



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102176121 A

(43) 申请公布日 2011.09.07

(21) 申请号 201110009537.0

(22) 申请日 2011.01.18

(71) 申请人 河海大学

地址 210098 江苏省南京市西康路1号

(72) 发明人 静大海 蒋德富

(74) 专利代理机构 南京经纬专利商标代理有限公司 32200

代理人 许方

(51) Int. Cl.

G05B 17/02 (2006.01)

A61B 8/06 (2006.01)

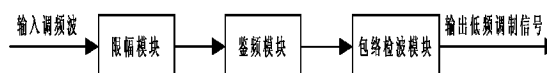
权利要求书 1 页 说明书 8 页 附图 5 页

(54) 发明名称

数字超声经颅多普勒数字解调和信号处理方法及装置

(57) 摘要

本发明公布了一种数字超声经颅多普勒数字解调和信号处理方法及装置,所述方法包括将输入调频波即没有经过解调的超声回波信号进行A/D采样,然后经过数字比较器进行限幅;所述限幅后的调频波中检出反映在频率变换上的调制信号;所述调制信号取绝对值,将调制信号幅度的变化反应到包络线上,然后经过降采样低通滤波器得到低频调制信号。所述装置包括:AD转换器、至少两片大容量高速缓存FIFO、DSP和FPGA。本发明实现宽频带扫描,可实现全深度扫描,提高了系统的适时性和信噪比,精确的提取血流动态参数,提高检测信号的信噪比,改善频谱图像的质量。



1. 一种数字超声经颅多普勒数字解调和信号处理方法,其特征在于所述方法包括如下步骤:

步骤 1) 将输入调频波即没有经过解调的超声回波信号进行 A/D 采样,然后经过数字比较器进行限幅;

步骤 2) 从步骤 1) 所述限幅后的调频波中检出反映在频率变换上的调制信号;

步骤 3) 首先将步骤 2) 所述调制信号取绝对值,将调制信号幅度的变化反应到包络线上,然后经过降采样低通滤波器得到低频调制信号。

2. 根据权利要求 1 所述的数字超声经颅多普勒数字解调和信号处理方法,其特征在于采用小波变换对超声回波的时变信号进行变换相关出时变信号的频谱;小波变换的方法有并行算法和串行算法两种,并行算法在 DSP 中实现,串行算法在 FPGA 中实现。

3. 根据权利要求 1 所述的数字超声经颅多普勒数字解调和信号处理方法,其特征在于采用如下方法得到所述包络线:先计算出原始包络的尖点曲率,在以宽度为 5 的数据量进行平滑;谷点数据由于数据变化比较平缓,采用格雷厄姆算法对谷点数据进行毛刺剔除;并以宽度为 7 的数据量进行平滑。

4. 一种宽带超声经颅多普勒装置,其特征在于包括:AD 转换器、至少两片大容量高速缓存 FIFO、DSP 和 FPGA;采用高速 AD 转换器采样数据;使用至少两片大容量高速缓存 FIFO 来存储数据;FPGA 作为该系统的主控制器来控制系统中各个单元协调工作;采用 DSP 芯片对采集的回波数据进行高速处理;通过 PCI 总线将处理后的回波数据送往 PC 机中。

5. 根据权利要求 4 所述的宽带超声经颅多普勒装置,其特征在于 AD 转换器要采用高速转换器,转换器的控制频率不低于 100MHz,转换时间不高于 3 个时钟周期。

6. 根据权利要求 4 所述的宽带超声经颅多普勒装置,其特征在于两片大容量高速缓存 FIFO,每个高速缓存的深度为 4096 个字节,两个高速缓存采用乒乓存储机制,由 FPGA 来控制对高速缓存进行读写。

7. 根据权利要求 4 所述的宽带超声经颅多普勒装置,其特征在于 FPGA:

其一,向 AD 发送控制时钟信号,向 FIFO 发送读写与乒乓控制信号,向 PCI 总线发控制信号,仲裁系统中各个模块使用总线;

其二,实现数据解调和串行小波的高速硬件流水线算法。

数字超声经颅多普勒数字解调和信号处理方法及装置

技术领域

[0001] 本发明属于医疗器械中高精度与智能检测领域,具体包括高速信号采集与处理,高精度,智能化信号检测与分析。

背景技术

[0002] 超声经颅多普勒系统目前是脑血流检测以及脑疾病分析的一种重要的电子医疗仪器系统,它主要由换能器,超声转换模拟电路,数字信号采集系统,数据分析系统和软件系统组成。

[0003] 超声波在传播的过程中,遇到运动的物体,其反射波的频率会发生变化,频率变化的大小和物体运动速度成正比。利用这个原理可测量人脑血管的血流速度以及动力学特性,这就是超声经颅多普勒系统的理论基础。

[0004] 目前,国内生产的超声经颅多普勒系统都是模拟系统,测量的深度最多也只有 8 个深度。而且系统噪声大,信噪比弱,测量精度差,体积庞大,结构复杂,探头定位基本上是人工定位,不能实现自动化。国外的超声经颅多普勒系统,虽然已经实现数字化,但测量深度最多也只有 32 个深度,有头套来固定超声探头,但不能对探头实行智能控制,检测数据处理精度不高。主要原因是系统对血管深度变化的灵敏度高。目前对多普勒数据的处理使用的方法都是短时傅立叶变换,该方法增加了血流频谱的副瓣效应,从而影响测量精度,血流频谱图与噪声点图界限模糊,使医生对检测者的病情难以准确地判断。受高速信号采集和实时处理技术的限制,目前具有全深度的数字化超声经颅多普勒系统还未出现。数字经颅多普勒需要的信号采样速度至少是模拟经颅多普勒系统的 120 倍,频移解调由原来的模拟解调转为实时数字解调,且要保证解调精度,算法难度增大。受检测噪声和信号处理算法的影响,除血流频谱图外,血流声音的背景噪声也很大。

发明内容

[0005] 本发明目的是针对现有技术存在的缺陷提供一种数字超声经颅多普勒数字解调和信号处理方法及装置。

[0006] 本发明为实现上述目的,采用如下技术方案:

[0007] 本发明数字超声经颅多普勒数字解调和信号处理方法包括如下步骤:

[0008] 步骤 1) 将输入调频波即没有经过解调的超声回波信号进行 A/D 采样,然后经过数字比较器进行限幅;

[0009] 步骤 2) 从步骤 1) 所述限幅后的调频波中检出反映在频率变换上的调制信号;

[0010] 步骤 3) 首先将步骤 2) 所述调制信号取绝对值,将调制信号幅度的变化反应到包络线上,然后经过降采样低通滤波器得到低频调制信号。

[0011] 采用小波变换对超声回波的时变信号进行变换相关出时变信号的频谱;小波变换的方法有并行算法和串行算法两种,并行算法在 DSP 中实现,串行算法在 FPGA 中实现。

[0012] 采用如下方法得到所述包络线:先计算出原始包络的尖点曲率,在以宽度为 5 的

数据量进行平滑；谷点数据由于数据变化比较平缓，采用格雷厄母算法对谷点数据进行毛刺剔除；并以宽度为 7 的数据量进行平滑。

[0013] 一种宽带超声经颅多普勒装置，包括：AD 转换器、至少两片大容量高速缓存 FIFO、DSP 和 FPGA；采用高速 AD 转换器采样数据；使用至少两片大容量高速缓存 FIFO 来存储数据；FPGA 作为该系统的主控制器来控制系统中各个单元协调工作；采用 DSP 芯片对采集的回波数据进行高速处理；通过 PCI 总线将处理后的回波数据送往 PC 机中。

[0014] AD 转换器要采用高速转换器，转换器的控制频率不低于 100MHz，转换时间不高于 3 个时钟周期。

[0015] 两片大容量高速缓存 FIFO，每个高速缓存的深度为 4096 个字节，两个高速缓存采用乒乓存储机制，由 FPGA 来控制对高速缓存进行读写。

[0016] FPGA：其一，向 AD 发送控制时钟信号，向 FIFO 发送读写与乒乓控制信号，向 PCI 总线发控制信号，仲裁系统中各个模块使用总线；

[0017] FPGA：其二，实现数据解调和串行小波的高速硬件流水线算法。

[0018] 与现有设计相比，本发明具有如下优点：

[0019] (1) 可实现宽频带扫描，解决了单一频率扫描距离短，精度不高等缺点。

[0020] (2) 可实现全深度扫描，可对所扫描深度范围的所有血管进行检测。

[0021] (3) 由于使用并行和串行小波算法，因此提高了系统的适时性和信噪比。

[0022] (4) 由于使用准确的包络检测方法，可精确的提取血流动态参数，提高检测信号的信噪比，改善频谱图像的质量。

附图说明

[0023] 图 1 为全数字调频波解调系统原理框图；

[0024] 图 2 为数字鉴频器鉴频特性曲线；

[0025] 图 3 为数字鉴频器幅度谱和相位谱；

[0026] 图 4 为包络检波结果波形图；

[0027] 图 5 为解调结果与原始低频调制信号波形的放大对比；

[0028] 图 6 为解调结果幅度谱图；

[0029] 图 7 为全深度高速信号采集系统；

[0030] 图 8 为全深度数字超声经颅多普勒实施系统；

[0031] 图 9 为全深度数字经颅多普勒血流频谱和 M 波；

[0032] 图 10 为全深度数字经颅多普勒不同深度血管的血流频谱图。

具体实施方式

[0033] 本发明提供一种全新的方法来研究数字超声经颅多普勒系统的弱信号增强技术，在该技术中，系统可在一个探头上发射 1.6MHz 到 2.0MHz 带宽频率的超声，用很小的采样容积和发射功率也可以得到清晰的图像，且可实现全深度检测，最大检测深度可达 128 个深度。

[0034] 本发明之一，是提供一种高速的数字信号解调算法，该算法采用流水方法，对高速采集的信号进行实时解调，可用 FPGA 直接实现。最高的处理速度可达 100M。

[0035] 调频波的解调称为频率检波,简称鉴频。鉴频电路的功能是从输入调频波中检出反映在频率变换上的调制信号,即完成频率-电压的变换作用。先将等幅调频波的瞬时频率变化规律不失真的变换为调频波的振幅包络变化,然后用包络检波器提取出所需的调制信号。这种方法简称为斜率鉴频。当输入调频信号为:

$$[0036] \quad u_i(t) = A_c \cos[\omega_c t + K_f \int m(t) dt] \quad (1)$$

[0037] 时,频率解调器的输出信号应为:

$$[0038] \quad u_o(t) \propto K_f m(t) \quad (2)$$

[0039] 那么,理想的频率解调器可以看成由一个时域微分器和包络检波器级连,而时域微分器起频幅变换作用。因为其输出:

$$[0040] \quad u_d(t) = -A_c [\omega_c + K_f m(t)] \sin[\omega_c t + K_f \int m(t) dt] \quad (3)$$

[0041] 已经是一个调频调幅信号,如果只取包络信息,则幅度检波后的输出信号为:

$$[0042] \quad u_o(t) = K_d m(t) \quad (4)$$

[0043] 根据上述解调原理,我们设计了全数字调频波解调系统,该系统原理框图如图 1 所示:

[0044] 整个系统包括如下几个模块:

[0045] 1) 限幅模块

[0046] 限幅模块由 A/D 转换器和数字比较器构成,将输入调频波进行 A/D 采样,然后经过数字比较器进行限幅,限幅的目的是使本系统的输出信号幅度与输入信号幅度无关。

[0047] 2) 鉴频模块

[0048] 鉴频模块完成频率-电压变换,实现该功能的关键是保证鉴频模块通带内的频率和幅度响应之间为线性关系,本系统使用数字方法实现斜率鉴频,这样可以得到十分理想的鉴频特性曲线,图 2 是使用 MATLAB 软件设计的数字斜率鉴频器,该数字鉴频器中心频率为 2600Hz,采样频率为 10kHz,带宽为 100Hz。可以看出,数字鉴频器在通带内具有近似理想的鉴频特性曲线,这是传统模拟鉴频器很难做到的。图 3 是该数字鉴频器的幅度谱和相位谱,可以看出,数字鉴频器在通带内具有线性相位,这正是很多应用领域所希望的。

[0049] 3) 包络检波模块

[0050] 包络检波模块首先将数字鉴频器的输出取绝对值,将信号幅度的变化反应到包络上,然后经过降采样低通滤波器得到低频调制信号。降采样滤波器输入输出关系如下:

$$[0051] \quad y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(Mn-k) \quad (5)$$

[0052] 其中 N 为滤波器阶数, M 为采样率降低的倍数,即该滤波器输出的采样率降低为输入的 1/M, h(k) 为该滤波器的冲击响应,用以滤除低频调制信号以外的频率分量。降采样滤波器除了完成低通滤波任务,还降低了低频调制信号的采样率,从而降低了对后续模块工作速度的要求,提高了系统的稳定性。包络检波模块的输出即是我们需要的低频调制信号。

[0053] 根据上述全数字调频信号解调系统的原理,我们使用 MATLAB 软件设计了仿真系统,进行了计算机仿真。仿真系统输入信号载频 f_c 为 2600Hz,低频调制信号全部存在,低频调制信号频率为:

$$[0054] \quad f_i = 0.88 + 0.64 \times i \text{ Hz} \quad (i = 0, 1, \dots, 9) \quad (6)$$

[0055] 噪声为白噪声和工频干扰,信噪比 14dB,仿真系统的信噪比设置为实际应用中的

最坏情况,图 4 是包络检波后幅度归一化的结果。

[0056] 解调结果与原始低频调制信号波形的放大对比如图 5 所示,图中实线为原始低频调制信号,虚线为仿真系统的输出,可以看出,解调结果基本真实再现了原始低频调制信号。解调信号幅度谱如图 6 所示。从频域也可以看出,本系统正确恢复了原始低频调制信号。

[0057] 本发明目的之二是提供一种用于计算频谱图的计算方法,以往的血流频谱图都是由短时傅立叶变换分析得到的,使得频谱数据旁瓣过大,信噪比低,本发明采用小波变换的方法来分析超声回波数据,经过改进,该算法可在硬件中直接实现,分串行算法和并行算法两种。

[0058] 设 $f(x)$ 为一维输入信号,记 $\phi_{jk}(x) = 2^{-j/2} \phi(2^{-j}x-k)$, $\psi_{jk}(x) = 2^{-j/2} \psi(2^{-j}x-k)$, 这里 $\phi(x)$ 与 $\psi(x)$ 分别称为定标函数与子波函数, $\{\phi_{jk}(x)\}$ 与 $\{\psi_{jk}(x)\}$ 为二个正交基函数的集合。记 $P_0 f = f$, 在第 j 级上的一维离散小波变换 DWT (Discrete Wavelet Transform) 通过正交投影 $P_j f$ 与 $Q_j f$ 将 $P_{j-1} f$ 分解为:

$$[0059] \quad P_{j-1} f = P_j f + Q_j f = \sum_k c_k^j \phi_{jk} + \sum_k d_k^j \psi_{jk} \quad (7)$$

[0060] 其中: $c_k^j = \sum_{n=0}^{p-1} h(n) c_{2k+n}^{j-1}$, $d_k^j = \sum_{n=0}^{p-1} g(n) c_{2k+n}^{j-1}$ ($j = 1, 2, \dots, L$, $k = 0, 1, \dots, N/2^j - 1$), 这里, $\{h(n)\}$ 与 $\{g(n)\}$ 分别为低通与高通权系数,它们由基函数 $\{\phi_{jk}(x)\}$ 与 $\{\psi_{jk}(x)\}$ 来确定, p 为权系数的长度。 $\{C_n^0\}$ 为信号的输入数据, N 为输入信号的长度, L 为所需的级数。由上式可见,每级一维 DWT 与一维卷积计算很相似。所不同的是:在 DWT 中,输出数据下标增加 1 时,权系数在输入数据的对应点下标增加 2,这称为“间隔取样”。

[0061] 算法 1 一维离散小波变换串行算法

[0062] 输入: $C^0 = (c_0^0, c_1^0, \dots, c_{N-1}^0)$

[0063] $h = (h_0, h_1, \dots, h_{L-1})$

[0064] $g = (g_0, g_1, \dots, g_{L-1})$

[0065] 输出: c_i^j, d_i^j ($i = 0, 1, \dots, N/2^{j-1}, j \geq 0$)

[0066] Begin

[0067] (1) $j = 0, n = N$

[0068] (2) While ($n \geq 1$) do

[0069] (2.1) for $i = 0$ to $n-1$ do

[0070] (2.1.1) $c_i^{j+1} = 0, d_i^{j+1} = 0$

[0071] (2.1.2) for $k = 0$ to $L-1$ do

[0072] $c_i^{j+1} = c_i^{j+1} + h_k c_{(k+2i) \bmod n}^j, d_i^{j+1} = d_i^{j+1} + g_k d_{(k+2i) \bmod n}^j$

[0073] end for

[0074] end for

[0075] (2.2) $j = j+1, n = n/2$

[0076] end while

[0077] End

[0078] 显然,算法 1 的时间复杂度为 $O(N*L)$ 。

[0079] 在实际应用中,很多情况下采用紧支集小波 (Compact ly SupportedWavelets),这时相应的尺度系数和小波系数都是有限长度的,不失一般性,设尺度系数只有有限个非零值: $h_1, \dots, h_N$, N 为偶数,同样取小波使其只有有限个非零值: $g_1, \dots, g_N$ 。为简单起见,设尺度系数与小波函数都是实数。对有限长度的输入数据序列: $c_n^0 = x_n, n=1,2,\Lambda, M$ (其余点的值都看成 0), 它的离散小波变换为:

$$[0080] \quad c_k^{j+1} = \sum_{n \in Z} c_n^j h_{n-2k} \quad (8)$$

$$[0081] \quad d_k^{j+1} = \sum_{n \in Z} c_n^j g_{n-2k} \quad j=0,1,\Lambda, J-1 \quad (9)$$

[0082] 其中 J 为实际中要求分解的步数,最多不超过 $\log_2 M$, 其逆变换为

$$[0083] \quad c_n^{j-1} = \sum_{k \in Z} c_k^j h_{n-2k} + \sum_{k \in Z} c_k^j g_{n-2k}, \quad j=J,\Lambda, 1 \quad (10)$$

[0084] 注意到尺度系数和输入系列都是有限长度的序列,上述和实际上都只有有限项。若完全按照上述公式计算,在经过 J 步分解后,所得到的 $J+1$ 个序列 $d_k^j, j=0,1,\Lambda, J-1$ 和 c_k^j 的非零项的个数之和一般要大于 M , 究竟这个项目增加到了多少? 下面来分析一下上述计算过程。

[0085] $j=0$ 时计算过程为

$$[0086] \quad c_k^1 = \sum_{n=1}^M x_n h_{n-2k} \quad (11)$$

$$[0087] \quad d_k^1 = \sum_{n=1}^M x_n g_{n-2k} \quad (12)$$

[0088] 不难看出, c_k^1 的非零值范围为: $k = -\frac{N}{2}+1, \Lambda, -1, 0, \Lambda, \left[\frac{M}{2}\right]-1$, 即有 $k = -\frac{N}{2}-1 + \left[\frac{M}{2}\right] = \left[\frac{M+N-1}{2}\right]$ 个非零值。 d_k^1 的非零值范围相同。继续往下分解时,非零项出现的规律相似。分解多步后非零项的个数可能比输入序列的长度增加较多。例如,若输入序列长度为 100, $N=4$, 则 d_k^1 有 51 项非零, d_k^2 有 27 项非零, d_k^3 有 15 项非零, d_k^4 有 9 项非零, d_k^5 有 6 项非零, d_k^6 有 4 项非零, c_k^6 有 4 项非零。这样分解到 6 步后得到的序列的非零项个数的总和为 116, 超过了输入序列的长度。在数据压缩等应用中,希望总的长度基本不增加,这样可以提高压缩比、减少存储量并减少实现的难度。

[0089] 可以采用稍微改变计算公式的方法,使输出序列的非零项总和基本上和输入序列的非零项数相等,并且可以完全重构。这种方法也相当于把输入序列进行延长(增加非零项),因而称为延拓法。

[0090] 只需考虑一步分解的情形,下面考虑第一步分解 ($j=1$)。将输入序列作延拓,若 M 为偶数,直接将其按 M 为周期延拓;若 M 为奇数,首先令 $x_{M+1}=0$ 。然后按 $M+1$ 为周期延拓。作了这种延拓后再按前述公式计算,相应的变换矩阵已不再是 H 和 G , 事实上这时的变换矩阵类似于循环矩阵。例如,当 $M=8, N=4$ 时矩阵 H 变为:

$$\begin{array}{cccccccc}
 h_3 & h_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_1 & h_2 \\
 h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 [0091] & 0 & 0 & h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & 0 & 0 \\
 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\
 h_3 & h_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_1 & h_2
 \end{array}$$

[0092] 当 $M = 7, N = 4$ 时矩阵 H 变为：

$$\begin{array}{ccccccc}
 h_3 & h_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_1 \\
 h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & 0 & 0 & 0 \\
 [0093] & 0 & 0 & h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & 0 \\
 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_1 & h_2 & h_3 \\
 h_3 & h_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_1
 \end{array}$$

[0094] 从上述的矩阵表示可以看出,两种情况下的矩阵内都有完全相同的行,这说明作了重复计算,因而从矩阵中去掉重复的那一行不会减少任何信息量,也就是说,这时我们可以对矩阵进行截短(即去掉一行),使得所得计算结果仍然可以完全恢复原输入信号。当 $M = 8, N = 4$ 时截短后的矩阵为：

$$[0095] \quad H = \begin{bmatrix} h_3 & h_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_1 & h_2 \\ h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \end{bmatrix}$$

[0096] 当 $M = 7, N = 4$ 时截短后的矩阵为：

$$[0097] \quad H = \begin{bmatrix} h_3 & h_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_1 \\ h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_1 & h_2 & h_3 \end{bmatrix}$$

[0098] 这时的矩阵都只有 $\left\lceil \frac{M}{2} \right\rceil$ 行。分解过程成为：

$$[0099] \quad C^1 = HC^0 \quad (13)$$

$$[0100] \quad D^1 = GC^0 \quad (14)$$

[0101] 向量 C^1 和 D^1 都只有 $\left\lceil \frac{M}{2} \right\rceil$ 个元素。重构过程为：

$$[0102] \quad C^0 = H^*C^1 + G^*D^1 \quad (15)$$

[0103] 可以完全重构。矩阵 H, G 有等式

$$[0104] \quad H^*H + G^*G = I \quad (16)$$

[0105] 一般情况下,按上述方式保留矩阵的 $\left\lceil \frac{M}{2} \right\rceil$ 行,可以完全恢复原信号。

[0106] 这种方法的优点是最后的序列的非 0 元素的个数基本上和输入序列的非 0 元素个数相同,特别是若输入序列长度为 2 的幂,则完全相同,而且可以完全重构输入信号。其代价是得到的变换系数 D^j 中的一些元素已不再是输入序列的离散小波变换系数,对某些应用

可能是不适合的,但在数据压缩等应用领域,这种方法是可行的。

[0107] 离散小波变换并行算法:

[0108] 下设输入序列长度 $N = 2^t$, 不失一般性设尺度系数只有有限个非零值: $h_0, \dots, h_{L-1}$, L 为偶数, 同样取小波使其只有有限个非零值: $g_0, \dots, g_{L-1}$ 。为简单起见, 我们采用的延拓方法计算。即将有限尺度的序列 $c_n^0 = x_n (n=0, 1, \dots, N-1)$ 按周期 N 延长, 使他成为无限长度的序列。这时变换公式也称为周期小波变换。变换公式为:

$$[0109] \quad c_k^{j+1} = \sum_{n \in Z} c_n^j h_{n-2k} = \sum_{n=0}^{L-1} h_n c^{j \langle n+2k \rangle} \quad (17)$$

$$[0110] \quad d_k^{j+1} = \sum_{n=0}^{L-1} g_n d^{j \langle n+2k \rangle} \quad j = 0, 1, \dots, J-1 \quad (18)$$

[0111] 其中 $\langle n+2k \rangle$ 表示 $n+2k$ 对于模 $N/2^j$ 的最小非负剩余。注意这时 c_k^j 和 d_k^j 是周期为 $N/2^j$ 的周期序列。其逆变换为

$$[0112] \quad c_n^{j-1} = \sum_{k \in Z} c_k^j h_{n-2k} + \sum_{k \in Z} c_k^j g_{n-2k} \quad j = J, \dots, 1 \quad (19)$$

[0113] 从变换公式中可以看出, 计算输出点 c_k^{j+1} 和 d_k^{j+1} , 需要输入序列 c_n^j 在 $n = 2k$ 附近的值 (一般而言, L 远远小于输入序列的长度)。设处理器台数为 p , 将输入数据 $c_n^j (n=0, 1, \dots, N/2^j-1)$ 按块分配给 p 台处理器, 处理器 i 得到数据 $c_n^j (n=i \frac{N}{P2^j}, \dots, (i+1) \frac{N}{P2^j}-1)$, 让处理器 i 负责 c_n^{j+1} 和 $d_n^{j+1} (n=i \frac{N}{P2^{j+1}}, \dots, (i+1) \frac{N}{P2^{j+1}}-1)$ 的计算, 则不难看出, 处理器 i 基本上只要用到局部数据, 只有 $L/2$ 个点的计算要用到处理器 $i+1$ 中的数据, 这时做一步并行数据发送: 将处理器 $i+1$ 中前 $L-1$ 个数据发送给处理器 i , 则各处理器的计算不再需要数据交换。

[0114] 算法 2 离散小波变换并行算法

[0115] 输入: $h_i (i = 0, \dots, L-1)$, $g_i (i = 0, \dots, L-1)$, $c_i^0 (i=0, \dots, N-1)$

[0116] 输出: $c_i^k (i=0, \dots, N/2^k-1, k>0)$

[0117] Begin

[0118] 对所有处理器 my_rank (my_rank = 0, ..., p-1) 同时执行如下的算法:

[0119] (1) $j = 0$;

[0120] (2) while ($j < r$) do

[0121] (2.1) 将数据 $c_n^j (n=0, 1, \dots, N/2^j-1)$ 按块分配给 p 台处理器

[0122] (2.2) 将处理器 $i+1$ 中前 $L-1$ 个数据发送给处理器 i

[0123] (2.3) 处理器 i 负责 c_n^{j+1} 和 $d_n^{j+1} (n=i \frac{N}{P2^{j+1}}, \dots, (i+1) \frac{N}{P2^{j+1}}-1)$ 的计算

[0124] (2.4) $j = j+1$

[0125] end while

[0126] End

[0127] 这里每一步分解后数据 c_n^{j+1} 和 d_n^{j+1} 已经是按块存储在 P 台处理器上, 因此算法第一步中的数据分配除了 $j = 0$ 时需要数据传送外, 其余各步不需要数据传送 (数据已经到位)。因此, 按 LogP 模型, 算法的总的通信时间为: $2(L \max(o, g) + 1)$, 远小于计算时间 $O(N)$ 。

[0128] 本发明之三, 设计一种宽带超声经颅多普勒全数字采集系统, 该系统由高速 A/D 转换模块, 高速缓存模块, FPGA 控制和流水阵列信号处理模块, 高速信号处理模块以及计算

机接口模块组成。如图 7 所示。

[0129] 在该信号采集与处理系统中,没有经过解调的超声回波信号经过 A/D 进行高速采样(采样频率在 40MHz 以上),采样后的数据送入高速缓存中进行数据传输缓冲,本系统用两个高速缓存来存储采样数据,两个高速缓存的存储机制采用乒乓存储方式,即在 FPGA 的控制下,轮换存储,并把采集到的数据送到 FPGA 中,进行高速数据解调,将解调后的数据送到 DSP 进行离散小波变换,得出超声频移数据,然后把频移数据通过 PCI 接口送往 PC 机进行超声多普勒频谱显示。

[0130] 采用的技术方案:为了提高全数字超声经颅多普勒系统的信噪比,改善血流频谱图像的质量,对由小波计算的频谱采用包络分界法做进一步分析,包络算法采用基于曲率的格雷厄姆扫描算法进行提取。根据同步心电信号将包络划分为单心动周期包络,对单心动周期包络(以下简称包络)进行处理,根据包络实际情况,对主波所在区域(包括主波和伪迹)进行定位,去除主波区域两边的无用包络(主要是零频率平坦包络),对主波区域包络,采用格雷厄姆扫描算法提取凸壳。主波区域的凸壳提取出后,需对凸壳进行插值,使凸壳上的点数和该区域原始包络的点数一致,逐点比较主波区域凸壳和该区域原始包络的纵坐标,找出波峰点(纵坐标最大值点)两边的最大偏离点,作为主波的继续定位点,重新提取这两点之间的包络凸壳,同时分别计算由此两点与它们靠近波峰点的相邻点确定的斜率,按此斜率从此两点向两边引出延长线,延长线和零频率水平线的交点即作为主波的起始点和终止点,由此得到的包络凸壳就是最终提取的包络主波。

[0131] 具体实施中,高速 A/D 采用美芯 155,可实现 40MHz 以上采样,可同时对 8 路通道进行转换,两个高速缓存采用 IDT7285,深度为 8792 个字节,FPGA 用 Altral 的 MAX3256,宏单元为 256 个,自带 EAB 嵌入式阵列块。DSP 采用 TI 公司的 TMS6302,PCI 接口芯片采用 TI 公司的 PCI 2040,整个系统布局如图 8 所示。由该系统采集大脑动脉的血流频谱图 9 所示。检测到的大脑全深度血管的血流频谱图如图 10 所示。

[0132] 该频谱图说明,本发明利用数字解调可实现全深度血流速度检测,宽带的超声信号和改进的小波变化方法提高了超声频谱的信噪比。

[0133] 以上具体实施方式仅用于说明本发明,而非用于限定本发明。

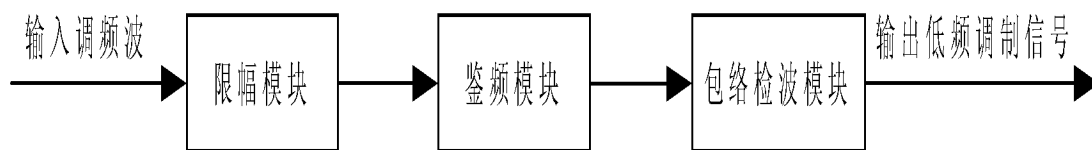


图 1

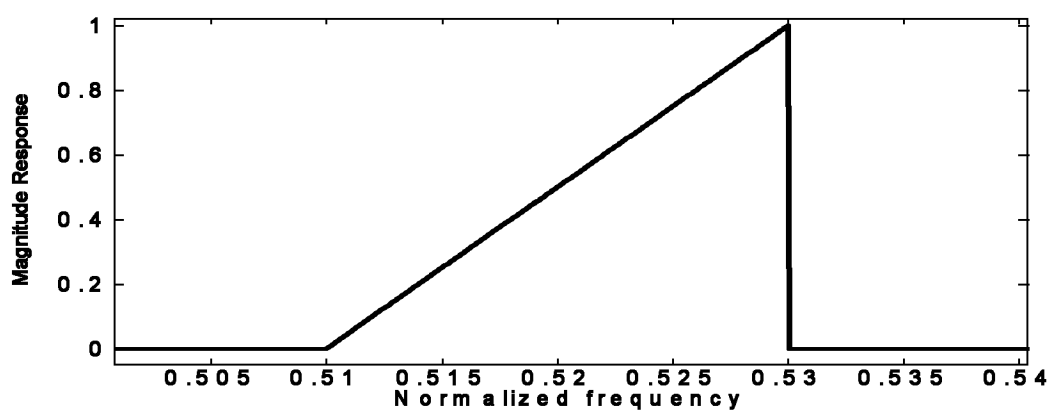


图 2

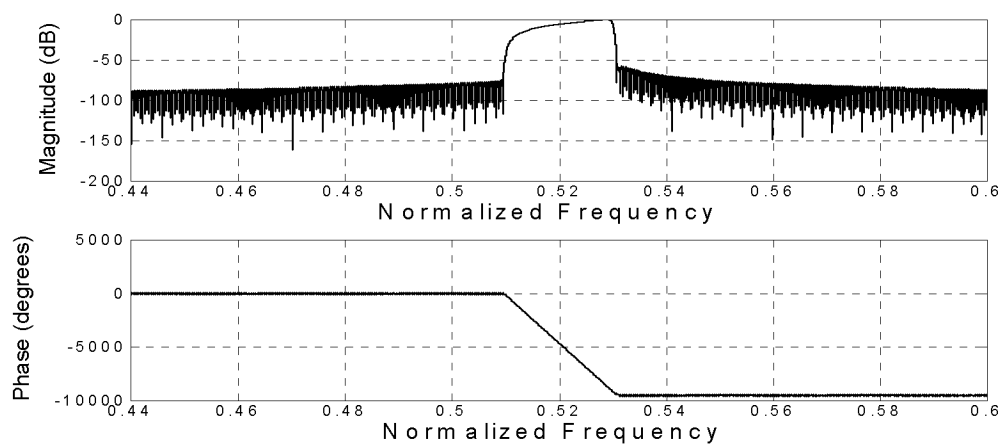


图 3

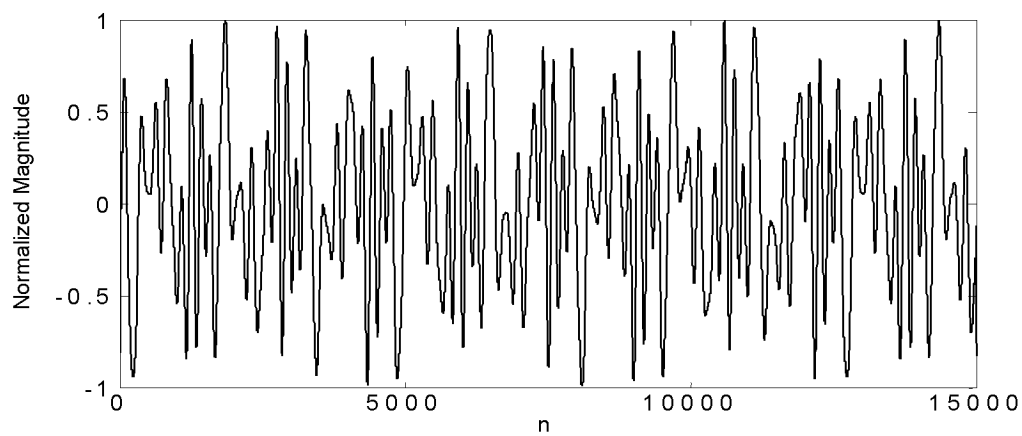


图 4

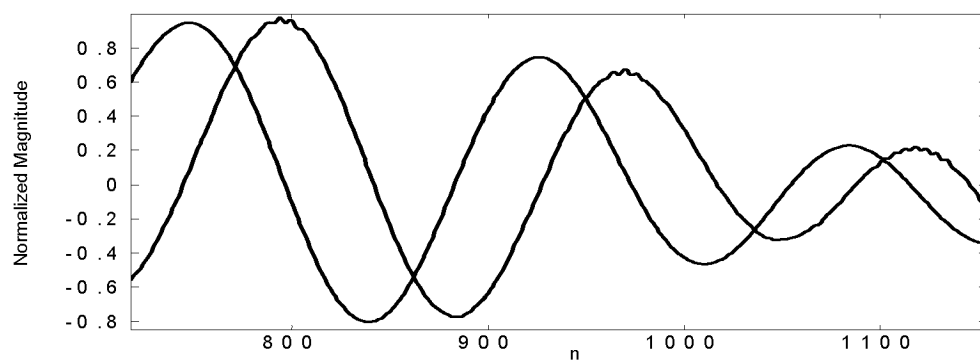


图 5

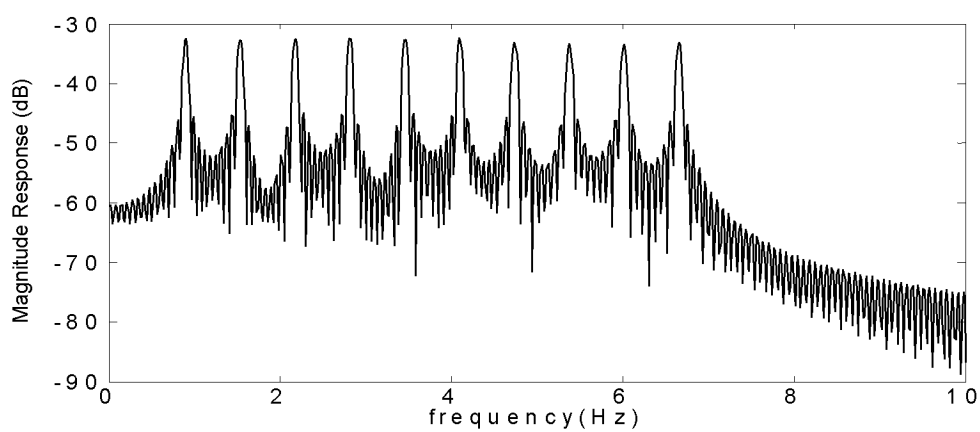


图 6

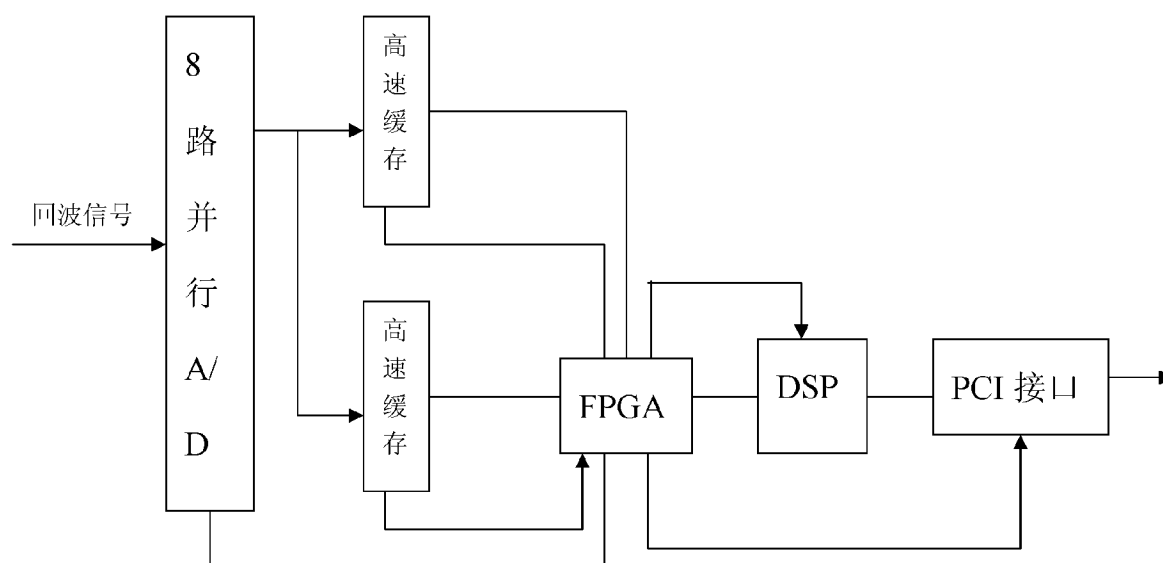


图 7

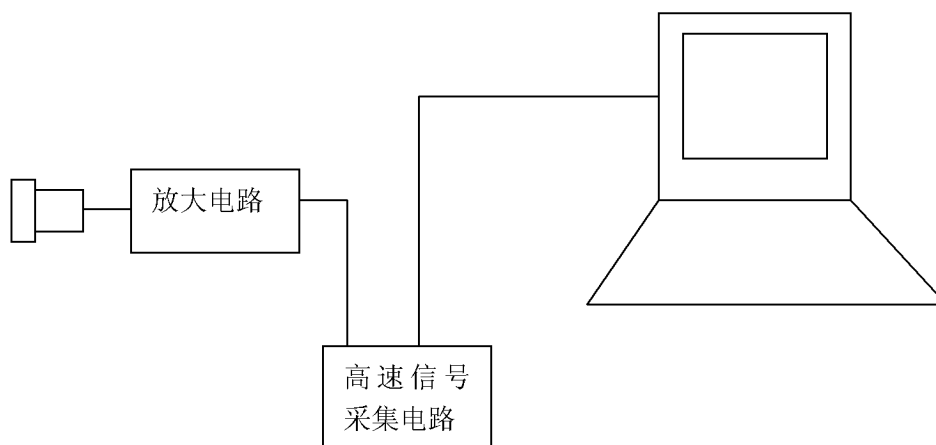


图 8

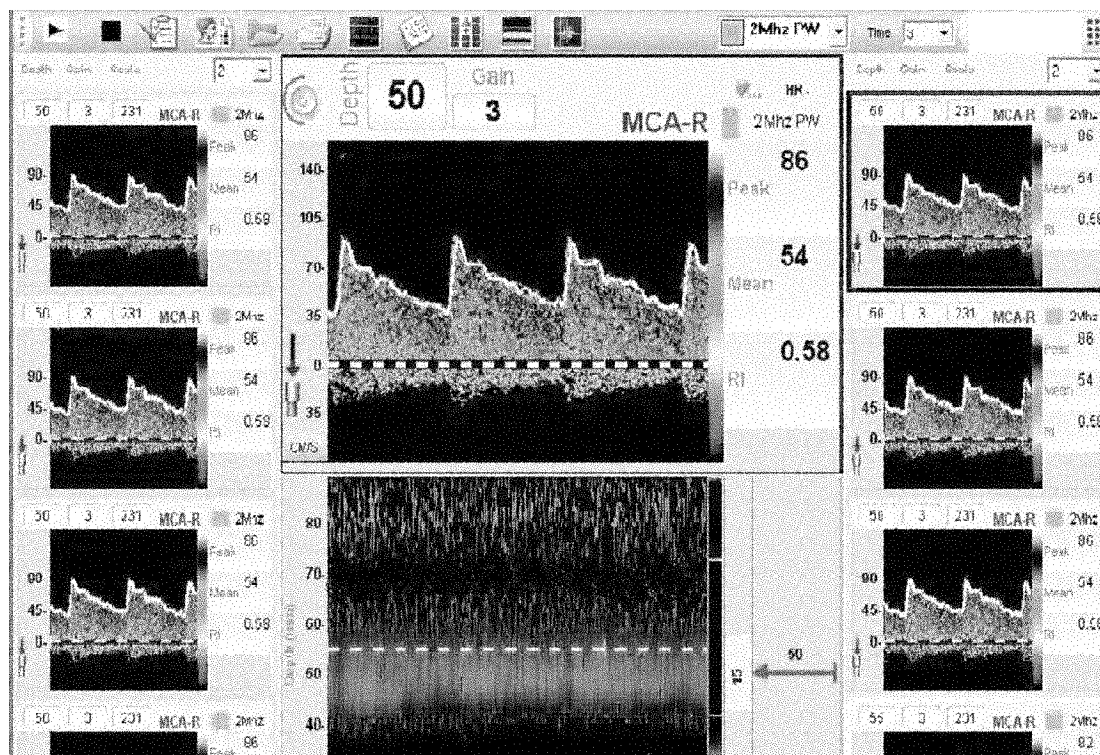


图 9

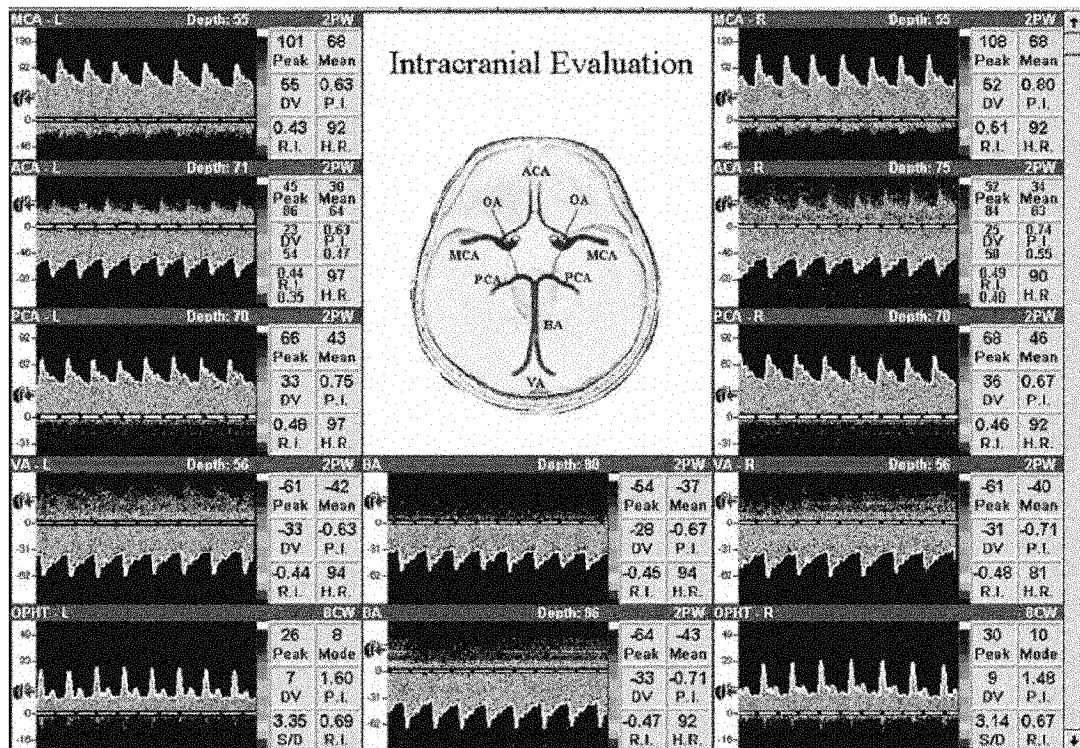


图 10

专利名称(译)	数字超声经颅多普勒数字解调和信号处理方法及装置		
公开(公告)号	CN102176121A	公开(公告)日	2011-09-07
申请号	CN201110009537.0	申请日	2011-01-18
[标]申请(专利权)人(译)	河海大学		
申请(专利权)人(译)	河海大学		
当前申请(专利权)人(译)	河海大学		
[标]发明人	静大海 蒋德富		
发明人	静大海 蒋德富		
IPC分类号	G05B17/02 A61B8/06		
代理人(译)	许方		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

本发明公布了一种数字超声经颅多普勒数字解调和信号处理方法及装置，所述方法包括将输入调频波即没有经过解调的超声回波信号进行A/D采样，然后经过数字比较器进行限幅；所述限幅后的调频波中检出反映在频率变换上的调制信号；所述调制信号取绝对值，将调制信号幅度的变化反应到包络线上，然后经过降采样低通滤波器得到低频调制信号。所述装置包括：AD转换器、至少两片大容量高速缓存FIFO、DSP和FPGA。本发明实现宽频带扫描，可实现全深度扫描，提高了系统的适时性和信噪比，精确的提取血流动态参数，提高检测信号的信噪比，改善频谱图像的质量。

