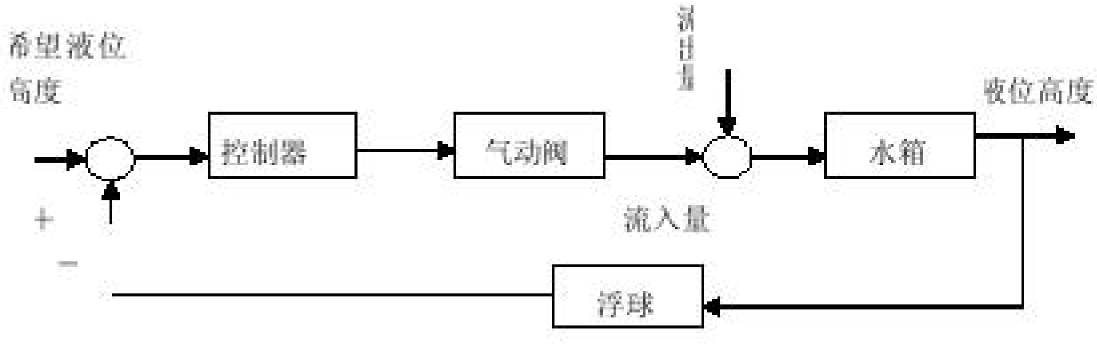
1－3

解：系统的工作原理为：当流出增加时，液位降低，浮球降落，控制器通过移动气动阀门的开度，流入量增加，液位开始上。当流入量和流出量相等时达到平衡。当流出量减小时，系统的变化过程则相反。



图一

1－4

（1） 非线性系统

（2） 非线性时变系统

（3） 线性定常系统

（4） 线性定常系统

（5） 线性时变系统

（6） 线性定常系统

2-1 解：

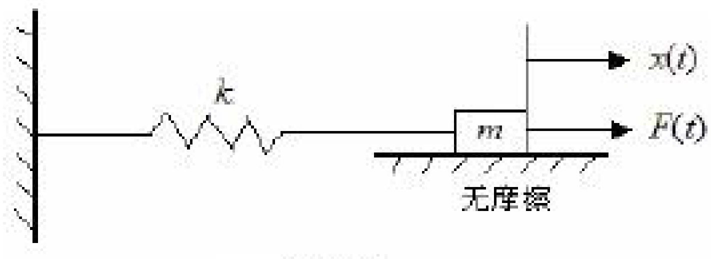


图2-27

显然，弹簧力为 $kx(t)$，根据牛顿第二运动定律有：

$$F(t)-kx(t)=m\frac{d^2x(t)}{dt^2}$$

移项整理，得机械系统的微分方程为：

$$m\frac{d^2x(t)}{dt^2}+kx(t)=F(t)$$

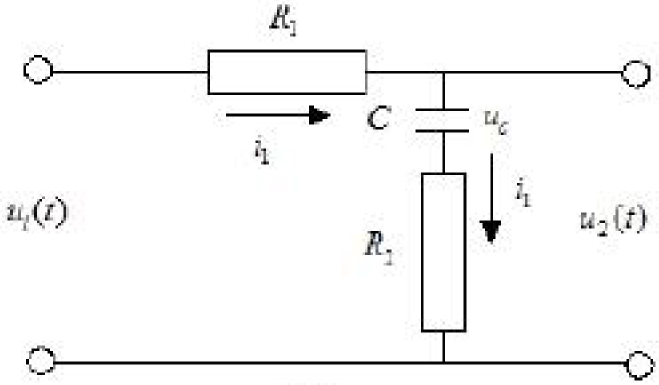
对上述方程中各项求拉氏变换得：

$$ms^2X(s)+kX(s)=F(s)$$

所以，机械系统的传递函数为：

$$G(s)=\frac{X(s)}{F(s)}=\frac{1}{ms^2+k}$$

2-2　解一：



(b)

图2-2B

由图易得：

$$i_1(t)R_1=u_1(t)-u_2(t)$$
$$u_c(t)+i_1(t)R_2=u_2(t)$$
$$i_1(t)=C\frac{du_c(t)}{dt}$$

由上述方程组可得无源网络的运动方程为：

$$C(R_1+R_2)\frac{du_2(t)}{dt}+u_2(t)=CR_2\frac{du_1(t)}{dt}+u_1(t)$$

对上述方程中各项求拉氏变换得：

$$C(R_1+R_2)sU_2(s)+U_2(s)=CR_2sU_1(s)+U_1(s)$$

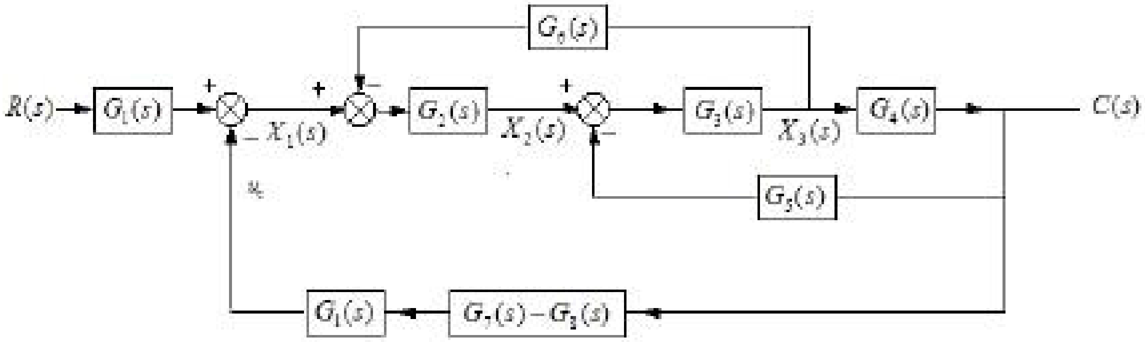
所以，无源网络的传递函数为：

$$G(s)=\frac{U_2(s)}{U_1(s)}=\frac{1+sCR_2}{1+sC(R_1+R_2)}$$

解二（运算阻抗法或复阻抗法）：

$$\frac{U_2(s)}{U_1(s)}=\frac{\frac{1}{Cs}+R_2}{R_1+\frac{1}{Cs}+R_2}=\frac{1+R_2Cs}{1+(R_1+R_2)Cs}$$

2-5　解：按照上述方程的顺序，从输出量开始绘制系统的结构图，其绘制结果如下图所示



依次消掉上述方程中的中间变量 X_1, X_2, X_3，可得系统传递函数为：

$$\frac{C(s)}{R(s)}=\frac{G_1(s)G_2(s)G_3(s)G_4(s)}{1+G_2(s)G_3(s)G_6(s)+G_3(s)G_4(s)G_5(s)+G_1(s)G_2(s)G_3(s)G_4(s)[G_7(s)-G_8(s)]}$$

2-6　解：

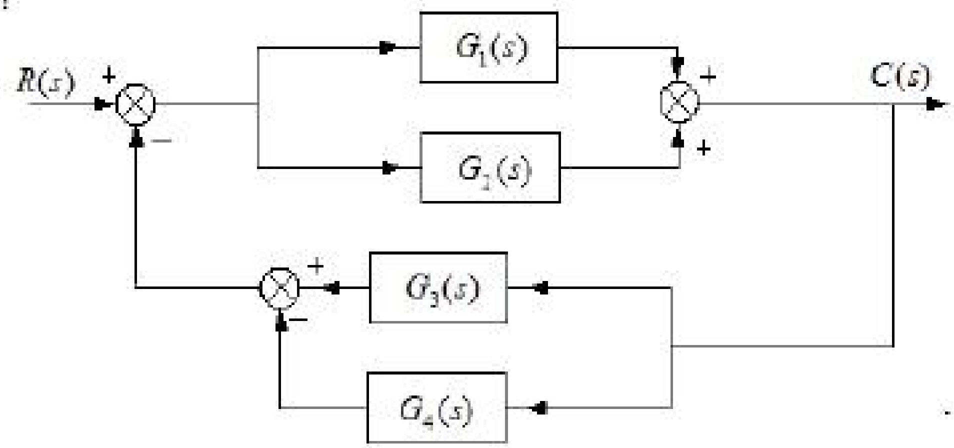
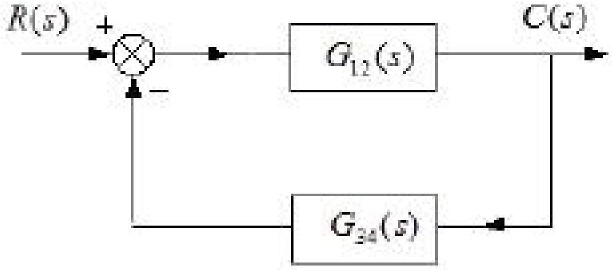


图2-29

① 将 $G_1(s)$ 与 $G_1(s)$ 组成的并联环节和 $G_1(s)$ 与 $G_1(s)$ 组成的并联环节简化，它们的等效传递函数和简化结构图为：

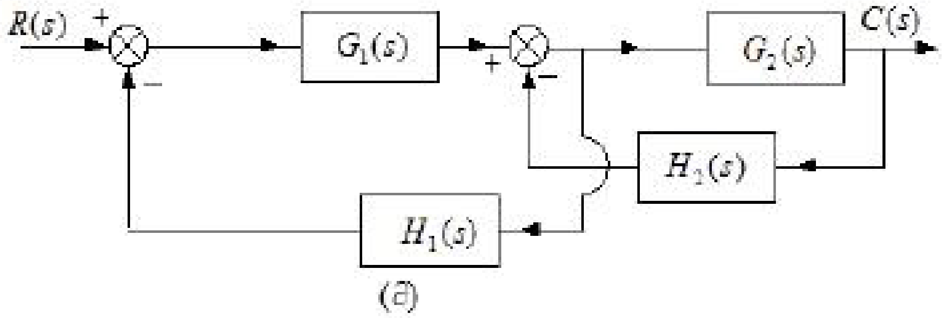
$$G_{12}(s)=G_1(s)+G_2(s)$$
$$G_{34}(s)=G_3(s)-G_4(s)$$



② 将 $G_{12}(s), G_{34}(s)$ 组成的反馈回路简化便求得系统的闭环传递函数为：

$$\frac{C(s)}{R(s)}=\frac{G_{12}(s)}{1+G_{12}(s)G_{34}(s)}=\frac{G_1(s)+G_2(s)}{1+[G_1(s)+G_2(s)][G_3(s)-G_4(s)]}$$

2-7 解：



(a)

图2-30

由上图可列方程组：

$$[E(s)G_1(s)-C(s)H_2(s)]G_2(s)=C(s)$$

$$R(s)-H_1(s)\frac{C(s)}{G_2(s)}=E(s)$$

联列上述两个方程，消掉$E(s)$，得传递函数为：

$$\frac{C(s)}{R(s)}=\frac{G_1(s)G_2(s)}{1+H_1(s)G_1(s)+H_2(s)G_2(s)}$$

联列上述两个方程，消掉$C(s)$，得传递函数为：

$$\frac{E(s)}{R(s)}=\frac{1+H_2(s)G_2(s)}{1+H_1(s)G_1(s)+H_2(s)G_2(s)}$$

2-8 解：

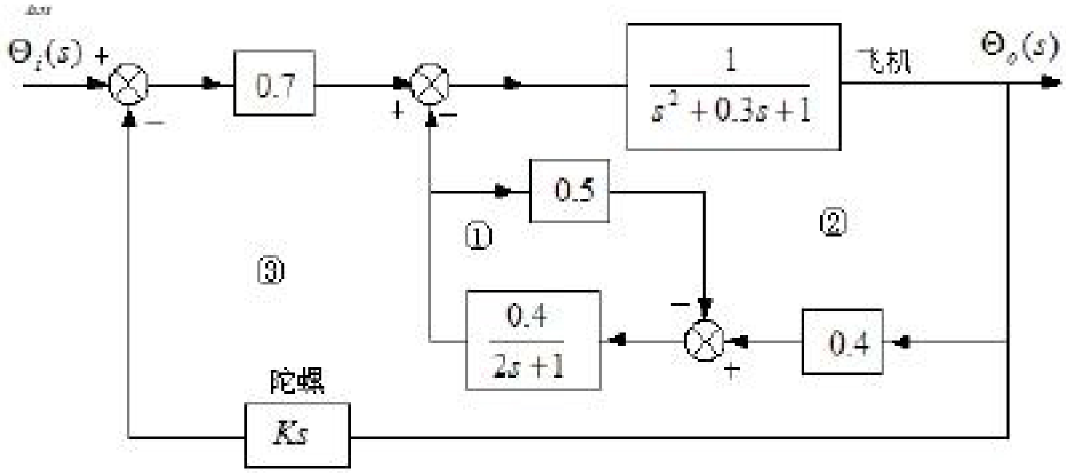
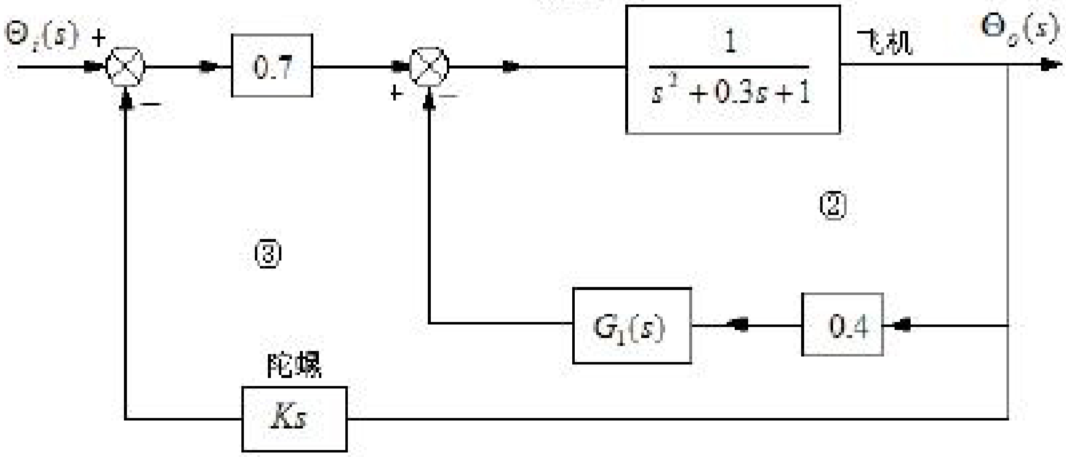


图2-31 飞机俯仰角控制系统结构图

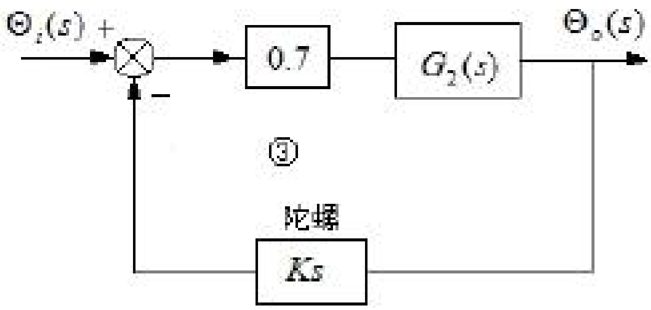
将①反馈回路简化，其等效传递函数和简化图为：

$$G_1(s)=\frac{\frac{0.4}{2s+1}}{1+\frac{0.4*0.5}{2s+1}}=\frac{1}{5s+3}$$



将②反馈回路简化，其等效传递函数和简化图为：

$$G_2(s)=\frac{\frac{1}{s^2+0.3s+1}}{1+\frac{0.4}{(s^2+0.3s+1)(5s+3)}}=\frac{5s+3}{5s^3+4.5s^2+5.9s+3.4}$$



将③反馈回路简化便求得系统的闭环传递函数为：

$$\frac{\Theta_o(s)}{\Theta_i(s)}=\frac{\frac{0.7*(5s+3)}{5s^3+4.5s^2+5.9s+3.4}}{1+\frac{0.7*Ks(5s+3)}{5s^3+4.5s^2+5.9s+3.4}}=\frac{3.5s+2.1}{5s^3+(4.5+3.5K)s^2+(5.9+2.1K)s+3.4}$$

3-3　解：该二阶系统的最大超调量：

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

当$\sigma_p=5\%$时，可解上述方程得：

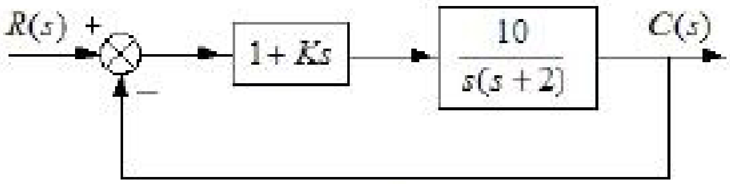
$$\zeta=0.69$$

当$\sigma_p = 5\%$时，该二阶系统的过渡时间为：

$$t_s \approx \frac{3}{\zeta w_n}$$

所以，该二阶系统的无阻尼自振角频率 $w_n \approx \frac{3}{\zeta t_s} = \frac{3}{0.69*2} = 2.17$

3-4　解：



题3−4图

由上图可得系统的传递函数：

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\frac{10*(1+Ks)}{s(s+2)}}{1+\frac{10*(1+Ks)}{s(s+2)}} == \frac{10*(Ks+1)}{s^2+2*(1+5K)s+10}$$

所以 $w_n = \sqrt{10}$，$\zeta w_n = 1+5K$

(1) 若$\zeta = 0.5$时，$K \approx 0.116$

所以$K \approx 0.116$时，$\zeta = 0.5$

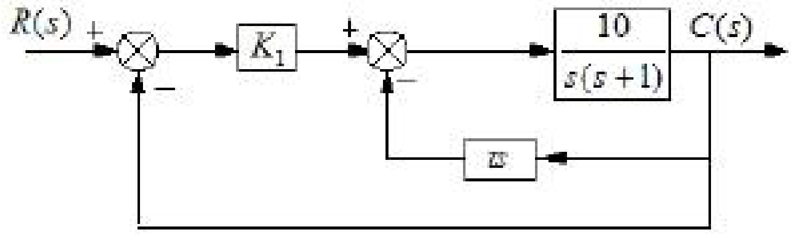
(2) 系统单位阶跃响应的超调量和过渡过程时间分别为：

$$\sigma_p = e^{-\zeta\pi/\sqrt{1-\zeta^2}} *100\% = e^{-0.5*3.14/\sqrt{1-0.5^2}} *100\% \approx 16.3\%$$

$$t_s = \frac{3}{\zeta w_n} = \frac{3}{0.5*\sqrt{10}} \approx 1.9$$

(3) 加入$(1+Ks)$相当于加入了一个比例微分环节，将使系统的阻尼比增大，可以有效地减小原系统的阶跃响应的超调量；同时由于微分的作用，使系统阶跃响应的速度（即变化率）提高了，从而缩短了过渡时间：总之，加入$(1+Ks)$后，系统响应性能得到改善。

3-5　解：



题3－5图

由上图可得该控制系统的传递函数：

$$\frac{C(s)}{R(s)}=\frac{10K_1}{s^2+(10\tau+1)s+10K_1}$$

二阶系统的标准形式为：

$$\frac{C(s)}{R(s)}=\frac{w_n^2}{s^2+2\zeta w_n s+w_n^2}$$

所以

$$w_n^2=10K_1$$
$$2\zeta w_n=10\tau+1$$

由

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

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

$$\sigma_p=9.5\%$$

$$t_p=0.5$$

可得

$$\zeta=0.6$$
$$w_n=7.85$$

由 $\begin{matrix} w_n^2=10K_1 \\ 2\zeta w_n=10\tau+1 \end{matrix}$ 和 $\begin{matrix} \zeta=0.6 \\ w_n=7.85 \end{matrix}$ 可得：

$$K_1=6.16$$
$$\tau=0.84$$
$$t_s\approx\frac{3}{\zeta w_n}=0.64$$

3-6　解：(1) 列出劳斯表为：

$$
\begin{array}{c|cc}
s^3 & 1 & 0 \\
s^2 & 20 & 8 \\
s^1 & -0.4 & \\
s^0 & 8 &
\end{array}
$$

因为劳斯表首列系数符号变号 2 次，所以系统不稳定。

(2) 列出劳斯表为：

$$
\begin{array}{c|cc}
s^3 & 1 & 6 \\
s^2 & 8 & 4 \\
s^1 & 5.5 & \\
s^0 & 4 &
\end{array}
$$

因为劳斯表首列系数全大于零，所以系统稳定。

(3) 列出劳斯表为：

$$
\begin{array}{c|ccc}
s^4 & 3 & 2 & 1 \\
s^3 & 5 & 2 & 0 \\
s^2 & 0.8 & 1 & \\
s^1 & -4.25 & & \\
s^0 & 1 & &
\end{array}
$$

因为劳斯表首列系数符号变号 2 次，所以系统不稳定。

3-7 解：系统的闭环系统传递函数：

$$
\frac{C(s)}{R(s)}=\frac{\dfrac{K(s+1)}{s(2s+1)(Ts+1)}}{1+\dfrac{K(s+1)}{s(2s+1)(Ts+1)}}=\frac{K(s+1)}{s(2s+1)(Ts+1)+K(s+1)}
$$

$$
=\frac{K(s+1)}{2Ts^3+(T+2)s^2+(K+1)s+K}
$$

列出劳斯表为：

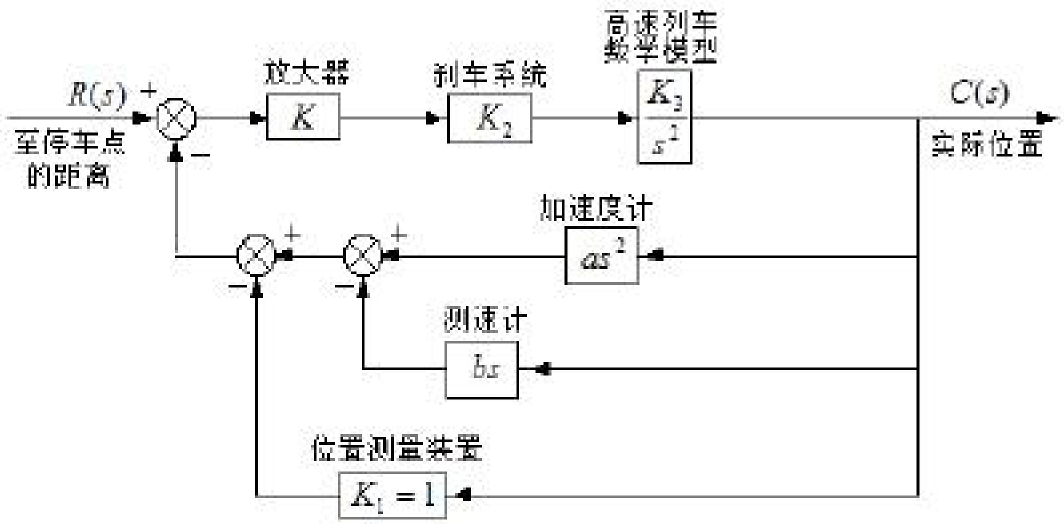
$$
\begin{array}{lll}
s^3 & 2T & K+1 \\
s^2 & T+2 & K \\
s^1 & \dfrac{(K+1)(T+2)-2KT}{T+2} & \\
s^0 & K &
\end{array}
$$

$T>0$，$T+2>0$，$\dfrac{(K+1)(T+2)-2KT}{T+2}>0$，$K>0$

$T>0$　$K>0$，$(K+1)(T+2)-2KT>0$

$$(K+1)(T+2)-2KT=(T+2)+KT+2K-2KT$$
$$=(T+2)-KT+2K=(T+2)-K(T-2)>0$$
$$K(T-2)<(T+2)$$

3-9 解：



题3－9图

由上图可得闭环系统传递函数：

$$\frac{C(s)}{R(s)}=\frac{KK_2K_3}{(1+KK_2K_3a)s^2-KK_2K_3bs-KK_2K_3}$$

代入已知数据，得二阶系统特征方程：

$$(1+0.1K)s^2-0.1Ks-K=0$$

列出劳斯表为：

$$\begin{array}{lll} s^2 & 1+0.1K & -K \\ s^1 & -0.1K & \\ s^0 & -K & \end{array}$$

可见，只要放大器 $-10<K<0$，系统就是稳定的。

3-12 解：系统的稳态误差为：

$$e_{ss}=\lim_{t\to\infty}e(t)=\lim_{s\to0}sE(s)=\lim_{s\to0}\frac{s}{1+G_0(s)}R(s)$$

(1) $G_0(s)=\dfrac{10}{s(0.1s+1)(0.5s+1)}$

系统的静态位置误差系数：

$$K_p=\lim_{s\to0}G_0(s)=\lim_{s\to0}\frac{10}{s(0.1s+1)(0.5s+1)}=\infty$$

系统的静态速度误差系数：

$$K_v = \lim_{s\to 0} sG_0(s) = \lim_{s\to 0}\frac{10s}{s(0.1s+1)(0.5s+1)} = 10$$

系统的静态加速度误差系数：

$$K_a = \lim_{s\to 0} s^2 G_0(s) = \lim_{s\to 0}\frac{10s^2}{s(0.1s+1)(0.5s+1)} = 0$$

当 $r(t)=1(t)$ 时，$R(s)=\dfrac{1}{s}$

$$e_{ss} = \lim_{s\to 0}\frac{s}{1+\dfrac{10}{s(0.1s+1)(0.5s+1)}} * \frac{1}{s} = 0$$

当 $r(t)=4t$ 时，$R(s)=\dfrac{4}{s^2}$

$$e_{ss} = \lim_{s\to 0}\frac{s}{1+\dfrac{10}{s(0.1s+1)(0.5s+1)}} * \frac{4}{s^2} = 0.4$$

当 $r(t)=t^2$ 时，$R(s)=\dfrac{2}{s^3}$

$$e_{ss} = \lim_{s\to 0}\frac{s}{1+\dfrac{10}{s(0.1s+1)(0.5s+1)}} * \frac{2}{s^3} = \infty$$

当 $r(t)=1(t)+4t+t^2$ 时，$R(s)=\dfrac{1}{s}+\dfrac{4}{s^2}+\dfrac{2}{s^3}$

$$e_{ss} = 0+0.4+\infty=\infty$$

3-14 解：

由于单位斜坡输入下系统稳态误差为常值=2，所以系统为 I 型系统

设开环传递函数 $G(s)=\dfrac{K}{s(s^2+as+b)} \quad \Rightarrow \quad \dfrac{K}{b}=0.5$

闭环传递函数 $\phi(s)=\dfrac{G(s)}{1+G(s)}=\dfrac{K}{s^3+as^2+bs+K}$

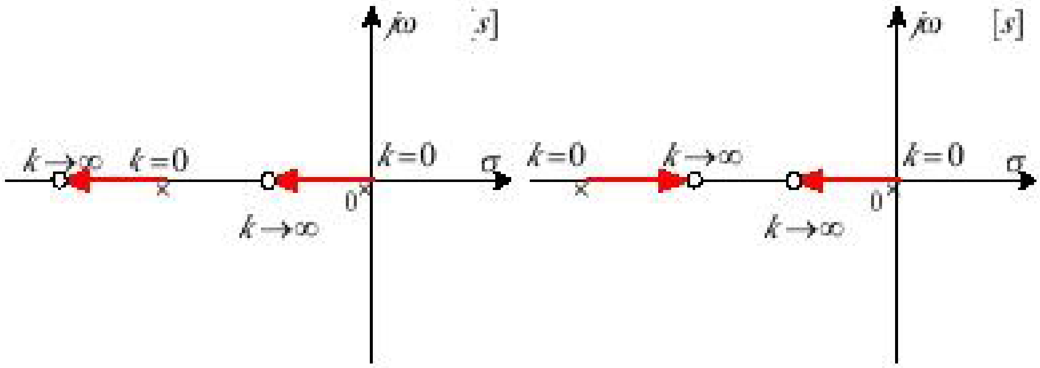
$\because \quad s=-1\pm j$ 是系统闭环极点，因此

$$s^3+as^2+bs+K=(s+c)(s^2+2s+2)=s^3+(2+c)s^2+(2c+2)s+2c$$

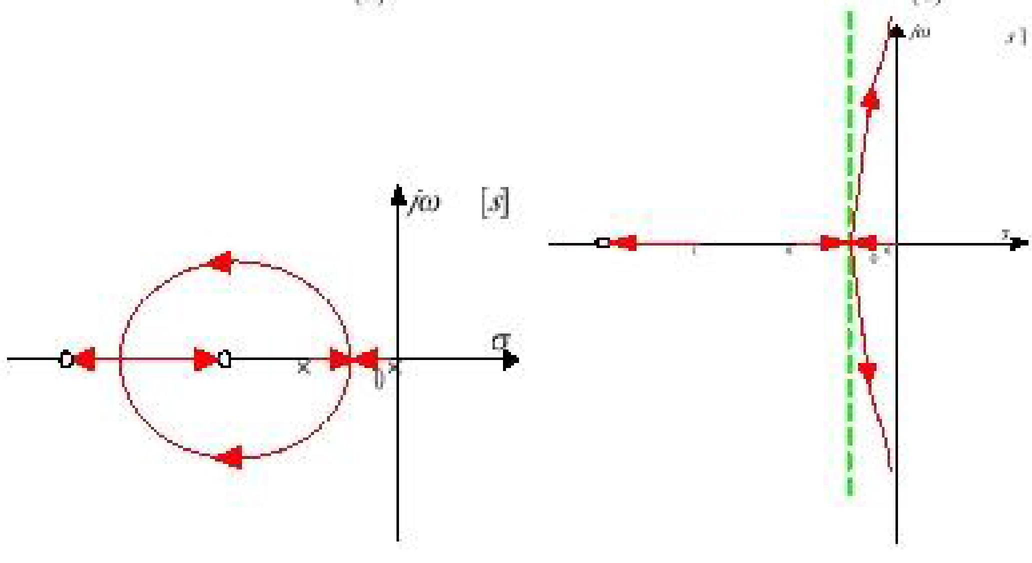
$$\begin{cases} K = 0.5b \\ K = 2c \\ b = 2c + 2 \\ a = 2 + c \end{cases} \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} K = 2 \\ a = 3 \\ b = 4 \\ c = 1 \end{cases}$$

所以 $G(s) = \dfrac{2}{s(s^2 + 3s + 4)}$。

4-1

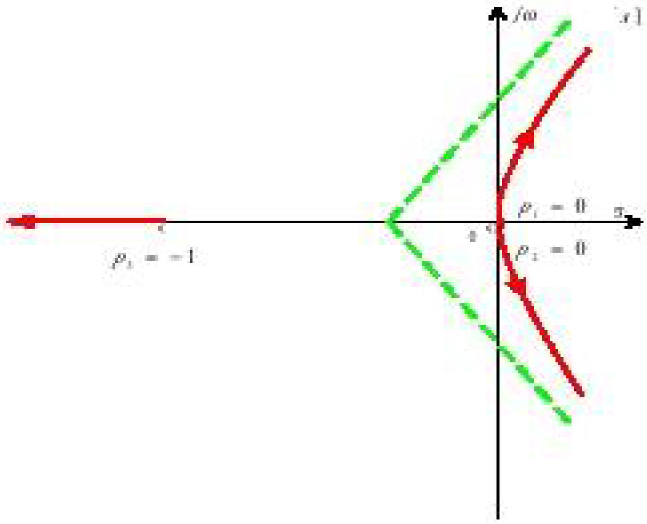


(a) (b)



(c) (d)

4-2



$$p_1=0,\quad p_2=0,\quad p_3=-1$$

1. 实轴上的根轨迹　　　　$(-\infty,-1)\quad(0,0)$

2. $n-m=3$

3 条根轨迹趋向无穷远处的渐近线相角为

$$\varphi_a=\pm\frac{180^\circ(2q+1)}{3}=\pm60^\circ,180^\circ\quad(q=0,1)$$

渐近线与实轴的交点为

$$\sigma_a=\frac{\sum_{i=1}^{n}p_i-\sum_{i=1}^{m}z_i}{n-m}=\frac{0-0-1}{3}=-\frac{1}{3}$$

3. 系统的特征方程为

$$1+G(s)=1+\frac{K}{s^2(s+1)}=0$$

即　　　　$K=-s^2(s+1)=-s^3-s^2$

$$\frac{dK}{ds}=-3s^2-2s=0\qquad\qquad s(3s+2)=0$$

根　$s_1=0$　（舍去）　　　$s_2=-0.667$

4. 令 $s=j\omega$ 代入特征方程　$1+G(s)=1+\dfrac{K}{s^2(s+1)}=0$

$$s^2(s+1)+K=0$$

$$(j\omega)^2(j\omega+1)+K=0$$

$$-\omega^2(j\omega+1)+K=0$$

$K-\omega^2-j\omega=0$

$$\begin{cases} K-\omega^2=0 \\ \omega=0 \end{cases}$$

$\omega=0$　（舍去）

与虚轴没有交点，即只有根轨迹上的起点，也即开环极点 $p_{1,2}=0$ 在虚轴上。

5-1　$G(s)=\dfrac{5}{0.25s+1}$　　$G(j\omega)=\dfrac{5}{0.25j\omega+1}$

$$A(\omega)=\frac{5}{\sqrt{(0.25\omega)^2+1}} \qquad \varphi(\omega)=-\arctan(0.25\omega)$$

输入 $r(t)=5\cos(4t-30^\circ)=5\sin(4t+60^\circ)$　　$\omega=4$

$$A(4)=\frac{5}{\sqrt{(0.25*4)^2+1}}=2.5\sqrt{2} \qquad \varphi(4)=-\arctan(0.25*4)=-45^\circ$$

系统的稳态输出为

$$\begin{aligned} c(t)&=A(4)*5\cos[4t-30^\circ+\varphi(4)] \\ &=2.5\sqrt{2}*5\cos(4t-30^\circ-45^\circ) \\ &=17.68\cos(4t-75^\circ)=17.68\sin(4t+15^\circ) \end{aligned}$$

$$\sin\alpha=\cos(90^\circ-\alpha)=\cos(\alpha-90^\circ)=\cos(\alpha+270^\circ)$$

或者，
$$\begin{aligned} c(t)&=A(4)*5\sin[4t+60^\circ+\varphi(4)] \\ &=2.5\sqrt{2}*5\sin(4t+60^\circ-45^\circ) \\ &=17.68\sin(4t+15^\circ) \end{aligned}$$

5-3

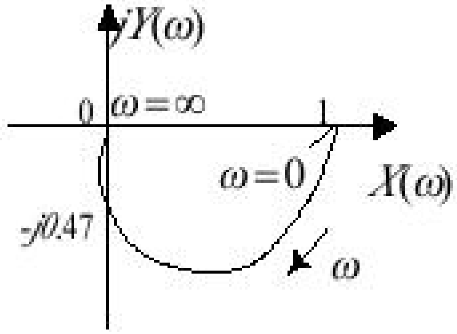
（2）　$G(s)=\dfrac{1}{(1+s)(1+2s)}$　$G(j\omega)=\dfrac{1}{(1+j\omega)(1+j2\omega)}$

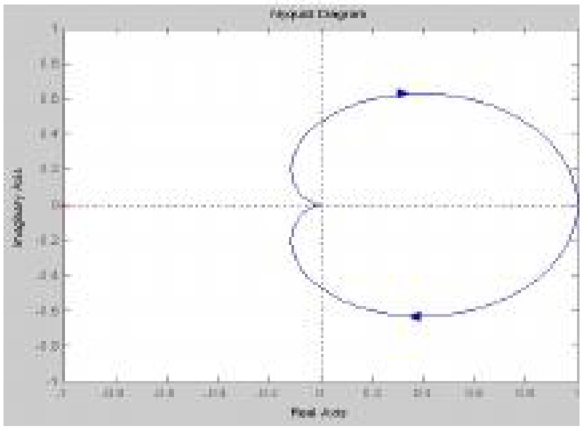
$$A(\omega)=\frac{1}{\sqrt{(1+\omega^2)(1+4\omega^2)}} \qquad \varphi(\omega)=-\arctan\omega-\arctan 2\omega$$

$$\varphi(\omega)=-\arctan\omega-\arctan 2\omega=-90^\circ \qquad \arctan\omega+\arctan 2\omega=90^\circ$$

$$\omega = 1/(2\omega) \qquad \omega^2 = 1/2 \qquad A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1+1/2)(1+4*1/2)}} = \frac{\sqrt{2}}{3} = 0.47$$

与虚轴的交点为（0，-j0.47）





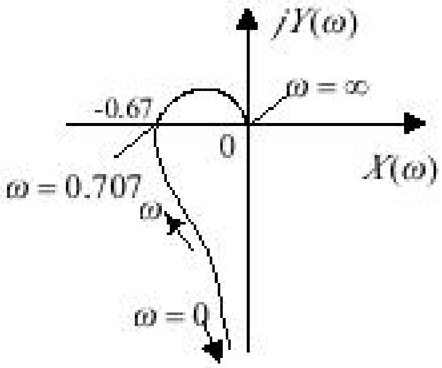
（3）$G(s) = \dfrac{1}{s(1+s)(1+2s)} \qquad G(j\omega) = \dfrac{1}{j\omega(1+j\omega)(1+j2\omega)}$

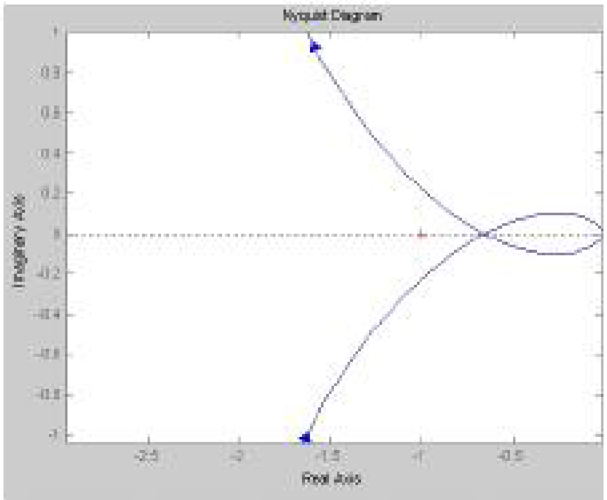
$$A(\omega) = \frac{1}{\omega\sqrt{(1+\omega^2)(1+4\omega^2)}} \qquad \varphi(\omega) = -90° - \arctan\omega - \arctan 2\omega$$

$$\varphi(\omega) = -90° - \arctan\omega - \arctan 2\omega = -180° \qquad \arctan\omega + \arctan 2\omega = 90°$$

$$\omega = 1/(2\omega) \qquad \omega^2 = 1/2 \qquad A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1/2}\sqrt{(1+1/2)(1+4*1/2)}} = \frac{2}{3} = 0.67$$

与实轴的交点为（-0.67，-j0）





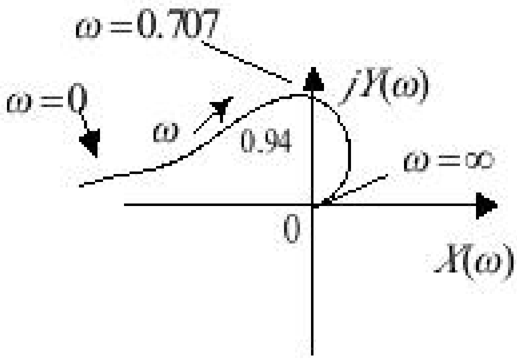
（4）$G(s) = \dfrac{1}{s^2(1+s)(1+2s)} \qquad G(j\omega) = \dfrac{1}{(j\omega)^2(1+j\omega)(1+j2\omega)}$

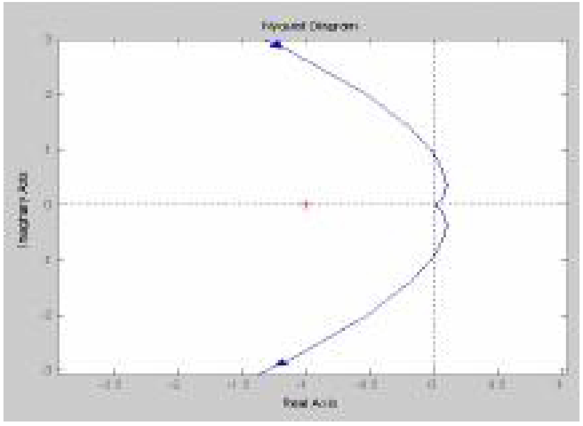
$$A(\omega) = \frac{1}{\omega^2\sqrt{(1+\omega^2)(1+4\omega^2)}} \qquad \varphi(\omega) = -180° - \arctan\omega - \arctan 2\omega$$

$$\varphi(\omega) = -180° - \arctan\omega - \arctan 2\omega = -270° \qquad \arctan\omega + \arctan 2\omega = 90°$$

$\omega = 1/(2\omega)$ $\qquad \omega^2 = 1/2 \qquad A(\omega) = \dfrac{1}{(1/2)\sqrt{(1+1/2)(1+4*1/2)}} = \dfrac{2}{3}\sqrt{2} = 0.94$

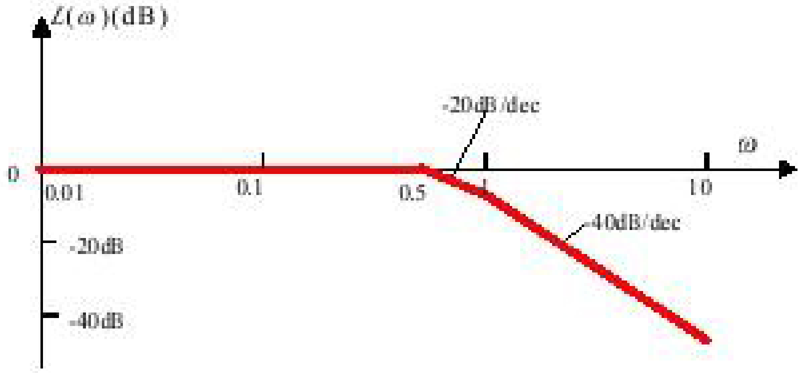
与虚轴的交点为（0，j0.94）



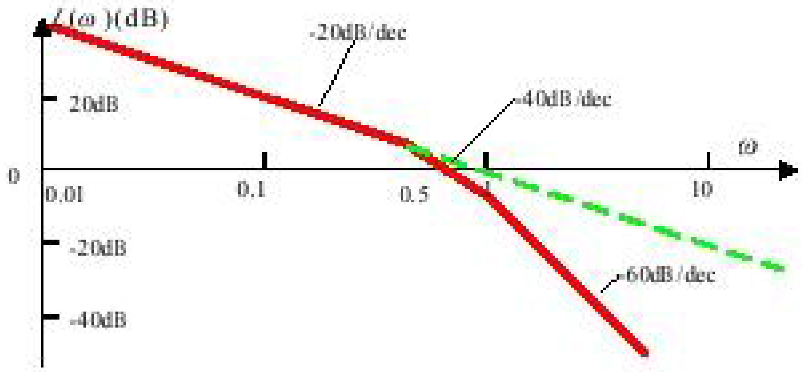


5-4

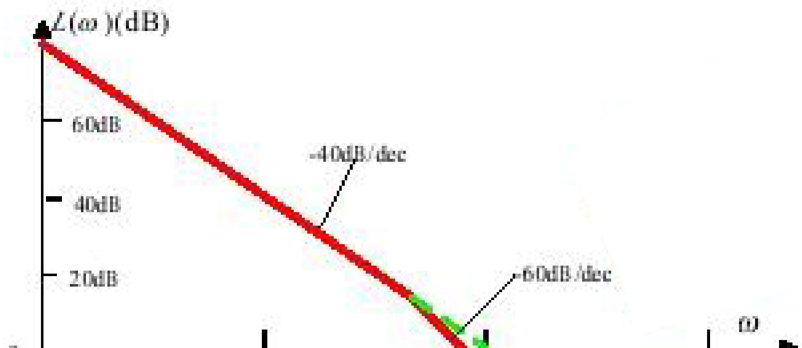
（2）$\omega_1 = 0.5$，$\omega_2 = 1$，$k = 1$，$\upsilon = 0$



（3）$\omega_1 = 0.5$，$\omega_2 = 1$，$k = 1$，$\upsilon = 1$



（4）$\omega_1 = 0.5$，$\omega_2 = 1$，$k = 1$，$\upsilon = 2$



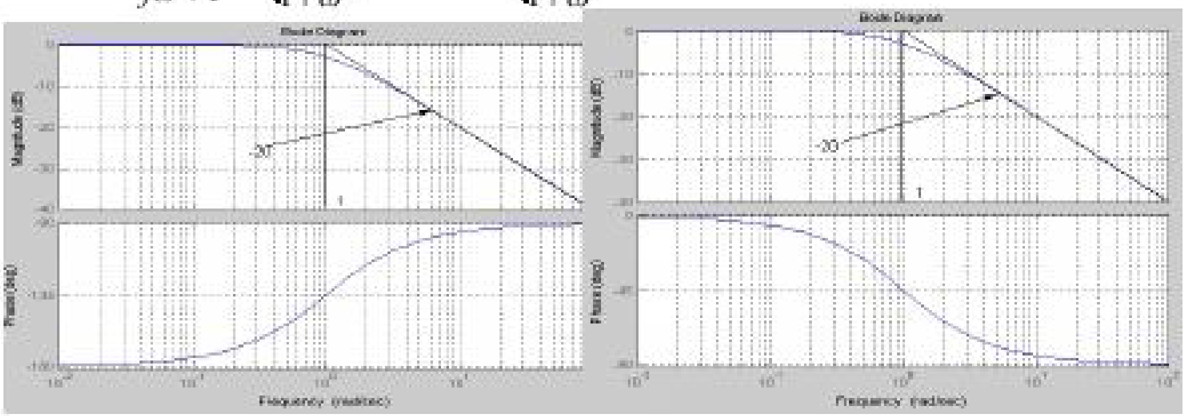
5-6

$G(s)=\dfrac{1}{s-1}$是一个非最小相位系统

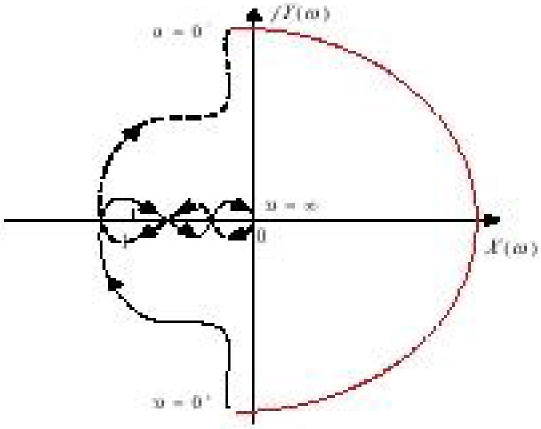
$$G(j\omega)=\frac{1}{j\omega-1}=\frac{1}{\sqrt{1+\omega^2}}(-1-j\omega)=\frac{1}{\sqrt{1+\omega^2}}e^{j(-180^\circ+arctg\omega)}$$

$G(s)=\dfrac{1}{s+1}$是一个最小相位系统

$$G(j\omega)=\frac{1}{j\omega+1}=\frac{1}{\sqrt{1+\omega^2}}(1-j\omega)=\frac{1}{\sqrt{1+\omega^2}}e^{-jarctg\omega}$$



5-8(a)



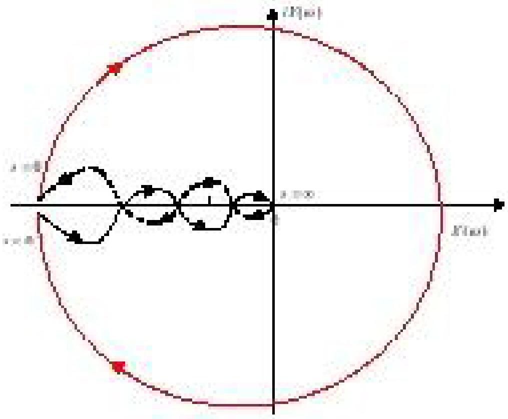
系统开环传递函数有一极点在 s 平面的原点处，因此乃氏回线中半径为无穷小量ε的半圆弧对应的映射曲线是一个半径为无穷大的圆弧：

ω：$0^- \to 0^+$；θ：$-90° \to 0° \to +90°$ ； $\varphi(\omega)$：$+90° \to 0° \to -90°$

N=P-Z， Z=P-N=0-(-2)=2

闭环系统有 2 个极点在右半平面，所以闭环系统不稳定

（b）



系统开环传递函数有 2 个极点在 s 平面的原点处，因此乃氏回线中半径为无穷小量ε的半圆弧对应的映射曲线是一个半径为无穷大的圆弧：

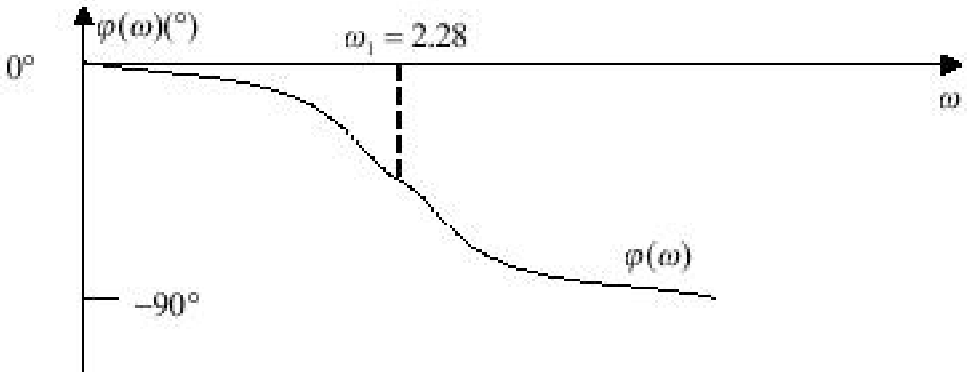
ω：$0^- \to 0^+$；θ：$-90° \to 0° \to +90°$ ； $\varphi(\omega)$：$+180° \to 0° \to -180°$

N=P-Z， Z=P-N=0-0=0

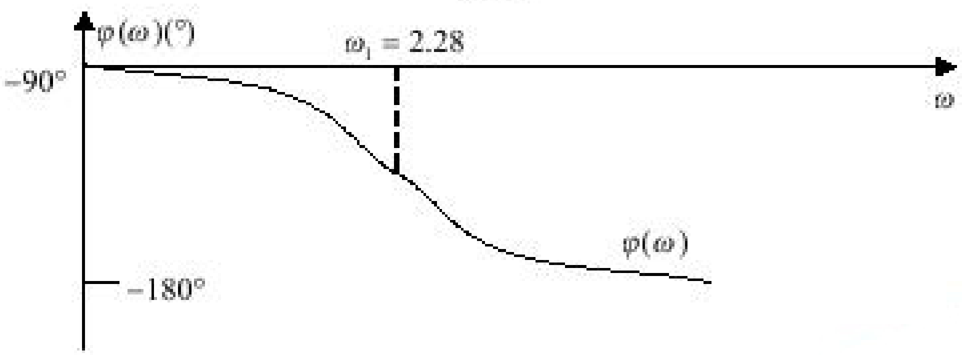
闭环系统有 0 个极点在右半平面，所以闭环系统稳定

5-10

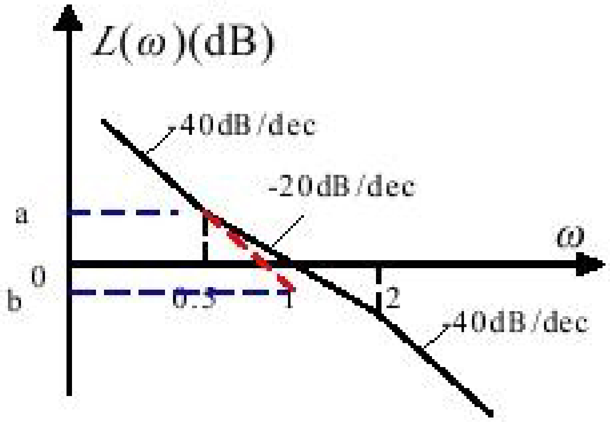
（1） $G(s)H(s)=\dfrac{K}{Ts+1}=\dfrac{K}{\dfrac{1}{2.28}s+1}=\dfrac{2.28K}{s+2.28}$



（2） $G(s)H(s)=\dfrac{K}{s}\dfrac{1}{Ts+1}=\dfrac{K}{s}\dfrac{1}{\dfrac{1}{2.28}s+1}=\dfrac{2.28K}{s(s+2.28)}$



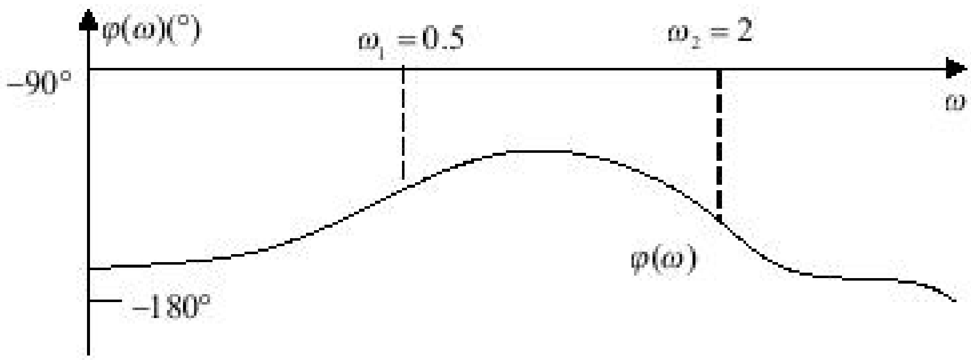
（3） $G(s)H(s)=\frac{K}{s^2}\frac{\tau s+1}{Ts+1}=\frac{K}{s^2}\frac{\frac{1}{0.5}s+1}{\frac{1}{2}s+1}=\frac{4K(s+0.5)}{s^2(s+2)}$



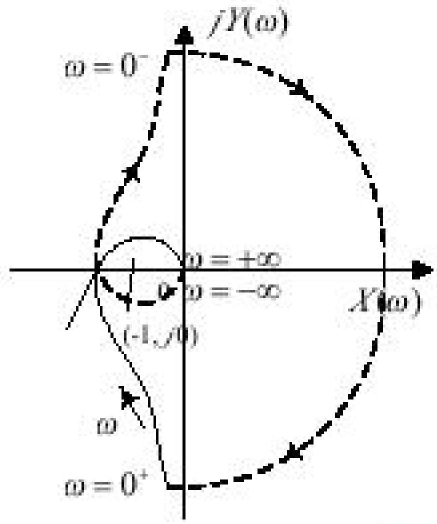
$20\lg\frac{1}{0.5}=a$ $\quad -20\lg K+20\lg\frac{1}{0.5}=40\lg\frac{1}{0.5}$ $\quad -20\lg K=20\lg\frac{1}{0.5}$

$20\lg(K)^{-1}=20\lg 2$ $\quad K=1/2=0.5$

$G(s)H(s)=\frac{4K(s+0.5)}{s^2(s+2)}=\frac{2(s+0.5)}{s^2(s+2)}$



5-11



$$G(s)H(s)=\frac{K}{s(s+1)(3s+1)} \Rightarrow G(j\omega)H(j\omega)=\frac{K}{j\omega(j\omega+1)(3j\omega+1)}$$

$$\varphi(\omega)=-90^\circ-\arctan\omega-\arctan 3\omega=-180^\circ \qquad \arctan\omega+\arctan 3\omega=90^\circ$$

$$\omega=1/(3\omega) \qquad \omega^2=1/3 \qquad A(\omega)=\frac{K}{\sqrt{1/3}\sqrt{(1+1/3)(1+9*1/3)}}=\frac{3}{4}K=1$$

$$K_c=4/3=1.33$$

6-2

(1)

$$G(s)=\frac{6}{s(s^2+4s+6)}=\frac{\omega_n^2}{s(s^2+2\xi\omega_n s+\omega_n^2)}$$

$$\omega_n^2=6 \quad \omega_n=\sqrt{6}=2.45, \qquad 2\xi\omega_n=4 \quad \xi=\frac{4}{2\omega_n}=\frac{2}{\sqrt{6}}=0.816$$

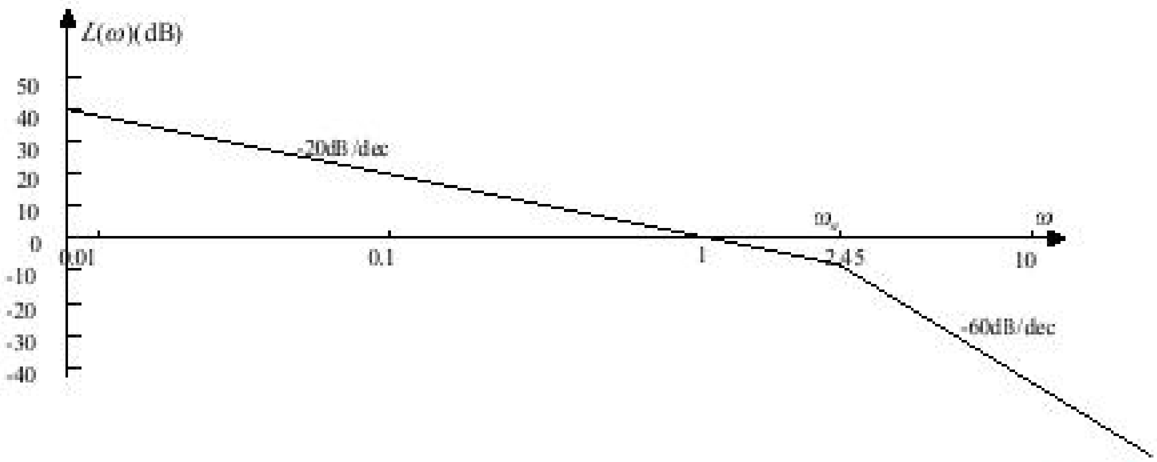
$K=1$ 所以，$\omega_c=1 \quad 20\lg K=0$

$$\varphi(\omega_c)=-90^\circ-arctg\left(\frac{2\xi\omega_c/\omega_n}{1-\omega_c^2/\omega_n^2}\right)=-90^\circ-arctg\left(\frac{2*0.816*1/2.45}{1-1/2.45^2}\right)$$

$$=-90^\circ-arctg\left(\frac{2*0.816*1/2.45}{1-1/2.45^2}\right)=-90^\circ-arctg\left(\frac{0.666}{0.833}\right)=-90^\circ-arctg0.7995$$

$$=-90^\circ-38.64^\circ=-128.64^\circ$$

$$\gamma=180^\circ+\varphi(\omega_c)=180^\circ-128.64^\circ=51.36^\circ$$

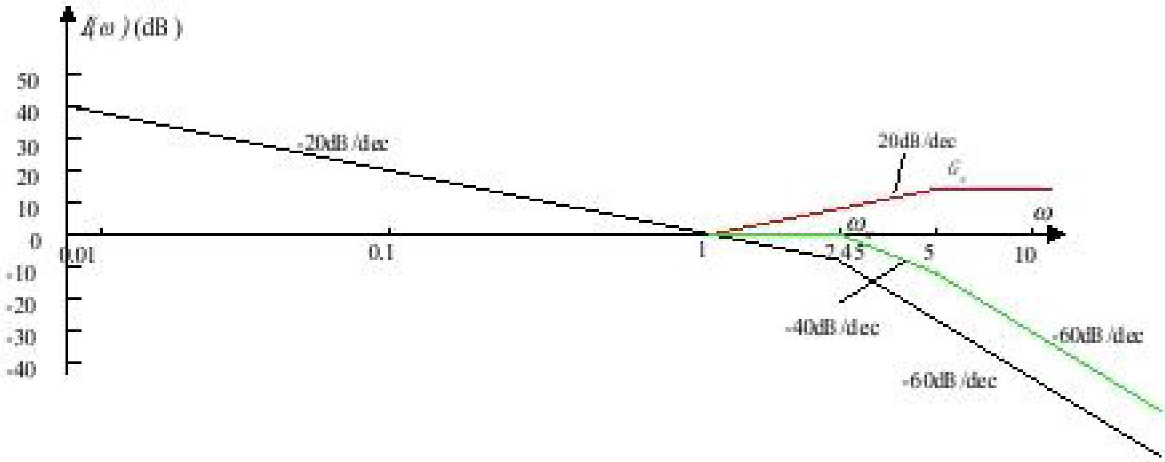


(2) $\omega_1=1, \qquad \omega_2=1/0.2=5$

$$\varphi(\omega_c) = -90° - arctg\left(\frac{2\xi\omega_c/\omega_n}{1-\omega_c^2/\omega_n^2}\right) + arctg\left(\frac{\omega_c}{\omega_1}\right) - arctg\left(\frac{\omega_c}{\omega_2}\right)$$

$$= -128.64° + arctg\left(\frac{1}{1}\right) - arctg\left(\frac{1}{5}\right) = -128.64° + 45° - 11.31° = -94.95°$$

$$\gamma = 180° + \varphi(\omega_c) = 180° - 94.95° = 85.05°$$



6-5

(1)

$$G(s) = \frac{10}{s(0.5s+1)(0.1s+1)}$$

$\omega = 1, \quad 20\lg K = 20\lg 10 = 20dB \qquad \omega_1 = 1/0.5 = 2, \quad \omega_2 = 1/0.1 = 10$

$\omega_1 = 2$ 时，$L(\omega_1) = 20 - 20(\lg 2 - \lg 1) = 20\lg 10 - 20\lg 2 = 20\lg 5 = 14dB$

$\omega_2 = 10$ 时，$L(\omega_2) = 14 - 40(\lg 10 - \lg 2) = -13.96dB$

所以，$\omega_1 < \omega_c < \omega_2$

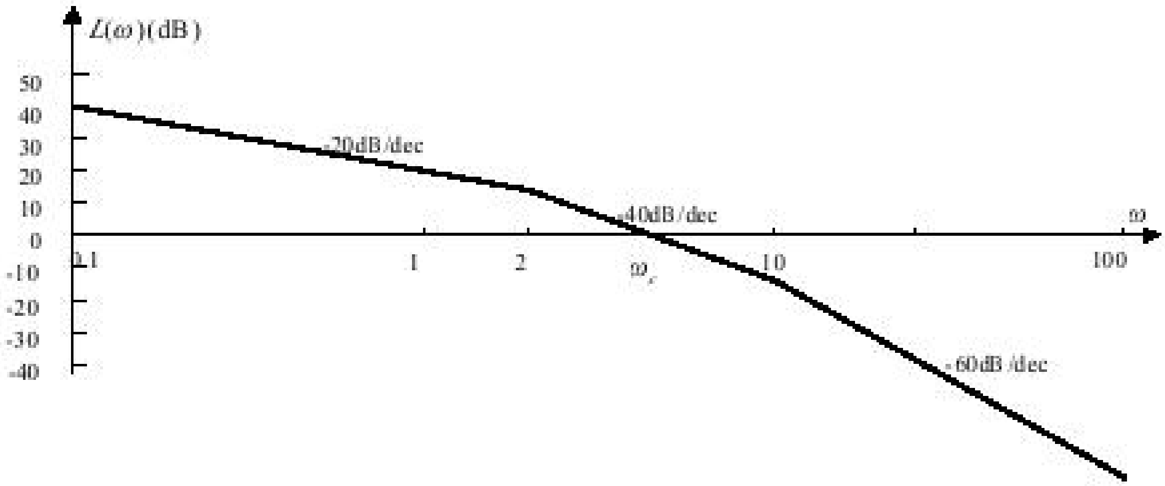
$L(\omega_1) = 40(\lg\omega_c - \lg 2) = 40(\lg\omega_c/2) = 14dB$

$\omega_c = 4.48$

$\varphi(\omega_c) = -90° - arctg0.5\omega_c - arctg0.1\omega_c = -90° - arctg2.24 - arctg0.448$

$= -90° - 65.94° - 24.13° = -180.07°$

$\gamma = 180° + \varphi(\omega_c) = 180° - 180.07° = -0.07°$



(2)

$$G(s)G_c(s)=\frac{10(0.33s+1)}{s(0.5s+1)(0.1s+1)(0.033s+1)}$$

$\omega=1,\qquad 20\lg K=20\lg10=20dB$

$\omega_1=1/0.5=2,\ \ \omega_2=1/0.33=3,\ \ \omega_3=1/0.1=10,\ \ \omega_4=1/0.033=30$

$\omega_2=3$ 时，$L(\omega_1)-L(\omega_2)=40(\lg\omega_2-\lg\omega_1)\quad 14-L(\omega_2)=40(\lg4.35-\lg2)$

$L(\omega_2)=7dB$

$L(\omega_3=10)-L(\omega_2=3)=-20(\lg\omega_3-\lg\omega_2)=-3.37dB$

所以$\omega_2<\omega_{c2}<\omega_3$

$L(\omega_2)=20(\lg\omega_{c2}-\lg\omega_2)=20(\lg\omega_{c2}/3)=7dB$

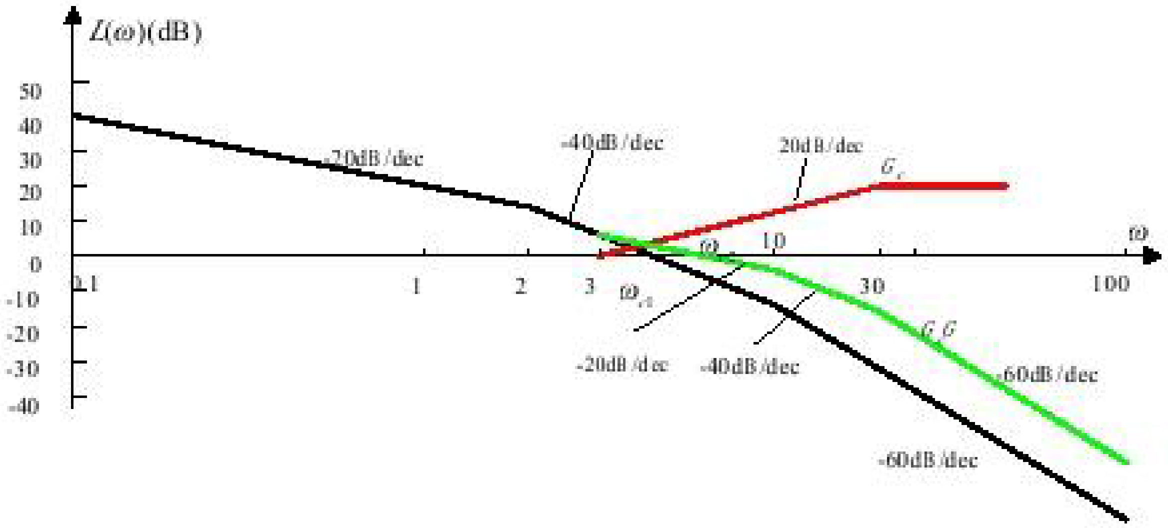
$\omega_{c2}=6.72$

$\varphi(\omega_c)=-90°-arctg0.5\omega_{c2}-arctg0.1\omega_{c2}+arctg0.33\omega_{c2}-arctg0.033\omega_{c2}$

$=-90°-arctg3.36-arctg0.672+arctg2.22-arctg0.222$

$=-90°-73.43°-33.90°+65.75°-12.52°=-144.1°$

$\gamma_2=180°+\varphi(\omega_{c2})=180°-144.1°=35.9°$



校正环节为相位超前校正，校正后系统的相角裕量增加，系统又不稳定变为稳定，且有一定的稳定裕度，降低系统响应的超调量；剪切频率增加，系统快速性提高；但是高频段增益提高，系统抑制噪声能力下降。