(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第4740436号
(P4740436)
(45)発行日　平成23年8月3日(2011.8.3)　(24)登録日　平成23年5月13日(2011.5.13)

(51)Int.Cl.　F I
A61B 8/06 (2006.01)　A61B 8/06

請求項の数 15　(全 14 頁)

(21)出願番号　特願平11-339537
(22)出願日　平成11年11月30日(1999.11.30)
(65)公開番号　特開2000-197634(P2000-197634A)
(43)公開日　平成12年7月18日(2000.7.18)
審査請求日　平成18年11月6日(2006.11.6)
(31)優先権主張番号　09/224633
(32)優先日　平成10年12月31日(1998.12.31)
(33)優先権主張国　米国(US)

(73)特許権者　390041542
ゼネラル・エレクトリック・カンパニイ
ＧＥＮＥＲＡＬ　ＥＬＥＣＴＲＩＣ　ＣＯＭＰＡＮＹ
アメリカ合衆国、ニューヨーク州、スケネクタデイ、リバーロード、１番
(74)代理人　100137545
弁理士　荒川　聡志
(72)発明者　ラリー・ワイ・エル・モー
アメリカ合衆国・５３１８６・ウイスコンシン州・ワウケシャ・サラトガ　ロード・１７０７

最終頁に続く

(54)【発明の名称】ドップラー超音波スペクトル写真のための速度スケールおよびパルス繰返し数の自動調整

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
ドップラー・スペクトル写真画像表示ユニットと、このドップラー・スペクトル写真画像表示ユニットに表示されたドップラー画像の極性を制御する第１の制御装置と、表示されたドップラー画像の位置をシフトする第２の制御装置とを備える超音波システムで、ドップラー画像の外観を改良する装置において、
所定のパルス繰返し数で超音波を発射する超音波送信器であって、前記超音波のパルス繰返し数を調整するための第３の制御装置を備える超音波送信器と、
検査対象から後方散乱された超音波に応答してドップラー信号を生成するように接続された受信器と、
メモリ値を有するメモリ信号を格納するように接続されたメモリ位置を有するメモリであって、このメモリに格納される前記メモリ信号は、前記検査対象の、第１の方向の流体の流れにより後方散乱された超音波に応答して所定の時間間隔中に生成されたドップラー信号の少なくともいくつかの構成要素周波数の大きさを表す第１の値を有する第１の信号と、前記第１の方向と反対方向である第２の方向の前記検査対象の流体の流れにより後方散乱された超音波に応答して前記所定の時間間隔中に生成されたドップラー信号の少なくともいくつかの構成要素周波数の大きさを表す第２の値を有する第２の信号とである、ところの前記メモリと、
前記超音波システム内に存在する雑音信号レベルに関連する第３の値を有する第３の信号を生成し、前記第３の値に少なくとも部分的に基づいて、前記メモリに格納された前記

第１の信号の前記第１のメモリ値と前記第２の信号の前記第２のメモリ値とを分析し、かつ前記分析に基づき、前記第１乃至第３の制御装置の内の少なくとも１つの制御装置の調整を可能にするように接続され、この調整によって前記ドップラー・スペクトル写真画像表示ユニットに生成される前記ドップラー画像が変化するところの、論理ユニット、
とを組み合わせて備える装置。
【請求項２】
前記所定の時間間隔は少なくとも１心搏周期である請求項１に記載の装置。
【請求項３】
前記超音波システム内に存在する前記雑音信号レベルは少なくとも平均雑音強度レベルの推定値を含む請求項１または２に記載の装置。
【請求項４】
前記平均雑音強度レベルが少なくとも前記第１および第２の信号の前記平均雑音強度レベルの推定値を含む請求項３に記載の装置。
【請求項５】
前記論理ユニットは、前記第３の信号を、前記受信器の前置増幅器ジョンソン雑音を含むシステム雑音に基づいて生成するように接続される請求項３に記載の装置。
【請求項６】
前記論理ユニットは、フーリエ変換アルゴリズムを具備することを特徴とする請求項１に記載の装置。
【請求項７】
前記メモリは、列および行でアドレス付け可能であり、このメモリ内のメモリ位置の実質的にすべての行が前記第３の値に関して所定の関係を有するメモリ値を含む場合に、前記論理ユニットは、前記第３の制御装置を変化させて前記パルス繰返し数を増加させるように接続されることを特徴とする請求項１に記載の装置。
【請求項８】
前記論理ユニットは、前記第１の信号または第２の信号を格納する行がさらに存在するか否かを判定するように構成され、かつ前記判定に応答して前記第１の制御装置を変化させることにより前記ドップラー画像の前記位置を変化させるように接続されたことを特徴とする請求項１に記載の装置。
【請求項９】
前記ドップラー画像の前記位置の変化が、前記ドップラー画像の反転であることを特徴とする請求項８に記載の装置。
【請求項１０】
前記論理ユニットが、前記第２の方向の流れを示す信号を格納する行数をカウントし、かつ前記第２の制御装置が前記行数に関連する量だけ前記画像をシフトすることを可能にするように接続される請求項１に記載の装置。
【請求項１１】
前記論理ユニットが、前記第１および第２の信号を格納する行数をカウントし、かつ前記第３の制御装置が前記カウントされた行数に関連する周波数に前記パルス繰返し数を調整することを可能にするように接続される請求項１に記載の装置。
【請求項１２】
前記論理ユニットが、第１および第２の信号を格納する行が第１および第２の信号が不在の行の間に配置されるメモリ信号のパターンを識別し、第１および第２の信号が不在の位置に隣接する第１および第２の信号の少なくともいくつかの位置を判定し、前記第３の制御装置に前記パルス繰返し数を増加させ、前記位置の少なくともいくつかが前記パルス繰返し数の増加に応答して移動した場合にユーザへの信号送信を可能するように接続される請求項１に記載の装置。
【請求項１３】
前記論理ユニットが、前記メモリ位置の少なくとも１行についての統計値を生成するように接続される請求項１に記載の装置。

【請求項１４】
前記受信器が前記対象から後方散乱された前記超音波の構成要素周波数の帯域をフィルタするように接続されたウォール・フィルタを含み、前記論理ユニットが前記構成要素周波数の帯域に対応する行を前記メモリ位置から削除するように接続される請求項１に記載の装置。
【請求項１５】
前記メモリが列および行によりアドレス付けされ、前記論理ユニットが前記第３の値を超える少なくとも１つの行の前記メモリ値を合計して合計値を生成しかつ前記合計値に関連する値を経験的に決定された値と比較することにより前記メモリ値を分析するように接続される請求項１に記載の装置。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【発明の属する技術分野】
この発明は、スペクトル・ドップラー技術を使用して流体の流速を測定する超音波診断システムに関する。詳細には、このようなシステムのための速度スケールおよびパルス繰返し数の自動調整に関する。
【０００２】
【従来の技術】
ドップラー効果に基づく血流検出用の超音波スキャナはよく知られている。このようなシステムは、超音波変換器アレイを動作させて超音波を目的物内に透過させ、目的物から後方散乱された超音波エコーを受信することにより動作する。血流特性の測定において、戻ってきた超音波が周波数基準と比較され、血球などの流れている散乱発生源により、戻る超音波に与えられた周波数シフトが決定される。この周波数シフトが、血流速度に変換される。
【０００３】
最新技術の超音波スキャナでは、パルス化された、つまり持続波（ＣＷ）ドップラー波形が、スペクトル・パワーにより変調されたグレー・スケール明暗度（またはカラー）を備えた、時間に対する速度のグレー・スケール・スペクトル写真として、ビデオ・プロセッサによりリアルタイムに算出され、表示される。各スペクトル線のデータは、異なる周波数間隔についての複数の周波数データ・ビン、表示モニタ上の個々の画素列の個々の画素内に表示される個々のスペクトル線についての各ビンのスペクトル・パワー・データを含む。各スペクトル線は、血流の瞬間測定値を表す。
【０００４】
スペクトル表示の各縦線は、所与の瞬間におけるドップラー周波数スペクトルに対応する。正のドップラー周波数は、変調器に向かう流れに対応し、また負のドップラー周波数は、変調器から離れる流れに対応する。ドップラー・シフト限度は、＋／－ＰＲＦ／２であり、ここでＰＲＦはパルス繰返し数、すなわちドップラー信号のサンプリング周波数である。血管に対してドップラー・ビームが与えられた場合（これは、ユーザがＢモード画像でドップラー角度カーソル・グラフィックを用いて指定する）、ドップラー周波数シフトは、標準ドップラー等式に従って速度単位に変換できる。
【０００５】
実施の際、ＦＦＴ分析時間間隔の中で、血管内のパルス化ドップラー・サンプル・ボリューム内の速度分布は、変換器に対する流れの方向により、正または負になる。流れがすべて負であるためにドップラー・スペクトル表示が反転する場合は、－ＰＲＦ／２をスペクトル写真表示の最上部にマップするように、ユーザは反転キーを押してドップラー・スペクトル線を反転することができる。
【０００６】
パルス繰返し数（ＰＲＦ）がランダム・ドップラー信号のナイキスト周波数より低く、その結果たとえば正の周波数スペクトルが負の周波数軸にラップ・アラウンドするとき、エイリアシングが発生する。合計スペクトル帯域幅がＰＲＦより少ないと仮定すると、基線

の単純なシフトf_{shift}により、スペクトルを効果的にアンラップできる。従来のドップラー・スキャナでは、このような基線シフトは、通常オペレータが前面パネルのトグル・スイッチを使用して実施していた。これは、f_{shift}ステップ・サイズによっては、ユーザが基線シフト・キーを数回切り替える必要がある。

【０００７】

ただし、スペクトル帯域幅がＰＲＦより大きい場合は、速度スケールの極性または基線位置を単純に調整するだけではアンラップできない。この場合、ユーザは前面パネルの制御スイッチを使用してＰＲＦを増加させ、それによって速度スケールの限度を広げる必要がある。一方で、スペクトル帯域幅が現行のＰＲＦ設定よりきわめて小さい場合は、ユーザは通常ＰＲＦを減少させて、表示領域のスペクトル写真の高さを拡張することになる。

【０００８】

一般的な臨床ドップラー検査は、サンプル・ボリューム・サイズ、流れ方向のカーソル角度、速度限度（ＰＲＦ）、基線のシフトと反転、自動最大／平均速度掃引線などについて、様々な制御キーとスイッチの調整が含まれるため、時間のかかる作業である。

【０００９】

【発明が解決しようとする課題】

この結果、ドップラー検査の速さおよび信頼性を向上させるために、これらの基本的なドップラー調整のいくつかを自動化することが必要である。

【００１０】

【課題を解決するための手段】

この発明の好ましい実施態様は、ドップラー画像を表示するための、調整可能な極性および周波数軸に沿って調整可能な位置を備えたドップラー画像表示ユニットを含む、超音波システムにおいて有効である。実施態様は、好ましくは超音波送信器ユニットにより、所定のパルス繰返し数において超音波を伝送することによってドップラー画像の外観を改良する。ドップラー信号は、超音波受信器ユニットにより、検査対象から後方散乱された超音波に応答して生成される。メモリ値を有するメモリ信号が格納される。メモリ信号は、第１の方向への流体の流れにより後方散乱された超音波に応答し、所定の時間間隔中に生成されたドップラー信号の少なくともいくつかの構成要素周波数の大きさを表す第１の値を有する第１の信号、および第１の方向と反対の第２の方向への流体の流れにより後方散乱された超音波に応答し、所定の時間間隔中に生成されたドップラー信号の少なくともいくつかの構成要素周波数の大きさを表す第２の値を有する第２の信号を含む。格納は、デジタル・メモリの形式で実施されることが好ましい。システム内に存在するノイズ信号レベルに関連する第３の値を有する第３の信号が生成される。メモリ値が、好ましくは論理ユニットにより、少なくとも部分的に第３の値に基づき分析される。極性、位置およびパルス繰返し数（ＰＲＦ）の１つまたは複数が、分析に応答して調整でき、これによってドップラー画像表示ユニットにより生成されるドップラー画像が変更される。

【００１１】

前記の方法および装置を使用することにより、ドップラー画像の極性および位置が自動的に調整され、またＰＲＦが自動的に調整されるので、ドップラー画像の読み取りおよび解釈を助ける。たとえば、スペクトルがエイリアスされる場合、これは基線シフトおよび／またはＰＲＦの増加により自動的にアンラップされる。スペクトルが反転される場合、垂直表示のために自動的に反転して戻される。スペクトル帯域幅が現行のＰＲＦまたは速度限度に対して小さすぎる場合、ＰＲＦが最適な表示のために自動的に削減される。これらの速度スケールおよびＰＲＦの自動的な調整は、ドップラー装置の操作性を改良し、その結果ドップラー検査の速度と信頼性を向上させる。

【００１２】

【発明の実施の形態】

図１を参照すると、送信器ユニット１が超音波変換器アレイ２を加圧して、パルス繰返し数（ＰＲＦ）で繰り返し発射される超音バーストを伝送し、患者または検査対象の所定の部位またはボリュームから超音波が後方散乱される。例示する送信器ユニットは、参照と

して組み込まれ、共通して譲渡される米国特許第５３４９５２４号（Ｄａｆｔほか）に示されている。送信器ユニットは、一般にキロヘルツの範囲であるＰＲＦを調整するための制御装置１Ａを含む。代替方法として、アレイ２が連続的に加圧できる。

【００１３】

戻ってきたＲＦ信号が変換器素子により検出され、次にビーム形成器４により受信ビームに形成される。デジタル・システムでは、各発射からの合計ＲＦ信号が、復調器６により同相分および直角分（Ｉ／Ｑ）構成要素に復調される。Ｉ／Ｑ構成要素は、特定の時間間隔について積分（合計）され、次にブロック８によってサンプリングされる。合計間隔および伝送バースト長を合わせて、ユーザにより指定されたサンプル・ボリュームの長さを定義する。「合計およびダンプ」操作は、患者内のサンプル・ボリュームから後方散乱された超音波信号に対応するドップラー信号を生成する。

【００１４】

ドップラー信号は、表示していないデジタル信号プロセッサ（ＤＳＰ）などの論理ユニットを含む、ミッドプロセッサ９に伝送される。代替方法として、マイクロプロセッサ、マイクロシーケンサまたはマイクロコントローラが使用できる。ハードウェアに組み込まれた論理ユニットも、ＤＳＰに関して説明される動作の実行に利用できる。

【００１５】

ドップラー信号は、静止している、またはきわめて遅い速度で移動する組織に対応する信号中のあらゆるクラッタを遮断するデジタル・ウォール・フィルタ機能１０を通して、ＤＳＰにより評価される。フィルタを通った信号は、ＤＳＰによりＦＦＴ出力スペクトル機能またはアルゴリズム１２の実行に使用される。この機能は一般に、６４から１２８サンプルの移動時間ウィンドウについて高速フーリエ変換（ＦＦＴ）を実施する。機能１２は、ウォール・フィルタ機能１０の出力で表されるドップラー構成要素周波数の、少なくともいくつかの大きさを表す値を有する周波数信号を生成する。

【００１６】

各ＦＦＴ出力スペクトルは、圧縮機能１４内でＤＳＰにより圧縮され、この結果の信号が時間線メモリ（ＴＬＭ）２２内に格納される。メモリ２２からの信号は、時間に対するドップラー速度（周波数）スペクトル写真の、特定の時点における単一のスペクトル線としてモニタ１８上で表示するために、ビデオ・プロセッサ１６によりグレー・スケール・マップにマップされる。スペクトル線用のデータは、時間線メモリ２２内に格納される。グレー・スケール・マップは、ビデオ・プロセッサ１６内のメモリ１７に格納される。図３は、ディスプレイ１８上の一般的なドップラー画像を示す。

【００１７】

ドップラー波形トレーシングは、ＦＦＴ出力スペクトルＸが圧縮関数ｈ（ｘ）＝ｙに従って圧縮された後で、処理ブロック２０により実行される。

【００１８】

コンピュータ、マイクロプロセッサ、マイクロシーケンサ、マイクロコントローラまたは論理操作を実行するためにハードウェアに組み込まれた回路などのホスト論理回路２４が、ミッドプロセッサ９内のＤＳＰ、ビデオ・プロセッサ１６および時間線メモリ２２と通信する。ユーザは、前面パネルの制御キーを介して、コンピュータ２４と通信する。この制御キーには、ディスプレイ１８上の画像を反転するため、およびディスプレイ１８の周波数基線をシフトするためのキー（図示せず）を含む。

【００１９】

図２は、スペクトル写真ディスプレイ１８内の選択された極性および周波数基線を有する個々のスペクトル線を生成する、ＦＦＴ出力スペクトル機能１２に含まれる主要な計算を示す。この計算の中心はＦＦＴ演算３０であり、これはウィンドウ化されたＩ／Ｑデータ・セグメントを周波数領域に変換する。

【００２０】

周波数領域信号は、演算３２でシフトおよび／または反転される。この演算の結果は、ディスプレイ１８上のドップラー画像の反転、または垂直シフトとなる。演算３４は、演算

３２により生成された信号を二乗した絶対量を用いて、振動数スペクトル信号を生成する。演算３６では、振動数スペクトル信号が平均され、および／またはＴＬＭを満たすために補間される。結果として得られる振動数スペクトル信号は、一般に６から８ビットのグレー・マップ解像度を有するビデオ・ディスプレイ１８のために、対数関数１４（図１）を使用して圧縮される。圧縮されたスペクトルの最大／平均周波数波形は、ある期間にわたってトレースでき、またスペクトル写真ディスプレイ１８上に重ねることができる（図示せず）。

【００２１】

この発明の好ましい実施形態では、自動的に調整される速度スケールおよびパルス繰返し数の基準としてのしきい値を確立するために、Ｘの確率分布の正確なモデルを使用する。任意のゼロ平均ガウス信号（ホワイト・ノイズを含む）のスペクトル・パワーが、以下の指数確率密度分布により決まることは十分に確立されている（Ｍｏ他による、「Ｓｐｅｃｋｌｅ' ｉｎ ｃｏｎｔｉｎｕｏｕｓ ｗａｖｅ Ｄｏｐｐｌｅｒ ｕｌｔｒａｓｏｕｎｄ ｓｐｅｃｔｒａ： ａ ｓｉｍｕｌａｔｉｏｎ ｓｔｕｄｙ」ＩＥＥＥ Ｔｒａｎｓ．Ｕｌｔｒａｓｏｎ．，Ｆｅｒｒｏｅｌｅｃ．＆ Ｆｒｅｑ．Ｃｏｎｔｒｏｌ，ＵＦＦＣ－３３，ｐｐ．７４７－７５３（１９８６）を参照されたい）。

【００２２】

【数１】

$$F_x(x) = \frac{1}{m} e^{-x/m}, \quad x \geqq 0 \qquad (1)$$

ここで、ｘの平均および標準偏差は、以下の式で与えられる。

Ｅ［ｘ］＝ｍ； σ＝ｍ （２）

デジタル・ドップラー・システムでは、ｘは一般に１２から１６ビットの整数である。ｍ＝２００についてｆ$_x$（ｘ）とｘの関係を図４に示す。

この発明の好ましい実施形態では、システム雑音モデルを使用して推定できる、ＦＦＴ出力スペクトル関数（図１ではＸとして表示）の結果得られる信号の平均雑音レベルｍの関数である、雑音しきい値が計算される。

【００２３】

代替方法として、様々なシステム利得設定における雑音を測定し、利得に対する雑音の値の表を用意することにより、雑音しきい値を経験的に決定することができる。この表は、１つまたは複数の論理ユニットを含むホスト・コンピュータ２４に参照テーブルとして実装することができる。オペレータが制御キー２６を手動で操作して利得を変更したときは、雑音しきい値の値が参照テーブルに従って変更される。代替的に、参照テーブルをハードウェア内に実装できる。

【００２４】

ドップラー・サンプル・ボリュームが、患者または検査対象Ｓ（図１）内部の関心のある部位にすでに配置され、ディスプレイ１８上に明晰なスペクトル波形が表示されていると仮定する。ただし、スペクトル波形が基線に対して非対称である、反転している、エイリアスされている、または現行の速度スケールよりきわめて小さい周波数スパンである場合を除く。スイッチのセットを手動で切り替える代わりに、自動速度スケールＰＲＦ調整が、単一のボタン２６Ａを介して起動できる。代替方法として、メモリ２２内のスペクトル・データが定期的にサンプリングされ、速度スケールとＰＲＦの調整が必要か否かが調べられる。次に、好ましくは、コンピュータ２４が図６のセクションＢに示されたデータ配置について、図５に示されたアルゴリズムを実行する。

【００２５】

ステップＳ１０に従い、少なくとも完全な１心搏周期（すなわち、図３に示された時間間隔ＣＣであり、たとえば１．５秒）をカバーするＮ本のスペクトル線の最新の画像セグメントが、メモリ２２から取り出される。一般に、Ｎは時間線掃引速度の関数であり、前面パネル２６の制御キーを使用してユーザが調整可能である。８ビットのディスプレイでは

、スペクトル強度の範囲は、０から２５５である。
【００２６】
ステップＳ１２に従うと、スペクトル・ノイズ・フロアすなわちしきい値を推定するための好ましい方法では、システム雑音が主にデジタル・スキャナのビーム形成器４の各受信チャネル内の前置増幅器から発生すると想定する。前置増幅器のジョンソン雑音は、室温６においてＨｚ$^{1/2}$ あたりの平方自乗平均（ＲＭＳ）電圧として指定できる。したがって、ドップラー信号パス内の（図１におけるレシーバ４からＦＦＴプロセッサ機能１２まで）すべてのフィルタの等価雑音帯域幅を知ることにより、絶対ＲＭＳ雑音レベルが前面パネル２６上のシステム利得ノブ（ユーザが調整可能）の関数として計算できる。アナログからデジタルへの変換に伴う量子化雑音も、適切な方法により追加できる。さらに、ドップラー・モードのサンプル・ボリュームの位置および口径戦略を知ることにより、所与のサンプル・ボリューム位置について、すべてのアクティブな受信チャネル（アレイアポダイゼイション効果を含む）を合計することにより、合計システム雑音が計算できる。この合計雑音レベルをＦＦＴポイントの数で除算して、指数分布の平均スペクトル雑音出力ｍが算出される（Ｅｑｎ．１）。このように、周知の対数圧縮関数に基づく標準統計変換式を適用することにより、所与の平均スペクトル雑音電力についてのＴＬＭ画像セグメント内の論理雑音分布が得られる。
【００２７】
メモリ２２内の平均雑音値を論理雑音分布の一次の積率を用いて計算できる。信号検出における適切な上位雑音しきい値を決定するためには、論理雑音分布の（１－α）番目のパーセント点（α＝０．０１など）が使用される。システム雑音モデルの限定された精度に対して、追加のオフセットがこれに追加できる。
【００２８】
ステップＳ１４に従うと、スペクトル写真のエッジ検出アルゴリズムを記述し、実装するために、座標系を指定する必要がある。座標系の１つの例は、図６に示すように、メモリ２２からのスペクトル・データの正の周波数部分と負の周波数部分を再配置する。他の座標系も同じアルゴリズムをサポートできるが、提案した座標系は、画像中のエイリアスされた前方向または後方向の流れスペクトルが、分析のために自動的に展開できるので都合が良い。ウォール・フィルタ機能１０の負のカットオフ・ポイント（$-f_{cut}$）および正のカットオフ・ポイント（$+f_{cut}$）により範囲を定められたウォール信号拒否領域は除外される。行の最上部から最下部に、０からｎの番号が付けられる。列は、０からＮまでの番号が付けられる。図６は、０からｎ行および０からＮ列内でアドレス付け可能なメモリ位置を表す。メモリ位置は、第１の方向への対象Ｓ内の流体の流れに応答する信号Ｄ１と信号Ｄ２のグループ、および第１の方向と反対の第２の方向への対象Ｓ内の流体の流れに応答する信号Ｄ３のグループを格納する。
【００２９】
図６のセクションＡは、ビデオ・モニタ上に表示されるメモリ２２内のスペクトル・データの配置を示す。図６のセクションＢは、座標系が指定された後の、コンピュータ２４のメモリ内のデータの配置を示す。一般に、スペクトル画像内のゼロ周波数／速度基線は上下にシフトできるが、セクションＡの例では、基線は周波数軸の真中に配置され（すなわち、基線シフトがない）、そのため、セクションＢでは、対象Ｓ内の反対方向の流体の流れにより得られる信号が行ｎ／２で分離している。正の方向の流体の流れは、行ｎ／２から行ｎの信号となり、負の方向の流体の流れは、行０から行ｎ／２の信号となる。さらに、エイリアシングにより信号が正の流体の流れの結果得られた場合でも、負の流体の流れを示す信号が発生し、またその逆も起こる。
【００３０】
ステップＳ１６に従うと、第１のテストでデータが純粋な雑音のみを含むのか、または信号が弱すぎるために信頼のあるエッジ検出が実行できないか否かがチェックされる。論理雑音分布がステップＳ１２で計算されているので、多数の簡単なしきい値テストが可能である。たとえば、データのＮ×ｎサンプルについて、最大信号値が最少量分も上位雑音し

きい値を超えず、および／またはすべてのメモリ位置の平均データ値が最少量分も論理平均雑音値を超えない場合は、データは「雑音が多すぎる」と見なされ、何も実行されず、プログラムはステップＳ１８で終了する。

【００３１】

ステップＳ２０では、データ内のすべての行が信号（雑音に対するものとして）を含むか否かが確認される。すべての行が信号を含む場合は、データ帯域幅は現行のＰＲＦと等しいかそれ以上であり、ＰＲＦを増加する必要がある。簡単なしきい値テストが使用できる。たとえば、約５行より少ない行が、論理平均雑音値より少ない平均値を有する場合は、信号データは周波数軸全体に広がったと見なされる。このテストが正であると判明した場合、最高平均強度を有する行と最低平均強度を有する行との間の差異によって異なる因子（２倍など）により増加することができる。差異が小さい場合は、スペクトル写真が複数回ラップ・アラウンドされる可能性が高くなり、この場合はＰＲＦをより大きな因子によりステップＳ２２で増加する必要がある。コンピュータ２４から送信器１（図１）の制御装置１Ａに信号を送信することにより、ＰＲＦが増加される。

【００３２】

ＰＲＦが増加した後、アルゴリズムは新しいスペクトル・データ・セグメント（第２のセグメント１つまたは複数）がＴＬＭ２２に生成されるのを待ち、次にステップＳ１０から始まる上記のステップを繰り返す。ＰＲＦが増加された回数がある種の最大限度（たとえば２回）に達した場合、またはＰＲＦがすでにその最大限度に達しているときにデータがまだ「すべて信号」状態である場合は、アルゴリズムが終了する。

【００３３】

ステップＳ２４に従うと、データ値統計値が行ごとに分析され、予測される雑音値統計値から有意な偏差を示す行の検索が実施される。論理的には、最も統合的なテストで、標準ヒストグラム・テストに基づき、論理雑音分布に対する、各行（または隣接する行のセット）のデータ値ヒストグラムが比較される。ヒストグラムは、図６のセクションＢに示された各行について、データ値対発生回数をグラフ化したものである。

【００３４】

ただし実施では、十分に大きなＮ列については、行に１つまたは複数の信号値が含まれるのか、または雑音値だけが含まれるのかを決定するために、各行のデータ値ヒストグラムを特徴付けるある種の主要な統計学的パラメータを使用できる。たとえば、行の平均値が論理的平均を超える場合、行には１つまたは複数の信号値が含まれる。別の例では、上位雑音しきい値を超えたサンプル値の数が、最小値、たとえば３より大きい場合、その行には１つまたは複数の信号値が含まれる。第３の例では、雑音しきい値を超える合計強度（ＴＩ）が計算され、ＴＩはＴＩ＝Σ（Ｓｉ－ＮＴ）として定義され、これはＮＴより大きなすべてのＳｉについて計算され、ここでＳｉ＝サンプル値であり、ＮＴ＝上位雑音しきい値であり、またＴＩ＝ＮＴを超える合計強度である。ＴＩが経験的に決定された信号しきい値、たとえば使用される動的範囲設定について５ｄｂを超える場合、行には１つまたは複数の信号値が含まれる。前記の３つの例は、組み合わせても使用できる。ステップＳ２４では、メモリ位置内の雑音の隣接する行の、最も広いグループも識別される。

【００３５】

ステップＳ２６に従うと、統計上の変動を削減してエッジ検出をより容易にするために、連続する行について行統計値にフィルタを適用できる。簡単な例では、たとえば５行について移動平均を用いる平滑フィルタである。一般にフィルタは線形である必要はない。たとえば、メジアン・フィルタはエッジを保持しながら、行統計値を滑らかにするために使用できる。

【００３６】

ステップＳ２８に到達した時点では、信号と雑音の両方が存在する。図７Ａから図７Ｄは、図６のセクションＢで示した、メモリ位置内の信号データＳＤ１からＳＤ５の任意のグループを示す。グループＳＤ１からＳＤ５の外側の位置は、雑音またはゼロ信号値である。データ・グループは、境界Ｂ１からＢ１０を形成する。図７Ａから図７Ｄに示すように

、４つの場合が可能である。

【００３７】

ステップＳ２８は、メモリ信号データの２つのエッジを検出し、これによって最適なＰＲＦおよび基線位置の決定が可能になる。エッジは、雑音しきい値を超える信号データ（雑音データに対するものとして）の最も外側の行として定義される。行数は、図７Ａから図７Ｄの４つの場合の各々でエッジ１とエッジ２により示される。

【００３８】

エッジ１とエッジ２の検索は、行０から開始して行ｎまで実行する順次的な方法で実施される。ただし、平均信号値が雑音しきい値より下である連続する行の数が最大である、最も広い雑音領域を最初に識別することが有利である（必ずしも必要ではない）。図７Ｂの場合を例に使用すると、最も広い雑音領域は、エッジ１とエッジ２の間である。最も広い雑音領域は、ステップＳ２４で決定されている。

【００３９】

最も広い雑音領域内の真中の行Ｒ１から開始し、両方向に対して（行番号の増加方向と減少方向）雑音しきい値基準を超える最初の行の検索が実施される。これにより、偶然に（統計的性質のために）低い平均値を有する行が含まれる信号領域の検索を防ぐことができる。

【００４０】

このエッジ検出処理において、雑音しきい値基準は、平均信号値が論理平均雑音値（これにいくらかのオフセットを加えたもの）を超える最初の行、またはステップＳ１２で計算された上位雑音しきい値を超えるものがデータ・サンプルの少ない数（たとえば５）より多い最初の行、またはステップＳ２４で計算された雑音しきい値（ＴＩ）を超える合計強度が、使用される動的範囲設定について経験に基づき決定された信号しきい値、たとえば５ｄｂより大きい最初の行に基づく。検索は、境界Ｂ１からＢ１０の部分の位置を決定する。この処理を信号対雑音条件が悪い状態においてさらに堅固にするために、エッジ検出基準は、雑音しきい値を超えた連続する行の数が少数（たとえば３から５）であることが必要である。

【００４１】

図７Ａから図７Ｄに示す４つの場合において、図７Ｄの場合（ケース（Ｄ））は、エッジ１もエッジ２もどちらも行０または行ｎに、またはこのきわめて近くに存在しない特別な場合である。ステップＳ３０では、たとえば対象Ｓ内の小さなサンプル・ボリュームが、太い静脈の中心近くに配置された場合に発生する可能性がある、この場合を分析する。ケース（Ｄ）は、あいまいなケースである。明晰な雑音領域Ｒ２とＲ３に囲まれていても、信号データはその現在の位置にエイリアスされている。この場合、ＰＲＦがステップＳ３２においてより大きく、または可能な最大ＰＲＦまで増加される。次に、ステップＳ１０から開始するステップが繰り返される。（オプションとして、ステップＳ１６、Ｓ１８およびＳ２０は飛ばすことができる）。ＰＲＦの増加後のデータのエッジ（すなわちエッジ１とエッジ２）が、絶対速度単位について同じ状態を保つ場合は、エイリアスされない。エッジが他の速度位置に移動した場合、または境界Ｂ９およびＢ１０において、またはこの近傍においていくつかの信号のいくつかの位置が移動した場合は、ＰＲＦを増加する前に、データをエイリアスする必要がある。実際、最大ＰＲＦにおいても依然エイリアスされることがあり、警告メッセージを表示するか、またはシステムのユーザに通知したり信号を送信するべきである。

【００４２】

エッジ１とエッジ２が検出されると、データの正の（前方への流れ）周波数部分および負の（後方への流れ）周波数部分（図６のセクションＡ、ステップＳ１４の座標系定義操作の前）が、ステップＳ３４で決定される。負の周波数幅が正の周波数幅より大きい場合、信号データは反転されると見なされる（すなわち、より高い前方および後方の流れスペクトルは、元のデータにおいて下方を指している（図６のセクションＡ））。自動反転フラグが「反転」状態に設定される。幅は、行をカウントするか、またはステップＳ２８で識

別されたエッジにより識別された行数を減算することにより決定できる。図７Ｂおよび図７Ｃは、データ信号の反転グループの例である。図７Ａは、非反転データ信号の例である。

【００４３】

エッジ１とエッジ２をデータの境界行として識別することにより、信号（雑音に対する）に対応するすべてのメモリ位置の行カウントの合計が計算される。これは、ディスプレイ１８の現行の速度／周波数スケールに基づき、データの合計速度範囲すなわち周波数帯域幅に変換される。

【００４４】

このデータ周波数帯域幅をスケール因子（たとえば７５％）で除算することにより、最適なＰＲＦが与えられる。この因子は、流れスペクトルによりカバーされる、ディスプレイ１８の画素行の合計数の所望の割合を指定する（すなわち、スペクトル写真の上部エッジと速度スケールの上限との間に、ある程度のマージンを認めることが望ましい）。最適なＰＲＦが使用可能なＰＲＦ設定ではない場合は、新規のＰＲＦを最適ＰＲＦより上の最少ＰＲＦに設定できる。

【００４５】

現行のＰＲＦが新規ＰＲＦと等しい場合は、ＰＲＦを削減する必要はなく、アルゴリズムはステップＳ３６に進む。

【００４６】

現行のＰＲＦが新規ＰＲＦより大きい場合は、アルゴリズムはＰＲＦを新規ＰＲＦに削減し、ＰＲＦ変更因子に従って、ディスプレイ１８の正および負の周波数軸上の合計スペクトル写真行数カウントを更新する。

【００４７】

このアルゴリズムの最後のステップＳ３８は、反転操作および最適基線シフトを実行する。自動反転フラグ（ステップＳ３４による）が負（反転の必要なし）の場合、最適基線位置（図３に示す底辺による）は、データの負の周波数部分の行カウントに、ディスプレイ１８のスペクトル写真画像がディスプレイの底辺に触れないようにするためのいくらかの非ゼロ・マージン（たとえば５行）を加えたものに対応する。速度スケールは一般に多数のチック・マークからなるので、基線位置も最も近いチック・マークに一致するように切り上げることができる。

【００４８】

自動反転フラグが正（反転の必要あり）の場合、機能１２（図１）の反転操作３２（図２）が起動される。この場合、最適基線位置は、信号スペクトル写真の正の部分の行カウントに小さいマージンを加えたものに基づく。

【００４９】

図８は、エイリアシングにより変形された一般的なドップラー画像を示す。ここでは、画像Ｉ１のグループがディスプレイの負の流れ部分に（ゼロ周波数または速度に設定された基線ＢＬの下）に表示される。画像Ｉ１は、不正確であるが負方向の流体の流れを示す。画像Ｉ２も、負方向の流体の流れを示す。

【００５０】

図９は、図６のセクションＢのメモリ位置内の信号を示す。これは、結果として図８に示すように表示される。信号グループＧ１は画像Ｉ１に対応し、負の流れを示すメモリ位置に表示される（行０から行ｎ／２）。信号グループＧ２は、画像Ｉ２に対応する。アルゴリズムは、グループＧ２内の行を数え、図１０に示すように対応する量だけ基線ＢＬをシフトする。このように、画像Ｉ１および画像Ｉ２は、正方向の流体の流れを示す他の信号と適切に結合される。

【００５１】

上記に記述した好ましい実施形態は、例示のために開示したものである。変形および修正が当業者には容易に明らかであろう。このような変形および修正はすべて、この明細書の特許請求の範囲に含まれるものである。たとえば、処理ブロック１２、１４、および２０

は、組み合わせて単一プロセッサにすることが可能である。

【図面の簡単な説明】

【図１】この発明に従って作成された超音波画像形成システムの好ましいスペクトル・ドップラー・モードのための信号処理チェーンを示す概略ブロック図である。ＩおよびＱは、それぞれ復調信号の同相分および直角分を表す。

【図２】図１に示すシステムの１２の部分の概略ブロック図である。

【図３】表示ユニット上に作成される一般的ドップラー画像を示すグラフである。

【図４】指数確率密度分布を示すグラフである。平均値ｍ＝２００についてのF_X（ｘ）である。

【図５】この発明に従ったアルゴリズムの好ましい形態の流れ図である。

【図６】この発明の好ましい実施形態に従ったメモリ内のデータ配置の図である。

【図７】図５のアルゴリズムによるデータ部分の識別を示す、メモリ内の任意のデータ配置を示す図である。

【図８】エイリアシングの結果得られるドップラー画像を示す図である。

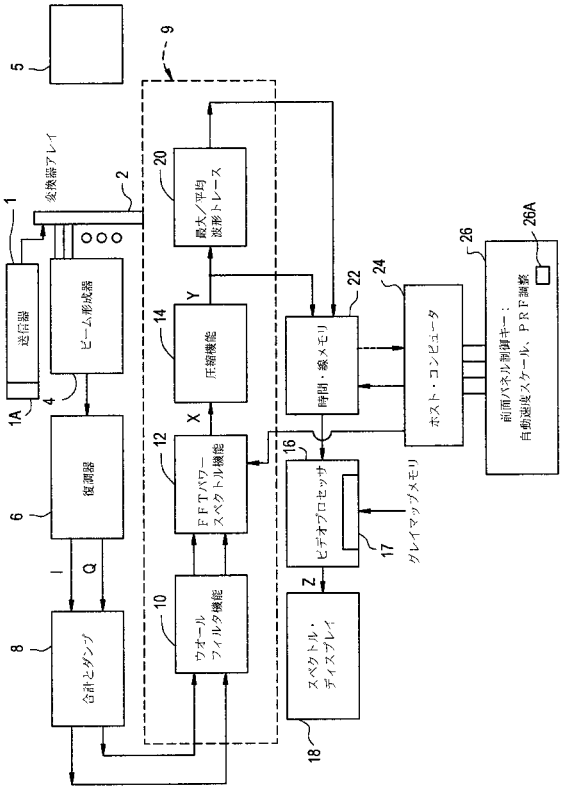
【図９】結果として図８の画像となるメモリ内のデータ配置を示す図である。

【図１０】図９のデータについて図５のアルゴリズムを操作した結果得られるドップラー画像を示すグラフである。

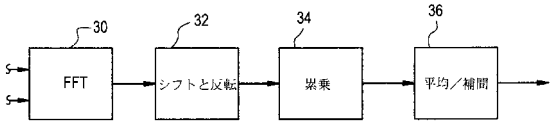
【符号の説明】

１　送信器ユニット
１Ａ　制御装置
２　変換器アレイ
４　ビーム形成器
６　復調器
８　合計およびダンプ
９　ミッドプロセッサ
１０　デジタル・ウォール・フィルタ機能
１２　ＦＦＴ出力スペクトル機能
１４　圧縮機能
１６　ビデオ・プロセッサ
１７　メモリ
１８　スペクトル写真ディスプレイ
２０　処理ブロック
２２　時間線メモリ
２４　ホスト・コンピュータ
２６　制御キー
２６Ａ　ボタン

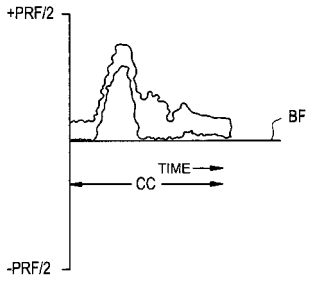
【図１】



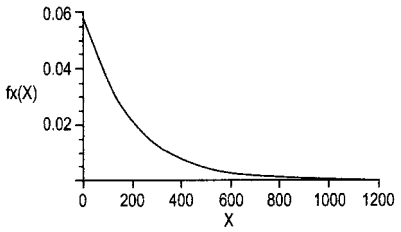
【図２】



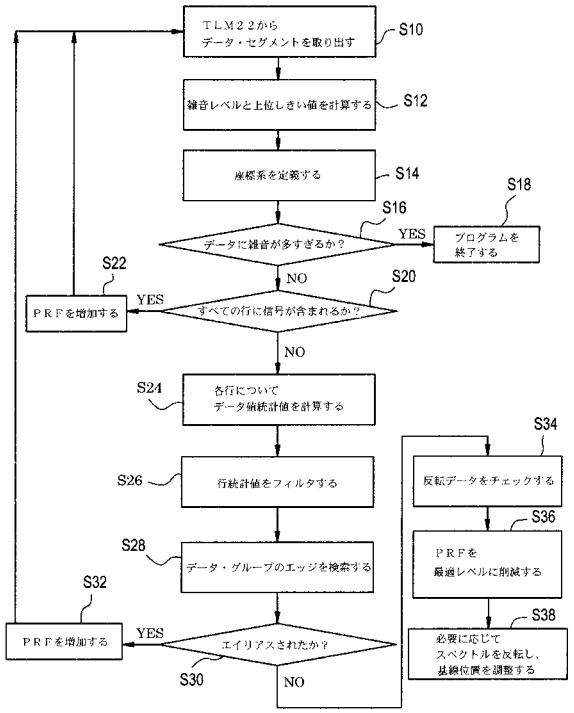
【図３】



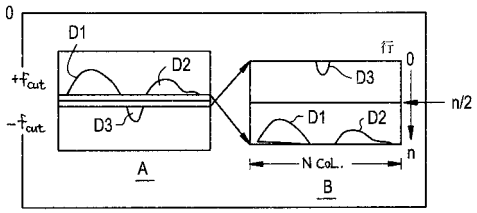
【図４】



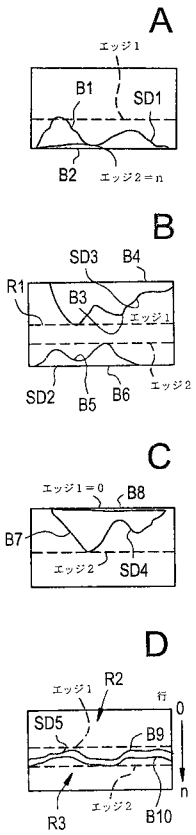
【図５】



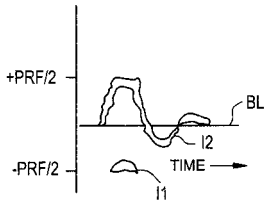
【図６】



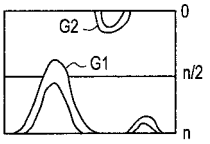
【図７】


A
エッジ1
B1
SD1
B2
エッジ2＝n
B
SD3
B4
R1
B3
エッジ1
SD2
B5
B6
エッジ2
C
エッジ1＝0
B8
B7
エッジ2
SD4
D
エッジ1
R2
行
0
SD5
B9
n
エッジ2
R3
B10

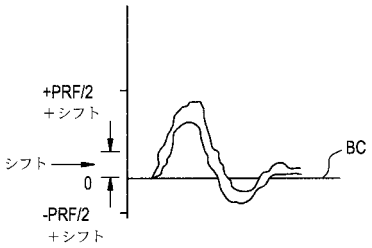
【図８】


+PRF/2
BL
I2
-PRF/2
TIME
I1

【図９】


G2
0
G1
n/2
n

【図１０】


+PRF/2
＋シフト
シフト
0
BC
-PRF/2
＋シフト

フロントページの続き

(72)発明者　ライホン・パン
アメリカ合衆国・５３０４５・ウイスコンシン州・ブルックフィールド・オールド　チャーチ　ロード・４７９０
(72)発明者　リチャード・マリオン・カラコフスキー，ジュニア
アメリカ合衆国・５３０７６・ウイスコンシン州・リッチフィールド・ステート　ロード・１７５・２５６０
(72)発明者　マイケル・ジョセフ・ウオッシュバーン
アメリカ合衆国・５３１５１・ウイスコンシン州・ニュー　ベルリン・ウエスト　グラハム　ストリート・１２９２０

審査官　右▲高▼　孝幸

(56)参考文献　特開平3－149039（ＪＰ，Ａ）
特開平7－241289（ＪＰ，Ａ）
特開平8－10257（ＪＰ，Ａ）
特開平3－308843（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
A61B　8/06