

基于调制信号识别的希尔伯特变换实现及优化

赵晓迪,冯全源

(西南交通大学 信息科学与技术学院,四川 成都 610031)

摘 要: 信号瞬时特征量来源于信号希尔伯特变换后的解析信号,要获取信号的完整信息,需要对信号进行精确而高速的希尔伯特变换.鉴于实时处理和高精度的要求,文中从算法和硬件结构上,对离散希尔伯特变换进行了优化,保证变换精度的同时将硬件乘法和加法计算量降低约 50%,并且给出了硬件系统实现方案.仿真验证表明,变换后信号能正确提取出调制信号的瞬时特征.该算法能用于实时的信号调制识别系统之中.

关键词: 希尔伯特变换;瞬时参数;调制识别

中图分类号: TP274.2;TP391.4

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2010)07-0149-04

Realization and Optimization of Hilbert Based on Modulation Recognition of Communication Signals

ZHAO Xiao-di, FENG Quan-yuan

(College of Information Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: Instant character parameter of signals derives from the analytic signals after hilbert transformation, the capture of complete information of signals request exact and high-speed hilbert transformation. This paper optimizes hilbert transformation with both algorithm and hardware structure as a result of 50% resource saved and validation of emulator is done. It is realized the algorithms can be used in real-time system of signals modulation recognition.

Key words: Hilbert transformation; instant character parameter; modulation recognition

1 引言

希尔伯特变换应用广泛,利用变换后的解析信号能够对信号的瞬时特征参数进行提取,包括信号的瞬时幅度、瞬时相位和瞬时频率.基于信号瞬时特征参数的调制识别算法由 A. k. Nandi 和 E. E. Azzouz 于上世纪 80 年代提出,五个信号的特征参数^[1] ($\gamma_{\max}, \sigma_{ap}, \sigma_{dp}, \sigma_{aa}, \sigma_{fa}$) 结合神经网络能够对信号进行较准确的调制方式识别.

希尔伯特变换是继数据采集之后的第一个比较复杂的信号变换,一般分为时域的变换和频域的变换.基于时域的希尔伯特变换,可以通过数字滤波器实现,以数据流的方式对数据进行处理,而基于频域的希尔伯特变换,需要对一个数据块进行离散傅立

叶变换,频域处理后进行傅立叶反变换恢复成时域解析信号.FIR 滤波器具有稳定性好以及良好的线性相位响应曲线,适合数据的希尔伯特变换的实现.但是,越低的通带纹波要求 FIR 滤波器抽头数越多,这样会增加运算量.通过对希尔伯特变换系数的设计,并且通过分析滤波系数,可以改进算法并且引用折叠式的 FIR 滤波器结构,将大抽头数的 FIR 希尔伯特变换器所需要的乘法次数和加法次数降至最低.在不影响滤波性能的前提下,最大限度提高了信号处理的速度,尽量满足信号实时处理的要求.

2 希尔波特变换原理

希尔伯特变换可以看成一种特殊的滤波器,其传输函数:

$$H(\omega) = \begin{cases} -j(\omega > 0) \\ +j(\omega < 0) \end{cases}$$

由传输函数看出, 希尔伯特变换实际上是一个全通滤波器, 只是在所有实频率信号通过时, 都会产生 90 度的相移. 设 $h(t)$ 为希尔伯特变换的单位冲击响应函数:

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_s/2}^{\omega_s/2} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_s/2}^0 j e^{j\omega t} d\omega + \int_0^{\omega_s/2} -j e^{j\omega t} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi t} ([e^{j\omega t}]_{-\omega_s/2}^0 - [e^{j\omega t}]_0^{\omega_s/2}) \\ &= \frac{1}{\pi t} [1 - \cos(\omega_s t / 2)] \end{aligned}$$

式中, ω_s 为采样频率根据奈斯特准则, 经过 ω_s 采样后的信号带宽为 $\omega_s/2$.

FIR 滤波器系数可以看成是系统单位冲击响应的离散化值, 将上式改写成离散形式

$$\begin{aligned} h(n) &= \frac{1}{\pi n t_s} [1 - \cos(\omega_s n t_s / 2)] \\ &= \frac{f_s}{\pi n} [1 - \cos(\pi n)] \end{aligned}$$

(连续时间 t 由 $n t_s$ 代替, $2\pi f_s$ 由 ω_s 代替)

上式即为希尔伯特 FIR 滤波器的抽头系数, 可以利用此系数进行希尔伯特 FIR 滤波器的设计.

3 算法实现及优化

设 $h(k)$ 为 N 抽头的希尔伯特滤波器系数, 则:

$$\begin{aligned} h(k) &= \frac{1}{\pi k} [1 - \cos(\pi k)] \\ (k &= 0, 1, 2, \dots, N-1) \end{aligned}$$

经过 FIR 滤波的输出 $x_o(n)$ 即为输入信号 $x_i(n)$ 和 $h(n)$ 的卷积, 数学表达式为:

$$x_o(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) x_i(n-k)$$

采用 FPGA 硬件实现 FIR 滤波器结构^[2], 电路原理如图 1 所示.

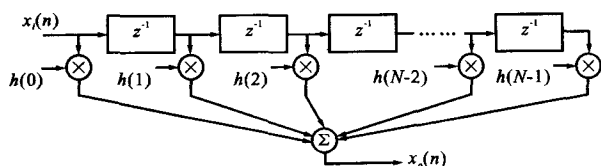


图1 硬件滤波结构图

可以看出, 滤波的运算实际上是一系列数据的延时乘积之和, 其硬件加法和乘法数目和抽头数成

正比例. 由于滤波器系数个数有限, 相当于用一个矩形窗对希尔伯特滤波器系数进行截取, 必然会出现吉普斯效应, 导致通带内有纹波产生, 图2、图3为抽头数分别为 15 和 30 的频率响应曲线.

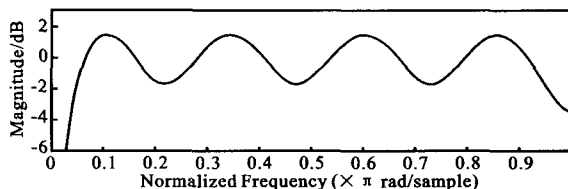


图2 抽头数 15 的 HT 幅度特性

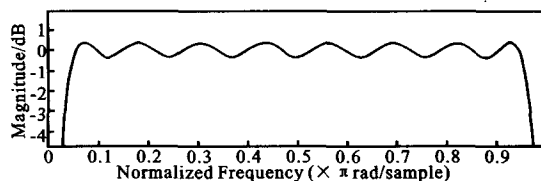


图3 抽头数 30 的 HT 幅度特性

抽头数 15 的频响幅度大约产生峰峰值 4 分贝的纹波, 在纹波峰值会引起 25% 的幅度误差, 而抽头数 30 的频响曲线将纹波峰峰值降至 0.8 分贝左右, 只产生 5% 的幅度误差.

由仿真结果看出, 抽头个数影响通带内纹波值, 过大的纹波影响希尔伯特变换效果, 使得不同频率通过滤波器后的增益不均, 继而干扰信号瞬时参数的提取, 然后过大的抽头数降低硬件对数据的处理速度, 所以需要对硬件实现希尔伯特变换进行优化, 对变换的速度和精度上进行折衷. 在满足通带纹波要求下, 尽量降低变换计算量. 另外, 抽头数多少对变换的相位响应没有太大的影响, 变换的相位畸变不用考虑. 希尔伯特变换的 31 抽头数的单位阶跃响应如图 4 所示.

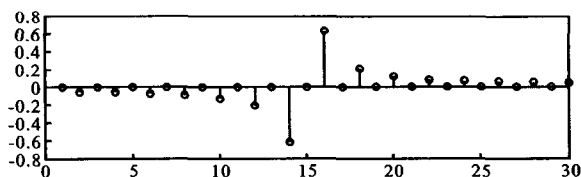


图4 抽头数 31 的阶跃响应波形

由图 4 发现其系数是交替为零的, 并且系数之间关于第 16 个点是奇对称的, 也就是说奇数阶抽头系数具有奇对称的性质. 则滤波表达式等同:

$$\begin{aligned} x_o(n) &= h(N) x_i(n-N) + h(N-1) x_i(n-N+1) \\ &+ h(N-2) x_i(n-N+2) + \dots \\ &+ h(1) x_i(n-1) + h(0) x_i(n) \\ &= h(0) [x_i(n) - x_i(n-N)] + \end{aligned}$$

$$h(1)[x_i(n-1)-x_i(n-N+1)]+\cdots$$
$$+h((N+1)/2)x_i(n-(N+1)/2)$$

由于系数的奇对称,将硬件结构修改可以减少乘法数量^[3],如图 5 所示。

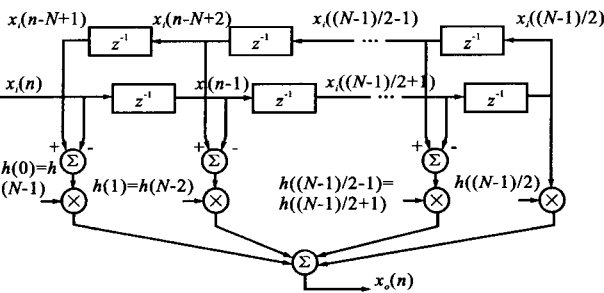


图 5 改进后滤波器硬件结构

可以看出,在进行卷积的过程中,利用系数的对称性,可以将乘法数量减少约一半^[4],实际是一种硬件资源复用,再而由于奇抽头系数的零系数交替出现的特性,和偶数抽头系数相比较可以节约一半的乘法器。

4 硬件系统设计

硬件采用 ALTERA 的 CYCLONE1 代 FPGA,通过有限状态机控制 AD 采集到的数据在 FIFO 和 FIR 之间的协同流动,对 AD 采集到的数据以 FIFO 深度进行分块处理,以数据块的形式进行希尔伯特变换。电路框架如图 6 所示。

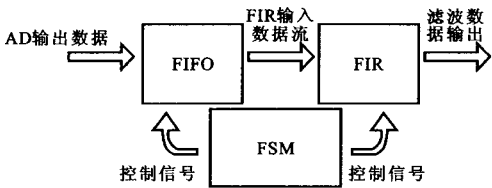


图 6 硬件系统框架图

图 6 中 FIFO 以及 FIR 滤波器内乘法器采用 ALTERA 自带 IP 核,FIR 构架采用优化后的折叠式滤波结构^[5],FSM 按照 AD 输出数据时序,控制数据的存储和 FIR 输入数据的时序,使滤波后数据以单位时钟输出数据。仿真结果如图 7 所示。

FIFO 深度设置为 128 字节,激励信号为幅度为 10 的单位冲击信号,由仿真结果看出,信号 fir_out 前段零值时间为 AD 输出数据向 FIFO 存储数据的过程,当 FIFO 满信号出现后,开始按照滤波器时序向 FIR 输入数据,继而产生输出数据。

图 8 显示数据输出的细节,输出数据实际上为设计的希尔伯特系数乘上 ox7bb(和激励信号幅度成比例的倍增因子)之后的有符号整型数据,由仿真数据可以

看出,由于激励是单位冲击信号,滤波器输出则为 FIR 系数,输出数据也就是滤波器系数交替为零,正是系数的这个性质,在硬件设计上节约了不少资源。

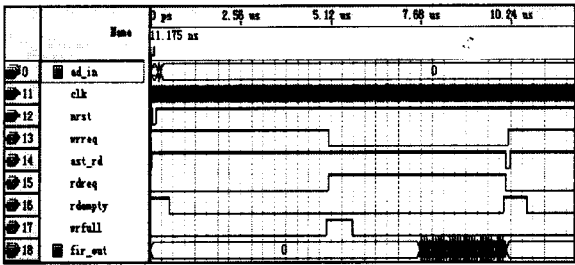


图 7 系统数据控制仿真波形

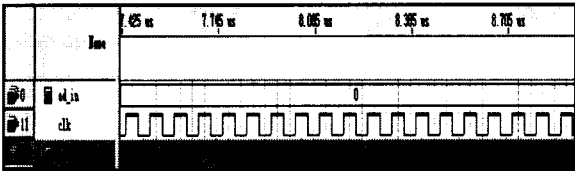


图 8 单位阶越响应硬件输出波形

5 计算量及性能分析

选择奇数抽头希尔伯特系数进行变换,由于系数的交替置零,相对于偶数抽头系数可以减少大约一半乘法量,通过对滤波器硬件结构的优化,利用系数的奇对称性采用折叠卷积结构,又可以降低大约一般的计算量,这样,对于实时采集的数据,可以进行在线的分析,满足了调制信号识别的实时性的要求。

表 1 中 N 表示数据点数,综合后逻辑单元数以 FIFO 为 1024 深度,FIR 抽头数 M 为 50 综合后得到的数据。由表看出,经过优化后,滤波器大大减少了乘法和加法次数,表现在硬件上是只利用更少的逻辑资源,提升了硬件处理速度。

表 1 算法复杂度数据表

算法类型	乘法次数	加法次数	逻辑单元
偶数(M) 抽头 FIR	$M \cdot N$	$M \cdot N - 2M^2 + 2 \sum_{i=1}^M i$	≈ 3400
奇数($M+1$) 抽头 FIR	$\frac{M \cdot N}{2}$	$\frac{M \cdot N}{2} - 2M^2 + \sum_{i=1}^M i$	≈ 2600
折叠对称 ($M+1$)FIR	$\frac{M \cdot N}{4}$	$\frac{M \cdot N}{2} - 2M^2 + \sum_{i=1}^M i$	≈ 2000

6 系统仿真

验证设计的希尔伯特变换是否能正确提取信号的瞬时特征量,为后面的调制信号识别提供特征参数,用 SIMULINK 搭建从信号产生到采集,经过变

换,然后提取瞬时特征的过程,包括信号产生、AD 采样、HT(希尔伯特)变换,和瞬时参数提取^[1]四个部分,其中 HT 变换用 31 抽头的折叠 FIR 滤波器实现。

验证希尔伯特滤波器的功能,信号产生采用 QPSK 调制,瞬时参数的提取采用用户自定义函数模块实现,数据来源于经过自己设计的 31 抽头希尔伯特变换器得到的解析信号,其仿真结果如图 9 所示。波形自上到下依次为:基带信号、瞬时频率、瞬时相位、瞬时幅度。由仿真波形可以看出,利用文中设计的希尔伯特变换器能够为瞬时参数提取提供有效的解析信号,能够将 QPSK 的瞬时跳变信息及时的捕捉,为后面的信号调制识别做好了参数提取的准备。

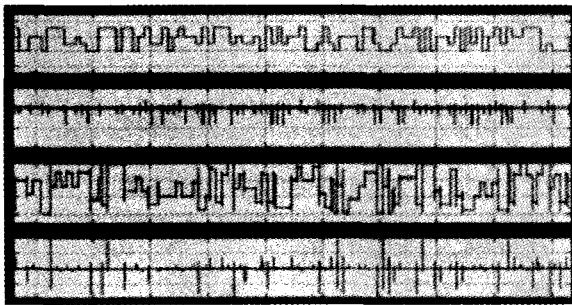


图 9 SIMULINK 瞬时参数仿真波形

7 结束语

文中提出了基于实时信号调制识别的前端信号

处理的希尔伯特滤波器方案,利用希尔伯特系数的对称性特点优化了硬件架构,提升了信号处理的速度,并且在优化性能和功能实现上都给出了仿真结果。仿真结果表明,经过优化后的希尔伯特滤波器能够用于实时信号调制识别的硬件系统之中。

参考文献:

- [1] Asoke K Nandi, Azzouz E E. Algorithms for automatic modulation recognition of communication signals[J]. IEEE Transaction on communication, 1998,46(4):431-436.
- [2] 刘军.一种高速 FIR 滤波器的设计及实现[J].微电子学与计算机,2004,21(7):1-2.
- [3] 袁菁,高勇. FIR 滤波器的高速实现[J]. 数据采集与处理, 2006,21(1):1-3.
- [4] Richard G Lyons. 数字信号处理[M]. 2 版. 北京:机械工业出版社,2006.
- [5] Uwe Meyer-Baese. 数字信号处理的 FPGA 实现[M]. 2 版. 北京:清华大学出版社,2006.

作者简介:

赵晓迪 男,(1984-),硕士研究生.研究方向为通信信号识别及系统集成.

冯全源 男,教授,博士生导师.研究方向为智能天线和自适应信息处理.

(上接第 148 页)

5 结束语

文中提出一种基于小波变换的串扰信号频率识别方法,以协助 PCB 设计工程师根据干扰频率寻找干扰源.并且通过对一组 PCB 仿真的串扰结果的应用演示了这种方法.借助于小波变换的卓越的可以区别有用信号和噪声的信号奇异性识别能力,从被畸变了的信号上成功截取了串扰信号的频率信息,其结果与实际接近.这种方法的优点是仅需对被干扰的信号分析,没有几何尺寸上的限制。

参考文献:

- [1] Parker B H. Cross-talk in the interconnection bus for a high-speed digital circuits logic circuit[J]. Int. J. Electronics, 2005(76):265-269.
- [2] 李伟,刘辛酉. PCB 设计管理系统的项目分配设计[J]. 微电子学与计算机,2008,25(5):222-224.

- [3] Yin Y Q. Detection of the number, locations and magnitudes of jumps[J]. Comm. Statistics. Stochastic Models, 2008(4):445-455.
- [4] Müller H G. Change-points in nonparametric regression analysis[J]. The Annals of Statistics, 2006, 20(2):737-761.
- [5] Charles K Chui. An introduction to wavelets[M]. USA: Academic Press, Inc, 2006.
- [6] Jiayang Xie, Xiaoying Zhang, Shisheng Huang. Forcing process electronic signal wavelet de-noise[J]. Transactions of The China Welding Institution, 2007,21(2):193-202.

作者简介:

丁爱萍 女,(1966-),硕士,副教授.研究方向为通信技术.

金建刚 男,(1970-),硕士,讲师.研究方向为移动通信技术.

孙士保 男,(1970-),博士后,副教授.研究方向为知识发现与知识工程.