(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3663206号
(P3663206)
(45)発行日　平成17年6月22日(2005.6.22)　(24)登録日　平成17年4月1日(2005.4.1)

(51)Int.Cl.7　F I
A61B 8/06　A61B 8/06

請求項の数 1　(全 12 頁)

(21)出願番号　特願2004-203963(P2004-203963)
(22)出願日　平成16年7月9日(2004.7.9)
(62)分割の表示　特願平7-202195の分割
原出願日　平成7年8月8日(1995.8.8)
(65)公開番号　特開2004-321824(P2004-321824A)
(43)公開日　平成16年11月18日(2004.11.18)
審査請求日　平成16年7月9日(2004.7.9)

(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　100058479
弁理士　鈴江　武彦
(74)代理人　100091351
弁理士　河野　哲
(74)代理人　100088683
弁理士　中村　誠
(74)代理人　100108855
弁理士　蔵田　昌俊
(74)代理人　100075672
弁理士　峰　隆司
(74)代理人　100109830
弁理士　福原　淑弘

最終頁に続く

(54)【発明の名称】超音波診断装置

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
超音波プローブと、
　超音波を被検体内に送信するために前記超音波プローブに送信電圧を印加すると共に、前記超音波プローブを介して反射波を受信することにより受信信号を得る送受信手段と、
　ドプラスペクトラムを得るために前記受信信号を周波数解析する周波数解析手段と、
　ノイズレベルを一定に保つために前記周波数解析のデータ数の変化に追従して前記周波数解析手段のゲインを変化させるように前記周波数解析手段を制御し、且つ前記ゲインの変化に伴う信号レベルの変化を補償するために前記送信電圧を変化させるように前記送受信手段を制御する手段とを具備したことを特徴とする超音波診断装置。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
　本発明は、受信信号を周波数解析することによりドプラスペクトラムを得る超音波診断装置に関する。
【背景技術】
【０００２】
　超音波は医学的な見地から様々に応用されているが、その主流は超音波パルス反射法を用いて生体の軟部組織の断層像を得る超音波診断装置である。この超音波診断装置は無侵襲検査法で、組織の断層像を表示するものであり、Ｘ線診断装置、Ｘ線ＣＴ装置、ＭＲＩ

および核医学診断装置などの他の診断装置に比べて、リアルタイム表示が可能、装置が小型で安価、Ｘ線などの被曝がなく安全性が高い、ドプラ効果を利用してドプラスペクトラムや血流イメージングが可能である等の独占的な特徴を有している。ここでは、ドプラスペクトラムに着目する。ドプラスペクトラムの表示としては、縦軸にドプラ周波数（速度）、横軸に時間、輝度を各ドプラ周波数成分の強さ（パワー）でＭモードのようにスクロール表示が使用される。

【０００３】

このような超音波診断装置のドプラスペクトラム機能において、感度向上を目的として、バースト波が実用化されている。バースト波とは複数の超音波パルスの系列をいう。バースト波の時間幅をバースト長という。バースト波の場合、パルス波と違って、レンジゲートマーカ内のドプラ信号の積分処理に工夫が必要である。図７（ａ）に示す従前のケースでは、レンジゲートマーカの深さ及び長さに相当する期間ｔ１ ～ｔ２ に受信されるドプラ信号だけを積分処理に取り込む。なお、ｔ１ は、バースト波の送信時刻ｔ０ から、レンジゲートマーカの深さに相当する時間（往復を考慮してレンジゲートマーカの深さの２倍の距離を超音波が伝搬するのに要する時間）を経過した時刻であり、ｔ２ はｔ１ から、レンジゲートマーカの長さに相当する時間（レンジゲートマーカの長さの２倍の距離を超音波が伝搬するのに要する時間）を経過した時刻である。この従前のケースでは、バースト波のバースト長τを考慮していない、つまり同一反射源からの反射波がバースト長τの期間、継続的に受信されることを考慮していないので、積分信号の感度分布を見て理解されるように、レンジゲートマーカよりτに相当する浅い領域からのドプラ信号が積分処理に取り込まれてしまう。

【０００４】

この問題点を解決するように工夫したケースを図７（ｂ）に示す。このケースでは、バースト波のバースト長τは、レンジゲートマーカの長さに相当する時間の半分に意図的に調整される。そして、レンジゲートマーカの深さ及び長さに相当する期間ｔ１ ～ｔ２ の後半の期間ｔ３ ～ｔ２ に受信されるドプラ信号だけを積分処理に取り込む。結果的に、積分期間とバースト長τとは一致する。このケースでは、積分信号の感度分布を見て理解されるように、レンジゲートマーカ外のドプラ信号は積分処理に取り込まれない。

【０００５】

しかし、図７（ｂ）のケースには次のような問題点がある。距離分解能の著しい低下を回避するために、バースト波のバースト長τは制限される。したがって、レンジゲートマーカが非常に長く設定されたとき、図７（ｃ）に示すように、積分期間が最長のバースト長τmax より長くなってしまうケースが起こり得る。この場合、レンジゲートマーカ内にも関わらず、そこからのドプラ信号が積分処理に全く取り込まれない、いわゆる不感領域が存在してしまう。

【０００６】

また、ドプラスペクトラム機能には、次のような問題もある。パルス波ドプラ（PWドプラ）では、レンジゲートマーカの長さを変化させると、積分期間が変化するが、この積分期間の変化は、実質的にゲインが変化することを意味する。また、連続波ドプラ（CWドプラ）では、ドプラ信号を高域通過型フィルタ（HPF ）にかけるが、レート周波数PRF を変化させると、この高域通過型フィルタの入力帯域に対する出力帯域の比が変化するが、この入出力帯域比の変化は、実質的にゲインが変化することを意味する。さらに、PWドプラ、CWドプラの両者に言えることとして、周波数解析としての高速フーリエ変換（FFT ）のデータ数の変化は、実質的にゲインが変化することを意味する。したがって、ゲインの変化に伴って、ノイズレベルも変化してしまうという問題があった。

【０００７】

また、PWドプラでは、実質的にレート周波数を低くして、低速検出能を向上させるために、交互スキャンと呼ばれる機能が実用化されている。通常、ある１本のラスタに対して超音波送受信動作をレート周波数で所定回数繰り返しながら、順次次のラスタに移っていくというスキャンが行われる。これに対し、交互スキャンでは、ある１本のラスタに対し

て超音波送受信動作を１回行い、同じラスタに対する次回の超音波送受信動作までに間に、他の何本かのラスタに対して１回ずつ超音波送受信動作を行うものであり、１本のラスタに関して見ると、超音波送受信動作の間隔が長くなり、実質的にレート周波数が低くなるというものである。なお、同じラスタに対する前後２回の超音波送受信動作の間隙に行う超音波送受信動作の回数を交互段数として定義する。交互段数の増加は、周波数解析のデータ数が一定であれば、データ取り込み時間の延長を意味する。データ取り込み時間の延長は、ドプラスペクトラムの表示上で周波数分解能と時間分解能との比が変化することにつながる。これは好ましくないので、現在の多くの装置には、交互段数が増加すると、それに応じて周波数解析のデータ数を減少させて、周波数分解能と時間分解能との比を一定に保つ機能が装備されている。しかし、周波数解析のデータ数の減少は、Ｓ／Ｎを劣化（低下）させてしまう。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【０００８】

本発明の目的は、交互段数の変化等により周波数解析のデータ数が変化しても、Ｓ／Ｎが劣化（低下）しない超音波診断装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【０００９】

本発明による超音波診断装置は、超音波プローブと、超音波を被検体内に送信するために前記超音波プローブに送信電圧を印加すると共に、前記超音波プローブを介して反射波を受信することにより受信信号を得る送受信手段と、ドプラスペクトラムを得るために前記受信信号を周波数解析する周波数解析手段と、ノイズレベルを一定に保つために前記周波数解析のデータ数の変化に追従して前記周波数解析手段のゲインを変化させるように前記周波数解析手段を制御し、且つ前記ゲインの変化に伴う信号レベルの変化を補償するために前記送信電圧を変化させるように前記送受信手段を制御する手段とを具備する。

【発明の効果】

【００１０】

本発明によれば、交互段数の変化等により周波数解析のデータ数が変化しても、周波数解析手段のゲインを変化させることによりノイズレベルを一定に保つことができ、しかも周波数解析手段のゲインの変化に伴う信号レベルの変化を、送信電圧の変化により補償することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【００１１】

以下に、本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。

【００１２】

（第１の実施の形態）

図１は第１の実施の形態による超音波診断装置のブロック図である。本実施の形態による超音波診断装置は、超音波プローブ１、送受信系（Ｔ／Ｒ）２、スペクトラムドプラユニット３、ディジタルスキャンコンバータ（ＤＳＣ）４、モニタ５、コンソール６とから構成される。

【００１３】

超音波プローブ１は、圧電セラミック等の機械運動／電気信号の可逆的変換素子としての複数の圧電素子が一次元に配列された圧電素子アレイをその先端に装備してなる。

【００１４】

送受信系２は、送信系と受信系とを有する。送信系は、パルス発生器、送信遅延回路、パルサとからなる。パルス発生器は例えば５ＫＨｚのレート周波数ｆｒ（周期；１／ｆｒ秒）でレートパルスを繰り返し発生する。このレートパルスはチャンネル数に分配され、送信遅延回路に送られる。送信遅延回路は、超音波をビーム状に集束し且つ送信指向性を決定するのに必要な遅延時間を各レートパルスに与える。パルサは、送信遅延回路からレートパルスを受けた時刻で超音波プローブ１の圧電素子にチャンネル毎に送信電圧を印加

する。これにより超音波ビームが被検体に送信される。

【００１５】

被検体内の音響インピーダンスの不連続面（反射源）で反射した反射波は超音波プローブ１で受信され、電気信号に変換される。超音波プローブ１から素子毎に出力される電気信号は、チャンネル毎に纏められて受信系に取り込まれる。受信系は、プリアンプ、受信遅延回路、加算器、位相検波回路から構成される。電気信号は、プリアンプで増幅され、受信遅延回路により受信指向性を決定するのに必要な遅延時間を与えられ、そして加算器で加算される。この加算により受信指向性に応じた方向からの反射成分が強調された受信信号が得られる。この受信信号は位相検波回路で位相検波される。これによりドプラ効果による偏移周波数のドプラ信号が得られる。ドプラ信号はスペクトラムドプラユニット３に供給される。

【００１６】

スペクトラムドプラユニット３は、特定の期間に供給されるドプラ信号のみをレンジゲートマーカユニット８で取り出し、そして比較的動きの速い高周波の血流成分と比較的動きの遅い血管壁や弁等の低周波のクラッタ成分とを高域通過型フィルタ９で分離し、続いて高域通過型フィルタ９を通過したドプラ信号を高速フーリエ変換処理回路（FFT ）１０でリアルタイムで周波数解析することにより、各周波数成分の強さ（パワー）を表すドプラスペクトラムデータを生成する。レンジゲートマーカユニット８でドプラ信号を取り出す特定の期間は、コンソール６を介してＢモード画像上に設定されるレンジゲートマーカマーカの深さ及び長さに基づいてコントローラ７で制御される。

【００１７】

高速フーリエ変換処理回路１０で得られたドプラスペクトラムデータは、ディジタルスキャンコンバータ４、図示しないディジタルアナログコンバータを介してモニタ５にドプラスペクトラムとして表示される。ドプラスペクトラムの表示としては、縦軸にドプラ周波数（速度）、横軸に時間、輝度を各ドプラ周波数成分の強さ（パワー）として、Ｍモードのようにスクロール表示が使用される。

【００１８】

レンジゲートマーカユニット８は、ドプラ信号を乗算器（増幅器）１１で振幅変調し、振幅変調されたドプラ信号を特定の期間だけ積分器１２で積分する。乗算器１１による振幅変調データは、関数発生ＲＯＭ１３から供給される。積分器１２が積分を実行する特定の期間は、ＲＧ幅カウンタ１４及びＲＧスタート位置カウンタ１５により調整される。

【００１９】

ＲＧスタート位置カウンタ１５は、コントローラ７からレンジゲートマーカの深さに対応するRG位置データの供給を受ける。ＲＧスタート位置カウンタ１５は、スキャンの開始からクロックパルスの計数（アップカウント）を開始し、計数値がRG位置データが表す値に達した時、スタートパルスを出力する。

【００２０】

ＲＧ幅カウンタ１４は、コントローラ７からレンジゲートマーカの長さに対応するRG幅データの供給を受ける。ＲＧ幅カウンタ１４は、ＲＧスタート位置カウンタ１５からスタートパルスを受けた時刻でクロックパルスの計数（アップカウント）を開始し、計数値がRG幅データが表す値に達する時まで計数動作を継続する。したがって、ＲＧ幅カウンタ１４からは、レンジゲートマーカの深さ及び長さに対応する特定の期間だけ、計数信号が出力される。

【００２１】

積分器１２は、ＲＧ幅カウンタ１４から計数信号が出力されている期間に限り積分を実行する。これにより、特定の期間内の振幅変調されたドプラ信号だけが積分信号として取り出される。

【００２２】

このようにコントローラ７からのRG位置データ及びRG幅データに、レンジゲートユニット８で取り出されるドプラ信号の期間（積分期間）が依存される。換言するとコントロー

ラ７はRG位置データ及びRG幅データを調整することにより積分期間の開始時刻及びその時間幅を自由に変えることができることが理解されよう。

【００２３】

関数発生ＲＯＭ１３は、ＲＧ幅カウンタ１４から計数信号が出力されている特定の期間だけ係数を乗算器１１に出力する。ドプラ信号は乗算器１１で関数発生ＲＯＭ１３からの係数に応じて振幅変調される。

【００２４】

関数発生ＲＯＭ１３には、予め複数種類の重み係数が記憶されている。関数発生ＲＯＭ１３には、ＲＧ幅カウンタ１４からの計数値信号と、コントローラ７からの関数選択信号とがアドレス信号として供給される。アドレス信号に応じたアドレス部の係数が関数発生ＲＯＭ１３から読み出される。コントローラ７は複数種類の関数選択信号の中から、コンソール６を介して選択された感度特性に対応する１つの関数選択信号を選択的に関数発生ＲＯＭ１３に供給する。ここでいう関数とは関数発生ＲＯＭ１３から読み出される係数の時間変化を意味する。第１の関数選択信号のもとでは、関数発生ＲＯＭ１３からは一定の係数（＝1.0 ）が読み出され、つまり振幅変調処理の無いが如く振る舞われる。第２の関数選択信号のもとでは、関数発生ＲＯＭ１３からは、例えばハミング窓関数を満足するように経時的に変化する係数が読み出される。

【００２５】

次に本実施の形態の動作を説明する。ここで、以下で使用される用語を定義する。レンジゲートマーカの深さに相当する時間とは、超音波送受信の往復を考慮して、レンジゲートマーカの深さの２倍の距離を超音波が伝搬するのに要する時間として定義する。また、レンジゲートマーカの長さに相当する時間とは、レンジゲートマーカの長さの２倍の距離を超音波が伝搬するのに要する時間として定義する。

【００２６】

コントローラ７は、第１のモードと第２のモードとを有する。第１のモードはレンジゲートマーカの長さに相当する時間の半分と、バースト波のバースト長τとが一致する場合に適用され、第２のモードはレンジゲートマーカの長さに相当する時間の半分より、バースト波のバースト長τ（最長のバースト長τmax ）が短い場合に適用される。なお、図７（ｂ）を参照して説明した通り、バースト波のバースト長τは、レンジゲートマーカの長さに相当する時間の半分に積極的に調整されるのではあるが、距離分解能の著しい低下を抑える目的であえてバースト長τに制限を与えている由により、設定されるレンジゲートマーカによっては、レンジゲートマーカの長さに相当する時間の半分より、バースト波のバースト長τ（最長のバースト長τmax ）が短い場合が発生する。

【００２７】

第１のモードでは、図７（ｂ）を参照して説明した通り、バースト波のバースト長τはレンジゲートマーカの長さに相当する時間の半分に意図的に調整される。時刻ｔ3 ～ｔ2 の期間に供給されるドプラ信号だけがレンジゲートユニット８で積分処理に取り込まれる。時刻ｔ3 は、時刻ｔ1 からバースト長τだけ経過した時刻であり、時刻ｔ1 はバースト波の送信時刻ｔ0 からレンジゲートマーカの深さに相当する時間△Ｔd を経過した時刻である。時刻ｔ2 は時刻ｔ1 からレンジゲートマーカの長さに相当する時間△ＴRGを経過した時刻、つまりレンジゲートマーカの最深部に相当する時刻である。積分期間は、レンジゲートマーカの長さに相当する時間△ＴRGの半分（△ＴRG／２）に設定される。第１のモードでは、積分信号の感度分布を見て理解されるように、レンジゲートマーカ外のドプラ信号は好ましく全く積分処理に取り込まれない。

【００２８】

図２（ａ），（ｂ）は第２のモードでの積分開始時刻及び積分期間の時間幅を示すタイムチャートであり、同図（ａ）は第１の関数選択信号に対応し、また同図（ｂ）は第２の関数選択信号に対応する。

【００２９】

第２のモードでは、図２（ａ），（ｂ）に示すように、時刻ｔ1 ′～ｔ2 ′の積分期間

に供給されるドプラ信号だけがレンジゲートユニット８で積分処理に取り込まれる。時刻ｔ１′は、時刻ｔ１からバースト長τの半分（τ／２）だけ経過した時刻であり、時刻ｔ１はバースト波の送信時刻ｔ０からレンジゲートマーカの深さに相当する時間△Ｔｄを経過した時刻である。時刻ｔ２′は時刻ｔ１′からレンジゲートマーカの長さに相当する時間△ＴRGを経過した時刻である。積分期間は、レンジゲートマーカの長さに相当する時間△ＴRGに設定される。第２のモードでは、積分信号の感度分布を見て理解されるように、レンジゲートマーカ内に不感領域は存在しない。

【００３０】

このように第２のモードでは、レンジゲートマーカの深さに相当する時刻ｔ1からτ／２だけ遅延した時刻ｔ１′で積分を開始し、レンジゲートマーカの長さに相当する時間△ＴRG、当該積分を継続することにより、レンジゲートマーカより浅い側及び深い側それぞれにτ／２に相当する範囲からのドプラ信号が積分処理に取り込まれてしまうが、図７（ａ）のケースと比較すると、そのレンジゲートマーカ外のドプラ信号の取り込み量（面積）は絶対的に減少する。また、図７（ｃ）と比較して理解されるように、積分期間がバースト長τより長くなるケースに直面しても、レンジゲートマーカ内の不感領域を完全に排除できる。

【００３１】

さらに図２（ｂ）の積分信号の感度分布から理解されるように、関数発生ＲＯＭ１３から例えばハミング窓関数を満足するように経時的に変化する係数が読み出され、ドプラ信号に乗算される場合、感度分布が中央付近で高くなり、レンジゲートマーカより浅い側及び深い側それぞれにτ／２に相当する範囲の感度分布が抑制される。

【００３２】

（第２の実施の形態）

図３は第２の実施の形態による超音波診断装置のブロック図である。本実施の形態による超音波診断装置は、超音波プローブ２１、送受信系（Ｔ／Ｒ）２２、スペクトラムドプラユニット２３、ディジタルスキャンコンバータ（ＤＳＣ）２４、モニタ２５、コンソール２６とから構成される。

【００３３】

超音波プローブ２１は、第１の実施の形態の超音波プローブ１に同じである。送受信系２２は、第１の実施の形態の送受信系２が、超音波をパルス波（PW）又は連続波（CW）として選択的に発生させることが可能に改良され、アナログのドプラ信号をドプラデータにディジタル化して出力するように最後段にＡＤＣを追加される。広域通過型フィルタ３０は、第１の実施の形態の広域通過型フィルタ９に同じである。高速フーリエ変換処理回路３１は、第１の実施の形態の高速フーリエ変換処理回路１０に同じである。ディジタルスキャンコンバータ２４は、第１の実施の形態のディジタルスキャンコンバータ４に同じである。モニタ２５は、第１の実施の形態のモニタ５に同じである。

【００３４】

PW時には、送受信系２２からのドプラ信号はＲＧ積分回路２８に供給される。CW時には、送受信系２２からのドプラ信号はCW帯域フィルタ２９に供給される。図４（ａ）に示すように、ＲＧ積分回路２８は、データ数Ｎのドプラデータを、加算器３３１と、加算器３３１への帰還経路に挿入された遅延回路３３２とで積分する。勿論、遅延回路３３２の遅延時間は、ＡＤＣのサンプリング周期△ＴＳに設定される。データ数Ｎは、レンジゲートマーカの長さに応じた積分期間△ＴRGに依存し、△ＴRG／△ＴＳによりコントローラ２７で決定される。加算器３３１の前段には、ドプラデータに、積分期間△ＴRGに応じた係数を乗算するための乗算器３２が設けられる。係数は、データ数Ｎに基づいて、$１／Ｎ^{1/2}$でコントローラ２７により与えられる。

【００３５】

ドプラデータをデータ数Ｎで加算することにより、信号レベルはＮ倍になり、一方、ノイズレベルは$Ｎ^{1/2}$倍になる。したがって、レンジゲートマーカの長さ、つまり積分期間、すなわち加算データ数の変動に依存して、ノイズレベルが変動してしまう。本実施の形

態では、ドプラデータに係数１／$N^{1/2}$ を乗算することにより、レンジゲートマーカの長さの変動、つまり積分期間の変動、すなわち加算データ数の変動によらず、ノイズレベルを一定に保つことができる。

【００３６】

図４（ｂ）に示すように、CW帯域フィルタ２９は、ドプラデータの周波数帯域を入力帯域ｆinから出力帯域ｆout に制限するために、 FIR型の低域通過フィルタ（FIR LPF ）３４と、 IIR型の低域通過フィルタ（IIR LPF ）３５とが縦列に接続される。 IIR型の低域通過フィルタ３５の出力側には、濾過されたドプラデータに係数を乗算するための乗算器３６が設けられる。この係数は、入力帯域ｆinと出力帯域ｆout との比に基づいて、（ｆin／ｆout ）$^{1/2}$ でコントローラ２７により与えられる。

【００３７】

入力帯域ｆinが出力帯域ｆout に制限されることは、１／（ｆin／ｆout ）$^{1/2}$ ＜１のゲインがかかることに等価的であり、これは入力帯域ｆinと出力帯域ｆout との比に応じてノイズレベルが変動してしまうことを意味する。本実施の形態では、 FIR型の低域通過フィルタ３４及び IIR型の低域通過フィルタ３５の出力データに係数（ｆin／ｆout ）$^{1/2}$ を乗算することにより、入力帯域ｆinと出力帯域ｆout との比の変動に関わらず、ノイズレベルを一定に保つことができる。

【００３８】

図４（ｃ）に示すように、高速フーリエ変換処理回路３１は、高速フーリエ変換処理部３８でレンジゲートマーカの長さ、つまり積分期間に応じて、ドプラデータをデータ数Ｎで高速フーリエ変換処理に供する。高速フーリエ変換処理部３８の前段には、ドプラデータに、係数を乗算するための乗算器３７が設けられる。係数は、データ数Ｎに基づいて、１／$N^{1/2}$ でコントローラ２７により与えられる。

【００３９】

ドプラデータをデータ数Ｎで高速フーリエ変換処理に供することにより、ノイズレベルに実質的に$N^{1/2}$ のゲインがかかる。したがって、データ数の変動に依存して、ノイズレベルが変動してしまう。本実施の形態では、ドプラデータに係数１／$N^{1/2}$ を乗算することにより、データ数の変動によらず、ノイズレベルを一定に保つことができる。

【００４０】

（第３の実施の形態）

図５は第３の実施の形態による超音波診断装置のブロック図である。なお、超音波プローブ４１は、第１の実施の形態の超音波プローブ１に同じである。高速フーリエ変換処理回路５０は、第１の実施の形態の高速フーリエ変換処理回路１０に同じである。ディジタルスキャンコンバータ４４は、第１の実施の形態のディジタルスキャンコンバータ４に同じである。モニタ４５は、第１の実施の形態のモニタ５に同じである。

【００４１】

本実施の形態による超音波診断装置は、超音波プローブ４１、送受信系４２、スペクトラムドプラユニット４３、ディジタルスキャンコンバータ（ＤＳＣ）４４、モニタ４５、システムコントローラ４６、ドプラ用コントローラ４７、コンソール４８とから構成される。送受信系４２は、超音波プローブ４１を駆動して交互スキャンを実行することが可能に構成されている。交互スキャンとは、通常スキャンが、ある１本のラスタに対して超音波送受信動作をレート周波数で所定回数繰り返しながら、順次次のラスタに移っていくのに対して、ある１本のラスタに対して超音波送受信動作を１回行い、同じラスタに対する次回の超音波送受信動作までに間に、他の何本かのラスタに対して１回ずつ超音波送受信動作を行うものであり、１本のラスタに関して見ると、超音波送受信動作の間隔が長くなり、実質的にレート周波数が低くなって低速検出能が向上するというものである。なお、同じラスタに対する前後２回の超音波送受信動作の間に行う他のラスタの超音波送受信動作の回数を交互段数として定義する。また、送受信系４２は、システムコントローラ４６の制御にしたがって交互段数を変化させることが可能に構成されている。さらに、送受信系４２は、ドプラ用コントローラ４７の制御にしたがって送信電圧を変化させることが可

能に構成されている。

【００４２】

スペクトラムドプラユニット４３は、ドプラゲイン補正用の乗算器４９と、高速フーリエ変換処理回路５０とから構成される。なお、送受信系４２の出力がディジタルでなくアナログであれば、乗算器４９は増幅器に置換される。

【００４３】

システムコントローラ４６には、コンソール４８が接続される。コンソール４８を介して、交互段数を変化させることが可能である。図６に示すように、ドプラ用コントローラ４７は、データ数調整用コントローラ５１と、ドプラ感度補正用コントローラ５２とから構成されている。データ数調整用コントローラ５１は、交互段数が変化してレート周波数ｆPRF が実質的に変化しても、ドプラスペクトラムの表示上で周波数分解能と時間分解能との比を一定にするように、高速フーリエ変換処理回路５０の周波数解析のデータ数を調整するためのものである。この調整方法は周知であるので、簡単に説明する。交互段数をＫ、レート周波数をｆPRF 、スクロールスピードをＳ、１ピクセルに相当する周波数幅に対する時間幅の比を表すピクセル比をＰn 、係数をαとする。まず、パラメータＡA を（１）式にしたがって求める。

【００４４】

ＡA ＝α・（（ｆPRF ・Ｓ）／（Ｐn ・Ｋ））…（１）

ここで、データ数をＮ´とする。Ｎ´＝Ｗw ・Ｎで与えられる。Ｎは、基準データ数（通常、最小データ数とされる）であり、Ｗw は基準データ数に対するデータ数の比（Ｎ´／Ｎ）である。選択可能なデータ数が、１６、３２、６４、１２８、２５６であるとすると、例えば、Ｎ＝１６であり、この場合、Ｗw ＝１、２、４、８又は１６である。

【００４５】

そして、（２）式にしたがってＷw が求められる。

【００４６】

$W_w = A_A / N^2$ …（２）

求められたＷw が、１、２、４、８、１６のいずれにも一致しない場合、求められたＷw に最も近いものが選択される。求められた、又は選択されたＷw から、データ数Ｎ´（＝Ｗw ・Ｎ）が決定される。

【００４７】

なお、原理的には、交互段数がｎ倍になると、周波数解析のデータ数は、$1/n^{1/2}$ 倍に変更される。高速フーリエ変換処理回路５０ではデータ数調整用コントローラ５１から、決定されたデータ数Ｗw ・Ｎの情報を受け取り、ドプラ信号をデータ数Ｗw ・Ｎで周波数解析に供する。データ数調整用コントローラ５１で決定されたデータ数Ｗw ・Ｎの情報は、ドプラ感度補正用コントローラ５２にも供給される。ドプラ感度補正用コントローラ５２には、システムコントローラ４６から交互段数Ｋの情報も供給される。

【００４８】

ドプラ感度補正用コントローラ５２は、周波数解析のデータ数の変動に伴うＳ／Ｎの変動を抑制するためのものである。例えば、低速検出能を半値まで下げるように交互段数を変更すると、周波数解析のデータ数は、$1/2^{1/2}$ 倍に減少する。このデータ数の減少は、Ｓ／Ｎを０．８ｄＢ程度低下させる。このＳ／Ｎの低下を抑制するために、ドプラゲイン補正用の乗算器４９のドプラゲインを、変更前の交互段数のときより、０．８ｄＢ程度下げて、ノイズレベルを０．８ｄＢ程度下げる。これにより、データ数によらずノイズレベルを一定に保つことができるという効果が得られる。ただし、当然のこととして、ノイズレベルの低下と共に、信号レベルも０．８ｄＢ程度低下してしまう。この信号レベルの低下を補償するために、送信電圧を交互段数の変更前より１．０９倍に増大する。このようなドプラゲイン調整及び送信電圧調整により、交互段数が増加して、データ数が減少しても、Ｓ／Ｎが劣化しないという効果が得られる。

【００４９】

なお、本発明は上記実施形態そのままに限定されるものではなく、実施段階ではその要

旨を逸脱しない範囲で構成要素を変形して具体化できる。また、上記実施形態に開示されている複数の構成要素の適宜な組み合わせにより、種々の発明を形成できる。例えば、実施形態に示される全構成要素から幾つかの構成要素を削除してもよい。さらに、異なる実施形態にわたる構成要素を適宜組み合わせてもよい。

【図面の簡単な説明】

【００５０】

【図１】第１の実施の形態に係る超音波診断装置のブロック図。

【図２】第１の実施の形態による積分期間を示すタイムチャート。

【図３】第２の実施の形態に係る超音波診断装置のブロック図。

【図４】図３のＲＧ積分回路、ＣＷ帯域フィルタ、ＦＦＴのブロック図。

【図５】第３の実施の形態に係る超音波診断装置のブロック図。

【図６】図５のドプラ用コントローラのブロック図。

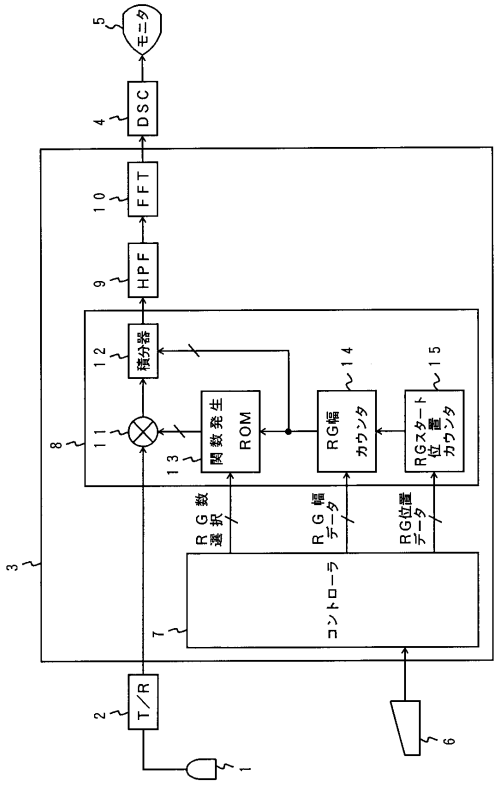
【図７】第１の実施の形態に対応する従来の問題点の説明図。

【符号の説明】

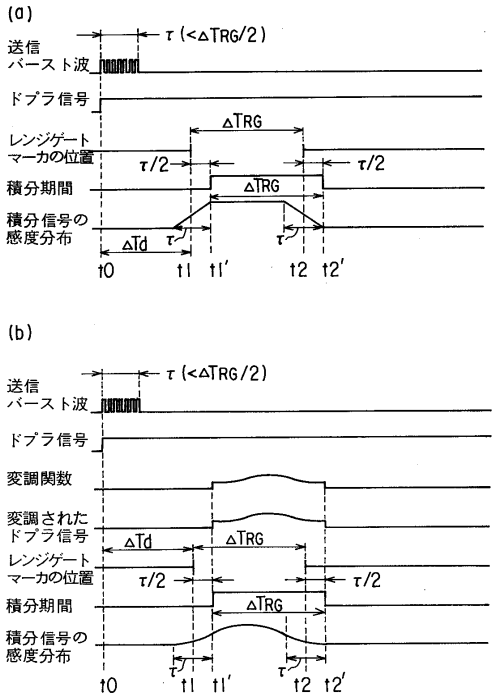
【００５１】

１…超音波プローブ、２…送受信系、３…スペクトラムドプラユニット、４…ディジタルスキャンコンバータ、５…モニタ、６…コンソール、７…コントローラ、８…レンジゲートユニット、９…高域通過型フィルタ、１０…高速フーリエ変換処理回路、１１…乗算器、１２…積分器、１３…関数発生ＲＯＭ、１４…ＲＧ幅カウンタ、１５…ＲＧスタート位置カウンタ。

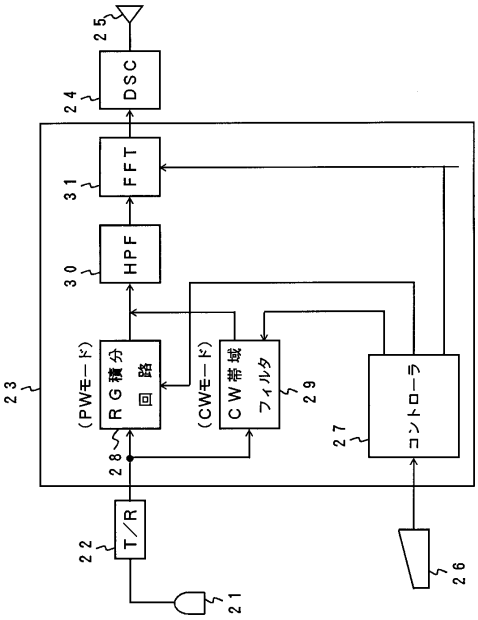
【図１】



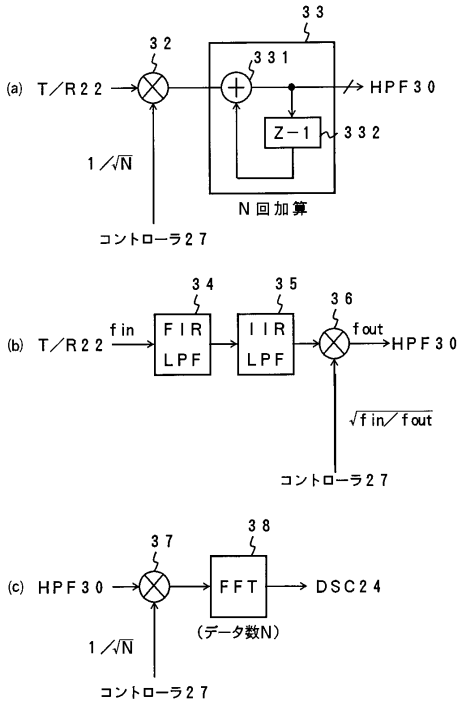
【図２】



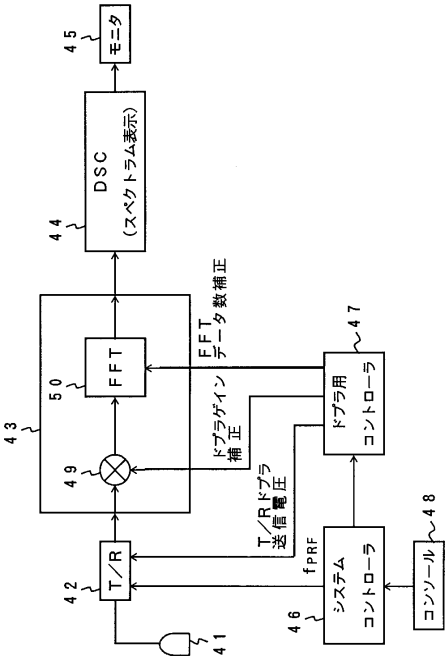
【図３】


DSC
FFT
HPF
(PWモード)
RG積分回路
(CWモード)
CW帯域フィルタ
コントローラ
T/R
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31

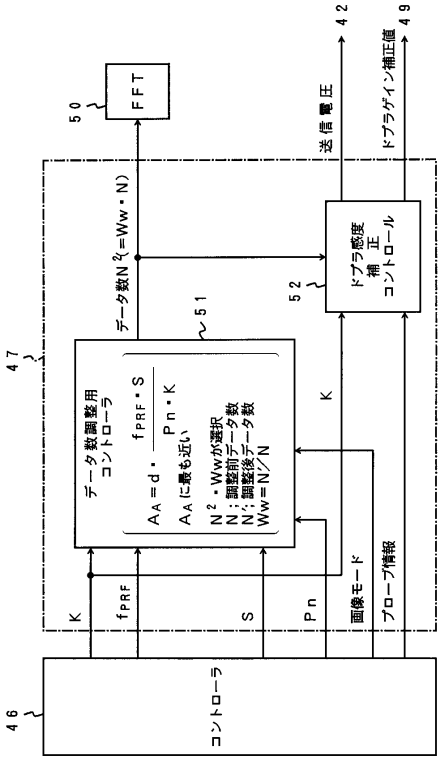
【図４】


(a) T/R22
32
33
331
332
Z−1
HPF30
1/√N
N回加算
コントローラ27
(b) T/R22
fin
34
FIR LPF
35
IIR LPF
36
fout
HPF30
√fin/fout
コントローラ27
(c) HPF30
37
38
FFT
DSC24
(データ数N)
1/√N
コントローラ27

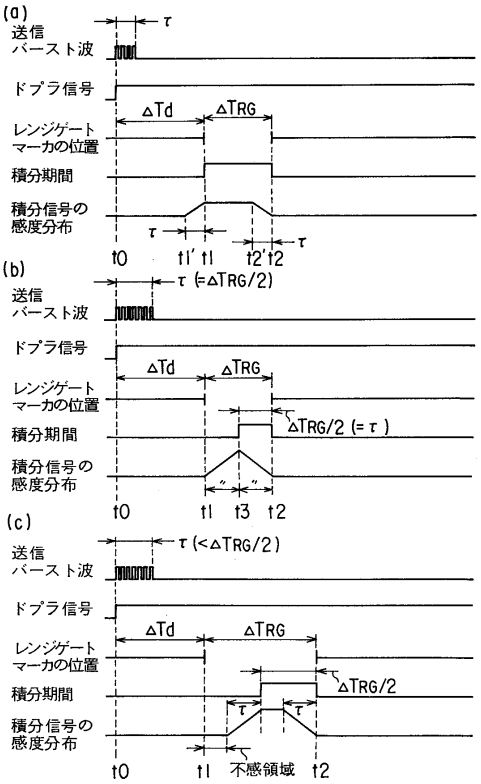
【図５】


T/R
FFT
DSC
(スペクトラム表示)
モニタ
FFTデータ数補正
ドプラゲイン補正
ドプラ用コントローラ
T/Rドプラ送信電圧
システムコントローラ
fPRF
コンソール
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50

【図６】


FFT
データ数N²(=Ww・N)
データ数調整用コントローラ
AA=d・fPRF・S / Pn・K
AAに最も近い
N²・Wwが選択
N；調整前データ数
N'；調整後データ数
Ww=N'/N
ドプラ感度補正コントロール
送信電圧
ドプラゲイン補正値
K
fPRF
S
Pn
画像モード
プローブ情報
コントローラ
46
47
49
50
51
52

【図７】


(a)
送信
バースト波
τ
ドプラ信号
ΔTd
ΔTRG
レンジゲート
マーカの位置
積分期間
積分信号の
感度分布
τ
τ
t0
t1'
t1
t2'
t2
(b)
送信
バースト波
τ (=ΔTRG/2)
ドプラ信号
ΔTd
ΔTRG
レンジゲート
マーカの位置
ΔTRG/2 (=τ)
積分期間
積分信号の
感度分布
t0
t1
t3
t2
(c)
送信
バースト波
τ (<ΔTRG/2)
ドプラ信号
ΔTd
ΔTRG
レンジゲート
マーカの位置
ΔTRG/2
積分期間
τ
τ
積分信号の
感度分布
t0
t1
不感領域
t2

フロントページの続き

(74)代理人　100084618
弁理士　村松　貞男
(74)代理人　100092196
弁理士　橋本　良郎
(72)発明者　馬場　達朗
栃木県大田原市下石上１３８５番の１　株式会社東芝那須工場内

審査官　右▲高▼　孝幸

(56)参考文献　特開昭63－272333（ＪＰ，Ａ）
特開昭64－43237（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.^{7}，ＤＢ名)
Ａ６１Ｂ　　８／００

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP3663206B2	公开(公告)日	2005-06-22
申请号	JP2004203963	申请日	2004-07-09
[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	4C601/DD03 4C601/DE03 4C601/EE03 4C601/EE04 4C601/HH05 4C601/HH16 4C601/JB16 4C601/JB49 4C601/JB51 4C601/KK17		
代理人(译)	河野 哲 中村诚		
其他公开文献	JP2004321824A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：即使频率分析中的数据数量由于交替级数的变化等而波动，也要防止S / N级的劣化（降低）。解决方案：超声诊断设备包括超声探头41，发射和接收系统42，快速傅立叶变换处理电路50和多普勒灵敏度校正控制器52.发射和接收系统42将发射电压施加到超声探头以发射超声波通过超声探头接收反射波，波入主体体内并获得接收信号。快速傅里叶变换处理电路50对接收信号进行频率分析以获得多普勒频谱。多普勒灵敏度校正控制器52控制快速傅里叶变换处理电路50，使得快速傅立叶变换处理电路50中的增益随着频率分析中的数据数量的改变而改变，以便保持预定的噪声水平，从而改变传输电压是为了补偿伴随变化增益的信号电平的变化。 Ž

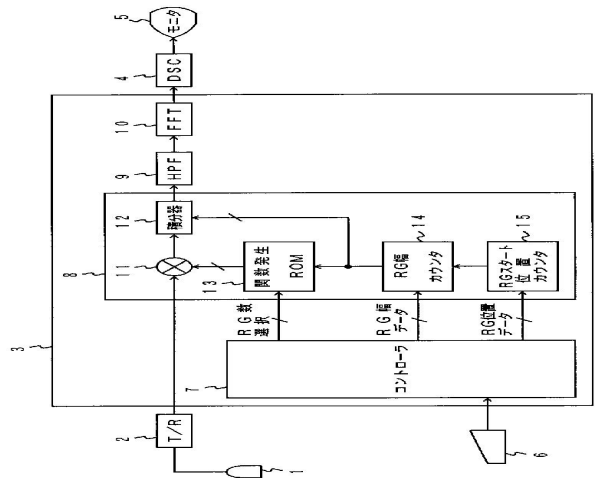



図 1