

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

**特許第5183640号
(P5183640)**

(45) 発行日 平成25年4月17日 (2013. 4. 17)

(24) 登録日 平成25年1月25日 (2013. 1. 25)

(51) Int. Cl.

F 1

A 6 1 B 8/00 (2006.01)

A 6 1 B 8/00

請求項の数 10 (全 14 頁)

| | | | |
|---------------|------------------------------|-----------|---------------------|
| (21) 出願番号 | 特願2009-541178 (P2009-541178) | (73) 特許権者 | 000005108 |
| (86) (22) 出願日 | 平成20年11月14日 (2008. 11. 14) | | 株式会社日立製作所 |
| (86) 国際出願番号 | PCT/JP2008/070738 | | 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 |
| (87) 国際公開番号 | W02009/063964 | (73) 特許権者 | 000153498 |
| (87) 国際公開日 | 平成21年5月22日 (2009. 5. 22) | | 株式会社日立メディコ |
| 審査請求日 | 平成22年4月13日 (2010. 4. 13) | | 東京都千代田区外神田四丁目14番1号 |
| (31) 優先権主張番号 | 特願2007-297425 (P2007-297425) | (74) 代理人 | 100091096 |
| (32) 優先日 | 平成19年11月16日 (2007. 11. 16) | | 弁理士 平木 祐輔 |
| (33) 優先権主張国 | 日本国 (JP) | (74) 代理人 | 100102576 |
| | | | 弁理士 渡辺 敏章 |
| | | (72) 発明者 | 田中 宏樹 |
| | | | 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 |
| | | | 株式会社日立製作所 中央研究所内 |
| | | 審査官 | 樋口 宗彦 |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超音波撮像装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第1電極と、前記第1電極を覆う第1部材と、前記第1電極と対向して設置される第2電極と、前記第2電極を覆う第2部材と、前記第1部材と前記第2部材と接続する壁部材とを有するセルを複数備えるセルアレイと、

前記第1電極と前記第2電極との間に印加する電圧を制御する電圧制御部とを有し、

前記制御部は、前記第1電極と前記第2電極との間に直流電圧を印加する直流電圧印加部と、前記第1電極と前記第2電極との間に交流電圧を印加する交流電圧印加部と、前記交流電圧と前記直流電圧の電圧値とに基づいて前記交流電圧の正負における振幅比を経時変動するように制御する波形制御部とを有することを特徴とする超音波撮像装置。

10

【請求項 2】

前記波形制御部は、前記交流電圧の波形の前記直流電圧の値より高い領域の振幅と低い領域の振幅とについて、比が経時変動するように制御することを特徴とする請求項1に記載の超音波撮像装置。

【請求項 3】

前記波形制御部は、前記交流電圧の波形の前記直流電圧の値より高い領域の振幅と低い領域の振幅とについて非対称にすることを特徴とする請求項1に記載の超音波撮像装置。

【請求項 4】

前記波形制御部は、前記交流電圧の波形を、複数の波数を有する波形とすることを特徴とする請求項1に記載の超音波撮像装置。

20

【請求項 5】

前記波形制御部は、前記交流電圧の波形を、キャリア波形にエンベロープ関数を重畳した波形とすることを特徴とする請求項 1 に記載の超音波撮像装置。

【請求項 6】

前記波形制御部は、前記交流電圧の波形について、前記直流電圧の値より高い領域と低い領域において、振幅比が可変に制御することを特徴とする請求項 1 に記載の超音波撮像装置。

【請求項 7】

前記波形制御部は、前記交流電圧の波形を、時間方向にエンベロープ関数が重畳された波形とすることを特徴とする請求項 1 に記載の超音波撮像装置。

10

【請求項 8】

前記波形制御部は、前記交流電圧の波形を、キャリア波形にエンベロープ関数及び正負の振幅重み関数を重畳した波形とすることを特徴とする請求項 1 に記載の超音波撮像装置。

【請求項 9】

前記波形制御部は、前記交流電圧の波形の前記比を、ガウスエンベロープ関数に比例して変化させることを特徴とする請求項 2 に記載の超音波撮像装置。

【請求項 10】

前記波形制御部は、前記交流電圧の波形について、前記直流電圧と前記交流電圧の和が前記直流電圧の符号と逆になるときに前記交流電圧の振幅を低減させることを特徴とする請求項 1 に記載の超音波撮像装置。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は静電容量型マイクロマシン超音波トランスデューサ及び超音波撮像装置に関し、特に静電容量型マイクロマシン超音波トランスデューサを用いた超音波探触子の駆動方法に関する。

【背景技術】

【0002】

超音波探触子において現用されている超音波トランスデューサの多くは、例えば P Z T (チタン酸ジルコン酸鉛)などの圧電セラミック系の圧電効果及び逆圧電効果を利用して、超音波の送信及び受信を行うものである。これらの圧電型トランスデューサを代替し、より効率的かつ広帯域のトランスデューサアレイを実現するために、標準的なシリコンプロセス技術によるシリコン表面やバルクの微細加工技術を用いて製造される静電容量型マイクロマシン超音波トランスデューサ (Capacitive Micro-machined Ultrasonic Transducer : c M U T。以下 c M U T と略す) が開発されている。

30

【0003】

c M U T は、通常ミクロンオーダーの微細な領域において、支柱で周囲を固定した振動膜 (ダイアフラム) をシリコン系などの半導体プロセスで用いられる材料で作成し、振動膜と下部基板内部あるいは表面に電極を設け、両電極に適切な電圧を印加することで、電気音響変換器として動作する。

40

【特許文献 1】国際公開パンフレット第 01/097562 号

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

c M U T は原理的に駆動電圧に対して非線形応答を示すため、所望の応答を得るための駆動電圧波形の制御が従来の探触子以上に困難である。

【0005】

トランスデューサの感度は、送信と受信の両方の感度の乗算であるから、より大きな送信パワー、より微弱な音圧を電気に変換できる高い受信感度となることが理想的である。

50

c M U T は上下電極間に空隙を設け、振動膜を振動させるため、より大きな送信パワーに変換するには空隙を大きく取り、より大きな振幅で振動膜を振動させればよい。しかし、空隙を大きく取れば、それだけ必要な電圧が上昇し、逆に受信感度は下がるというトレードオフが存在する。従って、限られた空隙において、より効率的に振動膜を振動させることが感度向上において重要となる。

【 0 0 0 6 】

振動膜が限られた空隙内を最も大きく振動するには、振動膜が空隙間の両端（電圧が印加されないときの振動膜の位置から下部面までの間）を移動するのがよい。ところが、c M U T はその動作原理上、非線形に応答するため、入力駆動電圧波形がそのまま振動膜の応答にはなりにくい。従って、c M U T の非線形性を考慮した駆動電圧の制御が必要となる。

10

【 0 0 0 7 】

c M U T の非線形応答に対する制御方法としては、入力波形をあらかじめ歪めておく方法がある（例えば特許文献 1）。しかし、送信パワーを向上させることを目的として、どのような入力を行うべきか、あるいは波数が多列になる場合など、波形の振幅が時間的に変化する場合において、いかにして所望の波形を実現しつつ空隙を効率よく振動させるかが課題である。そこで、本発明では、c M U T において駆動する電圧波形の制御により、振動膜を限られた空隙間で効率的に振動させ、波形の調整と送信パワーの向上を両立させる方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

20

【 0 0 0 8 】

c M U T を駆動する電圧波形の振幅において、正負の振幅比を電圧又は時間に応じて変化させる。

【 0 0 0 9 】

静電容量型トランスデューサの振動膜に加わる静電気力は、電極間に印加される電圧を $V(t) = V_{dc} + V_{ac}(t)$ （ V_{dc} : 直流バイアス電圧、 $V_{ac}(t)$: 交流電圧、 t : 時間）、電極間の空隙を $d(t)$ 、とすると、 $(V(t)/d(t))^2$ に比例する。このとき、時間的に変動に関係する力は、 V_{dc} が固定の場合、 $(V(t)/d(t))^2 = (V_{dc}^2 + 2V_{dc}V_{ac}(t) + V_{ac}(t)^2)/d(t)^2$ より、2 項目以降の $(2V_{dc}V_{ac}(t) + V_{ac}(t)^2)/d(t)^2$ である。 V_{dc} に対して $V_{ac}(t)$ がある程度小さいときは $V_{ac}(t)$ に比例し、かつ $d(t)^2$ に反比例する。従って、 $V_{ac}(t)$ が増加し $V(t)$ が大きくなると、振動膜が移動し電極間距離 $d(t)$ が小さくなるため、電極間に加わる静電気力は単に $V_{ac}(t)$ に比例せず、 $d(t)^2$ に反比例してより増大する。一方、 $V_{ac}(t)$ が減少し、 $V(t)$ が小さくなるほど $V_{ac}(t)$ に比例する量よりも小さくなる。従って、正負対称波形を入れると電極間距離が縮まる方向と広がる方向では膜に加わる力が変わるため、仮に下部電極面付近まで振動膜を変位させる電圧を印加できたとしても、逆方向に振動する場合は十分に移動させることができず、振動可能な空隙を残してしまう可能性がある。

30

【 0 0 1 0 】

そこで、本発明では、電極間に印加される交流電圧を電極間の振動膜振動方向に非対称とし、かつ入力する電圧に応じて時間的にその非対称性を変化させることで、所望の波形を得つつ送信パワーの向上を図る。

40

【 0 0 1 1 】

本発明は一例として、第 1 電極と、第 1 電極を覆う第 1 部材と、第 1 電極と対向して設置される第 2 電極と、第 2 電極を覆う第 2 部材と、第 1 部材と第 2 部材と接続する壁部材とを有するセルを複数備えるセルアレイと、第 1 電極と第 2 電極との間に印加する電圧を制御する電圧制御部とを有し、電圧制御部は、第 1 電極と第 2 電極との間に直流電圧を印加する直流電圧印加部と、第 1 電極と第 2 電極との間に交流電圧を印加する交流電圧印加部と、交流電圧と直流電圧の電圧値とに基づいて交流電圧の振幅比を経時変動するように制御する波形制御部とを有する。

【発明の効果】

50

【 0 0 1 2 】

波形調整を可能にしつつ送信音圧を効率的に放射し、静電容量型超音波トランスデューサの送信パワーを向上させ、探触子としての感度を向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 3 】

【図 1】超音波トランスデューサを示す垂直断面図。

【図 2】超音波トランスデューサアレイの斜視図及び探触子を示す図。

【図 3】超音波撮像装置のシステム構成例を示す図。

【図 4】駆動波形（波数 1）による c M U T の応答を示す図。

【図 5】多列かつ時間的に振幅が変動する駆動波形による c M U T の応答を示す図。

10

【図 6】送信感度帯域を示す図。

【図 7】正負対称波形の入力電圧、ダイアフラムの変位、送信音圧波形を示す図。

【図 8】正負非対称波形（正負振幅比 $b/a = 2, 3$ 、可変）の入力電圧、ダイアフラムの変位、送信音圧波形を示す図。

【図 9】対称波形入力と正負振幅比可変入力による送信音圧の周波数スペクトラムを示す図。

【図 10】駆動電圧に対する送信パワーを示す図。

【図 11】ガウスエンベロープが重畳された波形を示す図。

【図 12】ガウスエンベロープが重畳された波形のパワースペクトラム。

20

【符号の説明】

【 0 0 1 4 】

- 1 基板
- 2 固定電極
- 3 可動電極
- 4 絶縁膜
- 5 絶縁膜
- 6 ダイアフラム層
- 7 空隙層
- 8 支持壁
- 13 結線
- 20 直流電源
- 21 D/Aコンバータ
- 22 A/Dコンバータ
- 23 電圧リミッター
- 31 送受切り替えスイッチ
- 32 電源
- 33 送信アンプ
- 34 受信アンプ
- 35 送信ビームフォーマ
- 36 受信ビームフォーマ
- 37 制御部
- 38 信号処理部
- 39 スキャンコンバータ
- 41 正負対称入力波形
- 42 正負対称波形入力の際の送信波形
- 43 正負非対称入力波形
- 44 正負非対称入力の際の送信波形
- 50 正側エンベロープ波形
- 51 負側エンベロープ波形
- 52 キャリア波形

30

40

50

| | | |
|---------|--|----|
| 5 3 | 正側エンベロープ波形 | |
| 5 4 | 負側エンベロープ波形 | |
| 5 5 | キャリア波形 | |
| 6 0 | 表示部 | |
| 6 1 | 送信ゲイン | |
| 7 0 | 正負対称波形 駆動電圧 | |
| 7 1 | 正負対称波形入力時のダイアフラム変位 | |
| 7 2 | 正負対称波形入力時の送信波形 | |
| 8 0 | 正負非対称波形 駆動電圧 正負振幅比 2 固定 | |
| 8 1 | 正負非対称波形 駆動電圧 正負振幅比 3 固定 | 10 |
| 8 2 | 正負非対称波形入力時のダイアフラム変位 正負振幅比 2 固定 | |
| 8 3 | 正負非対称波形入力時のダイアフラム変位 正負振幅比 3 固定 | |
| 8 4 | 正負非対称波形入力時の送信波形 正負振幅比 2 固定 | |
| 8 5 | 正負非対称波形入力時の送信波形 正負振幅比 3 固定 | |
| 9 0 | 正負非対称波形 駆動電圧 正負振幅比可変 (最大 2) | |
| 9 1 | 正負非対称波形 駆動電圧 正負振幅比可変 (最大 3) | |
| 9 2 | 正負非対称波形入力時のダイアフラム変位 正負振幅比可変 (最大 2) | |
| 9 3 | 正負非対称波形入力時のダイアフラム変位 正負振幅比可変 (最大 3) | |
| 9 4 | 正負非対称波形入力時の送信波形 正負振幅比可変 (最大 2) | |
| 9 5 | 正負非対称波形入力時の送信波形 正負振幅比可変 (最大 3) | 20 |
| 1 0 0 | 超音波トランスデューサ | |
| 1 1 0 | キャリア波形 | |
| 1 1 1 | ガウスエンベロープ | |
| 2 1 0 | 音響レンズ | |
| 2 2 0 | 音響整合層 | |
| 2 3 0 | バッキング材 | |
| 2 4 0 | 導電性膜 | |
| 1 0 0 0 | 超音波トランスデューサアレイ | |
| 2 0 0 0 | 超音波探触子 | |
| | 【発明を実施するための最良の形態】 | 30 |
| | 【0 0 1 5】 | |
| | 以下、図面を参照して本発明の実施形態を説明する。 | |
| | 【0 0 1 6】 | |
| | 本発明の実施形態に関わるトランスデューサ及び装置構成等について説明する。図 1 は静電容量型超音波トランスデューサである c M U T の素子一つを示す垂直断面図である。超音波トランスデューサ (c M U T セル) 1 0 0 は、シリコン単結晶などの絶縁体又は半導体からなる平板状の基板 1 に、アルミニウムやタングステンあるいはチタンなどの導電体からなる薄膜状の固定電極 2 が形成され、固定電極 2 の上にダイアフラム層 (振動膜) 6 が形成されている。ダイアフラム層 6 は周縁部が基板から立ち上がった支持壁 8 によって基板に固定され、ダイアフラム層 6 と基板 1 の間には、周囲が支持壁 8 によって密閉された空隙層 7 が形成されている。空隙層 7 の中には、絶縁膜 5 が被覆された可動電極 3 が配置され、可動電極 3 はダイアフラム層 6 の内部に存在する。可動電極 3 は、固定電極 2 と可動電極 3 の間に電圧を印加した際、静電気力により、基板側に変位する。この変位が過剰になり、可動電極 3 が固定電極 2 と接触し、導通することを防ぐために、固定電極 2 の上部に絶縁膜 4 を設けるか、もしくは可動電極 3 を絶縁膜 5 で被覆するのが好ましい。尚、仕様の要求から、設計によっては、可動電極 3 はダイアフラム層 6 の外側にはみ出している場合や、支持壁 8 にまで達している場合、あるいはダイアフラム層 6 の厚みが一定でないなど、素子形状には様々な場合が考えられる。 | 40 |
| | 【0 0 1 7】 | |
| | ダイアフラム層 6 、支持壁 8 及び絶縁膜 5 で被覆された可動電極 3 は、半導体プロセス | 50 |

技術で加工可能な材料で作られる。例えば、米国特許第 6,359,367 号に記載された材料が使用可能である。例示すると、シリコン、サファイア、あらゆる形式のガラス材料、ポリマ（ポリイミドなど）、多結晶シリコン、窒化シリコン、酸窒化シリコン、金属薄膜（アルミニウム合金、銅合金、又はタンゲステンなど）、スピン・オン・ガラス（SOG）、埋め込み（implantable）ドーブ材又は拡散ドーブ材、ならびに酸化シリコン及び窒化シリコンなどから成る成長フィルムである。空隙層 7 の内部は真空でもよいし、空気又は何らかの気体を充填してもよい。定常時（非動作時）において、可動電極 3 と基板 1 との間隔（ z 方向）は、主にダイアフラム層 6、支持壁 8 及び可動電極 3 の剛性によって維持されている。

【0018】

超音波トランスデューサ 100 は、空隙層 7 及び絶縁膜 4 を挟んで、固定電極 2 と可動電極 3 とを配置した可変容量コンデンサとして動作する。可動電極 3 に力が加わり z 方向に変位すると、固定電極 2 と可動電極 3 の間隔が変わり、コンデンサの静電容量が変化する。可動電極 3 とダイアフラム層 6 は結合しているため、ダイアフラム層 6 に力が加わっても、可動電極 3 は変位する。このとき、固定電極 2 と可動電極 3 に電荷が蓄積されていると、固定電極 2 と可動電極 3 の間隔が変わり、両電極間の静電容量が変化するとともに、両電極間に電圧が発生する。このようにして、超音波などの何らかの力学的変位をもたらす力がダイアフラム層 6 に伝播すると、その変位が電気信号に変換される。また、固定電極 2 と可動電極 3 に電位差を与えると、各々異なる符号の電荷が蓄積し、静電気力により可動電極 3 が z 方向に変位する。このとき、可動電極 3 とダイアフラム層 6 は結合しているため、ダイアフラム層 6 も同時に変位する。こうして、ダイアフラム層上部（ z 方向）に、空気、水、プラスチック、ゴム、生体など音響伝播媒体が存在すれば、音が放射される。すなわち、この超音波トランスデューサ 100 は、入力された電気信号を超音波信号に変換してダイアフラム層 6 に隣接した媒体へ放射し、媒体から入力された超音波信号を電気信号に変換して出力する機能を有する電気音響変換素子である。

【0019】

図 2 は、超音波トランスデューサアレイ 1000 を示す斜視図である。この超音波トランスデューサアレイ 1000 は、超音波探触子（プローブ）2000 の送受信面をなすものであって、基板 1 に、前記した微細な（例えば水平幅 50 μm ）超音波トランスデューサ 100 を 1 つのセル（素子）として、多数のセルを形成し、所定個数ごとに結線 13 によって電氣的に接続したものである。図中のセルは六角形をしているが、セルの形は用途に応じて適宜変えればよい。また超音波トランスデューサ 100 の個数は、図示したものに限られず、半導体製造技術によって更に多数の超音波トランスデューサ 100 のセルをより大型の基板に集積してもよい。尚、図 2 に示した超音波トランスデューサ 100 の配列は一例であって、蜂の巣（honeycomb）状のほか、碁盤目（grid）状など、他の配列形態でもよい。また配列面は、平面状又は曲面状のいずれでもよく、その面形状も、円形状又は多角形状などにすることができる。あるいは、超音波トランスデューサ 100 を、直線状又は曲線状に並べてもよい。

【0020】

図 3 に示したように、個々の、又は所定個数毎にまとめられたセルは、送受切替スイッチ 31 を介して、この超音波探触子 2000 を具備した超音波撮像装置の送信ビームフォーマ 35 及び受信ビームフォーマに 36 接続されている。超音波探触子 2000 は、電源 32 によって駆動する直流電源 20、送信アンプ 33 及び受信アンプ 34 により超音波ビームを形成するアレイとして動作し、超音波の送受信のために利用される。送受信信号は制御部 37 により、目的に応じて制御される。送信信号は制御部で波形制御され、個々のセルやセルを束ねたチャンネルの電極に、送信ビームフォーマ 35、D/A コンバータ 21、送信アンプ 33 を介して任意の波形や振幅及び遅延時間が設定された状態で電圧が印加される。また、探触子に過大な電圧印加しないよう、あるいは送信波形制御の目的で、電圧リミッター 23 を具備している。受信信号は受信アンプ 34、A/D コンバータ 22 や受信ビームフォーマ 36 を介した後、信号処理部 38 にて、B モード断層像処理あるいは

はドップラー処理を経てビデオ信号に変換され、スキャンコンバータ 39 を介して表示部 60 に表示される。また、図 3 に示した構成要素の一部が探触子 2000 の内部に構成要素の一部として構成してもよい。以下、超音波信号の送受及び画像表示までの流れを概説する。

【0021】

一般的に超音波撮像装置は、生体内の構造を 2 次元平面あるいは 3 次元で表示する。このため、超音波の送信あるいは受信においては、アレイ型の超音波探触子を用いて、各チャンネルに電氣的な遅延操作あるいは使用するチャンネル数を設定し、ビームフォーミングを行い、2 次元あるいは 3 次元内において超音波の焦点を走査し撮像する。これらの操作は送信ビームフォーマ 35 あるいは受信ビームフォーマ 36 内部にて行われる。また、様々な撮像モードに合わせてビームフォーマの制御を制御部 37 にて行う。送信ビームフォーマ 35 で制御された探触子内の各チャンネルには送信アンプを介して電圧が印加され、各チャンネルから放射される超音波がある焦点で位相が重なるよう送信される。送信と受信は同じ探触子を用いて交互に行うため、送受切り替えスイッチ 31 にて送信と受信の切り替えを行う必要がある。受信時は受信信号を受信アンプ 34 で増幅し、受信ビームフォーマ 36 を介して信号処理部 38 にて信号を検出する。信号処理部 38 では、各信号が整相加算され、フィルタ処理、対数圧縮、検波という過程を経て、走査変換前の音場走査に対応した 2 次元画像あるいは 3 次元画像データとなる。ドップラーを用いた血流の撮像のような場合は、また別のフィルタによる処理ののち、直交検波、レンジゲート処理などを経てデータとなる。これらのデータはスキャンコンバータ 39 で走査変換され表示部 60 へのビデオ信号として出力される。以上の制御及び表示部の調整はユーザーインターフェース 24 を介して使用者が行うことができる。

【0022】

超音波探触子 2000 は、例えば、複数の超音波トランスデューサ 100 の群を短冊状に配列してアレイ型に形成したり、複数の超音波トランスデューサ 100 を扇状に配列してコンベックス型に形成したりしたトランスデューサアレイ 1000 を具備する。また、この超音波探触子 2000 において、超音波トランスデューサ 100 の媒体（被検体）側には、超音波ビームを収束させる音響レンズ 210 と、超音波トランスデューサ 100 と媒体（被検体）との音響インピーダンスを整合する音響整合層 220 や導電性膜 240 を配置し、またその背面側（媒体側に対して逆）には、超音波の伝播を吸収するバッキング材 230 を設けて使用することができる。

【0023】

超音波トランスデューサが送信する波形は、B モード断層像や血流計測を行うカラードップラーなど用途に応じて様々であるが、ここでは、カラードップラーなどの場合に用いる波形であって、波数が複数あり、かつ時間方向にエンベロープ関数が重畳された波形を図 11 に示す。ここで、時間方向にエンベロープ関数を重畳するとは、あるキャリアとなる波形（図 11 中の 110）に時間依存性の重み関数（図 11 中の 111）を重畳することをいう。エンベロープ関数には、ガウス関数、ハニング関数、矩形関数やその組み合わせなど用途に応じて様々なものが存在する。

【0024】

図 11 の例では、ガウス関数エンベロープを重畳している。図 12 に、ガウス関数エンベロープの周波数空間のパワースペクトラムを示す。図 12 からわかるように、周波数空間において、ガウス関数エンベロープではキャリア周波数 f_0 を中心にガウス型の分布をしている。図 11 のようなガウス関数型エンベロープ波形は、ドップラー計測などある狭い周波数帯において多数の波数を送信しつつ、信号処理における S/N R（信号雑音比）を向上させる場合に用いられる。同じ振幅の波を多数入れる場合、矩形エンベロープのように急激に波形が立ち上がるとキャリア周波数以外の成分が増加してしまう。一方、時間的に滑らかに立ち上がるエンベロープを重畳することにより、キャリア周波数以外の成分を抑制し、信号処理の過程でノイズになってしまうのを防ぐことができる。

【0025】

カラードップラー計測のような場合は、血流など移動する反射源の移動速度を求めるために、ドップラー効果を利用している。このとき、ある特定の周波数の周波数シフト (f) を波形の位相シフトから求め、最終的に速度に換算する。従って、基本周波数以外の他の周波数の成分は位相シフトを計測する上でノイズ源になりうる。このため、ドップラー計測においては、基本周波数のパワースペクトラムのみが大きいことが精度にとって重要な指標となる。従って、ガウス関数のようなエンベロープを重畳することでキャリア周波数成分以外の周波数を抑制し、より狭帯域とすることが行われる。また、 SN (感度) を向上させるために、多数の波を入れることが特徴である。

【 0 0 2 6 】

次に、本発明によって限られた空隙における $cMUT$ の送信パワーが増加する原理について述べる。 $cMUT$ 100 の固定電極 2 及びダイアフラム側電極 3 に電位差を加えると、図 1 に示したように、電極間に働く静電気力で、ダイアフラム層 6 が変位する。このとき、ダイアフラム層 6 の中心部は、ダイアフラム層を固定している周辺部に比べて構造的に剛性が小さいため、周辺部よりも大きく変位する。ダイアフラム層に働く静電気力 F_e は、 F_e を電極間の実効的な誘電率、 S を電極面積、 d を電極間距離、 V_{dc} を電極間に印加される直流電位差、 V_{ac} を電極間に印加される交流電圧とすると、時間 t を変数として次式のように表される。

【 0 0 2 7 】

$$F_e(t) = S * V_{dc} * V_{ac}(t) / d(t)^2 \quad \dots(1)$$

この式(1)のように、静電気力は同じ印加電圧、同じ電極面積に対しては、電極間の距離 $d(t)$ が小さいほど大きくなるという交流電圧 $V_{ac}(t)$ に対して非線形性を持つ。従って、 $d(t)$ が小さくなるような状況、すなわち $V_{ac}(t)$ が大きくなり、ダイアフラム層 6 がより基板に近づくような状況では、より大きな静電気力が働き、またその逆の状況では小さな静電気力しか働かない。このとき、図 4 (A) のように交流電圧 $V_{ac}(t)$ を正負対称波形とすると、図 4 (B) のように正負非対称の波形が音圧として出力される。

【 0 0 2 8 】

そこで、このような $cMUT$ の非線形性を低減させるために、正負非対称の駆動電圧を印加することが考えられる。例えば、図 4 (C) に示すように、 $V_{ac}(t)$ の正負における振幅の比を 1 ではないある一定の比 (b/a 1) で正負非対称にすることで、図 4 (D) のような対称波形入力よりも大きな送信パワーが得られる。

【 0 0 2 9 】

しかし、波数が 1 つであれば、ある最適な比 (b/a) が固定でよいが、上述のドップラー波形 (図 5 (A)) のような複数波数 (多列) でかつ振幅が時間的に変動 (経時変動) する場合には、それぞれの振幅において非線形性の度合いが異なる。従って、より最適な非対称波形入力とするためには、図 4 (C) のように b/a を固定とせず、図 5 (B) に示すように時間的に変動する振幅に応じて変化させた方がよいことになる。つまり、探触子に入力する電圧波形は、最終的に音圧波形として送信しようとするキャリア波形にエンベロープ関数を重畳した波形に、さらにそのエンベロープに応じて正負の振幅比を変化させた関数を重畳した波形とする。

【 0 0 3 0 】

ここでは、入力として入力波形の正負の振幅比を調整した正負非対称波形を用いて、限られた空隙をより効率的に使うことで送信パワーが増大することを示す。また、この正負の振幅比を時間的に変動する振幅に応じて連動させて変化させ、単に送信パワーが増大するのではなく、より狭帯域にパワーを集中することで、ドップラー計測等に最適な送信スペクトラムとなることを示す。

【 0 0 3 1 】

以下に、より具体的な実施例を用いて本発明を説明する。

【 0 0 3 2 】

第 1 実施形態では、超音波トランスデューサ 100 (図 1) の素子構造において、電極間に印加する駆動電圧波形を調整する。これにより、送信パワーを増加させることができ

10

20

30

40

50

る。また、上記のように正負の振幅比を時間的に変動させてもよい。以下、この構成による波形への影響を示す。本検討では計算機に詳細な設計値を与え、水中での送信特性について数値シミュレーションを行った。

【 0 0 3 3 】

本実施例の超音波トランスデューサ 1 0 0 の基板 1 の材質はシリコン (S i) とし、ダイアフラム層 6 の材質は窒化シリコン (S i N) とし、絶縁膜 4 , 5 の材質は酸化シリコン (S i O) とし、固定電極 2 、可動電極 3 の材質はアルミニウムとした。また、空隙層 7 の内部は真空とした。

【 0 0 3 4 】

水平方向の形状について述べる。本実施例の超音波トランスデューサ 1 0 0 及び比較例の超音波トランスデューサ 2 0 0 の各要素は、すべて円形とした。超音波トランスデューサ 1 0 0 の空隙層 7 の最大直径は 5 0 μ m とし、可動電極 3 の直径も同じく 5 0 μ m とした。固定電極 2 の直径は空隙層 7 の直径と同じとした。

【 0 0 3 5 】

垂直方向の構造について述べる。本実施例の超音波トランスデューサ 1 0 0 の厚さは、ダイアフラム層 6 が 1 7 0 0 n m 、絶縁層 4 , 5 の厚さが 2 0 0 n m 、空隙層 7 の厚さを 1 0 0 n m とした。電極層 3 の厚さは無視したが、設計におけるチューニングの範囲で、本発明の効果を検証することへの影響はない。

【 0 0 3 6 】

また、バイアス直流電圧は、ダイアフラムが下部基板に接触する電圧、すなわちコラプス電圧、の 9 0 % となるように設定した。尚、本構造におけるコラプス電圧は 7 5 V である。コラプス電圧とは、c M U T のように 2 つの電極が、空隙を介してダイアフラムのような何らかの剛性を持つもので支えられているとき、両電極間に直流電圧を印加していくと、ある時点で両電極間に働く静電気力がダイアフラムの剛性を大きく上回り、ダイアフラムがその剛性で空隙を保てなくなる電圧を言う。従って、通常バイアス直流電圧はコラプス電圧以下に設定される。設計によっては、あえてコラプス電圧以上に設定する場合もあるが、ここでは標準的な使用方法を採用する。

【 0 0 3 7 】

本構造及び本バイアス条件における送信感度帯域を図 6 に示す。一般的なトランスデューサの定義では、送信のみあるいは受信のみの感度の場合、感度最大感度周波数から - 3 d B の区間が帯域となる。本構造においては 2 M H z から 1 6 M H z が感度帯域である。従って中心周波数 (感度帯域を) は (1 6 M H z + 2 M H z) / 2 = 9 M H z となる。ただし、感度帯域内において最も感度が高い周波数は 7 M H z 付近である。

【 0 0 3 8 】

図 7、図 8 に、本構造に印加する全電圧 (A)、ダイアフラムの変位 (B)、送信音圧波形 (C) を示す。図 7 は入力電圧が正負対称波形で、キャリア周波数は感度帯域の最も感度が高い周波数付近である 7 . 5 M H z にガウスエンベロープ関数が重畳されており、波数は約 1 0 波である。図 8 は、図 7 で重畳しているガウスエンベロープ関数にさらにそのガウスエンベロープ関数に比例した振幅比を重畳した波形である。以下に数式で上記の関係を示す。

【 0 0 3 9 】

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

ここで、 $\sin(t)$ はキャリアとなる波形、 $\text{Gauss}(t)$ はキャリアに重畳されるガウスエンベロープ関数、 $\text{Ratio}(\text{gauss}(t), \text{polarity})$ は正負の振幅重みで、ガウス関数と正負の関数になっている。つまり、図 7 に示した従来型の印加電圧は、式 (2) の Ratio が時間的に常に 1 であり ($\text{Ratio} = 1$)、図 8 の場合は、 Ratio がガウス関数 $\text{gauss}(t)$ に比例した重みを正負の極性に応じて乗ずることを示す。例えば、エンベロープの頂上の最も振幅が大きくなる点 (図 7 で、エンベロープ関数の時間的に中心点、 $\text{Time} = 1 \mu\text{s}$) において、正負振幅比が $b/a = 2$ (波形 9 0) 又は 3 (波形 9 1) となり、それ以外の点では、エンベロープの関数に比例して小さくなる。また、正負非対称波形においては、電圧値によ

10

20

30

40

50

ては負側の振幅が直流バイアス電圧より大きくなる可能性がある。この場合、本来小さくすべき電位差が逆に大きくなり、静電気力が電極間に吸引方向の力を生む。これは負側に電圧を下げるときの目的とは逆方向である。そこで、このような場合、つまり直流バイアス電圧と交流電圧の和 ($V_{dc} + V_{ac}$) が直流バイアス電圧の符号と逆になるときは、リミッターをかけて交流電圧の振幅を低減させ、この和が直流電圧の符号と逆とならないようにする。

【0040】

図7、図8の(B)の変位に注目する。Displacementが0のときに電圧印加していないとき、マイナス側が下部基板側に変位することを意味する。図7および図8において、 $T_{me} = 0$ の時点では直流バイアス電圧のみが印加された状態で、ダイアフラムが下部基板側に約50nm変位している。図7(B)から分かるとおり、交流電圧が正負対称波形では、ダイアフラムの変位はダイアフラムが接触付近、つまり初期空隙の-100nm、まで達しているのに対して、逆側の変位が0[nm]付近まで達しておらず、振動可能な空隙を有効利用していない。一方、図8のような入力为非対称波形では、-100から0nm付近まで、より大きく空隙間を振動している。図8(B)に示したダイアフラム変位92は、図8(A)の電圧波形90に対応し、ダイアフラム変位93は、図8(A)の電圧波形91に対応する。

【0041】

送信パワーの増加を定量的に示すため、図10には、交流電圧 V_{ac} の変化に対する送信音圧パワーをプロットしている。送信パワーは、図7、図8の(C)をそれぞれ周波数スペクトラムに変換し、キャリア周波数である7.5MHzのパワーとしている。実用的な観点から、交流電圧の印加可能な最大値はダイアフラム層が下部基板に接触するまでとし、接触する V_{ac} ($V_{ac_critical}$) で規格化している。尚、図7、図8に示した条件は、図10における $V_{ac}/V_{ac_critical} = 1$ からコラプス電圧の約2.5%低い電圧、すなわちダイアフラムが下部基板側に接触する直前である。

【0042】

図10の送信パワーで比較すると、対称波形入力に対して、正負振幅比が可変の場合で約3dBの送信パワーが増加している。 $V_{ac_critical}$ 付近では最大振幅比 b/a が2及び3では大きな差は見られない。本計算では、全く同じ構造とバイアス電圧であるため、受信感度は対称入力と非対称入力と同じである。従って、送信パワーの増加が、そのまま送受信感度の増加となる。送受信感度が3から5dBの増加は、超音波診断装置における感度として極めて効果大きい。

【0043】

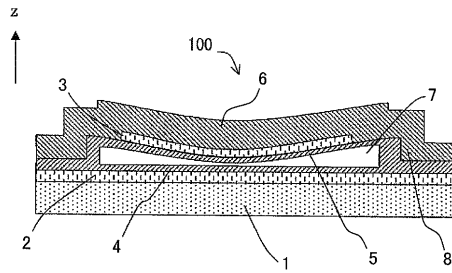
図9に、対称波形入力と正負振幅比可変入力による送信音圧の周波数スペクトラムを示す。図9より、正負振幅比可変入力の場合は、基本周波数のパワーが増大しているだけでなく、基本周波数周辺の帯域幅が対称波形の場合と比較して狭くなっており、キャリア波数にエネルギーが集中していることがわかる。これは、本発明が、正負の振幅比を $V_{ac}(t)$ の振幅値に応じて変えることで、cMUTの $V_{ac}(t)$ に依存する非線形性を低減させ、送信波形をより正負対称に近づけていることによる。正負非対称波形の周波数スペクトラムでは、キャリア周波数以外へパワーが広がるが、本発明により送信波形が正負対称に近づくと、キャリア周波数以外へのパワーの分散が抑制される。ドップラー計測では、より狭帯域にパワーが集中することが速度計測精度及び感度の点で有利である。本発明はこの条件を満たしており、ドップラー計測のように、多列かつ時間的に振幅が変動する波形の入力において、精度及び感度の向上の両立を達成している。

【0044】

このように、多列波形入力においては、cMUTの非線形性を考慮して正負の振幅比を制御することにより、空隙の利用効率が向上し、より狭帯域内で送信エネルギーを増加させることが可能となる。

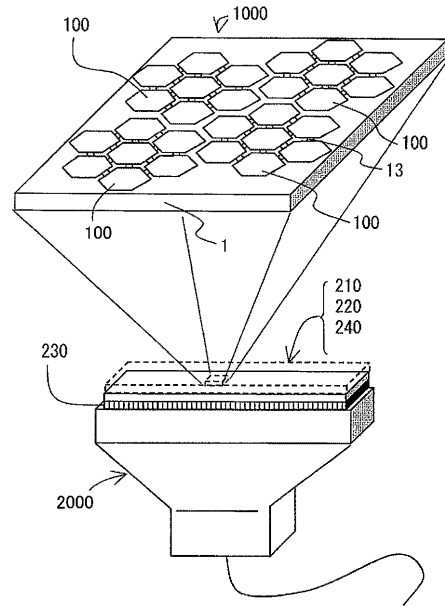
【 図 1 】

图 1



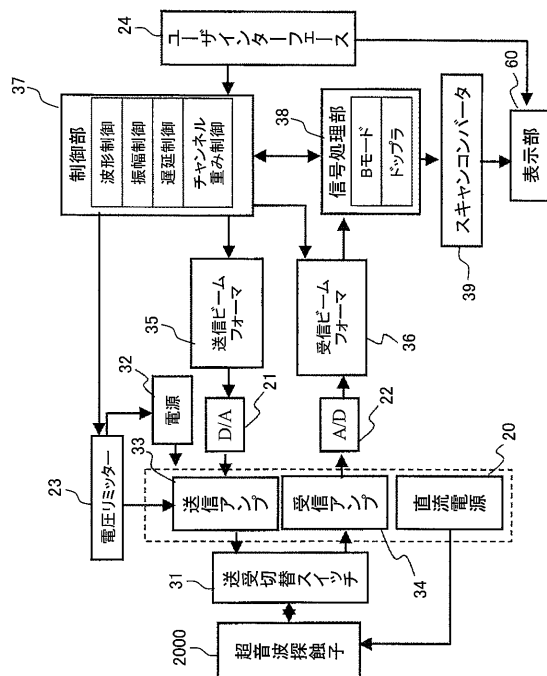
【 図 2 】

図 2



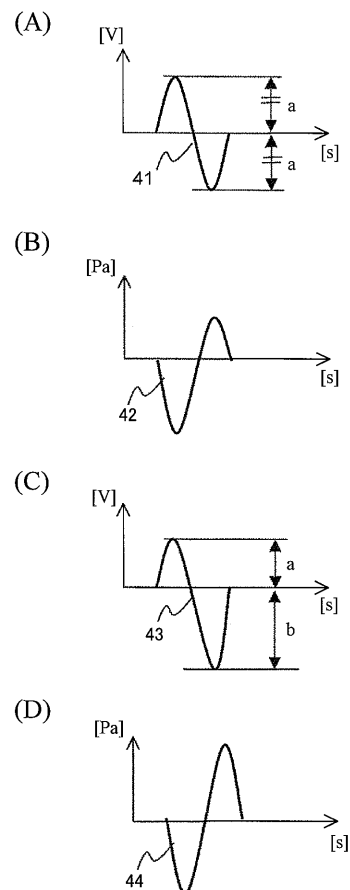
【圖 3】

☹
☒



【図 4】

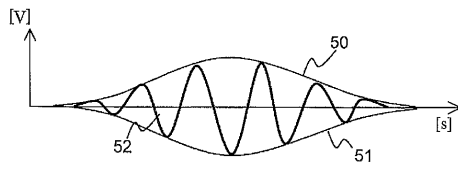
图 4



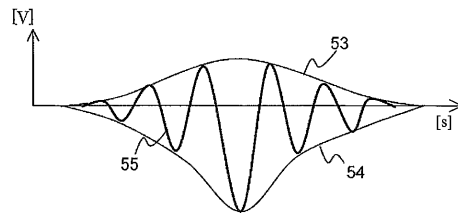
【図 5】

図 5

(A)

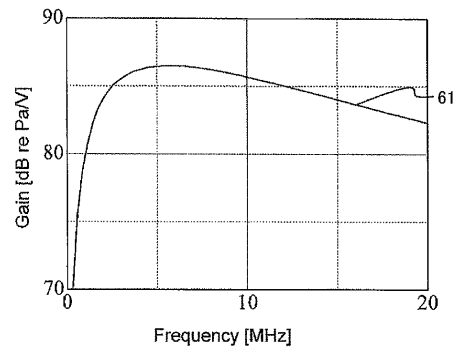


(B)



【図 6】

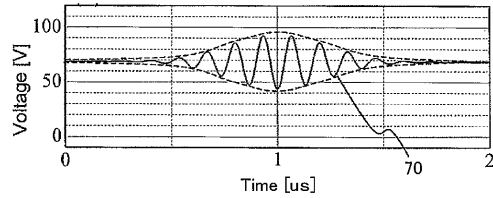
図 6



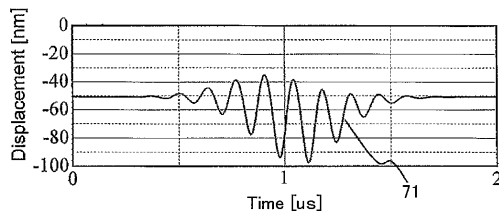
【図 7】

図 7

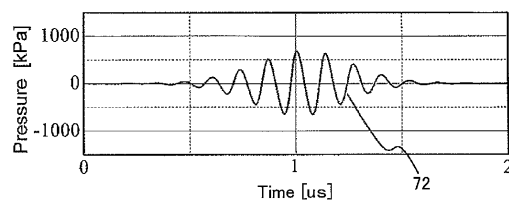
(A)



(B)



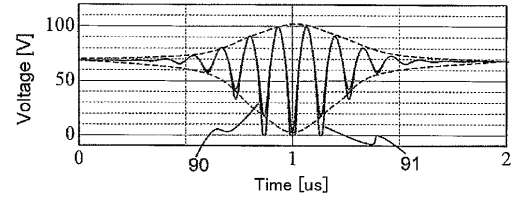
(C)



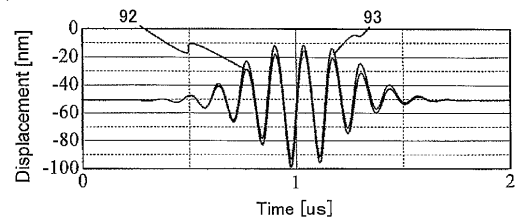
【図 8】

図 8

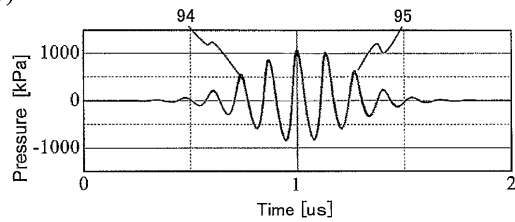
(A)



(B)

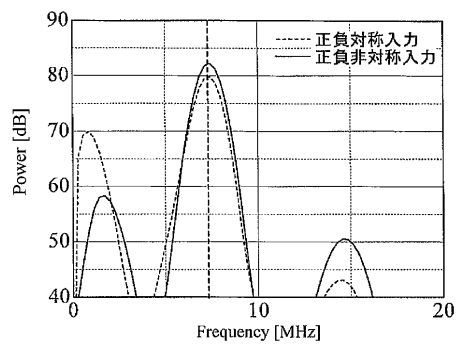


(C)



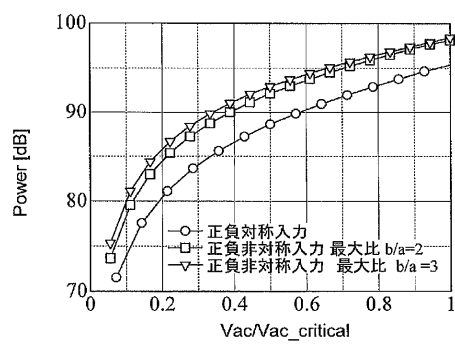
【図 9】

図 9



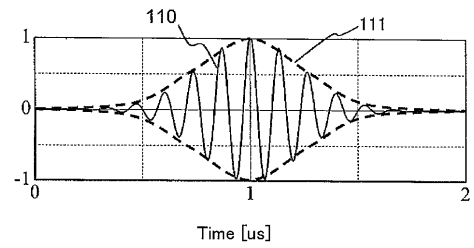
【図 10】

図 10



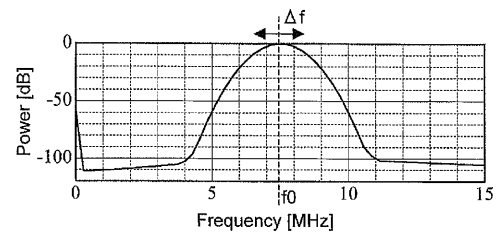
【図 11】

図 11



【図 12】

図 12



フロントページの続き

(56)参考文献 特開 2 0 0 4 - 5 0 3 3 1 3 (J P , A)
特開 2 0 0 6 - 1 2 2 3 4 4 (J P , A)
特開 2 0 0 7 - 5 2 7 2 8 5 (J P , A)
米国特許第 0 5 6 1 9 4 7 6 (U S , A)

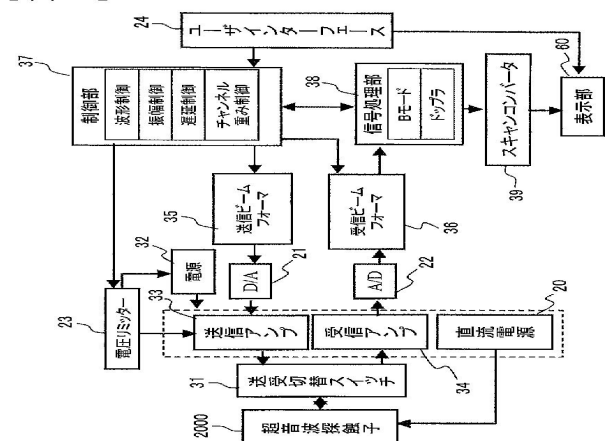
(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
A61B8/00-8/15

| | | | |
|----------------|--|---------|------------|
| 专利名称(译) | 超声成像设备 | | |
| 公开(公告)号 | JP5183640B2 | 公开(公告)日 | 2013-04-17 |
| 申请号 | JP2009541178 | 申请日 | 2008-11-14 |
| [标]申请(专利权)人(译) | 株式会社日立制作所 株式会社日立医药 | | |
| 申请(专利权)人(译) | 株式会社日立制作所 株式会社日立メディコ | | |
| 当前申请(专利权)人(译) | 株式会社日立制作所 株式会社日立メディコ | | |
| [标]发明人 | 田中宏樹 | | |
| 发明人 | 田中 宏樹 | | |
| IPC分类号 | A61B8/00 | | |
| CPC分类号 | B06B1/0292 B06B1/0215 G01S7/5202 G01S15/8906 | | |
| FI分类号 | A61B8/00 | | |
| 代理人(译) | 渡辺 敏章 | | |
| 审查员(译) | 樋口宗彦 | | |
| 优先权 | 2007297425 2007-11-16 JP | | |
| 其他公开文献 | JPWO2009063964A1 | | |
| 外部链接 | Espacenet | | |

摘要(译)

电容式微机械控制超声波换能器传输的超声波波形, 提高传输声压。关于发射超声波, 根据电压值使正和负不对称波形可变。

【 図 3 】



3
X