

---

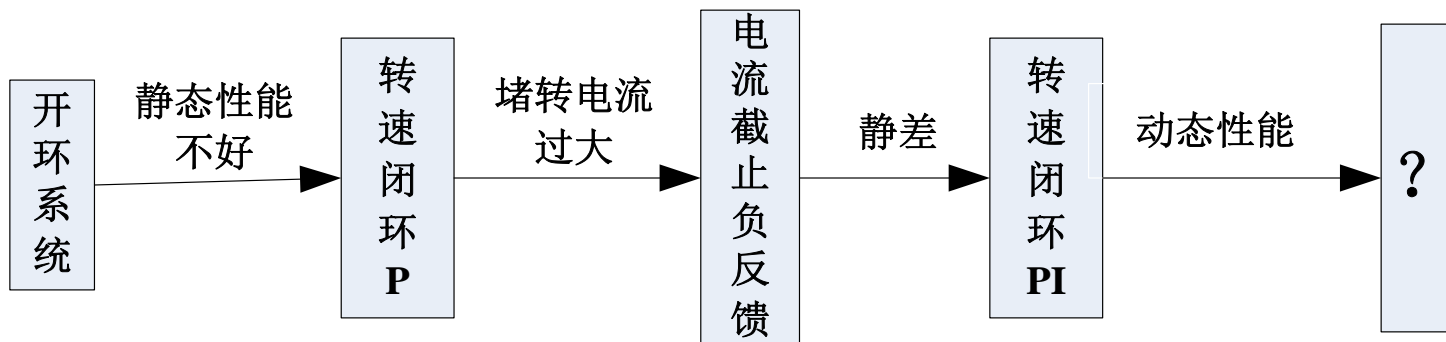
# 运动控制系统

## 第4章

### 转速、电流双闭环控制的直流调速系统

---

# 问题的提出



**动态性能要求:**对于经常正、反转运行的调速系统，缩短起、制动过程的时间是提高生产率的重要因素。

# 如何控制动态性能？

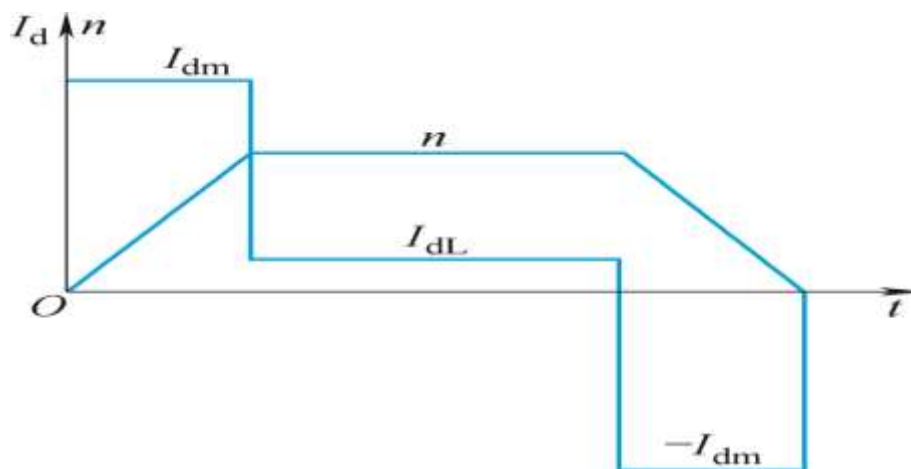
- 电力拖动系统的运动方程：

$$T_e - T_L = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} \quad I_d - I_L = \frac{GD^2}{375C_m} \frac{dn}{dt}$$

- 结论：要得到好的动态性能，必须控制好转矩，即控制好电流。

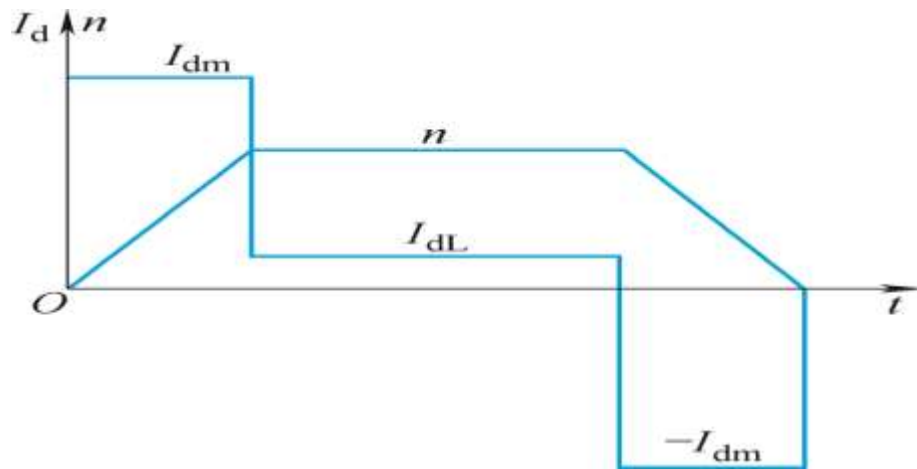
# 时间最优的理想过渡过程

- 在起（或制）动过渡过程中，希望始终保持电流（电磁转矩）为允许的最大值，使调速系统以最大的加（减）速度运行。
- 当到达稳态转速时，最好使电流立即降下来，使电磁转矩与负载转矩相平衡，从而迅速转入稳态运行。

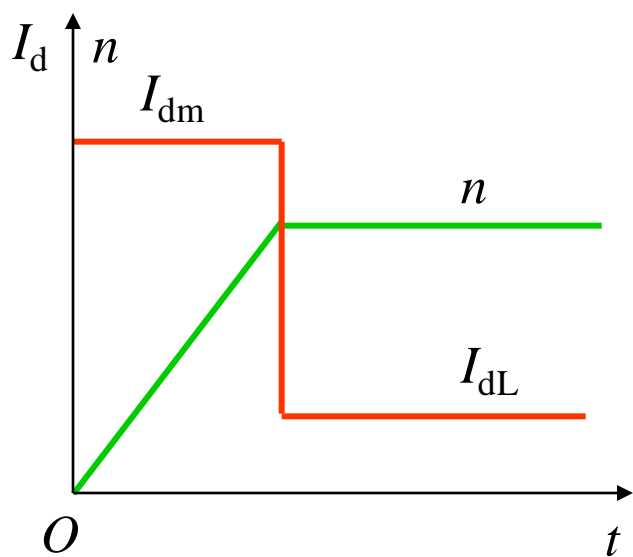


# 单闭环系统的问题

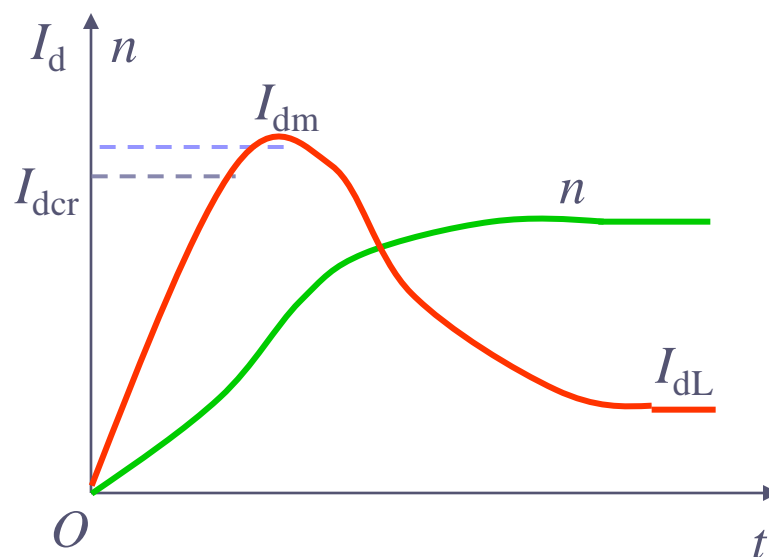
- 转速单闭环系统不能控制电流（或转矩）的动态过程。
- 电流截止负反馈环节只是用来限制电流的冲击，并不能很好地控制电流的动态波形。



# 理想的起动过程

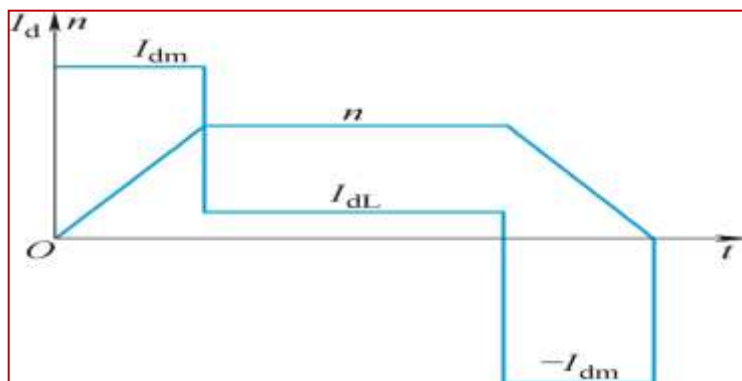


a) 理想的快速起动过程



b) 带电流截止负反馈的单闭环调速系统

# 解决思路



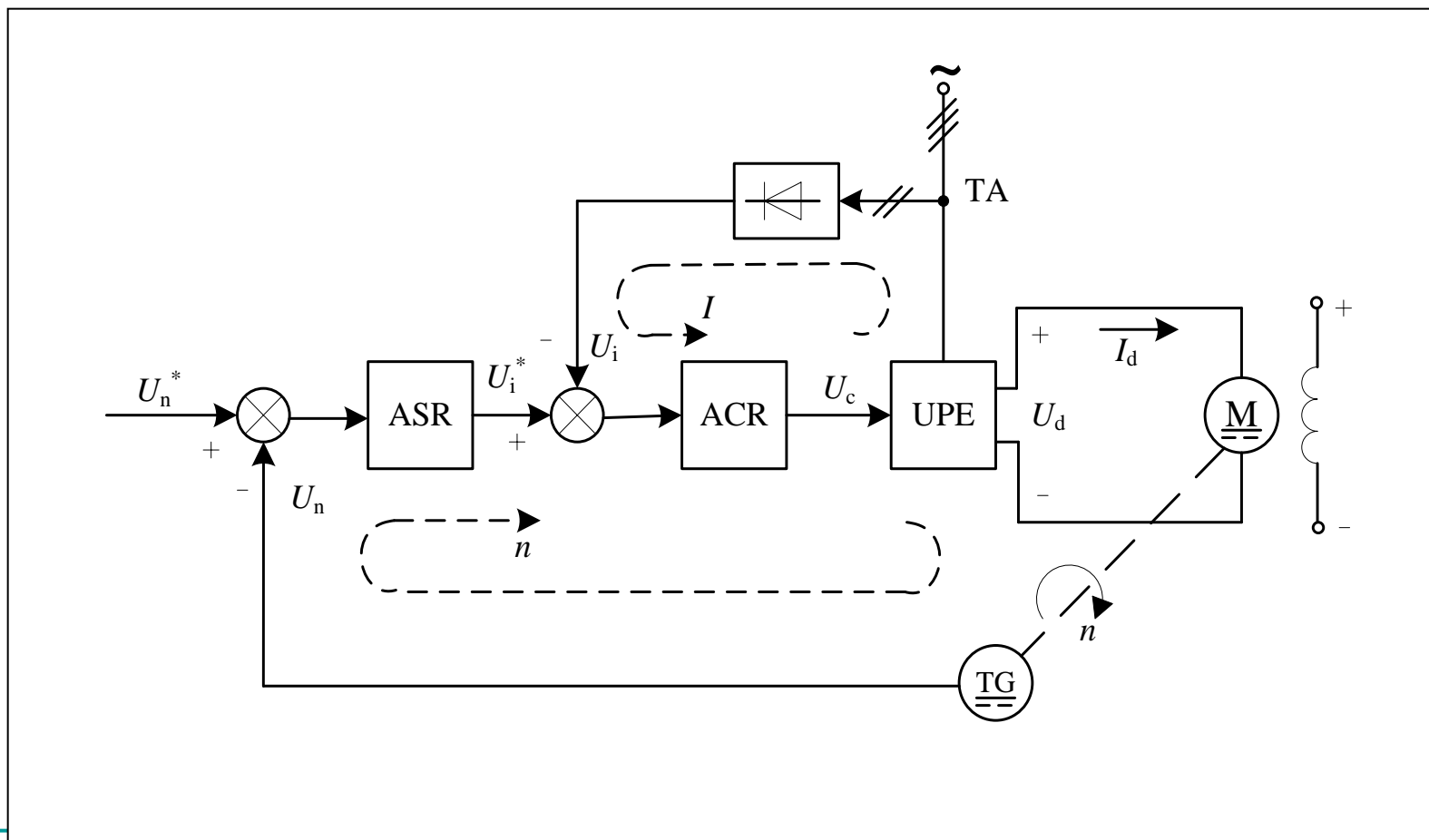
- 为了实现在允许条件下的最快起动，关键是要获得一段使电流保持为最大值  $I_{dm}$  的恒流过程。
- 按照反馈控制规律，采用某个物理量的负反馈就可以保持该量基本不变，那么，采用电流负反馈应该能够得到近似的恒流过程。
- 在系统中设置两个调节器，分别引入转速负反馈和电流负反馈以调节转速和电流。

## 4.1.1 转速、电流反馈控制直流调速系统的组成

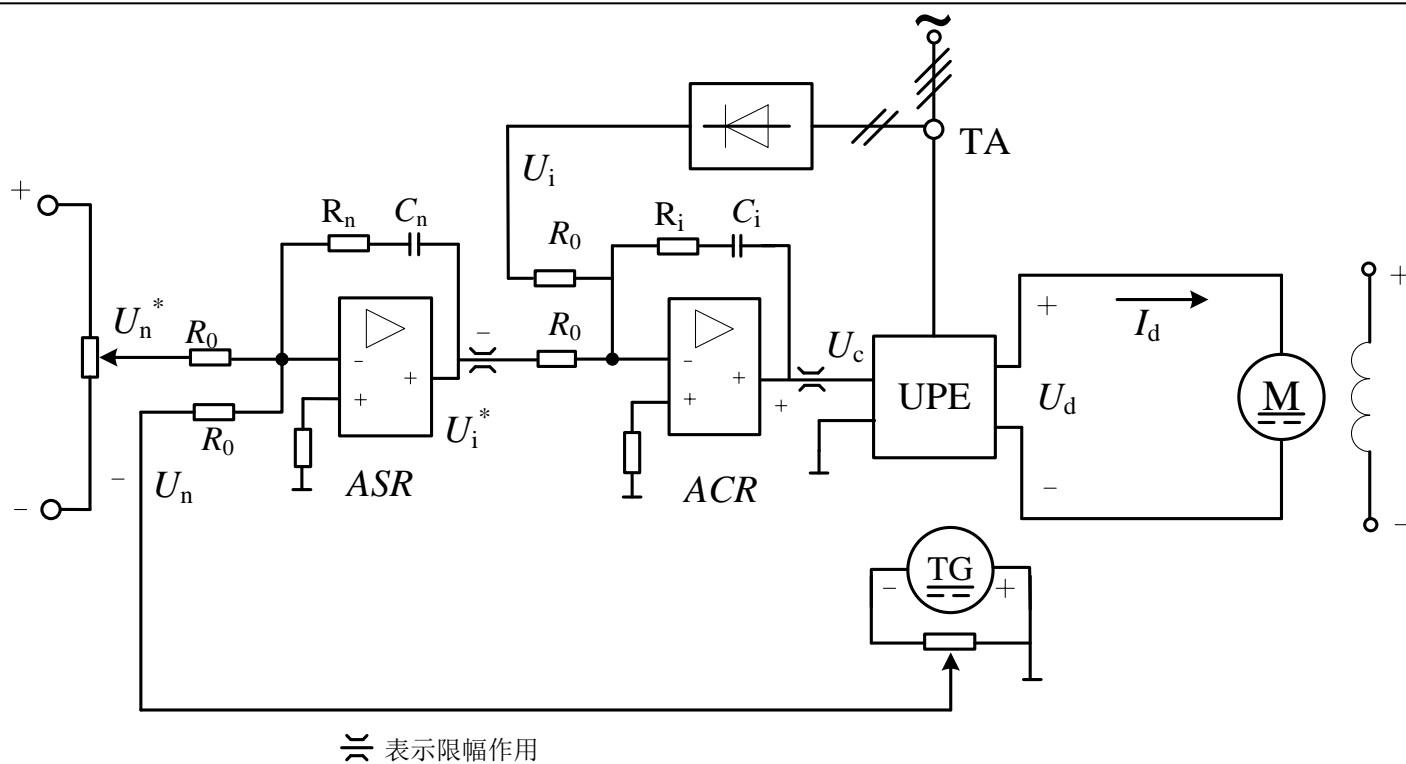
- 两个调节器在系统中如何连接？系统结构是怎样的？电流调节器的输入-电流给定如何确定呢？
- 把转速调节器的输出当作电流调节器的输入，再用电流调节器的输出去控制电力电子变换器UPE。
- 从闭环结构上看，电流环在里面，称作内环；转速环在外边，称作外环。形成了转速、电流反馈控制直流调速系统（简称双闭环系统）。



# 转速、电流反馈控制直流调速系统原理图



# 图4-2(b) 双闭环直流调速系统电路原理图



## 4.1.1 稳态结构图与参数计算

系统稳态的特征？

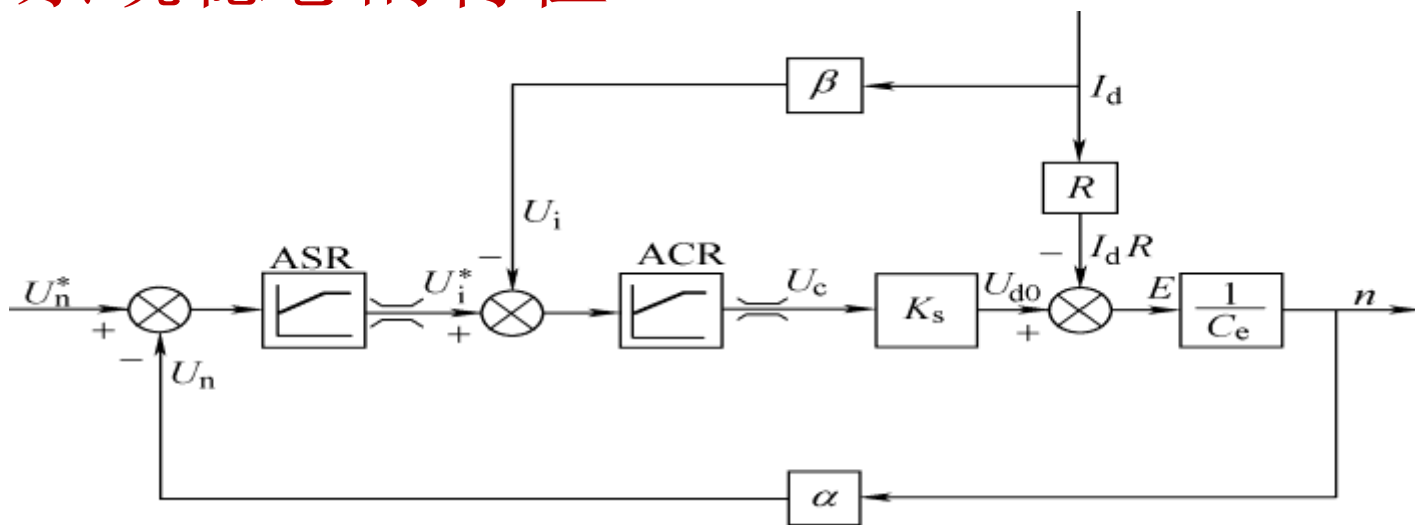


图4-3 双闭环直流调速系统的稳态结构图

$\alpha$ ——转速反馈系数  $\beta$ ——电流反馈系数

# 1. 稳态结构图和静特性

- 转速调节器ASR的**输出限幅电压**决定了电流给定的最大值，电流调节器ACR的**输出限幅电压**限制了电力电子变换器的最大输出电压。
- 对于静特性来说，只有转速调节器饱和与不饱和两种情况，**设计合理的**电流调节器不进入饱和状态。
- 当调节器饱和时，输出达到限幅值，输入量的变化不再影响输出，除非有反向的输入信号使调节器退出饱和；
- 当调节器不饱和时，PI调节器工作在线性调节状态，其作用是使输入偏差电压在稳态时为零。

# (1) 转速调节器不饱和

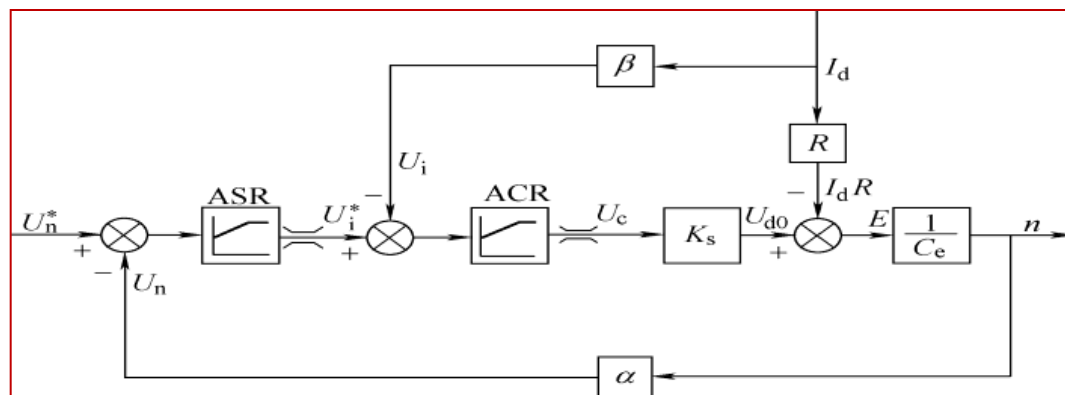
- 两个调节器都不饱和，稳态时，它们的输入偏差电压都是零，即转速、电流均无静差。

$$U_n^* = U_n = \alpha n = \alpha n_0$$

$$U_i^* = U_i = \beta I_d$$

$$n = \frac{U_n^*}{\alpha} = n_0$$

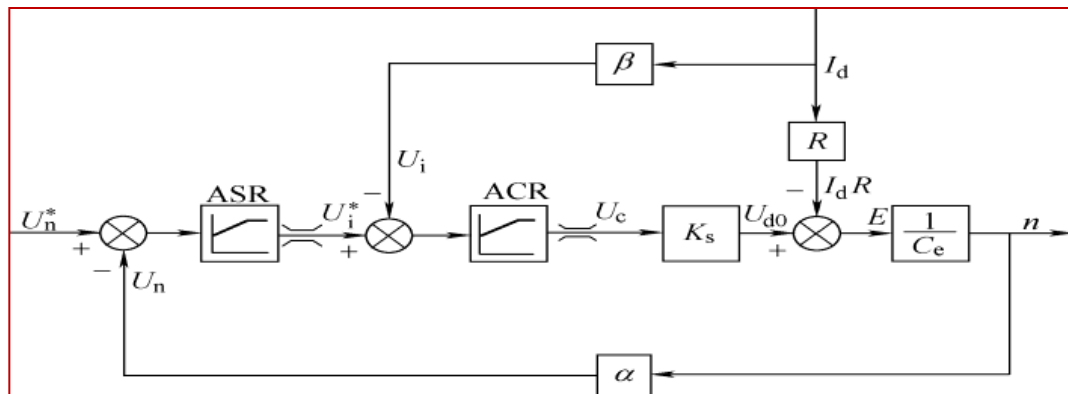
$$I_d < I_{dm}$$



## (2) 转速调节器饱和

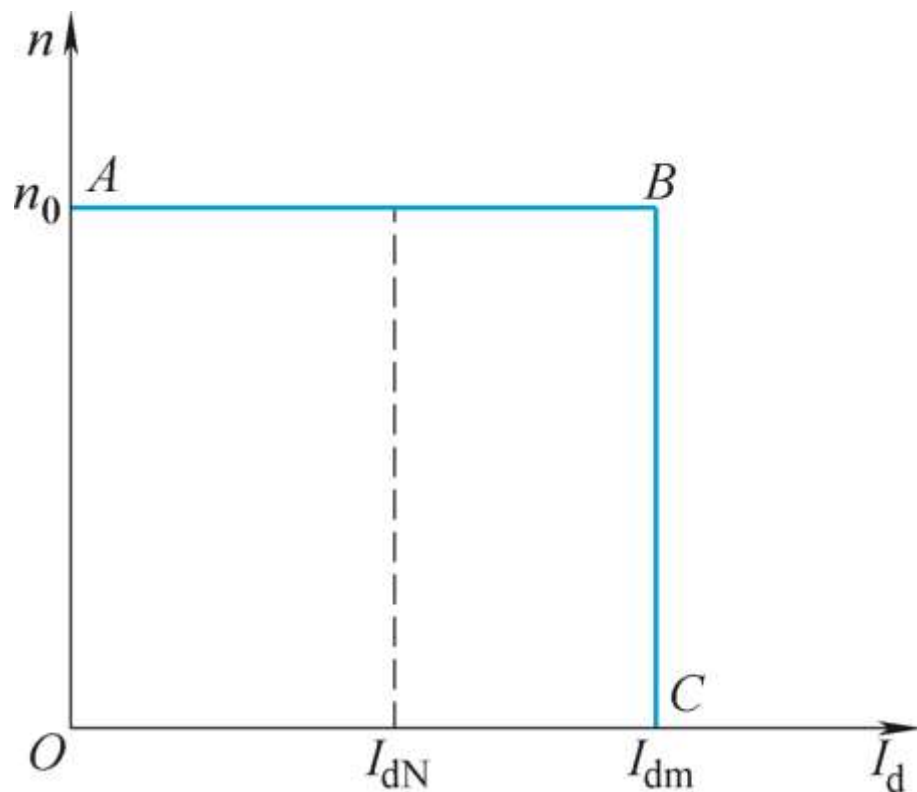
- **ASR**输出达到限幅值时，转速外环呈开环状态，转速的变化对转速环不再产生影响。
- 双闭环系统变成一个电流无静差的单电流闭环调节系统。稳态时

$$I_d = \frac{U_{im}^*}{\beta} = I_{dm} \quad (4-2)$$



# 双闭环直流调速系统的静特性

- **AB段**是两个调节器都不饱和时的静特性,  $I_d < I_{dm}$ ,  $n = n_0$ 。
- **BC段**是ASR调节器饱和时的静特性,  $I_d = I_{dm}$ ,  $n < n_0$ 。



# 静特性分析

- 在负载电流小于 $I_{dm}$ 时表现为转速无静差，转速负反馈起主要调节作用。
- 当负载电流达到 $I_{dm}$ 时，转速调节器为饱和输出 $U_{im}^*$ ，电流调节器起主要调节作用，系统表现为电流无静差。
- 采用两个PI调节器形成了内、外两个闭环的效果。
- 当ASR处于饱和状态时， $I_d=I_{dm}$ ，若负载电流减小， $I_d<I_{dm}$ ，使转速上升， $n>n_0$ ， $\Delta n<0$ ，ASR反向积分，使ASR调节器退出饱和。



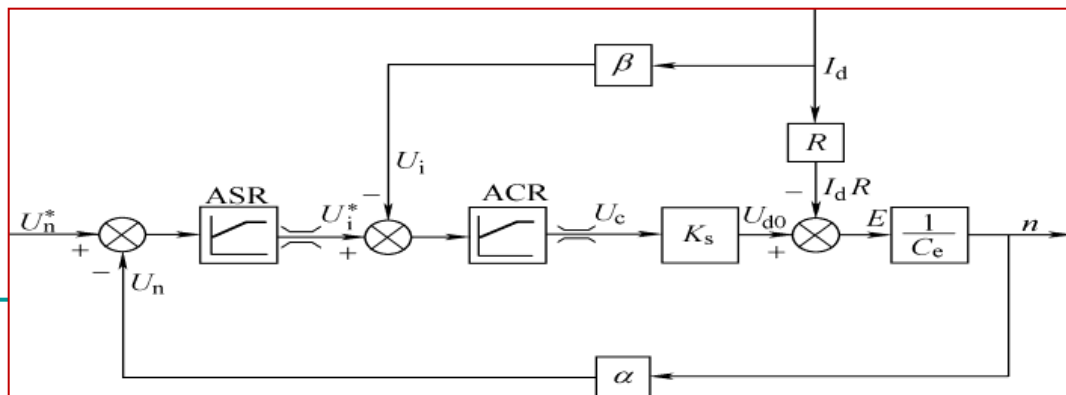
# 各变量的稳态工作点和稳态参数计算

- 双闭环调速系统在稳态工作中，当两个调节器都不饱和时，各变量之间有下列关系

$$U_n^* = U_n = \alpha n = \alpha n_0 \quad (4-3)$$

$$U_i^* = U_i = \beta I_d = \beta I_{dL}$$

$$U_c = \frac{U_{d0}}{K_s} = \frac{C_e n + I_d R}{K_s} = \frac{C_e U_n^* / \alpha + I_{dL} R}{K_s} \quad (4-4)$$



- 根据各调节器的给定与反馈值计算有关的反馈系数：

- 转速反馈系数 
$$\alpha = \frac{U_{nm}^*}{n_{\max}} \quad (4-6)$$

- 电流反馈系数 
$$\beta = \frac{U_{im}^*}{I_{dm}} \quad (4-7)$$

- 两个给定电压的最大值  $U_{nm}^*$  和  $U_{im}^*$  由设计者选定。

## 4.2 转速、电流反馈控制直流调速系统的数学模型与动态过程分析

- 转速、电流反馈控制直流调速系统的动态数学模型
  - 起动过程分析（转速、电流）
  - 制动过程分析（转速、电流）
-

## 4.2.1 转速、电流反馈控制直流调速系统的数学模型

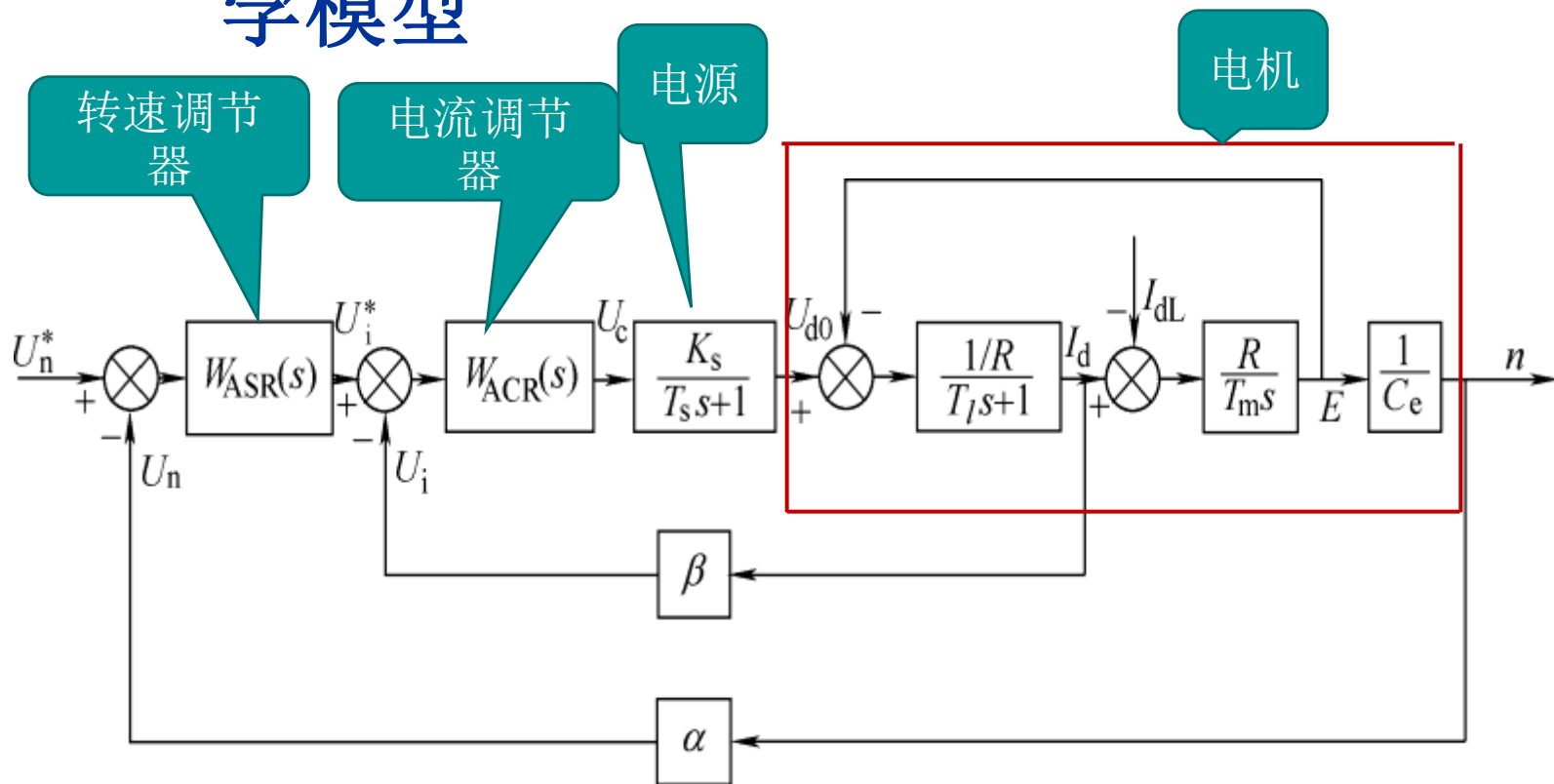
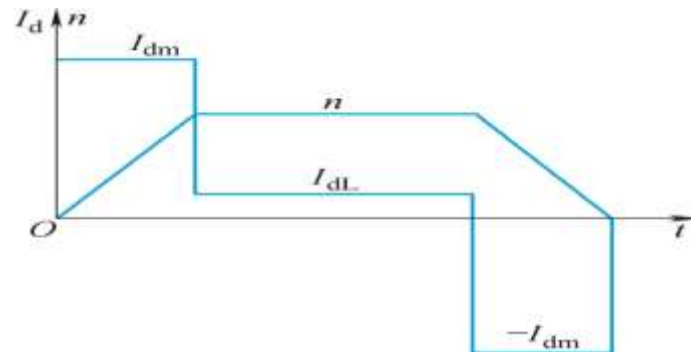


图4-5 双闭环直流调速系统的动态结构图

## 4.2.2 转速、电流反馈控制直流调速系统的动态过程分析

- 对调速系统而言，被控制的对象是转速。
- 跟随性能可以用阶跃给定下的动态响应描述。
- 能否实现所期望的恒加速过程，最终以时间最优的形式达到所要求的性能指标，是设置双闭环控制的一个重要的追求目标。

能否实现最优起动  
??



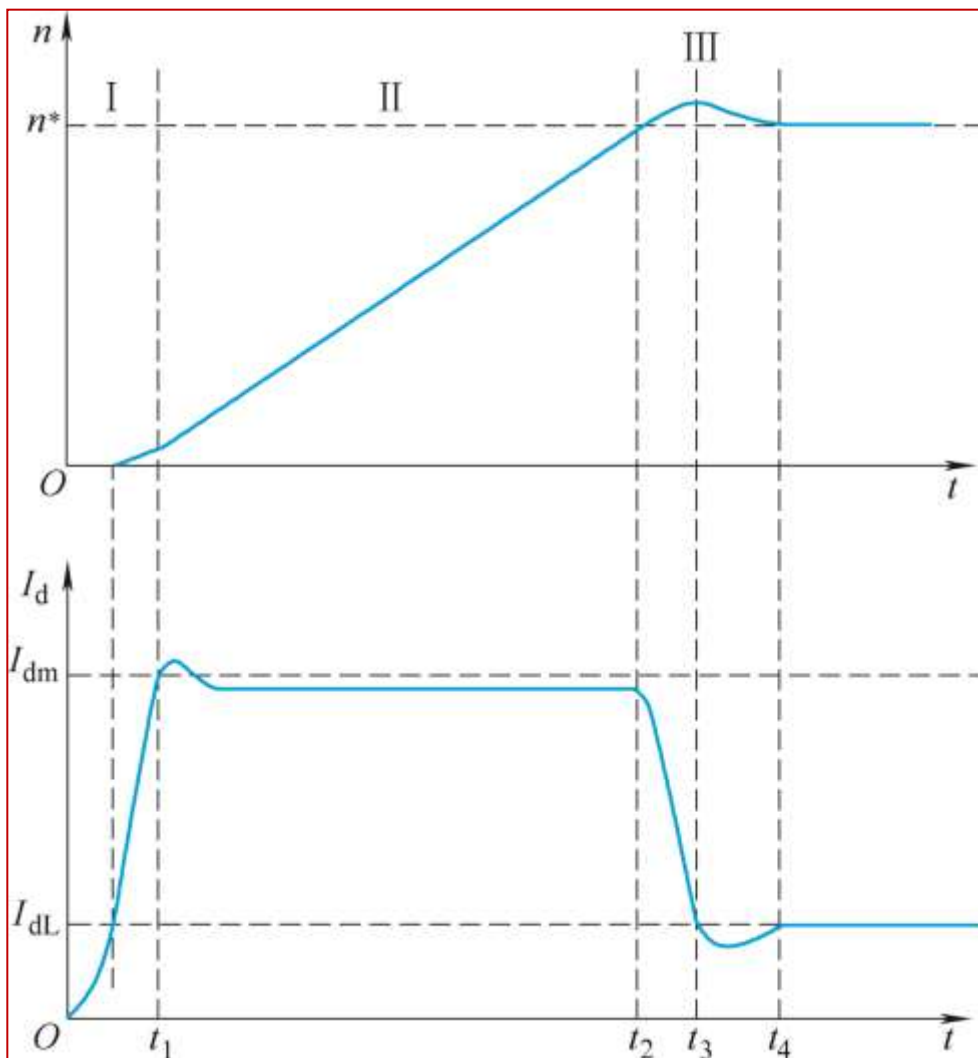


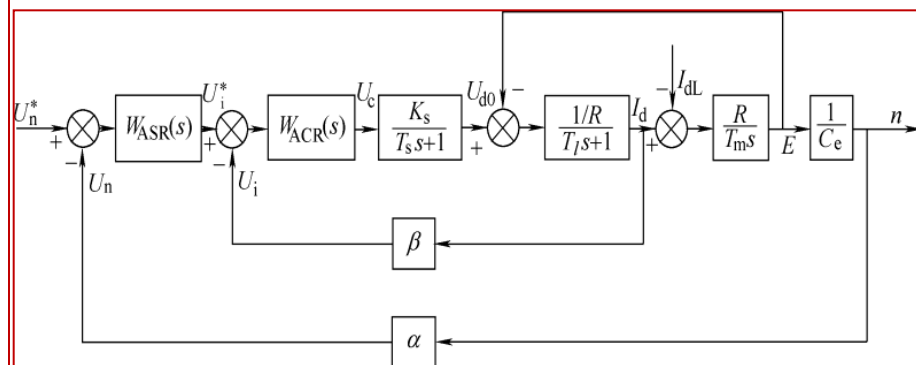
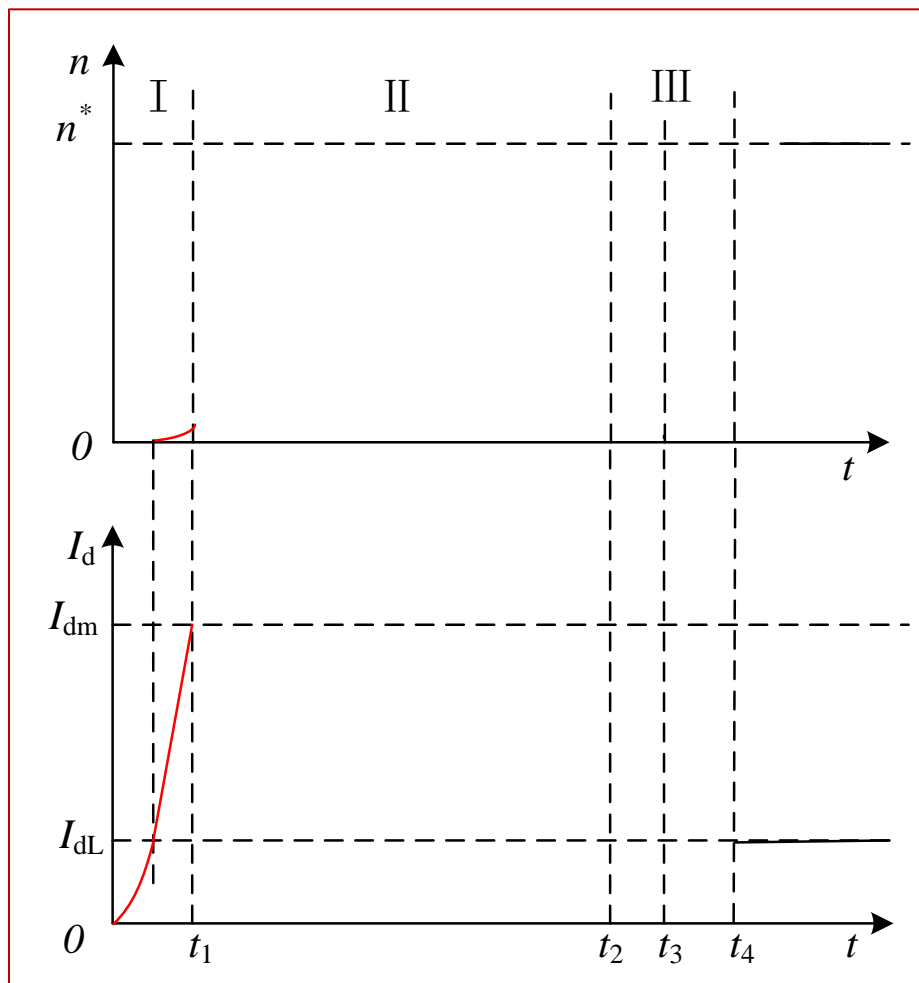
图4-6 双闭环  
直流调速系统  
起动过程的转速  
和电流波形

# 1. 起动过程分析-以拖动反抗性负载为例

- 电流 $I_d$ 从零增长到 $I_{dm}$ ，然后在一段时间内维持其值等于 $I_{dm}$ 不变，以后又下降并经调节后到达稳态值 $I_{dL}$ 。
- 转速波形先是缓慢升速，然后以恒加速上升，产生超调后，到达给定值 $n^*$ 。
- 起动过程分为电流上升、恒流升速和转速调节三个阶段，
- 转速调节器在此三个阶段中经历了不饱和、饱和以及退饱和三种情况。

## 第I阶段：电流上升阶段（ $0 \sim t_1$ ）

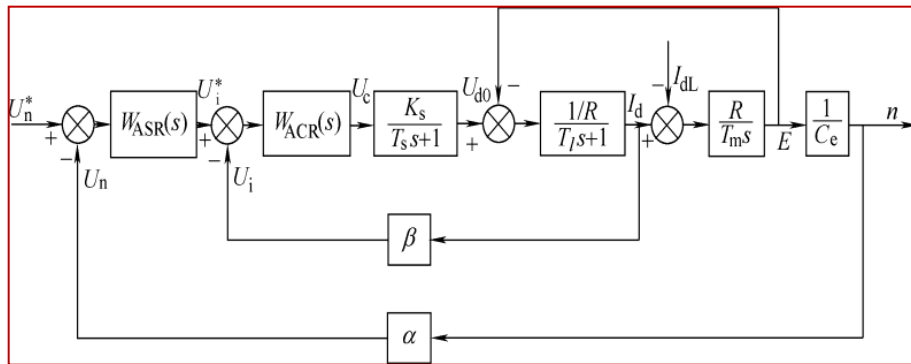
电流从0到达最大允许值  $I_{dm}$



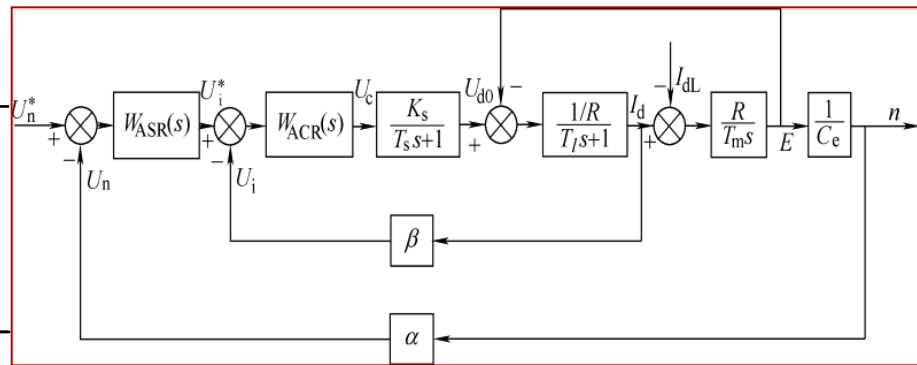
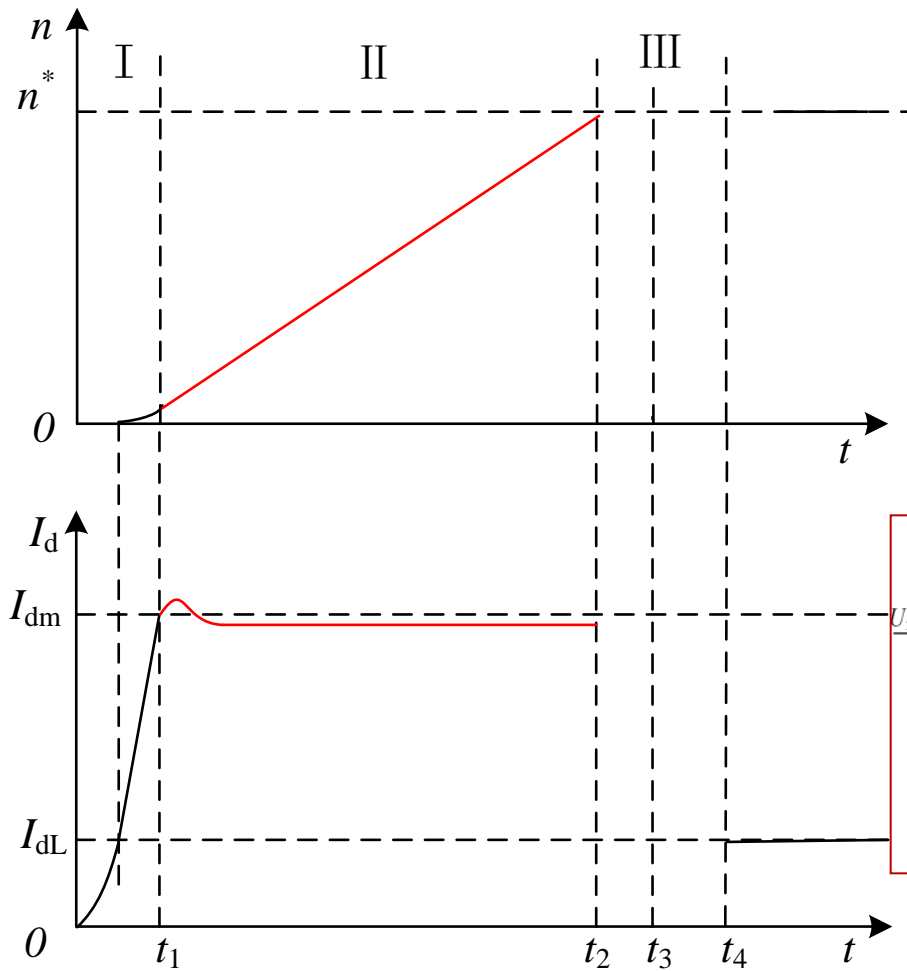


### 第I阶段： 电流上升阶段 ( $0 \sim t_1$ )

- 在 $t=0$ 时，系统突加阶跃给定信号 $U_n^*$ ，在ASR和ACR两个PI调节器的作用下， $I_d$ 很快上升，在 $I_d$ 上升到 $I_{dl}$ 之前，电动机转矩小于负载转矩，转速为零。
- 当 $I_d \geq I_{dl}$ 后，电机开始起动，由于机电惯性作用，转速不会很快增长，ASR输入偏差电压仍较大，ASR很快进入饱和状态，而ACR一般不饱和。直到 $I_d = I_{dm}$ ， $U_i = U_{im}^*$ 。



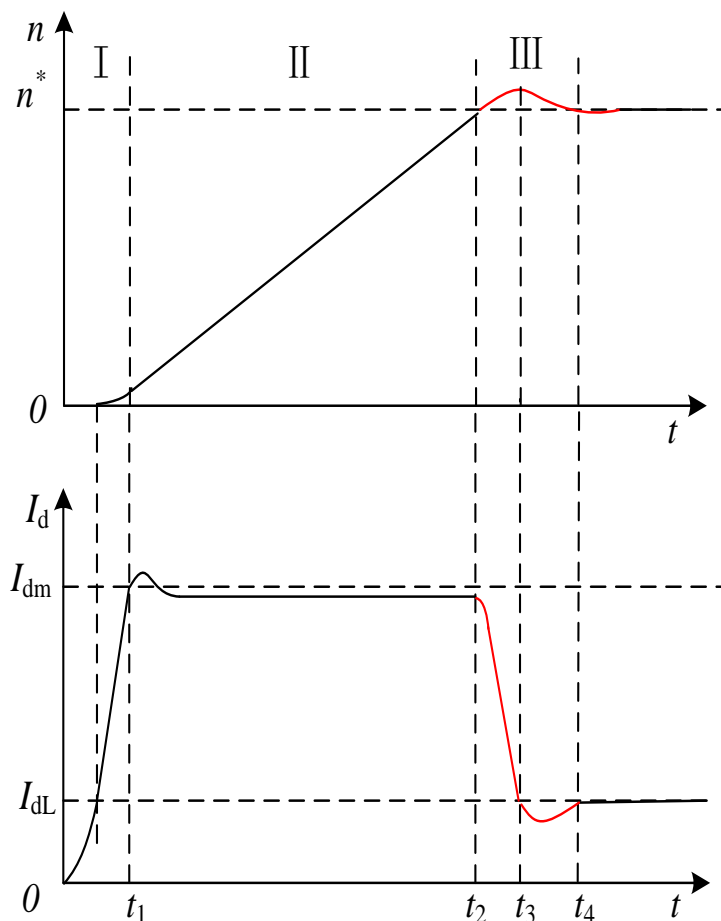
## 第II阶段:恒流升速阶段 ( $t_1 \sim t_2$ )



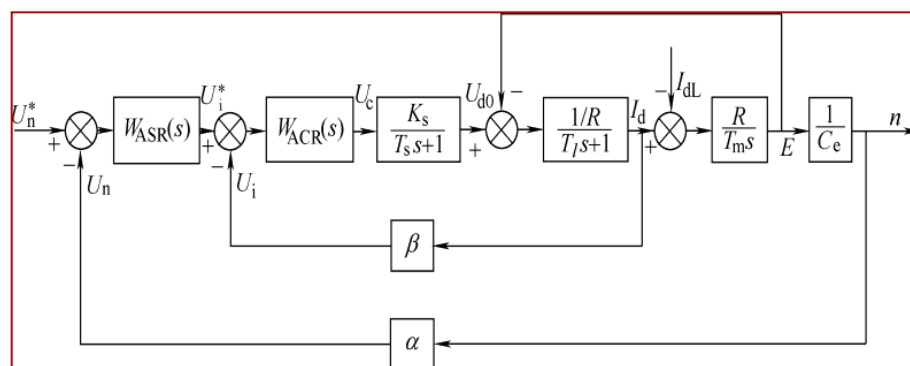
## 第II阶段:恒流升速阶段 ( $t_1 \sim t_2$ )

- ASR调节器始终保持在饱和状态，转速环仍相当于开环工作。系统表现为使用PI调节器的电流闭环控制，
- 电流调节器的给定值就是ASR调节器的饱和值 $U_{im}^*$ ，基本上保持电流 $I_d = I_{dm}$ 不变，
- 电流闭环调节的扰动是电动机的反电动势，它是一个线性渐增的斜坡扰动量，系统做不到无静差，而是 $I_d$ 略低于 $I_{dm}$ 。

## 第III阶段：转速调节阶段（ $t_2$ 以后）



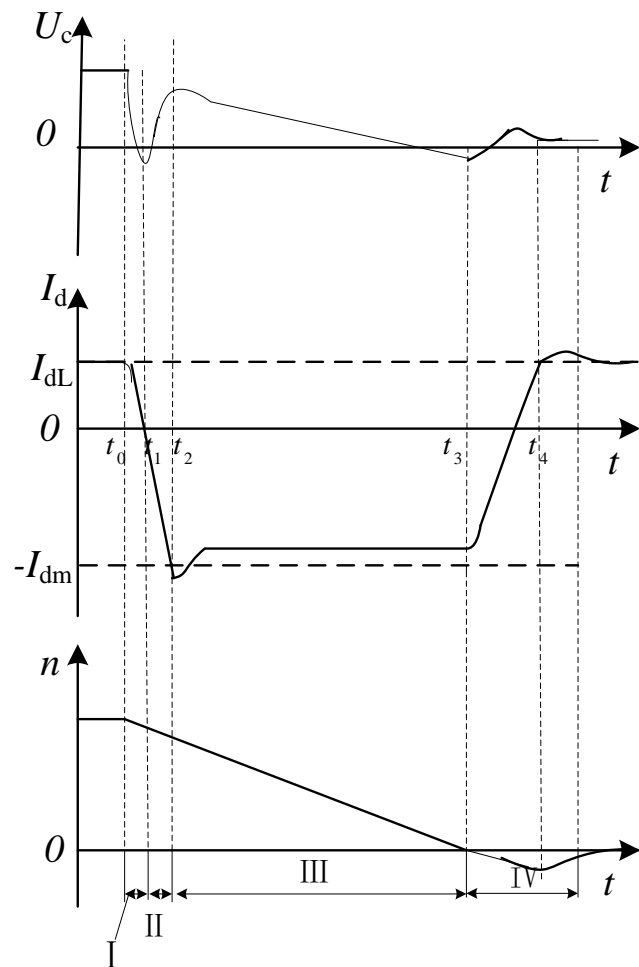
起始时刻是  
 $n$ 上升到了  
给定值 $n^*$ 。



- $n$ 上升到了给定值 $n^*$ ， $\Delta U_n=0$ 。因为 $I_d > I_{dm}$ ，电动机仍处于加速过程，使 $n$ 超过了 $n^*$ ，称之为起动过程的转速超调。
- 转速的超调造成了 $\Delta U_n < 0$ ，ASR退出饱和状态， $U_i$ 和 $I_d$ 很快下降。转速仍在上升，直到 $t=t_3$ 时， $I_d = I_{dl}$ ，转速才到达峰值。
- 在 $t_3 \sim t_4$ 时间内， $I_d < I_{dl}$ ，转速由加速变为减速，直到稳定。
- 如果调节器参数整定得不够好，也会有一段振荡的过程。
- 在第III阶段中，ASR和ACR都不饱和，电流内环是一个电流随动子系统。

- 
- 双闭环直流调速系统的起动过程有以下三个特点：
    - (1) 饱和非线性控制
    - (2) 转速超调
    - (3) 准时间最优控制
-

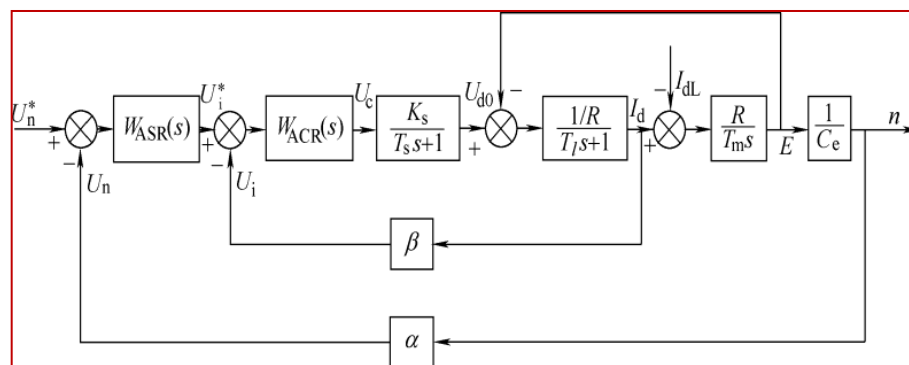
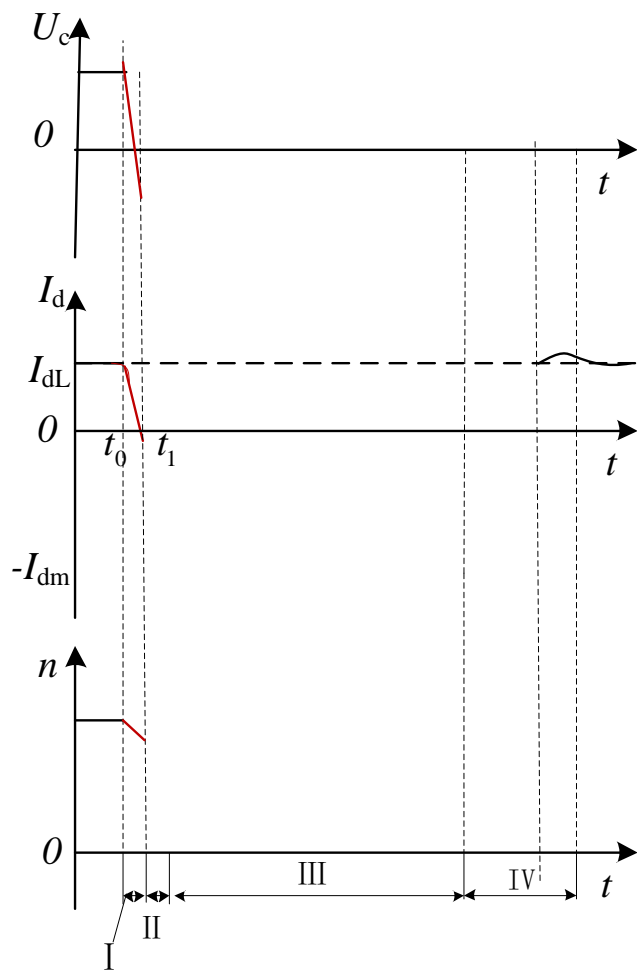
## 2.制动过程分析-以拖动位能性负载为例



- 正向电流衰减
- 反向电枢电流建立
- 恒流制动
- 转速调节

图4-7 双闭环直流调速系统正向制动过渡过程波形

# 正向电枢电流衰减阶段（ $t_0 \sim t_1$ ）

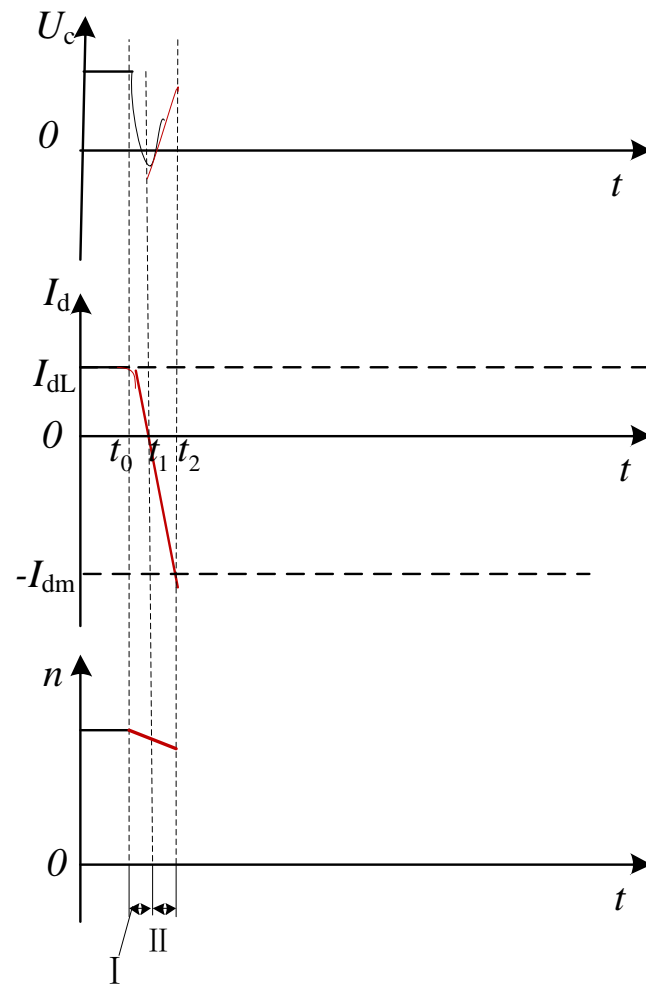
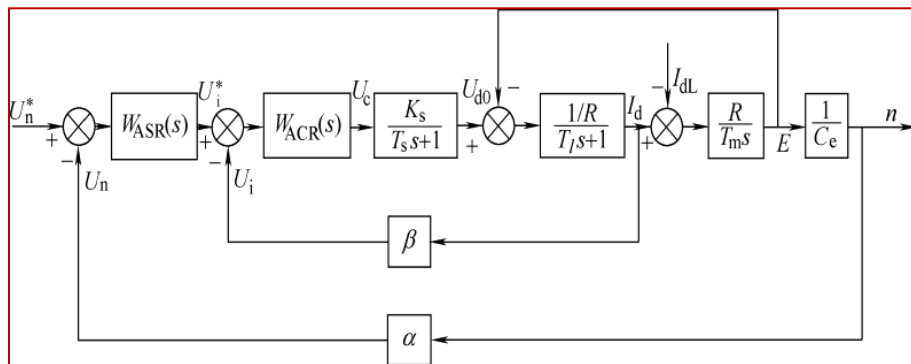




# 正向电枢电流衰减阶段

- 收到停车指令，转速调节器的输入偏差电压为较大负值，其输出电压很快下降达到反向限幅值 $-U_{im}^*$ ，电流环强迫电枢电流迅速下降到0，标志着这一阶段结束。
- 电流调节器的输入偏差电压  $\Delta U_i = -U_{im}^* - U_i$ ，调节器输出控制电压快速下降，电枢电压也随之快速下降。
- 转速调节器很快进入并保持饱和状态。

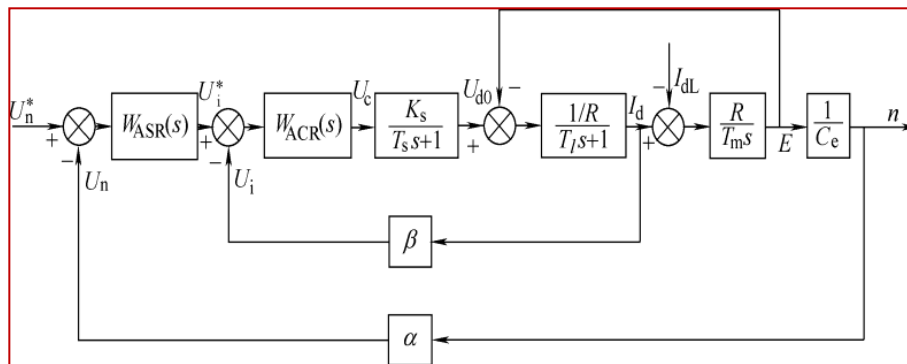
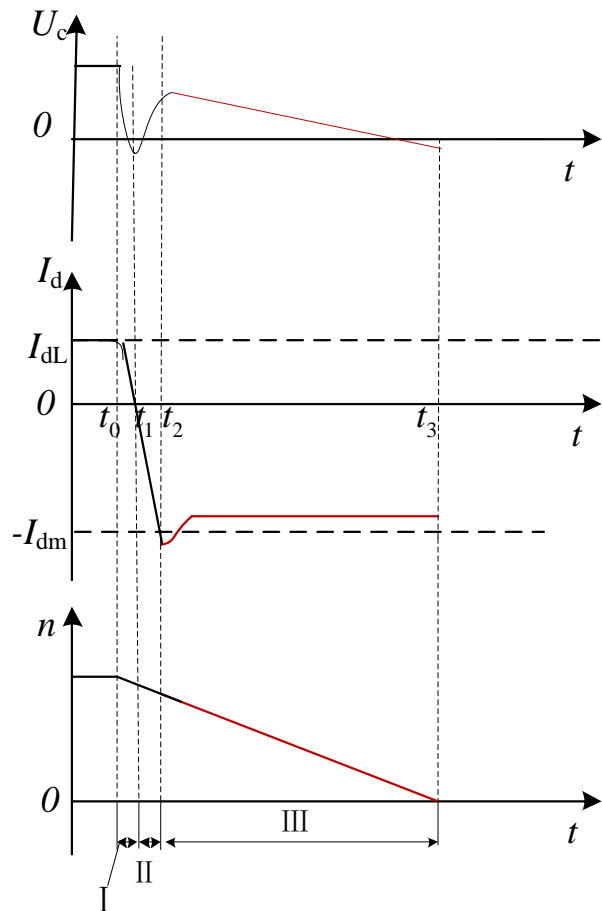
# 反向电枢电流建立阶段 ( $t_1 \sim t_2$ )



## 反向电枢电流建立阶段 ( $t_1 \sim t_2$ )

- 转速调节器输出始终处在反向饱和状态，转速环相当于开环，系统成为在恒值给定控制下的电流单环系统，强迫电流在时刻反向增加至  $-I_{dm}$ 。
- 电流调节器输入仍为负值，电枢电流的快速下降，电流调节器中比例输出在快速增加，待电枢电流下降到一定值后，输出控制电压和电枢电压开始上升，但只要  $U_d < E$ ，电流继续下降。
- 这个阶段电机处于反接制动状态，所占时间也很短，转速仍来不及产生明显下降。

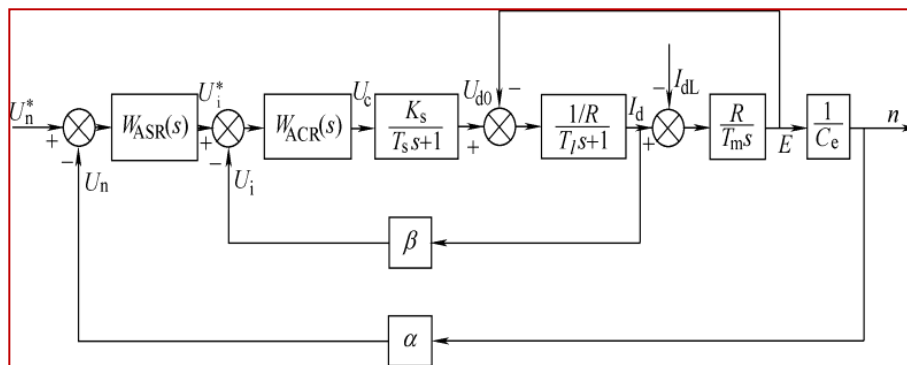
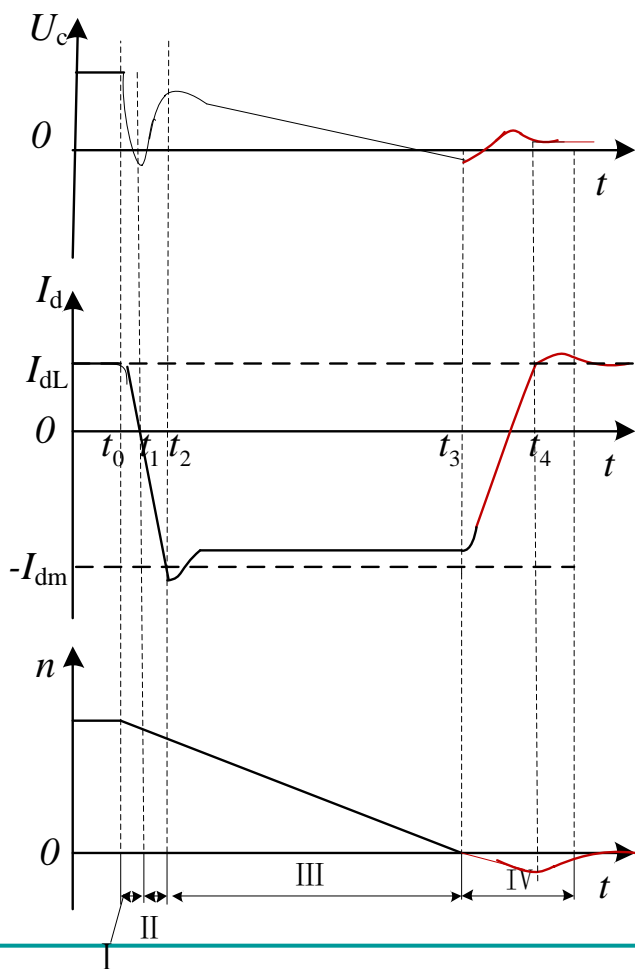
# 恒流制动阶段 ( $t_2 \sim t_3$ )



## 恒流制动阶段（ $t_2 \sim t_3$ ）

- 转速仍旧开环，系统仍为恒值给定-  $U_{im}^*$  控制下的电流单环系统，除短暂的电流调节阶段外，
- 在恒流制动阶段中反电动势线性下降，为维持  $I_d \cong -I_{dm}$ ，控制电压线性降低，电枢电压也随之线性下降。
- 由于电流调节系统的扰动量是电动机的反电动势，它是一个线性渐减的扰动量，而扰动作用点之前只有一个积分环节，所以系统做不到无静差，而是接近于。

# 转速调节阶段 ( $t_3 \sim t_4$ )



## 转速调节阶段（ $t_3$ 以后）

- 转速调节器ASR由于积分作用还维持在限幅值- $U_{im}$ ，电动机反转，转速调节器输出反向退饱和，电枢电流跟随给定，反向快速下降到零后建立正向电枢电流，只要 $I_d < I_{dL}$ ，转速继续下降，直到 $I_d = I_{dL}$ 时，转速到达反向最大值。此后，电动机又开始反向减速，直到电机停转。
- 反电动势很小，电枢电压主要用于改变电枢电流，控制电压变化趋势与电流波形相似，但相位超前。
- 如果调节器参数整定得不够好，最后还会有一段振荡过程。
- ASR和ACR都不饱和，ASR起主导的转速调节作用，而ACR则力图使尽快地跟随其给定值。

---

## 2. 动态抗扰性能分析

- 双闭环系统与单闭环系统的差别在于多了一个电流反馈环和电流调节器。
  - 调速系统，最主要的抗扰性能是指抗负载扰动和抗电网电压扰动性能，
  - 闭环系统的抗扰能力与其作用点的位置有关。
-



## (1) 抗负载扰动

负载扰动

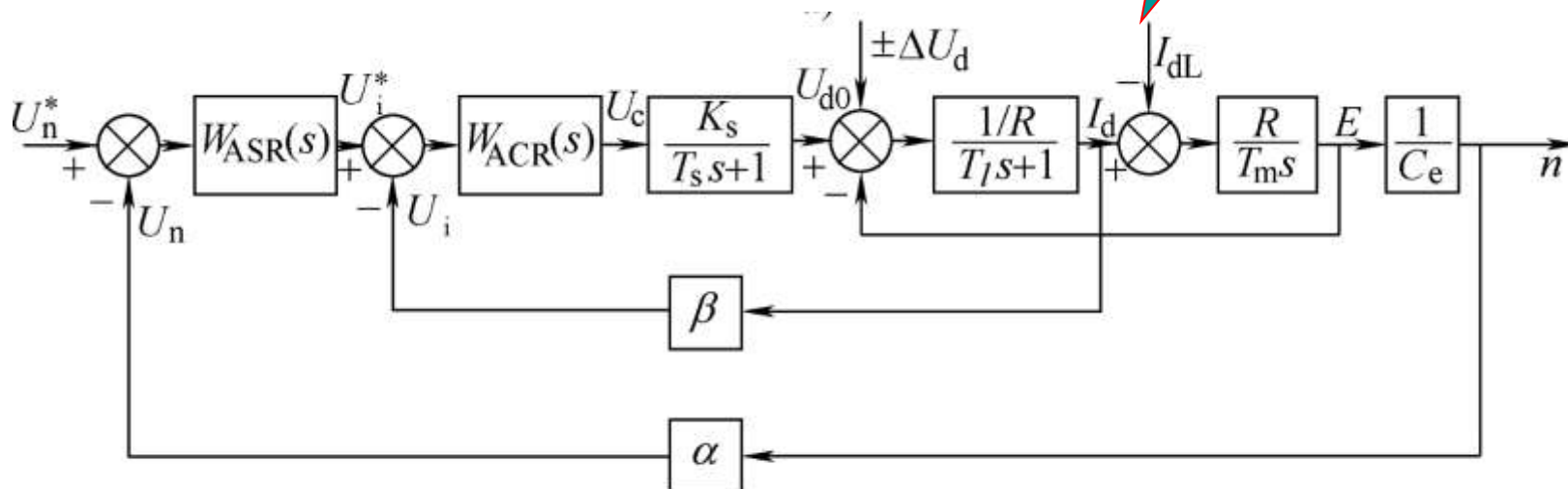


图4-8 直流调速系统的动态抗扰作用

- 负载扰动作用在电流环之后，只能靠转速调节器ASR来产生抗负载扰动的作用。
- 在设计ASR时，要求有较好的抗扰性能指标。

## (2) 抗电网电压扰动

电网电压扰动

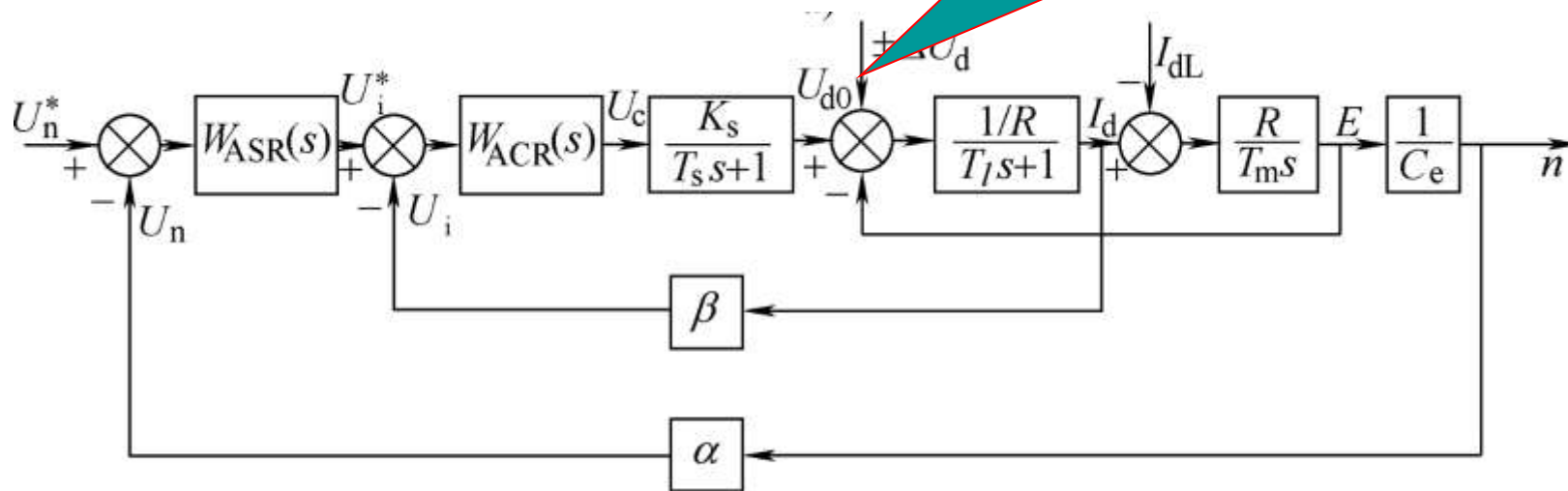


图4-8 且流调速系统的动态抗扰作用

- 电压波动可以通过电流反馈得到比较及时的调节，使抗扰性能得到改善。
- 在双闭环系统中，由电网电压波动引起的转速变化会比单闭环系统小得多。

# 1. 转速调节器的作用

- 转速调节器是调速系统的主导调节器，它使转速很快地跟随给定电压变化,如果采用PI调节器，则可实现无静差。
- 对负载变化起抗扰作用。
- 其输出限幅值决定电动机允许的最大电流。

---

## 2. 电流调节器的作用

- 在转速外环的调节过程中，使电流紧紧跟随其给定电压（即外环调节器的输出量）变化。
  - 对电网电压的波动起及时抗扰的作用。
  - 在转速动态过程中，保证获得电机允许的最大电流。
  - 当电动机过载甚至堵转时，限制电枢电流的最大值，起快速的自动保护作用。一旦故障消失，系统立即自动恢复正常。
-

---

## 4.3 转速、电流反馈控制直流调速系统的设计

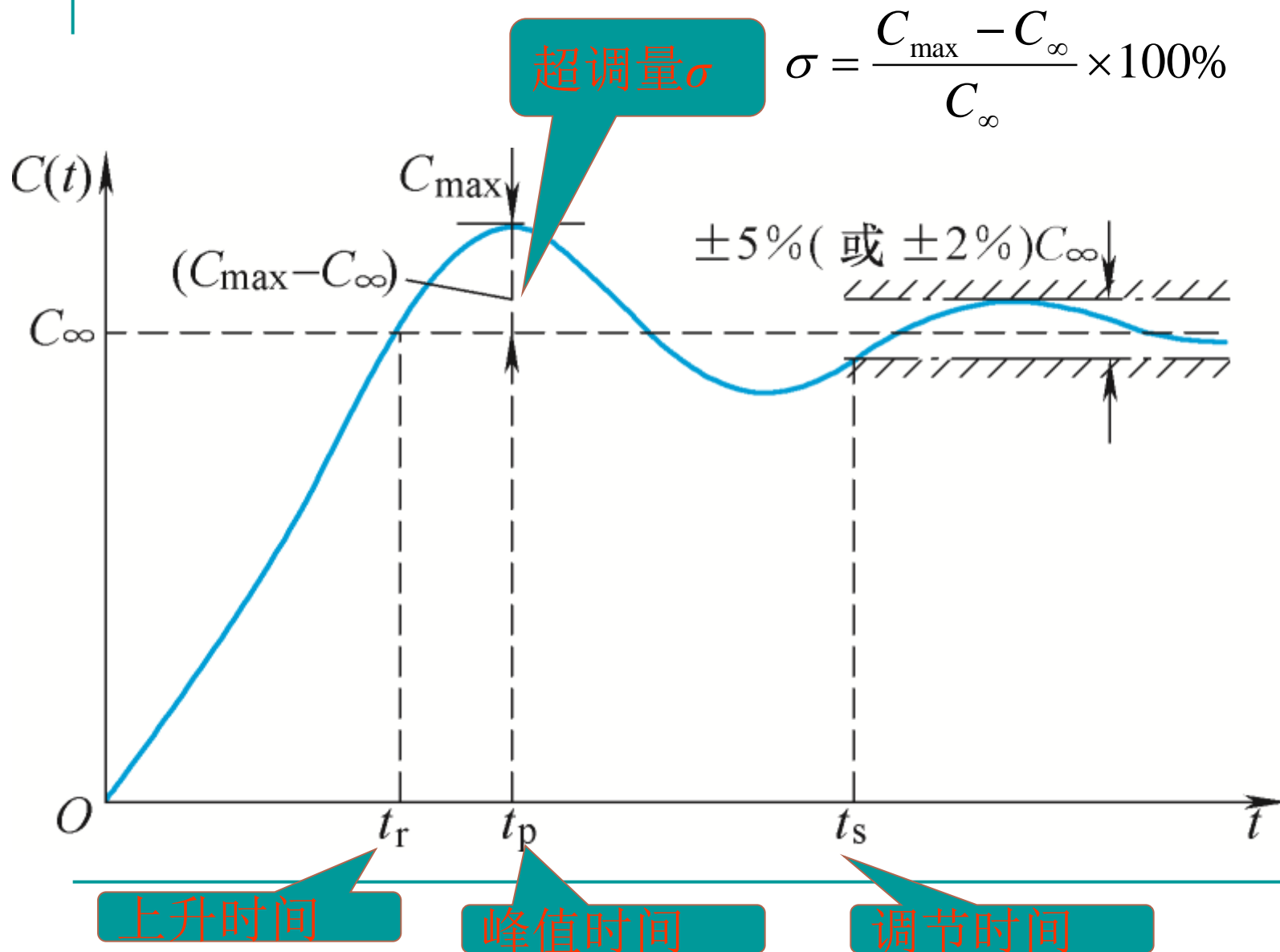
### 4.3.1 控制系统的动态性能指标

- 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。
-



动态降落

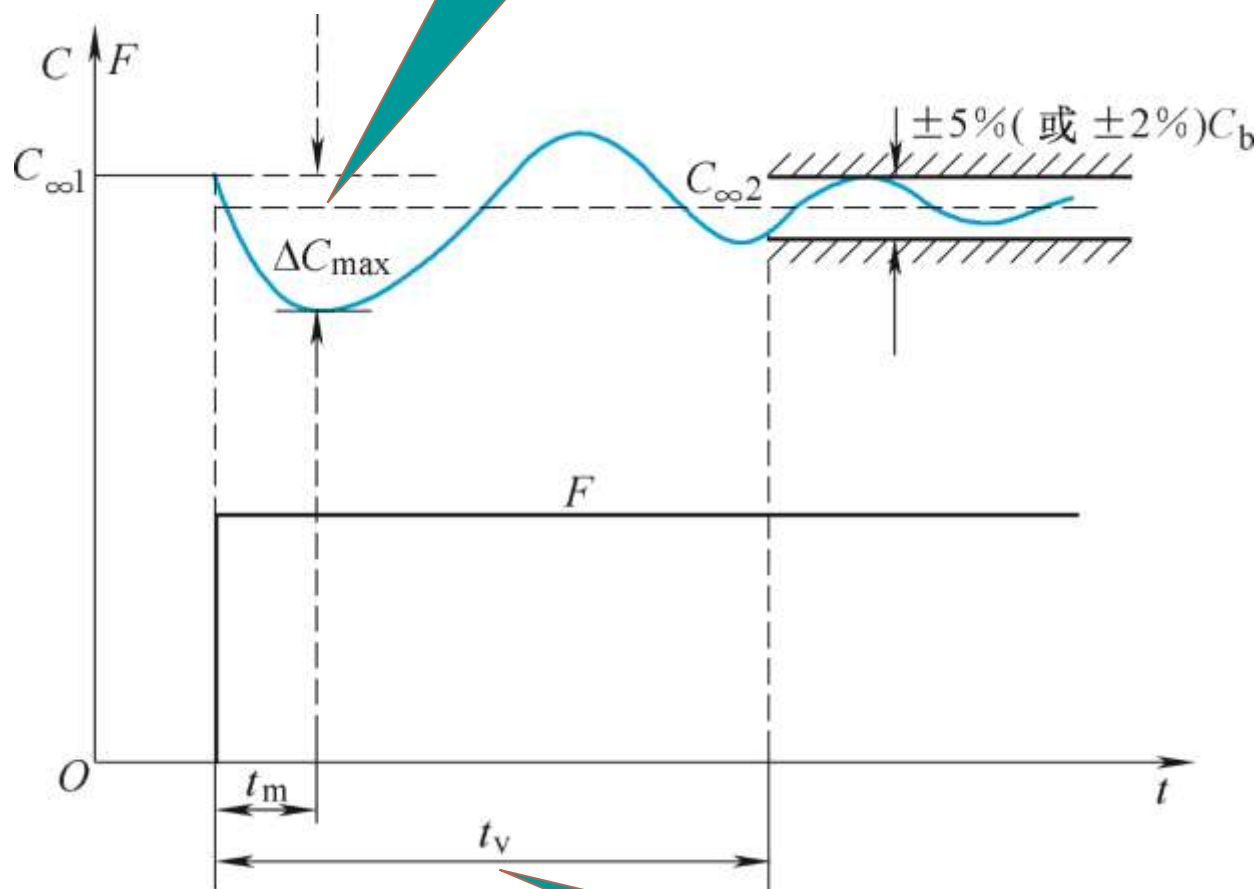


图4-10 突  
加扰动的动  
态过程和抗  
扰性能指标

恢复时间

### 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。

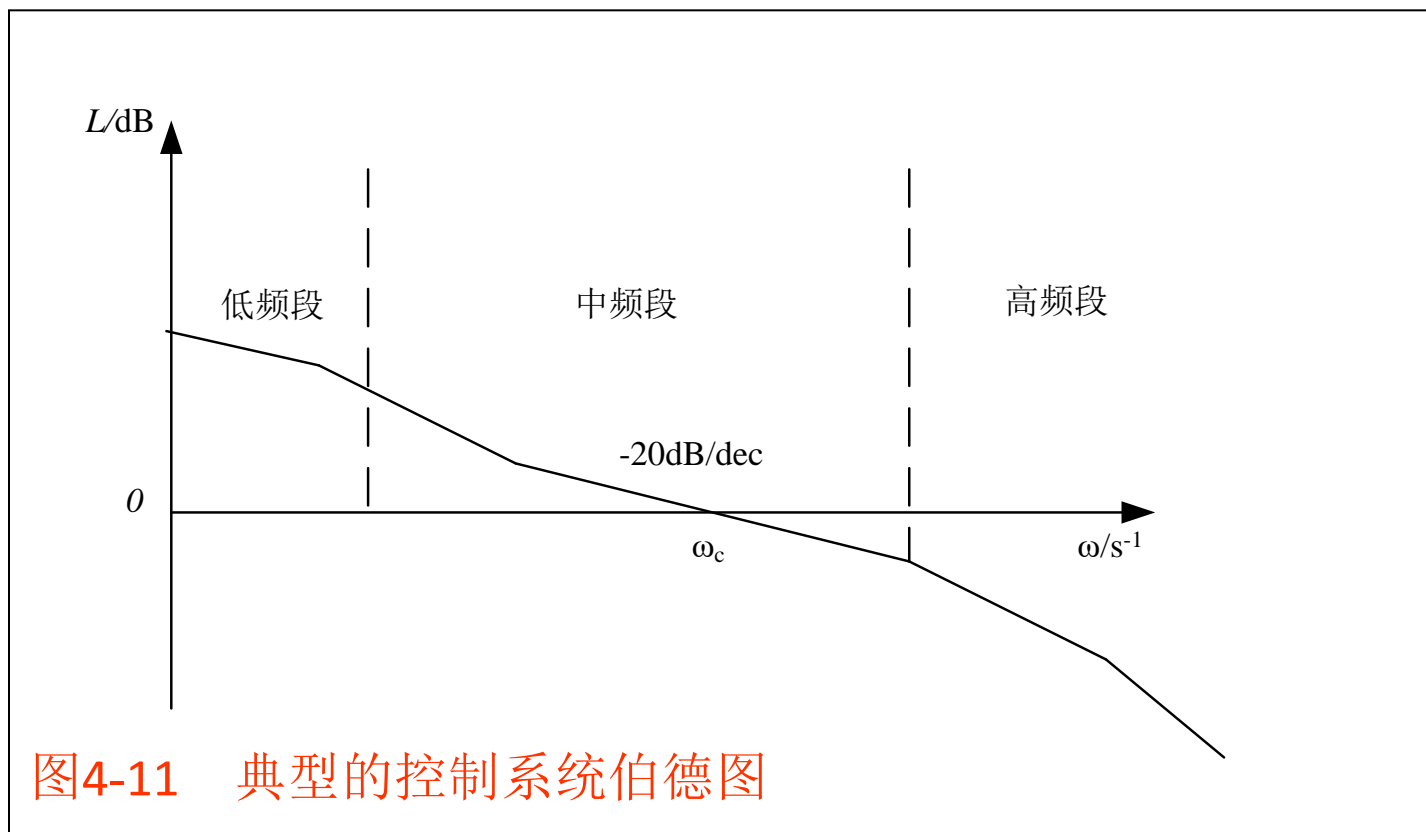


图4-11 典型的控制系统伯德图

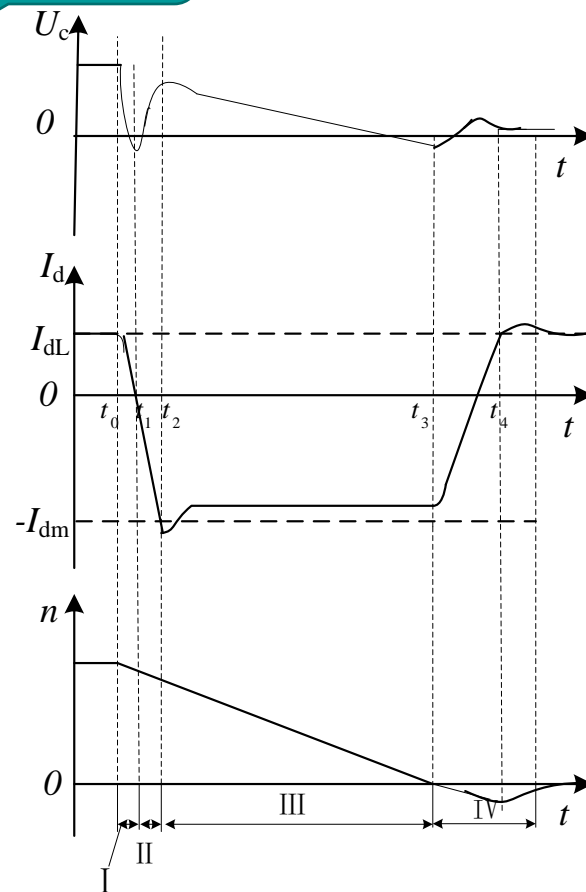
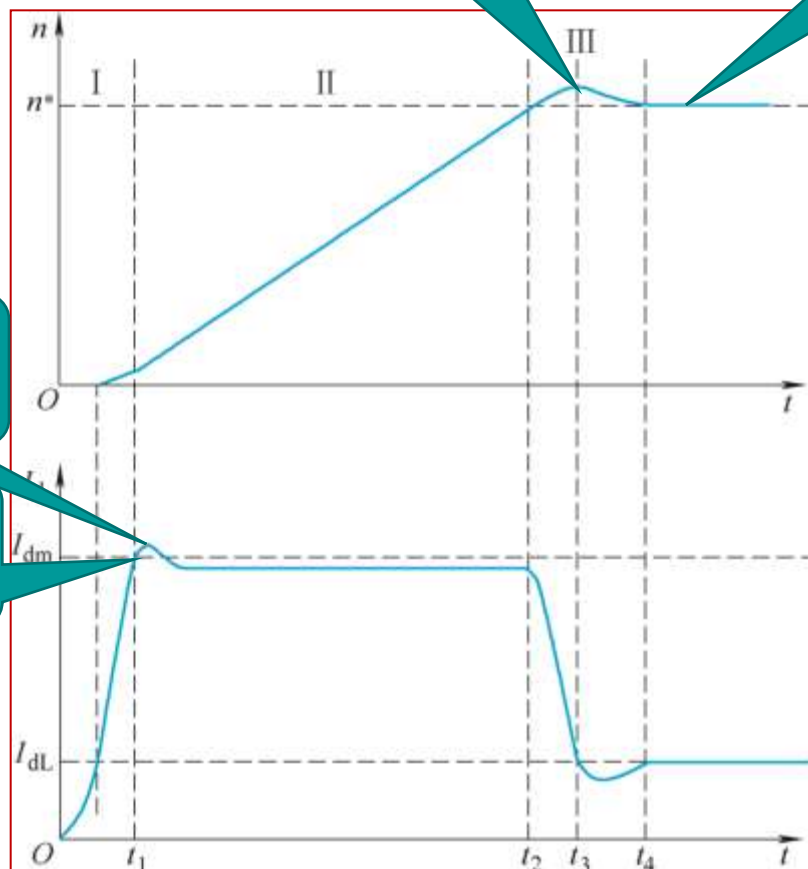
## 4.3.2 调节器的工程设计方法

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。

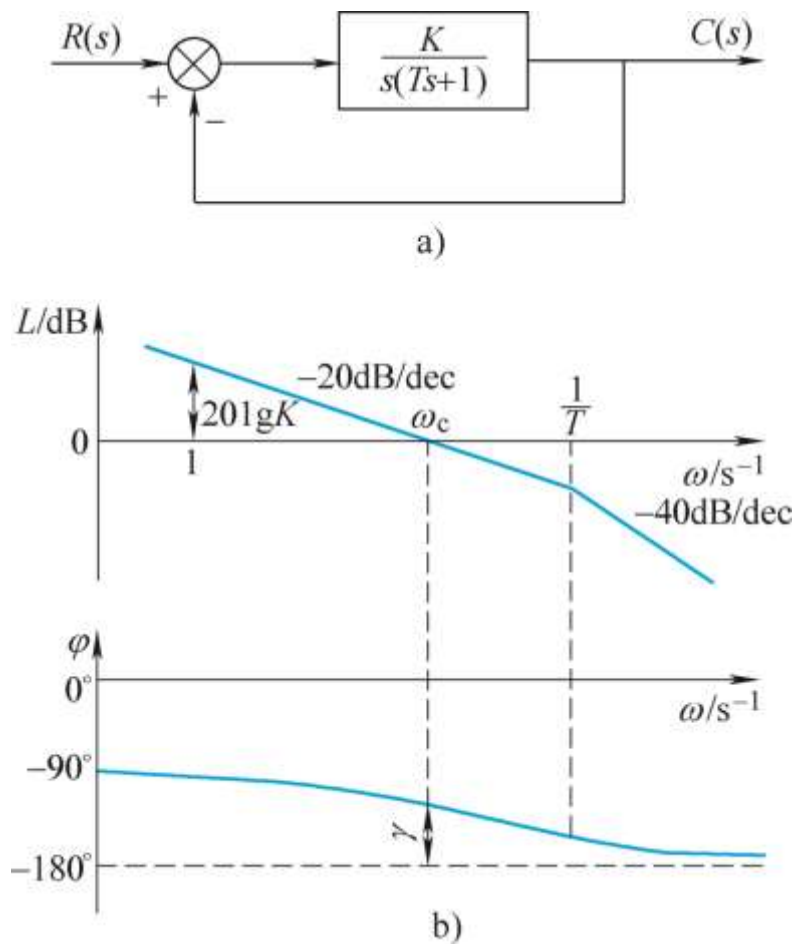


图4-12 典型I型系统  
(a)闭环系统结构图  
(b)开环对数频率特性



- 典型I型系统的对数幅频特性的幅值为  
得到  $20\lg K = 20(\lg \omega_c - \lg 1) = 20\lg \omega_c$  (4-11)

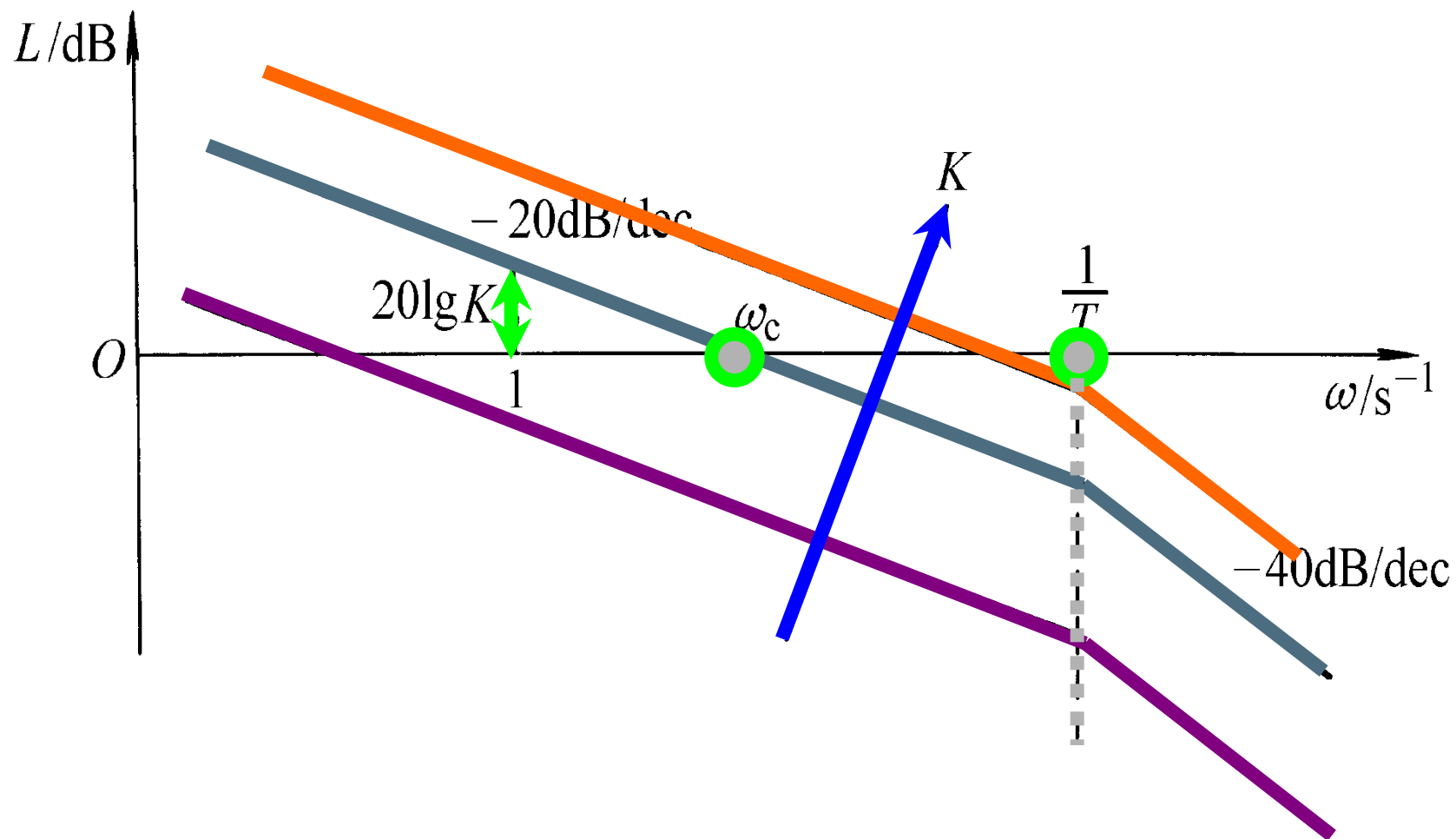
$$K = \omega_c \quad \left( \text{当 } \omega_c < \frac{1}{T} \text{ 时} \right)$$

- 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。

## K 与开环对数频率特性的关系



# (1) 动态跟随性能指标

- 典型I型系统的闭环传递函数为

$$W_{cl}(s) = \frac{W(s)}{1+W(s)} = \frac{\frac{K}{s(Ts+1)}}{1+\frac{K}{s(Ts+1)}} = \frac{\frac{K}{T}}{s^2 + \frac{1}{T}s + \frac{K}{T}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4-12)$$

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

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

- 上升时间

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

- 峰值时间

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

- 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

$$t_s \approx \frac{3}{\xi\omega_n} = 6T \quad (4-16)$$

- 截止频率（按准确关系计算）

$$\omega_c = \omega_n [\sqrt{4\xi^4 + 1} - 2\xi^2]^{\frac{1}{2}} \quad (4-17)$$

- 相角稳定裕度

$$\gamma = \arctg \frac{2\xi}{[\sqrt{4\xi^4 + 1} - 2\xi^2]^{\frac{1}{2}}} \quad (4-18)$$

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。
-

## 稳态跟随性能指标：

可用不同输入信号作用下的稳态误差来表示

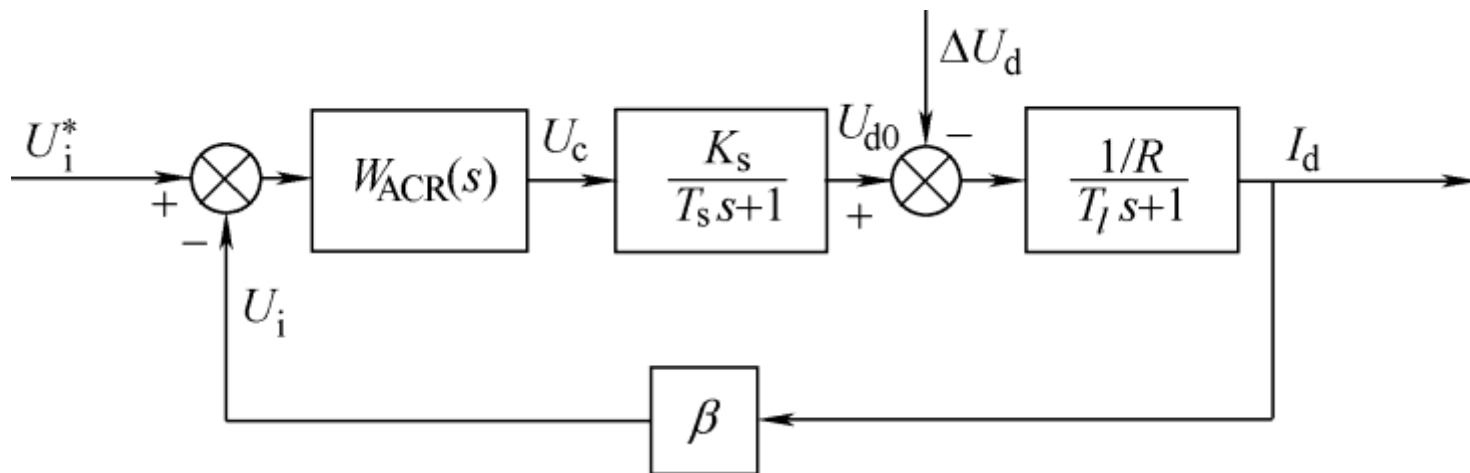
I型系统在不同输入信号作用下的稳态误差

输入信号	阶跃输入 $R(t) = R_0$	斜坡输入 $R(t) = v_0 t$	加速度输入 $R(t) = \frac{a_0 t^2}{2}$
稳态误差	0	$v_0 / K$	$\infty$

I型系统不能用于具有加速度输入的随动系统

## (2) 动态抗扰性能指标

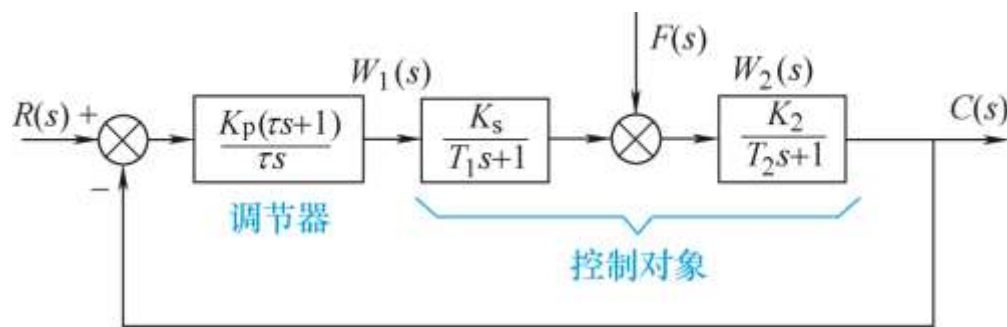
图4-13 电流环的在电压扰动作用下的动态结构图



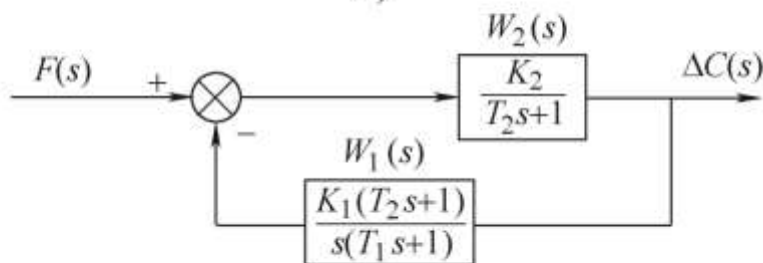
- 电压扰动作用点前后各有一个一阶惯性环节,
- $W_{ACR}(s)$ 采用PI调节器



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 $\Delta C$

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

$$\tau = T_2 \quad K_1 = K_p K_s / \tau$$

$$K_2 = \beta / R$$

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

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

(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：

$$h = \frac{\tau}{T} = \frac{\omega_2}{\omega_1} \quad \omega_1 = \frac{1}{\tau} \quad \omega_2 = \frac{1}{T} \quad (4-23)$$

- 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

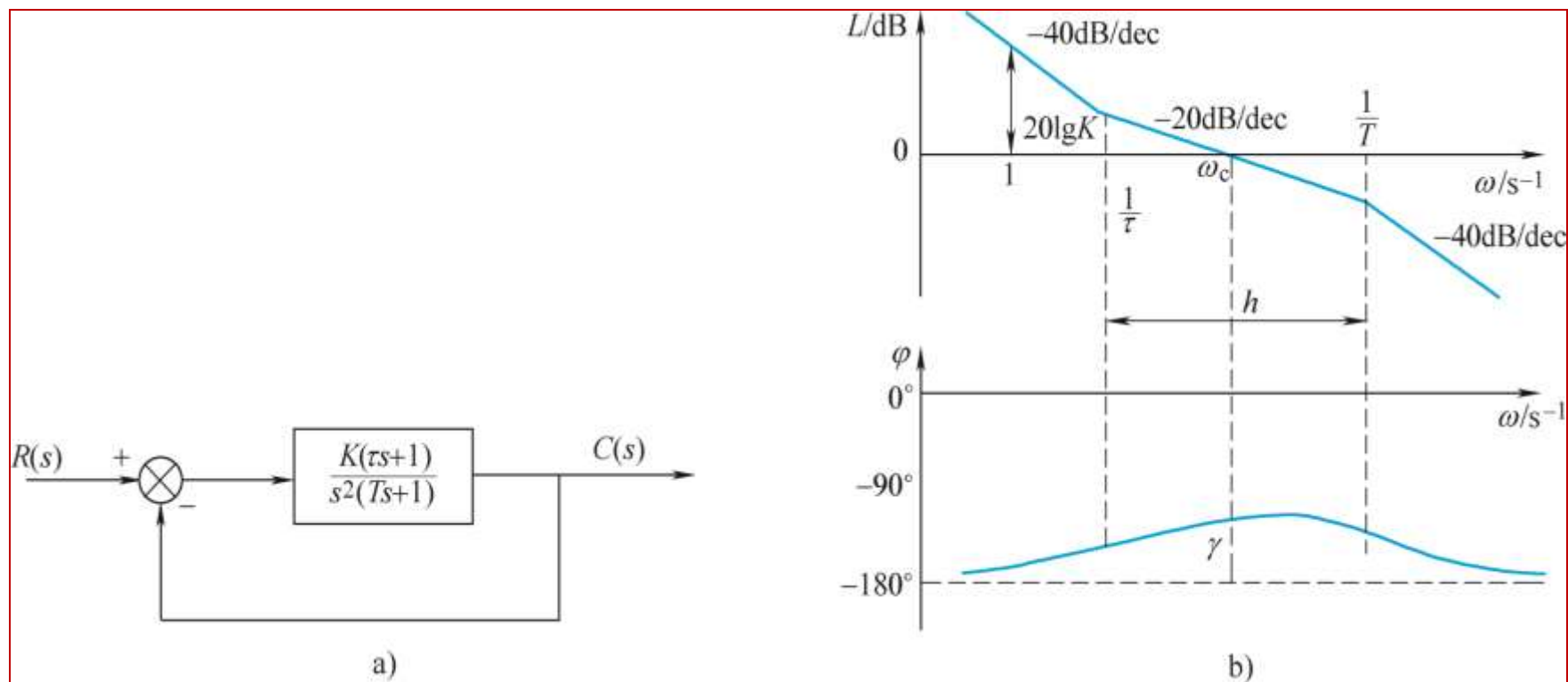


图4-15 典型II型系统

(a)闭环系统结构图

(b)开环对数频率特性

K 与截止频率  $\omega_c$  的关系

$$\because W(j\omega) = \frac{K(j\omega\tau + 1)}{(j\omega)^2(j\omega T + 1)} \quad \therefore \omega = \omega_c \text{ 时 } \omega_c \ll \frac{1}{T}$$

$$\therefore 20\lg K + 20\lg\omega_c\tau - 40\lg\omega_c - 20\lg 1 = 0$$

$$\therefore K = \omega_c / \tau = \omega_c \omega_1 \quad \because h = \frac{\tau}{T} = \frac{\omega_2}{\omega_1}$$

**结论：改变 $\tau$ 可以改变中频宽 $h$ ；在 $\tau$ 确定后，再改变 $K$ 相当于使特性上下平移，从而改变了截止频率 $\omega_c$**

**→设计调节器时，选择参数 $h$ 和 $\omega_c$ ，相当于选择参数 $\tau$ 和 $K$**



## 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。

- $h$ 值可在3-10之间选择。

$$\omega_c = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$$

- 在确定了 $h$ 之后，可求得

$$M_{r\min} = \frac{h+1}{h-1} \quad (4-31)$$

$$\tau = hT$$

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

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 $M_{\text{rmin}}$ 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。

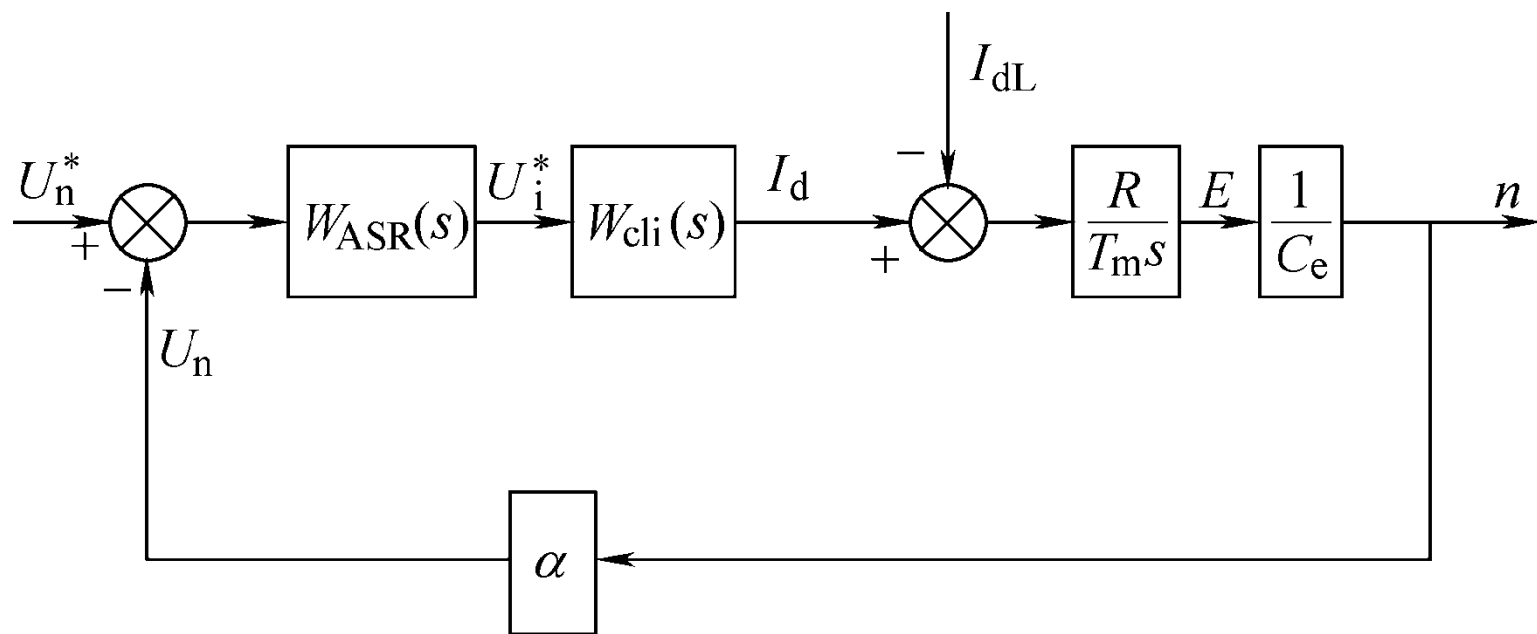
## 稳态跟随性能指标

输入信号	阶跃输入	斜坡输入	加速度输入
	$R(t) = R_0$	$R(t) = v_0 t$	$R(t) = \frac{a_0 t^2}{2}$
稳态误差	0	0	$a_0 / K$

✚ 在阶跃和斜坡输入下, II型系统稳态时均无差;

✚ 加速度输入下稳态误差与开环增益K成反比.

## (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  $\frac{K_d}{Ts+1}$  作为一个扰动作用点之前的控制对象，

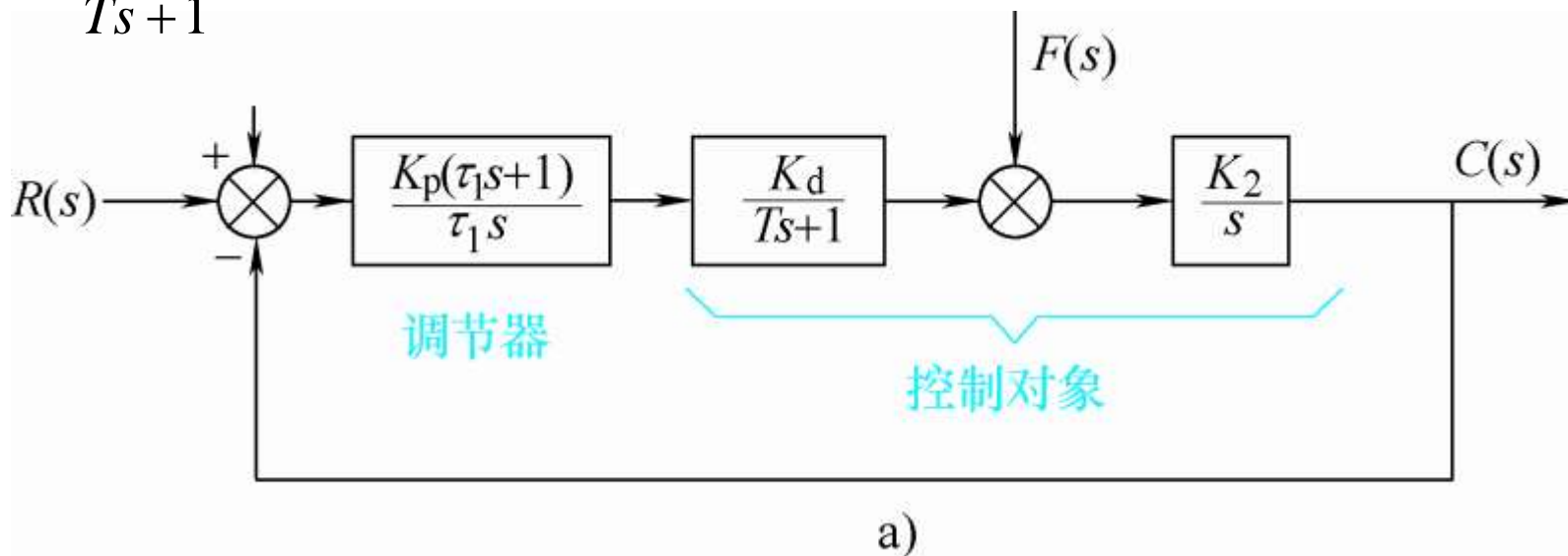


图4-17 典型II型系统在一种扰动作用下的动态结构图  
(a)一种扰动作用下的结构

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

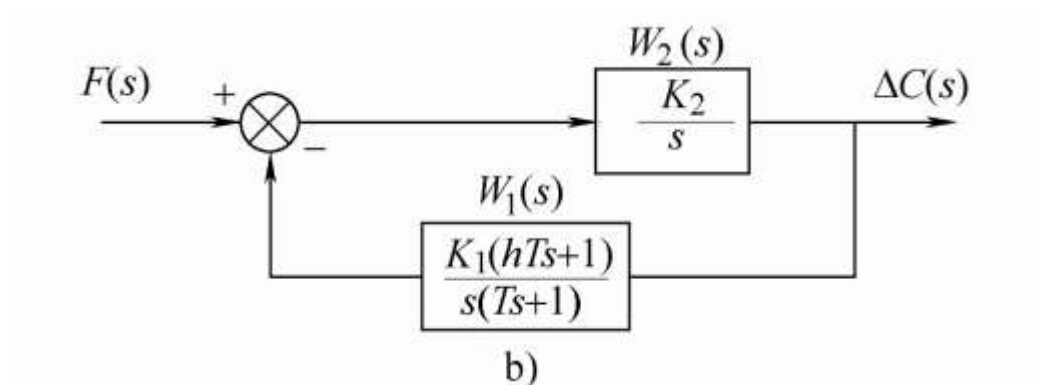


图4-17 典型II型系统在一种扰动作用下的动态结构图



## (2) 动态抗扰性能指标

- 在阶跃扰动下,  $F(s) = F / s$ , 按  $M_{\text{rmin}}$  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 $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ ...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

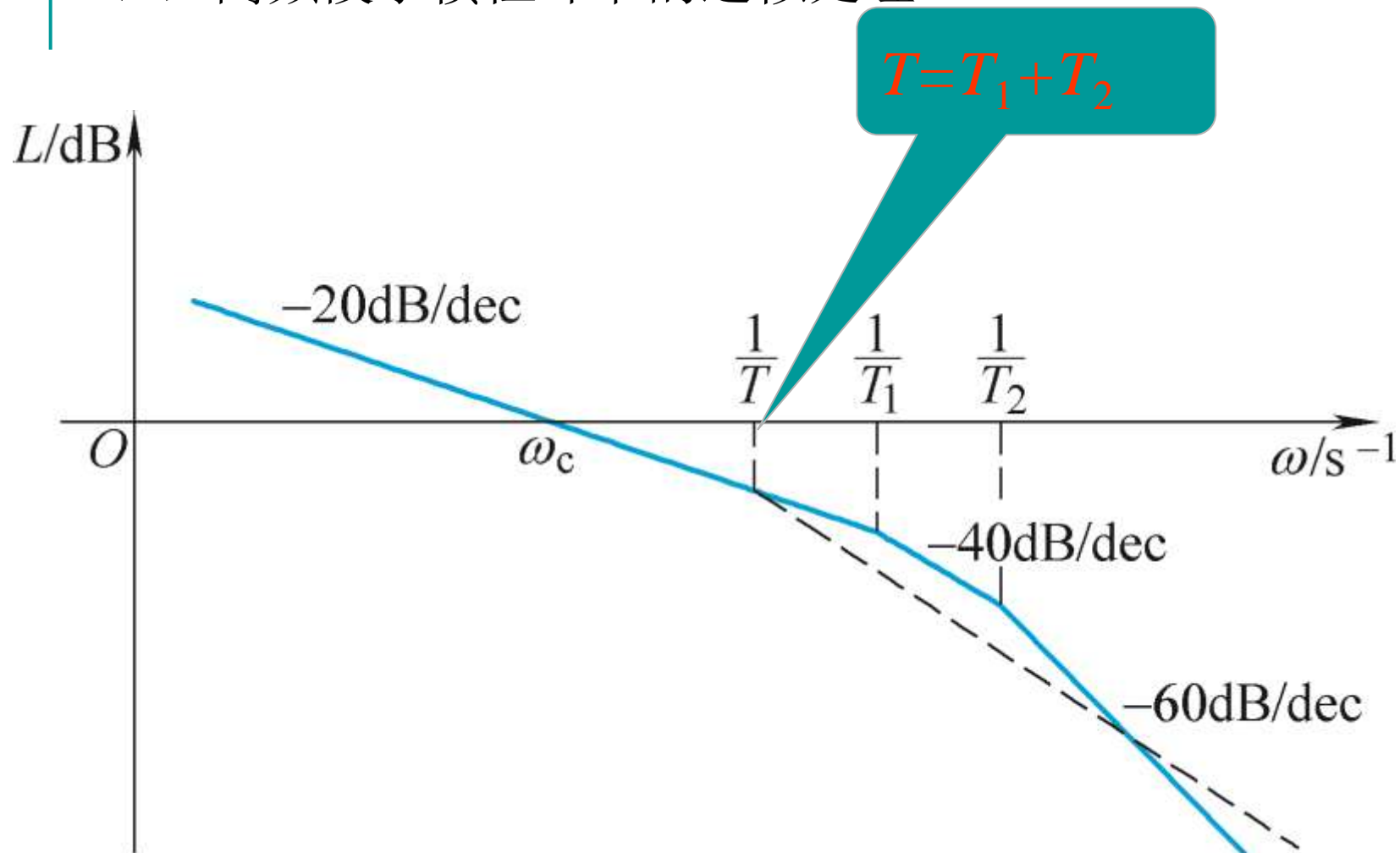


图4-18 高频段小惯性群近似处理对频率特性的影响

- 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

- 近似的条件为  $\frac{1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)} \approx \frac{1}{(T_1 + T_2 + T_3)s + 1}$

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

## (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  $\frac{1}{j\omega T + 1} = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 T^2 + 1}} \angle -\arctg \omega T$

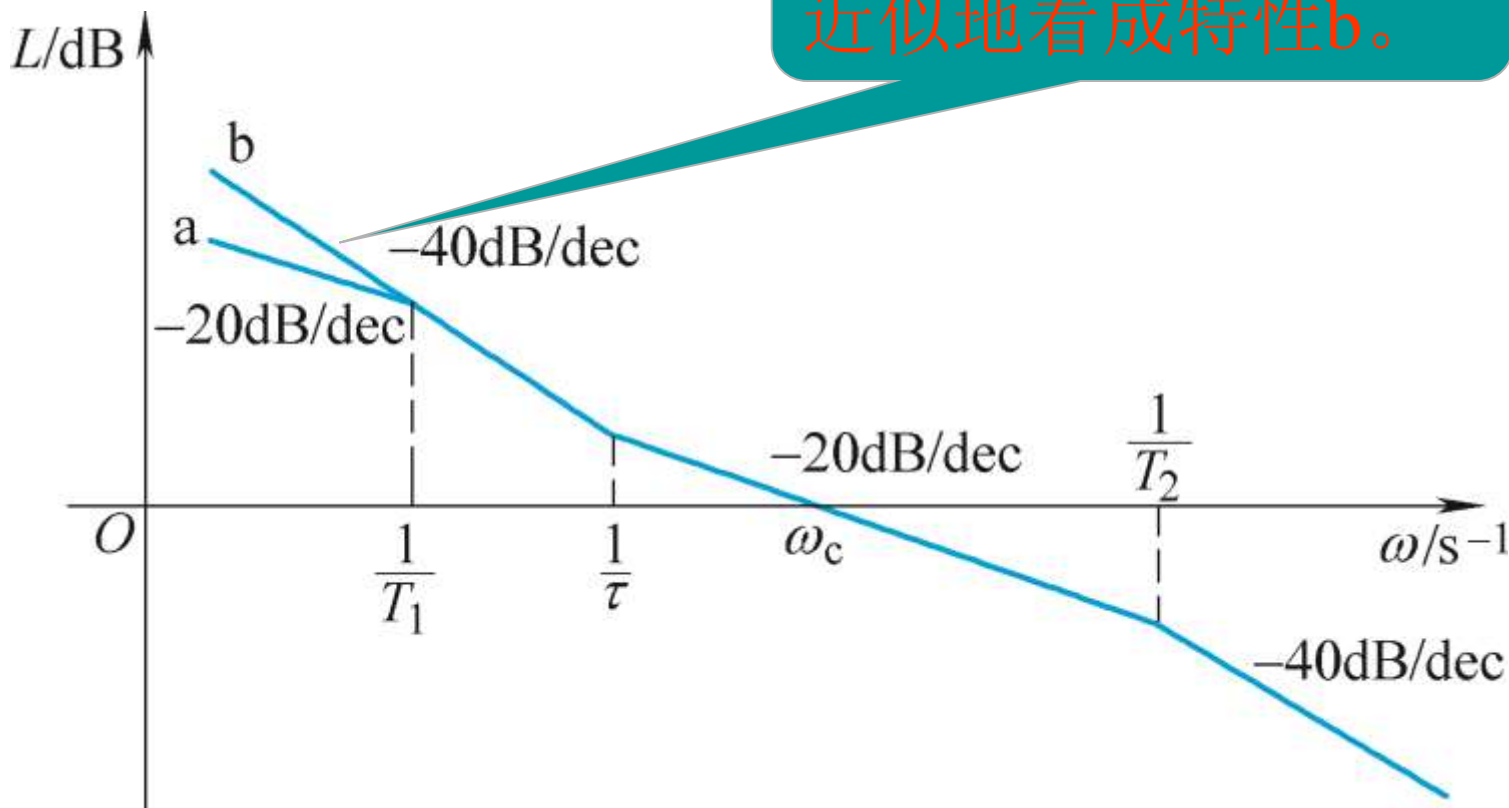
- 近似成积分环节，其幅值应近似为  $\frac{1}{\sqrt{\omega^2 T^2 + 1}} \approx \frac{1}{\omega T}$

- 近似条件是：

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

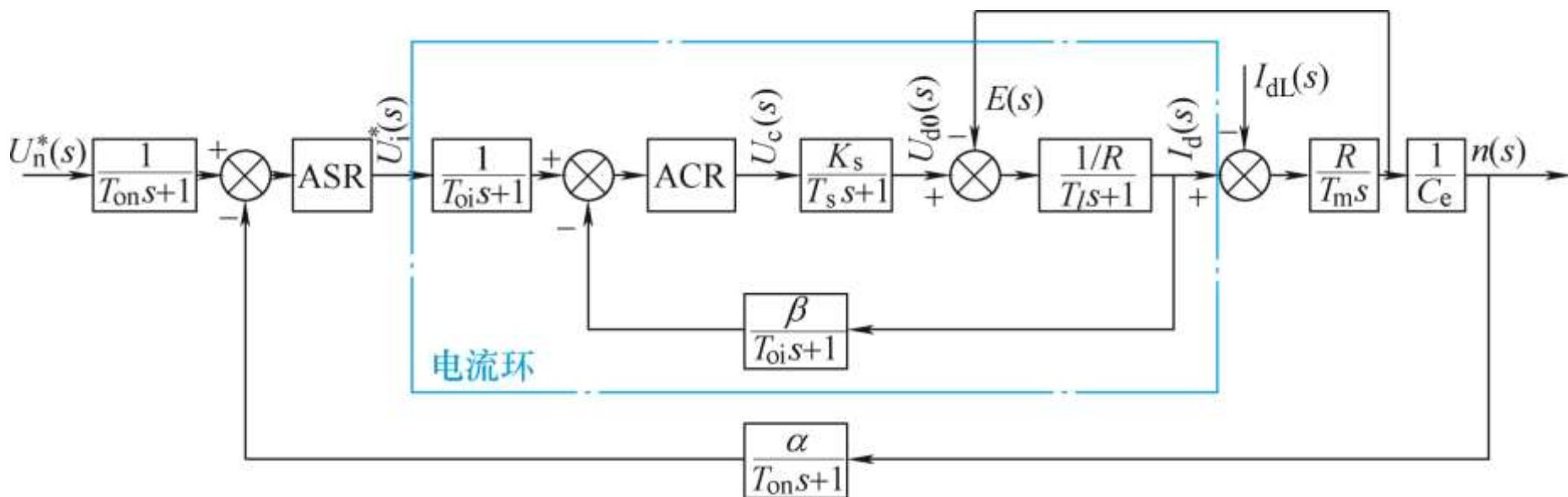
图4-19 低频段大惯性环节近似处理对频率特性的影响

在低频段，把特性a近似地看成特性b。



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

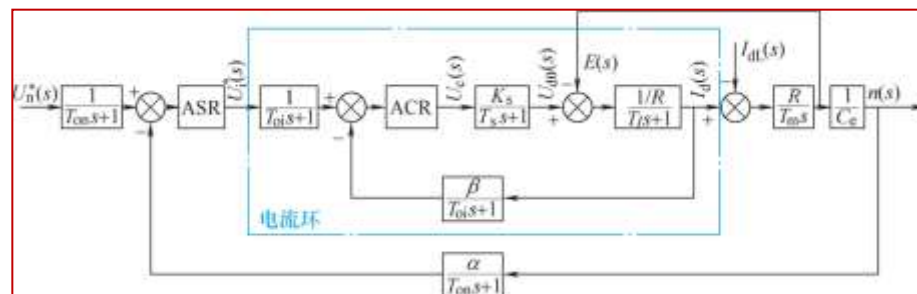
- 先内环后外环。
  - 先从电流环（内环）开始，工程简化
  - 根据电流环的控制要求确定把它校正成哪一类典型系统，
  - 按照控制对象确定电流调节器的类型，按动态性能指标要求确定电流调节器的参数。
  - 电流环设计完成后，把电流环等效成转速环（外环）中的一个环节，再用同样的方法设计转速环。
-

# 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

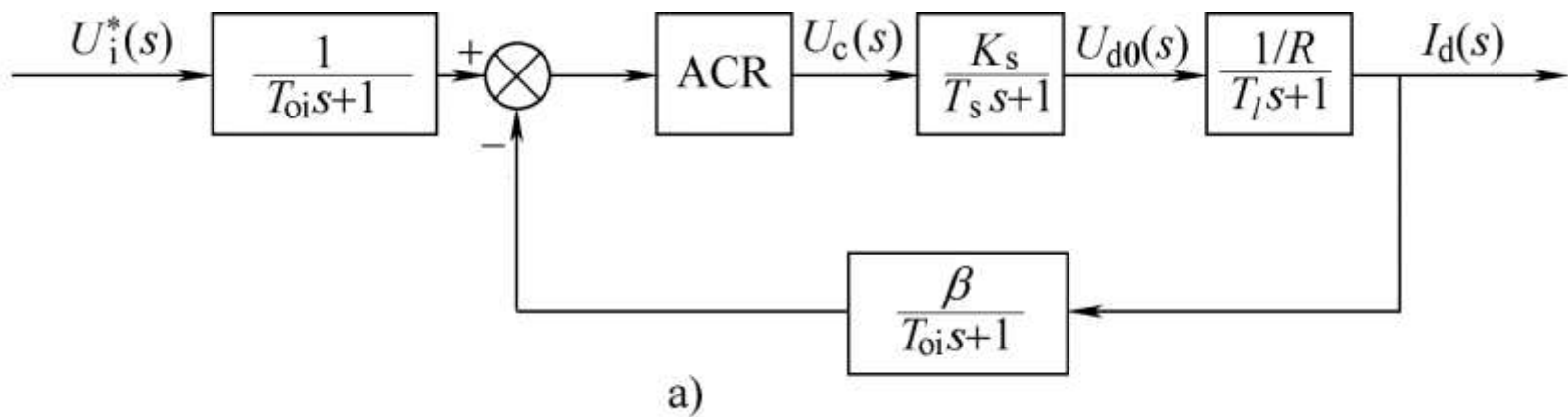


图4-21 电流环的动态结构图及其化简  
(a)忽略反电动势的动态影响

- 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。

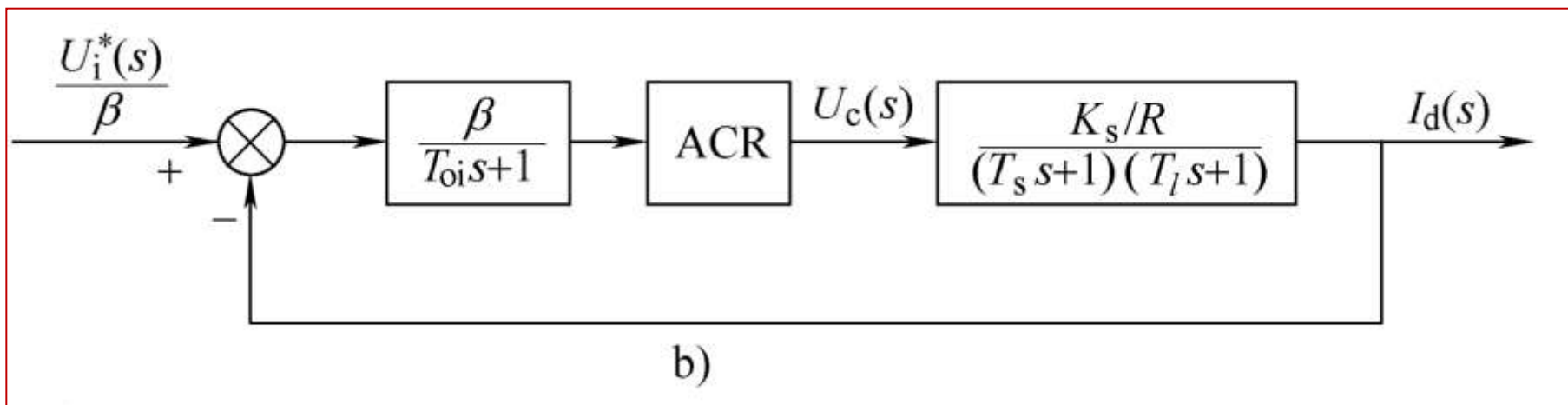


图4-21 电流环的动态结构图及其化简  
(b) 等效成单位负反馈系统



- $T_s$  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  $\omega_{ci} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_s T_{oi}}} \quad (4-51)$

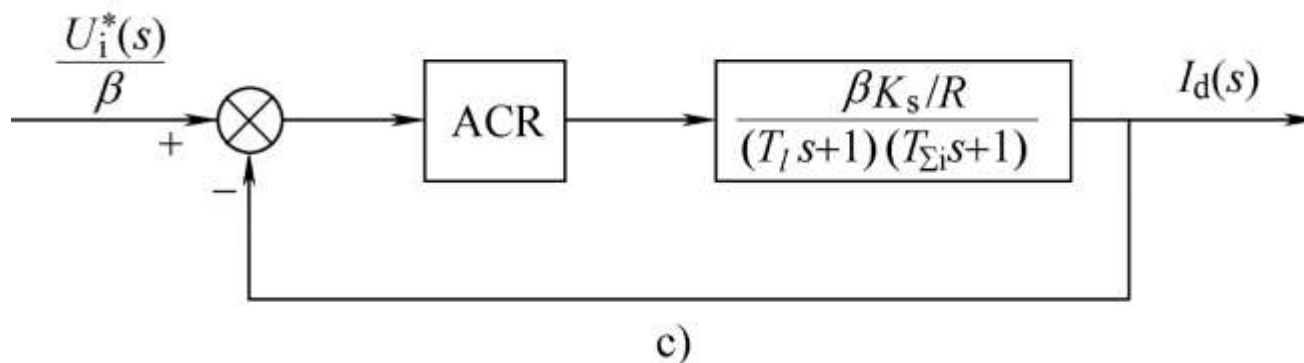
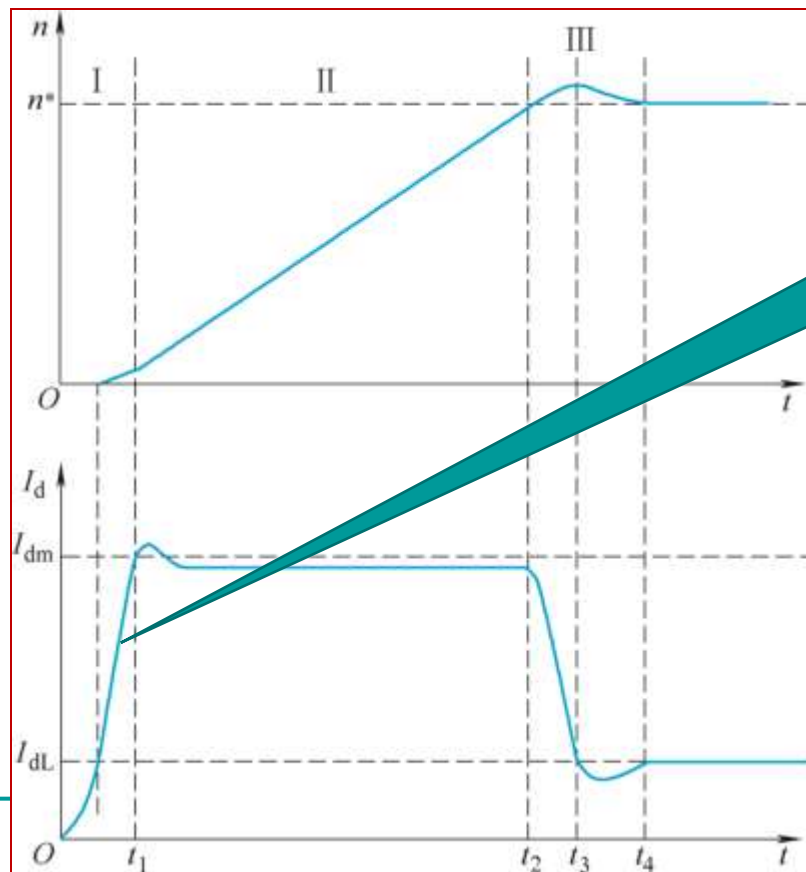


图4-21 电流环的动态结构图及其化简  
(c) 小惯性环节近似处理

# 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  $T_l \gg T_{\Sigma i}$ ，选择  $\tau_i = T_l$ ，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，

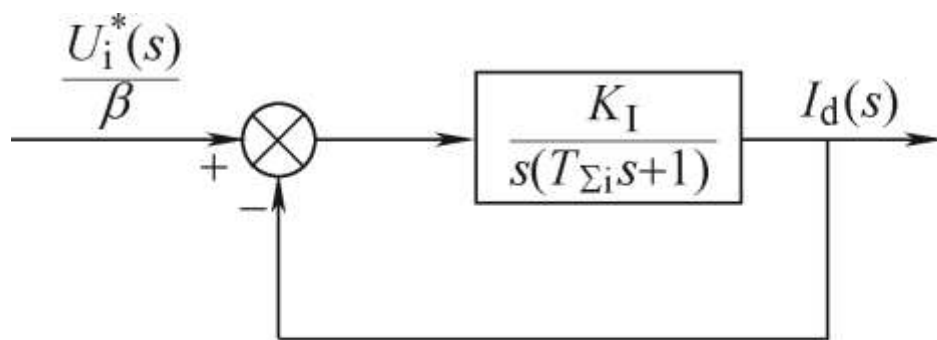
$$W_{opi}(s) = \frac{K_i \beta K_s / R}{\tau_i s (T_{\Sigma i} s + 1)} = \frac{K_I}{s (T_{\Sigma i} s + 1)} \quad (4-54)$$

- 希望电流超调量  $\sigma_i \leq 5\%$ ，选  $\xi = 0.707$ ，  
 $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$ ，则  $K_I = \omega_{ci} = \frac{1}{2T_{\Sigma i}}$  (4-55)

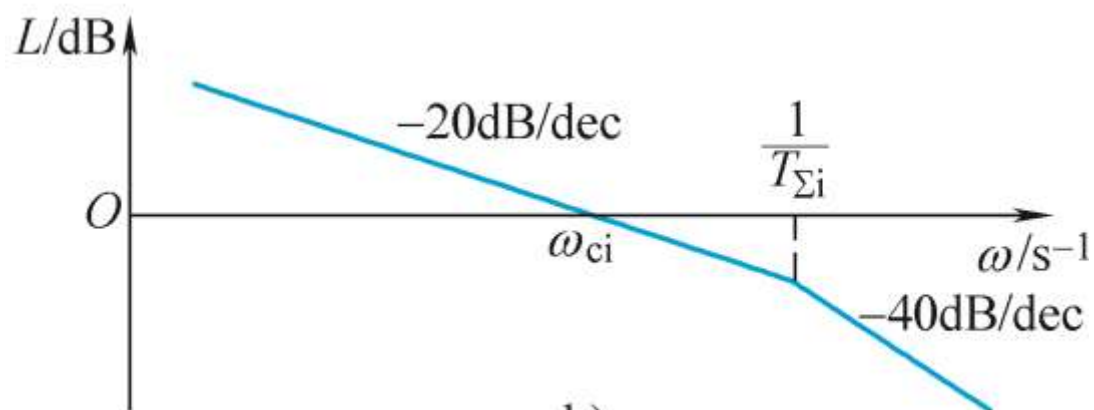
$$K_i = \frac{T_l R}{2K_s \beta T_{\Sigma i}} = \frac{L}{2K_s \beta T_{\Sigma i}} \quad (4-56)$$

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

$$K_i = \frac{R_i}{R_0} \quad (3-53)$$

$$\tau_i = R_i C_i \quad (3-54)$$

$$T_{oi} = \frac{1}{4} R_0 C_{oi} \quad (3-55)$$

$U_i^*$ —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。

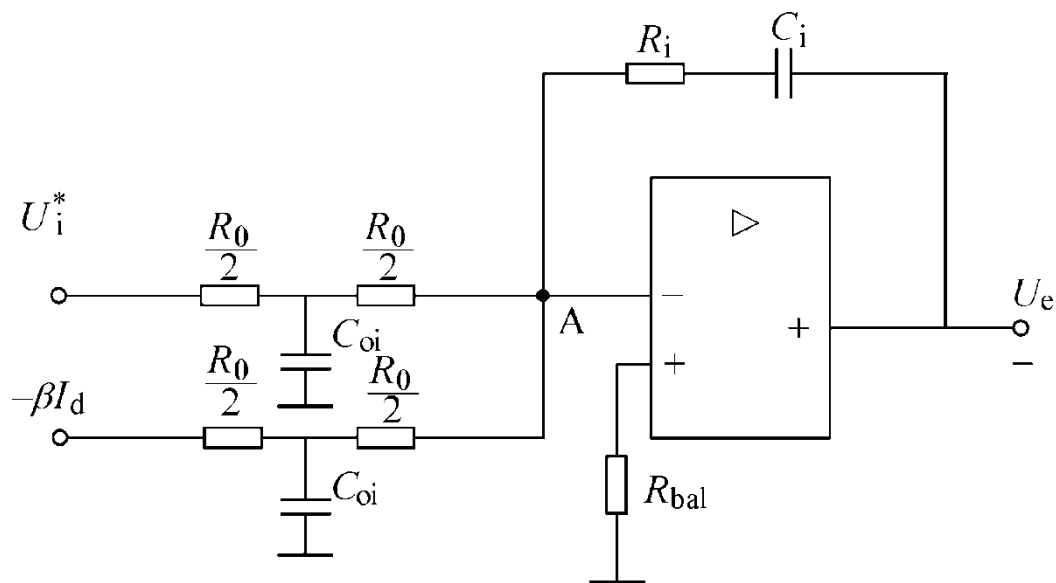


图4-23 含给定滤波与反馈滤波的PI型电流调节器

■ 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，降阶近似条件为

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

$\omega_{cn}$ ——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， $C_e=0.1459\text{V}\cdot\text{min/r}$ ，允许过载倍数  $\lambda=1.5$ ；
- PWM变换器放大系数： $K_s=107.5$ ；（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

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

##### (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

**$0.15\mu F$**

- $C_{oi} = \frac{4T_{oi}}{R_0} = \frac{4 \times 0.0006}{390 \times 10^3} = 6.15 \times 10^{-9} F = 6150pF$

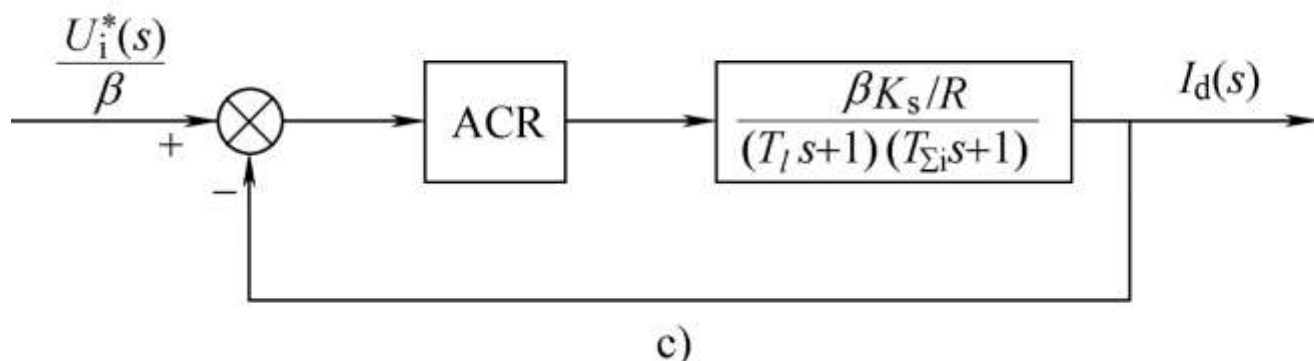
取

**$6800pF$**

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

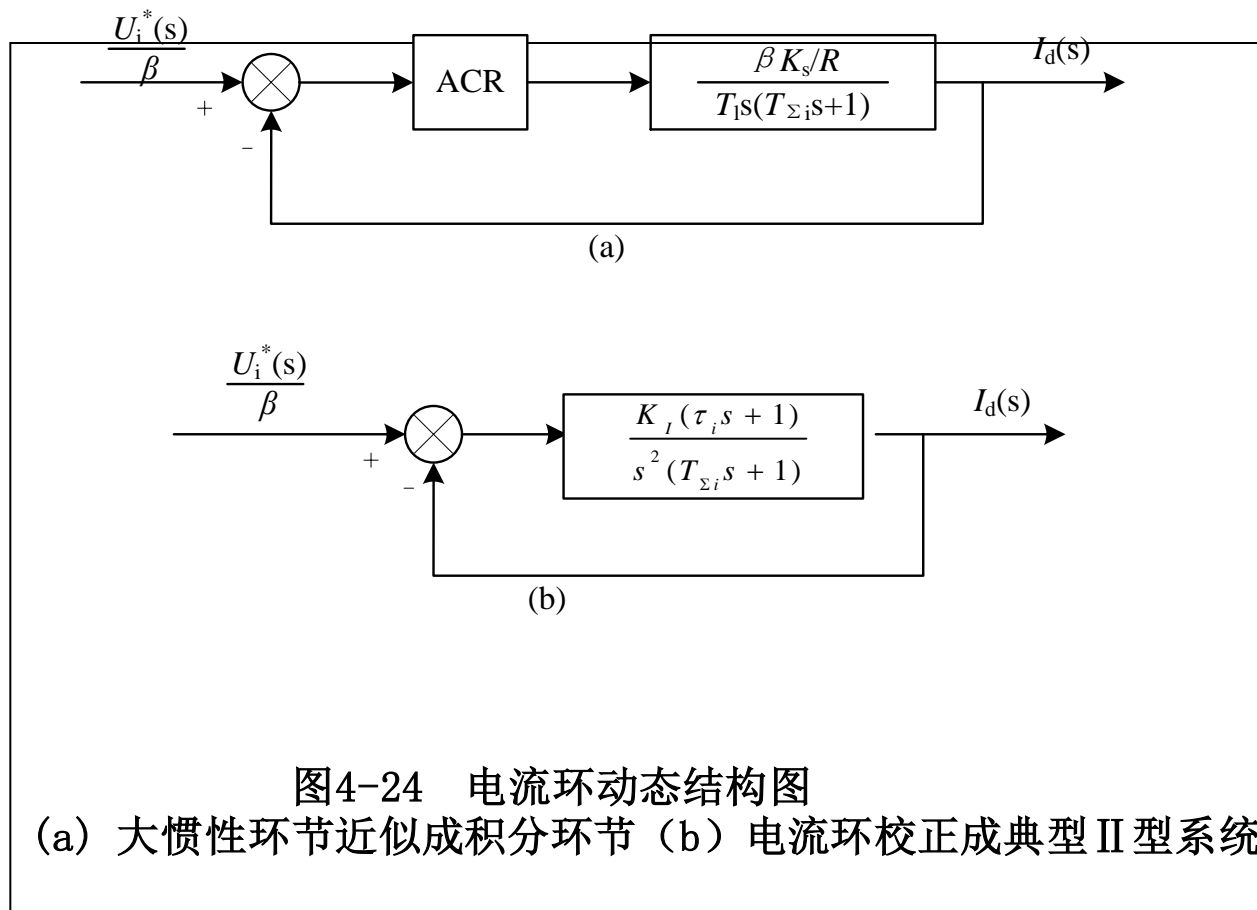


图4-24 电流环动态结构图

(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

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

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

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

- 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。

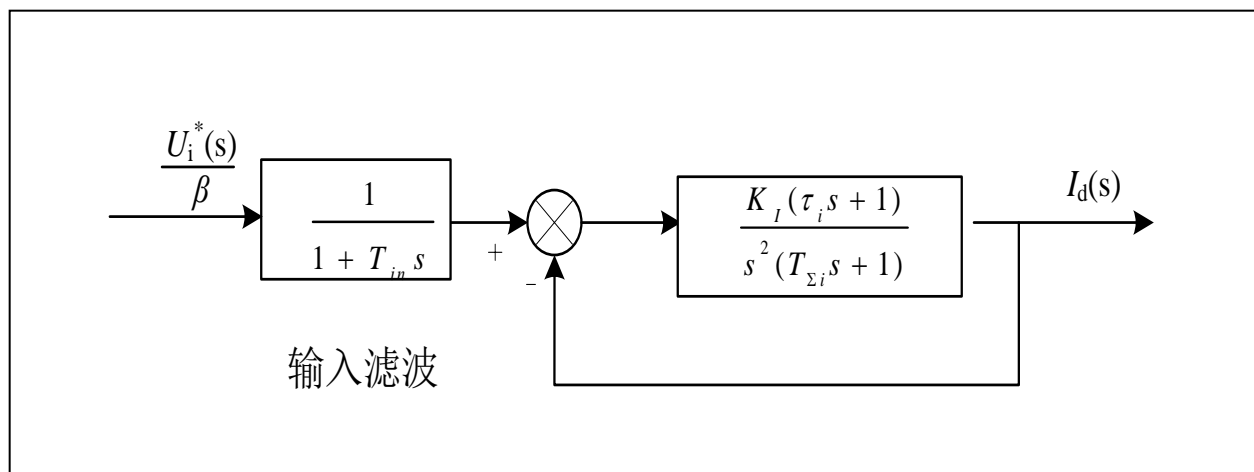


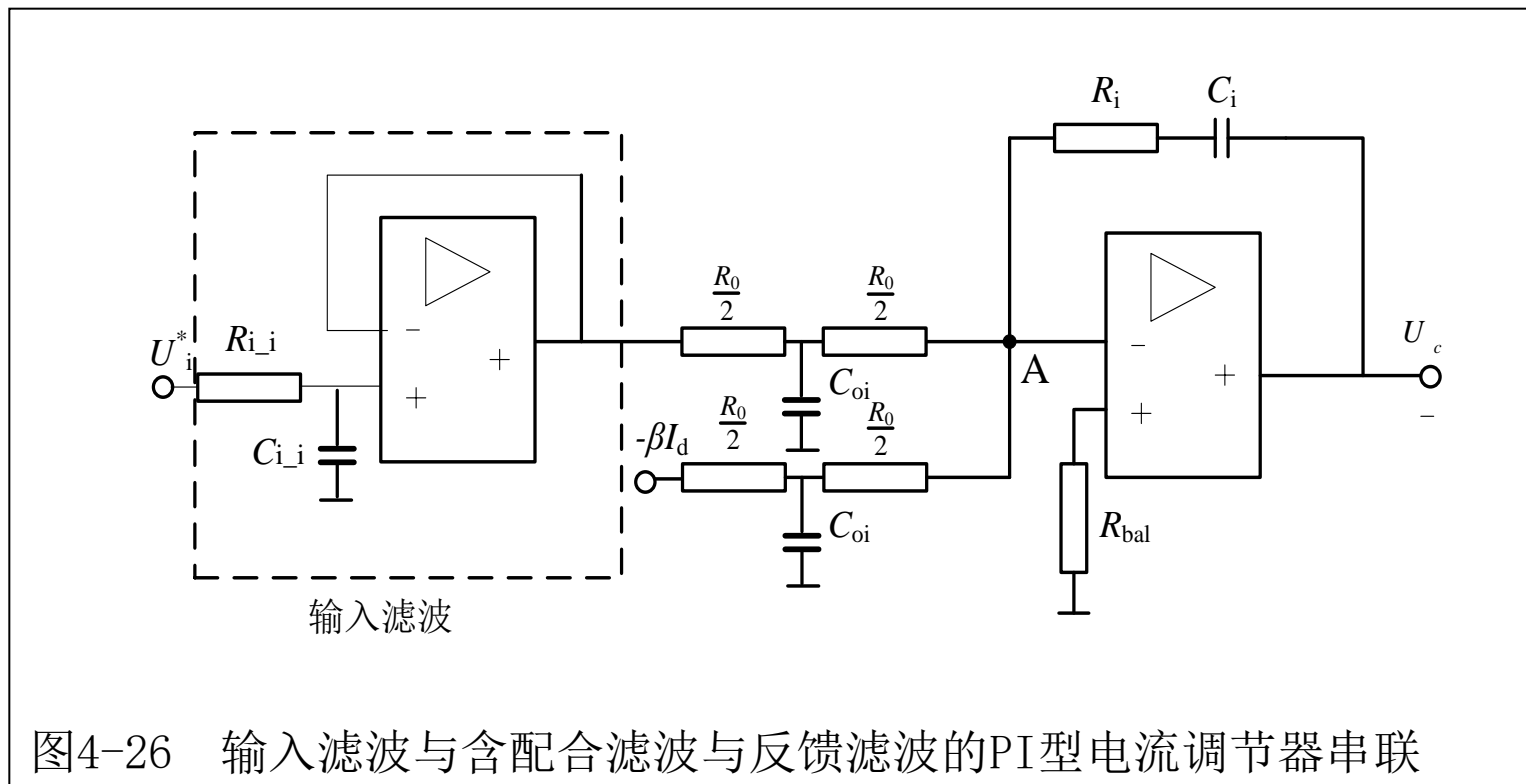
图4-25 在电流给定前面增设滤波环节的结构图

## 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

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

## ■ 近似条件

$$W_{cli}(s) \approx \frac{1}{1 + 4T_{\Sigma i}s}$$

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

- 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  $T_{\Sigma}$  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:

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

- 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  $\omega_{ci} \approx \frac{1}{4T_{\Sigma i}} = \frac{0.25}{0.000725} = 344.83 \text{ s}^{-1}$

- 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：

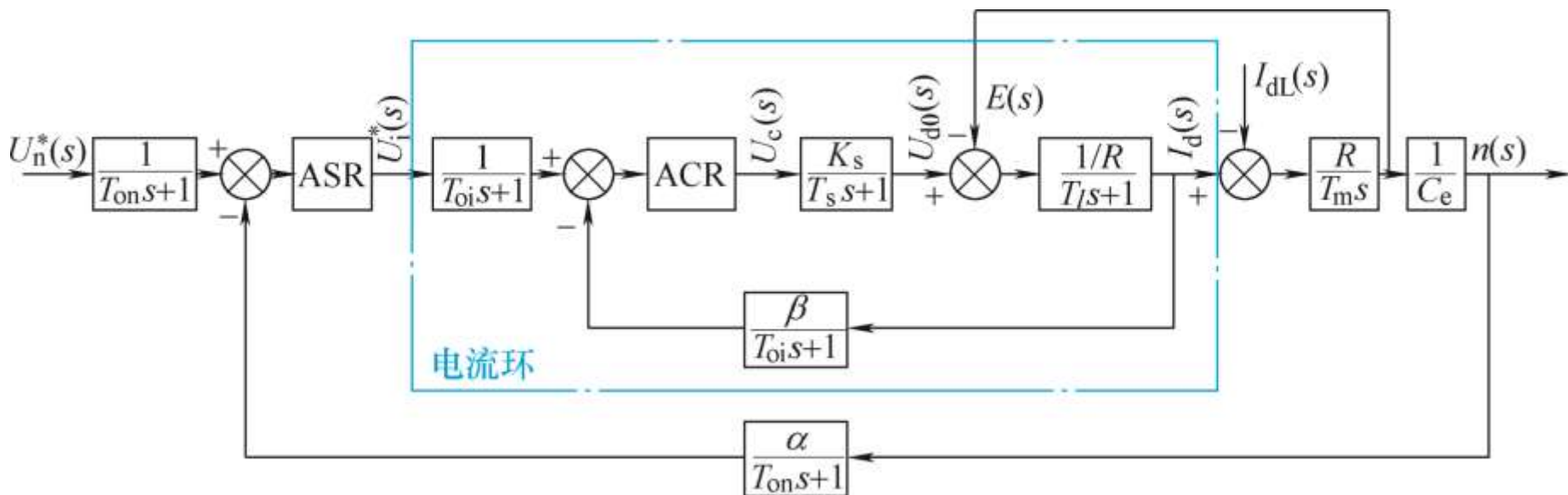
- $R_i = K_i R_0 = 0.319 \times 10000000 = 3.19M\Omega$ ，取  $3.3 M\Omega$

- $C_i = \frac{\tau_i}{R_i} = \frac{0.003625}{3.3 \times 1000000} = 1.1 \times 10^{-9} F = 1.1nF$  取  $1 nF$

- $C_{oi} = \frac{4T_{oi}}{R_0} = \frac{4 \times 0.0006}{10 \times 1000000} = 0.24 \times 10^{-9} F = 240pF$ ，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

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

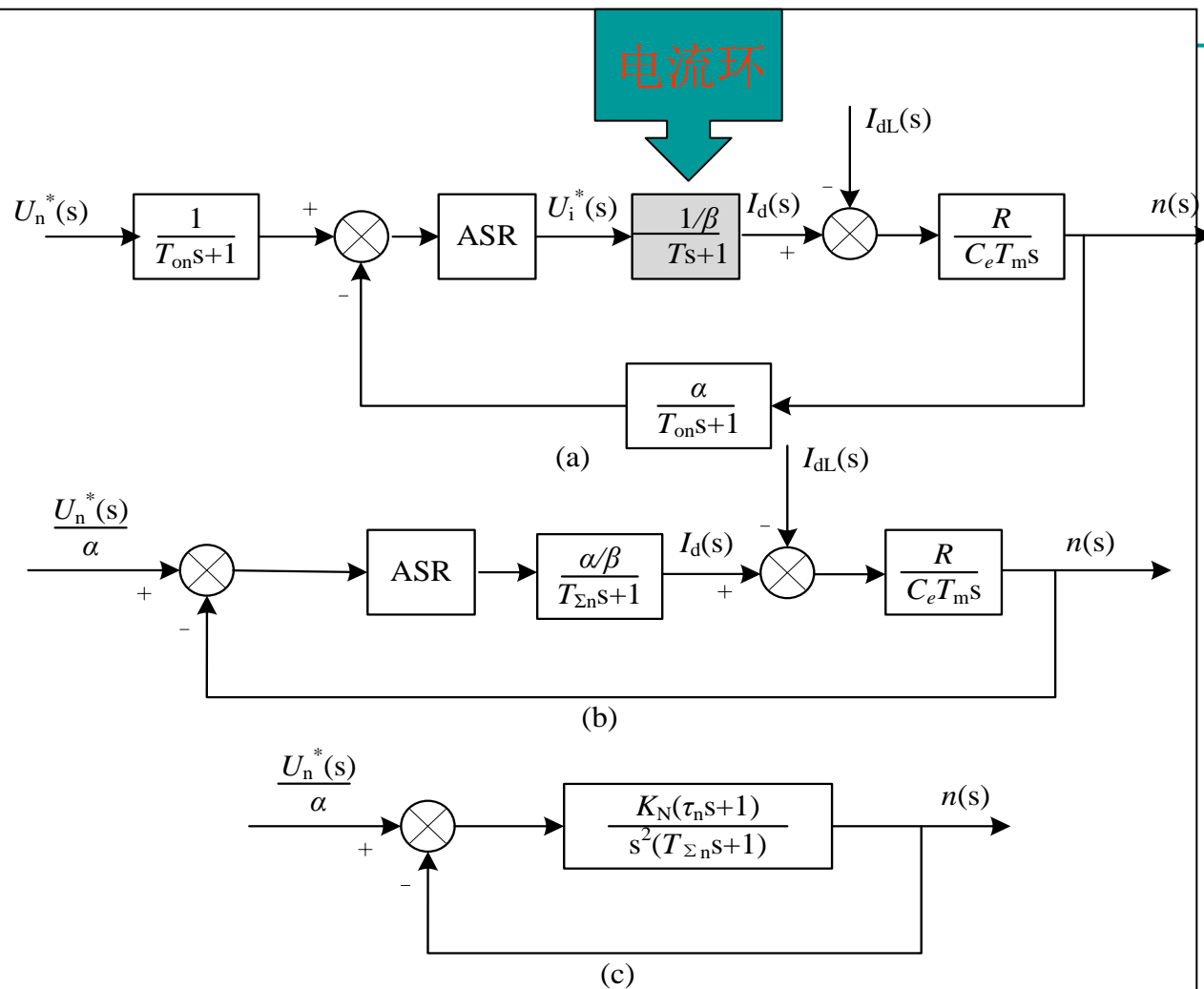


图4-27 转速环的动态结构图及其简化

- (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

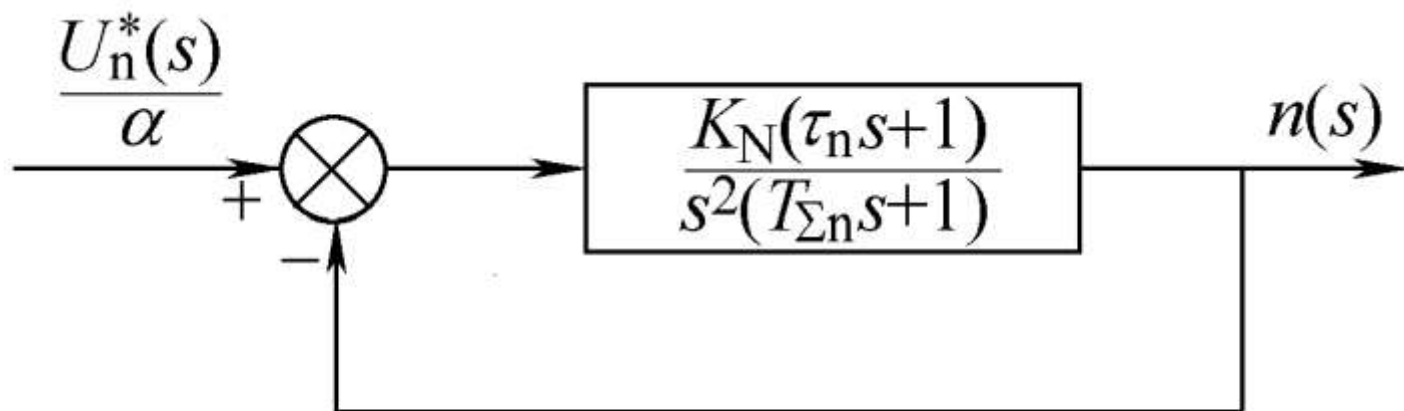
$$K_N = \frac{K_n \alpha R}{\tau_n \beta C_e T_m} \quad (4-79)$$

- 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



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

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

$$K_n = \frac{(h+1)\beta C_e T_m}{2h\alpha R T_{\Sigma n}} \quad (4-82)$$

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。

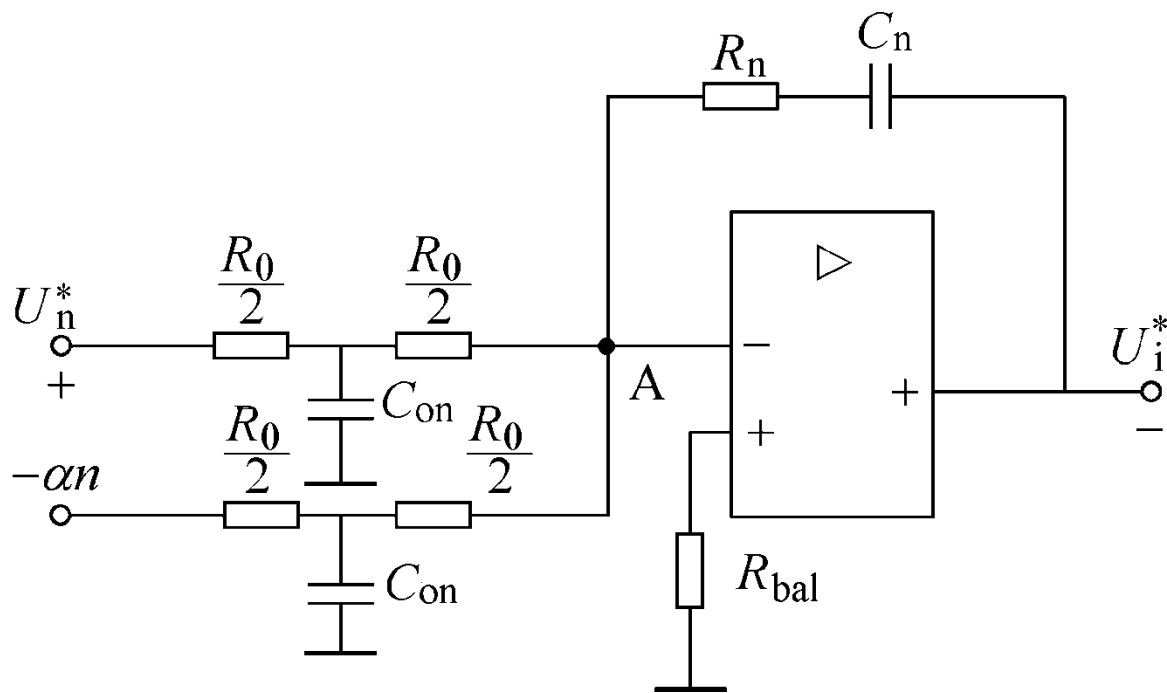


图4-28 含给定滤波与反馈滤波的PI型转速调节器

## 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,

## 3) 计算转速调节器参数

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

- 取 $h=5$ , 则ASR的超前时间常数为

**S**

- 转速环开环增益  $K_n = hT_{\Sigma n} = 5 \times 0.01145 = 0.05725$

- ASR的比例系数为  $K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} = \frac{6}{2 \times 5^2 \times 0.01145^2} s^{-2} = 915.3 s^{-2}$

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

#### 4) 检验近似条件

- 转速环截止频率为

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

##### (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  $R_0 = 39 \text{ k}\Omega$ ,

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

- 

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

- 

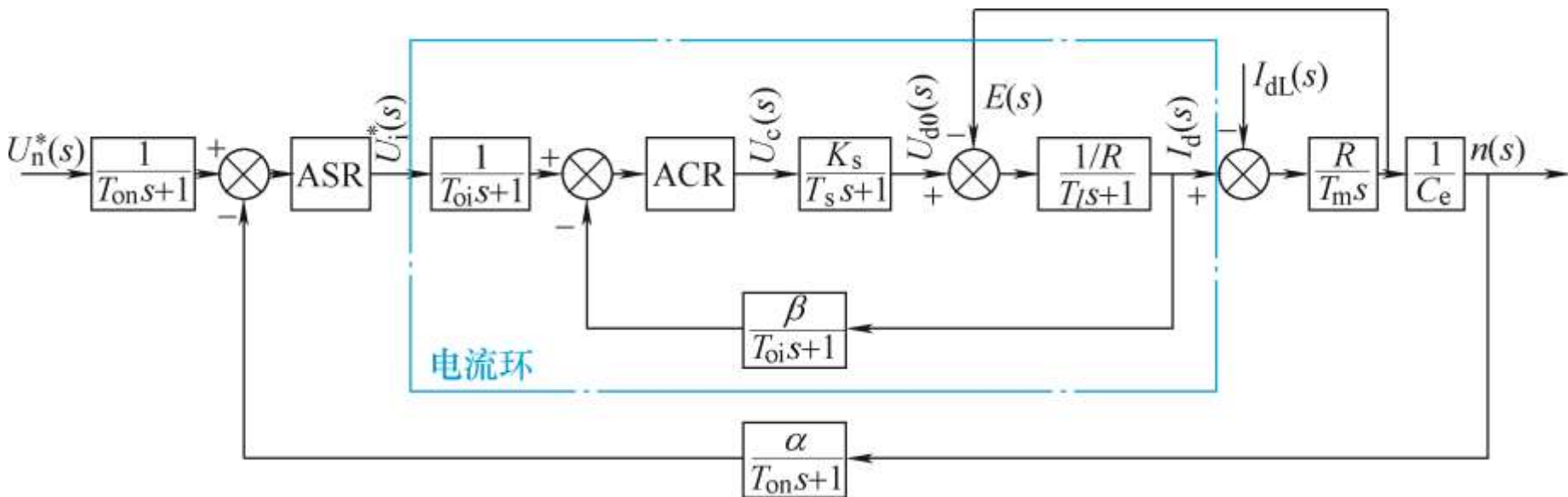
$$C_{on} = \frac{4T_{on}}{R_0} = \frac{4 \times 0.01}{39 \times 10^3} F = 1.02 \times 10^{-6} F = 1.02 \mu F \quad \text{取 } 1 \mu F$$

## 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



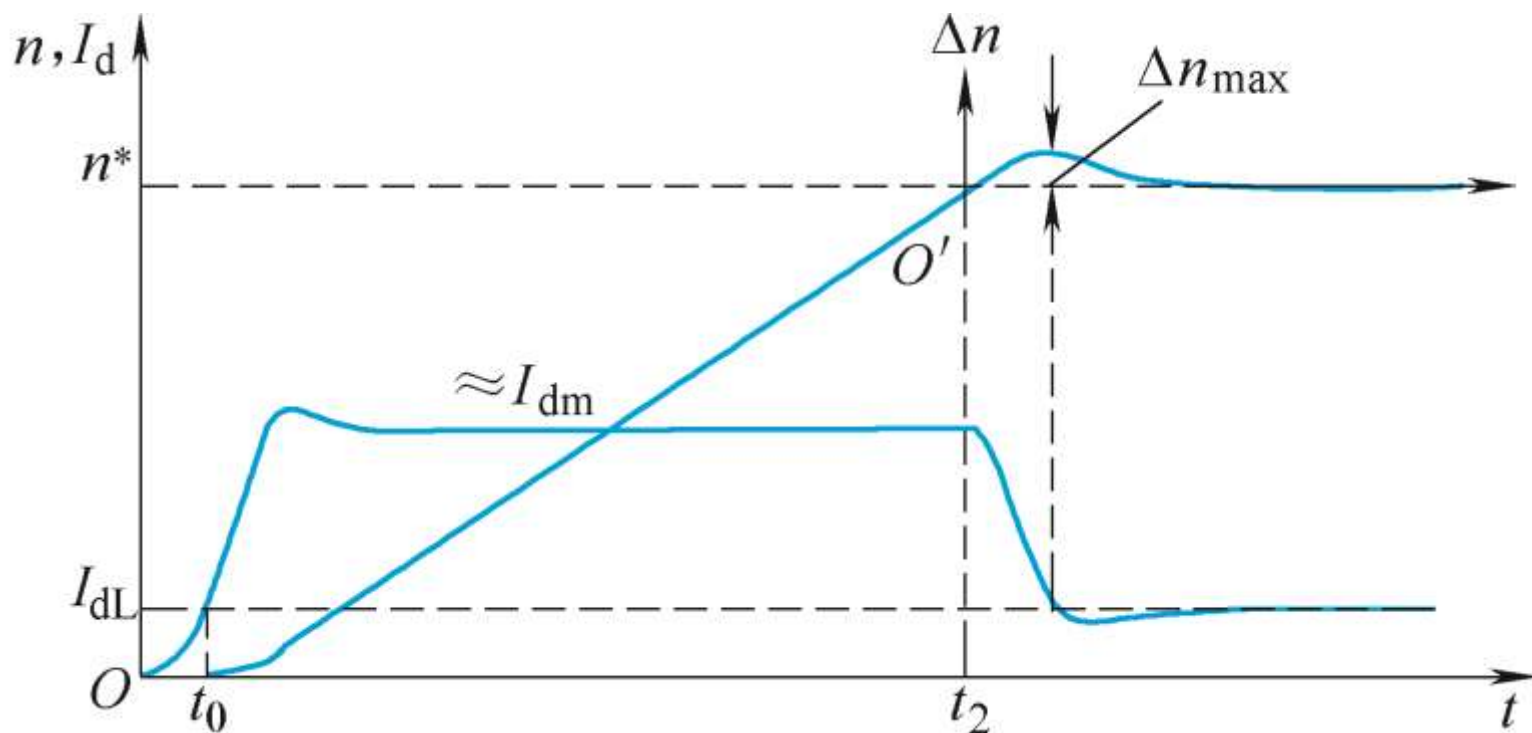


图4-29 ASR饱和时转速环按典型II型系统设计的调速系统起动过程

- 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

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

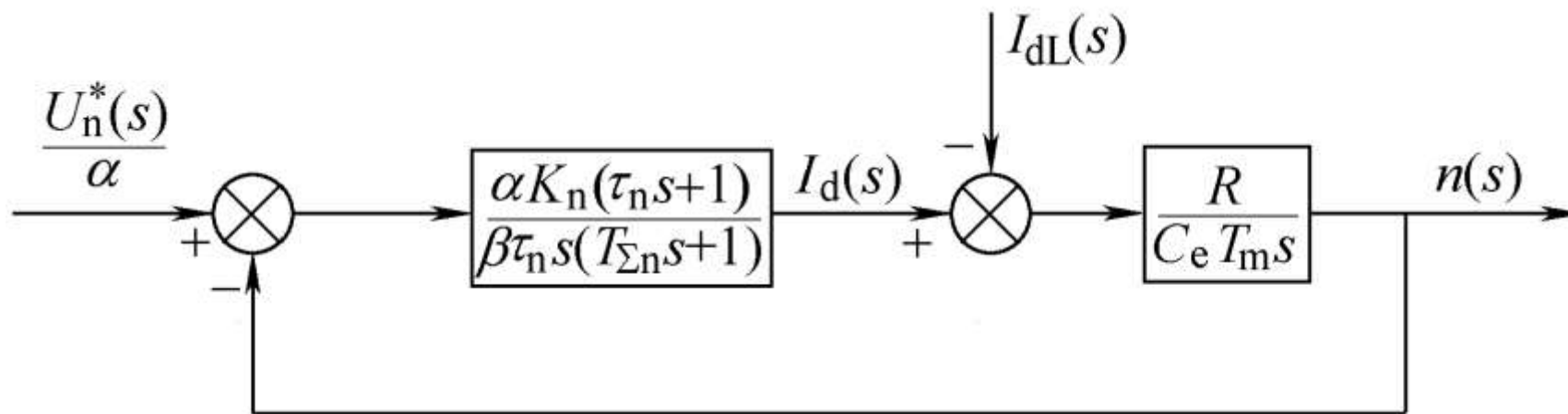
- $$t_2 \approx \left( \frac{2h}{h+1} \right) \frac{K_n U_n^*}{(U_{im}^* - \beta I_{dL})} T_{\Sigma n} \quad (4-88)$$

# 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，而是经历了饱和非线性区域之后的超调，称作“退饱和超调”。

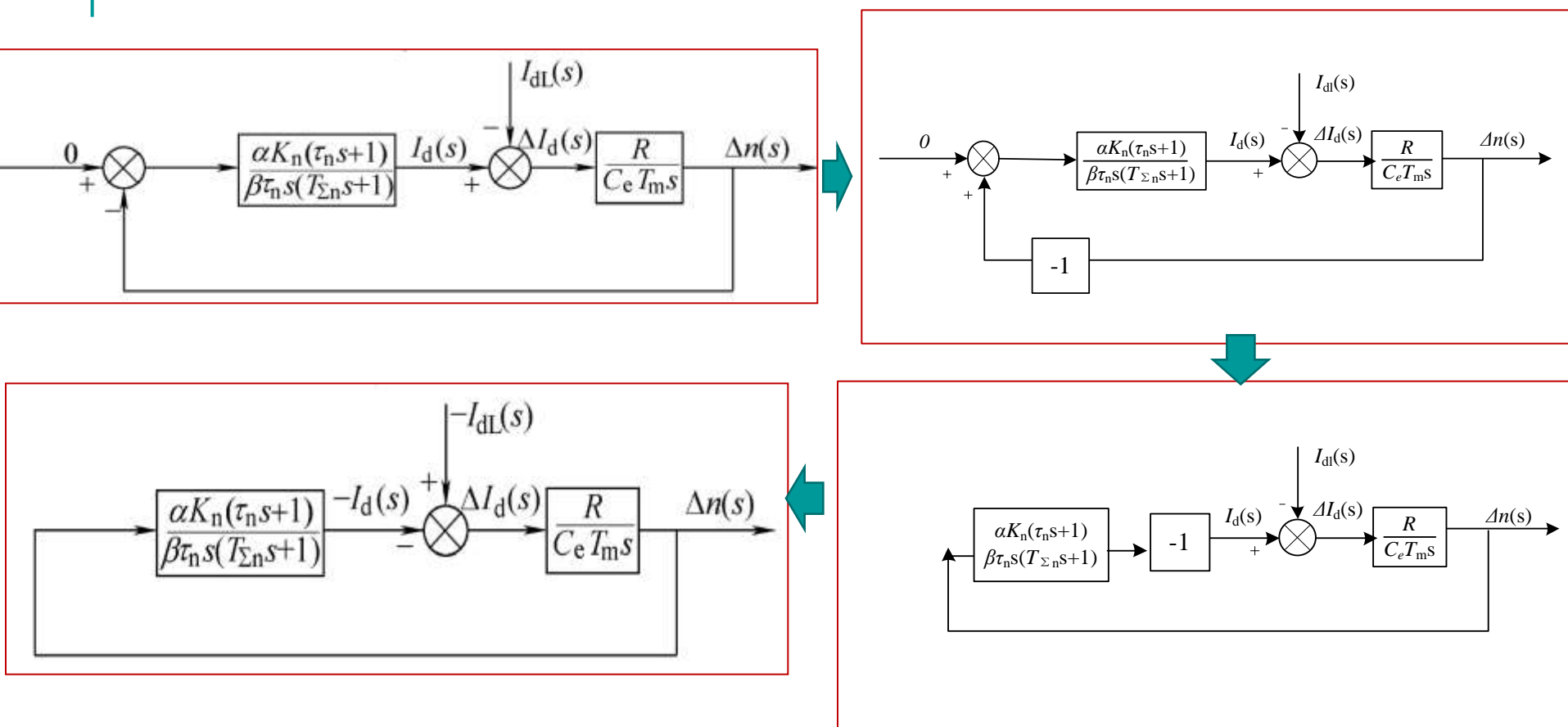
- 假定调速系统原来是在 $I_{dm}$ 的条件下运行于转速 $n^*$ ,
- 在点 $O'$ 突然将负载由 $I_{dm}$ 降到 $I_{dl}$ , 转速会在突减负载的情况下, 产生一个速升与恢复的过程,
- 突减负载的速升过程与退饱和超调过程是完全相同的。(数学模型、初始条件相同)

图4-30 调速系统的等效动态结构图  
(a)以转速 $n$ 为输出量



- 只考虑稳态转速 $n^*$ 以上的超调部分， $\Delta n = n - n^*$ ，坐标原点移到 $O'$ 点，

图4-30 调速系统的等效动态结构图



- 初始条件则转化为  $\Delta n(0) = 0, \quad I_d(0) = I_{dm}$

## 典型II型系统抗扰性能计算

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

■ 于是  $W_1(s) = \frac{K_1(hTs + 1)}{s(Ts + 1)}$  (4-35)

$$W_2(s) = \frac{K_2}{s} \quad (4-34)$$

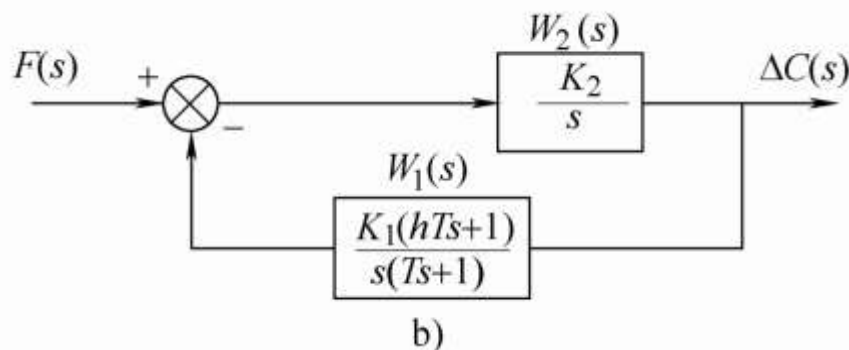


图4-17 典型II型系统在一种扰动作用下的动态结构图



取2T时间内的累加值作为基准值

$$C_b = 2FK_2T$$

$h$	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

- 在典型II型系统抗扰性能指标中， $\Delta C$ 的基准值是  
$$C_b = 2FK_2T \quad (4-37)$$

$$K_2 = \frac{R}{C_e T_m}$$

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

- $\Delta n$ 的基准值是

$$F = I_{dm} - I_{dL} \quad (4-89)$$

$$\Delta n_b = \frac{2RT_{\Sigma n}(I_{dm} - I_{dL})}{C_e T_m}$$

$$\Delta n_N = \frac{I_{dN} R}{C_e} \quad \Delta n_b = 2(\lambda - z) \Delta n_N \frac{T_{\Sigma n}}{T_m} \quad (4-90)$$

- 作为转速超调量 $\sigma_n\%$ ，其基准值应该是 $n^*$ ，退饱和超调量可以由表3-5列出的数据经基准值换算后求得，即

$$\sigma_n \% = \left( \frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \% \right) \frac{\Delta n_b}{n^*} = 2 \left( \frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \% \right) (\lambda - z) \frac{\Delta n_N}{n^*} \frac{T_{\Sigma n}}{T_m} \quad (4-91)$$

$\lambda$  ——电动机允许的过载倍数， $I_{dm} = \lambda I_{dN}$

$z$  ——负载系数， $I_{dL} = z I_{dN}$

## 例题4-4

试按退饱和超调量的计算方法计算例题4-3中调速系统空载起动到额定转速时的转速超调量，并校验它是否满足设计要求。

■ 解 当 $h=5$ 时，由表4-5查得  $\Delta C_{\max} / C_b = 81.2\%$

$$\sigma_n \% = \left( \frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \% \right) \frac{\Delta n_b}{n^*} = 2 \left( \frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \% \right) (\lambda - z) \frac{\Delta n_N}{n^*} \cdot \frac{T_{\Sigma n}}{T_m}$$

$$\sigma_n = 2 \times 81.2\% \times 1.5 \times \frac{52.2 \times 0.368}{2610} \times \frac{0.01154}{0.18} = 0.793\% < 5\%$$

从例题4-1~4-4的计算结果来看，有三个问题是值得注意的。

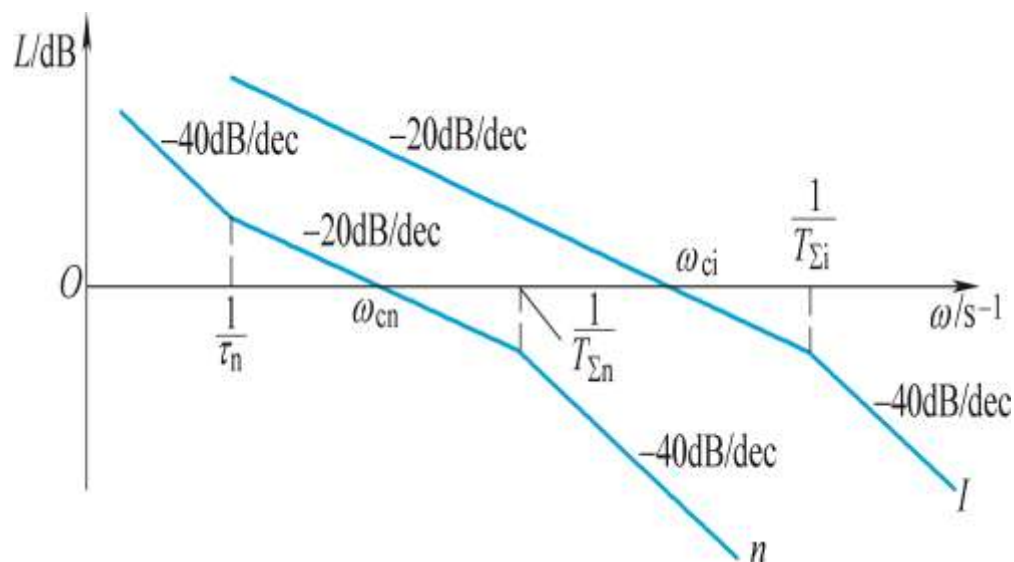
(1) 转速的退饱和超调量与稳态转速有关。

- 按线性系统计算转速超调量时，当 $h$ 选定后，不论稳态转速 $n^*$ 有多大，超调量 $\sigma_n\%$ 的百分数都是一样的。
- 按照退饱和过程计算超调量，其具体数值与 $n^*$ 有关

(2) 反电动势对转速环和转速超调量的影响。

- 反电动势的动态影响对于电流环来说是可以忽略的。
- 对于转速环来说，忽略反电动势的条件就不成立了。好在反电动势的影响只会使转速超调量更小，不考虑它并无大碍。

图4-31 双闭环调速系统内环和外环的开环对数幅频特性  
I——电流内环     n——转速外环



$$\frac{1}{T_{\Sigma i}} = \frac{1}{0.0037} = 270.3 \text{ s}^{-1}$$

$$\omega_{ci} = 135.1 \text{ s}^{-1}$$

$$\frac{1}{T_{\Sigma n}} = \frac{1}{0.0174} = 57.5 \text{ s}^{-1}$$

$$\omega_{cn} = 34.5 \text{ s}^{-1}$$

$$\frac{1}{\tau_n} = \frac{1}{0.087} = 11.5$$

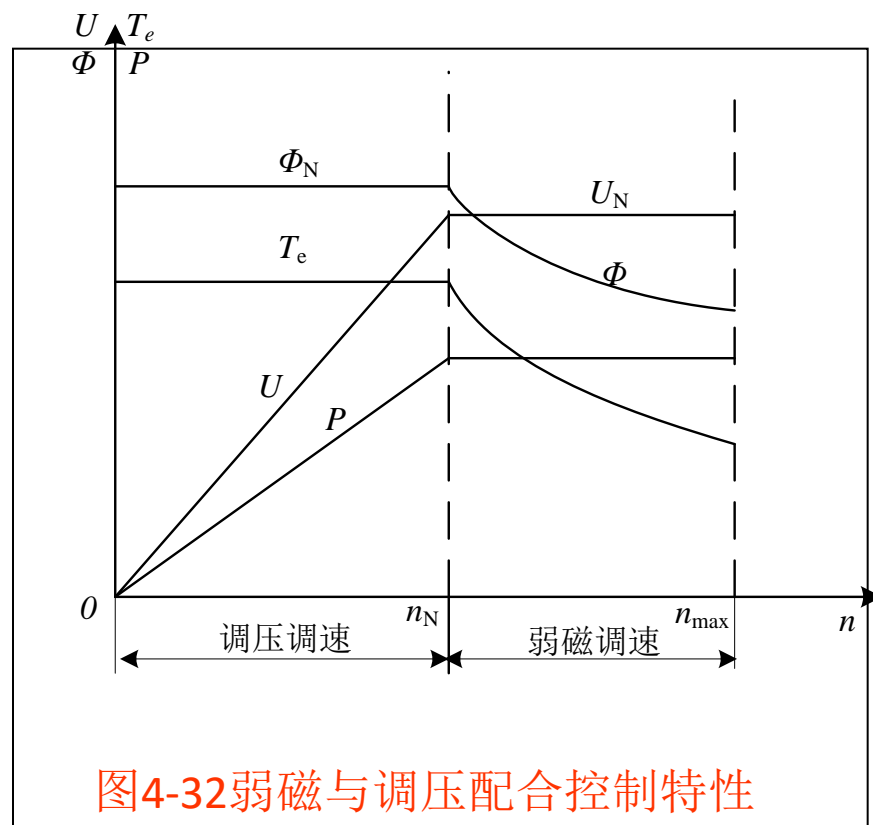
### (3) 内、外环开环对数幅频特性的比较

- 外环的响应比内环慢，这是按上述工程设计方法设计多环控制系统的特点。

## 4.4 双闭环直流调速系统的弱磁控制

- 为什么要进行弱磁控制？

- 变压与弱磁配合控制



- 把调压与弱磁的给定装置统一成一个电位器，弱磁升速靠系统内部的信号自动进行。
- 在基速以下，应该在满磁的条件下调节电压，在基速以上，应该在额定电压下调节励磁，因此存在恒转矩的变压调速和恒功率的弱磁调速两个不同的区段。
- 选择一种合适的控制方法，可以在这两个区段中交替工作，也能从一个区段平滑地过渡到另一个区段中去，



# 励磁电流的闭环控制

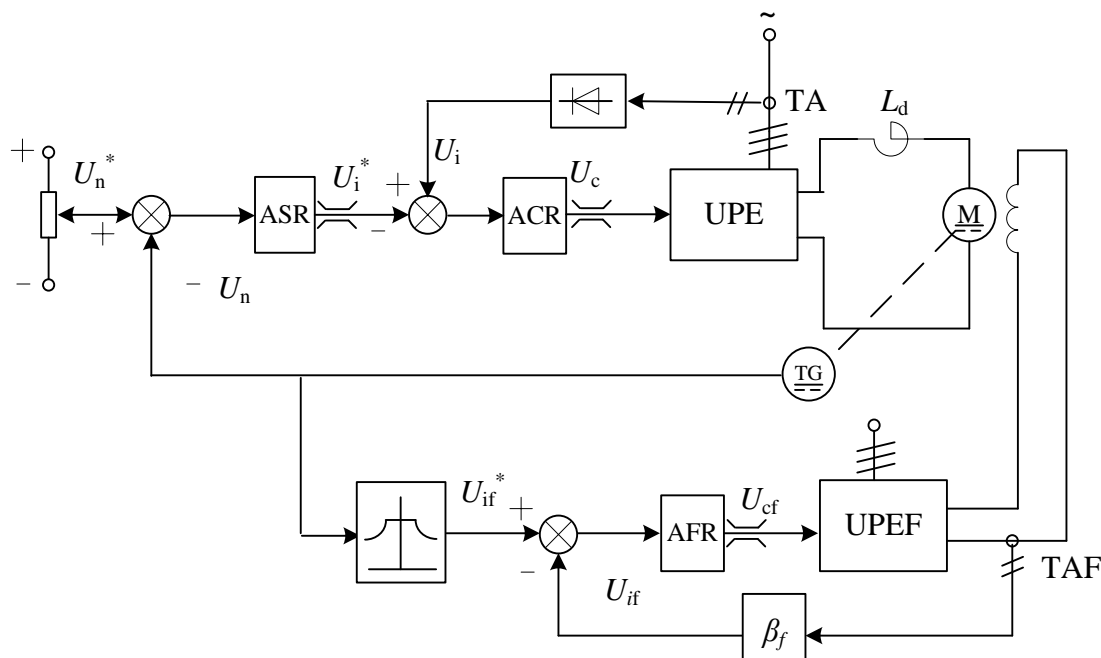


图4-33 带有励磁电流闭环的弱磁与调压配合控制直流调速系统

AFR—励磁电流调节器 UPEF—励磁电力电子变换器

TAF—励磁电流互感器

# 励磁控制系统

- 在原先转速、电流双闭环系统的基础上，采用励磁电流闭环控制弱磁程度。
- 当转速升到额定转速以上时，将根据感应电动势不变的原则，逐步减小励磁电流给定，在励磁电流闭环控制作用下，励磁电流  $I_f < I_{fN}$ ，气隙磁通  $\Phi$  小于额定磁通，电动机工作在弱磁状态，实现基速以上的调速。

■ 弱磁控制时的直流电动机模型-非线性：参数  $C_e$  和  $C_m$  都不能再看作常数，

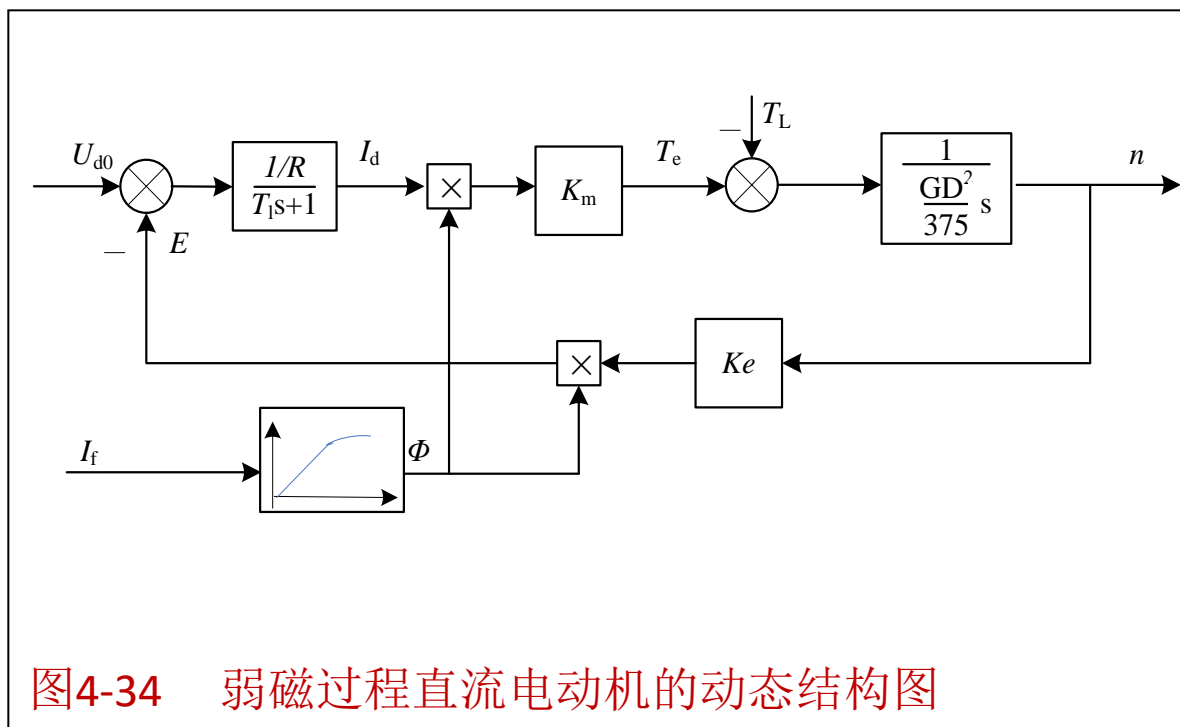


图4-34 弱磁过程直流电动机的动态结构图

## 4.5 转速、电流反馈控制直流调速系统的仿真

- 采用了转速、电流反馈控制直流调速系统，设计者要选择ASR和ACR两个调节器的PI参数，有效的方法是使用调节器的工程设计方法。
  - 为了使调节器参数进一步优化，可用Matlab仿真软件构建双闭环直流调速系统的仿真平台，观测转速和电流的仿真波形，检查系统控制性能，并对参数作进一步细调。
  - 学习在Matlab/SIMULINK仿真平台下双闭环直流调速系统的仿真分析方法
-

暂不考虑反电动势变化的动态影响

## 1.1. 电流环的仿真

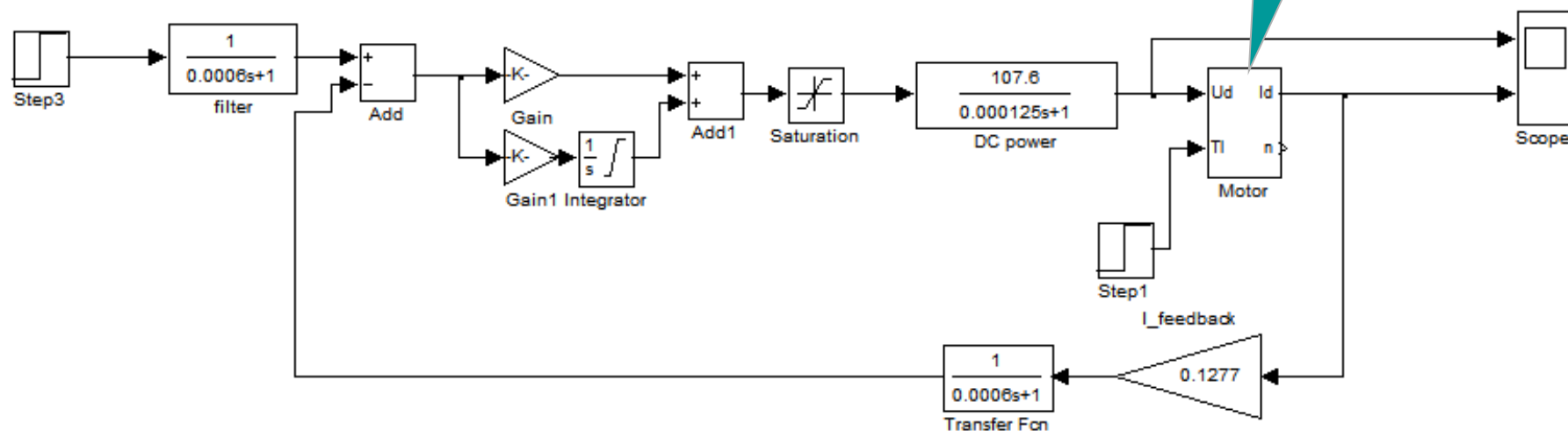
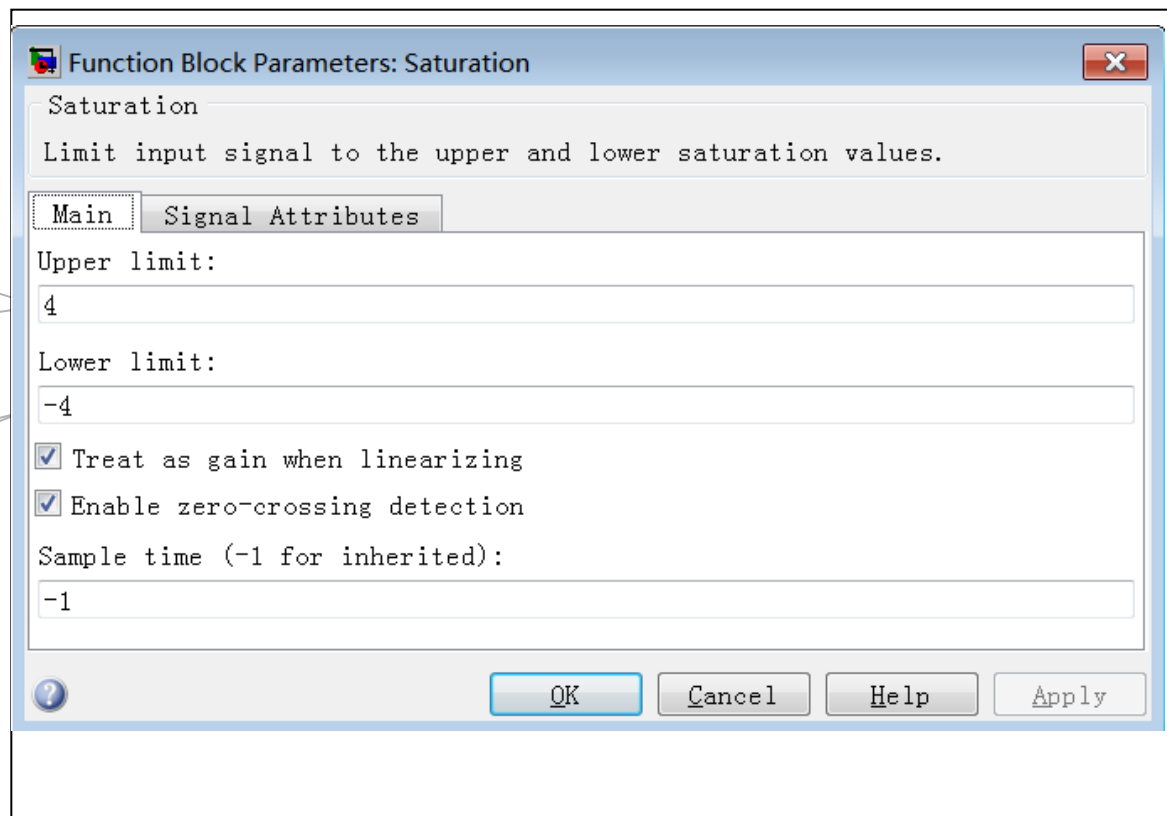


图4-35 电流环的仿真模型

- 电流环仿真:暂不考虑反电动势变化的动态影响,在电流环仿真调试时, 电机拖动反抗性负载,工作在额定负载状态, 电枢电流给定很小, 这样电机不能起动, 避免了转速环对电流环的影响。电流环均无静差。

饱和上界，  
改为4。

饱和下界，  
改为-4。



饱和非线性模块(Saturation)， 图4-36 Saturation模块对话框  
来自于Discontinuities组

## 参考例题4-1设计

$$KT = 0.5$$

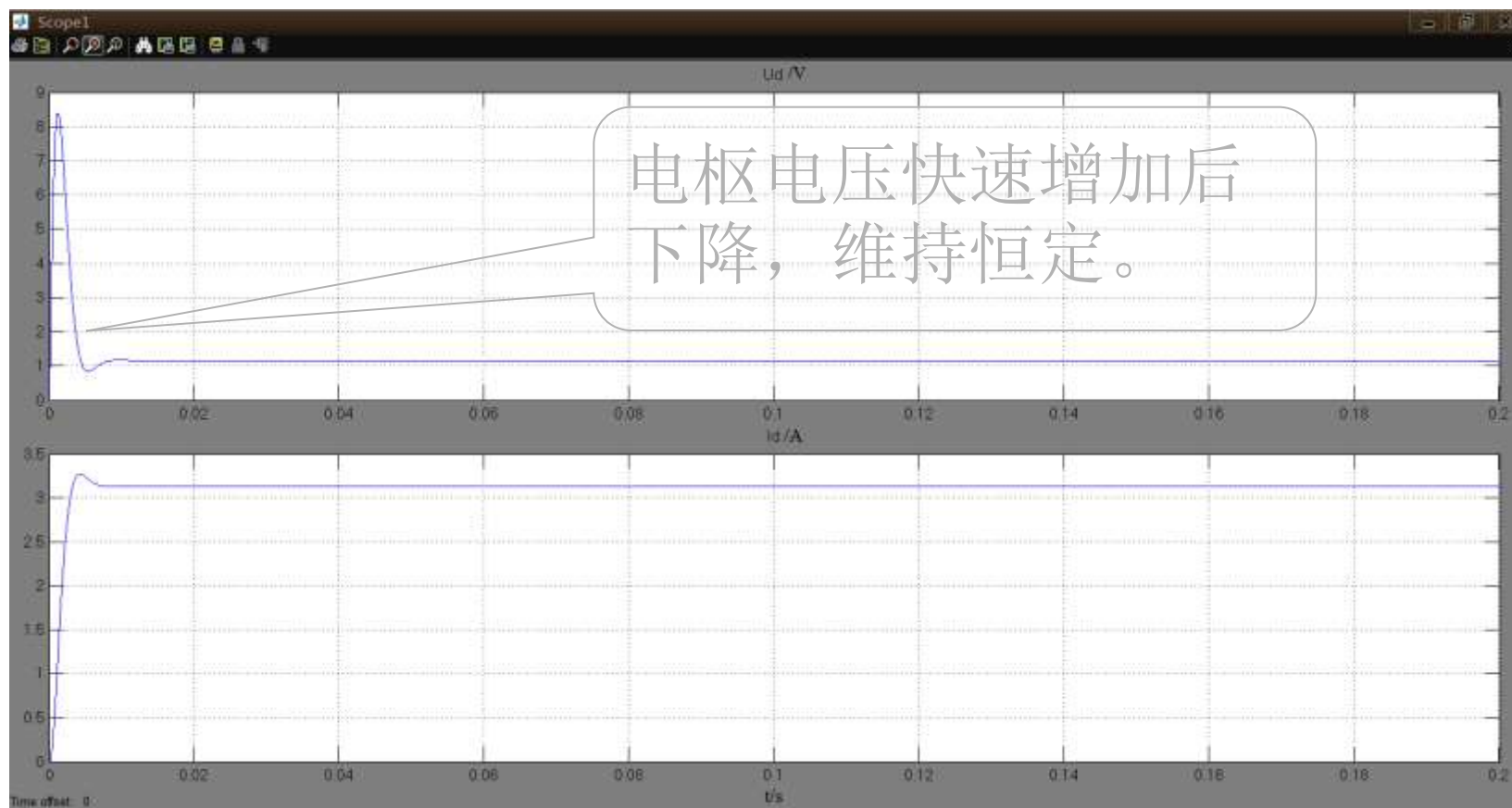


图4-37 电流环的仿真结果



$KT = 0.25$  PI调节器的传递函数为  $0.133 + \frac{9.236}{s}$

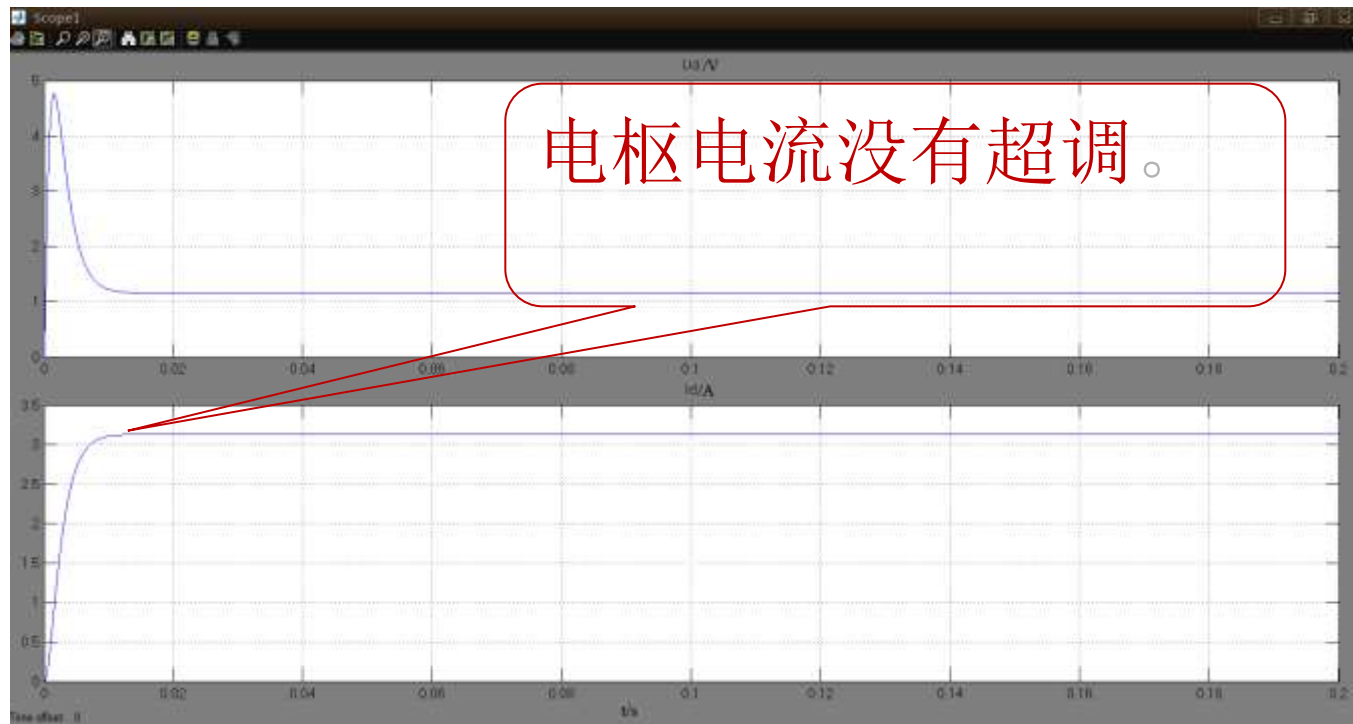


图4-38 无超调的仿真结果

$KT = 1.0$  PI调节器的传递函数为  $0.5319 + \frac{36.94}{s}$

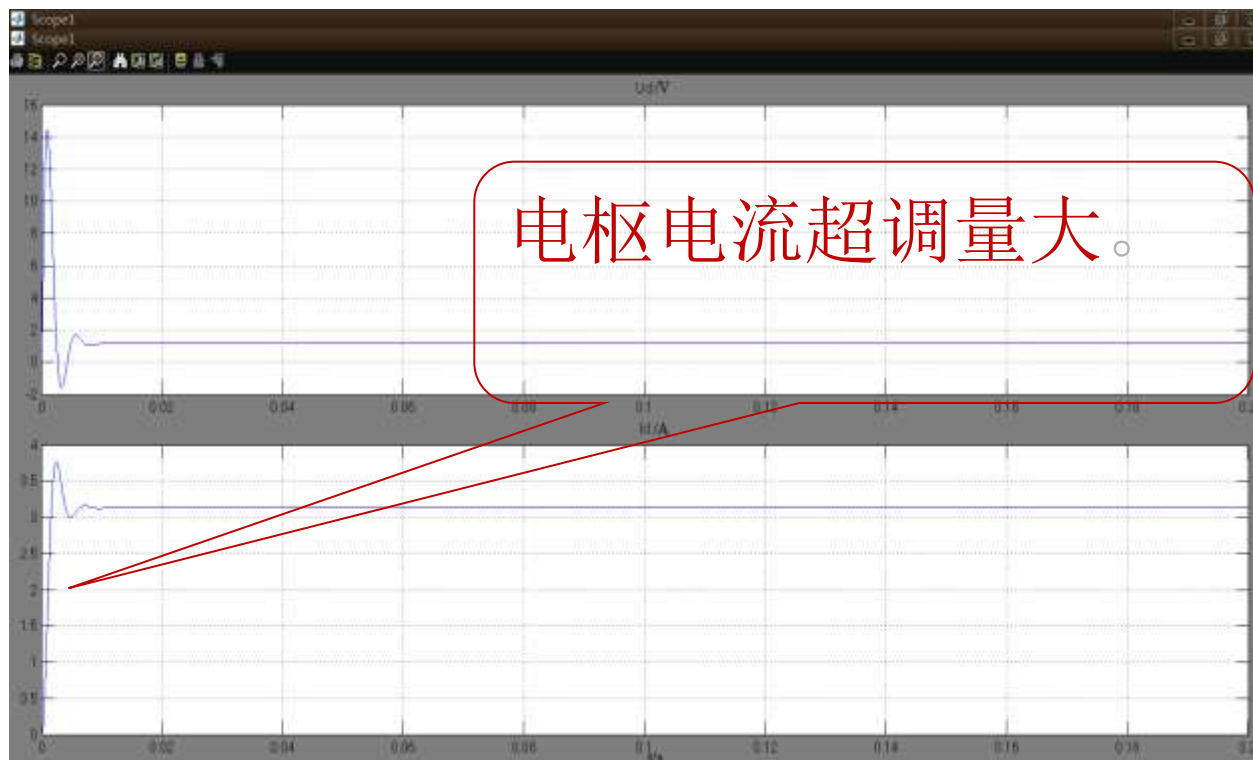


图4-39  
超调量较  
大的仿真  
结果

## 电流环校正成典型II型系统

PI调节器的传递函数为

$$0.319 + \frac{88}{s}$$

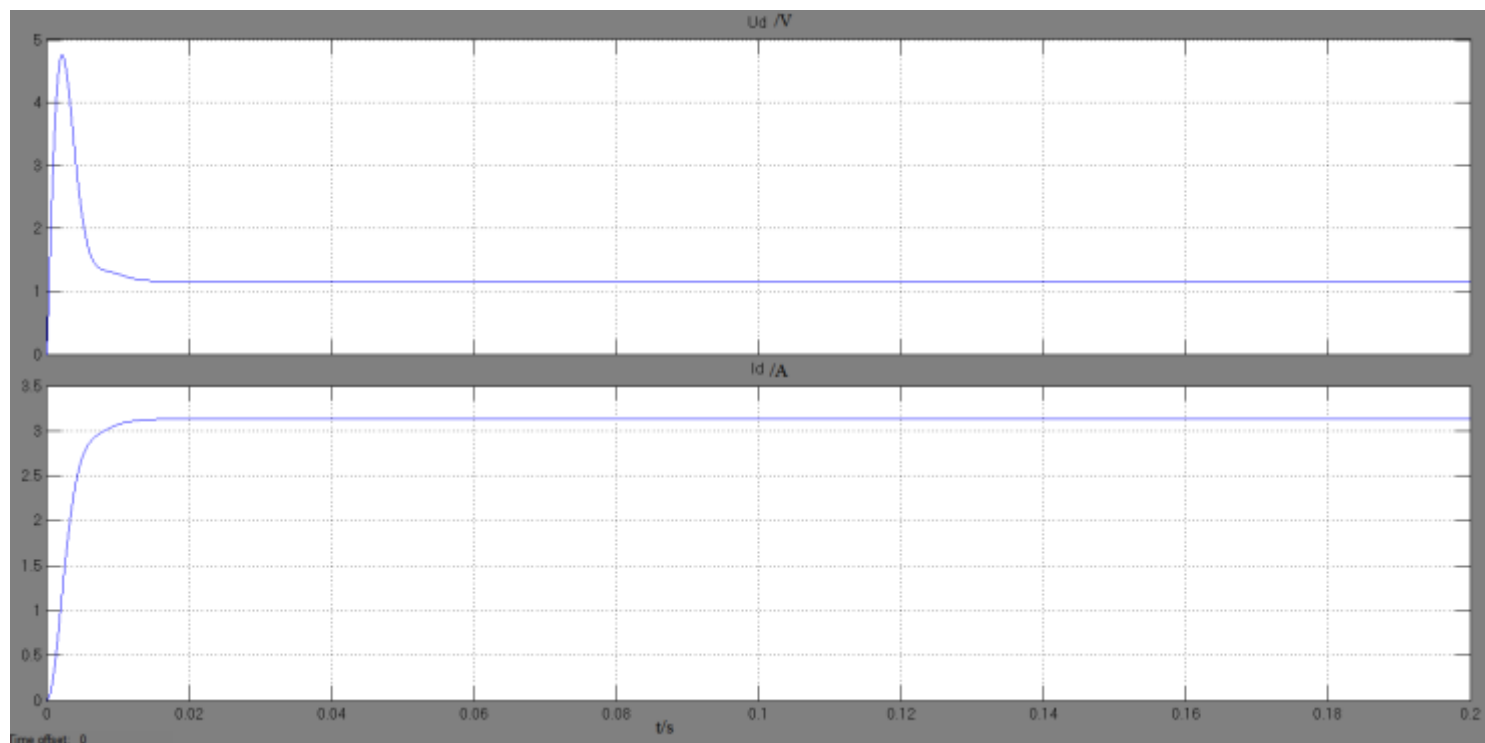
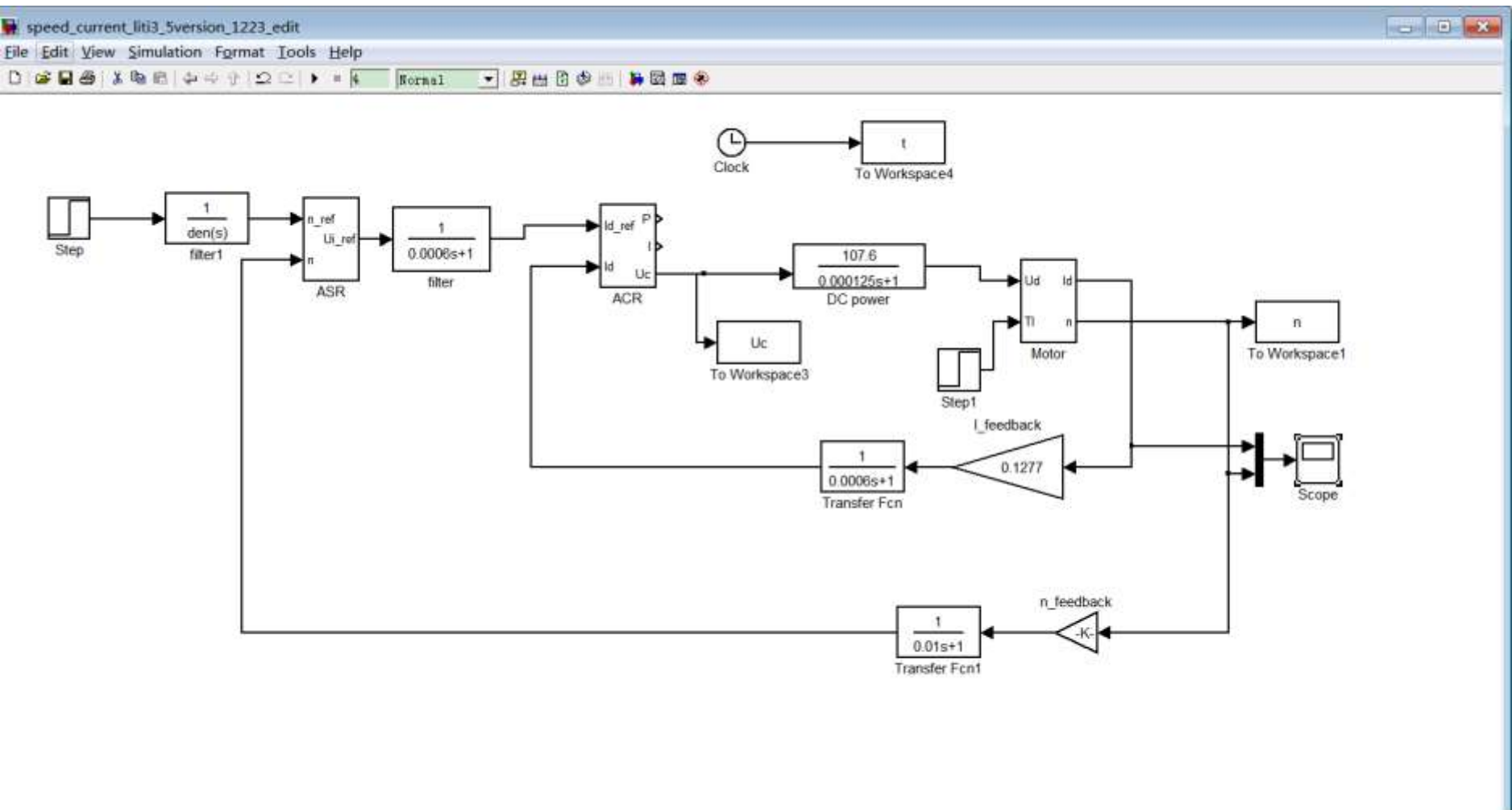


图4-40 电流环校正成典型II型系统

## 2. 转速环的系统仿真



输入量的个数  
设置为2

从Signal Routing组  
中选用了Mux模块  
来把几个输入聚合  
成一个向量输出给  
Scope

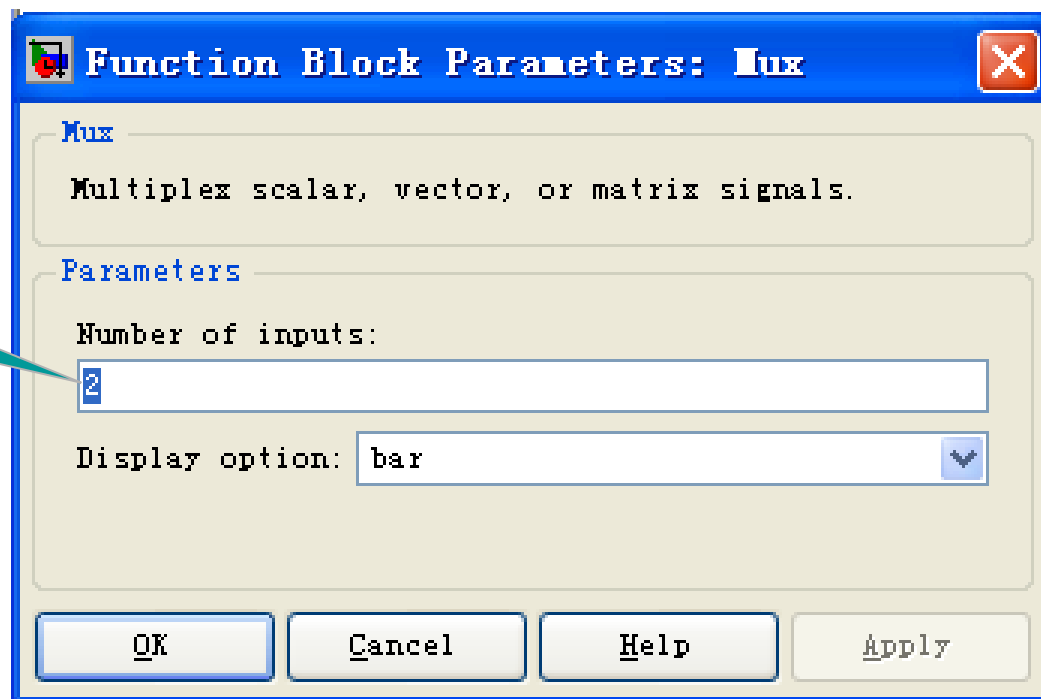


图4-42 聚合模块对话框

ASR调节器传递函数为  $124.686 + \frac{2177.9}{s}$

双击  
阶跃  
输入  
模块  
把阶  
跃值  
设置  
为10

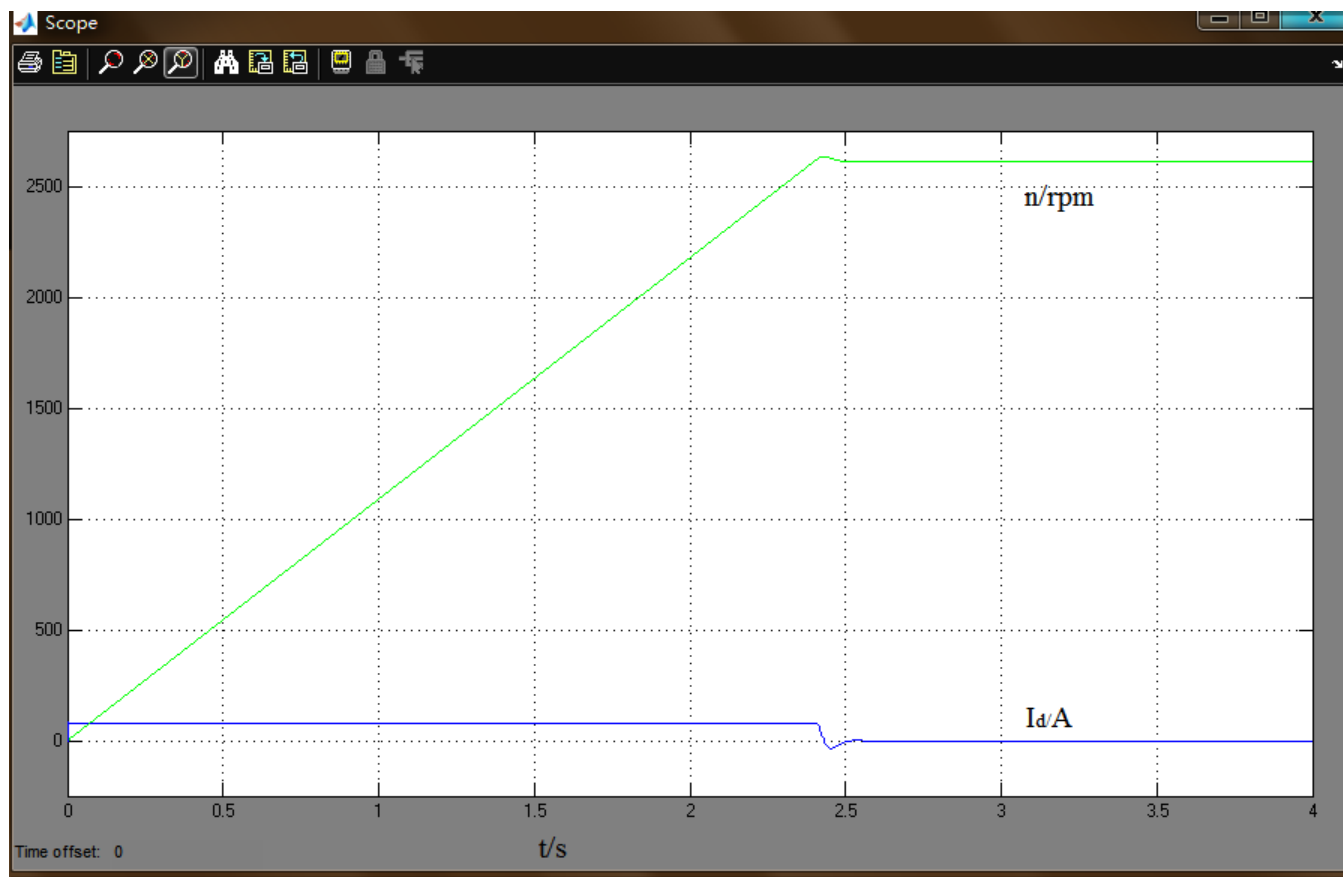


图4-43 转速环空载起动波形图

把负载电流设置为52.5，满载启动，

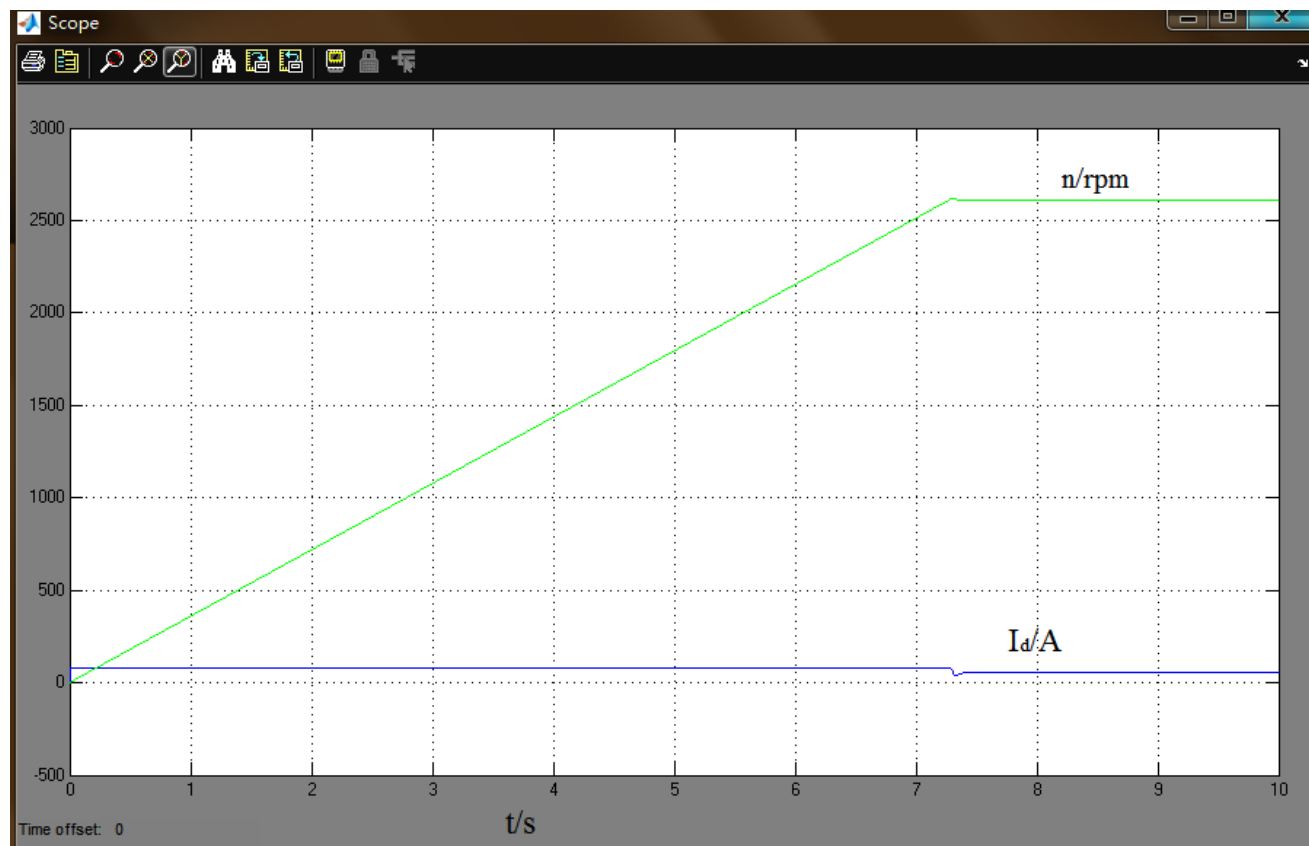


图3-35 转速环满载高速启动波形图

•转速环抗  
扰过程进  
行仿真，  
它是在负  
载电流 $I_{dL}(s)$   
的输入端  
加上负载  
电流，

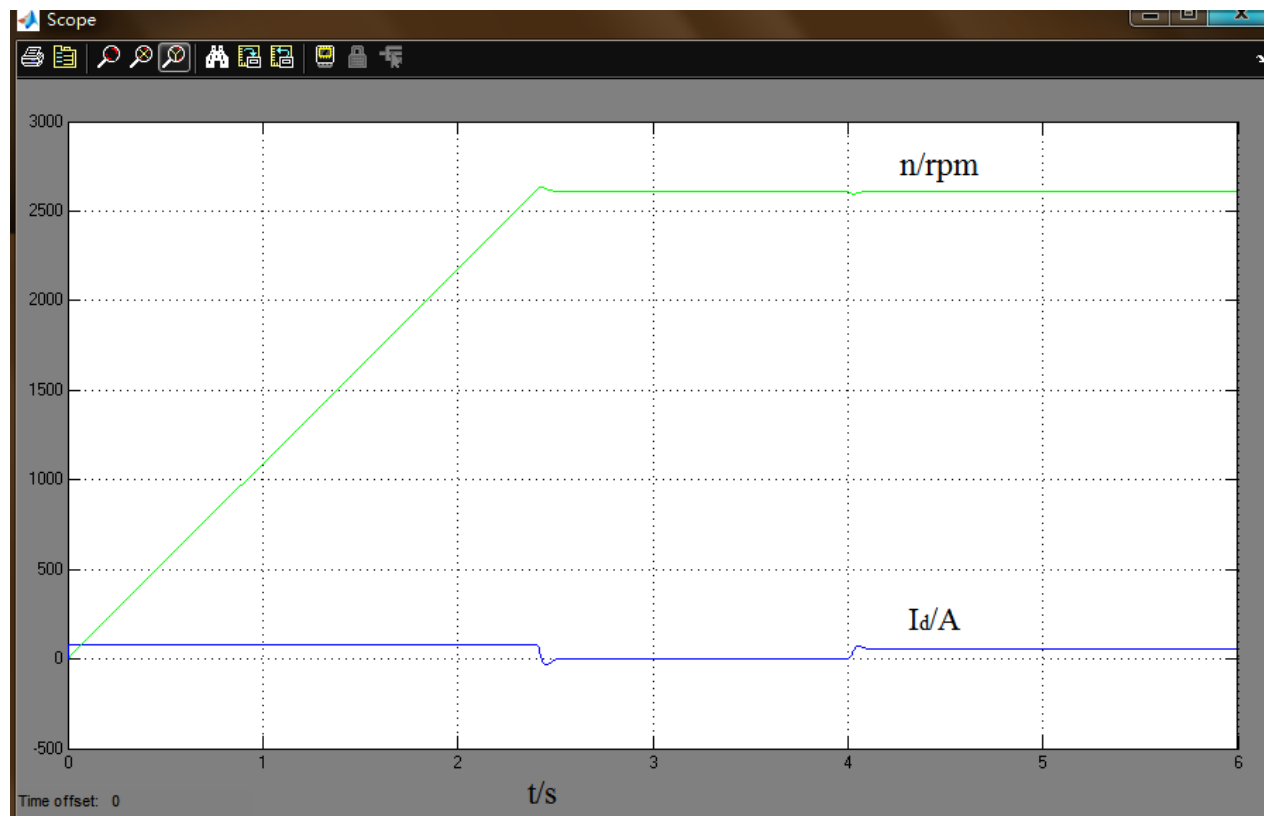


图4-45 转速环的抗扰波形图



- 
- 在工程设计时，首先根据典型I型系统或典型II型系统的方法计算调节器参数，
  - 然后利用MATLAB下的SIMULINK软件进行仿真，
  - 灵活修正调节器参数，直至得到满意的结果。
-