

(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2018-126218

(P2018-126218A)

(43) 公開日 平成30年8月16日(2018.8.16)

(51) Int.Cl.

A61B 8/14 (2006.01)

F1

A61B 8/14

テーマコード(参考)

4C601

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 23 頁)

(21) 出願番号 特願2017-19841 (P2017-19841)
(22) 出願日 平成29年2月6日(2017.2.6)

(71) 出願人 000001270
コニカミノルタ株式会社
東京都千代田区丸の内二丁目7番2号
(74) 代理人 110001900
特許業務法人 ナカジマ知的財産総合事務所
(72) 発明者 津島 峰生
東京都千代田区丸の内二丁目7番2号 コ
ニカミノルタ株式会社内
Fターム(参考) 4C601 EE07 EE12 JB24 JC03

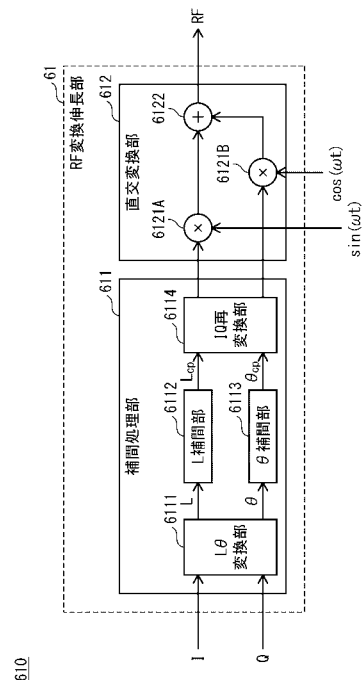
(54) 【発明の名称】 超音波信号変換装置、および、超音波信号変換方法

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 複素超音波信号からRF信号への変換において、演算量が少なく、メモリアクセス回数と演算器とメモリ間のデータ伝送時間とを低減できる装置を提供する。

【解決手段】 時間 m を隔てた異なる複数の時刻に取得された反射超音波に基づく複数の複素超音波信号に基づき前記複数の時刻間の補間信号間隔に対応する補間複素超音波信号を生成する補間処理部611と、複数の時刻に取得された複素超音波信号及び補間複素超音波信号を直交変換してRF信号を生成する直交変換部612とを備え、補間処理部611は、複素超音波信号のベクトル長 L が連続的に変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号のベクトル長 L を算出し、複素超音波信号の位相角 θ が最大1回転の範囲で変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号の位相角 θ を算出する。

【選択図】 図3



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

被検体からの反射超音波に基づくエコー信号をサンプリングして生成された複素超音波信号を R F 信号に変換する超音波信号変換装置であって、

時間 m を隔てた異なる複数の時刻に取得された反射超音波に基づく複数の複素超音波信号に基づき前記複数の時刻間の補間信号間隔に対応する補間複素超音波信号を生成する補間処理部と、

前記複数の時刻に取得された複素超音波信号及び補間超音波複素信号を直交変換して R F 信号を生成する直交変換部とを備え、

補間処理部は、複素超音波信号のベクトル長 L が時間 m 内で連続的に変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号のベクトル長 L を算出し、

複素超音波信号の位相角 θ が時間 m 内で最大 1 回転の範囲で変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号の位相角 θ を算出する超音波信号変換装置。

【請求項 2】

前記補間処理部は、

前記複数の時刻を n 、 $n + m$ 、時間 m 内の補間信号間隔の長さを k 、時間 m 内の補間信号間隔の順番を i とし、 i を 1 以上 m/k 以下の自然数としたとき、

前記補間処理部は、時刻 n に対応する複素超音波信号から複素平面上の位相角 $\theta(n)$ 及びベクトル長 $L(n)$ を、時刻 $n + m$ に対応する複素超音波信号から複素平面上の位相角 $\theta(n + m)$ 及びベクトル長 $L(n + m)$ をそれぞれ算出し、

前記ベクトル長 $L(n)$ 及び前記ベクトル長 $L(n + m)$ とに基づき、時刻 n から時刻 $n + m$ までベクトル長 L が連続的に変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する複素超音波信号のベクトル長 $L(i)$ を算出し、

前記位相角 $\theta(n)$ 及び前記位相角 $\theta(n + m)$ とに基づき、時刻 n から時刻 $n + m$ まで位相角 θ が最大 1 回転の範囲で変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する複素超音波信号の位相角 $\theta(i)$ を算出し、

前記位相角 $\theta(i)$ 及び前記ベクトル長 $L(i)$ に基づき時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号を算出する

請求項 1 に記載の超音波信号変換装置。

【請求項 3】

前記補間処理部は、

時刻 n から時刻 $n + m$ までベクトル長 L が線形に変化するという条件下で、ベクトル長 $L(i)$ を算出する

請求項 1 又は 2 に記載の超音波信号変換装置。

【請求項 4】

前記補間処理部は、

時刻 n から時刻 $n + m$ まで位相角 θ が線形に変化するという条件下で、複素超音波信号の位相角 $\theta(i)$ を算出する

請求項 1 から 3 の何れか 1 項に記載の超音波信号変換装置。

【請求項 5】

被検体からの反射超音波に基づくエコー信号をサンプリングして生成された複素超音波信号を R F 信号に変換する超音波信号変換方法であって、

時間 m を隔てた異なる複数の時刻に取得された反射超音波に基づく複数の複素超音波信号に基づき前記複数の時刻間の補間信号間隔に対応する補間複素超音波信号を生成する補間処理ステップと、

前記複数の時刻に取得された複素超音波信号及び補間超音波複素信号を直交変換して R F 信号を生成する直交変換ステップとを有し、

補間処理ステップでは、複素超音波信号のベクトル長 L が時間 m 内で連続的に変化する

という条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号のベクトル長 L を算出し、

複素超音波信号の位相角 θ が時間 m 内で最大1回転の範囲で変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号の位相角 θ を算出する超音波信号変換方法。

【請求項6】

前記複数の時刻を n 、 $n+m$ 、時間 m 内の補間信号間隔の長さを k 、時間 m 内の補間信号間隔の順番を i とし、 i を1以上 m/k 以下の自然数としたとき、

前記補間処理ステップでは、

時刻 n に対応する複素超音波信号から複素平面上の位相角 $\theta(n)$ 及びベクトル長 $L(n)$ を、時刻 $n+m$ に対応する複素超音波信号から複素平面上の位相角 $\theta(n+m)$ 及びベクトル長 $L(n+m)$ をそれぞれ算出し、

前記ベクトル長 $L(n)$ 及び前記ベクトル長 $L(n+m)$ とに基づき、時刻 n から時刻 $n+m$ までベクトル長 L が連続的に変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する複素超音波信号のベクトル長 $L(i)$ を算出し、

前記位相角 $\theta(n)$ 及び前記位相角 $\theta(n+m)$ とに基づき、時刻 n から時刻 $n+m$ まで位相角 θ が最大1回転の範囲で変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する複素超音波信号の位相角 $\theta(i)$ を算出し、

前記位相角 $\theta(i)$ 及び前記ベクトル長 $L(i)$ に基づき時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号を算出する

超音波信号変換方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、超音波信号変換装置および超音波信号変換方法に関し、特に、被検体からの反射超音波に基づくエコー信号をサンプリングして生成された複素超音波信号をRF信号に変換する超音波信号変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

超音波診断装置は、超音波パルス反射法により生体内情報を取得し、断層像として表示する医療用画像機器である。X線や放射線等を用いる他モダリティに比べて、安価で被曝の危険性がなく、リアルタイム性に優れる特徴を生かして、その活用領域を拡げつつある。

この超音波診断装置においては、近年、超音波プローブの高周波広帯域化やデジタル信号処理ハードウェアの進化等により、従来よりも、広帯域でかつ高速なデジタル信号処理を行うことで、高画質な超音波断層画像の生成が可能となってきた。

【0003】

そして、超音波診断装置における実用化においては、デジタル伝送の広帯域化（高速化）やメモリの高速応答性（読み書き）の制約の面から、以下の取り組みが行われている。すなわち、受信した超音波受信信号をアナログからデジタルに変換して出力する超音波信号処理装置のアナログフロントエンド集積回路において、直交検波処理により超音波受信信号を複素超音波信号に変換するとともに出力信号の帯域圧縮を図ることにより、伝送容量の削減と蓄積時のメモリ容量の増大を抑止する超音波信号変換装置が提案されている（例えば、特許文献1）。この帯域圧縮を用いて、取得した超音波受信信号が有していた全ての周波数帯域から超音波断層画像の生成に必要な周波数帯域への帯域圧縮を図ることにより、画質を維持したまま後段のビームフォーミング処理へのデジタル出力の量を減じることが可能となっている。また、特許文献2には、周期性を有する対象信号を等価な時間間隔でサンプリングし、得られた信号から検出した変化領域以外の領域に対してサンプリング信号の間引きを行った後に補間処理を行う等価時間サンプリング装置が提案されている。当該文献には、係る装置により時間的に変化する領域を一部に含む対象信号を正確に

サンプリングできることが記載されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2015-96143号公報

【特許文献2】特開2013-072833号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

ところで、超音波信号変換装置では、アナログフロントエンド回路において直交検波処理により実信号列のエコー信号を複素化し帯域圧縮された複素信号列を、実信号列であるRF (Radio-Frequency) 信号に再変換してから後段処理を行う場合がある。このRF信号に再変換する処理では、通常、アップサンプリング処理とともにローパスフィルタ (Low Pass Filter) 等を用いた補間処理 (Interpolation) が用いられる。この際、折り返し (Aliasing) ひずみの発生を抑止するために必要な遮断特性が得られるよう、例えば、ローパスフィルタに数十タップのFIR (Finite Impulse Response) フィルタを用いて補間処理が行われる。その結果、大規模な演算リソースと高速メモリアクセスが必要となるという課題があった。

【0006】

本開示は、上記課題に鑑みてなされたものであり、演算量が少なく、かつ、メモリアクセス回数の低減と演算器とメモリ間のデータ伝送時間とを低減することにより、後段処理に必要な演算リソースの確保を図る超音波信号変換装置及び超音波信号変換方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0007】

本発明の一態様に係る超音波信号変換装置は、被検体からの反射超音波に基づくエコー信号をサンプリングして生成された複素超音波信号をRF信号に変換する超音波信号変換装置であって、時間 m を隔てた異なる複数の時刻に取得された反射超音波に基づく複数の複素超音波信号に基づき前記複数の時刻間の補間信号間隔に対応する補間複素超音波信号を生成する補間処理部と、前記複数の時刻に取得された複素超音波信号及び補間複素信号を直交変換してRF信号を生成する直交変換部とを備え、補間処理部は、複素超音波信号のベクトル長 L が時間 m 内で連続的に変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号のベクトル長 L を算出し、複素超音波信号の位相角 θ が時間 m 内で最大1回転の範囲で変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号の位相角 θ を算出することを特徴とする。

【発明の効果】

【0008】

本開示の一態様に係る超音波信号変換装置及び超音波信号変換方法によれば、演算量が少なく、かつ、メモリアクセス回数の低減と演算器とメモリ間のデータ伝送時間とを低減することにより、後段処理に必要な演算リソースの確保を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】実施の形態に係る超音波診断装置1のブロック図である。

【図2】複素変換圧縮部42のブロック図である。

【図3】RF変換伸長部61 (超音波信号変換装置610) のブロック図である。

【図4】超音波診断装置1における送受信イベントの動作を示すフローチャートである。

【図5】図4におけるステップS20の送受信イベントの動作の詳細を示すフローチャートである。

【図6】ローパスフィルタ4212のブロック図である。

【図7】図5におけるステップS27の補間処理部の動作の詳細を示すフローチャートで

ある。

【図 8】補間処理部 6 1 1 の動作説明図である。

【図 9】補間処理部 6 1 1 の動作説明図である。

【図 10】比較例に係る超音波診断装置に用いる R F 変換伸長部 6 1 X のブロック図である。

【図 11】超音波信号処理装置 1 0 0 の実施例及び比較例における処理内容と動作時間とを示す図である。

【図 12】(a) (b) は、比較例 1 におけるローパスフィルタの特性を示す図である。

【図 13】(a) (b) は、比較例 2 におけるローパスフィルタの特性を示す図である。

【図 14】(a) (b) は、比較例 3 におけるローパスフィルタの特性を示す図である。

【図 15】(a) から (c) は、超音波信号処理装置 1 0 0 の実施例及び比較例 1、2 により出力された B モード画像である。

【図 16】(a) (b) は、比較例 3、4 により出力された B モード画像である。

【図 17】変形例に係る超音波信号処理装置におけるサンプリング周波数と被検体内の深さとの関係を示す模式図である。

【発明を実施するための形態】

【0 0 1 0】

《実施の形態》

1. 超音波信号処理装置の構成概要

以下、実施の形態に係る超音波信号処理装置について図面を用いて詳細に説明する。

実施の形態に係る超音波診断装置 1 のブロック図を図 1 に示す。超音波診断装置 1 は、送信信号生成部 1 0、送信部 2 0、切替部 3 0、受信部 4 1、複素変換圧縮部 4 2、R F 変換伸長部 6 1、整相加算部 6 2、超音波画像生成部 7 0、表示制御部 8 0 を備える。なお、送信信号生成部 1 0、送信部 2 0、切替部 3 0、受信部 4 1、複素変換圧縮部 4 2、R F 変換伸長部 6 1、整相加算部 6 2 は、超音波信号処理装置 1 0 0 を構成する。また、切替部 3 0 には超音波探触子 2 が、表示制御部 8 0 には表示部 3 が、それぞれ接続可能に構成されている。図 1 は超音波診断装置 1 に超音波探触子 2、表示部 3 がそれぞれ接続された状態を示している。

【0 0 1 1】

超音波探触子 2 は、例えば、一次元方向に配列された複数の振動子（不図示）を有する。各振動子は、例えば、P Z T（チタン酸ジルコン酸鉛）により構成される。超音波探触子 2 は、送信部 2 0 で生成された電気信号（以下、「素子駆動信号」と呼ぶ）を超音波に変換する。超音波探触子 2 は、超音波探触子 2 の振動子側外表面を被検体の皮膚表面など表面に接触させた状態で、複数の振動子から発せられる複数の超音波からなる超音波ビームを被検体内の測定対象に向けて送信する。そして、超音波探触子 2 は、測定対象からの複数の反射超音波を受信し、複数の振動子によりこれら反射超音波をそれぞれ電気信号（以下、「素子受信信号」と呼ぶ）に変換し、素子受信信号を切替部 3 0 に供給する。

【0 0 1 2】

2. 各部構成

2. 1 送信信号生成部 1 0

送信信号生成部 1 0 は、素子駆動信号を生成するための送信信号を生成する回路である。送信信号生成部 1 0 は、基本波成分である所定の周波数帯、例えば、4 M H z を中心周波数とする送信パルス信号を生成する。ここで、送信パルス信号とは、原則として正弦波（余弦波）であり、かつ、連続波ではなく 1 ～数周期程度の有限長の信号である。なお、送信信号生成部 1 0 は、さらに、高調波成分に対応する、基本波成分に対して整数倍の周波数を有する送信パルス信号を生成し、基本波成分の送信パルス信号と合成して出力してもよい。

【0 0 1 3】

2. 2 送信部 2 0

送信部 2 0 は、振動子ごとに送信遅延時間を設けず平面波の超音波ビームを送信したり

10

20

30

40

50

、あるいは、振動子ごとに遅延時間を設定することで、送信信号に基づく超音波ビームのフォーカシングやステアリングを行う回路である。具体的には、超音波ビームの送信タイミングについて振動子毎に遅延時間を設定する。そして、送信信号生成部10が生成した送信信号を遅延時間だけ遅らせることで、素子駆動信号を振動子ごとに生成する。素子駆動信号は、例えば、超音波探触子2を構成する各振動素子から送出される送信超音波が送信フォーカス点に同時に届く焦点波となるように生成される、振動素子ごとにタイミングの異なるパルス状の電気信号である。または、素子駆動信号は、例えば、超音波探触子2を構成する各振動素子から送出される送信超音波が特定の向きに進行する平面波となるように生成される、振動素子ごとにタイミングを揃えた、または、振動子列の一方の端から他方の端まで固定ピッチで段階的に動作タイミングをずらした、パルス状の電気信号であってもよい。

10

【0014】

2.3 切替部30

切替部30は、素子駆動信号で駆動させる超音波探触子2の振動子を選択し、選択した振動子と送信部20とを接続するスイッチ回路である。また、切替部30は、素子受信信号を生成させる超音波探触子2の振動子を選択し、選択した振動子と受信部41とを接続する。

【0015】

2.4 受信部41

受信部41は、切替部30を介してプローブ2と接続され、プローブ2において反射波に基づき超音波受信信号を生成する回路である。受信部41は、反射超音波に基づく素子受信信号のそれぞれについて、増幅した後、所定のサンプリング周波数にてA/D変換を行い、デジタル受信信号に変換する。サンプリング周波数は、例えば、40MHzから120MHzとしてもよい。本実施の形態では、60MHzとした。

20

【0016】

2.5 複素変換圧縮部42

複素変換圧縮部42は、デジタル受信信号に変換された超音波受信信号を、直交検波処理により複素超音波信号I/Qに変換するとともに、その出力信号の帯域圧縮を図る回路である。複素変換圧縮部42において出力信号の帯域圧縮を図ることにより、後段のビームフォーミング処理へのデジタル出力の量を減じるためのものである。

30

【0017】

図2は、複素変換圧縮部42のブロック図である。複素変換圧縮部42は、直交検波部421とダウンサンプリング部422とを備える。

直交検波部421は、デジタル受信信号に変換された超音波受信信号に対して直交検波を行い、超音波受信信号の振幅と位相を示すために利用可能な複素超音波信号I/Qを生成する回路である。

【0018】

ダウンサンプリング部422は、直交検波部421の出力信号の第1成分及び第2成分に対し、それぞれのデータを一定周期で間引くことによりダウンサンプリングして、第1成分を実部I（I成分；In Phase）、第2成分を虚部Q（Q成分；Quadrature Phase）として、複素超音波信号I/Qを生成してRF変換伸長部61に出力する回路である。

40

複素変換圧縮部42における処理の詳細については後述する。

【0019】

2.6 RF変換伸長部61（超音波信号変換装置610）

RF変換伸長部61は、複素変換圧縮部42において直交検波処理により複素超音波信号化し帯域圧縮された信号列に対し、補間処理を行い複素超音波信号I/Qの帯域伸長を図るとともに、直交変換を行い再び実信号列であるRF信号に戻す回路であり超音波信号変換装置610を構成する。RF変換伸長部61において複素超音波信号I/Qの帯域圧縮したことにより、メモリアクセス回数と演算器とメモリ間のデータ伝送時間とを低減するとともに、RF変換伸長部61において再び帯域伸長したRF信号を生成することにより、

50

後段の整相加算部 6 2 において生成される音響線信号の品質を向上することができる。

【0020】

図 3 は、R F 変換伸長部 6 1 のブロック図である。R F 変換伸長部 6 1 は、補間処理部 6 1 1 と直交変換部 6 1 2 とを備える。さらに、補間処理部 6 1 1 は、図 3 に示すように、L θ 変換部 6 1 1 1、L 補間部 6 1 1 2、 θ 補間部 6 1 1 3 及び I Q 再変換部 6 1 1 4 とを備える。

補間処理部 6 1 1 は、異なる時刻に取得された反射超音波対応する複数の複素超音波信号 I Q に基づき複数の時刻間の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号 I Q を生成する。

【0021】

L θ 変換部 6 1 1 1 は、帯域圧縮された複素超音波信号 I Q を入力として、複数の時刻を n 、 $n + m$ としたとき、時刻 n に対応する複素超音波信号 I Q (n) から複素平面上の位相角 θ (n) 及びベクトル長 L (n) を、時刻 $n + m$ に対応する複素超音波信号 I Q ($n + m$) から複素平面上の位相角 θ ($n + m$) 及びベクトル長 L ($n + m$) をそれぞれ算出して出力する回路である。

【0022】

L 補間部 6 1 1 2 は、ベクトル長 L を入力として、時間 m における補間信号間隔を時間 k 、 i を 1 以上 m / k 以下の自然数としたとき、ベクトル長 L (n) 及びベクトル長 L ($n + m$) とに基づき、時刻 n から時刻 $n + m$ までベクトル長 L が連続的に変化するという条件下で、時間 k に対応する複素超音波信号の補間後のベクトル長 L (i) $c p$ を算出して出力する回路である。さらに、線形に変化するという条件としてもよい。

【0023】

θ 補間部 6 1 1 3 は、位相角 θ を入力として、位相角 θ (n) 及び位相角 θ ($n + m$) とに基づき、時刻 N から時刻 $N + M$ まで位相角 θ が最大 1 回転の範囲で変化するという条件下で、時間 k に対応する複素超音波信号の補間後の位相角 θ (i) $c p$ を算出して出力する回路である。さらに、線形に変化するという条件としてもよい。

I Q 再変換部 6 1 1 4 は、位相角 θ (i) $c p$ 及びベクトル長 L (i) $c p$ に基づき時間 k それぞれに対応する補間複素超音波信号 I Q を算出して直交変換部 6 1 2 に出力する回路である。

【0024】

補間処理部 6 1 1 における処理の詳細については後述する。

直交変換部 6 1 2 は、複素超音波信号 I Q に対して直交検波を行い、時間方向の実信号列である R F 信号を生成する回路である。生成された R F 信号は整相加算部 6 2 に出力される。直交変換部 6 1 2 では、超音波の送信パルス信号と角周波数 ω が同一である参照信号 $\sin(\omega t)$ と、参照信号 $\sin(\omega t)$ と周波数及び振幅が同一で位相のみ 90° 異なっている参照信号 $\cos(\omega t)$ とを生成する。乗算器 6 1 2 1 A により複素超音波信号 I Q の第 1 成分 (実部 I) と参照信号 $\sin(\omega t)$ を、乗算器 6 1 2 1 B により複素超音波信号 I Q の第 2 成分 (虚部 Q) と参照信号 $\cos(\omega t)$ を積算した後、両信号を加算器 6 1 2 2 により加算することにより R F 信号を生成して整相加算部 6 2 に出力する。

【0025】

直交変換部 6 1 2 における処理の詳細については後述する。

2. 7 整相加算部 6 2

整相加算部 6 2 は、合成受信信号に整相加算を行って、音響線信号を生成する回路である。送信超音波が平面波である場合、送信超音波は着目領域全体に行き渡るように送信され、着目領域全体の音響線信号が反射超音波に基づいて生成される。一方、送信超音波が焦点波である場合、反射超音波に基づく音響線信号は、送信超音波が通過した領域の一部である、送信フォーカス点およびその近傍を含む、着目領域を素子列方向に分割した領域に対して生成される。したがって、着目領域全体の音響線信号を得るため、送信フォーカス点を素子列方向に移動させながら、送信超音波の送信と反射超音波の受信が繰り返し行

10

20

30

40

50

われる。

【0026】

2. 8 その他

超音波画像生成部70は、1枚の断層画像を構築する上で必要な複数の音響線信号に対して包絡線検波、対数圧縮による輝度変換を行い、直交座標系への座標変換を行うことでBモード画像信号を生成する回路である。

表示制御部80は、超音波画像生成部70が生成したBモード画像信号を表示部3に画像として表示させる回路である。

【0027】

表示部3は、表示制御部80に接続される画像表示装置であり、例えば、液晶ディスプレイや有機ELディスプレイ等である。

以上の構成において、受信部41、複素変換圧縮部42は、ASIC (Application Specific Integrated Circuit) などのハードウェアにより実現されるアナログフロントエンド回路40により構成することができる。あるいは、受信部41がアナログフロントエンド回路40を構成し、複素変換圧縮部42は、アナログフロントエンド回路40とは別の、例えば、FPGA (Field Programmable Gate Array) 等の回路に含まれる構成としてもよい。

【0028】

また、RF変換伸長部61、整相加算部62は、ASIC、FPGA、GPGPU (General-Purpose computing on Graphics Processing Unit) により実現される受信ビームフォーミング回路60により構成することができる。

あるいは、送信信号生成部10、送信部20、切替部30、受信部41、複素変換圧縮部42、RF変換伸長部61、整相加算部62、超音波画像生成部70、表示制御部80はそれぞれ、例えば、FPGA、ASICなどのハードウェアにより実現される。なお、これらのうち2以上を単一の要素として構成してもよく、例えば、超音波信号処理装置100を単一のFPGAで構成してもよい。なお、これらの一部または全部は、単一のFPGA、または、ASICで実現されてもよい。また、これらは、それぞれ個別に、または、2以上を1まとめとして、メモリと、CPU (Central Processing Unit)、GPU (Graphic Processing Unit) などのプログラマブルデバイスとソフトウェアで実現されてもよい。

【0029】

3. 動作

3. 1 超音波診断装置1の動作概要

実施の形態に係る超音波診断装置1の動作について説明する。図4は、超音波診断装置1の動作を示すフローチャートである。

まず、送信信号生成部10において送信信号を生成する(ステップS10)。送信信号は送信パルスであり、所定の送信周波数の1周期分又は複数周期分の基本波成分からなる。送信パルスは、基本波成分と同時に開始され同時に終了する。基本波成分に対して整数倍の周波数のパルスをさらに含んでもよい。送信パルスの時間長は基本波成分の1周期分でなく、例えば、基本波成分の2周期分などほかの長さでもよいが、基本波成分の1周期分以上であることが好ましい。

【0030】

次に、送受信イベントを実施して音響線信号の生成を行う(ステップS20)。ここで、送受信イベントとは、送信信号に基づいて超音波を被検体に送信し、反射超音波に基づく信号処理を行い音響線信号を生成する一連の処理のことを指す。ステップS20における処理の詳細は図5を用いて後述する。

次に、図4において、Bモード画像を生成すべき着目領域全体に対して音響線信号を取得したか否かを判断する(ステップS30)。音響線信号を取得していない領域がある場合には、超音波ビームが送信される位置を変更し、ステップS20の送受信イベントを再度実施して音響線信号の生成を行う。一方、Bモード画像を生成すべき着目領域全体に対

10

20

30

40

50

して音響線信号が生成されている場合は、ステップ S 4 0 に進む。

【0031】

次に、超音波画像生成部 7 0 は、着目領域全体の音響線信号に対して、包絡線検波、対数圧縮による輝度変換、直交座標系への座標変換を行い、Bモード画像を生成する（ステップ S 4 0）。

最後に、表示制御部 8 0 は、超音波画像生成部 7 0 が生成した B モード画像を表示部 3 に表示させる（ステップ S 5 0）。

【0032】

3. 2 送受信イベントによる音響線信号の生成動作

図 5 はステップ S 2 0 の送受信イベントの動作の詳細を示すフローチャートである。以下、図 5 に基づいて送受信イベントに係る超音波信号処理装置 1 0 0 の動作について説明する。

まず、送信部 2 0 が送信ビームフォーミングを行う（ステップ S 2 1）。具体的には、上述したように、超音波ビームの送信タイミングについて振動子毎に設定し、素子駆動信号を振動子毎に生成する。送信部 2 0 は、切替部 3 0 を介して、生成した素子駆動信号を超音波探触子 2 の対応する各振動子に送出する。

【0033】

次に、超音波探触子 2 より被検体内に超音波ビームを送信する（ステップ S 2 2）。具体的には、上述したように、超音波探触子 2 の各振動子が自身に対応する素子駆動信号を超音波に変換することで、超音波ビームが被検体内に送出される。

これにより、送出された超音波ビームが被検体内を伝搬する。超音波ビームは、生体組織の音響インピーダンスの境界等により反射し、反射超音波として超音波探触子 2 に到達する。

【0034】

次に、超音波探触子 2 が被検体内から得た反射超音波を素子受信信号に変換する（ステップ S 2 3）具体的には、上述したように、超音波探触子 2 の各振動子がそれぞれ反射超音波を電気信号に変換し、その電気信号を素子受信信号として、切替部 3 0 を介して受信部 4 1 に送出する。

次に、受信部 4 1 が素子受信信号をデジタル受信信号に変換する（ステップ S 2 4）。具体的には、受信部 4 1 は、素子受信信号を増幅、所定のサンプリング周波数にて A/D 変換してデジタル受信信号に変換する。

【0035】

次に、複素変換圧縮部 4 2 は、デジタル受信信号に変換された超音波受信信号を、直交検波処理により複素超音波信号 I Q に変換し、さらに、その出力信号を帯域圧縮する（ステップ S 2 5）。具体的には、まず、直交検波部 4 2 1 は、デジタル受信信号に変換された超音波受信信号に対して直交検波を行い複素超音波信号 I Q を生成する。

具体的には以下の処理が行われる。まず、図 2 に示すように、送信超音波のパルス信号と角周波数 ω が同一である参照信号 $\sin(\omega t)$ と、参照信号 $\sin(\omega t)$ と周波数及び振幅が同一で位相のみ 90° 異なっている参照信号 $\cos(\omega t)$ とを生成する。次に、乗算器 4 2 1 1 A により超音波受信信号と参照信号 $\sin(\omega t)$ を積算し、ローパスフィルタ 4 2 1 2 A により参照信号 $\sin(\omega t)$ の約 2 倍の周波数を有する高周波成分を取り除き、第 1 成分とする。同様に、乗算器 4 2 1 1 B により超音波受信信号と参照信号 $\cos(\omega t)$ を積算し、ローパスフィルタ 4 2 1 2 B により参照信号 $\cos(\omega t)$ の約 2 倍の周波数を有する高周波成分を取り除いて第 2 成分とする。

【0036】

図 6 は、ローパスフィルタ 4 2 1 2 A、B に用いることができるタップ数 o の FIR フィルタの内部構成を示す図である。ローパスフィルタ 4 2 1 2 A、B は、それぞれ、 $o-1$ 個の遅延回路（図中の $Z_1, Z_2, Z_3 \dots Z_{o-1}$ ）と、 o 個の乗算器（図中の $f_{a1}, f_{a2}, f_{a3}, f_{a4} \dots f_{ao}$ ）と、 o 個の加算器（図中の複数の + 記号）とから構成される。このうち、任意の q 番目（ q は、1 から $o-1$ の値をとる任意の

10

20

30

40

50

整数)のものを Z_q 遅延回路、 $f a q$ 乗算回路、加算器 P_q とし、以下、 Z_q 遅延回路、 $f a q$ 乗算回路、加算器 P_q について説明する。 Z_q 遅延素子は、 Z_1 遅延回路から $Z_q - 1$ 遅延回路までの遅延回路で遅延させられた信号を入力とし、かかる入力信号に対して、 Z_q だけ時間的遅延を施す。 $f a q$ 乗算回路は、 Z_1 遅延回路から $Z_q - 1$ 遅延回路までの遅延回路で遅延させられた信号を入力とし、かかる入力信号に対して係数 $f a q$ を乗じる。加算器 P_q は、 Z_1 遅延回路から Z_q 遅延回路までの複数の遅延回路による時間的遅延が施された $f a q + 1$ 乗算回路の出力と、加算器 P_1 から加算器 P_{q-2} までの加算結果が足し合わせられた加算器 P_{q-1} の出力とを加算する。以上の回路構成あるいは演算処理により、ローパスフィルタ4212A、Bの演算が、FIRフィルタで構成される。ローパスフィルタ4212A、Bのタップ数 o は64以上であることが好ましい。

10

【0037】

図2に戻り、ダウンサンプリング部422は、直交検波部421の出力信号の第1成分及び第2成分に対し、間引き処理部4221において、それぞれのデータをサンプリング周波数が $1/n_0$ となるように一定周期で間引くことによりダウンサンプリングして、第1成分を実部 I 、第2成分を虚部 Q として、複素超音波信号 IQ を生成してRF変換伸長部61に出力する。このとき、複素変換圧縮部42において出力信号の帯域圧縮したことにより、複素変換圧縮部42からRF変換伸長部61へのデータ伝送時間を低減できる。

【0038】

次に、RF変換伸長部61は、送信イベントに同期して複素変換圧縮部42から、帯域圧縮された複素超音波信号 IQ を入力し、後段のビームフォーミング処理が開始されるまでの間これを内部メモリ（内部記憶手段）に保持する（ステップS26）。出力信号の帯域圧縮をしたことにより、RF変換伸長部61におけるメモリアクセス回数を低減できる。

20

【0039】

次に、RF変換伸長部61は、内部メモリに保持していた帯域圧縮された複素超音波信号 IQ を読み出し、帯域圧縮された複素超音波信号 IQ に対し、補間処理を行い複素超音波信号 IQ の帯域伸長を図るとともに、直交変換を行い再び実信号列であるRF信号を生成する（ステップS27-28）。複素超音波信号 IQ の帯域圧縮したことにより、RF変換伸長部61におけるメモリアクセス回数とRF変換伸長部61における演算器と内部メモリ間のデータ伝送時間とを低減するとともに、RF変換伸長部61において再び帯域伸長したRF信号を生成することにより、後段の整相加算部62において生成される音響線信号の品質を向上することができる。

30

【0040】

ステップS27では、補間処理部611は、異なる時刻に取得された反射超音波対応する複数の複素超音波信号 IQ に基づき複数の時刻間の補間信号間隔に対応する補間複素超音波信号 IQ を生成する。すなわち、補間処理部611は、送信イベントに同期して、異なる時刻に取得された反射超音波対応する複数の複素超音波信号 IQ に基づき複数の時刻間の補間信号間隔に対応する補間複素超音波信号 IQ を生成する。

【0041】

ステップS27の補間処理部の動作の詳細については後述する。

40

次に、ステップS28において、直交変換部612では、図3に示すように、先ず、送信超音波のパルス信号と角周波数 ω が同一である参照信号 $\sin(\omega t)$ と、参照信号 $\sin(\omega t)$ と周波数及び振幅が同一で位相のみ 90° 異なっている参照信号 $\cos(\omega t)$ とを生成する。次に、乗算器6121Aにより複素超音波信号 IQ の第1成分（実部 I ）と参照信号 $\sin(\omega t)$ を、乗算器6121Bにより複素超音波信号 IQ の第2成分（虚部 Q ）と参照信号 $\cos(\omega t)$ を積算した後、両信号を加算器6122により加算することによりRF信号を生成して整相加算部62に出力する。

【0042】

次に、整相加算部62は、RF信号に対して整相加算を施し、音響線信号を生成する（ステップS29）。整相加算部62は、音響線信号を生成する対象である領域内の各観測

50

点について、観測点からの受信タイミングが同一となるようにRF信号各々に遅延処理を行い、遅延後のRF信号を加算することで音響線信号を生成する。

以上で、1回の送受信イベントを終了する。

【0043】

3.3 補間処理部611の動作の詳細

以下、ステップS27の補間処理部611の動作の詳細については説明する。

図7は、ステップS27の補間処理部611の動作の詳細を示すフローチャートである。図8、図9は、補間処理部611の動作説明図である。

まず、Lθ変換部6111は、内部メモリから複素超音波信号I Qを読み出し（ステップS2701）、時刻nを初期化する（ステップS2702）。 10

【0044】

次に、Lθ変換部6111は、図8に示すように、帯域圧縮された複素超音波信号I Qを入力として、時刻nに対応する複素超音波信号I Q (n)から複素平面上の位相角θ (n)及びベクトル長L (n)を算出して出力する（ステップS2703）。

次に、Lθ変換部6111は、時間間隔をmとしたとき、時刻n+mに対応する複素超音波信号I Q (n+m)から複素平面上の位相角θ (n+m)及びベクトル長L (n+m)をそれぞれ算出して出力する（ステップS2704）。

【0045】

次に、時間m内における補間信号間隔の順番を示すiを初期化し（ステップS2705）、L補間部6112は、時間mにおける補間信号間隔の長さを時間kとしたとき、ベクトル長L (n)及びベクトル長L (n+m)とに基づき、時刻nから時刻n+mまでベクトル長Lが連続的に変化するという条件下で、i番目の補間信号間隔に対応する複素超音波信号のベクトル長L (i)を算出して出力する（ステップS2706）。あるいは、時刻nから時刻n+mまでベクトル長Lが線形に変化するという条件としてもよい。このとき、ベクトル長L (i)の補間は、例えば、図9 (a)から (c)の何れかに示す補間方法を用いてもよい。図9 (a)は近接補間、(b)は線形補間、(c)は4点のスプライン補間を示した模式図である。 20

【0046】

次に、θ補間部6113は、位相角θを入力として、位相角θ (n)及び位相角θ (n+m)とに基づき、図8に示すように、時刻nから時刻n+mまで位相角θが最大1回転の範囲で変化するという条件 ($\theta (n+m) - \theta (n) \leq 2\pi$) 下で、i番目の補間信号間隔に対応する複素超音波信号の位相角θ (i)を算出して出力する（ステップS2707）。また、位相角θが時刻nから時刻n+mまで最大1回転の範囲で線形に変化するという条件を付加としてもよい。さらに、位相角θが時刻nから時刻n+mまで最大1回転の範囲で昇順に変化するという条件を設定することが好適である。 30

【0047】

時刻nから時刻n+mまで位相角θが最大1回転の範囲で変化するという条件を設定した理由は、送信信号生成部10において設定された超音波の送信パルスの周期は、補間処理部611における時間m内の補間信号間隔の長さを時間kよりも十分に大きく、時間mにおいて位相角θが2πを超えないことに基づく。 40

位相角θ (i)の補間は、ベクトル長L (i)と同様に、例えば、図9 (a)から (c)の何れかに示す補間方法を用いてもよい。また、位相角θ (i)およびベクトル長L (i)の補間を、図9 (d)から (f)の何れかに示す2次元補間方法を用いて同時に行ってもよい。図9 (d)は2次元における近接補間、(e)は2次元における線形補間、(f)は2次元における16点のスプライン補間を示した模式図である。

【0048】

次に、I Q再変換部6114は、位相角θ (i)及びベクトル長L (i)に基づき補間信号間隔に対応する補間複素超音波信号I Q (i)を算出して直交変換部612に出力する（ステップS2708）。そして、iが時間mを時間k（補間信号間隔を長さ）で除した値未満 ($i < m/k$) であるか否かを判定し（ステップS2709）、 $i < m/k$ であ 50

る場合には i をインクリメントして（ステップ S 2 7 1 0）、ステップ S 2 7 0 6 に戻る。 $i \geq m/k$ である場合には、ステップ S 2 7 1 1 に進む。ステップ S 2 7 1 1 では、時刻 n が最大値であるか否かを判定し）、最大値ではない場合には n を $n+m$ に置き換えて（ステップ S 2 7 1 2）、ステップ S 2 7 0 3 に戻り、最大値である場合には処理を終了する。この段階では、全ての時刻 n について、時刻 n から時刻 $n+m$ までの時間間隔 m 内の補間信号間隔それぞれについて、補間複素超音波信号 $IQ(i)$ (i は 1 以上 m/k 以下の自然数) が算出されている。

【0049】

4. 効果確認試験

4. 1 実施例、比較例 1-4 の仕様、処理時間

実施の形態に係る超音波信号処理装置 100 の実施例と比較例を用いてアップサンプリング処理に要する時間を測定した。測定は、実施の形態に係る超音波信号処理装置 100 と、超音波信号処理装置 100 と同様の構成において R F 変換伸長部 61 を図 11 に示す R F 変換伸長部 61 X に置き換えた比較例とを用いて行った。

【0050】

図 10 は、超音波信号処理装置 100 の実施例及び比較例における処理内容と動作時間とを示す図である。図 11 は、比較例 2、3、4 に係る超音波信号処理装置に用いる R F 変換伸長部 61 X のブロック図である。R F 変換伸長部 61 X は、アップサンプリング部 611 X と直交変換部 612 とを備える。直交変換部 612 は R F 変換伸長部 61 と同様であるので説明を省略する。

【0051】

図 11 において、アップサンプリング部 611 X は、異なる時刻に取得された複素超音波信号 IQ をアップサンプリングする回路であり、比較例 1、2、3 では、ゼロ埋め (zero Padding) 処理部 6111 X とローパスフィルタ 6112 X とから構成されている。ゼロ埋め処理部 6111 X では、複素超音波信号 IQ の実部 I と虚部 Q に対し、サンプリング周波数が m/k 倍となるようゼロ埋め処理を行う。ローパスフィルタ 6112 X は、FIR フィルタでありゼロ埋め後の実部 I と虚部 Q に対し補間処理を行う。比較例 1 ではタップ数 64、比較例 2 ではタップ数 32、比較例 3 ではタップ数 24 の FIR フィルタを用いた。

【0052】

図 12 (a) (b)、図 13 (a) (b)、図 14 (a) (b) は、それぞれ、比較例 1、2、3 におけるローパスフィルタの特性を示す図であり、(a) は周波数とフィルタ係数の関係、(b) は正規化した周波数に対する遮断特性を示したものである。通常、折り返しひずみの発生を抑止するためには、比較例 1 のように -60 dB の遮断特性が必要であるところ、比較例 2、3 では -60 dB に相当する十分な遮断特性が得られないことがわかる。

【0053】

また、比較例 4 については、R F 変換伸長部 61 X は、複素超音波信号 IQ を IQ 座標上における 2 点間の線分を分割数に応じて分割する単純補間部 (不図示) のみから構成されている。

アップサンプリング処理に要する時間の比率は、図 11 に示すように、実施例において 12、比較例 1 において 27、比較例 2 において 11、比較例 3、4 において 7 という結果であった。

【0054】

このように、超音波信号処理装置 100 の実施例では、タップ数 32 の FIR フィルタを用いた比較例 2 と同程度まで処理時間を短縮することができた。

さらに、実施例では、異なる時刻を n 、 $n+m$ としたとき、 n 、 $n+m$ に対応する 2 つの複素超音波信号 IQ の第 1 成分、第 2 成分を構成する 4 つのデータ $I(n)$ 、 $Q(n)$ 、 $I(n+m)$ 、 $Q(n+m)$ をメモリから読み出すだけで、時間 m 内の補間信号間隔すべてについて補間処理を行い、補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号を算

10

20

30

40

50

出することができる。そのため、FIRフィルタを用いた場合に比べて、メモリアクセスの回数がFIRフィルタのタップ数の2分の1程度に減少し、メモリアクセス回数とメモリからのデータ伝送時間の低減を図ることができる。これにより、アップサンプリング処理にFIRフィルタを用いた場合に比べて、演算量が少なくかつメモリアクセスの回数と演算器とメモリ間のデータ伝送時間とを低減した補間処理を実現することができ、後段のビームフォーミング処理に必要な演算リソースの確保を図ることができる。

【0055】

4. 2 Bモード画像における画質評価について

実施の形態に係る超音波信号処理装置100の実施例と比較例1-4を用いて、生成されるBモード画像の画質評価を行った。図15(a)(b)(c)は、それぞれ、超音波信号処理装置100の実施例及び比較例1、3、2により出力されたBモード画像、図16(a)(b)は、それぞれ、比較例3、4により出力されたBモード画像である。

【0056】

図16(a)(b)に示すように、比較例3、4ではいずれも画像の上端から1/3程度の深さまでの範囲(被検体の深さの浅い部分)において、粒状感が強く解像感の低下が感じられる描画となった。

また、図15(a)(b)(c)に示すように、同様に画像の上端から1/3程度の深さまでの範囲において、実施例は比較例1よりも若干粒状感が強く感じられる描画となり、比較例2は実施例よりも若干粒状感が強く感じられる描画となった。また、図15(c)と図16(a)(b)とを比較すると、比較例3、4は、比較例2よりも粒状感が強く解像感の低下が感じられる描画となった。

【0057】

また、画像の下端から1/3程度の深さまでの範囲において、比較例1-4で見られた縦方向に伸びる数本の白スジが、実施例では殆ど認識できない程度に良化していることが確認された。これより、補間処理部611を用いた実施例ではFIRフィルタを用いた比較例1-3や単純補間を用いた比較例4に比べて被検体深部のノイズを低減する効果が得られると言える。

【0058】

5. 小 括

以上、説明したように、本実施の形態に係る超音波信号変換装置は、時間 m を隔てた異なる複数の時刻に取得された反射超音波に基づく複数の複素超音波信号に基づき前記異なる複数の時刻間の補間信号間隔に対応する補間複素超音波信号を生成する補間処理部611と、前記異なる複数の時刻に取得された複素超音波信号及び補間複素超音波信号を直交変換してRF信号を生成する直交変換部612とを備え、補間処理部611は、複素超音波信号のベクトル長 L が連続的に変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号のベクトル長 L を算出し、複素超音波信号の位相角 θ が最大1回転の範囲で変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号の位相角 θ を算出する構成を採る。

【0059】

係る構成により、アップサンプリング処理にFIRフィルタを用いた場合に比べて、メモリアクセス回数とメモリとの入出力におけるデータ伝送時間の低減を図ることができる。これにより、後段の受信ビームフォーミング処理に必要な演算リソースの確保を図ることができる。

具体的には、補間処理部611は、複数の時刻を n 、 $n+m$ 、時間 m 内の補間信号間隔の長さを k 、時間 m 内の補間信号間隔の順番を i とし、 i を1以上 m/k 以下の自然数としたとき、補間処理部611は、時刻 n に対応する複素超音波信号から複素平面上の位相角 $\theta(n)$ 及びベクトル長 $L(n)$ を、時刻 $n+m$ に対応する複素超音波信号から複素平面上の位相角 $\theta(n+m)$ 及びベクトル長 $L(n+m)$ をそれぞれ算出し、ベクトル長 $L(n)$ 及びベクトル長 $L(n+m)$ とに基づき、時刻 n から時刻 $n+m$ までベクトル長 L が連続的に変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する複素超

音波信号のベクトル長 $L(i)$ を算出し、位相角 $\theta(n)$ 及び位相角 $\theta(n+m)$ とに基づき、時刻 n から時刻 $n+m$ まで位相角 θ が最大 1 回転の範囲で変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する複素超音波信号の位相角 $\theta(i)$ を算出し、位相角 $\theta(i)$ 及びベクトル長 $L(i)$ に基づき時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号を算出する構成としてもよい。

【0060】

係る構成により、演算量が少なくかつメモリアクセスの回数と演算器とメモリ間のデータ伝送時間とを低減した補間処理を実現する超音波信号変換装置を具体的に実現することができる。

6. 変形例

実施の形態では、本実施の形態に係る超音波信号処理装置を説明したが、本発明は、その本質的な特徴的構成要素を除き、以上の実施の形態に何ら限定を受けるものではない。例えば、各実施の形態に対して当業者が思いつく各種変形を施して得られる形態や、本発明の趣旨を逸脱しない範囲で各実施の形態における構成要素及び機能を任意に組み合わせることで実現される形態も本発明に含まれる。以下では、そのような形態の一例として、変形例に係る超音波信号処理装置について説明する。

【0061】

(1) 実施の形態に係る超音波信号処理装置 100 では、受信部 41 は、反射超音波に基づく素子受信信号のそれぞれについて、増幅した後、一定のサンプリング周波数にて A/D 変換を行う構成とした。しかしながら、反射波が得られる被検体の深度に応じて、サンプリング周波数を異ならせてもよい。図 17 は、変形例に係る超音波信号処理装置におけるサンプリング周波数と被検体内の深さとの関係を示す模式図である。図 17 に示すように、変形例では、反射波の強度が大きい被検体の深度が浅いほどサンプリング周波数を高く、反射波の強度が小さい被検体の深度が深いほどサンプリング周波数が低く設定することにより、反射波の強度に応じた適切な画像解像度の描画を行うことができる。このような特性に鑑み、昨今の複素変換圧縮部 42 では、検波周波数を時々刻々と変化（スweep）させる機能を有するものがあり、本変形例は、そのような機能を有する複素変換圧縮部 42 を用いた場合に用いてもよい。

【0062】

すなわち、検波周波数を時々刻々と変化させる場合、比較例に係る超音波信号処理装置のように、RF 変換伸長部 61X におけるアップサンプリング部 611X にローパスフィルタ 6112X を用いた構成では、反射波が得られる被検体の深度に応じて変化するサンプリング周波数に応じて、ローパスフィルタ 6112X（FIR フィルタ）のフィルタ係数をスweepさせて遮断周波数を変化させる仕組みが必要となり処理が煩雑になるという課題があった。

【0063】

これに対し、RF 変換伸長部 61X における補間処理部 611 によりアップサンプリングを行う超音波信号処理装置 100 では、サンプリング周波数を被検体の深度に応じて変化させた場合でも、遮断周波数を変化させる仕組みが必要とならない。実施の形態で示した補間処理部 611 の構成にて、サンプリング周波数を固定した場合と同様にアップサンプリングを行うことができる。

【0064】

(2) 本開示を上記実施の形態に基づいて説明してきたが、本発明は、上記の実施の形態に限定されず、以下のような場合も本発明に含まれる。

例えば、本発明は、マイクロプロセッサとメモリを備えたコンピュータシステムであって、上記メモリは、上記コンピュータプログラムを記憶しており、上記マイクロプロセッサは、上記コンピュータプログラムにしたがって動作するとしてもよい。例えば、本発明の超音波診断装置の診断方法のコンピュータプログラムを有しており、このプログラムに従って動作する（又は接続された各部位に動作を指示する）コンピュータシステムであってもよい。

10

20

30

40

50

【0065】

また、上記超音波診断装置の全部、もしくは一部、またビームフォーミング部の全部又は一部を、マイクロプロセッサ、ROM、RAM等の記録媒体、ハードディスクユニットなどから構成されるコンピュータシステムで構成した場合も本発明に含まれる。上記RAM又はハードディスクユニットには、上記各装置と同様の動作を達成するコンピュータプログラムが記憶されている。上記マイクロプロセッサが、上記コンピュータプログラムにしたがって動作することにより、各装置はその機能を達成する。

【0066】

また、上記の各装置を構成する構成要素の一部又は全部は、1つのシステムLSI (Large Scale Integration (大規模集積回路)) から構成されているとしてもよい。システムLSIは、複数の構成部を1個のチップ上に集積して製造された超多機能LSIであり、具体的には、マイクロプロセッサ、ROM、RAMなどを含んで構成されるコンピュータシステムである。これらは個別に1チップ化されてもよいし、一部又は全てを含むように1チップ化されてもよい。なお、LSIは、集積度の違いにより、IC、システムLSI、スーパーLSI、ウルトラLSIと呼称されることもある。上記RAMには、上記各装置と同様の動作を達成するコンピュータプログラムが記憶されている。上記マイクロプロセッサが、上記コンピュータプログラムにしたがって動作することにより、システムLSIは、その機能を達成する。例えば、本発明のビームフォーミング方法がLSIのプログラムとして格納されており、このLSIがコンピュータ内に挿入され、所定のプログラム (ビームフォーミング方法) を実施する場合も本発明に含まれる。

【0067】

なお、集積回路化の手法はLSIに限るものではなく、専用回路または汎用プロセッサで実現してもよい。LSI製造後に、プログラムすることが可能なFPGA (Field Programmable Gate Array) や、LSI内部の回路セルの接続や設定を再構成可能なりコンフィギュラブル・プロセッサ (Reconfigurable Processor) を利用してもよい。

さらには、半導体技術の進歩または派生する別技術によりLSIに置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その技術を用いて機能ブロックの集積化を行ってもよい。

【0068】

また、各実施の形態に係る、超音波診断装置の機能の一部又は全てを、CPU等のプロセッサがプログラムを実行することにより実現してもよい。上記超音波診断装置の診断方法や、ビームフォーミング方法を実施させるプログラムが記録された非一時的なコンピュータ読み取り可能な記録媒体であってもよい。プログラムや信号を記録媒体に記録して移送することにより、プログラムを独立した他のコンピュータシステムにより実施するとしてもよい、また、上記プログラムは、インターネット等の伝送媒体を介して流通させることができるのは言うまでもない。

【0069】

また、上記実施形態に係る超音波診断装置の各構成要素は、CPU (Central Processing Unit) やGPU (Graphics Processing Unit) やプロセッサなどのプログラマブルデバイスとソフトウェアにより実現される構成であってもよい。後者の構成は、いわゆるGPGPU (General-Purpose computing on Graphics Processing Unit) である。これらの構成要素は一個の回路部品とすることができるし、複数の回路部品の集合体にする 것도できる。また、複数の構成要素を組合せて一個の回路部品とすることができるし、複数の回路部品の集合体にする 것도できる。

【0070】

上記実施形態に係る超音波診断装置では、記憶装置であるデータ格納部を超音波診断装置内に含む構成としたが、記憶装置はこれに限定されず、半導体メモリ、ハードディスクドライブ、光ディスクドライブ、磁気記憶装置、等が、超音波診断装置に外部から接続される構成であってもよい。

また、ブロック図における機能ブロックの分割は一例であり、複数の機能ブロックを一つの機能ブロックとして実現したり、一つの機能ブロックを複数に分割したり、一部の機

能を他の機能ブロックに移してもよい。また、類似する機能を有する複数の機能ブロックの機能を単一のハードウェア又はソフトウェアが並列又は時分割に処理してもよい。

【0071】

また、上記のステップが実行される順序は、本発明を具体的に説明するために例示するためのものであり、上記以外の順序であってもよい。また、上記ステップの一部が、他のステップと同時（並列）に実行されてもよい。

また、超音波診断装置には、プローブ及び表示部が外部から接続される構成としたが、これらは、超音波診断装置内に一体的に具備されている構成としてもよい。

【0072】

また、プローブは、送受信部の一部の機能をプローブに含んでいてもよい。例えば、送受信部から出力された送信電気信号を生成するための制御信号に基づき、プローブ内で送信電気信号を生成し、この送信電気信号を超音波に変換する。併せて、受信した反射超音波を受信電気信号に変換し、プローブ内で受信電気信号に基づき受信信号を生成する構成を採ることができる。

【0073】

また、各実施の形態に係る超音波診断装置、及びその変形例の機能のうち少なくとも一部を組み合わせてもよい。更に上記で用いた数字は、全て本発明を具体的に説明するために例示するものであり、本発明は例示された数字に制限されない。

さらに、本実施の形態に対して当業者が思いつく範囲内の変更を施した各種変形例も本発明に含まれる。

【0074】

7. まとめ

以上、説明したとおり、実施の形態に係る超音波信号変換装置は、被検体からの反射超音波に基づくエコー信号をサンプリングして生成された複素超音波信号をRF信号に変換する超音波信号変換装置であって、時間 m を隔てた異なる複数の時刻に取得された反射超音波に基づく複数の複素超音波信号に基づき前記複数の時刻間の補間信号間隔に対応する補間複素超音波信号を生成する補間処理部と、前記複数の時刻に取得された複素超音波信号及び補間超音波複素信号を直交変換してRF信号を生成する直交変換部とを備え、補間処理部は、複素超音波信号のベクトル長 L が時間 m 内で連続的に変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号のベクトル長 L を算出し、複素超音波信号の位相角 θ が時間 m 内で最大1回転の範囲で変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号の位相角 θ を算出することを特徴とする。

【0075】

係る構成により、アップサンプリング処理にFIRフィルタを用いた場合に比べて、演算量が少なく、かつ、メモリアクセス回数とメモリとの入出力におけるデータ伝送時間の低減を図ることができる。これにより、後段の受信ビームフォーミング処理に必要な演算リソースの確保を図ることができる。

また、別の態様では、上記何れかの態様において、前記補間処理部は、前記複数の時刻を n 、 $n+m$ 、時間 m 内の補間信号間隔の長さを k 、時間 m 内の補間信号間隔の順番を i とし、 i を1以上 m/k 以下の自然数としたとき、前記補間処理部は、時刻 n に対応する複素超音波信号から複素平面上の位相角 $\theta(n)$ 及びベクトル長 $L(n)$ を、時刻 $n+m$ に対応する複素超音波信号から複素平面上の位相角 $\theta(n+m)$ 及びベクトル長 $L(n+m)$ をそれぞれ算出し、前記ベクトル長 $L(n)$ 及び前記ベクトル長 $L(n+m)$ とに基づき、時刻 n から時刻 $n+m$ までベクトル長 L が連続的に変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する複素超音波信号のベクトル長 $L(i)$ を算出し、前記位相角 $\theta(n)$ 及び前記位相角 $\theta(n+m)$ とに基づき、時刻 n から時刻 $n+m$ まで位相角 θ が最大1回転の範囲で変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する複素超音波信号の位相角 $\theta(i)$ を算出し、前記位相角 $\theta(i)$ 及び前記ベクトル長 $L(i)$ に基づき時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信

10

20

30

40

50

号を算出する構成としてもよい。

【0076】

係る構成により、アップサンプリング処理にFIRフィルタを用いた場合に比べて、演算量が少なくかつメモリアクセスの回数と演算器とメモリ間のデータ伝送時間とを低減した補間処理を実現する超音波信号変換装置を具体的に構築できる。

また、別の態様では、上記何れかの態様において、前記補間処理部は、時刻 n から時刻 $n+m$ までベクトル長 L が線形に変化するという条件下で、ベクトル長 $L(i)$ を算出する構成としてもよい。

【0077】

また、別の態様では、上記何れかの態様において、前記補間処理部は、時刻 n から時刻 $n+m$ まで位相角 θ が線形に変化するという条件下で、複素超音波信号の位相角 $\theta(i)$ を算出する構成としてもよい。

また、実施の形態に係る超音波信号変換方法は、被検体からの反射超音波に基づくエコー信号をサンプリングして生成された複素超音波信号をRF信号に変換する超音波信号変換方法であって、時間 m を隔てた異なる複数の時刻に取得された反射超音波に基づく複数の複素超音波信号に基づき前記複数の時刻間の補間信号間隔に対応する補間複素超音波信号を生成する補間処理ステップと、前記複数の時刻に取得された複素超音波信号及び補間超音波複素信号を直交変換してRF信号を生成する直交変換ステップとを有し、

補間処理ステップでは、複素超音波信号のベクトル長 L が時間 m 内で連続的に変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号のベクトル長 L を算出し、複素超音波信号の位相角 θ が時間 m 内で最大1回転の範囲で変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号の位相角 θ を算出することを特徴とする。

【0078】

係る構成により、低演算でかつメモリアクセスな補間処理を実現することにより、後段の受信ビームフォーミング処理に必要な演算リソースの確保を図ることができる超音波信号変換方法を実現できる。

また、別の態様では、上記何れかの態様において、前記複数の時刻を n 、 $n+m$ 、時間 m 内の補間信号間隔の長さを k 、時間 m 内の補間信号間隔の順番を i とし、 i を1以上 m/k 以下の自然数としたとき、前記補間処理ステップでは、時刻 n に対応する複素超音波信号から複素平面上の位相角 $\theta(n)$ 及びベクトル長 $L(n)$ を、時刻 $n+m$ に対応する複素超音波信号から複素平面上の位相角 $\theta(n+m)$ 及びベクトル長 $L(n+m)$ をそれぞれ算出し、前記ベクトル長 $L(n)$ 及び前記ベクトル長 $L(n+m)$ とに基づき、時刻 n から時刻 $n+m$ までベクトル長 L が連続的に変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する複素超音波信号のベクトル長 $L(i)$ を算出し、前記位相角 $\theta(n)$ 及び前記位相角 $\theta(n+m)$ とに基づき、時刻 n から時刻 $n+m$ まで位相角 θ が最大1回転の範囲で変化するという条件下で、時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する複素超音波信号の位相角 $\theta(i)$ を算出し、前記位相角 $\theta(i)$ 及び前記ベクトル長 $L(i)$ に基づき時間 m 内の補間信号間隔それぞれに対応する補間複素超音波信号を算出する構成としてもよい。

【0079】

係る構成により、低演算でかつ低メモリアクセスな特性を備えた補間処理を実現する超音波信号変換方法を具体的に構築できる。

《補足》

以上で説明した実施の形態は、いずれも本発明の好ましい一具体例を示すものである。実施の形態で示される数値、形状、材料、構成要素、構成要素の配置位置及び接続形態、工程、工程の順序などは一例であり、本発明を限定する主旨ではない。また、実施の形態における構成要素のうち、本発明の最上位概念を示す独立請求項に記載されていない工程については、より好ましい形態を構成する任意の構成要素として説明される。

【0080】

また、上記の工程が実行される順序は、本発明を具体的に説明するために例示するためのものであり、上記以外の順序であってもよい。また、上記工程の一部が、他の工程と同時に（並列）に実行されてもよい。

また、発明の理解の容易のため、上記各実施の形態で挙げた各図の構成要素の縮尺は実際のものとは異なる場合がある。また本発明は上記各実施の形態の記載によって限定されるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲において適宜変更可能である。

【産業上の利用可能性】

【0081】

本開示にかかる超音波信号変換装置、超音波信号変換方法は、従来の装置の性能向上、特に、超音波画像の品質の低下を抑えつつフレームレートを向上させ、さらに平均速度を向上させた超音波信号処理装置、超音波診断装置、超音波信号処理方法として有用である。

10

【符号の説明】

【0082】

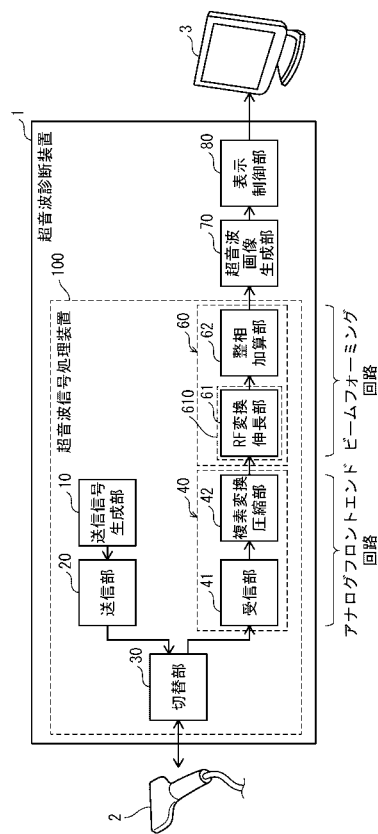
- 1 超音波診断装置
- 2 超音波探触子
- 3 表示部
- 10 送信信号生成部
- 20 送信部
- 30 切替部
- 40 アナログフロントエンド回路
- 41 受信部
- 42 複素変換圧縮部
- 421 直交検波部
- 4211 A、B 乗算器
- 4212 ローパスフィルタ
- 422 ダウンサンプリング部
- 4221 間引き処理部
- 60 受信ビームフォーミング回路
- 61 RF変換伸長部
- 610 超音波信号変換装置
- 611 補間処理部
- 6111 L θ 変換部
- 6112 L補間部
- 6113 θ 補間部
- 6114 IQ再変換部
- 612 直交変換部
- 6121 A、B 乗算器
- 6122 加算器
- 61X RF変換伸長部
- 611X アップサンプリング部
- 6111X ゼロ埋め処理部
- 6112X ローパスフィルタ
- 62 整相加算部
- 70 超音波画像生成部
- 80 表示制御部
- 100 超音波信号処理装置

20

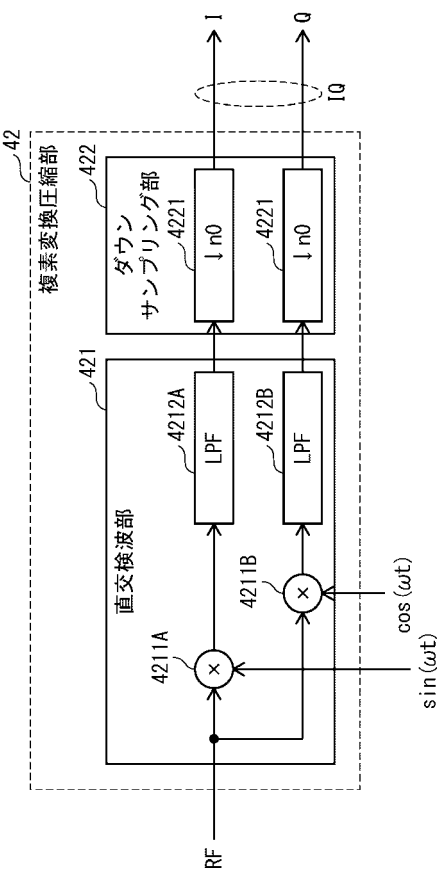
30

40

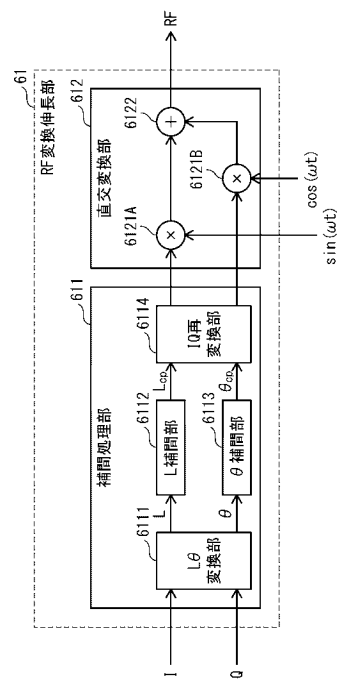
【図 1】



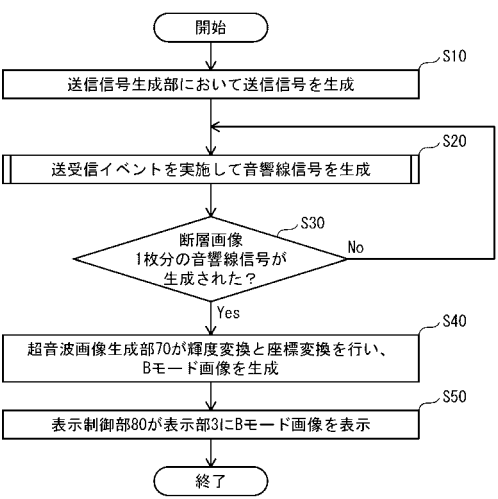
【図 2】



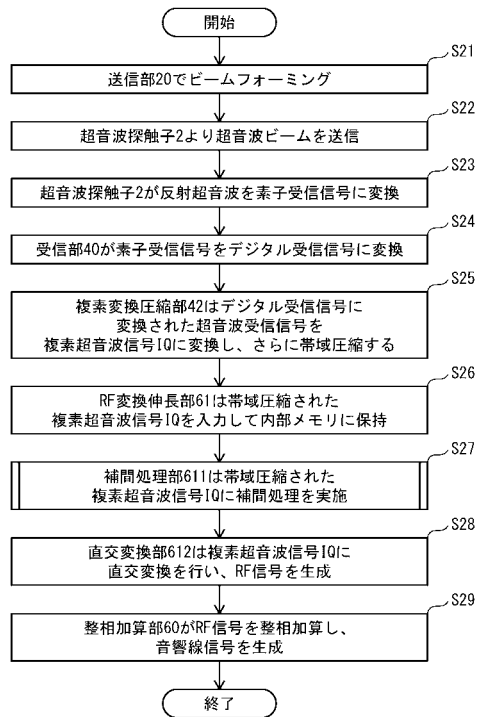
【図 3】



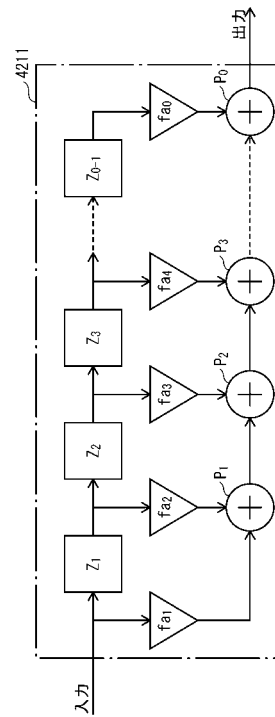
【図 4】



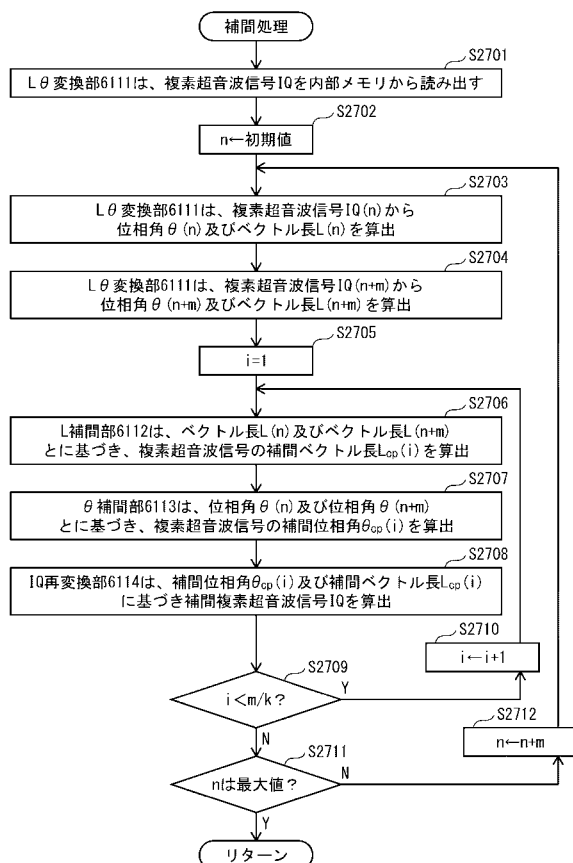
【図 5】



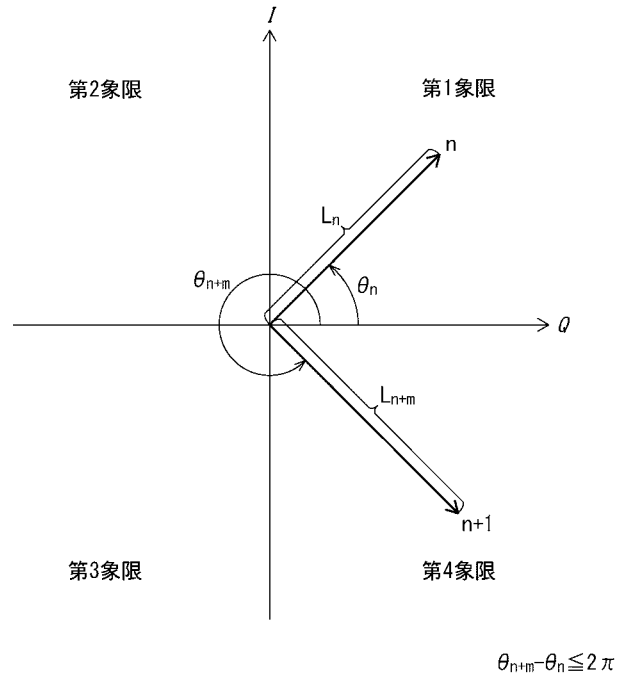
【図 6】



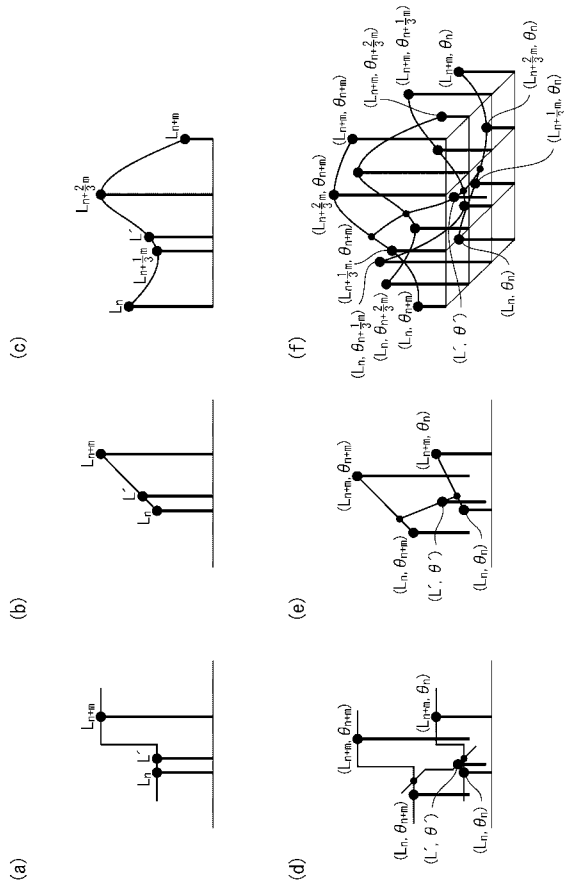
【図 7】



【図 8】



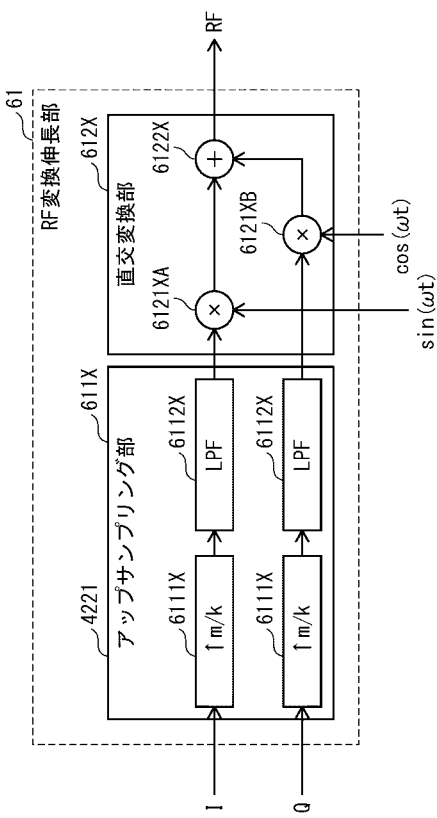
【図 9】



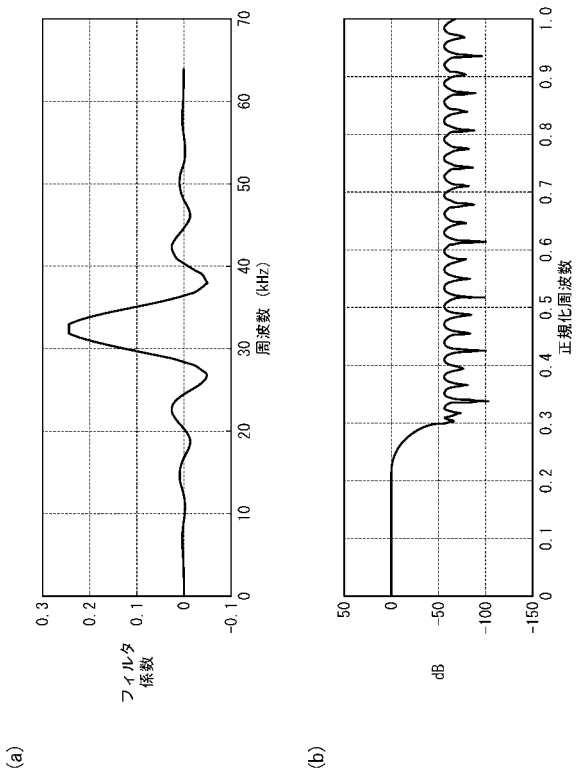
【図 1 1】

供試装置	複素変換圧縮処理		RF変換伸長処理		総処理 時間比率	アップ サンプリング 時間比率
	ダウンサンプリング 処理		アップサンプリング 処理			
実施例	FIR64		IQ信号から Lθ個別補間 処理		71	12
比較例1	FIR64		FIR64		86	27
比較例2	FIR64		FIR32		71	11
比較例3	FIR64		FIR24		67	7
比較例4	FIR64		IQ信号を 単独補間		67	7

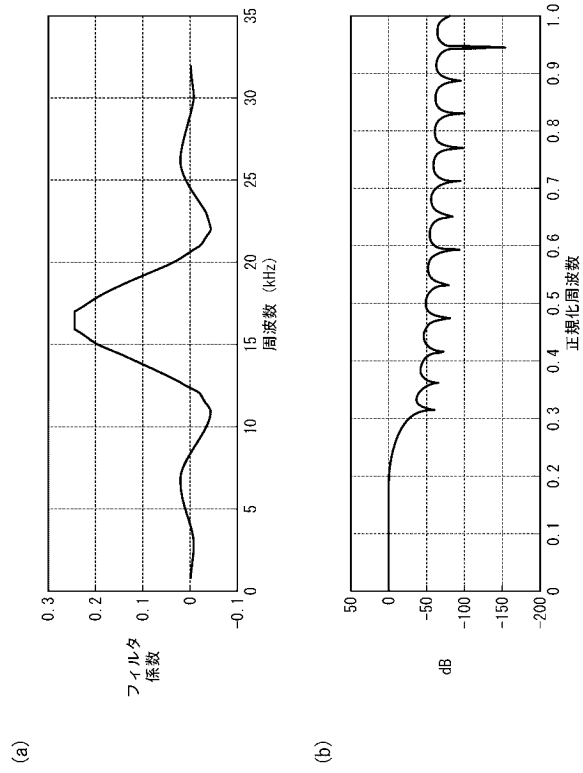
【図 1 0】



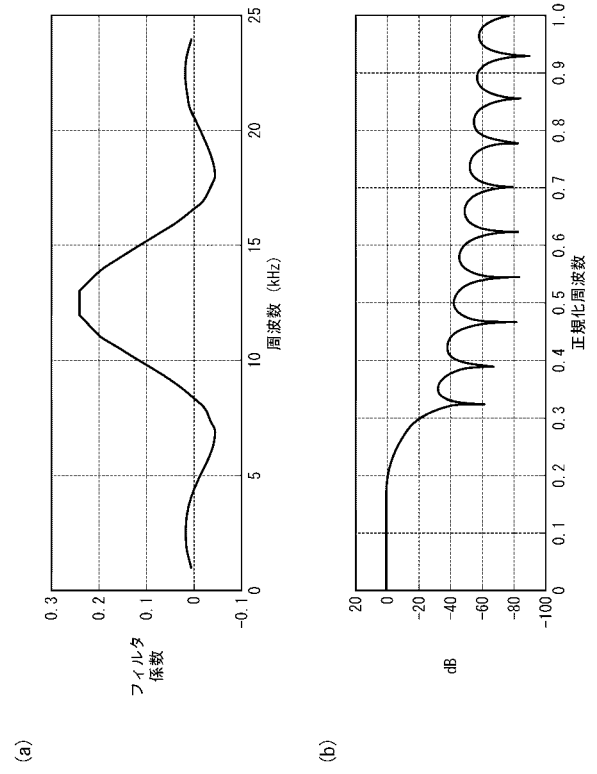
【図 1 2】



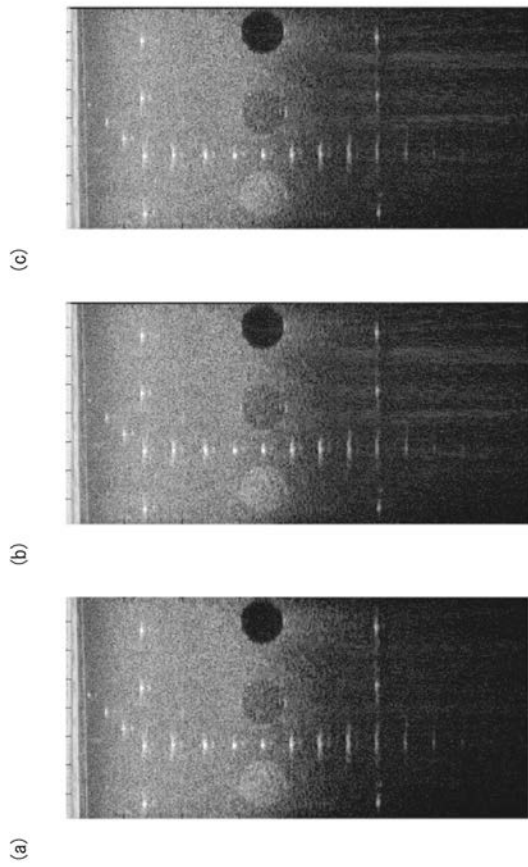
【図 1 3】



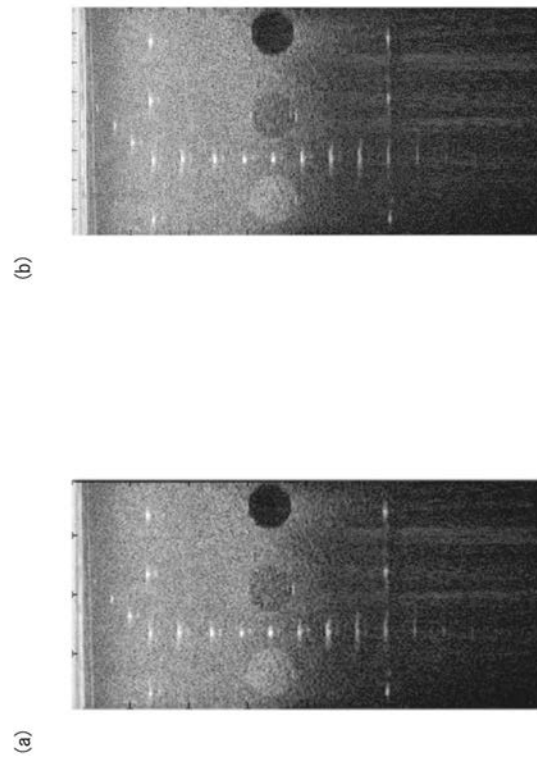
【図 1 4】



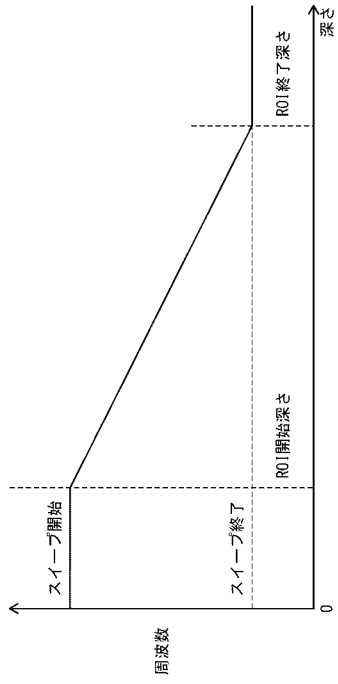
【図 1 5】



【図 1 6】



【図 17】



专利名称(译)	超声波信号转换装置和超声波信号转换方法		
公开(公告)号	JP2018126218A	公开(公告)日	2018-08-16
申请号	JP2017019841	申请日	2017-02-06
[标]申请(专利权)人(译)	柯尼卡株式会社		
申请(专利权)人(译)	柯尼卡美能达有限公司		
[标]发明人	津島峰生		
发明人	津島 峰生		
IPC分类号	A61B8/14		
FI分类号	A61B8/14		
F-TERM分类号	4C601/EE07 4C601/EE12 4C601/JB24 4C601/JC03		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供一种能够在从复杂的超声波信号到RF信号的转换中进行少量计算的能够减少存储器访问次数和算术单元与存储器之间的数据传输时间的装置。生成对应于基于多个基于在不同时间获取的反射超声波复杂的超声信号的多个时间之间的内插信号间隔的内插复杂超声波信号跨过甲时间米内插处理部611，正交变换在多个时间获得复杂的超声波信号和内插的超声复杂的信号以及用于产生RF信号的正交变换单元612，其中，在复合超声信号的矢量长度L连续变化的条件下，内插处理单元611对应于时间m内的每个内插信号间隔。计算内插复合超声信号的矢量长度L，并在最大一个旋转范围内改变复合超声信号的相位角 θ ，计算与时间m内的每个内插信号间隔对应的内插复超声信号的相位角 θ 。

610

