

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4365909号  
(P4365909)

(45) 発行日 平成21年11月18日(2009.11.18)

(24) 登録日 平成21年8月28日(2009.8.28)

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

請求項の数 23 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願平10-281393	(73) 特許権者	598135256
(22) 出願日	平成10年10月2日(1998.10.2)		サニーブルーク アンド ウィメンズ カ
(65) 公開番号	特開平11-178824		レッジ ヘルス サイエンスイズ センタ
(43) 公開日	平成11年7月6日(1999.7.6)		ー
審査請求日	平成17年9月30日(2005.9.30)		カナダM4 N 3 M 5 オンタリオ州、ノース
(31) 優先権主張番号	60/060846		・ヨーク、ベイビュー・アベニュー、20
(32) 優先日	平成9年10月2日(1997.10.2)		75番
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100070150
			弁理士 伊東 忠彦
		(74) 代理人	100099494
			弁理士 高橋 和彦
		(72) 発明者	ピーター・エヌ・バーンズ
			カナダM4 K 1 B 5 オンタリオ州、トロン
			ト、ラングレー・アベニュー、22番

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 パルス反転ドップラー超音波診断画像処理方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

線形および非線形超音波エコー信号成分を微分的に位相変調する超音波診断画像処理装置の動作方法であって、

ビーム形成器制御器が発信ビーム形成器を制御して、発生する超音波エコーに位相差を生じさせるように、体内に変調された超音波シーケンスを発信する段階、

該ビーム形成器制御器が受信ビーム形成器を制御して、該発信シーケンスに回答した超音波エコー信号の集合を受信する段階、および、

線形および非線形信号成分の位相シフト情報を分離するために該集合を分析する段階、を含む方法。

【請求項2】

該発信する段階が、パルス毎に変調された超音波の発信を含む請求項1の方法。

【請求項3】

該パルス毎に変調された超音波の発信が、線形信号成分と非線形信号成分の間に位相の分離を生じさせる請求項2の方法。

【請求項4】

該変調が、該発信パルス速度のナイキスト限界(最大測定可能速度)で生じる請求項2の方法。

【請求項5】

該変調が、パルス毎の180°位相変化、パルス毎の振幅変調、またはパルス毎の位相

および振幅変調の組合せである請求項 2 の方法。

【請求項 6】

該分析する段階が、線形および非線形の信号成分を微分的に検出する段階を含む請求項 1 の方法。

【請求項 7】

微分的に検出する段階が、該集合をパワードロッパー処理することを含む請求項 6 の方法。

【請求項 8】

微分的に検出する段階が、該集合を色流れ処理することを含む請求項 6 の方法。

【請求項 9】

線形および非線形信号情報を分離するように、ドップラー領域に無線周波数超音波エコー信号情報をマッピングする超音波診断画像処理装置の動作方法であって、

ビーム形成器制御器が発信ビーム形成器を制御して、位相変化超音波のシーケンスを発信する段階、

該ビーム形成器制御器が受信ビーム形成器を制御して、該位相変化超音波に応答した超音波エコー信号の集合を受信する段階、および、

エコー信号の該集合をドップラー処理し、エコー信号の線形性に従って分離されたドップラー位相シフト情報を作成する段階、

を含む方法。

【請求項 10】

線形および非線形の超音波信号成分を分離する超音波診断画像処理装置の動作方法であって、

ビーム形成器制御器が発信ビーム形成器を制御して、一つの波から次へと異なって振幅変調された超音波シーケンスを体内に発信する段階、

該ビーム形成器制御器が受信ビーム形成器を制御して、該振幅変調超音波に応答した超音波エコー信号の集合を受信する段階、および、

エコーの該集合の位相シフト特性に基づいて、受信超音波エコー信号を処理し、分離された線形および非線形信号成分を作成する段階、

を含む方法。

【請求項 11】

線形および非線形超音波エコー信号成分を識別する超音波診断画像処理装置であって、被検者に超音波の変調シーケンスを発信する超音波発信器、

超音波の該変調発信シーケンスに**応答した超音波エコー信号の集合を受信する受信器、**および、

該エコーの位相シフト情報を線形および非線形信号成分に分離するプロセッサ、

を含む超音波診断画像処理装置。

【請求項 12】

該発信器が、パルス毎に変調された超音波を発信する請求項 11 の超音波診断画像処理装置。

【請求項 13】

該発信パルス毎の変調が、線形信号成分と非線形信号成分の間に位相分離を導入することを含む請求項 12 の超音波診断画像処理装置。

【請求項 14】

該変調が、該発信パルス速度(rate)のナイキスト限界で生じる請求項 12 の超音波診断画像処理装置。

【請求項 15】

該変調が、パルス毎の  $180^\circ$  位相変化、パルス毎の振幅変調、またはパルス毎の位相および振幅変調の組合せを含む請求項 12 の超音波診断画像処理装置。

【請求項 16】

該プロセッサが、線形および非線形信号成分を微分的に検出する微分プロセッサを含む

10

20

30

40

50

請求項 11 の超音波診断画像処理装置。

【請求項 17】

該プロセッサが、パワードップラープロセッサを含む請求項 16 の超音波診断画像処理装置。

【請求項 18】

該プロセッサが、色流れプロセッサを含む請求項 16 の超音波診断画像処理装置。

【請求項 19】

線形および非線形の超音波信号情報を分離する超音波診断画像処理装置であって、被検者に位相変化超音波のシーケンスを発信する超音波発信器、  
該位相変化超音波に应答した超音波エコー信号の集合を受信する受信器、および、  
エコー信号の該集合を処理し、該超音波エコー信号の線形性に従って描出されたドップラー位相シフト情報を作成するドップラープロセッサ、  
を含む超音波診断画像処理装置。

10

【請求項 20】

動いている組織の高調波信号効果を識別する超音波診断画像処理装置であって、被検者に位相変化超音波のシーケンスを発信する発信器、  
該超音波に应答したエコーの集合を受信する受信器、および、  
該集合を処理し、動いている組織の奇数次および偶数次高調波信号の効果のスペクトルを識別する組織ドップラープロセッサ、  
を含む超音波診断画像処理装置。

20

【請求項 21】

動いている組織または高調波造影剤の高調波信号効果を識別する超音波診断画像処理装置であって、  
被検者に位相変化超音波のシーケンスを発信する発信器、  
該超音波に应答したエコーの集合を受信する受信器、および、  
該集合を処理し、動いている組織または高調波造影剤の奇数次および偶数次高調波信号効果のスペクトルを識別するパワードップラープロセッサ、  
を含む超音波診断画像処理装置。

【請求項 22】

奇数次および偶数次高調波の超音波信号情報を分離する超音波診断画像処理装置であって、  
被検者に位相変化超音波のシーケンスを発信する超音波発信器、  
該位相変化超音波に应答した超音波エコー信号の集合を受信する受信器、  
エコー信号の該集合を処理し、ドップラー位相シフト情報を作成するドップラープロセッサ、および、  
奇数次高調波ドップラー位相シフト情報および偶数次高調波ドップラー位相シフト情報を、それぞれ通過させる第 1 および第 2 フィルタ、  
を含む超音波診断画像処理装置。

30

【請求項 23】

さらに、奇数次および偶数次高調波位相シフト情報の比を計算するための該第 1 および第 2 のフィルタに結合する比回路を含む請求項 22 の超音波診断画像処理装置。

40

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、超音波診断画像処理の方法および装置に関し、特にパルス反転ドップラーの新技術による線形(linear)と非線形(nonlinear)超音波散乱物体(scatterer)からのエコーの検出と処理に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、従来の線形信号に代わって非線形信号を利用する 2 つの新しい診断超音波画像処理

50

技術が出現した。従来の超音波画像処理においては、発信波の反射したエコーが受信され、検出され、画像を形成する。これらのエコーは、音響エネルギーの吸収により生じる振幅減衰のみが異なるが、周波数と波形を含む実質的にあらゆる点で発信波形を写しているため線形エコーと呼ばれる。エコーの振幅減少の対応は、エコーが発信波形と一次関数的に関係していることを意味し、このため線形画像処理なる用語で呼ばれる。

#### 【0003】

受信エコーは、いくつかの出所からの非線形信号成分も含む場合がある。これらの構成部分は、発信波形に対して非線形関係にある。非線形効果の1つの出所は、発信波形が組織を通過するときを受ける歪みである。音波が組織を通過して伝わる中で、波の圧縮(compressional)位相の速度は、希薄(rarefactional)位相の速度を超える。透過波の二相の速度の相違は、組織中を進行するにつれて段階的に波形の歪みを引き起こし、元の波の周波数の高調波成分を生じさせる。これらの歪められた波形が反射するとき、戻るエコーにはこれらの歪みが含まれ、受信エコーには基本周波数と、基本周波数のより高次の高調波エネルギーが含まれる。これら自然に発生する発信波形の高調波の検出と画像処理は、組織高調波画像処理と呼ばれる。

10

#### 【0004】

非線形エコー構成部分の第2の出所は、微小気泡(microbubble)造影剤である。今日の新世代の造影剤は、十分なエネルギー準位で照射(insonified)されるとき、不規則で非線形に共鳴し、従って非線形音響エネルギー応答の原因となる。基本周波数エネルギーと同様にこの非線形エネルギーは、それが受信される変換器に戻り、加工され、表示される。さらに高いエネルギー準位が微小気泡に照射されると、微小気泡は照射された音波により破壊され、パルス毎に明確に変化した強いエコーを作成し、容易に検出し、表示することができる。いずれの場合にも、これらの強い非線形な微小気泡の応答は、微小気泡を含む液体の非常に明瞭な画像の形成に使用することができる。

20

#### 【0005】

##### 【発明が解決しようとする課題】

線形と非線形の信号を分離する従来の方法は、フィルタを使用する周波数を基礎とするものである。基本および高調波信号を含む受信エコーは、低域通過または帯域通過フィルタ処理され、基本周波数信号を通過させ、第二高調波信号を排除することができる。信号は、高域通過または、より高い周波数帯域通過フィルタ処理し、基本周波数を除外して第二高調波信号を通過させることもできる。しかし、基本および高調波エネルギーのフィルタ分離は、使用される帯域通過フィルタの通過帯域により帯域制限され、基本と高調波エネルギーに周波数の重複部分があると、完全に有効とならない。

30

#### 【0006】

フィルタの必要性和それらの制限条件を回避する、大きく改良された基本と高調波信号の分離技術がアメリカ合衆国特許第5,706,819号に記載されている。本発明者の一人も共同発明者であるこの特許は、信号処理によって基本と、高調波の信号成分を分離する「パルス反転(pulse inversion)」と呼ばれる技術を開示する。パルス反転法においては、2つの反対位相の波形が発信され、各発信後にエコーが受信される。2つのエコーのシーケンスは、次いで空間基準で加算されるか減算される。ある位置で受信されたエコーが加算されると、発信波形と線形関係にあり、位相のみ相違する線形成分は、それらの位相が反対であるため消去される。連続パルスからの非線形エコー成分の大部分は、反対位相ではなく、加算的に組合わされる。対応して、ある位置からの2つのエコーが減算されると、反対の位相の基本(または線形)成分は互いに増強され、一方非線形成分の大部分は減算によって消去される。

40

#### 【0007】

パルス反転分離がフィルタに依存しないので、基本と高調波成分の周波数が重なっている時にも、広帯域信号の分離に有効である。しかしながら、パルス反転が2 - パルス方式であるので、運動虚像の対象となりがちである。特に応答がいずれの場合にも作成されるので、非線形エコーと運動とをパルス反転法で識別することができない。従って、エコーの

50

線形と非線形成分のドップラーシフトを検出し、分離できることが望ましい。さらに線形と、非線形の信号成分を十分に分離できることが望ましく、さらに非線形エコー成分を運動の効果から識別できることが望ましい。そのような信号分離は、広帯域操作で、rf（無線周波数）フィルタ回路の制約によって妨げられないことが望ましい。

【0008】

【課題を解決するための手段】

本発明により、運動の効果を検出しつつ、同時に広帯域の線形および非線形エコー信号成分を分離する超音波診断画像処理方法および装置が提供される。本発明の方法では、無線周波数（時間）領域の超音波エコー信号を、ドップラー領域のドップラーシフト周波数に、エコーの直線性に従って、マッピングする。本発明方法では、変調(modulated)発信シーケンスに  
10 応答して受信された連続エコーの間の位相シフトを分析することによりこれを実施する。本発明方法によると、周期的に位相変化する波形のシーケンスの1つの発信により1つのドップラーエコー集合が取得される。ドップラー処理中に、エコーの集合が組合わされると、結果として生ずるドップラースペクトルは、1つの領域に存在する奇数次高調波（例えば線形信号成分）と、その他の領域に存在する偶数次高調波（例えば第二高調波信号成分）の、別個の領域に分けられる。各領域は、運動の存在なしで体内の静止している物質からの線形および非線形エコーに含まれる画像化される物質の運動に対応する周波数範囲に広がる。好適例においては、組織の運動、高調波造影剤、または組織高調波画像処理情報などの、特定種類の処理用信号情報を同時に描出するのにドップラーフィルタが使用される。本発明方法を実施するための装置についても説明する。  
20

【0009】

図1は、本発明による超音波診断画像処理装置のブロックダイヤグラムである。図2は、本発明によるエコー集合を取得するための好適な発信波形シーケンスを示す。図3は、図1の集合記憶装置の説明図である。図4aと4bは、図1のウォールフィルタの2つの例を示す。図5aは、従来のドップラースペクトルを説明し、図5bは本発明により作成されたドップラースペクトルを示す。図6は、本発明による異なる高調波スペクトルの分離を示す。図7-10は、本発明により分析され、画像処理される超音波情報の種々のスペクトルを示す。図11-15は、図7-10のスペクトルの種々の超音波情報を描出するためのウォールフィルタ特性を示す。  
30

【0010】

【発明の実施の態様】

最初に図1に、本発明の超音波診断画像処理装置のブロックダイヤグラムを示す。アレー変換器12を有するプローブ10は、体内に超音波エネルギーを発信し、体内組織、細胞、体液、超音波造影剤を使用する場合には造影剤から戻るエコーを受信する。アレー変換器は線形またはカーブドアレーであり、フェーズドアレイまたは線形アレイとして動作する。ドップラー研究には通常、フェーズドアレイ操作が望ましい。アレー変換器による発信と受信のタイミングは、発信ビーム形成器16と受信ビーム形成器18に接続するビーム形成器制御器14により同調される。各ビーム形成器のチャンネルはアレー変換器の個々の素子に接続され、個々の素子からの信号の発信と受信を別々に制御する。ビーム形成器制御器の制御下に、ビーム形成器16はアレーの各素子が活性化され波もしくはパルス  
40 を発信する時期を決定する。この発信の時間制御は、全アレーにより発信される波が、所定の方向、即ち前もって決められた走査線に沿って操作され、所望の焦点深度に焦点を合わせることを可能にする。2つのビーム形成器のチャンネルは、高発信電圧から受信ビーム形成器チャンネルの入力を保護する発信/受信スイッチ17により、アレーの素子に接続する。

【0011】

個々の変換器素子によって受信されたエコーは、発信/受信スイッチ17により受信ビーム形成器18の個々のチャンネルに転送される。これらの入力経路には、受信エコー信号を増幅するための前置増幅器(pre-amplifier)や、深さ依存減衰効果を相殺するための時間利得代償回路を含めてもよい。好適例にあるように、受信ビーム形成器18がデジタルビー  
50

ム形成器であるとき、ビーム形成器の各チャンネルにはアナログ - デジタル変換器が前に置かれるかまたは含まれる。ビーム形成器のチャンネルは、走査線からの各変換器素子により受信されたエコーを連続的に適切に遅延させ、走査線に沿って共通の点（試料容積(sample volume)）から受信された信号を時間一致させる。連続的な遅延変位により、走査線に沿った受信エコー信号の動的焦点合わせが可能となる。次いでチャンネルの出力での信号が組合わされ、コヒレントエコー信号のシーケンスが形成される。

#### 【0012】

受信ビーム形成器は、動的開口変化の効果を相殺する信号振幅の正規化など、他の処理操作も従来通り実行する。受信ビーム形成器は、複数線受信を実施するために、それぞれがそれ独自のビーム形成器制御器からの遅延プログラミングを有するチャンネルの2あるいはそれ以上の群に分割することもできる。複数線受信において、チャンネルの各群は、それ自身の走査線に沿って受信ビームを操作し、焦点を合わせ、これによって2あるいはそれ以上の受信走査線を同時に形成する。複数線受信により、より短時間で一画像の全走査線が取得されるので、フレーム速度を上げることができるが、一方、受信走査線の全てが発信開口と一致しているとは限らないので、収差(aberration)効果を生じる傾向が出てくる。

#### 【0013】

走査線に沿って受信されたコヒ - レントエコーのシーケンスを検出することができ、グレースケール値の範囲に調節され、所望の画像記録方式に走査変換され、表示され、このようにしてBモード画像を形成する。図1の装置において、コヒレントエコーは直角位相帯域通過(QBP)フィルタ20により、同相(I)と直角位相(Q)試料に復調される。このI, Q試料はドップラー処理され、ドップラーパワー、速度、加速式、分散、および流れまたは運動の方向を決定し、計算式、 $(I^2 + Q^2)^{1/2}$ によりエコー信号の振幅の検出に使用することもできる。図1の具体例におけるBモード画像処理では、I, Q試料は処理され、周波数混合回路22によりスペckルを除去される。エコー振幅は、検出器24により検出され、検出されたエコー信号は、エコーデータバス32を通じてグレースケールプロセッサ60に転送され、そこでエコーは対数圧縮され、グレースケールマッピングされる。対数圧縮とグレースケール処理の好適技術の詳細は、アメリカ合衆国特許出願第08/955,819号に見出される。グレースケール信号は、画像データバス82を通じて走査変換器80に転送され、そこでR - 走査線データは所望の表示形式に変換される。走査変換画像は、表示装置90に表示される。

#### 【0014】

QBPフィルタ20、周波数混合回路22および検出器24の詳細な説明は、アメリカ合衆国特許出願第08/893,426に見出される。

ドップラー画像処理については、走査線はある時間間隔で連続的に走査され、走査線に沿った各試料容積で、時間的にエコーシーケンスが集められる。この時間的エコーシーケンスは、集合(ensemble)と呼ばれ、発信波のシーケンスにより取得され、その繰返し周波数はパルス繰返し周波数、PRFと呼ばれる。それぞれの個々に発信された波もしくはパルスは、診断用超音波の通常の無線周波数(r.f.)範囲にあるドップラー周波数と呼ばれる名目の周波数を示す。PRFは通常、キロヘルツかそれ以下の範囲である。エコー集合は集合記憶装置26に蓄積され、完成された集合がドップラー処理用に作成される。

#### 【0015】

ドップラー処理の従来からの第一段階は、ウォ - ルフィルタ処理である。心臓と血管中の血流の画像処理もしくは測定を実施するとき、血液細胞からの相対的に低いレベルのエコーは、血管や心臓壁などの近接組織により反射された強いエコーに圧倒される場合がある。処理の目的は血流の画像処理もしくは測定であるから、この場合には組織エコーは、除去すべきクラッタとなる。このフィルタの目的が心臓や血管壁からのエコーを除去することにあるので、これらの不要な信号を除去する回路はウォ - ルフィルタと呼ばれている。組織信号は通常血流信号よりも大きい振幅と低い周波数を有するので、これらの信号は振幅、周波数、または両者の組合せによって識別することができる。「フラッシュ(flash)

10

20

30

40

50

」として知られるドップラー虚像と共に組織信号を除去する好適技術がアメリカ合衆国特許第5,197,477号に開示されている。

【0016】

ウォールフィルタは、血流ドップラー信号を排除し、組織のドップラー信号を通すよう、逆特性で機能させることもできる。組織のこれらの信号がドップラー処理されるとき、心筋や弁膜などの動いている組織の画像が作成される。この画像処理技術は組織ドップラー画像処理として知られている。

【0017】

血流または組織の、フィルタ処理されたドップラー信号は、ドップラープロセッサ40に転送され、そこでそれらはドップラー位相シフトまたは信号強度(パワードップラー)のドップラー計算の実施に使用される。従来よりこれはドップラー信号データのフーリエ変換または自己相関(autocorrelation)により実施される。好適技術は、ドップラー位相シフトとドップラー信号の参照もしくは中心周波数を同時に計算する二次元自己相関の実施である。後者は、位相シフト計算における深さ依存周波数減衰効果の修正に有用である。そのような二次元ドップラープロセッサが、アメリカ合衆国特許5,386,830に記載されている。ドップラー周波数もしくは位相シフトは、エコーを返す血流または組織の速度に比例するので、速度、加速または分散数の延長(production)は、直線的である。色流れドップラーにおいて、血流速度は色スケールにマッピングされ、画像データバス82を通じて走査変換器80に転送され、血流を含む組織構造のグレースケール画像上に重ねられる。パワードップラー画像処理において、ドップラー信号強度は同様にマッピングされ、グレースケール画像上に表示される。アメリカ合衆国特許5,474,073および5,720,291に記載されているように、ドップラーとグレースケール画像データを3Dプロセッサ70で処理し、血流および/または組織の三次元画像表示を形成することもできる。

【0018】

本発明によると、エコー集合は波毎に異なる位相を示す発信波のシーケンスにより取得される。好適例において位相は、図2のパルスシーケンスにより示されるように波毎に180°位相変化する。説明の容易さのために、画像処理の目的に応じ、より長いパルス周期もしくは単極性パルスを採用することもできるが、これらのパルスはサイン波形の一周期として示される。図中、パルス102が時間T1で発信され、その後走査線からのエコーのシーケンスが取得され、各集合中の第1の試料となる。時間T1からパルス速度(rate)間隔(PRI)と呼ばれる間隔で隔てられている時間T2で、パルス102の反転として示されるパルス104が発信され、パルス104は、パルス102の有する位相から180°変化する。同様に、時間T3、T4およびT5におけるパルス106,108および110の位相は、パルス毎に180°変化する。

【0019】

各パルスの後にエコーが受信され、図3に示すように他の試料が各集合に加えられ、それは集合記憶装置26の目的を説明している。発信パルス102に回答して、走査線に沿った連続試料容積(SV#)から受信されたエコーは、集合記憶装置の第1の列に、T1と記された列に+記号で示されるように記憶される。発信パルス104に回答して、走査線に沿った試料容積から受信されたエコーは、集合記憶装置の第2の列にT2と記された列に-記号で示されたように記憶される。列T3-T5の残りは、パルス106,108および110に回答して受信されるエコーにより満たされる。

【0020】

各試料容積SVの集合は次いで、ウォールフィルタ30中で、ウォールフィルタ処理される。好適例において、ウォールフィルタはマトリックス(matrix)フィルタである。マトリックスウォールフィルタ処理は、適切な積算係数を選択して実施され、該マトリックスフィルタ処理は下式で表わされる。

【0021】

【数1】

10

20

30

40

50

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ \bullet \\ \bullet \\ \bullet \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} a_{12} a_{13} \bullet \bullet \bullet a_{1n} \\ b_{11} b_{12} b_{13} \bullet \bullet \bullet b_{1n} \\ c_{11} c_{12} c_{13} \bullet \bullet \bullet c_{1n} \\ \bullet \bullet \bullet \\ \bullet \bullet \bullet \\ \bullet \bullet \bullet \\ n_{11} n_{12} n_{13} \bullet \bullet \bullet n_{1n} \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ \bullet \\ \bullet \\ \bullet \\ x_n \end{bmatrix}$$

10

20

## 【0022】

ここに、 $x_1 \cdots x_n$ は試料の集合であり、 $y_1 \cdots y_n$ はフィルタ処理された出力値である。エコー値と係数の積 $y_n$ は、係数により決定された特性に従ってフィルタ処理されたエコー値である。係数は、所望のフィルタ特性、特に所望のフィルタインパルス応答に関するものを考慮して選択される。

## 【0023】

本発明のさらなる面によると、マトリックスウォールフィルタの組合せ処理は、エコー信号の線形と非線形成分を分離する。以下に論ずるように、この分離は発信信号の位相交替によりドップラー値に導入される位相シフトによりもたらされる。

30

## 【0024】

図4aと4bは、ウォールフィルタ30の異なる2つの例を示す。図4aの例は、ウォールフィルタとしての使用に適する有限インパルス応答(FIR)フィルタを示す。集合のエコーは、一連の遅延段階にシフトされる。集合が遅延段階を通過するとき、試料は、マルチプライヤ120で重み付け係数を積算され、信号に所望のフィルタ特性、およびフィルタ出力信号のシーケンスを作成する加算段階122で加算された結果を与える。図4bは、マルチプライヤ120とアキュムレータ124により形成されたフィルタを示す。この例において、集合のエコーには順次マルチプライヤ120に適用される重み付け係数が積算され、その積はアキュムレータ124に蓄積される。完全な出力値がアキュムレータに蓄積される前に、一連の積算命令が連続して行なわれなければならないので、マルチプライヤ-アキュムレータの例は縦列し、より高速の出力信号を作成することができる。これらのフィルタの例のいずれかの出力は、定期的に跳び越す(skip)ことができ、得られた出力に間引き(decimation)フィルタ特性を与える。集合が有限長さのシーケンスなので、処理を開始するときにフィルタが「振動的に歪む(ring)」ことのないよう、初期化に注意しなければならない。これは直流値を使用するか、または、シーケンスのいくつかの初期値を複製して、エコー値の前に初期化値を加える(pad)ことにより、実施することができる。有限フィルタ長はまた、フィルタ応答がフィルタ処理される集合長によって影響されることを意味し、試料のより長いシーケンスは、より多くの係数、重み付け係数、および積を有し、より複雑で、詳細に調整されたフィルタ特性を与える。

40

## 【0025】

50

従来のドップラー処理により作成されたドップラースペクトルを図5 aに示す。ドップラー応答が発信パルスによって効果的にサンプリングされるので、パルス繰返周波数は、エイリアシングなしで検出することができるドップラー周波数の範囲としてナイキスト限界(Nyquist limit; 最大測定可能速度)を設定する。運動または流れは変換器に向かう(+)か、離れる(-)かのいずれかであるから、スペクトルの限界は、 $-(PRF/2)$ と $+(PRF/2)$ であり、ゼロの周波数基準に中心がある。縦座標は、ドップラーパワーの大きさである。ドップラーシフト周波数は、運動の速度と直接対応するので、横座標はドップラー周波数と速度の両方に置くことができる。静止物体から戻るドップラー信号は、中央ゼロの速度軸に位置するであろう。動いている血液または組織からの信号のドップラーシフトは、動きの方向により、より遅い速度はより中央軸に近く、より大きい速度は横座標の末端よりに位置付けるように、中央軸の左または右に位置する。

10

## 【0026】

本発明の実施により生ずるドップラースペクトルを図5 bに示す。従来のスペクトルと同様、図5 bのドップラースペクトルは $-(PRF/2)$ と $+(PRF/2)$ のナイキスト限界により境界づけられ、ゼロの速度座標付近に中心がある。しかしながら、パルス毎の発信信号の位相交替は、ドップラーシフトスペクトルを、奇数(線形+より高次の非線形)と偶数(第二高調波+より高次の非線形)成分領域に区分し、静止組織から戻るものなどの静的線形成分の、スペクトルの両端への変位を生じさせる。2次高調波成分が存する非線形領域は、 $-(PRF/4)$ と $+(PRF/4)$ により境界づけられ、中心軸付近に中心がある。静止組織から戻る組織高調波成分は、中心軸に見出され、流れている高調波造影剤などの動いている物質から戻る高調波成分は中心軸から外側に、 $-V_h$ と $+V_h$ と表示された矢印により示されるように、 $-(PRF/4)$ と $+(PRF/4)$ の境界内に見出される。動いていないおよび動いている組織や血液から戻る基本周波数成分など、線形成分が存在する領域は、 $-(PRF/4)$ および $+(PRF/4)$ 境界から外側に位置する。静止物質からの基本成分は、 $+V_f$ および $-V_f$ と表示された矢印に示されたように、両末端の内側に位置する速度が増加する物質からの信号成分を有し、スペクトルの $-(PRF/2)$ および $+(PRF/2)$ 末端に位置付けられるであろう。従って、適切な領域からの信号成分を選択することによって、使用者は静止目標からの線形信号、静止目標からの非線形信号、動いている目標からの線形信号、または動いている目標からの非線形信号など、所望の分割された信号成分の画像処理または分析を実施することができる。

20

30

## 【0027】

本発明の実施と結果の数学的表現を以下に示す。一連のN個の超音波パルスがT秒のパルス繰返し間隔で発信される。各発信パルスは、前のパルスの反転されたコピーである。

## 【0028】

## 【数2】

$$p_k(t) = (-1)^k p_0(t - kT), k \in [0, N-1] \quad (1)$$

## 【0029】

ここに $P_k(t)$ は発信パルスkの圧力波形である。受信エコー、 $e_k(t)$ は、典型的には変換器通過帯域の中心近く(広帯域発信パルス用)、または発信周波数の2次高調波もしくはその近傍(狭帯域発信パルス用)のいずれかに選択される周波数 $f_c$ の搬送波(carrier)の直角位相にそれらを混合することにより復調される。復調された信号は次いで処理されドップラースペクトルを作成する。線形分布構造には、連続エコーは下式で表される。

40

## 【0030】

## 【数3】

$$e_{k+1}(t - (k-1)T) = -e_k(t - kT - \Delta\tau_d), \quad (2)$$

【 0 0 3 1 】

ここに、 $d = 2 \quad d / C_s$  であり、

【 0 0 3 2 】

それは、パルス間で変換器に関する分散構造の軸運動  $d$  による時間遅れである ( $C_s$  は、媒体中の音速)。  $f_c$  と関連して測定された、連続エコーの間の対応する位相シフトは下式で表される。

【 0 0 3 3 】

【 数 4 】

$$\Delta\phi = 2\pi f_c \Delta\tau_d + \pi \quad (3)$$

【 0 0 3 4 】

付加された項は、数式 2 の  $e_k$  の前の負記号の結果である。計算されたドップラー周波数は、従って下式となる。

【 0 0 3 5 】

【 数 5 】

$$f_d = \frac{\Delta\phi}{2\pi} f_{pr} = \frac{2v}{c_s} f_c + \frac{1}{2} f_{pr}, \quad (4)$$

【 0 0 3 6 】

ここに  $v$  は変換器に関する散乱物体の相対軸速度である。そして  $f_{pr} = 1 / T$  は、パルス繰返周波数 (PRF) である。従って、線形散乱物体からの信号は、ナイキスト周波数と等しい量だけ移動して、ドップラースペクトル中に現れるであろう。非線形散乱からのエコーは、下式のように、奇数と偶数成分に分解することができる。

【 0 0 3 7 】

【 数 6 】

$$Echo\{p(t)\} = e_{even}(t) + e_{odd}(t) \quad (5)$$

$$Echo\{-p(t)\} = e_{even}(t) - e_{odd}(t) \quad (6)$$

【 0 0 3 8 】

連続 PID エコーにおいて、 $e_{odd}(t)$  成分は  $P(t)$  と正負符号を交換するが、 $e_{even}(t)$  成分は交換しない。この分解は、一般的であり、分散過程の正確な性質に依存しない。下式の簡単なモデルにとって、

【 0 0 3 9 】

【 数 7 】

$$Echo\{p(t)\} = \sum_{k=0}^{\infty} a_k p^k(t - \tau) \quad (7)$$

【 0 0 4 0 】

$e_{odd}(t)$  は、奇数次の分散項によるエコーを含み、 $e_{even}(t)$  は偶数次の分散項によるエコーを含む。これら 2 成分によるドップラーシフトは下式となる。

【 0 0 4 1 】

【 数 8 】

10

20

30

40

$$f_{d,odd} = \frac{2v}{c_s} f_c + \frac{1}{2} f_{pr} \quad (8)$$

$$f_{d,even} = \frac{2v}{c_s} f_c \quad (9)$$

## 【 0 0 4 2 】

$f_{d,even}$ が、従来のドップラーにより作成されるものと同じのドップラーシフトを有することに注意しなければならない。全ての散乱物体速度が、修正(revised)ナイキスト限界に従うとすると、

## 【 0 0 4 3 】

## 【 数 9 】

$$\frac{2|v_{max}|}{c_s} f_c \leq \frac{1}{4} f_{pr}, \quad (10)$$

## 【 0 0 4 4 】

それは従来の限界の半分であり、 $-f_{pr}/4$ と $f_{pr}/4$ の間のドップラースペクトルの部分は、非線形散乱プロセスから生じる、唯一のドップラー信号を含む(これをここに、スペクトルの低周波数または非線形部分という。)。ドップラースペクトルの残り半分(高周波数または線形部分と呼ぶ。)は、線形散乱と、おそらくより高次の非線形散乱から生じるドップラー信号を含む。

## 【 0 0 4 5 】

図6に示すように本発明による発信波の位相交替により作成された周波数分離は、相補的である。図6aは、2MHzに中心がある名目上(nominal)の発信周波数に反応して受信される2MHzの名目上の周波数付近の基本周波数の帯域、それに続いてそれぞれ約4、6、8および10MHzに中心がある第2、第3、第4および第5次高調波帯域を示す。パルス反転発信と、取得信号の減算の組合せにより実施されるスペクトル分離が、図6bに示される。基本周波数を含む奇数次の高調波は、この処理によって分離される。同様に、加算的組合せによるパルス反転発信は、図6cに示すように、2次高調波を含む偶数次の高調波を分離する。

## 【 0 0 4 6 】

従って、図6bのスペクトルは、図5bで「線形」と標識された領域に存在し、図6cのスペクトルは図5bに「非線形」と標識された領域に存在する。しかしながら、超音波画像処理の変換器は有限の通過帯域を有することを思い起こさなければならない。ワシントン州、ボゼルのエイティール・ウルトラサウンド・インコーポレイテッド(ATL Ultrasound Incorporated)によって製造されたP4-2フェーズドアレー変換器により示された通過帯域は、ほぼ図6dの通過帯域130によって示されたものであり、2MHzから4MHzまで実質的に平坦である。従ってP4-2フェーズドアレー変換器は、上記通過帯域130に示された基本と2次高調波帯域を再現し、より高次の帯域は変換器の上部遮断(upper cutoff)により除去される。P4-2変換器によって画像化された非線形および線形スペクトルは従って、高次高調波の大きなエネルギーなしで、基本と2次高調波成分から構成される。これは、P4-2変換器が2MHzの発信波の基本または2次高調波エコーのいずれか単独の画像処理に使用しうることを意味している。

## 【 0 0 4 7 】

図7-10は、本発明による様々な診断用画像処理方法で取得しうる種々のドップラー信号のスペクトルの例を示す。図7aは、低強度波の発信に伴う実質的に静止している組織からのエコーのスペクトルを示す。実質的に全てのスペクトル成分は線形であり、ドップラースペクトルのナイキスト末端の帯域202, 204に位置している。発信されたエネ

10

20

30

40

50

ルギーの強度が増加すると、図 7 b のスペクトルが結果として生ずる。同じ静止線形帯域 202, 204 が存在する。しかし、発信エネルギーの増加は、発信波中の高調波成分のより速やかな増強を生じさせ、2次高調波エネルギーは、スペクトルの非線形領域の中央（静止）軸付近に位置する帯域 206 により示されるように、静止組織から戻るエコー中に含まれる。

【0048】

もし図 7 b のスペクトル中の 2次高調波組織成分だけの画像形成を望むならば、図 12 のフィルタ通過帯域 306 に示すものなどの、単純応答特性をフィルタに付与するように、マトリックスフィルタの係数または FIR フィルタの重みを調整する。このフィルタ通過帯域は、通過帯域の中心の組織高調波成分を通過させるが、通過帯域 306 の外側の基本成分は通過させないことが分かる。従って、ウォールフィルタはさらなる処理のために使用される信号成分の種類を選択に使用される。

10

【0049】

図 8 a は、灌流中の心筋層など、灌流されている組織内の高調波造影剤の低発信強度による検出から得られたスペクトルの内容を示す。造影剤は、帯域 212, 214 に示されたように、発信波の線形成分を、そして非線形帯域 216 によって示されたように剤の非線形特性による非線形信号成分も反射する。これらの帯域の全ては、ゼロ速度中心およびドップラー帯域の両末端付近に位置し、これは造影剤の組織内の遅い流速から予想される。発信エネルギーが増加し、造影剤の微小気泡を破壊させると、これらの結果のスペクトルは相当に広がり、通常図 8 b の帯域 218 に示すように、ドップラースペクトル全体を満たす。帯域 218 の信号成分をパワードップラー記録方式に効果的に表示することができ、またはアメリカ合衆国特許 5,456,257 に記載されたように微分し、振幅検出することができる。

20

【0050】

図 9 a は、血管内を流れる造影剤のスペクトルを示す。予想されるように、造影剤のエコーの基本と高調波帯域の両方は、帯域 222, 224 の位置により示されるように、周波数（速度） $f$  だけ静止軸から離れるように動く。ここに、

【0051】

$$f = 2 v f_c / c \text{ である (式 9 参照) 。}$$

【0052】

流れている造影剤が、より高い発信エネルギーに曝されると、微小気泡が破裂し、図 9 b に示すスペクトルを返す。このスペクトルは、微小気泡の破裂により放出された広帯域エネルギーのために広がり、流れる剤の進行速度の基本および 2次高調波の戻りに対応する周波数 226, 228 の頂点を有する。

30

【0053】

図 10 a は、いかなる造影剤も不存在時に、中程度の発信エネルギーに回答して静止組織から戻るエネルギーのスペクトルを示す。エコーは、帯域 232, 234 に示される基本周波数エネルギーと中程度量の帯域 236 の組織の高調波エネルギーを戻す。発信エネルギーが実質的に増加すると、図 10 b の帯域 236' に示したように振幅が大きくなるにつれて、発信波の高調波エネルギーは大きい速度で蓄積する。

40

【0054】

図 7 - 10 のスペクトルと帯域は、発信波のサンプリング速度 (PRF) が、遭遇する流れまたは運動速度のナイキスト基準を満足していると仮定している。もし高速度域がサンプリング不足になると、生じるスペクトルの高調波は、サンプリング速度基準が満足される領域で部分的に分離されるのみで、サンプリング不足のより高速度域ではスペクトルの他の高調波領域と重なるであろう。

【0055】

図 11 - 15 は、ウォールフィルタ用の係数および重みの選択により生じうる多数の通過帯域を示す。図 7 - 10 と同様に、図 11 - 15 のスペクトル図の横座標は、標識されていないが PRF / 4 分画で示されている。より複雑な機能は通常、より高次のフィルタと

50

より大きい集合長さを必要とする。図 1 1 は、図 8 のスペクトルである、心筋層内の高調波造影剤の検出に有用なウォールフィルタ通過帯域を示す。低発信エネルギーで、図 1 1 a の通過帯域 3 1 6 は、図 8 a の帯域 2 1 6 からの戻りを極大化するように、非線形領域での中心の低速度利得を極大化するのに使用される。微小気泡の破裂が始まったときに、より穏やかなエネルギーで、低速非線形領域により大きい利得を与えるために、図 1 1 b の通過帯域 3 1 4 を使用することができる。より高エネルギーで、図 1 1 c の通過帯域 3 1 8 は（スペクトルの末端で）線形成分と、（スペクトルの中心で）静止組織からの高調波成分を拒絶するために使用することができ、一方造影剤の微小気泡の破裂から戻る広帯域の戻りを極大化する。簡単にいうと、スペクトルのある領域に対して他の領域中の信号利得を減少、増加させるために、ドップラースペクトルの異なる領域中のフィルタ利得を利用することができる。

10

## 【 0 0 5 6 】

図 1 3 は、本発明による、高調波造影剤の色流れ画像処理用の詳細設定された通過帯域 3 2 0 を示す。組織高調波からの成分は、スペクトルの中央部では拒絶され、全通過帯域利得が PRF / 4 境界までの全高調波周波数（速度）範囲について適用される。

## 【 0 0 5 7 】

図 1 4 と 1 5 は、2 次高調波（および、他の偶数次の非線形）および基本（および奇数次の非線形）信号用の理想化された通過帯域を示す。通過帯域 3 3 0 は、PRF / 4 でのその鋭い遮断により、全ての出所、高調波造影剤、組織高調波からの 2 次高調波非線形信号を通過させる。図 1 5 の相補的通過帯域 3 4 0 は、全ての原因からの線形（基本）信号成分を通過させる。

20

## 【 0 0 5 8 】

1 つの画像または分析処理用のスペクトルの 2 つの領域を分離するのに、複数のフィルタを使用するいくつかの処理を実施することも予想される。例えばそれぞれが、図 9 の奇数次高調波（線形）と偶数次高調波帯域を別々に通過させ、そして別々に各組の信号をドップラー処理するために、2 つのフィルタを使用することができる。これは、基本信号情報の組織ドップラー処理により、偶数次高調波情報から、拍動している心臓の、動いている心壁内を流れている造影剤の表示を可能にする。第二の例として、（図 1 4 に示されたような応答特性を使用して）非線形信号強度を得るために 1 つのフィルタを使用し、（図 1 5 に示された応答特性を使用して）線形信号強度を得るのに他のフィルタを使用し、その両方をパワードップラー処理法により処理することができる。次いで画像平面内の各画素位置での線形信号パワーに対する非線形信号パワーの割合が計算され、表示される。好適例において、この線形と非線形の比は、結果として生じる係数のパワー依存をより小さくするよう、分母の線形値を 2 乗することにより計算することができる。拡張された係数の組が、別々に蓄積され、次いでドップラー処理される 2 つの通過帯域について、結果を算出するので、マトリックスウォールフィルタはそのような「2 経路」実行によく役立つ。ドップラースペクトルの線形領域を処理するのに使用される係数は、乗法プロセスの間、集合中の 1 つおきのエコーを反転させる極性を有することができ、奇数次チャンネル中のほぼ  $\pm (PRF) / 2$  からゼロまでに分布する線形成分を再変調する。

30

## 【 0 0 5 9 】

本発明者らは、パワードップラーがほとんどの用途に好適ドップラー技術であり、流れの方向でなく、流れの存在が必要な多くの場合に優れた画像を作成することを見出した。湍流中の心臓組織の、湍流している心筋のパワードップラー画像が優れた解像度で作成されている。本発明による色ドップラー画像処理は、例えば、腎臓移植の画像化に非常に有用である。グレースケール表示も可能である。ドップラー集合は通常、2 から 16 の試料の長さになり、一方、より短い集合長さで優れた結果を達成することができることを見出され、2 試料集合を有するパワードップラー画像は、高解像度画像を作成し、高い実時間フレーム速度をも与えることを見出された。より長い発信パルスが、ある状況では望ましい。本発明者らは、図 1 のパワーモーションプロセッサ 5 0 を使用するパワーモーション画像処理技術により、パルス反転技術により動いている組織から得られた 2 つの試料を効

40

50

果的に画像化できることも見出した。パワーモーション画像処理技術とプロセッサ50の詳細が、アメリカ合衆国特許5,718,229に見出される。

【0060】

受信された集合のエコーからエコーへの分散を導入する他の変調技術を、許容可能な効果をもって使用することができる。例えば、2つの異なったレベルの間で、連続発信パルスの振幅を交互にし、パルス毎の $180^\circ$ 位相シフトをもって、またはシフトなしで、そして受信エコーが発信パルス振幅に従って正規化され(normalize)、次いで上記したように処理される。振幅変調は、本発明技術の実行に十分な程度の線形と非線形成分の分離を生じさせるのに十分な変位(variation)を生じさせる。もしも $180^\circ$ 位相シフトが使用されないならば、スペクトルの奇数次部分と偶数次部分は逆になる。これが本発明の改善の実行であると判断される一方、それはある環境においては有効であるか、望ましい。

10

【0061】

本発明は、ドップラースペクトルが図形的にまたは数値的に表示されるPWドップラーの応用に容易に適用することができる。従って、所望のウォールフィルタの選択により、線形または非線形信号成分のドップラースペクトルを、選択的に処理し、表示することができる。

【0062】

線形散乱から非線形散乱を明瞭に分離するので、パルス反転ドップラーは線形組織中の微小気泡造影剤の検出によく適合している。さらに本願技術は、広帯域、高解像度パルスをドップラー用途に使用することを可能にする。

20

【0063】

本発明は、パルス反転ドップラー超音波診断画像処理に関し、広帯域線形と非線形エコー信号成分を分離しつつ、同時に運動の効果を同時に識別する超音波診断画像処理方法と装置が提供される。本発明方法は、エコーの直線性に依存するようにドップラー領域中のドップラーシフト周波数に、無線周波数(時間)領域中の超音波エコー信号をマッピングする。本発明方法は、これを連続するエコー間の位相シフトを分析することにより実施する。

【0064】

周期的に位相変化する波形の発信シーケンスによりドップラーエコー集合が取得される装置が開示される。エコー集合がドップラー処理中に組み合わせられると、結果として生ずるドップラースペクトルは、奇数次高調波(例えば線形信号成分)が存在する1つの領域と、偶数次高調波(例えば、2次高調波信号成分)が存在する他の領域というように、別個の領域に分離される。好適例において、ドップラーウォールフィルタは、組織運動、高調波造影剤、組織高調波画像処理情報など、特定種類の処理用信号情報の描出に使用される。

30

【0065】

本発明の主たる態様を以下に示す。

1、発生する超音波エコーに位相差を生じさせるよう、体内に変調された超音波シーケンスを発信する段階、該発信シーケンスに回答した超音波エコー信号の集合を受信する段階、そして、線形と非線形信号成分の位相シフト情報を分離するために該集合を分析する段階、以上の段階からなる線形と非線形超音波エコー信号成分の微分的位相変調方法。2、該発信する段階が、パルス毎に変調された超音波の発信からなる前記1の方法。3、該パルス毎に変調された超音波の発信が、線形と非線形信号成分の間に位相の分離を生じさせる前記2の方法。4、該変調が、該発信パルス速度のナイキスト限界(最大測定可能速度)で生じる前記2の方法。5、該変調が、パルス毎の $180^\circ$ 位相変化、パルス毎の振幅変調、またはパルス毎の位相と振幅変調の組合せである前記2の方法。6、該分析する段階が、線形と非線形の信号成分を微分的に検出する段階からなる前記1の方法。7、微分的に検出する段階が、該集合をパワードップラー処理することからなる前記6の方法。8、微分的に検出する段階が、該集合を色流れ処理することからなる前記6の方法。

40

【0066】

9、位相変化超音波のシーケンスを発信する段階、該位相変化超音波に回答した超音波エ

50

コー信号の集合を受信する段階、そして、エコー信号の該集合をドップラー処理し、エコー信号の直線性に従って分離されたドップラー位相シフト情報を作成する段階、以上の段階からなる、線形と非線形信号情報を分離するようにドップラー領域に、無線周波数超音波エコー信号情報をマッピングする方法。10、一つの波から次へと異なって振幅変調された超音波シーケンスを体内に発信する段階、該振幅変調超音波に应答した超音波エコー信号の集合を受信する段階、そして、エコーの該集合の位相シフト特性を基準に、受信超音波エコー信号を処理し、分離された線形と非線形信号成分を作成する段階、以上の段階からなる、線形と非線形の超音波信号成分を分離する方法。11、被検者の体内に超音波の変調シーケンスを発信する超音波発信器、超音波の該変調発信シーケンスに应答した超音波エコー信号の集合を受信する受信器、および、該エコーの位相シフト情報を線形と非線形信号成分に分離するプロセッサ、からなる、線形と非線形超音波エコー信号成分を識別する超音波診断画像処理装置。12、該発信器が、パルス毎に変調された超音波を発信する11の超音波診断画像処理装置。13、該発信パルス毎の変調が、線形と非線形信号成分の間に位相分離を導入することからなる前記12の超音波診断画像処理装置。14、該変調が、該発信パルス速度(rate)のナイキスト限界で生じる前記12の超音波診断画像処理装置。15、該変調が、パルス毎の180°位相変化、パルス毎の振幅変調、またはパルス毎の位相と振幅変調の組合せからなる前記12の超音波診断画像処理装置。16、該プロセッサが、線形と非線形信号成分を微分的に検出する微分プロセッサからなる前記11の超音波診断画像処理装置。17、該プロセッサが、パワードップラープロセッサからなる前記16の超音波診断画像処理装置。18、該プロセッサが、色流れプロセッサからなる前記16の超音波診断画像処理装置。

10

20

## 【0067】

19、被検者の体内に位相変化超音波のシーケンスを発信する超音波発信器、該位相変化超音波に应答した超音波エコー信号の集合を受信する受信器、および、エコー信号の該集合を処理し、該超音波エコー信号の直線性に従って描出されたドップラー位相シフト情報を作成するドップラープロセッサ、からなる線形と非線形の超音波信号情報を分離する超音波診断画像処理装置。20、被検者の体内に位相変化超音波のシーケンスを発信する発信器、該超音波に应答するしたエコーの集合を受信する受信器、および該集合を処理し、動いている組織の奇数次または偶数次高調波信号の効果のスペクトルを識別する組織ドップラープロセッサ、からなる動いている組織の高調波信号効果を識別する超音波診断画像処理装置。21、被検者の体内に位相変化超音波のシーケンスを発信する発信器、該超音波に应答したエコーの集合を受信する受信器、および該集合を処理し、動いている組織または高調波造影剤の奇数次または偶数次高調波信号効果のスペクトルを識別するパワードップラープロセッサ、からなる動いている組織または高調波造影剤の高調波信号効果を識別する超音波診断画像処理装置。22、被検者の体内に位相変化超音波のシーケンスを発信する超音波発信器、該位相変化超音波に应答した超音波エコー信号の集合を受信する受信器、およびエコー信号の該集合を処理し、ドップラー位相シフト情報を作成するドップラープロセッサ、および、奇数次高調波ドップラー位相シフト情報と偶数次高調波ドップラー位相シフト情報を、それぞれ通過させる第1と第2フィルタ、からなる奇数次と偶数次高調波の超音波信号情報を分離する超音波診断画像処理装置。23、さらに、奇数次と偶数次高調波位相シフト情報の比を計算するための該第1と第2のフィルタに接続する比回路からなる前記22の超音波診断画像処理装置。

30

40

## 【0068】

## 【発明の効果】

運動の効果を識別しつつ、同時に広帯域の線形および非線形エコー信号成分を分離する超音波診断画像処理方法および装置が提供される。該方法は、超音波エコーの直線性により、無線周波数領域の超音波エコー信号を、ドップラー領域のドップラーシフト周波数にマッピングする。変調発信シーケンスに应答して受信された連続エコー間の位相シフトを分析することによりこれを実施する。周期的に位相変化する波形のシーケンスの1つの発信により1つのドップラーエコー集合が取得される。エコーの集合が組合わされたドップラ

50

ースペクトルは、奇数次高調波（例えば線形信号成分）が存在する1つの領域と、偶数次高調波（例えば第二高調波信号成分）が存在するその他の領域という、別々の領域に分けられる。各領域は、運動していない体内の静止物質からの線形と非線形エコー中に含まれる画像化される物質の運動に対応する周波数範囲を含んでいる。好適例においては、組織の運動、高調波造影剤、組織高調波画像処理情報などの、特定種類の処理用信号情報を同時に描出するのにドップラーフィルタが使用される。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明超音波診断画像処理装置のブロックダイヤグラムである。

【図2】 エコー集合を取得するための好適発信波形シーケンスを示す。

【図3】 図1の集合記憶装置の説明図である。

【図4】 図1のウォールフィルタの2つの相互の例を示す。

【図5】 従来及び本発明のドップラースペクトルを示す。

【図6】 本発明による異なる高調波スペクトルの分離を示す。

【図7】 分析、画像処理される超音波情報スペクトルの第1の例である。

【図8】 分析、画像処理される超音波情報スペクトルの第2の例である。

【図9】 分析、画像処理される超音波情報スペクトルの第3の例である。

【図10】 分析、画像処理される超音波情報スペクトルの第4の例である。

【図11】 超音波情報の描出におけるウォールフィルタ特性の第1の例である。

【図12】 超音波情報の描出におけるウォールフィルタ特性の第2の例である。

【図13】 超音波情報の描出におけるウォールフィルタ特性の第3の例である。

【図14】 超音波情報の描出におけるウォールフィルタ特性の第4の例である。

【図15】 超音波情報の描出におけるウォールフィルタ特性の第5の例である。

【符号の説明】

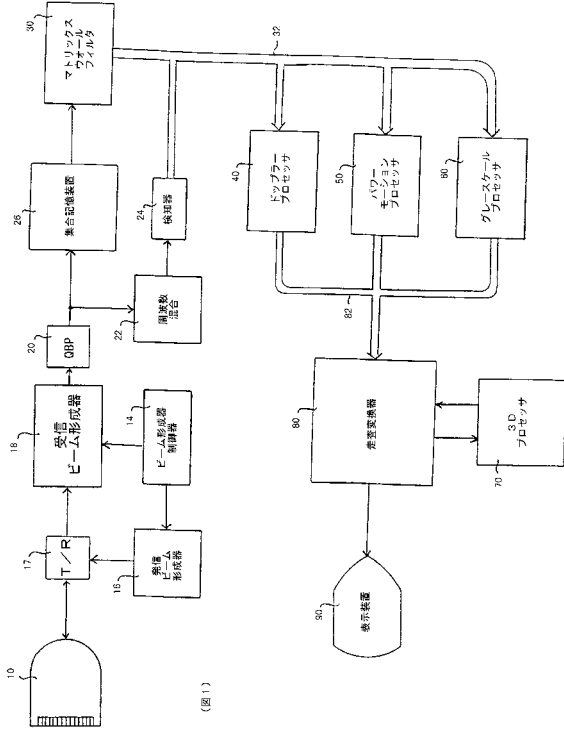
10・・・プローブ、12・・・アレー変換器、14・・・ビーム形成器制御器、16・・・発信ビーム形成器、17・・・発信/受信スイッチ、18・・・受信ビーム形成器、20・・・QBPフィルタ、22・・・周波数混合回路、24・・・検出器、30・・・ウォールフィルタ、32・・・エコーデータバス、50・・・パワーモーションプロセッサ、60・・・グレースケールプロセッサ、70・・・3Dプロセッサ、80・・・走査変換器、82・・・画像データバス、90・・・表示装置、120・・・マルチプライヤ、124・・・アキュムレータ。

10

20

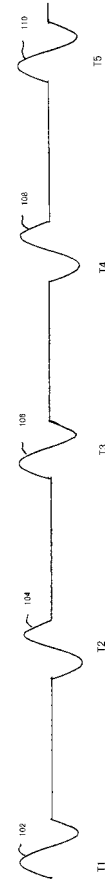
30

【図1】



(図1)

【図2】



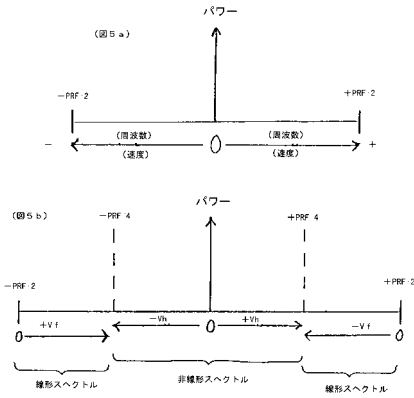
【図3】

(図3)

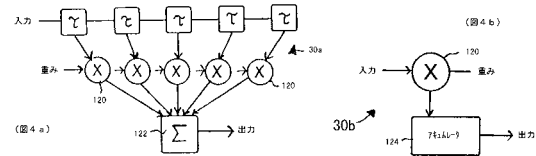
	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10
SV1	+	-	+	-	+					
SV2	+	-	+	-	+					
SV3	+	-	+	-	+					
SV4	+	-	+	-	+					
SV5	+	-	+	-	+					
SV6	+	-	+	-	+					
SV7	+	-	+	-	+					
SV8	+	-	+	-	+					
SV9	+	-	+	-	+					
SV10	+	-	+	-	+					
SV11	+	-	+	-	+					
SV12	+	-	+	-	+					

26

【図5】



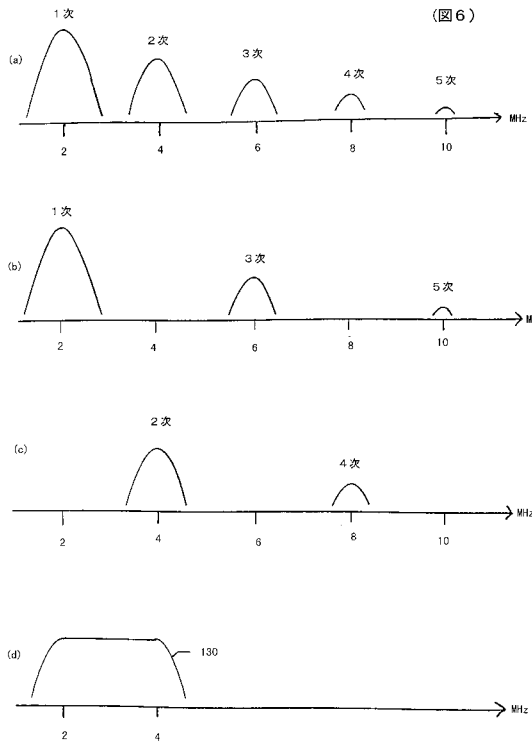
【図4】



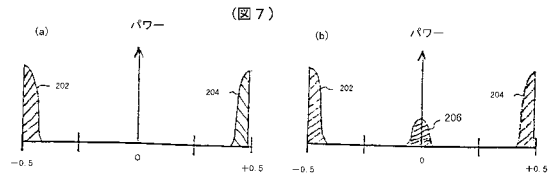
(図4 a)

(図4 b)

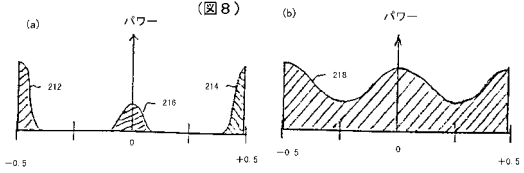
【 図 6 】



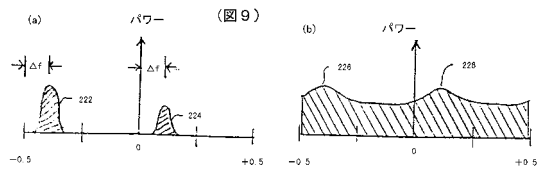
【 図 7 】



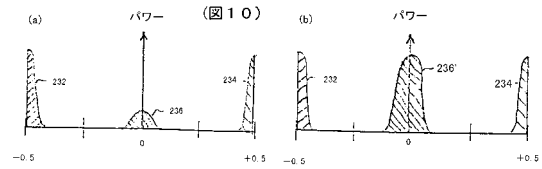
【 図 8 】



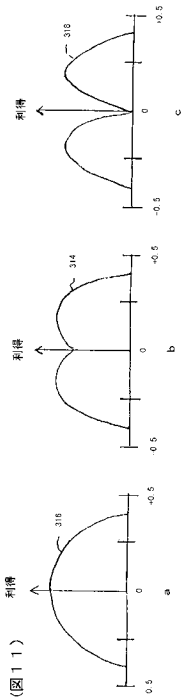
【 図 9 】



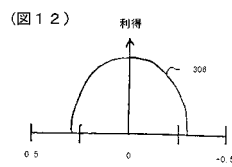
【 図 10 】



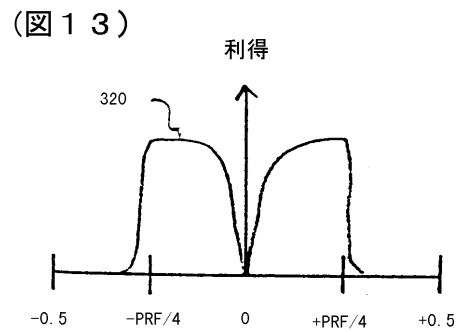
【 図 11 】



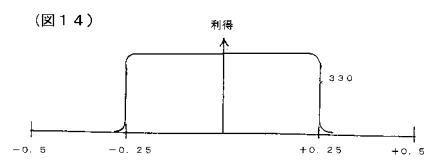
【 図 12 】



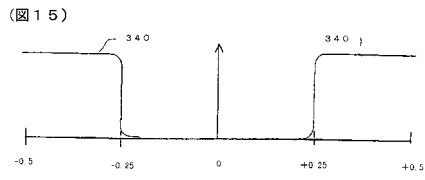
【 図 13 】



【 図 14 】



【 15】



---

フロントページの続き

(72)発明者 デビッド・ホープ - シンプソン

カナダM4C5G2オンタリオ州、トロント、エルドン・アベニュー、41番

審査官 川上 則明

(56)参考文献 特開平08-308842(JP,A)

特開平09-131344(JP,A)

特開平09-164138(JP,A)

特開平09-224939(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

A61B 8/06