

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号
特開2004-216047
(P2004-216047A)

(43) 公開日 平成16年8月5日(2004.8.5)

(51) Int.Cl.⁷
A61B 8/00

F I
A61B 8/00

テーマコード (参考)
4C601

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2003-10010 (P2003-10010)
(22) 出願日 平成15年1月17日 (2003.1.17)

(71) 出願人 000153498
株式会社日立メディコ
東京都千代田区内神田1丁目1番14号
(74) 代理人 100098017
弁理士 吉岡 宏嗣
(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

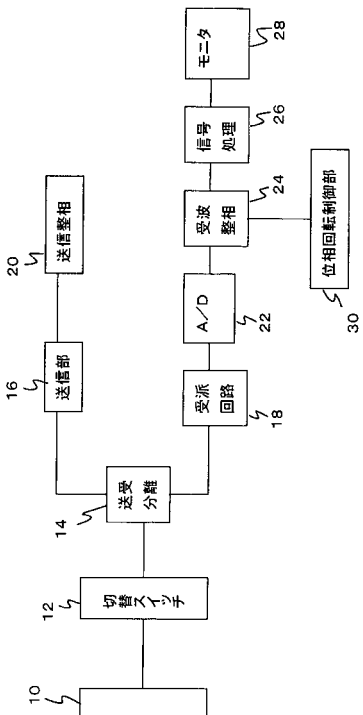
(54) 【発明の名称】 超音波診断装置

(57) 【要約】

【課題】 90度サンプリング法において、超音波受信信号の整相精度を改善して超音波ビームの空間分解能や感度を向上させる。

【解決手段】 超音波診断装置1は、被検体との間で超音波を送受する複数の振動子を配列してなる探触子10と、各振動子を駆動して超音波を送信すると共に被検体からの超音波信号を受信する送受信部(16、18)と、受信された超音波信号の中心周波数の4倍に相当する周波数を有したサンプリングクロックにより超音波信号をデジタル信号に変換するA/D変換部22と、A/D変換部22からのデジタル信号を順次格納する記憶部34と、格納されたデジタル信号を読み出して位相を整相する整相部24と、整相された信号を信号処理して超音波画像を構成する画像構成部(26、28)とを備え、整相部24は記憶部34から読み出される信号のうち90度位相差関係を有する2つの信号に対し位相を回転させてサンプリング間隔より短い時間の遅延を施す手段を有した構成とする。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

被検体との間で超音波を送受する複数の振動子を配列してなる探触子と、前記各振動子を駆動して超音波を送信すると共に前記被検体からの超音波信号を受信する送受信部と、該受信された超音波信号の中心周波数の 4 倍に相当する周波数を有したサンプリングクロックにより前記超音波信号をデジタル信号に変換する A/D 変換部と、該 A/D 変換部からのデジタル信号を順次格納する記憶部と、該格納されたデジタル信号を読み出して位相を整相する整相部と、該整相された信号を信号処理して超音波画像を構成する画像構成部とを備え、

前記整相部は、前記記憶部から読み出される信号のうち 90 度位相差関係を有する 2 つの信号に対し位相を回転させて前記サンプリング間隔より短い時間の遅延を施す手段を含んでなる超音波診断装置。 10

【請求項 2】

前記整相部は、前記振動子群により送信される超音波の集束点から前記各振動子までの距離に基づいて前記各振動子により受信される超音波信号の伝搬時間差を算出し、該算出された伝搬時間差と前記サンプリング間隔とに基づいて位相回転データを生成する手段を備えてなる請求項 1 に記載の超音波診断装置。

【請求項 3】

前記整相部は、前記記憶部に格納された信号を前記サンプリング間隔に応じて順次読み出す読出部と、該読出部により読み出された第 1 の信号に対し前記サンプリング間隔に相当する時間の遅延を施す遅延部と、該遅延部からの第 1 の信号と該第 1 の信号の次に読み出された 90 度位相差を有する第 2 の信号に対し前記位相回転データを乗算する位相回転部と、該乗算された第 1 の信号と第 2 の信号を加算する加算部を備えてなる請求項 1 又は 2 に記載の超音波診断装置。 20

【請求項 4】

前記整相部は、前記送受信部により受信した信号に基づいて、前記探触子からの超音波送波方向に対し複数の受信ビームを形成する複ビーム形成部を備えてなる請求項 3 に記載の超音波診断装置。

【請求項 5】

前記遅延部は、直列に複数設けられてなる請求項 4 に記載の超音波診断装置。 30

【請求項 6】

前記 A/D 変換部は、超音波の中心周波数の 8 倍に相当する周波数を有したサンプリングクロックを生成する手段を備えた請求項 1 乃至 5 に記載の超音波診断装置。

【請求項 7】

前記整相部は、前記記憶部から読み出された信号に対し前記サンプリング間隔と該サンプリング間隔の半分に相当する間隔で交互に読み出す手段と、該読み出された第 1 の信号を所定時間保持する第 1 のデータ保持部と、前記第 1 の信号の次に読み出された第 2 の信号を所定時間保持する第 2 のデータ保持部と、前記第 1 のデータ保持部と前記第 2 のデータ保持部からの信号各々に補間データを乗算して前記サンプリング間隔で加算する加算部と、前記第 1 のデータ保持部と前記第 2 のデータ保持部と前記加算部の駆動タイミングを制御する制御部を備えてなる請求項 1 乃至 6 に記載の超音波診断装置。 40

【発明の詳細な説明】**【0001】****【発明の属する技術分野】**

本発明は、超音波診断装置に係り、具体的には被検体から発生する超音波信号をデジタル化して整相する技術に関する。

【0002】**【従来の技術】**

超音波診断装置は、被検体との間で超音波を送受する複数の振動子を配列してなる探触子を有し、その探触子を介して被検体から発生する超音波信号つまり反射エコーを受信し、 50

その受信信号をサンプリングしてデジタル信号としてA/D変換し、変換された信号を整相加算して超音波画像を得るものである。

【0003】

この超音波診断装置における受信信号のサンプリング法として、90度サンプリング法すなわち $4f_0$ サンプリング法が知られている(例えば、特許文献1参照)。90度サンプリング法では、振動子により受信された超音波信号を超音波の中心周波数 f_0 の4倍に相当する周波数($4f_0$)を有したサンプリングクロックによりサンプリングしてデジタル化する。そして、伝搬時間差 τ_0 つまり各振動子における超音波信号の受信時間の時間差がほぼゼロになるように、超音波受信信号に対しサンプリング周期の整数倍に相当する時間を遅延して整相処理することが行われている。

10

【0004】

【特許文献1】

特開平11-276477号公報

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、伝搬時間差 τ_0 が常にサンプリング周期の整数倍になるとは限らない。つまり、伝搬時間差 τ_0 にはサンプリング間隔以下に相当する微少な時間が含まれることが多い。したがって、伝搬時間差 τ_0 をサンプリング間隔の整数倍で遅延させたとしても、微少な時間の分だけズレが生じるので、基準時間への合わせ精度つまり整相精度が悪くなる。その結果、形成される超音波ビームの空間分解能や感度が低下するおそれがある。

20

【0006】

このとき、波面同期サンプリング法を用いて受信信号の整相精度を向上させることが考えられる。波面同期サンプリング法とは、サンプリング間隔以下の微少な時間例えば $5ns$ づつ遅延させた多相のサンプリングクロックを有し、その多層のサンプリングクロックから超音波受信波面に同期するクロックを選択してサンプリングすることにより整相精度を向上させるものである。

【0007】

しかし、波面同期サンプリング法では、微少時間の遅延を施すアナログ遅延線が多数設けられるため回路構成が複雑になる。また、アナログ遅延線では微少時間例えば $5ns$ を精度よく遅延させることが難しい場合がある。このように、波面同期サンプリング法では遅延回路の実装が困難になるという問題がある。

30

【0008】

本発明は、90度サンプリング法において、超音波受信信号の整相精度を改善して超音波ビームの空間分解能や感度を向上させることにある。

【0009】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するため、本発明の超音波診断装置は、被検体との間で超音波を送受する複数の振動子を配列してなる探触子と、その各振動子を駆動して超音波を送信すると共に被検体からの超音波信号を受信する送受信部と、その受信された超音波信号の中心周波数の4倍に相当する周波数を有したサンプリングクロックにより超音波信号をデジタル信号に変換するA/D変換部と、A/D変換部からのデジタル信号を順次格納する記憶部と、その格納されたデジタル信号を読み出して位相を整相する整相部と、整相された信号を信号処理して超音波画像を構成する画像構成部とを備え、整相部に、記憶部から読み出される信号のうち90度位相差関係を有する2つの信号に対し位相を回転させてサンプリング間隔より短い時間の遅延を施す手段を設けたことを特徴とする。

40

【0010】

これによれば、超音波受信信号は90度サンプリング法によりデジタル化されているので、記憶部に格納された信号をサンプリング間隔で順次読み出せば、読み出された信号のうち隣接した信号は、90度ペアつまり90度位相差関係を有する複素信号とみなすことができる。したがって、その90度ペアの信号に対し設定される複素位相データを乗算すれ

50

ば、超音波受信信号がサンプリング間隔より短い微少な遅延時間（例えば5 ns）を含んでいたとしても、その遅延時間に相当する位相の分だけ補正することが可能になる。その結果、超音波受信信号をサンプリング間隔の整数倍でのみ遅延させる場合に比べ、整相精度を向上させることが可能になるので、超音波受信信号から形成される超音波ビームの空間分解能や感度を向上させることができる。

【0011】

また、微少な時間の遅延を施すため、複数のアナログ遅延線に代えてデジタル整相する整相部を用いているから、アナログ処理する場合に比べ、整相回路を単純化することができる。と共に関整相精度を向上させることができる。

【0012】

この場合、90度ペアの信号に乗算する複素位相データを、振動子群により送信される超音波の集束点から各振動子までの距離に従って各振動子における超音波信号の伝搬時間差を算出し、算出された伝搬時間差とサンプリング間隔とに基づいて算出することができる。そして、算出された伝搬時間差をサンプリング周期で除算すると、伝搬時間の端数が求められる。その端数に基づいて位相補正データを生成することができる。

【0013】

また、超音波受信信号の位相を整相する整相部として、記憶部に格納された信号をサンプリング間隔に応じて順次読み出す読出部と、読出部により読み出された第1の信号に対しサンプリング間隔に相当する時間の遅延を施す遅延部と、遅延部からの第1の信号と第1の信号の次に読み出された90度位相差を有する第2の信号に対し位相回転データを乗算する位相回転部と、乗算された第1の信号と第2の信号を加算する加算部を備えてなるものを用いることができる。

【0014】

また、送受信部により受信した信号に基づいて、探触子からの超音波送波方向に対し複数の受信ビームを形成する複ビーム形成部を整相部に設けるようにしてもよい。これにより、超音波の送信ビーム方向の両側に受信ビームを形成することができる。したがって、1回の送信で異なる例えば2方向からの受信エコーが同時に得られることになるので、1枚の断層像を得るための走査線密度を一定とすると、送信回数を半分にすることができる。その結果、走査時間が半分となるので、超音波画像のフレームレートを向上させることができる。また、走査密度を倍にすると、同じフレームレートで高分解能画像が得られる。

【0015】

このように複ビームを形成するとき、ビームの数に相当する個数の整相部を並設に設ける必要がある。ので、回路が大型化する。そこで、本発明の超音波診断装置は、複数のビームを時分割処理して同時に形成することができる。その結果、複数の整相部を並列に配設した場合に比べ装置回路を小型化することができる。と共に関、各ビーム毎に位相回転を施すので、各ビームの整相精度をより一層向上させることが可能になる。

【0016】

また、超音波信号の中心周波数 f_0 の4倍の周波数（ $4f_0$ ）でサンプリングすると、サンプリング遅延の精度は $1/4f_0$ である。そこで、超音波の中心周波数の8倍に相当する周波数（ $8f_0$ ）を有したサンプリングクロックにより受信データをサンプリングすることが好ましい。これにより、サンプリング周波数が $4f_0$ の場合に比べ、サンプリング遅延の精度を2倍に向上できる。また、形成される受信ビームの数が2本の場合、各方向の受信ビーム毎のサンプリングデータが交互に出力される。それゆえ、一方向に属する受信ビームについて隣接するデータは、サンプリング間隔の2倍に相当する間隔を有する。その場合、ナイキスト周波数になり、余裕がなくなる。したがって、記憶部から読み出された信号を1サンプル毎に読み出せば、一方向に属する受信ビームについて隣接するデータ間の遅延時間をサンプリング間隔にすることができ、波形復元の精度が向上する。その結果、良好な受信信号を得ることができる。

【0017】

また、超音波ビームを多段にフォーカスする場合、フォーカス切替時にフォーカス段前後

10

20

30

40

50

のデータが混在して処理されると、誤差を含んだ信号が生成されることがある。例えば、１段目のデータ群と２段目のデータ群が記憶部に連結して格納されるので、フォーカス１段目からフォーカス２段目に切り替わる際、その各段に属する信号が混在して処理される。

【００１８】

そこで、整相部に、記憶部から読み出された信号に対し前記サンプリング間隔とサンプリング間隔の半分に相当する間隔で交互に読み出す手段と、読み出された第１の信号を所定時間例えばサンプリング間隔の１．５倍に相当する時間保持する第１のデータ保持部と、第１の信号の次に読み出された第２の信号を所定時間例えばサンプリング間隔の１．５倍に相当する時間保持する第２のデータ保持部と、第１のデータ保持部と第２のデータ保持部からの信号各々に補間データを乗算してサンプリング間隔で加算する加算部と、第１のデータ保持部と第２のデータ保持部と加算部の駆動タイミングを制御する制御部を備えるようにしてもよい。

10

【００１９】

これにより、各フォーカス段の信号が同時に処理されることを回避することができる。すなわち、フォーカス切替時の直後に出力されるデータに異なるフォーカス段のデータが混在しないように、フォーカス段前後で取得されるデータを所定時間ずらすことができる。その結果、フォーカス切替時でもフォーカス段前後のデータが同時に処理することを回避できるので、超音波診断装置の空間分解能や感度をより一層向上させることができる。

20

【００２０】

【発明の実施の形態】

（実施形態１）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、図１乃至図５を用いて説明する。図１は本発明を適用した超音波診断装置の構成例を示すブロック図である。図２はＡＤ変換部の概略構成例を示しており、図３は受波整相部の概略構成例を示している。また、図４は遅延計算の概念図を示しており、図５は超音波受信信号のサンプリング原理を説明する例を示している。

【００２１】

図１に示すように、超音波診断装置１には、複数の振動子を配列してなる探触子１０が設けられ、探触子１０に切替スイッチ１２が取り付けられている。また、切替スイッチ１２に送受分離部１４が接続され、送受分離部１４に送信部１６と受波回路１８が並列に接続されている。また、その送信部１６に送信整相部２０が設けられている一方、受波回路１８の後段にＡＤ変換部２２を介して受波整相部２４が設けられている。受波整相部２４の出力側には信号処理部２６とモニタ２８が設置されている。そして、受波整相部２４に位相回転制御部３０が付設されている。

30

【００２２】

また、ＡＤ変換部２２には、図２のとおり、信号の入力側にＡＤＣ３２が設けられ、ＡＤＣ３２にクロック生成部３６が付設されている。なお、クロック生成部３６は、全チャネル共通でよい。そして、ＡＤＣ３２の後段にメモリ３４が備えられている。また、メモリ３４の後段に受波整相部２４が設けられている。

【００２３】

さらに、受波整相部２４には、図３のとおり、読出制御部３７が取り付けられている。該読出制御部３７によりメモリ３４から読み出されて入力側（ P_{in} ）に入力した信号は、ラッチ３８を介して乗算部４０_１に入力されると同時に、乗算部４０_４に入力される。また、ラッチ３８と乗算部４０_１の接続路から分岐して乗算部４０_２が設けられており、乗算部４０_４への接続路から分岐して乗算部４０_３が設けられている。乗算部４０_１と乗算部４０_３に位相回転制御部３０が接続されると共に、乗算部４０_２と乗算部４０_４にも位相回転制御部３０が接続されている。そして、乗算部４０_１と乗算部４０_３の双方に接続する加算部４４_１が設けられており、乗算部４０_２と乗算部４０_４の双方に接続する加算部４４_２が設けられている。また、乗算部４０_１と加算部４４_１の間には符号反転部４２が介在されている。なお、ラッチ３８、乗算部４０_１～４０_４及び加算部４４_１、４４_２

40

50

並びに符号反転部 4 2 により構成される回路を位相回転部と称する。

【 0 0 2 4 】

このように構成される超音波診断装置の各構成部を動作と共に説明する。探触子 1 0 の各振動子は、切替スイッチ 1 2 を介して供給される駆動信号に応じて超音波を被検体に射出すると共に、被検体から発生する反射エコー信号を受信するものである。

【 0 0 2 5 】

切替スイッチ 1 2 は、送信部 1 6 から出力される駆動信号を探触子 1 0 の各振動子に出力する系と、探触子 1 0 の各振動子から出力されるアナログの反射エコー信号を送受分離部 1 4 を介して受波回路 1 8 に出力する系を指令に応じて切り替えるものである。また、送受分離部 1 4 は、送信部 1 6 からの駆動信号を切替スイッチ 1 2 に出力する系と切替スイッチ 1 2 からの受信信号を受波回路 1 8 に出力する系を分離するものである。

10

【 0 0 2 6 】

送信整相部 2 0 は、探触子 1 0 から射出される超音波ビームが焦点すなわち診断部位に収束するような遅延タイミングを生成して出力するものである。送信部 1 6 は、送信整相部 2 0 からの遅延タイミングに基づいて生成した駆動信号を探触子 1 0 の各振動子に送受分離部 1 4 と切替スイッチ 1 2 を介して印加するものである。

【 0 0 2 7 】

受波回路 1 8 は、送受分離部 1 4 から出力される反射エコー信号に対して媒体伝播時の信号減衰を増幅補正するとともに、その反射エコー信号の通過帯域を制限してエリアジングを抑制するものである。

20

【 0 0 2 8 】

A/D変換部 2 2 は、受波回路 1 8 からの反射エコー信号を A/D 変換部 2 2 によりサンプリングしてアナログの反射エコー信号をデジタルの受信データに変換し、変換された受信データをメモリ 3 4 に格納するものである。このとき、クロック生成部 3 6 は、A/D 変換部 2 2 に超音波の中心周波数 f_0 の 4 倍に相当する周波数 ($4f_0$) を有したサンプリングクロックを付与する。

【 0 0 2 9 】

受波整相回路 2 4 は、メモリ 3 4 に格納された受信データに対しサンプリング遅延を考慮して読出制御部 3 7 により読み出し、読み出した信号に対し位相回転部により補間処理すなわち位相回転処理を施すものである。すなわち、メモリ 3 4 から読み出される受信データは焦点からの波面により遅延処理が施されてダイナミックにフォーカス処理される。この操作を順次選択する振動子をずらしながら多段或いはダイナミックに受波フォーカス点を変えてビーム走査が行われる。このとき、読出制御部 3 7 は、メモリ 3 4 内の受信データに対し、基準時からの伝搬時間差 τ_0 がほぼゼロになるように、サンプリング間隔の整数倍に相当する時間の粗遅延を施して読み出すものである。位相回転部は、位相回転制御部 3 0 からの位相回転データ (D_1 、 D_2) に基づいて、読み出された受信データの位相を回転させて補間処理すなわちサンプリング周期以下の微少遅延を施すものである。

30

【 0 0 3 0 】

信号処理部 2 6 は、受波整相部 2 4 により形成された超音波受信ビームに対し、フィルタリング、圧縮、エッジ強調、包絡線検波等の画像処理を行うものである。そして、モニタ 2 8 は、信号処理部 2 6 の画像信号をアナログに変換して超音波画像例えば断層像を表示するものである。

40

【 0 0 3 1 】

ここで、受波整相部 2 4 について図 2 及び図 3 を参照して詳細に説明する。探触子 1 0 の振動子により受信された反射エコー信号は A/D 変換部 2 2 の A/D 変換部 2 2 により 90 度サンプリングされてデジタル化される。デジタル化された受信データはメモリ 3 4 により順次格納される。格納された受信データは受波整相部 2 4 の読出制御部 3 7 により制御部の指令に従ってサンプリング間隔の整数倍に相当する時間の遅延を施して読み出される。つまり、受信データは、伝搬時間差 τ_0 がほぼゼロになるようにサンプリング間隔の整数倍に相当する時間の遅延が施されるように読み出される。次に、読み出された受信データから

50

2つの信号すなわち90度位相差関係を有する複素信号が抽出される。つまり、サンプリング間隔は90度であるので、メモリ34から順次読み出される受信データのうち隣接したデータが複素関係にある90度ペアの信号とみなされて抽出される。抽出された2つの信号のうち第1の信号はラッチ38により1サンプリング時間間隔の遅延が施される。遅延された第1の信号と抽出された第2の信号はそれぞれ実数成分と虚数成分に分けられる。各実数成分は乗算部40₁、40₃により位相回転制御部30からの位相補正データ(D₂)と乗算されて位相回転され、また、各虚数成分は乗算部40₂、40₄により位相回転制御部30からの位相補正データ(D₁)と乗算されて位相回転される。そして、乗算部40₁からの出力は符号反転部42により符号反転された後、加算部44₁により乗算部40₄からの出力と加算されて出力信号(P_{out})の実部(I)として出力される。また、乗算部40₂からの出力は、加算部44₂により乗算部40₃からの出力と加算されて出力信号(P_{out})の虚部(Q)として出力される。

10

【0032】

例えば、超音波の中心周波数 f_0 を10MHzとすると、ADC32に付与されるサンプリングクロックの周波数は $4f_0$ すなわち40MHzとなるので、サンプリング間隔に相当する時間は $1/40\text{MHz}$ すなわち25nsとなる。ここで、受信データの伝搬時間差 τ_0 が212nsである場合、メモリ34に格納された受信データは読出制御部37により200ns($25\text{ns} \times 8$)遅延されて読み出される。このとき受信データには依然として12nsの伝搬時間差が含まれているので、その伝搬時間差12nsに相当する位相補正データ43.2度($(12\text{ns} \div 25\text{ns}) \times 90\text{度}$)が位相回転制御部30により生成される。生成された位相補正データが抽出された90度ペアの信号に加算部44₁~44₄により乗算されるので、受信データは位相回転される。位相回転された受信データは実数成分と虚数成分毎に信号処理部26に出力される。

20

【0033】

次に、受信データの伝搬時間差 τ_0 を算出する方法について図4を用いて説明する。図4に示すとおり、振動子部45は、 m 個の振動子45₁~45 _{m} がアレー状にピッチ P_0 で配列して構成されている。このような振動子部45において、第 $n+1$ 番目の振動子を基準振動子45 _{$n+1$} とし、基準振動子45 _{$n+1$} からフォーカス点 Q_0 までの距離を r_0 、超音波ビームの方向を θ 、超音波口径を d_0 とすると、1番目の振動子45₁からフォーカス点 Q までの距離 X_0 は、数1式のように表すことができる。このとき、音速を V_0 とすると、基準振動子45 _{$n+1$} と振動子45₁の超音波の伝搬時間差 τ_0 は、数2に式のように表すことができる。すなわち、振動子45₁と基準振動子45 _{$n+1$} の伝搬時間差 τ_0 は、距離 X_0 と距離 r_0 と音速 v_0 から算出される。

30

【0034】

【数1】

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

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

40

【0035】

【数2】

$$\tau_0 = \frac{X_0 - r_0}{v_0}$$

ここで、90度サンプリングと位相回転の原理について説明する。まず、探触子10の振動子により受信される反射エコー信号の包絡線をハニングと仮定すれば、中心周波数 f_0 の受信信号 $s(t)$ は数3式のように表される。このとき、クロック生成部36から超音波の中心周波数 f_0 の4倍に相当する周波数を有したサンプリングクロックがADC32に付与されるので、そのサンプリングクロックによりサンプリングされた数3式に示す受信信号は数4式のように表される。なお、 T はサンプリング周期($1/4f_0$)を示しており、 n は自然数を示している。そして、サンプリングされた受信信号のうち連続して出力された信号(例えば $n=1$ 、 $n=2$)はそれぞれ数5式と数6式のように表される。この場合、数5式と数6式は90度の位相差を有しているので、数5式と数6式から数7式を導くことができる。それゆえ、数5式に示される第1の信号と数7式に示される第2の信号は時刻 t で90度位相差関係を有した複素信号となる。したがって、メモリ34から順次読み出される隣接した2つの信号を90度ペアとして取り扱うことが可能になる。

【0036】

【数3】

$$s(t) = A(1 + \cos(\omega t))\sin(\omega_0 t)$$

【0037】

【数4】

$$s(nT) = A(1 + \cos(\omega nT))\sin(\omega_0 nT)$$

【0038】

【数5】

$$s(T) = A(1 + \cos(\omega T))\sin(\omega_0 T)$$

【0039】

【数6】

$$s(2T) = A(1 + \cos(\omega 2T))\sin(\omega_0 2T)$$

【 0 0 4 0 】

【 数 7 】

$$\begin{aligned}
 s(2T) &= A(1 + \cos(\omega(T + \frac{1}{4f_0})))\sin(\omega_0(T + \frac{1}{4f_0})) \\
 &= A(1 + \cos(\omega 2T))\sin(\omega_0 T + \frac{\pi}{2}) \\
 &= A(1 + \cos(\omega 2T))\cos(\omega_0 T)
 \end{aligned}$$

そして、90度ペアとして取り扱われる第1及び第2の信号はサンプリング間隔で受波整相部24に順次入力される。先に入力された第1の信号 $A \sin(\omega_0 T)$ は、ラッチ38により1サンプリングクロック遅延された後、複素位相回転される。その位相回転量を θ とすると、受波整相部24の出力 (P_{out}) の実数成分 I は数8式、虚数成分 Q は数9式のように表される。数9式からわかるように、受波整相部24つまり位相回転部によれば、第1の信号を受波整相部24により位相 θ だけ位相回転した値にすることが可能になる。すなわち、第1の信号は位相回転によりサンプリング遅延以下の微少遅延が施される。

【 0 0 4 1 】

【 数 8 】

$$\begin{aligned}
 I &= A(2T)\cos(\omega_0 T)\cos(\theta) - A(T)\sin(\omega_0 T)\sin(\theta) \\
 &= A(T)\cos(\omega_0 T + \theta)
 \end{aligned}$$

【 0 0 4 2 】

【 数 9 】

$$\begin{aligned}
 Q &= A(T)\sin(\omega_0 T)\cos(\theta) + A(2T)\cos(\omega_0 T)\sin(\theta) \\
 &= A(T)\sin(\omega_0 T + \theta)
 \end{aligned}$$

このような90度サンプリングと位相回転の概念図を図5に示している。図5の横軸は時間を示しており、縦軸は反射エコー信号の振幅を示している。点50₁ ~ 50₆ は、サンプリング周期 T_s ($1/4f_0$) を有したサンプリングクロックによる反射エコー信号のサンプル点である。また、黒丸は、サンプリング周期以下の微少時間 $\Delta \tau$ を遅延するための補間点である。ここで、隣接するデータ例えば点50₁ と点50₂ の位相差は90度であるので、その2つの信号を90度ペアとして取り扱う。そして、その90度ペアに位相回転を施すことにより微少時間 $\Delta \tau$ の遅延を施して整相精度を向上させている。

【 0 0 4 3 】

以上、本実施形態によれば、超音波受信データがサンプリング間隔より短い微少な遅延時間 $\Delta \tau$ を含んでいたとしても、その微少遅延時間 $\Delta \tau$ に相当する位相が位相回転制御部30からの位相補正データに基づいて回転すなわち補正される。その結果、受信データをサンプリング間隔の整数倍でのみ遅延させる場合に比べ、整相精度を向上させることが可能になるので、受信データから形成される超音波ビームの空間分解能や感度を向上させることができる。また、微少な時間を遅延するために、複数のアナログ遅延線に代えてデジタル整相する受波整相部を用いているので、アナログ処理する場合に比べて、整相回路を簡単化することができると共に整相精度を向上させることができる。

【 0 0 4 4 】

なお、本実施形態に基づいて説明したが、これに限られるものではない。例えば、図2は説明の煩雑さを避けるため1つのAD変換部22と1つの受波整相部24を設けた例を説明したが、これに代えて、AD変換部22と受波整相部24は探触子10の振動子の数に応じて増設される。

【 0 0 4 5 】

また、図 2 では実部と虚部とがそれぞれ出力される受波整相部 2 4 を用いた例を説明したが、これに代えて、実部のみ出力する受波整相部 2 5 を用いることができる。例えば、図 6 A は、メモリ 3 4 の後段に受波整相部 2 5 が設けられた例を示しており、図 6 B は、受波整相部 2 5 の構成例を示している。図 6 B のとおり、入力部にラッチ 3 8 が接続されており、ラッチ 3 8 の後段に乗算部 4 1₂ が備えられている。また、入力部とラッチ 3 8 間の接続路から分岐して乗算部 4 1₁ が備えられている。そして、乗算部 4 1₂ と乗算部 4 1₁ の双方に接続された加算部 4 5 が設けられている。

【 0 0 4 6 】

この受波整相部 2 5 の動作を説明する。メモリ 3 4 に格納された受信データはサンプル遅延が施されて順次読み出される。読み出された受信データ例えば数 5 式に示される第 1 の信号と数 7 式に示される第 2 の信号が順に受波整相部 2 5 に入力される。最初に入力された第 1 の信号は、ラッチ 3 8 により 1 サンプリグ間隔遅延され、遅延された第 1 の信号が乗算部 4 1₂ により位相補正データ D 2 と乗算される。一方、第 1 の信号の次に入力される第 2 の信号は、乗算部 4 1₁ により位相補正データ D 1 と乗算される。そして、乗算部 4 1₁ からのデータ (P_{1 0}) と乗算部 4 1₂ からのデータ (P_{2 0}) が加算部 4 5 により加算されて出力 (P_{o u t}) される。

【 0 0 4 7 】

ここで、位相補正制御部 3 0 からの位相回転量を θ とすると、受波整相部 2 5 から出力されるデータ $y(t)$ は、数 1 0 式のように表すことができる。また、数 1 0 式において $n = 1$ とすると数 1 1 式のように表すことができる。そして、数 1 1 式において包絡線が等しいとすると、数 1 2 式が導かれる。数 1 2 式から分かるように、出力 $y(t)$ は第 1 の信号における $A(T) \sin(\omega_0 T)$ の部分が θ 回転されている。すなわち、乗算部 4 1₁ で第 2 の信号に $\sin \theta$ を乗算すると共に乗算部 4 1₂ で第 1 の信号に $\cos \theta$ を乗算し、乗算された第 1 及び第 2 の信号を加算すれば、第 1 の信号に対しサンプリグ間隔以下の微少遅延に相当する位相 θ を回転できる。したがって、包絡線内の位相整合が可能になる。なお、 ω は包絡線の周波数を示している。また、 $A(T)$ と $A(2T)$ は近似していると仮定している。

【 0 0 4 8 】

【 数 1 0 】

$$y(nT) = S(nT) \cos(\theta) + S((n+1)T) \sin(\theta)$$

【 0 0 4 9 】

【 数 1 1 】

$$y(T) = A(1 + \cos(\omega T)) \sin(\omega_0 T) \cos(\theta) + A(1 + \cos(2T)) \cos(\omega_0 T) \sin(\theta)$$

【 0 0 5 0 】

【 数 1 2 】

$$\begin{aligned} y(T) &= 0.5A(T)(\sin(\omega_0 T + \theta) + \sin(\omega_0 T - \theta) + \sin(\theta + \omega_0 T) + \sin(\theta - \omega_0 T)) \\ &= A(T) \sin(\omega_0 T + \theta) \end{aligned}$$

(実施形態 2) 第 1 の実施形態では、探触子 1 0 から射出される超音波の送波方向に対し 1 本の受信ビームを形成する受波整相部を説明したが、それに代えて、探触子 1 0 から射出される超音波の送波方向の両側に同時に異なる方向の 2 本の受信ビームを形成する受波整相部の例を図 7 及び図 8 を用いて説明する。

【 0 0 5 1 】

図7は、2本の受信ビームを形成する受波整相部の構成例を示している。図7のとおり、受波整相部62には、入力部に直列に2段構成で設けられるラッチ38₁、38₂を含む複ビーム形成部60が接続されており、複ビーム形成部60の後段に乗算部64₂が設けられている。また、受波整相部62の入力部と複ビーム形成部60との接続路から分岐して乗算部64₁が設けられている。そして、乗算部64₁と乗算部64₂の双方に接続された加算部66が備えられている。

【0052】

この受波整相部62の動作を図8を参照して説明する。図8は、2本の受信ビームを形成する場合のタイムチャートを示している。図8の横軸は時間の経過を示している。そして、図8の第1段目は、メモリ内の受信データに対しサンプリング遅延を施した後に読み出す時間(T₁、T₂、T₃、T₄、...)を示している。すなわち、受信データは、サンプリングクロックの間隔(T₀ = 1 / 4 f₀)で読み出される。第2段目は、受波整相部62に入力されるデータ列P_{i n}すなわちデータ(a_{1 1}、b_{1 1}、a_{1 2}、b_{1 2}、...)を示している。なお、aは第1のビームを示し、bは第2のビームを示している。また、添え字はフォーカス段と受信データの番号を示している。また、例えばa_{1 1}は第1ビームの第1のフォーカス段における第1番目の受信データを表し、b_{1 1}は第2ビームの第1のフォーカス段における第1番目の受信データを表している。第3段目は、データ列P_{i n}に対し乗算部64₁により乗算される位相補正データ列D₁すなわちデータ(s a(1)、s b(1)、s a(1)、s b(1)、...)を示している。なお、例えばs a(1)は、位相回転量をθとすると、データ列P_{i n}のデータa_{1 1}に対し乗算する位相回転データs i n θを表している。第4段目は、データ列P_{i n}に対しラッチ38₁とラッチ38₂により2サンプリング遅延されたデータ列P₂を示している。第5段目は、データ列P₂に対し乗算部64₂により乗算される位相補正データ列D₂すなわちデータ(c a(1)、c b(1)、c a(1)、c b(1)、...)を示している。なお、例えばc a(1)は、データ列P₂のデータa_{1 1}に対し乗算する位相回転データc o s θを表している。第6段目は、データ列P_{i n}に位相回転データ列D₁を乗算したものと、データ列P₂に位相回転データ列D₂を乗算したものを加算したデータ列P_{o u t}を示している。例えば、時間T₃における出力データは、a_{1 1} × c a(1) + a_{1 2} × s a(1)となる。

【0053】

このように、受波整相部24を並列に設置しなくても、メモリ34から時分割で2方向の受信データを読み出し、読み出した受信データを2つのラッチ38₁、38₂により2サンプリング間隔遅延すれば、方向の異なる受信ビーム毎に受信データが処理されるので、2本のビームが時分割処理で同時に形成される。もちろん、ラッチ38₁、38₂を並列に設けてもよいことはいうまでもない。そして、図8のデータ列P_{o u t}から分かるように、形成される2本のビームは、それぞれ1サンプル毎に位相回転制御部30からの位相補正データ(D₁、D₂)に従って位相回転が施されている。このように、複ビームを形成する場合でも、整相回路を小型化できると同時に、各ビームの整相精度を向上させて超音波ビームの空間分解能や感度を向上させることができる。

【0054】

(実施形態3) 図9及び図10を用いて第3の実施形態を説明する。図9は、単ビームを形成する受波整相部の他の構成例を示しており、図10は図9の受波整相部の動作を説明するためのタイムチャートを示している。図9に示すとおり、受波整相部80には、入力側にラッチ82₁とラッチ82₂が並列に設けられている。ラッチ82₁の後段に乗算器64₁が設けられると共に、ラッチ82₂の後段に乗算器64₂が設けられている。また、乗算部64₁と乗算部64₂の双方に接続された加算部66が備えられており、加算部66にラッチ82₃が接続している。そして、乗算部64₁と乗算部64₂のそれぞれに補正制御部30が接続されている。

【0055】

また、図10の横軸は時間の経過を示しており、第1段目は、クロック生成部36により

生成されるサンプリングクロックのサンプリング間隔 ($T_0 = 1 / 4 f_0$) を示している。第 2 段目は、メモリ内の受信データに対しサンプリング遅延を施した後に読み出す時間 (T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 、...) を示している。例えば、時間 T_1 はサンプリング間隔 T_0 の半分の時間に相当する時間 ($T_0 / 2$) であり、 a_{11} を読み出してから a_{12} を読み出すまでの時間を示しており、時間 T_2 はサンプリング間隔 T_0 に相当する時間であり、 a_{12} を読み出してから a_{13} を読み出すまでの時間を示している。また、時間 T_3 は時間 T_1 と同様な間隔であり、時間 T_4 は時間 T_2 と同様な間隔となっている。第 3 段目は、メモリ 34 から読み出されて受波整相部 80 に入力されるデータ列 M_{ut} すなわちデータ (a_{11} 、 a_{12} 、 a_{13} 、 a_{14} 、...) を示している。このとき、データ列 M_{ut} は、第 2 段目に示した時間間隔 (T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 、...) でメモリ 34 から順次読み出される。第 4 段目は、時間 T_1 の経過後にサンプリング間隔 T_0 の 1.5 倍に相当する時間間隔 ($1.5 T_0$) でラッチ 82₁ にデータを保持するタイミング CLK_1 を示している。第 5 段目は、ラッチ 82₁ にタイミング CLK_1 で保持されるデータ列 P_1 すなわち奇数データ (a_{11} 、 a_{13} 、 a_{21} 、 a_{23} 、 a_{31} ...) を示している。第 6 段目は、データ列 P_1 に対し乗算部 64₁ により乗算する位相補正データ列 D_1 すなわちデータ ($c(1)$ 、 $s(1)$ 、 $c(1)$ 、...) を示している。第 7 段目は、 CLK_1 の駆動時間から $T_0 / 2$ の経過後すなわちサンプリング時間の半分に相当する時間の経過後に、サンプリング間隔 T_0 の 1.5 倍に相当する時間間隔 ($1.5 T_0$) でラッチ 82₂ にデータを保持するタイミング CLK_1 を示している。第 8 段目は、ラッチ 82₂ にタイミング CLK_2 で保持されるデータ列 P_2 すなわち偶数データ (a_{12} 、 a_{14} 、 a_{22} 、 a_{24} 、 a_{32} ...) を示している。第 9 段目は、データ列 P_2 に対し乗算部 64₂ により乗算する位相補正データ列 D_2 すなわちデータ ($s(1)$ 、 $c(1)$ 、 $s(1)$ 、...) を示している。第 10 段目は、サンプリング間隔の 1.5 倍に相当する時間 ($1.5 T_0$) の経過後にサンプリング間隔で乗算部 64₁ と乗算部 64₂ のデータを加算した値をラッチ 82₃ で保持するタイミング CLK_3 を示している。そして、第 11 段目は、タイミング CLK_3 に従ってラッチ 82₃ から開放される出力データ列 P_{ut} を示している。例えば、最初の出力データは、 $a_{11} \times c(1) + a_{12} \times s(1)$ となる。なお、位相回転制御部 30 は、原則として位相補正データ列 (D_1 、 D_2) として正弦波 ($\sin \theta$) と余弦波 ($\cos \theta$) が交互に連なるデータ列となるように制御しているが、フォーカス切替点 A 及び B においては正弦波或いは余弦波が連続するように制御する。例えば、フォーカス切替点 A において余弦波の位相補正データ $C(1)$ の後に続くデータは、正弦波のデータではなく余弦波の位相補正データ $C(2)$ としている。

10

20

30

40

【0056】

本実施形態によれば、メモリ 34 内の受信データを 90 度ペアごと例えば a_{11} と a_{12} に高速に読み出しているため、図 9 のフォーカス切替点 A の直後における出力データは、第 1 のフォーカス段のデータと第 2 のフォーカス段のデータは混在せず各々別個に加算処理されている。このように、データを取得するタイミング及び保持するタイミングをずらせば、フォーカス切替点 A 或いは B の直後に出力されるデータは各々のビーム毎に処理することが可能になる。その結果、誤差を含むビームが形成することがないので、フォーカス切替の影響を回避できるから、超音波診断装置の空間分解能や感度をより一層向上させることができる。

【0057】

すなわち、従来、超音波ビームを多段にフォーカスする場合、フォーカス切替時にフォーカス段前後のデータが混在して処理される場合がある。この場合、誤差を含んだ信号が生成される。これは、複ビームを形成する場合も単ビームを形成する場合も同様に生じる問題である。例えば、図 8 では、フォーカス切替点 A の直後に出力されるデータは、第 1 のフォーカス段のデータ ($a_{13} \times c a(1)$) と第 2 のフォーカス段のデータ ($a_{21} \times s a(2)$) が混在しているので、誤差を含んでいる。この誤差を含む出力データは 1 サンプルのみなので影響を無視してもよいが、本実施形態では誤差の発生を回避するようにしている。

50

【0058】

また、本実施形態では、 $4f_0$ のサンプリングクロックを生成するクロック生成部36を用いているので、2本の受信ビームを形成する場合、サンプリング遅延の合わせ精度は $2f_0$ となる。したがって、 $8f_0$ のサンプリングクロックを生成するクロック生成部を用いるのがよい。これにより、サンプリング遅延の合わせ精度を $4f_0$ にすることができる。また、メモリ34のデータを読み出すクロックの周波数を2倍にするのが好ましい。

【0059】

(実施形態4)第1乃至第3の実施形態では、 $4f_0$ サンプリングクロックを生成するクロック生成部36を用いる例を説明したが、これに代えて、 $8f_0$ サンプリングクロックを生成するクロック生成部100を設けた例を説明する。図11に示すとおり、ADC32にクロック生成部100が付設されている。また、ADC32の後段にメモリ100が設けられている。メモリ100は、図2のメモリ34に比べて2倍の記憶空間を有している。メモリ100の後段には図6と同様な受波整相部25が備えられている。

10

【0060】

次に動作を説明する。クロック生成部100は超音波中心周波数 f_0 の8倍に相当する周波数($8f_0$)を有するサンプリングクロックを生成してADC32に付与する。そのADC32により受波回路18からの反射エコー信号がデジタル化される。そして、デジタル化された受信データはメモリ102に格納される。

【0061】

このようにすれば、反射エコー信号の1波長に8個のサンプリングデータを取得することができるので、1波長に4個のサンプリングデータを取得する場合に比べ、整相精度を向上させることができる。すなわち、 $4f_0$ のサンプリングクロックではサンプリング遅延をサンプリング間隔 T_0 で行う必要があるのに対し、 $8f_0$ のサンプリングクロックではサンプリング間隔の半分の間隔($T_0/2$)でサンプリング遅延を行うことができる。したがって、 $4f_0$ サンプリングクロックに代えて $8f_0$ サンプリングクロックを用いれば、サンプリングデータにおける包絡線のエッジの合わせ精度を向上させることが可能になる。

20

【0062】

ここで、 $8f_0$ サンプリングクロックによりサンプリングされたデータを1サンプルおきに読む出せば、読む出されたデータ間すなわち隣接データ間の位相差は90度になるので、90度サンプル方式を利用した位相回転を位相回転制御部30により施して精度のよい良好な受信ビームを実現することが可能になる。また、図11の受波整相部25に代えて図3の受波整相部24を用いることもできる。さらに、メモリ100は最大遅延時間を保持する長さであればよい。

30

【0063】

【発明の効果】

本発明によれば、90度サンプリング法において、超音波受信信号の整相精度を改善して超音波ビームの空間分解能や感度を向上させることができる。

【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構成例を示すブロック図である。

40

【図2】AD変換部の概略構成例を示している。

【図3】受波整相部の概略構成例を示している。

【図4】遅延計算の概念図を示している。

【図5】超音波受信信号のサンプリング原理を説明する例を示している。

【図6】受波整相部の他の構成例を示している。

【図7】2本の受信ビームを形成する受波整相部の構成例を示している。

【図8】2本の受信ビームを形成する場合のタイムチャートを示している。

【図9】受波整相部の他の構成例を示している。

【図10】受波整相部の動作を説明するためのタイムチャートを示している。

【図11】クロック生成部の他の具体例を示している。

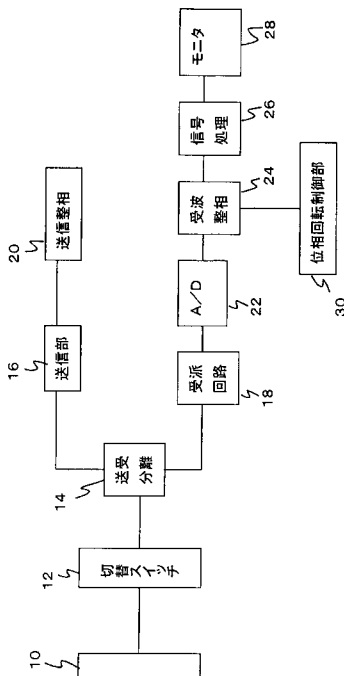
50

【符号の説明】

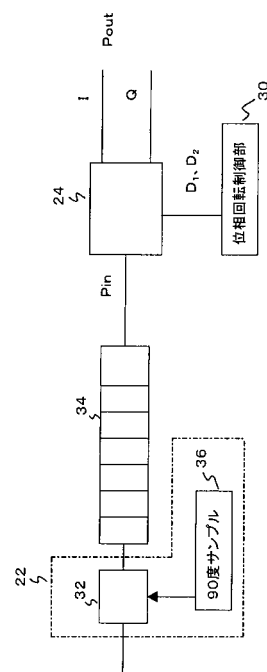
- 1 超音波診断装置
 10 探触子
 16 送信部
 18 受波回路
 22 A/D変換部
 24 受波整相部
 30 位相回転制御部
 37 読出制御部
 38 ラッチ
 40₁ 乗算部
 44₁ 加算部

10

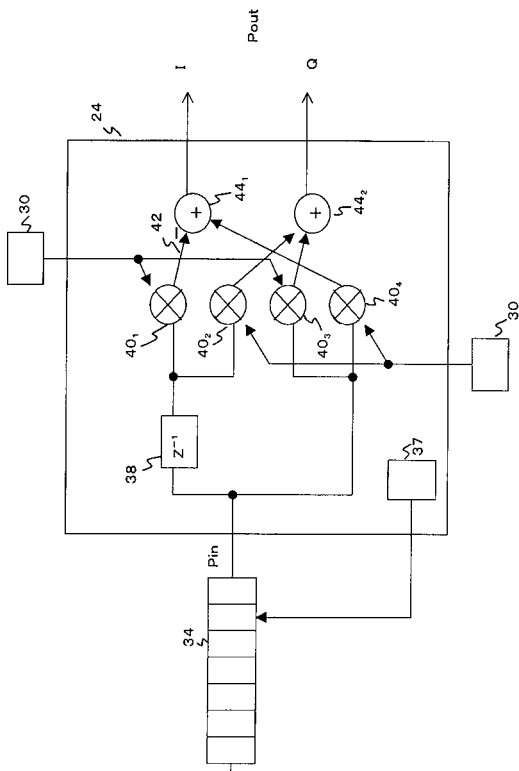
【図1】



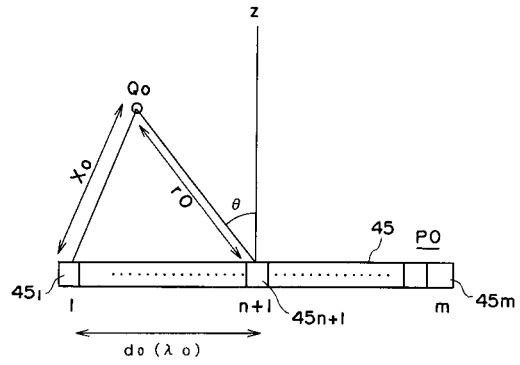
【図2】



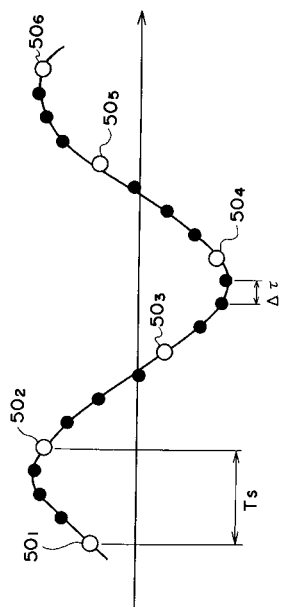
【図 3】



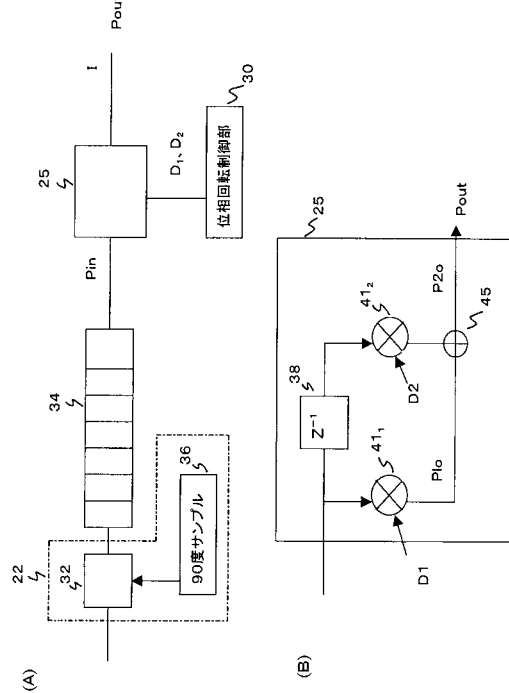
【図 4】



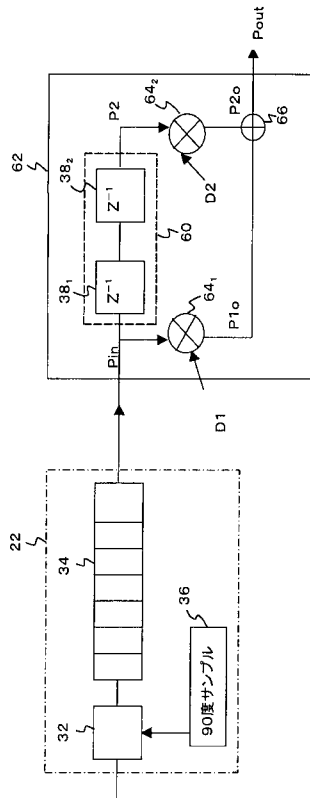
【図 5】



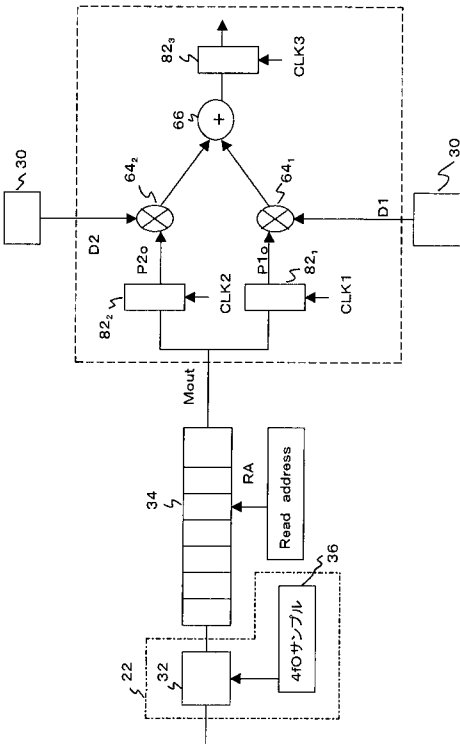
【図 6】



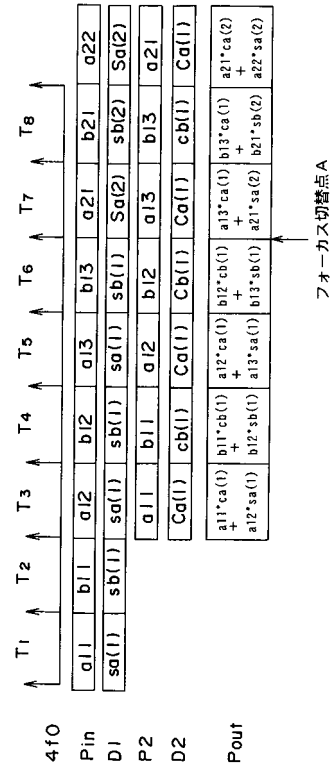
【図 7】



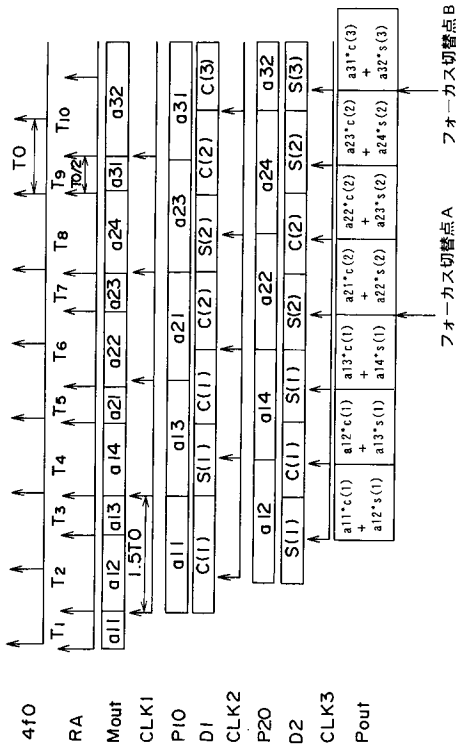
【図 9】



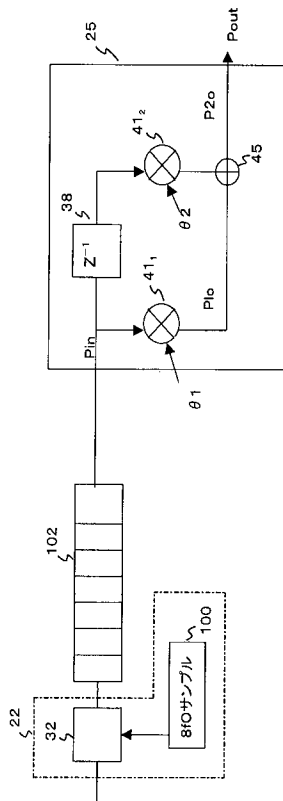
【図 8】



【図 10】



【図 11】



フロントページの続き

(72)発明者 浅房 勝徳
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 大坂 卓司
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 三竹 毅
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

Fターム(参考) 4C601 BB02 BB06 EE01 EE03 GB03 HH28 JB03 JB04 JB05 JB19
JB45 JB47 LL05

解决的问题：在90度采样方法中，提高超声接收信号的定相精度并提高超声束的空间分辨率和灵敏度。超声波诊断装置（1）通过驱动探头（10）来发送超声波，在探头（10）中，排列有向和从被检体收发超声波的多个振子，并驱动各振子。接收来自受检者的超声波信号的收发器单元（16、18）和具有与接收的超声波信号的中心频率的四倍的频率相对应的频率的采样时钟将超声波信号转换为数字信号。AD转换单元22，依次存储来自AD转换单元22的数字信号的存储单元34，读取存储的数字信号并调整相位的定相单元24，以及对相位信号进行信号处理的定相单元24。并且，形成超声图像的图像形成单元（26、28），并且定相单元24旋转从存储单元34读取的信号之中具有90度相位差关系的两个信号的相位。并且一种用于将时间延迟为短于采样间隔的手段。[选型图]图1

