



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102770079 B

(45) 授权公告日 2015.03.11

(21) 申请号 201180010435.9

(22) 申请日 2011.02.22

(30) 优先权数据
2010-036890 2010.02.23 JP

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2012.08.22

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2011/054422 2011.02.22

(87) PCT国际申请的公布数据
W02011/105593 EN 2011.09.01

(73) 专利权人 佳能株式会社
地址 日本东京

(72) 发明人 及川克哉 依田晴夫

(74) 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专
利商标事务所 11038
代理人 魏小微

(51) Int. Cl.

A61B 8/14(2006.01)

G01S 7/52(2006.01)

G10K 11/34(2006.01)

(56) 对比文件

EP 0696791 A2, 1996.02.14, 全文.

JP 特开平 8-70404 A, 1996.03.12, 全文.

US 5724972 A, 1998.03.10, 说明书第4栏第
55行至第15栏第20行, 附图1-7.

CN 101371789 A, 2009.02.25, 全文.

审查员 陈昭阳

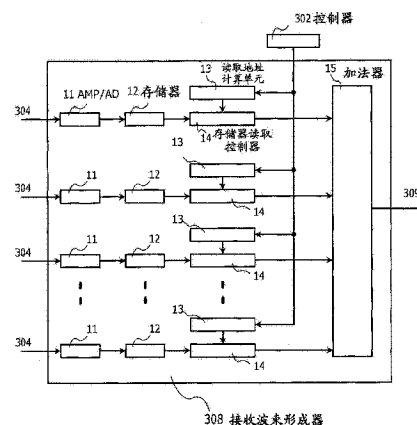
权利要求书3页 说明书27页 附图10页

(54) 发明名称

超声波成像装置和控制延迟的方法

(57) 摘要

本发明使得能够通过通过在深度方向上使用递归关系来针对每个接收通道并行计算在校正折射之后的超声波传播时间值。此外,可以通过使用在基准深度处预先获得的精确传播时间值来在每次到达基准深度就校正传播时间值而避免误差的累积。对于这种误差校正,用于计算传播时间值的递归关系可以是近似表达式。例如,可以使用基准深度之间的基准传播时间值的倾度来计算传播时间值。在实际电路中,接收信号被依次存储在存储器中,通过计算与超声波的传播时间值对应的地址位置并且把计算出的地址中存储的接收信号相加来形成接收波束。



1. 一种超声波成像装置,包括:

超声波接收机,具有用于经过介质接收被检体的区域中反射或生成的超声波的多个接收元件,所述介质具有与该区域的声音速度不同的声音速度;

接收波束形成器,根据从接收波束的焦点位置到接收元件的传播时间通过对与所述超声波接收机的接收元件中的至少一部分相对应的接收通道的接收信号执行延迟控制来形成接收波束信号;以及

图像处理器,使用所述接收波束信号来生成图像,其中,

所述接收波束形成器通过反复进行用于把与焦点深度的改变量相对应的传播时间值的改变与已经计算出的传播时间值相加以确定用于下一焦点的传播时间值的处理,来依次计算用于多个焦点的传播时间值,

反复进行的处理能够对于所述接收通道中的每一个被独立执行,并且所述接收波束形成器对于所述接收通道中的至少一部分并行地计算传播时间值,以及

所述接收波束形成器使用包括 $\xi_i = \cos \theta'$ 的递归参数并根据以下等式或以下等式的近似来计算传播时间值的改变:

$$dT_i = \xi_i \frac{dz}{V_{tis}}, \text{ 其中 } dT_i \text{ 是传播时间值的改变, } dz \text{ 是焦点深度的改变量, } V_{tis} \text{ 是区域中的}$$

声音速度, θ' 是被检体的区域中的折射率,并且递归参数 ξ_i 是通过使用焦点深度的改变量、该区域中的声音速度以及介质中的声音速度的递归关系而被确定的。

2. 如权利要求 1 所述的超声波成像装置,其中,

递归参数是根据在焦点的相邻深度处的递归参数值的多项式中描述的递归关系而被确定的。

3. 如权利要求 1 所述的超声波成像装置,其中,

所述传播时间值的改变被确定为焦点深度的多项式。

4. 如权利要求 1 所述的超声波成像装置,其中,传播时间值的改变是常数。

5. 如权利要求 1 至权利要求 4 中任一项所述的超声波成像装置,其中,

所述接收波束形成器存储基准传播时间值,基准传播时间值是针对特定焦点深度预先确定的传播时间值,以及

当在所述反复进行的处理中焦点深度到达所述特定焦点深度时,在该特定焦点深度处的传播时间值被视为所存储的基准传播时间值,并且基于该基准传播时间值来计算在下一焦点深度处的传播时间值。

6. 如权利要求 2 所述的超声波成像装置,其中,

所述接收波束形成器存储基准传播时间值和基准递归参数,基准传播时间值和基准递归参数是针对特定焦点深度预先确定的传播时间值和递归参数,以及

当在反复进行的处理中焦点深度到达所述特定焦点深度时,在该特定焦点深度处的传播时间值和递归参数被视为所存储的基准传播时间值和基准递归参数,并且基于基准传播时间值和基准递归参数来计算在下一焦点深度处的传播时间值和递归参数。

7. 如权利要求 3 所述的超声波成像装置,其中,

所述接收波束形成器存储针对特定焦点深度预先确定的传播时间值以及要被用于所

述特定焦点深度的后续焦点的多项式的系数,以及

当在反复进行的处理中焦点深度到达所述特定焦点深度时,在该特定焦点深度处的传播时间值被视为所存储的基准传播时间值,并且在随后处理中使用所存储的系数通过多项式来确定传播时间值的改变。

8. 如权利要求 4 所述的超声波成像装置,其中,

所述接收波束形成器存储针对多个基准焦点而被预先确定的基准传播时间值,以及

当在反复进行的处理中焦点到达基准焦点中的任一个时,在所到达的该焦点处的传播时间值被视为所存储的基准传播时间值,并且通过在所到达的该焦点的深度处的基准传播时间值和在下—焦点深度处的基准传播时间值来确定在随后处理中的传播时间值的改变。

9. 如权利要求 1 至权利要求 4 中任一项所述的超声波成像装置,其中,

所述接收波束形成器针对接收通道中的每一个都包括:

存储器,其按时间顺序存储从与接收通道相对应的接收元件依次接收的接收信号;

存储器读取控制器,控制从存储器进行读取;以及

存储器地址计算单元,计算存储器的读取地址,

接收波束信号是通过把根据由存储器地址计算单元计算出的读取地址由存储器读取控制器从存储器读取的接收通道中的每一个的接收信号相加来形成的,以及

存储器地址计算单元计算与针对多个焦点依次计算出的传播时间值相对应的读取地址位置,以便依次计算与多个焦点相对应的读取地址。

10. 如权利要求 9 所述的超声波成像装置,其中,

所述存储器地址计算单元以实数形式计算读取地址,以及

接收波束形成器根据计算出的实数形式的读取地址的小数部分来对与计算出的实数形式的读取地址的整数部分相对应的地址和下一地址中存储的两个接收信号进行插值,并且使用所插值的接收信号来形成接收波束信号。

11. 如权利要求 1 至权利要求 4 中任一项所述的超声波成像装置,其中,

所述超声波接收机还充当用于将超声波发送到被检体的超声波发射机,以及

所述超声波成像装置通过把超声波辐射到被检体上并且接收在被检体中反射了的反射超声波来形成被检体内部的图像。

12. 一种超声波成像装置,包括:

超声波接收机,具有用于经过介质接收从被检体的区域中生成的声学波的多个接收元件,所述介质具有与该区域的声音速度不同的声音速度;

图像重构计算单元,基于由所述超声接收机接收的超声波来获得评估每个体素中生成的声学波的强度的体素阵列数据;以及

图像处理器,使用由所述图像重构计算单元获得的所述体素阵列数据来获得图像数据,其中,

所述图像重构计算单元通过反复进行用于把与体素深度的改变量相对应的传播时间值的改变与已经计算出的传播时间值相加以确定用于下一体素的传播时间值的处理,来依次计算用于多个体素的传播时间值,

反复进行的处理能够对于每个体素列独立执行,并且所述图像重构计算单元对于所述体素列的至少一部分并行地计算传播时间值,以及

所述图像重构计算单元使用包括 $\xi_i = \cos \theta'$ 的递归参数并根据以下等式或以下等式的近似来计算传播时间值的改变：

$$dT_i = \xi_i \frac{dz}{V_{tis}},$$

其中, dT_i 是传播时间值的改变, dz 是焦点深度的改变量, V_{tis} 是区域中的

声音速度, θ' 是被检体的区域中的折射率, 并且递归参数 ξ_i 是通过使用焦点深度的改变量、该区域中的声音速度以及介质中的声音速度的递归关系而被确定的。

13. 一种控制超声波成像装置中的延迟的方法, 所述超声波成像装置经过介质接收被检体的区域中反射或生成的超声波, 并且通过根据在接收波束的焦点位置与接收元件之间的传播时间执行延迟处理来形成接收波束, 所述介质具有与该区域的声音速度不同的声音速度, 所述方法包括：

通过反复进行用于计算与焦点深度的改变量相对应的传播时间值的改变的处理以及用于把计算出的传播时间值的改变与已经计算出的传播时间值相加以确定用于下一焦点的传播时间值的处理, 来依次计算用于多个焦点的传播时间值,

使得反复进行的处理能够对于每一个接收通道被独立执行, 并且对于所述接收通道中的至少一部分并行地计算传播时间值, 以及

使用包括 $\xi_i = \cos \theta'$ 的递归参数并根据以下等式或以下等式的近似来计算传播时间值的改变：

$$dT_i = \xi_i \frac{dz}{V_{tis}},$$

其中 dT_i 是传播时间值的改变, dz 是焦点深度的改变量, V_{tis} 是区域中的

声音速度, θ' 是被检体的区域中的折射率, 并且递归参数 ξ_i 是通过使用焦点深度的改变量、该区域中的声音速度以及介质中的声音速度的递归关系而被确定的。

超声波成像装置和控制延迟的方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种用于接收在被检体中反射或生成的超声波以及对所接收的超声波进行成像的超声波成像装置,更具体地说,涉及一种对从用于形成接收波束的多个接收元件获得的信号根据超声波传播时间而执行延迟校正的数字超声波成像装置。

背景技术

[0002] 由于超声波不产生暴露并且基本上无创,因此超声波图像诊断被广泛使用。尤其近年来,因为超声波成像装置的数字化的进步,所以可以容易地以高精度来控制用于形成超声波束而生成的延迟时间。据此,可以通过使用用于每个区域的诊断的紧凑装置来获得高质量生物断层图像。除了将超声波辐射到被检体、接收回声并且生成其图像的超声回声诊断装置之外,还提出了辐射脉冲光并且接收被检体内部生成的光声波(超声波)并且产生其图像的光声成像装置。

[0003] 在传统超声波成像装置中,通常基于超声波传播通过声音速度为恒定的介质的假设来执行用于形成超声波束的延迟时间控制。另一方面,如果声音速度与生物组织(被检体)不同的材料(比如用于紧固在超声探针的表面上的声学透镜层和生物组织的固定板)存在于生物组织与发送/接收超声波的换能器之间,则超声波在具有不同声音速度的区域的边界处折射。结果,在传统延迟时间控制的情况下,超声波束的焦点未被良好地形成,并且图像质量恶化。当厚脂肪层同样存在于被检体表面上时,由于脂肪层和脂肪层之下的生物组织的声音速度不同,所以超声波以相同方式折射,结果,在脂肪层之下的组织并未清楚地成像。

[0004] 可以通过使用 Snell 定律考虑折射路径来解析地确定当具有不同声音速度的层存在于被检体与换能器之间时的延迟量。已经提出了使用 Snell 定律校正延迟时间的一些方法。

[0005] 美国专利 No. 6,607,489 (PTL 1) 公开了一种具有用于紧固生物组织的固定板的超声装置,其中,针对每个换能器和每个焦点来把归因于在固定板与目标组织之间的声音速度的差导致的基于精确计算的延迟时间预先存储在装置中,并且使用该延迟时间来控制发送/接收波束的延迟。还公开了实时地计算延迟时间,但未公开具体数值计算算法。

[0006] WO 01-026555 (PTL 2) 公开了一种校正关于由组织表面上的脂肪层和声学透镜产生的折射的影响的超声波成像装置,以使得抑制关于在被检体的脂肪层之下的组织区域的图像的质量的恶化。由于对相对厚的并且其厚度取决于目标被检体而不同的脂肪层产生的折射的影响,所以通过使用基于 Snell 定律的延迟时间校正近似表达式的计算来确定每个换能器中的延迟时间。在 WO 01-026555 的方法中,基于邻近换能器中的延迟时间使用递归关系来计算下一换能器中的延迟时间。由此减少计算时间。

[0007] (PTL 1) 美国专利 No. 6,607,489

[0008] (PTL 2) 国际公开 No. WO 01-026555

发明内容

[0009] 然而,在美国专利 No. 6, 607, 489 的情况下,必须预先对于所有换能器存储对于所有焦点的延迟时间。因此,需要用于存储延迟时间值的大容量存储器,以便在接收期间具有大量动态聚焦的焦点,以实现高图像质量。通常,分辨率随着换能器元件的数量增加以及动态接收聚焦的焦点的数量增加而改进。还期望捕获被检体深处的图像。在任一情况下,要存储的延迟时间值的数量增加,并且电路规模变得庞大。

[0010] 此外,如果所插入的固定板的厚度改变,则相应地需要延迟时间值的新集合。美国专利 No. 6, 607, 489 还公开了一种包括对包含折射的超声波传播路径执行精确计算以确定延迟时间的计算单元的装置,并且可以根据所插入的固定板的厚度来计算延迟时间值的集合,但未公开超声波传播路径计算的具体数值算法。因此,使用专用于数值运算的处理器(比如 MPU 或通用 PC 的 CPU)来计算延迟时间,以用于高效地执行通用数值运算。然而,在接收期间的动态聚焦中,必须根据发送超声波脉冲的传播定时来高速地改变每个换能器中的延迟时间。因此,同样在使用用于执行控制的通用 PC 来计算延迟时间值并且将这些值读入用于形成超声波束的数字电路的情况下,在数字电路中需要用于存储延迟时间值的大容量存储器。另外,需要高速地将数据从 PC 传送到数字电路的部件。在两种配置中,电路规模增加,并且装置变得昂贵。专用于数值运算的 MPU 还导致用于形成超声波束的数字电路的规模和成本的增加。以此方式,根据美国专利 No. 6, 607, 489, 传统数字电路的规模增加,这使得装置的大小和成本以及处理速度和对可以设置的分辨率的限制变得劣于现有技术。结果,传统超声诊断装置的优点,即图像观测的实时特性以及在由紧凑装置配置实现的宽范围中的灵活诊断,消失。

[0011] WO 01-026555 中公开的传统技术的优点是:即使具有不同声音速度的介质变得较厚,也可以减少近似的延迟时间的误差;并且可以以相对较高速度来执行处理。然而,如果根据该方法而执行用于实时地改变焦点的动态接收聚焦,则以下问题存在。也就是说,因为通过递归关系依次执行的计算处理使用关于换能器位置的递归关系,所以必须对于所有换能器计算对于各个焦点的延迟量。因此,如果装置在少数焦点上具有很多换能器,则良好地执行实时处理。但在执行动态接收聚焦的情况下,必须对于每个焦点执行使用递归关系的计算,并且处理量增加,因此该方法不适合于实时处理。如果设置很多接收焦点以使得分辨率更高,则该问题尤其明显。

[0012] 另一方面,在传统超声波成像装置的接收处理的情况下,通过对于每个通道几乎独立地并行处理(比如针对每个换能器的信号处理,特别地,对接收的信号的放大和数字化和延迟时间控制)来实现实时高速图像生成。然而,在根据 WO 01-026555 的处理的情况下,因为每次接收焦点改变就必须对于所有换能器执行用于重置延迟时间的递归关系处理,如上所述,所以无法有效地使用该并行处理运算。为了实时地执行其中设置很多接收焦点的整个处理,仍然需要用于分离地执行延迟计算的计算处理电路以及用于存储计算结果的大存储器容量。

[0013] 因此,为了使用根据 WO 01-026555 的处理来执行动态接收聚焦,必须大大地改变传统数字电路,尤其是必须增加待使用的存储器和计算电路,或必须减少接收焦点的数量,以使得当改变焦点时用于重置延迟时间的时间减少。结果,难以通过增加用于接收聚焦的接收焦点的数量来在接收时改进分辨率。

[0014] 基于光声成像方法的超声波成像装置同样具有源自上述问题的问题。特别地,在用于生成三维图像的光声成像方法的情况下,必须对于每个深度估计接收超声波的传播时间,恰如超声波脉冲回声方法的动态接收聚焦。优选的是,二维阵列用于换能器阵列(其中,布置很多换能器),以改进分辨率。因此,在基于传统光声成像方法的超声波图像诊断装置的情况下,用于重构三维图像的处理量变得巨大,并且难以实时地生成并且显示图像。因为使用通用 PC 来依次执行在获得数据之后的处理,所以与使用传统超声波脉冲回声方法的超声波图像诊断装置相比,实时诊断是困难的。

[0015] 鉴于以上情况,本发明的目的在于提供一种超声波成像装置来在考虑超声波的传播路径的情况下高速地执行延迟量计算处理。

[0016] 本发明在一个方面中提出一种超声波成像装置,包括:超声波接收机,具有用于接收被检体内部反射或生成的超声波的多个接收元件;接收波束形成器,根据从接收波束的焦点位置到接收元件的传播时间通过对与超声波接收机的接收元件中的至少一部分相对应的接收通道的接收信号执行延迟控制来形成接收波束信号;以及

[0017] 图像处理器,使用接收波束信号来生成图像,其中,接收波束形成器通过反复进行用于把与焦点深度的改变相对应的传播时间值的改变与已经计算出的传播时间值相加以确定用于下一焦点的传播时间值的处理,来依次计算用于多个焦点的传播时间值,以及反复进行的处理能够对于接收通道中的每一个被单独执行,并且接收波束形成器对于接收通道中的至少一部分并行地计算传播时间值。

[0018] 根据本发明,对于每个接收通道的深度方向通过递归关系计算与多个焦点对应的传播时间值,因此可以对于多个通道并行地计算传播时间值,并且可以高速地计算延迟时间值。

[0019] 参照附图根据示例性实施例的以下描述,本发明的其它特征将变得清楚。

附图说明

[0020] 图 1A 是描述根据示例 1 的超声波成像装置的示图。

[0021] 图 1B 示出根据示例 1 的超声波成像装置中使用的超声波束。

[0022] 图 1C 示出与图 1B 所示的超声波束对应的由超声波成像装置生成的图像数据。

[0023] 图 2 是描述根据示例 1 的接收波束形成器的示图。

[0024] 图 3 是描述根据示例 1 的读取地址计算单元的示图。

[0025] 图 4A 是描述根据示例 1 的折射校正地址增量计算块的示图。

[0026] 图 4B 是描述根据示例 1 的用于折射校正地址增量计算的流水线配置的示图。

[0027] 图 5 是描述根据示例 1 的存储器读取控制器的示图。

[0028] 图 6 是存储器地址计算处理的流程图。

[0029] 图 7 是描述超声波传播时间的示图。

[0030] 图 8A 是描述动态接收聚焦的示图。

[0031] 图 8B 是描述在存储器中存储接收的信号的状态的示图。

[0032] 图 9A 是描述用于根据示例 2 的光声成像方法的三维图像重构的体素数据结构的示图。

[0033] 图 9B 是描述用于在示例 2 的光声成像方法中在特定体素中创建数据的构思的示

图。

[0034] 图 9C 是描述根据示例 2 的处理方法的示图。

[0035] 图 10A 是描述根据示例 2 的基于光声成像方法的超声波图像诊断装置的配置的示图。

[0036] 图 10B 是描述示例 2 中的图像重构的处理的示图。

具体实施方式

[0037] 本发明是一种可以有效地应用于诊断装置的技术,其通过多个接收元件接收在被检体中反射或生成的超声波,将所接收的超声波转换为接收的信号,并且根据超声波传播时间对于每个接收元件执行延迟控制以生成接收波束信号。该诊断装置的示例是超声回声诊断装置,其允许超声波脉冲从换能器(超声发射机/接收机单元)进入被检体,接收从被检体内部的区域反射的超声波回声,并且生成其图像。另一示例是光声成像装置,其将脉冲光辐射到被检体,接收通过光声效应在内部生成的超声波,将其转换为接收的信号,并且使用该接收的信号来生成图像。在该说明书中,接收来自被检体内部的超声波并且生成图像的装置通常被称为“超声波成像装置”。

[0038] < 超声波传播时间计算处理 >

[0039] (推导用于计算超声波传播时间的近似递归关系)

[0040] 现将描述根据本发明的考虑超声波的折射的情况下近似传播时间的计算方法的示例。图 7 示出从焦点 21 传播到换能器 203 的超声波的折射的状态。当 x 是换能器 203 的位置, D 是聚焦长度之外的介质 26 的部分的厚度(即介质 26 的厚度), z 是聚焦长度(焦点深度)之中的介质 27 的部分, θ 是介质 26 中的折射角,并且 θ' 是介质 27 中的折射角时,建立以下关系表达式。如果 z 是负值,焦点 21 在介质 26 中,并且在此情况下,可以基于声音速度是均匀的假设来计算超声波传播时间,恰如现有技术的情况,所以将描述并非负值的 z 的情况。取决于 z 是负值还是非负值,可以通过与传统技术进行切换来驱动该方法。 z 在此以下被称为“深度”。

[0041] [数学式 1]

$$[0042] \frac{\sin \theta}{\sin \theta'} = \frac{V_m}{V_{tis}}, \dots \text{式 1(a)}$$

$$[0043] D \tan \theta + z \tan \theta' = x, \dots \text{式 1(b)}$$

$$[0044] T = \frac{D}{V_m \cos \theta} + \frac{z}{V_{tis} \cos \theta'} \dots \text{式 1(c)}$$

[0045] 其中, V_{tis} 是介质 27 中的声音速度, V_m 是介质 26 中的声音速度, T 是在焦点 21 反射或生成的超声波到达换能器 203 的传播时间。式 1(a)表示折射的 Snell 定律,式 1(b)表示焦点 21 和换能器 203 的几何关系,式 1(c)表示超声波传播路径的长度与声音速度的关系。

[0046] 考虑处于比焦点 21 更深的位置中的焦点 211。如果介质 26 的厚度不改变,则焦点的改变仅为 dz ,其为 z 的改变分量。因此,当焦点深度对于每个 dz 依次改变时,通过考虑 dz 的增量来相对于超声波传播时间 T_i 建立以下近似递归关系。

[0047] [数学式 2]

[0048] $T_{i+1}=T_i+dT_i$ 式 2

[0049] 如下表示当焦点深度改变 dz 时的超声波传播时间的改变 dT_i , 其中, 在与各个 z_i 对应的式 1 中, ξ_i 和 η_i 是 $\cos \theta'$ 和 $\cos \theta$ ($\xi_i=\cos \theta'$, $\eta_i=\cos \theta$).

[0050] [数学式 3]

$$dT_i = \xi_i \frac{dz}{V_{tis}}, \dots \text{式 3(a)}$$

$$\xi_{i+1} = \xi_i + d\xi_i, \dots \text{式 3(b)}$$

$$\eta_{i+1} = \eta_i + d\eta_i, \dots \text{式 3(c)}$$

$$z_{i+1} = z_i + dz. \dots \text{式 3(d)}$$

[0055] 这里, 使用 r_i 如下表示 $d\xi_i$ 和 $d\eta_i$.

[0056] [数学式 4]

$$r_i = \frac{\xi_i}{\eta_i}, \dots \text{式 4(a)}$$

$$d\xi_i = \frac{\xi_i(1-\xi_i^2)}{D \cdot \gamma \cdot r_i^3 + z_i} dz, \dots \text{式 4(b)}$$

$$d\eta_i = \gamma^2 r_i d\xi_i. \dots \text{式 4(c)}$$

[0060] γ 是以下所示的量, 并且如果介质 26 和介质 27 确定则在递归关系计算中是常数。以此方式, 通过根据递归关系确定的参数 ξ_i 和 η_i 来确定超声波传播时间的增量 dT_i 。在该说明书中, 用于确定 dT_i 并且由递归关系确定的参数被称为“递归参数”。

[0061] [数学式 5]

$$\gamma = \frac{V_m}{V_{tis}}. \dots \text{式 5}$$

[0063] 通过使用上述关系表达式(近似递归关系), 如果在深度 z_i 处的 ξ_i 、 η_i 和 dT_i 是已知的, 则可以计算在深度改变 dz 的焦点处的 ξ_{i+1} 和 η_{i+1} 。使用该表达式, 可以计算超声波传播时间的增量 dT_i , 并且可以通过将该增量 dT_i 与计算出的超声波传播时间 T_i 相加来近似地计算超声波传播时间 T_{i+1} 。

[0064] 通过使用该递归关系在更深的焦点深度($dz>0$) 的方向上或在更浅的焦点深度($dz<0$) 的方向上依次进行计算, 可以依次近似地计算关于具有不同深度的多个焦点的超声波传播时间值 T_{i+1} 的串。例如, 使用哪个计算方向无关紧要, 但如果该方法应用于动态接收聚焦, 则焦点深度根据发送的脉冲的传播而依次增加的方向是优选的。

[0065] 由于焦点的间隔 dz 的绝对值较小, 所以近似的精度增加。特别地, 用于对接收的信号(接收超声波的接收元件生成(转换)的信号)进行采样以生成数字信号的时钟频率的周期是数字接收的信号的时间分辨率的极限, 因此优选的是选择与该周期对应的 dz 。在此情况下, 焦点的最小间隔是用于所发送的超声波脉冲在时钟频率的周期期间在介质 26 中传播的距离, 并且是 $|dz|=V_{tis} \times T_{clk}$, 其中, T_{clk} 是时钟频率的周期。

[0066] (初始值)

[0067] 参数 γ 和焦点的间隔 dz 对于所有换能器都相同, 如果给定每个换能器的位置 x 和初始值 ξ_0 、 η_0 、 T_0 和 z_0 , 则通过以上递归关系来依次计算在焦点的每个间隔 dz 处的超声

波传播时间 T_{i+1} 。

[0068] 对于初始值 ξ_0 、 η_0 和 T_0 ，可以使用对于每个换能器预先计算的。特别地，在较深焦点深度的方向上依次计算的情况下，初始深度 z_0 可以设置为零，也就是说，初始焦点可以设置在介质 26 和介质 27 的边界上。此时，超声波仅在介质 26 中从焦点传播到每个换能器，从而可以对于每个换能器基于相同声音速度而以与传统超声波传播时间相同的方式来计算初始值 T_0 、 ξ_0 和 η_0 ，如下所示。

[0069] [数学式 6]

$$[0070] \quad T_0 = \frac{\sqrt{D^2 + x^2}}{V_m}, \dots \text{式 6(a)}$$

$$[0071] \quad \eta_0 = \frac{D}{T_0 \cdot V_m}, \dots \text{式 6(b)}$$

$$[0072] \quad \xi_0 = \sqrt{1 - \left(\frac{V_{is}}{V_m}\right)^2 (1 - \eta_0^2)}, \dots \text{式 6(c)}$$

[0073] 如果介质 26 的厚度 D 不改变，则分离地计算的值可以是固定的，如果 D 改变，则计算的值可以提供为表。该处理可以被包括在初始化时的计算中。

[0074] (误差校正)

[0075] 通常，如果使用近似递归关系来递归地执行计算，则归因于近似的误差累积，并且误差随着深度增加而增加。为了避免该情况，可以使用在预定基准深度 z_m 处预先高度精确地计算的基准递归参数 ξ_m 和 η_m 以及基准传播时间 T_m 来校正误差的累积。通过以适当间隔来设置多个基准深度值，可以周期性地校正误差。

[0076] 为了确定在基准深度 z_m 处的 ξ_m 、 η_m 和 T_m ，首先求解以下四次方程式以获得 h 。

[0077] [数学式 7]

$$[0078] \quad \frac{1}{V_{is}^2} \cdot \frac{h^2}{h^2 + z_m^2} = \frac{1}{V_m^2} \cdot \frac{(x-h)^2}{D^2 + (x-h)^2}, \dots \text{式 7}$$

[0079] 使用在此获得的根中的满足 $0 < h < D$ 的最小实数根，基准值 ξ_m 、 η_m 和 T_m 可以表示如下。

[0080] [数学式 8]

$$[0081] \quad \xi_m = \frac{z_m}{\sqrt{h^2 + z_m^2}}, \dots \text{式 8(a)}$$

$$[0082] \quad \eta_m = \frac{(D-h)}{\sqrt{(x-h)^2 + D^2}}, \dots \text{式 8(b)}$$

$$[0083] \quad T_m = \frac{\sqrt{z_m^2 + h^2}}{V_{is}} + \frac{\sqrt{(x-h)^2 + D^2}}{V_m}, \dots \text{式 8(c)}$$

[0084] 以此方式，通过数值计算预先确定在基准深度 z_m 处的高精度值，一旦焦点深度到达基准深度 z_m ，此后就使用 ξ_m 、 η_m 和 T_m 作为新的初始值来继续递归关系计算。上述基准值的计算，尤其是四次方程式的计算是复杂的，但由于仅对于相对少数量的基准深度值执

行计算,因此不花费太多时间。

[0085] 可以通过实际测量来确定基准传播时间。具体地说,每个换能器使用超声波装置接收来自实际上设置在基准深度 z_m 处的点声源(例如水听器)的超声波脉冲。然后,实际上可以基于接收的脉冲的到达时间而测量基准传播时间 T_m ,以使得实际测量的基准传播时间 T_m 用于校正近似误差。在此情况下,通过逆向求解方程式 8 (c) 确定 h ,并且该 h 代入方程式 8 (a) 和方程式 8 (b) 来确定基准递归参数 ξ_m 和 η_m 。

[0086] 基准传播时间 T_m 是用于校正的量,因此基准传播时间值 T_m 的数量可以远小于在通过上述近似递归关系确定的在焦点的每个间隔 dz 处的超声波传播时间值 T_i 的数量。具体地说,当在接收时在动态聚焦中依次确定在每个接收焦点处的超声波传播时间 T_i 的值时,与对于所有接收焦点来存储超声波传播时间值相比,存储基准传播时间 T_m 和基准递归参数值 ξ_m 和 η_m 需要更少容量。

[0087] (变型)

[0088] 在将初始深度 z_0 设置为不为零的值的条件下,可以通过与确定基准值相同的方法来确定初始值。换句话说,将在方程式 7 中把 z_m 看做 z_0 对于 h 确定根,并且该 h 用于计算方程式 8,或另外使用实际测量。

[0089] 如果初始深度 z_0 设置为不为零的值,则可以在更深的焦点深度的方向上或在更浅的焦点深度的方向上使用递归关系来进行计算。如果在更浅的焦点深度的方向上使用递归关系来进行计算,则当深度 z_i 变为负值时,使用递归关系的计算停止。如果深度 z_i 变为负值,则这说明焦点 21 在介质 26 中,在此情况下,计算应切换到当声音速度均匀时使用的传播时间的计算,其与传统技术相同。

[0090] 在以上描述中,焦点的间隔 dz 在递归关系的每个步骤中是固定的,但如果焦点的间隔对于所有换能器是共同的,则可以在递归关系的每个步骤中改变。具体地说,随着深度变得更深,超声波传播时间的改变量 dT_i 减少,近似精度增加,从而随着深度变得更深,可以通过增加 dz 的绝对值来省略更多的计算处理。

[0091] (该计算的优点)

[0092] 上述递归关系描述为递归参数的有理多项式,并且其计算仅包括四个算术运算,不包括诸如超越函数和开平方的运算,因此计算处理可以容易地安装为数字电路。特别地,在不安装通用 CPU 或不使用通用 PC 的情况下,可以容易地封装该数字电路。可以使用 MPU 或 GPU 来封装该数字电路。

[0093] 可以仅使用取决于每个换能器的参数 x 和初始值 ξ_0 、 η_0 和 T_0 以及对于所有换能器共同的参数 γ 和焦点的间隔 dz 来依次计算上述递归关系。换句话说,无需在递归计算期间使用其它换能器的计算结果,因此每个换能器可以并行地执行该计算。因此,可以通过将该计算应用于由传统超声波图像诊断装置执行的用于每个通道的并行波束形成处理,来高速地执行图像生成执行处理。

[0094] 在更深的焦点深度的方向上按顺序确定超声波传播时间的情况下,特别地,当在将接收焦点依次移动到与发送的超声波脉冲的传播定时对应的更深方向的同时调整接收波束的焦点时,该配置是合适的。

[0095] < 动态接收聚焦 >

[0096] 现在,将描述使用超声波脉冲回声方法来执行动态接收聚焦的情况。在超声波脉

冲回声方法中,首先发送超声波脉冲。所发送的超声波脉冲行进通过介质。同时,随着超声波脉冲行进而每个位置处反射的超声波回声传播通过介质并且到达每个换能器,如上所述。在所发送的超声波脉冲从该超声波脉冲的发送到每个反射点的行进时间、以及所反射的超声回声从每个反射点传播到每个换能器的超声波传播时间的逝去之后,超声回声被每个换能器装置接收。因此,每个反射点提供用于每个换能器的每个接收信号的该延迟时间,即所发送的超声波脉冲的行进时间和超声回声的超声波传播时间的总和,并且通过将这些接收信号值相加来获得在每个点上聚焦的延迟求和信号。通过沿着发送脉冲的行进方向布置每个点处的延迟求和信号来获得深度方向上的一维介质反射强度分布。然后,通过改变(扫描)发送脉冲的发送位置和接收换能器的位置来获得与介质的反射强度有关的二维反射强度图像。以此方式,当执行动态接收聚焦时,每个信号值是根据每个换能器的超声波传播时间(该时间是在根据超声波脉冲的行进而改变接收焦点 21 的深度的同时如上确定的)而被延迟的,并且信号值相加。优选的是,相加的信号值变为通过根据所发送的超声波脉冲的位置按时间顺序排列的时间顺序加法信号。接下来描述该处理。

[0097] 首先将参照图 8 描述动态接收聚焦的概述。图 8A 示出描述接收聚焦的概述的图,图 8B 示出在存储每个换能器的接收信号的存储器中存储接收信号的状态。为了简化解释,仅考虑三个换能器 200、201 和 202 以及两个接收焦点 212 和 213。在此省略具有不同声音速度的层。假设换能器 201 和 202 相对于换能器 200 对称地定位。分别以 400、401 和 402 来表示从换能器 200、201 和 202 获得(输出)的接收信号。

[0098] 从每个换能器 200、201 和 202 获得的接收信号 400、401 和 402 被处理为对应接收通道。下文中对每个换能器的处理又称为“对每个接收通道的处理”。

[0099] 在根据接收超声波的时间的地址处按时间顺序在存储器中存储从由每个换能器接收的超声波依次转换出的接收信号 400、401 和 402。超声回声深度在地址的序列中增加。来自接收焦点 212 的超声回声信号在接收信号 400 的情况下存储在地址位置 40 中,而在接收信号 401 和 402 的情况下存储在地址位置 41 中。以相同方式,来自接收焦点 213 的超声回声信号在接收信号 400 的情况下存储在地址位置 42 中,而在接收信号 401 和 402 的情况下存储在地址位置 43 中。

[0100] 地址位置 40 与所发送的超声波脉冲沿着中心轴线 20 传播到焦点 212 的时间和所反射的超声波从焦点 212 传播到换能器 200 的时间的总和对应。地址位置 41 与所发送的超声波脉冲沿着中心轴线 20 传播到焦点 212 与所反射的超声波从焦点 212 传播到换能器 201 和 202 的时间的总和对应。通过把通过计算上述递归关系获得的接收的超声波的传播时间与所发送的超声波脉冲的传播时间相加来确定这些地址位置。对于对称位置中的换能器(比如换能器 201 和 202),由于接收的超声波的传播时间相同,所以可以仅对于这些换能器中的一个计算地址位置。

[0101] 具体地说,每个接收通道的地址位置 P_{addr} 可以表示如下。

[0102] [数学式 9]

$$P_{addr}(i) = \frac{D}{V_m \cdot T_{clk}} + \frac{z_i}{V_{tis} \cdot T_{clk}} + \frac{T_i}{T_{clk}} \dots \text{式 9}$$

[0104] 在此, i 是用于表示动态接收聚焦的焦点的索引。 T_i 是通过上述近似递归关系确定的值。 P_{addr} 与紧接着在发送之后在存储器中存储的接收信号的地址位置的增量相对应。

方程式 9 中的第一项和第二项与直到所发送的超声波脉冲到达焦点的传播时间对应,第三项与接收超声波从焦点到达换能器的传播时间对应。用于与具体 i 有关的每个接收通道的地址位置的信号值的总和与相应的动态接收聚焦的焦点(即在该点处的所发送的超声波脉冲位置处的反射强度)对应。通过根据所发送的超声波脉冲的行进而依次增加接收焦点 i 的位置的深度,可以根据所发送的超声波脉冲沿着索引 i 的行进来获得与反射强度相对应的时序信号。特别是在本发明中, T_i 是根据深度而递归地确定的,因此可以沿着索引 i 依次执行计算。

[0105] 如果焦点的间隔 dz 设置为小值($dz=V_{tis} \cdot T_{clk}$)以匹配时钟频率的周期,并且深度的初始值设置为介质 26 和介质 27 的边界,则 P_{addr} 变为如下。

[0106] [数学式 10]

$$P_{addr}(i) = \frac{D}{V_m \cdot T_{clk}} + i + \frac{T_i}{T_{clk}} \dots \text{式 10}$$

[0108] 通过使用 i 作为读数根据用于每个接收通道的 i 依次读取存储器中存储的接收信号值,并且对于所有接收通道将接收信号值相加,获得在边界处的介质 27 中的延迟求和信号。更具体地说,与用于所发送的超声波脉冲传播到焦点 z_i 的定时相对应地对于每个换能器确定从焦点 z_i 起的超声波传播时间 T_i ,并且计算地址 P_{addr} 。通过从用于每个换能器的接收信号的计算出的地址位置读取接收信号的值并将其相加,获得与焦点 z_i 对应的延迟求和信号。由于焦点的间隔 dz 匹配时钟频率,所以可以使用粗略地匹配时钟频率的间隔来在根据所发送的超声波脉冲的行进的深度方向上获得具有高分辨率的时序信号。

[0109] 可以通过以下递归关系而不是方程式 10 来确定地址位置 P_{addr} 。

[0110] [数学式 11]

$$P_{addr}(i+1) = P_{addr}(i) + dP_{addr}(i)$$

$$dP_{addr}(i) = 1 + \frac{dT_i}{T_{clk}} \dots \text{式 11}$$

[0113] 由于介质 26 中的延迟求和信号是通过传统延迟控制方法获得的,因此可以在介质 26 和介质 27 的边界处切换处理。在此情况下, i 可以用作边界下方的区域中的读数。

[0114] 优选的是,根据发送脉冲的传播定时按时间序列来布置动态接收聚焦的延迟求和时序信号。为了减少波束形成处理的时间,优选的是,在较深接收聚焦的序列中计算地址位置。

[0115] 特别地,延迟求和处理是根据所发送的超声波脉冲的传播定时来执行的,从而可以在将时序接收信号存储在存储器中的同时、根据处理在确保预定时间滞后之后开始用于延迟求和处理的读取操作。由此,部分并行处理变为可能,并且通常可以减少波束形成的处理时间。

[0116] 如果根据从目标焦点接收超声波信号的定时已经完成地址位置的计算,则与读取存储器同时地执行延迟求和处理,这进一步提高速度。用于实现该操作的可能方法是预先计算地址位置,但需要存储器存储地址位置。特别地,如果设置接收焦点的短间隔以获得高图像分辨率,则需要用于存储很多存储器地址的存储器容量。而在本发明的情况下,根据接收焦点的深度通过计算处理来递归地计算接收的超声波的传播时间,从而可以与延迟求和

处理的进行同步地并行计算地址位置。因此,除了存储用于误差校正的相对较少数量的基准地址之外,可以在不提供用于存储很多存储器地址值的存储器的情况下实现高速波束形成。此外,消除了对归因于用于存储存储器地址值的存储器容量而导致的对接收焦点的数量量的主要限制,从而可以执行用于更高的接收焦点密度的动态接收聚焦,并且与折射校正关联的该优点实现高分辨率。

[0117] 因此,根据本发明,使用一系列递归操作在增加接收焦点的深度的同时依次计算地址,由此可以高速地用数字电路配置(对传统配置没有主要附加)并且通过执行折射校正(正如现有技术那样)来生成良好质量的图像。

[0118] (误差校正)

[0119] 为了防止上述近似递归关系计算中的误差的累积,还优选的是,包括通过在基准焦点(基准深度)处的基准传播时间的校正处理。图6示出包括动态接收聚焦中的误差校正的存储器地址计算处理的示例。

[0120] 首先,在步骤S1中,递归关系的初始值 ξ_0 、 η_0 和 T_0 被例如使用方程式6计算并且设置。同时,读取并且设置包括用于近似误差校正的基准深度 z_m 、基准传播时间 T_m 和基准递归参数 ξ_m 和 η_m 的表。这里,基准传播时间 T_m 被写为地址值。对与深度对应的读取计数器进行初始化。

[0121] 然后,确定深度是否为基准深度(步骤S2)。如果不是基准深度(S2:否),则通过计算上述递归关系来计算在该深度处的 ξ_i 、 η_i 和超声波传播时间 T_i ,并且基于超声波传播时间 T_i 而确定读取地址值(步骤S3)。如果其为基准深度(S2:是),则基于对应基准传播时间来确定基准地址值,并且该值被设置为地址值(步骤S4)。同时,递归关系的参数被更新为校正基准值 ξ_m 和 η_m 。

[0122] 实际存储器的地址被根据如此确定的地址值来确定,并且用于接收波束形成的延迟求和处理(步骤S5)。然后,读取计数器递增,并且深度增加达到焦点的间隔量 dz (步骤S6)。重复地址计算处理,直到到达读取计数器结束的深度。当到达读取计数器结束的深度时,处理结束。

[0123] 以此方式,每次读取计数器递增,就在每个接收通道中确定存储接收信号的存储器的地址位置。读取如此确定的地址位置处的接收信号值,并且对于所有接收通道把这些接收信号值相加,由此执行动态接收聚焦的延迟求和处理。

[0124] <其它计算方案>

[0125] 在以上描述中,使用方程式2、方程式3、方程式4和方程式5来计算递归关系。然而,本发明的特征在于,对于每个接收通道独立地计算递归关系,这不一定受限于上述方程式。如果可以随着接收焦点改变而通过针对每个接收通道的一系列递归运算来依次计算地址,则可以实现以上发明的效果。

[0126] 换句话说,如果不使用其它接收通道的计算结果的情况下确定超声波传播时间 T_i 相对于深度间隔 dz 的增量 dT_i (如方程式3至方程式5那样),并且使用方程式2将结果递归地相加,则可以使用其它表达式。因此,可以使用除了方程式3、方程式4和方程式5之外的方程式,只要该方程式是如下近似表达式:使用该近似表达式,每个接收通道可以独立地计算超声波传播时间的增量 dT_i 。

[0127] (变型1)固定增量 dT_i

[0128] 在执行上述近似校正的情况下基准深度值之间的预定增量可以用于每个接收通道。换句话说,如果深度 z_i 满足 $z_m \leq z_i < z_{m+1}$, 则 dT_i 可以是 $dT_i = \Delta m$ 。将再次参照图 6 描述该处理。

[0129] 首先,在初始化时(步骤 S1),读取初始值 ξ_0 、 η_0 和 T_0 , 并且读取包括基准深度 z_m 、基准传播时间 T_m 和基准传播时间增量 Δm 的表。该基准数据被设置用于每个接收通道。

[0130] 为了计算在除了基准深度之外的位置处的地址值(步骤 S3),根据方程式 2 ($T_{i+1}=T_i+dT_i$) 计算传播时间 T_i , 并且根据该值确定地址值。在此情况下,此时的基准传播时间增量 Δm 用于增量 dT_i 。另一方面,为了计算在基准深度处的地址值(步骤 S4),在基准深度处根据基准传播时间 T_m 确定地址值。

[0131] 此后的处理与以上相同。换句话说,从地址值计算实际读取地址(步骤 S5),读取计数器值递增(步骤 S6),并且重复该处理,直到读取结束。

[0132] 基准传播时间增量 Δm 可以是被设置用于每个基准深度 z_m 的每个间隔的任何值,例如对使用方程式 7 和方程式 8 对于每个基准深度 z_m 之间的每个间隔计算出的高度精确的超声波传播时间的曲线进行拟合的斜度。可以利用两个邻近基准深度 z_m 与 z_{m+1} 之间的基准传播时间值 T_m 和 T_{m+1} 的改变。在此情况下,基准传播时间增量 Δm 可以从相邻的基准传播时间值 T_m ($\Delta m=dz \cdot (T_{m+1}-T_m)/(z_{m+1}-z_m)$) 简单地被计算,从而无需在表中存储基准传播时间增量 Δm 。

[0133] 在该示例中,可以省略或简化用于确定增量 dT_i 的计算处理,从而计算处理尺寸较小,并且可以极大地省去待实现的数字电路。另一方面,与使用方程式 3、方程式 4 和方程式 5 的情况相比,近似精度下降,从而需要在更多基准深度 z_m 处的基准传播时间值 T_m , 这增加用于存储数据的存储器容量。

[0134] 在以上示例中,由于深度间隔 dz 是恒定的,所以使用基准传播时间增量 Δm , 但如果深度间隔 dz 改变,则应使用基准深度之间的传播时间的增加率。换句话说,通过 $dT_i=dz_i \cdot (T_{m+1}-T_m)/(z_{m+1}-z_m)$ 来确定传播时间。在这两种情况下,基于相对于邻近基准深度中的基准传播时间值的改变量来确定基准深度之间的超声波传播时间增量。

[0135] (变型 2) 基于深度的多项式的增量 dT_i 的近似

[0136] 作为使用方程式 3 至方程式 5 的近似递归关系的计算与使用线性插值的计算之间的方法,可以对于每个基准深度 z_m 使用深度的多项式来近似传播时间增量 dT_i 。

[0137] [数学式 12]

[0138] $dT_i^{(m)}=F^{(x)}(z_i-z_m) \cdots$ 式 12

[0139] 在此, $dT_i^{(m)}$ 是在基准深度 z_m 与基准深度 z_{m+1} 之间使用的超声波传播时间增量。 $F^{(x)}(z_i-z_m)$ 是深度 z_i 与基准深度 z_m 之间的差 (z_i-z_m) 的多项式,并且其系数是对于每个接收通道和基准深度确定的。例如通过对使用方程式 7 和方程式 8 确定的值进行拟合来计算系数。当从诸如水听器之类的点声源接收超声波脉冲时,可以基于信号的实际测量值来执行拟合。

[0140] 在图 6 所示的处理流程中,除了基准深度 z_m 和基准传播时间 T_m 之外,多项式 $F^{(x)}(z_i-z_m)$ 的每个系数也必须在初始化(S1)期间以及在基准深度处的更新(S4)期间被初始化或更新。在该方法中,必须对于每个基准深度存储多项式的系数,但与将超声波传播时间增量设置为恒定的情况相比,近似精度增加,从而优点是基准深度的数量可以较低。即使与使

用方程式 3、方程式 4 和方程式 5 的情况相比近似精度下降,但在此的优点是可以简化超声波传播时间增量 dT_i 的计算。

[0141] (其它变型)

[0142] 如果超声波传播时间增量可以通过少量参数来表示并且可以简单地由数值来表示,以及如果可以使用样条函数、小波函数、各种正交函数扩展等而不使用多项式,则用于近似超声波传播时间增量 dT_i 的方法可以是任何方法。在任何情况下,对于使用方程式 7 和方程式 8 计算出的值或在邻近的基准深度之间的实际测量值执行参数拟合,以上述相同方式在基准深度处的更新期间更新参数,以及通过参数指定的近似函数可以用于基准深度之间的递归关系表达式 2。

[0143] 在以上描述中,主要示出把本发明应用于存储器地址计算以用于接收期间的波束形成的示例,但本发明可以应用于在发送期间的波束形成以控制延迟。

[0144] 以上描述主要示出通过将超声波照射到被检体上并且接收其反射的超声波(回声)来生成图像的超声波回声诊断装置。然而,由于需要相似的接收波束形成,所以本发明也可以应用于通过将脉冲化的光辐射到被检体上并且接收通过光声效应生成的光声波(超声波)来生成图像的光声成像装置。

[0145] 此外,在以上描述中,示出当存在其声音速度不同的一个插入板或一个层时的情况,但这种层的数量可以是两个或更多个。本发明也可以应用于当其声音速度不同的这样的层不存在的情况。

[0146] [示例 1]

[0147] 现将使用示例详细描述将本发明应用于超声波图像诊断装置的情况。

[0148] < 总体配置 >

[0149] 现将参照图 1 描述根据该示例的超声波图像诊断装置(超声波回声诊断装置)。

[0150] 图 1A 示出根据该示例的超声波成像装置的配置。图 1B 示出根据该示例的超声波成像装置中使用的超声波束。图 1C 示出由与图 1B 所示的超声波束对应的超声波成像装置生成的图像或图像数据。

[0151] 在图 1A 中,标号 301 表示输入单元,302 表示控制器,303 表示发射机,304 表示孔径选择切换器,305 表示换能器阵列,306 表示插入板,307 表示被检体,308 表示接收波束形成器,309 表示信号处理器,310 表示图像处理器,以及 311 表示显示器。

[0152] 输入单元 301 用于基于要捕获被检体的图像的条件而把各种参数输入到控制器 302,并且由标准开关和音量调控器或键盘等构成。待输入的参数与标准超声波图像诊断装置相同,但待输入的该示例的特征参数是插入板 306 的厚度和声音速度以及被检体 307 的声音速度。在把该超声波成像装置构建为超声乳房造影法的情况下(其中,用于紧固作为被检体 307 的胸部的压迫板用作插入板 306),插入板 306 的厚度和声音速度在装置中已经是已知和固定的。在此情况下,例如,可以在控制器 302 中的非易失性存储器中预先存储这些参数。对于被检体 307 的声音速度,取决于待成像的被检体 307 的区域,可以选择预先存储的若干类型的值中的值,或可以使用预先存储的代表性值。

[0153] 控制器 302 初始化超声波成像装置,并且基于正输入的参数来执行各种设置,然后控制其它单元中的每一个。控制器 302 首先把发送控制信号发送到发射机 303,生成其中加上了发送延迟的被发送的超声波驱动脉冲,并且同时使用孔径选择切换器 304 来选择发

送 / 接收孔径并且将其切换到发送侧。然后紧接着在超声波脉冲从换能器阵列 305 的发送结束之后, 控制器 302 将孔径选择切换器 304 切换到接收侧。然后, 控制器 302 控制接收波束形成器 308 和信号处理器 309 的处理, 使用孔径选择切换器 304 重新选择发送 / 接收孔径, 并且通过重复以上控制操作来扫描超声波发送 / 接收波束。当扫描的一帧结束时, 控制器 302 控制图像处理以创建帧图像。

[0154] 发射机 303 基于来自控制器 302 的发送控制信号来生成用于驱动换能器阵列 305 上的每个换能器并且生成超声波的发送驱动脉冲。同时, 发射机 303 把与换能器阵列 305 上的每个换能器的位置和发送焦点相对应的延迟添加到每个换能器的发送驱动脉冲, 以便生成发送汇聚波束。此外, 如下所述, 发射机 303 生成发送驱动脉冲并且仅对于孔径选择切换器 304 选择的换能器延迟该脉冲, 以创建用于发送的孔径。

[0155] 在此添加的延迟用于发送波束的汇聚。在发送中, 脉冲化的超声波即刻发送, 从而通常可以仅设置一个焦点。因此, 待设置的延迟时间值的群组的数量保持较低, 并且即使在控制器 302 中存储每个延迟时间值, 存储器体积也不增加太多。因此, 预先计算的折射校正延迟量可以存储在控制器 302 中, 并且用于焦点。

[0156] 与接收波束的汇聚相比, 发送波束的汇聚不影响图像质量, 从而可以执行不校正折射的传统延迟控制处理。在此情况下, 可以通过简单的计算处理来控制延迟, 从而简化装置配置, 但使用以下平均声音速度近似的延迟量计算特别有效。

[0157] [数学式 13]

$$[0158] \quad \Delta T(f, D, x, V_{tis}, V_m) = \left(\frac{\sqrt{(1-D/x)^2(x^2 + f^2)}}{V_{tis}} + \frac{\sqrt{D^2 + (xD/f)^2}}{V_m} \right) - \left(\frac{f-D}{V_{tis}} + \frac{D}{V_m} \right) \dots \text{式 13}$$

[0159] 在此, V_{tis} 是被检体 307 中的声音速度, V_m 是插入板 306 中的声音速度, D 是插入板 306 的厚度, f 是作为从换能器阵列 305 到发送焦点的深度的发送焦距。如果这些值对于设备是唯一的, 例如使用固定板作为插入板 306 (其为固定板) 的情况, 则它们从输入单元 301 被输入作为输入参数, 或部分地存储在控制器 302 中作为预定值。符号 x 是从发送波束的中心测量的在换能器阵列 305 上的换能器的位置, 并且由换能器阵列 305 上的换能器元件的间隔以及元件相对于发送波束的中心的位置确定。使用该表达式, 可以对于与形成孔径的每个换能器对应的每个发送通道来计算期望的发送焦点位置中的延迟量。

[0160] 以上表达式用于假设超声波在将换能器和焦点连接的线上传播而考虑声音速度值的差来确定延迟时间。折射的影响未被考虑, 但已经近似地校正具有不同声音速度的每个介质中的相应传播时间值。特别地, 可以通过将微小改变添加到传统延迟计算数字信号处理电路来实现该表达式, 该表达式与在均匀声音速度条件下确定延迟时间的传统方式相似并且不产生计算量的太多增加。执行该计算处理使得不必预先存储每个延迟时间量。

[0161] 由发射机 303 生成并且延迟的发送驱动脉冲经由孔径选择切换器 304 输入到在换能器阵列 305 上形成发送孔径的每个换能器, 超声波脉冲从每个换能器被发送。

[0162] 换能器阵列 305 具有多个换能器(发送 / 接收元件)。换能器被一维地阵列化并且可以基于发送 / 接收超声波的延迟控制通过波束形成处理来切换发送 / 接收波束的焦点位置。换能器阵列用于发送和接收超声波, 并且充当超声波发射机和超声波接收机。孔径选择切换器 304 切换并且连接换能器阵列 305 上的每个换能器、发射机 303 的每个发送通道

以及接收波束形成器 308 的每个接收通道。与切换每个换能器的发送 / 接收同时地, 在换能器阵列 305 上选择孔径部分, 并且通过切换待选择的换能器来移位孔径, 由此扫描超声波发送 / 接收波束。例如, 形成发送 / 接收孔径的换能器的数量是几十个单元。

[0163] 将参照图 1B 描述超声波发送 / 接收波束的扫描。为了简化解释, 未示出插入板 306。在换能器阵列 305 上使用一部分换能器(图 1B 仅示出三个换能器)形成孔径 312。从孔径 312 的每个换能器发送的超声波被组合, 并且形成发送超声波束 313。对于接收, 从孔径 312 的每个换能器获得的接收信号被处理, 由此以相同方式形成接收超声波束 313。超声波束 313 的中心变为超声波束扫描线 314。通过该发送 / 接收超声波束 313, 获得沿着超声波束扫描线 314 的区域中的被检体组织 315 的超声波回声信号。超声回声信号反映沿着超声波束扫描线 314 的区域中的被检体的声学结构, 随着超声波脉冲传播在根据深度的时间 / 位置中出现反射信号。

[0164] 通过切换孔径选择切换器 304 并且依次选择换能器以构成孔径 312, 孔径 312 在换能器阵列的阵列方向上移位。由此平行移动每个超声波束扫描线 314, 并且可以获得反映被检体的声学结构的超声波的反射信号的截面数据。

[0165] 在该示例中, 通过切换孔径选择切换器 304 来移位孔径 312, 从而执行超声波束扫描。应用发射机 303 中的驱动脉冲的发送通道的数量和处理接收波束形成器 308 中的接收信号的接收通道的数量可以与构成孔径 312 的换能器的数量相同。以此方式, 该示例具有这样的优点: 发送通道和接收通道的数量可以小于换能器阵列 305 的换能器的总数量, 并且可以简化电路配置。然而, 发射机 303 的发送通道的数量和接收波束形成器 308 的接收通道的数量可以大于孔径 312 的换能器的数量, 或可以与换能器阵列 305 的换能器的总数量相同。

[0166] 在以上描述中, 孔径 312 的换能器的数量对于发送和接收是相同的, 但孔径 312 的大小在发送与接收之间可以改变。在图 1B 中, 用于发送和接收的超声波束共同地示出为超声波束 313, 但波束的形式在发送与接收之间可以不同。

[0167] 从换能器阵列 305 发送的超声波脉冲经由插入板 306 发送到被检体 307。插入板 306 近似地是平面平行板, 并且如果其厚度和声音速度是已知的, 则可以使用任何介质, 并且由于声音速度与被检体 307 不同, 因此在波束形成时在延迟控制中需要校正。例如, 插入板可以是在换能器阵列 305 的阵列方向和垂直于超声波发送方向的方向上会聚超声波的声学透镜, 或用于抑制归因于换能器与被检体 307 之间的声学阻抗的差而引起的超声波的反射的匹配层。以此方式, 插入板 306 可以是其声音速度与被检体 307 不同的薄层。或者, 插入板 306 可以是其声音速度与被检体 307 不同的厚层(例如用于紧固被检体 307 的固定板或当因为被检体 307 的形状所以被检体 307 不直接接触换能器阵列 305 时使用的支架)。插入板 306 也可以是被检体中的脂肪层。在脂肪层的情况下, 通过在没有折射校正的情况下使用正常延迟控制或使用正常脂肪层的平均声音速度发送 / 接收超声波而获得的图像来首先测量脂肪层的厚度。通过经由输入单元 301 输入该数据作为插入板 306 的厚度, 可以获得具有折射校正的清楚图像。

[0168] 在穿过插入板 306 之后发送到被检体 307 的超声波脉冲在被检体 307 中的每个区域中被反射, 反射的超声波经由插入板 306 被换能器阵列 305 的孔径再次接收。孔径上的每个换能器把接收的超声波转换为电接收信号, 通过被切换用于接收的孔径选择切换器 304

把每个接收信号输入到接收波束形成器 308。接收波束形成器 308 通过相加来生成与接收波束扫描线对应的延迟求和信号,以使得根据输入的每个接收信号来形成接收波束,并且将其输出到信号处理器 309。信号处理器 309 对延迟求和信号执行带通滤波处理、相位检测处理、动态范围转换处理等,以生成具有与超声波的反射强度对应的亮度(强度)的信号,并且将信号输入到图像处理器 310。

[0169] 将参照图 1B 和图 1C 描述上述对应关系。图 1C 中的标号 317 指定从一个接收通道获得的亮度信号序列。亮度信号序列 317 是由图 1B 中的超声波束扫描线 314 上的接收超声波束 313 经由接收波束形成器 308 和信号处理器 309 生成的。亮度信号串的亮度(强度)的值与接收超声波束 313 的反射强度相对应,亮度信号串上的位置与接收超声波束 313 的反射部分的深度对应。作为在被检体 307 的截面上的超声波反射强度的二维分布的图像数据 316 的一个帧由发送/接收波束的扫描创建的多个亮度信号串的集合构成。特别地,生成与被检体组织 315 的每个部分的超声波反射系数对应的图像分布 318。

[0170] 为了执行以上操作,图像处理器 310 以根据从信号处理器 309 输入的深度值的顺序把按时间序列排列的亮度信号串临时存储。信号处理器 310 根据超声波束扫描来存储多个亮度信号串,并且当扫描的一个帧结束时执行扫描转换处理。显示器 311 通过格栅扫描来显示图像,其中,在图像的横向方向上设置显示扫描线的方向,但时间序列的亮度信号串在深度方向(即被检体 207 的纵向方向)上排列。因此,图像处理器 310 执行扫描转换处理,以便使数据阵列与显示器 311 的显示扫描相匹配。同时,图像处理器 310 还执行各种插值处理、坐标变换处理和图像滤波处理(不限于上述处理)以使亮度信号串的数据与显示单元的像素相匹配。在此仅示出图像处理器 310 的基本操作以简化描述,但可以添加用于改进图像质量的各种操作,操作的细节的差异不应干扰应用本发明。

[0171] 除了由发送/接收超声波生成的图像显示数据之外,如上所述,图像处理器 310 还可以组合各种数据并且将其输出到显示器 311 作为图像显示数据。这些数据的示例是:控制器 302 中存储的每个参数;对于观测被检体 307 的图像有效的各种信息,如比例;以及用于协助输入的显示数据。

[0172] 显示器 311 可以是 CRT、液晶显示器等,其显示从图像处理器 310 输出的图像。

[0173] 通过重复以上操作,几乎实时地在显示器 311 上显示被检体 307 的断层图像。

[0174] <接收波束形成器>

[0175] 现将参照图 2 描述执行动态接收聚焦的接收波束形成器 308。

[0176] 具有放大器的 A/D 转换器 11 放大从孔径选择切换器 304 输出的接收信号,并且使用时钟频率来把信号数字化。存储器 12 存储来自具有放大器的 A/D 转换器 11 的输出数字信号。根据时钟频率而被依次数字化的接收信号被存储在存储器 12 中作为与接收时间对应的离散时间序列信号。读取地址计算单元 13 计算与在每个接收信号的每个接收焦点处的传播时间对应的读取地址,以执行动态接收聚焦。存储器读取控制器 14 使用来自读取地址计算单元 13 的读取地址值来读取存储器 12 中的数字信号值。与发送脉冲传播定时对应地执行读取操作,并且对于各个接收深度聚焦的接收信号幅度值被输出到各个接收通道。加法器 15 将这些信号值相加,由此获得动态接收聚焦的延迟求和信号,其输出到信号处理器 309。对于多个接收通道提供具有放大器的 A/D 转换器 11、存储器 12、读取地址计算单元 13 和存储器读取控制器 14,使得并行执行处理并且实时生成图像。

[0177] 在图 2 中,对于所有接收通道提供地址计算单元 13。然而,如果换能器阵列 305 的配置使得:换能器以相等间隔布置,并且构成接收孔径的换能器相对于其中心对称地布置,则传播时间对于在对称位置中布置的换能器是相同的。因此,可以仅对于接收孔径中对称位置中布置的接收通道中的一个布置地址计算单元 13,使得另一个接收通道共享该输出值,于是可以简化电路配置。

[0178] 图 2 示出当接收波束形成器 308 由数字电路构成时的每个块的概述。可以使用固定数字电路或可编程数字电路(如 FPGA)来实现读取地址计算单元 13 和存储器读取控制器 14。可以替代地使用具有标准处理器(CPU)的计算机。在接收波束形成器 308 中,每个接收通道并行地执行延迟处理,并且形成接收波束。本发明可以被看作这样的延迟控制方法。如果接收波束形成器 308 由 FPGA 或 CPU 构成,则该程序可以被看作本发明的延迟控制程序。

[0179] < 读取地址计算单元 >

[0180] 现将参照图 3 详细描述读取地址计算单元(存储器地址计算单元)13。图 3 示出当读取地址计算单元 13 由数字电路构成时的每个块的概述。图 3 中的配置是当迭代地计算读取地址时,如上所述使用基于基准传播时间在多个基准深度(基准焦点)处的校准的处理的示例。在该示例中,与用于在超声波图像诊断装置中同步处理的系统时钟频率的周期相对应地设置动态接收波束形成中的接收焦点间隔。系统时钟频率的周期与存储器 12 中存储的数字接收信号的时间分辨率相对应,可以通过将接收动态波束形成的接收焦点的间隔对应于系统时钟频率的周期来执行其中在接收信号的所有深度中匹配焦点的延迟求和处理。由此超声波成像装置中生成的图像的分辨率改进。设 dz 是接收焦点的间隔,并且设 T_{clk} 是时钟频率的周期,则 dz 由 $dz = v_{tis} \times T_{clk}$ 给出。时钟信号还用于延迟求和处理的读取信号的基准。

[0181] 控制器 302 将时钟信号 6000、基准深度时钟值 6001、地址校准值 6002、用于校准的参数值 6003、开始/结束控制信号 6006 和地址增量操作参数 6007 输出到读取地址计算单元 13。从控制器 302 接收这些输入,读取地址计算单元 13 将与超声波传播时间对应的读取地址值 6005 输出到存储器读取控制器 14。

[0182] 基准深度时钟值 6001 是在时钟频率的每个周期处测量的基准深度。时钟计数器 61 通过累计时钟信号 6000 来创建时钟累计值,并且在时钟频率的每个周期处对逝去的时间进行计数。

[0183] 地址校准值 6002 是在与每个基准深度时钟值 6001 对应的基准传播时间处的地址值。用于校准的参数值 6003 是用于与每个基准深度时钟值对应的校准的参数值。如果使用上述方程式 3、方程式 4 和方程式 5 来执行一系列递归运算,则用于校准的参数值 6003 是基准递归参数 ξ_m 和 η_m 。如果使用基准传播时间增量 Δm ,则用于校准的参数值 6003 是转换为时钟计数的基准传播时间增量 Δm 。如果使用近似多项式,则用于校准的参数值 6003 是多项式的系数。在控制器 302 中使用基准深度时钟值作为索引把这些用于校准的参数值 6003 存储为查找表。从控制器 302 的查找表读取的值分别存储在临时存储器 601、602 和 603 中。当下述基准深度控制信号 6011 被发送到控制器 302 时,控制器 302 更新从查找表读取的值。在查找表的开始,存储扫描开始时钟值、折射校正开始时钟值、扫描初始地址值和折射校正初始地址值。在此,扫描开始时钟值是与用于开始动态接收聚焦的时间对应的

时钟值。折射校正开始时钟值是超声波往复地传播插入板 306 的厚度的时间对应的时钟值。扫描初始地址值是开始动态聚焦的时间对应的地址值，折射校正初始地址值是开始折射校正的时间对应的地址值。对于接收焦点存在于插入板 306 中的动态接收聚焦开始点和插入板 306 的边缘，当以均匀声音速度执行正常延迟控制时，这些地址值被确定为接收波束形成的读取时钟定时和地址值。以此方式，可以指定用于开始动态接收聚焦和折射校正的时钟计数值及其初始地址值。

[0184] 开始 / 结束控制信号 6006 是用于控制读取地址计算单元 13 的操作的开始 / 结束的信号。

[0185] 对于地址增量计算参数 6007，用于在下述均匀声音速度地址增量计算块 65 和折射地址增量计算块 64 中的计算的计算参数被控制器 302 预先在每个块中设置。具体地说，设置声音速度 V_{tis} 和 V_m 、插入板 306 的厚度 D 以及动态聚焦的焦点的间隔等。

[0186] 现将描述用于该示例的地址值。用于读取存储器 12 中存储的信号地址是整数。然而，如果与系统时钟对应地设置动态接收聚焦的焦点的间隔，如在该示例的情况下那样，则与超声波传播时间对应的时间是实数值。在该示例中，递归地计算地址，从而如果地址写为整数，则在地址值中生成取整舍入误差。如果生成取整舍入误差，则延迟求和时间的精度恶化，并且图像分辨率下降。为了防止该情况，根据该示例，以包括整数部分和小数部分的实数形式来计算地址值。换句话说，地址值的高有效位用作整数部分，其低有效位用作小数部分。地址值的高有效位整数部分被称为“地址值整数部分”，地址值的低有效位小数部分被称为“地址值小数部分”。只要保证所需精度，则地址值小数部分的位的数量就可以是任何值，并且优选地是 2 至 8 位，尽管这取决于时钟频率、待捕获的图像的深度以及待使用的超声波的频率。

[0187] 下述存储器读取控制器 14 使用在通过对实数地址取整舍入生成的两个地址处的用于接收信号值的地址值小数部分来执行插值。由此，与存储器 12 中存储的接收信号的系统时钟频率的周期对应的分辨率被插值，可以执行高度精确的延迟求和处理，并且伴随着动态接收聚焦匹配系统时钟频率的周期的效果分辨率被进一步改进。以此方式，读取地址计算单元 13 内部使用的地址值是包括从控制器 302 的查找表获得的地址校准值 6002 的实数地址值。这对于以下描述中使用的地址值也是正确的。

[0188] 现将连同整个(装置)的操作一起描述地址计算单元 13 的每个块。

[0189] 在基准深度时钟值 6001 和地址校准值 6002 被从控制器 302 发送并且设置在临时存储器 601 和 602 中之后，在开始的定时从控制器 302 发送开始 / 结束控制信号 6006。当接收到开始 / 结束控制信号 6006 时，比较器 62 输出增量计算控制信号 6010，其命令均匀声音速度地址增量计算块 65 开始操作。比较器 62 设置切换器 66，以使得将均匀声音速度地址增量计算块 65 输出到临时存储器 604。

[0190] 如果时钟计数器 61 的时钟累计值匹配临时存储器 601 中的基准深度时钟值 6001 (在此情况下，扫描开始时钟值)，则比较器 62 将基准深度控制信号 6011 输出到切换器 67 和 68 以及控制器 302。切换器 67 通过基准深度控制信号 6011 的输入来将地址校准值 6002 (此时，扫描初始地址值) 存储在临时存储器 605 中，并且将地址校准值 6002 设置为初始地址值。接收到基准深度控制信号 6011 的输入，控制器 302 更新在临时存储器 601、602 和 603 中的基准深度时钟值 6001、地址校准值 6002 和用于校准的参数值 6003。此时，折射校

正开始时钟值作为基准深度时钟值 6001 存储在临时存储器 601 中, 折射校正初始地址值作为地址校准值 6002 存储在临时存储器 602 中。折射地址增量计算的初始参数作为用于校准的参数值 6003 存储在临时存储器 603 中。

[0191] 均匀声音速度地址增量计算块 65 与时钟信号 6000 同步地计算插入板 306 中的地址增量值 6004。如上所述, 当动态聚焦处理开始时, 待从均匀声音速度地址增量计算块 65 输出的地址增量值从切换器 66 输出, 并且存储在临时存储器 604 中。加法器 69 将临时存储器 604 中的地址增量值和在前时处计算出并且存储在临时存储器 605 中的输出地址值相加, 以使得计算输出地址值 6005。以此方式, 与时钟信号 6000 同步, 可以递归地计算并且依次输出与接收焦点的深度对应的地址值。

[0192] 随着时间逝去, 接收焦点变得更深, 接收焦点最终到达插入板 306 和被检体 307 的边界。此时, 时钟计数器 62 的时钟累计值是折射校正开始时钟值。如果时钟累计值与存储器 601 中的基准深度时钟值 6001 (此时, 折射校正开始时钟值) 匹配, 则比较器 62 输出增量计算控制信号 6010。这里, 增量计算控制信号 6010 用于指示均匀声音速度地址增量计算块 65 的操作的结束以及折射地址增量计算块 64 的操作的开始。比较器 62 还被设置为使得: 切换器 66 把折射地址增量计算块 64 的输出输出到临时存储器 604。下文中, 增量计算控制信号 6010 的输出停止, 直到开始 / 结束控制信号 6006 再次输入。

[0193] 如果时钟累计值与折射校正开始时钟值匹配, 则比较器 62 将基准深度控制信号 6011 输出到切换器 67 和 68 以及控制器 302。通过基准深度控制信号 6011, 切换器 67 将临时存储器 602 中的折射校正初始地址值存储到临时存储器 605, 并且将临时存储器 603 中的折射地址增量计算的初始参数输入到折射地址增量计算块 64。控制器 302 接收基准深度控制信号 6011 的输入, 并且把临时存储器 601、602 和 603 中的基准深度时钟信号 6001、地址校准值 6002 和用于校准的参数值 6003 更新为查找表中存储的下一基准值。

[0194] 折射地址增量计算块 64 与时钟信号 6000 同步地通过考虑归因于插入板 306 的折射来计算地址增量值, 并且将值存储在临时存储器 604 中。然而, 恰如插入板 306 中的动态接收聚焦那样, 计算出的地址增量值依次与先前时钟处的地址值相加, 以随着接收焦点的深度增加而确定输出地址值 6005。

[0195] 以此方式, 与时钟信号 6000 同步地, 与接收焦点的深度对应的地址值可以被迭代地计算并且依次输出。如果时钟累计值匹配临时存储器 601 中的基准深度时钟值 6001, 则更新用于校正的临时存储器, 以使得在下一基准深度中也可以执行相同校正。换句话说, 基准深度时钟值 6001、地址校准值 6002 和用于校准的参数值 6003 被更新为控制器 302 的查找表中存储的接下来的值。重复以上操作, 并且操作在开始 / 结束控制信号 6006 中接收到结束信号的点停止。

[0196] 只要值与时钟信号同步, 就无需对于时钟的每个增量执行加法器 69 与均匀声音速度地址增量计算块 65 或折射地址增量计算块 64 的输出的加法以及读取临时存储器 605 中的输出地址值 6005。如果均匀声音速度地址增量计算块 65 或折射地址增量计算块 64 中的计算处理花费时间, 则可以根据每个块的计算时间和输出来每隔时钟信号的若干时钟计来执行加法 / 输出操作。在此情况下, 在控制器 302 中的查找表中写入的基准深度时钟值 6001 应在匹配该输出操作的定时中写入。

[0197] 在地址计算单元 13 的以上示例中, 描述了根据在基于多个基准深度的基准传播

时间来执行校准的同时进行处理的情况。然而,如果不执行该校正,则可以简化一部分配置,这是由于无需超声波传播时间的计算和对应地址的更新。

[0198] 均匀声音速度地址增量计算块 65 中的处理可以与传统技术相同,因此省略其描述。

[0199] < 折射地址增量计算块 >

[0200] 现将参照图 4 描述折射地址增量计算块 64 中的处理的示例。该示例用于使用方程式 3、方程式 4 和方程式 5 来计算递归关系。图 4A 示出用于使用方程式 3、方程式 4 和方程式 5 的递归关系计算处理的块的概述。在此,其中与表达式的对应性相对容易理解的配置被用于简化解释,但本发明的实施例不限于该配置。

[0201] 该框图通常划分为计算数据的计算子块(由实线表示),用于存储在计算中的值的临时存储器(由虚线表示)以及用于存储在计算中不改变的参数的临时存储器(由双线表示)。

[0202] 临时存储器 701、702、703、704、705、706、707、708 和 709 存储在计算中的中间值。这些临时存储器主要被布置用于在计算中匹配处理的定时。这些临时存储器包括存储器以使得更容易解释方程式 3、方程式 4 和方程式 5 的每个变量,并且具体地说,例如,临时存储器 704、705 和 706 可以省略。

[0203] 临时存储器 710、711、712、713、714 和 715 存储其值在使用递归关系的一系列递归计算中不改变的参数。当计算操作开始时,控制器 302 提供这些计算参数作为地址增量计算参数 6007。这些临时存储器尤其在下文中被称为“参数存储器”。

[0204] 计算子块 71、72、73、74、75、76、77 和 78 是表示为子块的其中执行各个计算的部分。

[0205] 在递归操作的开始,被给出作为校准的参数值 6003 的值存储在临时存储器 701、702 和 703 中。使用存储器 701 中存储的值和参数存储器 711 中存储的值,计算机子块 71 计算方程式 4 (b)的右手边上的分子部分,并且将结果输出到计算子块 73。计算子块 72 使用临时存储器 701 和 702 中存储的值来计算方程式 4 (a)的右手边,并且将结果存储在临时存储器 704 中。计算子块 73 使用来自计算子块 71 的输出、临时存储器 703 和 704 中存储的值以及参数存储器 712 中存储的值来计算方程式 4 (b)的右手边,并且将结果存储在临时存储器 705 中。计算子块 74 使用临时存储器 704 和 705 中存储的值来计算方程式 4 (c)的右手边,并且将结果存储在临时存储器 706 中。计算子块 75 使用临时存储器 701 和 705 中存储的值来计算方程式 3 (b)的右手边,并且将结果存储在临时存储器 707 中。计算子块 76 使用临时存储器 702 和 706 中存储的值来计算方程式 3 (c)的右手边,并且将结果存储在临时存储器 708 中。计算子块 77 使用临时存储器 703 中存储的值以及参数存储器 710 中存储的值来计算方程式 3 (d)的右手边,并且将结果存储在临时存储器 709 中。

[0206] 此时临时存储器 707、708 和 709 中存储的值是在使用递归关系在第一步骤中的递归计算已经完成的情况下的值。临时存储器 707、708 和 709 中存储的值再次存储在临时存储器 701、702 和 703 中,并且执行在第二步骤中的递归计算。同时,临时存储器 707 中存储的值被输入到计算子块 78,其中,使用参数存储器 714 和 715 中存储的值来计算方程式 3 (a),以在折射校正之后确定传播时间增量。结果然后通过方程式 11 等转换为地址,从而获得地址增量值 6004。

[0207] 在依次执行周期性递归计算的步骤的同时,地址增量值 6004 当接收焦点在动态接收聚焦的接收焦点间隔处加深时被依次计算出来。所确定的地址增量值 6004 存储在临时存储器 604 中。

[0208] 根据该示例,如果折射地址增量计算块 64 中的计算量大并且与系统时钟同步地执行该计算,则计算处理可能不在一个时钟周期内完成。在此情况下,必须在地址计算单元 13 中调整每个块中的时钟同步。此外,地址值的计算时间变为大于系统时钟周期若干倍,因此处理减慢。为了防止该情况,折射地址增量计算块 64 可以由流水线(pipeline)构成,如图 4B 所示。图 4B 示出由 FIFO 存储器 710 和多个块部分 79 (其中的一个在图 4A 中示出)构成的流水线。这里,流水线配置具有四个级,但用于流水线的级的数量是根据块 79 的计算时间来设置的。在流水线处理中,在读取加法器 69 的输出所需的定时之前处理开始,曾存储在 FIFO 存储器 710 中的地址增量值 6004 在加法器 69 的处理定时被读取并且存储在临时存储器 604 中。在此情况下,需要用于递归处理的初始值,因此应首先读取临时存储器 603 中的用于校准的参数值 6003。

[0209] 折射地址增量计算块 64 的该示例是执行计算处理算法的示例,并且尤其是用于协助理解根据方程式 3、方程式 4 和方程式 5 的处理的描述的示例,因此可以通过省略或改变处理配置的一部分来简化电路配置。

[0210] 不使用方程式 3、方程式 4 和方程式 5,可以使用其中地址增量为部分恒定的基准传播时间增量 dT_1 或多项式近似来简化折射地址增量计算块 64 的处理。

[0211] < 存储器读取控制单元 >

[0212] 现将参照图 5 描述存储器读取控制单元 14 的示例。在该示例中,存储器读取地址被计算为实数,从而接收波束可以比现有技术更精确地聚焦。以下待描述的存储器读取控制用于有效地利用该优点。具体地说,使用时间上连续并且从存储器 12 读取的两个接收信号值来执行与输出地址值 6005 的小数地址部分对应的插值。这允许精度比存储器 12 中存储的接收信号的时间分辨率更精细的计算。以下解释的使用接收信号插值的接收信号读取对于本发明并非是必要的,并且插值方法也仅是示例,实际的插值计算处理不限于以下方法,例如,可以插值两个或更多个信号值。

[0213] 图 5 中的标号 81、82 和 83 表示临时存储器,其中,来自读取地址计算单元 13 的输出地址值 6005 和从存储器 12 读取的两个连续接收信号值被存储。临时存储器 81、82 和 83 不是必要的,但被布置用于同步处理以及用于协助理解在此的描述。标号 84 表示减法器,85 表示乘法器,86 表示加法器。

[0214] 临时存储器 81 中存储的输出地址值 6005 包括作为高有效位部分的地址整数部分 801 和作为低有效位部分的地址小数部分 208。地址整数部分 801 用于指定并读取与存储器 12 中存储的时间序列数字接收信号当中的具体时间相对应的信号值。为了解释,这里在下文中,临时存储器 81 中存储的地址整数部分由 n 表示,地址小数部分由 q 表示。

[0215] 在由地址整数部分 801 指定的地址处的接收信号值以及在时间上连续的与该部分对应的下一地址的接收信号值分别从存储器 12 存储在临时存储器 82 和 83 中。在此,由 S_n 表示临时存储器 82 中存储的接收信号值,由 S_{n+1} 表示临时存储器 83 中存储的接收信号值。下标 n 表示由地址整数部分 801 指定的存储器地址。

[0216] 减法器 84 从临时存储器 82 中存储的接收信号值 S_n 减去临时存储器 83 中存储的

接收信号值 S_{n+1} ，并且将结果输入到乘法器 85。乘法器 85 将减法器 84 的输出与临时存储器 81 中存储的地址值的地址小数部分 q 相乘，并且将结果输入到加法器 86。加法器 86 将临时存储器 83 的输出与乘法器 85 中存储的接收信号值 S_{n+1} 相加，并且将结果输出到加法器 15。

[0217] 通过以上计算，计算以下表达式。

[0218] [数学式 14]

[0219] $S_n \cdot q + S_{n+1} \cdot (1-q) \cdot \dots \cdot$ 式 14

[0220] 由此，在通过地址小数部分 q 对时间上邻近的接收信号值 S_n 和 S_{n+1} 插值之后的值被输出到加法器 15。在存储器 12 中，接收信号按由系统时钟的间隔确定的时间间隔存储，但通过该插值，可以获得与其间的超声波传播时间值对应的接收信号。结果，可以在不取决于时钟频率的周期对延迟求和处理操作的目标接收信号值的时间精度取整舍入的情况下高精度地执行延迟求和处理。

[0221] 然后，通过加法器 15 进行的上述处理以及稍后的处理对于接收通道的接收信号执行延迟求和，并且超声波断层图像经由信号处理器 309 和图像处理器 310 而显示在显示器 311 上。

[0222] 在该示例中，超声波发送 / 接收波束的扫描已经被描述为与选择构成换能器阵列 305 的孔径的换能器的一部分以及通过使换能器偏移进行的线扫描有关。这用于简化描述，并且整个换能器阵列 305 可以用作孔径。在此情况下，本发明可以应用于基于分区扫描方法的超声波图像诊断装置，其中，使用每个换能器的发送 / 接收控制来改变超声波发送 / 接收波束的发送 / 接收方向。在此情况下，接收焦点的位置可以设置在从换能器阵列 305 的中心径向地扩展的接收超声波束上，而不是直接在换能器阵列 305 的中心正下方的位置。以接收焦点的深度变深的顺序、使用近似递归关系以相对于接收超声波束中的一个而确定用于每个换能器或接收通道的超声波传播时间，来递归地依次确定接收存储器的地址位置。如果对于使用该地址位置而被读取的每个换能器或接收通道的接收信号值执行延迟求和，则获得相对于超声波束的延迟求和转换信号。通过改变接收超声波束和扫描波束的方向，可以创建并显示超声波断层图像，如上所述。

[0223] [示例 2]

[0224] 本发明的示例 2 是基于使用光声波的光声成像方法的超声波成像装置。根据光声成像方法，通过将脉冲层波束辐射到被检体上并且检测作为热膨胀而引起的光声波的超声波，对被检体的内部结构成像。

[0225] 例如，在日本专利申请公开 (PCT 申请的翻译) No. 2001-507952 中如下公开了光声成像方法的具体过程。

[0226] (1) 二维换能器阵列 (二维接收元件阵列) 位于被检体表面上，并且单脉冲化电磁能量被辐射到被检体上。

[0227] (2) 在电磁能量的辐射之后采样并且立即存储每个换能器 (每个接收元件) 的接收光声信号。

[0228] (3) 对于待成像的被检体中的点 r' 计算用于光声波从点 r' 到达位置 r 的传播时间，并且与传播时间对应的每个换能器的信号被加在一起以获得点 r' 的图像值。

[0229] (4) 对于待成像的每个点 r' 重复步骤 (3)。

[0230] 日本专利申请公开 No. 2005-21380 公开了使用公共换能器交替地重构基于光声成像方法的图像和正常超声波回声图像的装置。

[0231] 以此方式,同样根据光声成像方法,必须计算从光声波生成点到每个换能器的光声波的传播时间,并且在使用该计算的传播时间来匹配相位的情况下按时间序列把接收光声信号加在一起。因此,如果在光声波的传播路径上存在其中声音速度是不同的层并且生成了折射,则接收光声信号的相位不匹配,并且创建的图像分辨率下降,恰如基于超声波脉冲回声方法的接收的情况。在该示例中,本发明的超声波传播时间的校正被应用于光声成像方法,因此抑制待创建的图像的分辨率的下降。

[0232] 将参照图 9 详细描述基于光声成像方法的三维图像重构方法。

[0233] 图 9A 是描述用于根据光声成像方法的三维图像重构的体素数据结构的概念示图。图 9B 是描述用于在光声成像方法中在特定体素中创建数据的构思的图。图 9C 是描述根据该示例的处理方法的图。

[0234] 在图 9 中,标号 305 表示换能器阵列。与上述超声波回声方法不同,二维阵列用于重构三维图像。此外,在光声成像方法中,换能器阵列的每个换能器仅接收作为由激光辐射生成的光声波的超声波。

[0235] 在图 9A 中,标号 91 表示三维体素阵列。其中被检体中的成像区域被虚拟地分段为格栅的数据结构被称为“体素阵列”。与该数据结构对应的格栅结构被称为体素阵列,以及构成体素阵列的单元格栅被称为“体素”。体素数据阵列中存储的数据组被称为“体素阵列数据”。在基于光声成像方法的三维图像重构中,每个体素中生成的光声波的强度被评估,被转换为图像亮度作为辐射的激光吸收量,并且存储在体素数据阵列中。基于如此获得的图像亮度数据(亮度体素阵列数据),显示三维图像,或重构并显示断层图像。

[0236] 在图 9B 中,标号 91a 表示三维体素阵列 91 中的特定体素。标号 92 表示从体素 91a 到换能器阵列 305 的每个换能器的光声波传播路径。基于由换能器阵列 305 的每个换能器接收的以时间序列的接收光声信号来评估体素 91a 中生成的光声波的强度。换句话说,与从体素 91a 到换能器的传播时间对应的部分中的接收信号的幅度值被针对每个换能器确定并相加,由此确定体素 91a 中生成的光声波的强度。

[0237] 如果此时被检体的声音速度是均匀的,则可以通过体素 91a 和每个换能器的几何位置关系以及被检体的声音速度来简单地确定传播时间。另一方面,如果具有不同声音速度的插入板存在于被检体与换能器阵列 305 之间,或被检体的表面区域是层并且其声音速度与较低层部分不同,则通过基于本发明的处理来确定包括折射效应的传播时间。

[0238] 在此,省略插入板的说明以简化附图。为了校准取决于每个换能器的位置以及孔径的大小和方向而评估体素 91a 的立体角的改变,并且为了增加体素 91a 中生成的光声波强度的评估中的精度,可以在把每个换能器信号相加时执行加权。可以执行考虑取决于换能器自身的灵敏度分布的角方向性的加权。这些问题的细节对于本发明是次要的,因此在此省略详细描述,本发明关注当其声音速度与被检体不同的插入层存在时所需的对传播时间执行的折射校正。

[0239] 将参照图 9C 描述当本发明应用于光声成像方法时的处理的概述。标号 91b 表示体素阵列 91 当中的在被检体深度方向上排列的体素列。标号 93 表示体素列 91b 的中心轴。体素列的中心轴 93 在近似垂直于二维换能器阵列 305 的阵列平面的被检体深度方向上伸

展。

[0240] 标号 94 是换能器阵列 305 中的任意换能器。在此,假设体素列的中心轴 93 与换能器 94 之间的距离(即从换能器 94 到体素列的中心轴 93 垂直绘制的长度)是 x 。下文中 x 被称为“换能器 - 体素列距离”。

[0241] 如果深度方向上的体素列 91b 的每个体素之间的距离被看作深度方向上的焦点的间隔 dz , 并且换能器位置 x 被看作垂线的长度, 则光声波的传播时间 T 变为与方程式 1 相同。因此, 如果确定声音速度不同的插入板和被检体的界面上的体素之间的传播时间, 则通过按顺序递归地确定光声波传播时间增量, 可以对于其深度沿着体素列的中心轴 93 每次变深 dz 的各个体素按顺序递归地确定传播时间。具体地说, 使用方程式 2、方程式 3、方程式 4 和方程式 5 按顺序递归地计算光声波传播时间值。恰如使用超声回声方法的上述装置, 初始光声波传播时间可以确定为均匀声音速度的情况。对于在任意深度处的体素使用通过方程式 7 和方程式 8 计算的值作为初始值, 可以在更浅的深度的方向上按顺序递归地计算光声波传播时间值。或者, 在递归计算中, 可以执行用于抑制近似误差的累计的校准。对于递归关系的近似, 可以使用多项式近似和正交函数系统。可以以与使用超声回声方法的装置相同的方式来执行这些操作。

[0242] 以此方式, 使用根据深度递归地确定的光声波的传播时间, 可以从由换能器 94 接收的按时间序列的接收光声信号中提取从体素列 91b 上的每个体素生成的光声波强度的分量。如此从每个体素生成的光声信号的贡献与对应体素数据阵列的数据相加, 结果被再次存储。然后, 体素串 91b 偏移, 并且重复相同操作。通过重复该操作, 换能器 94 接收的接收光声信号的贡献可以与和三维体素阵列 91 对应的体素数据阵列的每个数据相加。通过对于换能器阵列 305 的每个换能器执行该操作, 可以对于与三维体素阵列 91 对应的体素数据阵列的每个数据获得其相位对准的接收光声信号的相加值。

[0243] 在以上描述中, 对于体素和换能器的所有组合计算光声波传播时间, 以简化解释。但取决于体素阵列 91 的设置以及换能器阵列 305 的换能器的间隔的设置, 可以使用公共传播时间计算。换句话说, 传播时间根据光声波的传播路径被确定, 并且根据每个体素、每个换能器和插入板的几何位置被确定。例如, 针对换能器和体素的集合的传播时间与在位置方面平行偏移达到相同量的换能器和体素的集合的传播时间相同。考虑到该情况, 优选的是, 在与换能器的二维阵列表面平行的平面上布置的体素的间隔与换能器的间隔匹配或处于整数的比率。然后, 通过针对特定换能器和体素列 91b 的组合在深度方向上递归地计算而确定的光声波传播时间值的序列可以直接应用于处于相同位置关系的另一组合。

[0244] 现将参照图 10 描述根据该示例的基于光声成像方法的超声波图像诊断装置。图 10A 示出根据该示例的基于光声成像方法的超声波图像诊断装置的配置。与示例 1 相同的构成元件以相同标号表示, 其中省略多余描述。

[0245] 输入单元 301 用于输入操作设置。控制器 302 控制整个装置。激光发射控制器 101 控制并且驱动激光的脉冲辐射。激光束辐射单元 102 将脉冲激光束辐射到被检体上。透明固定板 103 用于在该透明固定板 103 与插入板 306 之间紧固被检体 307, 并且以允许激光束透射通过的材料制成。换能器阵列 305 包括二维排列的换能器, 用于接收光声波。其中, 接收光声信号处理单元 104 放大由换能器阵列 305 接收的接收光声信号以增加 SNR (信噪比), 将放大的接收光声信号转换为数字信号, 并且由模拟放大器和 A/D 转换器等构成。为

了进一步改进 SNR,可以包括频率滤波处理。图像重构计算单元 105 基于数字化的接收光声信号使用光声成像方法来重构三维图像,并且创建其中评估了每个体素中生成的光声波的强度的体素阵列数据。图像处理器 310 使用由图像重构计算单元 105 创建的体素阵列数据根据来自控制器 302 的指令来创建待显示在显示器 311 上的图像数据。图像处理器 310 显示三维图像数据,并且特别地,创建二维投影数据以及各种断层数据(比如最大强度亮度投影图像(MIP))。显示器 311 显示图像处理器 310 的输出。

[0246] 该示例与示例 1 的差异在于可以从输入单元 301 向控制器 302 指定待显示在显示器 311 上的数据的类型,以便表示三维图像数据的配置。通过该信息,图像处理器 310 执行坐标转换、插值、图像滤波等,以基于三维体素阵列数据来创建各种投影图像和断层图像。可以使用评估在每个体素中生成的光声波的强度的数据来创建亮度体素阵列数据。该亮度转换可由图像重构计算单元 105 执行。

[0247] 换能器阵列 305 是用于获得三维数据的二维阵列,如上所述。L 表示换能器阵列 305 的换能器的数量。

[0248] 插入板 306 是具有与被检体 307 不同的声音速度的平面平行板,并且允许超声波透射通过,恰如示例 1,但在该示例中是特别为了连同透明固定板 103 一起紧固被检体 307 的目的而安装的。透明固定板 103 在该激光束的波长范围中应是透明的,以便辐射脉冲激光,但形状可以仅是适合于保持并且紧固被检体 307 的形状。

[0249] 该示例与示例 1 之间的最大差异在于,由于使用光声成像方法,所以把脉冲激光束辐射到被检体 307 上而不发射超声波。激光辐射单元 102 包括可以以高功率来发射脉冲的激光光源。激光束的波长是在被检体 307 中的透射率相对较高的范围中的波长。特别地,当生物组织是被检体 307 时,优选的是,发射其波长近似是 800nm 到 1200nm 的近红外光,然后可以安装 SHG 转换器,以用于 YAG 激光器装置或钛-蓝宝石激光器装置。也可以使用高功率 LD 阵列光源。激光辐射单元 102 具有各种光学装置,诸如波束扩展器和扩散板等,以便把发射的激光束均匀地辐射到被检体 307 上。

[0250] 激光发射控制单元 101 通过基于来自控制器 302 的发射控制信号控制并且驱动激光辐射单元 102 来辐射脉冲激光。然后,来自控制器 302 的控制信号开始光声波接收操作。通过激光脉冲辐射在被检体 307 中生成的光声波由换能器阵列 305 接收,并且转换为接收光声信号(其由接收光声信号处理单元 104 放大),然后输入到图像重构计算单元 105 作为数字采样数据。图像重构计算单元 105 执行图像重构处理,并且将体素阵列数据输出到图像处理单元 310,图像处理器 310 执行上述图像处理并且将指定的图像显示在显示单元 311 上。

[0251] 现将参照图 10B 详细描述图像重构计算单元 105 的处理。在图 10B 中,标号 104 指示接收光声信号处理器,标号 12 指示存储器,标号 13 指示读取地址计算单元,标号 14 指示存储器读取控制器,标号 106 指示用于存储体素阵列数据的体素阵列存储器。体素阵列存储器 106 可以由随机存取 DRAM 构成或由 FIFO 存储器与随机存取 DRAM 的组合构成。在图 10B 中,体素阵列存储器 106 概念地示出为具有 N 行乘 M 列的矩阵阵列存储器,以简化对操作的描述。在此,N 是体素阵列的与换能器阵列表面平行的平面上的划分的总数,M 是深度方向上体素阵列的划分的总数。换句话说,作为 N 乘 M 阵列存储器的体素阵列存储器 106 的每个元件与体素阵列中的每个体素对应。关于与图 9 中的概念示图的对应性,体素阵列

91 具有数量为 N 的体素列 91b, 每个体素列 91b 包括数量为 M 的体素。在此情况下, $N \times M$ 体素阵列存储器 106 的每个行与体素列 91b 对应, 该行中的每个存储器元件与体素列 91b 的每个体素对应。特别优选的是, 与体素阵列存储器 106 的每个行的存储器元件对应的每个体素沿着体素列 91b 的深度按顺序设置。

[0252] 根据该示例的优选配置, 分别针对换能器阵列 305 的每个换能器, 模拟放大器和 A/D 转换器的集合被设置在接收光声信号处理器 104 中。由此, 每个换能器接收的接收光声信号的时间序列数据串被数字化并且通过并行处理而存储在存储器 12 中。在存储器 12 中, 对于每个换能器存储数字化的接收光声信号的时间序列数据串。例如, 存储器 12 可以由对于每个换能器单独提供的一维存储器构成。存储器被构建为使得可以对于各个换能器访问二维阵列。

[0253] 还优选的是, 布置数量为 N 的存储器读取控制器 14, 以便并行处理特定换能器。数量为 N 的存储器读取控制器 14 中的每一个被布置分别与阵列存储器 106 中的 N 行对应。恰如示例 1, 存储器读取控制器 14 使用由读取地址计算单元 13 输出的存储器读取地址来在存储器 12 中与光声波传播时间对应的定时读取接收光声信号的值。读取的信号值被加到阵列存储器 106 的预定存储器元件(存储器元件中的值和读取的信号值被加一起, 并且其结果再次存储在存储器元件中)。在此, 在阵列存储器 106 中待引用的存储器元件在与存储器读取控制器 14 对应的行上。

[0254] 读取地址计算单元 13 使用换能器 - 体素列距离 x 和体素的深度的间隔 dz 来计算与深度依次改变的体素的光声波传播时间相对应的地址, 恰如示例 1 那样。使用该地址, 存储器读取控制器 14 对于阵列存储器 106 的对应行中的存储器元件依次执行上述加法处理。

[0255] 可以布置与存储器读取控制器 14 相同数量的读取地址计算单元 13, 但可以取决于该换能器和对应体素列 91b 的位置关系而由公共读取地址计算单元 13 计算地址。例如, 公共读取地址计算单元 13 可以计算多个存储器读取控制器 14 的地址, 以用于具有相同换能器 - 体素列距离 x 的换能器。如果体素阵列 91 在其下表面上垂直地并且水平地相等地划分, 则因为几何对称性, 所以同心地围绕作为中心的换能器的体素列 91b 具有相同换能器 - 体素列距离 x 。以此方式, 读取地址计算单元 13 的数量可以小于 N 。

[0256] 每个存储器读取控制器 14 使用由每个读取地址计算单元 13 递归地计算的存储器读取地址来读取接收光声信号值的值, 由此阵列存储器 106 的每个行中的存储器元件中的值被依次并行地更新。换句话说, 阵列存储器 106 的列由每个读取地址计算单元 13 根据递归计算处理而依次更新。取决于如何为递归计算提供初始值, 更新序列可以在更深的深度或更浅的深度的方向上。

[0257] 为了更新阵列存储器 106 中的数据, 阵列存储器 106 可以仅由随机存取 DRAM 构成, 以便直接引用、加上或存储值。或者, 值可以一次存储在例如对于每个存储器读取控制器 14 设置的行存储器或 FIFO 缓冲存储器中, 以便在处理对所有深度结束之后执行随机存取 DRAM 中的相加和更新处理。

[0258] 通过对于不同换能器重复上述处理, 可以获得其中基于光声成像方法而重构三维图像的体素阵列数据。具体地说, 在接收光声信号处理器 104 处理来自每个换能器的输出并且在存储器 12 中存储接收光声信号之后, 与特定换能器对应的数量为 N 的存储器读取控制器 14 更新阵列存储器 106 中的数据。或者可以提供数量为 $L \times N$ 的存储器读取控制器

14,以并行地对于所有换能器处理数据。具体地说,在后一情况下,公共读取地址计算单元 13 可以对于具有相同换能器-体素列距离 x 的换能器和体素列的集合来计算存储器读取地址。近来,可以使用 GPU 中的很多内核进行体积数据的并行处理,因此包括 GPU 的数字电路可以执行该示例的并行处理。

[0259] 该示例是以下装置:该装置使用近似递归关系依次对于在不同深度处的目标递归地确定超声波(作为包括归因于具有不同声音速度的插入板而引起的折射效应的光声波)的传播时间值,并且使用结果基于光声成像方法来重构三维图像。通过按顺序对于具有不同深度的体素递归地确定传播时间值并且基于所确定的传播时间值来并行地对于每个换能器和每个体素列执行处理,使整个处理时间减少,并且可以实时重构三维图像。换句话说,通常可以对于具有不同换能器-体素列距离 x 的换能器和体素列的组合来单独递归地计算传播时间值,从而可以对于这些换能器和体素列容易地执行并行处理,并且可以减少整个处理时间。如果读取地址计算单元 13 对于其换能器-体素列距离 x 相同的换能器和体素列的组合是公共的,则可以抑制电路大小的增加。

[0260] 与传统公开技术相比,本发明具有以下优点。

[0261] 在基于光声成像方法的三维图像重构的情况下,换能器阵列是二维阵列,并且体素布置中的体素数量越大,分辨率越好。这说明,处理所需的光声波传播时间值的数量变多。由于使用很多类型的路径,所以需要长处理时间的美国专利 No. 6,607,489 中所示的用于折射路径的普通计算不适用于实时处理。如果预先计算并且存储延迟时间值,则必须存储很多延迟时间值。特别地,取决于图像捕获条件,每次改变体素阵列就需要新的延迟时间值的集合,并且假设所有可能的情况来存储所有这些值是不实际的。因此,每次体素阵列改变就必须计算延迟时间值,结果,不可避免的是增加装置规模。

[0262] 在递归地计算延迟时间的 WO 01-026555 中公开的方法的情况下,恰如本发明,解决了上述问题,但在改变该示例中提到的换能器-体素列距离 x 的方向上执行递归计算。递归计算基本上需要顺序计算,因此为了通过该方法容易地执行并行处理,必须在深度方向上执行递归计算。这说明,如果体素阵列中的体素的数量在垂直方向上是 N_x ,在水平方向上为 N_y 并且在深度方向上为 N_z ,则可以并行地执行数量为 N_z 的计算。而在本发明的情况下,可以对于换能器和体素列的集合执行并行处理,也就是说,可以并行地执行数量的 $N_x \times N_y$ 的计算。如果使用适合于生成三维图像的均匀体素阵列,则区段的数量在每个方向上对于 N_x 、 N_y 和 N_z 大约相同,从而该示例的并行处理的程度(可被并行执行的处理的数量)可以高于 WO 01-026555 中公开的方法。并行处理程度的这种差异随着为了改进分辨率而增加区段数量并更多增加换能器的数量而增大。

[0263] 此外,在标准格栅类型体素阵列或二维换能器阵列布置的情况下,每个换能器-体素列距离 x 变为不均匀的。因此,在 x 方向上的递归关系计算中,近似准确度变为不一致的,并且处理参数增多。在该示例中,可通过将焦点的深度的间隔设置为体素阵列的深度的间隔来执行用于均匀间隔的近似递归关系处理,因此可以简化处理。

[0264] 因此,如果本发明被用于光声成像方法,则可以执行适合于并行处理的用于延迟时间计算的递归处理,并且作为该示例的情况,可以提供可以实时执行整个处理的基于光声成像方法的超声波图像诊断装置。

[0265] 在此,描述了基于光声成像方法的超声波图像诊断装置,但可以通过集成示例 1

的超声发送单元和孔径选择切换器来构成联合地使用超声回声方法的图像诊断装置,因此可以同时显示光声图像和超声波图像。

[0266] 虽然已经参照示例性实施例描述了本发明,但应理解,本发明不限于公开的示例性实施例。所附权利要求的范围将要被赋予最宽泛的解释,从而包括所有这样的修改以及等效结构和功能。

[0267] 本发明的方面也可以通过读出并执行存储器设备上记录的程序以执行上述实施例的功能的系统或装置的计算机(或诸如 CPU 或 MPU 之类的设备)以及其步骤由通过例如读出并且执行存储器设备上记录的程序以执行上述实施例的功能的系统或装置的计算机执行的方法来实现。

[0268] 本申请要求于 2010 年 2 月 23 日提交的日本专利申请 No. 2010-036890 的权益,其全部内容通过引用而合并到此。

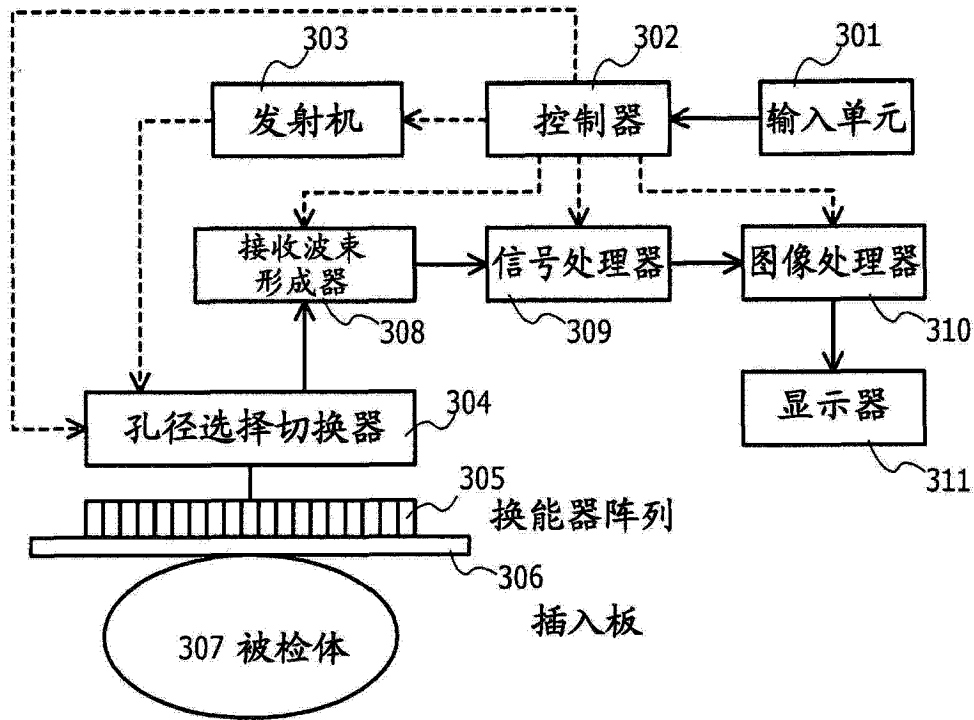


图 1A

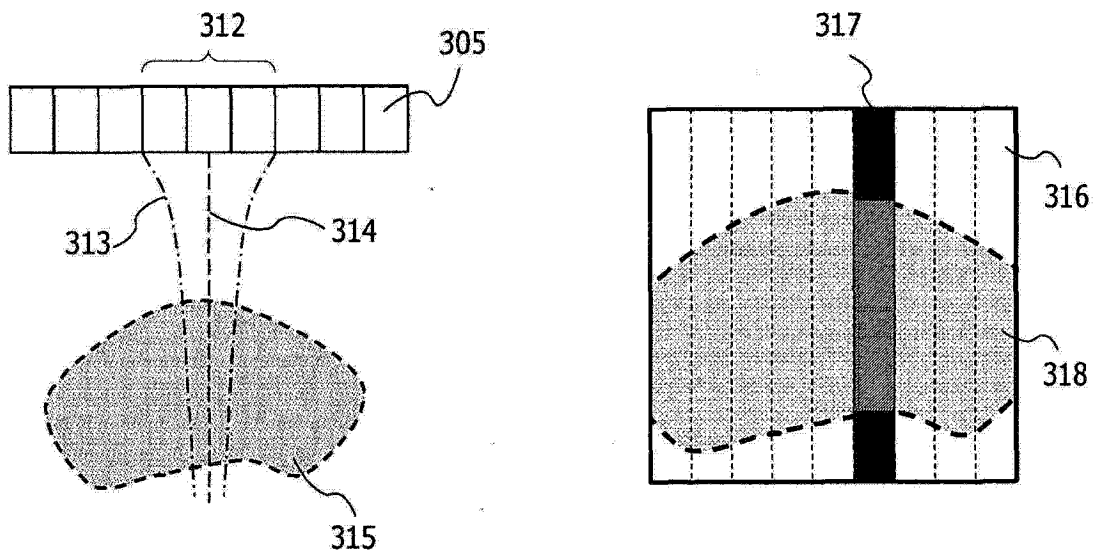


图 1B

图 1C

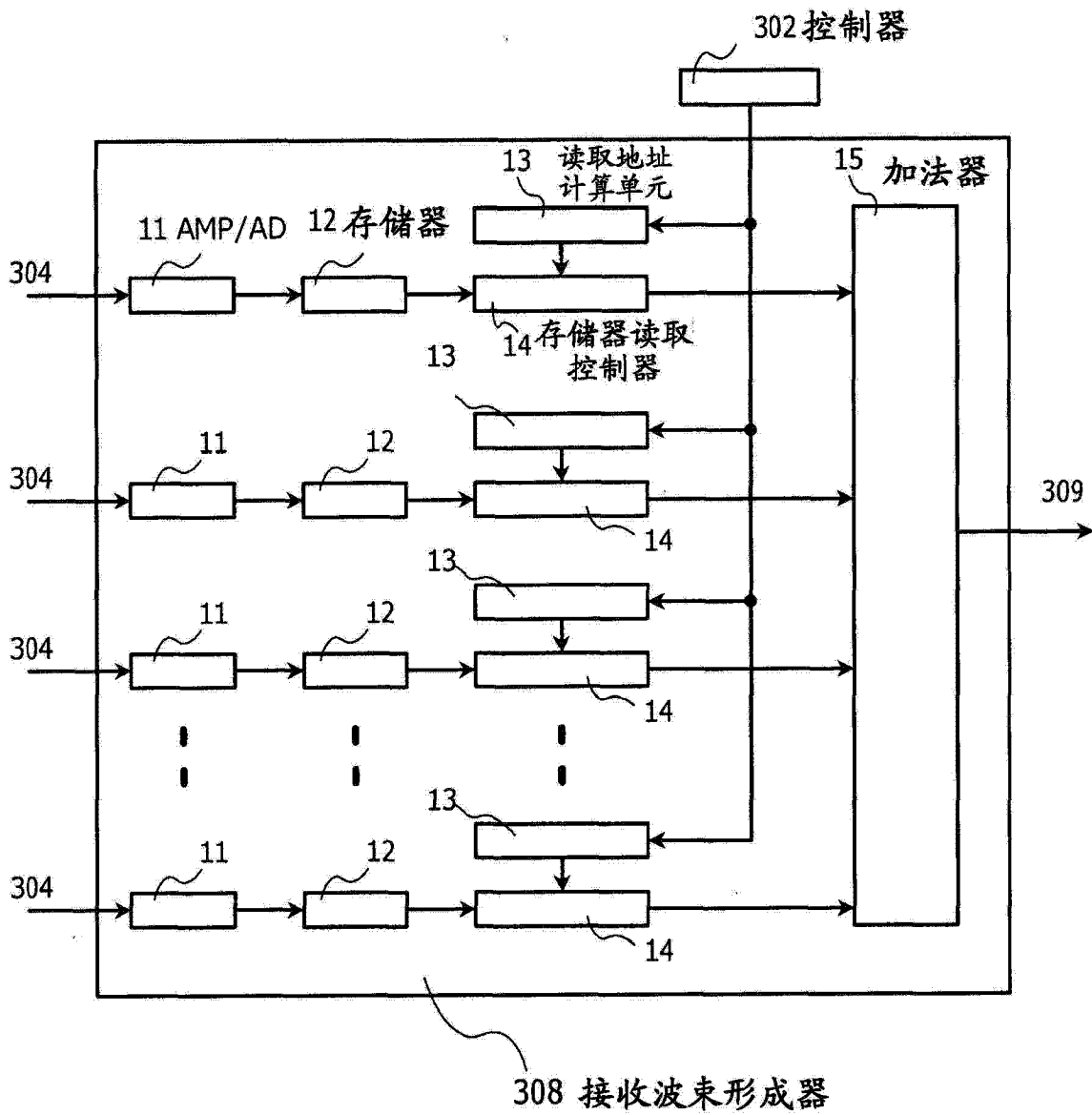


图 2

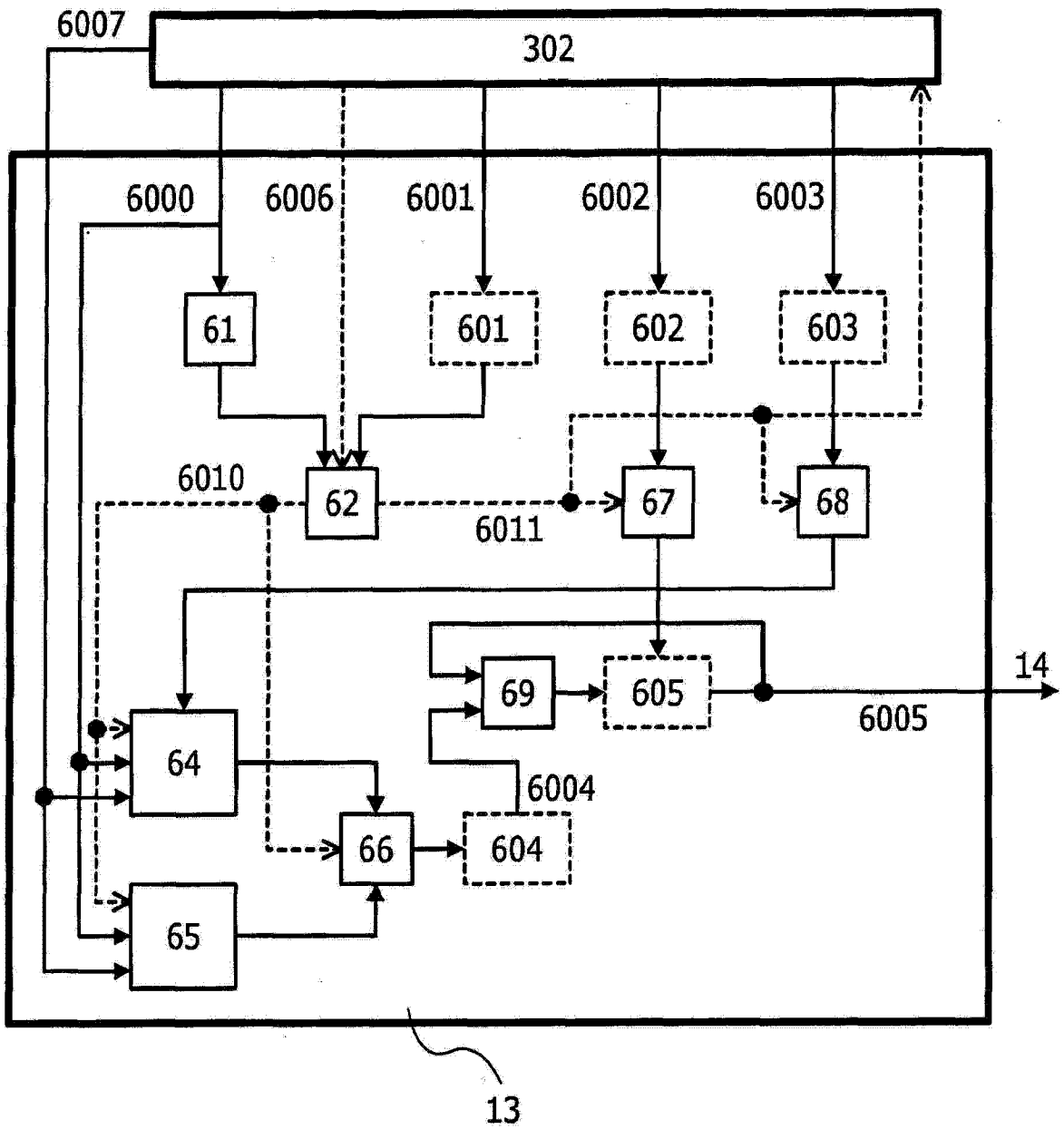


图 3

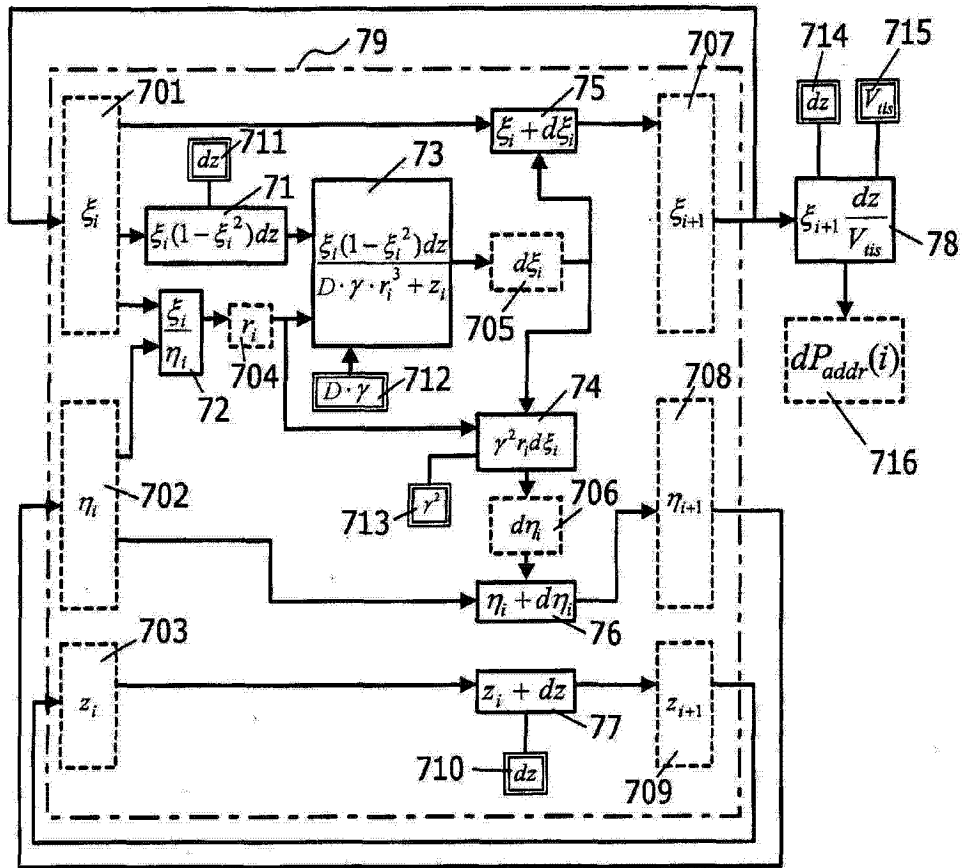


图 4A

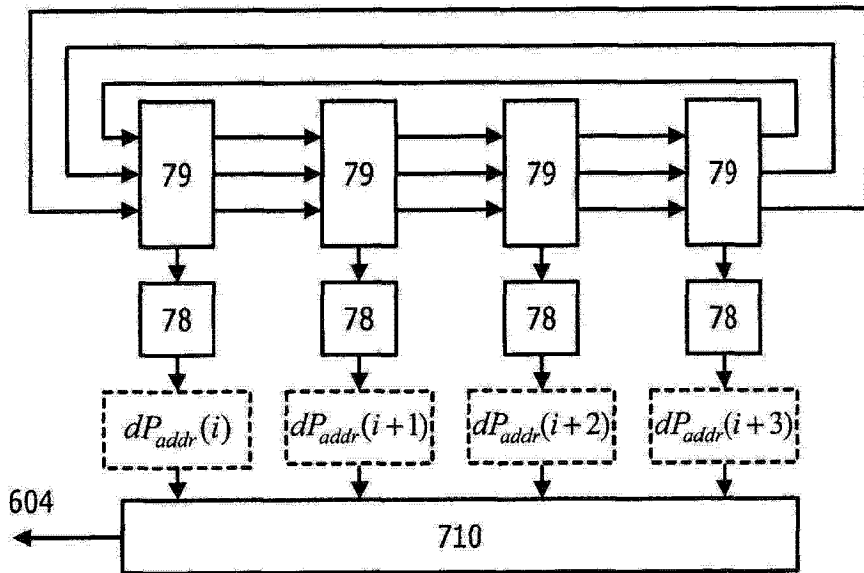


图 4B

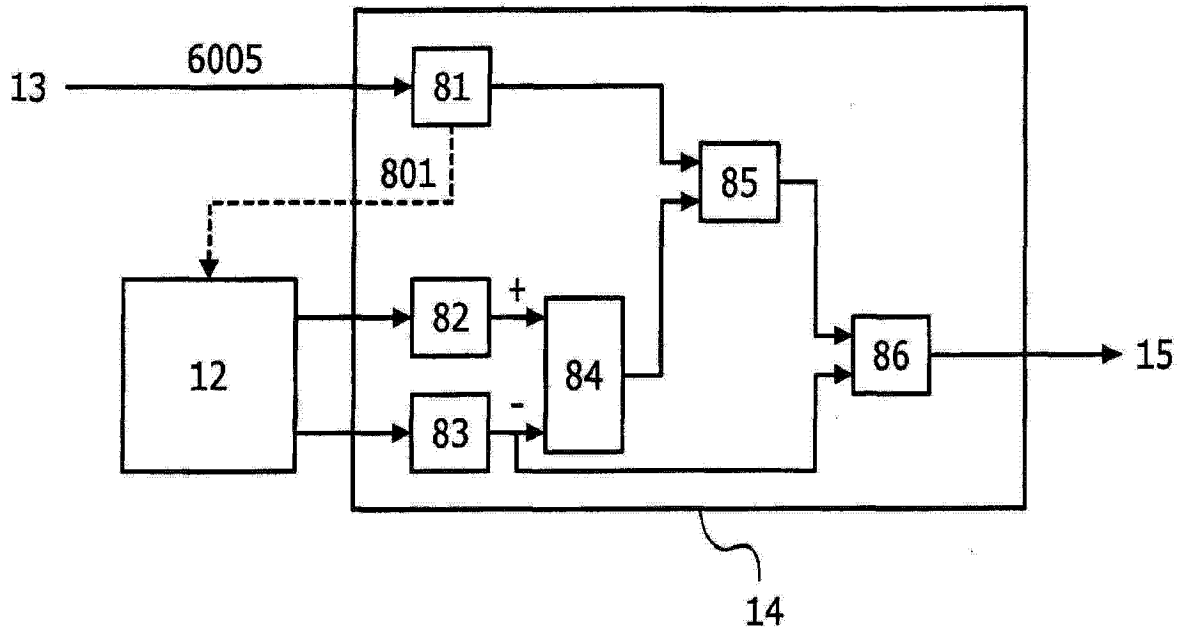


图 5

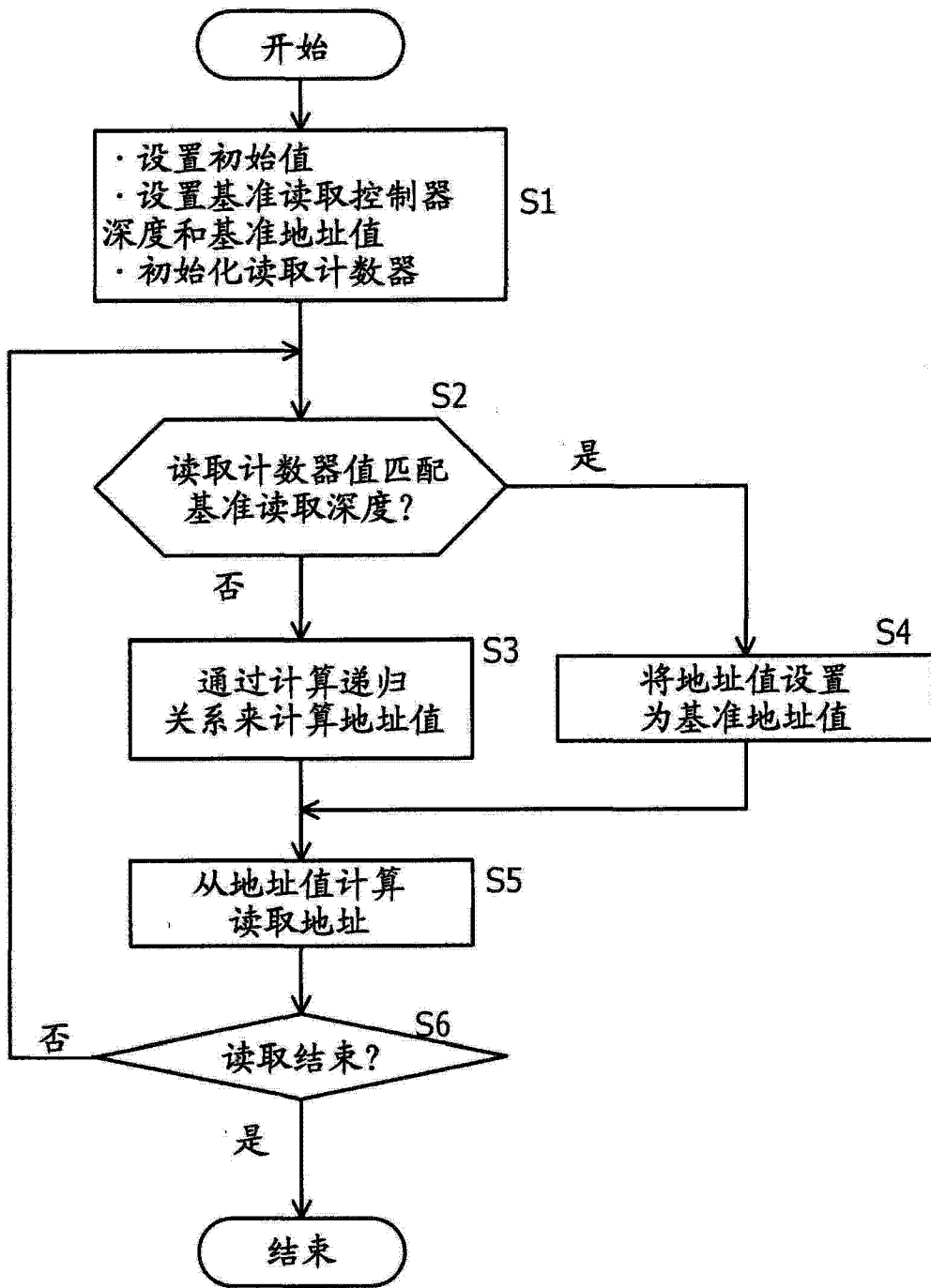


图 6

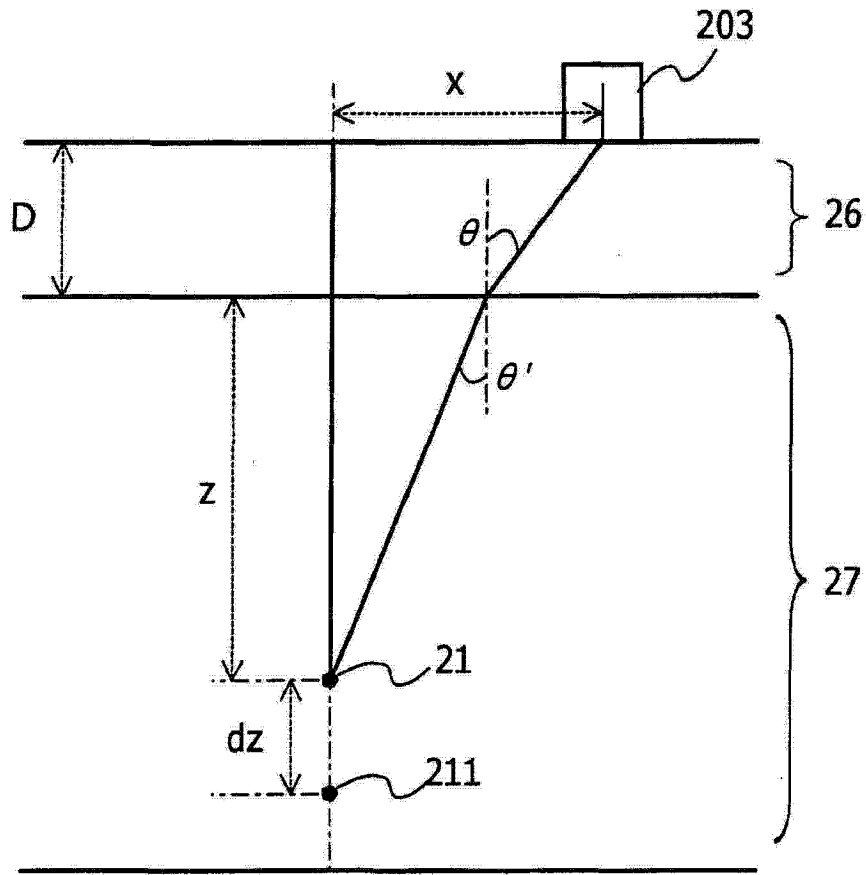


图 7

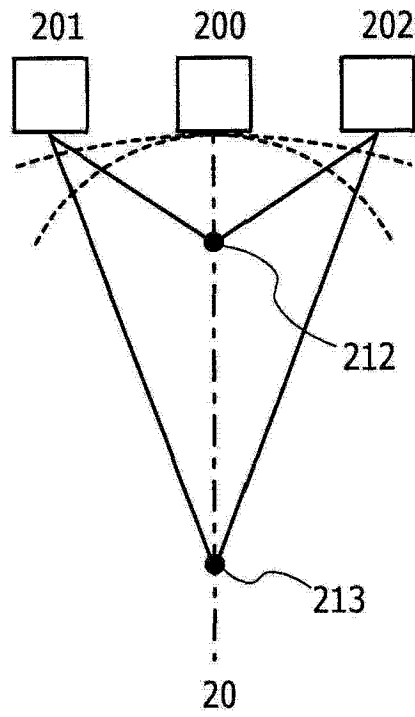


图 8A

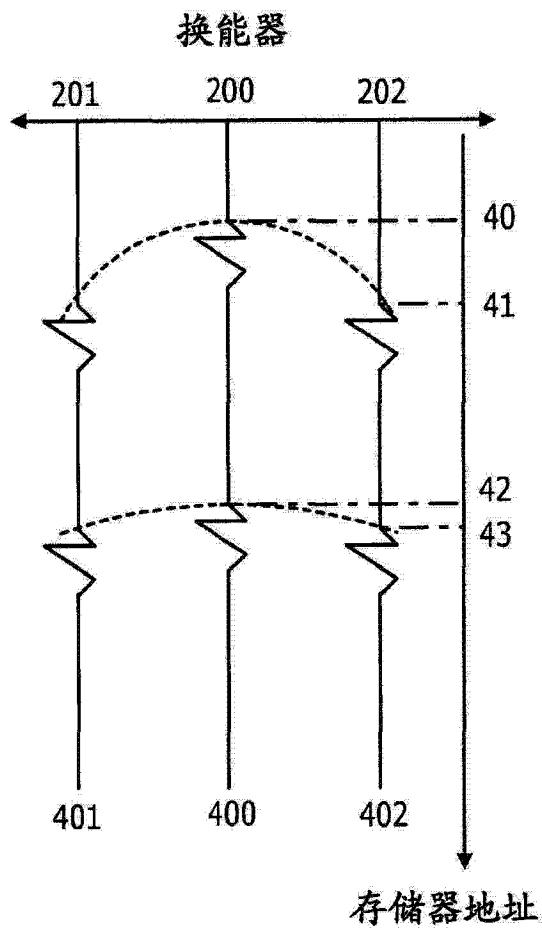


图 8B

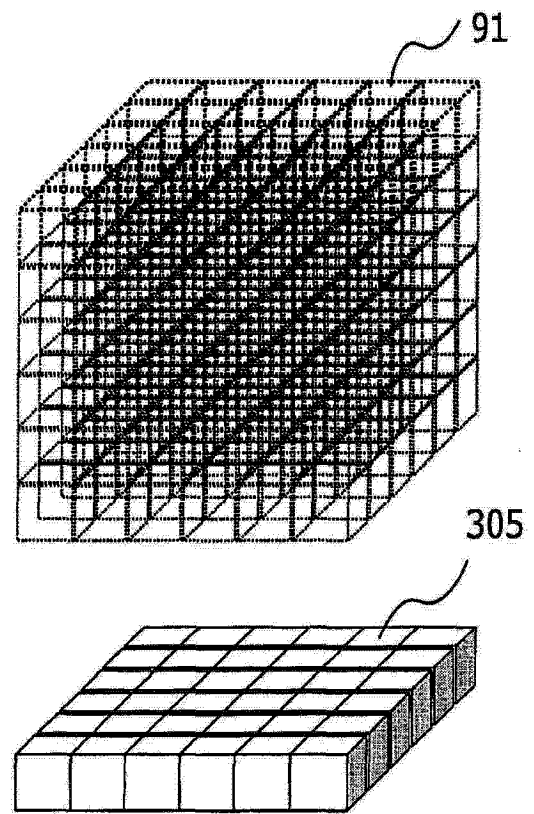


图 9A

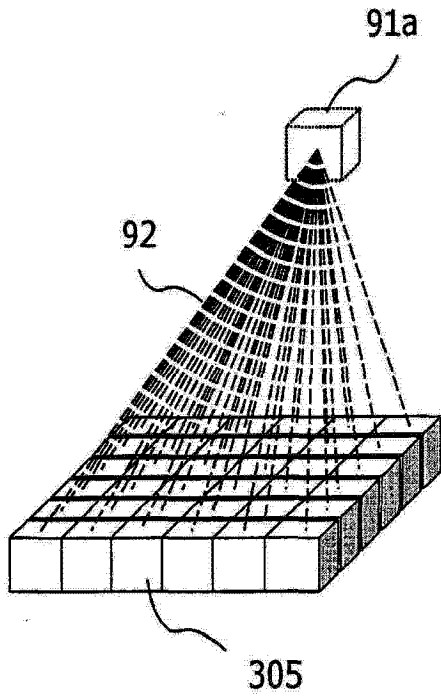


图 9B

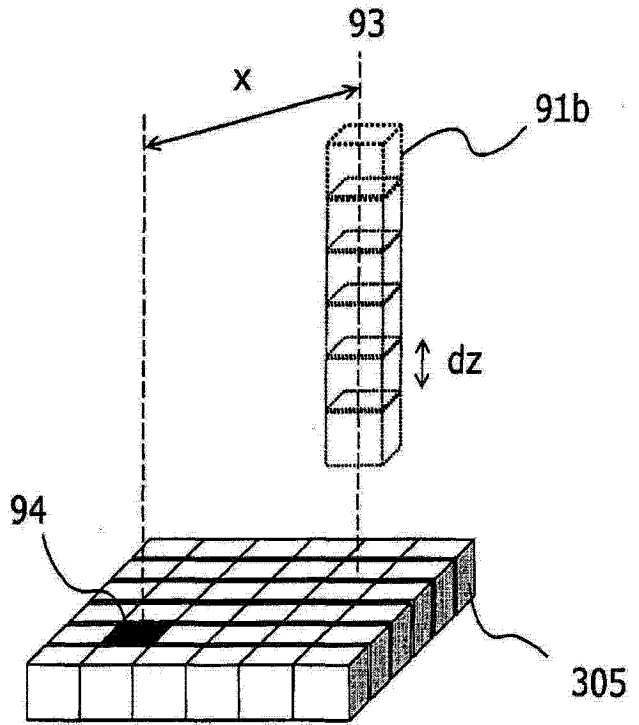


图 9C

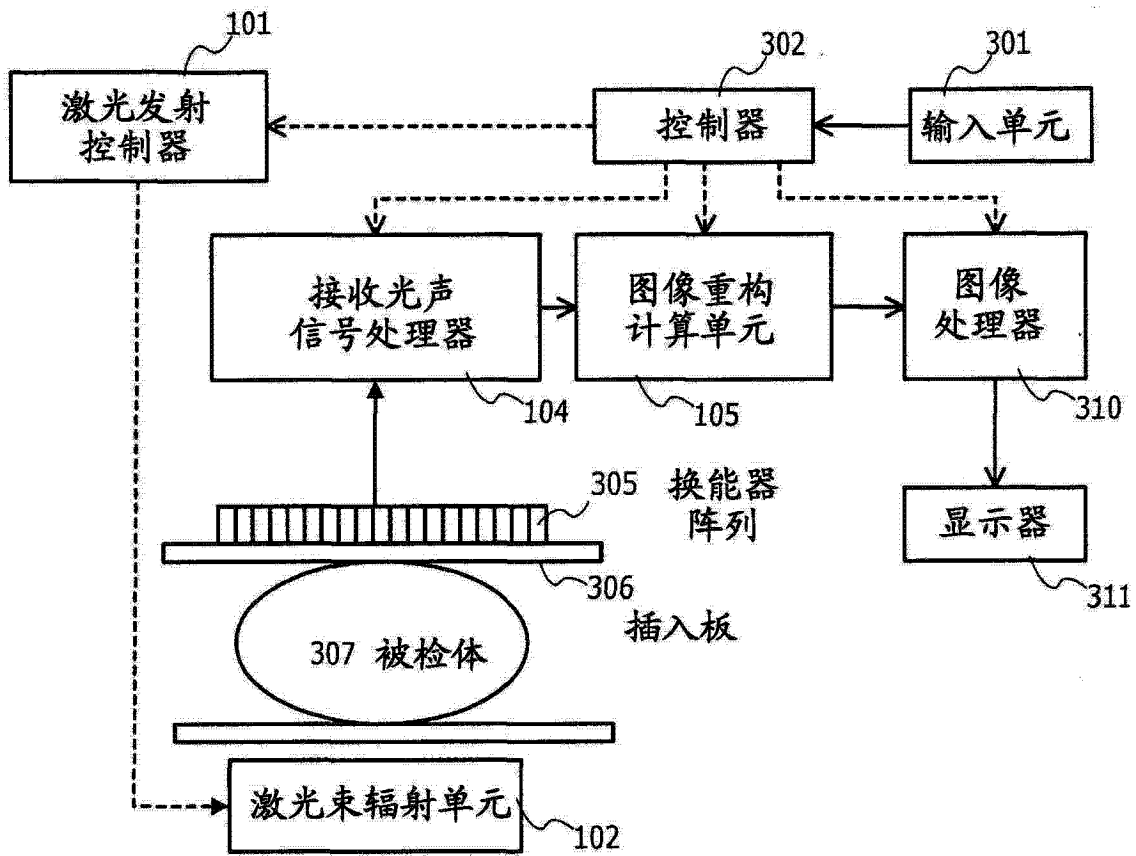


图 10A

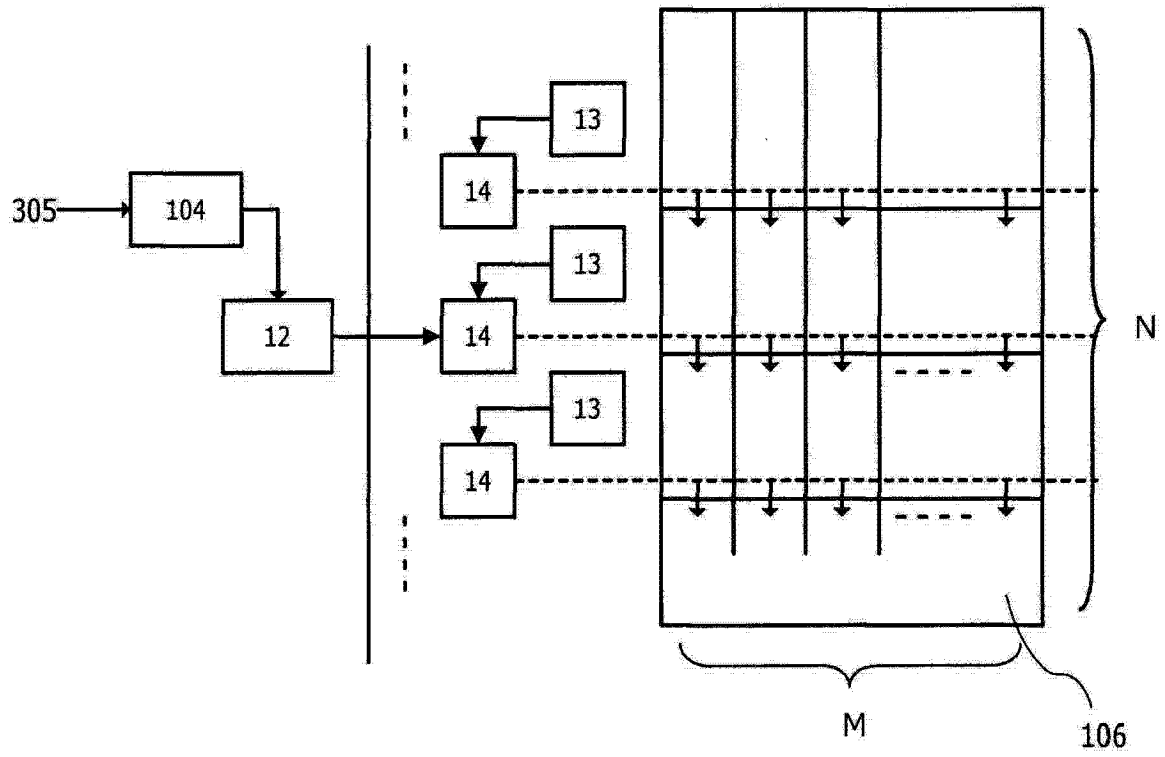


图 10B

专利名称(译)	超声波成像装置和控制延迟的方法		
公开(公告)号	CN102770079B	公开(公告)日	2015-03-11
申请号	CN201180010435.9	申请日	2011-02-22
[标]申请(专利权)人(译)	佳能株式会社		
申请(专利权)人(译)	佳能株式会社		
当前申请(专利权)人(译)	佳能株式会社		
[标]发明人	及川克哉 依田晴夫		
发明人	及川克哉 依田晴夫		
IPC分类号	A61B8/14 G01S7/52 G10K11/34		
CPC分类号	G01S7/52034 G01S7/52049 G10K11/346		
审查员(译)	陈昭阳		
优先权	2010036890 2010-02-23 JP		
其他公开文献	CN102770079A		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

本发明使得能够通过通过在深度方向上使用递归关系来针对每个接收通道并行计算在校正折射之后的超声波传播时间值。此外，可以通过使用在基准深度处预先获得的精确传播时间值来在每次到达基准深度就校正传播时间值而避免误差的累积。对于这种误差校正，用于计算传播时间值的递归关系可以是近似表达式。例如，可以使用基准深度之间的基准传播时间值的倾度来计算传播时间值。在实际电路中，接收信号被依次存储在存储器中，通过计算与超声波的传播时间值对应的地址位置并且把计算出的地址中存储的接收信号相加来形成接收波束。

