

(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2004-261572

(P2004-261572A)

(43) 公開日 平成16年9月24日(2004.9.24)

(51) Int.Cl.⁷

A 61 B 8/00

F 1

A 61 B 8/00

テーマコード(参考)

4 C 6 O 1

審査請求 未請求 請求項の数 21 O L 外国語出願 (全 24 頁)

(21) 出願番号 特願2003-317075 (P2003-317075)
 (22) 出願日 平成15年9月9日 (2003.9.9)
 (31) 優先権主張番号 10/241,291
 (32) 優先日 平成14年9月10日 (2002.9.10)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(71) 出願人 590000248
 コーニンクレッカ フィリップス エレクトロニクス エヌ ヴィ
 Koninklijke Philips Electronics N. V.
 オランダ国 5621 ペーー アインドーフェン フルーネヴァウツウェッハ
 1
 Groenewoudseweg 1, 5
 621 BA Eindhoven, The Netherlands
 (74) 代理人 100087789
 弁理士 津軽 進
 (74) 代理人 100114753
 弁理士 宮崎 昭彦

最終頁に続く

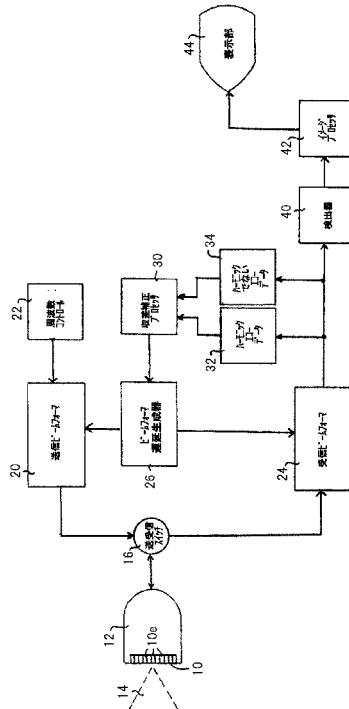
(54) 【発明の名称】ハーモニックな信号及びハーモニックでない信号を用いた超音波画像収差補正

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】ハーモニックイメージングの収差補正を行う方法を提供する。

【解決手段】ハーモニックなイメージとハーモニックでないイメージとを比較することにより収差補正が計算されて収差補正見積もりを導く、超音波診断イメージシステム及び方法が提供される。好ましい実施例では、ハーモニックなイメージは基準となるイメージを提供し、この基準イメージに対するハーモニックでないイメージの収差が比較される。好ましい取得技術は、ハーモニックなイメージを取得するため周波数 f で送信し周波数 $n \times f$ で受信し、ハーモニックでないイメージを取得するため周波数 $n \times f$ で送信し周波数 $n \times f$ で受信することである。好ましい実施例では、収差補正見積もりは、2つのイメージに対する開口補正データを見いだすためにイメージデータを逆伝播させることにより作ることである。

【選択図】図2



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

超音波トランスデューサアレイビームフォーマに対して収差補正值を供給する方法であって、収差を含む超音波画像フィールドからハーモニックエコーデータを取得し、前記超音波画像フィールドからハーモニックではないエコーデータを取得し、収差補正值を推定するために前記ハーモニックではないエコーデータを前記ハーモニックエコーデータと比較し、前記収差補正值を前記ビームフォーマへ与える、方法。

【請求項 2】

比較することが低い収差基準として前記ハーモニックエコーデータを使用することを含む、請求項 1 に記載の方法。 10

【請求項 3】

ハーモニックエコーデータを取得することが、所与の周波数を持つハーモニックエコーデータを取得することを含み、ハーモニックでないエコーデータを取得することが、前記所与の周波数を持つハーモニックでないエコーデータを取得することを含む、請求項 2 に記載の方法。

【請求項 4】

ハーモニックエコーデータを取得することが、基本送信周波数の 2 次高調波を取得することを含む、請求項 3 に記載の方法。

【請求項 5】

比較することが更にハーモニックエコーデータとハーモニックでないエコーデータとの相互関係を実行することを含む、請求項 1 に記載の方法。 20

【請求項 6】

比較することが更にハーモニックエコーデータとハーモニックでないエコーデータとを逆伝播することを含む、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 7】

比較することが更に逆伝播されたハーモニックエコーデータとハーモニックでないエコーデータとの複素比を形成することを含む、請求項 6 に記載の方法。

【請求項 8】

比較することが更に総合的差に対してハーモニックエコーデータとハーモニックでないエコーデータとを等化することを含む、請求項 1 に記載の方法。 30

【請求項 9】

等化することが前記ハーモニックでないエコーデータを取得中に三角アポダイゼーションとピラミッドアポダイゼーションとのうちの少なくとも 1 つを適用することを含む、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 10】

比較する前に前記ハーモニックエコーデータと前記ハーモニックでないエコーデータとを復調することを更に含む、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 11】

音収差の速度に対して補正される超音波診断画像システムであって、超音波を送信及び受信するアレイトランスデューサと、前記アレイトランスデューサに結合され、前記アレイトランスデューサが複数の選択可能な周波数で超音波を送信可能にする送信ビームフォーマと、前記アレイトランスデューサに結合された受信ビームフォーマと、幾何学的に導き出された遅延をビームフォーマへ供給するように働く前記受信ビームフォーマ及び前記送信ビームフォーマのうちの少なくとも一方に結合されたビームフォーマ遅延発生器と、ハーモニックデータセット及びハーモニックでないデータセットを記憶するように働く、前記受信ビームフォーマに結合されたデータ記憶装置と、前記ビームフォーマ遅延発生器に結合された出力部を持ち、前記ハーモニックデータセット及び前記ハーモニックでないデータセットに応答して、前記ビームフォーマ遅延発生器にハーモニックデータとハーモニックでないデータとの比較により形成される収差補正值を供給するように働く収差補正プロセッサとを有する、超音波診断画像システム。 40

【請求項 1 2】

前記収差補正プロセッサが相対的に低い収差効果を示す基準として前記ハーモニックでないデータを利用する、請求項 1 1 に記載の超音波診断画像システム。

【請求項 1 3】

前記送信ビームフォーマが、周波数 f で超音波の送信と周波数 $n f$ でハーモニック超音波の受信とのための動作の第 1 モードと、周波数 $n f$ で超音波の送信と周波数 $n f$ でハーモニックでない超音波の受信とのための動作の第 2 モードとを示す、請求項 1 2 に記載の超音波診断画像システム。

【請求項 1 4】

周波数 $n f$ の前記ハーモニック超音波が基本周波数 f の 2 次の周波数高調波である、請求項 1 3 に記載の超音波診断画像システム。 10

【請求項 1 5】

前記収差補正プロセッサが相互相關プロセッサを有する、請求項 1 1 に記載の超音波診断画像システム。

【請求項 1 6】

前記収差補正プロセッサが逆伝播プロセッサを有する、請求項 1 1 に記載の超音波診断画像システム。

【請求項 1 7】

前記逆伝播プロセッサが、フーリエ変換プロセッサを有する、請求項 1 6 に記載の超音波診断画像システム。 20

【請求項 1 8】

前記フーリエ変換プロセッサが、前記ハーモニックデータセット及び前記ハーモニックでないデータセットを当該データセットの焦点範囲に略等しい範囲まで逆伝播するように動作可能である、請求項 1 7 に記載の超音波診断画像システム。

【請求項 1 9】

前記収差補正プロセッサがハーモニックデータ / ハーモニックでないデータ等化プロセッサを有する、請求項 1 1 に記載の超音波診断画像システム。

【請求項 2 0】

周波数 $n f$ で超音波エコーデータを通過させる、前記受信ビームフォーマの出力部に結合されたフィルタを有する、請求項 1 3 に記載の超音波診断画像システム。 30

【請求項 2 1】

前記収差補正プロセッサの出力部と前記受信ビームフォーマとの間に結合された復調器を有する、請求項 1 1 に記載の超音波診断画像システム。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0 0 0 1】**

本発明は、超音波診断画像システムに関し、特にハーモニックな信号及びハーモニックでない信号の解析に基づいた収差補正を伴う超音波診断画像システムに関する。

【背景技術】**【0 0 0 2】**

超音波トランスデューサアレイビームフォーマにより使用される幾何学的遅延計算は、一般に体内を通る音の速度が既知の定数であるという仮定に基づいて予測される。しかしながら、現実として身体は、一般に異なる経路、振幅歪み及びアレイトランスデューサの開口間の波面までの到達時間変動を生じさせる不均質組織経路を提供している。結果として、送信及び受信されるビームの正確な焦点は、常に起こるとは限らないだろう。理論的には、これらの影響の多くは、送信及び受信されるビームの焦点を合わせるために使用される遅延調整により克服できる。

【発明の開示】**【発明が解決しようとする課題】****【0 0 0 3】**

20

30

40

50

必要とされる遅延調整を決定し、適切に実時間で実行することは、長年の研究課題であった。1つのアプローチとしては、到達時間差を見積もるため周りのトランスデューサ素子又は素子のグループにより受信されたエコーの相互関係を含めることである。もう1つのアプローチは、イメージ領域内のスペックル又は反射の輝度を最大にするように焦点用遅延を変化させることであった。これらの努力の多くは受信する開口内での時間シフトに対する補正を提供するよう努める一方で、送信開口に対する時間シフト補正を提供するようになっていた。これらのアプローチの多くは、まったく繰り返され、イメージ領域内のアベレータ及びリフレクタの組合せを動かしながら、大いに変えて許容できる結果へ収束させるという問題に直面する。全てが高度な計算、信号処理及び補正の適当なレベルがいつ供給されるべきかを知る必要性についての課題に直面していた。

10

【0004】

米国特許第6,023,977号、第6,131,458号及び第6,223,599号では、異なる周波数の信号解析、特に基本周波数信号及びハーモニック（高次の）周波数の信号の種々の組合せの解析の見通しからの問題を話している。これらの特許文献により提案された種々の実施例は、基本の又はハーモニックのイメージに対する収差補正見積もりを計算するために、基本周波数、ハーモニック周波数又は広帯域の周波数を使用する。幾つかの実施例においては、エコー信号の基本帯域及びハーモニック帯域両方が、別々の収差補正見積もりを引き出すために使用され、これらは、見積もりの1つがより安定していて結果を支配していくだろうという期待をもって、その後一緒に平均化される。もちろん、1つの見積もりが正しく他が間違いならば、平均化のプロセスにより補正の正確さが悪くなる。これら特許文献の収差見積もりのために使用されるアルゴリズムは、上述の相互関技術のバリエーションであり、4個の素子のサブアレイからの信号が隣接するサブアレイからの信号と相関付けられるか、サブアレイからの信号がサブアレイ信号の和に対して相関付けられるか、又はサブアレイからの信号が前に記憶されたサブアレイ信号に対して相関付けられる。これらのアルゴリズムは全て、今までに知られた基準又は絶対的基準に基づいて調整するというよりはむしろ相対的な位相調整を引き出す。速くて正確で画像品質の絶対的な尺度へ向かっている補正を供給する収差補正技術を提供することが望まれている。

20

【課題を解決するための手段】

【0005】

本発明の原理によると、収差補正是、ハーモニックイメージとハーモニックでないイメージとを比較することにより計算されて収差補正見積もりを取り出す。好ましい実施例において、ハーモニックイメージは基準イメージであり、それに対してハーモニックでないイメージの収差が比較される。好ましい取得技術は、周波数 f で送信しハーモニックイメージを取得するために周波数 $n \times f$ で受信し、周波数 $n \times f$ で送信しハーモニックでないイメージを取得するために周波数 $n \times f$ で受信することである。好ましい実施例においては、収差補正見積もりは、2つのイメージに対する開口補正データを見いだすためにイメージデータを $c \times k$ 伝播することにより生成される。進歩的な技術は、 $N \times M$ のサブアレイに分割される2次元のアレイからのデータの収差補正のために特に有用である。

30

【発明を実施するための最良の形態】

【0006】

最初に図1では、体を撮像する超音波トランスデューサ10が描かれている。この図では、身体内の音波散乱体76から戻ってくるエコー信号からイメージを生成することが望ましい。これらの散乱体は、心臓のような撮像されるべき組織である。ステアリングされ焦点合わせされたビームとして送信され（矢印82により示される）受信される（矢印84により示される）超音波が、トランスデューサ10により送信され受信される。身体への波面移動として不均質組織72と最初に出会う。この組織は、腹部及び胸部壁でしばしば見られるような皮膚、脂肪、筋肉及び皮膚の下にあらわを通常有する。波面は、超音波システムの幾何学的焦点式により推測される速度よりもこの不均質組織を通って僅かに異なる速度で移動する。散乱体76へ僅かに異なる経路をとるアレイトランスデューサから

40

50

の異なる波面は、合焦ポイントと意図されるものと同時というよりはむしろ僅かに異なる時に散乱体に到達できる。不均質組織は、アレイトランスデューサの素子への戻りでエコー波面にまた出会う。従って、アレイ素子から時間コヒーレンスに信号を持ってくるために幾何学的合焦式により計算される遅延がアベレータ（収差を起こすもの）により生じる時間シフトを考慮に入れてないので、不均質の収差は、受信された信号の最適な合焦より劣ってしまう。

【0007】

本発明の原理によると、収差補正がハーモニックなエコー信号データとハーモニックでないエコー信号データとを比較することによりなされる。好ましい実施例において、超音波が周波数 f でトランスデューサ 10 により送信され、周波数 $n \times f$ でのハーモニックなエコー信号が受信される。他の高調波又はサブ高調波が用いられても良いが、以下の例では、 $n = 2$ の場合の 2 次の高調波が用いられるだろう。基本周波数 f の波が不均質組織 72 を通過するので、これらの波は組織内のアベレータにより影響を受けて、遭遇したアベレータに関する時間的にシフトされる。しかしながら、結果的な位相の歪みは、送信波の相対的に低い周波数 f のため相対的に小さい。その後波は、経路上の軟組織 74 を通過して散乱体 76 へ行き、それにより軟組織の非線形媒質が波を歪ませて周波数 $2f$ のハーモニック信号成分を生じさせる。ハーモニック成分の発生は、圧力波が撮像される領域内に焦点が来るほど増大する。主要なハーモニック成分の発生が不均質媒質を通る波の通過の後で起こるので、ハーモニックな波成分は、この組織の収差効果によって相対的には影響を受けない。ハーモニックな信号は散乱体 76 により反射され、エコーが受信のためトランスデューサ 10 へ戻る。

【0008】

トランスデューサはまた、基本周波数信号を送信し受信する。好ましい実施例においては、基本周波数信号が周波数 $n f$ で送信され、周波数 $n f$ で受信される。この例では、 $n = 2$ であり、送信周波数は $2f$ である。この周波数の波が不均質媒質 72 を通っていくので、これらの波は、高い周波数 $2f$ での相対的に大きな位相シフトを生じさせる不均質組織のアベレータにより生じる時間シフトによって影響される。基本周波数波 $2f$ は、ハーモニックな信号が発生したような不均質組織の通過後の生成の利益が得られない。基本周波数信号は散乱体 76 に到達し反射されて、トランスデューサ 10 により受信される。

【0009】

収差効果がないと、両方とも $2f$ の周波数の受信されたハーモニック信号及びハーモニックでない信号は、実質的に同一であるべきである。以下に議論されるように、このことは実質的に送信事象間で介在する動きがない場合であり、信号の周回スペクトル反応は、基本エコー及びハーモニックエコーに適用される相対的送信パワー又はゲイン補正 (B/A) のような考慮によって等しくされる。しかし、収差があると、ハーモニックでない信号が上記理由によりハーモニック信号に対してより大きく劣るはずである。したがって、ハーモニック信号は、ベースライン又はハーモニックでない信号の収差効果が比較され収差補正が作られる基準として用いられる。

【0010】

本発明の他の態様によると、ハーモニック信号及びハーモニックでない信号は、逆伝播のプロセスにより比較される。両方のタイプの信号のエコードデータは、これらの 2 つの信号タイプに対して開口データを決定するために逆伝播され、開口データの複素比は推定される収差補正を作るために形成される。収差補正值は、収差補正されたビームフォーマ遅延を作るために幾何学的な焦点合わせ遅延値（又は以前の収差補正により変形された幾何学的焦点合わせ遅延値）と組み合わされる。

【0011】

この収差補正の数学的算出は、以下の通りである。この分析は、数学を簡単にするために狭帯域遠隔フィールド(a narrow band far field)（又は焦点）近似とする。全超音波ラインは、フェイズドアレイトランスデューサの中心にセンターを持つ単位ベクトル及び音響ラインの方向に沿ったポインティングにより k -空間で記述される。トランスデュー

10

20

30

40

50

サの全開口が、音波を身体へ送信するために用いられる。データが、対象の面又は容積をカバーする送信アングルのシーケンスで集められる。アレイの面での送信圧は数学的に、
【数1】

$$P_T = A(\vec{x}) e^{j2\pi \frac{F}{C} \vec{x} \cdot \vec{k}_0}$$

により記述でき、ここで k_0 はステアリングベクトルであり、ベクトル x は送信素子の位置を記述し、関数 A は開口を規定すると共にアポダイゼーションを記述する。位相項はステアリング位相を記述し、 F は送信周波数であり、 C は音の速度である。
10

【0012】

均質でない胸部壁は、低い周波数伝播について影響をもたないとされるが、振幅及び位相エラー

【数2】

$$e^{\alpha(\vec{x}) + j\beta(\vec{x})}$$

20

を高周波での局地的圧力に加える。

【0013】

送信ビーム形成は、胸部壁に続く組織内で起こる。送信波面は体内を通過し、以下の式により与えられるビームプロファイルを形成する。

【数3】

$$B(\vec{k}) = \iint P(\vec{x}) e^{-j2\pi \frac{F}{C} \vec{k} \cdot \vec{x}} \partial \vec{x}$$

30

ここで、 F は周波数、 P は局地的圧力、及び C は音速である。非線形媒質 74 は、入射圧力の二乗に比例する圧力の 2 次のハーモニックを生成する。散乱体は前記圧力を反射し、

【数4】

$$S(\vec{k})$$

により重みを加える。単一のトランステューサ受信素子は、戻ってきた波を問い合わせするために用いられる。単一の素子は何の方向性も持っていないので、全ての k 空間にわたり圧力を積分し、下記の式で表される。
40

【数5】

$$R(\vec{k}_0) = \iint P(\vec{k}) \partial \vec{k}$$

この受信データは、各送信ステアリング角 k_0 に対して記憶され、その後下記の式でフーリエ変換を用いて等化の開口データを見いだすために“逆伝播される”。

【数6】

$$G(\vec{y}) = \iint R(\vec{k}_0) e^{-j2\pi \frac{F}{c} \vec{k}_0 \cdot \vec{y}} \partial \vec{k}_0$$

ここで、Rはk₀により与えられる送信ステアリング角に対する受信データであり、ベクトルyは開口内の位置である。関数G(y)は、ハーモニックでない場合及びハーモニックな場合に対して、収差見積もりを供給する逆伝播されたハーモニックなデータとハーモニックでないデータとの比と比較される。この分析の詳細は、表Iに示される。詳細な分析において留意する重要なことは、散乱項S(x)が最終結果に現れないことである。このことは、収差見積もりが撮像される散乱体ターゲットから独立していることを意味する。実際的なシステムとしては、G(y)を計算するために用いられた積分は、離散加算により置き換えられる。

10

【0014】

【表 I】

位置	周波数Fで送信し、周波数2Fで受信する場合の特定位置での圧力	周波数Fで送信し、周波数2Fで受信する場合の特定位置での圧力
トランステューサ面で	$A(\vec{x})e^{j2\pi\frac{F}{C}\vec{x}\cdot\vec{k}_0}$	$A(\vec{x})e^{j2\pi\frac{2F}{C}\vec{x}\cdot\vec{k}_0}$
不均質媒質の後	$A(\vec{x})e^{j2\pi\frac{F}{C}\vec{x}\cdot\vec{k}_0}$	$A(\vec{x})e^{j2\pi\frac{2F}{C}\vec{x}\cdot\vec{k}_0+\alpha(\vec{x})+j\beta(\vec{x})}$
送信ビーム形成の後	$\iint A(\vec{x})e^{j2\pi\frac{F}{C}(\vec{k}_0-\vec{k})\cdot\vec{x}}\partial\vec{x}$	$\iint A(\vec{x})e^{j2\pi\frac{2F}{C}(\vec{k}_0-\vec{k})\cdot\vec{x}+\alpha(\vec{x})+j\beta(\vec{x})}\partial\vec{x}$
非線形媒質の後	$[\iint A(\vec{x})e^{j2\pi\frac{F}{C}(\vec{k}_0-\vec{k})\cdot\vec{x}}\partial\vec{x}]^2$ $= \iint \iint A(\vec{x})A(\vec{y})e^{j2\pi\frac{F}{C}(\vec{k}_0-\vec{k})\cdot(\vec{x}+\vec{y})}\partial\vec{x}\partial\vec{y}$ $\propto \iint [\iint A(\vec{y})A(\vec{x}-\vec{y})\partial\vec{y}]e^{j2\pi\frac{F}{C}(\vec{k}_0-\vec{k})\cdot\vec{x}}\partial\vec{x}$ $\propto \iint [\iint A(2\vec{y})A(2\vec{x}-2\vec{y})\partial\vec{y}]e^{j2\pi\frac{2F}{C}(\vec{k}_0-\vec{k})\cdot\vec{x}}\partial\vec{x}$ $\propto \iint A'(\vec{x})e^{j2\pi\frac{2F}{C}(\vec{k}_0-\vec{k})\cdot\vec{x}}\partial\vec{x}$ $A'(\vec{x}) = \iint A(2\vec{y})A(2\vec{x}-2\vec{y})\partial\vec{y}$	$\iint A(\vec{x})e^{j2\pi\frac{2F}{C}(\vec{k}_0-\vec{k})\cdot\vec{x}+\alpha(\vec{x})+j\beta(\vec{x})}\partial\vec{x}$
散乱体からの反射圧力	$\iint S(\vec{k})A'(\vec{x})e^{j2\pi\frac{2F}{C}(\vec{k}_0-\vec{k})\cdot\vec{x}}\partial\vec{x}$	$\iint S(\vec{k})A(\vec{x})e^{j2\pi\frac{2F}{C}(\vec{k}_0-\vec{k})\cdot\vec{x}+\alpha(\vec{x})+j\beta(\vec{x})}\partial\vec{x}$
単一の受信素子で	$\iint \iint S(\vec{k})A'(\vec{x})e^{j2\pi\frac{2F}{C}(\vec{k}_0-\vec{k})\cdot\vec{x}}\partial\vec{x}\partial\vec{k},$ $= \iint S(\vec{x})A'(\vec{x})e^{j2\pi\frac{2F}{C}\vec{k}_0\cdot\vec{x}}\partial\vec{x}$ where $S(\vec{x}) = \iint S(\vec{k})e^{j2\pi\frac{2F}{C}\vec{k}\cdot\vec{x}}\partial\vec{k}$	$\iint \iint \iint S(\vec{k})A(\vec{x})e^{j2\pi\frac{2F}{C}(\vec{k}_0-\vec{k})\cdot\vec{x}+\alpha(\vec{x})+j\beta(\vec{x})}\partial\vec{x}\partial\vec{k},$ $= \iint S(\vec{x})A(\vec{x})e^{j2\pi\frac{2F}{C}\vec{k}_0\cdot\vec{x}+\alpha(\vec{x})+j\beta(\vec{x})}\partial\vec{x}$ where $S(\vec{x}) = \iint S(\vec{k})e^{j2\pi\frac{2F}{C}\vec{k}\cdot\vec{x}}\partial\vec{k}$
逆伝播	$G(\vec{y}) = \iint \iint S(\vec{x})A'(\vec{x})e^{j2\pi\frac{2F}{C}\vec{k}_0\cdot(\vec{x}-\vec{y})}\partial\vec{x}\partial\vec{k}_0$ $G(\vec{y}) = S(\vec{y})A'(\vec{y})$	$G(\vec{y}) = \iint \iint \iint S(\vec{x})A(\vec{x})e^{j2\pi\frac{2F}{C}\vec{k}_0\cdot(\vec{x}-\vec{y})+\alpha(\vec{x})+j\beta(\vec{x})}\partial\vec{x}\partial\vec{k}_0$ $G(\vec{y}) = S(\vec{y})A(\vec{y})e^{\alpha(\vec{y})+j\beta(\vec{y})}$
2列目のG(\vec{y})を一列目のG(\vec{y})で割った結果	Ratio = $\frac{A(\vec{y})}{A'(\vec{y})}e^{\alpha(\vec{y})+j\beta(\vec{y})}$	

10

20

30

40

【0015】

上述の分析は、フルの送信開口及び单一の受信素子に対してである。以下に議論される他の実施例は、サブアレイの受信素子を利用している。

【0016】

本発明の原理に従って構成された超音波診断画像システムが図2に示される。プローブ12は、素子10eから成るアレイトランステューサ10を含む。アレイトランステューサは、イメージフィールド14にわたって走査線を送受信する。この実施例では、プローブ12は、本発明ではリニアアレイ及び他のトランステューサタイプにも等しく適用できるが、イメージフィールドにわたって異なる角度で走査線をステアリングすることにより、イメージフィールドを走査するフェイズドアレイプローブである。プローブ12は高工

50

エネルギー送信パルスから受信ビームフォーマを保護する送受信スイッチ 16 により送信ビームフォーマ 20 及び受信ビームフォーマ 24 と接続される。送信ビームフォーマにより送信されるビームのステアリング及び焦点合わせは、ビームフォーマ遅延生成器 26 により供給される送信遅延値により達成され、これはまた受信ビームをステアリングし動的に合焦させるために受信遅延値を受信ビームフォーマに与える。ビームフォーマ遅延生成器は、所望のビーム角及び焦点のためにビームフォーマに供給される幾何学的合焦遅延テーブルのライブラリにアクセスするか、遅延生成器は個別の送受信シーケンスの前にビームに対する遅延値を計算してもよい。送信ビームフォーマは、送信波の周波数、すなわち基本周波数 f 又は高周波数 $n f$ の何れかでの送信を制御する周波数制御 22 に応答する。

【0017】

10

検出器 40 に結合される受信ビームフォーマ 24 は、コヒーレントな走査線データを形成する。前記検出器は、B モードイメージングのための振幅検出又はドップラーイメージングのためのスペクトラル検出を実施する。検出されたエコー信号は、走査線信号を所望のイメージフォーマットへ処理するイメージプロセッサ 42 へ供給される。結果としてイメージは、ディスプレイ 44 に表示される。

【0018】

受信ビームフォーマ 24 は、ハーモニックなエコーデータメモリ 32 及びハーモニックでないエコーデータメモリ 34 にも結合される。

【0019】

20

受信ビームフォーマが基本周波数 f の送信に応じてハーモニックなエコーデータ $2 f$ を受信しているとき、ハーモニックなイメージ走査線はメモリ 32 に記憶される。受信ビームフォーマが基本周波数 $2 f$ 送信から基本周波数データ $2 f$ を受信しているとき、基本イメージ走査線はメモリ 34 に記憶される。収差補正がイメージフィールド内の離散範囲 r でのみ実施されるべきならば、メモリサイズは単一メモリ装置の異なる記憶領域でもよいメモリ 32 及び 34 に範囲 r でエコーデータをゲートするだけで最小化される。収差補正是、特にイメージ範囲 r に対してなされてもよく、ここで撮像されるべき散乱体は送信焦点範囲のような、又は複数の異なる範囲に対して位置される。ハーモニックなイメージデータ及びハーモニックでないイメージデータは、既知の総合的な差に対してハーモニックなデータとハーモニックでないデータとを等化させ収差補正值を見積るためにハーモニックでないデータをハーモニックなデータと比較する収差補正プロセッサ 30 に供給される。この比較は、以下に充分述べられるように、逆伝播及びハーモニックなデータセットとハーモニックでないデータセットとの比較によりなされる。収差補正值は、収差が低減された超音波イメージの生成のため幾何学的な遅延値と当該収差補正值が組み合わせられるビームフォーマ遅延生成器 26 と結合される。

30

【0020】

図 3 は、図 2 の超音波システムの収差補正サブシステムをより詳細に示す。広帯域のアレイトランステューサがイメージングのために使用されるとき、フィルタリングがないと受信ビームフォーマは広帯域走査線データを生成するだろう。この例では使用されるハーモニックは 2 次のハーモニックであり、広帯域信号からハーモニックを抽出することが必要である。このことは、ハーモニック周波数 $2 f$ を通過するために設定されたフィルタ 46 により達成される。フィルタ 46 は米国特許第 5,951,478 号に記載されているようにパルス反転処理により基本信号からハーモニックな信号を分離してもよい。2 次のハーモニックなイメージ f_{2H} の走査線は、メモリ 32 に記憶される。

40

【0021】

基本周波数 $2 f$ での走査線が受信されるとき、これらは $2 f$ フィルタ 46 により通過されてもよいし、又はフィルタはバイパスされてもよい。ハーモニックでないイメージ走査線は、その後 $2 f$ メモリ 34 に記憶される。フィルタ 46 からの高周波信号は、データ量を低減するためにベースバンド周波数帯域へ、よって収差補正サブシステムのために要求される帯域幅へこれらをミキシングすることにより復調される。

【0022】

50

ハーモニックなデータセット及びハーモニックでないデータセットは、 $f_{2H} : 2f$ 等化プロセッサ 62 により総合的な違いに対して等化される。2つのデータセットが1つの例として同じ等化の開口及び帯域幅を持つことが望ましい。これら2つのデータセットの周回スペクトル応答は、他の例として同一であるように調整されることもできる。後者の場合、もっと多くの送信パルスがハーモニックでないデータのより高い送信周波数 $2f$ で使用されることもできるし、又は受信フィルタ調整を補正することができる。前者の場合、同一の開口幅がこれら2つのデータセットに対して使用できる。ハーモニックなイメージ三角形の開口のような基本イメージが見えるようするために、重み付けが1Dアレイでの基本イメージングの間用いられ、又は2Dアレイの正方形若しくは長方形開口に対してはピラミッド的な重み付けが用いられる。送信アポダイゼーションが利用されないならば、アポダイゼーション重み付けが逆伝播受信データに適用される。

10

【0023】

等化されたデータセットは、フーリエ変換プロセッサ 64 により各データセットのフーリエ変換により逆伝播される。逆伝播の目的は、開口ドメインでの信号の比較を作ることである。補正が適用できる（例えば活性化している開口内の各素子のゲイン及び／又は位相調整）ドメインであるので、開口ドメインでの収差効果を見積もることが所望される。受信する開口へ収差時間シフトされた波面の伝搬により作られた波形振幅及び形状についての変化は、適用される補正により除去されるだろう。逆伝播は、イメージアングル間、すなわち各データセットの異なってステアリングされた走査線に適用されるフーリエ変換を使用することによりなされる。フーリエ変換の結果は、開口比計算機 66 によりハーモニックでない結果及びハーモニックな結果の分割によるものとして2つの結果の振幅比較又は位相比較により比較される。上記比較は、ベースバンド信号の比を採用し、位相検出器を使用し、振幅復調された信号の比を採用し又は2つの信号の相互相関を採用することによりなされる。逆伝播されたデータセットの複素比は、ゲイン及び位相補正両方に対する測定された収束補正值を与える。

20

【0024】

この明細書の始めて付与された数学的解析が单一のトランステューサ素子による受信のためにあった間は、单一素子は領域について選択可能ではなかった。サブアレイとして受信素子のグループの使用は、改善されたSN比と同様に組織の異なる領域に対して、異なる収差値の見積もり、ステアリングされ焦点合わせされるビームの使用を可能にする。このことは、収差データが得られるべきイメージ領域へ受信サブアレイをステアリングすることによりなされる。

30

【0025】

送信は、受信ビームプロファイル内の領域を充分にカバーするため送信ステアリング角の範囲にわたってなされる。受信ステアリング角は、固定されて保持される。ハーモニックなイメージデータ及びハーモニックでないイメージデータが、このようにして得られ、前記領域に対する収差補正值を生成する処理のため記憶される。サブアレイの素子の使用は、米国特許第5、229、933号及び第5、997、479号に示されるように、2Dアレイでの三次元イメージングのためにしばしば用いられるサブアレイビーム形成とも良く適合する。分離した収差補正值は、各グループの素子に対して見積もられ、同じ値を使用するグループのサイズがアベレータサイズに対応するように選択される。同じ補正值が使用されるステアリング角の範囲が、同じ補正值を使用する素子の範囲と同様に選択される。ステアリング角の大きな範囲が小さな数のトランステューサ素子と対応するので、これら2つは関係がある。

40

【0026】

三次元イメージング中に収差補正を供給する2Dアレイの実施例において、48素子×60素子の2Dアレイは、12グループ×12グループのN×Mアレイに分割される。これは、各グループが4×5の20素子のグループとなる。図3のサブシステムが収差補正のために使用されるとき、12×12、即ち144個の2Dフーリエ変換が各データセットに対して計算される。フーリエ変換は、上下に4、アジマスに5の20ステアリング角

50

にわたりできる。

【0027】

イメージフレーム毎の始まりでハーモニックなデータセット及びハーモニックでないデータセットの両方の送受信をなすことが可能な一方で、どのデータセットもイメージフレームに対して用いられないならば、フレームレートは補正なしのフレームレートの3分の1に減少するだろう。このフレームレート減少を回避するため、イメージされたデータセットは収差補正データセットの1つに対して用いることができる。データセットの取得は、一度に10個のイメージフレーム毎のような周期ベースでできる。取得及び補正是時間的インターリープベースでなされ、1つ又は幾つかの範囲に対して1つ又は幾つかのサブアレイだけの取得及び補正がイメージフレーム間で実施できる。多数のイメージフレームのコースにわたって、全アレイ及びイメージフィールドが補正され、更新されるだろう。
10

【図面の簡単な説明】

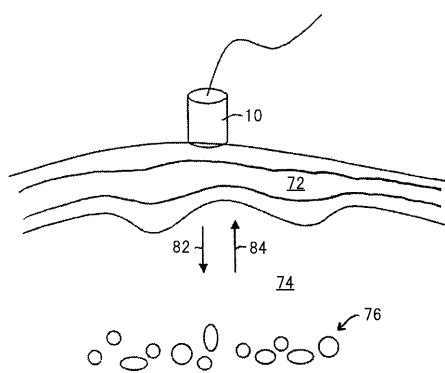
【0028】

【図1】図1は、身体内を通って波面がアベレータと出会うイメージシナリオを示す。

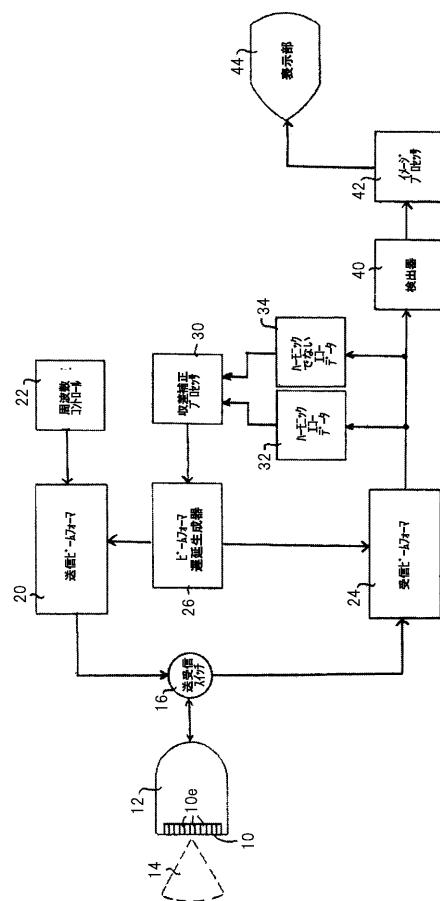
【図2】図2は、本発明の原理に従って構成された超音波診断画像システムを示す。

【図3】図3は、図2の超音波画像システムの収差補正サブシステムの詳細を示す。

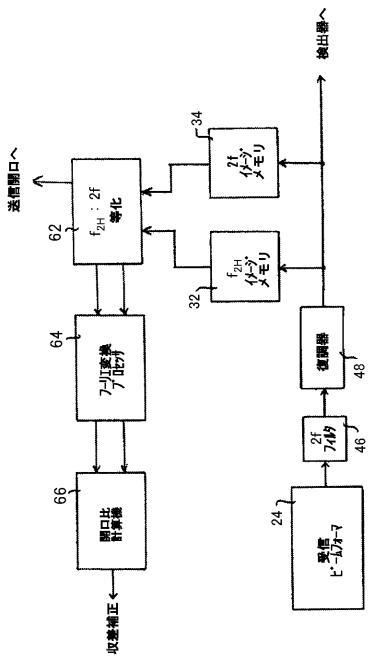
【図1】



【図2】



【図3】



フロントページの続き

(74)代理人 100121083

弁理士 青木 宏義

(74)代理人 100122769

弁理士 笛田 秀仙

(72)発明者 ベルナルド ジェイ サヴォルド

アメリカ合衆国 01810 マサチューセッツ州 アンドーヴァー ハイランド ロード 24

3

F ターム(参考) 4C601 DE08 EE04 HH21 HH33 JB36 JB37 JB41 JB49

【外国語明細書】

Title of Invention

ULTRASONIC IMAGING ABERRATION CORRECTION USING HARMONIC AND NON-HARMONIC SIGNALS

Detailed Description of Invention

This invention relates to ultrasonic diagnostic imaging systems and, in particular, to ultrasonic diagnostic imaging systems with aberration correction based upon harmonic and non-harmonic signal analysis.

The geometric delay calculations used by ultrasonic transducer array beamformers are generally predicated upon the assumption that the speed of sound through the body being imaged is a known constant. However, the reality is that the body generally provides non-homogeneous tissue paths which can cause different phase and amplitude distortions and arrival time fluctuations to the wave fronts across the array transducer aperture.

As a result, an exact focus of transmitted and received beams may not always occur. In theory many of these effects can be overcome by adjustment of the delays used to focus the transmitted and received beams.

Determining the delay adjustments needed, and doing so adaptively and in real time, have been the subject of investigations for many years. One approach involves cross correlating echoes received by neighboring transducer elements or groups of elements to estimate arrival time differences. Another approach has been to vary focusing delays so as to maximize the brightness of speckle or reflectors in the image field. While many of these efforts have tried to provide compensation for time shifts in the receiving aperture, others have looked to provide time-shift compensation for the transmit aperture. Many of these approaches are iterative in nature, and face the problems of converging to an acceptable result with an infinitely variable and at times moving combination of reflectors and aberrators in the image field. All have faced the challenges of intensive computation and signal processing and the need to know when the appropriate level of compensation has been provided.

US Patents 6,023,977, 6,131,458, and 6,223,599 have addressed the problem from the perspective of the analysis of signals of different frequencies, in particular, various combinations of fundamental and harmonic frequency signals. The various embodiments proposed by these patents use fundamental or harmonic or broadband frequencies to compute aberration correction estimates for fundamental or harmonic images. In several embodiments both the fundamental and harmonic bands of the echo signals are used to derive separate aberration correction estimates, which are then averaged together in the hope that one of the estimates is more stable and will dominate the result. Of course if one estimate is correct and the other erroneous, the correction is made less accurate by the averaging process. The algorithms used for aberration estimation in these patents are variations of the cross-correlation technique mentioned above, in which signals from a subarray of four elements are correlated with signals from an adjacent subarray; the signals from a subarray are correlated against a sum of subarray signals; or the signals from a subarray are correlated against a previously stored subarray signal. These algorithms all derive relative phase adjustments rather than adjustments based upon any known or absolute reference. It is desirable to provide an aberration correction technique which is fast, accurate, and provides corrections toward an absolute measure of image quality.

In accordance with the principles of the present invention, aberration cor

rections are computed by comparing harmonic and non-harmonic images to derive aberration correction estimates. In a preferred embodiment the harmonic image is a reference image against which aberrations in the non-harmonic image are compared. A preferred acquisition technique is to transmit at a frequency f and receive at a frequency $n*f$ to acquire the harmonic image and to transmit at a frequency $n*f$ and receive at a frequency $n*f$ to acquire the non-harmonic image. In a preferred embodiment the aberration correction estimates are produced by propagating the image data to find the aperture correction data for the two images. The inventive technique is particularly useful for aberration correction of data from a two dimensional array which is divided into $N \times M$ subarrays.

Referring first to FIGURE 1, an ultrasound transducer 10 is depicted imaging the body. In this illustration it is desired to produce an image from echo signals returned from sound wave scatterers 76 within the body. These scatterers may be the tissue of an organ to be imaged such as the heart. Ultrasound waves, which may be transmitted (as indicated by arrow 82) and received (as indicated by arrow 84) as steered and focused beams, are transmitted and received by the transducer 10. As the wave fronts travel into the body they initially encounter non-homogeneous tissue 72. This tissue may typically comprise the skin, fat, muscle and ribs which are located beneath the skin, as are often found in the abdomen and chest wall. The wave fronts may travel at a slightly different velocity through this non-homogeneous tissue than the velocity assumed by the geometric focus equations of the ultrasound system. Different wave fronts from an array transducer, which take slightly different paths to the scatterers 76, can arrive at the scatterers at slightly different times rather than simultaneously as intended at the focal point. The non-homogeneous tissues are also encountered by the echo wave fronts on their return to the elements of an array transducer. The aberrators of the non-homogeneous can thus result in less than optimal focusing of the received signals, as the delays computed by the geometric focus equations to bring the signals from the elements of the array into time coherence do not take the time shifts caused by the aberrators into account.

In accordance with the principles of the present invention, aberration correction is done by comparing harmonic and non-harmonic echo signal data. In a preferred embodiment an ultrasound wave is transmitted by the transducer 10 at a frequency f and harmonic echo signals at a frequency $n*f$ are received. In the following example the second harmonic will be used, in which case $n=2$, although other harmonics or subharmonics may be used. As the waves at the fundamental frequency f pass through the non-homogeneous tissue 72 they are affected by the aberrators in the tissue and time-shifted in relation to the aberrators encountered. However, the resulting phase distortion is relatively small by reason of the relatively low frequency f of the transmit waves. The waves then pass through soft tissue 74 on their paths to the scatterers 76 and by doing so the non-linear media of the soft tissue distorts the waves, causing harmonic signal components at the frequency $2f$ to develop. Harmonic development increases as the pressure wave comes into focus in the region being imaged. Since the majority of harmonic development occurs after passage of the waves through the non-homogeneous media, the harmonic wave components are relatively unaffected by the aberration effects of this tissue. The harmonic signals are reflected by the scatterers 76 and the echoes return to the transducer 10 for reception.

The transducer also transmits and receives fundamental frequency signals. In the preferred embodiment the fundamental frequency signals are transmitted a

t a frequency of nf and received at the frequency nf. In this example where n=2 , the transmitted frequency is 2f. As the waves at this frequency travel through the non-homogeneous media 72, they are affected by the time-shifts caused by the aberrators of the non-homogeneous tissue which cause relatively significant phase shifts at the higher frequency of 2f. The fundamental frequency waves 2f also do not enjoy the benefit of developing after passage through the non-homogeneous tissue as the harmonic signals did. The fundamental frequency signals arrive at the scatterers 76 and are reflected back to and received by the transducer 10.

In the absence of aberration effects the harmonic and non-harmonic received signals, both at a frequency of 2f, should be substantially identical. As discussed below, this will be substantially the case when there is no intervening motion between transmit events and the round trip spectral response of the signals is equalized by considerations such as the relative transmit power or gain compensation applied to the fundamental and harmonic echoes (B/A). But in the presence of aberration the non-harmonic signals should be significantly more degraded with respect to the harmonic signals for the reasons given above. Thus the harmonic signals are used as a baseline or reference against which aberration effects in the non-harmonic signals are compared and aberration corrections made.

In accordance with a further aspect of the present invention, the harmonic and non-harmonic signals are compared by the process of back propagation. The echo data of both types of signals is back-propagated to determine the aperture data for the two signal types and a complex ratio of the aperture data is formed to produce an estimated aberration correction. The aberration correction values are combined with the geometric focus delay values (or the geometric focus delay values as modified by previous aberration correction) to produce aberration corrected beamformer delays.

A mathematical derivation of this aberration correction is as follows. This analysis assumes a narrow band far field (or focal point) approximation to simplify the mathematics. All ultrasound acoustic lines are described in k-space by a unit vector centered at the center of a phased array transducer and pointing along the direction of the acoustic line. The full aperture of the transducer is used to transmit sound waves into the body. Data is gathered at a sequence of transmit angles covering a plane or volume of interest. The transmit pressure at the surface of the array can be described mathematically by:

$$P_T = A(\vec{x}) e^{j2\pi \frac{F}{C} \vec{x} \cdot \vec{k}_0}$$

where k_0 is the steering vector, the vector x describes the locations of the transmit elements, and the function A describes any apodization as well as defining the aperture. The phase term describes the steering phase, F is the transmit frequency, and C is the speed of sound.

The non-homogenous chest wall is assumed to have no effect on low frequency propagation, but adds an amplitude and phase error

$$e^{\alpha(\vec{x})+j\beta(\vec{x})}$$

to the local pressure at high frequencies.

Transmit beam formation occurs in the tissue following the chest wall. As the transmit wave front passes through the body it forms a beam profile given by:

$$B(\vec{k}) = \iint P(\vec{x}) e^{-j2\pi \frac{F}{C} \vec{k} \cdot \vec{x}} \partial \vec{x}$$

where F = frequency, P = local pressure, and C = sound velocity. The non-linear media 74 generates a second harmonic of the pressure proportional to the square of the incident pressure. The scatterers reflect the pressure and weight it by

$$S(\vec{k})$$

A single transducer receive element is used to interrogate the returning wave. Since a single element has no directionality, it integrates pressure over all k space:

$$R(\vec{k}_0) = \iint P(\vec{k}) \partial \vec{k}$$

This receive data is stored for each transmit steering angle k_0 and then "back propagated" to find the equivalent aperture data using a Fourier transform:

$$G(\vec{y}) = \iint R(\vec{k}_0) e^{-j2\pi \frac{F}{C} \vec{k}_0 \cdot \vec{y}} \partial \vec{k}_0$$

where R is receive data for a transmit steering angle given by k_0 and vector y is the position in the aperture. The function G(y) is compared for the non-harmonic and harmonic cases with the ratio of the back-propagated harmonic and non-harmonic data providing the aberration estimate. The details of this analysis are shown in Table I. An important consideration to note in the detailed analysis is that the scattering term S(x) does not appear in the final result. This means that the aberration estimates are independent of the scatterer targets being imaged. For practical systems the integrals used to calculate G(y) are replaced by discrete summations.

【Table I】

Location	Pressure at specified location for transmitting at F and receiving at 2F	Pressure at specified location for transmitting at 2F and receiving at 2F
At transducer surface	$A(\vec{x})e^{j2\pi \frac{F}{C}\vec{x} \cdot \vec{k}_0}$	$A(\vec{x})e^{j2\pi \frac{2F}{C}\vec{x} \cdot \vec{k}_0}$
After non-homogeneous media	$A(\vec{x})e^{j2\pi \frac{F}{C}\vec{x} \cdot \vec{k}_0}$	$A(\vec{x})e^{j2\pi \frac{2F}{C}\vec{x} \cdot \vec{k}_0 + \alpha(\vec{x}) + j\beta(\vec{x})}$
After transmit beam formation	$\iint A(\vec{x})e^{j2\pi \frac{F}{C}(\vec{k}_0 - \vec{k}) \cdot \vec{x}} \partial \vec{x}$	$\iint A(\vec{x})e^{j2\pi \frac{2F}{C}(\vec{k}_0 - \vec{k}) \cdot \vec{x} + \alpha(\vec{x}) + j\beta(\vec{x})} \partial \vec{x}$
After nonlinear media	$[\iint A(\vec{x})e^{j2\pi \frac{F}{C}(\vec{k}_0 - \vec{k}) \cdot \vec{x}} \partial \vec{x}]^2$ $= \iint \iint A(\vec{x})A(\vec{y})e^{j2\pi \frac{F}{C}(\vec{k}_0 - \vec{k}) \cdot (\vec{x} + \vec{y})} \partial \vec{x} \partial \vec{y}$ $\propto \iint [\iint A(\vec{y})A(\vec{x} - \vec{y}) \partial \vec{y}] e^{j2\pi \frac{F}{C}(\vec{k}_0 - \vec{k}) \cdot \vec{x}} \partial \vec{x}$ $\propto \iint [\iint A(2\vec{y})A(2\vec{x} - 2\vec{y}) \partial \vec{y}] e^{j2\pi \frac{2F}{C}(\vec{k}_0 - \vec{k}) \cdot \vec{x}} \partial \vec{x}$ $\propto \iint A'(\vec{x})e^{j2\pi \frac{2F}{C}(\vec{k}_0 - \vec{k}) \cdot \vec{x}} \partial \vec{x}$ $A'(\vec{x}) = \iint A(2\vec{y})A(2\vec{x} - 2\vec{y}) \partial \vec{y}$	$\iint A(\vec{x})e^{j2\pi \frac{2F}{C}(\vec{k}_0 - \vec{k}) \cdot \vec{x} + \alpha(\vec{x}) + j\beta(\vec{x})} \partial \vec{x}$
Reflected pressure from scatterers	$\iint S(\vec{k})A'(\vec{x})e^{j2\pi \frac{2F}{C}(\vec{k}_0 - \vec{k}) \cdot \vec{x}} \partial \vec{x}$	$\iint S(\vec{k})A(\vec{x})e^{j2\pi \frac{2F}{C}(\vec{k}_0 - \vec{k}) \cdot \vec{x} + \alpha(\vec{x}) + j\beta(\vec{x})} \partial \vec{x}$
At single receive element	$\iint \iint S(\vec{k})A'(\vec{x})e^{j2\pi \frac{2F}{C}(\vec{k}_0 - \vec{k}) \cdot \vec{x}} \partial \vec{x} \partial \vec{k},$ $= \iint S(\vec{x})A'(\vec{x})e^{j2\pi \frac{2F}{C}\vec{k}_0 \cdot \vec{x}} \partial \vec{x}$ <p>where $S(\vec{x}) = \iint S(\vec{k})e^{j2\pi \frac{2F}{C}\vec{k} \cdot \vec{x}} \partial \vec{k}$</p>	$\iint \iint \iint S(\vec{k})A(\vec{x})e^{j2\pi \frac{2F}{C}(\vec{k}_0 - \vec{k}) \cdot \vec{x} + \alpha(\vec{x}) + j\beta(\vec{x})} \partial \vec{x} \partial \vec{k},$ $= \iint S(\vec{x})A(\vec{x})e^{j2\pi \frac{2F}{C}\vec{k}_0 \cdot \vec{x} + \alpha(\vec{x}) + j\beta(\vec{x})} \partial \vec{x}$ <p>where $S(\vec{x}) = \iint S(\vec{k})e^{j2\pi \frac{2F}{C}\vec{k} \cdot \vec{x}} \partial \vec{k}$</p>
Back Propagated data	$G(\vec{y}) = \iint \iint S(\vec{x})A'(\vec{x})e^{j2\pi \frac{2F}{C}\vec{k}_0 \cdot (\vec{x} - \vec{y})} \partial \vec{x} \partial \vec{k}_0$ $G(\vec{y}) = S(\vec{y})A'(\vec{y})$	$G(\vec{y}) = \iint \iint \iint S(\vec{x})A(\vec{x})e^{j2\pi \frac{2F}{C}\vec{k}_0 \cdot (\vec{x} - \vec{y}) + \alpha(\vec{x}) + j\beta(\vec{x})} \partial \vec{x} \partial \vec{k}_0$ $G(\vec{y}) = S(\vec{y})A(\vec{y})e^{\alpha(\vec{y}) + j\beta(\vec{y})}$
Dividing column 1 into column 2 gives:	$\text{Ratio} = \frac{A(\vec{y})}{A'(\vec{y})} e^{\alpha(\vec{y}) + j\beta(\vec{y})}$	

The preceding analysis is for a full transmit aperture and a single receive element. Other embodiments discussed below utilize a subarray of receive elements.

An ultrasonic diagnostic imaging system constructed in accordance with the principles of the present invention is shown in FIGURE 2. A probe 12 includes an array transducer 10 composed of elements 10e. The array transducer transmits and receives scanlines over an image field 14. In this embodiment the probe 12 is a phased array probe which scans the image field by steering scanlines at different angles over the image field, although the invention is equally applicable to linear array and other transducer types. The probe 12 is connected to a transmit beamformer 20 and a receive beamformer 24 by a transmit/receive switch 16

which protects the receive beamformer from high energy transmit pulses. Steering and focusing of the beams transmitted by the transmit beamformer is accomplished by transmit delay values provided by a beamformer delay generator 26, which also furnishes receive delay values to the receive beamformer to steer and dynamically focus received beams. The beamformer delay generator may access a library of geometric focus delay tables which are provided to the beamformers for a desired beam angle and focus, or the delay generator may compute delay values for the beams prior to individual transmit-receive sequences. The transmit beamformer is responsive to a frequency control 22 which controls the frequency of the transmit waves, that is, either transmission at a fundamental frequency f or at a higher frequency nf .

The receive beamformer 24 forms coherent scanline data which is coupled to a detector 40. The detector may perform amplitude detection for B mode imaging or spectral detection for Doppler imaging. Detected echo signals are provided to an image processor 42 which processes the scanline signals into the desired image format. The resultant image is displayed on a display 44.

The receive beamformer 24 is also coupled to a harmonic echo data memory 32 and a non-harmonic echo data memory 34.

When the receive beamformer is receiving harmonic echo data $2f$ in response to fundamental frequency f transmission, the harmonic image scanlines are stored in memory 32. When the receive beamformer is receiving fundamental frequency data $2f$ from fundamental frequency $2f$ transmission the fundamental image scanlines are stored in memory 34. If aberration correction is only to be performed at a discrete range r in the image field the memory size may be minimized by only gating echo data at the range r to the memories 32 and 34, which may be different storage areas of a single memory device. Aberration correction may be done for a particular image range r where the scatterers to be imaged are located such as the transmit focal range, or for a plurality of different ranges. The harmonic and non-harmonic image data is provided to an aberration correction processor 30 which equalizes the harmonic and non-harmonic data for known systemic differences and compares the non-harmonic data to the harmonic data to estimate aberration correction values. The comparison is done by back propagation and comparison of the harmonic and non-harmonic data sets as more fully described below. The aberration correction values are coupled to the beamformer delay generator 26 where they are combined with the geometric delay values for the production of aberration-reduced ultrasonic images.

FIGURE 3 illustrates the aberration correction subsystem of the ultrasound system of FIGURE 2 in greater detail. When a broadband array transducer is used for imaging, the receive beamformer, absent any filtering, will produce broadband scanline data. In this example the harmonic used is the second harmonic and it is necessary to extract the harmonic from the broadband signal. This is accomplished by a filter 46 set to pass the harmonic frequency $2f$. The filter 46 may also separate harmonic signals from the fundamental signals by pulse inversion processing as described in US Pat. 5,951,478. The scanlines of the second harmonic image f_{2H} are stored in memory 32. When the scanlines at the fundamental frequency $2f$ are received they may be passed by the $2f$ filter 46 or the filter may be bypassed. The non-harmonic image scanlines are then stored in the $2f$ memory 34. The high frequency signals from the filter 46 are demodulated by mixing them to a baseband frequency range to reduce the amount of data and hence the bandwidth required for the aberration correction subsystem.

The harmonic and non-harmonic data sets are equalized for systemic differences by an $f_{2H}:2f$ equalization processor 62. It is desirable for the two data sets to have the same equivalent aperture and bandwidth, for one example. The round trip spectral response of the two data sets can be adjusted to be identical, for another example. In the latter case more transmit pulses can be used at the higher transmit frequency $2f$ of the non-harmonic data or compensating receive filter adjustments can be made. In the former case the same aperture width can be used for the two data sets. To make a fundamental image look like a harmonic image triangular aperture weighting is used during fundamental imaging with a 1D array, or pyramidal weighting for the square or rectangular aperture of a 2D array. If transmit apodization is not available, the apodization weighting is applied to the back propagated receive data.

The equalized data sets are back propagated by Fourier transformation of each data set by a Fourier transform processor 64. The purpose of back propagation is to make a comparison of signals in the aperture domain. It is desirable to estimate aberration effects in the aperture domain, as this is the domain in which the corrections can be applied (e.g., gain and/or phase adjustment of each element in the active aperture). The changes in waveform amplitude and shape which were produced by propagation of the aberration time-shifted wave front to the receiving aperture may be removed by the applied corrections. Back propagation is done by using a Fourier transform applied across the image angles, that is, the differently steered scanlines of each data set. The results of the Fourier transform are compared by a phase comparison or an amplitude comparison of the two results as by a division of the non-harmonic and harmonic results by an aperture ratio calculator 66. The comparison can be done by taking a ratio of the baseband signals, using a phase detector, taking a ratio of amplitude-demodulated signals, or a cross-correlation of the two signals. The complex ratio of the back-propagated data sets gives measured aberration correction values for both gain and phase correction.

While the mathematical analysis given at the outset of this specification was for reception by a single transducer element, a single element is non-selective as to region. The use of a group of receive elements as a subarray enables the use of steered and focused beams and the estimation of different aberration values for different regions of tissue, as well as improved signal-to-noise. This is done by steering a receive subarray to an image region for which aberration data is to be obtained.

Transmission is now done over a range of transmit steering angles to fully cover the region within the receive beam profile. The receive steering angle is held fixed. Harmonic and non-harmonic image data is acquired in this manner and stored for processing to generate the aberration correction values for the region.

The use of a subarray of elements also fits well with subarray beamforming often used for three dimensional imaging with a 2D array as shown in US Pats. 5,229,933 and 5,997,479. A separate aberration correction value may be estimated for each group of elements and the size of a group using the same value may be selected to correspond to the aberrator size. The range of steering angles over which the same correction value is used may be selected, as well as the range of elements which use the same correction value. The two are related, as a larger range of steering angles corresponds to a smaller number of transducer elements.

In a 2D array embodiment to provide aberration correction during three dimensional imaging, a 2D array of 48 elements by 60 elements may be divided into a

n NxM array of 12 groups by 12 groups. This results in each group being a 4 by 5 group of 20 elements. When the subsystem of FIGURE 3 is used for aberration correction, 12x12 or 144 2D Fourier transforms are calculated for each data set.

The Fourier transforms can be done over 20 steering angles, 4 in elevation and 5 in azimuth.

While it is possible to do the transmission and reception of both harmonic and non-harmonic data sets at the beginning of every image frame, if neither data set is used for the image frame the frame rate will be reduced to a third of the frame rate. Without compensation. To avoid this frame rate reduction the imaged data set can be used for one of the aberration correction data sets. The acquisition of the data sets can be done on a periodic basis such as once every ten image frames. The acquisition and correction can be done on a time-interleaved basis, where the acquisition and correction of only one or a few subarrays or for one or a few ranges can be performed between image frames. Over the course of a number of image frames the entire array and image field will be corrected and then updated.

Brief Description of Drawings

FIGURE 1 illustrates an imaging scenario in which the wave fronts encounter aberrators as they travel through the body;

FIGURE 2 illustrates an ultrasonic diagnostic imaging system constructed in accordance with the principles of the present invention; and

FIGURE 3 illustrates details of the aberration correction subsystem of the ultrasonic imaging system of FIGURE 2.

Claims

1. A method for providing aberration correction values for an ultrasonic transducer array beamformer comprising:

acquiring harmonic echo data from an ultrasonic image field which may contain aberrators;

acquiring non-harmonic echo data from the ultrasonic image field;

comparing the non-harmonic echo data to the harmonic echo data to estimate aberration correction values; and

applying the aberration correction values to the beamformer.

2. The method of Claim 1, wherein comparing further comprises using the harmonic echo data as a low-aberration reference.

3. The method of Claim 2, wherein acquiring harmonic echo data comprises acquiring harmonic echo data having a given frequency; and wherein acquiring non-harmonic echo data comprises acquiring non-harmonic echo data having the given frequency.

4. The method of Claim 3, wherein acquiring harmonic echo data comprises acquiring the second harmonic of a fundamental transmit frequency.

5. The method of Claim 1, wherein comparing further comprises performing a cross-correlation of harmonic and non-harmonic echo data.

6. The method of Claim 1, wherein comparing further comprises back propagating the harmonic and non-harmonic echo data.

7. The method of Claim 6, wherein comparing further comprises forming a complex ratio of the back-propagated harmonic and non-harmonic echo data.

8. The method of Claim 1, wherein comparing further comprises equalizing the harmonic and non-harmonic echo data for a systemic difference.

9. The method of Claim 8, wherein equalizing comprises applying at least one of a triangular and pyramidal apodization during acquisition of the non-harm

onic data set.

10. The method of Claim 1, further comprising demodulating the harmonic and non-harmonic echo data prior to comparing.

11. An ultrasonic diagnostic imaging system which is corrected for speed of sound aberration comprising:

an array transducer 10 which transmits and receives ultrasonic waves;

a transmit beamformer 20 coupled to the array transducer 10 and capable of causing the transducer 10 to transmit ultrasonic waves at a plurality of selectable frequencies;

a receive beamformer 24 coupled to the array transducer 10;

a beamformer delay generator 26 coupled to at least one of the transmit beamformer 20 and the receive beamformer 24 which acts to provide geometrically derived delays to a beamformer;

a data storage device coupled to the receive beamformer 24 which acts to store a harmonic data set 32 and a non-harmonic data set 34; and

an aberration correction processor 30, responsive to the harmonic and non-harmonic data sets 32, 34 and having an output coupled to the beamformer delay generator 26, which acts to provide the beamformer delay generator 26 with aberration correction values formed by a comparison of harmonic and non-harmonic data.

12. The ultrasonic diagnostic imaging system of Claim 11, wherein the aberration correction processor 30 utilizes the non-harmonic data 34 as a reference exhibiting relatively low aberration effects.

13. The ultrasonic diagnostic imaging system of Claim 12, wherein the transmit beamformer 20 exhibits a first mode of operation for the transmission of ultrasonic waves at a frequency f and reception of harmonic ultrasonic waves at a frequency nf and a second mode of operation for the transmission of ultrasonic wave at a frequency nf and reception of non-harmonic ultrasonic waves at a frequency nf .

14. The ultrasonic diagnostic imaging system of Claim 13, wherein the harmonic ultrasonic waves at the frequency nf are second harmonic frequency waves of the fundamental frequency f .

15. The ultrasonic diagnostic imaging system of Claim 11, wherein the aberration correction processor 30 further comprises a cross-correlation processor.

16. The ultrasonic diagnostic imaging system of Claim 11, wherein the aberration correction processor 30 further comprises a back propagation processor.

17. The ultrasonic diagnostic imaging system of Claim 16, wherein the back propagation processor further comprises a Fourier transform processor 64.

18. The ultrasonic diagnostic imaging system of Claim 17, wherein the Fourier transform processor 64 is operable to back propagate the harmonic and non-harmonic data sets 32, 34 to a range which is substantially equal to the focal range of the data sets 32, 34.

19. The ultrasonic diagnostic imaging system of Claim 11, wherein the aberration correction processor 30 further comprises a harmonic:non-harmonic data equalization processor 62.

20. The ultrasonic diagnostic imaging system of Claim 13, further comprising a filter 46 coupled to the output of the receive beamformer 24 which passes ultrasonic echo data at a frequency of nf .

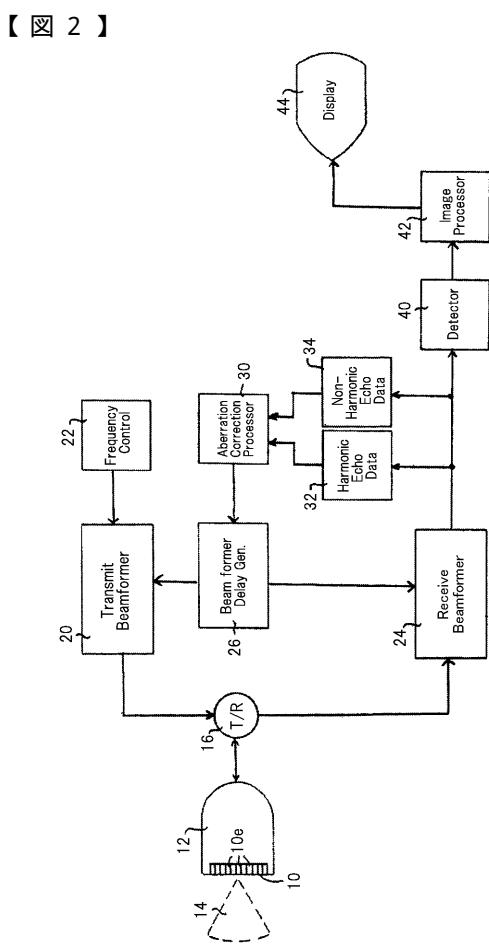
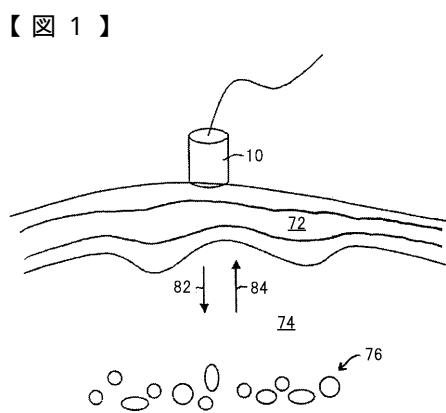
21. The ultrasonic diagnostic imaging system of Claim 1, further comprising a demodulator 48 coupled between the receive beamformer 24 and the output of the aberration correction processor 30.

Abstract

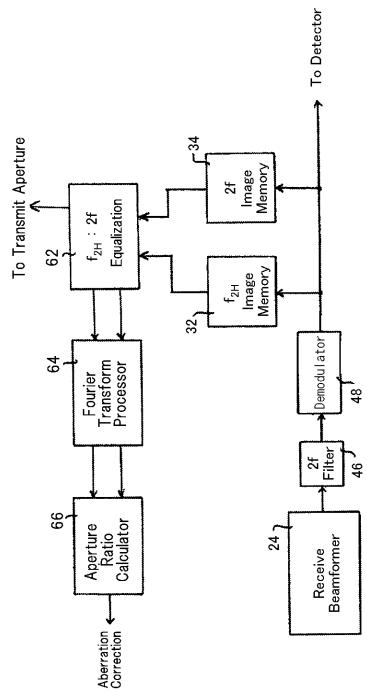
An ultrasonic diagnostic imaging system and method are provided in which aberration corrections are computed by comparing harmonic and non-harmonic images to derive aberration correction estimates. In a preferred embodiment the harmonic image provides a reference image against which aberrations in the non-harmonic image are compared. A preferred acquisition technique is to transmit at a frequency f and receive at a frequency n^*f to acquire the harmonic image and to transmit at a frequency n^*f and receive at a frequency n^*f to acquire the non-harmonic image. In a preferred embodiment the aberration correction estimates are produced by back-propagating the image data to find the aperture correction data for the two images.

Representative Drawing

Fig.2



【図3】



专利名称(译)	利用谐波信号和非谐波信号进行超声图像像差校正		
公开(公告)号	JP2004261572A	公开(公告)日	2004-09-24
申请号	JP2003317075	申请日	2003-09-09
[标]申请(专利权)人(译)	皇家飞利浦电子股份有限公司		
申请(专利权)人(译)	皇家飞利浦电子股份有限公司的Vie		
[标]发明人	ベルナルド・ジェイ・サヴォルド		
发明人	ベルナルド・ジェイ・サヴォルド		
IPC分类号	A61B8/00 G01S7/52		
CPC分类号	G01S15/8927 G01S7/52038 G01S7/52049 G01S15/8952		
FI分类号	A61B8/00		
F-TERM分类号	4C601/DE08 4C601/EE04 4C601/HH21 4C601/HH33 4C601/JB36 4C601/JB37 4C601/JB41 4C601/JB49		
代理人(译)	宫崎明彦		
优先权	10/241291 2002-09-10 US		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供一种校正谐波成像像差的方法。提供了一种超声诊断成像系统和方法，其中通过比较谐波图像和非谐波图像以得出像差校正估计来计算像差校正。在优选实施例中，谐波图像提供参考图像，并且将非谐波图像相对于参考图像的像差进行比较。优选的采集技术是在频率 f 发射并在频率 $n_x f$ 接收以获取谐波图像，并在频率 $n_x f$ 发射并以频率 $n_x f$ 接收以获取非谐波图像。在优选实施例中，通过向后传播图像数据以找到两个图像的光圈校正数据来进行像差校正估计。[选择图]图2

