数字信号处理
Digital Signal Processing

付中华
mailfzh@nwpu.edu.cn
http://www.nwpu-aslp.org/gary/

第四部分(II)
有限冲激响应数字滤波器设计

- 1. FIR系统的线性相位特性
- 2. FIR数字滤波器设计的窗函数法
- 3. 窗函数
- 4. FIR数字滤波器的其他方法
- 5. 滤波器设计小结

1. FIR系统的线性相位特性

- 系统的频率响应：幅频响应和相频响应
  - 幅频响应反映了信号经过该系统后各频率成分衰减的情况
  - 相频响应反映了信号通过该系统后各频率成分在时间上发生的位移(时间延迟)情况
- 线性相位的意义
  - 相频响应是频率的线性函数，如：$\arg\left[H\left(e^{j\omega}\right)\right]=-k\omega$

设$\left|H\left(e^{j\omega}\right)\right|=1$，则$Y\left(e^{j\omega}\right)=H\left(e^{j\omega}\right)X\left(e^{j\omega}\right)=e^{-jk\omega}X\left(e^{j\omega}\right)$

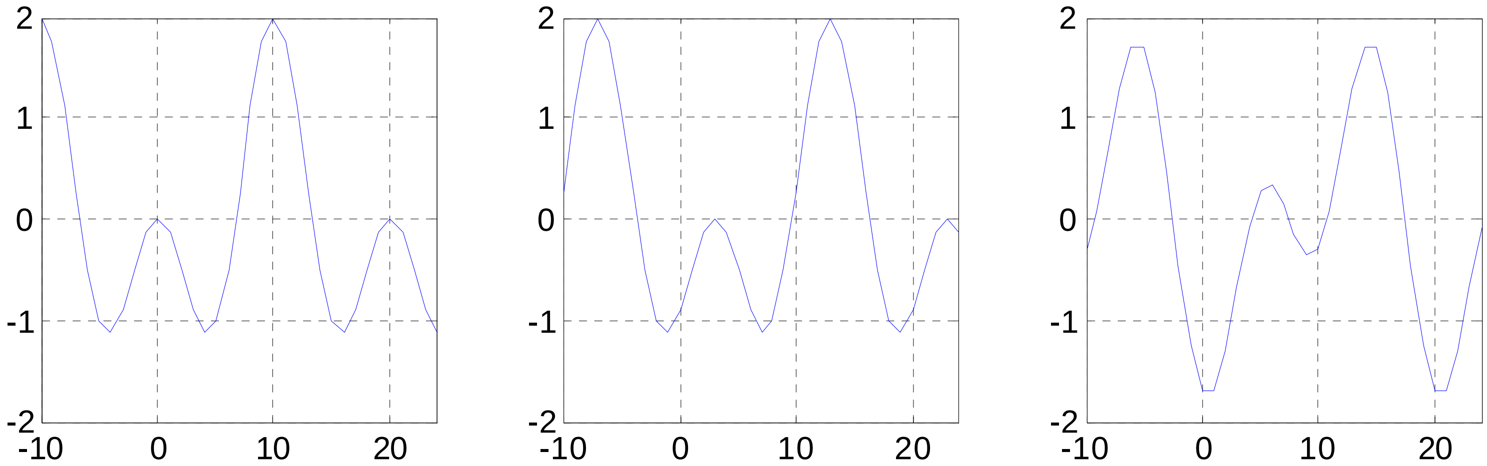
所以 $y(n)=x(n-k)$

$y(n)$等于输入在时间上的位移，达到了无失真输出的目的

1. FIR系统的线性相位特性

- 线性相位
  - 输入信号可以分解成正弦信号的组合，当系统的相频响应不是线性时，输出的不同频率正弦信号将发生不同程度的相位漂移，导致输出信号波形发生失真

信号$\cos(0.1\pi)+\cos(0.2\pi)$分别经过线性相位系统和非线性相位系统后的输出(幅频响应都等于1)

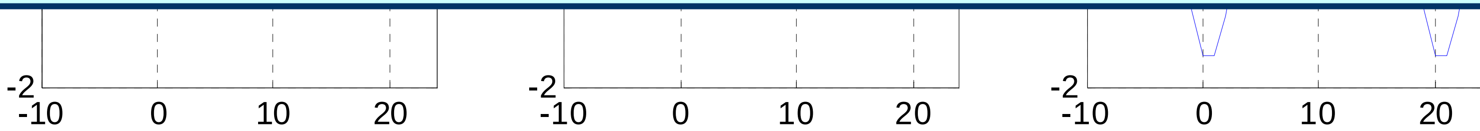


1. FIR系统的线性相位特性

- 线性相位
  - 输入信号可以分解成正弦信号的组合，当系统的相频响应不是线性时，输出的不同频率正弦信号将发生不同程度的相位漂移，导致输出信号波形发生失真

信号$\cos(0.1\pi)+\cos(0.2\pi)$分别经过线性相位系统和非线性相位系统后的输出(幅频响应都等于1)

线性相位问题还有很多内容，如瞬时频率和群延迟等，有着广泛的应用，在此不做深入讨论，可以参考时频分析等资料书



1. FIR系统的线性相位特性

- 线性相位与h(n)的对称性
  - FIR是全零点系统，其h(n)为有限长，容易实现某种对称性，从而获得线性相位
  - IIR是零极点系统，其h(n)为无限长，如果满足因果关系，很难实现对称性，因而难以获得线性相位

当FIR系统的单位抽样响应满足

$$\boxed{h(n) = \pm h(N-1-n)}$$

时，该系统具有线性相位，其相频响应一般有

$\varphi(\omega) = -\omega(N-1)/2$的形式

1. FIR系统的线性相位特性

- 线性相位与h(n)的对称性
  - FIR是全零点系统，其h(n)为有限长，容易实现某种对称性，从而获得线性相位
  - IIR是零极点系统，其h(n)为无限长，如果满足因果关系，很难实现对称性，因而难以获得线性相位

当FIR系统的单位抽样响应满足

$$\boxed{h(n)=\pm h(N-1-n)}$$

时，该系统具有线性相位，其相频响应一般有

$\varphi(\omega)=-\omega(N-1)/2$的平

满足因果关系的对称性(奇对称和偶对称)，关于(N-1)/2对称，即h(n)先关于原点翻转，再往又平移N-1个单位，与原h(n)完全重合

1. FIR系统的线性相位特性

- 线性相位与h(n)的对称性
  - FIR是全零点系统，其h(n)为有限长，容易实现某种对称性，从而获得线性相位
  - IIR是零极点系统，其h(n)为无限长，如果满足因果关系，很难实现对称性，因而难以获得线性相位

当FIR系统的单位抽样响应满足

$$h(n) = \pm h(N-1-n)$$

时，该系统具有线性相位，其相频响应一般有

$\varphi(\omega) = -\omega(N-1)/2$的形式

说明h(n)的某种对称性导致线性相位

1. FIR系统的线性相位特性

$$h(n)=\pm h(N-1-n)$$

由于$h(n)$有奇、偶对称，而N可能取偶数，也可能取奇数，故可以分成四种情况讨论

(1) $h(n)=h(N-1-n)$，且N为奇数

$$H\left(e^{j\omega}\right)=\sum_{n=0}^{N-1}h(n)e^{-j\omega n}$$

$$=\sum_{n=0}^{(N-3)/2}h(n)e^{-j\omega n}+\sum_{n=(N+1)/2}^{N-1}h(n)e^{-j\omega n}+h\left(\frac{N-1}{2}\right)e^{-j(N-1)\omega/2}$$

$$=\sum_{n=0}^{(N-3)/2}h(n)e^{-j\omega n}+\sum_{m=0}^{(N-3)/2}\boxed{h(N-1-m)}e^{-j\omega(N-1-m)}+h\left(\frac{N-1}{2}\right)e^{-j(N-1)\omega/2}$$

$$=\cdots$$

(1) $h(n)=h(N-1-n)$，且N为奇数

$$H\left(e^{j\omega}\right)=\sum_{n=0}^{(N-3)/2}h(n)e^{-j\omega n}+\sum_{m=0}^{(N-3)/2}h(N-1-m)e^{-j\omega(N-1-m)}+h\left(\frac{N-1}{2}\right)e^{-j(N-1)\omega/2}$$

$$=e^{-j(N-1)\omega/2}\left\{\sum_{n=0}^{(N-3)/2}h(n)e^{-j\omega(n-(N-1)/2)}+\sum_{m=0}^{(N-3)/2}h(N-1-m)e^{-j\omega((N-1)/2-m)}+h\left(\frac{N-1}{2}\right)\right\}$$

$$=e^{-j(N-1)\omega/2}\left\{\sum_{n=0}^{(N-3)/2}h(n)e^{-j\omega(n-(N-1)/2)}+\sum_{m=0}^{(N-3)/2}h(m)e^{-j\omega((N-1)/2-m)}+h\left(\frac{N-1}{2}\right)\right\}$$

$$=e^{-j(N-1)\omega/2}\left\{2\sum_{m=0}^{(N-3)/2}h(m)\cos\left[(N-1)/2-m\right]\omega+h\left(\frac{N-1}{2}\right)\right\}$$

$$=e^{-j(N-1)\omega/2}\boxed{\left\{2\sum_{n=0}^{(N-1)/2}h((N-1)/2-n)\cos\omega m+h\left(\frac{N-1}{2}\right)\right\}}$$

实函数

$H\left(e^{j\omega}\right)$具有线性相位,$\arg\left[H\left(e^{j\omega}\right)\right]=(N-1)\omega/2$

1. FIR系统的线性相位特性

- 其他三种情况可以类似导出
- 结论
  - 当FIR DF的抽样响应满足对称时，该滤波器具有线性相位
  - 如果为奇对称，则相频响应将额外产生 $\pi/2$ 的相移

$$\arg\left[H\left(e^{j\omega}\right)\right]=-\left(N-1\right)\omega/2$$

  - 设计一般用途的滤波器时，h(n)多取偶对称，长度N也往往取奇数

想一想，如果奇对称，即$h(n)=-h(N-1-n)$,则$\sum_{n=0}^{N-1}h\left(n\right)=0$,

则$\omega=0$时,$H\left(e^{j\omega}\right)$=0,因而无法实现低通特性

1. FIR系统的线性相位特性

- 具有线性相位的FIR系统的零点分布

根据$h(n)$的对称性有

$$H(z)=\sum_{n=0}^{N-1}h(n)z^{-n}=\pm\sum_{n=0}^{N-1}h(N-1-n)z^{-n}, \text{令} m=N-1-n, \text{则}$$

$$\sum_{n=0}^{N-1}h(N-1-n)z^{-n}=z^{-(N-1)}\sum_{m=0}^{N-1}h(m)\left(z^{-1}\right)^{-m}=z^{-(N-1)}H(z^{-1}), \text{故}$$

$$H(z)=\pm z^{-(N-1)}H(z^{-1})=\pm z^{-(N-1)}G(z)$$

因此$H(z)$的零点也是$G(z)\left(\text{即}H(z^{-1})\right)$的零点。设$z_k=r_k e^{j\varphi_k}$是$H(z)$的一个零点则$z_k^{-1}=\frac{1}{r_k}e^{-j\varphi_k}$是$H(z^{-1})$的零点，也必然是$H(z)$的零点，有因为$h(n)$一般是实数，故$(z_k)^*=r_k e^{-j\varphi_k}$和$\left(z_k^{-1}\right)^*=\frac{1}{r_k}e^{j\varphi_k}$都是$H(z)$的零点

1. FIR系统的线性相位特性

- 具有线性相位的FIR系统的零点分布

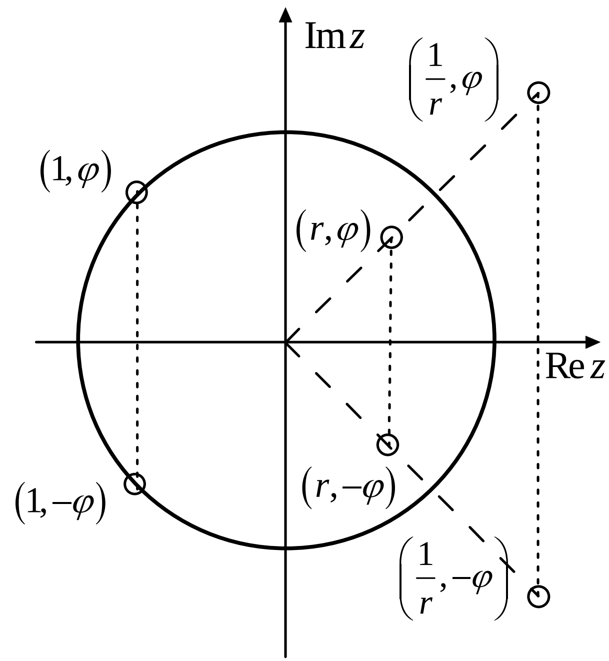
因此$H(z)$的零点也是$G(z)\left(即H(z^{-1})\right)$的零点。设$z_k=r_k e^{j\varphi_k}$是$H(z)$的一个零点

则$z_k^{-1}=\dfrac{1}{r_k}e^{-j\varphi_k}$是$H(z^{-1})$的零点，也必然是$H(z)$的零点，有因为$h(n)$一般是实

数，故$\left(z_k\right)^*=r_k e^{-j\varphi_k}$和$\left(z_k^{-1}\right)^*=\dfrac{1}{r_k}e^{j\varphi_k}$都是$H(z)$的零点

$$H(z)=\pm z^{-(N-1)}H(z^{-1})$$

一个FIR系统，如果其零点具有右图所示的对称性或满足上式，称这样的H(z)为镜像对称多项式(mirror-image polynomial, MIP)



1. FIR系统的线性相位特性

- 类型I型滤波器

$$h(n)=h(N-1-n), H(z)=z^{-(N-1)}H(z^{-1}), N\text{为奇数}$$
$$H(1)\text{和}H(-1)\text{可以取任意值}$$

- 类型II型滤波器

$$h(n)=h(N-1-n), H(z)=z^{-(N-1)}H(z^{-1}), N\text{为偶数}$$
$$H(-1)\text{必然为0，故不能实现高通或带阻}$$

- 类型III型滤波器

$$h(n)=-h(N-1-n), H(z)=-z^{-(N-1)}H(z^{-1}), N\text{为奇数}$$
$$H(1)\text{和}H(-1)\text{都必然为0, 故只能实现带通}$$

- 类型IV型滤波器

$$h(n)=-h(N-1-n), H(z)=-z^{-(N-1)}H(z^{-1}), N\text{为偶数}$$
$$H(1)\text{必然为0, 故不能实现低通和带阻}$$

设计一般用途的滤波器时，**h(n)**多取偶对称，长度**N**也往往取奇数

第四部分(II)
有限冲激响应数字滤波器设计

- 1. FIR系统的线性相位特性
- 2. FIR数字滤波器设计的窗函数法
- 3. 窗函数
- 4. FIR数字滤波器的其他方法
- 5. 滤波器设计小结

2. FIR数字滤波器设计的窗函数法

- FIR系统

$$H(z)=B(z)/A(z),A(z)\equiv 1,\text{而}$$

$$B(z)=b_0+b_1z^{-1}+\cdots+b_Mz^{-M}=\sum_{n=0}^{M}b_nz^{-n},\text{显然}b_n=h(n),\text{且}n>M\text{时，}h(n)\equiv 0$$

- FIR系统特点
  - 缺点：只有零点，不像IIR系统那样容易取得好的通阻带特性，否则阶次要高
  - 优点：总是稳定的，容易实现线性相位，允许设计多通带(阻带)滤波器。(后两项IIR系统不易实现)

2. FIR数字滤波器设计的窗函数法

- 设计思路
  - 因为理想滤波器的h(n)为无限长，对其进行加窗截短，得到的h'(n)作为对h(n)的逼近

考虑截止频率为ω_c的理想低通滤波器，假设$H_d\left(e^{j\omega}\right)=1,(-\omega_c\le\omega\le\omega_c)$,则

$$h_d(n)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}H_d\left(e^{j\omega}\right)e^{j\omega n}d\omega=\frac{1}{2\pi}\int_{-\omega_c}^{\omega_c}e^{j\omega n}d\omega=\frac{\sin\left(\omega_c n\right)}{\pi n}$$

对$h_d(n)$进行截短，只保留$h_d(-M/2),\cdots$，$h_d(M/2)$,并向右移位$M/2$，得到

$$h(n)=h_d(n-\frac{M}{2})=\frac{\sin\left(\omega_c\left(n-\frac{M}{2}\right)\right)}{\pi\left(n-\frac{M}{2}\right)},n=0,1,\cdots,M$$

,则$h(n)$为因果的有限长。

可以把$H(z)=\sum_{n=0}^{M}h(n)z^{-n}$作为理想低通滤波器的逼近

2. FIR数字滤波器设计的窗函数法

- 设计思路
  - 因为理想滤波器的h(n)为无限长，对其进行加窗截短，得到的h'(n)作为对h(n)的逼近
  - 关键在于：用怎样的窗进行截短最好？
    - 截短的过程相当于用窗函数与理想低通滤波器单位冲击响应的乘积，对应频域是两者频率响应的卷积
    - 注意：加窗之后的序列必须是因果序列，故理想低通滤波器相频响应不能为0

$$\boxed{H_d\left(e^{j\omega}\right)=e^{-j\frac{M}{2}\omega},\text{则}h_d(n)=\frac{\sin\left(\omega_c\left(n-\frac{M}{2}\right)\right)}{\pi\left(n-\frac{M}{2}\right)}}$$

注意哪些是滤波器的参数

2. FIR数字滤波器设计的窗函数法

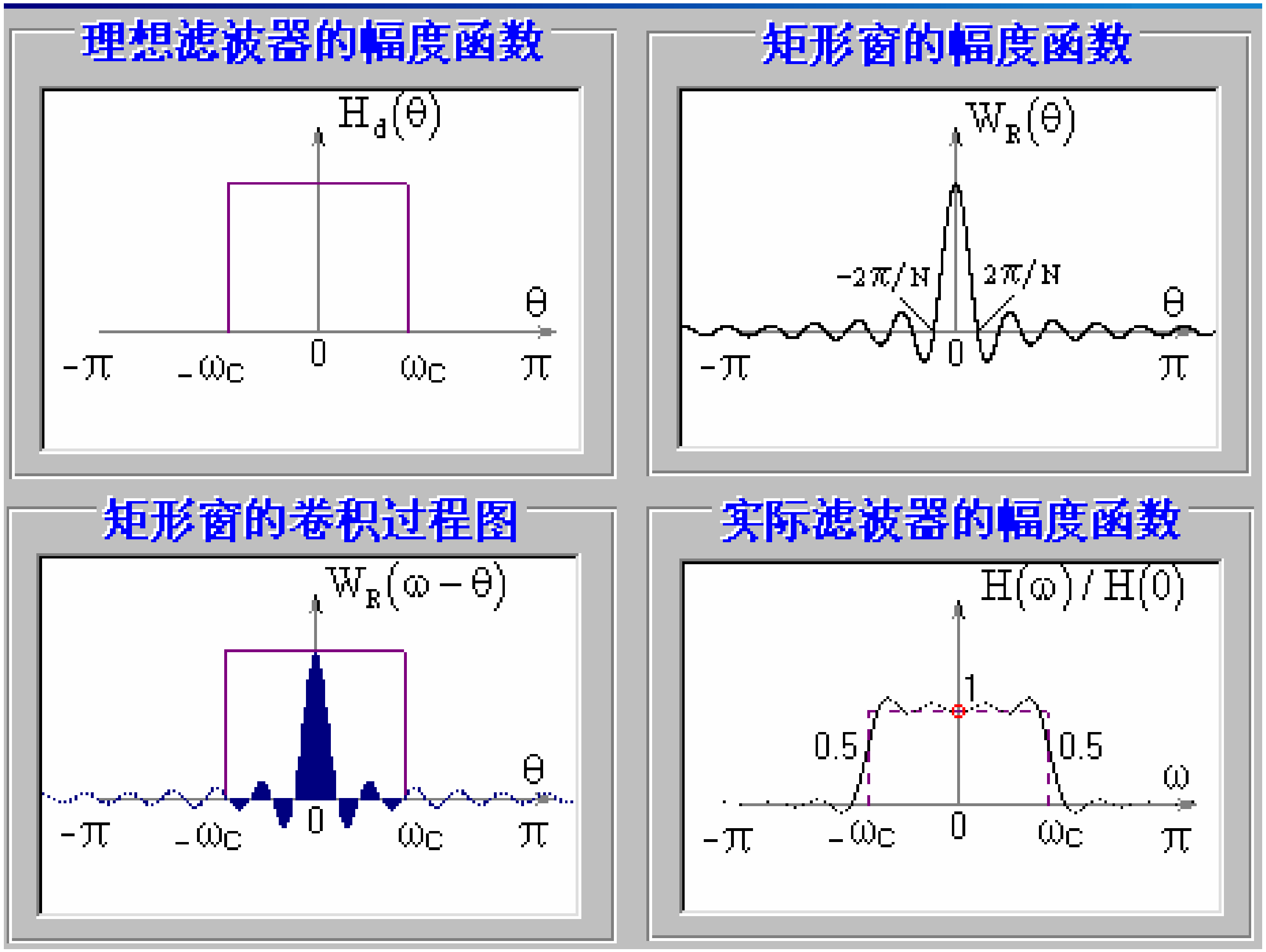
- 设计思路
  - 因为理想滤波器的h(n)为无限长，对其进行加窗截短，得到的h'(n)作为对h(n)的逼近
  - 关键在于：用怎样的窗进行截短最好？
    - 截短的过程相当于用窗函数与理想低通滤波器单位冲击响应的乘积，对应频域是两者频率响应的卷积
    - 注意：加窗之后的序列必须是因果序列，故理想低通滤波器相频响应不能为0
    - 注意：截短之后的h(n)总和应该进行归一化（这样保证理想低通滤波器在ω=0处幅频响应等于1），即截短后的h(n)都除以$\sum_{n=0}^{M} h(n)$

$$H\left(e^{j0}\right)=\sum_{n=0}^{M} h(n) e^{j0n}=\sum_{n=0}^{M} h(n)$$

参见matlab的fir1.m文件

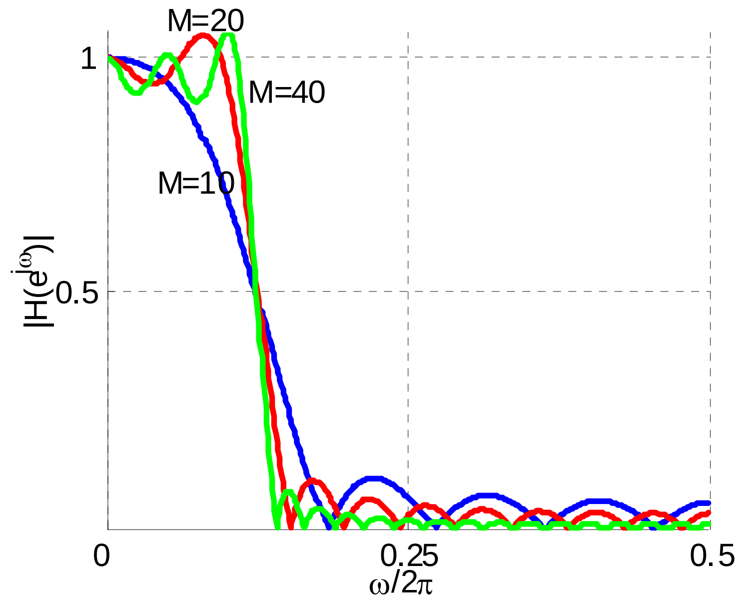
2. FIR数字滤波器设计的窗函数法

- 矩形窗截短的结果



2. FIR数字滤波器设计的窗函数法

- 吉布斯(Gibbs)现象
  - 如右图，当M增大时，通带内出现了波纹这些波纹并不消失，只是最大上冲越来越接近间断点(此处)
  - 可以算出,波纹振荡的最大过冲值约为8.95%,最大欠冲值约为4.86%
  - 原因在于突然截短带来的于sinc函数卷积的结果,sinc函数有较大的边瓣，导致卷积时出现吉布斯现象



为了提高滤波器性能，应该窄的过渡带，小的边瓣

第四部分(II)
有限冲激响应数字滤波器设计

- 1. FIR系统的线性相位特性
- 2. FIR数字滤波器设计的窗函数法
- 3. 窗函数
- 4. FIR数字滤波器的其他方法
- 5. 滤波器设计小结

3. 窗函数

- 截短！！
  - 回顾矩形窗

设$w(n)$是长度为N的矩形窗，$w(n)=1,(n=0,1,\cdots,N-1)$,则其频谱

$$W(e^{j\omega})=\sum_{n=0}^{N-1}w(n)e^{jwn}=e^{j(N-1)\omega/2}\sin\left(\frac{\omega N}{2}\right)\Big/\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)$$

当$\omega=0$时，$W(e^{j0})=\sum_{n=0}^{N-1}w(n)e^{j0n}=N$;当$\frac{\omega N}{2}=k\pi$时，即$\omega=\frac{2k\pi}{N}$时，$W(e^{j\omega})=0$

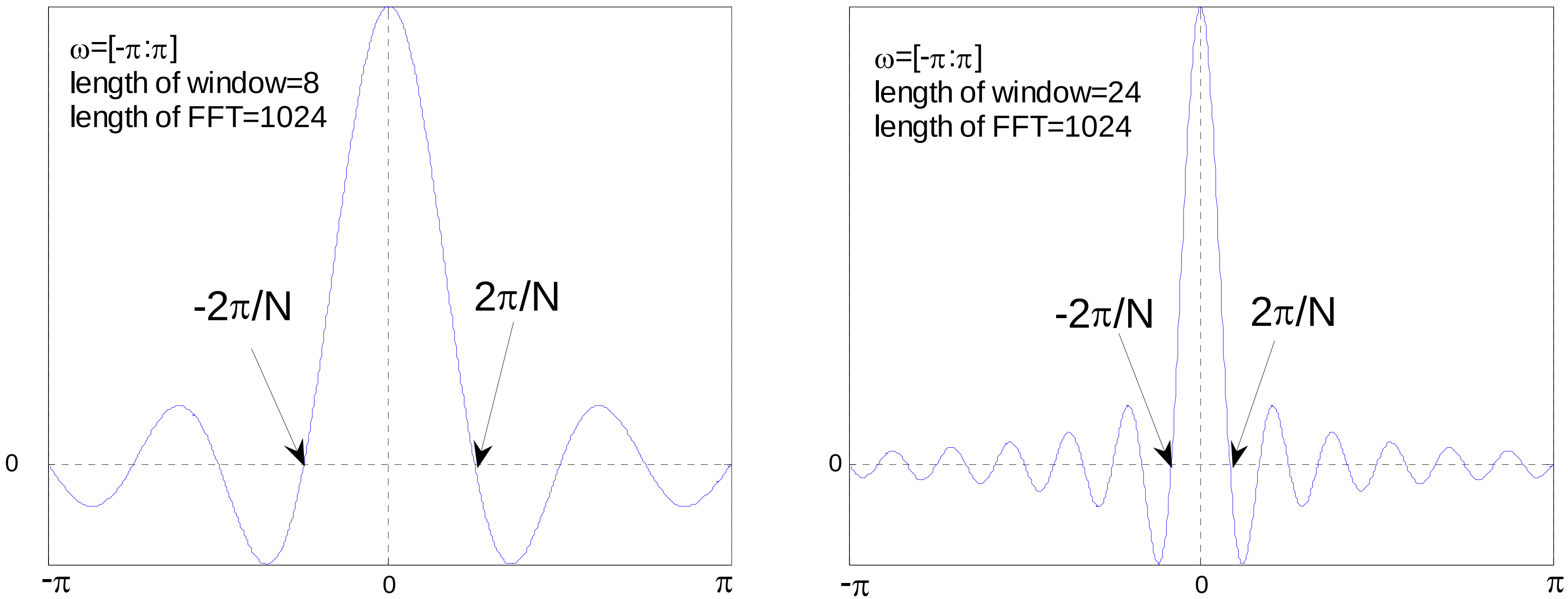
窗函数的主瓣：在$\omega=0$左右最近两个过零点之间的部分，即$|\omega|\le\frac{2\pi}{N}$

窗函数的边瓣(旁瓣):$|\omega|>\frac{2\pi}{N}$的部分

注意此处的N是窗长度，可见对矩形窗，N越大，主瓣越窄，N趋于无穷大，则主瓣无限窄，边瓣趋于0，变成频域的冲激函数，与理想滤波器频响卷积后原频响保持不变

3. 窗函数

- 矩形窗的频谱

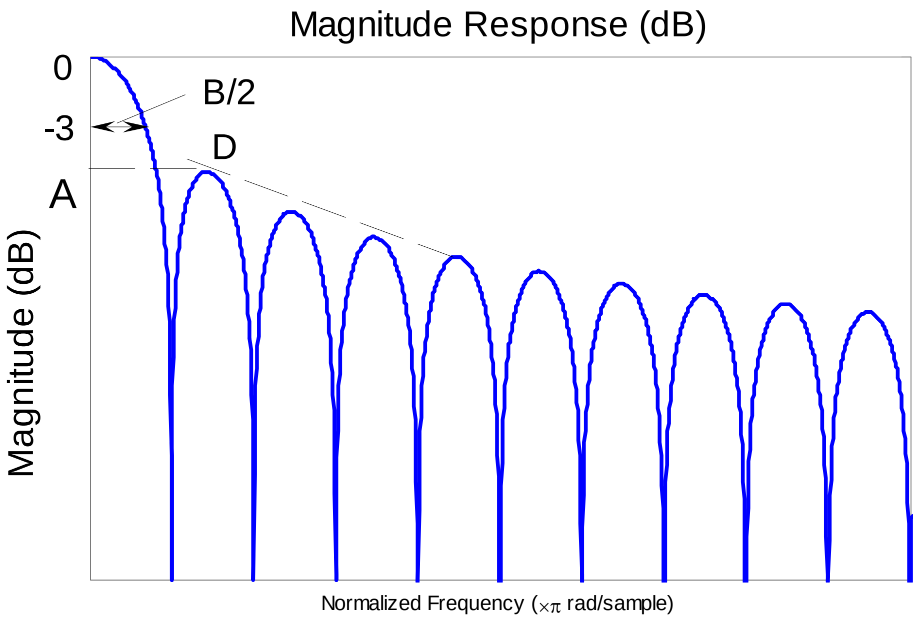


plot with sinc(x) function

注：matlab的sinc(x)函数定义为$\sin(\pi x)/x$

3. 窗函数

- 窗函数性能评价指标(频域指标)
  - 3dB带宽B
    - 主瓣归一化幅度下降-3dB时的带宽
    - 也有用主瓣两个过零点之间的宽度B_0来表示带宽，如矩形窗为4pi/N
  - 最大边瓣峰值A(dB)
    - 边瓣的最大值
  - 边瓣谱峰渐进衰减速度D(dB/oct)

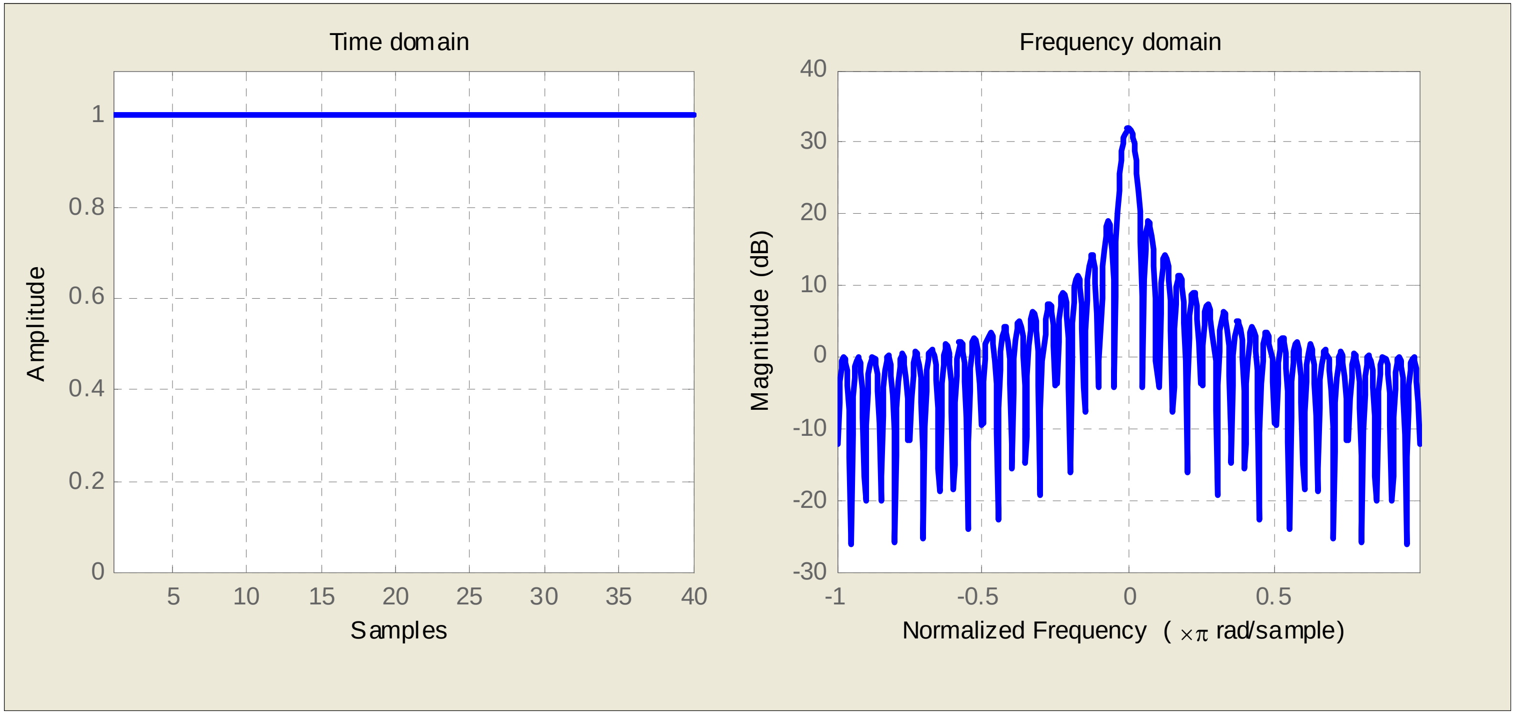


记$\Delta\omega = 2\pi / N$

其他要求：窗函数$w(n)$应为非负实偶函数，关于N/2对称或0对称，$W(e^{j\omega})$尽可能为正从中心开始非递增，$w(0)=1$

3. 窗函数—常用窗函数

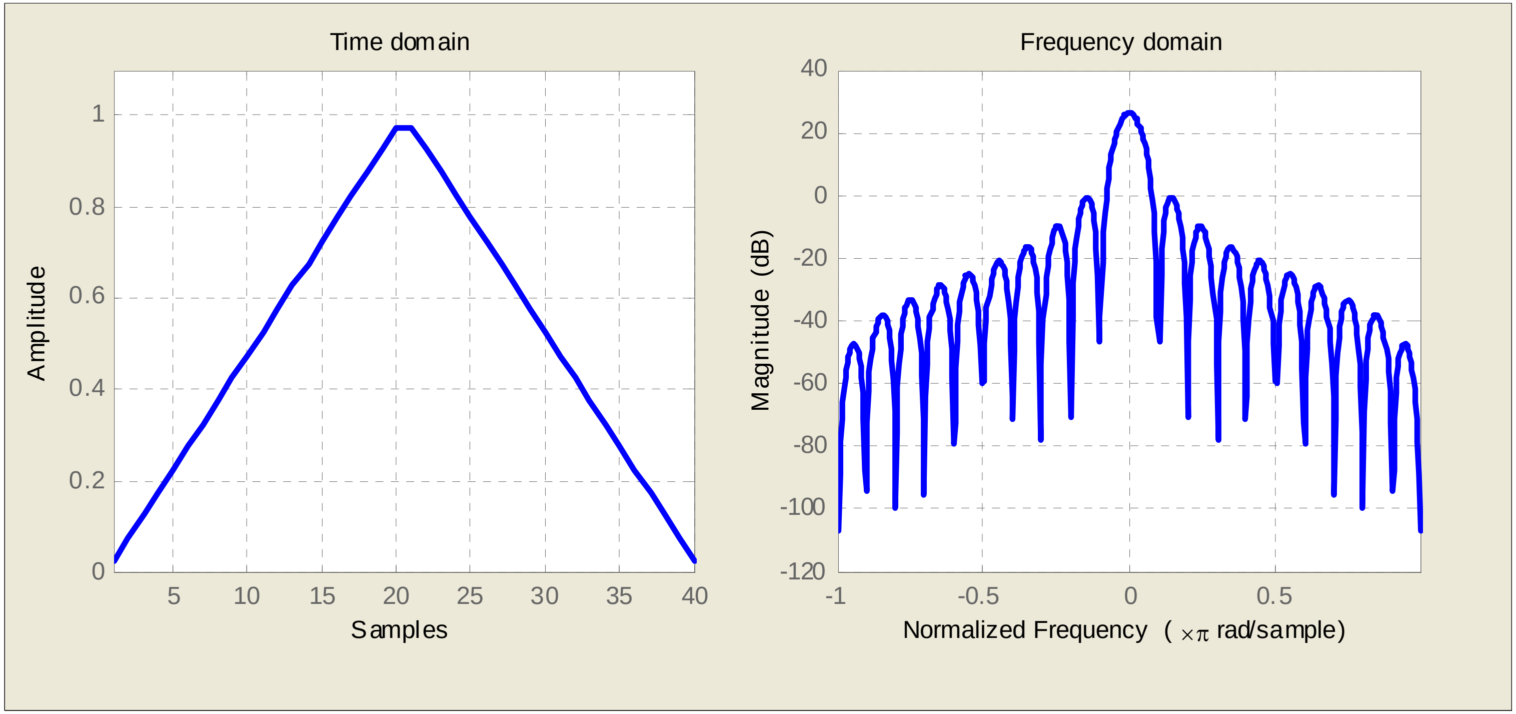
- 矩形窗



$$B = 0.89\Delta\omega, \quad B_0 = 4\pi/N, \quad \text{A=-13dB}, \quad \text{D=-6 dB/oct}$$

3. 窗函数—常用窗函数

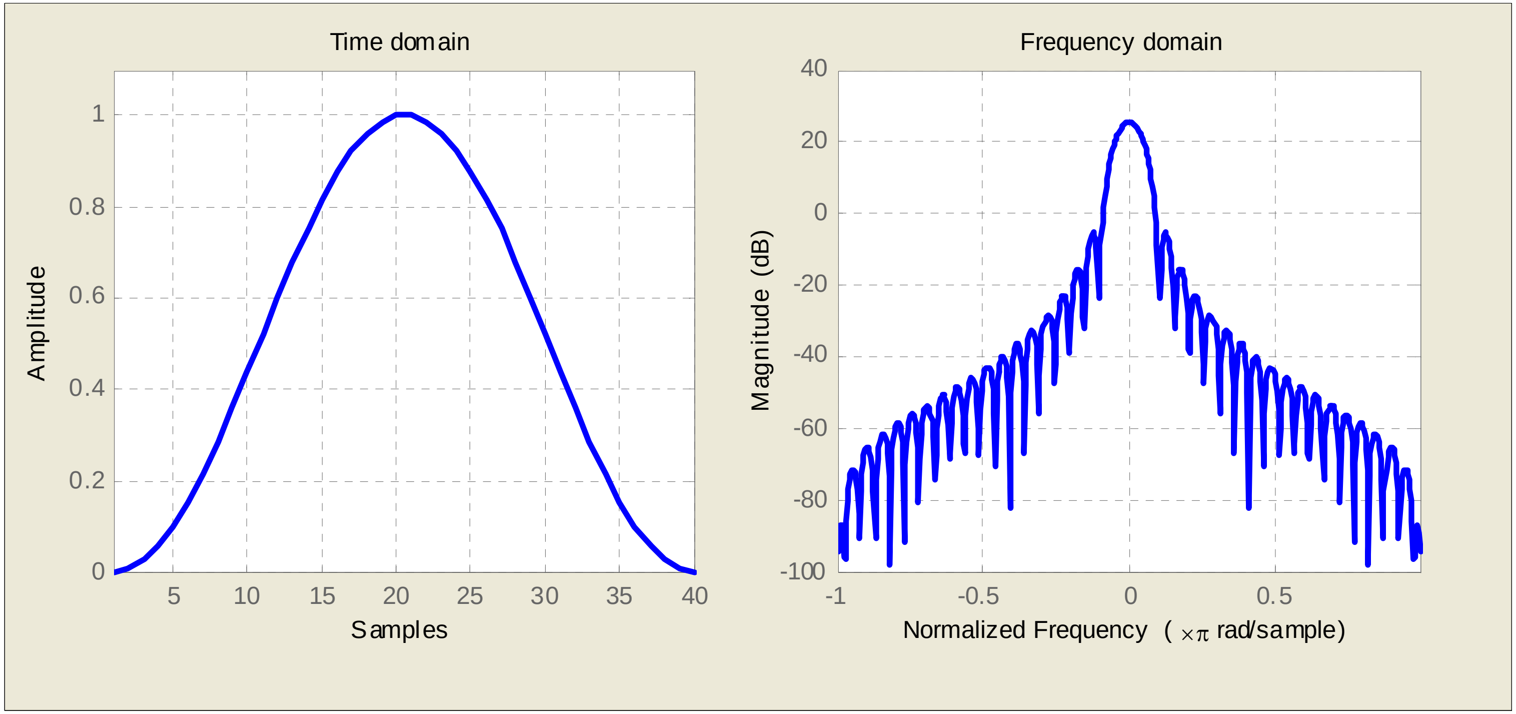
- 三角窗



$$B = 1.28\Delta\omega,\quad B_0 = 8\pi/N,\quad \text{A=-27dB},\quad \text{D=-12 dB/oct}$$

3. 窗函数—常用窗函数

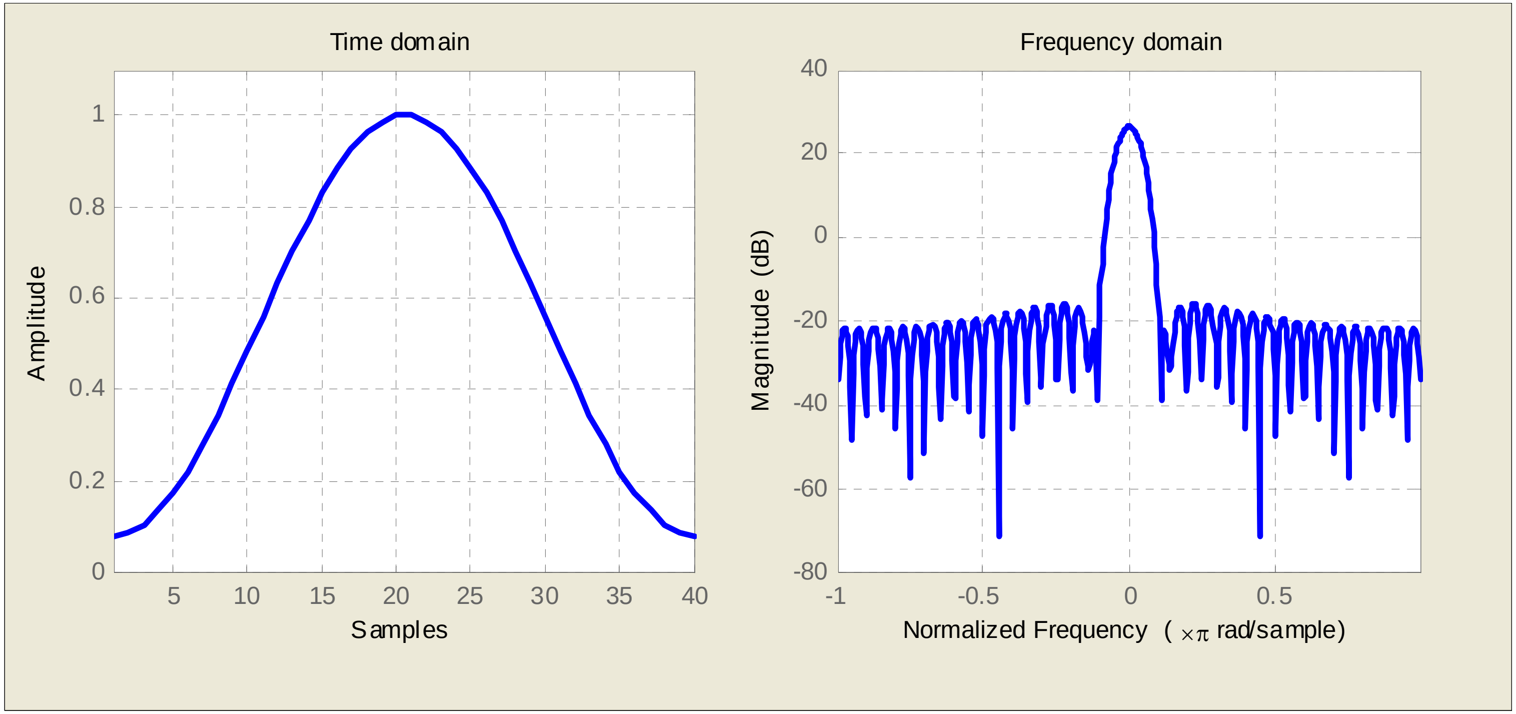
- 汉宁(hanning)窗



$$B = 1.44\Delta\omega,\quad B_0 = 8\pi/N,\quad \text{A=-32dB},\quad \text{D=-18dB/oct}$$

3. 窗函数—常用窗函数

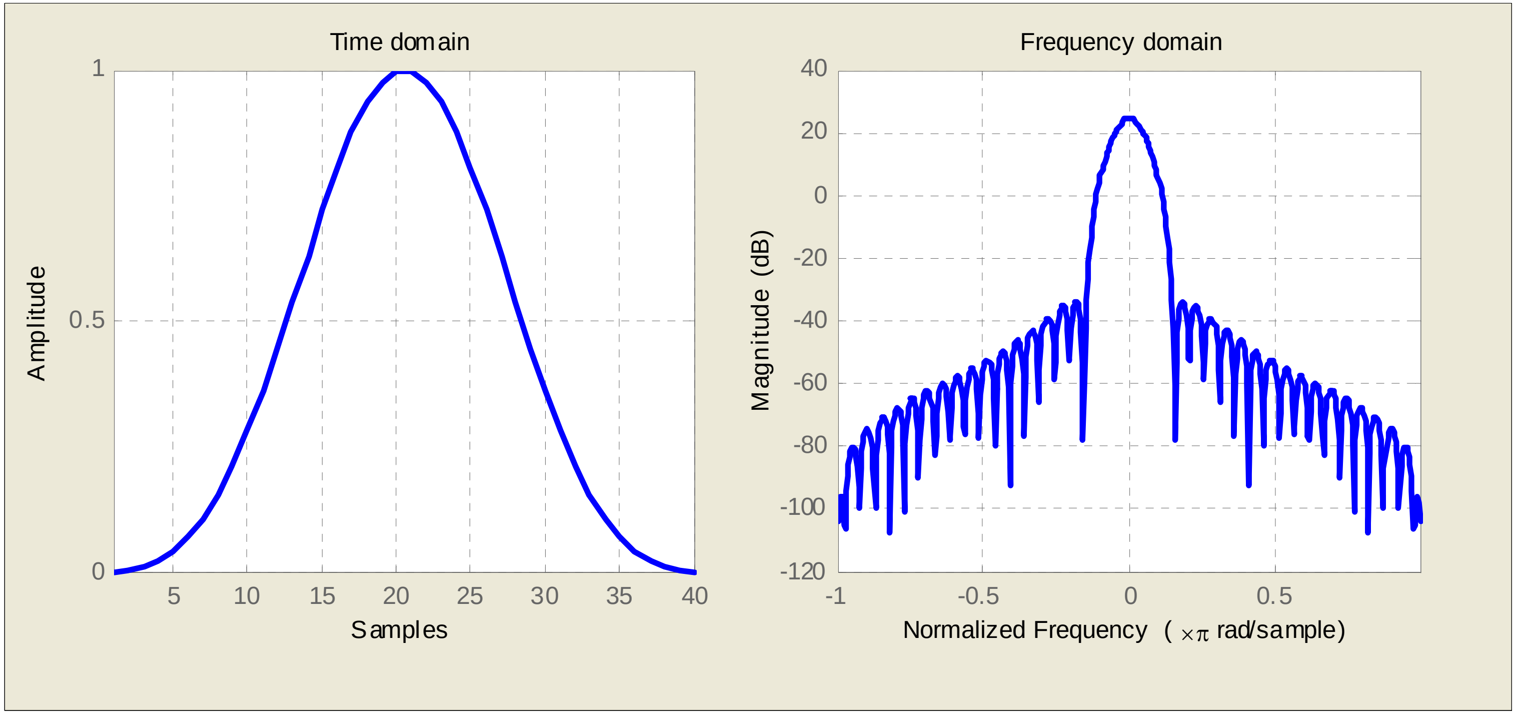
- 海明(hamming)窗



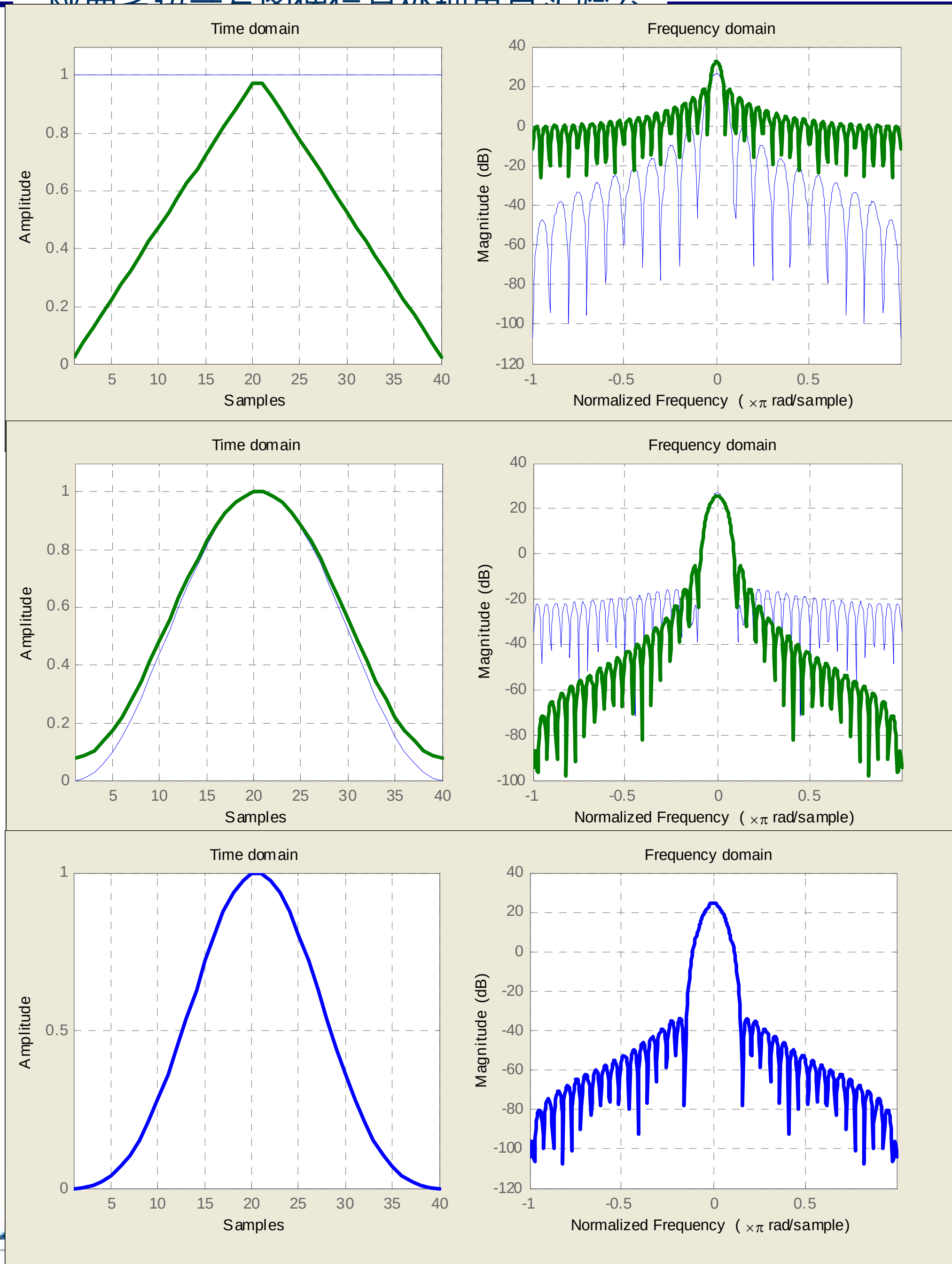
$$B = 1.3\Delta\omega, \quad B_0 = 8\pi/N, \quad \text{A=-43dB}, \quad \text{D=-6 dB/oct}$$

3. 窗函数—常用窗函数

- 布莱克曼(blackman)窗



$$B = 1.68\Delta\omega, \quad B_0 = 12\pi/N, \quad \text{A=-58dB}, \quad \text{D=-18dB/oct}$$



矩形窗：

$$B = 0.89\Delta\omega, \quad B_0 = 4\pi/N,$$

A=-13dB,　D=-6 dB/oct

三角窗：

$$B = 1.28\Delta\omega, \quad B_0 = 8\pi/N,$$

A=-27dB,　D=-12 dB/oct

汉宁窗：

$$B = 1.44\Delta\omega, \quad B_0 = 8\pi/N,$$

A=-32dB,　D=-18 dB/oct

海明窗：

$$B = 1.3\Delta\omega, \quad B_0 = 8\pi/N,$$

A=-43dB,　D=-6 dB/oct

布莱克曼窗：

$$B = 1.68\Delta\omega, \quad B_0 = 12\pi/N,$$

A=-58dB,　D=-18 dB/oct

3. 窗函数—常用窗函数

- 窗函数结论
  - 迄今已经有十几种窗函数
  - 前面几种窗比较可知
    - 矩形窗主瓣最窄，但边瓣最大，衰减最慢
    - 海明窗和汉宁窗主瓣稍宽，但边瓣较小，衰减较快，比较常用
    - 三角窗的频谱恒为正值
  - Matlab产生窗函数的m文件
    - bartlett(巴特莱特三角窗), triang(三角窗)， blackman(布莱克曼窗), rectwin(矩形窗，以前用boxcar)
    - hamming(海明窗), hanning(汉宁窗)
    - chebwin(切比雪夫窗), kaiser(凯赛尔窗)

3. 窗函数—FIR低通滤波器设计步骤

1.根据通道 Ω_p和阻带 Ω_s处的衰减指标，确定窗 函数形式 $w(n)$，

并确定相应数字频率 $\omega_p = \Omega_p T, \omega_s = \Omega_s T$。

2.根据过渡带宽 $\Delta\omega = \omega_s - \omega_p$，确定加窗宽度 N;

$N \geq P \cdot 4\pi / \Delta\omega$;

P根据窗函数确定

3.确定冲激响应位移系数 $m = \frac{N-1}{2}$，则滤波器单位冲激响应 为：

$$h(n) = \frac{\sin[\omega_c(n-m)]}{\pi(n-m)} w(n)$$

理想低通滤波器系统函数

式中可取 $\omega_c = \omega_p$;

4.计算FIR滤波器的频率响应

5.审核技术指标是否满足 要求，

如不满足，则取更大的 N值重新设计。

第四部分(II)
有限冲激响应数字滤波器设计

- 1. FIR系统的线性相位特性
- 2. FIR数字滤波器设计的窗函数法
- 3. 窗函数
- 4. FIR数字滤波器的其他方法
- 5. 滤波器设计小结

4. FIR数字滤波器的其他方法

- 频率抽样法简介
  - 对理想滤波器的频率响应进行抽样

设目标滤波器的频率响应为$H_d(e^{j\omega})$,对其进行抽样得$H_d(k)$,由$H_d(k)$的反变换得$h(n)$,由$h(n)$做DTFT又得到$H(e^{j\omega})$。再对$H(e^{j\omega})$进行抽样，令抽样点数$L=mN$，m为大于1的整数，得$H(l)$。则$H(l)$在$l=mk$的抽样点上严格等于所希望的$H_d(e^{j\omega})$，而在$l\neq mk$的点上，则是有内插函数得到

•这种FIR系统实际上类似IIR系统，也有零点和极点，只是极点落在单位圆上，由同样位置的零点抵消

•特性得到了很大的改善，但和窗函数法一样，不易精确指定通阻带边频

4. FIR数字滤波器的其他方法

- 切比雪夫逼近法
  - 问题重新描述：窗函数法(傅里叶级数法)和频率抽样法都是在不同意义上对理想频率特性$H_d(e^{j\omega})$的逼近
  - 从数值逼近理论来看：对某个函数f(x)逼近的方法一般有三种(1)插值法(2)最小平方逼近(3)最佳一致逼近

插值法：寻找一n阶多项式(或三角多项式)$p(x)$，使它在$n+1$个点上满足

$$p(x_k)=f(x_k), k=0,1,\cdots,n$$

在其他点上，$p(x)$是$f(x_k)$的某种组合。

例如频率抽样法

4. FIR数字滤波器的其他方法

- 切比雪夫逼近法
  - 问题重新描述：窗函数法(傅里叶级数法)和频率抽样法都是在不同意义上对理想频率特性 的逼近
  - 从数值逼近理论来看：对某个函数f(x)逼近的方法一般有三种(1)插值法(2)最小平方逼近(3)最佳一致逼近

最小平方逼近：在所需要的范围内,如区间[a,b]，使积分

$\int_a^b [p(x)-f(x)]^2 dx$最小，即总体误差最小，单未必每个局部都最小

如傅里叶级数法，该方法在间断点处出现了较大的过冲(Gibbs现象)

4. FIR数字滤波器的其他方法

- 切比雪夫逼近法
  - 问题重新描述：窗函数法(傅里叶级数法)和频率抽样法都是在不同意义上对理想频率特性 的逼近
  - 从数值逼近理论来看：对某个函数f(x)逼近的方法一般有三种(1)插值法(2)最小平方逼近(3)最佳一致逼近

最佳一致逼近：在所需要的范围内,如区间[a,b]内，使误差函数 $E(x)=|p(x)-f(x)|$ 较均匀一致，并且通过合理的选择 $p(x)$，使 $E(x)$ 的最大值 E_n 达到最小。切比雪夫逼近理论解决了 $p(x)$ 的存在性、唯一性以及如何构造等一系列问题。该方法能够取得较好的通阻带特性，且能准确的指定通阻带边频，是一种有效的设计方法

第四部分(II)
有限冲激响应数字滤波器设计

- 1. FIR系统的线性相位特性
- 2. FIR数字滤波器设计的窗函数法
- 3. 窗函数
- 4. FIR数字滤波器的其他方法
- 5. 滤波器设计小结

设计FIR DF的实做

FIR DF设计的窗函数法不像IIR DF的设计那样能够精确的指定通带阻带边缘频率ω_p,ω_s,也不能精确的给定通阻带内的衰减a_p,a_s,而是仅给出通带的截止频率(理想滤波器截止频率ω_c,即ω_p)，其他几个参数是靠$w(n)$的长度N以及所使用的窗函数的特性来决定。选定窗函数之后,可以不断调整N,以检查通阻带是否达到要求，这些通过计算机设计是很容易的

matlab设计FIR滤波器的m文件, (默认海明窗)

1) fir1(N,Wn) 或 fir1(N,Wn,’high’) 或 fir1(N,Wn,’stop’)

2) fir2(N,F,M) 设计指定幅频响应形状的FIR滤波器

3) remez(N,F,A) 切比雪夫最佳一致逼近法

4) firls.m 最小平方法线性相位

… …

5. 滤波器设计小结

- 滤波器类型的选择
  - 滤波器要强调的侧重面:最大限度去噪？线性相位？实时性？……
  - IIR滤波器
    - 最大优点可取得非常好的通阻带特性，准确的边频，计算量小；缺点是不具有线性相位，存在稳定性问题
    - 借用模拟滤波器设计方法：巴特沃思具有最平的通带特性，但要取得高的阻带衰减需要高阶次；切比雪夫I型通带内是等波纹，同样阻带条件下，阶次低于巴特沃思
    - 如果目标是最大限度地去噪而没有别的限制，则选择IIR
  - FIR滤波器

5. 滤波器设计小结

- 滤波器类型的选择
  - 滤波器要强调的侧重面:最大限度去噪？线性相位？实时性？……
  - IIR滤波器
  - FIR滤波器
    - 最大优点是可实现线性相位，不存在稳定性问题，如果不要求实时，还可以实现零相位滤波器；缺点是为了获得好的通阻带特性，阶次往往较高(>30)，因此计算量大，不易实时
    - 窗函数法和频率抽样法得到的滤波器特性不够理想，切比雪夫最佳一致逼近则既有好的衰减特性又有好的边频，是公认的FIR设计好方法
    - 如果特别要求不产生相位失真和计算速度，最好选择FIR

5. 滤波器设计小结

- 滤波器类型的选择
  - 滤波器要强调的侧重面:最大限度去噪？线性相位？实时性？……
  - IIR滤波器
  - FIR滤波器
  - 其他用途滤波器
    - 平均滤波器，平滑滤波器，简单整系数滤波器
    - 梳状滤波器，全通滤波器
    - 多抽样率信号处理中的滤波器组
    - 基于统计意义最优的现代滤波器（维纳、卡尔曼等自适应滤波器）