

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002 - 143160

(P2002 - 143160A)

(43)公開日 平成14年5月21日(2002.5.21)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テ-マコード [*] (参考)
A 6 1 B 8/06		A 6 1 B 8/06	4 C 3 0 1
G 0 1 S 15/62		G 0 1 S 15/62	5 J 0 8 3
15/89		15/89	

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 9 数)

(21)出願番号	特願2000 - 341668(P2000 - 341668)	(71)出願人	000112602 フクダ電子株式会社 東京都文京区本郷3丁目39番4号
(22)出願日	平成12年11月9日(2000.11.9)	(72)発明者	坪根 泉 東京都文京区本郷3丁目39番4号 フクダ電子株式会社内
		(72)発明者	中川 行雄 東京都文京区本郷3丁目39番4号 フクダ電子株式会社内
		(74)代理人	100094330 弁理士 山田 正紀 (外 2 名)

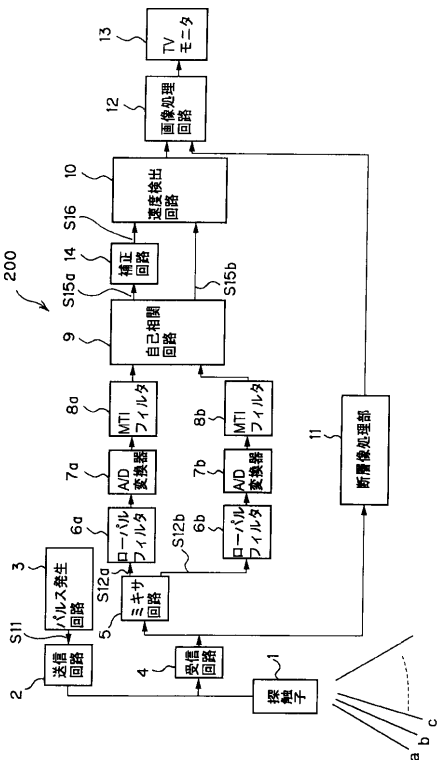
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 超音波診断装置

(57)【要約】

【課題】本発明は、超音波ドプラ法により生体内の血流情報を得て診断情報とする機能を有する超音波診断装置に関し、生体内の超音波反射体の速度検出の精度を向上させる。

【解決手段】ノイズ成分に起因して複素自己相関値の実部に加算されるオフセット量をあらかじめ計算する計算手段と、該計算手段により求められたオフセット量を保持しておく記憶手段とを備え、速度検出回路は、複素自己相関回路9により求められた複素自己相関値の実部から記憶手段に記憶されていたオフセット量が補正される補正後の複素自己相関値の偏角に基づいて生体内の超音波反射体の速度を検出する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 被検体内への超音波パルスの送波と該被検体内で反射して戻ってきた反射超音波の受信とを複数回繰り返し、この繰り返しの間に得られた信号を直交検波しさらにクラッタ成分を除去した後、複素自己相関器により、前記直交検波により得られた同相信号および直交信号をそれぞれ実部および虚部とする複素自己相関値を求め、速度検出器により、該複素自己相関値の偏角に基づいて前記被検体内の超音波反射体の速度を検出する超音波診断装置において、

ノイズ成分に起因して前記複素自己相関値の実部に加算されるオフセット量をあらかじめ計算する計算手段と、該計算手段により求められたオフセット量を保持しておく記憶手段とを備え、

前記速度検出器は、前記複素自己相関器により求められた複素自己相関値の実部から前記記憶手段に記憶されていたオフセット量が補正されてなる補正後の複素自己相関値の偏角に基づいて前記被検体内の超音波反射体の速度を検出するものであることを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 2】 前記計算手段は、前記オフセット量に変動を与える少なくとも 1 つの要素について該要素が変更される度に、前記オフセット量を計算し直して、前記記憶手段に保持されたオフセット量を更新するものであることを特徴とする請求項 1 記載の超音波診断装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、超音波ドプラ法により被検体内の血流情報を得て診断情報とする機能を有する超音波診断装置に関する。

【0002】

【従来の技術】最近、超音波ドプラ法を使用して生体内の血流速度分布を測定し、この血流速度分布を、パルス反射法により得られたモノクロ断層像上に重ねてカラー表示するようにした超音波診断装置が知られている。この血流速度分布の測定原理は、振動子アレイにより超音波ビームを一定周期で生体内にパルス放射し、生体内部の反射体による反射波を受信し、その受信信号に含まれる、ドプラ効果による周波数変化成分を検出することにより反射体の運動速度を測定し、さらに反射波が返ってくるまでの時間からその位置を求め、これをリアルタイムで 2 次元の血流情報としてカラー表示するものである。

【0003】図 1 は従来の超音波診断装置の構成図である。

【0004】この図 1 に示す超音波診断装置 100 には、探触子 1 が備えられており、この探触子 1 には圧電セラミック等の振動子がその先端に配列されている。探触子 1 には送信回路 2 と受信回路 4 が接続される。パルス発生器 3 は送信の繰り返し周期（例えば 4 KHz）を

与えるタイミング信号 S11（レートパルス）を発生し、それを送信回路 2 に供給する。送信回路 2 は例えば 64 チャンネルの、パルスドライバ及び遅延回路から構成される。パルスドライバはレートパルスのタイミングで送信周波数（例えば 2.5 MHz）に等しい周期の駆動パルスを発生し、探触子 1 の振動子に印加する。遅延回路は超音波ビームを収束し、かつ指向性を与えるために各チャンネル毎のパルス発生タイミングに所定の遅延を与える。その結果超音波ビームが指向性に応じた方向にパルス放射される。このようにレートパルス周期で、生体（図示せず）の内部に向けて、同一方向（例えば図 1 の a 方向）への送受信を例えば 6 回繰り返して行い、さらに断層像取得のための 1 回の走査を行い、計 7 回の走査で一つの周期（ライン周期）を完了し、順次 b、c、d と走査方向を切り替えながら、例えば 64 本の走査線について同様の処理を行い 1 フレーム分の走査を完了する。

【0005】一方、生体内の音響インピーダンスの不連続面で反射したエコーは、探触子 1 を介して受信回路 4 でチャンネル毎に受信される。受信回路 4 はプリアンプ、遅延回路、加算回路から構成される。受信信号はプリアンプで増幅され、遅延回路により各チャンネル毎に所定の遅延を与えられ、加算回路により加算される。これにより指向性に応じた方向からのエコーが受信される。

【0006】受信回路 4 から出力される受信信号はミキサ回路 5 に入力される。ミキサ回路 5 は図示しない発振器により生成された、送信周波数と同一の周期を持ち互いに位相が 90°異なる一対の参照信号と、この受信信号とを混合することにより、直交検波を行い、ドプラ信号の同相信号 S12a 及び直交信号 S12b を出力する。2 つのローパスフィルタ 6a、6b は、それぞれ、混合の結果生じたドプラ信号の同相信号 S12a および直交信号 S12b の高調波成分を除去する。

【0007】各ローパスフィルタ 6a、6b の出力信号は、各 A/D 変換器 7a、7b により、深さ方向に対して一定のサンプリング周期で例えば各 256 点のサンプリングが行なわれてデジタル値に変換される。MTI フィルタ 8a、8b は、ドプラ信号に含まれる臓器の壁運動等による低周波成分を除去し血流成分のみを抽出するものであり、例えば図 7 に示す 1 次のエコーキャンセラから構成される。

【0008】自己相関回路 9 には MTI フィルタ 8a、8b の出力信号が入力され、この自己相関回路 9 では、繰り返し周期を隔てて得られるドプラ信号の同相信号を実部、直交信号を虚部とする複素自己相関（R(1)）を、6 回の繰り返し周期のデータについて計算する。特定の深さにおける MTI フィルタ 8a、8b の出力信号を $x(k)$ 、 $y(k)$ とした場合、この計算は実部、虚部ごとに式 (1a) 及び式 (1b) で示される。

【0009】

$$\text{Re}[R(1)] = \sum_{k=2}^5 (x(k) \cdot x(k-1) + y(k) \cdot y(k-1)) \quad (1a)$$

【0010】

$$\text{Im}[R(1)] = \sum_{k=2}^5 (x(k-1) \cdot y(k) - x(k) \cdot y(k-1)) \quad (1b)$$

【0011】その演算結果は、実部、虚部ごとに各走査線の5回目のレートパルスのタイミングに同期して深さ毎に順次取り出される。

【0012】速度検出回路10は自己相関回路9の演算結果である自己相関値(R(1))を入力し、その偏角値($\arctan\{\text{Im}[R(1)]/\text{Re}[R(1)]\}$)を計算する。この偏角値はドブラ偏移周波数に比例した量を与える。この偏角値は平均速度データとして画像処理回路12に送られる。

【0013】一方、受信回路4の出力信号は断層像処理部11にも送られる。断層像処理部11は、受信信号の包絡線を検波した後、A/D変換し、モノクロ輝度データとして出力する。

【0014】画像処理回路12は順次入力される平均速度データに対して方向及びその絶対値に基づき所定の配色を施し、断層像のモノクロ輝度データと共に、その走査方向及び深さに応じて2次元状にマッピングし、これを画像データとして、図示しない画像メモリに格納する。さらにその画像データは一定の周期で画像メモリから読み出され、TVモニタ13上に、断層像を示すモノ

*クロ画像と血流を示すカラー画像が合成された診断像が表示される。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】上述したように、従来装置では反射体の平均速度を検出するために、ドブラ信号の自己相関を計算する。ところが、受信信号には常に一定量のノイズが含まれており、これが演算結果に影響を及ぼす場合がある。互いに無相関な白色ノイズであれば、自己相関演算のΣ計算において平均化されてキャンセルされる。しかし、前述のMTIフィルタが介在することにより白色ノイズがサンプル値間に相関を持つようになり、その結果計算値がバイアスされる。

【0016】すなわち、MTIフィルタを図7に示すような1次のエコーキャンセラとし、 $i(k)$ 、 $q(k)$ をMTIフィルタの入力におけるドブラ信号の、それぞれ同相成分及び直交成分のサンプル値系列、 $n_1(k)$ 、 $n_2(k)$ を各々に混入した白色ノイズ、 $x(k)$ 、 $y(k)$ をそれぞれのフィルタの出力とすると、

$$x(k) = \{i(k) + n_1(k)\} - \{i(k-1) + n_1(k-1)\} \quad (3a)$$

式(1a)の自己相関の実部における第1項目の $\sum \{x(k) \cdot x(k-1)\}$ は $k-1$

$$\begin{aligned} & \sum \{x(k) \cdot x(k-1)\} \\ &= \sum [\{ (i(k) + n_1(k)) - (i(k-1) + n_1(k-1)) \} \\ & \quad \cdot \{ (i(k-1) + n_1(k-1)) - (i(k-2) + n_1(k-2)) \}] \end{aligned}$$

ここで、 $\sum [i(k-j) \cdot n_1(k-j)] = 0$ 、

$\sum [n_1(k) \cdot n_1(k-j)] = 0$ であるから、

$$\begin{aligned} & \sum \{x(k) \cdot x(k-1)\} \\ &= \sum [i(k) \cdot i(k-1) - (i(k-1))^2 - i(k) \\ & \quad \cdot i(k-1) + i(k-1) \cdot i(k-2) - (n_1(k-1))^2] \end{aligned}$$

同様に式(1a)の自己相関の実部における第2項目の $\sum \{y(k) \cdot y(k-1)\}$ は

$$\begin{aligned} & \sum \{y(k) \cdot y(k-1)\} \\ &= \sum [q(k) \cdot q(k-1) - (q(k-1))^2 - q(k) \\ & \quad \cdot q(k-1) + q(k-1) \cdot q(k-2) - (n_2(k-1))^2] \end{aligned} \quad (4a)$$

となり、式(4a)、(4b)の最終項に、ノイズ成分が現われる。すなわち実部合計 - $\sum \{(n_1(k-1))^2 + (n_2(k-1))^2\}$ だけバイアスされる。

【0017】一方、式(1b)で与えられる自己相関の虚部については、 $x(k-1) \cdot y(k)$ 及び $x(k) \cdot y(k-1)$ に現われるノイズ項は互いに打ち消しあうので問題とはならない。

【0018】ノイズ源としては探触子に入力される音響ノイズ、増幅器で発生する電氣的雑音等があり、いずれも白色性を有する。ところで超音波は生体内で減衰を受けるため、反射エコーの強度は深部ほど小さくなる。そのため従来装置では TGC (Time Gain Control) といわれる技術が使用されている。これは 10 検出された反射エコーのうち深部のものをより大きな増幅率で増幅するものである。そのため一般に深部ほどノイズレベルは高くなる。

【0019】このように、従来装置では自己相関値の実部がノイズによりバイアスされることにより、速度検出の精度が劣化するだけでなく、場合によっては実部の符号が反転することにより、血流の方向が逆転して表示されることがあり、これが診断能を低下させる原因となっていた。

【0020】本発明は、上記事情に鑑み、被検体内の超音波反射体の速度検出の精度を向上させた超音波診断装置を提供することを目的とする。

【0021】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成する本発明の超音波診断装置は、被検体内への超音波パルスの送波と被検体内で反射して戻ってきた反射超音波の受信とを複数回繰り返し、この繰り返しの間に得られた信号を直交検波しさらにクラッタ成分を除去した後、複素自己相関器により、直交検波により得られた同相信号および 30 直交信号をそれぞれ実部および虚部とする複素自己相関値を求め、速度検出器により、複素自己相関値の偏角に基づいて被検体内の超音波反射体の速度を検出する超音波診断装置において、ノズル成分に起因して複素自己相関値の実部に加算されるオフセット量をあらかじめ計算する計算手段と、その計算手段により求められたオフセット量を保持しておく記憶手段とを備え、上記速度検出器は、複素自己相関器により求められた複素自己相関値の実部から記憶手段に記憶されていたオフセット量が補正されてなる補正後の複素自己相関値の偏角に基づいて被検体内の超音波反射体の速度を検出するものであること 40 とを特徴とする。

【0022】ここで、上記本発明の超音波診断装置において、上記計算手段は、上記オフセット量に変動を与える少なくとも1つの要素についてその要素が変更される度に、上記オフセット量を計算し直して、記憶手段に保持されたオフセット量を更新するものであることが好ましい。

【0023】ノイズにより自己相関値の実部に加算されるオフセット量は、あらかじめ上述の記憶手段が保持し、偏角計算時に読み出されて差し引かれるため、その 50

影響はキャンセルされる。また、ゲイン変更等オフセット量に変動を与える少なくとも1つの要素についてその要素が変更される度にそのオフセット量を自動的に再計算して、上述の記憶手段内のデータを更新するようにすると、常に正確なオフセット量による補正が行われる。

【0024】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施形態について説明する。

【0025】図2は、本発明の超音波診断装置の一実施形態の構成図である。図1に示す従来例の超音波診断装置の構成要素と同一の構成要素には、図1に付した符号と同一の符号を付して示す。

【0026】本実施形態における超音波診断装置は、通常の計測を行う動作状態(計測モード)以外に、自己相関値のノイズによるオフセット量を測定する動作状態(診断モード)の2つの動作状態をとる。

【0027】まず、通常の計測モードについて説明する。

【0028】この図2に示す超音波診断装置200には探触子1が備えられており、この探触子1には圧電セラミック等の振動子とその先端に配列されている。探触子1には送信回路2と受信回路4が接続される。パルス発生器3は送信の繰り返し周期(例えば4kHz)を与えるタイミング信号S11(レートパルス)を発生し、それを送信回路2に供給する。送信回路2は例えば64チャンネルの、パルスドライバ及び遅延回路から構成される。パルスドライバはレートパルスのタイミングで送信周波数(例えば2.5MHz)に等しい周期の駆動パルスを発生し、探触子1の振動子に印加する。遅延回路は超音波ビームを収束し、かつ指向性を与えるために各チャンネル毎のパルス発生タイミングに所定の遅延を与える。その結果超音波ビームが指向性に応じた方向にパルス放射される。このようにレートパルス周期で、生体(図示せず)の内部に向けて、同一方向(例えば図2のa方向)への送受信を例えば6回繰り返して行い、さらに断層像取得のための1回の走査を行い、計7回の走査で一つの周期(ライン周期)を完了し、順次b、c、dと走査方向を切り替えながら、例えば64本の走査線について同様の処理を行い1フレーム分の走査を完了する。

【0029】一方、生体内の音響インピーダンスの不連続面で反射したエコーは、探触子1を介して受信回路4でチャンネル毎に受信される。受信回路4はブリアンプ、遅延回路、加算回路から構成される。受信信号はブリアンプで増幅され、遅延回路により各チャンネル毎に所定の遅延を与えられ、加算回路により加算される。これにより指向性に応じた方向からのエコーが受信される。

【0030】受信回路4から出力される受信信号はミキサ回路5に入力される。ミキサ回路5は図示しない発信

器により生成された、送信周波数と同一の周期を持ち互いに位相が 90° 異なる一対の参照信号と、この受信信号とを混合することにより直交検波を行い、ドブラ信号の同相信号 $S12a$ 及び直交信号 $S12b$ を出力する。2つのローパスフィルタ $6a, 6b$ は、それぞれ、混合の結果生じたドブラ信号の同相信号 $S12a$ および直交信号 $S12b$ の高調波成分を除去する。

【0031】各ローパスフィルタ $6a, 6b$ の出力信号は、各 A/D 変換器 $7a, 7b$ により、深さ方向に対して一定のサンプリング周期で例えば各 256 点のサンプリングが行なわれてデジタル値に変換される。MTI フィルタ $8a, 8b$ は、ドブラ信号に含まれる臓器の壁運動等による低周波成分を除去し血流成分のみを抽出するものであり、例えば図7に示す1次のエコーキャンセラから構成される。

【0032】以上、通常の計測モードについて途中まで説明したが、オフセット量を測定する診断モードの場合は次のような動作となる。

【0033】図6は診断モード時のタイミングチャートである。

【0034】診断モードでは超音波パルスの送信は64回のライン周期間停止する。これは送信回路2の図示しないパルスドライバへの印加電圧を0とすることにより実現される。そのため探触子1に電圧パルスは印加されず超音波ビームはパルス放射されない。そのため反射波はなく、受信回路4の出力の信号成分の振幅はゼロとなる。そのためMTI フィルタ $8a, 8b$ にはノイズシグナルのみのサンプリングデータが入力される。自己相関器9はそのノイズシグナルの1繰返し周期を隔てた自己相関を6回の繰返し周期のデータについて計算する。

【0035】今ある深さの点についてMTI フィルタ $8a, 8b$ に入力されるノイズシグナルがそれぞれ $n_1(k)$ 及び $n_2(k)$ 、 $k = 1, 2, \dots, 5$ であるとすると、自己相関の実部の出力値 $S15a$ は式(4a)、式(4b)において、 $i(k) = i(k-1) = i(k-2) = q(k) = q(k-1) = q(k-2) = 0$ と置くことにより、

【0036】

【数3】

$$- \sum \{ (n_1(k-1))^2 + (n_2(k-1))^2 \}$$

【0037】となる。これが補正回路14に入力される。

【0038】図3は、補正回路14の構成図、図4は、図3の補正回路を構成する補正データメモリのメモリマップを示す図、図5は、その補正回路を構成する補正データメモリのメモリマップを表した図、図6は診断モード時のタイミングチャートである。

【0039】図3において補正制御回路30は補正回路の各部を制御する回路であり、回路動作の基準クロック

となるシステムクロック $S21$ が図示しないタイミング発生回路から、またモード選択信号 $S22$ が図示しないシステムコントローラから入力される。モード選択信号 $S22$ は計測モードと診断モードの判別を行う信号であり、診断モードでは64回のライン周期間、そのモード選択信号 $S22$ がLOWレベルに設定に設定される。

【0040】モード選択信号 $S22$ の立下がりを初めとする各ライン周期において6回目のレートパルスのタイミングで上記の

【0041】

【数4】

$$- \sum \{ (n_1(k-1))^2 + (n_2(k-1))^2 \}$$

【0042】に相当するノイズシグナルの自己相関値(オフセット量 e_n) が自己相関器9から出力され、それがシステムクロック $S21$ に同期して深さ毎に順次補正回路14に入力される。累積加算器32は、ライン周期を隔てて入力される、そのオフセット量を、各深さ毎に64回累積加算する。そして最終的な累積値が64回目のライン周期の5回目のレートパルスのタイミングで順次出力される。シフト回路34はこの累積値を6ビット右シフト($1/64$ 倍)することにより平均オフセット量 $\langle e_n \rangle$ ($n = 0, 1, \dots, 255$) を出力する。補正データメモリ31は、各深さ毎の平均オフセット量を格納するためのものであり、メモリ制御回路35により書込み及び読出しが制御される。メモリ制御回路35は、シフト回路34から各深さ毎の平均オフセット量 $\langle e_n \rangle$ を入力し、補正データメモリ31に、図4に示すようにアドレスの順に格納する。以上述べた手順によりオフセット量の計算処理が完了する。その後、モード選択信号 $S22$ がLOWレベルからHIGHレベルに設定され、診断モードから通常の計測モードとなり、超音波パルスの送信が再開される。

【0043】ここで、再び図6に示す計測モード時のタイミングチャートを参照しながら、本実施形態における通常の計測を行う動作状態である計測モードの説明に戻る。前述したように計測モード時には通常の超音波の送信が行われ、それを受信、検波した信号にはドブラ信号以外にノイズが含まれている。MTI フィルタ $8a, 8b$ に入力されるドブラ信号のサンプル値系列を、それぞれ $i(k)$ 、 $q(k)$ ($k = 1, 2, \dots, Nc$)、それらに付加されるノイズシグナルをそれぞれ $n_1(k)$ 、 $n_2(k)$ とした場合、MTI フィルタ $8a, 8b$ の各出力信号 $x(k)$ 、 $y(k)$ はそれぞれ式(3a)、式(3b)となる。自己相関器9はその複素信号について繰返し周期一周分を隔てた自己相関を6回の繰返し周期のデータについて計算する。すなわち、

【0044】

【数5】

20

30

40

50

$$\sum_{k=1}^5 \{x(k) \cdot x(k-1) + y(k) \cdot y(k-1)\}$$

【0045】なる演算によりその実部が、

【0046】

【数6】

$$\sum_{k=1}^5 \{x(k-1) \cdot y(k) - x(k) \cdot y(k-1)\}$$

【0047】なる演算によりその虚部が求められる。ここで自己相関値の実部には前述したようにノイズ成分による

【0048】

【数7】

$$- \sum_{k=1}^5 \{(n_1(k-1))^2 + (n_2(k-1))^2\}$$

【0049】なるオフセット量が加算されている。

【0050】自己相関器9からそのオフセット量を含んだ自己相関値の実部 ($X_n + e_n$; $n = 0, 1, \dots, 255$) がライン周期の5回目のレートパルスのタイミングで出力され補正回路14にシステムクロックS21に同期して深さ毎に入力される。ここで X_n 及び e_n は、自己相関値における信号成分、及びノイズ成分によるオフセット量

【0051】

【数8】

$$- \sum_{k=2}^5 \{(n_1(k-1))^2 + (n_2(k-1))^2\}$$

【0052】を示す。

【0053】補正回路14に入力された自己相関値の実部S15aは減算器36の一方の入力に与えられる。さらにメモリ制御回路35は各回のレートパルスのタイミングで、補正データメモリ31に格納されている平均オフセット量 $\langle e_n \rangle$ をシステムクロックに同期してアドレス0から読み出し、これを減算器36のもう一方の入力に供給する。そして6回目のレートパルスのタイミングで自己相関器9から入力される自己相関値の実部 $X_n + e_n$ から、補正データメモリ31から読み出された平均オフセット量 $\langle e_n \rangle$ が減算器36により深さ毎に引き算され、補正された自己相関の実部 $X_n + e_n - \langle e_n \rangle$ が深さ毎に順次出力される。

【0054】速度検出回路10は補正回路14から補正された自己相関値 ($R(1)$) の実部S16、自己相関器9から自己相関値の虚部S15bを入力し、その偏角 ($\arctan \{ \text{Im}[R(1)] / [R(1)] \}$) を計算する。この偏角値はドプラ偏移周波数に比例した量を与える。さらにこの偏角値は平均速度データとして画像処理装置12に送られる。

【0055】一方、受信回路4の出力信号は断層像処理部11に送られる。断層像処理部11は、受信信号の包絡線を検波した後、A/D変換し、モノクロ輝度データ

として出力する。

【0056】画像処理装置12は順次入力される平均速度データに対して方向及びその絶対値に基づき所定の配色を施し、断層像のモノクロ輝度データと共に、その走査方向及び深さに応じて2次元状にマッピングし、これを画像データとして図示しない画像メモリに格納する。さらに画像データは一定の周期で画像メモリから読み出され、TVモニタ13上に断層像を示すモノクロ画像と血流を示すカラー画像が合成された診断像が表示される。

【0057】なお、診断モードはまず装置の立ち上げ時の初期設定処理の中で実行される。初期設定完了後、通常の計測を行う計測モードとなるが、計測モードにおいてアナログゲインやTGCの設定等、ノイズレベルやその分布が変化するような特定の設定が変更された場合には、自動的に診断モードに移行し、再度オフセット量の計算が実行される。そのため図示しないシステムコントローラは、常に操作パネルをモニタすることで、上記の特定の設定に変更があるか否かを監視する。

【0058】なお、本実施形態では、MTIフィルタとして1次のエコーキャンセラの場合を示したが、本発明は、より高次のフィルタを使用した場合にも同様に適用することができる。

【0059】

【発明の効果】本発明によれば、従来、受信信号に含まれるノイズにより生じていた自己相関値のオフセット量を大幅に低減することが可能となる。その結果、平均速度の測定精度が向上するとともに、画像のS/Nが向上し、より高品位な診断画像が提供可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来の超音波診断装置の構成図である。

【図2】本発明の超音波診断装置の一実施形態構成図である。

【図3】補正回路の構成図である。

【図4】図3の補正回路を構成する補正データメモリのメモリマップを示す図である。

【図5】その補正回路を構成する補正データメモリのメモリマップを表した図である。

【図6】診断モード時のタイミングチャートである。

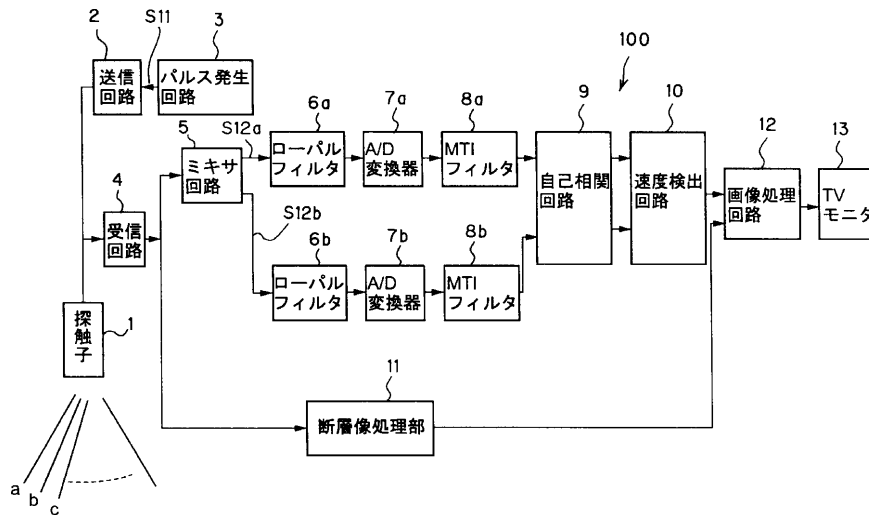
【図7】MTIフィルタとして使用される1次のエコーキャンセラの回路ブロック図である。

【符号の説明】

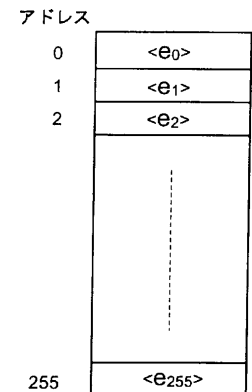
- 1 探触子
- 2 送信回路
- 3 パルス発生器
- 4 受信回路
- 5 ミキサ回路
- 6a, 6b ローパスフィルタ
- 7a, 7b 変換器
- 8a, 8b MTIフィルタ

9	自己相関回路	* 3 1	補正データメモリ
10	速度検出回路	3 2	累積加算器
11	断層像処理部	3 4	シフト回路
12	画像処理回路	3 5	メモリ制御回路
13	TVモニタ	3 6	減算器
30	補正制御回路	* 2 0 0	超音波診断装置

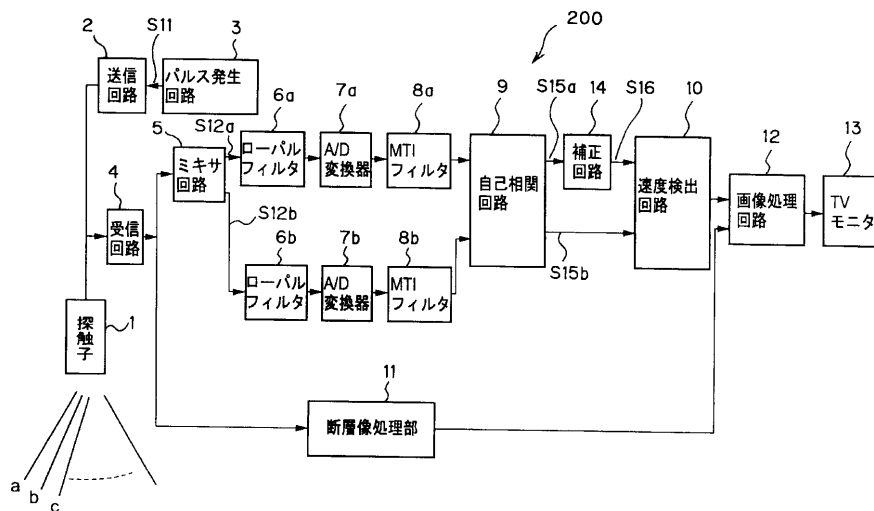
【図1】



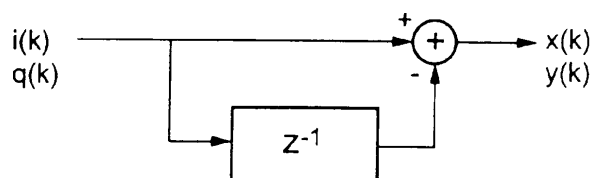
【図4】



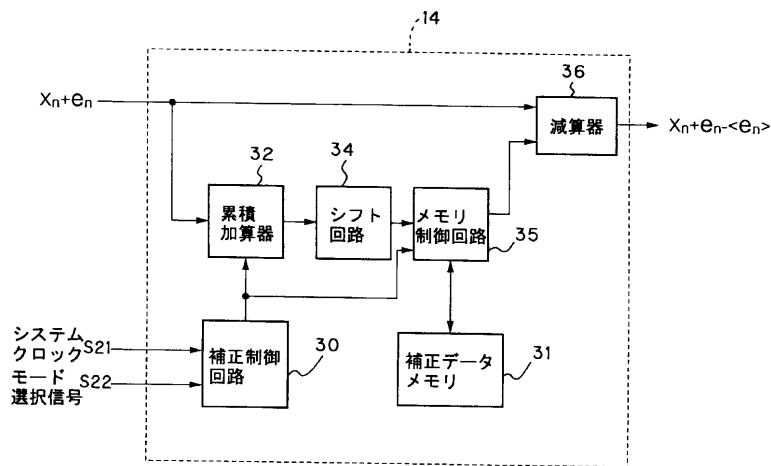
【図2】



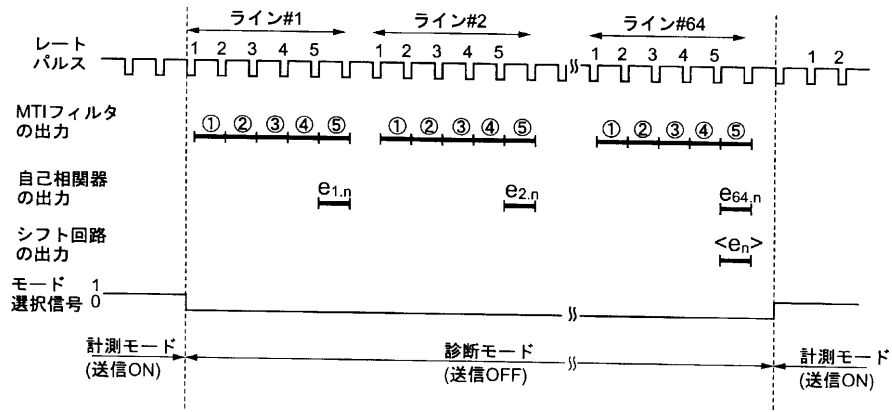
【図7】



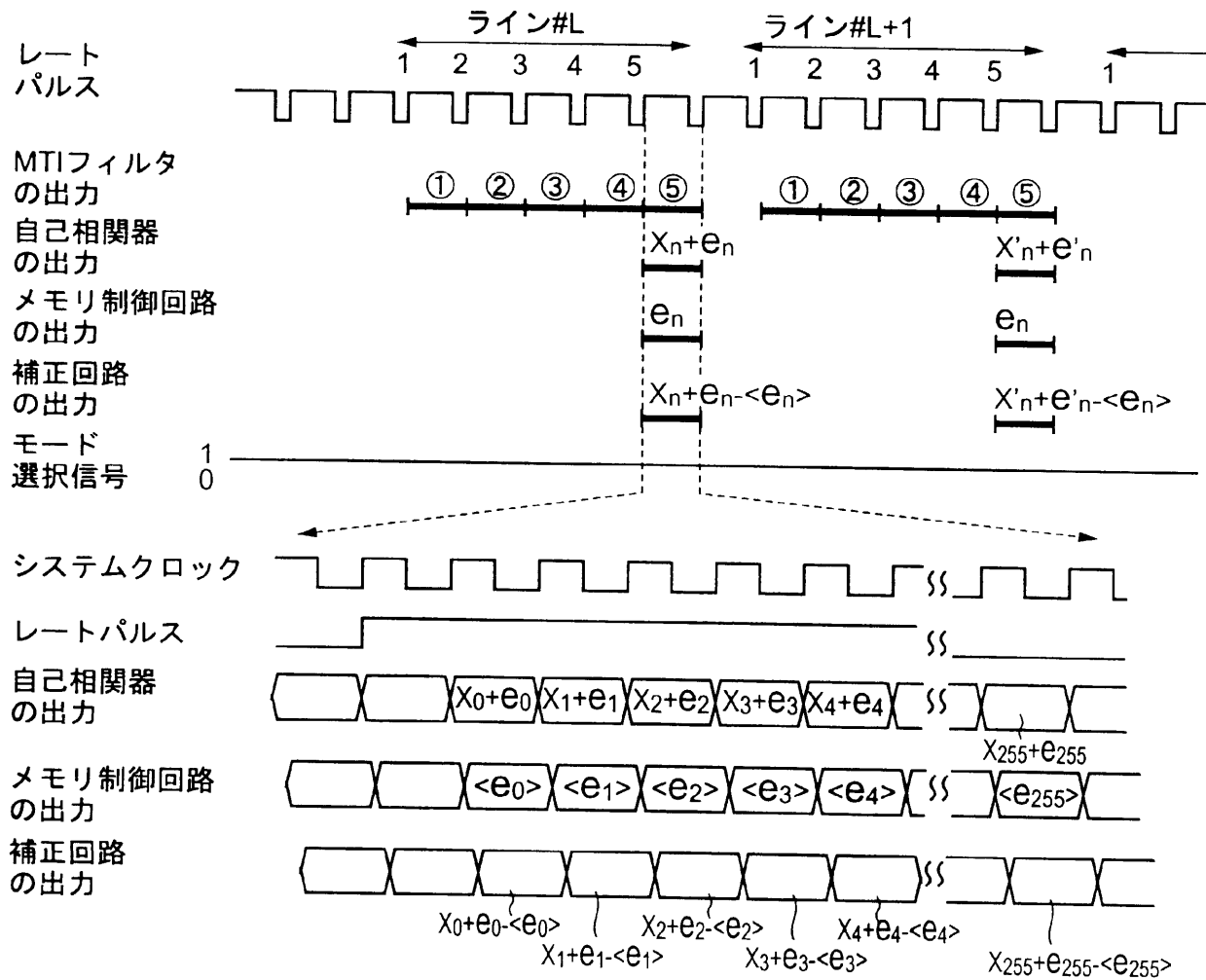
【図3】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

F ターム(参考) 4C301 DD04 EE11 JB17 JB29
 5J083 AA02 AB17 AC18 AD08 AE08
 BA01 BD06 BE09 BE53 BE57
 CB14 CC02 DA01 DC07

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP2002143160A	公开(公告)日	2002-05-21
申请号	JP2000341668	申请日	2000-11-09
[标]申请(专利权)人(译)	福田电子株式会社		
申请(专利权)人(译)	福田电子株式会社		
[标]发明人	坪根 泉 中川 行雄		
发明人	坪根 泉 中川 行雄		
IPC分类号	A61B8/06 G01S15/62 G01S15/89		
FI分类号	A61B8/06 G01S15/62 G01S15/89		
F-TERM分类号	4C301/DD04 4C301/EE11 4C301/JB17 4C301/JB29 5J083/AA02 5J083/AB17 5J083/AC18 5J083/AD08 5J083/AE08 5J083/BA01 5J083/BD06 5J083/BE09 5J083/BE53 5J083/BE57 5J083/CB14 5J083/CC02 5J083/DA01 5J083/DC07 4C601/DE01 4C601/DE03 4C601/EE09 4C601/JB34 4C601/JB45 4C601/JB51 4C601/LL28		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：为了提高检测超声波诊断装置内的超声波反射体的速度的精度，该超声波诊断装置具有利用超声波多普勒方法获取生物体内的血流信息的功能，并采用它作为诊断信息。解决方案：该装置具有计算装置，用于预先计算由于噪声分量而加到复数自相关值的实际部分的偏移量，以及用于保持由计算装置获得的偏移量的存储装置。速度检测电路基于校正后的复数自相关值的下降来检测生物体内的超声波反射体的速度，通过该复位自相关值，从复数自相关值的实际部分校正存储在存储装置中的偏移量。通过复杂的自相关电路9获得。

