

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4575014号
(P4575014)

(45) 発行日 平成22年11月4日(2010.11.4)

(24) 登録日 平成22年8月27日(2010.8.27)

(51) Int.Cl.

F 1

A 6 1 B 8/12 (2006.01)

A 6 1 B 8/12

請求項の数 18 (全 27 頁)

(21) 出願番号	特願2004-97256 (P2004-97256)	(73) 特許権者	000000376
(22) 出願日	平成16年3月30日 (2004.3.30)		オリンパス株式会社
(65) 公開番号	特開2005-278892 (P2005-278892A)		東京都渋谷区幡ヶ谷2丁目4番2号
(43) 公開日	平成17年10月13日 (2005.10.13)	(74) 代理人	100106909
審査請求日	平成19年1月23日 (2007.1.23)		弁理士 棚井 澄雄
		(74) 代理人	100064908
			弁理士 志賀 正武
		(74) 代理人	100101465
			弁理士 青山 正和
		(74) 代理人	100094400
			弁理士 鈴木 三義
		(74) 代理人	100086379
			弁理士 高柴 忠夫

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超音波診断装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

N個(N 2)の振動子エレメントからなる超音波トランスデューサと、m個(m N)の前記振動子エレメントに電圧を印加して超音波を発信させるパルス手段と、n個(n N)の前記振動子エレメントで受信した超音波受信信号を用いて信号処理する受信信号処理手段と、超音波診断像を表示する表示装置とを備え、

前記受信信号処理手段は、

前記n個の振動子エレメントのうち、1つの振動子エレメントで受信した前記超音波受信信号をべき乗してその絶対値を演算する、べき乗検波手段と、

前記べき乗検波手段で処理された前記超音波受信信号を正規化する正規化処理手段と

10

前記正規化処理手段で処理された異なる2つ以上の前記超音波受信信号間で相関処理を行う相関処理手段と、を有することを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 2】

前記受信信号処理手段が、前記超音波受信信号から高調波成分を抽出する高調波抽出手段と、前記超音波受信信号の周波数を通倍する周波数通倍手段との少なくともいずれかを有す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】

前記受信信号処理手段が、前記超音波受信信号から高調波成分を抽出する高調波抽出手段と、前記超音波受信信号の周波数を通倍する周波数通倍手段とをさらに有することを特

20

徴とする請求項 1 に記載の超音波診断装置。

【請求項 4】

前記信号処理手段が、前記相関処理手段によって生じる高周波を除去するフィルタ手段を備えてい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 5】

前記信号処理手段が、前記 n 個の振動子エレメントで受信した超音波受信信号を加算処理する加算処理手段を有し、

該加算処理手段が、超音波受信信号に重み付けして加算処理することを特徴とする請求項 1 から 4 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置。

【請求項 6】

前記超音波トランスデューサが、2 個の前記振動子エレメントで構成された細径超音波トランスデューサであることを特徴とする請求項 1 から 5 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置。

【請求項 7】

前記超音波トランスデューサが、リング状振動子と、その内径部に配置した円板状振動子とからなり、

前記パルス手段により、前記リング状振動子に電圧を印加して超音波を発信させると共に、該リング状圧電振動子及び前記円板状振動子で受信することを特徴とする請求項 1 から 5 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置。

【請求項 8】

前記リング状振動子と前記円板状振動子との共振周波数の比が、 $1 : k$ ($k \geq 2$)であることを特徴とする請求項 7 に記載の超音波診断装置。

【請求項 9】

前記相関処理手段が、互いに隣接する 2 つの前記振動子エレメントの超音波受信信号を相関処理す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 10】

前記超音波トランスデューサが、前記 N 個の振動子エレメントをアレイ状に配列していることを特徴とする請求項 1 から 5 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置。

【請求項 11】

前記超音波トランスデューサの機械的品質係数 Q_m が、30 以上 300 以下であることを特徴とする請求項 1 から 9 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置。

【請求項 12】

前記パルス手段が、前記 m 個の振動子エレメントに対して台形波形あるいはダブル矩形波を駆動信号として印加することを特徴とする請求項 1 から 11 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置。

【請求項 13】

前記表示手段にドブラー診断像を表示させるドブラー診断手段を有していることを特徴とする請求項 10 に記載の超音波診断装置。

【請求項 14】

前記表示手段に高調波のドブラー診断像を表示させる高調波信号のドブラー診断手段を有していることを特徴とする請求項 10 に記載の超音波診断装置。

【請求項 15】

前記受信信号処理手段が、前記 n 個の振動子エレメントで受信した超音波受信信号をアナログ / デジタル変換する A / D 変換器を有することを特徴とする請求項 1 から 14 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置。

【請求項 16】

前記受信信号処理手段が、前記 A / D 変換器で変換された超音波受信信号を信号処理可能であることを特徴とする請求項 15 に記載の超音波診断装置。

【請求項 17】

前記受信信号処理手段で処理された超音波受信信号を受信複素データに変換する直交検

10

20

30

40

50

波手段と、前記受信複素データを格納する複素データ格納手段と、該複素データ格納手段により前記 n 個の振動子エレメントと焦点との位置関係により決まるおよその位置の複素データを読み出す複素データ読み出し手段と、該複素データ読み出し手段により得られた前記複素データに対して前記 n 個の振動子エレメントと焦点との位置関係により決まる正確な遅延時間に対応して前記受信複素データの位相補正処理を行う位相補正処理手段とを備えていることを特徴とする請求項 1 から 16 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置。

【請求項 18】

体腔内の超音波診断に用いられる体腔内超音波診断装置であることを特徴とする請求項 1 から 17 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】

10

【技術分野】

【0001】

本発明は、超音波診断装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、体腔内超音波診断装置として、内視鏡の先端部に配置した 1 つの圧電振動子を機械的に回転させながら超音波ビームの送受信を行って回転走査することにより、超音波診断画像を描出する機械走査方式の体腔内超音波内視鏡が提案されている。

また、内視鏡の先端部に複数の圧電振動子をアレイ状に配置し、電子的に超音波を送信する圧電振動子を切り替えることによってラジアル走査、コンベックス走査、リニア走査、あるいはセクタ走査を行い、超音波診断画像を描出する電子走査方式の体腔内超音波内視鏡が提案されている（例えば、特許文献 1 参照）。

20

さらに、内視鏡の鉗子孔にシース内に配置された細径超音波振動子を挿通させ、このシースを内視鏡の先端部で突出させ、生体表面に接触させながら機械的回転走査を行う超音波診断画像を描出する細径プローブ超音波内視鏡が提案されている（例えば、特許文献 2 参照）。

なお、これらの体腔内超音波診断装置は、生体組織表面との良好な音響的接続を行わせるため、音響結合液を満たしたバルーンを経て超音波を送受して用いられる。

【0003】

このうち、前者の機械走査方式及び電子走査方式の体腔内超音波内視鏡は、総胆管、膵胆管等の細い管腔には適用することができないが、食道、胃、十二指腸、大腸など太い管腔に適用することができる。

30

また、単一の振動子を機械的に回転走査させる機械走査式の体腔内超音波内視鏡では送受信感度が高く、グレーティングローブを原理的に発生させないことにより、良好な B モード診断画像が得られる。

一方、電子走査式の体腔内超音波内視鏡は、フレームレートを高くすることができ、ドップラー血流診断が可能である。また、発信する超音波ビームを多様に制御でき、可変焦点、送受信分離などにより良好な画像構築が可能である。そして、A/D 変換を施し、多様なアルゴリズムで画質改善が容易となる。

また、後者の細径プローブ超音波内視鏡は、総胆管、膵胆管等の細い管腔にも適用することができる。

40

【0004】

また、体外用ではあるが、高深達度診断を目的とした走査方法が提案されている（例えば、特許文献 3 参照）。この走査方法について、図 20 を用いてその概略を説明する。

図 20 に示す走査方法は、深部の画像劣化を防止するためのものであり、超音波の受信口径は一定としたまま、受信ビーム収束点を受信時刻と共に、 Δy_1 、 Δy_2 、... と深部に移動させ、受信用振動子群 R1、R2、... の配列方向中心位置を送信用超音波振動子群 T1 から順次遠ざけることによって、受信ビーム偏向角をほぼ一定の θ に保つようにしたものである。このような受信ビーム収束点と受信用振動子群 R1、R2、... の配列方向中心位置の制御は、送受信切り替え用電子スイッチと、送信対応チャンネルとは異なるアレ

50

イ内領域受信対応チャンネルの受信遅延回路によって行われる。

この図20に示す走査方法によれば、受信ビームの偏向角をほぼ一定に保つことができるので、受信ビーム偏向角をあまり大きくならないように設定することによって、受信ビームにおけるサイドローブの発生を抑制し、超音波診断の深部における画像劣化を回避することができる。

【特許文献1】特開平5-277103号公報（第1図）

【特許文献2】特開2003-33353号公報（第2図）

【特許文献3】特開平6-125908号公報（第1図）

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

10

【0005】

しかしながら、上記従来の超音波診断装置では、以下の問題がある。すなわち、上記従来の超音波診断装置は、振動子エレメントが内視鏡先端に配設されるので、振動子エレメントの最大寸法が内視鏡の蛇腹の径である10mmφ程度より少し小さい程度であり、電子セクタ走査用超音波振動子でない場合や、また細径プローブ超音波内視鏡に用いる超音波振動子は、その最大寸法が、鉗子孔の径である3.9mmφより小さくする必要がある。このため、送信超音波出力は制限され、高い深達度を得ることが極めて困難となる。また、アレイ型超音波振動子も振動子エレメントの数によるが、振動子エレメント1本当たりの寸法は極めて微細となる。したがって、送信する超音波の出力が制限され、高い深達度を得ることが難しくなってくる。

20

また、2m以上の同軸ケーブルを使用するので、ケーブルの静電容量成分を変位電流が流れることによる電流ロス、同軸ケーブルの電磁シールド非完全性によるrf飛来ノイズの重畳という体腔内用ならではの本質的なS/N低下要因がある。さらに、電子走査式体腔内超音波内視鏡では、同軸ケーブルを束ねて使用するので、同軸ケーブル間のクロストークというS/N低下要因がある。

【0006】

本発明は上記事情に鑑みてなされたものであり、長い同軸ケーブルに起因するS/N低下や、超音波を送受信する開口が小さいことによる空間分解能の低下が改善された超音波診断装置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】

30

【0007】

本発明は、前記課題を解決するために以下の構成を採用した。すなわち、本発明にかかる超音波診断装置は、N個（ $N \geq 2$ ）の振動子エレメントからなる超音波トランスデューサと、m個（ $m \geq N$ ）の前記振動子エレメントに電圧を印加して超音波を発信させるパルサ手段と、n個（ $n \geq N$ ）の前記振動子エレメントで受信した超音波受信信号を用いて信号処理する受信信号処理手段と、超音波診断像を表示する表示装置とを備え、前記受信信号処理手段は、前記n個の振動子エレメントのうち、1つの振動子エレメントで受信した前記超音波受信信号をべき乗してその絶対値を演算する、べき乗検波手段と、前記べき乗検波手段で処理された前記超音波受信信号を正規化する正規化処理手段と、前記正規化処理手段で処理された異なる2つ以上の前記超音波受信信号間で相関処理を行う相関処理手段とを有することを特徴とする。

40

【0008】

この発明によれば、n個の振動子エレメントで受信した超音波受信信号の周波数を逡倍することによって、超音波ビームのビーム幅を小さくすることができる。これにより、横方向分解能を向上させることができる。

【0009】

また、異なる2つ以上の圧電振動子で受信した一対の受信信号に対して相関処理を行うことで、同軸ケーブルに飛来した超音波ノイズを除去することができる。これによりS/N比のノイズレベルを小さくし、S/N比を改善することができる。したがって、より体腔内の深部の診断を行うことができる。

50

また、相関処理を行うことで、処理後の受信信号の周波数が2倍になる。これにより、超音波ビームのビーム幅が小さくなり、横方向分解能を向上させることができる。

【0010】

さらに、べき乗検波手段を用いて超音波受信信号をべき乗してその絶対値を演算することで、例えばべき乗検波手段が超音波受信信号を2乗した場合、演算後の受信信号の周波数が2倍になる。これにより、超音波ビームのビーム幅が小さくなり、横方向分解能を向上させることができる。さらに、超音波ビームのパルス幅が短くなり、深さ方向分解能を向上させることができる。

本発明にかかる超音波診断装置は、前記受信信号処理手段が、前記超音波受信信号から高調波成分を抽出する高調波抽出手段と、前記超音波受信信号の周波数を逡倍する周波数逡倍手段との少なくともいづれかを有することが好ましい。

10

高調波抽出手段を用いて超音波受信信号から高調波成分を抽出する場合は、以下の効果を奏する。すなわち、振動子エレメントから照射された超音波受信信号には、生体組織などを通過することによって生体組織などの非線形性により高調波成分が含まれている。この高調波成分は、基本波成分に比べて近距離音場における音圧変動が少なく、超音波ビームのビーム幅やサイドローレベルが小さい。したがって、超音波受信信号から高調波成分を抽出することによって、横方向分解能やコントラスト分解能を向上させることができる。

また、周波数逡倍手段を用いて超音波受信信号の周波数を逡倍する場合は、例えば周波数を2逡倍した場合、演算後の受信信号の周波数が2倍になる。したがって、超音波ビームのビーム幅が小さくなり、横方向の分解能が向上する。

20

本発明にかかる超音波診断装置は、前記高調波抽出手段と、前記周波数逡倍手段との両方を有してもよい。

【0011】

また、本発明にかかる超音波診断装置は、前記信号処理手段が、前記相関処理手段によって生じる高周波を除去するフィルタ手段を備えていることが好ましい。

この発明によれば、相関処理手段によって2つの超音波受信信号間で相関処理を行った際に発生する高周波成分を除去することができ、よりノイズ成分の少ない超音波診断像を得ることができる。

【0012】

30

また、本発明にかかる超音波診断装置は、前記信号処理手段が、前記n個の振動子エレメントで受信した超音波受信信号を加算処理する加算処理手段を有し、該加算処理手段が、超音波受信信号に重み付けして加算処理することが好ましい。

この発明によれば、n個の振動子エレメントで受信した超音波受信信号に対して、例えば、ガウス分布重み付けや、コサイン分布重み付けなどを行うことにより、グレーティングローブを低減することができる。

【0013】

また、本発明にかかる超音波診断装置は、前記超音波トランスデューサが、2個の前記振動子エレメントで構成された細径超音波トランスデューサであることが好ましい。

この発明によれば、S/N比が改善された細径超音波トランスデューサとすることができ

40

【0014】

また、本発明にかかる超音波診断装置は、前記超音波トランスデューサが、リング状振動子と、その内径部に配置した円板状振動子とからなり、前記パルス手段により、前記リング状振動子に電圧を印加して超音波を発信させると共に、該リング状圧電振動子及び前記円板状振動子で受信することが好ましい。

この発明によれば、リング状振動子から送信した超音波を、このリング状振動子と円板状振動子で受信する。

【0015】

また、本発明にかかる超音波診断装置は、前記リング状振動子と前記円板状振動子との

50

共振周波数の比が、 $1:k$ ($k \geq 2$) であることが好ましい。

この発明によれば、円板状振動子は、リング状振動子から送信した超音波のうち、第2高調波、第3高調波あるいは第4高調波成分を選択的に受信する。これにより、容易に高調波成分を抽出することができ、深さ方向の分解能向上させることができる。ここで、第5高調波以上の高調波を受信してもよいが、受信感度が小さすぎ、実質的效果がほとんどない。

【0016】

また、本発明にかかる超音波診断装置は、前記相関処理手段が、互いに隣接する2つの前記振動子エレメントの超音波受信信号を相関処理することを前提としている。

この発明によれば、互いに隣接する2つの振動子エレメント間で相関処理を行うことにより、2つの超音波受信信号間の位相差を小さくし、横方向分解能の低下を抑制することができる。

【0017】

また、本発明にかかる超音波診断装置は、前記超音波トランスデューサが、前記N個の振動子エレメントをアレイ状に配列していることが好ましい。

この発明によれば、アレイ状に配列したN個の振動子エレメントのうち、m個の振動子エレメントから超音波を発信し、n個の振動子エレメントで超音波受信信号を受信する。

【0018】

また、本発明にかかる超音波診断装置は、前記超音波トランスデューサの機械的品質係数 Q_m が、30以上300以下であることが好ましい。

この発明によれば、機械的品質係数 Q_m が30以上であることによって、超音波信号を発信させたときにパルス信号の振幅が増加することが可能となる。また、300以下であることによって、不要振動が混入する割合を抑制することができる。すなわち、診断超音波信号に不要振動ノイズが重畳することを抑制する。

【0019】

また、本発明にかかる超音波診断装置は、前記パルス手段が、前記m個の振動子エレメントに対して台形波形あるいはダブル矩形波を駆動信号として印加することが好ましい。

この発明によれば、超音波を発信する振動子エレメントに対して印加する駆動信号が台形波形であることで、パルス信号の残響時間の増加によって深さ方向分解能が悪化することを抑制できる。

【0020】

また、本発明にかかる超音波診断装置は、前記表示手段にドプラー診断像を表示させるドプラー診断手段を有していることが好ましい。

この発明によれば、超音波診断像にドプラー診断像を合わせて表示することにより、より診断性能を向上させることができる。

【0021】

また、本発明にかかる超音波診断装置は、前記表示手段に高調波のドプラー診断像を表示させる高調波信号のドプラー診断手段を有していることが好ましい。

この発明によれば、高調波信号を用いることによって、横方向分解能やコントラスト分解能を向上させたドプラー診断像を得ることができる。

【0022】

また、本発明にかかる超音波診断装置は、前記受信信号処理手段が、前記n個の振動子エレメントで受信した超音波受信信号をアナログ/デジタル変換するA/D変換器を有することが好ましい。

この発明によれば、A/D変換器によって超音波受信信号をデジタル信号に変換することで、より劣化の少ない信号処理を行うことができる。

【0023】

また、本発明にかかる超音波診断装置は、前記受信信号処理手段が、前記A/D変換器で変換された超音波受信信号を信号処理可能であることが好ましい。

この発明によれば、受信信号処理手段が、A/D変換器によって変換されたデジタル信

10

20

30

40

50

号に対して信号処理を行う。

【 0 0 2 4 】

また、本発明にかかる超音波診断装置は、前記受信信号処理手段で処理された超音波受信信号を受信複素データに変換する直交検波手段と、前記受信複素データを格納する複素データ格納手段と、該複素データ格納手段により前記 n 個の振動子エレメントと焦点との位置関係により決まるおよその位置の複素データを読み出す複素データ読み出し手段と、該複素データ読み出し手段により得られた前記複素データに対して前記 n 個の振動子エレメントと焦点との位置関係により決まる正確な遅延時間に対応して前記受信複素データの位相補正処理を行う位相補正処理手段とを備えていることが好ましい。

この発明によれば、各振動子エレメントで受信した超音波受信信号の超音波伝播時間のバラツキ、すなわち、位相のバラツキを整合させ、サイドローブなどの不要応答成分をさらに抑制することができる。

【 0 0 2 5 】

また、本発明にかかる超音波診断装置は、体腔内の超音波診断に用いられる体腔内超音波診断装置であることが好ましい。

【発明の効果】

【 0 0 2 6 】

本発明の超音波診断装置によれば、 n 個の振動子エレメントで受信した超音波受信信号の周波数を過倍することによって、超音波ビームのビーム幅が小さくなる。これにより、横方向分解能を向上させることができる。

また、異なる 2 つの圧電振動子で受信した一对の受信信号の間で相関処理を行うことで、同軸ケーブルに飛来した高周波ノイズを除去する。これにより S/N 比のノイズレベルを小さくし、 S/N 比を向上させることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 2 7 】

次に、本発明の第 1 の実施形態について、図 1 から図 5 を参照して説明する。

本実施形態にかかる超音波診断装置は、例えば、内視鏡の鉗子孔に挿通可能な細径超音波プローブを用いた体腔内超音波診断装置である。

この体腔内超音波診断装置は、図 1 に示すように、一对の圧電振動子（振動子エレメント）11、12 を有する細径超音波プローブ（超音波トランスデューサ）13 と、一方の圧電振動子 11 に超音波送信用駆動電圧を印加するパルサ 14 と、一对の圧電振動子 11、12 で受信した超音波信号を処理する受信信号処理手段 15 と、受信信号処理手段 15 からの出力を増幅する対数増幅器 21 と、受信信号を包絡線検波する包絡線検波器 22 と、包絡線検波器 22 で検波した受信信号をアナログ/デジタル変換する A/D 変換器 23 と、受信信号を画像信号に変換する画像変換器 24 と、超音波診断像を表示するモニタ 25 とを備えている。

なお、圧電振動子 11 は、パルサ 14 により周波数 f の超音波を発信するように構成されている。そして、一对の圧電振動子 11、12 は、周波数 f 及び周波数 f の整数倍の超音波信号を受信する。

【 0 0 2 8 】

一对の圧電振動子 11、12 は、図示しないシースの中に音響結合液と共に配設されており、細径超音波プローブ 13 の挿入軸 S を中心軸としてその周りを機械的に回転し、超音波を矢印 $S1$ 方向に回転しながら送受して超音波診断画像を得るような構成となっている。そして、一对の圧電振動子 11、12 は、それぞれ同軸ケーブル 31、32 を介して 3 つに分岐し、後述する処理手段 35 の RF 信号処理部 37、2 乗検波部 38 及び第 2 高調波抽出部 39 にそれぞれ接続されている。

【 0 0 2 9 】

受信信号処理手段 15 は、受信した超音波信号を処理する処理手段 35 と、最終的に単一の受信信号に変換する加算処理手段 36 とを備えている。

処理手段 35 は、RF 信号処理部 37 と 2 乗検波部 38 と第 2 高調波抽出部 39 とで構

10

20

30

40

50

成されている。

R F 信号処理部 3 7 は、一対の圧電振動子 1 1、1 2 の超音波受信信号をそれぞれ最大値が 1 となるように正規化処理する一対の正規化処理手段 4 1 と、2 つの超音波受信信号を相関処理する相関処理手段 4 2 と、相関処理した信号に対して高周波成分を除去するローパスフィルタ（以下、L P F と省略する）4 3 とで構成されている。

2 乗検波部 3 8 は、一対の圧電振動子 1 1、1 2 の超音波受信信号をそれぞれ 2 乗検波する一対の 2 乗検波手段（べき乗検波手段）4 5 と、2 乗検波した超音波受信信号をそれぞれ正規化処理する一対の正規化処理手段 4 6 と、2 つの超音波受信信号を相関処理する相関処理手段 4 7 と、L P F 4 8 とで構成されている。

また、第 2 高調波抽出部 3 9 は、一対の圧電振動子 1 1、1 2 の超音波信号から第 2 高調波成分をそれぞれ抽出する一対のバンドパスフィルタである第 2 高調波抽出手段（高調波抽出手段）5 1 と、第 2 高調波成分を抽出した超音波受信信号をそれぞれ正規化処理する一対の正規化処理手段 5 2 と、2 つの超音波受信信号を相関処理する相関処理手段 5 3 と、L P F 5 4 とで構成されている。

【 0 0 3 0 】

加算処理手段 3 6 は、2 乗検波部 3 8 によって処理した受信信号と、第 2 高調波抽出部 3 9 によって処理した受信信号と、R F 信号処理部 3 7 によって処理した受信信号とを加算処理するような構成となっている。

ここで、矢印 A 1、B 1、D 1、E 1、G 1 及び H 1 は一対の圧電振動子 1 1、1 2 による超音波受信信号を、矢印 A 2 及び B 2 は正規化処理手段 4 1 で正規化処理された正規化信号を、矢印 C 1 は相関処理手段 4 2 で相関処理された正規化相関信号を、矢印 C 2 は L P F 4 3 によって高周波成分を除去した正規化相関信号を示している。また、矢印 D 2 及び E 2 は 2 乗検波手段 4 5 による 2 乗検波信号を、矢印 D 3 及び E 3 は正規化処理手段 4 6 による正規化 2 乗検波信号を、矢印 F 1 は相関処理手段 4 7 による正規化 2 乗検波相関信号を、矢印 F 2 は L P F 4 8 によって高周波成分を除去した正規化 2 乗検波相関信号を示している。また、矢印 G 2 及び H 2 は第 2 高調波抽出手段 5 1 による第 2 高調波信号を、矢印 G 3 及び H 3 は正規化処理手段 5 2 による正規化第 2 高調波信号を、矢印 I 1 は相関処理手段 5 3 による正規化第 2 高調波相関信号を、矢印 I 2 は L P F 5 4 によって高周波成分を除去した正規化第 2 高調波相関信号を示している。また、矢印 N 1 及び N 2 は同軸ケーブル 3 1、3 2 に重畳した高周波ノイズである r f 飛来ノイズを示している。

【 0 0 3 1 】

まず、R F 信号処理部 3 7 について詳細に説明する。

図 2 に示すように、一対の圧電振動子 1 1、1 2 で受信したそれぞれの受信信号には、同軸ケーブル 3 1、3 2 において r f 飛来ノイズ N 1、N 2 が重畳されてそれぞれ超音波受信信号 A 1、B 1 となる。そして、正規化処理手段 4 1 によって最大値が 1 となった正規化信号 A 2、B 2 が得られる。

正規化信号 A 2、B 2 は、一対の圧電振動子 1 1、1 2 が近接して配置されているので、ほとんど同一波形信号である。それに対して、受信信号に重畳した r f 飛来ノイズは、図 3 (a) 及び (b) に示すように、わずかではあるが位相が異なっているので、正規化処理信号 A 2、B 2 の関係は、圧電振動子 1 1、1 2 の受信信号の波形が同じで同位相であり、r f 飛来ノイズ成分がわずかにでも互いに異なる位相で重畳している。

ここで、相関をとるということは、両信号の積を取ることに相当する。これにより、互いに異なる位相で重畳している r f 飛来ノイズ成分は、相関をとることにより 0 となる。また、互いに同位相である受信信号の部分には、下記に示すように、周波数 f の信号を周波数 2 f の信号に変換する。

【 0 0 3 2 】

【 数 1 】

$$(e^{-j2\pi ft})^2 = e^{-j2\pi(2f)t}$$

10

20

30

40

【 0 0 3 3 】

ここで、単一の圧電振動子からのビームパターンについて図 4 を用いて説明する。

図 4 (a) に示すように、回転方向の幅 2 a、挿入軸方向の長さ 2 b、所定の共振周波数に相当する厚さを有する圧電振動子 6 1 は、圧電振動子 6 1 の両面に形成された一対の電極 6 2、6 3 に同軸ケーブル 6 4 が接続されている。

この圧電振動子 6 1 が有する超音波ビームの指向性 D e は、下記の式のようにになる。

【 0 0 3 4 】

【数 2】

$$De = \frac{\sin(ka \cos \alpha)}{ka \cos \alpha} \times \frac{\sin(kb \cos \beta)}{kb \cos \beta} \quad 10$$

【 0 0 3 5 】

ここで、k は波数、α、β はそれぞれ図 4 (b) に示すように、点 P に対する X 軸（幅方向）、Y 軸（挿入軸方向）への仰角である。ここで波数 k は、f を周波数、v を超音波伝播媒質中の音速とすると、下記の式のようにになる。

【 0 0 3 6 】

【数 3】

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{v} \quad 20$$

【 0 0 3 7 】

また、幅方向のみの指向性 D e は、下記に示すような S i n c 関数となる。

【 0 0 3 8 】

【数 4】

$$De = \frac{\sin(ka \cos \alpha)}{ka \cos \alpha} \quad 30$$

【 0 0 3 9 】

ここで、回転方向の幅 2 a を 2 . 4 m m とし、周波数を 5 M H z、1 0 M H z、1 5 M H z とした時の幅方向のみの指向性 D e a を図 4 (c) に示す。なお、この図において、各周波数における指向性の値は、最大値で規格化した振幅を示している。

図 4 (c) に示すように、波数 k が大きくなるにしたがって、すなわち、周波数 f が高くなるにしたがって、超音波ビームの指向性が鋭くなっていることがわかる。

【 0 0 4 0 】

以上のことから、相関処理手段 4 2 によって、超音波ビームのビーム幅が狭まり、横方向分解能を向上させることに寄与する。

40

ここで、正規化処理手段 4 1 によって最大値を 1 とする正規化処理が行われた正規化信号 A 2 及び B 2 の絶対値の波形は、図 5 (a) に示すようになり、その包絡線は、図 5 (b) に示すようになる。また、相関処理手段 4 2 による出力である正規化相関信号 C 1 の包絡線は、図 5 (c) に示すようになる。

ここで、図 5 (b) に示す包絡線のピーク値よりも 2 0 d B 低い値におけるパルス幅である、- 2 0 d B パルス幅 W 1 よりも、図 5 (c) に示す相関処理手段 4 2 の出力である正規化相関信号 C 1 の包絡線の - 2 0 d B パルス幅 W 2 のほうが、パルス幅が狭くなっていることがわかる。

相関処理手段 4 2 によって発生した高周波成分は、L P F 4 8 により除去されて、高周波成分が除去された正規化相関信号 C 2 が得られる。

50

なお、相関処理手段 4 2 において相関処理をする前に、正規化処理手段 4 1 によって正規化しておくことによって、ノイズ成分はより効率よく抑圧される。

【 0 0 4 1 】

次に、図 6 を用いて 2 乗検波部 3 8 について詳細に説明する。

図 6 (a) に示すように、2 乗検波手段 4 5 は、一对の圧電振動子 1 1、1 2 で受信した超音波受信信号 D 1、E 1 に対して 2 乗検波を行う。

2 乗検波手段 4 5 は、上述した式 4 と同様に、超音波受信信号 D 1、E 1 の周波数を 2 倍した 2 乗検波信号 D 2、E 2 に変換する。

すなわち、2 乗検波手段 4 5 によって、超音波ビームのビーム幅が狭まり、横方向分解能を向上させることに寄与する。

10

【 0 0 4 2 】

パルス 1 4 からの駆動信号を圧電振動子 1 1 に印加し、一对の圧電振動子 1 1、1 2 で受信したそれぞれの超音波受信信号 D 1、E 1 は、2 乗検波手段 4 5 により 2 乗検波信号 D 2 及び E 2 となる。そして、これら 2 乗検波信号 D 2 及び E 2 は、正規化処理手段 4 6 によって正規化されることで正規化 2 乗検波信号 D 3 及び E 3 となる。さらに、正規化 2 乗検波信号 D 3 及び E 3 を相関処理手段 4 2 で互いの相関をとることにより正規化 2 乗検波相関信号 F 1 が得られる。この相関処理手段 4 2 によって発生する高周波成分は、LPF 4 8 で除去され、高分解能でかつ高 S / N の正規化 2 乗検波相関信号 F 2 となる。

【 0 0 4 3 】

相関処理手段 4 7 は、2 乗検波手段 4 5 によって周波数が 2 倍になった正規化 2 乗検波信号 D 3 及び E 3 の相関をとるので、LPF 4 8 で高周波成分が除去された正規化 2 乗検波相関信号 F 2 の周波数が超音波受信信号 D 1 及び E 1 の周波数の 4 倍となる。すなわち、2 乗検波部 3 8 によって、超音波ビームのビーム幅がさらに狭まり、横方向分解能をより向上させることに寄与する。

20

【 0 0 4 4 】

次に、図 7 を用いて第 2 高調波抽出部 3 9 について説明する。

図 7 (a) に示すように、第 2 高調波抽出手段 5 1 は、一对の圧電振動子 1 1、1 2 で受信した超音波受信信号 G 1 及び H 1 から第 2 高調波成分を抽出する。

圧電振動子 1 1 から照射された超音波信号は、生体組織や造影剤に超音波信号が照射することによって、生体組織や造影剤の非線形性により高調波信号が誘起される。そのため、圧電振動子 1 1、1 2 で受信した超音波信号には、この誘起された高調波が含まれる。

30

ここで、超音波伝播距離と中心軸音場との関係を周波数 f_0 の基本波、周波数 $2f_0$ の基本波及び周波数 $2f_0$ の高調波で最大音圧を一致させたものを図 7 (b) に示す。また、周波数 f_0 の基本波、周波数 $2f_0$ の基本波及び周波数 $2f_0$ の高調波におけるビーム幅を図 7 (c) に示す。

【 0 0 4 5 】

図 7 (b) に示すように、中心軸上での音圧最大値になる位置より圧電振動子の表面に近い領域において、周波数 $2f_0$ の高調波の音圧変動は、周波数 f_0 の基本波や周波数 $2f_0$ の基本波に比べはるかに小さいことがわかる。また、中心軸上での音圧が最大となる位置より遠方の領域において、音圧の減衰は、周波数 $2f_0$ の基本波がもっとも大きく、最も小さいのが周波数 f_0 の基本波となっている。しかし、周波数 $2f_0$ の高調波と周波数 f_0 の基本波との減衰の場合の減衰に近い。

40

また、図 7 (c) に示すように、超音波ビーム幅は、周波数 f_0 の基本波がもっとも大きく、ついで周波数 $2f_0$ の高調波、そして周波数 $2f_0$ の基本波が最も小さく、周波数 $2f_0$ の高調波のビーム幅は周波数 f_0 の基本波の約 $1/\sqrt{2}$ 倍である。さらに、サイドロープに関しては基本波である限り、周波数 f_0 の基本波でも周波数 $2f_0$ の基本波でも同レベルであるのに対し、周波数 $2f_0$ の高調波のサイドロープレベルは基本波のサイドロープレベルと比較してはるかに小さいことがわかる。すなわち、第 2 高調波成分抽出手段 5 1 によって、サイドロープレベルが抑制されてコントラスト分解能を向上させることに寄与する。

50

【 0 0 4 6 】

パルサ 1 4 からの駆動信号を圧電振動子 1 1 に印加し、圧電振動子 1 1、1 2 で受信した超音波を圧電変換した超音波信号 G 1 及び H 1 は、生体を伝播することによって発生する高調波成分を有している。超音波信号 G 1 及び H 1 は、第 2 高調波抽出手段 5 1 により上述したように第 2 高調波成分が抽出された高調波信号 G 2 及び H 2 となる。そして、正規化処理手段 5 2 によりこれら高調波信号 G 2 及び H 2 が正規化されることにより、正規化高調波信号 G 3 及び H 3 が得られる。さらに相関処理手段 5 3 及び L P F 5 4 により、高分解能でかつ高 S / N の正規化高調波相関信号 I 2 となる。

【 0 0 4 7 】

加算処理手段 3 6 は、正規化相関信号 C 2、正規化 2 乗検波相関信号 F 2 及び正規化高調波相関信号 I 2 を加算して単一の加算処理信号に変換するように構成されている。

10

包絡線検波器 2 2 は、対数増幅器 2 1 で増幅したこの加算処理信号を包絡線検波するように構成されている。

画像変換器 2 4 は、A / D 変換器 2 3 でデジタル信号に変換した加算処理信号を超音波画像信号に変換し、モニタ 2 5 に超音波診断像を表示させるように構成されている。

【 0 0 4 8 】

次に、一对の圧電振動子 1 1、1 2 の中心間距離に対する受信信号指向性について図 8 を用いて説明する。

図 8 (a) に示すように、一对の圧電振動子 1 1、1 2 には、それぞれ同軸ケーブル 3 1、3 2 が接続され、超音波受信信号 J 1、J 2 が伝送される。なお、超音波の送信は、一方の圧電振動子であっても、双方の圧電振動子 1 1、1 2 を用いて行ってもよい。

20

ここで、一对の圧電振動子 1 1、1 2 の受信信号をそれぞれ J 1、J 2 とすると、一对の圧電振動子 1 1、1 2 における受信信号指向性は、J 1 と J 2 とを加算した信号、すなわち、J 1 + J 2 となる。一对の圧電振動子 1 1、1 2 の中心間距離 d に対する受信信号指向性を図 8 (b) に示す。これは、上述した式 (4) に離間による指向性関数である下記の式を積算した結果を示している。

【 0 0 4 9 】

【数 5】

$$\cos\left(\frac{kd}{2\sin\theta}\right)$$

30

【 0 0 5 0 】

図 8 (b) に示すように、離間距離 d が大きくなるにしたがって、サイドローブのレベルが大きくなると共に、サイドローブがメインローブに近接することがわかる。また、メインローブのビーム幅が小さくなっている。

この一对の圧電振動子 1 1、1 2 を細径超音波プローブに用いる場合、圧電振動子 1 1、1 2 は細いシース位置に配置されているので、d を大きくすることができず、大きくても $d = 1.2 \times 2a$ であり、したがって、基本波の場合において最近接サイドローブレベルが、 $-13\text{ dB} \sim -10\text{ dB}$ の間、最近接サイドローブの発生角度が $0.15\text{ Rad} (8.6^\circ) \sim 0.13\text{ Rad} (7.5^\circ)$ の間になる。

40

また、一对の圧電振動子 1 1、1 2 で受信した超音波受信信号間に位相差 ϕ があると、指向性 R_{res} は、下記の式に示すようになる。この位相差 θ に対する指向性 R_{res} を図 8 (c) に示す。

【 0 0 5 1 】

【数 6】

$$R_{res} = \frac{\sin(ka \sin \theta)}{ka \sin \theta} \cos\left(ka \sin \theta - \frac{\phi}{2}\right)$$

50

【 0 0 5 2 】

図 8 (c) に示すように、位相差 ϕ が大きくなるにしたがって、ピークが分割するようになり、横方向の分解能が低下していることがわかる。

これは、図 8 (a) において、一对の圧電振動子 1 1、1 2 から点 P までのそれぞれの距離 r_1 と r_2 との差が大きいと、各圧電振動子 1 1、1 2 で受信する超音波信号の位相差が大きくなり横方向分解能が悪くなる。このことは両受信信号 J 1、J 2 に位相の遅延差を与え、点 P を観察しようとする、点 P と中心線 T との角度 θ が大きくなるにつれて、メインビームの分割が激しくなり、本来 1 点のものが分裂した 2 点になって見えるようになることを意味している。

実際には同じ点に対し、一对の圧電振動子 1 1、1 2 の離間距離 d が大きくなるほど位相差が大きくなる。したがって一对の圧電振動子 1 1、1 2 を用いて 1 点を観察する時、一对の圧電振動子 1 1、1 2 の間隔はなるべく小さくすることが必要であることがわかる。

10

【 0 0 5 3 】

このように構成された体腔内超音波診断装置によれば、相関処理手段 4 2 によって 2 つの受信信号の間で相関処理を行うことで、同軸ケーブルに飛来した $r f$ 飛来ノイズを除去する。これにより S / N 比のノイズレベルを小さくし、 S / N 比を向上させることができる。

これにより、体内深部を診断するために感度を上げて、対数増幅器 2 1 などによって診断に十分有用な超音波診断が可能になる。

20

【 0 0 5 4 】

また、相関処理を行うことで、受信した信号の周波数が 2 倍になる。これにより、超音波ビームのビーム幅が小さくなり、横方向分解能が改善する。そして、相関処理手段 4 2、4 7、5 3 で発生した高周波成分をそれぞれ $L P F$ 4 3、4 8、5 4 で除去することにより、ノイズ成分を抑制することができる。

また、2乗検波手段 4 5 により、受信した信号の周波数を 2 倍にすることで、超音波ビームのビーム幅を小さくし、横方向分解能の改善に寄与するだけでなく、パルス幅を短くし、これによって深さ方向分解能を改善することも可能となる。

また、第 2 高調波抽出手段 5 1 により、受信した信号から第 2 高調波成分を抽出することで、超音波ビームのビーム幅を小さくし、横方向分解能の改善に寄与するだけでなく、パルス幅を短くし、これによって深さ方向分解能を改善することも可能となる。さらに、サイドロープレベルを抑制するので、コントラスト分解能を改善することも可能となる。

30

【 0 0 5 5 】

なお、本実施形態において、2乗検波手段 4 5 は、受信信号を 2 乗する演算を行うものであったが、これに限らず、超音波受信信号を 3 以上の数でべき乗し、その絶対値を取る演算を行うものであってもよい。このようにすることで、超音波ビームのビーム幅がさらに小さくなり、横方向分解能及び深さ方向分解能を向上できる。

また、第 2 高調波抽出手段 5 1 は、受信信号から第 2 高調波成分を抽出するものであったが、これに限らず、第 3 高調波以上の高調波成分を抽出するものであってもよい。このようにすることで、超音波ビームのビーム幅がさらに小さくなり、サイドロープレベルを抑制することができ、よりコントラスト分解能を向上させることができる。

40

【 0 0 5 6 】

また、加算処理手段 3 6 は、2乗検波手段 4 5、第 2 高調波抽出手段 5 1 及び相関処理手段 4 2 からの出力をそれぞれ加算していたが、2乗検波手段 4 5、第 2 高調波抽出手段 5 1 及び相関処理手段 4 2 の各出力の間で重み付けを行って加算してもよい。

このようにすることで、例えば、コントラスト分解能を優先して超音波観察を行うときは、相関処理手段 4 2 及び 2 乗検波手段 4 5 による出力よりも第 2 高調波抽出手段 5 1 による出力の方に重み付けを大きくするによって、コントラスト分解能が優先された診断を行うことができる。

なお、この重み付けの係数は、コンピュータなどの制御装置 (図示略) から所望の重み

50

付けとなるように設定可能となっている。

【 0 0 5 7 】

また、図 9 に示すように、受信信号処理手段 1 5 が、受信信号の周波数をそれぞれ 2 通倍する一対の周波数 2 通倍手段（周波数通倍手段） 7 1 を備えた周波数 2 通倍部 7 2 を有していてもよい。

この周波数 2 通倍部 7 2 は、一対の圧電振動子 1 1、1 2 の超音波信号に対してそれぞれ周波数を 2 通倍する一対の周波数 2 通倍手段 7 1 と、周波数 2 通倍した超音波受信信号をそれぞれ正規化処理する一対の正規化処理手段 7 3 と、2 つの超音波受信信号を相関処理する相関処理手段 7 4 と、L P F 7 5 とを備えている。

【 0 0 5 8 】

10

ここで、周波数 2 通倍手段 7 1 は、入力された信号を A D 変換によってデジタル信号とし、信号レベルを変化させないで周波数を 2 倍する 2 倍変換を行い、さらにフーリエ変換によって、時間軸パルス信号に戻すものである。

また、矢印 K 1 及び L 1 は一対の圧電振動子 1 1、1 2 による超音波受信信号を、矢印 K 2 及び L 2 は周波数 2 通倍手段 7 1 による周波数 2 通倍信号を、矢印 K 3 及び L 3 は正規化処理手段 7 3 による正規化周波数 2 通倍信号を、矢印 M 1 は相関処理手段 7 4 による正規化周波数 2 通倍相関信号を、矢印 M 2 は L P F 7 5 によって高周波成分を除去した正規化 2 通倍相関信号を示している。

【 0 0 5 9 】

このように、周波数 2 通倍手段 7 1 を用いることで、受信した信号の周波数を 2 倍にし、パルス幅を縮小できる。

20

なお、周波数を 2 通倍するものに限らず、3 通倍以上にするものであってもよい。このようにすることで、よりパルス幅を縮小することができる。

【 0 0 6 0 】

次に、本発明にかかる第 2 の実施形態について、図 1 0 を用いて説明する。なお、以下の説明において、上記実施形態において説明した構成要素には同一符号を付し、その説明は省略する。

第 2 の実施形態と第 1 の実施形態との異なる点は、上記第 1 の実施形態における体腔内超音波診断装置は、細径超音波プローブに適用したものであって、超音波トランスデューサが矩形板である一対の圧電振動子 1 1、1 2 を横に並列配置した構造であったが、第 2 の実施形態における体腔内超音波診断装置は、超音波トランスデューサ 1 0 0 がリング状振動子 1 0 1 及びリング状振動子 1 0 1 の内径部に配列された円板状振動子 1 0 2 とを有している点である。

30

【 0 0 6 1 】

図 1 0 に示すように、体腔内超音波診断装置は、リング状振動子 1 0 1 と、円板状振動子 1 0 2 と、リング状振動子 1 0 1 に超音波送信用駆動電圧を印加するパルサ 1 4 と、リング状振動子 1 0 1 及び円板状振動子 1 0 2 で受信した超音波信号を処理する受信信号処理手段 1 0 3 と、対数増幅器 2 1 と、包絡線検波器 2 2 と、A / D 変換器 2 3 と、画像変換器 2 4 と、モニタ 2 5 とを備えている。

【 0 0 6 2 】

40

リング状振動子 1 0 1 は、パルサ 1 4 からの超音波送信用駆動電圧により基本波超音波を発信するように構成されている。そして、同軸ケーブル 3 1 を介して受信信号処理手段 1 0 3 に接続されている。

円板状振動子 1 0 2 は、リング状振動子 1 0 1 のほぼ半分の厚さを有しており、これにより第 2 高調波を受信するような構成となっている。そして、同軸ケーブル 3 2 を介して受信信号処理手段 1 0 3 に接続されている。

なお、このリング状振動子 1 0 1 及び円板状振動子 1 0 2 は、それぞれの機械的品質係数 Q_m がそれぞれ 3 0 以上 3 0 0 以下となっている。

【 0 0 6 3 】

受信信号処理手段 1 0 3 は、リング状振動子 1 0 1 の超音波受信信号を 2 乗検波する 2

50

乗検波手段 111 と、円板状振動子 102 の超音波受信信号から第 2 高調波を抽出する第 2 高調波抽出手段 112 と、それぞれの超音波受信信号を正規化処理する一対の正規化処理手段 113 と、2 つの超音波受信信号を相関処理する相関処理手段 114 と、LPF 115 とを備えている。

【0064】

パルサ 14 は、リング状振動子 101 に対して、台形波形を送信するような駆動信号を印加する。この台形波形では、リング状振動子 101 の電圧上昇時に対する圧電応答信号と電圧効果に対する圧電応答信号とが重なるときに、数波を残して相殺しあうように台形の幅を設定することにより、最大振幅を変えずにパルス幅のみ抑圧できるような構成となっている。

10

【0065】

このように構成された体腔内超音波診断装置によれば、上述した第 1 の実施形態と同様に、リング状振動子 101 及び円板状振動子 102 で受信した超音波信号を相関処理手段 114 において相関処理を施すことにより、同軸ケーブルに飛来したノイズ成分を除去することができる。これにより、S/N 比のノイズレベルを小さくして S/N 比を向上させることができる。したがって、体内深部を診断するために感度を上げて、十分有用な超音波診断が可能になる。

【0066】

また、リング状振動子 101 及び円板状振動子 102 の機械的品質係数 Q_m が、それぞれ 30 以上 300 以下となっているので、超音波受信信号に不要振動ノイズが重畳することを抑制できる。

20

また、パルサ 14 が、リング状振動子 101 から台形波形を送信するような駆動信号を印加するため、リング状振動子 101 の電圧上昇時に対する圧電応答信号と電圧降下時に対する圧電応答信号とが重なるときに、数波を残して相殺し合うように台形の幅を設定することで、パルス信号の残響時間の増加によって深さ方向分解能が劣化することを抑制できる。

【0067】

なお、本実施形態において、図 11 に示すように、処理手段 116 は、リング状振動子 101 が、第 2 高調波抽出手段 117 を経て正規化処理手段 113 に接続されていてもよい。このようにしても、上述と同様に、超音波ビームのビーム幅を小さくし、横方向分解能を改善すると共に、パルス幅を短くして深さ方向分解能を改善することができる。

30

また、パルサ 14 がリング状振動子 101 から台形波形を送信するような構成となっていたが、台形波形に限らず、ダブル矩形波であってもよい。このとき、リング状振動子 101 の最初の矩形波での圧電応答が重なるときに数波を残して相殺しあうように 2 つの矩形パルスの間隔を設定しておくことによって、最大振幅を変えずにパルス幅のみを抑圧できる。

【0068】

また、リング状振動子 101 と円板状振動子 102 との共振周波数の比が 1 : 2 であったが、1 : 3 や 1 : 4 であってもよい。このようにすることで、円板状振動子 102 が、リング状振動子 101 から発振した超音波の第 3 高調波または第 4 高調波を受信するので、より深さ方向の分解能が向上する。ここで、円板状振動子 102 が第 3 高調波を受信するとき、リング状振動子 101 は、受信した信号を 3 乗してその絶対値を演算する 3 乗検波手段あるいは第 3 高調波成分を抽出する第 3 高調波抽出手段に接続され、円板状振動子 102 が第 4 高調波を受信するとき、受信した信号を 4 乗する 4 乗検波手段あるいは第 4 高調波成分を抽出する第 4 高調波抽出手段に接続される。

40

ただし、リング状振動子 101 と円板状振動子 102 との共振周波数の比が、1 : 5 以上、すなわち、円板状振動子 102 の共振周波数がリング状振動子 101 の共振周波数の 5 倍以上であると、第 5 高調波以上の高調波は、超音波信号の基本波に対して 50 dB 以上小さいため、高い S/N 比を保ったまま増幅することが困難となる。

【0069】

50

次に、本発明にかかる第３の実施形態における体腔内超音波診断装置について、図１２から図１４を用いて説明する。なお、以下の説明において、上記実施形態において説明した構成要素には同一符号を付し、その説明は省略する。

第３の実施形態と第１の実施形態とに異なる点は、第１の実施形態における体腔内超音波診断装置が超音波プローブであったのに対し、第３の実施形態における体腔内超音波診断装置が電子走査型のアレイ型振動子を用いた体腔内超音波スコープとなっている点である。

【００７０】

体腔内超音波診断装置は、図１２に示すように、Ｎ個の圧電振動子２０１で構成された超音波トランスデューサ２０２と、圧電振動子２０１に超音波送信用駆動電圧を印加するパルサ手段２１１と、Ｎ個の圧電振動子２０１のうちｎ個の圧電振動子で受信した超音波信号を処理する受信信号処理手段２１２と、ｎ個の圧電振動子２０１で受信した超音波受信信号からドップラーシフト量を分析するドップラーシフト量分析部（ドプラー診断手段）２１３と、対数増幅器２１と、包絡線検波器２２と、Ａ／Ｄ変換器２５と、画像変換器２４と、モニタ２５とを備えている。

10

【００７１】

Ｎ個の圧電振動子２０１は、図１３に示すように、挿入軸の軸回りに円周上に配列されており、バルーン２１４内に音響結合液２１４ａと共に封入され、気泡が入らないように固定具２１４ｂで固定されている。そして、Ｎ本の同軸ケーブルで構成された同軸ケーブル束２１５を介して圧電振動子２０１の超音波の送信と受信とを切り替える電子スイッチ回路２１６に接続されている。

20

【００７２】

パルサ手段２１１は、Ｎ個の圧電振動子２０１のうち互いに隣接するｍ個の圧電振動子に対して超音波送信用駆動電圧を印加するような構成となっている。このパルサ手段２１１は、波形発生器２２１と、発信する超音波信号の波形を所定の形状にするｍ個の送信用遅延回路２２２を介してｍ個の圧電振動子２０１を駆動させるｍ個の駆動回路２２３とを備えている。

ｍ個の駆動回路２２３は、電子スイッチ回路２１６を介して送信用のｍ個の圧電振動子に接続されている。

電子スイッチ回路２１６は、Ｎ個の圧電振動子２０１から超音波の送信を行うｍ個の圧電振動子１１を選択するように構成されており、選択されたｍ個の圧電振動子２０１からリニア走査しながらマルチビーム収束するか、セクタ走査するか、あるいはその両方を行うように構成されている。

30

【００７３】

受信信号処理手段２１２は、電子スイッチ回路２１６によって選択された互いに隣接するｎ個の圧電振動子２０１からの超音波受信信号の遅延を調整するｎ個の受信用遅延回路２３１と、互いに隣接する２つずつの圧電振動子２０１からの超音波受信信号を処理する処理手段２３２と、超音波受信信号を一時的に記録するメモリ２３３と、メモリ２３３に記録された超音波受信信号を単一の信号に変換する加算処理手段２３４とを備えている。

【００７４】

40

処理手段２３２は、電子スイッチ回路２４１と、ｎ個の前置相関器２４２とを備えている。

電子スイッチ回路２４１は、受信用の圧電振動子であるｎ個の圧電振動子２０１の超音波受信信号のうち、隣り合う２つの圧電振動子２０１からの超音波受信信号を１組として前置相関器２４２に入力するように構成されている。

前置相関器２４２は、図１４に示すように、電子スイッチ回路２４１による受信用遅延回路２３１の超音波受信信号から第２高調波を抽出する第２高調波抽出手段２５１と、正規化手段２５２と、相関処理手段２５３とによって構成されている。この前置相関器２４２によって、横方向分解能が向上されると共にノイズが除去された信号をメモリ２３３に出力する。

50

【 0 0 7 5 】

加算処理手段 2 3 4 で単一の信号に変換された超音波受信信号は、上述と同様に、対数増幅器 2 1 で増幅され、包絡線検波器 2 2、A / D 変換器 2 3 及び画像変換器 2 4 を経てモニタ 2 5 に表示される。

【 0 0 7 6 】

ドップラーシフト量分析部 2 1 3 は、リファレンス信号を発信する局部発振器 2 6 1 と、局部発振器 2 6 1 からリファレンス信号を直交変換する C o s 変換器 2 6 2 と、加算処理手段 2 3 4 から超音波受信信号と C o s 変換器 2 6 2 によって直交変換されたリファレンス信号とをミキシングするミキサ 2 6 4 と、ミキシングした超音波受信信号の高周波成分を除去する L P F 2 6 5 と、超音波受信信号をデジタル信号に変換する A / D 変換器 2 6 6 と、A / D 変換器 2 6 6 の出力からドップラーシフト量を分析するスペクトル分析器 2 6 7 とを備えている。

10

【 0 0 7 7 】

ミキサ 2 6 3 は、超音波受信信号とリファレンス信号とをミキシングすることで、超音波受信信号とリファレンス信号との差信号と和信号とを出力するような構成となっている。また、ミキサ 2 6 4 は、超音波受信信号と直交変換されたリファレンス信号との差信号と和信号とを出力する構成となっている。そして、L P F 2 6 5 は、ミキサ 2 6 3 及び 2 6 4 の出力から高周波成分であるそれぞれの和信号を除去することで差信号を出力する構成となっている。

スペクトル分析器 2 6 7 は、2 つの差信号の間で直交検波を行い、周波数特性に変換することによりドップラーシフト量を算出するような構成となっている。この、スペクトル分析器 2 6 7 の出力は、画像変換器 2 4 に接続されており、モニタ 2 5 上にドップラー画像が重ね合わせて表示される。

20

【 0 0 7 8 】

図 7 (b) に示したように、基本波は、中心からの近距離において音圧変動が発生しており、バルーン 2 1 4 の半径が基本波の音圧レベルが最大になる基本波音場の焦点よりも遠方にあると、この音圧変動領域がバルーン 2 1 4 の近傍にあることになり、多重反射によるアーティファクトが発生する。これに対して、高調波は、音圧レベルの最大値が基本波に比べて小さいものの音圧の変動が少なく、また減衰も基本波並みである。

【 0 0 7 9 】

このように構成された体腔内超音波診断装置によれば、上述した第 1 の実施形態と同様の作用、効果を有するが、超音波受信信号の高調波成分を用いることにより、バルーン 2 1 4 による多重反射が発生することを抑制できる。

30

【 0 0 8 0 】

なお、本実施形態において、前置相関器 2 4 2 は、図 1 5 (a) に示すように、受信用遅延回路 2 3 1 の超音波受信信号を 2 乗検波する 2 乗検波手段 2 7 1 と、正規化手段 2 7 2 と、相関処理手段 2 7 3 とで構成されていてもよい。また、図 1 5 (b) に示すように、超音波受信信号を 3 乗してその絶対値を演算する 3 乗検波手段 2 7 5 と、正規化手段 2 7 6 と、相関処理手段 2 7 7 とで構成されていてもよい。また、図 1 5 (c) に示すように、超音波受信信号の周波数を 2 通倍する周波数 2 通倍器 2 8 1 と、正規化処理手段 2 8 2 と、相関処理手段 2 8 3 とで構成されていてもよい。また、図 1 5 (d) に示すように、第 3 高調波抽出手段 2 8 5 と正規化処理手段 2 8 6 と相関処理手段 2 8 7 とで構成されていてもよい。

40

いずれの場合においても、上述した第 1 の実施形態に説明したものと同様の効果を得ることができる。

【 0 0 8 1 】

また、加算処理手段 2 3 4 には、上述した第 1 の実施形態と同様に、n 個の超音波受信信号に重み付けする機能を用いることが可能で、例えば、グレーティングを低減させるためのガウス分布重み付けや、コサイン分布重み付けなどがある。

【 0 0 8 2 】

50

次に、本発明にかかる第４の実施形態における体腔内超音波診断装置について、図１６を用いて説明する。なお、以下の説明において、上記実施形態において説明した構成要素には同一符号を付し、その説明は省略する。

第４の実施形態と第３の実施形態との異なる点は、第４の実施形態における体腔内超音波診断装置では、ドップラーシフト量分析部３０１が高調波ドップラー信号を用いてドップラーシフト量を分析する点である。

【００８３】

すなわち、図１６に示すように、第４の実施形態における体腔内超音波診断装置は、高調波ドップラー信号を生成するため、加算処理手段２３４の出力側には高調波成分を抽出するＢＰＦ３０２が接続されている。

また、ドップラーシフト量分析部３０１が、圧電振動子２０１で受信する超音波受信信号の高調波信号の近傍の発振周波数を有するリファレンス信号を発信する局部発振器３１１を備えている。また、ドップラーシフト量分析部３０１は、局部発振器３１１からのリファレンス信号を直交変換するＣｏｓ変換器３１２と、ＢＰＦ３０２から分岐した超音波受信信号とリファレンス信号とをミキシングするミキサ３１３と、ＢＰＦ３０２から分岐した超音波受信信号とＣｏｓ変換器３１２によって直交変換されたリファレンス信号とをミキシングするミキサ３１４と、ミキシングした超音波受信信号の高周波成分を除去するＬＰＦ３１５と、超音波受信信号をデジタル信号に変換するＡ／Ｄ変換器３１６と、Ａ／Ｄ変換器３１６の出力からドップラーシフト量を分析するスペクトル分析器３１７とを備えている。

【００８４】

このように構成された体腔内超音波診断装置によれば、上述した第３の実施形態における体腔内超音波診断装置と同様の作用・効果を有するが、局部発振器３１１の発振周波数が高調波信号の周波数の近傍の周波数に設定されているので、ハーモニックドップラーを実現することができる。

【００８５】

なお、本実施形態においても、上述した第３の実施形態と同様に、前置相関器２４２が図１５に示すような構成であってもよい。

また、本実施形態において、圧電振動子２０１で受信した超音波受信信号を適宜Ａ／Ｄ変換を行うことによりデジタル信号にて処理してもよい。このようにすることで、ただし、局部発振器３１１が発振するリファレンス信号がアナログ信号であり、ミキサ３１３、３１４ではアナログ信号でミキシングするため、ＢＰＦ３０２の出力がデジタル信号であった場合には、ＢＰＦ３０２とミキサ３１３、３１４との間にＤ／Ａ変換器を設けてデジタル信号をアナログ信号に変換する。

【００８６】

次に、本発明にかかる第５の実施形態における体腔内超音波診断装置について、図１７を用いて説明する。なお、以下の説明において、上記実施形態において説明した構成要素には同一符号を付し、その説明は省略する。

第５の実施形態と第３の実施形態との異なる点は、第５の実施形態における体腔内超音波診断装置では、Ｎ個の圧電振動子２０１からの超音波伝播時間の各圧電振動子間のバラツキ、すなわち、位相のバラツキを整合させる位相整合部３５１が設けられている点である。

【００８７】

すなわち、図１７に示すように、第５の実施形態における体腔内超音波診断装置は、Ｎ個の圧電振動子２０１のうちｎ個の圧電振動子で受信した超音波信号を処理する受信信号処理手段３５２と、受信信号処理手段３５２の出力端に接続され、ｎ個の圧電振動子２０１で受信した超音波受信信号の位相のバラツキを整合させる位相整合部３５１とを備えている。

【００８８】

位相整合部３５１は、全超音波ビームに共通の基準信号を送信するタイミングコントロ

10

20

30

40

50

ール器 3 6 1 と、タイミングコントロール器 3 6 1 の参照信号から後述する前置相関器 3 9 2 の出力を直交検波する n 個の直交検波手段 3 6 2 と、直交検波手段 3 6 2 からの実信号成分及び虚信号成分それぞれの波面データを記録する 2 つの波面メモリ（複素データ格納手段）3 6 3、3 6 4 と、波面ローカスルックアップテーブル（複素データ読み出し手段、以下、波面ローカル LUT と省略する）3 6 5 と、実成分位相補正メモリ 3 6 7 及び虚成分位相補正メモリ 3 6 8 と、実成分位相補正メモリ（複素データ読み出し手段）3 6 7 及び虚成分位相補正メモリ（複素データ読み出し手段）3 6 8 に記録されている位相補正情報から波面メモリ 3 6 3、3 6 4 に記録されている波面データの位相を補正する位相補正回路（位相補正処理手段）3 6 9 とを備えている。

【0089】

タイミングコントロール器 3 6 1 は、位相のバラツキを整合させるために全超音波ビームに対して共通する参照信号となる基準信号を、波形発生器 2 2 1 及び n 個の直交検波手段 3 6 2 に送信するように構成されている。

直交検波手段 3 6 2 は、前置相関器 3 9 2 から分岐した超音波受信信号とタイミングコントロール器 3 6 1 からの基準信号とをミキシングする乗算器 3 8 1 と、前置相関器 3 9 2 から分岐した超音波受信信号と $\cos$ 変換器 3 8 2 によって直交変換された基準信号とをミキシングする乗算器 3 8 3 と、ミキシングした超音波受信信号の高調波成分を除去する一対の LPF 3 8 4 とを備えている。

【0090】

波面メモリ 3 6 3、3 6 4 は、 n 個の直交検波手段 3 6 2 からの実信号成分及び虚信号成分で構成される複素の波面データをそれぞれ記録するように構成されている。

波面ローカス LUT 3 6 5 は、内部に記録されているアドレス情報により、画像化しようとする点を焦点とするような位置関係の波面ローカスに沿って波面メモリ 3 6 3、3 6 4 に記録されている波面データを位相補正回路 3 6 9 に出力するように構成されている。

位相補正回路 3 6 9 は、実成分位相補正メモリ 3 6 7 及び虚成分位相補正メモリ 3 6 8 に記録されている実成分及び虚成分の位相補正情報を参照して同位相となるように各圧電振動子の焦点との音響的距離によって決定される遅延時間を考慮したい相補正を行い、補正された各々の複素データの 2 乗和を取ることで合成処理をするように構成されている。この合成処理は、圧電振動子 2 0 1 による超音波走査領域内の表示したい領域である断層領域をカバーするように 2 次元領域に渡って行う。

【0091】

受信信号処理手段 3 5 2 は、 n 個の受信用遅延回路 2 3 1 と、互いに隣接する 2 つずつの圧電振動子 2 0 1 からの超音波受信信号を処理する処理手段 3 9 0 とを備えている。

処理手段 3 9 0 は、電子スイッチ 2 4 1 と、電子スイッチ 2 4 1 の出力端に接続され、 n 個の圧電振動子 2 0 1 で受信した超音波受信信号を A/D 変換する n 個の A/D 変換器 3 9 1 と、この n 個の A/D 変換器 3 9 1 の出力から隣り合う 2 つの圧電振動子 2 0 1 からの超音波受信信号を 1 組として入力される前置相関器 3 9 2 とを備えている。

【0092】

前置相関器 3 9 2 は、上述した第 3 の実施形態における前置相関器 2 4 2 と同様の構成である。しかし、第 3 の実施形態における前置相関器 2 4 2 ではアナログ信号に対して相関処理を行っているのに対して、第 5 の実施形態における前置相関器 3 9 2 では、デジタル信号に対して相関処理を行う構成となっている。

この前置相関器 3 9 2 によって相関処理された超音波受信信号は、直交検波手段 3 6 2 に出力される。

【0093】

このように構成された体腔内超音波診断装置によれば、圧電振動子 2 0 1 で得たエコー信号のうち、隣接した複数の圧電振動子からの受信信号を相互的に相関をとり、その相関出力を直交検波手段 3 6 2 により直交検波することで実成分信号と虚成分信号とに変換し、波面データに対して各圧電振動子 2 0 1 の焦点位置に対する空間的な配置などで決定される遅延時間に対応した位相整合処理である、位相回転処理を伴うビーム合成処理を行う

10

20

30

40

50

ことによって、合成時のビーム特性でサイドローブに代表される不要なビーム成分をより抑制した超音波断層画像（Ｂモード像）を得ることができる。

【００９４】

次に、第６の実施形態について、図１８を参照しながら説明する。なお、以下の説明において、上記実施形態において説明した構成要素には同一符号を付し、その説明は省略する。

第６の実施形態と第３の実施形態との異なる点は、第３の実施形態における体腔内超音波診断装置では受信信号処理手段２１２が隣り合う２つの圧電振動子２０１による超音波受信信号に対して相関処理を行っているのに対して、第６の実施形態における体腔内超音波診断装置は、隣り合う３つの圧電振動子からの超音波受信信号に対応した受信信号処理手段４０１を備えている点である。

10

【００９５】

すなわち、図１８（ａ）に示すように、第６の実施形態における体腔内超音波診断装置は、Ｎ個の圧電振動子２０１のうちｎ個の圧電振動子で受信した超音波信号のうち、隣り合う３つの圧電振動子からの超音波受信信号を処理する受信信号処理手段４０１を備えている。

【００９６】

受信信号処理手段４０１は、ｎ個の受信用遅延回路２３１と、処理手段４１０と、メモリ２３３と、メモリ２３３に記録された超音波受信信号を単一の信号に変換する加算処理手段２３４とを備えている。

20

処理手段４１０は、電子スイッチ回路４１２と、ｎ個の前置相関器４１３とを備えている。

電子スイッチ回路４１２は、受信用の圧電振動子であるｎ個の圧電振動子で受信した超音波信号のうち、隣り合う３つの圧電振動子からの超音波受信信号を１組として前置相関器４１３に入力するように構成されている。

【００９７】

前置相関器４１３は、図１８（ｂ）に示すように、入力された３つの圧電振動子からの超音波受信信号それぞれに対して信号処理を行う、ＲＦ手段４１４と、２乗検波手段４１５と、第２高調波抽出手段４１６と、これらを通じた超音波受信信号を加算処理する加算処理手段４１７を備えている。

30

この、ＲＦ手段４１４は、入力された超音波受信信号をそのまま通過させる機能を有している。

これらＲＦ手段４１４、２乗検波手段４１５及び第２高調波抽出手段４１６を通過した３つの超音波受信信号は、それぞれＡ／Ｄ変換器４１８、対数増幅器４１９、包絡線検波器４２０及び正規化処理手段４２１を経て、加算処理手段４１７で加算処理されるように構成されている。

【００９８】

このように構成された体腔内超音波診断装置によれば、上述と同様に、Ｓ／Ｎ比が良好で、空間分解能に優れた超音波診断像を得ることができる。

【００９９】

40

なお、本実施形態においては前置相関器４１３が各チャンネルの超音波受信信号同士で相関処理を行っていないが、隣り合う３つの超音波受信信号に対して相関処理を逐次行うように構成された前置相関器４５１を用いてもよい。

この前置相関器４５１は、図１９に示すように、ＲＦ手段４１４と、２乗検波手段４１５と、第２高調波抽出手段４１６と、２乗検波手段４１５を通過した超音波受信信号及び第２高調波抽出手段４１６を通過した超音波受信信号の相関処理を行う相関処理手段４５２と、ＲＦ手段４１４を通過した超音波受信信号及び相関処理手段４５２を通過した超音波受信信号の相関処理を行う相関処理手段４５３とを備えている。

相関処理手段４５３の前段には、相関処理手段４５２と相関処理手段４５３との間でクロストーク現象が生じないようにバッファ４５４、４５５がそれぞれ設けられている。

50

このように構成された前置相関器 4 5 1 を用いても、上述と同様に、S / N 比が良好で、空間分解能に優れた超音波診断像を得ることができる。

【 0 1 0 0 】

また、本実施形態において、圧電振動子が円周上に配置された電子走査型の体腔内超音波診断装置を用いたが、これに限らず、機械的ラジアル走査型の体腔内超音波診断装置に適用してもよい。

また、加算処理手段 2 3 4 には、上述した第 3 の実施形態と同様に、n 個の超音波受信信号に重み付けする機能を用いることが可能である。

【 0 1 0 1 】

なお、本発明の技術範囲は上記実施の形態に限定されるものではなく、本発明の趣旨を逸脱しない範囲において種々の変更を加えることが可能である。

例えば、上述した実施形態において、体腔内超音波診断装置に適用したが、体外用の超音波診断装置に適用してもよい。

また、第 3 から第 6 の実施形態において、N 個の圧電振動子 2 0 1 は、円周上に配置されたが、これに限らず、アレイ状に配置されてもよい。また、第 4 の実施形態におけるドップラーシフト量分析部 2 1 3 は、スペクトル分析器 2 6 7 が互いに直交する 2 つのリファレンス信号を用いてドップラーシフト量を分析したが、どちらか一方のリファレンス信号のみを用いてドップラーシフト量を分析してもよい。

【図面の簡単な説明】

【 0 1 0 2 】

【図 1】本発明の第 1 の実施形態における体腔内超音波診断装置を示す機能ブロック図である。

【図 2】本発明の第 1 の実施形態における相関処理部を説明するための機能ブロック図である。

【図 3】本発明の第 1 の実施形態における超音波受信信号及び正規化相関処理信号を示すグラフである。

【図 4】本発明の第 1 の実施形態における圧電振動子の指向性を説明するためのもので、(a) は機能ブロック図、(b) は圧電振動子の斜視図、(c) は超音波の周波数に対する圧電振動子の指向性を示すグラフである。

【図 5】本発明の第 1 の実施形態における圧電振動子の超音波パルスの時間に対する強度を示すグラフである。

【図 6】本発明の第 1 の実施形態における 2 乗検波部を説明するための機能ブロック図である。

【図 7】本発明の第 1 の実施形態における第 2 高調波抽出部を説明するためのもので、(a) は機能ブロック図、(b) は各基本波及び高調波の深度に対する音圧レベルを示すグラフ、(c) は各基本波及び高調波の指向性を示すグラフである。

【図 8】本発明の第 1 の実施形態における一対の圧電振動子間の距離に対する指向性の、(a) は説明図、(b) は間隔に対する指向性を示すグラフ、(c) は位相差に対する指向性を示すグラフである。

【図 9】本発明の第 1 の実施形態における周波数逓倍部を説明するための機能ブロック図である。

【図 1 0】本発明の第 2 の実施形態における体腔内超音波診断装置を示すもので、(a) は超音波トランスデューサの平面図、(b) は機能ブロック図である。

【図 1 1】本発明の第 2 の実施形態の他の形態の機能ブロック図である。

【図 1 2】本発明の第 3 の実施形態における体腔内超音波診断装置を示す機能ブロック図である。

【図 1 3】本発明の第 3 の実施形態における超音波トランスデューサを示す概略図である。

【図 1 4】本発明の第 3 の実施形態における前置相関器を示す機能ブロック図である。

【図 1 5】本発明の第 3 の実施形態における前置相関器の他の形態を示す機能ブロック図

10

20

30

40

50

である。

【図１６】本発明の第４の実施形態における体腔内超音波診断装置を示す機能ブロック図である。

【図１７】本発明の第５の実施形態における体腔内超音波診断装置を示す機能ブロック図である。

【図１８】本発明の第６の実施形態における、（ａ）は体腔内超音波診断装置を示す機能ブロック図、（ｂ）は前置相関器を示す機能ブロック図である。

【図１９】本発明の第６の実施形態における前置相関器の他の形態を示す機能ブロック図である。

【図２０】従来のアレイ型超音波振動子の走査方法を示す概略図である。

10

【符号の説明】

【０１０３】

１１、１２、２０１ 圧電振動子（振動子エレメント）

１３、１００、２０２ 超音波トランスデューサ

１４、２１１ パルサ手段

１５、１０３、１１６、２１２、３５２、４０１ 受信信号処理手段

２３、２５、２６６、３１６、３９１、４１８ A/D変換器

２５ モニタ（表示手段）

３６、２３４ 加算処理手段

４２、４７、５３、７４、１１４、２５３、２７３、２７７、２８３、２８７、４５２、

20

４５３ 相関処理手段

４３、４８、５４、７５、１１５、３８４ ローパスフィルタ（フィルタ手段）

４５、１１１、２７１、４１５ ２乗検波手段（べき乗検波手段）

５１、１１２、２５１、４１６ 第２高調波抽出手段（高調波抽出手段）

７１、２８１ 周波数逡倍手段

１０１ リング状振動子

１０２ 円板状振動子

２１３、３０１ ドプラーシフト量分析部（ドプラー診断手段）

２７５ ３乗検波手段（べき乗検波手段）

２８５ 第３高調波抽出手段（高調波抽出手段）

30

３６２ 直交検波手段

３６３、３６４ 波面メモリ（複素データ格納手段）

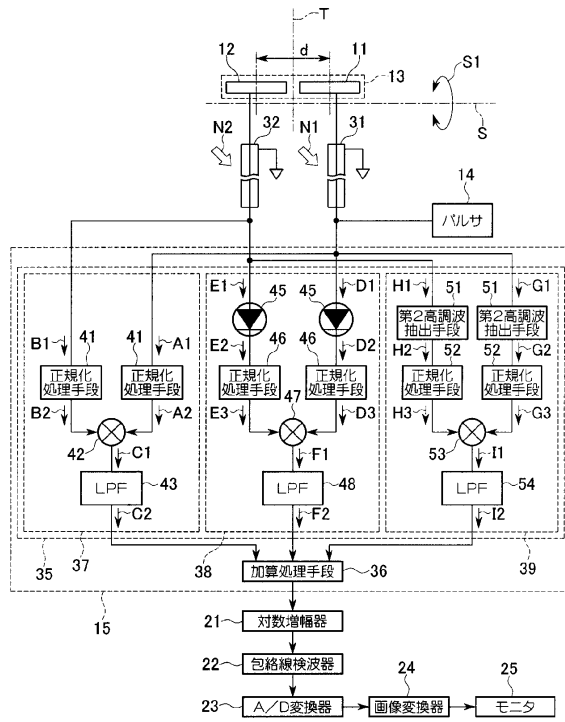
３６５ 波面ローカスルックアップテーブル（複素データ読み出し手段）

３６７ 実成分位相補正メモリ（複素データ読み出し手段）

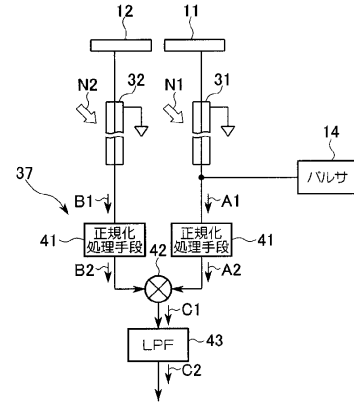
３６８ 虚成分位相補正メモリ（複素データ読み出し手段）

３６９ 位相補正回路（位相補正処理手段）

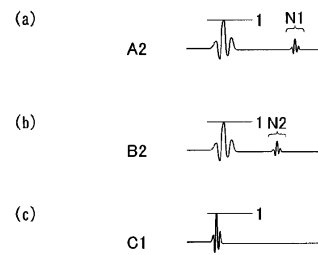
【図 1】



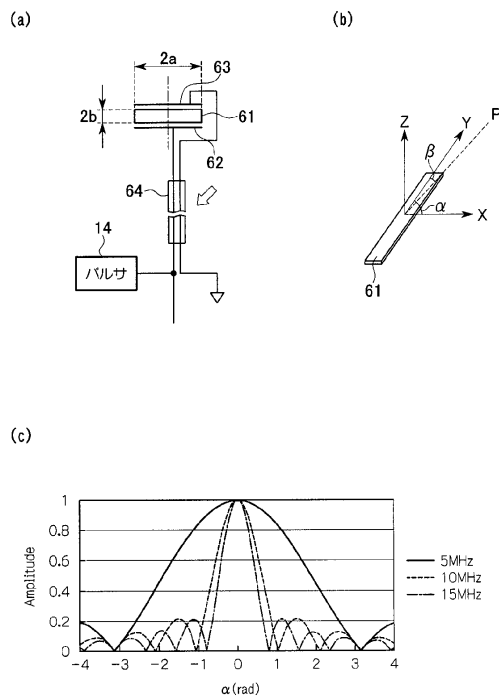
【図 2】



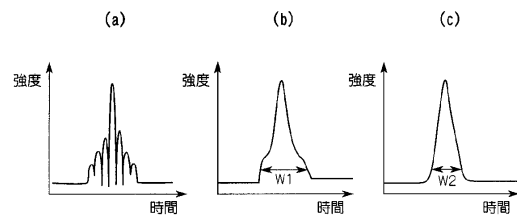
【図 3】



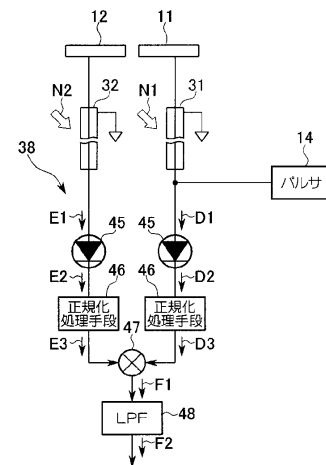
【図 4】



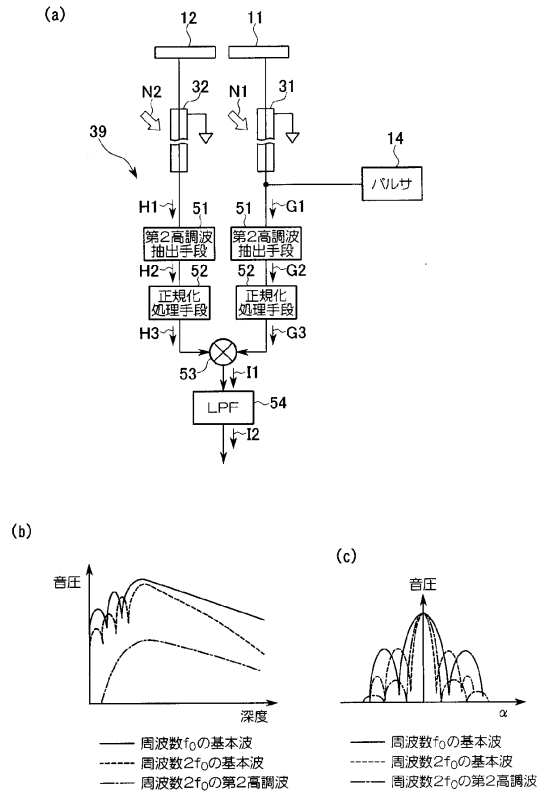
【図 5】



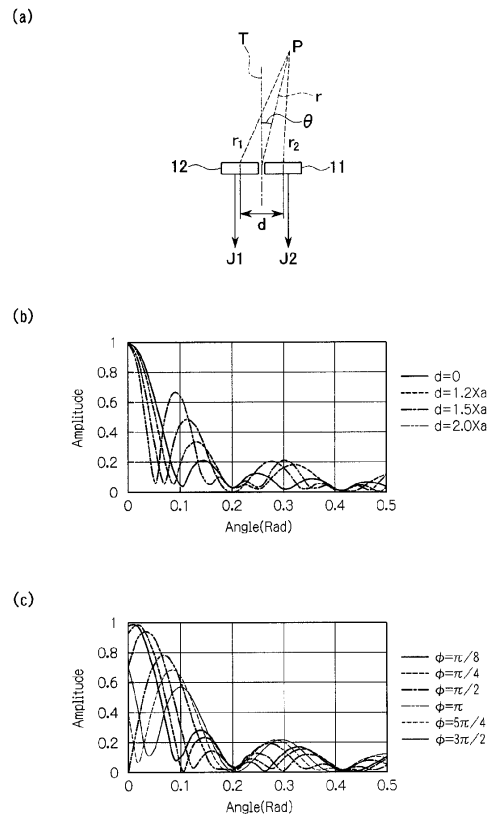
【図 6】



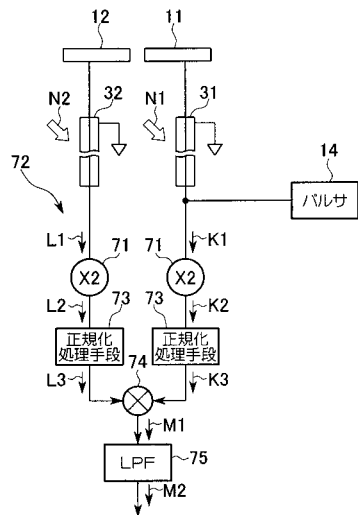
【図 7】



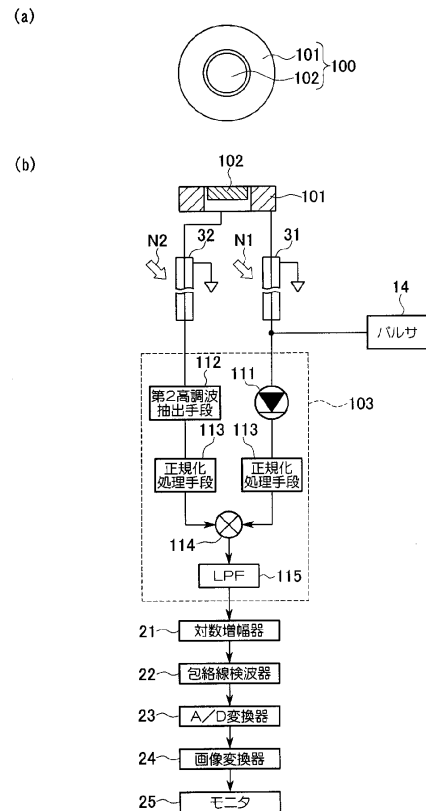
【図 8】



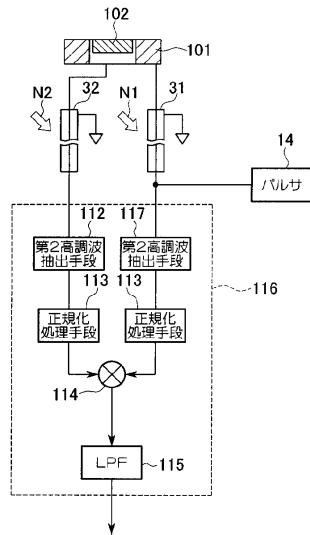
【図 9】



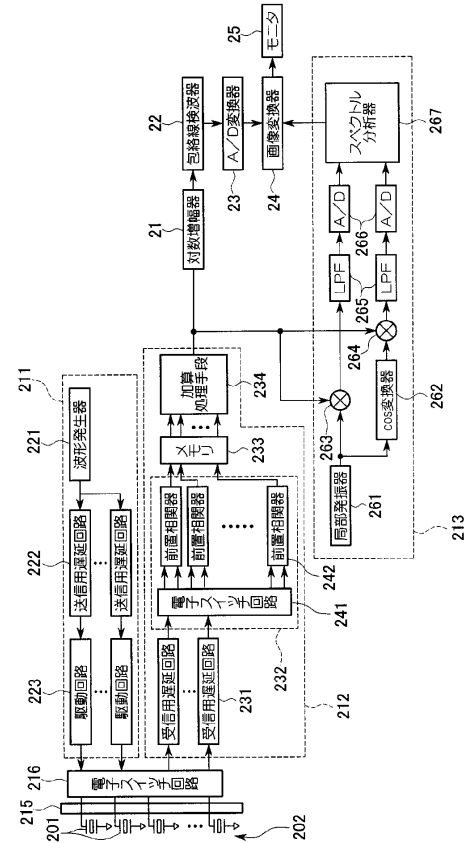
【図 10】



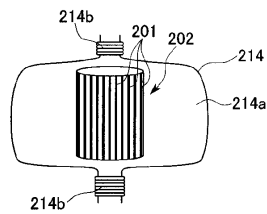
【図 1 1】



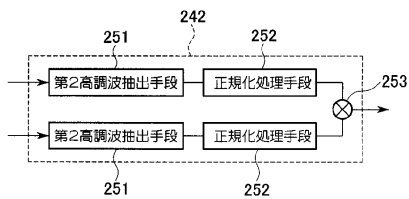
【図 1 2】



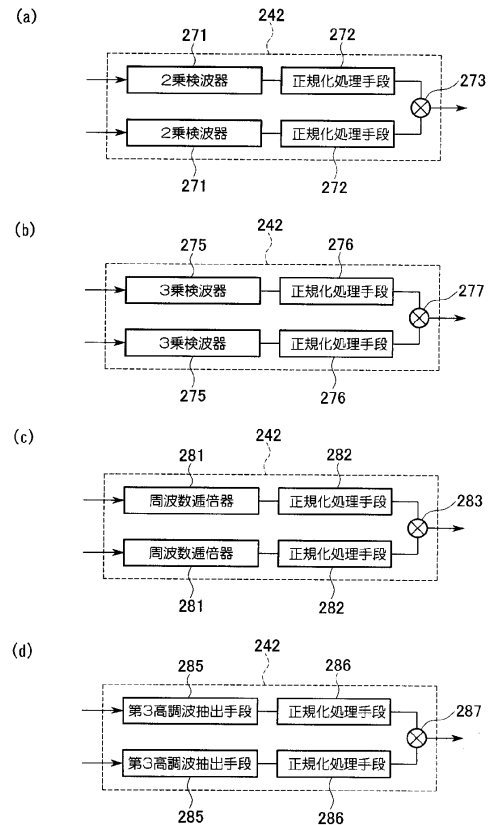
【図 1 3】



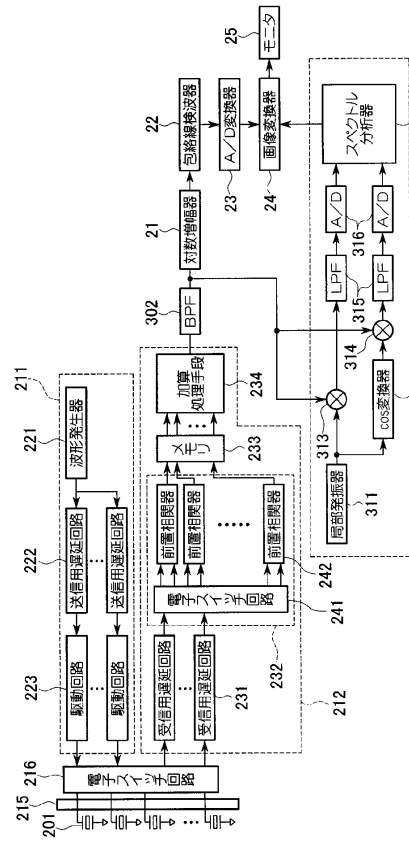
【図 1 4】



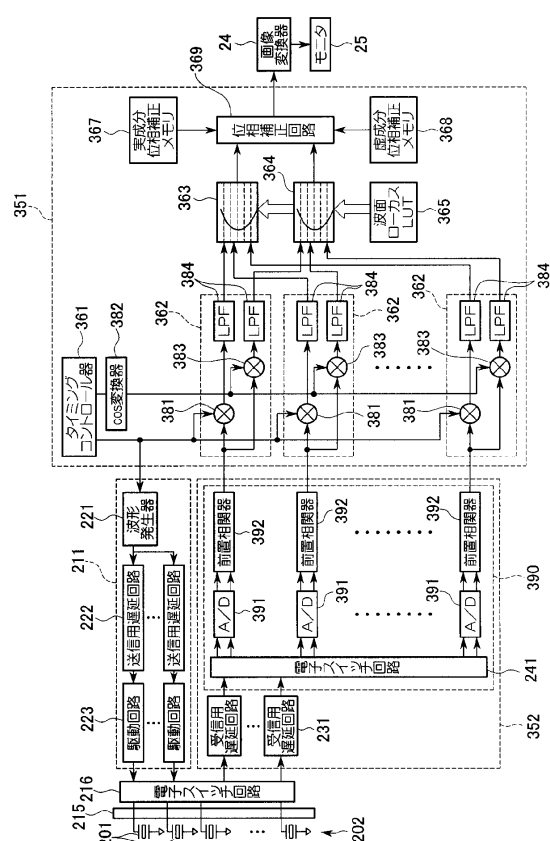
【図 1 5】



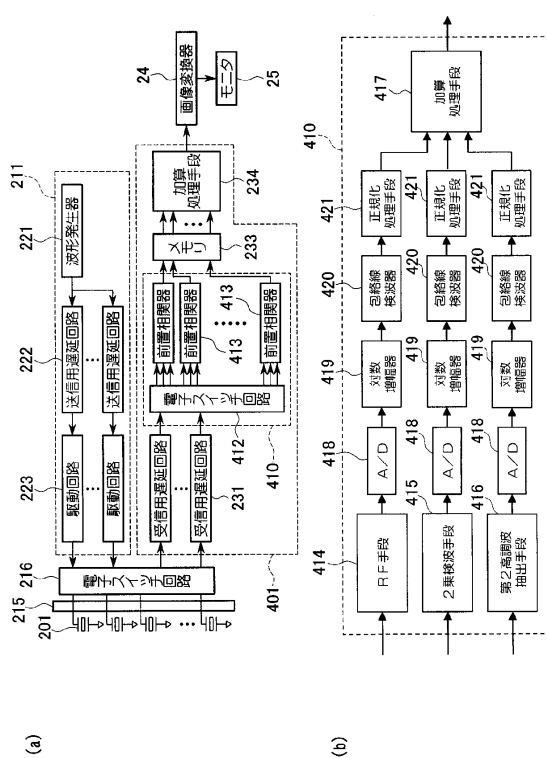
【図 16】



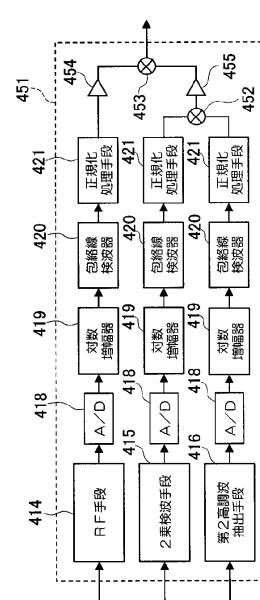
【図 17】



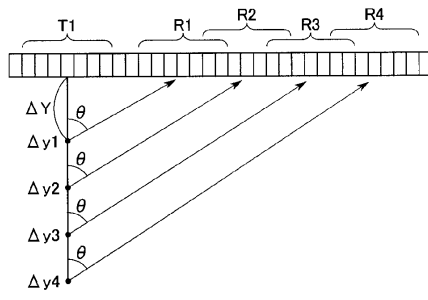
【図 18】



【図 19】



【図 20】



フロントページの続き

- (72)発明者 安達 日出夫
東京都渋谷区幡ヶ谷 2 丁目 4 3 番 2 号 オリンパス株式会社内
- (72)発明者 大村 正由
東京都渋谷区幡ヶ谷 2 丁目 4 3 番 2 号 オリンパス株式会社内
- (72)発明者 御園 和裕
東京都渋谷区幡ヶ谷 2 丁目 4 3 番 2 号 オリンパス株式会社内
- (72)発明者 奥野 喜之
東京都渋谷区幡ヶ谷 2 丁目 4 3 番 2 号 オリンパス株式会社内

審査官 右▲高▼ 孝幸

- (56)参考文献 特開平10 - 57374 (J P , A)
特開2000 - 5164 (J P , A)
特開2000 - 116649 (J P , A)
特開2000 - 342583 (J P , A)
特開2001 - 170046 (J P , A)
特開2002 - 248100 (J P , A)

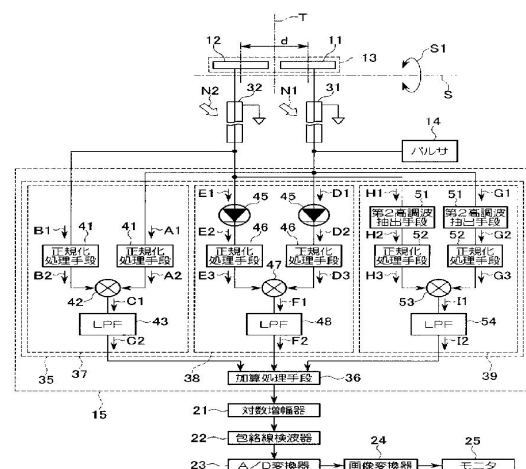
- (58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
A 6 1 B 8 / 0 0

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP4575014B2	公开(公告)日	2010-11-04
申请号	JP2004097256	申请日	2004-03-30
[标]申请(专利权)人(译)	奥林巴斯株式会社		
申请(专利权)人(译)	奥林巴斯公司		
当前申请(专利权)人(译)	奥林巴斯公司		
[标]发明人	安達日出夫 大村正由 御園和裕 奥野喜之		
发明人	安達 日出夫 大村 正由 御園 和裕 奥野 喜之		
IPC分类号	A61B8/12 A61B8/00		
FI分类号	A61B8/12 A61B8/00		
F-TERM分类号	4C601/BB03 4C601/BB08 4C601/BB24 4C601/DE03 4C601/DE12 4C601/DE13 4C601/EE01 4C601/EE02 4C601/EE06 4C601/FE01 4C601/GB05 4C601/GB10 4C601/GD09 4C601/HH01 4C601/HH04 4C601/HH25 4C601/HH29 4C601/HH35 4C601/JB24 4C601/JB31 4C601/JB41		
代理人(译)	塔奈澄夫 正和青山		
其他公开文献	JP2005278892A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供一种超声波诊断装置，其中由于长同轴电缆导致S / N减小，并且由于用于发送和接收超声波的小开口而导致空间分辨率降低得到改善。一种超声换能器，包括一对压电振动器和用于向压电振动器施加电压以传输超声波的脉冲星装置，一对压电振动器，以及接收信号处理装置15用于使用接收的超声波接收信号进行信号处理，以及显示装置25，用于显示超声波诊断图像，接收信号处理装置15接收由一对压电振动器11,12接收的超声波。并且超声波接收信号的频率倍增。点域1

【 図 1 】



【 図 2 】

【 図 3 】