



## (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101854866 B

(45) 授权公告日 2012.09.19

(21) 申请号 200880115845.8

(22) 申请日 2008.11.14

(30) 优先权数据

2007-297425 2007.11.16 JP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2010.05.13

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2008/070738 2008.11.14

(87) PCT申请的公布数据

W02009/063964 JA 2009.05.22

(73) 专利权人 株式会社日立制作所

地址 日本东京都

专利权人 株式会社日立医药

(72) 发明人 田中宏树

(74) 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任

公司 11021

代理人 朱丹

(51) Int. Cl.

A61B 8/00 (2006.01)

(56) 对比文件

JP 特开 2006-122344 A, 2006.05.18, 全文.

CN 1805709 A, 2006.07.19, 全文.

WO 01/97562 A2, 2001.12.20, 全文.

审查员 高鸿姝

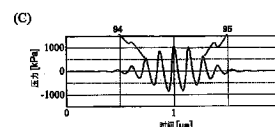
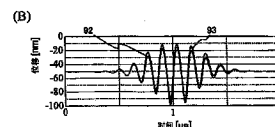
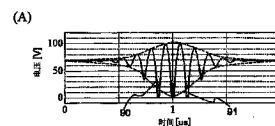
权利要求书 1 页 说明书 9 页 附图 10 页

(54) 发明名称

超声波摄像装置

(57) 摘要

本发明提供一种超声波摄像装置,其控制静电电容式微机械超声波换能器发送的超声波的波形,从而提高发送声压。对于发送超声波,使正负非对称波形根据电压值变化。



1. 一种超声波摄像装置,其特征在于,  
具有单元阵列与电压控制部,  
所述单元阵列具有多个单元,所述单元具有:  
第1电极;  
第1部件,其覆盖所述第1电极;  
第2电极,其与所述第1电极对置而设置;  
第2部件,其覆盖所述第2电极;以及  
壁部件,其连接所述第1部件与所述第2部件,  
所述电压控制部控制在所述第1电极与所述第2电极之间施加的电压,  
所述控制部具有:  
直流电压施加部,其在所述第1电极与所述第2电极之间施加直流电压;  
交流电压施加部,其在所述第1电极与所述第2电极之间施加交流电压;以及  
波形控制部,其基于所述交流电压与所述直流电压的电压值进行控制,使所述交流电压的正负的振幅比随时间变化。
2. 根据权利要求1所述的超声波摄像装置,其特征在于,  
所述波形控制部进行控制,使所述交流电压的波形中的比所述直流电压的值高的区域的振幅与低的区域的振幅之比随时间变化。
3. 根据权利要求1所述的超声波摄像装置,其特征在于,  
所述波形控制部使所述交流电压的波形中的比所述直流电压的值高的区域的振幅与低的区域的振幅之间的关系为非对称。
4. 根据权利要求1所述的超声波摄像装置,其特征在于,  
所述波形控制部使所述交流电压的波形为具有多个波数的波形。
5. 根据权利要求1所述的超声波摄像装置,其特征在于,  
所述波形控制部使所述交流电压的波形为在载波波形中重叠了包络函数的波形。
6. 根据权利要求1所述的超声波摄像装置,其特征在于,  
所述波形控制部对所述交流电压的波形进行控制,使在比所述直流电压的值高的区域中的振幅与低的区域中的振幅之比可变。
7. 根据权利要求1所述的超声波摄像装置,其特征在于,  
所述波形控制部使所述交流电压的波形为在时间方向重叠了包络函数的波形。
8. 根据权利要求1所述的超声波摄像装置,其特征在于,  
所述波形控制部使所述交流电压的波形为在载波波形中重叠了包络函数以及正负的振幅权重函数的波形。
9. 根据权利要求2所述的超声波摄像装置,其特征在于,  
所述波形控制部使所述交流电压的波形的所述比与高斯包络函数成比例地变化。
10. 根据权利要求1所述的超声波摄像装置,其特征在于,  
所述波形控制部对于所述交流电压的波形,在所述直流电压与所述交流电压之和与所述直流电压的符号相反时减小所述交流电压的振幅。

## 超声波摄像装置

### 技术领域

[0001] 本发明涉及一种静电电容式微机械超声波换能器以及超声波摄像装置,特别涉及一种使用了静电电容式微机械超声波换能器的超声波探测器的驱动方法。

### 背景技术

[0002] 超声波探测器中目前使用的超声波换能器大多数利用例如 PZT( 锆钛酸铅 ) 等的压电陶瓷类的压电效应以及逆压电效应来进行超声波的发送以及接收。代替这些压电型换能器开发了如下的静电电容式微机械超声波换能器 (Capacitive Micro-machined Ultrasonic Transducer :cMUT, 以下简记为 cMUT), 该 cMUT 为了实现更加有效的并且宽频带的换能器阵列, 采用由标准的硅处理技术进行的硅表面或体积的微细加工技术来制造。

[0003] cMUT 在通常微米等级微细的领域中, 由硅类等的半导体工艺中使用的材料制作由支柱固定住周围的振动膜 (diaphragm), 在振动膜与底部基板内部或者表面设有电极, 通过对两电极施加适当的电压从而作为电声转换器进行动作。

[0004] [ 专利文献 1 ] 国际公开小册子第 01/097562 号

[0005] 由于 cMUT 原理上对于驱动电压表现出非线性响应, 因此在以往的探测器上实现用于得到所希望的响应的驱动电压波形的控制较困难。

[0006] 由于换能器的灵敏度是发送与接收双方的灵敏度相乘, 因此理想的是具有较大的发送功率以及能够将非常微弱的声压转换为电的高接收灵敏度。cMUT 在上下电极间设有空隙用于使振动膜振动, 对于转换为较大发送功率, 留取大的空隙从而以较大的振幅使振动膜振动即可。但是, 若留取大的空隙, 则存在相应需要的电压上升相反接收灵敏度下降这种的交换。因此, 在受限的空隙中更有效地使振动膜振动这对于灵敏度提高是非常重要的。

[0007] 对于振动膜在受限的空隙内进行较大的振动, 使振动膜在空隙间的两端 ( 从未施加电压时的振动膜的位置到底部面之间 ) 移动即可。但是, 由于 cMUT 在其动作原理上以非线性进行响应, 因此输入驱动电压波形难以原样转换为振动膜的响应。因此, 需要考虑了 cMUT 的非线性的驱动电压的控制。

### 发明内容

[0008] 作为对 cMUT 的非线性响应的控制方法存在预先使输入波形发生变形的办法 ( 例如专利文献 1 )。但是, 存在如下的问题, 即 : 以提高发送功率为目的要进行怎样的输入, 或者在波数为多列的情况等的波形的振幅在时间上变化的情况下, 如何实现所希望的波形并且有效地在空隙中使其振动。因此, 本发明的目的是提供一种通过控制 cMUT 中进行驱动电压波形、使振动膜在受限的空隙间有效地进行振动从而兼顾波形的调整与发送功率的提高的方法。

[0009] 在驱动 cMUT 的电压波形的振幅中, 根据电压或者时间改变正负的振幅比。

[0010] 若将施加于电极间的电压设为  $V(t) = V_{dc} + V_{ac}(t)$  ( $V_{dc}$  : 直流偏置电压、 $V_{ac}(t)$  : 交流偏置电压、 $t$  : 时间), 将电极间的空隙设为  $d(t)$ , 则施加于静电电容式换能器的振动膜的静

电力与  $(V(t)/d(t))^2$  成比例。此时,在时间上变动地相关联的力在  $V_{dc}$  固定时,由  $(V(t)/d(t))^2 = (V_{dc}^2 + 2V_{dc}V_{ac}(t) + V_{ac}(t)^2)/d(t)^2$  得到第 2 项以后为  $(2V_{dc}V_{ac}(t) + V_{ac}(t)^2)/d(t)^2$ 。相对于  $V_{dc}$ ,  $V_{ac}(t)$  在某种程度上较小时,与  $V_{ac}(t)$  成比例并且与  $d(t)^2$  成反比例。因而,若  $V_{ac}(t)$  增加  $V(t)$  变大,则由于振动膜移动从而电极间距离  $d(t)$  变小,因此施加于电极间的静电力并不单纯地与  $V_{ac}(t)$  成比例,而与  $d(t)^2$  成反比例从而进一步增大。另一方面,越是  $V_{ac}(t)$  减少从而  $V(t)$  变小,则与  $V_{ac}(t)$  成比例的量越变小。因而,若输入正负对称波形,则由于在电极间距离缩短方向与展宽方向施加于膜的力变化,因此即使假定能够施加使振动膜变位至底部电极面附近,在反方向振动时也不能充分使其移动,有可能剩余可以振动的空隙。

[0011] 因此,本发明中使施加于电极间的交流电流在电极间的振动膜振动方向非对称,并且根据所输入的电压在时间上改变其非对称性,从而得到所希望的波形并且谋求发送功率的提高。

[0012] 作为本发明的一例,其具有单元阵列与电压控制部,单元阵列具有多个单元,单元具有第 1 电极、覆盖第 1 电极的第 1 部件、与第 1 电极对置设置的第 2 电极、覆盖第 2 电极的第 2 部件、以及与第 1 部件和第 2 部件连接的壁部件,电压控制部控制在第 1 电极与第 2 电极之间施加的电压,电压控制部具有:直流电压施加部,其在第 1 电极与第 2 电极之间施加直流电压;交流电压施加部,其在第 1 电极与第 2 电极之间施加交流电压;以及波形控制部,其基于交流电压与直流电压的电压值进行控制,使交流电压的振幅比经时变化。

[0013] (发明效果)

[0014] 本发明可以进行波形调整并且有效地辐射发送声压,能够提高静电电容式超声波换能器的发送功率,并提高作为探测器的灵敏度。

## 附图说明

[0015] 图 1 是表示超声波换能器的垂直剖面图。

[0016] 图 2 是表示超声波换能器阵列的立体图以及探测器的图。

[0017] 图 3 是表示超声波摄像装置的系统结构例的图。

[0018] 图 4 是表示根据驱动波形(波数 1)的 cMUT 的响应的图。

[0019] 图 5 是表示根据多列并且在时间上振幅变动的驱动波形的 cMUT 的响应的图。

[0020] 图 6 是表示发送灵敏度频带的图。

[0021] 图 7 是表示正负对称波形的输入电压、振动膜的变位、发送声压波形的图。

[0022] 图 8 是表示正负非对称波形(正负振幅比  $b/a = 2, 3$ , 可变)的输入电压、振动膜的变位、发送声压波形的图。

[0023] 图 9 是表示根据对称波形输入与正负振幅比可变输入的发送声压的频谱的图。

[0024] 图 10 是表示相对于驱动电压的发送功率的图。

[0025] 图 11 是表示重叠了高斯包络的波形的图。

[0026] 图 12 是重叠了高斯包络的波形的能谱。

[0027] 符号说明:

[0028] 1- 基板

[0029] 2- 固定电极

- [0030] 3- 可动电极
- [0031] 4- 绝缘膜
- [0032] 5- 绝缘膜
- [0033] 6- 振动膜层
- [0034] 7- 空隙层
- [0035] 8- 支持壁
- [0036] 13- 接线
- [0037] 20- 直流电源
- [0038] 21-D/A 转换器
- [0039] 22-A/D 转换器
- [0040] 23- 限压器
- [0041] 31- 收发切换开关
- [0042] 32- 电源
- [0043] 33- 发送放大器
- [0044] 34- 接收放大器
- [0045] 35- 发送波束形成器
- [0046] 36- 接收波束形成器
- [0047] 37- 控制部
- [0048] 38- 信号处理部
- [0049] 39- 扫描转换器
- [0050] 41- 正负对称输入波形
- [0051] 42- 正负对称波形输入时的发送波形
- [0052] 43- 正负非对称输入波形
- [0053] 44- 正负非对称输入时的发送波形
- [0054] 50- 正侧包络波形
- [0055] 51- 负侧包络波形
- [0056] 52- 载波波形
- [0057] 53- 正侧包络波形
- [0058] 54- 负侧包络波形
- [0059] 55- 载波波形
- [0060] 60- 显示部
- [0061] 61- 发送增益
- [0062] 70- 正负对称波形驱动电压
- [0063] 71- 正负对称波形输入时的振动膜变位
- [0064] 72- 正负对称波形输入时的发送波形
- [0065] 80- 正负非对称波形驱动电压正负振幅比 2 固定
- [0066] 81- 正负非对称波形驱动电压正负振幅比 3 固定
- [0067] 82- 正负非对称波形输入时的振动膜变位正负振幅比 2 固定
- [0068] 83- 正负非对称波形输入时的振动膜变位正负振幅比 3 固定

- [0069] 84- 正负非对称波形输入时的发送波形正负振幅比 2 固定
- [0070] 85- 正负非对称波形输入时的发送波形正负振幅比 3 固定
- [0071] 90- 正负非对称波形驱动电压正负振幅比可变 ( 最大为 2)
- [0072] 91- 正负非对称波形驱动电压正负振幅比可变 ( 最大为 3)
- [0073] 92- 正负非对称波形输入时的振动膜变位正负振幅比可变 ( 最大为
- [0074] 93- 正负非对称波形输入时的振动膜变位正负振幅比可变 ( 最大为
- [0075] 94- 正负非对称波形输入时的发送波形正负振幅比可变 ( 最大为 2)
- [0076] 95- 正负非对称波形输入时的发送波形正负振幅比可变 ( 最大为 3)
- [0077] 100- 超声波换能器
- [0078] 110- 载波波形
- [0079] 111- 高斯包络
- [0080] 210- 声透镜
- [0081] 220- 声音匹配层
- [0082] 230- 衬垫材料
- [0083] 240- 导电性膜
- [0084] 1000- 超声波换能器阵列
- [0085] 2000- 超声波探测器

## 具体实施方式

[0086] 以下, 参照附图对本发明的实施方式进行说明。

[0087] 对本发明的实施方式中所涉及的换能器以及装置结构等进行说明。图 1 是表示一个静电电容式超声波换能器即 cMUT 元件的垂直剖面图。超声波换能器 (cMUT 单元) 100 在由硅单结晶等的绝缘体或者半导体构成的平板状的基板 1, 形成由铝、钨或者钛等的导体构成的薄膜状的固定电极 2, 在固定电极 2 上形成振动膜层 ( 振动膜 ) 6。振动膜层 6 其周缘部由从基板竖起的支持壁 8 固定于基板, 在振动膜层 6 与基板 1 之间形成周围由支持壁 8 密封的空隙层 7。在空隙层 7 中配置覆盖绝缘膜 5 的可动电极 3, 可动电极 3 存在于振动膜层 6 的内部。在对固定电极 2 与可动电极 3 之间施加了电压时, 可动电极 3 由静电力向基板侧变位。为了防止该变位过度从而可动电极 3 与固定电极 2 接触并导通, 优选在固定电极 2 的上部设置绝缘膜 4, 或者由绝缘膜 5 覆盖可动电极 3。此外, 根据规格的要求, 设计中要考虑可动电极 3 突出至振动膜层 6 的外侧的情况、到达支持壁 8 的情况、或者振动膜层 6 的厚度不是恒定等元件形状中各种的情况。

[0088] 振动膜层 6、支持壁 8 以及由绝缘膜 5 覆盖的可动电极 3 由可以使用半导体工艺技术进行加工的材料制作。例如, 可以使用美国专利第 6359367 号中记载的材料。例如可以是硅、蓝宝石、所有形式的玻璃材料、聚合物 ( 聚酰亚胺等 )、多晶硅、氮化硅、氧氮化硅、金属薄膜 ( 铝合金、铜合金、或者钨等 )、旋涂玻璃 (SOG)、植入型 (implantable) 涂料材料或者扩散涂料材料、以及由氧化硅及氮化硅等构成的生长膜。空隙层 7 的内部可以是真空, 也可以填充空气或者某些气体。在稳定时 ( 非动作时 ), 可动电极 3 与基板 1 之间的间隔 (z 方向) 主要由振动膜层 6、支持壁 8 以及可动电极 3 的刚性维持。

[0089] 超声波换能器 100 作为夹着空隙层 7 以及绝缘层 4 配置了固定电极 2 与可动电极

3 的可变容量电容器进行动作。若对可动电极 3 施加力从而在  $z$  方向变位,则固定电极 2 与可动电极 3 之间的间隔改变,电容器的静电电容发生变化。由于可动电极 3 与振动膜层 6 结合,因此即使对振动膜层 6 施加力可动电极 3 也变位。此时,若在固定电极 2 与可动电极 3 之间积蓄电荷,则固定电极 2 与可动电极 3 的间隔发生变化,随着两电极间的静电电容变化在两电极间产生电压。这样一来,若超声波等的任意的带来力学上变位的力传播至振动膜层 6,则其变位转换为电信号。另外,若对固定电极 2 与可动电极 3 提供电位差,则各自积蓄不同符号的电荷,并由静电力使可动电极 3 在  $z$  方向变位。此时,由于可动电极 3 与振动膜层 6 结合,因此振动膜层 6 也同时变位。这样,如果在振动膜层上部( $z$  方向)存在空气、水、塑料、橡胶、生物等声响传播介质,则辐射出声音。也就是说,该超声波换能器 100 是具有如下功能的电声转换元件,其将输入的电信号转换为超声波信号并辐射至与振动膜层 6 相邻的介质,将从介质输入的超声波信号转换为电信号并进行输出。

[0090] 图 2 是表示超声波换能器阵列 1000 的立体图。该超声波换能器阵列 1000 构成超声波探测器 (probe) 2000 的接收发送面,在基板 1 将所述微细的 (例如水平宽度  $50\mu\text{m}$ ) 超声波换能器 100 作为一个单元 (元件) 从而形成多个单元,每规定个数都由接线进行电气连接。虽然图中的单元呈六角形,但是单元的形状可以根据用途适当改变。另外,超声波换能器 100 的个数并不限于图中所示,可以通过半导体制造技术将更多的超声波换能器 100 的单元集成在更大型的基板上。此外,图 2 所述的超声波换能器 100 的排列只是一例,除蜂窝 (honeycomb) 状以外也可以是格子 (grid) 状等的其他排列方式。另外,排列面可以是平面状或曲面状的任意一种,其面形状也能够形成圆形状或者多角形状等。或者,也可以以直线状或曲线状排列超声波换能器 100。

[0091] 如图 3 所示,各个单元或者每个以规定个数汇集的单元经由收发切换开关 31 连接至具有该超声波探测器 2000 的超声波摄像装置的发送波束形成器 35 以及接收波束形成器 36。超声波探测器 2000 作为通过由电源 32 进行驱动的直流电源 20、发送放大器 33 以及接收放大器 34 形成超声波波束的阵列进行动作,用于超声波的收发。收发信号由控制部 37 根据目的进行控制。收发信号由控制部进行波形控制,在经由发送波束形成器 35、D/A 转换器 21、发送放大器 33 设定了任意的波形或振幅以及延迟时间的状态下,对各个单元或汇集单元的信道的电极施加电压。另外,以防止对探测器施加过大的电压、或者控制发送波形为目的,具有限压器 23。接收信号经由接收放大器 34、A/D 转换器 22 以及接收波束形成器 23 之后,在信号处理部 38 中通过 B 模式断层图像处理或者多普勒 (Doppler) 处理转换为视频信号,并经由扫描转换器 39 在显示部 60 进行显示。另外,图 3 所示的构成要素的一部分也可以在探测器 2000 的内部作为构成要素的一部分来构成。下面,对超声波信号的发送以及直至图像显示的流程进行概要说明。

[0092] 一般情况下,超声波摄像装置以二维平面或者三维来显示生物体内的结构。因此,在超声波的发送或者接收中,使用阵列型的超声波探测器,在各信道中设定电气的延迟操作或者使用的信道数并进行波束形成,在二维或者三维内扫描超声波的焦点来进行摄像。这些操作在发送波束形成器 35 或者接收波束形成器 36 内部进行。另外,由控制部 37 配合各种摄像模式来进行波束形成的控制。由发送波束形成器 35 进行控制的探测器内的各信道经由发送放大器施加电压,从各信道辐射出的超声波以在某焦点相位重合的方式进行发送。由于发送与接收使用相同的探测器交替进行,因此需要由收发切换开关 31 进行发送与

接收的切换。接收时由接收放大器 34 对接收信号进行放大,经由接收波束形成器 36 在信号处理部 38 中检测信号。信号处理部 38 中通过对各信号进行整相加、滤波处理、对数压缩、检波这种的过程,从而形成对应扫描转换前的声场扫描的二维图像或者三维图像数据。利用多普勒效应的血流摄像时,另外由其他的滤波器进行处理之后,通过正交检波、距离选通处理等形成数据。这些数据由扫描转换器 39 进行扫描转换并作为对显示部 60 的视频信号进行输出。以上的控制以及显示部的调整使用者能够经由用户界面 24 来进行。

[0093] 超声波探测器 2000 例如具有如下的换能器阵列 1000:将多个超声波换能器 100 的群以长条状进行排列从而形成阵列型,或者将多个超声波换能器 100 以扇状进行排列从而形成凸起型。另外,该超声波探测器 2000 中,在超声波换能器 100 的介质(被检体)侧配置使超声波束收束的声透镜 210、使超声波换能器 100 与介质(被检体)之间的声音阻抗匹配的声音匹配层 220 或导电性膜 240,另外,在其背面侧(相对于介质侧的反面)能够设置并使用吸收超声波的传播的衬垫(backing)材料 230。

[0094] 超声波换能器发送的波形虽然根据 B 模式断层图像或进行血流测量的彩色多普勒等用途从而是多种多样的,但是在此是在彩色多普勒等情况下使用的波形,图 11 中表示波数为多个并且在时间方向包络函数重叠的波形。在此,所谓在时间方向使包络函数重叠是指对于某载波的波形(图 11 中的 110)存在时间依赖性的权重函数(图 11 中的 111)重叠。包络函数中根据用途存在高斯函数、汉宁(Hanning)函数、矩形函数或其组合等各种函数。

[0095] 图 11 的例子中使高斯函数包络重叠。图 12 中表示高斯函数包络的频率空间的能谱。由图 12 可知,在频率空间,高斯函数包络中以载波频率  $f_0$  为中心呈高斯型分布。图 11 所示的高斯函数型包络波形用于如下的情况中,即:多普勒测量等在某狭窄频带中发送多个波数并且使信号处理中的 SNR(信号噪声比)提高的情况。输入多个相同振幅的波的情况下,若矩形包络那样波形急剧上升,则载波频率以外的分量增加。另一方面,通过使在时间上平缓上升的包络重叠,能够抑制载波频率以外的分量,防止信号处理的过程中出现噪声。

[0096] 彩色多普勒测量的情况下,为了求得血流等移动的反射源的移动速度,利用多普勒效应。此时,从波形的相位偏移求得某特定频率的频率偏移( $\Delta f$ ),最终换算为速度。因此,基本频率以外的其他频率分量在测量相位偏移上成为噪声源。因此,在多普勒测量中,仅基本频率的能谱较大这对于精度是重要的指标。因而,通过使高斯函数这种的包络重叠来抑制载波频率分量以外的频率,使其形成更窄频带。其他特征是为了提高 SN(灵敏度)而输入多个波。

[0097] 接下来,对通过本发明受限空隙中的 cMUT 的发送功率增加的原理进行说明。若对 cMUT100 的固定电极 2 以及振动膜侧电极 3 施加电位差,则如图 1 所示那样在作用于电极间的静电力下振动膜层 6 产生变位。此时,由于振动膜层 6 的中心部与固定振动膜层的周边部相比在结构上刚性较小,因此其变位比周边部剧烈。若将  $\epsilon$  设为电极间的有效介电常数,将  $S$  设为电极面积,将  $d$  设为电极间距离,将  $V_{dc}$  设为施加于电极间的直流电位差,将  $V_{ac}$  设为施加于电极间的交流电压,则作用于振动膜层的静电力  $F_e$  将时间作为变量如下式进行表示。

$$[0098] \quad F_e(t) \approx \epsilon S V_{dc} V_{ac}(t) / d(t)^2 \quad \dots (1)$$

[0099] 如该式(1)所示,静电力对于相同的施加电压、相同的电极面积,对于电极间的距



离  $d(t)$  越小则其值越大的交流电压  $V_{ac}(t)$  具有非线性特性。因而,在  $d(t)$  较小的状况下、即  $V_{ac}(t)$  较大振动膜层 6 进一步靠近基板的情况下,较大的静电力在起作用,另外在相反的状况下只有小的静电力起作用。此时,若如图 4(A) 所示那样使交流电压  $V_{ac}(t)$  为正负对称波形,则如图 4(B) 所示正负非对称的波形作为声压进行输出。

[0100] 因此,为了减少这种 cMUT 的非线性特性,考虑到施加正负非对称的驱动电压。例如,如图 4(C) 所示,通过使  $V_{ac}(t)$  的正负的振幅比以不是 1 的某一恒定比例 ( $b/a \neq 1$ ) 成为正负非对称,得到图 4(D) 所示的比对称波形输入大的发送功率。

[0101] 但是,如果波数为 1 个,则某个最合适的比 ( $b/a$ ) 固定即可,但是在上述的多普勒波形(图 5(A)) 这种的多个波数(多列)中并且振幅在时间上变动(经时变动)的情况下,在各个振幅中非线性的程度不同。因此,为了形成最合适的非对称波形输入,如图 4(C) 所示使  $b/a$  并不固定,优选根据如图 5(B) 所示那样在时间上变动的振幅使其变化。也就是说,输入至探测器的电压波形成为在最终要作为声压波形发送的载波波形中重叠了包络函数的波形,进一步成为重叠了根据其包络改变正负振幅比的函数的波形。

[0102] 在此,表示若作为输入使用调整了输入波形的正负振幅比的正负非对称波形,则通过有效地使用受限的空隙从而发送功率增大。另外,表示根据在时间上变动的振幅联动地改变该正负的振幅比,并不是仅仅增大发送功率,而是通过在较窄的频带集中功率从而在多普勒测量中出现最合适的发送频谱。

[0103] 下面,利用更加具体的实施例对本发明进行说明。

[0104] 在第 1 实施方式中,超声波换能器 100(图 1) 的元件结构中调整施加于电极间的驱动电压波形。由此,能够使发送功率增加。另外,也可以如上述那样在时间上改变正负的振幅比。以下,表示由该结构对波形的影响。本研究中对计算机提供详细的设计值,对水中的发送特性进行了数值模拟。

[0105] 本实施例的超声波换能器 100 的基板 1 的材质设定为硅(Si),振动膜层 6 的材质设定为氮化硅(SiN),绝缘膜 4、5 的材质设定为氧化硅(SiO),固定电极 2、可动电极 3 的材质设定为铝。另外,空隙层 7 的内部设定为真空。

[0106] 对水平方向的形状进行叙述。本实施例的超声波换能器 100 以及比较例的超声波换能器 200 的各要素全部呈圆形。超声波换能器 100 的空隙层 7 的最大直径设定为  $50\mu\text{m}$ ,可动电极 3 的直径也相同地设定为  $50\mu\text{m}$ 。固定电极 2 的直径设定为与空隙层 7 的直径相同。

[0107] 对垂直方向的结构进行叙述。本实施例的超声波换能器 100 的厚度中,振动膜层 6 设定为  $1700\text{nm}$ ,绝缘层 4、5 的厚度设定为  $200\text{nm}$ ,将空隙层 7 的厚度设定为  $100\text{nm}$ 。虽然电极层 3 的厚度可忽略,但是在设计的调整的范围中对验证本发明的效果没有影响。

[0108] 另外,偏置直流电压设定为振动膜接触底部基板的电压即崩溃(collapse)电压的 90%。此外,本结构中的崩溃电压为  $75\text{V}$ 。所谓崩溃电压是指如下的电压,即:如 cMUT 那样 2 个电极经由空隙由振动膜这种具有某种刚性的物体支撑时,若在两电极间施加直流电压则在某时间点作用于两电极间的静电力将超过振动膜的刚性,所述电压是振动膜以其刚性不能保持空隙的电压。因而,通常偏置直流电压设定为崩溃电压以下。根据设计虽然也有设定为崩溃电压以上的情况,但是在此采用标准的使用方法。

[0109] 图 6 中表示本结构以及本偏置条件中的发送灵敏度频带。一般的换能器的定义中

仅发送或者仅接收的灵敏度的情况下,灵敏度从最大灵敏度频率下降 -3dB 的区域为灵敏度频带。在本结构中 2MHz 至 16MHz 为灵敏度频带。因此,中心频率(灵敏度频带中)为  $(16\text{MHz}+2\text{MHz})/2 = 9\text{MHz}$ 。不过,在灵敏度频带内灵敏度最高的频率是 7MHz 附近。

[0110] 图 7、图 8 中表示施加于本结构的全电压(A)、振动膜的变位(B)、发送声压波形(C)。图 7 中输入电压为正负对称波形,载波在灵敏度频带的灵敏度最高的频率附近即 7.5MHz 重叠高斯包络函数,波数约为 10。图 8 是在图 7 中重叠的高斯包络函数中再次重叠与该高斯包络函数成比例的振幅比的波形。下面,由公式表示上述的关系。

$$V_{ac}(t) = \sin(\omega t) \times \text{Gauss}(t) \times \text{Ratio}(\text{Gauss}(t), \text{polarity}) \quad \dots (2)$$

[0112] 在此,  $\sin(\omega t)$  为载波的波形,  $\text{Gauss}(t)$  为重叠于载波的高斯包络函数、 $\text{Ratio}(\text{Gauss}(t), \text{polarity})$  是正负的振幅权重,与高斯函数为相同正负的函数。也就是说,图 7 所示的以往类型的施加电压是式(2)的 Ratio 在时间上常时为 1(Ratio = 1),图 8 是表示根据正负的极性乘以 Ratio 与高斯函数 Gauss(t) 成比例的权重的情况。例如,在包络的顶点的振幅最大的点处(图 7 中为包络函数在时间上的中心点,时间(Time) = 1)正负振幅比为  $b/a = 2$ (波形 90) 或者 3(波形 91),除此之外的点处与包络函数成比例的减小。另外,在正负非对称波形中,有可能根据电压值负侧的振幅比直流偏置电压大。该情况下,本来要减小的电位差反而增大,静电力在电极间产生吸引方向的力。这与在负侧降低电压时的目的相反。因此,这种情况下,也就是直流偏置电压与交流电压的和( $V_{dc}+V_{ac}$ )与直流电压电压的符号相反时,使用限幅器减小交流电压的振幅,从而使其和与直流电压的符号相反。

[0113] 着眼于图 7、图 8 的(B)图的变位。位移(Displacement)为 0 时没有施加电压时,意味着负极侧变位至底部基板侧。在图 7 以及图 8 中,在 Time = 0 的时间点仅施加了直流偏置电压的状态下,振动膜以约 50nm 变位至底部基板侧。由图 7(B)可知,在交流电压正负对称波形中,振动膜的变位相对于振动膜到达接触的附近即初期空隙的 -100nm,相反侧的变位没有到达 0[nm] 附近,没有有效地利用可以振动的空隙。另一方面,在图 8 所示的输入为非对称波形中,从 -100 至 0nm 在较大的空隙间进行振动。图 8(B)所示的振动膜变位 92 对应图 8(A) 的电压波形 90,振动膜变位 93 对应图 8(A) 的电压波形 91。

[0114] 为了定量地表示发送功率的增加,图 10 中对相对于交流电压  $V_{ac}$  的变化的发送声压功率进行划分。发送功率是将图 7、图 8 的(C)分别转换为频谱之后载波频率即 7.5MHz 处的功率。根据实用的观点,交流电压可以施加的最大值设定为直至振动膜层接触底部基板,并由接触的  $V_{ac}$  ( $V_{ac\_critical}$ ) 进行归一化。此外,图 7、图 8 所示的条件是从图 10 中的  $V_{ac}/V_{ac\_critical} = 1$  至崩溃电压的大约 2.5% 的低电压、即振动膜接触底部基板侧之前。

[0115] 若以图 10 的发送功率进行比较,则对于对称波形输入在正负振幅可变的情况下增加大约 3dB 的发送功率。在  $V_{ac\_critical}$  附近最大振幅比  $b/a$  为 2 以及 3 处没有发现较大的差。在本计算中,由于是完全相同的结构与偏置电压,因此接收灵敏度在对称输入与非对称输入中是相同的。因而,发送功率的增加直接成为发送灵敏度的增加。发送灵敏度 3 至 5dB 的增加作为超声波诊断装置中的灵敏度其效果极其大。

[0116] 图 9 中表示根据对称波形输入与正负振幅可变输入的发送声压的频谱。由图 9 可知,在正负振幅可变输入的情况下,不仅基本频率的功率增大,而且基本频率周边的带宽与对称波形的情况相比也变窄,在载波波数中能量集中。这是由于本发明中通过根据  $V_{ac}(t)$

的振幅值改变正负的振幅比,从而降低 cMUT 依赖于  $V_{ac}(t)$  的非线性特性,从而使发送波形接近于正负对称。在正负非对称波形的频谱中,虽然功率向载波频率以外扩散,但是根据本发明若发送波形接近于正负对称,则抑制向载波频率以外的功率分散。在多普勒测量中,在较窄频带集中功率这对于速度测量精度以及灵敏度是有利的。本发明满足了该条件,在如多普勒测量那样输入多列且在时间上振幅变动的波形中,实现了兼顾精度以及灵敏度提高。

[0117] 这样,在多列波形输入中,考虑了 cMUT 的非线性特性从而抑制正负的振幅比,可以提高空隙的利用效率,在较窄频带内增加发送能量。

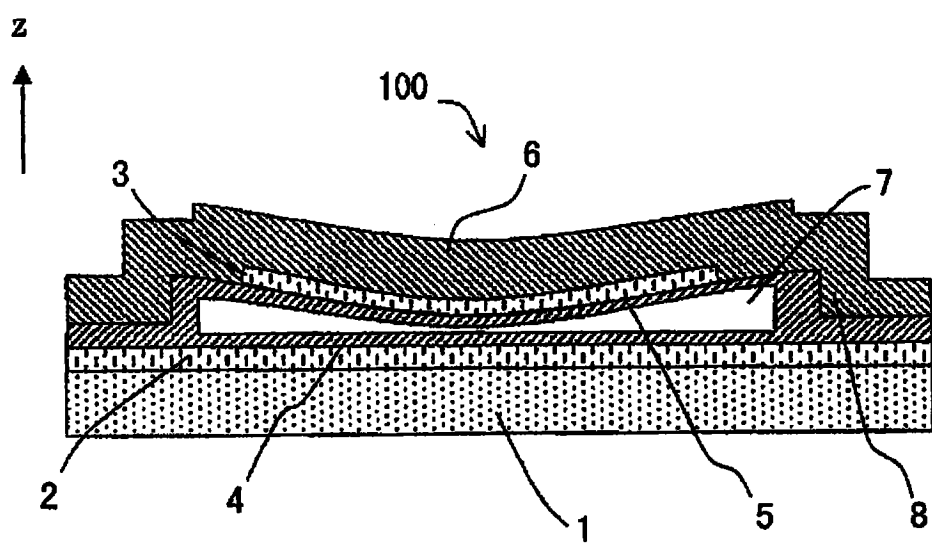


图 1

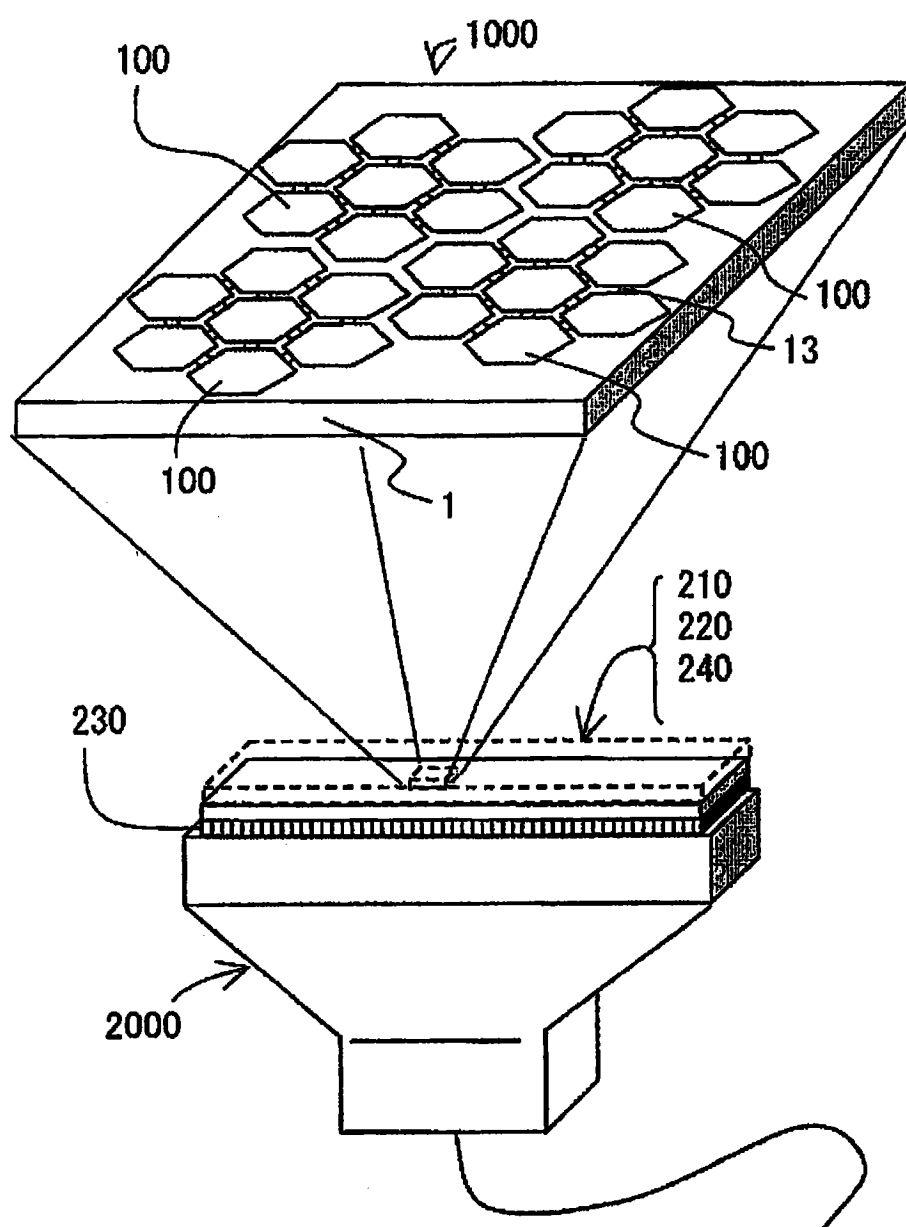


图 2

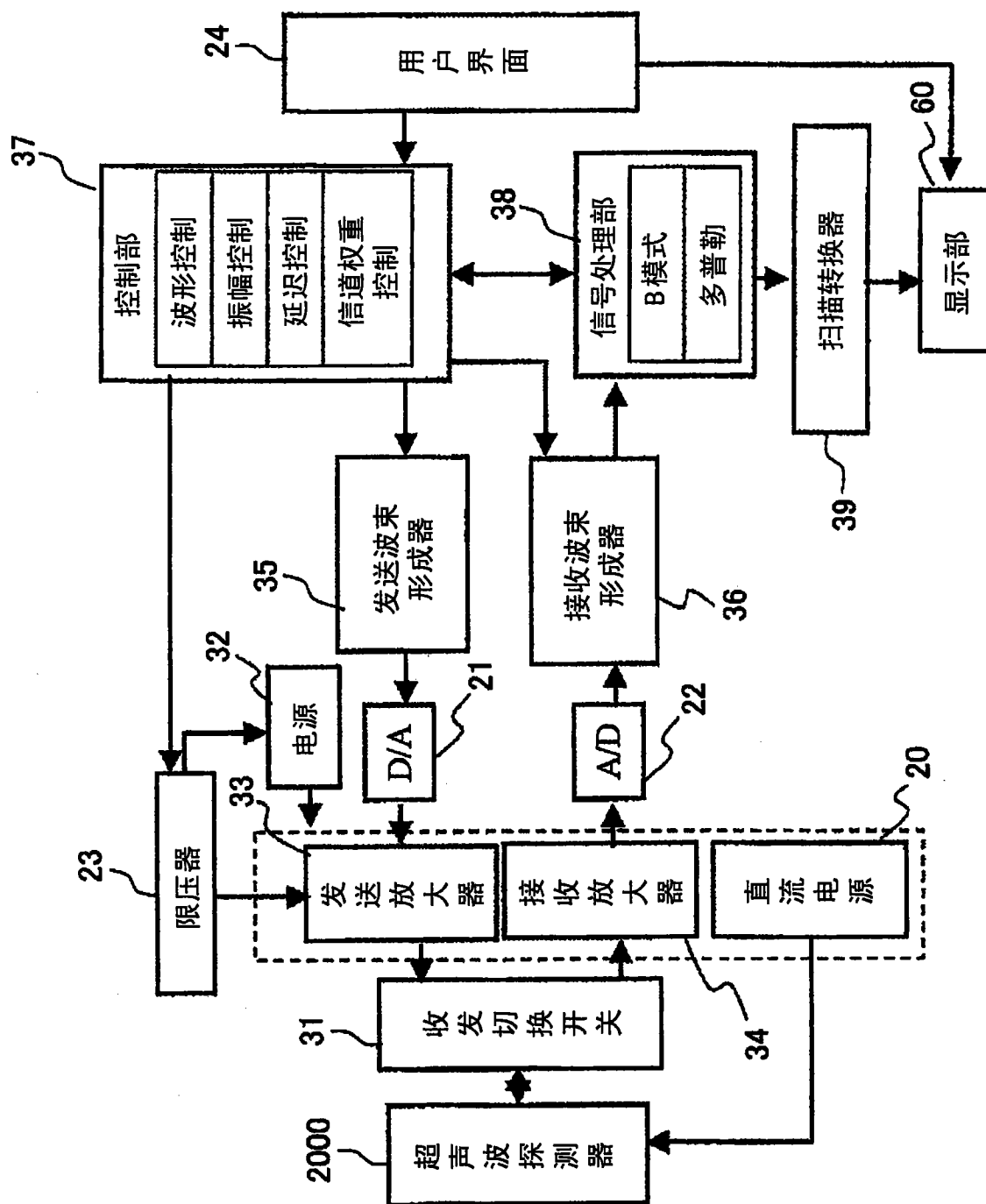


图 3

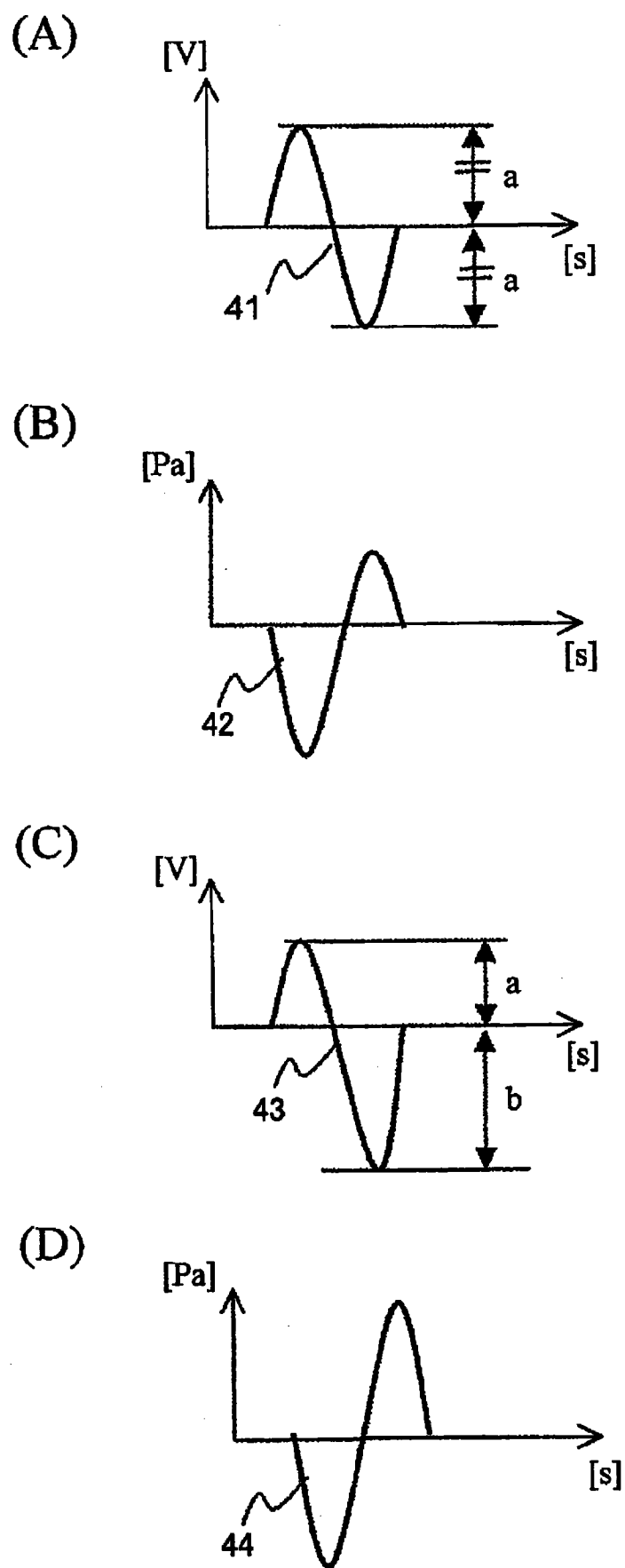
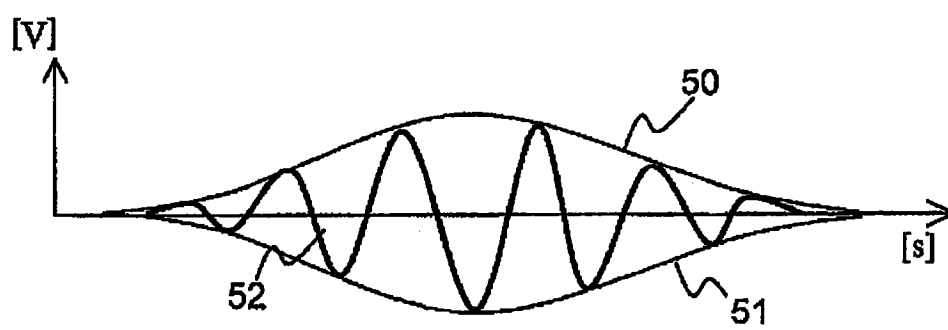


图 4

(A)



(B)

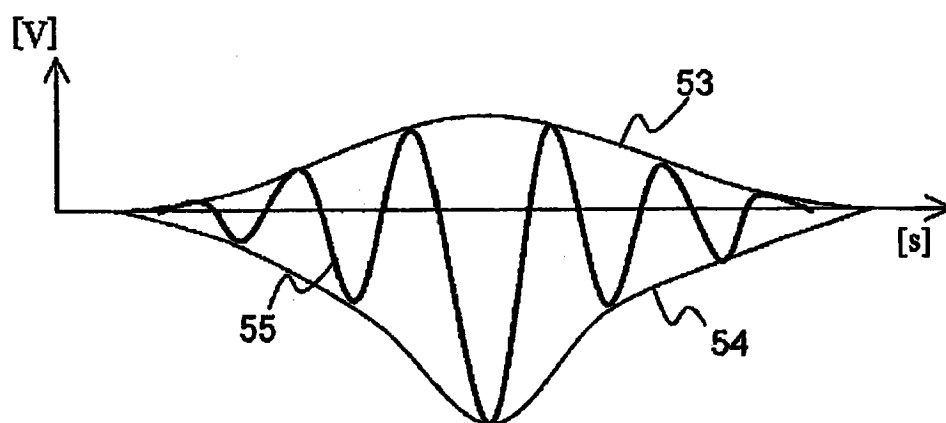


图 5



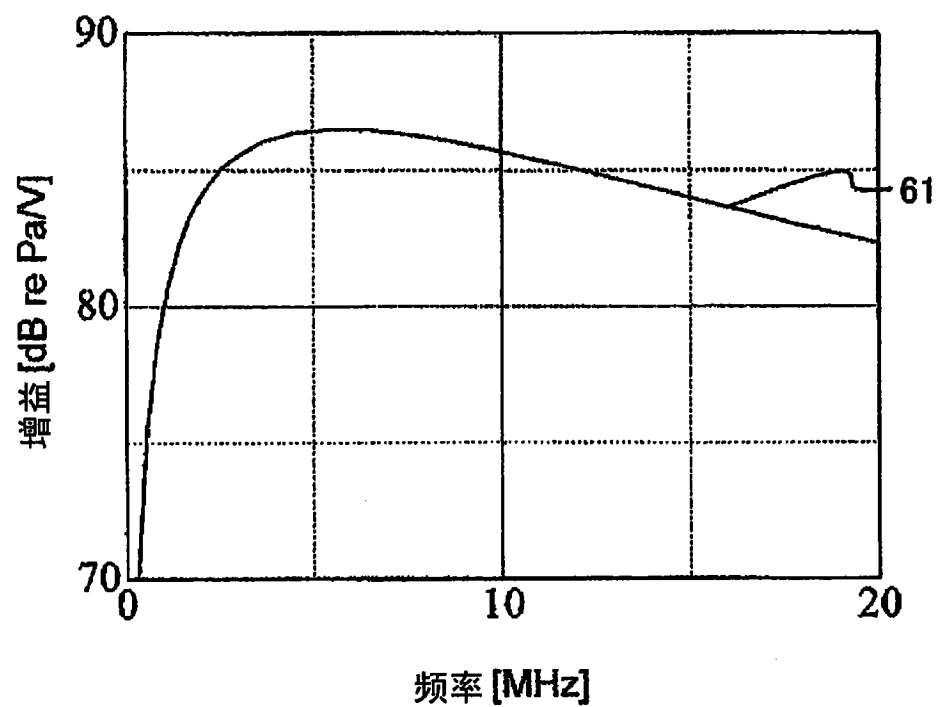
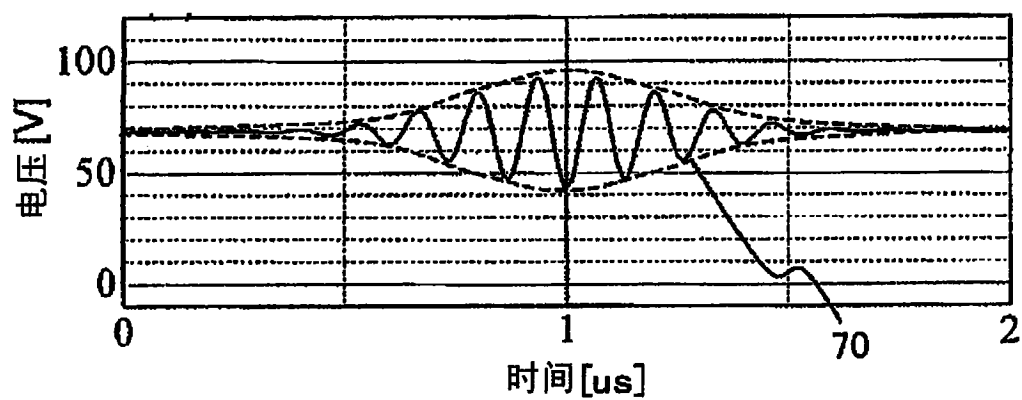
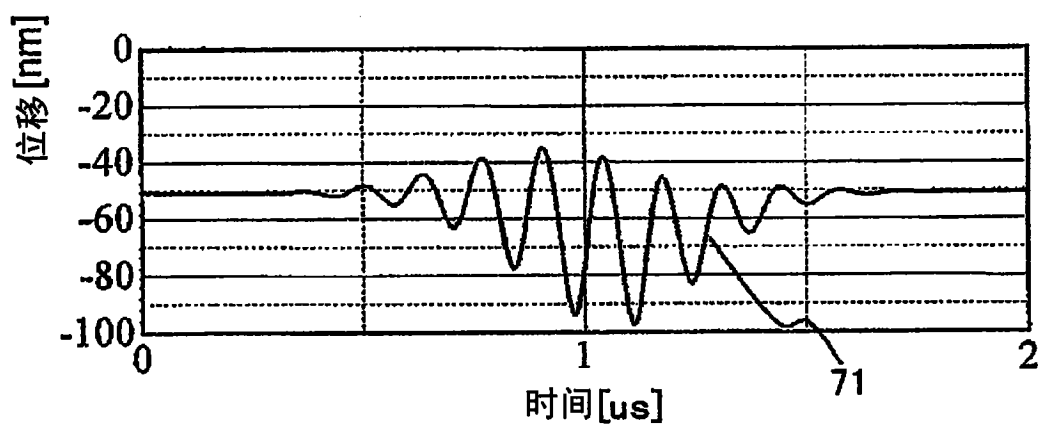


图 6

(A)



(B)



(C)

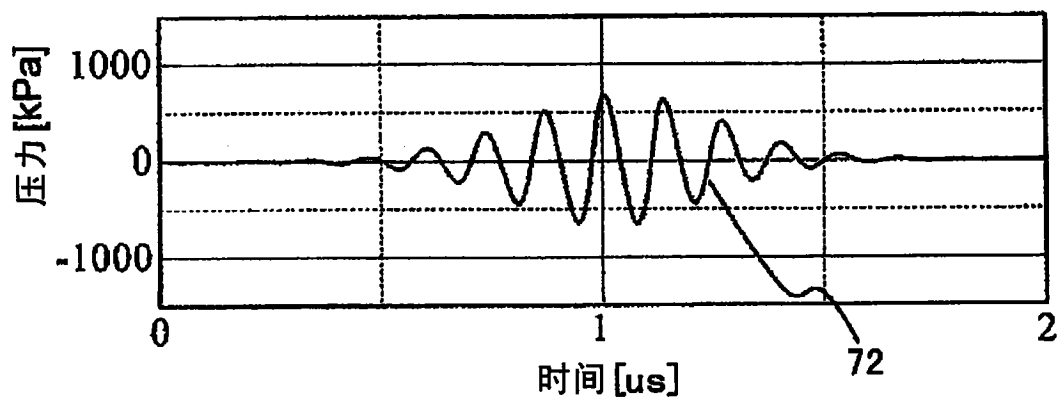
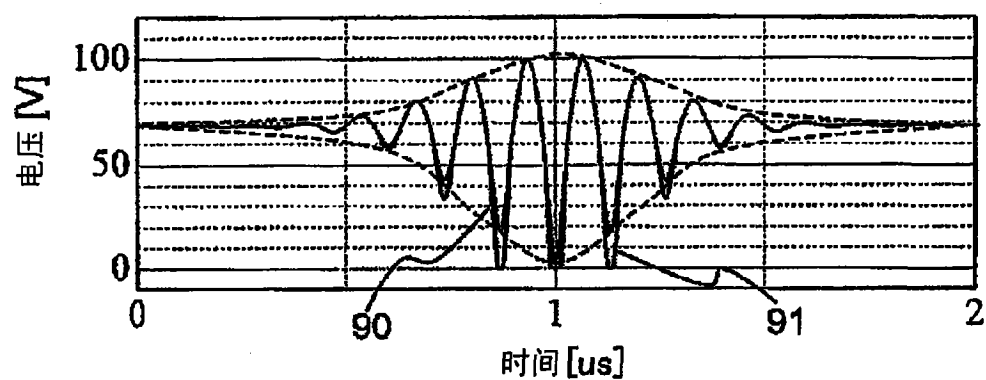
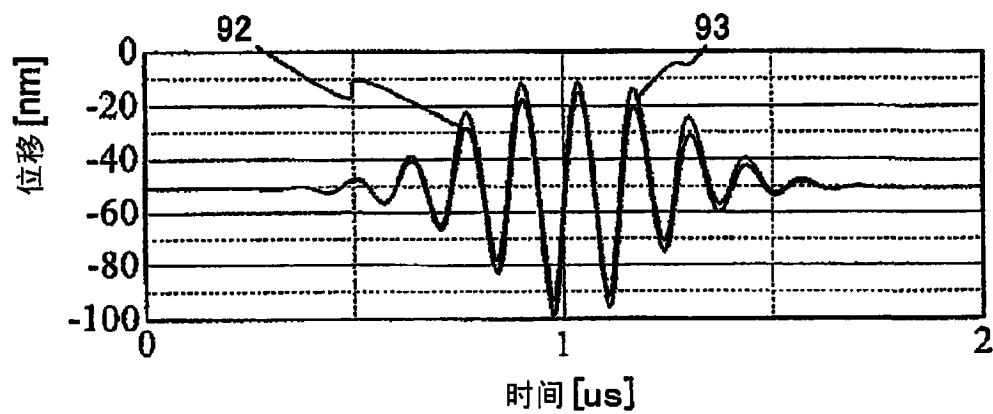


图 7

(A)



(B)



(C)

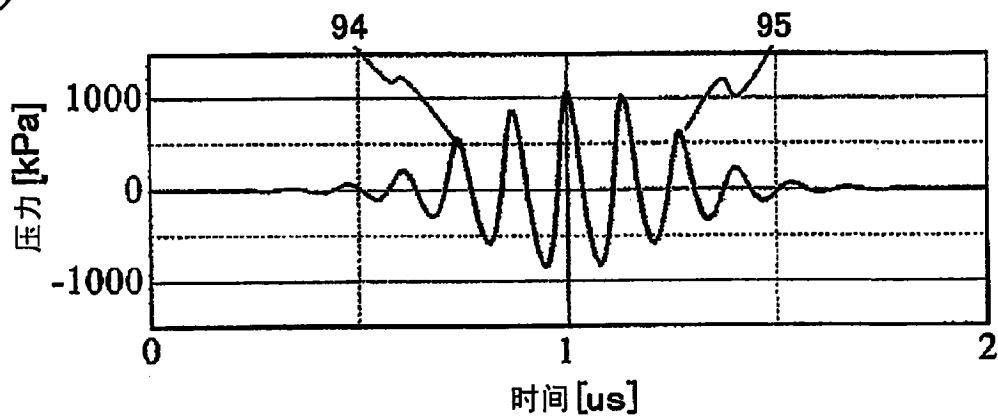


图 8

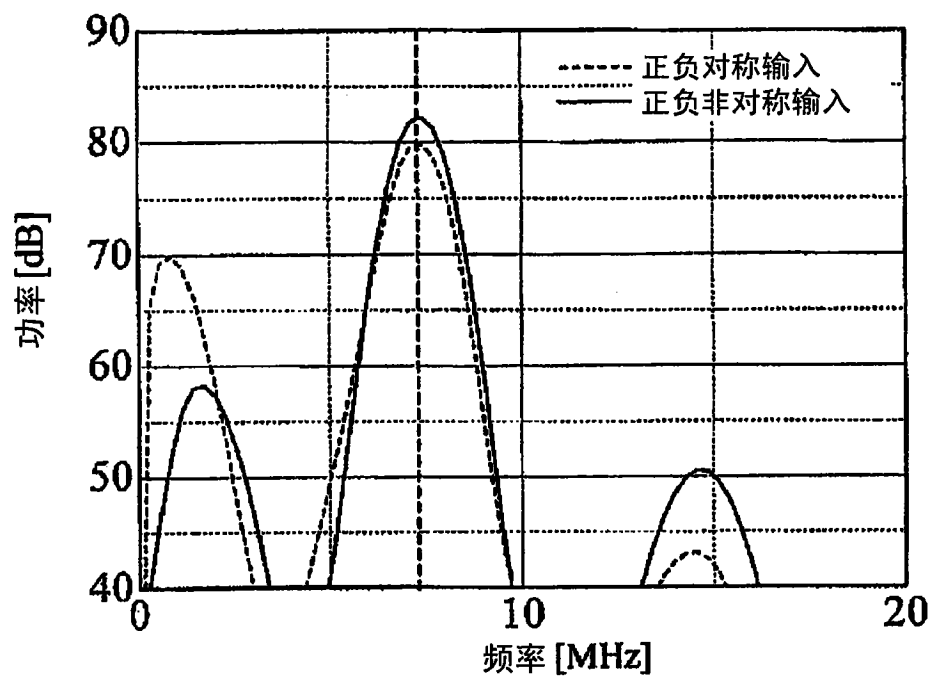


图 9

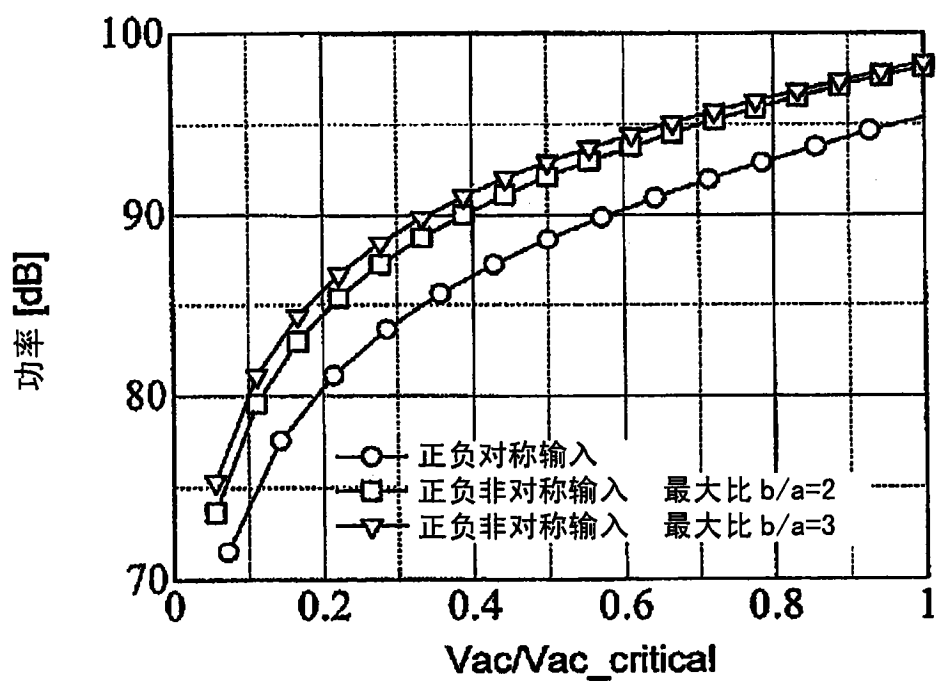


图 10

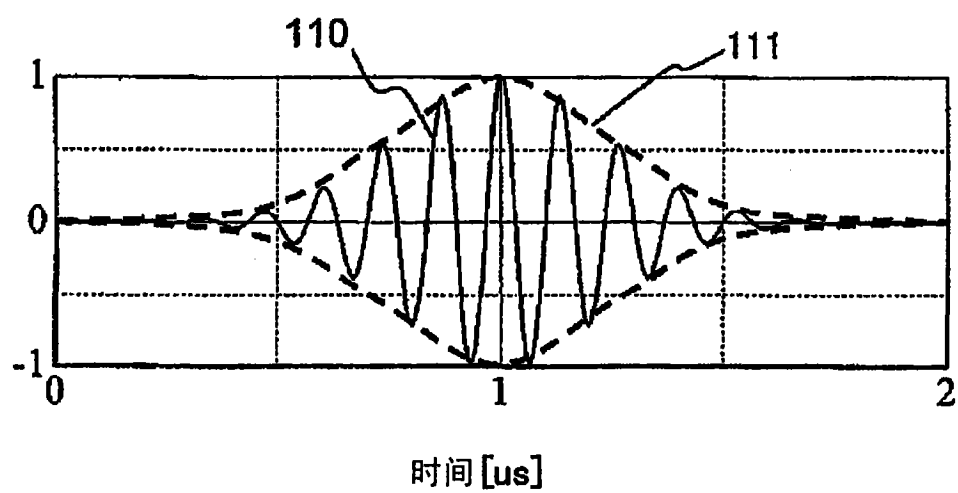


图 11

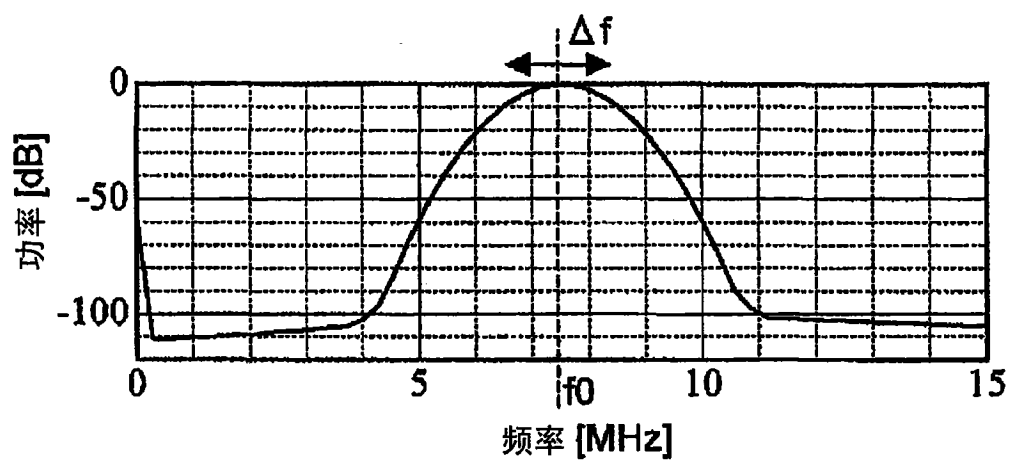


图 12

|                |                                                |         |            |
|----------------|------------------------------------------------|---------|------------|
| 专利名称(译)        | 超声波摄像装置                                        |         |            |
| 公开(公告)号        | <a href="#">CN101854866B</a>                   | 公开(公告)日 | 2012-09-19 |
| 申请号            | CN200880115845.8                               | 申请日     | 2008-11-14 |
| [标]申请(专利权)人(译) | 株式会社日立制作所<br>株式会社日立医药                          |         |            |
| 申请(专利权)人(译)    | 株式会社日立制作所<br>株式会社日立医药                          |         |            |
| 当前申请(专利权)人(译)  | 株式会社日立制作所<br>株式会社日立医药                          |         |            |
| [标]发明人         | 田中宏树                                           |         |            |
| 发明人            | 田中宏树                                           |         |            |
| IPC分类号         | A61B8/00                                       |         |            |
| CPC分类号         | B06B1/0215 B06B1/0292 G01S15/8906 G01S7/5202   |         |            |
| 代理人(译)         | 朱丹                                             |         |            |
| 优先权            | 2007297425 2007-11-16 JP                       |         |            |
| 其他公开文献         | CN101854866A                                   |         |            |
| 外部链接           | <a href="#">Espacenet</a> <a href="#">SIPO</a> |         |            |

#### 摘要(译)

本发明提供一种超声波摄像装置，其控制静电电容式微机械超声波换能器发送的超声波的波形，从而提高发送声压。对于发送超声波，使正负非对称波形根据电压值变化。

