



## (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101677804 B

(45) 授权公告日 2012. 10. 24

(21) 申请号 200880017739. 6

(22) 申请日 2008. 03. 25

(30) 优先权数据

60/920, 606 2007. 03. 29 US

12/053, 235 2008. 03. 21 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2009. 11. 27

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2008/003872 2008. 03. 25

(87) PCT申请的公布数据

W02008/121267 EN 2008. 10. 09

(73) 专利权人 超科公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 S · A · 拉扎

(74) 专利代理机构 北京泛华伟业知识产权代理有限公司 11280

代理人 王勇

(51) Int. Cl.

A61B 8/00 (2006. 01)

A61B 8/14 (2006. 01)

(56) 对比文件

US 6595921 B1, 2003. 07. 22, 全文.

US 7022074 B2, 2006. 04. 04, 说明书第 3 栏第 51 行 - 第 7 栏第 42 行, 附图 1、6-7.

US 6135963 A, 2000. 10. 24, 说明书第 3 栏第 12-32 行、第 4 栏第 62 行 - 第 5 栏第 7 行, 附图 1、5.

US 2005/0033168 A1, 2005. 02. 10, 全文.

US 4794933, 1989. 01. 03, 全文.

审查员 董西健

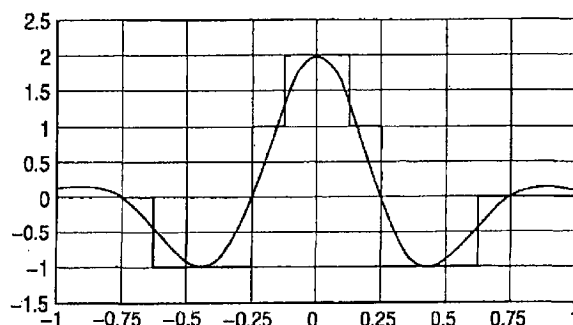
权利要求书 3 页 说明书 7 页 附图 6 页

(54) 发明名称

用于医学超声成像中换能器激励的方法和设  
备

(57) 摘要

一种医学超声成像中换能器激励的方法。基于高斯调制余弦的阶梯近似, 在保持发射持续时间在两个载波周期内时, 发射波形提供限带频谱和低电平的二次谐波。该波形被构成为四个单极性的等幅的矩形脉冲的线性结构。而且, 所描述的实施例支持数字控制的发射切趾和聚焦。



1. 一种在具有波形发生器和换能器的医学超声成像系统中的换能器激励的方法,该方法包括如下步骤:

(a) 通过波形发生器产生具有三个基波形(A、B、C)的激励波形信号,每个基波形为单极性脉冲,其中该激励波形信号表示成高斯调制的余弦载波信号的阶梯近似,其中所述三个基波形满足以下关系:

正极性的第二、三基波形(A+B)的电压-时间乘积=负极性的第一基波形(C)的电压-时间乘积,其中第一基波形(C)包括两个具有相同持续时间的脉冲;

$t_1=2*t_2-T_0/2$ ,其中  $t_1$  为第二基波形(A)的脉冲的持续时间,  $t_2$  为第一基波形(C)的每个脉冲的持续时间,且  $T_0/2$  为第三基波形(B)的脉冲的持续时间,  $T_0$  为基频的周期;

(b) 根据换能器的基频选择载频信号  $F_0$ ,  $F_0=1/T_0$ ; 以及

(c) 将激励波形信号施加到换能器。

2. 如权利要求1所述的方法,其中所述激励波形信号构成为在  $2T_0$  的激励时间内的激励波形信号。

3. 如权利要求1所述的方法,其中所述激励波形信号构成为双极性波形的激励波形信号。

4. 如权利要求1所述的方法,其中所述激励波形信号构成为零-DC波形的激励波形信号。

5. 如权利要求1所述的方法,其中所述激励波形信号为没有偶次谐波含量的激励波形信号。

6. 一种在具有波形发生器和换能器的医学超声成像系统中的换能器激励的方法,该方法包括如下步骤:

(a) 通过波形发生器产生具有三个基波形(A、B、C)的激励波形信号,每个基波形为单极性脉冲,其中该激励波形信号表示成高斯调制的余弦载波信号的阶梯近似,其中所述三个基波满足以下关系:

正极性的第二、三基波形(A+B)的电压-时间乘积=负极性的第一基波形(C)的电压-时间乘积,其中第一基波形(C)包括两个具有相同持续时间  $T_1=0.375T_0$  的第一和第二脉冲,其中  $T_0$  为基频的周期;

其中所述第二基波形(A)和所述第三基波形(B)具有相同的持续时间,其中所述第二基波形(A)的中心偏移于所述第三基波形(B)的中心  $T_0/8$ ;

(b) 根据换能器的基频选择载频信号  $F_0$ ,  $F_0=1/T_0$ ; 以及

(c) 将激励波形信号施加到换能器。

7. 如权利要求6所述的方法,其中所述第一基波形的所述第一和第二脉冲为单极性并且二者等幅。

8. 如权利要求6所述的方法,其中所述第一基波形的第二脉冲在时间上偏移于第一脉冲  $T_0/2$ ; 且其中在激励波形信号的激励时间的中心上叠加所述第一基波形的中心。

9. 如权利要求6所述的方法,其中所述第二和第三基波形为单极性的等幅脉冲,其持续时间均为  $T_1=0.375T_0$ ; 且

其中在时间上使第二基波形(A)的中心在时间轴的反向方向上从激励波形信号的激励时间的中心偏移  $T_0/16$ ; 且

在时间上使第三基波形(B)的中心在时间轴的正向方向上从激励波形信号的激励时间的中心偏移  $T_0/16$ 。

10. 如权利要求 6 所述的方法,其中产生激励波形信号的步骤包含组合所述三个基波形(A、B、C)的步骤,所述组合步骤进一步包括所述负极性的第一基波形由相应的基波形反转而来。

11. 一种用于产生具有可编程切趾以及时移或相移的激励波形的超声发射器,该发射器包括:

锁相环,其响应具有频率  $8 \times F_0$  的参考时钟来产生具有用户可选相移的时钟信号,其中  $F_0$  为换能器的基频;

具有多个波形输出的波形发生器,用于响应触发信号和时钟信号来提供相应的波形,并且用三个基波形(A、B、C)构成激励波形,每个基波形为单极性脉冲,其中所述三个基波形满足以下关系:

正极性的第二、三基波形(A+B)的电压-时间乘积=负极性的第一基波形(C)的电压-时间乘积,其中第一基波形(C)包括两个具有相同持续时间的脉冲;

其中该激励波形表示成高斯调制的余弦载波信号的阶梯近似;根据换能器的基频选择载波频率  $F_0$ ;

各自具有波形输入和电流输出的第一、第二和第三可编程电流驱动器,响应参考电压和从波形发生器的对应波形输出施加到对应波形输入的各自波形来提供来自电流输出的电流信号;

用于响应所述第一、第二和第三可编程电流驱动器的电流输出上的电流信号以产生激励波形的功率放大器;以及

控制所述激励波形的切趾因子以及时移或相移的第一和第二指令寄存器。

12. 如权利要求 11 所述的超声发射器,其中:

所述波形发生器经由第一、第二和第三数据端口存储和读取第一、第二和第三基波形,所述波形发生器包括  $3 \times 16$  可寻址的二进制数据矩阵和保存地址的 4 比特地址计数器,并且其中:

所述计数器进一步包括定时和启动输入,所述定时和启动输入各自耦合到锁相环的多路复用器的输出和触发终端。

13. 如权利要求 11 所述的超声发射器,

其中功率放大器为包括第一和第二高压晶体管的变换器耦合的 B 类推挽放大器,所述第一和第二高压晶体管中的每一个具有栅极、源极和漏极,该两个高压晶体管以共栅结构耦合;以及

其中第一高压晶体管的源极耦合到第一可编程电流驱动器的电流输出,第二高压晶体管的源极与所述第二和第三可编程电流驱动器的电流输出耦合在一起。

14. 如权利要求 11 所述的超声发射器,

其中该锁相环包含电压控制振荡器,用于将来自电压控制振荡器的输出分频的分频器,用于比较来自分频器的输出和所述参考时钟的相位的相位频率检测器,用于根据来自所述相位频率检测器的输出控制电压控制振荡器频率的电荷泵,以及多路复用器,并且

其中所述分频器包括提供来自反转和非反转输出的  $2^N$  个相移的时钟线的  $2^{N-1}$  阶扭环计

数器,其中N为偶数整数,该 $2^{N-1}$ 阶扭环计数器以相移值的升序顺序耦合到所述多路复用器的输入,所述多路复用器具有 $2^N$ 个输入、提供所述时钟信号的输出、以及耦合到所述第一指令寄存器的选择端口。

15. 如权利要求11所述的超声发射器,其中所述第一、第二和第三可编程电流驱动器中的每一个进一步包括低压晶体管,所述晶体管具有栅极、源极和提供第一、第二和第三可编程电流驱动器输出的漏极,该第一、第二和第三可编程电流驱动器的所述低压晶体管的栅极与参考电压源耦合到一起。

16. 权利要求15所述的超声发射器,其中所述第一、第二和第三可编程电流驱动器中的每一个进一步包括逻辑反相器和电阻器,所述逻辑反相器具有输入结点和漏极开路输出,所述电阻器耦合在所述漏极开路输出和所述低压晶体管的源极之间,所述输入结点分别地耦合到所述波形发生器的第一、第二和第三数据端口。

17. 如权利要求15所述的超声发射器,其中所述参考电压源包括布置为响应第二指令寄存器提供的代码以产生比例电压的数字-模拟转换器。

18. 如权利要求15所述的超声发射器,其中所述第一、第二和第三可编程电流驱动器中的每一个进一步包括多个二进制加权电阻器以及多个与非门,其中每个二进制加权电阻器具有两个终端,每个与非门具有两个输入和漏极开路输出。

19. 如权利要求18所述的超声发射器,其中:

每个所述电阻器的第一终端耦合到相应与非门的漏极开路输出;

每个所述电阻器的第二终端与相应低压晶体管的源极耦合在一起;以及

所述相应与非门的第一输入耦合到第二指令寄存器的对应位线。

20. 如权利要求19所述的超声发射器,其中所述第一、第二和第三可编程电流驱动器的与非门的第二输入相应地耦合到所述波形发生器的第一、第二和第三数据端口。

## 用于医学超声成像中换能器激励的方法和设备

### [0001] 相关申请

[0002] 本专利申请要求 2007 年 3 月 29 日由 LazarA. Shifrin 署名提交的名为“用于医学超声成像中换能器激励的方法和设备”的美国临时专利申请 60/920,606 号的权益,在此以其全部引入作为参考。

### 技术领域

[0003] 本发明涉及医学超声成像系统,并且特别是以不同扫描形式和成像模式运行的相控阵扫描器,以及用于这样的扫描器的超声波发射脉冲和发射脉冲发生器的特性。

### 背景技术

[0004] 通常,发射的脉冲的特性与特定成像模式相关联。例如,脉冲持续时间依据扫描器是否运用于 B 模式,脉冲波 (PW) 多普勒,或彩色流成像而被调整。同样地,脉冲的中心频率根据换能器的频率响应被设定。

[0005] 为了改善声波的传播特性,许多医学超声成像系统的询问脉冲被构成为由逐渐上升和逐渐下降的振幅包络调制的载波。在某些情况下,脉冲的包络在形状上为高斯型曲线。它的优势是在通过如组织的衰减介质传播期间起始高斯脉冲保持它的高斯形状。

[0006] 用于使发射脉冲成形的另一个理由是与谐波成像结合,其中它对减少偶次谐波电平特别有价值。

[0007] 概括而言,基波和次谐波模式超声成像均可通过控制发射的超声脉冲的频谱的带宽而得到改善。该带宽优选地被限定在基波周围的频率,并最好是在基波的特定谐波和次谐波处迅速衰减。

[0008] 关于发射技术,超声发射器主要分为两类:脉冲发生器和所谓的任意波形发生器 (AWG)。

[0009] 任意波形发生器已经成为高端超声系统的高级解决方案(例如参见美国专利 5,549,111,5,970,025,6,104,673 和 6,469,957)。AWG 可提供发射脉冲之间的发射能量上的瞬时改变,具有更高分辨率的切趾包络 (apodization profile),以及具有低谐波含量的声束。由 AWG 产生的发射信号一般为分别对每个换能器元件所形成的高斯或汉明调制余弦。操作中,AWG 使用存储的成形的波形的数字表示,其包括数字-模拟转换器和功率放大器(见美国专利 6,537,216 号)以产生用于换能器的模拟驱动信号。然而,现行的任意波形发生器的实现因其高制造成本,功率耗损和空间限制而受到限制。

[0010] 由脉冲发生器产生的典型激励信号看起来像期望载频的门控方波。该波形的形状或包络基本固定,而因此非最理想的。基本脉冲发生器的唯一可调参数是按照载波周期的整数的门控长度。高级的脉冲发生器使用脉宽调制 (PWM) 技术并按如下所述地工作。

[0011] 为了产生 PWM 发射波形,调制信号与作为载体的高频锯齿或三角波形进行比较。由此产生的比较器的二进制信号馈送给连接到电源的适合的电源开关组。具有低功耗的 PWM(或 D 类)脉冲发生器可被有效地整合。出于同样的原因,PWM 脉冲发生器在散热方面更

优选。这些因素以及这样的超声发射电路的相对低成本是它们广泛应用动机背后的推力。

[0012] 作为例子,名为“具有采用脉宽变化的发射切趾的成像系统”的美国专利 6, 135, 963 号,描述了用于通过控制脉冲占空比来发射切趾的方法和设备。

[0013] 美国专利 5, 833, 614 号和 6, 432, 055 号讨论了几种类型的 PWM 发射波形,该发射波形可被用来逼近通过平缓上升和平缓下降的振幅包络调制的载波。这样的 PWM 波形包括各种具有两个电压电平 (+V, 0) 的单极性序列和具有三个电压电平 (+1V, 0, 和 -1V) 的双极性序列。

[0014] 具有谐波成像能力的超声设备以一种频率发射信号并以该频率的两倍接收回波。使用具有 PWM 的二次谐波成像的实际障碍是在二次谐波频率上最小化发射能量。一个解决方案是基于选择在方波脉冲群中发射的载频周期数目。群中较大数目的载波周期对应较窄信号带宽。但是,载波周期数目的任何增加会导致系统较低范围的分辨率。

[0015] 脉冲反向谐波成像利用两个脉冲群,第二个脉冲群作为第一个脉冲群的反向复制。这样的程序消除了能掩蔽由组织生成的有价值谐波信息的偶次失真产物。但是,交替减半了成像更新速度。相反,在较高帧率下运行对于心脏成像特别重要。

[0016] 再另一个方法是使用双极 (3- 态) 均匀方波脉冲串,该串在二次谐频周围具有相对于同样长度的单极均匀方波脉冲串更小的能量。

[0017] 为了进一步抑制在二次谐波的能量,美国专利 5, 833, 614 号讲授了包括相同脉冲对的发射波形。在每一对脉冲中的脉冲宽度被调制作为包络振幅的函数。这些脉冲相对彼此呈 90 度的相位延迟。但是,波形中交替数目的增加会导致较高的采样率,和通常的更复杂的发射波束形成器。同时,当二次谐波基本上被抑制时,奇次谐波的强度是显著的。例如,参考美国专利 5, 833, 614 号,第三谐波能级大约为 -4dB。

[0018] 美国专利 6, 432, 055 号中公开了交替的 3 态的脉冲宽度调制的双极性波形。这个脉冲串由对第一分量和该第一分量的反向时移版本求和来构造而成。如美国专利 6, 432, 055 号中所示,通过适当选择第二分量的时移的时间间隔,可得到二次谐波的滤波。同时,过滤的脉冲谱是包括基波的高阶谐波和次谐波的宽带,其中每一个都具有相当大的强度。

[0019] 因此,需要一种限带的并且在选定的谐频处抑制能量的改进的发射序列,和能生成这样序列的发射发生器。

## 发明内容

[0020] 作为介绍,本发明包括用于超声发射激励的方法和设备。

[0021] 本发明可提供以基本上限带频谱和低电平的二次谐波为特征的发射波形。

[0022] 本发明还可提供在简洁性,通用性,低成本以及高功率效率上优于现有技术,而保持载频的可编程性,发射波束形成和切趾包络的新超声发射器。

[0023] 在第一方面中,发射波形表示高斯调制的余弦的阶梯近似。该发射波形被构成为四个单极性的等幅的矩形脉冲的线性组成。通过适当选择脉冲的宽度和它们的时序关系,当所有偶次谐波被滤除掉的同时发射波形频谱形状接近高斯型。在振幅方面,发射波形具有四个电平,即 +2V, +1V, 0, -1V。零均值发射波形持续两个载波周期。

[0024] 在第二方面中,发射波束形成通过控制激励开始的时刻而被支持。

[0025] 在第三方面中,采样以预定载频的 8 倍的速率发生。

[0026] 以下结合实施例讨论发明的更多的方面和优点。

#### 附图说明

[0027] 关于其中的具体实施例本发明将参考以下附图描述：

[0028] 图 1 描绘了优选的发射波形（数学上描述为高斯调制的余弦）和所述波形的阶梯近似。在图 1 中,时间被以基波（或载波）频率  $F_0$  的周期  $T_0$  的分数的单位测量；

[0029] 图 2 描绘了与图 1 中波形相关的频谱；

[0030] 图 3a 和图 3b 描绘了图 1 中的高斯调制的余弦的阶梯近似的构造的两个可选实施例；

[0031] 图 4 为说明有效运用于实现本发明的常规超声成像系统的方框图；

[0032] 图 5a 到 5e 说明了波形发生器操作的时序图；

[0033] 图 6 为适于用图 4 中成像系统实现的超声发射器的实施例的方框图；

[0034] 图 7 是适于用图 4 中成像系统实现的超声发射器的另一实施例的方框图；

[0035] 图 8 为图 6 中超声发射器的电流驱动器的实施例的原理图；

[0036] 图 9 为图 7 中超声发射器的电流驱动器的实施例的原理图。

#### 具体实施方式

[0037] 以下部分将首先讨论表示高斯调制的余弦的阶梯近似的改进超声发射序列,并将随后讨论用于产生这样信号的不同发射器。

[0038] 发射波形

[0039] 一般地,为了产生脉宽调制 (PWM) 发射序列,振幅调制波形的包络在多个点被首先采样。采样点的数目取决于采样频率  $F_s$  和包络的持续时间  $T_E$ 。优选地,  $F_s = M \cdot T_E$ , 其中  $M$  为采样数目。降低  $M$  值导致 PWM 发射脉冲串中脉冲减少,并通常使得发射波束形成器的复杂程度降低。在任何情况下,各脉冲的宽度与采样点处的包络的幅值成比例。因而,脉冲持续时间如同包络的振幅一样平缓增加到最大值然后平缓减少。

[0040] 为了减少发射器的复杂性和制造成本,PWM 发射序列更合理为被粗略地采样,如以每个载波周期 8 次或者甚至 4 次采样的速率。因而,为了消除可能的混叠效应,要被采样的信号应该被限制在频谱内容内。结果,原始的 PWM 发射波形包括至少两个载波周期。

[0041] 实现相对短的 PWM 发射波形,超声系统将提供符合要求范围的分辨率。然而,这样的波形具有高二次谐波含量。因而,除了使用脉冲反向技术之外,通常合成的 PWM 发射序列不适于谐波成像。如前所述,各种滤波技术提供二次谐波失真的抑制。但是,这会导致较高的采样率,扩展了发射频谱,并可能增加奇次谐波的强度。

[0042] 在本发明中,改进的发射脉冲串的合成包括如图 1 中所示的高斯调制余弦的阶梯近似。然后该图 1 中的阶梯近似的发射脉冲被分解为三个基本脉冲序列,如描述在图 3a 中的 A, B, C 和 A+B+C。图 3b 给出了可选但等效的发射波形分割。图 3a 和 3b 中的基本波形 A 和 B 为单极性,因为不考虑振幅,两个或更多脉冲的极性都相同（如,正或负）。脉冲串 C 包括两个单极性的等幅的矩形脉冲。C 的极性相对 A 或 B 是反向的。两种分割均满足下面基本要求：

[0043] 在一个实施例中超声发射器和换能器之间的耦合可以由变换器提供,或者在另一实施例中由电容器提供,于是预期在发射波形中没有 DC 分量。参考图 3a,如果正 (A+B) 和负 (C) 脉冲串的时间乘积相等的条件下,可得到这样的情况。在等幅的矩形脉冲的情况下,电压-时间乘积得到:

$$[0044] \quad \tau_1 = 2 \cdot \tau_2 - T_0/2 \quad (1)$$

[0045] 其中时间  $T_0$  为基波频率  $F_0$  的周期,时间  $\tau_1$  是在脉冲串 A 中显示的脉冲持续时间,时间  $\tau_2$  为在脉冲串 C 中出现的脉冲持续时间。

[0046] 具有  $\tau$  持续时间的等幅矩形脉冲的频谱  $S_0(f)$  由下列给定:

$$[0047] \quad S_0(f) = \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot \tau)}{\pi \cdot f} \quad (2)$$

[0048] 其中  $f$  是频率变量。

[0049] 于是,基本序列 A, B 和 C 的频谱可表示为如下:

$$[0050] \quad S_A(f) = \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot \tau_1)}{\pi \cdot f} \quad (3)$$

$$[0051] \quad S_B(f) = \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot T_0/2)}{\pi \cdot f} \quad (4)$$

$$[0052] \quad S_C(f) = \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot T_0/2)}{\pi \cdot f} - \frac{\sin[\pi \cdot f \cdot (2 \cdot \tau_2 + T_0/2)]}{\pi \cdot f} \quad (5)$$

[0053] 公式 1 代入到公式 3 中得到:

$$[0054] \quad S_A(f) = \frac{\sin[\pi \cdot f \cdot (2 \cdot \tau_2 - T_0/2)]}{\pi \cdot f} \quad (6)$$

[0055] 对公式 (4), (5) 和 (6) 求和,阶梯近似的发射波形的频谱  $S_\Sigma(f)$  为:

$$[0056] \quad S_\Sigma(f) = S_A(f) + S_B(f) + S_C(f) = \frac{2 \sin(\pi f T_0/2)}{\pi f} \cdot [1 - \cos(2\pi f \tau_2)] \quad (7)$$

[0057] 特别地,基波频率峰值位于  $f = F_0 = 1/T_0$ 。将  $f = F_0$  代入到公式 7,得到峰值:

$$[0058] \quad S_\Sigma(F_0) = \frac{2T_0}{\pi} \cdot [1 - \cos(2\pi \frac{\tau_2}{T_0})] \quad (8)$$

[0059] 再参考公式 7,偶次谐波为基波的偶数倍。因此,偶次谐波频率  $F_{2n}$  可以被确定为  $F_{2n} = 2nF_0 = 2n/T_0$ ,其中  $n = 1, 2, 3, \dots$  等等。插入  $f = F_{2n}$  到表达式 (7) 的正弦函数的自变量中得到  $\sin(\pi f T_0/2) = \sin(\pi n) = 0$ 。因此,满足公式 1,图 3a 中的发射波形的频谱不包括偶次谐波。

[0060] 本发明的技术可以抑制靠近第二谐波的频率范围。为了证明这个分析,应该注意如果余弦自变量等于  $2n\pi$ ,公式 7 中的方括号内的项为零。这发生在满足条件  $2\pi f \tau_2 = 2n\pi$  的频率  $f = F_{\text{ABSORPTION}}(n)$  处。这样,  $F_{\text{ABSORPTION}}(n) = n/\tau_2$ 。例如,通过选择  $\tau_2 = 3T_0/8 = 3/8F_0$ ,发射频谱的吸收线由以下给出:

$$[0061] \quad F_{\text{ABSORPTION}}(n) = \frac{8nF_0}{3} \quad (9)$$

[0062] 如图 2 所示,第一吸收谱线位于  $F_{\text{ABSORPTION}}(1) = 8F_0/3 \approx 2.7 \cdot F_0$  处。这样,本发明



中的发射序列可提供限带频谱和良好的范围分辨率。而且,它的频谱不包括基波的二次谐波。

[0063] 生成超声发射波形的方法以图 5a 至 5e 中的图形说明,其中时间标绘在 X 轴上而电压标绘在 Y 轴上。时间按基频  $F_0$  的周期  $T_0$  的分数的单位被测量。具有以上定义的时间特征的等幅的第一、第二和第三单极性基波形分别在图 5a 至 5c 的图形中示出。为了提供零-DC 发射波形,第一基波形被反转为如图 5d 中的图形所示。然后,反转的第一、第二和第三基波形被求和,以提供如图 5e 中所描绘的高斯调制的余弦的所建议的近似。

[0064] 在替代实施例中,发射波形可通过首先对第二和第三基波形求和并且随后从得到的和中减去第一基波形来布置。

[0065] 低失真超声发射器

[0066] 图 4 为说明医学超声成像系统 400 的方框图。系统 400 包括控制器 401,多通道发射和接收波束形成器(分别为 402 和 408),多个发射/接收(T/R)开关 404,换能器阵列 406 以及图像处理器 410。

[0067] 身体结构的声照射由发射波束形成器 402 提供,该波束形成器响应控制器 401 经由发射/接收(T/R)开关 404 施加相应的发射波形到换能器阵列 406。(尽管成像系统 400 被描述为用于发射波形到身体结构和从身体结构接收波形,但是该成像系统和其中元件可被用于其它结构和用在其他系统中。)

[0068] 发射波束形成器 402 的每个通道包括发射器和表示期望的发射波形的采样的波形信息源。为了引导并在特定焦点位置聚焦发射波束,将以不同时间延迟来激励换能器 406。这可通过对期望的发射波形施加每一通道延迟来实现。波束形成的更多细节可在前面部分中找到。

[0069] 在接收过程中,换能器 406 检测来自身体结构的回波。接收波形通过发射/接收开关 404 被施加到多通道接收波束形成器 408,该形成器响应控制器 401 以施加适当的延迟和滤波来产生对图像处理器 410 施加的沿空间轴选定的点的相干和(coherent sum)。

[0070] 图 6 为说明单发射通道发射器 600 的第一实施例的方框图,该发射器能被合并到用于提供本发明的波束形成的波束形成器 402 中。该发射器 600 包括功率放大器 610,波形发生器 620,锁相环(PLL)630,三个可编程电流驱动器 650 以及数字-模拟转换器(DAC)670。在一个实施例中,可编程电流驱动器 650 是相同的。发射器 600 的接口包括时钟终端 660,触发终端 662,参考电压输入 664 以及用以响应地接收数字格式的波束形成数据(分别用于聚焦和切趾)的两个命令端口 666 和 668。

[0071] 功率放大器 610 可为传统变换器耦合的 B 类推-挽晶体管放大器。功率放大器 610 的晶体管工作在共栅(或共基)模式,在它们的源极(或发射极)处提供基本上低输入阻抗。电流驱动器 650 通过各自输出 652 供电给功率放大器 610。功率放大器 610 的低输入阻抗能够直接对两个电流求和,如图 5 中所示,该两个电流由那些负责第二和第三基波形(分别为波形 5b 和 5c)的驱动器 650 提供。

[0072] 锁相环 630 包含电压控制振荡器(VCO)632,用于将来自 VCO 632 的输出分频的分频器 634(如扭环计数器),用于比较来自分频器 634 的输出和通过时钟终端 660 施加的外部参考信号的相位的相位频率检测器 636,用于根据来自相位频率检测器 636 的输出控制 VCO 632 的振荡器频率的电荷泵和滤波器 638,以及用于选择振荡器频率的相位的多路复

用器 639。在一个实施例中,分频器 634 包括提供来自反向和非反向输出的  $2^N$  相移的时钟线的  $2^{N-1}$  阶 ( $N$  为偶整数) 扭环计数器,其以相移值的升序顺序依次耦合到多路复用器 639 的输入。

[0073] 波形发生器 620 包含三个块 622 和地址计数器 626,其中一个块用于基波形。块 622 中的每一个都存储如图 5 中描述的 4 比特长的二进制字 (即十进制中的 16) (4 比特长的二进制字是出于说明的目的,其它数目的比特也可以使用)。当以  $8 \times F_0$  时钟读出块 622 时,所得到的序列限定了具有  $2T_0$  持续时间的波形。为了与相移参考时钟同时地产生第一、第二和第三基波形,地址计数器 626 由多路复用器 639 馈送。启动处理经由触发器终端 662 开始。基波形通过数据端口 624 输出并分别施加到电流驱动器 650。

[0074] DAC 670 由载入到端口 668 的数字编码控制。相应地,DAC 输出 654 变为施加到参考输入 664 的电压和数字编码的乘积。这样,DAC 670 响应由指令寄存器提供的编码生成比例缩放电压。

[0075] 图 8 为说明图 6 中所示的开 / 关可转换的电流驱动器 650 的电路图。电流驱动器 650 包括具有漏极开路输出 808 的逻辑反相器 802,电阻器 804 以及具有栅极、漏极和源极的 MOSFET 晶体管 806。晶体管源极通过电阻器 804 耦合到漏极开路输出。参考图 6,晶体管栅极 810 由 DAC 输出 654 馈给。在可选实施例中,共基极结构的双极晶体管可以被使用。不考虑实施,在导通状态下流经电阻器 804 的电流与在图 6 中标示为 REF 的 DAC 输出电压成比例。用于控制电流驱动器 650 的开 - 关状态的信号由波形发生器 620 (图 6) 产生并施加到反相器的输入 812。

[0076] 对于 DAC 输出的低电平,晶体管 806 的阈电压容限会降低切趾的精确度。考虑到这种情况,图 7 中所示的第二实施例提供了修改的发射器结构。

[0077] 图 7 为说明单发射通道发射器 700 的第二实施例的方框图,该发射器能合并到波束形成器 402 中用于提供本发明的波束形成。该发射器 700 包括功率放大器 710,波形发生器 720,PLL 730,其均与图 6 中所示的相应的元件 610、620 和 630 一致。类似的,第二实施例的接口包含时钟终端 760,触发终端 762,参考输入 764 以及两个命令端口 766 和 768。上述两个实施例之间的差异在于电流驱动器 750 的布置。

[0078] 图 9 描述了图 7 中所示的电流驱动器 750 的电路图。可编程电流驱动器 750 包括具有使能的数字编程电阻器 (DPR) 904 和 MOSFET 晶体管 906。晶体管 906 被设置为其栅极 918 耦合到参考输入 664,源极耦合到可编程电阻器 904 的公共结点 908 上,以及提供驱动输出 916 的漏极。可编程电阻器 904 包含多个双输入漏极开路的与非门 910 以及多个电阻器 912。电阻器 912 被二进制加权。每一个电阻器 912 耦合在栅极 910 的漏极开路输出和公共结点 908 之间。各栅极的第一输入接收施加到命令端口 668 的二进制字的相应比特。该二进制字表示可编程电阻器 904 的期望电阻。

[0079] 各栅极的所有第二输入耦合在一起,示为结点 914,于是这样施加到该结点的逻辑“1”使栅极在它们的第一输入上具有逻辑“1”。因此晶体管 906 产生其定时由波形发生器 720 确定的电流脉冲。在可选实施例中,温度计编码方案或其与二进制技术的组合可被使用。该脉冲的振幅可以直接与参考信号成正比而与电阻成反比。

[0080] 参考图 9,可编程电阻从  $8R/15$  变化至  $8R$ 。因而,对于晶体管 906 的栅极上的固定电压,所产生的电流脉冲的振幅将接近 24dB 的范围。其他的动态范围,可包括较小的或较

大的范围。无论如何,这个范围限制了用于切趾的可得到的振幅分辨率。

[0081] 波束形成

[0082] 两个最普遍的波束形成方法是时间延迟(偏移)和相移。时间延迟方法允许通过引入与工作频率和带宽无关的每通道时间延迟来聚焦并引导波束。相移波束形成器将要求的延迟转换为在特定频率上的等效的相移,而不是施加真实时间延迟给每一通道。因相移技术适合于形成在预定频率上的波束,该相应的成像系统与那些采用时间延迟波束形成器的系统相比较具有更窄的带。

[0083] 绝对时移可以通过延迟所组成的波形或延迟波形产生的开始来实现。为了延迟组成的波形,发射波束形成器可使用现场可编程门阵列(FPGA)或用于各通道的先入先出(FIFO)缓冲器。在每个通道的基础上也提供延迟波形产生的起始点但其消耗更少的硬件资源。

[0084] 实现时移的第二种方法,绝对延迟被编程到可编程延迟计数器中。该计数器响应发射开始信号(SOT)对与绝对延迟相关的时钟周期数目计数。发射序列在计数期间的结尾处启动。因而,延迟的精确度由计数器时钟速率确定。

[0085] 本领域技术人员理解路由多个高采样(例如,宽带)的SOT信号可能是复杂的。出于这个理由,本发明的一个实施例被描述为以 $T_0/8$ 采样间隔(根据相位的 $45^\circ$ 采样)产生所应用的SOT,例如,包括有本发明的超声系统将仅负责粗聚焦。

[0086] 为了支持精确聚焦,执行的PLL630和730被配置为以 $8F_0$ 速率产生 $N$ ( $N$ 为偶数整数)个相移时钟。因此,这些时钟的相位在 $45^\circ$ 范围内被均匀地分隔开。上述时钟中的一个被多路复用器639和739选择并被用于定时波形发生器620和720。所以,发射波形可以具有与由施加的“粗”SOT(或触发)信号确定的一个相关的 $N$ 个离散位置。因为相邻的离散位置是在时间上偏移了 $T_0/8N$ ,所以波束形成器的相位分辨率在相位上产生 $45^\circ/N$ 。例如,实现8级的扭环计数器,可获得 $2.8^\circ$ 的相位精确度。

[0087] 本发明的上述实施例中一些特征可被概括如下:

[0088] 1. 当保持发射持续时间在两个载波周期内时,发射波形的特征是限带频谱和低电平的二次谐波。

[0089] 2. 超声发射器支持数字控制的发射切趾和精确聚焦。

[0090] 3. 实施例可以提供与时间无关的输出阻抗。

[0091] 尽管参考各个实施例已对发明进行了如上描述,应该理解到很多变化和修改可在不离开本发明范围内作出。例如,不同的波形发生器,电流驱动器,开关或输出放大器配置可被使用。因此,上文详细说明旨在被理解为本发明目前最优实施例的说明,而不是作为本发明的限定。仅由包括所有等效物的下列权利要求或所增加的权利要求旨在限定本发明的保护范围。

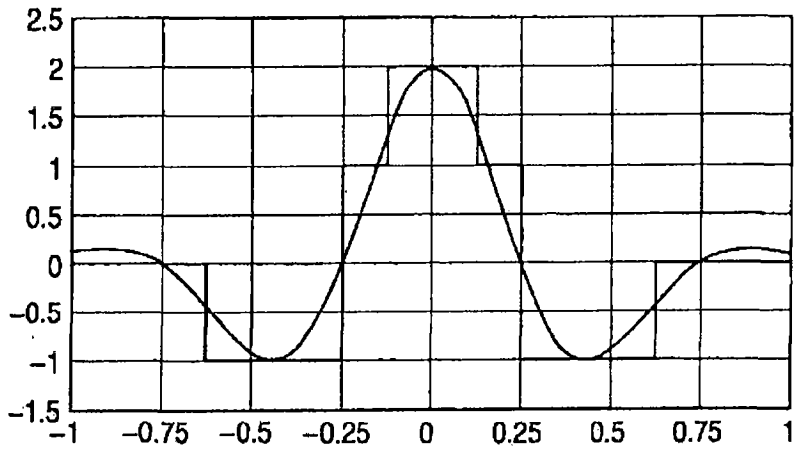


图 1

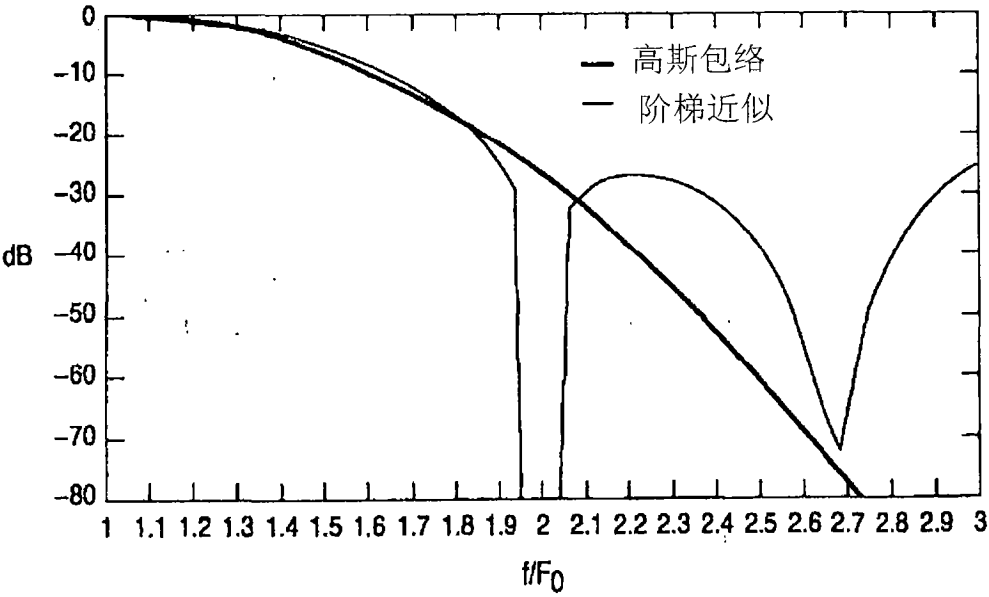


图 2

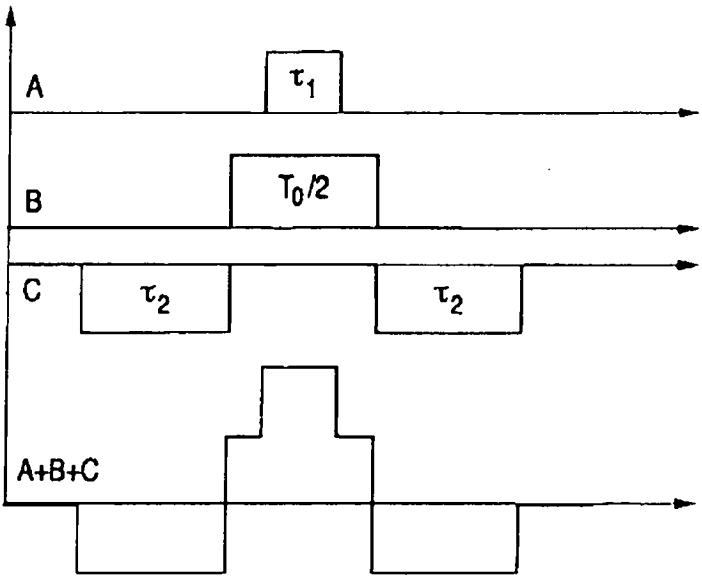


图 3A

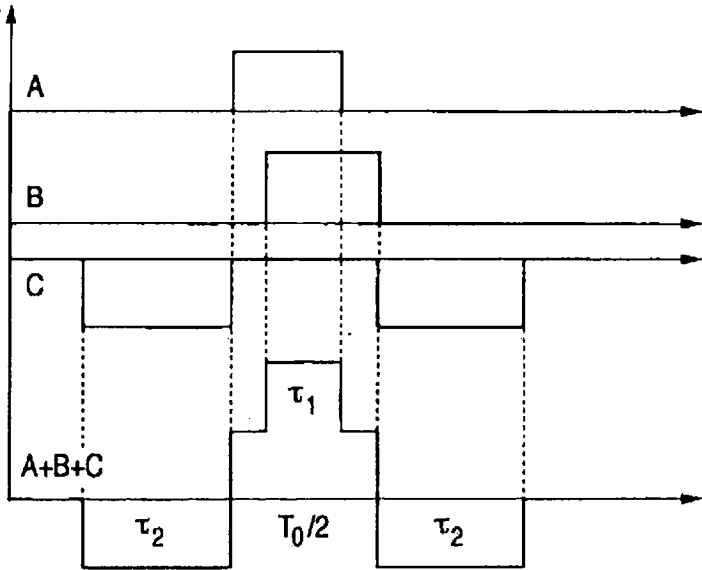


图 3B

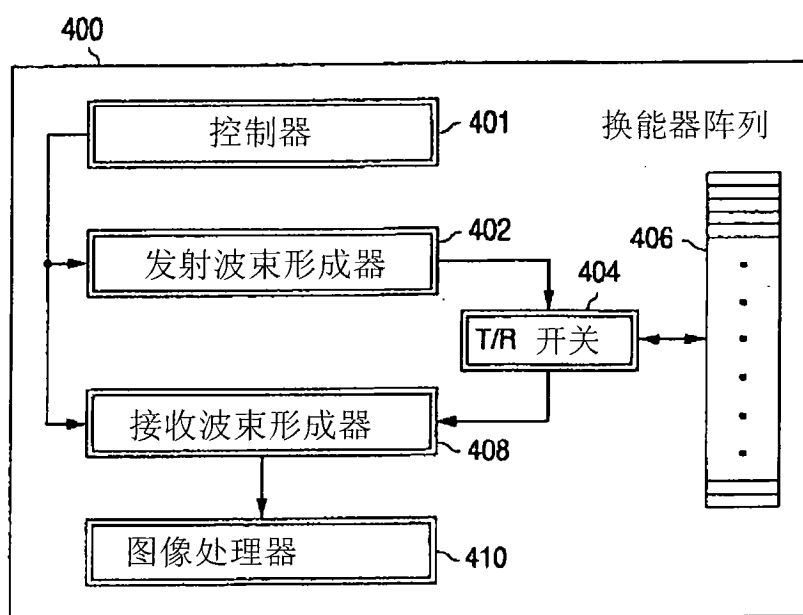


图 4(现有技术)

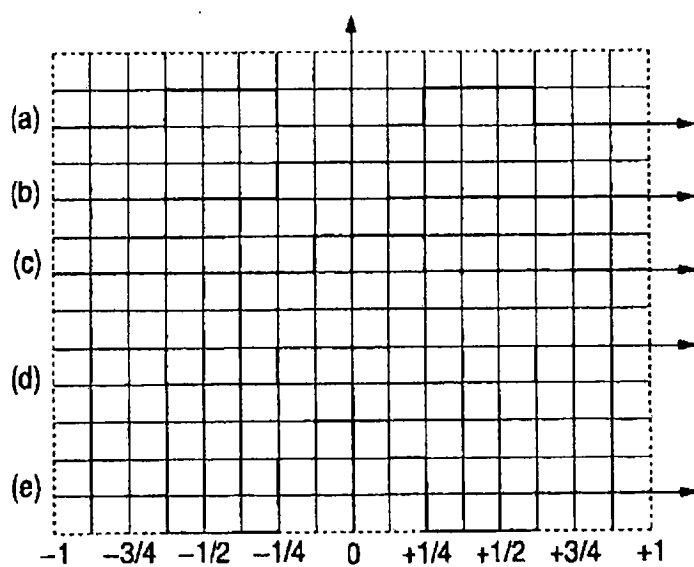


图 5

第一 (a), 第二 (b) 和第三 (c) 基波形和它们的组合 (d, e)

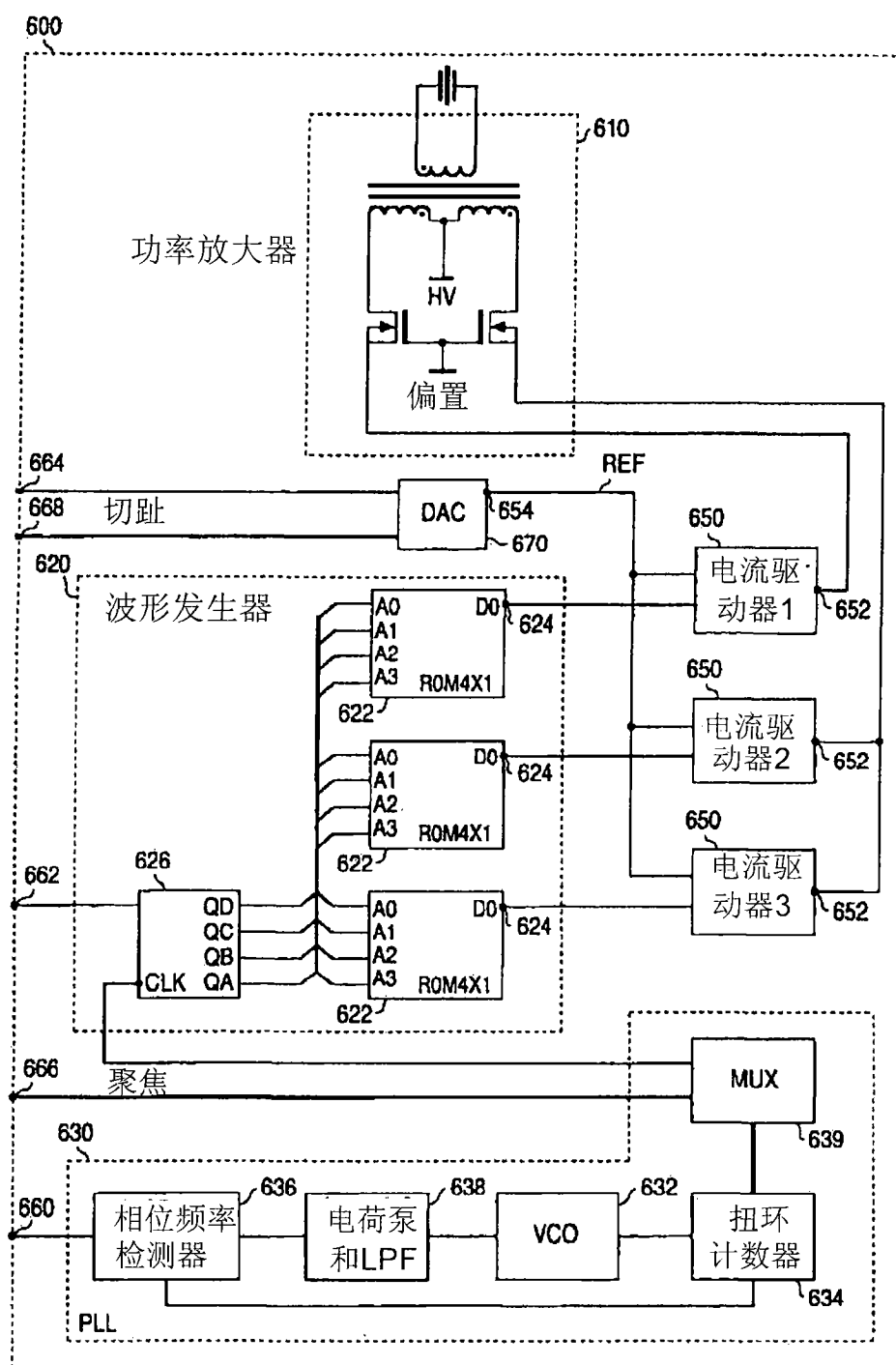


图 6

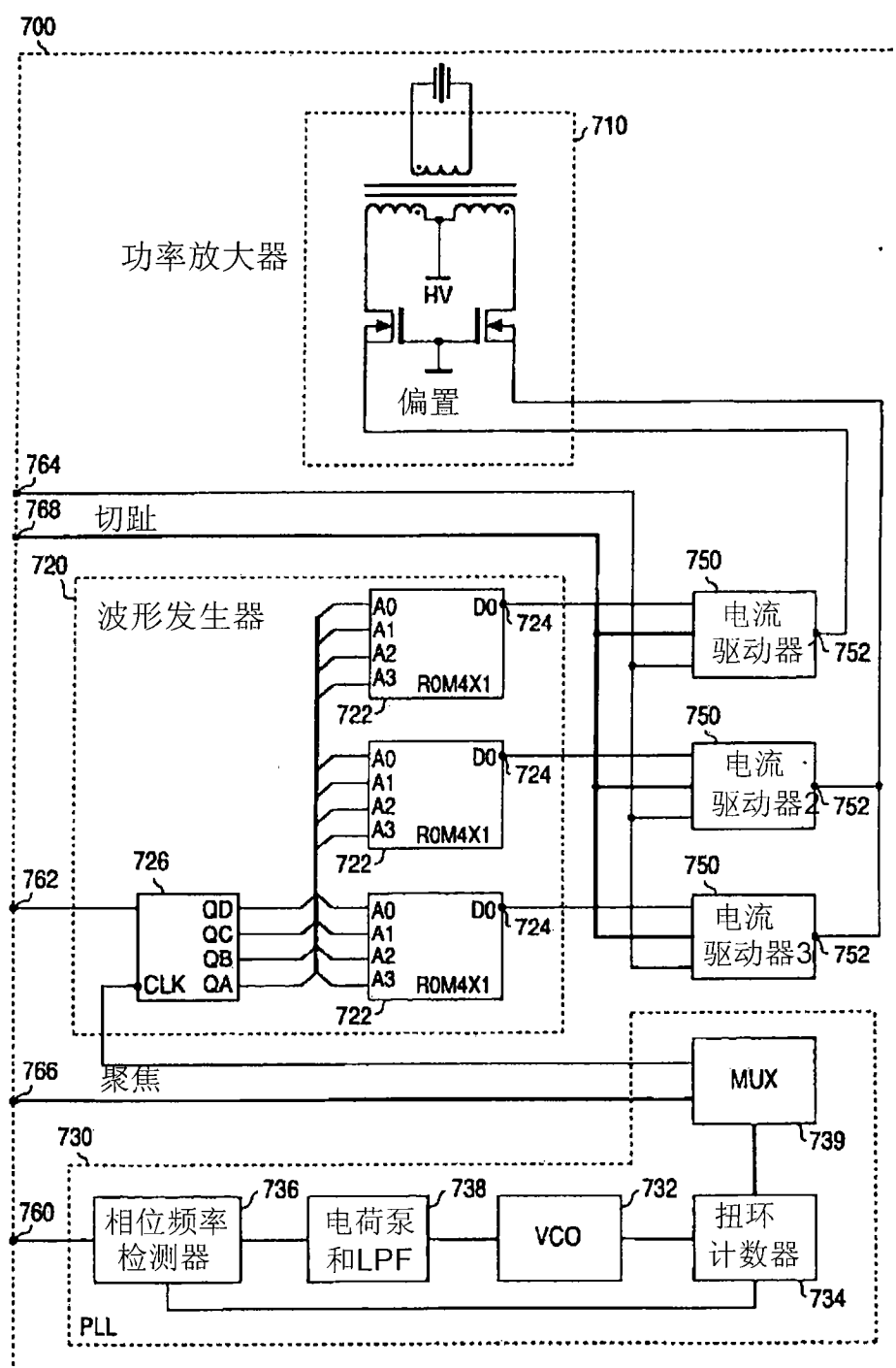


图 7



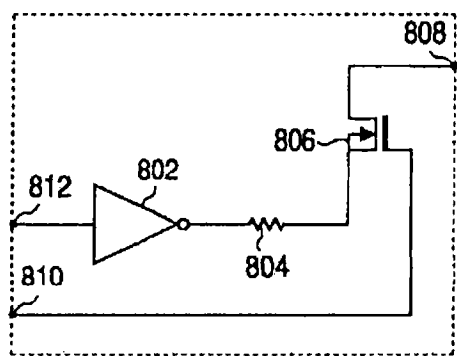


图 8

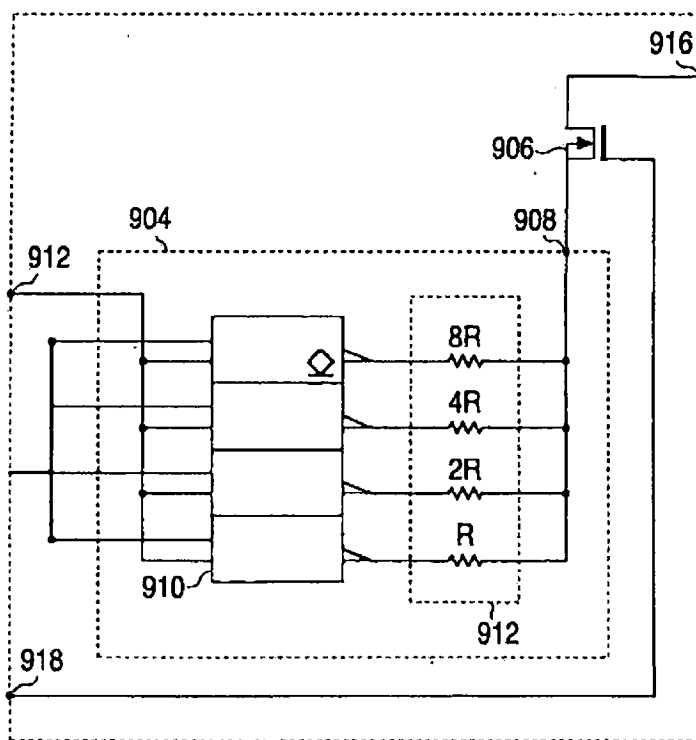


图 9

专利名称(译)	用于医学超声成像中换能器激励的方法和设备		
公开(公告)号	<a href="#">CN101677804B</a>	公开(公告)日	2012-10-24
申请号	CN200880017739.6	申请日	2008-03-25
[标]申请(专利权)人(译)	超科有限公司		
[标]发明人	SA拉扎		
发明人	S· A· 拉扎		
IPC分类号	A61B8/00 A61B8/14		
CPC分类号	G01S7/52046 G10K11/346 G01S15/895		
代理人(译)	王勇		
优先权	12/053235 2008-03-21 US 60/920606 2007-03-29 US		
其他公开文献	CN101677804A		
外部链接	<a href="#">Espacenet</a> <a href="#">SIPO</a>		

#### 摘要(译)

一种医学超声成像中换能器激励的方法。基于高斯调制余弦的阶梯近似，在保持发射持续时间在两个载波周期内时，发射波形提供限带频谱和低电平的二次谐波。该波形被构成为四个单极性的等幅的矩形脉冲的线性结构。而且，所描述的实施例支持数字控制的发射切趾和聚焦。

