

一种基于 CIC 和 FIR 的低功耗数字滤波器设计

孔 阳, 武 杰, 宋洪治, 万 娟

(中国科学技术大学近代物理系, 物理电子学安徽省重点实验室, 安徽合肥 230026)

摘要:针对地震信号采集系统中的滤波器设计问题,提出一种基于 CIC 滤波器和 FIR 滤波器的低功耗数字滤波解决方案.系统由四级前端 CIC 滤波器、三级前端 FIR 滤波器和一级离线均衡 FIR 滤波器构成,以满足地震信号采集系统和地质勘探的需求.对各级滤波器和整个系统的幅频特性和相频特性进行了研究,并通过仿真完成性能验证,结果显示此低功耗数字滤波系统的性能完全能够满足实际需求;将此低功耗数字滤波系统与当前业界的片上数字滤波解决方案进行对比,证明了此低功耗数字滤波系统能够大幅减少总运算量和前端功耗运算量.

关键词:低功耗数据采集系统;地震信号处理;CIC 滤波器;FIR 滤波器

中图分类号:TN911.72 **文献标识码:**A **doi:**10.3969/j.issn.0253-2778.2011.10.007

A low power digital filter solution based on CIC filter and FIR filter

KONG Yang, WU Jie, SONG Hongzhi, WAN Juan

(Department of Modern Physics, Anhui Key Laboratory of Physical Electronics,
University of Science and Technology of China, Hefei 230026, China)

Abstract: A low power digital filter solution was proposed to solve data decimation and signal filtering problem in seismic signal acquisition equipment. The filter system is constructed with four front-end CIC filters, three front-end FIR filters and a back-end FIR filter to meet the requirements of acquisition equipment and geological analysis. The frequency and phase responses of each filter and the whole low power digital filter system are analyzed. The simulation proves that the proposed solution can work well in seismic signal acquisition equipment. The low power digital filter system is also compared to the current on-chip digital filter solution currently in use in the industry in total calculation quantity and front-end calculation quantity. The results show that the proposed solution can radically reduce both total calculation quantity and front-end calculation quantity.

Key words: low power acquisition; seismic signal filtering; CIC filter; FIR filter

0 引言

地震信号采集系统是通过大量传感器将数十万平方千米范围内的含有地层信息的地震信号采集汇聚

并记录的传感器系统.通过离线分析传感器采集的数据,可以得到地层结构信息.

滤波器在地震信号采集系统中有着十分重要的作用^[1],通过滤波可以得到高精度、高信噪比的信

收稿日期:2011-01-12;修回日期:2011-04-25

基金项目:国家重大科技专项(2008ZX05008-005-004)资助.

作者简介:孔阳,男,1984年生,博士.研究方向:高速数据采集及信号分析. E-mail:kongy@mail.ustc.edu.cn

通讯作者:武杰,博士/副教授. E-mail:wujie@mail.ustc.edu.cn

号. 数字滤波器十分适合于地震信号采集系统中的滤波设计, 它可以满足地震信号采集系统对于性能的严格要求, 能够避免模拟滤波器的电压漂移、温度漂移和噪声问题. 数字滤波器在实现上具有稳定性好、精度高、抗干扰能力强等优点, 数字信号也十分有利于实现大数据量的传输^[2]. 地震信号采集系统对数字滤波器的需求包括优秀的信噪比、高倍数抽取和平坦的带通响应等.

随着对地层精细结构勘探需求的日益增加, 高精度勘探越来越成为地震信号采集系统的趋势^[3]. 为了要达到更高的勘探精度, 传感器的数量随之大大增加. 而高精度地震信号采集系统属于野外仪器, 需要通过电池供电, 低功耗的重要性更加显现出来. 更低的功耗意味着更少的电池供给、更长的工作时间和更低的成本.

我国目前正着力于自主开发地震信号采集系统, 为了能够实现业内领先的性能指标, 本文提出一种将前端在线滤波和后端离线滤波相结合的低功耗数字滤波方案, 能够在满足地质勘探对滤波器性能要求的同时实现更低的功耗, 将应用于有我国自主知识产权的大型油气田及煤层气开发勘探仪器设计.

1 地震信号数字滤波器的设计需求

滤波器的选择与设计是和地震信号的特点、采集系统的结构以及数据分析对于信号质量提出的需求紧密相关的, 合理高效的滤波器设计, 必须满足这 3 个方面提出的需求.

根据地层的特点, 地震信号最重要的特点是能量集中在低频的范围内. 地震信号通常可以用 Ricker 子波来模拟^[4], 地震信号的能量集中在 0~200 Hz 的频率范围内. 通常地震信号采集系统要精确记录 400 Hz 以下的低频能量, 这是由地层的物理性质决定的. 因此需要一个通带在地震信号频率范围内的低通滤波器, 以去除环境中的噪声.

地质勘探对于地震信号数据质量有着很高的要求, 不仅要求高精度、高信噪比, 并且要求很小的信号畸变^[5]. 对于数据精度的要求, 可以通过 Sigma-Delta 转换器以远远高于奈奎斯特采样率对模拟信号进行过采样来满足. Sigma-Delta 转换器过采样技术非常适用于最低频率低于数千赫兹的缓慢变化信号的高精度 A/D 转换. 目前在地震信号采集中广泛应用的 Sigma-Delta A/D 转换器主要有 Cirrus Logic

公司的 CS5371/5372 高精度 24 位 A/D 转换器, 输出数据速率为 512 kHz^[6]. 对于信噪比和畸变的要求意味着滤波器通带到阻带之间要达到 130 dB 的幅度差^[1], 同时在通带范围内要保持足够的平坦 (1‰). 通过合理的设计使得滤波器得到线性相位的输出, 这点对于离线的数据分析也是十分重要的^[7].

对于地震信号采集系统而言, 传输带宽限制成为对系统的重要制约之一. 由于过采样技术的应用和带宽的限制, 数字滤波器必须有抽取的功能, 才能将远大于系统传输带宽的数据量降低到传输带宽可以承受的范围以内. 在地震信号采集中, 有多种采样率输出, 最常用的采样率为 1 kHz, 能够完整的保持 500 Hz 以下的频谱, 同时兼顾对系统传输带宽的压力.

通过以上分析我们可以得到地震信号采集系统中数字滤波器对性能的设计需求: 保持 400 Hz 以下的低频信号、优秀的信噪比、高倍数抽取、平坦的通带响应.

低功耗是对地震信号采集系统的另一重要制约, 在高分辨地质勘探中意义尤为重大. 为了在深度地层中有更高的分辨率, 地面上传感器的数量将成倍的增加. 因此低功耗地震信号采集系统要求前端滤波有着尽可能小的运算量, 更小的运算量意味着能成比例地减少采集系统的功耗. 如何在满足地震信号采集对前端滤波性能要求的前提之下尽量地降低功耗是本设计的出发点和目标. 为了实现数字滤波器既能减小总体运算量, 又可以大大降低前端的运算功耗的目的, 将一部分滤波功能分离到离线处理部分是一个合理的解决方案.

在滤波器抽取功能的实现方面, 可以采用 FIR 滤波器 (finite impulse response filter) 直接滤波抽取的形式. 但是 FIR 结构需要很多乘法器和加法器, 这样的结构需要巨大的面积和功耗, 所以要想办法减少乘法器和加法器的使用. CIC 滤波器 (cascaded integrator-comb filter) 是一种高效计算实现低通的滤波器, 它的频率响应曲线跟 SINC 函数 $\sin(x)/x$ 相似, 通常被应用在现代通信系统, 实现硬件抽取和内插. CIC 滤波器在硬件设计中受欢迎的一个重要的特点是它们不需要乘法, 只需要加法和减法, 可以降低计算复杂性, 便于系统实现^[8].

如果滤波系统全部采用 CIC 滤波器抽取会存

在两个问题. 第一, 在地震信号采集中, 希望得到一个平的通带和一个窄的过渡带, 但是这跟 CIC 滤波器本身的特性是不符合的; 第二, 抽取滤波器存在混叠的问题^[9], 在低数据率时, CIC 抽取滤波会在信号带宽内叠加高频部分的噪声. 为了解决这两个问题, 需要在 CIC 滤波器的后端加入高性能低通 FIR 滤波器, 这些 FIR 滤波器一方面可以产生一个窄的过渡带, 以满足信号输出对于频谱的要求, 另一方面可以有防混叠的作用. 系统采用多级 CIC 滤波器和多级 FIR 滤波器抽取的设计方法, 多级的抽取结构和单级的结构相比, 计算量和存储量要求更低, 每一级的归一化带宽较宽, 可以在滤波算法数字实现时减少有限字长效应^[10].

最后还需要一个均衡滤波器放置在离线处理的最前端, 这个滤波器将补偿前端滤波器的非平坦的传输频带, 以满足地震信号处理对于通带纹波的要求. 前端 CIC 滤波器、前端 FIR 滤波器和离线均衡 FIR 滤波器构成整个低功耗数字滤波系统, 通过分析系统的性能和运算量, 可以得到对整个低功耗数字滤波系统设计的评估.

2 滤波器设计

2.1 前端 CIC 滤波器

图 1(a)所示是一个经典的一阶 CIC 滤波器, 图 1(b)为其抽取形式, R 为其抽取倍数. CIC 滤波器的主要特点是延迟累加, 所以只要用加法器、减法器 and 寄存器就能实现, 无需乘法器, 因此 CIC 滤波器在系统中所占的功耗是很低的. 对于一个 N 阶, 时延为 D 的 CIC 滤波器, 其 z 域传输函数为

$$H_{CIC}(z) = \left[\frac{1 - z^{-D}}{1 - z^{-1}} \right]^N. \quad (1)$$

从式(1)中的 CIC 滤波器的频率响应方程 $H_{CIC}(z)$ 能进一步获得 CIC 滤波器的频域传输函数, 并利用欧拉恒等式可以化简得到^[11]

$$H_{CIC}(e^{j2\pi f}) = e^{-j2\pi f(D-1)/2} \frac{\sin(\pi f D)}{\sin(\pi f)}. \quad (2)$$

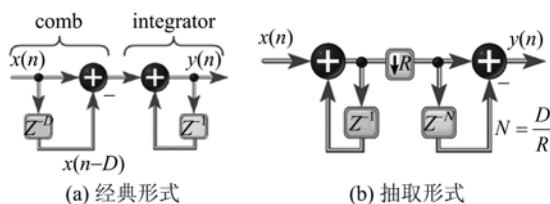


图 1 一阶 CIC 滤波器

Fig. 1 Single-stage CIC filter

地震信号采集系统中的 CIC 抽取滤波由四级 CIC 抽取滤波器实现, 逐级降低数据率以实现更低的功耗. 这 4 个 CIC 滤波器分别是一个 5 阶的 8 抽取 CIC 滤波器、一个 4 阶的 2 抽取滤波器、一个 5 阶的 2 抽取滤波器和一个 6 阶的 2 抽取滤波器. 经过四级 CIC 抽取将输入的 512 kHz 数据率抽取到 8 kHz.

四级 CIC 滤波器变换函数 $H(z)$ 分别为

$$\left. \begin{aligned} H(z) &= \left[\frac{1 - z^{-8}}{1 - z^{-1}} \right]^5, & H(z) &= \left[\frac{1 - z^{-2}}{1 - z^{-1}} \right]^4, \\ H(z) &= \left[\frac{1 - z^{-2}}{1 - z^{-1}} \right]^5, & H(z) &= \left[\frac{1 - z^{-2}}{1 - z^{-1}} \right]^6. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

抽取滤波器会根据抽取因子的值, 在相应的位置发生频谱位移和叠加, 产生混叠. 对于地震信号而言, 要保持 400 Hz 以下的频谱, 因此在 CIC 抽取滤波时要防止将其他频谱混叠到 400 Hz 内的频段.

图 2 是第一级 5 阶的 8 抽样 CIC 滤波器的幅频响应图, 400 Hz 频率点位于总频宽的千分之二处 (总频宽为输入采样率 512 kHz 的一半). 对于 8 倍抽取率, 将把总频宽的 0.25 倍、0.5 倍、0.75 倍以及 1 倍频率处频谱混叠到 0 频率处. 而此 5 阶 CIC 在这 4 个频率处的幅频相应均比 0 频率处低了 150 dB 以上, 可以有效地避免抽取混叠. 后三级 CIC 抽取滤波器也可以在相应的输入频率和抽取倍数下实现防混叠抽取. 由式(2)可知 CIC 滤波器均为线性相位滤波器, 因此在设计多级 CIC 滤波器时不需要专门设计线性相位特性.

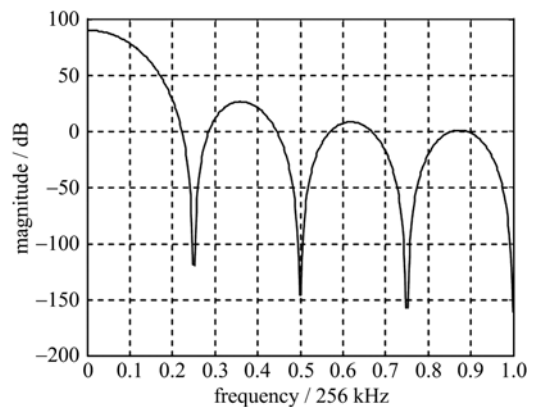


图 2 5 阶 CIC 滤波器的幅频响应

Fig. 2 Frequency response of five-stage CIC filter

CIC 抽取滤波器的幅频响应衰减很慢, 第四级 CIC 在输出时, 输出频宽为 4 kHz, 这意味着继续抽取数据会将 3.6~4 kHz 频段内的频谱混叠到 0~

400 Hz 的频段内. CIC 滤波器的性质决定了它无法在 3.6 kHz 时提供足够大的衰减幅度, 因此采样数据率到达 8 kHz 之后, 不能继续使用 CIC 滤波器进行抽取滤波.

2.2 前端 FIR 滤波器

为了解决低数据率时的抽取混叠问题, 需要采用 FIR 滤波器进行抽取滤波, 但是 FIR 滤波器有大量的乘法运算, 因此要设计保证低功耗滤波必须在保证性能的同时减少乘法的运算量.

设计中采用三级 FIR 滤波器实现低数据率时的抽取滤波, 分别是 8 系数的 7 阶 2 抽取 FIR 滤波器、14 系数的 13 阶 2 抽取 FIR 滤波器和一个 90 系数的 89 阶 2 抽取 FIR 滤波器. 三级抽取可以大幅度地降低运算量, 这 3 个滤波器分别工作在 8, 4 和 2 kHz 的数据率, 从运算量上看是总共 300 k 次/s 乘法运算.

8 系数的 7 阶的 2 抽取 FIR 滤波器幅频响应和相频响应如图 3 所示, 此时输入数据率为 8 kHz. 2 抽取时 3.6~4 kHz 频段内的频谱会混叠到 0~400 Hz 的频段内, 图 3 中幅频响应显示此 FIR 滤波器能在 3.6 kHz 时提供 120 dB 以上的幅度衰减.

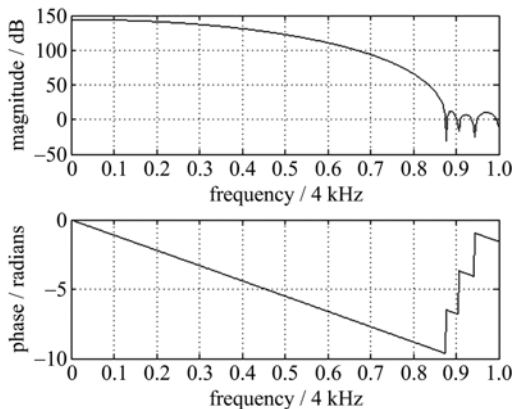


图 3 第一级前端 FIR 滤波器的幅频相频特性
Fig. 3 Frequency and phase response of the first front FIR filter

14 系数的 13 阶的 2 抽取 FIR 滤波器幅频响应和相频响应如图 4 所示, 此时输入数据率为 4 kHz. 2 抽取时 1.6~2 kHz 频段内的频谱会混叠到 0~400 Hz 的频段内, 图 4 中幅频响应显示此 FIR 滤波器能在 1.6 kHz 时提供 120 dB 以上的幅度衰减.

90 系数的 89 阶的 2 抽取 FIR 滤波器幅频响应

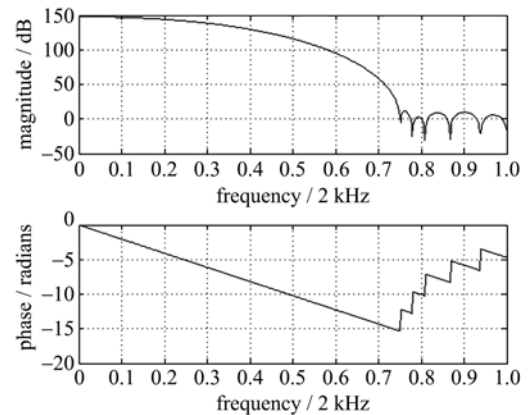


图 4 第二级前端 FIR 滤波器的幅频相频特性
Fig. 4 Frequency and phase response of the second front FIR filter

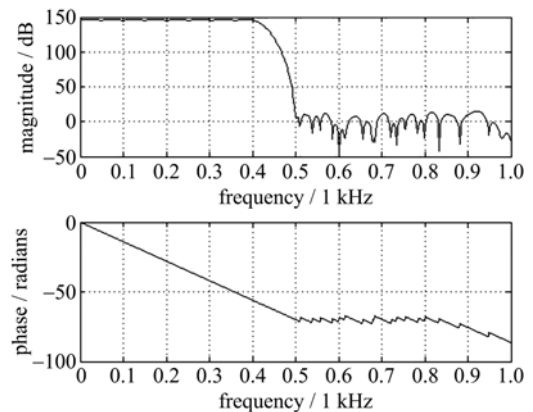


图 5 第三级前端 FIR 滤波器的幅频相频特性
Fig. 5 Frequency and phase response of the third front FIR filter

和相频响应如图 5 所示, 此时输入数据率为 2 kHz. 2 抽取时 600 Hz 到 1 kHz 频段内的频谱混叠到 0~400 Hz 的频段内, 图 5 中幅频响应显示此 FIR 滤波器能在 400~500 kHz 时提供 130 dB 以上的幅度衰减. 这个抽取滤波器的幅频响应总频宽只有 1 kHz, 因此要在 400 Hz 后有一个陡峭的幅频响应衰减, 才能满足滤波和抽取的性能. 由图 3~5 可知这三级 FIR 均可在通带范围内保持线性相位. 经第三级 FIR 输出的数据最终达到 1 kHz 数据率.

2.3 离线均衡 FIR 滤波器

经过前端 FIR 滤波抽取得到了具有纯净低频成分的 1 kHz 数据率地震信号, 这个信号从带宽、信噪比和抽取倍数上能满足地震信号采集的要求. 但是在多级滤波器的共同作用下, 系统在低频部分的幅频响应并不是平坦的, 使用离线均衡 FIR 滤波

可以有效地进行幅度补偿。

要对具体的幅度值进行均衡设计必须先得到前端系统的整体幅频响应,可以进行前端系统频谱分析.通过建模前端 4 个 CIC 滤波器和 3 个 FIR 滤波器,并在输入加入理想脉冲数据源,可以得到系统脉冲响应频谱.对于 CIC 滤波器和 FIR 滤波器组成的有限脉冲响应滤波系统,这个系统脉冲响应频谱可以视为系统的幅频响应.

如图 6 所示,前端信号采集系统的幅频响应在通带部分并不平坦,需要通过滤波器进行补偿,这个滤波器不需要抽取功能.

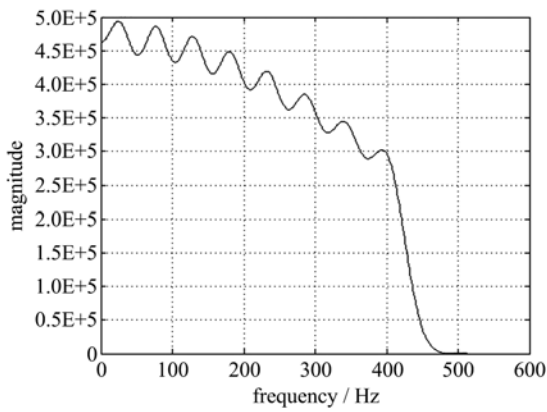


图 6 前端滤波系统幅频响应特性

Fig. 6 Frequency response of the whole front filter system

FIR 滤波器补偿参数易设计、相位可控、稳定性好,十分适合作为补偿滤波器. FIR 滤波器的设计方法主要是建立在对理想滤波器频率特性做某种近似的基础上,这些方法包括窗函数法、频率抽样法以及最佳一致逼近法等^[12]. 频率抽样法可以指定多点频率,十分适合于设计此地震信号的离线均衡 FIR 滤波器系数.

针对图 6 中的频谱设计出补偿波形,再通过频率抽样法计算出一定阶数的 FIR 滤波器系数. 图 7 显示了设计出的 192 系数的 191 阶离线均衡 FIR 滤波器在低频部分的幅频响应特性和相位响应特性,滤波器可以产生高性能的补偿频段并且能保持线性相位.

3 测试以及结果分析

由前端 CIC 滤波器、前端 FIR 滤波器和离线均衡 FIR 滤波器共同组成了滤波系统. 其中前端 CIC 滤波器和前端 FIR 滤波器工作在地震信号仪器野外部分中,而离线均衡 FIR 滤波器工作在地震信号

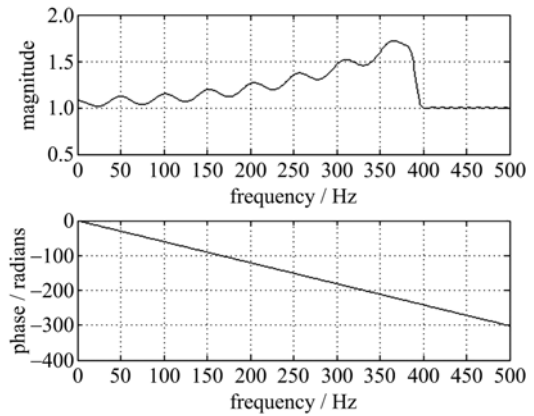


图 7 离线均衡 FIR 幅频相频响应特性

Fig. 7 Frequency and phase response of the off-line equalize filter

仪器数据离线处理主机中. 测试部分要将此滤波系统的整体性能与当前业界的解决方案进行对比,以评估是否满足地质分析对地震信号的要求,还要对野外部分的前端 CIC 滤波器、前端 FIR 滤波器进行功耗分析. 现有的 Cirrus Logic 公司的 CS5376 芯片是当前地震信号采集最常用的数字滤波芯片,它的指标符合业界的行业规范和地质分析需求^[13]. CS5376 能够在芯片内部实现高倍数的抽取的同时在通带和阻带之间的窄带达到 130 dB 落差,在通带范围内,幅频响应的纹波小于 1‰.

通过仿真数字滤波系统的幅频响应特性可以对带宽和通带响应等进行分析. 如图 8 所示,抽取滤波系统在 400 Hz 以下保持良好的低通性能,并能保持线性相位;幅频响应平坦,400~500 Hz 范围内衰减了 130 dB. 图 9 显示了通带范围内的幅频响应纹波特性,最大值和最小值相差小于 1‰.

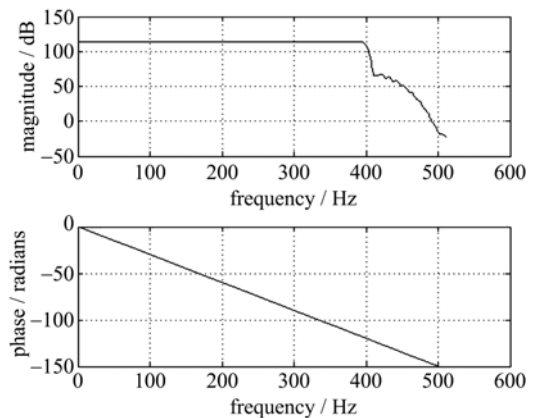


图 8 整个滤波系统的幅频相频响应特性

Fig. 8 Frequency and phase response of the whole filter system

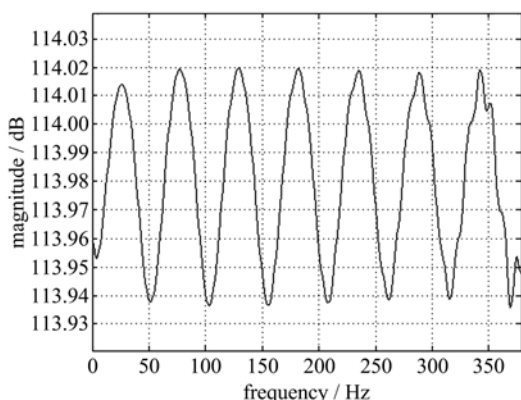


图 9 滤波系统的幅频响应通带纹波

Fig. 9 Pass-band ripple of the whole filter system

31.25 Hz 正弦波测试是地震信号测试中最常用,输出频谱能够很好地反应系统的噪声抑制能力。图 10 是 31.25 Hz 正弦波测试的输出信号频谱分析图,可以看出系统可以很好地保持低频信号能量,信噪比 SNR 好于到 115 dB,总谐波失真 THD (total harmonic distortion) 好于 130 dB。

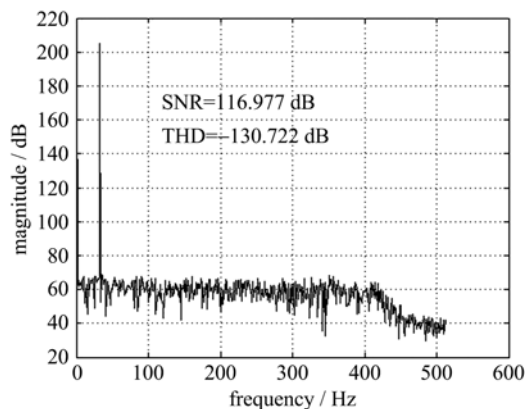


图 10 正弦波测试信噪比及谐波畸变

Fig. 10 SNR and THD of sine wave test

滤波系统的运算量由前端 CIC 滤波器运算量、前端 FIR 滤波器运算量和离线均衡 FIR 滤波器运算量共同组成。CIC 滤波器运算量不需要乘法,只需要加法和减法,在系统中所占的运算量非常小;前端 FIR 滤波器运算量是地震信号采集滤波系统功耗的主要部分,多级 FIR 有大量乘法运算;离线均衡 FIR 滤波器运算量在计算机中离线处理,是滤波处理的一部分,但并不是地震信号采集系统功耗的组成部分。CS5376 芯片内部也由多级 CIC 滤波器和两级 FIR 滤波器构成,两者 CIC 部分运算量相当,对比运算量时需要考虑前端 FIR 滤波器运算量和离线均衡 FIR 滤波器运算量,而对比功耗时只需要

考虑前端 FIR 的运算量。

表 1 在同样不考虑 FIR 优化的前提下将本文的低功耗方案和 CS5376 从乘法运算量上进行了对比,CS5376 芯片内部的两级 FIR 运算量之和为 636 k 次/s 乘法,而低功耗方案中为 492 k 次/s 乘法;从 FIR 前端功耗运算量上对比,CS5376 芯片给地震信号采集系统带来的前端功耗运算量为 636 k 次/s 乘法,而低功耗方案中为 300 k 次/s 乘法。

表 1 低功耗数字滤波与 CS5376 运算量对比

Tab. 1 Calculation quantity compare of proposed solution and CS5376

比较项目	单位时间乘法运算量/次	
	本文设计	CS5376
8 kHz FIR 滤波器	8 k×8 系数	8 k×48 系数
4 kHz FIR 滤波器	4 k×14 系数	无
2 kHz FIR 滤波器	2 k×90 系数	2 k×126 系数
1 kHz FIR 滤波器	1 k×192 系数	无
总运算量	492 k	636 k
前端功耗运算量	300 k	636 k

由图 8~10 和表 1 的分析我们可以得到:

(I) 低功耗滤波系统的频谱性能与业内领先的 CS5376 芯片相当,指标完全能够满足地震信号采集的需求。

(II) 与 CS5376 相比,低功耗滤波系统的 FIR 乘法总运算量减少 22.64%,FIR 前端乘法运算量减少 52.83%,本文设计大幅减少了数字滤波系统的主要功耗来源,可以有效地降低系统总功耗。

4 结论

本文从地震信号采集与处理的原理和发展趋势出发,深入分析了地震信号采集系统对数字滤波器的需求,提出了由前端 CIC 滤波器、前端 FIR 滤波器和离线均衡 FIR 滤波器构成的低功耗数字滤波系统的框架结构和各级滤波器的参数。通过仿真分析了各级滤波器和整个系统的幅频特性和相频特性,证明了低功耗数字滤波系统的性能完全能够满足需求;将低功耗数字滤波系统与当前业界的片上数字滤波解决方案进行对比,结果显示低功耗数字滤波系统中的总运算量和前端功耗运算量都得到了大幅度的减少。此低功耗数字滤波系统非常适用于作为超大规模的地震信号采集系统中的数字滤波解决方案。

参考文献(References)

- [1] Vermeer G J O. Factors affecting spatial resolution [J]. *The Leading Edge*, 1998, 17(10): 1 025-1 030.
- [2] 程佩青. 数字信号处理教程[M]. 北京:清华大学出版社,1995.
- [3] Li Qinzong. Some mistaken concepts in high-resolution seismic exploration and the corresponding countermeasures[J]. *OGP*, 1997, 32(6): 751-783.
- [4] Greene M. The discrete prolate spheroidal sequences and a series expansion for seismic wavelets [J]. *Geophysics*, 2007, 72(6): 119-132.
- [5] Li Hequn, Meng Xiaohong, Zhao Bo, et al. Seismic data quality and sand layer Q absorption in Tarim desert area [J]. *Oil Geophysical Prospecting*, 2010, 45(1): 28-34.
- [6] He Zhengmiao, Song Kezhu, Tang Jiajun, et al. Application of 24 bit ADC in a data acquiring system for seismic survey [J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2005, 20(2): 244-248.
- [7] Su Guishi, Shen Kefei, Ding Xueyin. Discussion on phase character of seismic wavelet in seismic data processing[J]. *Oil Geophysical Prospecting*, 2008, 43(2): 121-124.
- [8] Shirzi M A, Yazdi M R H, Lucas C. Combined intelligent control (CIC): An intelligent decision making algorithm [J]. *International Journal of Advanced Robotic Systems*, 2007, 4(1):35-44.
- [9] Oppenheim A V, Willsky A V, Hamid Nawab S. *Signals and Systems* [M]. 2nd ed. New Delhi: Prentice-Hall India, 1997.
- [10] Lyons R G. *Understanding Digital Signal Processing* [M]. 2nd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2004: 556-561.
- [11] Hogenauer E. An economical class of digital filters for decimation and interpolation[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1981,29(2): 155-162.
- [12] Oppenheim A V, Schaffer R W. *Digital Signal Processing* [M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1975.
- [13] Wei Kang, Deng Yan, Wang Haishan. Design interface between a seismic exploration digital filter chip CS5376 and an FPGA [J]. *Journal of Tsinghua University (Science and Technology)*, 2009, 49(5): 692-695.

(上接第 882 页)

- scattering for ^{40}Ca , ^{48}Ca , and ^{56}Fe [J]. *Phys Rev Lett*, 1985, 54: 1 233-1 236.
- [4] Deady M, Williamson C F, Zimmerman P D, et al. Deep inelastic separated response functions from ^{40}Ca , and ^{48}Ca [J]. *Phys Rev C*, 1986, 33: 1 897-1 904.
- [5] Blatchley C C, LeRose J J, Pruet O E, et al. Quasi-elastic electron scattering from ^{238}U [J]. *Phys Rev C*, 1986, 34: 1 234-1 247.
- [6] De Forest T Jr. The relativistic Coulomb sum rule for electron scattering in the independent-particle model [J]. *Nucl Phys A*,1984, 414(3): 347-358.
- [7] Kazimi R, Dunham B, Krafft G A, et al. Precision intercomparison of beam current monitors at CEBAF [C]// *Proceedings of the 1995 Particle Accelerator Conference*. IEEE, 1995,4: 2 610-2 612.
- [8] Unser K. A toroidal DC beam current transformer with high resolution [J]. *IEEE Trans Nucl Sci*, 1981, 28(3): 2 344-2 346.