

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4928989号

(P4928989)

(45) 発行日 平成24年5月9日(2012.5.9)

(24) 登録日 平成24年2月17日(2012.2.17)

(51) Int.Cl. F 1
A 6 1 B 8/08 (2006.01) A 6 1 B 8/08
A 6 1 B 8/06 (2006.01) A 6 1 B 8/06

請求項の数 8 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2007-57314 (P2007-57314)	(73) 特許権者	000003078 株式会社東芝
(22) 出願日	平成19年3月7日(2007.3.7)		東京都港区芝浦一丁目1番1号
(65) 公開番号	特開2008-212542 (P2008-212542A)	(73) 特許権者	594164542 東芝メディカルシステムズ株式会社
(43) 公開日	平成20年9月18日(2008.9.18)		栃木県大田原市下石上1385番地
審査請求日	平成22年3月2日(2010.3.2)	(74) 代理人	110001380 特許業務法人東京国際特許事務所
		(72) 発明者	佐藤 武史 栃木県大田原市下石上1385番地 東芝 メディカルシステムズ株式会社内
		審査官	宮川 哲伸

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超音波診断装置および超音波診断装置の制御プログラム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

時間と共に周波数が増加する第1の送信パルスおよび時間と共に周波数が減少する第2の送信パルスを送信し、前記第1の送信パルスに対する第1の受信信号および前記第2の送信パルスに対する第2の受信信号を取得する送受信するパルス送受信手段と、

前記第1の受信信号から第1の包絡線を、前記第2の受信信号から第2の包絡線をそれぞれ検出する包絡線検出手段と、

前記第1の包絡線および前記第2の包絡線の時間差を検出する時間差検出手段と、

前記時間差から超音波の周波数依存減衰特性を取得する減衰取得手段と、

を有することを特徴とする超音波診断装置。

10

【請求項2】

前記パルス送受信手段は、前記第1の送信パルスとして包絡線がガウス波形のアップチャープ信号を、前記第2の送信パルスとして包絡線がガウス波形のダウンチャープ信号を用いるように構成されることを特徴とする請求項1記載の超音波診断装置。

【請求項3】

前記第1の受信信号および前記第2の受信信号のパルス圧縮を行うパルス圧縮手段をさらに備えることを特徴とする請求項1記載の超音波診断装置。

【請求項4】

前記パルス送受信手段は、前記第1の送信パルスおよび前記第2の送信パルスを3次的に送信するように構成される一方、前記減衰取得手段は、前記周波数依存減衰特性を3次

20

元分布として取得するように構成されることを特徴とする請求項 1 記載の超音波診断装置。

【請求項 5】

前記周波数依存減衰特性を利用して前記第 1 の受信信号および前記第 2 の受信信号の直交検波に用いるミキシング周波数、前記第 1 の受信信号および前記第 2 の受信信号に掛けるフィルタの特性並びに前記第 1 の受信信号および前記第 2 の受信信号の振幅の少なくとも 1 つを補正する補正手段をさらに備えることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の超音波診断装置。

【請求項 6】

前記周波数依存減衰特性を利用してドプラ信号から得られる速度の補正を行う速度補正手段をさらに備えることを特徴とする請求項 1 記載の超音波診断装置。

10

【請求項 7】

前記周波数依存減衰特性を利用して前記第 1 の受信信号および前記第 2 の受信信号の振幅を補正する補正手段と、

前記第 1 の受信信号および前記第 2 の受信信号のパルス圧縮を行うパルス圧縮手段と、

前記パルス圧縮後の前記第 1 の受信信号および前記第 2 の受信信号間の一方から他方を減算することによって超音波造影剤からの造影信号を抽出する造影信号抽出手段と、をさらに備えることを特徴とする請求項 1 記載の超音波診断装置。

【請求項 8】

コンピュータを、

20

プローブに印加するための、時間と共に周波数が増加する第 1 の送信パルスおよび時間と共に周波数が減少する第 2 の送信パルスを生成するパルス生成手段、

前記第 1 の送信パルスに対する第 1 の受信信号から第 1 の包絡線を、前記第 2 の送信パルスに対する第 2 の受信信号から第 2 の包絡線をそれぞれ検出する包絡線検出手段、

前記第 1 の包絡線および前記第 2 の包絡線の時間差を検出する時間差検出手段、および前記時間差から超音波の周波数依存減衰特性を取得する減衰取得手段、として機能させることを特徴とする超音波診断装置の制御プログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

30

本発明は、被検体内に超音波を送受信することによって、被検体内の生体情報を取得する超音波診断装置および超音波診断装置の制御プログラムに係り、特に超音波が生体で受ける周波数依存減衰を測定または利用することが可能な超音波診断装置および超音波診断装置の制御プログラムに関する。

【背景技術】

【0002】

超音波診断装置は、生体等の被検体内に超音波を送受信することによって、被検体内の組織の断層像を無侵襲に得る画像診断装置である。この超音波診断装置において、平面波の超音波を被検体に送信した場合、超音波の伝播に伴って周波数依存減衰(FDA: Frequency Dependent Attenuation)を受けることが知られている。FDAの量は、周波数依存減衰係数 に依存して決定される。例えば、周波数依存減衰係数 $\alpha=1$ (dB/MHz/cm) の場合に中心周波数 f_0 が 2.5MHz の超音波パルスを送信し、深さ $z=10$ cm にある物体の超音波反射エコーを得る場合には、式(1)に示す減衰 A_t を受けることになる。

40

[数 1]

$$A_t = 2 \cdot \alpha \cdot f_0 \cdot z = 1 \text{ (dB/MHz/cm)} \times 2.5 \text{ (MHz)} \times 10 \text{ (cm)} \times 2 \text{ (往復)} = 50 \text{ dB} \quad (1)$$

【0003】

生体組織の周波数依存減衰係数 を測定するためには、ある一定以上のデータ数が必要である。しかし、周波数依存減衰係数 の値は、同一の被検体内であっても同一とは限らず、臓器や病理によって変化する。このため、十分なデータ数を確保することが困難となり、被検体内における周波数依存減衰係数 の値は未知数である。通常の超音波診断装置

50

では、送信される超音波パルスとして広帯域のパルス波が使用される。このため、より深い場所からの超音波反射エコーほどFDAの影響を受けて中心周波数が下がることになる。

【 0 0 0 4 】

一方、超音波反射エコーとして受信される受信信号をS/N (signal to noise ratio)が良い状態で取得するためには、直交検波を行う際のミキシング周波数を深さに応じて受信信号の中心周波数に合わせることが重要である。しかし、生体である被検体の周波数依存減衰係数の値は不明である。このため、通常は撮影部位を想定し、撮影部位の平均的な周波数依存減衰係数を考慮して深さに応じてミキシング周波数を変化させている。例えば、受信信号の周波数解析を行うことによってミキシング周波数の値を決定する方法が考案されている（例えば特許文献1参照）。

10

【 0 0 0 5 】

ところで、超音波ドプラ法により血流の速度を表示させるカラードプラモードにおける撮影では、検出された超音波ドプラ信号の規格化周波数 f_d 、受信信号の中心周波数 f_m 、音速 C 、パルス繰り返し周波数PRFから血流の速度 v が式(2)により計算される。尚、規格化周波数 f_d は、-0.5から0.5の範囲を取る。

【 数 2 】

$$v = \frac{C \cdot PRF}{2f_m} f_d \quad (2)$$

【 0 0 0 6 】

組織の歪みを組織ドプラ法を用いて計測するような場合には、より正確な血流の速度情報が必要となる。このため、受信信号の中心周波数を測定して補正することが望ましい。そこで、受信信号の周波数解析を行うことによって受信信号の中心周波数を測定し、補正する方法が考案されている（例えば特許文献2参照）。

20

【 0 0 0 7 】

一方、周波数依存減衰係数を映像化して直接診断に寄与する技術が考案されている（例えば特許文献3参照）。具体的には、受信信号の周波数解析を行うことによって周波数依存減衰係数を求め、求めた周波数依存減衰係数を映像化する方法がある。さらに、スペクトラルモーメント法を用いてリアルタイムで周波数依存減衰係数を測定する方法も考案されている（例えば特許文献4参照）。

30

【 0 0 0 8 】

すなわち、組織の周波数依存減衰係数は、従来、周波数解析によって測定されている。尚、周波数解析の方法にはフーリエ変換等の周波数軸での解析方法とスペクトラルモーメント法のような時間軸での解析方法とがある。

【特許文献1】特開2003-235844号公報

【特許文献2】特開2005-58533号公報

【特許文献3】特公平3-60493号公報

【特許文献4】特公平5-41259号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

40

【 0 0 0 9 】

しかしながら、生体内ではインピーダンス差が均一な部位はまれである。従って、周波数依存減衰係数を測定するために、ある範囲の周波数解析を行ったとしても、その範囲内には肝臓実質のようなインピーダンス差の少ない散乱体や、血管壁や組織境界等のようなインピーダンス差の大きい反射体が含まれている。さらに、インピーダンス差の少ない散乱体やインピーダンス差の大きい反射体の割合は生体内の別の場所では異なる。

【 0 0 1 0 】

このように条件の異なる部位間で周波数特性の比較を行ったとしても、正確な周波数依存減衰係数を測定することができない。特に減衰を計算するために必要な超音波反射エコーの強度に対する誤差が大きい。

50

【 0 0 1 1 】

加えて、一般に周波数解析の処理が複雑であるという問題もある。

【 0 0 1 2 】

また、最近では、経静脈性超音波造影剤を使用した造影エコー法による撮像が行われる。造影エコー法では、造影剤による染影の程度を撮影部位ごとに比較して血流動態を診断することが望まれる。しかしながら、前述のように深さや臓器によって周波数依存減衰係数が異なるため、単純に染影された超音波画像の輝度を撮影部位間で比較することができないという問題がある。従って、周波数依存減衰係数が異なったとしても、例えば単純に輝度の比較ができるような、より診断に有用な超音波画像情報を提供することが望まれる。

10

【 0 0 1 3 】

本発明はかかる従来の事情に対処するためになされたものであり、超音波が生体で受ける周波数依存減衰を簡便な処理で測定することが可能な超音波診断装置および超音波診断装置の制御プログラムを提供することを目的とする。

【 0 0 1 4 】

また、本発明の他の目的は、超音波が生体で受ける周波数依存減衰の測定値を利用してより有用な診断情報を提供することが可能な超音波診断装置および超音波診断装置の制御プログラムを提供することである。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 5 】

本発明に係る超音波診断装置は、上述の目的を達成するために、請求項 1 に記載したように、時間と共に周波数が増加する第 1 の送信パルスおよび時間と共に周波数が減少する第 2 の送信パルスを送信し、前記第 1 の送信パルスに対する第 1 の受信信号および前記第 2 の送信パルスに対する第 2 の受信信号を取得する送受信するパルス送受信手段と、前記第 1 の受信信号から第 1 の包絡線を、前記第 2 の受信信号から第 2 の包絡線をそれぞれ検出する包絡線検出手段と、前記第 1 の包絡線および第 2 の包絡線の時間差を検出する時間差検出手段と、前記時間差から超音波の周波数依存減衰特性を取得する減衰取得手段と、を有することを特徴とするものである。

20

【 0 0 1 6 】

また、本発明に係る超音波診断装置の制御プログラムは、上述の目的を達成するために、請求項 8 に記載したように、コンピュータを、プローブに印加するための、時間と共に周波数が増加する第 1 の送信パルスおよび時間と共に周波数が減少する第 2 の送信パルスを生成するパルス生成手段、前記第 1 の送信パルスに対する第 1 の受信信号から第 1 の包絡線を、前記第 2 の送信パルスに対する第 2 の受信信号から第 2 の包絡線をそれぞれ検出する包絡線検出手段、前記第 1 の包絡線および前記第 2 の包絡線の時間差を検出する時間差検出手段および前記時間差から超音波の周波数依存減衰特性を取得する減衰取得手段として機能させることを特徴とするものである。

30

【発明の効果】

【 0 0 1 7 】

本発明に係る超音波診断装置および超音波診断装置の制御プログラムにおいては、超音波が生体で受ける周波数依存減衰を簡便な処理で測定することができる。

40

【 0 0 1 8 】

また、本発明に係る超音波診断装置および超音波診断装置の制御プログラムにおいては、超音波が生体で受ける周波数依存減衰の測定値を利用してより有用な診断情報を提供することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 1 9 】

本発明に係る超音波診断装置および超音波診断装置の制御プログラムの実施の形態について添付図面を参照して説明する。

【 0 0 2 0 】

50

図 1 は本発明に係る超音波診断装置の第 1 の実施形態を示す構成図である。

【 0 0 2 1 】

超音波診断装置 1 は、送信回路 2、プローブ 3、受信回路 4、FDA計測部 5、Bモード処理系 6、カラードプラ処理系 7、座標変換回路 8、モニタ 9 および制御回路 10 を備えている。

【 0 0 2 2 】

送信回路 2 は、プローブ 3 に所定の波形および遅延時間の送信パルスを生じ、生成した送信パルスを印加することによってプローブ 3 から送信パルスに応じた超音波パルスを送信させる機能を有する。特に、送信回路 2 は、同一の走査線上から 2 種類の超音波エコーが得られるように時間と共に周波数が増加する送信パルスおよび時間と共に周波数が減少する送信パルスをプローブ 3 に印加するように構成される。

【 0 0 2 3 】

図 2 は、図 1 に示す送信回路 2 からプローブ 3 に印加されるアップチャープ波形の送信パルスを示す図、図 3 は、図 1 に示す送信回路 2 からプローブ 3 に印加されるダウンチャープ波形の送信パルスを示す図である。

【 0 0 2 4 】

図 2 および図 3 において、横軸は時間 (μs) を示し、縦軸は 1 に規格化した信号強度を示す。時間と共に周波数が増加する送信パルスの例としては、図 2 に示すように包絡線 E_{tu} がガウス波形のアップチャープ送信信号 T_u が挙げられる。また、時間と共に周波数が減少する送信パルスの例としては、図 3 に示すように包絡線 E_{td} がガウス波形のダウンチャープ送信信号 T_d が挙げられる。図 2 に示すアップチャープ送信信号 T_u および図 3 に示すダウンチャープ送信信号 T_d の一方の時間軸を反転させると波形が一致する。すなわち、時間軸が反転している点を除けば、アップチャープ送信信号 T_u およびダウンチャープ送信信号 T_d の振幅および周波数は等しいものとする。尚、図 2 および図 3 において E_{ctu} 、 E_{ctd} はそれぞれアップチャープ送信信号 T_u およびダウンチャープ送信信号 T_d をパルス圧縮して得られる信号の包絡線である。

【 0 0 2 5 】

プローブ 3 は、複数の超音波振動子を備える。各超音波振動子は、送信回路 2 から印加された送信パルスを超音波パルスに変換して図示しない被検体内に送信する一方、超音波パルスの送信に伴って生じた超音波エコーを受信し、受信信号として受信回路 4 に出力する機能を有する。

【 0 0 2 6 】

受信回路 4 は、プローブ 3 の各超音波振動子から取得した受信信号の増幅、整相加算および直交検波を行うことによって IQ (ベースバンド) 信号を生じ、生成した IQ 信号を FDA計測部 5 に与える機能を有する。また、受信回路 4 は、FDA計測部 5 から補正情報を取得し、補正情報を用いることによって IQ 信号または受信信号から IQ 信号を生成するための中間的な信号を補正する機能と、補正された IQ 信号を Bモード処理系 6 およびカラードプラ処理系 7 に与える機能とを備えている。

【 0 0 2 7 】

受信信号の補正情報としては、受信信号の振幅を補正するためのゲイン G 、受信信号の直交検波に用いるミキシング周波数 f_m およびバンドパスフィルタ (BPF: band pass filter) 24 の中心周波数 f_b 等の情報が挙げられる。受信信号の補正情報は、受信信号の振幅を補正するためのゲイン G 、受信信号の直交検波に用いるミキシング周波数 f_m およびバンドパスフィルタ 24 の中心周波数 f_b の全てである必要はなく少なくとも 1 つでよい。

【 0 0 2 8 】

FDA計測部 5 は、受信回路 4 から取得した IQ 信号に基づいて、FDAの量を示す周波数依存減衰係数 α を求める機能と、求めた周波数依存減衰係数 α を座標変換回路 8 に与える機能とを有する。さらに、FDA計測部 5 は、周波数依存減衰係数 α に基づいて FDA の影響を低減させるための受信信号の補正情報を生成する機能と、生成した補正情報を受信回路 4 に与える機能とを有する。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 9 】

図 4 は、図 1 に示す受信回路 4 および FDA 計測部 5 の詳細構成を示すブロック図である。

【 0 0 3 0 】

図 4 に示すように、受信回路 4 は、プリアンプ 2 0、デジタルビームフォーマ 2 1、ゲイン補正回路 2 2、直交検波回路 2 3、バンドパスフィルタ 2 4 を備えている。一方、FDA 計測部 5 は、包絡線検波回路 2 5、ラインバッファ 2 6、時間差検出回路 2 7、スムージング回路 2 8 および FDA 計算回路 2 9 を備えている。

【 0 0 3 1 】

受信回路 4 のプリアンプ 2 0 は、プローブ 3 の各超音波振動子から取得したそれぞれの受信信号を増幅してデジタルビームフォーマ 2 1 に出力する機能を有する。デジタルビームフォーマ 2 1 は、プリアンプ 2 0 から取得した複数の受信信号の整相加算を行うことによって受信ビームを形成し、単一の受信信号を生成する機能を有する。

10

【 0 0 3 2 】

ここで、デジタルビームフォーマ 2 1 の出力とされる受信信号の波形は、送信回路 2 からプローブ 3 に印加した送信パルスの波形に応じた波形となる。

【 0 0 3 3 】

図 5 は、図 2 に示すアップチャープ送信信号 T_u に対して FDA を受けたアップチャープ受信信号 R_u の波形を示す図、図 6 は、図 3 に示すダウンチャープ送信信号 T_d に対して FDA を受けたダウンチャープ受信信号 R_d の波形を示す図である。

20

【 0 0 3 4 】

図 5 および図 6 において、横軸は時間 (μs) を示し、縦軸は 1 に規格化した信号強度を示す。従って、実際には、図 2 に示すアップチャープ送信信号 T_u の振幅レベルと図 5 に示すアップチャープ受信信号 R_u の振幅レベルは異なる。同様に、図 3 に示すダウンチャープ送信信号 T_d の振幅レベルと図 6 に示すダウンチャープ受信信号 R_d の振幅レベルは異なる。

【 0 0 3 5 】

また、図 5 および図 6 において E_{cru} 、 E_{crd} はそれぞれアップチャープ受信信号 R_u およびダウンチャープ受信信号 R_d をパルス圧縮して得られる信号の包絡線である。

【 0 0 3 6 】

図 5 と図 2 とを比較すると、アップチャープ受信信号 R_u の包絡線 E_{ru} が、アップチャープ送信信号 T_u の包絡線 E_{tu} よりも時間的に早い方向にシフトしているのが分かる。これに対し、図 6 と図 3 とを比較すると、ダウンチャープ受信信号 R_d の包絡線 E_{rd} が、ダウンチャープ送信信号 T_d の包絡線 E_{td} よりも時間的に遅い方向にシフトしているのが分かる。これらアップチャープ受信信号 R_u の包絡線 E_{ru} およびダウンチャープ受信信号 R_d の包絡線 E_{rd} の時間的なシフトは FDA に起因するものである。前述のように FDA の量は、周波数依存減衰係数 によって示される。

30

【 0 0 3 7 】

図 7 は、周波数依存減衰係数 、FDA を受ける前の送信信号、FDA を受けた受信信号のそれぞれの周波数振幅特性を示す図である。

【 0 0 3 8 】

図 7 において、横軸は周波数 (MHz) を示し、縦軸は最大値を 1 に規格化した振幅 (dB) を示す。図 7 に示すように、FDA は周波数依存減衰係数 を示す。また、w/o FDA は FDA を受ける前のアップチャープ送信信号 T_u およびダウンチャープ送信信号 T_d の周波数振幅特性を示しており共通である。w FDA は FDA を受けたアップチャープ受信信号 R_u およびダウンチャープ受信信号 R_d の周波数振幅特性を示しており共通である。

40

【 0 0 3 9 】

図 7 に示すように、周波数依存減衰係数 の値に応じて受信信号の周波数振幅特性 w FDA は、送信信号の周波数振幅特性 w/o FDA に対して周波数方向にシフトする。つまり FDA により、受信信号の中心周波数は、FDA を受けないと仮定した場合の理想的な受信信号の中心周波数からシフトすることとなる。

50

【 0 0 4 0 】

また、FDAにより、受信信号の振幅は、FDAを受けないと仮定した場合の理想的な受信信号の振幅よりも小さくなる。従って、図 7 において実際には、受信信号の振幅は、送信信号の振幅よりも小さくなる。

【 0 0 4 1 】

ゲイン補正回路 2 2 は、FDA計測部 5 からゲインGを取得した場合に、デジタルビームフォーマ 2 1 から取得した受信信号にゲインGを与えることによりFDAにより減衰した受信信号の振幅を補正する機能を有する。尚、ゲイン補正回路 2 2 では、FDA計測部 5 からゲインGが与えられない場合には、受信信号のゲイン補正が行われない。そして、ゲイン補正の有無に関わらずゲイン補正回路 2 2 から出力される受信信号は直交検波回路 2 3 に与えられるように構成される。

10

【 0 0 4 2 】

図 8 は、図 4 に示すゲイン補正回路 2 2 によるゲイン補正の方法を説明する図である。

【 0 0 4 3 】

図 8 において横軸は周波数 f を示し、縦軸は受信信号の振幅 dB を示す。また、図 8 において、w FDA は、FDA により減衰した受信信号を示し、w/o FDA は、FDA を受けないと仮定した場合の理想的な受信信号を示す。

【 0 0 4 4 】

図 8 に示すように、FDA により、中心周波数 f_r の受信信号 w FDA の振幅は、FDA を受けないと仮定した場合の理想的な受信信号 w/o FDA の振幅よりも小さくなる。そこで、受信信号 w FDA の振幅の減衰量に相当するゲイン G を用いて受信信号 w FDA の振幅を補正することによって、受信信号 w FDA の振幅を FDA を受けないと仮定した場合の理想的な受信信号 w/o FDA の振幅に回復することができる。

20

【 0 0 4 5 】

直交検波回路 2 3 は、ゲイン補正回路 2 2 から取得した受信信号に対して直交検波を行うことによって IQ 信号を生成し、生成した IQ 信号をバンドパスフィルタ 2 4 に与える機能を有する。ただし、FDA計測部 5 から FDA を受けた受信信号の中心周波数に相当するミキシング周波数 f_m を取得した場合には、FDA計測部 5 から取得したミキシング周波数 f_m を用いて受信信号の直交検波を行うように構成される。FDA を受けた受信信号の中心周波数に相当するミキシング周波数 f_m で直交検波を行うことによって IQ 信号の S/N を向上させることができる。

30

【 0 0 4 6 】

バンドパスフィルタ 2 4 は、直交検波回路 2 3 から取得した IQ 信号から超音波診断情報の生成に不要な成分を除去するためのフィルタである。ただし、FDA計測部 5 から FDA を受けた IQ 信号の中心周波数 f_r を取得した場合には、フィルタリングの中心周波数 f_b が FDA を受けた IQ 信号の中心周波数 f_r に補正される。

【 0 0 4 7 】

図 9 は、図 4 に示すバンドパスフィルタ 2 4 によるフィルタリングの方法を説明する図である。

【 0 0 4 8 】

図 9 において横軸は周波数 f を示す。また、IQ w/o FDA は、FDA を受けないと仮定した場合の理想的な IQ 信号を、IQ w FDA は、FDA を受けた IQ 信号を示す。

40

【 0 0 4 9 】

直交検波回路 2 3 において FDA を受けた受信信号の中心周波数 f_r に相当するミキシング周波数 f_m を用いて直交検波を行う場合には、理論的には FDA を受けた IQ 信号の中心周波数 f_r は、FDA を考慮せずに設定されたバンドパスフィルタ 2 4 BPF w/o FDA の中心周波数 f_{b_0} となる。

【 0 0 5 0 】

しかしながら、直交検波回路 2 3 において FDA を受けた受信信号の中心周波数 f_r に相当するミキシング周波数 f_m を用いて直交検波を行わない場合には、図 9 に示すように、FDA

50

を考慮せずに設定されたバンドパスフィルタ 2 4 BPF w/o FDAの中心周波数 f_{b_0} は、FDAを受けないと仮定した場合の理想的なIQ信号IQ w/o FDAの中心周波数 f_0 に設定されることとなる。つまり、FDAを受けたIQ信号の中心周波数 f_r は、FDAを考慮せずに設定されたバンドパスフィルタ 2 4 BPF w/o FDAの中心周波数 f_{b_0} と異なる。そこで、中心周波数 f_b がFDAを受けたIQ信号の中心周波数 f_r と一致するように補正されたバンドパスフィルタ 2 4 BPF w FDAによりIQ信号のフィルタリングを行う。

【 0 0 5 1 】

このように、直交検波用のミキシング周波数 f_m の補正とバンドパスフィルタ 2 4 の中心周波数 f_b の補正は択一的に選択することが可能である。ただし、補正誤差を考慮してミキシング周波数 f_m の補正とバンドパスフィルタ 2 4 の中心周波数の補正の双方を併用し、バンドパスフィルタ 2 4 の出力として最終的に得られるIQ信号からFDAによる影響が低減されるようにしてもよい。

10

【 0 0 5 2 】

バンドパスフィルタ 2 4 から出力されるIQ信号は、FDA計測部 5 からの補正情報が反映されている場合には、IQ信号がBモード画像用であればBモード処理系 6 に、カラードブラ画像用であればカラードブラ処理系 7 にそれぞれ出力される一方、FDA計測部 5 からの補正情報が反映されていない場合には、FDA計測部 5 に出力されるように構成される。

【 0 0 5 3 】

一方、FDA計測部 5 の包絡線検波回路 2 5 は、受信回路 4 から取得したIQ信号の包絡線検波を行う機能と、得られたIQ信号の包絡線をラインバッファ 2 6 に書き込む機能とを有する。

20

【 0 0 5 4 】

このため、ラインバッファ 2 6 には、アップチャープ受信信号 R_u の包絡線 E_{ru} およびダウンチャープ受信信号 R_d の包絡線 E_{rd} がペアで一時的に記憶される。

【 0 0 5 5 】

時間差検出回路 2 7 は、ラインバッファ 2 6 からアップチャープ受信信号 R_u の包絡線 E_{ru} およびダウンチャープ受信信号 R_d の包絡線 E_{rd} を読み込んで、アップチャープ受信信号 R_u の包絡線 E_{ru} とダウンチャープ受信信号 R_d の包絡線 E_{rd} との間の時間差 2 (アップチャープ受信信号 R_u とダウンチャープ受信信号 R_d との間の位置ずれ量)を精度に対して十分に短い時間間隔毎に計算する機能と、得られた時間差 2 をスムージング回路 2 8 に出力する機能とを有する。

30

【 0 0 5 6 】

アップチャープ受信信号 R_u の包絡線 E_{ru} とダウンチャープ受信信号 R_d の包絡線 E_{rd} との間の時間差 2 の計算方法としては、例えばアップチャープ受信信号 R_u の包絡線 E_{ru} とダウンチャープ受信信号 R_d の包絡線 E_{rd} との相互相関関数やSAD (Sum of Absolute Difference)を用いる方法が挙げられる。相互相関関数を用いる場合には、時間差 2 をパラメータとして変化させ、相互相関関数が最大となる時の時間差 2 の値として求めることができる。また、SADを用いる場合には、時間差 2 をパラメータとして変化させ、アップチャープ受信信号 R_u の包絡線 E_{ru} とダウンチャープ受信信号 R_d の包絡線 E_{rd} の各時刻における差の絶対値の和が最小となる時の時間差 2 の値として求めることができる。

40

【 0 0 5 7 】

スムージング回路 2 8 は、時間差検出回路 2 7 から取得したアップチャープ受信信号 R_u の包絡線 E_{ru} とダウンチャープ受信信号 R_d の包絡線 E_{rd} との間の時間差 2 の平滑化を行う機能と、平滑化後の時間差 2 をFDA計算回路 2 9 に出力する機能とを有する。平滑化の方法としては、例えば最小 2 乗法による多項式フィッティングが望ましいが、通常の低域通過フィルタ(LPF: low pass filter)を用いたフィルタリングでもよい。

【 0 0 5 8 】

FDA計算回路 2 9 は、スムージング回路 2 8 から取得した平滑化後の時間差 2 に基づいて受信回路 4 に出力すべき受信信号の補正情報および周波数依存減衰係数 を求める機能と、求めた受信信号の補正情報を受信回路 4 の対応する構成要素に出力する一方、周波

50

数依存減衰係数 を座標変換回路 8 に出力する機能を有する。受信信号の補正情報および周波数依存減衰係数 の計算のためには、チャープ波形のパラメータ および送信信号 (FDAを受けないと仮定した受信信号) の中心周波数 f_0 、帯域パラメータ T_g も用いられる。

【 0 0 5 9 】

ここで、受信信号の補正情報および周波数依存減衰係数 の計算方法について説明する。

【 0 0 6 0 】

超音波の送受信帯域内において超音波診断装置 1 の位相特性がリニアであるならば、図 2 および図 3 に示すように時間軸を反転させただけのアップチャープ送信信号 T_u とダウンチャープ送信信号 T_d とを送信して得られる図 5 および図 6 に示すようなアップチャープ受信信号 R_u およびダウンチャープ受信信号 R_d は、時間差 2τ を除けばそれぞれの包絡線 E_{ru} , E_{rd} の形状は一致するはずである。従って、時間差 2τ をパラメータとして変化させ、包絡線 E_{ru} , E_{rd} が一致するときの変化量を測定すれば、周波数依存減衰係数 を求めることができる。

10

【 0 0 6 1 】

FDAを受けていないガウス包絡線のアップチャープ波形のIQ信号 $i_{qc}(t)$ はチャープ波形のパラメータ および帯域パラメータ T_g を用いて式(3)のように表すことができる。

【数 3】

$$i_{qc}(t) = e^{-\pi(1-j\rho)\left(\frac{t}{T_g\sqrt{1+\rho^2}}\right)^2} \quad (3)$$

20

【 0 0 6 2 】

IQ信号 $i_{qc}(t)$ のフーリエ変換 $I_{qc}(f)$ は振幅と位相の項に分けて表現すると式(4)のようになる。

【数 4】

$$I_{qc}(f) = T_g A_0 e^{-\pi(T_g f)^2} e^{j\{\theta_0 - \pi\rho(T_g f)^2\}} \quad (4)$$

$$\text{但し、 } A_0 = \sqrt{a^2 + b^2} = \sqrt{2a^2 - 1} = \sqrt{1 + \rho^2}$$

30

$$\theta_0 = \tan^{-1} \frac{b}{a} = \tan^{-1} \frac{\rho}{2a^2} = \tan^{-1} \frac{\rho}{1 + \sqrt{1 + \rho^2}}$$

である。

【 0 0 6 3 】

ここで、送信信号の中心周波数 f_0 を用いてFDAの効果を表す項 $\exp\{-\pi(f+f_0)^2\}$ を加えると、FDAを受けたIQ信号 $i_q(t)$ のフーリエ変換 $I_q(f)$ を示す式(5)が得られる。

【数5】

$$\begin{aligned}
 IQ_{\alpha}(f) &= T_g A_0 e^{-\pi(T_g f)^2} e^{j\left\{\theta_0 - \pi\rho(T_g f)^2\right\}} e^{-\alpha(f+f_0)} \\
 &= T_g A_0 e^{-\pi T_g^2 \left\{ \left(f + \frac{\alpha}{2\pi T_g^2} \right)^2 - \frac{\alpha^2}{4\pi^2 T_g^4} + \frac{\alpha f_0}{\pi T_g^2} \right\}} e^{j\theta_0} e^{-j\pi\rho T_g^2 \left\{ \left(f + \frac{\alpha}{2\pi T_g^2} \right)^2 - \frac{\alpha^2}{4\pi^2 T_g^4} + \frac{\alpha f}{\pi T_g^2} \right\}} \\
 &= T_g A_0 B_{\alpha} C_{\alpha} e^{j\theta_0} e^{-\pi\{T_g(f+f_{\alpha})\}^2} e^{-j\pi\rho\{T_g(f+f_{\alpha})\}^2} e^{j2\pi\tau f} \quad (5)
 \end{aligned}$$

$$\text{但し、} \quad f_{\alpha} = \frac{\alpha}{2\pi T_g^2} \quad B_{\alpha} = e^{-\alpha f_0 + \frac{\alpha^2}{4\pi T_g^2}} \quad C_{\alpha} = e^{j\frac{\rho\alpha^2}{4\pi T_g^2}} \quad \tau = \frac{\rho\alpha}{2\pi}$$

10

である。

【0064】

式(5)を逆フーリエ変換すると、FDAを受けたIQ信号 $iq_{\alpha}(t)$ を示す式(6)が得られる。

【数6】

$$iq_{\alpha}(t) = B_{\alpha} C_{\alpha} e^{j\theta_0} e^{-\pi(1-j\rho)\left(\frac{t+\tau}{T_g\sqrt{1+\rho^2}}\right)^2} e^{-j2\pi f_{\alpha}(t+\tau)} \quad (6)$$

20

【0065】

式(6)は、FDAを受けたIQ信号 $iq_{\alpha}(t)$ は、FDAを受ける前のアップチャープ波形のIQ信号 $iq_c(t)$ に対して振幅および初期位相が異なる他は、全体に周波数が f_{α} だけ低く、包絡線が時間 τ だけ進んだ信号であることを示している。

【0066】

式(5)の定義式からRF(radio frequency)受信信号の直交検波に用いるミキシング周波数 f_m は、FDAがない場合の受信信号に相当する送信信号の中心周波数 f_0 からFDAにより周波数の低下分 f_{α} だけ減じた周波数とすればよいことから式(7-1)のように求めることができる。一方、FDAを受けた受信信号の振幅をゲイン補正するためのゲイン G はFDAを受けたIQ信号 $iq_{\alpha}(t)$ とFDAを受ける前のIQ信号 $iq_c(t)$ とを時間 τ だけずらしたときの振幅比であるから式(7-2)のように求めることができる。

30

【数7】

$$f_m = f_0 - f_{\alpha} = f_0 - \frac{\rho}{(2\pi T_g)^2 \tau} \quad \text{式(7-1)}$$

$$G = \left| \frac{iq_c(t)}{iq_{\alpha}(t-\tau)} \right| = \frac{1}{B_{\alpha}} = e^{\alpha f_0 - \frac{\alpha^2}{4\pi T_g^2}} \quad \text{式(7-2)}$$

40

【0067】

尚、バンドパスフィルタ24の中心周波数 f_b も受信信号の直交検波に用いるミキシング周波数 f_m と同様な式で求めることができる。

【0068】

一方、FDAを受けていないガウス包絡線のダウンチャープ波形のIQ信号 $iq_c(t)$ はチャープ波形のパラメータ α および帯域パラメータ T_g を用いて式(8)のように表すことができる。

。

【数 8】

$$iq_c(t) = e^{-\pi(1+j\rho)\left(\frac{t}{T_g\sqrt{1+\rho^2}}\right)^2} \quad (8)$$

【0069】

アップチャープ波形のIQ信号 $iq_c(t)$ と同様にダウンチャープ波形のIQ信号 $iq_c(t)$ も包絡線が時間だけ遅れることとなる。従って、アップチャープ受信信号 Ru とダウンチャープ受信信号 Rd とを比較すると、2だけ時間差が生じることとなる。また、アップチャープ受信信号 Ru の包絡線 Eru およびダウンチャープ受信信号 Rd の包絡線 Erd はFDAによって変化しない。

10

【0070】

従って、周波数依存減衰係数 (dB/MHz/cm) は、式(9)による計算することができる。

【数 9】

$$e^{-\alpha f} = 10^{-\frac{\beta*(f*10^{-6})*(2z)}{20}}$$

$$\alpha = \beta z * 10^{-7} \log 10$$

$$\therefore \beta = \frac{10^7}{\log 10} \frac{d\alpha}{dz} = \frac{10^7}{\log 10} \frac{2\pi}{\rho} \frac{d\tau}{dz}$$

$$= \frac{10^7}{\log 10} \frac{2\pi}{\rho C} \frac{d\tau}{dt} \quad (C: \text{音速 (cm/s)}) \quad (9)$$

20

但し、 z は深さ(cm)である。

【0071】

このように、FDA計算回路29では、式(7-1)により受信信号の直交検波に用いるミキシング周波数 f_m あるいはバンドパスフィルタ24の中心周波数 f_b が、式(7-2)により受信信号のゲイン補正に用いるゲイン G が、式(9)により周波数依存減衰係数がそれぞれ計算される。尚、式(9)における d/dt という微分演算は差分演算で行なうことができる。

30

【0072】

そして、FDA計算回路29は、ゲイン補正に用いるゲイン G をゲイン補正回路22に、受信信号の直交検波に用いるミキシング周波数 f_m を直交検波回路23に、中心周波数 f_b をバンドパスフィルタ24に、周波数依存減衰係数を座標変換回路8に、それぞれ出力するように構成される。

【0073】

また、Bモード処理系6は、FDA計測部5からの補正情報によって補正されたBモード画像用のIQ信号を受信回路4から取得し、IQ信号から被検体の断層像を表示させるためのBモード画像データを生成する機能と、生成したBモード画像データを座標変換回路8に出力する機能とを有する。

40

【0074】

カラードプラ処理系7は、FDA計測部5からの補正情報によって補正されたカラードプラ用のIQ信号を受信回路4から取得し、IQ信号から血流のドプラ信号を検出して血流の速度等の血流情報を表示させるためのカラードプラデータを生成する機能と、生成したカラードプラデータを座標変換回路8に出力する機能とを有する。

【0075】

座標変換回路8は、Bモード処理系6からのBモード画像データおよびカラードプラ処理系7からのカラードプラデータに対して座標変換処理を施し、モニター9に出力させる機能を有する。これによりモニター9には、Bモード画像およびカラードプラ画像が重畳表示される。さらに、座標変換回路8は、必要に応じてFDA計測部5から取得した周波数依存減

50

衰係数 をBモード画像データやカラードブラ画像に合成する機能を備えている。そして、Bモード画像およびカラードブラ画像に加え、周波数依存減衰係数 をモニタ9に表示できるように構成される。

【0076】

制御回路10は、送信回路2、受信回路4、FDA計測部5、Bモード処理系6、カラードブラ処理系7および座標変換回路8を統括的に制御する回路である。

【0077】

尚、以上の超音波診断装置1の構成要素のうち情報処理を行う構成要素は、それぞれ回路またはプログラムを読み込ませたコンピュータで構成することができる。従って回路で構成される構成要素をプログラムを読み込ませたコンピュータで置換してもよい。例えば、超音波診断装置1の制御プログラムをコンピュータに読み込ませることによって、コンピュータを上述した情報処理を行う構成要素として用いることができる。

10

【0078】

次に超音波診断装置1の動作および作用について説明する。

【0079】

まず、制御回路10からの制御によって、FDA計測部5において周波数依存減衰係数および受信信号の補正情報を計算するためのデータ収集が行われる。すなわち、送信回路2は図2に示すようなガウス包絡線 E_{tu} のアップチャープ送信信号 T_u を超音波振動子の数に対応する複数の送信パルスとして生成し、生成した各アップチャープ送信信号 T_u をプローブ3に印加する。

20

【0080】

そうすると、プローブ3の各超音波振動子からは、超音波パルスが被検体内に送信され、超音波パルスの送信に伴って生じた超音波エコーが各超音波振動子において受信さえる。受信された各超音波エコーは、受信信号としてそれぞれ受信回路4に出力される。

【0081】

受信回路4では、プリアンプ20により各受信信号が増幅され、デジタルビームフォーマ21により増幅された各受信信号の整相加算が行われる。この結果、受信ビームが形成されて単一の受信信号が生成される。ここで生成された受信信号は、図2に示すアップチャープ送信信号 T_u に対する受信信号であり、かつFDAを受けることから図5に示すような波形のアップチャープ受信信号 R_u となる。アップチャープ受信信号 R_u は、ゲイン補正回路22を経由して直交検波回路23に与えられる。直交検波回路23では、アップチャープ受信信号 R_u の直交検波が行われ、生成されたアップチャープ波形のIQ信号がバンドパスフィルタ24に与えられる。バンドパスフィルタ24では、アップチャープ波形のIQ信号に対して不要な成分を除去するためのフィルタリングが行われ、フィルタリング後のアップチャープ波形のIQ信号は、FDA計測部5の包絡線検波回路25に出力される。包絡線検波回路25では、アップチャープ波形のIQ信号の包絡線 E_{ru} が検出され、ラインバッファ26に書き込まれて一時的に記憶される。

30

【0082】

次に、送信回路2は図3に示すようなガウス包絡線 E_{td} のダウンチャープ送信信号 T_d を超音波振動子の数に対応する複数の送信パルスとして生成し、生成した各ダウンチャープ送信信号 T_d をプローブ3に印加する。この結果、アップチャープ受信信号 R_u と同様な流れで図6に示すような同一の走査線上からのダウンチャープ受信信号 R_d が受信回路4においてデジタルビームフォーマ21の出力として得られる。そして、ダウンチャープ受信信号 R_d の包絡線 E_{rd} が包絡線検波回路25において検出され、ラインバッファ26に書き込まれて一時的に記憶される。

40

【0083】

そうすると、時間差検出回路27は、ラインバッファ26からアップチャープ受信信号 R_u の包絡線 E_{ru} およびダウンチャープ受信信号 R_d の包絡線 E_{rd} を読み込んで、相互相関関数やSADの最小値を求めることによって、アップチャープ受信信号 R_u の包絡線 E_{ru} とダウンチャープ受信信号 R_d の包絡線 E_{rd} との間の時間差2を精度に対して十分に短い時間間隔毎

50

に計算する。スムージング回路 28 は、時間差検出回路 27 から時間差 2 を取得して平滑化処理を行い、平滑化後の時間差 2 をFDA計算回路 29 に出力する。

【0084】

FDA計算回路 29 では、スムージング回路 28 から取得した時間差 2 から受信信号からFDAの影響を低減させるために行われるゲイン補正のゲインG、受信信号の直交検波に用いるミキシング周波数 f_m およびバンドパスフィルタ 24 の中心周波数 f_b の一方または双方、周波数依存減衰係数 をそれぞれ求める。求められたゲインGはゲイン補正回路 22 に、ミキシング周波数 f_m は直交検波回路 23 に、中心周波数 f_b はバンドパスフィルタ 24 に、周波数依存減衰係数 は座標変換回路 8 に、それぞれ出力される。

【0085】

このように、周波数依存減衰係数 や受信信号の補正情報が取得されると、続いてBモード画像あるいはカラードブラ画像の生成用のデータ収集が行われる。すなわち、周波数依存減衰係数 および受信信号の補正情報を計算するためのデータ収集と同様に、送信回路 2 は図 2 および図 3 に示すようなアップチャープ送信信号 T_u およびダウンチャープ送信信号 T_d を順次生成して T_d プローブ 3 に印加する。これにより図 5 および図 6 に示すようなアップチャープ受信信号 R_u およびダウンチャープ受信信号 R_d がデジタルビームフォーマ 21 の出力として順次得られる。

【0086】

Bモード画像あるいはカラードブラ画像用のアップチャープ受信信号 R_u およびダウンチャープ受信信号 R_d は、ゲイン補正回路 22 に順次導かれ、FDA計算回路 29 において計算されたゲインGによりゲイン補正される。この結果、FDAにより減衰したアップチャープ受信信号 R_u およびダウンチャープ受信信号 R_d の振幅が順次補正される。

【0087】

次に、Bモード画像あるいはカラードブラ画像用のアップチャープ受信信号 R_u およびダウンチャープ受信信号 R_d は、それぞれ直交検波回路 23 において直交検波され、得られたそれぞれのIQ信号はバンドパスフィルタ 24 においてフィルタリングされる。このとき、FDA計算回路 29 において計算されたミキシング周波数 f_m を用いて直交検波が行われるか、あるいは、FDA計算回路 29 において計算された中心周波数 f_b のバンドパスフィルタ 24 によるフィルタリングが行われる。この結果、FDAによりシフトしたアップチャープ受信信号 R_u およびダウンチャープ受信信号 R_d の中心周波数 f_r が補正される。

【0088】

次に、IQ信号がBモード画像用であればIQ信号は受信回路 4 からBモード処理系 6 に出力され、IQ信号がカラードブラ画像用であればIQ信号は受信回路 4 からカラードブラ処理系 7 に出力される。Bモード処理系 6 では、Bモード画像用のIQ信号から被検体の断層像を表示させるためのBモード画像データが生成され、座標変換回路 8 に出力される。また、カラードブラ処理系 7 では、カラードブラ画像用のIQ信号からドブラ信号が検出され、血流の速度等の血流情報を表示させるためのカラードブラデータが生成される。生成されたカラードブラデータは、座標変換回路 8 に出力される。

【0089】

座標変換回路 8 は、FDA計測部 5 から取得した周波数依存減衰係数 の分布情報、Bモード処理系 6 からのBモード画像データおよびカラードブラ処理系 7 からのカラードブラデータに対して座標変換処理を施し、モニタ 9 に出力させる。これによりモニタ 9 には、Bモード画像およびカラードブラ画像が重畳表示される。また、各走査位置における周波数依存減衰係数 の分布情報がモニタ 9 に表示される。

【0090】

つまり以上のような超音波診断装置 1 は、時間と共に周波数が増加するアップチャープ波形等の波形を有する送信パルスおよび時間と共に周波数が減少するチャープ波形等の波形を有する送信パルスを送信し、それぞれの送信パルスに対する受信信号の包絡線の時間差から超音波の周波数依存減衰特性を求めるものである。

【0091】

10

20

30

40

50

このような超音波診断装置 1 によれば、2 種類の受信信号間の時間差を測定するという単純な処理でFDAを簡便に計算することができる。特にアップチャープ信号およびダウンチャープ信号を送信パルスとすれば、受信信号もアップチャープ信号およびダウンチャープ信号となるため周波数依存減衰の計算が容易となる。また、チャープ信号の送信を行う場合には、パルス圧縮の復号化を行わないため、複雑な復号化を行う回路が不要である。

【0092】

さらに、超音波診断装置 1 によれば、必要に応じて求めた周波数依存減衰係数を用いて受信信号の振幅や周波数を補正することができるため、受信信号に対するFDAの影響を低減することができる。

【0093】

図 10 は本発明に係る超音波診断装置の第 2 の実施形態を示す構成図である。

【0094】

図 10 に示された、超音波診断装置 1A では、受信回路 4 の出力側にパルス圧縮回路 30 を設けた構成、受信回路 4 の詳細構成および信号処理の流れが図 1 に示す超音波診断装置 1 と相違する。他の構成および作用については図 1 に示す超音波診断装置 1 と実質的に異なるため同一の構成については同符号を付して説明を省略する。

【0095】

図 10 に示すように超音波診断装置 1A の受信回路 4A の出力側にはパルス圧縮回路 30 が接続される。そして、パルス圧縮回路 30 の出力側にBモード処理系 6 およびカラードプラ処理系 7 が接続される。

【0096】

図 11 は、図 10 に示す受信回路 4A およびFDA計測部 5 の詳細構成を示すブロック図である。尚、図 11 において図 4 に示す受信回路 4 と同一の構成については同符号を付して説明を省略する。

【0097】

図 11 に示すように、受信回路 4A のデジタルビームフォーマ 21 とゲイン補正回路 22 との間には、受信用ラインバッファ 40 が接続される。受信用ラインバッファ 40 には、デジタルビームフォーマ 21 から出力された複数の受信信号が一時的に記憶されるように構成される。

【0098】

このような構成の超音波診断装置 1A では、データ収集をBモード画像あるいはカラードプラ画像用と周波数依存減衰係数 および受信信号の補正情報の計算用とに分けず、1 つの受信信号が画像生成用および周波数依存減衰係数 や受信信号の補正情報の計算用の双方に用いられる。すなわち、デジタルビームフォーマ 21 から出力された受信信号の直交検波およびフィルタリングによりIQ信号が生成されると、生成されたIQ信号がFDA計測部 5 に出力されて周波数依存減衰係数 および受信信号の補正情報が計算される。

【0099】

そして、受信信号の補正情報がゲイン補正回路 22、直交検波回路 23、バンドパスフィルタ 24 に与えられると、再び同一の受信信号が受信用ラインバッファ 40 から読み出される。そして、同一の受信信号に対してゲインGによるゲイン補正、ミキシング周波数 f_m による直交検波あるいは中心周波数 f_b のバンドパスフィルタ 24 によるフィルタリングが行われる。

【0100】

すなわち同一部位からの受信信号は、ゲイン補正回路 22、直交検波回路 23、バンドパスフィルタ 24 を 2 回パスする。そして、1 回目のパスにより生成されたIQ信号から周波数依存減衰係数 および受信信号の補正情報が計算され、2 回目のパスにおいて受信信号の補正情報を反映させた最適なゲイン補正、直交検波およびフィルタリングを伴ってIQ信号が生成される。

【0101】

パルス圧縮回路 30 には、2 回目のパスにおいて生成されたIQ信号が受信回路 4A から

10

20

30

40

50

出力される。パルス圧縮回路30は、受信回路4Aから出力されたIQ信号のパルス圧縮を行う。この結果、図5および図6に示すようなパルス圧縮後のIQ信号が得られる。パルス圧縮は、S/Nを最大にするために式(3)に示すIQ信号 $i_{qc}(t)$ の時間軸を反転させて複素共役を取ったカーネルでマッチドフィルタを掛けて行っても良いし、分解能を最大にするために位相補正のみを行う方法で行っても良い。

【0102】

尚、受信信号の直交検波に用いるミキシング周波数を変えると時間ずれが生じる。従って、受信回路4Aにおいて受信信号の直交検波に用いるミキシング周波数を補正せずに、受信信号を送信信号の中心周波数 f_0 でミキシングした方がパルス圧縮処理後におけるIQ信号の時間制御が容易である。つまり、送信信号の中心周波数 f_0 で受信信号をミキシングし、直交検波を行ってIQ信号を生成する限り、パルス圧縮したIQ信号にはFDAによる時間ずれが発生しない。従って、受信信号を送信信号の中心周波数 f_0 でミキシングした場合には、パルス圧縮後のIQ信号を通常のBモード画像あるいはカラードブラ画像の生成用の信号として使用することができる。このため、パルス圧縮後のIQ信号がBモード処理系6およびカラードブラ処理系7に出力される。

10

【0103】

ただし、S/Nを向上させるためには受信回路4AにおいてFDAを受けた受信信号の中心周波数に相当するミキシング周波数 f_m でミキシングし、パルス圧縮後にIQ信号に生じた時間ずれを補正することが望ましい。そこで、FDAを受けた受信信号の中心周波数に相当するミキシング周波数 f_m で受信信号をミキシングする場合には、パルス圧縮回路30において、IQ信号に生じた時間ずれが補正される。そして、時間ずれを補正したパルス圧縮後のIQ信号がパルス圧縮回路30からBモード処理系6およびカラードブラ処理系7に出力される。

20

【0104】

このような超音波診断装置1Aによれば、周波数依存減衰係数 および受信信号の補正情報の計算用のみのためのデータ収集を行う必要がないため、データ収集回数およびデータ数を低減させることができる。また、パルス圧縮によりS/Nを向上させることができる。

【0105】

図12は本発明に係る超音波診断装置の第3の実施形態を示す構成図である。

30

【0106】

図12に示された、超音波診断装置1Bでは、パルス圧縮回路30の出力側に減算回路50を設けた構成および超音波造影剤を利用したコントラストエコー法によるデータ収集の場合における信号処理が図10に示す超音波診断装置1Aと相違する。他の構成および作用については図10に示す超音波診断装置1Aと実質的に異なるため同一の構成については同符号を付して説明を省略する。

【0107】

超音波診断装置1Bでは、パルス圧縮回路30の出力側に減算回路50が接続される。そして、減算回路50の出力側にBモード処理系6およびカラードブラ処理系7が接続される。減算回路50では、パルス圧縮回路30において得られたアップチャープ受信信号 R_u およびダウンチャープ受信信号 R_d にそれぞれ対応する2つのパルス圧縮後のIQ信号間で減算処理が行われる。すなわち、アップチャープ受信信号 R_u に対応するパルス圧縮後のIQ信号およびダウンチャープ受信信号 R_d に対応するパルス圧縮後のIQ信号の一方から他方を減算する。

40

【0108】

ここで、アップチャープ受信信号 R_u およびダウンチャープ受信信号 R_d をパルス圧縮した結果は線形な応答では一致する。従って、減算した結果得られるパルス圧縮後のIQ信号からは、組織からの線形なエコー成分がキャンセルされる。

【0109】

ところで、超音波造影剤を利用したコントラストエコー法によるデータ収集の場合には

50

、超音波造影剤のバブルからの受信信号が信号処理の対象となる。超音波造影剤のバブルからのアップチャープ受信信号 R_u とダウンチャープ受信信号 R_d は互いに異なる応答を示す。従って、アップチャープ受信信号 R_u に対応するパルス圧縮後のIQ信号およびダウンチャープ受信信号 R_d に対応するパルス圧縮後のIQ信号の一方から他方を減算しても超音波造影剤からの信号が残ることになる。そして、この減算により残った信号を映像化すれば、超音波造影剤からの画像を得ることができる。

【0110】

つまり、減算回路50では、超音波造影剤からの超音波エコー信号から得られる造影信号が抽出される。そして、抽出された造影信号がBモード処理系6およびカラードプラ処理系7に出力され、造影信号からBモード画像データおよびカラードプラデータが生成される。

10

【0111】

ここで、造影信号の元となる受信信号の振幅は、受信回路4AにおいてゲインGによりFDAを受けないと仮定した場合の振幅に補正されているため、造影信号の強度、つまり超音波造影剤による染影強度は異なる深さや部位からのものであっても定量性を有する。従ってモニター9に表示されるBモード画像やカラードプラ画像において、異なる深さや部位であっても輝度として示された染影強度を比較することが可能となる。

【0112】

つまり、超音波診断装置1Bのように、IQ信号の減算によって、組織からの信号を抑圧し、超音波造影剤のバブルからのエコー信号を抽出すれば、超音波造影剤からの受信信号は、FDAに応じたゲインGを振幅に乗じる振幅補正が行われているため、Bモード画像やカラードプラ画像において深さや部位によらずに染影された部分の輝度を定量的に評価することができる。

20

【0113】

尚、以上の各実施形態の超音波診断装置1、1A、1Bにおいて、アップチャープ信号およびダウンチャープ信号は、同一の走査線を送受信されるものとした。しかし、走査線が若干ずれていてもFDAは急激には変化しないため、アップチャープ信号およびダウンチャープ信号が必ずしも同一走査線に送受信されなくてもよい。特に、スムージング回路28において、時間差2の値に対して、距離方向および方位方向の2次元的なスムージングを掛ける場合には、アップチャープ信号およびダウンチャープ信号がそれぞれ送受信される走査線がずれていても周波数依存減衰係数や受信信号の補正情報には殆ど影響がない。むしろ、アップチャープ信号およびダウンチャープ信号がそれぞれ送受信される走査線を互いにずらすことによって、フレームレートを向上させることが可能になる。

30

【0114】

また、プローブ3を2次元アレイプローブで構成し、3次元的にアップチャープ信号およびダウンチャープ信号の送受信を行うようにしてもよい。この場合、周波数依存減衰係数は、3次元分布として求められる。

【0115】

さらに、Bモード画像用の受信信号やドプラ信号の元となる受信信号に対する補正によって結果的に、Bモード画像データやドプラ信号から得られる血流速度等の血流情報が補正されるように超音波診断装置1、1A、1Bを構成したが、Bモード画像データや血流速度等の血流情報に対して直接周波数依存減衰係数やFDAの影響を低減させるための値を用いた補正を行っても良い。

40

【図面の簡単な説明】

【0116】

【図1】本発明に係る超音波診断装置の第1の実施形態を示す構成図。

【図2】図1に示す送信回路からプローブに印加されるアップチャープ波形の送信パルスを示す図。

【図3】図1に示す送信回路からプローブに印加されるダウンチャープ波形の送信パルスを示す図。

50

【図4】図1に示す受信回路およびFDA計測部の詳細構成を示すブロック図。

【図5】図2に示すアップチャープ送信信号Tuに対してFDAを受けたアップチャープ受信信号Ruの波形を示す図。

【図6】図3に示すダウンチャープ送信信号Tdに対してFDAを受けたダウンチャープ受信信号Rdの波形を示す図。

【図7】周波数依存減衰係数、FDAを受ける前の送信信号、FDAを受けた受信信号のそれぞれの周波数振幅特性を示す図。

【図8】図4に示すゲイン補正回路によるゲイン補正の方法を説明する図。

【図9】図4に示すバンドパスフィルタによるフィルタリングの方法を説明する図。

【図10】本発明に係る超音波診断装置の第2の実施形態を示す構成図。

10

【図11】図10に示す受信回路AおよびFDA計測部の詳細構成を示すブロック図。

【図12】本発明に係る超音波診断装置の第3の実施形態を示す構成図。

【符号の説明】

【0117】

1、1A、1B 超音波診断装置

2 送信回路

3 プローブ

4、4A 受信回路

5 FDA計測部

6 Bモード処理系

20

7 カラー Doppler 処理系

8 座標変換回路

9 モニタ

10 制御回路

20 プリアンプ

21 デジタルビームフォーマ

22 ゲイン補正回路

23 直交検波回路

24 バンドパスフィルタ

25 包絡線検波部

30

26 ラインバッファ

27 時間差検出回路

28 スムージング回路

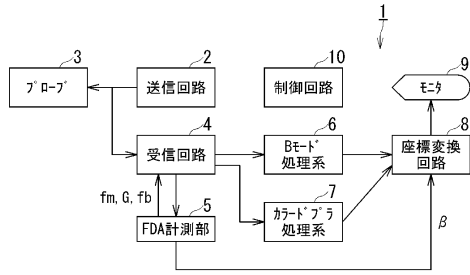
29 FDA計算回路

30 パルス圧縮回路

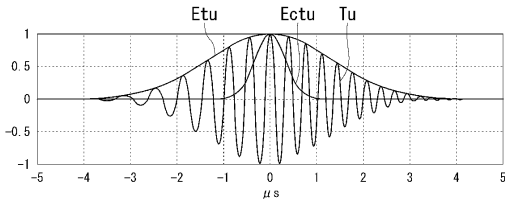
40 受信用ラインバッファ

50 減算回路

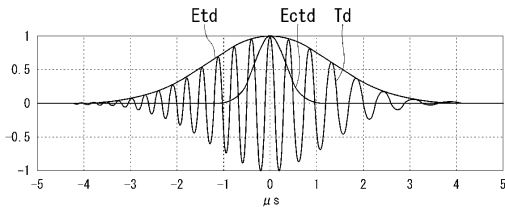
【図1】



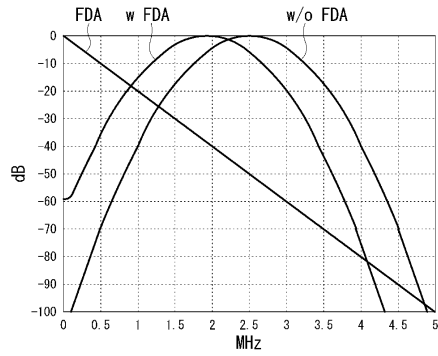
【図2】



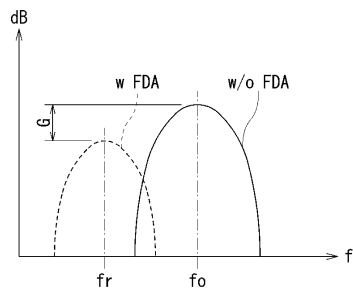
【図3】



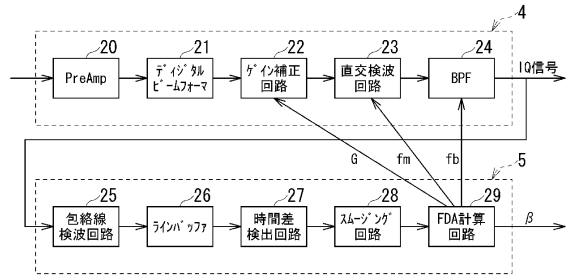
【図7】



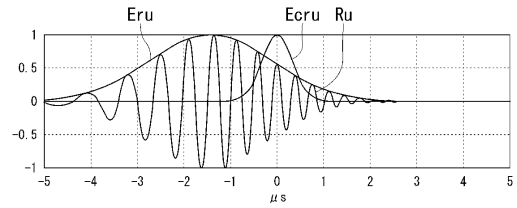
【図8】



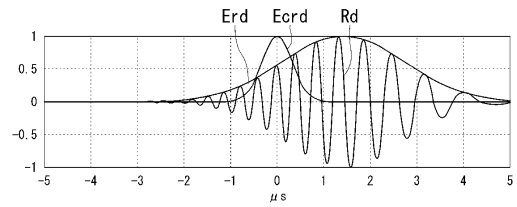
【図4】



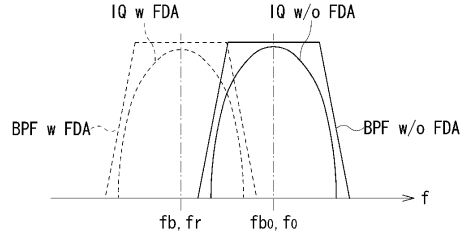
【図5】



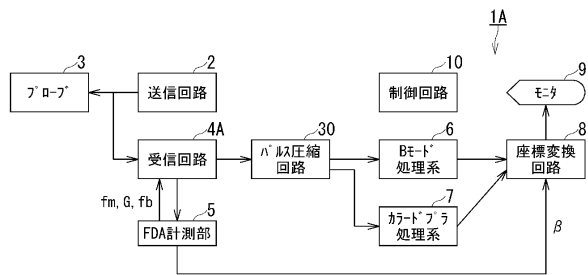
【図6】



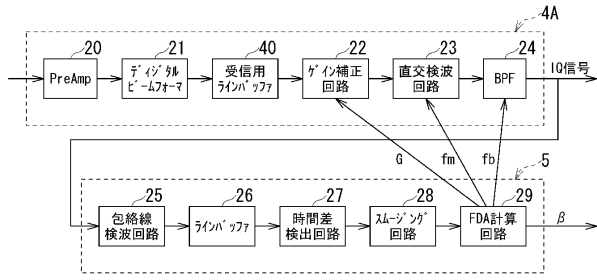
【図9】



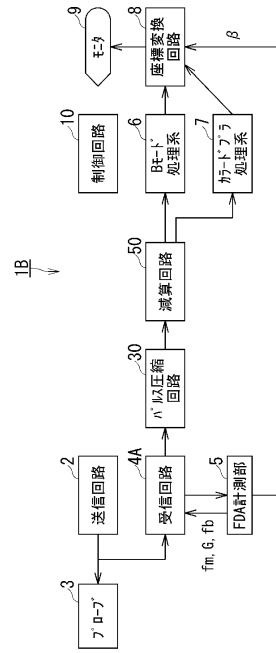
【図10】



【図11】



【図12】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特表2008-543475(JP,A)
特開2006-204594(JP,A)
特開2005-319177(JP,A)
特開2005-253827(JP,A)
特開2005-102988(JP,A)
特開2002-136522(JP,A)
特開平9-187457(JP,A)
特開昭63-130054(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

A61B 8/00 - 8/15

专利名称(译)	用于超声诊断设备的超声诊断设备和控制程序		
公开(公告)号	JP4928989B2	公开(公告)日	2012-05-09
申请号	JP2007057314	申请日	2007-03-07
[标]申请(专利权)人(译)	株式会社东芝 东芝医疗系统株式会社		
申请(专利权)人(译)	东芝公司 东芝医疗系统有限公司		
当前申请(专利权)人(译)	东芝公司 东芝医疗系统有限公司		
[标]发明人	佐藤武史		
发明人	佐藤 武史		
IPC分类号	A61B8/08 A61B8/06		
CPC分类号	A61B8/14 A61B8/06 A61B8/481 A61B8/483 G01S7/52026 G01S7/52036 G01S7/5206 G01S7/52071 G01S15/8954 G01S15/8961 G01S15/8979 G01S15/8988		
FI分类号	A61B8/08 A61B8/06 A61B8/14		
F-TERM分类号	4C601/BB02 4C601/BB03 4C601/DD03 4C601/DD21 4C601/DE04 4C601/DE06 4C601/EE09 4C601/EE12 4C601/HH06 4C601/HH10 4C601/HH16 4C601/JB03 4C601/JB14 4C601/JB22 4C601/JB24 4C601/JB25 4C601/JB31 4C601/JB38 4C601/JB44 4C601/JB45 4C601/JB48 4C601/JB51 4C601/KK12 4C601/KK18 4C601/LL38		
其他公开文献	JP2008212542A		
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，其通过简单的处理和超声波诊断装置的控制程序来测量超声波在生物体内接收的频率依赖性衰减。
 解决方案：超声波诊断装置包括：脉冲发送/接收装置，用于执行发送频率随时间增加的第一发送脉冲和频率随时间减小的第二发送脉冲的发送和接收，并获取第一次发送的第一接收信号脉冲和第二发送脉冲的第二接收信号；信封检测装置25，用于分别检测来自第一接收信号的第一包络和来自第二接收信号的第二包络；时间差检测装置27，用于检测第一包络和第二包络之间的时间差；衰减获取装置29，用于从时间差中获取超声波的频率相关衰减特性。Z

$$V = \frac{C \cdot PRF}{2f_m} \sin \alpha$$