

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-187825

(P2010-187825A)

(43) 公開日 平成22年9月2日(2010.9.2)

(51) Int.Cl.
A61B 8/00 (2006.01)

F I
A61B 8/00

テーマコード(参考)
4C601

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願2009-33784(P2009-33784)
(22) 出願日 平成21年2月17日(2009.2.17)

(71) 出願人 306037311
富士フイルム株式会社
東京都港区西麻布2丁目26番30号
(74) 代理人 100110777
弁理士 宇都宮 正明
(74) 代理人 100100413
弁理士 渡部 温
(72) 発明者 近藤 祐司
神奈川県足柄上郡開成町宮台798番地
富士フイルム株式会社内
Fターム(参考) 4C601 DE01 EE09 HH28 JB05 JB24

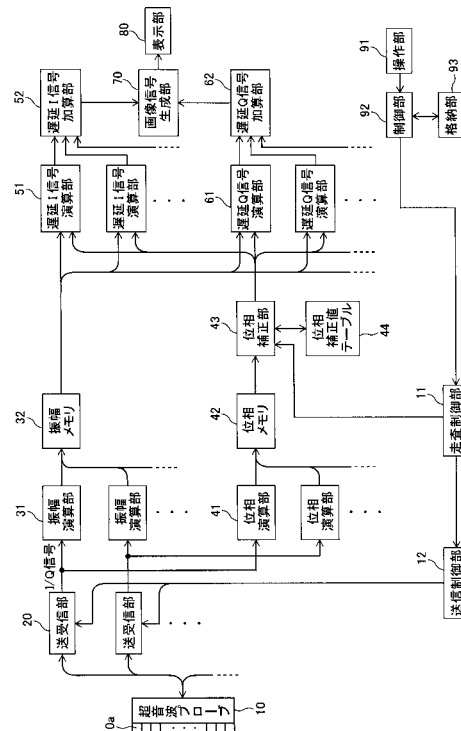
(54) 【発明の名称】 超音波診断装置及び受信フォーカス処理方法

(57) 【要約】

【課題】直交検波等によって得られた複素ベースバンド信号に対し、データ補間処理を行うことなく、従来よりも連続的な遅延量を用いて高精度の整相加算を行う受信フォーカス処理を実現する。

【解決手段】超音波診断装置は、複数の超音波トランスデューサの各々から出力される受信信号に対して直交検波処理を施すことにより複素ベースバンド信号を生成する信号処理手段と、複素ベースバンド信号の振幅値及び位相値を求める第1の演算手段と、受信フォーカスと複数の超音波トランスデューサとの相対位置に応じて、位相値を補正する位相補正手段と、振幅値と補正された位相値とに基づいて複素ベースバンド信号の実数成分又は虚数成分を求める第2の演算手段と、複数の超音波トランスデューサについて求められた複素ベースバンド信号の実数成分又は虚数成分を加算することにより整相加算信号を生成する加算手段とを具備する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数の駆動信号に従って超音波を送信すると共に、超音波エコーを受信して複数の受信信号を出力する複数の超音波トランスデューサと、

前記複数の超音波トランスデューサの各々から出力される受信信号に対して直交検波処理又は直交サンプリング処理を施すことにより複素ベースバンド信号を生成する信号処理手段と、

前記信号処理手段によって生成された複素ベースバンド信号の振幅値及び位相値を求める第 1 の演算手段と、

受信フォーカスと前記複数の超音波トランスデューサとの相対位置に応じて、前記第 1 の演算手段によって求められた位相値を補正する位相補正手段と、

前記第 1 の演算手段によって求められた振幅値と前記位相補正手段によって補正された位相値とに基づいて複素ベースバンド信号の実数成分又は虚数成分を求める第 2 の演算手段と、

前記第 2 の演算手段によって前記複数の超音波トランスデューサについて求められた複素ベースバンド信号の実数成分又は虚数成分を加算することにより整相加算実数信号又は整相加算虚数信号を生成する加算手段と、

を具備する超音波診断装置。

【請求項 2】

前記第 2 の演算手段が、前記第 1 の演算手段によって求められた振幅値と前記位相補正手段によって補正された位相値とに基づいて複素ベースバンド信号の実数成分及び虚数成分を求め、

前記加算手段が、前記第 2 の演算手段によって前記複数の超音波トランスデューサについて求められた複素ベースバンド信号の実数成分を加算することにより整相加算実数信号を生成すると共に、前記第 2 の演算手段によって前記複数の超音波トランスデューサについて求められた複素ベースバンド信号の虚数成分を加算することにより整相加算虚数信号を生成する、請求項 1 記載の超音波診断装置。

【請求項 3】

前記加算手段によって求められた整相加算実数信号と整相加算虚数信号との自乗和の平方根に基づいて、超音波診断画像を表す画像信号を生成する画像信号生成手段をさらに具備する、請求項 2 記載の超音波診断装置。

【請求項 4】

前記信号処理手段が、

前記複数の超音波トランスデューサの各々から出力される受信信号を増幅するプリアンプと、

前記プリアンプから出力される受信信号の帯域を制限するローパスフィルタと、

前記ローパスフィルタから出力されるアナログの受信信号をデジタルの受信信号に変換するアナログ/デジタル変換器と、

前記アナログ/デジタル変換器によって変換されたデジタルの受信信号に対して直交検波処理を施すことにより複素ベースバンド信号を生成する直交検波処理手段と、

を含む、請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 項記載の超音波診断装置。

【請求項 5】

前記信号処理手段が、

前記複数の超音波トランスデューサの各々から出力される受信信号を増幅するプリアンプと、

前記プリアンプから出力される受信信号の帯域を制限するローパスフィルタと、

前記ローパスフィルタから出力されるアナログの受信信号をデジタルの受信信号に変換するアナログ/デジタル変換器と、

前記アナログ/デジタル変換器によって変換されたデジタルの受信信号に対して直交サンプリング処理を施すことにより第 1 の信号系列及び第 2 の信号系列を生成する直交

10

20

30

40

50

サンプリング手段と、

前記直交サンプリング手段によって生成された第1及び第2の信号系列の帯域をそれぞれ制限することにより複素ベースバンド信号を生成するローパスフィルタ手段と、を含む、請求項1～3のいずれか1項記載の超音波診断装置。

【請求項6】

複数の駆動信号に従って超音波を送信すると共に、超音波エコーを受信して複数の受信信号を出力する複数の超音波トランスデューサの各々から出力される受信信号に対して直交検波処理又は直交サンプリング処理を施すことにより複素ベースバンド信号を生成するステップ(a)と、

ステップ(a)において生成された複素ベースバンド信号の振幅値及び位相値を求めるステップ(b)と、

受信フォーカスと前記複数の超音波トランスデューサとの相対位置に応じて、ステップ(b)において求められた位相値を補正するステップ(c)と、

ステップ(b)において求められた振幅値とステップ(c)において補正された位相値とに基づいて複素ベースバンド信号の実数成分又は虚数成分を求めるステップ(d)と、

ステップ(d)において前記複数の超音波トランスデューサについて求められた複素ベースバンド信号の実数成分又は虚数成分を加算することにより整相加算実数信号又は整相加算虚数信号を生成するステップ(e)と、

を具備する受信フォーカス処理方法。

【請求項7】

ステップ(d)が、ステップ(b)において求められた振幅値とステップ(c)において補正された位相値とに基づいて複素ベースバンド信号の実数成分及び虚数成分を求めることを含み、

ステップ(e)が、ステップ(d)において前記複数の超音波トランスデューサについて求められた複素ベースバンド信号の実数成分を加算することにより整相加算実数信号を生成すると共に、ステップ(d)において前記複数の超音波トランスデューサについて求められた複素ベースバンド信号の虚数成分を加算することにより整相加算虚数信号を生成することを含む、

請求項6記載の受信フォーカス処理方法。

【請求項8】

ステップ(e)において求められた整相加算実数信号と整相加算虚数信号との自乗和の平方根に基づいて、超音波診断画像を表す画像信号を生成するステップ(f)をさらに具備する、請求項7記載の受信フォーカス処理方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、超音波を送受信して超音波診断画像を生成する超音波診断装置、及び、そのような超音波診断装置において用いられる受信フォーカス処理方法に関する。

【背景技術】

【0002】

医療分野においては、被検体の内部を観察して診断を行うために、様々な撮像技術が開発されている。特に、超音波を送受信することによって被検体の内部情報を取得する超音波撮像は、リアルタイムで画像観察を行うことができる上に、X線写真やRI (radio isotope) シンチレーションカメラ等の他の医用画像技術と異なり、放射線による被曝がない。そのため、超音波撮像は、安全性の高い撮像技術として、産科領域における胎児診断の他、婦人科系、循環器系、消化器系等を含む幅広い領域において利用されている。

【0003】

超音波撮像の原理は、次のようなものである。超音波は、被検体内における構造物の境界のように、音響インピーダンスが異なる領域の境界において反射される。そこで、超音波ビームを人体等の被検体内に送信し、被検体内において生じた超音波エコーを受信して

10

20

30

40

50

、超音波エコーが生じた反射位置や反射強度を求めることにより、被検体内に存在する構造物（例えば、内臓や病変組織等）の輪郭を抽出することができる。

【0004】

一般に、超音波診断装置においては、超音波の送受信機能を有する複数の超音波トランスデューサ（振動子）を含む超音波プローブが用いられる。超音波エコーを受信した振動子から出力される受信信号は、超音波の焦点からそれぞれの振動子までの距離の差に応じた遅延を伴うので、振動子の位置に応じた遅延をそれらの受信信号に与えた後にそれらの受信信号を加算することによって、特定の位置に焦点を結ぶビームフォーミング処理（受信フォーカス処理）が行われる。

【0005】

アナログビームフォーミングのシステムにおいては、アナログディレイライン（遅延素子）のタップの刻みによって、遅延時間が数十n秒ステップとなる。一方、デジタルビームフォーミングのシステムにおいては、基本的には、遅延時間がアナログ/デジタル変換におけるクロック精度に依存する。例えば、50MHzのサンプリングを行った場合には、遅延時間が20n秒ステップとなる。

【0006】

この遅延量の刻みは、いわゆる量子化サイドローブを発生させるので、より細かな刻みになるように工夫がされている。例えば、複数のサンプリングポイント間の位置におけるデータを補間によって発生させたり、あるいは、超音波エコーを受信して得られたデータ（実データ）に零値を挿入した上で低域通過フィルタ処理を施すことによって複数のサンプリングポイント間の位置におけるデータを発生させることが行われている。

【0007】

関連する技術として、特許文献1には、1つの信号源から異なる伝達経路を通して複数のチャンネルにそれぞれ到達した信号からデジタル処理により同相成分及び直交成分を取得するマルチチャンネル・デジタル受信装置が開示されている。この受信装置は、1つの信号源から異なる伝達経路を通して到達した信号をそれぞれ受信してアナログ受信信号を出力する複数チャンネルの受信手段と、各アナログ受信信号をデジタルデータに変換する複数チャンネルのA/D変換手段と、デジタルデータを記憶するメモリと、所定のサンプリング間隔Tごとにデジタルデータをサンプリングしてメモリに書き込む書込制御手段と、ある目的時刻 t_0 からサンプリング間隔Tの整数倍の時間 T_m だけずれた時刻 t_m の近傍にサンプリング時刻を持つ2つ以上のデジタルデータをメモリから読み出す読み出し制御手段と、メモリから読み出した2つ以上のデジタルデータを用いた補間演算によりサンプリング間隔Tより小さい時間 t_k だけ時刻 t_m からずれた時刻 t_k における補間デジタルデータを算出する補間演算手段と、補間デジタルデータの符号を反転する符号反転手段と、目的時間 t_0 に応じて補間デジタルデータまたは符号を反転したデジタルデータまたは"0"を選択する切替選択手段と、ベースバンドのみを取り出してチャンネル同相成分またはチャンネル直交成分として出力するローパスフィルタ手段と、各チャンネル同相成分を加算して合成同相成分を取得する同相成分加算手段と、各チャンネル直交成分を加算して合成直交成分を取得する直交成分加算手段とを具備したことを特徴とする（請求項3）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0008】

【特許文献1】特開平7-303638号公報（第2頁、図1）

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

図8は、従来のビームフォーミングにおけるサンプリング及びデータ遅延を説明するための波形図である。従来方式によれば、超音波受信信号は、RF信号の状態で整相加算される。デジタルビームフォーミングにおいて、データの遅延は、メモリに保存されたデ

10

20

30

40

50

ータの読み出しタイミングを調整することによって行われる。しかしながら、メモリに保存されたデータは、サンプリング周期の時間間隔で存在するので、遅延量として設定するには粗い。一般的に、粗い遅延量を設定する場合には、いわゆる量子化サイドローブが発生し、得られる画像にアーチファクトが含まれて画質が劣化する。

【0010】

そこで、図9に示すように、サンプリング周期よりも細かい遅延量を設定することが求められる。図9の(a)は、元のデータを示しており、図9の(b)は、時間tだけ遅延されたデータを示している。実データの間のデータを補間する方法としては、図10に示すように、隣接する2つの実データ間を直線的に補間したり、図11に示すように、スプライン関数によってデータを補間する等の方法がある。また、回路構成の簡便さから、図12に示すように、実データ間に零データを挿入して低域通過フィルタ処理を施すことによって補間データを発生させる方法が用いられる。図12の(a)は、零データが挿入された状態を示しており、図12の(b)は、低域通過フィルタ処理が施された状態を示している。

10

【0011】

一方、受信信号(RF信号)を直交検波して複素ベースバンド信号(I信号及びQ信号)を生成した後に、複素ベースバンド信号に遅延を与えて整相加算することも可能である。単に直交検波を行うだけであれば、条件は、上述したRF信号による整相加算と変わらない。直交検波後であれば、信号帯域が狭いので、信号帯域の倍以上のサンプリング周波数であれば再サンプルすることが可能である。即ち、元のRF信号のサンプリングクロックよりも数分の1程度の遅いサンプリングクロックで再サンプルすることによって、データ数を削減することが可能である。

20

【0012】

しかしながら、このとき、データのサンプル周期は逆に粗くなる。そのため、上述したような補間処理によって細かな遅延量を発生させようとする、図13に示すように、RF信号と比較して数倍のデータ補間処理が必要になってしまう。

【0013】

そこで、本発明は、直交検波等によって得られた複素ベースバンド信号に対し、データ補間処理を行うことなく、従来よりも連続的な遅延量を用いて高精度の整相加算を行う受信フォーカス処理を実現することを目的とする。

30

【課題を解決するための手段】

【0014】

上記課題を解決するため、本発明の1つの観点に係る超音波診断装置は、複数の駆動信号に従って超音波を送信すると共に、超音波エコーを受信して複数の受信信号を出力する複数の超音波トランスデューサと、複数の超音波トランスデューサの各々から出力される受信信号に対して直交検波処理又は直交サンプリング処理を施すことにより複素ベースバンド信号を生成する信号処理手段と、信号処理手段によって生成された複素ベースバンド信号の振幅値及び位相値を求める第1の演算手段と、受信フォーカスと複数の超音波トランスデューサとの相対位置に応じて、第1の演算手段によって求められた位相値を補正する位相補正手段と、第1の演算手段によって求められた振幅値と位相補正手段によって補正された位相値とに基づいて複素ベースバンド信号の実数成分又は虚数成分を求める第2の演算手段と、第2の演算手段によって複数の超音波トランスデューサについて求められた複素ベースバンド信号の実数成分又は虚数成分を加算することにより整相加算実数信号又は整相加算虚数信号を生成する加算手段とを具備する。

40

【0015】

また、本発明の1つの観点に係る受信フォーカス処理方法は、複数の駆動信号に従って超音波を送信すると共に、超音波エコーを受信して複数の受信信号を出力する複数の超音波トランスデューサの各々から出力される受信信号に対して直交検波処理又は直交サンプリング処理を施すことにより複素ベースバンド信号を生成するステップ(a)と、ステップ(a)において生成された複素ベースバンド信号の振幅値及び位相値を求めるステップ

50

(b)と、受信フォーカスと複数の超音波トランスデューサとの相対位置に応じて、ステップ(b)において求められた位相値を補正するステップ(c)と、ステップ(b)において求められた振幅値とステップ(c)において補正された位相値とに基づいて複素ベースバンド信号の実数成分又は虚数成分を求めるステップ(d)と、ステップ(d)において複数の超音波トランスデューサについて求められた複素ベースバンド信号の実数成分又は虚数成分を加算することにより整相加算実数信号又は整相加算虚数信号を生成するステップ(e)とを具備する。

【発明の効果】

【0016】

本発明の1つの観点によれば、受信信号に対して直交検波処理又は直交サンプリング処理を施すことにより複素ベースバンド信号を生成して振幅値及び位相値を求め、受信フォーカスと複数の超音波トランスデューサとの相対位置に応じて位相値を補正して複素ベースバンド信号の実数成分又は虚数成分を求め、複数の超音波トランスデューサについて求められた複素ベースバンド信号の実数成分又は虚数成分を加算することにより、直交検波等によって得られた複素ベースバンド信号に対し、データ補間処理を行うことなく、従来よりも連続的な遅延量を用いて高精度の整相加算を行う受信フォーカス処理を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【0017】

【図1】本発明の一実施形態に係る超音波診断装置の構成を示すブロック図である。 20

【図2】図1に示す送受信部の第1の構成例を示す図である。

【図3】図1に示す送受信部の第2の構成例を示す図である。

【図4】図3に示す直交サンプリング部の動作を説明するための波形図である。

【図5】図1に示す振幅演算部及び位相演算部から遅延I信号演算部及び遅延Q信号演算部までの動作を説明するための図である。

【図6】配列振動子によって超音波ビームが点Oの方向に向けて送信されたときの受信信号の様子を示す図である。

【図7】配列振動子によって超音波ビームが点Oの方向に向けて送信されたときの受信信号の様子を示す図である。

【図8】従来のビームフォーミングにおけるサンプリング及びデータ遅延を説明するための波形図である。 30

【図9】サンプリング周期よりも細かいデータ遅延を説明するための波形図である。

【図10】直線的なデータ補間を説明するための波形図である。

【図11】スプライン関数によるデータ補間を説明するための波形図である。

【図12】低域通過フィルタ処理を用いるデータ補間を説明するための波形図である。

【図13】複素ベースバンド信号に対するデータ補間を説明するための波形図である。

【発明を実施するための形態】

【0018】

以下、本発明の実施形態について、図面を参照しながら詳しく説明する。なお、同一の構成要素には同一の参照符号を付して、説明を省略する。 40

図1は、本発明の一実施形態に係る超音波診断装置の構成を示すブロック図である。この超音波診断装置は、超音波プローブ10と、走査制御部11と、送信制御部12と、送受信部20と、振幅演算部31と、振幅メモリ32と、位相演算部41と、位相メモリ42と、位相補正部43と、位相補正值テーブル44と、遅延I信号演算部51と、遅延I信号加算部52と、遅延Q信号演算部61と、遅延Q信号加算部62と、画像信号生成部70と、操作部91と、制御部92と、格納部93とを有している。

【0019】

超音波プローブ10は、1次元又は2次元のトランスデューサアレイを構成する複数の超音波トランスデューサ10aを備えており、リニアスキャン方式、コンベックスキャン方式、セクタスキャン方式等の体外式プローブでも良いし、ラジアルスキャン方式等の 50

超音波内視鏡用プローブでも良い。

【0020】

複数の超音波トランスデューサ10aは、印加される複数の駆動信号に従って超音波を送信すると共に、伝搬する超音波エコーを受信して複数の受信信号を出力する。各超音波トランスデューサは、例えば、PZT（チタン酸ジルコン酸鉛：Pb(lead) zirconate titanate）に代表される圧電セラミックや、PVDf（ポリフッ化ビニリデン：polyvinylidene difluoride）に代表される高分子圧電素子等の圧電性を有する材料（圧電体）の両端に電極を形成した振動子によって構成される。

【0021】

そのような振動子の電極に、パルス状又は連続波の電圧を印加すると、圧電体が伸縮する。この伸縮により、それぞれの振動子からパルス状又は連続波の超音波が発生し、それらの超音波の合成によって超音波ビームが形成される。また、それぞれの振動子は、伝搬する超音波を受信することによって伸縮し、電気信号を発生する。それらの電気信号は、超音波の受信信号として出力される。

10

【0022】

走査制御部11は、超音波ビームの送信方向及び超音波エコーの受信方向を順次設定する。送信制御部12は、走査制御部11において設定された送信方向に応じて、複数の遅延パターンの中から1つのパターンを選択し、そのパターンに基づいて、複数の超音波トランスデューサ10aの駆動信号にそれぞれ与えられる遅延時間を設定する。あるいは、送信制御部12は、複数の超音波トランスデューサ10aから一度に送信される超音波が被検体の撮像領域全体に届くように遅延時間を設定しても良い。

20

【0023】

複数チャンネルの送受信部20は、送信制御部12の制御の下で複数の駆動信号を生成して、それらの駆動信号を複数の超音波トランスデューサ10aに供給すると共に、複数の超音波トランスデューサ10aから出力される複数の受信信号に対して直交検波処理等を施すことにより複素ベースバンド信号（I信号及びQ信号）を生成し、生成された複素ベースバンド信号を振幅演算部31及び位相演算部41に供給する。

【0024】

図2は、図1に示す送受信部の第1の構成例を示す図である。図2に示すように、各チャンネルの送受信部20は、送信回路21と、プリアンプ22と、ローパスフィルタ（LPF）23と、アナログ/デジタル変換器（ADC）24と、直交検波処理部25とを含んでいる。ここで、プリアンプ22～直交検波処理部25は、信号処理手段を構成している。

30

【0025】

送信回路21は、例えば、パルスによって構成されており、送信制御部12の制御の下で駆動信号を生成して、生成された駆動信号を超音波トランスデューサ10aに供給する。複数チャンネルの送信回路21は、送信制御部12によって選択された送信遅延パターンに基づいて、複数の超音波トランスデューサ10aから送信される超音波が超音波ビームを形成するように複数の駆動信号の遅延量を調節して超音波プローブ10に供給し、あるいは、複数の超音波トランスデューサ10aから一度に送信される超音波が被検体の撮像領域全体に届くように複数の駆動信号を超音波プローブ10に供給する。

40

【0026】

プリアンプ22は、超音波トランスデューサ10aから出力される受信信号（RF信号）を増幅し、LPF23は、プリアンプ21から出力される受信信号の帯域を制限することにより、A/D変換におけるエリアジングを防止する。ADC24は、LPF23から出力されるアナログの受信信号をデジタルの受信信号に変換する。

【0027】

直交検波処理部25は、受信信号に対して直交検波処理を施し、複素ベースバンド信号（I信号及びQ信号）を生成する。図2に示すように、直交検波処理部25は、ミキサ（掛算回路）25a及び25bと、ローパスフィルタ（LPF）25c及び25dとを含ん

50

でいる。

【0028】

ミキサ25aが、ADC24によってデジタル信号に変換された受信信号に局部発振信号 $\cos \omega t$ を掛け合わせて、LPF25cが、ミキサ25aから出力される信号にローパスフィルタ処理を施すことにより、実数成分を表すI信号が生成される。一方、ミキサ25bが、ADC24によってデジタル信号に変換された受信信号に位相を $\pi/2$ だけ回転させた局部発振信号 $\sin \omega t$ を掛け合わせて、LPF25dが、ミキサ25bから出力される信号にローパスフィルタ処理を施すことにより、虚数成分を表すQ信号が生成される。生成された複素ベースバンド信号は、図1に示す振幅演算部31及び位相演算部41に供給される。

10

【0029】

図3は、図1に示す送受信部の第2の構成例を示す図である。図3に示す第2の構成例においては、図2に示す第1の構成例におけるミキサ25a及び25bの替わりに直交サンプリング部25eが設けられている。

【0030】

図4は、図3に示す直交サンプリング部の動作を説明するための波形図である。直交サンプリング部25eは、ADC24によってデジタル信号に変換された受信信号を $\cos \omega t$ の位相に同期してサンプリングして第1の信号系列を生成すると共に、受信信号を $\sin \omega t$ の位相に同期してサンプリングして第2の信号系列を生成する。

【0031】

再び図3を参照すると、LPF25cが、直交サンプリング部25eから出力される第1の信号系列にローパスフィルタ処理を施すことにより、実数成分を表すI信号が生成され、LPF25dが、直交サンプリング部25eから出力される第2の信号系列にローパスフィルタ処理を施すことにより、虚数成分を表すQ信号が生成される。これにより、図3に示すミキサ25a及び25bを省略することができる。

20

【0032】

以上において、直交検波処理部25(図2)、直交サンプリング部25e(図3)、及び、LPF25c及び25d(図3)は、デジタル回路によって構成しても良いし、中央演算装置(CPU)と、CPUに各種の処理を行わせるためのソフトウェア(プログラム)とによって構成しても良い。あるいは、直交検波処理部25をアナログ回路によって構成することにより、ADC24を省略しても良い。その場合には、図1に示す振幅演算部31及び位相演算部41によってA/D変換が行われる。

30

【0033】

図5は、図1に示す振幅演算部及び位相演算部から遅延I信号演算部及び遅延Q信号演算部までの動作を説明するための図である。図5においては、1つの超音波トランスデューサ10aに対応する1チャンネル分の信号処理が示されている。

【0034】

振幅演算部31は、ステップS11において、送受信部20から供給される複素ベースバンド信号(I信号及びQ信号)に基づいて複素ベースバンド信号の振幅値Aを求め、ステップS12において、複素ベースバンド信号の振幅値Aを再サンプルする。複素ベースバンド信号の振幅値Aは、振幅メモリ32に格納される。

40

【0035】

また、位相演算部41は、ステップS21において、送受信部20から供給される複素ベースバンド信号(I信号及びQ信号)に基づいて、複素ベースバンド信号の位相値 θ を求め、ステップS22において、複素ベースバンド信号の位相値 θ を再サンプルする。複素ベースバンド信号の位相値 θ は、位相メモリ42に格納される。なお、複素ベースバンド信号のサンプリングレートをそのまま用いる場合には、ステップS12及びS22を省略しても良い。

【0036】

位相補正值テーブル44には、受信フォーカスと複数の超音波トランスデューサ10a

50

との幾何学的な相対位置に応じて、位相演算部 4 1 によって求められた位相値 を補正するための位相補正值 が格納されている。ステップ S 2 3 において、位相補正部 4 3 は、走査制御部 1 1 において設定された受信方向に応じて位相補正值テーブル 4 4 から位相補正值 を読み出し、位相メモリ 4 2 から読み出された位相値 から位相補正值 を減算することにより、補正位相値 () を求める。これは、位相補正值 に相当する時間だけ複素ベースバンド信号を遅延させることに相当する。

【 0 0 3 7 】

ステップ S 1 3 において、遅延 I 信号演算部 5 1 は、振幅演算部 3 1 によって求められた振幅値 A と位相補正部 4 3 によって補正された位相値 () とに基づいて、遅延された複素ベースバンド信号の実数成分 (遅延 I 信号) である $A \cdot \cos ()$ を求める。また、ステップ S 2 4 において、遅延 Q 信号演算部 6 1 は、振幅演算部 3 1 によって求められた振幅値 A と位相補正部 4 3 によって補正された位相値 () とに基づいて、遅延された複素ベースバンド信号の虚数成分 (遅延 Q 信号) である $A \cdot \sin ()$ を求める。

10

【 0 0 3 8 】

再び図 1 を参照すると、遅延 I 信号加算部 5 2 は、遅延 I 信号演算部 5 1 によって複数の超音波トランスデューサ 1 0 a について求められた遅延 I 信号を加算することにより、受信フォーカス処理を行う。この受信フォーカス処理により、超音波エコーの焦点が絞り込まれた整相加算 I 信号が生成される。また、遅延 Q 信号加算部 6 2 は、遅延 Q 信号演算部 6 1 によって複数の超音波トランスデューサ 1 0 a について求められた遅延 Q 信号を加算することにより、受信フォーカス処理を行う。この受信フォーカス処理により、超音波エコーの焦点が絞り込まれた整相加算 Q 信号が生成される。

20

【 0 0 3 9 】

このように、位相値 を補正することにより、直交検波等によって得られた複素ベースバンド信号に対し、データ補間処理を行うことなく、従来よりも連続的な遅延量を用いて高精度の整相加算を行う受信フォーカス処理を実現することができる。また、整相加算回路を簡略化できると共に、自由度の高いフォーカス設定が可能となる。

【 0 0 4 0 】

画像信号生成部 7 0 は、遅延 I 信号加算部 5 2 によって生成された整相加算 I 信号と、遅延 Q 信号加算部 6 2 によって生成された整相加算 Q 信号とに基づいて、超音波診断画像を表す画像信号を生成する。例えば、画像信号生成部 7 0 は、整相加算 I 信号と整相加算 Q 信号との自乗和の平方根 (以下、「整相加算信号」ともいう) に基づいて、超音波診断画像を表す画像信号を生成する。なお、画像信号生成部 7 0 は、整相加算 I 信号と整相加算 Q 信号との内の一方に基づいて画像信号を生成することも可能であり、その場合には、遅延 Q 信号演算部 6 1 及び遅延 Q 信号加算部 6 2 を省略しても良いし、あるいは、遅延 I 信号演算部 5 1 及び遅延 I 信号加算部 5 2 を省略しても良い。

30

【 0 0 4 1 】

ここで、本発明の原理について、図 6 及び図 7 を参照しながら詳しく説明する。

図 6 及び図 7 は、配列振動子によって超音波ビームが点 O の方向に向けて送信されたときの受信信号の様子を示す図である。図 6 において、振動子 $p_1 \sim p_9$ の上にあるマトリックスは、デジタル化された受信信号を示すものとする。各振動子の上の列は、その振動子からの時刻 t における受信信号を示している。例えば、ある時刻において中央の振動子 p_5 が点 O からの超音波エコーを受信した場合に、その受信信号は、 e_5 の位置に保存される。それと同じタイミングにおいて受信された両端の振動子 p_1 及び p_9 からの受信信号は、それぞれ e_1 及び e_9 の位置に保存される。

40

【 0 0 4 2 】

しかしながら、それらの受信信号は、点 O よりも近距離からの超音波エコーを表しており、点 O からの超音波エコーは、それぞれ時間 t_1 及び t_9 だけ遅れて到達し、図 6 においては、それぞれ e_1' 及び e_9' の位置に保存されることになる。このとき、点 O が振動子 p_5 の直下であれば $t_1 = t_9$ であるから、 e_1' 及び e_9' の位置も同じになる。従来

50

のビームフォーミングにおいては、 e_5 の位置における受信信号を実際に時間 t_1 だけ遅延させて、 e_1 ' 及び e_9 ' の位置における受信信号と加算する方法が採られる。

【0043】

図7において、振動子 p_1 による e_1 の位置における受信信号 $e(nT)$ が式(1)で示されるものとする。

$$e(nT) = A(nT) \cdot \exp\{j(2\pi f_0 nT + \phi_0)\} \cdots (1)$$

ここで、 $A(nT)$ は、点Oからの超音波エコーの信号強度であり、 nT は、サンプリング間隔が T のサンプリングレートでAD変換された n 番目のデータであることを示す。この受信信号は、送信周波数 f_0 に対して時間 nT に相当するだけの位相回転を有しており、 ϕ_0 は、深度に応じた位相の初期値である。ここで、同じ時刻に受信した他の振動子による受信信号 $e_i(nT)$ は、式(2)で示される。

$$e_i(nT) = A(nT + t(i, n)) \cdot \exp\{j(2\pi f_0 (nT + t(i, n)) + \phi_0)\} \cdots (2)$$

【0044】

この受信信号 $e_i(nT)$ は、時間 t_1 に相当する深さからの信号であるから、点Oよりも深い点O'からの受信信号である。例えば、図7において、振動子 p_5 による受信信号を考えると、 e_1 の位置における受信信号と比較して、時刻が $(t_1 - t_5)$ だけ先行していることになる。この時間差は、振動子の位置と受信時刻とによって表されるので、 $t(i, n)$ で示すことができる。また、 $t(i, n)$ は、音源と振動子との幾何学的な相対位置から算出することができる。従来方式のビームフォーミングにおいては、この時間差 $t(i, n)$ の分だけ受信信号 $e_i(nT)$ を遅延させることによって、受信信号 $e_i(nT)$ を受信信号 $e(nT)$ と同相の信号とし、それらを加算することによって整相加算が行われる。

【0045】

ベースバンド方式においては、受信信号を直交検波することによって、受信信号をベースバンドのI信号及びQ信号に変換する。式(1)及び式(2)によって表される受信信号は、ベースバンドに変換されて、式(3)及び式(4)によって表される。

$$E(nT) = e(nT) \cdot \exp\{-j(2\pi f_0 nT)\} \\ = A(nT) \cdot \exp\{-j\phi_0\} \cdots (3)$$

$$E_i(nT) = e_i(nT) \cdot \exp\{-j(2\pi f_0 nT)\} \\ = A(nT + t(i, n)) \cdot \exp\{j(2\pi f_0 t(i, n) + \phi_0)\} \cdots$$

(4)

【0046】

ここで、 $t(i, n) > nT$ のときには、サンプル点 n を変更することによって、 $t(i, n) < nT$ の状態にすることができる。例えば、 $t(i, n) = mT + t_i$ と置くことが可能であるから、 $E_i(nT)$ において、 n 番目のデータの替わりに m 番目のデータを用いる。この意味するところは、メモリにおいて異なる深さに相当するデータを用いるということであり、ここで、 $t_i < T$ である。このとき、再サンプルする前であれば、 $T < 1/(2f_0)$ であるから、 $2\pi f_0 t_i < \pi$ になる。これは、 T 以上の遅延は異なるサンプル点データを用いることによって補正が可能であり、 T 以下の遅延 t_i についてのみ補正を行えば良いことを示している。このことから、式(4)は、式(5)で置き換えることができる。

$$E_i(nT) = A(mT + t_i) \cdot \exp\{j(2\pi f_0 t_i + \phi_0)\} \cdots (5)$$

【0047】

ここで、 t_i が十分に小さいことを考慮すると、 $A(nT + t_i)$ は、分解能以下と考えられるから、 $A(nT)$ で置き換えても差し支えない。簡単のために、式(6)及び式(7)に示すように置き換えを行う。ただし、 A_n 及び ϕ_n は、それぞれ直交検波後の振幅と位相である。

10

20

30

40

50

$$A(nT) = A(mT + t_i) = A_n \cdots (6)$$

$$2 f_0 t_i + 0 = n_i \cdots (7)$$

【0048】

従って、式(5)の信号を時間 t_i だけ遅延させるということは、即ち、時間 t_i に相当するだけ位相を戻すことに相当する。従って、I信号及びQ信号は、それぞれ式(8)及び式(9)によって求めることができる。

$$Rn_i = A_n \cdot \cos\{n_i - (i, n)\} \cdots (8)$$

$$In_i = A_n \cdot \sin\{n_i - (i, n)\} \cdots (9)$$

ただし、 (i, n) は、式(10)で示され、音源と振動子との幾何学的な相対位置から算出できる。

$$(i, n) = 2 f_0 t(i, n) \cdots (10)$$

【0049】

式(8)及び式(9)で得られたI信号及びQ信号は、振動子の数だけ加算することによって、式(11)及び式(12)に示すように、整相加算された情報 Rn 及び In を得ることができる。

【数1】

$$Rn = \sum_i Rn_i \cdots (11)$$

$$In = \sum_i In_i \cdots (12)$$

画像表示に当たっては、例えば、整相加算された式(11)及び式(12)に基づいて、式(13)に示すように振幅値 Vn を算出すれば良い。

【数2】

$$Vn = \sqrt{Rn^2 + In^2} \cdots (13)$$

【0050】

図1に示す画像信号生成部70は、STC(sensitivity time control)部と、DSC(digital scan converter: デジタル・スキャン・コンバータ)とを含んでいる。STC部は、整相加算信号に対して、超音波の反射位置の深度に応じて距離による減衰の補正を施す。DSCは、STC部によって補正された整相加算信号を通常のテレビジョン信号の走査方式に従う画像信号に変換(ラスタ変換)し、階調処理等の必要な画像処理を施すことにより、Bモード画像信号を生成する。ここで、Bモードとは、超音波エコーの振幅を輝度に変換して2次元断層画像を表示するモードのことである。表示部80は、例えば、LCD等のディスプレイ装置を含んでおり、画像信号生成部70によって生成されたBモード画像信号に基づいて超音波診断画像を表示する。

【0051】

制御部92は、操作部91を用いたオペレータの操作に従って、走査制御部11等を制御する。本実施形態においては、走査制御部11、送信制御部12、振幅演算部31、位相演算部41、位相補正部43、遅延I信号演算部51、遅延I信号加算部52、遅延Q信号演算部61、遅延Q信号加算部62、画像信号生成部70、及び、制御部92が、中央演算装置(CPU)と、CPUに各種の処理を行わせるためのソフトウェア(プログラム)とによって構成されるが、それらをデジタル回路で構成しても良い。上記のソフトウェア(プログラム)は、格納部93に格納される。格納部93における記録媒体としては、内蔵のハードディスクの他に、フレキシブルディスク、MO、MT、RAM、CD-ROM、又は、DVD-ROM等を用いることができる。

【産業上の利用可能性】

【0052】

10

20

30

40

50

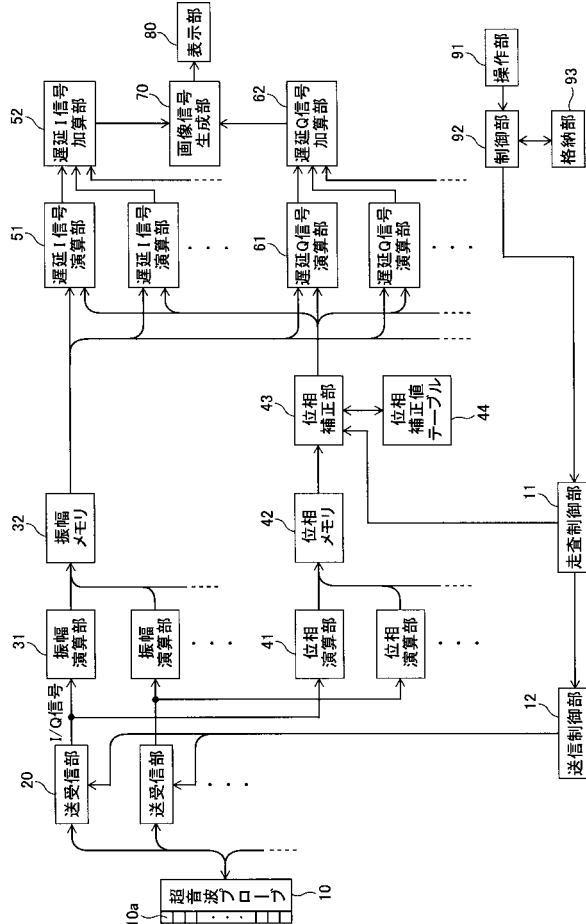
本発明は、超音波を送受信することにより生体内の臓器等の撮像を行って、診断のために用いられる超音波診断画像を生成する超音波診断装置において利用することが可能である。

【符号の説明】

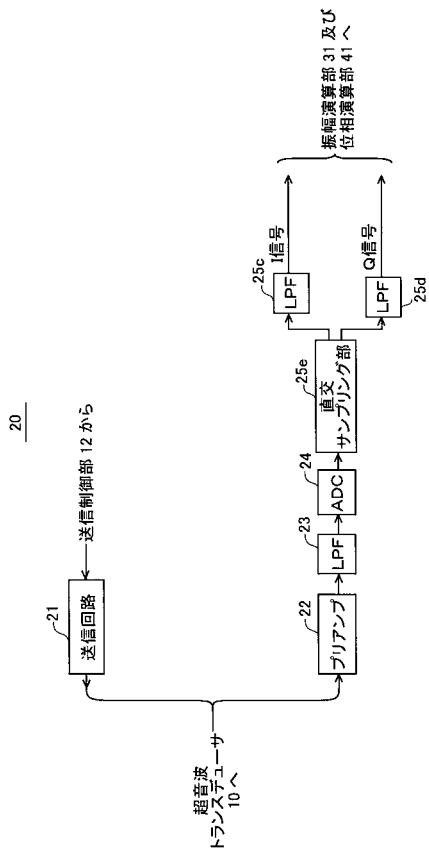
【0053】

10	超音波プローブ	
10a	超音波トランスデューサ	
11	走査制御部	
12	送信制御部	
20	送受信部	10
21	送信回路	
22	プリアンプ	
23	LPF	
24	ADC	
25	直交検波処理部	
25a、25b	ミキサ	
25c、25d	LPF	
25e	直交サンプリング部	
31	振幅演算部	
32	振幅メモリ	20
41	位相演算部	
42	位相メモリ	
43	位相補正部	
44	位相補正值テーブル	
51	遅延I信号演算部	
52	遅延I信号加算部	
61	遅延Q信号演算部	
62	遅延Q信号加算部	
70	画像信号生成部	
80	表示部	30
91	操作部	
92	制御部	
93	格納部	

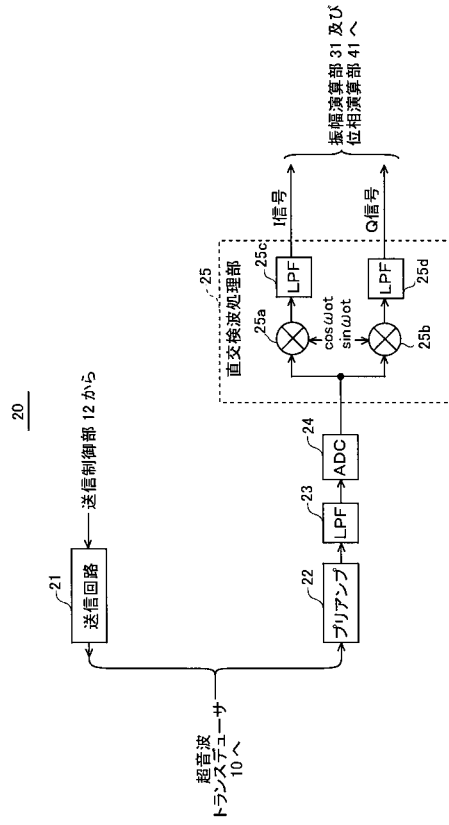
【図1】



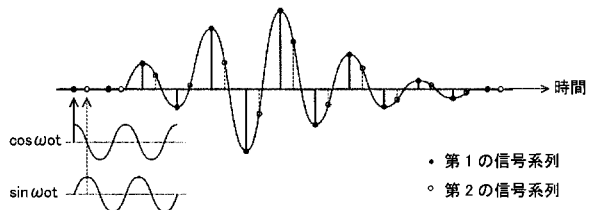
【図3】



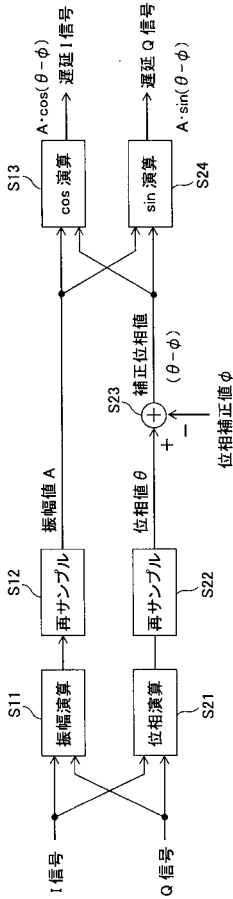
【図2】



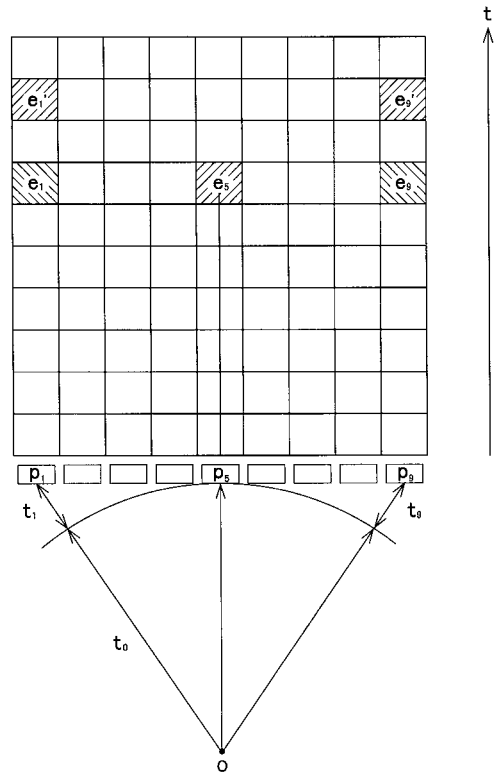
【図4】



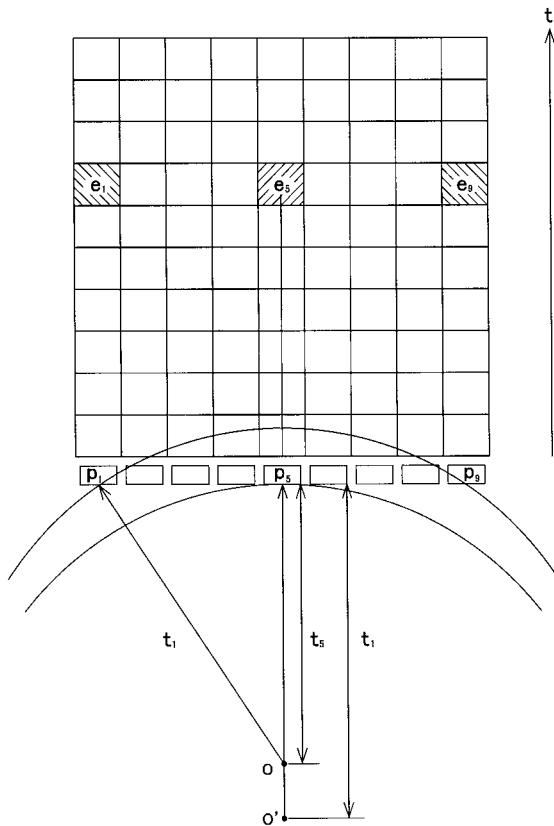
【 図 5 】



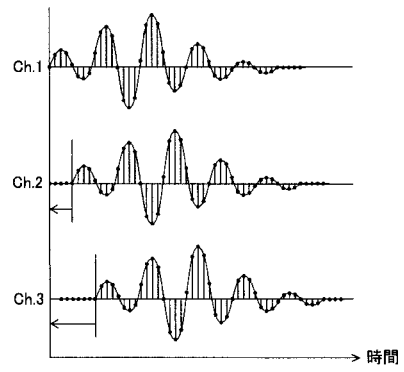
【 図 6 】



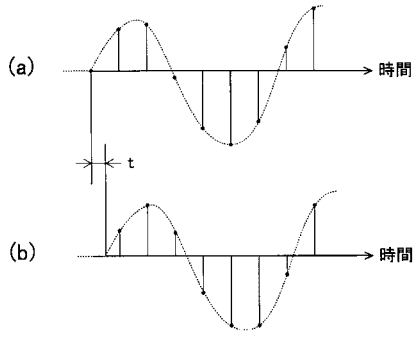
【 図 7 】



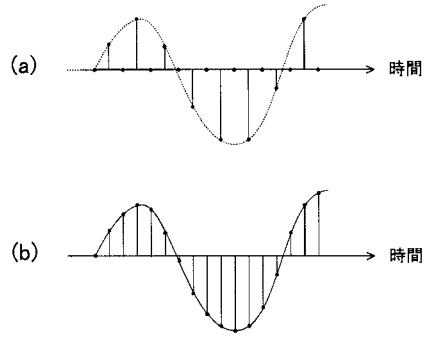
【 図 8 】



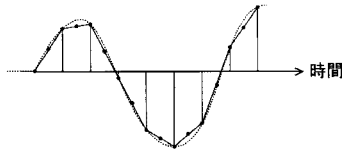
【 図 9 】



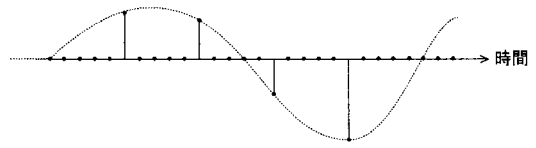
【 図 1 2 】



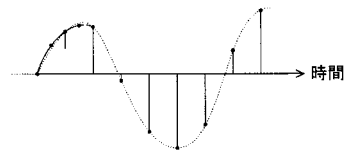
【 図 1 0 】



【 図 1 3 】



【 図 1 1 】



专利名称(译)	超声诊断设备和接收焦点处理方法		
公开(公告)号	JP2010187825A	公开(公告)日	2010-09-02
申请号	JP2009033784	申请日	2009-02-17
[标]申请(专利权)人(译)	富士胶片株式会社		
申请(专利权)人(译)	富士胶片株式会社		
[标]发明人	近藤祐司		
发明人	近藤 祐司		
IPC分类号	A61B8/00		
CPC分类号	G01S7/52046 A61B8/14 A61B8/54		
FI分类号	A61B8/00		
F-TERM分类号	4C601/DE01 4C601/EE09 4C601/HH28 4C601/JB05 4C601/JB24		
代理人(译)	宇都宫正明		
其他公开文献	JP5410779B2		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：通过使用比传统接收聚焦处理更连续的延迟量来实现执行高精度相位匹配和相加的接收聚焦处理，而不对通过正交检测或其它获得的复杂基带信号进行数据内插处理。解决方案：该装置包括信号处理装置，用于通过对从每个超声换能器输出的接收信号应用正交检测处理来产生复合基带信号，第一计算装置用于获得复基带信号的幅度值和相位值，相位校正装置，用于根据接收焦点和多个超声波换能器的相对位置校正相位值，第二计算装置，用于根据幅度值获得复合基带信号的实数分量或虚数分量校正后的相位值和加法装置，用于加上相对于超声换能器获得的复基带信号的实数分量或虚数分量，以产生相位匹配和相加的信号。

