



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101410061 B

(45) 授权公告日 2013. 08. 21

(21) 申请号 200780011601. 0

(56) 对比文件

(22) 申请日 2007. 03. 22

CN 1714752 A, 2006. 01. 04,

(30) 优先权数据

CN 1750788 A, 2006. 03. 22,

11/395, 863 2006. 03. 30 US

JP 2005318921 A, 2005. 11. 17,

(85) PCT申请进入国家阶段日

审查员 张红梅

2008. 09. 27

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2007/007218 2007. 03. 22

(87) PCT申请的公布数据

W02007/126697 EN 2007. 11. 08

(73) 专利权人 日立阿洛卡医疗株式会社

地址 日本东京

(72) 发明人 R·亚历山德鲁

(74) 专利代理机构 北京泛华伟业知识产权代理

有限公司 11280

代理人 王勇

(51) Int. Cl.

A61B 8/00(2006. 01)

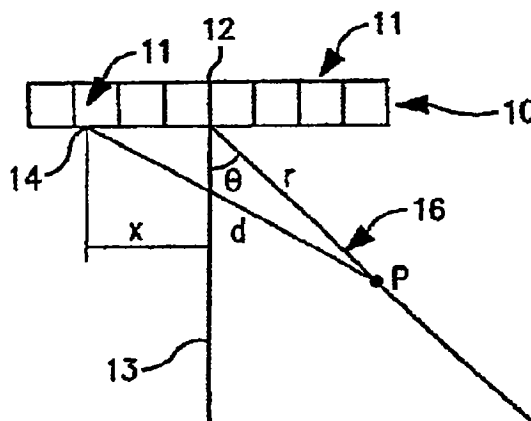
权利要求书6页 说明书11页 附图5页

(54) 发明名称

用于超声接收波束形成器的延时控制器

(57) 摘要

一种超声系统,包括具有元件阵列和位于两个相邻元件之间的波束原点的超声换能器,每个元件用于将所接收的能量转换为回波信号;和波束形成器,其包括具有初始控制器电路的初始控制器,用于根据从减小的表计算初始参数的过程来计算初始参数;具有延时电路和延时控制器的至少一个信道;以及求和器,用于将相位对准的信号求和以形成波束形成信号。



1. 一种产生回波到达时间或延时控制信号的方法,其中所述回波由超声换能器中的元件所接收到的能量转换而成,所述超声换能器包括元件的阵列和波束原点,该方法包括步骤:

计算整数深度 n , 所述深度 n 从超声换能器的波束原点到超声波束的波束轴上的点测得;

估计代表确切距离 d_n 的距离 \hat{d}_n , 所述距离 \hat{d}_n 从超声换能器的元件的中心到所述波束轴上所述点测得;

将所述估计的距离 \hat{d}_n 与所述整数深度 n 相加以产生到达时间控制信号或从所述整数深度 n 中减去所述估计的距离 \hat{d}_n 以产生延时控制信号。

2. 权利要求 1 的方法,其中所述计算步骤包括根据下述公式将所述距离的确切值 d_n 的平方与所述距离的估计值 \hat{d}_n 的平方进行比较:

$$d_{n+1}^2 - \hat{d}_{n+1}^2 = (d_n^2 - \hat{d}_n^2) + (2(n - \hat{d}_n) + K) + s\hat{d}_n / 4 - S^2$$

其中 n 为从所述波束原点到沿所述波束轴的点的所述深度,其中 $K=1-2x\sin\theta$, 其中 θ 为所述波束轴相对于所述阵列的垂直轴的转向角,其中 S 为所述确切距离 d_n 相对于所述深度 n 的斜率,其中 s 为在所述深度 n 评估的公式中所示的差值的符号位,且其中 x 为从所述元件的中心到所述波束原点测得的距离。

3. 权利要求 2 的方法,其中所述比较步骤包括:

确定所述距离的确切值 d_n 大于或等于所述距离的估计值 \hat{d}_n ;

基于该确定,设置所述 s 的值等于零;以及

基于该确定,设置所述斜率 S 的值等于 1。

4. 权利要求 2 的方法,其中所述比较步骤包括:

确定所述距离的确切值 d_n 小于所述距离的估计值 \hat{d}_n ;

基于该确定,设置所述 s 的值等于 1;以及

基于该确定,设置所述斜率 S 的值等于 $7/8$ 。

5. 权利要求 1 的方法,其中所述计算步骤包括根据下述公式将所述距离的确切值 d_n 的平方与所述距离的估计值 \hat{d}_n 的平方进行比较:

$$d_{n+1}^2 - \hat{d}_{n+1}^2 = (d_n^2 - \hat{d}_n^2) + (2(n - \hat{d}_n) + K) + s\hat{d}_n / 2^{i-1} - S^2$$

其中 n 为从所述波束原点到沿着所述波束轴的点的所述深度,其中 $K=1-2x\sin\theta$, 其中 θ 为所述波束轴相对于所述阵列的垂直轴的转向角,其中 S 为具有根据公式 $1-1/2^i$ 的值的斜率, $i=0,1,2,\dots$, 其中 s 的值等于 1, 以及其中 x 为从所述元件的中心到所述波束原点测得的距离。

6. 权利要求 5 的方法,其中所述比较步骤包括:

确定所述距离的确切值 d_n 小于所述距离的估计值 \hat{d}_n ; 以及

基于该确定, 设置所述 s 的值等于 1 且设置所述斜率 S 等于根据所述公式 $1-1/2^i$ 的值, 其中 $i=0, 1, 2, \dots$ 。

7. 权利要求 1 或权利要求 2 的方法, 其中所述换能器为曲线阵列且所述计算步骤还包括根据下面的公式将所述距离的确切值 d_n 的平方与所述距离的估计值 \hat{d}_n 的平方进行比较:

$$d_{n+1}^2 - \hat{d}_{n+1}^2 = (d_n^2 - \hat{d}_n^2) + (2(n - \hat{d}_n) + K) + s\hat{d}_n / 4 - S^2$$

其中 n 为从所述波束原点到沿所述波束轴的点的所述深度, 其中 S 为所述斜率, 其中 s 为符号位, 其中 $K=1+2R(1-\cos\varphi)$, 其中 R 为凸起阵列的半径, φ 为所述元件的所述中心相对于所述波束轴的角度位置, 并且转向角 $\theta=0$ 。

8. 一种超声系统, 包括:

超声换能器, 包括元件的阵列和波束原点, 每个所述元件用于将所接收的能量转换为回波信号; 和

波束形成器, 包括:

初始控制器, 具有用于计算初始参数的初始控制器电路;

至少一个信道, 包括延时电路和延时控制器, 用于:

计算整数深度 n , 所述深度 n 从超声换能器的波束原点到超声波束的波束轴上的点测得;

估计从超声换能器元件的中心到所述波束轴上所述点测得的表示确切距离 d_n 的距离 \hat{d}_n ;

将所述估计的距离 \hat{d}_n 与所述整数深度 n 相加以产生到达时间控制信号或从所述整数深度 n 中减去所述估计的距离 \hat{d}_n 以产生延时控制信号; 和

基于到达时间控制信号或延时控制信号处理与所述元件相关的回波信号; 以及求和器, 用于将所处理的回波信号求和以形成波束形成信号。

9. 权利要求 8 的超声系统, 其中所述延时控制器包括用于以采样时钟速度估计距离 \hat{d}_n 的延时控制器电路, 所述延时控制器电路包括:

第一门电路和至少一个第一多路器, 用于接收和传输至少一个初始值到至少一个第一加法器;

至少一个第一寄存器, 用于接收和传输所述至少一个初始值到第二加法器;

至少一个第二寄存器, 用于接收和传输所述至少一个初始值经过第二门电路到达加法器 / 减法器;

至少一个第二多路器, 用于将平方斜率值传输到所述加法器 / 减法器;

至少一个第三加法器, 用于从所述第二加法器和所述加法器 / 减法器接收所述至少一个初始值; 和

至少一个第三寄存器,用于接收所述至少一个初始值。

10. 权利要求 9 的超声系统,其中所述至少一个第一寄存器包括传输 A_n 初始值的寄存器和用于传输 \hat{d}_n 初始值的寄存器,其中, $A_n=2(n-d_n)+K$, $K=1-2x\sin\theta$, θ 为所述波束轴相对于所述阵列的垂直轴的转向角,且 x 为从所述元件的中心到所述波束原点测得的距离。

11. 权利要求 9 的超声系统,其中所述延时计算电路包括用于将为前一深度计算的前一延时更新至少一个更新值的装置。

12. 权利要求 8 的超声系统,其中所述延时为相对于来自阵列中心元件的回波信号的参考延时而估计的延时。

13. 权利要求 8 的超声系统,其中所述超声换能器包括选自包括相控阵列、线性阵列、二维阵列和曲线阵列的组中的一种阵列。

14. 一种用于计算初始参数的方法,其中所述初始参数用来初始化接收波束形成器信道的延时控制器,该方法包括步骤:

为位于所述波束原点左侧的第一左侧元件和位于所述波束原点右侧的第一右侧元件的至少一个初始参数设置至少一个增量值;

在存储器存储设备中存储用于所述第一左侧元件和所述第一右侧元件的所述至少一个增量;

针对所述第一左侧元件和所述第一右侧元件的至少一个波束转向角计算所述至少一个初始参数;

在所述存储器存储设备中存储用于所述第一左侧元件和所述第一右侧元件的所述至少一个初始参数;以及

基于所存储的用于所述第一左侧元件和所述第一右侧元件的所述至少一个初始参数,为位于所述第一左侧元件左侧的至少一个下一个左侧元件和位于所述第一右侧元件右侧的至少一个下一个右侧元件计算用于所述至少一个波束转向角的至少一个附加初始参数,

其中所述至少一个初始参数包括下述:初始深度 n_{fi} ,从元件中心到所述初始深度上的点测得的初始距离 d_{nfi} ,以及根据公式 $A_{nfi}=2(n_{fi}-d_{nfi})+K_i$ 计算的初始量,其中 $K_i=1-2x_i\sin\theta$, θ 为波束转向角, x 为从所述元件中心到所述波束原点测得的距离,且 $i=0,1,2\cdots$,以及

其中所述至少一个增量包括下述:用于所述第一左侧元件的初始距离增量 Δd_{nfl} ,用于所述第一右侧元件的初始距离增量 Δd_{nfr} ,用于所述第一左侧元件和所述第一右侧元件的初始深度增量 Δn_f ,以及用于所述第一左侧元件和所述第一右侧元件的 K 增量 ΔK ,其中用于所述第一左侧元件的所述初始深度 n_{fol} 和用于所述第一右侧元件的所述初始深度 n_{for} 都与从所述第一左侧元件或所述第一右侧元件的中心到所述波束原点测得的距离 x 成比例。

15. 权利要求 14 的方法,其中所述存储步骤还包括:

存储用于所述第一左侧元件的初始距离增量 Δd_{nfl} ;

存储用于所述第一右侧元件的初始距离增量 Δd_{nfr} ;

存储用于所述第一左侧元件和所述第一右侧元件二者的初始深度增量 Δn_f ;和

存储用于所述第一左侧元件和所述第一右侧元件二者的 K 增量 ΔK 。

16. 权利要求 15 的方法,其中计算所述至少一个初始参数的步骤还包括:

根据公式 $n_{f0L} = \Delta n_f / 2$ 来计算用于所述第一左侧元件的初始深度 n_{f0L} ；

根据公式 $d_{nf0L} = \Delta d_{nfL} / 2$ 来计算用于所述第一左侧元件的初始距离 d_{nf0L} ；

根据公式 $K_{0L} = 1 - \Delta K / 2$ 来计算用于所述第一左侧元件的量 K_{0L} ；

根据公式 $n_{f0R} = \Delta n_f / 2$ 来计算用于所述第一右侧元件的初始深度 n_{f0R} ；

根据公式 $d_{nf0R} = \Delta d_{nfR} / 2$ 来计算用于所述第一右侧元件的初始距离 d_{nf0R} ；和

根据公式 $K_{0R} = 1 + \Delta K / 2$ 来计算用于所述第一右侧元件的量 K_{0R} ；

其中用于所述第一左侧元件的所述初始深度 n_{f0L} 和用于所述第一右侧元件的所述初始深度 n_{f0R} 与从所述第一左侧元件或所述第一右侧元件的中心到所述波束原点所测得的距离 x 成比例，

其中从所述第一左侧元件的中心到所述波束原点所测得的距离 x 等于从所述第一右侧元件的中心到所述波束原点所测得的所述距离 x 。

17. 权利要求 14 的方法，其中所述存储步骤还包括：

为所述第一左侧元件存储初始深度 n_{f0L} 、初始距离 d_{nf0L} 、量 K_{0L} 、初始距离增量 Δd_{nfL} ；

为所述第一右侧元件存储初始深度 n_{f0R} 、初始距离 d_{nf0R} 、量 K_{0R} 、初始距离增量 Δd_{nfR} ，

为所述第一左侧元件和所述第一右侧元件二者存储初始深度增量 Δn_f ；以及

为所述第一左侧元件和所述第一右侧元件二者存储 K 增量 ΔK ，

其中用于所述第一左侧元件的所述初始深度 n_{f0L} 和用于所述第一右侧元件的所述初始深度 n_{f0R} 与从所述第一左侧元件或所述第一右侧元件的中心到所述波束原点所测得的距离 x 成比例。

18. 权利要求 14 的方法，其中计算所述至少一个附加初始参数的步骤还包括：

根据公式 $n_{fi} = n_{f0L} + i \times \Delta n_f$ 来计算用于所述至少一个下一个左侧元件的下一个初始深度 n_{fi} ；

根据公式 $d_{nfi} = d_{nf0L} + i \times \Delta d_{nfL}$ 来计算用于所述至少一个下一个左侧元件的下一个初始距离 d_{nfi} ；

根据公式 $K_i = K_{0L} - i \times \Delta K$ 来计算用于所述至少一个下一个左侧元件的下一个量 K_{0L} ；

根据公式 $n_{fi} = n_{f0R} + i \times \Delta n_f$ 来计算用于所述至少一个下一个右侧元件的下一个初始深度 n_{fi} ；

根据公式 $d_{nfi} = d_{nf0R} + i \times \Delta d_{nfR}$ 来计算用于所述至少一个下一个右侧元件的下一个初始距离 d_{nfi} ；以及

根据公式 $K_i = K_{0R} + i \times \Delta K$ 来计算用于所述至少一个下一个右侧元件的下一个量 K_{0R} ；

其中用于所述至少一个下一个左侧元件的所述下一个初始深度 n_{fi} 和用于所述至少一个下一个右侧元件的所述下一个初始深度 n_{fi} 与从所述第一左侧元件或所述第一右侧元件的中心到所述波束原点所测得的距离 x 成比例。

19. 权利要求 14 的方法，其中计算所述至少一个附加初始参数的步骤还包括：

根据公式 $n_{fi} = n_{f(i-1)L} + \Delta n_f$ 来计算用于所述至少一个下一个左侧元件的下一个初始深度 n_{fi} ；

根据公式 $d_{nfi} = d_{nf(i-1)L} + \Delta d_{nfL}$ 来计算用于所述至少一个下一个左侧元件的下一个初始距离 d_{nfi} ；

根据公式 $K_i = K_{(i-1)L} - \Delta K$ 来计算用于所述至少一个下一个左侧元件的下一个量 K_{0L} ；

根据公式 $n_{fi}=n_{f(i-1)R}+\Delta n_f$ 来计算用于所述至少一个下一个右侧元件的下一个初始深度 n_{fOR} ;

根据公式 $d_{nfi}=d_{nf(i-1)R}+\Delta d_{nfr}$ 来计算用于所述至少一个下一个右侧元件的下一个初始距离 d_{nfOR} ;和

根据公式 $K_i=K_{(i-1)R}+\Delta K$ 来计算用于所述至少一个下一个右侧元件的下一个量 K_{OR} ;

其中用于所述至少一个下一个左侧元件的所述下一个初始深度 n_{fOL} 和用于所述至少一个下一个右侧元件的所述下一个初始深度 n_{fOR} 与从所述第一左侧元件或所述第一右侧元件的中心到所述波束原点所测得的距离 x 成比例。

20. 权利要求 14 的方法,其中所述至少一个波束转向角包括至少一对对称的波束的波束转向角。

21. 超声系统,包括:

具有元件阵列和位于两个相邻元件之间的波束原点的超声换能器,每个所述元件用于将所接收的能量转换为回波信号;和

波束形成器,包括:

包括初始控制器电路的初始控制器,用于:

为位于所述波束原点左侧的第一左侧元件和位于所述波束原点右侧的第一右侧元件的至少一个初始参数设置至少一个增量值;

在存储器存储设备中存储用于所述第一左侧元件和所述第一右侧元件的所述至少一个增量;

针对所述第一左侧元件和所述第一右侧元件的至少一个波束转向角计算所述至少一个初始参数;

在所述存储器存储设备中存储用于所述第一左侧元件和所述第一右侧元件的所述至少一个初始参数;以及

基于所存储的用于所述第一左侧元件和所述第一右侧元件的所述至少一个初始参数,为位于所述第一左侧元件左侧的至少一个下一个左侧元件和位于所述第一右侧元件右侧的至少一个下一个右侧元件计算用于所述至少一个波束转向角的至少一个附加初始参数;

至少一个信道用以接收所述至少一个初始参数和所述至少一个附加初始参数,所述至少一个信道中的每一个信道包括延时电路和延时控制器;和

求和器,用于从所述至少一个信道中的每一个信道接收信号并用于将该信号求和以形成波束形成信号,

其中所述至少一个初始参数包括下述:初始深度 n_{fi} ,从元件中心到所述初始深度上的点测得的初始距离 d_{nfi} ,以及根据公式 $A_{nfi}=2(n_{fi}-d_{nfi})+K_i$ 计算的初始量,其中 $K_i=1-2x_i\sin\theta$, θ 为波束转向角, x 为从所述元件中心到所述波束原点测得的距离,且 $i=0,1,2\cdots$,以及

其中所述至少一个增量包括下述:用于所述第一左侧元件的初始距离增量 Δd_{nfl} ,用于所述第一右侧元件的初始距离增量 Δd_{nfr} ,用于所述第一左侧元件和所述第一右侧元件的初始深度增量 Δn_f ,以及用于所述第一左侧元件和所述第一右侧元件的 K 增量 ΔK ,其中用于所述第一左侧元件的所述初始深度 n_{fOL} 和用于所述第一右侧元件的所述初始深度 n_{fOR} 都

与从所述第一左侧元件或所述第一右侧元件的中心到所述波束原点测得的距离 x 成比例。

22. 权利要求 21 的超声系统,其中所述初始控制器电路包括:

所述存储器存储设备具有来自所述阵列的至少一个元件的多个增量;

至少一个移位寄存器,用于接收来自所述存储器存储设备的所述多个增量,然后向下移位,对每个所述增量进行除法操作以产生多个移位寄存器输出;

至少一个累加器寄存器,用于接收所述移位寄存器输出,并计算多个初始参数值;以及

至少一个减法器 and 至少一个加法器,用于接收所述多个初始参数值和用于执行迭代计算以为所述至少一个元件的每个产生至少一个初始参数。

23. 权利要求 22 的装置,其中用于向下移位每个所述增量的所述至少一个移位寄存器下移 1 位,并将每个所述增量除以 2。

24. 权利要求 22 的装置,其中所述增量包括下述: Δn_f 、 Δd_{nf} 和 ΔK 。

25. 权利要求 22 的装置,其中用于执行迭代计算的所述至少一个减法器 and 所述至少一个加法器使用算术移位。

用于超声接收波束形成器的延时控制器

技术领域

[0001] 【0001】本发明涉及超声成像,并且,更具体地,涉及用于超声成像的所接收到的超声波束的聚焦。

背景技术

[0002] 【0002】在超声成像中,使用换能器来将超声波束发射到待检查的介质中,例如,人体的一个区域;接收由介质中各种间断面反射的超声回波;并且,将反射的超声回波转换为电信号。然后,电信号经历许多处理步骤并最终被转换为可以显示于诸如阴极射线管的设备上或可以被打印的图像,以便由医师进行检查。

[0003] 【0003】超声换能器通常由小型矩形压电元件的阵列组成。用于发射或接收超声波束的这些元件的子集分别被称作发射或接收孔径。典型地,发射和接收孔径的几何中心重合,并且所述超声波束表示为源于孔径中心处的线性波束轴。

[0004] 【0004】由多通道接收波束形成器执行接收操作。所述多通道接收波束形成器对各种接收孔径元件所接收的信号施加延时和权数,并将它们求和以得到沿所期望的波束轴方向的聚焦信号。延时的目的是补偿由介质的关注点到孔径的不同元件的传播路径的差异而导致的到达时间的差异。为了获得沿波束轴方向在多个深度聚焦的超声波束,所述接收延时根据深度而进行变化,使得所有被求和以获得来自波束轴上的点的回波的信号从该相同的点到达。这称作动态接收聚焦,并且图像质量严重依赖于动态接收延时的精度或等价于回波到达时间。本领域公知期望得到 $1/32F_0$ 的延时精度,其中 F_0 为换能器频率特征的中心频率。

[0005] 【0005】所接收的信号可以采用诸如模拟的和数字的各种方法进行延时,但是在所有情况下,延时或到达时间,控制器不得不产生所期望的延时控制信号。实际的波束形成器使用从少量预先计算的初始参数开始实时计算动态延时的电路。一个这种电路基于一种计算机图形算法,该算法在由 Van Aken 发表在 IEEE Computer Graphics and Applications Magazine(计算机图形和应用杂志)第4卷第9期24-35页(1984年9月)上的题为“An efficient ellipse-drawing algorithm(一种有效的椭圆生成算法)”的文章中进行了介绍,并适于超声成像,如在 Ki Jeon 等人发表于 Ultrasonic Imaging(超声成像)1994年第16期第231-248页的题为“Anefficient real-time focusing delay calculation in ultrasonic imagingsystems(在超声成像系统中的一种有效的实时聚焦延时计算)”的文章中进行了描述。这种延时产生方法的变形和改进在以下文献中进行了描述:授予 Park 等人的题为“Real time digital reception focusig method andapparatus adopting the same(实时数字接收聚焦的方法和采用该方法的装置)”的美国专利 No. 5669384;授予 Bae 的题为“Focusing delaycalculation method for real-tim edigital focusing and apparatusadopting the same(用于实时数字聚焦的聚焦延时计算方法及采用该方法的装置)”的美国专利 No. 5836881;H. Feldkamper 等人在 Proc. IEEEUltrason. Symp. 2000年第2期第1763-1766页发表的题为“Low powerdelay calculation for digital beamforming

in handheld ultrasound systems (在手持超声系统中用于数字波束形成的低功率延时计算)”;B. Tomov 和 J. Jensen 在 Proc. SPIE, 2003 年第 5035 卷第 491-500 页发表的题为“Delay generation methods with reduced memory requirements (具有减少的存储器需求的延时产生方法)”;以及授予 J. Petrofsky 的题为“Method and apparatus for distributed focus control with slope tracking (使用斜率追踪进行分布式聚焦控制的方法和装置)”的美国专利 No. 5724972。总的来说,这些方法通过向所期望的量(到达时间/延时)增加或从中减去一个非零值或零值以从一个深度向下一个深度来迭代计算所期望的量,所述非零值或零值依赖于也是通过迭代计算得到的判定量的符号。

[0006] **【0006】**这些现有技术的延时产生方法的第一个缺点就是它们的精度有限。原始方法的误差可能达到采样周期 $T = 1/F$ 的一半,其中 F 为采样频率。在超声成像中, F 通常为中心频率的四倍 ($F = 4F_c$)。这导致精度为 $1/8F_c$,比所期望的 $1/32F_c$ 要差四倍。上述现有技术的方法试图通过组合而改善这一结果,例如增加采样率并增强算法复杂度(因此,增加电路复杂度),正如本领域普通技术人员所认识到的那样,这二者都不是所期望的。

[0007] **【0007】**这些现有技术方法的第二个缺点是相对较大数量的初始参数,也就是说,每个阵列元件和每个波束方向至少两个参数。对典型的具有 128 个元件的相控阵列,每个波束方向需要 256 个初始参数。

[0008] **【0008】**因此,需要在 $4F_c$ 采样频率下具有至少 $1/32F_c$ 精度和具有减少的初始参数数量的用于计算延时或到达时间的方法和电路。

发明内容

[0009] **【0009】**根据本发明的一个方面,在超声成像系统中一般包括超声换能器,所述超声换能器具有元件阵列和位于两个相邻元件之间的波束原点,每个元件用于将所接收到的能量转换为回波信号,一种用于计算定时函数的过程,该过程一般包括以下步骤:为第一左侧元件和第一右侧元件计算在整数值深度 (n) 处的距离 (d_n),所述距离 (d_n) 是从所述波束原点到超声波束的波束轴上点测得的;估计从第一左侧元件和第一右侧元件的中心到所述波束轴上所述点测得的距离 (\hat{d}_n);将所述距离 (\hat{d}_n) 与所述整数值深度 (n) 相加以产生到达时间;从所述整数值深度 (n) 中减去所述距离 (\hat{d}_n) 以产生延时;将所述到达时间加上常数 (C_2);将所述延时加上常数 (C_1)。

[0010] **【0010】**根据本发明的另一个方面,超声系统一般包括:超声换能器,所述超声换能器具有元件阵列和位于两个相邻元件之间的波束原点,每个元件用于将所接收到的能量转换为回波信号;和波束形成器,包括具有用于计算初始参数的初始控制器电路的初始控制器;至少一个具有延时电路和延时控制器的信道,用于根据权利要求 1-7 的过程计算定时函数;以及求和器,用于将相位对准信号相加以形成波束形成信号。

[0011] **【0011】**根据本发明的又一方面,在超声成像系统中,一般包括超声换能器,所述超声换能器具有元件阵列和位于两个相邻元件之间的波束原点,每个元件用于将所接收到的能量转换为回波信号,用于从减小的参数表计算初始参数的过程,该过程一般包括以下步骤:为处于波束原点左侧的第一左侧元件和处于波束原点右侧的第一右侧元件的至少一个初始参数设置至少一个增量值;在存储器存储设备中存储该用于第一左侧元件和第一右侧

元件的至少一个增量；为用于所述第一左侧元件和第一右侧元件的至少一个波束转向角计算所述至少一个初始参数；在存储器存储设备中存储该用于第一左侧元件和第一右侧元件的至少一个初始参数；以及，基于所存储的用于第一左侧元件和第一右侧元件的至少一个初始参数来计算用于至少一个位于所述第一左侧元件左侧的下一个左侧元件和至少一个位于所述第一右侧元件右侧的下一个右侧元件的至少一个波束转向角的至少一个附加的初始参数。

[0012] 【00012】根据本发明的又一方面，超声系统一般包括超声换能器，所述超声换能器一般具有元件阵列和位于两个相邻元件之间的波束原点，每个元件用于将所接收到的能量转换为回波信号；和波束形成器，包括具有用于根据权利要求 15-23 的过程计算初始参数的初始控制器电路的初始控制器；至少一个具有延时电路和延时控制器的信道；以及求和器，用于将相位对准信号相加以形成波束形成信号。

[0013] 【00013】本发明的一个或多个实施例的细节在附图和下面的描述中进行了阐述。根据描述和附图以及权利要求，本发明的其他特征、目标和优点将变得清晰。

附图说明

[0014] 【00014】图 1 解释说明在相控阵列成像中用于计算回波到达时间的几何学；

[0015] 【00015】图 2 示出沿波束轴的深度和从波束轴上的点到用于中心元件和偏离孔径中心的元件的接收元件的中心的距离之间的关系；

[0016] 【00016】图 3 示出典型的接收波束形成器的框图；

[0017] 【00017】图 3a 示出波束形成器信道总的框图；

[0018] 【00018】图 4 示出根据本发明的方法计算从波束轴上的点到元件中心的距离的电路；

[0019] 【00019】图 5 示出包括本发明的方法的延时控制器的框图；

[0020] 【00020】图 6 示出用于数个阵列元件的初始深度处的几何学；以及

[0021] 【00021】图 7 示出根据本发明的方法计算初始参数的电路。

[0022] 【00022】在各幅图中，相同的参考数字和标记表示相同的元件。

具体实施方式

[0023] 【00023】通过模拟，发现对于在医学超声成像中使用的绝大多数成像几何学而言，当焦点沿波束轴移动距离 Δ 时，焦点到孔径元件的距离增加 $(1-1/2^i)\Delta$ 到 Δ 中的任意一个值，其中 i 为 2 到 4 范围内的整数。这一发现导致算法的产生，该算法为每一个深度位置迭代计算回波到达时间或延时，根据也是迭代计算得到的决策准则而增加两个常数 $(1-1/2^i)\Delta$ 或 Δ 中的一个。本发明的方法的延时误差或到达时间误差小于采样周期的 $1/8$ 。本发明的算法仅涉及简单的数学操作，也就是说，加法和减法。此处还描述了具有更高精度并且不增加或少量增加复杂度的本发明的方法的变化。

[0024] 本发明所提出的方法的初始参数与每个元件到阵列中心的距离成比例。这允许从每个波束方向的减少数量的仅有 4 个参数开始，使用简单的数学计算来为所有元件生成初始参数。

[0025] 现在参照图 1，相控阵列 10 可包含中心元件 12 和位于中心元件 12 左侧和右侧的

至少一个元件 11。每个元件 11 包括一个与中心元件 12 距离 x 的中心 14。由于相控阵列通常具有偶数个元件且实际的中心落在两个元件 11 之间,因此中心元件 12 是理论上的,用于解释目的。所示垂直轴 13 用于提供参照系的目的,例如,笛卡尔坐标系。理论上,如图 1 所示,超声波束可源自阵列中心 12 的孔径(未示出)并传播距离 r 到达点 P。然后,超声波束可被反射离开介质(未示出)并传播距离 d 到达元件 11 的中心 14。元件 11 的中心 14 可位于相对于垂直轴 13 的坐标 x 。从阵列中心 12 到点 P 的超声波束可称作波束轴 16。所述波束轴 16 相对于垂直轴 13 的转向角为 θ 。在该例子中, x 的值可以为负数。利用距离 r 和 d 以及角 θ ,本领域普通技术人员可以计算出从波束轴 16 上的点 P 到相控阵列 10 的元件 11 的回波的到达时间。

[0026] 所述超声波束穿过介质的总传播时间,或到达时间,在下面的公式 (1) 中示出:

[0027] $t = (r+d)/c$ (1) 其中 t 为超声波束的总传播时间; r 为从阵列中心孔径到点 P 的距离; d 为从点 P 到元件中心的距离;以及, c 为超声波束的速度。

[0028] 对于波束形成应用,必须使用下面提供的公式 (2) 来为具有间隔 Δr 的离散值 r 估计 t :

[0029] $\Delta r = cT/2$ (2) 其中 Δr 为在两个采样时间之间沿波束轴 16 的双向传播时间; T 为时间单位;且, c 为超声波束的速度。

[0030] 我们选择 $T = 1/F$ 作为时间单位,且选择 $cT/2$ 作为超声波束在两个方向(即向前和反射)在时间 T 传播的距离单位。利用这些单位,令 r 为整数值 $n = 0, 1, \dots$ 且令 t 为如下公式 (3) 和 (4) 所示的值:

[0031] $t_n = (n+d_n)/2$ (3) 其中

[0032] $d_n = \sqrt{n^2 + x^2 - 2nx \sin \theta}$ (4) 其中 t_n 为到达时间; n 为作为整数值测得的阵列中心孔径到点 P 的距离; d_n 为点 P 到元件中心的距离;且, x 为以 $cT/2$ 为单位测得的元件中心到孔径中心的距离。

[0033] 本领域普通技术人员将认识到可由简单的计数器实时计算 n 。因此,为了获得到达时间 t_n ,需要一种方法来计算 d_n 。然而,由于涉及到乘法和平方根操作,使用公式 (4) 直接计算 d_n 是不可行的。

[0034] 现在参照图 2,图中示出了沿着波束轴的深度 n 和相控阵列 10 的两个元件距离 d_n 之间的关系。虚线对应于孔径中心 12 处的元件。实线对应于位于偏离相控阵列 10 的中心 12 的位置处的元件 11。对于虚线表示的中心元件, $d_n = n$ 随 n 线性变化,斜率为 $S = 1$,其中当 n 增加 1 时, d_n 增加 1。对于偏离孔径中心的元件 11, d_n 的初始斜率小于 1,并且斜率随着深度逐渐增加而趋近于 1。如同本领域普通技术人员所知的那样,在超声成像中通常从非零深度 $n_f = 2f|x|$ 开始向超声波束增加元件的贡献,其中 f 的值通常在 1 到 3 的范围内选择,且 $|x|$ 为元件到孔径中心 12 的元件的距离。

[0035] 人们发现,对于普遍适用于超声成像中的许多阵列几何形状和对于大于或等于 1 的 f 值, d_n 对 n 的曲线的斜率至少为 $7/8 = 1-1/2^3$ 。该最小斜率值可有利地用于本发明中以提供用于估计 d 的高精度且简单的算法。

[0036] $7/8$ 到 1 的斜率范围可产生下述公式 5 的第一算法,用于当 d_n 为已知且 $n > n_f$ 时来估计 d_{n+1} 。我们将 d_n 的估计值标记为 \hat{d}_n 。

[0037] 第一算法 (5)

[0038] 初始化 (在 $n = n_f$ 处)

[0039] $n = n_f$

[0040] $\hat{d}_n = d_n$

[0041] 更新 (对任意 $n > n_f$)

[0042] 如果 $d_n \geq \hat{d}_n$, 则 $S = 1$, 否则 $S = 7/8$

[0043] $\hat{d}_{n+1} = \hat{d}_n + S$

[0044] $n = n+1$

[0045] 当 d 的估计值从一个深度值 n 到下一个深度值增加 1 时, 其可能超过 d 的确切值; 然而, 由于 d 的确切值也可增加至少 $7/8$, 误差不会大于差值 $(1-7/8) = 1/8$ 。相反地, 当所述估计值增加 $7/8$ 时, 该估计值可能小于 d 的确切值, 然而由于 d 的确切值的增加不能大于 1, 所以误差的绝对值将再次小于 $1/8$ 。这使得最大绝对定时误差小于 $T/16 = 1/64F_c$, 且超过了典型的超声成像系统的精度要求。

[0046] 注意到公式 (5) 的第一算法同现有技术之间的不同在于: 斜率 (增量) S 的选择是在 0 和 (常数或依赖于深度的) 非零值之间。本发明的第一算法将两个非零斜率 (增量) S 值之一用于距离 d_n 的迭代计算。

[0047] 上述公式 (5) 的第一算法依赖于在每个深度 n 的确切值 d_n 的获取, 这正是我们试图首先要解决的问题。为了克服这一问题, 我们应用本领域普通技术人员所熟知的技术, 我们将 d 的确切值平方和估计值平方进行比较, 而不是基于 d 的确切值和估计值的比较来判定斜率 S 。然而, 同现有技术不同的是, 可以像公式 (8) 所示和下面示出的公式 (10) 的第二算法那样计算该判定量 (确切值平方与估计值平方的差值)。

[0048] 通过将上述公式 (4) 的两边同时平方, 用 $n+1$ 替换 n 并将各项重新组合, 我们发现 d 的确切值的平方可以像如下那样在公式 (6) 中迭代的计算出来:

$$[0049] \quad d_{n+1}^2 = d_n^2 + 2n + K \quad (6)$$

[0050] 其中 $K = 1-2x\sin\theta$ (d1) 对给定的波束和元件是常数。

[0051] 还可在如下的公式 (7) 中迭代计算出估计值的平方:

$$[0052] \quad \hat{d}_{n+1}^2 = \hat{d}_n^2 + 2S\hat{d}_n + S^2 \quad (7) \text{ 其中 } S \text{ 为斜率} = 7/8 \text{ 或 } 1, \text{ 如公式 (5) 的第一}$$

算法中所选择的那样。

[0053] 由于我们在公式 (6) 和 (7) 中使用两个平方变量只是为了判定的目的, 我们仅对迭代计算它们的差值感兴趣。通过方便地组合各项并使用公式 (6) 和 (7), 我们得到公式 (8) 如下:

$$[0054] \quad d_{n+1}^2 - \hat{d}_{n+1}^2 = (d_n^2 - \hat{d}_n^2) + (2(n - \hat{d}_n) + K) + s\hat{d}_n/4 - S^2 \quad (8) \text{ 其中:}$$

[0055] 如果 $d_n \geq \hat{d}_n$ 则 $s = 0, S = 1$

[0056] 否则 $s = 1, S = 7/8$ 其中 s 为在深度 n 估计的差值的符号位。

[0057] 在公式 (8) 的推导中, 我们利用如下事实: 当 $S = 7/8$ 时减去 $2S\hat{d}_n$ 等价于减去 $2\hat{d}_n$ 并加回 $\hat{d}_n/4$, 操作仅涉及算术移位而没有乘法。

[0058] 我们引入符号：

$$[0059] \quad D_n = d_n^2 - \hat{d}_n^2 \quad (\text{d2})$$

$$[0060] \quad A_n = 2(n - \hat{d}_n) + K \quad (\text{d3})$$

并且注意到 A_n 可像下面在公式 (9) 中那样迭代地更新：

$$[0061] \quad A_{n+1} = A_n + 2(1-S) \quad (9) \quad \text{其中如上所述, } S \text{ 为 } 7/8 \text{ 或 } 1。$$

[0062] 利用这些修改和符号,用于计算 \hat{d}_n 的第二算法变为如下的公式 (10)：

[0063] 第二算法： (10)

[0064] 1. 初始化 (在 $n = n_f$ 处)

$$[0065] \quad n = n_f$$

$$[0066] \quad \hat{d}_n = d_n$$

$$[0067] \quad A_n = 2(n - d_n) + K$$

$$[0068] \quad D_n = 0$$

[0069] 2. 更新 ($n > n_f$)

[0070] 如果 $D_n \geq 0$

$$[0071] \quad D_{n+1} = D_n + A_n + \hat{d}_n / 4 - 49 / 64$$

$$[0072] \quad A_{n+1} = A_n$$

$$[0073] \quad \hat{d}_{n+1} = \hat{d}_n + 1 \quad \text{否则}$$

$$[0074] \quad D_{n+1} = D_n + A_n - 1$$

$$[0075] \quad A_{n+1} = A_n + 1/4$$

$$[0076] \quad \hat{d}_{n+1} = \hat{d}_n + 7/8$$

$$[0077] \quad n = n + 1$$

[0078] 为了示例的目的,基于最小斜率 $7/8$ 对所述第二算法进行了解释。然而,本领域普通技术人员应当意识到,可以容易地修改该算法以由其它形式为 $1 - 1/2^i$ 的最小斜率值操作,其中 $i = 0, 1, 2, \dots$, 且优选 $i = 3$ 。例如,所述修改可涉及第二算法中所用常数的改变。这样,如果容许 f 的值大于 1.4 ,则可使用最小斜率 $15/16$,且提供进一步减小的误差的优点。在可选方式中, $3/4$ 的最小斜率值也可能产生足够小的误差并容许较小的 f 值。还可使用不同于 $1 - 1/2^i$ 形式的最小斜率;然而,替代的最小斜率可能使第二算法的应用变得复杂。还注意到,最大误差与 T 成比例,并且因此通过增加采样频率 F 可使其进一步减小。

[0079] 【00079】现在参照图 4,示出了实现第二算法的电路 200。该图为电路的简化表示,仅示出数据路径并省略了本领域普通技术人员所公知的定时和控制信号。本领域普通技术人员还将意识到由于有些多路器可与它们所馈给的算术单元包含于同一物理电路中,因此总的电路复杂性可以得到简化,例如,当使用查找表现场可编程门阵列实现该电路时。在波束开始前,可控制多路器 212 和 221 来分别传递初始值 A_{n_f} 和 \hat{d}_n (其中 $n = n_f$),且可控制加法器 213 和 223 以将这些初始值不经修改的分别传递至寄存器 214 和 224。同时,可清

除寄存器 236 以将判定量 D_n 初始化为 0。然后该电路可以以采样时钟速度来为所有大于 n_r 的深度估计 d_n ，也就是，每个时钟估计一次。

[0080] **【00080】**在使用电路 200 的第二算法的运行期间，可在控制逻辑（未示出）中使用 D_n 的最高有效（符号）位以像第二算法规定的那样来选择斜率 S 。例如，当该位为 0 时，门电路 211 关闭；控制多路器 222 以传递斜率值 1；门电路 233 关闭；并且控制多路器 232 以传递斜率平方 (S^2) 值 1。除法 $\hat{d}_n/4$ 为算术移位，其通过将寄存器 224 的输出位连接至门电路 233 的输入而简单地实现。电路 200 中使用的逻辑格式可为整数，数字的小数部分由整数的最低有效位表示。优选地，使用 3 个最低有效位来表示小数部分，但是如本领域普通技术人员所理解的那样，根据应用和精确度的要求，可以使用更多的位。表示各种量的整数部分的最高有效位的数量可根据深度位置的最大数目而变化。优选地，典型的医用超声系统部件 211 具有 1 位（其他所有位都硬连接），部件 212, 213 和 214 每个都具有 14 位，部件 222 具有 4 位（其他所有位都硬连接），部件 232 具有 4 位（其他所有位都硬连接），以及其他部件每个具有 16 位，且对所有这些部件，最低的 3 个有效位表示所表示量的小数部分。

[0081] **【00081】**尽管描述了图 4 的电路 200 作为第二算法的优选实施例，但第二算法可由其他电路实现或者作为在嵌入于医疗超声系统中的计算机上执行的程序，这对本领域普通技术人员是显而易见的。特别的，如果电路 200 运行在大于超声采样率的时钟频率下，则可以时间多路复用方式使用比图 4 所示更少的算术单元，如同本领域普通技术人员所认识和理解的那样，至少有一个算术单元执行所述算法的多于一个的算术运算。

[0082] **【00082】**至此，仅描述了估计图 1 的距离 d 的方法。然而，本发明的方法可应用于超声接收波束形成器中。现在参照图 3，示出了一种典型的接收波束形成器 30 的框图。接收波束形成器 30 可包括多个信道 31，求和器 32 和初始控制器 33。现在参照图 3a，示出了图 3 的信道的通用结构。信道 31 可包括延时块 36 和延时控制器 38。在传输波束之前，初始控制器 33 根据波束特性初始化每个信道的延时控制器，所述波束特性例如，转向角、阵列几何形状以及在连接至该信道的元件孔径中的位置。在波束传输发生后，回波开始到达阵列元件。回波可以被转换为电信号，进行诸如放大和滤波的预处理，然后经过预处理的电信号可馈入波束形成器信道 31 的输入端。在延时控制器 38 的控制下，延时块 36 可进一步处理并延时该信号，使得信号经过相位对准到达求和器 32 输入端，其中信号被求和以形成波束形成信号。

[0083] 如同本领域普通技术人员所认识到的那样，本发明的第二算法可通过诸如延时控制器 38 中的电路 200 或电路 200 的变化包括，其中可以根据实现延时块 36 的特定方法的方式使用第二算法，这对本领域普通技术人员是熟知的。例如，延时块 36 可包括模拟延时线路和模拟多路器的布置以提供粗延时，或者可与模拟混合器组合以提供精细相位延时。在本发明的方法的实现的另一实例中，延时块 36 可包含用于将电信号转换为其数字表示的模数转换器（未示出），用于在采样周期的分辨率下提供粗延时的存储器存储单元（未示出），以及用于提供诸如子采样的精细延时的插补器（未示出）。在本发明的方法的另一实现中，模数转换器的时钟可为相位调制的以提供精细延时，然后数字信号可被写入提供粗延时的存储器存储单元（未示出）。这种转换器、存储器存储单元和插补器对本领域普通技术人员是熟知的，并在技术文献和许多专利中进行了详细的描述。延时控制器 38 产生的控制信号可通常为如下三种类型中的一种：延时 (δ)、到达时间 (t)、或判定量 D_n 的符号。判

定量 D_n 的符号可直接通过使用电路 200 来执行第二算法而获得。现在将更详细地解释其他控制信号的计算,也就是,延时 (δ) 和到达时间 (t)。

[0084] 再次参照图 1,公式 (11) 中示出了到相对于孔径中心的侧向元件的回波的延时 δ :

[0085] $\delta = (d-r)/c$ (11) 或者,使用前面定义的时间和距离单位,如公式 (12) 所示:

[0086] $\delta_n = (d_n-n)/2$ (12)

[0087] 为了补偿延时,延时的负值可被施加至所述信号,并被常数 C_1 偏置以施加于所有信道,使得物理延时为正。因此,延时控制器 38 不得不产生公式 (13) 所示的控制信号:

[0088] $del_n = C_1 - d_n/2 + n/2$ (13)

[0089] 其可以使用图 5 的延时控制器 58 获得。所述延时控制器 58 可包括实施本发明的第二算法的图 4 的电路 200、深度计数器 51、减法器 52 和定时/控制块(未示出)。在波束开始前将深度计数器 51 预设为 $2C_1$,然后在每个采样时钟处增加。通过选择适当的位来执行公式 (13) 的被 2 除。可对多个延时控制器 38 使用单个深度计数器 51 以进一步简化该电路。在上述的公式 (3) 中示出了到达时间的计算。出于实现的原因,有时对公式 (13) 增加常数 C_2 ,且图 3a 的延时控制器的实现与图 5 中所示和上面所述的延时控制器 58 类似,只是减法器块 52 被替换为加法器,这对本领域普通技术人员是可以理解的。

[0090] 如上所述,波束形成器 30 的操作可从初始控制器 33 运行初始化开始。每个信道的延时控制器 38 可需要用于变量 A_n 和 \hat{d}_n 以及初始深度值 n_f 的初始值,在该初始深度值 n_f 下,信道 31 可以被激活。对于 128 元件的相控阵列和 128 个转向角,这需要 $64 \times 3 \times 128$ 个参数,其中使用转向角的对称性来将参数数量减少至一半。四舍五入至 2 次方导致每个探头 32K 字的存储器需求。这种存储器需求表示相当大的成本,特别是在低端便携超声系统或其他紧凑型的超声系统设计中,这些设计中空间和功率都不足。还存在其他缺点,例如,当需要加载新参数表的从一个换能器探头至另一个的切换时,长的停滞时间。

[0091] 现在参照图 6,为了减少参数的数目,我们可利用各种元件在深度 $n = n_f$ 的几何学的优点。图 6 示出了相控阵列 100 的中心 110(此后称为大写字母“O”)左侧的前三个元件(以及它们的中心 L_i ,其中 $i = 0, 1, \dots$)和右侧的前三个元件(以及它们的中心 R_i ,其中 $i = 0, 1, \dots$),包括波束轴 112 和至少一个指示深度 n_{fi} 的点 N_i 。指示深度 n_{fi} 的点对于元件是等价的,其中所述元件关于孔径中心对称,如公式 (14) 所示的定义 n_{fi} :

[0092] $n_{fi} = 2f * OL_i = 2f * OR_i = ON_i$ (14)

[0093] 再次参照图 1 和上述的定义,可以看出对于阵列中心 110 的左侧的元件 i ($i = 0, 1, \dots$) 的公式 (15)、(16) 和 (17) 如下:

[0094] $OL_i = X_i$ (15)

[0095] $ON_i = n_{fi} = 2f |X_i| = 2f * OL_i$ (16)

[0096] $L_i N_i = d_{nfi}$ (17)

[0097] 三角形 $OL_i N_i$ 和 $OL_j N_j$ 具有相同的角 \hat{O} 且由公式 (15) 和 (16),有 $OL_i / OL_j = ON_i / ON_j = x_i / x_j$; 因此,两个三角形相似;并且因此,由公式 (17) 有 $d_{nfi} / d_{nfj} = L_i N_i / L_j N_j = x_i / x_j$ 。因此, n_{fi} 和 d_{nfi} 都随着他们到波束原点的距离 $|x_i|$ 的距离成比例的增长。这现在提供了一种从它们对左侧元件 0 的值 (n_{f0} 和 d_{nf0}) 和元件到元件间的增量 Δn_f 和 Δd_{nf} 开始对每个

左侧元件计算两个参数 n_{fi} 和 d_{nfi} 的方法。为了保证整数采样位置, n_{f0} 被四舍五入 (使得 f 稍微偏离于准确的特定值), 且考虑到 x_0 为距离, 即, 元件间的节距的一半, 我们得到公式 (18) 和 (19) :

$$[0098] \quad \Delta n_f = 2n_{f0} \quad (18)$$

$$[0099] \quad \Delta d_{nf} = d_{nfi} - d_{nf0} \quad (19) \quad \text{其中根据公式 (4) 在公式 (20) 和 (21) 中计算 } d_{nfi} \text{ 和 } d_{nf0}。$$

$$[0100] \quad n_{fi} = n_{f0} + i \times \Delta n_f \quad (20)$$

$$[0101] \quad d_{nfi} = d_{nf0} + i \times \Delta d_{nf} \quad (21)$$

[0102] 根据公式 (6) 的 K_i 的定义 (d1), 表达式 K_i 随带符号的值 x_i 而成比例变化, 且可以根据公式 (22) 以类似的方式进行计算 :

$$[0103] \quad K_i = K_0 - i \times \Delta K \quad (22) \quad \text{其中 } \Delta K = 2 \times \text{节距} \times \sin \theta$$

[0104] 然后通过 A_{ni} 的定义 (d 3) 由 n_{fi} 、 d_{nfi} 和 K_i 得到 A_{ni} 。

[0105] 同样的方法可应用于阵列右侧的元件, 即 R_i , 其中 $i = 0, 1, \dots$ 应当注意到对于此处描述的对称的孔径, 相控阵列 100 的左侧和右侧的 n_{f0} 和 Δn_f 相同, 但是当转向角为非零值时, d_{nf0} 和 Δd_{nf} 不同。还应当注意到, 对于右侧的 K_0 和 ΔK 与对左侧的相同。然而, 当实现右侧的 K_0 和 ΔK 时, 公式 (22) 的形式稍有不同, 如公式 (22') 所示 :

$$[0106] \quad K_i = K_0 + (i+1) \times \Delta K \quad (22')$$

[0107] 因此, 无论相控阵列中的元件数量, 每个转向方向仅需要八 (8) 个参数。对于上述 128 个元件的相控阵列和 128 个转向角的示例而言, 这导致 $64 \times 8 = 0.5K$ 字的总存储器大小。由于对称性, 仅需要 $128/2 = 64$ 组参数。因此, 实现了以附加的算术电路为代价使得存储器减少了 64 倍。当使用诸如现场可编程门阵列的技术实现所述初始控制器时, 在超声接收波束形成器中实现第二算法是有利的, 其中, 逻辑和算术单元是容易获得的且便宜, 而存储器则相对稀有。

[0108] 通过利用第一左侧 / 右侧元件的节距 (Δx) 等于距离 x_0 的二倍, 参数表大小可以进一步减小。如上所示, 考虑到有用的参数随元件而变化且与元件的位置 x 成比例, 可知可从如下的公式 (23)-(25) 所示的增量来计算初始参数值 :

$$[0109] \quad n_{f0} = \Delta n_f / 2 \quad (23)$$

$$[0110] \quad d_{nf0} = \Delta d_{nf} / 2 \quad (24)$$

$$[0111] \quad K_0 = 1 - \Delta K / 2 \quad (25)$$

[0112] 注意到对于相控阵列 100 的右侧的元件, 其 Δd_{nf} 可以不同于对左侧元件, 且可使用加法器来取代减法器以计算 K_0 , 如下面公式 (25') 所示 :

$$[0113] \quad K_0 = 1 + \Delta K / 2 \quad (25')$$

[0114] 因此, 在初始表中仅需要增量, 将存储器需求又减小了两倍, 达到 256 字, 或总共减小了 128 倍。

[0115] 在本发明的初始算法 (即, 第二算法) 的一些实现中, 乘法器可轻易获得且可使用公式 (20)、(21)、(22) 直接进行初始参数的计算。然而, 乘法器通常是昂贵的。为了避免涉及乘法的计算, 公式 (20)、(21) 和 (22) 被公式 (26) 的第三个算法取代, 其通过将增量 Δn_f 、 Δd_{nf} 、 ΔK 反复与相应的参数相加, 而迭代地计算初始参数 :

$$[0116] \quad \text{第三算法:} \quad (26)$$

- [0117] 1. 为第一左侧元件进行设置
- [0118] 将 Δn_f 、 Δd_{nf} 、 ΔK 加载至增量寄存器
- [0119] 将第一左侧元件值加载至累加器
- [0120] $n_{fi} = \Delta n_{f0}/2$
- [0121] $d_{nfi} = \Delta d_{nf0}/2$
- [0122] $K_i = 1 - \Delta K/2$
- [0123] 计算 A_n 的第一左侧值
- [0124] $A_{nfi} = 2(n_{fi} - d_{nfi}) + K_i$
- [0125] 2. 对第一左侧元件之后的所有左侧元件进行迭代计算
- [0126] $n_{fi} = n_{fi} + \Delta n_f$
- [0127] $d_{nfi} = d_{nfi} + \Delta d_{nf}$
- [0128] $K_i = K_i - \Delta K$
- [0129] $A_{nfi} = 2(n_{fi} - d_{nfi}) + K_i$
- [0130] 3. 为第一右侧元件进行设置
- [0131] 将 Δn_f 、 Δd_{nf} 、 ΔK 加载至增量寄存器
- [0132] 将第一右侧元件值加载至累加器
- [0133] $n_{fi} = \Delta n_{f0}/2$
- [0134] $d_{nfi} = \Delta d_{nf0}/2$
- [0135] $K_i = 1 + \Delta K/2$
- [0136] 计算 A_n 的第一左侧值
- [0137] $A_{nfi} = 2(n_{fi} - d_{nfi}) + K_i$
- [0138] 4. 对所有右侧元件进行迭代计算
- [0139] $n_{fi} = n_{fi} + \Delta n_f$
- [0140] $d_{nfi} = d_{nfi} + \Delta d_{nf}$
- [0141] $K_i = K_i + \Delta K$
- [0142] $A_{nfi} = 2(n_{fi} - d_{nfi}) + K_i$

[0143] 尽管通过公式 (20)、(21)、(22) 和迭代的初始算法,即上面的公式 (26) 的第三算法,对计算初始参数的方法进行了解释,显而易见,对于本领域普通技术人员而言基于本发明的成比例原则的其他可替换的公式是可以想到并实施的。

[0144] 【000144】现在参照图 7,示出了电路 70,其可实现公式 (26) 的迭代的初始算法。电路 70 为简化的示意图,仅示出参数存储器、寄存器和算术单元,且省略了本领域普通技术人员所公知的定时和控制电路以及信号。在公式 (26) 的迭代的初始算法的设置阶段 1 和 3,可从参数存储器 71 读取增量,并将其加载至多个移位寄存器 72、73 和 74。同时,将累加器寄存器 78 和 79 重置为 0,并将累加器寄存器 80 预设为 1。下一步,移位寄存器 72、73 和 74 下移一位,以将增量除以 2,然后,可根据公式 (23)、(24)、(25) 和 (25') 分别计算累加器寄存器 78、79、80 的初始值。其后,移位寄存器可上移一位以恢复所述增量值。然后,电路 70 可继续执行公式 (26) 的迭代的初始算法的迭代计算阶段 2 和 4。算术单元 75、76 和 77 可执行初始算法的步骤 2 和 4 的前三 (3) 个操作。算术单元 75、76 可包括加法器,算术单元 77 可包括加法器 / 减法器。例如,加法器 75 将 Δn_f 反复加到 n_{fi} 的值以得到更加远

离孔径中心的下一个元件的相应值。减法器 81 和加法器 82 可计算 A_n 的量。尽管该电路特别适于实现在现场可编程门阵列集成电路中,本领域普通技术人员应当清楚,本发明的迭代的初始算法可使用本领域普通技术人员熟知的其他电路或作为可在分立或嵌入于超声系统、诸如超声扫描器等的超声系统部件中的计算机上执行的计算机实现的程序实现。

[0145] 【000145】已经对 1D(一维)相控阵列换能器和源于孔径中心的波束轴的扫描几何学描述了本发明的到达时间/延时计算算法和初始算法。然而,本领域普通技术人员应当理解,该算法可以扩展到其他配置,下面将对其中的一些进行简要的讨论。

[0146] 【000146】在有些情况下,期望产生其波束轴源自非孔径中心的孔径上不同位置的波束。在这种情况下,各种元件的位置的 x 值必须相对于波束原点而不是孔径中心进行测量,但除了 (18), (23), (24), (25), (25') 外,本发明公开中使用的公式保持正确。因此,延时/到达时间算法保持正确。除了依赖于在两个元件中间的波束原点部分外,基于比例的初始算法也保持正确。因此,如果波束原点不是正好位于两个元件的中间,则 n_{r0} 将对波束原点左侧和右侧具有不同的值,因此需要一个额外的初始参数。类似地,由增量计算第一左侧/右侧参数不再如此简单,增加表的大小以包含第一左侧/右侧值和增量可能更方便。如果从波束原点到最近的元件中心的距离为节距 $/2^i$ 的形式,则初始算法及其通过电路 70 的实现经过少量修改后仍可使用,这对本领域普通技术人员是显而易见的。

[0147] 【000147】当转向角 θ 为 0,即没有转向时,通过不影响第二算法公式的对定义 (d1) 的下述修改,基于第二算法的到达时间/延时计算算法也适用于诸如曲线的凸起的阵列:

[0148] 【000148】 $K_{convex}=1+2R(1-\cos\varphi)$ (d1-凸起)

[0149] 其中 R 为凸起阵列的半径和 φ 为元件中心相对于波束轴的角度位置。

[0150] 【000149】对于凸起阵列,基于所述阵列的曲线几何学来计算初始参数,且从初始值和增量来推导所有元件参数的方法不再适用。

[0151] 【000150】最后,可将第二算法扩展至包括 1.5 维、1.75 维和 2 维阵列。当然,要考虑到阵列平面中的元件和在某个方位角和仰角转向且原点在阵列平面中的波束。如果我们构建一个包含波束轴和元件中心的平面,则波束原点和波束轴将在该平面上表现出与图 1 中所示的几何学相同的几何关系,且还可用于使用本发明的第二算法来推导到达时间/延时计算算法。然后,如同本领域普通技术人员所认识到的那样,将以不同于所描述的用于相控阵列的方式来计算初始参数。

[0152] 【000151】已经描述了本发明的一个或多个实施例。然而,应当理解,在不脱离本发明的精神和范围的情况下,可以做出各种修改。因此,其他实施例也包含在下述权利要求的范围内。

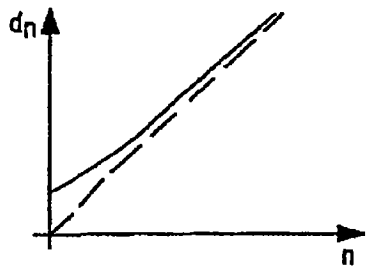


图2

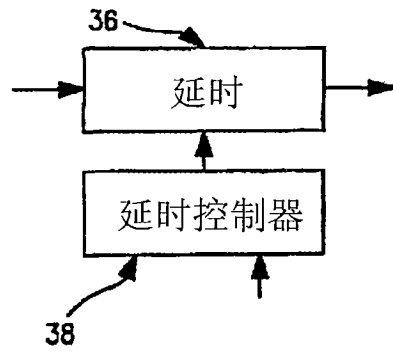


图3A

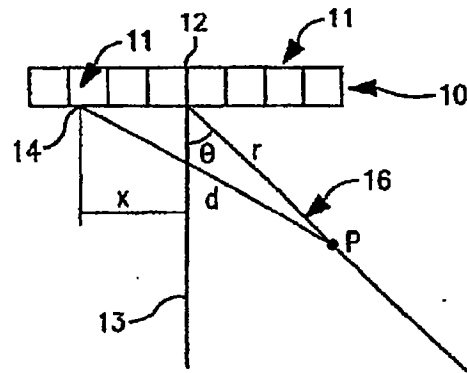


图1

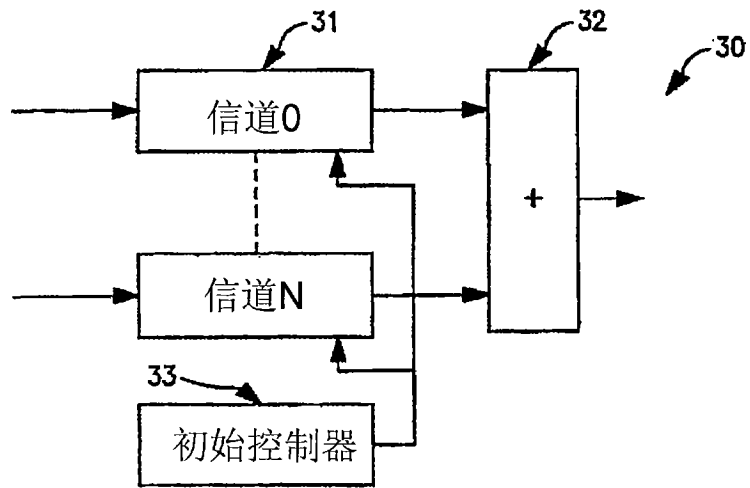


图3

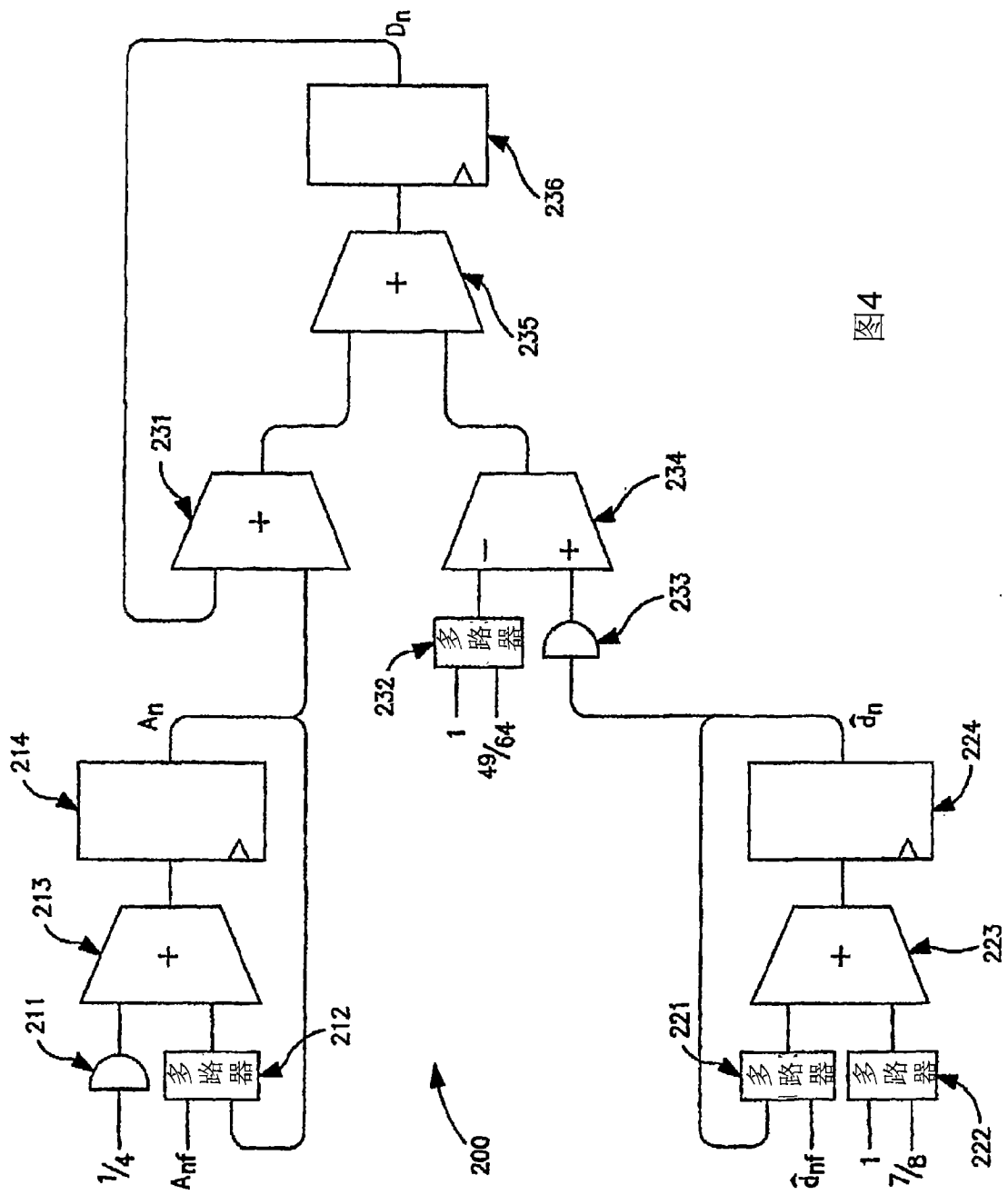


图4

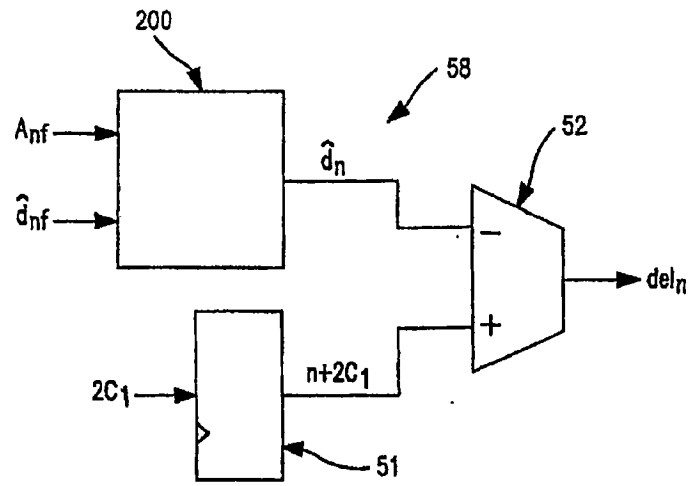


图 5

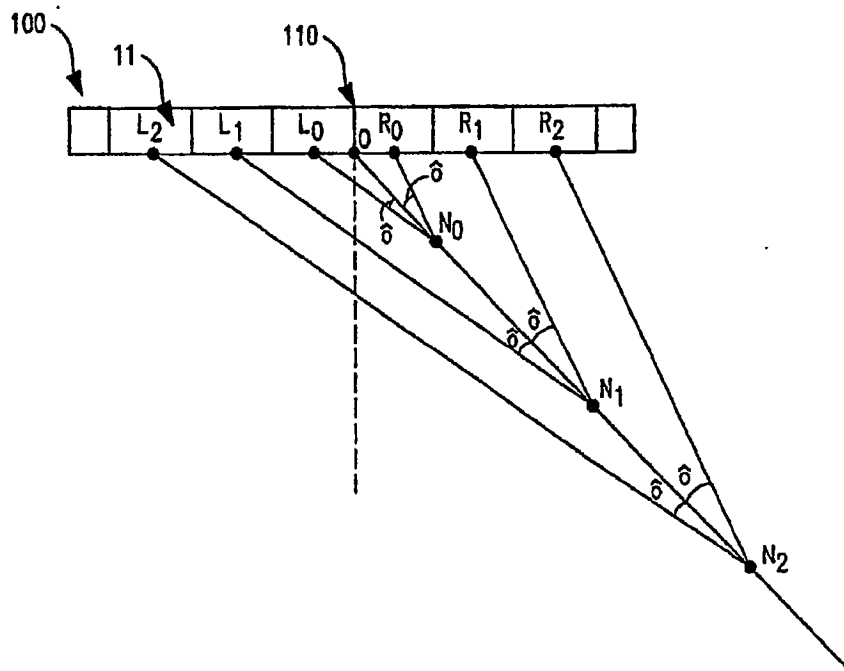


图 6

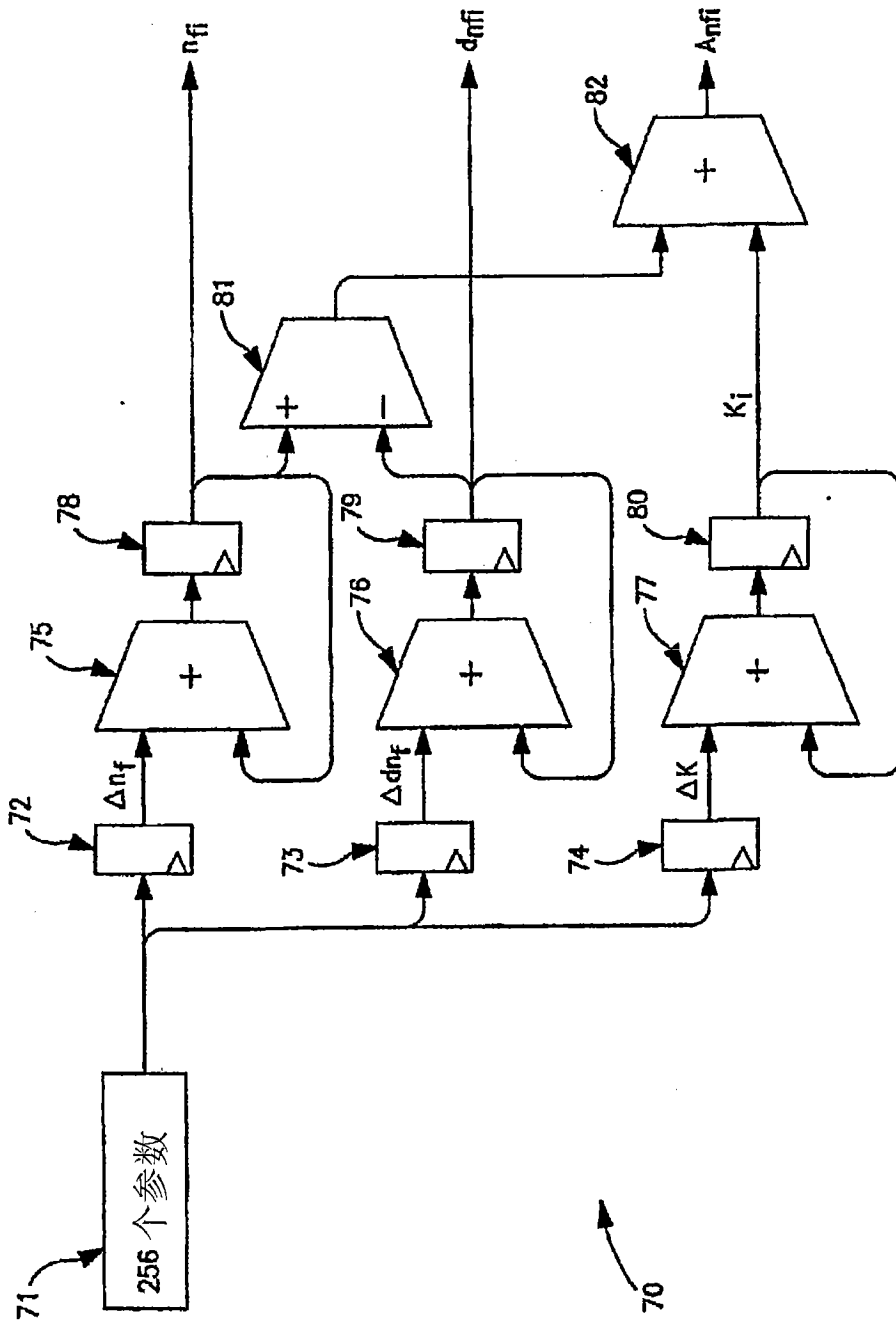


图7