



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 109363720 A

(43)申请公布日 2019.02.22

(21)申请号 201811519036.5

(51)Int.Cl.

(22)申请日 2014.07.17

A61B 8/00(2006.01)

(30)优先权数据

B06B 1/02(2006.01)

61/856,488 2013.07.19 US

G01S 7/52(2006.01)

G01S 15/89(2006.01)

(62)分案原申请数据

201480040911.5 2014.07.17

(71)申请人 维拉声学公司

地址 美国华盛顿州

(72)发明人 约翰·A·弗林

彼得·J·凯克科夫斯基

布赖恩·J·普夫卢格拉特

劳伦·S·普夫卢格拉特

(74)专利代理机构 北京英赛嘉华知识产权代理

有限责任公司 11204

代理人 王达佐 王艳春

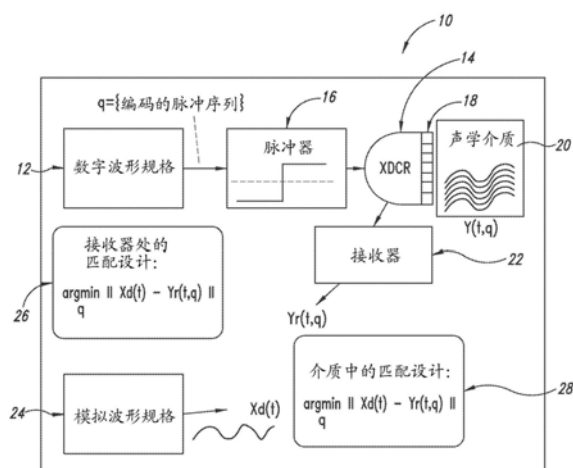
权利要求书2页 说明书13页 附图11页

(54)发明名称

波形生成的方法和系统

(57)摘要

使用三态发送器生成任意超声波形的方法和系统。描述了设备的三个变型以提供在三个使用场景中的功能。



1. 一种系统,包括:

超声探头,配置为在声学介质中产生声学波形,所述探头包括超声换能器元件;

超声接收器装置,配置为执行编码程序以将用户指定的波形转换成适合于发送器实现增加的保真度的二元或三元符号序列;以及

发送器电路,配置为接收符号值的二元或三元序列,所述符号值的二元或三元序列配置为利用在超声时钟间隔的相应均匀序列处的正电压电平、负电压电平或静态电压电平的相应序列,来激励所述超声探头中的至少一个超声换能器元件。

2. 如权利要求1所述的系统,其中所述编码程序配置为接收以任意数值精度指定的任意波形值的采样序列,以及当被应用到所述发送器电路和附接的声学换能器探头时,所述编码程序配置成向在声学介质中产生的声压提供所指定的波形的保真度。

3. 如权利要求1所述的系统,其中所述编码程序配置为接收以任意数值精度指定的任意波形值的采样序列,以及当被应用到所述发送器电路和附接的声学换能器探头且随后由所述超声接收器装置接收时,所述编码程序配置成向产生的接收超声信号提供所指定的波形的保真度。

4. 如权利要求1所述的系统,其中所述接收器是差分接收器,所述差分接收器包括:

主成像发送信道;

次要信号生成信道,被构造为接收符号值的次要的二元或三元序列,所述符号值的次要的二元或三元序列配置为利用在超声时钟间隔的相应均匀序列处的正电压电平、负电压电平或静态电压电平的相应序列,来激励所包括的模拟滤波器和衰减器设备,所述符号值的次要的二元或三元序列随后通过模拟求和设备被注入到主接收器模拟信号路径中;以及

相应的超声接收器装置,配置为执行编码程序以将用户指定的波形转换成适合于实现差分接收和成像的二元或三元符号序列。

5. 如权利要求4所述的装置,其中所述编码程序配置为接收以任意数值精度指定的任意波形值的采样序列,以及当被应用到差分信号生成信道发送器电路以及所包括的低通滤波器和衰减器且随后与由附接的换能器探头和超声接收器装置接收的信号求和时,所述编码程序配置成向产生的信号提供所指定的波形的保真度。

6. 一种方法,包括:

提供符号值的二元或三元序列,所述符号值的二元或三元序列配置为利用在超声时钟间隔的相应均匀序列处的正电压电平、负电压电平或静态电压电平的相应序列,来激励超声换能器元件;

在所述超声换能器元件处接收所述符号值的二元或三元序列;以及

在相应的超声接收器装置处执行编码程序,所述相应的超声接收器装置将用户指定的波形转换成适合于发送器增加保真度的二元或三元符号序列。

7. 如权利要求6所述的方法,包括将所述编码程序配置成接收以任意数值精度指定的任意波形值的采样序列,以及当被应用到发送器电路和附接的声学换能器探头时,所述编码程序配置成向在声学介质中产生的声压提供所指定的波形的保真度。

8. 如权利要求6所述的方法,包括将所述编码程序配置成接收以任意数值精度指定的任意波形值的采样序列,以及当被应用到发送器电路和附接的声学换能器探头且随后由所述超声接收器装置接收时,所述编码程序配置成向所产生的接收超声信号提供所指定的波

形的保真度。

9. 一种方法,包括:

提供符号值的二元或三元序列,所述符号值的二元或三元序列配置为利用在超声时钟间隔的相应均匀序列处的正电压电平、负电压电平或静态电压电平的相应序列,来激励次要差分信号生成信道;

在所述差分信号生成信道处接收所述符号值的二元或三元序列;以及

在相应的超声接收器装置处执行编码程序,所述相应的超声接收器装置将用户指定的波形转换成二元或三元符号序列,所述二元或三元符号序列适合于所述次要差分信号生成信道在所包括的模拟低通滤波器 (LPF) 中,在与从主成像信号发送信道接收的信号求和时实现保真度。

10. 如权利要求9所述的方法,包括将所述编码程序配置成接收以任意数值精度指定的任意波形值的采样序列,并且向由低通滤波器衰减器输出和接收的换能器探头信号所产生的求和提供所指定的波形的保真度,以便消除所接收的换能器探头信号中的标称预期组织平稳杂乱成分,从而实现在模数转换器处出现的多普勒信号的增加的动态范围。

波形生成的方法和系统

[0001] 分案申请声明

[0002] 本申请是申请日为2014年7月17日、发明名称为“使用三态发送脉冲器用于任意波形生成的方法和系统”的第201480040911.5号中国发明专利申请的分案申请。

技术领域

[0003] 本公开涉及用于将任意波形编码成适合于根据各种保真度标准控制三态RF超声发送器的序列的方法,以及涉及相关的超声系统。

背景技术

[0004] 超声成像已发展成用于诊断多种疾病状态和状况的有效工具。由于改善图像质量和对各种类型的组织区分的能力的推动,超声设备的市场多年来稳定增长。遗憾的是,仍然存在超声系统可用的、设备成本太高以至于无法被广泛采用的许多应用。示例是诸如乳腺癌检测、前列腺成像、肌肉骨骼成像和介入放射学的应用领域。在这些领域及其它领域,超声成像的诊断效果取决于用于区分和识别各种组织类型的优良的空间分辨率和对比度分辨率。仅在更昂贵的超声系统中才能找到这些性能,这些超声系统具有更广泛的处理能力。

[0005] 超声成像一直是需要大量的信号和图像处理方法,尤其对于采用多达128个或更多个换能器元件的阵列系统,每个换能器元件具有独特的信号处理需求。过去的十年转到了在除了在市场最底层的系统之外的几乎所有系统中提高数字信号处理的精确度和灵活性。从长远来看,通过利用高度整合的数字电路,这种转变具有降低系统成本的潜力。遗憾的是,超声系统的低制造量导致用于这些独特电路的开销和固定成本巨大,因此转到数字信号处理未能显著地降低系统成本。

发明内容

[0006] 根据本公开的一方面,提供了一种方法,该方法包括:在相应的超声接收器装置处执行编码程序,该编码程序将用户指定的波形转换成适合于发送器增加保真度的二元或三元符号序列;利用在超声时钟间隔的相应均匀序列处的正电压电平、负电压电平或静态电压电平的相应序列,将符号值的二元或三元序列提供至一个或多个超声换能器元件;以及在一个或多个超声换能器元件处接收符号值的二元或三元序列,以使得声学信号生成到介质中。

[0007] 根据本公开的另一方面,提供了一种系统,该系统包括:至少一个超声探头,配置为在声学介质中产生声学波形,探头包括超声换能器元件;相应的超声接收器装置,配置为执行编码程序,该编码程序配置为将用户指定的波形转换成适合于实现增加的保真度的二元或三元符号序列;以及发送器电路,配置为接收符号值的二元或三元序列,该符号值的二元或三元序列配置为利用在超声时钟间隔的相应均匀序列处的正电压电平、负电压电平或静态电压电平的相应序列,来激励超声换能器元件,以及将声学信号或波形生成到声学介质,诸如水或组织中。

附图说明

[0008] 通过结合附图的以下详细描述,本公开的前述特征和优点以及其它特征和优点将由于变得更易于理解而更加显而易见,在附图中:

[0009] 图1是旨在单向换能器补偿和双向换能器补偿的、本公开的第一实现方式;

[0010] 图2是旨在双向DAC合成使用模型的、本公开的第二实现方式;

[0011] 图3是旨在任意波形生成方法的、本公开的第三实现方式,用于以差分成像方案合成平稳RF信号;

[0012] 图4是根据本公开的编码程序的架构图;

[0013] 图5A-5B示出了根据本公开的方法的、用于后续实验的符号的示例性集合;

[0014] 图6是用于多个序列的共同IR估算以及独立估算的示图;

[0015] 图7是在水容器中实现的本公开的方法的示例性示图;

[0016] 图8示出了用于本公开的程序的系统架构的高阶表示;

[0017] 图9是面向像素的处理的一个实施方式的、基于软件架构的示意性表示;

[0018] 图10是根据面向像素的处理形成的插接模块的图示;

[0019] 图11是用于根据面向像素的处理形成的128元件线性阵列的采集数据的示意性表示;

[0020] 图12是在面向像素的处理中使用的像素映射过程的示图。

具体实施方式

[0021] 为了提供对各种公开的实现方式的全面理解,在以下描述中阐述了某些具体细节。然而,相关领域的技术人员将认识到的是,可以在不存在这些具体细节中的一个或多个的情况下,或者可利用其它方法、部件、材料等实践该实现方式。在其它情况下,与如在本文中讨论的数模转换器和水容器有关的、公知的结构或部件或它们二者未被示出或描述,以避免不必要地模糊对实现方式的描述。

[0022] 除非上下文另有要求,否则在本说明书及跟着的权利要求的全文中,词语“包括(comprise)”及其变型(诸如“包括(comprises)”和“包括(comprising)”)应以开放性包括的意义来理解,即,诸如“包括,但不限于”。前述情况等同地应用于词语“包括(including)”和“具有(having)”。

[0023] 在本说明书的全文中所提及的“一个实现方式”或“实现方式”意为结合该实现方式描述的特定的特征、结构或特点包含在至少一个实现方式中。因此,出现在本说明书的全文中的各处的短语“在一个实现方式中”或“在实现方式中”不一定都是指代相同的实现方式。此外,在一个或多个实现方式中,特定的特征、结构或特点可以任何适当的方式组合。

[0024] 本文中公开的编码方法和系统需要换能器元件的脉冲响应(IR)方面的知识。公开了脉冲响应估算方法,并且方法的结果用于引入优化三态脉冲器序列的编码算法。编码算法基于来自通信学的、已知为“均衡器”的受限去卷积概念,并结合了混合脉宽调制(PWM)符号调制和量化方案。使用飞利浦(Philips)L7-4换能器的声学水容器实验演示了在重现窗口化线性频率调制(LFM)扫描信号时-21.7dB归一化均方根误差(NRMSE)的保真度。

[0025] 本文中公开的三态编码概念已在由美国华盛顿州雷德蒙市的维拉声学公司(Verasonics Inc.)制造的优质超声系统(Vantage Ultrasound System)上实现。与数模转

换器(DAC)驱动的线性RF放大器相比,本公开的三态发送器架构需要非显而易见地选择其脉冲序列以达到相对于连续值设计波形的保真度。在此演示的过程利用了高的发送器时钟频率(相对于换能器带宽来说的)以实现该目的。

[0026] 发送器描述

[0027] 给出了发送器操作的简要描述。描述了指示问题的数学性的使用模型。然后估算和编码算法被引入超声系统中。记录了实现算法的实验方法并且随后讨论了结果。

[0028] 由维拉声学公司开发的优质超声系统发送器允许时钟间隔为4纳秒的三个电压电平 $[+V, 0, -V]$ 的任意序列的规格。每个采集事件可具有针对换能器头部上的每个换能器元件所独有的并且针对该事件所独有的序列。根据波形的复杂性、存储限制和供电能力,该序列可具有任意长度。内部存储格式的选择帮助节省发送器存储器的使用。

[0029] 脉冲序列选择的限制是输入正电压电平状态、负电压电平状态或零电压电平状态所需的3-时钟最小状态延时。另一个限制是所达到的电压大约是所达到的状态的电压的5-时钟滑动平均(running average)。

[0030] 使用模型

[0031] 编码器优化目标函数所采用的保真度度量是取决于使用模型或者操作模式或场景的设计选择,所有这些设计选择均特定于应用。在此考虑的这些度量包括:(1)参考波形(处于归一化均方根误差)相对于声压的接近度;(2)参考波形的预测声压相对于实际达到的声压的接近度;以及(3)在输入处出现的RF信号的平稳分量相对于模拟接收器增益级的接近度。前两个度量在本文中作为如下问题被讨论,该问题在此分别称为单向换能器补偿问题以及单向DAC合成问题。另外,其双向对应物类似地将参考信号与接收的数据作比较而不与声压作比较。

[0032] 图1中示出了配置为解决单向和双向换能器补偿问题的本公开的示意图。图2中给出了解决双向DAC合成使用模型的建议的方法或程序的示意图。

[0033] 在图1中,示出了用于系统10的收发信道对的部件以说明单向和双向换能器补偿使用模型。图1示出了数字波形规格部件12,其包括符号为正的、符号为负的值或静态值的编码的二元或三元脉冲序列,该编码的二元或三元脉冲序列限定在均匀间隔开的离散时钟时间间隔处。也示出了XDCR 14,XDCR 14是超声换能器探头,其被构造为产生和接收声学波形。SDCR 14包含连接有收发信道对的元件。脉冲器 16被插入在数字波形规格部件12与XDCR 14之间并且包括发送器电路,该发送器电路被构造为将三元或二元脉冲序列转化成实际物理发送电压事件,反过来,在发送期间该实际物理发送电压事件通过连续时间支持而激励连接的换能器探头元件18。

[0034] 图1中示出的声学介质20是在超声成像或测量(例如,生物组织或工业材料)期间受到系统10的声学询问的物理空间。接收器22联接到XDCR 14并且被构造为将在接收声学信号期间由换能器探头 XDCR 14在其电端口感生的电压信号转换为适当地调节的数字表示 $Y_r(t, q)$,其中,该适当地调节的数字表示 $Y_r(t, q)$ 限定在针对具体发送序列 q 的时间样品 t 上。左下角示出了模拟波形规格部件24,模拟波形规格部件24是由系统10以值得称赞的保真度再现的波形的期望设计。函数“接收器处的匹配设计”26和“介质中的匹配设计”28分别指定了限定双向和单向换能器补偿使用模型的数学准则。

[0035] 在图2中,示出了用于系统30的收发信道对的部件以说明双向 DAC合成使用模型。

除了图1的部件(利用相同的附图标记指代)之外,图2中的部件包括假设的理想接收器32和线性放大器34。接收器32包括数模转换器DAC 36。线性放大器34类似于脉冲器部件16,但是线性放大器34如实地按照具有任意高精度的电平的脉冲序列工作,而非按照二元或三元的符号值的序列工作。

[0036] 第三使用模型使用任意波形生成技术来合成被认为是杂乱的平稳 RF信号,从而在向模拟接收器的输入处消除它们。这形成了针对诸如多普勒成像的杂乱有限应用的差分采集方案。这种工作模式需要以无源低通滤波器(LPF)、衰减器和求和网络的形式存在的附加混合网络硬件。图3说明了方法的这种变型。可选的实现方式在混合网络中采用可切换的部件以达到可变的衰减水平,使得相同的发送器可用于成像信号路径和杂乱波形合成路径。

[0037] 在图3中,示出了系统30的发送器部件和接收器部件配置为RF合成和差分采集使用模型中的信道。除了图1的部件(示出为具有相同的附图标记)之外,图3的系统30还包括差分信号生成信道32,差分信号生成信道32被包括在RF杂乱波形规格34的一部分中,RF杂乱波形规格34表示由于声学介质20的收发声学询问而导致的名义上预期的RF样本的数字序列。这通常在先前的采集周期中被测量。示出了编码器36,编码器36是图4的实体的实施方式。编码器的输出“三态脉冲序列”被提供作为元件数字波形规格38的输入,而数字波形规格38向脉冲器40进行输出。

[0038] 图3也包括差分成像接收器42,差分成像接收器42被包括在低噪声放大器LNA 44的一部分中,LNA 44被构造为放大接收的电信号的电路,该电信号是由于声学介质20中的声压信号而在换能器XCDCR 14的电端口上被感生的。模拟AA滤波器46配置为在接收的电压信号上提供抗混叠功能,并且输出在模数转换器48处被接收。提供了数字滤波抽取部件50,数字滤波抽取部件50被构造为完成数据约简以与换能器带宽相称。

[0039] 图3还包括无源LPF、衰减器、包括衰减的低通滤波器LPF 54的求和部件52,低通滤波器LPF 54是用于对接收到的电学电压信号滤波和衰减的模拟电路。标记为“+”的求和元件56被构造为对两个电学电压信号执行模拟求和,这两个电学电压信号中的一个来自于XCDCR 14而另一个来自于LPF 54。

[0040] 算法

[0041] 提出的波形编码方法由当通过带宽有限信道通信时的符号“均衡”的概念所激发。该概念在此被概括为符号块情况。这意味着发送脉冲的全部序列(针对一个信道)被共同地优化,而非作为独立脉冲被一个一个地优化。符号推论的这种问题可被解释为受限于离散值输入的去卷积。通信问题与本文中均衡概念的使用之间的重要区别在于性能度量。在通信问题中,真实符号序列相对于可被测量的性能而存在(以符号误差率的形式)。在本文中解决的发送器问题中,不存在“真实”符号序列,并且目的仅仅在于根据允许的输入(符号)来拟合由换能器生成的声压(或接收器数据)并且可能设计波形。

[0042] 程序架构和操作

[0043] 在图4的架构图中示出了编码程序100的部件和操作。这些部件包括IR估算102、符号集定义104、符号集校准106、符号量化108 以及均衡110。向程序100的输入是参考设计波形112,参考设计波形 112由模拟信号或函数的高精度样本表示。程序100的输出是适合于控制发送器脉冲器电路的三态脉冲序列114。注意,术语“符号”可指的是多值符号集104中

的成员或二元/三元发送器符号值。当这种区别较为重要时,二元/三元发送器总是被如此清楚地识别。

[0044] 脉冲响应估算

[0045] 最初,架构需要根据由使用模型确定的信号路径对每个发送元素进行IR估算。脉冲响应估算102被公式化为在线性统计模型中实现并通过最小二乘法求解的卷积。该技术在关于处于声纳频率的水下声学数据的先前工作中被演示过。在此,模型具有在矢量 q 中收集并且形成托普利茨(Toeplitz)矩阵的发送脉冲的已知序列作为输入。包括脉冲响应的未知参数由矢量 $h=[h(1), \dots, h(L)]^T$ 表示,其中,

$$[0046] \quad Y=Q \cdot h+e \quad (1)$$

[0047] 其中模型误差由 e 表示,模型数据是被补零的矢量 q 的托普利茨矩阵 $T(q)$,定义为

$$[0048] \quad Q = \begin{bmatrix} q(1) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & q(1) & & \vdots \\ q(N) & \vdots & & \\ 0 & q(N) & \ddots & 0 \\ & 0 & \ddots & q(1) \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & q(N) \end{bmatrix} \quad (2)$$

[0049] 并且其中测量 $Y=[y(1), \dots, y(N+L-1)]^T$ 。

[0050] 求解(1)的一种方法是通过伪求逆,其给出脉冲响应矢量 h 的估算,如下式

$$[0051] \quad \hat{h}=Q^+Y \quad (3)$$

[0052] 参数选择

[0053] 需要的参数包括截断电平和符号周期 d 。架构所需的设计变量是符号周期,其中符号周期通常基于标称换能器中心频率。每个符号包括许多发送时钟周期和由此包括许多三态电压实例。符号周期的典型选择对应于1/4标称中心频率。例如,考虑到250MHz时钟速率,十二时钟符号周期将与5.2MHz对应。另外,通过在选择符号集104期间的合理的工程评估来选择符号周期,这样确定可用的PWM电平的数目。假设的十二时钟符号周期允许包括零电压电平的25个PWM电平。符号周期选择的两个序列形成设计权衡,较大的符号周期以降低的符号速率作为代价提供更多的PWM电平。

[0054] 图5A示出了在后续实验中用于5MHz中心频率换能器探头(飞利浦L7-4型)的符号集。换言之,图5A示出了示例性符号集定义。图5A中示出了与符号集104中的符号对应的波形阵列,该波形阵列根据在换能器输出处达到的发送能量来排序,如轴线“工作周期”所指示的。在这种含义下,工作周期是脉宽调制(PWM)概念的概括,以及是指定由每个符号感生的能量的方法。对于符号周期中的每个发送时钟,每个符号波形具有限定在 $[+1, 0, -1]$ 的三个值中的一个的值。12个符号的集合以负工作周期(具有相应取反的限定的三元发送电平)的等同范围而被复制以达到负相声学发送。通过包含有全部零符号波形,产生的符号集104包括25个波形,其中每个波形与可被映射到发送能量的不同的符号关联。相比于该示例,为更高频率的换能器探头设计的符号集将具有更少的可用符号,同时更低频率的探头可具有更多的符号。

[0055] 在图5B中,示出了产生的与每个符号对应的声学波形。换言之,图5B示出了针对于符号的产生的声学输出。这说明了达到的声学能量的排序,定性地验证了技术的基本原理。

[0056] 截断电平是符号集的伴随参数。当在符号量化器中应用截断电平时,截断电平相对于均衡器输出调节校准增益的总体电平。通过这种方式,均衡器输出的范围被拟合在量化器窗口内。对于编码的每个参考设计波形,通过迭代来经验性地寻找最佳截断电平,直至找到参考波形与合成波形之间的最小均方接近误差。

[0057] 符号集校准

[0058] 架构的符号集校准部件106配置为确定在符号集104中可用的每个符号与其相等权重的狄拉克脉冲之间的增益映射,如在换能器或信道模型的输出处所看见的。这是由用于增益变量 $g(k)$ 的最小二乘法来实现的,其中

$$[0059] \quad S_k = g(k) S_0 + e \quad (4)$$

[0060] 其中矢量 S_k 表示当与第 k 个符号卷积时脉冲响应模型的响应,以及矢量 S_0 表示对原型参考模型(通常选择为最大带宽符号)的响应。

[0061] 对于给定的符号集和脉冲响应,符号校准仅需要被确定一次。

[0062] 均衡

[0063] 均衡器部件110相对于源于使用模型的信号路径的估算脉冲响应的模型来对期望参考设计波形执行去卷积。均衡器110的输出116包括“软”符号的序列 r ,其中“软”符号表示连续值狄拉克脉冲权重。当这些与IR模型卷积时,结果近似于指定设计波形。

[0064] 类似于IR估算,从估算IR矢量形成的修改的托普利茨矩阵用作描述卷积的线性统计模型的一部分,使得参考设计波形

$$[0065] \quad W = [w(1), \dots, w(L+P_d-1)]^T \quad (5)$$

[0066] 被解释为

$$[0067] \quad W = H_d r + e \quad (6)$$

[0068] 中的测量,其中模型矩阵 H_d 是与补零的IR响应矢量 h 相关的托普利茨矩阵 $T(h)$ 的列抽取。

$$[0069] \quad H_d = \begin{bmatrix} h(1) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ h(L) & \ddots & h(1) & \\ 0 & & \ddots & 0 \\ & 0 & h(L) & \ddots & h(1) \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h(L) \end{bmatrix} \quad (7)$$

[0070] 抽取因子(H_d 的列的子集通过该抽取因子从标准托普利茨矩阵中保留下来)与符号周期 d 对应。例如,12个发送时钟的符号周期意味着标准托普利茨矩阵 $H = T(h)$ 的每第12个列被保留作为 H_d 的列。未知参数矢量(待确定的)是矢量 r 中的软符号的集合

$$[0071] \quad r = [r(1), \dots, r(L/d+P-1)]^T. \quad (8)$$

[0072] 参数矢量 r 中的软符号的序列的解可由伪求逆得到,如:

$$[0073] \quad \hat{r} = H_d^+ W \quad (9)$$

[0074] 另一个实现。对于一些设计波形,迭代扩展(在此标为“条件性均衡器”)可给出更好的均衡性能。在此方法中,均衡的结果根据后续符号量化步骤108被量化。产生的符号序

列p被应用到新模型中的脉冲响应,表示为:

$$[0075] \quad W = H_d p + e \quad (10)$$

[0076] 然后,利用来自符号集的、给出最小平方拟合残差的符号顺序地替换矢量p的每个元素。这通过对符号集的穷举搜索来确定,并且为矢量p的全部元素而重复。如果矢量p的当前值给出最低误差,则程序停止;否则,重复该程序。以这种迭代过程使用的符号集104可具有与最初使用的符号周期不同的符号周期,而且使用合适的尺寸和抽取因子。

[0077] 另一个实现。对于某些参考设计信号,均衡程序的另一个变型被用于实现更好的性能。这种方法,在此标为“迭代求精”,对由基线算法产生的错误信号编码。即,形成为在基线算法中获得的复制品与参考设计信号之间的差值的信号,被该算法当作用于合成的新信号;激发是错误信号小于受到编码的原始信号。在错误信号被编码成三元序列之后,根据三元值范围的饱和度,错误信号的编码从前一级的脉冲器序列编码中被扣除。当对错误的改善停止时,该程序终止。

[0078] 符号量化

[0079] 符号量化器部件108配置为以在校准步骤中确定的增益映射的形式为均衡器110的每个软符号输出样本116选择符号集的最接近的符号。因此,符号量化器部件108在每个k中选择与被映射的软符号最接近的 $g(k)$ 。符号序列随后被转换成其构成的三元脉冲序列,该三元脉冲序列被连结到单个序列。该三态脉冲器序列114是符号量化器108的输出。

[0080] 实验结果

[0081] 进行了水容器实验以验证IR估算和三态编码程序的性能。

[0082] 双向实验配置

[0083] 如图7中所示,实验包括固定在水容器中并且直接指向5.08cm厚的亚克力(acrylic)块的飞利浦L7-4换能器。维拉声学的优质采集系统连接到换能器。

[0084] 脉冲响应估算实验

[0085] 在图7中示出的换能器脉冲响应估算实验120中,换能器元件信道122被选来发送和随后接收。换能器元件122放置在水容器124的内部,水容器124被构造为将水126保持在指定的水平面128。在水容器底部并且在水126下方的亚克力块130配置为用作声学镜,以基本上无修改地将发送的信号反射回其来源。在独立的采集事件中,发送了八个不同的伪随机脉冲队列以作为探测序列。计算了用于每个序列的共同IR估算以及独立估算。这在图6中予以示出。在图中堆叠了与每个发送的探测序列对应的脉冲响应估算以示出其相似性。这定性地示出了其相对于探测序列选择的独立性且由此证实了描述的估算技术的有效性。

[0086] LFM合成测试

[0087] 在具有10微秒时长的线性频率调制(LFM)的脉冲、示例性大时间带宽波形上演示了波形编码。对波形包络线应用了泰勒权重。瞬时频率范围在3.5MHz到6.5MHz。在双向换能器补偿使用模型中,在参考波形与接收器滤波之后的测量波形之间的归一化RMS误差是-21.7 dB。

[0088] 总结

[0089] 总之,公开了通过三态脉冲器用于任意波形生成的设备,并公开了针对三个使用模型的应用。

[0090] 对于某些参考设计信号,均衡程序的另一个变型被用于实现更好的性能。通信学

或操作研究领域的工程技术人员所公知的算法,诸如“维特比 (Viterbi)”、动态编程或最大似然序列估算 (MLSE) 被应用到新的IR缩短程序中。缩短程序通过基于去卷积原理的特定布置的因式分解设计而完成。IR缩短程序的目的是使得MLSE方法能够被实际应用;由于相关IR矢量的典型预期的尺寸而导致如果没有该程序,则在本发明中将难以解决计算复杂度。应用MLSE程序的有益效果 (在大多数实践案例中) 是相对于其它实现方式的保真度来说显著提升的保真度。

[0091] 考虑限定:

[0092] h = 换能器脉冲响应,抽取到与发送器状态延时相等的周期的采样率 (在此标为 F_{dwell}), 即, 需要维持发送器电压状态的发送器时钟的最小数目;

[0093] $L = h$ 的长度;

[0094] W = 参考设计信号, 在其前端和后端补零, 该补零具有实际适当的长度, 例如, 分别是 $L/4$ 和 $2 \times L$;

[0095] $L_w = W$ 矢量的长度;

[0096] H = 先前引用的托普利茨结构矩阵, 该矩阵的第一列是被补零到 $L_w - 2L$ 的长度的 h 矢量, 并且该矩阵的列以 F_{dwell} 的率值被抽取; 以及

[0097] B = 适当选择的低通或带通有限脉冲响应 (FIR) 滤波器的参考脉冲响应 (RIR), 其中通频带 (passband) 与换能器的通频带对齐并且具有适合于MLSE算法的实际解决方案的长度,

[0098] 算法步骤如下:

[0099] 1. 使用伪求逆或其它适当的方法求解在最小二乘问题 $H \times r = W$ 中的矢量 r , 其中当换能器输出是参考波形 W 时, r 表示用于换能器的无限精度驱动信号;

[0100] 2. 将矢量 B 与矢量 r 卷积以生成提取的信号 $y = \text{conv}(r, B)$;

[0101] 3. 使用MLSE算法推导出在包括 y 的时间支持的时长上的、符号的三态序列 $\{I_k\} = I_{MLSE}$, 其优选地通过与RIR矢量 B 卷积成矢量 $y_{MLSE} = \text{conv}(I_{MLSE}, B)$ 而接近提取的信号 y 。

[0102] 利用RIR矢量 B 的不同级别的复制品在缩放的适当的实际范围上重复步骤1-3, 直至找到给出最小的误差近似 y_{MLSE} 的 B 的缩放。然后与这种缩放实例对应的三态序列电压序列 I_{MLSE} 被选为通过该实现方式产生的发送器编码。

[0103] 图8是表示用于实现本公开的程序的高阶系统架构70的系统等级框图。应理解的是, 这仅是一个代表性实施方式, 并且并非本公开的全部实施方式都需要示出的架构70。

[0104] 架构70包括经由PCI-express总线74联接到多信道收发器和数据采集系统76的主计算机72。主计算机72具有用户接口和控制78以及显示器80, 两者均联接到处理器82, 其中处理器82利用基于像素的应用处理软件84。多信道收发器和数据采集系统76硬件联接到用于为声学介质90中的区域88成像的超声换能器86。因为这些部件易于在市场上购得, 所以本文中将其不详细描述。

[0105] 面向像素的处理

[0106] 根据本公开的一个实施方式的基于软件的方法和系统架构以软件方式实现了全部实时处理功能。在图9中示意性地示出了建议的架构。

[0107] 在基于软件的系统中仅有的定制硬件部件是到计算机的扩展总线的插接模块, 该插接模块包括脉冲生成和信号采集电路以及用于存储信号数据的大块扩展存储器。信号采

集程序包括放大和数字化跟随发送脉冲从换能器元件中的每个返回的信号。典型地,除了由换能器本身所提供的固有带通滤波之外,在数字化之前仅有的信号滤波是用于 A/D 转换的低通、抗混叠滤波。信号以与所涉及的频率相一致的恒定的率值被采样,并且数字化的数据通过最少的处理而被存储在存储器中。信号采集的直通设计允许利用成品部件在相对少量的面板区域中实现该电路。

[0108] 在图10中示出了对插接模块的更详细的观察。示出了多个采集信道,每个采集信道包括发送器、接收器前置放大器、A/D转换器和存储块。在接收期间,换能器信号被数字化并直接写入独立存储块。存储块是双端口式的,意味着在采集数据从A/D转换器侧被写入的同时,存储块可从计算机侧被读取。存储块表现为至系统CPU的常规扩展存储器。应注意的是,由于系统优选地被安置在定制的外壳中,所以插接模块的尺寸不限于标准计算机扩展卡的常规尺寸。另外,可使用多个插接模块来容纳大量的换能器元件,其中每个模块处理换能器孔的子集。

[0109] 用于插接模块的部件(包括放大器、A/D转换器和相关接口电路)以及发送脉冲生成和信号采集所需的部件是易于从市场上购得的部件并且在本文中将其不详细描述。除了供写入数字化的信号数据的第二直接存储读写端口之外,从接收的回声中获得的回声信号的RF数据存储所需的存储块与在可从市场上购得的插接扩展存储卡中找到的电路基本相同。(接收的回声信号数据泛指RF数据,其原因是它包括由换能器生成的高频电振荡。)存储器被映射到中央处理器的地址空间并且可通过与位于计算机主板上的其它CPU存储器相类似的方式被读写。存储器的尺寸使得存储器可容纳用于多达256个或更多的不同的发送/接收循环的独立信道接收数据。由于用于超声脉冲在体内往返传播的最大实际穿透深度是大约500个波长,所以典型的采样率(中心频率的四倍)将需要存储来自独立换能器元件的多达4000个样本。对于16比特的采样精度和128个换能器信道,最大深度接收数据采集将需要接近一兆字节的存储以用于每个发送/接收事件。因此为了存储 256个事件将需要256MB的存储,并且总计,128个信道系统可建立在少量的插接卡上。

[0110] 基于软件的超声系统的另一个方面是计算机主板和其相关部件。用于建议的设计的主板优选地应支持多处理器CPU配置以获得所需的处理能力。具有电源、存储器、硬盘存储器、DVD/CD-RW驱动器以及显示器的完整的多处理器计算机系统对于本领域技术人员是公知的、可易于从市场上购得、并且将不对其更详细地描述。

[0111] 为了向医疗行业提供显著的益处,基于软件的超声系统必须确实达到“高性能”,这意味着可与现存高端系统相比拟的图像质量。通过简单地将当前系统的流通处理方法转换到软件实现方式,无法达到这种性能水平,这是由于在流通架构中实时成像的一秒钟所需的全部处理操作简单相加所产生的数目超出了通过许多通用处理器当前可达到的典型的每秒操作数。因此,需要新的处理方法以达到比流通方法高得多的效率。

[0112] 在本发明的基于软件的超声系统架构的一个实施方式中,用于信号和图像处理的输入数据包括跟随一个或多个发送事件从独立换能器信道获得的RF样本的集合。作为示例,我们考虑具有128个元件线性换能器阵列的典型2D成像扫描模式,如图11中所示。

[0113] 在这种情况下,“发送事件”将包括来自多个换能器元件的定时脉冲,以生成在介质中组合的多个声波,从而形成聚焦的超声束,该聚焦的超声束从在特定元件位置处的换能器上的原点向外发出。多个发送事件(总计128个)产生逐渐跨过换能器表面的宽度的、顺

序发射的超声束,由此询问全部图像帧。对于这些发送束中的每个,接收的回声数据从换能器中的128个接收器元件中的每个被收集并且被组织成数据阵列,其中数据阵列的每一列表示由相应的换能器元件接收到的采样的回声信号。因此,每个阵列具有与128个换能器元件对应的128个列以及与在深度上采用的样本数目对应的行数(在这种情况下,我们将假设4096个行产生4096个样本)。然后这128个数据阵列构成足以产生一个完整图像帧的RF数据集。

[0114] 值得注意的是,在流通架构中,上述RF数据集甚至不存在(至少在同一时间不是都存在),这是由于束和图像信息随着来自换能器的数据流而出现。换言之,随着在发送事件之后数据返回到各个元件,数据被处理和组合(称为束形成)以生成表示沿单个束(扫描线)的聚焦返回的单个RF信号。该RF信号被处理(再一次实时地)成存储在存储器阵列中的回声振幅样本。当全部束方向被处理时,回声振幅数据随后被插值并格式化为像素图像以用于显示。由于全部处理均实时地进行,所以处理电路必须能够“跟得上”来自换能器元件的数据流。

[0115] 在本发明的基于软件的架构中,全部输入数据在处理之前被存储。这将采集速率与处理速率解耦,从而允许处理时间比采集时间更长(如果需要)。在采集深度短并且采样率高的高频扫描中,这是一个独特的优点。例如,10MHz扫描头可能具有大约四厘米的可用成像深度。在这种情况下,组织中的声速决定了128个发送/接收事件中的每个在52 微秒(非常高的采集数据速率)内获得和存储其数据。在流通架构中,这种采集数据将以高的处理速率实时地形成成为扫描线。在本发明的基于软件的架构中,RF数据的存储允许与显示器的帧周期一样长地进行处理,其中对于组织移动的实时显示典型地是33毫秒(30帧/秒)。对于128个像素列(大致类似于扫描线),这将允许每列258微秒的处理时间,而不是流通架构的52微秒。这种存储策略相较于用于典型扫描深度的流通架构来说具有实质性降低最大处理速率的效果。

[0116] 输入数据的存储降低了最大处理速率但不必减少处理步骤的数目。为了实现该目的,采取了新的超声数据处理方法。第一步是确认系统的最终目标,当在成像模式中时,是在输出显示器上产生图像。超声图像具有取决于采集系统的物理参数(诸如,频率和阵列尺寸)的基本分辨率并且可表示为像素值的矩形阵列,其中该像素值编码了回声振幅或一些其它组织(声学)性质。该矩形像素阵列的密度必须提供图像分辨率的足够的空间采样。应理解的是,显示图像不必仅包括像素的矩形阵列,而是可包括表示不同几何形状的、像素的任意集合。下一步始于该图像阵列中的像素中的一个,并考虑RF数据集中的哪个样本点对像素强度的计算有贡献并且确定读取和处理该样本点的最高效的方式。因为仅需要处理对显示器上的像素有贡献的信息,所以该方法是与当前流通架构所利用的方法完全不同的方法。在本发明的方法中,因为显示器图像上的小区域包含较少的像素,所以该小区域将比大图像区域耗费较少的总体处理时间。相反,流通处理方法必须设计为处理最大数据流带宽,而与图像区域的尺寸无关。

[0117] 在处理了充分表示超声图像所需的像素阵列之后,可按照用于查看的恰当尺寸将该阵列呈现到计算机显示器上。计算机的图形处理器可典型地进行该操作而无需额外的CPU处理,该操作包括简单的缩放和插值。

[0118] 接着,考虑针对超声图像的单个像素的处理策略。在该讨论中,假设目的是获得在

关于换能器阵列的像素的相应空间位置处的回声强度。可类似地获得其它声学参数。第一步是找到包括有对回声强度计算有贡献的样本的采集RF数据的区域。为了实现该目的,对于图11 的扫描方法,首先找到最靠近交叉像素位置的采集扫描线,然后使用相应的独立元件数据阵列。图12示出了用于超声图像中的示例性像素的这种映射过程。在图12中,指示的像素映射到扫描的最近采集线(在这种情况下是扫描线4),该像素的RF数据驻留在第四独立元件RF 数据阵列(其表示从第四发送/接收事件收集的数据)中。可将多于一个RF数据阵列选择为对像素信号有贡献,但对于该示例,仅考虑单个数据阵列。

[0119] 下一步是在独立元件阵列中标出包含对像素强度计算有贡献的样本的区域。这种映射过程相当复杂并且取决于许多因素。换能器元件各自具有具备如下灵敏度的区域,该灵敏度确定换能器元件将怎样响应从图像场中的特定点返回的信号。对于给定的图像点,仅需要考虑具有超过预定阈值的灵敏度的元件,这是因为如果灵敏度太低,则元件将不对像素群贡献有用信息。该灵敏度阈值随后确定映射区域所包括的元件数据列的数目。

[0120] 映射数据区域或子集的开始深度通过在各个独立换能器元件处返回的回声的到达时间来确定。如图12所示,在时间上更迟地捕捉更加远离图像点的元件的图像点信号,因此数据集的出发点在存储器中更深。最终,映射数据区域中的数据所需的深度范围取决于生成的发送脉冲的时长。更长的发送脉冲将在更长的时间周期激励图像点,从而生成在RF存储器的更大深度跨度上延伸的回声信号。

[0121] 幸好,对于给定的像素网格,可预先计算去确定针对给定像素的映射数据的区域或子集的多个因子,这是因为在实时图像序列的多个帧中该网格不改变。使用预先计算的因子,针对给定像素的映射数据区域可被快速和高效地确定,在实时成像期间节省了可观的计算。

[0122] 在选择出像素映射RF数据的子集之后,该子集可被组织成矩阵 RFP_{nm} ,如下所示。

$$[0123] \quad RFP_{nm} = \begin{bmatrix} a_{11} a_{12} \dots a_{1k} \\ a_{21} \\ \dots \\ \dots \\ a_{j1} \dots a_{jk} \end{bmatrix}$$

[0124] 符号“ P_{nm} ”指的是第n行第m列的图像像素。矩阵列是图12的竖条,其中假设样本的数目j在每个竖条中相同。样本的数目j取决于用于捕捉由发送脉冲生成的信号所需的时间中RF数据的范围。指标k是RF 数据阵列中信道的数目,该信道具有来自图像点的足够的信号强度以参与到强度计算中。

[0125] 相应地,使用前述内容的系统可实现为执行本公开的方法、程序和算法。

[0126] 根据本公开,提出了一种方法,该方法包括:提供符号值的二元或三元序列,该符号值的二元或三元序列配置为利用在超声时钟间隔的相应均匀序列处的正电压电平、负电压电平或静态电压电平的相应序列,来激励次要差分信号生成信道;在差分信号生成信道处接收该符号值的二元或三元序列;以及在相应的超声接收器装置处执行编码程序,所述相应的超声接收器装置将用户指定的波形转换成二元或三元符号序列,该二元或三元符号序列适合于该次要差分信号生成信道在所包括的模拟低通滤波器(LPF)中,在与从主成像

信号发送信道接收的信号求和时实现保真度。

[0127] 根据本公开的另一方面,以上方法包括将编码程序配置成接收以任意数值精度指定的任意波形值的采样序列,并且向由低通滤波器衰减器输出和接收的换能器探头信号所产生的求和提供所指定的波形的保真度,以便消除所接收的换能器探头信号中的标称预期组织平稳杂乱成分,从而实现在模数转换器处出现的多普勒信号的增加的动态范围。

[0128] 根据前述方法的另一方面,步骤包括将编码程序配置成接收以任意数值精度指定的任意波形值的采样序列,并且向由低通滤波器衰减器输出和接收的换能器探头信号所产生的求和提供所指定的波形的保真度,以便消除接收的换能器探头信号中的、由于模拟接收器电路而导致的预期的信号伪影,从而实现在模数转换器设备处出现的信号的增加的动态范围。

[0129] 根据前述公开,还提供了一种系统,该系统包括:至少一个超声探头,配置为在声学介质中产生声学波形,该探头包括超声换能器元件;发送器电路,配置为接收符号值的二元或三元序列,该符号值的二元或三元序列配置为利用在超声时钟间隔的相应均匀序列处的正电压电平、负电压电平或静态电压电平的相应序列,来激励至少一个超声换能器元件;以及相应的超声接收器装置,配置为执行编码程序以将用户指定的波形转换成适合于发送器实现增加的保真度的二元或三元符号序列。

[0130] 理想地,系统编码程序配置为接收以任意数值精度指定的任意波形值的采样序列,以及当被应用到发送器电路和附接的声学换能器探头时,系统编码程序配置为向在声学介质中产生的声压提供所指定的波形的保真度。

[0131] 此外,编码程序配置为接收以任意数值精度指定的任意波形值的采样序列,以及当被应用到发送器电路和附接的声学换能器探头且随后由超声接收器装置接收时,编码程序配置为向产生的接收超声信号提供所指定的波形的保真度。

[0132] 根据系统的另一方面,接收器是差分接收器,差分接收器包括:主成像发送信道;次要信号生成信道,被构造为接收符号值的次要的二元或三元序列,符号值的次要的二元或三元序列配置为利用在超声时钟间隔的相应均匀序列处的正电压电平、负电压电平或静态电压电平的相应序列,来激励所包括的模拟滤波器和衰减器设备,符号值的次要的二元或三元序列随后通过模拟求和设备被注入到主接收器模拟信号路径中;以及相应的超声接收器装置,配置为执行编码程序以将用户指定的波形转换成适合于实现差分接收和成像的二元或三元符号序列。

[0133] 根据本公开的系统的又一方面,编码程序配置为接收以任意数值精度指定的任意波形值的采样序列,以及当被应用到差分信号生成信道发送器电路以及所包括的低通滤波器和衰减器且随后与由附接的换能器探头和超声接收器装置接收的信号求和时,编码程序配置为向产生的信号提供所指定的波形的保真度。

[0134] 系统包括有显示设备,显示设备配置为显示来自血流矢量速度信号的血流矢量速度影像。

[0135] 根据本公开的方法,包括有以下步骤:提供符号值的二元或三元序列,该符号值的二元或三元序列配置为利用在超声时钟间隔的相应均匀序列处的正电压电平、负电压电平或静态电压电平的相应序列,来激励超声换能器元件;在超声换能器元件处接收符号值的二元或三元序列;以及在相应的超声接收器装置处执行编码程序,所述相应的超声接收器

装置将用户指定的波形转换成适合于发送器增加保真度的二元或三元符号序列。

[0136] 可结合以上描述的各种实现方式以提供进一步的实现方式。如果需要的话,采用各种专利、申请及公开物的概念以提供更进一步的实现方式,从而可修改实现方式的各方面。

[0137] 根据以上详细描述,可对实现方式作出这些和其它改变。通常,在所附的权利要求中,使用的术语不应被解释为将权利要求限制到说明书中公开的具体实现方式,相反,权利要求应被解释为包括全部可能的实现方式以及这种权利要求所赋权的等同权利要求的完整范围。相应地,权利要求不受本公开限制。

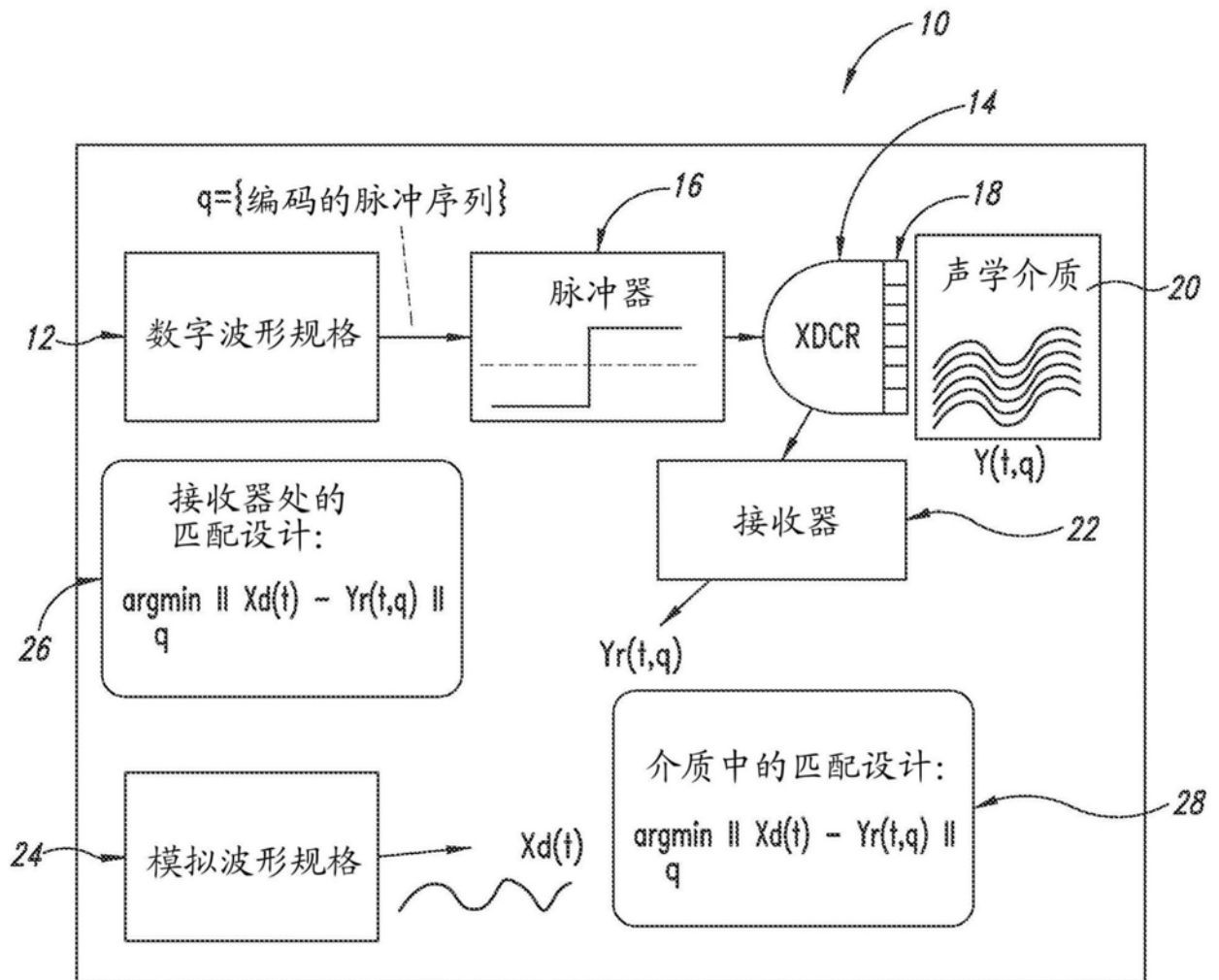


图1

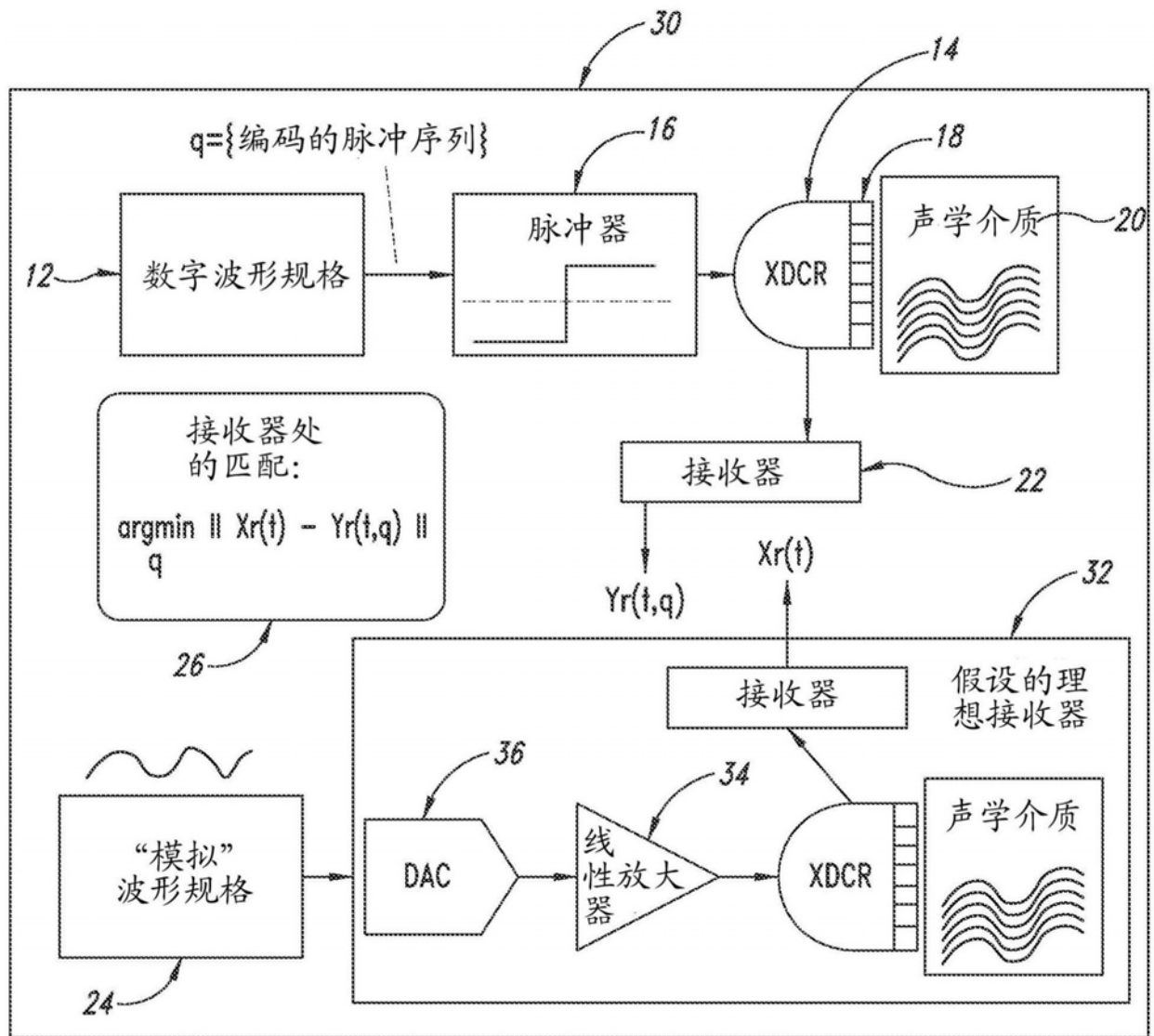


图2

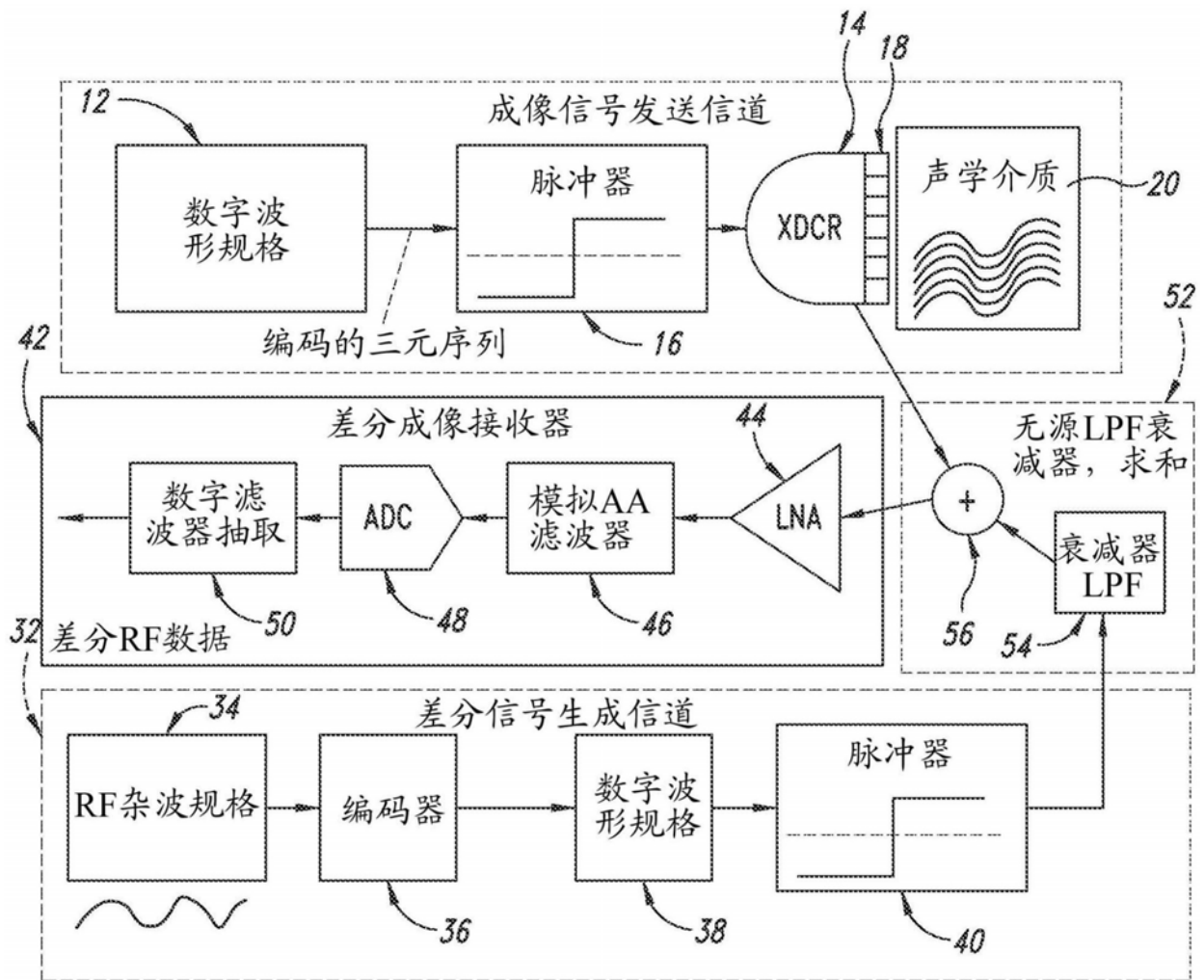


图3

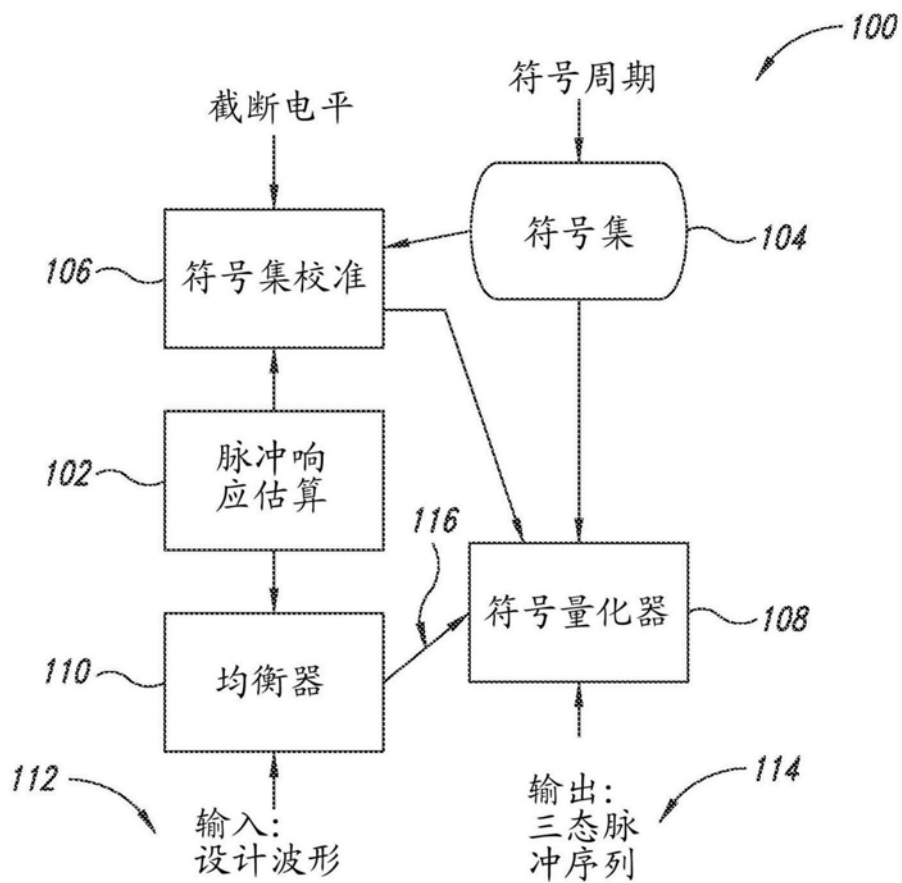


图4

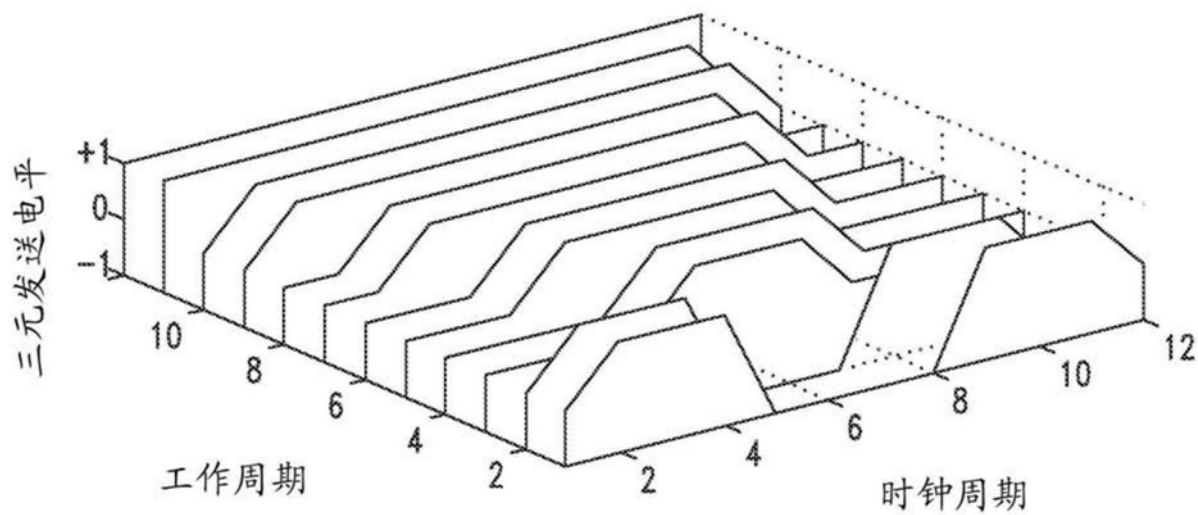


图5A

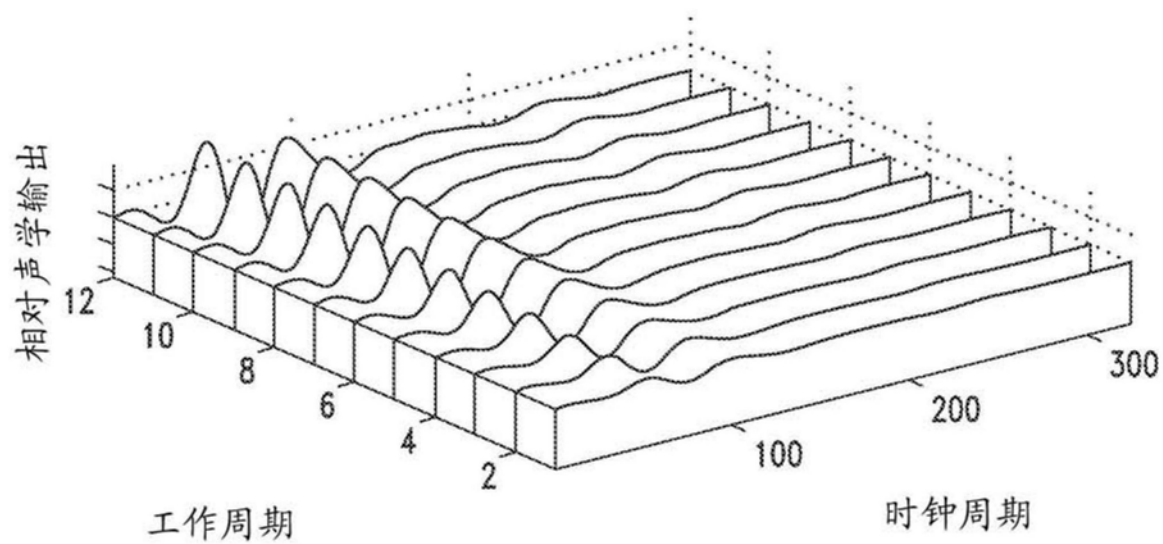


图5B

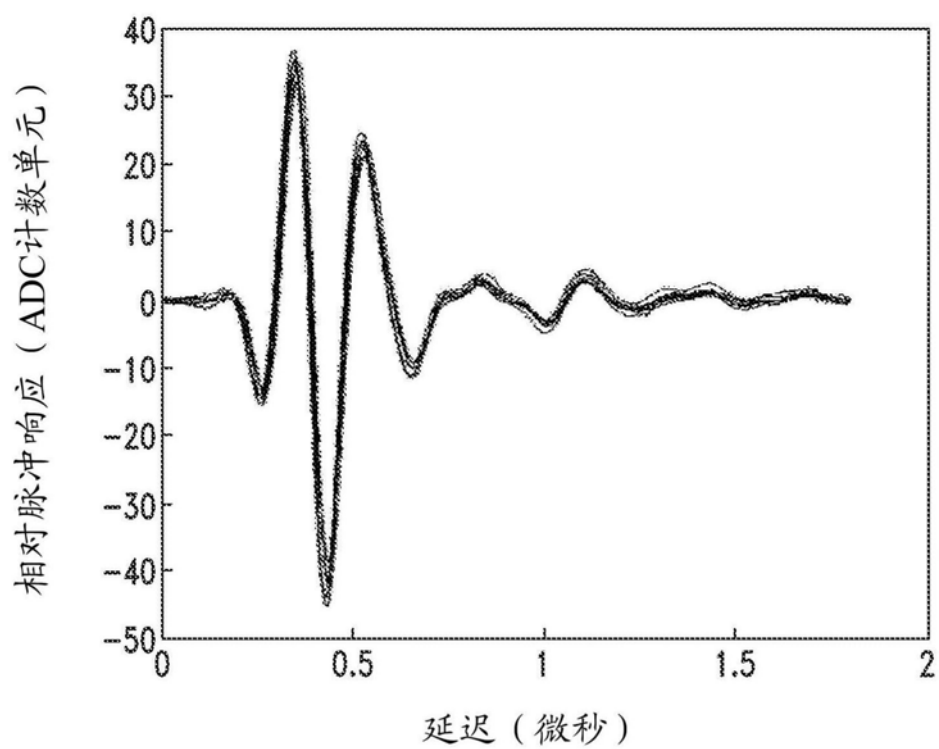


图6

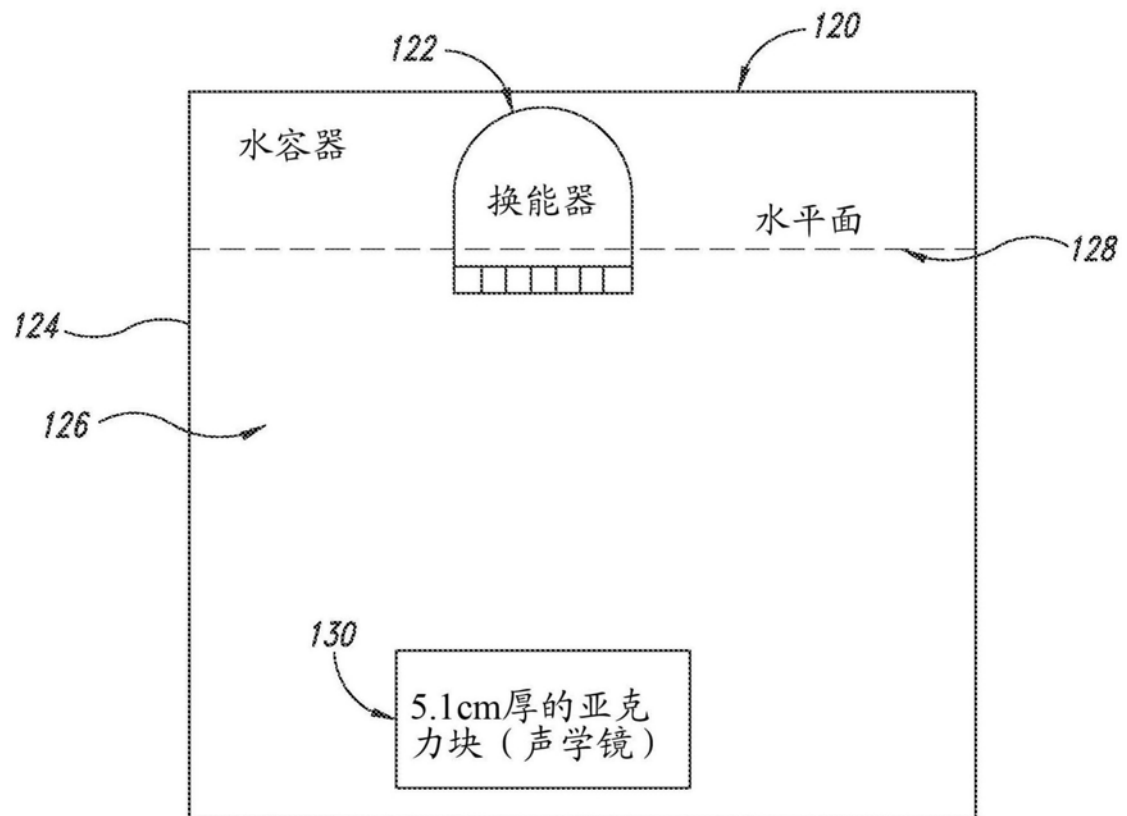


图7

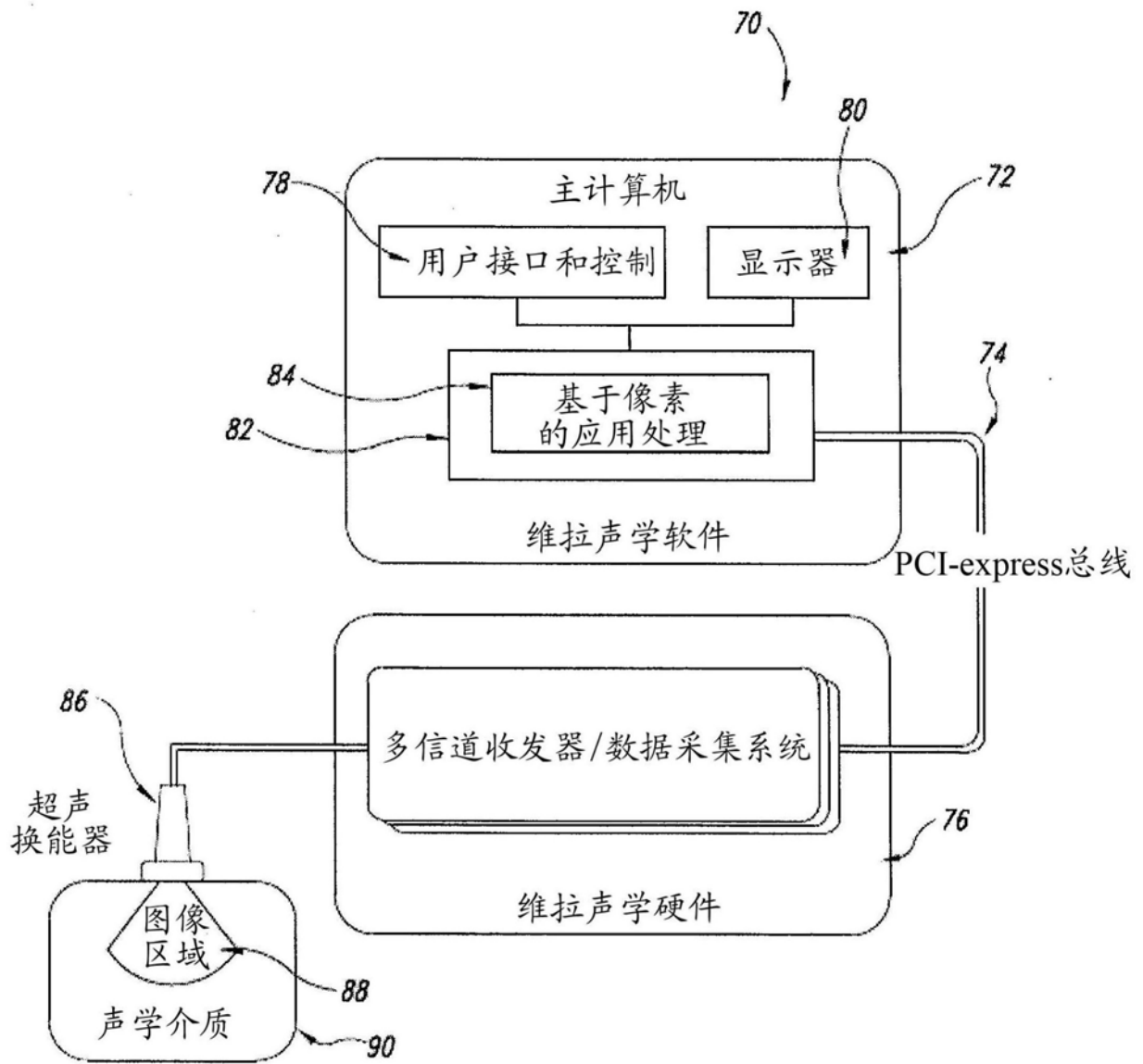


图8

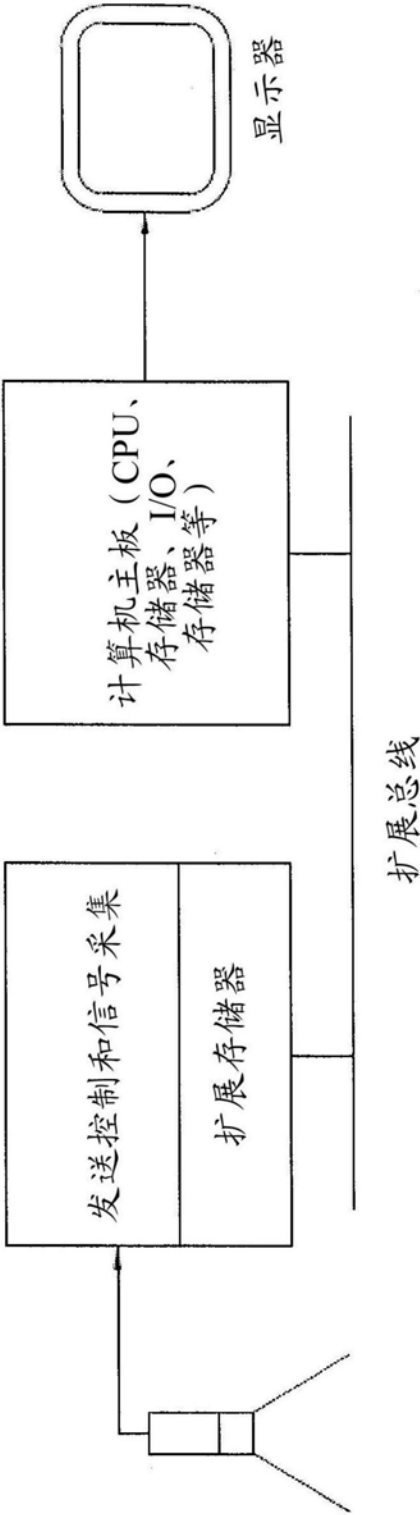


图9

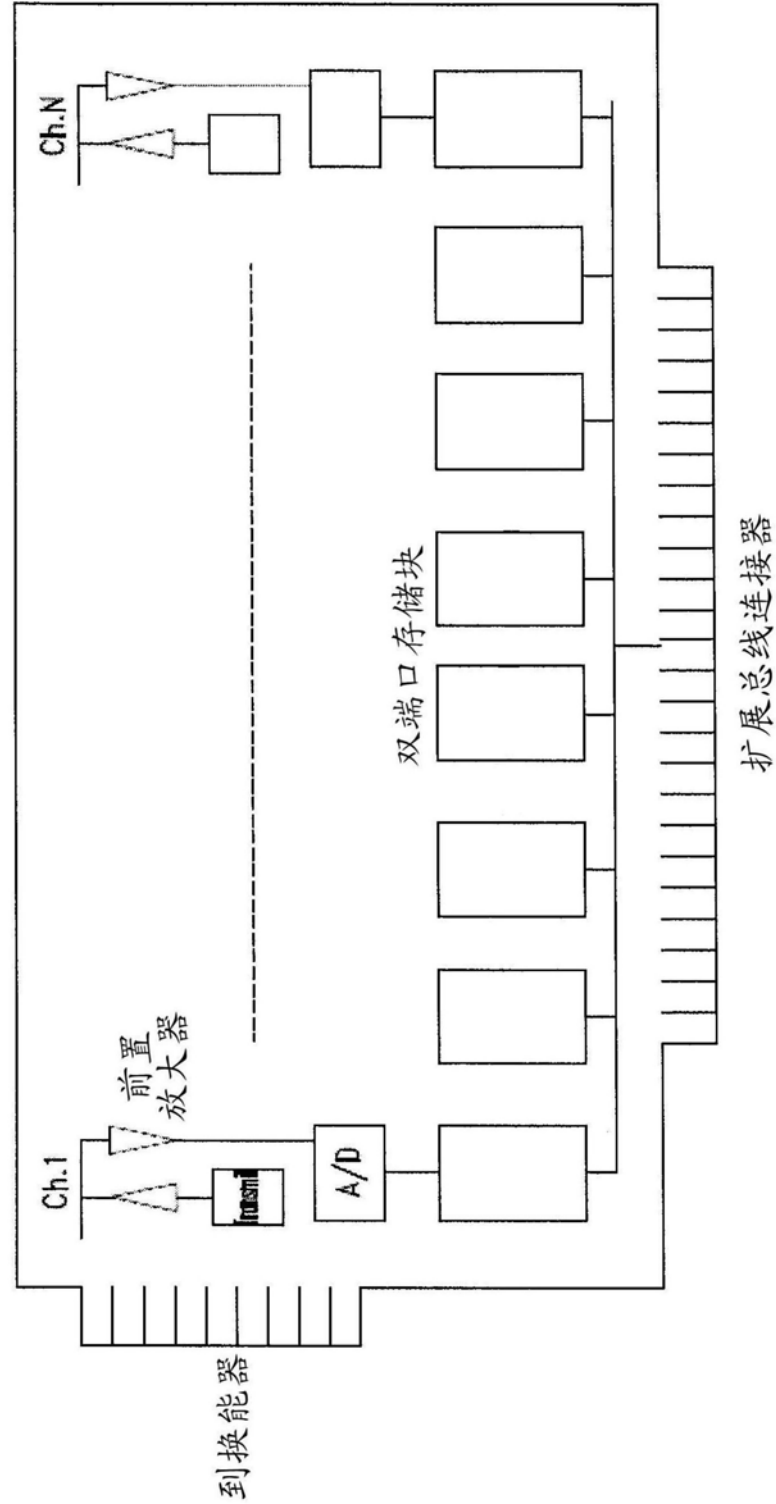


图10

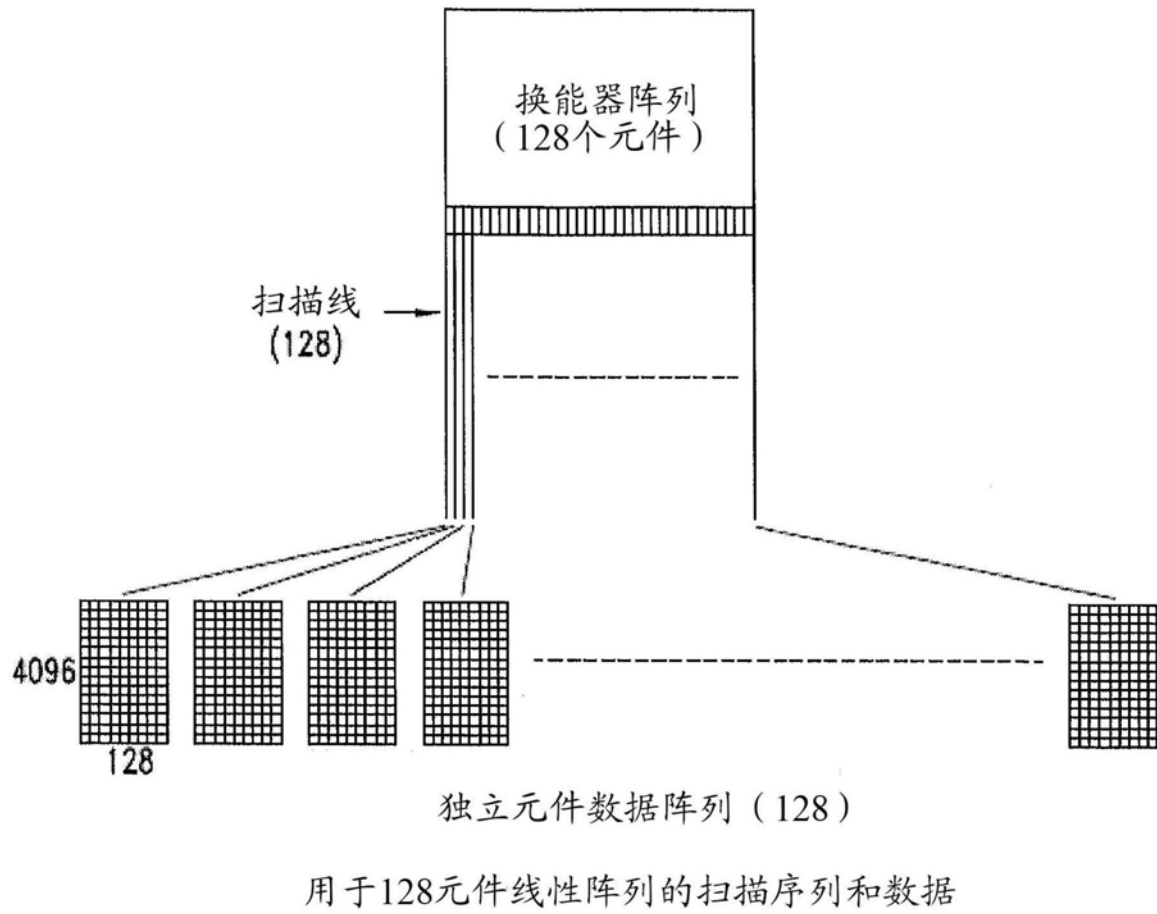


图11

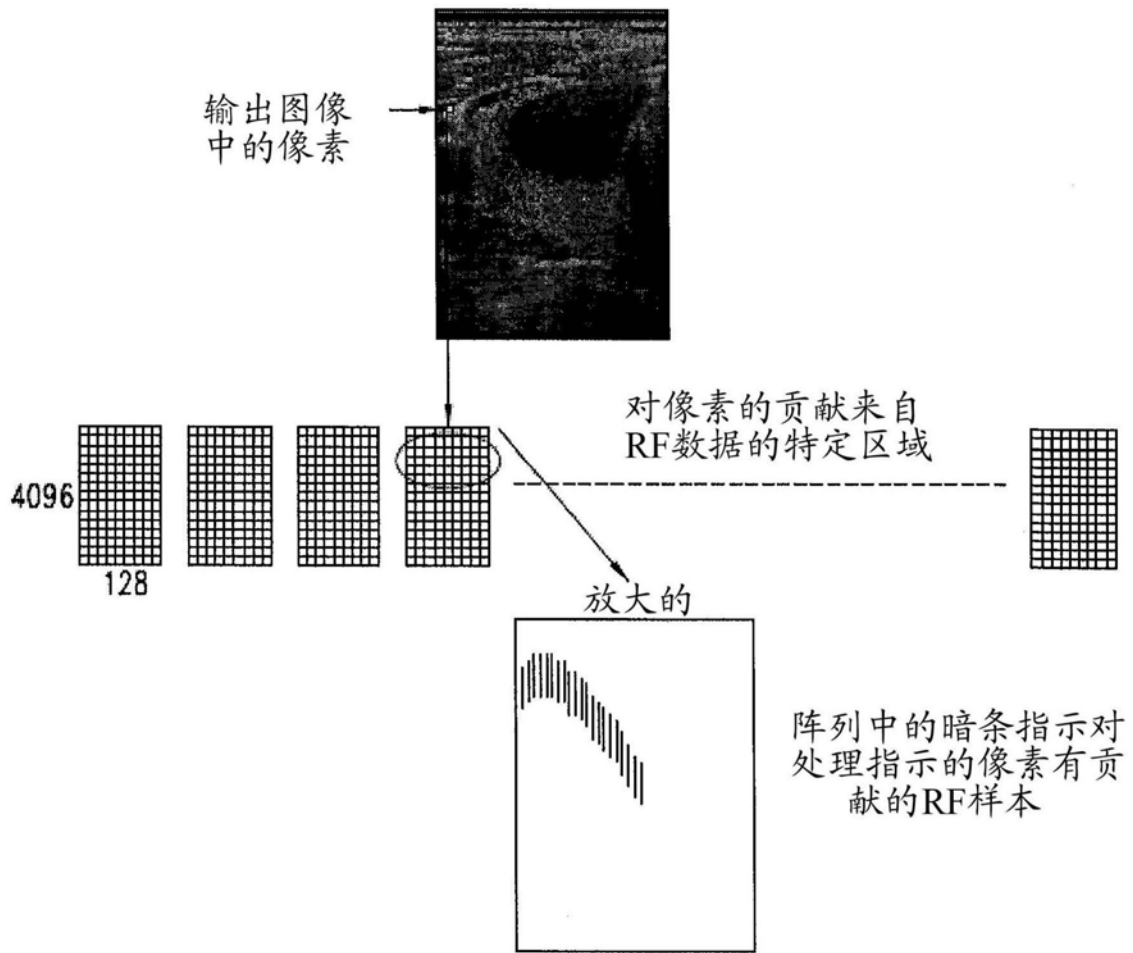


图12

专利名称(译)	波形生成的方法和系统		
公开(公告)号	CN109363720A	公开(公告)日	2019-02-22
申请号	CN201811519036.5	申请日	2014-07-17
[标]申请(专利权)人(译)	维拉声学公司		
申请(专利权)人(译)	维拉声学公司		
当前申请(专利权)人(译)	维拉声学公司		
[标]发明人	约翰A弗林 彼得J凯克科夫斯基 布赖恩J普夫卢格拉特 劳伦S普夫卢格拉特		
发明人	约翰·A·弗林 彼得·J·凯克科夫斯基 布赖恩·J·普夫卢格拉特 劳伦·S·普夫卢格拉特		
IPC分类号	A61B8/00 B06B1/02 G01S7/52 G01S15/89		
CPC分类号	G01S7/5202 B06B1/0215 B06B2201/76 G01S7/5205 G01S7/52052 G01S7/52077 G01S15/8981		
代理人(译)	王艳春		
优先权	61/856488 2013-07-19 US		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

使用三态发送器生成任意超声波形的方法和系统。描述了设备的三个变型以提供在三个使用场景中的功能。

