

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4158089号
(P4158089)

(45) 発行日 平成20年10月1日(2008.10.1)

(24) 登録日 平成20年7月25日(2008.7.25)

(51) Int.Cl.

A 6 1 B 8/00 (2006.01)

F 1

A 6 1 B 8/00

請求項の数 4 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2002-228789 (P2002-228789)	(73) 特許権者	000153498
(22) 出願日	平成14年8月6日(2002.8.6)		株式会社日立メディコ
(65) 公開番号	特開2004-65531 (P2004-65531A)		東京都千代田区外神田四丁目14番1号
(43) 公開日	平成16年3月4日(2004.3.4)	(74) 代理人	100098017
審査請求日	平成17年3月29日(2005.3.29)		弁理士 吉岡 宏嗣
前置審査		(72) 発明者	篠村 隆一
			東京都千代田区内神田一丁目1番14号
			株式会社日立メディコ内
		(72) 発明者	神田 浩
			東京都千代田区内神田一丁目1番14号
			株式会社日立メディコ内
		(72) 発明者	押木 光博
			東京都千代田区内神田一丁目1番14号
			株式会社日立メディコ内

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】

複数の振動子を有してなる超音波探触子と、前記超音波探触子を介して被検体内に超音波を送信する送信部と、前記超音波探触子を介して前記被検体から前記複数の振動子に対応する複数チャンネルの受信信号を受信する受信部と、前記複数チャンネルの受信信号をデジタル化するとともに各チャンネル間の位相のずれを補正する受信ビーム生成部と、前記受信ビーム生成部の出力信号に基づいて画像情報を生成する信号処理部と、前記画像情報を表示する表示部とを有してなり、前記受信ビーム生成部は、各チャンネル毎に周期的なサンプリング期間にわたって前記受信信号をオーバーサンプリングして当該期間中に得たデータ列をメモリに書込むデジタル化変換部と、各チャンネルの該データ列を読み出して加算する加算部とを有し、各チャンネルの前記サンプリング期間はチャンネル毎に定められた遅延時間だけ相互にタイミングがずらされてなり、前記デジタル変換部はデルターシグマ変調手段を含んでなる超音波診断装置。

【請求項 2】

前記データ列がそれぞれ前記画像上における異なった画素位置に対応することを特徴とする請求項 1 に記載の超音波診断装置。

【請求項 3】

前記オーバーサンプリングのサンプリング周波数が前記超音波の中心周波数の 1.6 倍以上好ましくは 3.2 倍以上であることを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の超音波診断装置。

【請求項 4】

前記デルターシグマ変調手段は、マルチビット構成であることを特徴とする請求項 1 ないし 3 のいずれかに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、医療用等の超音波診断装置に係り、特にデジタル変換された受信信号を整相処理する超音波診断装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

超音波診断装置は、探触子を介して例えば生体等の被検体内に超音波を送信し、これに対するエコー信号に基づいて、例えば診断画像等の有用な情報を得るものである。

【0003】

超音波診断装置の探触子は通常複数の振動子を有して構成され、被検体からのエコー信号は個々の振動子において音響信号から電気的な信号に変換され、後段の処理に供される。このとき、各振動子がエコー信号を受信するタイミングはエコー信号の反射源から個々の振動子までの超音波の伝播距離の違いに起因してずれる。そこで、各振動子にそれぞれ対応するチャンネルの受信信号にそれぞれ異なった時間遅延を与えて各チャンネルの波形の位相を揃え、これを加算して受信ビーム信号を得る整相処理が行われている。

【0004】

一方、近年超音波診断装置のデジタル化が進められており、上述した整相処理をデジタル化された受信信号に対して行うことが提案されている。このようなデジタル化された受信信号に対して整相処理を行なう場合、サンプリングされたサンプル点間のデータを各チャンネル毎に補間演算することによって所望の整相遅延時間におけるデータを求め、これを加算することが提案されている。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、上述した補間処理を伴うデジタル整相においては、複雑な補間回路がチャンネルの数だけ必要となる結果、装置の回路構成が複雑化してしまう。具体的には、補間は一般に乗算によって行う場合が多いから、補間出力のビット数は増加し、これは信号ライン本数の増加をもたらす。このため、演算処理を簡単化することが要望されている。

【0006】

上述した問題に鑑み、本発明の課題は、演算処理を簡単化することにある。

【0007】

【課題を解決するための手段】

本発明は、複数の振動子を有してなる超音波探触子と、超音波探触子を介して被検体内に超音波を送信する送信部と、超音波探触子を介して被検体から複数の振動子に対応する複数チャンネルの受信信号を受信する受信部と、複数チャンネルの受信信号をデジタル化するとともに各チャンネル間の位相のずれを補正する受信ビーム生成部と、受信ビーム生成部の出力信号に基づいて画像情報を生成する信号処理部と、画像情報を表示する表示部とを有してなり、受信ビーム生成部は、各チャンネル毎に周期的なサンプリング期間にわたって前記受信信号をオーバーサンプリングして当該期間中に得たデータ列をメモリに書込むデジタル化変換部と、各チャンネルのデータ列を読み出して加算する加算部とを有し、各チャンネルのサンプリング期間はチャンネル毎に定められた遅延時間だけ相互にタイミングがずらされてなり、デジタル変換部はデルターシグマ変調手段を含んでなる構成とすることによって上述した課題を解決する。

【0008】

本発明によれば、受信信号をオーバーサンプリングすることによって時間間隔が密であるサンプルを得ることができるから、補間処理をしなくても異なったタイミングでサンプリングされたデータをチャンネル間で加算することによって整相精度を確保することができる。

このため、補間演算が不要となり、演算処理を簡単化できる効果がある。ちなみに、オーバーサンプリングとは、デジタル信号処理において、所定の標本化周波数よりも高いサンプリング周波数を用いることをいう。

【0009】

ところで、近年デルタシグマ ($\Delta \Sigma$) 変調方式を超音波診断装置に適用することが提案されている。 $\Delta \Sigma$ 変調方式とは、少ないビット数によって広いダイナミックレンジが得られるアナログーデジタル (A/D) 変換方式である。これは、アナログ信号をオーバーサンプリングしてデジタル化し、ノイズシェーピングを行うものである。

【0010】

このような $\Delta \Sigma$ 変調方式は、元来オーバーサンプリングをするものであるから、本発明の超音波診断装置のアナログーデジタル変調方式として好適である。

10

【0011】

また、 $\Delta \Sigma$ 変調方式は1ビット構成としてもよいが、マルチビット構成とすれば、回路構成は1ビット構成の場合より大型化してしまうが装置の作動周波数を低くしてハードウェアの負荷を低くすることができる。

【0013】

ところで、このようなオーバーサンプリングを行うと、サンプルデータ数が多くなるため、これを一時的に記憶するシフトレジスタ等のメモリ長を長くしなければならず、回路規模や消費電力が大きくなってしまう場合がある。

【0015】

20

これに対し、デジタルフィルタを用いたデシメーション処理に必要なフィルタ演算においては、所望のサンプル点の前後に当該デジタルフィルタのタップ数のサンプル個数があれば足りる。そこで、本発明によれば、フィルタ演算に使用されないデータの記憶をしなくてもよいから、メモリ長の短縮化による回路規模のコンパクト化および消費電力の低減が図れる。

【0016】

なお、このときデータ列がそれぞれ前記画像上における異なった画素位置に対応するようにすると、メモリに記憶するデータ量を画像を生成するのに必要最低限な量に近づけることができるからよい。

【0017】

30

また、本発明においては各チャネルの受信信号間の整相精度または受信フォーカス精度はオーバーサンプリングのサンプリング周波数または周期に依存し、最大で該サンプリング周期に相当する整相誤差が生ずることとなる。一方、通常整相誤差 $\Delta \tau$ として、例えば超音波の中心周波数の $1/16$ 程度、好ましくは $1/32$ 程度まで許容されることが知られている。そこで、オーバーサンプリングのサンプリング周波数が超音波の中心周波数の 16 倍以上、好ましくは 32 倍以上であるするとよい。

【0018】

【発明の実施の形態】

以下、本発明を適用してなる超音波診断装置の実施形態について説明する。図1は、本実施形態の超音波診断装置の全体構成を示すブロック図である。図1に示すように、超音波診断装置は、図示しない複数の振動子を有する探触子1と、探触子1を介して図示しない被検体に超音波を送信する送信部3と、送信部3に被検体内に送信される超音波ビーム信号を供給する送信整相部5を有する。さらに、超音波診断装置は、探触子1を介して被検体からの受信信号を受信する受波回路7を有し、また送信部3からの送信信号を探触子1に送るとともに、探触子1からの受信信号を受波回路7に送る送受分離部9が設けられている。探触子1と送受分離部9との間には、探触子1が有する複数の振動子のうち選択された口径に対応する振動子を切替える切替スイッチ11が設けられている。また、受波回路7から出力されたアナログの受信信号をデジタル化するとともに、複数の振動子に対応する複数チャネルの受信振動を整相して受信ビーム信号を生成する受信ビーム生成部13が設けられている。そして、受波整相部13から出力された受信ビーム信号に基づい

40

50

て、画像生成等の信号処理を行なう信号処理部15と、信号処理部15が生成した画像を表示するモニタ17とが設けられている。また、上述した各要素を統括的に制御する図示しない制御装置が設けられている。

【0019】

次に、超音波診断装置の受信ビーム生成部13の参考例の詳細な構成について説明する。図2は、受信ビーム生成部13の詳細な構成を示すブロック図である。図2に示すように、受信ビーム生成部13は、切換スイッチ11によって選択された口径に対応する複数の振動子に対応する受信信号チャンネルがそれぞれ入力されるデルタシグマ($\Delta\Sigma$)変調器19を有する。つまり、この受信信号のチャンネル数がnである場合には、 $\Delta\Sigma$ 変調器19もまたn個設けられる。さらに、受信ビーム生成部13は、個々の $\Delta\Sigma$ 変調器19からの出力信号がそれぞれ入力されるn個のメモリ21と、メモリ21から読み出された信号を加算する加算器23と、加算器23の出力信号に対してフィルタ処理およびデシメーション処理をするローパスフィルタ(LPF)25とを有する。そして、それぞれの $\Delta\Sigma$ 変調器19にサンプリングクロックを供給するとともに、その出力信号のメモリ21への書込みを制御するサンプリングクロック発生器27が設けられている。また、それぞれのメモリ23に対して整相遅延時間を考慮した異なった読出しタイミングを指示する図示しない読出し制御部が設けられている。

10

【0020】

次に、上述した構成の超音波診断装置の動作について説明する。はじめに、送信整相部5は、制御装置からの指示に応じて、被検体に送信される整相処理がなされた超音波ビーム信号を生成し、送信部3に供給する。この超音波ビーム信号には、個々の振動子に対して異なった遅延時間を与えることによって超音波ビームを集束させる送信フォーカス処理が施される。送信部3において、超音波ビーム信号は増幅され、この送信信号は送受分離部9を介して切換スイッチ11に送られる。そして、切換スイッチ11は、この送信信号を、探触子1の選択された構成に対応する振動子に供給する。

20

【0021】

探触子1を構成する個々の振動子は圧電素子を有してなり、図示しない被検体に対向して列状または面状に並べて配置されている。これらの振動子は、電気的な送信信号が入力されることによってそれぞれ振動し、超音波を発生する。そして、複数の振動子が超音波を発生することによって、各振動子からの超音波の波面が一致する方向に進行する超音波ビームが被検体内に形成される。そして、このような超音波ビームは被検体内を伝播し、例えば臓器の表面等の音響インピーダンスが変化する箇所において反射する。この反射波またはエコーの一部は被検体内を伝播して再び探触子1の各振動子に戻り、ここで音響信号から電気信号に変換されて受信される。したがって、この段階での受信信号は、受信用を選択された口径に対応する振動子の個数と同じチャンネル数を有する複数チャンネルの信号である。これら各チャンネルの受信信号は、切換スイッチ11および送受分離部9を経て受波回路7に入力され、ここで増幅されてから受信ビーム生成部13に入力される。

30

【0022】

ところで、このような複数チャンネルの受信信号は、被検体内のエコーの反射源から個々の振動子までの距離の違いに起因して、相互に受信タイミングおよび位相のずれを有している。図3は、複数の振動子と被検体内の受信信号反射源との位置関係の一例を示す模式図である。図3に示すように、探触子1は、1からbまでのb個の振動子を直列に配列してなる振動子アレイを有する場合、この振動子アレイの中心部に配置される基準となるべき振動子をn+1、隣接する振動子間の間隔、つまり振動子ピッチがP0、振動子アレイの長手方向と直交し基準振動子n+1を通る直線に対するフォーカス点Q0の方向(角度)が θ_0 、基準振動子n+1とフォーカス点Q0との距離がr0とすると、振動子アレイの一方の短に位置する振動子1からフォーカス点Q0までの距離は、式1によって示される。

40

【式1】

$$x_0 = \sqrt{(r_0 \cdot \cos^2 \theta) + (p_0 \cdot n + r_0 \cdot \sin^2 \theta)}$$

$$= \sqrt{r_0^2 + d_0^2 + 2(r_0 \cdot d_0) \sin \theta}$$

このとき、被検体内の媒質中の音速を v_0 とすると、基準振動子 $n+1$ と振動子 1 との間の受信信号の受信タイミングの時間差 τ_0 は、式 2 によって示される。

【式 2】

$$\tau_0 = \frac{x_0 - r_0}{v_0}$$

10

そこで、超音波診断装置においては通常このような時間差に対応して各チャネルの受信信号を異なった遅延時間を考慮して処理し、各チャネル間の受信信号の位相およびタイミングを揃える整相処理を行なっている。このような整相処理は、受信フォーカス処理と称されることもある。そして、本実施形態の超音波診断装置においては、このような整相処理を受信ビーム生成手段 13 において行っている。

【0023】

20

先ず、受信ビーム生成手段 13 に入力された複数チャネルのアナログ受信信号は、それぞれ対応する $\Delta\Sigma$ 変調器 19 に入力される。そして、 $\Delta\Sigma$ 変調器 19 において、各チャネルの受信信号は、サンプリングクロック発生器 27 から供給されるサンプリングクロックにおいてオーバーサンプリングされる。このサンプリング周波数 f_s は、受信信号の基本波成分の周波数または中心周波数 f_0 に対して例えば 32 倍以上に設定されている。

【0024】

$\Delta\Sigma$ 変調器 19 は、図示しない積分器である予測フィルタと、減算器と、比較器とを有して構成されている。比較器は、入力されるアナログ受信信号と、予測フィルタから出力される 1 サンプル前のアナログ受信信号とを比較する。そして、比較結果が所定のしきい値よりも大きい場合には比較後の出力を「1」とし、小さい場合には比較後の出力を「0」とする。すなわち、 $\Delta\Sigma$ 変調器 19 の出力信号は、「1」または「0」の 1 ビット信号列である。そして、予測フィルタからのアナログ受信信号と入力されるアナログ受信信号との差が小さくなるような負帰還動作が行われる。例えば、サンプリング周波数が 20 MHz であって、32 倍のオーバーサンプリングを行った場合には、サンプリング周波数 640 MHz でサンプリングすることになる。したがって、デルタ Σ 変調器 19 の 1 ビットデジタル出力の最小間隔は、 $T_{s1} = 1 / 640 \text{ MHz}$ のデジタル列となる。

30

【0025】

図 4 は、アナログ受信信号とオーバーサンプリングされたデジタル信号との関係を示す図である。図 4 において、実線の正弦波形がアナログ受信信号の信号強度を示す。そして、オーバーサンプリングされたサンプリングポイントを白丸印で示している。なお、サンプリングポイントは図示の明瞭のため実際よりも少なく示しており、実際には正弦波形の 1 周期中に 32 点以上のサンプリングがなされる。そして、受信信号は高速標本化 1 ビット信号として出力される。この信号は、サンプリングクロック発生器から出力される書込みクロック W に従って対応するチャネルのメモリ 21 に、連続したデータ列として記録される。なお、本参考例においては、書込みクロック W は各チャネル間において共用しており、同一のタイミングとなっている。

40

【0026】

そして、各チャネルのメモリ 21 に書込まれた各チャネルのデジタル受信信号は、読出し制御部からの各チャネルへの指示信号 R_1 、 R_2 、 $\dots$ 、 R_n に従って、それぞれ個別に設定されたタイミングにおいて読み出される。これらの指示信号は、上述した受信信号

50

の反射源と各振動子までの伝播距離の違いに起因する各チャンネル間の受信信号の位相のずれを考慮して設定される。このような読出しは、メモリがS R A Mである場合には、指示信号によりアドレスを指定することによって行われ、またメモリがF I F Oである場合には、各指示信号を出力クロックとして構成することによって実現できる。そして、読み出された各チャンネルの受信信号は加算器23において加算され、受信ビーム信号としてL P F 25に入力される。なお、この加算器23の出力信号は、加算の結果、ビット数が例えばaビットに増加する。L P F 25において、入力された1ビットデジタル信号列からなる受信信号はローパスフィルタによってフィルタ処理およびデシメーション（間引き）処理が施され、通常必要なビット数、例えばkビットのデジタル受信ビーム信号として出力される。図5は、オーバーサンプリングされたサンプル点と、デシメーション後のサンプル点との関係を示す図である。図中、曲線はアナログ受信信号の波形を示し、丸印はオーバーサンプリングされたサンプル点を示している。そして、丸印のうち白抜き丸印で示したサンプル点がデシメーション後のサンプル点である。デシメーション後のサンプル信号間隔 T_s2 は、例えば超音波の中心周波数 f_0 の1周期の $1/4$ である。なお、図示の明瞭化のため、オーバーサンプリングされたサンプル点は実際よりも疎に描かれている。デジタル信号列は、L P F 25においてフィルタ処理がなされることによって、1ビットであった量子化ノイズが小さくなる。例えば、7ビットの信号対ノイズ（S/N）が得られるとすると、さらにデシメート（間引き）して32個に1個データを取ることによって20MHzサンプル7ビットの出力が得られる。

【0027】

以上のように、図2の受信ビーム生成部13によれば、アナログ受信信号を超音波の中心周波数の32倍以上の周波数でオーバーサンプリングしているから、時間間隔が許容される整相遅延誤差の範囲内となるサンプルを得ることができ、その結果補間処理をしなくても異なったタイミングでサンプリングされたデータをチャンネル間で加算することによって整相精度を確保することができる。このため、補間回路が不要となり、回路構成を簡単化することができる。

【0028】

次に、図2の受信ビーム生成部13の他の参考例の受信ビーム生成部13'の構成ブロック図を図6に示す。以下、図2の受信ビーム生成部13と同様の要素については同一の符号を付して説明を省略し、相違点についてのみ説明する。図6の受信ビーム生成部13'は、図2の1ビット $\Delta\Sigma$ 変調器19に代えて、例えばaビットのマルチビット $\Delta\Sigma$ 変調器19'を適用したことを特徴とする。 $\Delta\Sigma$ 変調器19'の出力信号はa（aは2以上の自然数）ビットのデジタル信号であり、その結果メモリ21'もaビットの深さをもったものであり、また加算器23'の出力信号も $m+a$ ビットとなる。

【0029】

図6の受信ビーム生成部13'によれば、受信ビーム生成部13内の信号線の本数が増える等の理由によって回路規模は増加するが、回路の作動周波数を低くできるからハードウェアの負荷を低くできる効果がある。

【0030】

次に、本発明を適用してなる超音波診断装置の受信ビーム生成部の実施形態について説明する。図7は、本実施形態の超音波診断装置の受信ビーム生成手段13''の構成を示すブロック図である。本実施形態についても、図2の受信ビーム生成部との相違点についてのみ説明する。本実施形態は、 $\Delta\Sigma$ 変調器19が出力するオーバーサンプリングされたデジタルデータを間欠的にメモリ21''に記録し、これによってメモリ21''の容量を低減していることを特徴とする。図7に示すように、本実施形態においては、各チャンネルの読出しクロックはRで一定であり、各チャンネル間の位相の補正は、各チャンネルの書込みクロック $W1$ 、 $W2$ 、 $\cdots$ Wn を異ならせることによって行う。これらの書込みクロックは、図示しない書込みクロック制御部から供給される。そして、書込みクロック Wi （ $i=1$ 、 2 、 $\cdots$ n ）を受けたメモリは、各チャンネル間の受信信号の遅延を考慮して定められた受波波形のポイント $P1$ 、 $P2$ 、 $\cdots$ Pn のサンプルと、その前後に所定の長さにわたっ

て連続するサンプルとからなるデータ列である packets を記録する。そして、先の書込みクロックに基づいて記録される packets の末尾と後の書込みクロックに基づいて記録される packets の先端との間隔にあるデータは記録されず、その結果メモリ 21 ” にはサンプルの書込みが間欠的になされることになる。図 8 は、本実施形態におけるメモリへのサンプルの記録方法を示す図である。図 8 において、実線の曲線は受波回路 7 から入力されるアナログの受信信号波形を示し、 $\Delta\Sigma$ 変調器 19 においてオーバーサンプリングされたサンプル点を丸印で示す。そして、丸印のうち特に中黒丸印で示すポイント P1 および P2 は、それぞれ遅延を考慮した受波波形のポイントである。換言すれば、これらがデシメーション処理後のデジタル受信ビーム信号の生成に必要なサンプル点の位置である。そして、図 8 の場合には、P1 と P2 との間隔には 21 個のサンプル点がある。そして、P1 に係る packets は、P1 に先立つ 6 つのサンプル点と、P1 と、P1 に続く 6 つのサンプル点との合計 13 個のサンプル点に係るデータ列からなる。P2 についても同様に 13 個のサンプル点に係るデータ列からなる。このような各 packets のデータ列に含まれるサンプル点数は、デジタルフィルタである LPF 25 ” のフィルタ係数の個数、つまりタップ数以上のサンプル点数が、所望のサンプル点 P1、P2、 $\dots$ Pn の前後にそれぞれ有するように決定される。つまり、フィルタ演算するにあたり、これ以外のサンプル点のデータはなくてもよいからである。

【0031】

ここで、図 8 に示すように、P1 に係る packets と P2 に係る packets との間には 9 個のサンプル点が存在するが、これらに係るデータ列はメモリ 21 ” に記憶されない。そして、メモリ 21 ” にそれぞれ蓄積された各チャンネルのそれぞれの packets に係るデータ列は、チャンネル間共通の読出しクロック R において読み出され、加算器 23 ” において加算される。これによって受信ビーム信号の整相がなされる。そして、LPF 25 ” は、packets に係るデータが加算器 23 ” 入力されている期間中は周期 T_{s2} において動作し、フィルタ処理およびデシメーション処理を行い、P1、P2、 $\dots$ Pn といった必要なサンプル点のデータを出力する。また、本実施形態において、packets 時間が T_d の $1/2$ 以上となる場合には、上述した図 2 の受信ビーム生成部のように、メモリに連続的に $\Delta\Sigma$ 変調器 19 の出力信号を記録すればよい。なお、本実施形態においては、サンプル点 P1、P2、 $\dots$ Pn は、それぞれモニタに表示される画像の画素位置と対応するように設定されている。

【0032】

以上のように、本実施形態によれば、上述した図 2 の受信ビーム生成部と同様の効果に加え、隣接する packets 間隔内に存在する $\Delta\Sigma$ 変調器 19 の出力信号はメモリに記憶しなくてもよいから、メモリの規模を低減し、回路構成を低減できる効果がある。また、これによって消費電力が低減される効果もある。

【0033】

【発明の効果】

本発明によれば、演算処理を簡単化することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明を適用してなる超音波診断装置の実施形態の全体構成を示すブロック図である。

【図 2】図 1 の超音波診断装置の受信ビーム生成部の参考例の構成を示すブロック図である。

【図 3】図 1 の超音波診断装置の探触子が有する複数の振動子と被検体内の受信信号反射源との位置関係の一例を示す模式図である。

【図 4】アナログ受信信号とオーバーサンプリングされたデジタル信号との関係を示す図である。

【図 5】オーバーサンプリングされたサンプル点とデシメーション後のサンプル点の関係を示す図である。

【図 6】図 1 の超音波診断装置の受信ビーム生成部の他の参考例の構成を示すブロック図

10

20

30

40

50

である。

【図7】本発明を適用してなる超音波診断装置の実施形態の受信ビーム生成部の構成を示すブロック図である。

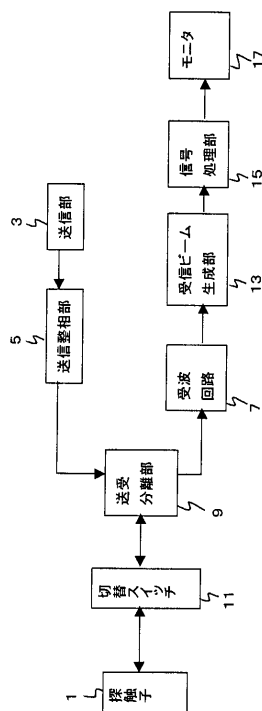
【図8】図7の超音波診断装置におけるメモリへのサンプルの記録方法を示す図である。

【符号の説明】

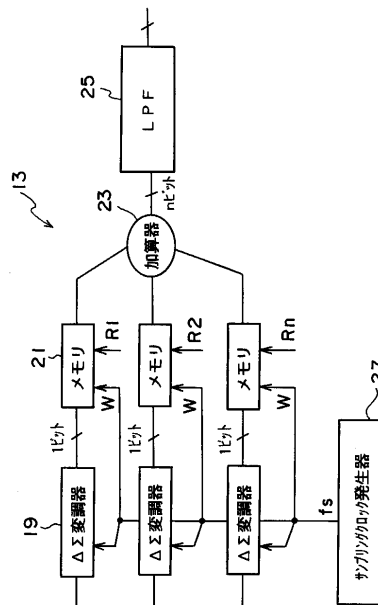
- 1 探触子
- 3 送信部
- 5 送信整相部
- 7 受波回路
- 13 受信ビーム生成部
- 15 信号処理部
- 17 モニタ
- 19 $\Delta\Sigma$ 変調器
- 21 メモリ
- 23 加算器
- 25 ローパスフィルタ

10

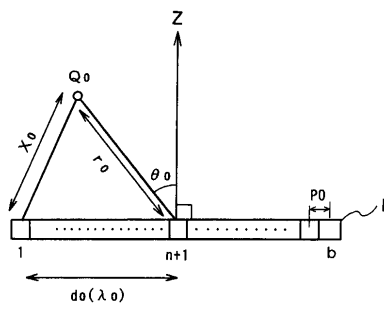
【図1】



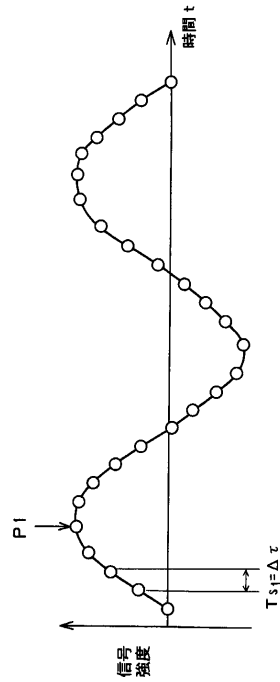
【図2】



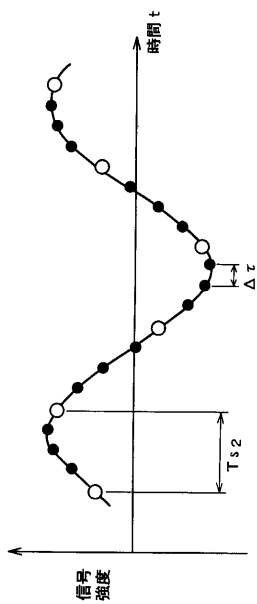
【図 3】



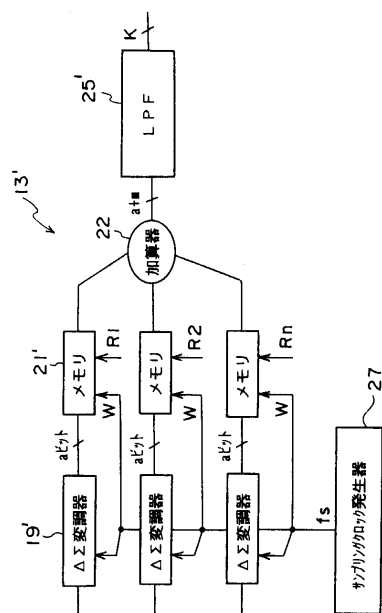
【図 4】



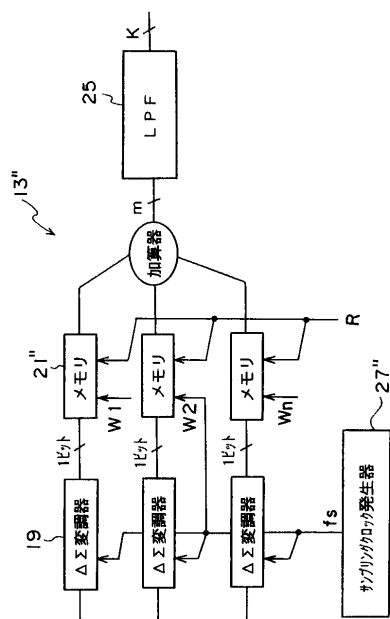
【図 5】



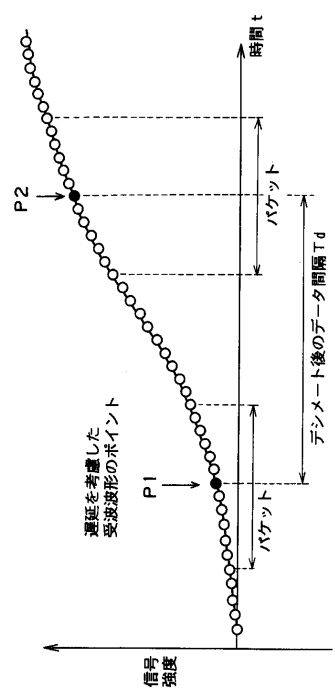
【図 6】



【図 7】



【図 8】



フロントページの続き

審査官 川上 則明

- (56)参考文献 特開平03-114449 (JP, A)
特表平08-505556 (JP, A)
特開2002-076902 (JP, A)
特開平05-206957 (JP, A)
特開2001-178716 (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	JP4158089B2	公开(公告)日	2008-10-01
申请号	JP2002228789	申请日	2002-08-06
[标]申请(专利权)人(译)	株式会社日立医药		
申请(专利权)人(译)	株式会社日立メディコ		
当前申请(专利权)人(译)	株式会社日立メディコ		
[标]发明人	篠村隆一 神田浩 押木光博		
发明人	篠村 隆一 神田 浩 押木 光博		
IPC分类号	A61B8/00		
FI分类号	A61B8/00		
F-TERM分类号	4C301/AA02 4C301/EE15 4C301/GB02 4C301/GB04 4C301/HH24 4C301/HH33 4C301/HH37 4C301/HH39 4C301/HH43 4C301/JB03 4C301/JB06 4C301/JB29 4C301/JB30 4C301/JB35 4C301/JB38 4C301/LL05 4C601/EE12 4C601/GB01 4C601/GB03 4C601/GB04 4C601/JB01 4C601/JB03 4C601/JB04 4C601/JB05 4C601/JB08 4C601/JB19 4C601/JB28 4C601/JB31 4C601/JB34 4C601/JB45 4C601/JB46 4C601/LL01 4C601/LL05		
审查员(译)	川上 則明		
其他公开文献	JP2004065531A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：简化超声波检查的操作过程，该超声波检查器特别是对数字化接收信号进行相位处理。ŽSOLUTION：该超声波检查系统具有：超声波探头，具有多个振荡器；信号发送单元，通过超声波探头向对象发送超声波；信号接收单元，接收与多个信道对应的多个信道的接收信号。来自对象的振荡器通过超声探头，接收波束形成单元，对多个信道的接收信号进行数字化，同时校正各个信道之间的相位滞后，形成图像信息库的信号处理单元来自接收波束形成单元的输出信号和显示图像信息的显示单元。接收波束形成单元具有数字化单元，该数字化单元分别对多个信道的接收信号进行过采样，并且响应于为各个信道确定的写入时钟而将数据写入存储器，同时在信道之间获取信号延迟时间。考虑，以及读取和添加数据的添加单元。数字化单元包括ΔΣ调制装置，以构成超声诊断系统。Ž

$$X_0 = \sqrt{(r_0 \cdot \cos^2 \theta) + (p_0 \cdot n + r_0 \cdot \sin^2 \theta)}$$

$$= \sqrt{r_0^2 + d_0^2 + 2(r_0 \cdot d_0) \sin \theta}$$