第2章

2024春

第2章 ZT及离散时间系统分析

2.1 从理想采样信号的LT引出Z变换 √

2.2 Z变换的收敛域、性质、逆Z变换（不讲解）

2.3 离散时间系统的转移函数 √ （略）

2.4 离散时间系统的频率响应 √ （略）

2.5 离散时间系统的极零分析 √ （略）

2.6 IIR系统的信号流图与结构 √ （略）

2.1 从理想采样信号的LT引出Z变换

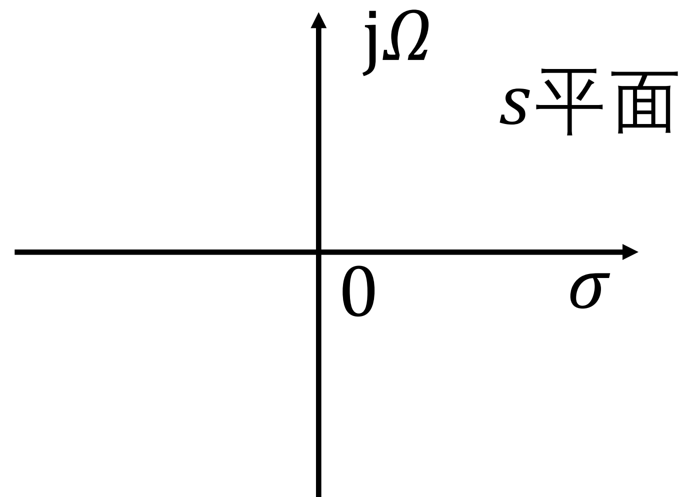
时域： $x(t)$

复频域： $X(s)=\mathcal{L}[x(t)]=\int_{-\infty}^{\infty}x(t)e^{-st}\mathrm{d}t$

Laplace 变换

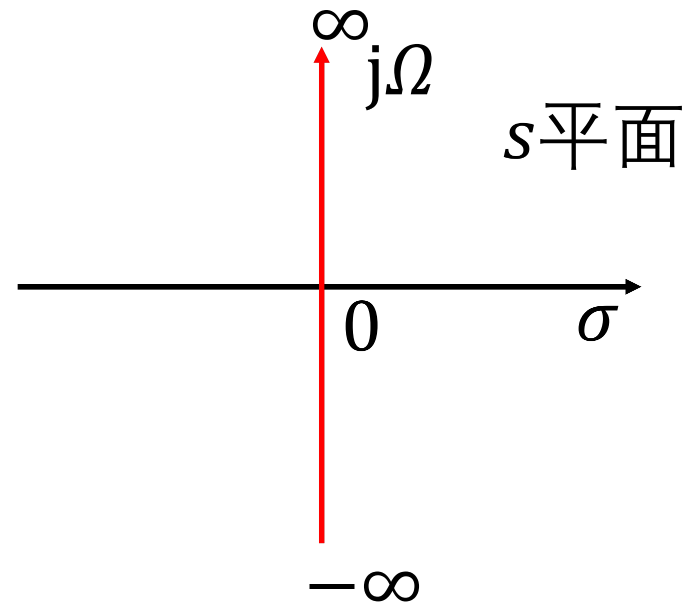
$s=\sigma+\mathrm{j}\Omega$

$\Omega=2\pi f$



因为 $s=\sigma+\mathrm{j}\Omega$

所以 $\sigma=0$ $\Rightarrow$ $s=\mathrm{j}\Omega$



频域:

$$X(\mathrm{j}\Omega)=\int_{-\infty}^{\infty}x(t)e^{-\mathrm{j}\Omega t}\mathrm{d}t$$

$\Rightarrow$ Fourier 变换

傅里叶变换是s仅在虚轴上取值的拉普拉斯变换。

对离散信号，可否做拉普拉斯变换？

$$x(n) = x(t)\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(t-nT_s)$$

$$= \sum_n x(nT_s)\delta(t-nT_s)$$

$$\mathcal{L}[x(n)] = \int_{-\infty}^{\infty} x(n)e^{-st}\mathrm{d}t$$

$$= \sum_n x(nT_s)\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t-nT_s)e^{-st}\mathrm{d}t$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s)e^{-snT_s} = X(e^{sT_s}) = X(z)$$

令 $z = e^{sT_s}$ ⇑

$x_s(t)$ 理想采样信号

$x_s(nT_s)$ 样本

$x(n)$ 序列

则： $X(z)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}x(n)z^{-n}$ ⟺ 离散信号的z变换

掌握序列z变换的重要性质，包括反变换的公式

拉普拉斯变换 ⟺ 对应连续信号

z变换 ⟺ 对应离散信号

关系？

$$z=re^{\mathrm{j}\omega}=e^{sT_s}=e^{(\sigma+\mathrm{j}\Omega)T_s}=e^{\sigma T_s}\cdot e^{\mathrm{j}\Omega T_s}$$

$$re^{\mathrm{j}\omega}=e^{\sigma T_s}\cdot e^{\mathrm{j}\Omega T_s}$$

得到：

$$r=e^{\sigma T_s}$$
$$\omega=\Omega T_s$$

⟺ s 与 z

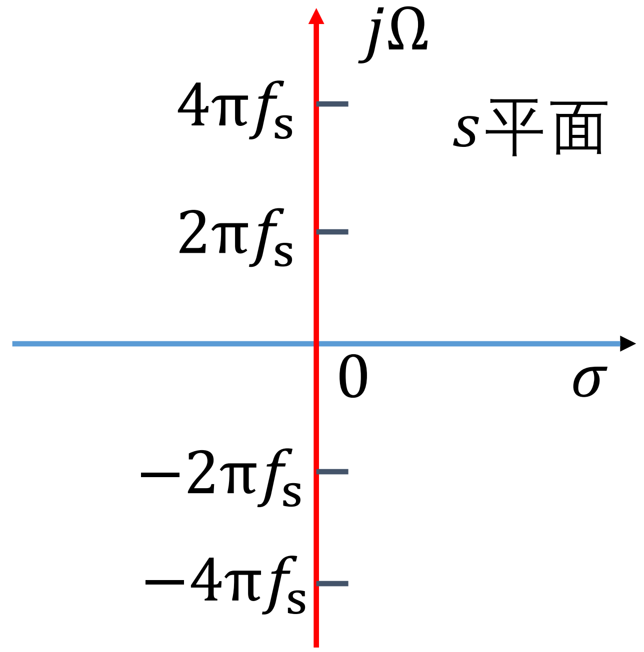
若令$\sigma=0$，则$s=\mathrm{j}\Omega$； $z=e^{\mathrm{j}\Omega T_s}$， $r=1$

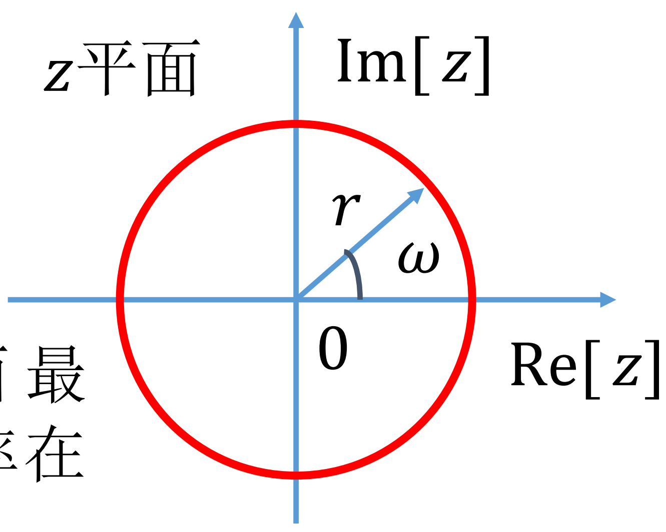
直角坐标与极坐标；虚轴与单位圆；左半平面与圆内；右半平面与圆外；多次影射

$$\omega = \Omega T_s = 2\pi f / f_s$$

$$\Omega: \left.\begin{array}{l} 0 \rightarrow 2\pi f_s \\ 0 \rightarrow \Omega_s \end{array}\right\} \quad \Omega_s \rightarrow 2\Omega_s$$

$$\omega: \left.\begin{array}{l} 0 \rightarrow 2\pi \\ 0 \rightarrow 2\pi \end{array}\right\} \quad 2\pi \rightarrow 4\pi$$





z 平面最高频率在哪里？

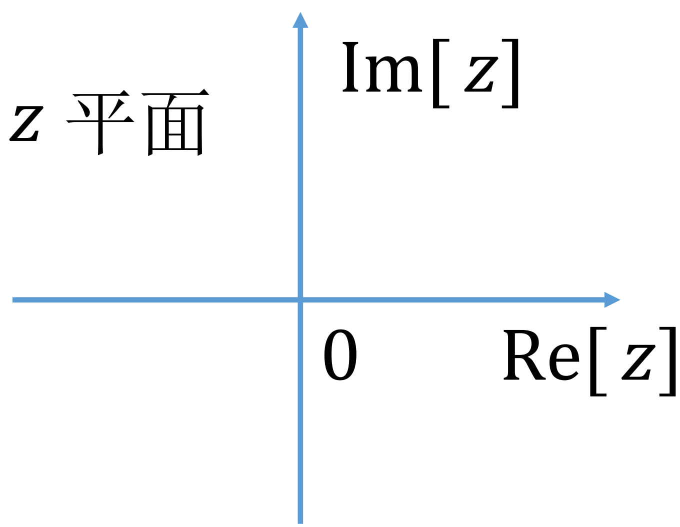
进而，离散信号，做傅里叶变换

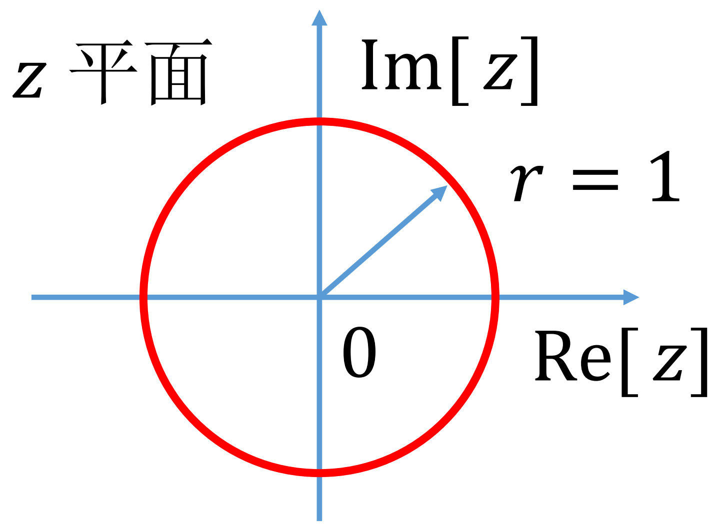
$z = re^{\mathrm{j}\omega}$, 若 $r = 1$, 则 $re^{\mathrm{j}\omega}|_{r=1} = e^{\mathrm{j}\omega}$

$\omega = \Omega T_{\mathrm{s}} = 2\pi f / f_{\mathrm{s}}$

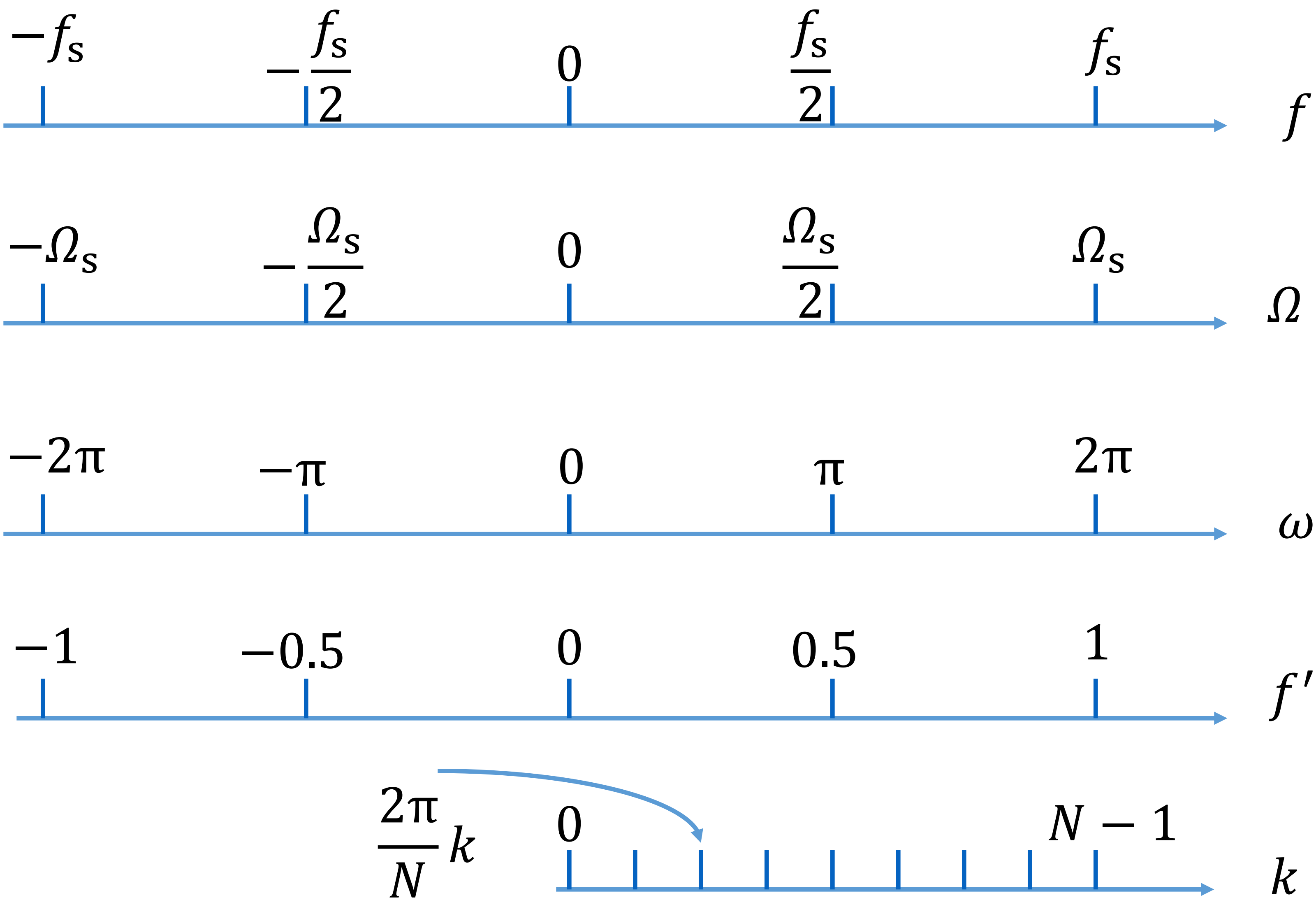
$$X(e^{\mathrm{j}\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) e^{-\mathrm{j}\omega n}$$

离散时间序列的傅里叶变换DTFT：单位圆上z变换





频率轴定标



$-f_s$
$-\frac{f_s}{2}$
0
$\frac{f_s}{2}$
f_s
f
$-\Omega_s$
$-\frac{\Omega_s}{2}$
0
$\frac{\Omega_s}{2}$
Ω_s
Ω
-2π
$-\pi$
0
π
2π
ω
-1
-0.5
0
0.5
1
f'
$\frac{2\pi}{N}k$
0
$N-1$
k

2.2 ZT的收敛域、性质、逆ZT

$$X(z)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}x(n)z^{-n}=\sum_{n=-\infty}^{\infty}[x(n)r^{-n}]e^{-\mathrm{j}\omega n}$$

$$z=re^{\mathrm{j}\omega}|_{r=1}:\quad X(e^{\mathrm{j}\omega})=\sum_{n=-\infty}^{\infty}x(n)e^{-\mathrm{j}\omega n}$$

幂级数

$X(z)<\infty$ ：级 数收敛

条件：除 $x(n)$ 外，还取决于 r 的取值

Note： r 是 z 的模，所以 ROC 具有“圆”，或“环”的形状

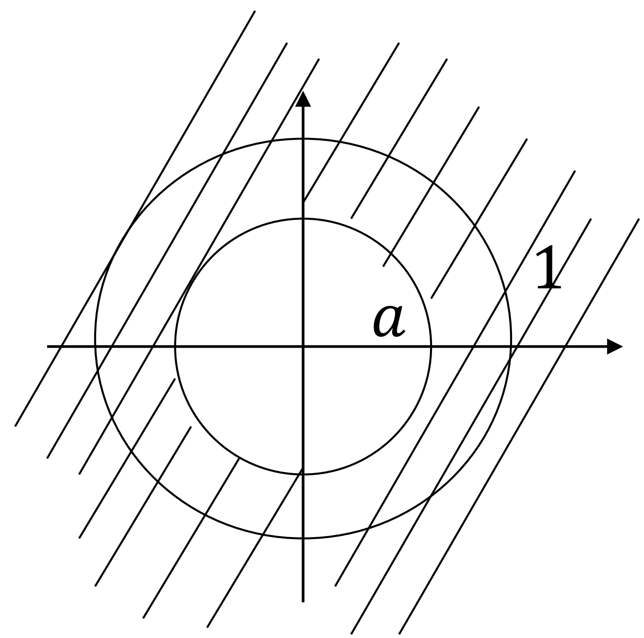
例1：　$x(n) = a^n u(n)$

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} a^n z^{-n} = \sum_{n=0}^{\infty} (az^{-1})^n$$

$if \quad \left|az^{-1}\right| < 1, \quad that\ is \quad |z| > |a| \quad \mathrm{ROC}$

$$then \qquad X(z) = \frac{1}{1 - az^{-1}}$$

$$X(z) = \frac{z}{z - a}$$



例2： $x(n)=-a^n u(-n-1)$

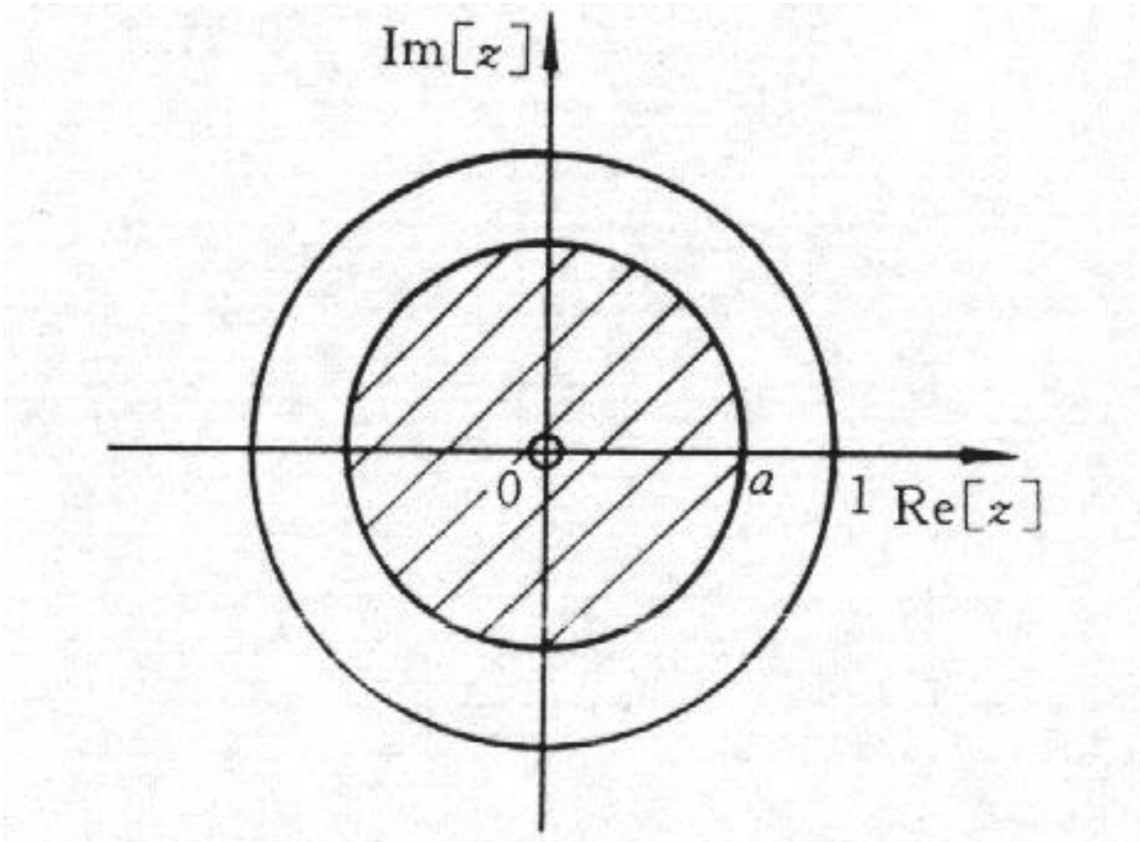
$$u(-n-1)=\begin{cases}1 & n=-1,\cdots,-\infty\\ 0 & 其他\end{cases}$$

$$X(z)=-\sum_{n=-\infty}^{-1} a^n z^{-n}=1-\sum_{n=0}^{\infty}(a^{-1}z)^n$$

$$=1-\frac{1}{1-a^{-1}z}=\frac{z}{z-a}$$

ROC: $\left|a^{-1}z\right|<1,\quad |z|<|a|$

ROC: $|z| < |a|$



注意 $x(n) = a^n u(n)$

$$X(z) = \frac{z}{z-a} \qquad |z| > |a|$$

$$x(n) = -a^n u(-n-1)$$

$$X(z) = \frac{z}{z-a} \qquad |z| < |a|$$

1. $x(n): n = N_1 \sim N_2 \qquad N_1 > 0, N_2 > 0, N_2 > N_1$

右边有限长序列

$$X(z) = \sum_{n=N_1}^{N_2} x(n) z^{-n} = x(N_1)\frac{1}{z^{N_1}} + \cdots + x(N_2)\frac{1}{z^{N_2}}$$

ROC: $|z| > 0, \quad z \neq 0$

2. $x(n): n = N_1 \sim N_2 \qquad N_1 < 0, N_2 > 0$

双边有限长序列

ROC: $0 < |z| < \infty$

$z \neq 0, \quad z \neq \infty$

3. $x(n): n = N_1 \to \infty$ 右边无限长序列

ROC: $|z| > R_1$

4. $x(n): n = -\infty \to N_1$ 左边无限长序列

ROC: $|z| < R_2$

5. $x(n): n = -\infty \to \infty$ 双边无限长序列

ROC: $R_1 < |z| < R_2$

思考：什么信号的z变换的收敛域是整个z平面？

Z变换的性质

1. 线性

$$\alpha x_1(n) + \beta x_2(n) \Leftrightarrow \alpha X_1(z) + \beta X_2(z)$$

如何求

$$x(n) = r^n \cos \omega n \quad \Rightarrow \quad X(z)$$

$$\Downarrow$$

$$x(n) = \frac{r^n}{2}\left[e^{\mathrm{j}\omega n} + e^{-\mathrm{j}\omega n}\right]$$

2. 移位

（1）双边Z变换

$$X(z)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}x(n)z^{-n}$$

$$x(n-k)\Leftrightarrow z^{-k}X(z)$$

$$x(n+k)\Leftrightarrow z^{k}X(z)$$

$$x(n-1)\Leftrightarrow z^{-1}X(z)$$

z^{-1}表示

单位延迟

（2）单边Z变换

单边Z变换的好处：自动引入…，便于求解系统的…，便于分析系统的…。

$$X^{+}(z)=\sum_{n=0}^{\infty}x(n)z^{-n}$$

$$x(n-k)\Leftrightarrow z^{-k}\left[X^{+}(z)+\sum_{n=-k}^{-1}x(n)z^{-n}\right]$$

$x(n)$ 仍为双边序列

$$x(n+k)\Leftrightarrow z^{-k}\left[X^{+}(z)-\sum_{n=0}^{k-1}x(n)z^{-n}\right]$$

（3）$x(n)$ 为因果序列，则

$$X^{+}(z) = X(z)$$

因果序列的双边Z变换和其单边 Z 变换相同

$$x(n-k) \Leftrightarrow z^{-k}\left[X^{+}(z) + \sum_{n=-k}^{-1} x(n) z^{-n}\right] = z^{-k} X(z)$$

$$x(n+k) \Leftrightarrow z^{-k}\left[X(z) - \sum_{n=0}^{k-1} x(n) z^{-n}\right]$$

3. 卷积 $y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n-k)$

$$\begin{array}{ccc} y(n) & x(n) & h(n) \\ \Downarrow & \Downarrow & \Downarrow \\ Y(z) & X(z) & H(z) \end{array}$$

$$Y(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(n)z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [\sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n-k)]z^{-n}$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n-k)z^{-n}$$

$$= \sum_{k} x(k)z^{-k} \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n-k)z^{-(n-k)}$$

$$= X(z) \cdot H(z)$$

逆Z变换

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n) z^{-n}$$

$$\oint_c X(z) z^{m-1} \mathrm{d}z = \oint_c \sum_{n=0}^{\infty} x(n) z^{-n} z^{m-1} \mathrm{d}z$$

$$= \sum_{n=0}^{\infty} x(n) \oint_c z^{m-n-1} \mathrm{d}z$$

$$z = re^{\mathrm{j}\omega}$$

$$\mathrm{d}z = r\mathrm{j}e^{\mathrm{j}\omega}\mathrm{d}\omega$$

$$= \sum_n x(n) \int_{-\pi}^{\pi} r^{m-n-1} e^{j(m-n-1)\omega} \mathrm{d}z$$

$$= \sum_n x(n) r^{m-n} \cdot j \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(m-n)\omega} \mathrm{d}\omega$$

$$\oint_c X(z) z^{m-1} \mathrm{d}z = \sum_n x(n) r^{m-n} \cdot \mathrm{j} \int_{-\pi}^{\pi} e^{\mathrm{j}(m-n)\omega} \mathrm{d}\omega$$

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{\mathrm{j}(m-n)\omega} \mathrm{d}\omega = \begin{cases} 0 & m \neq n \\ 2\pi & m = n \end{cases}$$

$$x(n) = \frac{1}{\mathrm{j}2\pi} \oint_c X(z) z^{n-1} \mathrm{d}z$$

Z逆变换的基本公式

1. 长除法

$$X(z)=\frac{B(z)}{A(z)}=x_0+x_1z^{-1}+\cdots+x_nz^{-n}$$

2. 部分分式法

$$X(z)=\frac{B(z)}{A(z)}=\frac{A}{z-a}+\frac{B}{z-b}+\cdots+\frac{C_1}{(z-c)}+\frac{C_2}{(z-c)^2}$$

3. 留数法 $x(n)=\mathrm{Res}[X(z)\cdot z^{n-1}]$

熟练掌握部分分式法！

2.3 离散时间系统的转移函数

$$x(n) \Rightarrow \boxed{h(n)} \Rightarrow y(n)$$

1. $$y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n-k)$$

2. $$y(n) + \sum_{k=1}^{N} a_k y(n-k) = \sum_{r=0}^{M} b_r x(n-r)$$

3. $$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)}$$

由ZT时域卷积性质得到

4. $H(z)=\sum_{n=0}^{\infty}h(n)z^{-n}$

←直接定义

可由特征函数z^n得到

5. $H(z)=\dfrac{\sum_{r=0}^{M}b_r z^{-r}}{1+\sum_{k=1}^{N}a_k z^{-k}}=\dfrac{B(z)}{A(z)}$

←LTI DTS

由差分方程ZT得到

关于z^{-1}的有理多项式之比

系统的$H(z)$、差分方程、单位脉冲响应；IIR系统，$A(z)\neq 1$

IIR系统存在稳定性问题。 G.729语音编码中按帧处理，声道模型为全极点IIR模型，系统要稳定。

作业题：3阶FIR格形结构的逆系统就是全极点IIR，反射系数绝对值小于1则系统稳定。

6. $H(e^{j\omega})=\sum_{n=0}^{\infty}h(n)e^{-j\omega n}=H(z)|_{z=e^{j\omega}}$

以上 6 个关系是离散时间系统中的基本关系，它们从不同的角度描述了系统的性质，它们彼此之间可以互相转换。

2.4 离散时间系统的频率响应

$let \quad x(n) = e^{j\omega n}$ 特殊输入（特征函数）

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(n-k) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)e^{j\omega(n-k)}$$

$$= e^{j\omega n} \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)e^{-j\omega k}$$

令 $$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)e^{-j\omega n}$$

则 $$y(n) = e^{j\omega n} H(e^{j\omega})$$

特征函数与系统的正弦稳态响应

$$H(e^{\mathrm{j}\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)e^{-\mathrm{j}\omega n}$$ 系统的频率响应

$$y(n) = e^{\mathrm{j}\omega n}H(e^{\mathrm{j}\omega})$$

系统的输出包含了和输入同频率的正弦，但受到一复函数的调制。

该复函数即是系统的频率响应。频率响应是系统单位抽样响应的傅里叶变换，在系统的分析和综合中起到了重要的作用。

频率响应进一步可分成幅频响应和相频响应，并有如下性质：

$$H(e^{j\omega}) = H(e^{j(\omega+2\pi)})$$

周期性，2π

$$H(e^{j\omega}) = H_R(e^{j\omega}) + jH_I(e^{j\omega})$$

实部与虚部

$$H(e^{j\omega}) = |H(e^{j\omega})|e^{j\varphi(\omega)}$$

模与角度，幅频与相频

$$|H(e^{j\omega})| = [H_R^2(e^{j\omega}) + H_I^2(e^{j\omega})]^{\frac{1}{2}}$$

偶函数

$$\varphi(\omega) = tg^{-1}H_I(e^{j\omega})/H_R(e^{j\omega})$$

奇函数

2.5 离散时间系统的极零分析

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

$$B(z)=b_0+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}+\cdots+b_Mz^{-M}$$
$$A(z)=\ 1+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}+\cdots+a_Nz^{-N}$$

$$a_k,\quad k=1,\cdots,N,$$
$$b_r,\quad r=0,\cdots,M,\qquad N>M$$

Z的有理分式!

上述表达式贯穿全书!

$$H(z) = G\frac{\prod_{r=1}^{M}(z - z_r)}{\prod_{k=1}^{N}(z - p_k)}$$

$z_r, r = 1,\cdots,M;\ Zeros$
$p_k, k = 1,\cdots,N;\ Poles$

z^{-1}的多项式之比转换成z的多项式之比，便于极零点分析。差个z^{N-M}。

使分子多项式 = 0 的 z_r

→ $H(z)$的 **Zeros (零点)**

使分母多项式 = 0 的 p_k

→ $H(z)$的 **Poles (极点)**

系统的极－零分析!

注意

$$H(z)=\frac{\sum_{r=0}^{M} b_r z^{-r}}{1+\sum_{k=1}^{N} a_k z^{-k}}=\frac{B(z)}{A(z)}=G\,\frac{\prod_{r=1}^{M}(z-z_r)}{\prod_{k=1}^{N}(z-p_k)}$$

为了保证系统分子、分母多项式的系数始终为实数，所以，如果系统有复数的极、零点，那么这些复数的极、零点一定共轭出现。即：

$$z_r=a+\mathrm{j}b \qquad\qquad p_k=c+\mathrm{j}d$$
$$z_r^*=a-\mathrm{j}b \qquad\qquad p_k^*=c-\mathrm{j}d$$

系统分析的任务

给定一个系统，可能是

$h(n)$

$H(z)$

$H(e^{j\omega})$

$$y(n)+\sum_{k=1}^{N}a_k y(n-k)=\sum_{r=0}^{M}b_r x(n-r)$$

判断（或分析）

线性？移不变？稳定？因果？

幅频：低通？高通？带通？…

相频：线性相位？最小相位？

极零分析的应用

1. 稳定性

判别条件1： $\sum_{n=0}^{\infty}|h(n)| < \infty$

$$h(n) \in l_1$$

判别条件2： $|p_k| < 1, k = 1,\cdots,N$

所有极点都必需在单位圆内！

证明

$$H(z) = \sum_{k=1}^{N} \frac{c_k z}{z - p_k}$$

$$h(n) = \sum_{k=1}^{N} c_k p_k^n$$

$$\sum\nolimits_{n=0}^{\infty} |h(n)| = \sum\nolimits_{n=0}^{\infty} \left| \sum_{k=1}^{N} c_k p_k^n \right|$$

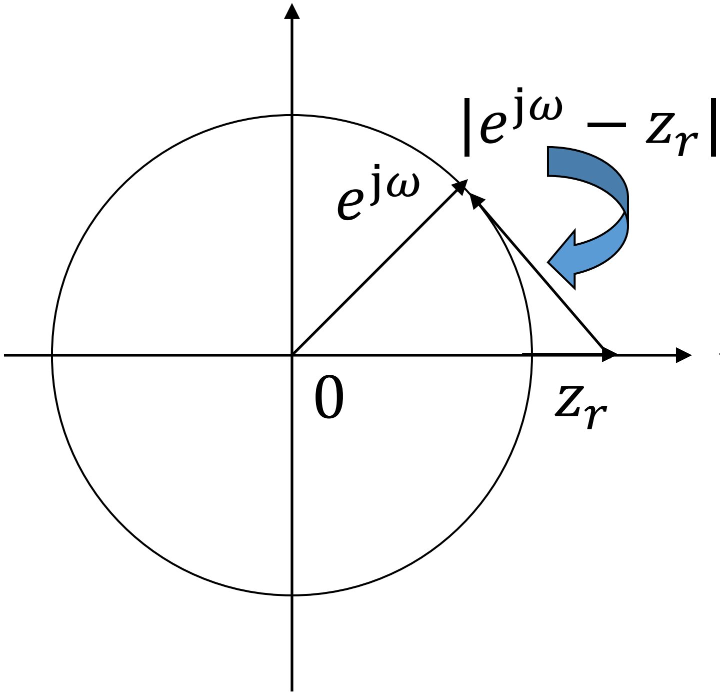
$$\leq \sum\nolimits_{k=1}^{N} |c_k| \sum\nolimits_{n=0}^{\infty} |p_k^n|$$

2. 幅频特性

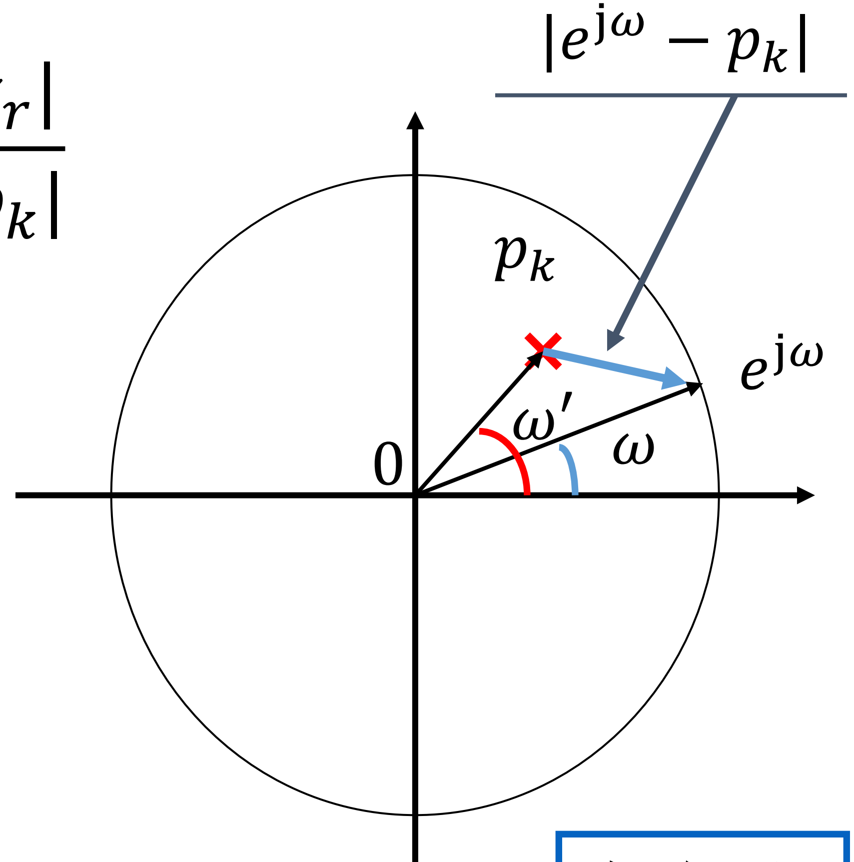
$$H(z) = G\frac{\prod_{r=1}^{M}(z - z_r)}{\prod_{k=1}^{N}(z - p_k)}$$

$$H(e^{\mathrm{j}\omega}) = g e^{\mathrm{j}(N-M)\omega}\frac{\prod_{r=1}^{M}(e^{\mathrm{j}\omega} - z_r)}{\prod_{k=1}^{N}(e^{\mathrm{j}\omega} - p_k)}$$

$$|H(e^{\mathrm{j}\omega})| = g\frac{\prod_{r=1}^{M}|e^{\mathrm{j}\omega} - z_r|}{\prod_{k=1}^{N}|e^{\mathrm{j}\omega} - p_k|}$$



$$|H(e^{j\omega})| = g\frac{\prod_{r=1}^{M}|e^{j\omega}-z_r|}{\prod_{k=1}^{N}|e^{j\omega}-p_k|}$$



观察：

1. 当 $\omega=\omega'$ 时，

   $|e^{j\omega}-p_k|$ 最小；

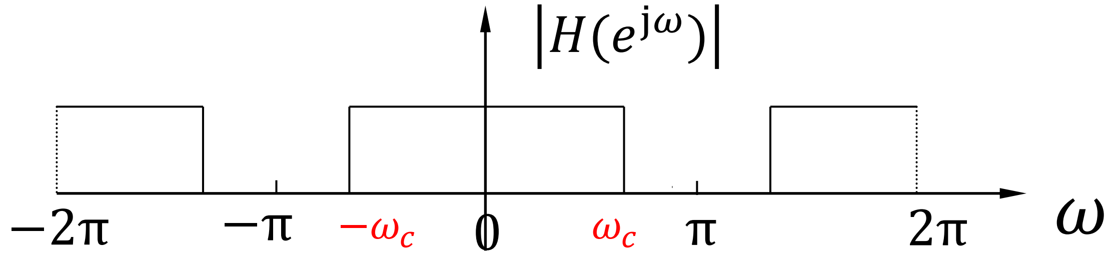
2. 极点 p_k 约接近于单位圆，

   $|e^{j\omega}-p_k|$ 越小；

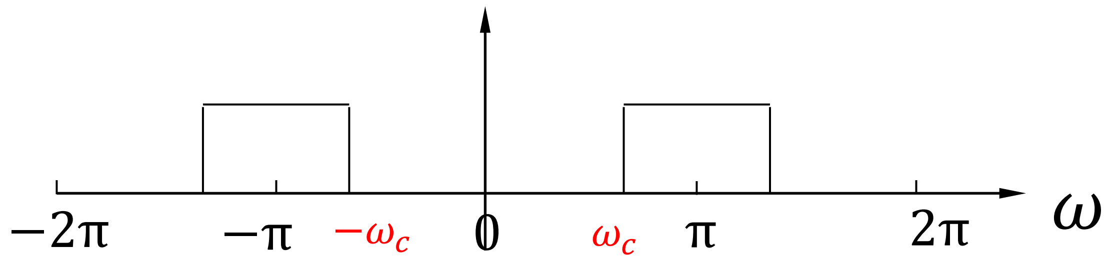
3. 注意，向量 $|e^{j\omega}-p_k|$ 在分母上。

如何影响幅频

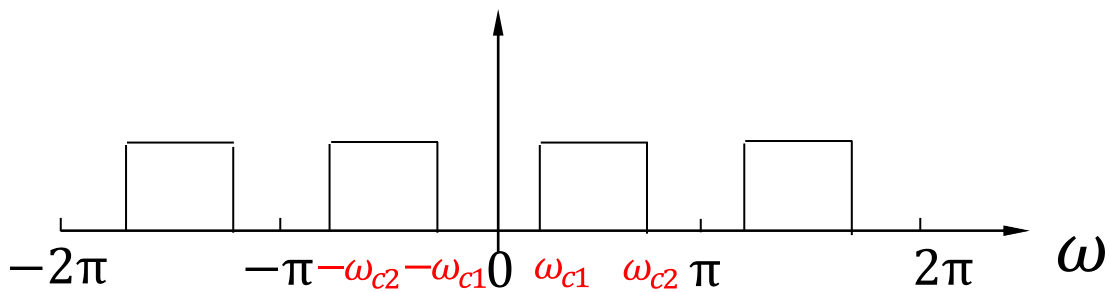
低通滤波器



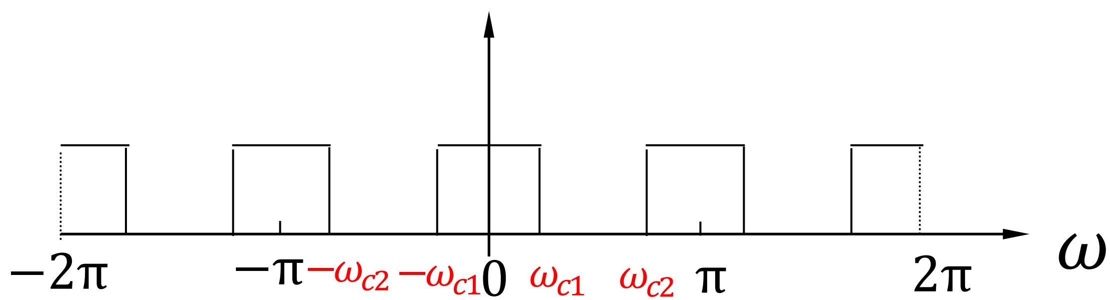
高通滤波器



带通滤波器



带阻滤波器



3. 相频

$$\arg[H(e^{j\omega})] = \sum_{r=1}^{M} \arg[e^{j\omega} - z_r] - \sum_{k=1}^{N} \arg[e^{j\omega} - p_k]$$

$$\arg[H(e^{j\omega})] = \arctan\frac{H_I(e^{j\omega})}{H_R(e^{j\omega})}$$

例： $H(z) = z$

$$|H(e^{j\omega})| = 1 \qquad \forall\omega$$

$$\varphi(\omega) = \omega \qquad \omega = 0 \to 2\pi$$

实际求出？

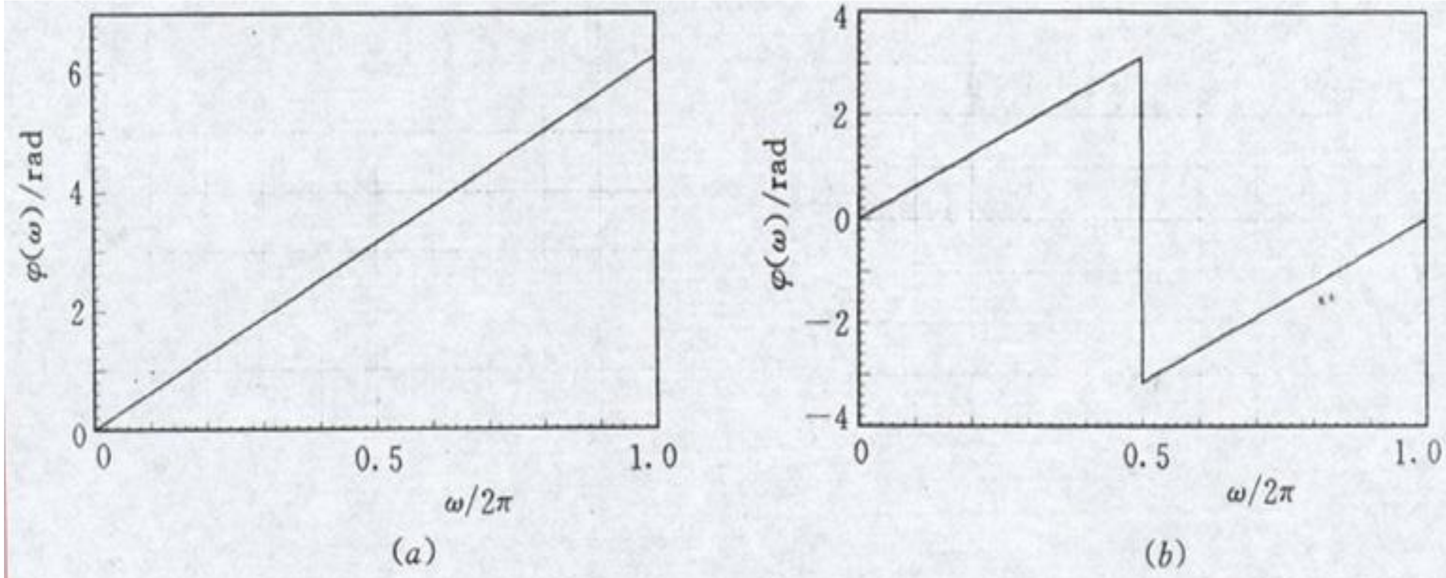


图 2.4.4　$H(z)=z$ 的相频响应；

(a) 解卷绕后的相频响应；　(b) 用 ATAN2(H_I, H_R) 求出的相频响应

解卷绕

相位的卷绕wrapping)

相位卷绕现象：在计算机上计算相频特性时用到反正切函数atan2(H_I,H_R)，入口参数分别为频率响应的虚部和实部。atan2规定1、2象限的角度为0~π，3、4象限的角度为0~-π。当角度从0变化到2π时，得到的结果先是0~π，再是-π~0，于是在ω=π处有幅度为2π的跳变。

解卷绕：为了得到连续的相频曲线，在发生跳变的地方都加上或减去2π以避免跳变。

4. 极--零点对系统幅频的影响

- 若在某一个 ω 处, 在单位圆上有一零点,

  则
  $$|H(e^{\mathrm{j}\omega})| = 0$$

- 若在某一个 ω 处, 在接近单位圆有一极点,

  则
  $$|H(e^{\mathrm{j}\omega})| \to \infty$$

- 低通滤波器在 $z = 1$ 处一定没有零点，在其附近应有一个极点；

- 同理，高通滤波器在 $z=-1$ 处一定没有零点，在其附近应有一个极点；

- 带通、带阻滤波器的极－零位置有何特点

- 在 $z=0$ 处的极、 零点不影响幅频，只影响相频。

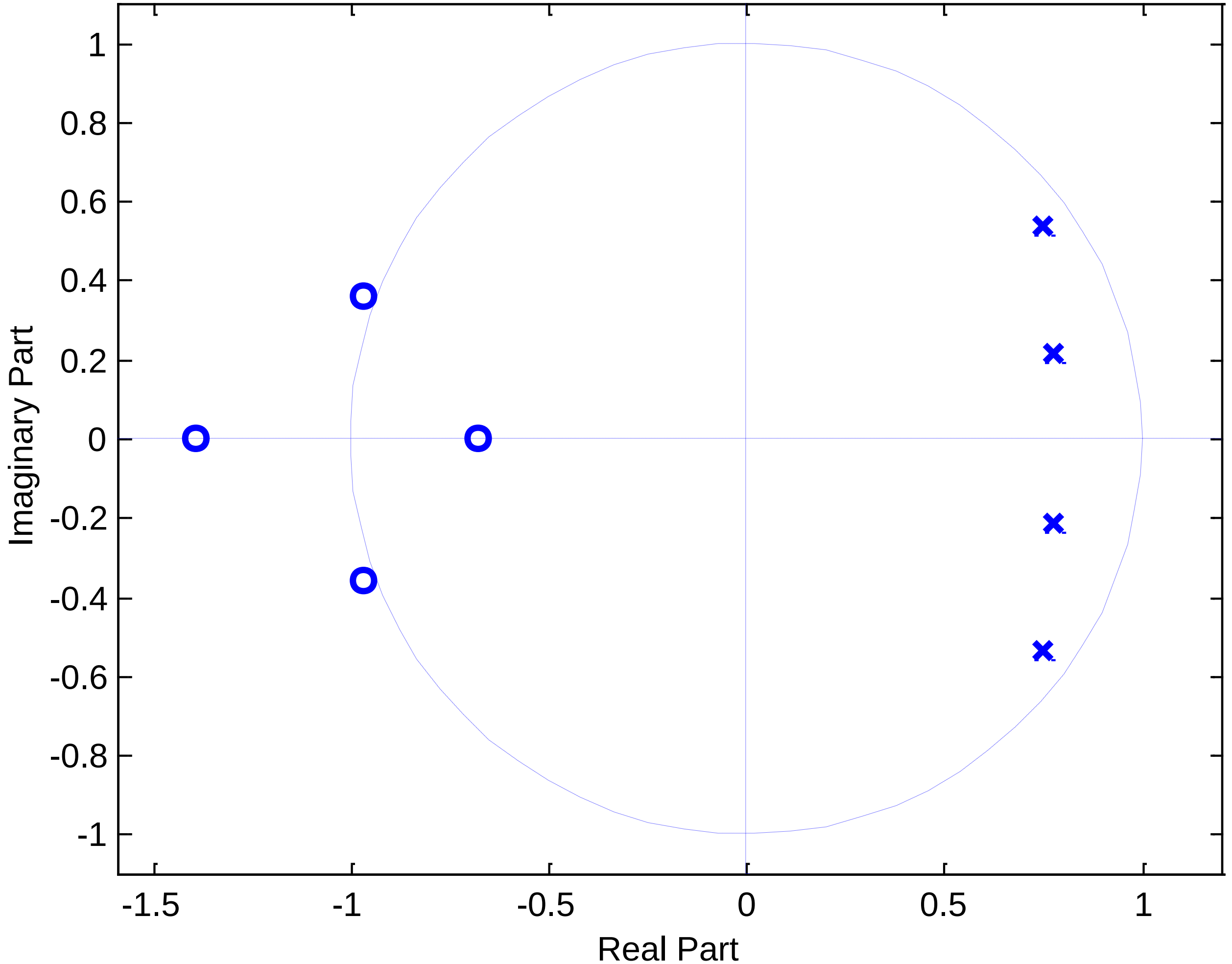
例：给定系统

$$H(z)=\frac{1}{100}\frac{.1836+.7344z^{-1}+1.1016z^{-2}+.7374z^{-3}+.1836z^{-4}}{1-3.0544z^{-1}+3.8291z^{-2}-2.2925z^{-3}+.55075z^{-4}}$$

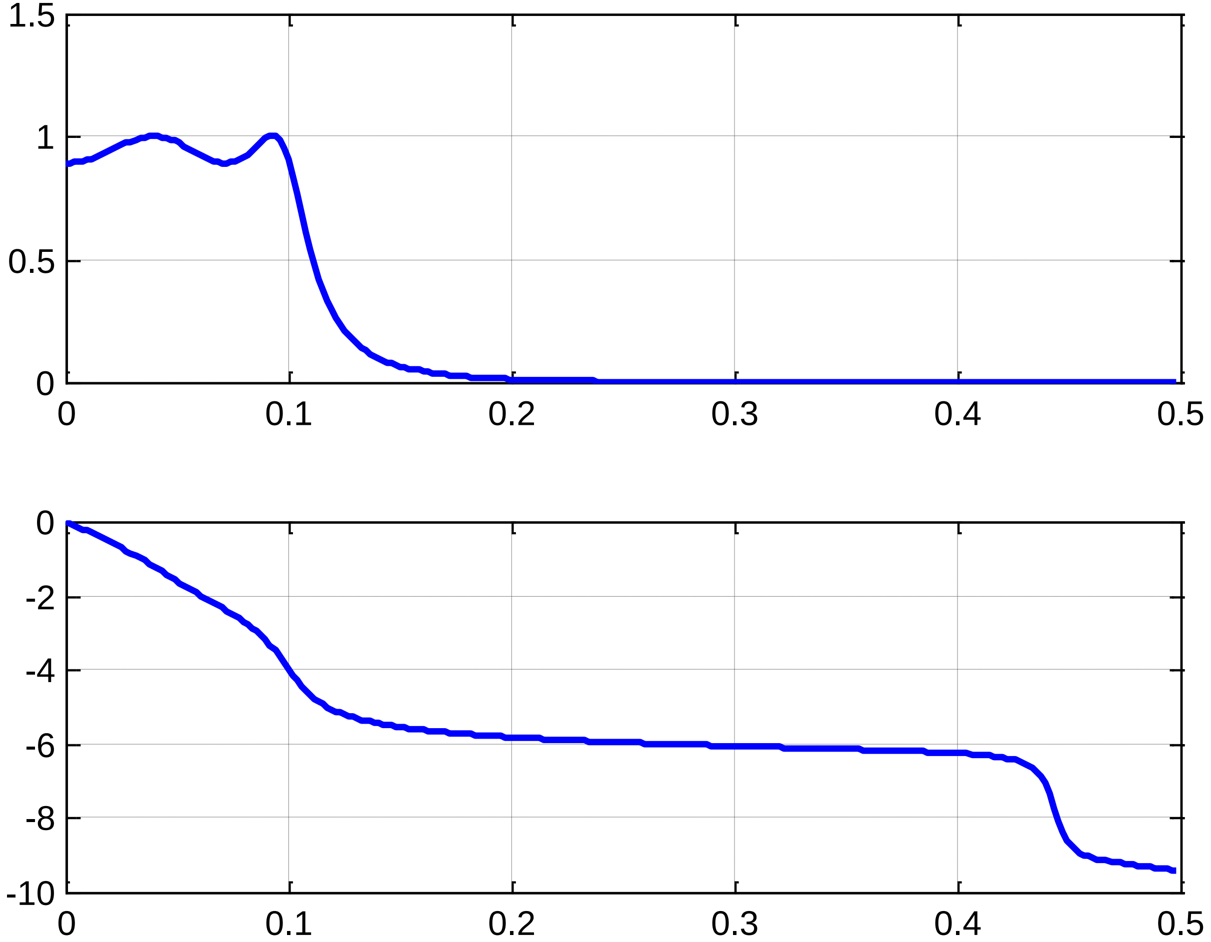
求： 频率响应

单位抽样响应

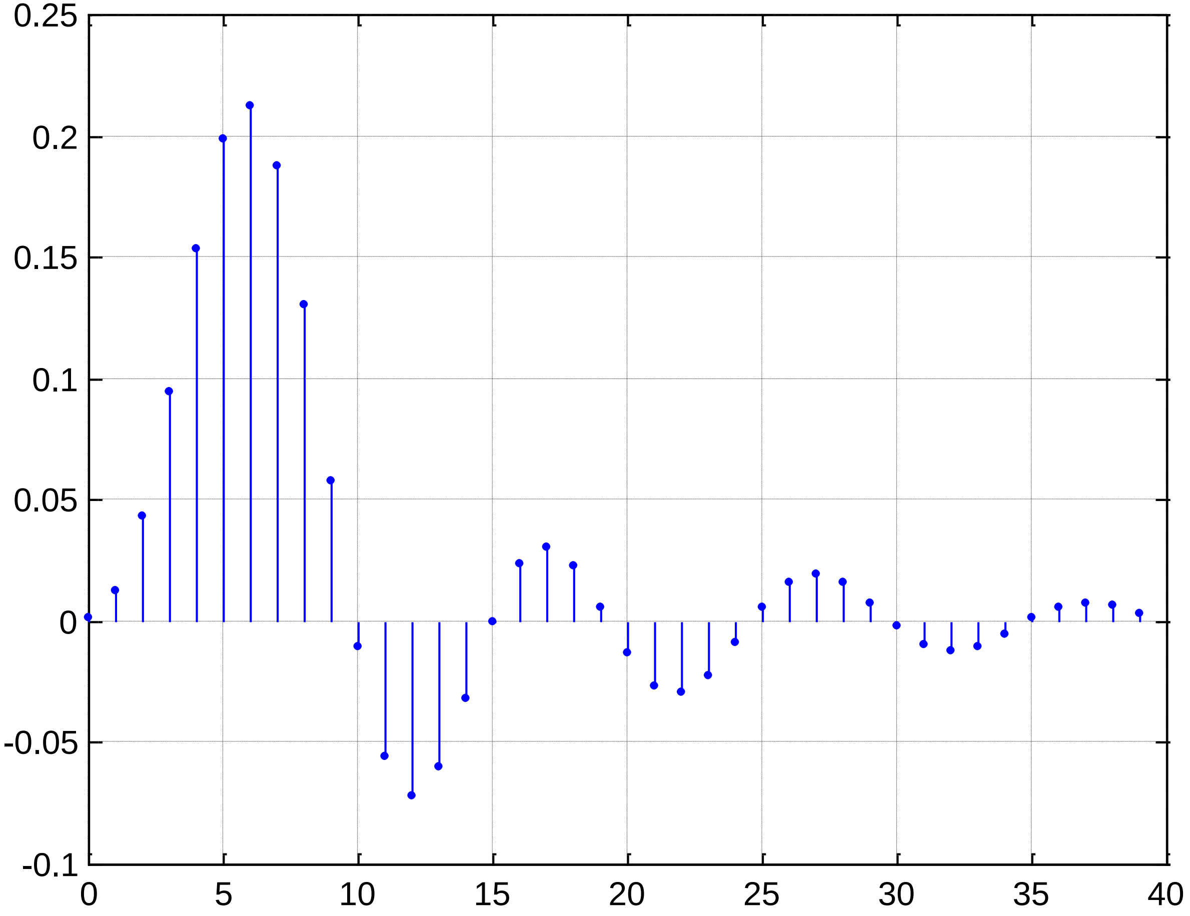
极一零图



极一零图



频率响应



单位抽样响应

非原点处的零极点对幅频特性都有影响，但引入极点会改善性能。

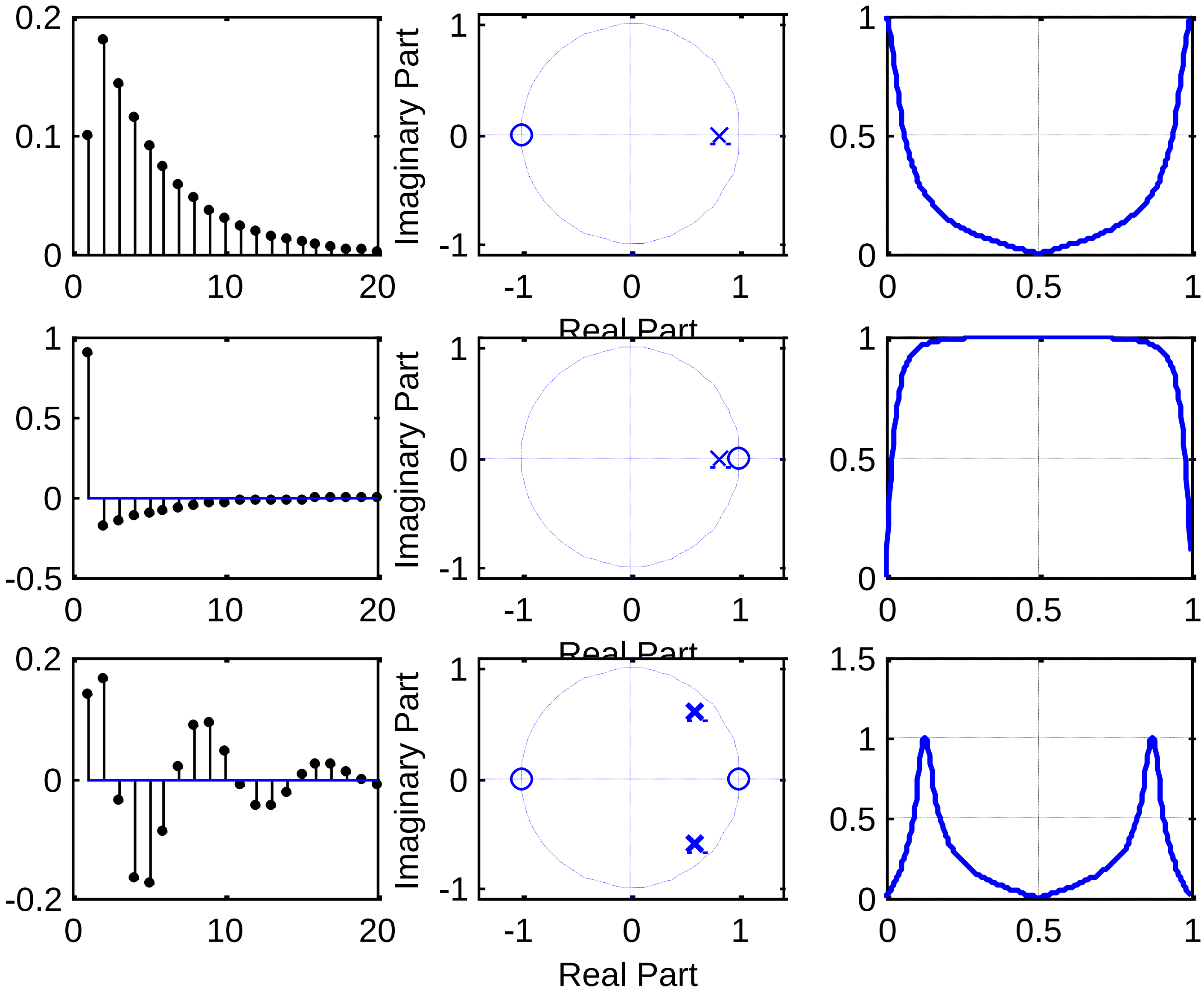
例：给定三个系统，分析其幅频相应，分析哪个是低通、高通、带通。

$$H_0(z) = a\frac{1+z^{-1}}{1-pz^{-1}}$$

$$H_1(z) = b\frac{1-z^{-1}}{1-pz^{-1}}$$

$$H_2(z) = c\frac{(1+z^{-1})(1-z^{-1})}{(1-re^{\mathrm{j}\alpha}z^{-1})(1-re^{-\mathrm{j}\alpha}z^{-1})}$$

$h(n)$ 极零图 $\left|H(e^{j\omega})\right|$



极－零分析是数字信号处理的基本功，对不太复杂的系统，应能从系统的极－零分布图大致判断出该系统的幅频特性。

基本的简单的思路：要削弱某个频率分量，就在单位圆上相应频率处设置一个零点；要突出某个频率分量，就在单位圆内相应频率处设置一个极点。

原点处的极点、零点不影响幅频响应，但影响相频响应。

零极点配置系统设计。

与本章内容有关的MATLAB文件

1．filter.m

本文件用来求离散系统的输出y(n)。

若系统的 h(n) 已知，由 y(n)=x(n)*h(n)，用conv.m文件可求出y(n)。

filter文件是在A(z)、B(z)已知，但不知道h(n)的情况下求y(n)的。

调用格式是:

y=filter(b, a, x)

x, y, a 和 b都是向量。

2．impz.m

在 A(z)、B(z)已知情况下，求系统的单位抽样响应 h(n)。调用格式是：

h = impz(b, a, N)

或

[h,t]=impz(b,a,N)

N是所需的的长度。前者绘图时n从1开始，而后者从0开始。

3．freqz.m

已知A(z)、B(z)，求系统的频率响应。基本的调用格式是：

[H,w]=freqz(b,a,N,'whole',Fs)

N是频率轴的分点数，建议N为2的整次幂；w是返回频率轴座标向量，绘图用；

Fs是抽样频率，若Fs＝1，频率轴给出归一化频率；’whole’指定计算的频率范围是从0～FS，缺省时是从0～FS/2。

4. zplane.m

本文件可用来显示离散系统的极－零图。其调用格式是：

zplane(z,p)　或　zplane(b,a)

前者是在已知系统零点的列向量z和极点的列向量p的情况下画出极－零图；

后者是在仅已知A(z)、B(z) 的情况下画出极－零图。

5. residuez.m

将H(z) 的有理分式分解成简单有理分式的和，因此可用来求逆变换。调用格式：

[r,p,k]= residuez(b,a)

假如知道了向量r、p和k，利用residuez.m还可反过来求出多项式A(z)、B(z)。格式是

[b,a]= residuez(r,p,k)