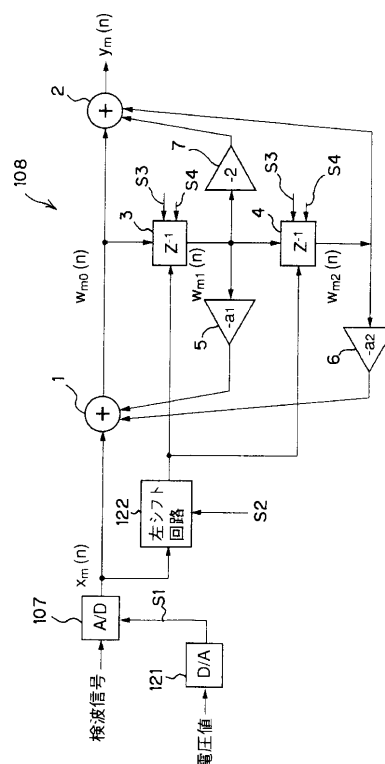




【特許請求の範囲】

【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る信号を検波しさらにA/D変換器でサンプリングした後デジタルフィルタでクラッタ成分を除去することにより血流成分を抽出する超音波診断装置において、前記A/D変換器が、超音波送受信により得られた信号を、自在に設定されるリファレンス電圧と比較することにより、該信号のレベルと設定されたリファレンス電圧とに
10 応じたサンプリングデータを生成するものであって、
複数個の超音波送受信のうちの初回の超音波送受信により得られる信号をサンプリングする初回サンプリングに先立って前記A/D変換器のリファレンス電圧を所定の初期リファレンス電圧に設定し、該初回サンプリングの後、かつ二回目の超音波送受信により得られる信号のサンプリングに先立って前記A/D変換器のリファレンス電圧を前記初期リファレンス電圧とは異なる所定の定常
20 リファレンス電圧に再設定するリファレンス電圧設定手段を有し、
前記デジタルフィルタが、サンプリングデータを格納し繰返し周期一周分遅延させたタイミングで出力するメモリレジスタを備えたものであって、
前記初回サンプリングにより得られたサンプリングデータを前記メモリレジスタに初期値として設定する初期値設定手段を有することを特徴とする超音波診断装置。

【請求項2】 前記デジタルフィルタは、 z 伝達関数が

$$H(z) = (1 - 2 * z^{-1} + z^{-2}) / (1 + a_1 * z^{-1} + a_2 * z^{-2}) \quad 30$$

但し、 $*$ は乗算、 a_1 、 a_2 は各係数を表わす。で表わされるデジタルフィルタ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。

【請求項3】 前記A/D変換器で得られたサンプリングデータを上位ビット側にシフトすることにより該サンプリングデータを2のべき乗倍する左シフト手段を有し、
前記初期値設定手段は、前記メモリレジスタに、前記初回サンプリングにより得られさらに前記左シフト手段により2のべき乗倍されたサンプリングデータを初期値として設定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。

【請求項4】 前記デジタルフィルタは、

$$2^{-s-1} \leq 1 + a_1 + a_2 < 2^{-s} \quad 40$$

但し、 s は正の整数を表わすを満足する係数 a_1 、 a_2 を採用した z 伝達関数

$$H(z) = (1 - 2 * z^{-1} + z^{-2}) / (1 + a_1 * z^{-1} + a_2 * z^{-2}) \quad 50$$

但し、 $*$ は乗算を表わすで表わされる特性を有するデ

ジタルフィルタであって、

前記リファレンス電圧設定手段は、前記初期リファレンス電圧として前記定常リファレンス電圧の $(1 + a_1 + a_2) * 2^s$ 倍のリファレンス電圧を設定するものであり、

前記左シフト手段は、前記A/D変換器で得られたサンプリングデータを上位ビット側に S ビットシフトするのであることを特徴とする請求項3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超音波診断装置に関する。

【0002】

【従来の技術】生体内の血流速度分布を実時間で測定し、モノクロ断層像上に重ねてカラー表示するようにしたカラードプラ法が知られている。このような装置の血流速度分布の測定原理は次のとおりである。すなわちプローブにより超音波ビームを生体内の特定の方向に一定周期で繰返しパルス放射すると共に、散乱体によるエコーを同一のプローブで受信する。この時受信信号は生体内の音響インピーダンスの差を反映した散乱強度の情報、及び散乱体の運動速度を反映した周波数偏移情報を含んでいる。この周波数偏移がすなわち血流情報であり、この血流情報は、受信波を直交検波してドプラ信号を検出し、デジタル化した後周波数解析することにより求められる。この時超音波ビームの送受信は、解析結果の精度を保つために通常同一方向に対して8～16回程度行う。さらに深さ方向に対して通常256～1024個程度のレンジゲートを設定し、この各々について計測を行うことで深さ方向の分解能を得ている。この超音波送受信を、超音波ビームの走査方向を少しづつ変化させながら順次行うことにより、2次元的な血流速度分布を得ている。

【0003】ところが、前述したカラードプラ法により検波されたドプラ信号は、心臓壁などの運動による低周波ドプラ信号も含んでいる。一般にクラッタ信号と呼ばれるこの低周波ドプラ信号は、血流によるドプラ信号よりも数百倍もの大きな振幅を有し、血流情報を正確に検出する妨げとなるので、除去することが必要となる。そのため受信検波したドプラ信号をデジタルデータに変換した後、いわゆるMTI (Moving Target Indicator) フィルタと呼ばれるハイパスデジタルフィルタにより低周波ドプラ信号をカットする。このデジタルフィルタとしては一般にIIR (無限インパルス応答) フィルタが用いられる。その理由はFIR (有限インパルス応答) フィルタに比べ低い次数で急峻な遮断特性が得られるためである。しかしIIRフィルタは過渡応答時間が長いという欠点がある。過渡

応答時間が長くなれば、超音波信号から得られるデータ列のうち周波数解析における計算で使用可能なデータ数が減少し、計測データの信頼性が低下してしまう結果をもたらすことになる。

【0004】この過渡応答時間を短縮する一つの方法として、IIRメモリレジスタの最終的な定常状態の値を推定し、データ列の処理に先立って、これを初期値として設定しておくものがある。ここでメモリレジスタとはフィルタの内部状態を記憶するもので、2次のフィルタであれば2個のレジスタが必要となる。クラッタ信号は大振幅の直流成分及び低周波成分から構成されるため、あるレンジゲートから最初に戻ってくるサンプリングデータの値と大きさが等しい単位ステップ入力に近似することができる。この近似を使えば最終的な定常状態におけるメモリレジスタの値を推定できる。この初期化方法は、例えばフィルタのZ伝達関数が $H(z) = (1 - 2 * z^{-1} + z^{-2}) / (1 + a_1 * z^{-1} + a_2 * z^{-2})$ であるMTIフィルタに適用することができる。この伝達関数で表わされるMTIフィルタを採用した時、最終状態における2個のメモリレジスタの値は、任意のレンジゲートから最初に戻ってきたデータを $x(0)$ とした場合、 $x(0) / (1 + a_1 + a_2)$ となる。これを各メモリレジスタに初期値として設定する。

【0005】図1は、この初期化方法を採用した従来のMTIフィルタの構成を示した図である。

【0006】図1に示すMTIフィルタは、加算器1、2、メモリレジスタ3、4、それぞれ入力を $-a_1$ 、 $-a_2$ 、 -2 倍するための掛算器5、6、7、および、入力を $1 / (1 + a_1 + a_2)$ 倍するための掛算器8から構成されている。入力データ列 $x_m(n)$ は、前段に設けられた図示しないA/D変換器から与えられる。また、ここでは、出力データ列を $y_m(n)$ 、加算器1の出力データ列を $w_{m0}(n)$ 、メモリレジスタ3、4の出力データ列をそれぞれ $w_{m1}(n)$ 、 $w_{m2}(n)$ とする。ここで、添え字 n ($0 \leq n \leq N-1$)は同一方向への送受信回数を表わす番号、 m ($m=0, 1, 2, \dots$)は深さ方向のレンジゲートの番号を示している。またメモリレジスタ3、4は、それぞれ各レンジゲートのフィルタの内部状態を保持するために、レンジゲートの個数と同一数のデータを記憶することができるだけの記憶領域を持つ。

【0007】本フィルタの動作は次のように行われる。まず同一方向へのN回の超音波の送受信において、最初の受信信号が図示しない検波回路により検波されることによりドプラ信号が検出され、図示しないA/D変換器でサンプリングされる。そしてサンプリングクロックに同期して各レンジゲートのデータが順次 $x_0(0)$ 、 $x_1(0)$ 、 $x_2(0)$ …の順で出力され、これらが図1のフィルタに入力される。このデータ列は掛算器8により $1 / (1 + a_1 + a_2)$ なる定数が掛け合わされ、メモリ

レジスタ3、4の、各レンジゲートに対応した格納領域に格納される。以上が初期化の処理手順である。

【0008】初期化完了後は通常のフィルタ処理を行う。すなわちパルス繰り返し周期を隔てて、次の受信信号のサンプリングデータが $x_0(1)$ 、 $x_1(1)$ 、 $x_2(1)$ …の順で入力されるが、この時メモリレジスタ3の格納データ $w_{m1}(1)$ がレンジゲートごとに出力され掛算器5により $-a_1$ が掛け合わされ、またメモリレジスタ4の格納データ $w_{m2}(1)$ もレンジゲートごとに出力されて掛算器6により $-a_2$ が掛け合わされ、それらが加算器1により入力データ $x_m(1)$ とレンジゲートごとに足し合わされ、 $w_{m0}(1)$ が計算される。またメモリレジスタ3の出力データ $w_{m1}(1)$ は掛算器7により -2 倍される。加算器2は、加算器1の出力データ $w_{m0}(1)$ 、掛算器7の出力データ $-2 * w_{m1}(1)$ 、及びメモリレジスタ4の出力データ $w_{m2}(1)$ をレンジゲートごとに足し合わせることで最終的なフィルタ出力データ $y_m(1)$ が計算され、 $y_0(1)$ 、 $y_1(1)$ 、 $y_2(1)$ …の順で出力される。さらに、メモリレジスタ3の出力データ $w_{m1}(1)$ は、メモリレジスタ4の各レンジゲートに対応した領域に格納され、加算器1の出力データ $w_{m0}(1)$ もメモリレジスタ3に同様に格納される。その後、パルス繰り返し周期を隔てて入力されるサンプリングデータ $x_0(n)$ 、 $x_1(n)$ 、 $x_2(n)$ … ($2 \leq n \leq N-1$)に対しても同様の処理を行ない、これを同一方向への最後の送受信迄繰り返す。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】上記の初期化方法を採用すると、メモリレジスタ3、4を上述したような方法で初期設定することにより、フィルタの過渡応答時間を短縮することが可能となる。しかしメモリレジスタに格納すべき初期値を求めるには、上述したように、各レンジゲートそれぞれから最初に戻ってきた各データ $x(0)$ と定数 $1 / (1 + a_1 + a_2)$ を掛け合わせる処理が必要となる。そのためメモリレジスタの初期化を行わない場合、或いはゼロで初期化する場合等と比べ掛算器等の追加回路が必要となり、ハードウェアの増大を招くことが問題となっていた。

【0010】本発明は、ハードウェアの増大を従来より抑えた上で初期化を行なうことにより過度応答時期の短いMITフィルタを実現し、これにより計測データの信頼性を確保した超音波診断装置を提供することを目的とする。

【0011】

【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すこの繰り返しの間に得られる信号を検波しさらにA/D変換器でサンプリングした後ディジタルフィルタでクラッタ成分を除去することにより血流成

分を抽出する超音波診断装置において、上記A/D変換器が、超音波送受信により得られた信号を、自在に設定されるリファレンス電圧と比較することにより、その信号のレベルと設定されたリファレンス電圧とに応じたサンプリングデータを生成するものであって、複数の超音波送受信のうちの初回の超音波送受信により得られる信号をサンプリングする初回サンプリングに先立ってA/D変換器のリファレンス電圧を所定の初期リファレンス電圧に設定し、初回サンプリングの後、かつ二回目の超音波送受信により得られる信号のサンプリングに先立

ってA/D変換器のリファレンス電圧を初期リファレンス電圧とは異なる所定の定常リファレンス電圧に再設定するリファレンス電圧設定手段を有し、上記デジタルフィルタが、サンプリングデータを格納し繰返し周期一周分遅延させたタイミングで出力するメモリレジスタを備えたものであって、初回サンプリングにより得られたサンプリングデータをメモリレジスタに初期値として設定する初期値設定手段を有することを特徴とする。

【0012】本発明の超音波診断装置は、A/D変換器のリファレンス電圧を調整することにより所要の初期化

を行なうように構成したものであり、従来と比べハードウェアの増大を抑えることができる。

【0013】ここで、上記本発明の超音波診断装置において、上記デジタルフィルタは、 z 伝達関数が

$H(z) = (1 - 2 * z^{-1} + z^{-2}) / (1 + a_1 * z^{-1} + a_2 * z^{-2})$

但し、 $*$ は乗算、 a_1 、 a_2 は各係数を表わす。で表わされるデジタルフィルタであることが好ましい。

【0014】本発明は、上記の z 伝達関数を持つMTIフィルタを備えた超音波診断装置に好適に適用される。

【0015】また、上記本発明の超音波診断装置において、上記A/D変換器で得られたサンプリングデータを上位ビット側にシフトすることによりそのサンプリングデータを2のべき乗倍する左シフト手段を有し、上記初期値設定手段は、上記メモリレジスタに、初回サンプリングにより得られさらに左シフト手段により2のべき乗倍されたサンプリングデータを初期値として設定するものであることが好ましい。

【0016】このように構成すると、MTIフィルタのカットオフ周波数の自由度を大幅に広げることができる。

【0017】また、この場合に、具体的には、例えば、上記デジタルフィルタは、

$2^{-s-1} \leq 1 + a_1 + a_2 < 2^{-s}$

但し、 s は正の整数を表わすを満足する係数 a_1 、 a_2 を採用した z 伝達関数

$H(z) = (1 - 2 * z^{-1} + z^{-2}) / (1 + a_1 * z^{-1} + a_2 * z^{-2})$

但し、 $*$ は乗算を表わすで表わされる特性を有するデジタルフィルタであって、上記リファレンス電圧設定手

段は、初期リファレンス電圧として定常リファレンス電圧の $(1 + a_1 + a_2) * 2^s$ 倍のリファレンス電圧を設定するものであり、上記左シフト手段は、A/D変換器で得られたサンプリングデータを上位ビット側に S ビットシフトするものであってもよい。

【0018】

【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。

【0019】図2は、本発明の超音波診断装置の構成図である。

【0020】この図2に示す超音波診断装置100には、探触子101が備えられており、この探触子101の先端には圧電セラミック等の振動子が配列されている。探触子101には送信回路102と受信回路104が接続されている。パルス発生器103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102に供給する。送信回路102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101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8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9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。

【0021】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101を介して受信回路104でチャンネル毎に受信される。受信回路104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が与えられ、加算回路により相互に加算される。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。

【0022】受信回路104から出力される受信信号はミキサ回路105に入力される。ミキサ回路105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106a、106b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中の高調波成分を除去する。各ローパスフィルタ106a、107aの出力信

号は、各A/D変換器107a, 107b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ィジタル値に変換される。MTIフィルタ108a, 108b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る。このMTIフィルタの詳細は後述する。

【0023】自己相関回路109にはMTIフィルタ108a, 108bの出力信号が入力され、この自己相関回路109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を、8回の繰返し周期のデータについて計算する。その演算結果は実部、虚部ごとに各走査線の7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。

【0024】速度検出回路110は自己相関回路109の演算結果である自己相関値を入力し、その偏角を計算する。この偏角値はドプラ偏移周波数に比例した量を与える。この偏角値は平均速度データとして画像処理回路112に送られる。

【0025】一方、受信回路104の出力信号は断層像処理部111にも送られる。断層像処理部111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画像処理回路112に出力する。

【0026】画像処理回路112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、その画像メモリに格納された画像データは一定の周期でその画像メモリから読み出され、TVモニタ113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とが合成された診断像が表示される。

【0027】図3は、図2に示す超音波診断装置を構成する2つのMTIフィルタ108a, 108bのうちの1つを示す、MTIフィルタの構成図である。本フィルタのz伝達関数は図1を参照して説明した従来の方法MTIフィルタのz伝達関数と同一であり、 $H(z) = (1 - 2 * z^{-1} + z^{-2}) / (1 + a_1 * z^{-1} + a_2 * z^{-2})$ で表わされる。図3において、図1のMTIフィルタの構成要素と、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。

正規化カット周波数	a_1	a_2	$1 + a_1 + a_2$	左シフト数s	$(1 + a_1 + a_2) * 2^s$
0.05	-1.77863	0.80080	0.02217	5	0.70947
0.1	-1.56102	0.64135	0.08033	3	0.64267
0.2	-1.14298	0.41280	0.26982	1	0.53964
0.3	-0.74779	0.27221	0.52443	0	0.52443
0.4	-0.36953	0.19582	0.82629	0	0.82629
0.45	-0.18421	0.17758	0.99336	0	0.99336

【0033】まず最初にフィルタのカットオフ周波数がサンプリング周波数に対して高めに設定してある場合、

*【0028】また、図4は図3に示すMTIフィルタの動作を示すタイミングチャートである。本タイミングチャートは簡略化のため、各レンジゲート毎のデータを例えば $x_m(0)$ 等と一まとめにして表わしている。

【0029】図3において、A/D変換器107は、図2に示す2つのA/D変換器107a, 108aのうちの一方を代表的に示したものであり、このA/D変換器107は、受信検波により得られたドプラ信号を一定のサンプリングレートでサンプリングする。D/A変換器121には、図示しない制御回路から電圧値データが入力され、D/A変換器121ではその入力された電圧値データがアナログ値S1に変換され、このアナログ値S1がA/D変換器107のリファレンス電圧設定端子に入力される。D/A変換器121の出力であるアナログ値S1は初期状態においては V_0 [V]であるとする。A/D変換器107のアナログ入力フルスケールは $-1/2 V_0 \sim +1/2 V_0$ [V]であり、この時入力信号振幅がピーク時においてフルスケールの半分程度となるようゲイン調整が行われているものとする。

【0030】ここで、A/D変換器107の出力データ列を $x_m(n)$ 、このMTIフィルタ108の出力データ列を $y_m(n)$ 、加算器1の出力データ列を $w_{m0}(n)$ 、メモリレジスタ3, 4の出力データ列をそれぞれ $w_{m1}(n)$, $w_{m2}(n)$ とする。ここで、添え字n ($0 \leq n \leq N-1$)は同一方向への送受信回数を表わす番号、m ($m=0, 1, 2, \dots$)は深さ方向のレンジゲートの番号を示している。左シフト回路112は、図示しない制御回路からシフトビット数S2が与えられ、それに基づいてA/D変換器107の出力データをnビット左シフトし、その出力をメモリレジスタ3, 4のプリセットデータ入力端子に与える。1及び2は加算器、5, 6, 7はそれぞれ入力を $-a_1$, $-a_2$, -2 倍するための掛算器、3及び4はメモリレジスタである。S3はメモリレジスタ3, 4に共通につながれたプリセット制御信号、S4はラッチ信号である。

【0031】ここで、MTIフィルタのフィルタの正規化カットオフ周波数に対する各パラメータ値を示しておく。正規化カットオフ周波数とは、サンプリング周波数で正規化したときのカットオフ周波数をいう。

【0032】

【表1】

例えば正規化カットオフ周波数が0.4の場合について説明する。この場合、表1により、 $(1 + a_1 + a_2)$ は

0.82629となる。この時本フィルタの動作は次のように行われる。

【0034】まずパルス繰返し周期を示すレートパルス信号の立ち上がりのタイミングに伴って、ある方向への最初の超音波パルスの送受信が行われ、受信信号が図2に示すミキサ回路105により検波されさらにローパスフィルタ107a, 107bにより高周波数成分が除去されることによりドブラ信号が検出され、A/D変換器107a, 107b(図3に代表的に示すA/D変換器107)に入力される。一方、図示しない制御回路はD/A変換器121に与える電圧値データを調整し、その出力電圧S2が初期リファレンス電圧 $(1+a_1+a_2) \times V_0$ [V] となるようにする。A/D変換器107はサンプリングクロックの立ち上がりに同期して入力信号をサンプリングするが、この時リファレンス電圧が $(1+a_1+a_2)$ 倍されているため、アナログ入力フルスケールも $(1+a_1+a_2)$ 倍され、変換出力データは $1/(1+a_1+a_2)$ 倍される。すなわち $x_0(0)/(1+a_1+a_2)$ 、 $x_1(1+a_1+a_2)$ 、 $x_2(0)/(1+a_1+a_2)$ …なるサンプリングデータ列が順次A/D変換器107より出力される。これらは左シフト回路122に入力されるが、この時、図示しない制御回路はシフトビット数S2を0に設定しているためビットシフトは行われず、各データはそのまま出力される。すなわち、この場合は、左シフト回路122は不要である。メモリレジスタ3, 4は左シフト回路122の出力データ列を各レンジゲート毎に、プリセット制御信号S3の立ち上がりに同期して取り込み、各レンジゲート毎に割り当てられた格納領域に順次格納する。ここまでの本実施形態における初期化処理の手順である。

【0035】そして次のレートパルス信号の立ち上がりに同期して、次に受信検波されたドブラ信号がA/D変換器107に入力される。一方、図示しない制御回路は、D/A変換器121に与える電圧値データを調整し、その出力電圧S2を通常時の値(定常リファレンス電圧) V_0 に戻すようにする。そのためA/D変換器107のアナログ入力フルスケールも元の $-1/2V_0 \sim +1/2V_0$ [V]に戻り、その変換出力データ列が $x_0(1)$ 、 $x_1(1)$ 、 $x_2(1)$ …の順で出力されフィルタに入力される。

【0036】一方、メモリレジスタ3の格納データ $w_{m1}(1)$ がレンジゲートごとに出力されて掛算器5により $-a_1$ が掛け合わされ、またメモリレジスタ4の格納データ $w_{m2}(1)$ もレンジゲートごとに出力されて掛算器6により $-a_2$ が掛け合わされ、それらが加算器1により入力データ $x_{m1}(1)$ とレンジゲートごとに足し合わされて $w_{m0}(1)$ が計算される。またメモリレジスタ3の出力データ $w_{m1}(1)$ は掛算器7により -2 倍される。加算器2は加算器1の出力データ $w_{m0}(1)$ 、掛算器7の出力データ $-2 \times w_{m1}(1)$ 、及びメモリレジ

タ4の出力データ $w_{m2}(1)$ をレンジゲートごとに足し合わせるにより最終的なフィルタ出力データ $y_m(1)$ が計算され、 $y_0(1)$ 、 $y_1(1)$ 、 $y_2(1)$ …の順で出力される。さらにラッチ信号S4の立ち上がりのタイミングに伴って、メモリレジスタ3の出力データ $w_{m1}(1)$ はメモリレジスタ4の各レンジゲートに対応した領域に格納され、加算器1の出力データ $w_{m0}(1)$ もメモリレジスタ3に同様に格納される。その後、パルス繰返し周期を隔てて入力されるサンプリングデータ $x_0(n)$ 、 $x_1(n)$ 、 $x_2(n)$ …($2 \leq n \leq N-1$)に対しても同様の処理が行なわれ、これを同一方向への最後の送受信迄繰り返す。この過程において出力されるフィルタ出力データ $y_m(1)$ は、本実施形態によるメモリレジスタの初期化により、過渡応答時間が短いものとなる。

【0037】次にフィルタのカットオフ周波数がサンプリング周波数に対して低めに設定してある場合、例えば0.1の場合について説明する。この時、表1により、 $(1+a_1+a_2)$ は0.08033となる。

【0038】 $2^{-4} < 0.08033 < 2^{-3}$ であるため、この場合には前記の動作に対して次の部分が異なる。すなわち、ある方向から最初に受信検波されたドブラ信号がA/D変換器107に入力される時、図示しない制御回路はD/A変換器121へ与える電圧値データを調整し、その出力電圧S1が $(1+a_1+a_2) \times 2^3 \times V_0$ [V] となるようにする。一般に $(1+a_1+a_2)$ の値が $2^{-s-1} \leq 1+a_1+a_2 < 2^{-s}$ ($s=1, 2, \dots$)を満足する場合には、A/D変換器107のリファレンス電圧を $(1+a_1+a_2) \times 2^3$ 倍する。ここでは、 $0.5 \leq (1+a_1+a_2) \times 2^3 < 1.0$ であり、ピーク時の振幅がフルスケールの半分になるようゲインが設定されているため、入力のオーバーフローは発生しない。

【0039】A/D変換器107はサンプリングクロックの立ち上がりに同期して入力信号をサンプリングするが、この時リファレンス電圧が $(1+a_1+a_2) \times 2^3$ 倍されているため、アナログ入力フルスケールも $(1+a_1+a_2) \times 2^3$ 倍され、変換出力データは $2^{-3}/(1+a_1+a_2)$ 倍される。一方図示しない制御回路は左シフト回路122へのビットシフト数S2を3に設定する。そのため変換出力データ列は 2^3 倍され、結局 $1/(1+a_1+a_2)$ 倍されたデータ列 $x_m(0)/(1+a_1+a_2)$ が左シフト回路122からレンジゲート毎に順次出力される。これらがプリセット制御信号S3の立ち上がりに同期してメモリレジスタ3, 4のレンジゲートに対応した領域に格納され初期化が完了する。それ以降の処理については前述したカットオフ周波数が高めの場合と同様である。その結果、この場合にもやはりフィルタ出力データ $y_m(1)$ は過渡応答時間が短いものとなる。

【0040】

【発明の効果】以上、説明したように、本発明によれば、従来の初期化方法でメモリレジスタの初期値を求めるために行われていた掛算処理が不要となり、そのために必要であった掛算器を省略でき、ハードウェアの簡素化が図れる。そのため応答時間の短い高性能なMTIフィルタを安価なコストで実現できるメリットがある。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来のMTIフィルタの構成を示した図である。

【図2】本発明の超音波診断装置の構成図である。

【図3】図2に示す超音波診断装置を構成する2つのMTIフィルタのうちの1つを示す、MTIフィルタの構

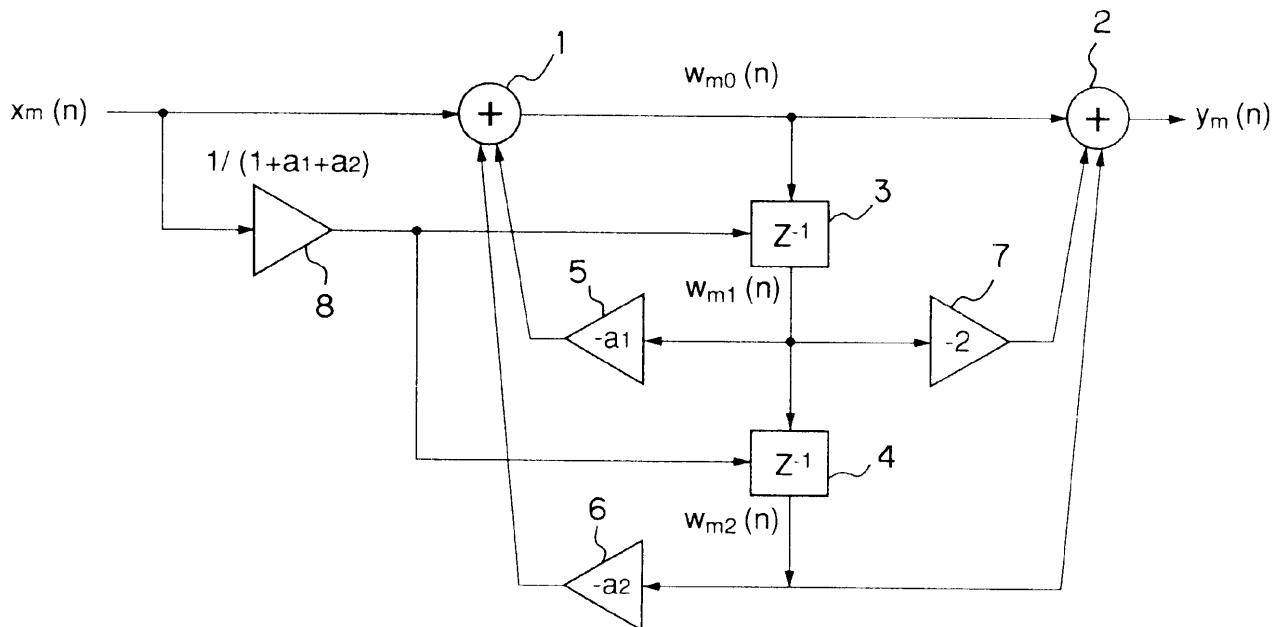
成図である。

【図4】図3に示すMTIフィルタの動作を示すタイミングチャートである。

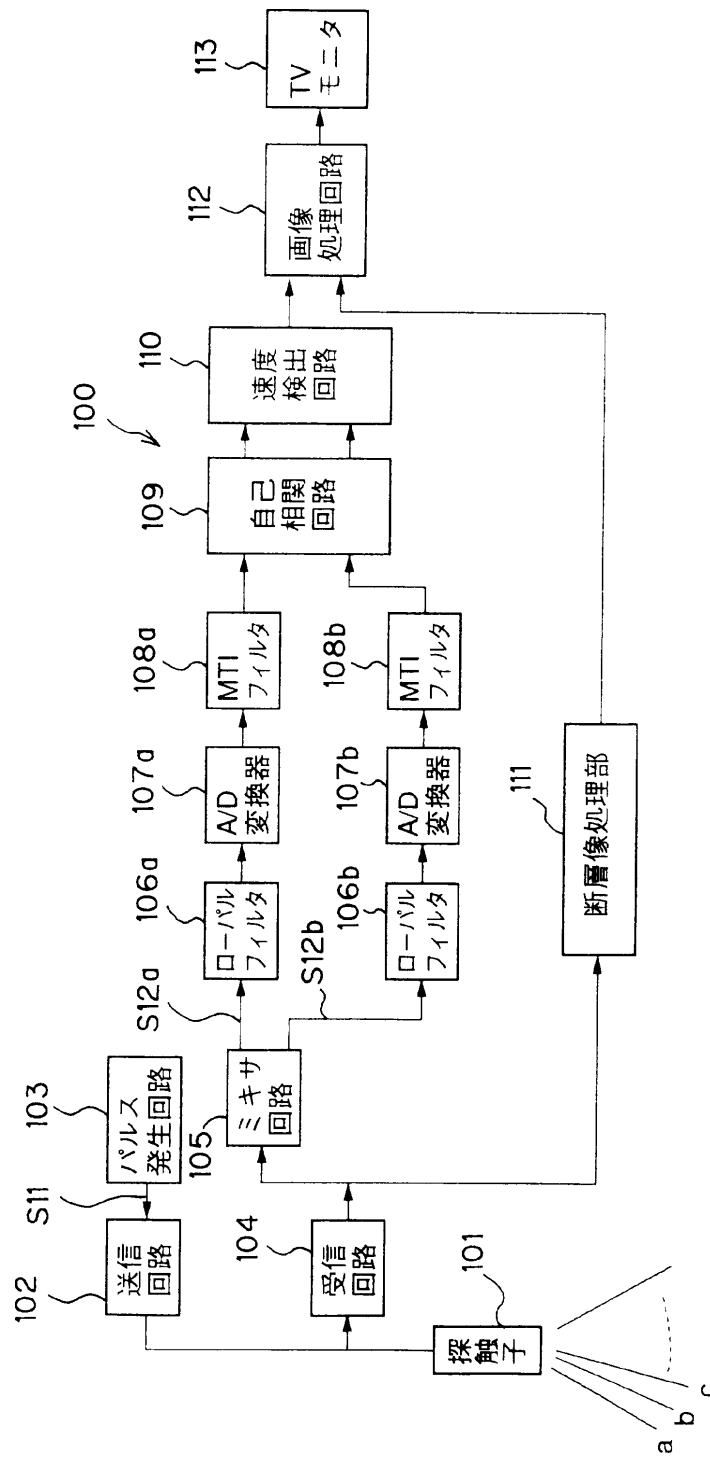
【符号の説明】

- | | |
|-----------------|---------|
| 1, 2 | 加算器 |
| 3, 4 | メモリレジスタ |
| 5, 6, 7, 8 | 掛算器 |
| 100 | 超音波診断装置 |
| 107, 107a, 107b | A/D変換器 |
| 108, 108a, 108b | MTIフィルタ |
| 121 | D/A変換器 |
| 122 | 左シフト回路 |

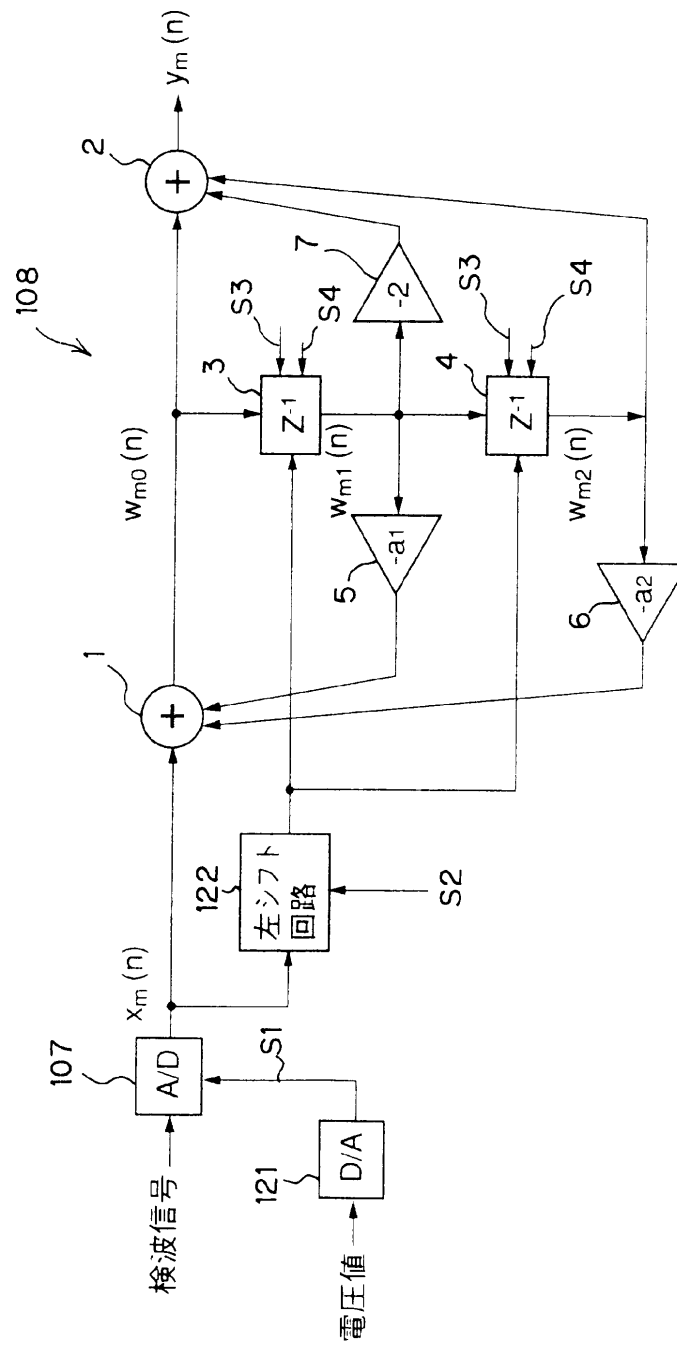
【図1】



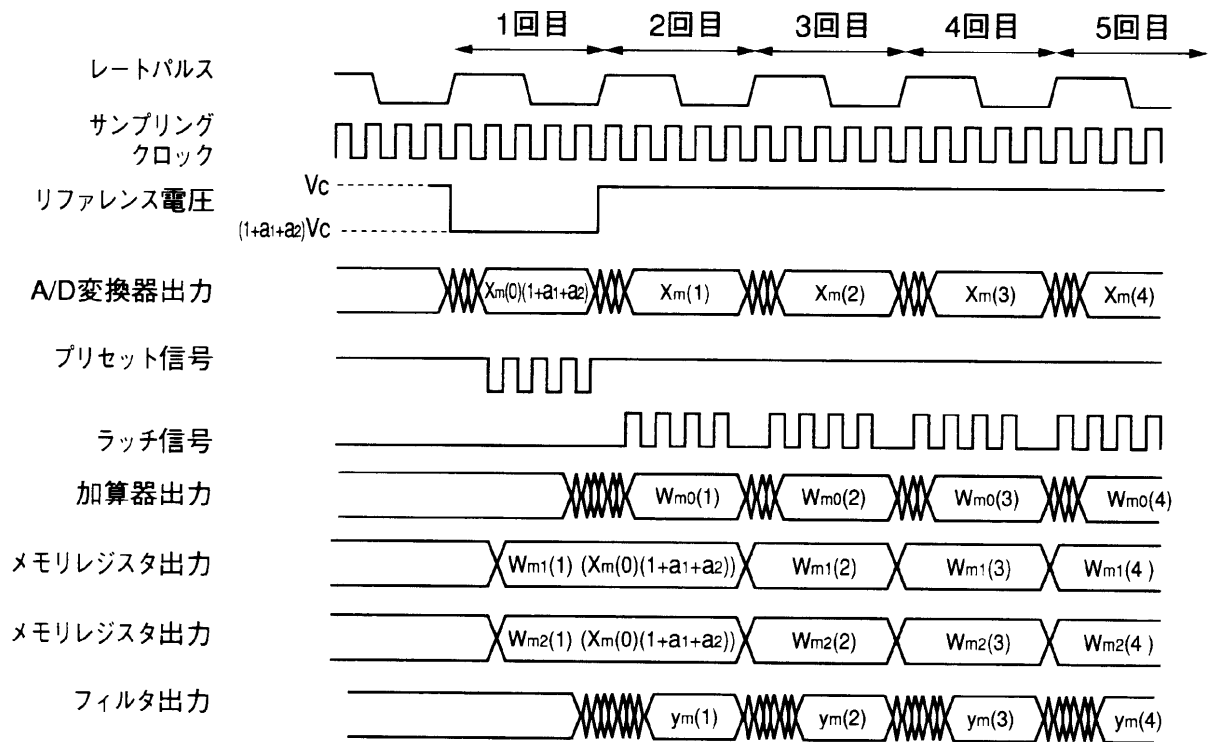
【図2】



【図3】



【図4】



专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP2002143162A	公开(公告)日	2002-05-21
申请号	JP2000341673	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 G01S15/89		
FI分类号	A61B8/06 G01S15/89		
F-TERM分类号	4C301/DD04 4C301/EE17 4C301/JB03 4C301/JB36 5J083/AA02 5J083/AB17 5J083/AD08 5J083/AE08 5J083/BA01 5J083/BD06 5J083/BE09 5J083/BE56 5J083/DA01 5J083/DC07 4C601/DE01 4C601/DE03 4C601/EE14 4C601/JB19 4C601/JB28 4C601/JB30 4C601/JB34		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供一种超声波诊断装置，其通过超声波多普勒方法获取对象中的血流信息以获得其诊断信息，并且更具体地，涉及其中硬件的增加被抑制的超声波诊断装置，实现MIT过滤器，响应时间短。解决方案：A/D转换器107根据信号电平和设定的参考电压产生采样数据，并且可以根据多个超声波传输中的第一超声波发送/接收产生采样数据/在第一次采样之前将A/D转换器的参考电压设置为预定的初始参考电压，以对获得的信号进行采样，将第一次采样获得的采样数据设置为存储寄存器3和4中的初始值，此后，将其设置为预定的稳定参考电压。

