第七章 系 统 模 拟

7.1 系统函数与系统特性

7.2 系统的因果性和稳定性

7.3 信 号 流 图

7.4 系 统 的 结 构

7.1 系统函数和系统特性

系统函数$H(\ )$在系统分析中具有重要的地位。

本节通过系统函数$H(\ )$讨论系统的特性。

一、系统函数的零点与极点

LTI系统的系统函数是复变量s或z的有理分式，即

$$H(\cdot)=\frac{Y_{zs}(\cdot)}{F(\cdot)}=\frac{B(\cdot)}{A(\cdot)}$$

$H(\ )$只与微分/差分方程的系数和阶数有关（即只与系统的结构、元件参数有关），而与激励、初始状态均无关，反映系统的固有特性。

$A(.)=0$的根p_1，p_2，…，p_n称为系统函数$H(.)$的极点；
$B(.)=0$的根ξ_1，ξ_2，…，ξ_m称为系统函数$H(.)$的零点。

1. 零点与极点概念

对于连续系统

$$H(s)=\frac{B(s)}{A(s)}=\frac{b_m s^m+b_{m-1}s^{m-1}+\cdots+b_1 s+b_0}{s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\cdots+a_1 s+a_0}=\frac{b_m\prod_{j=1}^{m}(s-\zeta_j)}{\prod_{i=1}^{n}(s-p_i)}$$

对于离散系统

$$H(z)=\frac{B(z)}{A(z)}=\frac{b_m z^m+b_{m-1}z^{m-1}+\cdots+b_1 z+b_0}{z^n+a_{n-1}z^{n-1}+\cdots+a_1 z+a_0}=\frac{b_m\prod_{j=1}^{m}(s-\zeta_j)}{\prod_{i=1}^{n}(s-p_i)}$$

其中 ζ_j为$B(\cdot)=0$的根，称为系统函数的零点；

p_i为$A(\cdot)=0$的根，称为系统函数的极点，b_m是一个常数。

p_i也是微分/差分方程的特征根

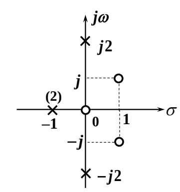
2. 极(零)点的图示

把系统函数$H(\ )$的极(零)点标在复平面上的图，称作系统函数的零、极点分布图。

例如：$H(s)=\dfrac{s\left[(s-1)^2+1\right]}{(s+1)^2(s^2+4)}=\dfrac{s[s-(1-j)][s-(1+j)]}{(s+1)^2(s+j2)(s-j2)}$

$$\left.\begin{aligned}&p_1=-1\quad(\text{二阶})\\&p_2=-j2\quad(\text{一阶})\\&p_3=j2\quad(\text{一阶})\end{aligned}\right\}4\text{个}$$

$$\left.\begin{aligned}&\zeta_1=0\quad(\text{一阶})\\&\zeta_2=1-j\quad(\text{一阶})\\&\zeta_3=1+j\quad(\text{一阶})\end{aligned}\right\}3\text{个}$$



在复平面上极点用“×”、零点用“o”表示。

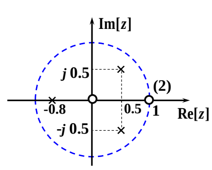
极(零)点图——离散系统

在 z 平面上极点用“×” 零点用“o”表示。

$$H(z)=\frac{z(z-1)^2}{(z+0.8)[z-(0.5+j0.5)][z-(0.5-j0.5)]}$$

$$\left.\begin{aligned}&p_1=-0.8\ (\text{一阶})\\&p_2=0.5+j0.5=\frac{\sqrt2}{2}e^{j\frac{\pi}{4}}\quad(\text{一阶})\\&p_3=0.5-j0.5=\frac{\sqrt2}{2}e^{-j\frac{\pi}{4}}\quad(\text{一阶})\end{aligned}\right\}3\text{个}$$

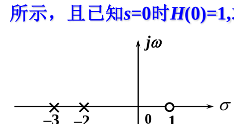
$$\left.\begin{aligned}&\zeta_1=0\ (\text{一阶})\\&\zeta_2=1\ (\text{二阶})\end{aligned}\right\}3\text{个}$$



系统函数零极点分布图

$$H(z)=\frac{z(z-1)^2}{(z+0.8)\left(z-\frac{\sqrt2}{2}e^{j\frac{\pi}{4}}\right)\left(z-\frac{\sqrt2}{2}e^{-j\frac{\pi}{4}}\right)}$$

例1：某一连续系统其系统函数$H(s)$的零极点分布如图所示，且已知$s=0$时$H(0)=1$,求该系统的$H(s)$。



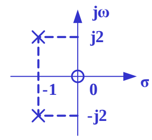
$$H(s)=\frac{B(s)}{A(s)}=\frac{b_m s^m+b_{m-1}s^{m-1}+\cdots+b_1 s+b_0}{s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\cdots+a_1 s+a_0}=\frac{b_m\prod_{j=1}^{m}(s-\zeta_j)}{\prod_{i=1}^{n}(s-p_i)}$$

$$H(s)=\frac{b_m(s-1)}{(s+2)(s+3)}\qquad\therefore H(s)=-6\frac{(s-1)}{(s+2)(s+3)}$$

$$H(s)\big|_{s=0}=\frac{b_m(0-1)}{(0+2)(0+3)}=1\ \rightarrow b_m=-6$$

例2：某一连续系统其系统函数$H(s)$的零极点分布如图所示，且已知$h(0_+)=2$,求该系统的$H(s)$。

解：由分布图可得



$$H(s)=\frac{ks}{(s+1)^2+4}=\frac{ks}{s^2+2s+5}$$

根据初值定理，有

$$h(0_+)=\lim_{s\to\infty}sH(s)=\lim_{s\to\infty}\frac{ks^2}{s^2+2s+5}=k=2$$

$$\therefore H(s)=\frac{2s}{s^2+2s+5}$$

二、系统函数与时域响应

一）连续系统

$$H(s)=\frac{B(s)}{A(s)}=H_0\frac{\prod_{j=1}^{m}(s-\zeta_j)}{\prod_{i=1}^{n}(s-p_i)} \quad (7.1-3b)$$

$H(s)$的极点=微分方程的特征根

$H(s)$的极点决定系统的自由响应(零输入响应)形式

1. p_i在左半开平面

$$H(s)=\sum_{i=1}^{n}\frac{k_i}{(s-p_i)}\leftrightarrow h(t)=\sum_{i=1}^{n}k_ie^{p_it}\varepsilon(t)$$

(1) $p_i=\alpha \quad h_i(t)=k_ie^{\alpha t}\varepsilon(t) \ (\alpha<0)$－单实根

(2) $\left.\begin{array}{l}p_i=\alpha+j\omega_0\\ p_i^*=\alpha-j\omega_0\end{array}\right\}\ h_i(t)=2|k_i|e^{\alpha t}\cos(\omega_0t+\varphi)\varepsilon(t) \quad (\alpha<0)$-共轭复根

(3) $p_i=0 \quad H_i(s)=\frac{k_i}{s^n}\leftrightarrow h_i(t)=\frac{k_i}{(n-1)!}t^{n-1}\varepsilon(t)=At^{n-1}\varepsilon(t)$-重根

以上三种情况：当t→∞时，响应均趋于0，是暂态分量。

二、系统函数与时域响应

一）连续系统

$$H(s)=\frac{B(s)}{A(s)}=H_0\frac{\prod_{j=1}^{m}(s-\zeta_j)}{\prod_{i=1}^{n}(s-p_i)} \quad (7.1-3b)$$

2. p_i在虚轴上

(1) $p_i=0 \quad h_i(t)=k_i\varepsilon(t) \ (\alpha<0)$－单实根

(2) $\left.\begin{array}{l}p_i=j\omega_0\\ p_i^*=-j\omega_0\end{array}\right\}\ h_i(t)=2|k_i|\cos(\omega_0t+\varphi)\varepsilon(t)$ －共轭复根

单极点时，响应是阶跃信号或等幅振荡信号，是稳态分量。

(3) $p_i=0 \quad H_i(s)=\frac{k_i}{s^n}\leftrightarrow h_i(t)=At^{n-1}\varepsilon(t)$－重根

(4) $p_i=\pm j\omega_0 \quad H(s)=\frac{k_i}{(s\mp j\omega_0)^n}\leftrightarrow h(t)=At^{n-1}\cos(\omega_0t+\theta)\varepsilon(t)$－重根

重极点时，响应都是递增的。

二、系统函数与时域响应

一）连续系统

$$H(s)=\frac{B(s)}{A(s)}=H_0\frac{\prod_{j=1}^{m}(s-\zeta_j)}{\prod_{i=1}^{n}(s-p_i)} \quad (7.1-3b)$$

3. p_i在右半开平面

(1) $p_i=\alpha \quad h_i(t)=k_ie^{\alpha t}\varepsilon(t) \ (\alpha>0)$－单实根

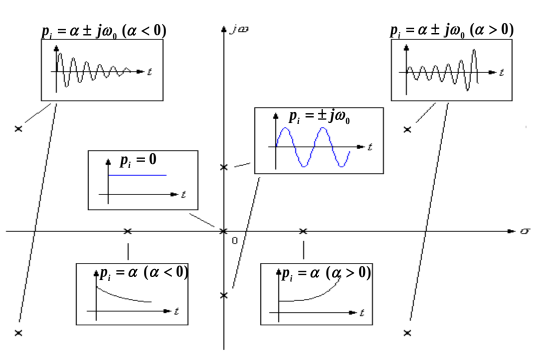
(2) $\left.\begin{array}{l}p_i=\alpha+j\omega_0\\ p_i^*=\alpha-j\omega_0\end{array}\right\}\ h_i(t)=2|k_i|e^{\alpha t}\cos(\omega_0t+\varphi)\varepsilon(t) \ (\alpha>0)$－共轭复根

(3) $p_i=\alpha\pm j\omega_0 \ (\alpha>0) \ H_i(s)=\frac{k_i}{[s-(\alpha\pm j\omega_0)]^n}$

$H_i(s)\leftrightarrow h_i(t)=Ae^{\alpha t}t^{n-1}\cos(\omega_0t+\theta)\varepsilon(t)$－重根

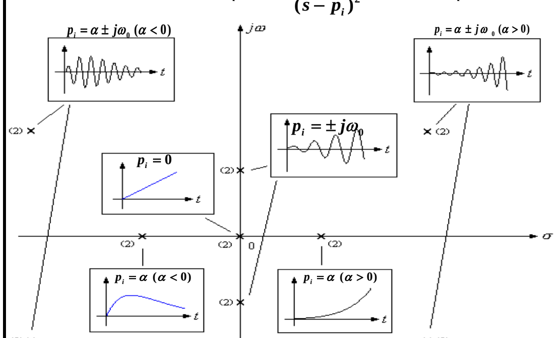
重极点时，响应都是递增的。

$H(s)$的一阶极点分布与时域响应的对应关系



$H(s)$的二阶极点分布与时域响应的对应关系

$$H_i(s)=\frac{k_i}{(s-p_i)^2}\leftrightarrow h(t)=k_i t\,e^{p_it}\varepsilon(t)$$



结论：

1) *LTI*连续系统的$h(t)$，$y_h(t)$均由$H(s)$的极点决定。

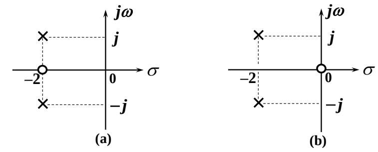
2) $H(s)$在左半平面的极点所对应的响应函数为衰减的。
即当t→∞时，响应均趋于0。

3) $H(s)$在虚轴上的一阶极点所对应的响应函数为稳态分量
(阶跃函数或等幅振荡)。

4) $H(s)$在虚轴上的高阶极点或右半平面上的极点，
其所对应的响应函数都是递增的。
即当t→∞时，响应均趋于∞。

说明：$H(s)$的零点分布不影响系统的响应形式，零点只影响响应的幅度和相位。

例3：某两个系统的系统函数$H(s)$的零、极点分布如图所示，分别求其系统的冲激响应$h(t)$。



$$H_a(s)=\frac{k(s+2)}{(s+2)^2+1} \leftrightarrow h_a(t)=ke^{-2t}\cos t\varepsilon(t)$$

$$H_b(s)=\frac{ks}{(s+2)^2+1} \leftrightarrow h_b(t)=k\sqrt{5}e^{-2t}\cos(t+63.4^\circ)\varepsilon(t)$$

二、系统函数与时域响应

二）离散系统

离散系统极点分布区域可分成单位圆内、单位圆上、单位圆外

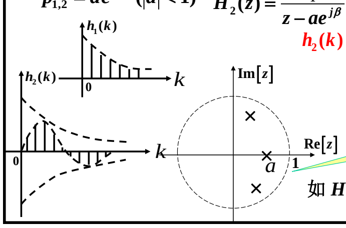
1. p_i在z平面的单位圆内

$p_i=a\ (|a|<1)$ $\quad H_1(z)=B\frac{z}{z-a}$， $|z|>a$ $\quad h_1(k)=Ba^k\varepsilon(k)$

$p_{1,2}=ae^{\pm j\beta}(|a|<1)$ $\quad H_2(z)=\frac{k_1 z}{z-ae^{j\beta}}+\frac{k_2 z}{z-ae^{-j\beta}}$， $|z|>a$

$h_2(k)=Aa^k\cos(\beta k+\theta)\varepsilon(k)$

当$k\to\infty$时$h(k)=0$



极点均在单位圆内的系统,当$k\to\infty$时$h(k)=0$

如 $H(z)=\frac{z}{(z-a)^2} \leftrightarrow ka^{k-1}\varepsilon(k)$

---

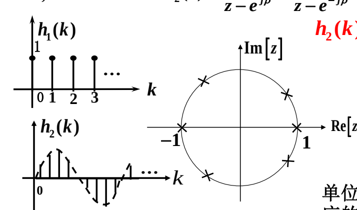
2. p_i在 z 平面的单位圆上

一阶极点

$p_i=\pm1$ $\quad H_1(z)=\frac{z}{z\mp1}$ $|z|>1$ $\quad h_1(k)=(\pm1)^k\varepsilon(k)$

$p_{1,2}=e^{\pm j\beta}$ $\quad H_2(z)=\frac{k_1 z}{z-e^{j\beta}}+\frac{k_1^* z}{z-e^{-j\beta}}$， $|z|>1$

$h_2(k)=A\cos(\beta k+\theta)\varepsilon(k)$



单位圆上的一阶极点所对应的 $h(k)$ 幅度稳定。

单位圆上的r阶极点对应的$h(k)$，其幅度随k的增大而增大。

r阶极点 如 $\frac{z}{(z-1)^2} \leftrightarrow k\varepsilon(k)$

---

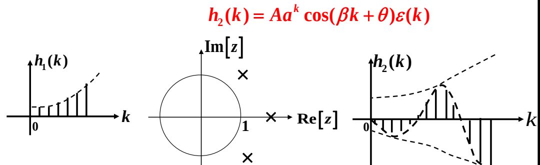
3. p_i在z平面的单位圆外

一阶极点

$p_i=a\ (|a|>1)$ $\quad H_1(z)=\frac{z}{z-a}$ $|z|>a$ $\quad h_1(k)=a^k\varepsilon(k)$

$p_{1,2}=ae^{\pm j\beta}(|a|>1)$ $\quad H_2(z)=\frac{k_1 z}{z-ae^{j\beta}}+\frac{k_1^* z}{z-ae^{-j\beta}}$， $|z|>a$

$h_2(k)=Aa^k\cos(\beta k+\theta)\varepsilon(k)$



r阶极点 $\quad p_r=a\ (|a|>1)$ $\quad \frac{z}{(z-a)^2} \leftrightarrow ka^{k-1}\varepsilon(k)$

单位圆外的极点，对应的$h(k)$其幅度随k的增大而增大

结论：

1) *LTI*离散系统的$h(k)$，$y_h(k)$均由$H(z)$的极点决定。

$$H(z)=\frac{Y_{zs}(z)}{E(z)}=\frac{B(z)}{A(z)}=\frac{b_m\prod_{j=1}^{m}(z-\zeta_j)}{\prod_{i=1}^{n}(z-p_i)}$$

2) 位于z平面单位圆内的极点所对应的响应当$k\to\infty$时衰减到零。

3) 位于z平面单位圆上的一阶极点所对应的响应幅度稳定
(阶跃序列或正弦序列。)

4) 位于z平面单位圆上的二阶(含二阶)以上的极点及单位圆外的极点所对应的响应，随$k\to\infty$而趋于无穷大。

三、系统函数与频率响应

讨论$H(s)$的零、极点分布与系统频率响应的关系

频率响应： 指连续系统在虚指数信号(或正弦信号)激励下稳态响应$y_{ss}(t)$随激励信号的频率变化关系。

一）连续系统

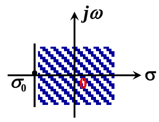
1. 连续系统的频率响应函数$H(j\omega)$

频率响应(函数)：$H(j\omega)=\dfrac{Y_{zs}(j\omega)}{F(j\omega)}=|H(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}\leftrightarrow h(t)$

$|H(j\omega)|\sim$幅频特性，$\varphi(\omega)\sim$相频特性

(a) $H(j\omega)=\mathscr{F}[\,h(t)\,]$

(b) $H(j\omega)=H(s)\big|_{s=j\omega}\qquad \sigma_0<0$



$$H(s)=\frac{B(s)}{A(s)}=\frac{b_ms^m+b_{m-1}s^{m-1}+\cdots+b_1s+b_0}{s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\cdots+a_1s+a_0}=\frac{b_m\prod_{j=1}^{m}(s-\zeta_j)}{\prod_{i=1}^{n}(s-p_i)}$$

$$H(j\omega)=H(s)\big|_{s=j\omega}=\frac{b_m\prod_{j=1}^{m}(j\omega-\zeta_j)}{\prod_{i=1}^{n}(j\omega-p_i)}=|H(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}$$

令 $(j\omega-\zeta_j)=B_je^{j\psi_j}\leftarrow$称零点因子
$(j\omega-p_i)=A_ie^{j\theta_i}\leftarrow$称极点因子 $\quad(7.1-5)$

$$H(j\omega)=\frac{b_mB_1B_2...B_me^{j(\psi_1+\psi_2+...\psi_m)}}{A_1A_2...A_ne^{j(\theta_1+\theta_2+...\theta_n)}}=|H(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}\quad(7.1-6)$$

$$|H(j\omega)|=\frac{b_mB_1B_2...B_m}{A_1A_2...A_n}\quad(7.1-7)$$ 幅频特性

$$\varphi(\omega)=(\psi_1+\psi_1+...+\psi_m)-(\theta_1+\theta_1+...+\theta_n)\quad(7.1-8)$$ 相频特性

2. 频率特性曲线的几何画法

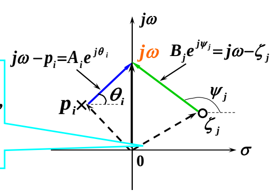
根据系统函数$H(s)$的零、极点在s平面的分布,借助几何关系绘制 $|H(j\omega)|$和$\varphi(\omega)$的曲线的方法。

$$H(j\omega)=\frac{b_m\prod_{j=1}^{m}(j\omega-\zeta_j)}{\prod_{i=1}^{n}(j\omega-p_i)}=H_0\frac{B_1B_2...B_me^{j(\psi_1+\psi_2+...+\psi_m)}}{A_1A_2...A_ne^{j(\theta_1+\theta_2+...+\theta_n)}}=|H(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}$$

$(j\omega-p_i)=A_ie^{j\theta_i}$ 极矢量

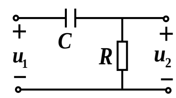
$(j\omega-\zeta_j)=B_je^{j\psi_j}$ 零矢量

当ω沿虚轴移动(即频率变化)时，各矢量的模和幅角都将随之变化，因此，由矢量图可画出幅频特性和相频特性曲线。



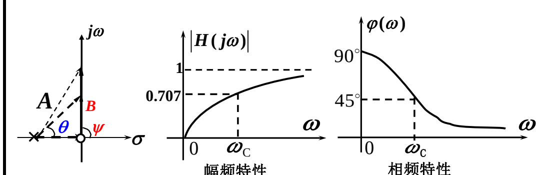
3. 几何法画频率特性举例

例4: 求图所示系统的$H(j\omega)=U_2(j\omega)/U_1(j\omega)$，并画出频率特性曲线



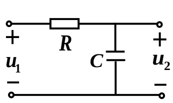
$$H(j\omega)=\frac{j\omega}{j\omega+1/RC}=\frac{j\omega}{j\omega+\omega_c}=\frac{Be^{j\psi}}{Ae^{j\theta}}$$

$(j\omega-\zeta_j)=B_je^{j\psi_j}$，$(j\omega-p_i)=A_ie^{j\theta_i}$

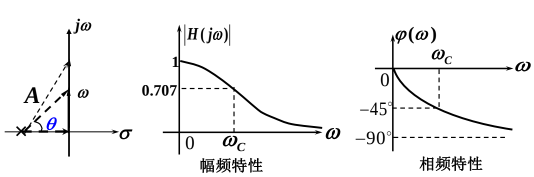


由频率特性可看出该系统为高通网络

例5: 求图所示系统的$H(j\omega)=U_2(j\omega)/U_1(j\omega)$，并画出频率特性曲线



$$H(j\omega)=\frac{1/RC}{j\omega+1/RC}=\frac{B}{Ae^{j\theta}}$$



由频率特性可看出该系统为低通网络

例6: 已知某一系统的$H(s)$如下式所示，粗略画出频率特性曲线。

$$H(s)=\frac{s}{s^2+2\alpha s+\omega_0^2}(\omega_0>\alpha>0)$$

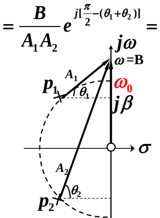
$$p_{1,2}=-\alpha\pm\sqrt{\alpha^2-\omega_0^2}=-\alpha\pm j\sqrt{\omega_0^2-\alpha^2}$$
$$=-\alpha\pm j\beta\quad(\omega_0^2=\alpha^2+\beta^2)$$

$$H(s)=\frac{(s-\zeta_1)}{(s-p_1)(s-p_2)}$$

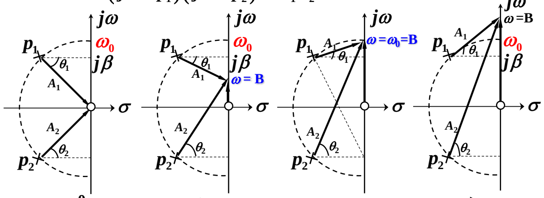
$\because\ \mathrm{Re}[s]=-\alpha<0\quad\therefore H(j\omega)=H(s)\big|_{s=j\omega}$

$$H(j\omega)=\frac{j\omega}{(j\omega-p_1)(j\omega-p_2)}=\frac{B}{A_1A_2}e^{j[\frac{\pi}{2}-(\theta_1+\theta_2)]}=|H(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}$$

$j\omega=Be^{j\frac{\pi}{2}}$
$j\omega-p_1=A_1e^{j\theta_1}$
$j\omega-p_2=A_2e^{j\theta_2}$

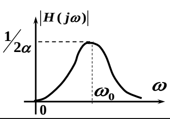


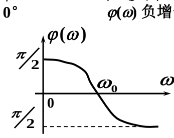
$$H(j\omega)=\frac{j\omega}{(j\omega-p_1)(j\omega-p_2)}=\frac{B}{A_1A_2}e^{j[\frac{\pi}{2}-(\theta_1+\theta_2)]}=|H(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}$$



$\omega=0$	$\omega<\omega_0$	$\omega=\omega_0$	$\omega>\omega_0$
$\lvert H(j\omega)\rvert=0$	$\lvert H(j\omega)\rvert$增长	$\lvert H(j\omega)\rvert=1/2\alpha$最大	$\lvert H(j\omega)\rvert$下降
$\varphi(\omega)=90^\circ$	$\varphi(\omega)$减小	$\varphi(\omega)=0^\circ$	$\varphi(\omega)$负增长

由频率特性可看出该系统为带通网络





$H(j\omega)$的形式和滤波器的性质

$$H(j\omega)=\frac{\alpha_1(j\omega)+\alpha_0}{j\omega+b_1}\qquad \begin{matrix}\alpha_1=0 \text{ 时为低通}\\ \alpha_0=0 \text{ 时为高通}\end{matrix}$$

$$H(j\omega)=\frac{j\omega}{j\omega+1/RC}\qquad H(j\omega)=\frac{1/RC}{j\omega+1/RC}$$

$$H(j\omega)=H_0\frac{1}{(j\omega+\alpha_1)(j\omega+\alpha_2)}$$ 低通网络

$$H(j\omega)=H_0\frac{(j\omega)^2}{(j\omega+\alpha_1)(j\omega+\alpha_2)}$$ 高通网络

$$H(j\omega)=H_0\frac{j\omega}{(j\omega-p_1)(j\omega-p_2)},\ p_{12}=-\alpha\pm j\beta$$ 带通网络

$$H(j\omega)=H_0\frac{(j\omega-j\omega_0)(j\omega+j\omega_0)}{(j\omega-p_1)(j\omega-p_2)},\ p_{12}=-\alpha\pm j\beta$$ 带阻网络

4. 全通函数(全通系统、全通网络)

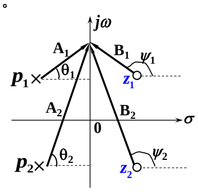
全通系统：如果一个系统函数的极点均位于s平面的左半平面，零点均位于右半平面，而且零点与极点对于虚轴互为镜像对称，则称此系统为全通系统（或全通网络）。

全通系统的特点

(a) 全通函数的零极点成对镜像出现

$$H(s)=\frac{(s-\zeta_1)(s-\zeta_2)}{(s-p_1)(s-p_2)}$$

左半面 $\begin{cases}p_1=-\alpha+j\beta\\ p_2=-\alpha-j\beta\end{cases}$ 右半面 $\begin{cases}z_1=\alpha+j\beta\\ z_2=\alpha-j\beta\end{cases}$



(b) $|H(j\omega)|=1$ （全通系统的系统函数幅频特性为常数）

$$H(j\omega)=H(s)\big|_{s=j\omega}=\frac{B_1B_2}{A_1A_2}e^{j(\psi_1+\psi_2-\theta_1-\theta_2)}=e^{j\varphi(\omega)}$$

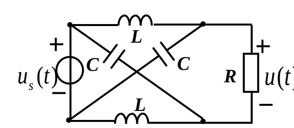
$$\varphi(\omega)=2\pi-2(\theta_1+\theta_2)$$

结论:

1) 全通网络的极点位于s平面的左半平面，零点位于右半平面，而且零点与极点对于虚轴互为镜像对称。

2) 全通网络的幅频特性为常数，而相频特性不受限制。

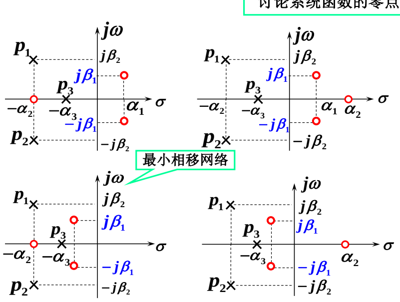
说明：在传输系统中常用全通网络来进行相位矫正（移相器或相位均衡器）



当 $R=\sqrt{L/C}$ 时， $H(s)=\dfrac{s-\frac{R}{L}}{s+\frac{R}{L}}$， $H(j\omega)=\dfrac{j\omega-\frac{R}{L}}{j\omega+\frac{R}{L}}$

5. 最小相移函数(最小相移网络)

讨论系统函数的零点对系统特性的影响



可以证明
对于具有相同幅频特性的系统而言，零点位于左半开平面的系统函数其$\varphi(\omega)$最小。

结论
对于具有相同幅频特性的系统函数而言，右半开平面没有零点的系统函数称为最小相移函数。(相应网络称为最小相移网络)

具有相同幅频特性的系统函数$H(s)$零、极点分布

二）离散系统

1. 离散系统的频率响应函数$H(e^{j\theta})$

$$H(z)=\frac{B(z)}{A(z)}=\frac{b_m\prod_{j=1}^{m}(z-\zeta_j)}{\prod_{i=1}^{n}(z-p_i)}$$

当$H(z)$在单位圆上收敛时(即$H(z)$的极点均在单位圆内)

$$H(e^{j\theta})=H(z)\big|_{z=e^{j\theta}}=B\frac{\prod_{j=1}^{m}(e^{j\theta}-\zeta_j)}{\prod_{i=1}^{n}(e^{j\theta}-p_i)}\qquad \begin{matrix}(e^{j\theta}-\zeta_j)=B_je^{j\psi_j}\\ (e^{j\theta}-p_i)=A_ie^{j\theta_i}\end{matrix}$$

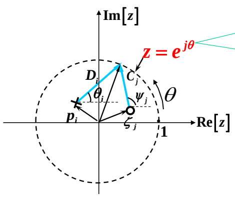
$$H(e^{j\theta})=|H(e^{j\theta})|e^{j\varphi(\theta)}=\frac{b_mB_1B_2\ldots B_me^{j(\psi_1+\psi_2+\ldots+\psi_m)}}{A_1A_2\ldots A_ne^{j(\theta_1+\theta_2+\ldots+\theta_n)}}\qquad (7.1-22)$$

$$\left.\begin{aligned}|H(e^{j\theta})|&=\frac{b_mB_1B_2\ldots B_m}{A_1A_2\ldots A_n}\\ \varphi(\theta)&=(\psi_1+\psi_2+\ldots+\psi_m)-(\theta_1+\theta_2+\ldots+\theta_n)\end{aligned}\right\}\qquad (7.1-23)$$

2. 频率响应的几何确定法

$$H(e^{j\theta}) = |H(e^{j\theta})|e^{j\varphi(\theta)} = \frac{b_m B_1 B_2 \dots B_m e^{j(\psi_1+\psi_2+\dots+\psi_m)}}{A_1 A_2 \dots A_n e^{j(\theta_1+\theta_2+\dots+\theta_n)}} \qquad (7.1-22)$$

$$\left.\begin{aligned} |H(e^{j\theta})| &= \frac{b_m B_1 B_2 \dots B_m}{A_1 A_2 \dots A_n} \\ \varphi(\theta) &= (\psi_1+\psi_2+\dots+\psi_m)-(\theta_1+\theta_2+\dots+\theta_n) \end{aligned}\right\} \qquad (7.1-23)$$



复变量$e^{j\theta}$在z平面上沿单位圆逆时针旋转时，θ从0～2π (或−π～π) 完成一个周期，$H(e^{j\theta})$中各矢量的模和幅角也随之变化

$$(e^{j\theta}-\zeta_j)=C_j e^{j\psi_j}$$

$$(e^{j\theta}-p_i)=D_i e^{j\theta_i}$$

例7：某一离散因果系统 $H(z)=2(z+1)/(3z-1)$，求其频率响应

解: $p=1/3$ $|z|>1/3$ (即单位圆在收敛域内)

$$H(e^{j\theta})=H(z)\big|_{z=e^{j\theta}}=\frac{2(e^{j\theta}+1)}{3e^{j\theta}-1}$$

法一：

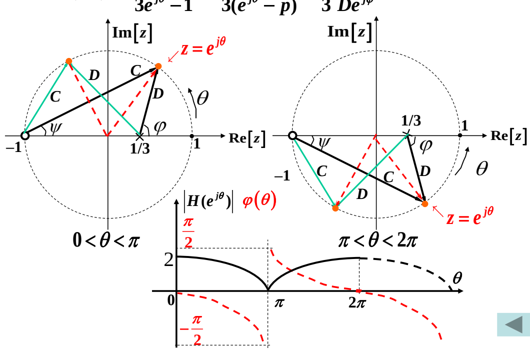
$$H(e^{j\theta})=\frac{2e^{j\theta/2}(e^{j\theta/2}+e^{-j\theta/2})}{e^{j\theta/2}(3e^{j\theta/2}-e^{-j\theta/2})}=\frac{2(e^{j\theta/2}+e^{-j\theta/2})}{(e^{j\theta/2}+e^{-j\theta/2})+(2e^{j\theta/2}-2e^{-j\theta/2})}$$

$$=\frac{2\cdot 2\cos(\theta/2)}{2\cos(\theta/2)+4j\sin(\theta/2)}=\frac{2}{1+j2\tan\frac{\theta}{2}}=|H(e^{j\theta})|e^{j\varphi(\theta)}$$

$$|H(e^{j\theta})|=\frac{2}{\sqrt{1+4\tan^2\left(\frac{\theta}{2}\right)}} \qquad \varphi(\theta)=-\arctan\left(2\tan\frac{\theta}{2}\right)$$

法二：几何法

$$H(e^{j\theta})=\frac{2(e^{j\theta}+1)}{3e^{j\theta}-1}=\frac{2(e^{j\theta}-z)}{3(e^{j\theta}-p)}=\frac{2}{3}\frac{Ce^{j\psi}}{De^{j\varphi}}$$



7.2 系统的因果性与稳定性

一、系统的因果性

因果系统是指，系统的零状态响应$y_{zs}(.)$不会出现于$f(.)$之前的系统。

连续因果系统的充分必要条件是：冲激响应 $h(t) = 0,\ t<0$

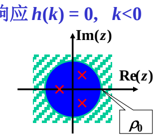
或者，系统函数$H(s)$的收敛域为：$\mathrm{Re}[s]>\sigma_0$

离散因果系统的充分必要条件是：单位响应 $h(k) = 0,\ k<0$

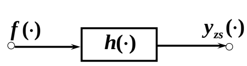
或者，系统函数$H(z)$的收敛域为：$|z|>\rho_0$

换言之$H(z)$的极点均在

半径为ρ_0收敛圆的内部(为什么？)



二、系统的稳定性



1. 稳定系统概念

对$|f(\cdot)|\le M_f$(即有界输入)$\begin{cases}\text{若}|y_{zs}(t)|\le M_y\text{(即有界)，称系统稳定}\\ \text{若}|y_{zs}(t)|\text{无界，\quad 称系统不稳定}\end{cases}$

2. 系统稳定性的判断

1)从时域判断

$\int_{-\infty}^{\infty}|h(t)|dt\le M$ ～连续稳定系统的充要条件

若 $\int_{0}^{\infty}|h(t)|dt\le M$ ～连续因果稳定系统

$\sum_{k=-\infty}^{\infty}|h(k)|\le M$ ～离散稳定系统的充要条件

若 $\sum_{k=0}^{\infty}|h(k)|\le M$ ～离散因果稳定系统

二、系统的稳定性

2. 系统稳定性的判断

2)从变换域判断

a)连续系统

若$H(s)$的收敛域包含虚轴，则该系统必是稳定系统。

(1) 稳定系统：$H(s)$的极点全部位于s平面的左半开平面。

(2) 临界稳定系统：$H(s)$在虚轴上含一阶极点，其余极点均位于s平面 的左半平面的系统 。

(3) 不稳定系统：$H(s)$ 含有右半平面[或虚轴上的二阶(含二阶)以上] 的极点 。

例1：判断各系统的稳定性

$$H_1(s)=\frac{s-1}{(s+1)(s+2)}$$ 稳定系统

$$H_2(s)=\frac{s}{(s+3)(s-1)}$$ 非稳定系统

$$H_3(s)=\frac{1}{s(s+2)}$$ 临界稳定系统

连续系统的稳定性准则

$$H(s)=\frac{B(s)}{A(s)}=\frac{b_m s^m+b_{m-1}s^{m-1}+\dots+b_1 s+b_0}{a_n s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\dots+a_1 s+a_0}$$

若系统函数$H(s)$的特征多项式$A(s)$为霍尔维兹多项式，则此系统为稳定系统

(1) 霍尔维兹多项式

~$A(s)$的所有根均在s平面的左半开平面的多项式

(a) $A(s)$为霍尔维兹多项式的必要条件

$A(s)$的全部系数$a_i>0$（即其中任意一个系数不能为零或负数）

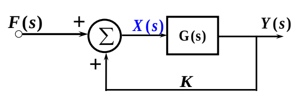
(b) $A(s)$为霍尔维兹多项式的充要条件~罗斯准则

(2) 稳定性判别准则~罗斯准则（由罗斯阵列判断）

对于二阶系统$A(s)$为霍尔维兹多项式的条件（记住）

$a_2>0$，$a_1>0$，$a_0>0$

例2：图所示为一反馈系统，已知$G(s)=\dfrac{s}{s^2+4s+4}$，K为一常数。确定使系统稳定的K值范围 。



$$H(s)=\frac{s}{s^2+(4-K)s+4}$$ 解得 $K<4$

二阶系统$A(s)$为霍尔维兹多项式的条件是

$a_2>0$，$a_1>0$，$a_0>0$

二、系统的稳定性

2. 系统稳定性的判断

2)从变换域判断

b) 离散系统

(1) 稳定系统： $H(z)$的极点均在单位圆内。

(2) 临界稳定系统：单位圆上含一阶极点，其余极点均在单位圆内。

(3) 不稳定系统：$H(z)$含有单位圆外[或单位圆上的二阶(含二阶)以上]极点。

$$H(z)=\frac{k_1 z}{z-p_1}+\frac{k_2 z}{z-p_2}+\dots+\frac{k_i z}{z-p_i}+\dots+\frac{k_n z}{z-p_n}$$

例3：某两个因果系统的差分方程如下，试判断系统是否稳定。

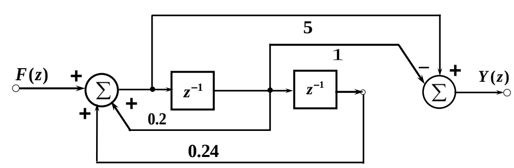
(1) $y(k)-0.3y(k-1)-0.18y(k-2)=f(k)$ 稳定系统

(2) $y(k)-1.4y(k-1)-1.2y(k-2)=f(k)-f(k-1)$ 非稳定系统

(1) $$H(z)=\frac{1}{1-0.3z^{-1}-0.18z^{-2}}=\frac{z^2}{z^2-0.3z-0.18}=\frac{z^2}{(z-0.6)(z+0.3)}$$

(2) $$H(z)=\frac{1-z^{-1}}{1-1.4z^{-1}-1.2z^{-2}}=\frac{z^2-z}{z^2-1.4z-1.2}=\frac{z^2-z}{(z-2)(z+0.6)}$$

例4：图所示因果系统， 1)试判断系统是否稳定， 2)求$h(k)$



极点均在单位圆内，系统稳定

$$H(z)=\frac{5z^2-z}{z^2-0.2z-0.24}=\frac{2z}{z-0.6}+\frac{3z}{z+0.4}$$

$$h(k)=[2(0.6)^k+3(-0.4)^k]\varepsilon(k)$$

离散系统的稳定性准则–朱里准则

对于二阶系统稳定的充要条件是

$$H(z)=\frac{B(z)}{A(z)}$$

$$A(z)=a_2z^2+a_1z+a_0$$

$$\left.\begin{array}{l} A(1)>0 \\ A(-1)>0 \\ a_2>|a_0| \end{array}\right\}$$

记住

例5：某一离散系统的系统函数如下，求使系统稳定的K值。

$$H(z)=\frac{z^2+3z+2}{2z^2-(K-1)z+1} \qquad -2<K<4$$

因果、稳定系统收敛域应满足什么条件？

$H(z)$的收敛域满足　$\rho_0<|z|$，$\rho_0<1$

7.3 信 号 流 图

系统的不同描述 方法

1) 用微分方程(连续系统)或差分方程(离散系统)描述。

2) 用框图描述。

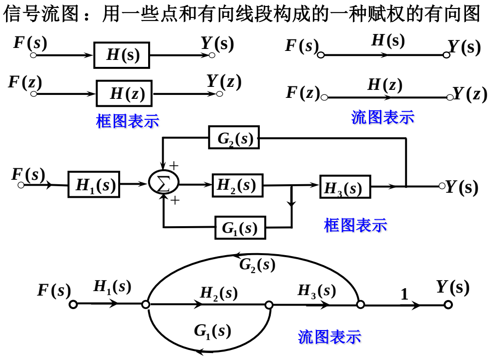
3) 用信号流图描述 (比框图更为简便)。

由美国人梅森于20世纪50年代提出

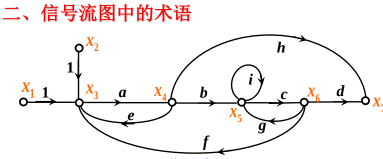
说明：无论是连续系统还是离散系统，若抛开其物理意义仅从图的角度分析方法相同，因此一并讨论。

一、信号流图 的基本概念

信号流图：用一些点和有向线段构成的一种赋权的有向图



二、信号流图中的术语



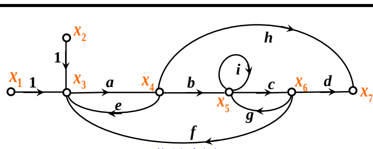
信号流图

(1)结点：表示系统中变量或信号的点,图中$x_1, x_2, \ldots, x_7$。

(2)支路：连接两个结点之间的有向线段，表示信号传输的路径和方向。

(3)支路增益：两个结点间的转移函数 (即系统函数)（标在支路箭头附近）

(4)源点(又称输入结点)：仅有输出支路的结点，对应自变量(即输入信号)，图中的x_1, x_2对应的点。



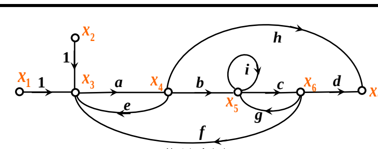
信号流图

(5) 汇点：又称阱点或输出结点，只有入支路的结点，对应因变量 (即输出信号) 图中x_7对应的点。

(6) 混合结点：既有入支路又有出支路的结点，图中 x_3，x_4，x_5，x_6对应的结点。

(7) 通路：从任意结点出发，沿支路箭头方向通过各相连的不同支路和结点到达另一结点的路径。(不允许有相反方向支路存在)

(8) 开通路：与任一结点相交不多于一次的通路。



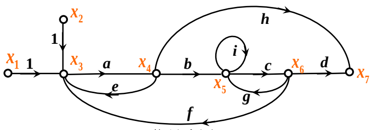
信号流图

(9) 闭通路：又称回路或环路，通路的终点即为起点，且与任何其他结点相交不多于一次的通路。

(10) 自回路(又称自环路)：只有一个结点和一条支路的回路。

(11) 通路增益：通路(开通路或回路)中各支路增益的乘积。

(12)不接触回路：两回路之间没有任何公共结点的回路。



信号流图

(13) 前向通路：从源点(入结点)到汇点(出结点)的开通路。

(开通路：与任一结点相交不多于一次的通路)

(14) 前向通路增益：前向通路中，各支路增益的乘积。

三、信号流图的性质

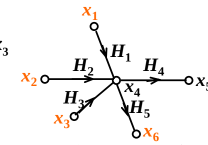
性质一：信号只能沿着支路箭头方向传输，支路的输出是该支路的输入与支路增益的乘积。

性质二：对于有多个输入的混合结点，将该结点所有输入支路的信号相加,并将“和信号”传输给所有与该结点相联的输出支路。

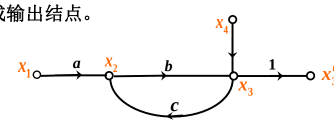
$$x_4 = H_1x_1 + H_2x_2 + H_3x_3$$

$$x_5 = H_4x_4$$

$$x_6 = H_5x_4$$



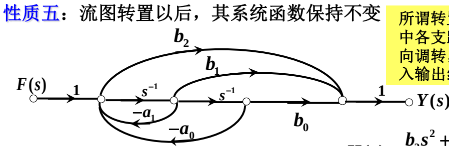
性质三：混合结点，通过增加一个支路增益为1的支路可变成输出结点。



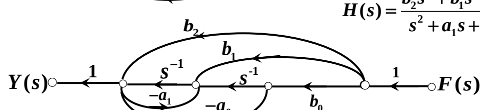
性质四：给定系统，信号流图形式并非惟一（即同一系统可画出不同的流图）

性质五：流图转置以后，其系统函数保持不变

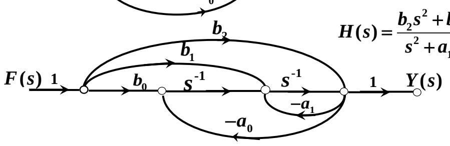
所谓转置是把流图中各支路的传输方向调转，同时把输入输出结点对换



$$H(s) = \frac{b_2s^2 + b_1s + b_0}{s^2 + a_1s + a_0}$$



$$H(s) = \frac{b_2s^2 + b_1s + b_0}{s^2 + a_1s + a_0}$$



四、信号流图的化简----梅森公式

$$H(\cdot) = \frac{1}{\Delta}\sum_i P_i\Delta_i \qquad (7.3-8)$$

$$\text{式中 } \Delta = 1 - \sum_j L_j + \sum_{m,n} L_mL_n - \sum_{p,q,r} L_pL_qL_r + ... \qquad (7.3-9)$$

信号流图的特征行列式

式中 $\sum_j L_j$ 是所有不同回路的增益之和

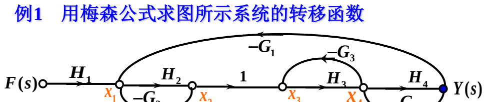
$\sum_{m,n} L_mL_n$ 是所有两两互不接触环路增益的乘积之和

i 表示由源点到汇点的第i条前向通路的标号。

P_i 表示由源点到汇点的第i条前向通路增益。

Δ_i 表示与第i条前向通路不相接触的子图的特征行列式

例1 用梅森公式求图所示系统的转移函数



解:(1) 求特征行列式

a) 共4条回路

回路1: $x_1 \to x_2 \to x_1$, 增益 $L_1 = -H_2G_2$

回路2: $x_3 \to x_4 \to x_3$, 增益 $L_2 = -H_3G_3$

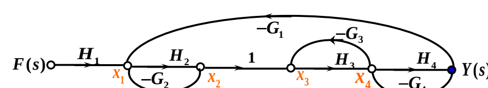
回路3: $x_4 \to Y \to x_4$, 增益 $L_3 = -H_4G_4$

回路4: $x_1 \to x_2 \to x_3 \to x_4 \to Y \to x_1$, 增益 $L_4 = -H_2H_3H_4G_1$

b) 两两不接触回路共2对

回路1与回路2, 增益之积 $L_1 \cdot L_2 = H_2G_2H_3G_3$

回路1与回路3, 增益之积 $L_1 \cdot L_3 = H_2G_2H_4G_4$



$$\therefore \Delta = 1 - (L_1 + L_2 + L_3 + L_4) + L_1 \cdot L_2 + L_1 \cdot L_3$$

$$= 1 - (-H_2G_2 - H_3G_3 - H_4G_4 - H_2H_3H_4G_1)$$

$$+ H_2G_2H_3G_3 + H_2G_2H_4G_4$$

(2) 前向通路一条

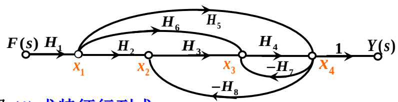
$F \to x_1 \to x_2 \to x_3 \to x_4 \to Y$, 前向增益 $p_1 = H_1H_2H_3H_4$

$$\Delta_1 = 1$$

$$H(s) = \frac{p_1\Delta_1}{\Delta} =$$

$$= \frac{H_1H_2H_3H_4}{1 + H_2G_2 + H_3G_3 + H_4G_4 + G_1H_2H_3H_4 + G_2H_2H_3G_3 + G_2H_2G_4H_4}$$

例2　用梅森公式求下图所示系统的系统函数



解:(1) 求特征行列式

a) 共2条回路

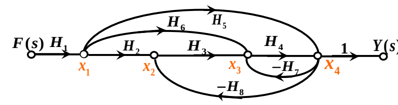
回路1: $x_3 \to x_4 \to x_3$, 增益 $L_1 = -H_4H_7$

回路2: $x_2 \to x_3 \to x_4 \to x_2$, 增益 $L_2 = -H_3H_4H_8$

b) 两两不接触回路无

$$\begin{aligned}\therefore \Delta &= 1-(L_1+L_2)\\ &= 1-(-H_4H_7-H_3H_4H_8)\\ &= 1+H_4H_7+H_3H_4H_8\end{aligned}$$

例2　用梅森公式求下图所示系统的系统函数



(2) 前向通路3条

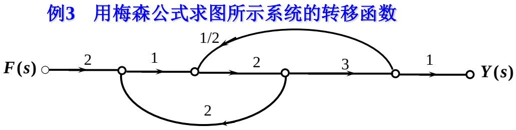
$F \to x_1 \to x_2 \to x_3 \to x_4 \to Y$, 前向增益 $p_1 = H_1H_2H_3H_4$

$F \to x_1 \to x_3 \to x_4 \to Y$, 前向增益 $p_2 = H_1H_6H_4$

$F \to x_1 \to x_4 \to Y$, 前向增益 $p_3 = H_1H_5$　　　$\Delta_i = 1$

$$H(s) = \frac{1}{\Delta}\sum_i p_i\Delta_i = \frac{H_1H_5+H_1H_2H_3H_4+H_1H_4H_6}{1+H_4H_7+H_3H_4H_8}$$

例3　用梅森公式求图所示系统的转移函数



解:(1) 求特征行列式

a) 共2条回路

回路1: 增益 $L_1 = 4$

回路2: 增益 $L_2 = 3$

b) 两两不接触回路无

$\therefore \quad \Delta = 1-\sum_j L_j = -6$

(2) 前向通路1条

前向增益 $p_1 = 12, \Delta_1 = 1$

$$H(s) = \frac{1}{\Delta}\sum_i p_i\Delta_i = \frac{p_1}{\Delta} = \frac{12}{-6} = -2$$

7.4 系 统 的 结 构

梅森公式是由流图 → $H(s)$或$H(z)$

下面讨论，由$H(s)$或$H(z)$ → 流图或方框图

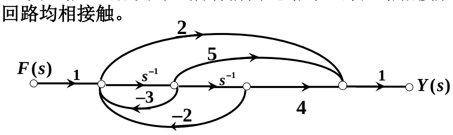
同一个系统有不同形式的实现方案:

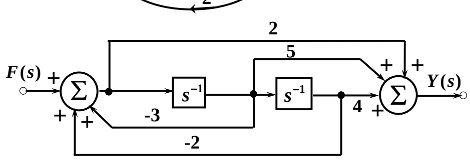
(1)直接形式　(2)级联形式　(3)并联形式

一、直接实现

$$H(s) = \frac{2s^2+5s+4}{s^2+3s+2} = \frac{2+5s^{-1}+4s^{-2}}{1+3s^{-1}+2s^{-2}} = \frac{2+5s^{-1}+4s^{-2}}{1-(-3s^{-1}-2s^{-2})}$$

分子中每项看成是一条前向通路。分母中，除1之外，其余每项看成一个回路。画流图时，所有前向通路与全部回路相接触。所有回路均相接触。





描述连续LTI系统的微分方程的一般形式为

$$\begin{aligned}&y^{(n)}(t)+a_{n-1}y^{(n-1)}(t)+\ldots+a_1y'(t)+a_0y(t)\\ &= b_m f^{(m)}(t)+b_{m-1}f^{(m-1)}(t)+\ldots+b_1f'(t)+b_0f(t)\end{aligned}$$

系统函数为 $H(s) = \dfrac{b_ms^m+b_{m-1}s^{m-1}+b_{m-2}s^{m-2}+\ldots+b_1s+b_0}{s^n+a_{n-1}s^{n-1}+a_{n-2}s^{n-2}+\ldots+a_1s+a_0}$

为使分析更具有普遍性，令 $m=n$，则

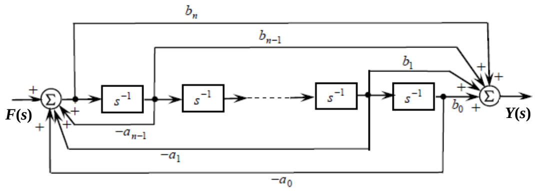
$$H(s) = \frac{b_ns^n+b_{n-1}s^{n-1}+b_{n-2}s^{n-2}+\ldots+b_1s+b_0}{s^n+a_{n-1}s^{n-1}+a_{n-2}s^{n-2}+\ldots+a_1s+a_0}$$

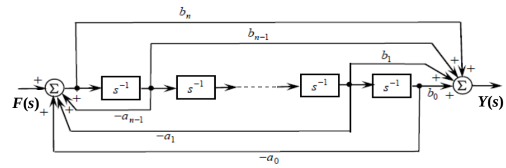
$$H(s)=\frac{b_n s^n+b_{n-1}s^{n-1}+\dots+b_1 s+b_0}{s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\dots+a_1 s+a_0}$$

由于模拟方框图通常是用积分器实现的，通常将上式改写为

$$H(s)=\frac{b_n+b_{n-1}s^{-1}+b_{n-2}s^{-2}+\dots+b_1 s^{-(n-1)}+b_0 s^{-n}}{1+a_{n-1}s^{-1}+a_{n-2}s^{-2}+\dots+a_1 s^{-(n-1)}+a_0 s^{-n}}$$

$$H(s)=\frac{b_n+b_{n-1}s^{-1}+b_{n-2}s^{-2}+\dots+b_1 s^{-(n-1)}+b_0 s^{-n}}{1-(-a_{n-1}s^{-1}-a_{n-2}s^{-2}-\dots-a_1 s^{-(n-1)}-a_0 s^{-n})}$$





$$H(s)=\frac{b_n+b_{n-1}s^{-1}+b_{n-2}s^{-2}+\cdots+b_1 s^{-(n-1)}+b_0 s^{-n}}{1-(-a_{n-1}s^{-1}-a_{n-2}s^{-2}-\cdots-a_1 s^{-(n-1)}-a_0 s^{-n})}$$

由以上分析可以看出：

***n*阶连续系统的方框图需要*n*个积分器级联**，这是实现*n*阶系统所需的最小数目的积分器；

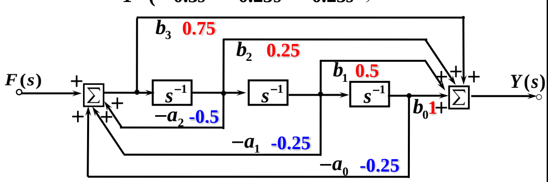
***H*(*s*)的分母对应框图中的反馈回路**，这些反馈回路的系数分别为$-a_{n-1}$，$-a_{n-2}$，…，$-a_1$，$-a_0$

***H*(*s*)的分子对应框图中的前向通路**，各条前向通路的系数分别为b_n，b_{n-1}，b_{n-2}，…，b_1，b_0

例1: 已知某连续系统的系统函数$H(s)=\dfrac{3s^3+s^2+2s+4}{4s^3+2s^2+s+1}$，画出其直接型结构。

$$H(s)=\frac{b_n+b_{n-1}s^{-1}+b_{n-2}s^{-2}+\dots+b_1 s^{-(n-1)}+b_0 s^{-n}}{1-(-a_{n-1}s^{-1}-a_{n-2}s^{-2}-\dots-a_1 s^{-(n-1)}-a_0 s^{-n})}$$

$$H(s)=\frac{0.75+0.25s^{-1}+0.5s^{-2}+s^{-3}}{1-(-0.5s^{-1}-0.25s^{-2}-0.25s^{-3})}$$



对于*n*阶离散系统，需*n*个单位延时单元级联。这是实现*n*阶系统所需的最小数目的延时单元。

***H*(*z*)的分母对应方框图中的反馈回路，**

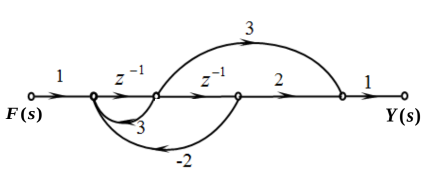
分子对应方框图中的前向通路。

可见，只要将变量*t*换成*k*，复变量*s*换成*z*，积分器换成延时单元，就可由连续系统的直接型框图/流图，得到离散系统的直接型框图/流图。

例2：某LTI离散系统的系统函数为 $H(z)=\dfrac{3z+2}{z^2-3z+2}$

画出该系统的直接型流图

$$H(z)=\frac{3z+2}{z^2-3z+2}=\frac{3z^{-1}+2z^{-2}}{1-3z^{-1}+2z^{-2}}$$

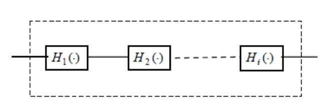


二、级联与并联实现

1. **级联形式**是将系统函数分解为几个较简单的子系统函数的乘积，即

$$H(\cdot)=H_1(\cdot)H_2(\cdot)\dots H_n(\cdot)=\prod_{i=1}^{n}H_i(\cdot)\quad(7.4-5)$$

系统的级联实现框图如下

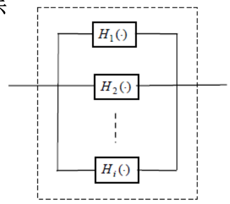


其中每个子系统可以用直接形式实现。

2. 并联形式是将系统函数分解为几个较简单的子系统函数之和，即

$$H(\cdot)=H_1(\cdot)+H_2(\cdot)+\cdots+H_n(\cdot)=\sum_{i=1}^{n}H_i(\cdot) \quad (7—11)$$

其框图形式如下图所示

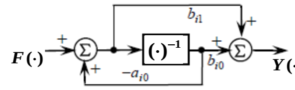


其中每个子系统可以由直接型结构实现。

通常各子系统选用一阶系统和二阶系统，分别称为一阶节、二阶节。

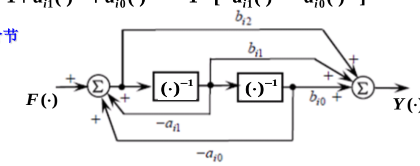
$$H_i(\cdot)=\frac{b_{i1}+b_{i0}(\cdot)^{-1}}{1+a_{i0}(\cdot)^{-1}}=\frac{b_{i1}+b_{i0}(\cdot)^{-1}}{1-[-a_{i0}(\cdot)^{-1}]} \quad (7.4-7)$$

一阶节



$$H_i(\cdot)=\frac{b_{i2}+b_{i1}(\cdot)^{-1}+b_{i0}(\cdot)^{-2}}{1+a_{i1}(\cdot)^{-1}+a_{i0}(\cdot)^{-2}}=\frac{b_{i2}+b_{i1}(\cdot)^{-1}+b_{i0}(\cdot)^{-2}}{1-[-a_{i1}(\cdot)^{-1}-a_{i0}(\cdot)^{-2}]} \quad (7.4-8)$$

二阶节



为了保证级联和并联的各子系统物理上可实现，这些因式的系数必须为实数。就是说，$H(\cdot)$的实极点可构成一阶节的分母，两个实极点组合成二阶节的分母，而一对共轭复极点可构成二阶节的分母。

例3：已知$F(z)=\dfrac{z^2+z}{(z^2-z+1)(z-1)}$，

分别用级联形式和并联形式模拟该系统。

解：$F(z)=\dfrac{z^2+z}{z^2-z+1}\cdot\dfrac{1}{z-1}=\dfrac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}+z^{-2}}\cdot\dfrac{z^{-1}}{1-z^{-1}}$

$$F(z)=\frac{-2z^2+z}{z^2-z+1}+\frac{2z}{z-1}=\frac{-2+z^{-1}}{1-z^{-1}+z^{-2}}+\frac{2}{1-z^{-1}}$$

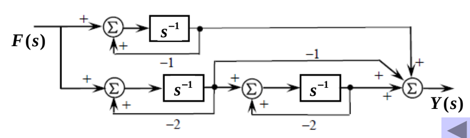
$$F(z)=\frac{-z+2}{z^2-z+1}+\frac{2}{z-1}=\frac{-z^{-1}+2z^{-2}}{1-z^{-1}+z^{-2}}+\frac{2z^{-1}}{1-z^{-1}}$$

例4：已知一连续系统的系统函数$H(s)=\dfrac{2s+3}{(s+1)(s+2)^2}$，试用并联形式模拟该系统。

解：将系统函数展开成

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

$$=\frac{s^{-1}}{1+s^{-1}}+\frac{-s^{-1}}{1+2s^{-1}}+\left(\frac{s^{-1}}{1+2s^{-1}}\right)^2$$



第七章重点及要求

1) 掌握系统函数的零、极点分布对系统特性的影响

2) 掌握系统函数$H(.)$和频率响应(函数)的关系，能定性地画出简单系统的频率响应的特性曲线。

3) 掌握系统因果性和稳定性的概念，能用罗斯和朱里准则判断系统是否稳定（注：公式不要求记）由$H(.)$能直接判断二阶系统是否稳定。

4) 掌握流图概念，掌握梅森公式，能够由直接形式、并联形式和级联形式模拟某特定系统。