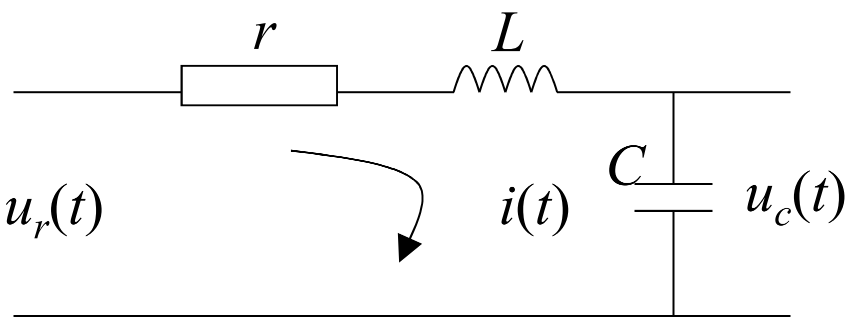
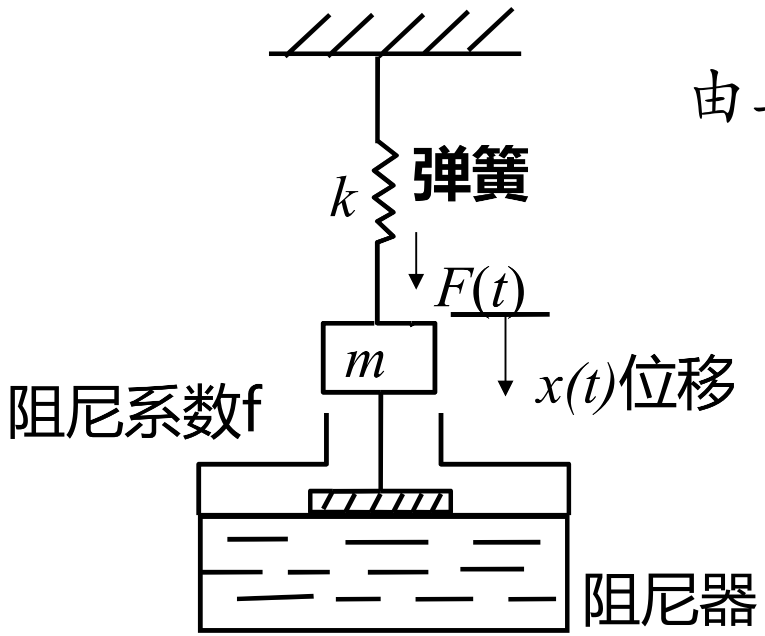
第三章 线性系统的时域分析法

3.3 二阶系统的时域分析



$$LC\frac{d^2u_C(t)}{dt^2}+rC\frac{du_C(t)}{dt}+u_C(t)=u_r(t)$$

由二阶微分方程描述的系统称为**二阶系统**



$$mx''(t)+fx'(t)+kx(t)=F(t)$$

3.3 二阶系统的时域分析

一、二阶系统的数学模型

位置控制系统的微分方程： $$T\frac{d^2c(t)}{dt^2}+\frac{dc(t)}{dt}+Kc(t)=Kr(t)$$

- 系统的(闭环)传递函数： $$\Phi(s)=\frac{C(s)}{R(s)}=\frac{K}{Ts^2+s+K}$$

分子分母同除以$s(Ts+1)$ 后，

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

- 系统的开环传递函数（单位反馈）

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

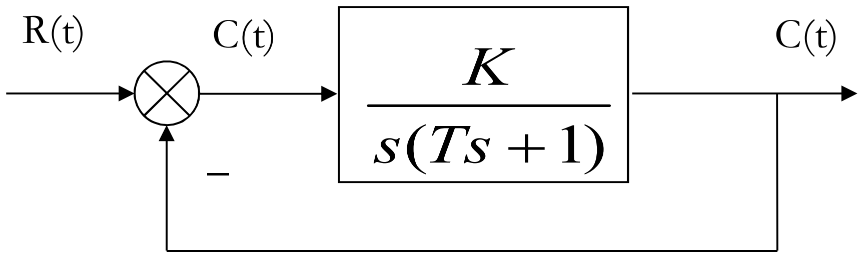


图3-5　二阶系统结构图

K为系统的开环放大系数,T为时间常数。

3.3 二阶系统的时域分析

将系统的闭环传递函数: $\Phi(s)=\dfrac{C(s)}{R(s)}=\dfrac{K}{Ts^2+s+K}$

改写成: $\Phi(s)=\dfrac{C(s)}{R(s)}=\dfrac{\omega_n^2}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2}$

式中，$\omega_n=\sqrt{\dfrac{K}{T}}$ 称为无阻尼自然振荡频率（简称为无阻尼自振频率）

$\zeta=\dfrac{1}{2\sqrt{TK}}$ 称为阻尼比（或相对阻尼系数，实际阻尼/临界阻尼）

系统的闭环特征方程为 $s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2=0$

两个根: $s_{1,2}=P_{1,2}=-\zeta\omega_n\pm\omega_n\sqrt{\zeta^2-1}$

二、二阶系统的单位阶跃响应

设系统的输入为单位阶跃函数，则系统输出响应的拉氏变换为

$$C(s)=\Phi(s)\cdot R(s)=\frac{\omega_n^{\ 2}}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^{\ 2}}\cdot\frac{1}{s}$$

对上式取拉氏反变换，即可求得二阶系统的时域单位阶跃响应。

$$C(s)=\frac{\omega_n^{\ 2}}{s(s-p_1)(s-p_2)}=\frac{\mathrm{A}_0}{s}+\frac{\mathrm{A}_1}{s-p_1}+\frac{\mathrm{A}_2}{s-p_2}$$

$s_{1,2}=P_{1,2}=-\zeta\omega_n\pm\omega_n\sqrt{\zeta^2-1}$　　ζ不同，根不同，所以分别讨论。

3.3 二阶系统的时域分析

$$s_{1,2}=P_{1,2}=-\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2-1}$$

1. 过阻尼（ζ >1）的情况

当 ζ >1时， 系统具有两个不相等的负实数极点，

$$P_1=-\zeta\omega_n+\omega_n\sqrt{\zeta^2-1}$$

$$P_2=-\zeta\omega_n-\omega_n\sqrt{\zeta^2-1}$$

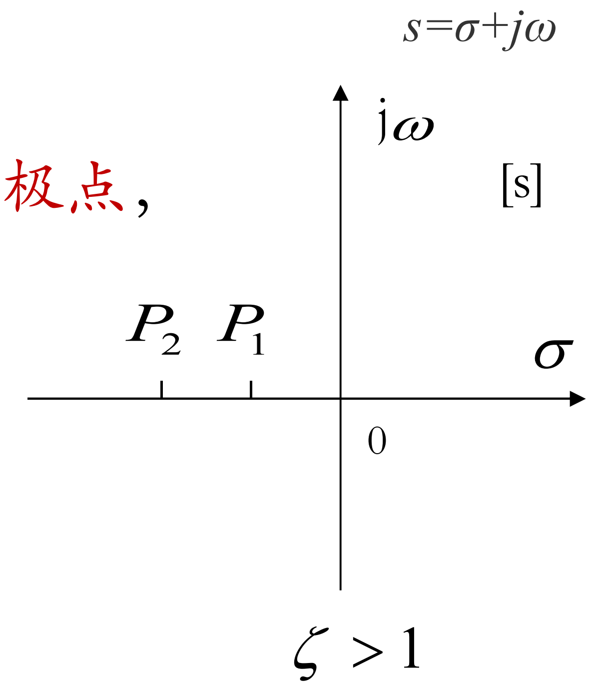


图3-6 过阻尼时极点分布

此时，输出响应的拉氏变换可写成

$$C(s)=\frac{\omega_n^2}{s(s-p_1)(s-p_2)}=\frac{A_0}{s}+\frac{A_1}{s-p_1}+\frac{A_2}{s-p_2}$$

3.3 二阶系统的时域分析

$$C(s)=\frac{\omega_n^{\ 2}}{s(s-p_1)(s-p_2)}=\frac{A_0}{s}+\frac{A_1}{s-p_1}+\frac{A_2}{s-p_2}$$

式中 $$A_0=[C(s)\cdot s]_{s=0}=1$$

$$A_1=[C(s)\cdot(s-p_1)]_{s=p_1}=\frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2-1}\cdot p_1}$$

$$A_2=[C(s)\cdot(s-p_2)]_{s=p_2}=\frac{-\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2-1}\cdot p_2}$$

将A_0、A_1 、A_2 代入式输出响应的拉氏变换，得：

$$C(s)=\frac{\omega_n^{\ 2}}{s(s-p_1)(s-p_2)}=\frac{1}{s}+\frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2-1}\cdot p_1}\frac{1}{s-p_1}+\frac{-\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2-1}\cdot p_2}\frac{1}{s-p_2}$$

3.3 二阶系统的时域分析

$$C(s)=\frac{\omega_n^2}{s(s-p_1)(s-p_2)}=\frac{1}{s}+\frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2-1}\cdot p_1}\frac{1}{s-p_1}+\frac{-\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2-1}\cdot p_2}\frac{1}{s-p_2}$$

进行拉氏反变换，得：

$$C(t)=1+\frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2-1}\cdot p_1}e^{p_1 t}+\frac{-\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2-1}\cdot p_2}e^{p_2 t}=1+\frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2-1}}\left(\frac{e^{p_1 t}}{p_1}-\frac{e^{p_2 t}}{p_2}\right)\ (t\geq 0)$$

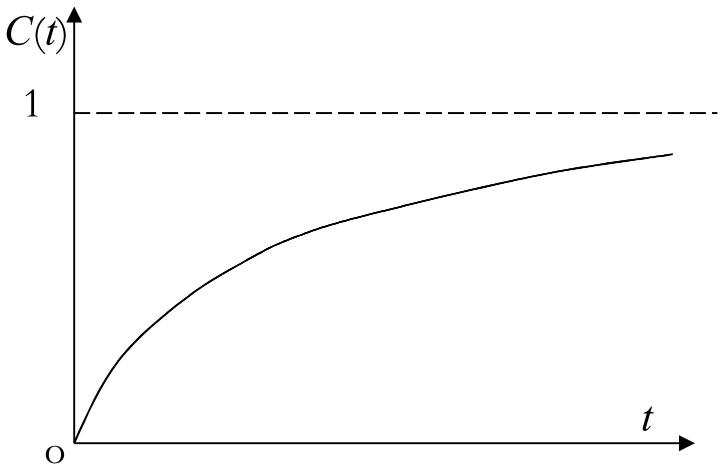
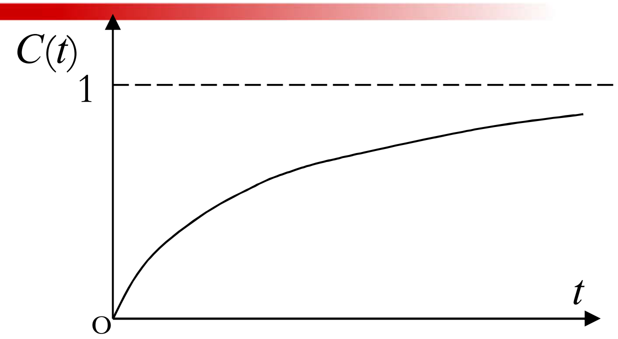


图3-7　过阻尼响应

通常，称阻尼比 $\zeta>1$ 时二阶系统的运动状态为过阻尼状态。

3.3 二阶系统的时域分析

$$C(t)=1+\frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2-1}}\left(\frac{e^{p_1 t}}{p_1}-\frac{e^{p_2 t}}{p_2}\right)\quad (t\ge 0)$$



上式表明：

- 系统的单位阶跃响应由**稳态分量**和**瞬态分量**组成；
- 稳态分量为**1**，瞬态分量包含两个**单调衰减**指数项；
- 随着时间t的增加，指数项逐渐衰减，系统输出响应曲线单调上升。
- 当$\zeta>>1$时，极点p_2比p_1距虚轴远的多，故$e^{p_2 t}$比$e^{p_1 t}$衰减更快。
- 可以忽略p_2对系统输出的影响，把二阶系统近似看作一阶系统。
- 在工程上，当$\zeta\ge 1.5$时，这种近似处理方法具有足够的准确度。

$$s_{1,2}=P_{1,2}=-\zeta\omega_n\pm\omega_n\sqrt{\zeta^2-1}$$

2. 欠阻尼（0〈ζ〈1）的情况

当 $0<\zeta<1$ 时，系统具有一对共轭复数极点，且在s平面的左半部分，即

$$p_1=-\zeta\omega_n+j\omega_n\sqrt{1-\varsigma^2}$$

$$p_2=-\zeta\omega_n-j\omega_n\sqrt{1-\varsigma^2}$$

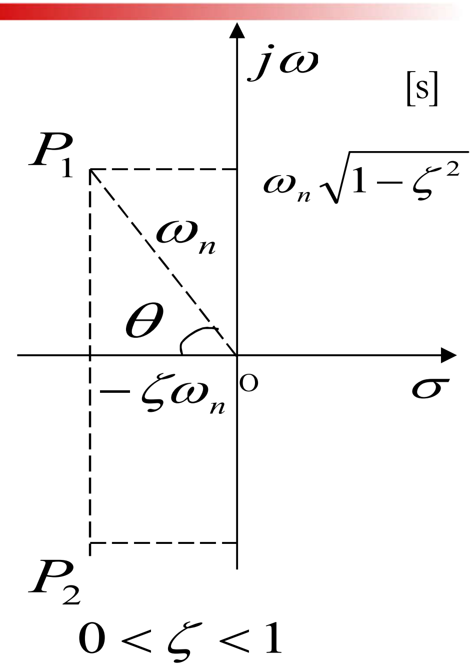


图3-8　欠阻尼时的极点分布

输出响应的拉氏变换为

$$C(s)=\frac{\omega_n^2}{s(s+\zeta\omega_n-j\omega_d)(s+\zeta\omega_n+j\omega_d)}$$

角 θ 称为阻尼角(从负实轴顺时针计算，正角度)

式中 $\omega_d=\omega_n\sqrt{1-\varsigma^2}$，称为阻尼振荡频率。

$\sin\theta=\sqrt{1-\zeta^2}$　$\cos\theta=\zeta$

$$C(s)=\frac{\omega_n^{\ 2}}{s(s+\zeta\omega_n-j\omega_d)(s+\zeta\omega_n+j\omega_d)}\qquad C(s)=\frac{A_0}{s}+\frac{A_1 s+A_2}{(s+\zeta\omega_n)^2+\omega_d^{\ 2}}$$

进一步求得 $A_0=1\quad A_1=-1\quad A_2=-2\zeta\omega_n$

代入上式，并将式中的第二项分成两项得

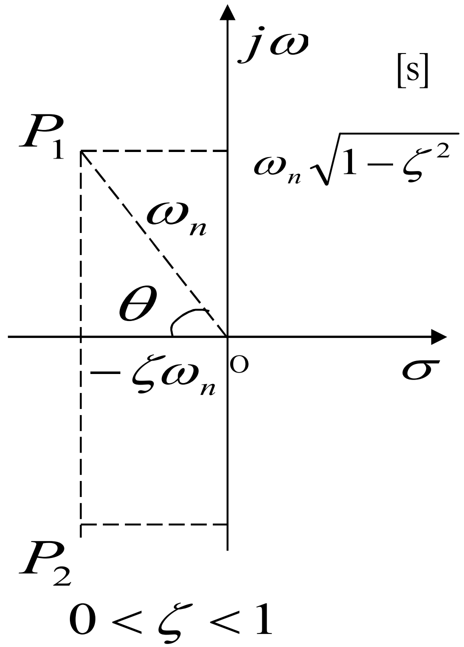
$$C(s)=\frac{1}{s}-\frac{s+\zeta\omega_n}{(s+\zeta\omega_n)^2+\omega_d^{\ 2}}-\frac{\zeta\omega_n}{(s+\zeta\omega_n)^2+\omega_d^{\ 2}}$$

拉氏逆变换 $$£^{-1}\left[\frac{s+\zeta\omega_n}{(s+\zeta\omega_n)^2+\omega_d^{\ 2}}\right]=e^{-\zeta\omega_n t}\cos\omega_d t$$

$$£^{-1}\left[\frac{\omega_d}{(s+\zeta\omega_n)^2+\omega_d^{\ 2}}\right]=e^{-\zeta\omega_n t}\sin\omega_d t\qquad \omega_d=\omega_n\sqrt{1-\varsigma^2}$$

输出响应 $C(t)=1-e^{-\zeta\omega_n t}(\cos\omega_d t+\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin\omega_d t)$

$$=1-\frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}}(\sqrt{1-\zeta^2}\cos\omega_d t+\zeta\sin\omega_d t)$$



有 $\sin\theta=\sqrt{1-\zeta^2}$ ， $\cos\theta=\zeta$ 。

输出响应：

$$C(t)=1-\frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}}(\sin\theta\cos\omega_d t+\cos\theta\sin\omega_d t)$$

$$=1-\frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin(\omega_d t+\theta) \qquad t\geq 0$$

式中 $\theta=arctg\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}$

$\theta=\arccos\zeta$

3.3 二阶系统的时域分析

$$C(t)=1-\frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\varsigma^2}}\sin(\omega_d t+\theta)$$

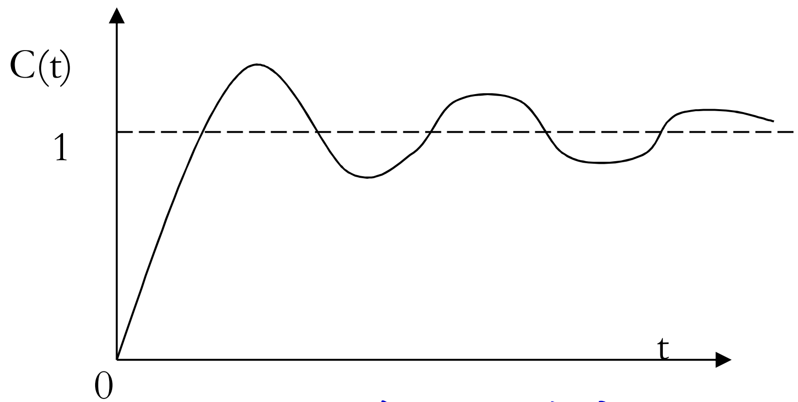


图3-9 欠阻尼响应

上式表明：

- 系统的稳态响应为1，瞬态分量是一个随时间t的增大而衰减的阻尼正弦振荡过程。
- 振荡频率为ω_d，它取决于阻尼比ζ和无阻尼自然频率ω_n。
- 衰减速度取决于$\zeta\omega_n$的大小，所以$\sigma=\zeta\omega_n$定义为衰减系数。
- 此时系统工作在欠阻尼状态。

3. 临界阻尼（$\zeta=1$）的情况

当$\zeta=1$时，系统有两个相等的负实数极点，$p_{1,2}=-\omega_n$。

$$C(s)=\frac{\omega_n^2}{s(s+\omega_n)^2}=\frac{A_0}{s}+\frac{A_1}{s+\omega_n}+\frac{A_2}{(s+\omega_n)^2}$$

$$A_0=[C(s)\cdot s]_{s=0}=1$$

$$A_1=\{\frac{d}{ds}[C(s)(s+\omega_n)^2]\}_{s=-\omega_n}=-1$$

$$A_2=[C(s)\cdot(s+\omega_n)^2]_{s=-\omega_n}=-\omega_n$$

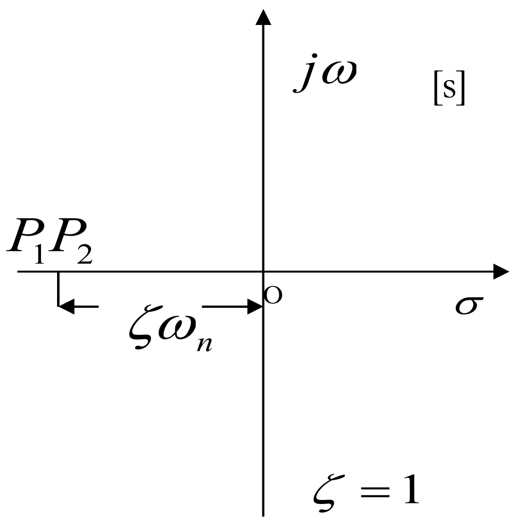


图3-10 临界阻尼时极点的分布

3.3 二阶系统的时域分析

将 A_0, A_1, A_2 代入前式，得

$$C(s)=\frac{\omega_n^{\ 2}}{s(s+\omega_n)^2}=\frac{1}{s}+\frac{-1}{s+\omega_n}+\frac{-\omega_n}{(s+\omega_n)^2}$$

进行拉氏反变换：

$$C(t)=1-e^{-\omega_n t}-\omega_n t e^{-\omega_n t}$$

$$=1-e^{-\omega_n t}(1+\omega_n t) \qquad (t \geq 0)$$

$$C(t)=1-e^{-\omega_n t}(1+\omega_n t)\quad (t\geq 0)$$

当 $\zeta=1$ 时，系统的输出响应由零开始单调上升，最后达到稳态值1。

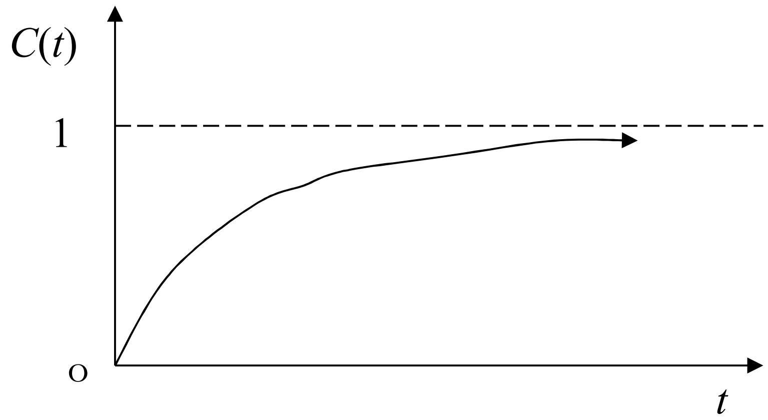


图3-11　临界阻尼响应

$\zeta=1$ 是输出响应单调和振荡过程的分界，称为临界阻尼状态。

4. 无阻尼（$\zeta = 0$）的情况

当 $\zeta = 0$ 时，系统具有一对共轭纯虚数极点。

$$p_{1,2} = \pm j\omega_n$$

将 $\zeta = 0$ 代入 $0 < \zeta < 1$ 计算结果

$$C(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}}\left(\sqrt{1-\zeta^2}\cos\omega_d t + \zeta\sin\omega_d t\right)$$

解得：$C(t) = 1 - \cos\omega_n t$

系统的输出响应是无阻尼的等幅振荡过程，其振荡频率为 ω_n 。

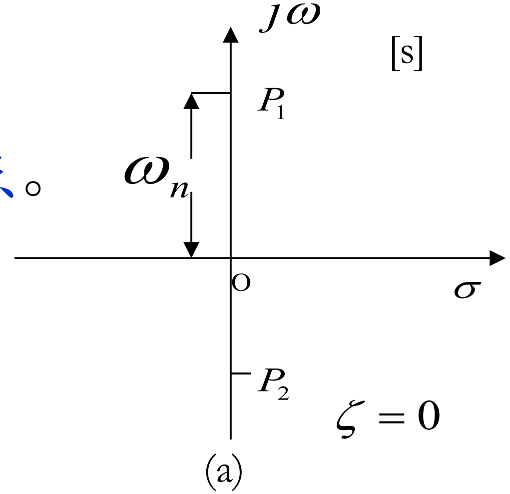


图3-12 a) 无阻尼时的极点分布

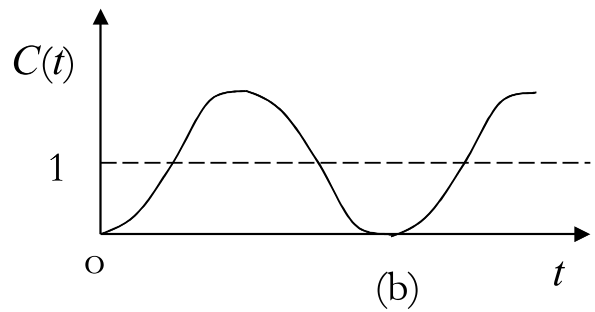


图3-12 b) 无阻尼时的输出响应

比较 频率 ω_n 和 ω_d 的物理意义。

ω_n ——无阻尼自然振荡频率，此时系统输出为等幅振荡。

ω_d ——阻尼振荡频率，此时系统输出为衰减正弦振荡过程。

5. 无阻尼（$\zeta < 0$）的情况

$$C(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t + \theta)$$

当 $\zeta < 0$,系统具有实部为正的极点，输出响应指数因子具有正幂指数，输出响应是发散（振荡或单调）的，此时系统已无法正常工作。

3.3 二阶系统的时域分析

根据上面的分析，在不同的阻尼比时，二阶系统的响应具有不同的特点。因此，阻尼比ζ 是二阶系统的重要特征参数。

选取$\omega_n t$为横坐标，不同阻尼比时二阶系统单位阶跃响应曲线。

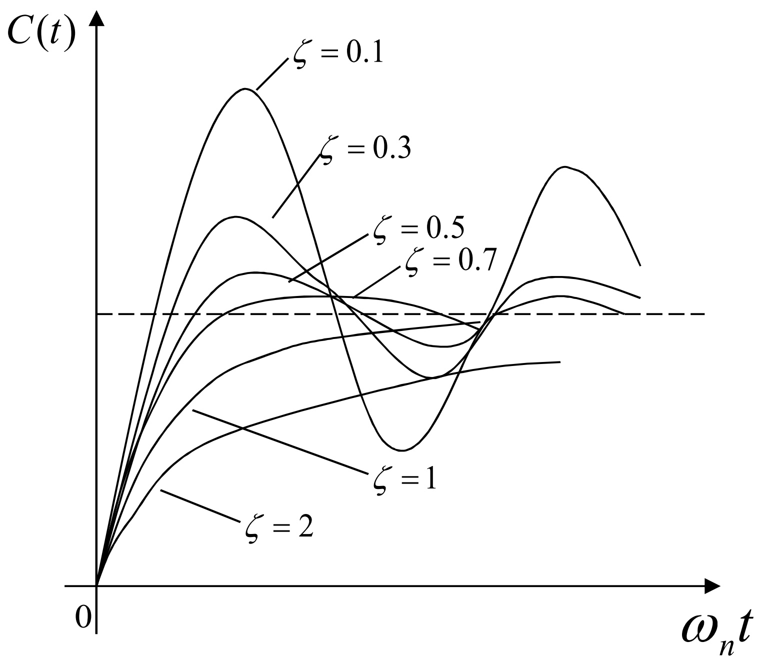


图3-13 二阶系统的阶跃响应

3.3 二阶系统的时域分析

- ζ越小，响应特性振荡得越厉害。
- 随着ζ增大到一定程度后，响应特性变成单调上升。$\zeta=1$ 是临界。
- 当系统无振荡时，临界阻尼所对应的上升时间最短，系统响应最快。
- 当欠阻尼时，若阻尼比ζ在0.4～0.8之间，则系统的超调量适中，调节时间较短，振荡特性并不严重。

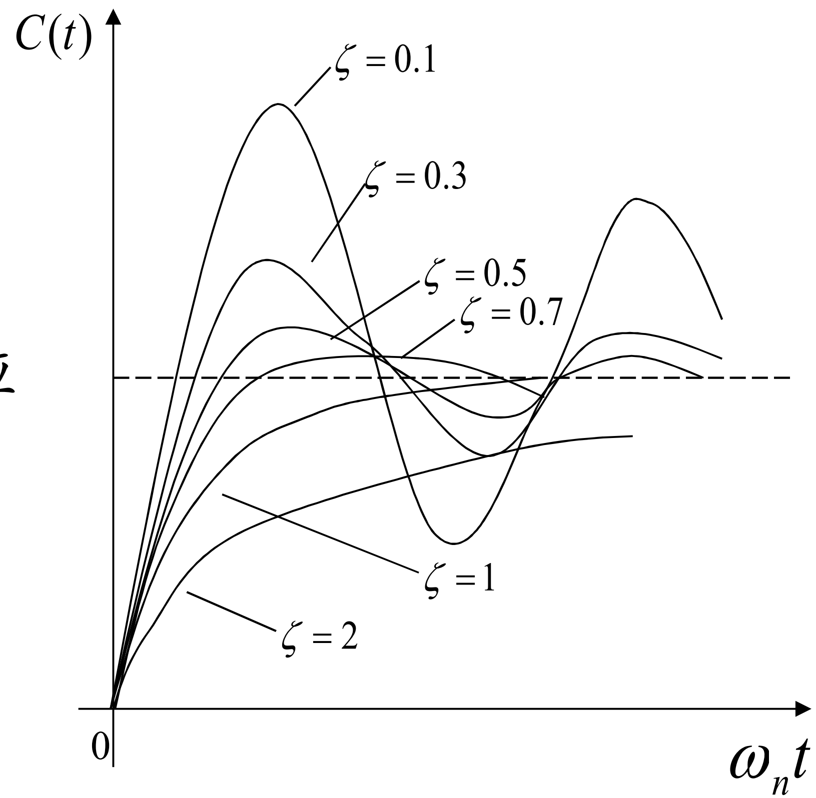


图3-13 二阶系统的阶跃响应

- 一般希望二阶系统工作在ζ =0.4～0.8 的欠阻尼状态下，在工程实际中，通常选取 $\zeta=1/\sqrt{2}=0.707$ 作为设计系统的依据。

三、二阶系统动态性能指标

- 系统控制性能的好坏通过系统性能指标衡量。
- 性能指标的定义和定量关系的推导，主要针对欠阻尼二阶系统的单位阶跃响应。
- 考虑 ζ 和 ω_n 对系统单位阶跃响应的影响。

- 上升时间tr：响应从终值的10%上升到90%所需时间，或从零第一次上升到终值所需时间。 Speed
- 峰值时间tp：响应超过终值到达第一个峰值所需时间。Speed
- 调节时间ts：响应到达并保持在终值的±5%内所需时间。Speed+damp
- 超调量σ%：响应的最大偏离量与终值的差与终值的比（百分数）。damp

3.3 二阶系统的时域分析

在欠阻尼情况下，系统的输出响应曲线如图3-14所示。

$$C(t)=1-\frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin(\omega_d t+\theta)$$

$$(t\geq 0)$$

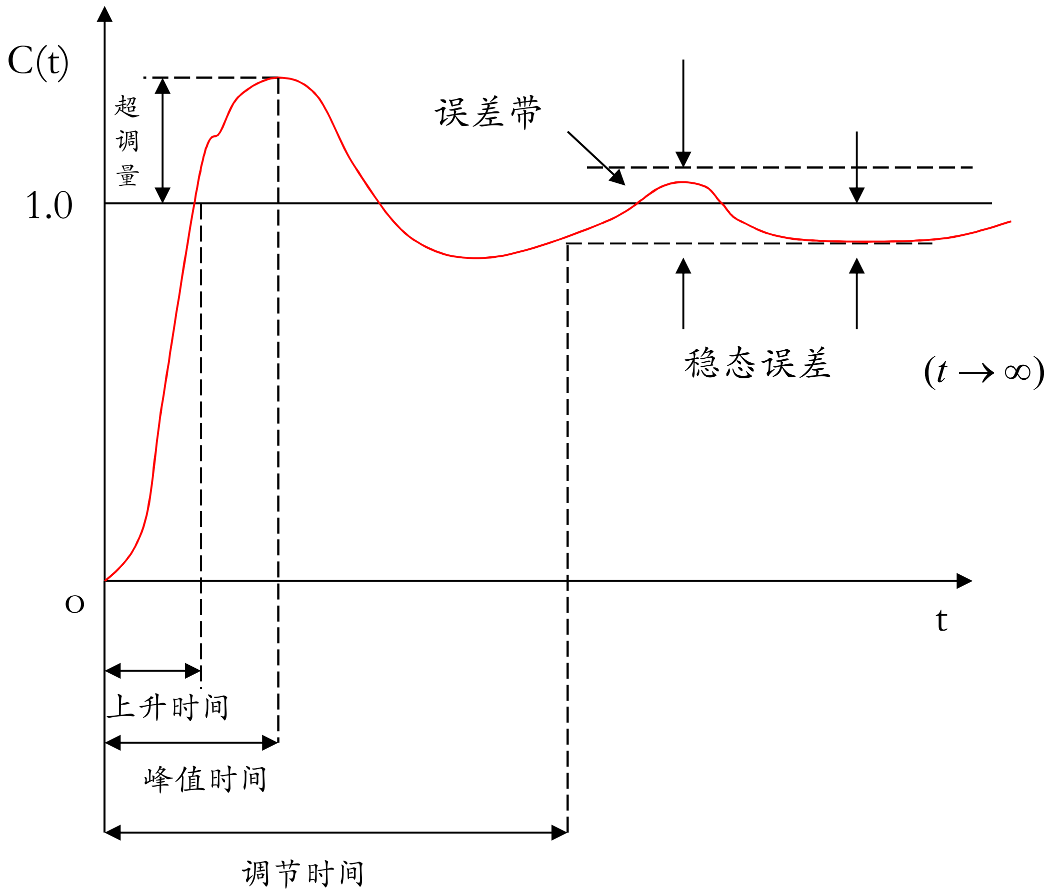


图3-14　二阶系统瞬态性能指标

对于无零点的欠阻尼二阶系统，动态性能指标计算公式：

1、上升时间

响应曲线从零开始上升，第一次到达稳态值所需的时间，称为上升时间。根据上述定义，当 $t=t_r$时，$C(t_r)=1$ 。

根据单位阶跃响应表达式：$C(t)=1-\dfrac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin(\omega_d t+\theta)$

有：$\dfrac{e^{-\zeta\omega_n t_r}}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin(\omega_d t_r+\theta)=0$ $\Rightarrow$ $\sin(\omega_d t_r+\theta)=0$

所以 $\omega_d t_r+\theta=k\pi$（k=1,2……） $(t\geq 0)$

由于上升时间 t_r 是$C(t)$第一次到达稳态值的时间，故取 $k=1$，所以

单位：弧度

$$t_r = \frac{\pi - \theta}{\omega_d} = \frac{\pi - \theta}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}}$$

由式可以看出，

- 当 ω_n一定时，阻尼比 ζ 越大，上升时间 t_r越长；
- 当ζ 一定时，ω_n越大，t_r 越小。

$$C(t)=1-\frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin(\omega_d t+\theta)$$

2、峰值时间 t_p

响应曲线$C(t)$从零开始到达第一个峰值所需时间，称为峰值时间。

由定义，对输出响应对时间求导，并令其等于零，即 $\left.\frac{dC(t)}{dt}\right|_{t=t_p}=0$

得 $$\zeta\omega_n\sin(\omega_d t_p+\theta)-\omega_d\cos(\omega_d t_p+\theta)=0$$

经变换可得 $$tg(\omega_d t_p+\theta)=\frac{\omega_d}{\zeta\omega_n}=\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}=tg\theta$$

所以 $$\omega_d t_p+\theta=k\pi+\theta \qquad (k=1,2,\cdots\cdots)$$

即 $$\omega_d t_p=k\pi$$

因为峰值时间t_p是$C(t)$到达第一个峰值的时间，所以k=1。

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

$$t_r=\frac{\pi-\theta}{\omega_d}=\frac{\pi-\theta}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}}$$

- 当 ζ 一定时，ω_n 越大，t_p 越小，反应速度越快。
- 当 ω_n 一定时，ζ 越大，t_p 越大，反应速度越慢。
- 由于ω_d 是闭环极点虚部的数值，ω_d越大，则闭环极点到实轴的距离越远。因此，峰值时间 t_p 与闭环极点到实轴的距离成反比。

3、超调量 σ_p

在响应过程中，输出量$C(t)$超出其稳态值的最大差量与稳态值之比。

$$\sigma_p = \frac{C(t_p) - C(\infty)}{C(\infty)} \times 100\%$$

式中$C(t_p)$为输出量的最大值，$C(\infty)$为输出量的稳态值。

将 t_p代入输出 $C(t)$ 中，求得输出量的最大值为

$$\left.\begin{aligned} C(t) &= 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t + \theta) \\ t_p &= \frac{\pi}{\omega_d} = \frac{\pi}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} \end{aligned}\right\} \quad C(t_p) = 1 - \frac{e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\pi+\theta)$$

$$\sin(\pi+\theta) = -\sin\theta = -\sqrt{1-\zeta^2}$$

$$C(t_p) = 1 - \frac{e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}}}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin(\pi+\theta)$$

$$\left.\right\} \quad C(t_p) = 1 + e^{\frac{-\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$$

根据超调量的定义，并考虑到 $C(\infty)=1$，有

$$\sigma_p = \frac{C(t_p)-C(\infty)}{C(\infty)}\times 100\% = e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}\times 100\%$$

$$\sigma_p = e^{-\frac{\pi}{\sqrt{\frac{1}{\zeta^2}-1}}}\times 100\%$$

σ_p只是 ζ 的函数，而与 ω_n 无关，ζ 越小，则 σ_p越大。

$$\sigma_p = e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \times 100\%$$

1)当二阶系统的阻尼比 ζ 确定后，即可求得对应的超调量 σ_p 。

2)如果给出了超调量的要求值，也可求得相应的阻尼比的数值。

一般当 $\zeta = 0.4 \sim 0.8$ 时，相应的超调量 $\sigma_p = 25 \sim 1.5\%$

σ_p 与 ζ 关系曲线如图3-15所示。

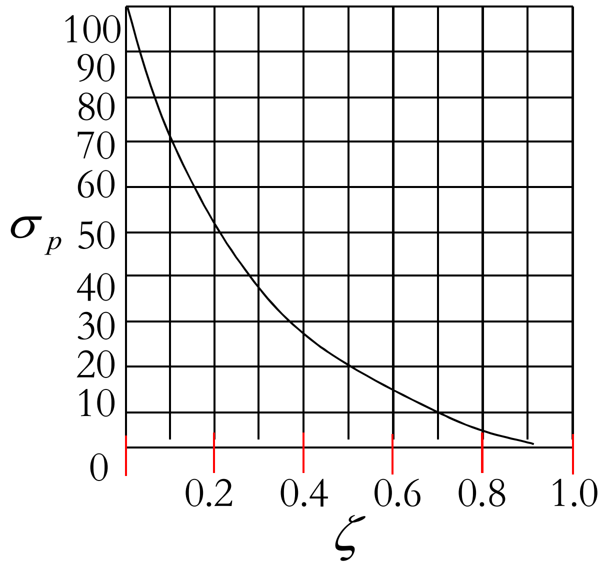


图3-15 欠阻尼二阶系统超调与 阻尼比关系曲线

4、调节时间 t_s

响应曲线到达并停留在稳态值的 $\pm 5\%$（或$\pm 2\%$）误差范围内所需的最小时间称为调节时间（或过渡过程时间）。

根据调节时间的定义，有 $|C(t)-C(\infty)| \le \Delta \cdot C(\infty) \quad (t \ge t_s)$

式中 $\Delta = 0.05$（或0.02）

将$C(t)$ 及 $C(\infty)=1$ 代入上式得

$$\left| \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t + \theta) \right| \le \Delta \quad (t \ge t_s)$$

$$C(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t + \theta)$$

$$|\sin(\omega_d t + \theta)| \le 1$$

$$\frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \le \Delta \quad (t \ge t_s)$$

由此可求得 $t_s \ge \dfrac{1}{\zeta\omega_n}\ln\dfrac{1}{\Delta\sqrt{1-\zeta^2}} = \dfrac{1}{\zeta\omega_n}(\ln\dfrac{1}{\Delta} + \ln\dfrac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}})$

若取 $\Delta = 0.05$，则得 $t_s \ge \dfrac{3+\ln\dfrac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}}}{\zeta\omega_n}$

若取 $\Delta = 0.02$，则得 $t_s \ge \dfrac{4+\ln\dfrac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}}}{\zeta\omega_n}$

在 ζ=0.8 时，上面两式可分别近似为 $t_s \approx \dfrac{3.5}{\zeta\omega_n}$ 和 $t_s \approx \dfrac{4.4}{\zeta\omega_n}$

$$t_s \approx \frac{3.5}{\zeta\omega_n} \qquad\qquad t_s \approx \frac{4.4}{\zeta\omega_n}$$

该式表明，调节时间 t_s 近似与 $\zeta\omega_n$ 成反比。

- $\zeta\omega_n$ 是闭环极点实部的数值，$\zeta\omega_n$ 越大，则闭环极点到虚轴的距离越远。
- 可近似地认为调节时间 t_s 与闭环极点到虚轴的距离成反比。

在设计系统时，ζ 通常由要求的超调量所决定，而调节时间 t_s 则由自然振荡频率 ω_n 所决定。

在不改变超调量的条件下，通过改变 ω_n 的值可以改变调节时间。

3.3 二阶系统的时域分析

阻尼比 ζ 和无阻尼自振频率 ω_n 是二阶系统两个重要特征参数，它们对系统的性能具有决定性的影响。

$$t_r = \frac{\pi - \theta}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \qquad t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \qquad t_s \approx \frac{3.5}{\zeta \omega_n} \qquad \sigma_p = e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \times 100\%$$

- 当保持 ζ 不变时，提高 ω_n 可使 t_r、t_p、t_s 下降，从而提高系统的快速性，同时保持 σ_p。
- 当保持 ω_n 不变时，增大 ζ 可使 σ_p 和 t_s 下降 $(0 < \zeta < 0.8)$，但使 t_r 和 t_p 上升。
- 系统的振荡性能和快速性相互矛盾，要使系统满足动态性能要求，必须选取合适的阻尼比和无阻尼自振荡率。
- 根据系统对超调量的要求选定 ζ，然后再根据其它要求确定 ω_n。

本次课结束

1)重点掌握二阶系统时域性能指标的计算 ★★★★

2)重点掌握二阶系统时域性能指标与阻尼比、无阻尼振荡频率的关系 ★★★★

3)重点掌握二阶系统根的分布与输出响应的关系

★★★★