

(51)Int.Cl.⁷
A 6 1 B 8/14
8/06

識別記号

F I
A 6 1 B 8/14
8/06

テ-マコ-ト^{*} (参 考)
4 C 3 0 1

審査請求 未請求 請求項の数 11 O L (全 11数)

(21)出願番号	特願2000 - 110123(P2000 - 110123)	(71)出願人	000003078 株式会社東芝 東京都港区芝浦一丁目1番1号
(22)出願日	平成12年4月12日(2000.4.12)	(72)発明者	宮島 泰夫 栃木県大田原市下石上1385番地 株式会社 東芝那須工場内
		(72)発明者	神田 良一 栃木県大田原市下石上1385番地 株式会社 東芝那須工場内
		(74)代理人	100083161 弁理士 外川 英明

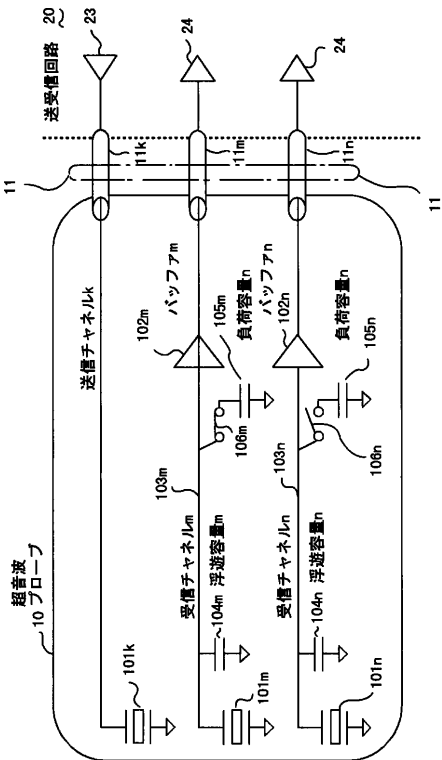
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 超音波診断装置

(57)【要約】

【課題】 高インピーダンストランスジューサを用いて、低雑音で高画質の画像が得られる超音波診断装置を提供すること。

【解決手段】 複数の超音波トランスジューサ101で受波されたエコー信号が各別に導入されるバッファ102と、このバッファの入力段に接続制御回路106によって接続が制御される負荷容量105とを超音波プローブ10内に設けたもの。これにより、高入力インピーダンス、低出力インピーダンスで信号を伝送し、かつ、チャンネル毎の容量のばらつきを補正することにより、低雑音で高画質の画像を得ることができる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 超音波プローブに設けられた超音波を送受波する複数の超音波トランスジューサと、この超音波トランスジューサで受波されたエコー信号を受信する受信手段と、この受信手段で受信された受信信号に所定の信号処理を施して所望の情報を得る信号処理手段と、この信号処理手段で得られた情報に基づく出力を表示する表示手段とを有する超音波診断装置において、前記超音波トランスジューサで受波されたエコー信号が各別に導入されるバッファ手段と、このバッファ手段の入力段に接続される容量性負荷手段とを具備し、前記バッファ手段を介して前記受信手段へ前記エコー信号を供給することを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 2】 前記バッファ手段の入力段は電界効果トランジスタで構成され、その電界効果トランジスタのゲートに前記エコー信号が導入されることを特徴とする請求項 1 に記載の超音波診断装置。

【請求項 3】 前記バッファ手段の入力段電界効果トランジスタのゲートには、能動回路で構成されるゲートバイアス回路が接続されることを特徴とする請求項 2 に記載の超音波診断装置。

【請求項 4】 前記バッファ手段の入力段電界効果トランジスタには、そのドレイン電流を制御するドレイン電流制御回路が接続されることを特徴とする請求項 2 に記載の超音波診断装置。

【請求項 5】 前記容量性負荷手段は、接続制御手段によって前記バッファ手段の入力段への接続が制御されるものであることを特徴とする請求項 1 ないし請求項 4 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置。

【請求項 6】 前記接続制御手段は、能動素子のバイアスを制御することにより、前記容量性負荷手段の前記バッファ手段の入力段への接続を制御することを特徴とする請求項 5 に記載の超音波診断装置。

【請求項 7】 前記接続制御手段による前記容量性負荷手段の前記バッファ手段の入力段への接続は、前記超音波トランスジューサから前記バッファ手段までの浮遊容量を含むインピーダンスに基づき制御するものであることを特徴とする請求項 6 に記載の超音波診断装置。

【請求項 8】 前記接続制御手段は、前記容量性負荷手段の前記バッファ手段の入力段への接続を、2 値的に制御するものであることを特徴とする請求項 6 または請求項 7 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置。

【請求項 9】 前記バッファ手段と前記容量性負荷手段および前記接続制御手段は、前記超音波プローブに設けられていることを特徴とする請求項 2 ないし請求項 8 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置。

【請求項 10】 前記バッファ手段と前記容量性負荷手段および前記接続制御手段は、同一パッケージ内に複数チャンネル分が収納されていることを特徴とする請求項 9 に記載の超音波診断装置。

【請求項 11】 前記超音波トランスジューサは、二次元状に配列されていることを特徴とする請求項 1 ないし請求項 10 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、超音波診断装置に係り、特に、三次元走査を可能とするために、超音波トランスジューサを二次元状に配列したいわゆる二次元アレイトランスジューサを有する超音波プローブを用いるのに好適な超音波診断装置に関する。

【0002】

【従来の技術】三次元走査が可能な超音波診断装置は、二次元アレイトランスジューサを使用して、超音波の送信ビームを二つの軸方向に偏向させて送信し、それぞれ送信方向と同じ 2 方向からの反射ビームを受信したり、あるいは、一つの軸方向へ偏向させて超音波ビームを送信し、同方向からの反射ビームを受波するとともに、他の軸方向に開口を移動して、送信方向とは異なる開口方向からの反射ビームを受波するようにして、2 方向からの反射ビームを受信する必要がある。二次元アレイトランスジューサは、電気信号を超音波に変換または逆に超音波を電気信号に変換するトランスジューサが、例えば図 6 (a) に示すように格子状に平面的に配列されて形成されている。トランスジューサのインピーダンスは、トランスジューサの厚み（この厚みによって共振周波数が決まる）が同じであればその面積に依存して変わり、面積が広いほどインピーダンスは低くなり、逆に面積が狭くなるほどインピーダンスは高くなる。すなわち、図 6 (a) に示した二次元アレイトランスジューサ 101 は、図 6 (b) に示すような短冊状に多数配列した一般的なりニア走査型の一次元アレイトランスジューサ 201 を、アレイ方向に対して交叉する方向にさらに細かく切ったような構造なので、そのインピーダンスは一次元アレイトランスジューサ 201 に比べて高くなるという特徴を有している。

【0003】この二次元アレイトランスジューサ 101 は、超音波プローブに設けられているものであり、超音波プローブはケーブルを介して超音波診断装置本体に接続される。しかし、高インピーダンスのトランスジューサに、超音波プローブのケーブルを直接接続すると、ケーブルの浮遊容量が大きいために、受信感度が低下して実用的でなくなるという問題が生ずる。そのため、ケーブルの受信端に共振用の回路素子を設けて、ケーブルの浮遊容量の影響を低減したり、或いは、プローブ内に受信バッファを挿入して、この受信バッファを介して信号をケーブルに通すことにより、感度低下を軽減するようにした高インピーダンス超音波プローブの使用法が提案されている。ところが、ケーブルの受信端に共振用の回路素子を設けることにより、ケーブルの浮遊容量の影響を低減しようとすると、帯域幅を狭めることとなる。ま

た、帯域幅を広くしようとすれば浮遊容量の低減効果が低くなってしまうので、広帯域化と高感度化とを両立させることができなかった。そのため、高インピーダンスのトランスジューサを有する超音波プローブを使用して、高い性能の超音波診断装置を実用化するためには、超音波プローブ内に受信バッファを設けることが技術的な課題となっていた。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、超音波プローブ内に受信バッファを設けたとしても、反射ビームの受信時にトランスジューサ側から見た負荷は、受信*

$$G = (Z_p + Z_r) / (Z_o + Z_p + Z_r) \quad \dots (1)$$

ここで、 Z_o は、トランスジューサの出力インピーダンス

Z_p は、トランスジューサの並列インピーダンス

Z_r は、配線に起因する並列インピーダンス

である。

【0005】ここで、通常の低いインピーダンスのトラ

$$G = Z_p / Z_p = 1$$

しかし、二次元アレイトランスジューサのようにインピーダンスが高い場合には、トランスジューサの並列インピーダンス Z_p が高く、トランスジューサの出力インピーダンス Z_o も高いので、配線に起因する並列インピー

$$G = Z_r / Z_o$$

この式から分圧比 G が配線に起因する並列インピーダンス Z_r に比例する状態となることが分かる。

【0006】ところで、二次元アレイトランスジューサに接続される配線は、チャンネル毎に幾何学的な経路が異なるために、この配線に起因する並列インピーダンス Z_r が、チャンネル毎に大きくばらつくことが多い。特に、高いインピーダンスのトランスジューサを有する超音波プローブでは、配線に起因する並列インピーダンス Z_r がばらつくと、チャンネル毎の分圧比 G がばらつくこととなり、受信ビームの形状が所望の特性から乖離してしまい、サイドローブが大きくなって画質を低下させることになるという問題がある。そのため、適当な補正を与えることが不可欠となる。また、ビームフォーマにチャンネル毎の振幅補正の機能をもたせた場合には、このサイドローブの問題は一定範囲内で回避されるが、ばらつきが大きすぎると振幅補正機能に対して過大な要求を強いることにつながり、システム全体のノイズフロアに対してトランスジューサからの信号源雑音が低下して、NF (noise figure) が劣化してしまうことになるという問題があった。本発明は、このような問題を解決して、低雑音で高画質の超音波画像を得ることのできる超音波診断装置を提供するためになされたものである。

【0007】

【課題を解決するための手段】上述の課題を解決するため、請求項 1 に記載の発明は、超音波プローブに設けられた超音波を送受波する複数の超音波トランスジューサ

*バッファの入力インピーダンスのみではなく、トランスジューサから受信バッファまでの配線で生ずる浮遊容量なども含まれる。そのため、トランスジューサのインピーダンスが高い場合には、この配線の浮遊容量の影響が多大となり、受信バッファへ入力される信号電圧は、配線の浮遊容量によるインピーダンスとトランスジューサのインピーダンスとの比によって分圧されてしまうという問題がある。すなわち、反射ビームを受波することによりトランスジューサに発生する受信信号電圧と、これに伴ない受信バッファの入力として観測される信号電圧の比 G (分圧比 G) は、次の (1) 式で示される。

トランスジューサを有する超音波プローブでは、トランスジューサの並列インピーダンス Z_p が配線に起因する並列インピーダンス Z_r に比べて低く ($Z_p \ll Z_r$)、またトランスジューサの出力インピーダンス Z_o も低いので、このとき分圧比 G は、(2) 式のようになり、配線などの影響はほとんど無視できる。

$$\dots (2)$$

ダンス Z_r の影響により、分圧比 G が小さくなる。すなわち、 $Z_r \ll Z_p$ の関係が成立したり、 $Z_r \ll Z_o$ の関係が成立する場合に分圧比 G は、(3) 式のようになる。

$$\dots (3)$$

と、この超音波トランスジューサで受波されたエコー信号を受信する受信手段と、この受信手段で受信された受信信号に所定の信号処理を施して所望の情報を得る信号処理手段と、この信号処理手段で得られた情報に基づく出力を表示する表示手段とを有する超音波診断装置において、前記超音波トランスジューサで受波されたエコー信号が各別に導入されるバッファ手段と、このバッファ手段の入力段に接続される容量性負荷手段とを具備し、前記バッファ手段を介して前記受信手段へ前記エコー信号を供給することを特徴とするものである。これにより、チャンネル毎の容量のばらつきを補正して、インピーダンスの高い超音波プローブでも使用することのできる超音波診断装置が提供される。

【0008】また、請求項 2 に記載の発明は、請求項 1 に記載の超音波診断装置において、前記バッファ手段の入力段は電界効果トランジスタで構成され、その電界効果トランジスタのゲートに前記エコー信号が導入されることを特徴とするものである。これにより、電界効果トランジスタの特性を活用して、超音波プローブの入力インピーダンスを高く、かつ形状を小形化することができる。また、請求項 3 に記載の発明は、請求項 2 に記載の超音波診断装置において、前記バッファ手段の入力段電界効果トランジスタのゲートには、能動回路で構成されるゲートバイアス回路が接続されることを特徴とするものである。これにより、高インピーダンス化が実現される。また、請求項 4 に記載の発明は、請求項 2 に記載の

超音波診断装置において、前記バッファ手段の入力段電界効果トランジスタには、そのドレイン電流を制御するドレイン電流制御回路が接続されることを特徴とするものである。これにより、入力段電界効果トランジスタのドレイン電流を、増加させたり減少させるように制御することにより、必要に応じて特性の改善を図ったり消費電力を低減したり選択することができる。

【0009】また、請求項5に記載の発明は、請求項1ないし請求項4のいずれか1項に記載の超音波診断装置において、前記容量性負荷手段は、接続制御手段によって前記バッファ手段の入力段への接続が制御されるものであることを特徴とするものである。これにより、チャンネル毎に個別に容量性負荷の接続を制御することができ、チャンネル毎の分圧比のばらつきを少なくすることができる。また、請求項6に記載の発明は、請求項5に記載の超音波診断装置において、前記接続制御手段は、能動素子のバイアスを制御することにより、前記容量性負荷手段の前記バッファ手段の入力段への接続を制御することを特徴とするものである。これにより、能動素子のバイアス制御に伴うインピーダンス変化に加えて、容量性負荷の接続を制御できるので、入力段を高インピーダンスとしてチャンネル毎にきめ細かい制御が可能となる。また、請求項7に記載の発明は、請求項6に記載の超音波診断装置において、前記接続制御手段による前記容量性負荷手段の前記バッファ手段の入力段への接続は、前記超音波トランスジューサから前記バッファ手段までの浮遊容量を含むインピーダンスに基づき制御するものであることを特徴とするものである。これにより、入力段を高インピーダンスとして、チャンネル毎によりきめ細かい制御が可能となる。また、請求項8に記載の

発明は、請求項6または請求項7のいずれか1項に記載の超音波診断装置において、前記接続制御手段は、前記容量性負荷手段の前記バッファ手段の入力段への接続を、2値的に制御するものであることを特徴とするものである。これにより、容量性負荷の接続制御を最も簡素にすることができる。

【0010】また、請求項9に記載の発明は、請求項2ないし請求項8のいずれか1項に記載の超音波診断装置において、前記バッファ手段と前記容量性負荷手段および前記接続制御手段は、前記超音波プローブに設けられていることを特徴とするものである。これにより、超音波診断装置に接続するために、超音波プローブに備えられている容量の大きなケーブルの影響を軽減することができる。また、請求項10に記載の発明は、請求項9に記載の超音波診断装置において、前記バッファ手段と前記容量性負荷手段および前記接続制御手段は、同一パッケージ内に複数チャンネル分が収納されていることを特徴とするものである。これにより、超音波プローブを小形化するとともに、その製造を容易にすることができる。さらに、請求項11に記載の発明は、請求項1ない

し請求項10のいずれか1項に記載の超音波診断装置において、前記超音波トランスジューサは、二次元状に配列されていることを特徴とするものである。これにより、三次元走査が可能な超音波診断装置において、低雑音で高画質な画像を得ることができる。

【0011】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係る超音波診断装置の一実施の形態について、図1ないし図5を参照して詳細に説明する。なお、これらの図において同一部分には同一符号を付して示してある。図1は、本発明に係る超音波診断装置の一実施の形態の概略的な構成を示した系統図である。超音波プローブ10は、ケーブル11を介して超音波診断装置本体12に、図示しないコネクタによって着脱自在に接続されるものであり、超音波診断装置本体12に設けられている送受信回路20との間で信号の授受を行っている。超音波プローブ10には、後述するが、多数のトランスジューサが二次元にアレイ状に配列されており、各トランスジューサが送受信回路20によって選択的に駆動されて、被検体へ向けて発射する超音波ビームを、電子的に走査し、フォーカスさせあるいは開口が制御されるようになっている。なお、超音波プローブ10は、リニア走査型、セクタ走査型など各種のものが使用できる。

【0012】さて、送受信回路20は図2に示すように、発振器21、遅延回路22、パルス発生器23、プリアンプ24、加算器25を有している。発振器21はトランスジューサを振動させる周波数（中心周波数 f_0 ）すなわち、トランスジューサから発射される超音波の周波数を決定するもので、その出力が遅延回路22を介してパルス発生器23へ一定周期で供給される。この周期の逆数が超音波ビームの繰り返し周波数（これをレート周波数という）であり、このレート周波数で生ずるパルス発生器23からの駆動パルスが、超音波プローブ10の各トランスジューサに個別にまたは近隣グループ単位に印加される。なお、遅延回路22は異なる遅延時間の多数の遅延線から成り、発振器21の出力が所定の遅延線を経て選択的にパルス発生器23へ供給されるので、このパルス発生器23からの出力パルスの印加されたトランスジューサが駆動され、所望の方向へ超音波ビームを送り出す。そして、パルス発生器23へ供給される発振器21からの出力信号の遅延時間を、遅延回路22によって適宜調整することにより、超音波プローブ10すなわちトランスジューサから発射される超音波ビームの方向（すなわち、ラスト方向）を変更することができる。

【0013】さて、超音波プローブ10から被検体へ発射された超音波ビームは、被検体の体内組織で反射され、その反射波は受信用のトランスジューサで受波されて、微弱な電気信号に変換される。ただし、送信時と同じトランスジューサで受波されてもよい。そして、この

トランスジューサで変換された微弱な電気信号は、ブリアンプ24で増幅された後遅延回路22にて、受信指向性を決めるために必要な例えば送信時と同じ時間の遅延を受けて加算器25へ供給されて加算される。図1に示すように、送受信回路20の後段には振幅検出器30が設けられている。従って、送受信回路20の加算器25で加算されたエコー信号が振幅検出器30に供給され、ここで各ラスタ方向における超音波ビームの反射波の強度が検出される。すなわち、振幅検出器30では受信信号の振幅から、各ラスタの輝度情報を得、これをBモード画像(断層像)の情報として、一旦データメモリ40に蓄える。

【0014】一方、送受信回路20の発振器21と加算器25の出力が、血流情報検出器50のドブラシフト検出部50aに供給される。このドブラシフト検出部50aは、直交検波方式によりドブラ偏移周波数を検出するための回路であって、図2に示されているように、第1、第2の2つのミキサ51a、51bと、90度移相器52および第1のミキサ51aと第2のミキサ51bにそれぞれ対応する第1、第2の2つのローパスフィルタ(LPF)53a、53bを有している。そこで、第1のミキサ51aでは、エコー信号である加算器25の出力と参照信号としての発振器21との出力(中心周波数 f_0)とが掛け合わされ、第2のミキサ51bでは、加算器25の出力と発振器21の出力を移相器52で90度移相した参照信号とが掛け合わされる。従って、各ミキサ51a、51bからは、偏移周波数成分をもったドブラ信号と高周波成分とが得られることとなる。そこで、各ミキサ51a、51bの出力をローパスフィルタ53a、53bに通して高周波成分を除去することにより、偏移周波数成分を持ったドブラ信号のみを取り出す。なお、このドブラ信号には、主に血球などの速い移動体での反射により周波数偏移を受けた高周波成分と、心臓壁などの遅い移動体での反射により周波数偏移を受けた低周波成分とが含まれている。また、第1のミキサ51aでは発振器21の出力を直接加算器25の出力に掛け合わせ、第2のミキサ51bでは、発振器21の出力を90度移相して加算器25の出力に掛け合わせているので、その出力は位相が90度異なったものとなる。よって、第1のローパスフィルタ53aからはドブラ信号のコサイン($\cos$)成分が得られ、第2のローパスフィルタ53bからはドブラ信号のサイン($\sin$)成分が得られる。このように、ドブラ信号のコサイン成分とサイン成分との2チャンネル分を得るようにしたのは、ドブラ信号の極性も検出できるようにするためである。

【0015】さて、血流情報検出器50にはMTI(Moving Target Indicator)演算部50bが備えられており、ドブラシフト検出部50aの出力がこのMTI演算部50bに供給される。すなわち、MTI演算部50

bは血流などの速度や散乱パワーなどの情報を得るためのものであり、図3に示すように、第1、第2のローパスフィルタ53a、53bの出力が各別に導入される第1、第2の2つのアナログデジタル変換器(以下、A/D変換器と記す)54a、54bと、同じく第1、第2のMTIフィルタ55a、55b、自己相関器56、平均速度演算回路57、分散演算回路58、パワー演算回路59を有している。ドブラシフト検出部50aのローパスフィルタ53a、53bを通して得られたドブラ信号は、それぞれA/D変換器54a、54bに供給され、ここで1本の走査線に対して例えば0.5mm間隔に相当する所定のサンプリング周波数に従ってサンプリングして、デジタル信号に変換してから、MTIフィルタ55a、55bへ送り込む。MTIフィルタ54は、ハイパスフィルタとして機能し、主に血流などの速い移動体の反射により周波数偏移を受けた高周波成分(血流成分)だけを通過させ、主に心臓壁などの遅い移動体での反射により周波数偏移を受けた低周波成分(クラッタ成分)を除去するものである。よって、MTIフィルタ55a、55bを通して血流成分だけとなったドブラ信号は、自己相関器56によって周波数解析されて、血球による偏移周波数が求められる。さらに、自己相関器56の出力は、それぞれ平均速度演算回路57、分散演算回路58およびパワー演算回路59に供給される。そして、それぞれ偏移周波数に基づいてサンプル点毎に演算されて、平均速度演算回路57では血流の平均速度が求められ、また、分散演算回路58では血流の速度分布が求められ、さらに、パワー演算回路59では、主に血流量(血球個数)を反映しているパワー(これは、ドブラ信号の振幅の二乗である)が求められる。これらは血流情報画像(すなわち血流像)の信号であり、データメモリ40に一旦蓄えられる。

【0016】さて、データメモリ40に一旦蓄えられている上記の血流情報画像(すなわち血流像)の信号およびBモード画像(断層像)の信号は、適宜のタイミングで読み出され、デジタルスキャンコンバータ(Digital Scan Converter:以下DSCと略称する)60へ供給される。ここで、血流情報検出器50や振幅検出器30から得られる画像信号は、超音波走査に同期した信号なので、これをテレビ走査方式の表示器13に表示できるようにするために、DSC60によって標準のテレビ走査に同期して読み出すことにより、走査方式を個別に変換し、変換された形態情報画像の信号は画像メモリ70にBモード画像の信号と血流情報画像の信号とが別々に格納される。そして、画像メモリ70に格納されている画像信号は、適宜なフレームタイミングで各別に読み出され、画像合成などがされて表示器13に表示される。なお、図示は省略したが、超音波診断装置本体12には制御器や記憶装置が備えられており、制御器は本体12内に設けられている各構成機器を始めとして、超音

波プローブ 10 を制御し、記憶装置には各種の制御データなどが記憶されている。

【0017】次に、本発明の主要構成要素である超音波プローブ 10 について、図 4 および図 5 を参照して説明する。なお、これらの図において、黒丸印は電源側を表し、白抜き三角印は接地側を表している。図 4 は、本発明の超音波診断装置で使用される超音波プローブ 10 の概略的な構成を示した系統図である。図 6 (a) にも示したように、超音波プローブ 10 には多数のトランスジューサ 101 が平面的に格子状（二次元状）に配列されているが、図 4 には 3 個のトランスジューサ 101 k、101 m、101 n のみが示されている。なお本実施の形態では、送信用と受信用とにトランスジューサを使い分けるものとし、トランスジューサ 101 k は送信用であり、トランスジューサ 101 m、101 n は受信用を示している。ここで、k、m、n などはトランスジューサ 101 に付随する回路（チャンネル）を、区分して説明するために便宜上付した符号であり、特に区分する必要のないときは符号 k、m、n の付記は省略する。送信用のトランスジューサ 101 k には、送受信回路 20 のパルス発生器 23 からの駆動電気信号がケーブル 11 k を介して供給され、ここで音響信号に変換されて被検体の生体内に超音波ビームとして発射される。そして、生体にて反射・散乱された超音波は受信用のトランスジューサ 101 m、101 n 等で受波されて電気信号に変換され、バッファ 102 m、102 n で受信される。このバッファ 102 m、102 n の出力は、それぞれケーブル 11 m、11 n を介して送受信回路 20 のプリアンプ 24 へ供給される。

【0018】バッファ 102 は、容量の大きいケーブル 11 の影響をなくし、高いインピーダンスのトランスジューサ 102 での感度劣化・周波数特性劣化を低減するために設けられており、入力インピーダンスが高く出力インピーダンスの低い信号を伝送する回路である。ただし、トランスジューサ 101 m、101 n からバッファ 102 m、102 n の入力までの配線経路 103 m、103 n には浮遊容量 104 m、104 n がそれぞれ存在し、その値は配線経路 103 m、103 n 毎に異なる。この浮遊容量 104 m、104 n の容量値のばらつきを低減するために、別に負荷容量 105 m、105 n を用意しておき、これを接続するかどうかを接続制御回路 106 m、106 n によって制御する。すなわち、トランスジューサ 101 m の配線経路 103 m で浮遊容量が少ないものとするれば、接続制御回路 106 m は負荷容量 105 m を接続状態に制御し、トランスジューサ 101 n の配線経路 103 n で浮遊容量が多いものとするれば、接続制御回路 106 n は負荷容量 105 n を非接続状態に制御して、合計の容量のばらつきが少なくなるように制御する。なおこの場合、負荷容量 105 m、105 n は同じ値であってもよい。

【0019】次に、バッファ 102 を実現する半導体集積回路の一実施の形態について、図 5 を参照して説明する。なお、図 5 には多数の受信用トランスジューサ 101 の内、ある 1 チャンネルのバッファ 102 についてのみ示しているが、他のチャンネルのバッファ 102 も同様に構成されている。そしてこれらバッファ 102 は、超音波プローブを小形化し製造を容易にするために、数 10 チャンネル分を一つの半導体集積回路としてパッケージされている。すなわちバッファ 102 は、入力インピーダンスを高くするために、電界効果トランジスタ（以下、FET と称する。）Q1 を使用し、そのゲート端子に信号が入力されるように、配線経路 103 を介してトランスジューサ 101 に接続されている。そして、FET Q1 のゲートのバイアス回路も高いインピーダンスとするために、FET Q2 によって構成されたバイアス回路が接続されている。さらに、FET Q1 のドレイン電流を制御するために、ソース端子に FET Q3 による制御回路が接続され、FET Q1 のソース端子がトランジスタ回路などで構成されている出力回路 T1 に接続されている。なお、FET Q1 のゲートのバイアス回路を高いインピーダンスとするためには、ゲートに高い抵抗値の抵抗器を並列接続してもよいが、半導体集積回路の内部に高い抵抗値を実現することが困難な場合が多いので、この実施の形態では抵抗器ではなく、高いインピーダンスを実現する能動素子として、FET Q2 を使用することによりバイアス回路を構成している。

【0020】また、バッファの機能を実現する能動素子としての FET Q1 は、ドレイン電流を増大させるとゲート電圧対ドレイン電流の変換率 g_m が向上するが、消費電力も増大する。そこで本実施の形態では、FET Q1 のドレイン電流をソース端子に接続した FET Q3 によって制御するようにしている。この FET Q3 により FET Q1 のドレイン電流を増加させて特性を改善するか、ドレイン電流を減少させて消費電力を低減するかは、動作状態や駆動素子による発熱量に応じて制御することになる。そして、FET Q3 のゲートバイアスは、超音波診断装置本体 12 の制御器などからのバイアス制御（Bias CONT）信号によって制御される。なお、FET Q1 のドレイン電流を決定する回路を抵抗器で構成すると、ドレイン電流制御をした場合でもソースインピーダンスが固定となるために特性の改善が十分でない場合があり、FET Q3 のような能動素子によるドレイン電流制御が良い改善を示すことが多い。また、この能動素子によるドレイン電流制御にはいわゆるカレントミラー負荷によるドレイン電流制御をすることも可能であり、これにより制御が容易になる。

【0021】さて、FET Q1 のゲート端子には、FET Q4 による接続制御回路が接続されて、容量値 C1 の負荷容量 105 の接続が制御されるようになっている。そして、FET Q4 の制御は、超音波診断装置本体 12

内の制御器により、記憶装置に各チャンネル毎に個別に記録された接続制御情報を、超音波診断装置本体12のバスインターフェイス(BUS-IF)から、バッファ102を構成する半導体集積回路に設けられているバスインターフェイス(BUS-IF)107を介して行われる。すなわち、バスインターフェイス(BUS-IF)は、数10チャンネル分のバッファ102を一つの半導体集積回路としたパッケージ毎に、言い換えれば、パッケージの数だけ設けられている。そして、このバッファ102を構成する半導体集積回路のパッケージ内に、バスインターフェイス(BUS-IF)107に接続された各チャンネル毎のレジスタ108が設けられている。従って、各チャンネル毎に個別に記録された接続制御情報が、バスインターフェイス(BUS-IF)107を介して所定のレジスタ108へ供給される。この情報は論理情報なので、これをレジスタ108から取り出してアナログの接続制御情報に変換するゲート制御(Gate-Cont)回路109が設けられている。

【0022】この接続制御情報は、受信用のトランスジューサ101からバッファ102に至る配線経路103毎に、事前に測定した浮遊容量104の容量値C0や、配線パターンから決まる応答の分析に基づいて作成した校正データであり、超音波診断装置本体12内の図示しない記憶装置に格納されている。そして、超音波プローブ10を超音波診断装置本体12に接続した時に、この記憶装置に格納されているチャンネル毎の校正データは、超音波診断装置本体12のBUS-IFから超音波プローブ10内のBUS-IF107を通じて、超音波プローブ10内の各レジスタ108に転送される。よって、この接続制御情報は各バッファ102毎に設定され、この接続制御情報に応じてFETQ3のゲート電圧が制御されて、負荷容量105への接続インピーダンスが制御される。なお、負荷容量105の接続制御について最も簡素な制御は、接続するかしないかすなわちON/OFF制御を行う場合であり、この場合は接続制御情報は二値的な情報で良い。また、接続制御情報は、各チャンネル毎に必要であり、これを別々に接続しようとする、超音波プローブ10と超音波診断装置本体12とを接続するケーブル11の本数が増大して現実的ではない。そのため、一般的なバスの概念で制御データを伝送することが現実的となる。ただし、BUS-IFといえども接続線数の少ないインターフェイスが望ましく、例えば I^2C バスのような2線式インターフェイスが好ましい。

【0023】以上詳述したように、この実施の形態では、バッファ102を入力インピーダンスの高いFETQ1で構成し、そのゲートバイアスをFETQ2によるバイアス回路で与えるようにするとともに、初段のFETQ1のドレイン電流を、FETQ3で構成した能動負荷で制御するようにした例で説明したが、これに限ることなく他の素子で構成する際にも同様の方法で低消費電*

*力で特性を確保することができる。また、負荷容量105の接続は2値的な制御だけでなく多値的な制御が可能であり、チャンネル間の浮遊容量のばらつきが大きい場合やダイナミックレンジに余裕の少ない場合には、負荷容量105との接続インピーダンスを制御したり、複数の負荷容量への接続を制御したり、微妙な容量制御には、FETやバラクタダイオードなどの能動素子のバイアスを制御することにより、当該能動素子のインピーダンス変化に加えて、負荷容量の接続を制御することもできる。さらに、本発明をトランスジューサを送信用と受信用とに分けて使用する実施の形態について説明したが、トランスジューサを送受信に兼用する方式の超音波診断装置にも適用することができる。また、トランスジューサを二次元的に配列した超音波プローブについて説明したが、本発明は、トランスジューサが一次的に配列されている高いインピーダンスの超音波プローブにも適用できることは言うまでもない。

【0024】

【発明の効果】以上詳細に説明したように、本発明によれば、超音波プローブ内にバッファを設けるとともに、チャンネル毎に浮遊容量のばらつきを補正するようにしたことにより、超音波プローブの容量の大きなケーブルの影響をなくして、高いインピーダンスのトランスジューサの使用を可能とし、以って低雑音で高画質な画像を得ることのできる超音波診断装置が提供される。また、三次元走査が可能な超音波診断装置においても、低雑音で高画質な画像を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る超音波診断装置の一実施の形態の概略的な構成を示した系統図である。

【図2】図1に示した超音波診断装置が有する送受信回路およびドブラシフト検出部の概略的な系統図である。

【図3】図1に示した超音波診断装置が有するMTI検出部の概略的な系統図である。

【図4】本発明の超音波診断装置で使用される超音波プローブの概略的な構成を示した系統図である。

【図5】本発明に係る超音波診断装置で使用される超音波プローブに設けられるバッファを実現するための半導体集積回路の一実施の形態を示した系統図である。

【図6】超音波プローブに設けられるトランスジューサの配列を説明するために示した説明図である。

【符号の説明】

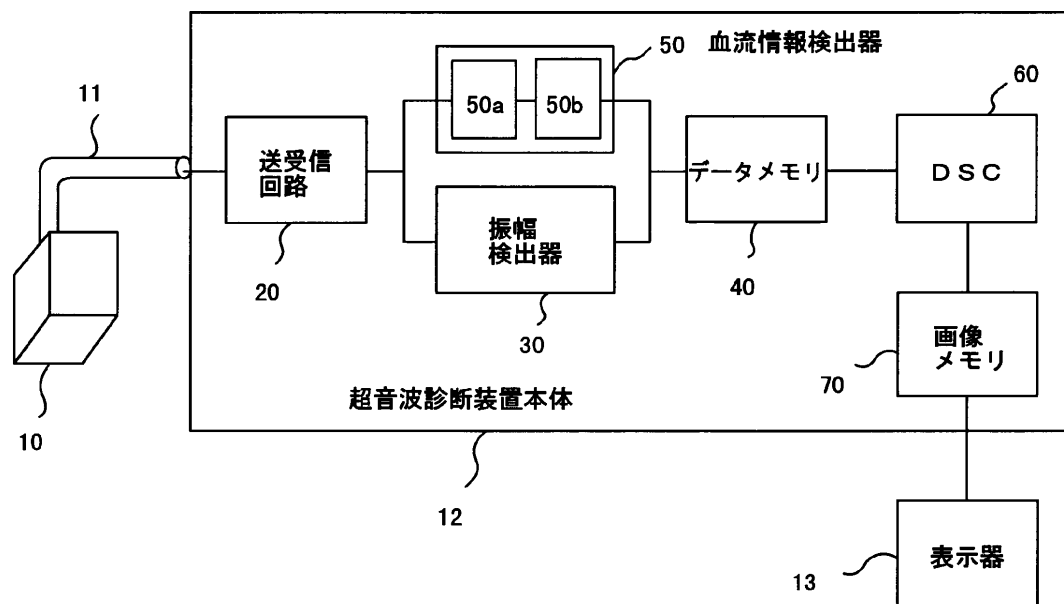
- 10 超音波プローブ
- 11 ケーブル
- 12 超音波診断装置本体
- 20 送受信回路
- 30 振幅検出回路
- 50 血流情報検出回路
- 60 デジタルスキャンコンバータ(DSC)
- 101 トランスジューサ

1 0 2	バッファ
1 0 4	浮遊容量
1 0 5	負荷容量

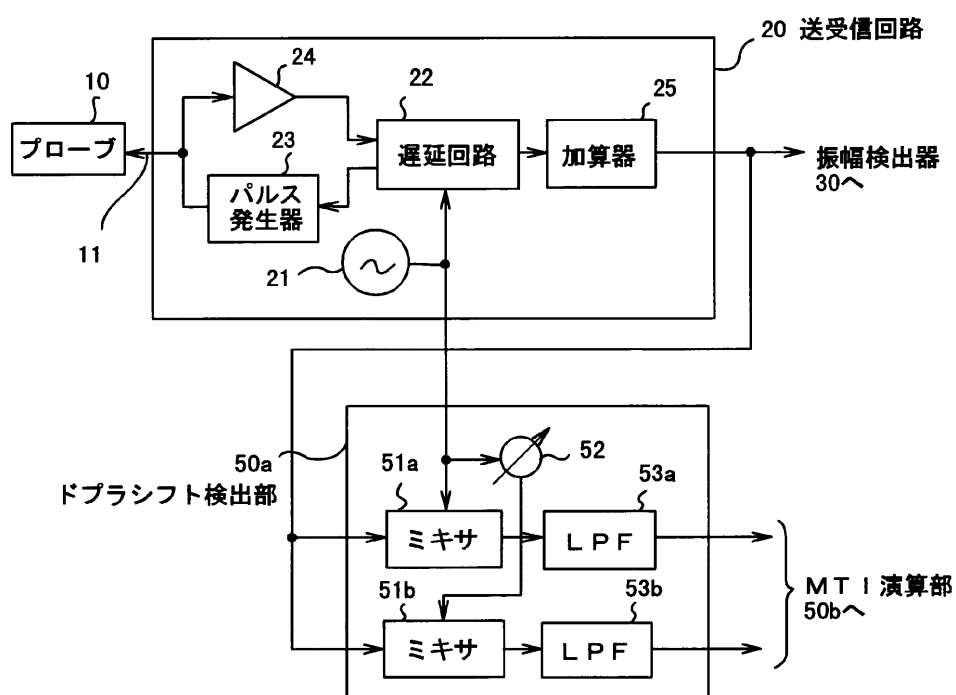
* 1 0 6 接続制御回路
Q 1 ~ Q 4 F E T

*

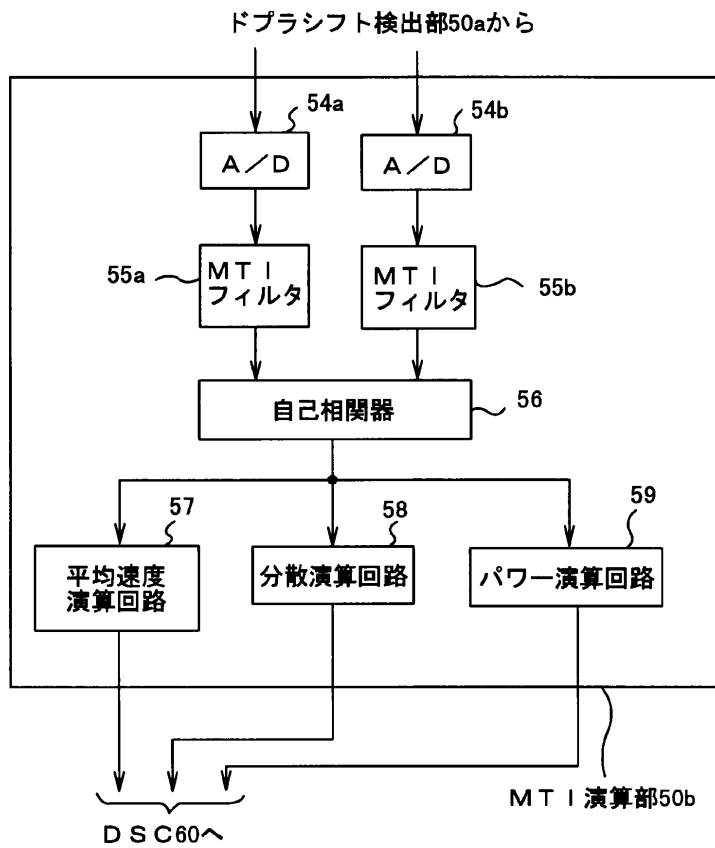
【圖 1】



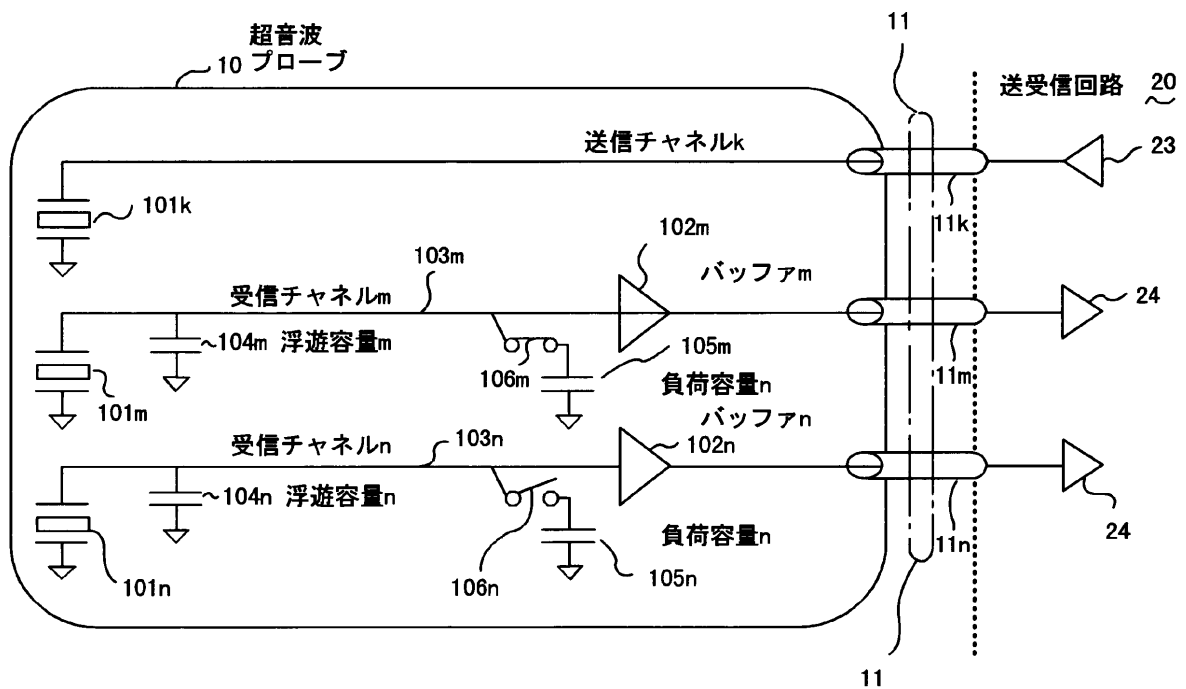
【圖 2】



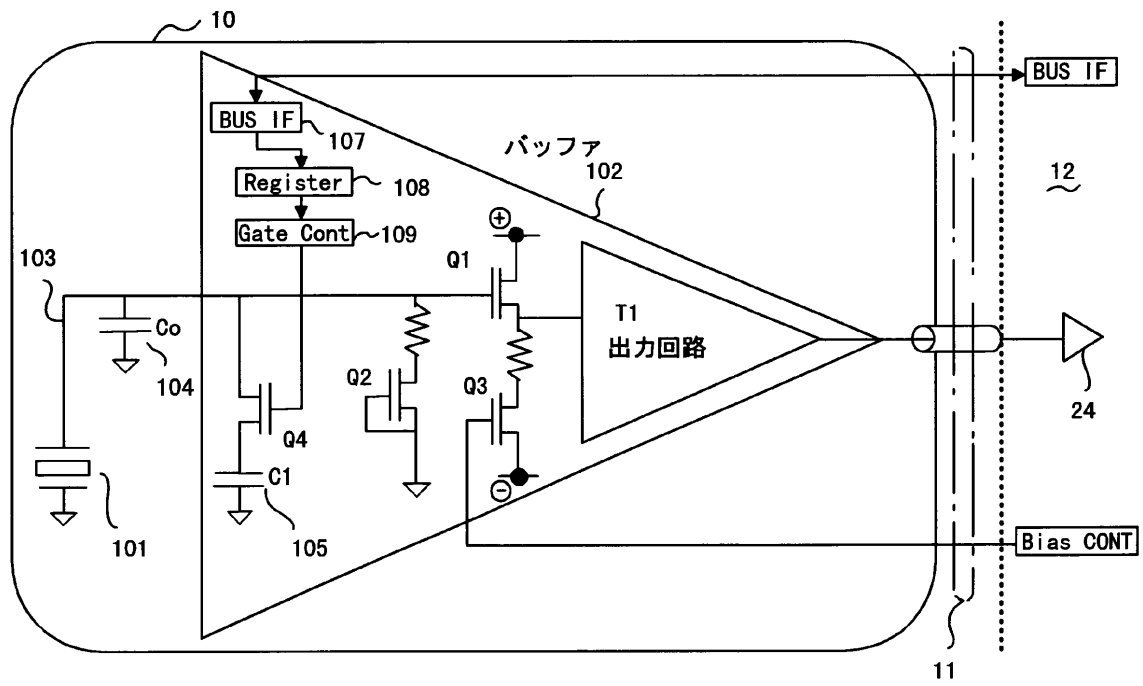
【図3】



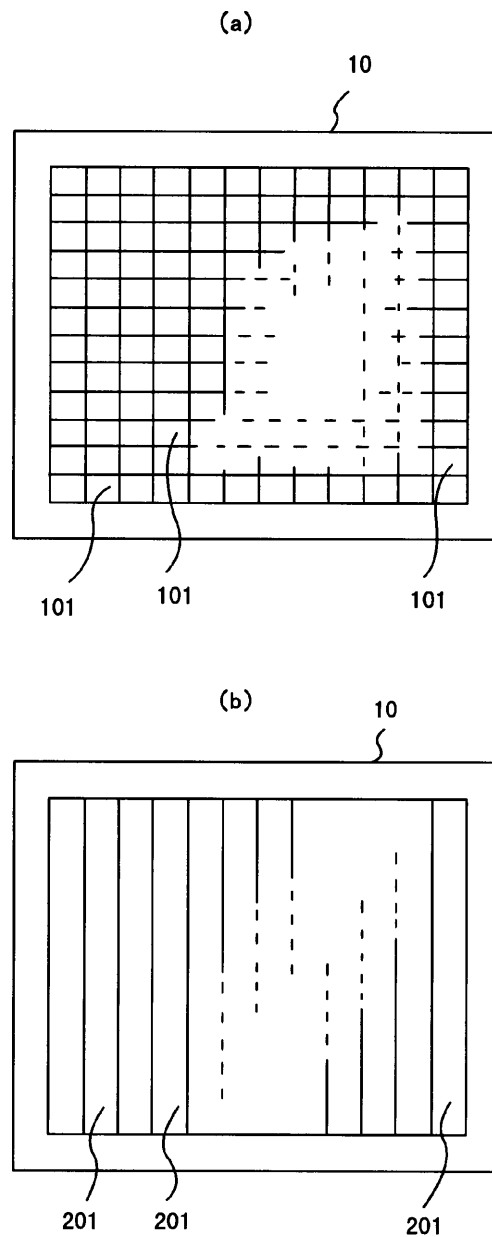
【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(72)発明者 岩間 信行
 栃木県大田原市下石上1385番地 株式会社
 東芝那須工場内

F ターム(参考) 4C301 AA02 BB13 BB23 CC02 DD01
 DD04 GA01 GB09 HH24 HH60
 JA12 JA17 JB03 LL03 LL08

