

- 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。

3.7.3 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

- 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 $T=T_1+T_2$ ，频率特性为：

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

(1) 高频段小惯性环节的近似处理

$$T = T_1 + T_2$$

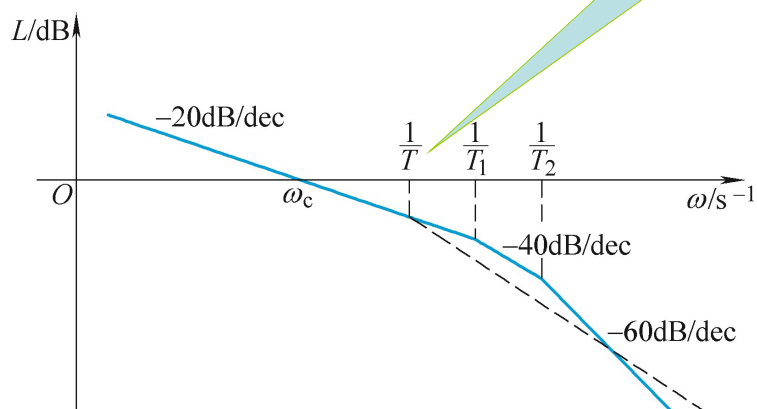


图3-16 高频段小惯性群近似处理对频率特性的影响

高频段小惯性环节的近似处理

- 近似相等的条件是 $T_1 T_2 \omega^2 \ll 1$ 。
- 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

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

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

 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
$$W(s) \approx \frac{K}{cs + 1}$$
- 近似条件
$$\omega_c \leq \frac{1}{3} \min\left(\sqrt{\frac{1}{b}}, \sqrt{\frac{c}{a}}\right)$$

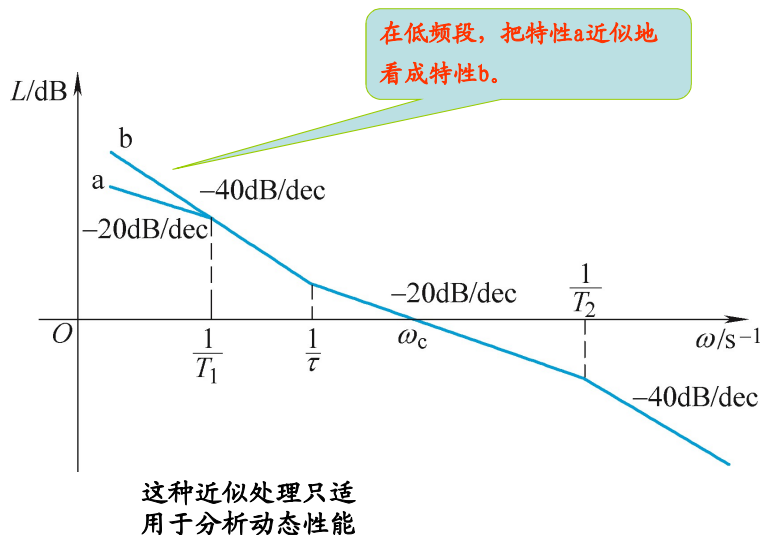
(3) 低频段大惯性环节的近似处理

- 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。

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

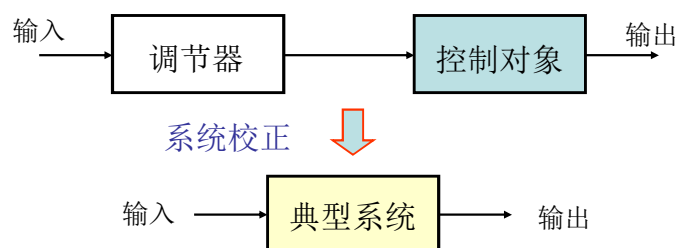
- 大惯性环节的频率特性为
$$\frac{1}{j\omega T + 1} = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 T^2 + 1}} \angle -\arctg \omega T$$
- 近似成积分环节, 其幅值应近似为
$$\frac{1}{\sqrt{\omega^2 T^2 + 1}} \approx \frac{1}{\omega T}$$
- 近似条件是:
$$\omega_c \geq \frac{3}{T}$$

图3-17 低频段大惯性环节近似处理对频率特性的影响



二. 调节器结构的选择

基本思路： 将控制对象校正成为典型系统。



• 选择规律：

几种校正成典型I型系统和典型II型系统的控制对象和相应的调节器传递函数列于表 3-6和表3-7中，表中还给出了参数配合关系。有时仅靠 P、I、PI、PD及PID几种调节器都不能满足要求，就不得不作一些近似处理，或者采用更复杂的控制规律。

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

表3-8 校正成典型I型系统的几种调节器选择

控制对象	$\frac{K_2}{(T_1s+1)(T_2s+1)}$ $T_1 > T_2$	$\frac{K_2}{Ts+1}$	$\frac{K_2}{s(Ts+1)}$	$\frac{K_2}{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)}$ $T_1, T_2 > T_3$	$\frac{K_2}{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)}$ $T_1 \gg T_2, T_3$
调节器	$\frac{K_{pi}(\tau_1s+1)}{\tau_1s}$	$\frac{K_i}{s}$	K_p	$\frac{(\tau_1s+1)(\tau_2+1)}{\tau s}$	$\frac{K_{pi}(\tau_1s+1)}{\tau_1s}$
参数配合	$\tau_1 = T_1$			$\tau_1 = T_1, \tau_2 = T_2$	$\tau_1 = T_1,$ $T_\Sigma = T_2 + T_3$

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

表3-9 校正成典型II型系统的几种调节器选择

控制对象	$\frac{K_2}{s(Ts+1)}$	$\frac{K_2}{(T_1s+1)(T_2s+1)}$ $T_1 \gg T_2$	$\frac{K_2}{s(T_1s+1)(T_2s+1)}$ T_1, T_2 相近	$\frac{K_2}{s(T_1s+1)(T_2s+1)}$ T_1, T_2 都很小	$\frac{K_2}{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)}$ $T_1 \gg T_2, T_3$
调节器	$\frac{K_{pi}(\tau_1s+1)}{\tau_1s}$	$\frac{K_{pi}(\tau_1s+1)}{\tau_1s}$	$\frac{(\tau_1s+1)(\tau_2+1)}{\tau s}$	$\frac{K_{pi}(\tau_1s+1)}{\tau_1s}$	$\frac{K_{pi}(\tau_1s+1)}{\tau_1s}$
参数配合	$\tau_1 = hT$	$\tau_1 = hT_2$ 认为: $\frac{1}{Ts_1+1} \approx \frac{1}{T_1s}$	$\tau_1 = hT_1$ (或 hT_2) $\tau_2 = hT_2$ (或 T_1)	$\tau_1 = h(T_1 + T_2)$	$\tau_1 = h(T_2 + T_3)$ 认为: $\frac{1}{T_1s+1} \approx \frac{1}{T_1s}$

3.8 转速电流双闭环调速系统的设计

本节将应用前述的工程设计方法来设计转速、电流双闭环调速系统的两个调节器。

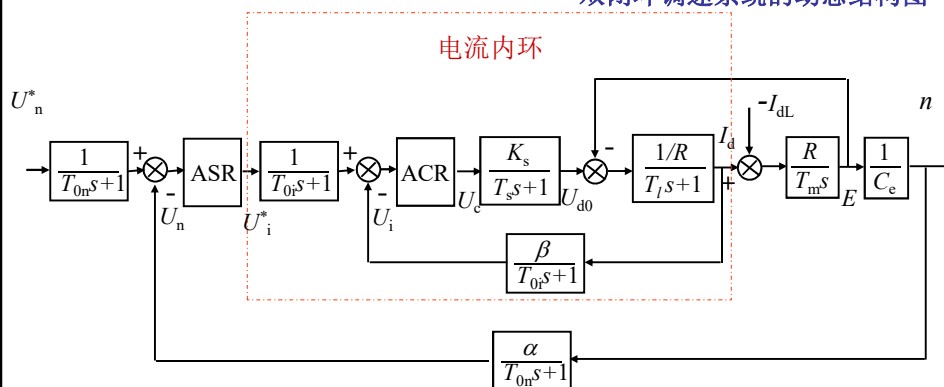
主要内容

- 系统设计对象
- 系统设计原则
- 系统设计步骤

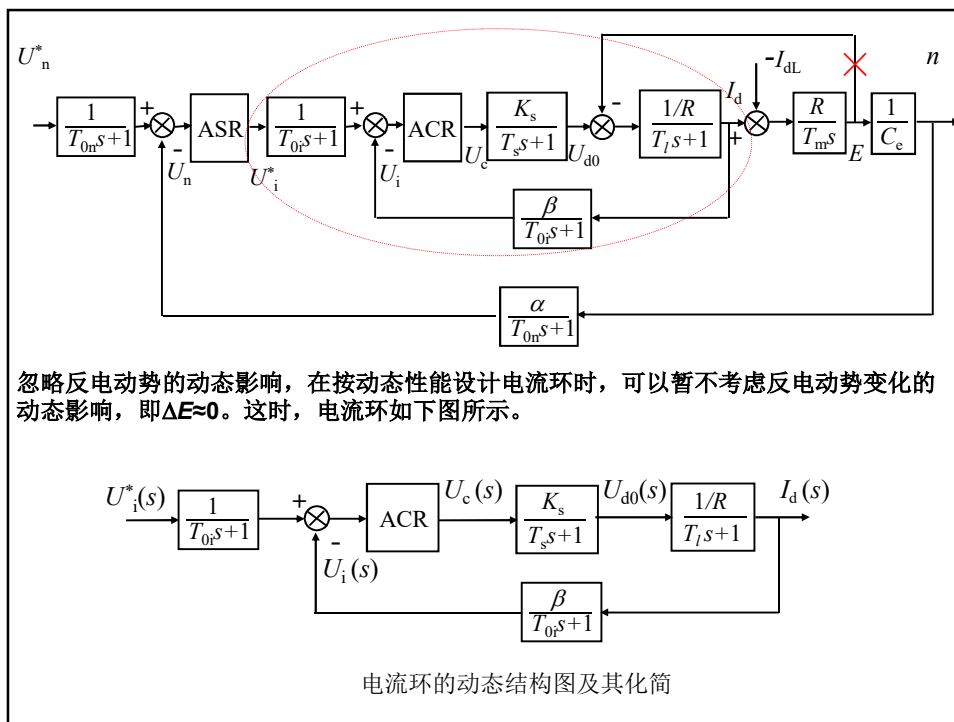
1. 系统设计对象

转速、电流双闭环调速系统

双闭环调速系统的动态结构图

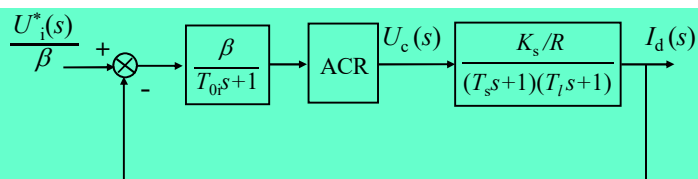


增加了滤波环节，包括电流滤波、转速滤波和两个给定信号的滤波环节。其中 T_{oi} — 电流反馈滤波时间常数
 T_{on} — 转速反馈滤波时间常数



• 等效成单位负反馈系统

如果把给定滤波和反馈滤波两个环节都等效地移到环内，同时把给定信号改成 $U_i^*(s)/\beta$ ，则电流环便等效成单位负反馈系统。

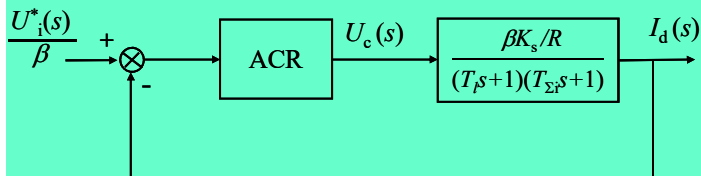


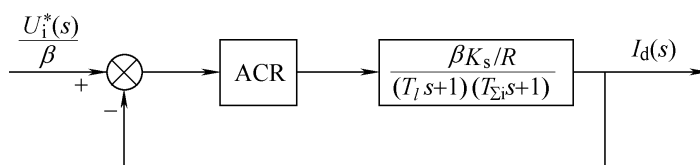
• 小惯性环节近似处理

最后，由于 T_s 和 T_{0i} 一般都比 T_l 小得多，可以当作小惯性群而近似地看作是一个惯性环节，其时间常数为 $T_{\Sigma i} = T_s + T_{0i}$

简化的近似条件

$$\omega_{ci} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_s T_{0i}}}$$

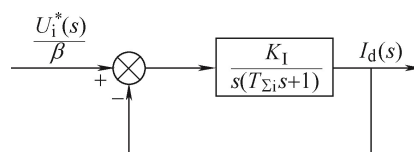




典型系统的选择:

- 从稳态要求上看, 希望电流无静差, 以得到理想的堵转特性, 采用 **I型系统** 就够了。
- 从动态要求上看, 实际系统不允许电枢电流在突加控制作用时有太大的超调, 以保证电流在动态过程中不超过允许值, 而对电网电压波动的及时抗扰作用只是次要的因素, 为此, **电流环应以跟随性能为主, 应选用典型I型系统。**

ACR参数计算:



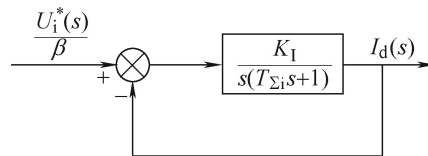
$$W_i(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} \frac{\beta K_s / R}{(T_l s + 1)(T_{\Sigma i} s + 1)}$$

$$\tau_i = T_l$$

$$T_{\Sigma i} = T_s + T_i = 0.00167 + 0.002 = 0.00367 \approx 0.0037$$

$$K_I = \frac{0.5}{T_{\Sigma i}} = \frac{0.5}{0.0037} = 135.1 \quad K_i = \frac{K_I \tau_i R}{K_s \beta}$$

电流环开环传递函数:



$$W_{opi}(s) = \frac{K_I}{s(T_{\Sigma i}s + 1)} = \frac{135.1}{s(0.0037s + 1)}$$

注意: 当指定超调为5%时, 且电源为三相桥式全控整流时, 对任意系统电流环开环传递函数是确定的!

电流环闭环传递函数:

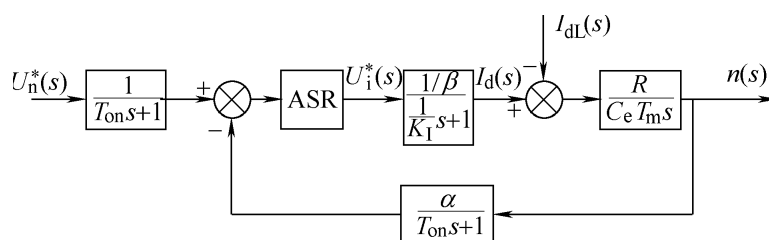
$$W_{cli}(s) = \frac{I_d(s)}{U_i^*(s)/\beta} = \frac{\frac{K_I}{s(T_{\Sigma i}s + 1)}}{1 + \frac{K_I}{s(T_{\Sigma i}s + 1)}} = \frac{1}{\frac{T_{\Sigma i}}{K_I}s^2 + \frac{1}{K_I}s + 1}$$

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

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

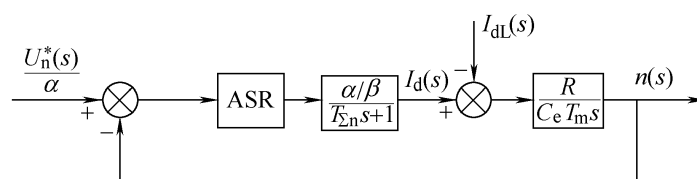
转速调节器设计

1. 校正前对象的结构



转速调节器设计

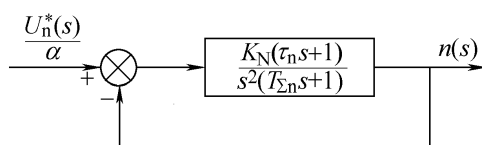
1. 校正前对象的结构



是校正成I型还是II型系统呢?

转速调节器设计

2. 校正后形式确定



$$(1) T_{\Sigma n} = \frac{1}{K_I} + T_{on} \quad (2) h = 3-8 (\text{常取} 5)$$

$$(3) \tau_n = h T_{\Sigma n} \quad (4) K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2}$$

转速调节器设计

3. 控制器的形式与参数确定

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

$$(1) h = 3-8 (\text{常取} 5)$$

$$(2) \tau_n = h T_{\Sigma n}$$

$$(3) K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} \quad K_n = \frac{(h+1)\beta C_e T_m}{2h\alpha R T_{\Sigma n}}$$