

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6779886号
(P6779886)

(45) 発行日 令和2年11月4日(2020.11.4)

(24) 登録日 令和2年10月16日(2020.10.16)

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

請求項の数 27 (全 29 頁)

(21) 出願番号	特願2017-538306 (P2017-538306)	(73) 特許権者	506367238
(86) (22) 出願日	平成28年1月22日 (2016.1.22)		ダルハウジー ユニバーシティー
(65) 公表番号	特表2018-502654 (P2018-502654A)		カナダ国 ビー3エイチ 4アール2 ノ
(43) 公表日	平成30年2月1日 (2018.2.1)		バ スコシア, ハリファックス, サマー
(86) 国際出願番号	PCT/CA2016/050054		ストリート 1344, スイート 2
(87) 国際公開番号	W02016/115638		07
(87) 国際公開日	平成28年7月28日 (2016.7.28)	(74) 代理人	110002572
審査請求日	平成30年12月7日 (2018.12.7)		特許業務法人平木国際特許事務所
(31) 優先権主張番号	62/107,192	(72) 発明者	ブラウン, ジェレミー
(32) 優先日	平成27年1月23日 (2015.1.23)		カナダ国 ビー3エル 1ワイ1 ノヴァ
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)		スコティア, ハリファックス, リバプー
(31) 優先権主張番号	62/158,409		ル ストリート 6381
(32) 優先日	平成27年5月7日 (2015.5.7)		
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 可変サンプリングを用いたビームフォーミングのためのシステム及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

可変サンプリングビームフォーミングを使用して超音波イメージングを行う方法であって、

選択されたAラインに沿って超音波素子のアレイからビームフォーミングされた送信パルスを送信することと、

前記超音波素子のアレイを用いて、超音波信号を受信することと、

各超音波素子について、前記受信された超音波信号のサンプリングをトリガして、複数のサンプル時間で、それぞれが前記選択されたAラインに沿ったそれぞれの画素位置に対応するサンプリングされた信号を取得することであって、それぞれの送信時間に対する所与の超音波素子について選択されたAラインに沿った第1のサンプル時間は、前記所与の超音波素子と前記選択されたAライン上の第1の画素位置との間の往復飛行時間遅延を算出することによって決定され、前記選択されたAラインに沿った連続する画素位置に対応する連続するサンプルは、隣接するサンプルが、前記ビームフォーミングされた送信パルスの奇数個の波長の4分の1に対応する時間間隔で離間し、及び隣接するサンプルが、ビームフォーミングされた送信パルスのパルスエンベロープをサンプリングするために適した時間的間隔を有することと、

各画素について、前記超音波素子のアレイからのサンプリングされた信号を結合して、ビームフォーミングされたサンプリングされた信号を取得することと、

前記ビームフォーミングされたサンプリングされた信号を処理して、前記選択されたA

ラインに関連する波形を生成し、各画素について、隣接する画素に関連する前記ビームフォーミングされたサンプリング信号からそれぞれの直交値を取得することと、を含み、
前記選択されたAラインに沿って受信された超音波信号の各超音波素子に対するサンプリングのトリガは、

低速クロックによってトリガされる粗カウンタを使用して、前記選択されたAラインに沿って前記超音波素子と前記第1の画素との間の飛行時間遅延に関連する粗遅延を生成することと、

高速クロックによってトリガされる複数の連続的状态を含む高速有限状態マシンを繰り返し使用して、前記サンプルの取得をトリガするためのトリガパルスを生成することであって、前記サンプルは、前記選択されたAラインに沿った連続画素位置に対応し、前記トリガパルスは、隣接するサンプル間の遅延が、前記高速有限状態マシンに関連する量子化誤差内で、前記ビームフォーミングされた送信パルスの奇数個の波長の1/4に等しくなるように生成されることと、

によって行われる、方法。

【請求項2】

前記各画素について、前記サンプリングされた信号を結合することは、ビームフォーミング遅延の挿入なしに前記サンプリングされた信号を加算することを含む請求項1記載の方法。

【請求項3】

前記超音波素子のアレイからサンプリングされた信号は、ビームフォーミング遅延の挿入なしに処理及び結合され、画素毎に前記ビームフォーミングされたサンプリングされた信号が生成される請求項1記載の方法。

【請求項4】

位相コヒーレンス重み付け法を用いて、画素毎に前記超音波素子のアレイからのビームフォーミングされたサンプリングされた信号を処理し、結合する請求項3記載の方法。

【請求項5】

フィルタリング、アポダイゼーション、並びにログ圧縮及びドップラ処理のうちの一つ以上を使用して前記サンプリングされた信号を処理する請求項3記載の方法。

【請求項6】

前記選択されたAラインに沿ったそれぞれの画素位置は、各素子の連続するサンプル間の時間遅延が前記ビームフォーミングされた送信パルスの波長の3/4に対応するように分離される請求項1乃至5何れか1項記載の方法。

【請求項7】

それぞれが更なるAラインのそれぞれに対応する一つ以上の更なる波形を生成することと、

前記波形を処理して画像を生成することと、
を更に含む請求項1乃至6何れか1項記載の方法。

【請求項8】

前記ビームフォーミングされた送信パルスを送信する前に、各超音波素子の前記サンプル時間が決定され、保存される請求項1乃至7何れか1項記載の方法。

【請求項9】

前記高速有限状態マシンは、素子毎に使用され、前記粗カウンタによって提供される粗遅延に関連するタイミング誤差を補正する複数の連続状態から初期状態を選択することによって、第1のトリガパルスを生成する前に、前記超音波素子及び前記選択されたAラインに関連する位相補正遅延を生成する請求項1記載の方法。

【請求項10】

前記高速有限状態マシンは、微遅延パラメータを用いて、複数のAラインの画素毎に、前記複数の連続状態のうち適切な状態の数を選択し、素子毎、Aライン毎、及び画素毎にトリガパルスのタイミングを制御する請求項1又は9記載の方法。

【請求項11】

10

20

30

40

50

前記複数の連続状態の第1のサブセットは、前記高速有限状態マシンが実行されるたびに実行され、前記微遅延パラメータは、素子毎、Aライン毎、及び画素毎にトリガパルスのタイミングを制御するために実行する前記複数の連続状態の第2のサブセットの状態数を指定する請求項1_0記載の方法。

【請求項1_2】

前記微遅延パラメータは、トランスデューサ素子、選択されたAライン、及び現在処理されている画素に基づいて、微遅延ROMアレイから選択される請求項1_0記載の方法。

【請求項1_3】

前記状態の第2のサブセットは、単一の状態を含み、前記微遅延パラメータは、単一ビットである請求項1_1記載の方法。

【請求項1_4】

粗遅延ROMアレイを使用して、各超音波素子及び複数のAラインに対して粗遅延を生成するための粗遅延カウントを指定する請求項1_1乃至1_3何れか1項記載の方法。

【請求項1_5】

前記粗遅延ROMアレイは、更に、各超音波素子及び複数のAラインについて、前記高速有限状態マシンの適切な状態を指定し、前記粗カウンタによって提供される粗遅延に関連するタイミング誤差を補正する請求項1_4記載の方法。

【請求項1_6】

プログラム可能なコンピュータハードウェアを使用して、前記受信された超音波信号のサンプリングのトリガを制御する請求項1乃至1_5何れか1項記載の方法。

【請求項1_7】

前記プログラム可能なコンピュータハードウェアは、フィールドプログラマブルゲートアレイである請求項1_6記載の方法。

【請求項1_8】

特定用途向け集積回路を使用して、前記受信された超音波信号のサンプリングのトリガを制御する請求項1乃至1_5何れか1項記載の方法。

【請求項1_9】

超音波イメージングシステムであって、

超音波素子のアレイと、

前記超音波素子のアレイに動作可能に接続された送信ビームフォーマと、

前記超音波素子のアレイに動作可能に接続された受信ビームフォーマと、を備え、

前記受信ビームフォーマは、コンピュータハードウェアを備え、前記コンピュータハードウェアは、

各超音波素子について、受信した超音波信号のサンプリングをトリガし、複数のAラインについての複数のサンプル時間でサンプリングされた信号を取得し、各超音波素子及び各Aラインについて、各サンプリング信号が、Aラインに沿ったそれぞれの画素位置に対応し、それぞれの送信時間に対する所与の超音波素子について選択されたAラインに沿った第1のサンプル時間は、所与の超音波素子と前記Aライン上の第1の画素との間の予めプログラムされた往復飛行時間遅延に基づいて決定され、前記選択されたAラインに沿った連続する画素位置に対応する連続するサンプルは、隣接するサンプルが、前記ビームフォーミングされた送信パルスの奇数個の波長の4分の1に対応する時間間隔で離間し、及び隣接するサンプルが、ビームフォーミングされた送信パルスのパルスエンベロープをサンプリングするために適した時間的間隔を有するように構成され、

前記受信ビームフォーミングされた受信ビームは、更に、

各Aラインについて、前記超音波素子のアレイからの前記サンプリングされた信号を結合して、各Aラインの各画素についてビームフォーミングされたサンプリングされた信号を取得し、

前記ビームフォーミングされたサンプリングされた信号を処理して、各Aラインに関連する波形を生成し、各画素について、隣接する画素に関連する前記ビームフォーミングサンプリング信号からそれぞれの直交値を取得するように構成され、

10

20

30

40

50

前記コンピュータハードウェアは、各超音波素子について、
 低速クロックによってトリガされ、各 A ラインに沿って前記超音波素子と前記第 1 の
 画素との間の往復飛行時間遅延に関連する粗遅延を生成する粗カウンタと、
 高速クロックによってトリガされる複数の連続の状態を含み、前記サンプルの取得を
 トリガするためのトリガパルスを生成する高速有限状態マシンであって、前記サンプルは
 、各 A ラインに沿った連続画素位置に対応し、前記トリガパルスは、隣接するサンプル間
 の遅延が、前記高速有限状態マシンに関連する量子化誤差内で、前記ビームフォーミング
 された送信パルスの奇数個の波長の $1/4$ に等しくなるように生成される高速有限状態マ
 シンと、を実現するようにプログラムされる超音波イメージングシステム。

【請求項 20】

10

前記高速有限状態マシンは、素子毎に、前記粗カウンタによって提供される粗遅延に関
 連するタイミング誤差を補正する複数の連続状態から初期状態を選択することによって、
 第 1 のトリガパルスを生成する前に、前記超音波素子及び選択された A ラインに関連する
 位相補正遅延を生成するように構成される請求項 19 記載の超音波イメージングシステム
 。

【請求項 21】

前記コンピュータハードウェアは、前記高速有限状態マシンに微遅延パラメータを提供
 するための微遅延 ROM アレイを備え、前記高速有限状態マシンは、複数の A ラインの画
 素毎に、前記複数の連続状態のうちの適切な状態の数を選択し、素子毎、A ライン毎、及
 び画素毎にトリガパルスのタイミングを制御する請求項 19 又は 20 記載の超音波イメー
 ジングシステム。

20

【請求項 22】

前記高速有限状態マシンは、前記複数の連続状態の第 1 のサブセットが、前記高速有限
 状態マシンが実行されるたびに実行され、前記微遅延パラメータが、素子毎、A ライン毎
 、及び画素毎にトリガパルスのタイミングを制御するために実行する前記複数の連続状態
 の第 2 のサブセットの状態数を指定するように構成される請求項 21 記載の超音波イメー
 ジングシステム。

【請求項 23】

前記状態の第 2 のサブセットは、単一の状態を含み、前記微遅延パラメータは、単一
 ビットである請求項 22 記載の超音波イメージングシステム。

30

【請求項 24】

前記コンピュータハードウェアは、各超音波素子及び前記複数の A ラインについて前記
 粗遅延を生成するための粗遅延カウンタを指定するように構成された粗遅延 ROM アレイ
 を備える請求項 19 乃至 23 何れか 1 項記載の超音波イメージングシステム。

【請求項 25】

前記粗遅延 ROM アレイは、更に、各超音波素子及び複数の A ラインについて、前記高
 速有限状態マシンの適切な状態を指定し、前記粗カウンタによって提供される粗遅延に関
 連するタイミング誤差を補正する請求項 24 記載の超音波イメージングシステム。

【請求項 26】

前記コンピュータハードウェアは、フィールドプログラマブルゲートアレイである請求
 項 19 乃至 25 何れか 1 項記載の超音波イメージングシステム。

40

【請求項 27】

前記コンピュータハードウェアは、特定用途向け集積回路である請求項 19 乃至 25 何
 れか 1 項記載の超音波イメージングシステム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

関連出願との相互参照

本出願は、2015年5月7日に提出された「SYSTEMS AND METHODS FOR BEAMFORMING
 USING VARIABLE SAMPLING」と題された米国仮出願第 62 / 158 , 409 号及び 201

50

5年1月23日に出願された「SYSTEMS AND METHODS FOR BEAMFORMING USING VARIABLE SAMPLING」と題された米国仮出願第62/107,192号に対する優先権を主張し、これらの内容の全体は、参照により本明細書に援用される。

【0002】

本開示は、超音波イメージング及び画像ビームフォーミングのためのシステム及び方法に関する。

【背景技術】

【0003】

従来の低周波、大侵入超音波イメージングシステムは、トランスデューサアレイと呼ばれる小型の送受信素子の大規模なアレイに基づいている。多くの個別にアドレス指定される変換素子からなるトランスデューサアレイを使用することにより、開口の有効曲率を電子的に変更することができ、この結果、画質が向上する。これは、超音波エネルギーが集束され、異なる角度に操縦されるためである。一方、高周波超音波は、診断イメージングにおいて現在使用されている従来の超音波システムよりも一桁高い分解能を有する微細加工画像アレイを使用する比較的新しい技術である。超音波周波数を高めると、これに伴って分解能は向上するが、トランスデューサアレイ及び電子ハードウェアの製造が困難になる。これは、変換素子のサイズが微小になり、電子ハードウェアにおいて必要なアナログ周波数とデジタル周波数が増加するためである。

【0004】

パルスエコー超音波イメージングは、無線周波数(RF)音波の短いバーストを出射し、小さな電気機械変換素子でこれを受信し、検出されたエコーを用いて、音波が反射された組織の音響特性をマッピングする技術である。画像は、合計されたエコー振幅にグレースケール値を割り当て、受信した情報をスキャンされた距離に亘ってマッピングすることによって生成される。

【0005】

高品質の高解像度画像を生成するためには、通常、送信及び受信中に超音波エネルギーを収束させ、操縦する能力が要求される。1次元アレイは、変換素子の線形の行から構成される。これらの素子のそれぞれは、送信時に独立して励起され、受信時にデジタル化される。アレイが「ビームフォーミング (beamformed)」されると、波面が、ラインに沿って特定の角度で建設的に干渉し、他の場所で破壊的に干渉するように、各素子の励起パルスに時間遅延が適用される。

【0006】

この後、個々の素子を介して受信されたエコーをデジタル的に捕捉し、遅延させることによって、受信時に所与の操縦角度で建設的な干渉を生成することができる。これにより、収束された視線又は「Aライン」が提供される。多数の平行なAラインを収集してプロットすることによって、完全な2D画像が生成される。大部分の医療診断に必要な画質レベルを達成するためには、通常、送信ビームフォーミングと受信ビームフォーミングの両方が必要である。「線形フェーズドアレイ (linear phased array)」トランスデューサでは、このようにして、各角度の集束遅延を変更することによって、扇形の画像が生成される。図1は、1Dフェーズドアレイがアジマス(又はラテラル)方向全体に亘って超音波ビームをどのように操縦及び集束するかを幾何学的に示している。

【0007】

高周波超音波は、超小型の超音波トランスデューサを使用して、従来の超音波イメージングシステムよりも数桁高い、数十マイクロンのイメージング解像度を達成する比較的新しい技術である。しかしながら、周波数を高めることによって、サウンドバーストの波長が短くなり、これにより、信号の減衰が大きくなり、適用される構造が(内視鏡検査に理想的な)プローブの表面に比較的近い構造に限定される。電子的な側面では、通常30MHzを超えると定義される高周波超音波は、遙かに高いアナログ/デジタルサンプリングレートとデータ捕捉レートを必要とする。一般的に許容される性能ベンチマークは、適切なビームフォーミング精度及び画像品質を達成するために、波長あたり約30サンプルが必

10

20

30

40

50

要であることを規定している。波長毎にこの数のサンプルが存在しない場合、デジタルサンプルの量子化のために受信ビームフォーミングの品質が低下する。

【 0 0 0 8 】

図 2 は、アナログ - デジタル変換器 (A D C) によって捕捉された後の、アレイの 2 つのチャンネルのデジタル量子化されたサンプルを示すことによって、この効果を示している。この例では、チャンネル「 n 」及び「 n - 2 」に対して挿入される受信遅延は、エコーの飛行時間 (time-of-flight : T O F) 到着時間の差を補償することにより、これら 2 つのチャンネル間のエコーを再整列するように選択される。これらのパルスを整列させる精度は、デジタルサンプル点の量子化によって制限されるため、パルスを適切に整列させることができず、これらの素子間で完全な建設的干渉を達成することは不可能である。

10

【 0 0 0 9 】

超音波の周波数を高くすると、要求されるデータサンプリング / 転送レートのために、量子化誤差を回避するために十分なサンプルを波長毎に得ることが更に困難になる。例えば、50 MHz \times 64 素子フェーズドアレイのような高周波数では、波長ベンチマークあたり 30 サンプルを達成するために 1.5 GHz の実効サンプリングレートが必要となる。システムが 64 個のアレイ素子を使用し、各サンプルが通常 12 ビット幅であると仮定すると、このシステムに必要なデータ捕捉レートは、1.1 Tb / s 又は 140 GB / s になる。これは非現実的な程に高いデータ捕捉レートであり、80 作の DVD 品質の映画の全編を每秒転送することに等しい。しかしながら、実際には、データ捕捉レートが高いのみでなく、市販のイメージングシステムに 64 個の平行 12 ビット 1.5 GHz A D C チャンネルを実装することはコストが高すぎるため、このような強引な手法 (brute force approach) は採用されていない。

20

【 0 0 1 0 】

従来、より低い周波数を用いる手法では、超音波中心周波数の約 4 ~ 15 倍でデジタル化を行い、続いて捕捉された実際のデータ点の間の値を補間することによってアップサンプリングを行ってきた [1]、[2]。波形を補間によって波長毎に最大 30 個のサンプルにアップサンプリングすることにより、パルスは、高品質ビームフォーミングのために必要な精度でデジタル的に遅延される [1]。しかしながら、必要な処理能力と、実際のデータポイント間に必要な補間サンプルの数との間にはトレードオフの関係がある。例えば、中心周波数の 10 ~ 15 倍のデジタル化が実装されている場合、連続するデータポイント間の線形補間に必要な処理能力は僅かである。一方、遙かに低いサンプリングレートでデータを捕捉する場合、非線形畳み込み補間が必要であり、これは、膨大な演算リソースを使用し、リアルタイムのフレームレートが非常に困難になる。更に、報告されている最も低いサンプリングレートでも、50 MHz アレイは、200 MHz 以上でデジタル化する必要がある。最後に、補間によって 1 波長あたり 30 サンプルになるため、大量の未使用データをホスト又は GPU に転送する必要があり、フレームレートが制限されやすい [3]。

30

【 0 0 1 1 】

また、最近では、非実用的な程に速いサンプリング / 転送レートと、演算負荷が高いアップサンプリングの両方を回避することができる代替技術が開発されている。この技術は、「圧縮センシング」と呼ばれ、周波数領域にビームフォーミング遅延を挿入することによって、高精度サンプリングの必要性を回避する [4 - 6]。この手法を使用すると、データ捕捉 / 転送レートを非常に低くできるが、ビームフォーミングの前に各素子の RF 信号に対する FFT が必要である。64 平行 RF 信号に FFT を実行することもリアルタイムフレームレートを達成するために相当量の処理能力を必要とする。更に、この技術を有効にするためには、信号を受信する際に、チャンネル毎に微調整されたアナログフィルタが必要である。これにより、チャンネル間の変動による更なる位相遅延誤差が導入される可能性がある。

40

【 0 0 1 2 】

以前より低周波数 [7]、[8] 及び高周波数 [9] の環状アレイトランスデューサに

50

導入されている他の手法では、データ捕捉率が非常に低くなり、処理要求が最小限に抑制される。この技術は、ビームフォーミングの「可変サンプリング(variable sampling)」法と呼ばれる。この技術では、この名称が示唆するように、サンプリングレートは、一定ではなく、実際に、Aラインの深さ全体に亘って、ADC毎に異なるパターンで独立して変化する。フェーズドアレイトランスデューサでは、これらのパターンは、操縦角度によっても変化する。サンプリングのパターンを決定するために、一定の音速を前提として、送信パルスが画素位置に至り及びこれに続いて個々のアレイ素子に戻る往復TOFが予め算出される。

【0013】

図3Aは、所与のAラインにおける画素番号3のアレイ内の2つの素子のTOF経路を示している。個々のアレイ素子のADCの「エンコード」がTOFパス遅延時間で正確にトリガされる場合、ビームフォーミング遅延は、実際にはデジタル化の前に既に挿入されており、したがって、この手法は、量子化誤差を回避することができる。各画素の深さに対して適切なTOFパス遅延を有するサンプルを収集することにより、素子に亘って連続サンプルを単純に追加することによって、収束されたAラインが生成される。なお、TOFパス遅延は、Aライン全体で一定の増分で変化しないため、サンプリングレートは、深さ全体で一定ではなく、各素子及び操縦角度に対して異なるレートで変化する。

【0014】

また、図3Aに示すように、この手法は、実際には、1画素につき2つのサンプルを捕捉し、これらのサンプルは、同相(I)及び直交(Q)と呼ばれる。RF信号を復調するためには、位相情報が必要であるので、復調の演算速度を高めるために、通常、1/4間隔の2つのサンプルが使用される。エンベロープ又はヒルベルト変換は、最小限の処理リソースで($I^2 + Q^2$)によって近似できる。

【0015】

2次元(2D)画像を作成するためには、ビームフォーマを使用して(又はトランスデューサを横方向に機械的にステップングさせて)関心領域全体に亘って多くの隣接するAスキャンを収集する必要がある。各Aスキャンから収集された電子信号を復調し又はエンベロープを検出することによって、反射エネルギーの振幅マップが提供される。エンベロープ信号は、信号を整流してフィルタリングすることによって、又は直交サンプリングと呼ばれる技術を使用して生成することができる。この技術の理論的基礎を以下に説明する。大部分の超音波画像は、グレースケールマップを用いて表示され、エンベロープ信号の振幅は、黒色(最小信号)から白色(最大信号)の範囲のグレーレベルとして符号化される。復調されたAスキャン及び対応するグレースケールマップの一例を図3Bに示す。グレースケールマップは、以前は、輝度モード又はBモードイメージングと呼ばれていた。しかしながら、数年を経て、「Bモードイメージング」という用語は、輝度モードAスキャンの2D収集を意味するように進化した。

【0016】

図3Bは、受信された超音波信号 $v(t)$ をエンベロープ関数 $a(t)$ と共に示している。信号 $v(t)$ は、搬送波を乗じたエンベロープ関数(式1)で表すことができる。

【0017】

【数1】

$$v(t) = a(t) \cos(2\pi ft - \phi) \quad (1)$$

【0018】

式1において、余弦関数は、周波数 f 及び相対位相を有する搬送波信号である。式1は、基本三角関数恒等式の1つを使用して次のように展開することができる[16]。

【0019】

10

20

30

40

【数 2】

$$v(t) = a(t) \cos(2\pi ft) \cos(\phi) + a(t) \sin(2\pi ft) \sin(\phi) \quad (2)$$

【0020】

式 2 の周波数に依存しない項は、以下のようにグループ化できる。

【0021】

【数 3】

$$v(t) = I(t) \cos(2\pi ft) + Q(t) \sin(2\pi ft) \quad (3) \quad 10$$

【0022】

ここで、 $I(t)$ は、同相信号成分と呼ばれ、 $Q(t)$ は、直交信号成分と呼ばれる。 $I(t)$ 及び $Q(t)$ は、次の式によってエンベロープ関数 $a(t)$ に関連付けられる。

【0023】

【数 4】

$$a(t) = \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2} \quad (4) \quad 20$$

【0024】

Bモード画像を生成するためには、復調されたエンベロープ関数 $a(t)$ が必要であるため、式 4 は、同相信号成分及び直交位相信号成分を直接サンプリングすることによってエンベロープを得る手段を提供する。これらの 2 つの直交する正弦関数及び余弦関数は、それぞれ同相成分及び直交成分によって重み付けされる。

【0025】

従来、直交サンプリングは、2 つのチャンネル間で信号を分割することを含み、この 1 つは、他のチャンネルに対して $1/4$ 波長 ($1/4$) 遅延されている。正弦波は、 $1/4$ のみ遅れた余弦波であるため、2 つの信号は、 $v(t)$ の同相成分と直交成分を提供する。これにより、 $v(t)$ への依存性がなくなり、 $v(t)$ から $a(t)$ の直接的な測定が可能になる。 30

【0026】

図 3 C は、このエンベロープ検出方法を示している。各チャンネルからの信号を直接サンプリングすることにより、エンベロープの振幅は、平方和の平方根をとることによって決定することができる (式 4)。但し、この復調方法は、近似にすぎない。元のパルスは、広帯域であるため、 $1/4$ 波長遅延は、パルスの中心周波数に対してのみ正確である。他の全ての周波数成分は、正確に $1/4$ 遅延することではなく、したがって、「I」成分と「Q」成分は、完全には分離されない。直交サンプリングは、通常、良好な近似であり、市販のシステムで一般的に使用されている。

【発明の概要】 40

【課題を解決するための手段】

【0027】

本開示は、修正された可変サンプリングビームフォーミング技術を使用する超音波イメージングのためのシステム及び方法を提供する。各画素位置について同相サンプル及び直交サンプルを取得する従来の可変サンプリングビームフォーミング法とは異なり、本開示の様々な例示的な実施形態では、画素位置は、各サンプル点に対して、Aラインに沿った隣接画素位置に略対応する隣接するサンプル点が直交サンプルとして使用されるように、直交間隔で配置 (quadrature-spaced) される。例示的な一実施形態では、各アレイ素子のサンプルは、第 1 の画素位置とアレイ素子の位置との間の飛行時間に基づいてトリガしてもよく、これにより、選択された Aラインに沿った連続する画素位置に対応する連続す 50

るサンプルが得られ、隣接するサンプルは、ビームフォーミングされた送信パルスの奇数個の波長の4分の1に対応する時間間隔 (time interval) のみ離間され、画素毎に1つのサンプルのみが取得される。ここに開示するシステム及び方法を用いることにより、データ転送レートを低減し、少ないサンプル取得数による高周波超音波イメージングを達成することができる。

【0028】

したがって、第1の側面として、可変サンプリングビームフォーミングを使用して超音波イメージングを行う方法を提供し、この方法は、

選択されたAラインに沿って超音波素子のアレイからビームフォーミングされた送信パルスを送信することと、

超音波素子のアレイを用いて超音波信号を受信することと、

各超音波素子について、受信された超音波信号のサンプリングをトリガして、複数のサンプル時間で、それぞれが選択されたAラインに沿ったそれぞれの画素位置に対応するサンプリングされた信号を取得することであって、それぞれの送信時間に対する所与の超音波素子について選択されたAラインに沿った第1のサンプル時間は、所与の超音波素子と選択されたAライン上の第1の画素位置との間の往復飛行時間遅延を算出することによって決定され、選択されたAラインに沿った連続する画素位置に対応する連続するサンプルは、隣接するサンプルが、ビームフォーミングされた送信パルスの奇数個の波長の4分の1に対応する時間間隔 (time interval) で離間し、及び隣接するサンプルが、ビームフォーミングされた送信パルスのパルスエンベロープをサンプリングするために適した時間的間隔 (temporal spacing) を有することと、

各画素について、超音波素子のアレイからのサンプリングされた信号を結合して、ビームフォーミングされたサンプリングされた信号を取得することと、

ビームフォーミングされたサンプリングされた信号を処理して、選択されたAラインに関連する波形を生成し、各画素について、隣接する画素に関連するビームフォーミングされたサンプリング信号からそれぞれの直交値を取得することと、を含む。

【0029】

他の側面として提供される超音波イメージングシステムは、

超音波素子のアレイと、

超音波素子のアレイに動作可能に接続された送信ビームフォーマと、

超音波素子のアレイに動作可能に接続された受信ビームフォーマと、を備え、

受信ビームフォーマは、コンピュータハードウェアを備え、コンピュータハードウェアは、

各超音波素子について、受信した超音波信号のサンプリングをトリガし、複数のAラインについての複数のサンプル時間でサンプリングされた信号を取得し、各超音波素子及び各Aラインについて、各サンプリング信号が、Aラインに沿ったそれぞれの画素位置に対応し、それぞれの送信時間に対する所与の超音波素子について選択されたAラインに沿った第1のサンプル時間は、所与の超音波素子とAライン上の第1の画素との間の予めプログラムされた往復飛行時間遅延に基づいて決定され、選択されたAラインに沿った連続する画素位置に対応する連続するサンプルは、隣接するサンプルが、ビームフォーミングされた送信パルスの奇数個の波長の4分の1に対応する時間間隔 (time interval) で離間し、及び隣接するサンプルが、ビームフォーミングされた送信パルスのパルスエンベロープをサンプリングするために適した時間的間隔 (temporal spacing) を有するように構成され、

受信ビームフォーミングされた受信ビームは、更に、

各Aラインについて、超音波素子のアレイからのサンプリングされた信号を結合して、各Aラインの各画素についてビームフォーミングされたサンプリングされた信号を取得し、

ビームフォーミングされたサンプリングされた信号を処理して、各Aラインに関連する波形を生成し、各画素について、隣接する画素に関連するビームフォーミングサンプリ

10

20

30

40

50

グ信号からそれぞれの直交値を取得するように構成される。

【0030】

本開示の機能的及び有利な側面は、以下の詳細な説明及び図面を参照することによって明らかとなる。

【0031】

以下の実施形態は、例示のみを目的として、図面を参照して説明される。

【図面の簡単な説明】

【0032】

【図1】フェーズドアレイセクタスキャンを示す図である。

【図2】遅延量子化誤差を示す、超音波素子のアレイからの受信信号のサンプリングを説明する図である。

10

【図3A】可変サンプリングビームフォーミング方法を示す図である。

【図3B】エンベロープ検出を示す図である。記録されたエコー信号は、振幅をグレースケール画素のラインにマッピングする前に、整流及びフィルタリングする必要がある。輝度モード(Bモード)ラインは、2D組織画像において1つのラインを構成する。

【図3C】エンベロープ検出の従来の直交サンプリング法を示す図である。元の信号 $v(t)$ は、位相が $1/4$ のみ異なる2つのチャンネルに分割される。これにより、同相成分と直交成分が分離される。

【図4A】 $3/4$ 「1サンプル/画素」法の例を示す図である。

【図4B】 $3/4$ 「1サンプル/画素」法の例を示す図である。

20

【図5A】送信パルスの相対帯域幅に依存する異なるサンプリング構成を示す図である。

【図5B】送信パルスの相対帯域幅に依存する異なるサンプリング構成を示す図である。

【図5C】送信パルスの相対帯域幅に依存する異なるサンプリング構成を示す図である。

【図6A】「1サンプル/画素」法を使用する可変サンプリングビームフォーミング方法を示すフローチャートである。

【図6B】エンベロープ検出の従来の直交サンプリング法を示す図である。所与の画素からの信号及び隣接する画素からの信号は、それぞれ同相成分及び直交成分として使用される。

【図7】本開示の実施形態を実施するための内視鏡イメージングシステムの例を示す図である。

30

【図8】パッケージされた内視鏡の写真図である。

【図9】マザーボード及び $8 \times$ ADCドーターボードを備える受信ビームフォーマの一例を示す図である。

【図10】本明細書に開示する方法に従ってビームフォーミングを実行するための例示的なFPGAアーキテクチャの概略図である。

【図11】低周波カウンタ及び高周波状態マシンを使用する可変サンプリングA/Dエンコードコントローラのアーキテクチャの例を示す図である。

【図12】高速有限状態マシンによって実施できる例示的な状態図である。

【図13A】 $1/4$ 復調と $3/4$ 復調の比較のための画像を示す図である。

【図13B】 $1/4$ 復調と $3/4$ 復調の比較のための画像を示す図である。

40

【図14】超音波アレイの単一チャンネルについて、サンプル番号の関数としての測定されたサンプリング時間誤差のプロットを示す図である。

【図15】超音波アレイの単一チャンネルの測定されたサンプリング時間誤差のヒストグラムであって、全てのサンプルに亘って、タイミング誤差が -1 と $+1$ nsとの間であることを示す図である。

【図16】エンベロープ振幅損失を帯域幅及びサンプリングレートの関数として示すシミュレーション結果のプロットを示す図である。

【図17】一具体例による出力パルスのタイミングを示すタイミング図である。

【発明を実施するための形態】

【0033】

50

以下、本開示の実施形態及び側面について、詳細を参照して説明する。以下の説明及び図面は、本開示を例示するものであり、限定するものではない。本明細書の様々な実施形態を明瞭に説明するために、多くの特定の詳細事項について記述する。但し、幾つかの例では、本発明の実施形態を明瞭にするために、周知の又は従来から知られている詳細については記述しない。

【0034】

ここで使用する「備える」、「有する」、「含む」等の表現は、排他的ではなく、包括的で非限定的な表現として解釈される。具体的には、本明細書及び特許請求の範囲において用いられる「備える」、「有する」、「含む」等及びこれらの活用形は、特定の特徴、ステップ又は要素が含まれることを意味する。これらの表現は、他の特徴、ステップ又は要素の存在を除外するようには解釈されない。

10

【0035】

ここで用いる「例示的な」という用語は、「具体例、例証又は例示に使用される」ことを意味し、他の構成に比べて好ましい又は有利であるということは意味しない。

【0036】

ここで用いる「約」、「略」等の用語は、特性、パラメータ及び寸法等に関連して用いられる場合、数値の上限及び下限における僅かな差異が許容されることを意味する。特に明記しない限り、「約」及び「略」の用語は、 $\pm 2.5\%$ 以内を意味する。

【0037】

なお、特に明記しない限り、ここに特定する範囲又はグループは、その範囲又はグループに含まれるそれぞれ及び全てのメンバを簡潔に言及しているものと解釈すると共に、ここに含まれる可能な下位範囲又はサブグループのそれぞれ及び全て、及び同様にその下位範囲又はサブグループに関する言及であるとも解釈される。特に明記しない限り、本開示は、下位範囲又はサブグループのそれぞれ及び全ての特定のメンバ及び組み合わせに関連し、これらが明示的に組み入れられているものとする。

20

【0038】

また、本明細書において、量又はパラメータと併せて使用される「～の桁」といった表現は、記載された量又はパラメータの約10分の1から10倍に亘る範囲を指す。

【0039】

本明細書において、「波長」という用語は、パルスを指す場合、パルスに関連する帯域幅内の任意の波長を指す。例えば、「波長」という用語は、パルスの中心波長、又は例えば -3 dB 又は -6 dB のパルス帯域幅内の波長、又は他の適切に定義された任意のパルス帯域幅の波長を指すことができる。

30

【0040】

上述したように、可変サンプリング技術は、本質的にデータ要求及び処理要求が低いが、各素子/深さ/操縦に対して、要求されるサブナノ秒の精度で、これらの絶え間なく変化するサンプリングパターンを制御することは、設計上、多くの困難を伴う。更に、「 $1/4$ 直交」サンプリングは、ADCサンプリングレートの下限に制約を導入する。例えば、 50 MHz のアレイの場合、 200 MHz より低いADCサンプリング限界が要求される。残念ながら、 200 MHz のサンプリング能力を有するADCコンバータは、現在、特にビームフォーマにおいて >64 素子を必要とする場合には非常に高価である。これまでの高周波実装[9]では、チャンネル毎に、一方が「I」用であり、他方が「Q」用である2つのADCを実装することで、サンプリングレートの問題を回避していた。この設計は、素子数が少ない環状アレイには適するが、 >64 素子のフェーズドアレイでは、嵩張って高価になり、データ捕捉のために2倍のADCとFPGA I/Oが必要になる。

40

【0041】

図3Aに示すように、可変サンプリング技術によれば、隣接するサンプルのI-Q間隔は、Q-I間隔とは異ならせることができきる。I-Q間隔は、 $1/4$ に固定されているが、画素間隔(I-I間隔)は、トランスデューサの帯域幅/応答に基づいて選択される。これは、不要なデータ収集を最小限(画素毎に1つのI/Qペア)に抑えるために意

50

図的に行われる。典型的には、画素は、軸分解能の約半分の間隔で配置される（軸分解能は、パルスエンベロープの半値全幅（full width half maximum: FWHM）として定義される）。例えば、内視鏡の軸方向解像度が約50ミクロンである場合、約25ミクロンの画素間隔が必要とされる。

【0042】

本開示の様々な例示的な実施形態は、従来のビームフォーミングよりも低いサンプリングレートを達成し、処理要求を低減することができる改善された可変サンプリングシステム及びビームフォーミング方法を提供する。

【0043】

1つの例示的かつ非限定的な実施形態では、連続する画素は、図4Aに示すように、隣接する画素に関連するサンプル間の時間遅延が $3/4$ に対応するように、任意の所与のAライン（画像ライン）に沿って離間させる。サンプルは、画素 - 素子毎の往復TOFで収集する。但し、上述した従来の可変サンプリング法とは異なり、 $1/4$ 直交位相サンプルは、画素毎に取得せず、これに代えて、各連続するサンプル（画素）を、直交（Q）サンプル及び次の画素の同相（I）サンプルの両方として使用し、これにより、画素位置毎に単一のサンプルを得る。パルスエンベロープのFWHMがサンプリング間隔に対して十分大きい場合、サンプリングされた信号は、 $1/4$ の代わりに $3/4$ 間隔のI-Qサンプルによって復調することができる。一具体例では、エンベロープは、 $3/8$ の2倍よりも大きくてもよく、これにより、 $3/8$ 間隔に亘るエンベロープの変動が小さくなる。パルスエンベロープは、例えば、-3dBポイント、-6dBポイント、又は（例えば、パルス帯域幅に基づく）任意の他の適切な方法に基づいて定義することができる。

【0044】

図4Bは、ビームフォーミング中の合計時に量子化誤差が顕著に生じないようにした、異なる素子間のサンプリングの整列を示す。

【0045】

また、図4Bは、Aラインに沿った $3/8$ の隣接画素間隔に基づいてサンプルを取得した場合、隣接サンプル間の実際の往復遅延が $3/4$ に近似することを示している。往復のTOFを $3/4$ とする近似は、素子がアレイの中心から遠くなり、操縦角度が大きくなり、及び深度が浅くなる（F値が低くなる）ほど精度が悪くなる。したがって、幾つかの実施形態では、隣接する画素の間隔が略 $3/8$ となるように隣接する画素間の時間的間隔（temporal spacing）を $3/4$ とすることができる。

【0046】

例示的なフェーズドアレイ内視鏡を使用する一応用例では、Aラインから最も離れた素子（e11又はe164）、最大角度（ $\pm 40^\circ$ ）、最小f値（ $f - 1.8$ ）の最悪の場合のシナリオにおいて、連続する画素間の $3/4$ 往復TOF差の近似における誤差は、 $\pm 1.4\%$ 以内に収まる。I-Q復調における誤差がこれほど小さければ、Aラインエンベロープの検出に顕著な影響はない。

【0047】

この例示的な手法は、超音波イメージングシステムの処理要求及びコストを低減するために有効である。この例示的な手法は、捕捉されたデータの総量を半分にするのみでなく、低周波数のADCをI-Qサンプルに使用することを可能にする。例えば、サンプルは、 $3/4$ （又は、より一般化して言えば、後述するように、 $1/4$ の奇数倍）毎に対応する回数だけ収集されるので、50MHzアレイの所要平均サンプリングレートは、 $50/0.75 = 66.7\text{MHz}$ となる。したがって、この例示的な手法では、画質や解像度を損なうことなく、（1素子につき）1画素あたり1サンプルのみを収集すればよく、ADCサンプリング周波数を $1/3$ に削減できる。なお、収集を1画素あたり1サンプル未満にしたり、又は画素の間隔をより粗くしたりすると（ $3/8$ 画素間隔は、本例の軸解像度の半分であるため）、同等の画像品質又は解像度を達成することは事実上不可能である。

【0048】

10

20

30

40

50

図4A及び図4Bは、隣接画素間の連続間隔が $3/8$ である例示的な実施形態を示しているが、これは一例に過ぎず、他の実施形態では、パルスエンベロープをサンプリングするために十分な間隔であれば、他の間隔を使用してもよい。

【0049】

図5A～図5Cは、幾つかの代表的で非限定的な具体例を示しており、これらは、それぞれ中間的な帯域幅、狭い帯域幅及び広い帯域幅を有するパルスについて、 $3/8$ 、 $5/8$ 及び $1/8$ の画素間隔(それぞれ $3/4$ 、 $5/4$ 及び $1/4$ のサンプリング間隔に対応する。)を使用しており、それぞれの場合において、間隔は、パルスエンベロープをサンプリングするために十分に小さく、復調によってパルスエンベロープを再構成することができる。何れの場合も、サンプルは、画素-素子毎の往復TOFで収集している。但し、上述した従来の可変サンプリング法とは異なり、画素毎に直交位相サンプルを取得するのではなく、これに代えて、各連続するサンプル(画素)を、直交(Q)サンプル及び次の画素の同相サンプル(I)の両方として使用している。本開示の実施例3及び図16は、 $1/4$ 、 $3/4$ 及び $5/4$ のサンプリングについて、帯域幅の関数としてサンプル間のエンベロープ振幅損失(最大エンベロープ推定誤差として定量化される)を比較するシミュレーション結果を示している。

10

【0050】

図6Aは、この修正された可変サンプリングビームフォーミング法を使用してビームフォーミングを実行する例示的な方法を示すフローチャートである。ステップ400では、送信パルスをビームフォーミングし、超音波素子のアレイからAライン(画像ライン)に沿って送信する。ステップ410では、超音波素子のアレイが反射された音響信号を受信し、各素子について受信信号を取得する。

20

【0051】

ステップ420では、各超音波素子からの受信信号をサンプリングする。このサンプリングは、サンプリングされた各信号が、選択されたAラインに沿ったそれぞれの画素位置に対応するように実行される。所与の超音波素子について、選択されたAラインに沿った第1のサンプル時間は、所与の超音波素子と、選択されたAライン上の第1の画素位置との間の飛行時間遅延(time-of-flight delay)を算出することによって決定される。ステップ425では、隣接するサンプルが、ビームフォーミングされた送信パルスの奇数個の波長の $4分の1$ に相当する時間間隔(time interval)のみ離間するように、選択されたAラインに沿った連続する画素位置に対応する連続サンプルをトリガする。隣接するサンプルは、ビームフォーミングされた送信パルスのパルスエンベロープをサンプリングするために適した時間的間隔(temporal spacing)を有する。

30

【0052】

各素子及び各画素位置に対する飛行時間の遅延は、事前に算出してもよい。飛行時間に基づくこのサンプリングによって、ビームフォーミング遅延を挿入する必要がなくなる。次に、ステップ430において、アレイ素子からのサンプリングされた信号を合計する。

【0053】

ステップ440では、直交検波を使用して波形を検出し、ここで、所与のサンプル点(同相サンプル点に対応する)についての直交サンプルは、隣接するサンプル点から得られ、直交サンプルポイントを別々にサンプリングする必要はない。この処理を複数のAラインで繰り返すことによって、2次元画像を生成することができる。

40

【0054】

上述のように、直交サンプリングは、 $1/4$ 以外で取得してもよく、位相遅延は、より一般化して $n/4$ と表現でき、ここで、 n は、奇数である(例えば、更なる遅延又は位相オフセットは、 $3/4$ 、 1.25 、 1.75 等を含む)。このような他の位相遅延によっても直交(クワドラチャ)成分(理論的には単一周波数波)が得られる。図6Bは、このエンベロープ検出方法を示している。

【0055】

上述した例示的な実施形態は、隣接画素間の奇数個の $1/4$ 波長の間隔に基づくサンプリング

50

リング及びエンベロープ検出を含む。なお、他の実施形態では、他の画素間隔を採用してもよい。

【 0 0 5 6 】

上述の方法を実行する例示的な内視鏡イメージングシステムを図 7 に示す。この例示的なシステムは、以下のコンポーネントを含む。

【 0 0 5 7 】

1) フェーズドアレイ内視鏡 3 0 5 (例えば、5 0 M H z、6 4 素子)。

【 0 0 5 8 】

2) パルサ - レシーバ回路 3 2 0 を有する送信ビームフォーマ 3 0 0 (例えば、5 0 M H z、6 4 素子)。

【 0 0 5 9 】

3) 受信ビームフォーマ 3 1 0 (例えば、5 0 M H z、6 4 素子)。

【 0 0 6 0 】

4) 制御及び処理ユニット 2 0 0 (例えば、コントローラ、コンピュータ又はコンピューティングシステム)。制御及び処理ユニットは、スキャン変換ソフトウェア (例えば、リアルタイムスキャン変換ソフトウェア) を含み、実行することができる。

【 0 0 6 1 】

フェーズドアレイ内視鏡 3 0 5 の例は、[1 0]、[1 1] に開示されている。簡潔に説明すると、この内視鏡の例は、非常に高い周波数 (4 0 ~ 5 0 M H z) で動作する高分解能線形フェーズドアレイを含む。線形フェーズドアレイ変換器は、小さな開口から大きな視野を生成できるという利点を有するので、このような高周波フェーズドアレイは、小型化された内視鏡的形狀因子 (断面寸法が 3 m m 未満) にパッケージングされ、低侵襲性の臨床的処置に適する。このプローブの開発により、このような小さな領域に、6 4 個の微小な送受信素子を微細加工及びパッケージングすることに関連する多くの課題が克服された。このような高解像度内視鏡は、以下に限定されるわけではないが、腹腔鏡検査、聴覚検査、神経検査、心臓内イメージング [1 2 ~ 1 5]、胎児前画像診断、腎画像検査及び尿道造影等を含む多くの潜在的な内視鏡用途を有する。これらの用途では、この技術は、画像を得るために取得及び処理する必要のあるサンプル数が削減され及び A D C のコストが削減されるという利点がある。パッケージングされた 6 4 素子内視鏡の写真を図 8 に示す。

【 0 0 6 2 】

一具体例では、以下の設計基準に従って、リアルタイムイメージングに適した受信ビームフォーマを提供することができる。第 1 に、上述のように「1 画素あたり 1 サンプル」の可変サンプリング技術では、6 4 個の素子の全てに対して一意的な可変遅延パターンを作成し、約 1 0 0 の操縦角を必要とする場合、A D C サンプリングクロックは、サブナノ秒の精度を有する必要がある。例えば、深度方向に 5 1 2 画素 (3 / 8 画素間隔で 3 ~ 1 0 m m) を使用すると、1 2 8 個の他のイメージング角度に必要な正確にタイミングされた A D C クロックトリガの数は、 $6 4 * 5 1 2 * 1 2 8 = 4 . 1 9 M$ である。これは、例えば、必要な A D C サンプリングパターン (クロックトリガ) を達成することができる次世代フィールドプログラマブルゲートアレイ (F P G A) を使用して実現することができる。

【 0 0 6 3 】

例示的な受信ビームフォーマの第 2 の設計基準は、データを並列的に捕捉することである。上述した方法を使用した場合、平均サンプリングレートは、大幅に緩和されるが (3 / 4 サンプリングを使用して約 6 5 M H z のサンプリングレートを達成できる)、依然として高いデータ捕捉レートが必要である (例えば、6 5 M H z のサンプリングレートの場合、 $6 5 M H z * 1 2 \text{ ビット幅} * 6 4 \text{ チャンネル} = 6 . 4 G B / s$) 。

【 0 0 6 4 】

したがって、一具体例では、受信ビームフォーマは、以下を含む。

【 0 0 6 5 】

10

20

30

40

50

1) 64チャンネル及び128操縦角度の可変ADCクロックトリガを生成することができるオンボードFPGAを備えたマザーボード。

【0066】

2) マザーボードにプラグインされ、可変クロックトリガを受け取り、最高1.5GB/sの速度でデータを捕捉する8チャンネルデータ取得カードの修正バージョン。

【0067】

3) マザーボードにプラグインされ、例えば、最高1.2GB/s(例えば、「1サンプル/画素」技術を使用した場合、上述した6.4GB/s以上)のデータ捕捉レートを実現する更なる8チャンネルデータ取得カード。

【0068】

図9は、例示的な64チャンネル可変サンプリング受信ビームフォーマを完成するための9つの回路基板の統合の具体例を示す。外部の局所的適用に限定されている現在の同等の技術とは対照的に、このような高周波、小型(例えば、3mm未満の断面寸法)イメージング内視鏡及び関連する電子ハードウェア及びソフトウェアにより、この技術を身体内の組織を視覚化するためのツールとして使用することができる。このような高解像度内視鏡の潜在的な用途には、腹腔鏡検査、聴覚検査、心臓内イメージング、神経イメージング等が含まれる。現在のところ、小型の前方視型内視鏡的形状因子にこのような高解像度を組み合わせた他の超音波技術は存在しない。

【0069】

再び図7を参照して説明すると、制御及び処理ユニット200は、送信ビームフォーマ300及び受信ビームフォーマ310を制御し、ビームフォーミングされた信号を処理するために使用される。

【0070】

図7に示すように、一実施形態では、制御及び処理ユニット200は、プロセッサ210、メモリ220、システムバス205、1つ又は複数の入出力デバイス230、及び複数のオプションの追加的デバイス、例えば、通信インタフェース260、データ取得インタフェース290、ディスプレイ240、及び外部記憶装置250を含む。

【0071】

なお、図示された例示的なシステムは、所与の具体例で使用できる構成要素を限定する意図はない。例えば、システムは、1つ以上の追加のプロセッサを含むことができる。

【0072】

制御及び処理ユニット200の1つ又は複数のコンポーネントは、処理デバイスにインタフェースされる外部コンポーネントとして提供してもよい。例えば、図に示すように、送信ビームフォーマ300及び受信ビームフォーマ310は、(破線内に示すように)制御及び処理ユニット200の構成要素として含まれてもよく、又は1つ又は複数の外部装置として提供されてもよい。送信ビームフォーマ300、受信ビームフォーマ310及び画像処理エンジン280は、本明細書で説明する方法を実行するためのアルゴリズムを実行するように構成又はプログラムすることができる。

【0073】

本開示の実施形態は、プロセッサ210及び/又はメモリ220によって実現してもよい。例えば、以下に説明する機能の一部をプロセッサ210内のハードウェアロジックによって実現し、他の部分は、メモリ220に格納された命令を使用してもよい。幾つかの実施形態は、追加の命令をメモリ220に格納することなく、プロセッサ210を用いて実現される。また、幾つかの実施形態は、1つ又は複数の汎用マイクロプロセッサがメモリ220に格納された命令を実行することによって実現される。したがって、本開示は、ハードウェア及び/又はソフトウェアの特定の構成に限定されない。

【0074】

幾つかの実施形態は、完全に機能するコンピュータ及びコンピュータシステムによって実現でき、様々な実施形態は、様々な形式のコンピュータ製品として提供でき、実際の提供に使用されるあらゆるタイプの機械可読媒体又はコンピュータ可読媒体に適用すること

10

20

30

40

50

ができる。

【0075】

ここに開示した幾つかの側面は、少なくとも部分的に、ソフトウェアで実現してもよい。すなわち、この技術は、コンピュータシステム又は他のデータ処理システムのプロセッサ、例えば、マイクロプロセッサによって実行してもよく、プロセッサは、メモリ、例えばROM、揮発性RAM、不揮発性メモリ、キャッシュ又は遠隔ストレージデバイスに格納された命令のシーケンスを実行する。

【0076】

コンピュータ可読ストレージ媒体を用いて、データ処理システムが実行することによって、システムに様々な方法を実行させるソフトウェア及びデータを格納することができる。実行可能ソフトウェア及びデータは、様々な媒体、例えば、ROM、揮発性RAM、不揮発性メモリ及び/又はキャッシュに格納することができる。このソフトウェア及び/又はデータの一部は、これらのストレージデバイスの何れに保存してもよい。

【0077】

本開示の以下のセクションでは、上述した可変サンプリング法に基づいて、受信ビームフォーミング（及び必要に応じて、送信ビームフォーミング及び更なる信号処理等の追加機能）を実行する特定用途向け集積回路（application specific integrated circuit：ASIC）及びフィールドプログラマブルゲートアレイ（field-programmable gate array：FPGA）等のコンピュータハードウェアを採用する様々な具体例を説明する。

【0078】

上述のように、サブナノ秒の精度を有する可変サンプリングパターンを生成することは、高周波フェーズドアレイシステムにおいて非常に困難である。例えば、Aスキャンライン1本あたり512画素及び画像ライン（Aライン）128本を使用する64チャンネルシステムの場合、合計4,194,304個のサンプリング時間を事前較正する必要がある。このシステム要求を満たすためには、取得中にサンプリング時間を動的に制御することができる並列プラットフォームを利用しなければならない。ここで、4,194,304個のサンプリング時間をシステムに予め較正する必要があるために、更なる固有の問題、すなわち、使用リソースの増加の問題が生じる。ASIC及びFPGAは、限られたリソースしか有していないため、可変サンプリング法の高いリソース要求に対して、リソース使用率の低いソリューションは、非常に魅力的である。更に、サブナノ秒のサンプリング精度によって、密集度が高く及びファンアウトが多い環境にタイミング問題が加わる。したがって、システム要求を満たすためには、システムアーキテクチャは、比較的低いチップ密集度、低減されたファンアウトネット、及び動的に再構成可能な遅延を有することが望ましい。

【0079】

これまでの可変サンプリングアーキテクチャは、電圧制御発振器（voltage controlled oscillator：VCO）及びフリップフロップチェーンモデルを含む。第1に、VCOクロック制御は、制御電圧を調整して、連続する各立ち上がりエッジの位置を動的に調整することを必要とする。この手法は、連続する各サンプルの間隔が高周波超音波システムの間隔よりも一桁大きい低周波超音波に使用することができる。しかしながら、高周波システムの場合、必要な時間にVCO電圧を正確に制御することは実際には不可能であり、この手法ではこのアプリケーションのA/Dクロックを動的に調整することができない。

【0080】

フリップフロップチェーン法を使用して、高周波フェーズドアレイシステムに必要な正確なタイミングを生成することも考えられる。この手法は、これまで、各素子が1つのラインにのみに集束する高周波環状アレイシステムで使用されてきた。しかしながら、環状アレイシステムとは異なり、フェーズドアレイシステムは、十分な画像を生成するために多くの画像ラインに収束する必要がある。したがって、出力を生成するために多くのフリップフロップチェーンが必要であり、又は複数のマルチプレクサ及び/又は論理ゲートが必要である。このような短所のために、FPGA/ASICプラットフォームに必要なリ

10

20

30

40

50

ソースの数が著しく多く、非現実的となり、既存のハードウェアを使用して実装することは不可能である可能性が高い。更に、画像ラインの数を増加させるために使用される出力ロジックの増加は、FPGA内のデータ経路遅延を大幅に増加させ、これにより、複数のタイミング問題が生じる可能性がある。

【0081】

従来使用されている可変サンプリング法とは異なり、ここに開示する方法及びデバイスによれば、FPGA及び/又はASICアーキテクチャ等のコンピュータハードウェアを用いて可変サンプリング法を好適に実現できる。以下で更に詳細に説明するように、本実施形態は、従来の可変サンプリング法を改善し、タイミング分解能を維持しながら、オンチップリソースの数を減少させる。これは、サポートのための周辺機器と共に高周波有限状態マシンアーキテクチャを実装することによって実現される。

10

【0082】

本実施形態は、個々のチャンネルを個別にサポートすることができるカスタマイズ可能なモジュール式並列アーキテクチャを提供するトポロジを採用した1つ又は複数のASIC又はFPGA等のコンピュータハードウェアを使用して実現することができる。

【0083】

一具体例によれば、コンピュータハードウェアは、別個のカウンタ及び状態マシンを用いて各チャンネルのサンプリング時間を個別にアドレス指定するように構成され、カウンタを用いて粗遅延(coarse delay)を生成し、状態マシンを用いて微遅延(fine delay)を制御することによって、サンプリングのためのトリガパルスを生成する。この構成により、グローバルカウンタに接続されるファンアウトネットの数が削減され、チャンネル同期用のグローバルタイミング制御の必要性が低減される。

20

【0084】

FPGA実装の非限定的な例であるシステムの具体例を図10に示す。FPGA500アーキテクチャは、それぞれが所与のチャンネル520(超音波素子)専用の可変サンプリングエンコードコントローラである可変サンプリングエンコードコントローラのネットワーク510を含む。出力サンプリングクロック530は、適切なアナログ/デジタル(A/D)変換器540を用いて外部ハードウェアに接続されている。

【0085】

FPGAアーキテクチャ500は、本設計の可変サンプリングエンコード制御ユニット510及び取得/ビームフォーミング部550の両方によって使用されるシステムクロックを管理するクロック管理及びシステムコントローラ545を含む。可変サンプリングA/Dエンコード制御に使用される出力クロック530は、FPGAアーキテクチャ500全体の非同期タイミング問題を防止するために、同じクロックドメインから導出される。取得及びサンプルビームフォーミング部550は、可変サンプリングA/Dエンコード制御に同期させずに実行することもできるが、これは実現の複雑さの観点から好ましくない。

30

【0086】

外部A/D変換器540は、例えば一組の先入れ先出し(first-in-first-out: FIFO)メモリモジュール555によって取得されるデータを供給する。本開示は、FIFOモジュールに限定されるものではなく、これに加えて又はこれに代えて、デュアルポートRAMのような他のメモリブロックを採用してもよい。

40

【0087】

取得されたサンプルは、オプションとして、信号改善のためにデジタル信号処理(digital signal processing: DSP)ユニット560によって処理してもよい。システムDSPは、FPGA DSPプリミティブ又は基本的なコンポーネントから導出することができ、このアプリケーションは、フィルタリング、アポダイゼーション、ログ圧縮、ドップラ、及び位相コヒーレンス重み付けを含むことができるが、これらに限定されない。

【0088】

処理されたデータは、ビームフォーミングステージ565によってビームフォーミング

50

された後、RAM又はメモリユニットに格納される。なお、ビームフォーミング後のデータに付加的な信号処理を適用してもよい。この段階において、データは、システムデータ及びフレームレート要求を満たし、インタフェース575を介して、ホスト(例えば、PC、又は図7に示す制御及び処理ユニット200等の他のコンピューティングシステム)に転送される準備が整う。

【0089】

本明細書に開示する具体例は、主として、受信ビームフォーマ(図7の構成要素310)及び測定信号のデータ経路を含む。更なる構成要素は、例えば、図7に示されている。なお、外部A/D変換器540は、超音波プローブ、より広義には、センサユニット又はネットワークに接続されており又はこれに接続可能である。図8及び図11に示すように、超音波アプリケーションに同期送信ビームフォーマ300を使用する。これに代えて、送信ビームフォーマ300を受信ビームフォーマと同じFPGAに統合し、より小型化又は統合された設計を実現してもよい。

10

【0090】

図11は、低周波カウンタ及び高周波状態マシンを使用する可変サンプリングA/Dエンコードコントローラのアーキテクチャの具体例を示している。図に示すように、各コントローラ600...600Nは、センサアレイの固有のチャンネル(例えば、固有の超音波アレイ素子)に関連付けられている。本具体例では(各チャンネル用の)各コントローラは、低周波カウンタ605と、比較器610と、高速有限状態マシン615と、粗遅延ROM620と、微遅延ROM625と、制御ユニット630とを含む。

20

【0091】

例示的な可変サンプリングA/Dエンコードコントローラは、チャンネル毎に以下のように動作するように構成又はプログラムされている。粗低周波カウンタ605は、602においてイネーブルされると、それぞれの素子についての各画像ライン(各Aライン)に対して、送信イベントと第1の受信サンプルとの間の往復飛行時間についての粗遅延を制御する。カウンタ605の出力は、低周波クロック(図示せず)に対してインクリメントされ、予め計算された粗遅延と比較される。カウンタが飛行時間遅延に関連する予め選択されたカウント値に達すると、高速有限状態マシン615が開始される。以下で説明するように、高速有限状態マシン615は、制御された数の連続状態間を循環し、状態間の各遷移は、これに関連する量子化された微遅延を有し、各サイクルの完了時にトリガパルス635が生成される。高速有限状態マシンによってサイクル毎に実施される状態の数の制御は、チャンネル毎、Aライン毎、及び画素毎にインプリメントしてもよい。以下に説明するように、高速有限状態マシンの各サイクルの状態に関連する時間遅延は、高速有限状態マシンに関連する量子化誤差内で、可変サンプリングのための適切な時間遅延に等しくなるように制御してもよい。

30

【0092】

この具体例では、予め算出された粗遅延に対する比較は、比較器610を使用して行われる。カウンタ605の値が粗遅延ROMからの現データ(図11の「coarse_delay_control」604として示される)と一致すると、高速有限状態マシン615が初期化されてサンプリングが開始される。

40

【0093】

タイミング精度を維持するために、高速有限状態マシン615は、低周波カウンタと高速有限状態マシンとの間の相対的なタイミング誤差、例えば、低周波カウンタと高速状態マシンとの間のクロックドメインクロッシング(clock domain crossing)等を補償するように構成することができる。例えば、高速有限状態マシンを使用して位相補償遅延を実施するための位相補償値を予め算出して、(例えば、粗遅延と共に粗遅延ROM620に)保存することができる。位相補償は、高速有限状態マシン内の所定の数の状態をスキップすることによって、各画像ライン(Aライン)の第1のサンプルに対して、素子毎に適用することができる。

【0094】

50

例えば、 1.6 ns のクロック周期を有する高速有限状態マシン内で所与のライン/素子の第1の出力サンプルが 16 ns である一構成例では、位相補正を用いて高速有限状態マシンによって提供される初期遅延を短縮し、低周波クロックと高周波クロックとの間のタイミング変動を補正する。例えば、低周波クロックの変動が 6.4 ns 以内であれば、高速状態マシンは、1個~3個の状態をスキップし、初期遅延を 14.4 ns 、 12.8 ns 又は 11.2 ns に短縮する。このように、第1のサンプルのトリガパルス535が生成されるまでの時間を短縮することによって、低周波クロックのタイミング変動を(高速有限状態マシンの量子化誤差内で)取り除くことができる。このようなタイミングスキームの具体例として、位相補償を使用して出力パルスのタイミングを制御する例示的なタイミング図を図17に示す。

10

【0095】

一具体例では、高周波クロックは、低周波クロックの4倍になるように選択することができるが、他の多くの変形例を実施してもよい。クロック周波数の他の整数倍を採用してもよいが、これに応じて、低周波クロックの変動を取り除くように、有限状態マシンの内部の位相補償を変更する必要がある。

【0096】

高速有限状態マシン615は、初期化されると、ADCのための連続トリガパルスを生成する。上述した実施形態のように、高速有限状態マシンは、高速有限状態マシンの量子化誤差内に収まる連続するパルス間の遅延が $n * 1/4$ に対応するように構成することができ、ここで、 n は、奇数である(例えば、 $n = 1$ 、パルス遅延は、 $3/4$ である)。

なお、高速有限状態マシン615は、所定のクロック周波数で動作し、各連続サンプルは、最も近いクロック周波数に量子化される。

20

【0097】

図11に示すように、高速有限状態マシンは、サンプル毎(すなわち、素子毎、Aライン毎、及びサンプル/画素毎)に、微遅延パラメータ(例えば、微遅延制御情報: `fine_delay_control`)を受信し、これは、高速有限状態マシンによって実行される状態の数を示す(及び/又はこれを判定するために処理される)。所与のサイクルで実行される状態の数を制御することにより、各サンプリングトリガパルスに微遅延タイミング補正を効率的に適用することができる。

【0098】

一実施形態では、状態の第1のサブセットは、高速有限状態マシンサイクルが実行されるたびに実行され、状態の第2のサブセットから実行される状態の数は、微遅延パラメータに基づいて決定される。

30

【0099】

一具体例では、クロック周期の数は、単一ビットを使用して、素子毎、Aライン毎、及び画素毎に選択することができ、ここで、単一ビットは、単一のクロックステップ(状態)が含まれているか否かを判定するために使用される。例えば、単一ビットを使用して、所与のサンプルが(N)又は($N + 1$)クロックサイクルでトリガされるか否かを判定することができる。 1.6 ns の期間を実装する上述したシステムの場合、結果のサンプリング時間は、 16 ns 又は 17.6 ns になる。この特徴は、各サンプルを制御するために1ビットしか必要としないため、微遅延ROMの要求を大幅に低減できる。各出力サンプルは、ROMモジュールのアドレッシングを管理する制御ユニットを駆動するために使用される。次に、高速有限状態マシンのための1ビット制御は、次のサンプル時間に対応して更新される。この具体例では、状態の第1のサブセットは、 N 個の状態(N 個のクロックサイクル)であり、状態の第2のサブセットは、単一の状態($N + 1$ クロックサイクルに対応する)である。単一ビットは、単一の $N + 1$ 番目の状態を実行するか否かを決定する。

40

【0100】

他の具体例では、2つ以上のビットを用いて、実行する状態(すなわち、微遅延に組み込む可変クロックサイクルの数)を選択してもよい。例えば、2ビットを使用して、4つ

50

の状態のサブセットから、4つの状態のうち、実行される1つの状態を選択することができる。更なる制御ビットを含む他の変形も可能であり、この場合、システムは、更なる離散サンプル間隔でサンプリングを行う。

【0101】

上述の実施形態の更なる変形例は、複数のチャンネルに対して任意の数の低周波カウンタ又はメモリモジュールを組み合わせることを含む。例えば、2つの低周波カウンタは、1つのメモリモジュールに記憶されたデータによって制御することができ、結果として得られる出力によって4つの出力チャンネルを制御することができる。しかしながら、ファンアウトネットの数を減らし、メモリ衝突を防止するという観点から、このような手法よりも先に説明した手法が好ましい場合もある

10

図12は、高速有限状態マシンの動作例を示すフローチャートである。高速有限状態マシンは、(例えば、比較器から入力を受け取った後に)イネーブルにされるまで「アイドル」状態700を維持する。

【0102】

高速有限状態マシンは、イネーブルされると、パルス幅又はデューティサイクルを定義する第1のアクティブ状態710に移動する。このパルス幅制御ブロック(710)は、所定数のクロックサイクルでカウントを行い、予め選択された合計時間(例えば、8ns;デューティサイクルの約50%)の間、パルスがアサートを続けるように構成(例えば、ハードワイヤード)されている。この状態は、カウンタが選択されたパルス幅又はデューティサイクルに対応する所定の値に達するまでアクティブのままである。この例示的な機能は、状態の数を減らして速度を最適化するために導入されているが、より多くの状態又はレジスタを含むように拡張することもできる。状態を追加すると、組み合わせ論理が追加され、高速設計でタイミングクロージャを達成する問題が生じる可能性がある。このため、パルス幅又はデューティサイクルを定義するには、状態数を減らすことが望ましい。アプリケーション要求を満たすために適切なパルス幅を達成した後、状態マシンは、状態720において、上述のように、粗遅延を補償するためにパルスの位相を調整すべきかをチェックする。この状態では、高速有限状態マシンは、幾つかの可能な状態730~760の1つ(例えば、上述の例の4つの状態のうちの1つ)に遷移し、これに応じて出力パルスの立ち上がりエッジを進め、低周波クロックによって導入されるタイミング変動を除去する(すなわち、タイミング変動を高周波クロックの量子化誤差よりも小さい値に低減する)。高速有限状態マシンが進める状態は、位相補償値に基づいて決定され、この値は、(例えば、図11の粗遅延ROM620によって)各素子についてAライン毎に提供してもよい。この後、高速有限状態マシンは、各クロックサイクルによって残りの状態を進める。このプロセスは、図12の「微遅延補正」760によって表され、これは、高速有限状態マシンの複数の連続状態を表す。

20

30

【0103】

最後に、単一ビット微遅延補正を含む本発明の非限定的な例では、単一ビット微遅延ROMデータは、出力パルスの立ち上がりエッジが最後から2番目又は最後の状態で発生するか否かを判定し(770)、これは、立ち上がりエッジが(N)又は(N+1)クロックサイクルで出現するか否かに対応する。次に、状態マシンは、トリガパルスを生成し(780又は785)、アイドル状態に戻り、制御ユニットによってディスエーブルされるまでループを続ける。

40

【0104】

本開示は、医療用超音波イメージング以外の多くの用途にも適用可能である。パルス(音響、電磁気等)によるエコー位置を使用し、及び動的受信ビームフォーミングを使用する他の例示的な用途には、音波非破壊検査、水中アレイベースのソナー及び従来のレーダが含まれる。

実施例

当業者が本開示の実施形態を理解し、実施することを可能にするために以下に実施例を記す。これらは、開示の範囲を限定するものではなく、単に開示を例示及び代表するもの

50

であると解釈される。

【 0 1 0 5 】

実施例 1 - 従来の可変サンプリング法との比較

この例示的な実施形態の検証では、プロトタイプのフェーズドアレイを使用し、市販のデータ収集カード (acquisition card) を使用して、アレイ素子を多重化することによって 1.5 GHz にアップサンプリングされた全てのチャンネルで RF データラインを収集した。可変サンプリング法では、細かくサンプリングされた大きなデータセットから完全な TOF サンプルを選択し、これらを加算した。

【 0 1 0 6 】

図 1 3 A 及び図 1 3 B は、従来の可変サンプリング及び復調 (隣接する I - Q サンプル間が 1 / 4) と、 3 / 4 サンプル及び復調を含む例示的な方法との間の組織ファントムの比較画像を示しており、画質に顕著な差異は、生じていない。

10

【 0 1 0 7 】

実施例 2 - F P G A を用いて実現された受信ビームプロセッサを用いたタイミング精度の検証

上述した実施形態の具体例を F P G A プラットフォーム上で開発し、検査した。予備的検査では、64 チャンネル F P G A アーキテクチャ上の 625 MHz の高速有限状態マシンと 156.25 MHz の低周波クロックを使用し、1 ラインあたり 512 画素、64 ラインの場合、サンプリング精度 < 1 ns となった。チャンネル間の変動は、無視できる程度であり、-31 度におけるチャンネル 48 のサンプリング誤差を図 1 4 及び図 1 5 に示す。

20

【 0 1 0 8 】

実施例 3 - パルス幅と振幅減衰損失との間の関係

この例では、パルス帯域幅と振幅減衰との間の関係の定量分析を示す。まず、超音波パルスの帯域幅を導出する。p (t) と定義される超音波パルスは、正弦波成分とガウス成分の両方からなる。それぞれの成分は、フーリエ変換、S (j w) 及び R (j w) を有する。

【 0 1 0 9 】

【 数 5 】

$$p(t) = \cos(w_c t) \cdot e^{\frac{-t^2}{2\sigma_w^2}} \quad (1)$$

30

$$S(jw) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \delta(w - w_c) + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \delta(w + w_c) \quad (2)$$

$$R(jw) = \sigma_w \cdot e^{\frac{-w^2 \sigma_w^2}{2}} \quad (3)$$

【 0 1 1 0 】

p (t) からのフーリエ変換 P (j w) は、この各成分 S (j w) 及び R (j w) のフーリエ変換の畳み込みによって算出される。

40

【 0 1 1 1 】

【 数 6 】

$$F[p(t)] = R(jw) * S(jw) \quad (4)$$

$$P(jw) = \sigma_w^2 \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \left(e^{\frac{-(w-w_c) \cdot \sigma_w}{2}} + e^{\frac{-(w+w_c) \cdot \sigma_w}{2}} \right) \quad (5)$$

50

【 0 1 1 2 】

信号帯域幅を抽出するために、 $P(jw)$ の正の周波数を分離する。

【 0 1 1 3 】

【 数 7 】

$$P_+(jw) = \sigma_w^2 \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot e^{\frac{-(w-w_c) \cdot \sigma_w}{2}} \quad (6)$$

【 0 1 1 4 】

帯域幅は、ここでは周波数スペクトルの半値全幅として定義される。周波数スペクトルのガウス成分が $1/2$ に等しい w_c を取り囲む w の範囲について解くと、角周波数の帯域幅が算出される。そして、帯域幅を w_c で除算することによって、中心周波数に正規化することができる。

10

【 0 1 1 5 】

【 数 8 】

$$\frac{1}{2} = e^{\frac{-(w-w_c)^2 \cdot \sigma_w^2}{2}} \quad (7)$$

$$w = w_c \pm \frac{\sqrt{2 \cdot \ln 2}}{\sigma_w} \quad (8)$$

20

$$BW = w_+ - w_- = 2 \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot \ln 2}}{\sigma_w} \quad (9)$$

$$\%BW = \frac{2}{w_c \sigma_w} \sqrt{2 \cdot \ln 2} \quad (10)$$

【 0 1 1 6 】

次に、最大エンベロープ推定誤差を算出するために、連続サンプル間のエンベロープ振幅減衰を定義する。このために、超音波パルス r のガウス成分を組み替えて t を解く。次に、低減されたエンベロープ振幅 r におけるパルスピークを中心とする2つの点間の差によって連続サンプル間の時間 t を推定する。

30

【 0 1 1 7 】

【 数 9 】

$$r = e^{\frac{-t^2}{2 \cdot \sigma_w^2}} \quad (11)$$

$$t = \pm \sigma_w \sqrt{-2 \cdot \ln r} \quad (12)$$

40

$$\Delta t = t_2 - t_1 = 2 \sigma_w \sqrt{-2 \cdot \ln r} \quad (13)$$

【 0 1 1 8 】

上記の式を操作して、有効サンプリングレートを表現することができる。次に、式を組み替えて、標準偏差 σ_w とサンプリングレート f_s との関係で減衰 r を表現する。

【 0 1 1 9 】

【数 1 0】

$$f_s = \frac{1}{\Delta t} = \frac{1}{2\sigma_w \sqrt{-2 \cdot \ln r}} \quad (14)$$

$$r = e^{\frac{-1}{8\sigma_w^2 \cdot f_s^2}} \quad (15)$$

【 0 1 2 0】

便宜上、 σ_w について「Error! Reference source not found」が組み替えられ、「Error! Reference source not found」に置き換えられる前に、この式を dB に変換してもよい。 10

【 0 1 2 1】

【数 1 1】

$$r_{dB} = -20 \log \left(e^{\frac{-1}{8\sigma_w^2 \cdot f_s^2}} \right) \quad (16)$$

$$r_{dB} = -20 \log \left(e^{\frac{-\pi^2}{16 \cdot \ln 2} \left(\frac{f_c \% BW}{f_s} \right)^2} \right) \quad (17) \quad 20$$

【 0 1 2 2】

上の式を使用すると、ある範囲のサンプリング周波数に亘ってエンベロープの振幅損失をプロットすることができる。図 16 は、帯域幅の関数として、 $1/4$ 、 $3/4$ 及び $5/4$ サンプリングのサンプル間のエンベロープ振幅損失を示している。当然ながら、帯域幅が増加すると、パルスの時間的持続時間が短くなり、信号は、サンプリングされる前に減衰し始める。

【 0 1 2 3】

このようにして得られた曲線は、復調のために超音波信号をスパースサンプリングすることの限界を理解するために重要である。例えば、エンベロープを 3 dB 以内で抽出する必要がある場合、 $3/4$ 及び $5/4$ サンプリング方式の最大パルス帯域幅は、それぞれ 83.0% 及び 49.8% である。 30

【 0 1 2 4】

上述の特定の実施形態は、例示的なものであり、これらの実施形態を様々に修正及び変形できることは明らかである。更に、特許請求の範囲は、ここに開示した特定の形式に限定されず、ここに開示した思想及び範囲に含まれる全ての修正、均等物及び変形を包含することは明らかである。

【 0 1 2 5】

参考文献 40

[1] ChangHong Hu, Lequan Zhang, J. M. Canasta and K. K. Shun. Development of a digital high frequency ultrasound array imaging system. Presented at Ultrasonics Symposium (IUS), 2010 IEEE. 2010

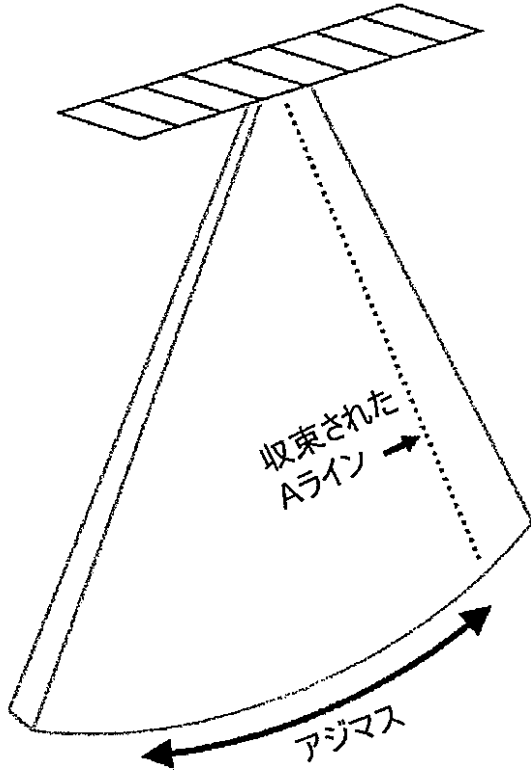
[2] B. D. Steinberg "Digital beamforming in ultrasound" IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, vol. 39, no. 6, pp. 716-721, 1992

[3] Junying Chen, A. C. H. Yu and H. K. -. So. Design considerations of real-time adaptive beamformer for medical ultrasound research using FPGA and GPU. Presented at Field-Programmable Technology (FPT), 2012 International Conference on. 2012

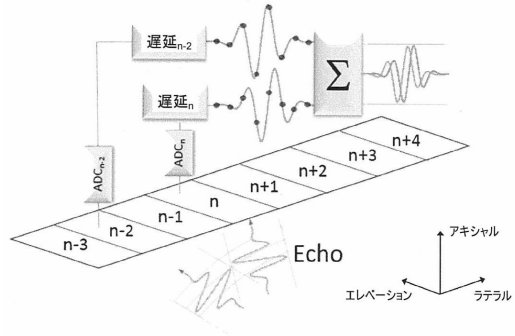
[4] T. Chernyakoba, Y. C Eldar "Fourier-Domain Beamforming: The Path to Compress 50

- ed Ultrasound Imaging" IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, vol. 61, no 8, 1252-1267, 2014
- [5] N. Wagner, Y. C. Eldar and Z. Friedman "Compressed beamforming in ultrasound imaging" IEEE Trans. Signal Process., vol. 60, no. 9, pp. 4643-4657, 2012
- [6] Y. C. Eldar and G. Kutyniok Compressed Sensing: Theory and Applications. 2012, Cambridge University Press, Cambridge, UK
- [7] F. S. Foster, J. D. Larson, R. J. Pittaro, P. D. Corl, A. P. Greenstein, and P. K. Lum, "A digital annular array prototype scanner for realtime ultrasound imaging," Ultrasound Med. Biol., vol. 15, pp. 661-672, 1989.
- [8] M. Magrane, "Variable focusing in ultrasound imaging using non-uniform sampling," US4669314 A, June 2, 1987. 10
- [9] J.A. Brown, G.R. Lockwood, "A Digital Beamformer for High-Frequency Annular Arrays," IEEE Trans. on UFFC, Vol. 52, pp. 1262-1269, 2005
- [10] A. Bezanson, R. Adamson, M. Bance, J.A. Brown, "Fabrication and Performance of a Miniaturized 64-Element High-Frequency Endoscopic Phased Array," IEEE Trans. on UFFC, Vol 61, pp 33-43, 2014
- [11] A. Bezanson, R. Adamson, J.A. Brown, "Fabrication of a Miniaturized 64-Element Phased Array," Proc. IEEE Symp. on Ultrasonics, pp. 2114-2117, 2012
- [12] P. Fusaroli, L., G. Caletti, "Forward-view Endoscopic Ultrasound: A Systematic Review of Diagnostic and Therapeutic Applications," Endosc. Ultrasound, Vol. 20 2, pp. 64-70, 2013
- [13] D. Dausch, K. Gilchrist, J. Carlson, S. Hall, J. Castellucci, O. von Ramm, "In vivo real-time 3-D intracardiac echo using PMUT arrays," IEEE Trans. on UFFC, Vol. 61, pp. 1754-1764, 2014
- [14] J.A. Brown, Z. Torbatian, R. Adamson, R. Van Wijhe, R.J.E. Pennings, G.R. Lockwood, M.L. Bance, High-Frequency Ex-Vivo Ultrasound imaging of the Auditory System, Ultrasound in Medicine and Biology, Vol. 35, pp. 1899-1907, 2009
- [15] J. Oertel, J. Krauss, M. Gaab, " Ultrasonic aspiration in neuroendoscopy: first results with a new tool," J Neurosurg., Vol 109, pp. 908-911, 2008
- [16] J. Stewart, Calculus: Early Transcendentals, Brooks/Cole Publishing Co., Pacific Grove CA., 1995 30
- [17] J.E. Powers, D.J. Philips, M.A. Brandestini, R.A. Sigelmann, "Ultrasound Array Delay Lines Based on Quadrature Sampling Techniques," IEEE Trans. On Ultrasonics, Ferroelectrics, & Frequency Control, Vol. SU-27, No. 6, 287-294, 1980

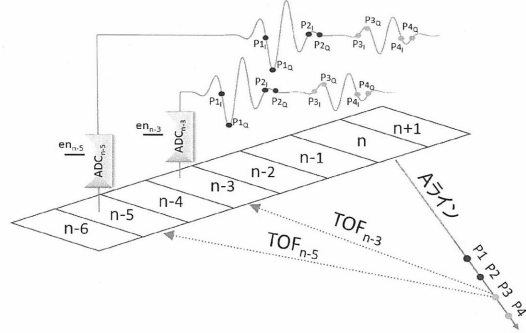
【図1】



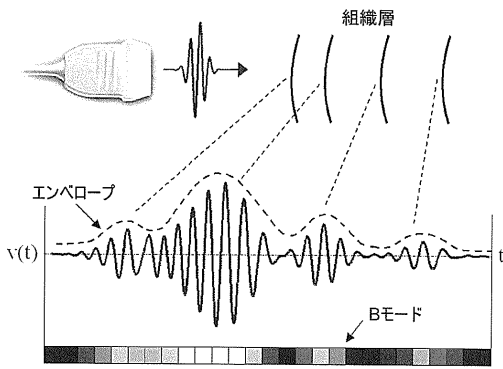
【図2】



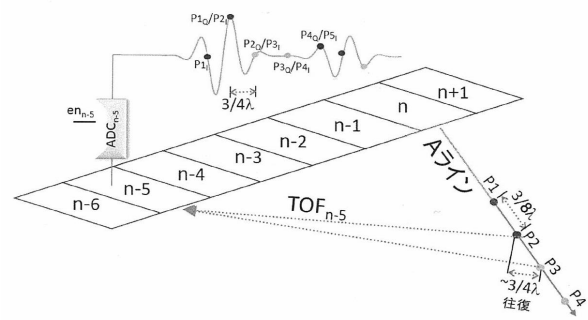
【図3A】



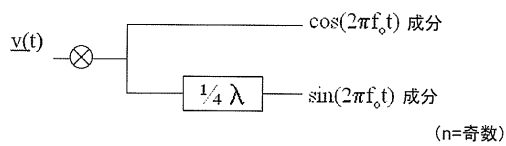
【図3B】



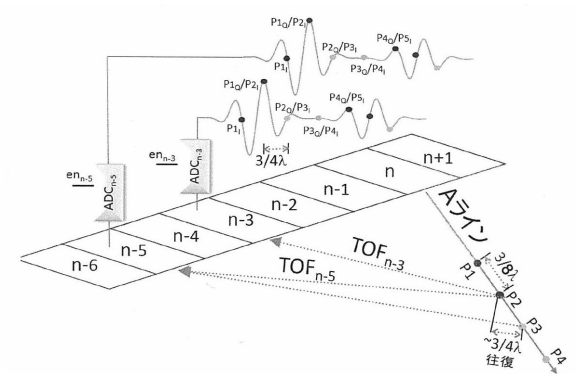
【図4A】



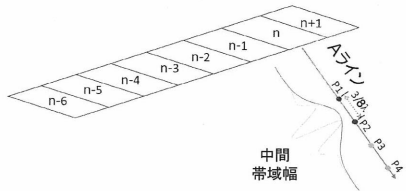
【図3C】



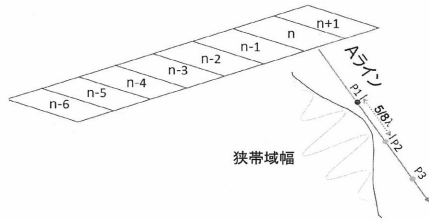
【図4B】



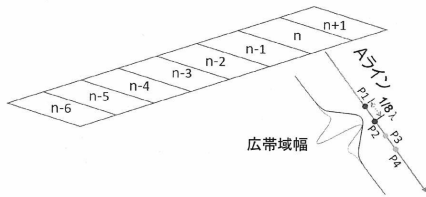
【図5A】



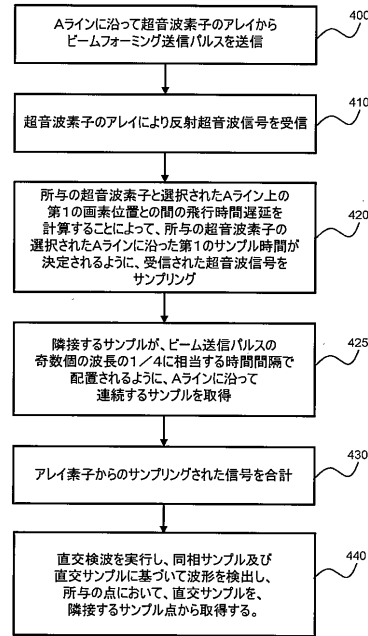
【図5B】



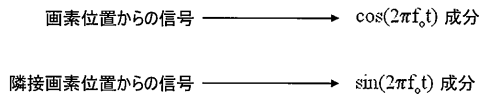
【図5C】



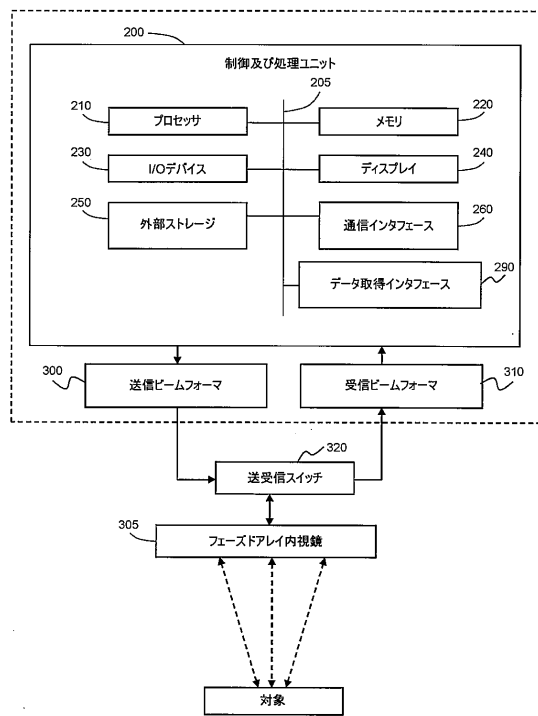
【図6A】



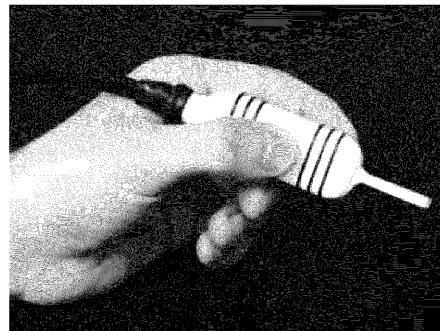
【図6B】



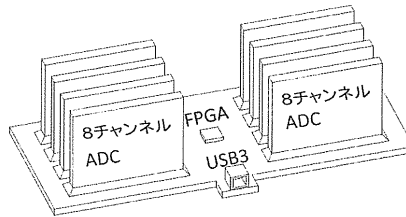
【図7】



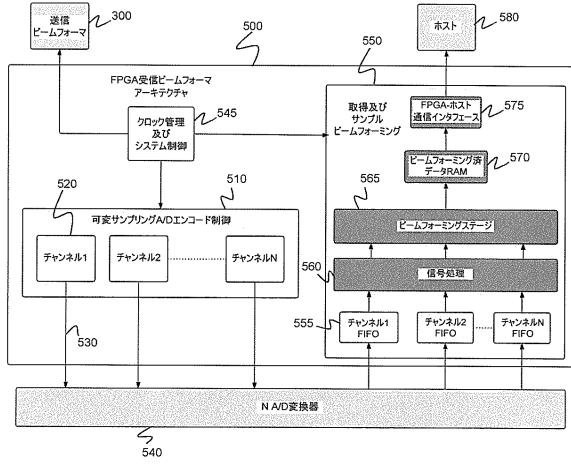
【図8】



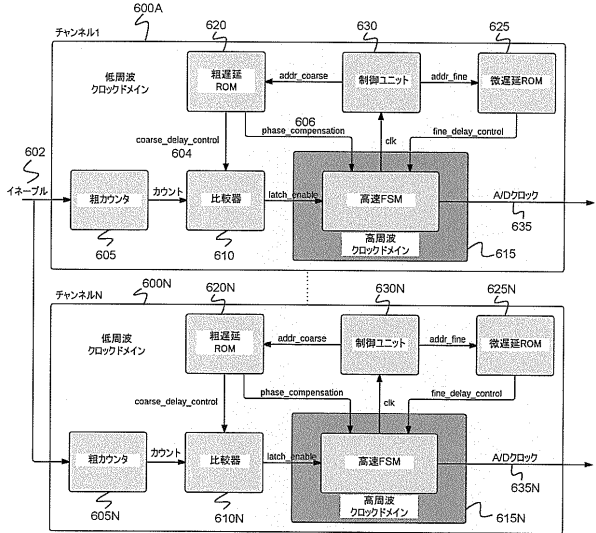
【図9】



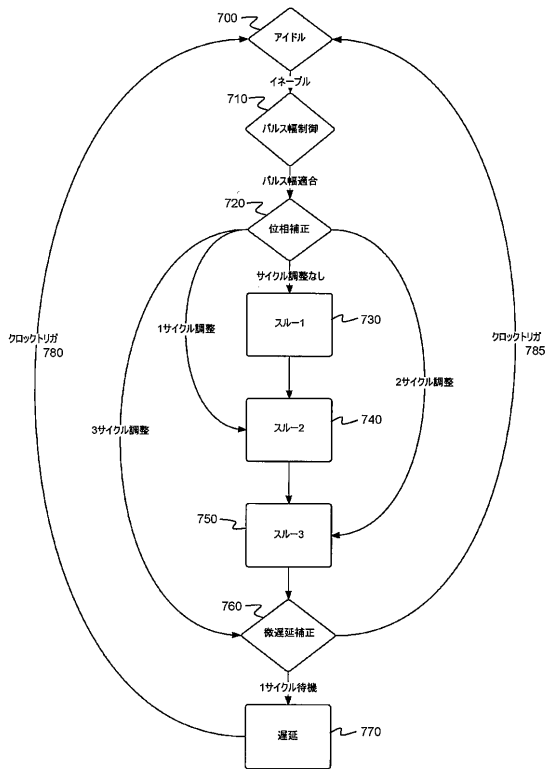
【図10】



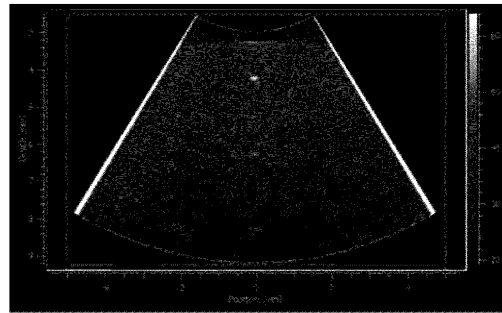
【図11】



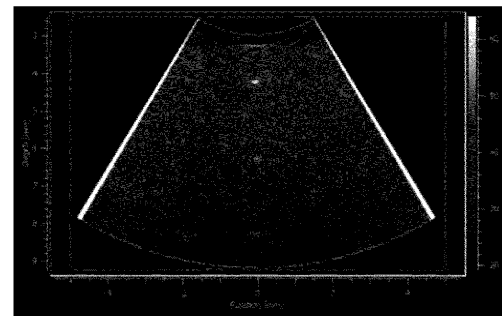
【図12】



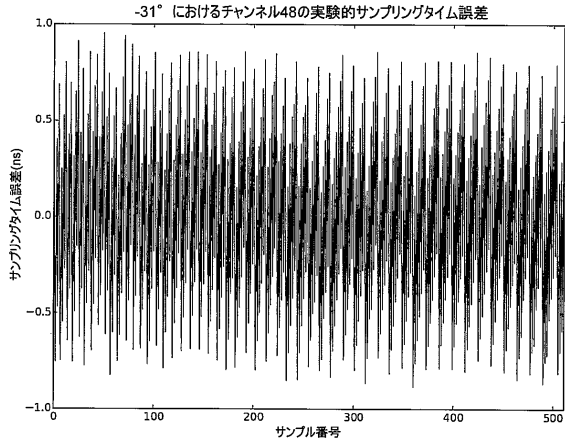
【図13A】



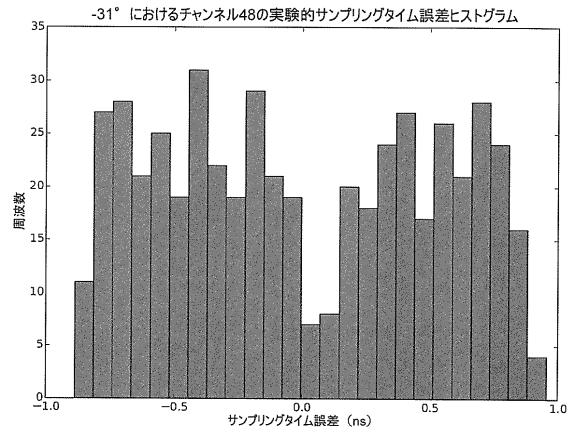
【図13B】



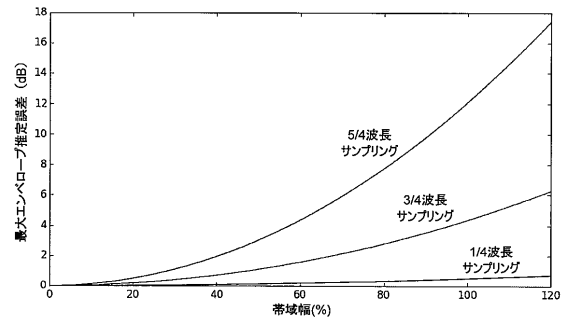
【図14】



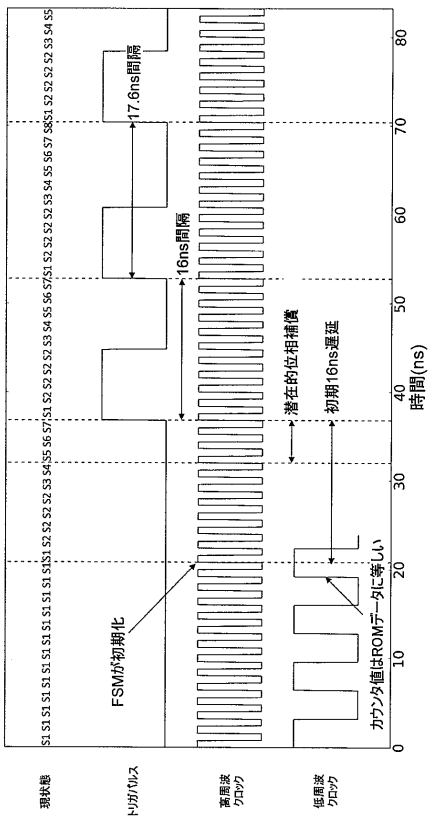
【図15】



【図16】



【図17】



フロントページの続き

前置審査

- (72)発明者 サムソン, クリストファー
カナダ国 ビー0イー 3シー0 ノヴァ スコティア, サムソンズ コープ, スタン フランシ
スコ レーン 18, ボックス 125
- (72)発明者 リードベター, ジェフ
カナダ国 ビー3エル 1ジェイ8 ノヴァ スコティア, ハリファックス, ローレンス ストリ
ート 6217

審査官 永田 浩司

- (56)参考文献 特開2007-260394(JP, A)
米国特許出願公開第2007/0232917(US, A1)
韓国公開特許第10-2007-0097724(KR, A)
国際公開第2014/031967(WO, A1)
特表2015-526206(JP, A)
米国特許出願公開第2014/0056099(US, A1)
米国特許出願公開第2013/0109969(US, A1)
Jeremy A. Brown, A Digital Beamformer for High-Frequency Annular Arrays, IEEE TRANSACTIONS ON ULTRASONICS, FERROELECTRICS, AND FREQUENCY CONTROL, 米国, 2005年 8月, VOL.52 NO.8, 1262-1269
山越芳樹, 著音波信号の直接デジタル検波と複素相関を用いた胎児の心拍数推定, 電子情報通信学会誌, 日本, 2001年12月, A Vol.J84-A No.12, 1414-1420
Jorge Camacho, Phase Coherence Imaging, IEEE TRANSACTION ON ULTRASONICS, FERROELECTRICS, AND FREQUENCY CONTROL, 米国, 2009年 5月, VOL.56, NO.5, 958-974

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

A61B 8/00 - 8/15