

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6523276号
(P6523276)

(45) 発行日 令和1年5月29日 (2019.5.29)

(24) 登録日 令和1年5月10日 (2019.5.10)

(51) Int.Cl.

F I

A 6 1 B 8/14 (2006.01)

A 6 1 B 8/14 Z DM

請求項の数 31 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2016-527109 (P2016-527109)	(73) 特許権者	507339788
(86) (22) 出願日	平成26年7月17日 (2014.7.17)		ヴェラゾニックス、インコーポレーテッド
(65) 公表番号	特表2016-527005 (P2016-527005A)		アメリカ合衆国 98053 ワシントン
(43) 公表日	平成28年9月8日 (2016.9.8)		州、レッドモンド、エヌイー 62エヌデ
(86) 国際出願番号	PCT/US2014/047080		イー プレイス 22222
(87) 国際公開番号	W02015/009960	(74) 代理人	100091096
(87) 国際公開日	平成27年1月22日 (2015.1.22)		弁理士 平木 祐輔
審査請求日	平成29年6月14日 (2017.6.14)	(74) 代理人	100105463
(31) 優先権主張番号	61/856,488		弁理士 関谷 三男
(32) 優先日	平成25年7月19日 (2013.7.19)	(74) 代理人	100102576
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 渡辺 敏章
		(74) 代理人	100101063
			弁理士 松丸 秀和

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 トライステートパルサを用いて任意の波形を生成する方法及びシステム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

正、負、又はゼロの電圧レベルのシーケンスに応答して、音響媒体に音響波形を生成することが可能なトランスデューサ素子を有する超音波プローブと、

前記超音波プローブに接続され、符号化モデルに従って、第1の波形をシンボル値の2値又は3値のパルスシーケンスに変換する符号化処理を実行することが可能な超音波符号化装置と、

前記超音波プローブと前記超音波符号化装置に接続され、前記超音波符号化装置からの前記シンボル値の2値又は3値パルスシーケンスの受信に応答して、前記正、負又はゼロの電圧レベルのパルスシーケンスで、前記超音波プローブ内の少なくとも1つのトランスデューサ素子を駆動することが可能な送信回路と、を備え、

前記符号化処理は、

シンボルセットの較正を実行することと、

使用モデルのための信号経路によって決定されるプローブ素子のインパルス応答に基づいて、等化関数を実行することと、

シンボル量子化関数を実行し、前記シンボル値の2値又は3値パルスシーケンスを生成すること、を含む、システム。

【請求項 2】

前記超音波符号化装置は、前記符号化モデルによって、前記第1の波形の受信に応答し、かつ一方トランスデューサ使用モデルに従って、任意の数値精度で指定された任意の

10

20

波形値のサンプリングされたシーケンスを生成するように構成されている、請求項 1 記載のシステム。

【請求項 3】

前記超音波符号化装置は、前記符号化モデルによって、前記第 1 の波形の受信に応答し、かつ双方向トランスデューサ使用モデルに従って、任意の数値精度で指定された任意の波形値のサンプリングされたシーケンスを生成するように構成されている、請求項 1 記載のシステム。

【請求項 4】

前記超音波符号化装置は、差動受信機を備え、

前記差動受信機は、

第 1 のイメージング送信チャンネルと、

超音波クロック間隔の対応する均一なシーケンスにおいて、正、負又はゼロの電圧レベルの対応するシーケンスで、組み込まれたアナログフィルタ及び減衰器を駆動するように構成され、後にアナログ加算デバイスを介して、第 1 の受信機アナログ信号経路に供給される、第 2 のシンボル値の 2 値又は 3 値パルスシーケンスを受け取るように構成された第 2 の信号生成チャンネルと、

前記第 1 の波形を、弁別的受信及びイメージングの達成に適する前記シンボル値の第 2 の 2 値又は 3 値パルスシーケンスに変換する符号化処理を実行するように構成された対応する超音波符号化装置と、
を含む請求項 1 記載のシステム。

【請求項 5】

さらに、差動信号生成チャンネル送信回路及び組み込まれた低域通過フィルタ及び減衰器を備え、

前記対応する超音波符号化装置は、任意の数値精度で指定された任意の波形値のサンプリングされたシーケンスを受け取り、前記差動信号生成チャンネル送信回路及び前記組み込まれた低域通過フィルタ及び前記減衰器に印加され、後に前記超音波プローブによって受信される前記正、負又はゼロの電圧レベルのパルスシーケンスに加算される受信超音波信号に前記第 1 の波形の忠実度を提供するように構成される請求項 4 記載のシステム。

【請求項 6】

符号化器において、符号化処理を実行することと、

正、負又はゼロの電圧レベルの対応するシーケンスで超音波トランスデューサ素子を駆動するシンボル値の 2 値又は 3 値シーケンスを準備することと、

前記超音波トランスデューサ素子において、前記シンボル値の 2 値又は 3 値シーケンスを受け取り、前記シンボル値の 2 値又は 3 値パルスシーケンスに응答して超音波音響波を媒体に生成することと、を含み、

前記符号化処理は、

シンボルセットと、シンボル量子化クリッピングレベルと、使用モデルのための信号経路によって決定される音響トランスデューサプローブ素子のインパルス応答と、を受け取ることと、

前記シンボルセットの較正を実行することと、

前記使用モデルのための信号経路によって決定される音響トランスデューサプローブ素子のインパルス応答に基づいて、等化関数を実行することと、

シンボル量子化関数を実行し、前記シンボル値の 2 値又は 3 値パルスシーケンスを生成することと、を含む方法。

【請求項 7】

前記シンボルセットを受け取ることは、任意の数値精度で指定された任意の波形値のサンプリングされたシーケンスを受け取ることを含む請求項 6 記載の方法。

【請求項 8】

対応する符号化装置において、トランスデューサプローブ内の第 1 のイメージング送信チャンネルからの受信信号と実質的に一致する第 2 の差動信号生成チャンネルに適するシンボ

10

20

30

40

50

ル値の2値又は3値パルスシーケンスを利用する符号化処理を実行することを含み、
前記符号化処理を実行することは、

前記符号化装置を、第1の波形の受信に応答して任意の数値精度で指定された任意の
波形値のサンプリングされたシーケンスを受け取り、低域通過フィルタ減衰器出力と前記
トランスデューサプローブにおける受信された第1のイメージング信号送信チャネルの加
算結果に、前記第1の波形が実質的に一致するようにして、前記トランスデューサプロー
ブにおける前記受信された第1のイメージング信号送信チャネルにおける固定組織クラッ
タ成分を打ち消すことと、

超音波クロック間隔の対応する均一なシーケンスにおいて、正、負又はゼロの電圧レ
ベルの対応するシーケンスで第2の差動信号生成チャンネルを駆動するようにシンボル値
の2値又は3値シーケンスを準備することと、

前記差動信号生成チャンネルにおいて、前記シンボル値の2値又は3値シーケンスを
受け取ることと、を含む方法。

【請求項9】

超音波クロック間隔の対応する均一なシーケンスにおいて、正、負又はゼロの電圧レ
ベルの対応するシーケンスで第2の差動信号生成チャンネルを駆動するように構成されたシン
ボル値の2値又は3値シーケンスを準備することと、

差動信号生成チャンネルにおいて、前記シンボル値の2値又は3値シーケンスを受け取る
ことと、

組み込まれたアナログ低域通過フィルタにおける、トランスデューサプローブにおける
第1のイメージング信号送信チャネルから受信された信号との加算における忠実度達成す
るために、前記第2の差動信号生成チャンネルに適するシンボル値の2値又は3値シーケ
ンスを提供する符号化装置において符号化処理を実行することと、を含む、

前記符号化処理は、任意の数値精度で指定された任意の波形値のサンプリングされたシ
ーケンスを受け取り、低域通過フィルタ減衰器出力と前記トランスデューサプローブにお
ける前記第1のイメージング信号送信チャネルから受信された信号との加算結果に、前記
第1の波形が実質的に一致するようにし、前記トランスデューサプローブにおける前記受
信された第1のイメージング信号送信チャネルから受信された信号の信号アーチファクト
を打ち消すように、前記符号化装置を構成することを含む、方法。

【請求項10】

超音波トランスデューサ素子を含み、音響媒体に音響波形を生成し、前記音響媒体から
音圧を受信するように構成された超音波プローブと、

前記超音波プローブに接続された超音波符号化装置と、
送信回路と、を備え、

前記超音波符号化装置は、符号化処理を実行して第1の波形をシンボル値の2値又は3
値パルスシーケンスに変換するように構成された符号化器を含み、

前記超音波符号化装置は、差動受信機を含み、

前記差動受信機は、

第1のイメージング送信チャンネルと、

超音波クロック間隔の対応する均一なシーケンスにおいて、正、負又はゼロの電圧レ
ベルの対応するシーケンスで、組み込まれたアナログフィルタ及び減衰器を駆動するよう
に構成され、後にアナログ加算デバイスを介して、第1の受信機アナログ信号経路に供給
される、第2のシンボル値の2値又は3値パルスシーケンスを受け取るように構成された
第2の信号生成チャンネルと、を含む、

前記第2の信号生成チャンネルは、符号化処理を実行し、RFクラッタ波形仕様を前記
第2のシンボル値の2値又は3値パルスシーケンスに変換するように構成された対応する
超音波符号化装置を有し、

前記送信回路は、前記超音波プローブと前記対応する超音波符号化装置に接続され、シ
ンボル値の2値又は3値パルスシーケンスの受信に応答して、超音波クロック間隔の対応
する均一なシーケンスにおいて、正、負又はゼロの電圧レベルの対応するシーケンスで前

10

20

30

40

50

記超音波プローブにおける少なくとも1つの超音波トランスデューサ素子を駆動するように構成されている、システム。

【請求項11】

前記超音波符号化装置は、任意の数値精度で指定された任意の波形値のサンプリングされたシーケンスとして、前記第1の波形を受け取り、符号化忠実度メトリックに従って前記任意の波形値を実質的に一致させるように構成されている、請求項10に記載のシステム。

【請求項12】

前記符号化忠実度メトリックは、前記第1の波形と、前記超音波プローブによって前記送信回路に適用された場合の前記音響媒体で受信された音圧との間の正規化RMS誤差を含む、請求項11に記載のシステム。

10

【請求項13】

前記正規化RMS誤差は、シンボルセットの各シンボルに対する利得マッピングの較正によって判定される、請求項12に記載のシステム。

【請求項14】

第1の波形の受信に応答して、任意の数値精度で指定された任意の波形値のサンプリングされたシーケンスを生成する符号化処理であって、超音波受信装置によって受信された受信超音波信号に前記第1の波形を実質的に一致させる符号化処理を実行することが可能な符号化装置を準備することと、

前記第1の波形の受信に応答して、前記任意の数値精度で指定された前記任意の波形値のサンプリングされたシーケンスを、前記符号化装置において生成することと、

20

前記任意の数値精度で指定された前記任意の波形値のサンプリングされたシーケンスを用いて、前記符号化処理に従って、シンボル値の2値又は3値パルスシーケンスを生成することと、

超音波クロック間隔の対応する均一なシーケンスにおいて、前記シンボル値の2値又は3値パルスシーケンスを、正、負又はゼロの電圧レベルの対応するシーケンスに変換することと、

前記超音波トランスデューサ素子において、前記正、負又はゼロの電圧レベルのシーケンスを受け取ることと、

前記前記正、負又はゼロの電圧レベルのシーケンスを受け取ったことに応答して、前記超音波トランスデューサ素子から媒体に音響波形を生成することと、を含む、方法。

30

【請求項15】

第1の波形の受信に応答して、任意の数値精度で指定された任意の波形値のサンプリングされたシーケンスを生成する符号化処理であって、前記第1の波形が符号化され、音響トランスデューサプローブに接続された送信回路に印加される場合に音響媒体における音圧に前記第1の波形を実質的に一致させる符号化処理を実行することが可能な符号化装置を準備することと、

前記第1の波形の受信に応答して、前記任意の数値精度で指定された前記任意の波形値のサンプリングされたシーケンスを、前記符号化装置において生成することと、

40

前記任意の数値精度で指定された前記任意の波形値のサンプリングされたシーケンスを用いて、前記符号化処理に従って、シンボル値の2値又は3値パルスシーケンスを生成することと、

超音波クロック間隔の対応する均一なシーケンスにおいて、前記シンボル値の2値又は3値パルスシーケンスを、正、負又はゼロの電圧レベルの対応するシーケンスに変換することと、

前記超音波トランスデューサ素子において、前記正、負又はゼロの電圧レベルのシーケンスを受け取ることと、

前記前記正、負又はゼロの電圧レベルのシーケンスを受け取ったことに応答して、前記超音波トランスデューサ素子から媒体に音響波形を生成することと、

50

を含む、方法。

【請求項 16】

超音波トランスデューサ素子を含み、音響媒体に音響波形を生成するように構成された超音波プローブと、

差動超音波受信機と、を備え、

前記超音波受信機は、

第1の波形を受信し、符号化処理を実行して前記第1の波形をシンボル値の2値又は3値パルスシーケンスに変換する第1の符号化器を有する第1の超音波受信機と、

前記第1の符号化器に接続され、前記シンボル値の2値又は3値パルスシーケンスを受け取り、前記シンボル値の2値又は3値パルスシーケンスの受信にตอบสนองして、超音波クロック間隔の対応する均一なシーケンスにおいて正、負又はゼロの電圧レベルの対応するシーケンスで前記超音波プローブにおける少なくとも1つの超音波トランスデューサ素子を駆動するように構成された送信回路と、

アナログ加算デバイスと、

第1のイメージング送信チャネルと、

アナログフィルタおよび減衰器を有し、シンボル値の第2の2値又は3値パルスシーケンスを受信するように構築され、超音波クロック間隔の対応する均一なシーケンスにおいて正、負又はゼロの電圧レベルの対応するシーケンスで前記アナログフィルタおよび前記減衰器を駆動するように構成された第2の信号生成チャネルと、を含み、

さらに、RFクラッタ波形仕様を受信し、当該RFクラッタ波形仕様をシンボル値の別の2値又は3値パルスシーケンスに変換し、差動受信およびイメージングを達成するように構成された第2の符号化器を有する第2の超音波受信装置を備える、システム。

【請求項 17】

前記差動超音波受信装置は、前記第1の波形を受信し、当該第1の波形から生成されたシーケンスであって任意の数値精度で指定された任意の波形値のサンプリングされたシーケンスを受け取り、前記任意の波形値のサンプリングされたシーケンスが差動信号生成チャネル送信回路と組み込まれたアナログフィルタ及び減衰器とに印加され、後に、取り付けられたトランスデューサプローブと超音波受信装置とによって受信された信号に加算される場合に結果として得られた信号に前記任意の波形値のサンプリングされたシーケンスを実質的に一致させるように構成される、請求項16に記載のシステム。

【請求項 18】

前記符号化処理は、等化処理と、続いて行われる量子化処理と、を含む、請求項1に記載のシステム。

【請求項 19】

前記符号化処理は、シンボルセットを較正することを含む、請求項18に記載のシステム。

【請求項 20】

前記量子化処理は、クリッピングレベルを探索することを包含する、請求項18に記載のシステム。

【請求項 21】

前記符号化処理は、一連の制約付き逆畳み込みを実行することを含む、請求項1に記載のシステム。

【請求項 22】

前記制約付き逆畳み込みは、最尤シーケンス推定、又はビタビアルゴリズムを含む、請求項21に記載のシステム。

【請求項 23】

前記符号化処理は、参照インパルス応答を用いて適用されるインパルス応答短縮化手順を含む、請求項22に記載のシステム。

【請求項 24】

前記符号化処理は、抽出された信号結果の最低誤差の近似がなされるまで、異なるスケ

10

20

30

40

50

ールの複製からスケーリングする参照インパルス応答を選択することを含む、請求項 2 3 に記載のシステム。

【請求項 2 5】

前記符号化処理は、等化処理と、続いて行われる量子化処理と、を含む、請求項 8 に記載の方法。

【請求項 2 6】

前記符号化処理は、シンボルセットを較正することを含む、請求項 2 5 に記載の方法。

【請求項 2 7】

前記量子化処理は、クリッピングレベルを探索することを包含する、請求項 2 5 に記載の方法。

【請求項 2 8】

前記符号化処理は、一連の制約付き逆畳み込みを実行することを含む、請求項 8 に記載の方法。

【請求項 2 9】

前記制約付き逆畳み込みは、最尤シーケンス推定、又はビタビアルゴリズムを含む、請求項 2 8 に記載の方法。

【請求項 3 0】

前記符号化処理は、参照インパルス応答を用いて適用されるインパルス応答短縮化手順を含む、請求項 2 8 に記載の方法。

【請求項 3 1】

前記符号化処理は、抽出された信号結果のの最低誤差の近似がなされるまで、異なるスケールの複製からスケーリングする参照インパルス応答を選択することを含む、請求項 3 0 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

関連出願

本出願は、米国特許法第 1 1 9 条 (e) 項に基づき、2 0 1 3 年 7 月 1 9 日に提出された米国仮出願番号第 6 1 / 8 5 6 , 4 8 8 号の優先権を主張し、この文献の全体は、引用によって本願に援用される。

技術分野

本発明は、様々な忠実度基準の下で、トライステート (tri-state) R F 超音波送信機を制御するために任意の波形を適切なシーケンスに符号化する方法及びこれに関連する超音波システムに関する。

【背景技術】

【0 0 0 2】

超音波イメージングは、多様な疾患の状態及び状況を診断するための効果的ツールとなっている。超音波設備の市場は、画質及び様々な組織を弁別する能力の向上に伴って、長年に亘って安定して成長している。しかしながら、多くの用途において、超音波システムの大規模な採用には、設備のコストが高すぎるという問題が残されている。例示的な用途の分野としては、例えば、乳がん発見、前立腺のイメージング、筋骨格イメージング、及びインターベンショナルラジオロジ (interventional radiology) 等がある。これらの及びこの他の分野では、超音波イメージングの診断の有効度は、様々な組織タイプを弁別及び識別するための優れた空間及びコントラスト分解能に依存する。これらの性能は、より高い処理能力を有するより高価な超音波システムのみが有する。

【0 0 0 3】

超音波イメージングは、例えば、それぞれが固有の信号処理を要求する 1 2 8 個以上ものトランスデューサ素子を使用するアレイシステム等、常に高度な信号及び画像処理を必要とする。近年では、市場の最も低級な製品を除いて、殆ど全てのシステムが正確で柔軟なデジタル信号処理を用いるシステムに移行した。この移行は、高集積デジタル回路を利

10

20

30

40

50

用することによって、長期的にシステムコストを低下させる可能性を有する。しかしながら、超音波システムの製造量が少なく、これらの固有の回路のための間接費及び固定費が割高になるため、デジタル信号処理への移行によっても、システムコストは、大幅には下がっていない。

【発明の概要】

【課題を解決するための手段】

【0004】

本発明の一側面として提供される方法は、対応する超音波受信装置において、ユーザ指定波形を、送信機が忠実度を高めるために適切な2値又は3値シンボルシーケンスに変換する符号化処理を実行することと、超音波クロック間隔の対応する均一なシーケンスで、1又は複数の超音波トランスデューサ素子に、正、負又はゼロの電圧レベルの対応するシーケンスを有するシンボル値の2値又は3値のシーケンスを供給することと、1又は複数の超音波トランスデューサ素子において、シンボル値の2値又は3値シーケンスを受け取り、媒体に音響信号を生成することを含む。

10

【0005】

本発明の他の側面として提供するシステムは、超音波トランスデューサ素子を含み、音響媒体に音響波形を生成するように構成された少なくとも1つの超音波プローブと、ユーザ指定波形を、忠実度を高めるために適切な2値又は3値シンボルシーケンスに変換するように構成された符号化処理を実行するように構成された対応する超音波受信装置と、シンボル値の2値又は3値のシーケンスを受け取り、超音波クロック間隔の対応する均一なシーケンスで正、負又はゼロの電圧レベルの対応するシーケンスで超音波トランスデューサ素子を駆動し、音響媒体、例えば、水又は組織に音響信号又は波形を生成するように構成された送信回路と、を備える。

20

【0006】

本発明の上述の及びこの他の特徴及び利点は、添付の図面を参照する以下の詳細な説明によって、更に明らかとなる。

【図面の簡単な説明】

【0007】

【図1】一方向及び双方向トランスデューサ補償に対応する本発明の第1の実施形態を示す図である。

30

【図2】双方向DAC合成使用モデルに対応する本発明の第2の実施形態を示す図である。

【図3】異なるイメージング方式において固定されたRF信号を合成するための任意の波形生成方法に対応する本発明の第3の実施形態を示す図である。

【図4】本発明に基づく符号化処理の構造図である。

【図5A】本発明の方法に基づく後の実験に使用されるシンボルの例示的なセットを示す図である。

【図5B】本発明の方法に基づく後の実験に使用されるシンボルの例示的なセットを示す図である。

【図6】複数のシーケンスのための個々の推定と共に、総合的IR推定の具体例を示す図である。

40

【図7】水槽内で実現される本発明の方法の具体例を示す図である。

【図8】本発明の処理のためのシステムアーキテクチャの高レベル表現を示す図である。

【図9】画素指向処理の一実施形態のソフトウェアベースアーキテクチャを示す図である。

【図10】画素指向処理に基づいて形成されたプラグインモジュールを示す図である。

【図11】画素指向処理に基づいて形成された128素子線形アレイについての取得データを示す図である。

【図12】画素指向処理において使用される画素マッピング処理を説明する図である。

【発明を実施するための形態】

50

【0008】

以下の説明では、ここに開示する様々な実施形態の完全な理解を提供するために、幾つかの具体的な詳細事項について述べる。但し、本発明は、これらの具体的な詳細事項の1つ以上を欠いても、又は他の方法、コンポーネント、材料等によっても実施できることは、当業者にとって明らかである。また、具体例の説明を不必要に不明瞭にしないために、デジタル／アナログ変換器及び水槽に関連するよく知られた構造又は構成要素、又はこれらの両方は、明示又は説明していない。

【0009】

明細書及び添付の特許請求の範囲を通して、文脈に矛盾しない限り、「備える (comprise)」及びその変化形、例えば、「備える (comprises)」、「備えている (comprising)」は、開かれた包括的な意味で解釈され、すなわち、「以下に限定されるものではないが、」と解釈されるものとする。これは、「含む (including)」及び「有する (having)」についても同様に適用される。

10

【0010】

本明細書における「一実施形態」又は「実施形態」という表現は、その実施形態に関連して記述される特定の特徴、構造又は特性が少なくとも1つの実施形態に含まれることを意味する。したがって、本明細書の様々な箇所で用いる「一実施形態において」又は「実施形態において」といった表現は、全てが必ずしも同じ実施形態について言及しているというわけではない。更に、1つ以上の実施形態において、適切な何らかの手法で、特定の特徴、構造又は特性を組み合わせてもよい。

20

【0011】

ここに開示する符号化方法及びシステムは、トランスデューサ素子のインパルス応答 (impulse response: IR) についての知識を必要とする。インパルス応答推定方法及びこの方法の結果を用いて、トライステートパルスシーケンス (tri-state pulser sequences) を最適化する符号化アルゴリズムを開示する。符号化アルゴリズムは、「等化器」として知られる通信技術における制約付き逆畳み込み (constrained deconvolution) の概念に基づき、ハイブリッドパルス幅変調 (pulse-width modulation: PWM) シンボル変調及び量子化スキームと組み合わせられる。フィリップス (Philips) L7-4 トランスデューサの音響水槽 (acoustic water-tank) 実験では、窓化 (windowed) 線形周波数変調 (Linear Frequency Modulation: LFM) 掃引信号の再生において、-21.7 dB の正規化 RMS 誤差 (normalized RMS error: NRMSE) の忠実度が示された。

30

【0012】

ここに開示するトライステート符号化 (tri-state encoding) の概念は、米国ワシントン州レッドモンドの Verasonics 社 (Verasonics, Inc.) によって製造されているヴァンテージ超音波システム (Vantage Ultrasound System) において実現される。本発明のトライステート送信機構造は、線形 RF 増幅器を駆動するデジタル／アナログ変換器 (digital-to-analog converter: DAC) とは異なり、連続値設計波形の忠実度を達成するために、そのパルスシーケンスの非自明な選択を必要とする。ここで示す処理は、この目的を達成するために、(トランスデューサ帯域幅に対して) 高い送信機クロック周波数を使用する。

40

送信機の説明

送信機の動作について、簡潔に説明する。まず、問題を数式化する使用モデルについて説明する。そして、推定及び符号化アルゴリズムを超音波システムに導入する。アルゴリズムを実現する実験的な手法を開示し、及びその結果について検討する。

【0013】

Verasonics 社によって開発されたヴァンテージ超音波システム送信機は、4 ナノ秒のクロック間隔で、3つの電圧レベル [V, 0, -V] の任意のシーケンスの仕様 (specification of arbitrary sequences) を実現する。各取得イベント (acquisition event) は、トランスデューサヘッド上の各トランスデューサ素子に固有であり、及びそのイベントに固有のシーケンスを有することができる。シーケンスは、波形の複雑さ、メ

50

モリの制約及び電源能力に応じて、任意の長さを有することができる。内部ストレージフォーマットの選択によって、送信機のメモリの使用を効率化することができる。

【0014】

パルスシーケンス選択の制約は、正、負又はゼロ電圧レベル状態に入ることを要求される３クロック最小状態ドエル（minimum state dwell）である。他の制約は、達成される電圧が、達成される状態の電圧の約５クロックの移動平均であるという点である。

使用モデル

エンコーダが目的関数を最適化するために採用する忠実度の尺度（fidelity metric）は、使用モデル、又は動作モード若しくはシナリオに依存する設計上の選択であり、これらは、全てアプリケーションに固有である。ここで検討する尺度は、（１）（正規化されたRMS誤差における）参照波形の音圧への近さ、（２）実際に達成された音圧に対する参照波形の予測された音圧の近さ及び（３）入力に存在するRF信号の固定成分のアナログ受信機利得段への近さである。最初の２つの尺度は、それぞれ、ここでは一方向トランスデューサ補償問題及び一方向DAC合成問題と命名して説明する。更に、これらの双方向カウンターパートについても、同様に、参照信号を、音圧ではなく、受信データと比較する。

【0015】

図１は、一方向及び双方向のトランスデューサ補償問題を解決するように構成された本発明の具体例を示している。図２は、ここに提案する双方向DAC合成使用モデルを解決する方法又は処理の具体例を示している。

【0016】

図１では、一方向及び双方向トランスデューサ補償使用モデルを例示するために、システム１０の送信／受信チャンネル対のコンポーネントを示している。図１に示すデジタル波形仕様コンポーネント（Digital Waveform Spec.component）１２は、均等な間隔を有する離散的クロック間隔で定義された正、負又はゼロのシンボル値の符号化された２値又は３値パルスシーケンスを組み込んでいる。XDCR１４は、音響波形を生成及び受信する超音波トランスデューサプローブである。XDCR１４は、送信／受信チャンネル対が接続された要素を含む。デジタル波形仕様コンポーネント１２とXDCR１４の間には、パルサ１６が挿入され、パルサ１６には、３値又は２値のパルスシーケンスを実際の物理送信電圧イベントに変換し、これによって、送信の間、連続的時間サポートに亘って、接続されたトランスデューサプローブ素子１８を駆動するように構成された送信機回路が組み込まれている。

【0017】

図１に示す音響媒体２０は、超音波イメージング又は測定の際にシステム１０によって音響検査される物理的空間（例えば、生体組織又は産業用材料）である。受信機２２は、XDCR１４に接続され、音響信号の受信の間、その電気ポートにおいてトランスデューサプローブXDCR１４によって誘導された電圧信号を適切に条件付けられたデジタル表現 $Y_r(t, q)$ に変換するように構成されており、これは、特定の送信シーケンス q の時間サンプル t に関して定義されている。左下角に示すアナログ波形仕様コンポーネント２４は、良好な忠実度でシステム１０によって再生される波形の所望の設計である。関数「受信機における一致設計」２６及び関数「媒体内の一致設計」２８は、それぞれ、双方向及び一方向のトランスデューサ補償使用モデルを定義する数学的な基準を特定している。

【0018】

図２は、双方向DAC合成使用モデルの例として、システム３０の送信／受信チャンネル対のコンポーネントを示している。図２のコンポーネントは、（同じ符合が付されている）図１のコンポーネントに加えて、仮想理想受信機（Hypothetical Ideal Receiver）３２及び線形増幅器３４を含む。受信機３２は、デジタル／アナログ変換器DAC３６を備える。線形増幅器３４は、パルサコンポーネント１６に類似しているが、２値又は３値のシンボル値のシーケンスより高い精度の任意のレベルを有するパルスシーケンスに対し

て忠実に動作する。

【0019】

第3の使用モデルは、任意の波形生成技術を用いて、クラッタと考えられる固定RF信号(stationary RF signal)を合成し、アナログ受信機への入力において、これらをキャンセルする。これは、例えば、ドップライメージング等のクラッタ制限アプリケーション(clutter-limited applications)のための差動取得スキームを形成する。この動作モードは、受動低域通過フィルタ(low pass filter: LPF)、減衰器及び加算ネットワーク(summation network)の形式で追加的な混合ネットワークハードウェアを必要とする。図3は、方法のこの変形例を示している。この変形例は、混合ネットワーク内で切替可能なコンポーネントを用いて可変減衰レベルを達成し、これにより、イメージング信号経路及びクラッタ波形合成経路の両方において同じ送信機を使用することができる。

10

【0020】

図3に示すシステム30の送信/受信コンポーネントは、RF合成及び差動取得使用モデル内のチャンネルとして構成されている。図3のシステム30は、(同じ符合が付されている)図1のコンポーネントに加えて、音響媒体20の送信/受信音響検査のために公称的に予測されるRFサンプルのデジタルシーケンスを表すRFクラッタ波形仕様(Clutter Waveform Spec.)34を一部に含む差動信号生成チャンネル32を備える。これは、通常、先の取得サイクルにおいて測定される。エンコーダ36の全体の構成の実施形態は、図4に示している。この出力「トリステートパルスシーケンス」は、素子デジタル波形仕様38に入力され、デジタル波形仕様38は、パルサ40に信号を出力する。

20

【0021】

図3は、更に、音響媒体20における音圧信号によってトランスデューサXCDR14の電気ポートにおいて誘導された受信電気信号を増幅するように構成された回路である低雑音増幅器LNA44を一部として含む差動イメージング受信機42を備える。アナログAAフィルタ46は、受信した電圧信号にアンチエイリアス機能を提供し、この出力は、アナログ/デジタル変換器48に供給される。デジタルフィルタ間引き(Digital Filter Decimation)コンポーネント50は、トランスデューサ帯域幅に応じたデータ削減を達成するように構成されている。

【0022】

図3の構成は、更に、受信した電圧信号をフィルタリングし、減衰させるアナログ回路である減衰ローパスフィルタLPF54を含む受動LPF/減衰/加算コンポーネント52を備える。「+」の符合で示される加算要素56は、XCDR14からの電圧信号と、LPF54からの電圧信号の2つの電圧信号のアナログ加算を実行する。

30

【0023】

アルゴリズム

この波形符号化方法は、帯域が制限されたチャンネルを介して通信を行う際のシンボル「等化」の概念によって動機付けされる。ここでは、この概念を包括的にシンボルブロックケース(symbol-block case)と呼ぶ。これは、(チャンネルの)送信パルスのシーケンス全体が、個々のパルスとして連続的にではなく、一括的に最適化されることを意味する。シンボル推定の問題は、離散値入力に制約された逆畳み込みとして解釈してもよい。通信問題と、ここに開示する等化概念の使用との間の重要な違いは、性能尺度である。通信問題では、(シンボル誤差率として)性能を測定できる実際のシンボルシーケンスが存在する。ここで取り扱う送信機問題では、「実際の」シンボルシーケンスは存在せず、ここでの目的は、許可された入力(シンボル)に応じたトランスデューサによって生じる音圧(又は受信機データ)及び可能であれば設計波形のフィッティングを行うことである。

40

【0024】

処理アーキテクチャ及び動作

図4は、符号化処理100のコンポーネント及び動作の構造を示している。これらのコンポーネントは、IR推定102、シンボルセット定義104、シンボルセット較正10

50

6、シンボル量子化108及び等化110を含む。処理100への入力は、アナログ信号又は関数の高精度サンプルによって表される参照設計波形112である。処理100の出力は、送信機パルス回路の制御に適するトライステートパルスシーケンス114である。なお、「シンボル」という用語は、多値シンボルセット104のメンバ又は2値／3値送信機シンボルの値を意味する。この区別が重要な場合、2値／3値送信機は、常にこのように明示的に定義する。

【0025】

インパルス応答推定

まず、このアーキテクチャでは、使用モデルによって決定される信号経路に基づいて、送信要素毎にIR推定を実行する必要がある。インパルス応答推定102は、線形統計モデルにおける畳み込みとして定式化され、最小二乗理論によって解かれる。ソナー周波数における水中の音響データの先行実験によってこの技術を実証する。ここで、モデルは、入力として、送信パルスの既知のシーケンスを有し、これがベクトル q として集合的に表され、テプリッツ行列が形成される。…インパルス応答を含む未知のパラメータは、ベクトル $h = [h(1), \dots, h(L)]^T$ によって表される。

$$Y = Qh + e \quad (1)$$

ここで、 e は、モデリング誤差を表し、モデルデータは、以下のように定義される0がパディングされたベクトル q のテプリッツ行列 $T(q)$ である。

【数1】

$$Q = \begin{bmatrix} q(1) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & q(1) & & \vdots \\ q(N) & \vdots & & \\ 0 & q(N) & \ddots & 0 \\ & 0 & \ddots & q(1) \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & q(N) \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで、測定値 $Y = [y(1), \dots, y(NL-1)]^T$ である。

(1)を解く1つの手法は、擬似逆行列によるものであり、これにより、以下のようにインパルス応答ベクトル h が推定される。

【0026】

【数2】

$$\hat{h} = Q^+ Y \quad (3)$$

【0027】

パラメータ選択

必要なパラメータは、クリッピングレベル及びシンボル期間 d を含む。アーキテクチャが要求する設計変数は、シンボル期間であり、これは、通常、公称トランスデューサ中心周波数に基づく。各シンボルは、複数の送信クロック期間からなり、したがって、幾つかのトライステート電圧インスタンスからなる。選択されるシンボル期間は、通常、公称中心周波数の1／4である。例えば、クロックレートを250MHzとすると、12クロックシンボル期間は、5.2MHzに対応する。更に、シンボル期間は、利用できるPWMレベルの数を決定するシンボルセット104の選択の際、妥当なエンジニアリング評価によって選択される。仮定的な12クロックシンボル期間は、ゼロ電圧レベルを含む25個のPWMレベルを許容する。シンボル期間選択の2つの結果として、シンボル期間を長くすると、PWMレベルが増加するが、シンボルレートが低下するという設計上のトレードオフが生じる。

【0028】

図5Aは、後の実験における中心周波数が5MHzのトランスデューサプロープ（フィリップスL7-4モデル）のために使用されるシンボルセットを表している。図5Aは、

シンボルセット 104 内のシンボルに対応する波形のアレイを示しており、ここでは、軸「デューティサイクル」に沿って、トランスデューサ出力において達成された送信エネルギーが並べられている。この意味において、デューティサイクルは、パルス幅変調 (pulse-width-modulation: PWM) 概念の一般化であり、各シンボルによって誘導されるエネルギーを特定する手段である。各シンボル波形は、シンボル期間内の送信クロック毎に、3つの値 [1, 0, -1] の1つによって定義される値を有する。12個のシンボルのセットは、負のデューティサイクルの等しい間隔で複製され、これによって定義された3値の送信レベルの符合が逆になり、負の位相の音響送信が達成される。全てがゼロのシンボル波形を含むことにより、生成されるシンボルセット 104 は、それぞれが送信エネルギーにマッピングされる異なるシンボルに関連付けられる25の波形を含む。この例に比べて周波数がより高いトランスデューサプロープのためのシンボルセット設計では、利用できるシンボルの数が少なくなり、周波数がより低いプロープでは、シンボルが多くなる。

10

【0029】

図5Bは、各シンボルに一致する生成される音響波形を示している。これは、達成された音響エネルギーの整列を例示しており、この技術の基底の原理の妥当性を質的に検証するものである。

【0030】

クリッピングレベルは、シンボルセットに対する比較パラメータである。このクリッピングレベルによって、較正利得の全体的なレベルが、シンボル量子化器に供給される際に、等化器出力に対して調整される。これにより、等化器出力の範囲は、量子化器の窓内に収まる。最適なクリッピングレベルは、符号化された参照設計波形毎に、参照波形と合成波形の間の最小二乗平均誤差推定が発見されるまで処理を繰り返すことによって経験的に発見される。

20

【0031】

シンボルセット較正

このアーキテクチャのシンボルセット較正コンポーネント 106 は、トランスデューサ又はチャンネルモデルの出力側に示すように、シンボルセット 104 内で利用できる各シンボルと、同等の重みを有するディラックインパルス (Dirac impulse) との間の利得マッピングを判定するように構成されている。これは、以下に示す利得変数 $g(k)$ についての最小二乗法によって達成される。

30

$$S_k = g(k) S_0 + e \quad (4)$$

ここで、ベクトル S_k は、 k 番目のシンボルで畳み込まれたときのインパルス応答モデルの応答を表し、ベクトル S_0 は、通常、帯域幅が最大のシンボルが選択されるプロトタイプ参照シンボルへの応答を表す。

【0032】

シンボル較正は、所与のシンボルセット及びインパルス応答毎に、一回のみ判定すればよい。

【0033】

等化

等化器コンポーネント 110 は、使用モデルの信号経路の推定されたインパルス応答から導出されるモデルに対して、望ましい参照設計波形の逆畳み込みを実行する。等化器 110 の出力 116 は、「ソフト」シンボルのシーケンス r からなり、これは、連続値のディラックインパルスの重みを表す。これらが IR モデルによって畳み込まれると、その結果は、特定された設計波形に近似する。

40

【0034】

IR 推定と同様に、推定 IR ベクトルから生成された修正されたテプリッツ行列は、畳み込みを記述する線形統計モデルの一部として使用され、これにより、式 (5) の参照設計波形は、式 (6) における測定値として解釈される。

$$W = [w(1), \dots, w(L + P_d - 1)]^T \quad (5)$$

$$W = H_d r + e \quad (6)$$

50

ここで、モデル行列 H_d は、0 がパディングされた I R 応答ベクトル h に関するテプリッツ行列 $T(h)$ の列を間引きしたものである。

【数 3】

$$H_d = \begin{bmatrix} h(1) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ h(L) & \ddots & h(1) & \\ 0 & & \ddots & 0 \\ & 0 & h(L) & \ddots & h(1) \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h(L) \end{bmatrix} \quad (7)$$

10

【0035】

標準テプリッツ行列から引き継がれる H_d の列の下位集合を決定する間引き係数は、シンボル期間 d に対応する。例えば、12 個の送信クロックのシンボル期間は、標準テプリッツ行列 $H = T(h)$ の 12 個毎の列を H_d の列として引き継ぐことを意味する。（判定すべき）未知のパラメータベクトルは、以下のようなベクトル r のソフトシンボルの集合である。

$$r = [r(1), \dots, r(L/d + P - 1)]^T \quad (8)$$

20

【0036】

パラメータベクトル r 内のソフトシンボルのシーケンスの解は、以下のように、擬似逆行列によって発見することができる。

【0037】

【数 4】

$$\hat{r} = H_d^+ W \quad (9)$$

【0038】

他の具体例

幾つかの設計波形については、反復的拡張（ここでは「条件付きの等化器」と呼ぶ。）によって、より良い等化性能が得られる。この手法においては、等化の結果は、後のシンボル量子化ステップ 108 によって量子化される。これにより生成されるシンボルシーケンス p は、以下のように表される新たなモデルにおいて、インパルス応答に適用される。

$$W = H_d p + e \quad (10)$$

【0039】

そして、ベクトル p の要素毎に順次的に、要素を、最小二乗残差フィッティング誤差が得られるシンボルセットからのシンボルに置換する。これは、シンボルセットの全数検索によって判定され、ベクトル p の全ての要素について繰り返される。ベクトル p の現在の値によって、誤差が最低になる場合、処理は停止し、この他の場合、処理が繰り返される。この反復的处理では、適切なサイジング及び間引き係数を用いて、初期に使用されたシンボル期間とは異なるシンボル期間のシンボルセット 104 を使用してもよい。

30

40

【0040】

他の具体例

特定の参照設計信号については、変形された等化处理を用いることによって、より良い性能が得られる。「反復的高精度化 (iterative refinement)」と呼ぶこの手法では、ベースラインアルゴリズムから生じる誤差信号を符号化する。すなわち、参照設計信号と、ベースラインアルゴリズムによって生成された複製との間の差として生成される信号がアルゴリズムによる合成のための新たな信号となり、誤差信号が符号化される元の信号より小さくなるのが動機付けされる。誤差信号を 3 値シーケンスに符号化した後、この符号を、3 値範囲の飽和に対応する前段のパルサシーケンス符号から減算する。この処理は、

50

誤差が改善されなくなると終了する。

【0041】

シンボル量子化

シンボル量子化器コンポーネント108は、等化器110のソフトシンボル出力サンプル116毎に、較正ステップにおいて判定された利得マッピングに関して、シンボルセットに最も近いシンボルを選択するように構成されている。すなわち、各 k の間でマッピングされているソフトシンボルに最も近い $g(k)$ を選択する。そして、シンボルのシーケンスは、それらを構成する3値パルスシーケンスに変換され、これらは、1つのシーケンスに連結される。このトライステートパルスシーケンス114は、シンボル量子化器108の出力である。

10

【0042】

実験の結果

IR推定及びトライステートの符号化処理の妥当性を検証するために、水槽実験を行った。

【0043】

双方向実験構成

図7に示すようにフィリップスL7-4トランスデューサを水槽に取り付け、厚さ5.08cmのアクリルブロックに直接的に向けて実験を行った。トランスデューサには、Verasonics社のヴァンテージ取得システム(Vantage acquisition system)を接続した。

20

【0044】

インパルス応答推定実験

図7に示すトランスデューサインパルス応答推定実験120では、送信及び後の受信のためのトランスデューサ素子チャンネル122を選択した。トランスデューサ素子122は、指定された水位128まで水126が収容された水槽124内に配置した。水126に沈められた水槽の底のアクリルブロック130は、音響ミラーとして機能するように構成され、送信されてきた信号を実質的に変更することなく反射して、その信号源に戻す。個別の取得イベントにおいて、8つの異なる擬似乱数パルス列をプロービングシーケンスとして送信した。総合的IR推定及び各シーケンスの個別の推定を算出した。これらの結果を図6に示す。このグラフでは、送信されたプロービングシーケンスに対応するインパルス応答推定を重ねて示しており、これらの類似性が示されている。これは、プローブシーケンス選択からの独立を質的に示し、したがって、ここに開示する推定技術の有効性を示している。

30

【0045】

LFM合成テスト

例示的な、大きな時間一帯域幅波形の10マイクロ秒の期間の線形周波数変調(LFM)パルスに対する波形符号化の実験を行った。波形エンベロープには、テイラー重みを適用した。瞬間的周波数は、3.5MHzから6.5MHzの範囲に亘った。双方向トランスデューサ補償使用モデルでは、参照波形及び受信機フィルタリングの後の測定波形の間の正規化されたRMS誤差は、-21.7dBであった。

40

【0046】

要約

以上、3つの使用モデルのためのアプリケーションにより、トライステートパルスによる任意の波形生成のためのデバイスを開示した。

【0047】

特定の参照設計信号については、等化処理の変形例を用いることによって、性能が向上した。新たなIR短縮化手順によって、通信技術又は動作検査の分野の当業者に「ビタビ」として知られているアルゴリズム、動的プログラミング又は最尤シーケンス推定(Maximum-Likelihood Sequence Estimation: MLSE)が適用される。短縮化手順は、特定の構成の逆畳み込み原理に基づく因数分解設計によって達成される。IR短縮化手順の目的

50

は、MLSEアプローチの実用的な応用を可能にすることであり、この手順なしでは、本発明において、関連するIRベクトルの典型的に予想されるサイズのために演算複雑性が高くなり、処理が非実用的となる。多くの実用的なケースにおいてMLSE手順を適用する利点は、他の実現例に比較して、忠実度が大幅に向上する点である。

定義を以下に示す。

h = 送信機状態ドエルに等しい期間、すなわち、送信機電圧状態をアサートするために必要な最小数の送信機クロックの期間のサンプルレート (F_{dwell1} として示す) に間引きされたトランスデューサインパルス応答

$L = h$ の長さ

W = 実用的に適切な長さの先頭及び末尾、例えば、それぞれ $L/4$ 及び $2 * L$ に 0 がパディングされた参照設計信号

$L_w = W$ ベクトルの長さ

H = 第 1 の列が $L_w - 2L$ の長さに 0 パディングされた h ベクトルであり、 F_{dwell1} のレートに列が間引きされた上述したテプリッツ行列

B = 通過帯域をトランスデューサの通過帯域に揃え、MLSEアルゴリズムによる実的な解決に適する長さを有する適切な選択された低域通過又は帯域通過有限インパルス応答 (finite-impulse-response: FIR) フィルタの参照インパルス応答 (reference impulse response; RIR)

アルゴリズムは、以下のようなステップを実行する。

1. 擬似逆行列又は他の適切な手法を用いて、最小二乗法問題 $H * r = W$ におけるベクトル r を解く。 r は、トランスデューサ出力が参照波形 W であるときのトランスデューサの無限精度駆動信号を表す。

2. ベクトル B をベクトル r によって畳み込み、抽出された信号 $y = \text{conv}(r, B)$ を生成する。

3. MLSEアルゴリズムを用いて、ベクトル $y_{MLSE} = \text{conv}(I_{MLSE}, B)$ として、RIRベクトル B による畳み込みによって、抽出された信号 y に最適に近似する、 y のタイムサポートを含む期間に亘るシンボル $\{I_k\} = I_{MLSE}$ のトライステートシーケンスを推定する。

【0048】

誤差が最低の近似 y_{MLSE} が得られる B のスケーリングが発見されるまで、適切な実用的な範囲のスケーリングに亘って、異なるスケールのRIRベクトル B の複製によってステップ1〜3を繰り返す。そして、このスケーリングインスタンスに対応するトライステートシーケンス電圧シーケンス I_{MLSE} を、この具体例によって生成される送信機符号として選択する。

【0049】

図8は、本発明の処理を実現するための高レベルシステムアーキテクチャ70を表現するシステムレベルのブロック図である。なお、これは、単に1つの代表的な実施形態に過ぎず、ここに示すアーキテクチャ70は、本発明の全ての実施形態の必要条件であるというわけではない。

【0050】

アーキテクチャ70は、PCIエクスプレス74を介して、多チャンネル送受信機及びデータ取得システム76に接続されたホストコンピュータ72を含む。ホストコンピュータ72は、いずれも画素ベースのアプリケーション処理ソフトウェア84を実行するプロセッサ82に接続されたユーザインタフェース及び操作子78並びにディスプレイ80を有する。多チャンネル送受信機及びデータ取得システム76のハードウェアは、音響媒体90内の領域88をイメージングするために用いられる超音波振動子86に接続されている。これらの構成要素は、商業的に容易に入手することができるため、ここでは、詳細には説明しない。

画素指向処理

本発明の一実施形態に基づくソフトウェアベースの方法及びシステムアーキテクチャは

、ソフトウェアにおける全てのリアルタイム処理機能を実現する。ここに提案するアーキテクチャを図9に示す。

【0051】

ソフトウェアベースのシステムにおける唯一のカスタムメイドのハードウェアコンポーネントは、コンピュータの拡張バスへのプラグインモジュールであり、これは、パルス生成及び信号取得回路と、信号データを格納するために用いられる拡張メモリの大きなブロックとを含む。信号取得処理は、送信パルスに続いて各トランスデューサ素子から戻る信号を増幅及びデジタル化することを含む。通常、トランスデューサ自体による生来的な帯域通過フィルタリングを除いて、デジタル化に先行する信号の唯一のフィルタリングは、A/D変換のための低域通過アンチエイリアスフィルタリングである。信号は、関係する周波数に対応する一定のレートでサンプリングされ、デジタル化されたデータは、最小の処理でメモリに保存される。信号取得の単純な設計により、比較的小さな基板領域において、市販の部品で回路を実現することができる。

10

【0052】

プラグインモジュールのより詳細な構成を図10に示す。ここでは、それぞれが送信機、受信機前置増幅器、A/D変換器及びメモリブロックからなる複数の取得チャンネルを示している。受信の間、トランスデューサ信号はデジタル化され、個々のメモリブロックに直接的に書き込まれる。メモリブロックは、デュアルポートであり、これは、コンピュータ側から読み出しを行うと同時に、取得データがA/D変換器側から書き込みを行うことができることを意味する。システムCPUは、このメモリブロックを通常の拡張メモリと同様に取り扱うことができる。なお、このシステムは、カスタムメイドの筐体に収納することが望ましいため、プラグインモジュールの寸法は、標準的なコンピュータ拡張カードの通常の寸法に限定されない。また、複数のプラグインモジュールを用いて、多数のトランスデューサ素子に対応することができ、この場合、各モジュールがトランスデューサアパーチャの下位集合を処理する。

20

【0053】

増幅器、A/D変換器及び関連インタフェース回路を含むプラグインモジュールの構成要素、並びに送信パルス生成及び信号取得のために必要な構成要素は、市場で容易に入手でき、ここでは、詳細には説明しない。受信エコーから得られるエコー信号のRFデータの保存に必要なメモリブロックは、市販のプラグイン拡張メモリカードのメモリブロックと基本的に同じ回路であるが、デジタル化された信号データを書き込むための第2のダイレクトメモリアクセスポートが追加される。(受信エコー信号データは、トランスデューサによって生成される高周波電気振動からなるため、包括的にRFデータと呼ばれる。)メモリは、中央処理装置のアドレス空間にマッピングされ、コンピュータマザーボード上の他のCPUメモリと同様の手法でアクセスできる。メモリのサイズは、256以上の個別の送信/受信サイクルについて、個々のチャンネル受信データを格納できるサイズとする。人体における超音波パルスの往復行程の侵入の実用的な最大深度は、約500波長であるため、中心周波数の4倍の典型的なサンプリングレートでは、個々のトランスデューサ素子から4000個ものサンプルを保存する必要がある。16ビットのサンプリング精度及び128のトランスデューサチャンネルの場合、最大深度の受信データ取得では、送信/受信イベント毎に約1メガバイトのデータ保存が必要となる。したがって、256個のイベントの保存に、256MBのストレージが必要となり、合計128チャンネルシステムは、複数のプラグインカードで構築することができる。

30

40

【0054】

ソフトウェアベースの超音波システムの他の側面は、コンピュータマザーボード及びその関連部品である。ここに提案する設計のためのマザーボードは、必要な処理能力を実現するためにマルチプロセッサCPU構成をサポートすることが望ましい。電源、メモリ、ハードディスクドライブ、DVD/CD-RWドライブ及びモニタを有する完全なマルチプロセッサコンピュータシステムは、当業者にとって周知であり、市販されているため、ここでは、詳細には説明しない。

50

【0055】

ソフトウェアベースの超音波システムは、真の「高性能」を達成する必要がある、これは、健康管理産業に著しい利益を提供するために、既存のハイエンドのシステムに匹敵する画質を実現する必要があることを意味する。フロースルーアーキテクチャ（flow-through architecture）における1秒のリアルタイムイメージングのために必要とされる全ての処理動作を単に追加するだけでは、幾つか汎用プロセッサで現在達成できる一般的な1秒あたりの演算の数を超えてしまうため、このレベルのパフォーマンスは、単に現在のシステムのフロースルー処理法をソフトウェアインプリメンテーションに変換しただけでは達成できない。したがって、フロースルー法より大幅に効率を高めるために、新しい処理方法が必要である。

10

【0056】

本発明のソフトウェアベースの超音波システムアーキテクチャの一実施形態においては、信号及び画像処理のための入力データは、1つ以上の送信イベントに続いて個々のトランスデューサチャンネルから取得されるRFサンプルのセットからなる。例として、図11に示すように、128素子線形トランスデューサアレイを用いる典型的な2Dイメージング走査モードについて検討する。

【0057】

この場合、「送信イベント」は、複数のトランスデューサ素子からのタイミング調整されたパルスからなり、複数の音響波を生成し、これらは、媒体において結合して、収束超音波ビームを形成し、このビームは、特定の素子位置において、トランスデューサの原点から出射される。複数（合計128）の送信イベントは、超音波ビームを生成し、これらは、トランスデューサ面の幅に亘って、インクリメントされて順次的に出射され、これによって、全ての画像フレームを検査する。これらの送信ビームのそれぞれについて、トランスデューサ内の128の受信要素のそれぞれから受信エコーデータを収集し、対応するトランスデューサ素子が受信したサンプリングされたエコー信号を各列によって表すデータアレイとして組織化する。これにより、各アレイは、128のトランスデューサ素子に対応する128の列と、選択された深度におけるサンプル数に対応する数の行とを有する（ここでは、4096のサンプルによる4096の行を仮定する）。これらの128のデータアレイは、1つの完全な画像フレームを生成するために十分なRFデータセットを構成する。

20

30

【0058】

なお、フロースルーアーキテクチャにおいては、ビーム及び画像生成は、トランスデューサからデータがストリーミングされながら実行されるので、上述のRFデータセットは、（少なくとも同時に全ては）存在していない。換言すれば、データは、送信イベントの後に、各素子に戻り、処理及び結合され（ビーム形成と呼ぶ。）、単一ビーム（走査線）に沿って収束する単一のRF信号となる。このRF信号は、（再びリアルタイムで）エコー振幅サンプルに処理され、メモリアレイに保存される。全てのビーム方向が処理されると、エコー振幅データが補間され、表示のための画素画像にフォーマット化される。全ての処理は、リアルタイムに行われるので、処理回路は、トランスデューサ素子からストリーミングされてくるデータに「遅れることなくついていく」必要がある。

40

【0059】

本発明のソフトウェアベースの構造では、全ての入力データは、処理の前に保存される。これによって、処理速度から取得速度が切り離され、必要であれば、処理時間を取得時間より長くすることができる。これは、取得の深度が浅く、サンプルレートが高い高周波走査において顕著な利点である。例えば、10MHzの走査ヘッドは、約4センチメートルのイメージング深度を使用できる。この場合、組織内の音の速度のために、128の送信／受信イベントのそれぞれのデータを52マイクロ秒で取得及び保存することが求められ、これは、非常に高いデータ取得速度である。フロースルーアーキテクチャでは、この取得データは、高い処理速度で、リアルタイムに走査線を形成する。本発明のソフトウェアベースアーキテクチャでは、RFデータの保存によって、ディスプレイのフレーム期間

50

と同じ期間内に処理を行えばよく、これは、組織運動のリアルタイム視覚化の場合、通常、33ミリ秒（30フレーム／秒）である。128画素の列（走査線と略同様）の場合、列毎に258マイクロ秒の処理時間が許容され、これは、フロースルーアーキテクチャの場合の52マイクロ秒より長い。この保存ストラテジにより、典型的な走査深度について、フロースルーアーキテクチャに比べて、処理の最大速度を実質的に低下させることができる。

【0060】

入力データを保存することによって、最大処理速度を低減できるが、処理ステップの数を減らす必要はない。これを達成するために、新しい超音波データ処理を行う。第1のステップは、イメージングモードが出力ディスプレイ上に画像を生成する際に、システムの最終的な目標を認識することである。超音波イメージは、例えば、周波数及びアレイ寸法等の取得システムの物理的パラメータに依存する基本解像度を有し、エコー振幅又は他の幾つかの組織（音響）特性を符号化する画素値の矩形アレイとして表現することができる。この矩形画素アレイの密度は、画像解像度の十分な空間サンプリングを提供する必要がある。なお、表示イメージは、画素の矩形アレイのみから構成する必要はなく、異なる幾何学的形状を表す画素の如何なる任意のセットから構成してもよい。次のステップでは、このイメージアレイの画素の1つから開始し、RFデータセットのどのサンプル点がこの画素の強度の計算に貢献するかを検討し、これらのサンプル点にアクセスし、処理するための最も効率的な方法を判定する。この手法は、ディスプレイ上の画素に貢献する情報のみを処理すればよい。ため、現在のフロースルーアーキテクチャによって用いられている手法とは完全に異なる手法である。小さい領域に含まれる画素は少ないため、本発明の手法では、表示イメージ領域が小さければ、イメージ領域が大きい場合より、全体的な処理時間が短くなる。これとは対照的に、フロースルー法は、イメージ領域のサイズに関係なく、最大データストリーム帯域幅を取り扱うように設計されている。

【0061】

超音波イメージを適切に表現するために必要な画素アレイを処理した後、視覚的に適切なサイズでコンピュータディスプレイにアレイをレンダリングできる。コンピュータのグラフィックプロセッサは、通常、更なるCPU処理を必要とすることなく、単純なスケールリング及び補間を含むこの動作を実行できる。

【0062】

次に、超音波イメージの1つの画素に対する処理ストラテジについて検討する。この説明では、目的は、トランスデューサアレイに対する画素の対応する空間位置におけるエコー強度を取得することであると仮定する。他の音響のパラメータを同様に取得してもよい。第1のステップでは、エコー強度計算に貢献するサンプルを含む取得RFデータの領域を発見する。これを達成するために、図11に示す走査方法では、まず、画素位置の最も近くを通る取得走査ラインを発見し、続いて、対応する個々の素子データアレイを使用する。図12は、超音波イメージ内の例示的な画素についてのこのマッピング処理を表している。図12に示す画素は、走査の最も近い取得ライン、この場合、RFデータが第4の個別の素子RFデータアレイ内にある走査ライン4（これは、第4の送信／受信イベントから収集されたデータを表す。）にマッピングされる。画素信号に貢献するアレイとして、複数のRFデータアレイを選択してもよいが、この例では、単一のデータアレイのみを検討する。

【0063】

次のステップでは、画素の強度の計算に貢献するサンプルを含む個々の素子アレイ内の領域をマッピングする。このマッピング処理は、かなり複雑で、幾つか因子に依存する。各トランスデューサ素子は、画像フィールド内の特定の点から戻る信号にどのように応答するかを決定する感度の領域を有する。感度が低すぎる素子は、画素の強度についての有用な情報に寄与しないため、所与のイメージ点については、所定の閾値を超える感度を有する素子のみを検討すればよい。この感度閾値によって、マッピングされる領域に含まれる素子データ列の数が決定される。

【0064】

マッピングされたデータ領域又はサブセットの開始深度は、個々のトランスデューサ素子における戻りエコーの到達時間によって決定される。図12に示すように、イメージ点から遠い素子についてのイメージ点信号は、時間的に遅く捕捉されるため、データセットの開始点は、メモリ内でより深い位置に保存される。最後に、マッピングされたデータ領域内のデータのために必要とされる深度範囲は、生成される送信パルスの期間に依存する。より長い送信パルスは、より長い期間に亘ってイメージ点を励起し、RFメモリのより深い範囲に亘るエコー信号を生成する。

【0065】

画素グリッドは、リアルタイムイメージシーケンスの複数のフレームに亘って変化しないため、所与の画素についてマッピングされるデータの領域又はサブセットの判定に関わる多くの因子は、所与の画素グリッドについて事前に算出することができる。事前に算出された因子を用いることによって、所与の画素についてマッピングされたデータ領域を速やか且つ効率的に判定することができ、リアルタイムイメージングの間の演算を大幅に軽減することができる。

【0066】

画素がマッピングされたRFデータのサブセットを選択した後、以下に示すように、これを行列 RFP_{nm} に組織化することができる。

【数5】

$$RFP_{nm} = \begin{bmatrix} a_{11}a_{12}\dots\dots a_{1k} \\ a_{21} \\ \dots\dots \\ \dots\dots \\ a_{j1}\dots\dots a_{jk} \end{bmatrix}$$

【0067】

「 P_{nm} 」は、行 n 、列 m の画素を表す。行列の列は、図12における垂直バーであり、各垂直バー内のサンプルの数 j は、同じであると仮定する。サンプルの数 j は、送信パルスによって生成される信号を捕捉するために必要なRFデータの範囲に時間的に依存する。インデックス k は、イメージ点からの信号強度が強度計算に参加するために適切であるRFデータアレイ内のチャンネルの数である。

【0068】

したがって、上述のシステムは、本発明の方法、処理及びアルゴリズムを実行するように構成することができる。

【0069】

本発明が提供する方法は、超音波クロック間隔の対応する均一なシーケンスにおいて、正、負又はゼロの電圧レベルの対応するシーケンスで第2の差動信号生成チャンネルを駆動するように構成されたシンボル値の2値又は3値シーケンスを準備するステップと、差動信号生成チャンネルにおいて、シンボル値の2値又は3値シーケンスを受け取るステップと、対応する超音波受信装置において、ユーザ指定波形を、組み込まれたアナログ低域通過フィルタ(LPF)における第1のイメージング送信チャンネルからの受信信号との加算における忠実度を達成するために第2の差動信号生成チャンネルに適する2値又は3値シンボルシーケンスに変換する符号化処理を実行ステップとを有する。

【0070】

本発明の他の側面として、上述の方法は、任意の数値精度で指定された任意の波形値のサンプリングされたシーケンスを受け取り、低域通過フィルタ減衰器出力及び受信トランスデューサプローブ信号の加算結果に指定された波形の忠実度を提供し、トランスデューサプローブ信号における予想される公称固定組織クラッタ成分を打ち消し、アナログデジタル変換器におけるドップラ信号のダイナミックレンジを増加させるように符号化処理

10

20

30

40

50

を構成するステップを有する。

【0071】

本発明の他の側面として、上述の方法は、任意の数値精度で指定された任意の波形値のサンプリングされたシーケンスを受け取り、低域通過フィルタ減衰器出力及び受信トランスデューサプローブ信号の加算結果に指定された波形の忠実度を提供し、アナログ受信回路に起因する受信トランスデューサプローブ信号における予想される信号アーチファクトを打ち消し、アナログ-デジタル変換器における信号のダイナミックレンジを増加させるように符号化処理を構成するステップを有する。

【0072】

更に、本発明が提供するシステムは、超音波トランスデューサ素子を含み、音響媒体に音響波形を生成するように構成された少なくとも1つの超音波プローブと、超音波クロック間隔の対応する均一なシーケンスにおいて、正、負又はゼロの電圧レベルの対応するシーケンスで、少なくとも1つの超音波トランスデューサ素子を駆動するように構成されたシンボル値の2値又は3値シーケンスを受け取るように構成された送信回路と、ユーザ指定波形を、送信機が忠実度を高めるために適切な2値又は3値シンボルシーケンスに変換するように構成された符号化処理を実行するように構成された対応する超音波受信装置とを備える。

【0073】

符号化処理は、好ましくは、任意の数値精度で指定された任意の波形値のサンプリングされたシーケンスを受け取り、送信回路及び付属する音響トランスデューサプローブに印加されると、音響媒体内に生じる音圧の指定された波形の忠実度を提供する。

【0074】

符号化処理は、任意の数値精度で指定された任意の波形値のサンプリングされたシーケンスを受け取り、送信回路及び付属する音響トランスデューサプローブに印加されると、音響媒体内に生じ、後に超音波受信装置が受け取る受信超音波信号の指定された波形の忠実度を提供する。

【0075】

システムの他の側面においては、受信装置は、差動受信機であり、第1のイメージング送信チャンネルと、超音波クロック間隔の対応する均一なシーケンスにおいて、正、負又はゼロの電圧レベルの対応するシーケンスで、組み込まれたアナログフィルタ及び減衰器を駆動するように構成され、後にアナログ加算デバイスを介して、第1の受信機アナログ信号経路に供給される、第2のシンボル値の2値又は3値シーケンスを受け取るように構成された第2の信号生成チャンネルと、ユーザ指定波形を、弁別的受信及びイメージングの達成に適する2値又は3値シンボルシーケンスに変換する符号化処理を実行するように構成された対応する超音波受信装置とを含む。

【0076】

本発明の更に他の側面におけるシステムでは、符号化処理は、任意の数値精度で指定された任意の波形値のサンプリングされたシーケンスを受け取り、差動信号生成チャンネル送信回路及び組み込まれた低域通過フィルタ及び減衰器に印加され、後に付属のトランスデューサプローブ及び超音波受信装置によって受信される信号に加算される受信超音波信号の指定された波形の忠実度を提供する。

【0077】

本発明のシステムは、血流ベクトル速度信号から血流ベクトル速度イメージを表示するように構成された表示装置を含んでいてもよい。

【0078】

本発明に基づく方法は、超音波クロック間隔の対応する均一なシーケンスにおいて、正、負又はゼロの電圧レベルの対応するシーケンスで超音波トランスデューサ素子を駆動するように構成されたシンボル値の2値又は3値シーケンスを準備するステップと、超音波トランスデューサ素子において、シンボル値の2値又は3値シーケンスを受け取るステップと、対応する超音波受信装置において、ユーザ指定波形を、送信機が忠実度を高めるた

めに適切な2値又は3値シンボルシーケンスに変換する符号化処理を実行するステップとを有する。

【0079】

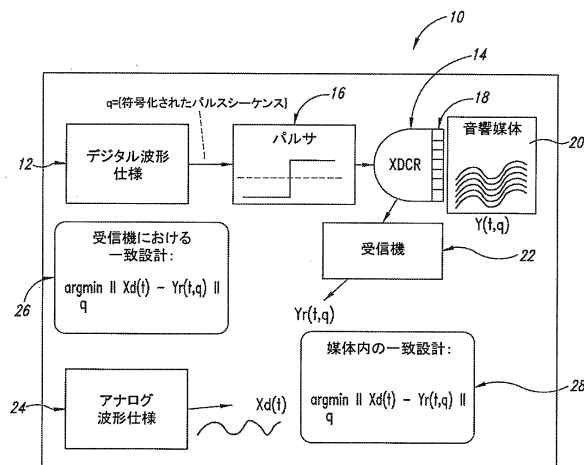
上述の様々な実施形態を組み合わせ、更なる実施形態を実現してもよい。様々な特許、出願及び公表の概念を使用するために必要であれば、実施形態の側面を変更して、更なる実施形態を実現することもできる。

【0080】

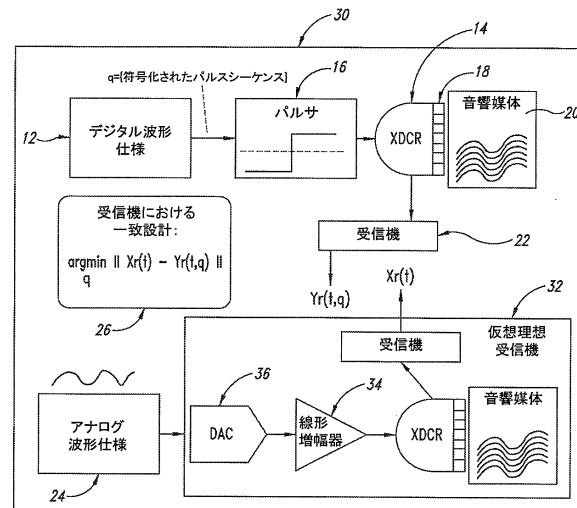
上述の詳細な説明を参考に、これらの及びこの他の変更を実現することができる。包括的に言えば、特許請求の範囲において使用する用語は、本発明を、詳細な説明及び特許請求の範囲に開示する特定の具体例に限定するものとは解釈されず、特許請求の範囲に与えられる均等物の全範囲を伴って、全ての可能な具体例を含むと解釈される。したがって、特許請求の範囲は、本開示によっては限定されない。

10

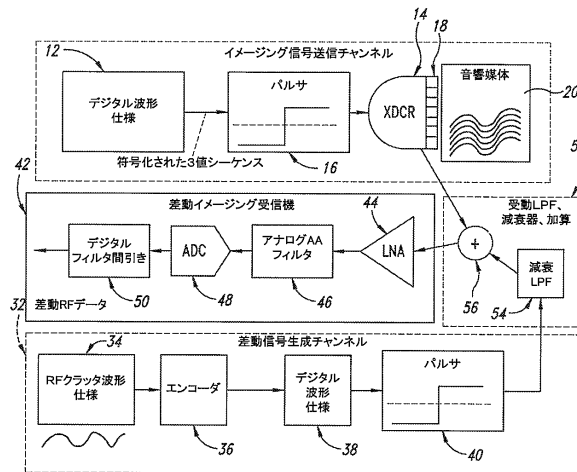
【図1】



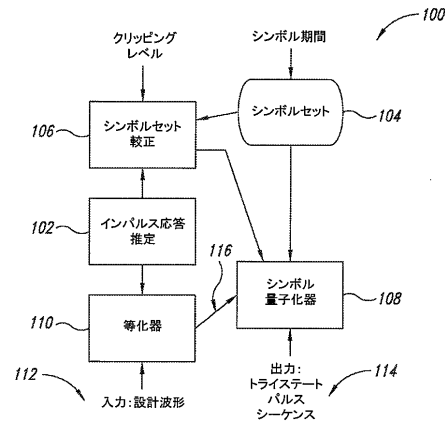
【図2】



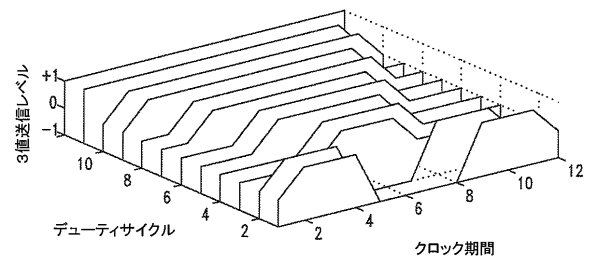
【図 3】



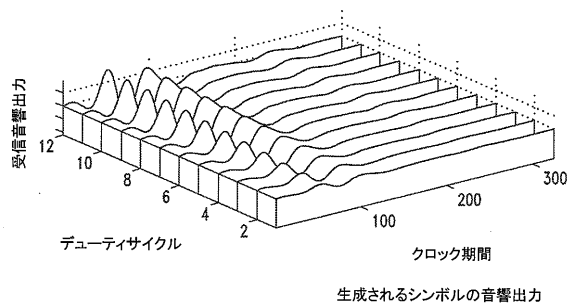
【図 4】



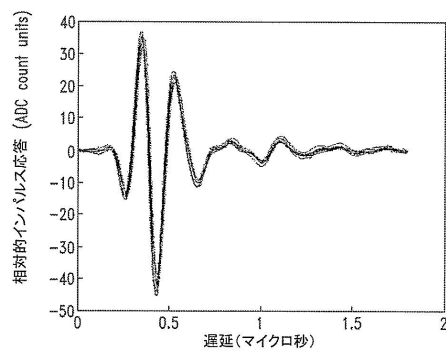
【図 5 A】



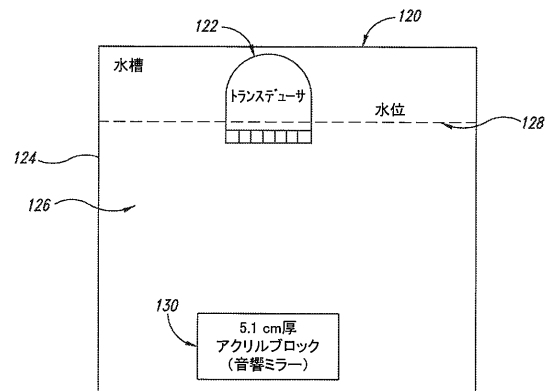
【図 5 B】



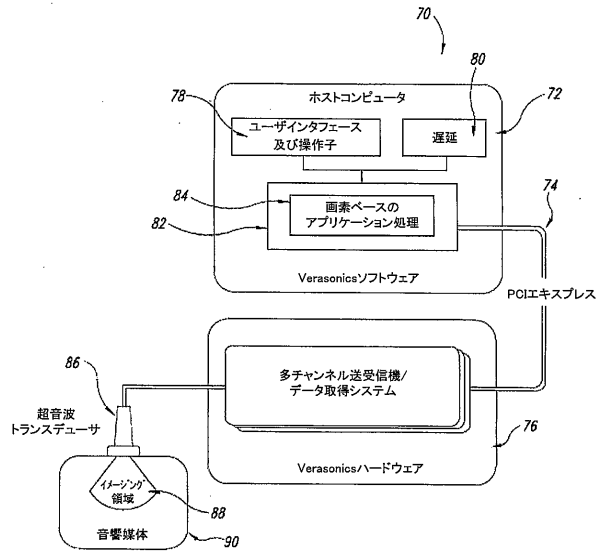
【図 6】



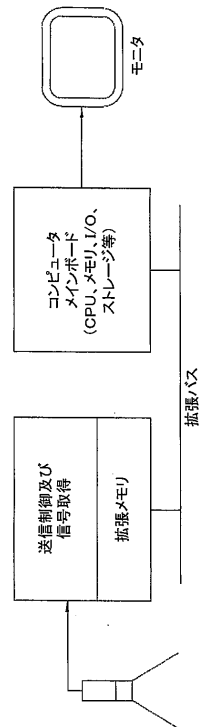
【図 7】



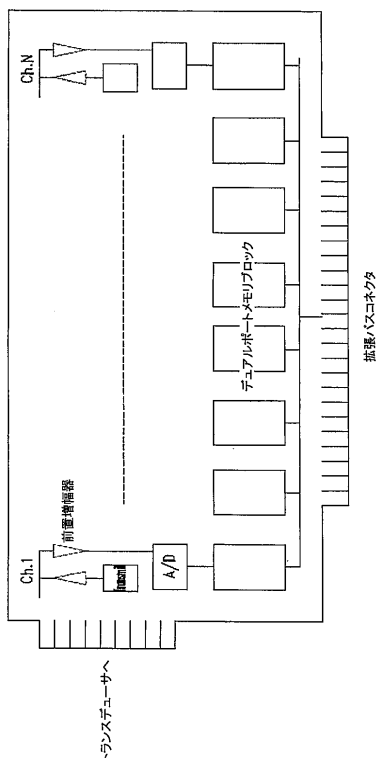
【図 8】



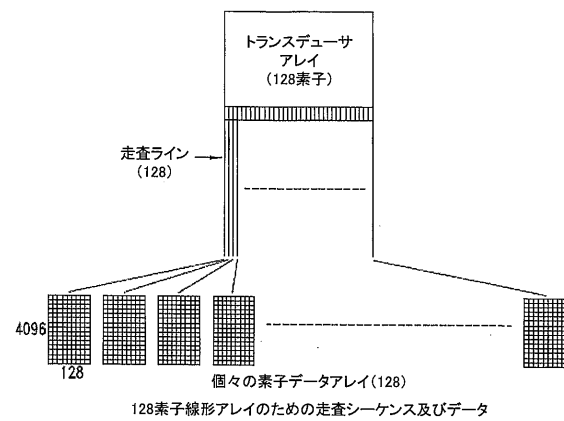
【図 9】



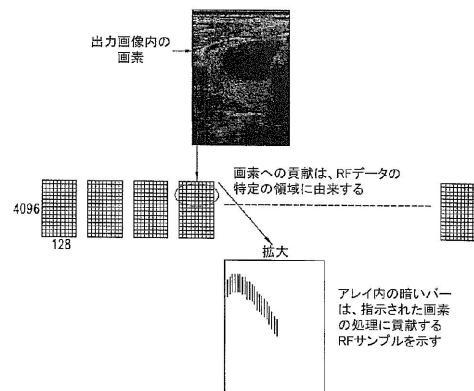
【図 10】



【図 11】



【図 12】



フロントページの続き

- (72)発明者 フリン, ジョン, エー.
アメリカ合衆国 98103 ワシントン州, シアトル, オーロラ アベニュー ノース 681
1
- (72)発明者 カチコフスキー, ピーター, ジェイ.
アメリカ合衆国 98103 ワシントン州, シアトル, ウォーリングフォード アベニュー ノ
ース 5318
- (72)発明者 プフルグラス, ブライアン, ジェイ.
アメリカ合衆国 98004 ワシントン州, ベルビュー, サウスイースト 22エヌディー ス
トリート 10905
- (72)発明者 プフルグラス, ローレン, エス.
アメリカ合衆国 98117 ワシントン州, シアトル, 10ティーエイチ アベニュー ノース
ウェスト 7720

審査官 富永 昌彦

- (56)参考文献 特開2005-000663 (JP, A)
特開平08-140971 (JP, A)
米国特許出願公開第2004/0254459 (US, A1)
特開昭62-249058 (JP, A)
米国特許第05042303 (US, A)
特開2000-279408 (JP, A)
米国特許第06167758 (US, B1)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
A61B 8/00 - 8/15

專利名称(译)	使用三态脉冲发生器产生任意波形的方法和系统		
公开(公告)号	JP6523276B2	公开(公告)日	2019-05-29
申请号	JP2016527109	申请日	2014-07-17
[标]申请(专利权)人(译)	维拉声学公司		
申请(专利权)人(译)	维拉区尼克斯公司		
当前申请(专利权)人(译)	维拉区尼克斯公司		
[标]发明人	フリンジョン・エー カチコフスキー・ピーター・ジェイ プフルグラス・ブライアン・ジェイ プフルグラス・ローレン・エス		
发明人	フリン, ジョン, エー. カチコフスキー, ピーター, ジェイ. プフルグラス, ブライアン, ジェイ. プフルグラス, ローレン, エス.		
IPC分类号	A61B8/14		
CPC分类号	G01S7/5202 B06B1/0215 B06B2201/76 G01S7/5205 G01S7/52052 G01S7/52077 G01S15/8981		
FI分类号	A61B8/14.ZDM		
代理人(译)	渡辺 敏章		
优先权	61/856488 2013-07-19 US		
其他公开文献	JP2016527005A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

使用三态发射器产生任意超声波形的方法和系统。公开了在三种使用场景中工作的设备的三种变体。[选图]图1

(19) 日本国特許庁 (JP)	(12) 特 許 公 報 (B2)	(11) 特許番号 特許第6523276号 (P6523276)
(45) 発行日 令和1年5月29日 (2019. 5. 29)	(24) 登録日 令和1年5月10日 (2019. 5. 10)	

(51) Int. Cl.	F I
A 6 1 B 8 / 14 (2006. 01)	A 6 1 B 8 / 14 Z D M

請求項の数 31 (全 24 頁)		
(21) 出願番号 特願2016-527109 (P2016-527109)	(73) 特許権者 507339788	
(86) (22) 出願日 平成26年7月17日 (2014. 7. 17)		
(65) 公表番号 特表2016-527005 (P2016-527005A)		
(43) 公表日 平成28年9月8日 (2016. 9. 8)		
(86) 国際出願番号 PCT/US2014/047080		
(87) 国際公開番号 W02015/009960	(74) 代理人 100091096	
(87) 国際公開日 平成27年1月22日 (2015. 1. 22)	弁理士 平木 祐輔	
審査請求日 平成29年6月14日 (2017. 6. 14)	(74) 代理人 100105463	
(31) 優先権主張番号 61/856, 488	弁理士 関谷 三男	
(32) 優先日 平成25年7月19日 (2013. 7. 19)	(74) 代理人 100102576	
(33) 優先権主張国 米国 (US)	弁理士 渡辺 敏章	
	(74) 代理人 100101063	
	弁理士 松丸 秀和	
最終頁に続く		

(54) 【発明の名称】 トライステートパルスを用いて任意の波形を生成する方法及びシステム