

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4718715号
(P4718715)

(45) 発行日 平成23年7月6日(2011.7.6)

(24) 登録日 平成23年4月8日(2011.4.8)

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

請求項の数 12 (全 18 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2001-133483 (P2001-133483) (22) 出願日 平成13年4月27日 (2001.4.27) (65) 公開番号 特開2002-325767 (P2002-325767A) (43) 公開日 平成14年11月12日 (2002.11.12) 審査請求日 平成20年4月14日 (2008.4.14)</p>	<p>(73) 特許権者 000003078 株式会社東芝 東京都港区芝浦一丁目1番1号 (74) 代理人 100078765 弁理士 波多野 久 (74) 代理人 100078802 弁理士 関口 俊三 (72) 発明者 馬場 達朗 栃木県大田原市下石上字東山1385番の 1 株式会社東芝 那須工場内 審査官 東 治企</p>
--	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超音波ドブラ診断装置及びドブラ信号の処理方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

被検体に超音波信号を送信して得たエコー信号を処理して得た複素信号で成るデジタル量のドブラ信号から、当該ドブラ信号を呈する運動体の動き方向を分離する分離手段を備えた超音波ドブラ診断装置において、

前記分離手段に、

前記ドブラ信号にゼロ値を挿入してデータ数を時間軸方向にN倍長(Nは正の整数:N2)にするゼロ挿入手段と、

前記動き方向夫々に割り付けられ、且つ、前記ドブラ信号に前記ゼロ値を挿入する前のサンプリング周波数の前記N倍をサンプリング周波数として、前記ゼロ値が挿入されたドブラ信号を複素バンドパスフィルタリングに処する2個の複素BPF(Bandpass Filter)とを、備えたことを特徴とする超音波ドブラ診断装置。

10

【請求項2】

請求項1に記載の超音波ドブラ診断装置において、

前記2個の複素BPF夫々により複素バンドパスフィルタリングされた信号を、前記動き方向を分離したドブラ音として出力するドブラ音出力手段を備えた超音波ドブラ診断装置。

【請求項3】

請求項1又は2に記載の超音波ドブラ診断装置において、

前記超音波信号の前記被検体への送信及び前記エコー信号の前記被検体からの受信を担

20

う超音波プローブを備え、

前記動き方向は、前記運動体が前記超音波プローブに向かって移動する方向及び前記超音波プローブから遠ざかる方向の両方である超音波ドブラ診断装置。

【請求項 4】

請求項 1 乃至 3 の何れか一項に記載の超音波ドブラ診断装置において、
前記整数倍は 2 倍である超音波ドブラ診断装置。

【請求項 5】

請求項 1 乃至 4 の何れか一項に記載の超音波ドブラ診断装置において、
前記エコー信号に基づいてドブラスペクトラム表示を行う表示手段と、このドブラスペクトラム表示の画面上で折返し部分を無くするためのベースラインをシフト可能なベースライン制御手段と、前記ベースラインをシフトさせたときには、そのシフト量に応じて前記 2 個の複素 B P F のフィルタリング特性を変える特性変更手段とを備えた超音波ドブラ診断装置。

10

【請求項 6】

請求項 5 に記載の超音波ドブラ診断装置において、
前記特性変更手段は、前記 2 個の複素 B P F 夫々のフィルタ係数を前記シフト量に応じて変更する手段である超音波ドブラ診断装置。

【請求項 7】

請求項 6 に記載の超音波ドブラ診断装置において、
前記 2 個の複素 B P F 夫々はデジタルフィルタとして形成され、且つ、前記特性変更手段はソフトウェア処理により機能的に形成されている超音波ドブラ診断装置。

20

【請求項 8】

被検体に超音波信号を送信して得たエコー信号を処理して得た複素信号で成るドブラ信号に、ゼロ値を挿入して当該信号を時間軸方向に整数倍長にした後、前記ドブラ信号を呈する運動体の動き方向の夫々に割り付けられ、且つ、前記ドブラ信号に前記ゼロ値を挿入しないときのサンプリング周波数を前記整数倍した周波数で、前記ゼロ値の挿入の処理を受けたドブラ信号を倍速サンプリングして複素バンドパスフィルタリングに付し、この複素バンドパスフィルタリングに付された信号を前記動き方向を分離したドブラ音として出力するドブラ音発生方法。

【請求項 9】

被検体に超音波信号を送信して得たエコー信号を処理して得た複素信号で成るドブラ信号に、ゼロ値を挿入して当該信号を時間軸方向に整数倍長にした後、前記ドブラ信号を呈する運動体の動き方向の夫々に割り付けられ、且つ、前記ドブラ信号に前記ゼロ値を挿入しないときのサンプリング周波数を前記整数倍した周波数で、前記ゼロ値の挿入の処理を受けたドブラ信号を倍速サンプリングして複素バンドパスフィルタリングに付し、

30

前記複素信号で成る前記ドブラ信号を前記複素バンドパスフィルタリングの処理に付す複素バンドパスフィルタのフィルタ係数を、ドブラスペクトラム表示の画面上で折返し部分を無くするために行ったベースラインのシフト量に応じて変更するドブラ信号の処理方法。

【請求項 10】

請求項 9 に記載のドブラ信号の処理方法において、
前記フィルタ係数の変更は、所定バンド幅で且つ中心周波数 = 0 の複素バンドパスフィルタのフィルタ係数を、

40

【数 1】

$$Z' = Z * \exp(-j * FBC)$$

(ここで、所定バンド幅を有する複素 B P F のシフト前の伝達関数 = $H(Z)$ 、中心周波数を FBC だけシフトさせた所定バンド幅の B P F の伝達関数 = $H(Z') = H'(Z)$ 、 $Z = \exp(j * w)$ 、FBC : 複素 B P F の中心周波数のシフト量、w : 角周波数である。)

の演算により行うドブラ信号の処理方法。

50

【請求項 1 1】

請求項 1 0 に記載のドブラ信号の処理方法において、

前記所定バンド幅で且つ中心周波数 = 0 の複素バンドパスフィルタのフィルタ係数は、

【数 2】

$$H(Z) = \left(\sum_{i=0}^{N-1} b_i * Z^{(i-1)} \right) / \left(\sum_{i=0}^{N-1} a_i * Z^{(i-1)} \right)$$

$$H(Z) = \left(\sum_{i=0}^{N-1} b_i * (Z * \exp(-j * FBC))^{(i-1)} \right) / \left(\sum_{i=0}^{N-1} a_i * (Z * \exp(-j * FBC))^{(i-1)} \right)$$

10

(ここで、N : フィルタ次数、 a_i , b_i : 係数)

の演算に拠る係数列 [a_i , b_i] として得られるドブラ信号の処理方法。

【請求項 1 2】

コンピュータに、請求項 1 1 に記載のドブラ信号の処理のための手順を実行させるためのプログラム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、超音波ドブラ診断装置に係り、特に、血流などの動きのある対象からのドブラ音を、その方向を分離して出力する機能を備えた超音波ドブラ診断装置、及び、この装置

20

で用いるドブラ信号の処理方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来から、超音波ドブラ診断の分野では、血流の動き方向に応じて収集されたドブラ信号をドブラ音として出力する手法が一つの有効な診断ツールになっている。

【0003】

このドブラ音を生成する従来技術として、例えば米国特許第 5,676,148 号に記載のものが知られている。この特許公報には、折返し現象を排除して、血流が順流 (Forward) であるか逆流 (Reverse) であるかの方向分離法が示されている。

【0004】

30

図 11 には、この方向分離法の概要を示す。ドブラ直交信号 (IQ Input) は順流側と逆流側の回路に並列に入力され、夫々の回路で最初に、バンド幅に応じて 1 段目の変調器 100A, 100B により変調され、これにより周波数が持ち上げられる。このドブラ直交信号は次いでゼロ・インサータ 101A, 101B でゼロ挿入 (Zero Insertion) され、LPF 102A, 102B で処理されて帯域制限される。このドブラ直交信号は更に 2 段目の復調器 103A, 103B で復調され、実数部セレクタ 104A, 104B を介して実部信号が抽出される。これら 2 つの回路から夫々抽出される実数信号が順流側及び逆流側のドブラ音信号となる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

40

しかしながら、上述した従来の方向分離法は、これをハードウェアで行うにしても、ソフトウェアで行うにしても、構成や処理の規模が大きくなり過ぎるという問題があり、装置全体として相当な負担になっている。

【0006】

実際に、上述した方向分離法をハードウェアで実現するには、4 つの複素乗算器及び 4 つの実部 LPF が必要になる。また、ソフトウェアで実現しようとする場合にも、同様なリアルタイム処理と、2 段の変調器と LPF のゼロシフト量に応じた係数設定の処理とが必要になる。

【0007】

本発明は、このような従来のドブラ信号の方向分離法に鑑みてなされたもので、ハードウ

50

エア構成を簡素化して、又は、ソフトウェアによる演算処理を軽減してドブラ信号に対する方向分離を行うことができ、方向分離演算の高速化及び軽量化を図ることを、その目的とする。

【0008】

また本発明は、上記目的を達成すると同時に、ドブラスペクトラム表示の画面においてベースラインシフト（ゼロシフト）を行った場合でも、ドブラ信号の方向分離に関して常にドブラスペクトラム表示画面と整合されたドブラ音を発生させることを、別の目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】

上述した目的を達成するために、本発明の1つの態様によれば、被検体に超音波信号を送信して得たエコー信号を処理して得た複素信号で成るデジタル量のドブラ信号から、当該ドブラ信号を呈する運動体の動き方向を分離する分離手段を備えた超音波ドブラ診断装置において、前記分離手段に、前記ドブラ信号にゼロ値を挿入してデータ数を時間軸方向にN倍長（Nは正の整数： $N \geq 2$ ）にするゼロ挿入手段と、前記動き方向夫々に割り付けられ、且つ、前記ドブラ信号に前記ゼロ値を挿入する前のサンプリング周波数の前記N倍をサンプリング周波数として、前記ゼロ値が挿入されたドブラ信号を複素バンドパスフィルタリングに処する2個の複素BPF（Bandpass Filter）とを、備えたことを特徴とする。

【0010】

この本発明の方向分離によれば、基本的に、ゼロ挿入手段と2個の複素BPF（Complex BPF：CBPF）で構成できるので、これをハードウェアで実現する場合でも、ソフトウェアで実現する場合でも、処理が簡単で、演算負荷を軽減できる。これにより、超音波ドブラ診断装置のダウンサイジング、コストダウン、省エネ、及び処理の高速化が推進される。

【0011】

例えば、前記2個の複素BPF夫々により複素バンドパスフィルタリングされた信号を、前記動き方向を分離したドブラ音として出力するドブラ音出力手段を備える。これにより、ドブラ音の分離方向に関して、常に、ドブラ音とドブラスペクトラム表示との間で整合性がある。

【0012】

また例えば、前記超音波信号の前記被検体への送信及び前記エコー信号の前記被検体からの受信を担う超音波プローブを備え、前記動き方向は、前記運動体が前記超音波プローブに向かって移動する方向及び前記超音波プローブから遠ざかる方向の両方である。好適には、前記整数倍は2倍である。

【0013】

さらに好適な態様として、前記エコー信号に基づいてドブラスペクトラム表示を行う表示手段と、このドブラスペクトラム表示の画面上で折返し部分を無くするためのベースラインをシフト可能なベースライン制御手段と、前記ベースラインをシフトさせたときには、そのシフト量に応じて前記2個の複素BPFのフィルタリング特性を変える特性変更手段とを備える。例えば、前記2個の複素BPF夫々のフィルタ係数を前記シフト量に応じて変更する手段である。

【0014】

また、本発明の別の態様に抛れば、被検体に超音波信号を送信して得たエコー信号を処理して得た複素信号で成るドブラ信号に、ゼロ値を挿入して当該信号を時間軸方向に整数倍長にした後、前記ドブラ信号を呈する運動体の動き方向の夫々に割り付けられ、且つ、前記ドブラ信号に前記ゼロ値を挿入しないときのサンプリング周波数を前記整数倍した周波数で、前記ゼロ値の挿入の処理を受けたドブラ信号を倍速サンプリングして複素バンドパスフィルタリングに付し、この複素バンドパスフィルタリングに付された信号を前記動き方向を分離したドブラ音として出力するドブラ音発生方法が提供される。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 5 】

更に、本発明の別の態様によれば、被検体に超音波信号を送信して得たエコー信号を処理して得た複素信号で成るドブラ信号に、ゼロ値を挿入して当該信号を時間軸方向に整数倍長にした後、前記ドブラ信号を呈する運動体の動き方向の夫々に割り付けられ、且つ、前記ドブラ信号に前記ゼロ値を挿入しないときのサンプリング周波数を前記整数倍した周波数で、前記ゼロ値の挿入の処理を受けたドブラ信号を倍速サンプリングして複素バンドパスフィルタリングに付し、前記複素信号で成る前記ドブラ信号を前記複素バンドパスフィルタリングの処理に付す複素バンドパスフィルタのフィルタ係数を、ドブラスペクトラム表示の画面上で折返し部分を無くするために行ったベースラインのシフト量に応じて変更するドブラ信号の処理方法が提供される。

10

【 0 0 1 6 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明に係る1つの実施の形態を図1～10に基づき説明する。

【 0 0 1 7 】

図1に、本発明に係る超音波ドブラ診断装置の概略構成を示す。

【 0 0 1 8 】

まず、この超音波ドブラ診断装置の構成要素を概説する。この超音波ドブラ診断装置は、被検体への超音波信号の送信及び当該被検体からのエコー信号の受信を担う超音波プローブ（以下、プローブと呼ぶ）11と、このプローブに接続されて各種の画像や血流ドブラ情報を得る装置本体12とを備える。

20

【 0 0 1 9 】

装置本体12は、プローブ11に接続された送受信部21と、この送受信部21が有する受信器に接続された包絡線検波器22及び直交位相検波器23とを備える。また、装置本体12は直交位相検波器23に接続されたCFMモード処理ブロック24及びスペクトラムドブラ処理ブロック25と、包絡線検波器22及び両処理ブロック24, 25に接続されたDSC（デジタルスキャンコンバータ）26とを備える。このDSC26は更にカラー処理器27を介してモニタ28に電氣的に接続されており、このカラー処理器27及びモニタ28も装置本体12の一部を成している。

【 0 0 2 0 】

更に、装置本体12には、スペクトラムドブラ処理ブロック25の一部から信号を取り出したドブラ音処理ブロック29と、このブロック29にパワーアンプ30を介して接続されたスピーカ31とが設けられている。パワーアンプ30及びスピーカ31は夫々、左右の2チャンネル分のアンプ及びスピーカから成る。

30

【 0 0 2 1 】

更に、装置本体12には、ユーザが手動で操作するベースラインシフトスイッチ32、このスイッチ32からの信号に応答して起動するベースラインコンソールコード発生器33、及び、この発生器33の発生コードに応じて、後述する複素BPF（Complex Band Pass Filter：CBPF）の係数を演算するCBPF係数演算器34が設けられている。

【 0 0 2 2 】

上述した各構成要素の内、スペクトラムドブラ処理ブロック25及びドブラ音処理ブロック29はDSP（デジタルシグナルプロセッサ）のソフトウェア処理により機能的に構成される。また、CBPF係数演算器34はDSP又は図示しないホスト計算機のソフトウェア処理により機能的に構成される。更に、ベースラインコントロールコード発生器33は図示しないホスト計算機のソフトウェア処理により機能的に構成される。なお、これらの構成要素25, 29, 34, 33はハードウェア回路により構成してもよい。

40

【 0 0 2 3 】

上述した構成要素の夫々を更に詳述する。送受信部21は、Bモード又はCFMモードに応じた駆動信号（電気量のRF信号）でプローブ11を駆動して超音波ビーム信号を被検体内に送信させるとともに、プローブ11が被検体から受信したエコー信号（電気量のR

50

F 信号)を受け入れ、このエコー信号に受信時の遅延加算処理を行う。この遅延加算によりビームフォーカスされたエコー信号は包絡線検波器 2 2 及び直交位相検波器 2 3 に送られる。

【 0 0 2 4 】

なお、本実施形態では、送受信部 2 3 の受信器及びその後の信号処理系統はデジタル型に構成されている。従って、受信器から出力されるエコー信号はデジタル信号に変換されている。

【 0 0 2 5 】

包絡線検波器 2 2 は、このエコー信号に包絡線検波を施して B モードの画像データを生成し、この画像データを D S C 2 6 に送る。

10

【 0 0 2 6 】

一方、直交位相検波器 2 3 は、実部成分及び虚部成分に夫々対応してデジタル方式のミキサ及びローパスフィルタを 2 チャンネル分ずつ備え、上記エコー信号を直交位相検波する。これにより、直交位相検波器 2 3 は、直交位相検波されたデジタル量のエコー信号を出力する。この検波によりエコー信号から、ベースバンドのドブラ信号(実部成分及び虚部成分: I Q 信号)が抽出される。このドブラ信号は C F M 処理ブロック 2 4 及びスペクトラムドブラ処理部 2 5 に夫々送送される。

【 0 0 2 7 】

C F M 処理ブロック 2 4 には、その信号入力側から順に、C T バッファ 4 1、ウォールフィルタ 4 2、自己相関器 4 3、及び C F M 演算器 4 4 が設けられている。C F M 演算器 4 4 の出力は D S C 2 6 に送られるようになっている。

20

【 0 0 2 8 】

これにより、ドブラ信号は C T バッファ 4 1 の処理、ウォールフィルタ 4 2 の処理、自己相関器 4 3 の演算、C F M 演算器 4 4 の C F M (C o l o r F l o w M a p p i n g) 処理を順に経て、2次元の血流情報に変換される。

【 0 0 2 9 】

具体的には、C T バッファ 4 1 は、ドブラ信号に対して、“C o r n e r T u r n i n g B u f f e r ” と呼ばれる超音波スキャンラスタのバッファリングと、次段処理へのデータのバケット化を行う。ウォールフィルタ 4 2 は、ドブラ信号の低周波の壁などにかかるクラッタ成分を除去するハイパスフィルタである。このウォールフィルタ 4 2 により、ドブラ信号から、かかるクラッタ成分が除去される。

30

【 0 0 3 0 】

自己相関器 4 3 は、ドブラ信号に自己相関 (A u t o C o r r e l a t i o n) 処理を実行する。つまり、パルスペアと呼ばれる自己相関処理により、次段の血流情報演算の元になる複素の自己相関係数とその微分値とがエコー信号から演算される。C F M 演算器 4 4 は、前段の自己相関値に基づいてドブラ信号の速度 V、パワー P、分散 T の推定値を計算するとともに、アンギオ処理を行う。アンギオ処理は、主にパワーの時間的な平滑を行い、血流の検出感度を向上させる。

【 0 0 3 1 】

この速度 V、パワー P、及び分散 T の情報はスキャン断面のサンプル点毎に演算されて、2次元の血流情報を成す。この血流情報は D S C 2 6 に送送される。

40

【 0 0 3 2 】

D S C では、B モード画像データ及び 2 次元血流情報の超音波スキャンから標準 T V スキャンへの座標変換、B モード像 (グレイスケールの断層像) への 2 次元血流情報の合成処理などが行われる。この血流情報を合成させた画像のデータは、カラー処理器 2 7 に送られ、R G B のルックアップテーブル (L U T) を参照して色付け処理される。これにより、最終的な C F M (カラーフローマッピング) 像のデータが生成され、この C F M 像がモニタ 2 8 に表示される。

【 0 0 3 3 】

一方、スペクトラムドブラ処理ブロック 2 5 は、その入力側から順に図 1 に示す如く、ウ

50

ウォールフィルタ 5 1、C I N E バッファ 5 2、F F T 5 3、及びポスト演算器 5 4 を備える。

【 0 0 3 4 】

これにより、前述したデジタル量のドブラ信号 (I Q 信号) はウォールフィルタ 5 1 にも送出され、心臓壁などのクラッタ成分が除去される。このドブラ信号は、シネ再生用の C I N E バッファ 5 2 に一時的に蓄えられた後、F F T 5 3 により高速フーリエ変換される。具体的には、F F T 5 3 の高速フーリエ変換により、時間軸のドブラ信号に窓関数が掛けられ、周波数軸のデータ (スペクトラムデータ) に変換される。このスペクトラムデータはポスト演算器 5 4 に送られ、この演算器でスペクトラムがパワーの次元に変換され、スペクトラムの平均処理、メディアンフィルタ処理、表示レンジに対応した圧縮処理などが行われる。

10

【 0 0 3 5 】

このように後処理されたスペクトラムデータは、D S C 2 6 に送られる。この D S C 2 6 は、S C (B モード像の走査変換) 処理と “ T r a c e D i s p (ドブラのトレース表示) ” 処理を行う一方で、前述した血流情報のマッピング像と共に 1 フレームの画像データを生成する。この画像データは前述したカラー処理器 2 7 を介してモニタ 2 8 に送られ、これにより、スペクトラムデータは 2 次元ペリオドグラムとして表示される。

【 0 0 3 6 】

更に、図 1 に示す如く、スペクトラムドブラ処理ブロック 2 5 にはドブラ音処理ブロック 2 9 が併設されている。

20

【 0 0 3 7 】

このドブラ音処理ブロック 2 9 は、スペクトラムドブラ処理ブロック 2 5 の C I N E バッファ 5 2 の出力データを入力する方向分離器 6 1 を備える。また、この分離器 6 1 の出力側には、ピッチ変換器 6 2 及びポスト演算器 6 3 を順に備える。

【 0 0 3 8 】

方向分離器 6 1 は、ウォールフィルタ 5 1 を通過したドブラ信号のプロープ 1 1 に対する方向 (プロープ 1 1 に向かって流れてくる血流か、プロープ 1 1 から遠ざかって流れている血流か) を分離する。具体的には、方向分離器 6 1 によって、ドブラ信号 (I Q 信号) が正側周波数成分 (F o r w a r d 成分) と負側周波数成分 (R e v e r s e 成分) とに分離される。この分離された両方の周波数成分は、次段のピッチ変換器 6 2 により、必要に応じて、聞き易い音声ピッチの周波数に変換される。

30

【 0 0 3 9 】

このオーディオ信号は、更に、次段のポスト演算器 6 3 により、ミュート処理、オーバーサンプリングフィルタの処理、及び D / A 変換に付される。オーバーサンプリングフィルタは、オーディオ音のスキュー系のサンプルレートを D / A 変換用の高速サンプリング周波数に変換し、オーディオ信号を平滑化 (高周波雑音除去) する処理である。

【 0 0 4 0 】

このように後処理されたアナログ量のオーディオ信号は、パワーアンプ 3 0 でパワー増幅され、左右のスピーカ 3 1 に F o r w a r d 成分 / R e v e r s e 成分として割り付ける。これにより、左右のスピーカ 3 1 から順流側のドブラ音及び逆流側のドブラ音が発せられるので、プロープ 1 1 に向かって流れてくる血流と、プロープ 1 1 から遠ざかる血流の判別が音から可能になる。

40

【 0 0 4 1 】

このドブラ音処理ブロック 2 9 は、スペクトラムドブラ処理ブロック 2 5 の構成を一部利用し、C I N E バッファ 5 2 よりも後段で処理している。このため、シネメモリに蓄えたドブラ信号を表示するとともに、そのドブラ音を再生することができる。

【 0 0 4 2 】

一方、ベースラインシフトスイッチ 3 2 は、スペクトラムドブラ表示のゼロラインを調整する操作パネル上のスイッチであり、本実施形態ではオペレータにより手動で操作される。

50

【 0 0 4 3 】

オペレータがベースラインシフト（この操作はゼロシフトとも呼ばれる）を行うべく、ベースラインシフトスイッチ 3 2 を操作すると、このスイッチ信号は次段のベースラインコントロールコード発生器 3 3 に出力される。このコード発生器 3 3 では、かかるスイッチ入力にตอบสนองして、ベースラインコントロールコードを発生するソフトウェアが起動する。この起動によってベースラインをコントロールするコード信号が D S C 2 6 に出力される。C F M モードのときには、スイッチ入力に応じて R G B L U T の V（平均流速）コードの色付けテーブルが更新され、スペクトラムドブラモードのときには、Y 方向の表示位置が変更される。

【 0 0 4 4 】

C F M モードやスペクトラムドブラモードの場合、超音波パルスは P R F（パルス繰返し周波数）を基準にして送受信される。このため、ドブラ信号の F F T による周波数解析は、サンプリング時間間隔に因る制約を受ける。基本的にサンプリング周波数の $1/2$ がナイキスト周波数になるため、これを超える周波数成分はベースバンドに折り返って表示される。この現象はエリアシングと呼ばれている。

【 0 0 4 5 】

ドブラ信号は複素数信号であるため、基本的にドブラ信号の周波数の観測範囲はサンプリング周波数の「 $-1/2 \sim +1/2$ 」の範囲になる。エリアシングが生じている場合でも、ベースラインシフトスイッチ 3 2 を操作して、周波数 = ゼロ（中心）の位置を読み変えることにより、見掛け上、エリアシングを無くし、 $1/2$ の周波数を超える折返し成分との間で繋がりの良いスペクトラムドブラ画像を表示させることができる。

【 0 0 4 6 】

上述したベースラインをコントロールするコード信号は、発生器 3 3 から C B P F 係数演算器 3 4 にも出力される。この演算器 3 4 は、そのコード信号に対応して、方向分離器 6 1 を成す複素 B P F（C B P F）の係数を後述するアルゴリズムに基づいて演算し、分離器 6 1 に出力する。これにより、複素 B P F の係数が変更される。

【 0 0 4 7 】

この結果、それまで、エリアシングが生じて、ドブラ音についても左右のスピーカ 3 1 から順流側、逆流側が反対に（ひっくり返って）聞こえていたものが、折返し表示を無くするために、上記ベースラインシフト処理を行うと、上記の係数変更により、折返しの無い表示に一致した、左右のスピーカ 3 1 でひっくり返らないドブラ音出力される。なお、このドブラ音の場合には、ナイキスト周波数以上の周波数成分の出力が必要になるため、処理後の出力周波数は入力時のサンプル周波数よりも高くなる。

【 0 0 4 8 】

この超音波ドブラ診断装置におけるドブラ音処理ブロック 2 9 及び C B P F 係数演算器 3 4 の概要は以上のようなものであるが、この両構成要素は本発明の主題に関わる構成を成すものであるから、その構成及び動作を以下に詳述する。

【 0 0 4 9 】

（オーディオ方向分離の構成及び動作）

図 2 に、前述した方向分離器 6 1 の構成を示す。この方向分離器 6 1 は、複素数信号であるドブラ信号（I Q 信号）を入力する実部成分用及び虚部成分用の 2 チャンネル分の回路から成るゼロ挿入器 6 1 A と、この挿入器 6 1 A の出力を受ける 2 つの複素バンドパスフィルタ（Complex B P F : C B P F）6 1 B, 6 1 C とを備える。一方の C B P F 6 1 B は順流側に、もう一方の C B P F 6 1 C は逆流側に割り当てられている。この構成は、従来方向分離器の一例を示す図 1 1 の構成に比べて、構成が大幅に簡略化されていることが一見される。

【 0 0 5 0 】

ゼロ挿入器 6 1 A は、ドブラ信号を入力し、且つ、その信号値の相互間にゼロ（0）を挿入する。これは、ゼロ挿入によって、ドブラ信号の時系列方向の長さが整数 N 倍（ $N = 2, 3, \dots$ ）となるように、実部チャンネル及び虚部チャンネル毎になされる。例えば、2

10

20

30

40

50

倍 ($N = 2$) にするときには、ドブラ信号の実部信号及び虚部信号夫々に対して、各信号値間にゼロを挿入する。この一例を図 3 (a) , (c) に示す。信号値 = ゼロを 1 つ置きに挿入することによって、同図 (a) に示す元のドブラ信号 (例えば虚部チャンネル) の波形が同図 (c) に示す如く、ゼロ、信号値、ゼロ、信号値、... の順に時系列方向に並ぶ。これにより、ドブラ信号の波形は時間軸方向に 2 倍になる。

【 0 0 5 1 】

このゼロ挿入器 6 1 A は、下記式 (1) の計算アルゴリズムの元で上述のゼロ挿入の演算をソフトウェア的に実行する。なお、同式は擬似コードを用いて示されている。

【 0 0 5 2 】

【 数 3 】

```

for k = 1: 2* Nsample
    Real ( X ( k ) ) = 0;
    Imag ( X ( k ) ) = 0;
end

for k=1: Nsample
    Real ( X ( 2*k - 1 ) ) = Real ( IQ(k) );
    Imag ( X ( 2*k - 1 ) ) = Imag ( IQ(k) );
end

```

} 式(1)

10

【 0 0 5 3 】

いま、上述のゼロ挿入を $N = 2$ で行うものとする、図 3 (a) で現されるゼロ挿入前の、元のドブラ信号 (例えば虚部チャンネル) のパワースペクトラムは、図 3 (b) に示すように表される。これに対して、ゼロ挿入によって得られる同図 (c) のドブラ信号のパワースペクトラムは同図 (d) のように表される。つまり、元のスペクトラム成分が低くなり (圧縮されたイメージ)、その代わりに負側に別のスペクトラム成分が現れる。

20

【 0 0 5 4 】

このゼロ挿入されたドブラ信号は C B P F 6 1 B , 6 1 C に夫々送られ、バンドパスフィルタリングの処理に付される。このバンドパスフィルタリングに際し、C B P F 6 1 B , 6 1 C 夫々の係数がベースラインのシフト量に応じて制御されている。このシフト量の情報はベースラインコントロールコード発生器 3 3 から C B P F 係数演算器 3 4 に渡される。

30

【 0 0 5 5 】

この係数制御された C B P F 6 1 B , 6 1 C はドブラ信号をフィルタリングし、これにより、実質上、ナイキストを超えて方向分離されたドブラ音に関するオーディオ信号が得られる。

【 0 0 5 6 】

このフィルタ係数の演算を含む一連の処理を詳述する。

【 0 0 5 7 】

図 4 (a) , (b) に、ドブラスペクトラム表示を行ったところ、折返し部分 (同図 (a) 中の (A) 部分) が発生したので、オペレータはベースラインシフトスイッチ 3 2 を操作して、ドブラスペクトラム画像のベースライン B L をシフトさせた例を示す。このベースライン B L を $- 0 . 2 5$ だけシフトさせることで (つまり、ベースラインシフト量 B L S = $- 0 . 2 5$)、同図 (b) に示す如く、折返し部分 (A) がナイキスト周波数を超えて移動し、表示上、繋がりの良いドブラスペクトラムが得られる。

40

【 0 0 5 8 】

このドブラスペクトラムの表示に並行して、ベースラインコントロールコード発生器 3 3 では、上述したベースラインのシフト量に応じて C B P F 6 1 B , 6 1 C のバンド幅及び中心周波数を設定する。この設定は、ゼロ挿入の倍数 N 及び C B P F 6 1 B , 6 1 C のサンプリング周波数の倍数 N に対応して行われる。

【 0 0 5 9 】

50

いま、順流 (Forward) 側の CBPF61B のバンド幅及び中心周波数を夫々 FB、FBC とし、逆流 (Reverse) 側の CBPF61C のバンド幅及び中心周波数を夫々 RB、RBC とするとき、 $N = 2$ 、即ち、2 倍のゼロ挿入及び「 $2 \cdot f_s$ 」のサンプリング周波数であるときの、ベースラインシフト BLS の量に応じたそれらの値は、表 1 のようになる。

【0060】

【表 1】

2倍サンプル時のBLS(ベースラインシフト)とBPFの
カットオフ周波数・バンド幅の計算例

BLS	-0.5	-0.25	0	+0.25	+0.5
FB Forward成分 のバンド幅	4/8	3/8	2/8	1/8	0/8
FBC Forward成分 の中心周波数	4/16	3/16	2/16	1/16	0/16
RB Reverse成分 のバンド幅	0/8	1/8	2/8	3/8	4/8
RBC Reverse成分 の中心周波数	0/8	-1/16	-2/16	-3/16	-4/16

10

20

【0061】

なお、実際の設計においては、バンド幅はフィルタの遮断特性を考慮して小さめに設定される。

【0062】

この CBPF61B、61C のバンド幅及び中心周波数の演算アルゴリズムは擬似コードを用いて式 (2) のように表される。

30

【0063】

【数 4】

$$\begin{aligned}
 FB &= (0.5 - BLS) / NTIMES; & // \text{ Forward LPF Band Width} \\
 FBC &= FB / 2; & // \text{ Forward LPF Shift freq.} \\
 RB &= (0.5 + BLS) / NTIMES; & // \text{ Reverse LPF Band Width} \\
 RBC &= -RB / 2; & // \text{ Reverse LPF Shift freq.}
 \end{aligned}
 \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} FB \\ FBC \\ RB \\ RBC \end{aligned}} \right\} \text{式(2)}$$

NTIMES: N times Zero Insertion Number
BLS: Base Line Shift Range -0.5 to +0.5

40

【0064】

このように演算された順流側及び逆流側の CBPF61B、61C のバンド幅及び中心周波数のシフト量に対応すべく、CBPF61B、61C の係数演算が CBPF 係数演算器 34 によりソフトウェアにより行われる。

【0065】

まず、図 5 (a) に、バンド幅 FB の複素 BPF を示し、同図 (b) に、同図 (a) の複素 BPF のバンド幅を FBC だけシフトした様子を示す。同図 (a) のモデルの伝達関数を $H(Z)$ とし、 Z を $Z = \exp(j \cdot \omega)$ 、(ω : 角周波数) とすると、同図 (b) のモデルの伝達関数は、 Z を Z' に変換して $H(Z') = H'(Z)$ になる。同図 (a) のモデルに対する入力を $X(Z)$ 及びその出力を $Y(Z)$ とする。夫々の伝達関数 $H(Z)$

50

) 及び $H'(Z)$ は式 (3) により演算される。

【0066】

【数5】

$$H(Z) = \left(\sum_{i=0}^{N-1} b_i * Z^{(i-1)} \right) / \left(\sum_{i=0}^{N-1} a_i * Z^{(i-1)} \right)$$

$$H'(Z) = \left(\sum_{i=0}^{N-1} b_i * (Z * \exp(-j * FBC))^{(i-1)} \right) / \left(\sum_{i=0}^{N-1} a_i * (Z * \exp(-j * FBC))^{(i-1)} \right)$$

} 式(3)

10

ここで、係数列 a_i , b_i は、例えば

【数6】

[B , A] = BUTTER (N , f c)

等のカットオフ周波数 = f c、次数 = N のバターワース (butterworth) フィルタの関数として得られる。BUTTER関数は、市販されている数学ソフト “ Mat l a b ” (マトラボ) のライブラリ関数であって、N 次のローパスフィルタの係数を求める関数である。この BUTTER関数を用いてフィルタの係数列 B , A が求められる。

【0067】

このように一例として、複素バンドパスフィルタは、係数列 [a i , b i] を有する関数 [B , A] = BUTTER (N , f c) で表されるバターワース (butterworth) フィルタである。この複素バンドパスフィルタは、この他に、ベッセル、チェビシェフ、エリプティックなど、遮断特性を自由に選択できるフィルタを用いるようにしてもよい。

20

【0068】

このようにフィルタ係数が計算された、図5 (a) のモデルで示す複素 B P F の中心周波数を “ F B C ” だけシフトさせ、同図 (b) のモデルで示す帯域特性を持たせるには、

【数7】

$$Z' = \exp (j * w - FBC)$$

$$= \exp (j * w) * \exp (- j * FBC)$$

$$= Z * \exp (- j * FBC)$$

30

の演算を行えばよい。ここで角周波数 w は、サンプリング周波数で正規化した周波数 f で表すと、 $w = 2 \pi f$ である。

【0069】

上述に示す次数 N のフィルタ係数及びその中心周波数シフトに対する演算アルゴリズムは擬似コードを用いて、以下の式 (4) で表される。

【0070】

【数8】

```

(1) Forward/Reverse両方の中心周波数ゼロのフィルタ係数列の計算をする。
[Af,Bf] = butter [N, FB*α/2]; // Forward側の複素フィルタ係数列 [Bf,Af]
[Ar,Br] = butter [N, RB*α/2]; // Reverse側の複素フィルタ係数列 [Br,Ar]
ここでαはフィルタの肩特性を考慮しForward側Reverse側のオーバーラップの影響を調整する
調整係数。Forward/reverseをオーバーラップしたい場合は1.1など、オーバーラップしたくない
時には0.95などを設定する。
(2) Forward/Reverse用のフィルタの中心周波数をベースラインシフトに応じた係数に変換する。
for k = 1:N
    Bfd(k) = Bf(k) * exp(2*pi*(k-N-1) *j*FBC); // Forward側の複素フィルタ係数列 [Bfd,Afd]
    Afd(k) = Af(k) * exp(2*pi*(k-N-1) *j*FBC); // Forward側の複素フィルタ係数列 [Bfd,Afd]
    Brd(k) = Br(k) * exp(2*pi*(k-N-1) *j*RBC); // Reverse側の複素フィルタ係数列 [Brd,Ard]
    Brd(k) = Br(k) * exp(2*pi*(k-N-1) *j*RBC); // Reverse側の複素フィルタ係数列 [Brd,Ard]
end

```

40

} 式(4)

【0071】

50

この式(4)で得られた順流側/逆流側の係数列 $[Bfd, Afd]$, $[Brd, Ard]$ のCBPF61B, 61Cにより、ゼロ挿入器61Aによるゼロ挿入後の出力 X が N 倍(例えば2倍)のサンプリング周波数でサンプリングされ、複素フィルタリングされる。このフィルタの演算アルゴリズムを擬似コードを用いて、以下の式(5)に示す。

【0072】

【数9】

```

Y1 = filter(Bfd, Afd, X); // Forward側のIIRフィルタ処理
Y2 = filter(Brd, Ard, X); // Reverse側のIIRフィルタ処理
Forward = real(Y1); // Y1のリアルパート成分
Reverse = real(Y2); // Y2のリアルパート成分

```

} 式(5)

10

【0073】

ゼロ挿入後の出力 X は複素数であるが、CBPF61B, 61Cは複素フィルタリングした信号のうち、実部チャンネル側の信号 $Real(Y1)$ 、 $Real(Y2)$ を、入力と同じ N 倍(例えば2倍)のサンプリング周波数で順流側及び逆流側のオーディオ信号として夫々出力する。

【0074】

以上の処理の作用効果を、ゼロ挿入を実行しないときのドブラ音の方向分離と対比して説明する。

【0075】

20

前述したゼロ挿入を行わないときの、ドブラ音の方向分離とドブラスペクトラム表示との間に生じる矛盾を図6に示す。図4(a), (b)に示すベースラインをシフトさせただけであって、ゼロ挿入を行わずに、FFT53のサンプリング周波数も N 倍(例えば $N=2$)にしていない状態の場合、ドブラスペクトラム表示とオーディオ音分離との対応関係は、図6(a), (c)のように模式的に表される(同図(b)はベースラインシフトを行わない場合を示す)。

【0076】

同図(a)のパワースペクトラムのうち、正側周波数帯域を順流側(Forward)に且つ負側周波数帯域を逆流側(Reverse)に夫々割り付けていると、折返し部分(A)のドブラ音は逆流側のナイキスト周波数内のオーディオ成分として出力される。このときのドブラスペクトラム表示は図4(b)のように、折返し部分はナイキスト周波数を超えて順流側で連続的に表示されている。つまり、折返し部分(A)を成す血流のプロープ11に対する運動方向がドブラ音とドブラスペクトラム表示との間に食い違いが生じ、オペレータを困惑させる。この矛盾は、かかる状況の元では、ドブラ音の順流側及び逆流側の割付方を反対にしても変わらない。

30

【0077】

しかしながら、本実施形態のドブラ音の方向分離に拠れば、前述した如く、ゼロ挿入とCBPFとを組み合わせた手法を採用している。このときのドブラ音の方向分離とドブラスペクトラム表示との間の対応関係は図7のように表される。この図7の例は、前述した図3に示す如く、ゼロ挿入器61Aにおける $N=2$ のゼロ挿入とCBPF61B, 61Cにおける2倍のサンプリング周波数 $2 \cdot f_s$ でのサンプリングとの場合を示す。

40

【0078】

この場合、図7(a)に示すパワースペクトラムは前述した図3(d)に示す如く、正側及び負側の帯域に2つのスペクトルを有し、且つその周波数成分はゼロ挿入前よりも低下する。順流側及び逆流側のドブラ音の分離方向は前述と同様に割り付けるとする。この場合、ベースラインBLがシフトされた図4(b)のドブラスペクトラム表示において、その折返し部分(A)の周波数成分は順流側のナイキスト周波数以上に及ぶため、図7(c)に示す如く、順流(Forward)方向のドブラ音として出力される。

【0079】

このため、図4に示すゼロラインシフトを行った場合でも、図4(b)のドブラスペクト

50

ラム表示における、ナイキストを超えて表示された部分 (A) とその部分の順流側のスピーカから聞こえるドブラ音との間で、整合性が確保される。

【 0 0 8 0 】

ここで、本発明者が行った本発明に基づくシミュレーション結果を図 8 ~ 1 0 に示す。

【 0 0 8 1 】

まず、前提条件として、実際の生体から得られるドブラ信号を模したクラッタ成分 (周波数 : $-0.08 * f_s$ 、パワー : 0 dB)、血流成分 (周波数 : $+0.24 * f_s$ 、パワー : -10 dB)、及びホワイトノイズ (パワー : -60 dB 程度) を設定した。この条件下で、図 2 に示す方向分離器 6 1 の信号処理のパラメータとして、ゼロ挿入によるサンプル倍率 = 2、フィルタ次数 = 8 を設定した。

10

【 0 0 8 2 】

このときの入力信号波形 (実部チャンネル、虚部チャンネル)、そのパワースペクトラム、及びゼロ挿入後の信号スペクトラムを図 8 に示す。入力信号には、 -0.08 と $+0.24$ に 2 つのピークが確認できる。ゼロ挿入後のスペクトラムには、 -0.08 と $+0.24$ 以外に、それらのエリアス成分である $+0.92$ と -0.76 とに合計 4 つのピークが確認できる。ここで、ゼロ挿入後の信号は 2 倍のサンプリング周波数で信号処理されるため、図 8 に示すゼロ挿入後のスペクトラムは $-1 \sim +1$ の周波数レンジを持つ表示となる。

【 0 0 8 3 】

また、図 9 に、ベースラインシフト (B L S) がゼロのときの方向分離後の順流側 (F o r w a r d) 及び逆流側 (R e v e r s e) の波形及びパワースペクトラムを示す。この場合には、順流側では $+0.24$ 成分が通過し、 -0.08 成分は 30 dB 程度減衰する一方で、逆流側では -0.08 成分が通過していることが分かる。

20

【 0 0 8 4 】

さらに、図 1 0 に、ベースラインシフト (B L S) が $+0.4$ のときの方向分離後の順流側及び逆流側の波形及びパワースペクトラムを示す。この場合、ベースラインが $+0.4$ まで移動し、 $+0.4$ から $+0.5$ までの帯域が順流側になることから、この帯域には信号が存在せず、ドブラ音は発生されない。反対に、逆流側の帯域が $+0.4$ から -0.5 に広がるため、 -0.08 成分は元より、 $+0.24$ 成分のエリアス成分である -0.76 成分がドブラ音として発生されることが分かる。

30

【 0 0 8 5 】

本発明の方向分離回路は、基本的に 2 個の複素 B P F (C o m p l e x B P F : C B P F) で構成できるので、これをハードウェアで実現する場合でも、ソフトウェアで実現する場合でも、処理が簡単で、負荷を軽減できる。

【 0 0 8 6 】

表 2 には、前述した従来法である図 1 1 の構成に拠るアルゴリズムと、本発明に係る図 2 の構成に拠るアルゴリズムとを信号処理量の点で比較した。この信号処理は、リアルタイム性の観点から、超音波ドブラ診断装置のパラメータ (例えば P R F (P u l s e R e p i t i t i o n F r e q u e n c y)、ベースラインシフト量、ドブラの順逆方向の切替など) の設定変更が発生したときの非リアルタイム計算処理と、ドブラ音を出力するためのリアルタイム計算処理との 2 種類に分けられる。何れの処理も負荷という点では変わりはないが、前者はソフトウェアの処理がメインで、後者はハードウェアの処理がメインになる。

40

【 0 0 8 7 】

本発明に係る方向分離法の場合、複素数のフィルタリングを用いるので、アーキテクチャに拠っては負荷の重たさに違いはあるが、表 2 から分かるように、非リアルタイム性処理及びリアルタイム性処理共に負荷量が従来法に比べて約半分減少する。

【 0 0 8 8 】

【 表 2 】

		従来法での演算量 (Modulation method)	本発明での演算量 (CLBF method)
非リアルタイム性 計算処理 Not real time calculation	1 st Modulation LUT calculation	M1	
	2 nd Modulation LUT calculation	M2	
	Mod method FWD LPF coef.(6 th order)	M3	
	Mod method REV LPF coef.(6 th order)	M4	
	CBPF method FWD BPF coef.(6 th order)		C1
	CBPF method REV BPF coef.(6 th order)		C2
リアルタイム性 計算処理 1*fs cycle calculation	1 st Complex Modulation(2ch*fs)	M5	
	Zero Insertion	M6	C3
	Real LPF (4times*2fs)	M7	
	Complex BPF (2times*fs)		C4
	2 nd Modulation (2ch*fs)	M8	

10

(M、Cで表した項目が処理要を示し、斜線部分が処理不要を示す。)

【0089】

20

これにより、本発明に基づく超音波ドプラ診断装置は、従来の超音波ドプラ診断装置に比べて、大幅にダウンサイジング、コストダウン、省エネ、及び処理の高速化が図られる。

【0090】

なお、本発明に係る超音波ドプラ診断装置の構成は、上述した実施形態の構成に限定されるものではなく、当業者であれば、特許請求の範囲に記載した発明の要旨の範囲内で適宜に変形可能であり、それらの形態も本発明に含まれる。例えば、前述した式(1)~(5)に係る演算はDSPなどの信号処理チップのソフトウェア処理としても実行できるし、ASCIIやFPGAなどのハードウェアデバイスによる処理としても実行できる。

【0091】

【発明の効果】

30

以上説明したように、本発明に係る超音波ドプラ診断装置によれば、ハードウェア構成を簡素化して、又は、ソフトウェアによる演算処理を軽減してドプラ信号に対する方向分離を行うことができ、方向分離演算の高速化及び軽量化を図ることができる。また、これと同時に、ドプラスペクトラム表示の画面においてベースラインシフト(ゼロシフト)を行った場合でも、ドプラ信号の方向分離に関して常にドプラスペクトラム表示画面と整合されたドプラ音を発生させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施形態に係る超音波ドプラ診断装置の概略構成を示すブロック図。

【図2】方向分離器を中心とする回路構成を示すブロック図。

【図3】ドプラ信号へのゼロ挿入とパワースペクトラムを説明する図。

40

【図4】ドプラスペクトラム表示における折返しを説明する画面図。

【図5】バンド幅 = FBのBPFのパワースペクトラムと、その中心周波数を“ FBC ”だけシフトさせたBPFのパワースペクトラムを示す図。

【図6】ゼロ挿入を行わないときの方向分離処理を説明する図。

【図7】ゼロ挿入を行ったとき(N = 2)の方向分離処理を説明する図。

【図8】シミュレーション結果を示すグラフ。

【図9】シミュレーション結果を示すグラフ。

【図10】シミュレーション結果を示すグラフ。

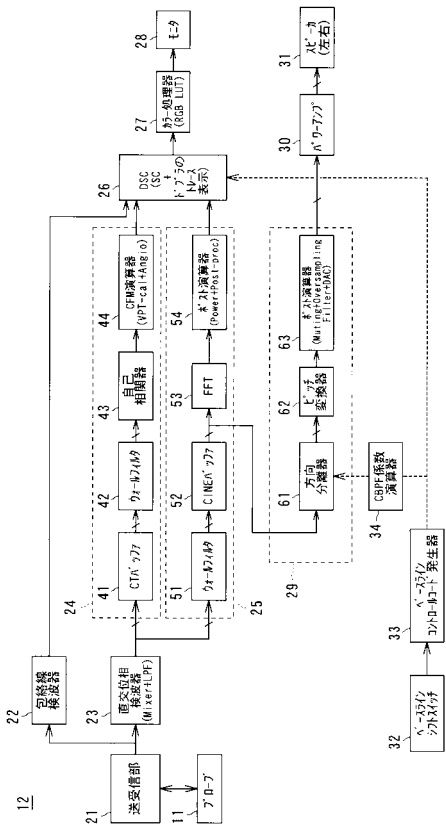
【図11】従来のオーディオ方向分離の一例を示す概略ブロック図。

【符号の説明】

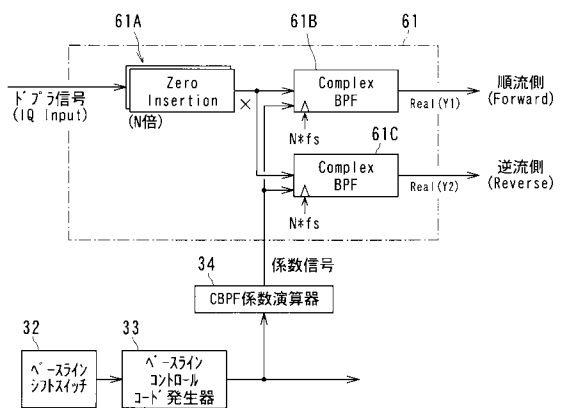
50

- 1 1 プロープ
- 1 2 装置本体
- 2 1 送受信部
- 2 3 直交位相検波器
- 2 4 C F M 処理ブロック
- 2 5 スペクトラムドブラ処理ブロック
- 2 6 D S C
- 2 7 カラー処理器
- 2 8 モニタ
- 2 9 ドブラ音処理ブロック
- 3 0 パワーアンプ (左右) (本発明のドブラ音出力手段に相当)
- 3 1 スピーカ (左右) (本発明のドブラ音出力手段に相当)
- 3 2 ベースラインシフトスイッチ (本発明のベースライン制御手段に相当)
- 3 3 ベースラインコントロールコード発生器 (本発明のベースライン制御手段に相当)
- 3 4 C B P F 係数演算器 (本発明の特性変更手段に相当)
- 6 1 方向分離器
- 6 1 A ゼロ挿入器 (本発明のゼロ挿入手段に相当)
- 6 1 B , 6 1 C 複素 B P F

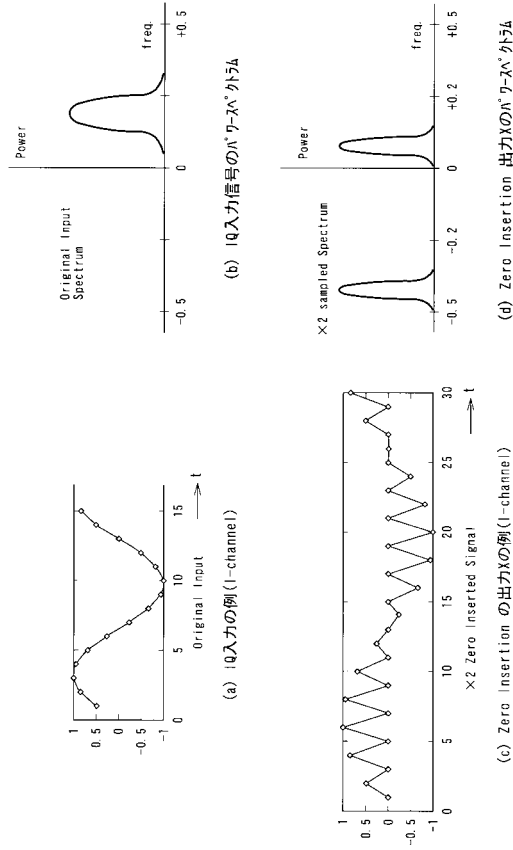
【 図 1 】



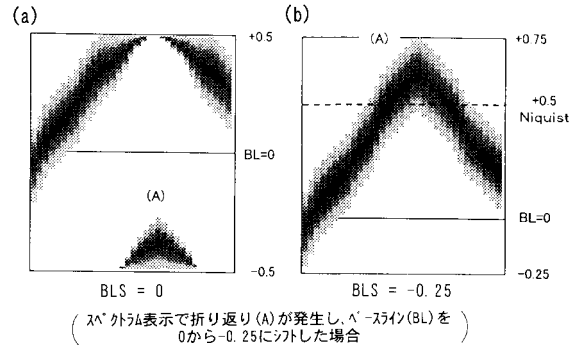
【 図 2 】



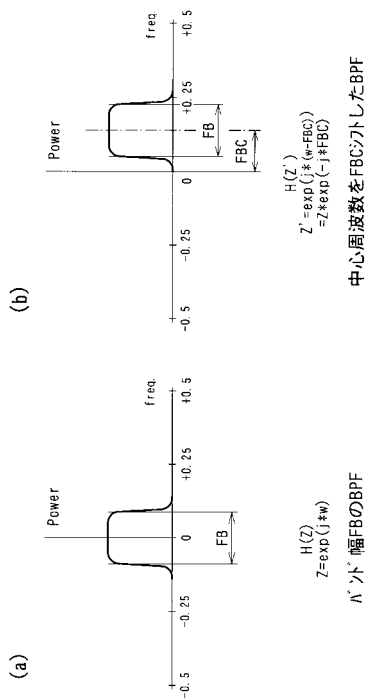
【図3】



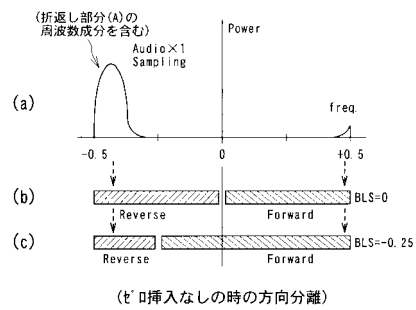
【図4】



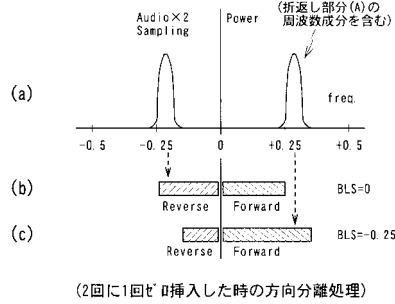
【図5】



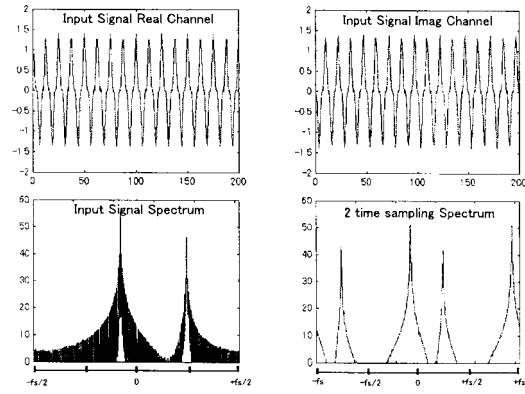
【図6】



【図7】

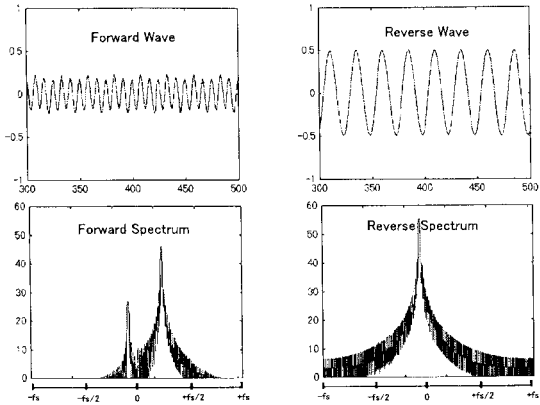


【図8】



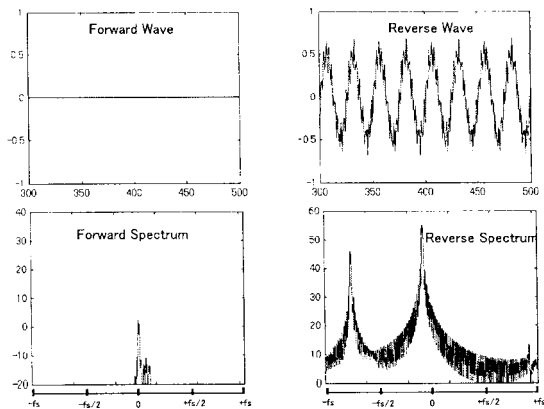
(入力波形、入力波形のスペクトル成分、及びゼロ挿入後の信号のスペクトル成分)

【図9】



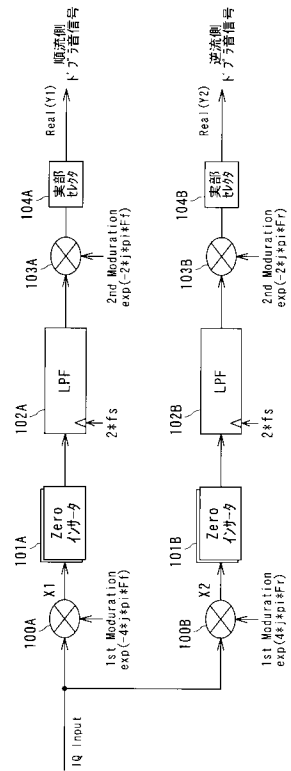
(BLS=0時の方向分離後Forward成分とReverse成分)

【図10】



(BLS=+0.4時の方向分離後Forward成分とReverse成分)

【図11】



フロントページの続き

(56)参考文献 米国特許第05676148(U S , A)
特開平08 - 052136(J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
A61B 8/00

专利名称(译)	超声多普勒诊断装置和多普勒信号处理方法		
公开(公告)号	JP4718715B2	公开(公告)日	2011-07-06
申请号	JP2001133483	申请日	2001-04-27
[标]申请(专利权)人(译)	株式会社东芝		
申请(专利权)人(译)	东芝公司		
当前申请(专利权)人(译)	东芝公司		
[标]发明人	馬場達朗		
发明人	馬場 達朗		
IPC分类号	A61B8/06		
FI分类号	A61B8/06		
F-TERM分类号	4C301/CC10 4C301/DD02 4C301/EE10 4C301/EE11 4C301/EE16 4C301/JB02 4C301/JB06 4C301/JB34 4C301/JB38 4C301/KK09 4C601/DE01 4C601/EE07 4C601/EE09 4C601/EE13 4C601/JB04 4C601/JB28 4C601/JB31 4C601/JB34 4C601/JB49 4C601/KK16		
代理人(译)	波多野尚志		
其他公开文献	JP2002325767A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：通过简化硬件配置和减少软件的算术处理，对多普勒信号进行方向分离。解决方案：超声多普勒诊断仪器设有定向分离器61，用于分离血流方向并将其结果作为多普勒声音输出。分离器61设置有零插入单元61A，用于将零值插入数字量多普勒信号并允许数据的数量在时间轴方向上为N倍（例如N = 2）长度和两个复数BPF 61B分别在血流方向上分配的61C和61C对多普勒信号进行复合带通滤波，其中在将零值插入多普勒信号之前以采样频率的N倍采样频率插入零值作为采样频率。由相应的两个复合BPF 61B和61C进行复合带通滤波的信号被输出为在移动方向上分离的多普勒声音。

BLS	-0.5	-0.25	0	+0.25	+0.5
FB Forward成分 のN'外'幅	4/8	3/8	2/8	1/8	0/8
FBC Forward成分 の中心周波数	4/16	3/16	2/16	1/16	0/16
RB Reverse成分 のN'外'幅	0/8	1/8	2/8	3/8	4/8
RBC Reverse成分 の中心周波数	0/8	-1/16	-2/16	-3/16	-4/16