

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4575505号
(P4575505)

(45) 発行日 平成22年11月4日(2010.11.4)

(24) 登録日 平成22年8月27日(2010.8.27)

(51) Int.Cl. F 1
A 6 1 B 8/00 (2006.01) A 6 1 B 8/00

請求項の数 2 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2009-81950 (P2009-81950)	(73) 特許権者	000003078
(22) 出願日	平成21年3月30日(2009.3.30)		株式会社東芝
(62) 分割の表示	特願平10-322256の分割		東京都港区芝浦一丁目1番1号
原出願日	平成10年11月12日(1998.11.12)	(74) 代理人	100108855
(65) 公開番号	特開2009-142690 (P2009-142690A)		弁理士 蔵田 昌俊
(43) 公開日	平成21年7月2日(2009.7.2)	(74) 代理人	100091351
審査請求日	平成21年3月30日(2009.3.30)		弁理士 河野 哲
		(74) 代理人	100088683
			弁理士 中村 誠
		(74) 代理人	100109830
			弁理士 福原 淑弘
		(74) 代理人	100075672
			弁理士 峰 隆司
		(74) 代理人	100095441
			弁理士 白根 俊郎

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】

被検体の断面を超音波で走査する走査部と、

前記走査手段の出力信号に基づいて受信信号を得る受信部と、

前記受信信号を濾過して、サンプル点ごとに時間的に変動の比較的少ない固定ノイズ成分を除去し時間的に変動の比較的多い心筋成分を通過させるために特定の心拍時相ではカットオフ周波数を低く、他の心拍時相では、前記カットオフ周波数を高く変化させる高域通過型フィルタと、

前記高域通過型フィルタを通った受信信号に含まれる振幅情報を抽出する振幅抽出部と

10

前記振幅抽出部の出力信号を濾過して、サンプル点ごとに前記高域通過型フィルタの出力に残存している固定ノイズ成分を抑制し過度に消失した心筋成分を補うために低域通過型スムージングフィルタと、

前記第2のフィルタ手段の出力信号のダイナミックレンジを圧縮する圧縮部と、

前記圧縮手段の出力に基づいて超音波画像を表示する表示部とを具備したことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 2】

前記振幅抽出部の出力信号は、前記低域通過型スムージングフィルタにおいて実質的に相加平均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。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、被検体の断面を超音波で走査し、それにより得られる受信信号を検波し、その検波信号を対数圧縮にかけて超音波画像を生成する超音波診断装置に関する。

【背景技術】

【0002】

図9は従来の超音波診断装置の構成を示している。超音波プローブ31には送信系32から高周波の電圧パルスが印加される。これにより超音波プローブ31から超音波が被検体に送信される。この超音波は被検体内の音響インピーダンスの境界で反射して、超音波

10

【0003】

プローブ31に返ってきて、電気信号に変換される。この電気信号は、受信系33において、増幅され、デジタル信号に変換され、整相加算される。

【0004】

この整相加算により得られる受信信号 f_i には、時間的に変動の少ないノイズ、いわゆる固定ノイズが含まれており、この固定ノイズを高域通過型の固定ノイズ除去フィルタ34で除去するようになっている。

この固定ノイズ除去フィルタ34で固定ノイズが除去された受信信号 f_i には、位相情報と振幅情報とが保存されており、このうち振幅情報だけを検波器35で取り出すようになっている。この検波信号 A_i のダイナミックレンジは、非常に広く、そのまま表現するには表示ユニット37のダイナミックレンジは不足であるので、対数圧縮器36で検波信号 A_i を適度なダイナミックレンジに変換することが一般的に行われている。この対数圧縮後のビデオ信号 V_i は、表示ユニット37に送られ組織断層構造を表すいわゆるBモード像として表示される。

20

【0005】

ところで、上記固定ノイズ除去フィルタ34において、固定ノイズと一緒に、例えば静止心筋が消えてしまうことがないように、そのカットオフ周波数を心拍時相に応じて微妙に制御することが必要とされる。例えば、拡張後期のような心臓壁の運動が静止してる心拍時相では、カットオフ周波数を低くして、心筋エコーの減衰を抑えて、一方、収縮初期のような心臓壁の運動が激しい心拍時相では、カットオフ周波数を高くして、固定ノイズ

30

【0006】

を十分に減衰させる。

しかしながら、心臓の動きは非常に複雑、つまり心筋といってもその全体が同じ速度で規則正しく動くわけではなく、激しく動いている部分と殆ど動かない部分とが混在しているものである。従って、カットオフ周波数を心拍時相に応じて制御しても、全ての心拍時相で固定ノイズを確実に除去し心筋エコーを確実に残すことは不可能に近く、従って固定ノイズが部分的に残ってしまったり、心筋エコーが部分的に消えてしまうという事態は避けられないものであった。

【0007】

従って、心筋成分の表示を例にすると、殆ど動かない部分では、固定ノイズ除去フィルタ34によってそのエコーが減衰されてしまうので、画像表示上の輝度(エコー信号のパワーに相当するもの)が低下してしまうが、一方、動いている部分ではそのエコーは減衰を受けないので、このような輝度低下は見られない。

40

【0008】

その結果、心筋といっても同程度の輝度で表示されるのではなく、部分的に輝度が低くなってしまふ。更に、この輝度が低下してしまう部分は、心臓の複雑な動きに応じて刻々と変化するので、心筋像がちらついて非常に見難くなってしまふという問題があった。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

50

本発明の目的は、超音波診断装置において、固定ノイズ除去に伴って発生する画像のチャタッキーを効果的に軽減することにある。

【課題を解決するための手段】

【0010】

本発明のある局面は、被検体の断面を超音波で走査する走査部と、前記走査手段の出力信号に基づいて受信信号を得る受信部と、前記受信信号を濾過して、サンプル点ごとに時間的に変動の比較的少ない固定ノイズ成分を除去し時間的に変動の比較的多い心筋成分を通過させるために特定の心拍時相ではカットオフ周波数を低く、他の心拍時相では、前記カットオフ周波数を高く変化させる高域通過型フィルタと、前記高域通過型フィルタを通った受信信号に含まれる振幅情報を抽出する振幅抽出部と、前記振幅抽出部の出力信号を濾過して、サンプル点ごとに前記高域通過型フィルタの出力に残存している固定ノイズ成分を抑制し過度に消失した心筋成分を補うために低域通過型スムージングフィルタと、前記第2のフィルタ手段の出力信号のダイナミックレンジを圧縮する圧縮部と、前記圧縮手段の出力に基づいて超音波画像を表示する表示部とを具備したことを特徴とする。

10

【発明の効果】

【0011】

本発明によれば、超音波診断装置において、固定ノイズ除去に伴って発生する画像のチャタッキーを効果的に軽減することができる。

【図面の簡単な説明】

【0012】

20

【図1】本発明の好ましい実施形態に係る超音波診断装置の構成を示すブロック図。

【図2】図1のスムージングフィルタ6の構成を示すブロック図。

【図3】本実施形態に係る超音波診断装置に対する比較例を示すブロック図。

【図4】本実施形態の効果を説明するための補足図であり、フレーム番号の定義を示す図。

【図5】本実施形態の効果を説明するための補足図であり、(a)は検波後であって対数圧縮前の検波信号 A_i の時間波形を示す図、(b)は検波及び対数圧縮後のビデオ信号 V_i の時間波形を示す図。

【図6】本実施形態の効果を説明するための補足図であり、図3の比較例のスムージングフィルタで平均化されたビデオ信号 V_i の時間波形を示す図。

30

【図7】本実施形態の効果を説明するための補足図であり、(a)は本実施形態のスムージングフィルタで平均化された検波信号 A_i の時間波形を示す図、(b)は(a)の平均化された検波信号 A_i を対数圧縮した後のビデオ信号 V_i の時間波形を示す図。

【図8】本実施形態の超音波診断装置の変形例の構成を示すブロック図。

【図9】従来の超音波診断装置の構成を示すブロック図。

【発明を実施するための形態】

【0013】

以下、図面を参照して、本発明による超音波診断装置を好ましい実施形態により説明する。

図1は本実施形態に係る超音波診断装置の構成を示している。超音波プローブ部1の先端には、電気的な振動を機械的な振動に、又その逆に変換する圧電セラミックス等の複数の振動子が配列されている。一般的には、1個の振動子が1チャンネルを構成するようになっている。この超音波プローブ部1は、送信時には送信系2に接続され、受信時には受信系3に接続される。送信系2は、図示しないが、クロック発生器、分周器、送信遅延回路、パルサから構成され、クロック発生器で発生されたクロックパルスを分周器で例えば6kHz程度のレートパルスに落とし、このレートパルスを送信遅延回路を通してパルサに与えて高周波の電圧パルスを発生し、振動子を駆動する、つまり機械的に振動させるようになっている。こうして発生された超音波は、被検体内の音響インピーダンスの境界で反射して、超音波プローブ部1に戻ってきて、振動子を機械的に振動する。これにより振動子に電気信号が発生する。この電気信号は、受信系3に取り込まれる。受信系3は、図

40

50

示さないが、プリアンプ、アナログデジタル変換器、受信遅延回路、加算器から構成され、電気信号をプリアンプで増幅してから、アナログデジタル変換器でデジタル信号に変換する。アナログデジタル変換器では、増幅された電気信号を、1本の超音波走査線上で例えば0.5mm間隔に相当するサンプリング周波数でサンプリングして、この0.5mm間隔のサンプル点毎にデジタル信号を離散的に発生する。このデジタル信号は、受信遅延回路と加算器とにより、いわゆる整相加算される。これにより組織間の音響インピーダンスの差、つまり組織構造を表す振幅情報と、血流等の移動体の速度を表している位相情報とを含む受信信号 f_i が得られる。

【0014】

この整相加算により得られる受信信号 f_i には、時間的に変動の比較的少ないノイズ、いわゆる固定ノイズが含まれており、この固定ノイズを、高域通過型に設計された固定ノイズ除去フィルタ4でサンプル点毎に除去するようになっている。なお、この固定ノイズ除去フィルタ4において、固定ノイズと一緒に、例えば静止心筋が消えてしまうことがないように、そのカットオフ周波数はシステムコントローラ9によって心拍時相に応じて微妙に制御されるようになっている。例えば、拡張後期のような心臓壁の運動が静止してる心拍時相では、カットオフ周波数を低くして、心筋エコーの減衰を抑えて、一方、収縮初期のような心臓壁の運動が激しい心拍時相では、カットオフ周波数を高くして、固定ノイズを十分に減衰させる。

【0015】

この固定ノイズ除去フィルタ4で固定ノイズが除去された受信信号 f_i には、位相情報と振幅情報とが保存されており、このうち振幅情報だけが検波器5で取り出される。

【0016】

ところで、心臓の動きは非常に複雑、つまり心筋といってもその全体が同じ速度で規則正しく動くわけではなく、激しく動いている部分と殆ど動かない部分とが混在しているものである。従って、固定ノイズ除去フィルタ4のカットオフ周波数を心拍時相に応じて制御しても、全ての心拍時相で固定ノイズを確実に除去し心筋エコーを確実に残すことは不可能に近く、従って固定ノイズが部分的に残ってしまったり、心筋エコーが部分的に消えてしまうという事態は避けられないものである。従って、心筋成分の表示を例にすると、殆ど動かない部分では、固定ノイズ除去フィルタ4によってそのエコーが減衰されてしまうので、画像表示上の輝度が時間的に大きく変動してチラツキが発生してしまう。

【0017】

このチラツキを軽減するために、検波器5と対数圧縮器7との間に、低高域通過型に設計されたスムージングフィルタ6を設けて、検波後であって対数圧縮前の検波信号 A_i を濾過して、時間的な変動の比較的大きい成分をサンプル点毎に減衰する、換言すると近隣フレーム間で平均化処理、つまり同じサンプル点であって時間的に連続する複数の検波信号 A_i を平均化処理するようになっている。

【0018】

このスムージングフィルタ6で平均化された検波信号 A_i のダイナミックレンジは、非常に広く、そのまま表現するには表示ユニット8のダイナミックレンジは不足であるので、対数圧縮器7で適度なダイナミックレンジまで狭め、そしてこの対数圧縮後のビデオ信号 V_i を表示ユニット8に供給するようになっている。尚、本実施形態では、対数圧縮によりダイナミックレンジの圧縮を行っているが、対数以外の非線形変換を用いて、ダイナミックレンジの圧縮を行うようにしてもよい。表示ユニット8では、ビデオ信号 V_i に従って組織断層構造を表すいわゆるBモード像が表示される。

【0019】

また、システムコントローラ9には、コンソール10が接続されており、そのコンソール10内のフィルタ特性選択スイッチ11を操作して固定ノイズ除去フィルタ4のカットオフ周波数の基準値をオペレータが被検体に合わせて微調整したり、スムージングフィルタ6の加算数を選択できるようになっている。その他、コンソール10には、表示されたBモード像上に関心領域ROIをオペレータが設定するためのROI設定器12等の様々

10

20

30

40

50

なスイッチ類、マウス、キーボード等が装備されている。

【 0 0 2 0 】

図 2 には、スムージングフィルタ 6 の構成例として、N 次の F I R 型フィルタを示している。スムージングフィルタ 6 は、図 2 に示すような F I R 型（非再帰型）のデジタルフィルタでも、I I R 型（再帰型）のデジタルフィルタでもいずれを採用してもよい。スムージングフィルタ 6 は、デジタルフィルタの一般的な構成であり、フィルタコントローラ 2 1 を制御中枢として、入力端子 I N に対して複数のフレームメモリ 2 3 が縦続接続されている。このフレームメモリ 2 3 は、フィルタコントローラ 2 1 による入力出力制御によって、入出力の間にフレームレート Z の逆数の時間差を与える遅延回路として機能する。これにより人工端子 I N 及び複数のフレームメモリ 2 3 の縦続接続からは同じサンプル点に関する N 個前までの (N + 1) 個の検波信号 (A i 、 A i - 1 、 . . . 、 A i - N) が同期して一斉に出力される。この (N + 1) 個の検波信号 (A i 、 A i - 1 、 . . . 、 A i - N) は、(N + 1) 個の乗算器 2 6 にそれぞれ供給される。フィルタコントローラ 2 1 にはフィルタ特性選択スイッチ 1 1 を介して選択されたフィルタ特性を識別する識別情報がシステムコントローラ 1 0 から供給されており、フィルタコントローラ 2 1 はこのフィルタ特性の識別情報係数に応じてアドレス F C A を発生し、乗算係数 R O M 2 2 に供給する。この係数アドレス F C A に応じた場所に記憶されている複数の乗算係数 (k 0 、 k 1 、 . . . 、 k N) が乗算係数 R O M 2 2 から読み出され各々の乗算器 2 6 に供給される。乗算器 2 6 は、検波信号 (A i 、 A i - 1 、 . . . 、 A i - N) にこの乗算係数 (k 0 、 k 1 、 . . . 、 k N) をそれぞれ乗算して加算器 3 0 に送る。

【 0 0 2 1 】

加算器 3 0 は、各乗算器 2 6 の出力を加算し、時間的にフィルタリングされた検波信号 A i として出力する。

【 数 1 】

$$A_i = \sum_{j=0}^N A_{i-j} \times k_j$$

【 0 0 2 2 】

表 1 は、本実施形態における係数アドレス F C A と乗算係数 (k 0 、 k 1 、 . . . 、 k N) の対応を表したものである。表 1 の乗算係数 k j は、フィルタの次数 N が 4 の場合を表しており、単純な移動平均特性となるように係数 k j = 1 / M に設定されている。M は加算するフレーム枚数を表しており、この場合のカットオフ周波数は、加算フレーム枚数 M のみで決定される。表 1 では、係数アドレス F C A が加算フレーム枚数 M と等しくなっており、係数アドレス F C A を 1 ~ 5 の中から選択することにより、加算フレーム枚数 M を 1 ~ 5 の間で切り替えることができる。尚、加算フレーム枚数 M が 1 の時は、フィルタ O F F に相当する。

【 表 1 】

F A C	f c	k0	k1	k2	k3	k4
2	0.25	1/2	1/2	0.0	0.0	0.0
3	0.16	1/3	1/3	1/3	0.0	0.0
4	0.11	1/4	1/4	1/4	1/4	0.0
5	0.09	1/5	1/5	1/5	1/5	1/5

【 0 0 2 3 】

ここで、上述したように検波器 5 と対数圧縮器 7 との間に、低域通過型のスムージング

フィルタ 6 を設けたことで、格別顕著な効果を奏することができるものである。この格別顕著な効果を説明する上で、比較のために、図 3 に示す検波器 5 と対数圧縮器 7 との後に、低域通過型のスムージングフィルタ 6 を設ける例を考える。ここで、図 4 に示すように、フレーム上のある点における信号をフレーム No. i の関数として考えると、周知の通り、検波前の受信信号 f_i 、検波信号 A_i 、ビデオ信号 V_i は、それぞれ次式で与えられる。

【数 2】

$$\text{受信信号 : } f_i = R_i + jI_i \quad \begin{cases} R_i : f_i \text{ のリアルパート} \\ I_i : f_i \text{ のイマジナリパート} \end{cases} \quad 10$$

$$\text{検波信号 : } A_i = \sqrt{f_i \times f_i^*} \quad (* : \text{複素共役})$$

$$= \sqrt{(R_i + jI_i) \times (R_i - jI_i)}$$

$$= \sqrt{R_i^2 + I_i^2}$$

$$\text{ビデオ信号 : } V_i = K \log_b A_i \quad (K : \text{定数で } K = 20, b : \text{底})$$

20

【 0 0 2 4 】

図 3 の比較例では、検波及び対数圧縮後のビデオ信号 V_i を対象としてスムージングフィルタ 6 で平均化処理を行っている。この平均化されたビデオ信号 V_i は、次の式で与えられる。尚、加算フレーム枚数 M (移動平均数) は、3 とする。

【数3】

$$\begin{aligned}
 -V_i &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} V_i - \frac{M}{2} + k \\
 &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} (K \log_b A_j) \\
 &\qquad\qquad\qquad (j = i - \frac{M}{2} + k)
 \end{aligned}$$

10

$$= K \sum_{k=0}^{M-1} \left(\frac{1}{M} \log_b A_j \right)$$

$$= K \log_b \left(\prod_{k=0}^{M-1} [A_j]^{\frac{1}{M}} \right)$$

振幅 A_i の相乗平均

20

移動平均数 $M=3$ の場合

$$V_i = \frac{1}{3} (V_{i-1} + V_i + V_{i+1})$$

$$= 20 \log_{10} \left([A_{i-1} \times A_i \times A_{i+1}]^{\frac{1}{3}} \right)$$

30

【0025】

この式から分かるように、図3の比較例では、スムージングフィルタ6における平均化処理は、実質的に検波信号 A_i の相乗平均をとっていることに相当している。

【0026】

一方、本実施形態では、検波後であって、対数圧縮前の検波信号 A_i を対象としてスムージングフィルタ6で平均化処理を行っている。この平均化された検波信号 A_i と、その検波信号 A_i を対数圧縮して得られるビデオ信号 V_i は、次の式で与えられる。

【数4】

$$-A_i = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_i - \frac{N}{2} + k$$

$$\text{ビデオ信号 } V_i = K \log_b \left(\underbrace{\frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_j}_{\text{振幅 } A_i \text{ の相加平均}} \right) \quad (j = i - \frac{M}{2} + k)$$

振幅 A_i の相加平均

10

移動平均数 $M=3$ の場合

$$V_i = 20 \log_{10} ([A_{i-1} + A_i + A_{i+1}] / 3)$$

【0027】

この式から分かるように、本実施形態のように、検波後であって、対数圧縮前の検波信号 A_i を対象としてスムージングフィルタ6で平均化処理を行う場合、その処理は、実質的に検波信号 A_i の相加平均をとっていることに相当している。

20

【0028】

このように比較例のように相乗平均をとるよりも、本実施形態のように相加平均をとる方が、チラツキを効果的に軽減することができる。この理由を以下に説明する。以下、加算フレーム枚数 $FCA = M = 3$ を例として図示する。

【0029】

まず、図5(a)には検波信号 A_i の時間変動の一例を示しており、これを平均化処理しないでそのまま対数圧縮すると、ビデオ信号 V_i は、図5(b)のような時間波形を示す。図3の比較例のようにこのビデオ信号 V_i を対象として平均化処理を行うと、その平均化されたビデオ信号 V_i の時間変動は、図6に示すように、比較的激しくなる。つまり、画像中に消えている信号、つまり値がゼロないしゼロに近い信号が含まれていると、その相乗平均結果としては、ゼロ又はゼロに近くなってしまうので、スムージングによるチラツキ軽減の効果はあまり発揮されない。

30

【0030】

一方、本実施形態のように、対数圧縮前の検波信号 A_i を対象として平均化処理を行うと、図7(a)、図7(b)に示すように、検波信号 A_i の比較的激しい時間変動は、著しく軽減される。これは、本実施形態のような相加平均では、その相加平均結果としては、ゼロ又はゼロに近くならず、底上げされるからである。つまり、ある時相の検波信号 A_i がゼロ又はゼロに近くであっても、その近隣のフレームの検波信号が比較的高値であれば、その近隣の値に引き上げられるのである。そして、この平均化された検波信号 A_i を、対数圧縮器7で対数的に圧縮すれば、上記ある時相のゼロ又はゼロに近い検波信号 A_i は、平均化処理により十分に大きな値になる。

40

【0031】

この作用は、一般的には、以下の相加平均と相乗平均の不等式として知られている。

【数5】

信号群 A_i ($A_1, A_2, A_3, \dots, A_N$) に対して、 $A_i \geq 0$ の時(A_i の相加平均) \geq (A_i の相乗平均) (等号は全ての A_i が等しいときのみ成立)

$$1/N \times \sum_{i=1}^N A_i \geq \sqrt[N]{\prod_{i=1}^N A_i}$$

【0032】

検波信号 A_i は振幅信号であり、従って正数であり、また心筋は拍動してその信号群は全ては等しくなることはないので、本実施形態のように検波後であって対数圧縮前の検波信号を対象として平均化処理、つまり相加平均をとると、比較例のような対数圧縮後のビデオ信号を対象として平均化処理、つまり相乗平均をとるよりも、高いスムージング効果を実現でき、これによりチラツキを効果的に軽減することができる。

10

【0033】

なお、本発明は、上述した実施形態だけにとどまらず、その要旨を逸脱しない範囲において、様々な変形例が得られることは言うまでもない。例えば、図3のような従来から用いられているビデオ信号ベースのスムージングフィルタを有する超音波診断装置においても、図8に示すように、対数圧縮器7の後にアンチログ変換器13を設けてビデオ信号から対数圧縮前の検波信号 A_i (振幅情報) を再現し、その再現した検波信号 A_i に対してスムージングフィルタ6を適用する。その後、再度、ビデオ信号に戻すために、スムージングフィルタ6の後に対数圧縮器14を設けることで、上述した実施形態と同様の効果を奏することができる。なお、平均化処理演算に要するビット数は、振幅の有するダイナミックレンジを確保するために、ビデオ信号ベースの場合よりも、拡張されるべきである。

20

【産業上の利用可能性】

【0034】

本発明は、超音波診断装置において、固定ノイズ除去に伴って発生する画像のチラツキを効果的に軽減する分野に産業上の利用可能性がある。

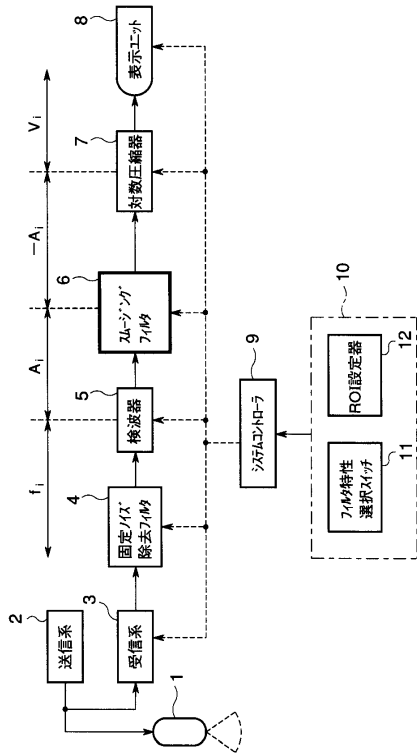
【符号の説明】

【0035】

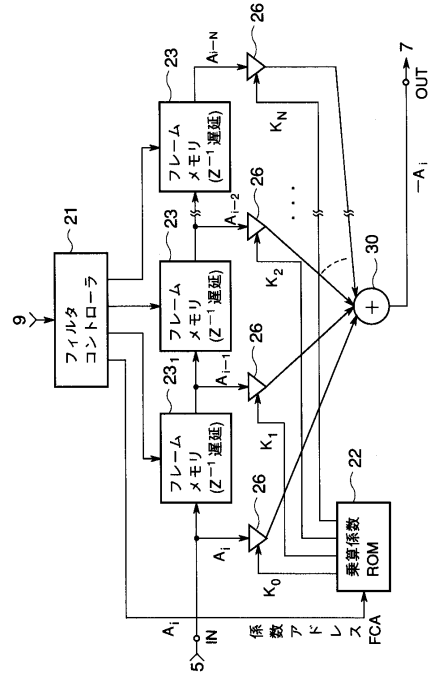
1 ... 超音波プローブ、2 ... 送信系、3 ... 受信系、4 ... 固定ノイズ除去フィルタ、5 ... 検波器、6 ... スムージングフィルタ、7 ... 対数圧縮器、8 ... 表示ユニット、9 ... システムコントローラ、10 ... コンソール、11 ... フィルタ特性選択スイッチ、12 ... ROI設定器、13 ... アンチログ変換器、14 ... 対数圧縮器、21 ... フィルタコントローラ、22 ... 乗算係数ROM、23、24、25 ... フレームメモリ、26、27、28、29 ... 乗算器、30 ... 加算器。

30

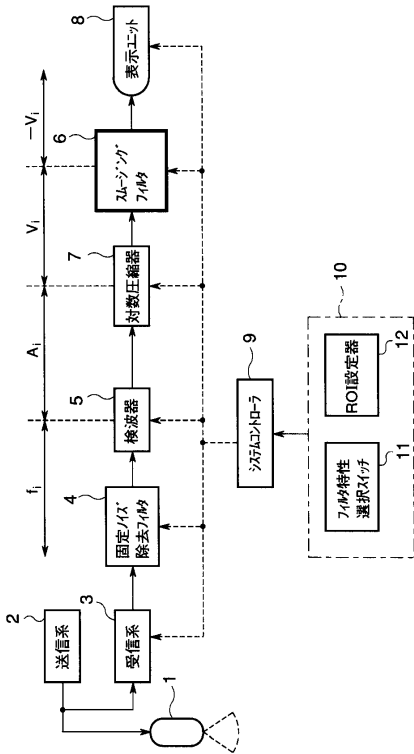
【図1】



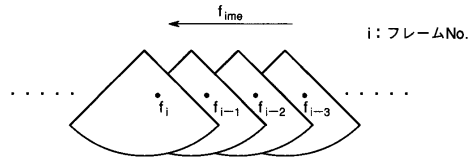
【図2】



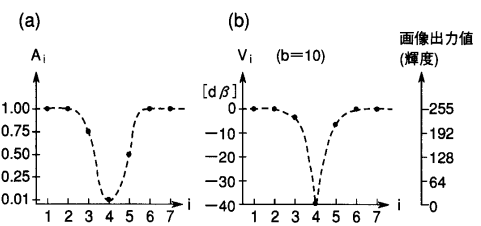
【図3】



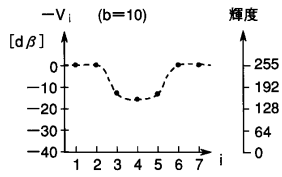
【図4】



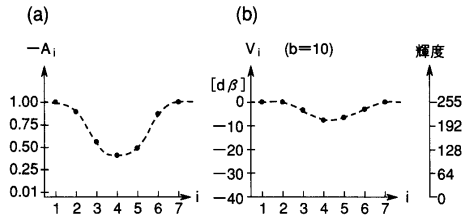
【図5】



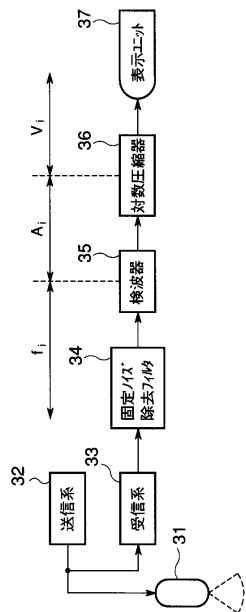
【図6】



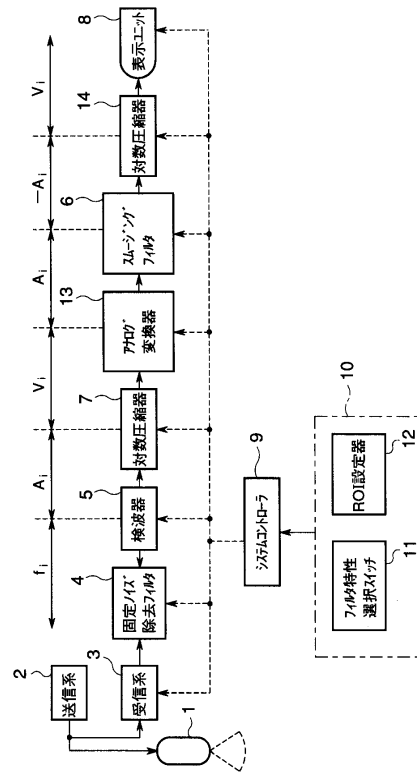
【図7】



【図9】



【図8】



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 100103034
弁理士 野河 信久
- (74)代理人 100119976
弁理士 幸長 保次郎
- (74)代理人 100153051
弁理士 河野 直樹
- (74)代理人 100140176
弁理士 砂川 克
- (74)代理人 100100952
弁理士 風間 鉄也
- (74)代理人 100101812
弁理士 勝村 紘
- (74)代理人 100070437
弁理士 河井 将次
- (74)代理人 100124394
弁理士 佐藤 立志
- (74)代理人 100112807
弁理士 岡田 貴志
- (74)代理人 100111073
弁理士 堀内 美保子
- (74)代理人 100134290
弁理士 竹内 将訓
- (74)代理人 100127144
弁理士 市原 卓三
- (74)代理人 100141933
弁理士 山下 元
- (72)発明者 阿部 康彦
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
- (72)発明者 神田 良一
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 後藤 順也

- (56)参考文献 特開平10-118065(JP,A)
特開平08-280689(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
A61B 8/00

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP4575505B2	公开(公告)日	2010-11-04
申请号	JP2009081950	申请日	2009-03-30
[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	阿部康彦 神田良一		
发明人	阿部 康彦 神田 良一		
IPC分类号	A61B8/00		
FI分类号	A61B8/00 A61B8/14		
F-TERM分类号	4C601/BB02 4C601/DD15 4C601/EE04 4C601/JB31 4C601/JB32 4C601/JB33 4C601/JB46 4C601/JB48 4C601/JC04 4C601/JC17 4C601/JC37 4C601/KK12 4C601/LL04		
代理人(译)	河野 哲 中村诚 河野直树 冈田隆 山下 元		
其他公开文献	JP2009142690A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：在超声诊断设备中有效地减少在去除固定噪声时产生的图像的闪烁。ZOLUTION：该超声波诊断装置被配置为利用超声波扫描对象的横截面并获取接收信号，利用固定的噪声去除滤波器4对接收信号进行滤波以去除具有相对小的时间波动的固定噪声，检测接收信号通过检测器5通过固定噪声去除滤波器4，通过平滑滤波器6对检测到的信号进行滤波并衰减具有相对大的时间波动的分量，该时间波动引起闪烁，并且对由平滑滤波器6衰减的检测信号进行对数压缩。对数压缩器7.Z

FAC	f c	k0	k1	k2	k3	k4
2	0.25	1/2	1/2	0.0	0.0	0.0
3	0.16	1/3	1/3	1/3	0.0	0.0
4	0.11	1/4	1/4	1/4	1/4	0.0
5	0.09	1/5	1/5	1/5	1/5	1/5