

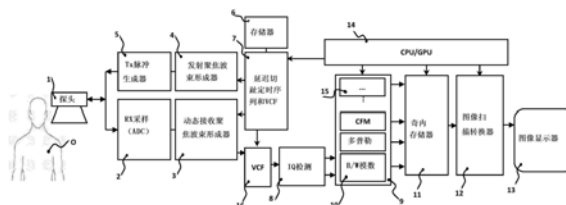


(43)申请公布日 2018.07.27

A61B 8/00(2006.01)

权利要求书4页 说明书27页 附图18页

用于无失真多波束超声接收波束形成的系统和方法。超声多线动态接收聚焦波束形成器,解决现有技术的动态接收聚焦波束形成器中内部生成的失真。这些失真在一定程度上损害动态接收聚焦波束形成之后的准确检测的能力。本发明优点是以高动态范围和非常低的信号失真进行准确的聚焦选择。因此由于不存在内部失真生成而能够清楚检测谐波和超谐波的超声系统。提供可用硬件或软件实现的能够利用支持无失真超声回溯发射聚焦的多线动态接收聚焦波束形成来准确地且高速地检测应用特征的计算高效系统和方法,其中,代替1d时域处理,也可能利用适合于需要较长检测长度的其它模态(例如Tx序列中的编码)的1d频域处理。



1. 一种用于执行超声信号的无失真多线接收聚焦波束形成的方法,包括:
 - 从包括一定数量的换能器元件的阵列换能器向靶发射在发射中心频率 f_c 附近的发射波束;
 - 接收来自所述阵列换能器的所述换能器元件的至少一部分的回波信号;
 - 从阵列换能器的所述换能器元件中的每一个获得接收信号;
 - 处理所述接收信号以获得在所述发射中心频率 f_c 附近具有同相 (I) 和正交 (Q) 分量的复数被检测信号;
 - 执行每个换能器元件的复数被检测信号分量的延迟和求和波束形成。
2. 根据权利要求1所述的方法,其中,复数被检测信号通过以下步骤来获得:
 - 使所述接收信号的频谱内容移位 ($f_c - f_x$) 以获得中间信号,其中 f_x 是预定工作频率;
 - 通过复数内插滤波器对所述中间信号进行上采样以获得内插的中间信号;以及
 - 使所述内插的中间信号的频谱内容移位 ($f_x - f_c$)。
3. 根据权利要求2所述的方法,其中,所述工作频率 f_x 被设定为0,使得所述中间信号是基带信号。
4. 根据权利要求2所述的方法,其中,根据信号带宽,对所述复数被检测信号执行抽取。
5. 一种用于执行超声信号的无失真多线接收聚焦波束形成的方法,包括:
 - 从包括一定数量的换能器元件的阵列换能器向靶发射在发射中心频率 f_c 附近的发射波束;
 - 接收来自所述阵列换能器的所述换能器元件的至少一部分的回波信号;
 - 从超声探头的换能器元件获得接收信号;
 - 在延迟部分之前处理所述接收信号,以获得具有同相 (I) 和正交 (Q) 分量的复数被检测信号;
 - 对所述复数被检测信号进行上采样以获得具有高时间分辨率的复数内插的IQ-Rf信号;
 - 对所述具有高时间分辨率的复数内插的IQ-Rf信号应用时间延迟和抽取,以形成所述发射中心频率 f_c 附近的延迟的复数IQ-Rf信号;
 - 以相干方式对所述延迟的复数IQ-Rf信号进行求和以产生动态聚焦接收波束形成输出,其中,对所述复数被检测信号进行上采样包括在有或没有深度相关跟踪滤波器VCF的情况下在级联链中应用复数内插器。
6. 根据权利要求5所述的方法,其中,所述具有高时间分辨率的内插的IQ-Rf信号使用级联链中的多个复数内插器来借助于上采样的IQ内插获得,以实现较高的时间延迟分辨率,其中每 f_c 周期至少八个IQ样本。
7. 一种用于执行超声信号的无失真多线接收聚焦波束形成的方法,包括:
 - 从包括一定数量的换能器元件的阵列换能器向靶发射在发射中心频率 f_c 附近的发射波束;
 - 由每个换能器元件接收信号;
 - 把所接收到的信号转换为具有同相 (I) 和正交 (Q) 分量的复数信号;
 - 应用复数信号调制以使所述复数信号的频率中的信号频谱内容从所述发射中心频率

f_c 移位到工作频率(f_x),从而获得中间复数信号;

-对在所述工作频率 f_x 附近的所述中间复数信号进行带通滤波,使得仅通过所述工作频率 f_x 附近的所述复数信号的频谱内容;

-使所述工作频率(f_x)附近的滤波的中间复数信号的频谱内容移位回到所述发射中心频率 f_c ;

-通过利用宽带通带滤波器进行的复数内插滤波对具有移位回到所述发射中心频率 f_c 的频谱内容的复数信号的复数内插来生成具有更精细的延迟分辨率的更高量的样本;

-提供具有移位回到所述发射中心频率 f_c 的频谱内容的复数信号的高分辨率延迟样本,每个样本较之在转换为复数接收信号的步骤之前最初采样的接收到的信号对应于更精细的延迟分辨率;

-在所述样本当中选取具有最适当的高分辨率延迟的那些样本;

-执行延迟和求和波束形成。

8.一种用于执行超声信号的无失真多线接收聚焦波束形成的方法,包括:

-从包括一定数量的换能器元件的阵列换能器向靶发射在发射中心频率 f_c 附近的发射波束;

-由每个换能器元件接收信号;

-把所接收到的信号转换为具有同相(I)和正交(Q)分量的复数信号;

-应用复数信号调制以使所述复数信号的频率中的信号频谱内容从所述发射中心频率 f_c 移位到工作频率 f_x ,从而获得中间复数信号;

-对在所述工作频率 f_x 附近的所述中间复数信号进行带通滤波,使得仅通过所述工作频率 f_x 附近的所述频谱内容;

-通过利用宽带通带滤波器进行的复数内插滤波对具有在所述工作频率(f_x)处移位的频谱内容的复数信号的复数内插来生成具有更精细的延迟分辨率的更高量的样本;

-使所述工作频率(f_x)附近的复数信号的频谱内容移位回到所述发射中心频率 f_c ;

-提供具有移位回到所述发射中心频率 f_c 的频谱内容的复数信号的高分辨率延迟样本,每个样本较之在转换为复数接收信号的步骤之前最初采样的接收到的信号对应于更精细的延迟分辨率;

-在所述样本当中选取具有最适当的高分辨率延迟的那些样本;

-执行延迟和求和波束形成。

9.根据权利要求7或8所述的方法,其中,频移被设定为所述工作频率和所述原始发射中心频率 f_c 的差即(f_x-f_c),并且 f_x 被选取为0,从而在两个移位和向回移位步骤处确定从所述发射中心频率到基带频率的 $-f_c$ 的频移,并且反之亦然。

10.根据权利要求7或8所述的方法,其特征在于,该方法与回溯动态发射聚焦波束形成RTB技术相结合地提供,并且其中在选取在所述原始发射中心频率处向回移位并且与某个高分辨率精细延迟相对应的适当的复数信号样本之后,在与根据所接收到的其它换能器元件的信号而确定的其它样本复数信号的相干求和之前,向所述信号应用所对应的波束形成延迟以及可选地RTB延迟和切趾权重。

11.一种超声系统,包括:

超声探头,所述超声探头包括换能器元件的阵列,所述换能器元件变换声发射信号中

的电输入信号并且变换电接收信号中的声回波信号；

发射波束形成器，所述发射波束形成器根据发射方案来为所述换能器元件生成驱动输入信号以驱动所述换能器阵列，使得从阵列换能器发射多个发射波束；

所述发射波束形成器包括存储器，所述存储器被配置成存储时间延迟，用于根据所述传输方案使所述阵列的所述换能器元件的发射信号的贡献同步；

接收波束形成器，所述接收波束形成器包括接收信号处理单元，所述接收信号处理单元被配置成处理响应于所述发射波束而接收到的所述回波信号以产生回波信号的多条接收线；

聚焦延迟模块，所述聚焦延迟模块对每个通道或换能器元件的每个接收信号贡献应用所对应的聚焦延迟，使所述接收信号贡献从每个反射或聚焦点到达所述换能器阵列的所述换能器元件的时间重新对准；

图像生成单元，所述图像生成单元产生使用所述线图像数据产生的图像；

复数解调器，具有带宽限制滤波器并且具有抽取能力，作为来自每个换能器元件的接收信号的复数检测，以生成IQ被检测复数接收信号；

每个IQ被检测复数接收信号的上采样复数内插滤波器单元，用于生成具有高时间分辨率的IQ被检测接收信号；

存储器，所述存储器用于结合多个接收元件存储接收聚焦时间延迟；

所述复数解调器、所述上采样复数内插滤波器和所述存储器被设置在每个换能器元件的Rf接收信号的输入端与所述聚焦模块的输入端之间；

所述聚焦模块还包括IQ Rf延迟缓冲器，以临时保持具有高时间分辨率的IQ Rf接收信号，以应用时间延迟以形成延迟的IQ Rf接收信号，并且以相干方式对所述延迟的IQ Rf信号进行求和以获得聚焦的接收IQ Rf波束形成器输出。

12. 根据权利要求11所述的超声系统，其特征在于，该系统包括多线波束形成器以及特别是回溯动态发射聚焦波束形成器，所述多线波束形成器包括多线处理器，该多线处理器用于以某个发射线位置为中心的每个发射波束的孔径或宽度所包含的每条接收线。

13. 根据权利要求11或12所述的超声系统，其特征在于，具有带宽限制滤波器的所述复数解调器作为在所述发射波束的载波频率处到不同的载波频率(f_x)的所述复数接收信号(I,Q)的所述频谱内容的载波频率转换器或移位器而操作，

作为转换器的复数乘法器，用于把具有工作载波频率(f_x)的具有高时间分辨率的IQ被检测接收信号转换为具有所述原始超声波载波频率 f_c 的具有高时间分辨率的复数信号(IQ-Rf)，紧跟在所述复数信号(I,Q)内插滤波器单元之后。

14. 根据前述权利要求11至13中的一项或多项所述的超声系统，其特征在于，IQ Rf延迟缓冲器读出被配置成对要被相干求和的IQ Rf信号执行抽取，以产生IQ Rf波束形成器输出。

15. 根据前述权利要求11至14中的一项或多项所述的超声系统，其特征在于，所述复数信号(I,Q)内插滤波器单元包括生成具有高时间分辨率的IQ被检测接收信号样本的上采样复数内插滤波器的级联。

16. 根据前述权利要求11至15中的一项或多项所述的超声系统，其特征在于，所述级联内插滤波器是具有多个零滤波器系数的宽带滤波器。

17. 根据前述权利要求11至16中的一项或多项所述的超声系统,其特征在于,提供了内插滤波器单元或具有深度相关跟踪滤波器 (VCF) 功能的级联内插链,其中,非零滤波器系数在由所述深度相关跟踪滤波器进行的深度相关控制下被更改。

18. 一种波束形成处理器,包括:

-接收信号处理单元,所述接收信号处理单元被配置成处理响应于发射波束而接收到的回波信号以产生回波信号的多条接收线;

-聚焦延迟模块,所述聚焦延迟模块对每个通道或换能器元件的每个接收信号贡献应用所对应的聚焦延迟,使所述接收信号贡献从每个反射或聚焦点到达所述换能器阵列的所述换能器元件的时间重新对准;

-图像生成单元,所述图像生成单元产生使用所述线图像数据产生的图像;

-复数解调器,具有带宽限制滤波器并且具有抽取能力,作为来自每个换能器元件的所述接收信号的复数检测以生成IQ被检测复数接收信号;

-每个IQ被检测复数接收信号的上采样复数内插滤波器单元,用于生成具有高时间分辨率的IQ被检测接收信号;

-存储器,所述存储器用于结合多个接收元件存储接收聚焦时间延迟;

-所述复数解调器、所述上采样复数内插滤波器和所述存储器被设置在每个换能器元件的Rf接收信号的输入端与所述聚焦模块的输入端之间;

-所述聚焦模块还包括IQ Rf延迟缓冲器,以临时保持所述具有高时间分辨率的IQ Rf接收信号,以应用时间延迟以形成延迟的IQ Rf接收信号,并且以相干方式对所述延迟的IQ Rf信号进行求和以获得聚焦的接收IQ Rf波束形成器输出。

19. 根据权利要求18所述的波束形成处理器,其中,所述波束形成器处理器是多线波束形成器以及特别是回溯动态发射聚焦波束形成器,所述多线波束形成器包括多线处理器,所述多线处理器用于以某个发射线位置为中心的每个发射波束的孔径或宽度所包含的每条接收线。

用于无失真多波束超声接收波束形成的系统和方法

技术领域

[0001] 本发明涉及用于无失真多波束超声接收波束形成的系统和方法。

背景技术

[0002] 现今存在利用各种技术来处理超声信号以生成感兴趣信息的超声系统。例如，现今存在用于对超声接收信号执行波束形成的各种技术。波束形成的一种方法对模拟或数字化接收信号执行Rf波束形成。波束形成的另一方法对数字化接收信号执行基带波束形成。在诊断超声成像的技术领域中，常见做法是在超声信号的接收期间以动态方式执行接收聚焦，这在较宽的深度范围上实现一定清晰度。然而，在动态接收聚焦延迟和求和波束形成技术中，信号延迟在接收期间动态地改变，结果通过波束形成它本身的信号处理生成内部信号失真。

[0003] 在诊断超声成像的技术领域中已知的是，波束形成中的相干求和过程需要准确的精细延迟，从而实现低旁瓣水平和良好的聚焦选择性，并且因此实现高动态范围。提出了用于精细延迟的若干技术，如内插和/或相位旋转。然而，因为相位旋转是计算更有效的，所以相位旋转不是总信号的真正的精细延迟，而只是信号的载波部分的延迟，信号的包络未精细延迟，这也导致在波束形成中生成信号失真。信号的正确精细延迟仅可借助于内插来执行。然而，它需要内插质量的高性能手段，以防止通过内插产生的信号失真。波束形成中的高性能内插要求相当大的计算负担。多相内插是计算更有效的，但是在超声波束形成的这种情况下需要每个接收信号路径中的精细延迟控制，结果，所有波束形成元件的信号处理最后一起变得非常计算密集。另一解决方案是使用直接上采样内插，其是计算更密集的，但是它可被分割。可在波束形成的每个接收信号路径中的精细延迟控制期间实现上采样部分，并且可将内插的计算密集的滤波器部分放置在波束形成的相干求和之后。结果它成为非常计算有效的波束形成解决方案。然而，同样在这里，通过在这种类型的动态接收聚焦波束形成的上采样控制级处的变化精细延迟生成了内部信号失真。

[0004] 另外常见做法是处理与一个超声发射事件有关的多个动态接收聚焦超声波束，此技术提供较快的图像帧速率，但是以横向图像或横向清晰度的损失为代价。诊断超声成像的技术领域中的合成孔径和回溯发射聚焦提供用于还原这类问题的某种手段。作为这些技术的结果，超声波束形成需要提供更高数量的多个动态接收聚焦超声波束，以及对动态信号延迟和切趾的附加控制。为了实现具有高性能精细延迟内插质量的动态接收聚焦多波束波束形成，它变得非常计算密集。

[0005] 在这里命名为VCF的深度相关跟踪滤波器在诊断超声成像的技术领域中也是常见做法。在渐增时间期间接收超声信号期间，与从渐增深度的对象接收信号有关，信号变得与深度和超声频率相关地衰减。较高的频率与较低的频率相比在深度上衰减更多，效果是在较深的位置处较高的频率严重地衰减，高频率被隐藏在噪声中。为了改进SNR，深度相关跟踪滤波器(VCF)被利用，其中，在传统的超声系统中VCF被定位在波束形成之后。在传统的波束形成之后任何种类的深度相关跟踪滤波器的存在也将由于延迟和求和波束形成的传统

的方式而产生内部信号失真。

[0006] 另外在诊断超声波成像的技术领域中,利用了若干其它先进技术,例如编码传输或脉冲压缩技术,并且频域波束形成技术的若干手段是已知的。

[0007] -利用编码传输或脉冲压缩,与这些类型的传输相关联的检测的手段通常利用相关技术的某种手段。所使用的相关模板的时间长度可以是非常长的,从而产生具有大量滤波器抽头的滤波器。

[0008] -频域波束形成主要通过2d频谱估计的某种手段与2d频域中的内插的某种手段相结合地实现。除线性阵列以外的频域波束形成仍然是非常复杂的。

[0009] 本公开的范围是解决上面提及的若干问题,并且提供用于无失真超声多线动态聚焦波束形成的系统和方法。

[0010] 本公开的另一个目的是提供以计算有效的方式允许具有另外的回溯发射聚焦能力的无失真超声多线动态聚焦波束形成的方法和超声系统。

[0011] 另一目的是提供允许无失真超声多线动态聚焦波束形成从而允许精细延迟内插同时减小计算负担的方法和超声系统。

发明内容

[0012] 在描述中使用术语IQ检测: IQ检测是用于获得具有同相(I)和正交(Q)分量的复数(complex)接收信号的滤波器。IQ检测可能是带通滤波器和希尔伯特滤波器,或复数带通滤波器,或具有滤波器的I/Q解调器。另外,它可被称为IQ检测涉及IQ向量的估计。另外它可被称为所使用的术语IQ Rf意指其频谱内容在发射中心Rf频率fc附近的原始接收到的Rf信号的IQ版本。

[0013] 本发明将在多线动态接收聚焦延迟和求和波束形成之前对超声探头元件上原始接收到的信号s(t, Elm)执行I/Q检测和I/Q内插,其中波束形成正利用I/Q-Rf信号。级联IQ内插和预计算方案的手段用于为将与多线波束形成相结合地使用输出抽取的延迟级提供IQ内插的非常计算高效的方式。另外,本发明涉及对应的多线硬件或软件波束形成器系统。将在具体实施方式部分中描述若干实施例示例,其中,在以下段落[0011]中首先给出对传统的延迟和求和波束形成内存在内部信号失真生成的问题的说明,之后,每个实施例示例将利用如此后在段落中将简要地描述的根本无失真解决方案构思。

[0014]

[0015] 在传统的延迟和求和波束形成中生成内部失真:

[0016] 可将传统的延迟和求和波束形成器描述为(1), (为了简单起见加权被省略)。

$$[0017] \quad BF(t) = \sum_{Elm} s(t - \tau_{del}(t, Elm), Elm) \quad (1)$$

[0018] 在传统的波束形成器检测被执行之后,主要使用某种IQ检测来估计包含幅度和相位的IQ向量。I/Q检测过程是在某个检测窗口时间跨度 τ_w 上的卷积,其中h_{det}(t)作为有效的复数脉冲响应。可使波束形成之后的此IQ检测形式化为:

$$[0019] \quad BFD(t) = BF(t) * h_{det}(t) = \int_{-\tau_w/2}^{\tau_w/2} BF(t - \tau) \cdot h_{det}(\tau) \cdot d\tau$$

[0020] 包括有I/Q检测的传统的延迟和求和波束形成的形式化后面是用结果(2)取代前

一个公式。

$$[0021] \quad BFD(t) = \int_{-\tau_w/2}^{\tau_w/2} \sum_{Elm} s(t - \tau - \tau_{del}(t - \tau, Elm), Elm) \cdot h_{det}(\tau) \cdot d\tau \quad (2)$$

[0022] 因为波束形成器延迟部分 $\cdots \tau_{del}(\dots, \tau, \dots)$ 随着微分变量 $d\tau$ 而非线性地改变,所以它使 $s(t - \tau_{del}(t, Elm), Elm)$ (1) 内部的时间成为非线性的,这使探头元件上原始接收到的信号 $s(t, Elm)$ 被更改成非线性失真信号版本 $s(t, \tau_{del}(t, Elm), Elm)$ 。由此传统的波束形成器受到通过波束形成器它本身的信号处理所生成的内部信号失真影响。由于随着时间的推移而改变的接收聚焦延迟 $\tau_{del}(t, Elm)$ 结合IQ向量的估计仅可借助于在某个检测时间跨度 τ_w 上积分来找到事实,所估计的IQ向量受到 $s(t - \tau_{del}(t, Elm), Elm)$ 的失真影响,因此结果所检测到的IQ信号也受到失真影响。不管是在连续时间中还是在(更实际的)离散时间中执行信号处理, $\tau_{del}(t, Elm)$ 的使用都使波束形成器受到内部信号失真影响。即使在应用具有非常准确的延迟时间和幅度分辨率的内插情况下,这种波束形成器类型也将仍然受到内部信号失真影响。

[0023] 本发明解决内部生成的失真的解决方案:

[0024] 本发明的波束形成器解决波束形成受到通过波束形成过程本身的信号处理所生成的内部信号失真影响的问题。本发明的波束形成从借助于每个探头元件上原始接收到的信号 $s(t, Elm)$ 与有效的复数脉冲响应 $h_{det}(t)$ 的卷积的IQ检测开始。

$$D(t, Elm) = s(t, Elm) * h_{det}(t)$$

$$[0025] \quad = \int_{-\tau_w/2}^{\tau_w/2} s(t - \tau, Elm) \cdot h_{det}(\tau) \cdot d\tau$$

[0026] $D(t, Elm)$ 包含每个元件 Elm 在每个时间 t 的检测卷积结果,其中,检测估计过程正在某个检测时间跨度 τ_w 上对未失真信号 $s(t, Elm)$ 进行积分。在此卷积中,不涉及在时间跨度 τ_w 上的积分期间在时间上非线性地改变的接收延迟,因此IQ检测向量 $D(t, Elm)$ 未受到任何形式的失真影响。波束形成过程现在可使用在接收聚焦延迟时刻 $(t - \tau_{del}(t, Elm))$ 可用的IQ检测结果,而不会受到通过波束形成过程本身所生成的内部信号失真影响。可使作用于通过IQ检测 $D(t, Elm)$ 所产生的复数IQ Rf信号的IQ波束形成过程形式化为:

$$[0027] \quad DBF(t) = \sum_{Elm} D(t - \tau_{del}(t, Elm), Elm)$$

[0028] 在 $t = k \cdot T_{out}$ 的时间离散时刻产生输出的此IQ波束形成的时间离散版本可具有与仅这些输出时刻有关的(缩减)接收聚焦延迟集合 $\tau_{del}(k \cdot T_{out}, Elm)$ 。

$$[0029] \quad DBFd(k) = \sum_{Elm} D(k \cdot T_{out} - \tau_{del}(k \cdot T_{out}, Elm), Elm)$$

[0030] 利用时间离散输出的本发明的延迟和求和波束形成的形式化后面是用结果(3)取代前一个公式。

$$[0031] \quad DBFd(k) = \sum_{Elm} \int_{-\tau_w/2}^{\tau_w/2} s(k \cdot T_{out} - \tau - \tau_{del}(k \cdot T_{out} - \tau, Elm), Elm) \cdot h(\tau) \cdot d\tau \quad (3)$$

[0032] IQ向量(检测)的估计 $D(k \cdot T_{out} - \tau_{del}(k \cdot T_{out}, Elm), Elm)$ 是在波束形成过程之前通过检测时间窗 τ_w 上的积分来实现的。因此在(3)中 $\tau_{del}(k \cdot T_{out} - \tau, Elm)$ 可被视为输

出中心 $\tau=0$ 处的固定接收时间延迟值,其中此固定延迟值 $\tau_{del}(k \cdot T_{out}, Elm)$ 在从 $\tau=(k \cdot T_{out}-\tau_w/2)$ 至 $\tau=(k \cdot T_{out}+\tau_w/2)$ 的时间窗口上的积分期间保持相同的值,如图2d)中所表达的。

[0033] 在多线波束形成过程之前的IQ检测和预计算的内插。

[0034] 本发明演示了利用非常高的动态范围和非常低的失真的接收聚焦延迟和求和波束形成。本发明的构思方面基于等式(3),其中,IQ向量的估计(作为IQ检测)被放置在波束形成延迟和求和级之前,这将致使波束形成是根本上无失真的。在等式(3)中,为了简单,假定了无限小时间延迟的延迟分辨率。在实践中,由于对所接收到的Rf信号的数字化的采样时间的实际限制,对数字化接收信号的内插是强制的。对IQ向量的内插是为了实现足够的精细延迟分辨率,这涉及波束形成的动态范围。信号的真正的精细延迟是防止信号失真(以防止信号的载波和包络的不同延迟)所需要的,这必须借助于真正的内插来执行,其中,高性能内插是强制的以防止通过内插级它本身所生成的附加信号失真。使用对于正常内插来说计算更密集的直接前向上采样内插,因为在多线波束形成的应用中,针对每条多线可重用内插结果,因此上采样内插过程实际上预计算高分辨率延迟级所需的样本中间的额外样本,其中,每个多线波束形成可利用所预计算的内插的IQ样本,每条多线可使用所预计算的样本的事实与对于每条多线使用多相内插方案相比使它变得非常计算高效。

[0035] IQ-Rf波束形成。

[0036] 等式(3)示出实际的波束形成过程在所接收到的信号与复数(I,Q)性质的 $h_{det}(\tau)$ 卷积之后被执行。在超声波束形成过程中,高动态范围是由于相干求和,其中,在空间接收聚焦位置处,来自每个元件的信号是同相的,产生高波束形成输出幅度,然而在空间接收聚焦位置外,来自每个元件的信号不是同相的,产生低波束形成输出幅度。波束形成必须使原始接收到的Rf信号的相位保持完好,意味着强制在延迟和求和级处使用原始RF信号,其中Rf频率等于发射Rf频率 f_c 。因此,IQ波束形成必须使用原始Rf信号的IQ版本,即IQ Rf,并且因此IQ波束形成被命名为IQ Rf波束形成。

[0037] 根据本发明的实施例,用于执行超声信号的无失真多线接收聚焦波束形成的方法包括以下步骤:

[0038] -从包括一定数量的换能器元件的阵列换能器向靶发射发射波束;

[0039] -接收来自所述阵列换能器的所述换能器元件的至少一部分的回波信号;

[0040] -从阵列换能器的所述换能器元件中的每一个获得接收信号;

[0041] -复数检测来自每个换能器元件的所述接收信号以获得具有同相(I)和正交(Q)分量的复数被检测信号;

[0042] -执行每个换能器元件的所述复数被检测信号分量的延迟和求和波束形成。

[0043] 根据本发明的另一个实施例,用于执行超声信号的无失真多线接收聚焦波束形成的方法包括以下步骤:

[0044] -从包括一定数量的换能器元件的阵列换能器向靶发射发射波束;

[0045] -接收来自所述阵列换能器的所述换能器元件的至少一部分的回波信号;

[0046] -从超声探头的换能器元件获得接收信号;

[0047] -在延迟部分之前复数检测来自换能器元件的所述接收信号,以获得具有同相(I)和正交(Q)分量的复数被检测信号;

[0048] -获得具有高时间分辨率的预计算的上采样的内插的IQ-Rf (同相和正交射频) 信号;

[0049] -对所述具有高时间分辨率的IQ-Rf信号应用时间延迟和抽取(decimation),以形成延迟的复数被检测IQ-Rf信号;

[0050] -以相干方式对所述延迟的复数被检测IQ-Rf信号进行求和以产生复数被检测IQ-Rf输出信号的动态聚焦接收波束形成输出,

[0051] 并且其中获得具有高时间分辨率的预计算的上采样的IQ内插的IQ-Rf信号的步骤包括:

[0052] -在级联链中应用多个复数内插器,其中,可能包括深度相关跟踪滤波器(VCF) 功能性;

[0053] 并且当所述复数被检测信号不在所述 f_c 频率位置上时,对IQ-Rf应用IQ转换。

[0054] 利用术语IQ-RF信号指示在射频处的同相(I)和正交(Q)信号分量。

[0055] 根据实施例,复数检测到的IQ信号是通过由探头即由换能器阵列元件接收到的信号执行的复数检测来产生的,以用于估计IQ向量,并且所述方法包括以下步骤:将IQ被检测接收信号的载波频率转换为预定工作频率(f_x);通过由复数内插滤波器对所述复数检测到的IQ被检测信号进行上采样生成具有高时间分辨率的IQ被检测接收信号,并且将所述具有高时间分辨率且具有工作载波频率(f_x)的IQ被检测接收信号转换为具有原始超声载波频率 f_c 的具有高时间分辨率的IQ射频接收信号。

[0056] 根据变型实施例,所述工作载波频率被设定为0并且所述IQ被检测接收信号通过复数检测被转换为基带IQ复数信号,并且在所述IQ基带接收信号被复数内插滤波器上采样为具有高时间分辨率的IQ被检测接收信号之后,所述信号被转换为具有高时间分辨率且具有原始载波频率(f_c)的IQ射频接收信号。

[0057] 根据实施例,所述复数检测相当于或比得上对由换能器元件接收到的信号的复数卷积,具有根据以下等式的结果得到的有效复数脉冲响应 $h_{det}(t)$:

$$[0058] \quad D(t, Elm) = s(t, Elm) * h_{det}(t) = \int_{-\tau_w/2}^{\tau_w/2} s(t - \tau, Elm) \cdot h_{det}(\tau) \cdot d\tau$$

[0059] 其中,检测估计过程在于由每个换能器元件(elm)在检测时间跨度' τ_w '上对所接收到的信号 $s(t, Elm)$ 进行积分。

[0060] 根据实施例,时间参数' t '可以是时间连续参数或具有 $t = n \cdot T_{sam}$ 的时间离散参数,所述积分成为作用于被等距采样的信号样本的求和。

[0061] 根据另一个实施例,所述检测时间跨度' τ_w '或IQ检测积分长度覆盖由换能器元件接收到的原始Rf信号的脉冲长度/带宽。

[0062] 另一个实施例假设取决于信号带宽,对所述IQ被检测信号执行抽取。

[0063] 根据所述方法的再一个实施例,所述具有高时间分辨率的IQ Rf被检测信号使用级联链中的多个复数内插器来借助于预计算的上采样的IQ内插获得,以实现较高的时间延迟分辨率,其中每 f_c 周期至少十六个IQ样本。

[0064] 根据本方法的实施例,以下步骤在执行应用波束形成延迟并且执行换能器元件的IQ Rf接收信号的相干求和的步骤之前被执行:

[0065] -由每个换能器元件(elm)接收Rf信号;

- [0066] -将所接收到的RF信号转换为复数形式(I,Q)；
- [0067] -应用复数信号调制用于使所述复数信号(I,Q)的频率中的信号频谱内容从发射波束的载波频率(f_c)移位(shift)到载波工作频率(f_x)；
- [0068] -对在所述工作载波频率(f_x)附近的所述复数信号(I,Q)进行带通滤波用于仅通过所述工作载波频率(f_x)附近的所述复数信号(I,Q)的所述频谱内容；
- [0069] -使所述工作载波频率(f_x)附近的所述复数信号(I,Q)的所述频谱内容移位回到所述发射波束的原始Rf载波频率(f_c)；
- [0070] -通过利用宽带通带滤波器进行的复数内插滤波对具有移位回到所述原始Rf载波频率(f_c)的所述频谱内容的所述复数信号(I,Q)的复数内插来生成具有更精细的延迟分辨率的更高量的样本；
- [0071] -提供具有移位回到所述原始Rf载波频率(f_c)的所述频谱内容的所述复数信号(I,Q)的高分辨率延迟样本,每个样本较之在转换为复数接收信号(I,Q)的步骤之前最初采样的接收到的信号对应更精细的延迟分辨率；
- [0072] -在复数信号(I,Q)的所述样本当中选取具有最适当的高分辨率延迟的所述复数信号；
- [0073] 根据本方法的变型实施例,以下步骤在执行应用波束形成延迟并且执行换能器元件的IQ Rf接收信号的相干求和的步骤之前被执行：
- [0074] -由每个换能器元件(elm)接收Rf信号；
- [0075] -将所接收到的RF信号转换为复数形式(I,Q)；
- [0076] -应用复数信号调制用于使所述复数信号(I,Q)的频率中的信号频谱内容从发射波束的载波频率(f_c)移位到载波工作频率(f_x)；
- [0077] -对在所述工作载波频率(f_x)附近的所述复数信号(I,Q)进行带通滤波用于仅通过所述工作载波频率(f_x)附近的所述复数信号(I,Q)的所述频谱内容；
- [0078] -通过利用宽带通带滤波器进行的复数内插滤波对具有在所述工作载波频率(f_x)处移位的所述频谱内容的所述复数信号(I,Q)的复数内插来生成具有更精细的延迟分辨率的更高量的样本；
- [0079] -使所述工作载波频率(f_x)附近的所述复数信号(I,Q)的所述频谱内容移位回到所述发射波束的原始Rf载波频率(f_c)；
- [0080] -提供具有移位回到所述原始Rf载波频率(f_c)的所述频谱内容的所述复数信号(I,Q)的高分辨率延迟样本,每个样本较之在转换为复数接收信号(I,Q)的步骤之前最初采样的接收到的信号对应更精细的延迟分辨率；
- [0081] -在复数信号(I,Q)的所述样本当中选取具有最适当的高分辨率延迟的所述复数信号；
- [0082] 根据另一个变型实施例,以上两个变型实施例中的载波频移被设定为所述发射波束的所述工作载波频率和所述原始载波频率(f_c)的差,即(f_x-f_c)并且 f_x 被选取为0,确定在根据两个以上变型实施例的两个移位和向回移位步骤处从所述Rf原始载波频率到基带频率的载波频移($-f_c$)并且反之亦然。
- [0083] 根据实施例,在选取在所述原始载波频率处向回移位并且与某个高分辨率精细延迟相对应的适当的复数信号样本之后,在与根据其它换能器元件的Rf接收到的信号而确定

的其它样本复数信号(I,Q)的相干求和之前,对所述信号应用所对应的波束形成延迟以及可选地RTB延迟和切趾权重。

[0084] 根据所述方法的再一个实施例,提供了对具有高时间分辨率的IQ Rf信号应用时间延迟和抽取以形成延迟的复数检测到的IQ Rf信号的步骤,其中,执行接收聚焦的时间延迟($\tau_{del}(k \cdot T_{out} - \tau, Elm)$)包括多线发射延迟校正的加法,并且所获得的延迟的IQ Rf信号是通过依照与所接收到的IQ Rf信号相对应的换能器元件所需的时间延迟以抽取方式从具有高时间分辨率的可用的预计算的IQ Rf信号样本当中选择适当的IQ Rf样本来确定的。

[0085] 根据所述方法的再一个实施例,提供了以下步骤:以相干方式对具有高时间分辨率的换能器元件(elm)的延迟的复数检测到的IQ Rf信号 $D(t, Elm)$ 进行进行求和;产生复数检测到的IQ Rf输出信号的动态聚焦接收波束形成输出。根据以下公式执行波束形成:

$$[0086] \quad DBFd(k) = \sum_{Elm} \int_{-\tau_w/2}^{\tau_w/2} s(k \cdot T_{out} - \tau - \tau_{del}(k \cdot T_{out} - \tau, Elm), Elm) \cdot h(\tau) \cdot d\tau(3)$$

[0087] 并且由此,在IQ检测时间窗口 $\tau = (k \cdot T_{out} - \tau_w/2) \dots \tau = (k \cdot T_{out} + \tau_w/2)$ 上的积分期间,延迟值 $\tau_{del}(k \cdot T_{out}, Elm)$ 保持恒定值。

[0088] 根据另一个实施例,与回溯动态发射聚焦波束形成技术相结合地提供根据上述实施例中的一个或多个的方法。例如在文档US 8,137,272中公开的此技术的不同变型是已知的。在此文档中,一种可与上述的波束形成方法相结合地提供的用于产生具有扩展焦点范围的超声图像的方法包括以下步骤:

[0089] -从阵列换能器发射多个发射波束,每个发射波束以在沿着所述阵列的不同位置为中心并且每个发射波束包含多个横隔开的线位置,所述多个横向隔开的线位置与另一波束的横向隔开的线位置空间上有关;

[0090] -利用所述阵列换能器接收回波信号;

[0091] -同时处理响应于一个发射波束而接收到的所述回波信号以在所述波束的所述横向隔开的线位置处产生回波信号的多条接收线;

[0092] -对于附加发射波束重复所述同时处理;

[0093] -在由不同的发射波束位置的发射波束产生的公共线位置处使接收线之间的相移偏差均衡;

[0094] -组合来自在空间上与公共线位置有关的不同的发射波束的接收线的回波信号以产生图像数据;以及使用所述图像数据来产生图像。

[0095] 根据这个解决方案,所述阵列换能器元件连接到多线接收波束形成器,所述多线接收波束形成器响应于在一定数量的不同的波束位置中的每一个处的一个发射波束而在多个对应的线位置处产生多条接收线。所述多线接收波束形成器通过使用传统的波束形成技术即所谓的延迟和求和来操作,在所述延迟和求和中通过发射波束的焦点的相对位置、接收线上的点和换能器在阵列中的位置来确定延迟。根据本发明,在应用延迟和求和波束形成之前可以执行上面所公开的方法的一个或多个实施例的步骤。此外,可以根据上述的一个或多个变型实施例的精细延迟确定来为沿着每条接收线的所有多线束波束形成器确定延迟。

[0096] 根据所述方法的变型实施例,上述的方法的一个或多个实施例可以与用于对于超声信号执行回溯动态发射聚焦波束形成的方法组合,所述方法包括以下步骤:

[0097] a) 从阵列换能器发射多个发射波束,每个发射波束以沿着所述阵列的不同位置为中心并且每个发射波束具有包含多个横向隔开的线位置的宽度或孔径,每个发射波束宽度或孔径至少部分地与至少紧邻的发射波束的或更多横向隔开的发射波束的宽度或孔径重叠;

[0098] b) 利用所述阵列换能器接收回波信号;

[0099] c) 处理响应于一个发射波束而接收到的所述回波信号以在所述发射波束的宽度或孔径内的所述横向隔开的线位置处产生回波信号的多条接收线;

[0100] d) 对于步骤a)的所述多个发射的发射波束的附加发射波束重复所述接收步骤b)和所述处理步骤c);

[0101] e) 在由不同的发射波束位置的发射波束产生的公共线位置处使接收线之间的相移偏差均衡;

[0102] f) 组合来自在空间上与公共线位置有关的不同的发射波束的接收线的回波信号以产生图像数据;以及

[0103] g) 使用所述图像数据来产生图像;

[0104] 并且其中,与在处理步骤c)和d)中同时执行使相移均衡的步骤e);

[0105] 并且其中,在以下步骤之后对具有高时间分辨率的预计算的上采样的IQ内插的IQ Rf信号执行步骤c)至e):

[0106] -在延迟部分之前复数检测来自换能器元件的接收信号,以获得具有同相(I)和正交(Q)分量的复数被检测信号;

[0107] -通过以下步骤来获得具有高时间分辨率的预计算的上采样的内插的IQ-Rf(同相和正交射频)信号

[0108] 在级联链中应用若干复数内插器,其中,可能包括深度相关跟踪滤波器(VCF)功能性;

[0109] 以及,当所述复数被检测信号不在所述 f_c 频率位置上时,对IQ Rf应用IQ转换。

[0110] 根据再一个实施例,对于具有某个孔径的发射波束的每个传输,所接收到的回波由波束形成器处理器集合来处理,每个波束形成器处理器与不同的视线有关;

[0111] 每个波束形成器通过动态延迟集合以及可选地通过切趾权重集合来表征,它们对于每个波束形成器处理器来说是不同的,并且这些动态延迟通过聚焦延迟和RTB延迟之和来给出,其是以沿着具有某个线位置的一条接收线的焦点处的不同的传输线为中心的不同的发射波束的波前之间的相移。

[0112] 本发明也涉及一种超声系统,包括:

[0113] 超声探头,所述超声探头包括换能器元件的阵列,所述换能器元件在声发射信号中对电输入信号进行变换并且在电接收信号中对声回波信号进行变换;

[0114] 发射波束形成器,所述发射波束形成器根据发射方案来为所述换能器元件生成驱动输入信号用于驱动所述换能器阵列以从阵列换能器发射多个发射波束;

[0115] 所述发射波束形成器包括存储器,所述存储器被配置成存储用于根据所述传输方案使所述阵列的所述换能器元件的发射信号的贡献同步的时间延迟;

[0116] 接收波束形成器,所述接收波束形成器包括接收信号处理单元,所述接收信号处理单元被配置成处理响应于所述发射波束而接收到的所述回波信号以产生回波信号的多

条接收线；

[0117] 聚焦延迟模块,所述聚焦延迟模块对每个通道或换能器元件的每个接收信号贡献应用所对应的聚焦延迟,用于使所述接收信号贡献从每个反射或聚焦点到达所述换能器阵列的所述换能器元件的时间重新对准；

[0118] 图像生成单元,所述图像生成单元产生使用所述线图像数据产生的图像；

[0119] 复数解调器,具有带宽限制滤波器并且具有抽取能力,作为来自每个换能器元件的所述接收信号的复数检测以生成IQ被检测复数接收信号；

[0120] 每个IQ被检测复数接收信号的上采样复数内插滤波器单元,用于生成具有高时间分辨率的IQ被检测接收信号；

[0121] 存储器,所述存储器用于结合多个接收元件存储接收聚焦时间延迟；

[0122] 所述复数解调器、所述上采样复数内插滤波器和所述存储器被设置在每个换能器元件的Rf接收信号的输入端与所述聚焦模块的输入端之间；

[0123] 所述聚焦模块还包括IQ Rf延迟缓冲器,以临时保持所述具有高时间分辨率的IQ Rf接收信号,以应用时间延迟以形成延迟的IQ Rf接收信号,并且以相干方式对所述延迟的IQ Rf信号进行求和以获得聚焦的接收IQ Rf波束形成器输出。

[0124] 根据另一个实施例,所述超声系统包括多线波束形成器以及特别是回溯动态发射聚焦波束形成器,所述多线波束形成器包括针对由以某个发射线位置为中心的每个发射波束的孔径或宽度包含的每条接收线的多线处理器。

[0125] 所述超声系统的一个实施例包括：

[0126] -发射波束形成器,所述发射波束形成器根据发射方案来为所述换能器元件生成驱动输入信号用于驱动所述换能器阵列以从阵列换能器发射多个发射波束,每个发射波束以沿着所述阵列的不同位置为中心并且每个发射波束具有包含多个横向隔开的线位置的宽度或孔径,每个发射波束宽度或孔径至少部分地与至少紧邻的发射波束的或更多横向隔开的发射波束的宽度或孔径重叠；

[0127] 所述发射波束形成器包括存储器,所述存储器被配置成存储用于根据所述传输方案使所述阵列的所述换能器元件的发射信号的贡献同步的时间延迟；

[0128] 接收波束形成器,所述接收波束形成器包括接收信号处理单元,所述接收信号处理单元被配置成处理响应于所述发射波束而接收到的所述回波信号以在所述多个发射波束的所述发射波束中的每一个的宽度或孔径内的所述横向隔开的线位置处产生回波信号的多条接收线；

[0129] 聚焦延迟和相位均衡延迟模块,所述聚焦延迟和相位均衡延迟模块对每个通道或换能器元件的每个接收信号贡献应用所对应的聚焦和相移均衡延迟,用于使所述接收信号贡献从每个反射或聚焦点到达所述换能器阵列的所述换能器元件的时间重新对准,并且用于基于存储的公共线处的接收线之间的延迟和相移值在由不同的发射波束位置的发射波束产生的公共线位置处针对每个反射或聚焦点使接收线信号之间的相移偏差均衡；

[0130] 求和器,所述求和器用于针对发射波束的宽度或孔径内的每个接收线位置处的每条接收线对已对它们应用聚焦延迟和相移均衡延迟之后的来自所述接收线路位置上的聚焦点的所述换能器元件的重新对准和相移均衡的接收信号贡献进行求和；

[0131] 存储器,所述存储器连接到所述接收波束形成器并且被配置成存储沿着由不同的

发射波束位置的发射波束产生的公共接收线位置的回波信号的所述多条处理的接收线；

[0132] 线组合模块,所述线组合模块连接到所述存储器并且被配置成组合来自在空间上与公共线位置有关的不同的发射波束的接收线的回波信号以产生线图像数据。

[0133] 根据所述超声系统的另一个实施例,所述具有带宽限制滤波器的复数解调器作为在所述发射波束的载波频率处到不同的载波频率(f_x)的所述复数接收信号(I,Q)的所述频谱内容的载波频率转换器或移位器而操作,

[0134] 作为转换器的复数乘法器,用于将具有工作载波频率(f_x)的所述具有高时间分辨率的IQ被检测接收信号转换为具有所述原始超声波载波频率 f_c 的具有高时间分辨率的复数信号(IQ-Rf),紧跟在所述复数信号(I,Q)内插滤波器单元之后。

[0135] 根据另一个实施例,IQ Rf延迟缓冲器读出被配置成对要被相干求和的所述IQ Rf信号执行抽取,以产生IQ Rf波束形成器输出。

[0136] 在本超声系统的实施例中,所述复数信号(I,Q)内插滤波器单元包括生成具有高时间分辨率的IQ被检测接收信号样本的上采样复数内插滤波器的级联。

[0137] 根据变型实施例,所述级联内插滤波器是具有多个零滤波器系数的宽带滤波器。

[0138] 对上述超声系统实施例中的一个或多个的另一个改进提供内插滤波器单元或具有深度相关跟踪滤波器(VCF)功能性的级联内插链,其中,非零滤波器系数在由所述深度相关跟踪滤波器进行的深度相关控制下被更改。

[0139] 根据另一个实施例,抽取和上采样因子取决于信号带宽、复数检测积分长度以及所述复数接收信号(IQ-Rf)的所述延迟缓冲器读出处的上采样内插和抽取,并且每多线的波束形成器输出采样速率被确定为

$$[0140] \quad \frac{1}{M} \cdot \frac{2^{NrCascadeStages}}{N} \cdot F_{sam}$$

[0141] 其中

[0142] M是复数接收信号检测器处的抽取因子；

[0143] $\frac{F_{sam}}{M}$ 是所述复数接收信号(I,Q)的采样速率；

[0144] $\frac{F_{sam}}{M} \cdot 2^{NrCascadeStages}$ 是级联内插滤波器单元的上采样的采样频率；

[0145] N是从延迟缓冲器读出复数接收信号(IQ Rf)样本时的采样频率缩减因子。

[0146] 根据可与根据本发明的超声系统的以上实施例中的任一个相结合地提供的另一个改进,波束形成模块特别是多线波束形成器被提供有在相干求和之前对接收信号应用切趾权重的单元。

[0147] 根据另一实施例,以上超声系统以及特别是接收波束形成器可以采用包括一个或多个处理器的硬件单元或通用处理单元的形式,所述处理器被配置成执行向处理单元和/或向其外设提供指令以根据上述实施例中的一个或多个的单元的组合来操作的程序。

[0148] 根据以上超声系统的变型实施例,其中代替1d时域处理,也可能利用1d频域处理。

[0149] 本发明也涉及用于执行根据上述实施例中的一个或多个所述的方法和所述方法的变型的波束形成处理器,所述波束形成处理器包括:

[0150] 接收信号处理单元,所述接收信号处理单元被配置成处理响应于发射波束而接收到的回波信号以产生回波信号的多条接收线;

[0151] 聚焦延迟模块,所述聚焦延迟模块对每个通道或换能器元件的每个接收信号贡献应用所对应的聚焦延迟用于使所述接收信号贡献从每个反射或聚焦点到达所述换能器阵列的所述换能器元件的时间重新对准;

[0152] 图像生成单元,所述图像生成单元产生使用所述线图像数据产生的图像。

[0153] 复数解调器,具有带宽限制滤波器并且具有抽取能力,作为来自每个换能器元件的所述接收信号的复数检测以生成IQ被检测复数接收信号;

[0154] 每个IQ被检测复数接收信号的上采样复数内插滤波器单元,用于生成具有高时间分辨率的IQ被检测接收信号;

[0155] 存储器,所述存储器用于结合多个接收元件存储接收聚焦时间延迟;

[0156] 所述复数解调器、所述上采样复数内插滤波器和所述存储器被设置在每个换能器元件的Rf接收信号的输入端与所述聚焦模块的输入端之间;

[0157] 所述聚焦模块还包括IQ Rf延迟缓冲器,以临时保持所述具有高时间分辨率的IQ Rf接收信号,以应用时间延迟以形成延迟的IQ Rf接收信号,并且以相干方式对所述延迟的IQ Rf信号进行求和以获得聚焦的接收IQ Rf波束形成器输出。

[0158] 根据另一个实施例,所述波束形成器是多线波束形成器以及特别是回溯动态发射聚焦波束形成器,所述多线波束形成器包括针对由以某个发射线位置为中心的每个发射波束的孔径或宽度包含的每条接收线的多线处理器。

[0159] 以上波束形成器可以包括关于所述超声系统的以上实施例所公开的特征中的一个或多个。

[0160] 新兴的超声系统激发对应用的新颖检测的搜索。应用检测的能力需要超声系统能够非常准确地且高速地检测应用特征。通常,现有技术的动态接收聚焦延迟和求和波束形成器被用在紧随针对各种应用的各种各样的检测的超声波束形成器中,所述检测被定位在波束形成器输出之后。如上所示,现有技术的动态接收聚焦波束形成器生成通过动态接收聚焦波束形成器过程本身根本上在内部生成的信号失真。这些失真通常损害动态接收聚焦波束形成之后的准确检测的能力。

[0161] 为了比如通过等式(3)所描述的更进一步地很好地感知本发明的根本构思,有必要看一看身体/对象中的反射的根本相互作用。

[0162] 超声系统发射被定位在换能器带宽内部的某个频率 f_c 的超声脉冲。这个发射的脉冲可被视为:

[0163] $s_{Tx}(t) = A_{Tx}(t) \cdot C_{Tx}(t)$, 其中 $C_{Tx}(t) = \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t + \text{Ph}_{Tx})$

[0164] 其中

[0165] $A_{Tx}(t)$ 是具有某个时间长度的脉冲(可能是高斯脉冲、矩形脉冲、编码脉冲或其它整形脉冲)。

[0166] $-A_{Tx}(t)$ 的频谱信号带宽被定位在0Hz附近。

[0167] $C_{Tx}(t)$ 是载波信号。

[0168] f_c 是载波的频率。

[0169] Ph_{Tx} 反映载波信号在 t_x 时刻 $t=0$ 的静态相位

[0170] $\cos()$ 是作为促发因素以使得能够捕获对象内容的载波信号,但是此载波单独没有空间检测能力。

[0171] -载波 $C_{Tx}(t)$ 没有信号带宽,但是其频率位于 $-f_c$ 和 $+f_c$ 处。

[0172] $s_{Tx}(t)$ 这个发射的信号作为刺激因素,其也具有空间检测能力。

[0173] $-s_{Tx}(t)$ 的频谱信号具有定位在 $-f_c$ 附近的带宽和定位在 $+f_c$ 附近的带宽。

[0174] 在回波检测模式期间 $A_{Tx}(t)$ 通常是短时间长度的脉冲以使得能实现对来自对象中的结构的反射的高空间分辨率检测。在多普勒检测模式期间 $A_{Tx}(t)$ 通常是较长时间长度的脉冲(脉冲串)以使得能实现具有高SNR的检测以捕获来自通常为红细胞的低水平反射。在编码检测模式期间 $A_{Tx}(t)$ 通常是某种编码脉冲,以使得能够更好地检测若干特征。不管怎样,它是对象中对 $s_{Tx}(t)$ 载波信号脉冲进行调制的结构。也就是说,所接收到的信号是对象中的不同深度处的边界上的所有反射的总和,这使对象内容被从刺激因素 $s_{Tx}(t)$ 转移到所接收到的 $s_{Rx}(elm, t)$ 信号上。所接收到的信号可被视为:

$$[0175] \quad s_{Rx}(elm, t) = \sum_{T_{refl}} A_{object}(elm, t - T_{refl}) \cdot s_{Tx}(t - T_{refl})$$

[0176] 其中

[0177] $T_{refl} = 2 \cdot L_{refl} / C$ 反映确切的深度位置(考虑到恒定声速‘C’的假定)

[0178] $A_{object}(elm, t - T_{refl})$ 涉及来自对象的反射的强度(边界密度差)

[0179] $s_{Rx}(elm, t)$ 的简化版本将被用于进一步说明。在仅一个换能器元件上接收到的通常接收到的超声 R_f 信号具有用对象的信息内容进行调制的 R_f 载波(所发射的脉冲)的形式:

$$[0180] \quad s_{Rxelm}(t) = A(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t + Ph(t))$$

[0181] 其中

[0182] $s_{Rxelm}(t)$ 反映在仅一个元件上接收到的超声信号

[0183] $A(t)$ 振幅信息(与对象反射强度有关)

[0184] $Ph(t)$ 相位信息(与对象反射位置有关)

[0185] 所发射的 $s_{Tx}(t)$ 信号通过身体传播,在其行进期间它击中身体里的靶,此信号能量的一部分被反射并朝向探头元件向后行进。在某个时间‘ T_{refl} ’之后,在元件‘elm’上接收到信号 $s_{Rx}(elm, t)$ 。 $s_{Rx}(elm, t)$ 的形式具有与 $s_{Tx}(t)$ 类似的形式,但是‘ T_{refl} ’在时间上更迟,这种情形可用如下公式加以反映:

$$[0186] \quad s_{Rxelm}(t) = A(r - T_{refl}) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot (t - T_{refl}) + Ph(t - T_{refl}))$$

[0187] 在元件‘elm’处接收到的信号 $s_{Rxelm}(t)$ 的无失真检测是为了找到值 $A()$ 在时刻 $t = T_{refl}$ 的良好估计。 $A()$ 与 $A_{object}()$ 强相关,所以 $A()$ 的良好估计递送对象内容 $A_{object}()$ 的良好的未失真检测/估计。在时刻 $t = T_{refl}$ 的信号具有如下形式:

$$[0188] \quad s_{Rxelm}(T_{refl}) = A(T_{refl} - T_{refl}) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot (T_{refl} - T_{refl}) + Ph(T_{refl} - T_{refl}))$$

$$[0189] \quad s_{Rxelm}(T_{refl}) = A(0) \cdot \cos(Ph(0))$$

[0190] 这表明利用 $s_{Rxelm}(T_{refl})$,仅可通过消除 $\cos(Ph(0))$ 项来找到 $A(0)$ 的检测,这至少需要在 $t = T_{refl}$ 附近的至少一个载波周期的长度上进行积分/滤波。这暗示仅可通过使用 $t = T_{refl}$ 周围的信号来实现 $A(0)$ 的检测。在传统的动态接收聚焦波束形成的情况下,对 $A(0)$ 的正确IQ检测由于产生导致 $t = T_{refl}$ 附近的失真信号的 $t = T_{refl}$ 周围的非等距采样的信号的动态接收聚焦波束形成器的变化延迟而是非常复杂的(图2a、2b)。如在本发明的IQ R_f 波束形成的情况下一样,在波束形成变化延迟之前执行IQ检测,确保了对原始等距采样的 R_f

信号的正确的IQ检测,其中,IQ检测与原始在元件上接收到的Rf信号的飞行时间情形匹配(图2c)。

附图说明

[0191] 将参考图借助于对本发明的实施例的详细描述来描述本发明的另外的特征和优点,其中

[0192] 图1a示出超声系统的实施例的框图;

[0193] 图1b示出传统的现有技术的动态接收聚焦波束形成器的可能的实施例的框图。

[0194] 图1c示出根本上没有内部失真生成的本发明的动态接收聚焦波束形成的示例性实施例的框图。

[0195] 图2a示出作为示例的在与动态接收聚焦位置的理想的采样时刻有关的时间位置处被采样的6个接收到的 $R_x(e_{1m}, t)$ 时间连续信号的示意图示。

[0196] 图2b示出说明改变作为是现有技术的动态接收聚焦波束形成信号处理原理的固有部分的样本位置的结果的内部信号失真并且构成非等距采样结果,从而引起内部信号失真的示意图示。

[0197] 图2c示出本发明的动态接收聚焦IQ-Rf波束形成的示意图示,其基本原理是使用了等距样本的直接IQ检测,并且因此本发明的信号处理的方式不遭受任何内部信号失真。

[0198] 图2d示出被执行以产生时间离散的波束形成IQ-Rf输出样本的IQ检测积分的细节。

[0199] 图3a示出针对一个通道的图1c的信号处理链50的细节,以参考采用相等功能性的处理的替代方式。

[0200] 图3b示出用于提供Rf样本的粗略延迟的延迟存储器的示意图示,随后是也提供精细延迟内插的IQ检测滤波器的多相版本。

[0201] 图3c示出一示意图示,其中IQ检测用具有复数带通滤波器的Rf到复数调制器取代,随后是在高分辨率延迟级之前的复数到复数调制器和在前面带VCF选项的IQ-Rf内插。

[0202] 图3d示出一示意图示,其中IQ检测用具有复数带通滤波器的Rf到复数调制器取代,随后是在前面带VCF选项的IQ-fx内插,随后是在高分辨率延迟级之前的复数到复数调制器和IQ-Rf内插。

[0203] 图4a示出作为三个级联复数内插级的三个复数脉冲信号的示例的曲线图,其中在IQ Rf信号附近执行内插。示出了三个内插级中的每一个的脉冲信号和频谱。并且示出了信号内插示例。

[0204] 图4b示出作为三个级联内插级的三个脉冲信号的示例的曲线图,其中在 $f_x=0$ 情况下在 R_x 信号附近执行内插。示出了三个内插级中的每一个的脉冲信号和频谱。

[0205] 图4c示出在被用在IQ Rf波束形成中之前的用于实现IQ检测和IQ内插步骤的信号处理块的示例实施例的示意图示。其中IQ检测可能由Adc、Rf到复数调制器和多相低通滤波器构成,随后是在高分辨率延迟级之前的复数到复数调制器和作为示例在前面带VCF选项的三个级联内插级,其中在IQ Rf信号附近执行内插。

[0206] 图4e示出图4c的图的细节的示意图示,以示出级联级可能借助于复用器被绕过。

[0207] 图4d示出在被用在IQ Rf波束形成中之前的用于实现IQ检测和IQ内插步骤的信号

处理块的示例实施例的示意图示,其中IQ检测可能由Adc和多相低通滤波器以及作为示例在前面带VCF选项的三个级联内插级构成,其中在 $f_x=0$ 附近执行内插,随后是在高分辨率延迟级之前的复数到复数调制器。

[0208] 图5a示出如被用在图4c)中一样在IQ Rf附近执行内插的级联内插外加与h0-cBpf一起执行深度相关跟踪滤波器(VCF)功能性的复数带通滤波器h0b-cBpf的示意图示。

[0209] 图5b示出复数脉冲响应以及h0b-cBpf和h0-CBpf的频谱传递函数的曲线图,所述频谱传递函数一起工作以除了内插之外还创建深度相关跟踪滤波器功能性。h0b-cBpf与h0-CBpf的卷积结果的脉冲响应和频谱传递函数也被添加来图示用于深度相关跟踪滤波器功能性的复数带通的窄化。

[0210] 图5c示出如被用在图4d)中一样在 $f_x=0$ 附近执行内插的级联内插的扩展外加具有脉冲响应h0b-cLpf的低通滤波器的示意图示,其中所述脉冲响应h0b-cLpf与h0-cLpf一起可执行深度相关跟踪滤波器(VCF)功能性。

[0211] 图6示出作为概述的由多线高分辨率延迟级(带输出抽取)、多线切趾乘法器和多线相干单元/通道求和构成的用于向IQ Rf波束形成功能性提供IQ Rf信号的具有包括IQ检测和带VCF选项的预计算IQ内插的信号处理通道的多线IQ Rf波束形成的完整示例实施例的示意图示。由控制块向多线高分辨率延迟和切趾级提供波束形成控制信息,控制块具有用于分发接收延迟信息和每个元件的RTB校正延迟信息以及用于分发每个元件的接收切趾信息的存储器。

[0212] 图7图示依照替代实施例而形成的超声系统的框图。

[0213] 图8图示数字前端板的一部分的框图。

[0214] 图9图示数字处理板的框图。

具体实施方式

[0215] 虽然对多个实施例进行了描述,但是根据以下详细描述和附图,所描述的主题的仍然其它的实施例对于本领域的技术人员而言将变得显而易见,以下详细描述和附图示出并描述公开的发明主题的说明性实施例。如将认识到的,本发明主题能够在各个方面进行修改,这些修改全部不脱离所描述的主题的精神和范围。因此,附图和详细描述将在性质上被认为是说明性的,而不是限制性的。

[0216] 图1a示出超声系统的实施例,其包括以下步骤:由生成器5生成发射Rf脉冲,其中存在于存储器6中的时间分布信息被传递到发射聚焦波束形成器4,同时定时触发控件7创建借助于超声探头1被发射到对象0中的发射波束分布。超声波通过对象0而行进,所述对象0将生成与对象0的内容有关的反射。反射作为Rf信号在探头1的元件e1m上被接收。所接收到的反射Rf信号被适当地采样2并且由动态基于Rf的接收聚焦波束形成器3处理。动态接收聚焦波束分布信息存在于存储器6中并且被传递到动态延迟和切趾生成器7,以在Rf信号的接收期间用来执行动态接收聚焦波束形成功能性3。波束形成器Rf信号输出可能由深度相关跟踪滤波器16(VCF)处理,并且IQ检测器8继续该处理,所述IQ检测器8提取在IQ样本中捕获的对象内容0的估计。取决于活动模态将在特征检测器9中处理被馈送给活动模态特定特征检测的IQ样本,作为示例为适合于B模式模态的包络提取10服务。众所周知的特征检测9是模态特定检测器,因为可能使用多普勒模式、CFM模式或其它新颖的模态特定检测器15。

若干提取的模态特征可能被临时存储在奇内(cine)存储器11中以由扫描转换器12进一步处理,以将模态特征信号转换成适合的图像显示格式,以被显示在图像显示器13上。超声实施例可能使用处理器CPU/GPU 14来提供用户接口以控制若干系统模态,并且可能使用CPU/GPU 14来执行若干信号处理任务9、11、12。

[0217] 超声动态接收聚焦波束形成器3被图示在图1b中。作为示例,图1b示出传统的Rf动态接收聚焦延迟和求和波束形成器,其中在波束形成器输出端处深度相关跟踪滤波器16(VCF)、检测器8和包络估计器10执行作为示例的B模式模态特征检测。由采样级(ADC)2提供的Rf信号被呈现给Rf内插级20,其在高分辨率延迟级21所需的样本之间产生额外样本以能够在抽取步骤期间以更精细的延迟时间分辨率选择样本。对样本的这种选择涉及接收器聚焦分布,其中分布信息被存储在存储器6中并且在由延迟、切趾、定时级7实现的实际控制中进行转换。波束形成处理利用后面有相干通道加法23的切趾乘法器22完成,其输出被传递到深度相关跟踪滤波器16(VCF)、IQ检测器8和模数10以递送此波束形成器B模式特征检测结果。

[0218] 图1b的传统的波束形成器遭受如通过等式(2)更精确地演示的信号失真的内部生成的根本问题。图2a示出在每个元件elm上接收到的信号 $R_x(e_{lm}, t)$,其作为示例具有像40一样的未失真时间连续信号形状。此时间连续信号在与动态接收聚焦位置的理想的(无限准确的延迟量化)采样时刻有关的时间位置处被采样。箭头41示出动态接收聚焦位置的样本如何在波束形成器求和级23期间被投影到波束形成器输出样本42上(这些输出样本是时间等距的)。如详细部分图2b中所描绘的,可看到的是信号40产生作为一部分存在于波束形成器输出中的信号43。信号43是未失真输入信号40的非线性拉伸信号版本,因此信号43被施以有作为动态接收聚焦信号处理的现有技术的手段的内部信号失真。即使利用无限准确的延迟量化,此信号失真也将存在于现有技术的波束形成器的输出中。根本问题在于现有技术的波束形成器在波束形成器相干求和23之后执行IQ检测8的事实。IQ检测器在其输入端处看到现有技术的波束形成器输出的等距输出样本。但是如上所述,失真信号部分43已经存在于现有技术的波束形成器等距输出样本中。

[0219] 本发明图1c的波束形成解决信号失真的内部生成的问题。作为示例,如图2c和图2d中所示出的所接收到的信号 $R_x(e_{lm}, t)$ 具有像由40指示的图2c的未失真时间连续信号形状一样的未失真时间连续信号形状,其在2被等距采样并且在检测器8处被呈现给IQ检测。因为这是作用于所接收到的信号 $R_x(e_{lm}, t)$ 的第一步骤,所以作为IQ检测8过程的一部分它将在如由图44指示的图2d的 τ_w 之上的卷积/积分期间以未失真方式捕获信号形状40,从而使卷积/积分结果集中在IQ向量样本中作为A(0)的良好估计。

[0220] 通常,IQ检测级8是像希尔伯特滤波器一样的复数滤波器,这种类型的滤波器抑制来自采样级(ADC)2的真实超声Rf信号的频谱内容的负频率,这导致在其输出端处产生IQ Rf信号。IQ Rf的频谱内容示出其在发射器5发射频率'fc'附近的信号功率,因此它将被命名为IQ Rf。IQ检测器可从未失真等距采样的输入样本中产生良好的无失真IQ Rf样本。因为已经在无失真的IQ Rf样本中执行并捕获了检测,所以在早期阶段中,本发明的动态接收聚焦波束形成器的时移对波束形成器输出信号没有影响,因为在波束形成器输出之后IQ Rf样本直接在特征检测器9、10中被处理。

[0221] 图1c)中的本发明的示例性实施例示出具有RTB能力的IQ Rf动态接收聚焦延迟和

求和波束形成器,这演示了非常高的动态范围和非常低的失真的动态接收聚焦波束形成质量。

[0222] 在此实施例中,在IQ信号的检测步骤、IQ信号的采样和IQ信号的内插之后,为了确定高分辨率延迟,添加了所谓的RTB延迟分量和切趾分量。

[0223] 根据实施例,此RTB延迟分量对应于结合多线波束形成技术以沿着具有特定线位置的一个接收线的焦点处的不同传输线为中心的不同发射波束的波前之间的相移,根据所述多线波束形成技术在来自阵列换能器的多个发射波束的传输之后,每个发射波束以沿着阵列的不同位置为中心并且每个发射波束包含多个横向隔开的线位置,所述线位置与另一波束的多个横向隔开的线位置在空间上相关,由阵列换能器响应于一个发射波束所接收到的回波信号被同时处理以在被发射波束覆盖的横向隔开的线位置处产生回波信号的多条接收线。对于附加发射波束重复此同时处理,并且在由不同发射波束位置的发射波束产生的公共线位置处的接收线之中的相移偏差被均衡。来自与公共线位置在空间上相关的不同发射光束的接收线的回波信号被组合以产生用于产生图像的图像数据。

[0224] 本发明的构思方面由等式(3)来详细地描述并且包括将IQ检测器8置于延迟级31之前,这将致使波束形成根本上无失真。根据此布置,实际波束形成器将达到的动态范围和失真的量现在仅取决于在IQ样本之间内插的数量(与动态范围有关的延迟量化)和内插质量(与剩余失真水平有关的内插误差)。

[0225] 根据本发明,波束形成器使用复数信号处理,因为它从IQ检测级8开始。IQ Rf信号由具有(可选的)VCF功能性82的IQ Rf内插级30使用。其中30是具有良好的内插质量的复数内插滤波器,这是实现具有高动态范围、低失真和非常准确的聚焦选择的波束形成器所需要的。

[0226] 内插在高分辨率延迟级31所需的样本之间产生额外样本以能够在抽取步骤期间以更精细的延迟时间分辨率选择样本。对IQ Rf样本的这种选择涉及接收和RTB聚焦分布,其中分布信息被存储在存储器6中并且在由 $R_x + RTB$ 延迟和切趾定时级7实现的实际控制中进行转换。波束形成过程利用可对IQ Rf信号进行加权的切趾/孔径乘法器32加以完成。此后执行相干IQ Rf通道加法33,其中IQ Rf输出被直接传递到模数10,以递送此波束形成器B模式特征检测结果,这是可能的,因为整个波束形成器被实现在IQ Rf中。

[0227] 本发明的另一示例性实施例被图示在图3a中。图3a示出图1c的波束形成器的相同通道Ch1、Ch2、ChN中的一个的信号处理链50。IQ检测器8功能性不仅将传入Rf信号2转换为复数形式,而且充当具有复数脉冲响应长度的有源滤波器,所述复数脉冲响应长度与定位在 f_c 附近的 $s_{Rxelm}()$ 的信号内容带宽匹配,以便实现 $A(0)$ 的良好估计,并且它改进SNR。IQ检测器带限滤波器将需要许多复数滤波器系数,并且复数滤波器系数需要根据 $s_{Rxelm}()$ 的信号内容、带宽和 f_c 位置而改变。IQ内插滤波器30是借助于上采样在复数IQ Rf样本之间产生的复数滤波器。输出样本的量是比输入样本的量高的因子“ I_{polFac} ”。取决于与所需的接收和RTB波束形式分布有关的控制“高分辨率延迟”,较高量的样本提供在高分辨率延迟块31中具有更精细的延迟分辨率的样本的可用性,IQ-rf样本被挑选/抽取以按某个采样速率产生作为示例在图2c中图示的用42指示的波束形成器输出样本。图3b)示出与50相同的功能性,Rf数据在“粗略延迟”的控制下被延迟51,然后多相IQ检测器52可利用“精细延迟”的控制产生相同的IQ Rf输出。不管计算和存储器访问缺点如何,都可能使用这种多相IQ检

测器。这种类型的滤波器需要执行每输出NrTaps复数乘法,并且需要读取NrTaps即滤波器功能性的复数。

[0228] 本发明的第三示例性实施例被图示在图3c中。图3c示出图1c的波束形成器的相同通道Ch1、Ch2、ChN中的一个的信号处理链50。这里IQ检测功能性首先借助于具有来自2的输入Rf信号sRxelm()的复数调制级53来实现,该输入Rf信号使其频谱信号内容被定位在-fc和+fc附近:

$$sRxelm(t) = A(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot fc \cdot t + Ph(t))$$

$$[0229] \quad = A(t) \cdot \frac{(e^{j \cdot (2 \cdot \pi \cdot fc \cdot t + Ph(t))} + e^{-j \cdot (2 \cdot \pi \cdot fc \cdot t + Ph(t))})}{2}$$

[0230] 复数调制级53在遍及(fx-fc)的频率上使信号频谱内容移位,这将在+fc+(fx-fc)=fx和-fc+(fx-fc)=fx-2·fc附近产生频谱信号内容:

$$[0231] \quad fx \text{ and } -fc + (fx - fc) = fx - 2 \cdot fc$$

$$[0232] \quad IQmfx(t) = A(t) \cdot \frac{(e^{j \cdot (2 \cdot \pi \cdot fc \cdot t + Ph(t))} + e^{-j \cdot (2 \cdot \pi \cdot fc \cdot t + Ph(t))})}{2} \cdot e^{j \cdot (2 \cdot \pi \cdot (fx - fc) \cdot t)}$$

$$= \frac{A(t)}{2} \cdot e^{j \cdot (2 \cdot \pi \cdot fx \cdot t + Ph(t))} + \frac{A(t)}{2} \cdot e^{-j \cdot (2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot fc - fx) \cdot t + Ph(t))}$$

[0233] 滤波器通带被定位在fx附近的带通滤波器54将仅通过频谱内容在fx附近的信号,从而产生其信号内容在fx附近的复数IQ信号,因此它将被命名为IQ Rx。如可看到的,IQ Rx具有与sRxelm(t)中存在的相同的信号内容A(t)和Ph(t),仅载波是不同的。

$$[0234] \quad IQrx(t) = \frac{A(t)}{2} \cdot e^{j \cdot (2 \cdot \pi \cdot fx \cdot t + Ph(t))}$$

[0235] IQrx(t)借助于复数乘法器55在频率内容方面被移回,所述复数乘法器55在遍及-(fx-fc)的频率上使信号频谱内容移位,因此55的输出信号将使其信号内容被定位在fx-(fx-fc)=fc附近,结果此输出是频谱信号内容在原始fc附近的IQ Rf信号:

$$[0236] \quad IQrf(t) = \frac{A(t)}{2} \cdot e^{j \cdot (2 \cdot \pi \cdot fc \cdot t + Ph(t))}$$

[0237] 对于波束形成过程来说紧要的是IQ Rf使其频谱内容在原始载波频率fc附近,这确保在延迟级31之后IQ-rf信号的相位在相干求和级33处具有正确的相位。

[0238] 带通滤波器54充当有源滤波器,其具有与fx附近的信号内容sRxelm()匹配的脉冲响应长度,以便实现A(0)的良好估计并改进SNR。带通滤波器将需要大量的滤波器系数,并且滤波器系数需要根据信号内容sRxelm()而改变带宽。信号内容在滤波器54之前的53处从fc移位到fx并且然后在55处再次使它从fx移回到fc的好处是滤波器54始终被定位在fx附近,而不管所使用的发射载波频率fc如何。在图3c中,IQ Rf内插级56是具有宽带通带的复数内插滤波器。因为此滤波器位于已经执行了良好的SNR信号处理的有源滤波器54之后,所以此内插滤波器被设计为较宽带滤波器(较短的脉冲响应长度)是足够的,其中附加地,可以在可使用许多零滤波器系数的意义上优化滤波器系数。因为此滤波器是宽带滤波器,所以只要fc附近的信号内容位于宽通带内部,它可能是具有固定系数的滤波器。

[0239] 图3图示另一实施例,其中使用了具有fx附近的宽带通带的复数内插滤波器57,因

为此滤波器位于已经执行了良好的SNR信号处理的有源滤波器54之后,所以此内插滤波器被设计成较宽带滤波器(较短的脉冲响应长度)是足够的,其中附加地,可在可使用许多零滤波器系数的意义上优化滤波器系数。将内插滤波器57定位在复数乘法器55之前的附加好处是频谱信号内容总是被定位在频率 f_x 附近,而不管 $sR_{xelm}()$ 的带宽如何,因此信号将总是位于滤波器57的通带内部。

[0240] 本发明的再一个实施例可以由以下配置来表征:图3c)和图3d)的实施例使用频谱信号内容的频移,使发射频率 f_c 移位到固定频率 f_x ,从而产生被定位在固定频率 f_x 附近的频谱信号内容。因为在超声中所使用的发射频率 f_c 不总是处于固定频率,所以具有固定频率 f_x 附近的信号内容有具有在图3d)中由位于固定频率 f_x 附近的54、57通带指示的滤波器的优点。现代的超声模拟前端设备(AFE)已经被配备有数字解调器和具有可编程滤波器系数的数字低通滤波器,这些设备提供与遍及 $(f_x - f_c)$ 的移位被选取为 $(0 - f_c) = -f_c$ 的单元53、54相同的功能性。被命名为IQ-bb(其中bb代表基带(BaseBand))的得到的复数信号是其中 $f_x = 0$ 的IQ R_x 的特例:

$$IQbb(t) = \frac{A(t)}{2} \cdot e^{j \cdot (2 \cdot \pi \cdot 0 \cdot t + Ph(t))}$$

[0241]

$$= \frac{A(t)}{2} \cdot e^{j \cdot (Ph(t))}$$

[0242] 根据图3d)的实施例的另一优点是复数乘法器55在这种情况下也可能通过借助于载波的小附加旋转而在复数IQ R_f 样本之间产生附加(上采样)被用作附加内插的手段。但是在使用小附加相位旋转时必须小心,因为它不是使信号延迟的完全正确的方式,如可容易地看到的,因为相位旋转仅使载波向量旋转,而不使信号内容 $A(t)$ 延迟,这暗示信号失真了一定量。但是然而它可能被用作IQ R_x 内插57之后的附加内插步骤。在US 6,029,116中,使用了从IQ-bb到IQ R_f 的转换。

[0243] 根据对公开了现有技术水平中已知的基带波束形成技术的US6,029,116的改进,公开了一种基带波束形成方法,所述基带波束形成方法包括以下步骤:

[0244] -从超声探头的换能器获得接收信号;

[0245] -对接收信号进行解调以获得具有同相(I)和正交(Q)分量的复数接收信号;

[0246] -对复数接收信号应用时间延迟和相位校正以形成延迟的复数接收信号,所述时间延迟被配置成使由阵列的换能器接收到的反射信号的贡献对准,所述相位校正被配置为校正相位差;以及以相干方式对延迟的复数接收信号进行求和以产生聚焦于反射点或反射目标处的相干接收信号。在特定变体实施例中应用相位校正包括:应用粗略校正和精细校正,其中所述粗略校正被计算为采样时间的倍数;并且所述精细校正被计算为采样时间的分数,并且其中,通过将复数接收信号乘以延迟了采样时间的倍数并延迟了采样时间的分数的复数载波来同时应用粗略校正和精细校正。

[0247] 在此实施例中,在延迟读出处使用从IQ-bb到IQ R_f 的转换,其包括用于执行总内插的一部分的附加分数相位旋转,该附加相位旋转内插在粗略延迟之后完成,所以它可被视为多相方式的部分内插,在多波束形成在此解决方案对于每一多线波束形成输出将需要单独的相位旋转控制。

[0248] 对于本发明的实际波束形成器,必须以非常划算的方式实现滤波器,不仅因为IQ

检测滤波器8和内插滤波器30需要位于延迟部分31前面,自此需要NrChannel个时间滤波器,而且因为需要高质量地执行IQ检测和IQ内插,以便创建具有非常低的失真和高动态范围的波束形成器。

[0249] 根据本发明的实施例,现代的超声模拟前端设备(AFE)可能被用于主动带限和IQ检测功能性。图4c和图4d示出AFE 60的用法,所述AFE 60包含采样级(ADC)2、复数解调器53和低通滤波器61及抽取级62。在从Rf信号到IQ-bb(IQ基带)的转换期间,fc附近的信号内容被移位到fx=0附近的信号内容,这取决于频谱信号带宽允许按IQ-bb信号的因子“M”进行一定量的抽取。对于较低带宽信号,多相低通滤波器61可具有较长的脉冲响应长度。60中的信号处理是具有良好的质量IQ检测、具有信号带宽的良好匹配良好的有源滤波器,并且因此是SNR信号处理的良好手段。因此,以下内插级可使用具有许多零值的滤波器系数是可能的较宽带传递函数,以实现非常计算有效的解决方案。

[0250] 实现具有高动态范围能力的高准确聚焦需要ADC 2的采样时间所能够的更精细的延迟分辨率。所使用的延迟分辨率与波束形成器相干求和中的相位对准执行有多好直接有关。两个较低的延迟分辨率时间的因子将产生6dB较低的动态范围。良好的波束形成过程每fc周期使用至少16个样本。在fc的高频率的情况下ADC 2的采样可能将每Rf周期具有大约4个样本。在IQ解调53和滤波器61之后,抽取步骤当使用fc的高频率时将具有M=2的值,所以每fc周期将有大约2个IQ样本可用。这意味着IQ内插滤波器至少应该按8倍(或更多倍)的因子上采样,以便每fc周期达到16个样本或更多样本。在不更改信号内容的情况下以良好质量延迟信号需要借助于内插来实现。内插确保实际的信号内容可被精细延迟,因为内插使得能实现真正的延迟。为了在波束形成器处理中具有良好的无失真相干求和需要良好的内插质量。

[0251] 为了以非常计算有效的方式实现例如8倍上采样IQ Rf内插,由3个上采样内插滤波器的级联来实现内插,其中每个滤波器执行借助于如在图4c中用63、64、65指示的复数带通滤波器‘cBpf’利用的2倍上采样基于IQ Rf的内插,其中借助于作为示例在图4a中由63h、64h、65h和匹配频谱63s、64s、65s指示的给定复数脉冲信号在IQ Rf信号附近执行内插。

[0252] 为了以非常计算有效的方式实现例如8倍上采样IQ bb内插,由3个上采样内插滤波器的级联来实现内插,其中每个滤波器执行借助于在图4d中如由66、67、68指示的复数低通滤波器‘cLpf’利用的2倍上采样基于IQ bb的内插,其中借助于作为示例在图4b中由66h、67h、68h和匹配频谱66s、67s、68s指示的给定复数脉冲信号在具有fx=0的IQ Rx信号附近执行内插。

[0253] 作为示出级联滤波器功能性的示例,示出了级联滤波器实施例63、64、65的上采样滤波器结果,其中63r示出63的I输出的示例I信号,级联滤波器64将在第一阶段中将63的信号传递到其输出端,在64r中可看到63r的对应样本,然后滤波器64将在第二阶段中在其输出端处呈现中间内插的样本,如可在64r中看到的。相同的处理由下一个滤波器65在内插滤波器级联中执行,在65r中示出了平滑内插信号。这是每周期具有至少16个样本的信号。在2个接收到的信号的频率fc是非常低频率的情况下,可能的是每周期甚至有太多的样本。当级31(缓冲器长度)可能不能够处理这个量的数据时,那么当实施例已将旁路复用器69放置在级联内插滤波器附近时,可减少每fc循环的大量样本。用于过滤器63的旁路的示例实施例被示出在图4c中并且由63、69来指示。

[0254] 根据另一个特征,作为对级联内插的扩展,提供了深度相关跟踪滤波器功能性(VCF)的实施方式。在图5a中,图示了带所添加的VCF的级联内插实施例,其中在IQ Rf附近执行内插。第一复数带通滤波器80对输入2x上采样,而第二滤波器63不上采样。63的示例脉冲响应作为图5b被给出并由63h来指示,并且所对应的频谱传递函数63s清楚地示出fc附近的宽通带,并且可查看到2xfc附近的频谱复制被抑制,这实现内插功能性。63h的滤波器系数的一半具有零值,这使滤波器变得计算有效。所添加的具有如图5b中指示的脉冲响应80h和频谱传递函数80s的滤波器80具有与63s相同的宽通带带宽,因此此滤波器也是计算有效的,因为同样对于滤波器80来说,80h的滤波器系数的一半具有零值。在接收时间期间,80h的非零滤波器系数在深度依赖控制81下被更改。如图5b中所示80s示出在某个接收深度/时间的情形,其中,可查看到作为两个滤波器80、63的结果,80s是63s的左移版本。两个滤波器的组合工作的传递函数如图5b中所图示的那样被示出并用84来指示。可清楚地看到,它具有两个功能性,作为内插功能性抑制2xfc附近的频谱复制,并且作为VCF功能性抑制定位在fc附近的超声IQ Rf信号内容的较高频率。另外滤波器80、63的结果得到的有效脉冲响应被示出在图5b中并用83来指示。由于84的更窄带,这是较长的脉冲响应,并且因此在从对象0的较深结构接收信号期间改进SNR。

[0255] 图5c示出如用在图4d中的级联内插的实施例,其中所添加的实施例82作为深度相关跟踪滤波器功能性(VCF)的实施方式意在供fx附近的滤波器的优选信号处理使用。它已与先前描述的图5a的实施例相同的方式起作用,传递函数仅仅是图5b中所示出的传递函数的频移版本。

[0256] VCF功能性也是IQ检测功能性的一部分,因此根据图4c的实施例60和图5a的实施例80、63的组合是波束形成之前的检测估计 $D(t, E_{lm})$ 的一部分。因此所添加的VCF功能性不会引入内部波束形成失真,因为它涉及公式(3)。

[0257] 根据另一个实施例,传统的超声系统可能具有某种如由图1b中的16指示的深度相关跟踪滤波器功能性,其可能被不同地命名为VCF,其中它通常在波束形成的输出端处被执行,其中它可能被定位在IQ检测8之前,或者如果它被以复数方式实现,则它可能位于IQ检测8之后。在这种传统的波束形成情况下,深度相关跟踪滤波器(VCF)功能性因此与等式(2)有关,因此这种类型的超声实施例的深度相关跟踪滤波器(VCF)功能性也将受到内部信号失真影响。

[0258] 图6示出根据本发明的被配置成具有RTB能力、多线动态接收聚焦延迟和求和波束形成的完整IQ Rf的示例实施例。元件/通道信号处理70可能用作为根据图3a、图3b、图3c、图3d公开的实施例的实施例取代。根据具有计算高效方法的另一个变体实施例,例如图4c或图4d中的一个,并且在这两个实施例之间根据图4d的实施例是最优选的实施例。高分辨率延迟级31由一个IQ样本缓冲器构成,所述IQ样本缓冲器可保持足够量的上采样的IQ Rf样本以为应用桥接最大需要信号延迟。此IQ样本缓冲器保持未失真IQ检测的、VCF滤波的和高质量内插的上采样的IQ Rf样本,每fc周期具有至少16个IQ Rf样本以确保波束形成结果具有非常低的失真和高动态范围。因为所存储的IQ Rf样本至少是因子8倍过采样的,所以宽带波束形成输出通道可具有在缓冲器中可用的预计算的IQ Rf样本的8倍抽取,因此它可从8个当中选择一个最接近的样本,以实现波束形成所需的精细延迟分辨率 $\tau_{del}(t, E_{lm})$ 。接收和RTB延迟信息被存储在存储器6中和并且经由7给31的缓冲器抽取读出电路提供适当

的最近延迟,以从缓冲器当中选择IQ Rf样本以由切趾/孔径加权32进一步处理,其中切趾加权值经由6和7来提供。以这种方式,在通道求和33之后针对该特定MLx波束形成输出产生针对多线(MLx)的波束形成输出。因为为了产生输出的许多MLx波束形成,当上采样因子‘IpolFac’低于产生所需的多线量‘NrML’量时预计算上采样的IQ Rf样本是更高效的。取决于发射频率 f_c ,并且针对活动模态使用的带宽,可能使用若干抽取/内插因子。

[0259] 根据示例图4d的AFE抽取器62将在ADC2处使用的采样频率 F_{sam} 减小至 $\frac{F_{sam}}{M}$,级联内插级82/66、67、68将采样频率上采样至 $\frac{F_{sam}}{M} \cdot 2^{NrCascadeStages}$, (级联级可能被旁路69)并且在31处对于MLx输出的读出处的抽取将采样频率减小因子N至以下的输出采样速率:

$$[0260] \quad \frac{F_{sam}}{M} \cdot 2^{NrCascadeStages} \cdot \frac{1}{N} = \frac{1}{M} \cdot \frac{2^{NrCascadeStages}}{N} \cdot F_{sam}$$

[0261] 根据等式(3),本发明的优选使用方式是考虑到信号带宽内容使用尽可能高的M因子(其实现最优IQ检测估计),并且具有设定为或接近于1的 $\frac{2^{NrCascadeStages}}{N}$ 的比率。另外

可注意到,在本发明的实际的实施方式中,可被处理的多线的量在频率 f_c 和/或信号内容带宽较低的情况下可以是较高的,可在实践中实现这个,因为在那种情况下可利用较高的时间复用因子,在在延迟级31和后面的32、33级处的多线的读出处开始。

[0262] 根据等式(3),本发明的波束形成技术示出检测的任何手段优选在波束形成过程本身之前被实现。也可在任何有软件能力的设备上通过软件处理的任何手段来执行具有预计算的内插的计算高效手段。或者,利用级联内插的计算高效手段,像例如在图5c的实施例中一样,有或者没有VCF加法。或者利用频域处理的某种手段。内插预计算与波束形成过程无关,并且可利用任何IQ检波滤波器,它可以是用于回波模态或用于多普勒模态的IQ检波滤波器,它甚至可以是与编码或脉冲压缩传输匹配的IQ检测/相关模态滤波器。所有这些类型的IQ检测滤波器都可被以过/上采样方式实现。也可能利用较长抽头复数滤波器来直接计算经预计算的IQ检测结果 $D(t, Elm)$ 。因为这些滤波器在轴向/时间方向上独立地对每个元件的信号进行滤波,所以也可在频域中执行主动模态所需的经预计算的IQ检测滤波作为针对每个探头元件的1d频谱信号处理。假定了图3d)信号的IQ-bb样本在 $f_x=0$ 附近,(每元件的)处理步骤可能是由AFE的1d时域到频域转换,然后使频谱(在频域中)移位到 f_c 位置,然后在频域中填零(等于上采样),然后从频域转换回到时域(以完成内插),以产生经预计算的IQ检测结果,以写入到图6)的高分辨率延迟缓冲器31中,现在可完成时域波束形成。波束形成的频域过程的这种手段也适合于除线性以外的阵列探头。

[0263] 图7示出依照替代实施例而形成的超声系统的框图。图7的系统实现结合各种实施例在本文中所描述的操作。作为示例,系统内的一个或多个电路/处理器实现结合附图所图示的和/或在本文中所描述的任何过程的操作。该系统包括探头互连板702,所述探头互连板702包括一个或多个探头连接端口704。连接端口704可以支持各种数量的信号通道(例如,128、192、256等)。连接器端口704可以被配置成与不同类型的探头阵列(例如,相控阵列、线性阵列、弯曲阵列、1D、1.25D、1.5D、1.75D、2D阵列等)一起使用。可以针对不同类型的应用诸如腹部、心脏、产科、妇科、泌尿和脑血管检查、乳房检查等配置探头。

[0264] 连接端口704中的一个或多个可以支持2D图像数据的获取和/或连接端口704中的一个或多个可以支持3D图像数据。仅作为示例,可以通过探头的物理移动(例如,机械地扫描或医师移动)和/或通过电力地或机械使换能器阵列转向的探头来获取3D图像数据。

[0265] 探头互连板(PIB)702包括用于在连接端口704之间选择的切换电路706。可以基于用户输入手动地管理切换电路706。例如,用户可以通过选择系统上的按钮、开关或其它输入来指定连接端口704。可选地,用户可以通过经由系统上的用户接口录入选择来选择连接端口704。

[0266] 可选地,切换电路706可以响应于检测到探头的配合连接的存在而自动地切换到连接端口704中的一个。例如,切换电路706可以接收指示探头已连接到连接端口704中的选定一个的“连接”信号。连接信号可以由探头当在耦合到连接端口704时在最初向探头供应电力时生成。附加地或可备选地,每个连接端口704可以包括传感器705,所述传感器705检测探头的线缆上的配合连接何时已经与所对应的连接端口704互连。传感器705向切换电路706提供信号,并且响应于此,切换电路706将所对应的连接端口704耦合到PIB输出708。可选地,传感器705可以被构造为具有设置在连接端口704处的触点的电路。当配合连接未接合到所对应的连接端口704时电路保持开路。当探头的配合连接器接合到连接端口704时电路闭合。

[0267] 控制线724在探头互连板702与数字处理板726之间输送控制信号。电源线736将来自电源740的电力提供给系统的各种组件,包括但不限于探头互连板(PIB)702、数字前端板(DFB)710、数字处理板(DPB)726、主处理板(MPB)744和用户接口控制板(UICB)746。临时控制总线在电源740与板702、710、726、744和746之间738互连,并且在电源740与板702、710、726、744和746之间提供临时控制信号。电源740包括要耦合到外部AC电源的线缆。可选地,电源740可以包括当AC电源被中断或断开时提供电力的一个或多个电力存储设备(例如电池)。电源740包括管理包括存储设备的操作的电源740的操作的控制器742。

[0268] 附加地或可备选地,电源740可以包括替代电源,诸如太阳能面板等。一个或多个风扇743耦合到电源740并由控制器742来管理以基于整个系统内的各种电路板和电子组件的操作参数(例如温度)被接通和关断(例如,以防止各种电子设备的过热)。

[0269] 数字前端板710提供去往和来自连接到探头互连板702的探头的模拟接口。DFB 710也提供脉冲或控制和驱动信号,管理模拟增益,包括与每个接收通道有关的模拟至数字转换器,提供发射波束形成管理和接收波束形成管理及向量合成(与接收操作期间的聚焦相关联)。

[0270] 数字前端板710包括发射驱动器电路712,所述发射驱动器电路712生成结合超声发射点火操作通过对应的通道传递到所对应的换能器的发射信号。发射驱动器电路712为每个驱动信号和发射波束形成管理提供脉冲或控制以使点火操作转向到感兴趣区域内的感兴趣点。作为示例,可以结合每个单独的通道提供单独的发射驱动器电路712,或者可以利用公共发射驱动器电路712来驱动多个通道。发射驱动器电路712协作以将发射波束聚焦到感兴趣区域内的一个或多个选择点。发射驱动器电路712可以实现单线发射、编码点火序列、多线发射器操作、引发超声波束的切变波的生成以及其它形式的超声传输技术。

[0271] 数字前端板710包括接收波束形成器电路714,所述接收波束形成器电路714接收回波/接收信号并且对其执行各种模拟和数字处理以及与波束形成相关的相移、时间延迟

和其它操作。波束形成器电路714可以实现各种类型的波束形成,诸如单线获取、多线获取以及其它超声波束形成技术。

[0272] 数字前端板710包括被配置成对接收到的回波信号执行连续波多普勒处理的连续波多普勒处理电路716。可选地,连续波多普勒电路716也可以生成连续波多普勒发射信号。

[0273] 数字前端板710通过各种总线和控制线诸如控制线722、同步线720和一条或多条数据总线718耦合到数字处理板726。控制线722和同步线720向发射驱动电路712、接收波束形成电路714和连续波多普勒电路716提供控制信息和数据以及同步信号。数据总线718将来自数字前端板710的RF超声数据输送到数字处理板726。可选地,数字前端板710可以将RF超声数据转换为IQ数据对,所述IQ数据对然后被传递到数字处理板726。

[0274] 数字处理板726包括RF和成像模块728、彩色流处理模块730、RF处理和多普勒模块732以及PCI链路模块734。数字处理板726执行RF滤波和处理、黑白图像信息的处理、与彩色流相关的处理、多普勒模式处理(例如,结合轮询方式和连续波多普勒)。数字处理板726也提供图像滤波(例如散斑减少)和扫描仪定时控制。数字处理板726可以包括基于由系统提供的超声图像处理功能性的其它模块。

[0275] 模块728至734包括一个或多个处理器、DSP和/或FPGA,以及存储程序指令以指导处理器、DSP和/或FPGA执行各种超声图像处理操作的存储器。RF和成像模块728执行各种超声相关成像,诸如RF数据的B模式相关图像处理。RF处理和多普勒模块732将传入RF数据转换为IQ数据对,并且对IQ数据对执行多普勒相关处理。可选地,成像模块728可以对IQ数据对执行B模式相关图像处理。CFM处理模块730对超声RF数据和/或IQ数据对执行与彩色流相关的图像处理。PCI链路734管理超声数据、控制数据和其它信息通过PCI Express总线748在数字处理板726与主处理板744之间的传递。

[0276] 主处理板744包括存储器750(例如,串行ATA固态设备、串行ATA硬盘驱动器等)、包括一个或多个图形处理单元(GPU)的VGA板752、一个或多个收发器760、一个或多个CPU 752和存储器754。主处理板(也被称为PC板)提供用户接口管理、扫描转换和奇内(cine)循环管理。主处理板744可以连接到一个或多个外部设备,诸如DVD播放器756和一个或多个显示器758。该主处理板包括通信接口,诸如一个或多个USB端口762以及被配置成耦合到外设的一个或多个端口764。主处理板744被配置成维持与各种类型的网络设备766和各种网络服务器768的通信,诸如通过无线链路经由收发器760和/或经由网络连接(例如,经由USB连接器762和/或外围连接器764)。

[0277] 网络设备766可以表示便携式或桌面型设备,诸如智能电话、个人数字助理、平板设备、膝上型计算机、桌面型计算机、智能手表、ECG监视器、患者监视器等。主处理板744向网络设备输送超声图像、超声数据、患者数据及其它信息和内容以供呈现给用户。主处理板744从网络设备766接收输入、请求、数据条目等。

[0278] 网络服务器768可以表示医疗网络的一部分,诸如医院、医疗保健网络、第三方医疗保健服务提供商、医疗设备维护服务、医疗设备制造商、政府医疗保健服务等。到网络服务器768的通信链路可以通过因特网、专用内联网、局域网、广域网等。

[0279] 主处理板744经由通信链路770与用户接口控制板746连接。通信链路770在用户接口与主处理板744之间输送数据和信息。用户接口控制板746包括一个或多个处理器772、一个或多个音频/视频组件774(例如,扬声器、显示器等)。用户接口控制板746耦合到一个或

多个用户接口输入/输出设备,诸如LCD触摸板776、轨迹球778、键盘780等。处理器772管理LCD触摸面板776的操作,以及经由触摸面板776、轨迹球778和键盘780收集用户输入,其中此类用户输入被输送到与实现本文实施例有关的主处理板744。

[0280] 图8图示依照本文实施例而形成的数字前端板710的一部分的框图。一组双工器802由PIB输出端708接收各个通道的超声信号。超声信号基于所利用的探测的类型沿着标准处理电路805或者向连续波处理电路812传递。当被标准处理电路805处理时,前置放大器和可变增益放大器804处理传入超声接收信号,所述传入超声接收信号然后被提供给执行抗混叠滤波的抗混叠滤波器806。

[0281] 根据实施例,根据本发明的回溯发射波束聚焦可以被应用于由系统直接获取的RF数据或根据和例如相位/正交(I/Q)变换等的不同变换的变换数据。

[0282] 在图8的实施例中公开了RF数据的所述变换的示例。根据此示例,滤波器806的输出被提供给使传入模拟超声接收信号数字化的A/D转换器808。当利用连续波(CW)探头时,来自其的信号被提供给将模拟RF接收信号转换为IQ数据对的连续波移相器、解调器和加法器810。由连续波处理电路812对CW IQ数据对进行求和、滤波和数字化。来自标准或连续波处理电路805、812的输出然后被传递到波束形成电路820,所述波束形成电路820利用一个或多个FPGA来在将RF数据传递给数字处理板826(图7)之前执行对传入数字化接收信号进行滤波、延迟和求和。FPGA从存储器828接收聚焦数据。利用聚焦数据来管理由FPGA结合波束形成所执行的滤波、延迟和求和操作。经波束形成的RF或I/Q数据在波束形成电路820之间传递并且最终传递到数字处理板726。

[0283] 数字前端板710也包括发射模块822,所述发射模块822向超声探头的对应换能器提供发射驱动信号。波束形成电路820包括存储发射波形的存储器。发射模块822通过线824从波束形成电路820接收发射波形。

[0284] 图9图示依照本文实施例而实现的数字处理板726的框图。数字处理板726包括各种处理器952至959以在保存在对应存储器(参见962至969)内的程序指令的控制下执行不同的操作。主控制器950管理数字处理板726和处理器952至959的操作。作为示例,像952一样的一个或多个处理器可以执行滤波、调制、压缩和其它操作,而另一处理器953执行彩色流处理。主控制器提供探头控制信号、定时控制信号、通信控制等。主控制器950向数字前端板710提供与每个通道有关的实时配置信息和同步信号。

[0285] 应该清楚地理解的是,关于图广泛地描述和图示的各种布置和过程和/或此类布置的一个或多个单独的组件或元件和/或与此类过程相关联的一个或多个过程操作可与本文中所描述和图示的一个或多个其它组件、元件和/或过程操作独立地或者与其一起被采用。因此,虽然在本文中广泛地设想、描述并图示了各种布置和过程,但是应该理解的是,它们是仅仅以说明性和非限制性方式提供的,并且此外可被仅仅认为是一个或多个布置或过程可以起作用或操作的可能的工作环境的示例。

[0286] 在本文中参考图对各方面进行描述,这些图图示根据各种示例实施例的示例方法、设备和程序产品。可以将这些程序指令提供给通用计算机、专用计算机或其它可编程数据处理设备或信息处理设备的处理器以产生机器,使得经由该设备的处理器执行的指令实现所指定的功能/行为。程序指令也可以被存储在可以指导设备以特定方式起作用的设备可读介质中,使得存储在该设备可读介质中的指令产生包括实现所指定的功能/行为的指

令的制品。程序指令也可以被加载到设备上以导致在该设备上执行一系列操作步骤以产生设备实现的过程,使得在该设备上执行的指令提供用于实现所指定的功能/行为的过程。

[0287] 上面结合所述方法所描述的操作中的一个或多个可以使用一个或多个处理器来执行。本文中所描述的系统中的不同设备可以表示一个或多个处理器,并且这些设备中的两个或更多个可以包括相同处理器中的至少一个。在一个实施例中,本文中所描述的操作可以表示当(例如,本文中所描述的设备的)一个或多个处理器执行存储在存储器中的程序指令(例如,存储在有形和非暂时性计算机可读存储介质诸如计算机硬盘、ROM、RAM等上的软件)时执行的动作。

[0288] 处理器可以执行被存储在一个或多个存储元件中的指令集以处理数据。存储元件也可以视需要或按需存储数据或其它信息。存储元件可以采用控制器和控制器设备内的信息源或物理存储器元件的形式。该指令集可以包括指令控制器和控制器设备执行诸如本文中所描述的主题的各种实施例的方法和过程的特定操作的各种命令。该指令集可以采用软件程序的形式。软件可以具有诸如系统软件或应用软件的各种形式。另外,软件可以采用单独的程序或模块的合集、更大程序内的程序模块或程序模块的一部分的形式。软件也可以包括采用面向对象编程的形式的模块化编程。由处理机器对输入数据的处理可以响应于用户命令,或者响应于先前处理的结果,或者响应于由另一处理机器作出的请求。

[0289] 控制器可以包括任何基于处理器的或基于微处理器的系统,包括使用微控制器、精简指令集计算机(RISC)、专用集成电路(ASIC)、现场可编程门阵列(FPGA)、逻辑电路以及能够执行本文中所描述的功能的任何其它电路或处理器的系统。当基于处理器时,控制器执行存储在存储器中的程序指令以执行所对应的操作。附加地或可备选地,控制器和控制器设备可以表示可以作为硬件被实现的电路。以上示例仅是示例性的,并且因此不旨在以任何方式限制术语“控制器”的定义和/或含义。

[0290] 可选地,可以通过一个或多个网络在网络服务器上执行本文中所描述的过程的方面。网络可以使用各种商业上可用的协议中的任一种来支持通信,所述协议诸如传输控制协议/网际协议(“TCP/IP”)、用户数据报协议(“UDP”)、在开放系统(“OSI”)模型的各个层中操作的协议、文件传送协议(“FTP”)、通用即插即用(“UpnP”)、网络文件系统(“NFS”)、公共因特网文件系统(“CIFS”)和AppleTalk。网络可以是例如局域网、广域网、虚拟专用网、因特网、内联网、外联网、公用交换电话网、红外网络、无线网络、卫星网络及其任何组合。

[0291] 在利用web服务器的实施例中,该web服务器可运行各种服务器或中间层应用中的任一种,包括超文本传输协议(“HTTP”)服务器、FTP服务器、公共网关接口(“CGI”)服务器、数据服务器、Java服务器、Apache服务器和业务应用服务器。服务器也可以能够响应于来自用户设备的请求而执行程序或脚本,诸如通过执行可以作为用任何编程语言编写的一个或多个脚本或程序被实现的一个或多个web应用,所述任何编程语言诸如Java®、C、C#或C++或任何脚本语言,诸如Ruby、PHP、Perl、Python或TCL以及其组合。服务器也可以包括数据库服务器,包括但不限于可从Oracle®、Microsoft®、Sybase®和IBM®商业上购买的那些数据库服务器以及诸如MySQL、Postgres、SQLite、MongoDB的开源服务器和能够存储、检索并访问结构化或非结构化数据的任何其它服务器。数据库服务器可以包括基于表的服务器、基于文档的服务器、非结构化服务器、关系服务器、非关系服务器或这些和/或其它数据库服务器的组合。

[0292] 本文中所描述的实施例可以包括如上所述的各种数据暂存器以及其它存储器和存储介质。这些可驻留在各种位置中,诸如在一个或多个计算机本地(和/或驻留在其中)或者跨越网络远离计算机中的任一个或全部的存储介质上。在特定实施例集合中,信息可以驻留在为本领域的技术人员所熟悉的存储区域网络(“SAN”)中。类似地,可以酌情在本地和/或远程地存储用于执行归属于计算机、服务器或其它网络设备的功能的任何必要的文件。在系统包括计算机化设备的情况下,每个这样的设备可包括可以经由总线电力地耦合的硬件元件,所述元件包括例如至少一个中央处理单元(“CPU”或“处理器”)、至少一个输入设备(例如,鼠标、键盘、控制器、触摸屏或小键盘)和至少一个输出设备(例如,显示设备、打印机或扬声器)。这样的系统也可以包括一个或多个存储设备,诸如磁盘驱动器、光学存储设备和诸如随机存取存储器(“RAM”)或只读存储器(“ROM”)的固态存储设备以及可移动媒体设备、存储卡、闪存卡等。

[0293] 此类设备也可包括如上所述的计算机可读存储介质读取器、通信设备(例如,调制解调器、网卡(无线或有线)、红外通信设备等)和工作存储器。计算机可读存储介质读取器可与表示远程的、本地的、固定的和/或可移动的存储设备以及用于临时地和/或更永久地包含、存储、发射并检索计算机可读信息的存储介质的计算机可读存储介质连接,或者被配置为接收该计算机可读存储介质。本系统和各种设备也通常将包括位于至少一个工作存储器设备内的许多软件应用、模块、服务或其它元件,包括操作系统和应用程序,诸如客户端应用或web浏览器。应该了解的是,替代实施例可以与上面所描述的实施例具有许多变化。例如,也可以使用定制硬件和/或可以在硬件、软件(包括便携式软件,诸如小应用程序)或两者中加以实现特定元件。另外,可以采用到诸如网络输入/输出设备的其它计算设备的连接。

[0294] 各种实施例可以进一步包括在计算机可读介质上接收、发送或者存储依照上述描述而实现的指令和/或数据。用于包含代码或代码的各部分的存储介质和计算机可读介质可包括本领域中已知或使用的任何适当的介质,包括存储介质和通信介质,诸如但不限于用任何方法或计算实现以便存储和/或传输诸如计算机可读指令、数据结构、程序模块或其它数据的信息的易失性和非易失性、可移动和不可移动介质,包括RAM、ROM、电可擦除可编程只读存储器(“EEPROM”)、闪速存储器或其它存储器技术、紧致盘只读存储器(“CD-ROM”)、数字通用盘(DVD)或其它光学存储部、磁盒、磁带、磁盘存储部或其它磁存储设备或可用于存储所期望的信息并可由系统设备访问的任何其它介质。基于本文中所提供的公开和教导,本领域的普通技术人员将了解用于实现各种实施例的其它方式和/或方法。

[0295] 因此,将在说明性而非限制性意义上考虑本说明书和附图。然而,将明显的是,在不脱离如权利要求中所阐述的本发明的更广精神和范围的情况下,可以对其作出各种修改和改变。

[0296] 其它变化在本公开的精神内。因此,虽然所公开的技术容许各种修改和替代构造,但是在附图中示出并且已经在上面详细地描述了其某些图示的实施例。然而,应该理解的是,不存在将本发明限于所公开的一个或多个特定形式的意图,而是相反,本发明将涵盖落入如所附权利要求中限定的本发明的精神和范围内的所有修改、替代构造和等同物。

[0297] 除非本文另外指示或者明显与上下文矛盾,否则在描述所公开的实施方式的上下文中(特别是在以下权利要求的上下文中)使用术语“一(a/an)”和“该”以及类似指示物将

被解释为涵盖单数和复数两者。除非另外指出,否则术语“含有”、“具有”、“包括”和“包含”将被解释为开放式术语(即,意指“包括但不限于”)。即使中间存在某物,术语“连接”当未修饰并表示物理连接时也将被解释为部分地或整个地包含在内、附接到或接合在一起。本文中对数值的范围的叙述仅仅旨在用作单独地指代落入该范围内的每个单独的值的速记方法,除非本文另外指示并且每个单独的值被并入到本说明书中如同它在本文中被单独地叙述一样。除非另外指出或与上下文矛盾,否则术语“集合”(例如,“项的集合”)或“子集”的使用将被解释为含有一个或多个成员的非空合集。另外,除非另外指出或与上下文矛盾,否则对应集合的术语“子集”不一定表示对应集合的适当的子集,而是该子集和所对应的集合可以是相等的。

[0298] 除非本文另外指出或者明显与上下文矛盾,否则可以任何适合的顺序执行本文中所描述的过程的操作。本文中所描述的过程(或其变化和/或组合)可以在被配置有可执行指令的一个或多个计算机系统的控制下被执行,并且可以被实现为通过硬件或其组合在一个或多个处理器上共同地执行的代码(例如,可执行指令、一个或多个计算机程序或一个或多个应用)。代码可以被存储在计算机可读存储介质上,例如,采用含有可由一个或多个处理器执行的多个指令的形式的计算机程序。计算机可读存储介质可以是非暂时性的。

[0299] 在本文中描述了本公开的优选实施例,包括为发明人所知的用于执行本发明的最佳模式。在阅读上述描述后,那些优选实施例的变化对于本领域的普通技术人员而言可以变得显而易见。发明人期望熟练的技术人员酌情采用此类变化,并且发明人打算以不同于本文中具体地描述的方式实践本公开的实施例。因此,本公开的范围包括如由适用法律所允许的所附权利要求中叙述的主题的所有修改和等同物。此外,除非本文另外指出或者明显与上下文矛盾,否则上述的元件在其所有的可能的变化方面的任何组合都被本公开的范围所包含。

[0300] 本文中所引用的所有参考文献包括出版物、专利申请和专利特此通过引用并入,其程度如同每个参考文献被单独地且具体地指示为通过引用并入并且在本文中被整体地阐述一样。

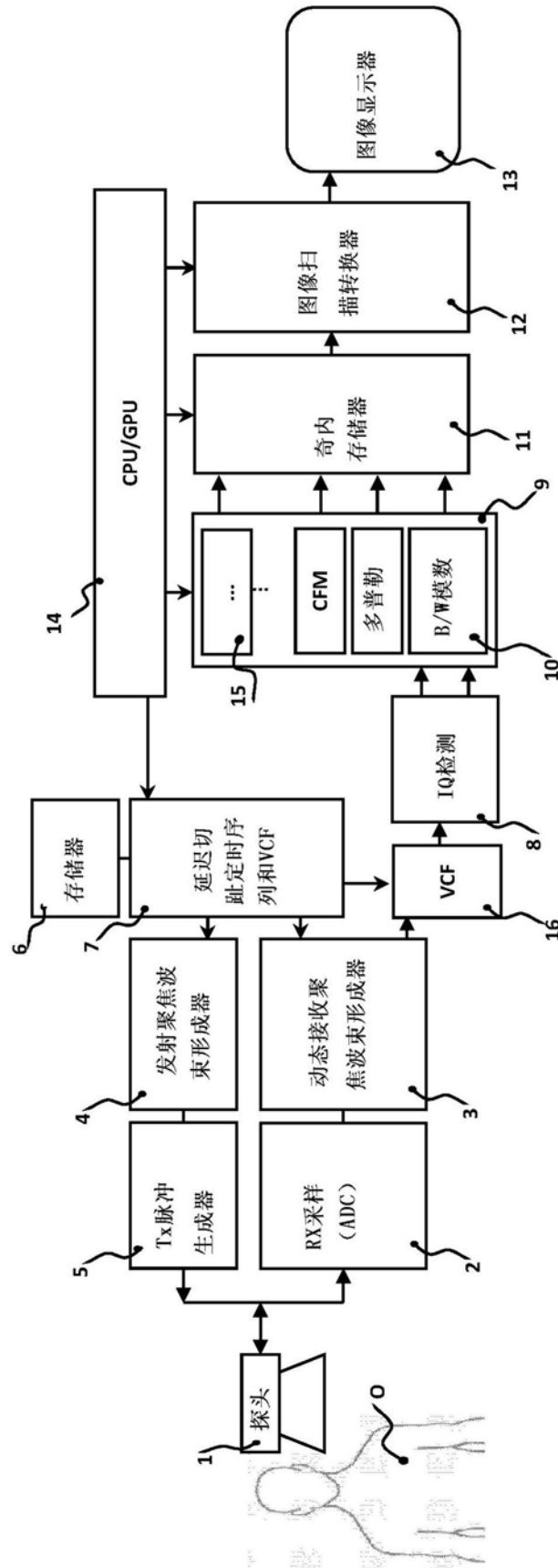


图1a

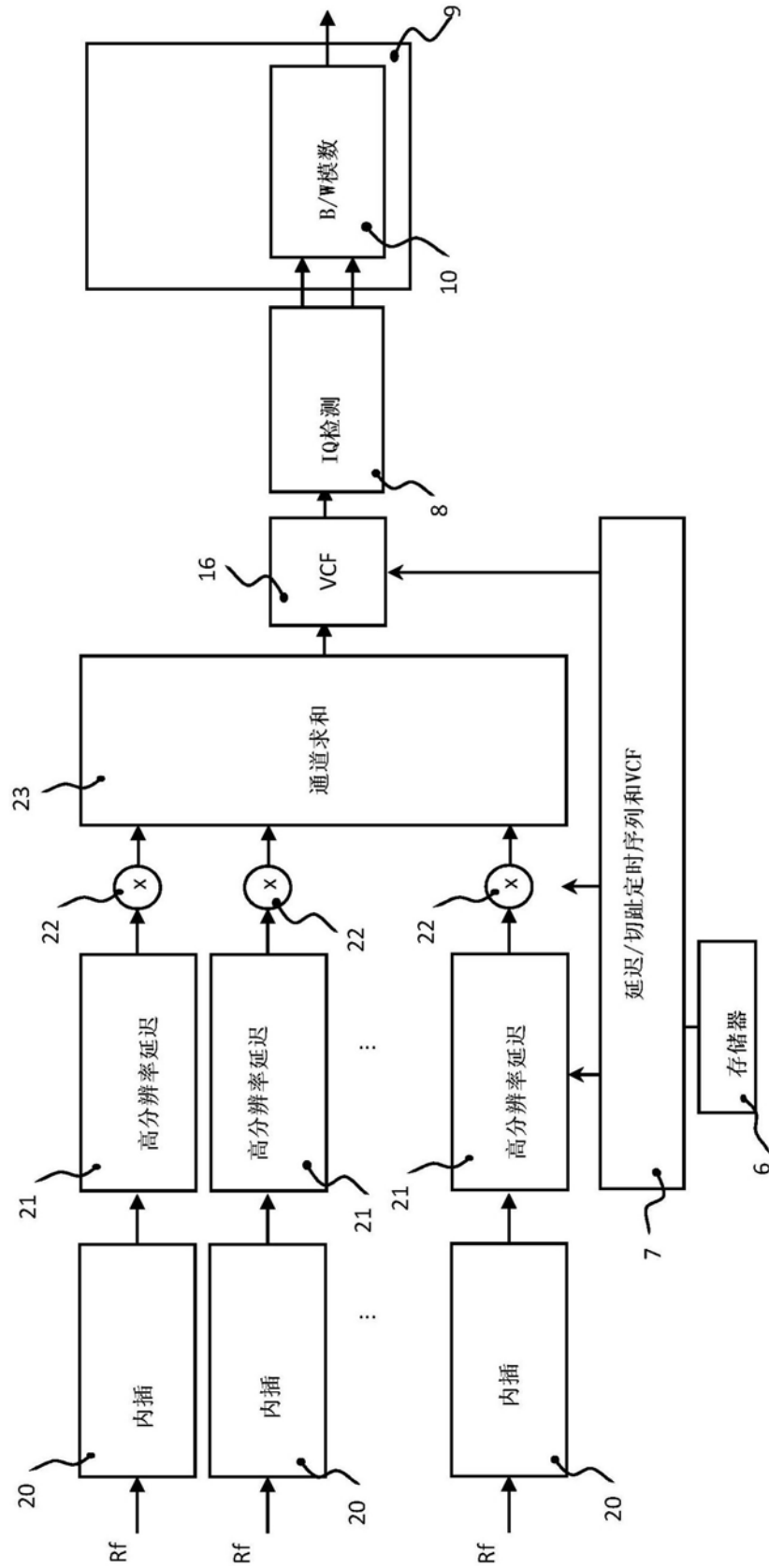


图1b

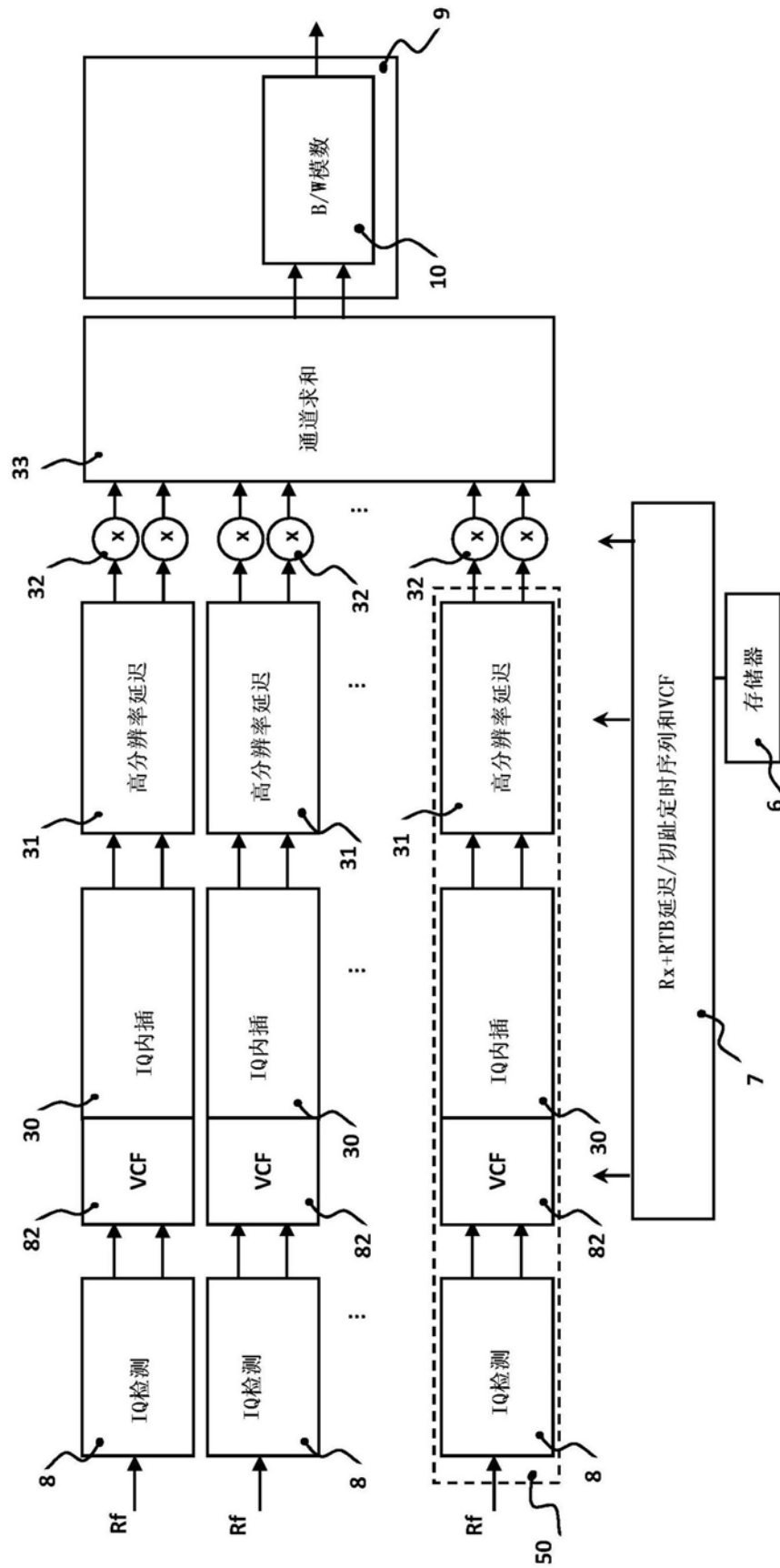


图1c

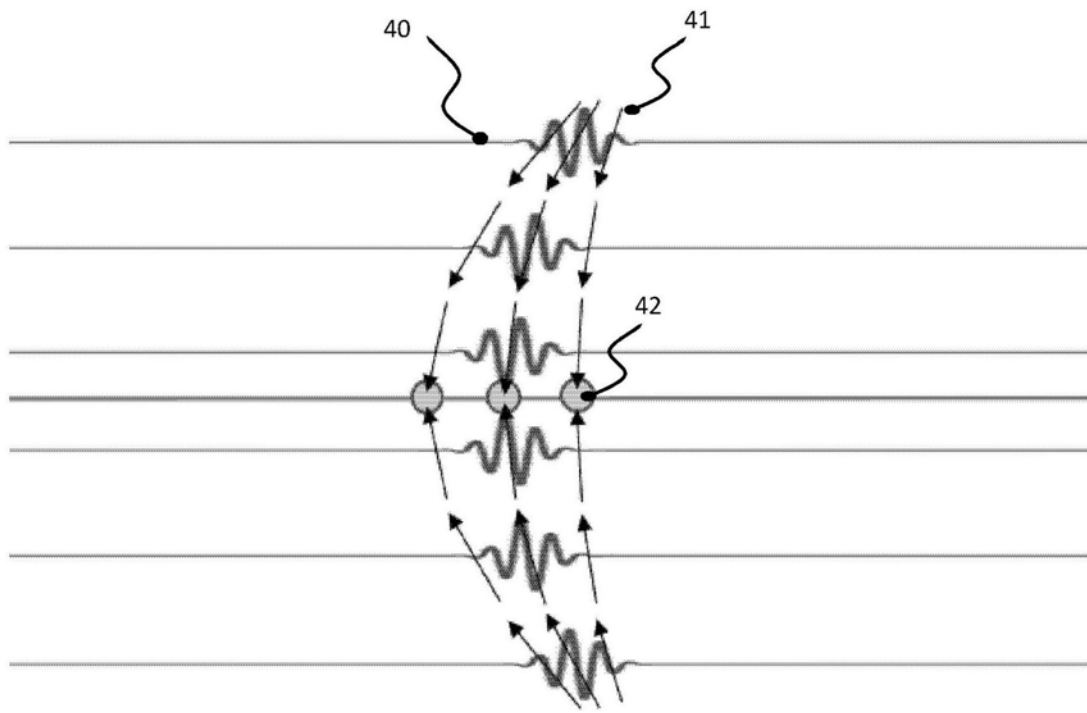


图2a

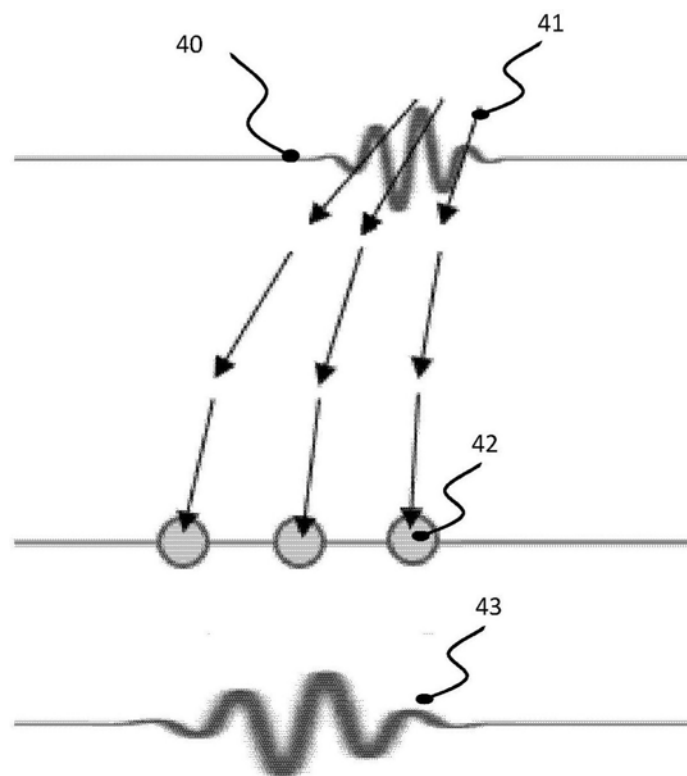


图2b

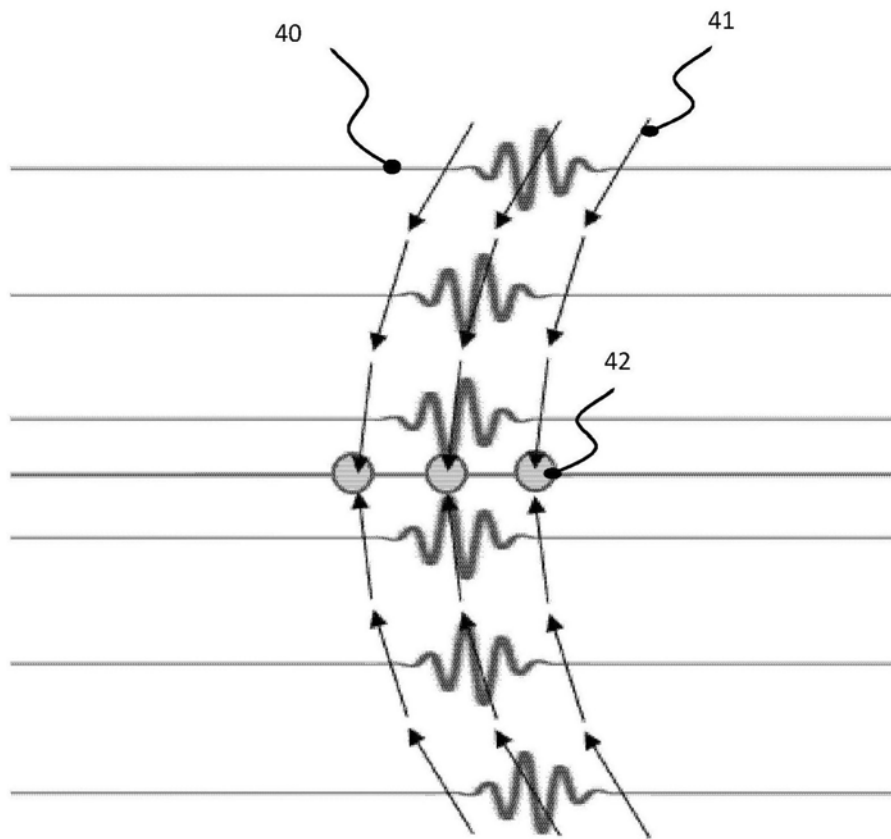


图2c

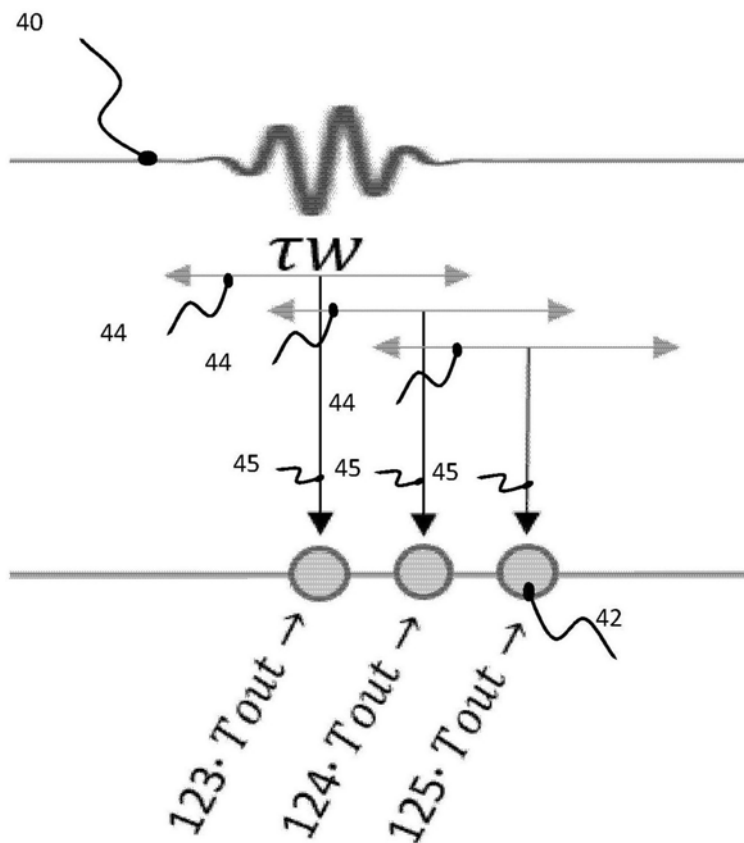


图2d

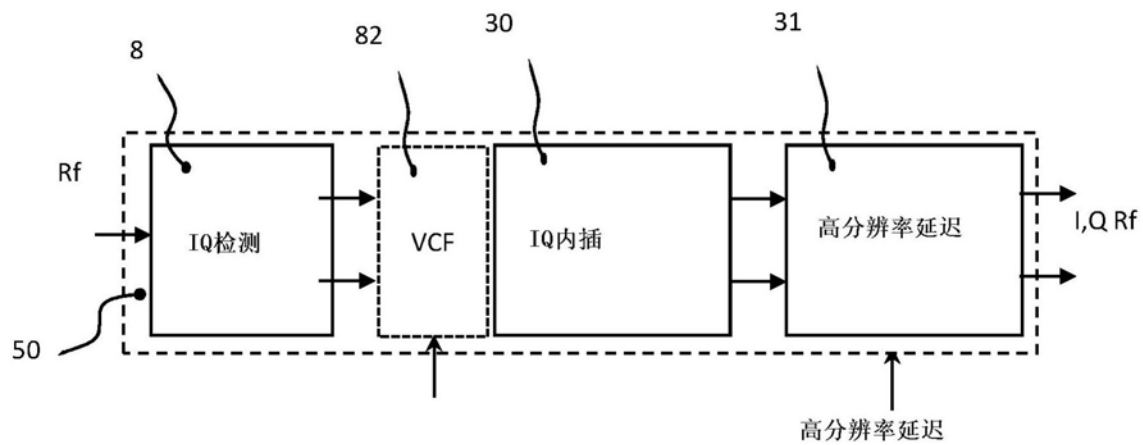


图3a

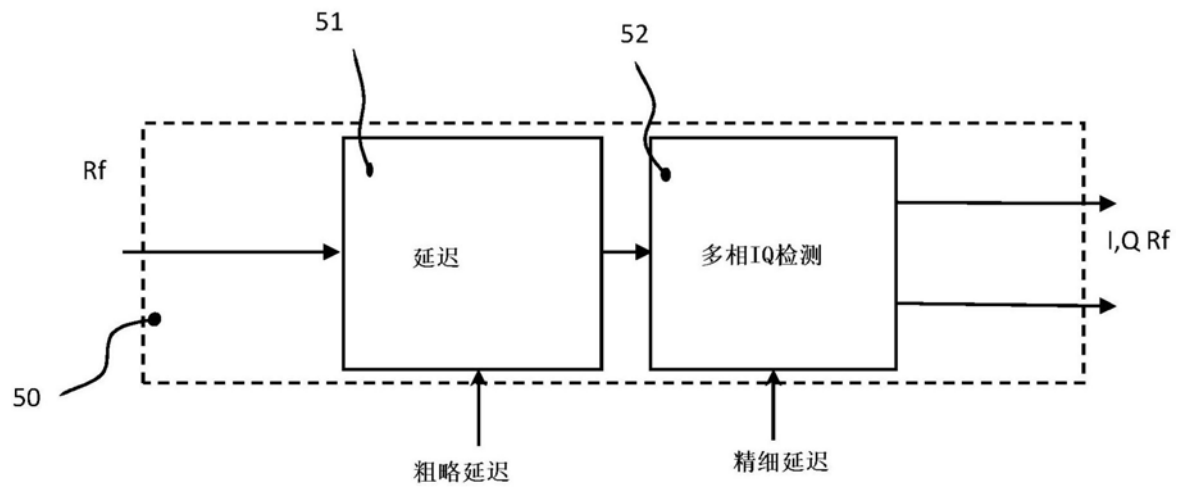


图3b

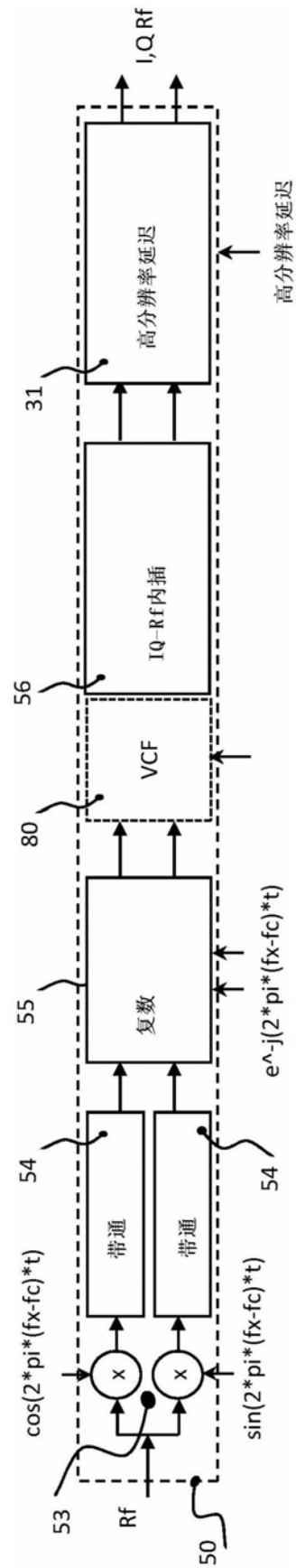


图3c

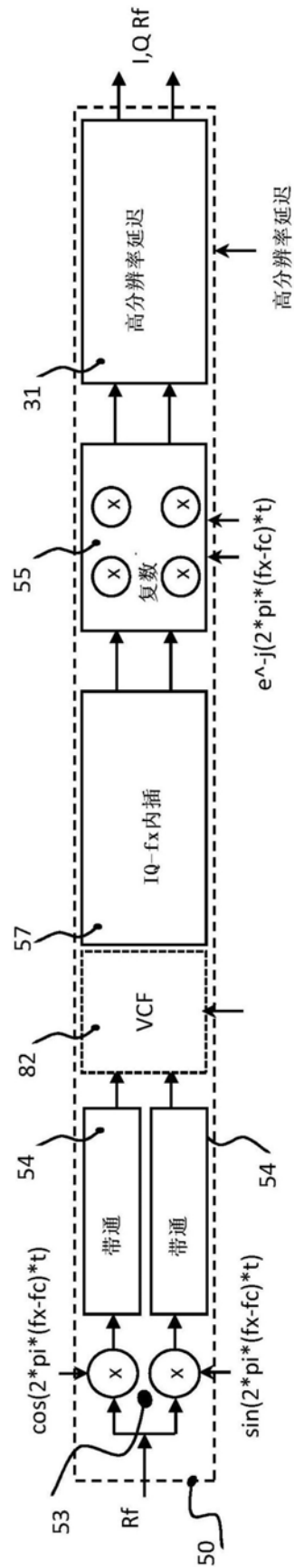


图3d

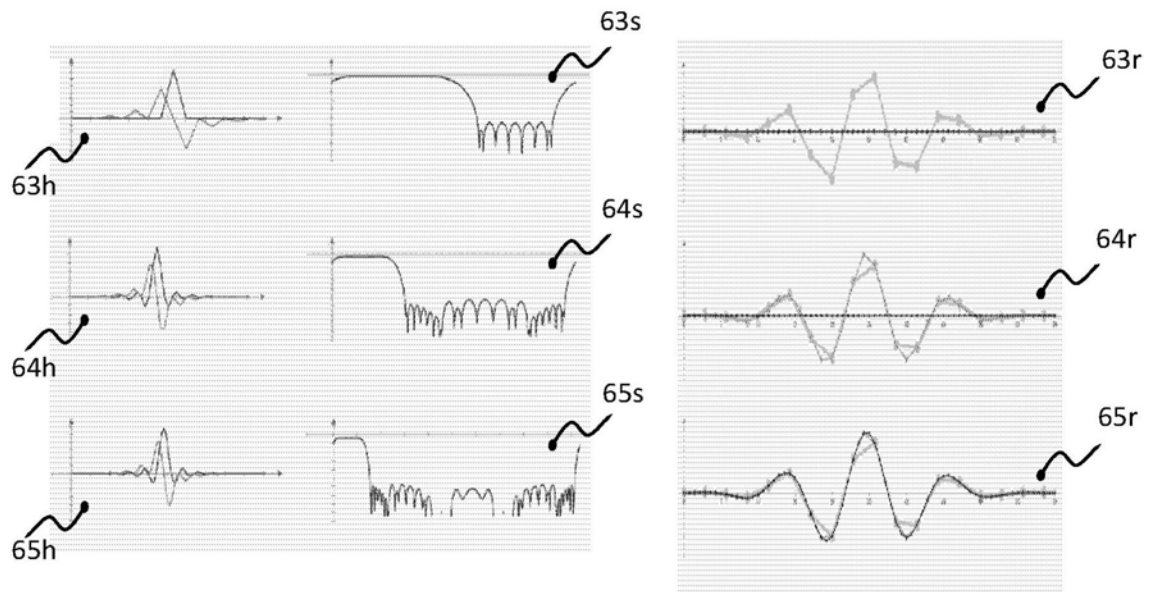


图4a

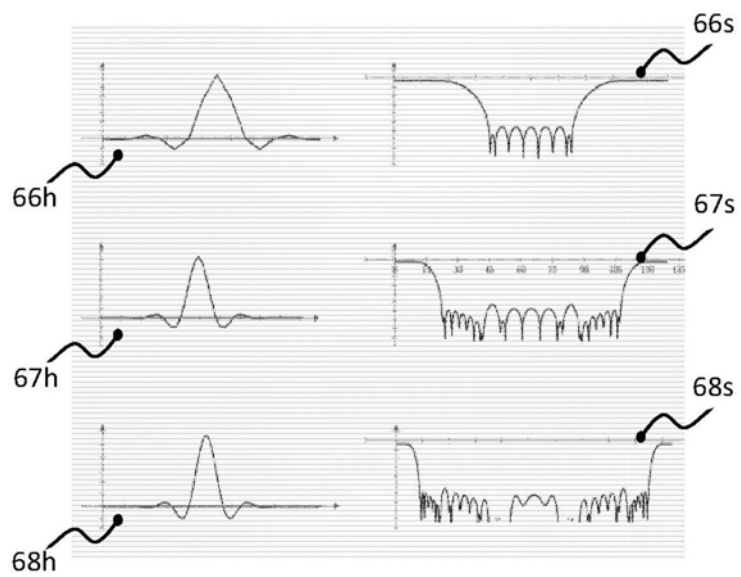


图4b

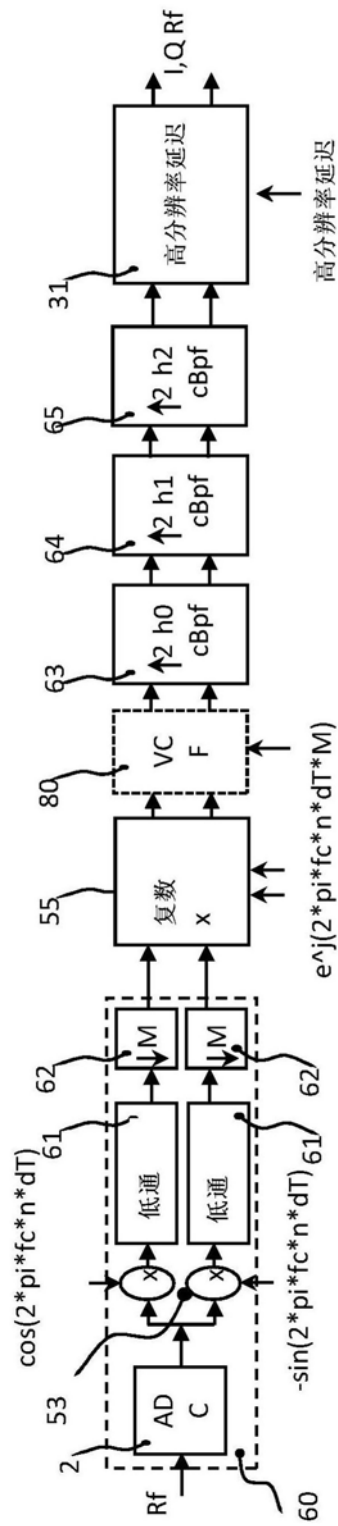


图4c

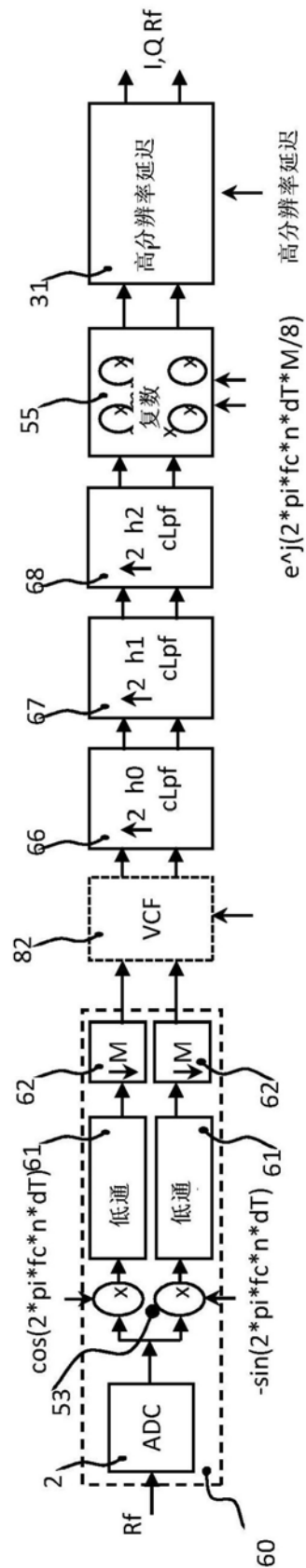


图4d

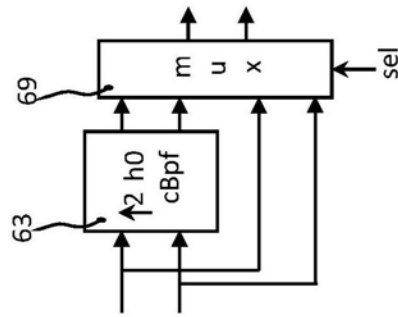


图4e

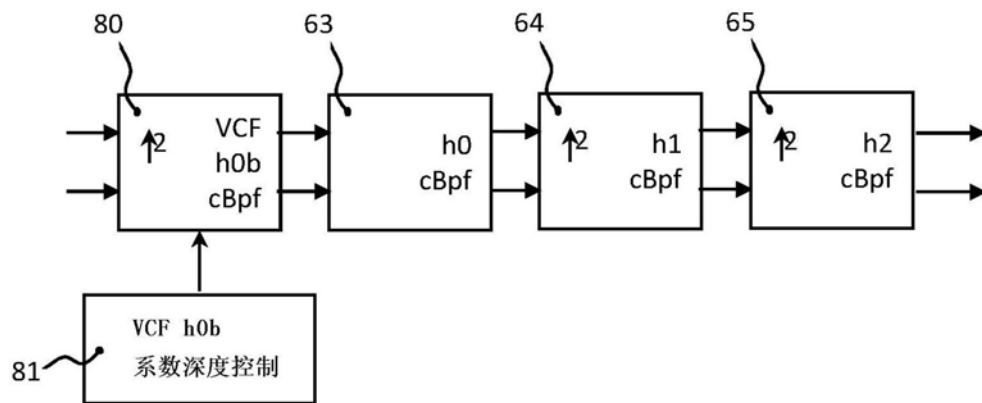


图5a

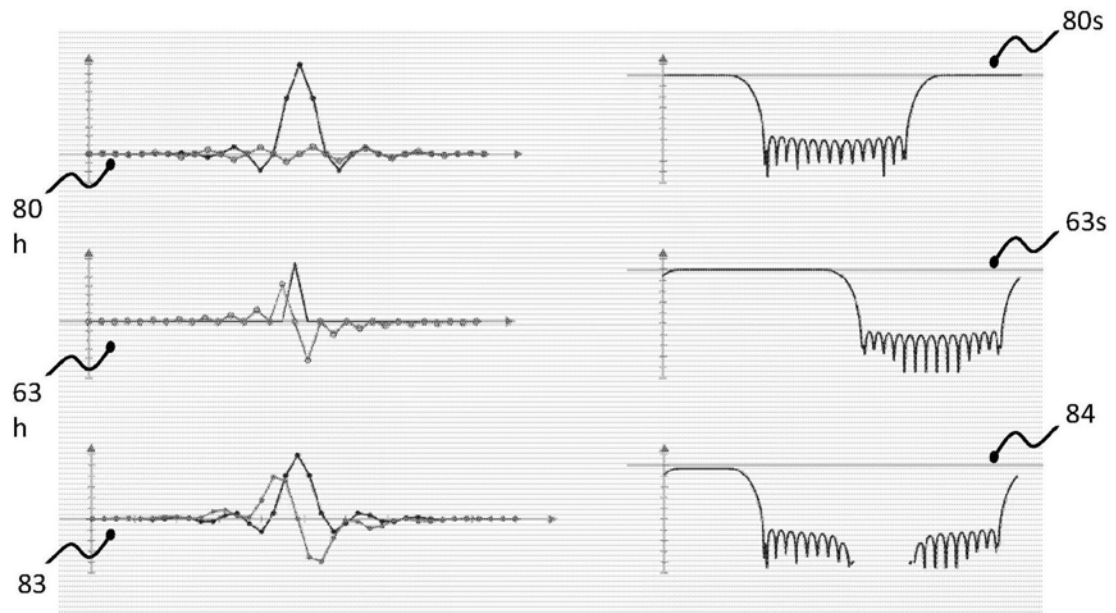


图5b

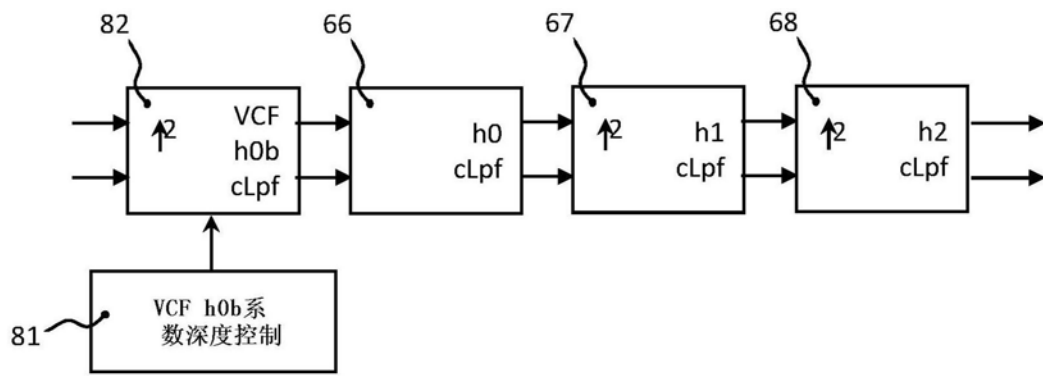


图5c

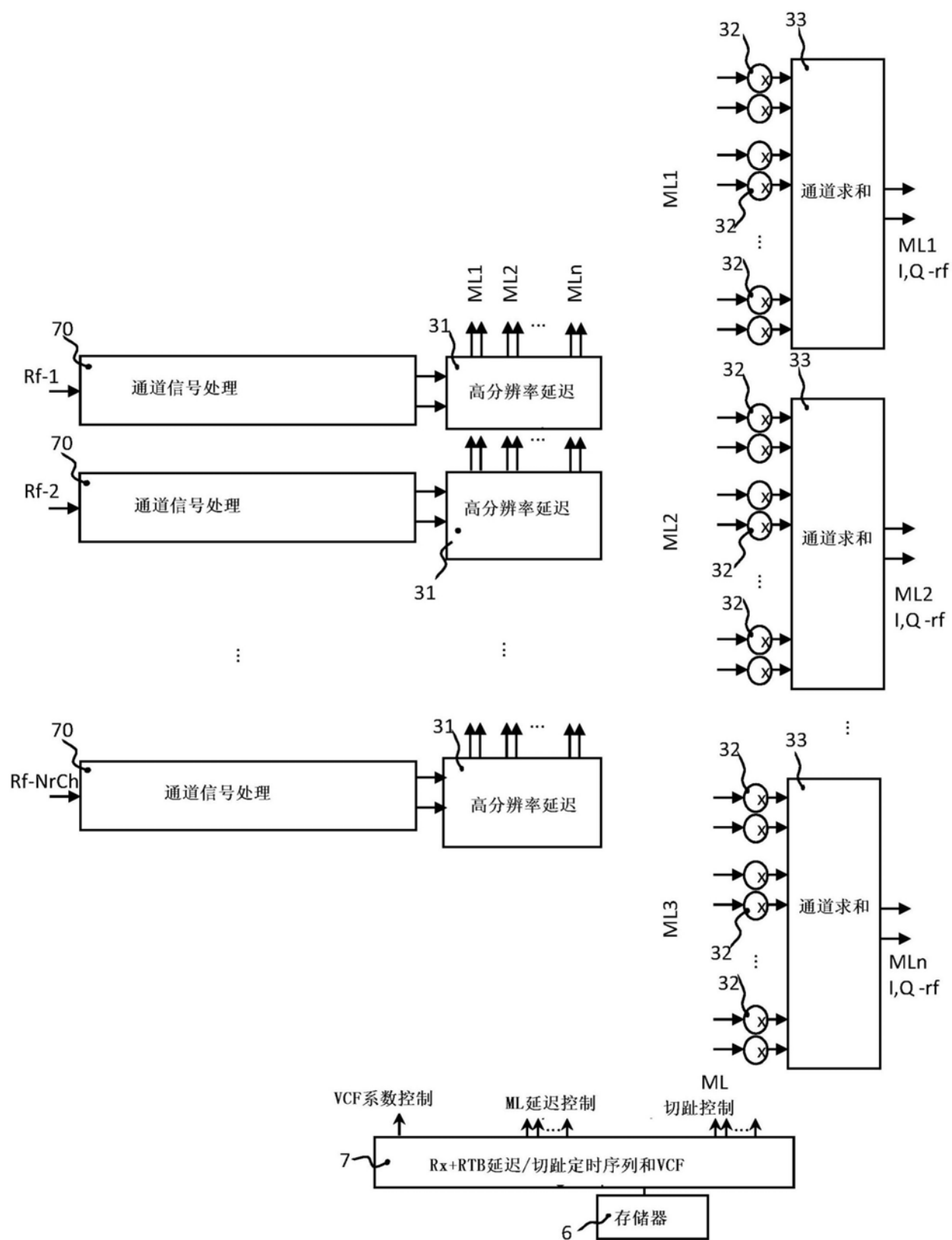


图6

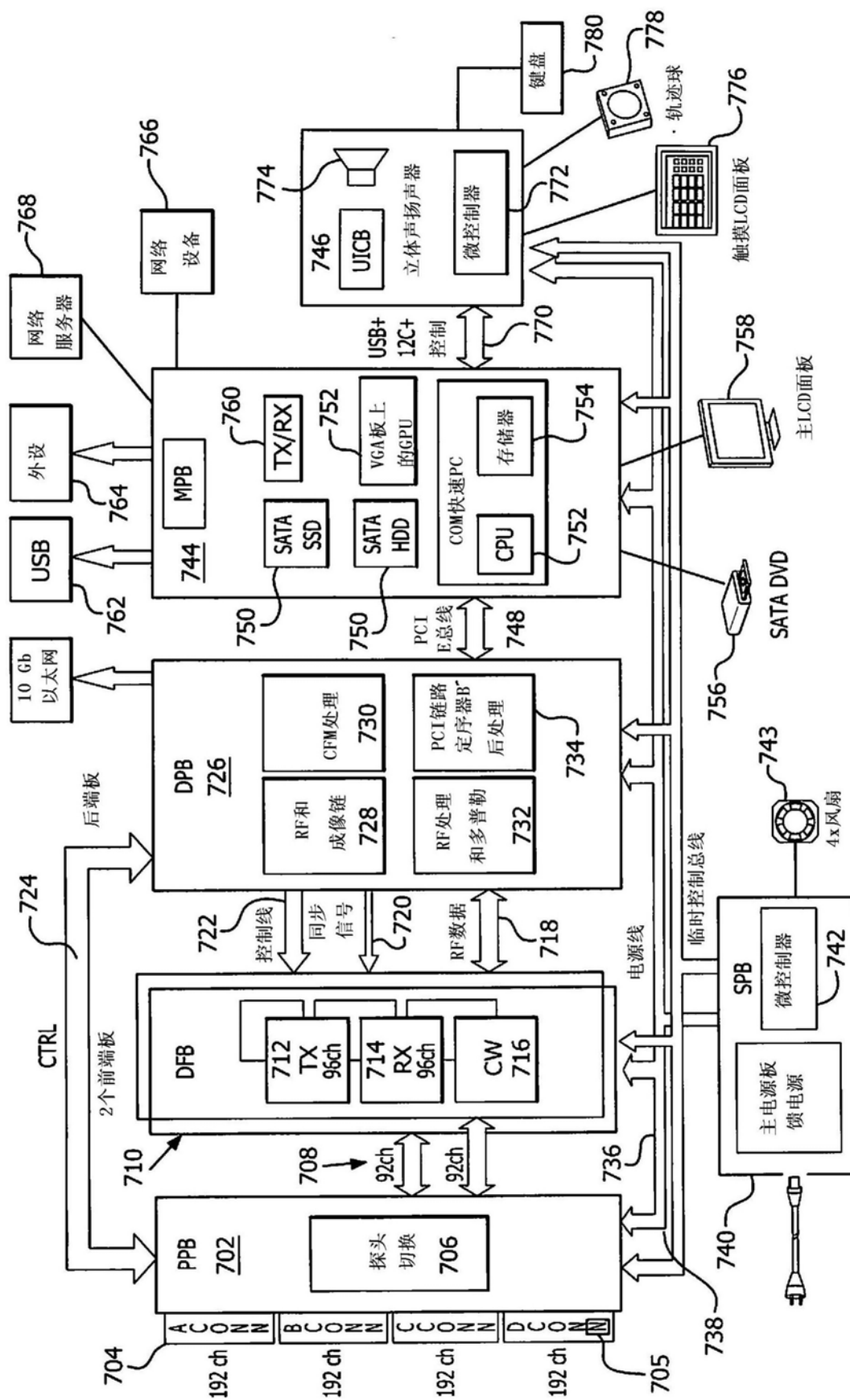


图7

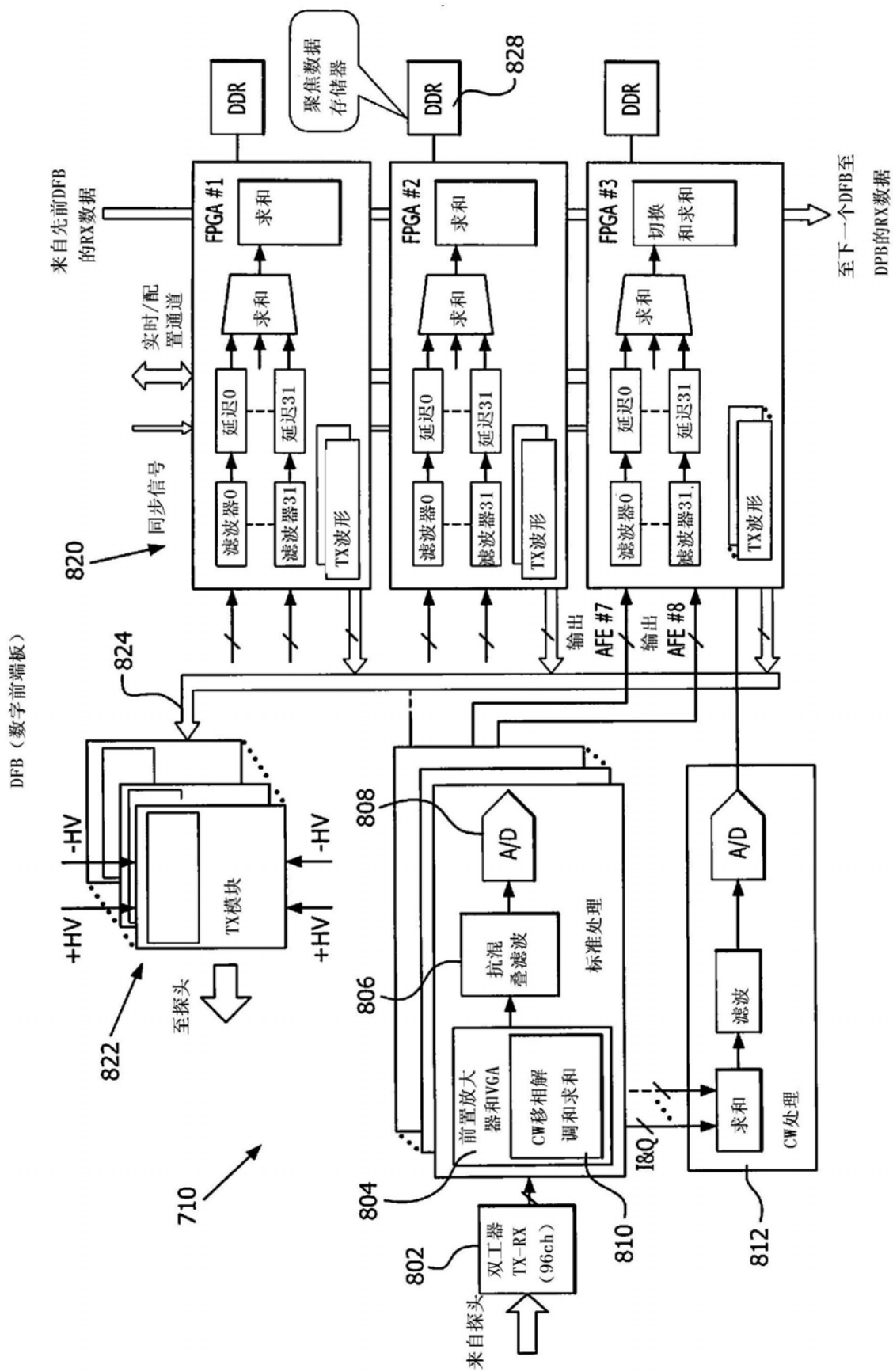


图8

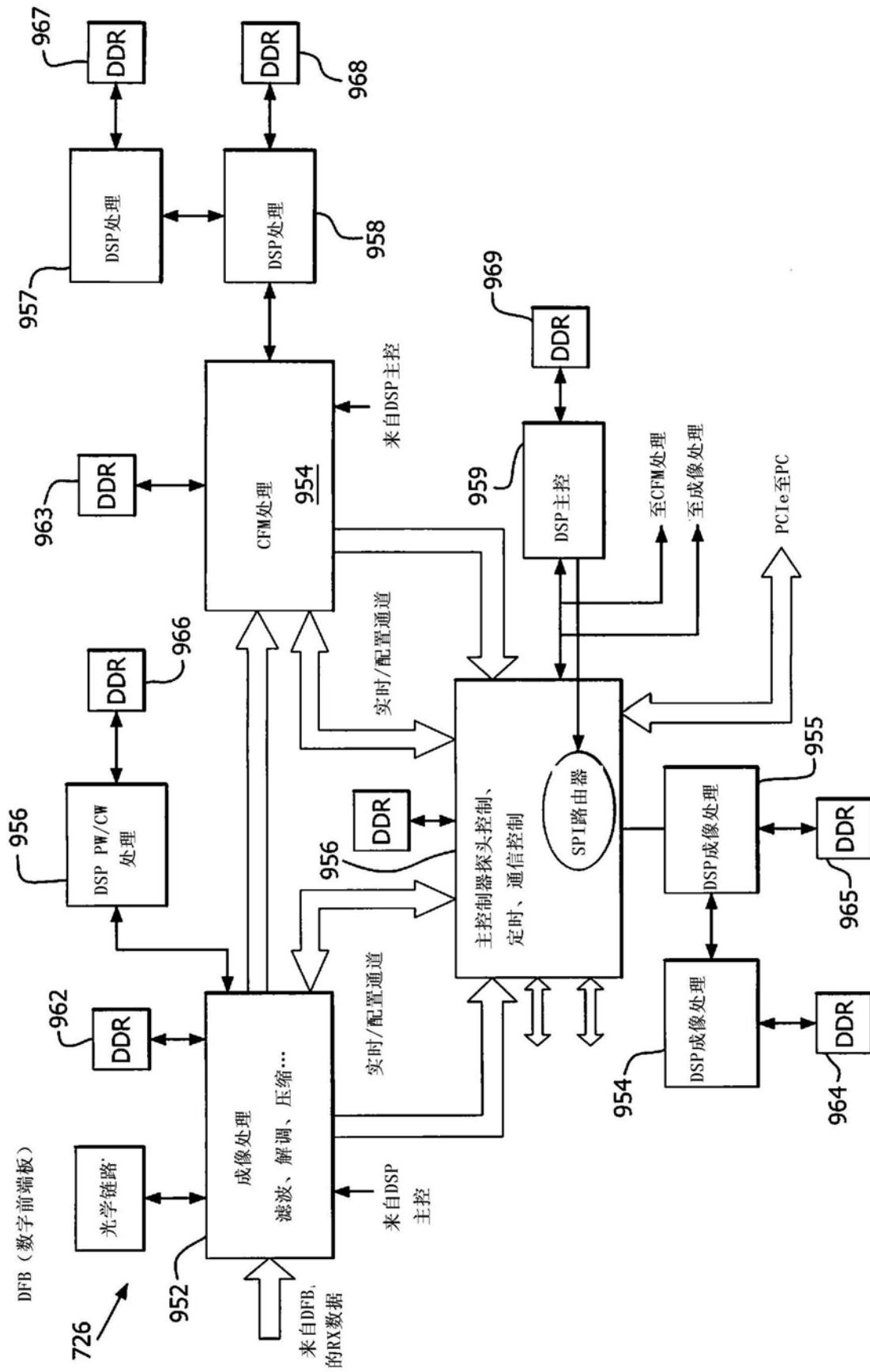


图9

专利名称(译)	用于无失真多波束超声接收波束形成的系统和方法		
公开(公告)号	CN108324319A	公开(公告)日	2018-07-27
申请号	CN201810053303.8	申请日	2018-01-19
[标]申请(专利权)人(译)	百胜集团		
申请(专利权)人(译)	百胜集团		
当前申请(专利权)人(译)	百胜集团		
[标]发明人	保罗佩莱格雷蒂 西奥多勒斯·弗朗西斯库斯·穆尔德		
发明人	保罗·佩莱格雷蒂 西奥多勒斯·弗朗西斯库斯·穆尔德		
IPC分类号	A61B8/00		
CPC分类号	A61B8/52 A61B8/5207 A61B8/5269 G01S7/52095 G01S15/8915 G01S15/8977 G10K11/346 G01S7/52028 G01S7/52077		
优先权	2017152207 2017-01-19 EP		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

用于无失真多波束超声接收波束形成的系统和方法。超声多线动态接收聚焦波束形成器，解决现有技术的动态接收聚焦波束形成器中内部生成的失真。这些失真在一定程度上损害动态接收聚焦波束形成之后的准确检测的能力。本发明优点是以高动态范围和非常低的信号失真进行准确的聚焦选择。因此由于不存在内部失真生成而能够清楚检测谐波和超谐波的超声系统。提供可用硬件或软件实现的能够利用支持无失真超声回溯发射聚焦的多线动态接收聚焦波束形成来准确地且高速地检测应用特征的计算高效系统和方法，其中，代替1d时域处理，也可能利用适合于需要较长检测长度的其它模态(例如Tx序列中的编码)的1d频域处理。

