

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4039643号
(P4039643)

(45) 発行日 平成20年1月30日(2008.1.30)

(24) 登録日 平成19年11月16日(2007.11.16)

(51) Int.Cl. F I
G O 1 S 7/523 (2006.01) G O 1 S 7/52 D
A 6 1 B 8/00 (2006.01) A 6 1 B 8/00

請求項の数 10 外国語出願 (全 17 頁)

<p>(21) 出願番号 特願平9-360496 (22) 出願日 平成9年12月26日(1997.12.26) (65) 公開番号 特開平10-293170 (43) 公開日 平成10年11月4日(1998.11.4) 審査請求日 平成16年12月24日(2004.12.24) (31) 優先権主張番号 08/774667 (32) 優先日 平成8年12月30日(1996.12.30) (33) 優先権主張国 米国(US)</p>	<p>(73) 特許権者 390041542 ゼネラル・エレクトリック・カンパニー GENERAL ELECTRIC CO MPANY アメリカ合衆国、ニューヨーク州、スケネ クタデイ、リバーロード、1番 (74) 代理人 100093908 弁理士 松本 研一 (72) 発明者 スティーブン・シー・ミラー アメリカ合衆国、ウィスコンシン州、ワウ ケシャ、アスペンウッド・レーン、ダブリ ュ226・エヌ2572(番地なし)</p>
---	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超音波ビーム形成装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

多数のビーム形成チャンネル(35)および該多数のビーム形成チャンネルにそれぞれ結合された多数の入力を持つ加算器(36)を有するビーム形成装置において、各々の前記ビーム形成チャンネルが、所与のサンプリング速度でデジタル・サンプルを出力するアナログ-デジタル変換器(54)、前記デジタル・サンプルを受け取るように結合された入力を持つと共に、出力を持つ整数サンプリング周期遅延回路(56)、前記整数サンプリング周期遅延回路から前記デジタル・サンプルを受け取るように結合された入力を持つと共に、前記加算器のそれぞれの入力に結合された出力を持つ分数サンプリング周期遅延回路(58)、並びに前記整数サンプリング周期遅延回路および前記分数サンプリング周期遅延回路に結合されていて、前記整数サンプリング周期遅延回路および前記分数サンプリング周期遅延回路を通過する信号がこれらの遅延回路によって遅延される遅延量を動的に同期して制御する遅延信号を出力する遅延制御回路(106)を有しており、前記整数サンプリング周期遅延回路が、前記デジタル・サンプルを受け取るように結合された入力を持つと共に出力を持つFIFO装置(101)、並びに前記FIFO装置の出力に結合された入力を持つと共に出力を持つ第1のレジスタ(102)を有しており、前記分数サンプリング周期遅延回路が、前記第1のレジスタの出力に結合された第1の入力を持つ補間器(107)を有していることを特徴とするビーム形成装置。

10

【請求項2】

各々の前記ビーム形成チャンネルが、更に、前記第1のレジスタの出力に結合された入力

20

および出力を持つ第2のレジスタ(103)を有し、また前記補間器が、前記第2のレジスタの出力に結合された第2の入力を持っていることを特徴とする請求項1記載のビーム形成装置。

【請求項3】

各々の前記ビーム形成チャンネルが、更に、前記第2のレジスタの出力に結合された入力および出力を持つ第3のレジスタ(104)、並びに前記第3のレジスタの出力に結合された入力および出力を持つ第4のレジスタ(105)を有し、また前記補間器が、前記第3および第4のレジスタの出力にそれぞれ結合された第3および第4の入力を持っていることを特徴とする請求項2記載のビーム形成装置。

【請求項4】

前記補間器が、前記第1乃至第4のレジスタからそれぞれ受け取った第1乃至第4のデジタル・サンプルの関数である補間されたデジタル・サンプルを出力することを特徴とする請求項3記載のビーム形成装置。

【請求項5】

前記補間器が、第1組の補間係数に従って前記第1および第2のレジスタからの前記第1および第2のデジタル・サンプルをシフトおよび/または反転して、前記第1組の補間係数に従って前記第1および第2のレジスタからの前記第1および第2のデジタル・サンプルをシフトおよび/または反転した結果に依存した第1の多数のシフト/反転されたデジタル・サンプルを作成する第1の手段(112, 116A-116J)、前記第1の多数のシフト/反転されたデジタル・サンプルを受け取るように結合されていて、前記第1の多数のシフト/反転されたデジタル・サンプルを加算して第1の補間されたデジタル・サンプルを作成する第1の加算器(112, 115)、第2組の補間係数に従って前記第1および第2のレジスタからの前記第1および第2のデジタル・サンプルをシフトおよび/または反転して、前記第2組の補間係数に従って前記第1および第2のレジスタからの前記第1および第2のデジタル・サンプルをシフトおよび/または反転した結果に依存した第2の多数のシフト/反転されたデジタル・サンプルを作成する第2の手段(113, 116A-116J)、前記第2の多数のシフト/反転されたデジタル・サンプルを受け取るように結合されていて、前記第2の多数のシフト/反転されたデジタル・サンプルを加算して第2の補間されたデジタル・サンプルを作成する第2の加算器(113, 115)、並びに前記第1のおよび第2の補間されたデジタル・サンプルを受け取るようにそれぞれ結合された第1のおよび第2の入力を持ち、前記遅延制御回路からの制御信号にตอบสนองして前記第1のおよび第2の補間されたデジタル・サンプルの内の1つを出力するマルチプレクサ(111)を有していることを特徴とする請求項3記載のビーム形成装置。

【請求項6】

前記第1および第2の加算器の各々がウォーレス・ツリー加算器であることを特徴とする請求項5記載のビーム形成装置。

【請求項7】

前記補間器が、前記第1および第2のレジスタから前記第1および第2のデジタル・サンプルを受け取るようにそれぞれ結合されていて、それぞれ出力を持つ第1および第2のビット・シフト/反転回路(112, 116A-116J)、前記第1および第2のビット・シフト/反転回路の出力にそれぞれ結合された第1および第2の入力を持つと共に、出力を持つ第1の加算器(112, 115)、並びに前記第1の加算器の出力にそれぞれ結合された第1の入力を持つマルチプレクサ(111)を有していることを特徴とする請求項3記載のビーム形成装置。

【請求項8】

前記補間器が、更に、前記第1および第2のレジスタから前記第1および第2のデジタル・サンプルを受け取るようにそれぞれ結合されていて、それぞれ出力を持つ第3および第4のビット・シフト/反転回路(113, 116A-116J)、並びに前記第3および第4のビット・シフト/反転回路の出力にそれぞれ結合された第1および第2の入力

10

20

30

40

50

を持つと共に、出力を持つ第2の加算器(113, 115)を有しており、前記マルチプレクサが前記第2の加算器の出力にそれぞれ結合された第2の入力を持っていることを特徴とする請求項7記載のビーム形成装置。

【請求項9】

前記第1および第2の加算器の各々がウォーレス・ツリー加算器であることを特徴とする請求項8記載のビーム形成装置。

【請求項10】

トランスジューサ・アレイ(10)、前記トランスジューサ・アレイに結合されたビーム形成装置(34, 36)、前記ビーム形成装置に結合された信号処理装置(38)、前記信号処理装置に結合された走査変換器(32)および前記走査変換器に結合された表示モニタ(30)を有し、前記トランスジューサ・アレイが多数のトランスジューサ素子(12)を有し、前記ビーム形成装置が多数のビーム形成チャンネル(35)、前記ビーム形成チャンネルを前記トランスジューサ素子に選択的に結合するスイッチング回路(26)、および前記多数のビーム形成チャンネルにそれぞれ結合された多数の入力を持つ加算手段(36)を有している超音波イメージング・システムにおいて、各々の前記ビーム形成チャンネルが、所与のサンプリング速度でデジタル・サンプルを出力するアナログ・デジタル変換器(54)、前記デジタル・サンプルを受け取るように結合された入力を持つと共に、出力を持つ整数サンプリング周期遅延回路(56)、前記整数サンプリング周期遅延回路から前記デジタル・サンプルを受け取るように結合された入力を持つと共に、前記加算器のそれぞれの入力に結合された出力を持つ分数サンプリング周期遅延回路(58)、並びに前記整数サンプリング周期遅延回路および前記分数サンプリング周期遅延回路に結合されていて、前記整数サンプリング周期遅延回路および前記分数サンプリング周期遅延回路を通過する信号がこれらの遅延回路によって遅延される遅延量を動的に同期して制御する遅延信号を出力する遅延制御回路(106)を有しており、前記整数サンプリング周期遅延回路が、前記デジタル・サンプルを受け取るように結合された入力を持つと共に出力を持つFIFO装置(101)、並びに前記FIFO装置の出力に結合された入力を持つと共に出力を持つ第1のレジスタ(102)を有しており、前記分数サンプリング周期遅延回路が、前記第1のレジスタの出力に結合された第1の入力を持つ補間器(107)を有していることを特徴とする超音波イメージング・システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の分野】

本発明は、一般的には、多数の並列チャンネルでのエコー信号の時間遅延および加算によって超音波ビームを形成する超音波イメージング・システムに関するものである。具体的には、本発明は、チャンネルの処理に必要なビーム形成用遅延を与える手段に関するものである。

【0002】

【発明の背景】

従来の超音波イメージング・システムは、超音波ビームを送信し且つ被検体からの反射ビームを受信するために使用される超音波トランスジューサのアレイを有する。超音波イメージングのために、該アレイは典型的には一列に配列され且つ別々の電圧で駆動される多数のトランスジューサを有する。印加される電圧の時間遅延(または位相)および振幅を選択することによって、個々のトランスジューサは、これらのトランスジューサが発生する超音波が組み合わせあって、好ましいベクトル方向に沿って進行し且つビームに沿った選ばれた点に焦点合わせされ正味の超音波を形成するように制御することが出来る。同じ解剖学的情報を表すデータを取得するために多数回のファイアリング(firing)が使用される。各々のファイアリングにおけるビーム形成パラメータを変えることにより、最大焦点を変更し、さもなければ例えば各々のビームの焦点を前のビームの焦点に対してシフトさせながら同じ走査線に沿って相次いでビームを送信することによって、各ファイアリングでの受信データの内容を変更することができる。印加電圧の時間遅延および振幅を

変えることによって、被検体を走査するために一平面内でビームをその焦点と共に動かすことが出来る。

【0003】

この同じ原理は、トランスジューサが反射された音波を受信するために用いられるとき（受信モード）にも適用される。受信用トランスジューサで発生された電圧は、正味の信号が被検体内の1つの焦点から反射された超音波を表すように加算される。送信モードの場合と同様に、超音波エネルギーのこの焦点合わせされた受信は、各々の受信用トランスジューサからの信号に対して別々の時間遅延（および/または位相）と利得を与えることによって達成される。

【0004】

このような走査は、ステアリング（steering）された超音波を送信し、反射された超音波を受信して記憶する一連の測定で構成される。典型的には、送信および受信は各々の測定の際に同じ方向にステアリングされて、音響ビームすなわち走査線に沿った一連の点からのデータが取得される。受信器は、反射された超音波を受信するとき、走査線に沿った相次ぐ距離（range）に動的に焦点合わせされる。

【0005】

超音波イメージングは多数のイメージ走査線で構成される。1つの走査線（または小さな局所の走査線群）は、収束された超音波エネルギーを関心のある領域内の一点に送信し、次いで反射されたエネルギーを時間につれて受信することによって取得される。収束された送信エネルギーは「送信ビーム」と呼ばれる。送信後の時間に、受信ビーム形成装置が、位相回転または遅延を動的に変えることによって、各々のチャンネルで受信したエネルギーをコヒーレントに加算して、所望の走査線に沿ったピーク感度を経過時間に比例する距離の所に生じさせる。この結果の収束された感度パターンは「受信ビーム」と呼ばれる。走査線の分解能は、関連する送信および受信ビーム対の指向性の結果である。

【0006】

走査線はそれらの位置および角度によって規定される。ビームとトランスジューサの面との交点は「位相中心」と呼ばれる。垂直線に対する走査線の角度が「ステアリング角度」と呼ばれる。

ビーム形成用遅延は固定され又は動的に変えられる。送信での遅延は、特定の距離でピーク圧力を生じるように固定される。受信での遅延は典型的には動的に変えられる。というのは、ピーク感度が経過時間 t の関数として増加する反射距離 r に追従するようにしなければならないからである。

【0007】

$$r = t (c / 2) \quad (1)$$

上式で、 c はイメージングされる媒体内での音速である。経過時間は、量子化された焦点距離と等価である量 によって量子化することが出来る。

$$r = n (c / 2) \quad (2)$$

ここで使用される幾何学的関係が、リニア/セクタおよびカーブド・リニア（curved linear）トランスジューサについて図1および2にそれぞれ示されている。重要な基準点は、位相中心、焦点および素子位置である。位相中

【0008】

【外1】

心は常に (x, y) デカルト座標系の原点である。焦点は r であり、素子位置は p_i である。湾曲したアレイの場合、素子位置は曲率半径 ρ およびチャンネル角度

【0009】

$l_i = l_j$ によって決定される。ここで、 l_j はプローブの面に沿った位相中心からの距離である。

【0010】

10

20

30

40

50

【外 2】

ビーム形成装置は、 r に位置する反射体を介して位相中心と p_i との間を進行

【0011】

する音波の伝搬時間 T_p のチャンネル相互間における差を補償しなければならない。相対遅延 T_d はチャンネル i に対する伝搬遅延と位相中心に対する伝搬遅延との差である。図1における幾何学的関係の場合、時間 T_p および T_d は次のようになる。

【0012】

【数1】

$$T_d(x_i, \theta, r) \equiv \frac{1}{c} \{ (x_i^2 + r^2 - 2x_i r \sin \theta)^{1/2} - r \} \quad (3)$$

$$T_p(x_i, \theta, r) \equiv \frac{1}{c} \{ (x_i^2 + r^2 - 2x_i r \sin \theta)^{1/2} - r \} \quad (4)$$

$$T_d(x_i, z_i, r) \equiv \frac{1}{c} \{ [x_i^2 + (r - z_i)^2]^{1/2} - r \} \quad (5)$$

$$T_p(x_i, z_i, r) \equiv \frac{1}{c} \{ [x_i^2 + (r - z_i)^2]^{1/2} + r \} \quad (6)$$

【0013】

図3を参照して説明すると、通常の超音波イメージング・システムは、複数の別々に駆動されるトランスジューサ素子12より成るトランスジューサ・アレイ10を含む。各々のトランスジューサ素子は、送信器22によって発生されたパルス波により付勢されたとき、超音波エネルギーのバーストを発生する。被検体から反射されてトランスジューサ・アレイ10へ戻る超音波エネルギーは、各々の受信用のトランスジューサ素子12によって電気信号に変換されて、1組の送信/受信(T/R)スイッチ26を介して別々に受信器24に印加される。T/Rスイッチ26は、典型的には、送信電子回路によって発生された高電圧から受信電子回路を保護するダイオードである。送信信号により、ダイオードが受信器への受信器への信号を遮断または制限する。送信器22および受信器24は、操作員からの指令に应答する走査制御器28の制御の下に作動される。完全な走査は、送信器22を一時的にオンにゲート駆動することによって一連のエコーを取得し、その後各々のトランスジューサ素子12によって発生されたエコー信号を受信器24に印加することにより、実行される。チャンネルは、別のチャンネルがまだ送信を行っている間に受信を開始し得る。受信器24は各々のトランスジューサ素子からの別々のエコー信号を組み合わせ、

10

20

30

40

50

単一のエコー信号を発生する。この単一のエコー信号は、表示モニタ 30 上の画像中の 1 本の線を作成する。

【0014】

送信器 22 は、発生される超音波エネルギーがビームとして方向付けられ、すなわちステアリングされるように、トランスジューサ・アレイ 10 を駆動する。これを達成するために、送信器 22 は、それぞれのビーム形成チャンネルを介して相次ぐトランスジューサ素子 12 に印加されるそれぞれのパルス波形 W に時間遅延を与える。各々のチャンネルにはそれぞれパルス発生器が設けられている。パルスの時間遅延を通常のやり方で適切に調節することによって、超音波ビームは軸 36 から角度 θ だけ離れた向きに方向付けし、また固定の距離 R の所に収束させることが出来る。相次ぐ励起において時間遅延を漸進的に変えることにより、セクタ走査が実行される。従って、角度 θ が増分的に変えられて、送信ビームが相次いで異なる方向にステアリングされる。

10

【0015】

各々の超音波エネルギーのバーストによって作成されたエコー信号は、超音波ビームに沿って位置する被検体から反射される。エコー信号は各々のトランスジューサ素子 12 によって別々に検知され、特定の時点でのエコー信号の大きさは特定の距離で生じた反射量を表す。しかし、反射点 P と各々のトランスジューサ素子 12 との間の伝搬路の差により、これらのエコー信号は同時に検出されず、またそれらの振幅は等しくない。受信器 24 は別々のエコー信号を増幅し、各々の信号に適切な時間遅延を与え、そしてそれらの信号を加算することにより、角度 θ を向いた超音波ビームに沿った距離 R に位置する点 P から反射された全超音波エネルギーを正確に表す単一のエコー信号を作成する。

20

【0016】

各々のトランスジューサ素子 12 に当たったエコーによって発生された電気信号を同時に加算するために、受信器 24 の各々の別々のビーム形成チャンネルに時間遅延が導入される。受信のためのビームの時間遅延はエコーの受信の際に連続的に変えられて、エコー信号が出てくる距離 R の所に受信ビームを動的収束させる。

【0017】

走査制御器 28 の指令の下に、受信器 24 は走査の際に遅延を与えて、受信器 24 のステアリングが送信器 22 によってステアリングされたビームの方向 θ を追従し、且つビームに沿った点 P に動的に収束するための適切な遅延および位相シフトを行うようにする。従って、超音波パルス波形の送信毎に、超音波ビームに沿って位置する解剖学的構造からの反射された音波の量を表す大きさを持つ信号が取得される。

30

【0018】

検出器 25 が受信信号を表示データに変換する。B モード (グレイ・スケール) において、このデータは信号のエンベロープであり、エッジ強調および対数圧縮のような付加的な処理が行われる。

走査変換器 / 補間器 32 が検出器 25 から表示データを受け取って、該データを表示のための所望の画像に変換する。具体的に述べると、走査変換器は、極座標 (R - θ) セクタ形式またはデカルト座標線形アレイからの音響画像データを、適切に拡大 / 縮尺したデカルト座標表示画素データへ、ビデオ速度で変換する。この走査変換された音響データは、表示モニタ 30 で表示するために出力される。表示モニタ 30 は、信号のエンベロープの時間につれて変化する振幅をグレイ・スケールとして画像にする。

40

【0019】

図 4 を参照して説明すると、受信器は受信ビーム形成部分 34 および信号処理装置 38 を有する。受信器 24 の受信ビーム形成部分 34 は別々のビーム形成チャンネル 35 を含んでいる。各々のビーム形成チャンネル 35 は、それぞれのトランスジューサ素子からアナログ・エコー信号を受信する。ビーム形成制御器 50 が走査線数および送信焦点数をチャンネル制御器記憶装置 (図示していない) に対するアドレスに変換する。走査制御器 28 (図 3) およびビーム形成制御器 50 (図 4) は、表示フォーマットの変更や異なる超音波プローブの接続のような使用者の操作にตอบสนองして、システム・ホスト CPU によりロード (1

50

oad)される。

【0020】

図5に示されているように、各々のビーム形成チャネル35が受信チャネルおよび送信チャネルを有し、各々のチャネルは遅延手段40および42をそれぞれ含んでいる。遅延手段40および42は、それぞれ、受信制御論理装置44および送信制御論理装置46によって必要なビーム形成遅延を与えるように制御される。送信は、典型的には、送信パルスの発生を遅延させるための計数器を使用することによって行われる。またシステムによっては、受信のための遅延に加えて、或いは遅延の代わりに相対位相回転が用いられる。受信チャネルはまた、受信パルスのアポダイゼーション(apodization)およびフィルタリングのための回路48を有する。

10

【0021】

加算器36(図4参照)に入る信号は、それらが他のビーム形成チャネル35の各々からの遅延信号と加算されたとき、その結果の加算信号が、ステアリングされたビーム()に沿って位置する解剖学的構造から反射されたエコー信号の大きさおよび位相を表すように遅延される。信号処理装置38が加算器36からビーム・サンプルを受けて、走査変換器32に対する出力を発生する(図3参照)。

【0022】

上記の通常的时间遅延デジタル・ビーム形成システムでは、各々の信号処理チャネル35はアナログ-デジタル変換器(ADC)およびFIFO装置を有し、FIFO装置は整数倍の時間遅延を与えるように制御される。ADCおよびFIFO装置の入力は、可変の遅延を生じるように非同期クロックによって駆動される。FIFO装置の深さを増加させる必要があるとき、余分なクロック・サイクルが挿入されている。これは、ADCの性能を劣化させ、タイミングに起因して多くの実施上の困難さを招く。

20

【0023】

他の従来のデジタル・ビーム形成装置はデータをFIFO装置に入る前に補間して、より高いサンプリング速度にしている。これは、FIFO装置の所要の大きさを増大させる。

更に、他の従来のデジタル・ビーム形成装置はFIFO装置の出力を補間している。FIFO装置の遅延の動的変化は補間器の入力に不連続性を生じさせて、補間器の性能を劣化させる。

30

【0024】

【発明の概要】

本発明は、最小限のハードウェアおよびソフトウェアで、超音波イメージング・システムのための必要なビーム形成用遅延を作成する装置である。特に、本発明は、超音波ビーム形成装置においてサブサンプル速度の精度で動的に可変の時間遅延を生じさせる方法である。

【0025】

高性能超音波イメージング・システムのための受信ビーム形成には、5ナノ秒程度の時間遅延の精度が必要である。しかし、受信信号は、実信号に対しては40MHzまたは復調および/またはフィルタリングの後では10MHzのように、ずっと低いサンプル周期でデジタル的に完全に表すことが出来る。本発明は、実際のサンプル速度を増加させることなく、サンプル周期の分数(fraction)である精度を持つ動的に可変の遅延を生じさせる。この分数の遅延を生じさせるために入力サンプル速度で動作する補間器が使用される。

40

【0026】

受信中に焦点を維持するために、超音波ビーム形成装置は各チャネルに対する遅延を動的に増加させなければならない。本発明は、FIFO装置および補間器を組み合わせるによって、不所望な不連続性を導入することなく、必要な動的遅延を生じさせる。

好ましい実施態様の補間器は「ウォーレス・ツリー(Wallace tree)」加算

50

器を使用して、入力をビット・シフトしたものを累算する。加算の数は、等価な係数を表すのに必要とされるビットの数よりも少ない。これは、係数におけるビットの数に等しくするシフト及び加算を持つ乗算器を設けた通常の装置と比べてハードウェアを低減する。

【 0 0 2 7 】

この好ましい実施態様の別の特徴は、その性能が医用イメージングに通常利用される入力周波数の全範囲にわたって適切であり、その周波数範囲の外側では劣化させ得ることである。それは、入力信号が周波数を変えるとき変更を必要としない。この特徴はオプションであり、実施態様によっては周波数依存性構成を含み得る。

【 0 0 2 8 】

【好ましい実施態様の詳しい説明】

図 6 を参照して説明すると、本発明による各々の受信信号処理チャンネル 3 5 は、それぞれの超音波トランスジューサ素子によって検出された信号を増幅する増幅器 5 2、この増幅されたアナログ信号をあるサンプリング速度でデジタル・サンプル（例えば、各々のデジタル・サンプルは 8 ビットを持つ）の流れに変換するアナログ - デジタル変換器 5 4、デジタル・サンプルをサンプル周期の整数倍に等しい時間だけ遅延させる整数サンプル周期遅延回路 5 6、およびサンプル周期の分数に等しい時間だけ遅延させる分数サンプル周期遅延回路 5 8 を有する。各々の処理チャンネルに対するそれぞれの分数サンプル周期遅延回路の出力は、図 4 に示されている加算器 3 6 で加算される。

【 0 0 2 9 】

本発明によれば、整数サンプル周期遅延回路は動的 F I F O 装置 1 0 1 および直列のクロック作動パイプライン・レジスタ 1 0 2 - 1 0 5（図 1 0 参照）を有し、また分数サンプル周期遅延回路は補間器 1 0 7 を有する。各々の F I F O 装置から複数の読出し位置を設けることによって並列のビーム形成を行うことが可能である。そうでない場合は、各々の受信ビームに対して別々の F I F O 装置を設ける必要がある。

【 0 0 3 0 】

本発明の広義の概念によれば、動的 F I F O 装置は広帯域ビーム形成を行うために距離依存性時間遅延を提供する。F I F O 装置は $\pm 1 2 . 5$ ナノ秒の「粗い」遅延精度を生じる 4 0 M H z のサンプル速度を支持する。F I F O 装置の初期長さは、「初期受信遅延」と呼ばれる多ビット制御フィールドによって制御される。遅延増加装置（図示していない）が F I F O 装置の遅延増加を要求したとき、F I F O 装置の長さは出力サンプルの繰り返し又は「保持」により出力において増加される。すなわち、出力データは前の 4 0 M H z のクロック・チック（t i c k）から変化しない。

【 0 0 3 1 】

本発明によれば、各々の受信ビームに対して 1 つの補間器が必要である。補間器は、F I F O 装置からのサンプルの間を補間することによって、「微細」遅延調節を行う。一実施態様によれば、補間器は、F I F O 装置からの 4 つのサンプルの間を補間することによって、2 5 ナノ秒のクロック周期の 2 . 7 5 倍、2 . 5 倍、2 . 2 5 倍または 2 . 0 倍の遅延を生じる。これは $\pm 3 . 1 2 5$ ナノ秒の遅延精度を与える。好ましい実施態様による補間係数を表 1 に列挙する。

【 0 0 3 2 】

【表 1】

10

20

30

40

表 1

係 数	分 解 値	
- 2 0	- (1 6 + 4)	
- 3 1	- 3 2 + 1	
- 2 8	- 3 2 + 4	
0	0	10
7 4	6 4 + 8 + 2	
1 5 2	1 2 8 + 3 2 + 2	
2 2 0	2 5 6 - 3 2 - 4	
2 5 6	2 5 6	
2 2 0	2 5 6 - 3 2 - 4	20
1 5 2	1 2 8 + 3 2 + 2	
7 4	6 4 + 8 + 2	
0	0	
- 2 8	- 3 2 + 4	
- 3 1	- 3 2 + 1	
- 2 0	- (1 6 + 4)	30
0	0	

【 0 0 3 3 】

これらの係数は全て簡単な2のべき数の組合せであり、256まで定められている。2.75の遅延を得るためには、1番目、5番目、9番目および13番目の係数が使用され、また2.5の遅延を得るためには、2番目、6番目、10番目および14番目の係数が使用され、以下同様に行われる。

各々のビームに関連する遅延計数器106(図10参照)は補間係数を選択し、FIFO装置の遅延増加が必要なときを指示する。FIFO装置の遅延増加がFIFO装置の出力を「保持」するとき、補間器のデータも保持しなければならない。

【 0 0 3 4 】

一例が表2に示されており、そこで各々の行は40MHzのクロック・チックを表す。第1列は40MHzのクロック・チックの単位で表した所望の動的遅延を示し、第1行の5.0で始まる。補間器はこの遅延の分数部分を生じさせ、2つの付加的な整数の遅延がある。次の4列は補間器入力バッファの内容であり、その次の4列は使用される係数である。FIFO装置の遅延増加が最後の行で必要とされ、そこで、補間器入力バッファ内の全てのデータと共に、s(25)がFIFO装置の出力で保持される。

【 0 0 3 5 】

【表 2】

表 2

時間	遅延	補間器入力バツプア	補間係数
10. 0	5. 0	s (6)	0
11. 0	5. 0	s (7)	0
12. 0	5. 0	s (8)	0
13. 0	5. 0	s (9)	0
14. 0	5. 25	s (10)	74
15. 0	5. 25	s (11)	74
16. 0	5. 25	s (12)	74
17. 0	5. 25	s (13)	74
18. 0	5. 5	s (14)	152
19. 0	5. 5	s (15)	152
20. 0	5. 5	s (16)	152
21. 0	5. 5	s (17)	152
22. 0	5. 5	s (18)	152
23. 0	5. 5	s (19)	152
24. 0	5. 5	s (20)	152
25. 0	5. 5	s (21)	152
26. 0	5. 75	s (22)	220
27. 0	5. 75	s (23)	220
28. 0	5. 75	s (24)	220
29. 0	5. 75	s (25)	220
30. 0	6. 0	s (26)	0
31. 0	6. 0	s (27)	0

【 0 0 3 6 】

補間は線形時間不変フィルタにゼロ充填信号を印加することと等価である。ゼロ充填信号は、既知のサンプル値の間にゼロを持つサンプリングされた入力信号である。ゼロ充填したサンプリングされた信号のスペクトルは、サンプル速度の高調波で入力スペクトルの高

10

20

30

40

50

周波イメージを持つ。補間フィルタは入力信号のスペクトルを通すと共に、これらのイメージの全てを減衰させる。これらのイメージは素子間間隔によって決定されるようなアレイ設計周波数よりも高い。従って、それらはグレーティング・ローブ (grating lobe) を生じさせる。これらのグレーティング・ローブの相対レベルは、サンプル速度の高調波付近の補間フィルタの阻止帯域によって決定される。

【0037】

この設計のためのフィルタ係数は表1に列挙されている。この補間フィルタの周波数応答が図7に示されている。それは13MHz以上まで伸びる-3dB通過帯域を有すると共に、40、80および120MHz付近にそれぞれ26MHzの幅の-35dB阻止帯域を有する。従って、CW信号は最悪の場合に-35dBのグレーティング・ローブを生じさせる。典型的な信号のグレーティング・ローブはこれよりずっと低い。最悪の場合の例は40チャンネルの開口での20サイクルPWドップラーバーストである。第1のグレーティング・ローブが付加的に-6dB減衰されて、全体のレベルが-40dBより小さくなる。

10

【0038】

別の見方では、補間器は異なる群遅延を持つ全通過フィルタを選択するものと見なされる。これは、実際の装置により近いので直感的な方法である。この設計では、所望の分数遅延に従って4つの係数が適用される。4つの分数遅延が利用できるので、4つの係数が4組あり、各々は関連する群遅延および振幅応答を持つ。図8および9は、表1に列挙された係数に対する応答を示す。振幅応答は13MHzまで±0.5dBの範囲で平坦であり、群遅延応答は13MHzまで3.25ナノ秒以内で正確である。この方法では結果の正確さが洞察されるが、最初の方法のようにビーム形成性能(すなわち、グレーティング・ローブのレベル)を直接的に推定し得ない。コーディック(cordic)回転または線形補間と比べて、この方法は全てのモードで性能を良好にし、および/またはハードウェアを少なくする。

20

【0039】

図10に示された本発明の好ましい実施態様によれば、動的ビーム形成用遅延はFIFO装置101、パイプライン・レジスタ102-105および補間器107によって与えられる。FIFO装置101は、サンプル・クロック(SCLK)周期の整数倍である遅延を生じる。レジスタ102および103は、IN2すなわち補間器107の公称中央入力に対して、2サンプル周期の付加的な遅延を生じる。補間器107は中央の2つ(IN2およびIN3)の入力サンプルの間に付加的な分数遅延を生じさせる。4サンプルの補間器が図示されているが、本発明はQ個のレジスタからのQ個の入力を使用するように一般化し得る。ここで、Qは2以上の整数である。入力レジスタはQ/2サンプル周期の遅延を生じ、補間器は中央の2つの入力の間で補間を行う。

30

【0040】

図10に示された動的ビーム形成用遅延論理装置は、FIFO装置101、パイプライン・レジスタ102-105および補間器107を同期して制御する遅延計数器106を有する。全体の遅延は、制御クロック(CCLK)の各々のチックで、遅延増加装置(図示していない)からの「遅延増加」信号に応答して増加させることが出来る。遅延計数器106は、図11に示されているように、分数遅延指数およびオーバーフロービットを出力する。一般的には、補間器107はサンプル周期の0倍から(L-1)/L倍までのL個の分数遅延の選択を行い、このときの指数は $M = \log_2 L$ ビットである。「遅延増加」と共にCCLKチックがセットされる度毎に、遅延計数器の累算器108が、次の分数遅延を選択するように増数する。(L-1)から0へオーバーフローしたとき、オーバーフロー論理装置110が1つのSCLK期間の間オーバーフロービットをセットして、RENを介してFIFO装置101の読出しを不作動にすると共に、CEを介してレジスタをクロック作動する。RENは、書込みを継続させながら、FIFO装置の読出しを停止させて、FIFO装置でSCLKチック毎に余分なサンプルの遅延を生じさせる。RENの1つのSCLKチックはFIFO装置の遅延を1サンプル周期だけ増加させる。CEは補

40

50

間器入力レジスタの内容を保持させて、それらをFIFO装置の出力と同期した状態に保ち、所望の出力に対し最も近い4つのサンプルが生じる。これは、補間器の遅延が $(L-1)/L$ から0の分数遅延へ切り換わると同時に起こり、不連続性を生じることなく $1/L$ 分数遅延の所望の正味の増加が生じる。このことが表2に示されている。

【0041】

実用上のタイミングの制約に合致させるために、CCLKはSCLKに対して適切な関係を持っていなければならない。CCLKトリガ縁は、SCLKトリガ縁より前にRENおよびCE制御入力を設定することが出来るように充分早く生じさせなければならない。一般に、CCLKはSCLKよりも遅い速度で動作させ得る。CCLKの周波数 f_c は、ビーム形成用遅延を距離に応じて変化させなければならない速度に遅れない程度に高くする必要があるのである。

10

【0042】

良好な近似は次の通りである。

【0043】

【数2】

$$f_c > \frac{L f_s}{16 f_n^2} \left(1 - \frac{1}{2 f_n} \tan \theta\right)^{-2} \quad (7)$$

20

【0044】

ここで、 f_s はSCLK周波数であり、 f_n は最小受信fナンバーであり、 θ は垂直軸に対する最大ステアリング角度である。最小受信fナンバーが1.5、最大ステアリング角度が45度、サンプル速度が40MHz、補間比が4であるシステムは、10MHzの制御クロックを必要とする。

補間器は従来技術に述べられているような通常の補間器であってよいが、その好ましい実施態様を図12に示す。マルチプレクサ111が、遅延計数器106(図10参照)からの指数に従ってL個の分数遅延の内の1つを選択する。指数が0の場合、第2の(Q/2)入力レジスタからのサンプルが直接出力へ通過する。それ以外の場合は、(L-1)個のシフト及び加算ブロック112乃至114の内の1つの出力が使用される。

30

【0045】

上記の方法の利点は、なんら乗算器を必要としないことであり、シフト及び加算ブロックに対してシフト、反転およびウォーレス・ツリー加算器だけが必要なことである(図13参照)。ビット・シフト装置には何ら制御または能動回路を必要とせず、シフトはビット接続をシフトさせることによって簡単に行われる。反転は非常に簡単であり、またウォーレス・ツリー加算器は多くの値を加算するのに最も効率のVLSI設計である。図13に示されている好ましい実施態様では、第1の入力サンプルがそれぞれのブロック116Aおよび116Bで2つのやり方でシフト/反転され、第2の入力サンプルがそれぞれのブロック116C-116Eで3つのやり方でシフト/反転され、第3の入力サンプルがそれぞれのブロック116F-116Hで3つのやり方でシフト/反転され、第4の入力サンプルがそれぞれのブロック116Iおよび116Jで2つのやり方でシフト/反転される。例えば、2.75の遅延を得るために、表1に示された1番目、5番目、9番目および13番目の係数が分解されて、次のように使用される。シフト/反転ブロック116Aへの入力IN1が4ビットだけシフトされて反転され(これは、-16を乗算することに等しい)、シフト/反転ブロック116Bへの入力IN1が2ビットだけシフトされて反転され(これは、-4を乗算することに等しい)、シフト/反転ブロック116Cへの入力IN2が6ビットだけシフトされ(これは、64を乗算することに等しい)、シフト/反転ブロック116Dへの入力IN2が3ビットだけシフトされ(これは、8を乗算することに等しい)、シフト/反転ブロック116Eへの入力IN2が1ビットだけシフトされ(これは、2を乗算することに等しい)、シフト/反転ブロック116Fへの入力IN

40

50

3が8ビットだけシフトされ(これは、256を乗算することに等しい)、シフト/反転ブロック116Gへの入力IN3が5ビットだけシフトされて反転され(これは、-32を乗算することに等しい)、シフト/反転ブロック116Hへの入力IN3が2ビットだけシフトされて反転され(これは、-4を乗算することに等しい)、シフト/反転ブロック116Iへの入力IN4が6ビットだけシフトされて反転され(これは、-32を乗算することに等しい)、シフト/反転ブロック116Jへの入力IN4が2ビットだけシフトされる(これは、4を乗算することに等しい)。全てのシフト/反転されたサンプルは次いで、加算のため、例えば-20(IN1)+74(IN2)+220(IN3)-28(IN4)を行うため、ウォーレス・ツリー加算器115に供給される。これは、2つ又は3つの2のべき数すなわち $\pm 2^{\text{shift}}$ の和または差に制限されている係数に対して補間を行うことと等価である。

10

【0046】

代替の方法は補間係数の対称性を利用する。 i/L の分数遅延に対する係数は $(L-i)/L$ の遅延に対する係数と順序を逆にしたものである。ここで、 $i < L/2$ である。従って、 $L=Q=4$ サンプルの場合、分数遅延指数が2より大きいとき、反転論理装置117によりIN1、IN2、IN3およびIN4を反転して、シフト及び加算ブロックのIN1、IN2、IN3およびIN4入力にそれぞれ接続することが出来る。マルチプレクサ制御論理装置118は、分数遅延指数*i*が $L/2$ より大きいとき指数 $L/2-i$ を出力し、それ以外のときは*i*を通す。

【0047】

20

シフトおよび反転、すなわち係数を適切に選択することにより、超音波イメージング帯域全体にわたって適切な性能を得ることが出来る。

上記の好ましい実施態様は例示の目的で開示された。超音波イメージング用のビーム形成の分野の当業者には種々の変更および変形を容易になし得よう。このような全ての変更および変形は特許請求の範囲に包含されるものである。

【図面の簡単な説明】

【図1】リニア/セクタ用のビーム形成の幾何学的関係を示す線図である。

【図2】カーブド・リニア・トランスジューサの場合のビーム形成の幾何学的関係を示す線図である。

【図3】通常の実時間超音波イメージング・システム内の主要な機能のサブシステムを示すブロック図である。

30

【図4】図3に示されたシステムのための典型的な128チャンネルのビーム形成装置のブロック図である。

【図5】図4に示された通常のビーム形成装置におけるチャンネル処理のブロック図である。

【図6】本発明に従った受信信号処理チャンネルのブロック図である。

【図7】本発明による補間フィルタの4点立方補間周波数応答を示すグラフである。

【図8】本発明による補間フィルタについて振幅応答を示すグラフである。

【図9】本発明による補間フィルタについて群遅延を示すグラフである。

【図10】本発明の好ましい実施態様による動的ビーム形成用遅延論理装置を示すブロック図である。

40

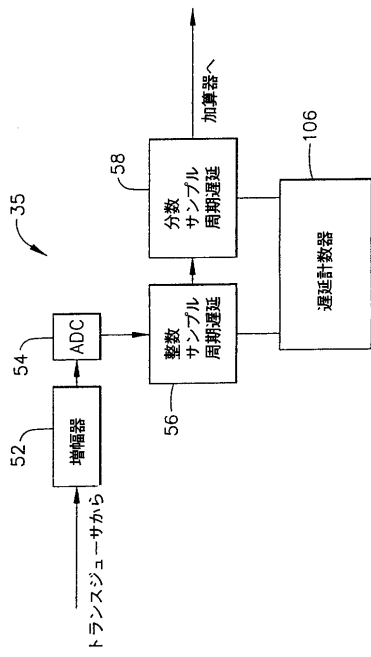
【図11】図10に示された動的ビーム形成用遅延論理装置に用いられる遅延制御論理装置を示すブロック図である。

【図12】本発明の好ましい実施態様に従って、図10に示された動的ビーム形成用遅延論理装置に用いられる補間器を示すブロック図である。

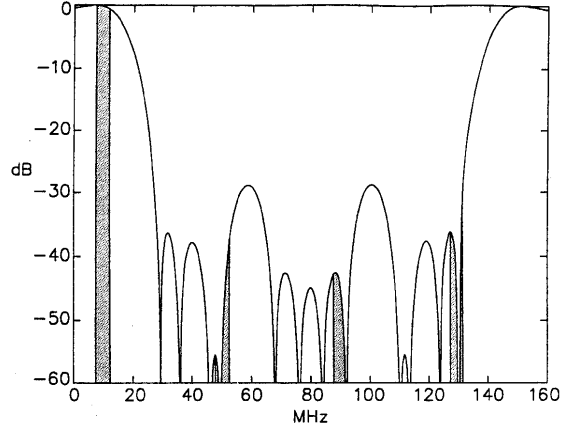
【図13】図10に示された動的ビーム形成用遅延論理装置に用いられる代表的なシフト及び加算ブロックを詳しく示すブロック図である。

【図14】本発明の別の好ましい実施態様に従って、図10に示された動的ビーム形成用遅延論理装置に用いられる補間器を示すブロック図である。

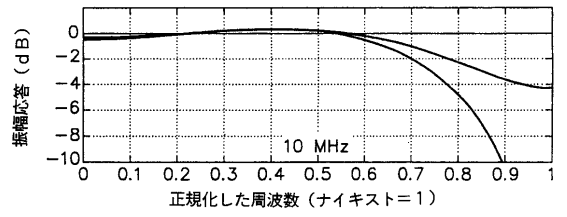
【図6】



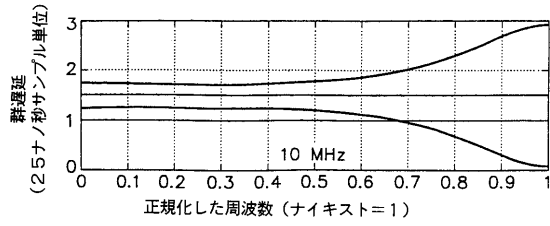
【図7】



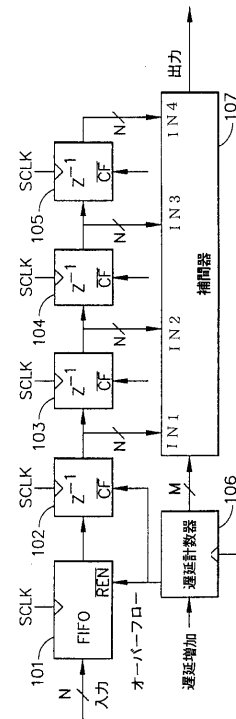
【図8】



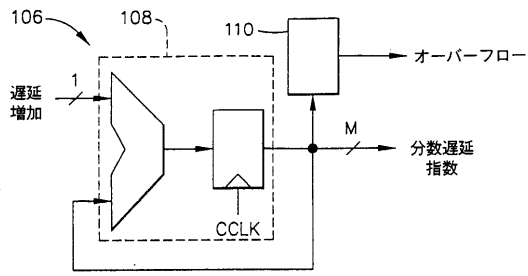
【図9】



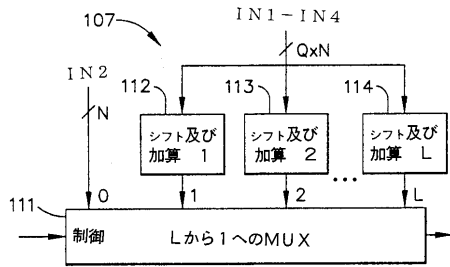
【図10】



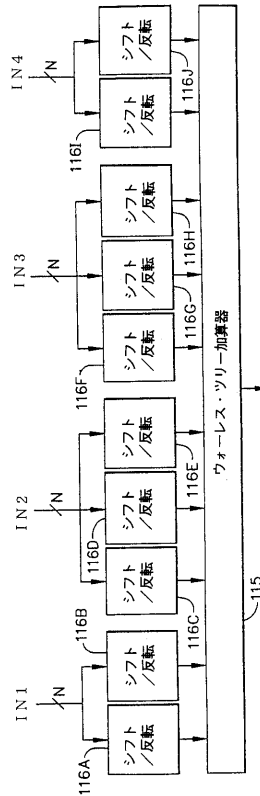
【図 1 1】



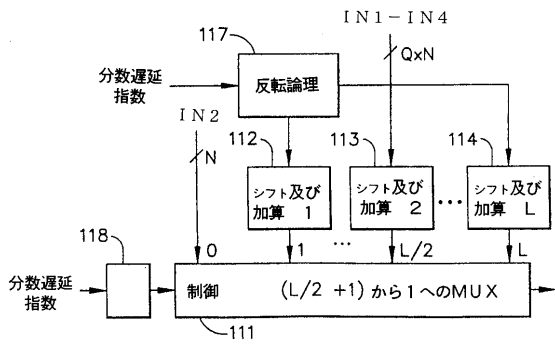
【図 1 2】



【図 1 3】



【図 1 4】



フロントページの続き

- (72)発明者 グレゴリイ・エー・リレガード
アメリカ合衆国, ウィスコンシン州, グリンフィールド, サウス・フォーティサード・ストリート
・ナンバー5, 4068番
- (72)発明者 ダニエル・シー・ミロン
アメリカ合衆国, ウィスコンシン州, ミルウォーキー, ノース・プロスペクト・アベニュー・ナン
バー309, 1671番

審査官 中村 説志

- (56)参考文献 米国特許第05191546 (US, A)
特開平07-051266 (JP, A)
特開平04-109941 (JP, A)
特開平05-317310 (JP, A)
米国特許第05345939 (US, A)
特開平03-123879 (JP, A)
特開平09-318733 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 7/52- 7/64
G01S15/00-15/96
A61B 8/00- 8/15