

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5498158号  
(P5498158)

(45) 発行日 平成26年5月21日(2014.5.21)

(24) 登録日 平成26年3月14日(2014.3.14)

(51) Int.Cl.

F 1

A 6 1 B 8/00 (2006.01)

A 6 1 B 8/00

請求項の数 7 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2009-502883 (P2009-502883)	(73) 特許権者	390029791
(86) (22) 出願日	平成19年3月22日(2007.3.22)		日立アロカメディカル株式会社
(65) 公表番号	特表2009-532089 (P2009-532089A)		東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号
(43) 公表日	平成21年9月10日(2009.9.10)	(74) 代理人	100075258
(86) 国際出願番号	PCT/US2007/007218		弁理士 吉田 研二
(87) 国際公開番号	W02007/126697	(74) 代理人	100096976
(87) 国際公開日	平成19年11月8日(2007.11.8)		弁理士 石田 純
審査請求日	平成22年3月17日(2010.3.17)	(72) 発明者	アレキサンドル ラドゥー
(31) 優先権主張番号	11/395,863		アメリカ合衆国 コネチカット チェシャ
(32) 優先日	平成18年3月30日(2006.3.30)		ー サウス メイン ストリート 721
(33) 優先権主張国	米国 (US)		
		審査官	五関 統一郎

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超音波受信ビームフォーマ用の遅延コントローラ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

素子のアレイとビーム原点とを有し、各素子が受け取ったエネルギーをエコー信号に変換する超音波振動子と、遅延コントローラと、遅延ブロックと、を含む超音波画像診断システムが実行する方法であって、

前記遅延コントローラが、前記ビーム原点から超音波ビームのビーム軸上のポイントまでの整数値深度 (n) を計算するステップと、

前記遅延コントローラが、前記各素子の中心から前記ビーム軸上の前記ポイントまでの距離の実際の値 (d<sub>n</sub>) の推定値 (d'<sub>n</sub>) を推定するステップと、

前記遅延コントローラが、前記距離の推定値 (d'<sub>n</sub>) を前記整数値深度 (n) に加算して到達時間制御信号を生成し、又は、前記整数値深度 (n) から前記距離の推定値 (d'<sub>n</sub>) を減算して遅延制御信号を生成するステップと、

前記遅延ブロックが、前記到達時間制御信号または前記遅延制御信号に基づいて、前記各素子のエコー信号を処理するステップと、

を含み、

前記遅延コントローラが、次の式に従って前記距離の実際の値 (d<sub>n</sub>) の二乗を前記距離の推定値 (d'<sub>n</sub>) の二乗と比較する比較ステップをさらに含み、

$$d_{n+1}^2 - d_{n+1}'^2 = (d_n^2 - d_n'^2) + (2(n - d'_n) + K) + sd'_n / 4 - S^2$$

ここで、(n) は、前記ビーム原点から前記ビーム軸に沿ったポイントまでの前記整数値深度であり、 $K = 1 - 2 \times s \sin$  であり、は、前記アレイの縦軸に対する前記ビー

10

20

ム軸のステアリング角であり、 $S$  は、前記整数値深度 ( $n$ ) に対する前記距離の勾配であり、 $s$  は、前記整数値深度 ( $n$ ) で推定される差の符号ビットであり、

前記遅延コントローラが、当該比較の結果に基づいて、前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) から整数値深度 ( $n+1$ ) における前記距離の推定値 ( $d'_{n+1}$ ) を算出するための算出式を決定する、

ことを特徴とする方法。

【請求項 2】

前記比較ステップは、

前記距離の実際の値 ( $d_n$ ) が、前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) 以上かどうかを判定するステップと、

前記距離の実際の値 ( $d_n$ ) が前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) 以上である場合に、

前記  $s$  を値ゼロに設定するステップと、

前記勾配  $S$  を値 1 に設定するステップと、

を含み、

前記遅延コントローラが、

前記距離の実際の値 ( $d_n$ ) が前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) 以上である場合に、

前記算出式を  $d'_{n+1} = d'_n + 1$  とする、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記比較ステップは、

前記距離の実際の値 ( $d_n$ ) が、前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) 以上であるかどうかを判定するステップと、

前記距離の実際の値 ( $d_n$ ) が前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) 未満である場合に、

前記  $s$  を値 1 に設定するステップと、

前記勾配  $S$  を値  $7/8$  に設定するステップと、

を含み、

前記遅延コントローラが、

前記距離の実際の値 ( $d_n$ ) が前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) 未満である場合に、

前記算出式を  $d'_{n+1} = d'_n + 7/8$  とする、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

素子のアレイとビーム原点とを有し、各素子が受け取ったエネルギーをエコー信号に変換する超音波振動子と、遅延コントローラと、遅延ブロックと、を含む超音波画像診断システムが実行する方法であって、

前記遅延コントローラが、前記ビーム原点から超音波ビームのビーム軸上のポイントまでの整数値深度 ( $n$ ) を計算するステップと、

前記遅延コントローラが、前記各素子の中心から前記ビーム軸上の前記ポイントまでの距離の実際の値 ( $d_n$ ) の推定値 ( $d'_n$ ) を推定するステップと、

前記遅延コントローラが、前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) を前記整数値深度 ( $n$ ) に加算して到達時間制御信号を生成し、又は、前記整数値深度 ( $n$ ) から前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) を減算して遅延制御信号を生成するステップと、

前記遅延ブロックが、前記到達時間制御信号または前記遅延制御信号に基づいて、前記各素子のエコー信号を処理するステップと、

を含み、

前記遅延コントローラが、次の式により前記距離の実際の値 ( $d_n$ ) の二乗を前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) の二乗と比較する比較ステップをさらに含み、

$$d_{n+1}^2 - d_{n+1}'^2 = (d_n^2 - d_n'^2) + (2(n - d'_n) + K) + sd'_n / 2^{i-1} - S^2$$

ここで、( $n$ ) は、前記ビーム原点から前記ビーム軸に沿ったポイントまで前記整数値深度であり、 $K = 1 - 2 \times s \sin$  であり、 $i$  は、前記アレイの縦軸に対する前記ビーム軸のステアリング角であり、 $S$  は式  $1 - 1/2^i$  による値を有する勾配であり、 $s$  は値 1

10

20

30

40

50

であり、

前記遅延コントローラが、当該比較の結果に基づいて、前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) から整数値深度 ( $n + 1$ ) における前記距離の推定値 ( $d'_{n+1}$ ) を算出するための算出式を決定する、

ことを特徴とする方法。

【請求項 5】

前記比較ステップは、

前記距離の実際の値 ( $d_n$ ) が、前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) 以上であるかどうかを判定するステップと、

前記距離の実際の値 ( $d_n$ ) が前記推定値 ( $d'_n$ ) 未満である場合に、

前記  $s$  を前記値 1 に設定し、前記勾配  $S$  を前記式  $1 - 1 / 2^i$  による前記値に設定するステップと、

を含む請求項 4 に記載の方法。

【請求項 6】

素子のアレイとビーム原点とを有し、各素子が受け取ったエネルギーをエコー信号に変換する超音波振動子と、遅延コントローラと、遅延ブロックと、を含む超音波画像診断システムが実行する方法であって、

前記遅延コントローラが、前記ビーム原点から超音波ビームのビーム軸上のポイントまでの整数値深度 ( $n$ ) を計算するステップと、

前記遅延コントローラが、前記各素子の中心から前記ビーム軸上の前記ポイントまでの距離の実際の値 ( $d_n$ ) の推定値 ( $d'_n$ ) を推定するステップと、

前記遅延コントローラが、前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) を前記整数値深度 ( $n$ ) に加算して到達時間制御信号を生成し、又は、前記整数値深度 ( $n$ ) から前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) を減算して遅延制御信号を生成するステップと、

前記遅延ブロックが、前記到達時間制御信号または前記遅延制御信号に基づいて、前記各素子のエコー信号を処理するステップと、

を含み、

前記超音波振動子は、コンベックスアレイを備え、

前記遅延コントローラが、次の式に従って前記距離の実際の値 ( $d_n$ ) の二乗を前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) の二乗と比較する比較ステップをさらに含み、

$$d_{n+1}^2 - d_{n+1}'^2 = (d_n^2 - d_n'^2) + (2(n - d'_n) + K) + sd'_n / 4 - S^2$$

ここで、( $n$ ) は、前記ビーム原点から前記ビーム軸に沿ったポイントまでの前記整数値深度であり、 $S$  は前記勾配であり、 $s$  は符号ビットであり、 $K = 1 + 2R(1 - \cos)$  であり、 $R$  はコンベックスアレイの半径であり、 $\theta$  は前記ビーム軸に対する前記各素子の前記中心の角度位置であり、ステアリング角  $\theta = 0$  であり、

前記遅延コントローラが、当該比較の結果に基づいて、前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) から整数値深度 ( $n + 1$ ) における前記距離の推定値 ( $d'_{n+1}$ ) を算出するための算出式を決定する、

ことを特徴とする方法。

【請求項 7】

複数の素子のアレイとビーム原点とを有し、前記複数の素子の各々が受け取ったエネルギーをエコー信号に変換する超音波振動子と、

ビームフォーマと、

を有し、

前記ビームフォーマは、

初期化パラメータを計算する初期化コントローラ回路を含む初期化コントローラと、

前記ビーム原点から超音波ビームのビーム軸上のポイントまでの整数値深度 ( $n$ ) を計算し、

前記各素子の中心から前記ビーム軸上の前記ポイントまでの距離の実際の値 ( $d_n$ ) の推定値 ( $d'_n$ ) を推定し、

前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) を前記整数値深度 ( $n$ ) に加算して到達時間制御信号を生成し、または、前記整数値深度 ( $n$ ) から前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) を減算して遅延制御信号を生成し、

前記到達時間制御信号または前記遅延制御信号に基づいて、前記各素子のエコー信号を処理する、

遅延回路と遅延コントローラを含む少なくとも1つのチャンネルと、

前記複数の素子に関する前記処理された複数のエコー信号を加算してビーム成形信号を形成する加算器と、

を含み、

前記遅延コントローラが、次の式に従って前記距離の実際の値 ( $d_n$ ) の二乗を前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) の二乗と比較し、

$$d_{n+1}^2 - d_{n+1}'^2 = (d_n^2 - d_n'^2) + (2(n - d'_n) + K) + sd'_n / 4 - S^2$$

ここで、( $n$ ) は、前記ビーム原点から前記ビーム軸に沿ったポイントまでの前記整数値深度であり、 $K = 1 - 2 \times s \sin$  であり、 $s$  は、前記アレイの縦軸に対する前記ビーム軸のステアリング角であり、 $S$  は、前記整数値深度 ( $n$ ) に対する前記距離の勾配であり、 $s$  は、前記整数値深度 ( $n$ ) で推定される差の符号ビットであり、

前記遅延コントローラが、当該比較の結果に基づいて、前記距離の推定値 ( $d'_n$ ) から整数値深度 ( $n + 1$ ) における前記距離の推定値 ( $d'_{n+1}$ ) を算出するための算出式を決定する、

ことを特徴とする超音波システム。

#### 【発明の詳細な説明】

#### 【技術分野】

#### 【0001】

本発明は、超音波画像診断に関し、より詳細には、超音波画像診断用に受け取った超音波ビームのフォーカスに関する。

#### 【背景技術】

#### 【0002】

超音波画像診断では、例えば、検査する媒体（例えば、人体の一部分）に超音波ビームを送り込み、媒体中の様々な不連続部から反射された超音波エコーを受け取り、反射された超音波エコーを電気信号に変換する振動子が使用される。次に、その電気信号は、いくつかの処理段階を経て、最終的に、医師が調べるために陰極線管 (CRT) などの装置に表示するか印刷することができる画像に変換される。

#### 【0003】

超音波振動子は、一般に、小さな長方形の圧電素子のアレイから成る。超音波ビームを送信または受信するために使用されるそのような素子の一部はそれぞれ送信アパーチャまたは受信アパーチャと呼ばれる。一般に、送信アパーチャと受信アパーチャの幾何学的中心は一致し、超音波ビームは、アパーチャの中心から始まる直線状のビーム軸として表わされる。

#### 【0004】

受信の動作は、多チャンネル受信ビームフォーマによって実行される。多チャンネル受信ビームフォーマは、様々な受信アパーチャ素子が受け取った信号に遅延と重みを加え、それらの信号を加算して所望のビーム軸に沿った集束（フォーカス）信号を得る。遅延の目的は、媒体の対象ポイントからアパーチャの様々な素子までの伝搬経路の差によって生じる到達時間 (arrival time) の差を補整することである。超音波ビームがビーム軸に沿った複数の深度で集束するようにするために、ビーム軸上のポイントからのエコーを得るために加算される全ての信号がその同じポイントから到達するように深度に応じて受信遅延が変更される。これは、ダイナミック受信フォーカスと呼ばれ、画質は、動的な受信遅延の精度、即ち等価にはエコー到達時間の精度に極めて依存する。振動子の周波数特性の中心周波数が  $F_c$  の場合、 $1 / 32 F_c$  の遅延精度が望ましいことは当該技術分野で既知で

ある。

#### 【0005】

受信信号は、様々な方法（例えば、アナログ、デジタル）で遅延させることができるが、遅延即ち到達時間のすべての場合で、コントローラは、望み通りの遅延制御信号を作成しなければならない。実際のビームフォーマは、少数の予め計算された初期化パラメータから始まる動的な遅延を実時間で計算する回路を使用する。そのような1つの回路は、「An efficient ellipse-drawing algorithm」（IEEE Computer Graphics and Applications Magazine, vol.4, no.9, pp.24-35）(Sept.1984)と題するバン・エイケン（Van Aken）による論文で紹介され、また「An efficient real-time focusing delay calculation in ultrasonic imaging systems」（Ultrasonic Imaging, 16, pp.231-248 (1994)）と題するカイ・ジョン（Ki Jeon）らによる論文に記載されたような超音波画像診断に適応されたコンピュータグラフィックスアルゴリズムに基づく。この遅延生成方法の変形例と改良は、「Real time digital reception focusing method and apparatus adopting the same」と題するパーク（Park）らに譲渡された米国特許第5,669,384号、「Focusing delay calculation method for real-time digital focusing and apparatus adopting the same」と題するBaeに譲渡された米国特許第5,836,881号、H.フェルドカンパー（H. Feldkamper）らによる「Low power delay calculation for digital beamforming in handheld ultrasound systems」Proc.IEEE Ultrason.Symp.2, pp.1763-1766 (2000)、B.トモフ（B. Tomov）およびJ.ジャンセン（J. Jensen）による「Delay generation methods with reduced memory requirements」Proc. SPIE, Vol. 5035, pp.491-500 (2003)、およびJ.ペトロフスキー（J. Petrofsky）に譲渡された「Method and apparatus for distributed focus control with slope tracking」と題する米国特許第5,724,972号に記載されている。一般に、これらの方法は、繰り返し計算される決定量（decision quantity）の符号に応じて、その量に又はその量から、非ゼロ値またはゼロ値を加算または減算することによって、ある深度から次の深度に望ましい量（到達時間／遅延）を繰り返し計算する。

#### 【0006】

これらの先行技術の遅延生成方法の第1の欠点は、その精度の限界である。オリジナルの方法の誤差は、最大でサンプリング周期  $T = 1 / F$  の2分の1である。ここで  $F$  はサンプリング周波数である。超音波画像診断では、 $F$  は一般に中心周波数の4倍（ $F = 4 F_c$ ）である。この結果、精度は  $1 / 8 F_c$  になり、望ましい  $1 / 32 F_c$  の4倍悪い。前述の先行技術の方法は、例えばサンプリングレートを高めることとアルゴリズムの複雑さ（従って、回路の複雑さ）を高めることを組み合わせることによってこの結果を改善しようとしているが、これらは両方とも、当業者によって理解されるように望ましくない。

#### 【0007】

これらの先行技術の方法の第2の欠点は、初期化パラメータが比較的多いことであり、即ち、各アレイ素子と各ビーム方向に少なくとも2つのパラメータがあることである。128個の素子を有する典型的なフェイズドアレイの場合は、1ビーム方向当たり256個の初期化パラメータが必要である。

#### 【0008】

従って、サンプリングレート  $4 F_c$  のときに少なくとも  $1 / 32 F_c$  の精度と少数の初期化パラメータで遅延または到達時間を計算する方法および回路が必要である。

#### 【発明の開示】

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0009】

本発明の一態様によれば、素子のアレイと、2つの隣り合った素子間にあるビーム原点とを有し、それぞれの素子が、受け取ったエネルギーをエコー信号に変換する超音波振動子を広義に有する超音波画像診断システムにおいて、タイミング関数を計算する方法であって、第1の左側素子と第1の右側素子の整数値深度（ $n$ ）において前記ビーム原点から超音波ビームのビーム軸上のポイントまではかった距離（ $d_n$ ）を計算するステップと、

第 1 の左側素子と第 1 の右側素子の中心からビーム軸上のポイントまではかった距離 ( $d'_n$ ) を推定するステップと、整数値深度 ( $n$ ) に距離 ( $d'_n$ ) を加算して到達時間を生成するステップと、整数値深度 ( $n$ ) から距離 ( $d'_n$ ) を減算して遅延を生成するステップと、到達時間に定数 ( $C_2$ ) を加算するステップと、遅延に定数 ( $C_1$ ) を加算するステップとを広義に含む方法。

【 0 0 1 0 】

本発明の別の態様によれば、素子のアレイと、2つの隣り合った素子間にあるビーム原点とを有し、各素子が受け取ったエネルギーをエコー信号に変換する超音波振動子と、初期化パラメータを計算する初期化コントローラ回路を含む初期化コントローラを広義に含むビームフォーマと、請求項 1 - 7 の方法に従ってタイミング関数を計算する遅延回路と遅延コントローラとを含む少なくとも 1 つのチャンネルと、位相合わせされた信号を加算してビーム成形信号を形成する加算器とを広義に含む超音波システム。

【 0 0 1 1 】

本発明の更に別の態様によれば、素子のアレイと、2つの隣り合った素子間にあるビーム原点とを有し、各素子が受け取ったエネルギーをエコー信号に変換する超音波振動子を広義に含む超音波画像診断システムにおいて、縮小されたパラメータテーブルから初期化パラメータを計算する方法であって、ビーム原点の左側にある第 1 の左側素子とビーム原点の右側にある第 1 の右側素子の少なくとも 1 つの初期化パラメータの少なくとも 1 つの増分値を設定するステップと、第 1 の左側素子と第 1 の右側素子の少なくとも 1 つの増分をメモリストレージ装置に記憶するステップと、第 1 の左側素子と第 1 の右側素子の少なくとも 1 つのビームステアリング角の少なくとも 1 つの初期化パラメータを計算するステップと、第 1 の左側素子と第 1 の右側素子の少なくとも 1 つの初期化パラメータをメモリストレージ装置に記憶するステップと、第 1 の左側素子と第 1 の右側素子の記憶された少なくとも 1 つの初期化パラメータに基づいて、第 1 の左側素子の左側にある少なくとも 1 つ次の左側素子と第 1 の右側素子の右側にある少なくとも 1 つ次の右側素子の少なくとも 1 つのビームステアリング角の少なくとも 1 つの追加の初期化パラメータを計算するステップとを広義に含む方法。

【 0 0 1 2 】

本発明の更に別の態様によれば、超音波システムは、広義には、素子のアレイと、2つの隣り合った素子間にあるビーム原点と広義に含み、それぞれの素子が、受け取ったエネルギーをエコー信号に変換する超音波振動子と、請求項 1 5 から 2 3 の方法に従って初期化パラメータを計算する初期化コントローラ回路を含む初期化コントローラを広義に含むビームフォーマと、遅延回路と遅延コントローラを含む少なくとも 1 つのチャンネルと、位相合わせされた信号を加算してビーム成形信号を形成する加算器とを含む。

【 0 0 1 3 】

本発明の 1 つまたは複数の実施形態の詳細は、添付図面と以下の詳細で説明される。本発明の他の特徴、目的および利点は、説明と図面および請求項から明らかになる。

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 1 4 】

様々な図面内の類似の参照番号と呼称は類似の要素を指す。

【 0 0 1 5 】

シミュレーションを使用することによって、医療用超音波画像診断で使用されるほとんどの画像幾何学的配置に関して、フォーカス点 (集束点) がビーム軸より距離 だけ下がったときに、フォーカス点からアパーチャ素子までの距離が、どの場所でも ( $1 - 1 / 2^i$ ) から に増大することを発見した。ここで、 $i$  は、範囲 2 ~ 4 の整数である。この発見により、各深度位置ごとのエコー到達時間または遅延を繰り返し計算し、やはり繰り返し計算された決定基準に従って 2 つの定数 ( $1 - 1 / 2^i$ ) または のいずれかを加算するアルゴリズムが得られる。本発明の方法の遅延誤差または到達時間誤差は、サンプリング周期の  $1 / 8$  より少ない。本発明のアルゴリズムは、単純な数学演算、即ち加法と減法しか必要としない。また本明細書で、更に精度を高めても、複雑さを全くあるいはほ

10

20

30

40

50

とんど高めない本発明の方法の変形例についても説明する。

【 0 0 1 6 】

本発明の提案方法の初期化パラメータは、アレイの中心までの各素子の距離と比例する。これにより、それぞれのビーム方向にわずか 4 個の少ない数のパラメータから始まる単純な数学的計算を使用してすべての素子の初期化パラメータを生成することができる。

【 0 0 1 7 】

次に図 1 を参照すると、フェイズドアレイ 1 0 は、中心素子 1 2 と、中心素子 1 2 の左側と右側に少なくとも 1 つの素子 1 1 を含むことができる。各素子 1 1 は、中心素子 1 2 から距離  $x$  に中心 1 4 がある。フェイズドアレイは、一般に、偶数の素子を有し、真の中心は 2 つの素子 1 1 の間にあり、中心素子 1 2 は、説明のための理論的なものである。縦軸 1 3 は、基準系（例えば、デカルト座標系）を提供するために示されている。理論的には、超音波ビームは、アレイ中心 1 2 のアパーチャ（図示せず）から出て、図 1 に示したようにポイント P まで距離  $r$  だけ伝わることもある。次に、超音波ビームは、媒体（図示せず）で反射し、素子 1 1 の中心 1 4 まで距離  $d$  だけ伝わることもある。素子 1 1 の中心 1 4 は、縦軸 1 3 に対して座標  $x$  に配置されてもよい。アレイ中心 1 2 からポイント P までの超音波ビームは、ビーム軸 1 6 と呼ばれることもある。ビーム軸 1 6 は、縦軸 1 3 に対して角度  $\theta$  で向けられてもよい。この例では、 $x$  の値は負になる。当業者は、距離  $r$  と  $d$  および角度  $\theta$  を使って、ビーム軸 1 6 上のポイント P からフェイズドアレイ 1 0 の素子 1 1 までのエコーの到達時間を計算することができる。

10

【 0 0 1 8 】

媒体を通る超音波ビームの全伝播時間、即ち到達時間は、下の式（ 1 ）で示される。

20

【 0 0 1 9 】

【数 1】

$$t=(r+d)/c \quad (1)$$

ここで、 $t$  は、超音波ビームの全伝播時間であり、 $r$  は、アレイ中心アパーチャからポイント P まで距離であり、 $d$  は、ポイント P から素子中心までの距離であり、 $c$  は、超音波ビームの速度である。

【 0 0 2 0 】

ビームフォーミングへの適用の場合、 $t$  は、下の示す式（ 2 ）を使って間隔  $r$  の  $r$  の離散値に関して推定されなければならない。

30

【 0 0 2 1 】

【数 2】

$$\Delta r=cT/2 \quad (2)$$

ここで、 $r$  は、2 つのサンプリング時間の間のビーム軸 1 6 に沿った双方向伝播時間であり、 $T$  は、単位時間であり、 $c$  は、超音波ビームの速度である。

【 0 0 2 2 】

我々は、単位時間として  $T = 1 / F$  を選択し、単位距離として  $c T / 2$  を選択した。超音波ビームは、時間の長さ  $T$  に双方向（即ち、前方と後方）に伝わる。これらの単位  $r$  が整数値  $n = 0, 1, \dots$  をとる場合、 $t$  は次の式（ 3 ）と（ 4 ）に示したような値をとる。

40

【 0 0 2 3 】

【数 3】

$$t_n=(n+d_n)/2 \quad (3)$$

ここで

【数 4】

$$d_n=\sqrt{(n^2+x^2-2nxs\sin\theta)} \quad (4)$$

ここで、 $t_n$  は到達時間であり、 $n$  は、整数値として測定されたアレイ中心アパーチャ

50

からポイントPまでの距離であり、 $d_n$ は、ポイントPから素子中心までの距離であり、 $x$ は、 $cT/2$ の単位で測定された素子の中心からアパーチャの中心までの距離である。

【0024】

当業者は、 $n$ が単純なカウンタによって実時間で計算されてもよいことを理解するであろう。従って、到達時間 $t_n$ を求めるには、 $d_n$ を計算する方法が必要である。しかしながら、式(4)を使って $d_n$ を直接計算することは、乗算と平方根演算が必要なため实际的でない。

【0025】

次に図2を参照すると、このグラフは、ビーム軸に沿った深度 $n$ とフェイズドアレイ10の2つの素子の距離 $d_n$ との関係を示す。破線は、アパーチャの中心12にある素子に対応する。実線は、フェイズドアレイ10の中心12から離れた位置にある素子11に対応する。破線によって表わされた中心素子の場合、 $d_n = n$ は、勾配 $S = 1$ で $n$ と比例して変化し、それにより $d_n$ は、 $n$ が1大きくなるときに1増分する。アパーチャの中心から離れた位置にある素子11の場合、 $d_n$ は最初1より小さい勾配を有し、勾配は深度と共に徐々に大きくなり1に近づく。当業者に知られているように、超音波画像診断では、最初に、非ゼロ深度 $n_f = 2f|x|$ から始まる超音波ビームに対する素子の寄与を加算することは一般的であり、ここで、 $f$ の値は、一般に、1~3の範囲で選択され、 $|x|$ は、アパーチャの中心12の素子までの素子の距離である。

【0026】

超音波画像診断に一般に利用される多くのアレイ幾何学形状の場合、また $f$ の値が1以上の場合、 $d_n$ 対 $n$ の曲線の勾配は少なくとも $7/8 = 1 - 1/2^3$ であることが分かった。本発明では、この最小勾配値を有利に使用して、 $d$ を推定するための高精度で且つ単純なアルゴリズムを提供することができる。

【0027】

勾配範囲が $7/8$ から1のとき、 $d_n$ が既知で $n > n_f$ のときに $d_{n+1}$ を推定するために次のような式5の第1のアルゴリズムを得ることができる。 $d_n$ の推定値を $d'_n$ で示す。

【0028】

【数5】

第1のアルゴリズム (5)

Initialization (at  $n=n_f$ ) . . . 初期設定

$n=n_f$

$d'_n=d_n$

Update (for any  $n>n_f$ ) . . . 更新 ( $n_f$ よりも大きい任意の $n$ に関して)

if  $d_n \geq d'_n$  then  $S=1$  else  $S=7/8$  . . .  $d_n \geq d'_n$ の場合は $S=1$ 、他の場合は $S=7/8$

$d'_{n+1}=d'_n+S$

$n=n+1$

【0029】

$d$ の推定値が、ある深度値 $n$ から次の深度値まで1大きくなると、 $d$ の実際の値を超える場合があるが、 $d$ の実際の値も少なくとも $7/8$ に小さくなるので、誤差は、差 $1 - 7/8 = 1/8$ より大きくなる。これと反対に、推定値が $7/8$ に小さくなると、推定値は $d$ の実際の値より小さくなる場合があるが、 $d$ の実際の値が1倍以下になる場合があるので、この場合も誤差の絶対値は $1/8$ より小さくなる。この結果、最大絶対タイミング誤差が $T/16 = 1/64 F_c$ より小さくなり、これは、典型的な超音波画像診断システムの精度要件を超える。

【0030】

式(5)の第1のアルゴリズムは、勾配(増分) $S$ の選択がゼロか(一定または深度に依存する)非ゼロ値の選択であったことが先行技術と異なることに注意されたい。本発明の第1のアルゴリズムは、距離 $d_n$ の繰り返し計算に2つの非ゼロの勾配(増分) $S$ 値の



一方を使用する。

【 0 0 3 1 】

前述の式 ( 5 ) の第 1 のアルゴリズムは、各深度  $n$  における実際の値  $d_n$  の可用性に依存し、これは、正に我々が最初に解決しようとしていた問題である。これを克服するために、我々は、 $d$  の実際の値と推定値の比較に基づいて勾配  $S$  を決定するのではなく、当業者に既知の技術を利用し、 $d$  の実際の値と推定値の二乗を比較する。しかしながら、先行技術と異なる方法で、決定量 ( 実際の値と推定値の二乗の差 ) を、式 ( 8 ) と後で示す式 ( 10 ) の第 2 のアルゴリズムに示したように計算することができる。

【 0 0 3 2 】

前述の式 ( 4 ) の両辺を二乗し、 $n$  と  $n + 1$  と置き換え、項をまとめることによって、 $d$  の実際の値の二乗を次のような式 ( 6 ) で繰り返し計算できることが分かった。

【 0 0 3 3 】

【 数 6 】

$$d_{n+1}^2 = d_n^2 + 2n + K \quad (6)$$

【 0 0 3 4 】

ここで、 $K = 1 - 2 \times \sin \dots (d1)$  は、所定のビームと素子の定数である。

【 0 0 3 5 】

また、次のような式 ( 7 ) で推定値の二乗を繰り返し計算することができる。

【 0 0 3 6 】

【 数 7 】

$$d_{n+1}'^2 = d_n'^2 + 2Sd_n' + S^2 \quad (7)$$

ここで、 $S$  は、式 ( 5 ) の第 1 のアルゴリズムで選択されたように、勾配 =  $7 / 8$  または  $1$  である。

【 0 0 3 7 】

決定のために式 ( 6 ) と ( 7 ) の 2 つの二乗変数だけを使用するので、それらの変数の差だけを繰り返し計算すればよい。都合よく項をまとめ、式 ( 6 ) と ( 7 ) を使用することによって、次のような式 ( 8 ) を得る。

【 0 0 3 8 】

【 数 8 】

$$d_{n+1}^2 - d_{n+1}'^2 = (d_n^2 - d_n'^2) + (2(n - d_n') + K) + sd_n' / 4 - S^2 \quad (8)$$

$$d_n \geq d_n' \text{ の場合は、} s=0, S=1, \text{ 他の場合は、} s=1, S=7/8$$

$s$  は、深度  $n$  で推定した差の符号ビット

【 0 0 3 9 】

式 ( 8 ) に達した際、 $S = 7 / 8$  のときに  $2Sd_n'$  を減算することは、 $2d_n'$  を減算して  $d_n' / 4$  を再び加算することと等価であり、演算は算術シフト ( arithmetic shift ) だけを含み乗算は含まない。

【 0 0 4 0 】

次の表記法を導入する。

【 0 0 4 1 】

$$D_n = d_n^2 - d_n'^2 \dots (d2)$$

【 0 0 4 2 】

$$A_n = 2(n - d_n') + K \dots (d3)$$

また、 $A_n$  を次のような式 ( 9 ) で繰り返し更新できることに注意されたい。

【 0 0 4 3 】

【 数 9 】

$$A_{n+1} = A_n + 2(1 - S) \quad (9)$$

10

20

30

40

50

ここで、前述のように  $S$  は  $7/8$  または  $1$  である。

【 0 0 4 4 】

これらの修正と表記法により、 $d'_n$  を計算するための第 2 のアルゴリズムは、次のような式 ( 1 0 ) になる。

【 0 0 4 5 】

【 数 1 0 】

## 第 2 のアルゴリズム (10)

### 1. Initialization (at $n=n_f$ ) . . . 初期設定

$$n=n_f$$

$$d'_n=d_n$$

$$A_n=2(n-d_n)+K$$

$$D_n=0$$

### 2. Update ( $n>n_f$ ) . . . 更新 ( $n_f$ よりも大きい $n$ )

if  $D_n \geq 0$  . . .  $D_n \geq 0$  の場合

$$D_{n+1}=D_n+A_n+d'_n/4-49/64$$

$$A_{n+1}=A_n$$

$$d'_{n+1}=d'_n+1$$

else . . . 他の場合

$$D_{n+1}=D_n+A_n-1$$

$$A_{n+1}=A_n+1/4$$

$$d'_{n+1}=d'_n+7/8$$

$$n=n+1$$

【 0 0 4 6 】

例のために、第 2 のアルゴリズムは、最小勾配  $7/8$  に基づいて説明された。しかしながら、当業者は、式  $1 - 1/2^i$  の他の最小勾配値で演算するようにアルゴリズムを容易に修正できることを理解する。ここで、 $i = 0, 1, 2, \dots$  であり、好ましくは  $i = 3$  である。例えば、この修正は、第 2 のアルゴリズムに使用される定数の変更を必要とすることがある。従って、 $1.4$  を超える  $f$  の値が許容可能な場合は、最小勾配  $15/16$  が使用され、更に誤差を小さくする利点を提供することができる。また、代替において、最小勾配値  $3/4$  は、誤差を十分に小さくし、 $f$  の値をより小さくすることを可能にすることができる。 $1 - 1/2^i$  以外の形の最小勾配を使用することもできるが、代替の最小勾配は、第 2 のアルゴリズムの実施を複雑にする場合がある。また、最大誤差が  $T$  と比例し、従ってサンプリング周波数  $F$  を高めることによって最大誤差を更に小さくすることに注意されたい。

【 0 0 4 7 】

次に図 4 を参照すると、第 2 のアルゴリズムを実施するための回路 2 0 0 が示されている。この図は、回路の単純化した表現であり、データ経路だけを示し、当業者に既知のタイミング信号と制御信号を省略している。また、例えば、回路がルックアップテーブルフィールドプログラマブルゲートアレイで実現されるとき、マルチプレクサのいくつかをそれらが入力する算術演算装置と同じ物理回路に組み込むことができるので回路全体の複雑さを単純化できることを当業者は理解するであろう。ビームの開始前に、マルチプレクサ 2 1 2 および 2 2 1 は、初期設定値  $A_{n_f}$  と  $d'_n$  (ここで  $n = n_f$ ) をそれぞれ渡すように制御されてもよく、加算器 2 1 3 および 2 2 3 は、これらの修正されない初期設定値をレジスタ 2 1 4 および 2 2 4 にそれぞれ渡すように制御されてもよい。同時に、レジスタ 2 3 6 がクリアされ、決定量  $D_n$  が 0 に初期化されてもよい。次に、回路は、 $n_f$  より大きいすべての深度に関して、サンプリングクロック速度で  $d_n$  を推定してもよい (即ち、1 ク

10

20

30

40

50

ロック当たり 1 つの推定値)。

【0048】

回路 200 を使って第 2 のアルゴリズムを実行する際、制御論理回路 (図示せず) で  $D_n$  の最上位 (符号) ビットを使用して、第 2 のアルゴリズムによって指定されたような勾配  $S$  を選択することができる。例えば、そのビットが 0 のとき、ゲート 211 はディセーブルされ、マルチプレクサ 222 は、勾配値 1 を渡すように制御され、ゲート 233 はディセーブルされ、マルチプレクサ 232 は、二乗勾配 ( $S^2$ ) 値 1 を渡すように制御される。除算  $d'_n / 4$  は、レジスタ 224 の出力ビットをゲート 233 の入力につなぐことによって単純に達成される算術シフトである。回路 200 に使用される論理形式は整数でよく、数の小数部は、整数の最下位ビットによって表わされる。好ましくは、小数部を表わすために 3 つの最下位ビットが使用されるが、当業者によって理解されるような用途と精度の要件によってこれより多数のビットを使用することもできる。様々な量の整数部を表わす最上位ビットの数は、深度位置の最大数により変化する。好ましくは、典型的な超音波治療システムの構成要素 211 は 1 つビットを有し (他のすべてのビットはハードワイヤードされる)、構成要素 212、213 および 214 はそれぞれ 14 のビットを有し、構成要素 222 は 4 つのビットを有し (他のすべてのビットはハードワイヤードされる)、構成要素 232 は 4 つのビットを有し (他のすべてのビットはハードワイヤードされる)、他の構成要素はそれぞれ 16 のビットを有し、これらのすべての構成要素では、最下位の 3 ビットは、それぞれの量の小数部を現す。

【0049】

図 4 の回路 200 を第 2 のアルゴリズムの好ましい実施形態として説明したが、当業者には、第 2 のアルゴリズムが、他の回路によって実現されてもよく又は超音波治療システムに埋め込まれたコンピュータ上で実行されるプログラムとして実現されてもよいことは明らかである。詳細には、回路 200 が、超音波サンプリングレートより高いクロック周波数で動作する場合は、図 4 に示したものより少数の算術演算装置が、当業者によって認識され理解されるように少なくとも 1 つの算術演算装置が複数のアルゴリズム演算を実行する時分割多重方式で使用されてもよい。

【0050】

以上、図 1 の距離  $d$  を推定する方法だけを説明した。しかしながら、本発明の方法は、超音波受信ビームフォーマに使用されてもよい。次に図 3 を参照すると、典型的な受信ビームフォーマ 30 のブロック図が示されている。受信ビームフォーマ 30 は、複数のチャンネル 31、加算器 32、および初期化コントローラ 33 からなってもよい。次に図 3a を参照すると、図 3 のチャンネルの一般的な構造が示されている。チャンネル 31 は、遅延ブロック 36 と遅延コントローラ 38 とからなることができる。ビーム伝達前に、初期化コントローラ 33 は、ビームの特徴 (例えば、ステアリング角、アレイの幾何学的配置、チャンネルに接続された素子のアパーチャの位置) に従って、各チャンネルの遅延コントローラを初期化する。ビーム伝達が行われた後で、アレイ素子にエコーが到達し始める。エコーは、前処理された (例えば増幅されフィルタリングされた) 電気信号に変換されてもよく、前処理された電気信号は、ビームフォーマチャンネル 31 の入力に送られてもよい。更に、遅延ブロック 36 は、遅延コントローラ 38 の制御下で信号を処理し遅延させてもよく、その結果、信号は、位相合わせされて加算器 32 の入力に到達し、そこで信号は、加算されビーム形成された信号となる。

【0051】

本発明の第 2 のアルゴリズムは、遅延コントローラ 38 内で、例えば当業者によって理解されるような回路 200 または回路 200 の変形によって実現されてもよく、その場合、第 2 のアルゴリズムは、当業者に知られているような遅延ブロック 36 を実現する特定の方法に対応するように使用されてもよい。例えば、遅延ブロック 36 は、粗遅延 (coarse delay) を提供するアナログ遅延ラインとアナログマルチプレクサの構成を含んでもよく、あるいは細密位相遅延を提供するアナログ混合器と組み合わせられてもよい。本発明の方法の実施態様の別の例では、遅延ブロック 36 は、電気信号をその数値表現に変換する

アナログデジタル変換器（図示せず）と、サンプリング周期の解像度で粗遅延を提供するメモリストレージユニット（図示せず）と、細密遅延（fine delay）（例えばサブサンプル）を提供する補間器（図示せず）とを含んでもよい。本発明の方法の更に別の実施態様では、アナログデジタル変換器のクロックは、細密遅延を提供するように位相変調されてもよく、デジタル信号は、次に、粗遅延を提供するメモリストレージユニット（図示せず）に書き込まれてもよい。そのような変換器、メモリストレージユニット、および補間器は、当業者に周知であり、技術文献と多数の特許の両方に詳しく説明されている。遅延コントローラ 38 によって生成される制御信号は、一般に、遅延（ $\hat{d}$ ）、到達時間（ $t$ ）、または決定量  $D_n$  の符号の 3 つのタイプのうちの 1 つでよい。決定量  $D_n$  の符号は、回路 200 を使って第 2 のアルゴリズムを実行することにより直接得てもよい。次に、他の制御信号、即ち遅延（ $\hat{d}$ ）と到達時間（ $t$ ）の計算について詳しく説明する。

【0052】

図 1 を再び参照すると、アパーチャの中心に対する横方向の素子までのエコーの遅延を式（11）に示す。

【0053】

【数 11】

$$\hat{d} = (d - r) / c \quad (11)$$

あるいは、前に定義された時間単位と距離単位の場合は式（12）に示したようになる。

【0054】

【数 12】

$$\hat{d}_n = (d_n - n) / 2 \quad (12)$$

【0055】

遅延を補整するために、遅延の負の値が、信号に適用され、物理的遅延を正にするためにすべてのチャネルに適用される定数  $C_1$  だけオフセットされてもよい。従って、遅延コントローラ 38 は、式（13）に示した制御信号を生成しなければならない。

【0056】

【数 13】

$$\text{del}_n = C_1 - d_n / 2 + n / 2 \quad (13)$$

【0057】

これは、図 5 の遅延コントローラ 58 により得ることができる。遅延コントローラ 58 は、本発明の第 2 のアルゴリズムを実現する図 4 の回路 200、深度カウンタ 51、減算器 52、およびタイミング／制御ブロック（図示せず）を含むことがある。深度カウンタ 51 は、ビームの開始前に  $2C_1$  に事前設定され、次に各サンプリングクロックで増分する。式（13）の 2 による除算は、適切なビットを選択することによって実行される。回路は、複数の遅延コントローラ 38 に単一の深度カウンタ 51 を使用することによって更に単純化されてもよい。到達時間の計算は、前述の式（3）に示されている。実施のために、定数  $C_2$  が、式（13）に追加されてもよく、図 3 a の遅延コントローラ 38 の実施態様は、減算器ブロック 52 を当業者によって理解されるような加算器と置き換えてもよいという点を除き、図 5 に示し前に述べた遅延コントローラ 58 と類似してもよい。

【0058】

前述のように、ビームフォーマ 30 の動作は、初期化コントローラ 33 によって実行される初期化で始まってよい。各チャネルの遅延コントローラ 38 は、変数  $A_n$  と  $d'_n$  の初期値と、チャネル 31 を活動化することができる初期深度値  $n_1$  を必要とする場合がある。128 素子フェイズドアレイと 128 のステアリング角の場合、これは、 $64 \times 3 \times 128$  個のパラメータを必要とし、この場合、パラメータの数を 2 分の 1 に減らすためにステアリング角の対称性が使用された。2 の累乗に丸めると、メモリ要件は 1 プローブ当たり 32 K ワードになる。このメモリ要件は、特にローエンド携帯型超音波システムやス

10

20

30

40

50

ペースと電力が不十分な他のコンパクト超音波システム設計で大きなコストになる場合がある。他の欠点は、新しいパラメータテーブルのロードを必要とするある振動子プローブから別の振動子プローブに切り替えるときの長いデッドタイムなどの存在である。

【 0 0 5 9 】

次に図 6 を参照すると、パラメータの数を減らすために、様々な素子に深度  $n = n_f$  における幾何学的配置を利用することができる。図 6 は、ビーム軸 1 1 2 と深度  $n_{fi}$  を示す少なくとも 1 つのポイント  $N_i$  を含む、フェイズドアレイ 1 0 0 の中心 1 1 0 (以下、大文字「O」と呼ぶ)の左側の最初の 3 つの素子(およびそれらの中心  $L_i$ 。ここで  $i = 0, 1, \dots$ )と右側の最初の 3 つの素子(およびそれらの中心  $R_i$ 。ここで  $i = 0, 1, \dots$ )を示す。深度  $n_{fi}$  を示すポイントは、式(14)で示したような  $n_{fi}$  の定義によってアパーチャの中心に対して対称な素子と同等である。

10

【 0 0 6 0 】

【数 1 4】

$$n_{fi} = 2f \cdot OL_i = 2f \cdot OR_i = ON_i \quad (14)$$

【 0 0 6 1 】

図 1 と前述の定義を再び参照して、アレイ中心 1 1 0 の左側の素子  $i$  ( $i = 0, 1, \dots$ )に関して以下の式(15)、(16)および(17)が成り立つことが分かる。

【 0 0 6 2 】

【数 1 5】

$$OL_i = x_i \quad (15)$$

20

【 0 0 6 3 】

【数 1 6】

$$ON_i = n_{fi} = 2f |x_i| = 2f \cdot OL_i \quad (16)$$

【 0 0 6 4 】

【数 1 7】

$$L_i N_i = d_{nfi} \quad (17)$$

30

【 0 0 6 5 】

三角形  $OL_i N_i$  と  $OL_j N_j$  は共通に角度  $O'$  を有し、式(15)と(16)によって  $OL_i / OL_j = ON_i / ON_j = x_i / x_j$  であり、従って、2つの三角形は相似であり、従って式(17)から  $d_{nfi} / d_{nfj} = L_i N_i / L_j N_j = x_i / x_j$  である。従って、 $n_{fi}$  と  $d_{nfi}$  は両方とも、ビームの原点からの距離  $|x_i|$  に比例して大きくなる。これは、次に、左側素子 0 ( $n_{f0}$  と  $d_{nf0}$ ) に関してその値から始まる各左側素子の 2 つのパラメータ  $n_{fi}$  と  $d_{nfi}$  と、素子から素子へのその増分  $n_f$  と  $d_{nf}$  を計算する方法を提供する。整数のサンプリング位置を保証するために、 $n_{f0}$  は丸められ(厳密な指定値から  $f$  が少しずらされる)、 $x_0$  は、次のような式(18)と(19)を有する素子間の距離の半分、即ちピッチであると見なす。

40

【 0 0 6 6 】

【数 1 8】

$$\Delta n_f = 2n_{f0} \quad (18)$$

【 0 0 6 7 】

【数 1 9】

$$\Delta d_{nf} = d_{nf1} - d_{nf0} \quad (19)$$

$d_{nf1}$  と  $d_{nf0}$  は式(4)に従って式(20)と(21)で計算される

50

【 0 0 6 8 】

【 数 2 0 】

$$n_{fi} = n_{f0} + i \times \Delta n_f \quad (20)$$

【 0 0 6 9 】

【 数 2 1 】

$$d_{nfi} = d_{nf0} + i \times \Delta d_{nf} \quad (21)$$

【 0 0 7 0 】

式 ( 6 ) の定義 ( d 1 ) による表現  $K_i$  は、 $x_i$  の符号付きの値に比例して変化し、式 ( 10 2 2 ) に従って同じように計算することができる。

【 0 0 7 1 】

【 数 2 2 】

$$K_i = K_0 - i \times \Delta K \quad (22)$$

$$\Delta K = 2 \times \text{ピッチ} \times \sin \theta$$

【 0 0 7 2 】

次に、 $A_{ni}$  は、その定義 ( d 3 ) によって  $n_{fi}$ 、 $d_{nfi}$  および  $K_i$  から得られる。

【 0 0 7 3 】

同じ方法は、アレイの右側素子、即ち  $R_i$  にも適用することができ、ここで、 $i = 0, 1, \dots$  である。本明細書で説明する対称なアパーチャの場合、 $n_{f0}$  と  $n_f$  はフェイズアレイ 1 0 0 の左側と右側で同じであるが、ステアリング角が 0 以外の値のときは  $d_{nf0}$  と  $d_{nf}$  が異なることに注意されたい。また、右側の場合は、 $K_0$  と  $K$  は左側の場合と同じであることに注意されたい。しかしながら、右側の  $K_0$  と  $K$  を実施するとき、式 ( 2 2 ) は、次のような式 ( 2 2 ' ) としてわずかに異なる形をとる。

【 0 0 7 4 】

$$K_i = K_0 + (i + 1) \times \Delta K \quad (22')$$

【 0 0 7 5 】

従って、フェイズアレイ内にある素子の数に関係なく各ステアリング方向に 8 つのパラメータだけが必要である。1 2 8 素子フェイズドアレイと 1 2 8 のステアリング角の以前の例では、これにより、全メモリサイズは  $64 \times 8 = 0.5$  Kワードになる。対称性のために、 $128 / 2 = 64$  組のパラメータだけが必要である。従って、追加の演算回路を犠牲にしてメモリが 64 分の 1 になることが分かる。超音波受信ビームフォーマの第 2 のアルゴリズムの実施態様は、初期化コントローラが、論理ユニットと算術演算装置が容易に利用可能且つ安価であるがメモリが比較的不十分なフィールドプログラマブルゲートアレイなどの技術で実現されるときに有利である。

【 0 0 7 6 】

更に、ピッチ (  $x$  ) が第 1 の左側 / 右側素子の距離  $x_0$  の 2 倍に対応するという事実を利用することによって、パラメータテーブルサイズを更に小さくすることができる。前に示したように、当該のパラメータが、素子の位置  $x$  に比例して素子ごとに異なることを考えると、初期パラメータ値は、式 ( 2 3 ) から ( 2 5 ) に示した増分から計算することができることになる。

【 0 0 7 7 】

【 数 2 3 】

$$n_{f0} = \Delta n_f / 2 \quad (23)$$

【 0 0 7 8 】

【 数 2 4 】

$$d_{nf0} = \Delta d_{nf} / 2 \quad (24)$$

【 0 0 7 9 】

【 数 2 5 】

$$K_0 = 1 - \Delta K / 2 \quad (25)$$

【 0 0 8 0 】

フェイズアレイ 1 0 0 の右側の素子では、 $d_{nf}$  が左側の素子のもの異なってもよく、 $K_0$  が、次の式 ( 2 5 ' ) に示したように減算器の代わりに加算器で計算されてもよいことに注意されたい。

【 0 0 8 1 】

$$K_0 = 1 + K / 2 \quad (25')$$

10

【 0 0 8 2 】

従って、初期化テーブルには増分だけが必要とされ、メモリ要件は、更に 2 ~ 2 5 6 分の 1 ワード減少し、全体で 1 2 8 分の 1 減少する。

【 0 0 8 3 】

本発明の初期化アルゴリズム ( 即ち、第 2 のアルゴリズム ) のいくつかの実施態様では、乗算器が容易に利用可能であり、初期化パラメータの計算は、式 ( 2 0 )、( 2 1 )、( 2 2 ) を直接使用して行われてもよい。しかしながら、乗算器は一般に高価である。乗算を必要とする計算を回避するために、式 ( 2 0 )、( 2 1 ) および ( 2 2 ) は、次のように、増分  $n_f$ 、 $d_{nf}$ 、 $K$  をそれぞれのパラメータに繰り返し加算することによって初期化パラメータを繰り返し計算する式 ( 2 6 ) の第 3 のアルゴリズムと置き換えられ

20

【 0 0 8 4 】

## 【数 2 6】

## 第 3 のアルゴリズム (26)

1. Set up for first left element . . . 第 1 の左側素子の設定

Load increment registers  $\Delta n_f$ ,  $\Delta d_{nf}$ ,  $\Delta K$  . . . 増分レジスタをロードする

Load accumulators with first left element values

. . . アキュムレータに第 1 の左側素子の値をロードする

$$n_{fi} = \Delta n_{f0} / 2$$

$$d_{nfi} = \Delta d_{nf0} / 2$$

$$K_i = 1 - \Delta K / 2$$

10

Calculate first left value of  $A_n$  . . .  $A_n$  の第 1 の左側値を計算する

$$A_{nfi} = 2(n_{fi} - d_{nfi}) + K_i$$

2. Iterative calculation for all left elements after first

. . . 第 1 の後のすべての左側素子の繰り返し計算

$$n_{fi} = n_{fi} + \Delta n_f$$

$$d_{nfi} = d_{nfi} + \Delta d_{nf}$$

$$K_i = K_i - \Delta K$$

$$A_{nfi} = 2(n_{fi} - d_{nfi}) + K_i$$

20

3. Set up for first right element . . . 第 1 の右側素子の設定

Load increment registers  $\Delta n_f$ ,  $\Delta d_{nf}$ ,  $\Delta K$  . . . 増分レジスタをロードする

Load accumulators with first right element values

. . . アキュムレータに第 1 の右側素子の値をロードする

$$n_{fi} = \Delta n_{f0} / 2$$

$$d_{nfi} = \Delta d_{nf0} / 2$$

$$K_i = 1 + \Delta K / 2$$

Calculate first left value of  $A_n$  . . .  $A_n$  の第 1 の左側値を計算する

$$A_{nfi} = 2(n_{fi} - d_{nfi}) + K_i$$

30

4. Iterative calculation for all right elements

. . . すべての右側素子の繰り返し計算

$$n_{fi} = n_{fi} + \Delta n_f$$

$$d_{nfi} = d_{nfi} + \Delta d_{nf}$$

$$K_i = K_i + \Delta K$$

$$A_{nfi} = 2(n_{fi} - d_{nfi}) + K_i$$

## 【0085】

初期化パラメータを計算する方法を、式(20)、(21)および(22)と、上記式(26)の繰り返し初期化アルゴリズム(即ち、第3のアルゴリズム)で説明したが、本発明の比例原理に基づいて代替式を考案し実行できることは当業者に明らかである。

40

## 【0086】

次に図7を参照すると、式(26)の繰り返し初期化アルゴリズムを実現することができる回路70を示す。回路70は、パラメータメモリ、レジスタおよび算術演算装置だけを示し、当業者によって理解されるようなタイミングおよび制御回路および信号を省略した単純化した概略図を表わす。式(26)の繰り返し初期化アルゴリズムの設定段階1と3の間、増分は、パラメータメモリ71から読み出され、複数のシフトレジスタ72、73および74にロードされてもよい。これと同時に、アキュムレータレジスタ78および79は0にリセットされてもよく、アキュムレータレジスタ80は1に事前設定されてもよい。次に、シフトレジスタ72、73および74は、増分を2で割るために1ビットダ

50



ウンシフトしてもよく、次にそれぞれ式(23)、(24)、(25)および(25')に従ってアキュムレータレジスタ78、79、80の初期値が計算されてもよい。その後、シフトレジスタは、1ビットだけシフトアップして増分値を回復してもよい。次に、回路70は、式(26)の繰り返し初期化アルゴリズムの繰り返し計算段階2および4を実行し始めてもよい。算術演算装置75、76および77は、初期化アルゴリズムの段階2と4の最初の3つの演算を実行してもよい。算術演算装置75と76は加算器を含んでもよく、算術演算装置77は加算器/減算器を含んでもよい。例えば、加算器75は、アパーチャの中心から更に離れた次の素子のそれぞれの値を得るために $n_{fi}$ の値に $n_f$ を繰り返し加算する。減算器81と加算器82は、 $A_n$ の量を計算することができる。この回路は、フィールドプログラマブルゲートアレイ集積回路で実施するのに特に適しているが、当業者には、本発明の繰り返し初期化アルゴリズムが、当業者に既知の他の回路によって、又は超音波システム、超音波システム構成要素(例えば、超音波スキャナなど)と別のコンピュータまたは埋め込まれたコンピュータで実行されるコンピュータ実行プログラムとして実現されてもよい。

10

#### 【0087】

本発明の到達時間/遅延算出アルゴリズムおよび初期化アルゴリズムは、1D(一次元)フェイズドアレイ振動子と、ビーム軸がアパーチャの中心から出る走査幾何学的配置に関して説明された。しかしながら、これらのアルゴリズムは、当業者によって理解されるような他の構成に拡張されてもよく、それらの構成のいくつかについては後で簡単に説明する。

20

#### 【0088】

状況によっては、軸がアパーチャの中心ではなく異なる位置から出るビームを作成することが望ましい場合がある。そのような場合には、様々な素子の位置の値 $x$ を、アパーチャの中心ではなくビームの原点に対して測定しなければならないが、この開示で使用される(18)(23)(24)、(25)、(25')の式はそのまま有効である。従って、遅延/到達時間アルゴリズムは有効なままである。また、比例関係に基づく初期化アルゴリズムは、2つの素子の中間にあるビーム原点に依存する部分以外は有効なままである。従って、ビームの原点が、2つの素子のちょうど中間にない場合、 $n_{f0}$ は、ビームの原点の左側と右側で異なる値をとり、従って1つの余分な初期化パラメータが必要となる。同様に、第1の左側/右側パラメータの増分からの計算があまり簡単でなくなり、第1の左側/右側値と増分の両方を含むテーブルのサイズを大きくする方が便利な場合がある。ビーム原点から最も近い素子中心までの距離がピッチ/2<sup>i</sup>の形の場合も、初期化アルゴリズムと回路70によるその実施態様を当業者に明らかな小さな修正で使うことができる。

30

#### 【0089】

また、第2のアルゴリズムに基づく到達時間/遅延算出アルゴリズムは、ステアリング角 $\theta$ が0(即ち、ステアリングなし)のときにコンベックス(例えば曲線の)アレイにも適用され、第2のアルゴリズム構成に影響を及ぼさない次の定義(d1)の修正が行われる。

#### 【0090】

$$K_{\text{convex}} = 1 + 2R(1 - \cos \theta) \quad (d1 - \text{convex})$$

ここで、 $R$ はコンベックスアレイの半径であり、 $\theta$ は、ビーム軸に対する素子の中心の角度位置である。

40

#### 【0091】

コンベックスアレイの場合、初期化パラメータは、アレイの曲線的な幾何学的配置に基づいて計算され、初期値と増分からすべての素子のパラメータを導き出す方法が適用されなくなる。

#### 【0092】

最後に、第2のアルゴリズムは、1.5次元アレイ、1.75次元アレイ、および二次元アレイを含むように拡張されてもよい。実際には、アレイの平面内にある素子と、いく

50

つかのアジマス角と仰角で操作されアレイの平面内に原点があるビームを検討されたい。ビーム軸と素子の中心を含む平面を構成する場合は、ビーム原点とビーム軸は、その平面内に図 1 に示した幾何学的配置と同じ幾何学的関係を示し、本発明の第 2 のアルゴリズムを使って到達時間 / 遅延算出アルゴリズムを導き出すために使用されてもよい。その場合、初期化パラメータは、当業者によって理解されるようなフェイズドアレイの説明と違うように計算されなければならない場合がある。

【 0 0 9 3 】

本発明の 1 つまたは複数の実施形態を説明した。しかしながら、本発明の趣旨と範囲から逸脱することなく様々な修正を行うことができることを理解するであろう。従って、他の実施形態は、添付の特許請求の範囲内にある。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 9 4 】

【図 1】フェイズドアレイイメージングでエコー到達時間を計算するために使用される幾何学的配置を示す図である。

【図 2】中心素子とアパーチャの中心から遠くにある素子に関して、ビーム軸に沿った深度と、ビーム軸上のポイントから受信素子の中心までの距離との関係を示す図である。

【図 3】代表的な受信ビームフォーマのブロック図である。

【図 3 A】ビームフォーマチャネルの概略ブロック図である。

【図 4】本発明の方法によるビーム軸上のポイントから素子の中心までの距離を計算する回路を示す図である。

【図 5】本発明の方法を実現する遅延コントローラのブロック図である。

【図 6】いくつかのアレイ素子の初期深度での幾何学的配置を示す図である。

【図 7】本発明の方法による初期化パラメータを計算する回路を示す図である。

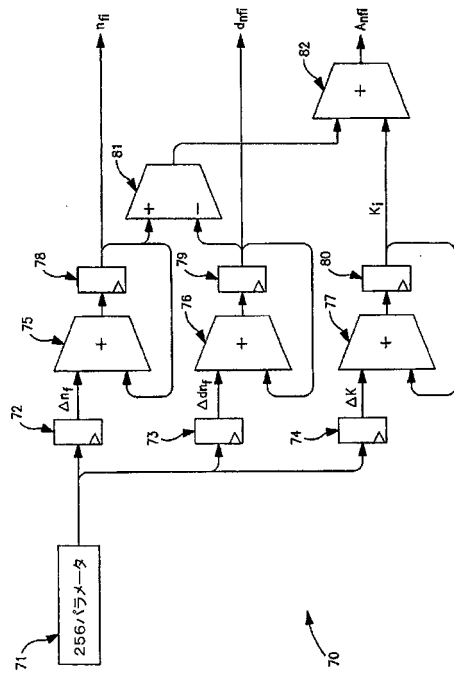
【符号の説明】

【 0 0 9 5 】

1 0 フェイズドアレイ、 1 1 素子、 1 2 アレイ中心、 1 3 縦軸、 1 4 中心、  
1 6 ビーム軸。



【図 7】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開平 1 1 - 1 2 3 1 9 4 ( J P , A )  
特開平 0 9 - 3 1 8 7 3 3 ( J P , A )

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)  
A 6 1 B 8 / 0 0

专利名称(译)	超声波接收波束形成器的延迟控制器		
公开(公告)号	<a href="#">JP5498158B2</a>	公开(公告)日	2014-05-21
申请号	JP2009502883	申请日	2007-03-22
[标]申请(专利权)人(译)	日立阿洛卡医疗株式会社		
申请(专利权)人(译)	阿洛卡有限公司		
当前申请(专利权)人(译)	日立アロカメディカル株式会社		
[标]发明人	アレキサンドルラドゥー		
发明人	アレキサンドル ラドゥー		
IPC分类号	A61B8/00		
CPC分类号	G10K11/346 A61B8/00 G01N29/262 G01N2291/044 G01N2291/106		
FI分类号	A61B8/00		
代理人(译)	吉田健治 石田 纯		
优先权	11/395863 2006-03-30 US		
其他公开文献	JP2009532089A JP2009532089A5		
外部链接	<a href="#">Espacenet</a>		

# 摘要(译)

超声系统具有一系列元件和两个相邻元件之间的光束原点，每个元件将接收的能量转换为回波信号，并且还还原表一种波束形成器，包括初始化控制器，该初始化控制器具有初始化控制器电路，该初始化控制器电路根据从相位匹配信号和具有延迟电路的至少一个信道和延迟控制器的总和计算初始化参数的方法来计算初始化参数以及用于形成波束形成信号的加法器。

## 【 図 1 】

