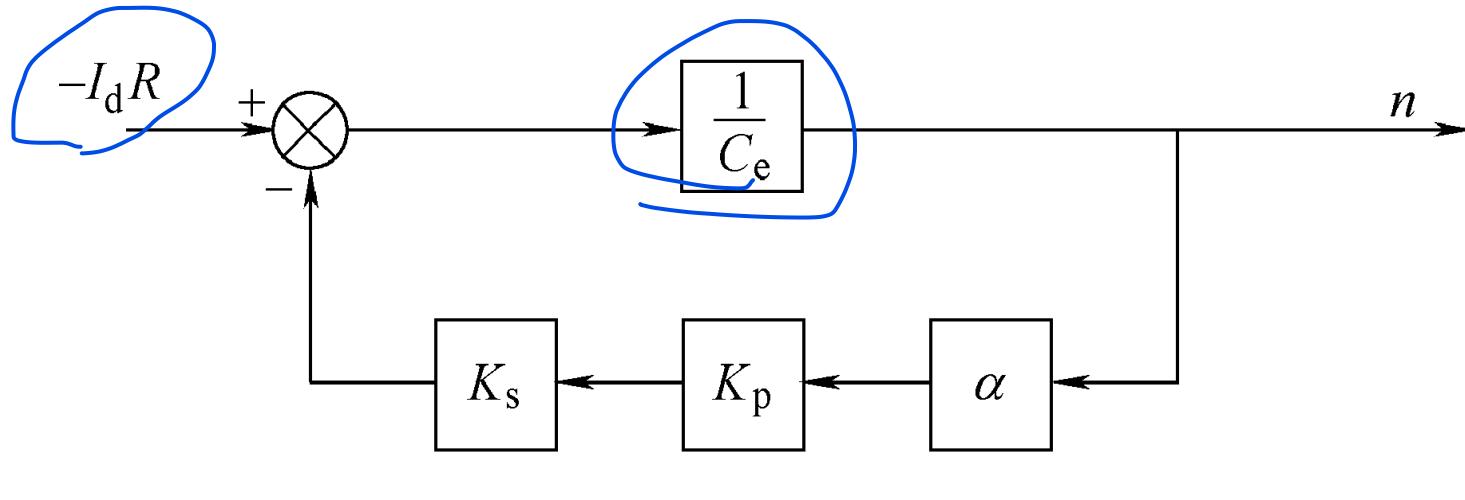
# 静特性分析



(b) 只考虑给定作用时的闭环系统

图3-2 转速负反馈闭环直流调速系统稳态结构框图

# 静特性分析



(c) 只考虑扰动作用时的闭环系统

图3-2 转速负反馈闭环直流调速系统稳态结构框图

# 静特性分析

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

式中:  $K = \frac{K_p K_s \alpha}{C_e}$  闭环系统的开环放大系数

- 闭环调速系统的静特性表示闭环系统电动机转速与负载电流(或转矩)间的稳态关系。

# 静特性分析-比例控制

## 1. 开环系统机械特性和比例控制闭环系统静特性的关系

■ 开环机械特性为 
$$n = \frac{U_{d0} - I_d R}{C_e} = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e} - \frac{R I_d}{C_e} = n_{0op} - \Delta n_{op}$$
 (3-2)

式中,  $n_{0op}$  表示开环系统的理想空载转速,  
 $\Delta n_{op}$  表示开环系统的稳态速降。

■ 比例控制闭环系统的静特性为

$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e (1 + K)} - \frac{R I_d}{C_e (1 + K)} = n_{0cl} - \Delta n_{cl}$$
 (3-3)

式中,  $n_{0cl}$  表示闭环系统的理想空载转速,  
 $\Delta n_{cl}$  表示闭环系统的稳态速降。

# 静特性对比

- 闭环系统静特性可以比开环系统 机械特性硬得多
- 在同样的负载扰动下，  
开环系统的转速降落

$$\Delta n_{op} = \frac{RI_d}{C_e}$$

$$\Delta n_{cl} = \frac{RI_d}{C_e(1+K)}$$

$$\Delta n_{cl} = \frac{\Delta n_{op}}{1+K}$$

## 静特性对比

- 闭环系统的静差率要比开环系统小得多
- 闭环系统的静差率为

$$S_{cl} = \frac{\Delta n_{cl}}{n_{0cl}}$$

- 开环系统的静差率为

$$S_{op} = \frac{\Delta n_{op}}{n_{0op}}$$

- 按理想空载转速相同的情况比较，当  $n_{0op} = n_{0cl}$  时，

$$S_{cl} = \frac{S_{op}}{1 + K} \quad (3-5)$$

# 静特性对比

- 如果所要求的静差率一定，则闭环系统可以大大提高调速范围
- 如果电动机的最高转速都是 $n_N$ ，最低速静差率都是 $s$ ，可得

开环时，  $D_{op} = \frac{n_N s}{\Delta n_{op} (1 - s)}$

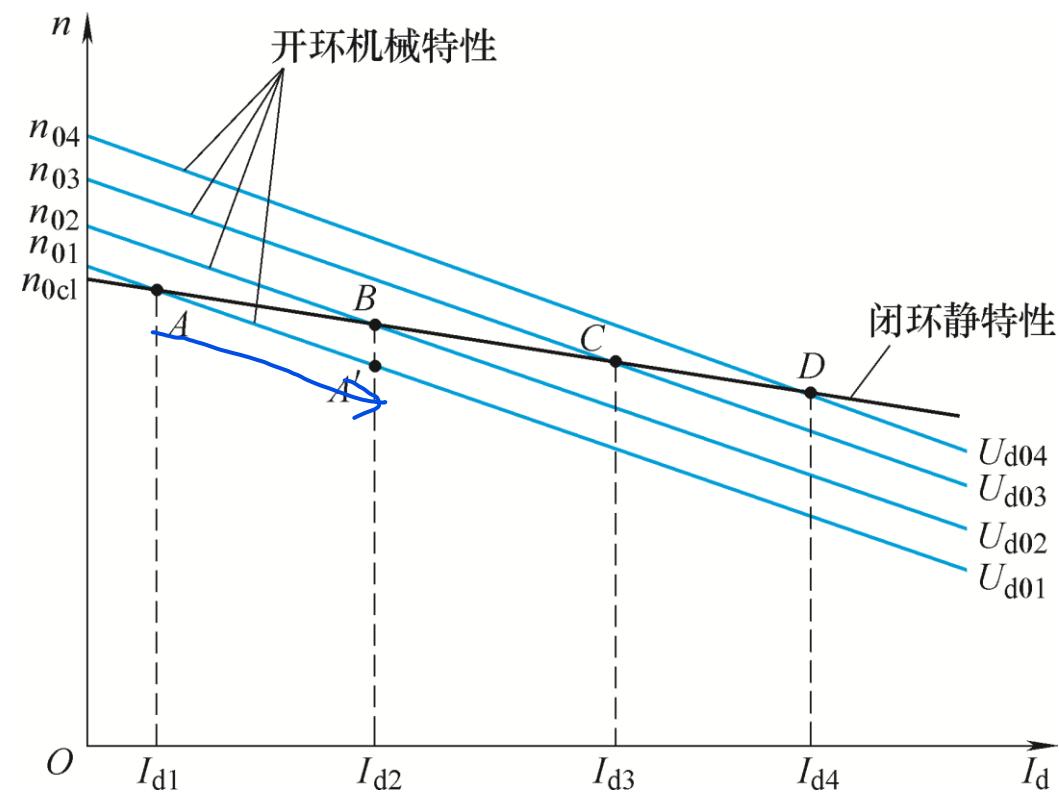
闭环时，  $D_{cl} = \frac{n_N s}{\Delta n_{cl} (1 - s)}$

$$D_{cl} = (1 + K)D_{op} \quad (3-6)$$

## 静特性对比

- 结论:比例控制的直流调速系统可以获得比开环系统硬得多的稳态特性,即负载引起的转速降落减小了,从而保证在一定静差率的要求下,能够获得更宽的调速范围.
- 问题:电枢回路的总电阻并没变化,但是转速降落为什么减小了呢?

# 闭环系统如何减少加载引起的转速降落?



- **开环系统:**  $I_d \uparrow \rightarrow n \downarrow$   
例如: 在图3-3中工作点从  $A \rightarrow A'$

图3-3 闭环系统静特性和开环系统机械特性的关系

# 闭环系统如何

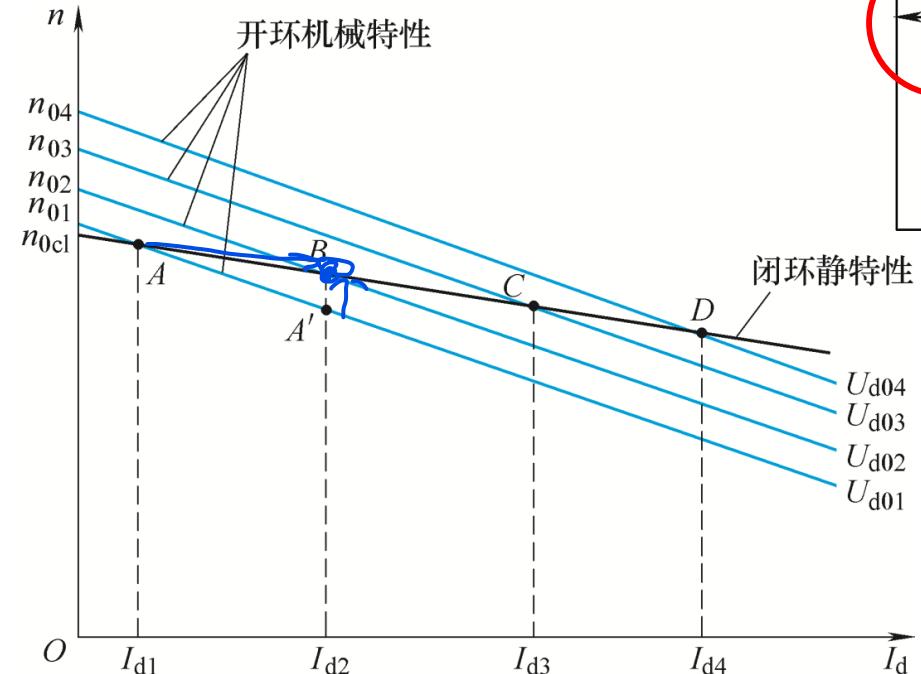
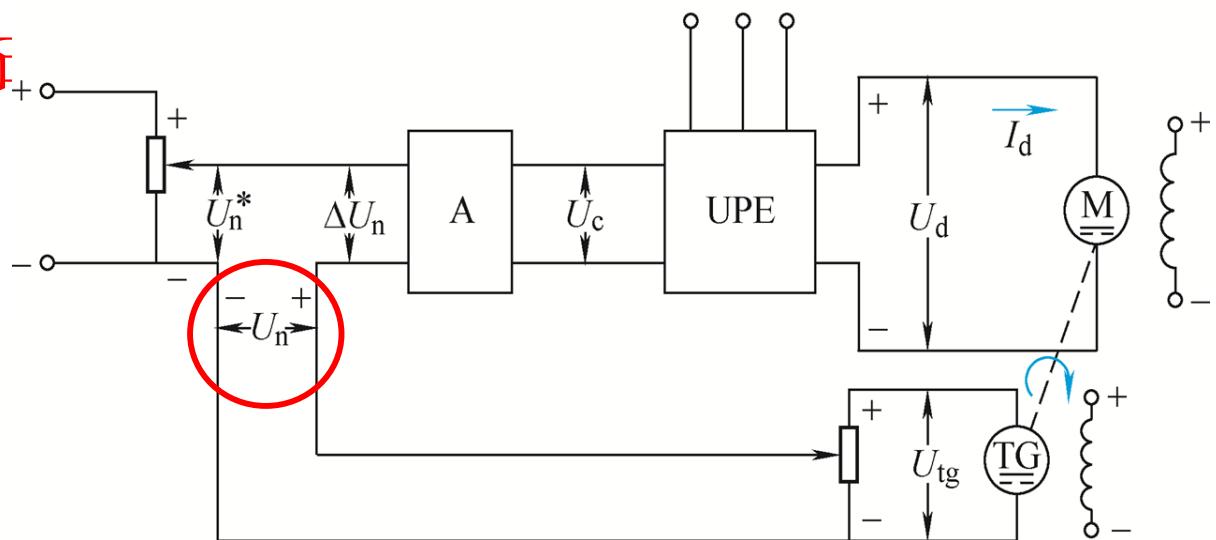


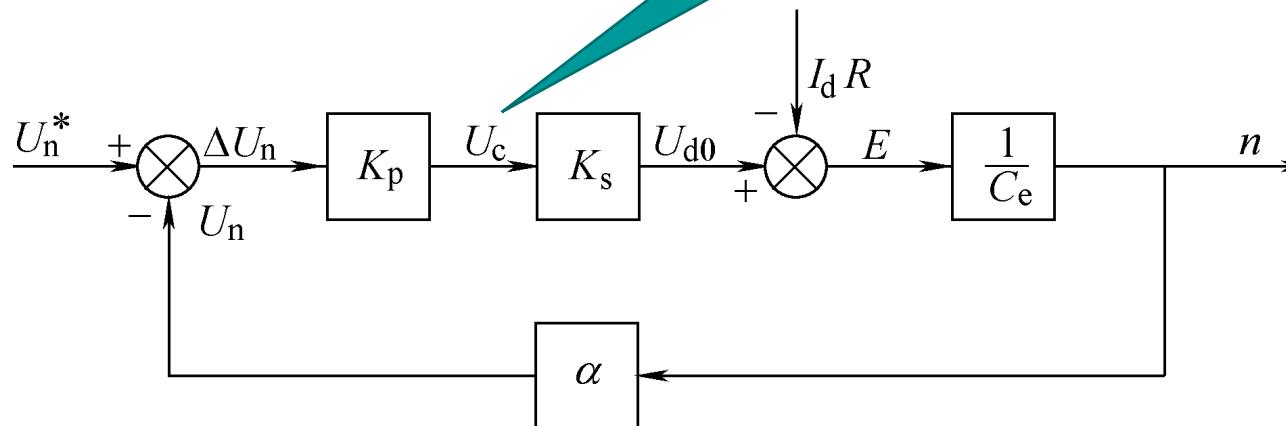
图3-3 闭环系统静特性和开环系统机械特性的关系



- 闭环系统:  $I_d \uparrow \rightarrow n \downarrow$
  - $\rightarrow U_n \downarrow \rightarrow \Delta U_n \uparrow \rightarrow U_c \uparrow$
  - $\rightarrow U_{d0} \uparrow \rightarrow n \uparrow$
- 例如: 在图3-3中工作点从A → B

- 比例控制直流调速系统能够减少稳态速降的实质在于它的自动调节作用，在于它能随着负载的变化而相应地改变电枢电压，以补偿电枢回路电阻压降的变化。

动态调整！



## 例题3-1

在例题2-2中，龙门刨床要求 $D=20$ ,  $s \leq 5\%$ ，已知  $K_s = 30$ ,  $\alpha = 0.015 \text{Vmin/r}$ ,  $C_e = 0.2 \text{Vmin/r}$ ，采用比例控制闭环调速系统满足上述要求时，比例放大器的放大系数应该有多少？

解：

- 开环系统额定速降为  $\Delta n_{op} = 275 \text{ r/min}$ ,
- 闭环系统额定速降须为  $\Delta n_{cl} \leq 2.63 \text{ r/min}$ , 由式 (3-4) 可得

- 则得 
$$K = \frac{\Delta n_{op}}{\Delta n_{cl}} - 1 \geq \frac{275}{2.63} - 1 = 103.6$$
- 即只要放大器的放大系数等于或大于46。

$$K_p = \frac{K}{K_s \alpha / C_e} \geq \frac{103.6}{30 \times 0.015 / 0.2} = 46$$

# 反馈控制规律

- 只有比例放大器的反馈控制系统，其被调量仍是有静差的。

$$\underline{\Delta n_{cl}} = \frac{RI_d}{C_e(1+K)} \quad \checkmark$$

只有  $K = \infty$ ，才能使  $\Delta n_{cl} = 0$ ，而这是不可能的。过大的 $K$ 值也会导致系统的不稳定。

# 反馈控制规律

- 反馈控制系统的作用是：抵抗扰动，服从给定。
  - 一方面能够有效地抑制一切被包含在负反馈环内前向通道上的扰动作用；
  - 另一方面则能紧紧跟随着给定作用，对给定信号的任何变化都是唯命是从。

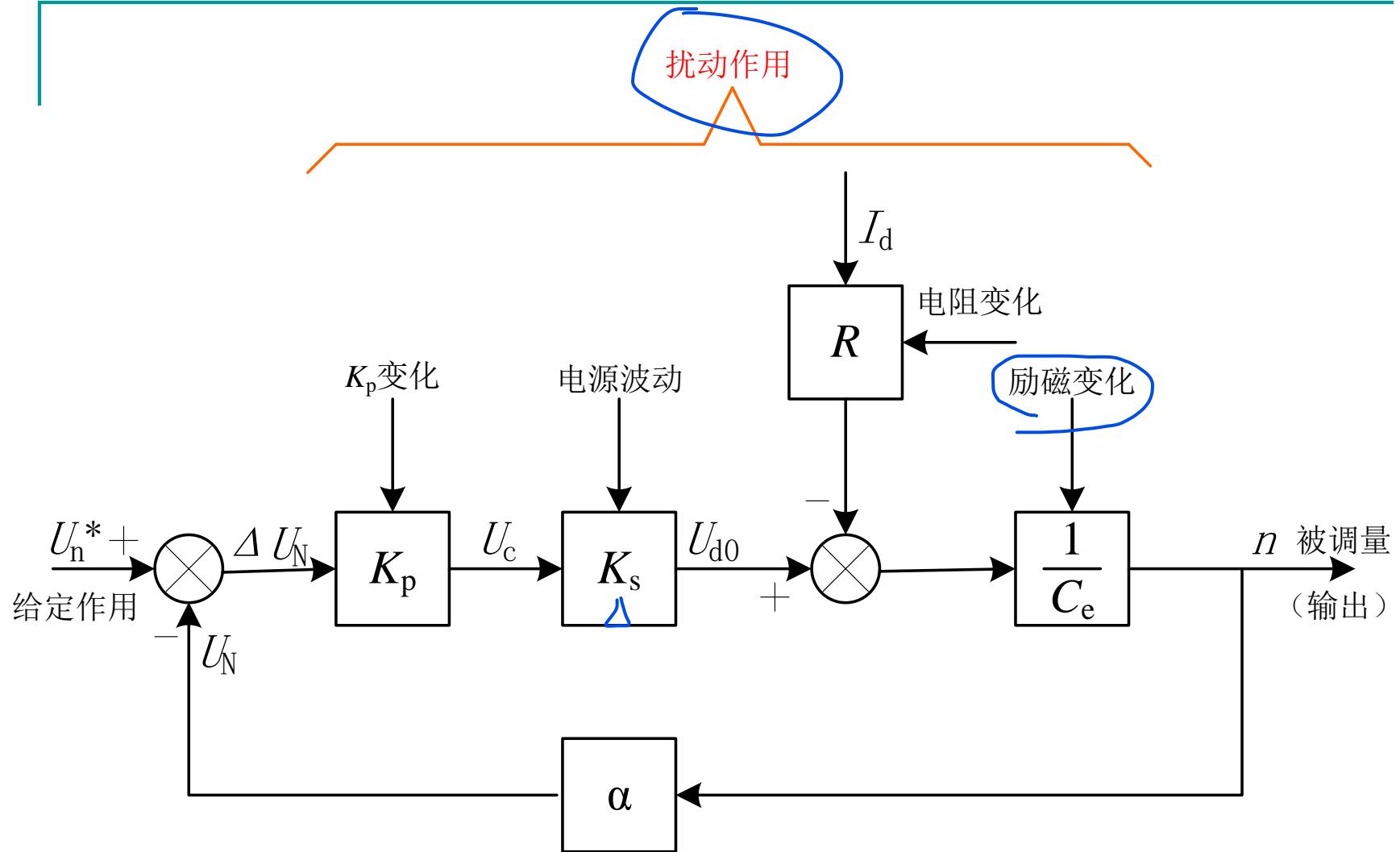


图3-4 闭环调速系统的给定作用和扰动作用

# 反馈控制规律

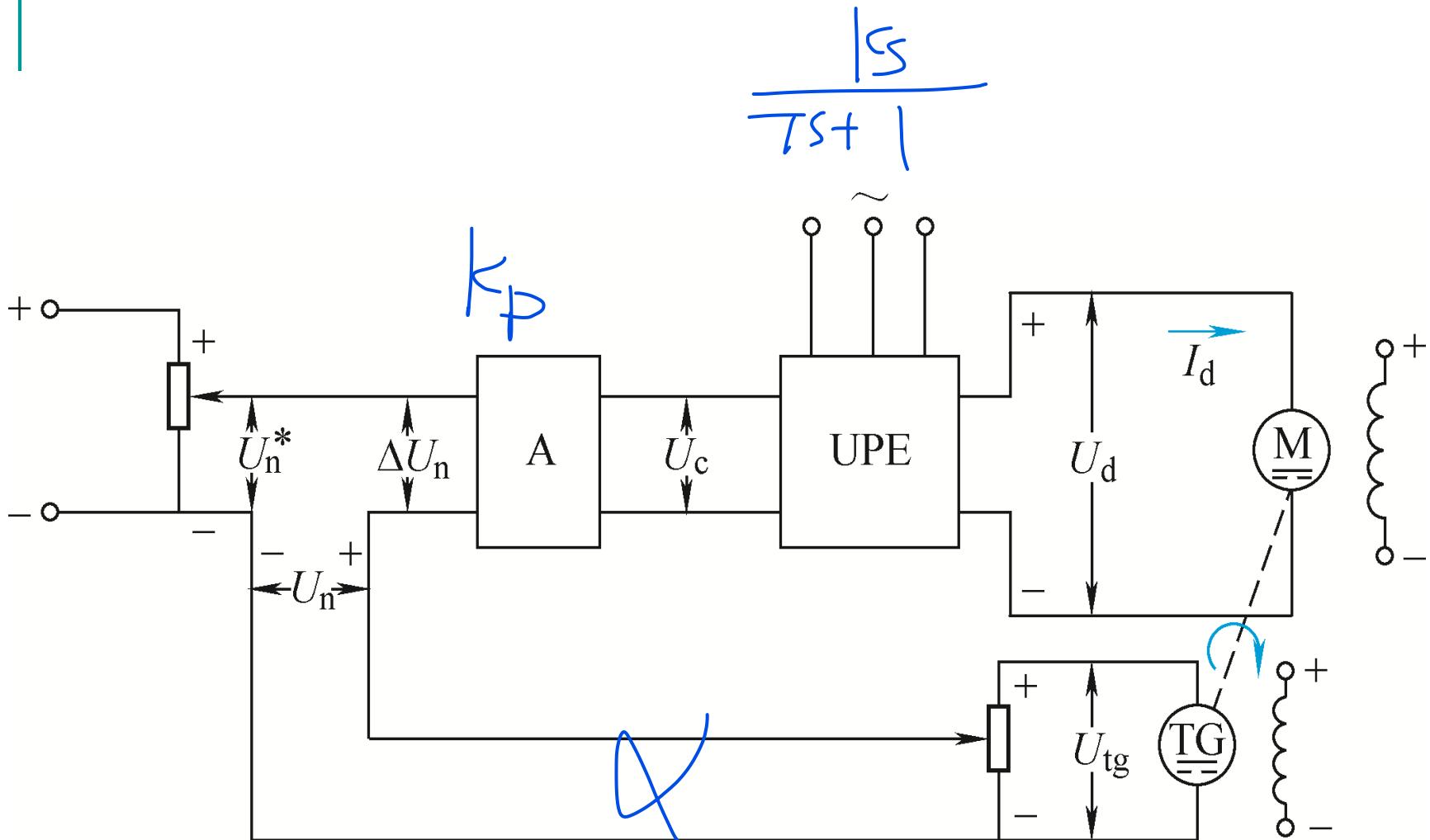
- 系统的精度依赖于给定和反馈检测的精度。
  - 反馈控制系统无法鉴别是给定信号的正常调节还是外界的电压波动。
  - 反馈通道上有一个测速反馈系数，它同样存在着因扰动而发生的波动，由于它不是在被反馈环包围的前向通道上，因此也不能被抑制。
  - 采用数字给定和数字测速来提高调速系统精度。

### 3.1.4 比例控制转速闭环系统的稳定性

- 问题:增加比例调节器的比例系数,可以减小转速降落,从而扩大调速范围,理论上当比例系数为无穷大时,系统基本上就没有转速降落了,调速范围可以无限大,比例系数可以无限增大吗?
- 注意:分析系统静特性的前提是系统必须是稳定的

## 2. 转速反馈控制直流调速系统的动态数学模型

- 建立系统动态数学模型的基本步骤如下：
- 根据系统各环节的物理规律，列出描述该环节动态过程的微分方程。
- 求出各环节的传递函数。
- 组成系统的动态结构框图，并求出系统的传递函数。



# 各环节动态数学模型

- 比例放大器的传递函数

$$\underline{W_a(s)} = \frac{\underline{U_c(s)}}{\underline{\Delta U_n(s)}} = \underline{K_p} \quad (2-42)$$

- 电力电子变换器的传递函数

$$\underline{W_s(s)} \approx \frac{K_s}{T_s s + 1} \quad (2-33)$$

- 测速反馈的传递函数

$$\underline{W_{fn}(s)} = \frac{\underline{U_n(s)}}{\underline{n(s)}} = \alpha \quad (2-43)$$

# 直流电动机动态数学模型

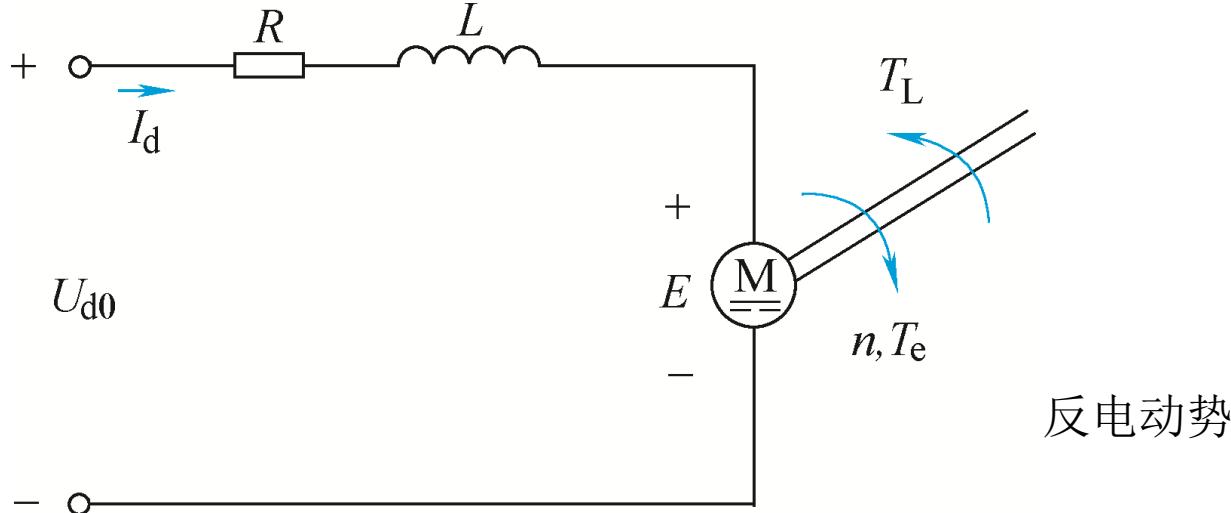


图3-5 他励直流电机在额定励磁下的等效电路

## ■ 电压方程

$$U_{d0} = RI_d + L \frac{dI_d}{dt} + E$$

直流电动机运行原理

$U_{d0}$  电枢电压

电压方程

电枢电流  $I_d$

$T_e = C_n I_d$

电磁转矩  $T_e$

运动方程

机械运动

# 直流电动机动态数学模型

- 转矩方程

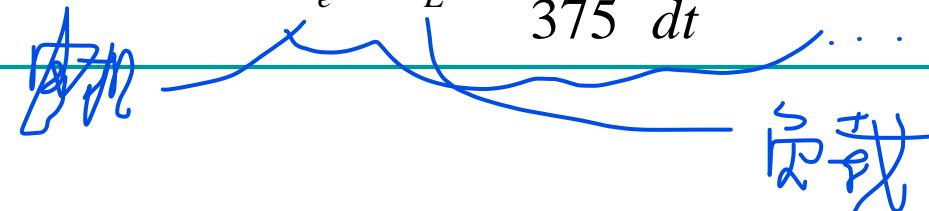
$$T_e = \underline{C_m} I_d$$

- 额定励磁下的感应电动势与转速之间的关系为

$$\underline{\underline{E = C_e n}}$$

- 忽略粘性摩擦及弹性转矩，电动机轴上的动力学方程为

$$T_e - T_L = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt}$$



■  $T_L$  —— 包括电动机空载转矩在内的负载转矩, (N·m)

$GD^2$  —— 电力拖动装置折算到电动机轴上的飞轮惯量, (N·m<sup>2</sup>)

$C_m = \frac{30}{\pi} C_e$  —— 电动机额定励磁下的转矩系数, (N·m/A)

■ 再定义下列时间常数:

$$T_l = \frac{L}{R} \quad \text{—— 电枢回路电磁时间常数(s)}$$

$$T_m = \frac{GD^2 R}{375 C_e C_m} \quad \text{—— 电力拖动系统} \circled{机电} \text{时间常数(s)}$$

■ 整理后得

$$\underbrace{U_{d0} - E}_{\text{——}} = R \left( I_d + T_l \frac{dI_d}{dt} \right) \quad (3-13)$$

$$I_d - I_{dL} = \frac{T_m}{R} \frac{dE}{dt} \quad (3-14)$$

式中,  $I_{dL} = \frac{T_L}{C_m}$  ——负载电流 (A)。



- 在零初始条件下，取拉氏变换，得电压与电流间的传递函数

$$\frac{I_d(s)}{U_{d0}(s) - E(s)} = \frac{\frac{1}{R}}{T_1 s + 1} \quad (3-15)$$

- 电流与电动势间的传递函数

$$\frac{E(s)}{I_d(s) - I_{dL}(s)} = \frac{R}{T_m s} \quad (3-16)$$

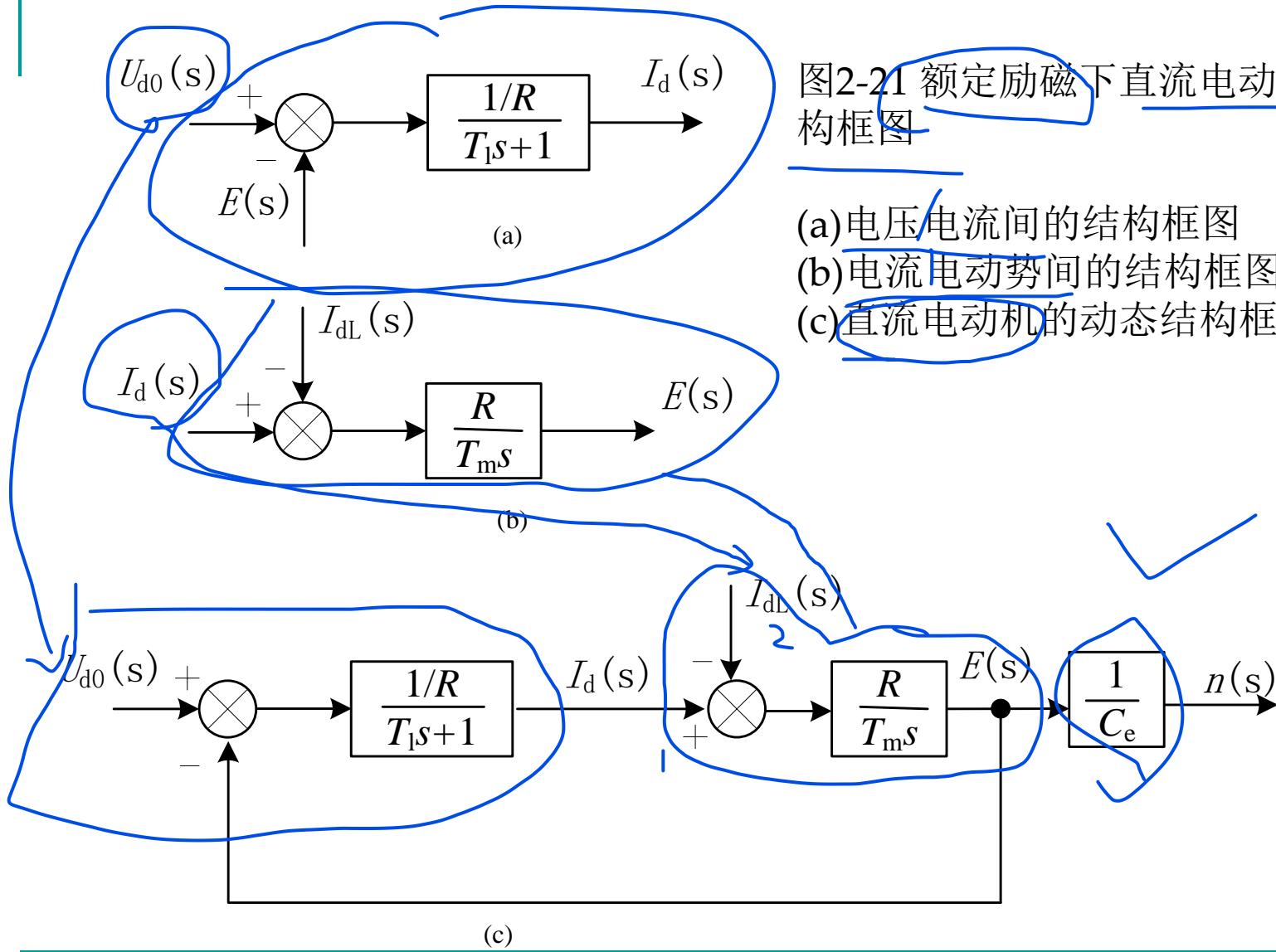
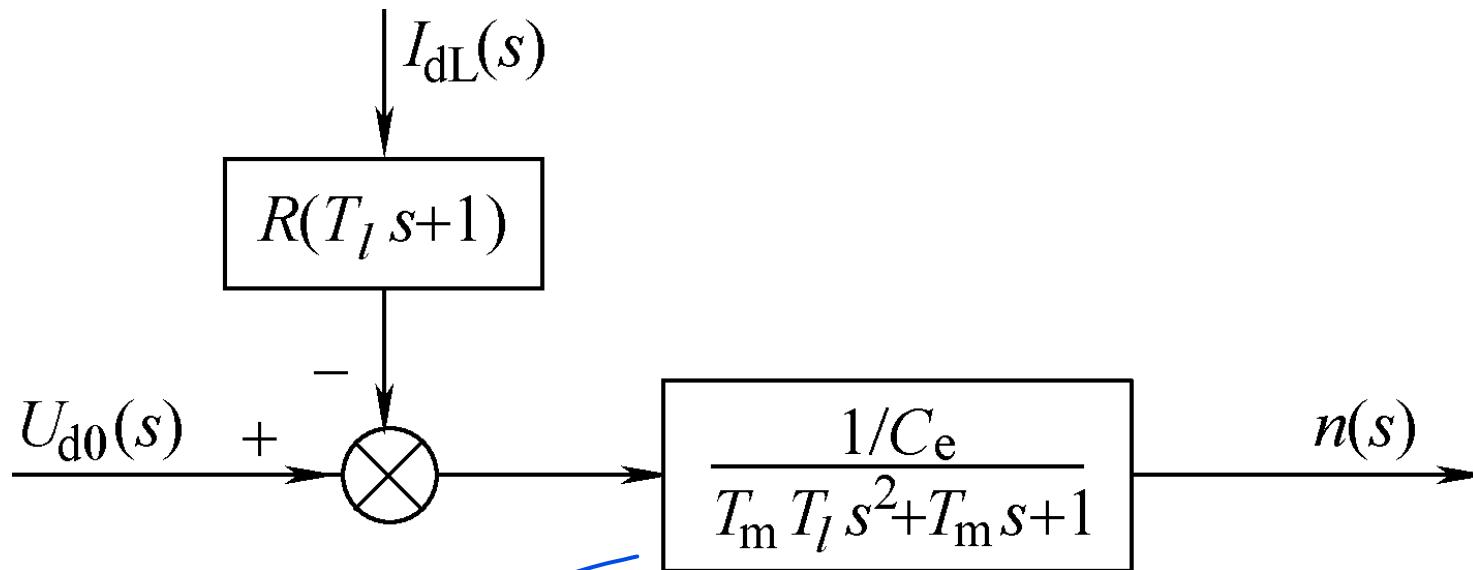


图2-21 额定励磁下直流电动机的动态结构框图

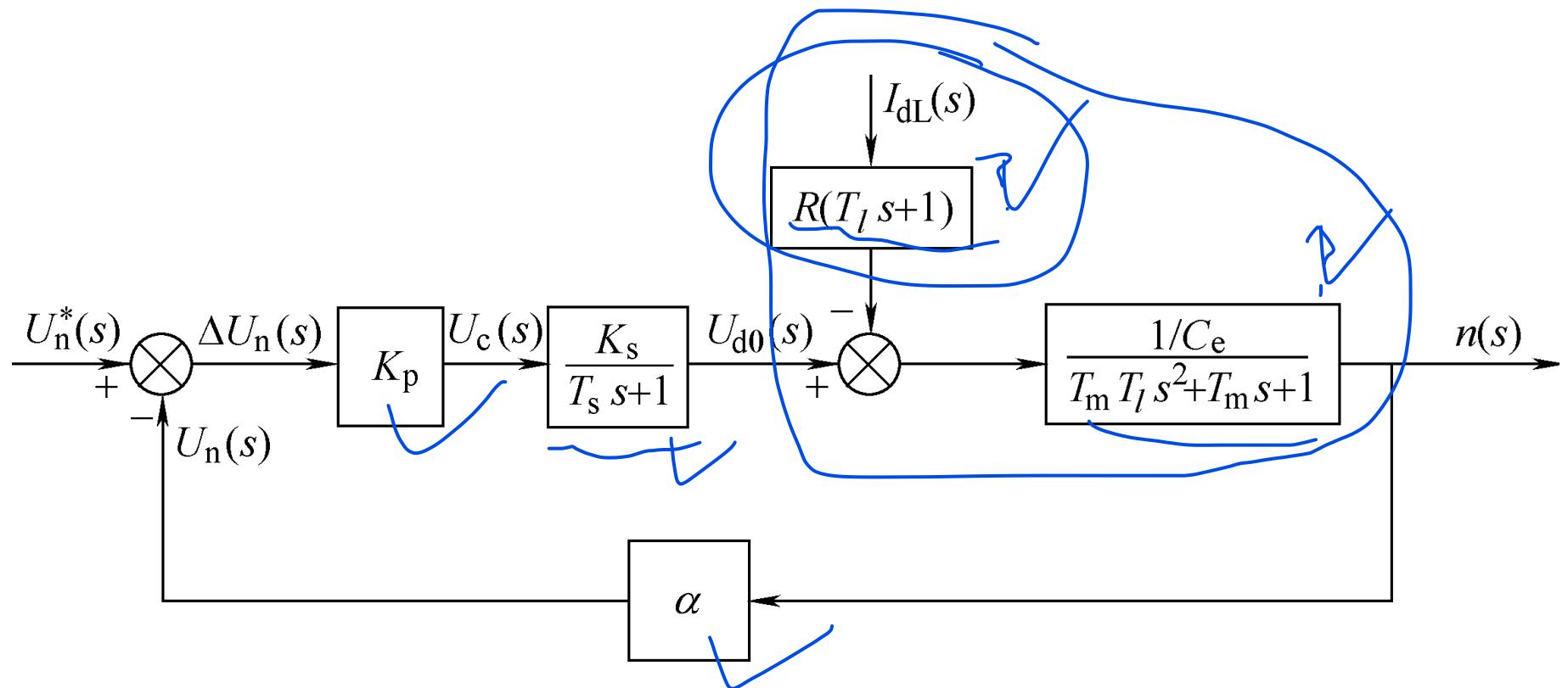
- 直流电动机有两个输入量，
- 一个是施加在电枢上的理想空载电压  $U_{d0}$ , 是控制输入量，
- 另一个是负载电流  $I_{dL}$ 。扰动输入量。
- 如果不需要在结构图中显现出电流，可将扰动量的综合点移前，再进行等效变换，得图3-7。

图3-7 直流电动机动态结构框图的变换



- 额定励磁下的直流电动机是一个二阶线性环节,
- 时间常数  $T_m$  表示机电惯性
- 时间常数  $T_l$  表示电磁惯性。

图3-8 转速反馈控制直流调速系统的动态结构框图



## 转速反馈控制的直流调速系统的开环传递函数

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

(3-19)

式中

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

# 转速反馈控制直流调速系统的闭环传递函数

$$\begin{aligned} W_{cl}(s) &= \frac{n(s)}{U_n^*(s)} = \frac{\frac{K_p K_s}{C_e}}{1 + \frac{(T_s s + 1)(T_m T_l s^2 + T_m s + 1)}{K_p K_s \alpha / C_e}} = \frac{K_p K_s / C_e}{(T_s s + 1)(T_m T_l s^2 + T_m s + 1) + K} \\ &= \frac{\frac{K_p K_s}{C_e(1 + K)}}{\frac{T_m T_l T_s}{1 + K} s^3 + \frac{T_m(T_l + T_s)}{1 + K} s^2 + \frac{T_m + T_s}{1 + K} s + 1} \quad \checkmark \quad (3-20) \end{aligned}$$

# 比例控制闭环直流调速系统的动态稳定性

- 比例控制闭环系统的特征方程为

$$\frac{T_m T_l T_s}{1+K} s^3 + \frac{T_m (T_l + T_s)}{1+K} s^2 + \frac{T_m + T_s}{1+K} s + 1 = 0 \quad (3-21)$$

- 根据三阶系统的劳斯-古尔维茨判据，系统稳定的充分必要条件是

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

- $K < \frac{T_m (T_l + T_s) + T_s^2}{T_l T_s}$  即  $\boxed{K < \frac{T_m}{T_s} + \frac{T_m}{T_l} + \frac{T_s}{T_l}}$  (3-22)

## 例题 3-2

在例题3-1中，系统采用的是三相桥式可控整流电路，已知电枢回路总电阻  $R = 0.18\Omega$  电感量  $L = 3mH$ ，系统运动部分的飞轮惯量  $GD^2 = 60N \cdot m^2$ ，试判断系统的稳定性。

解：

- 电磁时间常数
- 机电时间常数

$$T_l = \frac{L}{R} = \frac{0.003}{0.18} = 0.0167s$$
$$T_m = \frac{GD^2 R}{375C_e C_m} = \frac{60 \times 0.18}{375 \times 0.2 \times \frac{30}{\pi} \times 0.2} = 0.075s$$

- 晶闸管装置的滞后时间常数为

$$T_s = 0.00167s$$

- 为保证系统稳定，应满足的稳定条件：

$$K < \frac{T_m(T_l + T_s) + T_s^2}{T_l T_s} = \frac{0.075 \times (0.0167 + 0.00167) + 0.00167^2}{0.0167 \times 0.00167} = 49.5$$

- 闭环系统的动态稳定性和例题3-1中稳态性能要求是矛盾的。

$$K \geq 103.5$$

### 例题3-3

在上题的闭环直流调速系统中，若改用全控型器件的PWM调速系统，电动机不变，电枢回路参数为： $R = 0.1\Omega$ ， $L = 1mH$ ， $K_s = 44$ ，PWM开关频率为8 kHz。按同样的稳态性能指标  $D = 20$ ， $s \leq 5\%$ ，该系统能否稳定？如果对静差率的要求不变，在保证稳定时，系统能够达到的最大调速范围有多少？

解：

$$T_l = \frac{L}{R} = \frac{0.001}{0.1} = 0.01 \text{ s}$$

$$T_m = \frac{GD^2R}{375C_eC_m} = \frac{60 \times 0.1}{375 \times 0.2 \times \frac{\pi}{30} \times 0.2} = 0.0417 \text{ s}$$

$$T_s = \frac{1}{8000} = 0.000125 \text{ s}$$

$$K < \frac{T_m(T_l + T_s) + T_s^2}{T_l T_s} = \frac{0.0417 \times (0.01 + 0.000125) + 0.000125^2}{0.01 \times 0.000125} = 339.4$$

- 按照稳态性能指标  $D = 20$   $s \leq 5\%$  要求

$$\Delta n_{cl} \leq 2.63 \text{ r/min} \quad (\text{见例题2-2})$$

- $\Delta n_{op} = \frac{I_N R}{C_e} = \frac{305 \times 0.1}{0.2} = 152.5 \text{ r/min}$

$$K = \frac{\Delta n_{op}}{\Delta n_{cl}} - 1 \geq \frac{152.5}{2.63} - 1 = 57 < 337.5$$

- PWM调速系统能够在满足稳态性能指标要求下稳定运行。

- 若系统处于临界稳定状况,

$$K = 339.4$$

$$\Delta n_{cl} = \frac{\Delta n_{op}}{1 + K} = \frac{152.5}{1 + 339.4} = 0.45 r/\text{min}$$

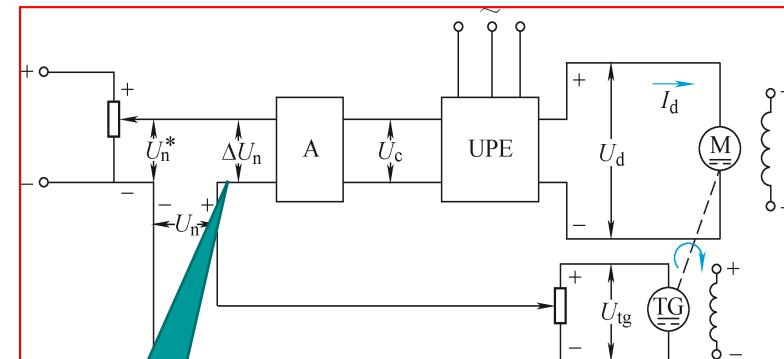
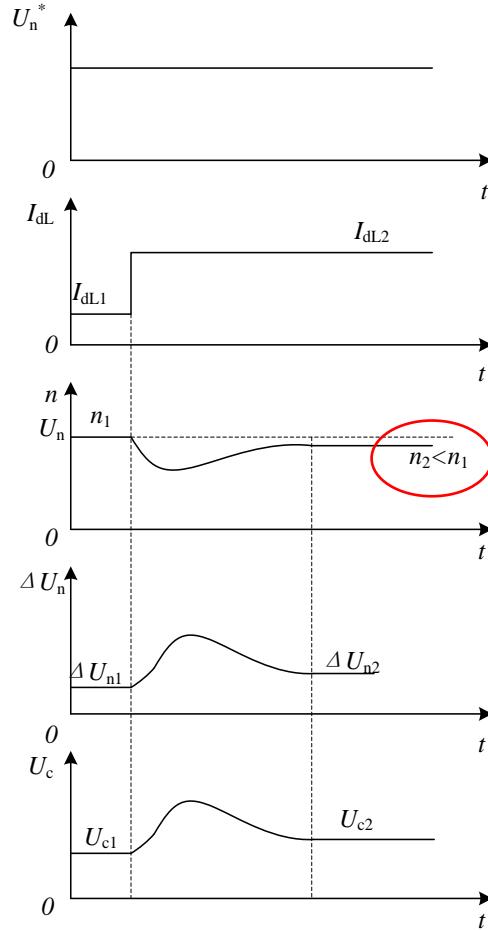
$$D_{cl} = \frac{n_N s}{\Delta n_{cl}(1 - s)} = \frac{1000 \times 0.05}{0.45(1 - 0.05)} = 117$$



## 3.2 无静差的转速闭环直流调速系统

- 在比例控制直流调速系统中，系统转速仍是有降落的。减小稳态误差可能导致系统不稳定。  
能否通过改进调节器实现转速无静差控制呢？如把比例调节器换成PID调节器之后解决这个问题。

# 图3-9有静差调速系统突加负载时的动态过程



不能为  
零！！

### 3.2.1 积分调节器和积分控制规律

- 在输入转速误差信号  $\Delta U_n$  的作用下，积分调节器的输入输出关系为

$$U_c = \frac{1}{\tau} \int_0^t \Delta U_n dt \quad (3-23)$$

- 其传递函数是

$$W_I(s) = \frac{1}{\tau s} \quad (3-24)$$

其中， $\tau$ ——积分时间常数。

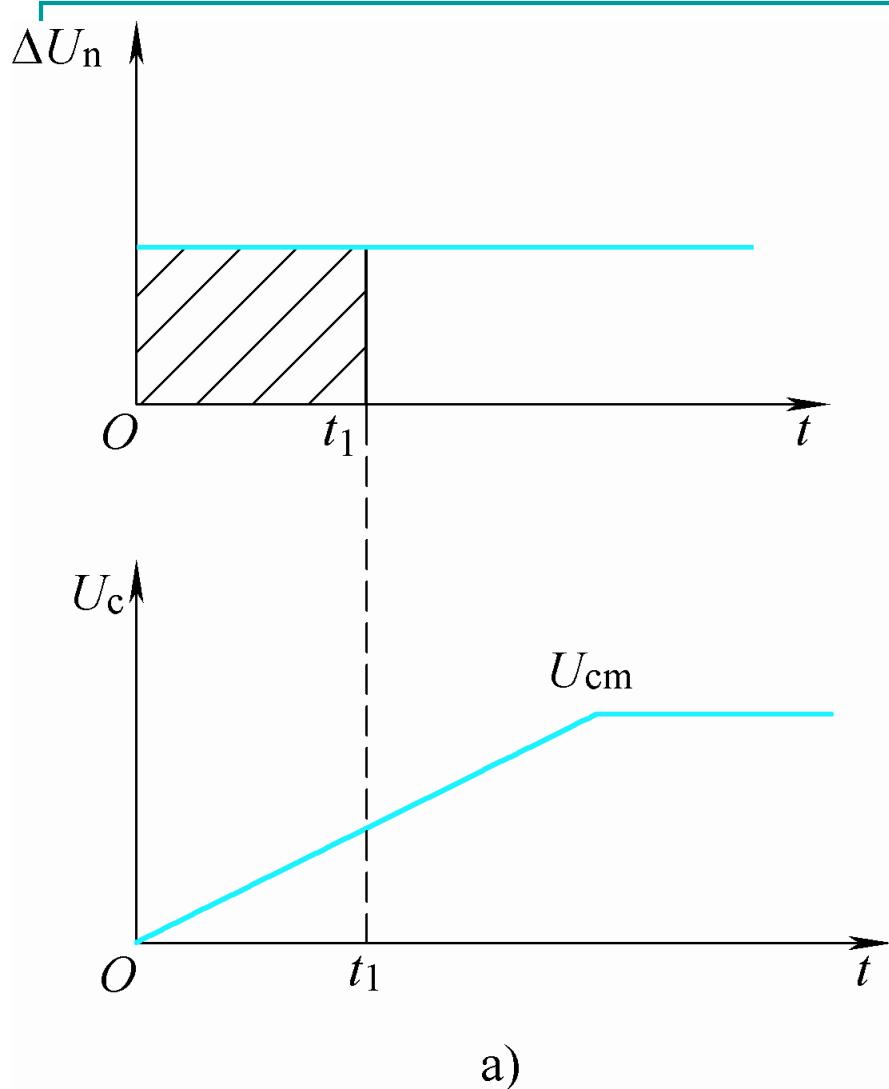
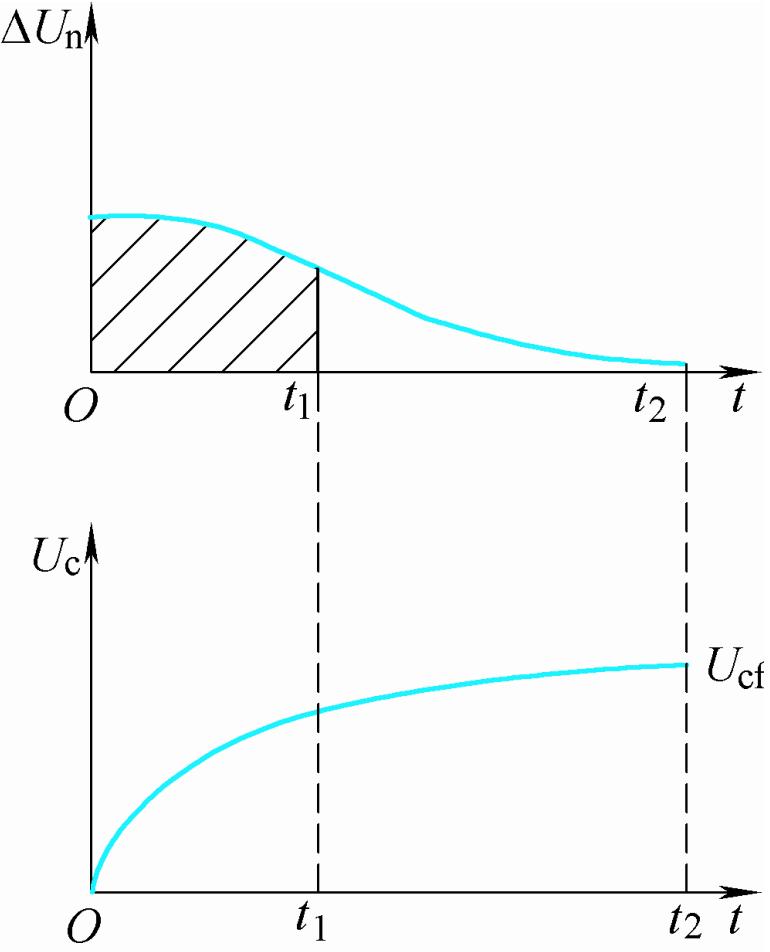


图3-10 积分调节器的输入和输出动态过程

■ 输入  $\Delta U_N$  是阶跃信号，则输出  $U_c$  按线性规律增长。

■ 当输出值达到积分调节器输出的饱和值  $U_{cm}$  时，便维持在  $U_{cm}$  不变。



b)

图3-10 积分调节器的输入和输出动态过程

■ 只要  $\Delta U_n > 0$ , 积分调节器的输出  $U_c$  便一直增长; 只有达到  $\Delta U_n = 0$  时,  $U_c$  才停止上升; 只有到  $\Delta U_n$  变负,  $U_c$  才会下降。

■ 当  $\Delta U_n = 0$  时,  $U_c$  并不是零, 而是某一个固定值  $U_{cf}$

- 突加负载时，由于  $I_{dL}$  的增加，转速  $n$  下降，导致  $\Delta U_n$  变正，
- 最终进入新的稳态。

$$I_d = I_{dL2}$$

$$\Delta U_n = 0$$

$$U_n = U_n^*$$

$$U_c = U_{c2}$$

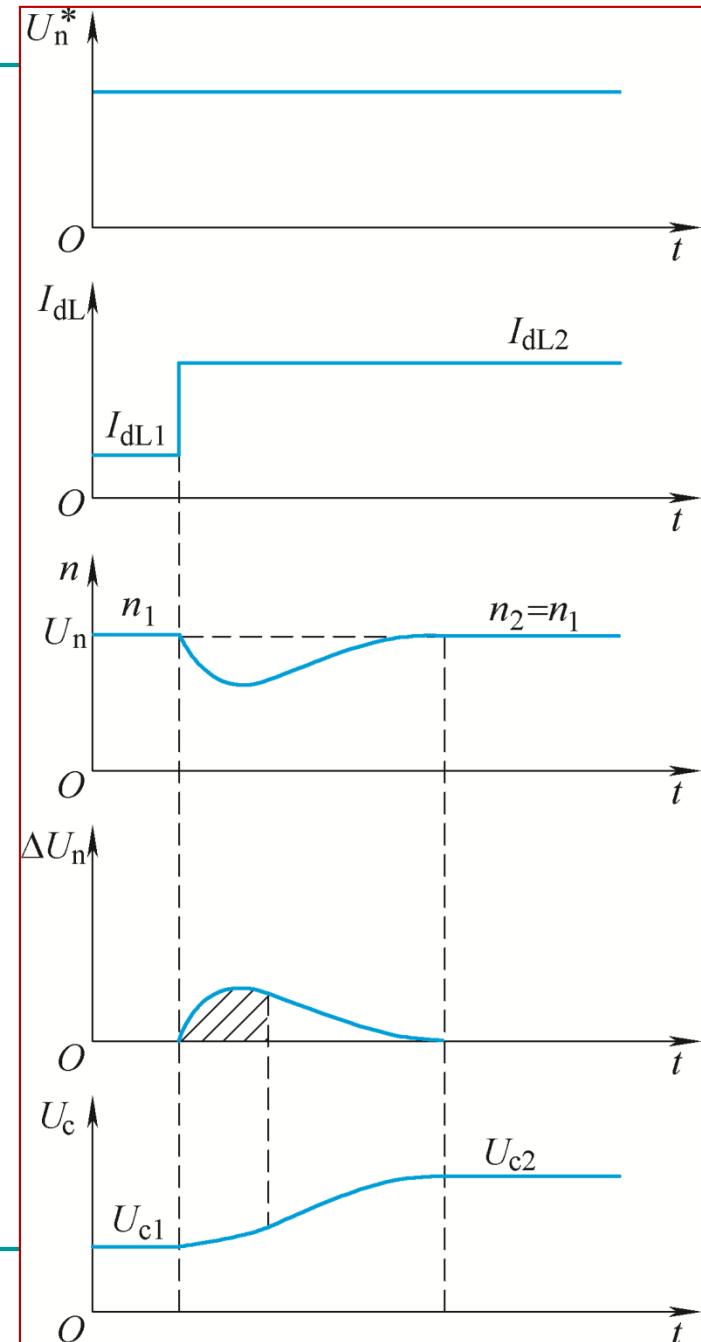


图3-11 积分控制无静差调速系统突加负载时的动态过程

# 积分控制规律和比例控制规律的根本区别：

- 比例调节器的输出只取决于输入偏差量的现状，而积分调节器的输出则包含了输入偏差量的全部历史，稳态值等于多少呢？
- 积分调节器到稳态时  $\Delta U_n = 0$ ，只要历史上有过  $\Delta U_n$ ，其积分就有一定数值，足以产生稳态运行所需要的控制电压。
- 缺点：响应速度慢！动态性能差！

### P Z

## 3.2.2 比例积分控制规律

- 比例积分调节器（PI调节器）的输入输出关系为

$$U_{ex} = \underbrace{K_p U_{in}} + \underbrace{\frac{1}{\tau} \int_0^t U_{in} dt} \quad (3-25)$$

式中， $U_{in}$ ——PI调节器的输入， $U_{ex}$ ——PI调节器的输出。

- 其传递函数为

$$\underline{W_{PI}(s) = K_p + \frac{1}{\tau s} = \frac{K_p \tau s + 1}{\tau s}} \quad (3-26)$$

式中， $K_p$ 、 $\tau$ ——PI调节器的比例放大系数、积分系数

### 3.2.2 比例积分控制规律

- 令 $\tau_1=K_p\tau$ , 则PI调节器的传递函数也可写成如下形式

$$W_{PI}(s) = K_p \frac{\tau_1 s + 1}{\tau_1 s}$$

(3-27)

式中,  $\tau_1$ ——微分项中的超前时间常数。

### 3.2.2 比例积分控制规律

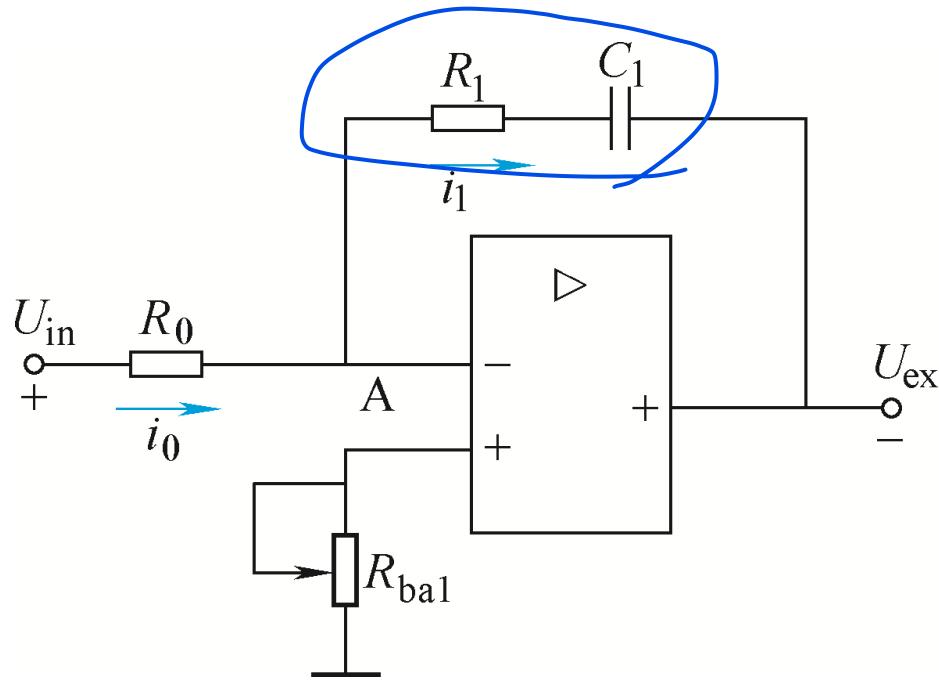


图3-12 比例积分（PI）调节器线路图

- 用运算放大器来实现PI调节器的输入极性和输出极性是反相的；

$$\begin{aligned}U_{ex} &= \frac{R_1}{R_0} U_{in} + \frac{1}{R_0 C_1} \int U_{in} dt \\&= K_p U_{in} + \frac{1}{\tau} \int U_{in} dt\end{aligned}\quad (3-28)$$

- 式中  $K_p = \frac{R_1}{R_0}$   $\tau = R_0 C_1$

$R_{bal}$ 为运算放大器同相输入端的平衡电阻。

## 3.2.2 比例积分控制规律

- PI控制综合了比例控制和积分控制两种规律的优点，又克服了各自的缺点。
- 比例部分能迅速响应控制作用，
- 积分部分则最终消除稳态偏差。

### 3.2.2 比例积分控制规律

- 在 $t=0$ 时就有 $U_{ex}(t)=K_p U_{in}$ , 实现了快速控制;
- 随后 $U_{ex}(t)$ 按积分规律增长,
- 在 $t=t_1$ 时,  $U_{in}=0$ ,

$$U_{ex}(t) = K_p U_{in} + \frac{t}{\tau} U_{in}$$
$$U_{ex} = \frac{t}{\tau} U_{in}$$

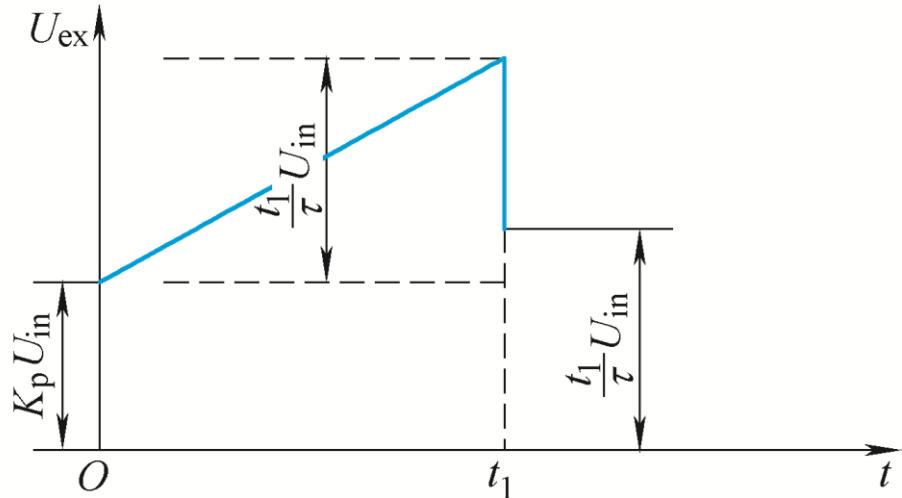
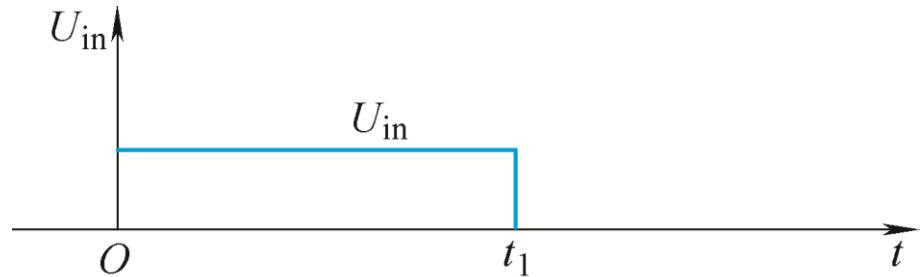


图3-13 PI调节器的输入输出特性

### 3.2.2 比例积分控制规律

- 在闭环调速系统中，采用PI调节器输出部分 $U_c$ 由两部分组成，
- 比例部分①和 $\Delta U_n$ 成正比，
- 积分部分②表示了从 $t=0$ 到此时刻对 $\Delta U_n(t)$ 的积分值，
- $U_c$ 是这两部分之和。

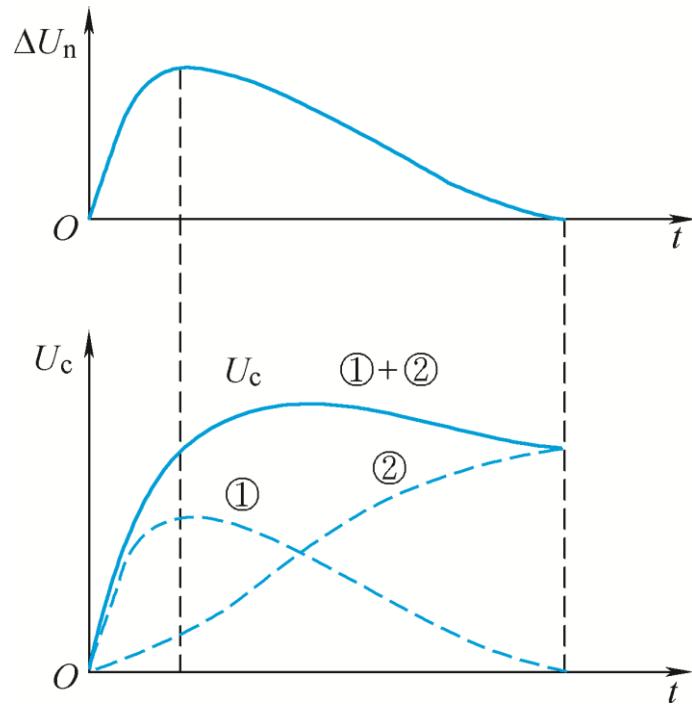
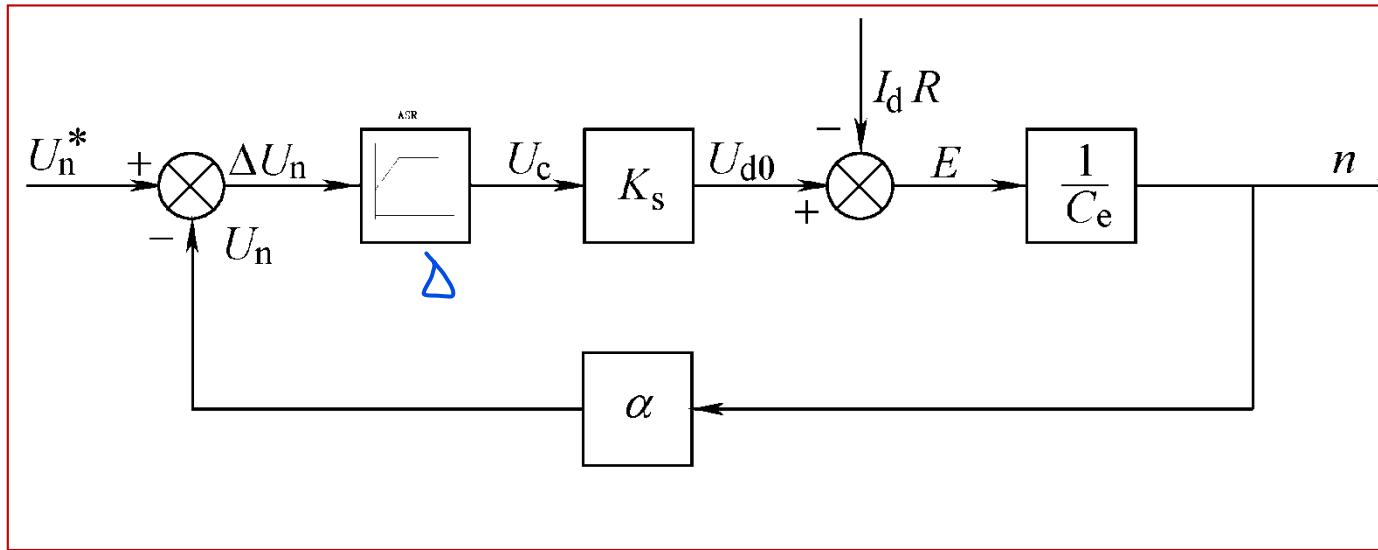


图3-14 闭环系统中PI调节器的输入和输出动态过程

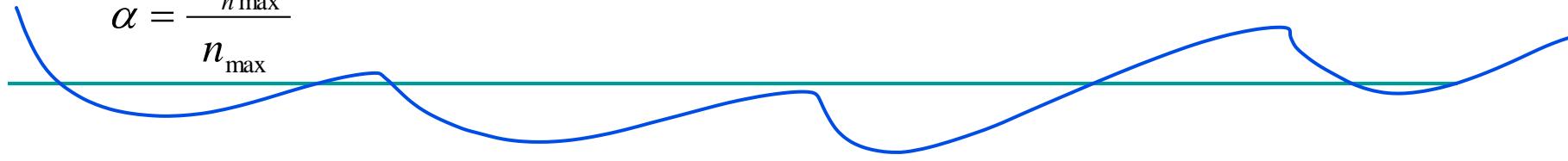
# 无静差的转速单闭环直流调速系统稳态参数设计



$$U_n^* = U_n = \alpha n = \alpha n^*$$

$$U_c = \frac{U_{d0}}{K_s} = \frac{C_e n^* + I_d R}{K_s} = \frac{C_e U_n^* / \alpha + I_d R}{K_s}$$

$$\alpha = \frac{U_{n \max}^*}{n_{\max}}$$

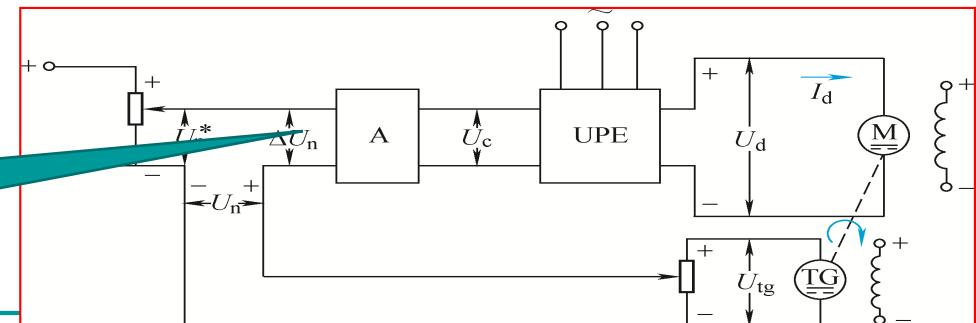


## 3.3 转速反馈控制直流调速系统的限流保护

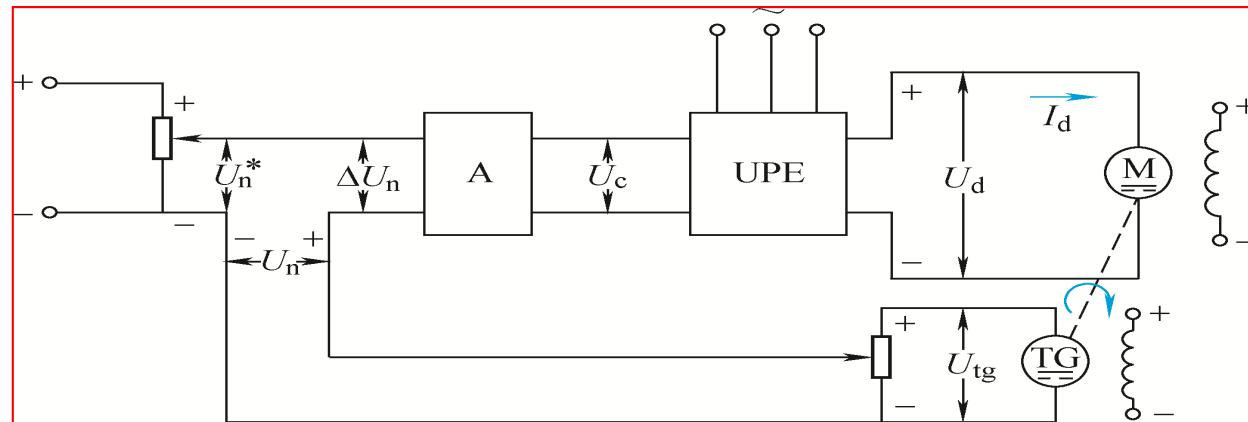
### 3.3.1 过流问题的来源

- **起动：**突加给定电压时，电枢电压立即达到它的最高值，对电动机来说，相当于全压起动，会造成电动机过流。
- **堵转：**电流将远远超过允许值。如果只依靠过流继电器或熔断器来保护，过载时就跳闸。

起动、堵  
转时偏差  
很大！



- 系统中必须有自动限制电枢电流的环节。
- 引入电流负反馈，可以使它不超过允许值。但这种作用只应在起动和堵转时存在，在正常的稳速运行时又得取消。
- 当电流大到一定程度时才出现的电流负反馈，叫做电流截止负反馈。



### 3.3.2 带电流截止负反馈环节的直流调速系统

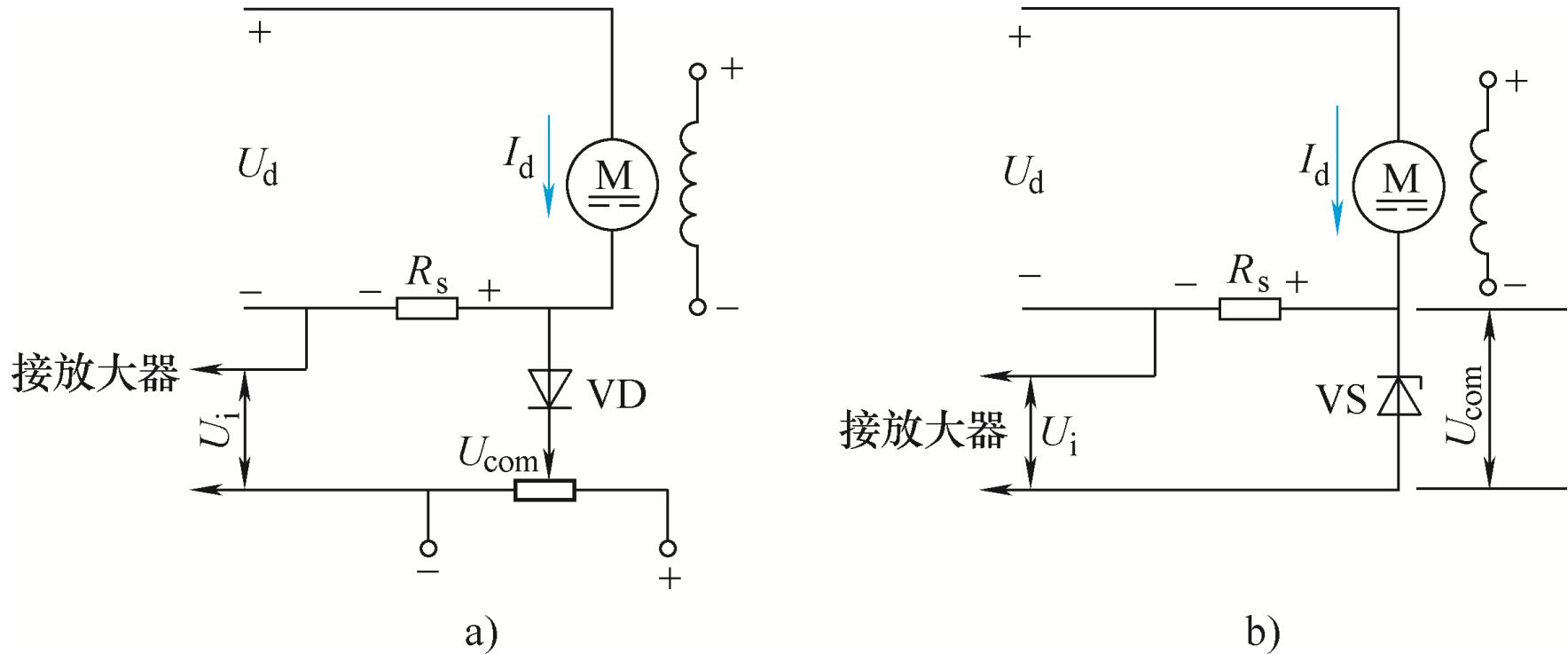


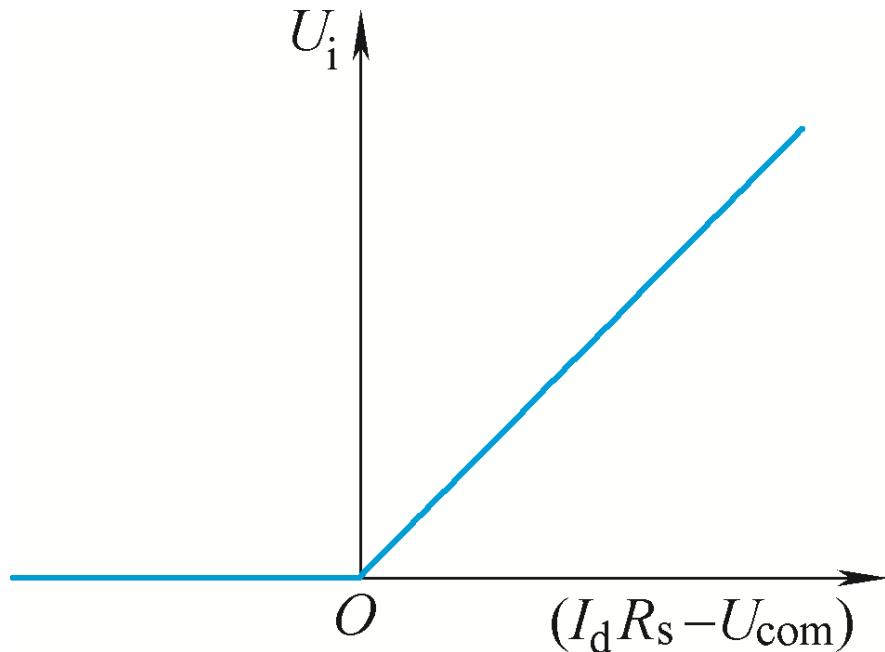
图3-16 电流截止负反馈环节的模拟实现

(a) 利用独立直流电源作比较电压 (b) 利用稳压管产生比较电压

# 1. 电流截止负反馈环节

- 电流反馈信号取自串入电动机电枢回路中的小阻值电阻 $R_s$ ,  $I_d R_s$ 正比于电流。
- 图3-16(a)中用独立的直流电源作为比较电压 $U_{com}$ , 其大小可用电位器调节,
- 在 $I_d R_s$ 与 $U_{com}$ 之间串接一个二极管VD, 当 $I_d R_s > U_{com}$ 时, 二极管导通, 电流反馈信号 $U_i$ 即可加到放大器上去; 当 $I_d R_s \leq U_{com}$ 时, 二极管截止,  $U_i$ 消失。
- 图3-16(b)中利用稳压管VST的击穿电压 $U_{br}$ 作为比较电压 $U_{com}$ 。
- 截止电流  $I_{dcr} = U_{com}/R_s$

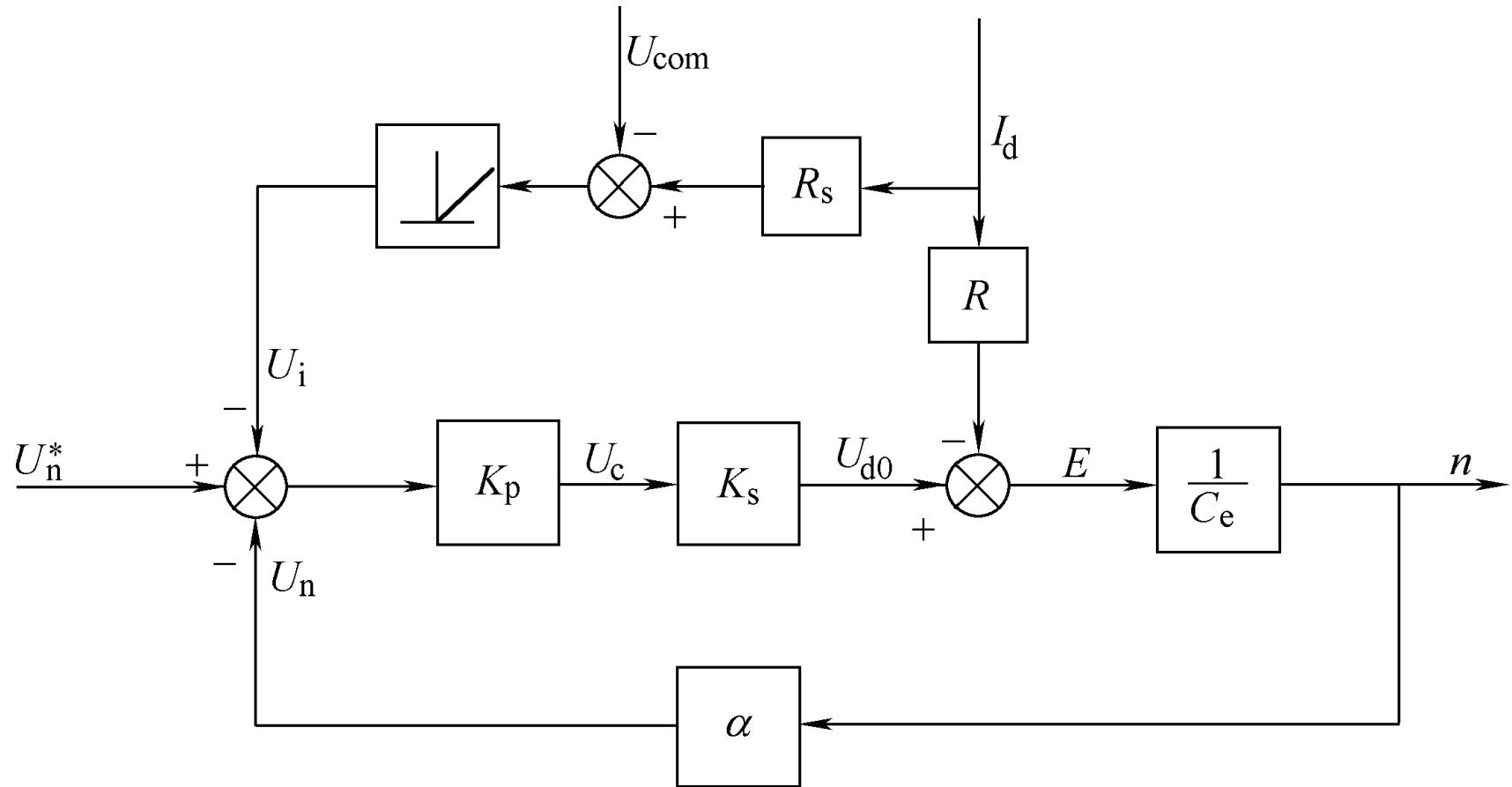
# 1. 电流截止负反馈环节特性



- 当输入信号  $I_d R_s - U_{com} > 0$  时，输出  $U_i = I_d R_s - U_{com}$ ，
- 当  $I_d R_s - U_{com} \leq 0$  时，输出  $U_i = 0$ 。

图3-17电流截止负反馈环节的输入输出特性

图3-18 带电流截止负反馈的闭环直流调速系统稳态结构框图



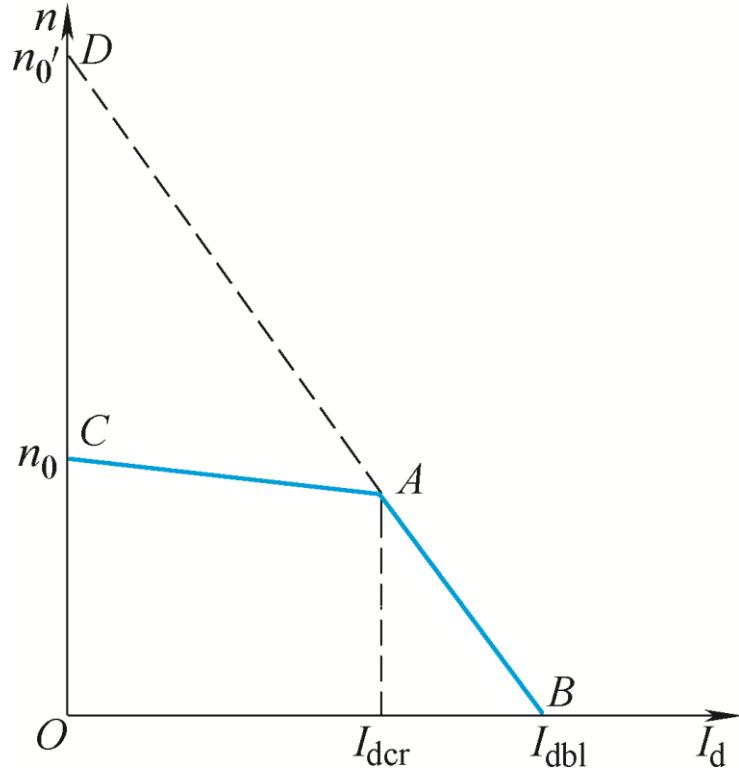
## 2. 带电流截止负反馈比例控制闭环直流调速系统的静特性

- 当  $I_d < I_{dcr}$  时，电流负反馈被截止，静特性与只有转速负反馈调速系统的静特性相同，

$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e (1 + K)} - \frac{R I_d}{C_e (1 + K)} \quad (3-32)$$

- 当  $I_d > I_{dcr}$  后，引入了电流负反馈，静特性变成

$$\begin{aligned} n &= \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e (1 + K)} - \frac{K_p K_s}{C_e (1 + K)} (R_s I_d - U_{com}) - \frac{R I_d}{C_e (1 + K)} \\ &= \frac{K_p K_s (U_n^* + U_{com})}{C_e (1 + K)} - \frac{(R + K_p K_s R_s) I_d}{C_e (1 + K)} \end{aligned} \quad (3-33)$$



- CA段：  
电流负反馈被截止
- AB段：  
电流负反馈起作用

图3-19 带电流截止负反馈比例控制闭环直流调速系统的静特性

- 电流负反馈的作用相当于在主电路中串入一个大电阻  $K_p K_s R_s$ 。
- 比较电压与给定电压的作用一致，好像把理想空载转速提高到

$$n'_0 = \frac{K_p K_s (U_n^* + U_{com})}{C_e (1 + K)} \quad (3-34)$$

# 电流截止负反馈系统参数计算

- 令  $n=0$ , 得到堵转电流  $I_{dbl}$ ,

$$I_{dbl} = \frac{K_p K_s (U_n^* + U_{com})}{R + K_p K_s R_s} \quad (3-35)$$

- 一般  $K_p K_s R_s >> R$ , 因此

$$I_{dbl} \approx \frac{U_n^* + U_{com}}{R_s} \quad (3-36)$$

- $I_{dbl}$  应小于电动机允许的最大电流, 一般为

$$I_{dbl} = (1.5 \sim 2) I_N$$

- 截止电流应大于电动机的额定电流, 取

$$I_{der} = (1.1 \sim 1.2) I_N$$

## 3.4 转速反馈控制直流调速系统的仿真

- MATLAB/SIMULINK仿真平台下构建转速闭环控制的调速系统仿真平台
- 简单介绍如何借助仿真分析系统工作过程。

### 3.4.1 转速闭环直流调速系统仿真平台

- 直流电动机：型号为Z4-132-1，额定电压400 V，额定电流 52.2A，额定转速为2610 r/min，反电动势系数  $C_e=0.1459 \text{ V min/r}$ ，允许过载倍数 =1.5；
- PWM变换器开关频率：8KHz，放大系数： $K_s=107.5$ ； ( $538/5=107.5$ )
- 电枢回路总电阻： $R = 0.368\Omega$  ；
- 时间常数：电枢回路电磁时间常数  $T_l = 0.0144\text{s}$ ，电力拖动系统机电时间常数  $T_m=0.18\text{s}$ ；
- 转速反馈系数  $\alpha = 0.00383V \cdot \text{min/}r$  ；
- 对应额定转速时的给定电压  $U_n^* = 10V$  。

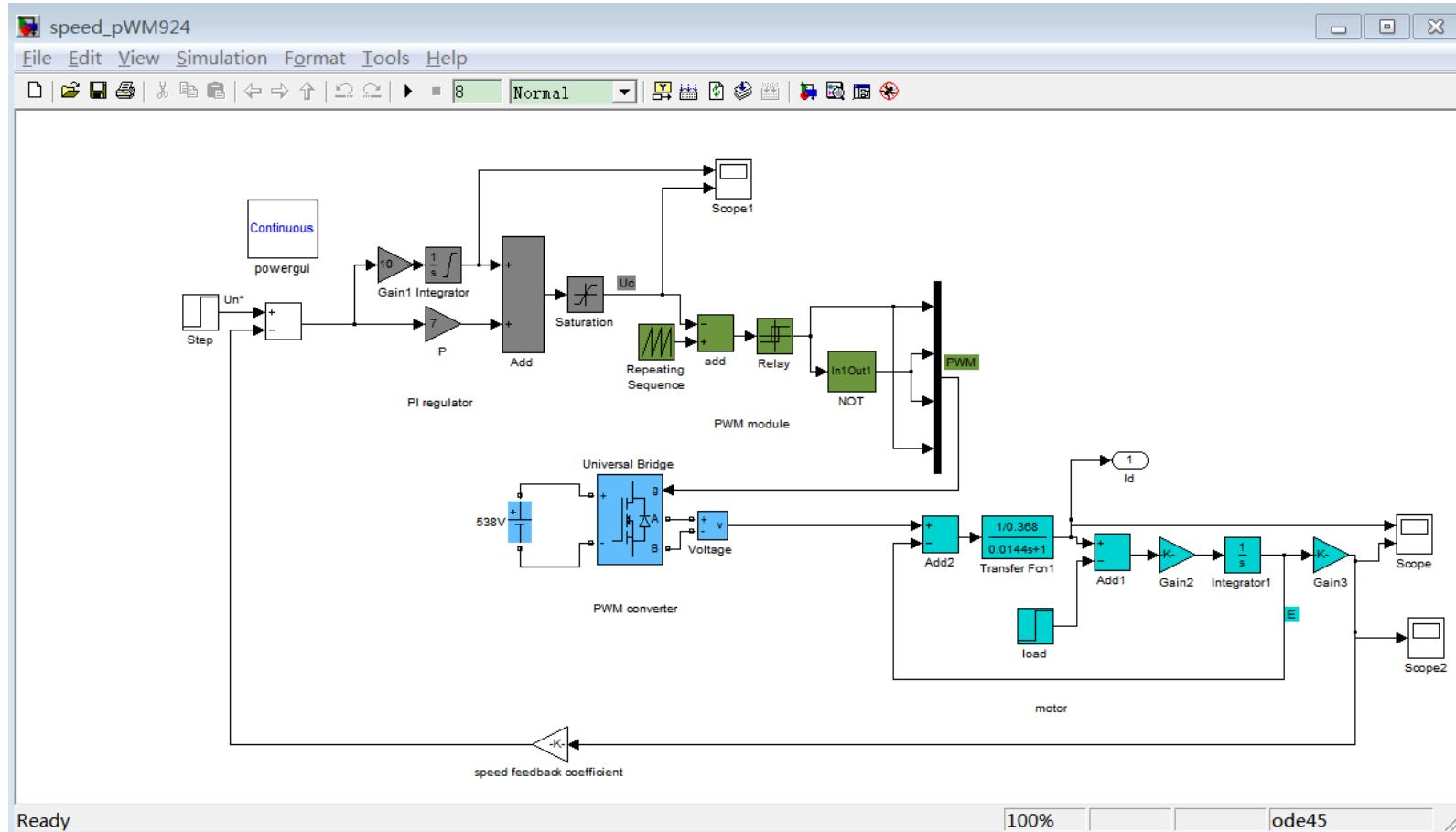


图3-21 比例积分控制的直流调速系统的仿真框图

## 3.4.2 仿真模型的建立

- 进入MATLAB，单击MATLAB命令窗口工具栏中的SIMULINK图标，
- 或直接键入SIMULINK命令，打开SIMULINK模块浏览器窗口，

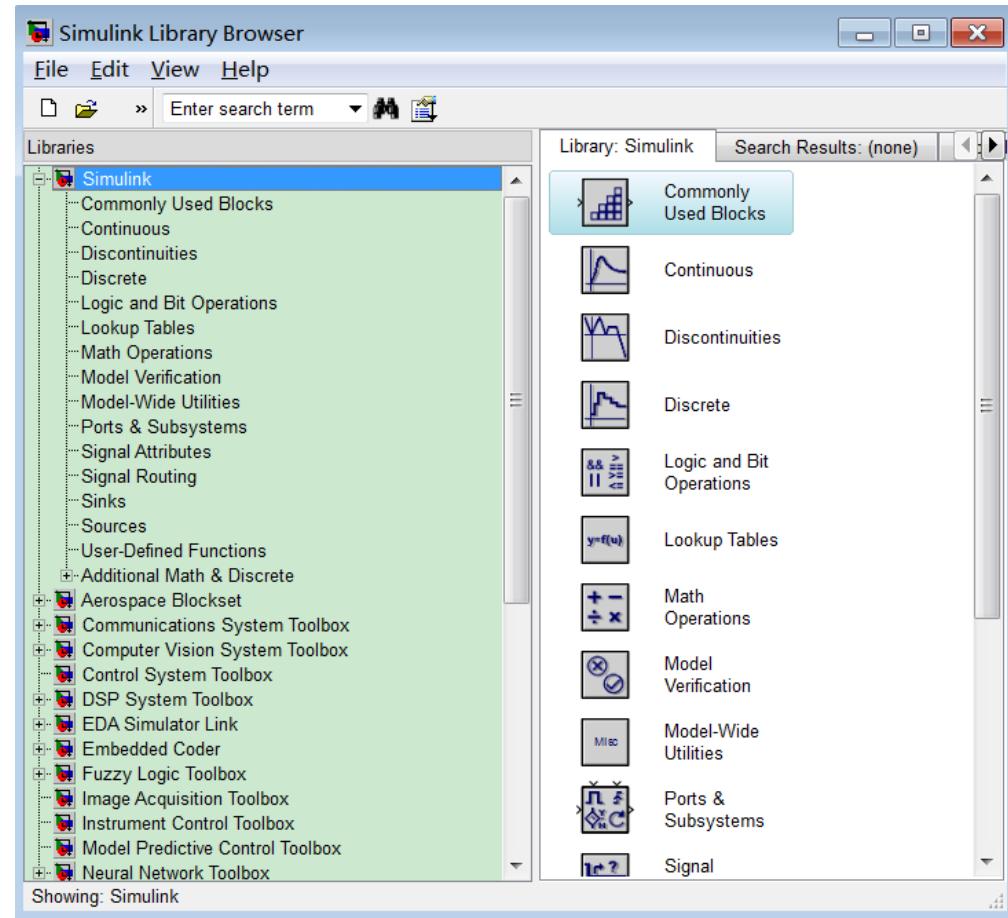


图3-22 SIMULINK模块浏览器窗口

- (1) 打开模型编辑窗口：通过单击SIMULINK工具栏中新模型的图标或选择File→New→Model菜单项实现。
- (2) 复制相关模块：双击所需子模块库图标，则可打开它，以鼠标左键选中所需的子模块，拖入模型编辑窗口。
- 在本例中拖入模型编辑窗口的为：
- 把Source组中的Step模块拖入模型编辑窗口；
- 把Math Operations组中的Sum模块和Gain模块分别拖入模型编辑窗口；
- 把Continuous组中的Transfer Fcn模块和Integrator模块拖入模型编辑窗口；
- 把Sinks组中的Scope模块拖入模型编辑窗口；
- 把discontinuous组中的relay模块和saturation模块拖入编辑窗口；
- 把source组中的repeating sequence模块拖入编辑窗口；
- 把Logic and bit Operations中的Logical Operator模块拖入编辑窗口；
- 把simulink Powersystem 模块库中universal bridge拖入编辑窗口。
- 。

- (3)修改模块参数：

双击模块图案，则出现关于该图案的对话框，

通过修改对话框内容来设定模块的参数。

图3-23 加法器模块对话框

描述加法器三路输入的符号，|表示该路没有信号，用|+-取代原来的符号。得到减法器。

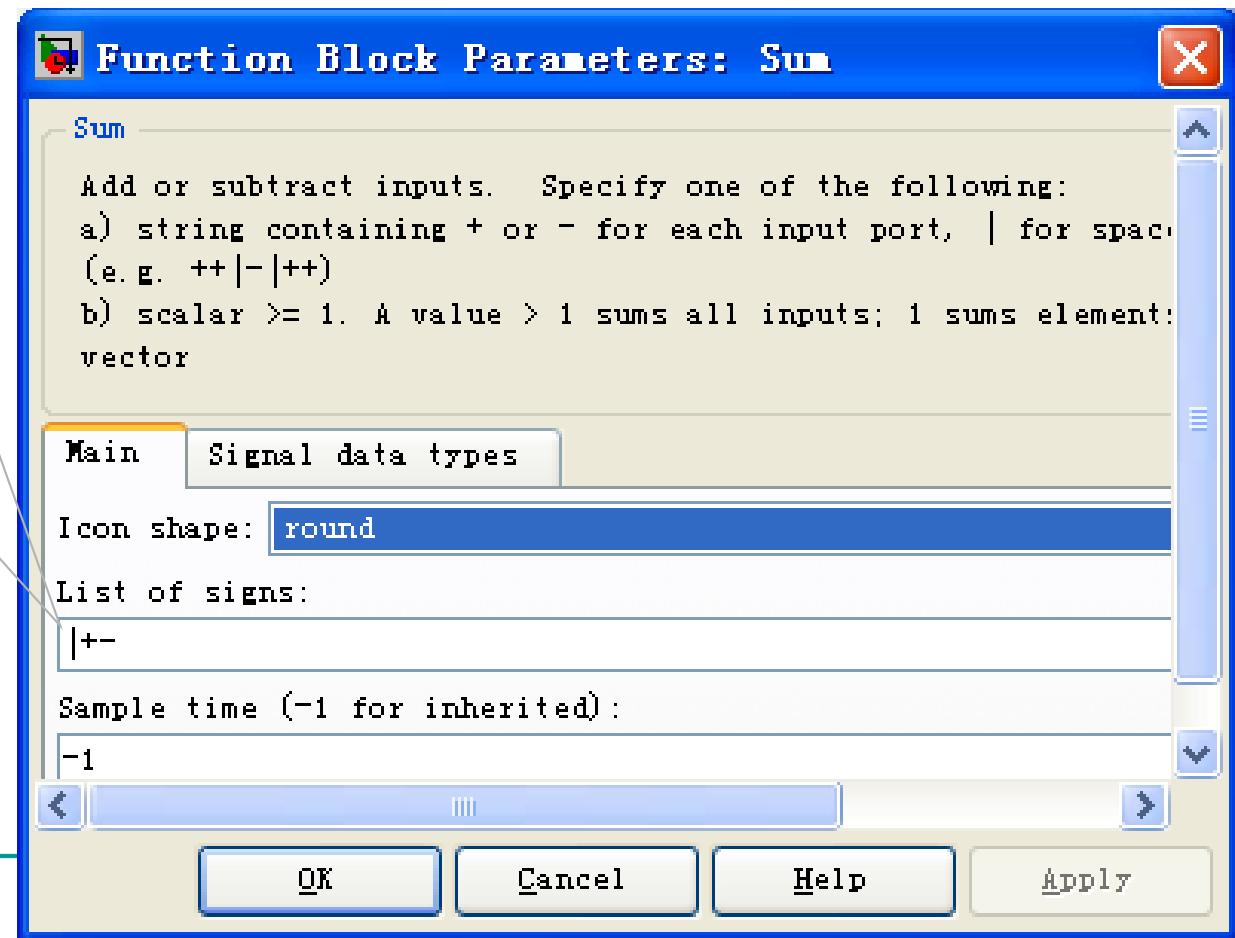
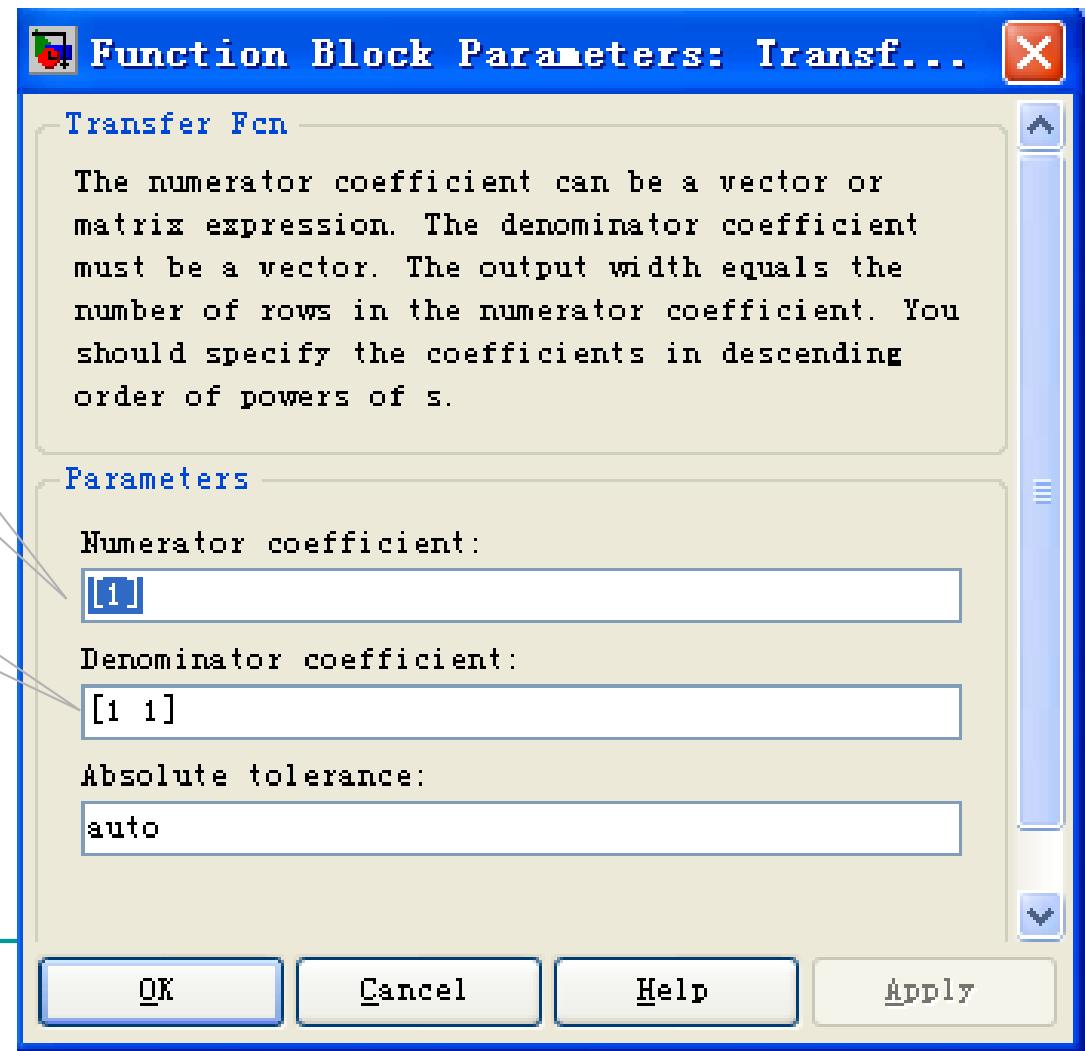


图3-24 传递函数模块对话框

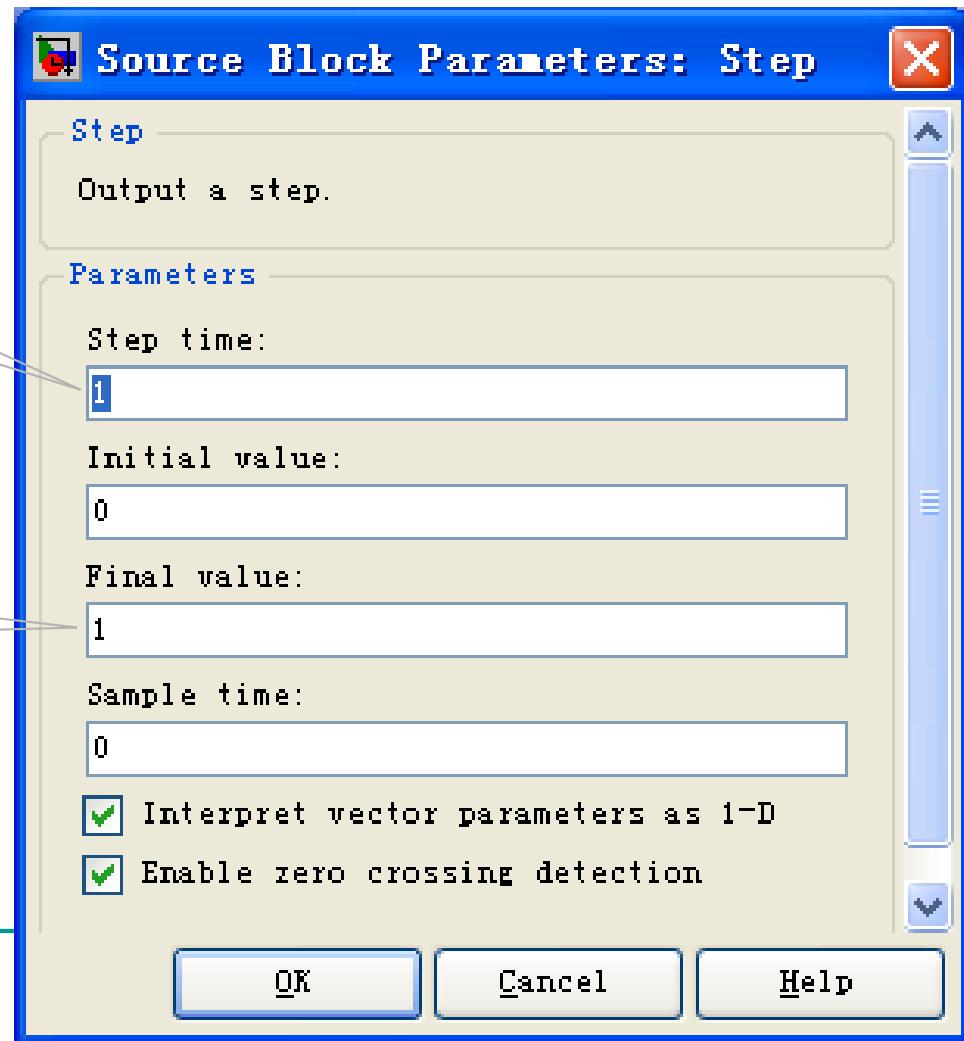


分子多项式  
系数

分母多项式  
系数

例如， $0.002s+1$ 是用向量  
[0.002 1]来表示的。

图3-25 阶跃输入模块对话框



阶跃时刻，  
可改到0。

阶跃值，可  
改到10。

图3-26 增益模块对话框

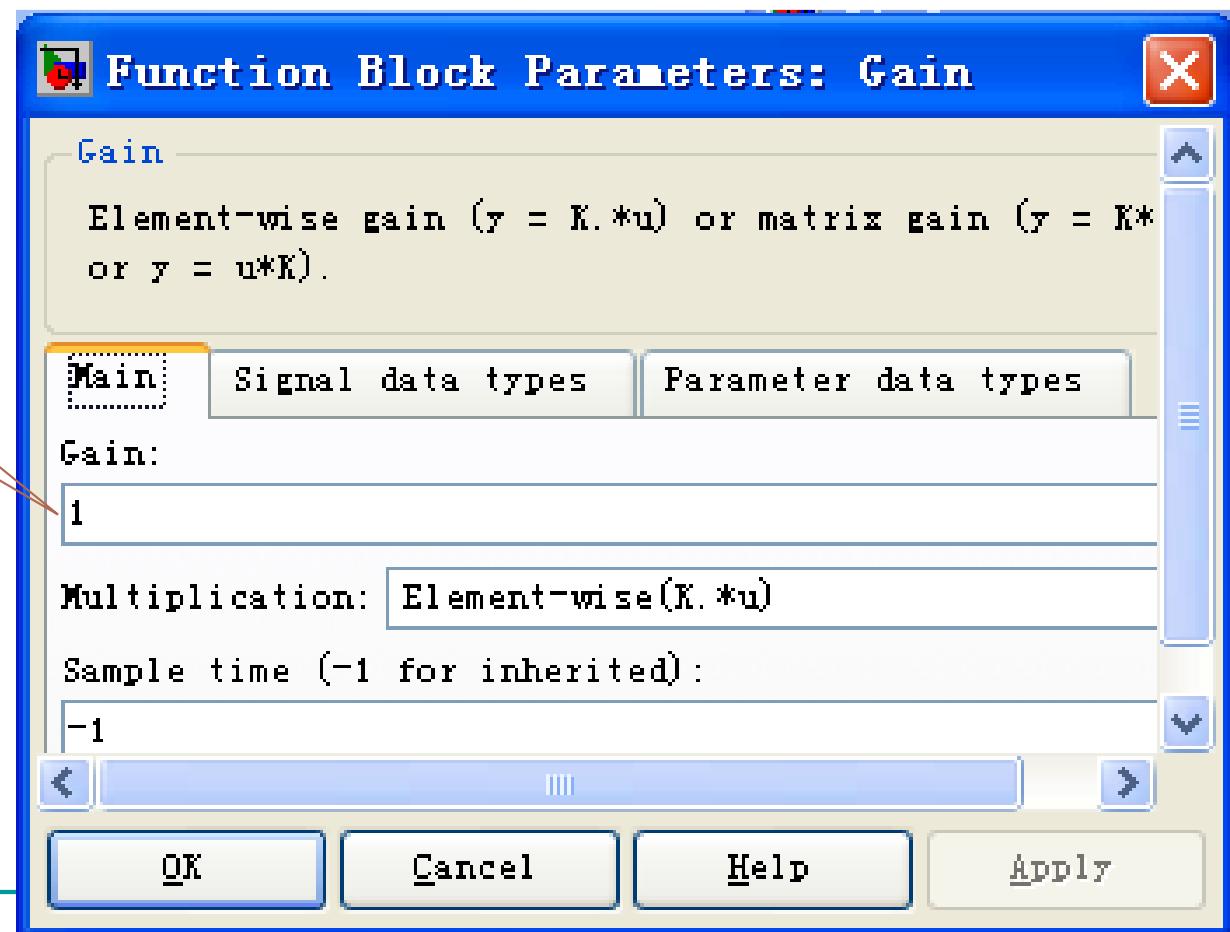
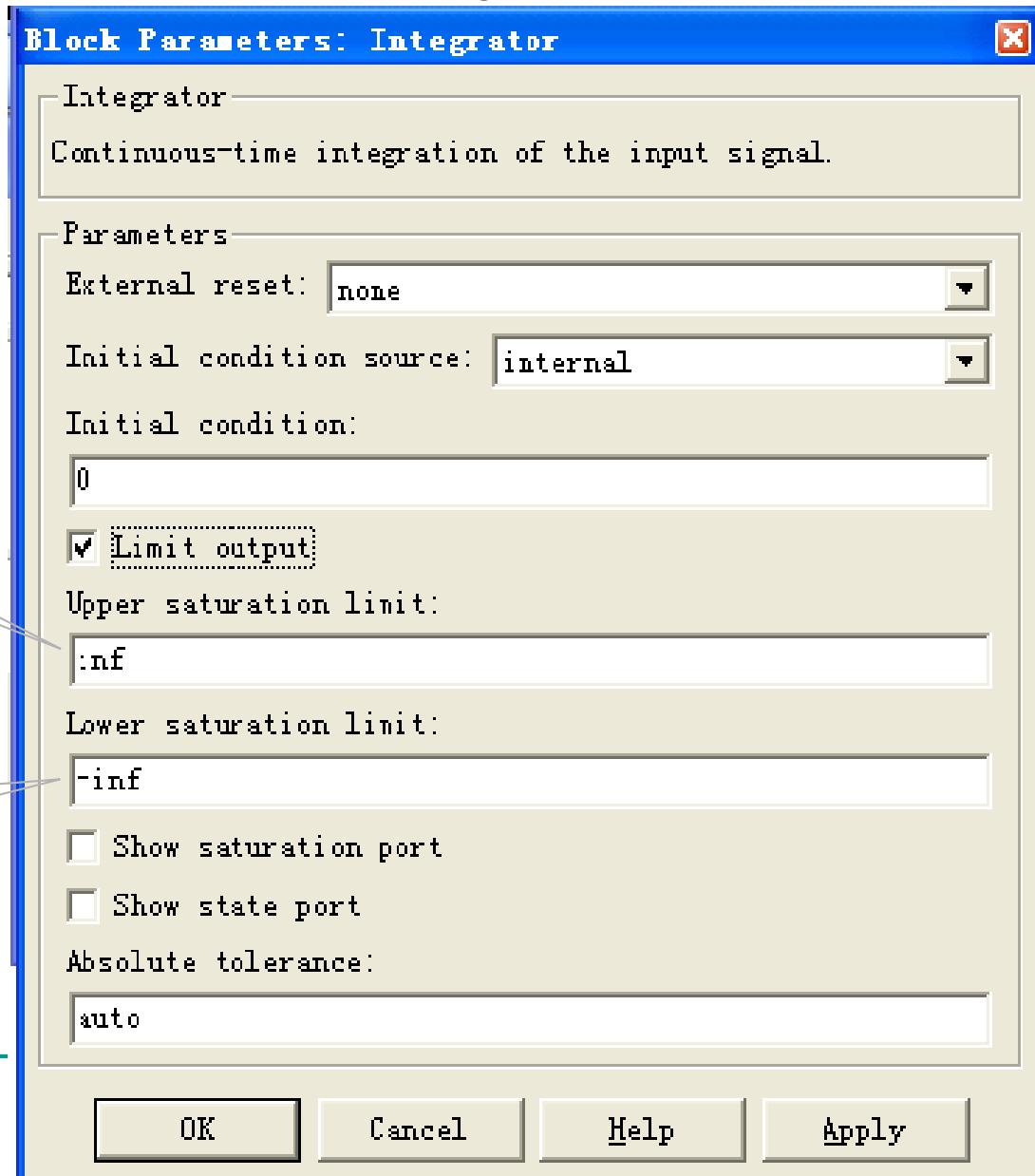


图3-27 Integrator模块对话框

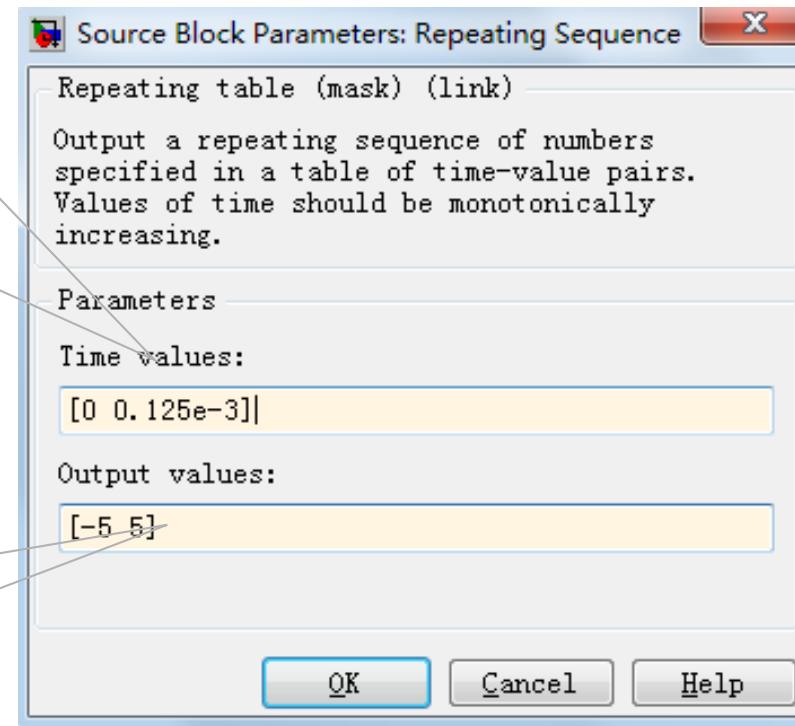


积分饱和值，  
可改为5。

积分饱和值，可改为  
-5。

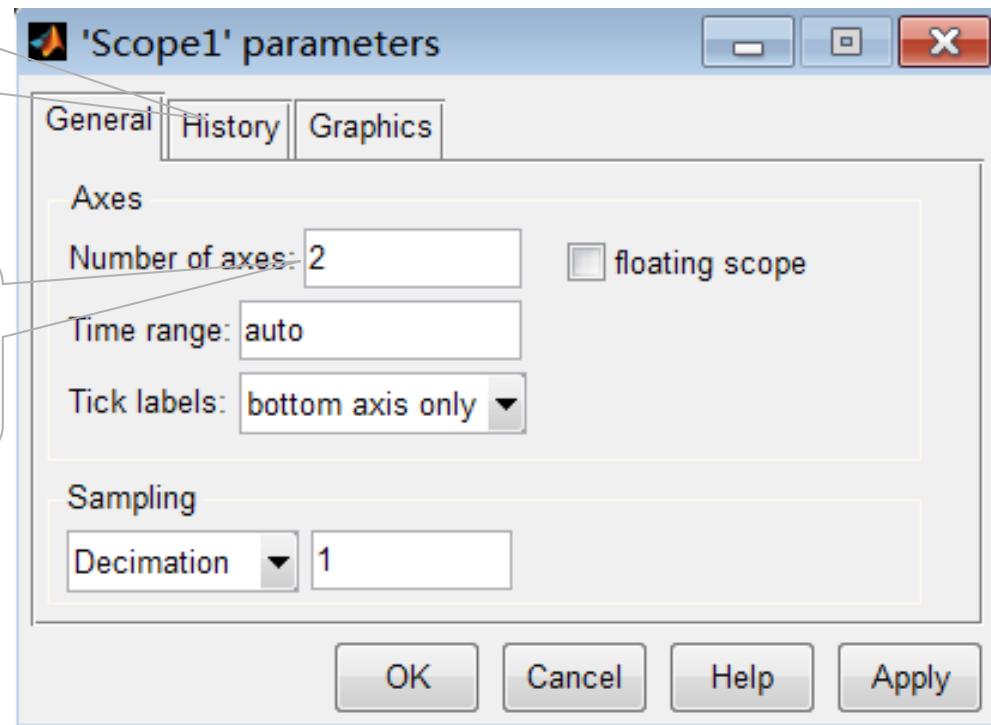
为了得到周期为  
8KHz的锯齿波,把  
Time value设置为[0  
0.125e-3]

把output values  
设置为[-5 5]



点击history按  
钮，取消对点  
数限制。

设置坐标轴数  
为2



## (4)模块连接

- 以鼠标左键点击起点模块输出端，拖动鼠标至终点模块输入端处，则在两模块间产生“→”线。
- 单击某模块，选取Format→Rotate Block菜单项可使模块旋转90°；选取Format→Flip Block菜单项可使模块翻转。
- 把鼠标移到期望的分支线的起点处，按下鼠标的右键，看到光标变为十字后，拖动鼠标直至分支线的终点处，释放鼠标按钮，就完成了分支线的绘制。

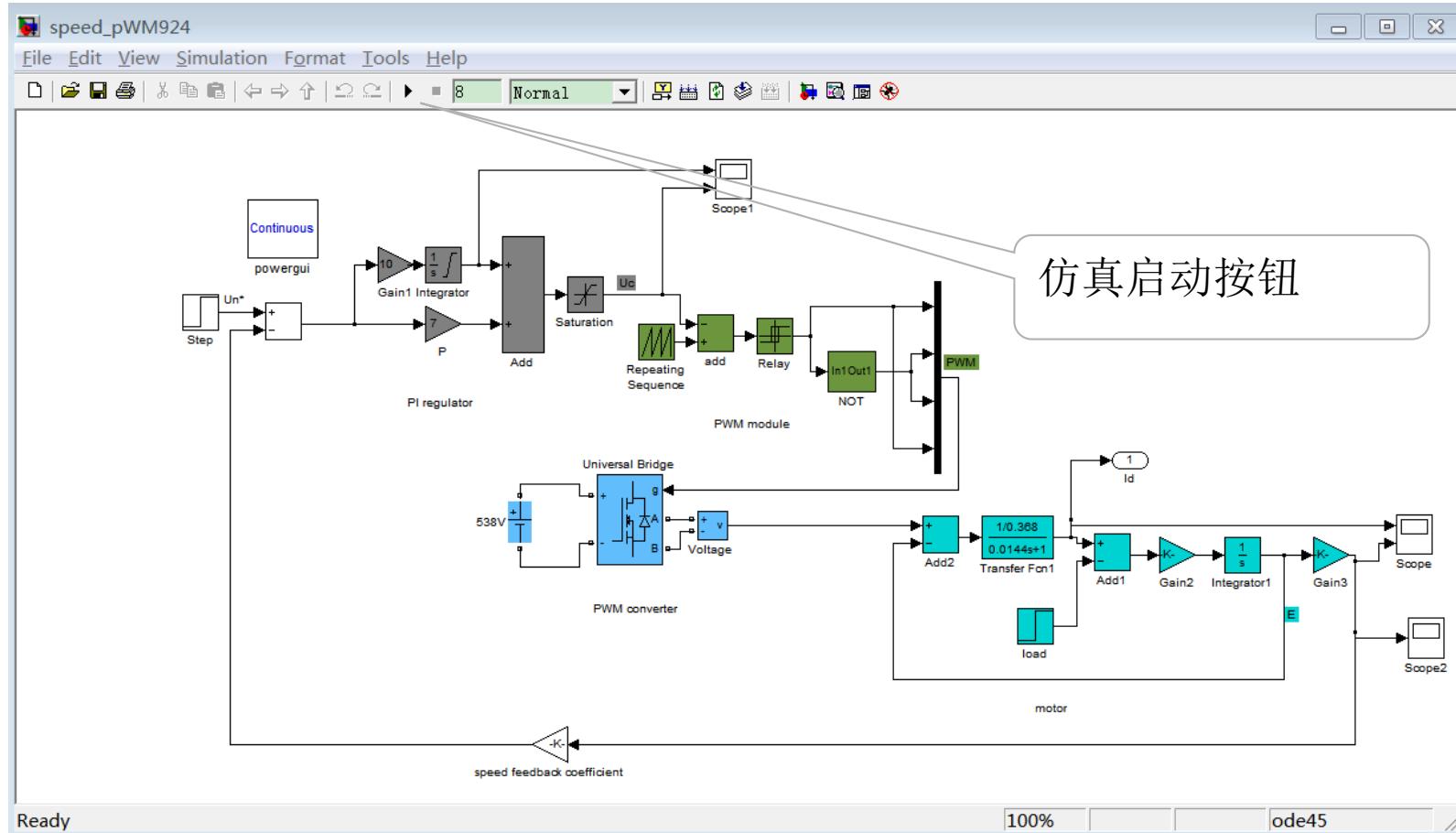


图3-21 比例积分控制的直流调速系统的仿真框图

### 3.4.3 仿真模型的运行

- (1) 仿真过程的启动：单击启动仿真工具条的按钮 或选择Simulation→Start菜单项，再双击示波器模块就可以显示仿真结果。
- (2) 仿真参数的设置：为了清晰地观测仿真结果，需要对示波器显示格式作一个修改，对示波器的默认值逐一改动。改动的方法有多种，其中一种方法是选中SIMULINK模型窗口的Simulation→Configuration Parameters菜单项，打开仿真控制参数对话框，对仿真控制参数进行设置。

仿真的起始  
时间

结束时间修改为  
0.6秒

最大仿真步  
长设为 $1e-$   
 $5s$

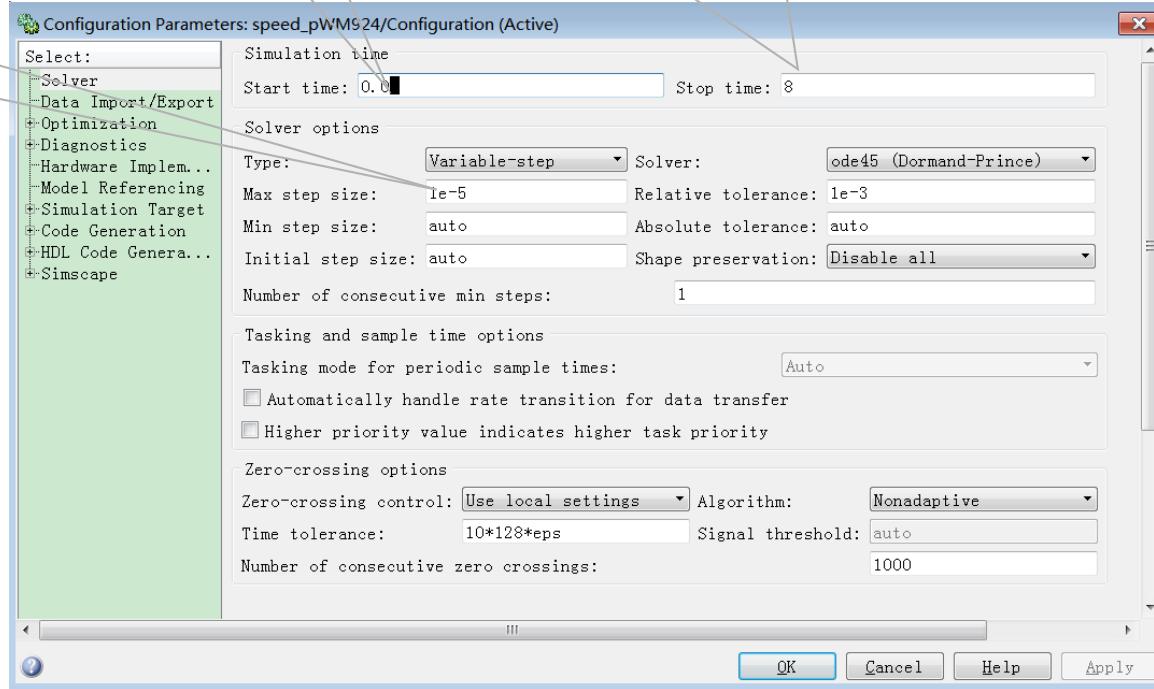


图3-30 SIMULINK仿真控制参数对话框

自动刻度

启动Scope工具条中的“自动刻度”按钮。把当前窗中信号的最大最小值为纵坐标的上下限，得到清晰的图形。

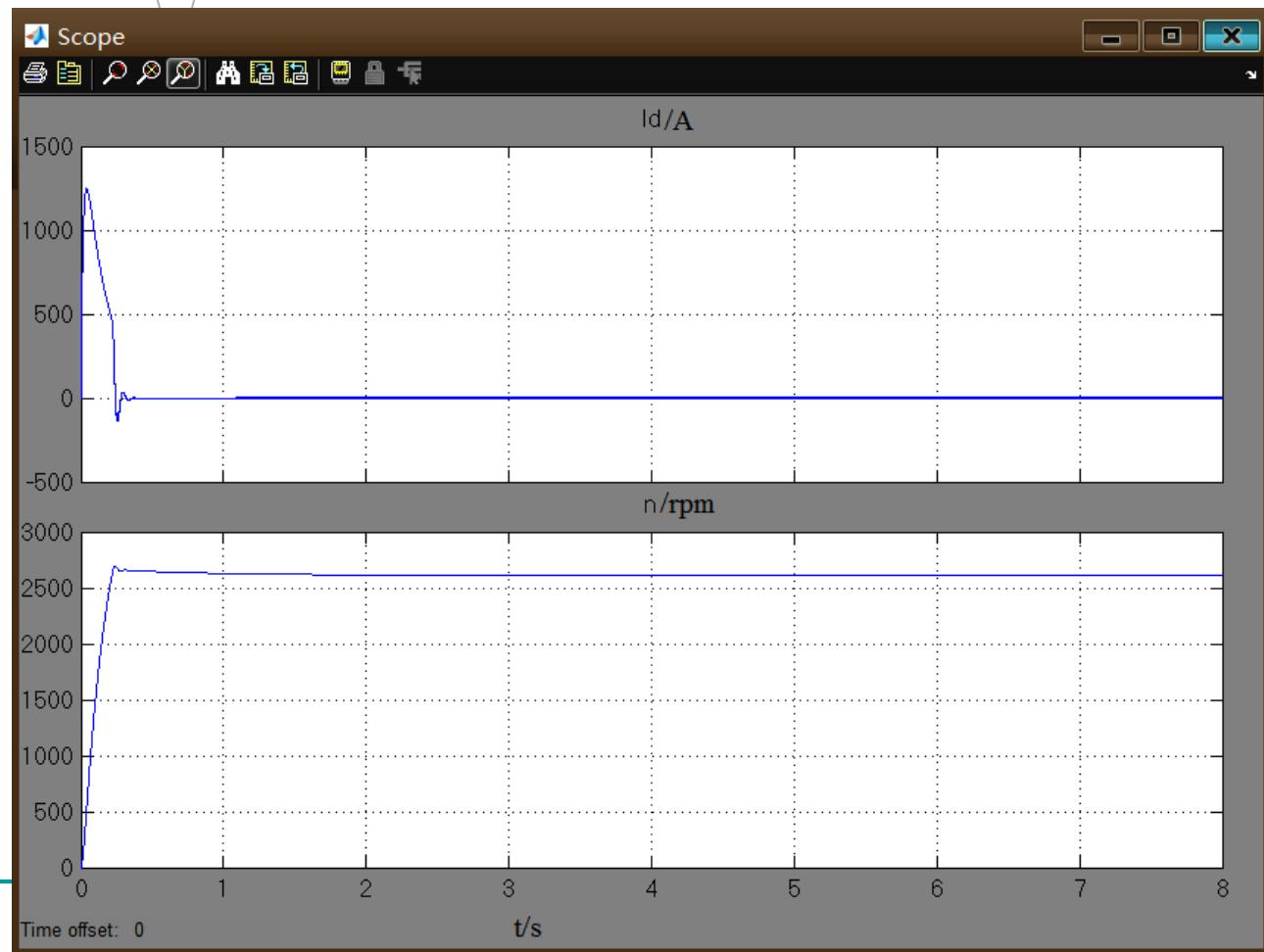


图2-55

修改控制  
参数后的  
仿真结果

## 2.6.4 调节器参数的调整

$$K_p = 0.25$$

$$\frac{1}{\tau} = 3$$

系统转速的响应是无超调、  
但调节时间很长；

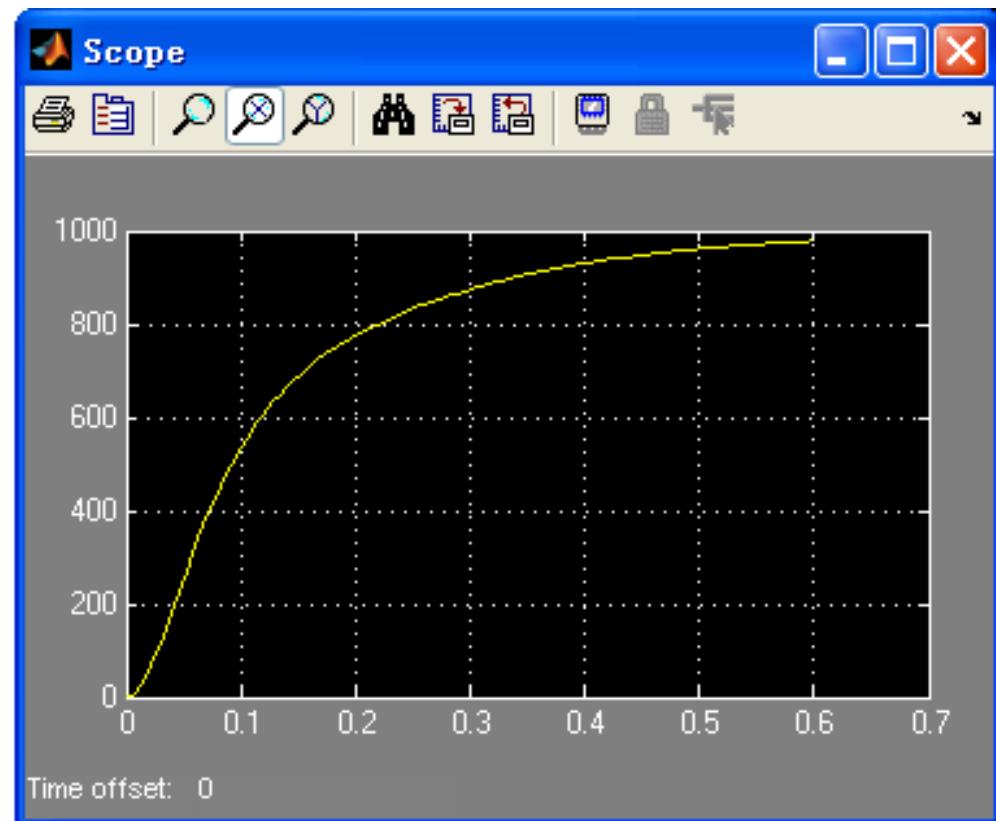


图2-56 无超调的仿真结果

$$K_p = 0.8$$

$$\frac{1}{\tau} = 15$$

系统转速的响应的超调较大、但快速性较好。

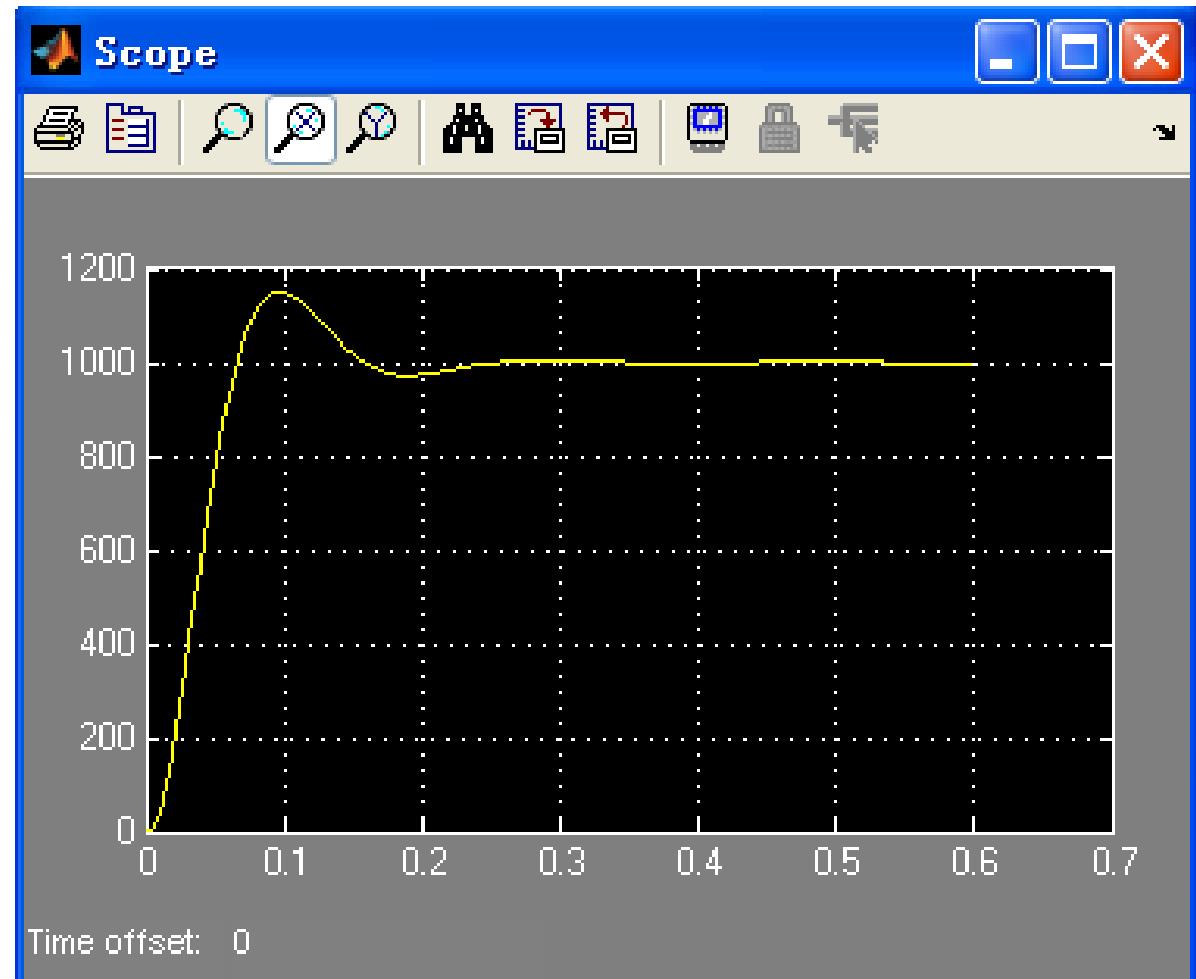


图2-57 超调量较大的仿真结果

- SIMULINK软件的仿真方法为系统设计提供了仿真平台，可以选择合适的PI参数，满足系统的跟随性能指标。
- 在《自动控制理论》课程中讨论了多种PI调节器的设计方法，MATLAB也为它们的实现提供了模块。