



第4章 转速、电流双闭环控制的 直流调速系统

- 一. 双闭环控制直流调速系统的组成及其静特性
- 二. 双闭环控制直流调速系统的数学模型与动态过程分析
- 三. 双闭环控制直流调速系统的设计
- 四. 双闭环控制直流调速系统的弱磁控制
- 五. 双闭环控制直流调速系统的仿真



一. 双闭环控制直流调速系统的组成及其静特性

本节学习要点：

- ① 掌握转速、电流双闭环控制直流调速系统的
组成与静特性
- ② 掌握稳态结构图与参数计算方法

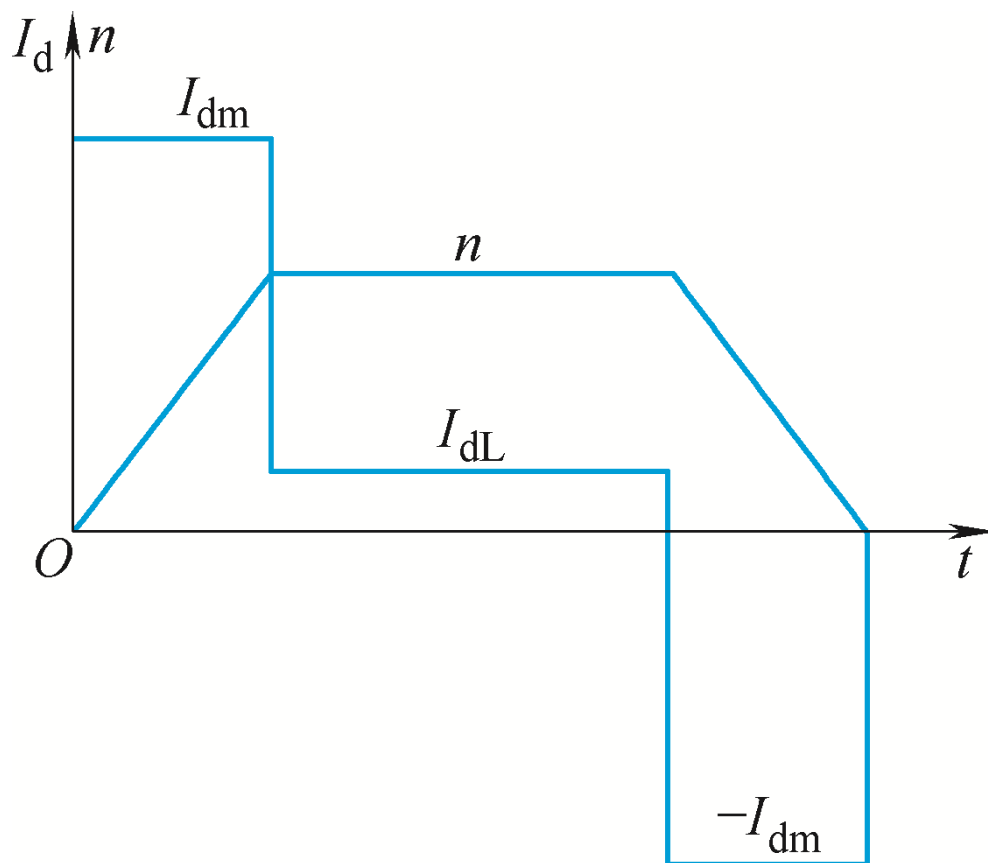


1、转速、电流闭环控制直流调速系统的组成及其静特性

□ 理想控制性能：

- 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。
- 在起动（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。

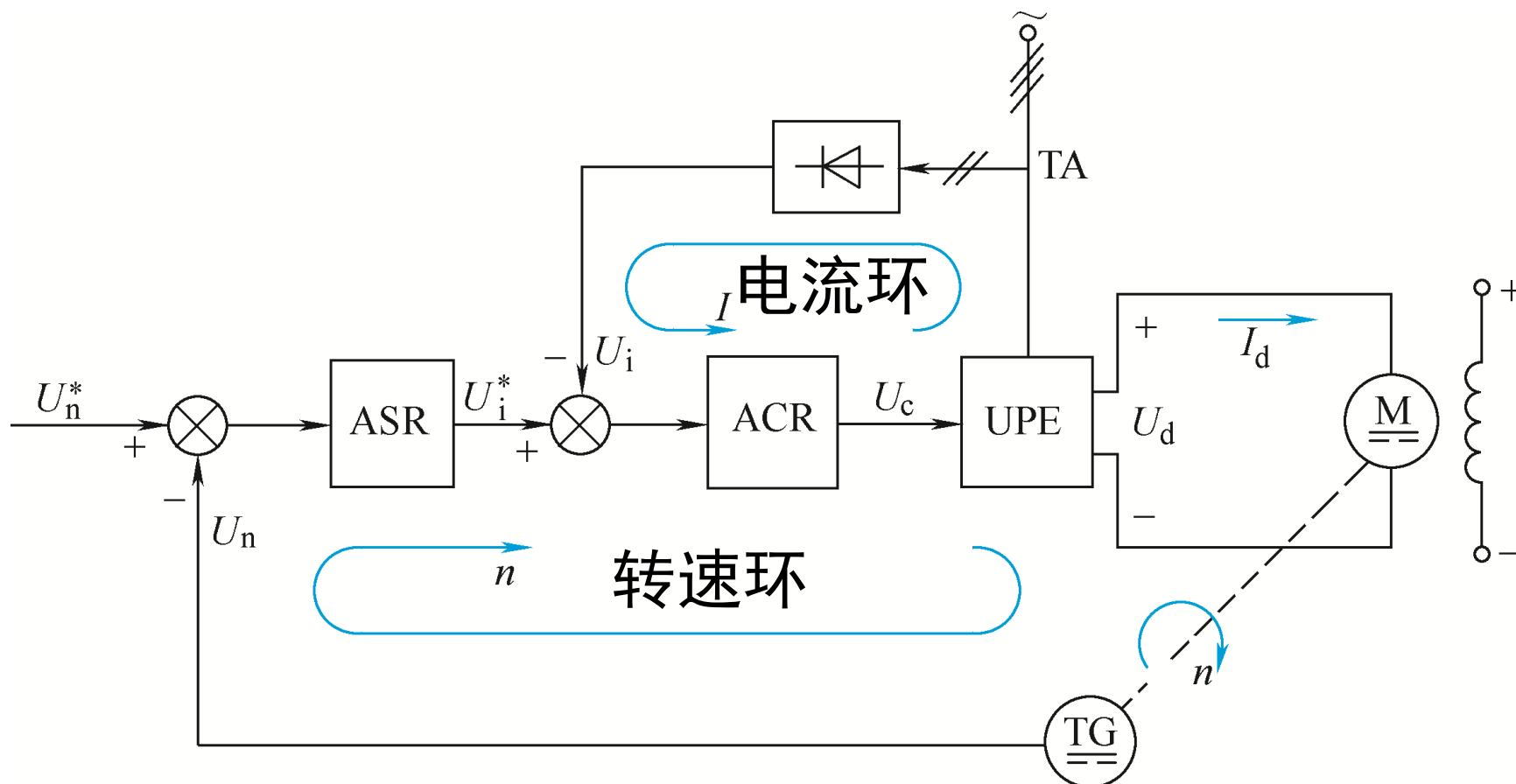
时间最优的理想过渡过程



起动（制动）电流呈矩形波，转速按**线性增长**（减小）。这是在最大电流（转矩）受限制时调速系统所能获得的最快的起动（制动）过程。



- 在起动过程中只有电流负反馈，没有转速负反馈；在达到稳态转速后，又希望只要转速负反馈，不再让电流负反馈发挥作用。
- 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。
- 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）。



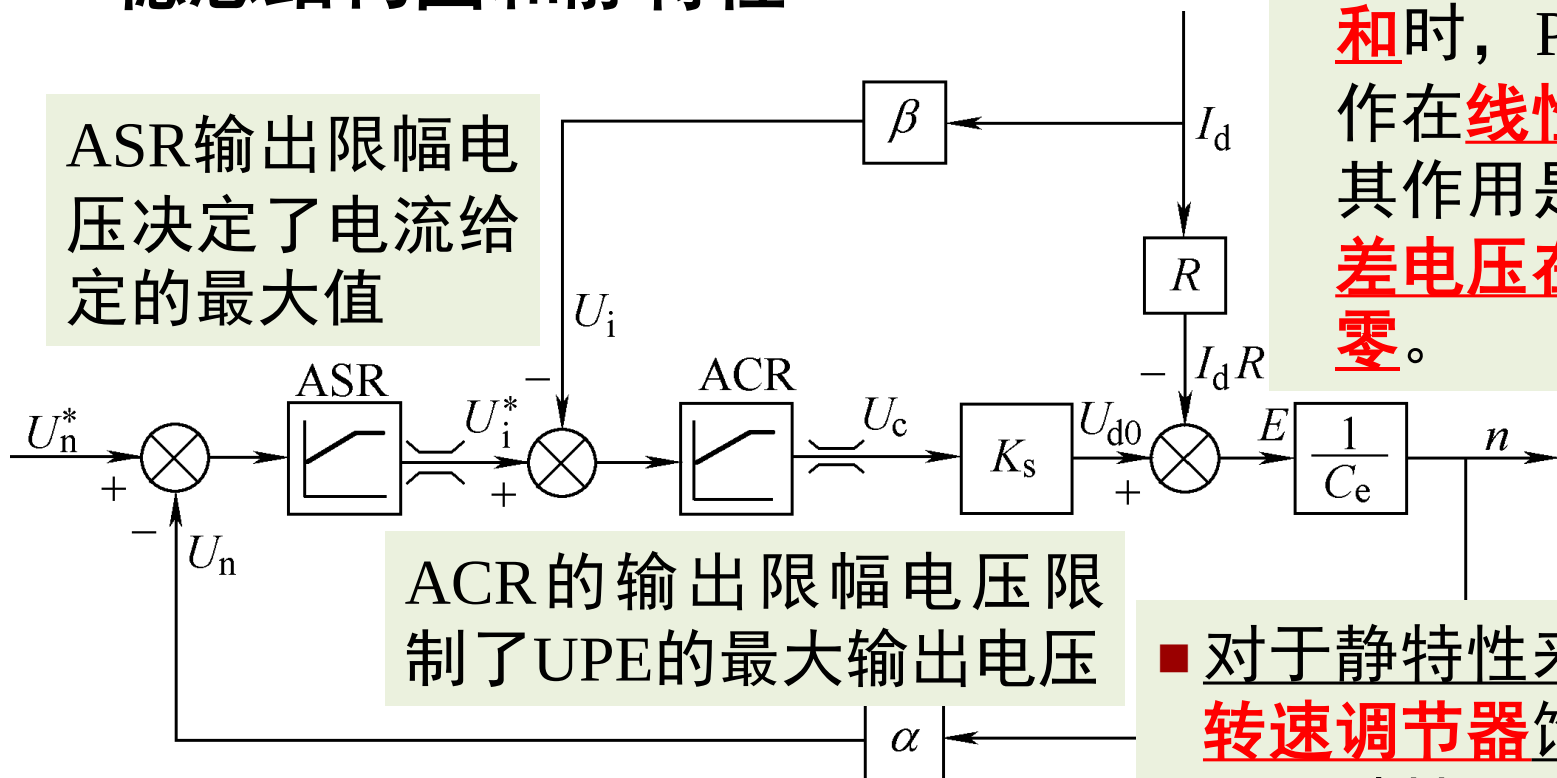
转速、电流反馈控制直流调速系统 **原理图**

ASR——转速调节器 ACR——电流调节器

TG——测速发电机

2、稳态结构图与参数计算

稳态结构图和静特性



双闭环直流调速系统的稳态结构图
 α —转速反馈系数 β —电流反馈系数

■ 当ASR 调节器饱和时，输出达到限幅值，输入量的变化不影响输出。

■ 当ASR 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。

■ 对于静特性来说，只有转速调节器饱和与不饱和两种情况，电流调节器不进入饱和状态。



(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。

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

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

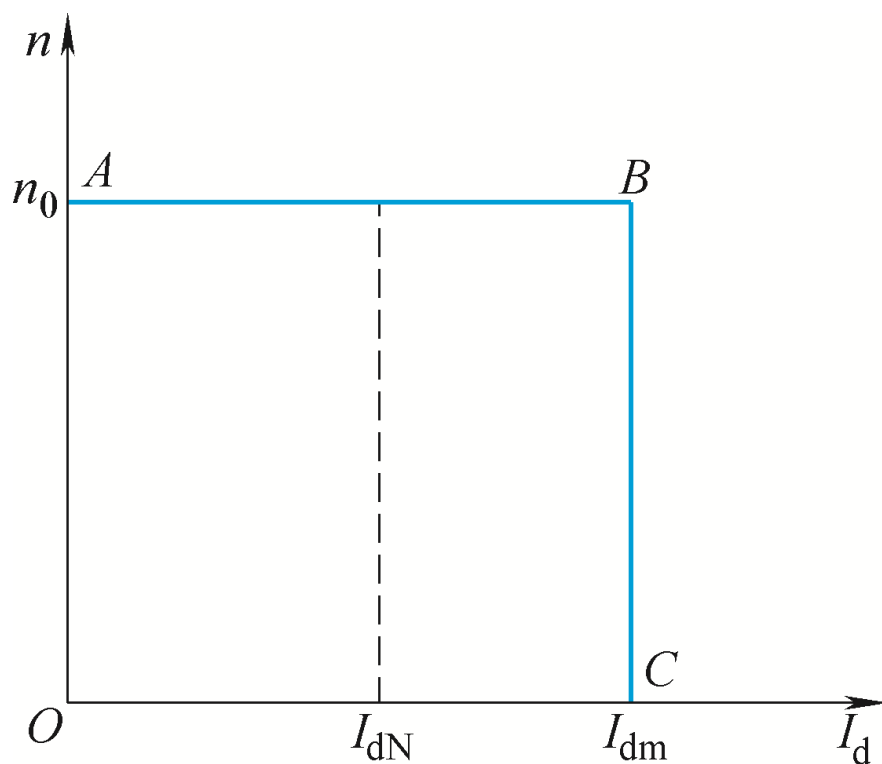


$$n = \frac{U_n^*}{\alpha} = n_0 \quad I_d < I_{dm}$$

(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

$$I_d = \frac{U_{im}^*}{\beta} = I_{dm}$$



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, $I_d = I_{dm}$, $n < n_0$ 。

- ✓ 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

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

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

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

- ✓ 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 $\alpha = \frac{U_{nm}^*}{n_{\max}}$

电流反馈系数 $\beta = \frac{U_{im}^*}{I_{dm}}$

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



第4章 转速、电流双闭环控制的直流调速系统

- 一. 双闭环控制直流调速系统的组成及其静特性
- 二. 双闭环控制直流调速系统的数学模型与动态过程分析
- 三. 双闭环控制直流调速系统的设计
- 四. 双闭环控制直流调速系统的弱磁控制
- 五. 双闭环控制直流调速系统的仿真

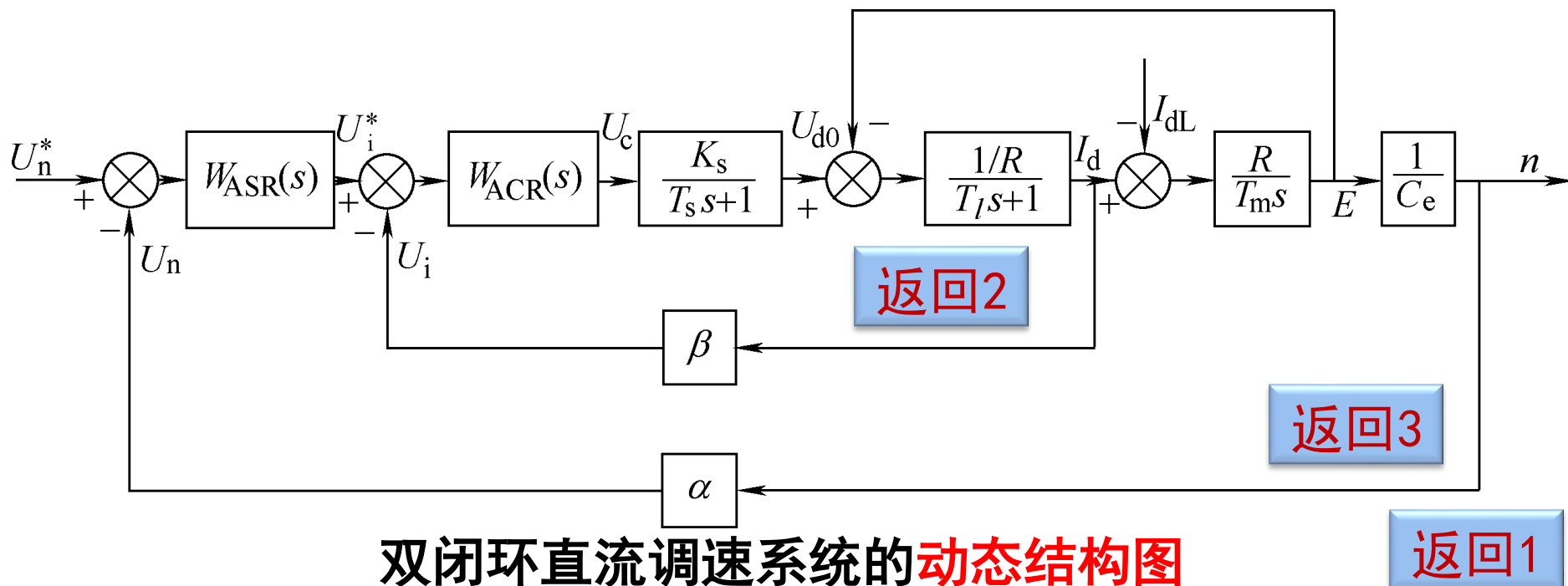


二. 双闭环控制直流调速系统的数学模型与动态过程分析

本节学习要点：

- ① 掌握转速、电流双闭环控制直流调速系统的
动态数学模型
- ② 掌握转速、电流双闭环控制直流调速系统的
动态过程分析
- ③ 理解转速、电流调节器在双闭环控制直流调速系统中的作用

1、转速、电流双闭环控制直流调速系统的动态数学模型



- 对调速系统而言，被控制对象是转速。
- 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目标。

2、转速、电流双闭环控制直流调速系统的动态过程分析

❏ 起动过程分析

第I阶段：电流上升阶段 ($0 \sim t_1$)

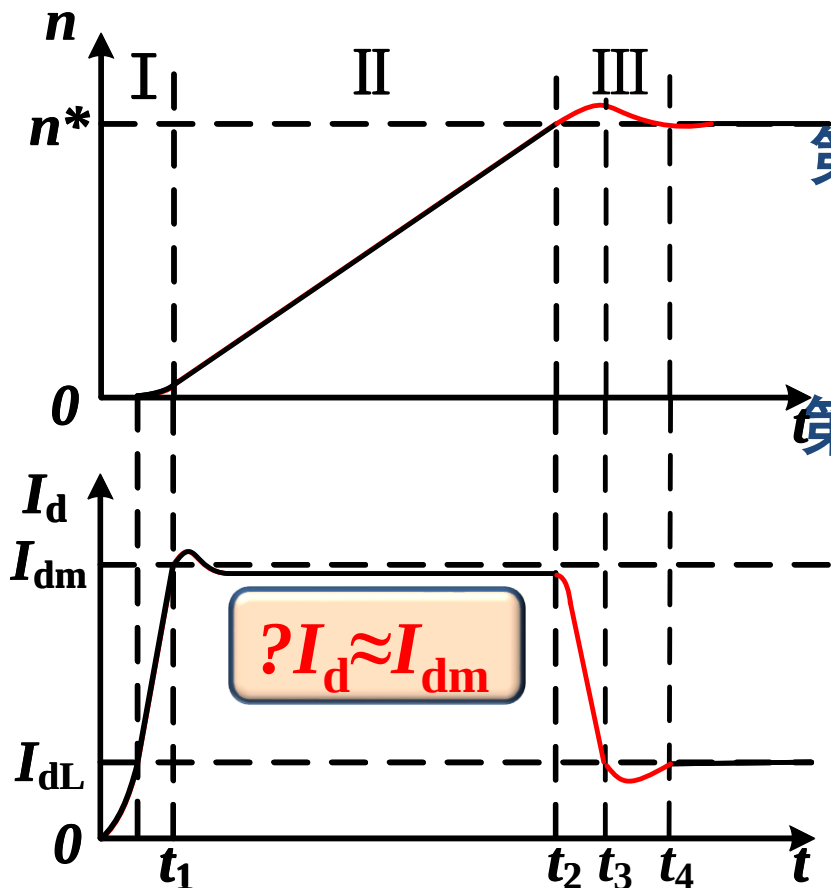
电流从0到达最大允许值 I_{dm}

第II阶段：恒流升速阶段 ($t_1 \sim t_2$)

I_d 近似保持在 I_{dm} , 电动机加速到了给定值 n^* 。

第III阶段：转速调节阶段 ($> t_2$)

起始时刻是 n 上升到了给定值 n^* 。

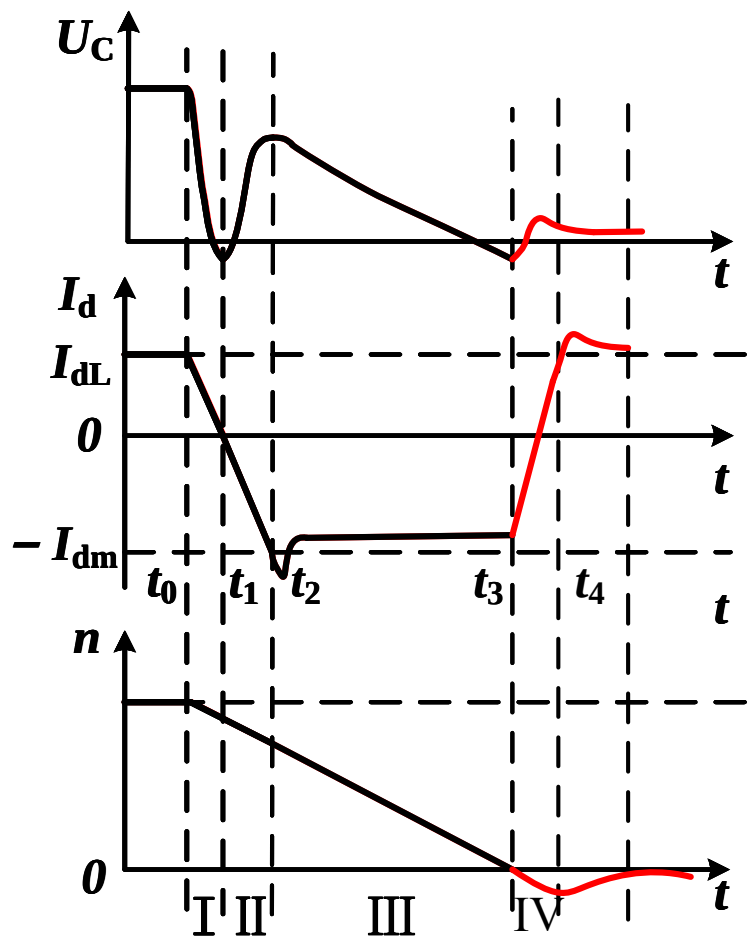


3/1 启动 **转速** 和 **电流** 波形

起动过程的三个特点:

- (1) 饱和非线性控制
- (2) 转速超调
- (3) 准时间最优控制

制动过程分析



制动转速和电流波形

第I阶段：正向电枢电流衰减 ($t_0 \sim t_1$)

电枢电流从 I_{dL} 下降到0

第II阶段：反向电枢电流建立 ($t_1 \sim t_2$)

I_d 从0反向增加大 $-I_{dm}$ 。

第III阶段：恒流制动阶段 ($t_2 \sim t_3$)

转速开环，恒流 $-I_{dm}$ 制动

第IV阶段：转速调节阶段 ($t_3 \sim t_4$)

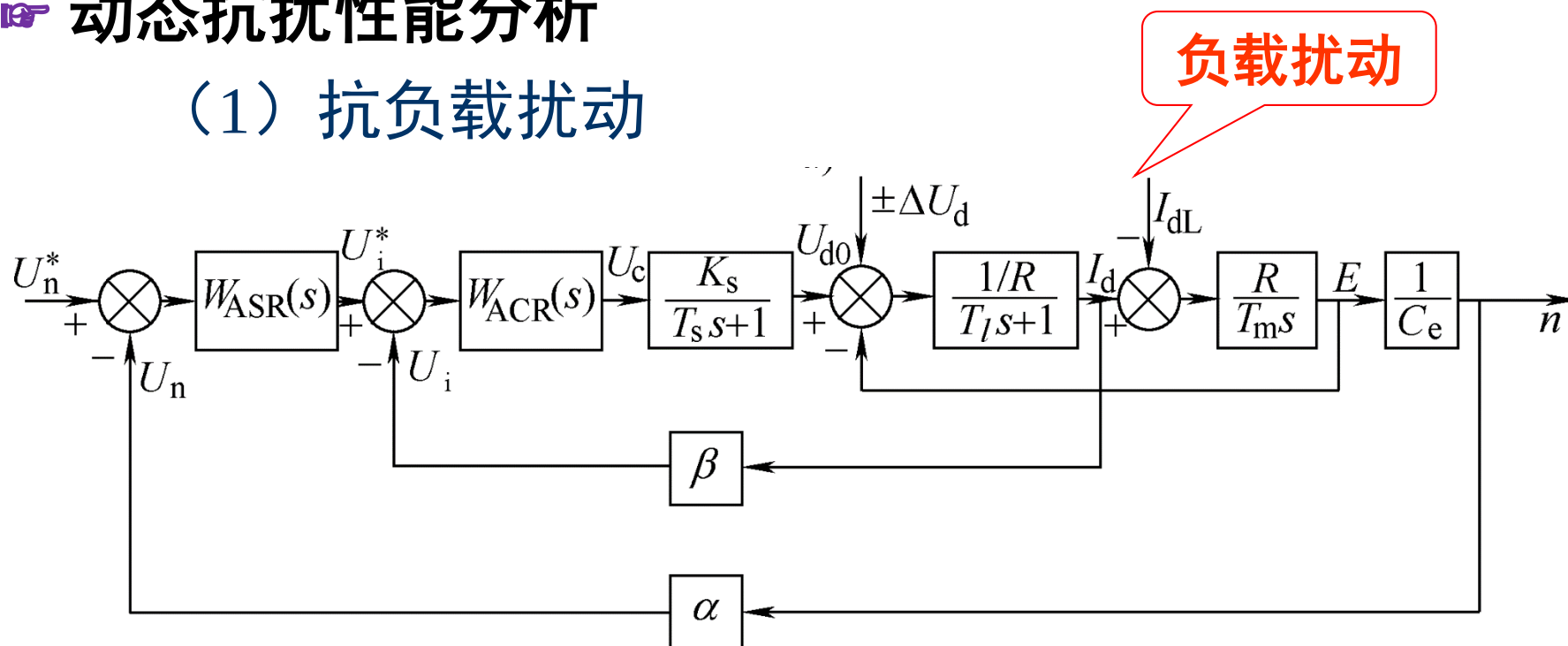
转速降到0，继续反转调节

制动过程的三个特点：

- (1) 饱和非线性控制
- (2) 转速超调
- (3) 准时间最优控制

动态抗扰性能分析

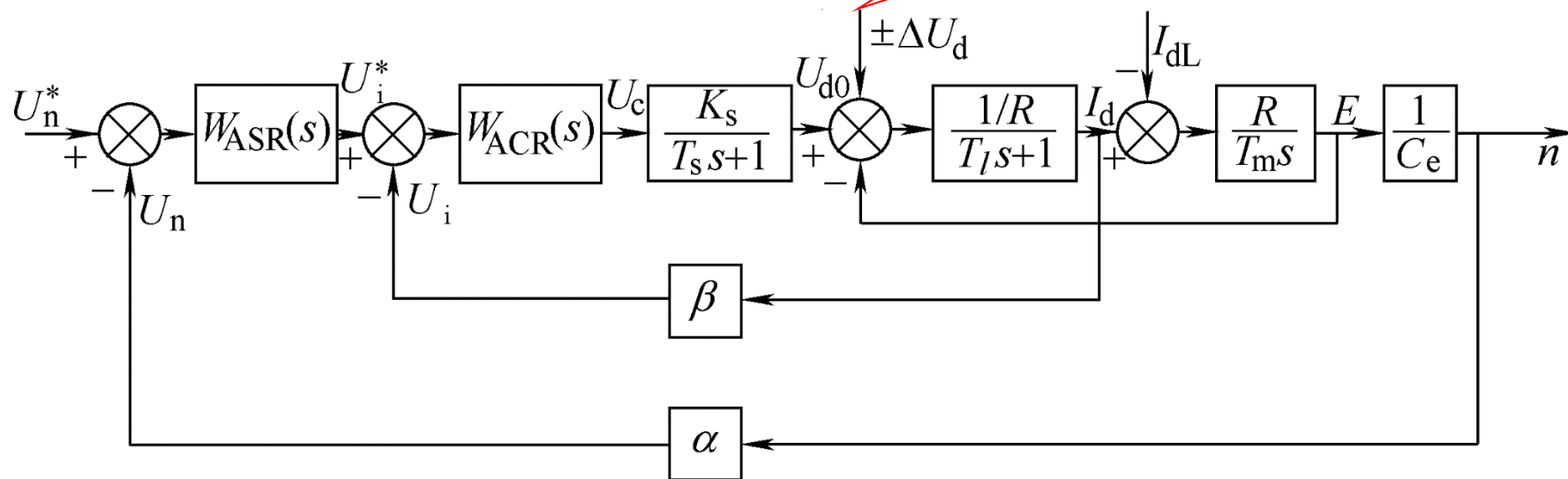
(1) 抗负载扰动



- 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。

动态抗扰性能分析

(1) 抗电网电压扰动



- 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。



3、转速、电流调节器在双闭环控制直流调速系统的作用

✎ 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。

✎ 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。



第4章 转速、电流双闭环控制的 直流调速系统

- 一. 双闭环控制直流调速系统的组成及其静特性
- 二. 双闭环控制直流调速系统的数学模型与动态过程分析
- 三. 双闭环控制直流调速系统的设计
- 四. 双闭环控制直流调速系统的弱磁控制
- 五. 双闭环控制直流调速系统的仿真



三. 双闭环控制直流调速系统的设计

本节学习要点：

- ① 回顾控制系统的动态性能指标定义与意义
- ② 掌握典型I型和II型系统调节器的工程设计方法
- ③ 掌握控制对象的工程近似处理方法
- ④ 熟练掌握按工程设计法设计直流电机双环控制器参数步骤和方法



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
性能指标

时域
指标

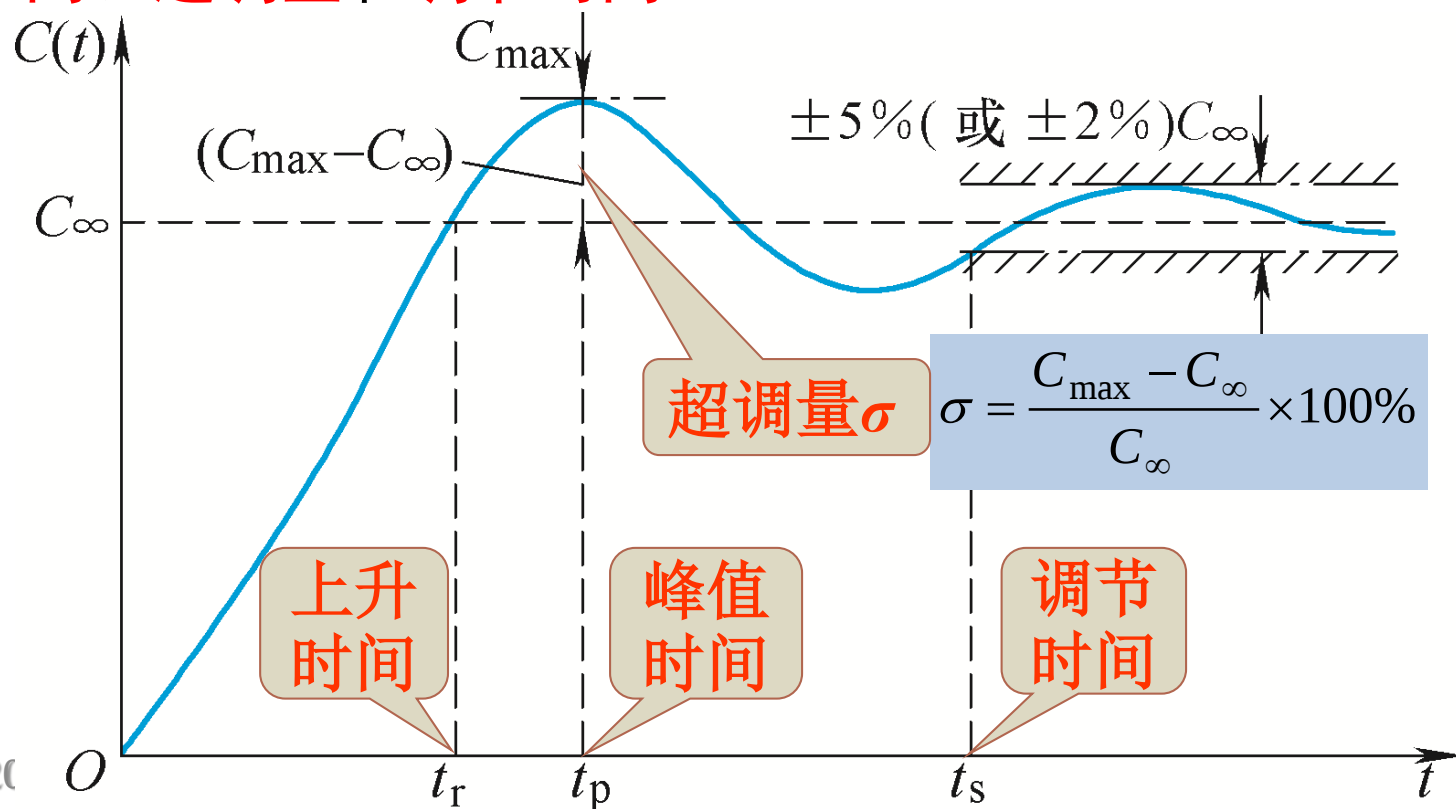
稳态静态性能指标（稳态误差）、
动态跟踪性能指标、动态抗扰性能指标

频域
指标

波特图（稳定性和稳定裕度、闭环
带宽）

动态跟随性能指标

方法：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。



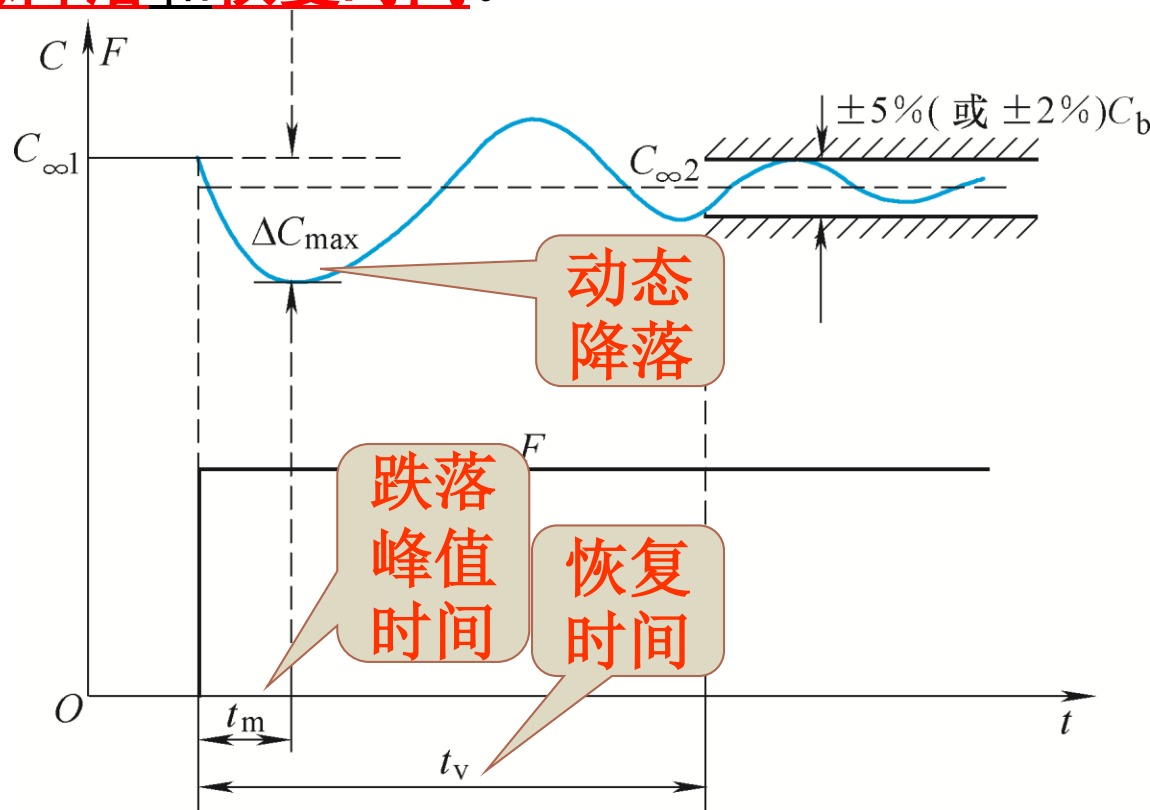
动态抗扰性能指标

方法：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。

动态降落的百分数表示：

$$\frac{\Delta C_{\max}}{C_{\infty 1}} \times 100\%$$

初始稳态值



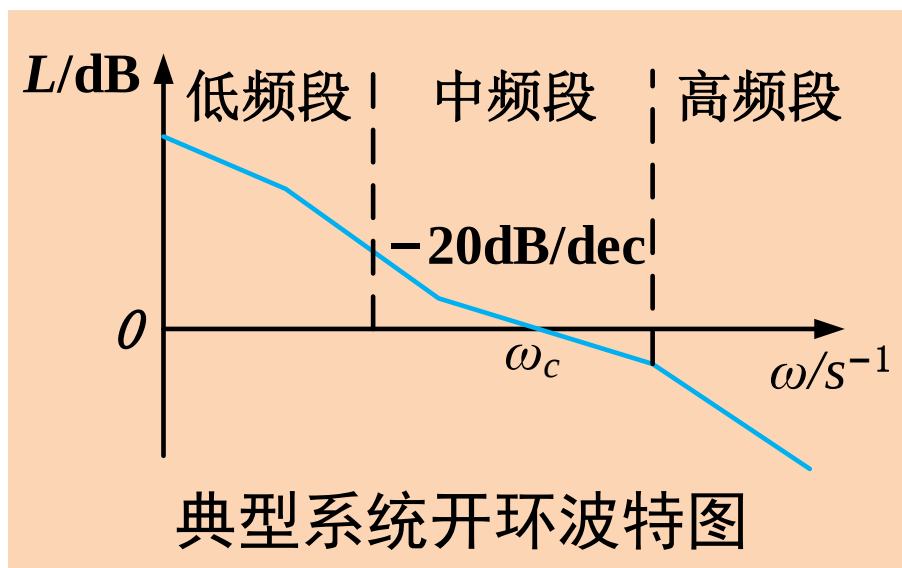
频域性能指标和伯德图

衡量最小相位系统稳定裕度指标：

- ✓ 相角/相位裕度 (PM) $\gamma = 30^\circ \sim 60^\circ$
- ✓ 增益/幅值裕度 (GM) $GM > 6\text{dB}$

反映系统性能的伯德图特征：

- ① **中频段**以 -20dB/dec 的斜率穿越 0dB 线；
- ② **截止频率**（剪切频率）越高，系统快速性**越好**。



- ③ **低频段**的斜率陡、增益高，系统的**稳态精度好**。
- ④ **高频段**衰减的越快，系统抗高频噪声干扰的能力越强。



2、调节器的工程设计方法

✎ 工程设计的原则与基本思路：

- (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

- 控制系统的开环传递函数都可以表示成（零极点形式）

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

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。



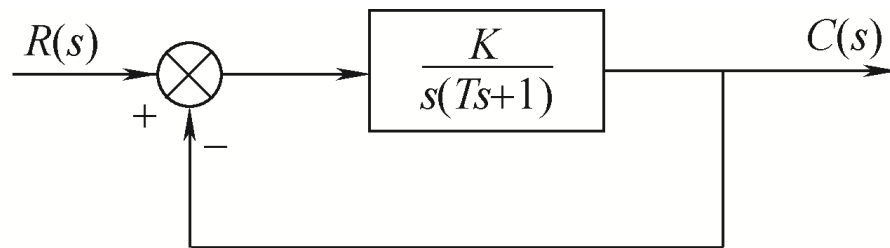
① 典型I型系统

- 典型的I型系统，其开环传递函数为

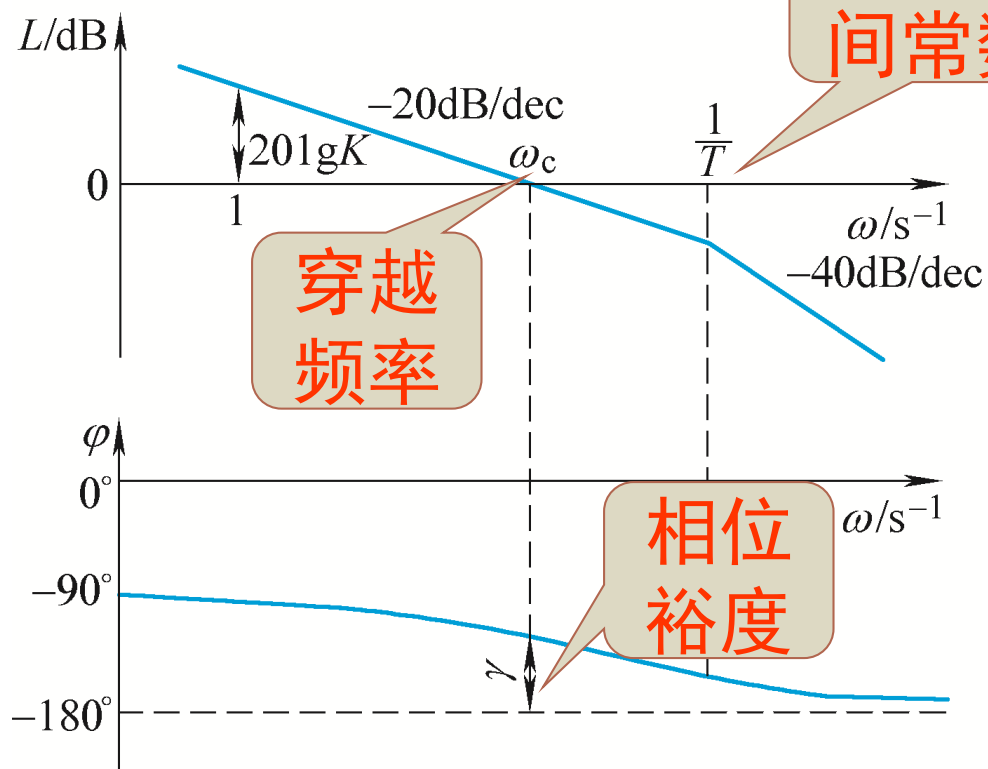
$$W(s) = \frac{K}{s(Ts + 1)}$$

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0dB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)

② 典型II型系统

- 作为典型的II型系统，其开环传递函数选择为

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

- 典型II型系统的时间常数 T 也是控制对象固有的，而待定的参数有两个： K 和 τ 。

- 定义中频宽：
$$h = \frac{\tau}{T} = \frac{\omega_2}{\omega_1}$$

分母中 s^2 项对应的相频特性是 -180° ，后面还要一个时间常数 T ，如果不在分子添加比例微分环节 $(\tau s + 1)$ ，无法保证相频特性在 -180° 以上，也就无法保证系统稳定性。



典型I型系统性能指标与参数的关系

■ 典型I型系统的开环传递函数

幅频特性的幅值为

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

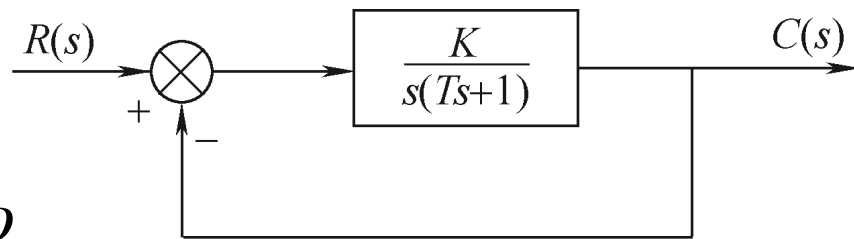
得到 $K = \omega_c$

■ 相角裕度为

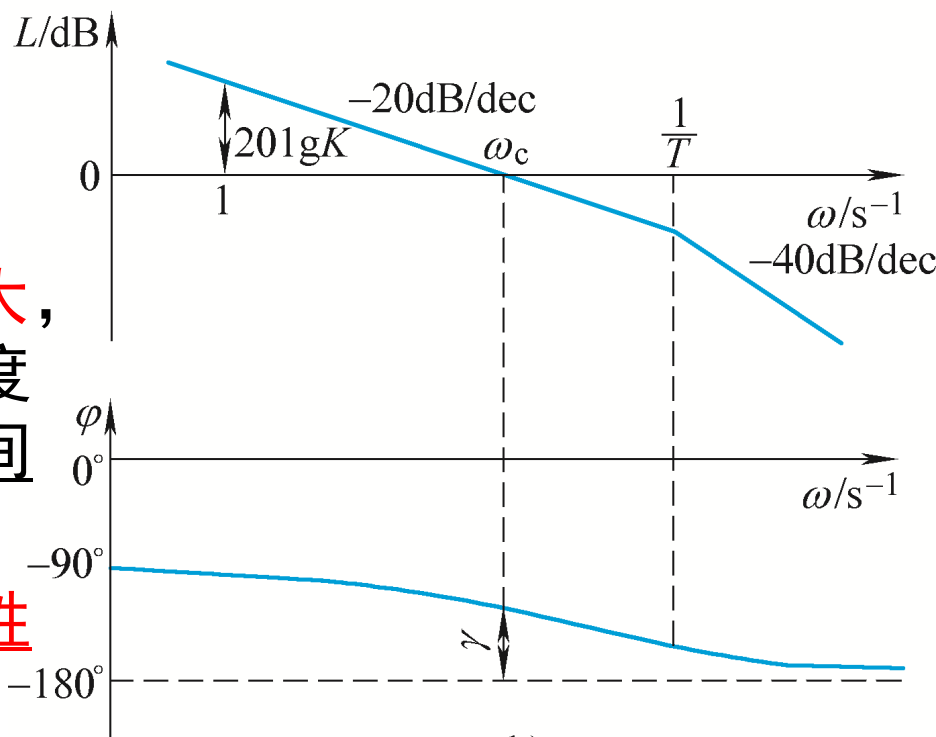
$$\begin{aligned} \gamma &= 180^\circ - 90^\circ - \arctan \omega_c T \\ &= 90^\circ - \arctan \omega_c T > 45^\circ \end{aligned}$$

■ K 值越大，截止频率 ω_c 也越大，系统响应越快，相角稳定裕度 γ 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。



a)



b)

(1) 动态跟随性能指标

- 典型I型系统的**闭环**传递函数为

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

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 $0 < \xi < 1$ 。
- 典型I型系统: $KT < 1 \rightarrow 0.5 < \xi < 1$



(1) 动态跟随性能指标

■ 超调量

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

■ 上升时间

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

■ 峰值时间

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}}$$

■ 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

$$t_s \approx \frac{3}{\xi \omega_n} = 6T$$

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

■ 相角稳定裕度 $\gamma = \arctan \frac{2\xi}{[\sqrt{4\xi^4 + 1} - 2\xi^2]^{\frac{1}{2}}}$



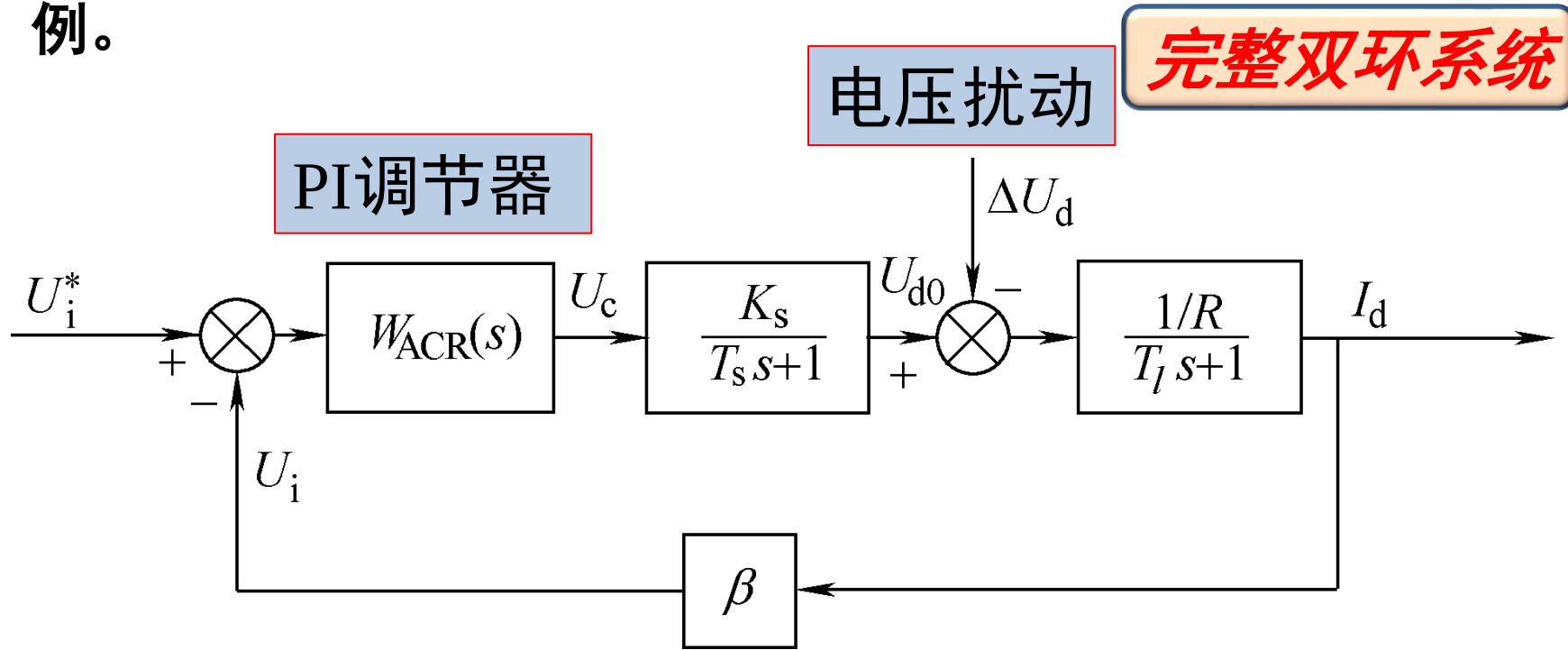
典型I型系统动态跟随性能指标和频域指标与参数的关系

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

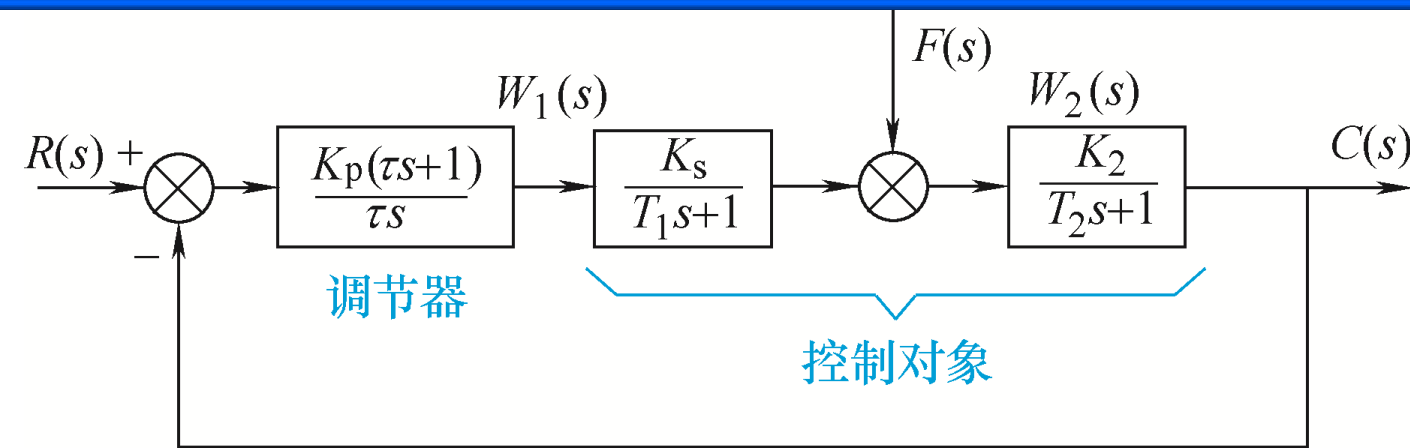
二阶最佳系统

(2) 动态抗扰性能指标

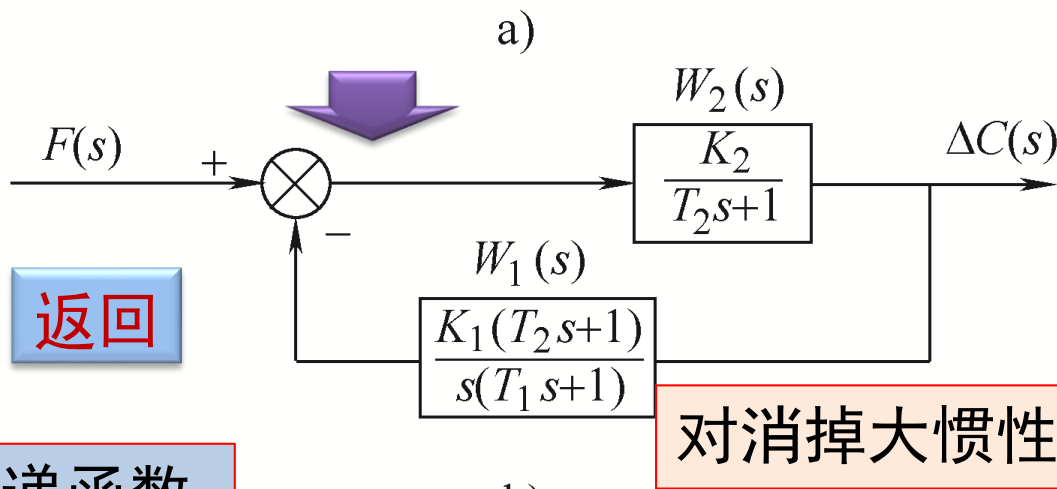
- 典型I型系统已经规定了系统的结构，分析它的抗扰性能指标的关键因素是扰动作用点，某种定量的抗扰性能指标只适用于一种特定的扰动作用点。以分析**电流环的电压扰动**作用为例。



电流环的在电压扰动作用下的动态结构图



$$\begin{cases} K_1 = K_p K_s / \tau \\ K_2 = \beta / R \\ T_1 = T_s \\ T_2 = T_l \\ \tau = T_2 \end{cases}$$



开环传递函数:

$$W(s) = W_1(s)W_2(s) = \frac{K_1(T_2s+1)}{s(T_1s+1)} \frac{K_2}{T_2s+1} = \frac{K_1K_2}{s(T_1s+1)} = \frac{K}{s(Ts+1)}$$

■ 在只讨论抗扰性能时，**令输入变量 $R=0$** ，

■ 将输出量写成 ΔC

$$\begin{aligned} K &= K_1 K_2 \\ T &= T_1 \end{aligned}$$



- 在阶跃扰动下, $F(s) = \frac{F}{s}$, 得到

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

- 在选定 $KT=0.5$ 时,

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

$K = \frac{1}{2T}$

- 阶跃扰动后输出变化量的动态过程函数为

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

式中 $m = \frac{T}{T_2} < 1$ 为控制对象中 小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。



- 在计算抗扰性能指标时，为了方便起见，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，
- 所对应的时间 t_m 用时间常数 T_2 的倍数表示，
- 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。
- 取开环系统输出值作为基准值，即 $C_b = FK_2$ 图4-14b

典型I型系统动态抗扰性能指标与参数的关系

$m = \frac{T_1}{T_2} = \frac{T}{T_2}$	$\frac{1}{5}$	$\frac{1}{10}$	$\frac{1}{20}$	$\frac{1}{30}$
$\frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \times 100\%$	27.8%	12.6%	9.3%	6.5%
t_m / T_2	0.566	0.336	0.19	0.134
t_v / T_2	2.209	1.478	0.741	1.014

典型II型系统性能指标与参数的关系

- 典型II型系统的中频段 -20dB/dec 穿越 0dB 。

$$\frac{1}{\tau} < \omega_c < \frac{1}{T}$$

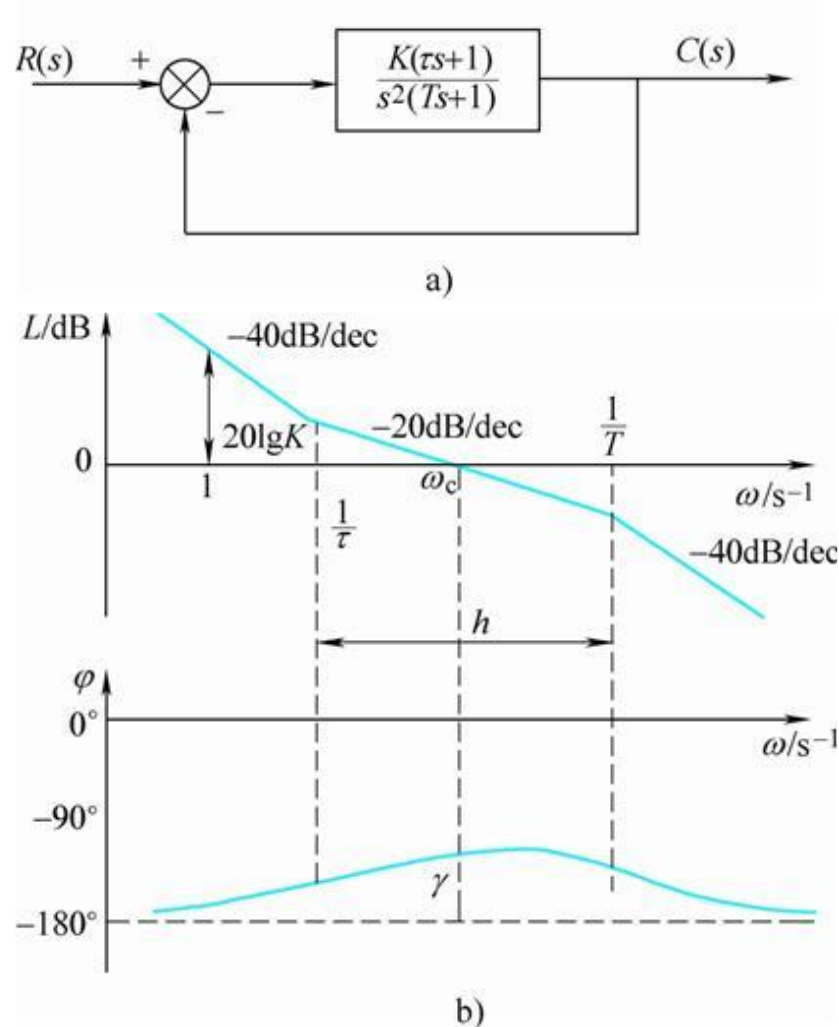
- 相角裕度为

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

τ 比 T 大得越多，系统的稳定裕度就越大。

- 典型II型系统的时间常数 T 也是控制对象固有的，而待定的参数有两个： K 和 τ 。

- 定义中频宽： $h = \frac{\tau}{T} = \frac{\omega_2}{\omega_1}$



■ 开关传递函数幅频特性关系

$$20\lg K = 40(\lg \omega_1 - \lg 1) + 20(\lg \omega_c - \lg \omega_1) = 20\lg \omega_1 \omega_c$$

得: $K = \omega_1 \omega_c$

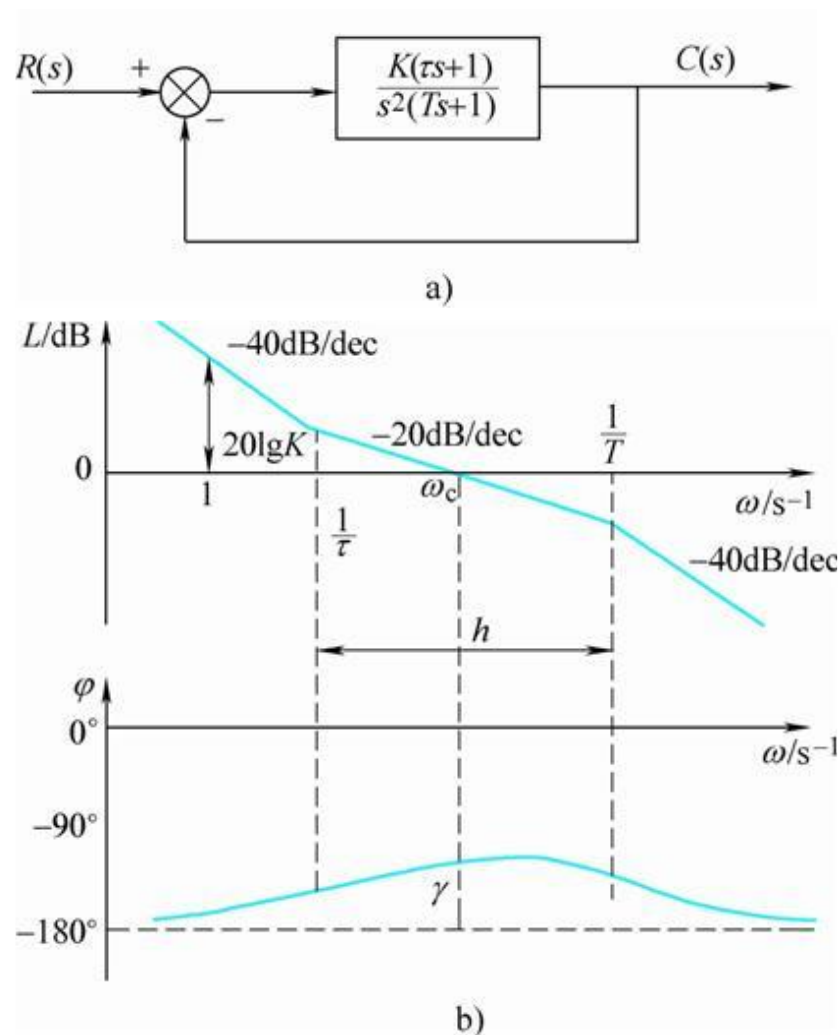
■ 采用“振荡指标法”中的闭环幅频特性峰值 M_r 最小准则，可以找到和两个参数之间的一种最佳配合“最佳频比”：

$$\omega_c = \frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2) = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{\tau} + \frac{1}{T}\right)$$

$$\frac{\omega_2}{\omega_c} = \frac{2h}{h+1}, \frac{\omega_c}{\omega_1} = \frac{h+1}{2}$$

■ 对应的最小闭环幅频特性峰值：

$$M_r = \frac{h+1}{h-1}$$



不同 h 值时的 M_{rmin} 值及最佳频比

h	3	4	5	6	7	8	9	10
M_{rmin}	2	1.67	1.5	1.4	1.33	1.29	1.25	1.22
ω_2 / ω_c	1.5	1.6	1.67	1.71	1.75	1.78	1.8	1.82
ω_c / ω_1	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0	4.5	5.0	5.5

■ 在确定了 h 之后，可求得

$$\tau = hT$$

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



(1) 动态跟随性能指标

- 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

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

- 系统的闭环传递函数

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

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

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



典型II型系统阶跃输入跟随性能指标 (按 M_{rmin} 准则确定参数关系)

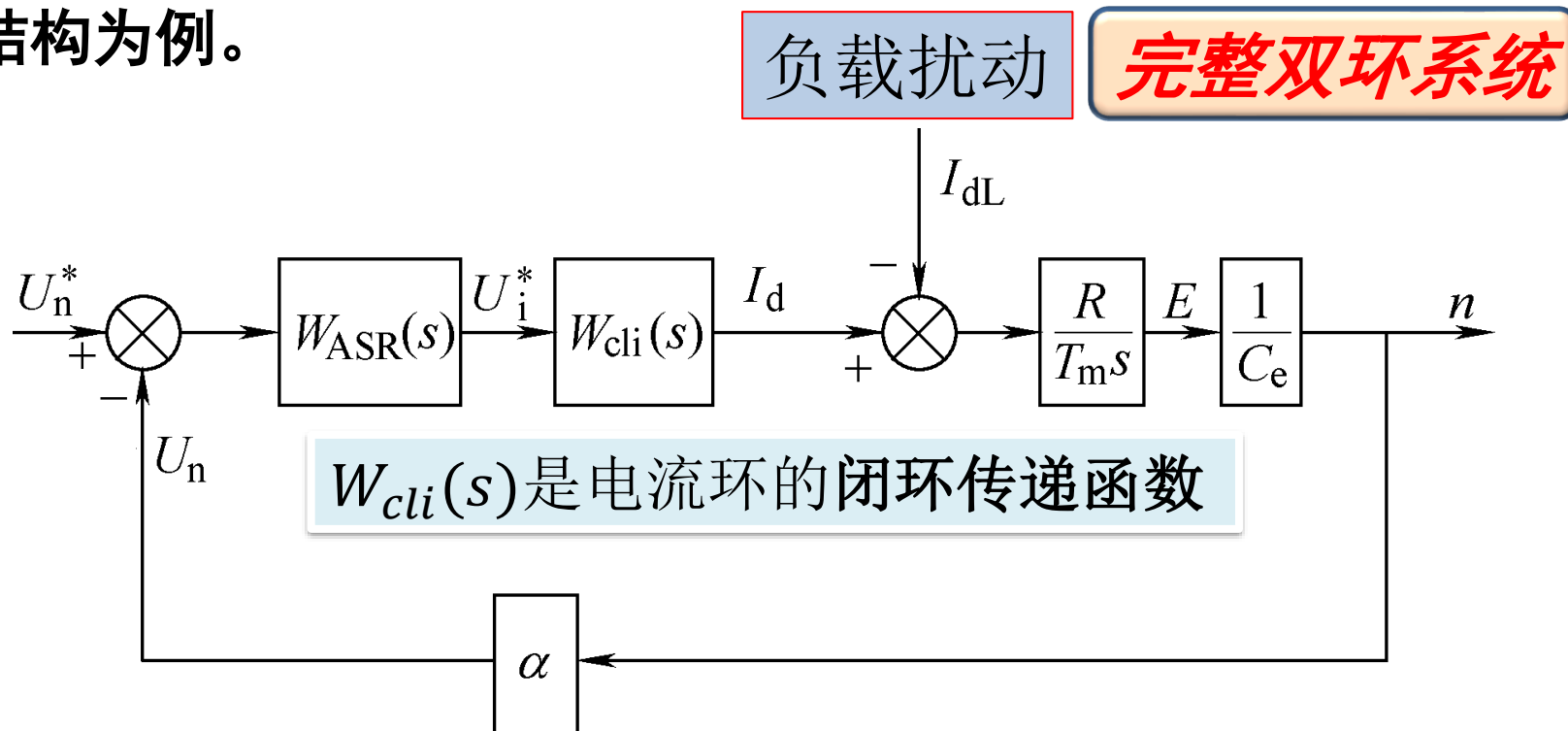
h	3	4	5	6	7	8	9	10
σ	52.6%	43.6%	37.6%	33.2%	29.8%	27.2%	25.0%	23.3%
t_r / T	2.4	2.65	2.85	3.0	3.1	3.2	3.3	3.35
t_s / T	12.15	11.65	9.55	10.45	11.30	12.25	13.25	14.20
k	3	2	2	1	1	1	1	1

调整时间最短

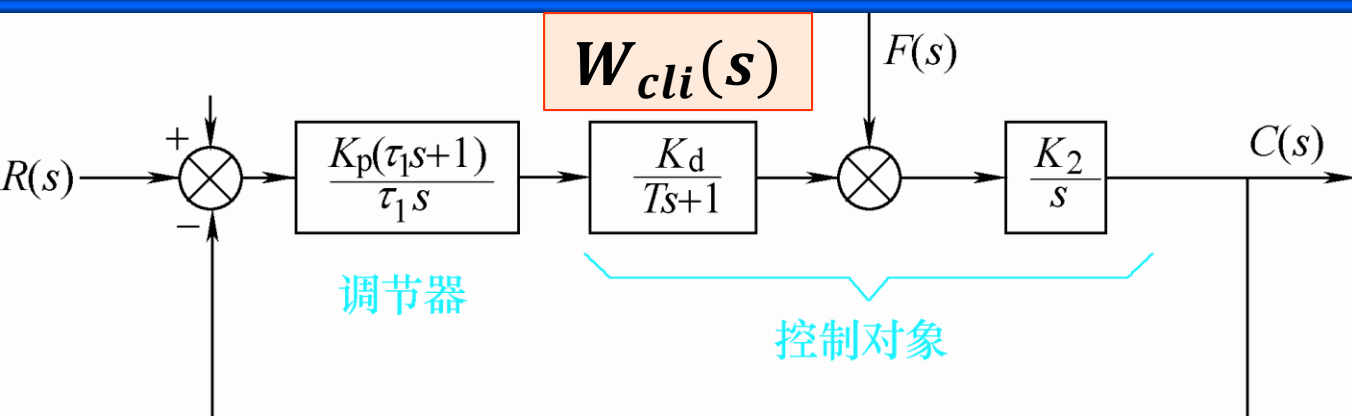
结论：II型系统一般比I型系统的
超调量大得多，但快速性更好

(2) 动态抗扰性能指标

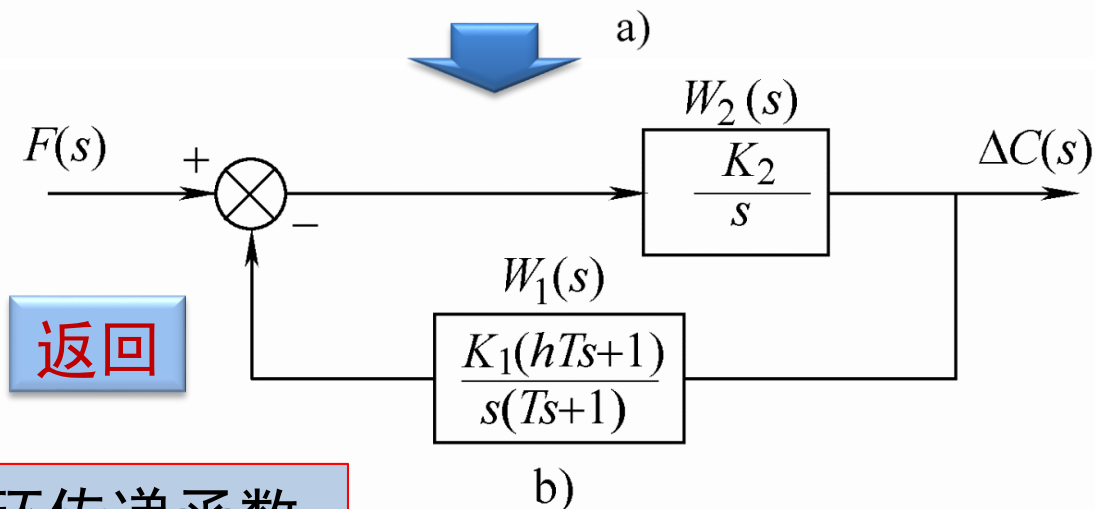
- 典型II型系统已经规定了系统的结构，分析它的抗扰性能指标的关键因素是扰动作用点，某种定量的抗扰性能指标只适用于一种特定的扰动作用点。以下分析**双闭环调速系统**转速环结构为例。



转速环在负载扰动作用下的动态结构框图



$$\begin{cases} K_1 = K_p K_d / \tau_1 \\ K_1 K_2 = K \\ \tau_1 = hT \end{cases}$$



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

开环传递函数:

$$K = K_1 K_2$$

$$W(s) = W_1(s)W_2(s) = \frac{K_1(hTs + 1)}{s(Ts + 1)} \frac{K_2}{s} = \frac{K(hTs + 1)}{s^2(Ts + 1)}$$

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

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

$$K = \frac{h + 1}{2h^2 T^2}$$



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

- 取 2T 时间内的累加值作为 基准值:

$$C_b = 2FK_2 T$$

图4-17b



典型II型系统动态抗扰性能指标与参数的关系

h	3	4	5	6	7	8	9	10
$\Delta C_{\max}/C_b$	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

- ✓ 由表中数据可见， h 值越小， $\Delta C_{\max}/C_b$ 也越小， t_m 和 t_v 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。



结论：

- 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，可以等效地用一个小时间常数 T 的惯性环节来代替。其等效时间常数： $T=T_1+T_2+T_3+\dots$
- 考察一个有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

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



- 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

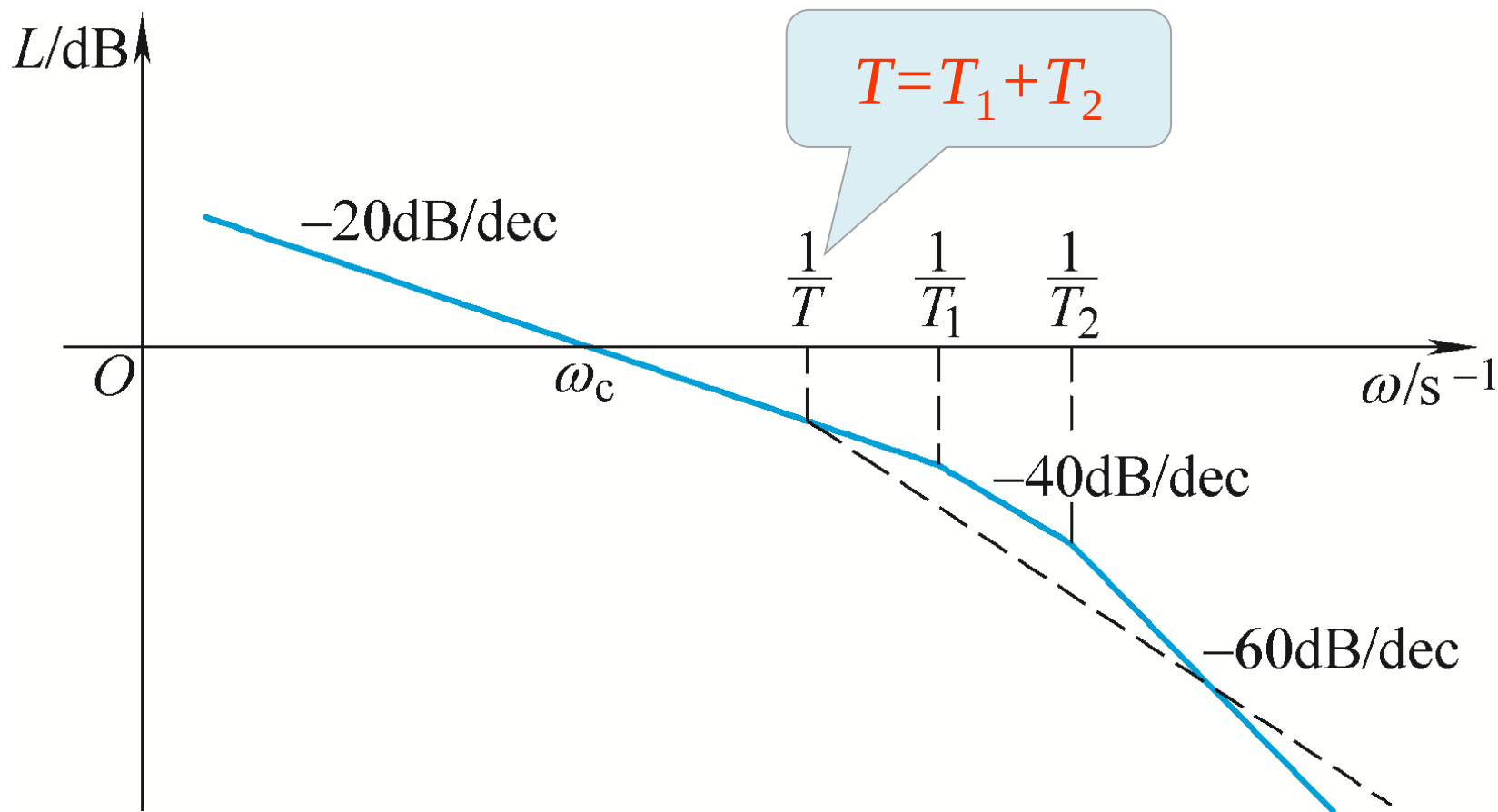
$$W'(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega T} = \frac{1}{1 + j\omega(T_1 + T_2)}$$

- 近似相等的条件: $T_1 T_2 \omega^2 \ll 1$ 。
- 在工程计算中，一般允许有10%以内的误差，近似条件可写成

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

- 有**三个**小惯性环节，其近似处理的表达式是

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



高频段小惯性群近似处理对频率特性的影响

(2) 高阶系统的降阶近似处理

■ 三阶系统

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

其中， 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

$$W(s) \approx \frac{K}{cs + 1}$$

■ 频率特性：

$$W(j\omega) = \frac{K}{a(j\omega)^3 + b(j\omega)^2 + c(j\omega) + 1} = \frac{K}{(1 - b\omega^2) + j\omega(c - a\omega^2)} \approx \frac{K}{1 + j\omega c}$$


近似条件
{

$$\begin{cases} b\omega^2 \leq \frac{1}{10} \\ a\omega^2 \leq \frac{c}{10} \end{cases}$$
}


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



(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，可以近似地把它看成是积分环节：

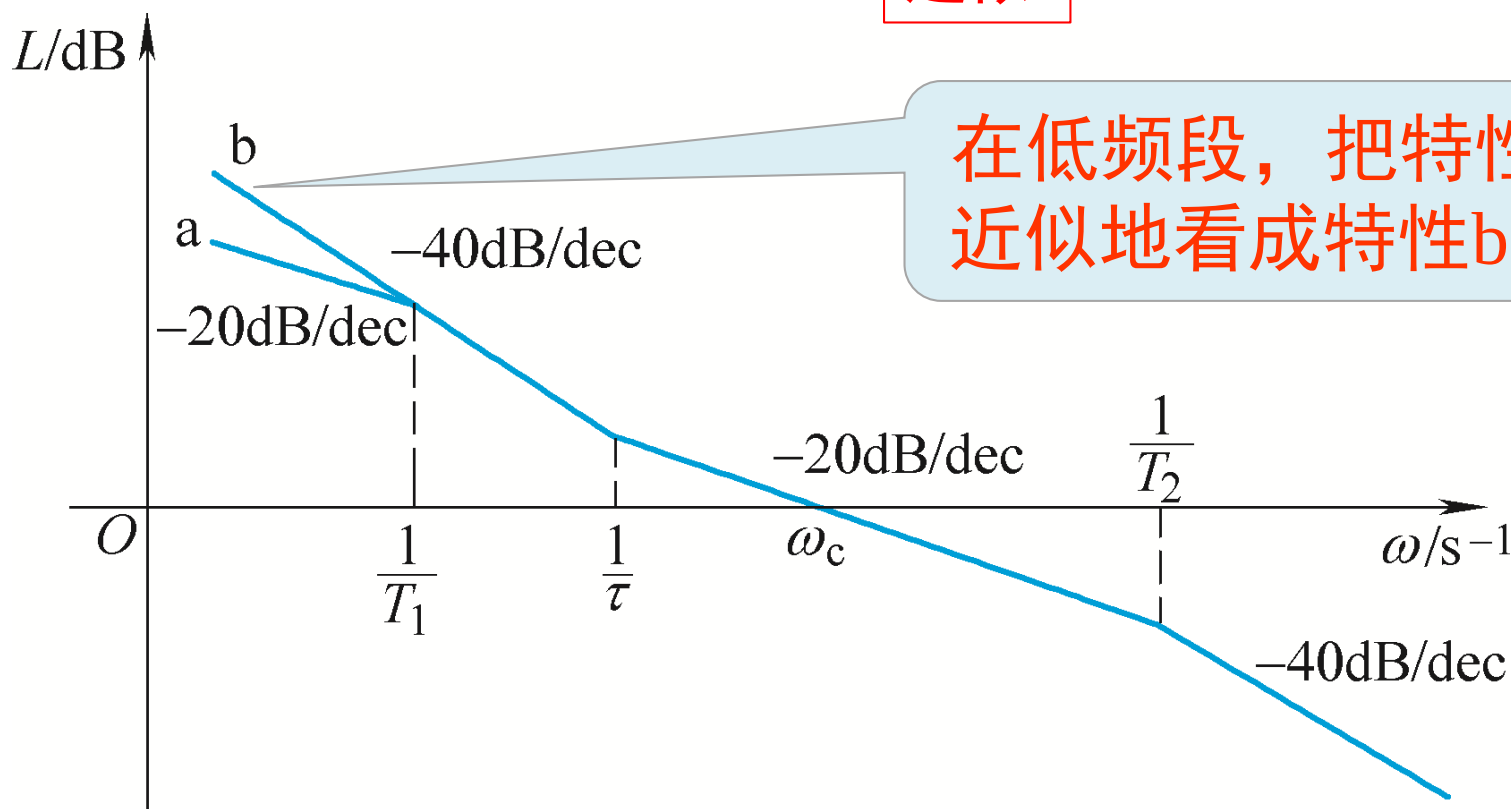
$$\frac{1}{Ts + 1} \longrightarrow \frac{1}{Ts}$$

- 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： $\omega_c \geq \frac{3}{T}$

$$W_a(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \xrightarrow{\text{近似}} W_a(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(T_2 s + 1)}$$



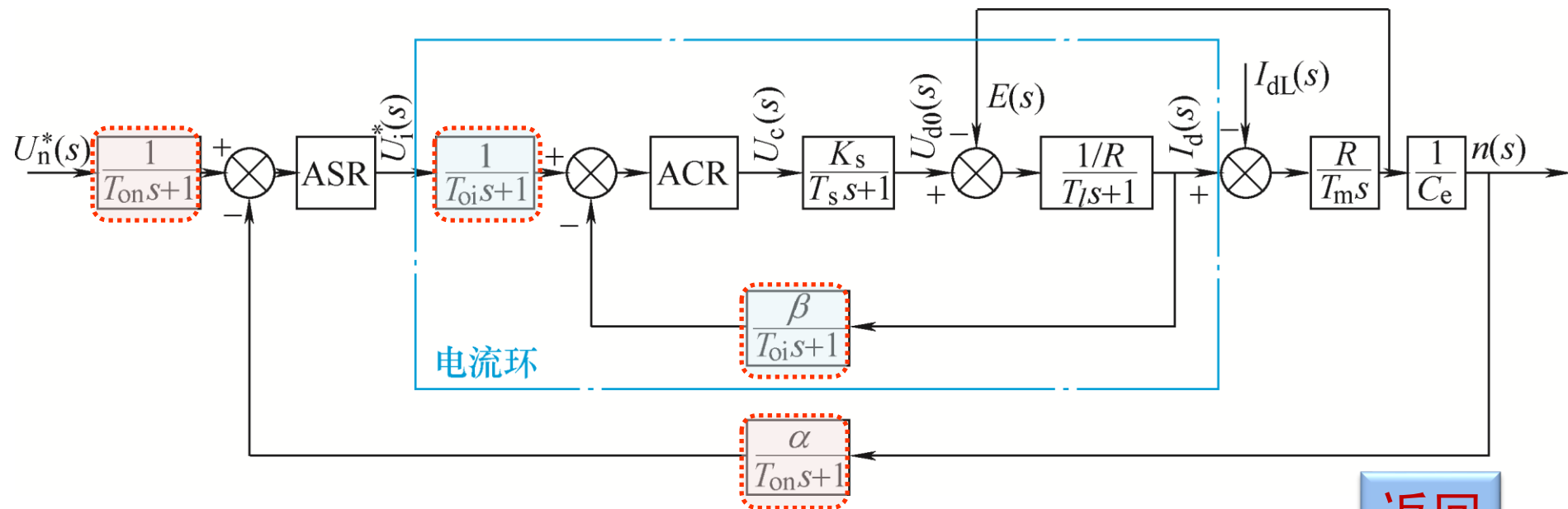
这种近似处理只适用于分析动态性能



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

□ 步骤:

- 先从**电流环（内环）**开始，对其进行必要的变换和**近似处理**，然后根据电流环的控制要求确定把它校正成哪一类典型系统；
- 再按照控制对象**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。



返回

双闭环调速系统的动态结构图

T_{oi} ——电流反馈滤波时间常数；

T_{on} ——转速反馈滤波时间常数

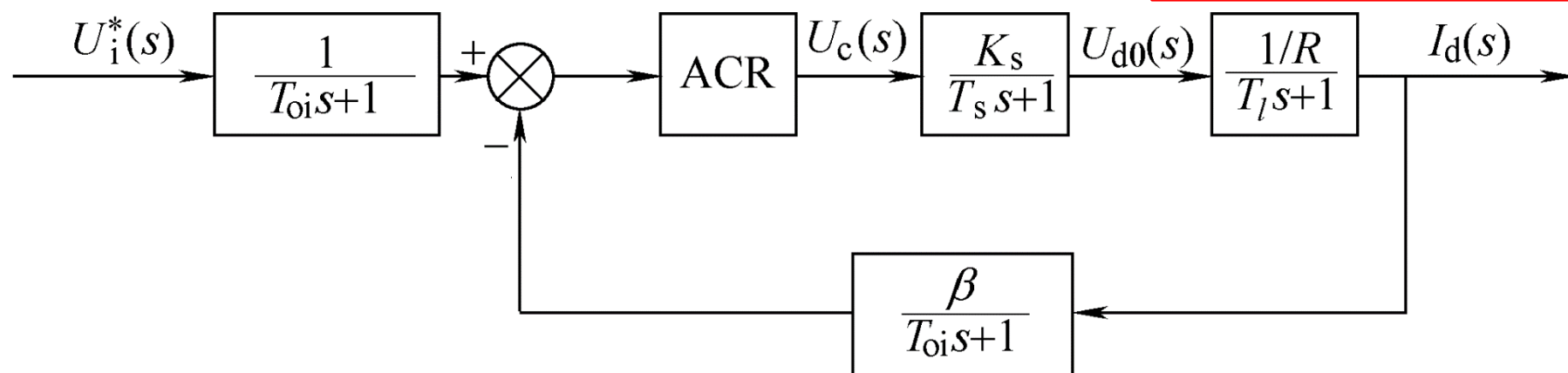
电流调节器的设计

转速的变化往往比电流变化慢得多，对电流环来说，反电动势是一个变化较慢的扰动，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 $\Delta E=0$ 。

■ 忽略反电动势对电流环作用的近似条件：

$$\omega_{ci} \geq 3 \sqrt{\frac{1}{T_m T_l}}$$

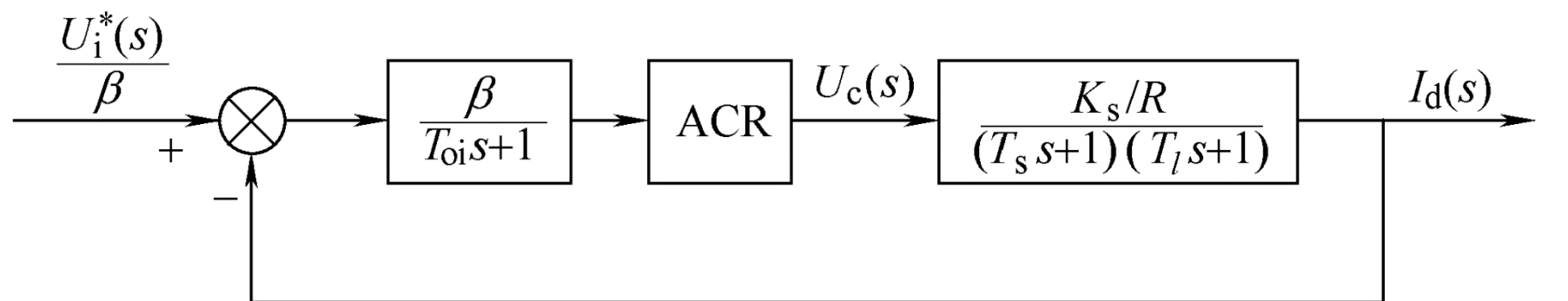
电流环截止频率



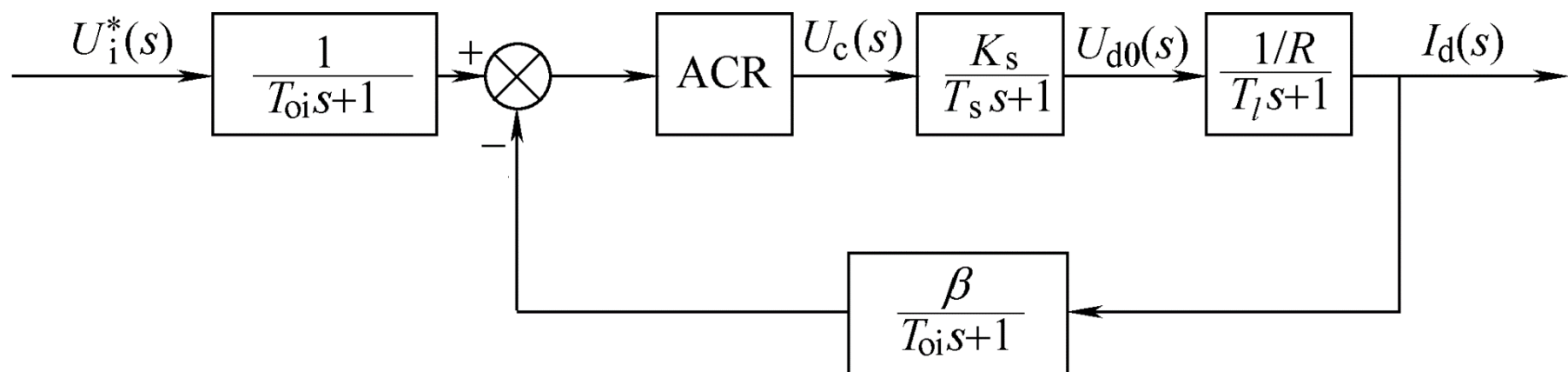
a)

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 $u_i^*(s)/\beta$ ，则电流环便等效成**单位负反馈系统**。

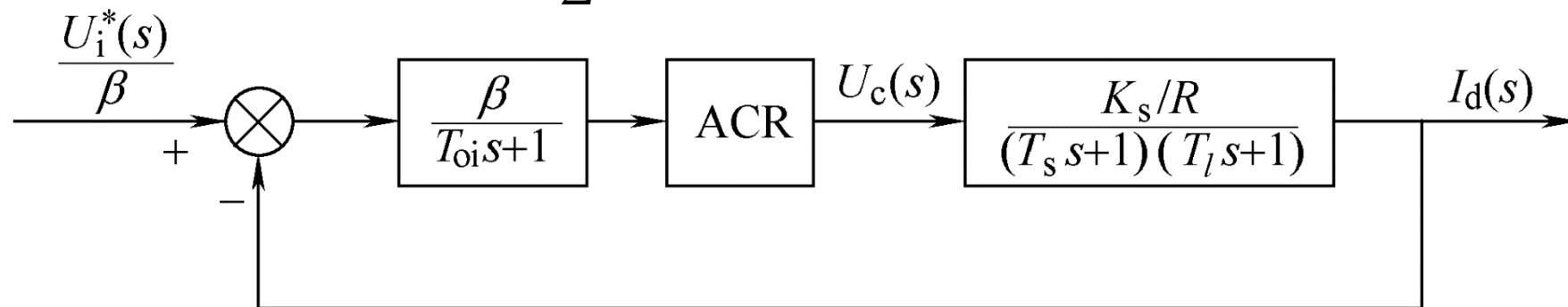


b) 等效成**单位负反馈系统**

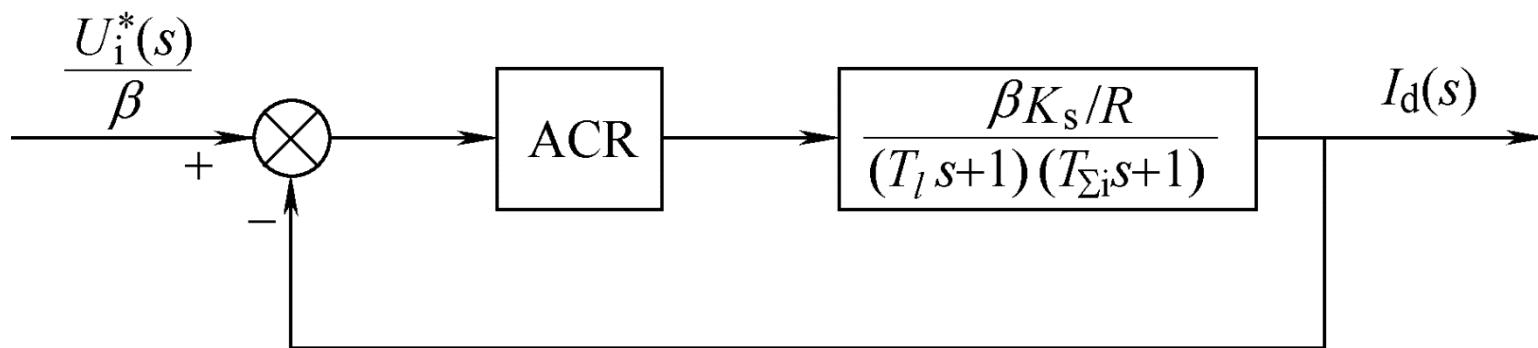


a)

- 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： $T_{\Sigma i} = T_s + T_{oi}$



b) 等效成单位负反馈系统



c) 小惯性环节近似处理

简化的近似条件

$$\omega_{ci} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_s T_{oi}}}$$



A. 按照典型 I 型系统设计电流调节器

- 电流调节器选择：PI型的电流调节器，

$$W_{ACR}(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s}$$

K_i — 电流调节器的比例系数； τ_i — 电流调节器的超前时间常数。

- 电流环开环传递函数：
$$W_{opi}(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} \frac{\beta K_s / R}{(T_l s + 1)(T_{\Sigma i} s + 1)}$$

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

$$\begin{aligned} \rightarrow W_{opi}(s) &= \frac{K_i \beta K_s / R}{\tau_i s (T_{\Sigma i} s + 1)} = \frac{K_I}{s (T_{\Sigma i} s + 1)} \rightarrow K_I = \frac{K_i K_s \beta}{\tau_i R} = \frac{K_i K_s \beta}{T_l R} \end{aligned}$$

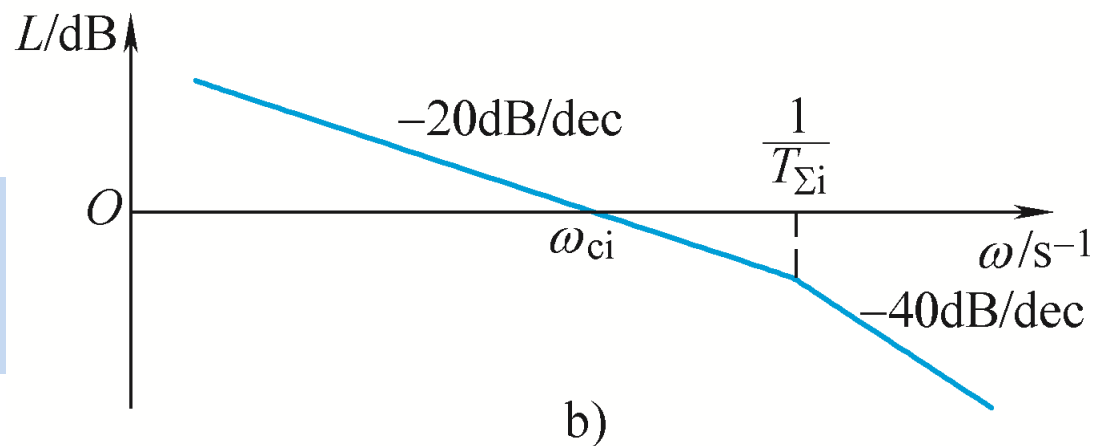
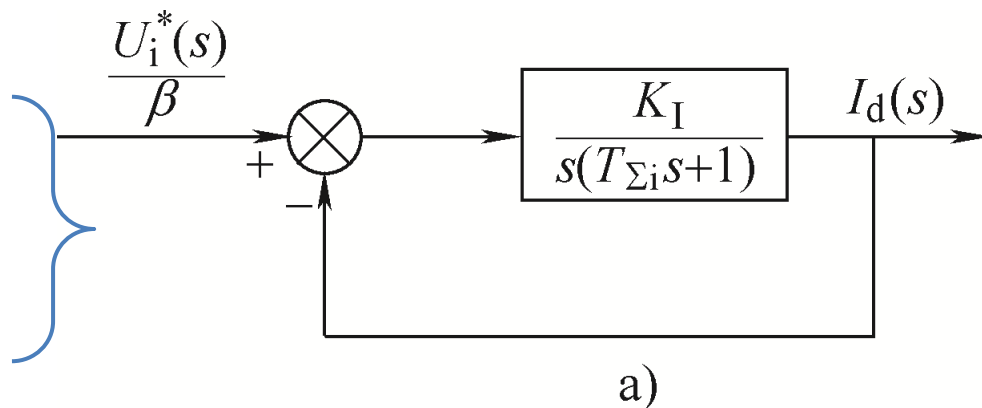
■ 希望电流超调量 $\sigma_i \leq 5\%$, 选 $\xi = 0.707$, $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$,

$$K_I = \omega_{ci} = \frac{1}{2T_{\Sigma i}}$$

$$K_I = \frac{K_i K_s \beta}{\tau_i R} = \frac{K_i K_s \beta}{T_l R}$$

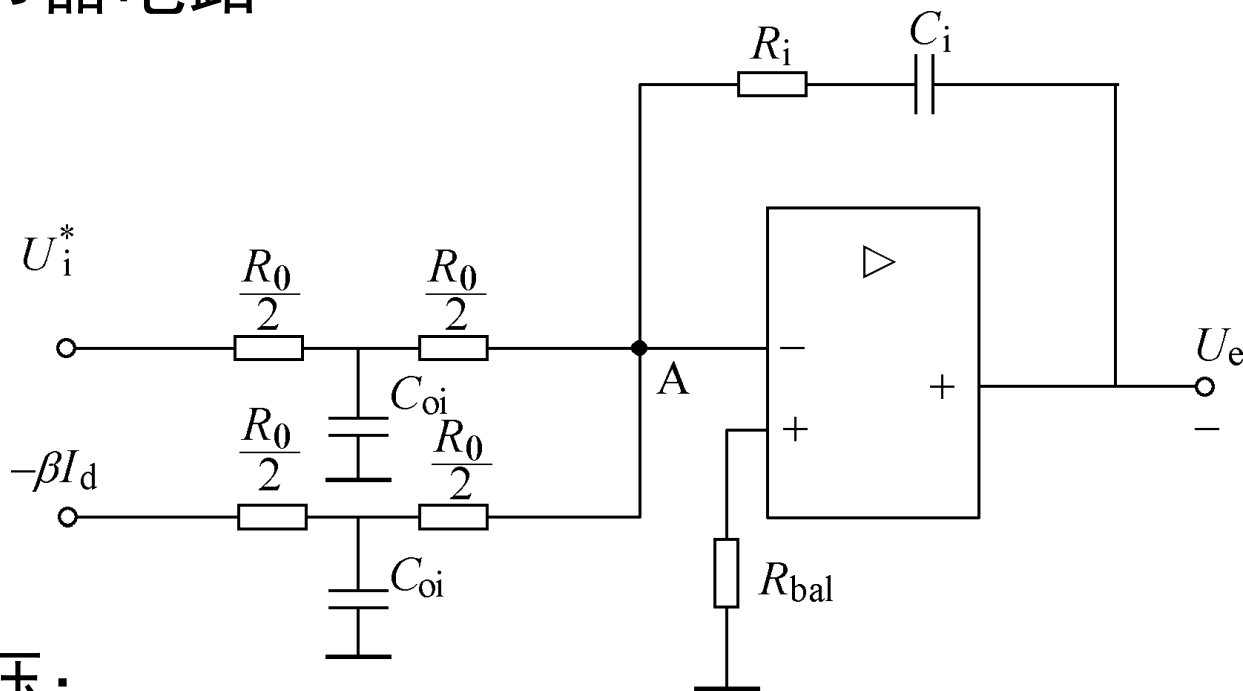


$$K_i = \frac{T_l R}{2K_s \beta T_{\Sigma i}} = \frac{R}{2K_s \beta} \left(\frac{T_l}{T_{\Sigma i}} \right)$$



■ 模拟式电流调节器电路

$$\left\{ \begin{array}{l} K_i = \frac{R_i}{R_0} \\ \tau_i = R_i C_i \\ T_{oi} = \frac{1}{4} R_0 C_{oi} \end{array} \right.$$



U_i^* — 电流给定电压；

$-\beta I_d$ — 电流负反馈电压；

U_e — 电力电子变换器的控制电压。

含给定滤波与反馈滤波的
PI型电流调节器



- 按典型I型系统设计的**电流环的闭环传递函数**为：

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

- 采用高阶系统的**降阶近似处理方法**，忽略高次项，近似为：

$$W_{cli}(s) \approx \frac{1}{\frac{1}{K_I}s + 1}$$

- 降价近似条件为： $\omega_{cn} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{\Sigma i}}}$

式中， ω_{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

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

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。

如果电机参数不准确，大惯性环节未被准确对消，就会影响电流环动态性能。



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，基本数据如下：

直流电动机：400V，52.2A，2610r/min， $C_e=0.1459\text{Vmin/r}$ ，允许过载倍数 $\lambda=1.5$ ；

PWM变换器放大系数： $K_s=107.5$ ；

电枢回路总电阻： $R=0.368\Omega$ ；

时间常数： $T_l=0.0144\text{s}$ ， $T_m=0.18\text{s}$ ；

电流反馈系数： $\beta=0.1277\text{V/A}$ ($\approx 10\text{V}/1.5I_N$)。

设计要求:按照I型系统设计电流调节器，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： $T_s=1/f_s=0.000125\text{s}$ 。

电流滤波时间常数： $T_{oi}=(5\sim 10) T_s=0.0006\text{s}$ 。

电流环小时间常数之和，按 小时间常数近似处理，取

$T_{\Sigma i}=T_s+T_{oi}=0.000725\text{s}$ 。



(2) 选择电流调节器结构

根据要求 $\sigma_i \leq 5\%$ ，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

$$\frac{1}{m} = \frac{T_l}{T_{\Sigma i}} = \frac{0.0144}{0.000725} = 19.86$$

参看表4-2的典型I型系统动态抗扰性能，各项指标都可以接受。

(3) 计算电流调节器参数

电流调节器超前时间常数： $\tau_i = T_l = 0.0144\text{s}$ 。

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

$$K_i = \frac{K_I \tau_i R}{K_s \beta} = \frac{689.655 \times 0.0144 \times 0.365}{107.5 \times 0.1277} = 0.266$$



(4) 校验近似条件

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

1) PWM变换器传递函数的近似条件

$$\frac{1}{3T_s} = \frac{1}{3 \times 0.000125} s^{-1} = 2666.7 s^{-1} > \omega_{ci} \text{ (满足近似条件)}$$

2) 校验忽略反电动势变化对电流环动态影响的条件

$$3 \sqrt{\frac{1}{T_m T_l}} = 3 \sqrt{\frac{1}{0.18 \times 0.0144}} s^{-1} = 58.93 s^{-1} < \omega_{ci} \text{ (满足近似条件)}$$

3) 校验电流环小时间常数近似处理条件

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

(满足近似条件)

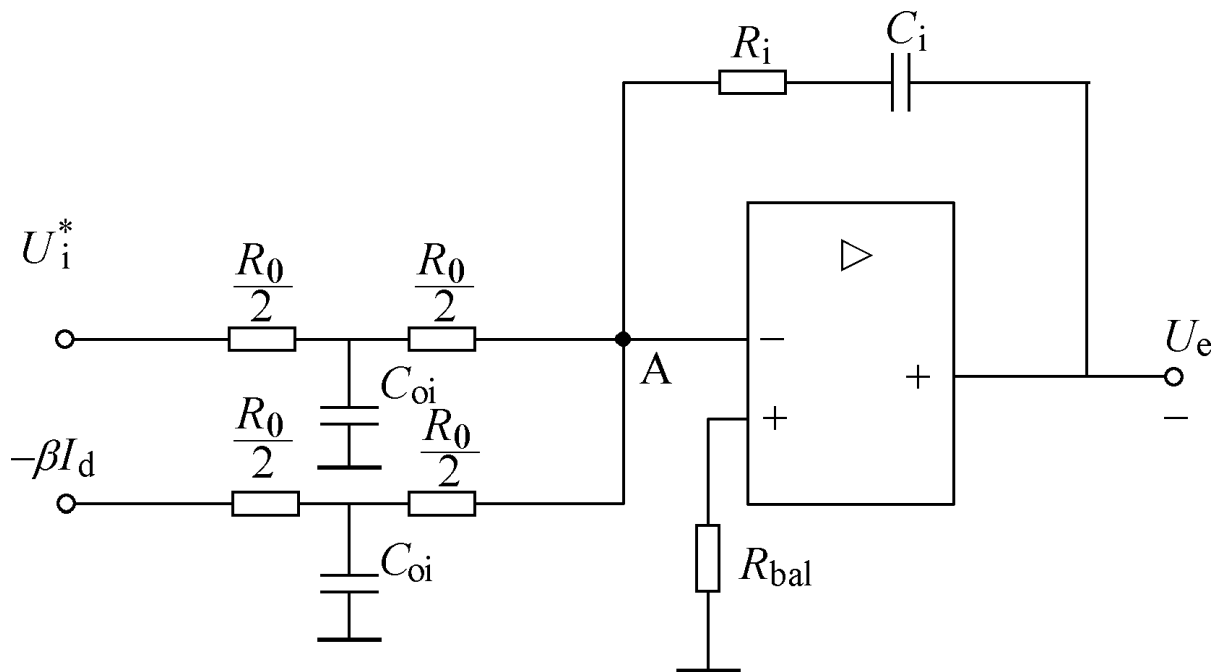
(5) 计算调节器电阻和电容

取 $R_0 = 390 \text{ k}\Omega$

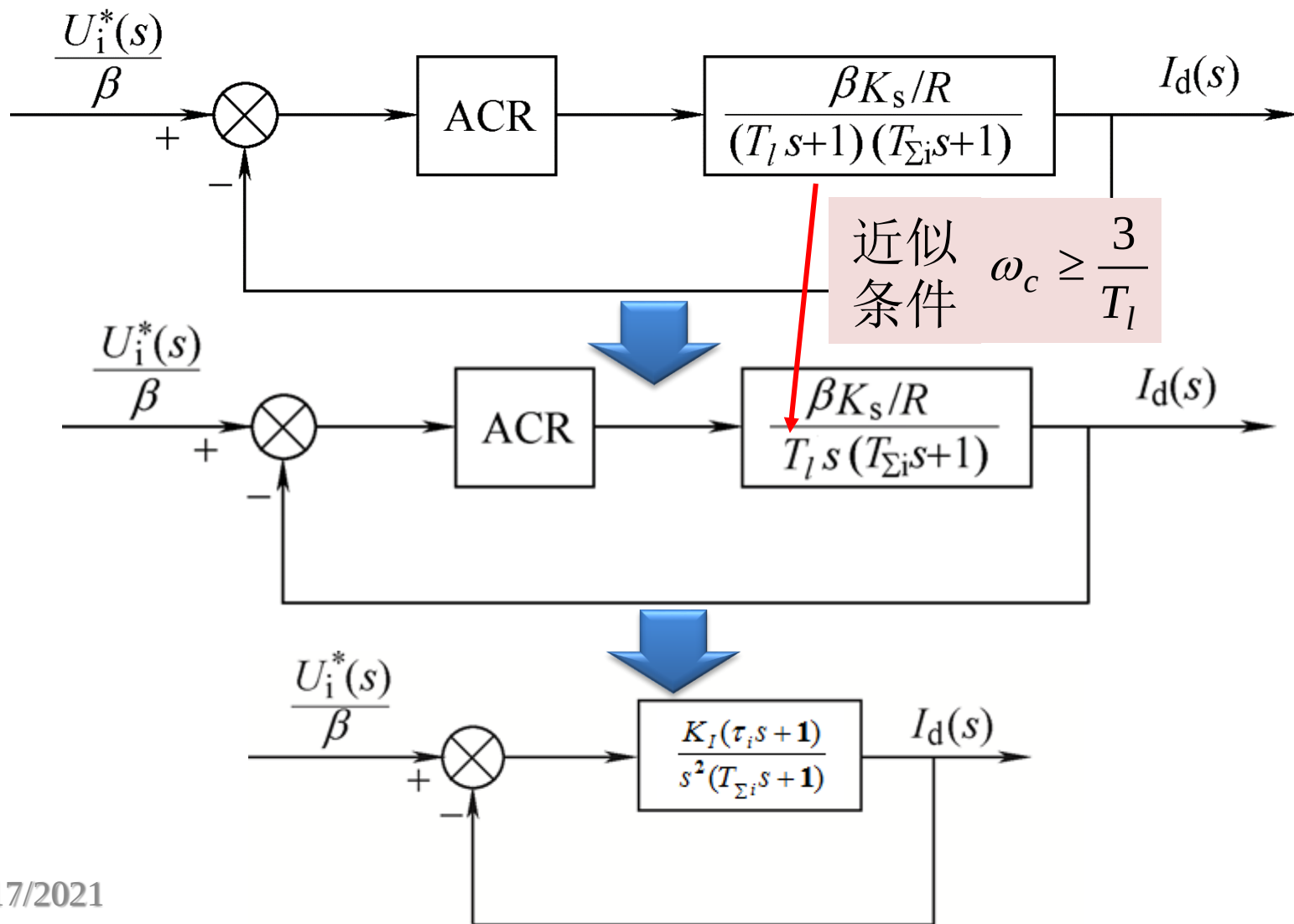
$$R_i = K_i R_0 = 103.7 \text{ k}\Omega$$

$$C_i = \tau_i / R_i = 0.144 \mu\text{F}$$

$$C_{oi} = 4T_{oi} / R_0 = 6150 \text{ pF}$$



B.按照典型 II 型系统设计电流调节器



■ 电流调节器选择：PI型的电流调节器

$$W_{ACR}(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s}$$

K_i — 电流调节器的比例系数； τ_i — 电流调节器的超前时间常数。

■ 电流环开环传递函数

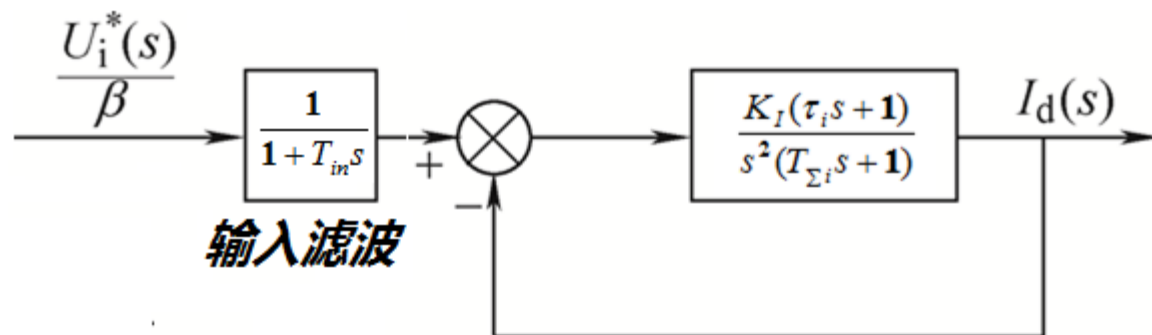
$$W_{opi}(s) = \frac{K_i \beta K_s (\tau_i s + 1)}{\tau_i R T_l s^2 (T_{\Sigma i} s + 1)}$$

令电流环开环增益： $K_I = \frac{K_i \beta K_s}{\tau_i R T_l}$

$$W_{opi}(s) = \frac{K_I (\tau_i s + 1)}{s^2 (T_{\Sigma i} s + 1)}$$

■ 典型 II 型系统的参数关系式

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_i = hT \\ K_I = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma i}^2} \\ K_i = \frac{h+1}{2h} \frac{RT_l}{K_s \beta T_{\Sigma i}} \end{array} \right.$$



在电流给定前增设滤波环节

■ 电流环的闭环传递函数为

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

增设滤波环节后典型II型系统阶跃输入跟随性能指标 (h=5)

T_{in}/T	1	2	3	4	5	6
σ	31.96%	21.0%	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



■ 模拟式电流调节器电路

输入滤波与电阻电容关系：
$$T_{\Sigma i} = \frac{1}{4} R_{i_i} C_{i_i}$$

■ 采用高阶系统的降阶近似处理方法，忽略高次项，近似为

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

■ 降价近似条件为

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

式中， ω_{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

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

无论把电流环等效成典型 I 型系统还是 II 型系统，其动态响应速度均与 $T_{\Sigma i}$ 有关。



例题 4-2 电动机参数同例题4-1

设计要求:按照II型系统设计电流调节器, 要求电流超调量 $\sigma_i \leq 5\%$

解: (1) 确定时间常数 同例题4-1

(2) 选择电流调节器结构

$$\frac{T_l}{T_{\Sigma i}} = \frac{0.0144}{0.000725} = 19.86 > 10$$

将大惯性环节降阶, 滤波器时间常数取4倍 $T_{\Sigma i}$ 。

(3) 计算电流调节器参数

电流调节器超前时间常数: $\tau_i = hT_{\Sigma i} = 0.003625$ 。

ACR的比例系数为

$$K_i = \frac{h+1}{2h} \frac{R}{K_s \beta} \frac{T_l}{T_{\Sigma i}} = 0.319$$



(4) 校验近似条件

电流环截止频率 $\omega_{ci}=1/4T_{\Sigma i}=344.83s^{-1}$

- 1) PWM变换器传递函数的满足近似条件
- 2) 校验忽略反电动势变化对电流环动态满足近似条件
- 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

$$\frac{3}{T_l} = \frac{3}{0.0144} = 208.33s^{-1} < \omega_{ci}$$

(满足近似条件)



(5) 计算调节器电阻和电容

$$\text{取 } R_0=10\text{M}\Omega, R_{i_i}=1.3\text{M}\Omega$$

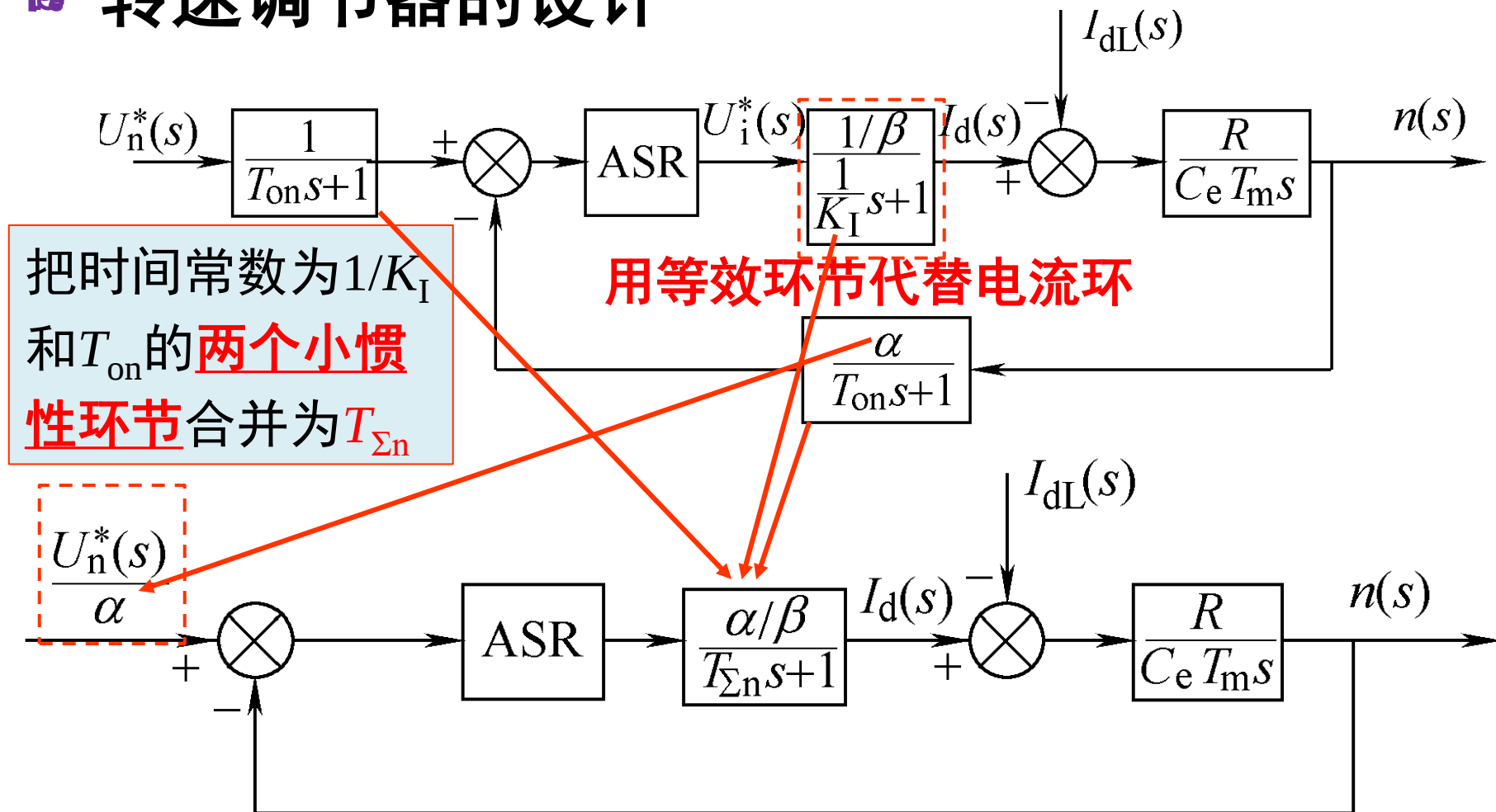
$$R_i=K_i R_0=3.19 \text{ M}\Omega$$

$$C_i=\tau_i/R_i=1.1 \text{ nF}$$

$$C_{oi}=4T_{oi}/R_0=240 \text{ pF}$$

$$C_i=\tau_{i_i}/R_{i_i}=2.2 \text{ nF}$$

转速调节器的设计



等效成单位负反馈系统和小惯性的近似处理



- 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

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

K_n — 转速调节器的比例系数； τ_n — 转速调节器的超前时间常数。

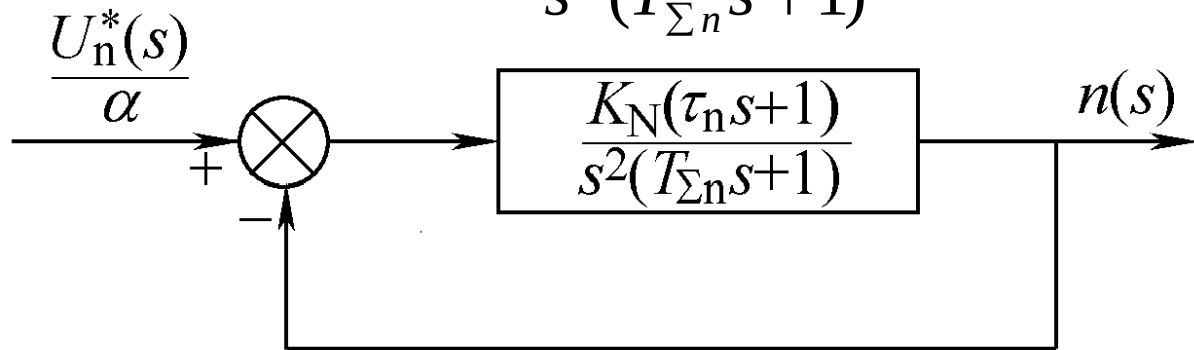


- 调速系统的开环传递函数为

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

- 令转速环开环增益 K_N 为 $K_N = \frac{K_n \alpha R}{\tau_n \beta C_e T_m}$

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



校正后成为典型II型系统

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_n = h T_{\Sigma n} \\ K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} \\ K_n = \frac{(h+1)\beta C_e T_m}{2h\alpha R T_{\Sigma n}} \end{array} \right.$$

无特殊要求时，一般以选择 $h=5$ 为好。

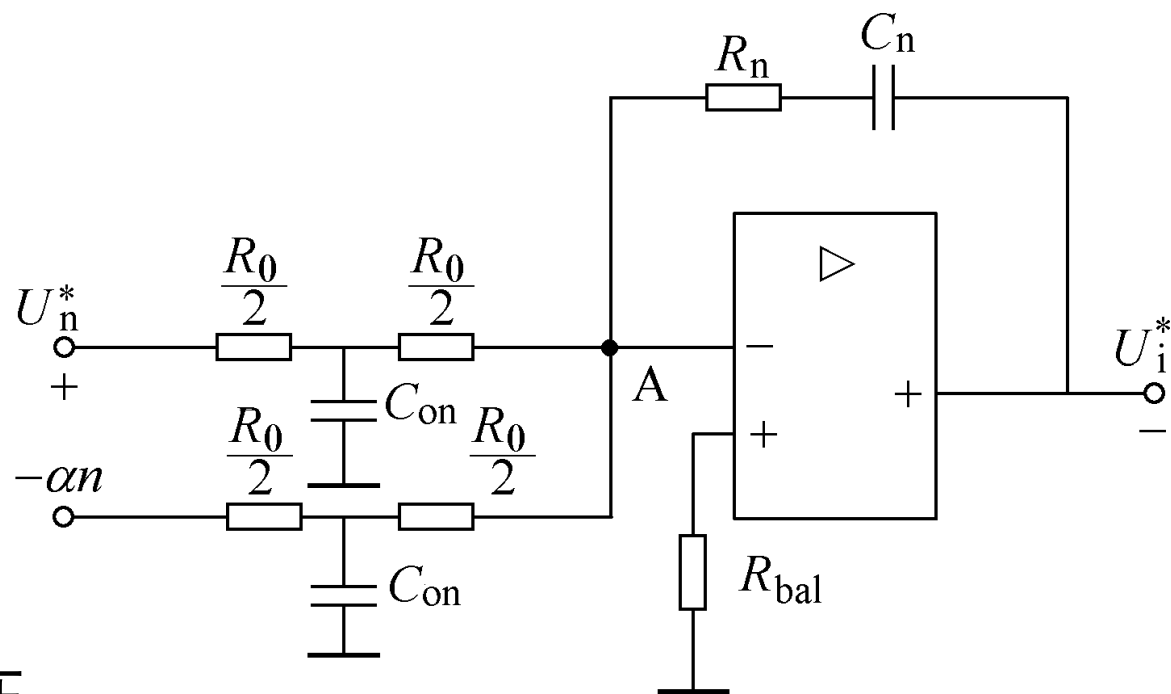
■ 模拟式转速调节器电路

$$\left\{ \begin{array}{l} K_n = \frac{R_n}{R_0} \\ \tau_n = R_n C_n \\ T_{on} = \frac{1}{4} R_0 C_{on} \end{array} \right.$$

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。



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 $\alpha=0.00383\text{V}\cdot\text{min/r}(\approx 10\text{V}/n_N)$ ，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，空载启动到额定转速时的转速超调量 $\sigma_n \leq 5\%$ 。试按照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

解： **(1) 确定时间常数**

1) 按照典型I型系统设计电流环时，已取： $K_I T_{\Sigma i}=0.5$ ，则

$$\frac{1}{K_I} = 2T_{\Sigma i} = 2 \times 0.000725 = 0.00145 \text{ s}$$

2) 转速滤波时间常数 T_{on} 。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

$$T_{\Sigma n} = 2T_{\Sigma i} + T_{on} = 0.01145$$



(2) 选择转速调节器结构

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

(3) 计算转速调节器参数

取 $h=5$ ，则ASR的超前时间常数为

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

转速环开环增益：

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

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

$$\omega_{cn} = \frac{K_N}{\omega_1} = K_N \tau_n = 396.4 \times 0.087 = 34.5 \text{ s}^{-1}$$

1) 电流环传递函数简化条件

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

2) 转速环小时间常数近似处理条件

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{on}}} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{689.655}{0.01}} \text{ s}^{-1} = 87.538 \text{ s}^{-1} > \omega_{cn} \text{ (满足简化条件)}$$

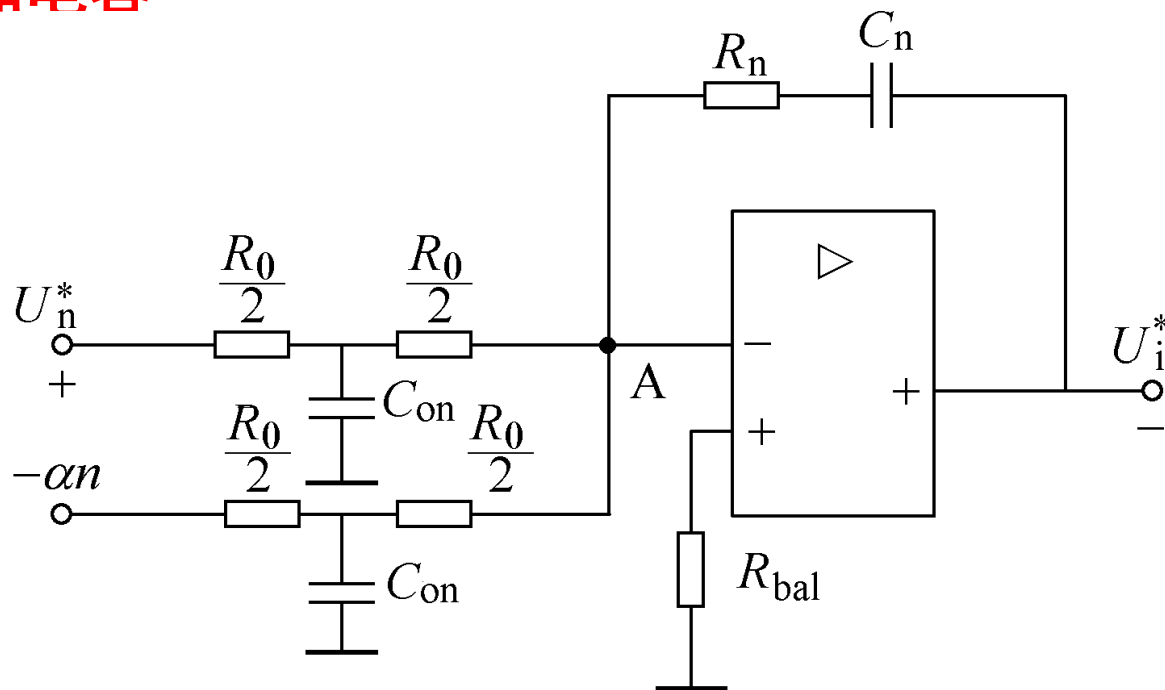
(5) 计算调节器电阻和电容

取 $R_0 = 39 \text{ k}\Omega$

$R_n = K_n R_0 = 4863 \text{ k}\Omega$

$C_n = \tau_n / R_n = 12 \text{ nF}$

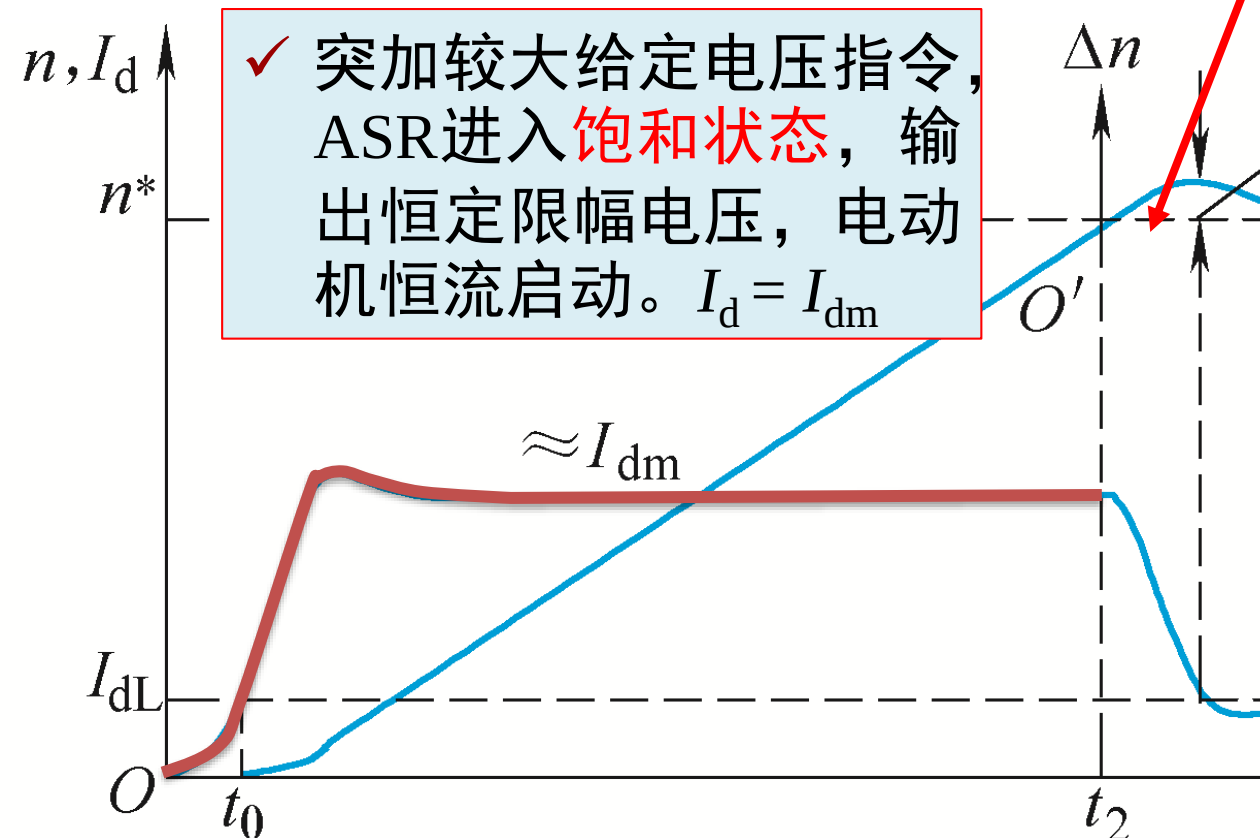
$C_{on} = 4T_{on} / R_0 = 1.02 \text{ }\mu\text{F}$



(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。

转速调节器退饱和时转速超调量的计算

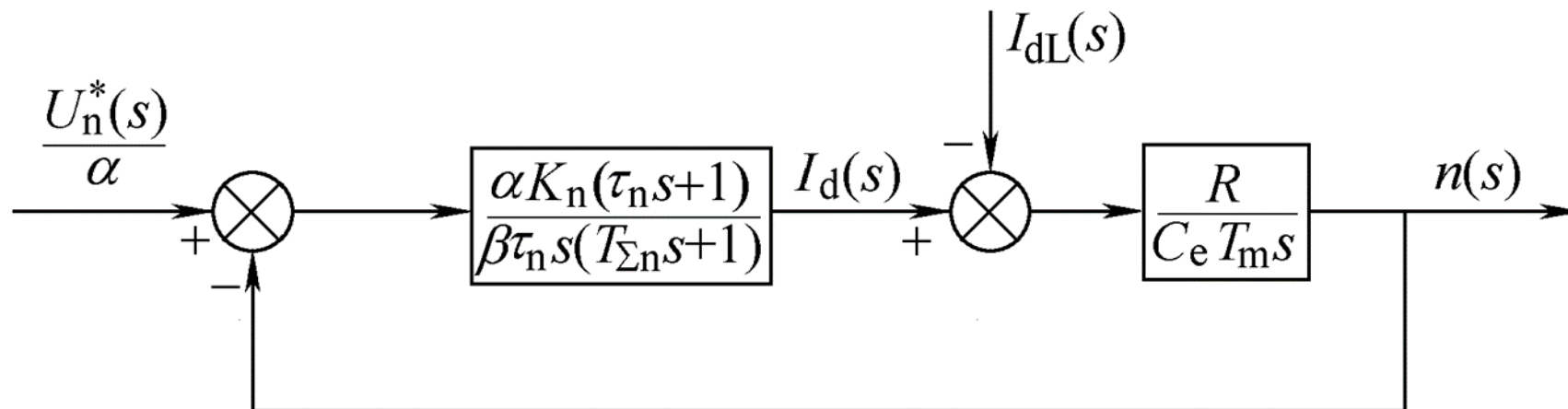


✓ 突加较大给定电压指令，ASR进入**饱和状态**，输出恒定限幅电压，电动机恒流启动。 $I_d = I_{dm}$

✓ 转速超过给定值，ASR进入**线性调节状态**，转速环由**开环**进入**闭环**，电流由最大值 I_{dm} 降到负载电流 I_{dl} 。

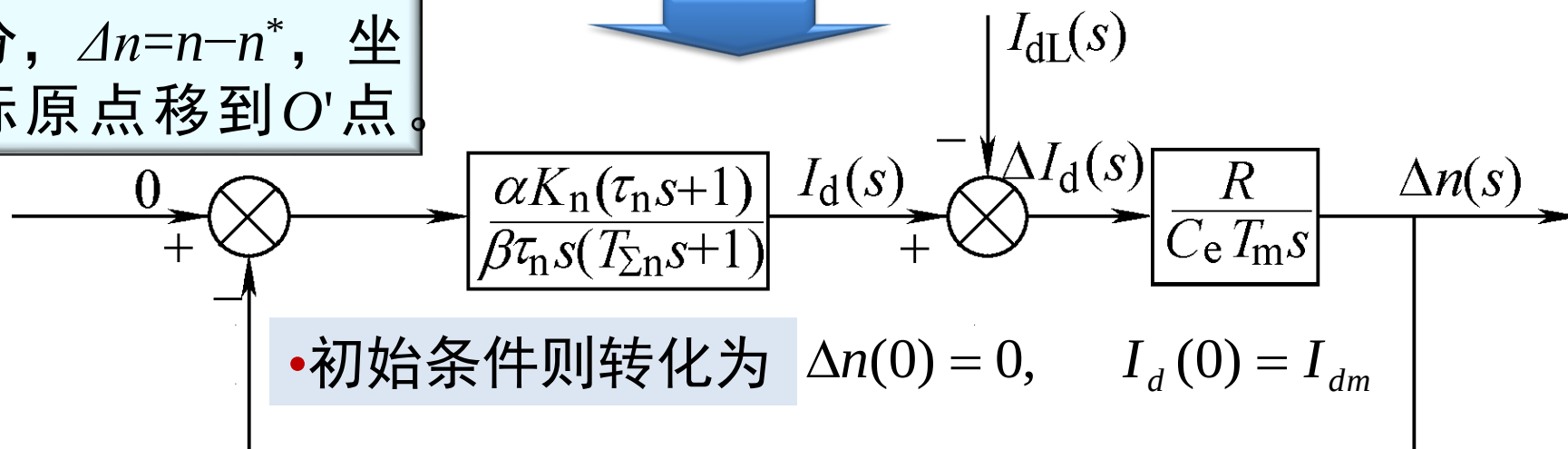
✓ ASR开始退饱和时，由于电动机电流 I_d 仍大于负载电流 I_{dl} ，电动机继续加速，直到 $I_d < I_{dl}$ 时，转速才降低。

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**”。



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。

(a) 以 **转速 n** 为输出量

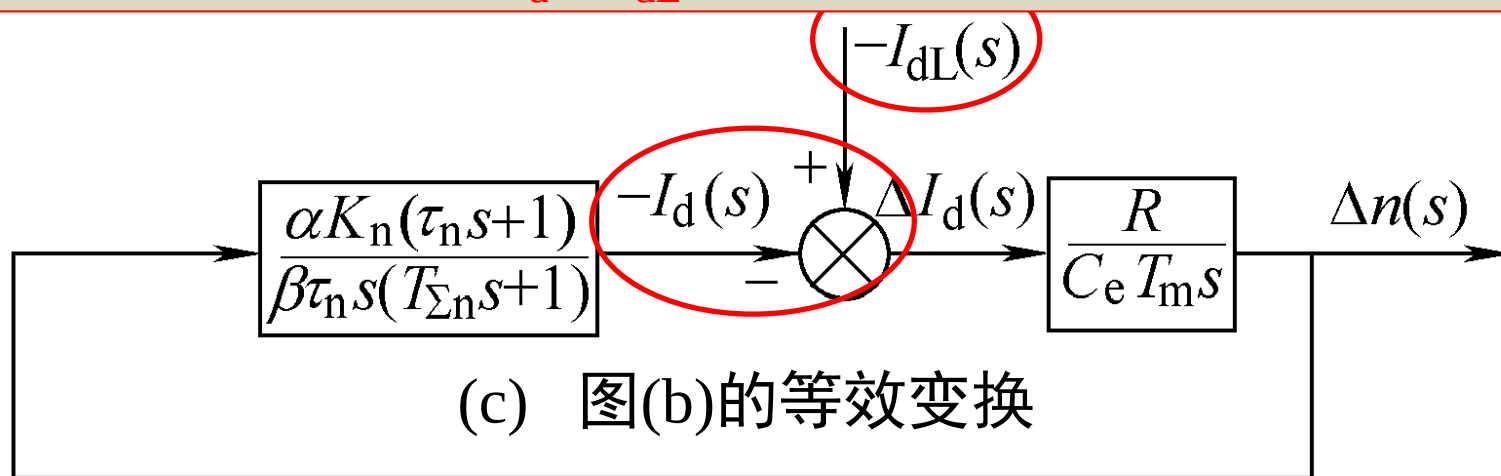


• 初始条件则转化为 $\Delta n(0) = 0, \quad I_d(0) = I_{dm}$

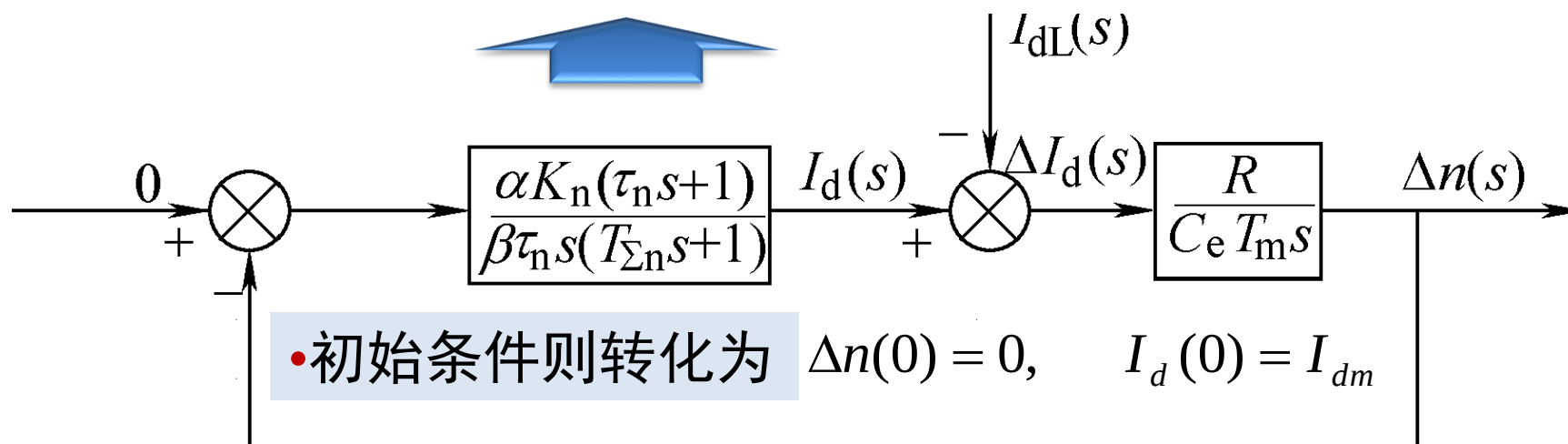
(b) 以转速**超调值**为输出量



- 把 Δn 的负反馈作用反映到主通道第一个环节的输出量上来，得图 (c)，图中 I_d 和 I_{dL} 的+、-号都作了相应的变化。



(c) 图(b)的等效变换



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

(b) 以转速超调值为输出量

- 在典型II型系统抗扰性能指标中， ΔC 的基准值是： $C_b = 2FK_2T$

$$C_b \begin{cases} K_2 = \frac{R}{C_e T_m} \\ T = T_{\Sigma n} \\ F = I_{dm} - I_{dL} \end{cases}$$



- Δn 的基准值

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



$$\Delta n_N = \frac{I_{dN}R}{C_e}$$

$$\Delta n_b = 2(\lambda - z)\Delta n_N \frac{T_{\Sigma n}}{T_m}$$

λ —电动机允许的过载倍数， z —负载系数。

- 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4-5列出的数据经基准值换算后求得，即

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



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：设理想空载启动时 $z=0$ ，由例题4-1和例题4-3的已知数据有：
 $\lambda=1.5$ ， $R=0.368$ ， $I_{dn}=52.2A$ ， $n_N=2610r/min$ ， $C_e=0.1459Vmin/r$ ， $T_m=0.18s$ ， $T_{\Sigma n}=0.001145s$ 。

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

$$\begin{aligned}\sigma_n \% &= 2\left(\frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \%\right)(\lambda - z) \frac{\Delta n_N}{n^*} \cdot \frac{T_{\Sigma n}}{T_m} \\ &= 2 \times 81.2\% \times 1.5 \times \frac{52.2 \times 0.368}{2610} \cdot \frac{0.01154}{0.18} = 0.793\% < 5\%\end{aligned}$$

■ 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

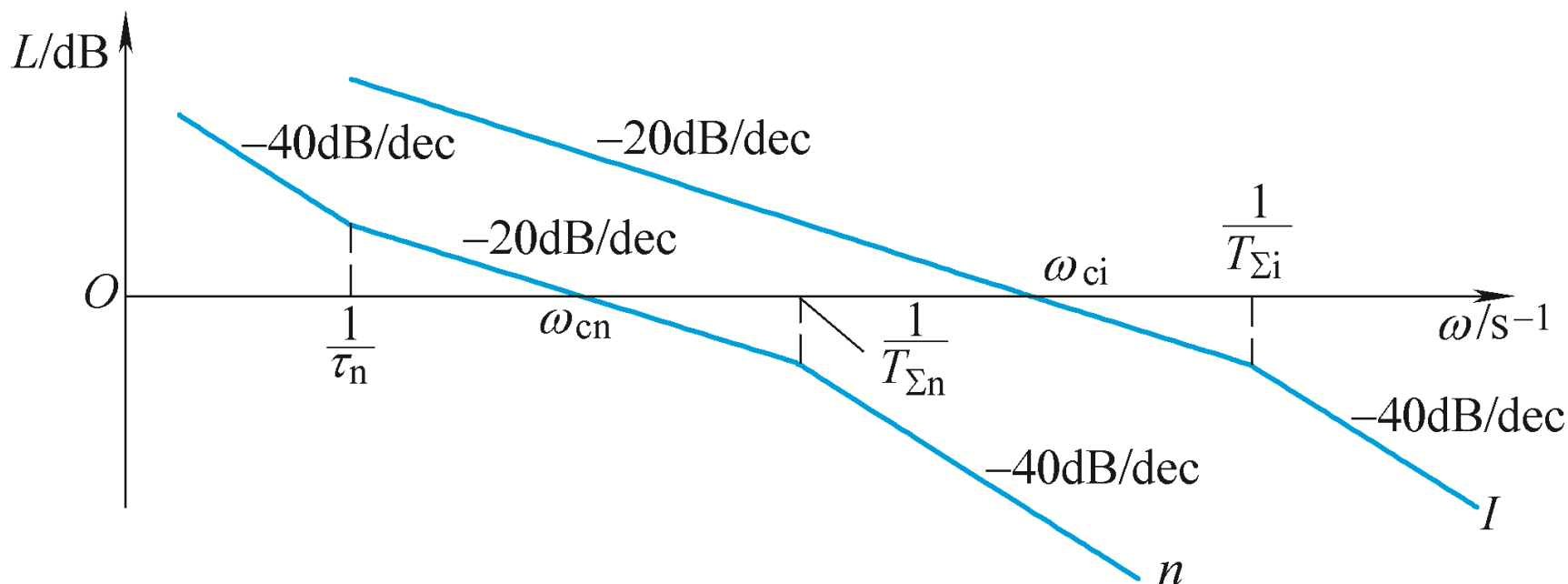
(2) 反电动势对转速环和转速超调量的影响。

- ✓ 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4-20

(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



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



第4章 转速、电流双闭环控制的 直流调速系统

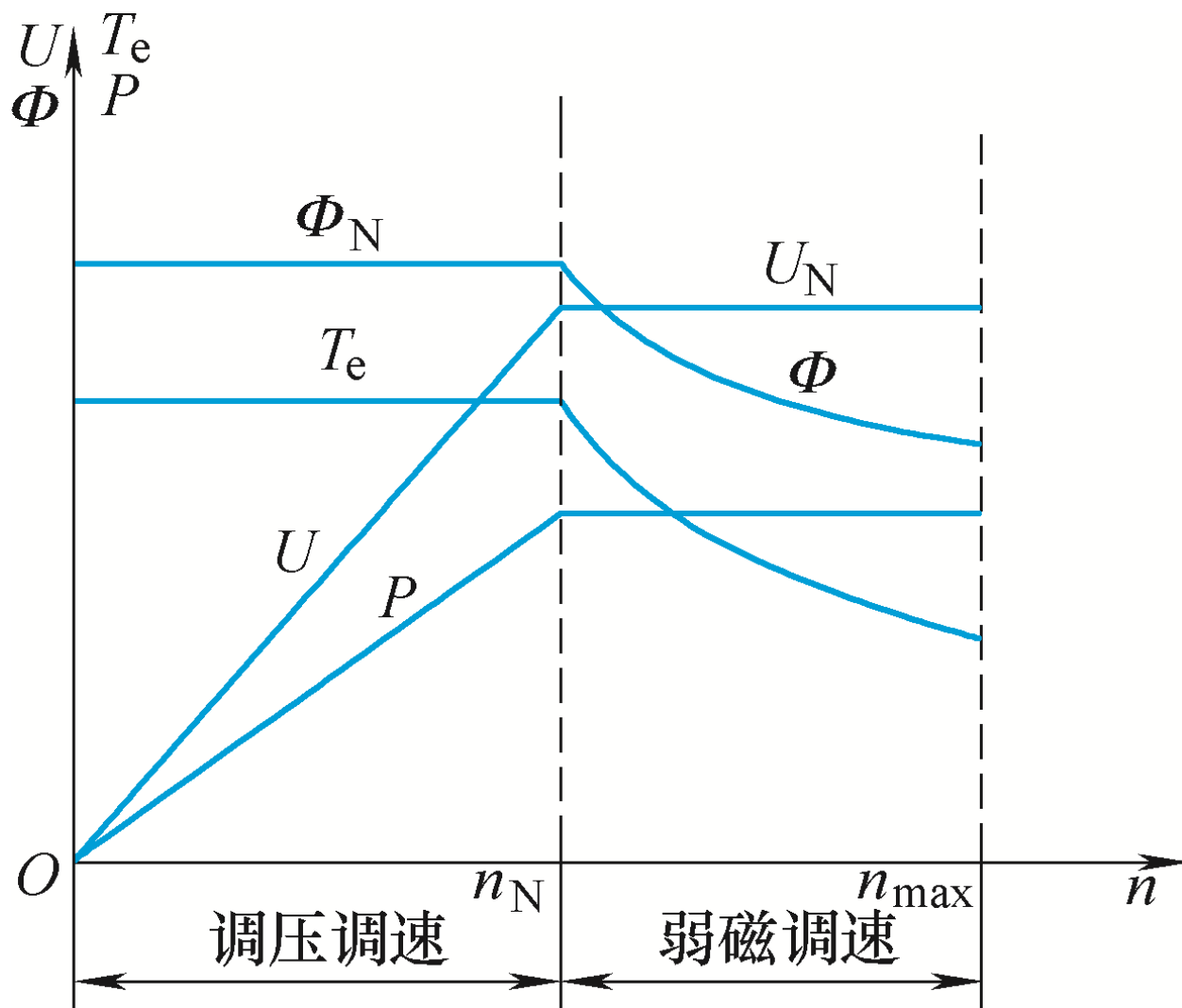
- 一. 双闭环控制直流调速系统的组成及其静特性
- 二. 双闭环控制直流调速系统的数学模型与动态过程分析
- 三. 双闭环控制直流调速系统的设计
- 四. 双闭环控制直流调速系统的弱磁控制
- 五. 双闭环控制直流调速系统的仿真



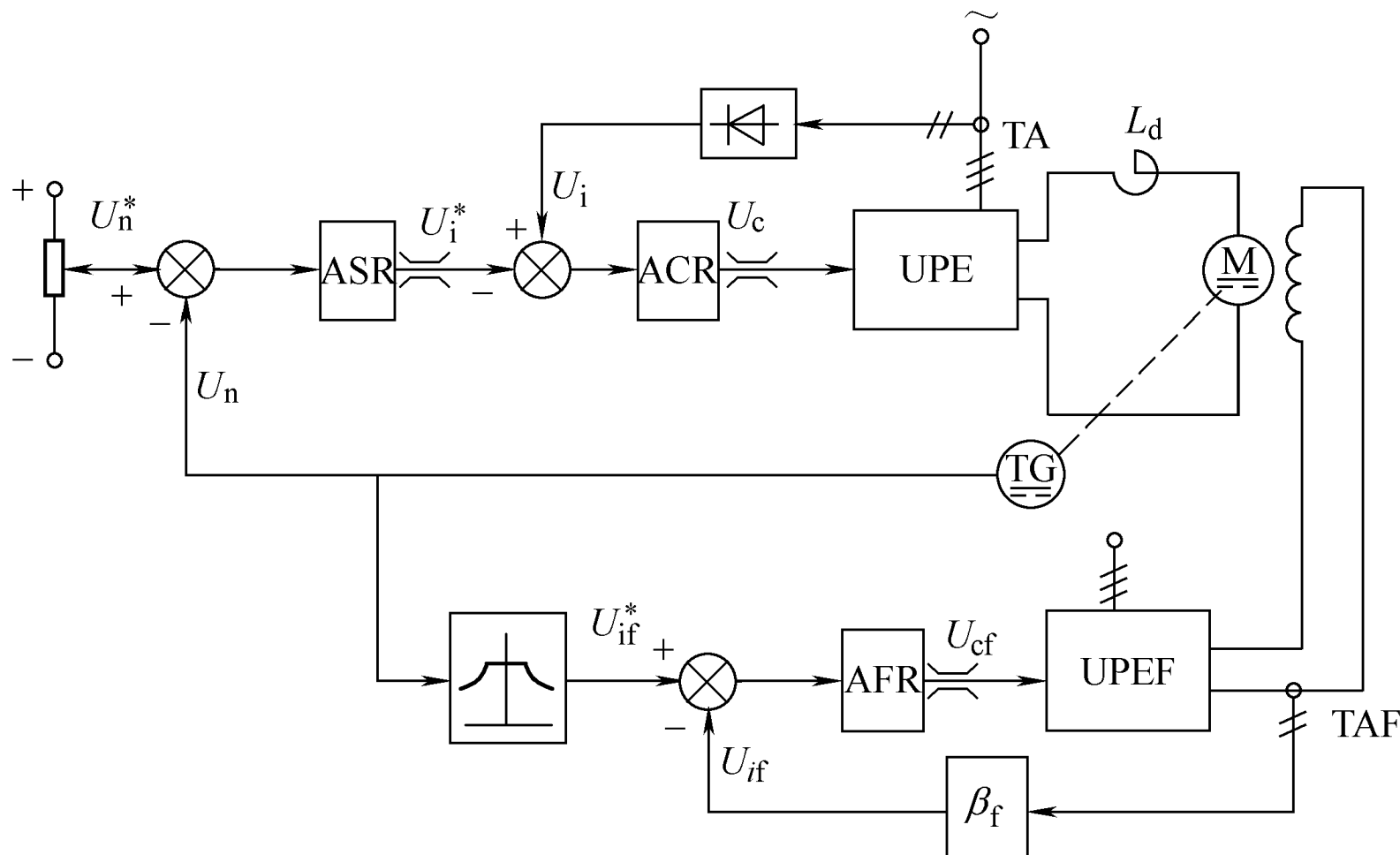
三. 双闭环控制直流调速系统的弱磁控制

本节学习要点：

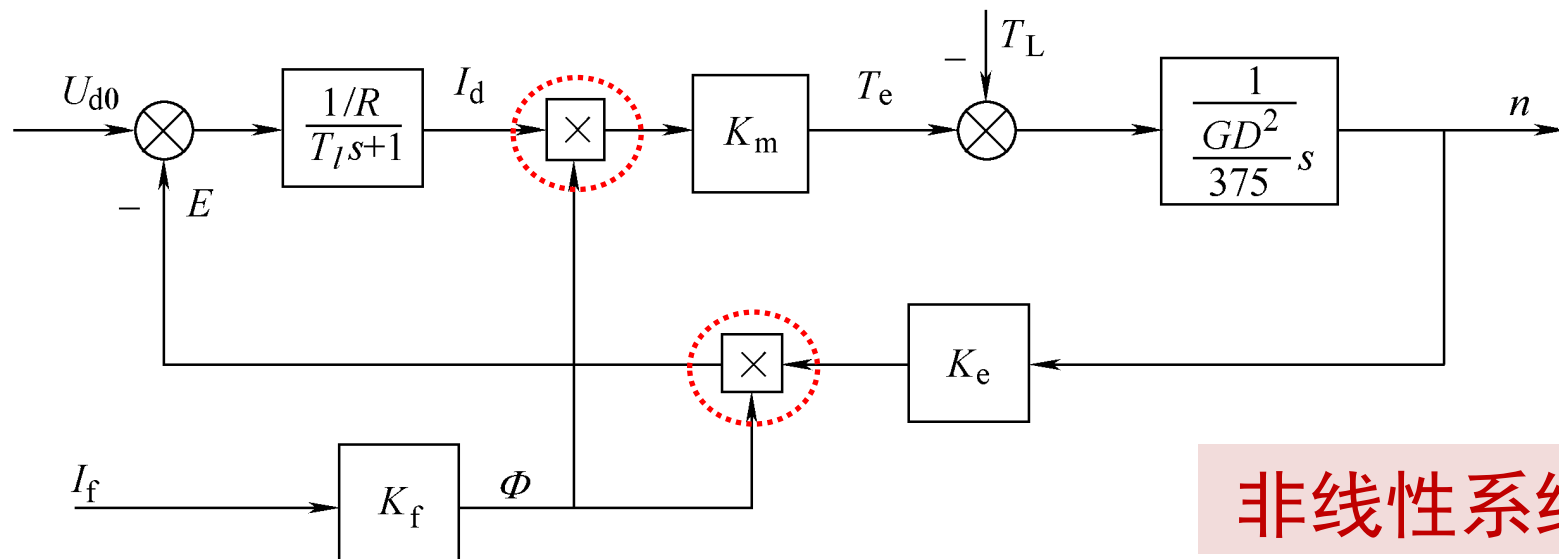
- ① 掌握弱磁与调压配合控制特性
- ② 掌握弱磁调速实现方法



弱磁与调压配合控制特性



带有励磁电流闭环的弱磁与调压的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



弱磁过程直流电动机的动态结构图

$$U_{d0} - E = R(I_d + T_l \frac{dI_d}{dt})$$

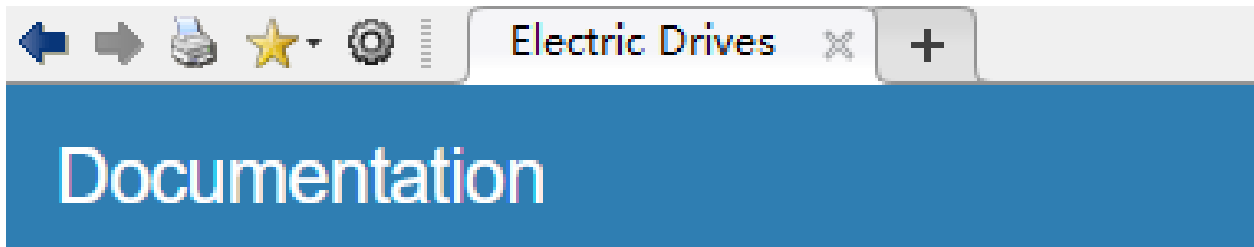
$$T_e - T_L = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt}$$

$$\Phi = K_f I_f$$



第4章 转速、电流双闭环控制的直流调速系统

- 一. 双闭环控制直流调速系统的组成及其静特性
- 二. 双闭环控制直流调速系统的数学模型与动态过程分析
- 三. 双闭环控制直流调速系统的设计
- 四. 双闭环控制直流调速系统的弱磁控制
- 五. 双闭环控制直流调速系统的仿真



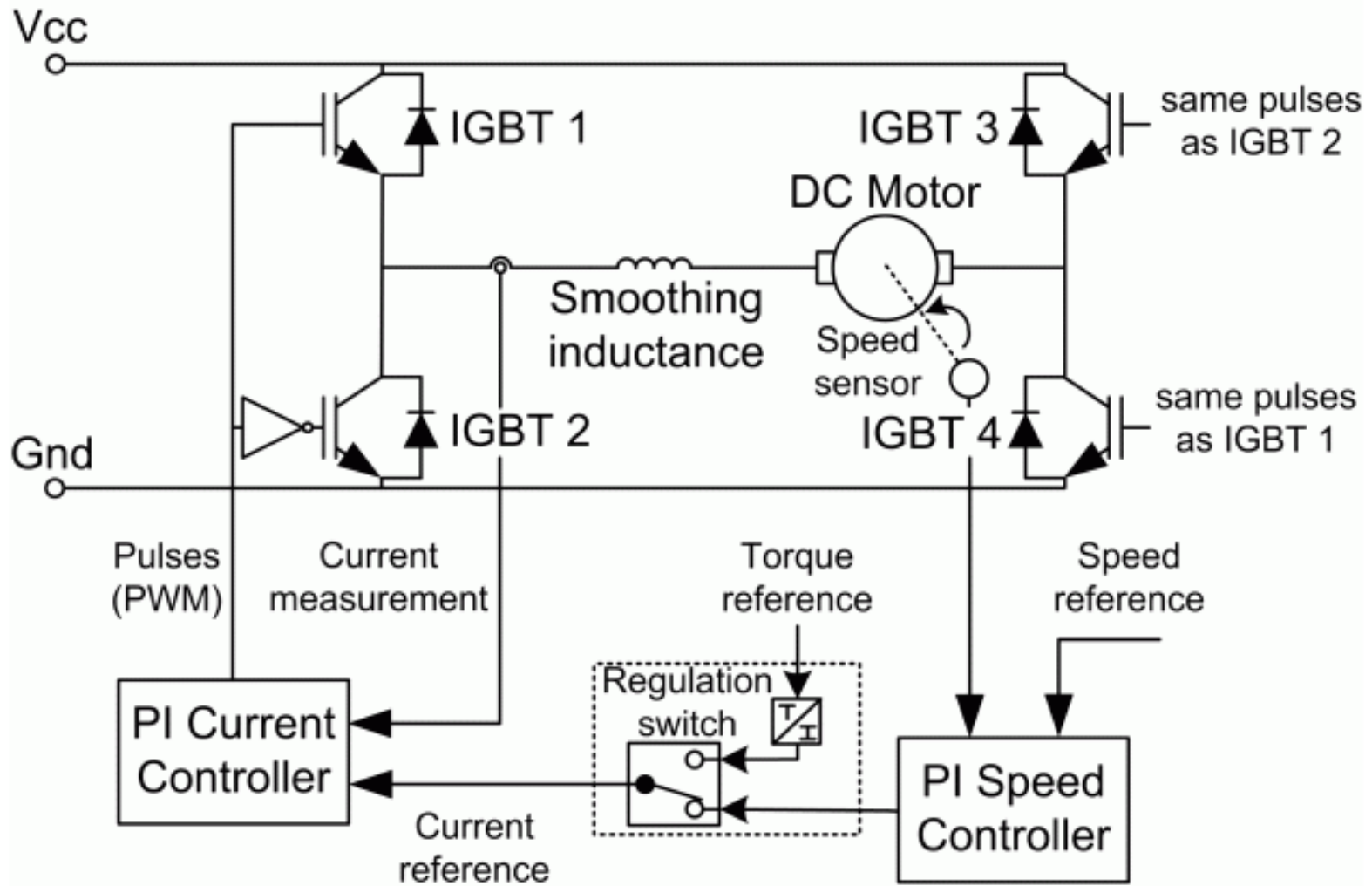
CONTENTS

Electric Drives

AC drives, DC drives, shafts, speed reducers, batteries, fuel cells

Blocks

Four-Quadrant Chopper DC Drive
Four-Quadrant Single-Phase Rectifier DC Drive
Four-Quadrant Three-Phase Rectifier DC Drive
One-Quadrant Chopper DC Drive
Two-Quadrant Chopper DC Drive
Two-Quadrant Single-Phase Rectifier DC Drive
Two-Quadrant Three-Phase Rectifier DC Drive



Simulink Schematic



4-Quadrant Chopper DC Motor Drive

The DC motor parameters are specified in the DC Machine tab. The converter parameters, smoothing inductance and field voltage values are specified in the Converter tab. The speed and current regulator parameters are specified in the Controller tab.

DC Machine Converter **Controller**

Regulation type : Speed regulation

Speed Controller **Current Controller**

Low-pass filter cutoff frequency (Hz):	Reference limit (p.u.):	PWM switching frequency (Hz):	Sampling time (s):
500	1.5	5e3	20e-6

Nominal values		PI regulator	
Power (VA):	200*746	Proportional gain:	2
Voltage (V):	440	Integral gain:	200

Output bus mode: Multiple output buses Mechanical input: Torque Tm

Model detail level: Detailed

Parameters file options



本章结束

课后作业: 4-2、4-6、4-8、4-9