



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101190137 B

(45) 授权公告日 2011.06.22

(21) 申请号 200610146980.1

US 5482044 A, 1996.01.09, 全文.

(22) 申请日 2006.11.27

CN 1731388 A, 2006.02.08, 全文.

(73) 专利权人 深圳迈瑞生物医疗电子股份有限公司

审查员 陈淑珍

地址 518057 广东省深圳市南山区高新技术产业园区科技南十二路迈瑞大厦

(72) 发明人 蒋勇 胡勤军 皮兴俊

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司 72001

代理人 张亚宁 梁永

(51) Int. Cl.

A61B 8/14(2006.01)

A61B 8/00(2006.01)

G01N 29/50(2006.01)

(56) 对比文件

CN 1440726 A, 2003.09.10, 全文.

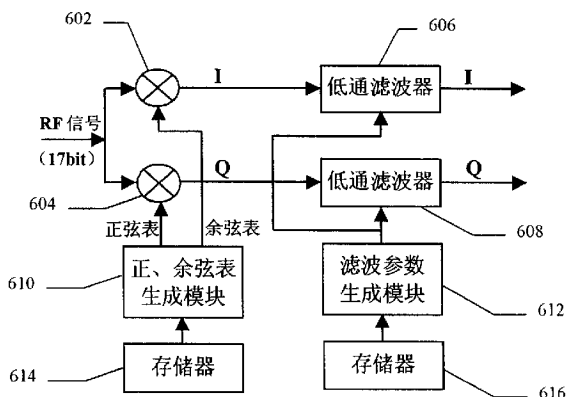
权利要求书 3 页 说明书 6 页 附图 4 页

(54) 发明名称

用于超声成像系统的实时数字正交解调方法与装置

(57) 摘要

本发明公开了一种用于超声成像系统的实时数字正交解调方法与装置。所述方法除包括乘法步骤和滤波步骤外,还包括正、余弦表生成步骤,用于实时生成正、余弦表,以及滤波参数生成步骤,用于实时生成相应的滤波参数以对来自乘法器的信号进行滤波。所述装置包括两个乘法器,两个滤波器,正、余弦表生成模块,滤波参数生成模块,以及两个参数存储器。按照本发明的用于超声成像系统的实时数字正交解调方法与装置,有效地节约了存储器资源,也更便于控制。



1. 一种用于超声成像系统的实时数字正交解调方法,包括:
  - 乘法步骤,用于将同步分到两个乘法器的信号分别与正弦表和余弦表数值相乘;
  - 滤波步骤,用于根据来自乘法器的信号所代表的深度,利用相应的滤波参数对来自乘法器的信号进行滤波,以输出正交解调结果;
  - 其特征在于,还包括:
    - 正、余弦表生成步骤,用于实时生成正、余弦表数据;以及
    - 滤波参数生成步骤,用于实时生成相应的滤波参数以供对来自乘法器的信号进行滤波。
2. 如权利要求1所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调方法,其特征在于,所述正、余弦表生成步骤包括:
  - 计数器产生从存储器中读取数据的读地址;
  - 将从存储器中读取的数据与累加器中的数据相加,结果作为 cordic 模块的输入角度;
  - 由 cordic 模块产生正、余弦值。
3. 如权利要求1所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调方法,其特征在于,所述滤波参数生成步骤包括:
  - 用当前系数索引  $n$  对存储有窗函数  $Win(n)$  相关的值  $H_a$  的第一存储器进行查表,以得到窗函数  $Win(n)$  相关的值  $H_a$ ;其中  $n = 1, 2, \dots, N-1, N$  为滤波器阶数,  $H_a = \frac{Win(n)}{\pi(n - (N-1)/2)}$ ;
  - 用  $Sin$  查找表地址对存储有正弦查找表的第二存储器查表,得到正弦值  $S_n$ ;
  - 将  $H_a$  和正弦值  $S_n$  相乘,得到当前索引对应的滤波参数。
4. 如权利要求3所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调方法,其特征在于,生成所述查找表地址包括步骤:
  - 用当前系数索引  $n$  变换后的值  $T_n = 2n - N + 1$  与滤波器截止频率  $k$  相乘,得到查表地址,其中  $N$  为滤波器的阶数,  $n = 0, 1, \dots, N-1$ 。
5. 如权利要求4所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调方法,其特征在于:
  - 所述截止频率  $k$  是固定的,对  $2\pi/M$  量化后的值即为  $k$ ,其中  $M$  为2的整次幂。
6. 如权利要求4所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调方法,其特征在于,所述截止频率  $k$  是随时间变化的,生成随时间变化的截止频率  $k$  包括步骤:
  - 用计数器的值对存储有截止频率变化量的第三存储器查表,得到当前截止频率变化量  $A_c$ ;
  - 用  $A_c$  的值和保存在寄存器  $Reg$  中的上一个滤波器截止频率  $K_{p-1}$  相加,得到当前的截止频率  $K_p$ 。
7. 一种用于超声成像系统的实时数字正交解调装置,包括:
  - 两个乘法器,用于将 RF 信号分别与正弦表和余弦表数值相乘;
  - 两个滤波器,用于根据来自所述乘法器的信号所代表的深度,利用相应的滤波参数对来自所述乘法器的信号进行滤波,以输出正交解调结果;
  - 其特征在于还包括:
    - 正、余弦表生成模块,用于实时生成正、余弦表;
    - 滤波参数生成模块,用于实时生成相应的滤波参数以对来自所述乘法器的信号进行滤

波 ; 以及

两个参数存储器, 分别与正、余弦表生成模块和滤波参数生成模块相连接, 用于分别存储实时生成正、余弦表和实时生成相应的滤波参数所需的输入参数。

8. 如权利要求 7 所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调装置, 其特征在于, 所述正、余弦表生成模块包括:

存储器, 用于存储角度数据;

第一计数器, 用于产生从存储角度数据的存储器中读取数据的读地址;

累加器;

第一加法器, 用于将从所述存储角度数据的存储器读取的数据与所述累加器中的数据相加; 以及

CORDIC 模块, 用于将相加的结果作为输入角度以产生正、余弦值。

9. 如权利要求 7 所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调装置, 其特征在于, 所述滤波参数生成模块包括:

第一存储器, 用于存储窗函数  $Win(n)$  相关的值  $H_a$ , 以使用当前系数索引  $n$  对所述第一存储器查表从而得到窗函数  $Win(n)$  相关的值  $H_a$ ; 其中  $n = 1, 2, \dots, N-1, N$  为滤波器阶数,

$$H_a = \frac{Win(n)}{\pi(n - (N - 1)/2)};$$

Sin 查找表地址生成模块, 用于生成 Sin 查找表地址;

第二存储器, 用于存储正弦查找表, 以使用 Sin 查找表地址对所述第二存储器查表从而得到正弦值  $S_n$ ;

第一乘法器, 用于将  $H_a$  和正弦值  $S_n$  相乘, 得到当前索引对应的滤波参数。

10. 如权利要求 9 所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调装置, 其特征在于, 所述 Sin 查找表地址生成模块包括:

变换器, 用于将当前系数索引  $n$  变换为  $T_n = 2n - N + 1$ , 其中  $N$  为滤波器的阶数,  $n = 0, 1, \dots, N-1$ ; 以及

第二乘法器, 用于将  $T_n$  值与滤波器截止频率  $k$  相乘, 以得到 Sin 查找表地址。

11. 如权利要求 10 所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调装置, 其特征在于: 所述截止频率  $k$  是固定的, 对  $2\pi/M$  量化后的值即为  $k$ , 其中  $M$  为 2 的整次幂。

12. 如权利要求 10 所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调装置, 其特征在于, 还包括:

截止频率控制模块, 用于生成随时间变化的截止频率  $k$ ;

其中所述截止频率控制模块进一步包括:

第三存储器, 用于存储截止频率的变化量;

第二计数器, 用于对所述第三存储器查表, 得到当前截止频率变化量  $A_c$ ;

寄存器, 用于保存上一个滤波器截止频率  $K_{p-1}$ ;

第二加法器, 用于将所述  $A_c$  值与所述上一个滤波器截止频率  $K_{p-1}$  相加, 以得到当前的截止频率  $K_p$ 。

13. 如权利要求 8 所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调装置, 其特征在于: 所述第一计数器是均匀计数器。

14. 如权利要求 12 所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调装置,其特征在于:所述第二计数器是均匀计数器。

15. 如权利要求 7 至 12 中的任何一项所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调装置,其特征在于:所述两个滤波器为低通滤波器。

16. 如权利要求 7 所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调装置,其特征在于:所述参数存储器为 RAM。

17. 如权利要求 8 所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调装置,其特征在于:所述存储角度数据的存储器为 RAM。

18. 如权利要求 9 所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调装置,其特征在于:所述第一存储器为 RAM;所述第二存储器为 ROM。

19. 如权利要求 12 所述的用于超声成像系统的实时数字正交解调装置,其特征在于:所述第三存储器为 RAM。

## 用于超声成像系统的实时数字正交解调方法与装置

### 技术领域

[0001] 本发明涉及一种数字正交解调方法与装置,特别是涉及一种用于超声成像系统的实时数字正交解调方法与装置。

### 背景技术

[0002] 数字正交解调装置是全数字超声成像系统,特别是全数字彩色多普勒超声成像仪中不可缺少的部分。

[0003] 图 1 为一个典型的超声成像系统(发射部分由于和本发明无太大关系,未画出)。一个常规的 B 型成像流程为:探头发射出脉冲,参与接收的各阵元接收到回波,经过放大, A/D 转换,在波束合成器中以不同的延时量相加得到射频数据。射频数据(即下面所述的  $x(t)$ ) 进入正交解调环节后分为 I、Q 两路,根据成像模式的不同进入 B 信号处理模块、Color(或者 Colorflow) 信号处理模块或者 Doppler 信号处理模块。处理完毕后,经过 DSC(数字扫描转换)变成便于理解的图像形式显示在屏幕上。主控 CPU 负责每个模块的参数更新。

[0004] 图 2 为一个超声成像系统中常见的正交解调装置,图中的 I1、Q1 以及 I、Q 与下面的公式 (1) 和 (2) 的意义相同。波束合成器输出的 RF 信号被同步分到两个乘法器和正弦表及余弦表相乘。正弦表和余弦表数值由正弦表存储器和余弦表存储器中查表得出。乘法器的输出进入低通滤波器。低通滤波器根据进入信号所代表的深度,从滤波参数存储器中取出对应滤波参数。用该滤波参数对输入信号滤波,输出即正交解调结果。

[0005] 医疗设备中的超声波具有以下特点:中心频率沿深度会发生变化,信号带宽沿深度会发生变化。与超声波的这种特点相对应,数字正交解调装置要求支持解调信号的中心频率可变,带宽可变。一般数字超声设备均是用硬件(FPGA)实现的数字正交解调,要满足中心频率沿深度(或者随时间)变化,带宽沿深度(或者随时间)变化,需储存大量参数,增大了存储器开销。

[0006] 假定超声回波信号的表达式为:  $x(t) = A(t) \cos(\omega(t) \times t + \Phi(t))$ , 式中,  $A(t)$  是一低频信号,代表回波沿不同深度的幅度变化,  $\omega(t)$  代表回波的频率,随时间也发生变化,正交解调的过程分以下两步:

$$[0007] \quad 1) \quad I1(t) = x(t) \times \cos(\omega(t) \times t) = \frac{A(t)}{2} (\cos(\Phi(t)) + \cos(2\omega(t) \times t + \Phi(t))) \quad (1)$$

$$[0008] \quad Q1(t) = x(t) \times \sin(\omega(t) \times t) = -\frac{A(t)}{2} (\sin(\Phi(t)) - \sin(2\omega(t) \times t + \Phi(t)))$$

[0009] 2) 从上式 I1(t) 和 Q1(t) 的表达式可以看出 I1(t) 和 Q1(t) 均是由两部分信号组成,频率在 0 附近的低频信号和频率在  $2\omega(t)$  附近的高频信号,将 I1(t) 和 Q1(t) 送入一个低通滤波器,滤去高频部分,假定滤波器的单位冲激响应为  $h(t)$ , 即:

$$[0010] \quad I(t) = I1(t) \otimes h(t) = A(t)/2 \times \cos(\Phi(t))$$

$$[0011] \quad Q(t) = Q1(t) \otimes h(t) = A(t)/2 \times \sin(\Phi(t))$$

[0012] I、Q 即为正交解调的结果。即正交解调之后,信号被分成了相互正交的两路 I 和

Q, I 和 Q 代表的意思是同相 (In-Phase) 和正交 (Quadrature), 两路信号主要保留了原信号的低频部分。

[0013] 对 I 和 Q 求模, 得到的结果显然是  $A(t)/2$ , 即原信号的幅度信息 (包络), 这是 B 型成像的基础, 对 I 和 Q 进行别的处理, 可以得到诊断对象内的血流信息。

[0014] 在全数字超声设备中, 正交解调的实现一般是用数字处理方法, 将叙述上述原理时使用的公式换成数字表达即可。从上面叙述可以看出, 正交解调涉及参数包括正弦表, 余弦表, 低通滤波参数。一般系统中均是将这些参数保存在存储器, 这些参数要考虑到解调频率可变, 带宽可变, 参数一般比较多。

[0015] 假定一个系统 A/D 采样率为 40M, 要求探测深度为 30cm, 需要保存的正弦表和余弦表长度为约 16000 点, 正交解调要求的量化精度一般比较高, 假定为 16bit, 则正、余弦表的存储量为  $16000 \times 2 \times 16 = 512\text{Kbit}$ ; 用于解调的低通滤波器假定为 100 阶 (在实际情况下可能需要更高), 位宽 12bit, 每隔 64 个采样点切换一组滤波参数 (以满足沿深度带宽可变), 需要的存储量为  $(16000/64) \times 50 \times 12 = 150\text{Kbit}$ 。这样的设计方式一方面必须在系统中外加存储器芯片, 增加成本, 另外控制也比较麻烦。

## 发明内容

[0016] 本发明的目的是提供一种用于超声成像系统的实时数字正交解调方法与装置, 可大量节约存储器, 同时满足超声成像系统的需要。

[0017] 按照本发明的第一方面, 提供一种用于超声成像系统的实时数字正交解调方法, 包括: 乘法步骤, 用于将同步分到两个乘法器的信号分别与正弦表和余弦表数值相乘; 滤波步骤, 用于根据来自乘法器的信号所代表的深度, 利用相应的滤波参数对来自乘法器的信号进行滤波, 以输出正交解调结果; 其中还包括: 正、余弦表生成步骤, 用于实时生成正、余弦表; 以及滤波参数生成步骤, 用于实时生成相应的滤波参数以对来自乘法器的信号进行滤波。

[0018] 按照本发明第一方面的实时数字正交解调方法, 其中所述正、余弦表生成步骤包括: 计数器产生从存储器中读取数据的读地址; 将从存储器中读取的数据与累加器中的数据相加, 结果作为 cordic 模块的输入角度; 以及由 cordic 模块产生正、余弦值。

[0019] 按照本发明第一方面的实时数字正交解调方法, 其中所述滤波参数生成步骤包括: 用当前系数索引  $n$  对存储有  $Wei\_Win(n)$  值的第一存储器进行查表, 以得到窗函数相关的值  $H_a$ ; 用  $Sin$  查找表地址对存储有正弦查找表的第二存储器查表, 得到正弦值  $S_n$ ; 以及用  $H_a$  和正弦值  $S_n$  相乘, 得到当前索引对应的滤波参数。其中生成所述查找表地址包括步骤: 用当前系数索引  $n$  变换后的值  $T_n = 2n - N + 1$  与滤波器截止频率  $k$  相乘, 得到查表地址, 其中  $N$  为滤波器的阶数,  $n = 0, 1, \dots, N-1$ 。

[0020] 可选地, 其中所述截止频率  $k$  是固定的, 对  $2\pi/M$  量化后的值即为  $k$ , 其中  $M$  为 2 的整次幂。

[0021] 还可选地, 其中所述截止频率  $k$  是随时间变化的, 生成随时间变化的截止频率  $k$  包括步骤: 用计数器的值对存储有截止频率变化量的第三存储器查表, 得到当前截止频率变化量  $A_c$ ; 以及用  $A_c$  的值和保存在寄存器  $Reg$  中的上一个滤波器截止频率  $K_{D-1}$  相加, 得到当前的截止频率  $K_D$ 。

[0022] 按照本发明的第二方面,提供一种用于超声成像系统的实时数字正交解调装置,包括:两个乘法器,用于将信号分别与正弦表和余弦表数值相乘;两个滤波器,用于根据来自所述乘法器的信号所代表的深度,利用相应的滤波参数对来自所述乘法器的信号进行滤波,以输出正交解调结果;其中还包括:正、余弦表生成模块,用于实时生成正、余弦表;滤波参数生成模块,用于实时生成相应的滤波参数以对来自所述乘法器的信号进行滤波;以及两个参数存储器,分别与正、余弦表生成模块和滤波参数生成模块相连接,用于分别存储实时生成正、余弦表和实时生成相应的滤波参数所需的输入参数。

[0023] 按照本发明第二方面的实时数字正交解调装置,其中所述正、余弦表生成模块包括:存储器,用于存储角度数据;第一计数器,用于产生从存储器中读取数据的读地址;第一加法器,用于将从所述存储器读取的数据与累加器中的数据相加;以及CORDIC模块,用于将相加的结果作为输入角度来产生正、余弦值。

[0024] 按照本发明第二方面的实时数字正交解调装置,其中所述滤波参数生成模块包括:第一存储器,用于存储 $Wei\_Win(n)$ 的值,以使用当前系数索引 $n$ 对所述第一存储器查表从而得到窗函数相关的值 $H_a$ ;Sin查找表地址生成模块,用于生成Sin查找表地址;第二存储器,用于存储正弦查找表,以使用Sin查找表地址对所述第二存储器查表从而得到正弦值 $S_n$ ;以及第一乘法器,用于将 $H_a$ 和正弦值 $S_n$ 相乘,得到当前索引对应的滤波参数。

[0025] 其中所述Sin查找表地址生成模块进一步包括:变换器,用于将当前系数索引 $n$ 变换为 $T_n = 2n - N + 1$ ,其中 $N$ 为滤波器的阶数, $n = 0, 1, \dots, N-1$ ;以及第二乘法器,用于将 $T_n$ 值与滤波器截止频率 $k$ 相乘,以得Sin查找表地址。其中所述截止频率 $k$ 是固定的,对 $2\pi/M$ 量化后的值即为 $k$ ,其中 $M$ 为2的整次幂。

[0026] 可选地是,按照本发明第二方面的实时数字正交解调装置还包括:截止频率控制模块,用于生成随时间变化的截止频率 $k$ ;其中所述截止频率控制模块进一步包括:第三存储器,用于存储截止频率的变化量;第二计数器,用于对所述第三存储器查表,得到当前截止频率变化量 $A_c$ ;寄存器,用于保存上一个滤波器截止频率 $K_{b-1}$ ;以及第二加法器,用于将所述 $A_c$ 值与所述上一个滤波器截止频率 $K_{b-1}$ 相加,以得到当前的截止频率 $K_b$ 。

[0027] 优选地是,所述计数器是均匀计数器;所述滤波器为低通滤波器;所述存储器、第一存储器和第三存储器为RAM;所述第二存储器为ROM。

[0028] 采用本发明技术方案的用于超声成像系统的实时数字正交解调方法与装置,有效地节约了存储器资源,也更便于控制。

## 附图说明

[0029] 图1为典型的超声成像系统结构框图;

[0030] 图2为常见的正交解调装置结构框图;

[0031] 图3为按照本发明的产生正、余弦表的流程图;

[0032] 图4为按照本发明的滤波参数实时计算的流程图;

[0033] 图5为按照本发明的产生随时间变化的截止频率的流程图;

[0034] 图6为按照本发明的本发明的正交解调装置的结构框图;

[0035] 图7为按照本发明的产生正、余弦表的结构框图;

[0036] 图8为按照本发明的截止频率固定的滤波参数实时计算的结构框图;

[0037] 图 9 为按照本发明的截止频率可变的滤波参数实时计算的硬件结构框图。

## 具体实施方式

### [0038] 1. 实时数字正交解调方法

[0039] 在本实施例中,用于超声成像系统的实时数字正交解调方法,包括:乘法步骤,滤波步骤,正、余弦表生成步骤,以及滤波参数生成步骤。下面具体说明实时生成正、余弦表的方法以及实时生成滤波参数的方法。

#### [0040] (1) 正、余弦表实时生成方法

[0041] 假定余弦表和正弦表用数组表示为  $\cos\text{Lut}[i]$ ,  $\sin\text{Lut}[i]$ , 其中  $i = 0 \sim L-1$ ,  $L$  代表需要的最大长度,与最大可能的信号(也就是 RF 信号)长度相同。如果是 40M 采样率, 30cm 探测深度,则  $L$  约为 16000。正、余弦表用硬件实时生成的原理为:

$$[0042] \quad \omega_0 = 0$$

$$[0043] \quad \text{令} \quad (3)$$

$$[0044] \quad \omega_{i+1} = \omega_i + \Delta \theta_k$$

$$[0045] \quad \cos \text{Lut}[i] = \cos(\omega_i)$$

$$[0046] \quad \text{则} \quad (4)$$

$$[0047] \quad \sin \text{Lut}[i] = \sin(\omega_i)$$

[0048] 用数字电路常用的 Cordic(坐标旋转数字计算机)设计可以同时算出  $\cos(\omega_i)$  及  $\sin(\omega_i)$ 。上式中,  $\Delta \theta_k$  为供正、余弦表生成模块使用的相关参数。如果需要产生的是一个代表单频的正、余弦表,则  $\Delta \theta_k$  是一个固定数,改变  $\Delta \theta_k$  可以产生不同频率单频正、余弦表;如果需要产生的是频率随时间变化的正、余弦表,则只要求让  $\Delta \theta_k$  的值和  $i$ (即时间)相关,每隔一段时间切换一次  $\Delta \theta_k$ (一个典型实施例中,每 64 个采样点切换一次  $\Delta \theta_k$ ),这样产生出的正、余弦表频率将随时间变化。

[0049] 图 3 为产生正、余弦表的流程图。计数器产生从存储  $\Delta \theta_k$  的存储器中读取数据的读地址(步骤 302);用所产生的读地址对存储器查表(步骤 304);将读取的  $\text{angle\_ram}$  数据与累加器中的数据相加(步骤 306);将相加后的结果进行存储以供下次使用(步骤 308),另外将相加后的结果作为 cordic 模块的输入角度,由 cordic 模块产生正、余弦值(步骤 310)。采用这样的正、余弦表硬件实时生成方法,存储量可以降到直接存储正、余弦表的  $1/2D$ ( $D$  表示每  $D$  点换一次  $\Delta \theta_k$ )。如果是用逻辑实现,只需要使用逻辑器件的内置 RAM 即可。

#### [0050] (2) 滤波参数实时生成方法

[0051] 假定低通抽样滤波器的阶数为  $N$  阶( $N$  为偶数),滤波参数共有  $N$  个,设其为  $h(n)$ ,用窗函数法计算滤波参数的公式为:

$$[0052] \quad h(n) = \sin\left[\left(n - \frac{N-1}{2}\right)\omega_c\right] \cdot \frac{\text{Win}(n)}{\text{pi}(n - (N-1)/2)} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

[0053] 上式中,  $\omega_c$  为低通滤波器的截止频率(也就是截止角频率),  $\text{Win}(n)$  为窗函数,常见的有 hamming, hanning, 高斯窗等。假如保证  $\omega_c$  的取值为  $k \times 2\text{pi}/M$ ,  $k = 0 \sim M-1$ ,  $M$  取 2 的整次幂,如 256,上式乘号左边的项可以通过查找一个长度为  $M$  的正弦查找表(保存由 0 到  $\text{pi}$  均匀分成  $M$  个角度的正弦值)得到。

[0054] 假定  $\omega_c$  的取值为  $k \times 2\pi/M$  ( $k$  相当于截止频率对  $2\pi/M$  量化后的值),

$$[0055] \quad \sin\left[\left(n - \frac{N-1}{2}\right)\omega_c\right] = \sin[(2n - N + 1) \times k \times \pi / M] \quad (6)$$

[0056] 实际查表时,首先计算  $(2n-N+1)*k$ ,结果无论正负均保留低  $\log_2(M)$  位,将这  $\log_2(M)$  位中的低  $\log_2(M)-1$  位作为查表地址。最高位如果是 0,直接将对应地址的数取出即是要求的正弦值;如果是 1,需要将对应地址的数取相反数才是要求的正弦值。这样的设计利用了正弦函数的奇对称性。如果保存的值包含了  $0 \sim 2\pi$  所有角度的值,也可以不这样做。

[0057] 式 (5) 乘号右边的项记作  $Wei\_Win(n)$ ,其中  $n = 0, 1, \dots, N-1$ ,可以由软件提前算出存在 RAM 中,也可通过查表得到不同的  $n$  对应的值。主要通过两次查表和一次乘法就可以得到滤波器的一个参数。

[0058] 图 4 为滤波参数实时计算的流程图。用一个存储器 (ram) 存放上面所述的  $Wei\_Win(n)$ ,用另一个存储器 (rom) 存放正弦查找表。用当前系数索引  $n$  查表存储器 ram 得到索引  $n$  对应窗函数值  $H_a$  (即式 (5) 中的  $\frac{Win(n)}{\pi(n-(N-1)/2)}$ ) (步骤 402);用当前系数索引  $n$  变

换 (步骤 404) 后的值  $T_n$  ( $T_n = 2n-N+1$ ) 和量化后的截止频率  $k$  相乘 (步骤 406),结果即是查表地址;用该查表地址对存储器 rom 进行查表 (步骤 408),得到正弦值  $S_n$ ;用  $H_a$  和正弦值  $S_n$  相乘 (步骤 410),便得到当前索引  $n$  对应的系数  $Coe$ 。

[0059] 在上面的滤波参数生成过程中,滤波器截止频率是固定的 (对  $2\pi/M$  量化后值为  $k$ )。如上所述,超声设备中的正交解调装置要求带宽可变,即滤波器的截止频率  $\omega_c$  可变。可以把不同深度对应的  $\omega_c$  存在存储器中,滤波参数计算模块在对不同深度信号解调时,从存储器取出对应的  $\omega_c$  计算参数送入滤波器模块,这样就实现了带宽可变的正交解调装置。滤波参数实时计算硬件需要存储  $Wei\_Win(n)$  和不同深度的  $\omega_c$ ,相对于不同深度对应的  $N/2$  个滤波参数总量,这些存储量几乎可以忽略不计。

[0060] 图 5 为产生随时间变化的截止频率的流程图。用一个存储器 (Accum ram) 保存截止频率的变化量 (对于截止频率变化不快的情况,保存变化量比直接保存截止频率值节约存储空间),用一个寄存器保存上一个滤波器截止频率。使用均匀计数器产生的值 (步骤 502) 对 Accum ram 查表 (步骤 504),得到当前截止频率变化量  $Ac$ ;用  $Ac$  值和保存在寄存器 Reg 中的上一个滤波器截止频率  $K_{p-1}$  (步骤 506) 相加 (步骤 508),得到当前的截止频率  $K_p$ 。使用该随时间变化的截止频率  $K_p$  来生成滤波参数的方法与图 4 所示的完全一样,这样就实现了生成截止频率可以随时间变化的滤波参数。

[0061] 本发明提供的低通滤波参数实时计算方法可以方便地扩展成计算带通、高通滤波器的实时计算方法。

[0062]

## 2. 正交解调装置

[0063] 图 6 为本发明的正交解调装置结构框图。按照本发明的正交解调装置包括:两个乘法器 602 和 604,用于将 RF 信号分别与正弦表和余弦表数值相乘;两个滤波器 606 和 608,用于根据来自乘法器 602 和 604 的信号所代表的深度,利用相应的滤波参数对来自所述乘法器的信号进行滤波,以输出正交解调结果;正、余弦表生成模块 610,用于实时生成正、余弦表;滤波参数生成模块 612,用于实时生成相应的滤波参数以供滤波器对来自所述乘法

器的信号进行滤波；以及两个参数存储器 614 和 616，分别与正、余弦表生成模块 610 和滤波参数生成模块 612 相接，用于分别存储实时生成正、余弦表和实时生成相应的滤波参数所需的输入参数。在本发明的正交解调装置中，不需要正弦表存储器、余弦表存储器及低通滤波参数存储器，而用专用的正、余弦表生成模块及滤波参数生成模块（具体到一个实施例中，用数字逻辑电路实现）。这些模块也需要一些输入参数，放置在图 6 所示的参数存储器 614 和 616 中。由于输入的参数量很小，不需要专用的外置存储器。

[0064] 下面详细说明本发明正交解调装置中的产生正、余弦表的结构和产生滤波参数的结构。

[0065] 图 7 为产生正、余弦表的结构框图。正、余弦表生成模块包括：存储器 702，第一计数器 704，第一加法器 706，累加器 708，以及 CORDIC 模块 710。第一计数器 704 产生从存储  $\Delta \theta_k$  的存储器 702 中读取数据的读地址，由第一加法器 706 将从存储器 702 中读取的 angle\_ram 数据与累加器 708 中的数据相加，结果作为 cordic 模块 710 的输入角度，由 cordic 模块 710 产生正、余弦值。采用这样的正、余弦表硬件实时生成方法，存储量可以降低到直接存储正、余弦表的  $1/2D$  ( $D$  表示每  $D$  点换一次  $\Delta \theta_k$ )。如果是用逻辑实现，只需要使用逻辑器件的内置 RAM 即可。

[0066] 图 8 为截止频率固定的滤波参数实时计算的结构框图。滤波参数生成模块包括：第一存储器 (ram) 802，Sin 查找表地址生成模块 804，第二存储器 (rom) 806，以及第一乘法器 808。第一存储器 (ram) 802 存放了上文提到的 Wei\_Win(n)，第二存储器 (rom) 806 存放正弦查找表。用当前系数索引  $n$  查表第一存储器 (ram) 802 得到窗函数相关的值  $H_a$ ；Sin 查找表地址生成模块 804 对第二存储器 (rom) 806 查表，得到正弦值  $S_n$ ；由第一乘法器 808 将  $H_a$  和正弦值  $S_n$  相乘，便得到当前索引  $i$  对应的系数  $Coe$ 。其中 Sin 查找表地址生成模块 804 包括：变换器 810，以及第二乘法器 812。Sin 查找表地址生成模块 804 的一种实现方式为：用当前系数索引  $n$  变换后的值  $T_n$  ( $T_n = 2n - N + 1$ ) 与量化后的截止频率  $k$  相乘，结果即是查表地址。

[0067] 图 9 为截止频率可变的滤波参数实时计算的结构框图。与截止频率固定的滤波参数实时计算硬件结构相比，增加了一个截止频率控制模块 900，以产生随时间变化的截止频率。该模块 900 的一种实现方式主要包括：第二计数器 902，第三存储器 (Accum ram) 904，寄存器 (Reg) 906，以及加法器 908。第三存储器 (Accum ram) 904 保存了截止频率的变化量（对于截止频率变化不快的情况，保存变化量比直接保存截止频率值节约储存空间）。第二计数器 902 为均匀计数器，用该计数器的值对第三存储器 (Accum ram) 904 查表，得到当前截止频率变化量  $A_c$ 。用  $A_c$  的值和保存在寄存器 (Reg) 906 中的上一个滤波器截止频率  $K_{D-1}$  相加，得到当前的截止频率  $K_D$ 。用该截止频率  $K_D$  计算滤波参数的硬件结构的其余部分与图 8 所示的完全一样。

[0068] 在本实施例中，计数器选用均匀计数器，滤波器为低通滤波器。

[0069] 以上通过具体的实例对本发明进行了说明，但本发明并不限于这些具体的实例。在本发明的说明书和权利要求书中所使用的一些术语，如“第一”、“第二”、“第三”等等，仅仅是为了便于进行描述，而不具有任何限制意义。

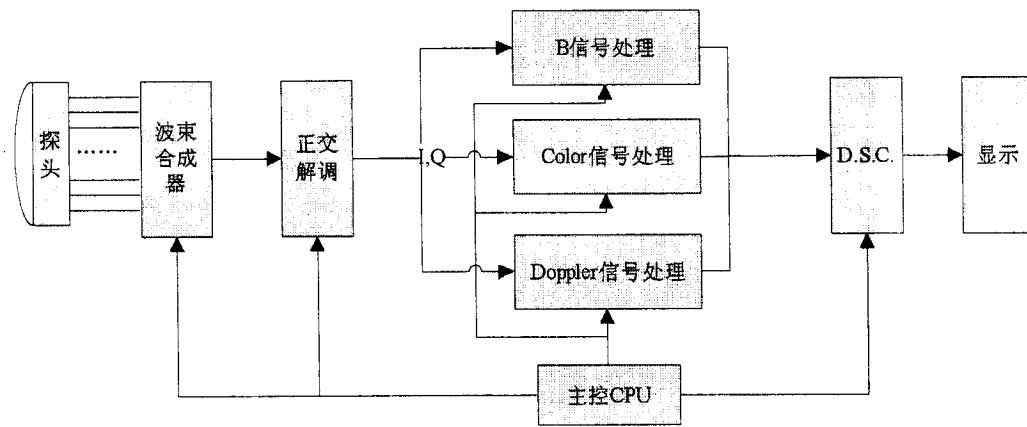


图 1

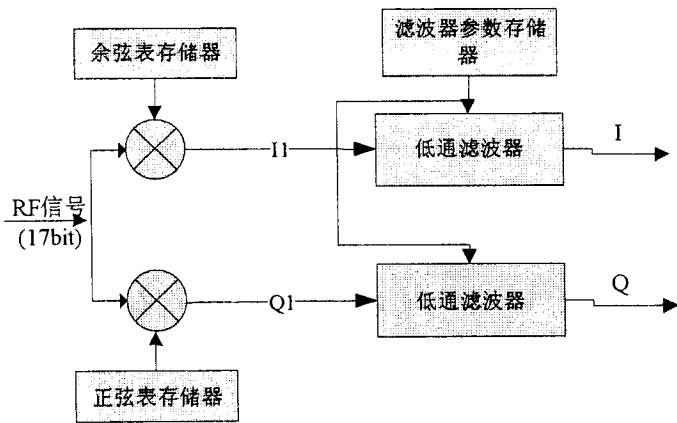


图 2

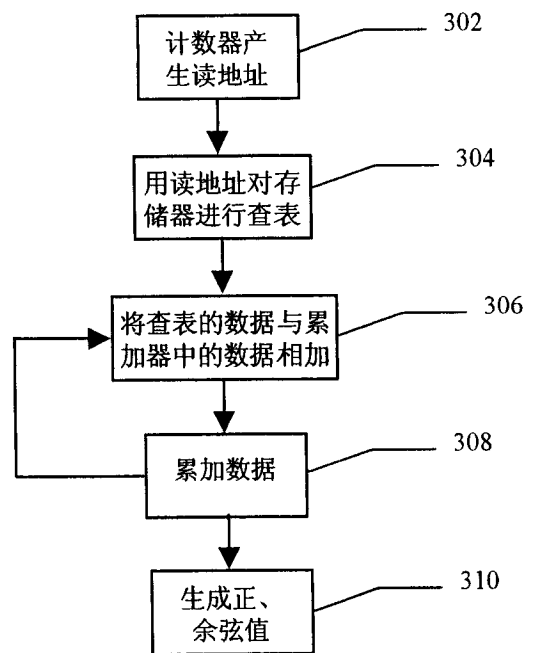


图 3

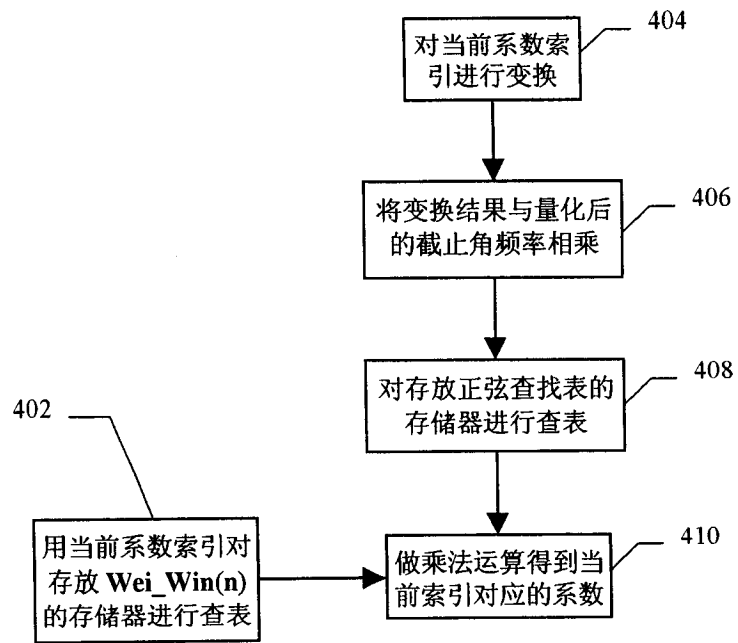


图 4

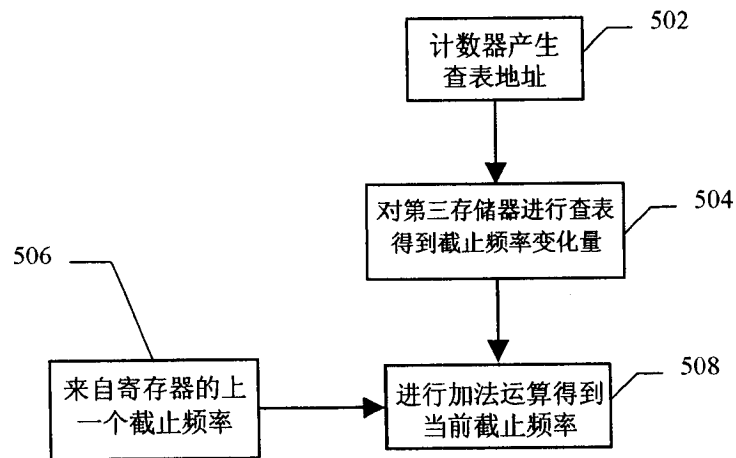


图 5

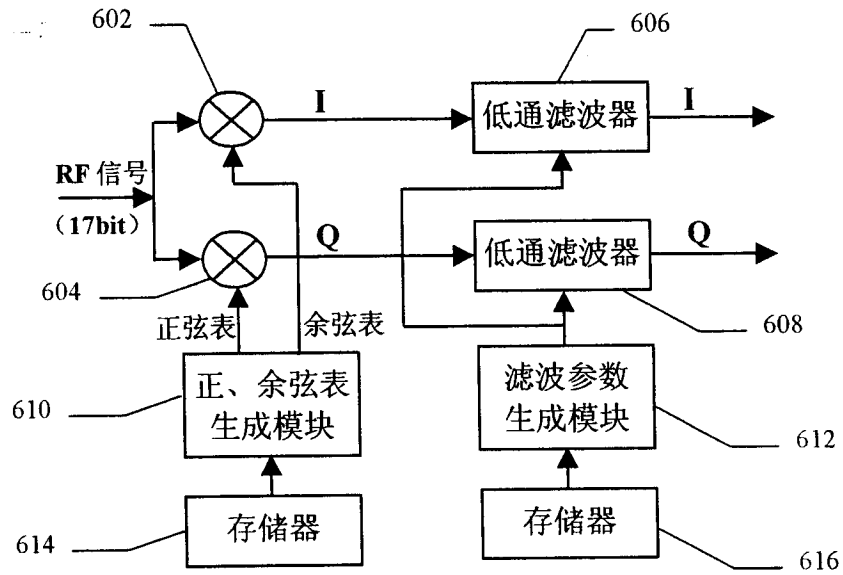


图 6

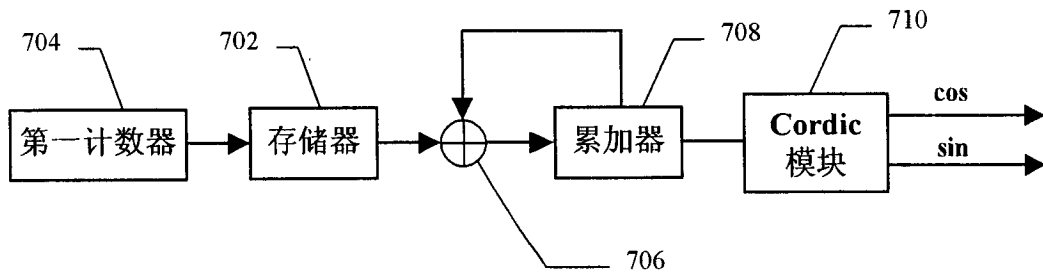


图 7

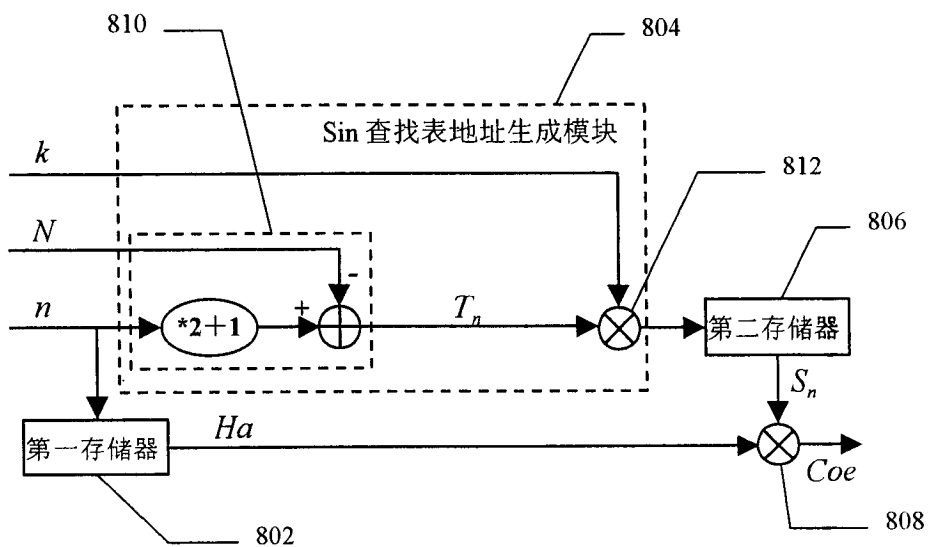


图 8

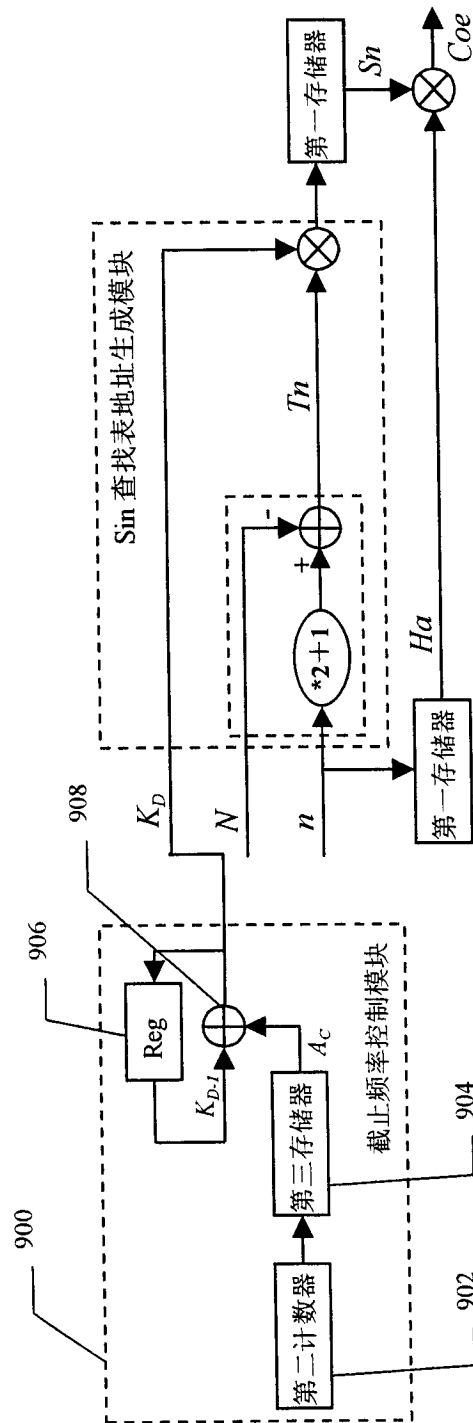


图 9

专利名称(译)	用于超声成像系统的实时数字正交解调方法与装置		
公开(公告)号	<a href="#">CN101190137B</a>	公开(公告)日	2011-06-22
申请号	CN200610146980.1	申请日	2006-11-27
[标]申请(专利权)人(译)	深圳迈瑞生物医疗电子股份有限公司		
申请(专利权)人(译)	深圳迈瑞生物医疗电子股份有限公司		
当前申请(专利权)人(译)	深圳迈瑞生物医疗电子股份有限公司		
[标]发明人	蒋勇 胡勤军 皮兴俊		
发明人	蒋勇 胡勤军 皮兴俊		
IPC分类号	A61B8/14 A61B8/00 G01N29/50		
CPC分类号	G01S15/8979 H03D3/007 G01S7/52028		
代理人(译)	张亚宁 梁永		
审查员(译)	陈淑珍		
其他公开文献	CN101190137A		
外部链接	<a href="#">Espacenet</a> <a href="#">SIPO</a>		

摘要(译)

本发明公开了一种用于超声成像系统的实时数字正交解调方法与装置。所述方法除包括乘法步骤和滤波步骤外，还包括正、余弦表生成步骤，用于实时生成正、余弦表，以及滤波参数生成步骤，用于实时生成相应的滤波参数以对来自乘法器的信号进行滤波。所述装置包括两个乘法器，两个滤波器，正、余弦表生成模块，滤波参数生成模块，以及两个参数存储器。按照本发明的用于超声成像系统的实时数字正交解调方法与装置，有效地节约了存储器资源，也更便于控制。

