2.典型 II 型系统

- 典型 II 型系统的开环传递函数表示为

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

- 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 ***τ*** 。

定义中频宽：

$$h=\frac{\tau}{T}=\frac{\omega_2}{\omega_1} \tag{4-23}$$

- 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

- 典型 II 型系统的开环传递函数表示为

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

- 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 ***τ***。

定义中频宽：

$$h=\frac{\tau}{T}=\frac{\omega_2}{\omega_1} \tag{4-23}$$

- 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

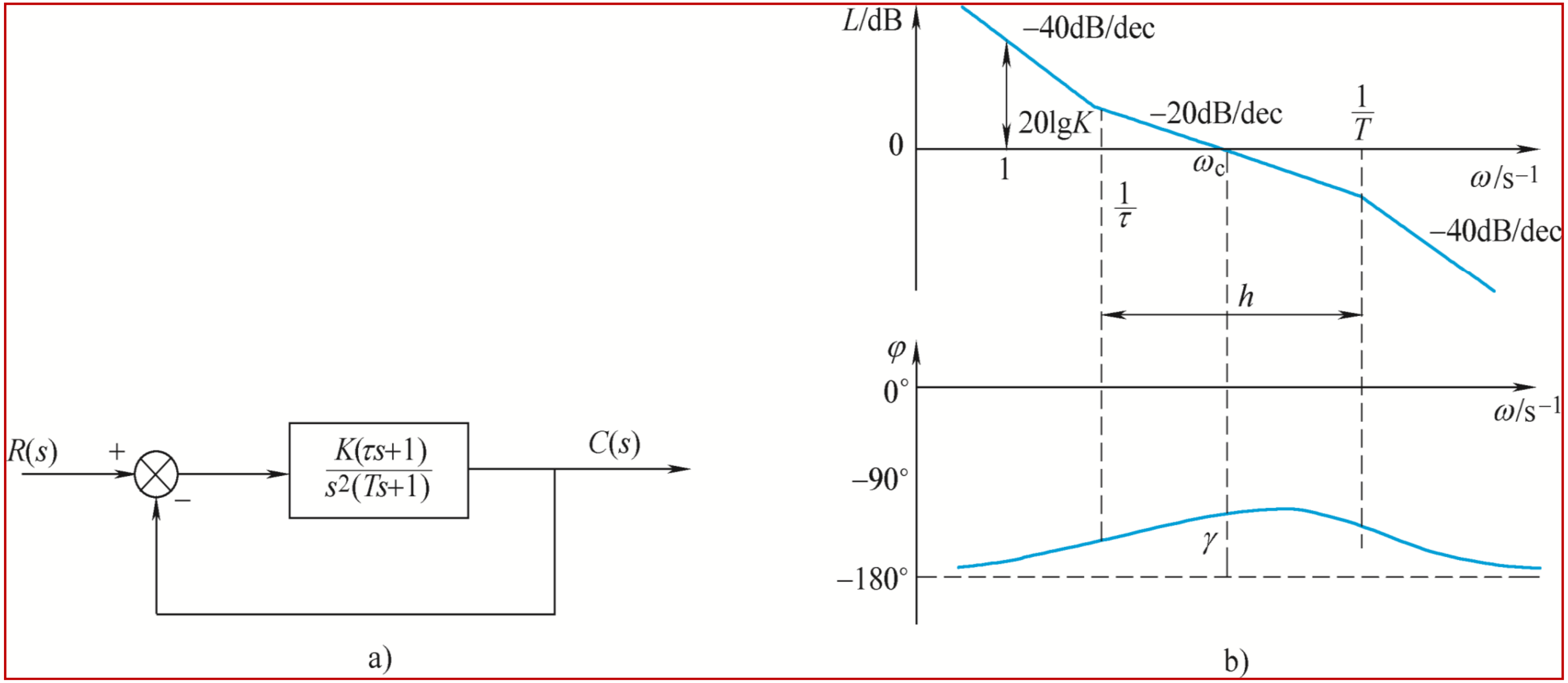


图4-15　典型 II 型系统

(a)闭环系统结构图　　　(b)开环对数频率特性

2.典型 II 型系统

- $$K = \omega_1 \omega_c \tag{4-25}$$
- 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

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

- ***τ***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。

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

- *h*值可在3-10之间选择。
- 在确定了*h*之后，可求得

$$\tau = hT \tag{4-31}$$

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

调节器的设计转变为根据性能指标选择中频带宽度*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

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

- 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

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

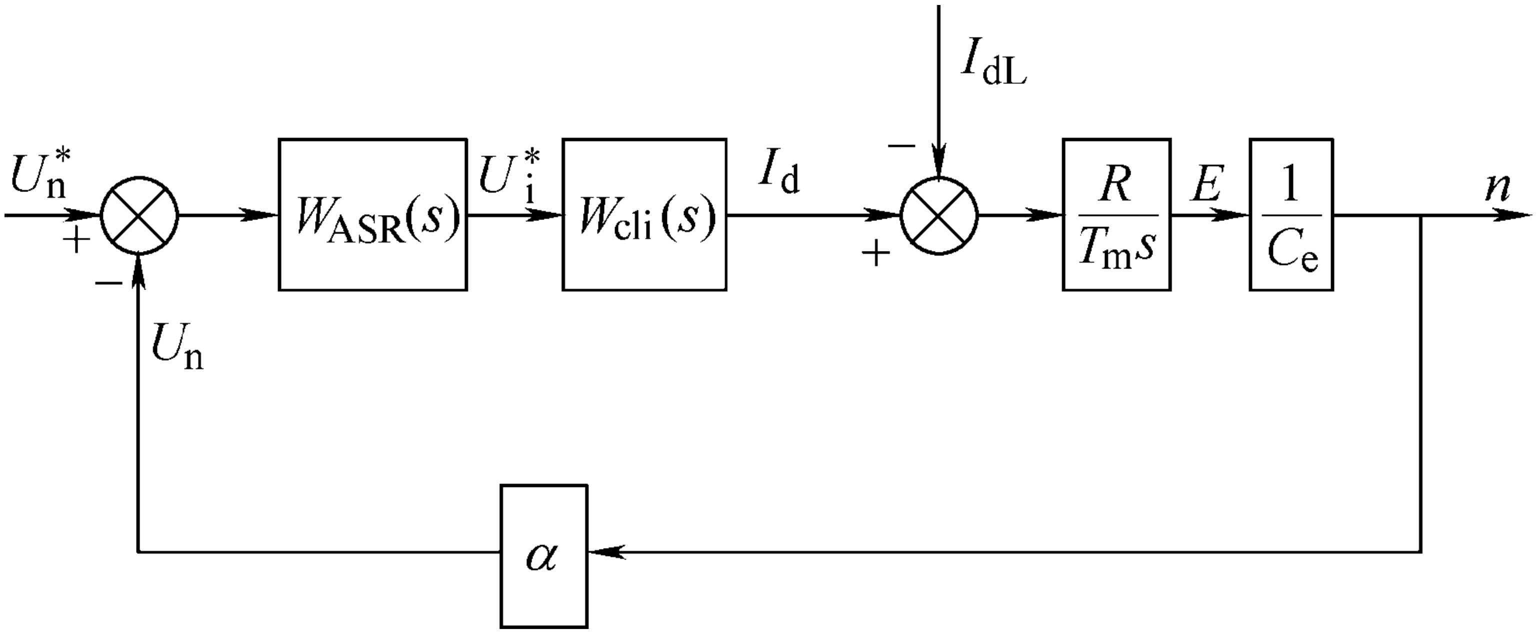
表4-4 典型 II 型系统阶跃输入跟随性能指标

(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

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，

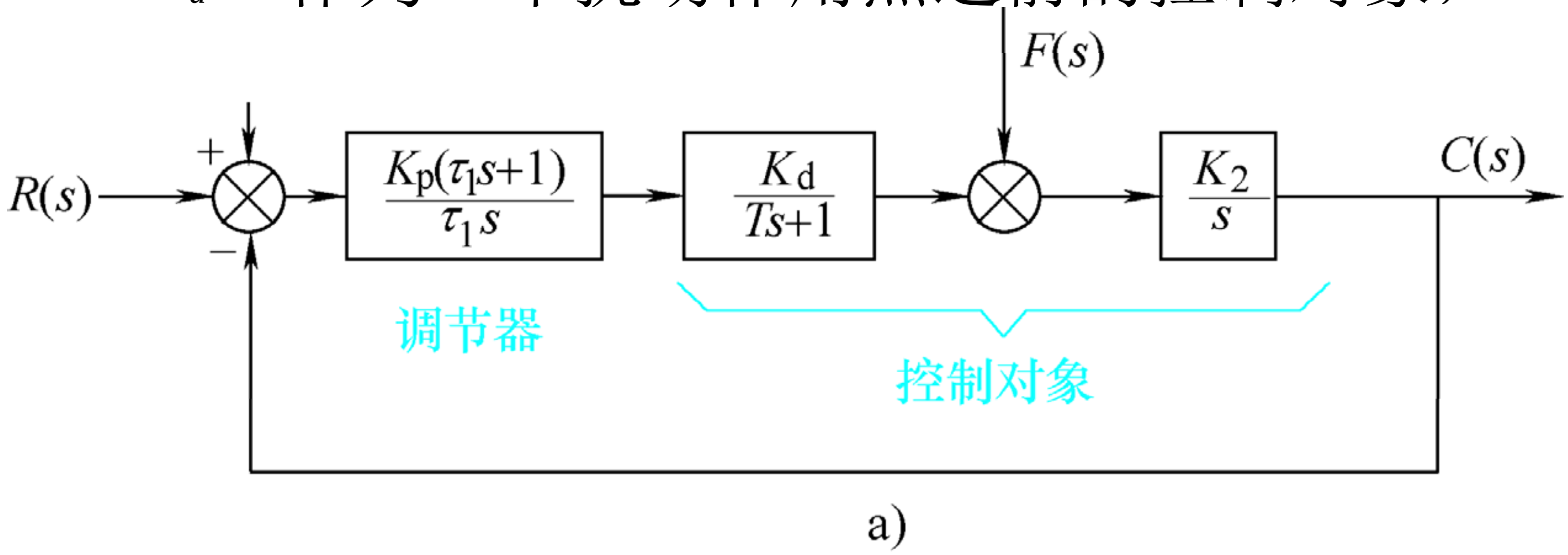


图4-17 典型 II 型系统在一种扰动作用下的动态结构图

(a)一种扰动作用下的结构

（2）动态抗扰性能指标

- 取 $K_1 = K_{pi}K_d/\tau_1, K_1K_2 = K, \tau_1 = hT$ ，
- 于是 $W_1(s) = \dfrac{K_1(hTs+1)}{s(Ts+1)}$ $W_2(s) = \dfrac{K_2}{s}$

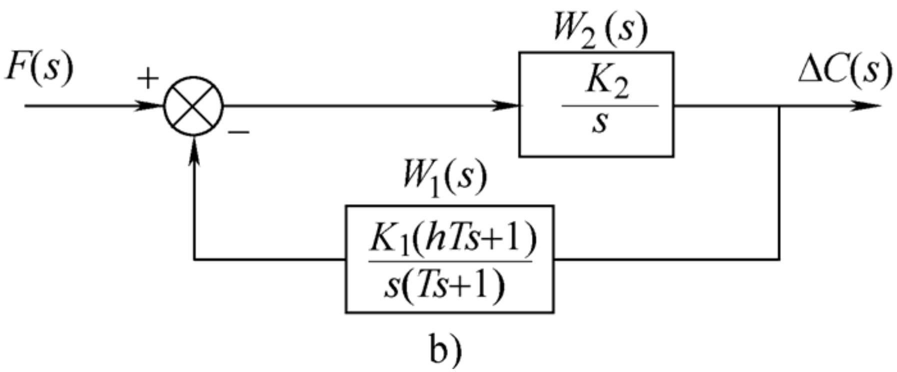


图4-17　典型 II 型系统在一种扰动作用下的动态结构图

（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

$$\Delta C(s)=\frac{\frac{2h^2}{h+1}FK_2T^2(Ts+1)}{\frac{2h^2}{h+1}T^3s^3+\frac{2h^2}{h+1}T^2s^2+hTs+1} \quad (4\text{-}36)$$

- 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。

$$C_{\mathrm{b}}=2FK_2T \quad (4\text{-}37)$$

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
$C_{\mathrm{max}}/C_{\mathrm{b}}$ t_{m}/T t_{v}/T	72.2% 2.45 13.60	77.5% 2.70 10.45	81.2% 2.85 8.80	84.0% 3.00 12.95	86.3% 3.15 16.85	88.1% 3.25 19.80	89.6% 3.30 22.80	90.8% 3.40 25.85

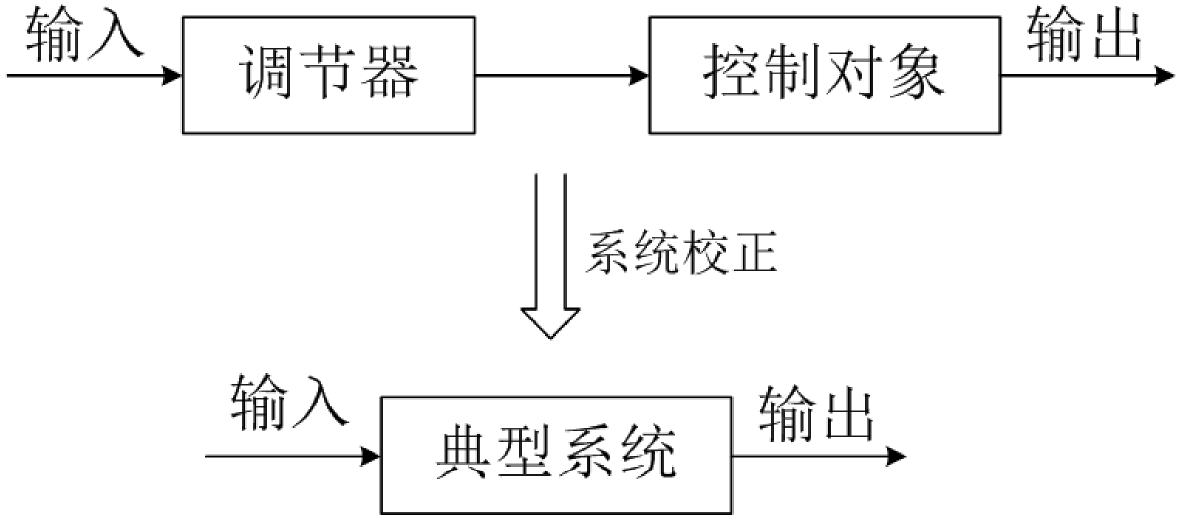
- 由表**4-5**中的数据可见， h 值越小，$\Delta C_{\max}/C_b$ 也越 小， t_m 都短，因而抗扰性能越好。
- 但是，当 $h < 5$ 时，由于振荡次数的增加，h 再小，恢复时间 t_v 反而拖长了。
- $h = 5$ 是较好的选择，这与跟随性能中调节时间 t_s 最短的条件是一致的（见表**4-4**）。

- 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

- 调节器的选择
  - 基本思路

    将控制对象校正成典型系统。



  - 选择控制规律：**P，I，PI，PD，PID**

表1 校正成典型I型系统的几种调节器的选择

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

表2 校正成典型II型系统的几种调节器的选择

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

- 例：

$$\frac{K_{pi}(\tau_1 s+1)}{\tau_1 s}\cdot\frac{K_2}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)} \Longrightarrow \frac{K}{s(Ts+1)}$$

$$T_1 > T_2$$

令 $\tau_1 = T_1$

$$\frac{K_{pi}(\tau_1 s+1)}{\tau_1 s}\cdot\frac{K_2}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)} = \frac{K_{pi}K_2}{\tau_1 s(T_2 s+1)}$$

确定参数：$\tau_1 = T_1$ $\quad K = \dfrac{K_{pi}K_2}{\tau_1}$

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

$$W(j\omega)=\frac{1}{(j\omega T_1+1)(j\omega T_2+1)}=\frac{1}{(1-T_1T_2\omega^2)+j\omega(T_1+T_2)} \quad \text{（4-39）}$$

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

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

（1）高频段小惯性环节的近似处理

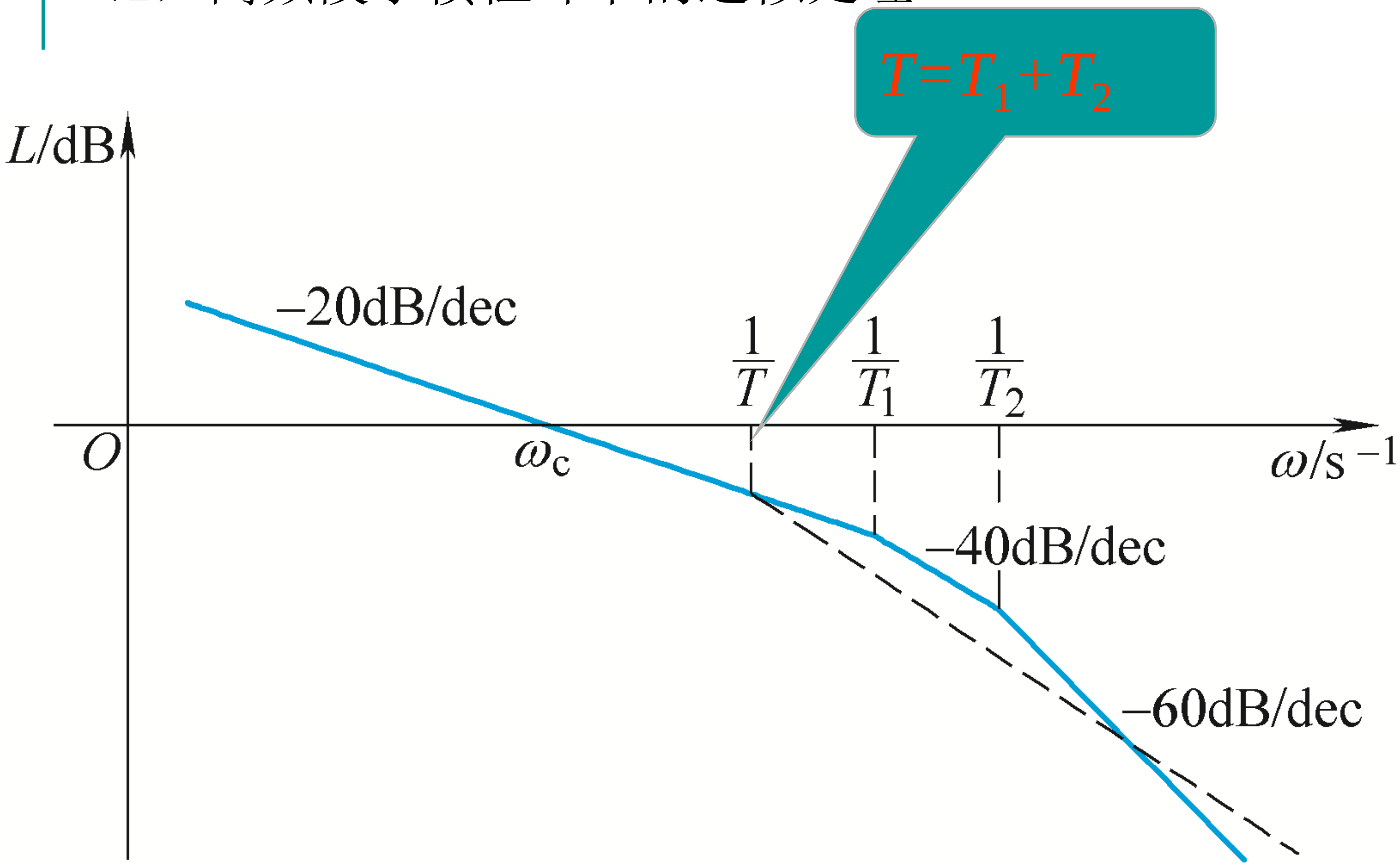


图4-18　高频段小惯性群近似处理对频率特性的影响

- 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

$$T_1T_2\omega^2 << 1 \qquad \omega_c \le \frac{1}{3\sqrt{T_1T_2}}$$

有三个小惯性环节，其近似处理的表达式是

$$\frac{1}{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)} \approx \frac{1}{(T_1+T_2+T_3)s+1}$$

- 近似的条件为

$$\omega_c \le \frac{1}{3}\sqrt{\frac{1}{T_1T_2+T_2T_3+T_3T_1}}$$

推广

一般地，若系统包含若干个小时间常数$T_1,T_2,\cdots\cdots,T_n$的小惯性群，则只要各小惯性环节的转角频率$\omega 1$, ω_2, ⋯⋯, ω_n, 在工程上只要

$$\omega_c \le \frac{1}{3}\sqrt{\frac{1}{T_1T_2+T_1T_3+\ldots+T_{n-1}T_n}}=\frac{1}{3}\sqrt{\frac{1}{\sum_{i=1}^{n-1}T_i\sum_{j=i+1}^{n}T_j}}$$

就可以将它们近似等效成一个小惯性环节，其时间常数等于原系统小时间常数之和，即$T=T_1+T_2+\cdots\cdots+T_n$。

（2）高阶系统的降阶近似处理

- 三阶系统

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

***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

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

- 近似条件

$$\omega_{\mathrm{c}}\leq\frac{1}{3}\min(\sqrt{\frac{1}{b}},\sqrt{\frac{c}{a}}) \qquad (4\text{-}47)$$

（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。

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

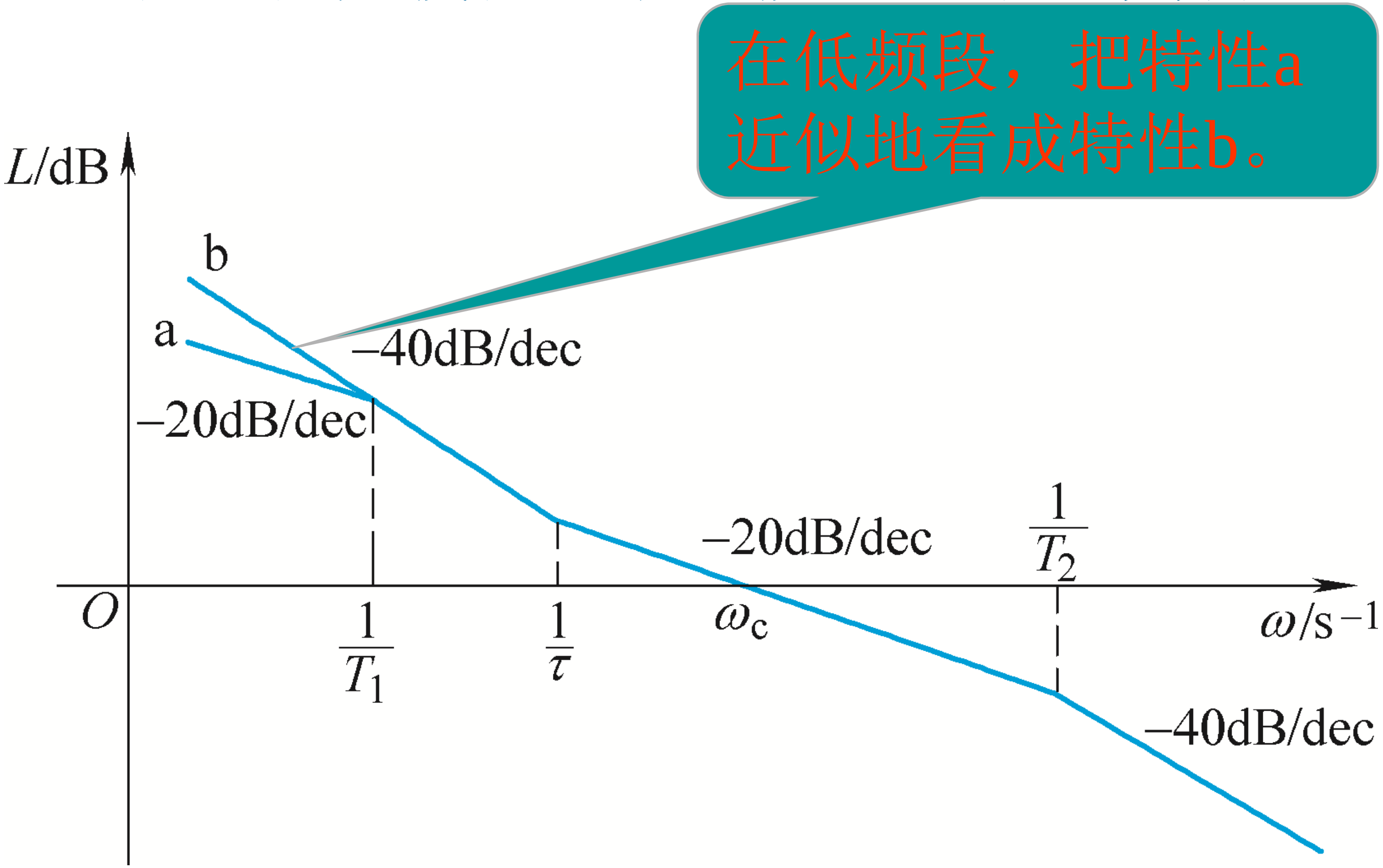
- 大惯性环节的频率特性为 $\dfrac{1}{j\omega T+1}=\dfrac{1}{\sqrt{\omega^2T^2+1}}\angle -arctg\omega T$

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

- 近似条件是：

$$\omega_c \ge \frac{3}{T} \tag{4-48}$$

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