doi:10.3969/j.issn.1563-4795.2010.10.009

# 基于DSP的FIR数字滤波器的实现*

孙军英
(河北师范大学电子系，河北 石家庄 050031)

**摘 要**：在数字信号处理应用中，滤波占有十分重要的地位，如对信号的过滤、检测、预测等，都要广泛地用到滤波器。文中研究了FIR滤波器窗函数算法的基本思想给出了在定点DSP芯片上实现FIR数字滤波器的设计方法，并给出了仿真结果。

**关键词**：DSP；FIR滤波器；循环寻址；汉宁窗

## 0 引言

数字信号处理现已在通信与信息系统、信号与信息系统、自动控制、需达、军事、航空航天、医疗和家用电器等众多领域得到了广泛的应用。在数字信号处理应用中，滤波占有十分重要的地位，如对信号的过滤、检测、预测等，都要广泛地用到滤波器。IIR数字滤波器的设计保留了一些典型模拟滤波器优良的幅度特性，但所涉及的滤波器相位特性一般是非线性的，而FIR滤波器则可在保证幅度特性并满足技术要求的同时，也很容易做到严格的线性相位特性。

## 1 基于窗函数法的FIR滤波器设计

### 1.1 单位冲激响应

首先应根据技术要求确定待求滤波器的单位冲激响应$h_d(n)$。如果给出待求滤波器的频率为$H_d(e^j)$，那么单位取样响应则可用下式求出：

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

当$H_d(e^j)$较复杂或不能用封闭公式$H_d(e^j)$表示时，就不能用上式求出$h_d(n)$。此时可以对$H_d(e^j)$从$\omega=0$到$\omega=2\pi$采样$M$个点，采样值为$H_d(e^{j\frac{2\pi}{\omega}k})$，$k=0, 1, 2, \cdots, M-1$，并用$2\pi/M$代替(1)式中的$d\omega$，此时(1)式可近似写成：

$$h_M(n)=\frac{1}{M}\sum_{k=0}^{M-1}H_d(e^{j\frac{2\pi}{\omega}})e^{j\frac{2\pi}{\omega}kn} \tag{2}$$

这样，根据频率采样定理，$h_M(n)$与$h_d(n)$应满足如下关系：

$$h_M(n)=\sum_{r=-\infty}^{\infty}h_d(n+rM) \tag{3}$$

因此，如果$M$选得较大，就可以保证在窗口内，$h_M(n)$有效逼近$h_d(n)$。实际计算(2)式时，可以用$H_d(e^{j\omega})$的$M$点采样值，来进行$M$点IDFT(IFFT)，从而得到(2)式的值。

如果给出通带阻带衰减和边界频率的要求，则可选用理想滤波器作为逼近函数，从而用理想滤波器的特性作傅立叶逆变换，以求出$h_d(n)$。若理想低通滤波器为：

$$H_d(e^{j\omega})=\begin{cases}e^{-j\omega\alpha}, & |\omega|\leqslant\omega_c\\ 0, & \omega_c<\omega<\pi\end{cases} \tag{4}$$

那么，求出的单位取样响应$h_d(n)$则为：

$$h_d(n)=\frac{\sin(\omega_c(n-\alpha))}{\pi(n-\alpha)} \tag{5}$$

为保证线性相位，通常应取$\alpha=(N-1)/2$。

### 1.2 过渡带及阻带衰减

根据对过渡带及阻带衰减的要求，设计时可选择窗函数的形状，并估计窗口长度$N$。设待求滤波器的过渡带用$\Delta\omega$表示，它近似等于窗函数的主瓣宽度。由于过渡带$\Delta\omega$近似与窗口长度N成反比。即$N=A/\Delta\omega$，其中$A$决定于窗口形式，例如，矩形窗$A=4\pi$，哈明窗$A=8\pi$等。按照过渡带及阻带衰减情况，选择窗函数形式。其设计原则

收稿日期：2010-04-28
*基金项目：河北省自然科学基金(F2009000319)，河北师范大学青年基金(L2007Q28)

是在保证阻带衰减的情况下，尽量选择主瓣比较窄的窗函数。

### 1.3 单位取样响应的计算

计算滤波器的单位取样响应$h(n)$时，可按正式进行：

$$h(n)=h_d(n)\,w(n) \tag{6}$$

式中，$w(n)$是上面选择好的窗函数。如果要求线性相位，则要求$h_d(n)$和$w(n)$均对$(N-1)/2$对称，前面介绍的几种窗函数已保证对$(N-1)/2$偶对称。而如要求$h(n)$对$(N-1)/2$奇对称，只要保证$h_d(n)$对$(N-1)/2$奇对称即可。

验算技术指标是否满足要求时其设计出的滤波器频率响应可采用下式进行计算：

$$H(e^{j\omega})=\sum_{n=0}^{N-1}h(n)\,e^{-j\omega n} \tag{7}$$

计算上式时，可使用FFT算法。如果$H(e^{j\omega})$不能满足要求，那么，根据具体情况，可重复上述设计，直到满足要求为止。

## 2 基于DSP的FIR数字滤波器实现方案

### 2.1 滤波系统的差分方程

若输入信号$x(n)$和滤波器的单位冲激响应$h(n)$在频域分别为$X(e^{j\omega})$和$H(e^{j\omega})$，则其输出信号的频率响应为$Y(e^{j\omega})=X(e^{j\omega})H(e^{j\omega})$。根据离散傅氏变换的性质，可以得到滤波系统的差分方程$y(n)=x(n)\,h(n)=\sum_{m=0}^{N-1}h(m)\,x(n-m)$。其中，$h(n)$的计算可依据滤波器的参数，并借助MATLAB仿真工具计算得到。

### 2.2 实现方案

由于在卷积运算之前，$h(n)$的$N$个数值是已知的，因此，可先在程序存储器中开辟$N$个单元来存放$h(n)$。由于输入序列$x(n)$是不断变化的，因此，在数据存储器中可开辟$N$个存储单元并对其进行移位寄存，其初始值分别为$x(n)$、$x(n-1)$……$x(n-N-1)$，然后采用循环寻址的方法对其进行访问。每次输入新的样本时，可以以新样本改写滑窗中的最老的数据，而滑窗中的其他数据则不需要移动。利用片内8 kB (循环缓冲区长度)

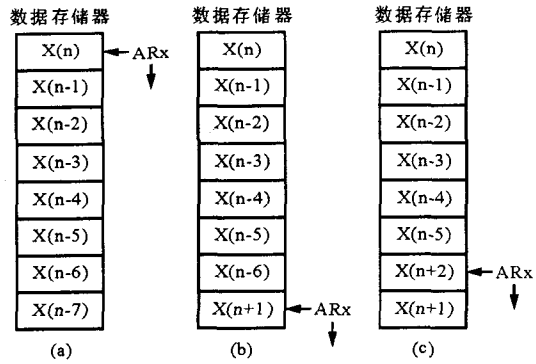


图1 8级循环缓冲区结构

寄存器可对滑窗进行间接寻址，循环缓冲区地址首尾相邻。8级循环缓冲区的结构如图1所示，其中顶部为低地址，图1中的(a) (b) (c)分别为初始状态、输入1个和2个样本后的存储情况。

## 3 仿真结果

下面是一组信号采样序列样本$x(n)$，其中存在有高频干扰。现以$x(n)$作为输入序列，然后滤除其中的干扰成分。

$\{x(n)\}=\{-4,-2,0,-4,-6,-4,-2,-4,-6,-6,-4,-4,-6,-6,-2,6,12,8,0,-16,-38,-60,-84,-90,-66,-32,-4,-2,-4,8,12,12,10,6,6,6,4,0,0,0,0,0,-2,-4,0,0,0,-2,-2,0,0,-2,-2,-2,-2,0\}$

本设计的线性相位低通FIR数字滤波器的截止频率$\omega_c$为$0.2\pi$rad，窗口长度N为11。根据上述原理及实现方案，若采用汉宁窗来实现，则可依据算式计算出用汉宁窗设计时的各$h(n)$的系数：

$\{h(n)\}=\{0, 0.0045, 0.0349, 0.0991, 0.1692, 0.2, 0.1692, 0.0991, 0.0349, 0.0045, 0\}$

在CCS2.0软件中观察$x(n)$的输入曲线如图2所示，图3所示是其$y(n)$输出曲线。

由图2和图3两图对比可见，经过滤波后，其输入曲线变平滑了。并且，根据计算所得：

$\{y(n)\}=\{0, -0.018, -0.1486, -0.4662, -0.893, -1.305, -1.7006, -2.1548, -2.6372, -3.0062, -3.1918, -3.3098, -3.5296, -3.8198, -4.009, -4.0482, -3.9514, -3.4596, -2.0672, 0.3162, 2.7908, 3.6048, 0.9464, -6.2018, -17.6736, -31.8884, -45.5584, -54.1796, -54.044, -44.916, -30.6664, -16.6756, -6.3676, 0.058,$

(下转第35页)

表2 四点法拨道补偿值测试结果

| 小车位置 | 拨道补偿理论值 (mm) | 拨道补偿实际值 (mm) | 小车位置 | 拨道补偿理论值 (mm) | 拨道补偿实际值 (mm) |
|---|---|---|---|---|---|
| -10V | -0.46 | -0.44 | 1V | 0.69 | 0.65 |
| -9V | -0.37 | -0.32 | 2V | 0.82 | 0.85 |
| -8V | -0.29 | -0.26 | 3V | 0.95 | 0.91 |
| -7V | -0.2 | -0.21 | 4V | 1.09 | 1.11 |
| -6V | -0.1 | -0.09 | 5V | 1.23 | 1.25 |
| -5V | 0 | 0.01 | 6V | 1.38 | 1.34 |
| -4V | 0.1 | 0.1 | 7V | 1.53 | 1.57 |
| -3V | 0.21 | 0.23 | 8V | 1.68 | 1.64 |
| -2V | 0.33 | 0.35 | 9V | 1.84 | 1.87 |
| -1V | 0.44 | 0.41 | 10V | 2.01 | 2.04 |
| 0V | 0.56 | 0.58 | | | |

## 5 结束语

事实上，这种多功能起拨道补偿系统在实际应用中还加入了硬件抗干扰措施和软件抗干扰措施。为了提高系统的稳定性和精度，对模拟量输入还采用硬件滤波和软件滤波等方法来减小误差，由表1和表2中的数据可知，三点法补偿的最大误差为0.06 mm，四点法补偿的最大误差为0.04 mm，可见系统的稳定性强，精度较高。目前，该补偿系统已投入生产。

参考文献

[1] 韩志青,唐定全.抄平起拨道捣固车[M].北京:中国铁道出版社,1997.

[2] 谢寅山.D09-32连续式捣固车工作小车的拨道补偿数学几何原理[J].科技情报开发与经济,2008,18(21):134~135.

[3] 李石平.连续式捣固车作业小车智能控制系统设计与实现[D].长沙:国防科技大学,2006.

[4] David Y.Chan. IIC-bus concept and specifications[S].上海:上海飞利浦应用实验室,1992.

(上接第31页)

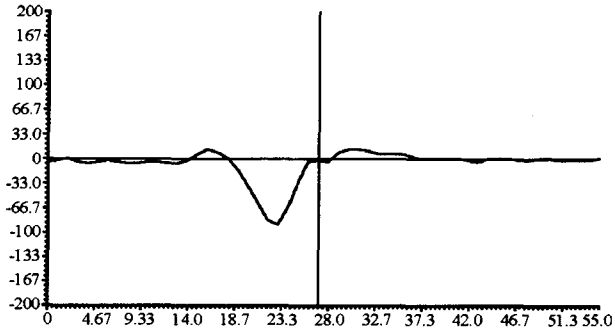


图2 $x(n)$ 输入曲线

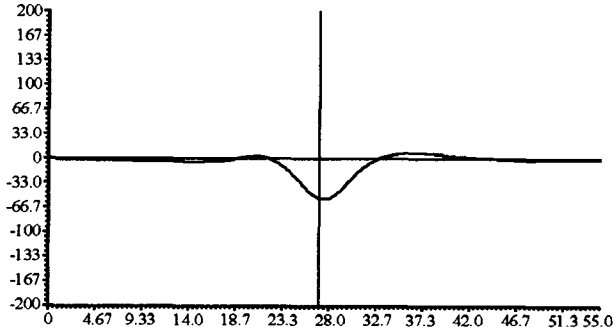


图3 $y(n)$ 输出曲线

4.037，6.5272，7.5976，7.318，6.2854，5.0906，3.8896，2.6642，1.5078，0.6238，0.0788，-0.3198，-0.7348，-1.0768，-1.1474，-0.9538，-0.7342，-0.6852，-0.7654，-0.8172，-0.8136，-0.8834} 上面一共56个值。

## 4 结束语

通过实验结果可见，本设计用DSP设计的FIR数字滤波器的输出曲线对应值与计算所得值完全相符，由此证明，本设计的程序是正确的。

参考文献

[1] 丁玉美,高西全.数字信号处理[M].西安:西安电子科技大学出版社,2000.

[2] 孙克梅,刘扬.数字滤波器在DSP上的实现[J].沈阳航空工业学院学报,2005,22(3):××

[3] 刘彤.用DSP实现FIR数字滤波器[J].无线通信技术,2000,(02):××