

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B1)

(11) 特許番号

特許第5602914号
(P5602914)

(45) 発行日 平成26年10月8日(2014.10.8)

(24) 登録日 平成26年8月29日(2014.8.29)

(51) Int.Cl.

A 6 1 B 8/00 (2006.01)

F 1

A 6 1 B 8/00

請求項の数 7 (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願2013-145012 (P2013-145012)
 (22) 出願日 平成25年7月10日(2013.7.10)
 審査請求日 平成26年7月8日(2014.7.8)

(73) 特許権者 390029791
 日立アロカメディカル株式会社
 東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号
 (74) 代理人 110001210
 特許業務法人 Y K I 国際特許事務所
 (72) 発明者 久津 将則
 東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号 日立
 アロカメディカル株式会社内
 (72) 発明者 吉澤 慎吾
 東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号 日立
 アロカメディカル株式会社内
 審査官 宮澤 浩

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超音波診断装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数の振動素子からなるアレイ振動子から出力された複数の受信信号に対して遅延処理及び加算処理を順次適用してビームデータを出力する受信部と、

前記遅延処理後且つ前記加算処理前の複数の受信信号の全部又は一部を参照し、前記ビームデータのゲインを可変するための係数を演算する演算部であって、前記遅延処理後且つ前記加算処理前の複数の受信信号の全部又は一部についての素子配列方向における位相のばらつきが大きいほど前記ビームデータがより大きく抑圧されるように前記係数を演算する係数演算部と、

前記係数に基づいて前記ビームデータに対して抑圧処理を適用する抑圧処理部と、
 を含み、

前記係数演算部は、送信周波数が高いほど前記ビームデータに対する抑圧処理での抑圧度合いがより小さくなるように前記係数を演算する、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 2】

請求項 1 記載の装置において、

前記係数演算部は、前記位相のばらつきから前記係数を求めるための関数に基づいて前記係数を演算し、

前記送信周波数に応じて前記関数の入力条件が変更され又は前記関数の中のパラメータ値が変更される、

10

20

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 3】

請求項 2 記載の装置において、

前記係数演算部は、前記送信周波数に応じて、前記遅延処理後且つ前記加算処理前の複数の受信信号の中から前記関数に与える複数の受信信号を選択するための入力開口を変化させる入力開口可変手段を含み、

前記送信周波数に応じて前記関数に与える受信信号数が変更される、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 4】

請求項 3 記載の装置において、

前記入力開口は、受信ビームを形成するために前記素子配列方向に広がる受信開口に包含される開口である、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 5】

請求項 4 記載の装置において、

前記入力開口は、前記受信ビーム上の受信サンプル点の深さに応じて変更される、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 6】

請求項 2 記載の装置において、

前記係数演算部は、前記送信周波数に応じて、前記パラメータ値としての前記関数内の指数又はオフセット値を変更するパラメータ値変更手段を含む、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 7】

請求項 2 記載の装置において、

前記関数は、前記遅延処理後且つ前記加算処理前の複数の受信信号の全部又は一部に基づいて構成される素子配列方向の振幅分布に含まれる直流近傍成分に基づいて前記係数を演算するための関数であり、

前記係数演算部は、前記送信周波数に基づいて、前記パラメータ値としての前記直流近傍成分を規定する区間の大きさを変更する区間変更手段を含む、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は超音波診断装置に関し、特に、ビームデータに含まれるサイドローブ成分等の不要成分を抑圧する処理に関する。

【背景技術】

【0002】

超音波診断装置は、人体等の生体に対して超音波を送受波し、これにより得られた受信信号に基づいて超音波画像を形成する装置である。超音波の送受信に際しては、送信ビーム及び受信ビームが形成される。ここで後者について説明すると、アレイ振動子から出力された複数の受信信号に対してそれぞれ遅延処理が施された上でそれらが加算され、これにより整相加算後（遅延加算後）の受信信号としてのビームデータが得られる。通常、受信ビームの形成に当たっては、受信サンプル点の深さ方向への移動に合わせて受信フォーカス点を深さ方向へ移動させる受信ダイナミックフォーカスが適用される。

【0003】

整相加算後の受信信号には、メインローブに対応する信号成分（メインローブ成分）の他、各種の不要信号成分が含まれる。そのような不要信号成分は、サイドローブ、グレーティングローブ等に起因して生じるものである。遅延処理後であって加算処理前の複数の受信信号列に着目すると、それらに含まれる不要信号成分は、一般に、素子配列（チャンネル方向）における位相（振幅）のばらつきとして観測される。これを利用して不要信号

10

20

30

40

50

成分を低減する手法が幾つか提案されている。そのような手法は、素子配列方向における位相のばらつき（あるいは一様性の度合い）に基づいてゲイン調整のための係数を演算し、その係数を整相加算後のビームデータに乘算するものである。例えば、そのような係数は0～1の範囲内の値をとるものである。遅延処理後の複数の受信信号間において位相が揃っていればいるほど、不要信号成分が相対的に小さく、メインローブ成分が支配的であるとみなせるので、係数としてより大きな値が求められる。逆に、遅延処理後の複数の受信信号間において位相が不揃いであればあるほど、不要信号成分が相対的に大きいとみなせるので、係数としてより小さな値が求められる。

【0004】

そのような係数として、CF (Coherence Factor) (例えば特許文献1を参照)、GCF (Generalized Coherence Factor) (例えば非特許文献1を参照)、SCF (Sign Coherence Factor) (例えば非特許文献2を参照)、GSCF (Generalized Sign Coherence Factor) (例えば特許文献2を参照)、STF (Sign Transit Factor) (例えば特許文献3を参照)、PCF (Phase Coherence Factor) (例えば非特許文献2を参照)等があげられる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】米国特許5910115号

【特許文献2】特開2012-152311号公報

【特許文献3】特開2012-223430号公報

【非特許文献】

【0006】

【非特許文献1】Pai-Chi Li and Meng-Lin Li, "Adaptive Imaging Using the Generalized Coherence Factor", IEEE Transactions on Ultrasonics, Vol.50, NO.2, February 2003.

【非特許文献2】Jorge Camacho, Montserrat Parrilla and Carlos Fritsch, "Phase Coherence Imaging", IEEE Transaction on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol.56, No.5, May 2009.

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

上記の係数は、素子配列方向（チャンネル方向）における位相の変化に基づいて算出されるものであるために、個々の受信信号についての遅延処理で用いられる遅延時間の算出基礎となった設定音速 c_0 と、生体中の実際の音速 c と、が異なると、メインローブ成分であっても整相処理後において相互に位相が揃わなくなる。近時、音速補正技術が普及しつつあるが、それでも実際の音速に計算上の音速を完全に一致させることは困難である。

【0008】

メインローブ成分であっても、素子配列方向において位相の不揃いは大なり小なり不可避免的に生じてしまう場合があるところ、そのような位相の不揃いは送信周波数（基本的には受信周波数と同じ）が高いほどより大きくなる。送信周波数が高いほど、各受信信号において時間軸上での位相の変化が速くなるので、素子配列方向についても位相のずれが大きくなるからである。これにより、送信周波数が高くなると、係数の値がより小さくなってビームデータがより大きく抑圧される結果、抑圧したくないメインローブ成分まで過剰に抑圧されてしまうという問題がある。

【0009】

本発明の目的は、不要信号成分の抑圧処理においてメインローブ成分が過剰に抑圧されないようにすることにある。特に不要信号成分の抑圧処理において送信周波数の変化による影響を解消又は緩和することにある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 0 】

本発明に係る超音波診断装置は、複数の振動素子からなるアレイ振動子から出力された複数の受信信号に対して遅延処理及び加算処理を順次適用してビームデータを出力する受信部と、前記遅延処理後且つ前記加算処理前の複数の受信信号の全部又は一部を参照し、前記ビームデータのゲインを可変するための係数を演算する演算部であって、前記遅延処理後且つ前記加算処理前の複数の受信信号の全部又は一部についての素子配列方向における位相のばらつきが大きいほど前記ビームデータがより大きく抑圧されるように前記係数を演算する係数演算部と、前記係数に基づいて前記ビームデータに対して抑圧処理を適用する抑圧処理部と、を含み、前記係数演算部は、送信周波数が高いほど前記ビームデータに対する抑圧処理での抑圧度合いがより小さくなるように前記係数を演算する、ことを特徴とするものである。

10

【 0 0 1 1 】

上記構成によれば、遅延処理後且つ加算処理前の複数の受信信号の全部又は一部に基づいて、遅延加算処理（整相加算処理）により生成されるビームデータのゲインを可変するための係数、換言すればビームデータを抑圧するための係数が演算される。その際、送信周波数（一般には受信周波数と同じ）が高くなればなるほど、ビームデータの抑圧度合いがより緩和されるように係数が演算される。すなわち、送信周波数が高くなればなるほど、メインローブに対応する受信信号成分であっても振幅（あるいは位相）が揃わなくなるので、不要信号成分に加えてメインローブ信号成分までもが過剰に抑圧されないようにするものである。検波後のビームデータに対して上記のゲイン調整が行われてるのが望ましいが、検波前のビームデータに対して上記のゲイン調整が行われてもよい。

20

【 0 0 1 2 】

望ましくは、前記係数演算部は、前記位相ばらつきから前記係数を求めるための関数に基づいて前記係数を演算し、前記送信周波数に応じて前記関数の入力条件が変更され又は前記関数の中のパラメータ値が変更される。上記関数に基づく演算は、ソフトウェアによって実現されてもよいし、ハードウェアによって実現されてもよい。

【 0 0 1 3 】

上記の係数としては、後述する C F (Coherence Factor)、G C F (Generalized Coherence Factor)、S C F (Sign Coherence Factor)、G S C F (Generalized Sign Coherence Factor)、S T F (Sign Transit Factor)、P C F (Phase Coherence Factor) 等があげられる。利用する係数に適合した関数が利用される。各係数の性質に従って、送信周波数に応じて係数を変更する方式、つまり関数の特性を補正する方式（特性補正方式）が選択されるのが望ましい。特性補正方式としては、関数中のパラメータ値としての指数の大きさを変える指数補正方式、関数中のパラメータ値としてのオフセット値の大きさを変えるオフセット値補正方式、関数へ与える入力信号の数又は構成を変更する入力条件補正方式、等があげられる。係数演算に当たり素子配列方向の振幅分布についてのスペクトラムにおいて所定の周波数成分を参照する場合には、参照区間の大きさを変更する区間補正方式等が採用されてもよい。

30

【 0 0 1 4 】

望ましくは、前記係数演算部は、前記送信周波数に応じて、前記遅延処理後且つ前記加算処理前の複数の受信信号の中から前記関数に与える複数の受信信号を選択するための入力開口を可変する入力開口可変手段を含み、前記送信周波数に応じて前記関数に与える受信信号数が補正される。音速不一致による位相のずれは開口中心付近ほど小さい。この構成により、関数に与える信号を受信開口中心付近の信号に制限してばらつきを見かけ小さくすることにより、ビームデータに対する過剰な抑制が緩和される。その処理は信号選択によって容易に実現できる。入力開口に対して重み付け関数が適用されてもよい。

40

【 0 0 1 5 】

望ましくは、前記入力開口は、受信ビームを形成するために前記素子配列方向に広がる受信開口に包含される開口である。入力開口は受信開口とは別のものである。受信開口は受信サンプル点の深さ等に応じて動的に変更される。その際に、入力開口を連動して変更

50

してもよい。いずれの場合にも実体的には入力開口は受信開口と同じかそれよりも小さな開口として観念される。但し演算上、仮想的に入力開口が受信開口を超えてもよい。望ましくは、前記入力開口は、前記受信ビーム上の受信サンプル点の深さに応じて変更される。受信ダイナミックフォーカスと同時に可変開口制御が実行される場合、それらに連動して入力開口を動的に可変するものである。なお、受信開口を入力開口と一致させることも可能であり、その場合には送信周波数に応じて各深さにおける受信開口サイズが変更される。

【 0 0 1 6 】

望ましくは、前記係数演算部は、前記送信周波数に応じて、前記パラメータ値としての前記関数内の指数又はオフセット値を可変するパラメータ値可変手段を含む。指数やオフセット値を補正すれば関数の特性を容易に変化させることができる。

10

【 0 0 1 7 】

望ましくは、前記関数は、前記遅延処理後且つ前記加算処理前の複数の受信信号の全部又は一部に基づいて構成される素子配列方向の振幅分布に含まれる直流近傍成分に基づいて前記係数を演算するための関数であり、前記係数演算部は、前記送信周波数に基づいて、前記パラメータ値としての前記直流近傍成分を規定する区間の大きさを可変する区間可変手段を含む。この補正によれば不要信号成分の感度を変更してメインローブ成分の過剰な抑圧を緩和又は防止できる。

【 発明の効果 】

【 0 0 1 8 】

20

本発明によれば、メインローブ成分の過剰な抑圧を防止又は軽減して、超音波画像の品質を高められる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 1 9 】

【 図 1 】 本発明に係る超音波診断装置の要部構成を示すブロック図である。

【 図 2 】 係数演算部の第 1 例を示す図である。

【 図 3 】 指数の作用を説明するための図である。

【 図 4 】 係数演算部の第 2 例を示す図である。

【 図 5 】 参照開口の可変を説明するための図である。

【 図 6 】 係数演算部の第 3 例を示す図である。

30

【 図 7 】 オフセット値の作用を説明するための図である。

【 図 8 】 係数演算部の第 4 例を示す図である。

【 図 9 】 スペクトラムにおける DC 近傍を示す図である。

【 図 1 0 】 係数演算部の第 5 例を示す図である。

【 図 1 1 】 係数演算部の第 6 例を示す図である。

【 図 1 2 】 係数演算部の第 7 例を示す図である。

【 図 1 3 】 係数演算部の第 8 例を示す図である。

【 図 1 4 】 係数演算部の第 9 例を示す図である。

【 図 1 5 】 係数演算部の第 1 0 例を示す図である。

【 図 1 6 】 係数演算部の第 1 1 例を示す図である。

40

【 図 1 7 】 係数演算部の第 1 2 例を示す図である。

【 図 1 8 】 係数演算部の第 1 3 例を示す図である。

【 図 1 9 】 受信開口と入力開口との関係を示す図である。

【 図 2 0 】 深さに応じた入力開口の可変を説明するための図である。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 2 0 】

以下、本発明の好適な実施形態を図面に基づいて説明する。

【 0 0 2 1 】

図 1 には、本発明に係る超音波診断装置の好適な実施形態が示されており、図 1 はその要部構成を示すブロック図である。この超音波診断装置は、医療の分野において用いられ

50

、生体に対する超音波の送受波により得られた受信信号に基づき超音波画像を形成する装置である。本実施形態においては、超音波診断装置が不要信号成分を抑圧する機能を備えている。

【 0 0 2 2 】

図 1 において、符号 1 0 はアレイ振動子を示している。アレイ振動子 1 0 は複数の振動素子からなるものである。本実施形態においてアレイ振動子 1 0 は 1 D アレイ振動子であるが、それに代えて 2 D アレイ振動子を用いることもできる。アレイ振動子 1 0 により超音波ビームが形成され、その超音波ビームが電子的に走査される。電子走査方式としては、電子リニア走査方式、電子セクタ走査方式等が知られている。

【 0 0 2 3 】

送信部 1 2 は、送信ビームフォーマーであり、送信時において、送信部 1 2 から所定の遅延関係をもった複数の送信信号がアレイ振動子 1 0 に対して供給される。これによりアレイ振動子 1 0 上において送信ビームが形成される。受信時において、生体内からの反射波がアレイ振動子 1 0 において受波されると、アレイ振動子 1 0 から複数の受信信号が受信部 1 3 に対して出力される。

【 0 0 2 4 】

受信部 1 3 は受信ビームフォーマーであり、複数の受信信号に対して遅延処理を行った上で加算処理を実行し、これにより受信ビームに相当するビームデータを生成するものである。本実施形態においては、以下に説明するように、受信部 1 3 が、前処理回路 1 4、遅延回路 1 6、加算回路 1 8 等を有している。

【 0 0 2 5 】

前処理回路 1 4 は、複数の受信信号に対応して設けられた複数の処理器により構成され、各処理器は、プリアンプ、A / D 変換器、ゲイン調整器等により構成されている。受信開口内での重み付け処理を実行する場合、この前処理回路 1 4 においてその処理が実行される。

【 0 0 2 6 】

遅延回路 1 6 は、複数の受信信号に対応して設けられた複数の遅延器により構成されるものである。各遅延器においては、送受信制御部により設定された遅延時間分だけ受信信号を遅延する処理が実行される。遅延時間は、受信フォーカス点（受信サンプル点）の位置やビームステアリング方向等によって予め計算されるものである。

【 0 0 2 7 】

加算処理回路 1 8 は、遅延処理後の複数の受信信号に対して加算処理を実行するものであり、これにより整相加算後の受信信号としてビームデータが得られる。受信部 1 3 から出力された受信信号すなわちビームデータは検波器 2 0 において検波処理され、検波処理後のビームデータが乗算器 2 2 を介して後段の画像処理回路（図示せず）に送られる。

【 0 0 2 8 】

乗算器 2 2 は、ゲイン調整回路として機能し、あるいは不要信号成分抑圧回路として機能するものである。以下に説明する係数演算部 2 4 によって演算された係数が乗算器 2 2 においてビームデータに対して乗算され、これによって不要信号成分が抑圧される。ここにおいて係数はゲイン値に相当するものである。ただし、信号を減衰させる度合いを示す係数が演算されてもよい。既に説明したように、ディレイデータの計算の基礎となった音速と生体中における実際の音速との間にズレがあると、整相加算処理において受信信号間において位相にズレが生じることになり、そのズレは送信周波数が高くなる程増大するという傾向が認められる。よって、そのような場合において、上記のような係数に基づく信号抑圧処理を実行すると、特に、送信周波数を高めたような場合においてメインローブ成分すなわち真の信号成分までもが過剰に抑圧されてしまうといった問題が生じ得る。そこで、本実施形態においては、以下に説明するように、係数演算部 2 4 が低減度合い補正手段 2 6 を備えている。

【 0 0 2 9 】

図 1 に示されているように、遅延回路 1 6 と加算回路 1 8 との間において、複数の受信

10

20

30

40

50

信号が分岐して取り出されており、その取り出された複数の受信信号が係数演算部 2 4 に入力されている。係数演算部 2 4 は、専用ハードウェアあるいはソフトウェアの機能として実現されるものである。係数演算部 2 4 は、複数の受信信号に基づき、素子配列方向における位相のばらつき（つまり振幅分布）に基づいて上述した係数を演算するものである。本実施形態においては、送信周波数に応じて過剰な信号抑圧が生じないように低減度合い補正手段 2 6 が設けられており、この低減度合い補正手段 2 6 により送信信号に基づいて係数を演算するための関数の特性が可変設定されている。係数を演算する関数及び低減度合いを補正する方式にはそれぞれ複数のあり、それらについては後に説明する。ちなみに、係数演算部 2 4 は、各深さの受信サンプル点毎に素子配列方向における振幅波形を参照し、それに基づいて係数を演算している。ここで、素子配列方向は受信信号の並び方向である。そのような方向に沿って位相つまり振幅のばらつきを観測することにより遅延処理結果が適正なものであるか否かを事後的に評価することが可能である。

10

【 0 0 3 0 】

図 1 において、制御部 2 7 は CPU 及び動作プログラムにより構成されている。制御部 2 7 は図 1 に示される各構成の動作制御を行っており、特に送受信処理の制御を行っている。操作パネル 2 8 はキーボード、トラックボール等により構成され、その操作パネル 2 8 を利用してユーザー入力されたパラメータ値等を制御部 2 7 に対して入力することが可能である。本実施形態においては、自動的にあるいはユーザーにより選択された送信周波数を表す情報が制御部 2 7 から低減度合い補正手段 2 6 へ送られている。ちなみに、低減度合い補正手段 2 6 が制御部 2 7 内の機能として実現されてもよい。

20

【 0 0 3 1 】

不要信号成分を抑圧する係数（ゲイン係数）としては、上記のように CF、GCF、SCF、GSCF、STF、PCF 等があげられる。いずれも素子配列方向における振幅波形（振幅分布、振幅プロファイル）のばらつきの大きさに対応するものである。それらの係数を演算するための関数の特性（抑圧度合い）を送信周波数に応じて変化させるための方式として、指数補正方式、入力開口補正方式、オフセット値補正方式、参照帯域補正方式、等があげられる。係数の性質や状況に適合した補正方式が選択的に採用されるのが望ましい。

【 0 0 3 2 】

指数補正方式は、送信周波数に応じて、関数内の指数の値を変更して抑圧度合いを調整する方式である。入力開口補正方式は、送信周波数に応じて、関数に与える受信信号の構成（特に個数）を変更することにより、みかけ上のばらつきを小さくし、これによって抑圧度合いを調整する方式である。オフセット値補正方式は、関数の中にオフセット値を加え、送信周波数に応じてオフセット値の大きさを変更することにより、抑圧度合いを調整する方式である。参照帯域補正方式は、送信周波数に応じて、素子配列方向の振幅波形のスペクトラム上において参照する区間（帯域）の大きさを可変することにより、抑圧度合いを調整する方式である。この他の方式を利用してもよい。

30

【 0 0 3 3 】

以下に、各係数及び代表的な補正方式（指数補正方式）について説明しておく。

【 0 0 3 4 】

CF は、例えば以下の (1) 式により計算される。ここで、 S_i は、遅延処理後かつ加算処理前の i 番目の受信信号を示している。 i は 1 ~ N までの整数である。例えば N 個の受信信号が受信開口に相当する。CF は、他の係数と同様、各深さの受信サンプル点ごとに順次演算される。

40

【 0 0 3 5 】

【数 1】

$$CF = \left| \sum_{i=1}^N S_i \right| / \sum_{i=1}^N |S_i| \quad \dots(1)$$

【0036】

上記の(1)式において、分母はN個の受信信号の絶対値の総和であり、個々の受信信号の符号は考慮されていない。それは規格化のために設けられている。一方、上記の(1)式において、分子はNの受信信号の総和の絶対値であり、加算に際して符号が考慮されている。よって、分子はN個の受信信号の位相のばらつき(非一様性)を示すものである。

10

【0037】

このCFを演算する関数の特性を送信周波数に応じて変化させるために例えば上記の指数補正方式を用いることができ、その場合、例えば以下の(2)式に示す関数内の指数pが利用される。

【0038】

【数 2】

$$CF = \left[\left| \sum_{i=1}^N S_i \right| / \sum_{i=1}^N |S_i| \right]^p \quad \dots(2)$$

20

【0039】

GCFは、例えば以下の(3)式により計算される。(3)式の分母は、素子配列方向における振幅波形のスペクトラムについての全パワー値を示しており、同式の分子は、同スペクトラムにおけるDC成分を含むDC近傍成分のパワー値を示している。

【0040】

【数 3】

$$GCF = \frac{DC近傍成分のパワー値}{\text{スペクトルの全パワー値}} \quad \dots(3)$$

30

【0041】

上記の振幅波形が完全にフラットであれば、スペクトラム上においてパワーはDCに集中することになり、一方、振幅波形にばらつきが生じると、スペクトラムが高周波側へ広がる。よって、DC近傍成分のパワー値により振幅波形のばらつきの大きさを評価することが可能である。DC近傍は、DCから一定の周波数までの範囲として定義され、その幅(帯域)が例えば後に示すMで指定される。上記(3)式に対して指数補正方式を適用する場合には以下の(4)式が利用される。

40

【0042】

【数 4】

$$GCF = \left[\frac{DC近傍成分のパワー値}{\text{スペクトルの全パワー値}} \right]^p \quad \dots(4)$$

【0043】

上記(4)式におけるpを送信周波数によって変更することによりビームデータ抑圧度

50

合いを補正することが可能である。参照帯域補正方式を採用する場合、上記のMの大きさが送信周波数によって変更される。

【 0 0 4 4 】

SCFは、例えば以下の(5)式により計算される。ここでは既に指数補正方式が組み込まれた関数が示されている。なお、iは受信信号の番号を示しており、以下においてiは0からN-1までの値をとる。

【 0 0 4 5 】

【数5】

$$SCF = \left| 1 - \sqrt{1 - \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} b_i \right\}^2} \right|^p \quad \dots(5)$$

10

【 0 0 4 6 】

上記(5)式におけるb_iは以下の(6)式によって定義される。すなわち、受信信号を二値化したものがb_iである。

【 0 0 4 7 】

【数6】

$$b_i = \begin{cases} -1 & \text{if } s_i < 0 \\ +1 & \text{if } s_i \geq 0 \end{cases} \quad \dots(6)$$

20

【 0 0 4 8 】

上記(5)式は二値化後の信号列についてばらつきとして積算値(平均値)を計算する内容を含んでいる。

【 0 0 4 9 】

GSCFは、例えば、以下の(7)式によって定義される。

【 0 0 5 0 】

【数7】

$$GSCF = \left[\frac{\sum_{m=0}^M \left| \sum_{i=0}^{N-1} b_i \cdot \exp\left(-\frac{j \cdot 2\pi \cdot i \cdot m}{N}\right) \right|^2}{N \cdot \sum_{i=0}^{N-1} b_i^2} \right] \quad \dots(7)$$

40

【 0 0 5 1 】

GSCFにおいても各受信信号が二値化されている。それを前提として上記GCFと同様に、[DC近傍成分のパワー値] / [スペクトルの全パワー値]を演算することにより、GSCFが求められる。Nは受信信号数を示し、Mは上記のようにDC近傍を定義するパラメータ値である。このGSCFに対して指数補正方式を適用する場合には以下の(8)式で示す関数が利用される。

【 0 0 5 2 】

【数 8】

$$\text{GSCF} = \left[\frac{\sum_{m=0}^M \left| \sum_{i=0}^{N-1} b_i \cdot \exp\left(-\frac{j \cdot 2\pi \cdot i \cdot m}{N}\right) \right|^2}{N \cdot \sum_{i=0}^{N-1} b_i^2} \right]^p \quad \dots(8)$$

10

【0053】

STFは、例えば、以下の(9)式によって定義される。なお、以下の(9)式においては受信サンプル点の深さkが明示されている。また、指数補正方式に従う指数qが組み込まれている。本実施形態ではこの指数qが送信周波数に応じて変更される。

【0054】

【数 9】

$$\text{STF}(k) = \left| 1 - \sqrt{1 - A(k)^2} \right|^q \quad (0 \leq \text{STF}(k) \leq 1) \quad \dots(9)$$

20

【0055】

上記の(9)式中のA(k)は以下の(10)式によって定義される。

【0056】

【数 10】

$$A(k) = 1 - \frac{1}{N-1} \sum_{l=1}^{N-1} c_l(k) \quad \dots(10)$$

【0057】

ここで、上記(10)式中の $c_l(k)$ は以下の(11)式のように定義される。

【0058】

【数 11】

$$c_l(k) = \begin{cases} +1 & (\text{if } b_l(k) \neq b_{l+1}(k)) \\ 0 & (\text{if } b_l(k) = b_{l+1}(k)) \end{cases} \quad \dots(11)$$

30

【0059】

上記の(11)式は、符号反転の検出子であり、素子配列方向において符号反転箇所が検出された場合に $c_l(k)$ が1となる。深さkについて、素子配列方向における符号判定数は同方向における振幅波形のばらつき度合いを示し、それを反映したものとして上記(9)式のようにSTFが定義されている。なお、上記においては代表的な係数について説明した。PCF及び他の係数についての説明は省略する。

40

【0060】

図2乃至図18を用いて上述した係数演算部の具体的な構成例について説明する。

【0061】

図2には係数演算部の第1例が示されている。図2に示される係数演算部24Aは上述した(2)式を実行するものである。係数演算部24Aは指数pを可変するp可変器26

50

Aを備えており、このp可変器26Aは送信周波数Fに基づいて指数pを可変設定している。

【0062】

図3には、 $\underline{x}$ と $|x|^p$ との関係がグラフとして示されている。グラフ101はpが0.5の場合を示しており、グラフ102はpが0.7の場合を示しており、グラフ103はpが1.0の場合を示しており、グラフ104はpが1.5の場合を示しており、グラフ105はpが2.0の場合を示しており、グラフ106はpが3.0の場合を示している。図示されるように、pの値を可変設定することにより、上述した(2)式における関数の特性を補正することができ、すなわち送信周波数に応じて係数CFの値を操作することが可能である。これにより、送信周波数が高くなれば高くなるほど、係数の値があまり引き下げられないようにして、メインローブ成分が必要以上に低減されてしまう問題を防止することが可能である。逆に言えば、送信周波数が低いような場合には指数をより大きな値にして不要信号成分がより積極的に抑圧されるように構成することが可能である。

【0063】

図4には、係数演算部の第2例が示されている。係数演算部24Bは、上述した(1)式を実行するものである。係数演算部24Bは参照開口可変器30Bを有している。この参照開口可変器30Bは、(1)式に与える受信信号数すなわち入力開口の大きさを送信周波数Fに応じて可変設定するものである。それは図1に示した低減度合い補正手段の一態様である。

【0064】

例えば、図5に示されるように、上述した参照開口可変器は送信周波数が低いような場合においてより大きな入力開口W0を設定し、送信周波数Fが高くなったような場合にはより小さな入力開口W1を設定する。ここにおいて、図5における上段には素子配列方向における振幅分布が示されている。振幅分布の中心がメインビームの中心に相当する。送信周波数の大小に応じて入力開口つまり参照開口が連続的に切り替えられるようにしてもよいし、段階的に切り替えられるようにしてもよい。入力開口は通常、受信開口の中に設定され、實際上、受信開口を超えることがない。これについては後に図19及び図20を用いて説明する。上記のような入力開口の可変方式によれば、入力信号数を操作することにより見かけ上ばつき度合いを可変して関数の作用を補正することが可能となる。これにより送信周波数が高くなったような場合においてメインローブ成分が不必要に低減されてしまうという問題を軽減できる。

【0065】

図6には係数演算部の第3例が示されている。係数演算部24Cは(1)式を基本としてそれに対してオフセット値が付加されたものを演算するモジュールである。ここにおいてオフセット値が α であり、(1)の右辺に相当する部分に対しては重み $(1 - \alpha)$ が乗算されている。係数演算部24Cは α 可変器32Cを有し、この α 可変器32Cは送信周波数Fに基づいてパラメータ値としてのオフセット値 α を可変設定している。具体的には、低減度合い補正手段が実現されるように、送信信号の周波数Fが高くなればなるほどオフセット値 α が大きくなるようにオフセット値 α の設定を行っている。

【0066】

このことが図7に示されている。図7において、横軸は図6に示す計算式中のブラケット内の値であり、縦軸は係数CFを示している。オフセット値 α を送信周波数Fに応じて変更することにより、図7に示される線形特性の傾き及び接点を操作することが可能である。これにより送信周波数が高くなったような場合においてメインローブ成分が必要以上に抑圧されてしまうといったことを軽減又は防止することが可能となる。このような α の値をユーザーにより可変設定できるように構成してもよいし、また画質や信号品質等に基づいて α が自動的に決定されるように構成してもよい。

【0067】

次に、図8には係数演算部の第4例が示されている。係数演算部24Dは上記の(3)式を実行するものである。係数演算部24DはM可変器32を備えている。このM可変器

10

20

30

40

50

32はDC近傍を定義する帯域Mを送信周波数Fに応じて可変設定するものである。

【0068】

すなわち、図9には素子配列方向における振幅波形のスペクトラムが示されている。横軸は周波数を示し、縦軸は各周波数毎のパワーを示している。周波数軸における左端がDCに相当している。仮に、素子配列方向における信号波形が完全に直線のような平坦なものであればスペクトルにおいてDC上に全エネルギーが集中することになるが、信号波形においてばらつきあるいは変化があれば、スペクトラムが周波数軸上の高い方に広がることになる。その場合においてDC近傍成分(図9において塗り潰し部分)はばらつき度合いによって変動するものであるため、そこを参照して係数としてGCFが設定される。この場合において上述したM可変器は、DC近傍を定義する帯域Mを送信周波数に応じて可変設定している。具体的には、送信周波数が高くなればなるほどMの大きさを増大させている。これにより、スペクトラム全体の面積との関係においてDC近傍の面積の比率を操作することが可能となるので、送信周波数が高まったような場合においてメインローブ成分が必要以上に低減されてしまうという問題を軽減又は解消することが可能である。

10

【0069】

図10には係数演算部の第5例が示されている。係数演算部24Eは上記の(4)式を実行するものである。係数演算部24Eはp演算器26Eを有し、それによって送信周波数に応じて指数pが可変設定されている。そのような構成により(4)式に示した指数補正方式が実現される。

【0070】

20

図11には係数演算部の第6例が示されている。係数演算部24Fは、上記の(3)を実行するものであり、それに対しては入力開口補正方式が適用されている。具体的には、係数演算部24Fが参照開口可変器Fを有し、その参照開口可変器30Fが送信周波数Fに基づいて入力開口すなわち参照開口を可変設定している。これにより上記の(3)に示した関数において、入力信号数を操作することができ、すなわち例えば見かけ上のばらつき度合いを低くすることができるので、送信周波数が高くなったような場合においてメインローブ成分が過剰に抑圧されてしまう問題を軽減することが可能である。

【0071】

図12には係数演算部の第7例が示されている。係数演算部24Gは、上述した(3)式に対してオフセット値可変方式を適用した場合における関数を演算するものであり、その場合においてオフセット値 α については α 可変器32Fにより可変設定されている。 α 可変器32Fは送信周波数Fに応じてオフセット値 α を可変設定するものである。

30

【0072】

図13には係数演算部の第8例が示されている。係数演算部24Hは、上述した(5)式を実行するものであり、すなわち係数としてSCFを演算するものである。係数演算部24Hは、図示されるように二値化器34H及びp可変器26Hを有している。二値化器34Hは上記の(6)式を実行するものである。p可変器26Hは低減度合い補正手段の一態様として、送信周波数Fに基づいて指数pを可変設定するものである。

【0073】

このような構成によれば、送信周波数Fが高くなったような場合に、SCFの低減度合いを抑えて、メインローブ成分が必要以上に低減されてしまう問題に対処することが可能である。

40

【0074】

図14には、係数演算部の第9例が示されている。この係数演算部24Iは上述したSCFを計算するものであり、それは二値化器34I及び参照開口可変器30Iを有している。参照開口可変器30Iは低減度合い補正手段の一態様を構成し、それによってSCFを演算する関数に与える入力信号数を操作することにより、見かけ上ばらつきを可変し、これによってSCFの関数の特性を変更している。

【0075】

図15には係数演算部の第10例が示されている。この係数演算部24Jは上記同様に

50

SCFを計算するものであり、ただし、そのSCFを演算する関数においては上述したオフセット補正方式に基づく修正が適用されている。係数演算部24Jは上記同様に二値化器34J及び α 可変器32Jを有し、 α 可変器32Jは送信周波数Fに基づいてオフセット値 α を可変設定している。

【0076】

図16には係数演算部の第11例が示されている。この係数演算部24Kは上述した(7)式に基づいてGSCFを演算するものである。係数演算部24Kは図示されるように二値化器34K及びp可変器26Kを有している。上記のようにGSCFはGCFを修正したものであり、すなわち入力信号を二値化信号にしたものである。p可変器26Kによって指数pが送信周波数Fに応じて可変設定される。これによりメインローブ成分の過度の抑圧といった問題を軽減することが可能である。

10

【0077】

図17には、係数演算部の第12例が示されている。係数演算部24Lは上記同様にGSCFを演算するものであり、このためそれは二値化器34Lを有している。低減度合い調整手段として参照開口可変器30Lが設けられ、それによって送信周波数Fに基づいて参照開口としての入力開口が可変設定されている。

【0078】

図18には係数演算部の第13例が示されている。係数演算部24Mは上記同様にGSCFを演算するものである。すなわち、ここにおいてはそれを演算するための関数に対してオフセット α が組み込まれている。関数演算部24MはGSCFを計算するために二値化器34Mを有しており、また低減度合い調整手段を構成する α 可変器32Mを有している。この α 可変器32Mにより送信周波数Fに基づいてオフセット α が可変設定されている。

20

【0079】

次に図19及び図20を用いて、受信開口と入力開口(参照開口)との関係について説明する。

【0080】

図19において、アレイ振動子36は直線上に配列された複数の振動素子により構成されている。超音波ビーム38はこの例において送信ビーム及び受信ビームを示しており、超音波ビーム38は電子リニア走査されるものである。その超音波ビーム38の中心軸を中心として受信開口40が設定される。すなわちその受信開口40内を構成する複数の受信素子からの受信信号が整相加算処理の対象となる。これに対し、入力開口が符号42で示されている。入力開口42は超音波ビーム38を中心とする一定の開口であり、その大きさは上述したように送信周波数に応じて可変設定される。

30

【0081】

入力開口42は、受信開口40と同等かあるいはその内部に設定されるものである。すなわち実際に得られた受信信号列の中における参照信号数を調整するものが入力開口42である。超音波ビームが電子走査され、その超音波ビームが端部に至った状態が符号44で示されている。それに対して上記同様に受信開口46が設定され、また入力開口48が設定される。その場合においては見かけ上アレイ振動子36の端部に対して更に仮想的な振動子36Aが存在するものとして制御される。ただし実際には、有効な受信開口は符号50で示される範囲であり、また、有効な入力開口は符号52で示される範囲である。この場合においては、両者の一端がアレイ振動子36の一端に揃っている。もちろん、図19に示される制御例は一例に過ぎないものである。いずれにしても、本実施形態においては、受信開口と入力開口はそれぞれ独立に設定されており、またそれぞれがその目的に応じて独立に制御されている。

40

【0082】

図20には、深さに応じた受信開口及び入力開口の変化が示されている。アレイ振動子36に対して直交する方向に超音波ビーム50が示されている。超音波ビーム50の示す方向が深さ方向に相当している。図20においては、5つの深さd1~d5が示されてい

50

る。便宜上、深いところから検討すると、深さd 5においては、受信開口としてフル開口5 4が設定され、その中において入力開口5 6が設定される。深さd 4においては、やや小さな受信開口5 8が設定され、その範囲内において入力開口6 0が設定される。ただし、そのような深い部位d 4, d 5において入力開口5 6, 6 0のサイズは維持されている。それらよりも少し浅い中間的な深さd 3において、この例では、受信開口6 2と入力開口6 4とが一致している。ただし入力開口6 4は、上述した入力開口5 6, 6 0とも一致している。更に浅い深さd 2においても、受信開口6 6と入力開口6 8とが一致しているが、それらはより深い所に設定される受信開口及び入力開口よりも小さな範囲として設定されている。もっとも浅い深さd 1においても同様であり、その深さd 1において受信開口7 0と入力開口7 2とは一致しているが、それよりも深い地点に設定される受信開口及び入力開口よりもそれらは小さな範囲として設定されている。

10

【0083】

以上のように、本実施形態においては、受信開口と入力開口とが独立して設定されており、またはそれらの目的に応じて、深さに依存してそれぞれの大きさが設定されている。図20に示した制御例において、上述したように、送信周波数の高低に応じて入力範囲の大きさが可変設定される。例えば、送信周波数が高くなったような場合にはそれぞれの深さにおいて入力開口の大きさが小さくされ、これにより参照するばらつきが見かけ上小さくなり、その結果係数の値が必要以上に小さくなってしまふことが防止される。

【0084】

以上の通りであり、上述した様々な構成例においては、いずれも送信周波数に応じて係数の大きさを操作することができるので、不要信号成分の抑圧に伴ってメインローブ成分までもが必要以上に抑圧されてしまうという問題を解消又は軽減することが可能である。これにより超音波画像の画質を維持あるいは向上することが可能である。

20

【0085】

図1に示す構成例においては、音速補正手段については設けられていなかったが、そのような手段を付加的に設け、送受信ディレイデータの演算にあたって生体内における音速に基づく制御が実現されてもよい。そのような場合においても生体内における各部の音速が微妙に異なるため、上述したような送信周波数に応じた低減度合い補正を適用するのが望ましい。

【符号の説明】

30

【0086】

10 アレイ振動子、12 送信部、13 受信部、16 遅延回路、18 加算回路、24 係数演算部、26 低減度合い補正手段。

【要約】

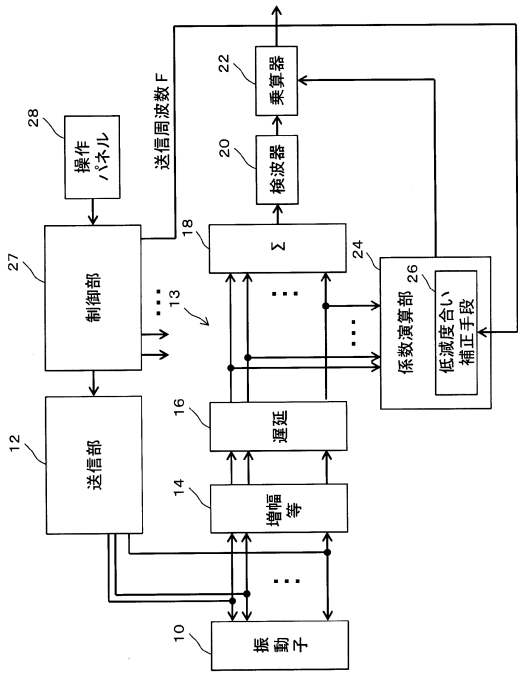
【課題】超音波診断装置において、素子配列方向における位相のばらつきに基づき、ビームデータ中の不要信号成分を抑圧するための係数を演算する場合に、メインローブ成分までもが必要以上に抑圧されないようにする。

【解決手段】係数演算部24は、素子配列方向に並ぶ複数の受信信号における位相のばらつきに基づいて係数を演算する。その係数が整相加算後のビームデータに対して乗算される。低減度合い補正手段26は送信周波数Fに基づいて係数が必要以上に小さくならないようにする。これによりメインローブ成分の過剰な抑圧が解消又は軽減される。

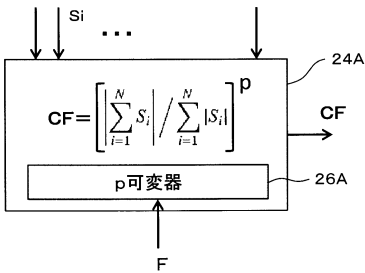
40

【選択図】図1

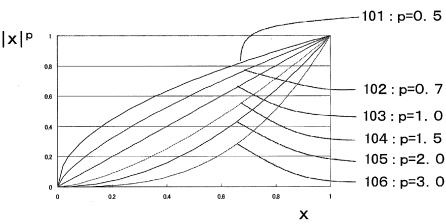
【図 1】



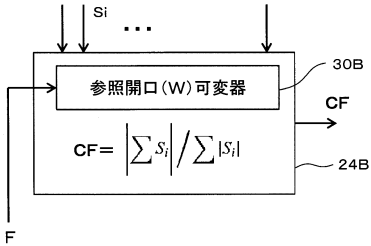
【図 2】



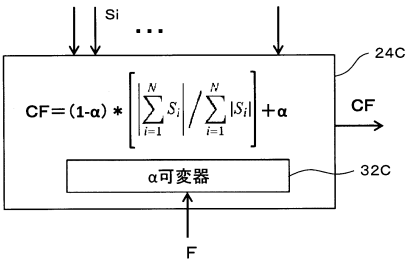
【図 3】



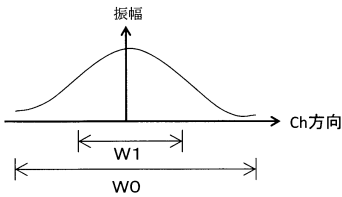
【図 4】



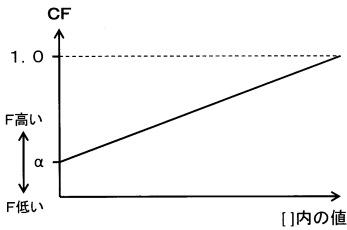
【図 6】



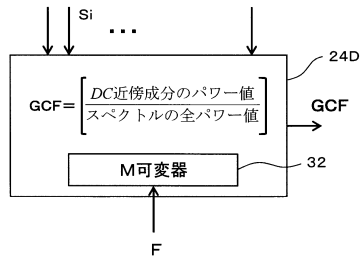
【図 5】



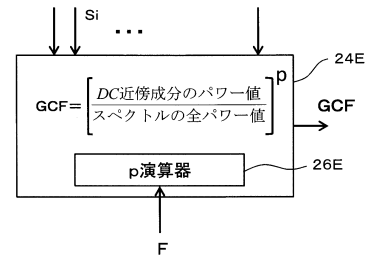
【図 7】



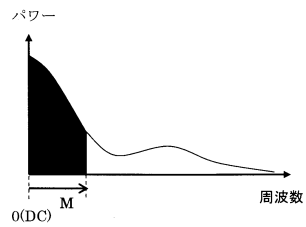
【図 8】



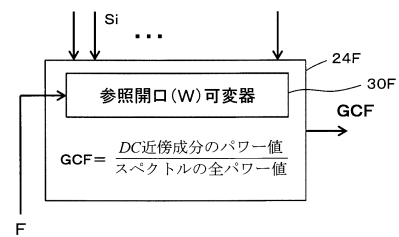
【図 10】



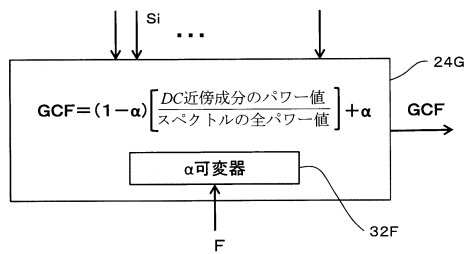
【図 9】



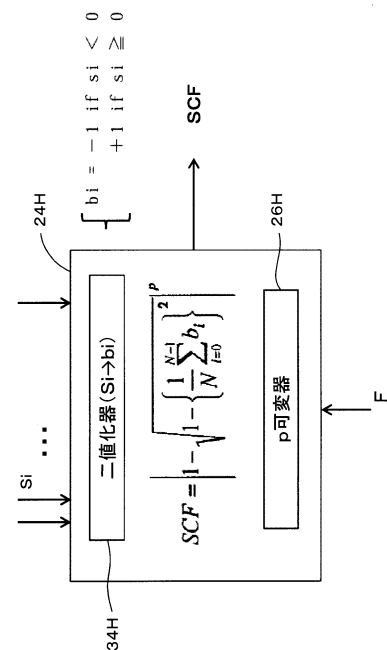
【図 11】



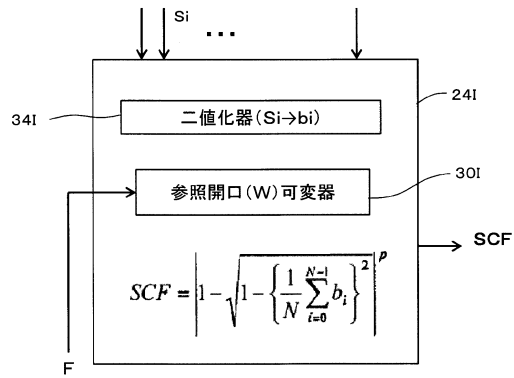
【図 12】



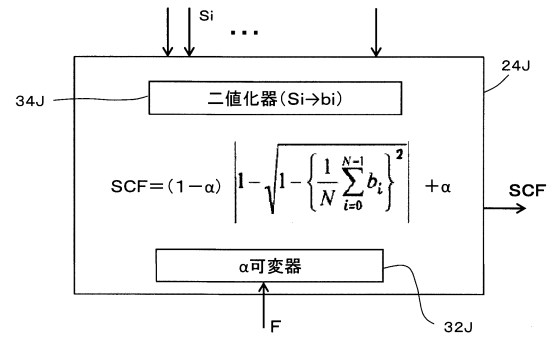
【図 13】



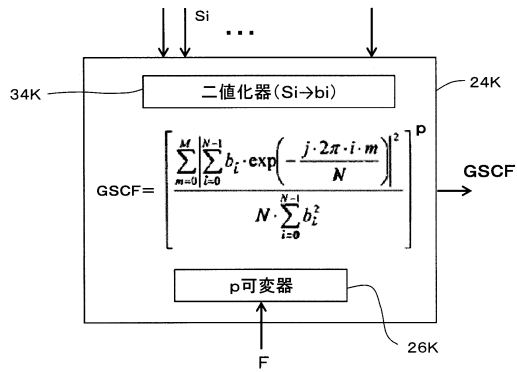
【図 14】



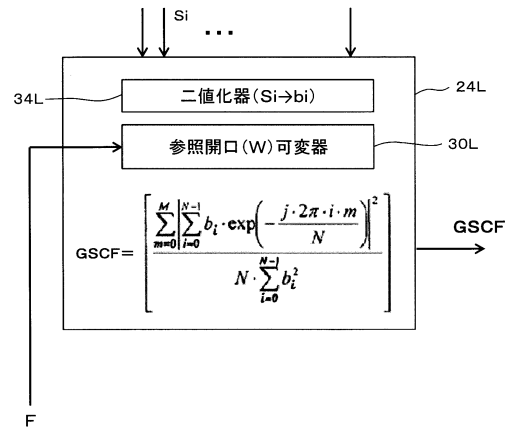
【図 15】



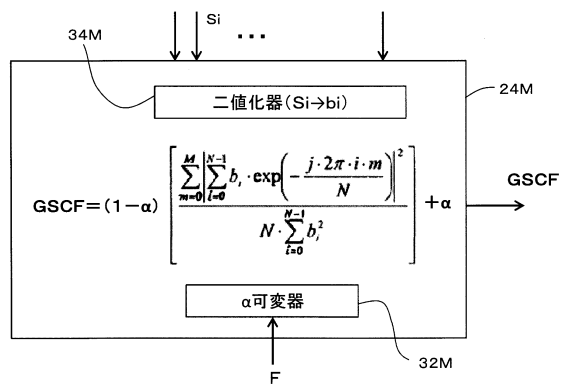
【図 16】



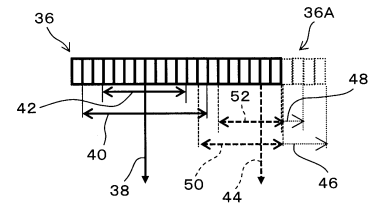
【図 17】



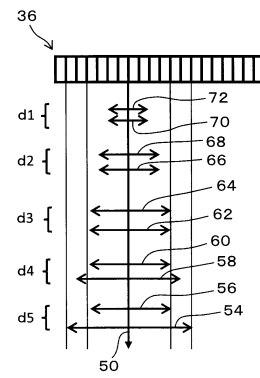
【図 18】



【図 19】



【図 20】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開 2 0 1 2 - 8 1 1 1 5 (J P , A)
特開 2 0 1 2 - 8 1 1 1 4 (J P , A)
米国特許出願公開第 2 0 1 0 / 0 1 0 9 9 5 1 (U S , A 1)

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

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP5602914B1	公开(公告)日	2014-10-08
申请号	JP2013145012	申请日	2013-07-10
[标]申请(专利权)人(译)	日立阿洛卡医疗株式会社		
申请(专利权)人(译)	日立アロカメディカル株式会社		
当前申请(专利权)人(译)	日立アロカメディカル株式会社		
[标]发明人	久津将則 吉澤慎吾		
发明人	久津 将則 吉澤 慎吾		
IPC分类号	A61B8/00		
CPC分类号	G01S7/52047 A61B8/4483 A61B8/4488 A61B8/5207 G01S15/8915 G10K11/346		
FI分类号	A61B8/00		
F-TERM分类号	4C601/EE04 4C601/GB03 4C601/HH06 4C601/HH22 4C601/HH24 4C601/HH25 4C601/HH30 4C601/JB37 4C601/JB39 4C601/JB51		
审查员(译)	宫泽浩		
其他公开文献	JP2015016124A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

解决的问题：当基于超声诊断设备中的元件阵列方向上的相位变化来计算用于抑制波束数据中的不必要信号分量的系数时，为了防止不必要地抑制主瓣分量。要做。系数计算单元24基于在元件阵列方向上布置的多个接收信号中的相位变化来计算系数。相位相加后，系数乘以光束数据。减小程度校正装置26防止系数基于传输频率F不必要地变小。这消除或减少了对主瓣分量的过度抑制。[选型图]图1

$$GCF = \left[\frac{DC近傍成分のパワー値}{スペクトルの全パワー値} \right]^p \quad \dots (4)$$