

[19] 中华人民共和国国家知识产权局



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200580031343.3

[51] Int. Cl.
G01S 7/52 (2006.01)
G01S 15/89 (2006.01)
A61B 8/15 (2006.01)
A61B 8/14 (2006.01)

[43] 公开日 2007年8月22日

[11] 公开号 CN 101023376A

[22] 申请日 2005.7.25
[21] 申请号 200580031343.3
[30] 优先权
 [32] 2004.7.23 [33] US [31] 60/590,444
[86] 国际申请 PCT/NO2005/000278 2005.7.25
[87] 国际公布 WO2006/009469 英 2006.1.26
[85] 进入国家阶段日期 2007.3.16
[71] 申请人 比约恩·A·J·安杰尔森
 地址 挪威特隆赫姆
 共同申请人 鲁内·汉森 厄于温·斯坦达
[72] 发明人 比约恩·A·J·安杰尔森
 鲁内·汉森 厄于温·斯坦达

[74] 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司
 代理人 林锦辉

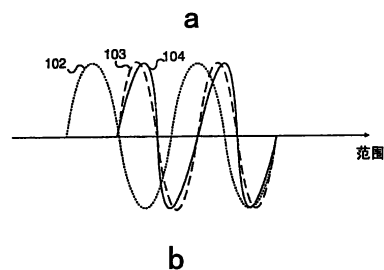
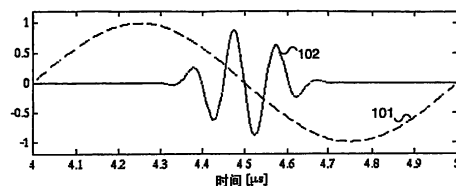
权利要求书 12 页 说明书 64 页 附图 15 页

[54] 发明名称
 超声成像

[57] 摘要

提供了超声波成像的新方法，其可以提供混响噪声得到降低的图像和对象的非线性散射和传播参数的图像，以及对由超声传播速度的空间变化所引起的波前象差的校正的估计。 该方法是基于对所接收的来自所发送的具有交叠的高频率脉冲和低频率脉冲的双频带超声脉冲复合体的信号所进行的处理。 高频率脉冲用于图像重构，低频率脉冲用于控制高频率脉冲的非线性散射和/或传播特性。 第一种方法使用来自单个双频带脉冲复合体的散射信号，用于在快时间(深度时间)中进行滤波，以提供混响噪声得到抑止的、具有第一谐波敏感度的以及空间分辨率得到提高的信号。 在其他方法中，发送两个或更多的双频带脉冲复合体，其中，低频脉冲的频率和/或相位和/或振幅对于每一个脉冲复合体而变化。 通过在脉冲数量坐标中的滤波和对非线性传播延迟进行校正以及可选择地对其振幅进行校正，提取脉冲混响噪声得到抑制的线性反向散射信号，并且提取非线性反向散射信号、定量非线性散

射和前向传播参数。 经过混响抑制的信号还可以用于估计波前象差的校正，特别可以用于多个平行接收波束的宽发送波束。 提供对象差校正的大约估计。 非线性信号可以用于对组织属性中的差异进行成像，例如微钙化、纤维组织或泡沫细胞的内成长、或者在减压中发现的微气泡或者作为超声造影剂而注入的微气泡。 该方法还用于发送成像，以产生用于线断层摄影和衍射线断层摄影图像重构的测量数据。



1、一种对在对象的区域中的超声散射和/或传播属性进行成像的方法，其中

a)对于每个径向图像线，向所述区域发送至少一个超声脉冲复合体，所述脉冲复合体包括在时间上交叠并具有相同或交叠的波束方向的高频脉冲和低频脉冲，并且其中

b)在采用由所述低频脉冲对所述高频脉冲的前向传播属性的非线性控制的过程中，形成图像信号。

2、根据权利要求1所述的方法，其中，以下一项或两项：

a)所述图像深度范围的至少一部分的所述高频脉冲，在所述低频脉冲振荡的负空间梯度上传播，以及

b)所述高频率脉冲和低频率脉冲的波束配置为，使得在所述高频率脉冲和所述低频率脉冲之间的相位关系随着深度而变化，从而在一个范围内，所述高频脉冲沿着所述低频脉冲振荡的零点或者正空间梯度传播，

从而，获得在更深范围处的所述高频脉冲的改善的分辨率，并实现所述脉冲混响噪声与所述高频脉冲的第一阶散射信号的改善的频率分离。

3、根据权利要求2所述的方法，其中，在至少抑制较低频率的滤波器中，在快时间域(深度时间)中对所接收的来自所述高频脉冲的信号进行滤波，并且其中，至少所述滤波器的较低截止频率随着深度而变化，以产生第一信号，所述第一信号表示来自所述对象的、在每个图像深度上都对脉冲混响噪声进行充分抑制的线性散射高频信号，以形成图像信号。

4、根据权利要求3所述的方法，其中，所述较低截止频率随着深度而变化，从而提取在临近区域中的二次谐波频带和在较远区域中

的所述第一阶散射信号的一次谐波频带的至少部分，以形成所述第一信号。

5、根据权利要求 1 所述的方法，其中，对于每一个图像线，向所述对象发送至少两个脉冲复合体，所述脉冲复合体具有向着所述区域的相同或交叠的波束方向，其中，在形成图像信号的过程中，对于每一个发送脉冲复合体，所述低频脉冲的频率和/或相位和/或振幅进行变化。

6、根据权利要求 5 所述的方法，其中，在形成图像信号的过程中，估计以下信号中的至少一个：

第一信号，其表示来自所述对象的、在每个图像深度上都对脉冲混响噪声进行充分抑制的线性散射高频信号，

第二信号，其表示非线性散射信号，以及

第三信号，其表示具有与所述第二信号相同的深度可变增益和超声吸收的线性散射信号。

7、根据权利要求 6 所述的方法，其中，在包括以下步骤的过程中从所接收高频信号中提取所述第一信号：沿着脉冲数量坐标(慢时间)进行滤波，以抑制低频慢时间分量，并使得较高频率的慢时间分量通过。

8、根据权利要求 1 所述的方法，其中，从所述对象有角度散射的和/或传播通过所述对象的高频信号用于声学对象属性的线断层摄影图像重构。

9、根据权利要求 2 或 6 所述的方法，其中，在将从所述对象有角度散射的和/或传播通过所述对象的高频信号用于所述声学对象属性的线断层摄影图像重构中之前，对其进行处理，以充分抑制所述脉冲混响噪声。

10、根据权利要求5所述的方法，其中，从所接收的来自至少两个脉冲复合体的高频信号中，估计作为在脉冲混合体之间的多普勒延迟与由于所述低频脉冲对所述高频脉冲的传播速度的非线性控制而造成的非线性传播延迟的总和的脉冲到脉冲进行变化的总传播延迟，并且在形成图像的过程中使用所估计的总传播延迟。

11、根据权利要求10所述的方法，其中，通过以下方式之一清楚地估计非线性传播延迟：

a)由于在散射体和传感器阵列之间没有运动，因此多普勒延迟为零，以及

b)发送所述低频脉冲具有不同振幅的至少三个脉冲复合体，并从所接收高频信号中分别估计所述非线性传播延迟和所述多普勒延迟，

并且其中，在形成图像信号的过程中使用所估计的多普勒延迟和/或非线性传播延迟。

12、根据权利要求6和10或11所述的方法，其中，使用所述所估计的总传播延迟和所述非线性传播延迟中的一个来对所述所接收的高频信号进行延迟校正，以形成经过延迟校正的所接收信号，并且在包括以下步骤的过程中提取所述第二信号，所述第二信号是对表示所述对象的局域非线性散射参数的非线性散射信号的估计：沿着所述脉冲数量坐标(慢时间)将所述经过延迟校正的信号进行合并以抑制所述经过延迟校正的高频信号的低频慢时间分量。

13、根据权利要求12所述的方法，其中，除了所述延迟校正之外，在形成所述第二图像信号的过程中还对所接收信号进行振幅校正以便最大程度上抑制所述线性散射信号。

14、根据权利要求13所述的方法，其中，在所述振幅校正向量具有固定范数的限制下，利用对所述第二图像信号中的能量最小化来

估计所述振幅校正。

15、根据权利要求 11 所述的方法，其中，第一定量非线性图像参数/信号是表示所述对象的非线性传播参数的非线性前向传播图像参数/信号，所述第一定量非线性图像参数/信号是作为所述所估计的非线性传播延迟沿着所述快时间的微分和对所述发送低频脉冲的局部压力振幅的估计的组合而形成的。

16、根据权利要求 6 和 10 或 11 所述的方法，其中，使用所述所估计的总传播延迟和非线性传播延迟中的一个对所述所接收高频信号进行延迟校正，以形成经过延迟校正的所接收信号，并且在包括以下步骤的过程中提取所述第三信号，所述第二信号是对所述线性散射信号的估计：对沿着所述脉冲数量坐标的所述经过延迟校正的信号进行合并，以使得在零点附近的慢时间频率分量通过并抑制其他慢时间频率分量。

17、根据权利要求 6 所述的方法，其中，第二定量非线性图像参数/信号是表示所述对象的局部非线性散射参数的非线性散射图像参数/信号，所述第二定量非线性图像参数/信号是通过将所述第二信号的包络、所述第三信号的包络以及对所述发送低频脉冲的局部压力振幅的估计进行组合而形成的。

18、根据权利要求 11 所述的方法，其中，从所述所估计的多普勒延迟中可以估计以下的一个或多个：

沿着所述波束方向的所述对象的径向位移，其是沿着所述波束的深度的函数，

沿着所述波束方向的所述对象的径向位移速度，其是沿着所述波束的深度的函数，

从沿着所述所估计的位移的深度范围的微分中，估计沿着所述波束方向的所述对象的径向机械应变，以及

从沿着所述所估计的位移速度的深度范围的微分中，估计沿着所述波束方向的所述对象的径向机械应变率。

19、根据权利要求 15 或 17 所述的方法，其中，将微气泡超声造影剂注入到所述对象中，并且，所述第一和第二定量非线性图像参数/信号中的一个或两个用于以下一个或两个进行估计：对在所述对象中的相对微血管容量的估计和对通过所述对象的流体灌注的估计。

20、根据权利要求 2 或 6 所述的方法，其中，在对于波前象差校正的估计的过程中，使用混响噪声得到抑制的所述第一信号。

21、根据权利要求 20 所述的方法，其中，至少所述高频超声传感器阵列具有二维分布的元件，其中，在一些实现中，所接收的来自相邻元件的高频信号可以合并为子孔径信号，并且根据权利要求 2 或 6 处理所述元件信号或子孔径信号，以提供脉冲混响噪声得到充分抑制的新的元件信号或者子孔径第一信号，并且在波前象差校正的估计中使用所述新元件信号或子孔径第一信号。

22、根据权利要求 21 所述的方法，其中，为所述元件信号或子孔径信号估计所述非线性传播延迟，并将其用在波前象差的校正进行估计的过程中。

23、根据权利要求 2 或 6 所述的方法，其中，发送宽的高频和低频波束，其覆盖多个平行接收波束，以提高在 2D 和 3D 超声成像中的图像帧速率，其中，对于所述平行接收波束中的每一个获得具有得到抑制的混响噪声的第一信号。

24、根据权利要求 20 或 23 所述的方法，其中，使用高度聚焦的高频波束来估计对于一个发送波束方向的象差校正，随后，发送具有多个平行接收波束的宽的发送波束，以提高 2D 和 3D 帧速率，使用

从采用所述聚焦的发送波束而获得的所估计的象差校正中得到的对于每个接收波束的象差校正。

25、根据权利要求 10 所述的方法，其中，将整个接收时间间隔 T 分成子间隔 T_i ，其非常短，以至于能够将所述总传播延迟近似为在每一子间隔中的常量，在以下过程中估计所述总传播延迟：使得所述信号的每个子间隔中的能量最大化，所述信号是通过使用所述所估计的总传播延迟对所述高频信号进行延迟校正并在所述慢时间坐标中对所述经过延迟校正的信号进行低通滤波而得到的。

26、根据权利要求 25 所述的方法，其中，连续地对子间隔估计所述总传播延迟，其中，从最接近于所述传感器阵列的子间隔开始，并且在估计间隔 T_i 和 T_{i-1} 之间的总传播延迟之间的差值之前，使用前一个间隔 T_{i-1} 的所估计总传播延迟对间隔 T_i 的所接收高频信号进行校正，并获得对于间隔 T_i 的总传播延迟的最终估计，其是所述所估计的差值和间隔 T_{i-1} 的所估计总传播延迟的和。

27、根据权利要求 25 所述的方法，其中，通过将每个间隔的所估计的延迟校正分配给在每一个间隔中的一个点，来获得改善的延迟校正，并且通过在所述被分配点之间对所估计的延迟校正进行插值，来获得所述改善的延迟校正。

28、根据权利要求 12、16、20、25 所述的方法，其中，对于不由样本点表示的延迟的经过延迟校正的信号值的精确确定，在样本值之间对所接收信号的值进行插值。

29、根据权利要求 12、16、20、25 所述的方法，其中，对于经过延迟校正的信号值的精确确定，采用最接近的样本值和由在所述延迟校正和所述最接近样本值之间的差值所校正的相位，来对所接收信号进行延迟校正。

30、根据权利要求 26 和 29 所述的方法，其中，在以下过程中得到使得所述能量最大化的延迟校正：得到在使用最接近样本的前一个间隔的所估计延迟校正所校正的所接收高频信号的实际估计间隔 T_i 上，使得相关矩阵的特征值最大的特征向量的相位。

31、根据权利要求 30 所述的方法，其中，在形成所述相关矩阵之前，对所述高频信号进行带通滤波或进行傅立叶转换。

32、根据权利要求 26 所述的方法，其中，在一个迭代过程中对在每个时间间隔中所接收的来自特定脉冲的高频信号的延迟校正进行估计，并且在每个迭代步骤中的校正是基于包括以下步骤的操作的：计算所述所接收高频信号与所述经过慢时间低通滤波的信号或者与所述经过慢时间低通滤波的信号的快时间的的时间导数在所述间隔上的相关函数，并且其中，采用来自所述过程中前一个步骤中的相应延迟校正估计来校正所有参与所述相关的信号。

33、根据权利要求 6 和 10 或 11 所述的方法，其中，首先对于所接收的来自一组发送脉冲复合体的信号进行合并，形成一组新的具有得到抑制的脉冲混响噪声的信号，并且所述新的信号组用于估计所述传播延迟、脉冲混响噪声得到强烈抑制的所述线性散射信号和所述非线性散射信号，并且将所述第一和第三信号设置为等于所述所估计的线性散射信号，以及将所述第二信号设置为等于所述非线性散射信号。

34、根据权利要求 6 和 11 所述的方法，其中，发送所述低频脉冲具有不同振幅的至少五个脉冲复合体，并且对于每个发送脉冲复合体获得所测量的所接收高频信号，并且在一个过程中从所述所接收信号中估计所述线性散射信号、所述非线性散射信号和所述非线性传播延迟和多普勒延迟，其中：

a) 通过作为所述线性散射信号、所述非线性散射信号和所述脉冲混响噪声的组的信号模型，来近似所述所接收信号，其中，通过表示所述所接收信号的非线性传播和多普勒延迟的延迟参数来定义所述信号模型，以及

b) 将对所述线性散射信号、所述非线性散射信号和所述脉冲混响噪声的估计，作为为所述所测量的信号提供在所述信号模型的限定意义中的最佳适应性的信号来确定，以便：

c) 将所述非线性传播和多普勒延迟的估计作为使得在所述信号模型和所述所测量的接收信号之间的误差最小化的延迟参数来获得的，以及

d) 将所述第一和第三信号设置为等于所述所估计的线性散射信号，以及将所述第二信号设置为等于所述所估计的非线性散射信号。

35、根据权利要求 34 所述的方法，其中，对于所述线性散射信号、所述非线性散射信号和所述脉冲混响噪声的估计，是作为在最小二乘法意义中为所述所测量的信号提供所述信号模型的最佳适应性的估计而获得的。

36、根据权利要求 34 所述的方法，其中，对于在发送脉冲复合体之间的已知的或零多普勒延迟，一个以下，即至少四个具有给定标准的超声脉冲复合体被发送，其中，仅仅估计所述非线性传播延迟。

37、一种用于对在对象的区域中的超声非线性散射属性进行成像的方法，其中：

向所述区域发送至少两个超声脉冲复合体的序列，所述脉冲复合体包括具有相同或交叠的波束方向的、在时间上交叠的高频脉冲和低频脉冲，并且其中

所述发送低频脉冲的频率和/或相位和/或振幅相对于所述高频脉冲在发送脉冲复合体之间变化，以对于从脉冲到脉冲进行变化的所述

高频脉冲提供对所述对象的声学散射属性的非线性控制，并且其中
使用具有间隔开的辐射表面的分离的超声传感器阵列，产生所述
低频脉冲和高频脉冲，从而使得所述低频脉冲的相位在整个实际图像
范围内相对于所述高频脉冲的相位改变至少 π 弧度，以通过沿着所述
高频波束的轴具有非单调变化的所述低频脉冲来产生所述高频脉冲
的非线性传播延迟，其中，所述非单调变化限制了最大非线性传播延
迟，从而

对于所述低频脉冲的低振幅(~50kPa)，能够抑止来自组织的线性
散射高频信号，并且通过在脉冲数量坐标中，将来自没有在快时间中
对所述非线性延迟进行校正的至少两个脉冲的所接收高频信号进行
组合，来估计来自微气泡的信号。

38、根据权利要求 37 所述的方法，其中，用于所述高频脉冲的
所述传感器阵列是线性阵列，用于所述低频脉冲的所述传感器阵列是
以下阵列之一：安装在所述高频阵列的一侧上的一个线性阵列和安装
在所述高频阵列的每一侧上的两个线性阵列。

39、一种对在对象的区域中的超声散射和/或传播属性进行成像
的方法，其中，所述对象和超声传感器阵列彼此相对运动，其中：

发送至少三个超声脉冲复合体的序列，所述脉冲复合体具有向着
所述区域的相同或交叠的波束方向，所述脉冲复合体具有在时间上交
叠的高频脉冲和低频脉冲，并且其中

所述发送低频脉冲的频率和/或相位和/或振幅相对于所述高频脉
冲在发送脉冲复合体之间进行变化，以便为在脉冲到脉冲进行变化的
所述高频脉冲提供对所述对象的声学散射和传播属性的非线性控制，
并且其中

在慢时间域中通过对所接收高频信号进行滤波来形成图像信号，
所述滤波是在所述慢时间域中将每个输出样本的至少三个输入信号
进行合并。

40、根据权利要求 39 所述的方法，其中，所述慢时间滤波器是 FIR 滤波器、IIR 滤波器和具有时间可变冲激响应的滤波器中的一个。

41、根据权利要求 15 或 17 所述的方法，其中，在所述对象的热处理期间，在监视局部对象温度的过程中使用所述定量非线性图像参数/信号。

42、根据权利要求 6 所述的方法，其中，所述第一图像信号用于对例如微气泡的高顺应性对象进行成像，所述高顺应性对象在减压期间自然发生或者被注入到所述对象中作为超声造影剂。

43、根据权利要求 1 所述的方法，其中，造影剂微气泡的成像用于追踪淋巴引流，以发现前哨淋巴结。

44、根据权利要求 12、33、34、36 所述的方法，其中，所述非线性散射信号用于检测和/或成像例如脂肪或微气泡的高顺应性对象，所述高顺应性对象在所述对象的减压期间自然发生或者被注入到所述对象中作为超声造影剂。

45、根据权利要求 12、33、34、36 所述的方法，其中，所述非线性散射信号用于检测和/或成像低顺应性对象，例如在软组织中的微钙化或结缔组织。

46、根据权利要求 1 所述的方法，其中，所述处理包括以下步骤：抑制所接收的低频信号，以提取所述高频信号来进行进一步处理，其中，在滤波器中完成对所述低频信号的抑制。

47、一种用于对对象的区域进行成像的超声设备，包括：

a) 用于发送超声脉冲复合体的装置，所述复合体包括在时间域中交叠的高频脉冲和低频脉冲，并且所述复合体具有交叠的波束方

向，

b) 用于接收至少散射高频信号的装置，以及

c) 用于处理所接收的高频信号的装置，其中，所述处理提供以下的至少一种：

脉冲混响噪声得到强烈抑止的、来自所述对象的线性散射信号的一次谐波分量，

表示所述对象的局部非线性散射参数的非线性散射信号，

所述对象的局部非线性传播参数，

所述对象的定量非线性传播参数，

所述对象的定量非线性散射参数，

对于在所发送和接收的波束中的波前象差的校正，

根据权利要求 20-24，使用所述脉冲混响噪声信号得到抑止的信号对波前象差校正进行的估计，以及

采用由所述低频脉冲造成的所述高频脉冲的非线性前向传播滞后，对波前象差校正进行估计。

48、根据权利要求 47 所述的设备，其中，在由操作者预设或设置的限制下，由装置控制器选择处理方法来获得最佳性能。

49、根据权利要求 47 所述的设备，其中，发送具有多个平行接收波束的宽波束，并对其进行处理，以提高 2D 和 3D 成像的图像帧速率。

50、一种通过从对象中经过有角度散射和/或发送的超声中进行线断层摄影图像重构，来对所述对象的区域进行成像的超声设备，包括：

a) 用于发送超声脉冲复合体的装置，所述复合体包括在时间域中交叠的高频脉冲和低频脉冲，并且所述复合体具有在通过所述对象的多个角度方向上的交叠的波束方向，

b) 用于接收至少在所述对象中经过有角度散射和/或发送的高

频信号的装置，以及

c) 用于处理所接收的高频信号的装置，其中，所述处理提供了基于以下至少一个信号的计算机断层摄影重构：

脉冲混响噪声得到强烈抑止的、来自所述对象的线性散射信号的一次谐波分量，

表示所述对象的局部非线性散射参数的非线性散射信号，

所述对象的局部非线性传播参数，

所述对象的定量非线性传播参数，以及

所述对象的定量非线性散射参数。

超声成像

技术领域

本发明涉及用于为对象,尤其是在对象中的微气泡的超声参数的空间变化进行成像的方法和系统,其中特别强调的对象是生物组织和流体。

背景技术

在许多患者中,使用当前超声成像方法所得到的图形质量受到脉冲混响噪声(多次散射)和波前象差的限制。另外,多种类型的组织疾病(例如瘤和动脉管壁的动脉硬化症)在用于适当诊断的图像对比度中呈现出很小的差异,以及呈现出很小的患病组织的差异。这些问题的原因在于图像构造方法本身没有完全考虑到软组织的物理属性。

在组织的线性声学属性(质量密度和压缩率)中的空间变化是对软组织进行超声成像的基础。然而,由于在组织的复杂结构中的声学属性的巨大变化,以下影响将降低图像质量:

i) 在声学属性中具有巨大差异的物质之间的接触面可产生很强的超声脉冲反射,从而使得多次反射产生较大的振幅。这种多次反射称为脉冲混响,并且这种多次反射向正在传播的超声脉冲添加一个尾巴,其示出为在超声图形中的噪声。

ii) 在复杂组织结构中声音速率的变化产生声音波前的前向传播象差,从而破坏了主要的主声波柱(mainlobe)的聚焦,并增加了侧声波柱。

由波前象差产生的对主声波柱聚焦的降低,降低了在超声成像系统中的空间分辨率。脉冲混响和由波前象差造成的侧声波柱的增加在图像中引入了附加噪声,其降低了可在彼此邻近处检测到的最强散射体(scatterer)与最弱散射体的比率,即所定义的图像中的对比度分辨率。由于这种噪声是由发送的超声脉冲自身产生的,所以这种噪声称

为声学噪声。因此，与使用电子接收器噪声的情况相反，发送的脉冲能量的增加并不能提高这种类型的信号噪声比。

例如，在超声心动图中，脉冲混响噪声可以使得心脏顶部区域的图像变得模糊，使得难以检测到顶部血栓和顶部心肌收缩的降低。同样，在颈动脉成像中，混响噪声可以使得颈动脉斑块的检测和描绘变得模糊。与这些实例类似，在超声成像的所有方面中，脉冲混响噪声限制了在图像对比中的弱目标检测和小差异区分。

二次谐波成像是一种用于降低在体壁中脉冲混响造成的图像质量降低影响的方法，因为在脉冲中的二次谐波含量(content)根据深度而增加从而在脉冲经过体壁时发生很慢的变化。然而，使用二次谐波成像的敏感度小于($\sim 20\text{dB}$)一次谐波成像，这限制了最大图像深度，特别是在例如肝脏、肾、乳房等密集对象中以及对于血液流速成像时。对于实时 3D 成像而言，用户希望的是宽发送波束，其被多个平行的接收波束覆盖，以增加容积图像的比率。由于在宽发送波束中一次谐波振幅的降低对于在实时 3D 成像中使用的、采用多个平行接收波束的二次谐波成像来说会产生问题，所以难以获得这种较宽的二次谐波发送波束。对于稀疏数组更是如此，在稀疏数组的情况中，产生发送波束的元件数量受到限制。

例如瘤和动脉管壁的动脉粥样硬化症的组织疾病影响了组织的超声声学参数，例如剪切模数、体压缩率和超声吸收。这些属性的变化主要是泡沫细胞、脂肪或结缔组织纤维分子的内生长(in-growth)造成的，以及由组织中的钙隔离造成的。结缔组织的内生长增加了超声吸收和剪切模数，后者对触诊产生硬度的增加，其可通过接触组织来观察。在通常称为弹性成像(elastography)也称为远程超声触诊的方法中，对于针对通过使用超声体波记录组织中剪切波的位移来估计剪切模数进行了很多工作。然而，迄今为止，这些方法都已经找到受到限制的临床应用，并且对于使用超声波来提高这种组织改变的区别仍存在较大需求。

在乳腺癌中，如今使用乳房 X 线照相术来检测隔离的微钙化，作为恶性瘤的指示。这些微钙化很小，从而来自这些微钙化的散射超

声信号被掩埋在来自周围组织的信号中，并且使用当前的超声成像检测不出这些信号。因此，需要改善产生超声成像，使得能够检测到这种微钙化。在动脉粥样硬化斑块中的微钙化还给出关于斑块稳定性的信息，并且需要对于这些微钙化的改进成像。

几种疾病还影响到通过组织的血液灌注，例如通过在恶性瘤中的微脉管系统的血管生成或坏死，或者由于在心脏的冠状动脉以及在周边血管中的血管狭窄或血栓症而降低的血流。在微脉管系统和小血管中血的流速很小，从而使用普通的、非入侵的超声多普勒技术不能检测到血液流速。因此，开发出采用小的微气泡(直径~3 μm)的解决方案形式的超声造影剂，来改善微脉管系统的超声成像，并且对通过组织的血液灌注进行估计。将微气泡注入到血流中，其造成了来自血液的超声波的大大增加的和非线性的散射。因此，它们大大增加了包含这种微气泡的组织造成的非线性散射，其中在特殊情况下，可以在密集组织中看出单个微气泡，并且单个微气泡提供了使用以特定组织为目标的对比气泡进行的分子超声成像的潜在能力。当将这种微气泡注入到其它体流(例如，孔隙流体)时还可提供有用的图像增强，以跟踪对前哨淋巴结的淋巴引流，或者在对于瘤组织为目标的气泡附属物的泌尿系统中也是如此，等等。在对潜水和太空活动的减压期间，微气泡通常自然地形成在组织中，其可引起弯曲，需要尽早检测到这种气泡，以改善减压情况和避免在这种操作下人体组织的弯曲，甚至在活动期间监视这种气泡的形成来作为早期的警示。

因此，非常需要改进的超声成像，其可降低图像噪声并且因此而提高对于在组织属性和微气泡中的改变的图像对比，并且本发明通过使用双频带超声脉冲复合体来解决这些需求，所述双频带超声脉冲复合体包括发送到组织中的交叠的高频脉冲和低频脉冲。

双频带超声脉冲在以前已经为了各种目的而用于超声成像，其中在M型和多普勒[Br Heart J. 1984年1月; 51(1): 61-9]中，使用了3MHz脉冲和1.5MHz脉冲的同时发送，在这两个脉冲之间具有固定相位关系，即对于心脏的最佳M型成像为3MHz脉冲，多普勒血液流速测量为1.5MHz脉冲，以检测心脏缺陷。使用了同心环形传感器

(transducer)配置, 其中由中心传感器盘发送和接收 3MHz 的 M 型超声脉冲, 并且由周围环形元件发送和接收 1.5MHz 的多普勒超声脉冲。

在美国专利 5,410,516 中也描述了双频带发送脉冲的使用, 用于改善对于超声造影剂微气泡的检测。在此专利中, 描述了具有不同中心频率的两个超声脉冲的同时发送, 其中, 来自微气泡的散射脉冲包含通过由微气泡造成的非线性散射所产生的发送频率的和与差, 这些频率的和与差用于检测微气泡。

在美国专利 6,312,383 中描述了双频带脉冲的类似使用, 用于检测超声造影剂, 其中在发送之间改变两个频带之间的相位。这可以看作是专利 5,410,516 的特例, 其中, 在低频脉冲的相位变化可以看作在低频和脉冲重复频率之间跳动的过程。

然而, 尽管所述最后两个专利使用了采用双频带脉冲的非线性散射来检测在组织中的造影剂, 但是现有方法具有受限范围, 并且它们不能识别低频带脉冲对于高频带脉冲的前向传播速度的非线性影响, 这在实践情况下将限制组织信号相对于造影剂信号的抑制。对于由微气泡和组织造成的局部非线性散射, 所累积的非线性前向传播影响将得到与由组织造成的强线性散射类似的信号特征。这种影响将掩盖微气泡和组织造成的局部非线性散射, 并限制与组织信号能量比率(CTR)的对比。在区域中出现的微气泡也大大增加前向累积非线性传播影响, 并且使得这种区域之外的组织所造成的线性散射严重掩盖了在组织中的微气泡所造成的散射。例如, 这种现象大大影响使用脉冲对在心肌中的造影剂的成像, 所述脉冲在进入心肌之前通过具有造影剂的心室, 并且例如这种现象可能错误地指示在肌肉心肌中的灌注。

本发明与现有技术不同在于: 本发明采用了根据高频传播和散射的信号, 在形成图像信号时的低频脉冲对于高频脉冲的传播速度的非线性影响。

发明内容

所述方法适用于采用反向散射信号的超声成像, 和基于有角度散射和/或前向传输测量数据的计算机重构成像。

向待成像的组织区域发送具有在时域中交叠的低频带脉冲分量和高频带脉冲分量的双频带超声脉冲复合体。在形成图像信号的处理中，使用由低频脉冲对高频脉冲的组织散射和传播属性进行的非线性控制。处理高频分量，得到图像参数/信号，在接收信号中的低频分量例如可通过滤波去掉，例如通过直接在接收传感器阵列中进行的滤波去掉。

根据本发明的处理是形成图像所必需的完整处理的一部分，其中，在本发明中未公开的必要处理是已知技术的一部分。对于反向散射成像而言，这些方法可用于形成径向(radial)图像线，其中采用根据已知方法的横向波束扫描来获得 2D 和 3D 图像。平行发送和/或接收的波束可用于获得平行的多个径向图像线，以提高帧速率。径向图像线可以是结构图像的信号包络、径向散射体速度的多普勒测量数据、相对散射体移动的径向应变(strain)或应变率、或者用于组织特征化的快时间(深度时间)谱参数。使用计算机断层摄影(CT)图像重构，这些方法提供用于重构的改善的测量数据，其具有得到降低的脉冲混响噪声和提供补充信息的非线性图像参数。

本发明提供多个方法，用于改善使用更多数量的形成图像所必需的脉冲进行的成像，在图像帧速率中具有补充式的降低，但是增加了图像质量。因此，本发明还提供一种设备，用于实现两种以上的方法和过程，用于在给定条件下(例如帧速率、图像质量、帧速率与图像质量的合并等)为获得设备的最佳性能而对方法进行最佳选择。

在根据本发明的第一方法中，高频脉冲在低频脉冲振荡的负空间梯度上传播，从而使得由于低频脉冲对传播速度的非线性影响，高频脉冲的后部获得的传播速度高于该脉冲的前部。除了在脉冲中由高频脉冲所造成的谐波分量的非线性失真之外，随着高频脉冲传播进入组织，这种情况还造成了高频脉冲的累积空间压缩，增加了高频脉冲的频率和带宽(即减小长度)。这种由脉冲长度降低造成的频率增加阻碍了在组织中由基于频率的吸收所造成的脉冲中心频率的降低，因此与不使用该方法时相比，能够提供更高的所接收中心频率。

由于在第一次反射中，低频脉冲振幅被大大降低，因此对于由低

频脉冲造成的对于高频脉冲传播速度非线性影响而言,多个散射脉冲将不具有相同的非线性影响,并且所述多个散射脉冲将归因于吸收降低到比具有相同传播滞后的第一阶散射脉冲更低的频率,因此,所述多个散射脉冲可以被过滤掉,造成对脉冲混响(多散射)噪声的显著抑制,与二次谐波成像类似,但是与二次谐波成像相比,一次谐波的敏感度允许更深的成像并且可以使用更高超声成像频率,从而提高了空间分辨率。与二次谐波成像相比,还更容易获得允许使用更多平行接收波束的更宽的发送波束,并实现 2D 成像特别是 3D 成像的较高图像帧速率。在将稀疏矩阵用于发送波束时尤其如此,在这种情况下,由于阵列元件的有限数量,难以获得用于适当的谐波脉冲自身失真的足够大的振幅。

根据本发明的第二方法,对于每个径向图像线,连续发送两个或多个双频带脉冲复合体,其中,高频脉冲位于接近低频脉冲的波峰或波谷,并且其中,低频脉冲的频率和/或相位和/或振幅对于每次发送都发生改变,以对高频分量的组织的声学散射和前向传播属性进行非线性控制。还可以在形成图像信号的过程中使用采用这些方法进行的前向传播速度的非线性控制。

例如,可使用该方法来形成具有经过高度抑制的脉冲混响噪声的第一图像信号,公式(14),其具有第一谐波敏感度,该信号的使用具有与上述单个脉冲相同的优点。本发明还提出估计非线性传播延迟,非线性传播延迟提供第一定量非线性图像参数,公式(27),第一定量非线性图像参数是定量非线性前向传播参数,其是所估计的非线性传播延迟的微分与对低频脉冲振幅的估计的组合。还可以将该脉冲的频率选择的较低(~0.1-1MHz),从而可忽略在不同组织和个体之间的超声能量吸收差异,并且在水或油混合物中的模拟或测量数据来估计低频脉冲振幅。

根据本发明的所接收信号中的混响噪声的降低大大有助于对波前象差的校正的估计,例如如在结合本发明的美国专利 6,485,423,美国专利 6,905,465 和美国专利申请 10/894,387 中所述。本发明还提供对于波前象差的延迟校正的大致估计,其来自于为来自在以下说明

书中所进一步定义的每个元件信号或子孔径信号中的信号所估计的非线性传播延迟。

本发明还提出在形成图像信号的过程中使用非线性传播延迟估计来校正所接收的高频信号。然后，可以高度抑制在过程中的来自组织中的线性散射信号，并且提供第二图像信号，公式(19, 28)，第二图像信号是非线性散射信号，其示出在小于一个波长的量级上组织的局部非线性属性，而非线性传播参数示出在大于几个波长的量级上的非线性组织属性。然后，该非线性信号提供对于在组织中的快速变化的图像对比度，并且其具有改善的组织差异。在顺应性(compliance)差异较大的物质之间的交接面处(例如，在软组织与诸如结缔组织或肌肉组织或类似钙的固体物质之类的硬组织之间的交接面，或者在软组织与诸如脂肪或微气泡之类的高度顺性对象之间的交接面)具有较高的非线性散射，因此改善对于瘤和动脉粥样硬化的诊断。

对于微气泡，或者是在减压期间自然形成的微气泡，或者是注入到对象中作为造影剂的微气泡，通过微分公式来描述具有超声压力波的气泡压缩动力，提供了一种共鸣超声散射，该共鸣超声散射与来自普通组织的散射相比，在入射波和散射波之间具有依赖于频率的相位滞后，而在来自普通组织的散射中这种相位的频率改变在实际中可忽略。除了信号振幅之外，共鸣频率和由此噪声的来自微气泡的高频脉冲的散射信号的相位滞后也由低频脉冲控制，其使用该方法从微气泡提取大部分散射能量，包括线性和非线性散射分量，与现有方法相比，其大大提高了 CNR(对比噪声比)。与现有方法相比，采用对非线性传播延迟校正以及振幅校正的良好估计，根据本发明的方法将大大抑止来自组织的线性散射信号，并且明显提高 CTR (对于组织的对比的比率)。与现有技术的造影剂检测方法(例如谐波成像、脉冲倒置或能量多普勒)相反，根据本发明的方法可使用与气泡共鸣频率相比更高的超声频率，并且改善了空间分辨率。还可使用较低脉冲振幅(较低机械指数(MI))，其可避免造影剂气泡的破坏。这对于以特定组织为目标的气泡成像而言非常重要，其中，有限组的微气泡依附于所选择的组织，例如瘤组织、动脉粥样硬化斑、血栓等，其中在不破坏的

情况下对气泡进行成像将非常重要。

在组织或体液中的微气泡群将对所经过脉冲的传播速度产生较强的非线性影响，并且在这种情况下，特别重要的是，提供对非线性传播延迟的校正，来良好抑制在气泡群之外的线性散射组织信号。使用这种延迟校正，本发明相对于使用其他方法(例如谐波或脉冲倒置成像)，实现了在累积的非线性前向传播延迟和局域非线性散射之间的分离，并且在成像微气泡经过群(例如在末梢心肌中)时提供抑制组织图像信号的较大优点。如果在这种情况下没有进行非线性传播影响的校正或者校正有限，则在造影剂之外的区域中的组织所造成的线性散射将示出与造影剂所造成的散射类似的属性，从而掩饰了对于在这些区域中造影剂的检测。例如，这可错误地指示在心肌的肌肉萎缩区域中的血液灌注。

除了超声造影剂微气泡的成像的多个临床应用之外，根据本发明的在减压条件下的微气泡成像可用于监视这种气泡的形成，以研究和开发减压分布，或者作为在减压期间关于弯曲的早期安全警告。

在根据本发明的另一处理中，沿着脉冲数量坐标合并经过延迟校正的高频信号，以提供第三图像信号，公式(17, 29)，其是线性散射信号。这种线性散射信号所具有的由于能量吸收造成的衰减与非线性散射信号相同。通过非线性和线性散射信号的组合和上述对低频脉冲振幅的估计，本发明提出第二定量非线性图像参数，公式(30)，其是定量非线性散射参数。该第二定量非线性参数则表示在一个小于高频带波长的量级上的非线性组织参数的空间波动，而第一定量非线性参数显示在一个大于高频带波长的量级上的非线性组织参数的空间平均值。因此，反向散射和前向传播揭示了两个不同的定量图像参数，其对于组织特征的增加的信息是可见的。定量非线性参数提高了组织差异，并且对于使用该方法的组织特征化是开放的。这些定量参数的热变化的校准对于采用超声的局部温度估计也是开放的，例如用于对瘤的高热处理或次热处理的指导。还提供对在组织中的造影剂量和通过组织的血液灌注进行定量的新方法。

对于不运动的、临时静止的组织，例如，可发送其低频分量具有

不同频率和/或相位和/或振幅的两个脉冲，并合并来自这些脉冲的散射或发送信号，以估计非线性组织参数并抑制脉冲混响。当组织和超声探测器相对彼此运动时，有利的是，对每一径向图像线发送两个以上的脉冲，以采用多个脉冲充分抑制线性散射信号或抑制脉冲混响噪声。例如，可发送一组 K 个脉冲，全部具有高频分量的相同相位，但是对于每一脉冲而言，其低频分量具有不同频率和/或相位和/或振幅。在脉冲-脉冲高通滤波器中合并来自这些脉冲的反向散射信号，所述脉冲-脉冲高通滤波器抑制脉冲混响并使一阶散射信号分量通过。采用对在高通滤波器之前的非线性传播延迟的估计和校正，可以提取来自组织的局部非线性散射信号或者来自微气泡的散射信号，以及组织的定量非线性传播和散射参数。

在第二种方法中，脉冲混响噪声(和较小程度上的非线性分量自身)在对非线性传播延迟的估计中引入误差。当估计非线性散射信号时，这些误差限制了对线性散射信号的抑制。为了有效去除脉冲混响噪声对于非线性延迟校正的估计的影响，可采用根据本发明的第二种方法使用散射信号的第二谐波分量，或者可根据本发明的第三种方法发送其低频脉冲具有不同频率和/或相位和/或振幅的至少三个脉冲，如联系公式(40-42)所述。在估计非线性传播延迟时，第三种方法仍具有非线性散射影响。在联系公式(43-46)所述的根据本发明的第四种方法中，发送其低频脉冲具有 4 个不同能级的频率和/或相位和/或振幅的至少 4 个脉冲，实现对非线性传播延迟、线性散射信号和非线性散射信号的估计，并且在彼此之间具有最小的干扰和受到混响噪声的干扰最小。

通过波束方向的电子定向，典型地，对于每一径向图像线和深度范围而言，可以对于全部发送脉冲都使用相同波束方向和发送焦点，其中，将所接收信号合并，以抑制该图像线的线性散射组织信号。所使用的典型滤波方案是 FIR 型滤波器，或者是具有时间可变脉冲响应的滤波器，例如使用例如勒让德多项式的正交分解，并且该滤波器沿着每个深度的脉冲数量坐标进行滤波。

通过在波束方向的机械扫描，如同使用环形阵列或 3D 成像一样，

典型地，随着波束方向被连续扫过，发送在低频脉冲的频率和/或相位和/或振幅中有所不同的脉冲，将对于每个深度的信号输入到沿着脉冲数量坐标的高通滤波器中。然后，对于每一深度和径向图像线来采样高通滤波器的输出，以估计在深度范围中沿着径向图像线进行图像重构所使用的信号和图像参数。

本发明还提出根据本发明的方法工作的成像设备的基础设计。随着每一径向图像线的脉冲数量以及图像质量和信息跟随着方法的级数(order)的增加，帧速率随着方法级数而减少。在最高级的版本中，该设备可运行一个以上的方法，并且所具有的过程用于在给定限制下为了实现最佳成像性能而进行的最佳方法选择。典型的限制是最小帧速率、关于图像质量的最小需求等。

最后一点，本发明提供传感器阵列的一种设计过程，其使得低频脉冲对高频脉冲的传播延迟的非线性影响最小化。使用低频脉冲分量的较低振幅 (~50kPa)，这种传感器阵列能够实现超声造影剂的成像，并且对于来自组织的线性散射信号具有有限的但是有意思的抑止，并且不需要对由低频脉冲造成的高频脉冲的非线性传播延迟进行校正。

附图说明

图1示出根据本发明的第一类型的发送脉冲，其包含低频脉冲和高频脉冲，其中高频脉冲位于低频脉冲的空间梯度上；

图2示出对于来自如图1所示脉冲中的所接收信号的深度可变带通滤波如何能够用来高度抑制脉冲混响噪声；

图3示出根据本发明的第二类型的发送脉冲，其包含低频脉冲和高频脉冲，其中高频脉冲是例如位于在低频脉冲的波峰正周期或波峰负周期上；

图4示出由图3的低频脉冲造成的高频脉冲的前向传播滞后；

图5示出作为快时间(深度)和慢时间(脉冲数量坐标)的函数的来自连续发送脉冲的一组所接收高频信号；

图6示出沿着慢时间频率坐标的所接收的线性和非线性频率线；

图 7a 和 7b 示出，脉冲混响如何比第一阶散射信号受到较少的低频脉冲的非线性传播控制，和图 7c 示出采用抑制信号中脉冲混响的方法所产生的依赖于深度的处理增益；

图 8 示出用于低频分量和高频分量的发送的传感器阵列安装；

图 9 示出用于对在对象中的传输和有角度散射进行同时测量的基本传感器阵列和设备原理；

图 10 示出使用该方法可以获得的对于信号和图像参数的估计单元的框图；

图 11 示出使用该方法可以获得的对于信号和图像参数的估计单元的另一框图；

图 12 示出根据本发明的散射成像设备的框图；以及

图 13 示出根据本发明从传输和有角度散射测量数据中进行线断层摄影图像重构的设备的框图。

具体实施方式

在同类物质中的超声体波处于由线性波公式来决定的线性机制中，其中，由同类传播介质的质量密度 ρ_0 和体压缩率 κ_0 来确定体波传播速度 c_0 。所述体压缩率是由物质的相对压缩量所定义的体弹性的线性近似值，如下

$$\frac{\delta V}{\Delta V} = -\nabla \underline{\psi} = \kappa_0 p \quad (1)$$

其中， δV 是经受压力 p 的小体积 ΔV 的相对体压缩量， $\underline{\psi}$ 是在物质中的微粒位移，所以 $-\nabla \underline{\psi}$ 是相对体压缩量。

在软组织中，在压缩率和质量密度中存在空间波动，造成来自组织的超声散射。我们将对于较低压力振幅的在空间上变化着的质量密度和压缩率表示为 $\rho_0(\underline{r})$ 和 $\kappa_0(\underline{r})$ ，其中 \underline{r} 是空间坐标。则来自局部点的线性反向散射系数是

$$k^2 v_0(\underline{r}; \underline{e}_i \underline{e}_s) = k^2 \left(\frac{\kappa_0(\underline{r}) - \kappa_{0a}(\underline{r})}{\kappa_{0a}(\underline{r})} + \frac{\rho_0(\underline{r}) - \rho_{0a}(\underline{r})}{\rho_0(\underline{r})} \underline{e}_i \underline{e}_s \right) \quad (2)$$

其中， $\rho_{0a}(\underline{r})$ 和 $\kappa_{0a}(\underline{r})$ 是在一个超声脉冲的几个波长 λ 的量级上的质量

密度和体压缩率的空间平均值， \underline{e}_i 是在进入波方向上的单元向量， \underline{e}_s 是在对散射波进行观察的方向上的单元向量，如图 9 所示。内积 $\underline{e}_i \underline{e}_s = \cos \gamma_{is}$ ，其中 γ_{is} 是进入波方向和散射波方向之间的角度。对于反向散射而言， $\gamma_{is} = \pi$ 并且 $\underline{e}_i \underline{e}_s = -1$ 。入射波的波数为 $k = \omega/c = 2\pi/\lambda$ ，其中 ω 表示角频率， c 表示超声传播速度。则，在 \underline{r} 处的来自具有角频率 ω 、振幅 $p_1(\underline{r}, \omega)$ 的压力波的线性反向散射信号与 $k^2 v_0(\underline{r}) p_1(\underline{r}, \omega)$ 成比例。典型地，采用具有中心频率 ω_1 和带宽 B_1 的发送脉冲来进行成像，其中图像信号为在 $2k_1 = 2\omega_1/c$ 附近的范围(\underline{r})坐标中并具有带宽 $2B_1/c$ 的 $k^2 v_0(\underline{r})$ 的带通滤波形式。由于较软物质(增加的压缩率)通常具有较低的密度，所以在公式(2)中压缩率和质量项通常具有相反的信号，从而对于反向散射而言，建议添加量级，其中，压缩率项通过一个系数 (\sim 在质量密度项上的 2.5)，来控制反向散射。

在平均质量密度和体压缩率 $\rho_{0a}(\underline{r})$ 和 $\kappa_{0a}(\underline{r})$ 中的空间变化造成传播速度中的空间变化，如下

$$c_{0a}(\underline{r}) = \frac{1}{\sqrt{\rho_{0a}(\underline{r}) \kappa_{0a}(\underline{r})}} \quad (3)$$

这种传播速度的空间变化造成了波前象差，特别是在体壁中，但是也可以贯穿一些对象(例如包含脂肪或结缔组织区域的乳房和腺)。

对于软组织的典型值是采用 $p \sim 10^6 \text{Pa}$ 的典型超声脉冲振幅得到的 $\kappa_0 \sim 400 \cdot 10^{-12} \text{Pa}^{-1}$ ，其给出 $\delta V/\Delta V \sim 0.4 \cdot 10^{-3}$ 。体积压缩造成的质量密度的增加为 $\delta \rho/\rho_0 = \kappa_0 p \sim 0.4 \cdot 10^{-3}$ 。同样，当组织被压缩时，体压缩率降低，其同时连同在组织中的超声吸收将公式(1)修改为[1]

$$\frac{\delta V}{\Delta V} = -\nabla \underline{\psi} = (1 - \beta_n \kappa_0 p) \kappa_0 p + h \otimes_t \kappa_0 p \quad (4)$$

其中， $\beta_n = (1 + B/2A) \sim 5$ 是与非线性模数[1]的公共定义参数 B 和 A 相关的非线性参数。在压力波形和 h 之间的时间卷积表示在物质中依赖于频率的超声能量吸收。第一项描述了受压力影响的非线性体压缩率，其中该项对于参照压力 p_0 的微分给出

$$\kappa = \frac{1}{\Delta V} \frac{\partial \Delta V}{\partial p} = (1 - 2\beta_n \kappa_0 p_0) \kappa_0 \quad (5)$$

其给出压缩率对于压力的相对变化为 $\delta\kappa_n/\kappa_0 = -2\beta_n\kappa_0p_0$ 。因此，在体压缩率中的非线性变化为 $2\beta_n$ ，比由压力造成的质量密度中的非线性变化高 10 倍，其中对于 $p \sim 1\text{MPa}$ ，我们得到 $\delta\kappa_n/\kappa_0 = -2\beta_n\kappa_0p_0 \sim 4 \cdot 10^{-3}$ 。

质量密度和压缩率的非线性变化对于所述波的散射和前向传播速度两者造成非线性修改，本发明使用这些影响来降低脉冲混响噪声，增加对于各种组织、微钙化和微气泡的图像对比度，以及产生组织、微钙化和微气泡的定量声学图像参数。以下我们将参照附图来描述本发明的示例性实施例。

在根据本发明的第一种方法中，我们使用低频脉冲造成的高频脉冲的时间压缩和扩展，以控制在对象中前向传播的脉冲的中心频率和带宽。所述时间压缩可通过前向传播速度的压力依赖性来产生，其可以近似为

$$c_a = c_{0a} \sqrt{1 + 2\beta_{na}\kappa_{0a}p - 2\beta_{na}^2(\kappa_{0a}p)^2} \approx c_{0a}(1 + \beta_{na}\kappa_{0a}p) \quad (6)$$

其中， β_{na} 和 κ_{0a} 是在如上定义的零压力下，在几个波长上的局部空间平均值。为了进一步示出此原理，我们参照图 1a，其示出由振幅 p_0 的低频分量 101 和具有振幅 p_1 的高频分量 102 组成的发送脉冲，其中高频分量位于低频脉冲的负空间梯度上，并且例如以低频脉冲的零点附近为中心。高频脉冲可用于成像，并且在接收器中，例如在接收传感器自身中，通过滤波去除低频脉冲。

依赖于压力的传播速度造成由实际脉冲压力所确定的脉冲的逐渐增加的前向传播失真，其是低频脉冲压力和高频脉冲压力的总和。这种失真可分成由低频脉冲造成的高频脉冲的 0 点的脉冲长度压缩，以及由瞬间高频压力自身造成的脉冲形状自身失真。图 1b 中 103 示出时间压缩失真的脉冲(虚线)，其中示出未失真的高频脉冲 102(点线)作为比较，所加入的脉冲自身失真产生完全失真的脉冲 104。由于与在高频脉冲头部处由较低的低频压力造成的传播速度相比，在高频脉冲尾巴处的较高低频压力给出脉冲尾巴的较高传播速度，所以会发生脉冲压缩。这种脉冲压缩造成中心频率和高频脉冲带宽的增加，同时脉冲波形失真引入了高频脉冲的基频带的谐波分量，以上两者均在根

据本发明的所述第一方法中使用。

脉冲的这种非线性前向传播失真的效果与产生在前向传播的脉冲的谐波分量的效果相同，前向传播脉冲从组织线性反向散射，并用于组织的谐波成像中，其进一步参考公式(10-14)和图 9 进行了讨论。在脉冲中谐波分量的振幅首先随着传播距离而增加，随后由于高频脉冲的超声能量吸收而随着逐渐增加的传播距离而衰减。可以将低频带选择的很低($\sim 0.1-1\text{MHz}$)，从而低频脉冲的吸收实际上在实际图像范围内可忽略，低频脉冲对高频脉冲的非线性传播影响在整个图像范围内处于相同水平，在例如图 3 所示的根据本发明的其他情况下也是如此。与二次谐波成像相比，使用根据本发明的方法，在深度范围内提供了敏感度的增加，这一现象与公式(14)和图 7c 相关。

在高频脉冲的波长 λ_1 上的低频脉冲的压力差为 $\Delta p_0 = \lambda_1 \partial p_0 / \partial z = p_0 k_0 \lambda_1 = 2\pi p_0 \lambda_1 / \lambda_0$ ，其中， p_0 是振幅， $k_0 = 2\pi / \lambda_0$ 是波数， λ_0 是低频脉冲的波长。该梯度造成在高频波长上的传播速度中的差异 $\Delta c_a = -\beta_{na} \kappa_{0a} c_{0a} \Delta p_0$ ，其在传播时间 $t = z / c_{0a}$ 之后给出波长的压缩 $\Delta \lambda_1 = \Delta c_a t = z \Delta c_a / c_{0a} = -\beta_{na} \kappa_{0a} \Delta p_0 z$ 。这种传播压缩在高频中造成压缩增大：

$$f_{1p} = \frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \Delta \lambda_1} f_1 = \frac{1}{1 - \beta_{na} \kappa_{0a} p_0 k_0 z} f_1 \quad (7)$$

$$\Delta f_{1p} = f_{1p} - f_1 = \frac{\beta_{na} \kappa_{0a} p_0 k_0 z}{1 - \beta_{na} \kappa_{0a} p_0 k_0 z} f_1$$

由于脉冲压缩/扩展所造成的频率变化伴随有在脉冲带宽中的按比例变化(\sim 与脉冲长度相反)。超声吸收造成脉冲中心频率的向下变化，同时保持脉冲带宽。仅仅对向外去的脉冲才具有频率的压缩增加，其中，低频脉冲振幅足够大，同时对于向外去的并散射的脉冲具有吸收向下变化，其对于反向散射给出 $2z$ 的传播距离。对于高斯脉冲包络，频率的向下变化在如下中给出：

$$\Delta f_{1a} = -0.72 \alpha B^2 z \quad (8)$$

其中， B 是超声脉冲的 3dB 带宽， $\alpha = \text{dBatt} / 8.686(\text{mmMHz})^{-1}$ 是吸收具

有线性频率依赖性的吸收系数的频率恒量。采用 $\text{dBatt}=0.05\text{dB/mmMHz}$ ，我们得到 $\alpha=5.76\cdot 10^{-3}(\text{mmMHz})^{-1}$ 。应注意的是，使用参考图 9 所讨论的传输计算机断层摄影成像，我们仅有一种方式的传播，其中频率的吸收向下变化是公式(8)的一半。

对于反向散射成像的典型成像范围 R 受到随着频率而线性增加的超声吸收的限制。因此，范围 R 与高频超声波长 $\lambda_1=c_{0a}/f_1$ 有关，为 $R\sim 200\lambda_1-300\lambda_1$ 。对于 $p_0=1\text{MPa}$ ， $\beta n=5$ ， $\kappa_{0a}=400\cdot 10^{-12}\text{Pa}^{-1}$ ， $R=250\lambda_1$ 和 $\lambda_1/\lambda_0=10$ ，我们得到 $\Delta f_{1p}=0.458f_1$ ，其对于 $f_1=10\text{MHz}$ 给出 $\Delta f_{1c}=4.58\text{MHz}$ 。公式(7)中的分母最终给出频率中的无限增加，其是称为声震的现象。然而，使用吸收，由于在公式(8)中同时出现的频率向下变化，因此可避免这种震动。对于 $B=5\text{MHz}$ ，我们得到 $\Delta f_{1a}=4\text{MHz}$ ，其平衡了频率的压缩上变换。这暗示出我们应将公式(7)中的分母近似为 1，这给出频率 $\Delta f_{1p}=3.14\text{MHz}$ 的压缩上转换，其通过吸收的向下变化来进行平衡，从而使得对于所有深度而言，吸收介质中对于第一阶反向散射的接收频率大约为 10MHz ，这与所发送相同。

由于脉冲压缩是由低频脉冲引入的，其中如上所述对于实际成像范围可以忽略能量吸收，因此，带宽具有相应增加的脉冲长度压缩在实际中并不依赖于在实际成像范围上的吸收。然而，高频脉冲的中心频率的吸收向下变化是由对高频脉冲的吸收所造成的。频率向下变化与脉冲的绝对带宽 B 成比例，吸收向下变化保持了带宽。因此，在上述实例中的非线性脉冲压缩和吸收下变换的合并效果是具有大致恒定的中心频率的脉冲，但是其具有随着深度而增加的带宽(~与脉冲长度相反)。从公式(8)可注意的是， B 宽度深度的增加造成随着深度的加速吸收向下变化。

高频带脉冲频率的前向传播上变换可用于提高在更深范围处的图像分辨率。其还可用于在深度范围内提高渗透度并具有更好的分辨率，其中，发送相当低的频率，该频率在更深的范围处由于低频脉冲而增加至更高频率，从而在深度范围内对于所获得的高频带脉冲频率，减少沿着脉冲路径总吸收。在该方面中，其还用于随着传播距离

而在低频脉冲相位和高频脉冲相位之间进行滑动,特定设计为与如下图 8 中所示的高频波束曲线图相关的低频波束曲线图。例如,这种滑动使得高频脉冲可以位于在邻近/中间范围中的低频振荡的负空间梯度上,以向零点方向滑动,甚至向远范围中的低频振荡的正空间梯度滑动。这将脉冲压缩减小至 0,甚至引入由低频脉冲造成的高频脉冲的延伸,其(还合并了吸收向下变化)减少了对深度范围的高频带脉冲的中心频率和带宽,这造成了渗透性的增大。

低频脉冲的振幅在第一次反射时大大降低,并且在如以下参照图 7 讨论的第一次反射之后,对高频脉冲的压缩/扩展影响实际上可忽略,同时高中心频率的吸收向下变化遍布于多散射信号的整个传播距离。因此,可以使得在第一阶散射信号和脉冲混响噪声之间的频率距离随着图像中的深度而增大,如图 2 所示。在此图中,201 示出具有信号带宽 $B_1(z)$ 的第一阶反向散射信号的中心频率的期望变体,其中信号带宽 $B_1(z)$ 随着深度而增大,如低频脉冲造成的高频脉冲压缩所产生的周围线 202 所示。由于吸收,脉冲混响噪声的中心频率随着深度而减少,其示例性地示出为在图中 203 所示的线 $f_{rev}(z)$ 。绝对带宽 $B_{rev}(z)$ 实际上与发送带宽相同,并由限制线 204 表示。示出了由于自身失真而造成的第一阶反向散射信号的二次谐波带,并且其中心频率 $2f_1(z)$ 示出为 205,并且带宽 $B_2(z) > B_1(z)$ 示出为限制线 206。二次谐波分量的振幅首先随着深度而增加,然后由于高频分量的吸收,造成随着深度而下降。

对于在所接收信号中的脉冲混响噪声的高度抑制而言,本发明提出使用接收器滤波器,其采用随着深度范围变化的截止频率来抑制较低频率。在图 2 中采用示例的形式示出了接收器带通滤波器,其具有变化的中心频率 $f_{rev}(z)$,由线 207 示例性地示出,具有带宽 $B_{rev}(z)$,该带宽随着深度而改变,如图中边界线 208 所示。在近范围内,在第一阶散射信号的脉冲混响噪声与一次谐波带宽之间的频率差异很低,以至于在频域中不能区分这两个分量。然而,第一阶散射的二次谐波带宽在振幅上快速增大,并且具有低混响噪声,从而如图所示,对于低深度而言,将接收频率设置在一次谐波频带附近,为所接收信号提

供了对于这些深度的脉冲混响噪声的高度抑制。随着 z 增大,在第一阶散射信号的一次谐波分量与脉冲混响噪声之间的频率分离增大,能够在频率上使得接收器滤波器向下变化,还可以增大滤波器带宽,如图所示,以包含在来自第一阶散射信号的一次谐波分量的所接收信号频率分量中。这将给出所接收信号的更高的振幅,因为与二次谐波分量相比,一次谐波分量更加强大和随着深度的衰减更小,因此维持了成像系统对于更深深度的敏感度。 B_{rev} 能够随着深度而增大,因为一次谐波脉冲带宽由于所述的脉冲长度压缩而增大,还包括增大的信号能量的一次和二次谐波分量,或者对于深度范围,可以决定降低频带宽来降低接收器的噪声。此外,当高频脉冲如上所述的从低频脉冲的负空间梯度变化到低频脉冲的正空间梯度时,即从脉冲压缩变化为扩展时,脉冲带宽降低,这能够与降低的 B_{rev} 相匹配。应该注意的是,脉冲混响噪声是在低频范围中的,因此我们能够使用接收器高通滤波器来替换带通滤波器,其中,高通滤波器截止频率随着 z 而向下变化,以包括更多的一次谐波带宽,保持对脉冲混响噪声的高度抑止。

因此,使用这种方法,我们能够与二次谐波成像类似地,保持对于深度范围的一次谐波敏感性并使得脉冲混响噪声得到抑制,实现对密集对象(例如肝脏、肾、乳房等)的更深成像,并且具有更高频率和更好分辨率。在高频脉冲长度中压缩降低还采用前所未见的方式来提高图像中的范围分辨率。使用上述设计的波束曲线,在低频脉冲和高频脉冲之间的相位随着深度而变化,从而对于大深度,将高频脉冲进行扩展,仍旧能够采用适当设计来使得在频域中将脉冲混响噪声与第一阶散射充分分离,从而能够使用接收器带通滤波器有效抑制脉冲混响噪声。因此,本发明的这种修改提供了更深的渗透度,同时在中间区域到近区域中保持了高频率以实现更好的分辨率。

明显的是,对于每个波束方向可发送一个以上的图 1 中所示的脉冲复合体,并且如图 2 所示的对来自每个脉冲的所接收信号进行后续处理,其中,将所述处理后的所接收信号与已知的进一步处理一起使用,以产生图像信号,例如结构信号、移动散射体的多普勒速度信号和从其产生的所有信号,并且对于散射体/组织等等的特征化的深度/

时间上的频率分析对于本领域普通技术人员是已知的。通过使用可能平行发送和/或接收的波束的横向扫描来形成 2D 和 3D 图像。用户不需要对此进行限制。

根据本发明的第二种方法，发送具有在时间上交叠的低频带和高频带中的频率分量的两个或两个以上的脉冲复合体，并且其中，低频脉冲的振幅和/或相位和/或频率从脉冲到脉冲进行改变。该方法提供了另一类型的被接收信号，其具有与根据本发明的先前方法类似的高度抑止的脉冲混响噪声，本方法还实现了对组织中的非线性散射参数进行成像，特别地，对微钙化和微气泡进行成像，并且本方法还提供组织的定量非线性散射和传播参数。我们将参照图 3a 开始描述本方法，图 3 示出发送脉冲，其包括低频分量 301 和 高频分量 302，其中，高频分量位于具有振幅 p_0 的低频脉冲的正峰脊(ridge)。高频脉冲用于成像，在接收器中，可通过滤波去除低频脉冲。当这两个脉冲一起传播通过组织时，低频脉冲的振幅通过压缩率和质量密度的非线性变化影响高频分量的组织散射系数，如下：

$$k^2 v(r; \underline{e}_i \underline{e}_s) = k^2 v_0(r; \underline{e}_i \underline{e}_s) + k^2 v_n(r; \underline{e}_i \underline{e}_s) p_0 \quad (9)$$

$$v_n(r; \underline{e}_i \underline{e}_s) = -2 \frac{\beta_n(r) \kappa_0^2(r) - \beta_{na}(r) \kappa_{0a}^2(r)}{\kappa_{0a}(r)} + \frac{\kappa_0(r) \rho_0(r) - \kappa_{0a}(r) \rho_{0a}(r)}{\rho_0(r)} \underline{e}_i \underline{e}_s$$

现在，非线性压缩率项大于非线性质量密度项 $\sim 2\beta_n \cdot 2.5 \sim 25$ 倍，并且所述两项通常具有相反的符号。采用以 ω_1 为中心的高频脉冲成像将在上述 $2k_1 = 2\omega_1/c$ 附近的频率范围内产生在该参数的范围坐标内的带通滤波器。

另外，例如，我们发送如图 3b 所示的第二脉冲，其中，低频脉冲 303 的极性与脉冲 301 相反，而高频脉冲 304 在脉冲复合体中具有与在图 3a 中的 302 相同的时间位置，从而使得在高频脉冲位置处的低频振幅当前为 $-p_0$ 。由于在公式(9)中的非线性散射参数在所增加的压力 $\pm p_0$ 中为线性的，所以来自图 3b 中高频脉冲 304 的非线性散射信号具有与来自图 3a 中高频脉冲 302 的非线性散射相反的符号。同时，如公式(2)所给出的，来自组织的高频散射的线性分量不受低频

脉冲的影响。

由于由公式(6)所示压力造成的传播速度的非线性变化，高频脉冲的传播速度将在图 3a 和 b 的脉冲之间进行变化，为 $\Delta c/c_{0a}=2\beta_{na}\kappa_{0a}p_0$ 。因此，来自高频脉冲的反向散射信号对于低频脉冲的正负极而进行时间偏移。对于软组织的传播速度 c_{0a} 具有平均值 $\sim 1.54\text{mm}/\mu\text{sec}$ 。在范围 r 中来自散射体的反向散射信号的时间滞后为：

$$t(r) = t_0(r) + \tau(r)$$

$$t_0(r) = 2 \int_0^r \frac{ds}{c_{0a}(s)} \quad \tau(r) = - \int_0^r ds \frac{\beta_{na}(s)\kappa_{0a}(s)p_0(s)}{c_{0a}(s)} \quad (10)$$

其中， s 是沿着波束轴的距离， $t_0(r)$ 是对于 $p_0=0$ 的时间滞后， $\tau(r)$ 是由于低频脉冲对于高频脉冲的传播速度的非线性控制而造成的所加入的非线性传播时间滞后， $p_0(s)$ 是作为深度的函数的在高频脉冲位置处的低频脉冲振幅。以下，我们将 $\tau(r)$ 称为“非线性传播时间滞后”，或“非线性传播延迟”。如联系图 1b 所述，高频脉冲还具有累积的自身失真，其增加了对于特定距离的高频脉冲的谐波带宽，随后由于在更深范围中对高频脉冲的吸收而降低。由于低频带脉冲的低频率 ($\sim 0.1\text{-}1\text{MHz}$)，由低频脉冲所造成的非线性传播滞后在更大深度上将更加明显。在 $t_0(r)$ 中的因数 2 来自向外去的发送脉冲的传播时间滞后和反向散射脉冲的时间滞后的总和。低频分量将仅具有足够高振幅来影响外向去的脉冲的传播速度，因此在 $\tau(r)$ 中没有该因数 2。当对向外去的脉冲进行非线性时间滞后控制时，这种时间滞后控制对于散射信号在所有方向上，也在前向方向上都相同，该控制是对于联系图 9 所示的前向传播速度的控制。

当高频分量和低频分量的相位关系实际上沿着波束恒定时，如图 4 所示，这种时间偏移将随着局部空间平均值 $\beta_{na}\kappa_a$ 而单调改变，其中，401 示出 $\tau_+(r)$ ，在此高频脉冲位于低频脉冲的正峰脊上，402 示出 $\tau_-(r)$ ，在此高频脉冲位于低频脉冲的负谷底。如 403 所示， $\tau_\Sigma(r)$ 是在两个脉冲之间的差值延迟。

对于 $p_0 \sim 1\text{MPa}$ 的低频脉冲振幅，我们得到 $\Delta c/c_{0a} = \beta_{na}\kappa_{0a}p_0 \sim 2 \cdot 10^{-3}$ ，

其是对于范围 $R=300\lambda_1=300c_{0a}T_1$ 的,其中 $T_1=1/f_1$ 是高频脉冲的周期,我们从公式(10)得到最大到 $\sim 0.6T_1$ 的增加的时间滞后 $\tau(R)$,即在高频带中心频率处接近于周期。我们应注意的是,在图 3 中的正负低频脉冲的非线性传播滞后之间的差值是该值的两倍。因此,即使 p_0 的较低振幅下降到例如 $p_0\sim 50\text{kPa}$,仍然能够可根据公式(10)获得相当大的非线性传播延迟,其必须被补偿,以如下所述地充分提取非线性散射信号。采用传输计算机断层摄影成像,我们仅有一种方法来传播并使得在在散射过程中没有信号降低,这允许采用传播计算机断层摄影的至少两个图像范围,因此还允许使得非线性传播延迟的末端大小变为两倍,对此我们返回参考图 9。

现在我们来描述根据本发明的第二种方法,本发明如何通过由低频脉冲对高频脉冲的组织的散射和传输参数的非线性控制来建立图像信号。我们首先检测使用反向散射成像的情形,用 $x_k(t)$ 表示所接的来自序号 k 的发送脉冲的反向散射信号,在图 5 中给出了例子。时间 t 反映了散射的深度并表示快时间,而脉冲数量坐标 k 采样在组织中的较慢变化,其被称为慢时间坐标。沿着慢时间坐标的采样速率是脉冲重复频率 $f_{\text{prf}}=1/T_{\text{prf}}$,其中, T_{prf} 是发送脉冲之间的时间间隔,通常将其选择为比时间 $T_{\text{max}}\sim 300T_1$ 稍微长一些, $T_{\text{max}}\sim 300T_1$ 是从最深图像范围滞后 T_{max} 中收集散射信号所必需的。该图示意性地示出了作为快时间的函数的 5 个慢时间样本 501-505 信号的所接收信号。所述信号由于如下的影响而根据慢速时间坐标进行变化:

一低频率脉冲 p_{0k} 中的变化,其是 k 的函数。在根据本发明的一些情况中,低频脉冲的振幅是 $p_{0k}\sim (-1)^k$ 。这给出了由于具有慢时间频率 $f_{\text{prf}}/2$ 的非线性散射和传播所造成的对于固定时间 t 的慢时间坐标中的所接收数据的变化,如下面所描述的。

一在高频波束的范围方向上,散射体和传感器阵列之间的移动。这造成了在对于固定时间 t 的慢时间坐标中的所接收数据的多普勒频移。

一在波束的横向方向上,散射体和传感器阵列之间的移动。例如

这个现象存在于例如使用超声波束的横向机械方向扫描或者心壁的移动，并造成沿慢时间坐标的信号的频率展宽。

在低频脉冲在发送脉冲之间转换极性，即 $p_{0k} \sim (-1)^k$ ，以及散射体正在移动的情况下，高频率信号 $x_k(t)$ 的反向散射一阶谐波频带的数学模型可以写成如下形式：

$$\hat{x}_k(t) = \left\{ u_{1k} \left(t - (-1)^k \tau(t) \right) + (-1)^k u_{nk} \left(t - (-1)^k \tau(t) \right) \right\} e^{i\omega_1 t + i\omega_d T_{prf} k - i\omega_1 \tau(t) (-1)^k} \quad (11)$$

在此， $\omega_d = -2\omega_1 v_r / c_0$ 是散射体的平均多普勒频移，其中散射体以平均径向速度 v_r 沿着波束在每个范围细胞中远离传感器。 $u_{1k}(t)$ 是线性反向散射的散射信号的复合包络， $u_{nk}(t)$ 是具有低频脉冲的正振幅 p_0 的来自序号为 k 的高频脉冲的非线性反向散射信号的复合包络。这些包络随着脉冲数量坐标 k 而变化，这是因为散射体和波束彼此相对移动，并且在范围细胞内的散射体以不同的速度移动，两种情况都造成在慢时间坐标中的信号频率展宽。 $\tau(t)$ 是非线性传播滞后，其是低频脉冲的正振幅的快范围-时间坐标的函数。为了简单起见，我们使用了所接收信号的解析形式 $\hat{x}_k(t)$ ，其中，物理的无线频率超声信号为 $x_k(t) = \text{Re}\{\hat{x}_k(t)\}$ 。该解析信号可以从物理信号中获得 $\hat{x}_k(t) = x_k(t) + iH\{x_k(t)\} = \tilde{x}_k(t) \exp\{i\omega_1 t\}$ ，其中 $H\{\}$ 表示信号的希耳伯特变换， $\tilde{x}_k(t)$ 是信号的复合包络。

二次谐波频带可以采用与公式(11)类似的公式表示，其中，角频率是 $2\omega_1$ ，多普勒频率是 $2\omega_d$ ，非线性散射信号非常低因此除了来自微气泡的散射之外都可以忽略。二次谐波频带具有受到抑制的脉冲混响噪声，这可以帮助估计非线性传播延迟，关于这点我们返回参考公式(21)。

与包络的延迟转换 $t - (-1)^k \tau(t)$ 相比，随着相位转换 $(-1)^k \omega_1 \tau(t)$ ，非线性延迟的在脉冲之间的转换 $(-1)^k \tau(t)$ 对相位有很强的影响，这是因为信号的带宽是受限的。为了使得包络上的延迟转换效果形象化，我

们将包络分解为在 t 周围的偶函数和奇函数，这样使得我们可以把所接收信号的复包络表示如下：

$$\tilde{x}_k(t) = \left\{ \left(u_{1k}^e(t, \tau(t)) - u_{nk}^o(t, \tau(t)) \right) + (-1)^k \left(u_{nk}^e(t, \tau(t)) - u_{1k}^o(t, \tau(t)) \right) \right\} e^{i\omega_d T_{prf} k - i\omega_1 \tau(t) (-1)^k} \quad (12)$$

$$u_{qk}^e(t, \tau) = \frac{1}{2} \left\{ u_{qk}(t + \tau) + u_{qk}(t - \tau) \right\} \quad q = 1, n$$

$$u_{qk}^o(t, \tau) = \frac{1}{2} \left\{ u_{qk}(t + \tau) - u_{qk}(t - \tau) \right\}$$

在此，上标 e 表示时间 t 周围 τ 内的偶分量， o 表示时间 t 周围 τ 内的奇分量。偶数分量是指不随 τ 的符号变化而改变的部分，而奇分量则随着 τ 的符号变化而改变符号。我们表示为 $(-1)^k = \exp\{i\pi k\} = \exp\{ikT_{prf}\omega_{prf}/2\}$ ，其中， $\omega_{prf} = 2\pi/T_{prf}$ 是角度脉冲重复频率，因此是在慢时间坐标中的角度采样频率。引入这个表达式我们可以进一步把公式(12)变成：

$$\begin{aligned} \tilde{x}_k(t) = & \left\{ \underbrace{\left(u_{1k}^e - u_{nk}^o \right) \cos \omega_1 \tau(t)}_A - i \underbrace{\left(u_{nk}^e - u_{1k}^o \right) \sin \omega_1 \tau(t)}_B \right\} e^{i\omega_d T_{prf} k} \\ & + \left\{ \underbrace{\left(u_{nk}^e - u_{1k}^o \right) \cos \omega_1 \tau(t)}_C - i \underbrace{\left(u_{1k}^e - u_{nk}^o \right) \sin \omega_1 \tau(t)}_D \right\} e^{i(\omega_d + \omega_{prf}/2) T_{prf} k} \end{aligned} \quad (13)$$

对于固定快时间 t ，信号是在包含有 4 个分量(频率线)的慢时间坐标 k 中，如图 6a 中所示，在此，601 示出以平均多普勒频移 ω_d 为中心的频率线 A: $(u_{1k}^e - u_{nk}^o) \cos \omega_1 \tau(t) \exp\{i\omega_d T_{prf} k\}$ ，602 示出以 $\omega_d + \omega_{prf}/2$ 为中心的频率线 B: $-i(u_{1k}^e - u_{nk}^o) \sin \omega_1 \tau(t) \exp\{i(\omega_d + \omega_{prf}/2) T_{prf} k\}$ ，603 示出以 $\omega_d + \omega_{prf}/2$ 为中心的频率线 C: $(u_{nk}^e - u_{1k}^o) \cos \omega_1 \tau(t) \exp\{i(\omega_d + \omega_{prf}/2) T_{prf} k\}$ ，604 示出了以 ω_d 为中心的频率线 D: $-i(u_{nk}^e - u_{1k}^o) \sin \omega_1 \tau(t) \exp\{i\omega_d T_{prf} k\}$ 。

这些线是通过将具有非线性传播延迟的在脉冲之间的转换

$(-1)^k \tau(t)$ 的线性和非线性散射进行混合来产生的。在没有非线性延迟转换,也就是 $\tau=0$ 的情况中,奇数分量变成零而偶分量等于初始包络。线 602 和 604 消失并且所有的线性散射能量都包含在以 ω_d 为中心的线 601 中,而非线性散射能量都包含在以 $\omega_d + \omega_{prf}/2$ 为中心的线 603 中。

非线性传播延迟转换的影响在信号的相位中是最强的,这是因为有限的信号带宽,在此,其产生一个混合有频移 $\omega_{prf}/2$ 的频率。由于其通过线性散射的包络的奇分量 $u_{1k}^o(t)$ 和非线性散射的包络的奇分量 $u_{nk}^o(t)$ 而参与到包络 $t(-1)^k \tau(t)$ 中,因此其还产生一个混合有频移 $\omega_{prf}/2$ 的频率,而包络延迟转换对于包络的偶分量不造成频移影响。相位中的延迟偏移造成部分线性散射能量从以 ω_d 为中心移动到以 $\omega_d + \omega_{prf}/2$ 为中心的线 602,其是由偶分量 u_{1k}^e 表示的。在相位和包络中的组合转换将部分能量从以 ω_d 为中心移动到以 $\omega_d + \omega_{prf}/2$ 为中心,然后回到以 ω_d 为中心作为奇分量 u_{1k}^o 所表示的线 604 的一部分。类似的,非线性延迟转换通过相位的转换,把部分非线性散射能量从线 603 移动到线 604,并由偶分量 u_{nk}^e 表示,而在相位和包络中的组合转换将部分能量从以 $\omega_d + \omega_{prf}/2$ 为中心移动到以 ω_d 为中心,然后回到以 $\omega_d + \omega_{prf}/2$ 为中心作为奇分量 u_{nk}^o 所表示的 602 线的一部分。

我们注意到随着 τ 的增加,线 601 的振幅下降 $\sim \cos \omega_1 \tau(t)$,而线 602 的振幅增加 $\sim \sin \omega_1 \tau(t)$ 并在 $\omega_1 \tau(t) = \pi/2$ 处变成最大,而在该处线 601 为零。这意味着绝大部分线性散射能量由于相位的延迟转换而从以 ω_d 为中心移动到以 $\omega_d + \omega_{prf}/2$ 为中心,但一些线性散射能量混合回以 ω_d 为中心作为通过 $u_{1k}(t)$ 的奇分量线 604 的部分。同样的效果在非线性散射中也存在,其中,随着 τ 的增加线 603 的振幅下降 $\sim \cos \omega_1 \tau(t)$,而线 604 的振幅增加 $\sim \sin \omega_1 \tau(t)$ 并在 $\omega_1 \tau(t) = \pi/2$ 处变成最大,而在该处线 603 为零。绝大部分非线性散射能量由于相位的延迟转换而从以 $\omega_d + \omega_{prf}/2$ 为中心移动到以 ω_d 为中心,但一些非线性能量混合回以 $\omega_d + \omega_{prf}/2$ 为中心作为通过 $u_{nk}(t)$ 的奇分量的线 602 的一部分。

如果范围细胞也能覆盖流动的血液,那么血液造成的线性散射会产生额外的并且通常更宽的频谱,在此能量会在 605 和 606 之间划分,

其中 605 具有初始多普勒频移 $\omega_d = -2\omega_1 v_r / c$, v_r 表示扩展血流速度, 606 具有频率 $\omega_d + \omega_{prf}/2$ 。血液信号与非线性传播延迟中的转换的混合遵循与在 601 和 602 中的组织组织造成的线性散射相同的规律。然而, 血液造成的非线性散射非常微弱以至于会消失在噪声中。

在公式(11-13)中的信号模型仅仅包括第一阶散射信号, 其中, 向外去的高频脉冲跟随着低频脉冲。采用向外去的高频脉冲的多散射(也称为混响), 从这个模型中我们得到对多散射信号的一些修正。低频散射脉冲的振幅是低的, 因此它对于散射高频脉冲的传播速度的非线性延迟影响(公式 6,10)可以忽略。这对于在体壁中的向外去的脉冲的混响来说尤其重要, 在此, 图 7a 显示了变频器阵列 701 和体壁反射器的示例结构。702 显示了在阵列前面的强反射器。发送脉冲沿着 703 所指示的路径, 其中, 在反射器 702 上的第一撞击时的脉冲部分地按照 704 发送, 部分地按照 705 反射。所反射脉冲再次被变频器表面或者其他强反射器反射, 产生被反射脉冲 706, 其再次被部分地发送和部分地反射, 并一直持续。

对于正低频脉冲, 在图 7b 中的 708 示出了来自更深的反射器 707 的被反射原始脉冲, 对于负低频脉冲则由 709 示出, 在此, 这些脉冲具有由在公式(10)中的非线性传播延迟中的变化造成的延迟差异。对于正低频脉冲, 来自反射器 702 的二次反射脉冲示出为 710。当在 702 上的第一次反射时, 脉冲振幅下降, 与前向传播脉冲相比, 低频脉冲振幅的下降很大程度上减小了公式(10)的时间滞后控制。对于负低频脉冲, 来自 702 的二次反射脉冲将因此在来自 710 的延迟中具有很小的差异, 因此该二次反射脉冲在图中表示为覆盖 710 的 711。因此, 体壁中向外去的脉冲的脉冲混响将是以 $\omega=0$ 为中心的频率线, 如图 6a 中的点线 607 所示, 在此, 在 $\omega_{prf}/2$ 附近的延迟混合线在振幅上是很低的。

现在我们要描述和讨论如何能够从所传播和散射的超声信号中提取几个新的图像参数, 以形成组织、血液和散射体的速度的新的改善的超声图像。参数提取可以根据所接收信号序列 $x_k(t)$ 进行例证。

根据本发明所提取的第一图像信号是基于通过在 $\omega_{prf}/2$ 附近的慢

时间域中对所接收序列进行带通滤波（例如在图 6a 中的带通滤波器 610 所示的）而获得的经过混响校正的散射信号。该滤波器极大地削弱了混响线 607 并提取线 602 和 603，在此，线性散射分量高度控制在这两条线中的非线性散射分量。在用于削弱低频慢时间分量同时使得在一个频带中的慢时间分量通过的滤波器中把所接收的高频信号进行合并，如同多普勒图像处理所做的，就能够得到一组经过混响校正的线性散射信号：

$$\tilde{z}_{1k}(t) = -\left\{u_{1k}^o(t, \tau(t)) \cos \omega_1 \tau(t) + i u_{1k}^e(t, \tau(t)) \sin \omega_1 \tau(t)\right\} e^{i(\omega_d + \omega_{prf}/2) T_{prf} k} \quad (14)$$

这些信号的振幅随着 τ 单调递增。通过选择低频率区域的适当频率(例如 $\omega_0 \sim \omega_1/10$)，低频率区域的吸收衰减将在图像范围内非常低，在不同的组织和个体中变化很小。因此，我们能够设计低频率区域和脉冲振幅，使得我们得到如图 4 的 $\tau(t)$ 的单调递增，以得到针对经过混响校正的线性散射的单调递增的深度变化的处理增益函数，如图 7c 中的 711 所示。设计低频率区域，使得 $\omega_1 \tau(T_{\max}) = \pi/2$ ，其中 T_{\max} 是最大时间范围，我们在 T_{\max} 处接近该增益曲线的最大值。这个深度变化的处理增益将与在超声成像设备中可用的受用户控制的深度变化增益参与到一起，降低了在深度增益控制上对用户接口的需求。对象(例如心肌)的移动能够造成与公式(14)中的分量一起通过滤波器的多普勒频移。这可以是一个优点，即静态体壁脉冲混响噪声很大程度上削弱，该移动帮助来自对象结构的第一阶信号通过滤波器，从而改善了图像，例如心脏的上端区域的图像。

滤波器输出将包含线 602 和 603 的非线性散射分量：

$$\tilde{z}_{nk}(t) = \left\{u_{nk}^e(t, \tau(t)) \cos \omega_1 \tau(t) + i u_{nk}^o(t, \tau(t)) \sin \omega_1 \tau(t)\right\} e^{i(\omega_d + \omega_{prf}/2) T_{prf} k} \quad (15)$$

其在 $\tau=0$ 时为最大，并且随着 τ 增加而随深度而递减。然而，公式(15)中的非线性散射信号分量与公式(14)中的线性散射信号分量相比是

可以忽略的。

在带通滤波器之后的信号能够根据已知方法进行进一步的多普勒处理，来产生散射体速度的多普勒频谱和径向多普勒图像线，因此在此通过波束的横向扫描就会产生完整的 2D 或 3D 图像。该方法对于心肌移动和机械应变的多普勒估计尤其有用，因为混响噪声很强地干扰这些估计。对于血液流速测量，应该注意，在 $\omega_{\text{prf}}/2$ 周围存在公式(14)中的组织杂波信号，为了抑制该组织杂波以便估计血液信号，可以使用在 $\omega_{\text{prf}}/2$ 附近的在慢时间中的带阻滤波器，或者可以将信号从 $\omega_{\text{prf}}/2$ 频率混合到 $\omega=0$ ，并在估计血液信号的多普勒频率之前使用标准高通杂波滤波器。

对于每个 k 可使用稍微不同而且交叠的波束方向，例如使用采用环形阵列的波束的连续扫描获得的波束方向。然后，也可以使用 IIR 滤波器进行慢时间滤波(带通、低通、高通)，在此在公式(75)中示出了用于类似处理的低通滤波器。

根据本发明的第一信号用于对于脉冲混响得到抑制的线性反向散射的强度的径向图像线，该信号可以作为公式(14)的 $\tilde{z}_{1k}(t)$ 中的一个的包络，或者作为几个 k 的 $\tilde{z}_{1k}(t)$ 的平均包络来获得。也可以形成一组所接收高频信号 $x_k(t)$ 的线性组合，例如类似于不具有延迟校正的公式(19)，该组合削弱 $\omega=0$ 附近的慢时间频率分量同时使得在 $\omega_{\text{prf}}/2$ 附近的慢时间频率分量通过，以产生信号 $z_1(t)$ 作为由波束方向所确定的径向图像线的经过混响校正的线性散射信号，并形成包络 $a_1(r)$ 为：

$$a_1(r) = \text{Env}\{z_1(2r/c)\} \quad z_1(t) = \sum_k (-1)^k h_k x_k(t) \quad (16)$$

其中， $\text{Env}\{\}$ 是包络操作符， $r=ct/2$ 是沿波束的深度范围， $z_1(t)$ 的公式是如公式(19)中的示例性的带通组合。然后通过波束的横向扫描获得完整的 2D 和 3D 图像。

通过压力对非线性传播速度控制的累积延迟影响降低了脉冲混响，该影响与形成在谐波成像中使用的前向传播脉冲中的谐波失真的影响相同。然而，使用本方法，低频脉冲造成非线性传播，所述低频脉冲具有非常低的吸收，使得该方法的敏感度与一次谐波成像相似。

这允许使用比二次谐波成像更高的成像频率并具有改善的分辨率，尤其是允许在像肝脏、肾脏和乳房等的密集对象中的深度范围内进行更好的成像。

由于采用该方法的发送波束是一次谐波波束，因此用该方法更加容易得到比二次谐波发送波束更宽的发送波束。这就允许使用更多的平行接收波束来增加 3D 超声成像的帧速率。

为了从线性散射分量中分出非线性散射分量，必须对所接收信号进行延迟校正(时移补偿)，从而使得转换非线性传播延迟的频移混合对于线性信号而消失，并且线 602 消失，只留下在 $\omega_{prf}/2$ 附近频带中的非线性散射线 603。延迟校正将依赖于与高频脉冲相关的低频脉冲的振幅和/或相位，并且也根据公式(10)随深度而变化，如图 4 中例证的那样。

根据本发明的一个方面，可以通过使得以下公式中的能量最大化来估计延迟校正 $\tau_k(t)$:

$$\hat{z}_{1c}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \hat{x}_k(t + \tau_k(t)) \quad (17)$$

通常没有参考信号，所以为了决定延迟校正，必须使用其中的一个信号作为参考，在此，该信号的延迟校正就变成零。因此我们仅仅能够按照下面讨论的方法决定 K-1 个独立延迟校正。总和代表了使用以下频率传递函数的在慢时间域中的低通滤波器。

$$H_1(\omega) = e^{i(K-1)\pi\omega/\omega_{prf}} \frac{\sin K\pi\omega/\omega_{prf}}{\sin \pi\omega/\omega_{prf}} \quad (18)$$

可以使用低通滤波器的其他变体，例如图 6b 中的 611 所示。这是例如通过将权重 w_k 引入到公式 17 的总和中而获得的，为 FIR 滤波，但是也能够使用 IIR 滤波器，尤其是采用根据已有方法的采用环形阵列得到的波束的连续扫描。

延迟校正 $\tau_k(t)$ 引入频率混合，所述频率混合把全部线性散射能量移至图 6b 中的以 $\omega=0$ 为中心的线 621，这是因为在公式(17)中的延迟校正也去掉了如下所述的多普勒偏移 ω_d 。延迟校正的频率混合还把非线性散射能量移至以 $\omega=\omega_{prf}/2$ 为中心的线 622。

因此，非线性散射信号可以在延迟校正后得到：

$$\hat{z}_{nc}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} (-1)^k h_k(t) \hat{x}_k(t + \tau_k(t)) \quad (19)$$

在此，总和表示 $\omega_{prf}/2$ 附近的带通滤波器，其例如在 $h_k(t) = 1$ 是采用如下形式：

$$H_n(\omega) = e^{i(K-1)\pi\omega/\omega_{prf}} \frac{\sin K\pi\omega/\omega_{prf}}{\cos \pi\omega/\omega_{prf}} \quad (20)$$

在此， $h_k(t)$ 的其他值造成对这个滤波器的修正，例如对于图 6b 中 610 所示的滤波器。

公式(17, 19)中的线性组合给出了在慢时间域中的一个信号输出，在此，对于本领域技术人员清楚的是，将该公式作为 FIR 或者 IIR 滤波器进行修改，其在慢时间域中产生一组输出信号，这与参考公式(14, 16)所讨论的情况类似。这些慢时间域中的信号组用于在慢时间域中对信号进行进一步多普勒处理，以根据已有方法来形成组织和血液的多普勒速度或应变图像。

为了估计延迟校正，我们可以根据本发明的一个实施例，把接收到的时间/深度间隔 T 划分成更短的时间间隔 $\{T_i, i=1, \dots, I\}$ ，其可以交叠，从而使得 $T \leq \sum_i T_i$ ，并且我们分别估计每个间隔 T_i 的最优延迟校正。则 T_i 中的能量 $z_i(t)$ 就可以按照如下函数给出：

$$J_{li} = \int_{T_i} dt \left| \hat{z}_{lc}(t) \right|^2 = \sum_{k,l} \hat{R}_{kl}^i (\tau_{il} - \tau_{ik}) \quad (21)$$

$$\hat{R}_{kl}^i (\tau_{il} - \tau_{ik}) = \int_{T_i} dt \hat{x}_k^*(t + \tau_{ik}) \hat{x}_l(t + \tau_{il})$$

并且，通过使得 J_{li} 相对于 τ_{ip} 最大化来估计延迟校正，最大化过程的示例如下给出。

图 1 中联系公式(6)所述的高频脉冲的非线性自失真，造成了随着传播距离的一次谐波高频带中的谐波下变换。这个下变换对于负 p_0 而言比正 p_0 有细微不同，造成对于正负 p_0 而言，来自组织的线性散射的一次谐波高频信号的振幅有着细微不同。而且，发送放大器中

的不精确使得难以准确地发送指定振幅，导致在所接收信号中的振幅不准确。对于公式(19)中的线性散射高频信号的改进抑制，我们可以让 h_k 随着 k 而变化，这样 $z_{nc}(t)$ 中的能量将在每个间隔 T_i 上被最小化。该 h_k 可以在信号的延迟校正之后通过相对于 h_k 在每个间隔中使得 $z_{nc}(t)$ 中的能量最小化来得到。这就降低到最小化以下公式：

$$J_{ni} = \int_{T_i} dt |\hat{z}_{nc}(t)|^2 - \lambda_i \sum_k h_{ik}^2 = \sum_{k,l} h_{ik} h_{il} \hat{N}_{kl}^i(\tau_{il} - \tau_{ik}) - \lambda_i \sum_k h_{ik}^2 \quad (22)$$

$$\hat{N}_{kl}^i(\tau_{il} - \tau_{ik}) = (-1)^{k+l} \hat{R}_{kl}^i(\tau_{il} - \tau_{ik})$$

在公式(53-56)中给出的最小化过程的示例。当低频脉冲的振幅和/或极性和/或相位和/或频率在发送脉冲之间变化时， h_k 中的变化也关注着高频分量的发送振幅中的变化。然后，通过最大化 J_{li} 来有效地获得延迟 τ_{ip} ，而通过最小化 J_{ni} 来获得该 h_k 。

J_{li} 的最大化估计了每个间隔 T_i 的平均延迟校正。对于根据公式(17)的最佳校正，应该把这些延迟估计分配给在相应间隔 T_i 内的点上，并在这些选定点之间的快时间 t 的每个样本点上产生插值的延迟校正估计 $\tau_k(t)$ 。例如，这些选定点可以是间隔的中心或者是在相应间隔中所接收信号中的能量的重力点，或者类似。可以使用几种插值方法，比如线性插值、任何程度的样条插值和傅立叶插值。

在图 6a 中的线 605 和 606 中的来自血液的线性散射信号将采用与来自组织的线性散射信号相同的方式，在延迟校正过程中移至图 6b 中的 623，之后可以根据已知的多普勒处理方法对其进行处理。对于 607 中的混响信号，延迟校正的频率混合造成能量扩展到以 $-\omega_d$ 为中心的线 624 和以 $\omega_{prf}/2 - \omega_d$ 为中心的线 625。

由于在公式(21)中的 J_{li} 的最大化，在对非线性传播延迟的校正的估计中，混响噪声将引入误差，并且延迟校正的频移混合将在延迟校正(线 625)之后在与非线性散射相同的慢时间频带中引进混响噪声，因此在例如根据公式(19)的非线性散射信号估计中引入噪声。因此，在以下公式(24-30)中所述的图像信号将比根据公式(14,16)的图像信号更多地受到混响噪声的影响。正如联系图 2 所讨论的，所接收高频

信号的二次谐波分量将具有对混响噪声的充分抑制。由于强混响噪声，有利的是，使用在公式(21)中的反向散射信号的二次谐波分量进行非线性传播延迟的估计，然后再对一次谐波分量进行延迟校正来如上述一样估计非线性散射信号。在 US 专利 6,485,423 和 US 专利 6,905,465 中描述的方法可以与本发明结合使用，来减少在非线性延迟估计中的脉冲混响的影响。

下面，我们将根据本发明的第三种方法，公式(40-42)，和第四方法，公式(43-46)，其中，在传播延迟的估计中直接抑止脉冲混响噪声的影响。在我们讨论这些方法之前，我们应该看一下我们是如何利用本发明的第 2-4 种方法来提取多个图像参数的。

如公式(17)中所表示的采用 Z_{lc} 的 J_{li} 的最大化引入了对于在间隔 T_i 内由于对象/传感器的位移所造成的非线性传播时间滞后和平均多普勒时间滞后的延迟校正。其原因是公式(17,18)中的总和滤波器具有慢时间频率响应，该响应在 $\omega=0$ 时最大，并且当所有的线性能量都移动到以 $\omega=0$ 为中心时得到 J_{li} 的最大值。采用具有在 $\omega=0$ 附近的扁平响应和在 $\omega_{prf}/2$ 附近具有强衰减的慢时间低通滤波器，可以得到 J_{li} 的最大值，其只产生非线性传播延迟，其中，线 602 和 603 的线性散射能量移至滤波器通带，并且不需要对多普勒延迟的校正。然而，这样一个滤波器很难做到具有用于每个径向图像线的有限数量的慢时间脉冲，因此我们通过使用在 $\omega=0$ 具有受限的最大值的低通滤波器来得到最鲁棒的估计。然后，延迟校正估计将总传播延迟表示为对象散射体与传感器之间的相对运动的非线性传播延迟和平均多普勒位移延迟(或多普勒延迟)的总和。

如联系公式(17)所述，我们可以估计 $K-1$ 个非线性传播延迟，也就是比信号数量少一个。采用 3 个或更多的信号，针对公式(11-13)中所建模的信号的延迟校正的准确估计和在 $\omega=0$ 处具有最大频率响应的滤波器则给出了没有误差的延迟校正作为总传播延迟，其是非线性传播延迟和多普勒延迟的总和。

$$\tau_k(t) = (-1)^k \tau(t) + 2v_r(t) T_{prf} k / c = (-1)^k \tau(t) + k\tau_d \quad (23)$$

其中, $\tau_d = 2v_r(t)T_{prf}/c$ 是由于在发送脉冲复合体之间的径向散射体移位 $2v_r(t)T_{prf}$ 造成的多普勒位移延迟。多普勒相移和多普勒频率可以写为:

$$\begin{aligned} \varphi_{dk}(t) &= -\omega_1(\tau_k(t) + \tau_{k-1}(t))/2 = -(2k-1)\omega_1\tau_d/2 & \text{a)} \\ \omega_{dk}(t) &= \{\varphi_{dk}(t) - \varphi_{d,k-1}(t)\}/T_{prf} = -\omega_1\tau_d/T_{prf} = -2\omega_1v_r(t)/c & \text{b)} \end{aligned} \quad (24)$$

该多普勒估计可以用于确定组织(例如心肌)的径向位移(来自公式(24a)中的相位)和速度(来自公式(24b)中的角频率), 以及作为径向位移的径向梯度和散射体速度的径向应变和应变率。为了估计例如血液或其他体液的杂波噪声中的散射体的多普勒频移, 如图 12 所述的和根据现有技术中已知的, 在多普勒估计之前首先使用杂波高通滤波器。对于沿着径向波束方向的散射体的机械应变的估计从沿着快时间的 $\varphi_{dk}(t)$ 的微分中获得。类似地, 可以从沿着快时间的 $\omega_{dk}(t)$ 的微分中获得对散射体的径向机械应变率的估计。

非线性传播延迟表示如下:

$$\tau(t) = \{\tau_k(t) - \tau_{k-1}(t)\}/2(-1)^k - \tau_d/2(-1)^k \quad (25)$$

由于 τ_{ik} 的估计包含误差, 因此能够通过相邻的 k 上对公式(24,25)进行平均来降低估计误差。随着散射体的横向移动或超声波束的快速机械扫描, 由于在脉冲之间, 在波束中的组织物质的交换造成对于 k 会有 $\tau_{i,k}$ 的固有变化, 在此, 应该将脉冲数量(k)限制到平均值以上。

因为由于低频率脉冲的低吸收, $p_0(r)$ 可以从事前的测量中确定, 因此能够从非线性传播延迟中估计第一定量非线性成像参数, 其表示物质的非线性前向传播属性。在相邻间隔 T_i 之间的延迟校正中的增量表示非线性前向传播参数, 其可以写为:

$$\delta\tau_{i,k} = \tau_{i,k} - \tau_{i-1,k} = -\frac{T_i}{2}\beta_{nia}\kappa_{ia}p_{0ik} \quad (26)$$

其中, β_{nia} 和 κ_{ia} 是在与 T_i 相对应的范围间隔上的空间平均值, p_{0ik} 是

在与序号 k 的发送脉冲相对应的相同范围间隔中的低频分量的平均振幅。则能够从公式(26)中获得第一定量非线性图像参数/信号(非线性传播图像参数):

$$np_i = -\frac{2\delta\tau_{ni,k}}{T_i P_{0ik}} = \beta_{nia} K_{ia} \quad (27)$$

根据本发明的用于成像的第二信号是公式(19)的非线性散射信号 $z_{nc}(2r/c)$ 的包络 $a_{nc}(r)$ 。该包络与物质中的非线性散射参数有关:

$$a_{nc}(r) = Env\{z_{nc}(2r/c)\} \sim k_1^2 v_n(r) p_0(r) G(r) \exp\left\{-2f_1 \int_0^r ds \mu(s)\right\} \quad (28)$$

在此, 如联系公式(2,9)所讨论的在 $2k_1$ 附近对 $v_n(r)$ 进行带通滤波, 并将其与在对于范围 r 的高频波束曲线上的低频脉冲的振幅 p_0 一起进行横向平均。指数项描述了组织中的高频超声脉冲的吸收衰减, 并且通过在超声设备中的用户可调的时间/深度增益补偿 $G(r)$ 来对该指数项进行补偿。

通过与延迟校正后的线性散射信号包络, 即公式(17)的 $z_{lc}(t)$, 进行比较就会得到吸收因子, 其与组织中的线性散射参数和超声吸收相关, 为:

$$a_{lc}(r) = Env\{z_{lc}(2r/c)\} \sim k_1^2 v_1(r) G(r) \exp\left\{-2f_1 \int_0^r ds \mu(s)\right\} \quad (29)$$

在此, 在 $2k_1$ 附近对 $v_1(r)$ 进行带通滤波, 并如上所述的, 在对于范围 r 的高频曲线上对其进行横向平均。

当 $p_0(r)$ 已知时, 例如通过如上所述的计算和测量来得到, 我们能够将在公式(28,29)中的信号合并, 来获得组织的第二定量非线性图像参数信号, 即定量非线性散射参数/信号:

$$ns(r) = \frac{a_{nc}(r)}{a_{lc}(r) p_0(r)} = \frac{v_n(r)}{v_1(r)} \quad (30)$$

这个调节后的时移则带有在局部间隔 T_i 上进行平均后的传播信息 $\beta_{nia} K_{ia}$, 而非线性散射信号 $z_{nc}(t)$ 带有在 T_i 间隔内的 $\beta_n K$ 中的局部

空间波动的信息。也可以使用沿着快时间将 τ_{ik} 插值到 $\tau_k(t)$ 的插值结果, 并让公式(26,27)表示沿着快时间样本的差别, 来得到非线性图像参数 np_i 的更加平滑的形式 $np(t)$ 。类似的, 可以把 np_i 的值分配给在间隔 T_i 内的点并对在这些点之间的值进行插值以呈现图像, 这与上面描述的传播延迟的插值相类似。

联系图 2 和公式(14)所述的降低脉冲混响的方法可以与对波前象差的校正进行估计的方法(例如在美国专利 6,485,423, 美国专利 6,905,465 和美国专利申请 10/894387 中所描述的方法)结合使用, 以减小混响噪声对象差校正估计的破坏性效果。对于象差校正, 可以使用具有 2 维元件分布的超声传感器阵列, 并且在波束形成器中最终求和之前, 对每个元件的信号进行校正, 或者在很多情况下, 可以将来自相邻元件的信号合并为子孔径信号, 在此, 在最终波束求和之前对子孔径信号进行象差校正, 而不是直接对单个元件信号进行校正。当在象差校正的估计之前对所有元件(或者子孔径)进行脉冲混响噪声抑制时, 得到象差校正的估计的最佳结果, 但是也可以对求和后的波束信号进行脉冲混响噪声抑制, 这是因为在元件信号与求和后的波束信号之间的相互关系中的脉冲混响效果降低了, 如在所引用的专利中所述。

将超声传播速度的空间变化写成 $c_{0a}(\underline{r})=c_0+\Delta c_{0a}(\underline{r})$, 在此 c_0 是在根据同类物质的假设计算波束形成器延迟时所假设的恒定传播速度 ($\sim 1.54\text{mm}/\mu\text{sec}$), 我们可以将波前象差延迟近似为:

$$\tau_{ab}(\underline{r}) = - \int_{\Gamma(\underline{r}, \underline{r}_f)} \frac{ds}{c_0} \frac{\Delta c_{0a}(s)}{c_0} \quad (31)$$

在此, \underline{r} 是实际元件或子孔径的阵列表面上的元件位置向量, \underline{r}_f 是波束焦点的位置向量, $\Gamma(\underline{r}, \underline{r}_f)$ 是从元件中心 \underline{r} 到焦点 \underline{r}_f 的放射路径。在物质之间的质量密度和压缩率之间变化具有强相关性, 其根据公式(3)暗示了压缩率的变化和传播速度的变化之间的相互关系为:

$$\frac{\Delta c_{0a}(s)}{c_0} \approx -\beta_c (\beta_{na}(s)\kappa_{0a}(s) - \beta_{n0}\kappa_0) = -\beta_c (np_i(\underline{r}) - np_{avg}) \quad (32)$$

在此 β_c 是通过试验确定的比例常数，我们注意到 $\beta_{na}\kappa_a=np$ 是公式(27)中的定量非线性传播参数，该参数是对于由阵列表面上的位置 \underline{r} 所定义的每个元件或子孔径信号而进行估计的。 $\beta_{n0}\kappa_0$ 和 np_{avg} 是所有元件和延迟间隔的空间平均参数。将该表达式插入到公式(31)中，我们得到象差校正的近似估计：

$$\tau_{ab}(\underline{r}) \approx \frac{1}{c_0} \sum_i (np_i(\underline{r}) - np_{avg}) \quad (33)$$

该最后总和是与 \underline{r} 不相关的。该估计也用作对于以上引用的专利和专利申请中所给出的过程的初始估计。

$np_i(\underline{r})$ 随 \underline{r} 的变化主要是由通过体壁的传播所造成的，并且 $\tau_{ab}(\underline{r})$ 随着元件或子孔径位置 \underline{r} 而进行的变化造成了象差，因此可以通过对公式(33)中的仅仅轻微通过体壁的间隔 i 求和来获得良好的结果。在这个临近域区域中，可以将低频域设计为使得 $p_0(\underline{s})$ 对每个元件而言在体壁中近似恒定，从而能够将其从公式(10)中的对 $\tau(\underline{r})$ 的积分中取出来。这样我们看到，我们能够将象差校正延迟直接与通过体壁的非线性传播延迟关联起来，并在所有元件上减去 $\tau(\underline{t})$ 的空间平均值， τ_{avg} ，即

$$\tau_{ab}(\underline{r}) \approx -\frac{\beta_c}{p_{avg}(\underline{r})} (\tau(\underline{r}) - \tau_{avg}) \quad (34)$$

$$\tau(\underline{r}) = - \int_{\Gamma(\underline{r}, R_b)} \frac{ds}{c_{0a}(\underline{s})} \beta_{na}(\underline{s}) \kappa_{0a}(\underline{s}) p_0(\underline{s})$$

在此， $p_{avg}(\underline{r})$ 是沿着从元件位置 \underline{r} 通过具有厚度 R_b 的体壁的传播路径 $\Gamma(\underline{r}, R_b)$ 的低频域 $p_0(\underline{s})$ 的空间平均。

非线性参数 β_n 像压缩率 κ 那样对于硬物质变得很低。因此，尤其是在软组织和硬组织(例如带有高密度的结缔纤维分子、钙化或其他高密度物质的组织)之间的交接面处，非线性散射就会变强。类似地，在与诸如脂肪、泡沫细胞之类的更软物质的交接面处得到强非线性散射，尤其是在组织中的微气泡的交接面处，在此非线性散射得到进一步增强，如下所述。因此，非线性成像增强了这些结构的可视化。

因此,本发明对于可视化微组织中的微钙化是有用的,例如用于对乳房和其他组织中的瘤进行成像,或者对采用现有超声成像方法很难可视化的动脉粥样硬化斑块进行成像。而且,对于物质压缩率的较小的引人注目的变化,由于顺应性(compliance)随着结缔组织的内生长而下降或顺应性随着脂肪或泡沫细胞的内生长而增加,因此与现有成像相比,采用这些方法所估计的非线性参数对于组织变化给出了图像对比度的提高。公式(27,30)中的图像参数则允许对组织变化的定量评价。

对于微气泡,或者是由于减压自动形成的微气泡,或者是注入到对象中作为超声造影剂的微气泡,采用一个微分公式描述了气泡散射动力,其提供了在入射波和散射波之间具有依赖于频率的相位滞后的共振散射,这与来自组织的散射的情况相反,在来自组织的散射中该相位滞后的频率变化非常低。低频脉冲控制微气泡直径(正 p_0 为小直径,负 p_0 为大直径),从而控制微气泡的共振频率。这除了控制散射信号的振幅之外还控制了高频脉冲的散射信号的相位滞后。该控制对于如在2004年5月21日申请的美国专利申请 10/851,820 中所述的在微气泡共振频率附近的高频脉冲特别强。

例如根据公式(19)的经过校正的非线性信号 $z_{nc}(t)$ 则包含几乎全部的来自造影剂气泡的高频散射能量(线性和非线性分量)。因此,对于包含微气泡的散射组织而言,与对这种气泡的成像的现有方法相比,本发明通过从微气泡中提取出几乎全部的散射高频信号能量,尤其是强大的线性分量而不只是非线性分量,来明显增加 CNR(对比噪声比)。对非线性传播延迟的低频脉冲转换的校正,提供了对于来自组织的线性散射能量的抑制,得到大的 CTR(对比组织比, Contrast to Tissue Ratio)。因此该方法将非线性前向传播效果从局部非线性散射中分离出来,并通过对于来自微气泡的散射信号相位的频率变化的局部控制来从微气泡中获得局部组织信号得到高度抑制的强局部信号。

这与现有的造影剂成像方法不同,在现有方法中,非线性传播对前向传播造成累积效果,该效果还增强了在检测过程中来自组织的线

性散射，因此该来自组织的线性信号屏蔽了来自微气泡的信号(以及来自组织的非线性散射信号)。

当脉冲通过微气泡群时，这些气泡将对前向传播脉冲造成增加的累积的非线性传播滞后，并在脉冲振幅中造成非线性变化，该现象增加了对于非线性传播延迟和脉冲振幅中变化进行校正来获得对于在该微气泡群之外的组织信号的良好抑制的需求。因此本发明与以上微气泡成像方法相比具有很强的优势。例如，采用谐波成像，得到对于通过微气泡群的脉冲的增加的累积的谐波失真，作为在来自该微气泡群之外的组织的线性散射中的强谐波分量。例如，这能够提供由心肌所造成的对于已经通过在心室中的造影剂群的脉冲的强谐振散射，屏蔽了来自心肌中造影剂微气泡的散射信号。该影响能够在具有低灌注或者没有灌注的心肌的区域中错误地指示血液灌注。使用本方法，通过对非线性传播延迟的校正，将在心室中的微气泡群对于前向传播脉冲的影响从来自心肌并通过该微气泡群的散射中去掉。本发明将局部非线性散射从累积的非线性前向传播效果中分离出来，从而确保了对于局部非线性散射的测量，这很大程度上避免了对在心肌中不存在的微气泡的这种错误指示。

与非线性谐波成像方法相比，本发明可以使用一个更宽的宽带发送脉冲，并因此实现更高的图像范围分辨率。此外，可以使用更高的成像频率，与其他成像造影剂相比，造成在横向分辨率和范围分辨率上的明显提高。与谐波成像方法相比，本发明的性能对成像脉冲的振幅较为不敏感。连同所指示的对于所接收组织信号的抑制以及由此造成的 CTR 的增加一起的是，本发明帮助了对于具有低机械瞄准标线(MI)的单个造影剂气泡的高分辨率无破坏检测和成像。

超声造影剂的提高了的敏感度和高分辨率成像在对于微血管中的变化的成像中具有很强的潜力，例如对于瘤的新血管源或瘤中的坏疽或者在心肌中的血液灌注的降低的成像，在这些情况中，已经开发了一些新的使用造影剂的流入时间的标准方法。在公式(27,30)中的定量参数提供了对于组织中的造影剂密度的定量信息，并因此提供了对于微血管的相对容量的改进评估。通过破坏在一个区域中的造影剂气

泡并测量流入时间,我们能够根据已知原理获得通过组织的血液灌流的定量数值。造影剂的高敏感性和高清晰度成像也可以用于在瘤外科中对淋巴排泄进行跟踪以发现前哨淋巴结。

由于公式(27,30)给出了不依赖组织中的吸收的成像参数,因此可以使用这些组织参数来描述组织的特征(比如脂肪含量),尤其是基于试验确定传播速度随着温度的局部变化。这可以用于采用疾病组织的热治疗(例如高能超声聚焦(HIFU),射频切除或低温理疗(cryo-surgery))来监视组织温度中的变化。温度可以从定量参数的变化中进行监视,也可以从传播速度的变化中进行监视,其中,传播速度随着温度的变化在图像到图像的反向散射信号之间引起时间滞后。时间滞后中的径向梯度决定了局部温度。

由于高频脉冲的局部线性散射不受低频脉冲影响,这就暗示了除了图3中所示出情况之外,发送脉冲的低频分量的振幅和/或相位和/或频率的变化可以在如上所述的对体壁脉冲混响进行抑制以获得具有降低了的混响噪声的线性散射信号和对线性反向散射的抑制,以获得非线性散射信号时具有类似结果。例如,图3b中的第二脉冲的低频部分可能丢失,或者高频脉冲不必精确地位于低频脉冲的正顶峰上或者负底槽上。这种灵活性很重要,因为两个频率脉冲之间的相位可能由于传感器阵列的辐射表面对于低频分量和高频分量的衍射和位移而随着沿波束的传播距离进行变化。

发送脉冲的低频带和高频带经常如此显著地分离,以至于宁愿使用分离的传感器阵列来发送脉冲的两个频带。这些阵列可以制造为具有不同共振频率的同心环,在此,来自阵列的波束自动交叠,或者阵列可以相互依靠放置,并且波束倾斜交叉。

当我们使用用于低频分量和高频分量的两种不同阵列时,采用在偏斜方向交叠的波束,在低频脉冲和高频脉冲之间的相位关系可以有强空间依赖性,这取决于这两个径向阵列表面的位置布置和尺寸。根据本发明的沿着z轴辐射的分离的低频和高频传感器阵列的示例安排如图8a所示,在此,801示出了高频阵列,802示出了低频阵列,该低频阵列包括在高频阵列的每个边上的两个部分。例如,该图可以

示出了通过线性阵列布置的横截面，在此，Y轴是上升方向，其垂直于方位扫描平面，而方位扫描平面是与y-z平面垂直的x-z平面。该图也示出了将z轴作为辐射轴的环形阵列布置的横截面，在此，801示出了通过高频环形阵列的横截面，802示出了通过低频环形元件的横截面。直线形布置和环形布置对于低频和低频阵列呈现出不同的传播延迟，这些阵列必须在阵列设计和信号处理过程中仔细阐述以充分利用本发明所隐含的基本物理效果。

例如，实例的低频波束的边界如803所示，而高频波束的边界如804所示。我们注意到，在阵列前面有一个临近区域805，在该区域中，在低频波束和高频波束之间存在有限交叠，因此采用联系公式(14,16)和图7所述的方法，提供了对于向外去脉冲的体壁混响的强抑制。

我们还注意到，从低频阵列到靠近z轴的散射体的传播距离对于低频脉冲而言要比高频脉冲大，这取决于低频阵列和低频阵列的几何位置尺寸。在z轴上的点806和角频率 $\omega_0=ck_0$ 处的轴向低频率域是：

$$H_l(z)P_{lt} = \frac{e^{-ik_0 R_{li}(z)} - e^{-ik_0 R_{lo}(z)}}{F-z} FP_{lt} \quad (35)$$

$$= i2e^{-ik_0(R_{lo}(z)+R_{li}(z))/2} \frac{\sin k_0(R_{lo}(z)-R_{li}(z))/2}{F-z} FP_{lt}$$

在此， P_{lt} 是阵列表面的发送压力， $R_{lo}(z)$ 是从低频阵列外边缘到z轴上的806的距离807， $R_{li}(z)$ 是从低频阵列的内边缘到806的距离808。相位项表示平均传播滞后

$$\tau_l(z) = \frac{1}{2c_0}(R_{lo}(z)+R_{li}(z)) \quad \tau_h(z) = \frac{1}{2c_0}(R_{ho}(z)+z) \quad (36)$$

在此， $\tau_l(z)$ 是从低频阵列到806的传播滞后， $\tau_h(z)$ 是从高频阵列到806的传播滞后，在此， $R_{ho}(z)$ 是从高频阵列外边缘到806的距离809。除了传播相位滞后之外，在公式(35)中的作为相位 $H_l(z)$ 的一部分的sine项的符号会发生变化，当sine项中的传递0时将是 $\pm\pi$ 的步长进行变化。图8b中810示出在低频域和高频域的传播滞后之间的相位滞后的差值，其按如下给出：

$$\Delta\theta_l(z) = -\angle\{H_l(z)\} - \omega_0\tau_h(z) \quad (37)$$

其对于典型几何学而言是 z 的函数，并且在此高频孔径为 $D_h=7\text{mm}$ ，低频孔径的内部部分和外部部分分别为 $D_{i1}=10\text{mm}$ 以及 $D_{i0}=15\text{mm}$ 。由于低频阵列的外部边框和内部边框之间的差异传播相位 $\Delta\theta_l(z) = \omega_0(R_{l0}(z) - R_{li}(z))/2c_0$ 经过零点，因此在 811 处 ($z \sim 6.6\text{mm}$) 具有相位滞后下降 π ，这造成公式(35)中的 \sin 项从-1 变化到+1。低频域 $H_l(z)$ 的振幅在未标定的 \log 值中以 812 表示，我们注意到，振幅中的零点与相位中的 π 偏移相一致。当阵列的外部边缘和内部边缘到域点(field point)的相位传播滞后差异是 π 的奇数倍时，在域中得到 0，并且在 $\Delta\theta_l(z)$ 中具有步长 π 。

为了对比，将低频阵列和低频阵列之间的相位传播差异表示为 813，按如下给出：

$$\Delta\phi_l(z) = \omega_0(\tau_l(z) - \tau_h(z)) \quad (38)$$

我们注意到， $\Delta\theta_l(z)$ 在 811 处的 $-\pi$ 步长之前跟随 $\Delta\phi_l(z)$ ，并且其后具有差异 π 。由于低频阵列和低频阵列之间的大的、依赖于 z 的传播相位滞后，我们将得到高频脉冲和低频脉冲之间的依赖于 z 的相对位置。例如，当相位延迟 $\Delta\theta_l(z)$ 变化 π 时，最初在如 814 所示的低频脉冲的顶部峰脊处开始的高频脉冲向在 815 处的低频脉冲的底槽处滑动，以此类推。

将一个压力

$$p_0(s) = P_{it} |H_l(s)| \cos \Delta\theta_l(s) \quad (39)$$

插入到公式(10)中，并且使得 $\beta_n=5$ ， $\kappa_{0a}=400 \cdot 10^{-12} \text{Pa}^{-1}$ ， $c_{0a}=1540\text{m/s}$ ，我们通过使得 $P_{it}=50\text{kPa}$ 得到图 8c 中 816 所示的非线性传播滞后。因为相位滞后 $\Delta\theta_l(z)$ (810) 沿着图 8b 中的 z 轴变化了几个 π ，因此我们得到在 816 中高度振荡的非线性传播滞后，其具有 $\tau_{\max}=2\text{nsec}$ 的最大延迟。如果我们不对该非线性传播延迟进行延迟校正，我们将得到对于线性后向散射信号的最大抑制，其对于 $f_1=10\text{MHz}$ 为 $2\sin(\omega_1\tau_{\max}) \sim -18\text{dB}$ 。

对于造影剂成像，一般使用较高的低频压力 p_0 ，也就是

$p_0 \sim 200\text{kPa}$, 在上面例子中其将得到 $\tau_{\max} = 8\text{nsec}$, 并且对于 $f_1 = 10\text{MHz}$, 将线性散射高频信号的抑制降低 $2\sin(\omega_1 \tau_{\max}) \sim -6\text{dB}$, 甚至在低频分量和高频分量之间的相位关系存在巨大的变化, 如在该设计实例中所示。因此, 50kPa 的振幅对于低频压力而言是很低的, 但是其在特殊情况下可以提供造影剂和其他微气泡的令人感兴趣的成像。因而, 如果阵列设计为使得可以得到如同 816 中一样的非线性延迟的振荡变化, 则在不对非线性传播延迟进行校正的情况下能够将造影剂信号增强到一定程度。我们应该注意到, 当在低频振荡中高频脉冲接近零点时, 非线性散射和前向传播影响是很低的。通过使用在连续发送脉冲中的低频分量和高频分量之间的差异相位来避免该影响, 这将偏移在在低频振荡中高频脉冲接近零点时的空间位置。通过改变连续发送脉冲之间的低频中心, 可以使得低频域的振幅 $|H_l(s)|$ 中的零点在空间中偏移。而且, 由于高频波束的宽度, 可以从 $|H_l| \neq 0$ 的轴外部获得信号, 并且脉冲包含对很多频率的零点进行平均的频带。振幅零点可以通过降低低频阵列的宽度来避免, 然而这也降低了阵列的压力振幅与驱动电压的比率。

然而, 为了提取来自例如微钙化等其他组织的非线性散射并产生定量组织参数, 必须要使用更高的低频振幅, 在此, 需要强制性地对非线性传播延迟进行校正, 以便抑制线性散射并提取非线性散射。这同样也是使用该方法来抑制脉冲混响噪声的情况, 如联系图 7 所示的。而且, 由于非线性传播延迟的更小的振荡变化, 对延迟进行校正来检测微气泡将具有莫大的好处, 即使是采用低频脉冲的低振幅也是如此。

经常要选择对于低频辐射孔径和高频辐射孔径的设计, 以便能够得到在低频脉冲和高频脉冲之间的最小延迟变化, 以沿着整个图像范围使得高频脉冲的散射和传播参数的非线性控制最大化。这对于造成如图 4 所示的非线性传播延迟的单调递增而言是必需的。为了避免在 810 中的相位的 π 偏移(振幅中相应的零点), 必须使用宽度更小的低频元件(即, R_{l_0} 和 R_{l_i} 之间的差异更小), 并且为了更进一步减小低频脉冲和高频脉冲之间的相位变化, 必须把低频辐射表面拉到接近高频

辐射表面，也可以是与高频辐射表面交叠。然而，对于很多应用而言，可以容忍非线性传播延迟的振荡行为，甚至使用它来得到如图 7c 中所示的低非线性传播延迟，或者将临近范围到中等范围的脉冲长度压缩变为深范围的脉冲长度扩展，以便降低频率和提高的敏感度，如联系图 2 所述的。

为了降低脉冲混响噪声对于非线性传播延迟的校正估计以及非线性散射信号的影响，可以根据本发明的第三种方法，发送其低频脉冲具有两种以上不同振幅和/或相位和/或频率的 2 个以上的脉冲。在根据本发明的第一个例子中，在散射体和传感器阵列之间没有移动（即零多普勒频移），例如，我们发送具有振幅 $+p_0$, 0 , $-p_0$ 的低频脉冲，在此，高频脉冲如图 3a 和 3b 中所示例子那样接近低频脉冲的峰顶或底槽。则来自 3 个脉冲的所接收高频信号在间隔 T_i 中可以写成：

$$\begin{aligned} y_1(t) &= x_l(t + \tau_i) + x_n(t + \tau_i) + r(t) \\ y_2(t) &= x_l(t) + r(t) \\ y_3(t) &= x_l(t - \tau_i) - x_n(t - \tau_i) + r(t) \end{aligned} \quad (40)$$

在此， $x_l(t)$ 是线性散射信号， $x_n(t)$ 是低频脉冲振幅为 $+p_0$ 的非线性散射信号， $r(t)$ 是高频脉冲的混响信号， $-\tau_i$ 是当高频脉冲在低频脉冲的具有压力 $+p_0$ 的正峰脊上传播时高频脉冲的非线性传播延迟。采用根据本发明的一个实施例，我们形成这三个信号的合并如下：

$$\begin{aligned} z_1(t) &= y_2(t) - y_1(t) = x_L(t, \tau_i) - x_n(t + \tau_i) \\ z_2(t) &= y_3(t) - y_2(t) = x_L(t - \tau_i, \tau_i) - x_n(t - \tau_i) \end{aligned} \quad (41)$$

在此， $x_L(t, \tau_i) = x_l(t) - x_l(t + \tau_i)$ 是线性散射信号的组合。该组合已经除去了来自 $z_1(t)$ 和 $z_2(t)$ 的脉冲混响噪声，并且由于非线性散射信号的振幅比线性散射信号低得多，我们大致得到 $z_2(t) = z_2(t - \tau_i)$ ，并且对于间隔 T_i 通过最大化如下关于 τ_i 的函数能够确定延迟校正 τ_i ：

$$J_i = \int_{T_i} dt |z_1(t - \tau_i) + z_2(t)|^2 \quad (42)$$

当估计 τ_i 时，我们能够从公式(41)中解出线性散射信号分量和非线性散射信号分量，例如，通过在快时间中对公式(41)进行傅立叶变

换来产生一组在 $X_L(\omega)$ 和 $X_n(\omega)$ 中的线性公式。

上述过程的本质是，具有对于非线性传播延迟的 3 个能级 (level) 或更多能级的控制的 3 个或者更多的脉冲允许我们合并测量数据来提供脉冲混响噪声得到很好抑制的至少两个信号，并且这些新信号可用于延迟校正的估计。采用如所述的过程，相邻低频脉冲的振幅之间的差值必须是恒定的，给出每个信号的非线性传播延迟，其是一个延迟的总乘积。由于在传感器阵列和散射体之间的恒定径向运动造成在每个脉冲的所接收信号之间的恒定多普勒延迟，因此我们具有要估计的第四个未知量，这要求我们发送其低频脉冲具有不同振幅的至少 4 个脉冲，或者我们可以使用如公式(40)中的其低频脉冲具有 3 种振幅的 5 个脉冲，在此，通过采用与公式(21,42)相同的方式最大化信号能量，我们能够估计合并在一起的非线性传播延迟和多普勒延迟。然后，可以在类似公式(24,25)的运算中将非线性传播延迟和多普勒延迟分开，在此，任何本领域技术人员都可以根据本发明得到该过程和类似过程的细节。

然而， τ_i 自身必须从类似公式(42)的合并中或在傅立叶变换中的等价物中估计出来，并且由于 z_1 和 z_2 包含线性散射信号和非线性散射信号，非线性散射信号将在延迟校正估计中引入误差，该误差虽然非常低，但是其进而在非线性散射信号的估计中引入误差，该方式与公式(17-22)中所给出估计的方式相同。

这个误差的根本原因是我们对静态对象有四个未知量：线性散射 $x_l(t)$ ，非线性散射 $x_n(t)$ ，脉冲混响噪声 $r(t)$ 和非线性前向传播延迟 $\tau(t)$ (没有多普勒延迟的静态组织)。由于 $\tau(t)$ 有一个随着 t 的慢变化，我们可以将其近似为在如上所述的时间间隔 T_i 上的常量。为了对所有四个未知量进行最准确估计，应该有至少 4 个测量数据，例如使用低频脉冲的 4 个能级 $+p_0$ ， $+p_0/3$ ， $-p_0/3$ ， $-p_0$ ，给出：

$$\begin{aligned}
y_1(t) &= x_l(t + \tau_i) + x_n(t + \tau_i) + r(t) \\
y_2(t) &= x_l(t + \tau_i/3) + \frac{1}{3}x_n(t + \tau_i/3) + r(t) \\
y_3(t) &= x_l(t - \tau_i/3) - \frac{1}{3}x_n(t - \tau_i/3) + r(t) \\
y_4(t) &= x_l(t - \tau_i) - x_n(t - \tau_i) + r(t)
\end{aligned} \tag{43}$$

可以按照公式(41)估计 $r(t)$ ，产生 3 个信号 $z_1(t)$ ， $z_2(t)$ 和 $z_3(t)$ ，并且确定 τ_i 来将所有这些信号和与公式(42)类似的函数的最大值进行对齐 (align)。在估计 τ_i 时 $x_n(t)$ 的影响将比 3 个测量数据要低，但是它所引入的错误没有被完全除去。

根据本发明第四种方法的更好的方法将 $x_n(t)$ 对于 τ_i 的确定的影响去耦合，该方法是通过在间隔 T_i 上对公式(43)进行傅立叶变换得到的，在此， $\tau(t)$ 能够用常量 τ_i 近似，得到以下形式的超定(over-determined)的一组线性公式：

$$\underline{Y}(\omega) = A(\omega\tau_i)\underline{X}(\omega) \tag{44}$$

在此， $\underline{Y}(\omega)^T = \{Y_1(\omega), Y_2(\omega), Y_3(\omega), Y_4(\omega)\}^T$ ， $\underline{X}(\omega)^T = \{X_l(\omega), X_n(\omega), R(\omega)\}$ ， $A(\omega\tau_i)$ 是根据已有方法从公式(43)的傅立叶变换中得到的 4x3 维矩阵。采用这样一个超定系统，就能够使用矩阵 $A(\omega\tau_i)$ 的伪逆变换得到提供在最小二乘意义上的最佳估计的 $\underline{X}(\omega)$ ：

$$\tilde{\underline{X}}(\omega) = (A^H A)^{-1} A^H \underline{Y}(\omega) \tag{45}$$

在此， $A^H(\omega\tau_i)$ 是 $A(\omega\tau_i)$ 的 Hermitian 转置矩阵， τ_i 现在能够从关于 τ_i 的最小二乘自适应中的误差最小化中来估计：

$$\delta \underline{Y}(\omega) = \underline{Y} - A(\omega\tau_i)\tilde{\underline{X}}(\omega) = \left(I - A(\omega\tau_i) \left(A^H(\omega\tau_i) A(\omega\tau_i) \right)^{-1} A^H(\omega\tau_i) \right) \underline{Y}(\omega) \tag{46}$$

该过程经常称为总体最小二乘。该方法提供了一个系统化过程，来采用通过低频脉冲的至少四种不同级别得到的至少四个测量数据，以估计所有的四个未知量，尤其是非线性传滞后，其中脉冲混响和非线性信号对其造成的影响降低了，而同时，在很多情况下公式(17-22 和

40-43)描述的方法提供了足够的结果。我们还注意到, 低频脉冲的振幅可以被设成任意的, 从而使得不同脉冲的非线性延迟可以设为 $\tau_i = k_i \tau$, 在此, k_i 是低频振幅与参考值的比率, t 是采用根据以上过程所估计的参考值的非线性传播延迟。

我们也强调按照该结构的方法提供了对线性散射信号和非线性散射信号(以及脉冲混响噪声)的估计, 并且受到脉冲混响噪声的影响最小, 原则上在线性散射信号和非线性散射信号估计之间的完全去耦合。因而, 使用该方法, 可以用所估计的 $x_l(t)$ 来表示采用第二种方法对公式(14)的脉冲混响噪声进行了强抑制的第一成像信号, 和公式(29)中的线性散射的第三成像信号, 而所估计的 $x_n(t)$ 表示来自如公式(19,28)所示的非线性散射的第二图像信号, 并且两者还用于对在公式(30)中的第二定量非线性散射参数的计算中, 在此, 所估计的非线性延迟 t 用于对在公式(27)中的第一定量非线性参数进行估计。

至于前面的方法, 我们可以在每个发送脉冲复合体的所接收信号之间加入一个固定的多普勒延迟 τ_d , 其又给出了 5 个未知量 $X_l(\omega)$, $X_n(\omega)$, $R(\omega)$, τ 和 τ_d 。这些未知量可以通过最小化公式(46)中的 δY , 从来自 5 个发送脉冲复合体的所接收信号中估计出来, 这 5 个发送脉冲复合体的低频脉冲例如具有振幅 $(+p_0, +p_0/2, 0, -p_0/2, -p_0)$ 并且高频脉冲具有相同振幅。

因此上面的讨论给出了对于如何处理造成更多的要估计的未知量的更为复杂情形的一般性要点。例如, 我们能够具有发送低频脉冲振幅的不确定性, 例如在公式(43)中的 $+p_0, +a_1 p_0/3, -a_2 p_0/3, +a_3 p_0$, 在此, 向量 $\underline{a} = (a_1, a_2, a_3)$ 表示振幅中的未知变化。这些不确定性将影响非线性散射的振幅和公式(43)中的延迟, 我们看到我们得到了 7 个未知量, 也就是 $X_l(\omega)$, $X_n(\omega)$, $R(\omega)$, τ , a_1 , a_2 和 a_3 , 这也就意味着我们有有太少的测量公式来用于在对公式(46)中的 δY 的最小化中的 τ 的充分确定。因此我们必须使用精确仪器来添加新的测量数据, 以便能够使得振幅不确定性的数量最小化。例如可以使用可能的精确仪器采用给出 5 个未知量 $X_l(\omega)$, $X_n(\omega)$, $R(\omega)$, τ , a 的 5 个发送脉冲以及低频脉冲振幅 $(+p_0, +ap_0/2, 0, -ap_0/2, -p_0)$, 得到仅仅一个不确定振幅 a ,

即，该数量与使得在公式(46)中 δY 最小化将提供无多普勒延迟的所有 5 个未知量的情况中的公式的数量相同。

低频脉冲对于高频脉冲的散射和传播参数的非线性控制也可以采用来自组织的发送和有角度散射测量数据的线断层摄影计算机图像重构得到有利的结果，例如采用图 9a 中所示的设备。在该图中 901 示出了对象的横截面，其被环形超声传感器阵列 902 所包围，传感器元件 903 安装整个对象周围。中间声学耦合介质 904 可以是例如水或其他流体。可以从整个组中自由地选出元件组 905，用于发送超声波束 906，超声波束 906 通过对象的方向用单元向量 \underline{e}_i 表示，所述方向能够通过从整个元件中选择不同组的发送元件来在所有通过对象的方向上进行扫描。在前向方向 \underline{e}_i 中，脉冲在 907 处到达环形阵列并具有前向传播滞后，该前向传播滞后是公式(10)的修改：

$$t_f(\underline{e}_i) = t_{0f}(\underline{e}_i) + \tau(2a; \underline{e}_i)$$

$$t_{0f}(\underline{e}_i) = \int_{\Gamma_f(2a; \underline{e}_i)} \frac{ds}{c_{0a}(s)} \quad \tau(2a; \underline{e}_i) = - \int_{\Gamma_f(2a; \underline{e}_i)} ds \frac{\beta_{na}(s) \kappa_{0a}(s) p_0(s)}{c_{0a}(s)} \quad (47)$$

在此， $\Gamma_f(2a; \underline{e}_i)$ 是在阵列的整个直径 $2a$ 上沿着波束轴的前向传播路径。低频脉冲为零振幅的传播延迟是 t_{0f} 而低频脉冲所造成的非线性延迟由 τ 给出。在 907 处的所接收信号首先是发送脉冲，接着是多个反射脉冲。然而，参考图 7，多散射信号将具有更低的非线性时间滞后 τ ，并且其可以是被强烈抑制的、其低频发送信号的振幅和/或相位和/或频率沿着上述线而变化的至少两个所接收信号的组合。当高频脉冲位于在图 1 所示的低频脉冲的空间梯度上时，这些脉冲的共同传播造成联系该图所讨论的高频脉冲压缩，并且因此可以通过频率滤波（优选地，如联系图 2 所述的滑动）实现脉冲混响噪声的抑制。对于更深入的穿透，可以设计高频和低频辐射表面，以便使得高频脉冲的位置相对于低频脉冲而变化，以提供具有降低的频率的脉冲扩展，如联系图 2 所述。在图 7 中示出了这些辐射表面的实例，并具有对造成

变化的效果的分析及其相关讨论。

根据计算机线断层摄影重构方法,可以使用不具有低频脉冲的延迟 t_{0f} 来得到传播速度 $c_{0a}(\mathbf{r})$, 在此, \mathbf{r} 是平面中的空间坐标。增加一个低频脉冲并测量非线性传播延迟 τ , 则实现 $\beta_{na}(\mathbf{r})\kappa_{0a}(\mathbf{r})$ 的重构。使用前向传播脉冲的振幅, 也可以重构组织中的吸收的空间变化。在垂直方向上移动扫描平面, 则实现对象的 3D 成像。由于脉冲延迟和振幅是对整个波束的平均, 因此所有这些重构图像将具有受到发送波束宽度限制的空间分辨率, 而公式(47)中的模型假设所有延迟受限于波束轴。类似的模型可以用于吸收。

在称为衍射线断层摄影、反射线断层摄影、反向散射线断层摄影等方法中, 也可以采用有角度散射信号获得改善的分辨率。在到发送波束方向的角度方向上的元件上, 例如在图 9a,b 中的由来自阵列中心的单元向量 \underline{e}_s 的角度方向所定义的 908 上, 可以从沿着发送波束的不同深度上观察作为时间的函数的有角度散射信号。在 909 深度 r 处沿着发送波束散射的高频脉冲, 将首先沿着图 9b 中从 910 到 909 的路径 Γ_f 与具有高振幅的高频脉冲一起传播, 并且沿着从 909 到 908 的路径 Γ_s 与具有由于散射过程中的振幅下降造成的可忽略振幅的低频脉冲一起传播。则从 910 到 908 的整个传播时间滞后得到如下形式:

$$t(r; \underline{e}_i, \underline{e}_s) = t_0(r; \underline{e}_i, \underline{e}_s) + \tau(r; \underline{e}_i)$$

$$t_0(r; \underline{e}_i, \underline{e}_s) = \int_{\Gamma_f(r, \underline{e}_i) + \Gamma_s(r, \underline{e}_i, \underline{e}_s)} \frac{ds}{c_{0a}(s)} \approx \frac{1}{c_{0a}} \left(r + \sqrt{r^2 + 2a(r+a)(1 + \underline{e}_i \underline{e}_s)} \right)$$

$$\tau(r; \underline{e}_i) = - \int_{\Gamma_f(r, \underline{e}_i)} ds \frac{\beta_{na}(s) \kappa_{0a}(s) p_0(s)}{c_{0a}(s)}$$

(48)

在此, 我们在最后的有关 t_0 的表达中已经假设了沿着 Γ_f 和 Γ_s 的一个恒定传播速度 c_{0a} 。如联系图 7 所讨论的, 多散射高频信号受到低频脉冲的影响较小, 所以通过把 2 个或更多的高频信号与不同振幅和/或相位和/或频率的低频脉冲结合起来, 就能够很好地抑制脉冲混响

噪声。类似地，可以通过联系图 1 和 2 所讨论的由低频脉冲造成的高频脉冲的频率变化来抑制脉冲混响噪声。本领域技术人员还清楚的是，除了图 9 中所示的特定布置之外的其他传感器元件布置也能够用于获得计算机断层摄影重构的相同结果。

例如，使得在公式(21) 所示类型的和公式(42)中的类似类型的函数 J_{li} 最大化的延迟校正可以从对公式(21)所述的微分中得到：

$$\frac{\partial J_{li}}{\partial \tau_{ip}} = \sum_k \frac{\partial \hat{R}_{kp}^i(\tau_{ip} - \tau_{ik})}{\partial \tau_{ip}} + \sum_l \frac{\partial \hat{R}_{pl}^i(\tau_{il} - \tau_{ip})}{\partial \tau_{ip}} = 0 \quad p = 1, \dots, K-1 \quad (49)$$

在此，延迟总数量是按照联系公式(17)的讨论中的 $K-1$ 。由于 \hat{R}_{kl}^i 的 Hermitian 对称，这个公式可以修改为：

$$\frac{\partial J_{li}}{\partial \tau_{ip}} = 2 \operatorname{Re} \sum_l \frac{\partial \hat{R}_{pl}^i(\tau_{il} - \tau_{ip})}{\partial \tau_{ip}} = 0 \quad p = 1, \dots, K-1 \quad (50)$$

在此， Re 表示总和的实数部分。注意， $\partial x_1(t + \tau_{ip}) / \partial \tau_{ip} = \partial x_1(t + \tau_{ip}) / \partial t$ ，我们可以将公式(50)重新整理为：

$$\sum_l \frac{\partial \hat{R}_{pl}^i(\tau_{il} - \tau_{ip})}{\partial \tau_{ip}} = \int_{T_i} dt \hat{x}_p^*(t + \tau_{ip}) \frac{\partial \hat{z}_{li}(t)}{\partial t} \quad (51)$$

在此， $\hat{z}_{li}(t)$ 是公式(17)中用 τ_{ik} 进行延迟校正的信号。由于我们没有 \hat{R}_{kl}^i 的解析表达，因此满足该组等式的延迟必须在数字上发现，例如通过如下的迭代方案：

$$\tau_{ip,q+1} = \tau_{ip,q} + \mu \int_{T_i} dt \operatorname{Re} \left\{ \hat{x}_p^*(t + \tau_{ip,q}) \frac{\partial \hat{z}_{li,q}(t)}{\partial t} \right\} \quad \hat{z}_{li,q}(t) = \sum_k \hat{x}_k(t + \tau_{ik,q}) \quad (52)$$

在此， q 表示迭代步数， μ 是增益系数，对其进行调节以保证迭代的收敛。

使得公式(22)中的 J_{ni} 关于 h_{ip} 最小化可以通过使得导数为 0 来实现, 即:

$$\frac{\partial J_{ni}}{\partial h_{ip}} = \sum_k h_{ik} \widehat{N}_{kp}^i (\tau_{ip} - \tau_{ik}) + \sum_l h_{il} \widehat{N}_{pl}^i (\tau_{il} - \tau_{ip}) - 2\lambda_i h_{ip} = 0 \quad (53)$$

由于 \widehat{N} 的 Hermitian 对称, 该等式变换成下面的特征向量等式:

$$\sum_l \operatorname{Re} \left\{ \widehat{N}_{pl}^i (\tau_{il} - \tau_{ip}) \right\} h_{il} = \lambda_i h_{ip} \quad (54)$$

则 J_{ni} 的最小化由具有最小特征值 λ_i 的特征向量给出。引入公式(22)中对于校正矩阵的表达, 允许将公式(54)重新整理为:

$$\lambda_i h_{ip} = (-1)^p \int_{T_i} dt \operatorname{Re} \left\{ \widehat{x}_p^* (t + \tau_{ik}) \widehat{z}_{ni}(t) \right\} \quad (55)$$

在此, $\widehat{z}_{ni}(t)$ 是公式(19)中用 τ_{ik} 进行延迟校正的信号。因而, 可以通过在射频元件信号和延迟与振幅校正高通滤波器输出射频信号之间的相互关系来得到校正振幅, 在此涉及了 h_{ik} 。然后, 可以在迭代过程中解出公式(55), 为:

$$\begin{aligned} \widetilde{h}_{ip,q+1} &= (-1)^p \int_{T_i} dt \operatorname{Re} \left\{ \widehat{x}_p^* (t + \tau_{ik}) \widehat{z}_{ni,q}(t) \right\} \\ \widehat{z}_{ni,q}(t) &= \sum_{k=0}^{K-1} (-1)^k h_{ik,q} \widehat{x}_k (t + \tau_{ik}) \end{aligned} \quad h_{ik,q+1} = N \frac{\widetilde{h}_{ip,q+1}}{\sum_{k=0}^{K-1} |\widetilde{h}_{ik,q+1}|^2} \quad (56)$$

在上面的分析中, 我们使用了通过使用公式(11)中的希尔伯特变换而从所接收射频信号中获取的信号的复解析表述。希尔伯特变换的近似值在公式(71)中给出。本领域技术人员都很清楚的是, 上述分析可以进行修改, 以对作为解析信号的实数部分的所接收射频信号进行操作。

对于公式(52, 56)中的过程, 很自然地在最低滞后处开始对间隔 T_0 的估计, 随后, 在连续的间隔中进行估计。然后, 可以将为先前间

隔所估计的延迟校正 τ_{ip} 滤波器振幅 h_{ip} 用于每个新间隔的迭代过程中的初始值，从将 $\tau_{0p,0}=0$ 和 $h_{ip}=1$ 作为第一个间隔的初始条件开始。使用为先前间隔所估计值作为初始条件的附加优点在于，当在与延迟相关的相位 $\omega_1 \delta \tau_{ip}$ 中的步长在每个间隔之间小于 $\pm \pi / \omega_1$ 时，可以在整个深度范围上跟踪相关相位 $|\omega_1 \tau_{ip}| \gg \pi$ 的延迟。

当这些信号的带宽足够小并且延迟小于中心频率的一个周期时，下面的近似是足够的：

$$\frac{\partial \hat{x}_k(t)}{\partial t} \approx i\omega_1 \hat{x}_k(t) \quad \text{a)} \quad \hat{x}_k(t + \tau_{ik}) \approx e^{i\omega_1 \delta \tau_{ik}} \hat{x}_k(t + \tilde{\tau}_{ik}) \quad \text{b)}$$

(57)

其中，在公式(56b)中，我们把延迟校正分割为：

$$\tau_{ik} = \delta \tau_{ik} + \tilde{\tau}_{ik} \quad (58)$$

在此， $\tilde{\tau}_{ik}$ 是 τ_{ik} 的估计或近似值，在此，例如我们在下面将使用

$\tilde{\tau}_{ik} = \tau_{i-1,k}$ 。因而公式(57b)表示具有相位 $\omega_1 \delta \tau_{ik}$ 的相位延迟与具有 τ_{ik} 的估计值 $\tilde{\tau}_{ik}$ 的真实延迟的组合。该近似的准确性的改善是通过

对 ω_1 附近的信号进行带通滤波以降低 $\hat{x}_k(t)$ 的带宽而获得的。引入公式(57)

的近似值把公式(51, 52)修改为：

$$\begin{aligned} & \operatorname{Re} \left\{ \int_{\tilde{\tau}_i} dt \hat{x}_p^*(t + \tau_{ip}) \frac{\partial \hat{z}_{li}(t)}{\partial t} \right\} \\ & \approx -\omega_1 \operatorname{Im} \left\{ \int_{\tilde{\tau}_i} dt \hat{x}_p^*(t + \tau_{ip}) \hat{z}_{li}(t) \right\} \approx -\omega_1 \operatorname{Im} \left\{ e^{-i\omega_1 \delta \tau_{ip}} \int_{\tilde{\tau}_i} dt \hat{x}_p^*(t + \tilde{\tau}_{ik}) \hat{z}_{li}(t) \right\} = 0 \end{aligned}$$

(59)

使得最后的表达式等于 0，允许我们把 $\delta \tau_{ip}$ 计算为

$$\delta \tau_{ip} = \frac{1}{\omega_1} \angle \left\{ \int_{\tilde{\tau}_i} dt \hat{x}_p^*(t + \tilde{\tau}_{ik}) \hat{z}_{li}(t) \right\} \quad (60)$$

在此， $\angle\{\}$ 代表复数表达式的相位角度。这给出如下的用于相位与延迟校正的迭代公式：

$$\tau_{ip,q+1} = \tau_{ip,q} + \frac{1}{\omega_1} \angle \left\{ \int_{T_i} dt \hat{x}_p^*(t + \tau_{ip,q}) \hat{z}_{li,q}(t) \right\} \quad \hat{z}_{li,q}(t) = \sum_k \hat{x}_k(t + \tau_{ik,q}) \quad (61)$$

在此，通常从 $\tau_{ip,0} = \tau_{i-1,p}$ 开始迭代，并且以 $\tau_{0p,0} = 0$ 作为第一个间隔的初始条件。

采用公式(57)中的近似，我们能够将在公式(17, 21)中的能量最大化发展为特征值问题。我们使用公式(58)中的延迟分割，给出了如下公式：

$$\hat{y}_{li}(t) = \sum_k \hat{x}_k(t + \tau_{ik}) \approx \sum_k e^{i\omega_1 \delta \tau_{ik}} \hat{x}_k(t + \tau_{i-1,k}) = \sum_k s_{ik} \hat{x}_k(t + \tau_{i-1,k})$$

$$s_{ik} = e^{i\omega_1 \delta \tau_{ik}} \quad (62)$$

在公式(21)中的函数被修改为：

$$J_{li} = \int_{T_i} dt |\hat{z}_{li}(t)|^2 - \lambda_i \sum_k |s_{ik}|^2 = \sum_{km} s_{ik}^* s_{im} \hat{R}_{km}^i - \lambda_i \sum_k |s_{ik}|^2 \quad (63)$$

$$\hat{R}_{km}^i = \int_{T_i} dt \hat{x}_k^*(t + \tau_{i-1,k}) \hat{x}_m(t + \tau_{i-1,m})$$

J_{li} 关于 s_{ik} 的振幅和相位的最大化把 s_{ik} 作为下面的对于最大特征值 λ_i 的特征值问题的解：

$$\hat{R}^i \underline{s}_i = \lambda_i \underline{s}_i \quad \hat{R}^i = \{\hat{R}_{km}^i\} \quad \underline{s}_i = \{s_{ik}\} \quad (64)$$

通过对分量信号进行最佳可能排列来得到 J_{li} 的最大值，从而从特征向量分量的相位中得到最佳校正延迟。公式(62)中定义的向量 \underline{s}_i 的分量都有统一的模数，而公式(64)中的特征向量的分量一般有不一致的模数，因为 J_{li} 的大小可以通过为不同分量信号添加不同权重来得到进一步增加。从而，特征向量分量的相位将给出使得公式(17, 62)中

的能量最大化的延迟校正。注意，矩阵 $\widehat{\mathbf{R}}^i$ 是 Hermitian 的，即 $\widehat{\mathbf{R}}^i = (\widehat{\mathbf{R}}^i)^*$ 。这暗示了特征值是实数，特征向量形成复数 K 维空间 C_K 的完整的正交基。

通过降低信号的带宽提高了公式(57)中的近似和由此得到的公式(64)中的特征向量解的准确度。在 ω_1 处的部分总和信号的傅立叶变换提供了非常强的带通滤波，从而使得公式(57a)中的微分和公式 57b 中的相位延迟变得准确。然而，为了避免相位延迟超过 $\pm\pi$ 的基本范围，把公式(58 中)的延迟分开也是很有优势的，由此得出：

$$\widehat{Z}_{1i}(\omega) = \sum_k e^{-i\omega_1 \delta\tau_{ik}} \widehat{X}_k(\omega) e^{-i\omega_1 \tau_{i-1,k}} = \sum_k s_{ik} \widehat{Y}_{ik}(\omega) \quad (65)$$

$$s_{ik} = e^{-i\omega \delta\tau_{ik}} \quad \widehat{Y}_{ik}(\omega) = \widehat{X}_k(\omega) e^{-i\omega \tau_{i-1,k}}$$

然后，可以通过最大化以下函数来确定延迟：

$$J_{1i} = \left| \widehat{Z}_{1i}(\omega) \right|^2 - \lambda_i \sum_k |s_{ik}|^2 = \sum_{km} s_{ik}^* s_{im} \widehat{R}_{km}^i - \lambda_i \sum_k |s_{ik}|^2 \quad (66)$$

$$\widehat{R}_{km}^i = \widehat{Y}_{ik}^*(\omega) \widehat{Y}_{im}(\omega)$$

所述最大化将导致对于每个频率的特征值问题，这与公式(64)类似，在公式(64)中，延迟校正从 s_{ik} 的相位中得到的。由于傅立叶变换的相位延迟是真实延迟的准确表示，因此公式(65)是完全准确的，这与公式(62)相反，在公式(62)中，相位延迟仅仅在中心频率处取出。

上面的大部分分析是基于复解析射频元件信号的可用性以及其对于经过校正的接收信号的进一步处理的。可以通过如下操作简化这些计算，在此，我们注意到，公式(60)中的相位可以计算为：

$$\delta\tau_{ip} = -\frac{1}{\omega_1} \tan^{-1} \frac{\int_{T_i} dt \left(\operatorname{Re} \{ \widehat{x}_p(t + \tau_{i-1,p}) \} \operatorname{Im} \{ \widehat{z}_{1i}(t) \} - \operatorname{Im} \{ \widehat{x}_p(t + \tau_{i-1,p}) \} \operatorname{Re} \{ \widehat{z}_{1i}(t) \} \right)}{\int_{T_i} dt \left(\operatorname{Re} \{ \widehat{x}_p(t + \tau_{i-1,p}) \} \operatorname{Re} \{ \widehat{z}_{1i}(t) \} + \operatorname{Im} \{ \widehat{x}_p(t + \tau_{i-1,p}) \} \operatorname{Im} \{ \widehat{z}_{1i}(t) \} \right)} \quad (67)$$

对于 T_i 的积分是下面的总数学期望值的估计：

$$\int_{T_i} dt A_i(t) \approx T_i \langle A_i \rangle \quad (68)$$

在此, $\langle \cdot \rangle$ 表示总体平均值, 并且 $A_k(t)$ 使用如下形式:

$$\begin{aligned} A_i(t) &= \operatorname{Re}\{\hat{x}_p(t+\tau_{i-1,p})\} \operatorname{Im}\{\hat{z}_{li}(t)\} & A_i(t) &= \operatorname{Im}\{\hat{x}_p(t+\tau_{i-1,p})\} \operatorname{Re}\{\hat{z}_{li}(t)\} \\ A_i(t) &= \operatorname{Re}\{\hat{x}_p(t+\tau_{i-1,p})\} \operatorname{Re}\{\hat{z}_{li}(t)\} & A_i(t) &= \operatorname{Im}\{\hat{x}_p(t+\tau_{i-1,p})\} \operatorname{Im}\{\hat{z}_{li}(t)\} \end{aligned} \quad (69)$$

公式(68)中的近似在 $T_i \rightarrow \infty$ 时趋于相等, 在此, 对于有限的 T_i 将具有对于总体平均值的随机估计误差, 这是公式(68)中的近似符号的原因。从信号处理课本中我们得到:

$$\begin{aligned} \langle \operatorname{Re}\{\hat{x}_p(t+\tau_{i-1,p})\} \operatorname{Im}\{\hat{z}_{li}(t)\} \rangle &= -\langle \operatorname{Im}\{\hat{x}_p(t+\tau_{i-1,p})\} \operatorname{Re}\{\hat{z}_{li}(t)\} \rangle \\ \langle \operatorname{Re}\{\hat{x}_p(t+\tau_{i-1,p})\} \operatorname{Re}\{\hat{z}_{li}(t)\} \rangle &= \langle \operatorname{Im}\{\hat{x}_p(t+\tau_{i-1,p})\} \operatorname{Im}\{\hat{z}_{li}(t)\} \rangle \end{aligned} \quad (70)$$

对于有限的 T_i , 随机估计误差将造成以下的近似:

$$\begin{aligned} \delta\tau_{ip} &\approx -\frac{1}{\omega_1} \tan^{-1} \frac{\int_{T_i} dt \operatorname{Re}\{\hat{x}_p(t+\tau_{i-1,p})\} \operatorname{Im}\{\hat{z}_{li}(t)\}}{\int_{T_i} dt \operatorname{Re}\{\hat{x}_p(t+\tau_{i-1,p})\} \operatorname{Re}\{\hat{z}_{li}(t)\}} \\ &\approx \frac{1}{\omega_1} \tan^{-1} \frac{\int_{T_i} dt \operatorname{Im}\{\hat{x}_p(t+\tau_{i-1,p})\} \operatorname{Re}\{\hat{z}_{li}(t)\}}{\int_{T_i} dt \operatorname{Re}\{\hat{x}_p(t+\tau_{i-1,p})\} \operatorname{Re}\{\hat{z}_{li}(t)\}} \end{aligned} \quad (71)$$

我们还注意到:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{\hat{x}_p(t)\} &= x_p(t) & \operatorname{Re}\{\hat{z}_{li}(t)\} &= z_{li}(t) \\ \operatorname{Im}\{\hat{x}_p(t)\} &= H\{x_p(t)\} \approx x_p(t-\pi/2\omega_1) & \operatorname{Im}\{\hat{z}_{li}(t)\} &= H\{z_{li}(t)\} \approx z_{li}(t-\pi/2\omega_1) \end{aligned} \quad (72)$$

在此, 通过将信号延迟 $\pi/2\omega_1$ 而对希尔伯特变换的近似, 对于以 ω_1 为中心的窄带信号是足够的。结合公式(71, 72), 我们得到简化的表达式:

$$\delta\tau_{ip} \approx -\frac{1}{\omega_1} \tan^{-1} \frac{\int_{T_i} dt x_p(t+\tau_{i-1,p}) H\{z_{li}(t)\}}{\int_{T_i} dt x_p(t+\tau_{i-1,p}) z_{li}(t)} \approx -\frac{1}{\omega_1} \tan^{-1} \frac{\int_{T_i} dt x_p(t+\tau_{i-1,p}) z_{li}(t-\pi/2\omega_1)}{\int_{T_i} dt x_p(t+\tau_{i-1,p}) z_{li}(t)}$$

(73)

在这个表达式中, 希尔伯特变换或者其延迟近似运算仅仅对于经过校正的高通滤波器输出起作用, 因而只需对一个信号进行运算, 简化整个操作。类似的表达式可以从公式(71)的最后部分中得出, 但是在公式(71)中, 希尔伯特变换者其延迟近似必须对所接收信号 $x_p(t)$ 进行运算, 这需要更多处理。在估计变化中某种程度的降低可以通过沿着公式(67)的线将公式(71)中的第一个和最后一个表达式合并来获得。

我们还注意到如下的关系:

$$\left\langle \operatorname{Re}\{\tilde{x}_p(t)\} \operatorname{Im}\{\tilde{z}_i(t)\} \right\rangle = \left\langle \operatorname{Re}\{\tilde{x}_p(t)\} \operatorname{Im}\{\tilde{z}_i(t)\} \right\rangle = -\left\langle \operatorname{Im}\{\tilde{x}_p(t)\} \operatorname{Re}\{\tilde{z}_i(t)\} \right\rangle \quad (74)$$

该关系允许以上对于解析信号的运算可以由对于复包络的运算所替换, 在此, 它的实数部分和虚数部分可以作为在上面描述的标准正交解调器输出信号的相位和正交分量中得到。

采用超声波束的连续的机械扫描, 使用无限刺激响应(IIR)低通滤波器和高通滤波器也是引人关注的, 在此一阶低通滤波器的例子可以描述为:

$$z_{ik}(t) = \varphi_1 z_{i,k-1}(t) + \varphi_2 x_k(t + \tau_{ik}) \quad (75)$$

$$\varphi_1 = \frac{T}{T + T_{prf}} \quad \varphi_2 = \frac{T_{prf}}{T + T_{prf}}$$

在此, T 是具有截至频率 $\omega_c = 1/T$ 的滤波器时间常量, 下标 k 如先前一样表示脉冲数量, 图像信号 $z_{ik}(t)$ 针对每个新发送脉冲进行更新。对于解析信号及其复包络具有相同的等式结构。

现在已经开发了对每个新发送波束的校正延迟 τ_{ik} 进行估计的递归方案。我们假设对于 m 直到 $k-1$ 给出 τ_{im} 。采用序号为 k 的具有所接收信号 $x_k(t)$ 的新的发送波束, 我们希望估计延迟校正 τ_{ik} 。该估计是通过最小化该函数来实现的, 在此我们为了简便使用了解析信号近似:

$$J_i = \int_{\hat{T}_i} dt \hat{z}_{ik}^*(t) \hat{z}_{ik}(t) \quad (76)$$

关于 τ_{ik} 的微分给出:

$$\frac{\partial J_i}{\partial \tau_{ik}} = 2\varphi_2 \operatorname{Re} \left\{ \int_{\hat{T}_i} dt \frac{\partial \hat{x}_k^*(t + \tau_{ik})}{\partial \tau_{ik}} \hat{z}_{ik}(t) \right\} = 0 \quad (77)$$

在公式(57)中插入近似值, 我们得到:

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_i}{\partial \tau_{ik}} &= -2\varphi_2 \omega_1 \operatorname{Im} \int_{\hat{T}_i} dt e^{-i\omega_1 \delta \tau_{ik}} \hat{x}_k^*(t + \tau_{i-1,k}) \left(\varphi_1 \hat{z}_{i,k-1}(t) + \varphi_2 \hat{x}_k(t + \tau_{i,k}) \right) \\ &= -2\varphi_2 \omega_1 \operatorname{Im} \int_{\hat{T}_i} dt \left\{ \varphi_1 e^{-i\omega_1 \delta \tau_{ik}} \hat{x}_k^*(t + \tau_{i-1,k}) \hat{z}_{i,k-1}(t) + \varphi_2 \left| \hat{x}_k(t + \tau_{i-1,k}) \right|^2 \right\} = 0 \end{aligned} \quad (78)$$

由于积分的最后一项是实数, 因此当在以下情况中实现上面表达式的相等:

$$\delta \tau_{ik} = \frac{1}{\omega_1} \angle \left\{ \int_{\hat{T}_i} dt \hat{x}_k^*(t + \tau_{i-1,k}) \hat{z}_{i,k-1}(t) \right\} \quad (79)$$

更高阶的高通滤波器可以采用本领域技术人员已知的滤波器的向量状态空间表示以相似的方式进行描述。从而, 本领域技术人员能够实现上面所示的沿着这些线的 τ_{ik} 的递归。

为了对线性散射信号进行适当抑制, 所需要的延迟准确度比大部分超声波成像系统中的所接收射频信号的采样间隔低很多。该准确度可以通过根据已知方法对样本之间的信号进行插值来获得。通过将具有最接近样本 $t + \hat{\tau}_{ik}$ 的准确度的延迟校正与在采用与公式(57)类似的相位校正 $\omega_1 \delta \tau_{ik}$ 的组合, 能够获得较差的准确度, 但是该准确度经常是足够的, 该合并如下:

$$\hat{x}_k(t + \tau_{ik}) \approx e^{i\omega_1 \delta \hat{\tau}_{ik}} \hat{x}_k(t + \hat{\tau}_{ik}) \quad (80)$$

在此, $\delta \tau_{ik} = \tau_{ik} - \hat{\tau}_{ik}$, 射频信号是公式(80)的实数部分。

联系图 1 和 2 描述的根据本发明第一种方法,可以实现为大多数现有的数字扫描器中所具有的接收滤波器的变体,或者可以将接收滤波引入到射频(RF)信号处理路径中。在图 10 中示出了用于根据本发明的第二种和第三种方法对振幅和/或延迟校正进行估计的处理单元的方框图并且在公式(14-30, 40-42)中给出的根据本发明的图像参数。将来自连续发送脉冲复合体的所接收 RF 信号 $x_k(t)$ 1001 输入到慢时间高通滤波器 1002 中,来根据公式(14)生成经过混响抑制的线性成像信号 1003,还将信号 1001 输入到存储单元 1004,以实现信号的更加灵活的处理。然后,将所接收信号输入到振幅和/或延迟校正估计器 1005,该 1005 根据上面描述的方法之一进行操作,或者类似地,提供对振幅和/或非线性传播延迟校正的准确估计 1006。将所估计的振幅和/或非线性传播延迟校正输入到校正单元 1007,校正单元 1007 从存储单元取出信号,并对于振幅和/或非线性传播延迟提供校正。然后将经过校正的信号输入到单元 1008,单元 1008 例如根据公式(17, 18)或者根据公式 40 的直接解决方案或类似提取出经过校正的线性信号 1009,将经过校正的信号输入到单元 1010,单元 1010 例如根据公式(19, 20),或公式(40)的直接解决方案或类似提取出经过校正的非线性散射信号 1011。应该注意的是,当采用与公式(40-42)类似的方法进行估计时,脉冲混响对于延迟校正估计以及对于线性散射信号和非线性散射信号的估计具有最小的影响。

然后,经过延迟校正的线性信号(1009)和非线性信号(1011)与所估计的延迟校正(1006)一起输入到定量参数估计单元 1012,该单元根据公式(27)或类似计算定量非线性传播参数 1015,并根据公式(30)或类似的公式计算定量非线性散射参数 1016。延迟校正单元 1005 还可以给出多普勒相位 1013,例如根据公式(24),多普勒相位 1013 输入到多普勒单元 1014,该单元计算径向散射体位移 1017,径向散射体速度 1018,径向散射体应变 1019 和径向散射应变率 1020 或其他参数计算。然后,通常对信号 1003、1009、1011、1015、1016、1017、1018、1019、1020 进行进一步处理和显示来根据已有方法产生超声图像。

联系公式(43-46)所述的根据本发明的第四种方法更多地进行成批操作,来估计非线性传播延迟的校正和线性散射信号与非线性散射信号的校正。用于这些估计的处理器则可以使用图 11 中的方框图来表示,在此,1101 代表输入的所测量信号 $x_k(t)$,该信号输入到振幅和/或延迟校正与估计单元 1102,该单元 1102 生成作为其输出的线性散射信号 $x_l(t)$ 1103、非线性散射信号 $x_n(t)$ 的 1104,以及所估计的用于非线性传播延迟 $\tau(t)$ 和振幅变化 $a(t)$ 的校正 1105。通过该方法,我们注意到,脉冲混响和非线性散射信号对于延迟校正的估计有着最小的影响。然后,将 $x_l(t)$, $x_n(t)$, $\tau(t)$ 和 $a(t)$ 的估计值输入到定量参数估计单元 1106,该单元产生非线性传播参数 1015,非线性散射参数 1016 和径向散射体位移 1017、径向散射体速度 1018,径向散射体应变 1019,径向散射体应变率 1020,或其他的参数计算。

然后,实现用于基于图 9 中的发送和有角度散射测量数据的线断层摄影重构方法以及使用反向散射成像设备的线断层摄影重构方法这两种方法的处理单元。在图 12 中示出了根据本发明的反向散射成像设备在其最为敏感的情况下的方框图,在此,1201 示出具有高频(HF)部分和低频(LF)部分的超声传感器阵列。在该方法的最宽泛的实现中,该阵列有一个 2 维元件分布,其称为 2D 阵列,这允许高频波束和低频波束的全电子 3D 转向(steering),该设备还能够估计和校正波前象差。然而要清楚的是,这些方法可与较为不复杂的阵列一起使用,如下面所讨论的。

阵列的高频部分在全 3D 成像应用中可以具有大数量的元件,例如 3000-10,000 个,因此在子孔径单元 1202 中的接收和发送通道的数量通常明显地降低,在此,在接收模式中来自几个相邻阵列元件的信号被延迟和加和为子孔径信号 1203,用于进一步处理。对于象差校正,子孔径组的阵列表面的宽度比波前象差的相关长度要小,在此,子孔径组和信号的典型数量是 100-1000。

对于脉冲复合体的发送,HF 发送波束形成器 1204 将脉冲输入到子孔径单元 1202 中,该单元对信号进行延迟并把将其分布到 HF 阵列元件的所有组或子组中,而 LF 发送波束形成器 1205 同时将脉冲

输入到 LF 阵列元件中。脉冲复合体发送通过设备控制器 1206 触发，该控制器通过总线 1207 与各个子单元通信。

接收子孔径信号 1203 输入到单元 1208，在此，在假设是具有恒定的平均传播速度的均匀介质的情况下，对子孔径信号进行延迟，以便改变接收波束的方向并进行聚焦，这称为均匀延迟。3D 转向和聚焦也可以用稀疏阵列完成，在该情况下通常可以不使用子孔径单元 1202。采用 1.75 维阵列，HF 阵列元件的数量也可以降低很多，从而可以省去子孔径单元。因此，在下面我们同义地使用元件和子孔径信号。

在将元件信号求和得到最终接收波束信号之前，将采用均匀延迟进行校正的元件信号 1209 输入到单元 1210，在该单元中，进行对波前象差的校正，例如根据公式(33, 34)的描述或美国专利 6,485,423，美国专利 6,905,465 和美国专利申请 10/894,38 中的描述对其进行估计。对于 3D 成像，使用具有小角度偏移的多个接收波束，所述小角度偏移平行覆盖一个宽发送波束。对于角度偏移的波束的象差校正可以是对于中心波束的校正的边偏移(side shift)形式，该形式与在单元 1210 中对于角度偏移的均匀延迟相加在一起。

因此，单元 1210 的输出 1211 是一个或多个平行接收波束方向的一个或多个 RF 信号，这些信号输入根据本发明的处理单元 1212，处理单元 1212 执行根据图 2、图 10 和图 11 的一个或多个操作。我们应该注意到，对于根据图 2 的操作，对于传播距离的整体而言，高频脉冲位于低频压力振荡的负空间梯度上，而对于图 10 和图 11 描述的方法，对于传播距离的整体而言，高频脉冲位于接近低频压力振荡的峰脊或底槽。

象差校正在单元 1213 中进行估计，例如根据联系所引用的专利和专利申请所述的方法以及有可能使用基于公式(33, 34)的方法。单元 1213 把经过均匀延迟校正的信号 1209 作为输入，并且还可能把具有根据本发明进行抑制的脉冲混响噪声的最终波束信号 1214 作为输入。经过延迟校正元件信号 1209 通常首先根据本发明的方法进行处理，典型地是采用联系图 2 或公式(14)描述的方法，以便在延迟校正

估计之前抑制脉冲混响噪声。应该注意到, 使用来自移动散射体(例如从血液或心肌发现的以及美国专利 6,485,423 中所规定的)的信号, 将提高联系公式(14)所述的脉冲传播噪声的抑制方法的功能。基于公式(33, 34)中给出的单个元件/子孔径信号的非线性传播延迟的估计, 代表了引起人兴趣的估计本身, 并且也可以作为根据所引用专利进一步估计的起点, 即, 对第一发送波束聚焦和作为迭代方案的起点。

当对波前象差校正的估计是基于与具有高度抑制的混响噪声的波束形成器输出信号 1214 相关的信号时, 元件信号中的混响噪声与波束形成器输出信号是不相关的。当象差校正估计的缓慢更新是可接受时, 可以使用很长的相关时间, 从而使得校正估计时在元件信号中的混响噪声的影响可以被忽略。然而, 相关时间一般是非常短的, 以至于优选的是在对象差校正的估计之前还抑制在元件信号中的混响噪声。

单元 1212 的输出是图 10 和 11 中描述的线性和非线性散射信号、两个定量非线性参数和多普勒相位和频率数据。这些数据可以直接输入到图像重构和扫描变换器单元 1216 中, 单元 1216 呈现基于图 10 和 11 所给出的输出的线性和非线性散射信号的振幅、定量非线性参数/信号、以及组织的径向位移、速度、应变和应变率的压缩的和彩色形式的图像。然而, 为了测量血液或微气泡的径向速度, 必须根据已知方法进一步处理慢时间域中的线性和非线性散射信号来抑制来自组织的杂波回波(echo)以获取多普勒处理的血液信号, 这是在单元 1215 中完成的。该单元的输出输入到图像构建单元 1216, 用于对其进行选择并覆盖其他信息的图像。单元 1216 将它的输出输入到显示器 1217。

本领域技术人员应该清楚的是, 可以对图 12 描述的设备进行许多简化, 同时仍然在设备中使用本发明的核心方面。例如在上升方向上可以对元件进行粗略划分, 这将限制在上升方向中波束的电子方向转向, 同时仍然可以获得对于随着在上升方向上的深度的波前象差和动态聚焦的校正。这经常称为 1.75 维阵列, 并且所具有的阵列元件的总数比用于波束的全 3D 转向的 2D 阵列少很多, 因此可以去掉子

孔径单元。稀疏阵列是另一种减少元件数量的方法，从而使得去掉子孔径单元 1202 变得很实际。然而，只要沿着阵列表面的子孔径组的尺寸小于波前象差的相关长度，就可以发现使用子孔径单元的好处。

也可以移除对于波前象差的估计和校正，即移除 1210 和 1213 单元，并且仍然能够在 1212 单元中进行处理来产生如上面描述的线性和非线性散射信号等。则可以对阵列进行进一步简化，在此，将对称地位于波束扫描轴(方位角轴)周围的元件在电流上合并在一起，以便进一步将独立通道的数量降低系数 2，这经常称为 1.5 维阵列。可以类似地使用一维(1D)阵列以及具有波束方向的机械扫描的环形阵列，在此，对图 12 中方框图的唯一修改是单元 1202 的子孔径，象差校正单元 1210 和象差校正估计单元 1213 被移除。

因而，由于我们希望得到具有不同复杂度或者可选择的复杂度的设备，我们还希望得到能够在上述不同处理方法之间进行选择的设备，以得到根据测量情况的最佳性能。上述方法的编号方式与这些方法的复杂度的增加有关，是跟随着每个径向图像线所需要的脉冲数量的增加的，并因此造成每个图像的时间的增加，其是倒转的帧速率。这些方法的优点和缺点是：

1. 如图 1 和 2 所示的根据本发明的第一种方法，采用单个发送脉冲复合体获得了结果，并且通过在图 12 中单元 1212 中在快时间中对所接收信号的射频(RF)滤波，提供具有一次谐波敏感度的对于脉冲混响噪声的抑制。在单元 1215 和 1216 中，根据已有方法对经过混响抑制的信号进行进一步处理，用于移动血液和组织的组织与多普勒成像、相对散射体移动的径向应变和应变率成像。该方法没有提供非线性散射参数或非线性传播延迟参数，但是提供了所有方法中的最高帧速率。

2. 在图 3-7 和公式(10-39)中描述了第二种方法，其对每个径向图像线使用了两个或者更多的发送脉冲复合体，并且每个发送脉冲复合体的低频脉冲的频率和/或相位和/或振幅中存在变化。通过将来自几个脉冲的所接收信号结合起来，可以获得对脉冲混响噪声进行抑制并具有第一谐波敏感度的第一图像信号、非线性传播延迟的估计以及

第一和第二定量非线性图像参数,其中,非线性传播延迟的估计给出了表示来自组织、微钙化和微气泡的非线性散射的第二图像信号。当发送3个或更多的脉冲时,可以根据公式(24)得到多普勒信息,其对获知组织(例如心肌)的径向运动和速度,径向应变和径向应变率是非常有用的。所处理的第一和第二图像信号可以用于在单元1216中的振幅组织/对象成像和在单元1215中具有杂波噪声滤波的血液成像。对于振幅组织成像,该方法给出了比上面的方法1低的帧速率,因为对于每个径向图像线必须发送两个或更多的脉冲复合体,而对于多普勒、应变和应变率,这两种方法的帧速率类似。当第一谐波信号用于非线性传播延迟的估计时,延迟估计将具有由混响噪声引入的误差,而可以采用较差的敏感度来估计来自混响噪声得到抑制的所接收信号的二次谐波分量的非线性传播延迟,或采用其他方式的减小混响噪声,以便获得由混响噪声引入的误差较少的非线性传播延迟估计。非线性散射也在延迟估计中造成小误差,这将影响第二图像信号与定量非线性图像参数的估计的准确度。然而,这些误差在形成二次图像信号时在最小程度地降低了对于线性散射信号的抑制,这是一个重要的结果。本发明还提供了设计双频带超声传感器阵列的原则,该阵列造成发送低频脉冲的相位相对于高频脉冲而随着深度发生振荡变化,以使得最大非线性传播延迟最小化,从而对于低频脉冲的低振幅(~50kPa)可以估计近似的第二非线性图像信号并且不用对非线性传播延迟进行校正。

3. 公式(40-42)中描述了第三种方法,其使用其低频脉冲具有至少3个级别的频率和/或相位和/或振幅的3个或更多的发送脉冲复合体来产生一个经过处理的信号。该方法在进一步估计非线性传播延迟之前消除脉冲混响噪声,并获得对脉冲混响噪声得到强烈抑制的线性和非线性散射信号的估计。公式(27)中的第一定量非线性图像参数/信号和公式(30)中的第二定量非线性图像参数/信号如同方法2中一样获得。采用4个或更多的脉冲,也能够估计在来自连续脉冲的信号之间的多普勒延迟,该延迟对于每个估计间隔 T_i 都是恒定的,这与方法2中的公式(24)类似。该多普勒延迟对于研究组织(例如心肌)

的径向移动和速度、径向应变和应变率很有用。对于需要杂波滤波器去掉组织杂波的血液速度多普勒成像而言,则像其他方法一样在单元 1215 中完成处理。非线性散射信号仍将在非线性延迟估计中引入小误差,这将影响第二非线性散射图像信号的估计的准确性,但是对于方法 2 而言,该误差将不会减小在第二非线性图像信号形成时对线性散射信号的抑制,这是一个重要的结果。该方法产生了比方法 2 更低的传播率。

4. 公式(43-46)中描述了第四种方法,该方法使用了其低频脉冲具有 4 个或更多级别的频率和/或相位和/或振幅的 4 个或更多的发送脉冲复合体来产生一阶线性散射、一阶非线性散射和非线性传播延迟的一个经过处理的信号。公式(27)中的第一个定量非线性图像参数/信号和公式(30)中的第二个定量非线性图像参数/信号象方法 2 中一样来得到。采用其低频脉冲具有频率和/或相位和/或振幅的 5 个变体的至少 5 个发送脉冲复合体,也可以估计在这 5 个发送脉冲值间的低频脉冲相位和/或振幅和/或多普勒延迟中的误差。该多普勒延迟对于研究组织(例如心肌)的径向移动和速度,径向应变和应变率很有用。对于需要杂波滤波器去掉组织杂波的血液速度多普勒成像而言,则像其他方法一样在单元 1215 中完成处理。非线性传播延迟的估计受到脉冲混响噪声和非线性散射最小的影响,因而以所有方法中最低帧速率的代价得到对非线性传播延迟,线性和非线性散射信号的最准确估计。

本发明提出了一种可以根据至少两种方法运行的设备,该设备可以根据需求选择最好的方法,其中,所述选择可以在操作员的直接控制下完成,或操作员可以设定约束,其中,设备根据在不同操作条件下的约束来自动选择实现最佳性能的方法。

操作员所设定的一个约束实例可以是最小帧速率,在此,对于可以使用高脉冲重复频率的低深度范围而言,可以使用上面列表中的具有最大序号的方法,该方法能够满足帧速率约束以获得具有所需帧速率的最佳可能性能。对于脉冲重复频率必须降低的更大深度范围而言,设备从较前的方法中选择一种能够满足帧速率约束但是具有较差

估计质量的方法。另外一个约束实例是帧速率和估计质量的合并，在增加用于中间范围的范围的情况下，在保持帧速率的同时质量下降，并且对于更大深度范围而言，在保持质量的同时帧速率下降。

所述方法选择还可以自动地依靠图像模态(modality)，在此，对于心脏的线性组织成像而言，可以使用采用经过混响抑制的图像信号的方法 1 来获得最高的帧速率，而为了研究心肌中的运动，设备可以切换到对每个径向图像线采用 2-4 个发送脉冲复合体的方法 2，对心肌运动使用公式(24)。对于血液流速成像，设备可以切换到对每个径向图像线采用 8-16 个发送脉冲复合体的方法 2，使用单元 1215 中的处理。对于如前列腺、乳房和肝脏等静态对象，通常可以选择方法 4，用于对一阶线性和非线性散射信号、非线性传播延迟和定量图像参数进行最佳可能估计。

对于线断层摄影重构而言，根据本发明的处理通常将在根据不同的重构算法对信号进行处理之前在单个接收元件信号上完成，在图 13 中示出了根据本发明的用于线断层摄影图像重构的一种典型设备的方框示意图。该图显示了采用环形阵列 1301 的测量，本领域技术人员应该清楚的是，其他的阵列配置以及整体或部分地使用机械扫描来收集数据的传感器阵列也可以使用而不会脱离本发明的范围。该阵列环绕着对象 1302。单元 1303 从所有元件中自由地选择一组发送元件，并生成一个包含在时间上交叠的低频和低频脉冲的发送脉冲复合体，例如在图 1 和图 3 中所显示的。脉冲复合体的发送由控制器单元 1307 通过控制器总线 1308 触发。单元 1304 从元件的整个组中以顺序方式或者并行方式或者顺序并行合并方式选择接收元件，并对元件信号进行放大和数字化，以在单元 1305 中根据本发明进行进一步的处理。该单元根据本发明的原则操作，例如如图 1 和 2 中所述的对于用于每个被处理信号的单个脉冲复合体，或者如图 10 或 11 中所述的对于用于每个被处理信号的多个发送脉冲。在单元 1305 中的处理为一个或多个线性散射和发送信号提供了对于脉冲混响噪声(多散射)、非线性散射信号以及定量非线性传播和散射参数的充分抑制，这些信号向前传递到单元 1206，单元 1206 提供对象的 2 维切片的计算机线

断层摄影图像。通过在垂直于该图的方向上移动与对象相关的阵列，可以获得对象的3维重构图像。

因而，虽然已经示出和描述并指出了应用于本发明的实施例的本发明的基本新颖特征，应该理解的是，在不脱离本发明的精神的情况下，本领域技术人员可以对所示设备的形式和细节以及其操作进行各种省略、替换和变更。

另一个清晰的意图是，对于这些元件和/或者方法步骤的所有组合，只要这些组合采用基本相同的方式执行基本相同的功能并实现基本相同的结果，就落入本发明的范围内。另外，应该认识到，联系本发明的任何公开形式或实施例而示出和/或描述的结构和/或元件和/或方法步骤，可以与任何其他公开的或描述的或建议的形式或实施例结合，作为普通设计选择。因此，意图是本发明仅仅受到附带权利要求的范围的限制。

我们在权利要求中使用以下概念：

-接收信号是在公式(11)之前首先引入的信号 $x_k(t)$ ，或在公式(11)中所定义的它的解析形式 $x_k^{\wedge}(t)$ ，或在公式(12, 13)中所定义的它的复包络。

-快时间和慢时间或脉冲数量坐标是联系图 5 而定义的。

-慢时间滤波或沿着脉冲数量坐标的滤波是联系图 6 而定义的。

-脉冲混响噪声是联系图 7 而定义的。

-线断层摄影重构成像是联系图 9 而定义的。

-非线性散射信号是来自高频脉冲的、具有受到高度抑制的线性散射分量的非线性散射信号，其是联系公式(9, 11-13, 19, 40-46)而定义的，或者是与对 $x_k(t)$ 的处理相类似的处理所定义的其解析形式或者其复包络。

-线性散射信号是来自由公式(9, 11-13, 17, 40-46)所定义、来自组织中的高频脉冲的线性散射的所接收信号，或者是与对 $x_k(t)$ 的处理相类似的处理所定义的其解析形式或者其复包络。

-经过混响抑制的成像信号或第一成像信号是在公式(14, 40-46)中定义或者是联系图 2 定义的。

-非线性传播延迟是联系公式(10)所定义的。

-总传播延迟是联系公式(23)所定义的非线性传播延迟和多普勒频移延迟(多普勒延迟)的总和。

对于非线性传播延迟或总传播延迟的延迟校正或者校正在公式(10, 17-25 和 47, 48)中定义的。

-第二图像信号是在公式(19, 28)和公式(40-46)中定义为非线性散射信号的。

-第三图像信号是在公式(17, 29)和公式(40-46)中定义为线性散射信号的。

-振幅校正是联系公式(19, 22)而定义的。

-估计间隔 T_i 是联系公式(21, 42)而定义的。

-第一定量非线性成像参数或非线性传播参数在公式(27)中定义。

-第二定量非线性成像参数或非线性散射参数在公式(30)中定义。

-递归过程是重复几个步骤的计算过程，并且其中，在该过程中参数值在每一步都更新，其是联系公式(52, 56, 61, 79)而定义的。

-迭代过程与递归过程相同。

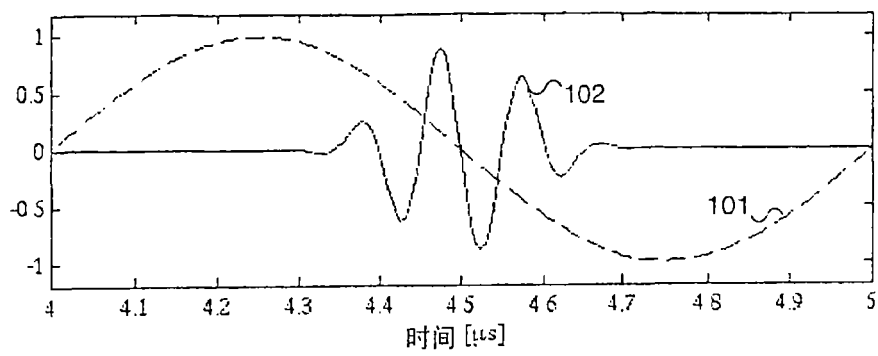


图1a

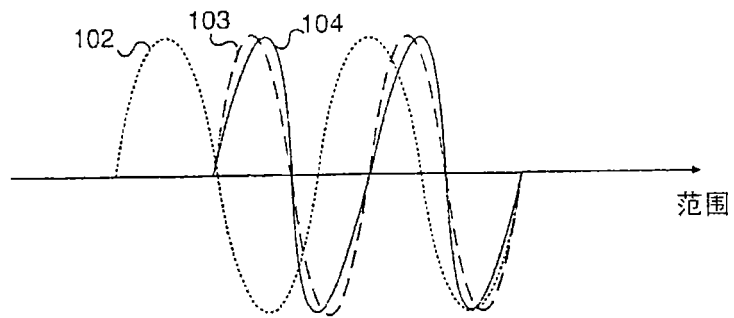


图1b

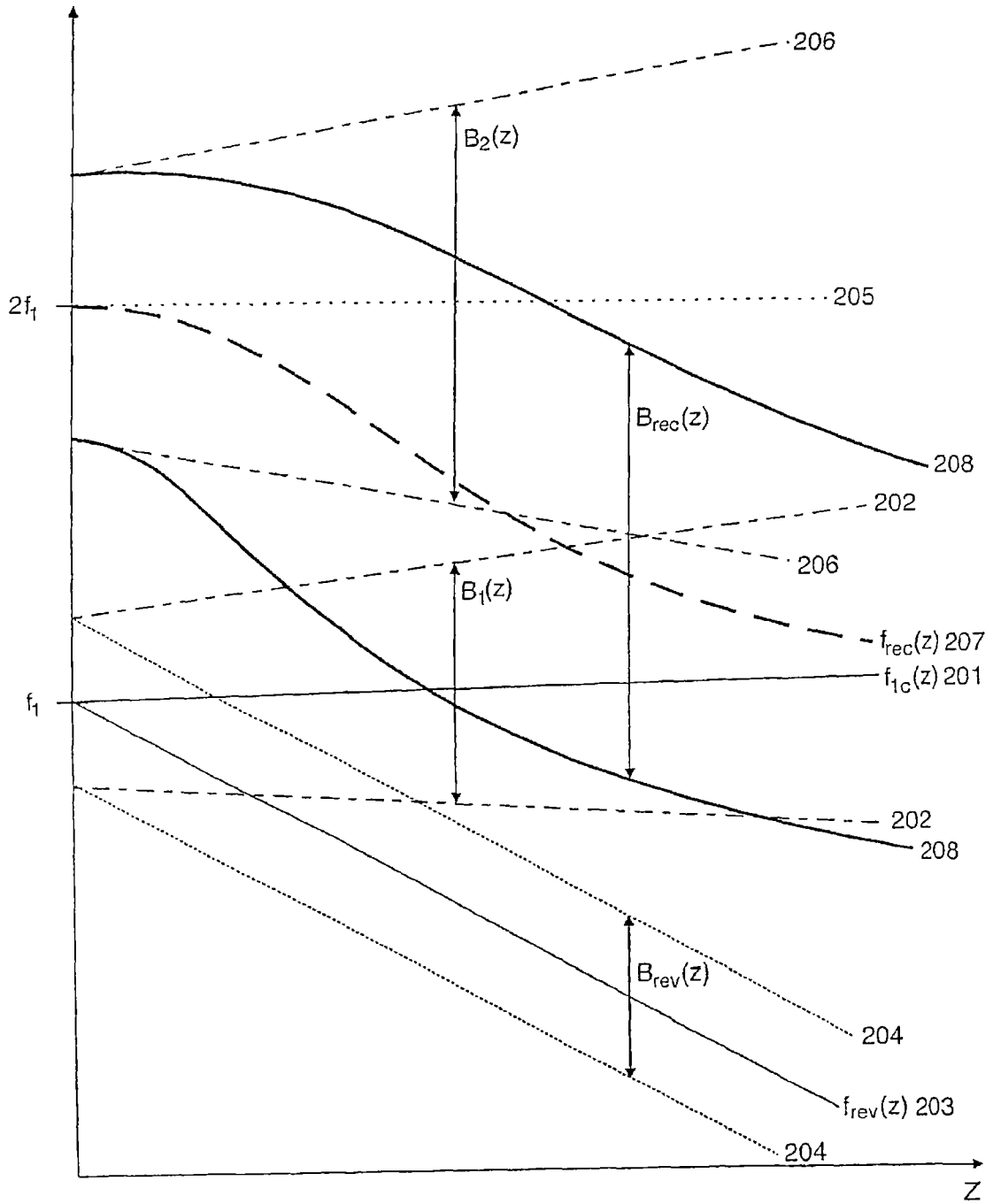


图2

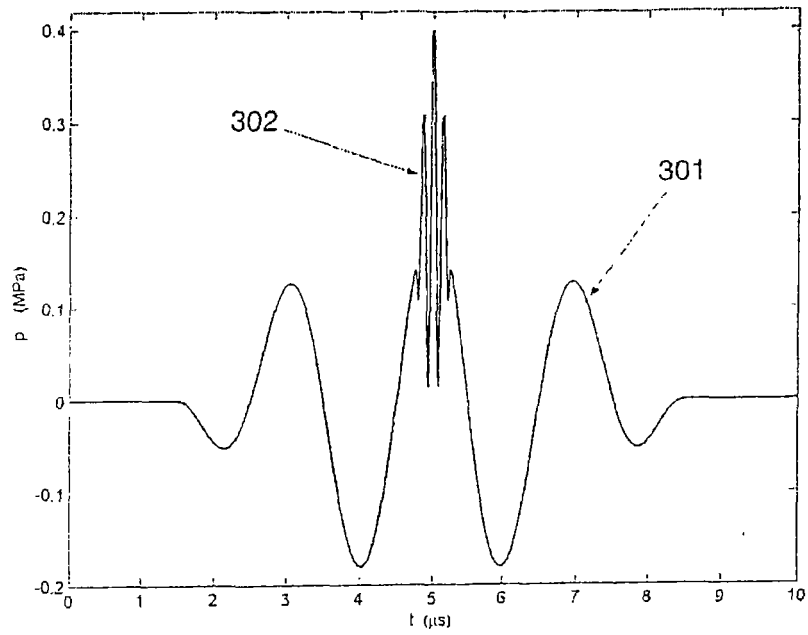


图 3a

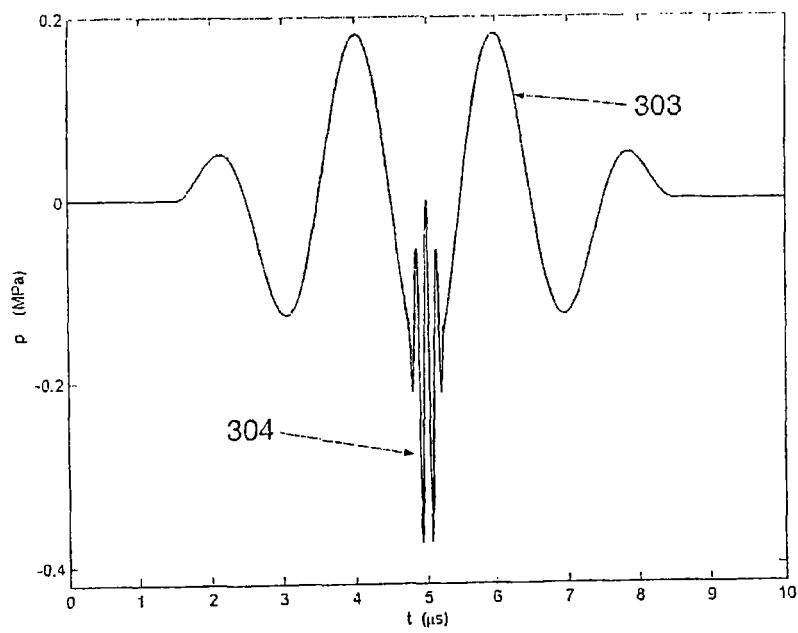


图 3b

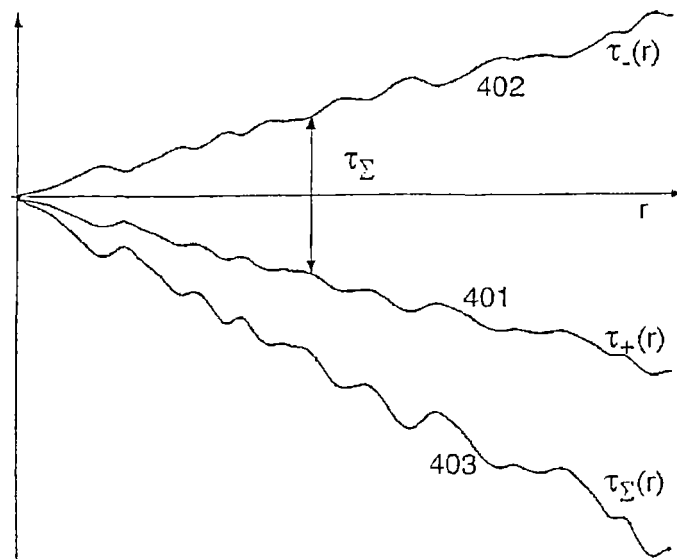


图4

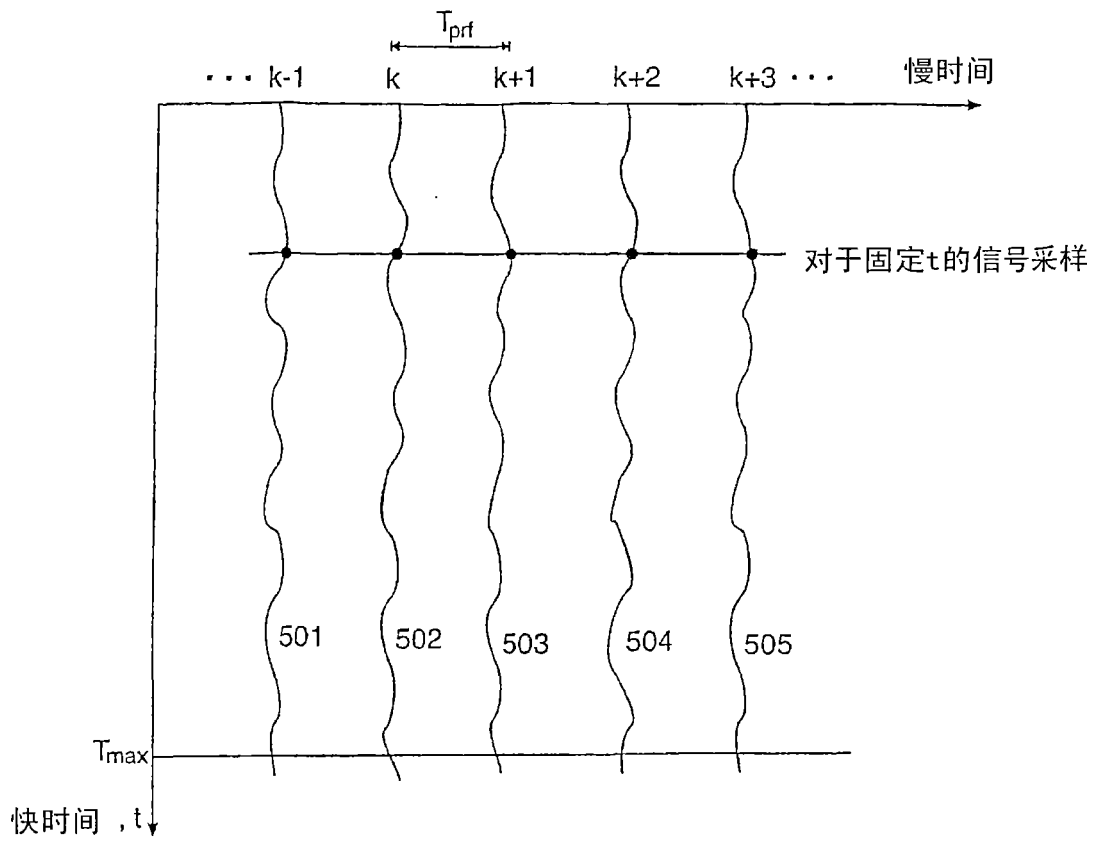


图5

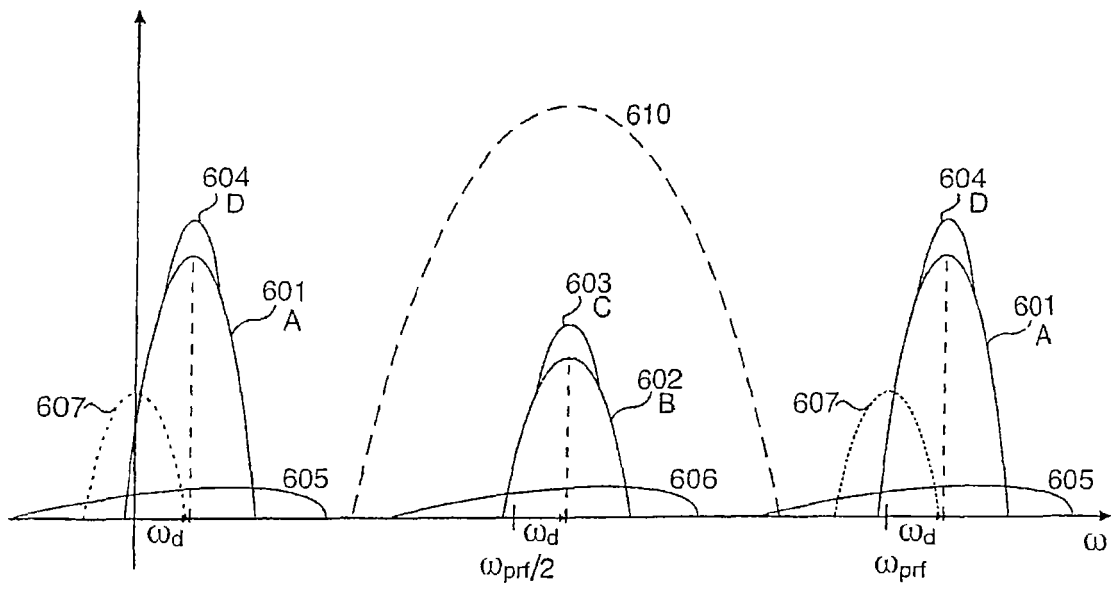


图6a

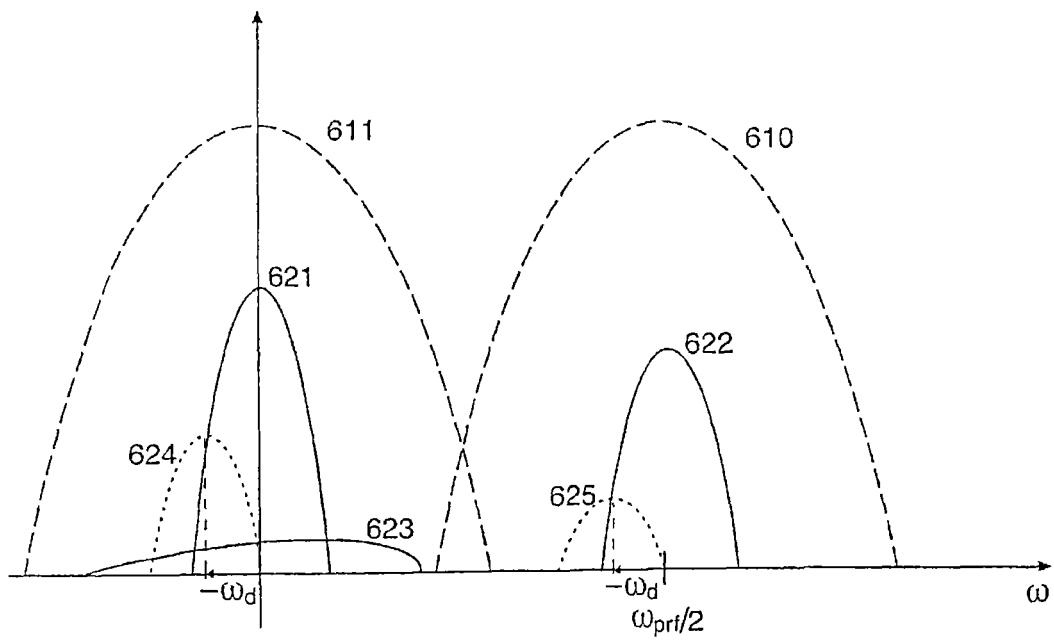


图6b

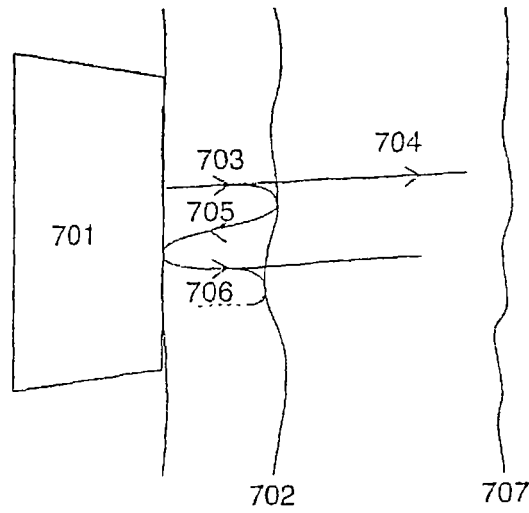


图7a

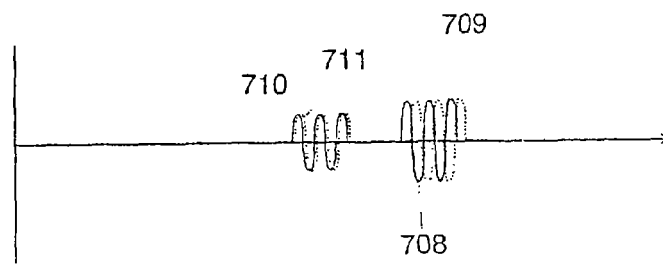


图7b

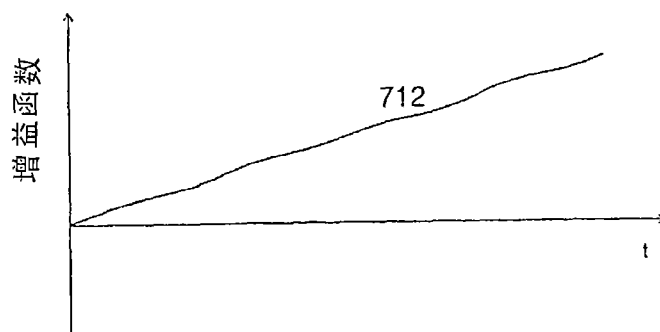


图7c

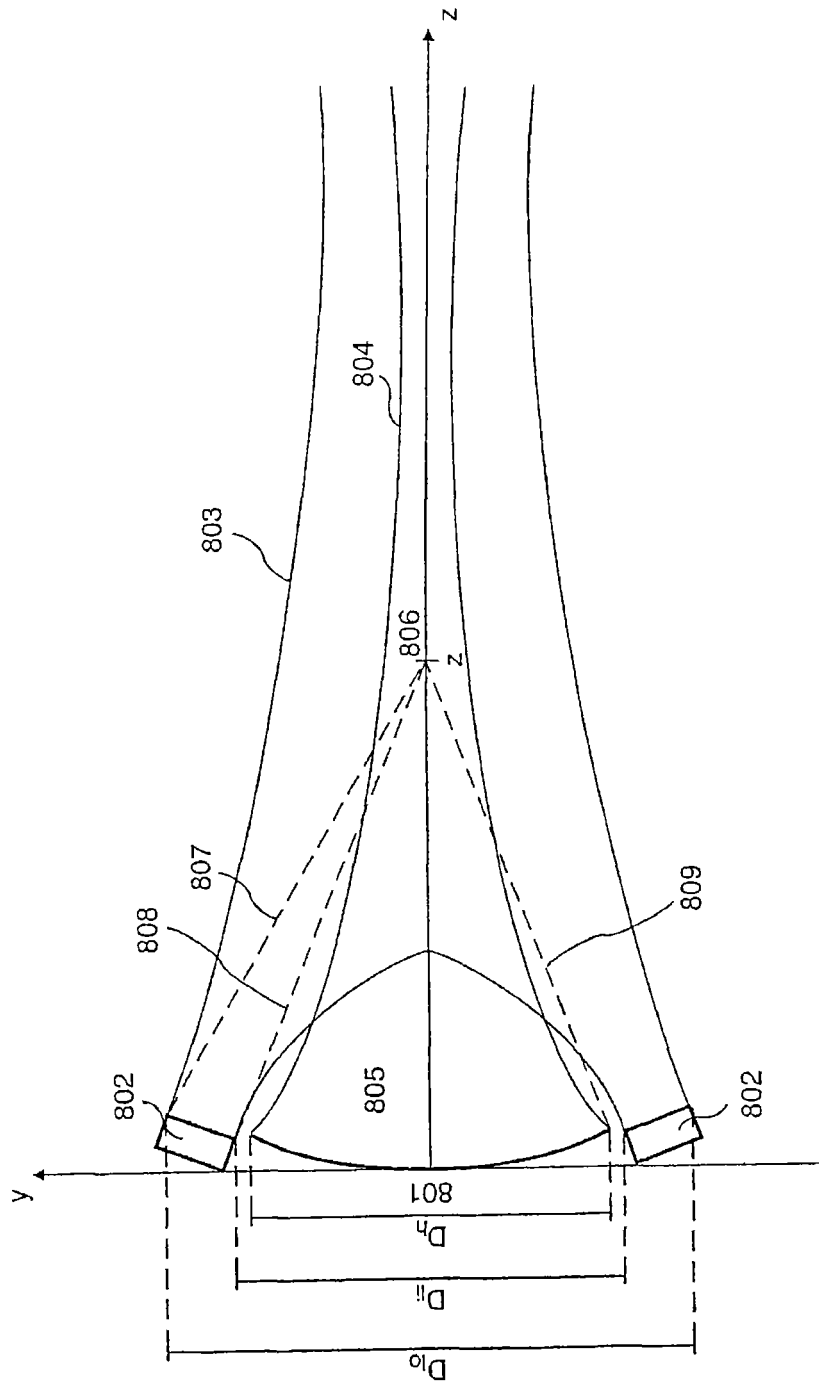


图 8a

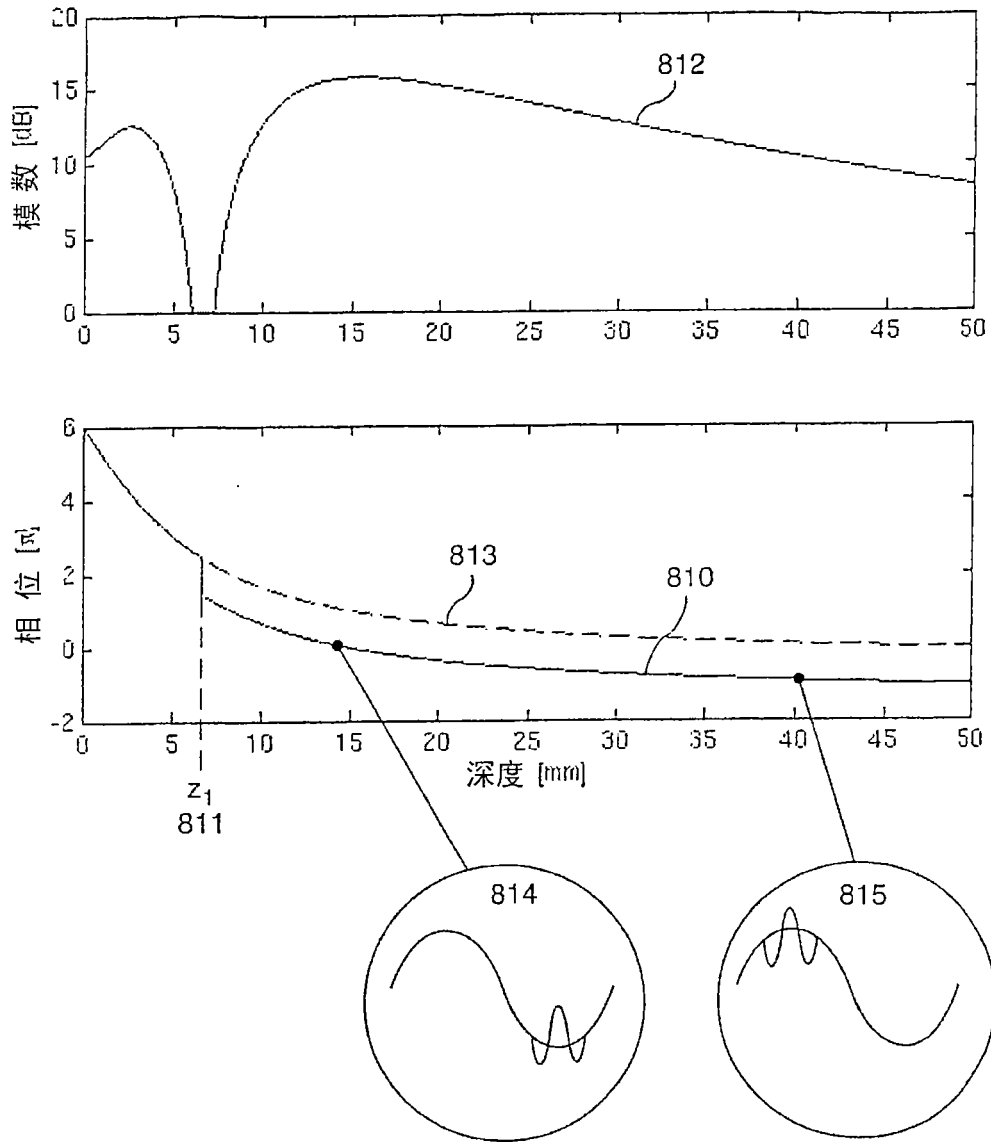


图8b

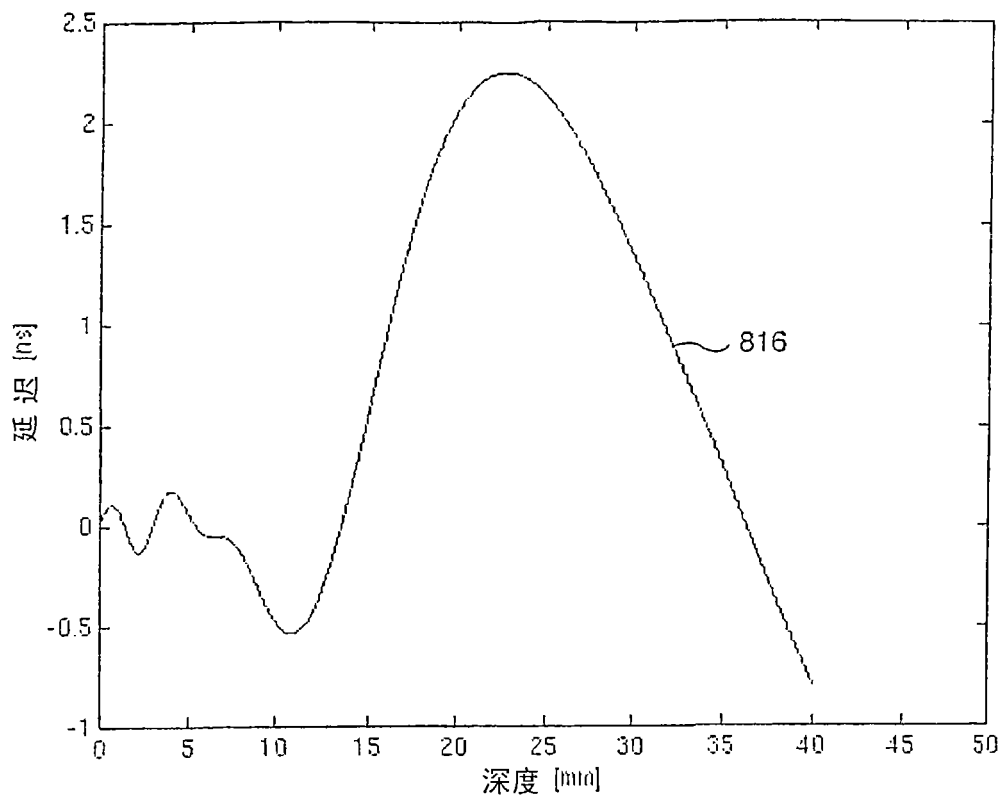


图8c

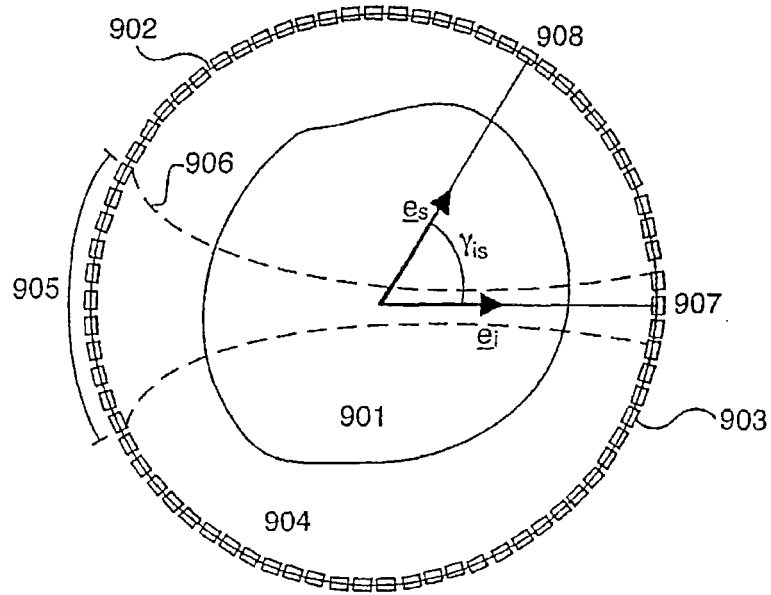


图9a

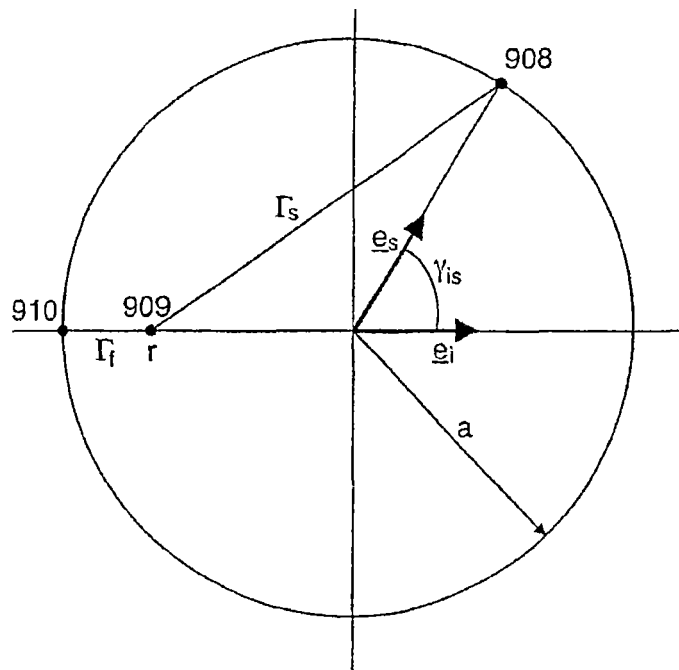


图9b

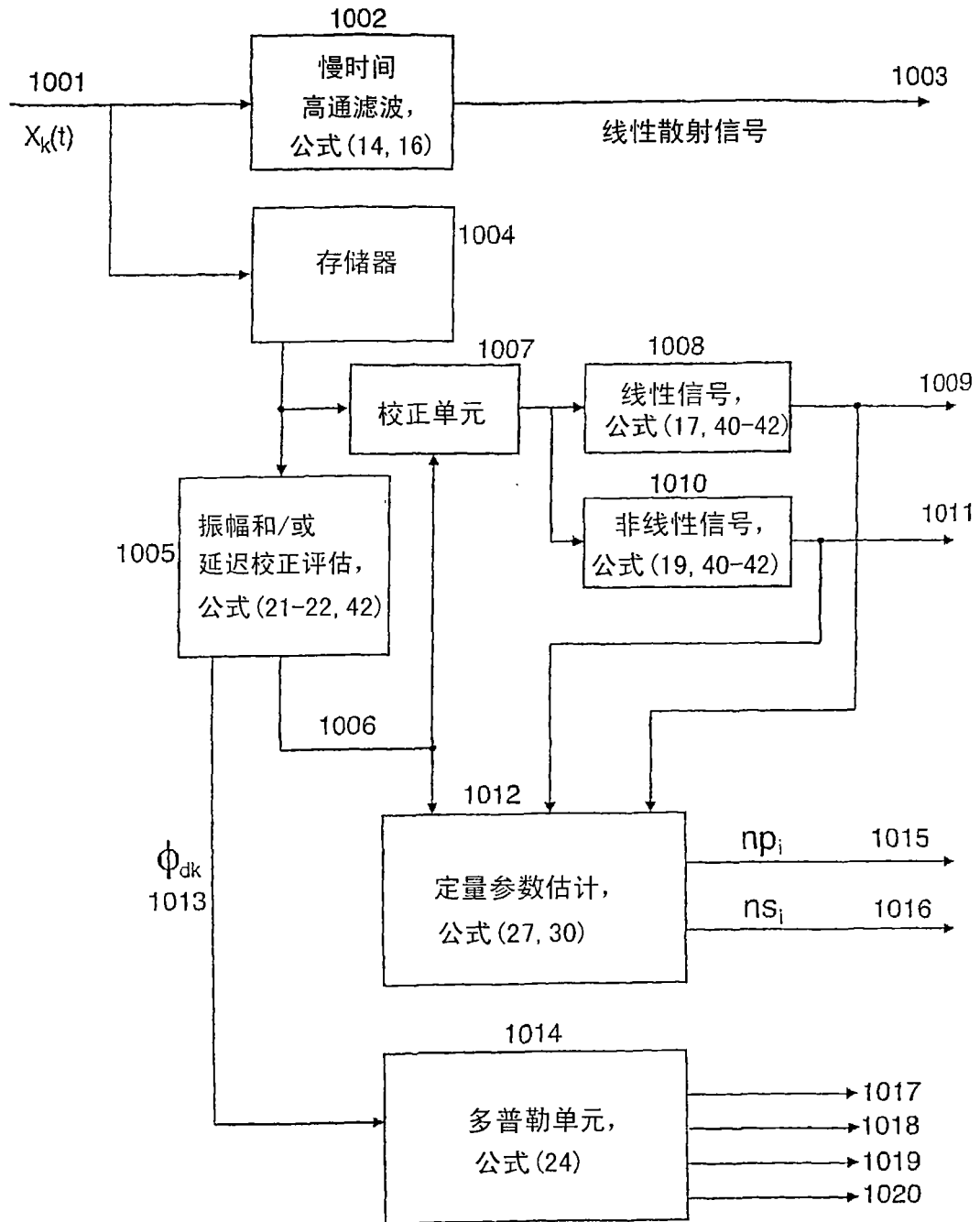


图10

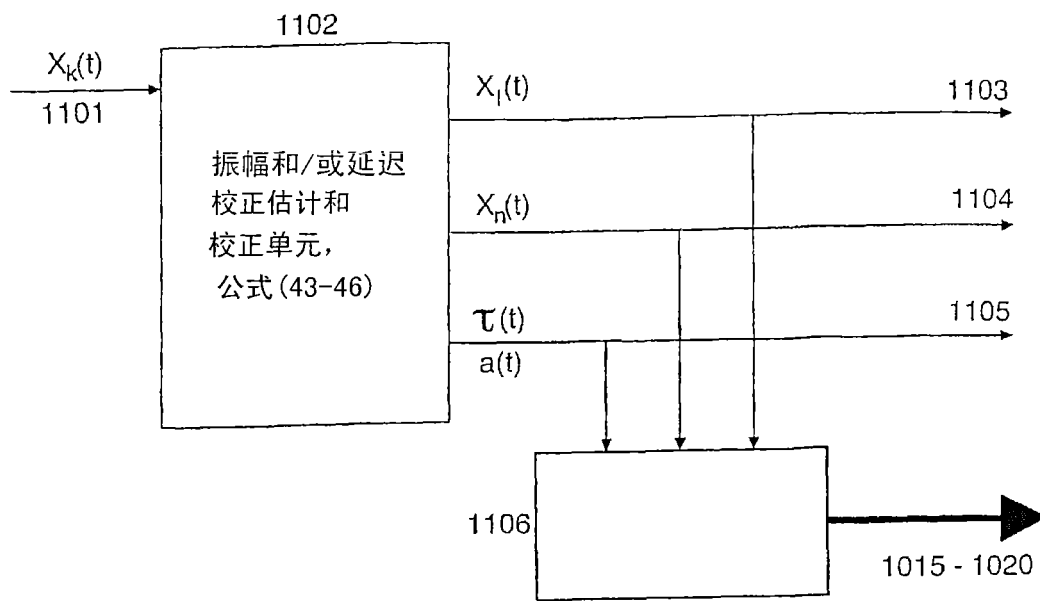


图 11

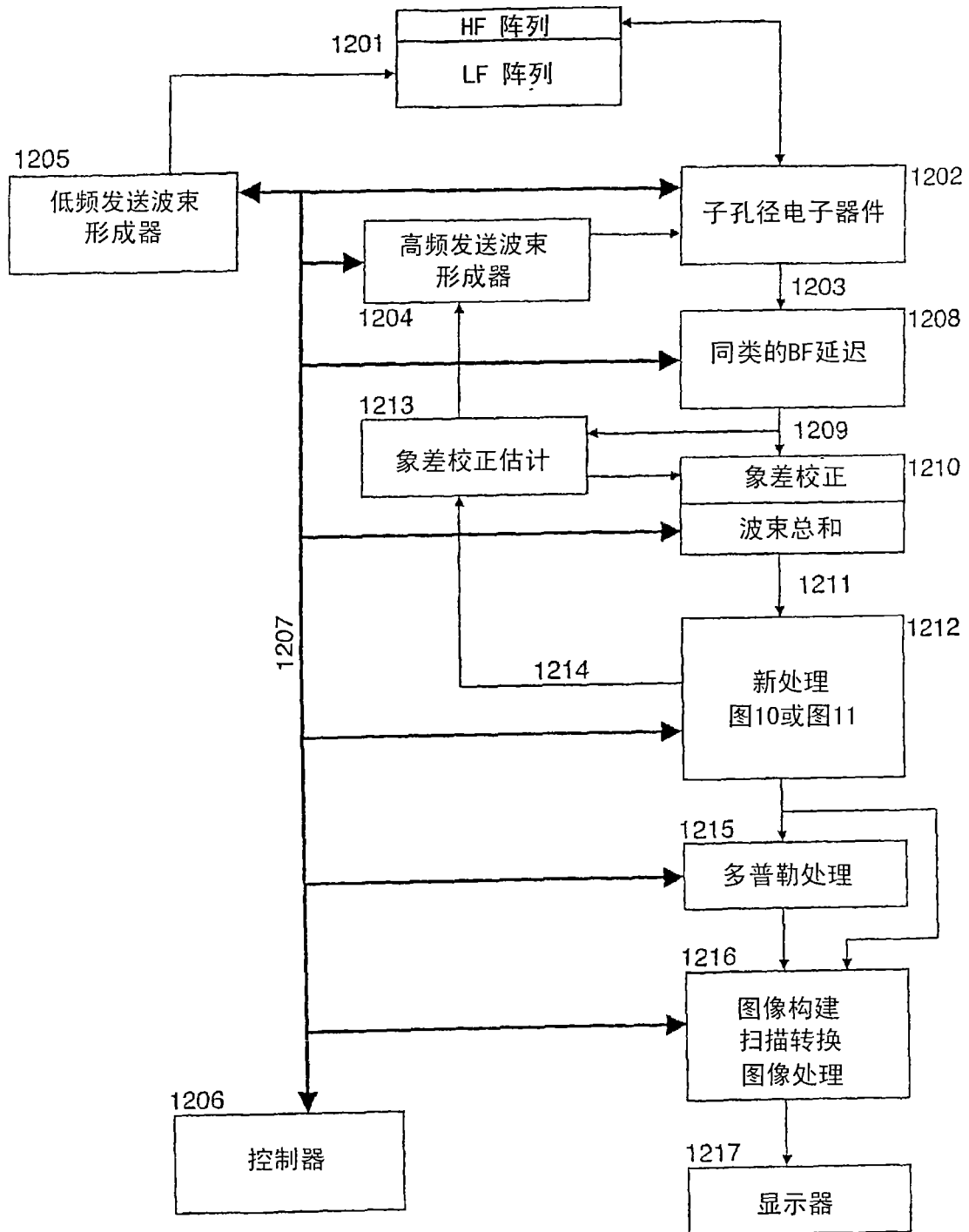


图12

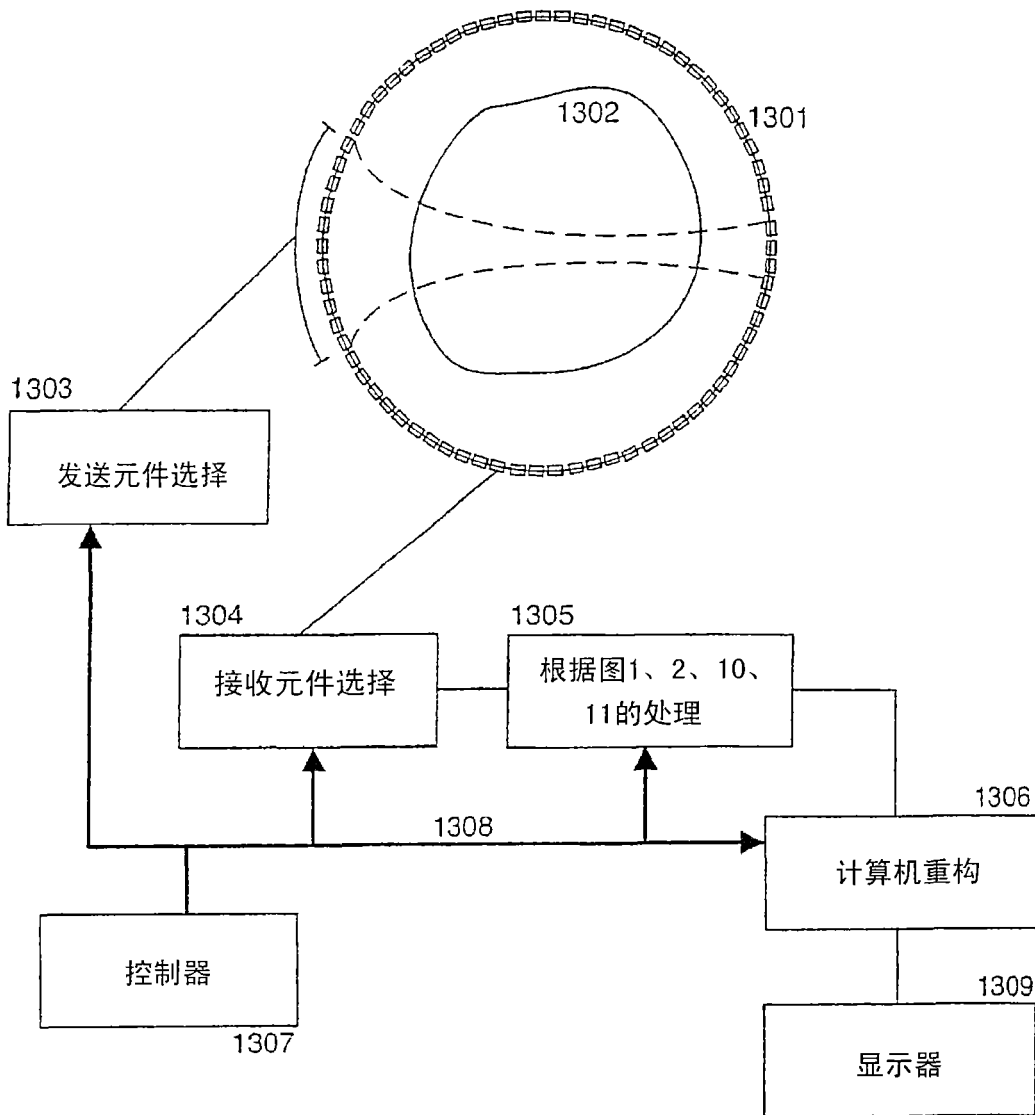


图13

专利名称(译)	超声成像		
公开(公告)号	CN101023376A	公开(公告)日	2007-08-22
申请号	CN200580031343.3	申请日	2005-07-25
申请(专利权)人(译)	比约恩·A·J·安杰尔森		
当前申请(专利权)人(译)	比约恩·A·J·安杰尔森		
[标]发明人	比约恩AJ安杰尔森		
发明人	比约恩·A·J·安杰尔森 鲁内·汉森 厄于温·斯坦达		
IPC分类号	G01S7/52 G01S15/89 A61B8/15 A61B8/14		
CPC分类号	A61B8/485 A61B8/0825 A61B8/15 A61B8/481 A61B8/488 G01S7/52022 G01S7/52038 G01S7/52042 G01S7/52049 G01S7/52077 G01S7/52095 G01S15/8925 G01S15/8927 G01S15/8952		
代理人(译)	林锦辉		
优先权	60/590444 2004-07-23 US		
其他公开文献	CN101023376B		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

提供了超声波成像的新方法，其可以提供混响噪声得到降低的图像和对象的非线性散射和传播参数的图像，以及对由超声传播速度的空间变化所引起的波前象差的校正的估计。该方法是基于对所接收的来自所发送的具有重叠的高频率脉冲和低频率脉冲的双频带超声脉冲复合体的信号所进行的处理。高频率脉冲用于图像重构，低频率脉冲用于控制高频率脉冲的非线性散射和/或传播特性。第一种方法使用来自单个双频带脉冲复合体的散射信号，用于在快时间(深度时间)中进行滤波，以提供混响噪声得到抑制的、具有第一谐波敏感度的以及空间分辨率得到提高的信号。在其他方法中，发送两个或更多的双频带脉冲复合体，其中，低频脉冲的频率和/或相位和/或振幅对于每一个脉冲复合体而变化。通过在脉冲数量坐标中的滤波和对非线性传播延迟进行校正以及可选择地对其振幅进行校正，提取脉冲混响噪声得到抑制的线性反向散射信号，并且提取非线性反向散射信号、定量非线性散射和前向传播参数。经过混响抑制的信号还可以用于估计波前象差的校正，特别可以用于多个平行接收波束的宽发送波束。提供对象差校正的大约估计。非线性信号可以用于对组织属性中的差异进行成像，例如微钙化、纤维组织或泡沫细胞的内生长、或者在减压中发现的微气泡或者作为超声造影剂而注入的微气泡。该方法还用于发送成像，以产生用于线断层摄影和衍射线断层摄影图像重构的测量数据。

