

**《数字信号处理》实验报告**

姓名：邹娴

班级：1902203班

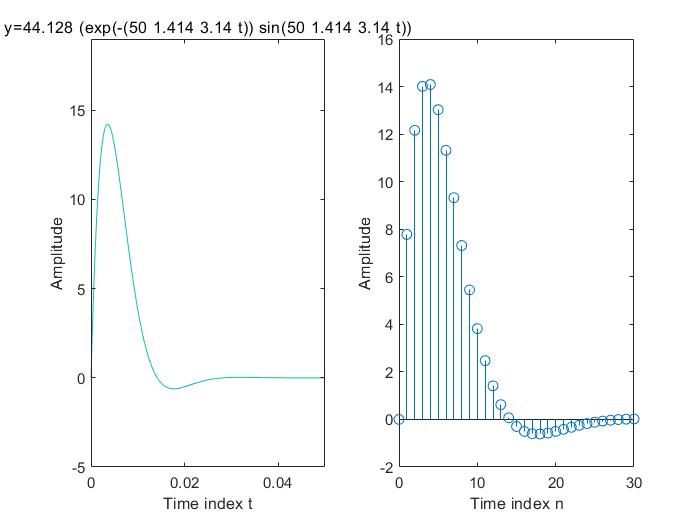
学号：2190280633

哈尔滨工业大学

2021年11月

实验一、时域采样定理

1. 实验结果
   1. 信号产生子程序，产生下列信号序列：



A=44.128;

a=50\*1.414\*3.14;

om0=50\*1.414\*3.14;

fs=1000;

T=1/fs;

n=0:30;

t=0:20;

xan=A.\*(exp(-(a\*n\*T)).\*sin(om0\*n\*T));

subplot(1,2,1)

ezplot('y=44.128.\*(exp(-(50\*1.414\*3.14\*t)).\*sin(50\*1.414\*3.14\*t))',[0,0.05,-5,19])

xlabel('Time index t');ylabel('Amplitude');

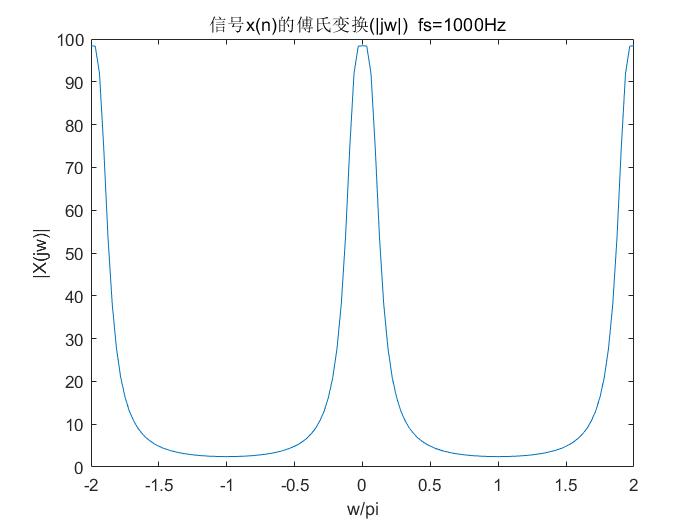
subplot(1,2,2)

stem(n,xan);

xlabel('Time index n');ylabel('Amplitude');

* 1. 观测时间选T0=50ms，分析采样序列的特性。

a. 取采样频率fs=1 kHz, 即T=1 ms，观察|X(ejω)|的变化。



A=44.128;

a=50\*1.414\*3.14;

om0=50\*1.414\*3.14;

fs=1000;

T=1/fs;

n=0:30;

t=0:20;

xan=A.\*(exp(-(a\*n\*T)).\*sin(om0\*n\*T));

DFT(xan,31);

function DFT( x,M )

n= 0:M-1;

N=64;

k= -N:N; %表示对频域X(ejω)采样N点

w=(2.\*pi/N).\*k; %横坐标w

c=x\*(exp(-j\*2\*pi/N)).^(n'\*k); %此处x表示序列x(n)

magX=abs(c); %幅频响应 |X(ejω)|

angX=angle(c); %相频响应

figure;

plot(w/pi,magX); %横坐标w对pi归一化

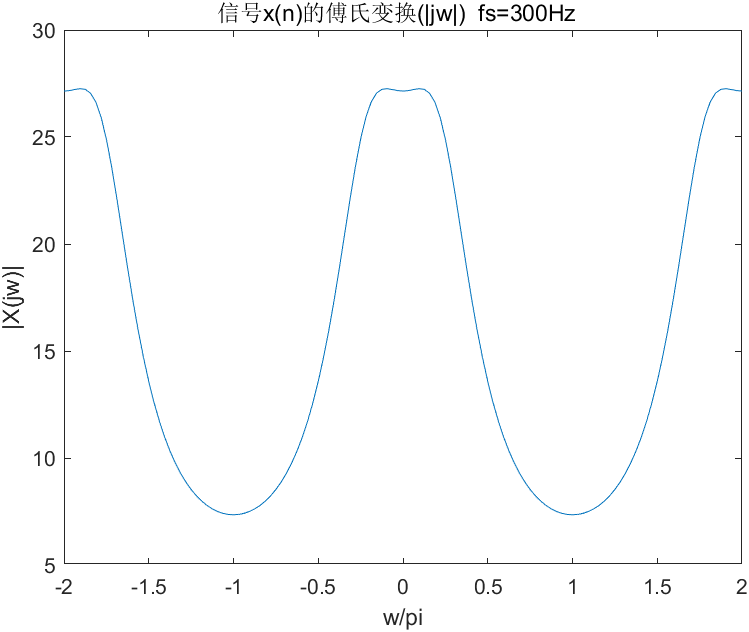
xlabel('w/pi');

ylabel('|X(jw)|');

title('信号x(n)的傅氏变换(|jw|) fs=1000Hz ');

end

b. 改变采样频率，fs=300 Hz，观察|X(ejω)|的变化；



A=44.128;

a=50\*1.414\*3.14;

om0=50\*1.414\*3.14;

fs=300;

T=1/fs;

n=0:30;

t=0:20;

xan=A.\*(exp(-(a\*n\*T)).\*sin(om0\*n\*T));

DFT(xan,31);

function DFT( x,M )

n= 0:M-1;

N=64;

k= -N:N; %表示对频域X(ejω)采样N点

w=(2.\*pi/N).\*k; %横坐标w

c=x\*(exp(-j\*2\*pi/N)).^(n'\*k); %此处x表示序列x(n)

magX=abs(c); %幅频响应 |X(ejω)|

angX=angle(c); %相频响应

figure;

plot(w/pi,magX); %横坐标w对pi归一化

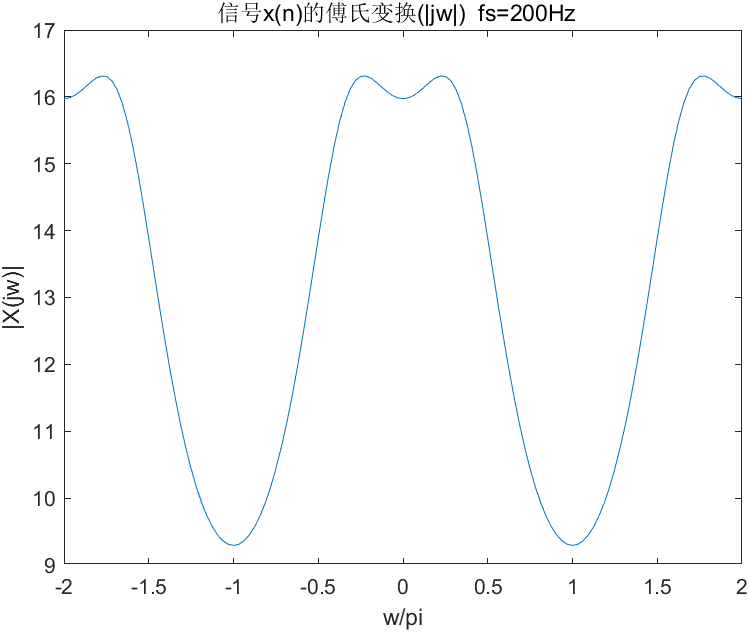
xlabel('w/pi');

ylabel('|X(jw)|');

title('信号x(n)的傅氏变换(|jw|) fs=300Hz ');

end

c. 进一步降低采样频率，fs=200 Hz，观察频谱混叠是

否明显存在， 说明原因， 并记录|X(ejω)|曲线。

A=44.128;

a=50\*1.414\*3.14;

om0=50\*1.414\*3.14;

fs=200;

T=1/fs;

n=0:30;

t=0:20;

xan=A.\*(exp(-(a\*n\*T)).\*sin(om0\*n\*T));

DFT(xan,31);

function DFT( x,M )

n= 0:M-1;

N=64;

k= -N:N; %表示对频域X(ejω)采样N点

w=(2.\*pi/N).\*k; %横坐标w

c=x\*(exp(-j\*2\*pi/N)).^(n'\*k); %此处x表示序列x(n)

magX=abs(c); %幅频响应 |X(ejω)|

angX=angle(c); %相频响应

figure;

plot(w/pi,magX); %横坐标w对pi归一化

xlabel('w/pi');

ylabel('|X(jw)|');

title('信号x(n)的傅氏变换(|jw|) fs=200Hz ');

end

1. 实验结论

时域离散导致频域周期延拓。由奈奎斯特采样定理可知，当采样频率大于等于两倍的信号最高频率时，采样信号的频谱才不会发生混叠，才可以由采样信号无失真地恢复出原模拟信号。由实验结果可以看出，当采样频率为1kHz时，DTFT频谱位于高频处的幅度接近0，频谱混叠不明显；而当采样频率为300Hz和200Hz时DTFT频谱位于高频处的幅度明显大于0，频谱低频出的曲线形状变形，出现了较明显的频谱混叠现象。

1. 思考模拟带通信号该如何采样

若模拟带通信号存在有限最高频率 fh 或在 fh 之外高频频谱充分小，则仍可由奈奎斯特采样定理取 fs = 2fh。若信号带宽较窄，则可以考虑降低采样频率而不使频谱混叠。若信号带宽 B 与最高频率 fh 满足：

fh = rB, r ⩾ 1

则可进行分类讨论：

1. r 为整数，则只需取：fs = 2B，即可确保频谱无混叠；
2. r 不是整数，此时可延长带宽至 B1，使其与 fh 满足：fh = r1B1, r1为整数，

即可按上一情况取 fs = 2B1 而确保频谱无混叠。

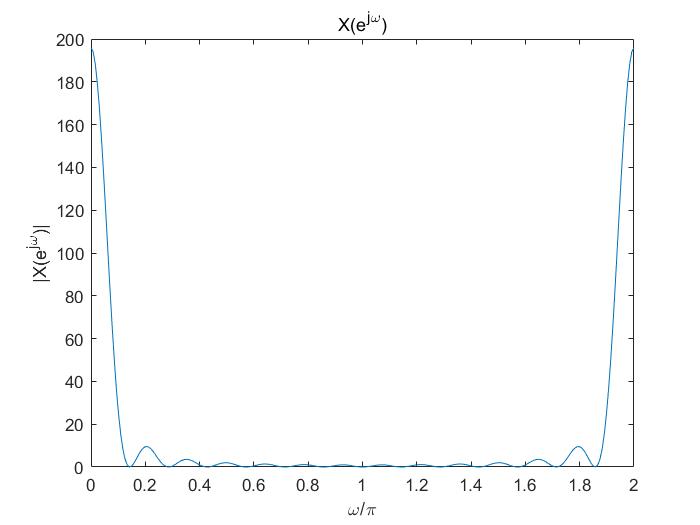
实验二、频域采样定理

一、实验结果

1. **已知信号****，对其频谱在****上进行32点和16点等间隔采样，得到 ，，在分别对采样信号做32点和16点IFFT得到时序序列。**

****

**分别画出，，及对应的时域信号波形。**

****

function [x,n] = stepseq(np,ns,nf)

if ((np < ns) | (ns > nf) | (np > nf))

error('参数必须满足 ns <= np <= nf')

end

n = [ns:nf];

x = [(n-np) >= 0];

M=32;

n=[0:M-1];

x = (n+1).\*(stepseq(0,0,31)-stepseq(13,0,31))+(27-n).\*(stepseq(13,0,31)-stepseq(27,0,31))+0\*(stepseq(27,0,31)-stepseq(31,0,31))

k=[0:256];

X=x\*(exp(-i\*2\*pi/256)).^(n'\*k);

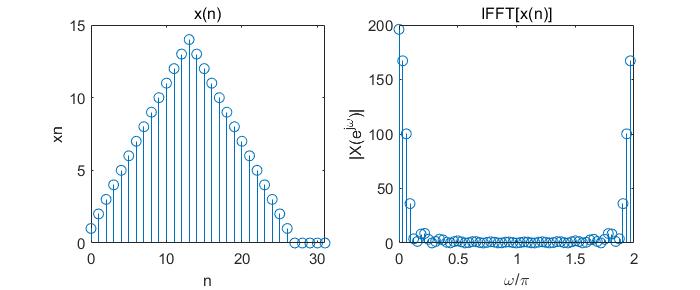
plot(k\*(2/256),abs(X));

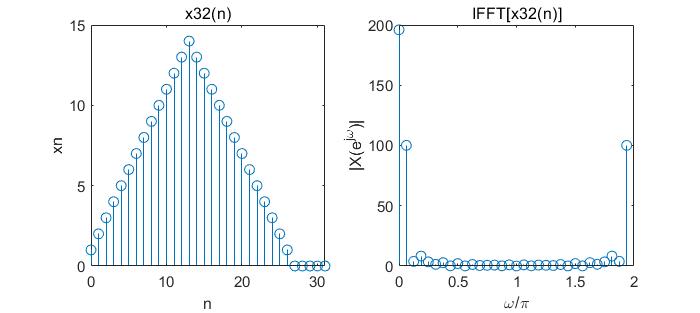
axis([0 2,0,200])

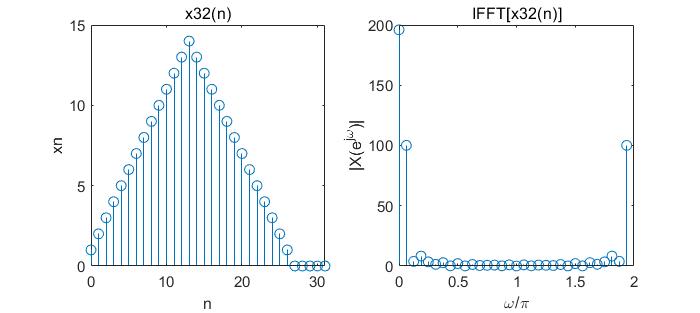
xlabel('\omega/\pi');

ylabel('|X(e^{j\omega})|');

title('X(e^{j\omega})');

****

****

****

n = 0:31;

M = 32

N = 27;

k = 0:63

xn = (n+1).\*(stepseq(0,0,31)-stepseq(13,0,31))+(27-n).\*(stepseq(13,0,31)-stepseq(27,0,31))+0\*(stepseq(27,0,31)-stepseq(31,0,31))

Xk = fft(xn,64);

figure

subplot(1,2,1)

stem(n,xn)

xlabel('n');

ylabel('xn');

title('x(n)');

subplot(1,2,2)

wk = 2\*k/64;

stem(wk,abs(Xk))

title('IFFT[x(n)]');

xlabel('\omega/\pi');

ylabel('|X(e^j^\omega)|');

X32k=fft(xn,32);

x32n=ifft(X32k);

figure

subplot(1,2,1)

stem(n,x32n)

xlabel('n');

ylabel('xn');

title('x32(n)');

subplot(1,2,2)

k=0:M-1;

wk=2\*k/M;

stem(wk,abs(X32k))

title('IFFT[x32(n)]');

xlabel('\omega/\pi');

ylabel('|X(e^j^\omega)|');

m=0:15;

X16k=X32k(1:2:32);

x16n=ifft(X16k);

figure

subplot(1,2,1)

stem(m,x16n)

xlabel('n');

ylabel('xn');

title('x16(n)');

subplot(1,2,2)

k=0:M/2-1;

wk=2\*k/M;

stem(wk,abs(X16k))

title('IFFT[x16(n)]');

xlabel('\omega/\pi');

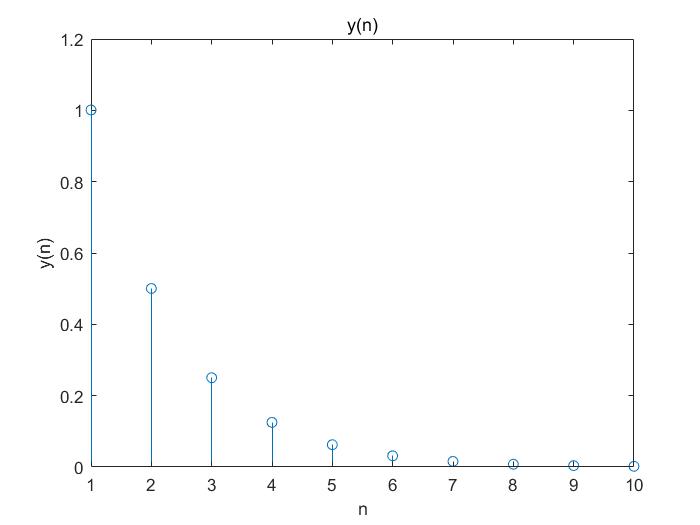
ylabel('|X(e^j^\omega)|');

1. **序列 的傅里叶变换为，在其主周期内做10点等间隔抽样得到，设编程求。**

**输出结果：**

**y =**

**1.0010 0.5005 0.2502 0.1251 0.0626 0.0313 0.0156 0.0078 0.0039 0.0020**

****

function X=DTFT(x,M,N)

n=[0:M-1];

k=[0:N];

X=x\*(exp(-i\*2\*pi/N)).^(n'\*k);

end

M = 128;

P = 10;

n = [0:M-1];

x = (1/2).^n;

Y = DTFT(x,M,P);

y = abs(ifft(Y,P))

stem(y);

xlabel('n');

ylabel('y(n)');

title('y(n)');

1. **序列 的8点DFT为；设= ，求的3点IDFT得到的序列** **=[[填空1]， [填空2] ， [填空3] ]，请编程实现；将8改成9再求一次****。**

**8点：**

**y1 =**

**3.3333 + 1.0000i 1.9673 - 1.9434i 3.6994 + 0.9434i**

**9点：**

**y2 = 2 4 3**

x = [2, 0, 3, 0, 4];

P = 8;

X = fft(x, P);

Q = 3;

Y1 = X(1:3:end);

y1 = ifft(Y1, Q)

P = 9;

X2 = fft(x, P);

Y2 = X2(1:3:end);

y2 = ifft(Y2, Q)

**二、实验结论**

**当对序列的连续频谱进行采样时，频域的离散化会导致时域周期化；但使用 DFT 或 FFT时周期序列将仅保留主值序列。与时域采样定理相似，当频域采样点不低于序列时域长度时上述频域采样过程不会使时域序列混叠，而当频域采样点较小时将发生重叠导致失真。**

实验三、IIR 数字滤波器的设计

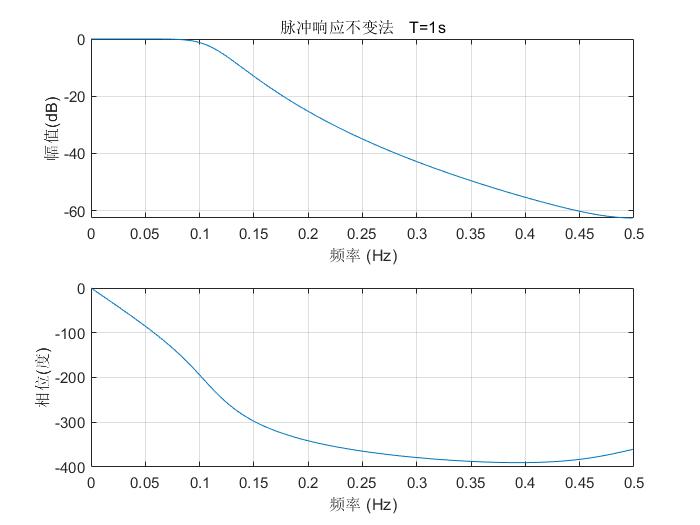
实验四、FIR 数字滤波器的设计

1. **用 MATLAB 编程设计一个低通 IIR 滤波器(模拟原型用巴特沃斯型)，指标要求如下(两种)。**

**分别用利用脉冲响应不变法和双线性变换法进行设计。**

1. **根据设计要求，给出两种情况下 IIR 数字滤波器的系统函数；**
2. **绘出所设计滤波器的在[0，pi]区间上的幅频和相频响应曲线；**
3. **总结脉冲响应不变法和双线性变换法的实现形式和特点；**
4. **分析不同的采样周期 T 对设计结果的影响。**

**脉冲响应不变法：**

****

FS = 1

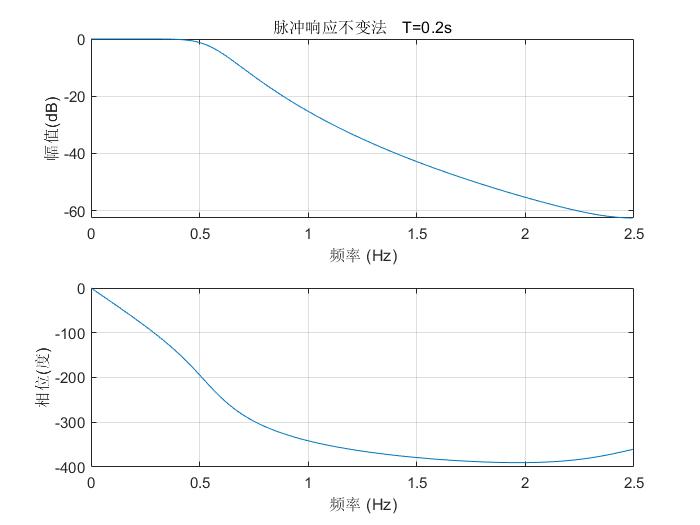
[n,Wn] = buttord(0.1\*2\*pi\*1, 0.25\*2\*pi\*1, 3, 35, 's');

[b,a] = butter(n, Wn, 's');

[bz,az] = impinvar(b, a, FS);

freqz(bz, az, 511, FS)

title('脉冲响应不变法 T=1s')

****

FS = 1

[n,Wn] = buttord(0.1\*2\*pi\*1, 0.25\*2\*pi\*1, 3, 35, 's');

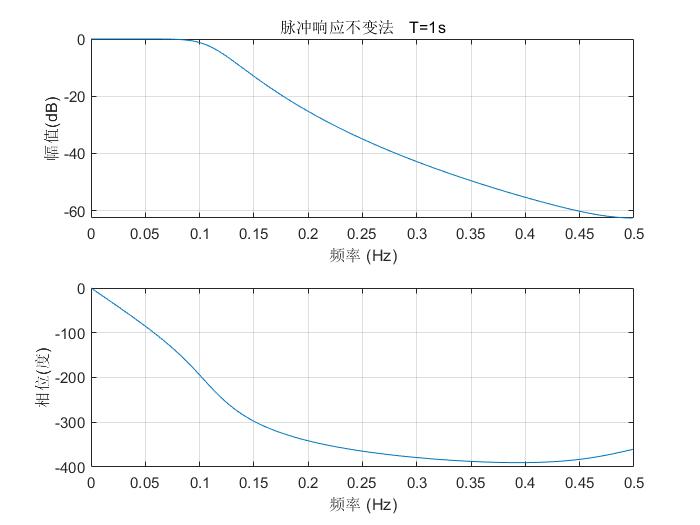
[b,a] = butter(n, Wn, 's');

[bz,az] = impinvar(b, a, FS);

freqz(bz, az, 511, FS)

title('脉冲响应不变法 T=1s')

**双线性变换法：**

****

T = 1;

FS = 1/T;

wp = 0.2\*pi;

ws = 0.5\*pi;

Rp = 3;

As = 35;

OmegaP = (2/T)\*tan(wp/2);

OmegaS = (2/T)\*tan(ws/2);

N = ceil((log10((10^(Rp/10)-1)/(10^(As/10)-1)))/(2\*log10(OmegaP/OmegaS)));

OmegaC = OmegaP/((10^(Rp/10)-1)^(1/(2\*N)));

[z,p,k] = buttap(N);

p = p\*OmegaC;

k = k\*OmegaC^N;

B = real(poly(z));

b0 = k;

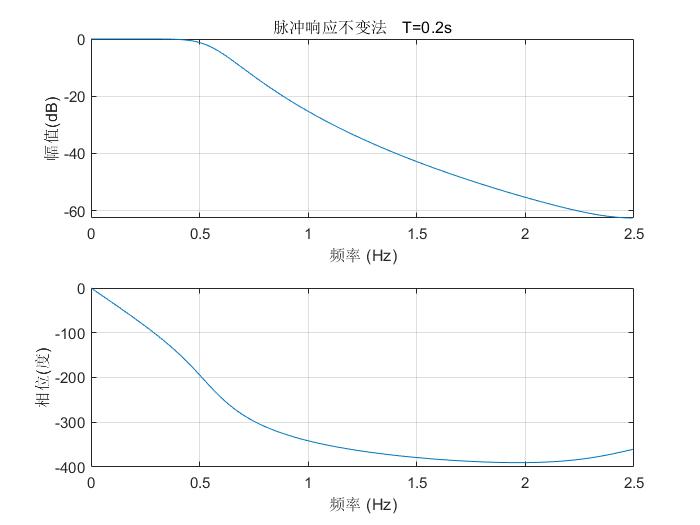
cs = k\*B;

ds = real(poly(p));

[b,a] = bilinear(cs, ds, FS);

freqz(b, a, 512, FS);

title('双线性变换法 T=1S');

****

T = 0.2；

FS = 1/T;

wp = 0.2\*pi;

ws = 0.5\*pi;

Rp = 3;

As = 35;

OmegaP = (2/T)\*tan(wp/2);

OmegaS = (2/T)\*tan(ws/2);

N = ceil((log10((10^(Rp/10)-1)/(10^(As/10)-1)))/(2\*log10(OmegaP/OmegaS)));

OmegaC = OmegaP/((10^(Rp/10)-1)^(1/(2\*N)));

[z,p,k] = buttap(N);

p = p\*OmegaC;

k = k\*OmegaC^N;

B = real(poly(z));

b0 = k;

cs = k\*B;

ds = real(poly(p));

[b,a] = bilinear(cs, ds, FS);

freqz(b, a, 512, FS);

title('双线性变换法 T=0.2S’);

**实验结论：**

**响应不变法:数字滤波器的脉冲响应完全模仿模拟滤波器的冲激响应，时域逼近良好，模拟频率和数字频率之间呈线性关系，一个线性相位的模拟滤波器可以映射成一个线性相位的数字滤波器。由于有频率混叠效应，脉冲响应不变法只适用于带限的模拟滤波器，所以高通和带阻滤波器不宜采用脉冲响应不变法。因为它们高频部分不衰减，将完全混淆在低频中，从而使整个频响失真。**

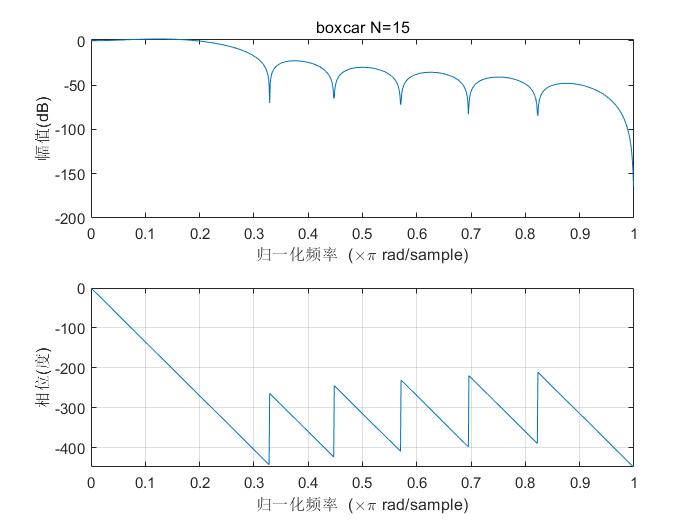
**与脉冲响应不变法相比，双线性变换的主要优点：靠频率的非线性关系得到S平面与Z平面的单值一一对应关系，在零频率附近，接近于线性关系， 进一步增加时， 增长变得缓慢，( 终止于折叠频率处)，所以双线性变换不会出现由于高频部分超过折叠频率而混淆到低频部分去的现象。但非线性关系导致数字滤波器的幅频响应相对于模拟滤波器的幅频响应有畸变。另外，一个线性相位的模拟滤波器经双线性变换后，滤波器就不再有线性相位特性。**

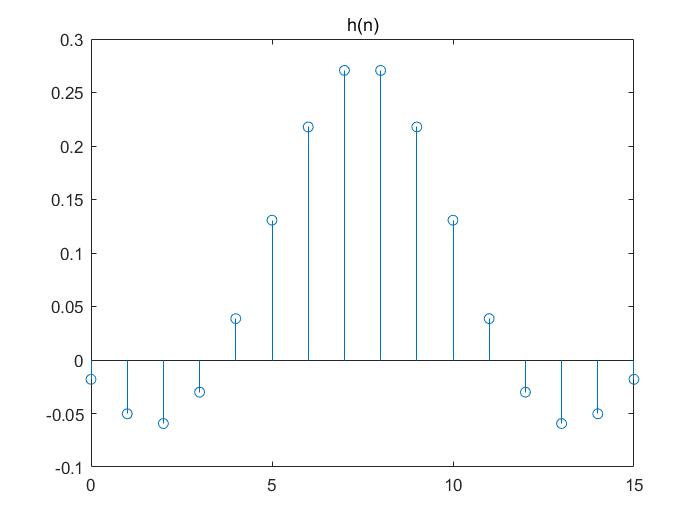
**由图可见，当T取不同的值时程序得出的IIR滤波器具有完全相同的幅频响应和相频响应，可见采样周期T对数字滤波器的设计没有影响，可以按照计算方便的原则任意选取。**

1. **N=15 和 33，选择矩形和海明用窗函数法设计一个线性相位的低通 FIR 滤波器，其截止频率 Wc=0.25\*pi，窗口长窗两种窗函数。要求在两种窗口长度情况下，分别求出 FIR 滤波器的单位脉冲响应 h(n)并绘出其图形，打印出相应的幅频特性和相频特性曲线，观察阻带最小衰减，总结窗口长度 N 和不同窗函数对滤波特性的影响**

**矩形窗**

**N=15**

****

****

OmegaC=0.25\*pi;

N=15;

M=1000;

b1=fir1(N,OmegaC/pi,boxcar(N+1));

figure,freqz(b1,1,M);

grid;

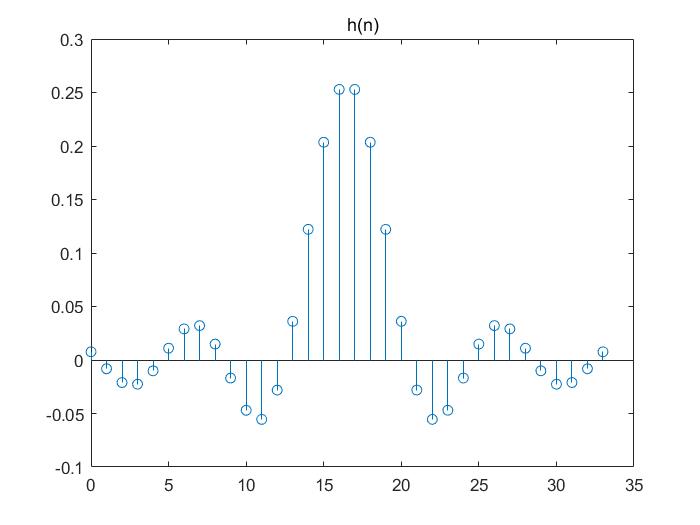
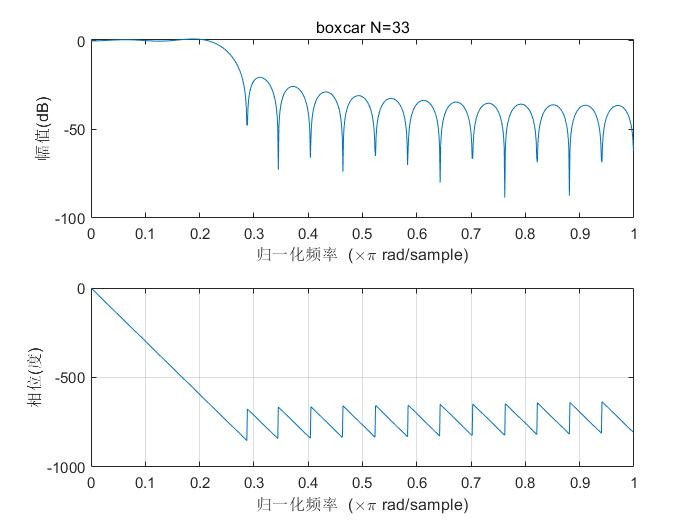
title('boxcar N=15');

n=0:1:N;

figure,h=stem(n,b1);

title('h(n)');

**N=33**

****

OmegaC=0.25\*pi;

N=33;

M=1000;

b1=fir1(N,OmegaC/pi,boxcar(N+1));

figure,freqz(b1,1,M);

grid;

title('boxcar N=33');

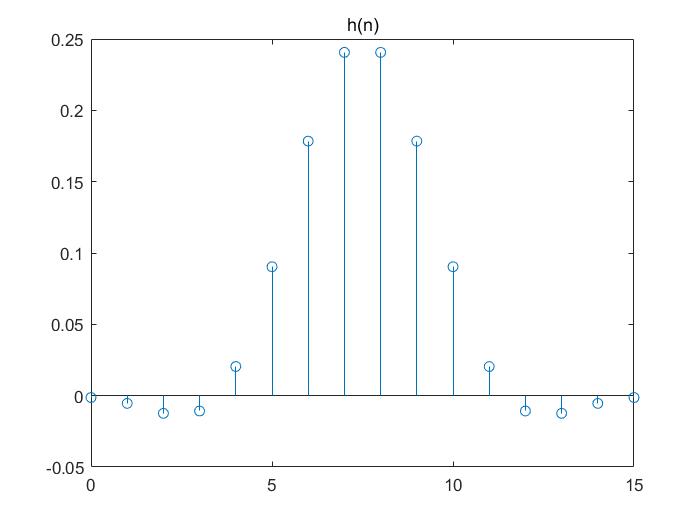
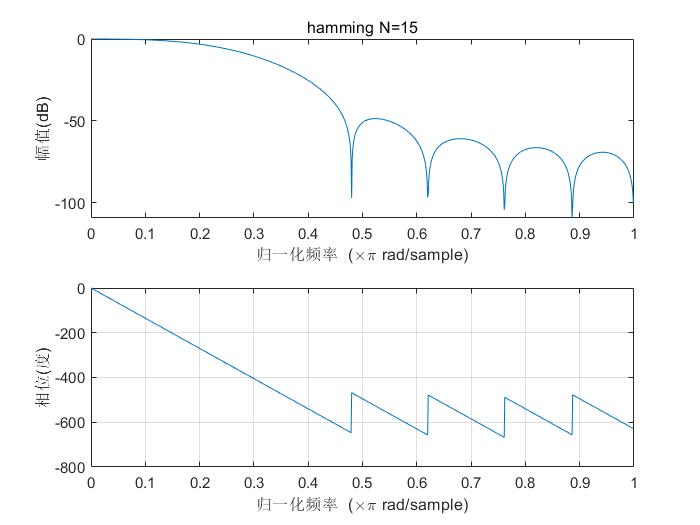
n=0:1:N;

figure,h=stem(n,b1);

title('h(n)');

**哈明窗**

**N=15**

****

OmegaC=0.25\*pi;

N=15;

M=1000;

b2=fir1(N,OmegaC/pi,hamming(N+1));

figure,freqz(b2,1,M);

grid;

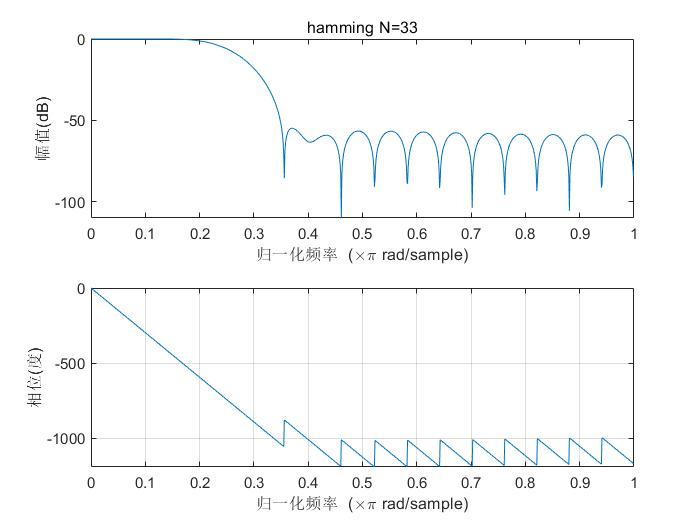
title('hamming N=15');

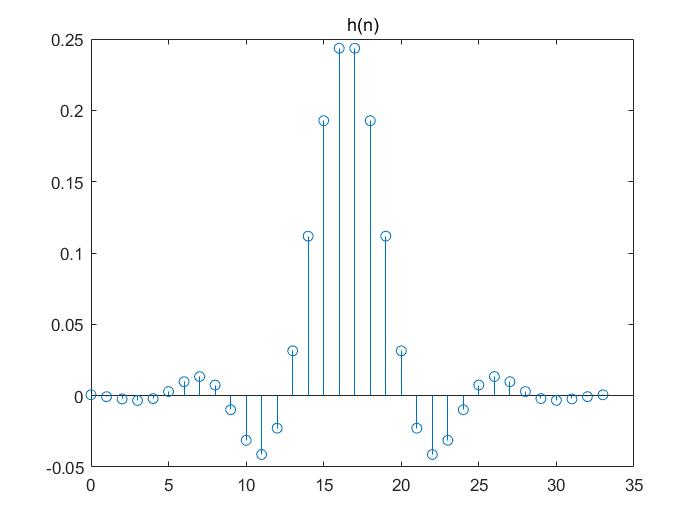
n=0:1:N;

figure,h=stem(n,b2);

title('h(n)');

**N=33**

****

****

OmegaC=0.25\*pi;

N=33

M=1000;

b2=fir1(N,OmegaC/pi,hamming(N+1));

figure,freqz(b2,1,M);

grid;

title('hamming N=33;

n=0:1:N;

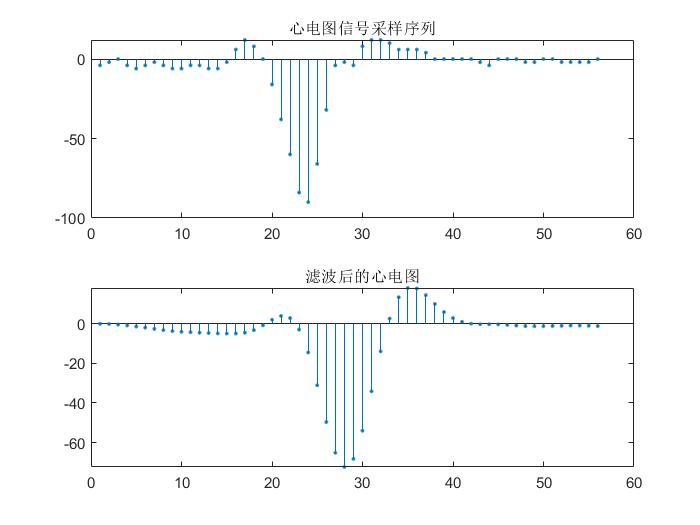
figure,h=stem(n,b2);

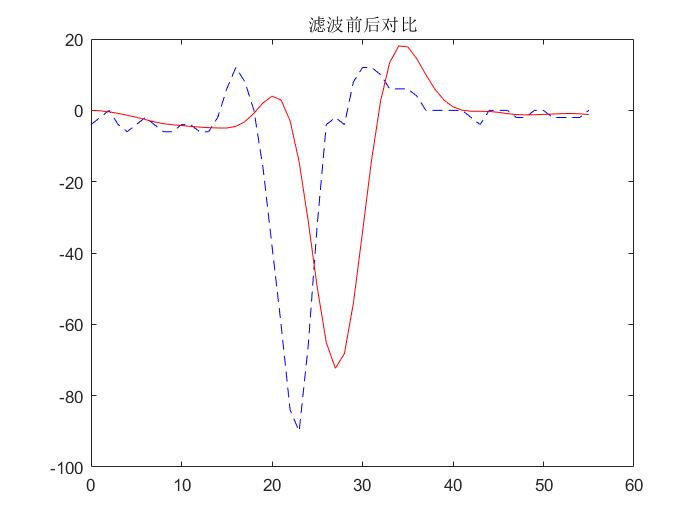
title('h(n)');

**实验结论：**

**增加窗口长度有助于减小过渡带宽度，当窗口长度区域无穷时，滤波器的幅频响应特性趋于理想滤波器。但阻带衰减只受窗函数类型的影响，与窗口长度无关。当窗口长度确定时，过渡带宽度和阻带衰减两个性能指标相互制约，提高一个指标必然导致另一个指标的下降。**

1. **人体心电图信号在测量过程中往往受到工业高频干扰，所以必须经多低通滤波处理后磁能作为判断心脏功能的有用信息。下面给定一实际心电图信号采样序列样本 x(n)，其中存在高频干扰，采用上述设计的一 种滤波器滤除其中的高频干扰成分，在同一幅图中绘出滤波前后的序列 x(n) 和 y(n)。**

****

****

xn=[-4,-2,0,-4,-6,-4,-2,-4,-6,-6,-4,-4,-6,-6,-2,6,12,8,0,-16,-38,-60,-84,-90,-66,-32,-4,-2,-4,8,12,12,10,6,6,6,4,0,0,0,0,0,-2,-4,0,0,0,-2,-2,0,0,-2,-2,-2,-2,0];

figure(1);

subplot(2, 1, 1);

stem(xn, '.');

title('心电图信号采样序列');

yn = filter(b, a, xn);

subplot(2, 1, 2);

stem(yn,'.');

title('滤波后的心电图');

figure(2);

plot (n,xn,'b--',n,yn,'r-');

title('滤波前后对比');

**实验结论：**

**对于IIR滤波器，一般可以借助相对成熟的模拟滤波器设计映射为离散的数字滤波器。映射方法分为脉冲响应不变法和双线性变换法。对于 FIR 滤波器，主要发挥其可以实现线性相位的特征设计线性相位 FIR 滤波器。窗函数设计法通过在时域加窗实现对理想滤波器的逼近，不同的窗函数决定了系统的不同性质。对于矩形窗与 Hamming 窗，后者具有更大的阻带衰减，但过渡带则相对较大。IIR 滤波器和 FIR 滤波器都可以通过付出一定代价 (增大采样频率，或增大窗长度) 从而一定程度上提高滤波性能。**