

多波束条带测深系统中正交信号的获取技术

杜选民 (上海船舶电子设备研究所, 上海 · 200025)

李海森 (哈尔滨工程大学水声研究所, 哈尔滨 · 150001)

姚 蓝 (上海船舶电子设备研究所, 上海 · 200025)

本文针对多波束条带测深系统, 提出了一种优化的数字希尔伯特(Hilbert)变换方法, 来获取幅度和相位严格平衡的正交信号。给出了理论分析过程和实时产生多路正交信号的基于流水线操作的硬件实现结构。湖上实验表明了这种方法的有效性以及工程实现的简单可靠性。

Technique of obtaining quadrature signals in multi-beam swath echo sounder system

DU Xuanmin * LI Haisen YAO Lan

(Shanghai Marine Electronic Equipment Research Institute, Shanghai 200025)

(* Underwater Acoustics Institute of Haerbin Engineering University, Haerbin 150001)

For multi-beam swath echo sounder system, an optimum digital Hilbert transforming method to obtain quadrature signals with rigid amplitude and phase balances is provided in this paper. And the basic theory and realizing hardware structure based on pipelining are described. Lake trials have shown its efficiency and engineering simplicity and reliability.

1 引言

多波束条带测深系统是顺应海洋开发的日益需要而发展起来的船载高精度、高分辨率的海底地形测绘设备。波束形成是该系统的核心环节, 可认为波束形成是决定多波束条带测深系统性能优劣的最重要部件, 任何一台多波束条带测深系统的主要技术指标都集中在波束形成部分, 只是不同应用场合的测深系统采用了不同的波束形成技术^[1]。在我们研制的多波束条带测深系统中采用了移边带数字波束形成技术, 以降低这种高频系统在实时信号处理中的高速运算量。实现此波束形成技术的关键在于实时获得幅度和相

位严格平衡的多路基元正交信号。

本文讨论了实时获得 32 路基元正交信号的希尔伯特变换法, 并给出了硬件实现结构, 多次湖上实验证明了这种方法的有效性和正确性, 为多波束条带测深系统的研制成功解决了关键性技术问题。

2 最优的正交信号获取技术

要进行移边带数字波束形成, 必须获得移频后的、具有一定带宽的基元信号的同相分量和正交分量。正交低通信号的产生有多种方法, 传统的方法是双通道法^[2], 如图 1 所示: 这种方法因为要通过两路模拟通道进行

第一作者: 杜选民, 男, 1970 年 9 月生, 博士研究生

收稿日期: 97-5-13

信号调节, 因此对通道增益和相位匹配要求严格, 否则造成接收通道的不平衡性, 使 I、Q 分量中的幅度和相位误差较大, 对于波束形成的主响应角位置 (MRA) 及波束主瓣宽度、旁瓣结构的影响较大。如果采用二阶采样法, 也要补偿在硬件实现过程中产生的误差^[3]。

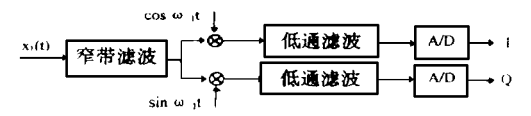


图 1 双通道法产生正交信号

一种简单的获得基元信号同相分量与正交分量的方法是单通道法, 如图 2 所示^[2]: 这种方法只通过单路变频得到低频模拟信号, 然后通过数字 I/Q 产生器来获得同相分量和正交分量。可以看出, 这种方法降低了硬件的复杂性, 并减少了由此带来的 I、Q 幅度和相位误差。至于数字 I、Q 产生器, 一般可用 FIR 滤波器来实现两路信号的正交, 并可用内插法或希尔伯特变换法来实现。鉴于希尔伯特变换法的简单和易实现性, 我们采用了这种方法来获得同相分量与正交分量。



图 2 单通道法产生正交信号

2.1 希尔伯特变换的特性^[4]

理想数字希尔伯特网络的定义是:

$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} -j, & 0 \leq \omega < \pi \\ j, & \pi \leq \omega \leq 2\pi \end{cases} \quad (1)$$

$$h(n) = \begin{cases} 2\sin^2(\pi n/2) / (\pi n) & n \neq 0 \\ 0 & n = 0 \end{cases} \quad (2)$$

由于 $H(e^{j\omega})$ 或 $h(n)$ 是向正负两个方向无限伸展的, 显然不可能实现。因此只能用可实现的滤波器来逼近这个理想网络。

2.2 最佳希尔伯特变换权系数的计算^[4]

我们设计一个数字滤波器, 也就是要获取最佳的权系数值 $h(n)$ 。线性相位 FIR 滤波器的设计方法有 3 种: 窗函数加权法、频率抽样法或等纹波逼近的最优滤波器法。其中最

后一种方法是把线性相位 FIR 滤波器的设计问题当作契比雪夫逼近问题来考虑, 导出一组条件, 在这组条件下能够证明所得到的解, 在整个逼近区间内各处峰值逼近误差为极小的意义上, 是最优的和唯一的。

对一个冲激响应为 $h(n)$ 的因果系统, 如果 $h(n)$ 满足

$$h(n) = -h(N-1-n), n=0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

$$\text{则 } H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) e^{-j\omega n} \quad (4)$$

当 N 为奇数时, $h[(N-1)/2] = 0$

$$H(e^{j\omega}) = e^{-j\omega(N-1)/2} e^{j\omega/2} \left[\sum_{n=0}^{N-1/2} c(n) \cdot \sin(\omega n) \right] \quad (5)$$

$$H^*(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1/2} c(n) \sin(\omega n) \quad (6)$$

其中 $c(n) = 2 \cdot h[(N-1)/2-n]$ 。因此在频率 $\omega = 0$ 和 $\omega = \pi$ 处, $H^*(e^{j\omega}) = 0$ 。

当 N 为偶数时

$$H(e^{j\omega}) = e^{-j\omega(N-1)/2} e^{j\omega/2} \left\{ \sum_{n=0}^{N/2} d(n) \sin[(n-1/2)\omega] \right\} \quad (7)$$

$$H^*(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N/2} d(n) \sin[(n-1/2)\omega] \quad (8)$$

其中 $d(n) = 2 \cdot h[N/2-n]$ 。因此只有在 $\omega = 0$ 处, $H^*(e^{j\omega}) = 0$ 。

由上面的分析可知, 当 N 为奇数时, 有对称的频率响应; 而当 N 为偶数时, 不可能有对称的频率响应 ($\omega = \pi$ 处无零点)。而对称的频率响应可以简化我们要做的运算, 因此下面的设计将取 N 为奇数的情况。

最优 FIR 希尔伯特变换器特性应有下式所要求的频率响应:

$$D(e^{j\omega}) = \begin{cases} -j, & 2\pi F_L \leq \omega \leq 2\pi F_H \\ j, & 2\pi(1-F_H) \leq \omega < 2\pi(1-F_L) \end{cases} \quad (9)$$

(9) 式是上述频带内近似理想希尔伯特变换器的响应, 其中 F_H 是工作频带的上截频率, F_L 是下截频率。

当 N 为奇数时, $F_H < 0.5$ 。如果使 $F_L = 0.5 - F_H$, 则得到的频率响应对称于 $\omega = \pi/2$

2, 从而使得权系数间隔为零(理论上严格为零, 实际计算时近似为零), 这样在实现希尔伯特变换器时大大简化了要做的运算。

另外, 当 N 为奇数时, FIR 滤波器产生的线性相移是 $(N-1)/2$; 要得到 90 相移, 必须消除这个线性相移, 也就是将样本延迟 $(N-1)/2$ 个点, 相当于在 $(N+1)/2$ 点处引出一个分量与 FIR 滤波器输出组成正交信号。

综上所述, 要得到最佳希尔伯特变换权系数, 应满足下面的条件:

采用等纹波的契比雪夫逼近法求 $h(n)$;

滤波器阶数 N 取奇数;

$$F_L = 0.5 - F_H.$$

2.3 希尔伯特变换器的基本参数选取

一般地, 希尔伯特变换的基本参数是: N : 滤波器阶数、 $F = F_L = 0.5 - F_H$: 转换带宽、 δ : 峰值逼近误差(纹波)。 N 越大, 且 F 越大, 就越小。因此为了设计最优的 FIR 希尔伯特变换器, 应选用尽可能大且为奇数的滤波器阶数 N 和宽的转换带宽 F 。

在多波束条带测深系统中, 考虑信号的频带宽度、处理器的运算能力、正交信号间允许的幅度和相位起伏等因素, 我们选取的参数: $N = 19$, $F = 0.1$, 这时 $\delta < -40\text{dB}$ 。

当我们确定了 N 和 F , 就可利用 Remze 逼近算法得到希尔伯特变换的权系数 $h(n)$ ^[5]。设输入信号的时间序列为 $x(i)$, 则
$$y(i) = \sum_{n=0}^{18} x(i-n) h(n) \quad (10)$$
 前面讨论中我们已知 $h(n)$ 是最佳的, 不仅因为 δ 是最小的, 而且因为 $h(n)$ 的值间隔为零, 这样(10)式可简化为

$$y(i) = \sum_{m=0}^9 x(i-2m) h(2m) \quad (11)$$

这样, 每一点希尔伯特变换的运算量减少了近一半。将 $x(i)$ 延迟 9 个点, 就得到 $x(i-9)$ 与 $y(i)$ 组成的正交信号。

3 硬件结构实现

多波束条带测深系统为了能在一个发射周期内实时给出一个海底条带上的几十个海深数据, 它的数字信号处理系统采用了多级并行流水线操作方式, 整个系统构成一个 SIMD 方式的阵列处理系统。当采用移带带数字波束形成, 并用数字希尔伯特变换来完成信号的正交运算时, 因为系统中信号通道有 32 路, 信号的采样周期为 35.6 s, 也就是必须在 35.6 s 的时间内完成 32 路信号、每路至少 19 阶的 FIR 滤波计算以及消除线性相移运算, 这就要求有近 50MIPS 的运算量, 这是一般处理器难以胜任的。我们采用美国 TI 公司的 TMS320C30 作为信号处理芯片, 充分利用了这种芯片的特点, 经过合理的结构和算法设计, 才有可能实时完成所要求的运算。同时采用高速外围芯片来配合 C30 的高速运算, 使流水线操作达到最高效率。

另外, 在采用多级流水线操作方式时, 每一级的功能各不相同, 为调试和维护方便及经济考虑, 硬件结构采用了模块化设计, 使流水线各级硬件结构相同, 只是软件和少量开关的设置不同。考虑流水线的实现方便以及节拍的明快, 又考虑到系统体积, 我们在一个模块上实现流水线的两级, 也就是一个模块上有两个 C30 处理单元, 其结构如下:

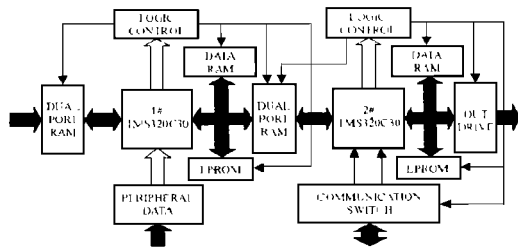


图3 由两片 C30 构成的并行流水线模块结构

由前面分析可知, 获取基元输出的正交信号分两步完成: 一是利用最优希尔伯特变换系数进行 FIR 滤波运算, 二是消除 FIR 滤波带来的线性相移。在多波束条带测深系统中, 输入基元是 32 路, 采样周期为 35.6 s,

要在这个周期内利用 19 点希尔伯特变换得到 32 路正交信号,一般的串行处理难以实时完成。我们利用最佳希尔伯特变换权系数,并用两级流水线即一个模块上的两个处理单元来完成实时操作。具体来说就是,1[#] C30 取 32 路来自 A/D 的数字信号,完成 19 路基元信号的 19 点希尔伯特变换,2[#] C30 完成 13 路基元信号的 19 点希尔伯特变换、消除线性相移并将产生的 32 路正交信号送到下一级完成波束形成。两级流水线的运算程序都用汇编语言编写,利用 C30 的特点,合理设计算法和流程,才保证了运算的实时性。

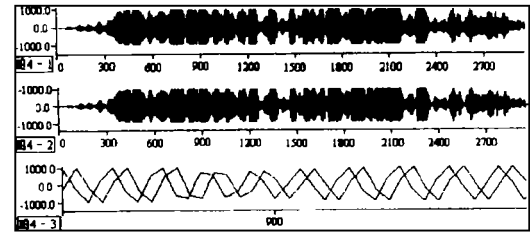


图 4 某路信号的实时希尔伯特变换结果

上述基于流水线操作的硬件系统参加了 1994 年 10 月的吉林松花湖实验和 1996 年 4 月的浙江新安江实验,均取得了明显效果。实验表明,利用数字希尔伯特变换法获取一定带宽内的正交信号是一种行之有效而简单可靠的方法,而利用两片 TMS320C30DSP 芯片实现的流水线操作又给这一方法提供了实时性。图 4 为新安江实验时实际采集的某路信号经流水线硬件计算的希尔伯特变换结果。图 4-1 为采样的湖底反向散射信号(经归一化处理),图 4-2 为希尔伯特变换的结果,图 4-3 为将图 4-1 和图 4-2 画在一起的比较,可见两信号幅度一致,相位差 90°。

利用实时产生的 32 路正交信号进行移边带波束形成,然后进行能量中心检测,估计时延,计算一个条带上不同波束角所对应的深度,再将深度数据送给拼图系统完成海底地形图的绘制。图 5 给出了湖试中条带一侧

(左舷或右舷)的 8 个波束的信号能量输出结果,图中横坐标表示时间。

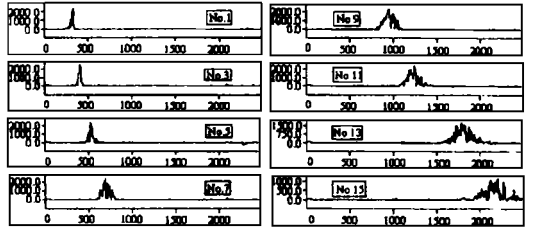


图 5 实测波束形成后的信号能量输出结果

4 结 论

以上对获取高精度正交信号的希尔伯特变换法进行了理论分析,并给出了基于 C30 的利用两级流水线阵列处理模块来实时产生多路正交信号的硬件结构和部分实验结果。该方法以及硬件系统经实验证明是正确而有效的。尽管这种获得正交信号的方法是针对多波束条带测深系统的水声信号处理,但因其建立在通用 FIR 滤波理论基础上,且希尔伯特变换具有一定的工作频带,故这种方法对于其它领域的信号处理也应是适用的。

另外,由两个处理单元构成的模块化硬件结构是一种通用性设计,适合于多种数字信号处理场合,并且多级流水线操作过程对开发信号处理领域的并行性具有重大意义。

参考文献

- 1 C de Moustier. State of the art in swath bathymetry survey system. Int. Hydr. Rev., Monaco, LXV(2), 1988; July
- 2 D W Rice and K H Wu. Quadrature sampling with high dynamic range. IEEE Tran. A. E. S., 1982; 18(4): 736 ~ 739
- 3 E E Churchill, G W Ogar and B J Thompson. The correction of I and Q errors in a coherent processor. IEEE Tran. A. E. S., 1981; 17(4): 131 ~ 136
- 4 L R 拉宾纳、B 戈尔德著,史令启译,数字信号处理的原理与应用. 国防工业出版社, 1982
- 5 宗孔德、胡广书著. 数字信号处理. 清华大学出版社, 1990