

应用于  $\Sigma-\Delta$  A/D 转换器的数字抽取滤波器的设计

郭来功, 欧阳名三, 赵泓扬

(安徽理工大学 电气与信息工程学院, 安徽 淮南 232001)

**摘要:** 设计了一种应用于  $\Sigma-\Delta$ A/D 转换器的滤波器结构, 采用梳状滤波器和半带滤波器级联的多级形式实现。梳状滤波器采用开关降频和流水线级联形式, 降低了功耗和复杂度; 半带滤波器采用多相结构, 数据量减少了近 50%。该抽取滤波器信噪比达到 98 dB, 可以满足高精度 A/D 转换器的设计要求。

**关键词:** 过采样; 开关降频; 多相结构; 梳状滤波器

中图分类号: TN713+.7

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2010)21-0024-03

The design of digital decimation filter applied to  $\Sigma-\Delta$ A/D converter

GUO Lai Gong, OUYANG Ming San, ZHAO Hong Yang

(College of Electronical and Information Engineering, Anhui University of Science and Technology, Huainan 232001, China)

**Abstract:** This paper designed a filter structure applied to  $\Sigma-\Delta$ A/D converter, using the comb filter and half band filter cascade to realize multi-level form; The comb filter using switching reduced frequency and the line cascade form to lower power and complexity, half band filter reduce the amount of data about 50% to using multi-phase structure. The decimation filter's SNR is up to 98 dB, which can used in the high-precision A/D converter design.

**Key words:** oversampling; switching reduced frequency; multi-phase structure; comb filter

利用超大规模集成电路技术实现高精度的 A/D 转换器通常采用过采样技术, 该技术包括调制器和数字滤波两部分。由于调制器的输出仅仅是对模拟信号的粗略量化, 而数字滤波器主要是对调制器的输出进行处理, 其处理包括: (1) 将基带外的量化噪声进行过滤; (2) 由于调制器的输出为输入信号 Nyquist 率的  $M$  倍的数字码流, 因此要对其进行  $M$  倍的降频, 使输出的频率为 Nyquist 率; (3) 将数据码流进行编码, 得到与模拟信号对应的数字值。因此数字滤波器是过采样 A/D 转换器中最大最复杂的器件, 同时也决定了 A/D 转换器面积的大小。

## 1 抽取滤波器结构分析

从滤波器结构的复杂程度上分析, 当采用单级滤波器来实现时, 根据 FIR 滤波器的系数数目正比于滤波器的输入频率  $f_s$  与过渡带宽  $\Delta f$  的比值的理论<sup>[1]</sup>, 如果用多级滤波器来实现, 每一级的  $f_s/\Delta f$  都可以得到很大的降低, 总的  $f_s/\Delta f$  也可以得到降低, 同时也减少了滤波器的系数数目, 结构变得简单。

从功耗和面积上分析, 滤波器的功耗与滤波器的阶数和工作频率成正比, 若采用多级实现, 阶数和工作频率都将大大降低。一般而言<sup>[2]</sup>, 过采样率在 32~128 之间时, 多级实现的功耗是单级实现功耗的 8%~15%。根据以上理论, 在实现抽取滤波器时采用多级来实现。本设计中前级调制器的过采样率为 32, 在抽取滤波时将进行 32:1 的降频。由于梳状滤波器的阻带很窄, 并以  $\omega=2\pi k/N$  为中心周期重复, 因此, 可以用于多级抽取的第一级滤波器, 后级可以采用多个半带滤波器来实现。由于半带滤波器的过渡带过宽, 加上梳状滤波器可能会导致通带内幅度下降, 故最后一级可以采用一个 FIR 滤波器进行补偿。抽取滤波器框图如图 1 所示,  $x(n)$  为输入信号按照 Nyquist 率采样得到的数字系列,  $y(m)$  为序列  $x(n)$  抽取后得到的新序列。



图 1 抽取滤波器框图

2 滤波器设计及仿真

在本设计中,过采样率为 32,对多级抽取滤波器来说,主要目的是减少运算量和数据的存储量,这两项都与滤波器的长度有关。长度  $N$  是级数和各级抽取率的复杂函数,从  $N$  的最小角度出发<sup>[3]</sup>,选取第一级的梳状滤波器的抽取率为 8,后面采用 2 个半带滤波器分别进行抽取率为 2 的降频。

由于单级梳状滤波器的传输函数在各区间内只有一个一阶零点,其衰减不足以使 ADC 实现更高分辨率。这时,最好采用  $(L+1)$  级梳状滤波器级联的形式( $L$  为调制器的阶数<sup>[4]</sup>)。本设计中前级调制器阶数为 4,所以梳状滤波采用 5 级串联形式,抽取率  $M$  为 8。

梳状滤波器后采用两个半带滤波器级联实现 4 倍抽取,每个半带滤波器抽取率为 2,使用凯泽窗法设计。这意味着通带波动  $\delta_p$  与阻带波动  $\delta_s$  相等,在 ADC 为 16 bit 分辨率的情况下,信噪比  $SNR=98$  dB,可以得到两级半带滤波器的阻带波动值为  $\delta_s=10^{-A_{dB}/20} \approx 10^{-100/20}=10^{-5}$ 。采用窗函数法的通带波动与阻带波动相等,即通带波动  $\delta_p=10^{-5}$ 。

2.1 梳状滤波器的设计

梳状滤波器的阶数为 5,滤波器的节数等于抽取率  $M$ (即 8 节),所以其传递函数为:

$$H(z) = \left(\frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} z^{-k}\right)^L \approx \left(\frac{1}{M} \frac{1-z^{-M}}{1-z^{-1}}\right)^L$$

$$= \left(\frac{1}{8} \frac{1-z^{-8}}{1-z^{-1}}\right)^5 = \left(\frac{1}{8}\right)^5 (1-z^{-8})^5 \left(\frac{1}{1-z^{-1}}\right)^5$$

实现梳状滤波器有多种方式,本设计采用图 2 所示的开关降频方式来实现<sup>[5]</sup>。因为其差分操作是在较低频率下实现,功耗较低;频率抽取在积分器之后、差分器之前进行,减少了所需要的存储单元。



图 2 开关降频方式实现梳状滤波器

5 阶的梳状滤波器可以采用流水线级联形式来实现,图 3 为 3 阶梳状滤波器的结构图。5 阶的框图可以以此类推来实现。

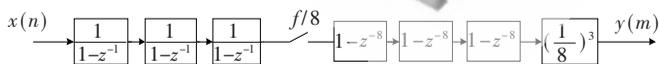


图 3 3 阶梳状滤波器级联结构图

对于滤波器的字长选择,理论上字长越长越好,但是字长的增加意味着运算量的增大,特别在硬件实现时,将增加电路的复杂度。由滤波器的频率响应可以看出,不计算归一化因子,滤波器的系数全部为正整数。若调制器输出  $B_i$  为 1 bit 码流,则梳状滤波器的字长可以用式(2)来确定<sup>[6]</sup>:

$$WL=L \log_2 M+1 \tag{2}$$

梳状滤波器的寄存器字长为 16 bit,对滤波器的位

数进行截断,最终的输出可以确定为 13 bit。

经过梳状滤波器滤波后,输出噪声的频谱密度为:

$$N(f) = \sigma_e \sqrt{2T} (2\sin(\pi fT))^L \tag{3}$$

式中, $T$  为抽样间隔, $\sigma_e$  为量化噪声的均方根值, $f$  为数字信号频率。输出信号的噪声功率为:

$$\varepsilon^2_e = \frac{\sigma_e^2 2^{2L}}{M^{2L}} \int_0^1 |\sin(M\pi f)|^{2L} df \tag{4}$$

由式(1)得到的梳状滤波器的幅频特性如图 4 所示。

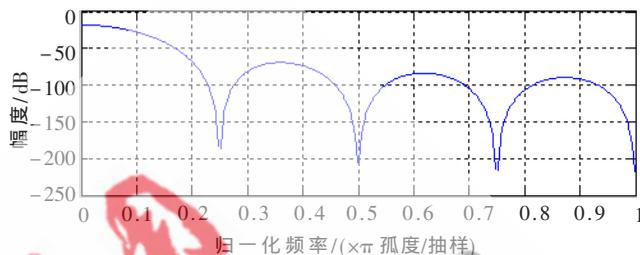


图 4 梳状滤波器幅频响应

2.2 半带滤波器的设计及仿真

半带滤波器是一种特殊的 FIR 低通滤波器,本设计采用多相结构来实现<sup>[7]</sup>,如图 5 所示。输入开关把输入奇、偶序列的数据分别送到奇、偶两条支路;输出在两条支路分别输入一个新的数值后才产生一个值,这样可以使采样率减半,而且滤波器一半的系数为零,计算的复杂度又降低近一半,同时系统的冲激响应对称,这就大大降低了实现的复杂程度。

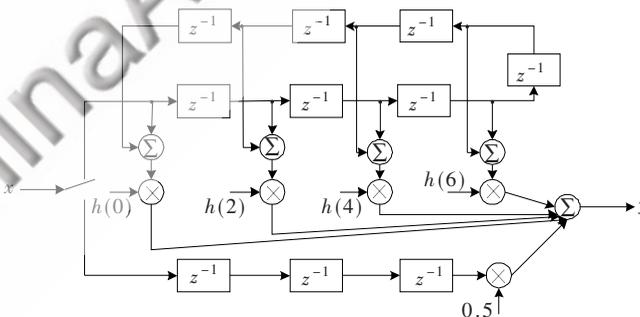


图 5 半带滤波器的实现结构

本设计采用窗函数法(凯泽窗法<sup>[8]</sup>)设计。为了得到滤波器所需阶数  $L$ ,首先要计算过渡带宽  $\Delta f$ 。根据半带滤波器的特性:

$$\Delta f = \frac{\omega_s - \omega_p}{\pi} = \frac{\pi - 2\omega_p}{2\pi} \tag{5}$$

式中, $\omega_s, \omega_p$  分别为阻带边频和通带边频,设  $\omega_p = \alpha \times 2\pi$ , 则:

$$\Delta f = \frac{\pi - 4\alpha\pi}{2\pi} = \frac{1 - 4\alpha}{2} \tag{6}$$

式中, $\alpha = f_p/f_m$  为通带宽度确定的比例系数,其中, $f_p$  是半带滤波器的通带宽度, $f_m$  是半带滤波器的输入采样频率。

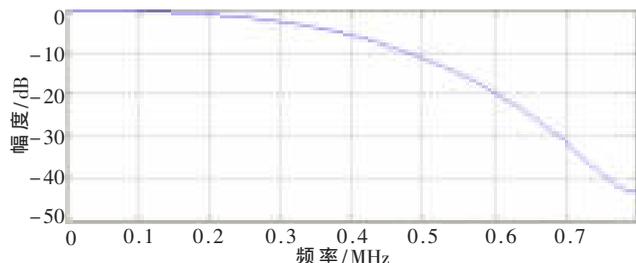
第一级半带滤波器的通带宽度为  $\omega_p = \pi/8$ ,过渡带宽为  $\Delta f = 3/4$ ,得到半带滤波器的阶数  $L$ :

$$L = \frac{-201g\delta - 7.59}{14.36\Delta f} + 1 = 10$$

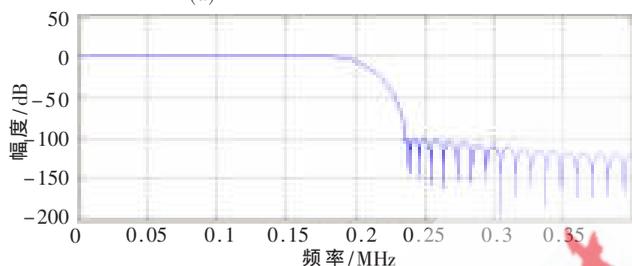
凯泽窗函数参数  $\beta$  可以确定为:

$$\beta = 0.110 \cdot 2 \times (-201g10^{-5} - 8.7) = 10.06$$

同样地可以设计第二级的半带滤波器。图 6 给出了第一级、第二级半带滤波器的幅频特性图。



(a) 第一级半带滤波器幅频特性



(b) 第二级半带滤波器幅频特性

图 6 两级半带滤波器幅频特性

两级半带滤波的系数分别如表 1、表 2 所示。

表 1 半带滤波器 1 的系数

系数	理想值	量化值
$h(0), h(10)$	0.000 021 358	0
$h(2), h(8)$	-0.015 919 118	-130
$h(4), h(6)$	0.262 503 596	2 150
$h(5)$	0.5	4 096

表 2 半带滤波器 2 的系数

系数	理想值	量化值
$h(0), h(70)$	-0.000 003 051	0
$h(4), h(66)$	-0.000 069 982	-1
$h(6), h(64)$	0.000 177 241	1
$h(8), h(62)$	-0.000 383 980	-3
$h(10), h(60)$	0.000 747 717	6
$h(12), h(58)$	-0.001 345 008	-11
$h(14), h(56)$	0.002 274 160	19
$h(16), h(54)$	-0.003 659 014	-30
$h(18), h(52)$	0.005 656 060	46
$h(20), h(50)$	-0.008 469 705	-69
$h(22), h(48)$	0.012 386 278	101
$h(24), h(46)$	-0.017 852 069	-146
$h(26), h(44)$	0.025 664 398	210
$h(28), h(42)$	-0.037 500 514	-307
$h(30), h(40)$	0.055 725 805	473
$h(32), h(38)$	-0.102 440 770	-839
$h(34), h(36)$	0.317 071 810	2 597
$h(35)$	0.5	4 096

采用量化后的系数得到的滤波器的特性会有所变化,图 7 给出了第二级半带滤波器采用量化系数后幅频特性的变化。从图中可以看出其阻带波动变大,阻带衰减变小。

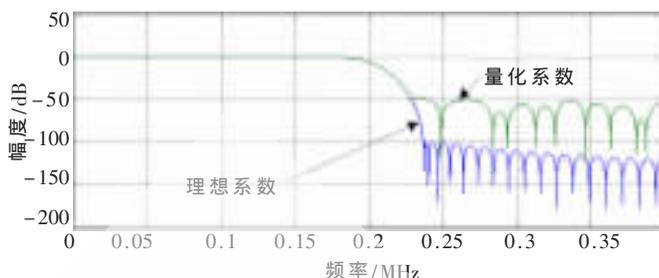


图 7 采用量化系数和理想系数半带滤波器的幅频特性的变化

### 2.3 FIR 补偿滤波器

由于梳状滤波器的通带内幅度响应一般有 1 dB 以上的下降,故在最后一级采用 FIR 线性相位滤波器来做基带补偿<sup>[9]</sup>。该补偿器没有抽取率的变化,因此可以不考虑在通带之外的频谱形状,只要不放大带外噪声就可以。设计过程如下:

- (1) 由性能指标和滤波器类型确定  $H(k)$  的模,使其满足  $|H(k)| = |H(N-k)|$  和  $H(N/2) = 0$ 。
- (2) 根据滤波器的类型及频率采样法的特点确定  $H(k)$  的相角  $\theta(k)$ ,使其满足  $\theta(k) = -\theta(N-k)$  和  $\theta(k) = -(N-1)/2 \times 2\pi/N \times k$ 。
- (3) 由  $|H(k)|$  和  $\theta(k)$  构造出  $H(k)$ ,再经过逆变换求出冲激响应。

但根据以上步骤,对 FIR 补偿器进行设计,由于未采用优化手段,因此阶数较大,且效果不很明显。

本文设计的滤波器,采用了开关降频法能有效地减小芯片功耗,多相结构实现的半带滤波器大大减少了数据量,信噪比达 98 dB,可以用于 16 bit 的过采样 A/D 转换器的后级部分。为减少功耗、降低运算量、提高分辨率等方面的高精度数据采集有重要意义。

#### 参考文献

- [1] 刘益成,罗维炳.信号处理与过抽样转换器[M].北京:电子工业出版社,1997.
- [2] 许波,林争辉.过抽样转换器中数字滤波器设计[J].上海交通大学学报,2000(6).
- [3] QUIQUEMPOIX V, BELLINI G. Digital decimation filter[P]. US, 2004: 6, 233, 788.
- [4] 郝志刚.一种改进的适用于 Sigma-Delta ADC 的数字抽取滤波器[J].电子与信息学报,2010(4).
- [5] LOSADS R, LYONS R.Reducing CIC filter complexity[J]. IEEE Signal Process Magazine, 2006, 23(4): 124-126.
- [6] WAKERLY J F.著.数字设计原理与实践[M].林生,等译.北京:机械工业出版社,2004.
- [7] CROCHIERE R E, RABINER L R. Multirate digital signal processing[M]. Prentice Hall, 1998.

(收稿日期:2010-07-13)

- [8] KUO S M, LEE B H 著.实时数字信号处理[M].卢伯英译.北京:中国铁道出版社,2005.
- [9] 楼顺天.基于 Matlab 的系统分析与设计[M].西安:西安电子科技大学出版社,2005.

作者简介:

郭来功,男,1980年生,硕士,讲师,主要研究方向:数字系统设计。

电子技术应用  
APPLICATION OF ELECTRONIC TECHNIQUE  
www.chinaAET.com