

---

## 4.3 转速、电流反馈控制直流调速系统的设计

### 4.3.1 控制系统的动态性能指标

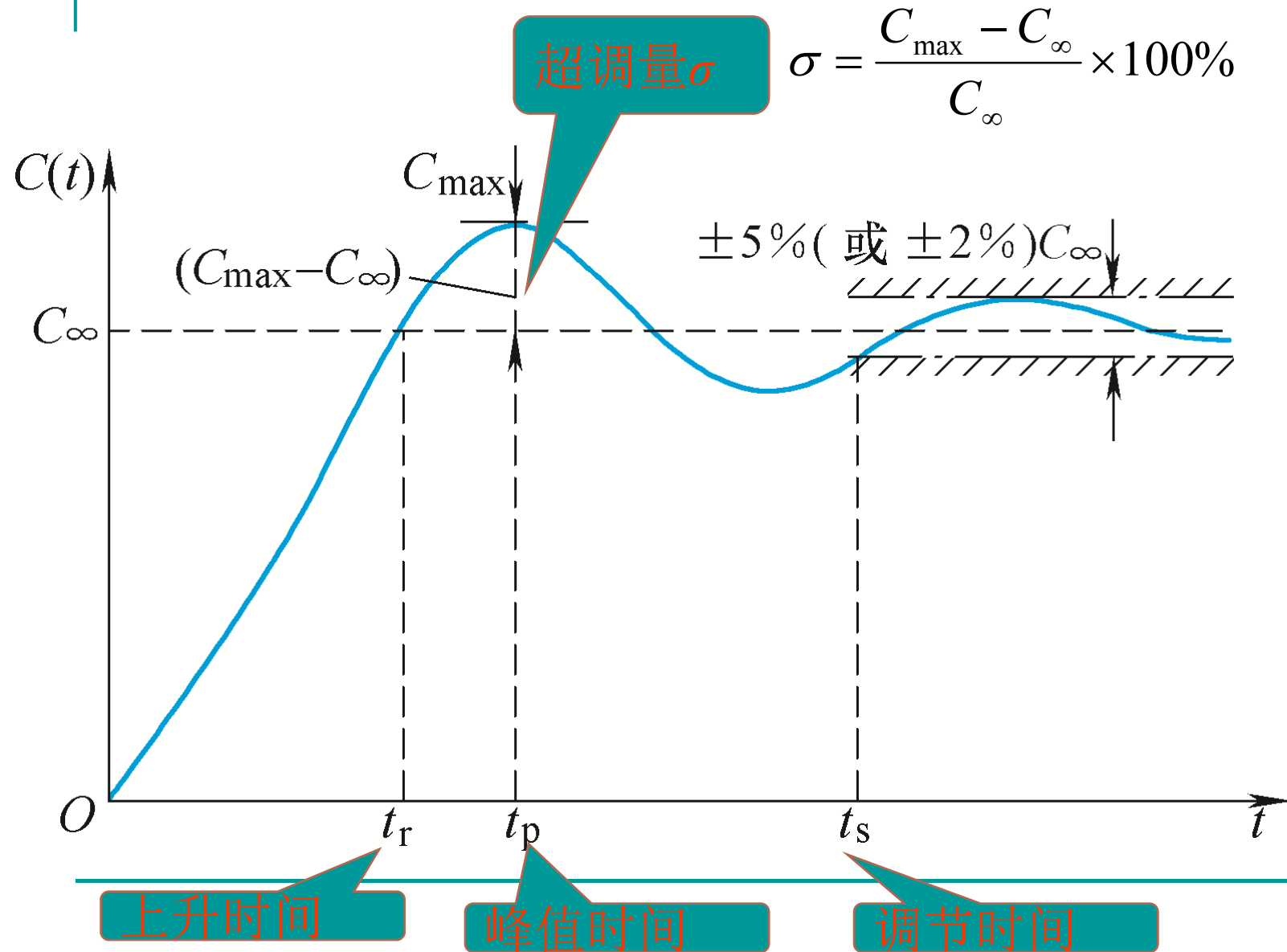
- 在控制系统中设置调节器是为了改善系统的静、动态性能。
  - 控制系统的动态性能指标包括对给定输入信号的跟随性能指标和对扰动输入信号的抗扰性能指标。
-

---

# 1. 跟随性能指标

- 以输出量的初始值为零，给定信号阶跃变化下的过渡过程作为典型的跟随过程，
  - 此跟随过程的输出量动态响应称作阶跃响应。
  - 常用的阶跃响应跟随性能指标有上升时间、超调量和调节时间。
-

图4-9 典型的阶跃响应过程和跟随性能指标



---

## 2. 抗扰性能指标

- 在调速系统中主要扰动来源于负载扰动和电网电压波动。
  - 当调速系统在稳定运行中，突加一个使输出量降低（或上升）的扰动量 $F$ 之后，输出量由降低（或上升）到恢复到稳态值的过渡过程就是一个抗扰过程。
  - 常用的抗扰性能指标为动态降落和恢复时间。
-

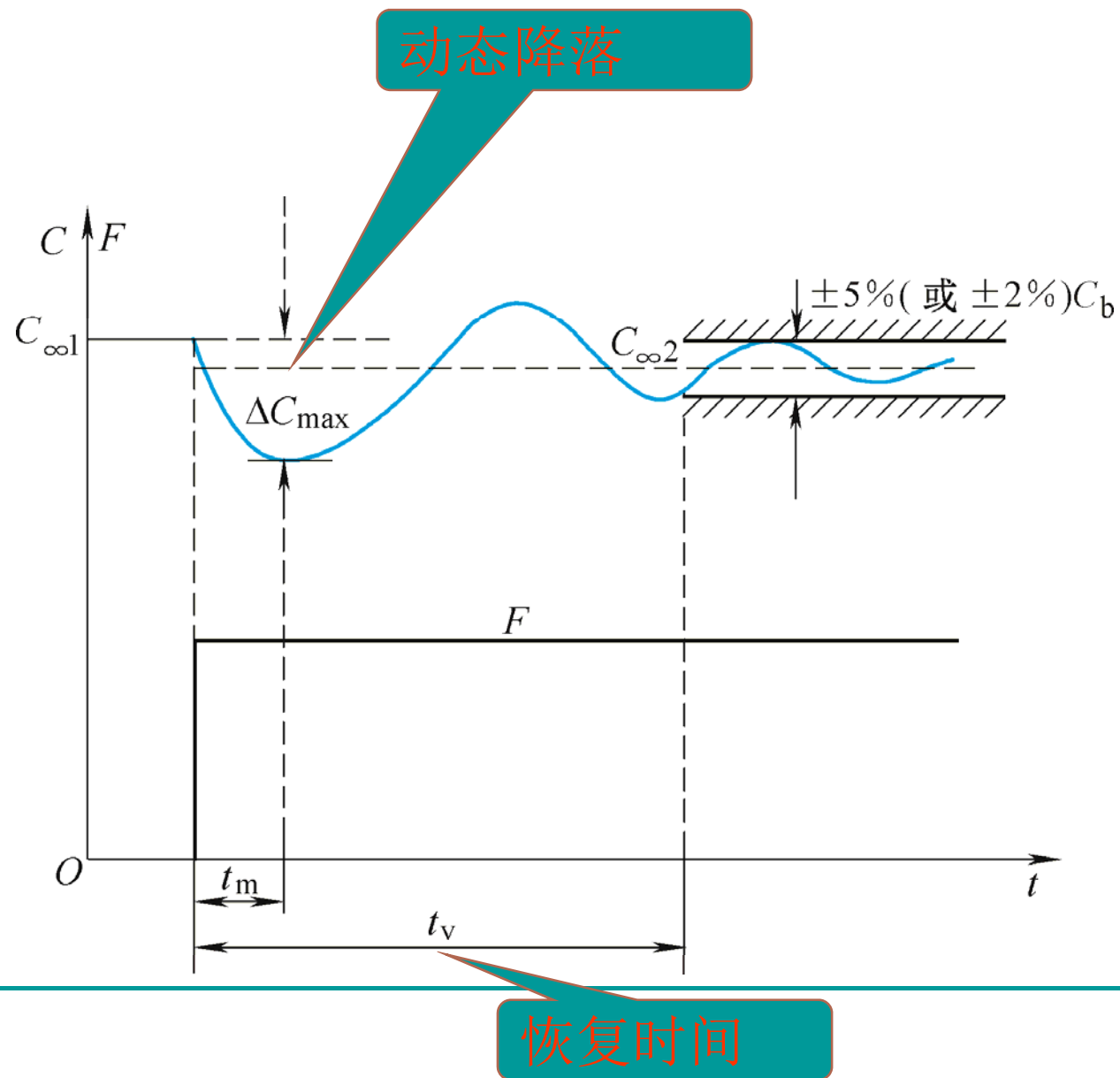


图4-10 突加扰动的动态过程和抗扰性能指标

### 3. 频域性能指标和伯德图

- (1) 中频段以 $-20\text{dB/dec}$ 的斜率穿越零分贝线，而且这一斜率占有足够的频带宽度，则系统的稳定性好。
- (2) 截止频率（或称剪切频率）越高，则系统的快速性越好。
- (3) 低频段的斜率陡、增益高，表示系统的稳态精度好（即静差率小、调速范围宽）。
- (4) 高频段衰减得越快，即高频特性负分贝值越低，说明系统抗高频噪声干扰的能力越强。

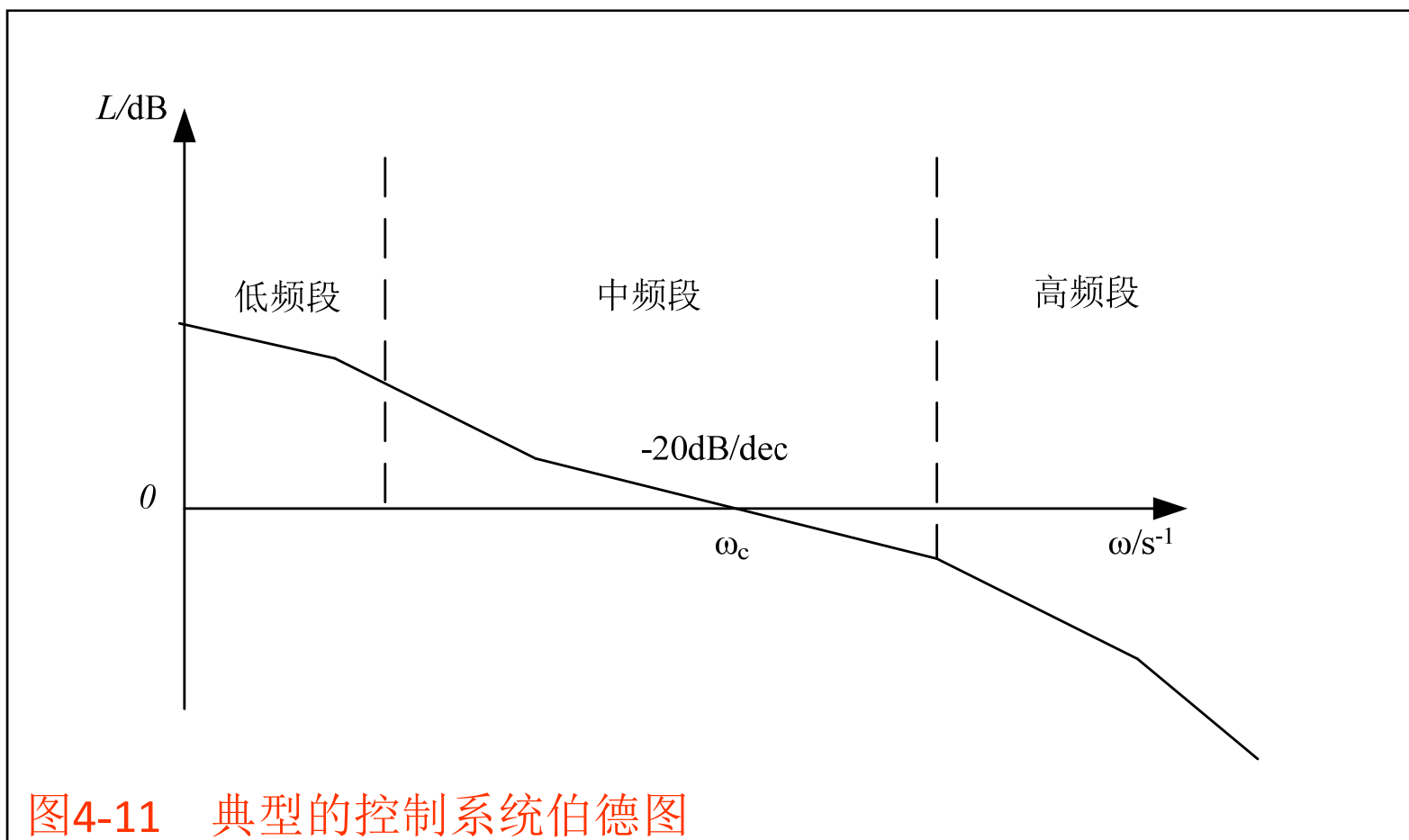


图4-11 典型的控制系统伯德图

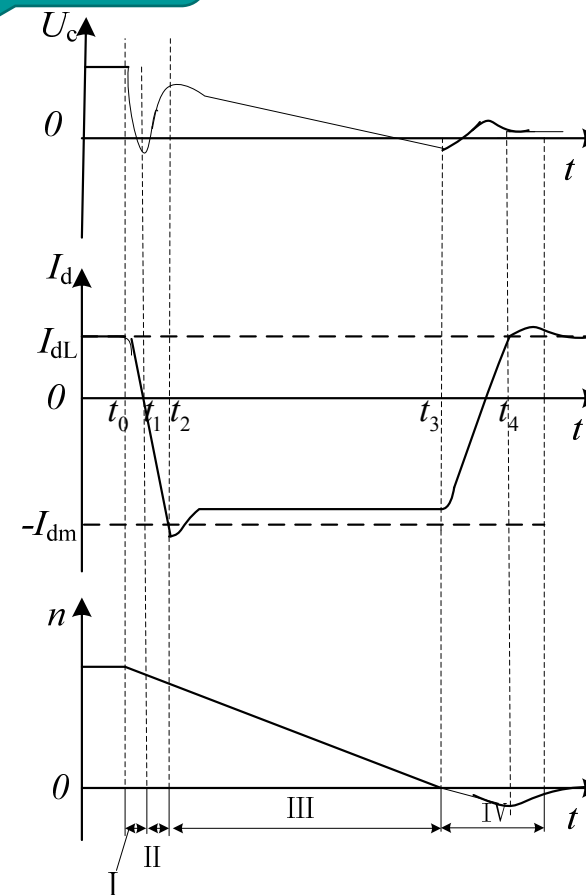
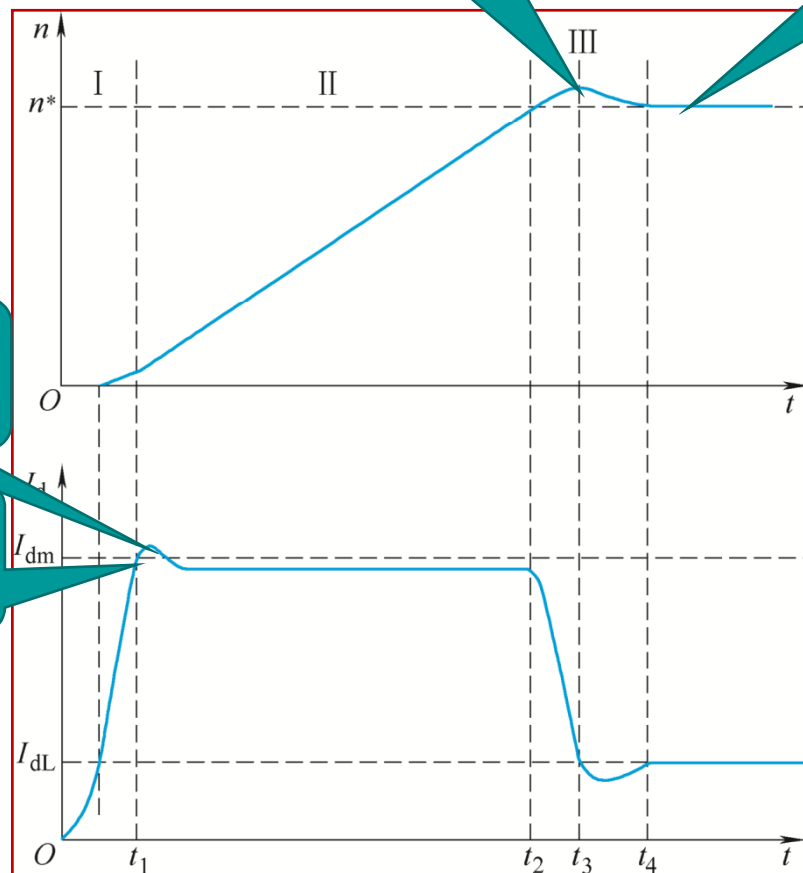
## 4.3.2 调节器的工程设计方法

超调多大?

能准确跟随  
给定?

超调多大?

需要多长  
时间?





---

## 4.3.2 调节器的工程设计方法

### ■ 工程设计方法:

在设计时，把实际系统校正或简化成典型系统，可以利用现成的公式和图表来进行参数计算，设计过程简便得多。

### ■ 调节器工程设计方法所遵循的原则是:

- (1) 概念清楚、易懂;
  - (2) 计算公式简明、好记;
  - (3) 不仅给出参数计算的公式，而且指明参数调整的方向;
  - (4) 能考虑饱和非线性控制的情况，同样给出简单的计算公式;
  - (5) 适用于各种可以简化成典型系统的反馈控制系统。
-

# 典型系统的选择

- 控制系统的开环传递函数都可以表示成

$$W(s) = \frac{K \prod_{i=1}^m (\tau_i s + 1)}{s^r \prod_{j=1}^n (T_j s + 1)} \quad (4-9)$$

分母中的 $s^r$ 项表示该系统在 $s=0$ 处有 $r$ 重极点，或者说，系统含有 $r$ 个积分环节，称作 $r$ 型系统。

- 为了使系统对阶跃给定无稳态误差，不能使用0型系统（ $r=0$ ），至少是I型系统（ $r=1$ ）；当给定是斜坡输入时，则要求是II型系统（ $r=2$ ）才能实现稳态无差。
- 选择调节器的结构，使系统能满足所需的稳态精度。由于III型（ $r=3$ ）和III型以上的系统很难稳定，而0型系统的稳态精度低。因此常把I型和II型系统作为系统设计的目标。

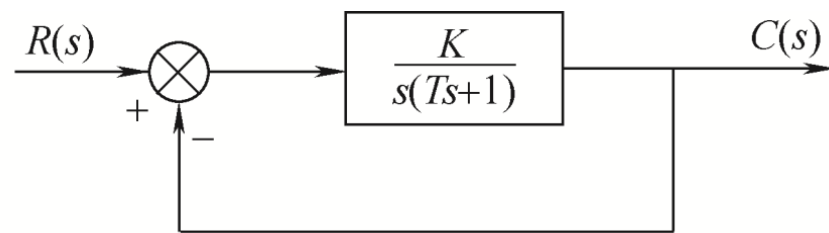
# 1. 典型 I 型系统

- 作为典型的I型系统，其开环传递函数选择为

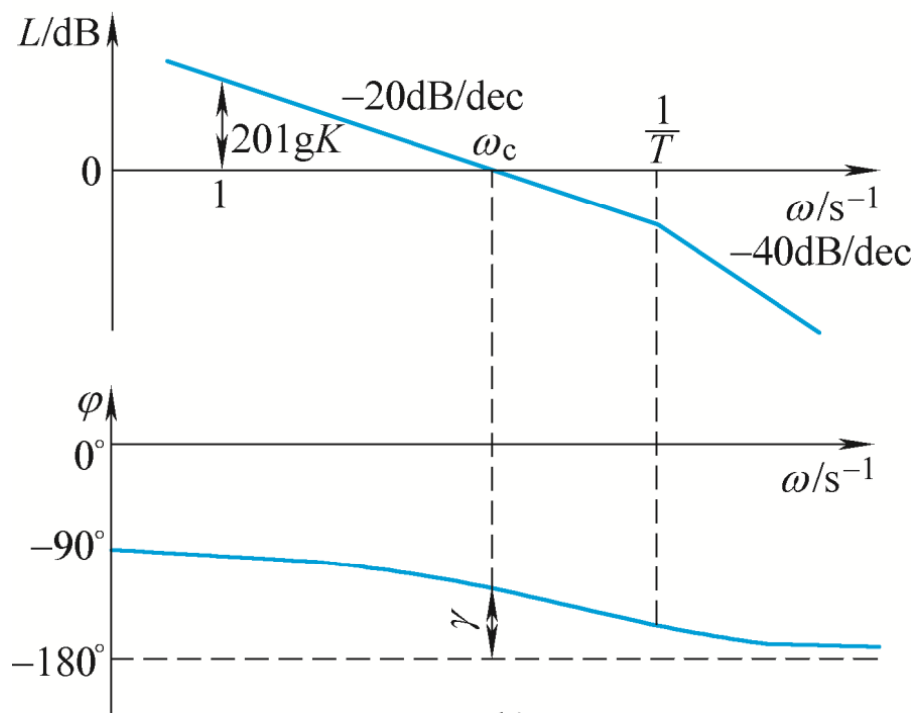
$$W(s) = \frac{K}{s(Ts + 1)} \quad (4-10)$$

式中，  $T$ ——系统的惯性时间常数；  $K$ ——系统的开环增益。

- 对数幅频特性的中频段以-20dB/dec的斜率穿越零分贝线，只要参数的选择能保证足够的中频带宽，系统就一定是稳定的。
- 只包含开环增益 $K$ 和时间常数 $T$ 两个参数，时间常数 $T$ 往往是控制对象本身固有的，**唯一可变的只有开环增益 $K$** 。设计时，需要按照**性能指标**选择参数 $K$ 的大小。



a)



b)

图4-12 典型 I 型系统  
(a)闭环系统结构图  
(b)开环对数频率特性

- 典型 I 型系统的对数幅频特性的幅值为  
得到

$$20\lg K = 20(\lg \omega_c - \lg 1) = 20\lg \omega_c$$

$$K = \omega_c \quad \left( \text{当 } \omega_c < \frac{1}{T} \text{ 时} \right) \quad (4-11)$$

- 相角裕度为

$$\gamma = 180^\circ - 90^\circ - \arctg \omega_c T = 90^\circ - \arctg \omega_c T$$

- $K$ 值越大，截止频率 $\omega_c$ 也越大，系统响应越快，相角稳定裕度 $\gamma$ 越小，快速性与稳定性之间存在矛盾。
- 在选择参数 $K$ 时，须在快速性与稳定性之间取折衷。

## (1) 动态跟随性能指标

- 典型 I 型系统的闭环传递函数为

$$W_{cl}(s) = \frac{W(s)}{1+W(s)} = \frac{\frac{K}{s(Ts+1)}}{1+\frac{K}{s(Ts+1)}} = \frac{\frac{K}{T}}{s^2 + \frac{1}{T}s + \frac{K}{T}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4-11)$$

式中,  $\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T}}$  ——自然振荡角频率;  $\xi = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{KT}}$  ——阻尼比。

- $\xi < 1$ , 欠阻尼的振荡特性,
- $\xi > 1$ , 过阻尼的单调特性;
- $\xi = 1$ , 临界阻尼。
- 过阻尼动态响应较慢, 一般把系统设计成欠阻尼, 即  $0 < \xi < 1$ 。

## (2) 动态跟随性能指标

- 超调量  $\sigma = e^{-(\xi\pi/\sqrt{1-\xi^2})} \times 100\%$  (4-13)

- 上升时间  $t_r = \frac{2\xi T}{\sqrt{1-\xi^2}} (\pi - \arccos \xi)$  (4-14)

- 峰值时间  $t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}}$  (4-15)

- 当调节时间在  $\xi < 0.9$ 、误差带为  $\pm 5\%$  的条件下可近似计算得  $t_s \approx \frac{3}{\xi\omega_n} = 6T$  (4-16)

- 截止频率（按准确关系计算） $\omega_c = \omega_n [\sqrt{4\xi^4 + 1} - 2\xi^2]^{\frac{1}{2}}$  (4-17)

- 相角稳定裕度  $\gamma = \arctg \frac{2\xi}{[\sqrt{4\xi^4 + 1} - 2\xi^2]^{\frac{1}{2}}}$  (4-18)

表4-1 典型 I 型系统动态跟随性能指标和频域指标与参数的关系

参数关系 $KT$	0.25	0.39	0.5	0.69	1.0
阻尼比 $\zeta$	1.0	0.8	0.707	0.6	0.5
超调量 $\sigma$	0 %	1.5%	4.3 %	9.5 %	16.3 %
上升时间 $t_r$	$\infty$	$6.6T$	$4.7T$	$3.3T$	$2.4T$
峰值时间 $t_p$	$\infty$	$8.3T$	$6.2T$	$4.7T$	$3.2T$
相角稳定裕度 $\gamma$	$76.3^\circ$	$69.9^\circ$	$65.5^\circ$	$59.2^\circ$	$51.8^\circ$
截止频率 $\omega_c$	$0.243/T$	$0.367/T$	$0.455/T$	$0.596/T$	$0.786/T$



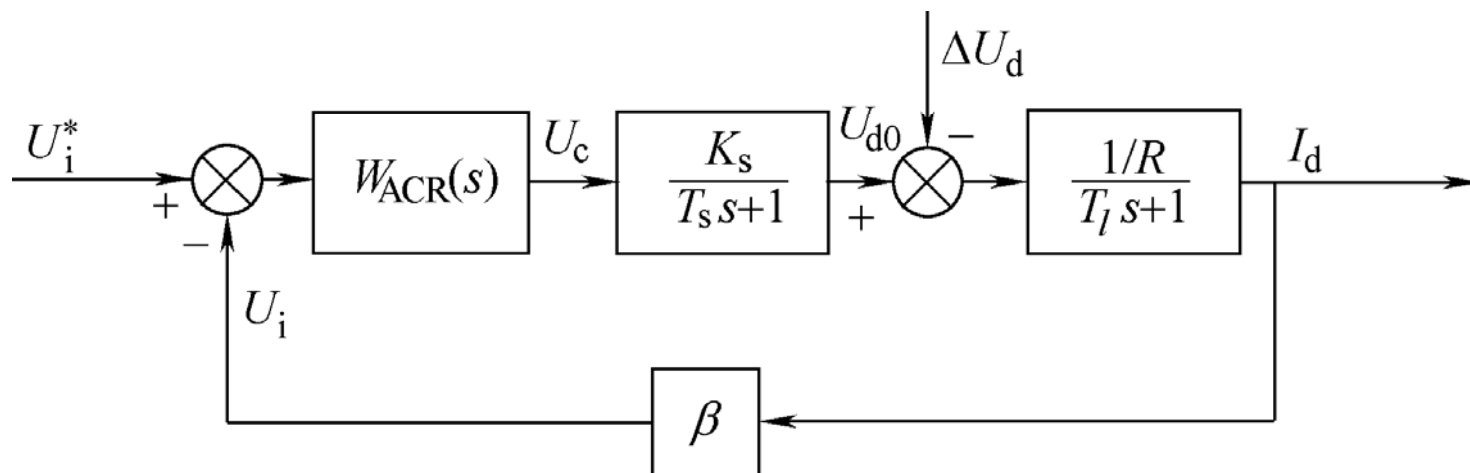
---

## （2）动态抗扰性能指标

- 影响到参数 $K$ 的选择的第二个因素是它和抗扰性能指标之间的关系，
  - 典型 I 型系统已经规定了系统的结构，分析它的抗扰性能指标的关键因素是扰动作用点，
  - 某种定量的抗扰性能指标只适用于一种特定的扰动作用点。
-

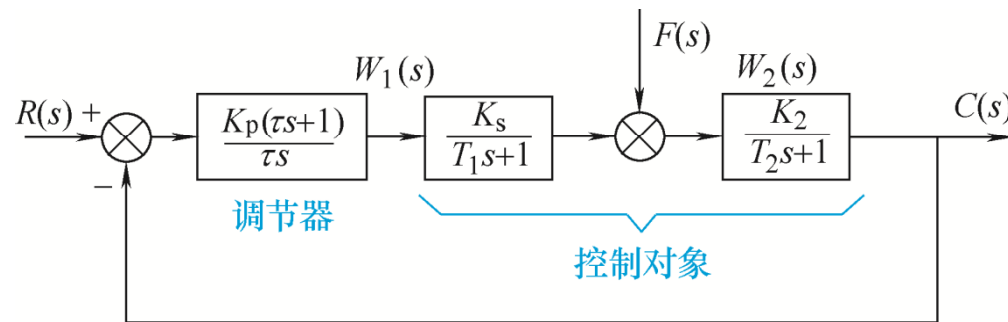
## (2) 动态抗扰性能指标

图4-13 电流环的在电压扰动作用下的动态结构图

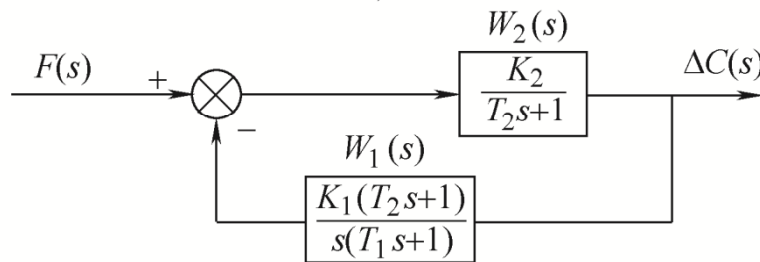


- 电压扰动作用点前后各有一个一阶惯性环节,
- $W_{ACR}(s)$  采用PI调节器

图4-14 电流环校正成一类典型 I 型系统在一种扰动作用下的动态结构图  
(a)一种扰动作用下的结构 (b)等效结构图



a)



b)

- 在只讨论抗扰性能时，令输入变量  $R=0$ ，
- 将输出量写成  $\Delta C$

$$T_1 = T_s \quad T_2 = T_l$$

$$\tau = T_2$$

在阻尼系数一定时，典 I 系统的上升时间取决于系统的惯性时间常数  $T$ ，  
对消掉大惯性而留下小惯性环节，就可以提高系统的快速性。

- 在阶跃扰动下,  $F(s) = \frac{F}{s}$  , 得到

$$\Delta C(s) = \frac{F}{s} \frac{W_2(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)} = \frac{\frac{FK_2}{T_2s+1}}{s + \frac{K_1K_2}{T_2s+1}} = \frac{FK_2(Ts+1)}{(T_2s+1)(Ts^2+s+K)}$$

- 在选定  $KT=0.5$  时,

$$\Delta C(s) = \frac{2FK_2T(Ts+1)}{(T_2s+1)(2T^2s^2+2Ts+1)} \quad (4-19)$$

- 阶跃扰动后输出变化量的动态过程函数为

$$\Delta C(t) = \frac{2FK_2m}{2m^2-2m+1} \left[ (1-m)e^{-t/T_2} - (1-m)e^{-t/2T} \cos \frac{t}{2T} + me^{-t/2T} \sin \frac{t}{2T} \right] \quad (4-20)$$

式中  $m = \frac{T_1}{T_2} < 1$  为时间常数与大时间常数

的比值。取不同  $m$  值, 可计算出相应的动态过程曲线。

- 为消除系统参数对抗扰性能指标的影响，输出量的最大动态降落 $\Delta C_{\max}$ 用基准值 $C_b$ 的百分数表示，取开环系统输出值作为基准值，即

$$C_b = FK_2 \quad (4-24)$$

- 考虑到在电流环中电机的电磁时间常数 $T_2$ 是不变的，因此在计算抗扰性能中把 $T_2$ 作为基准，
- 允许误差带为 $\pm 5\% C_b$ 时的恢复时间 $t_v$ 也用 $T_2$ 的倍数表示。

表4-2 典型I型系统动态抗扰性能指标与参数的关系

$$KT = 0.5 \quad C_b = FK_2$$

$m = \frac{T_1}{T_2} = \frac{T}{T_2}$	1/5	1/10	1/20	1/30
$\frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \times 100\%$	27.78%	16.58%	9.27%	6.45%
$t_m / T_2$	0.566	0.336	0.19	0.134
$t_v / T_2$	2.209	1.478	0.741	1.014

---

- 抗扰性能分析结论:

当控制对象的两个时间常数相距较大时，动态降落减小，恢复时间的变化不是单调的，在时恢复时间最短。

$$m = \frac{1}{20}$$

---

## 2.典型 II 型系统

- 典型 II 型系统的开环传递函数表示为

$$W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(Ts + 1)} \quad (4-22)$$

- 惯性环节往往是系统中必定有的，时间常数 $T$ 是控制对象固有的，分子上的比例微分环节用以保证系统稳定，因而待定的参数有两个： $K$  和  $\tau$ 。

定义中频宽：

$$h = \frac{\tau}{T} = \frac{\omega_2}{\omega_1} \quad (4-23)$$

- 中频宽表示了斜率为20dB/sec的中频的宽度，是一个与性能指标紧密相关的参数。



## 2. 典型 II 型系统

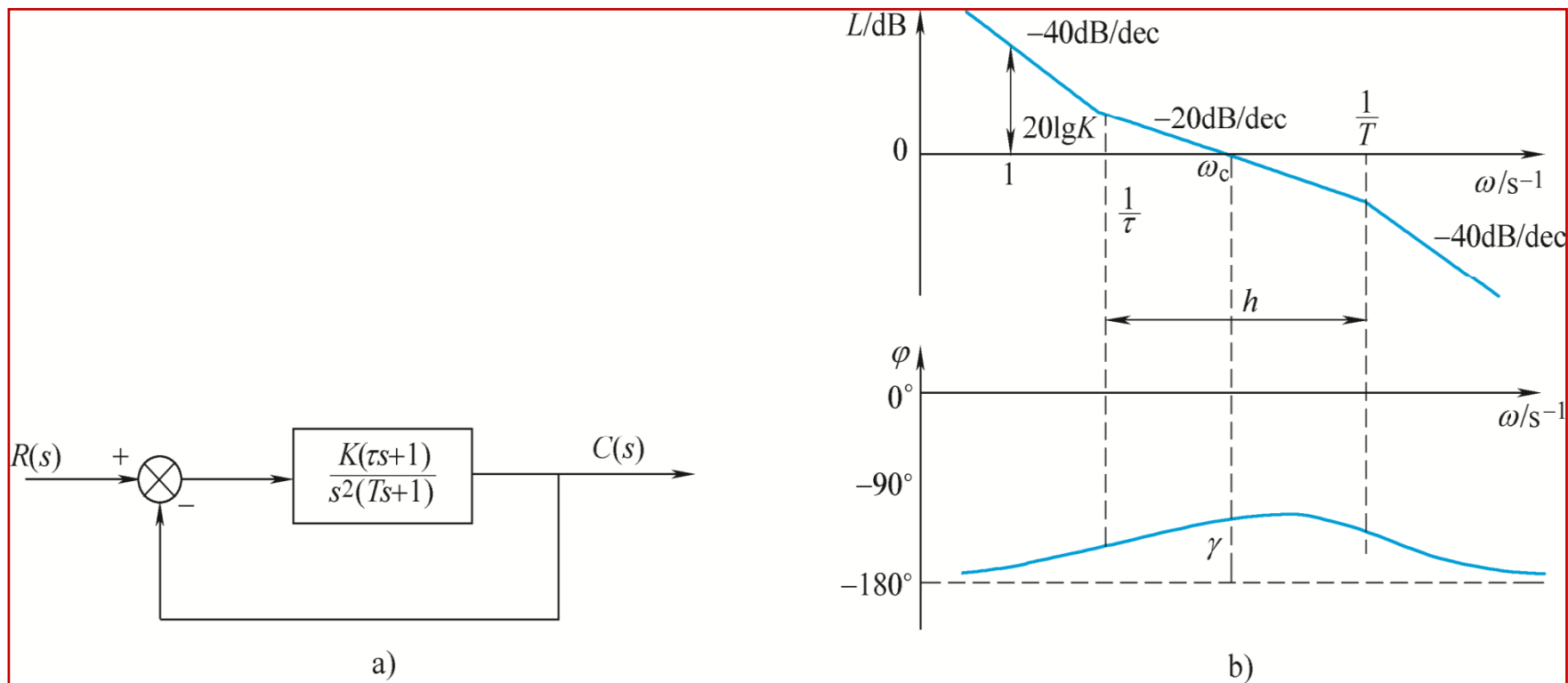


图4-15 典型 II 型系统

(a) 闭环系统结构图

(b) 开环对数频率特性

---

## 2. 典型 II 型系统

■

$$K = \omega_1 \omega_c \quad (4-25)$$

- 改变 $K$ 相当于使开环对数幅频特性上下平移，此特性与闭环系统的快速性有关。
- 系统相角稳定裕度为

$$\gamma = \arctan \omega_c \tau - \arctan \omega_c T$$

- $\tau$ 比 $T$ 大得越多，系统的稳定裕度就越大。
-

- 采用“振荡指标法”中的闭环幅频特性峰值最小准则，可以找到两个参数之间的一种最佳配合。

$$\omega_c = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \qquad M_{r\min} = \frac{h+1}{h-1}$$

- $h$ 值可在3-10之间选择。
- 在确定了 $h$ 之后，可求得

$$\tau = hT \qquad (4-31)$$

$$K = \omega_1 \omega_c = \omega_1^2 \cdot \frac{h+1}{2} = \left(\frac{1}{hT}\right)^2 \frac{h+1}{2} = \frac{h+1}{2h^2 T^2} \qquad (4-32)$$

调节器的设计转变为根据性能指标选择中频带宽 $h$

## (1) 动态跟随性能指标(分析跟随性能与h关系)

- 按 $M_r$ 最小准则选择调节器参数，典型 II 型系统的开环传递函数为

$$W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(Ts + 1)} = \left(\frac{h+1}{2h^2T^2}\right) \frac{hTs + 1}{s^2(Ts + 1)}$$

- 系统的闭环传递函数

$$W_{cl}(s) = \frac{W(s)}{1 + W(s)} = \frac{\frac{h+1}{2h^2T^2}(hTs + 1)}{s^2(Ts + 1) + \frac{h+1}{2h^2T^2}(hTs + 1)} = \frac{hTs + 1}{\frac{2h^2}{h+1}T^3s^3 + \frac{2h^2}{h+1}T^2s^2 + hTs + 1}$$

- 当 $R(t)$ 为单位阶跃函数时， $R(s) = \frac{1}{s}$ ，则

$$C(s) = \frac{hTs + 1}{s\left[\frac{2h^2}{h+1}T^3s^3 + \frac{2h^2}{h+1}T^2s^2 + hTs + 1\right]}$$

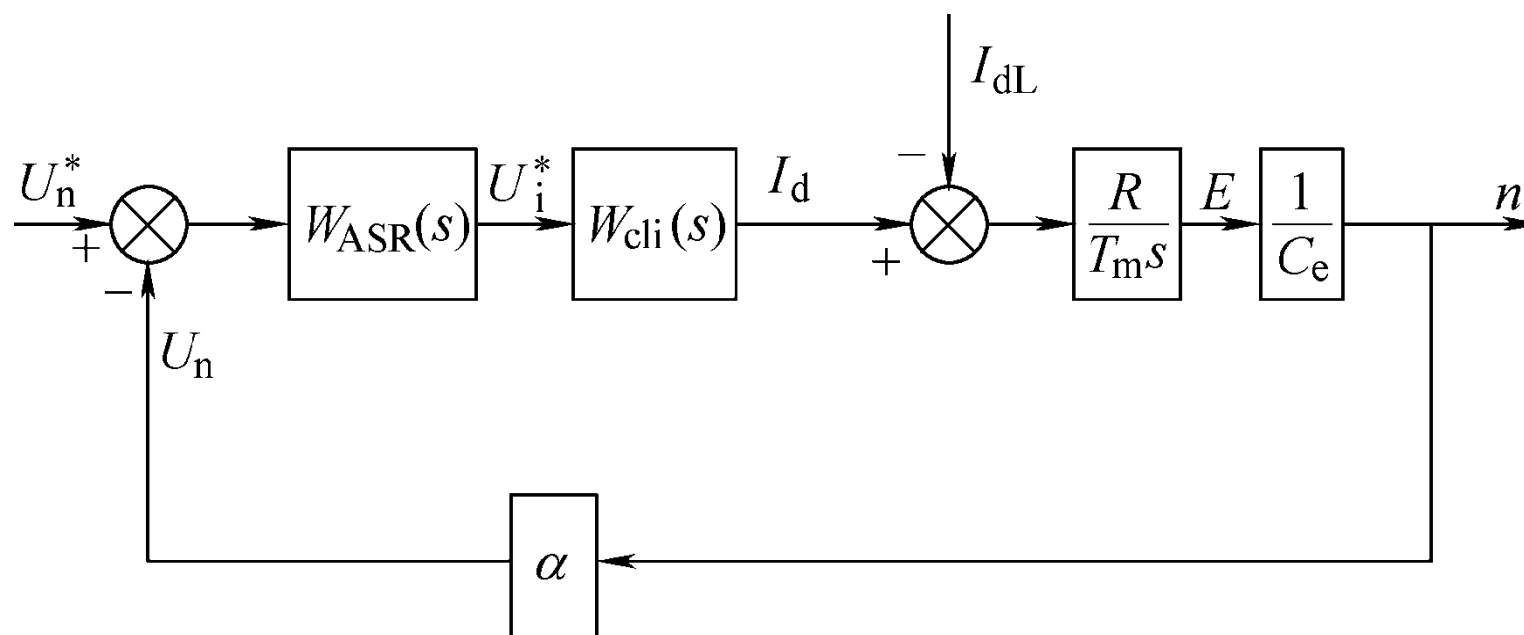
表4-4 典型 II 型系统阶跃输入跟随性能指标

(按 $M_{\min}$ 准则确定参数关系)

$h$	3	4	5	6	7	8	9	10
$\sigma$	52.6%	43.6%	37.6%	33.2%	29.8%	27.2%	25.0%	23.3%
$t_r / T$	2.4	2.65	2.85	3.0	3.1	3.2	3.3	3.35
$t_s / T$	12.15	11.65	9.55	10.45	11.30	12.25	13.25	14.20
$k$	3	2	2	1	1	1	1	1

以 $h=5$ 的动态跟随性能比较适中。

## (2) 动态抗扰性能指标



$W_{cli}(s)$ 是电流环的闭环传递函数

图4-16 转速环在负载扰动作用下的动态结构框图

## (2) 动态抗扰性能指标

- 在扰动作用点前后各有一个积分环节，用  $K_d$  作为一个扰动作用点之前的控制对象，

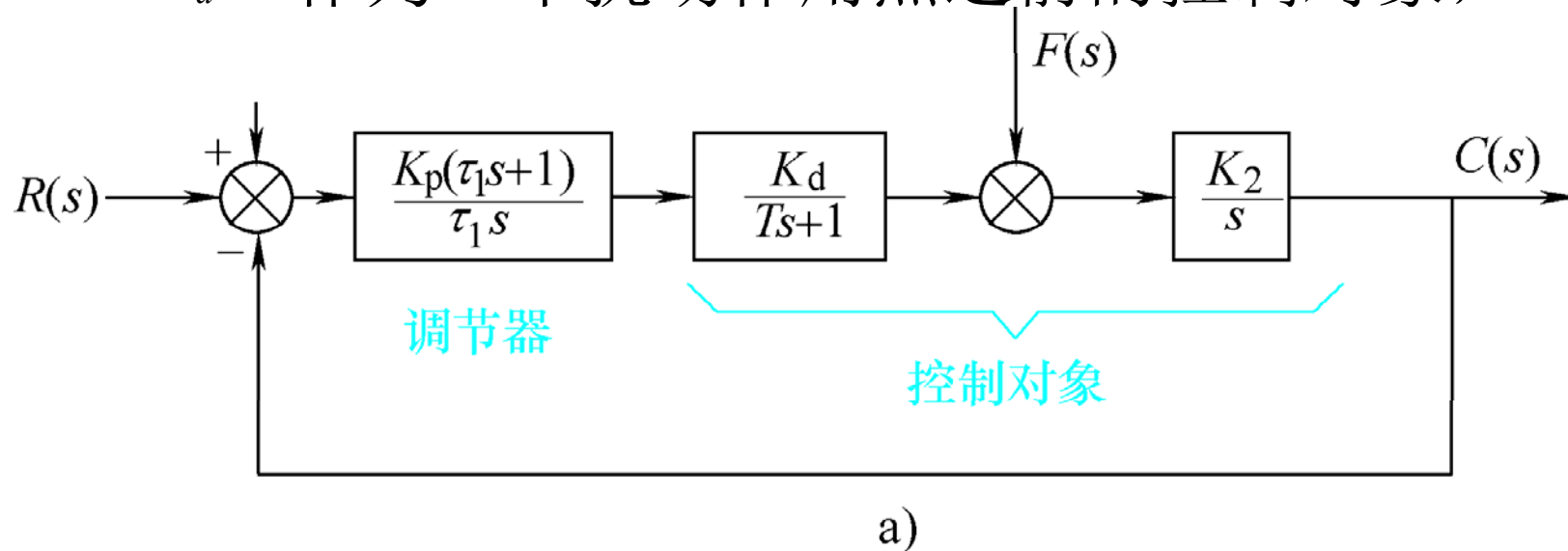


图4-17 典型 II 型系统在一种扰动作用下的动态结构图  
(a) 一种扰动作用下的结构

## (2) 动态抗扰性能指标

■ 取  $K_1 = K_{pi} K_d / \tau_1, K_1 K_2 = K, \tau_1 = hT$  ,

■ 于是  $W_1(s) = \frac{K_1(hTs + 1)}{s(Ts + 1)}$        $W_2(s) = \frac{K_2}{s}$

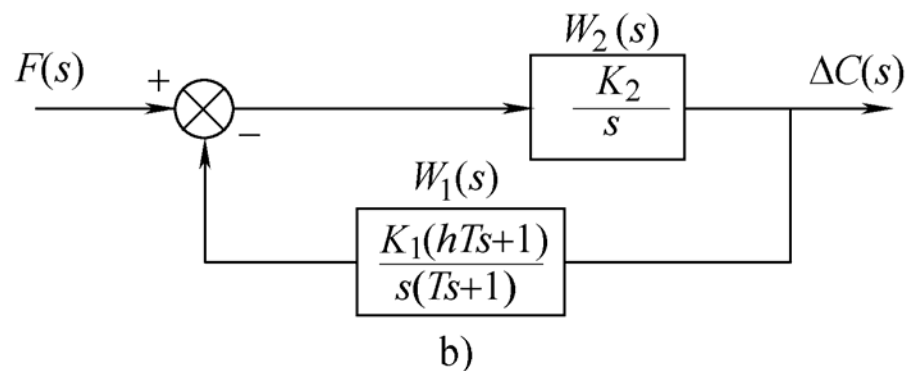


图4-17 典型 II 型系统在一种扰动作用下的动态结构图



## (2) 动态抗扰性能指标

- 在阶跃扰动下,  $F(s) = F / s$ , 按  $M_{rmin}$  准则确定参数关系

$$\Delta C(s) = \frac{\frac{2h^2}{h+1} FK_2 T^2 (Ts + 1)}{\frac{2h^2}{h+1} T^3 s^3 + \frac{2h^2}{h+1} T^2 s^2 + hTs + 1} \quad (4-36)$$

- 为了使动态降落只与 **h** 有关, 且最大动态降落指标落在100%以内, 取2T时间内开环输出累加值作为基准值。

$$C_b = 2FK_2 T \quad (4-37)$$

表4-5 典型 II 型系统动态抗扰性能指标与参数的关系

(控制结构和扰动作用点如图4-17所示, 参数关系符合 $M_{r\min}$ 准则)

$h$	3	4	5	6	7	8	9	10
$C_{\max}/C_b$	72.2%	77.5%	81.2%	84.0%	86.3%	88.1%	89.6%	90.8%
$t_m/T$	2.45	2.70	2.85	3.00	3.15	3.25	3.30	3.40
$t_v/T$	13.60	10.45	8.80	12.95	16.85	19.80	22.80	25.85

- 由表4-5中的数据可见， $h$  值越小， $\Delta C_{\max} / C_b$  也越小， $t_m$  都短，因而抗扰性能越好。
- 但是，当  $h < 5$  时，由于振荡次数的增加， $h$  再小，恢复时间  $t_v$  反而拖长了。
- $h = 5$  是较好的选择，这与跟随性能中调节时间  $t_s$  最短的条件是一致的（见表4-4）。

- 
- 典型I型系统和典型II型系统在稳态误差上有区别。
  - 典型I型系统在跟随性能上可以做到超调小，但抗扰性能稍差。
  - 典型II型系统的超调量相对较大，抗扰性能却比较好。
  - 这些是设计时选择典型系统的重要依据。
-

### 3.控制对象的工程近似处理方法

#### (1) 高频段小惯性环节的近似处理

- 当高频段有多个小时间常数 $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3 \dots$ 的小惯性环节时，可以等效地用一个时间常数 $T$ 的惯性环节来代替。其等效时间常数为 $T=T_1+T_2+T_3+\dots$
- 一个有2个高频段小惯性环节的开环传递函数

$$W(s) = \frac{K}{s(T_1s + 1)(T_2s + 1)}$$

- 其中 $T_1$ 、 $T_2$ 为小时间常数。它的频率特性为

$$W(j\omega) = \frac{1}{(j\omega T_1 + 1)(j\omega T_2 + 1)} = \frac{1}{(1 - T_1 T_2 \omega^2) + j\omega(T_1 + T_2)} \quad (4-39)$$

- 近似处理后的近似传递函数 $W'(s) = \frac{K}{s(Ts + 1)}$ ，其中 $T=T_1+T_2$ ，它的频率特性为

$$W'(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega T} = \frac{1}{1 + j\omega(T_1 + T_2)} \quad (4-41)$$

### (1) 高频段小惯性环节的近似处理

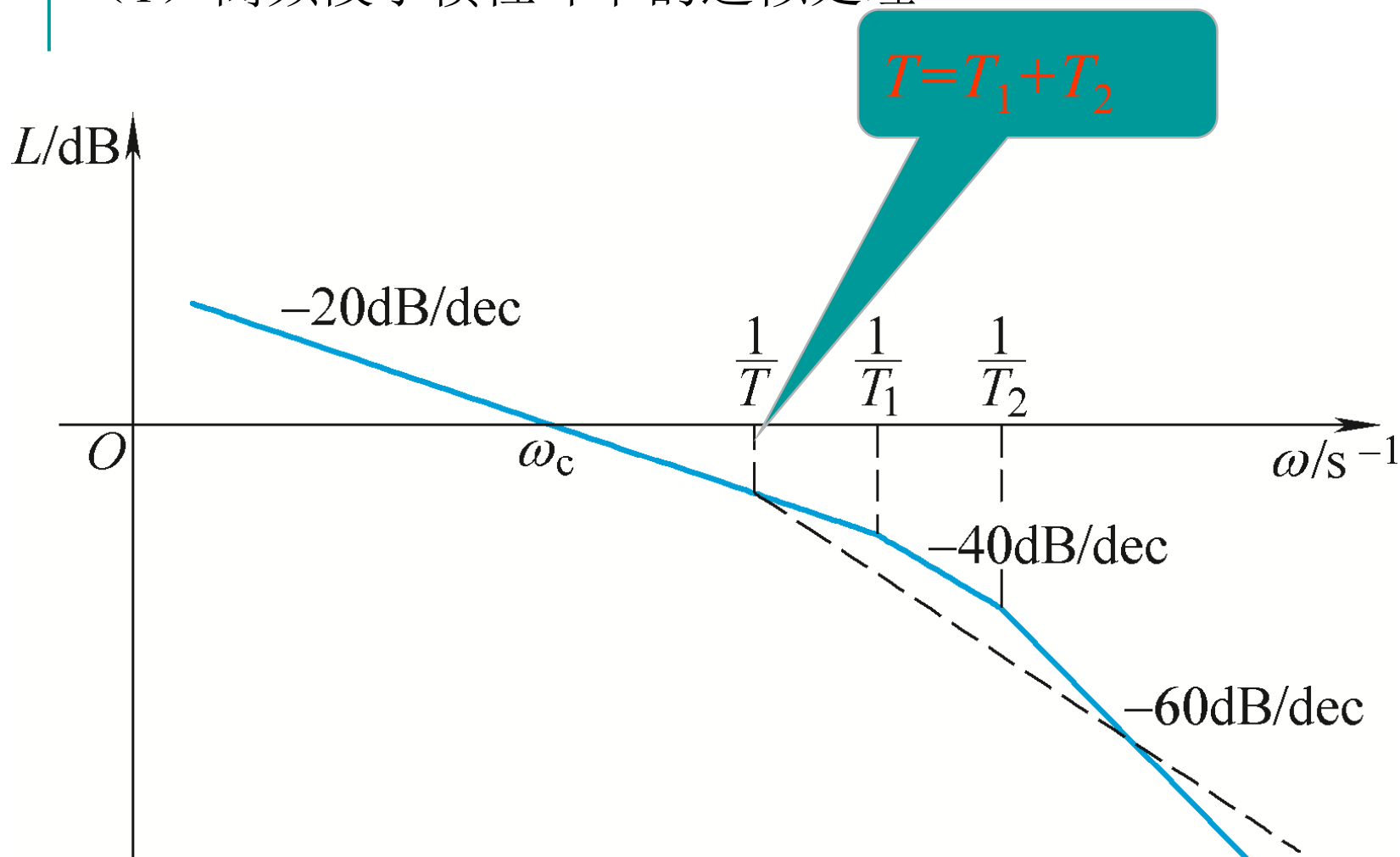


图4-18 高频段小惯性群近似处理对频率特性的影响

- 近似相等的条件是。
- 在工程计算中，一般允许有**10%**以内的误差，近似条件可写成

$$T_1 T_2 \omega^2 \ll 1 \quad \omega_c \leq \frac{1}{3\sqrt{T_1 T_2}}$$

有三个小惯性环节，其近似处理的表达式是

$$\frac{1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)} \approx \frac{1}{(T_1 + T_2 + T_3)s + 1}$$

- 近似的条件为

$$\omega_c \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_1 T_2 + T_2 T_3 + T_3 T_1}}$$

## (2) 高阶系统的降阶近似处理

### ■ 三阶系统

$$W(s) = \frac{K}{as^3 + bs^2 + cs + 1} \quad (4-45)$$

$a, b, c$ 都是正数, 且 $bc > a$ , 即系统是稳定的。

### ■ 降阶处理: 忽略高次项, 得近似的一阶系统

$$W(s) \approx \frac{K}{cs + 1} \quad (4-46)$$

### ■ 近似条件

$$\omega_c \leq \frac{1}{3} \min\left(\sqrt{\frac{1}{b}}, \sqrt{\frac{c}{a}}\right) \quad (4-47)$$



### (3) 低频段大惯性环节的近似处理

- 当系统中存在一个时间常数特别大的惯性环节时，可以近似地将它看成是积分环节。

$$\frac{1}{Ts + 1} \longrightarrow \frac{1}{Ts}$$

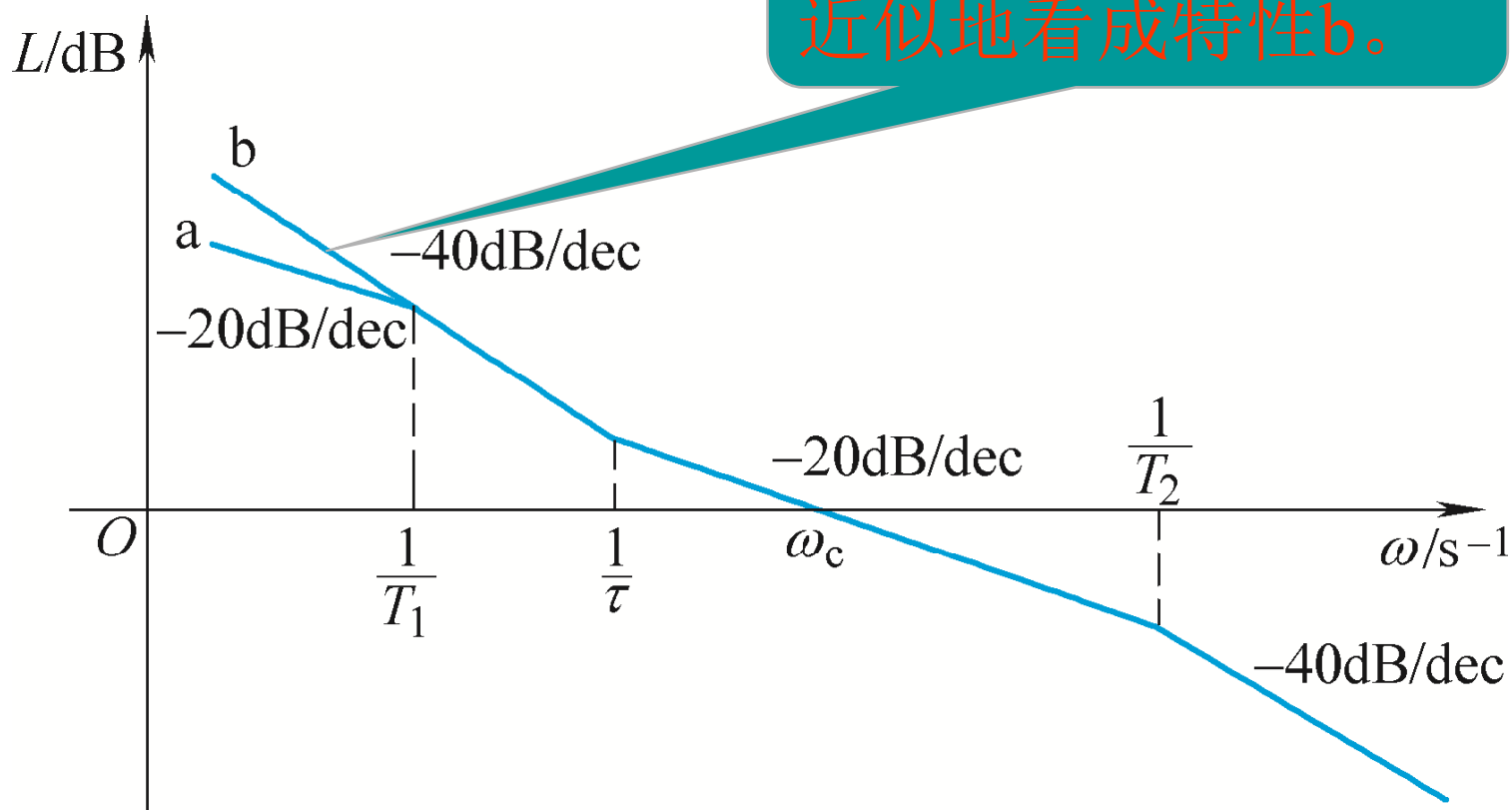
- 大惯性环节的频率特性为  $\frac{1}{j\omega T + 1} = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 T^2 + 1}} \angle -\arctg \omega T$

- 近似成积分环节，其幅值应近似为  $\frac{1}{\sqrt{\omega^2 T^2 + 1}} \approx \frac{1}{\omega T}$

- 近似条件是：

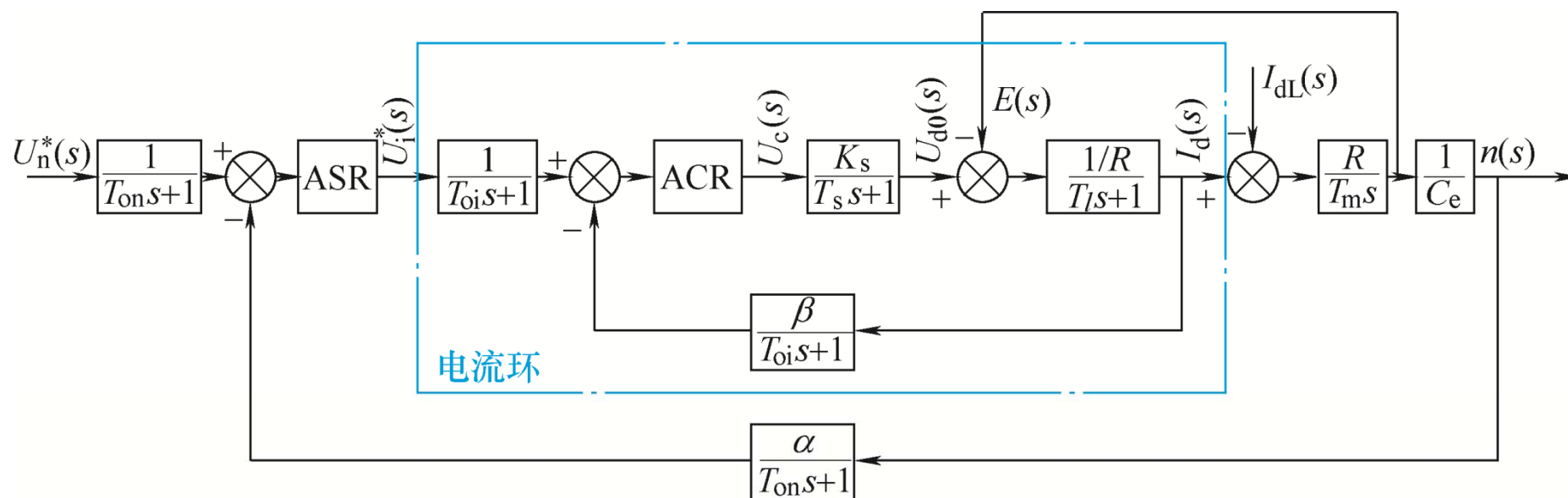
$$\omega_c \geq \frac{3}{T} \quad (4-48)$$

图4-19 低频段大惯性环节近似处理对频率特性的影响



这种近似处理只适用于分析动态性能

### 4.3.4 按工程设计方法设计转速、电流反馈控制直流调速系统的调节器



$T_{oi}$ ——电流反馈滤波时间常数；  $T_{on}$ ——转速反馈滤波时间常数

图4-20 双闭环调速系统的动态结构图

---

# 双闭环调节器设计

- 两个调节器，应当先设计哪一个？
  - 依据什么标准来设计？
  - 每个调节器两个参数，怎么设计？
-

#### 4.3.4 按工程设计方法设计转速、电流反馈控制直流调速系统的调节器

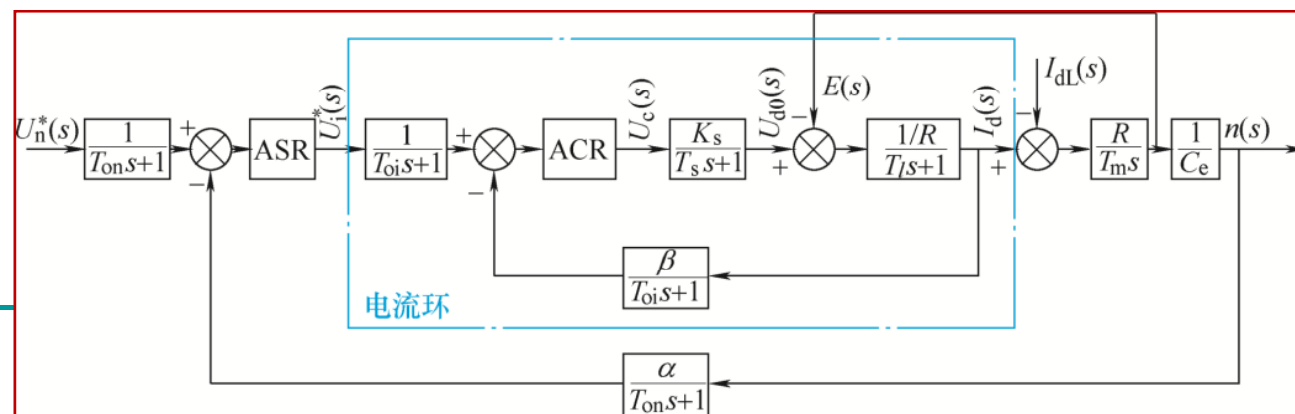
- 先内环后外环。
- 先从电流环（内环）开始，工程简化
- 根据电流环的控制要求确定把它校正成哪一类典型系统，
- 按照控制对象确定电流调节器的类型，按动态性能指标要求确定电流调节器的参数。
- 电流环设计完成后，把电流环等效成转速环（外环）中的一个环节，再用同样的方法设计转速环。

# 1. 电流调节器的设计

- 反电动势与电流反馈的作用相互交叉，相对电流变化，是一种变化缓慢的扰动。
- 在按动态性能设计电流环时，可以暂不考虑反电动势变化的动态影响， $\Delta E \approx 0$ 。
- 忽略反电动势对电流环作用的近似条件是

$$\omega_{ci} \geq 3 \sqrt{\frac{1}{T_m T_l}} \quad (4-49)$$

式中 $\omega_{ci}$ ——电流环开环频率特性的截止频率。



# 1. 电流调节器的设计

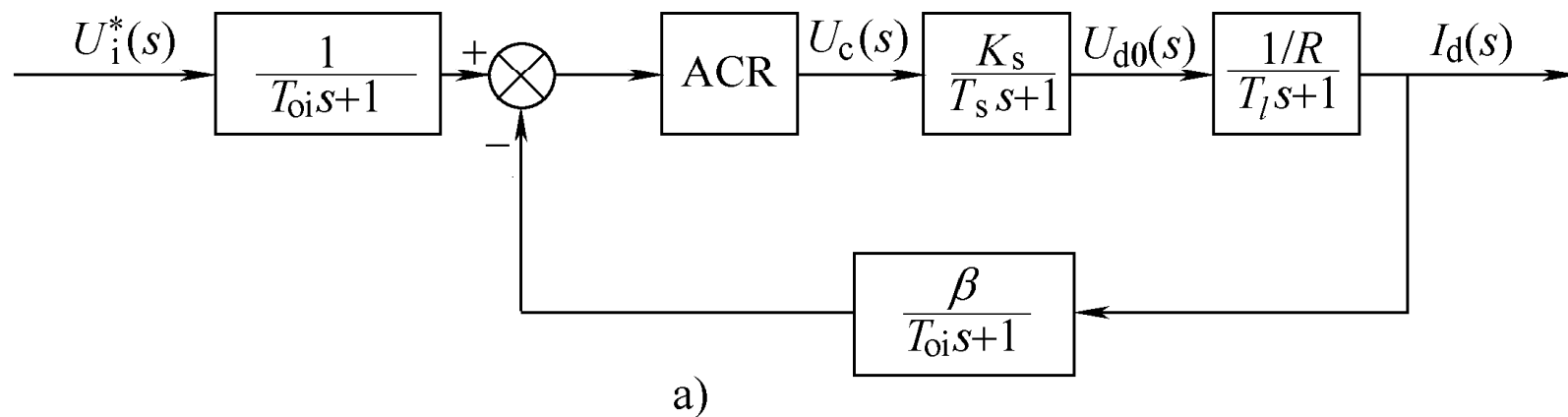


图4-21 电流环的动态结构图及其化简  
(a) 忽略反电动势的动态影响

- 把给定滤波和反馈滤波同时等效地移到环内前向通道上，再把给定信号改成  $\frac{u_i^*(s)}{\beta}$ ，则电流环便等效成单位负反馈系统。

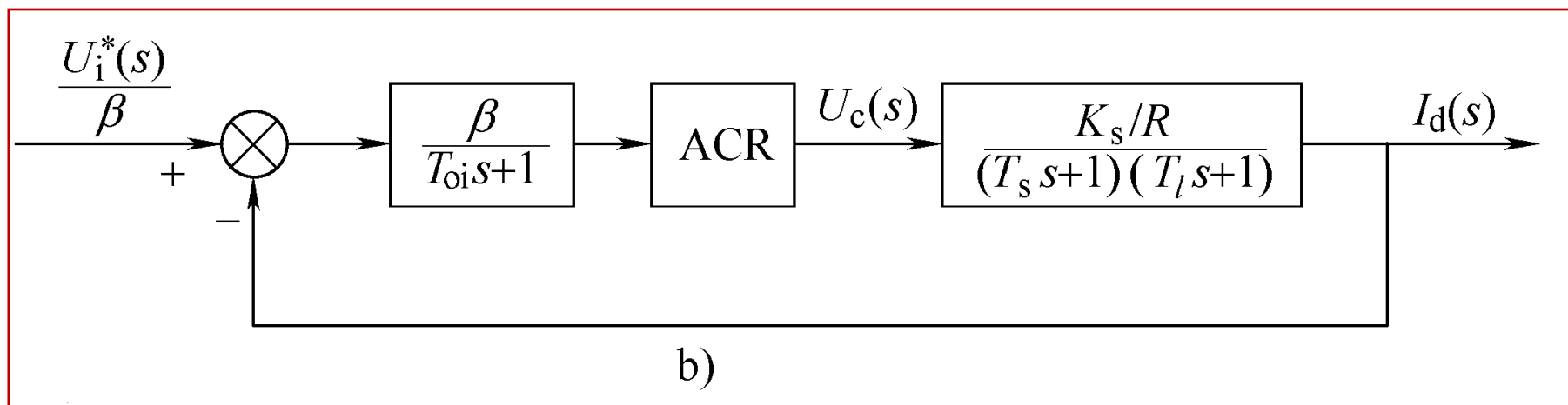


图4-21 电流环的动态结构图及其化简  
(b) 等效成单位负反馈系统



- $T_s$  和  $T_{oi}$  一般都比  $T_l$  小得多，可以近似为一个惯性环节，其时间常数为

$$T_{\Sigma i} = T_s + T_{oi} \quad (4-50)$$

- 简化的近似条件为  $\omega_{ci} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_s T_{oi}}}$  (4-51)

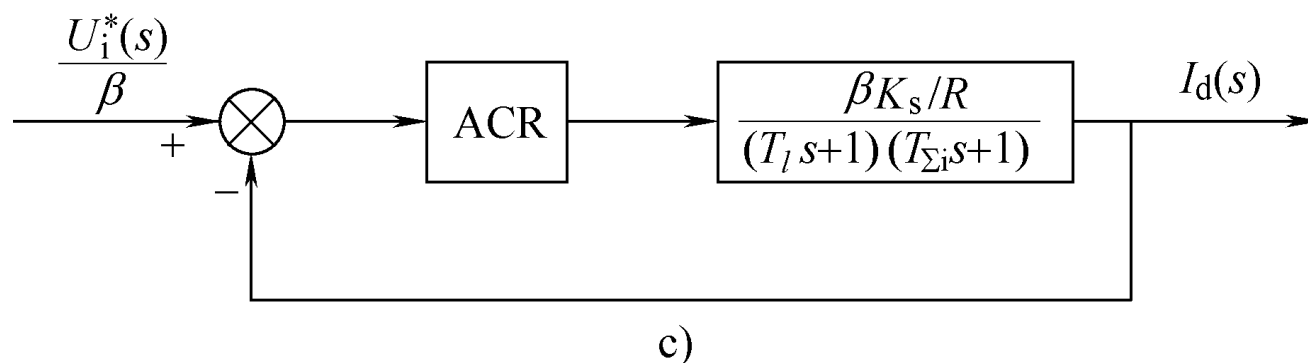
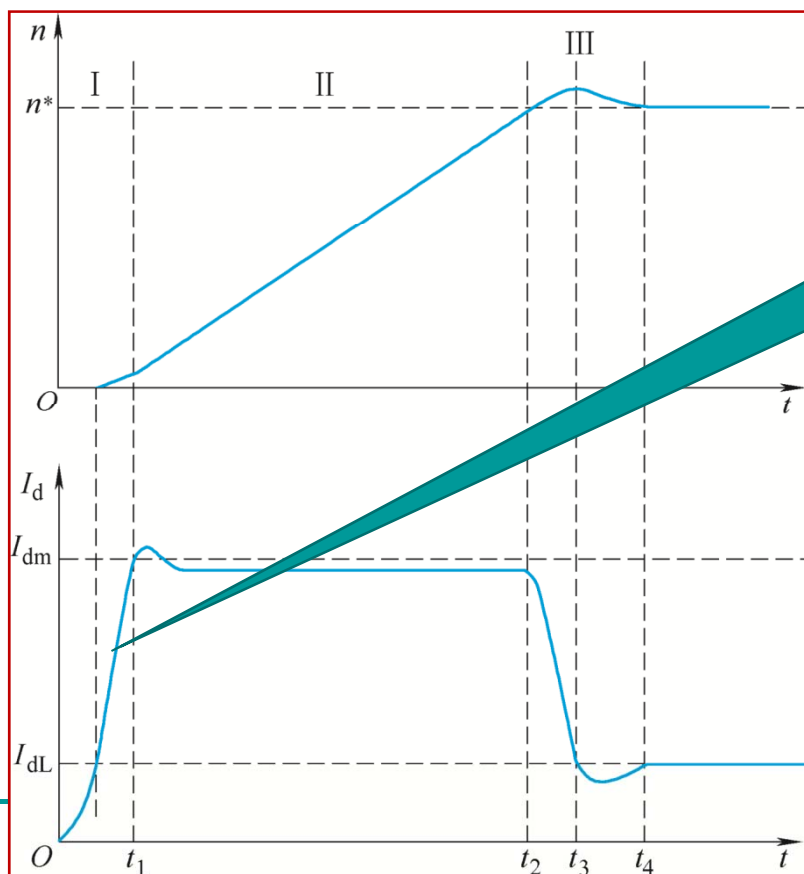


图4-21 电流环的动态结构图及其化简  
(c) 小惯性环节近似处理

# 电流调节器的设计

- 按照典型I型系统设计电流调节器
- 按照典型II型系统设计电流调节器



电流快速建立，  
超调小

## A. 典型系统的选择：采用 I 型系统

### ■ 电流调节器选择：PI型的电流调节器，

$$W_{\text{ACR}}(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} \quad (4-52)$$

$K_i$  — 电流调节器的比例系数；

$\tau_i$  — 电流调节器的超前时间常数。

### ■ 电流环开环传递函数

$$W_{\text{opi}}(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} \frac{\beta K_s / R}{(T_l s + 1)(T_{\Sigma i} s + 1)} \quad (4-53)$$

- 因为  $T_i \gg T_{\Sigma i}$ ，选择  $\tau_i = T_i$ ，为提高快速性，用调节器零点消去控制对象中大的时间常数极点，

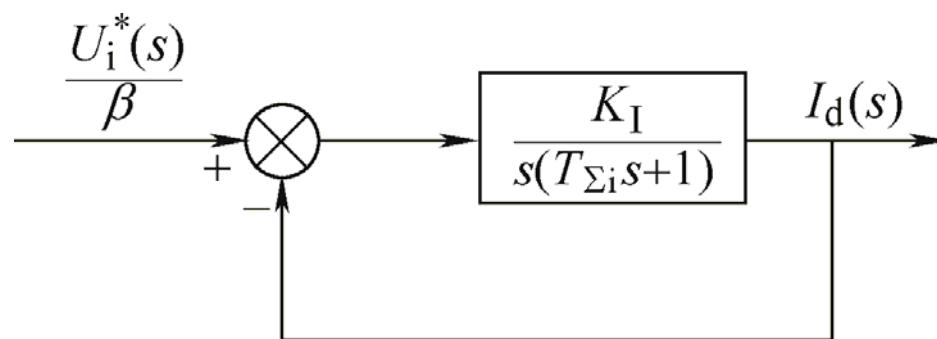
$$W_{opi}(s) = \frac{K_i \beta K_s / R}{\tau_i s (T_{\Sigma i} s + 1)} = \frac{K_I}{s (T_{\Sigma i} s + 1)} \quad (4-54)$$

- 希望电流超调量  $\sigma_i \leq 5\%$ ，选  $\xi = 0.707$ ， $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$ ，则

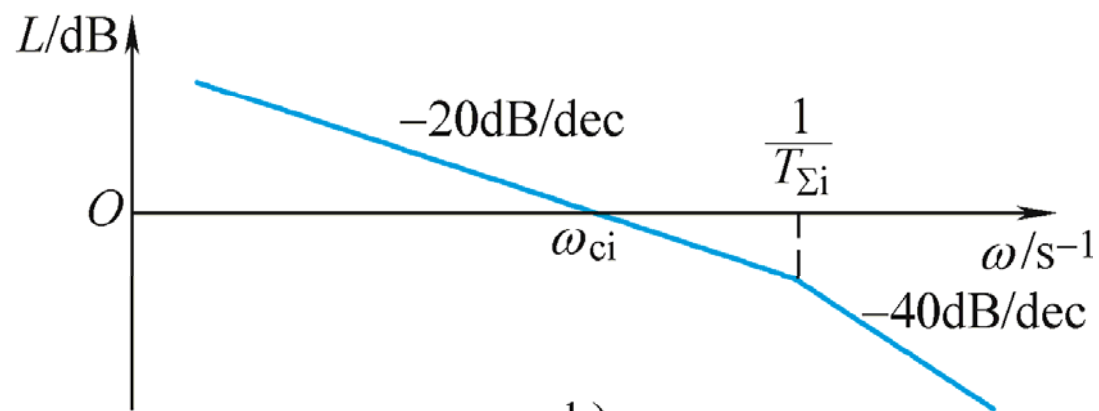
$$K_I = \omega_{ci} = \frac{1}{2T_{\Sigma i}} \quad (4-55)$$

$$K_i = \frac{T_l R}{2K_s \beta T_{\Sigma i}} = \frac{L}{2K_s \beta T_{\Sigma i}} \quad (4-56)$$

图4-22 校正成典型I型系统的电流环  
(a) 动态结构图 (b) 开环对数幅频特性



a)



b)

## ■ 模拟式电流调节器电路

$$K_i = \frac{R_i}{R_0} \quad (4-57)$$

$$\tau_i = R_i C_i \quad (4-58)$$

$$T_{oi} = \frac{1}{4} R_0 C_{oi} \quad (4-59)$$

$U_i^*$ —电流给定电压；

$-\beta I_d$ —电流负反馈电压；

$U_c$ —电力电子变换器的控制电压。

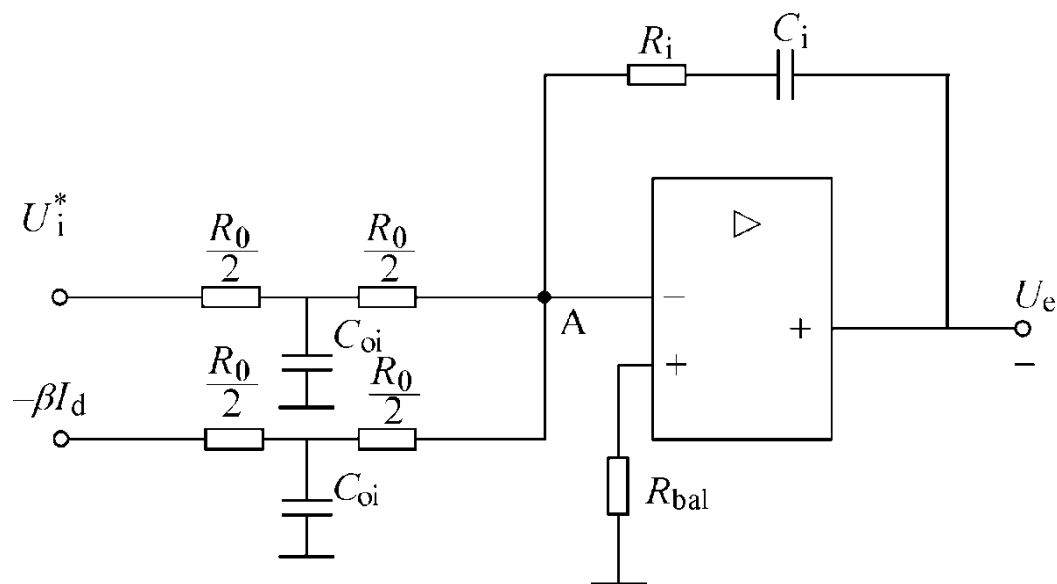


图4-23 含给定滤波与反馈滤波的  
PI型电流调节器

- 电流环闭环传递函数为

$$W_{cli}(s) = \frac{I_d(s)}{U_i^*(s) / \beta} = \frac{\frac{K_I}{s(T_{\Sigma i}s + 1)}}{1 + \frac{K_I}{s(T_{\Sigma i}s + 1)}} = \frac{1}{\frac{T_{\Sigma i}}{K_I}s^2 + \frac{1}{K_I}s + 1} \quad (4-60)$$

- 降阶近似为

$$W_{cli}(s) \approx \frac{1}{\frac{1}{K_I}s + 1} \quad (4-61)$$

- $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$  时，降价近似条件为

$$\omega_{cn} \leq \frac{1}{3\sqrt{2} T_{\Sigma i}} \quad (4-62)$$

$\omega_{cn}$ ——转速环开环频率特性的截止频率。

- 电流环在转速环中等效为

$$\frac{I_d(s)}{U_i^*(s)} = \frac{W_{cli}(s)}{\beta} \approx \frac{\frac{1}{\beta}}{\frac{1}{K_I}s + 1} \quad (4-63)$$

- 电流的闭环控制把双惯性环节的电流环控制对象近似地等效成只有较小时间常数的一阶惯性环节，
- 加快了电流的跟随作用，这是局部闭环（内环）控制的一个重要功能。



## 例题4-1

- 某PWM变换器供电的双闭环直流调速系统，开关频率为8kHz，与3.4节所用电机相同，电机型号为Z4-132-1，基本数据如下：
- 直流电动机：400V，52.2A，2610r/min， $=0.1459\text{V}\cdot\text{min/r}$ ，允许过载倍数=1.5；
- PWM变换器放大系数： $=107.5$ ；（这是按照理想情况计算的电压放大系数。三相整流输出的最大直流电压为537V，最大控制电压最大为5V，因此， $538/5=107.5$ ）

- 电枢回路总电阻:  $R = 0.368\Omega$  ;
- 时间常数:  $T_l = 0.0144s$ ,  $T_m = 0.18s$ ;
- 电流反馈系数:  $\beta = 0.1277V/A$  ( $\approx 10V / 1.5I_N$ )
- 设计要求 按照典型 I 型系统设计电流调节器, 要求电流超调量。
- 调节器, 要求电流超调量  $\sigma_i \leq 5\%$

解

1) 确定时间常数

- PWM变换器滞后时间常数 $T_s=0.000125s$ 。
- 电流滤波时间常数：为滤除PWM纹波应有
- $\frac{1}{T_{oi}} = \left(\frac{1}{5} \sim \frac{1}{10}\right) \frac{1}{T_{PWM}}$  ,  $T_{oi}=0.0006s$ 。
- 电流环小时间常数之和，按小时间常数近似处理，取 $T_{\Sigma i}=T_s+T_{oi}=0.000725s$ 。

## 2) 选择电流调节器结构

- 要求 $\sigma_i \leq 5\%$ ，并保证稳态电流无差，按典型I型系统设计电流调节器。用PI型电流调节器。
- 检查对电源电压的抗扰性能：

$$\frac{T_l}{T_{\Sigma i}} = \frac{0.0144}{0.000725} = 19.86$$

参看表4-2的典型I型系统动态抗扰性能，各项指标都是可以接受的。

### 3) 计算电流调节器参数

- 电流调节器超前时间常数:  $\tau_i = T_I = 0.0144\text{s}$ 。
- 电流环开环增益: 取  $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$ ,

$$K_I = \frac{0.5}{T_{\Sigma i}} = \frac{0.5}{0.000725} = 689.655\text{s}^{-1}$$

- ACR的比例系数为

$$K_i = \frac{K_I \tau_i R}{K_s \beta} = \frac{689.655 \times 0.0144 \times 0.368}{107.5 \times 0.1277} = 0.266$$

#### 4) 校验近似条件

■ 电流环截止频率 $\omega_{ci}=K_I=689.655s^{-1}$

##### (1) 校验PWM变换器传递函数的近似条件

$$\frac{1}{3T_s} = \frac{1}{3 \times 0.000125} = 2666.7 \text{ s}^{-1} > \omega_{ci}$$

##### (2) 校验忽略反电动势变化对电流环动态影响的条件

$$3\sqrt{\frac{1}{T_m T_l}} = 3 \times \sqrt{\frac{1}{0.18 \times 0.0144}} = 58.93$$

##### (3) 校验电流环小时间常数近似处理条件

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_s T_{oi}}} = \frac{1}{3} \times \sqrt{\frac{1}{0.000125 \times 0.0006}} = 1217.16 \text{ s}^{-1} > \omega_{ci}$$

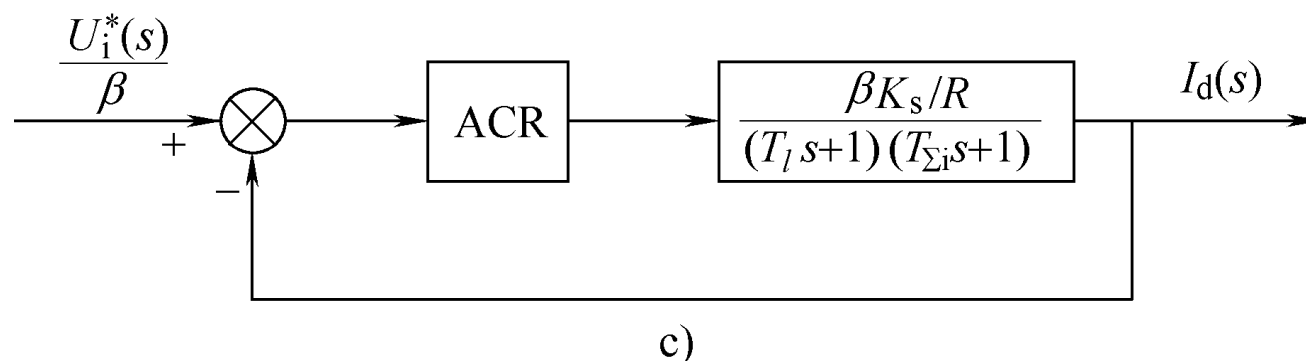
## 5) 计算调节器电阻和电容

- 取  $R_0 = 390k\Omega$
- $R_i = K_i R_0 = 0.266 \times 390 \times 10^3 = 103.7k\Omega$  , 取  **$100k\Omega$**
- $C_i = \frac{\tau_i}{R_i} = \frac{0.0144}{100 \times 10^3} = 0.144 \times 10^{-6} F = 0.144\mu F$  取  **$0.15\mu F$**
- $C_{oi} = \frac{4T_{oi}}{R_0} = \frac{4 \times 0.0006}{390 \times 10^3} = 6.15 \times 10^{-9} F = 6150pF$  取  **$6800pF$**

电流环可以达到的动态跟随性能指标为  $\sigma_i = 4.3\% < 5\%$

## B. 按照典型 II 型系统设计电流调节器

- 按照典型 I 型系统设计电流调节器前提:超前环节恰好对消掉控制对象中的大惯性环节, 电机参数测量不准, 大惯性环节并未被准确对消, 会影响电流环的动态性能。
- 把电流环中大惯性环节降阶, 按照典型 II 型系统设计电流调节器, 如图4-24所示。





## B. 按照典型 II 型系统设计电流调节器

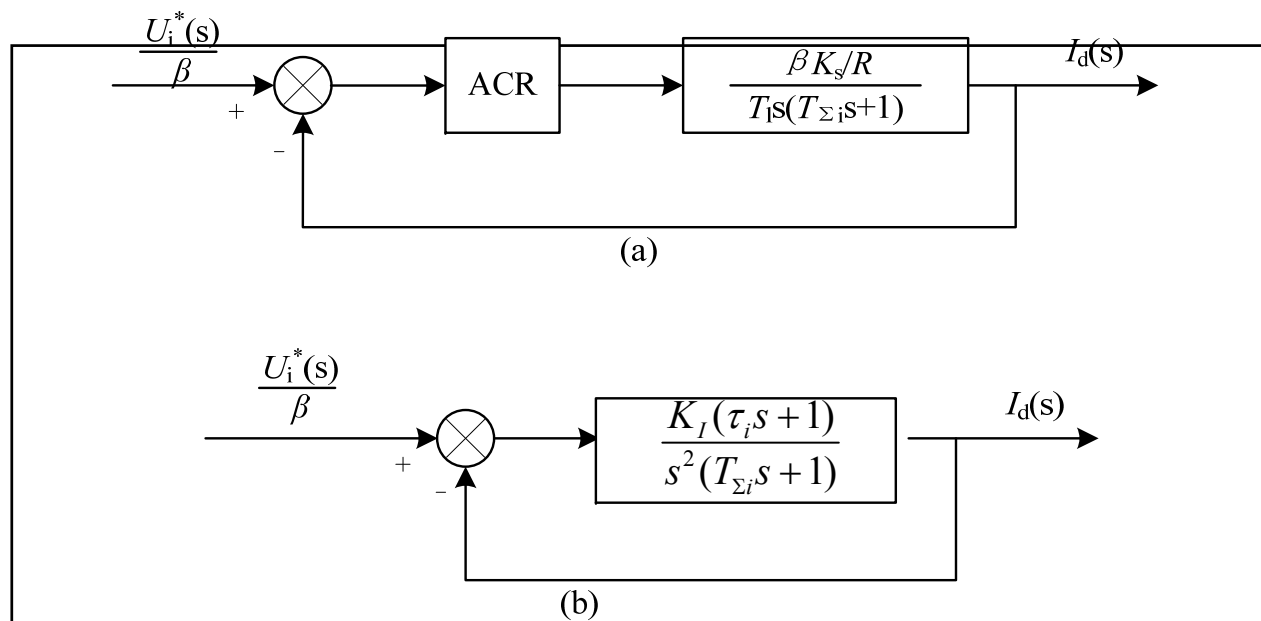


图4-24 电流环动态结构图

(a) 大惯性环节近似成积分环节 (b) 电流环校正成典型 II 型系统

## 按照典型 II 型系统设计电流调节器

- $\tau_i = hT_{\Sigma i}$  (4-67)

- $K_I = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma i}^2}$  (4-68)

- $K_i = \frac{h+1}{2h} \frac{RT_l}{K_s \beta T_{\Sigma i}}$  (4-69)

- 无特殊要求时，一般选择 $h=5$ 。但查表4-4得 时  
电流超调量达到**37.6%**，不能满足电流环对跟  
随性能指标的要求！！

- 为了解决超调量大的问题，可在电流给定之后加入低通滤波。关键是滤波参数如何设计？应当根据系统中惯性环节时间常数选择滤波常数。

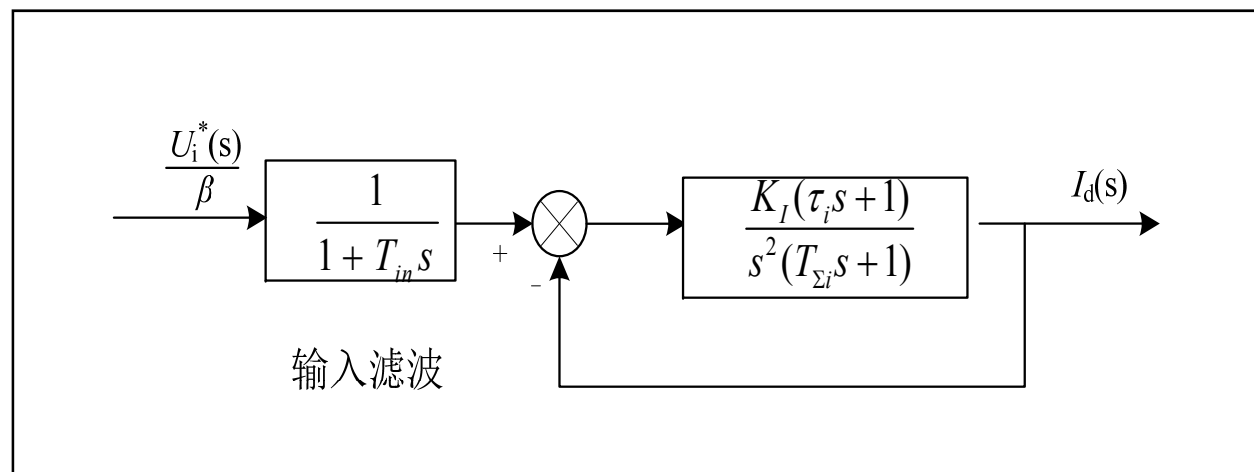


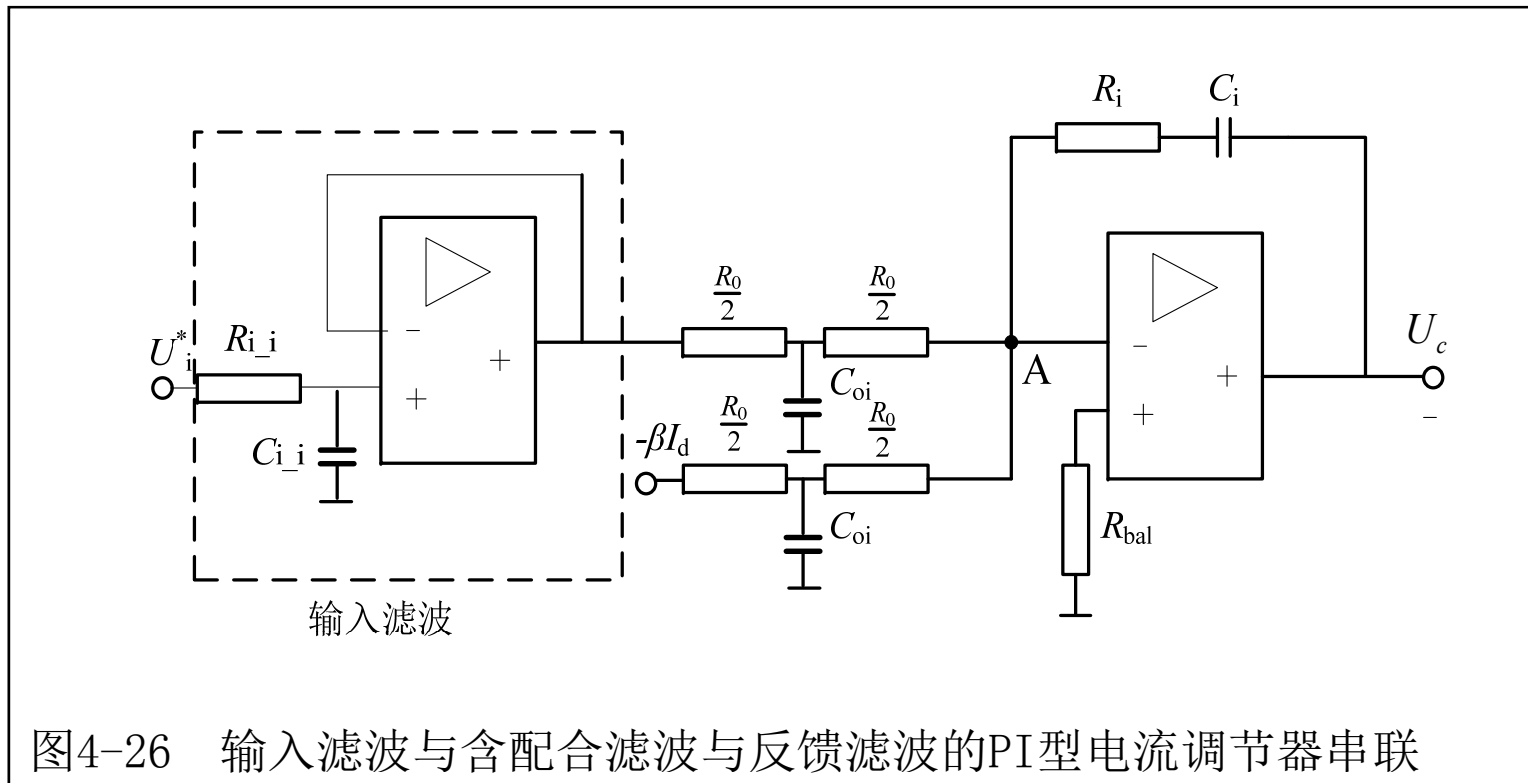
图4-25 在电流给定前面增设滤波环节的结构图

## 分析方法:

- 使分析具有一般性, 令  $T = T_{\Sigma i}$ , 当滤波时间常数与系统中惯性环节常数  $T$  的比值不同时, 以  $T$  为时间基准, 求出对应的单位阶跃响应函数, 从而计算出系统的跟随性能指标如表4-6所示,

$T_{in}/T$	1	2	3	4	5	6
$\sigma$	31.96%	20.996%	10.97%	2.96%	0	0
$t_r/T$	3.966	5.078	6.318	8.147		
$t_s/T$	10.806	11.906	11.96	7.234	9.511	14.887

# 模拟实现方式



$$T_{\Sigma i} = \frac{1}{4} R_{i\_i} C_{i\_i}$$

# 按照典型 II 型系统设计的电流环降阶

## ■ 降阶前电流闭环传函

$$W_{cl}(s) = \frac{I_d(s)}{U_i^*(s)/\beta} = \frac{1}{T_{in}s + 1} \frac{hT_{\Sigma i}s + 1}{\frac{2h^2}{h+1}T_{\Sigma i}^3s^3 + \frac{2h^2}{h+1}T_{\Sigma i}^2s^2 + hT_{\Sigma i}s + 1}$$

## ■ 降阶后

$$\frac{I_d(s)}{U_i^*(s)} = \frac{W_{cli}(s)}{\beta} \approx \frac{\frac{1}{\beta}}{4T_{\Sigma i}s + 1} \quad W_{cli}(s) \approx \frac{1}{1 + 4T_{\Sigma i}s}$$

## ■ 近似条件

$$\omega_{cn} \leq \frac{1}{3T_{\Sigma i}} \sqrt{\frac{h+1}{2h^2}} \quad \omega_{cn} \leq \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{1}{5T_{\Sigma i}}$$

- 总结：按照典 II 系统设计电流调节器，把双惯性环节的电流环控制对象近似地等效成只有较小时间常数的一阶惯性环节，加快了电流的跟随作用，只是按照典型 II 系统设计的电流环响应速度有所下降。
- 不论把电流环校正成典型 I 型系统还是典型 II 型系统，其动态响应速度均与  $T_{\Sigma i}$  有关。所以要提高系统动态性能，须尽量减小电流环各环节的延时时间。

- 例题4-2 电机参数同例题4-1。
- 设计要求 按照典型 II 型系统设计电流调节器，要求电流超调量  $\sigma_i \leq 5\%$  。
- 1) 确定时间常数同例题4-1
- 2) 选择电流调节器结构
- $T_l=0.0144\text{s}, T_{\Sigma i}=0.000725\text{s}$ ，满足  $T_l > 10T_{\Sigma i}$ ，故将电流环控制对象中大惯性环节做降阶处理。
- 为保证稳态电流无差，按典型 II 型系统设计电流调节器。因此可用PI型电流调节器，在输入部分加入低通滤波器，滤波时间常数为4倍，即为0.0029s。



### ■ (3) 计算电流调节器参数

电流调节器超前时间常数:

$$\tau_i = hT_{\Sigma i} = \mathbf{0.003625s}。$$

比例系数:

$$K_i = \frac{h+1}{2h} \frac{R}{K_s \beta} \frac{T_l}{T_{\Sigma i}} = \frac{5+1}{2*5} \frac{0.368}{107.5*0.1277} \frac{0.0144}{0.000725} = 0.319$$

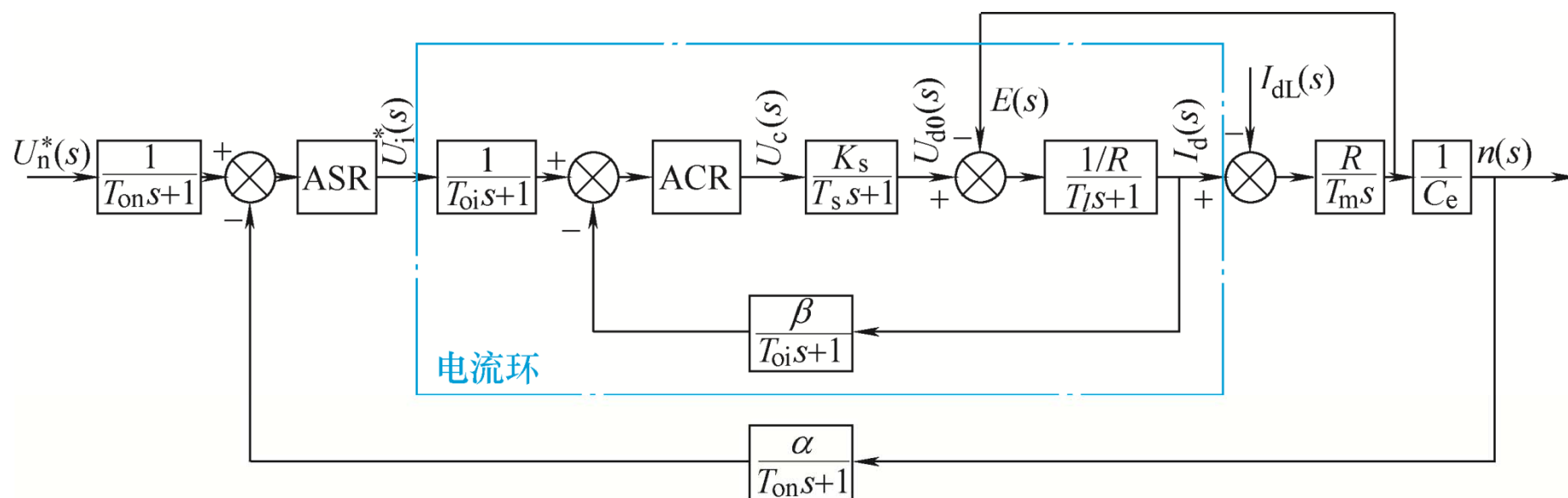
### ■ (4) 校验近似条件

- 电流环截止频率:
- 1) 校验 PWM变换器传递函数的近似条件: 满足近似条件  $\omega_{ci} \approx \frac{1}{4T_{\Sigma i}} = 0.25 / 0.000725 = 344.83 \text{ s}^{-1}$
- 2) 校验忽略反电动势变化对电流环动态影响的条件: 满足近似条件
- 3) 校验电流环小时间常数近似处理条件: 满足近似条件
- 4) 校验大惯性环节近似处理条件
- $\frac{3}{T_l} = \frac{3}{0.0144} = 208.33 \leq \omega_{ci}$  满足近似条件

## 计算调节器电阻和电容

- 电流调节器原理图如图4-26所示，按所用运算放大器取  $R_0 = 10M\Omega$ ， $R_{i\_i} = 1.3M\Omega$ ，各电阻和电容值计算如下：
- $R_i = K_i R_0 = 0.319 \times 10000000 = 3.19M\Omega$ ，取**3.3 MΩ**
- $C_i = \frac{\tau_i}{R_i} = \frac{0.003625}{3.3 * 1000000} = 1.1 \times 10^{-9} F = 1.1nF$ ，取**1 nF**
- $C_{oi} = \frac{4T_{0i}}{R_0} = \frac{4 \times 0.0006}{10 * 1000000} = 0.24 \times 10^{-9} F = 240pF$ ，取**220 pF**
- $C_{i\_i} = \frac{4T_{\Sigma i}}{R_{i\_i}} = \frac{0.0029}{1300000} = 2.2nF$ ，取**2.2 nF**

## 2. 转速调节器的设计



$T_{oi}$ ——电流反馈滤波时间常数；  $T_{on}$ ——转速反馈滤波时间常数

图3-18 双闭环调速系统的动态结构图

- 
- 把电流环用一阶惯性环节代替，时间常数  $T$
  - 把转速给定滤波和反馈滤波环节移到环内，同时将给定信号改成  $U_n^*(s)/\alpha$ ,
  - 把时间常数为  $T$  和  $T_{on}$  的两个小惯性环节合并

$$T_{\Sigma n} = T + T_{on}$$

---

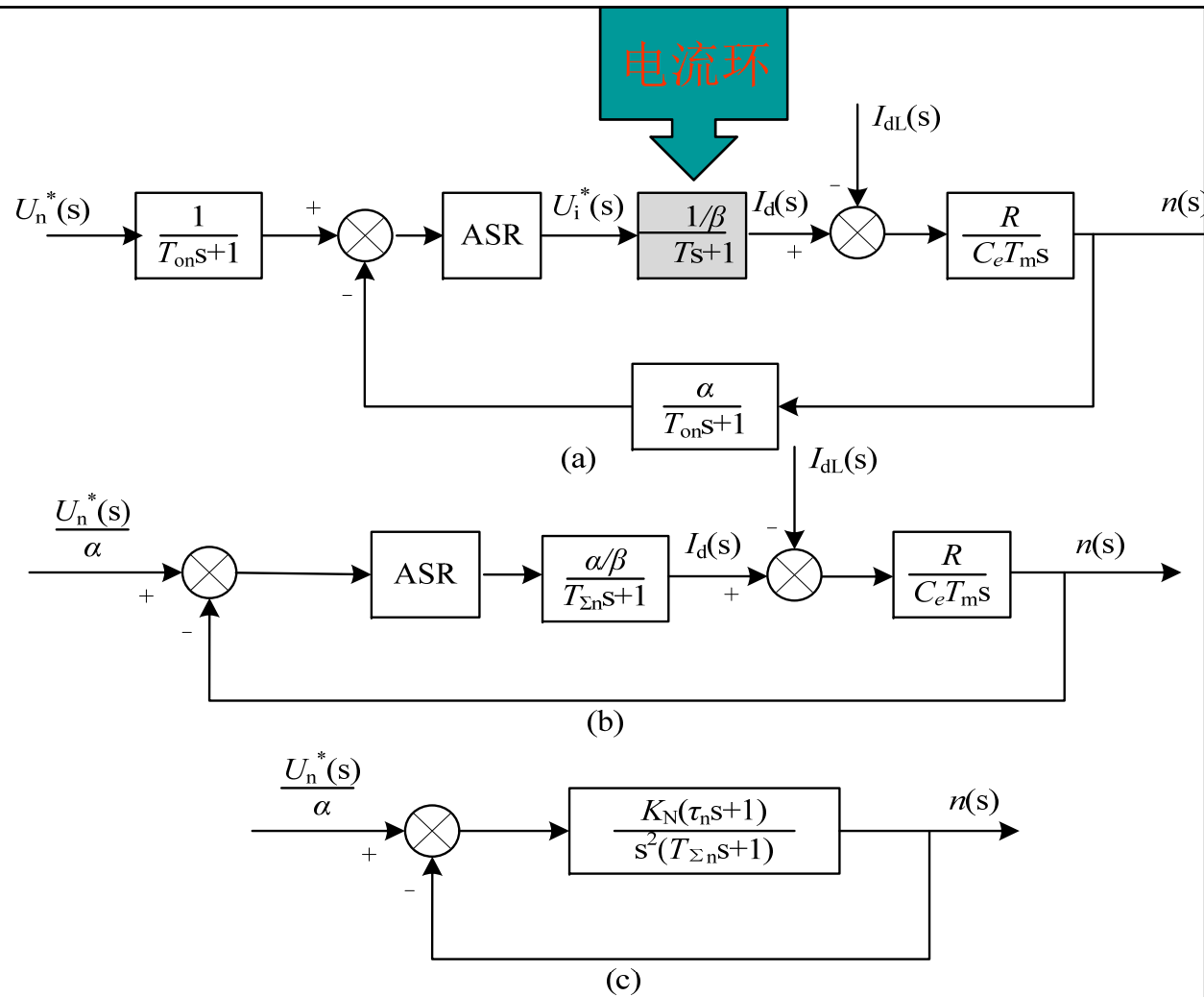


图4-27 转速环的动态结构图及其简化  
 (a) 用等效环节代替电流环 (b) 等效成单位负反馈系统和小惯性的近似处理 (c) 校正后成为典型 II 型系统

- 转速环的控制对象是由一个积分环节和一个惯性环节组成， $I_{dL}(s)$ 是负载扰动。
- 系统实现无静差的必要条件是：在负载扰动点之前必须含有一个积分环节。
- 转速开环传递函数应有两个积分环节，按典型II型系统设计。
- **ASR采用PI调节器**

$$W_{ASR}(s) = \frac{K_n(\tau_n s + 1)}{\tau_n s} \quad (4-78)$$

$K_n$  — 转速调节器的比例系数；

$\tau_n$  — 转速调节器的超前时间常数。

- 调速系统的开环传递函数为

$$W_n(s) = \frac{K_n(\tau_n s + 1)}{\tau_n s} \cdot \frac{\frac{\alpha R}{\beta}}{C_e T_m s (T_{\Sigma n} s + 1)} = \frac{K_n \alpha R (\tau_n s + 1)}{\tau_n \beta C_e T_m s^2 (T_{\Sigma n} s + 1)}$$

- 令转速环开环增益  $K_N$  为

$$K_N = \frac{K_n \alpha R}{\tau_n \beta C_e T_m} \quad (4-79)$$

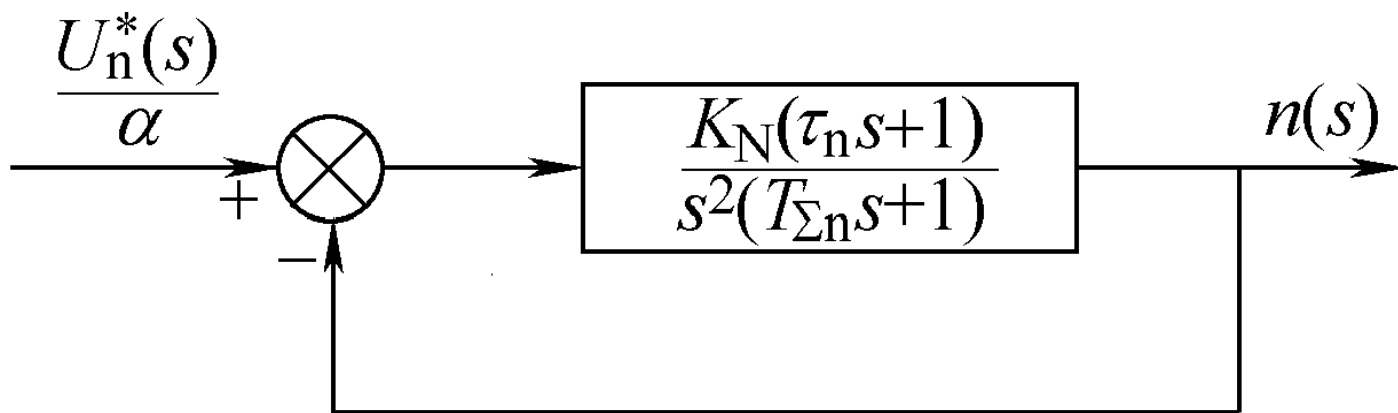
- 则

$$W_n(s) = \frac{K_N (\tau_n s + 1)}{s^2 (T_{\Sigma n} s + 1)} \quad (4-80)$$



图4-27 转速环的动态结构图及其简化

(c) 校正后成为典型 II 型系统



$$\tau_n = hT_{\Sigma n} \quad (4-81)$$

$$K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} \quad (4-82)$$

$$K_n = \frac{(h+1)\beta C_e T_m}{2h\alpha R T_{\Sigma n}} \quad (4-83)$$

无特殊要求时，一般以选择 $h=5$ 为好。

## ■ 模拟式转速调节器电路

$$K_n = \frac{R_n}{R_0} \quad (4-84)$$

$$\tau_n = R_n C_n \quad (4-85)$$

$$T_{on} = \frac{1}{4} R_0 C_{on} \quad (4-86)$$

$U_n^*$ —转速给定电压；

$-\alpha n$ —转速负反馈电压；

$U_i^*$ —电流调节器的给定电压。

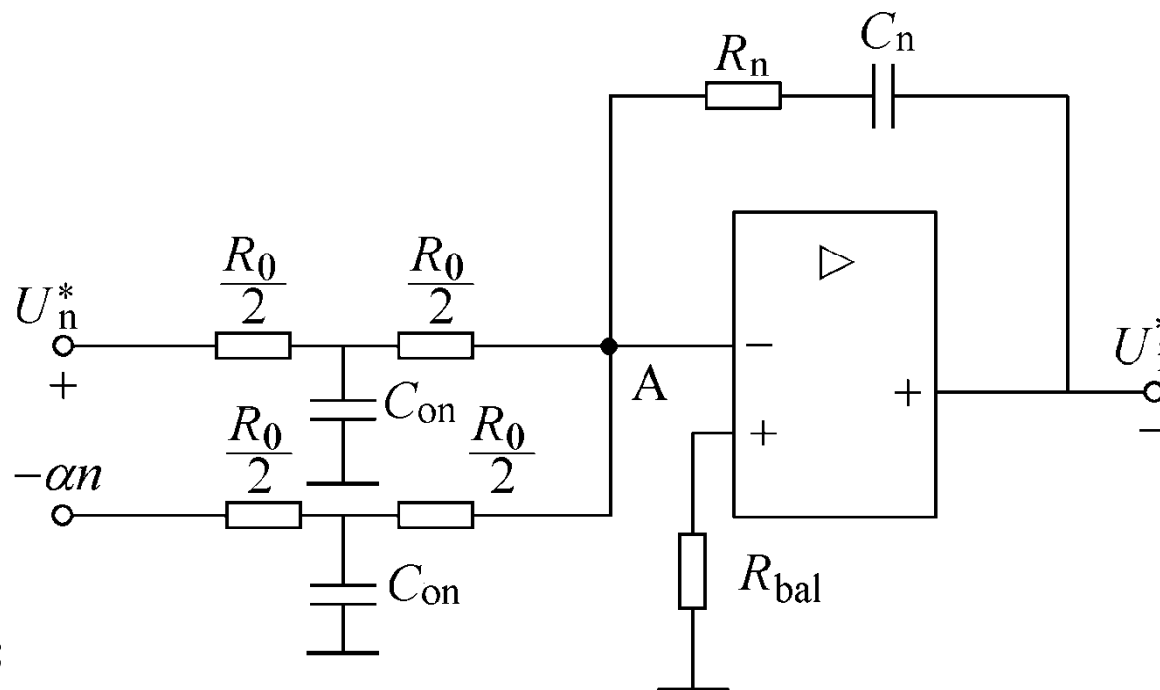


图4-28 含给定滤波与反馈滤波的PI型转速调节器

## 例题4-3

- 在例题4-1中，除已给数据外，已知：转速反馈系数  $\alpha = 0.00383 \text{ Vmin/r}$  ( $\approx 10\text{V}/n_N$ )，
- 电流环按照典型 I 型系统设计， $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$ ，
- 要求转速无静差，空载起动到额定转速时的转速超调量  $\sigma_n \leq 5\%$ 。
- 试按工程设计方法设计转速调节器，并校验转速超调量的要求能否得到满足。

---

# 转速调节器设计例题

## 1) 确定时间常数

- (1) 电流环等效时间常数。由例题4-1, 已取  $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$ , 则

$$2T_{\Sigma i} = 2 \times 0.000725 = 0.00145 \text{ s}$$

- (2) 转速滤波时间常数。根据所用测速发电机纹波情况, 取  $T_{on} = 0.01 \text{ s}$ 。

- (3) 转速环小时间常数。按小时间常数近似处理, 取

$$T_{\Sigma n} = 2T_{\Sigma i} + T_{on} = (0.00145 + 0.01) \text{ s} = 0.01145 \text{ s}$$

---

# 转速调节器设计例题

## 2) 选择转速调节器结构

- 选用**PI**调节器,

$$W_{ASR}(s) = \frac{K_n(\tau_n s + 1)}{\tau_n s}$$

## 3) 计算转速调节器参数

- 取**h=5**, 则**ASR**的超前时间常数为

$$\tau_n = hT_{\Sigma n} = 5 \times 0.01145 = 0.05725 \text{ s}$$

- 转速环开环增益:

$$K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} = \frac{6}{2 \times 5^2 \times 0.01145^2} \text{ s}^{-2} = 915.3 \text{ s}^{-2}$$

- **ASR**的比例系数为

$$K_n = \frac{(h+1)\beta C_e T_m}{2h\alpha R T_{\Sigma n}} = \frac{6 \times 0.1277 \times 0.1459 \times 0.18}{2 \times 5 \times 0.00383 \times 0.368 \times 0.01145} = 124.686$$

#### 4) 检验近似条件

##### ■ 转速环截止频率为

$$\omega_{cn} = \frac{K_N}{\omega_1} = K_N \tau_n = 915.3 \times 0.05725 \text{s}^{-1} = 52.4$$

##### (1) 电流环传递函数简化条件

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{\Sigma i}}} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{689.655}{0.000725}} = 325.1 \text{s}^{-1} > \omega_{cn} \quad \text{满足简化条件}$$

##### (2) 转速环小时间常数近似处理条件

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{on}}} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{689.655}{0.01}} = 87.538 \text{s}^{-1} > \omega_{cn} \quad \text{满足近似条件}$$

## 5) 计算调节器电阻和电容

■ 取  $R_0 = 39 \text{ k}\Omega$ ,

$$R_n = K_n R_0 = 124.686 \times 39 \text{ k}\Omega = 4863 \text{ k}\Omega, \quad \text{取 } 4.7 \text{ M}\Omega$$

$$C_n = \frac{\tau_n}{R_n} = \frac{0.05725}{4700 \times 10^3} F = 12.1 \times 10^{-9} F \quad \text{取 } 10 \mu F$$

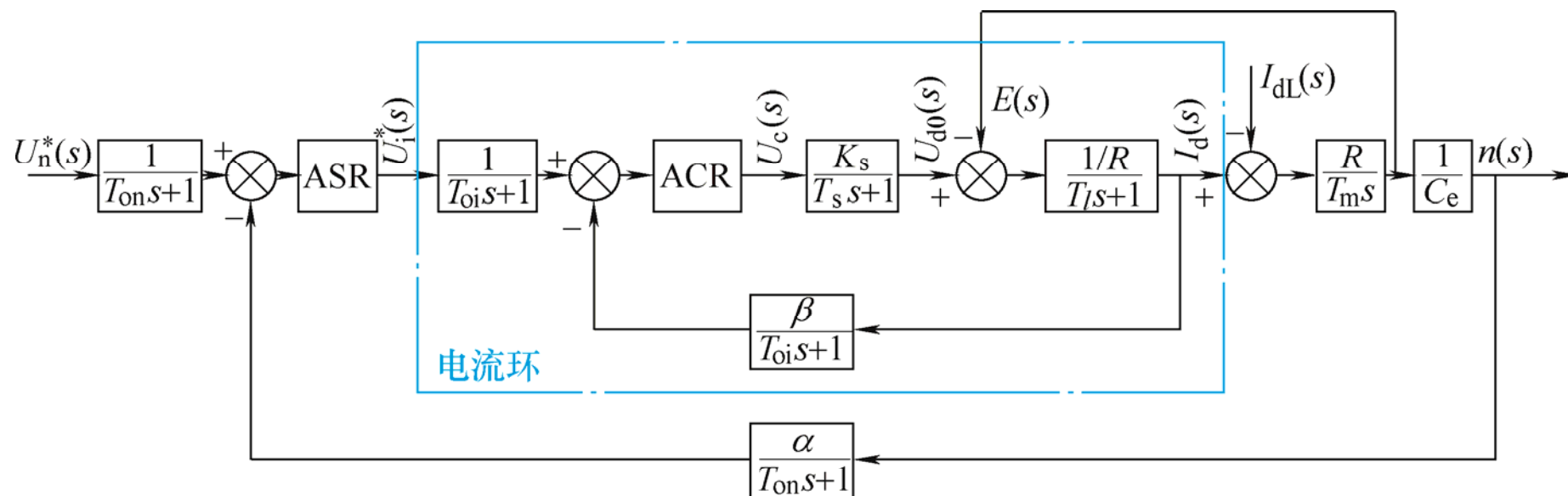
$$C_{on} = \frac{4T_{on}}{R_0} = \frac{4 \times 0.01}{39 \times 10^3} F = 1.02 \times 10^{-6} F = 1.02 \mu F \quad \text{取 } 1 \mu F$$

## 6) 校核转速超调量

- 当 $h=5$ 时，由表4-4查得， $\sigma_n\%=37.6\%$ ，不能满足设计要求。实际上，由于表4-4是按线性系统计算的，而突加阶跃给定时，ASR饱和，不符合线性系统的前提，应该按ASR退饱和的情况重新计算超调量。
- 点动起动或斜坡给定起动的传动设备，转速调节器未能进入饱和状态，在给定信号之后增加一阶输入滤波环节，由表4-6查得， $T_{in} = 4T_{\Sigma n} = 0.0458s$ ，此时转速超调为2.9%，也可以满足设计要求。加入低通滤波器后进一步降低系统截止频率，例题4-3中的近似条件仍旧成立。



### 3. 转速调节器退饱和时转速超调量的计算



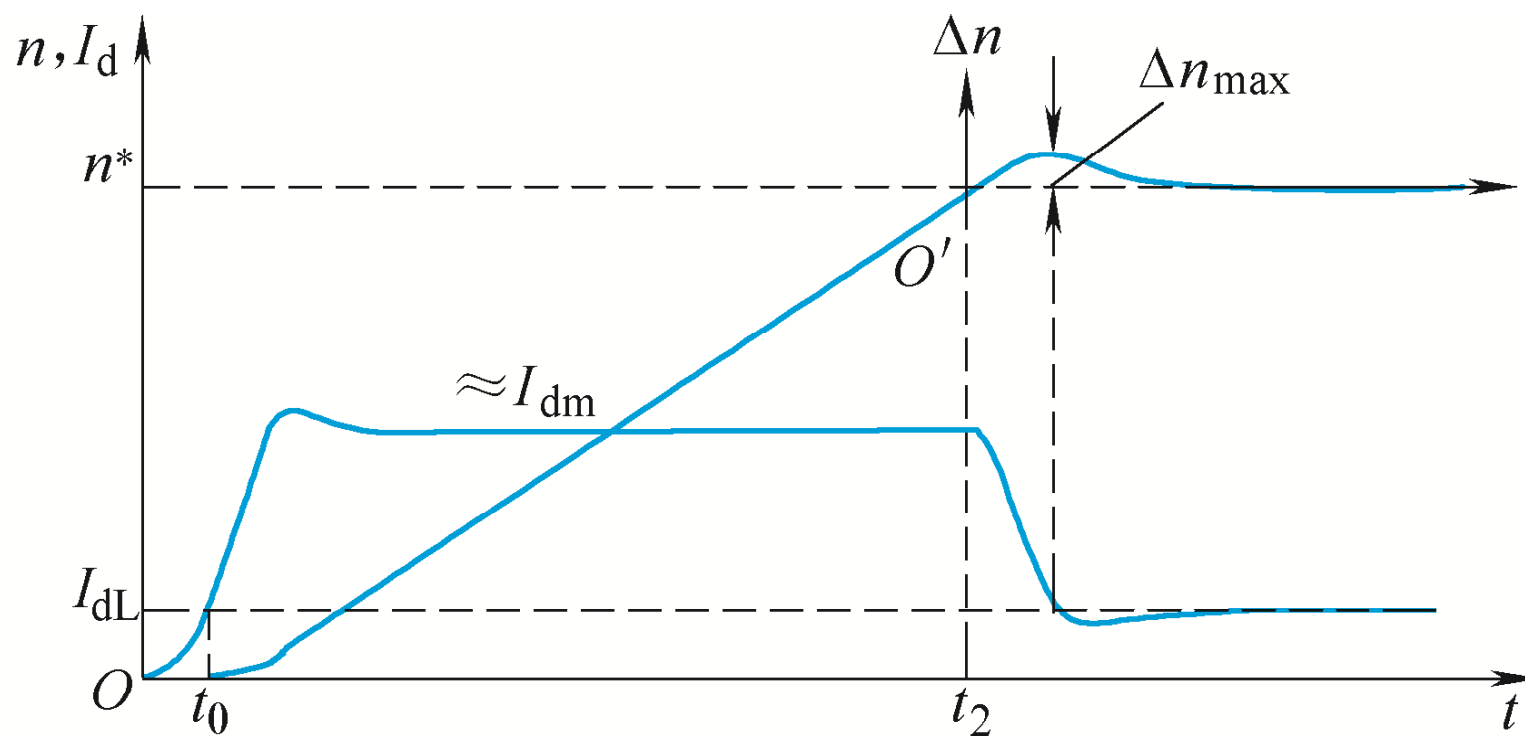


图4-29 ASR饱和时转速环按典型II型系统设计的调速系统启动过程

- 当**ASR饱和**时，相当于转速环开环，电流环输入恒定电压，如果忽略电流环短暂的跟随过程，其输出量也基本上是恒值，因而电动机基本上按恒加速起动，其加速度为

$$\frac{dn}{dt} \approx (I_{dm} - I_{dL}) \frac{R}{C_e T_m} \quad t_2 \approx \frac{C_e T_m n^*}{(I_{dm} - I_{dL}) R}$$

$$t_2 \approx \left( \frac{2h}{h+1} \right) \frac{K_n U_n^*}{(U_{im}^* - \beta I_{dL})} T_{\Sigma n} \quad (4-88)$$

## 退饱和和超调

- 当转速超过给定值之后，转速调节器ASR由饱和限幅状态进入线性调节状态，此时的转速环由开环进入闭环控制，迫使电流由最大值 $I_{dm}$ 降到负载电流 $I_{dl}$ 。
- ASR开始退饱和时，由于电动机电流 $I_d$ 仍大于负载电流 $I_{dl}$ ，电动机继续加速，直到 $I_d < I_{dl}$ 时，转速才降低。
- 这不是按线性系统规律的超调，而是经历了饱和和非线性区域之后的超调，称作“退饱和超调”。