

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5325617号
(P5325617)

(45) 発行日 平成25年10月23日(2013.10.23)

(24) 登録日 平成25年7月26日(2013.7.26)

(51) Int.Cl.

A 6 1 B 8/00 (2006.01)

F 1

A 6 1 B 8/00

請求項の数 9 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2009-61086 (P2009-61086)	(73) 特許権者	306037311
(22) 出願日	平成21年3月13日 (2009.3.13)		富士フイルム株式会社
(65) 公開番号	特開2010-213771 (P2010-213771A)		東京都港区西麻布2丁目26番30号
(43) 公開日	平成22年9月30日 (2010.9.30)	(74) 代理人	100110777
審査請求日	平成23年8月15日 (2011.8.15)		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
		審査官	宮川 哲伸

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超音波プローブ及び超音波診断装置

(57) 【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、

各超音波トランスデューサ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し、複素ベースバンド信号の振幅を表す振幅信号及び複素ベースバンド信号の位相を表す位相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振幅信号及び位相信号をサンプリングすることによりサンプルデータを生成するサンプリング手段と、

前記サンプリング手段によって生成されたパラレルのサンプルデータをシリアル化のサンプルデータに変換するシリアル化手段と、

前記シリアル化手段によって変換されたシリアル化のサンプルデータを伝送する伝送手段と、
を具備する超音波プローブ。

【請求項 2】

前記超音波プローブに設けられている複数の超音波トランスデューサと前記信号処理手段との間の接続関係を切り換える切換回路をさらに具備する、請求項 1 記載の超音波プローブ。

【請求項 3】

10

20

前記信号処理手段が、
各超音波トランスデューサ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、
前記直交検波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を表す振幅信号を生成する振幅演算手段と、
前記直交検波処理手段によって生成された複素ベースバンド信号の位相を表す位相信号を生成する位相演算手段と、
を含む、請求項 1 又は 2 記載の超音波プローブ。

10

【請求項 4】

前記信号処理手段が、
各超音波トランスデューサ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、
前記ローパスフィルタ手段によって生成された複素ベースバンド信号の振幅を表す振幅信号を生成する振幅演算手段と、
前記ローパスフィルタ手段によって生成された複素ベースバンド信号の位相を表す位相信号を生成する位相演算手段と、
を含む、請求項 1 又は 2 記載の超音波プローブ。

20

【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に複数の駆動信号をそれぞれ供給する複数の送信回路をさらに含む、請求項 3 又は 4 記載の超音波プローブ。

30

【請求項 6】

前記伝送手段が、前記シリアル化手段によって変換されたシリアルサンプルデータを無線で送信する、請求項 1 ~ 5 のいずれか 1 項記載の超音波プローブ。

【請求項 7】

請求項 1 ~ 6 のいずれか 1 項記載の超音波プローブと、
前記超音波プローブから伝送されたシリアルサンプルデータをパラレルのサンプルデータに変換し、パラレルのサンプルデータから振幅信号及び位相信号を抽出するパラレル化手段と、
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、前記パラレル化手段によって抽出された位相信号によって表される位相値を補正する位相補正手段と、
前記パラレル化手段によって抽出された振幅信号によって表される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 / 又は虚数成分を求める演算手段と、
前記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し、及び / 又は、前記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加算手段と、
を具備する超音波診断装置。

40

50

【請求項 8】

前記演算手段が、前記平行化手段によって抽出された振幅信号によって表される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 7 記載の超音波診断装置。

【請求項 9】

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 8 記載の超音波診断装置。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、超音波を送受信する複数の超音波トランスデューサを内蔵する超音波プローブ、及び、そのような超音波プローブを用いて超音波診断画像を生成する超音波診断装置に関する。

【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R I (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、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。その際に、複数の受信信号が加算されるまでは、それらの受信信号は並列データとして扱われる。

【0005】

この受信フォーカス処理は、通常、ディジタル信号処理によって行われる。即ち、A/D変換された受信信号は、メモリに蓄えられた後、読み出し時刻を随時変えながら読み出され、適度に補間処理が施されて加算される。複数の受信信号が加算されると、信号のチャンネル数が1つになるので、無線通信によって信号伝送を行うことも可能となる。従って、受信フォーカス処理を行うための回路を超音波プローブの中に組み込めば、超音波プローブと超音波診断装置本体とを接続する信号線の本数を低減したり、ワイアレス化を図ることができる。

【0006】

10

20

30

40

50

しかしながら、受信フォーカス処理においては、受信信号に与える遅延量が焦点の位置によって異なるので、メモリからの読み出し時刻の制御は極めて複雑となり、大規模な回路が必要になる。そのような回路を超音波プローブの中に組み込むと、もはや片手で容易に操作できるような実用的な大きさではなくなってしまう。

【0007】

関連する技術として、特許文献1には、高精細化に伴い振動素子数が増加しても伝送ケーブルの細径化、軽量化が可能であり、操作性の維持及び向上を行うことのできる超音波探触子を有する超音波診断装置が開示されている。この超音波診断装置は、複数の振動素子を用いて生体に対して超音波パルスの送受波を行う超音波探触子と、当該超音波探触子に伝送ケーブルを介して接続され超音波探触子から超音波パルスを送波するための送波信号の生成及び生体で反射して超音波探触子で受波した超音波パルス（エコー）に基づく受波信号から超音波画像を形成する装置本体とを含み、伝送ケーブルを介して超音波探触子と装置本体との間で受け渡しされる送波信号及び受波信号が、伝送前に各振動素子に対応して時分割的に区切られてチップ化され、各チップが、伝送ケーブル内の共用信号線を利用して順次伝送されることを特徴とする。

10

【0008】

しかしながら、特許文献1の超音波診断装置においては、各振動素子から出力される受波信号がそのままの帯域で伝送されるので、データ量を削減することができず、高い伝送レートが必要となる。また、受波信号が時分割によって伝送されるので、伝送後にビームフォーミング処理を確実に行えるという保証がない。

20

【0009】

特許文献2には、超音波プローブと装置本体との間で無線伝送を行うワイアレス超音波診断装置が開示されている。この超音波診断装置においては、超音波プローブが、複数の振動子と、それらの振動子に対応した増幅器及びA/D変換器と、ディジタルビームフォーマと、PS変換部と、制御データ挿入部と、変調器と、電力増幅器とを含んでおり、超音波プローブ内においてディジタルビームフォーミング処理が行われて整相加算データが生成され、さらに、整相加算データがパラレル/シリアル変換される。

【0010】

しかしながら、超音波プローブ内においてディジタルビームフォーミング処理を行うためには、従来の超音波診断装置におけるフロントエンド回路を超音波プローブ内にまるごと収めなくてはならず、回路規模が膨大になる。

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0011】

【特許文献1】特開2003-299648号公報（第3頁、図1）

【特許文献2】特開2008-18107号公報（第4-5頁、図1）

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

そこで、上記の点に鑑み、本発明は、複数の超音波トランスデューサから出力される受信信号のデータ量を減少させることにより、超音波プローブと超音波診断装置本体とを接続する信号線の本数を低減したり、ワイアレス化を図ることを目的とする。

40

【課題を解決するための手段】

【0013】

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プローブは、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、各超音波トランスデューサ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し、複素ベースバンド信号の振幅を表す振幅信号及び複素ベースバンド信号の位相を表す位相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振幅信号及び

50

位相信号をサンプリングすることによりサンプルデータを生成するサンプリング手段と、サンプリング手段によって生成されたパラレルのサンプルデータをシリアルサンプルデータに変換するシリアル化手段と、シリアル化手段によって変換されたシリアルサンプルデータを伝送する伝送手段とを具備する。

【 0 0 1 4 】

また、本発明の1つの観点に係る超音波診断装置は、本発明に係る超音波プローブと、超音波プローブから伝送されたシリアルサンプルデータをパラレルのサンプルデータに変換し、パラレルのサンプルデータから振幅信号及び位相信号を抽出するパラレル化手段と、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、パラレル化手段によって抽出された位相信号によって表される位相値を補正する位相補正手段と、パラレル化手段によって抽出された振幅信号によって表される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及び/又は虚数成分を求める演算手段と、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を加算することにより整相加算実数信号を生成し、及び/又は、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加算手段とを具備する。

【発明の効果】

【 0 0 1 5 】

本発明の1つの観点によれば、超音波プローブにおいて、各超音波トランスデューサ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し、さらに、複素ベースバンド信号の振幅を表す振幅信号及び複素ベースバンド信号の位相を表す位相信号を生成し、振幅信号及び位相信号をサンプリングすることによって生成されたパラレルのサンプルデータをシリアルサンプルデータに変換して超音波診断装置本体に伝送することにより、複数の超音波トランスデューサから出力される受信信号のデータ量を減少させて、超音波プローブと超音波診断装置とを接続する信号線の本数を低減したり、ワイアレス化を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 6 】

【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。

【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に示す整相加算部の構成例を示す図である。

【図6】図5に示す整相加算部の動作を説明するための図である。

【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】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9】本発明の一実施形態の変形例に係る超音波プローブの構成を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 7 】

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。

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。図1に示すように、この超音波診断装置は、本発明の一実施形態に係る超音波プローブ1と、超音波診断装置本体2とによって構成される。

【 0 0 1 8 】

超音波プローブ1は、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

10

20

30

40

50

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超音波内視鏡用プローブでも良い。図 1 に示すように、超音波プローブ 1 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 10 と、複数チャンネルの送受信部 20 と、シリアル化部 30 と、送信制御部 40 と、伝送回路 50 とを含んでいる。

【0019】

複数の超音波トランスデューサ 10 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。

10

【0020】

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。

【0021】

各チャンネルの送受信部 20 は、送信制御部 40 の制御の下で駆動信号を生成して、その駆動信号を超音波トランスデューサ 10 に供給すると共に、超音波トランスデューサ 10 から出力される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を生成し、さらに、複素ベースバンド信号の振幅を表す振幅信号及び複素ベースバンド信号の位相を表す位相信号を生成し、振幅信号及び位相信号をサンプリングして生成された並列のサンプルデータをシリアル化部 30 に供給する。

20

【0022】

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/ディジタル変換器（ADC）24 と、直交検波処理部 25 と、振幅演算部 26a と、位相演算部 26b と、サンプリング部 27a 及び 27b と、メモリ 28a 及び 28b とを含んでいる。ここで、送信回路 21 ～ 位相演算部 26b は、信号処理手段を構成している。

30

【0023】

送信回路 21 は、例えば、パルサによって構成されており、送信制御部 40 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 10 に供給する。図 1 に示す走査制御部 140 は、超音波ビームの送信方向を順次設定して走査制御信号を生成し、伝送回路 60 は、走査制御部 140 によって生成された走査制御信号を伝送回路 50 に伝送する。送信制御部 40 は、伝送回路 50 から供給される走査制御信号に基づいて、複数チャンネルの送信回路 21 の動作を制御する。

【0024】

例えば、送信制御部 40 は、走査制御信号によっ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 10 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 40 は、複数の超音波トランスデューサ 10 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。

40

【0025】

複数チャンネルの送信回路 21 は、送信制御部 40 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 10 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複数の超音波トランスデューサ 10 に供給し、あるいは、複数の超音波トランスデューサ 10 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複数の超音波トランスデューサ 10

50

に供給する。

【0026】

プリアンプ22は、超音波トランスデューサ10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άζ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。例えば、超音波の周波数が5MHz程度であるとすれば、40MHzのサンプリング周波数が用いられる。その場合に、1サンプルに相当する生体内距離は約0.038mmとなるので、4096サンプルで約15.7cmの深度までのデータが得られることになる。

【0027】

受信開口における超音波トランスデューサの数を64個とし、超音波診断画像の1フレームについて100本の超音波受信ライン(音線)が必要であるとすれば、1フレームの画像を表示するために必要なデータ量は、 $4096 \times 64 \times 100 = 26 \times 10^6$ 個となり、毎秒10フレームの画像を表示するためには、約 260×10^6 個/秒のデータ転送が必要となる。ここで、超音波診断画像に必要な分解能は、通常、1個のデータについて12ビット程度であるから、上記のデータを伝送するためには、約3120Mbpsの伝送ビットレートが必要となる。

【0028】

このように、RF信号のままでデータの直列化を行うと、伝送ビットレートが極めて高くなり、通信速度やメモリの動作速度がそれに追いつかない。一方、背景技術の説明において述べたように、受信フォーカス処理の後でデータの直列化を行うと、伝送ビットレートを低減することができる。しかしながら、受信フォーカス処理のための回路は、規模が大きく、超音波プローブの中に組み込むことは困難である。そこで、本実施形態においては、受信信号に対して直交検波処理等を施して受信信号の周波数帯域をベースバンド周波数帯域に落とし、さらに、複素ベースバンド信号の振幅情報及び位相情報を求めてデータの直列化を行うことにより、伝送ビットレートを低減させている。

【0029】

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とを含んでいる。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 $\cos \omega_0 t$ 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 $\sin \omega_0 t$ 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。

【0030】

振幅演算部26aは、直交検波処理部25によって生成された複素ベースバンド信号の振幅を表す振幅信号を生成する。ここで、第i番目の超音波トランスデューサから出力される受信信号に基づいて得られる複素ベースバンド信号を構成するI信号及びQ信号をそれぞれ $R(i)$ 及び $I(i)$ とすると、複素ベースバンド信号の振幅 $A(i)$ は、次式(1)によって表される。

$$A(i) = (R(i)^2 + I(i)^2)^{1/2} \quad \dots (1)$$

【0031】

また、位相演算部26bは、直交検波処理部25によって生成された複素ベースバンド信号の位相を表す位相信号を生成する。ここで、第i番目の超音波トランスデューサから出力される受信信号に基づいて得られる複素ベースバンド信号を構成するI信号及びQ信号をそれぞれ $R(i)$ 及び $I(i)$ とすると、複素ベースバンド信号の位相 $\phi(i)$ は、次式(2)によって表される。

$$\varphi(i) = \arctan(I(i)/R(i)) \quad \cdots (2)$$

【0032】

現在最も広く用いられている12ビットAD変換器の場合には、直交検波後の演算語長も12ビットとするのが妥当である。従って、I信号及びQ信号がシリアル化されるとしたら、I信号とQ信号とを合わせて24ビットのデータ量が必要になる。一方、振幅信号のデータ量は、式(1)によればI信号及びQ信号の $2^{1/2}$ 倍となるから、13ビットあれば十分である。

【0033】

位相情報のデータ量については、 2π における位相情報をどれだけの分解能で取得するかに依存する。位相情報の分解能は、時間分解能に相当するから、従来の整相加算と比較すれば、送受信される超音波の周波数に対して、その周期の $1/16$ 程度あれば十分である。そうだとすると、位相情報のデータ長は4ビットでも足りることになる。仮に、位相情報のデータ長を6ビットにすれば、通常の整相加算に比べて4倍の精度で位相制御が行えることになる。

【0034】

その場合でも、振幅信号のデータ長と位相信号のデータ長とを合わせて19ビットであり、I信号及びQ信号をシリアル化する場合と比較してデータ量の削減を行うことができる。振幅情報と位相情報とを用いるデータのシリアル化においては、対象とする機器の性能規模に応じて、それぞれに最適なデータ語長を選定することができる。

【0035】

サンプリング部27aは、振幅演算部26aによって生成された振幅信号をサンプリング(再サンプリング)する。また、サンプリング部27bは、位相演算部26bによって生成された振幅信号をサンプリング(再サンプリング)する。これにより、2チャンネルのサンプルデータが生成される。生成された2チャンネルのサンプルデータは、メモリ28a及び28bにそれぞれ格納される。

【0036】

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。

【0037】

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 $\cos \omega_0 t$ 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 $\sin \omega_0 t$ 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。

【0038】

さらに、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2に示すミキサ25a及び25bを省略することができる。

【0039】

再び図1を参照すると、シリアル化部30は、複数チャンネルの送受信部20によって生成されたパラレルのサンプルデータを、シリアルなサンプルデータに変換する。例えば、シリアル化部30は、64個の超音波トランスデューサから出力される64個の受信信号に基づいて得られる128チャンネルのパラレルのサンプルデータを、1~4チャンネルのシリアルなサンプルデータに変換する。これにより、超音波トランスデューサの数と比較して、伝送チャンネル数が大幅に低減される。

【0040】

伝送回路50は、超音波診断装置本体2から走査制御信号を受信して、受信した走査制御信号を送信制御部40に出力すると共に、シリアル化部30によって変換されたシリアル

10

20

30

40

50

ルのサンプルデータを超音波診断装置本体 2 に送信する。超音波プローブ 1 と超音波診断装置本体 2 との間の信号伝送は、例えば、A S K (Amplitude Shift Keying)、P S K (Phase Shift Keying)、Q P S K (Quadrature Phase Shift Keying)、1 6 Q A M (16 Quadrature Amplitude Modulation) 等の通信方式を用いて、有線又は無線で行われる。A S K 又は P S K を用いる場合には、1 系統で 1 チャンネルのシリアルデータを伝送することが可能であり、Q P S K を用いる場合には、1 系統で 2 チャンネルのシリアルデータを伝送することが可能であり、1 6 Q A M を用いる場合には、1 系統で 4 チャンネルのシリアルデータを伝送することが可能である。

【 0 0 4 1 】

超音波プローブ 1 の電源電圧は、超音波プローブ 1 と超音波診断装置本体 2 との間の信号伝送が有線で行われる場合には超音波診断装置本体 2 から供給され、超音波プローブ 1 と超音波診断装置本体 2 との間の信号伝送が無線で行われる場合にはバッテリー等によって供給される。超音波プローブ 1 の電源電圧を超音波診断装置本体 2 から供給する場合には、超音波プローブ 1 と超音波診断装置本体 2 との間に接続される信号線を利用してファントム給電を行っても良い。

【 0 0 4 2 】

以上において、直交検波処理部 2 5 (図 2)、振幅演算部 2 6 a (図 2)、位相演算部 2 6 b (図 2)、サンプリング部 2 7 a 及び 2 7 b (図 2)、直交サンプリング部 2 5 e (図 3)、L P F 2 5 c 及び 2 5 d (図 3)、及び、シリアル化部 3 0 は、ディジタル回路によって構成しても良いし、中央演算装置 (C P U) と、C P U 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 2 5 をアナログ回路によって構成することにより、A D C 2 4 を省略しても良い。その場合には、サンプリング部 2 7 a 及び 2 7 b によって、複素ベースバンド信号の A / D 変換が行われる。

【 0 0 4 3 】

一方、図 1 に示す超音波診断装置本体 2 は、伝送回路 6 0 と、パラレル化部 7 0 と、整相加算部 8 0 と、B モード画像信号生成部 9 0 と、表示部 1 0 0 と、操作部 1 1 0 と、制御部 1 2 0 と、格納部 1 3 0 と、走査制御部 1 4 0 とを有している。

【 0 0 4 4 】

伝送回路 6 0 は、超音波プローブ 1 からシリアルサンプルデータを受信する。パラレル化部 7 0 は、伝送回路 6 0 によって受信されたシリアルサンプルデータをパラレルのサンプルデータに変換し、パラレルのサンプルデータから、複数の超音波トランスデューサ 1 0 から出力される複数の受信信号に基づいて得られた複数の振幅信号及び複数の位相信号を抽出して、それらを整相加算部 8 0 に供給する。走査制御部 1 4 0 は、超音波エコーの受信方向を順次設定して、整相加算部 8 0 を制御する。

【 0 0 4 5 】

図 5 は、図 1 に示す整相加算部の構成例を示す図である。図 5 に示すように、整相加算部 8 0 は、位相補正部 8 1 と、位相補正值テーブル 8 2 と、複数チャンネルの遅延 I 信号演算部 8 3 と、複数チャンネルの遅延 Q 信号演算部 8 4 と、遅延 I 信号加算部 8 5 と、遅延 Q 信号加算部 8 6 とを含んでいる。

【 0 0 4 6 】

位相補正部 8 1 は、位相補正值テーブル 8 2 に格納されている位相補正值を用いることにより、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、パラレル化部 7 0 によって抽出された位相信号によって表される位相値を補正する。遅延 I 信号演算部 8 3 は、パラレル化部 7 0 によって抽出された振幅信号によって表される振幅値と位相補正部 8 1 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) を求める。また、遅延 Q 信号演算部 8 4 は、パラレル化部 7 0 によって抽出された振幅信号によって表される振幅値と位相補正部 8 1 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) を求める。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 7 】

遅延 I 信号加算部 8 5 は、複数チャンネルの遅延 I 信号演算部 8 3 によって複数の超音波トランスデューサについてそれぞれ求められた遅延 I 信号を加算することにより、整相加算実数信号（整相加算 I 信号）を生成する。また、遅延 Q 信号加算部 8 6 は、複数チャンネルの遅延 Q 信号演算部 8 4 によって複数の超音波トランスデューサについてそれぞれ求められた遅延 Q 信号を加算することにより、整相加算虚数信号（整相加算 Q 信号）を生成する。

【 0 0 4 8 】

図 6 は、図 5 に示す整相加算部の動作を説明するための図である。図 6 においては、1 つの超音波トランスデューサに対応する 1 チャンネル分の信号処理が示されている。

10

位相補正值テーブル 8 2 には、受信フォーカスと複数の超音波トランスデューサとの幾何学的な相対位置に応じて、位相信号によって表される位相値 θ を補正するための位相補正值 φ が格納されている。位相補正部 8 1 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 8 2 から位相補正值 φ を読み出し、位相信号によって表される位相値 θ から位相補正值 φ を減算することにより、補正位相値（ $\theta - \varphi$ ）を求める。これは、位相補正值 φ 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 4 9 】

遅延 I 信号演算部 8 3 は、振幅信号によって表される振幅値 A と位相補正部 8 1 によって補正された位相値（ $\theta - \varphi$ ）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 $A \cdot \cos(\theta - \varphi)$ を求める。また、遅延 Q 信号演算部 8 4 は、振幅信号によって表される振幅値 A と位相補正部 8 1 によって補正された位相値（ $\theta - \varphi$ ）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 $A \cdot \sin(\theta - \varphi)$ を求める。

20

【 0 0 5 0 】

再び図 5 を参照すると、遅延 I 信号加算部 8 5 は、複数チャンネルの遅延 I 信号演算部 8 3 によって複数の超音波トランスデューサについてそれぞれ求められた遅延 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 8 6 は、複数チャンネルの遅延 Q 信号演算部 8 4 によって複数の超音波トランスデューサについてそれぞれ求められた遅延 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。

30

【 0 0 5 1 】

このように、位相値 θ 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 5 2 】

再び図 1 を参照すると、B モード画像信号生成部 9 0 は、遅延 I 信号加算部 8 5 によって生成された整相加算 I 信号、及び / 又は、遅延 Q 信号加算部 8 6 によって生成された整相加算 Q 信号に基づいて、超音波診断画像を表す 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。B モード画像信号生成部 9 0 は、振幅値演算部 9 1 と、S T C (sensitivity time control) 部 9 2 と、D S C (digital scan converter : デジタル・スキャン・コンバータ) 9 3 とを含んでいる。

40

【 0 0 5 3 】

振幅値演算部 9 1 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を求めることにより、整相加算された複素ベースバンド信号の振幅値を表す整相加算信号を生成する。S T C 部 9 2 は、整相加算部 8 0 によって生成された整相加算信号に対して、超音波の

50

反射位置の深度に応じて、距離による減衰の補正を施す。

【 0 0 5 4 】

D S C 9 3 は、S T C 部 9 2 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。表示部 1 0 0 は、例えば、L C D 等のディスプレイ装置を含んでおり、B モード画像信号生成部 9 0 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。

【 0 0 5 5 】

あるいは、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、振幅値演算部 9 1 を省略すると共に、遅延 Q 信号演算部 8 4 及び遅延 Q 信号加算部 8 6 を省略しても良いし、あるいは、遅延 I 信号演算部 8 3 及び遅延 I 信号加算部 8 5 を省略しても良い。

10

【 0 0 5 6 】

制御部 1 2 0 は、操作部 1 1 0 を用いたオペレータの操作に従って、走査制御部 1 4 0 等を制御する。本実施形態においては、パラレル部 7 0、整相加算部 8 0、B モード画像信号生成部 9 0、制御部 1 2 0、及び、走査制御部 1 4 0 が、中央演算装置（C P U）と、C P U 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やアナログ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 1 3 0 に格納される。格納部 1 3 0 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、M O、M T、R A M、C D - R O M、又は、D V D - R O M 等を用いることができる。

20

【 0 0 5 7 】

ここで、本発明の原理について、図 7 及び図 8 を参照しながら詳しく説明する。

図 7 及び図 8 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 7 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。

30

【 0 0 5 8 】

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 7 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。

【 0 0 5 9 】

図 8 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 (3) で示されるものとする。

40

$$e(nT) = A(nT) \cdot \exp\{j(2\pi f_0 nT + \theta_0)\} \cdots (3)$$

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 A/D 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、 θ_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 (4) で示される。

$$e_i(nT) = A(nT + t(i, n)) \cdot \exp\{j(2\pi f_0(nT + t(i, n)) + \theta_0)\} \cdots (4)$$

【 0 0 6 0 】

50

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 8 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。

【0061】

10

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 (3) 及び式 (4) 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 (5) 及び式 (6) によって表される。

$$E(nT) = e(nT) \cdot \exp\{-j(2\pi f_0 nT)\} \\ = A(nT) \cdot \exp\{-j\theta_0\} \quad \dots (5)$$

$$E_i(nT) = e_i(nT) \cdot \exp\{-j(2\pi f_0 nT)\} \\ = A(nT + t(i, n)) \cdot \exp\{j(2\pi f_0 t(i, n) + \theta_0)\} \quad \dots (6)$$

【0062】

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 (6) は、式 (7) で置き換えることができる。

$$E_i(nT) = A(mT + t_i) \cdot \exp\{j(2\pi f_0 t_i + \theta_0)\} \quad \dots (7)$$

30

【0063】

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 (8) 及び式 (9) に示すように置き換えを行う。ただし、 A_n 及び θ_{n_i} は、それぞれ直交検波後の振幅と位相である。

$$A(nT) = A(mT + t_i) = A_n \quad \dots (8)$$

$$2\pi f_0 t_i + \theta_0 = \theta_{n_i} \quad \dots (9)$$

【0064】

従って、式 (7) 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 (10) 及び式 (11) によって求めることができる。

$$R_{n_i} = A_n \cdot \cos\{\theta_{n_i} - \varphi(i, n)\} \quad \dots (10)$$

$$I_{n_i} = A_n \cdot \sin\{\theta_{n_i} - \varphi(i, n)\} \quad \dots (11)$$

ただし、 $\varphi(i, n)$ は、式 (12) 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。

$$\varphi(i, n) = 2\pi f_0 t(i, n) \quad \dots (12)$$

【0065】

式 (10) 及び式 (11) 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 (13) 及び式 (14) に示すように、整相加算された情報 R_n 及び I_n を得ることができる。

50

【数 1】

$$R_n = \sum_i R_{n_i} \quad \cdots (13)$$

$$I_n = \sum_i I_{n_i} \quad \cdots (14)$$

画像表示に当たっては、例えば、整相加算された式 (13) 及び式 (14) に基づいて、式 (15) に示すように振幅値 V_n を算出すれば良い。

10

【数 2】

$$V_n = \sqrt{R_n^2 + I_n^2} \quad \cdots (15)$$

【0066】

次に、本発明の一実施形態の変形例について説明する。図 9 は、本発明の一実施形態の変形例に係る超音波プローブの構成を示すブロック図である。図 9 に示す超音波プローブ 1 a においては、図 1 に示す超音波プローブ 1 に対し、超音波プローブに設けられている複数の超音波トランスデューサ 10 と送受信部 20 との間の接続関係を切り換える切換回路 11 が追加されている。

20

【0067】

一般に、リニアスキャン方式やコンベックスキャン方式の超音波プローブにおいては、送受信における開口が順次切り換えられながら被検体の走査が行われる。超音波プローブ 1 a に設けられている超音波トランスデューサの数を N とし、同時に使用される超音波トランスデューサの数を M とすると ($M < N$)、切換回路 11 は、 N 個の超音波トランスデューサの中から M 個の超音波トランスデューサを選択し、選択された M 個の超音波トランスデューサを M 個の送受信部 20 にそれぞれ接続する。これにより、図 1 に示す超音波プローブ 1 と比較して、送受信部 20 の数を低減することができる。

【産業上の利用可能性】

【0068】

30

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】

【0069】

- 1 超音波プローブ
- 2 超音波診断装置本体
- 10 超音波トランスデューサ
- 11 切換回路
- 20 送受信部
- 21 送信回路
- 22 プリアンプ
- 23 L P F
- 24 A D C
- 25 直交検波処理部
- 25 a、25 b ミキサ
- 25 c、25 d L P F
- 25 e 直交サンプリング部
- 26 a 振幅演算部
- 26 b 位相演算部

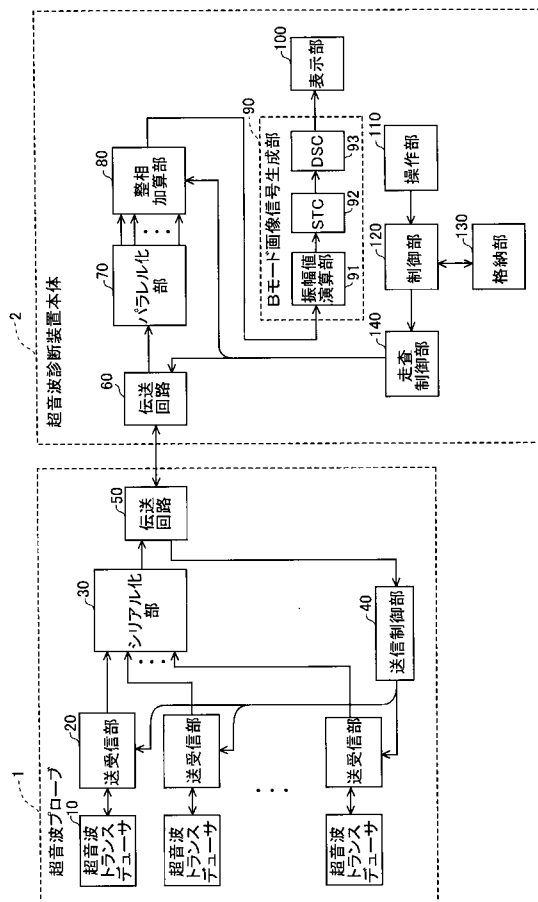
40

50

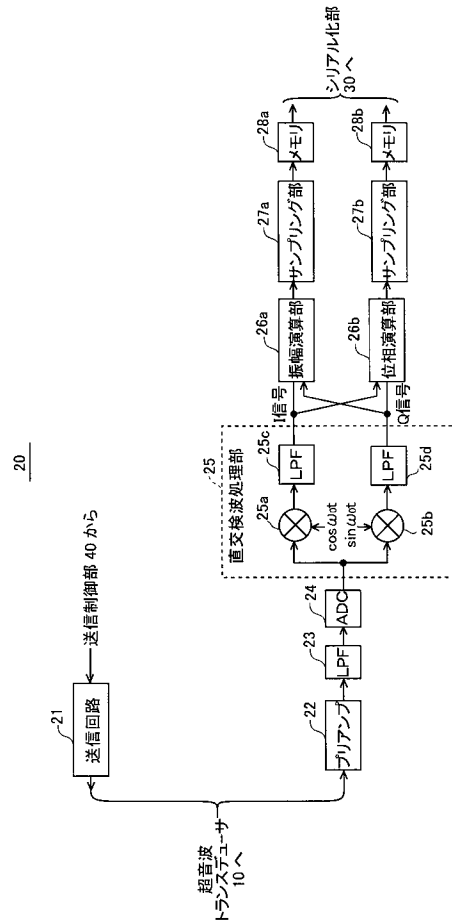
- 27 a、27 b サンプリング部
- 28 a、28 b メモリ
- 30 シリアル化部
- 40 送信制御部
- 50、60 伝送回路
- 70 パラレル化部
- 80 整相加算部
- 90 Bモード画像信号生成部
- 91 振幅値演算部
- 92 S T C 部
- 93 D S C
- 100 表示部
- 110 操作部
- 120 制御部
- 130 格納部
- 140 走査制御部

10

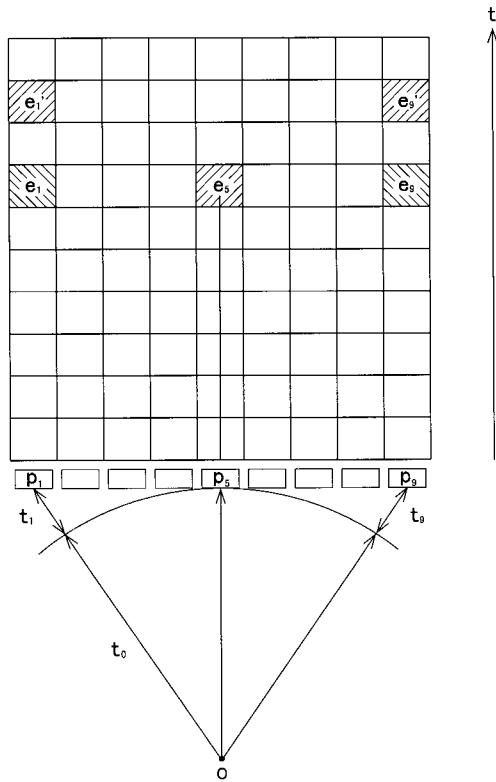
【図 1】



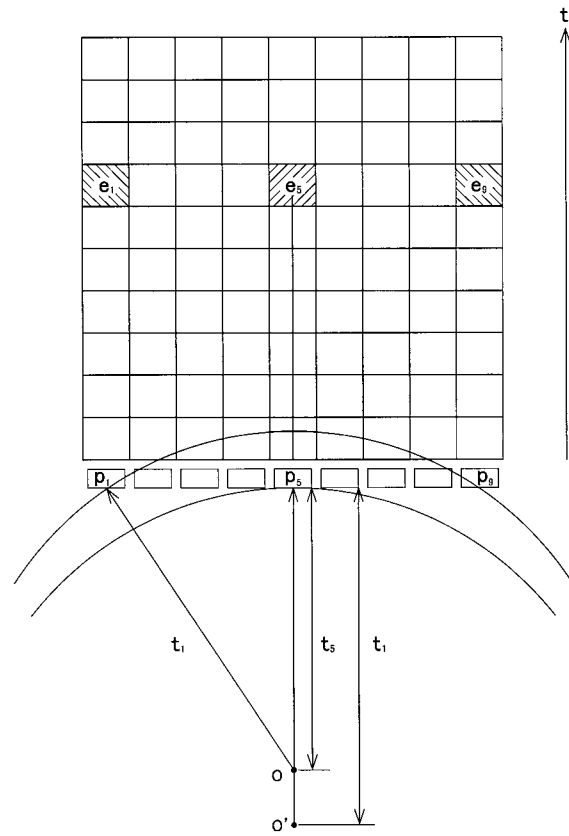
【図 2】



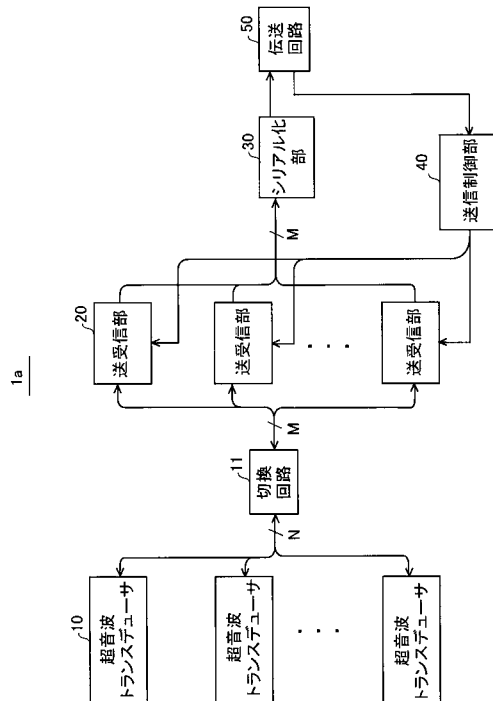
【図 7】



【図 8】



【図 9】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開 2 0 0 3 - 2 6 5 4 6 8 (J P , A)
特開 2 0 0 2 - 0 8 5 4 0 5 (J P , A)
特開平 0 7 - 2 4 6 2 0 6 (J P , A)
特開 2 0 0 7 - 1 9 0 0 6 6 (J P , A)
特開 2 0 0 6 - 2 2 3 7 3 6 (J P , A)
特開 2 0 0 0 - 3 4 1 3 5 3 (J P , A)
特開 2 0 1 0 - 1 1 5 3 5 6 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

A 6 1 B 8 / 0 0 - 8 / 1 5

专利名称(译)	超声波探头和超声波诊断仪		
公开(公告)号	JP5325617B2	公开(公告)日	2013-10-23
申请号	JP2009061086	申请日	2009-03-13
[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		
当前申请(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		
FI分类号	A61B8/00 A61B8/14		
F-TERM分类号	4C601/EE12 4C601/GD04 4C601/HH29 4C601/JB19 4C601/JB24 4C601/JB31 4C601/JB36 4C601/JB37 4C601/JB45 4C601/JB51 4C601/KK12		
代理人(译)	宇都宫正明		
其他公开文献	JP2010213771A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：减少用于连接超声波探头和超声波探头主体的信号线的数量，或者通过减少由多个超声波换能器输出的接收信号的数据量来进行无线通信。ZSOLUTION：超声波探头包括：多个超声波换能器，用于接收超声波回波以输出接收信号；信号处理装置，用于对各个超声波换能器输出的接收信号进行正交检测处理或正交采样处理，以产生复合基带信号，并产生表示复合基带信号幅度的幅度信号和表示相位的相位信号。复杂的基带信号；采样装置，用于对幅度信号和相位信号进行采样以产生采样数据；序列化装置，用于将并行样本数据转换为串行样本数据；以及用于发送串行样本数据的发送装置。Z

【图1】

