

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5801956号
(P5801956)

(45) 発行日 平成27年10月28日(2015.10.28)

(24) 登録日 平成27年9月4日(2015.9.4)

(51) Int.Cl.	F I
A 6 1 B 8/08 (2006.01)	A 6 1 B 8/08 Z DM

請求項の数 8 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2014-516710 (P2014-516710)	(73) 特許権者	000166247
(86) (22) 出願日	平成25年4月1日(2013.4.1)		古野電気株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2013/059849		兵庫県西宮市芦原町9番52号
(87) 国際公開番号	W02013/175867	(72) 発明者	クレタン ドリアン
(87) 国際公開日	平成25年11月28日(2013.11.28)		兵庫県西宮市芦原町9番52号 古野電気株式会社内
審査請求日	平成26年10月7日(2014.10.7)	審査官	右▲高▼ 孝幸
(31) 優先権主張番号	特願2012-115843 (P2012-115843)	(56) 参考文献	特開平11-235339 (J P, A) 特開2010-246692 (J P, A)
(32) 優先日	平成24年5月21日(2012.5.21)	(58) 調査した分野(Int.Cl., DB名)	A 6 1 B 8/08
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		

(54) 【発明の名称】 伝播速度測定装置、伝播速度測定プログラム、及び伝播速度測定方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

被測定体に向けて信号を送信する送波部と、
前記被測定体からの信号を受信し、当該受信した信号に応じた受信信号を出力する複数の受信部と、

前記被測定体内での前記信号の伝播速度を設定して、前記送波部から送信された信号が各受信部で受信されるまでの伝播経路を算出する伝播経路設定部と、

前記伝播経路に基づいて、前記送波部から送信された前記信号が各受信部で受信されるまでに掛かる伝播時間を算出する伝播時間算出部と、

各受信部が出力した前記受信信号をフーリエ変換してフーリエ変換データを生成するフーリエ変換部と、

各受信部についてのフーリエ変換データの位相を、前記伝播時間に応じて周波数領域でシフトさせる位相シフト部と、

前記位相シフト部がシフトさせたフーリエ変換データに基づいて、前記設定された伝播速度の妥当性を判断する伝播速度導出部と、

を備えることを特徴とする伝播速度測定装置。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の伝播速度測定装置であって、

前記位相シフト部が位相をシフトさせた各受信部のフーリエ変換データを周波数領域で積算して、積算フーリエ変換データを算出する積算処理部を備え、

10

20

前記伝播速度導出部は、前記積算フーリエ変換データの信号強度に基づいて、前記設定された伝播速度の妥当性を判断することを特徴とする伝播速度測定装置。

【請求項 3】

請求項 2 に記載の伝播速度測定装置であって、

前記受信部が受信した信号を I Q 変調することにより I 信号と Q 信号を生成する I Q 変調部と、

前記 I 信号と前記 Q 信号の高周波側の信号をカットするローパスフィルタ部と、
を備え、

前記フーリエ変換部は、前記 I 信号及び前記 Q 信号をフーリエ変換し、

前記位相シフト部は、フーリエ変換された前記 I 信号及び Q 信号の位相をシフトさせる
ことを特徴とする伝播速度測定装置。 10

【請求項 4】

請求項 3 に記載の伝播速度測定装置であって、

前記 I 信号及び前記 Q 信号のデシメーションを行うデシメーション処理部を備えることを特徴とする伝播速度測定装置。

【請求項 5】

請求項 3 又は 4 に記載の伝播速度測定装置であって、

前記積算処理部は、前記位相をシフトされたフーリエ変換済みの各受信部の I 信号、及び前記位相をシフトされたフーリエ変換済みの各受信部の Q 信号を、周波数領域で積算することを特徴とする伝播速度測定装置。 20

【請求項 6】

請求項 2 から 5 までの何れか一項に記載の伝播速度測定装置であって、

前記積算処理部は、前記位相をシフトされたフーリエ変換済みの各受信部の I 信号、及び前記位相をシフトされたフーリエ変換済みの各受信部の Q 信号に対して、それぞれの受信部に応じて振幅を補正する補正係数を乗じたうえで、積算することを特徴とする伝播速度測定装置。

【請求項 7】

送波部から被測定体に向けて送信されて当該被測定体から返ってきた信号を受信し、当該受信した信号に応じた受信信号を出力する複数の受信部からの前記受信信号を取得する受信信号取得機能と、 30

前記被測定体内での前記信号の伝播速度を設定して、前記送波部から送信された信号が各受信部で受信されるまでの伝播経路を算出する伝播経路設定機能と、

前記伝播経路に基づいて、前記送波部から送信された信号が各受信部で受信されるまでに掛かる伝播時間を算出する伝播時間算出機能と、

各受信部が出力した前記受信信号をフーリエ変換してフーリエ変換データを生成するフーリエ変換機能と、

各受信部についてのフーリエ変換データの位相を、前記伝播時間に応じて周波数領域でシフトさせる位相シフト機能と、

前記位相シフト機能でシフトさせたフーリエ変換データに基づいて、前記設定された伝播速度の妥当性を判断する伝播速度導出機能と、
をコンピュータに実現させることを特徴とする伝播速度測定プログラム。 40

【請求項 8】

送波部から被測定体に向けて送信されて当該被測定体から返ってきた信号を受信し、当該受信した信号に応じた受信信号を出力する複数の受信部からの前記受信信号を取得する受信信号取得工程と、

前記被測定体内での前記信号の伝播速度を設定して、前記送波部から送信された信号が各受信部で受信されるまでの伝播経路を算出する伝播経路設定工程と、

前記伝播経路に基づいて、前記送波部から送信された信号が各受信部で受信されるまでに掛かる伝播時間を算出する伝播時間算出工程と、

各受信部が出力した前記受信信号をフーリエ変換してフーリエ変換データを生成するフ 50

ーリエ変換工程と、

各受信部についてのフーリエ変換データの位相を、前記伝播時間に応じて周波数領域でシフトさせる位相シフト工程と、

前記位相シフト工程でシフトさせたフーリエ変換データに基づいて、前記設定された伝播速度の妥当性を判断する伝播速度導出工程と、

を含むことを特徴とする伝播速度測定方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、主として、超音波を利用して被測定体中の音速を測定する音速測定装置の構成に関する。

10

【背景技術】

【0002】

被測定体に超音波信号を送信するとともに、当該被測定体から返ってくる超音波信号を受信し、当該受信した超音波信号に基づいて被測定体内の音速を導出する音速測定装置が知られている。この種の音速測定装置は、例えば特許文献1に記載されている。

【0003】

特許文献1に記載の音速測定装置は、複数の受波部を備えている。特許文献1は、被測定体内の音速を仮定し、各受波部への超音波が到達するまでの伝播時間を音速の仮定値に基づいて算出するとともに、各受波部が受信した受信信号を、前記伝播時間に対応する時間だけズラして、当該ズラした信号同士を積算した積算波形を求める構成を開示している。特許文献1は、音速の仮定値が正しかった場合には、ズラした信号同士のピークが強め合うため、積算波形を調べることにより音速の仮定値が正しいか否かを判断できるとしている。また、特許文献1は、各受波部が受信した受信信号のピークを厳密に検出する必要がないので、ノイズの影響を受けにくいとしている。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2010-246692号公報

【発明の概要】

30

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら、本願発明者らが上記特許文献1の構成を詳細に検討したところ、以下のような課題があることを見いだした。

【0006】

即ち、上記特許文献1の構成は、各受波部が受信した受信信号を、時間軸方向でシフトして積算する処理を行うものである。しかし、前記受信信号はデジタルの離散的データであるため、サンプリング周期よりも細かい間隔で時間軸方向に波形をシフトするためには、データ間を補間する処理を行う必要がある。時間領域におけるフーリエ補間法などの厳密な理論に基づくデータの補間を行った場合、処理時間がかかる。処理時間の短縮を優先して一次関数近似などの簡単な補間法を利用することも考えられるが、この場合は導出される音速の精度が低下する可能性がある。

40

【0007】

また、上記特許文献1の構成は、受信信号同士を積算して積算波形を求める構成であるから、受信信号のデータ数が増えると積算処理に必要な計算量が増大し、計算に時間が掛かるという問題がある。計算に時間がかかると、スムーズな音速測定ができなくなるため、当該音速測定装置のオペレータにとって心理的なストレスとなる。また、リアルタイム性に欠けるため、最適な測定部位を見つけることが困難であり、正確な音速測定ができなくなる可能性がある。

【0008】

50

本発明は以上の事情に鑑みてされたものであり、その主要な目的は、計算量を抑えつつ信頼性を向上させた音速測定装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段及び効果】

【0009】

本発明の解決しようとする課題は以上の如くであり、次にこの課題を解決するための手段とその効果を説明する。

【0010】

本発明の第1の観点によれば、以下の構成の伝播速度測定装置が提供される。即ち、この伝播速度測定装置は、送波部と、複数の受信部と、伝播経路設定部と、伝播時間算出部と、フーリエ変換部と、位相シフト部と、伝播速度導出部と、を備える。前記送波部は、被測定体に向けて信号を送信する。前記受信部は、前記被測定体からの信号を受信し、当該受信した信号に応じた受信信号を出力する。前記伝播経路設定部は、前記被測定体内での前記信号の伝播速度を設定して、前記送波部から送信された超音波が各受信部で受信されるまでの伝播経路を算出する。前記伝播時間算出部は、前記伝播経路に基づいて、前記送波部から送信された信号が各受信部で受信されるまでに掛かる伝播時間を算出する。前記フーリエ変換部は、各受信部が出力した前記受信信号をフーリエ変換してフーリエ変換データを生成する。前記位相シフト部は、各受信部についてのフーリエ変換データの位相を、前記伝播時間に応じて周波数領域でシフトさせる。前記伝播速度導出部は、前記位相シフト部がシフトさせたフーリエ変換データに基づいて、前記設定された伝播速度の妥当性を判断する。

【0011】

受信した信号をフーリエ変換することで、信号の位相をシフトさせる処理を周波数領域で行うことができる。周波数領域では、信号の位相をシフトさせる処理は簡単な演算で実現可能であり、誤差の発生も殆ど無い。従って、上記の構成によれば、伝播速度の導出を精度良く行うことができる。

【0012】

上記の伝播速度測定装置は、以下のように構成されることが好ましい。即ち、この伝播速度測定装置は、前記位相シフト部が位相をシフトさせた各受信部のフーリエ変換データを周波数領域で積算して、積算フーリエ変換データを算出する積算処理部を備える。前記伝播速度導出部は、前記積算フーリエ変換データの信号強度に基づいて、前記設定された伝播速度の妥当性を判断する。

【0013】

このように、積算フーリエ変換データの信号強度を見ることにより、設定された伝播速度の妥当性を判断できる。また、設定された伝播速度の妥当性を周波数領域で判断することで、逆フーリエ変換を行って時間領域に戻る必要がなく、計算負荷も少ない。

【0014】

上記の伝播速度測定装置は、以下のように構成されることが好ましい。即ち、この伝播速度測定装置は、I Q変調部と、ローパスフィルタ部を備える。前記I Q変調部は、前記受信部が受信した信号をI Q変調することによりI信号とQ信号を生成する。前記ローパスフィルタ部は、前記I信号と前記Q信号の高周波側の信号をカットする。前記フーリエ変換部は、前記I信号及び前記Q信号をフーリエ変換する。そして前記位相シフト部は、フーリエ変換された前記I信号及びQ信号の位相をシフトさせる。

【0015】

このようにI Q変調を行うことにより、元の信号のスペクトルを低周波側に移動させることができるので、ローパスフィルタによって高周波をカットして必要な信号のみを残すことができる。そして、I信号とQ信号をフーリエ変換することにより、周波数領域で処理を行うことができる。

【0016】

上記の伝播速度測定装置は、前記I信号及び前記Q信号のデシメーションを行うデシメーション処理部を備えることが好ましい。

【 0 0 1 7 】

即ち、I 信号及び Q 信号は、ローパスフィルタによって高周波がカットされているので、サンプリング周波数を落とすことが可能になる。そこで、デシメーションを行って、データ量の少ない軽い信号を生成することができる。これにより、位相シフト部による位相をシフトさせる処理と、積算処理部による積算処理を、軽い信号に対して行うことができるので、演算負荷を大幅に低減することができる。

【 0 0 1 8 】

上記の伝播速度測定装置において、前記積算処理部は、前記位相をシフトされたフーリエ変換済みの各受信部の I 信号、及び前記位相をシフトされたフーリエ変換済みの各受信部の Q 信号を、周波数領域で積算することが好ましい。

10

【 0 0 1 9 】

このように、周波数領域において I Q 形式の表現のままで波形を積算することにより、元の信号に戻すことなく伝播速度を求めることができる。これにより、サンプリング周波数を落とした状態のまま演算を行うことができ、計算負荷を小さくすることができる。

【 0 0 2 0 】

上記の伝播速度測定装置において、前記積算処理部は、前記位相をシフトされたフーリエ変換済みの各受信部の I 信号、及び前記位相をシフトされたフーリエ変換済みの各受信部の Q 信号に対して、それぞれの受信部に応じて振幅を補正する補正係数を乗じたうえで、積算することが好ましい。

【 0 0 2 1 】

20

このように、フーリエ変換済みの I 信号及び Q 信号を、受信部に応じて補正したうえで積算することにより、積算信号の信号強度を正確に評価することができる。

【 0 0 2 2 】

本発明の第 2 の観点によれば、以下の構成の伝播速度測定プログラムが提供される。即ち、この伝播速度測定プログラムは、受信信号取得機能と、伝播経路設定機能と、伝播時間算出機能と、フーリエ変換機能と、位相シフト機能と、伝播速度導出機能と、をコンピュータに実現させる。前記受信信号取得機能では、送波部から被測定体に向けて送信されて当該被測定体から返ってきた信号を受信し、当該受信した信号に応じた受信信号を出力する複数の受信部からの前記受信信号を取得する。前記伝播経路設定機能では、前記被測定体内での前記信号の伝播速度を設定して、前記送波部から送信された信号が各受信部で受信されるまでの伝播経路を算出する。前記伝播時間算出機能では、前記伝播経路に基づいて、前記送波部から送信された超音波が各受信部で受信されるまでに掛かる伝播時間を算出する。前記フーリエ変換機能では、各受信部が出力した前記受信信号をフーリエ変換してフーリエ変換データを生成する。前記位相シフト機能は、各受信部についてのフーリエ変換データの位相を、前記伝播時間に応じて周波数領域でシフトさせる。前記伝播速度導出機能では、前記位相シフト機能でシフトさせたフーリエ変換データに基づいて、前記設定された伝播速度の妥当性を判断する。

30

【 0 0 2 3 】

本発明の第 3 の観点によれば、以下の伝播速度測定方法が提供される。即ち、この伝播速度測定方法は、受信信号取得工程と、伝播経路設定工程と、伝播時間算出工程と、フーリエ変換工程と、位相シフト工程と、伝播速度導出工程と、を含む。前記受信信号取得工程では、送波部から被測定体に向けて送信されて当該被測定体から返ってきた信号を受信し、当該受信した信号に応じた受信信号を出力する複数の受信部からの受信信号を取得する。前記伝播経路設定工程では、前記被測定体内での前記信号の伝播速度を設定して、前記送波部から送信された超音波が各受信部で受信されるまでの伝播経路を算出する。前記伝播時間算出工程では、前記伝播経路に基づいて、前記送波部から送信された超音波が各受信部で受信されるまでに掛かる伝播時間を算出する。前記フーリエ変換工程では、各受信部が出力した前記受信信号をフーリエ変換してフーリエ変換データを生成する。前記位相シフト工程は、各受信部についてのフーリエ変換データの位相を、前記伝播時間に応じて周波数領域でシフトさせる。前記伝播速度導出工程では、前記位相シフト工程でシフ

40

50

トさせたフーリエ変換データに基づいて、前記設定された伝播速度の妥当性を判断する。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 2 4 】

【図 1】本発明の一実施形態に係る超音波診断装置のブロック図。

【図 2】(a) 骨に対して平面波を送信する様子を示す模式図。(b) 骨の表面で反射波が生じた様子を示す模式図。

【図 3】骨表面の形状を検出する処理を説明する図。

【図 4】(a) 骨に対して超音波ビームを送信する様子を説明する模式図。(b) 各振動子に表面屈折波が受信される様子を示す模式図。

【図 5】本実施形態に係る音速測定方法のフローチャート。

10

【発明を実施するための形態】

【 0 0 2 5 】

次に、発明の実施の形態を図面を参照して説明する。図 1 は、本発明の一実施形態に係る伝播速度測定装置としての超音波診断装置 1 のブロック図である。

【 0 0 2 6 】

本実施形態の超音波診断装置 1 は、人体を診断対象としており、特に骨を被測定体としている。本実施形態の超音波診断装置 1 は、骨から返ってきた超音波信号に基づいて、骨内での音速（超音波信号の伝播速度）を測定する音速測定装置としての機能を有している。骨内での音速を測定することにより、当該骨の強度（骨の健全性の指標）を導出することができる。

20

【 0 0 2 7 】

図 1 に示すように、超音波診断装置 1 は、超音波送受波器 2 と、装置本体 3 とから構成されている。

【 0 0 2 8 】

超音波送受波器 2 は、超音波の送波及び受波を行うものである。この超音波送受波器 2 は、測定部位の軟組織 1 1 の表面（皮膚）に当接する当接面 2 a と、振動子アレイ 2 2 を備えている。振動子アレイ 2 2 は、当接面 2 a に沿って、等間隔で 1 列に並んで配列された複数の振動子 2 4 からなっている。以下の説明において、振動子アレイ 2 2 において振動子 2 4 が並んでいる方向を、X 軸方向と呼ぶ。

【 0 0 2 9 】

30

本実施形態で使用される振動子 2 4 としては、電気信号を与えられるとその表面が振動して超音波を発生させるとともに、その表面に超音波信号を受波すると、当該超音波信号に応じた電気信号（受信信号）を出力するものが採用されている。即ち、各振動子 2 4 は、送波部と受信部を兼ねているといえる。なお、複数の振動子 2 4 を区別する必要がある場合には、振動子が並んでいる順に添字を付けて、振動子 2 4₁、振動子 2 4₂、・・・振動子 2 4_n、・・・振動子 2 4_Nのように表記することがある。

【 0 0 3 0 】

装置本体 3 は、ケーブルによって超音波送受波器 2 と接続されており、当該超音波送受波器 2 との間で信号の送受信ができるように構成されている。この装置本体 3 は、送信回路 3 1 と、複数の受信回路 3 3 と、送受信分離部 3 4 と、演算部 3 5 と、表示部 3 2 と、

40

を備えている。

【 0 0 3 1 】

送信回路 3 1 は、振動子アレイ 2 2 の各振動子 2 4 を振動させて超音波を発生させるための電気パルス信号を生成するとともに、この電気パルス信号を各振動子 2 4 に印加することができるように構成されている。電気パルス信号の中心周波数は、例えば 1 ～ 10 MHz 程度である。なお、電気パルス信号の代わりに、例えばチャープ信号を用いても良い。

【 0 0 3 2 】

電気パルスが印加された振動子 2 4 は、当該電気パルス信号に応じて振動する。これにより、振動子 2 4 において超音波を発生させることができる。送信回路 3 1 は、振動子ア

50

レイ 2 2 の複数の振動子 2 4 それぞれに対して任意のタイミングの電気パルス信号を印加することができるように構成されている。これにより、複数の振動子 2 4 から、一斉に、あるいは個別のタイミングで超音波を送波するように制御できる。

【 0 0 3 3 】

複数の受信回路 3 3 は、振動子アレイ 2 2 を構成する複数の振動子 2 4 にそれぞれ接続されている。各受信回路 3 3 は、振動子 2 4 が超音波を受波することにより出力する電気信号（受信信号）を受信し、当該電気信号に対して、増幅処理や、フィルタ処理、デジタル変換処理などを施したデジタルの受信信号を生成して演算部 3 5 に送信するように構成されている。なお、振動子 2 4 から直接出力される信号はアナログの波形信号であり、演算部 3 5 に送信される信号は信号処理されたデジタルの波形信号であるが、以下の説明では、特に断わらない限り、デジタルの波形とアナログの波形を区別せずに単に受信信号と呼ぶ。

10

【 0 0 3 4 】

送受信分離部 3 4 は、振動子アレイ 2 2 と、前記送信回路 3 1 及び前記受信回路 3 3 と、の間に接続されている。この送受信分離部 3 4 は、送信回路 3 1 から振動子アレイ 2 2 に送られる電気信号（電気パルス信号）が受信回路 3 3 に直接流れるのを防止するとともに、振動子アレイ 2 2 から受信回路 3 3 に送られる電気信号が送信回路 3 1 側に流れるのを防止するためのものである。

【 0 0 3 5 】

演算部 3 5 は、CPU、RAM、ROMなどのハードウェアを備えたコンピュータとして構成されている。また、前記ROMには、本発明の一実施形態に係る音速測定プログラム（伝播速度測定プログラム）などのソフトウェアが記憶されている。この音速測定プログラムを前記ハードウェアで実行することにより、演算部 3 5 において骨音速を算出するように構成されている。

20

【 0 0 3 6 】

続いて、本実施形態の超音波診断装置 1 の動作について説明する。

【 0 0 3 7 】

この超音波診断装置 1 によって診断を行う際、オペレータは、診断対象である人体表面（皮膚）に、超音波送受波器 2 の当接面 2 a を当接させた状態で、所定の測定開始操作を行う。当該測定開始操作が行われると、送信回路 3 1 は、振動子アレイ 2 2 の各振動子 2 4 に対して同じタイミングで電気パルス信号を印加することにより、振動子 2 4 が並ぶ方向（X 軸方向）とは直交する方向に進行する平面波を、振動子アレイ 2 2 から体内に向けて送信する（図 2（a））。振動子アレイ 2 2 から平面波が送信される方向を、Y 軸方向とする。

30

【 0 0 3 8 】

振動子アレイ 2 2 から送信された平面波は、軟組織 1 1 中を進行し、骨 1 0 の表面で反射して反射波を発生させる（図 2（b））。この反射波は、振動子アレイ 2 2 が備える複数の振動子 2 4 のうち、少なくとも一部の振動子 2 4 に受信される。各振動子 2 4 で受信された受信信号は、受信回路 3 3 でフィルタリング、サンプリング等適宜の処理を施されて、デジタルの波形データに変換される。受信回路 3 3 で生成された各振動子 2 4 のデジタルの受信信号は、演算部 3 5 に出力される。本実施形態の音速測定プログラムは、上記のように受信回路 3 3 から出力されたデジタルの受信信号を取得する受信信号取得機能を、演算部 3 5 に実現させるように構成されている。これにより、演算部 3 5 において、各振動子 2 4 が受信した受信信号の波形を処理可能になる。

40

【 0 0 3 9 】

本実施形態の音速測定プログラムは、各振動子 2 4 が受信した受信信号に基づいて骨 1 0 の表面形状を検出する形状検出機能を、演算部 3 5 に実現させるように構成されている。従って、演算部 3 5 は形状検出部 4 0 であるとも言える。

【 0 0 4 0 】

まず、形状検出部 4 0 は、複数の振動子 2 4 のうち、隣接する 2 つの振動子を振動子 2 4

50

ア 2 5 として特定する。ここで、図 3 に示すように、振動子 2 4_n と振動子 2 4_{n+1} からなる振動子ペア 2 5 に対して、Y 軸に対して θ_a だけ角度を有する方向から反射波が到来したとする。2 つの振動子 2 4_n , 2 4_{n+1} の間隔 (X 軸方向での距離) を W とすると、図 3 (b) から明らかなように、振動子ペア 2 5 の一方の振動子 2 4_n に到来する反射波は、他方の振動子 2 4_{n+1} よりも $W \sin \theta_a$ だけ長い距離を伝播して受信されることになる。このため、2 つの振動子には、

$$\Delta t = W \sin \theta_a / S O S_{soft}$$

だけ時間差をもって反射波が受信される。なお、 $S O S_{soft}$ は軟組織 1 1 中の音速である。

【 0 0 4 1 】

10

形状検出部 4 0 は、振動子ペア 2 5 の 2 つの振動子 2 4_n , 2 4_{n+1} が反射波を受信した時間差 Δt に基づいて、当該振動子ペア 2 5 に対する反射波の到来角度 θ_a を求める。即ち、到来角度 θ_a は、

$$\theta_a = \arcsin (S O S_{soft} \Delta t / W)$$

によって求めることができる。なお、本実施形態では、軟組織 1 1 中の音速 $S O S_{soft}$ には経験値を用いている。ただしこれに限らず、軟組織 1 1 中の音速の実測値を用いても良い。

【 0 0 4 2 】

形状検出部 4 0 は、振動子ペア 2 5 が受信した反射波の到来角度 θ_a と、平面波が送信されてから振動子ペア 2 5 に反射波が到達するまでに要した到達時間 T_a に基づいて、各振動子ペア 2 5 に到達した反射波の反射点 R_a を検出する。なお、到達時間 T_a は、振動子アレイ 2 2 によって平面波が送波されてから、振動子ペア 2 5 を構成する 2 つの振動子 2 4_n , 2 4_{n+1} それぞれに反射波が到達するまでの時間の平均値とすれば良い。振動子ペア 2 5 から反射点 R_a までの X 軸方向の距離を L_x 、Y 軸方向の距離を L_y とおく。図 3 (a) から明らかなように、反射波の伝播距離 L は、

$$L = L_y + L_y / \cos \theta_a$$

となる。一方、到達時間 T_a と軟組織 1 1 中の音速 $S O S_{soft}$ を用いると、

$$L = S O S_{soft} \times T_a$$

であるから、反射点 R_a の位置は、

$$L_y = S O S_{soft} \times T_a \times \cos \theta_a / (1 + \cos \theta_a)$$

$$L_x = L_y \times \tan \theta_a = S O S_{soft} \times T_a \times \sin \theta_a / (1 + \cos \theta_a)$$

で求めることができる。以上のようにして、形状検出部 4 0 は、平面波の到来角度 θ_a と到達時間 T_a に基づいて、反射点 R_a の位置を算出することができる。

【 0 0 4 3 】

形状検出部 4 0 は、振動子アレイ 2 2 を構成する全ての振動子 2 4 について、振動子ペアを構成し、各振動子ペアについて同様に反射点 R_a を求める。そして形状検出部 4 0 は、上記のようにして求めた反射点を直線又は曲線で結ぶことにより、骨表面ラインを検出する。反射点は骨 1 0 表面上の点であるから、骨表面ラインは骨 1 0 の表面形状を表す。以上のようにして、形状検出部 4 0 によって骨 1 0 の表面形状 (骨表面ライン) を得ることができる。

【 0 0 4 4 】

本実施形態の超音波診断装置 1 は、形状検出部 4 0 が求めた骨表面ラインに基づいて、骨音速を導出するように構成されている。

【 0 0 4 5 】

なお、骨表面ラインに基づいて骨音速を導出する手法の基本的な着想は、特許文献 1 に記載されている。そこで、本願発明の理解を助けるため、まずは特許文献 1 の基本的な着想について、本実施形態の超音波診断装置 1 の構成を利用しながら説明する。

【 0 0 4 6 】

上記で説明した形状検出部 4 0 による骨 1 0 の形状検出が終了すると、送信回路 3 1 は、骨 1 0 に対して、斜め方向の超音波ビームを送信する。例えば図 4 (a) に示すように

50

、隣接する２つの振動子（図４の場合は振動子 24_1 、 24_2 ）からタイミングをズラして超音波を送信することにより、Ｙ軸方向に対して斜めとなる方向に超音波ビームを送信する。この場合、振動子 24_1 、 24_2 は、送信部を兼ねているとすることができる。

【００４７】

骨１０の表面に対して斜めに当たった超音波ビームは、当該骨１０の表面で屈折して、骨１０の中に入射する。骨１０の中に入射した超音波は、骨１０の中を、軟組織１１中とは異なる音速で進行する。ここで、骨１０の中の音速を、骨音速 $SO S_{bone}$ とする。図４（ｂ）に示すように、骨１０の表面が湾曲している場合、当該骨１０の表面近傍を進行した超音波は、再び骨１０の表面で屈折して、軟組織１１中に出射される。このように、骨１０の中を進行して再び軟組織１１中に出射する超音波を、表面屈折波と称する。表面屈折波は、振動子アレイ２２を構成する振動子２４の少なくとも一部に受信される。ここで、各振動子 24_1 、 24_2 ...が受信した受信信号を、それぞれ $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$...とする。各振動子２４の受信信号 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$...は、受信回路３３においてサンプリングされ、デジタルの波形信号に変換される。

10

【００４８】

本実施形態の音速測定プログラムは、各振動子２４への表面屈折波の伝播経路を仮定する（仮の伝播経路を設定する）伝播経路仮定機能（伝播経路設定機能）を、演算部３５に実現させるように構成されている。従って、演算部３５は、伝播経路仮定部（伝播経路設定部）４１であるとも言える。

【００４９】

20

本実施形態の超音波診断装置１では、形状検出部４０によって骨１０の表面形状（骨表面ライン）を検出しているため、各振動子２４に対する表面屈折波の伝播経路を、スネルの法則を適用することにより簡単に導出することができる。ここで、スネルの法則を適用するためには、骨１０中の音速の値 $SO S_{bone}$ と、軟組織１１中の音速の値 $SO S_{soft}$ が必要である。前述のように、軟組織１１中の音速 $SO S_{soft}$ は、経験値を利用することができる。しかし、骨音速 $SO S_{bone}$ は、まさに超音波診断装置１が算出しようとしているものであるから、予めその値を知ることはできない。

【００５０】

そこで、伝播経路仮定部（伝播経路設定部）４１は、骨音速 $SO S_{bone}$ を仮定して（仮の骨音速を設定して）、伝播経路を算出するように構成されている。ここで、仮定した骨音速を、仮定音速 $SO S$ とする。伝播経路仮定部４１は、設定した仮定音速 $SO S$ の値を用いてスネルの法則を適用することにより、各振動子２４に対する表面屈折波の伝播経路を算出する。ここで算出された伝播経路は、骨音速 $SO S$ を仮定することにより求められた仮の伝播経路であるから、仮定伝播経路と呼ぶ。

30

【００５１】

また、本実施形態の音速測定プログラムは、各振動子２４への表面屈折波の伝播時間の仮定値を算出する伝播時間算出機能を、演算部３５に実現させるように構成されている。従って、演算部３５は、仮定伝播時間算出部（伝播時間算出部）４２であるとも言える。

【００５２】

仮定伝播時間算出部４２は、送信部（振動子 24_1 、 24_2 ）が超音波ビームを送信してから、各振動子２４が表面屈折波を受信するまでに要する伝播時間を、前記仮定伝播経路に基づいて求めるように構成されている。このようにして求めた伝播時間は、仮定伝播経路及び仮定音速 $SO S$ に基づいて算出した仮の伝播時間であるから、以下の説明では仮定伝播時間と呼ぶ。ここで、 n 番目の振動子 24_n についての仮定伝播時間を t_n とすると、この仮定伝播時間 t_n は、

40

$$t_n = (\text{軟組織中を伝播する距離}) \times SO S_{soft} + (\text{骨中を伝播する距離}) \times SO S$$
により求めることができる。なお、超音波が軟組織中を伝播する距離と、骨中を伝播する距離は、伝播経路仮定部４１が算出した仮定伝播経路に基づいて求めることができる。

【００５３】

各振動子２４が受信した表面屈折波は、送信部（振動子 24_1 、 24_2 ）から超音波ビー

50

ムが送信された後、前記伝播時間だけ経過した後に各振動子 2 4 で受信される。従って、各振動子 2 4 が受信した受信信号を、前記伝播時間に対応した時間だけ過去方向にシフトさせることにより、各振動子 2 4 が受信した表面屈折波の波形の位相を時間軸上で一致させることができると考えられる。

【 0 0 5 4 】

そこで、振動子 2 4₁, 2 4₂... それぞれの受信信号 $s_1(t)$, $s_2(t)$... を、時間領域で過去方向に仮定伝播時間 t_n だけシフトさせたうえで積算した積算信号 $\Sigma s(t)$ を、以下の数式 1 で定義する。ここで、 a_n は、 n 番目の振動子 2 4_n についての TVG (時間軸振幅補正) の値である。

【 0 0 5 5 】

【数 1】

$$\Sigma s(t) = \sum_n a_n \cdot s_n(t + t_n)$$

【 0 0 5 6 】

位相が一致している信号同士を積算すると、波形同士が強めあって、積算信号 Σs の信号強度は強くなる。一方、位相が一致していない信号同士を積算すると、波形同士が弱めあって、積算信号 Σs の信号強度は弱くなる。上記の数式 1 の場合、各振動子 2 4_n について仮定した仮定伝播時間 t_n が、実際の伝播時間に一致していたときに、各波形の位相が一致する。各振動子 2 4_n の仮定伝播時間 t_n は骨音速の仮定値 (仮定音速 SOS) に基づいて求めたものであるから、結局、仮定音速 SOS が正しかった場合 (仮定音速 SOS が、実際の骨音速 SOS_{bone} に一致していた場合) に、積算される信号同士の位相が最も良く一致し、積算信号 Σs の信号強度が最大になる。

【 0 0 5 7 】

以上が、特許文献 1 に開示された音速測定装置のおおまかな着想である。特許文献 1 が開示する音速測定装置は、仮定音速 SOS を変化させながら上記の積算信号 Σs を求めていき、 SOS の値と積算信号 Σs の信号強度との関係を求めるように構成されている。そして特許文献 1 に記載の音速測定装置は、積算信号 Σs を最大化する仮定音速 SOS を求め、当該仮定音速 SOS を、骨音速の測定値としている。

【 0 0 5 8 】

続いて、上記特許文献 1 の構成の問題点を指摘する。

【 0 0 5 9 】

特許文献 1 の構成は、各振動子 2 4_n が受信した受信信号 s_n を時間領域でシフトさせて積算するという構成であったため、以下の 2 つの問題点があった。

【 0 0 6 0 】

1 つ目の問題点は、受信信号 s_n はデジタルの離散的な波形データであるため、当該受信信号 s_n を、サンプリング周期よりも短い間隔で時間軸方向にシフトさせようとすると、データの間を補間するなどの処理が必要になることである。時間領域におけるフーリエ補間法などの厳密な理論に基づく補間を行うと、処理時間がかかる。処理時間の短縮を優先させて一次関数近似などの簡単な補間法を採用することもできるが、一次関数近似でデータ間を補間することによって得られるデータは、あくまで近似的なものであり、誤差が発生することは避けられない。

【 0 0 6 1 】

2 つ目の問題点は、各受信信号 s_n のデータを 1 つずつ足し合わせて積算信号 Σs を求める必要があるため、演算回数が多くなってリアルタイムな処理が難しくなるという点である。各受信信号 s_n のデータ数は、受信信号 s_n のサンプリング周波数に依存している。サンプリング周波数が高いほど、データの数が多くなり、計算負荷が増大する。計算負荷を減少させるために受信信号 s_n のサンプリング周波数を低くすることも考えられるが、この場合は波形データの信頼性が低下してしまう。

【 0 0 6 2 】

10

20

30

40

50

本願発明者は上記問題点を詳細に検討した結果、「受信信号をシフトさせて積算する」という数式 1 の処理を周波数領域で行うことにより、上記の問題点を解消できることを見いだして、本願発明を完成させた。以下、本願発明の特徴的な構成について説明する。

【 0 0 6 3 】

数式 1 は、周波数領域では以下の数式 2 のようになる。なお、 $S_n(\omega)$ は、受信信号 $s_n(t)$ の周波数領域表現（受信信号 $s_n(t)$ をフーリエ変換したもの）を表す。式 2 の $\sum S$ を、積算フーリエ変換データと呼ぶことにする。なお、記号 j は虚数単位である。

【 0 0 6 4 】

【数 2】

$$\sum S(\omega) = \sum_n a_n \cdot S_n(\omega) \cdot e^{j\omega t_n}$$

10

【 0 0 6 5 】

受信信号 $s_n(t)$ を過去方向に伝播時間 t_n だけシフトさせるという数式 1 の処理は、周波数領域では、 $e^{j\omega t_n}$ を乗じるという簡単な処理によって実現することができる。これにより、時間領域で受信信号をシフトさせていたときのような、データの間を補間するという処理は不要になる。従って、データ間を補間することに起因する誤差の発生もなくなり、正確な音速導出が可能になる。つまり、受信信号の位相をシフトするという処理を周波数領域で行うことにより、上記 1 つ目の問題点を解消することができる。

【 0 0 6 6 】

20

また、 $e^{j\omega t_n}$ を乗じるという数式 2 の処理は、受信信号 s_n のサンプリング周波数によらず一定の精度で行うことができる。即ち、上記の処理を周波数領域で行う場合、受信信号 s_n のサンプリング周波数はそれほど高くなくても良い。このため、データの点数を少なくすることで演算回数を減らし、リアルタイムに処理を行うことが可能になる。また、 $e^{j\omega t_n}$ を乗じるという処理は、データの間を補間するという処理よりも簡単に実現可能であるので、この点でも演算負荷を低減させることができる。つまり、「受信信号をシフトさせて積算する」という処理を周波数領域で行うことにより、上記 2 つ目の問題点も解消できる。

【 0 0 6 7 】

続いて、本実施形態の超音波診断装置 1 における音速測定方法について、図 5 のフローチャートを参照しながら具体的に説明する。

30

【 0 0 6 8 】

まず、超音波診断装置 1 は、送信部（例えば振動子 24₁、24₂）から、骨 10 に向けて、Y 軸に対して斜めとなる方向に超音波ビームを送信する（ステップ S101）。この超音波ビームは、骨 10 の表面で屈折して当該骨 10 の内部に入射し、再び骨表面で屈折して軟組織 11 中に出射され、振動子 24 に受信される（ステップ S102、受信信号取得工程）。

【 0 0 6 9 】

ここで、各振動子 24₁、24₂... が受信した受信信号を、それぞれ $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$... とする。各振動子 24 の受信信号 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$... は、受信回路 33 においてサンプリングされ、デジタルの波形信号に変換される。このときのサンプリング周波数を、 f_{sH} とする。

40

【 0 0 7 0 】

本実施形態の音速測定プログラムは、各振動子 24 が受信した受信信号を I Q 変調する I Q 変調機能を、演算部 35 に実現させるように構成されている。従って、演算部 35 は、I Q 変調部 44 であるとも言うことができる。

【 0 0 7 1 】

I Q 変調部 44 は、各振動子 24₁、24₂... が受信した受信信号 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$... に対して、公知の I Q 変調を行うことにより、それぞれの受信信号についての I 信号及び Q 信号を得る。良く知られているように、この I Q 変調というのは、ある変調信号に対

50

して、変調周波数の基準信号をミキシングすることにより I 信号を、前記基準信号から位相が 90° ズれた信号をミキシングすることにより Q 信号を、それぞれ生成するものである。即ち、I Q 変調部 44 は、以下の式により、各振動子 24 が受信した受信信号 $s_n(t)$ を I Q 変調して、I 信号 $i_n(t)$ と Q 信号 $q_n(t)$ を生成する（ステップ S103）。

【0072】

【数3】

$$i_n(t) = s_n(t) \cdot \cos(\omega_0 t)$$

$$q_n(t) = s_n(t) \cdot \sin(\omega_0 t)$$

10

【0073】

なお、上記数式3において、 ω_0 は、送波部が骨10に向けて送信した超音波ビームの変調周波数 f_0 の角周波数表現である（ $\omega_0 = 2\pi f_0$ ）。

【0074】

良く知られているように、ある変調信号に対して、変調周波数の信号をミキシングすることにより、前記変調信号のスペクトルを低周波側に移動させることができる。即ち、I Q 変調部 44 によって生成された I 信号と Q 信号は、その信号スペクトルが低周波側に移動している。本実施形態の音速測定プログラムは、I 信号及び Q 信号にローパスフィルタ処理を行うローパスフィルタ機能を、演算部 35 に実現させるように構成されている。従って、演算部 35 はローパスフィルタ部 45 であるということもできる。有用な情報のスペクトルは低周波側に移動しているため、高周波側の信号をカットしたとしても、元の受信信号 s_n が有していた情報は殆ど劣化しない。

20

【0075】

ローパスフィルタ部 45 は、各振動子 24 の I 信号 $i_n(t)$ 及び Q 信号 $q_n(t)$ にローパスフィルタを適用することにより、変調周波数 f_0 よりも高周波側をカットして、低周波側（ベースバンド）のスペクトルのみを残す（ステップ S104）。

【0076】

上記のように I 信号 $i_n(t)$ 及び Q 信号 $q_n(t)$ の高周波側をカットすると、当該 I 信号 $i_n(t)$ 及び Q 信号 $q_n(t)$ の情報を表現するために必要なナイキスト周波数が低くなるため、サンプリング周波数を低くすることが可能になる。そこで、本実施形態の音速測定プログラムは、高周波がカットされた I 信号及び Q 信号のデシメーションを行うデシメーション処理機能を、演算部 35 に実現させるように構成されている。従って、演算部 35 はデシメーション処理部 46 であるということもできる。

30

【0077】

デシメーション処理部 46 は、ローパスフィルタ部 45 によって高周波がカットされた各振動子 24 の I 信号 $i_n(t)$ 及び Q 信号 $q_n(t)$ のデシメーションを行う（ステップ S105）。なお、デシメーションとは、デジタル波形のサンプリング周波数を低くする処理を言う。時間領域でのデシメーションは、I 信号 $i_n(t)$ 及び Q 信号 $q_n(t)$ のデータを等間隔で間引くことにより、実現することができる。これにより、サンプリング周波数を落とした I 信号 $i_n(t)$ 及び Q 信号 $q_n(t)$ を生成することができる。なお、デシメーション後のサンプリング周波数を f_{sL} とする。

40

【0078】

デシメーションを行うことにより、I 信号 $i_n(t)$ 及び Q 信号 $q_n(t)$ のデータ数が少なくなり、軽いデータとなる。このように、データの数を削減することにより、これより後の工程で I 信号 $i_n(t)$ 及び Q 信号 $q_n(t)$ に対する演算回数が少なくなるので、計算負荷を大幅に削減できる。

【0079】

ところで、数式2の演算を行うためには、受信信号 $s_n(t)$ の周波数領域表現 $S_n(\omega)$ が必要である。なお、受信信号 $s_n(t)$ は、I 信号 $i_n(t)$ 及び Q 信号 $q_n(t)$ を

50

用いると、以下の数式 4 によって表現することができる。

【 0 0 8 0 】

【 数 4 】

$$s_n(t) = \{i_n(t) + j \cdot q_n(t)\} e^{-j\omega_0 t}$$

【 0 0 8 1 】

しかしながら、本実施形態の超音波診断装置 1 では、I 信号 $i_n(t)$ と Q 信号 $q_n(t)$ のデシメーションを行ってサンプリング周波数を低くしているので、元の受信信号 $s_n(t)$ を再現するにはサンプリング周波数が低すぎる。即ち、本実施形態では、数式 4 によって元の受信信号 $s_n(t)$ を十分に復元することができない。そこで、元の受信信号 $s_n(t)$ の復元を行わずに（式 4 の演算を行わずに）、I 信号 $i_n(t)$ と Q 信号 $q_n(t)$ による表現のままで、数式 2 と同等の演算を実現することを考える。

10

【 0 0 8 2 】

まず、各振動子 24_n の位相シフト済みフーリエ変換データ $s_n(\omega)$ を、以下の数式 5 によって定義する。なお、 $I_n(\omega)$ は I 信号 $i_n(t)$ の周波数領域表現、 $Q_n(\omega)$ は Q 信号 $q_n(t)$ の周波数領域表現である。また、補正係数 α_n は、各振動子 24_n で受信された信号の信号レベルを補正するための係数であり、各振動子 24_n の TVG の値や、当該振動子 24_n に対する表面屈折波の仮定伝播時間 t_n などを考慮して決定される。

【 0 0 8 3 】

【 数 5 】

20

$$s_n(\omega) = \alpha_n \cdot I_n(\omega) e^{j\omega t_n} + j \cdot \alpha_n Q_n(\omega) e^{j\omega t_n}$$

【 0 0 8 4 】

また、各振動子 24_n の位相シフト済みフーリエ変換データ $s_n(\omega)$ を積算した積算フーリエ変換データ ΣS を、以下の数式 6 で定義する。このように、元の受信信号 $s_n(t)$ の復元を行うことなく、周波数領域の I 信号 $I_n(\omega)$ と Q 信号 $Q_n(\omega)$ に基づいて、積算フーリエ変換データ ΣS を算出できる。

【 0 0 8 5 】

【 数 6 】

30

$$\Sigma S(\omega) = \sum_n s_n(\omega)$$

【 0 0 8 6 】

上記の数式 6 で定義された積算フーリエ変換データ ΣS は、数式 1 の積算信号 Σs を周波数領域で表現したものであると考えることができる。既に説明したように、伝播経路仮定部 41 で仮定された仮定音速 SOS が正しかった場合に、積算信号 Σs の信号強度が最大になる。従って、当該積算信号 Σs の周波数領域表現である積算フーリエ変換データ ΣS も、仮定音速 SOS が正しかった場合には、その信号強度が最大になる。このように、積算フーリエ変換データ ΣS の信号強度は、仮定音速 SOS の妥当性を周波数領域で判断するための指標であるといえる。

40

【 0 0 8 7 】

数式 5 及び数式 6 によって積算フーリエ変換データ ΣS を算出するために、本実施形態の超音波診断装置 1 は、各振動子 24_n の I 信号 $i_n(t)$ 及び Q 信号 $q_n(t)$ をフーリエ変換して、周波数領域表現 $I_n(\omega)$ 及び $Q_n(\omega)$ を求めるとともに、これに基づいて式 5 の位相シフト済みフーリエ変換データ $s_n(\omega)$ を求める。各振動子 24_n についての位相シフト済みフーリエ変換データ $s_n(\omega)$ が求めれば、これらを積算することにより、積算フーリエ変換データ ΣS を算出することができる。

【 0 0 8 8 】

以上の点をふまえて、本実施形態の超音波診断装置 1 による音速測定方法の続きを、再び図 5 のフローチャートを参照しながら説明する。

50

【 0 0 8 9 】

本実施形態の音速測定プログラムは、I 信号及びQ 信号をフーリエ変換するフーリエ変換機能を、演算部 3 5 に実現させるように構成されている。従って、演算部 3 5 はフーリエ変換部 4 7 であるということもできる。

【 0 0 9 0 】

フーリエ変換部 4 7 は、デシメーション処理部 4 6 によってデータ数を削減された各振動子 2 4 の I 信号 $i_n(t)$ 及び Q 信号 $q_n(t)$ を高速フーリエ変換 (FFT) して、フーリエ変換データ $I_n(\omega)$ 、 $Q_n(\omega)$ を生成する (ステップ S 1 0 6、フーリエ変換工程)。本実施形態では、I 信号 $i_n(t)$ 及び Q 信号 $q_n(t)$ はデシメーション処理部 4 6 によってサンプリング周波数を低くしているので、これをフーリエ変換して得られるフーリエ変換データ $I_n(\omega)$ 、 $Q_n(\omega)$ も、データ数が少なく軽いデータとなっている。

10

【 0 0 9 1 】

続いて、伝播経路仮定部 4 1 が、骨音速の仮定値である仮定音速 SOS を設定する (ステップ S 1 0 7) とともに、当該仮定音速 SOS に基づいて、各振動子 2 4_n への表面屈折波の仮定伝播経路を算出する (ステップ S 1 0 8)。更に、仮定伝播時間算出部 4 2 が、上記仮定伝播経路に基づいて、各振動子 2 4_n への表面屈折波の仮定伝播時間 t_n を算出する (ステップ S 1 0 9)。なお、骨音速を仮定して仮定伝播時間 t_n を算出する方法は既に説明したので、ここでは説明を省略する。

【 0 0 9 2 】

本実施形態の音速測定プログラムは、各振動子 2 4_n のフーリエ変換データ $I_n(\omega)$ 、 $Q_n(\omega)$ の位相を仮定伝播時間 t_n に応じてシフトさせる位相シフト機能を、演算部 3 5 に実現させるように構成されている。従って、演算部 3 5 は、位相シフト部 4 8 であるということもできる。

20

【 0 0 9 3 】

周波数領域において、仮定伝播時間 t_n に応じて信号の位相をシフトさせるという処理は、 $e^{j\omega t_n}$ を乗じる処理によって実現できる。位相シフト部 4 8 は、各振動子 2 4_n のフーリエ変換データ $I_n(\omega)$ 及び $Q_n(\omega)$ に $e^{j\omega t_n}$ を乗じて、位相シフト済みフーリエ変換データ $I_n(\omega) e^{j\omega t_n}$ 、及び $Q_n(\omega) e^{j\omega t_n}$ を生成する (ステップ S 1 1 0、位相シフト工程)。前述のように、フーリエ変換データ $I_n(\omega)$ 、 $Q_n(\omega)$ は、データ数が少なく軽いデータとなっているので、フーリエ変換データ $I_n(\omega)$ 、 $Q_n(\omega)$ の位相をシフトさせる処理に必要な演算回数は少なく済み、計算負荷を低減できる。

30

【 0 0 9 4 】

なお、周波数領域であれば、信号の位相をシフトさせる処理 ($e^{j\omega t_n}$ を乗じる処理) は、フーリエ変換データ $I_n(\omega)$ 、 $Q_n(\omega)$ のサンプリング周期にかかわらず、一定の精度で行うことができる。このように、本実施形態では、信号の位相をシフトさせる処理を周波数領域で行うので、デシメーションによりサンプリング周波数を低くした I 信号及び Q 信号の位相をシフトさせる場合であっても、誤差が増大することはない。

【 0 0 9 5 】

また、本実施形態の音速測定プログラムは、位相シフト部 4 8 によって位相をシフトされたフーリエ変換データの振幅を補正する振幅補正機能を、演算部 3 5 に実現させるように構成されている。従って、演算部 3 5 は振幅補正部 4 9 であるということができる。振幅補正部 4 9 は、各振動子 2 4_n の位相シフト済みフーリエ変換データ $I_n(\omega) e^{j\omega t_n}$ 、及び $Q_n(\omega) e^{j\omega t_n}$ に対して、補正係数 α_n を乗じることにより、振幅補正済みフーリエ変換データ $\alpha_n I_n(\omega) e^{j\omega t_n}$ 、及び $\alpha_n Q_n(\omega) e^{j\omega t_n}$ を生成する (ステップ S 1 1 1)。これにより、各振動子 2 4_n の TVG の値と、当該振動子 2 4_n に対する表面屈折波の仮定伝播時間 t_n に応じて、各振動子 2 4_n のフーリエ変換データ $I_n(\omega)$ 、 $Q_n(\omega)$ の振幅を補正できる。なお前述のように、フーリエ変換データ $I_n(\omega)$ 、 $Q_n(\omega)$ は、データ数が少なく軽いデータとなっているので、フーリエ変換データ $I_n(\omega)$ 、 $Q_n(\omega)$ の振幅を補正するという処理に必要な演算回数は少なく済み、計算負荷を低減で

40

50

きる。

【 0 0 9 6 】

本実施形態の音速測定プログラムは、各振動子の位相シフト済みフーリエ変換データ $s_n(\omega)$ を積算する積算処理機能を、演算部の実現させるように構成されている。従って、演算部 35 は積算処理部 50 であるということもできる。

【 0 0 9 7 】

まず積算処理部 50 は、振幅補正部 49 によって生成された各振動子 24_n の振幅補正済みフーリエ変換データ $\alpha_n I_n(\omega) e^{j\omega t_n}$ 及び $\alpha_n Q_n(\omega) e^{j\omega t_n}$ を、数式 5 に代入することにより、各振動子 24_n の位相シフト済みフーリエ変換データ $s_n(\omega)$ を生成する。前述のように、フーリエ変換データ $I_n(\omega)$ 、 $Q_n(\omega)$ は、データ数が少なく軽いデータとなっているので、この位相シフト済みフーリエ変換データ $s_n(\omega)$ も、データ数が少なく軽いデータとなっている。

10

【 0 0 9 8 】

続いて積算処理部 50 は、各振動子 24_n の位相シフト済みフーリエ変換データ $s_n(\omega)$ を、周波数領域で積算することにより、数式 6 で定義された積算フーリエ変換データ ΣS を算出する（ステップ S112）。前述のように、位相シフト済みフーリエ変換データ $s_n(\omega)$ はデータ数が少なく軽いデータとなっているので、位相シフト済みフーリエ変換データ $s_n(\omega)$ 同士を積算処理する際に必要な演算回数は少なく済み、計算負荷を低減できる。

【 0 0 9 9 】

20

本実施形態の音速測定プログラムは、積算処理部 50 が求めた積算フーリエ変換データ ΣS に基づいて、仮定音速 SOS の妥当性を判断して正しい音速を求める音速導出機能（伝播速度導出機能）を、演算部 35 に実現させるように構成されている。従って、演算部 35 は、音速導出部（伝播速度導出部）51 であるということもできる。

【 0 1 0 0 】

音速導出部 51 は、積算処理部 50 が求めた積算フーリエ変換データ ΣS の信号強度を評価するように構成されている（ステップ S113）。積算フーリエ変換データ ΣS の信号強度の評価方法としては、例えば、数式 7 で定義され強度評価値 V を求める方法が考えられる。数式 7 に示す強度評価値 V は、積算フーリエ変換データ ΣS の各角周波数におけるスペクトルの強度を、合計したものとなっている。なお、ドイツ文字の R は実数部を表す記号であり、ドイツ文字の I は虚数部を表す記号である。

30

【 0 1 0 1 】

【数 7】

$$V(\Sigma S) = \sum_{\omega} \sqrt{(I'(\omega))^2 + (Q'(\omega))^2}$$

$$I'(\omega) = \Re(\Sigma S(\omega))$$

$$Q'(\omega) = \Im(\Sigma S(\omega))$$

40

【 0 1 0 2 】

本実施形態の音速導出部 51 は、強度評価値 V を最大化する仮定音速 SOS を求めるように構成されている。具体的には、音速導出部 51 は、仮定音速 SOS を次々と変化させながら、強度評価値 V を求めるという処理を繰り返し行う（ステップ S107 からステップ S114 のループ）。これにより、仮定音速 SOS と強度評価値 V との関係が求まるので、強度評価値 V が最大になる仮定音速 SOS を求めることができる。強度評価値 V が最大になったときの仮定音速 SOS が、実際の骨音速を表している。音速導出部 51 は、強度評価値 V を最大化する仮定音速 SOS を検出し、このときの仮定音速 SOS を、音速の測定値として採用する（ステップ S115、音速導出工程）。以上の処理により、骨 10 中の音速を導出できる。

50

【 0 1 0 3 】

積算フーリエ変換データ ΣS と強度評価値 V は、周波数領域のままで算出できる。これにより、逆フーリエ変換を行って時間領域に戻ることなく、仮定音速 SOS の妥当性を判断できる。このように、本実施形態の構成は、音速を導出する際に、逆フーリエ変換によって時間領域に戻す処理が不要となっているので、計算負荷を低減できる。

【 0 1 0 4 】

以上で説明したように、本実施形態の超音波診断装置 1 は、送波部（振動子 2 4₁、2 4₂）と、複数の振動子 2 4 と、伝播経路仮定部 4 1 と、仮定伝播時間算出部 4 2 と、フーリエ変換部 4 7 と、位相シフト部 4 8 と、音速導出部 5 1 と、を備えている。送波部は、骨 1 0 に向けて超音波を送信する。振動子 2 4 は、骨 1 0 からの超音波を受信し、当該受信した超音波に応じた受信信号を出力する。伝播経路仮定部 4 1 は、骨 1 0 内の音速を仮定して、送波部から送信された超音波が各振動子 2 4 で受信されるまでの伝播経路を算出する。仮定伝播時間算出部 4 2 は、前記伝播経路に基づいて、送波部から送信された超音波が各振動子 2 4 で受信されるまでに掛かる伝播時間を算出する。フーリエ変換部 4 7 は、各振動子 2 4 が出力した信号の I 信号及び Q 信号をフーリエ変換してフーリエ変換データを生成する。位相シフト部 4 8 は、各振動子 2 4 についてのフーリエ変換データの位相を、前記伝播時間に応じて周波数領域でシフトさせる。音速導出部 5 1 は、位相シフト部 4 8 がシフトさせたフーリエ変換データに基づいて、前記仮定された音速の妥当性を判断する。

【 0 1 0 5 】

受信した信号をフーリエ変換することで、信号の位相をシフトさせる処理を周波数領域で行うことができる。周波数領域では、信号の位相をシフトさせる処理は簡単な演算で実現可能であり、誤差の発生も殆ど無い。従って、本実施形態の構成によれば、精度の良い音速導出を行うことができる。

【 0 1 0 6 】

以上に本発明の好適な実施の形態を説明したが、上記の構成は例えば以下のように変更することができる。

【 0 1 0 7 】

上記実施形態において、デシメーション処理部 4 6 は、フーリエ変換を行う前に信号のデシメーションを行うように構成されている。しかし、フーリエ変換の後、位相シフト部 4 8 による位相のシフトを行う前にデシメーションを行っても良い。なお、フーリエ変換後の周波数領域でのデシメーションは、高周波領域のデータを削除することによって実現できる。

【 0 1 0 8 】

もっとも、I Q 変調、ローパスフィルタ処理、及びデシメーションの処理は省略することもできる。即ち、本発明の第 1 の特徴は、周波数領域で信号の位相をシフトさせて積算することにより、これによって、信号をシフトさせたときの誤差の発生を防止できる。従って、I Q 変調等の処理は、必ずしも必須ではない。

【 0 1 0 9 】

上記実施形態では、振動子 2 4₁、2 4₂から超音波ビームを骨 1 0 に向けて送信し、表面屈折波を発生させるものとした。しかしこれに限らず、特許文献 1 の図 1 等に記載されているように、超音波ビームを骨 1 0 に向けて送信するための専用の送波部を、振動子アレイ 2 2 とは別に設けても良い。

【 0 1 1 0 】

上記実施形態の超音波診断装置 1 は、音速測定プログラムを演算部 3 5 で実行することにより、音速測定装置としての各機能を実現するものとした。しかしこれに限らず、音速測定装置としての機能の一部又は全部を、専用のハードウェアによって実現するように構成しても良い。特に、I Q 変調及びローパスフィルタ処理は、各振動子 2 4 が出力するアナログの波形に対して直接行うこともできる。この場合、アナログ波形の I 信号と Q 信号が生成されるので、受信回路は、振動子 2 4 それぞれの I 信号と Q 信号をサンプリングで

きるように構成しておく。このとき、I 信号と Q 信号はローパスフィルタによって高周波を除去されているので、受信回路におけるサンプリング周波数を低い値に設定しておくこともできる。この場合、サンプリングされた I Q 信号は最初からデータ数が少ないので、デシメーション処理は省略できる。

【0111】

積算フーリエ変換データ ΣS の信号強度を評価する方法は、上記の強度評価値 V に限らず、どのようなものでも良い。例えば、積算フーリエ変換データ ΣS に含まれる特定の角周波数 ω のスペクトルの大きさを信号強度の評価に用い、当該特定の角周波数 ω のスペクトルが最大になったときの仮定音速 SOS を、音速の測定値として採用するように構成できる。

10

【0112】

本発明の構成は、骨のエコー像を表示するための超音波診断装置に限らず、例えば、超音波を利用して地層や地中構造物を調査する超音波地質調査装置など、骨以外を被測定体とした装置に広く利用することができる。特に、上記実施形態の構成によれば、音速を導出する際の計算負荷が低減され、リアルタイムに音速を算出することも可能となる。従って、リアルタイム性が要求される現場、例えば船の移動中に音速の測定を行う海底地質調査などに、本発明の応用が期待できる。

【0113】

また、本発明の伝播速度測定装置が送信する信号は、超音波信号に限らない。本実施形態の伝播速度測定装置は、例えば低周波信号による地層探査や、電磁波、X 線等による非破壊検査などにも応用できる。

20

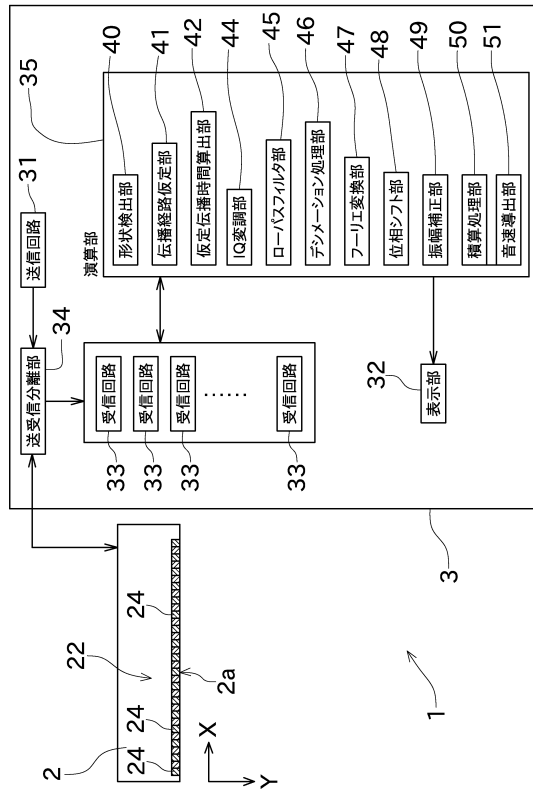
【符号の説明】

【0114】

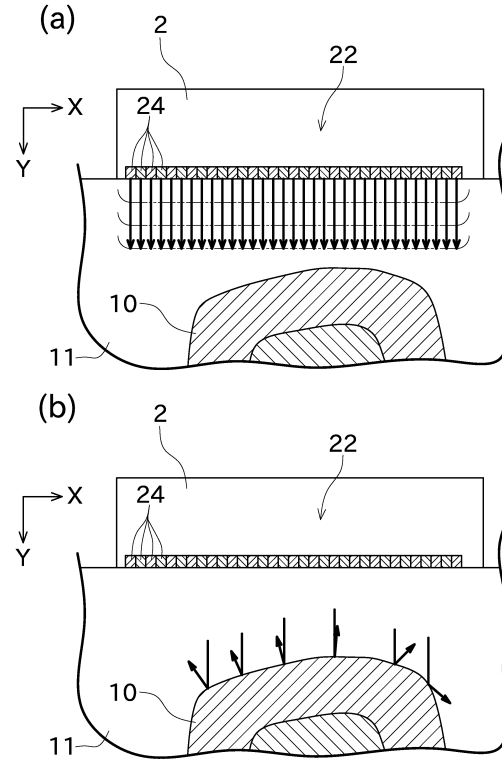
- 1 超音波診断装置（超音波画像処理装置）
- 2 送波器
- 22 振動子アレイ
- 24 振動子（送波部、受信部）
- 35 演算部（コンピュータ）
- 40 形状検出部
- 41 伝播経路仮定部（伝播経路設定部）
- 42 仮定伝播時間算出部
- 44 I Q 変調部
- 47 フーリエ変換部
- 48 位相シフト部
- 50 積算処理部
- 51 音速導出部（伝播速度導出部）

30

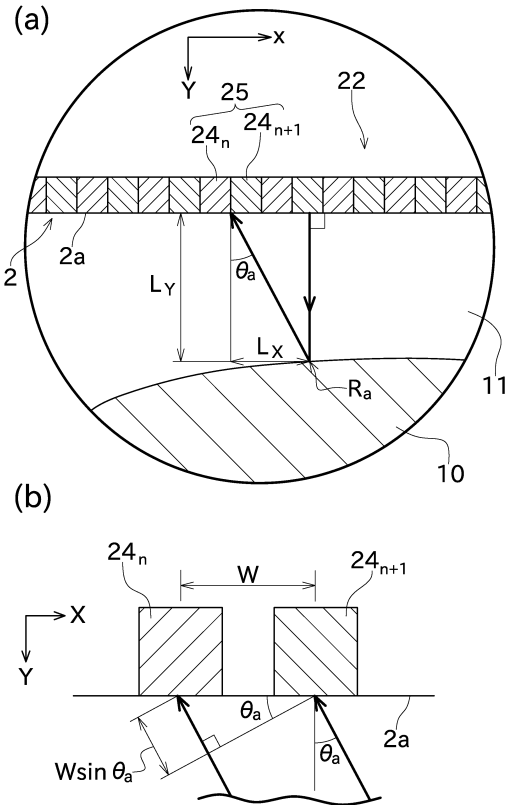
【図 1】



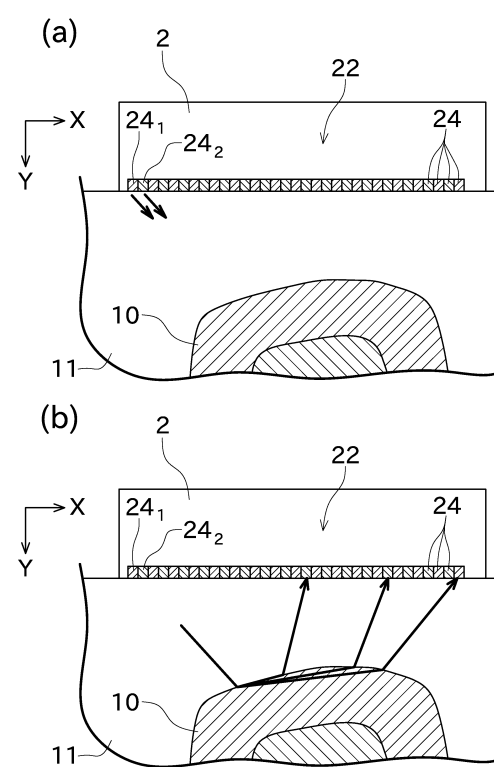
【図 2】



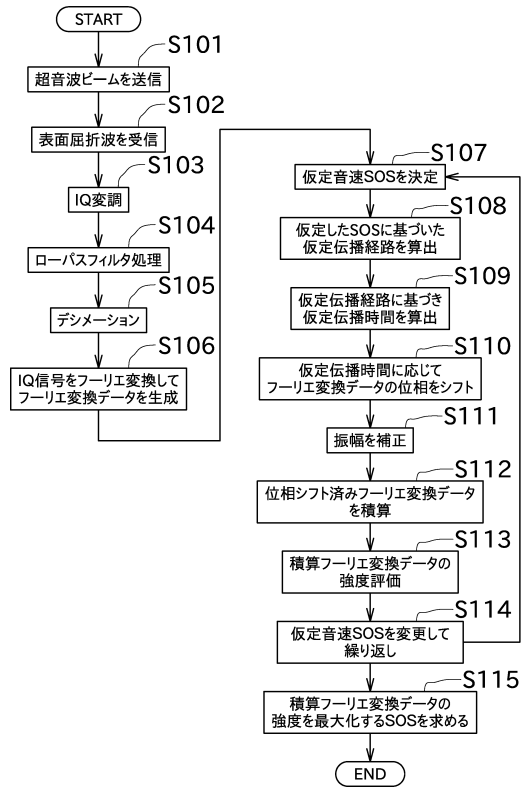
【図 3】



【図 4】



【図 5】



专利名称(译)	传播速率测量装置，传播速度测量程序和传播速度测量方法		
公开(公告)号	JP5801956B2	公开(公告)日	2015-10-28
申请号	JP2014516710	申请日	2013-04-01
申请(专利权)人(译)	古野电器有限公司		
当前申请(专利权)人(译)	古野电器有限公司		
[标]发明人	クレタンドリアン		
发明人	クレタン ドリアン		
IPC分类号	A61B8/08		
CPC分类号	G01N29/07 A61B8/0875 A61B8/488 G01N29/46 G01N2291/02483 G01N2291/103		
FI分类号	A61B8/08.ZDM		
优先权	2012115843 2012-05-21 JP		
其他公开文献	JPWO2013175867A1		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供一种声速测量装置，其具有更高的可靠性，同时抑制计算量。传播路径假定单元41，假设音速在骨，从所述发送单元发送的超声波来计算由每个换能器24接收的传播路径。假定传播时间计算部42，基于所述传播路径上，从所述发送单元发送的超声波计算，直到它被每个换能器24接收所采取的传播时间。傅立叶变换单元47对每个换能器24输出的信号的I信号和Q信号进行傅里叶变换，以产生傅立叶变换数据。相移单元48根据传播时间在频域中移动每个换能器24上的傅立叶变换数据的相位。声速导出单元51基于由相移单元48移位的傅立叶变换数据来确定假定声速的有效性。背景技术

(21) 出願番号	特願2014-516710 (P2014-516710)	(73) 特許権者	000166247
(86) (22) 出願日	平成25年4月1日 (2013.4.1)		古野電気株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2013/059849		兵庫県西宮市芦屋町9番52号
(87) 国際公開番号	W02013/175867	(72) 発明者	クレタン ドリアン
(87) 国際公開日	平成25年11月28日 (2013.11.28)		兵庫県西宮市芦屋町9番52号 古野電気株式会社内
審査請求日	平成26年10月7日 (2014.10.7)		
(31) 優先権主張番号	特願2012-115843 (P2012-115843)		
(32) 優先日	平成24年5月21日 (2012.5.21)	審査官	右▲高▼ 孝幸
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)		
		(56) 参考文献	特開平11-235339 (JP, A) 特開2010-246632 (JP, A)
		(58) 調査した分野(Int.Cl., DB名)	A61B 8/08