中科院信号与系统课程硕士研究生入学考试试题与答案

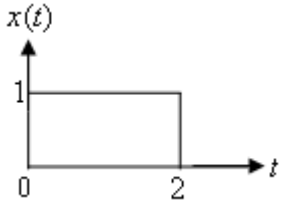
中科院 2005 年招收攻读硕士学位研究生入学考试试题

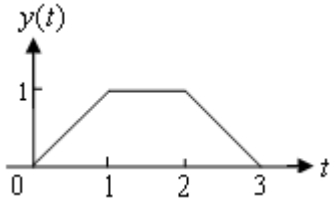
试题名称：信号与系统

一、已知当输入信号为$x(t)$时，某连续时间 LTI 因果系统的输出信号为$y(t)$，$x(t)$和$y(t)$的波形如图 A-1 所示。试用时域方法求：（共 26 分）

1. 该系统的单位阶跃响应$s(t)$，并概画出$s(t)$的波形；（12 分）

2. 在系统输入为图 A-2 所示的$x_1(t)$时的输出信号$y_1(t)$，并概画出$y_1(t)$的波形。（14 分）





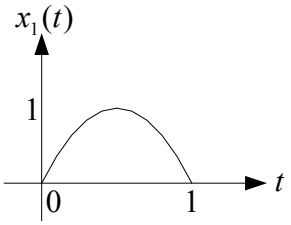


图 A-1

图 A-2

二、由差分方程$y[n]-0.5y[n-1]=\sum_{k=0}^{4}(x[n-k]-2x[n-k-1])$和非零起始条件$y[-1]=1$表示的离散时间因果系统，当系统输入$x[n]=\delta[n]$时，试用递推算法求：（共 16 分）

1. 该系统的零状态响应$y_{ZS}[n]$（至少计算出前 6 个序列值）；（10 分）

2. 该系统的零输入响应$y_{Zi}[n]$（至少计算出前 4 个序列值）；（6 分）

三、已知连续时间信号$x(t)=\frac{\sin[2\pi(10^3t-1)]}{2\pi(t-10^{-3})}\cos(2\pi\times10^6t)$毫

安，若它是能量信号，试求其能谱密度和它在单位电阻上消耗的能量；若它是功率信号，则求其功率谱密度函数和它在单位电阻上消耗的平均功率。（共 14 分）

四、已知$\tilde{x}[n]$是周期为 4 的周期序列，且已知 8 点序列$x[n]=\tilde{x}[n]$，$0\le n\le 7$，的 8 点 DFT 系数为：$X(0)=X(2)=X(4)=X(6)=1, X(k)=0,$其他$k$。试求：（共 24 分）

1. 周期序列$\tilde{x}[n]$，并概画出它的序列图形；（12 分）

2. 该周期序列$\tilde{x}[n]$通过单位冲激响应为$h[n]=(-1)^2\dfrac{\sin^2(\pi n/2)}{\pi^2 n^2}$的数字滤波器后的输出$y[n]$，并概画出它的序列图形；（12 分）

五、已知$x(t)$是最高频率为 4KHz 的连续时间带限信号，（共 24 分）

1. 若对$x(t)$进行平顶抽样获得的已抽样信号$x_p(t)$如图 A-3 所示，试由$x_p(t)$恢复出$x(t)$的重构滤波器的频率响应$H_L(\omega)$，并概画出其幅频响应和相频响应；（16 分）

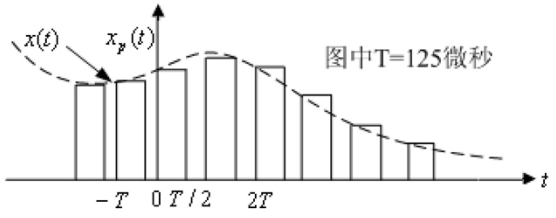


图 A-3

2. 你在 1 小题求得的重构滤波器为什么不可实现？为实现无失真恢复原信号，需对抽样频率和重构滤波器频率响应$H_L(\omega)$作怎样的修改？（8 分）

六、如图 A-4 的信号流图所示的数字滤波器，试求：（共 22 分）

1. 它的系统函数$H(z)$及其收敛域，并画出它用一个一阶全通滤波器和一个 4 阶 FIR 滤波器的级联实现的方框图或信号流图；（12 分）

2. 概画出该数字滤波器的幅频响应$|\tilde{H}(\Omega)|$（或$|H(e^{j\Omega})|$）。（10 分）

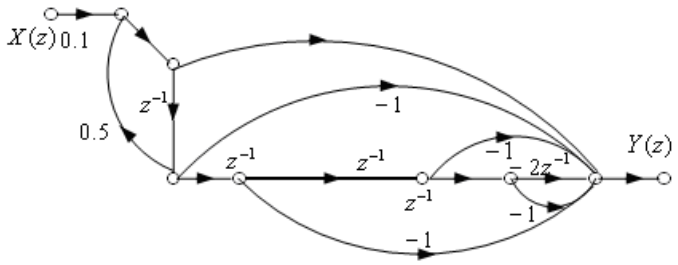


图 A-4

七、某连续时间实的因果 LTI 系统的零、极点见图 A-5，并已知$\int_{0_-}^{\infty} h(t)dt = 1.5$，其中$h(t)$为该系统的单位冲激响应。试求：（共 24 分）

1. 它是什么类型的系统（全通或最小相移系统），并求$h(t)$（应为实函数）；（14 分）

2. 写出它的线性实系数微分方程表示；（2 分）

3. 它的逆系统的单位冲激响应$h_1(t)$，该逆系统是可以实现的（即既因果又稳定）的吗？（8 分）

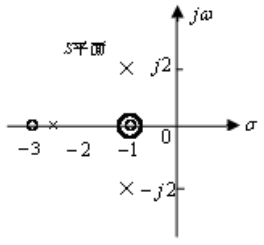


图 A-5

参考答案

一、解

1．按照卷积积分的微分性质，有： $y'(t)=x'(t)*h(t)$

显然， $x'(t)=\delta(t)-\delta(t-2)$**，并由** $y(t)$**波形微分得到** $y'(t)$**波形如图 A-6 所示，即**

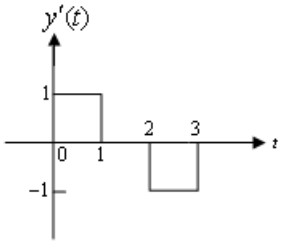
$$y'(t)=\varepsilon(t)-\varepsilon(t-1)-\varepsilon(t-2)+\varepsilon(t-3)=[\delta(t)-\delta(t-2)]*[\delta(t)-\delta(t-2)]$$

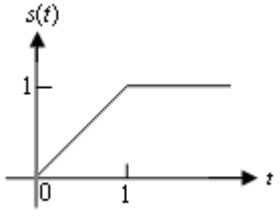
即： $h(t)=\varepsilon(t)-\varepsilon(t-1)$

因此，单位阶跃响应为：

$$s(t)=h(t)*\varepsilon(t)=[\varepsilon(t)-\varepsilon(t-1)]*\varepsilon(t)=t\varepsilon(t)-(t-1)\varepsilon(t-1)$$

$s(t)$**的波形如图 A-7 所示。**





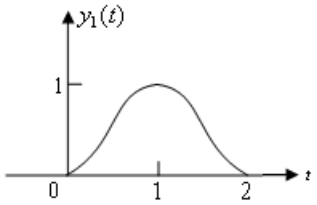


图 A-6　　图 A-7

图 A-8

2．由 1.小题已求得：$h(t)=\varepsilon(t)-\varepsilon(t-1)$，则有，

$\frac{d}{dt}h(t)=\delta(t)-\delta(t-1)$

该 LTI 系统当输入$x_1(t)$时的输出信号$y_1(t)$为：

$$y_1(t)=h(t)*x_1(t)=\frac{dh(t)}{dt}*\int_{-\infty}^{t}x_1(\tau)d\tau=\left[\int_{-\infty}^{t}x_1(\tau)d\tau\right]*[\delta(t)-\delta(t-1)]$$
$$=y_0(t)-y_0(t-1)$$

其中$y_0(t)=\int_{-\infty}^{t}x_1(\tau)d\tau$

由图 1.2 可得到：

$$x_1(t)=(\sin\pi t)[\varepsilon(t)-\varepsilon(t-1)]=\sin\pi t\varepsilon(t)+\sin\pi(t-1)\varepsilon(t-1)$$
$$y_0(t)=\int_{-\infty}^{t}\sin\pi\tau\varepsilon(\tau)d\tau-\int_{-\infty}^{t}\sin\pi\tau\varepsilon(\tau-1)d\tau=\left[\int_{0}^{t}\sin\pi\tau d\tau\right]\varepsilon(\tau)-\left[\int_{1}^{t}\sin\pi\tau d\tau\right]\varepsilon(\tau-1)$$
$$=\frac{1}{\pi}\{(1-\cos\pi t)\varepsilon(t)+[1-\cos\pi(t-1)]\varepsilon(t-1)\}$$

将$y_0(t)$代入得所求系统输出为：

$$y_1(t)=\frac{1}{\pi}\{(1-\cos\pi t)\varepsilon(t)-[1-\cos\pi(t-2)]\varepsilon(t-2)\}=\frac{1}{\pi}(1-\cos\pi t)[\varepsilon(t)-\varepsilon(t-2)]$$

$y_1(t)$的波形如图 A-8 所示。

二、解：

1．零状态响应$y_{ZS}[n]$的方程可以化为：

$y_{zs}[n]-0.5y_{zs}[n-1]=x[n]-x[n-1]-x[n-2]-x[n-3]-x[n-4]-2x[n-5]$，即

$$y_{zs}[n]=0.5y_{zs}[n-1]+x[n]-x[n-1]-x[n-2]-x[n-3]-x[n-4]-2x[n-5]$$

且有$y_{zi}[n]=0,n<0$。

当输入$x[n]=\delta[n]$时，递推计算出零状态响应$y_{zs}[n]$的前 6 个序列值分别为：

$y_{zs}[0]=1$；　$y_{zs}[1]=-1/2$；　$y_{zs}[2]=-5/4$；　$y_{zs}[3]=-13/8$；

$y_{zs}[4]=-29/16$；　$y_{zs}[5]=-93/32$。

2．零输入响应$y_{zi}[n]$**的递推方程可以化为：**

$y_{zi}[n]=0.5y_{zi}[n-1]$，且有 $y_{zi}[-1]=y[-1]=-1$。递推计算出的零状态响应$y_{zi}[n]$的前 4 个序列值分别为：

$y_{zi}[0]=-1/2$；　$y_{zi}[1]=-1/4$；　$y_{zi}[2]=-1/8$；　$y_{zi}[3]=-1/16$。

三、解：

设：$x_1(t)=\dfrac{\sin[2\pi\times10^3t]}{2\pi t}=10^3Sa(2\pi\times10^3t)$，则有：$x_2(t)=x_1(t-10^{-3})$；

$x(t)=x_2(t)\times\cos(2\pi\times10^6t)$。由于$x_2(t)$仅仅是对$x_1(t)$的时延；$x(t)$是对$x_2(t)$的调制；$x_1(t)$是能量信号，整个$x(t)$是能量信号。

利用帕什瓦尔定理求连续时间信号$x(t)$在单位电阻上消耗的能量：

因为：$g_\tau(t)\Leftrightarrow\tau Sa(\dfrac{\omega\tau}{2})$，根据傅立叶变换的对称性，有

$\tau Sa(\dfrac{t\tau}{2})\Leftrightarrow2\pi g_\tau(-\omega)=2\pi g_\tau(\omega)$。令$\tau=4\pi\times10^3$，则有

$4\pi\times10^3Sa(2\pi\times10^3t)\Leftrightarrow2\pi g_{4\pi\times10^3}(\omega)$，即：

$$10^3Sa(2\pi\times10^3t)\Leftrightarrow\frac{1}{2}g_{4\pi\times10^3}(\omega)$$

因此，$X_1(j\omega)=\dfrac{1}{2}g_{4\pi\times10^3}(\omega)$。

由傅立叶变换的时移性质，得

$$X_2(j\omega)=\frac{1}{2}g_{4\pi\times10^3}(\omega)e^{-j10^{-3}\omega}$$

再根据傅立叶变换的调制性质，有

$$X(j\omega)=\frac{1}{2\pi}X_2(j\omega)*\pi[\delta(\omega+2\pi\times10^6)+\delta(\omega-2\pi\times10^6)]$$

$$=\frac{1}{2}X_2(j\omega)*[\delta(\omega+2\pi\times10^6)+\delta(\omega-2\pi\times10^6)]$$

$$=\frac{1}{2}\{X_2[j(\omega+2\pi\times10^6)]+X_2[j(\omega-2\pi\times10^6)]\}$$

因此，$X(j\omega)$的幅度频谱为

$$|X(j\omega)|=\frac{1}{2}\{|X_2[j(\omega+2\pi\times10^6)]|+|X_2[j(\omega-2\pi\times10^6)]|\}$$

又因为：$|X_2(j\omega)|=|X_1(j\omega)|=\frac{1}{2}g_{4\pi\times10^3}(\omega)=\begin{cases}0.5, & |\omega|<2\pi\times10^3\\ 0, & |\omega|>2\pi\times10^3\end{cases}$

$x(t)$的幅度频谱$|X(j\omega)|$如图 **A-9** 所示。

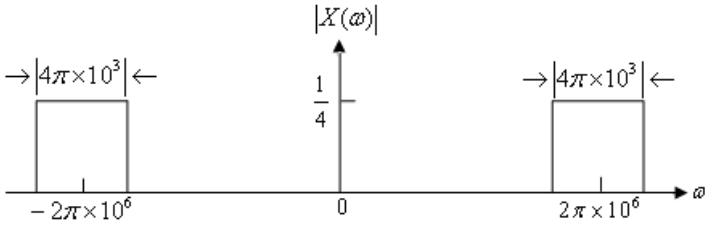


图 A-9

$x(t)$在单位电阻上消耗的能量E_x为：

$$E_x=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}|X(j\omega)|^2d\omega=\frac{1}{4}\times10^3(J)$$

四、解：

1. 先利用 IDFT 求$x[n],0\le n\le7$**：即**

$$x[n]=\frac{1}{8}\sum_{k=0}^{7}X(k)e^{j\frac{2\pi}{8}kn}=\frac{1}{8}\times[1+(-1)^n+(j)^n+(-j)^n]=\frac{1}{8}[1+(-1)^n+2\cos\frac{\pi n}{2}]$$

计算得到：$x[n]=\begin{cases}0.5, & n=0,4\\ 0, & n\ne0,4\end{cases},0\le n\le7$

$\tilde{x}[n]$是$x[n]$以周期为 **8** 的周期延拓，它的序列图形如图 **A-10** 所示。

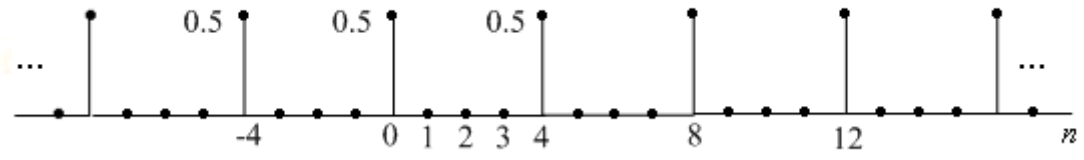


图 A-10

即 $\tilde{x}[n]=\sum_{l=-\infty}^{\infty}x[n-8l]=\frac{1}{2}\sum_{l=-\infty}^{\infty}\delta[n-4l]$

或者，由于$\tilde{x}[n]$是周期为 4 的周期序列，8 点序列$x[n]=\tilde{x}[n],0\le n\le 7$，包含了$\tilde{x}[n]$的两个完整的周期。根据 DFT 的性质，4 点序列$x_0[n]=\tilde{x}[n],0\le n\le 3$，的 4 点 DFT 系数为：$X_0(k)=0.5X(2k)=0.5,0\le k\le 3$，其中$X(k),0\le k\le 7$，就是已知的 8 点 DFT 系数，再利用 4 点序列的序列值：$x_0[0]=0.5,x_0[n]=0,1\le n\le 3$。$\tilde{x}[n]$是$x_0[n]$以 4 的周期延拓，其序列图形如图 A-10 所示。

2. 解：先求离散时间 LTI 系统的频率响应$\tilde{H}(e^{j\Omega})$

令：$h_1[n]=\dfrac{\sin(\pi n/2)}{\pi n}\xleftrightarrow{DTFT}\tilde{H}_1(e^{j\Omega})$和$h[n]=(-1)^n h_1^2[n]\xleftrightarrow{DTFT}\tilde{H}(e^{j\Omega})$，则有$\tilde{H}_1(e^{j\Omega})=\begin{cases}1, & |\Omega|<\pi/2\\ 0, & |\Omega|>\pi/2\end{cases}$，在主值区间$(-\pi,\pi)$内。$\tilde{H}_1(e^{j\Omega})$图形如图 A-11 所示。

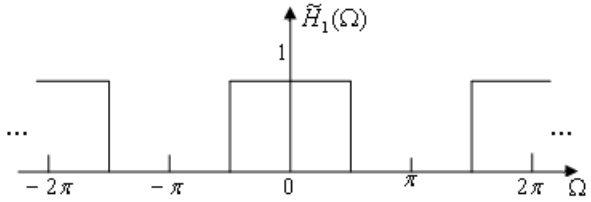


图 A-11

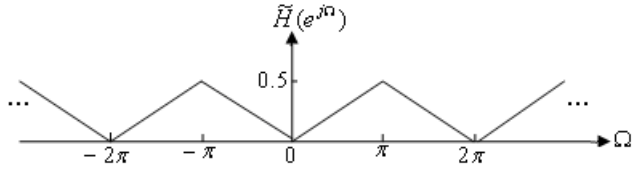


图 A-12

根据频域卷积性质和频移π的频移性质，则有$\tilde{H}(e^{j\Omega})=(1/2\pi)\tilde{H}_1(e^{j\Omega})*\tilde{H}_1(e^{j\Omega})*\delta(\Omega-\pi)$。$\tilde{H}(e^{j\Omega})$的图形如图 A-12 所示。

因此，$\tilde{x}[n]$的 DFS 系数为：

$\tilde{X}_k=1/8,k=0,\pm1,\pm2,\pm3$，谱线间隔为$\Omega=\pi/2$

$\tilde{x}[n]$通过$\tilde{H}(e^{j\Omega})$后的输出$y[n]$也是周期为 4 的周期序列，它的 DFS 系数为

$$\tilde{Y}_k=\begin{cases}1/32, & k=\pm1,\pm3,\pm5,\cdots\\ 1/16, & k=\pm2,\pm6,\pm10,\cdots\end{cases}$$，谱线间隔为$\Omega=\pi/2$

由 DFS 的合成公式或 DTFT 反变换，输出序列$y[n]$为

$$y[n]=\frac{1}{16}e^{j\pi n}+\frac{1}{32}[e^{j(\pi/2)n}+e^{-j(\pi/2)n}]=\frac{1}{16}[(-1)^n+\cos(\frac{\pi n}{2})]$$

它的序列图形如图 A-13 所示。

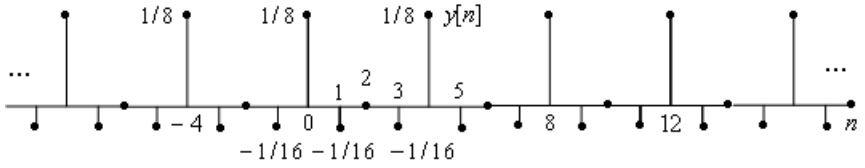


图 A-13

五、解：

1．图 A-3 的平顶抽样信号$x_p(t)$可表示为

$$x_p(t)=x(t)\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(t-nT)=[\sum_{n=-\infty}^{\infty}x(nT)\delta(t-nT)]*h_0(t)$$

（5-1）

其中

$$h_0(t)=\begin{cases}1, & 0<t<T/2\\ 0, & t<0,t>T/2\end{cases}$$

（5-2）

是零阶保持系统的单位冲激响应。$h_0(t)$的波形如图 A-14 所示。由于带限信号$x(t)$的最高频率为 4kHZ，抽样间隔 T=125 微秒，即抽样频率为 8kHZ，故上述抽样是临界抽样。

若令：$x(t)\xleftrightarrow{CFT}X(j\omega)=0,|\omega|>8\pi\times10^3$（假设如图 A-14 所示）

和 $x_p(t)\xleftrightarrow{CFT}X_p(j\omega)$

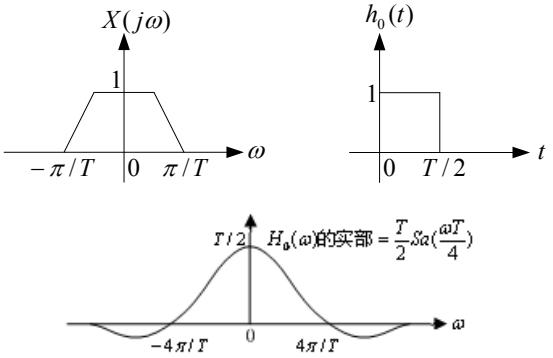


图 A-14 图中 $\omega_M = \pi/T = 8\pi\times10^3$

根据傅立叶变换的频域卷积性质和时域卷积性质，则有

$$X_p(j\omega) = \left\{\frac{1}{2\pi}X(j\omega) * P(j\omega)\right\}H_0(j\omega) \tag{5-3}$$

其中，$P(j\omega)$和$H_0(j\omega)$分别是单位周期冲激串$p(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(t-nT)$和（5-2）式表示的零阶保持系统$h_0(t)$的傅立叶变换，且有

$$P(j\omega) = \frac{2\pi}{T}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta(\omega - k\frac{2\pi}{T})$$

$$H_0(\omega) = \frac{T}{2}Sa(\frac{\omega T}{4})e^{-j\frac{\omega T}{4}}$$

其中$e^{-j\frac{\omega T}{4}}$是线性相移因子。$H_0(\omega)$的实部如图 A-14 所示，把他们代入（5-3）式，得到

$$X_p(j\omega) = \frac{1}{T}\sum_{k=-\infty}^{\infty}X[j(\omega - k\frac{2\pi}{T})]\frac{T}{2}Sa(\frac{\omega T}{4})e^{-j\frac{\omega T}{4}} \tag{5-4}$$

$X_p(j\omega)$的实部如图 A-15 所示。

如果要从$x_p(t)$恢复出$x(t)$，只要把$X_p(j\omega)$变成$X(j\omega)$即可。由图 A-14 和图 A-15，以及（5-4）式可知，为了$X(j\omega) = X_p(j\omega)H_L(j\omega)$，重构滤波器$H_L(j\omega)$应为

$$H_L(\omega)=\begin{cases}\dfrac{2}{Sa(\omega T/4)}e^{j\frac{\omega T}{4}}, & |\omega|<\dfrac{\pi}{T}\\ 0, & |\omega|>\dfrac{\pi}{T}\end{cases}$$，其中，$\dfrac{\pi}{T}=8\pi\times10^3$ **(5-5)**

所求重构滤波器$H_L(j\omega)$的幅频特性$|H_L(j\omega)|$和相频特性$\varphi_L(\omega)$如图 **A-15** 所示。

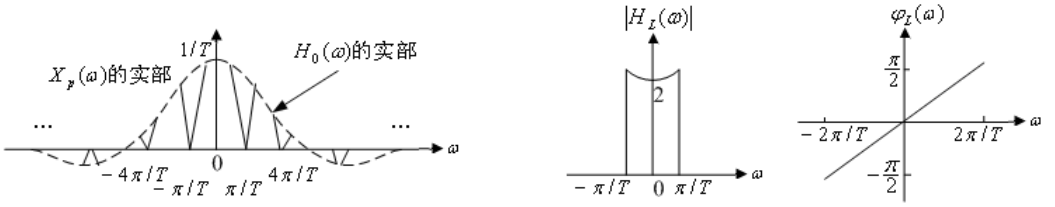


图 A-15　　图中$\omega_M=\pi/T=8\pi\times10^3$

2．由 1.小题求得的所求重构滤波器$H_L(j\omega)$是不可实现的，理由如下：

1）$H_L(j\omega)$的过渡带等于 0，其单位冲激响应$h_L(t)\neq0,t<0$，即它是一个连续时间非因果滤波器；

2）它的相频特性$\varphi_L(\omega)$意味着超前$T/2$，也无法做到。为了从图 A-3 所示的平顶抽样信号$x_p(t)$中实现无失真恢复原信号，针对上述两点理由，需要做两个修改：

1）采用过抽样，给重构滤波器留出保护带，比如抽样率增加到 10KHz；

2）重构滤波器$H_L(\omega)$修改为

$$H_L(j\omega)=\begin{cases}\dfrac{2}{Sa(\omega T/4)}, & |\omega|<8\pi\times10^3\\ 0, & |\omega|>\pi\times10^4\end{cases}$$， **(5-6)**

在$H_L(j\omega)$的过度带$(8\pi\times10^3<|\omega|<\pi\times10^4)$范围内，$H_L(\omega)=$任意，只要可实现就行。这样，$x_p(t)$通过（5-6）式的重构滤波器$H_L(\omega)$的输出为$x(t-T/2)$。

六、解：

1．由图 A-4 所示的信号流图可得：

$W(z)=0.5W(z)z^{-1}+0.1X(z)$，即：

$$W(z)=\frac{0.1}{1-0.5z^{-1}}X(z) \qquad \textbf{(6-1)}$$

$$Y(z)=W(z)-z^{-1}W(z)-z^{-2}W(z)-z^{-3}W(z)-z^{-4}W(z)-2z^{-5}W(z)$$

$$=(1-z^{-1}-z^{-2}-z^{-3}-z^{-4}-2z^{-5})W(z) \qquad \textbf{(6-2)}$$

式（6-1）代入式（6-2）得

$$Y(z)=\frac{0.1(1-z^{-1}-z^{-2}-z^{-3}-z^{-4}-2z^{-5})}{1-0.5z^{-1}}X(z)$$

根据系统函数的定义得该数字滤波器的系数函数为

$$H(z)=\frac{Y(z)}{X(z)}=0.1\frac{1-z^{-1}-z^{-2}-z^{-3}-z^{-4}-2z^{-5}}{1-0.5z^{-1}}$$

$$=\frac{0.1(1-2z^{-1})}{1-0.5z^{-1}}(1+z^{-1}+z^{-2}+z^{-3}+z^{-4})，\quad |z|>0.5$$

由于 $H_1(z)=\frac{(1-2z^{-1})}{1-0.5z^{-1}}=2\frac{z-2}{2z-1}$，**且** $|z|>0.5$，**所以，对应的系统频率响应为：**

$$H_1(e^{j\Omega})=H_1(z)\big|_{z=e^{j\Omega}}=2\frac{e^{j\Omega}-2}{2e^{j\Omega}-1}=2e^{j\varphi(\Omega)}$$

其中： $\varphi(\Omega)=-(\arctan\frac{\sin\Omega}{2-\cos\Omega}+\arctan\frac{2\sin\Omega}{2\cos\Omega-1})$**。因此，一阶系统函数** $\frac{(1-2z^{-1})}{1-0.5z^{-1}}$**是一阶全通函数。** $(1+z^{-1}+z^{-2}+z^{-3}+z^{-4})$**是 4 阶 FIR 滤波器的系统函数，两者相乘即为两个滤波器级联，其级联实现方框图见图 A-16。**

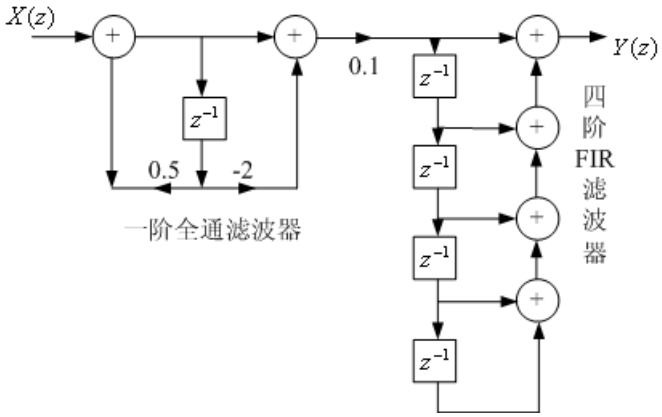


图 A-16

2．由 1.小题求得的系统函数可写为：

$$H(z)=H_0H_1(z)H_2(z)$$

其中，$H_0=0.1$；$H_1(z)=\dfrac{1-2z^{-1}}{1-0.5z^{-1}}$，它是一个全通系统，极点$p=0.5$，零点$z=2$；和$H_2(z)=(1+z^{-1}+z^{-2}+z^{-3}+z^{-4})$，它是 FIR 滤波器。因此，数字滤波器频率响应为：$H(e^{j\Omega})=H_0H_1(e^{j\Omega})H_2(e^{j\Omega})$，该数字滤波器幅频响应为：

$$\left|H(e^{j\Omega})\right|=\left|H_0\right|\cdot\left|H_1(e^{j\Omega})\right|\cdot\left|H_2(e^{j\Omega})\right|$$

其中，$\left|H_0\right|=0.1$，$\left|H_1(e^{j\Omega})\right|=2$。FIR 滤波器$H_2(z)$的单位冲激响应$h_2[n]$为

$$h_2[n]=\delta[n]+\delta[n-1]+\delta[n-2]+\delta[n-3]+\delta[n-4]=\varepsilon[n]-\varepsilon[n-5]$$

$h_2[n]$序列图形见图 A-17，其频率响应为：

$$H_2(e^{j\Omega})=1+e^{-j\Omega}+e^{-j2\Omega}+e^{-j3\Omega}+e^{-j4\Omega}$$

$$=\frac{1-e^{-j5\Omega}}{1-e^{-j\Omega}}=\frac{e^{-j\frac{5\Omega}{2}}(e^{j\frac{5\Omega}{2}}-e^{-j\frac{5\Omega}{2}})}{e^{-j\frac{\Omega}{2}}(e^{j\frac{\Omega}{2}}-e^{-j\frac{\Omega}{2}})}=\frac{\sin(5\Omega/2)}{\sin(\Omega/2)}e^{-j2\Omega}$$

它的幅频响应为：$\left|H_2(e^{j\Omega})\right|=\left|\dfrac{\sin(5\Omega/2)}{\sin(\Omega/2)}\right|$，如图 A-18 所示。因此，该数字滤波器幅频响应为：$\left|H(e^{j\Omega})\right|=0.2\left|\dfrac{\sin(5\Omega/2)}{\sin(\Omega/2)}\right|$，如图 A-19 所示。

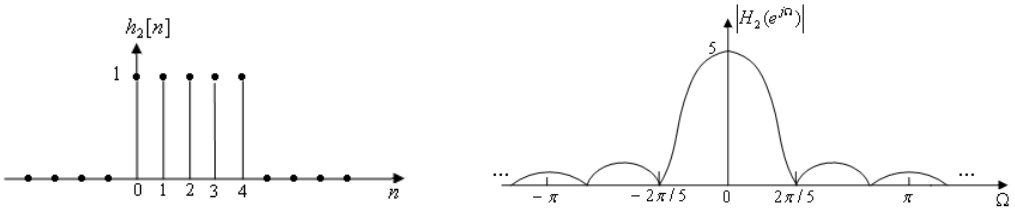


图 A-17

图 A-18

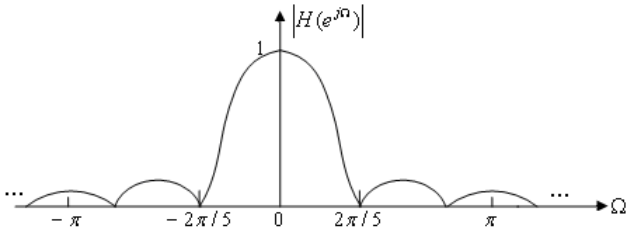


图 A-19

七、解：

1．由于该滤波器的零点全部在 S 左半平面，因此，该因果系统为最小相位滤波器，由图 A-5 的系统零、极点分布，可写出其系统函数为

$$H(s)=H_0\frac{(s+1)^2(s+3)}{[(s+1)^2+4](s+2)}，\quad \mathrm{Re}[s]>-1$$

由于$\int_{0_-}^{\infty}h(t)dt=1.5$，由$H(j\omega)=\int_{0^-}^{\infty}h(t)e^{-j\omega t}dt$可知，

$\int_{0^-}^{\infty}h(t)dt=H(0)=H(s)\big|_{s=0}=H_0\frac{3}{10}=1.5$，因此，$H_0=5$。最终得到该系统的系统函数及其收敛域如下：

$$H(s)=\frac{5(s^3+5s^2+7s+3)}{s^3+4s^2+9s+10}，\quad \mathrm{Re}[s]>-1$$

将上述有理系统函数用部分分式展开为

$$H(s)=5+\frac{5s^2-10s-35}{[(s+1)^2+4](s+2)}=5+\frac{1}{s+2}+\frac{4s}{(s+1)^2+2^2}-10\frac{2}{(s+1)^2+2^2}$$

由于是因果 LTI 系统，其$h(t)=0,t<0,$因此，对上述部分分式反拉氏变换求得

$$h(t)=5\delta(t)+e^{-2t}\varepsilon(t)+4e^{-t}(\cos 2t)\varepsilon(t)-10e^{-t}(\sin 2t)\varepsilon(t)$$

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。
如要下载或阅读全文，请访问：
https://d.book118.com/816105000151010204