

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4825625号
(P4825625)

(45) 発行日 平成23年11月30日(2011.11.30)

(24) 登録日 平成23年9月16日(2011.9.16)

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

請求項の数 4 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2006-238625 (P2006-238625)	(73) 特許権者	000003078 株式会社東芝 東京都港区芝浦一丁目1番1号
(22) 出願日	平成18年9月4日(2006.9.4)	(73) 特許権者	594164542 東芝メディカルシステムズ株式会社 栃木県大田原市下石上1385番地
(65) 公開番号	特開2008-55087 (P2008-55087A)	(74) 代理人	110000866 特許業務法人三澤特許事務所
(43) 公開日	平成20年3月13日(2008.3.13)	(74) 代理人	100081411 弁理士 三澤 正義
審査請求日	平成21年9月3日(2009.9.3)	(72) 発明者	石塚 正明 栃木県大田原市下石上1385番地 東芝 メディカルシステムズ株式会社 本社内
		審査官	樋口 宗彦

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】

超音波振動子からの受信信号を第1の周期 T_1 のデジタルのデータに変換するシグマ・デルタ形のAD変換手段と、該AD変換手段の出力を第2の周期 T_2 にデシメートするとともに、該第2の周期毎に所定時間 T_3 ($T_2 > T_3 > T_1$)だけずらした複数 L 個の時相データを出力するデシメート手段と、該複数 L 個の時相データを別々に読み出し可能に順次記憶する記憶手段と、該複数 L 個の記憶手段のそれぞれから M 個の時相データを受けて、いずれか M 個の時相データを選択して出力可能なセクターと、を含む構成を1組として、複数 K 本の受信信号に相当する K 個の組を備え、

さらに、該セクターが出力する時相データ同士を加算する M 個の加算手段を備え、
受信ビームフォーミングすることを特徴とする超音波診断装置。

10

【請求項2】

第2の周期 T_2 は第1の周期 T_1 の複数 N 倍であり、前記所定時間 T_3 は第2の周期 T_2 ($= N T_1$)を複数 L で割った時間であ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】

前記各セクターは、 M 個の内部セクターを有し、

前記 K 個の各組における L 個の記憶手段及び M 個の内部セクターを制御し、各記憶手段に対しては粗時間単位で各時相データを読み出し、各内部セクターに対しては粗時間単位より細かい時間単位の時相データを選択して、前記各加算手段に送り、受信ビームフ

20

フォーミングさせる制御手段を備えたことを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の超音波診断装置。

【請求項 4】

K 個の超音波振動素子と、

該 K 個の超音波振動素子に所望の距離に焦点を有するように走査して照射させる送信処理手段と、

前記超音波受振動子が取得した複数 K 本の受信信号をそれぞれ第 1 の周期 T_1 でデジタルデータに変換するシグマ・デルタ形の該複数 K 個の A/D 変換手段と、

該各 A/D 変換手段の出力を複数 N 倍の第 2 の周期 NT のデータにデシメートするとともに、該第 2 の周期であって前記第 2 の周期 NT を複数 L で割った時間だけずらした該 L 個の時相データを出力する複数 K 個のデシメート手段と、

該複数 K 個のデシメート手段のそれぞれから出力される該複数 L 個の時相データを時相データ別に記憶する該 L 個の記憶手段を 1 組として K 組を有する記憶部と、

前記 1 組当たり前記 L 個の記憶手段のそれぞれから M 個の時相データを受けて、M 個の時相データを選択して出力可能なセクターと、

該セクターが出力する時相データ同士を加算する M 個の加算手段と、を備え、複数 M 方向の同時受信ビームデータを生成することを特徴とする超音波診断装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、超音波を被検体内に送信し、複数の超音波素子で受けた反射波（エコー）をデジタル処理により整相して（受信ビームフォーミングして）、診断画像を構成する超音波診断装置に関する。

【背景技術】

【0002】

図 5 は、超音波診断装置の概略の機能構成を示す図である。以下、図 5、図 6 及び図 7 を用いて従来技術を説明する（図 5 の全体動作については、本発明の実施形態で説明する）。超音波プローブ 1 は超音波振動子を有し、送受信処理部 2 により駆動制御される。送受信処理部 2 は、その超音波振動子に電気信号を供給して、被検体内の所定の焦点にビームフォーム（送信ビームフォーム）した超音波を走査させるとともに、被検体内で反射してきた超音波（エコー）を超音波振動子から受信する。そのとき送受信処理部 2 は、アナログの受信信号を整相された（受信ビームフォームされた）デジタルの受信データとして変換して出力する。

【0003】

上記のような超音波診断装置においては、例えば、図 6 に示すように、送信処理部 2 b が超音波素子群 1 a を構成する振動子 P 1 から P m を駆動して、被検体内の A 1 点から A n の各点に順次焦点が合うように超音波ビームをスキャンしていた。例えば、焦点 A 1 までの距離は振動子 P 1 と振動子 P m とではそれぞれ L_1 、 L_m と異なるので、各振動子 P 1 ~ P m から焦点 A 1 に同時に超音波が到達するように、送信部 2 b で各振動子 P 1 ~ P m を駆動する時間を遅延させて調整していた。一方、受信処理部 2 a も、例えば、焦点 A 1 から反射されてくるエコーが各振動子 P 1 ~ P m に到達する時間が異なることから、焦点位置に応じて各振動子 P 1 ~ P m が受けたエコーを遅延させて整相し、加算処理（受信ビームフォーム）されていた。各振動子 P 1 ~ P m からのエコーを遅延させる量は、制御部 9 によって、データ収集しようとする焦点位置の深さ（図 6 の振動子からの縦軸方向の位置）及び走査方向（図 6 の横軸方向）の位置に応じて、コントロールされていた。

【0004】

つまり、受信ビームフォームは、対象とする反射体（つまり焦点位置）から各振動子までの距離に応じてそれぞれ時間的に異なって受信された受信信号を、その位相（時間）を揃えて加算し、焦点の合った 1 本の受信信号（1 焦点からの画像用信号）を生成するものである。

10

20

30

40

50

【 0 0 0 5 】

従来、このようなデジタルの受信ビームフォーマは図7のように、A/D変換器であるADC 2 a 1、粗い遅延を行うためのFIFOメモリ2 a 2、細かい遅延を付加するためのデジタル遅延回路2 a 3、および加算器2 a 4で構成される。ADC 2 a 1は、各振動子P 1 ~ P mから（以下、各振動子P 1 ~ P mからの信号ラインを「チャンネル」と言うことがある。）アナログの受信信号を受けて、ある量子化精度でもってデジタルデータに変換する。デジタルデータになった受信信号は一旦、FIFOメモリ2 a 2に格納される。FIFOメモリ2 a 2から読み出すタイミングを、それぞれの各振動子チャンネルの焦点からの距離に応じて位相（遅延時間）制御することにより、位相合わせが可能になる。ここで制御可能な時間量は、ADC 2 a 1のサンプリングレートで制約されることになるが、多くの場合、それでは精度が不足となる。そこでFIFOメモリ2 a 2の後のデジタル遅延回路2 a 3で、サンプリングレートより小さい遅延を付加する。FIFOメモリ2 a 2による遅延は「粗い」遅延を付加するため「Coarse delay」、デジタル遅延回路2 a 3によるそれは「細かい」ため「Fine delay」と呼ばれることが多い。

10

以上のように遅延を付加された各チャンネルのデジタルのデータは加算されて、1本の受信信号を構成する。

【 0 0 0 6 】

一方、受信ビームフォーマのデジタル化による恩恵の一つに、いわゆる並列同時受信処理が比較的容易に実現可能になった、ということがある。この並列同時受信処理技術は、1回の送信から得られる各チャンネルの受信信号から、複数の焦点の異なる受信信号（複数の画像走査線上の受信信号）を得る技術である。

20

【 0 0 0 7 】

例えば、心臓を見る循環器領域の診断では、比較的高速なその動きを正確に再現することが重要になってくる。例えば、<被検体内の1焦点への1回の超音波の送信> <画像走査線上の1本の信号取得> の繰り返しでは必要十分な速度（フレームレート）を確保できない場合がある。そこで、1回の超音波の送信からその送信焦点周辺の複数本の受信信号を得てフレームレートを稼ぐという方法（以下、「並列同時受信」と言うことがある。）がとられる。例えば、図6において、焦点A 2への1回の送信により、焦点A 2の周辺から4本の受信信号を取得することにより、実質的なデータ取得速度をあげることができる。

30

【 0 0 0 8 】

受信ビームフォーマがアナログ回路で達成されていたときには、これを実現するには同じ回路を複数用意するしか方法がなく、コストと実装面積に影響するため容易に実現できる技術ではなかった。一方、昨今のデジタルによる受信ビームフォーマでは、デジタル回路特有の時分割動作で遅延パラメータを時々刻々切りかえて処理することにより、単一の回路で複数の受信信号を得ることが可能となる。また、デジタル回路は集積化が可能のため、同じ回路を複数持ったとしても、その数があまり大きくなければコストを上昇させることなく、並列同時受信処理を実現可能である。

【 0 0 0 9 】

並列同時受信処理を実現するための受信ビームフォーマの一例を図8に示す。図8は、図7の形態を一つの焦点への送信からその焦点周辺の異なる4個の焦点の受信データを取得できるように並列同時受信処理可能にした回路構成である。図7と図8の違いは、図8が、細遅延を行うデジタル遅延回路2 a 3が各FIFOメモリ2 a 2当たり4個有し、かつ加算回路2 a 4が4個であることである。つまりFIFOメモリ2 a 2を4本の受信データで共有化し、その後のデジタル遅延回路2 a 3等の回路は同時受信数分用意し、4個の加算器2 a 4からそれぞれ異なる焦点位置の受信データを得ようとするものである。全ての回路を共有化するという方法もあるが、その場合、FIFOメモリ2 a 2よりあとの処理レートを高速にしないと信号帯域を犠牲にし、高速にすると消費電力が増大するというトレードオフがある。その一方、細遅延（Fine delay）のためのデジタル遅延回路2 a 3は、多くの場合デジタルフィルタであり、その回路規模は決して小さくない。従って

40

50

この例のようにそれを複数持つというのはコストの観点から望ましくないが、従来の超音波診断装置で要求される並列同時受信数はせいぜい4なので、上記トレードオフを鑑みこのような構成になる場合が少なくない。

【0010】

ここで、課題となってくるのが、並列同時受信数増加に対する対応である。振動子の配列が1方向、すなわち横（ラテラル）方向のみ並んでいて縦（エレベーション）方向には配列がない従来の超音波プローブの場合、要求される同時受信数は前述のようにせいぜい4であったため、回路を同時受信数分持ってもコストへの影響を許容範囲にとどめることは可能であった。しかしながら、最近では直交する2方向に配列された超音波振動子を有する2Dアレイ超音波プローブを用いてリアルタイムに3D画像を構築する技術が実用化

10

【0011】

そこで、受信信号をオーバーサンプリングする事によって時間間隔が密であるデータを得、整相のための時間的な補間処理をしなくとも、異なったタイミングでオーバーサンプリングされた各チャンネルのデータを加算することで整相精度を得ようとする技術がある（特許文献1）。これは、オーバーサンプリングされた1ビットデータをメモリに入れて、メモリに書き込ませ又は読み出すときに遅延させたタイミングで整相し、整相されたデータを加算し、その後デジタルフィルタでデシメートを行っている。しかしながら、整相のための連続遅延制御における不連続点が無視できないぐらいのノイズを発生させがちであるという問題がある。また、AD変換器の内部レートは、遅延制御に必要なレートと必ずしも一致しない。多くの場合、それより細くなる。この場合、メモリ等後段の回路に必要以上の規模および動作周波数が必要になり、コスト的に膨らみかねない。

20

【特許文献1】特開2004-65531号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

本発明は上記課題に関してなされたものであり、2Dアレイ超音波プローブを用いたりリアルタイム3D画像構築にも対応できるように、多方向並列同時受信を低コストで実現するデジタル受信ビームフォーマの技術に関する。

30

【課題を解決するための手段】

【0013】

上記課題を解決するために請求項1に記載の発明は、超音波振動子からの受信信号を第1の周期 T_1 のデジタルのデータに変換するシグマ・デルタ形のAD変換手段と、該各AD変換手段の出力を第2の周期 T_2 にデシメートするとともに、該第2の周期毎に所定時間 T_3 ($T_2 > T_3 > T_1$) だけずらした複数 L 個の時相データを出力するデシメート手段と、該複数 L 個の時相データを別々に読み出し可能に順次記憶する記憶手段と、該複数 L 個の記憶手段のそれぞれから M 個の時相データを受けて、いずれか M 個の時相データを選択して出力可能なセクターと、を含む構成を1組として複数 K 本の受信信号に相当する K 個の組を備え、さらに、該セクターが出力する時相データ同士を加算する M 個の加算手段を備え、受信ビームフォーミングする構成とした。より具体的には、前記第2の周期 T_2 は第1の周期 T_1 の整数 N 倍であり、前記所定時間 T_3 は第2の周期 T_2 ($= N T_1$) を整数 L で割った時間である構成とすることができる。さらに、前記各セクターは、 M 個の内部セクターを有し、前記 K 個の各組における L 個の記憶手段及び M 個の内部セクターを制御し、各記憶手段に対しては粗時間単位で各時相データを読み出し、各内部セクターに対しては粗時間単位より細かい時間単位の時相データを選択して、前記各加算手段に送り、受信ビームフォーミングさせる制御手段を備えた。

40

【0014】

請求項4に記載の発明は、複数 K 個の超音波振動素子と、該 K 個の超音波振動素子に所望の距離に焦点を有するように走査して照射させる送信処理手段と、前記超音波受振動子

50

が取得した複数K本の受信信号をそれぞれ第1の周期T1でデジタルデータに変換するシグマ・デルタ形の該複数K個のAD変換手段と、該各AD変換手段の出力を複数N倍の第2の周期NTのデータにデシメートするとともに、該第2の周期であって前記第2の周期NTを複数Lで割った時間だけずらした該L個の時相データを出力する複数K個のデシメート手段と、該複数K個のデシメート手段のそれぞれから出力される該複数L個の時相データを時相データ別に記憶する該L個の記憶手段を1組としてK組を有する記憶部と、前記1組当たり前記L個の記憶手段のそれぞれからM個の時相データを受けて、M個の時相データを選択して出力可能なセクターと、該セクターが出力する時相データ同士を加算するM個の加算手段と、を備え、M本の同時受信ビームデータを生成する構成とした。

【発明の効果】

10

【0015】

本発明の構成によれば、整相加算された多チャンネルの同時受信データを取得することができる。2Dアレイの超音波プローブを用いたリアルタイム3D画像構築にも対応できるとともに、コストを抑えて実現できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0016】

本発明に係る超音波診断装置の実施形態について、図面を参照しながら説明する。図1は、受信ビームフォーミングの実施形態に使用するAD変換器の構成を示す図である。図2は、図1に係るAD変換器の出力のタイミングを示す図である。図3は、図2のAD変換器の出力を時系列で表した図である。図4は、8チャンネル同時受信を行える受信ビームフォーマの実施形態の機能構成を示す図である。

20

【0017】

[本発明に係る実施形態の概要]

本発明は、図5及び図6のような超音波診断装置に適用される。

図5そのものの機能動作は、後記の「超音波診断装置」で説明する。本発明の主要部は、図5における送受信処理部2、中でも図6の受信処理部2aに用いられている図7又は図8の受信ビームフォーマの代わりに、図1のADC20を用いて図4の受信ビームフォーマを構成したのが特徴である。以下、これらを「使用するAD変換器の実施形態」[受信ビームフォーマの実施形態][超音波診断装置の実施形態]の順に説明する。

【0018】

30

[使用するAD変換器の実施形態]

まず、受信ビームフォーマに使用するAD変換器について概要を説明する。

【0019】

従来“Fine delay”回路(細遅延回路)が必要になるのは従来のAD変換器のサンプリングレートに上限があり、必要時間精度でサンプリングできないがためであった。そこで本発明ではオーバーサンプリング型のAD変換器に着目する。これはオーバーサンプリングとシグマ・デルタ変調を応用し、量子化ノイズを必要帯域の外に追いやり結果として低ノイズの変換信号を得るものである(以下、このAD変換器を「シグマ・デルタ型AD変換器」という)。従来、このタイプのAD変換の有効帯域はせいぜい数100kHzだったのに対し、例えば20MHzの帯域をとれるものが実用化されている。シグマ・デルタ型AD変換器はオーバーサンプリングが基本なので内部は10倍以上のレートで動いている。例えば20MHz帯域をナイキスト周波数とし、オーバーサンプリングレシオを16とすると、内部のレートは1.5625nsとなる。細遅延に必要な精度を信号波長の16分の1とした場合、希望する超音波信号帯域を10MHzの超音波信号まで対応としたときのレートは6.25ns(1.5625ns)であり、上記レート1.5625nsは十分なものであるということがわかる。すなわち、広帯域なシグマ・デルタ型AD変換器を応用して、AD変換時点で必要時間精度のデジタル受信信号が得られる構成とし、従来のデジタル遅延回路(“Fine delay”回路)を不要にすることができる。

40

【0020】

次に、具体的にAD変換器の実施形態について説明する。

50

本発明で採用するシグマ・デルタ型AD変換器を用いたADC20の構成を図1に、その主要出力点での信号を図2に図示する。入力される受信信号は1ビットDA変換器である1ビットDAC21からのフィードバック信号とで減算器22で減算された後、積分器23に入力される。積分器23の出力はコンパレータ24に入力され、基準電圧との関係により図1のA点での信号(図2を参照)のようにシグマ・デルタ変調された0か1の1ビットデジタル信号のビット列に変換される。その後、デジタルフィルタ25で不要高周波帯域信号の除去とデシメーションが行われ、最終的にあるビット幅のデジタル信号が得られる(図2を参照)。

【0021】

従来の提案として、コンパレータ出力をメモリ("Coarse delay"メモリ)に格納し、それを適宜読み出すことにより遅延制御を行って整相し、その後デシメーション(間引き)をするというものがある。この方法で、本発明で実現したいことは実行可能ではあるが、従来技術でも記載したように整相を先に行うことにより次のような問題がある。

(1) 整相のための連続遅延制御(いわゆるダイナミック・フォーカス)における不連続点が無視できないぐらいのノイズを発生させる。

(2) AD変換器の内部レートは、遅延制御に必要なレートと必ずしも一致しない。多くの場合、それより小さく(より細かく)なる。この場合、メモリ等後段の回路に必要以上の規模および動作周波数が必要になり、コスト的に膨らみかねない。

【0022】

そこで本発明では図1及び図2に図示するような手段をとっている。

すなわち、デシメーションを行うデジタルフィルタにおいて、1本の受信信号(1焦点からの受信信号)から必要レート間隔で変換タイミングがずれた複数本L(図1及び図2では4本)の変換データを得られるようにする。つまり図1及び図2のタイミングチャートで示されるようにフェーズ0、1、2、3の(この各時相を「フェーズ」と言うことがある。)時相(位相:時間のずれた)の4種類の変換データ出力(以下、「時相データ」ということがある。)を得る。

【0023】

例えば細遅延に必要なレートが前記のように6.25nsとすると、各フェーズのデータを図3(A)に示す時間間隔で変換されたデータとして出力するようにする。これを時系列的に表現すると、図3(B)に示されるように連続したデータが得られる。

【0024】

受信ビームフォーマを図3(B)のような順で1時系列のデータとして出力することも考えられるが、その場合、後段回路の動作周波数として大きいもの(この図3の場合は、4倍)が必要になり、使用する回路等の消費電力の増加が懸念事項となる。ビームフォーミング後のデータレートは必ずしも小さいものが必要になるわけではないので、図2(又は、図3(A))のような並列出力をとる。

【0025】

図1のADC20を一般形式で表現すると、次のように表せる。つまり、超音波信号を走査して取得した1本の受信信号を第1の周期T(請求項ではT1)でデジタルデータに変換するシグマ・デルタ形AD変換手段(図1の1ビットDAC21、減算器22及びコンパレータ24からなる手段)からの出力を受けたデジタルフィルタ25(デシメーション手段)が、不要なノイズを除去しN倍の第2の周期NT(請求項ではT2)のデータにデシメーションするとともに、該第2の周期NTを有し、その第2の周期NTを整数Lで割った値の所定時間T3だけ位相をずらした該整数L個の時相データを出力する構成である。図1及び図2では、L=4、NT/4=6.25nsの例である。なお、Lを多くすることにより細かく得られるが、それは、ビームフォーミングの精度としてどれくらい要求されるかによって決定される。

【0026】

以上のような広帯域シグマ・デルタ型AD変換器及びデジタルフィルタ25によるデシメーションの応用により、受信ビームフォーミングに必要な時間精度でアナログの受信信号

10

20

30

40

50

のデジタル変換データを得ることが可能になり、次のような実施例を構成することができるようになる。

【0027】

[受信ビームフォーマの実施形態]

図4に8方向の並列同時受信数の場合の実施形態を示す。これは、超音波振動子が互いに直交する方向に配列された(例えば、スキャン方向に2列配列された)2Dアレイプロープに対応してビームフォーミングする一実施形態である。図4は、AD変換器としては、図1に示すようAD変換器20を使用し、例えば、上記のようにNT/Lずつ時間(位相)のずれた4列の時相データを出力するものとする。

【0028】

図4において、ADC20a、20b、・・・20n(以下、個々を代表して「ADC20等」と言うことがある。)のそれぞれは、図1のADC20と同じ構成であり、各チャンネル(チャンネル数K)の受信信号のそれぞれに接続され図2のようにフェーズ0, 1, 2, 3の同じ時間だけずれた位相のデータを出力する。

【0029】

FIFOメモリ30a、30b、・・・30n(以下、個々を代表して「FIFOメモリ30等」と言うことがある。)は、それぞれフェーズ0, 1, 2, 3(L、ここでは4、以下、代表して「フェーズ等」と言うことがある。)の同じ時間だけずれた位相の各データをフェーズ等別に読みだし可能に記憶する(各FIFOメモリ等は請求項に記載の「記憶手段」に相当する)。各FIFOメモリ等は、各フェーズ等毎に8本のデータを読み出しポートとして有する。FIFOメモリ等の読み出しポートには、必要並列同時受信数(M、ここでは8)に対応して読み出し可能に設けられ、それぞれのポートにはそれが受け持つ受信(焦点)方向(あるいは「ビーム」)に対応した読み出しアドレスを与える。また、各FIFOメモリ30等における読み出しアドレスは、受信方向(あるいは「ビーム」)が同一なら共通にする。これらFIFOメモリ等及びフェーズ等の選択は、図6のように制御手段11によって選択される。

なお、受信信号数(チャンネル数K)と、整相して出力しようとするビーム数(M)とは関係がなく、例えばチャンネル数Kとしては、128や192等が想定される(そのとき、図4のADC20、FIFOメモリ30、セレクター40は、それぞれそのチャンネル分、用意されている)。

【0030】

セレクター40a、40b、・・・40n(以下、個々を代表して「セレクター40等」と言うことがある。)は、各FIFOメモリ等から読み出されてきた各フェーズ等のデータを受けて、制御手段11から指示されたデータを選択して出力する。遅延特性に応じて最適な時相データを選択出来るようにされたものである。各セレクター40は、いずれも図のセレクター40nに示すような内部セレクター0~7(M=8)を有している(他は内部構成の図を省略している)。したがって、4フェーズの内、最適な1つの時相データを選択できる構成にされている。上記従来技術の図8におけるデジタル遅延回路2a3の細遅延制御線は、この発明ではセレクター等により、どの時相データを選択するか

【0031】

加算器50a、50b、50c、50d、50e、50f及び50h(以下、個々を代表して「加算器50等」と言うことがある。)は、異なる各セレクター等の出力に接続されている。つまり、加算器50等は、異なるセレクター等から出力される受信方向(あるいは「ビーム」)に応じたデータを加算する。

【0032】

このような構成で、制御部9は、例えば12ビットで受信ビームフォーミングするとして、その内10ビットで、FIFOメモリ等から粗い時間で時相データを選択し、2ビットによりセレクター等(内部セレクターを含む)でさらにいずれかの細かい時相データを選択することができる。より具体的には、例えば、前者の10ビットの選択で整数オーダ

10

20

30

40

50

の時間単位でデータを選択し（例えば25 ns）、後者の2ビットの選択で小数点以下データの時間単位で（例えば6.25 ns）データを選択する。そして加算器50等からは、異なった8方向（焦点位置）における受信データ（8ビームのデータ）を取得する。このように本発明によれば、加算器50等へ必要な遅延時間精度を持つデータを取得可能であり、デジタル信号処理回路なしで高精度の受信ビームフォーミングを実現できることになる。

【0033】

なお、上記は2Dアレイプローブによるリアルタイム3Dスキャンに想定して8方向の並列同時受信で説明したが、それに限定されない、従来プローブにも適用可能である。

【0034】

[超音波診断装置の実施形態]

図5は、上記説明の受信ビームフォーマが適用される超音波診断装置の全体の機能構成を示す図である。超音波プローブ1の超音波振動子を有し、送受信処理部2により駆動制御される。送受信処理部2は、その超音波振動子に電気信号を供給して、所定の焦点にビームフォーム（送信ビームフォーム）した超音波を走査させる送信処理部2bと、被検体内で反射してきた超音波（エコー）を超音波振動子から受信し、そのアナログの受信信号を整相された（受信ビームフォーム）してデジタルのデータとして出力する受信処理部2aとを有する。さらに送受信処理部2及び全体を制御する制御部9を有する。

【0035】

その受信処理部2a（図6）及び制御部9は、上記「受信ビームフォーマの実施形態」で説明した構成が用いられる。

【0036】

Bモード処理部3は、整相されたデータに基づいてBモード画像用のデータをリアルタイムで作成する。Bカラーモード処理部4とドプラモード処理部5とは、同様な周波数解析を行ない、Bカラーモード画像用のデータをリアルタイムに生成する。特に、ドプラモード処理部5は、送受信処理部2で受信された整相されたデータから位相変化情報を抽出し、リアルタイムで、速度、パワー値、分散といった撮像断面の各点に付随する血流等の情報を算出する部分である。DSC6は、Bモード処理部3とBカラーモード処理部4とから、データを受けて、Bモード画像及びBカラーモード画像を生成する。そして、それらの画像をドプラモード処理部5で求められるドプラ画像とともにモニター7に送信する。制御部9は、全体を制御し、入力部8からユーザによって、超音波による走査の条件を表す各パラメータ（ドプラセグメント期間の時間幅、非ドプラセグメント期間の時間幅、走査線密度、並列同時受信数、サンプル数等）の入力や、各モードの設定を受けて、送受信処理部2の送受信制御を行なうとともに、Bモード処理部3、Bカラーモード処理部4及びドプラモード処理部5の動作の制御を行なう。

【0037】

本発明により、今後2Dアレイプローブによるリアルタイム3D画像の構築に関連して増大する並列同時受信数を、コストの大幅上昇なしで実現する受信ビームフォーマを構築可能となる。本発明においては、AD変換時に必要時間精度のデータを得るとというのが基本手段となるので、その分、従来に比べメモリの容量が増えることにはなる。しかしながら、メモリの読み出しポート増設は容量を増やさず実現可能である。一方、従来の“Fine delay”回路（細遅延回路）は並列同時受信数が増えた分だけ必要になってくる。従って、必要並列同時受信数が大きくなればなるほど、本発明の効果は大きくなる。

【0038】

以上により、これから発展していくリアルタイム3D超音波診断装置に関し、コストを抑えて高品質画像をユーザに提供できるようになる。

【図面の簡単な説明】

【0039】

【図1】受信ビームフォーミングの実施形態に使用するAD変換器の構成を示す図である。

10

20

30

40

50

【図2】図1に係るA/D変換器の出力のタイミングを示す図である。

【図3】図2のA/D変換器の出力を時系列で表した図である。

【図4】8チャンネル同時受信を行える受信ビームフォーマの実施形態の機能構成を示す図である。

【図5】超音波診断装置の全体の機能構成を示す図である。

【図6】受信ビームフォーミングを説明するための図である。

【図7】受信ビームフォーミングを説明するための図である。

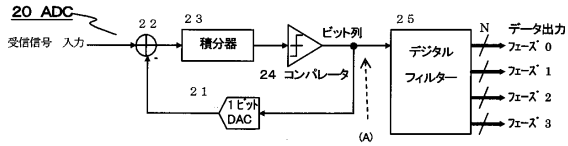
【図8】従来の受信ビームフォーマを説明するための図である。

【符号の説明】

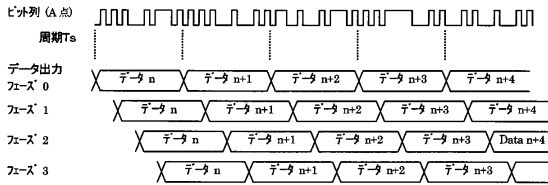
【0040】

- | | | |
|-----------|------------|----|
| 1 | 超音波プローブ | |
| 2 | 送受信処理部 | |
| 3 | Bモード処理部 | |
| 4 | Bカラーモード処理部 | |
| 5 | ドプラモード処理部 | |
| 6 | DSC | |
| 7 | モニタ | |
| 8 | 入力部 | |
| 9 | 制御部 | |
| 20 | ADC | 10 |
| 20a ~ 20n | ADC | |
| 21 | 1ビットDAC | |
| 22 | 減算器 | |
| 23 | 積分器 | |
| 24 | コンパレータ | |
| 25 | デジタルフィルタ | |
| 30a ~ 30n | FIFOメモリ | |
| 40a ~ 40n | セレクター | |
| 50a ~ 50h | 加算器 | 20 |

【図1】



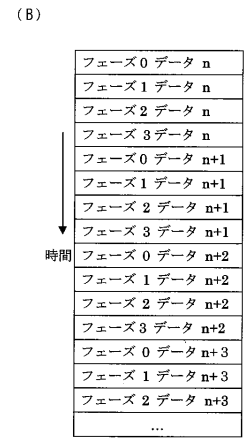
【図2】



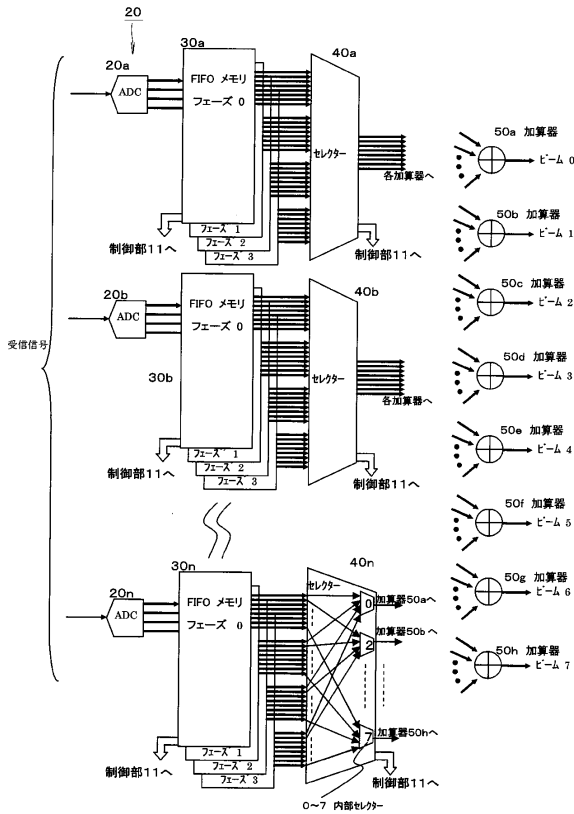
【図3】

(A)

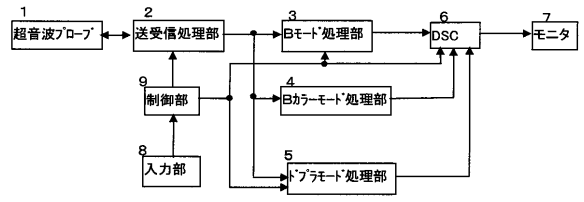
フェーズ 0:	0.00	25.00	50.00	75.00	100.00	125.00	...
フェーズ 1:	6.25	31.25	56.25	81.25	106.25	131.25	...
フェーズ 2:	12.50	37.50	62.50	87.50	112.50	137.50	...
フェーズ 3:	18.75	43.75	68.75	93.75	118.75	143.75	...



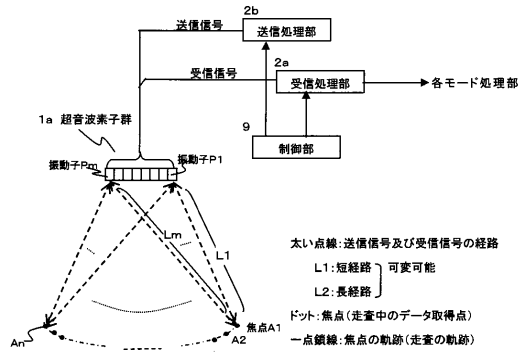
【図4】



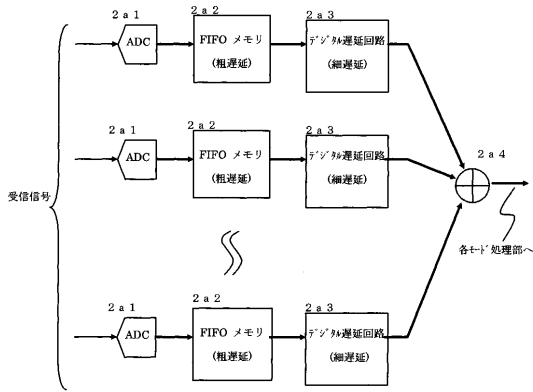
【図5】



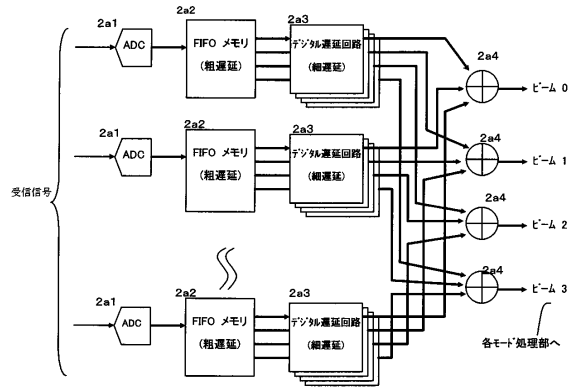
【図6】



【図7】



【図8】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2005-103290(JP,A)
特開2007-260394(JP,A)
特開平9-133768(JP,A)
特開2005-040224(JP,A)
特開2002-336249(JP,A)
特開2004-065531(JP,A)
特開平09-322896(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

A61B8/00-8/15
JSTPlus, JST7580, JMEDPlus

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP4825625B2	公开(公告)日	2011-11-30
申请号	JP2006238625	申请日	2006-09-04
[标]申请(专利权)人(译)	株式会社东芝 东芝医疗系统株式会社		
申请(专利权)人(译)	东芝公司 东芝医疗系统有限公司		
当前申请(专利权)人(译)	东芝公司 东芝医疗系统有限公司		
[标]发明人	石塚 正明		
发明人	石塚 正明		
IPC分类号	A61B8/00		
CPC分类号	G01S7/52095 G01S15/8925 G01S15/8993		
FI分类号	A61B8/00		
F-TERM分类号	4C601/BB03 4C601/EE08 4C601/EE14 4C601/GB06 4C601/HH28 4C601/JB04 4C601/JB05 4C601/JB07 4C601/JB19		
审查员(译)	樋口宗彦		
其他公开文献	JP2008055087A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：为了使用2D阵列超声波探头能够自适应组织实时3D图像，提供数字接收波束形成器，其成本低廉，实现多方向并行同时接收。
 ŽSOLUTION：该超声波诊断装置具有与K个接收信号对应的K个组，每组包括：sigma-delta AD转换装置，用于将来自振动器的接收信号转换为第一周期的数字数据T1；抽取装置，用于将转换后的数据抽取到第二时段T2，并且还输出在每个第二时段中移位规定时间T3的部分（ $T2 > T3 > T1$ ）的L整数个相位数据；FIFO存储器，用于连续存储L个相位数据，以便可单独读取；选择器，用于从L个时间相位数据中选择M个不同时间的相位数据并输出它们。该装置还包括M个加法成员，用于添加要从M个选择器输出的不同时相数据并输出相加结果。由此，超声波诊断装置进行接收波束形成。

【图4】

