

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4976871号
(P4976871)

(45) 発行日 平成24年7月18日(2012.7.18)

(24) 登録日 平成24年4月20日(2012.4.20)

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

請求項の数 6 (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2007-20996 (P2007-20996)
(22) 出願日 平成19年1月31日(2007.1.31)
(65) 公開番号 特開2008-183306 (P2008-183306A)
(43) 公開日 平成20年8月14日(2008.8.14)
審査請求日 平成22年1月12日(2010.1.12)

(73) 特許権者 000003078
株式会社東芝
東京都港区芝浦一丁目1番1号
(73) 特許権者 594164542
東芝メディカルシステムズ株式会社
栃木県大田原市下石上1385番地
(74) 代理人 110001380
特許業務法人東京国際特許事務所
(72) 発明者 本郷 宏信
栃木県大田原市下石上1385番地 東芝
メディカルシステムズ株式会社内

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】

複数の超音波振動子を用いて、被検体との間で超音波パルスを送受信する超音波送受手段と、

前記複数の超音波振動子において受信された複数の受信チャンネルの複数の受信信号に対して、複数の乗算器によって参照信号をそれぞれ乗じることで位相回転処理を施し、前記複数の受信信号の遅延時間を調整して加算する遅延加算回路と、

前記遅延加算回路により遅延時間が調整された前記複数の受信信号から超音波画像データを生成する画像データ生成手段とを有し、

前記遅延加算回路は、単一の受信チャンネルの受信信号に対して同周波数の複数の参照信号を別々の経路でそれぞれ乗じると共に、前記単一の受信チャンネルの受信信号の帯域内の複数の周波数成分に対する各等価遅延時間が互いに同一となるように、前記複数の参照信号の各位相を設定することを特徴とする超音波診断装置。

【請求項2】

前記遅延加算回路は、前記複数の周波数成分間における干渉を抑制するフィルタを、前記複数の乗算器の出力側にそれぞれ備えることを特徴とする請求項1記載の超音波診断装置。

【請求項3】

前記フィルタを、帯域通過型または低域通過型および高域通過型の組み合わせとしたことを特徴とする請求項2記載の超音波診断装置。

10

20

【請求項 4】

前記フィルタは、前記フィルタを重畳して得られるフィルタの通過領域の特性が前記フィルタのそれぞれの通過領域と同等な平坦度を有するように遮断特性が決定されることを特徴とする請求項 2 記載の超音波診断装置。

【請求項 5】

前記遅延加算回路は、前記単一の受信チャネルの受信信号および前記位相回転処理後の受信信号の少なくとも一方に対して時間遅延処理を行う遅延線を備えることを特徴とする請求項 1 記載の超音波診断装置。

【請求項 6】

前記遅延加算回路は、前記複数の超音波振動子を収納する超音波プローブ側に内蔵されることを特徴とする請求項 1 記載の超音波診断装置。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、超音波ビームを走査して被検体内の画像を得る超音波診断装置に係り、特に多チャンネルのアレイ型超音波振動子で受信される超音波エコーにそれぞれ異なる時間遅延をかけて加算処理を行うことにより超音波受信ビームのフォーカシングやステアリングを行う電子スキャン型の超音波診断装置に関する。

【背景技術】

【0002】

20

超音波診断装置は、超音波ビームを走査して被検体内の画像を得る装置である。超音波診断装置のうち、多チャンネルのアレイ型超音波振動子を用いて受信される超音波エコー信号にそれぞれ異なる時間遅延をかけて加算処理を行うことにより超音波受信ビームのフォーカシングやステアリングを行うものは電子スキャン型と呼ばれる（例えば特許文献 1 および特許文献 2 参照）。

【0003】

この電子スキャン型の超音波診断装置では、超音波振動子から得られる受信信号のタイミングを調整して超音波受信ビームを形成するために受信遅延加算回路において受信信号の遅延が行われる。受信遅延加算回路における受信信号の遅延方法としては、遅延線を用いて受信信号の時間を直接遅らせる方法、乗算器で位相回転を与えて等価的に受信信号の遅延を行う方法および遅延線と乗算器とを組み合わせる方法がある。

30

【0004】

始めに遅延線を用いる受信遅延方法について説明する。

【0005】

図 9 は、従来の超音波診断装置に備えられる遅延線を用いた受信遅延加算回路の構成図である。

【0006】

図 9 に示す従来の受信遅延加算回路 1 は、複数の受信チャネル i に対応する複数の遅延線 DL_i と単一の加算器 S とを備えている。図示しないプリアンプから出力される複数の超音波振動子からの受信信号は、それぞれ対応する遅延線 DL_i に導かれる。遅延線 DL_i としては、直接受信信号の時間を遅らせる LC 遅延線、シフトレジスタやデジタルフィルタにより構成されるデジタル遅延線、CCD (Charge Coupled Device) などの電荷転送素子を用いた遅延線を用いることができる。LC 遅延線は、コイルとコンデンサにより構成されるアナログ遅延線である。各遅延線 DL_i は、図示しない制御系からの制御信号によって制御され、受信信号の遅延を行う。各遅延線 DL_i の出力先は、共通の加算器 S とされ、加算器 S において各遅延線 DL_i において遅延された受信信号が加算される。加算器 S において加算された受信信号は、図示しない後段の信号処理部に出力される。

40

【0007】

ここで受信チャネル i に対応する遅延線 DL_i に入力される受信信号の包絡線（エンベロープ）を $A(t)$ 、中心周波数を f_c 、位相を ϕ とすると受信信号は、式(1)のように表される

50

。

【数1】

$$A_i(t) \cdot \sin(c t + i) \quad (1)$$

但し、 $c = 2 \pi f_c$ である。

【0008】

また、遅延線DL_iにおける遅延時間をT_{di}とすると、遅延線DL_iの出力は式(2)のように表される。

【数2】

$$A_i(t - T_{di}) \cdot \sin\{ \pi f_c (t - T_{di}) + i \} \quad (2)$$

すなわち、各遅延線DL_iでは、受信信号の波形を変えずに遅延時間T_{di}だけ遅延することができる。

10

【0009】

図10は、図9に示す従来の受信遅延加算回路1の各遅延線DL_iに入力する受信信号の波形を示す図であり、図11は、図9に示す従来の受信遅延加算回路1の各遅延線DL_iから出力される受信信号の波形を示す図である。

【0010】

図10に示すように、包絡線E1の受信信号S1と受信信号S1に対してT_{di}だけ時間が遅れた同じ波形の、包絡線E2の受信信号S2がそれぞれ対応する遅延線DL_iに入力したとする。受信信号S1は、遅延線DL_iにおいてT_{di}だけ遅延されるため、図11に示すように遅延線DL_iから出力される受信信号S1と受信信号S2とは互いに一致する。すなわち、各遅延線DL_iの作用により互いにT_{di}の時間差のある複数の受信信号の波形を時間差のないように調整することができる。また、受信信号S1の包絡線E1と受信信号S2の包絡線E2も一致させることができる。

20

【0011】

しかしながら、リアルタイム超音波診断装置における受信チャンネルの数は通常100以上あり、各受信チャンネルに遅延線を接続するため、受信遅延加算回路の規模が膨大になるという問題がある。さらに、近年2次元アレイ超音波振動子を用いたリアルタイム3次元超音波診断装置の開発が行われる。3次元超音波診断装置における受信チャンネルの数は1000以上である。3次元超音波診断装置においても良好な超音波受信ビームを形成するためには全ての受信チャンネルに遅延線を接続して超音波振動子で受信される受信信号の時間を調整する必要がある。しかしながら受信遅延加算回路の規模が膨大になるとともに超音波プローブを超音波診断装置に接続するケーブルの本数が非常に多くなり、実現性に欠けるとい問題がある。

30

【0012】

ケーブル本数を低減する対策としては、受信遅延加算回路の一部を超音波プローブ側に内蔵して数個の超音波振動子(サブアレイ)ごとに部分的な受信遅延を行って加算することが考えられる。

【0013】

しかしながら、受信遅延加算回路の一部を超音波プローブ側に内蔵するためには、時間遅延を行う受信遅延加算回路の規模が大きいたことが障害となる。

40

【0014】

このような背景から受信遅延加算回路の規模を低減させる手法として回路規模の小さい乗算器を用いた位相回転により等価的に遅延を行う受信遅延加算回路を用いる方法や位相回転と遅延線による時間遅延を組み合わせることにより回路規模を低減する方法が考案されている。

【0015】

そこで、乗算器を用いる受信遅延方法について説明する。

【0016】

図12は、従来の超音波診断装置に備えられる乗算器を用いた受信遅延加算回路の構成図である。

50

【 0 0 1 7 】

図 1 2 に示す従来の受信遅延加算回路 1 A には、複数の受信チャンネル i にそれぞれ対応する複数の第 1 のローパスフィルタ (LPF: low pass filter) LPF_i 、複数の第 1 の乗算器 MPL_i 、単一の加算器 S 、単一の第 2 のローパスフィルタ LPF 、単一の第 2 の乗算器 MPL が設けられる。複数の超音波振動子からの受信信号は、それぞれ対応する第 1 のローパスフィルタ LPF_i に導かれる。第 1 のローパスフィルタ LPF_i を経由した受信信号は、対応する第 1 の乗算器 MPL_i に導かれる。第 1 の乗算器 MPL_i では、受信信号に位相制御された参照信号を乗算することに受信信号の位相回転が行われる。

【 0 0 1 8 】

すなわち、受信チャンネル i に対応する第 1 の乗算器 MPL_i に、式 (1) に示す包絡線 $A(t)$ 、中心周波数 f_c 、位相 θ の受信信号が入力する。そして式 (3) に示すように、周波数 f_r 、位相 ϕ_r の位相制御された参照信号が受信信号に乗算される。

10

[数 3]

$$\sin(\omega_r t + \phi_r) \quad (3)$$

但し、 $\omega_r = 2\pi f_r$ である。

【 0 0 1 9 】

そうすると、第 1 の乗算器 MPL_i の出力は式 (4) に示すようになる。

[数 4]

$$\begin{aligned} & A_i(t) \cdot \sin(\omega_c t + \theta_i) \cdot \sin(\omega_r t + \phi_r) \\ &= (A_i(t)/2) \cdot [-\cos\{(\omega_c + \omega_r)t + (\theta_i + \phi_r)\} + \cos\{(\omega_c - \omega_r)t + (\theta_i - \phi_r)\}] \end{aligned} \quad (4)$$

20

【 0 0 2 0 】

ここで、フィルタ (図示せず) を用いて、 $\omega_c + \omega_r$ の成分を抽出し、受信信号の振幅の調整を行うと、式 (5) に示す第 1 の乗算器 MPL_i の出力が得られる。

[数 5]

$$A_i(t) \cdot \cos\{(\omega_c + \omega_r)t + (\theta_i + \phi_r)\} \quad (5)$$

【 0 0 2 1 】

つまり第 1 の乗算器 MPL_i によって、受信信号の周波数が参照信号の周波数との差分である中間周波数に変換される。各第 1 の乗算器 MPL_i の出力信号は、後段の加算器 S において加算される。加算器 S において加算された受信信号は、第 2 のローパスフィルタ LPF を経由して第 2 の乗算器 MPL に導かれる。

30

【 0 0 2 2 】

そして、第 2 の乗算器 MPL において、加算器 S において加算された受信信号に第 1 の乗算器 MPL_i の参照信号と同じ周波数の参照信号が乗算される。これにより、第 1 の乗算器 MPL_i によって中間周波数に変換された加算後の受信信号の周波数がもとの周波数に戻される。ただし、加算後の受信信号を中間周波数のまま図示しない後段の信号処理部に出力して信号処理を行ってもよい。ここでは加算後の受信信号の中間周波数をもとの周波数に戻す場合について説明する。

【 0 0 2 3 】

すなわち、第 2 の乗算器 MPL において第 1 の乗算器 MPL_i において用いた参照信号と同じ周波数の参照信号 $\sin \omega_r t$ を第 1 の乗算器 MPL_i の出力信号に乗算すると式 (6) のようになる。

40

[数 6]

$$\begin{aligned} & A_i(t) \cdot \cos\{(\omega_c + \omega_r)t + (\theta_i + \phi_r)\} \cdot \sin \omega_r t \\ &= (A_i(t)/2) \cdot [\sin\{(\omega_c + 2\omega_r)t + (\theta_i + \phi_r)\} - \sin\{\omega_c t + (\theta_i + \phi_r)\}] \end{aligned} \quad (6)$$

【 0 0 2 4 】

そこで、フィルタ (図示せず) を用いて ω_c の成分を抽出し、信号振幅の調整を行うと、第 2 の乗算器 MPL から出力される受信信号は、式 (7) のようになる。

[数 7]

$$A_i(t) \cdot \sin\{\omega_c t + (\theta_i + \phi_r)\} = A_i(t) \cdot \sin\{(\omega_c t + \phi_r) + \theta_i\} \quad (7)$$

50

ここで、遅延線DL_iを用いて受信遅延を行う場合の式(2)と式(7)とを比較し、式(8)のように設定すれば、中心周波数f_cのキャリア成分に対して遅延時間T_diと等価の遅延を与えることができる。

【数8】

$$r_i = -c \cdot T_{d_i} = -2 f_c \cdot T_{d_i} \quad (8)$$

【0025】

図13は、図12に示す従来の受信遅延加算回路1Aの第1の乗算器MPL_iから出力される受信信号の波形を示す図である。

【0026】

図10に示すように、受信信号S1と受信信号S1に対してT_diだけ時間が遅れた同じ波形の受信信号S2がそれぞれ対応する第1の乗算器MPL_iに入力したとする。そうすると、図13に示すように受信信号S1の位相回転により周波数f_cのキャリア成分は時間が受信信号S2の波形と一致する。尚、包絡線A_i(t)は位相回転の作用を受けないため遅延されない。従って、受信信号S1の包絡線E1と受信信号S1の包絡線E2とは一致せず、多少の誤差を生じる。

10

【0027】

このようにして遅延線DL_iを用いる場合と同様に乗算器MPL_iを用いる位相回転によって遅延時間T_dの時間差のある受信信号の波形を時間差のないように調整することができる。

【0028】

また、上述したように乗算器MPL_iを用いる時間遅延では、中心周波数f_cと参照周波数f_rの和と差が出力に現れるため、どちらを信号処理に使用するかを選択するためのフィルタ(図示せず)が必要である。さらに、不要な帯域のノイズが第1の乗算器MPL_iおよび第2の乗算器MPLのそれぞれの出力に周波数変換されて現れるため、ノイズの増加を防止するために第1の乗算器MPL_iおよび第2の乗算器MPLの前段にそれぞれ第1のローパスフィルタLPF_iおよび第2のローパスフィルタLPFが設けられる。そして、第1のローパスフィルタLPF_iおよび第2のローパスフィルタLPFによって、不要な帯域の影響が抑制される。

20

【0029】

しかし、乗算器は通常小さなデバイスであり、上述したフィルタを含めても小規模に構成することができる。このため、受信チャンネルが多い場合に受信遅延加算回路の規模の増加を抑制することができる。

30

【0030】

図14は、従来の超音波診断装置に備えられる遅延線と乗算器の組み合わせによる受信遅延加算回路の構成図である。

【0031】

図14に示す受信遅延加算回路1Bには、複数の受信チャンネルiにそれぞれ対応する複数の乗算器MPL_iと複数の遅延線DL_iの双方が設けられる。そして、直接受信信号の遅延を行う遅延線DL_iと、乗算器MPL_iによる位相回転を組み合わせて受信信号の遅延を行うことができる。この場合、遅延処理を乗算器MPL_iと遅延線DL_iとで分担するため、遅延線DL_iの規模を図9に示す遅延線DL_iのみにより遅延処理する場合に比べて若干小さくすることが可能である。

40

【特許文献1】特許第5,676,147号公報

【特許文献2】特許第5,573,001号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0032】

しかしながら、遅延線を用いた受信遅延加算回路の場合、遅延線の周波数帯域内であればどの周波数成分の波形に対しても同一の時間遅延を行うことができるのに対し、位相回転による受信遅延加算回路の場合、受信信号の中心周波数では正確な遅延が可能であるものの、中心周波数から離れた信号成分に対しては遅延時間に誤差が生じるという問題がある。このため、位相回転による受信遅延加算回路の場合、受信音場が劣化して画質が低下

50

する恐れがある。すなわち、乗算器を用いて受信信号の位相を回転する場合には回路規模を小さくすることができる反面、中心周波数から離れた信号成分については遅延時間の誤差が発生する。

【 0 0 3 3 】

図 1 5 は、従来の位相回転による受信遅延加算回路において生成される信号を示す図である。

【 0 0 3 4 】

図 1 5 (a) , (b) , (c) においてそれぞれ横軸は時間を示し、縦軸は受信信号の強度を示す。図 1 5 (a) は、従来の位相回転による受信遅延加算回路に入力される 2 つの帯域を有する受信信号の例を示している。すなわち受信チャンネル 2 の受信信号 S2 は受信チャンネル 1 の受信信号 S1 に対して時間遅延 Tdi を有する。

【 0 0 3 5 】

例えば受信信号 S1 の中心周波数が $f_c = 2.5\text{MHz}$ であり、 $\pm 1\text{MHz}$ の帯域を有する場合について考える。受信信号 S1 に時間遅延 $T_{di} = 50\text{nsec}$ の遅延を与える場合、式 (8) は、式 (9) となる。

[数 9]

$$r_i = -2 \pi f_c \cdot T_{di} = -2 \pi \cdot 2.5 \times 10^6 \cdot 50 \times 10^{-9} = -\pi/4 \quad (9)$$

【 0 0 3 6 】

式 (9) から $-\pi/4$ の位相回転を行うことになるが、 $-\pi/4$ の位相回転は 2MHz の成分に対しては式 (10) に示す遅延時間だけ遅延することと等価である。

[数 1 0]

$$T_{di} = -r_i / (2 \pi \cdot 2 \times 10^6) = 62.5\text{nsec} \quad (10)$$

【 0 0 3 7 】

また、 $-\pi/4$ の位相回転は 3MHz の成分に対しては式 (11) に示す遅延時間だけ遅延することと等価である。

[数 1 1]

$$T_{di} = -r_i / (2 \pi \cdot 3 \times 10^6) = 41.7\text{nsec} \quad (11)$$

【 0 0 3 8 】

すなわち式 (10) や式 (11) で示されるように、位相回転により受信信号 S1 の帯域の中心周波数において目的とする遅延を与えるようにしても、中心周波数から離れた周波数成分については遅延時間に誤差を生じる。

【 0 0 3 9 】

図 1 5 (b) は、位相回転処理後における時間調整された受信信号 S1 の波形および受信信号 S2 の波形を示す図である。図 1 5 (b) に示すように、受信信号 S1 の帯域の中心周波数付近では、受信信号 S2 と時間を一致させることができるが中心周波数から離れた周波数成分では時間的なずれが生じる。そして、図 1 5 (b) に示すような位相回転処理後における受信信号 S1 および受信信号 S2 をビームフォーミングのために加算すると受信信号 S1 および受信信号 S2 が適切に加算されず、加算後における受信信号の波形が受信チャンネルでの受信信号 S1, S2 の波形と著しく異なる形状となる。

【 0 0 4 0 】

図 1 5 (c) は、図 1 5 (b) に示す位相回転後処理後における受信信号 S1 および受信信号 S2 を加算して得られた受信遅延加算回路の出力波形 S3 を示す図である。図 1 5 (c) に示すように加算後における受信信号の波形 S3 は、図 1 5 (a) に示す受信チャンネルでの受信信号 S1, S2 の波形と著しく異なる。この結果、超音波受信ビームの形状が劣化し、画質の低下を引き起こすという問題がある。

【 0 0 4 1 】

本発明はかかる従来の事情に対処するためになされたものであり、超音波受信信号に対して乗算器を用いた位相回転を行うことにより、中心周波数付近のみならず中心周波数から離れた信号成分に対しても適度な遅延を等価的に行うことが可能な超音波診断装置を提供することを目的とする。

10

20

30

40

50

【課題を解決するための手段】

【0042】

一実施形態に係る超音波診断装置は、複数の超音波振動子を用いて被検体との間で超音波パルスを送受信する超音波送受手段と、前記複数の超音波振動子において受信された複数の受信チャンネルの複数の受信信号に対して、複数の乗算器によって参照信号をそれぞれ乗じることで位相回転処理を施し、前記複数の受信信号の遅延時間を調整して加算する遅延加算回路と、前記遅延加算回路により遅延時間が調整された前記複数の受信信号から超音波画像データを生成する画像データ生成手段とを有する。前記遅延加算回路は、単一の受信チャンネルの受信信号に対して同周波数の複数の参照信号を別々の経路でそれぞれ乗じると共に、前記単一の受信チャンネルの受信信号の帯域内の複数の周波数成分に対する各等価遅延時間が互いに同一となるように、前記複数の参照信号の各位相を設定する。

10

【発明の効果】

【0043】

本発明に係る超音波診断装置においては、超音波受信信号に対して乗算器を用いた位相回転を行うことにより、中心周波数付近のみならず中心周波数から離れた信号成分に対しても適度な遅延を等価的に行うことができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0044】

本発明に係る超音波診断装置の実施の形態について添付図面を参照して説明する。

【0045】

図1は本発明に係る超音波診断装置の実施の形態を示す構成図である。

20

【0046】

超音波診断装置10は、超音波プローブ11、送受信回路12、信号処理部13、画像処理部14、表示部15、制御回路16および操作パネル17を備えている。超音波プローブ11には、複数の超音波振動子18が1列のアレイ状に配列される。超音波プローブ11の各超音波振動子18は、それぞれ送受信回路12と電氣的に接続され、送受信回路12から電気パルス信号として印加された送信信号を超音波パルスに変換して被検体Oの心臓等の観測部位に送信する一方、被検体O内の観測部位の影響を受けて発生した超音波エコーを受信し、電気信号である受信信号に変換して送受信回路12に与える機能を有する。

30

【0047】

送受信回路12は、超音波プローブ11の各超音波振動子18にそれぞれ印加する送信信号を生成し、生成した各送信信号を各超音波振動子18に印加する一方、各超音波振動子18から受けた受信信号に対して増幅処理や受信遅延加算処理等の所定の前処理を行うことにより指向性を有する受信信号を生成し、生成した受信信号を信号処理部13に与える機能を有する。そのために、送受信回路12には、送信遅延回路19、受信遅延加算回路20、複数のパルサ21、複数のプリアンプ22が設けられる。

【0048】

送信遅延回路19は、各パルサ21と接続される。送信遅延回路19は、各超音波振動子18から送信される超音波送信信号によって指向性を有する超音波送信ビームが形成されるように各超音波振動子18に印加される送信信号のタイミングを決定し、決定した基準となるタイミングからの遅延時間を対応するパルサ21に与える機能を有する。遅延時間は、超音波ビームの送信方向に応じて互いに異なる値に決定される。

40

【0049】

各パルサ21は、それぞれ対応する超音波振動子18と接続される。各パルサ21は、所定の電圧レベルの電気パルスを発生し、発生した電気パルスを送信遅延回路19から受けた遅延時間に従ってそれぞれ対応する超音波振動子18に印加する機能を有する。

【0050】

各プリアンプ22は、それぞれ対応する超音波振動子18と接続される。各プリアンプ22は、それぞれ対応する超音波振動子18からの微弱な受信信号を信号処理が可能なレ

50

ベルまでに増幅し、増幅した受信信号を受信遅延加算回路 20 に出力する機能を有する。

【0051】

受信遅延加算回路 20 は、各プリアンプ 22 から入力した各受信チャネルの受信信号に対してそれぞれ互いに異なる遅延時間を用いて遅延処理を施し、遅延処理後の受信信号を加算する機能を有する。これにより超音波受信ビームが形成される。形成された超音波受信ビームは、受信遅延加算回路 20 から信号処理部 13 に出力される。

【0052】

信号処理部 13 は、受信遅延加算回路 20 から取得した超音波受信ビームに対して信号処理を行うことにより、被検体 O 内の観測部位における心臓等の構造物の情報や観測部位における血流速度情報を検出する機能を有する。検出された構造物の情報や血流速度情報は、信号処理部 13 から画像処理部 14 に与えられる。

10

【0053】

画像処理部 14 は、信号処理部 13 から受けた構造物の情報や血流速度情報を画像として表示させるための画像処理を行って画像データを生成し、生成した画像データを表示部 15 に与える機能を有する。

【0054】

表示部 15 は、陰極線管 (CRT: Cathode-Ray Tube) や液晶ディスプレイ (LCD: Liquid Crystal Display) 等の表示デバイスで構成され、画像処理部 14 から受けた画像データを表示させる機能を有する。

【0055】

20

制御回路 16 は、送信遅延回路 19、各プリアンプ 22、受信遅延加算回路 20、信号処理部 13、画像処理部 14 および表示部 15 を制御する機能を有する。

【0056】

操作パネル 17 は、制御回路 16 に操作情報を入力するためのマウスやキー等の入力装置である。

【0057】

次に超音波診断装置 10 の動作および作用について説明する。

【0058】

制御回路 16 から送信遅延回路 19 に制御信号が与えられると、送信遅延回路 19 は超音波プローブ 11 から所定の指向性を持つ超音波送信ビームが被検体 O に向けて形成されるように各超音波振動子 18 から互いに異なるタイミングで送信される超音波パルスの送信遅延時間情報を生成する。生成された送信遅延時間情報は、送信遅延回路 19 から対応するパルサ 21 に与えられる。各パルサ 21 は、所定の電圧レベルの電気パルスが発生し、発生した電気パルスを送信遅延回路 19 から受けた遅延時間に従ってそれぞれ対応する超音波振動子 18 に印加する。これにより、各超音波振動子 18 から所定の時間遅延を伴う超音波パルスが被検体 O に向けて送信され、所定の指向性を持つ超音波送信ビームが形成される。

30

【0059】

超音波送信ビームは被検体 O 内の構造物の境界等の音響インピーダンスの異なる界面で反射し、超音波エコーとして各超音波振動子 18 により受信される。各超音波振動子 18 においてそれぞれ受信された超音波エコーは、電気信号である受信信号に変換されて各プリアンプ 22 に出力される。各プリアンプ 22 は、それぞれ対応する超音波振動子 18 からの微弱な受信信号を信号処理が可能なレベルまでに増幅し、増幅した受信信号を受信遅延加算回路 20 に出力する。

40

【0060】

受信遅延加算回路 20 は、超音波振動子 18 から各プリアンプ 22 を経由して与えられた受信信号に対して時間遅延処理を行うことにより受信信号をタイミングを合わせる。そして、受信遅延加算回路 20 は、時間遅延処理後の受信信号を加算して信号処理部 13 に出力する。信号処理部 13 は、受信遅延加算回路 20 から取得した加算後の受信信号を検波して包絡線 (エンベロープ) を受信データとして検出する。検出された受信データは、

50

被検体O内の観測部位における心臓等の構造物の情報や観測部位における血流速度情報を示しており、信号処理部13から画像処理部14に与えられる。

【0061】

画像処理部14は、被検体O内の撮影断面に合わせて信号処理部13から受けた受信データを座標変換し、画像表示に適した階調処理等の画像処理を施すことによって画像データを生成する。生成された画像データは、画像処理部14から表示部15に与えられる。これにより、表示部15には、被検体O内の観測部位における形態がリアルタイムで表示される。

【0062】

このような超音波診断装置10の受信遅延加算回路20は、受信信号の多チャンネル化に対応できるように、高密度の回路構成を有する。

10

【0063】

図2は、図1に示す受信遅延加算回路20の構成を示す回路図である。

【0064】

受信遅延加算回路20は、複数の第3のローパスフィルタ30(LPFi)、複数のアナログの第3の乗算器31(Mi1, Mi2)、複数のフィルタ32(Fi1, Fi2)、加算器33(S)、第4のローパスフィルタ34(LPF)、アナログの第4の乗算器35(M)を備えている。

【0065】

第3のローパスフィルタ30(LPFi)は、各プリアンプ22から出力される受信信号の複数の受信チャンネルi(iは自然数)にそれぞれ対応している。すなわち、第3のローパスフィルタ30(LPFi)はそれぞれ対応するプリアンプ22の出力側と接続される。第3のローパスフィルタ30(LPFi)は受信信号から不要な帯域の信号成分を除去して対応する複数の第3の乗算器31(Mi1, Mi2)に出力する。すなわち、第3の乗算器31(Mi1, Mi2)は、1つの受信チャンネルiにつき複数個備えられ、各第3のローパスフィルタ30(LPFi)の出力側は、それぞれ複数の第3の乗算器31(Mi1, Mi2)と接続される。図2は、受信チャンネルiごとに2つの第3の乗算器31(Mi1, Mi2)を並列に設けた例を示している。

20

【0066】

各第3の乗算器31(Mi1, Mi2)では、それぞれ受信信号の位相を変化させることにより等価的に受信信号の時間遅延処理が行われる。そのために2つの第3の乗算器31(Mi1, Mi2)のうち一方の第3の乗算器31(Mi1)には周波数 $f_r + f_{i1}$ の参照信号 R_{i1} が、他方の第3の乗算器31(Mi2)には周波数 $f_r + f_{i2}$ の参照信号 R_{i2} がそれぞれ与えられる。すなわち、各受信チャンネルiに並列に接続された複数の第3の乗算器31において、周波数が同じで互いに位相が異なる参照信号 R_{i1} , R_{i2} を用いて受信信号の位相回転処理が行われる。

30

【0067】

また、各第3の乗算器31ごとに受信信号の互いに異なる2種以上の周波数成分を対象として時間遅延処理が行われる。そのために、参照信号 R_{i1} , R_{i2} の位相は、各周波数成分について等価遅延時間が同一となるように設定される。例えば、2つの第3の乗算器31(Mi1, Mi2)を用いて受信信号に対して T_d の遅延を与える場合には、一方の第3の乗算器31(Mi1)において受信信号の帯域内の周波数 f_1 の信号成分が遅延処理の対象とされる。そして、一方の第3の乗算器31(Mi1)では、式(12)に示す位相回転が受信信号に対して与えられる。

40

[数12]

$$i1 = - 1 \cdot T_d = - 2 \cdot f1 \cdot T_d = - 2 \cdot T_d / T1 \quad (12)$$

ただし、 $T1 = 1/f1$ である。

【0068】

同様に他方の第3の乗算器31(Mi2)では、受信信号の帯域内の周波数 f_2 の信号成分が遅延処理の対象とされる。すなわち、式(13)に示す位相回転が受信信号に対して与えられる。

[数13]

$$i2 = - 2 \cdot T_d = - 2 \cdot f2 \cdot T_d = - 2 \cdot T_d / T2 \quad (13)$$

50

ただし、 $T_2 = 1/f_2$ である。

【0069】

例えば中心周波数が2.5MHzで±1MHzの帯域を有する受信信号を受信信号の帯域内ではば50nsec遅延する場合には、2つの第3の乗算器31(Mi1, Mi2)を用いてそれぞれ $f_1 = 2\text{MHz}$ および $f_2 = 3\text{MHz}$ の周波数の信号成分に対して50nsecに相当する位相回転1および位相回転2が与えられる。位相回転1および位相回転2はそれぞれ式(12)および式(13)から式(14-1)および式(14-2)のように求められる。

[数14]

$$1 = -1 \cdot T_d = -2 \cdot f_1 \cdot T_d = -2 \cdot 2 \times 10^6 \cdot 50 \times 10^{-9} = -\pi/5 \quad (14-1)$$

$$2 = -2 \cdot T_d = -2 \cdot f_2 \cdot T_d = -2 \cdot 3 \times 10^6 \cdot 50 \times 10^{-9} = -\pi/6.67 \quad (14-2)$$

10

【0070】

従って2つの第3の乗算器31(Mi1, Mi2)のそれぞれの参照信号 R_{i1} , R_{i2} の波形は、式(15-1)および式(15-2)のように周波数 $f_r (= \pi/2)$ が同じで位相 ϕ_{i1} , ϕ_{i2} がそれぞれ $-\pi/5$ および $-\pi/6.67$ の波形となる。

[数15]

$$R_{i1} = \sin(\pi f_r t + \phi_{i1}) = \sin\{2\pi f_r t - (\pi/5)\} \quad (15-1)$$

$$R_{i2} = \sin(\pi f_r t + \phi_{i2}) = \sin\{2\pi f_r t - (\pi/6.67)\} \quad (15-2)$$

【0071】

そして、式(15-1)および式(15-2)に示す波形の参照信号 R_{i1} , R_{i2} をそれぞれ対応する第3の乗算器31(Mi1, Mi2)に入力することにより、中心周波数が2.5MHzで±1MHzの帯域を有する受信信号のうち2MHzの信号成分と3MHzの信号成分に対してそれぞれ50nsecの遅延を等価的に与えることができる。

20

【0072】

すなわち一方の第3の乗算器31(Mi1)の出力は周波数 $f_1 + f_r$ において周波数 f_1 に対する50nsecの等価遅延時間が設定されたものであり、他方の第3の乗算器31(Mi2)の出力は周波数 $f_2 + f_r$ において周波数 f_2 に対する50nsecの等価遅延時間が設定されたものである。このように2つの第3の乗算器31(Mi1, Mi2)の出力は互いに周波数が異なるため、そのまま加算すると干渉によって信号波形に歪みが生じる。

【0073】

そこで、各第3の乗算器31(Mi1, Mi2)の出力側には、それぞれ対応するフィルタ32(Fi1, Fi2)が接続される。各フィルタ32(Fi1, Fi2)では、各第3の乗算器31(Mi1, Mi2)の出力信号に対して周波数帯域が異なることに起因する干渉を低減するためのフィルタリングが行われる。そして、これらのフィルタ32(Fi1, Fi2)により第3の乗算器31(Mi1, Mi2)の出力信号間における干渉が緩和される。フィルタ32(Fi1, Fi2)の特性は必要な帯域を通過させるバンドパス特性とされる。

30

【0074】

図3は、図2に示すフィルタ32の特性を示す図である。

【0075】

図3において横軸は周波数を示す。図3に示すように、例えば中心周波数が $f_c = 2.5\text{MHz}$ の周波数スペクトラムSP1を有する受信信号が2つの第3の乗算器31(Mi1, Mi2)に入力される。一方の第3の乗算器31(Mi1)では、周波数が $f_1 = 2\text{MHz}$ の信号成分に対して周波数 $f_r = 5\text{MHz}$ の参照信号を用いて位相回転処理が行われる。また、他方の第3の乗算器31(Mi2)では、周波数が $f_2 = 3\text{MHz}$ の信号成分に対して周波数 $f_r = 5\text{MHz}$ の参照信号を用いて位相回転処理が行われる。

40

【0076】

一方の第3の乗算器31(Mi1)における位相回転の対象となる周波数 f_1 が他方の第3の乗算器31(Mi2)における位相回転の対象となる周波数 f_2 よりも小さい($f_1 < f_2$)とすると、小さい周波数 f_1 を対象とする第3の乗算器31(Mi1)に接続されるフィルタ32(Fi1)の特性は、位相回転後における受信信号の中心周波数 $f_c + f_r$ よりも低周波側の信号を通過させるバンドパス特性とされる。逆に、大きい周波数 f_2 を対象とする第3の乗算器31(Mi2)

50

に接続されるフィルタ 3 2 (Fi2)の特性は、位相回転後における受信信号の中心周波数 $f_c + f_r$ よりも高周波側の信号を通過させるバンドパス特性とされる。これにより受信信号の周波数スペクトラムSP1と同様な周波数スペクトラムSP2を有する出力信号が得られる。

【 0 0 7 7 】

すなわち、基本的にはフィルタ 3 2 (Fi1) は低域通過型、フィルタ 3 2 (Fi2)は高域通過型となるが、各フィルタ 3 2 (Fi1, Fi2)は、第 3 の乗算器 3 1 (Mi1, Mi2)の出力信号のうち使用しないサイドバンドおよびノイズの抑制のために不要な高周波領域や低周波領域の信号を除去する帯域通過型とされる。尚、除去されるべきサイドバンドは、第 3 の乗算器 3 1 (Mi1, Mi2)の出力信号のうち和の周波数成分を使用する場合には差の周波数成分であり、差の周波数成分を使用する場合には和の周波数成分である。

10

【 0 0 7 8 】

各フィルタ 3 2 (Fi1, Fi2)の出力側は、共通の加算器 3 3 (S)と接続される。そして、加算器 3 3 (S)において、各フィルタ 3 2 (Fi1, Fi2)の出力信号が加算される。従って、各フィルタ 3 2 (Fi1, Fi2)により分割された信号が加算器 3 3 (S)において加算されることとなる。ここで、分割された周波数帯の端部周辺において加算後の信号が乱れないように、各フィルタ 3 2 (Fi1, Fi2)の遮断特性を設定することが重要である。

【 0 0 7 9 】

図 4 は、図 2 に示すフィルタ 3 2 の特性の設定方法を示す図である。

【 0 0 8 0 】

図 4 に示すように、各フィルタ 3 2 (Fi1, Fi2)により分割された周波数帯同士を重ね合わせることによって重畳される信号の通過領域のフィルタ特性が、各フィルタ 3 2 (Fi1, Fi2)によって形成される信号の通過領域のフィルタ特性と同等な平坦度を有するように各フィルタ 3 2 (Fi1, Fi2)の遮断特性を設定することが重要である。第 3 の乗算器 3 1 が 3 つ以上 (n個)設けられる場合も対応するフィルタ 3 2 の遮断特性を同様に設定することが重要である。

20

【 0 0 8 1 】

このような特性を有する各フィルタ 3 2 (Fi1, Fi2)の出力信号は、時間遅延によって互いにタイミングの合った相似の波形を有するため、加算器 3 3 (S)における加算によって振幅の大きい 1 系統の波形を有する信号が得られる。加算器 3 3 (S)において得られる信号の中心周波数は $f_c + f_r$ となる。

30

【 0 0 8 2 】

加算器 3 3 (S)の出力側には、第 4 のローパスフィルタ 3 4 (LPF)が接続される。加算器 3 3 (S)において得られた信号は、第 4 のローパスフィルタ 3 4 (LPF)に出力され、第 4 のローパスフィルタ 3 4 (LPF)において不要なサイドバンドが除去される。

【 0 0 8 3 】

第 4 のローパスフィルタ 3 4 (LPF)の出力側には、第 4 の乗算器 3 5 (M)が接続される。第 4 のローパスフィルタ 3 4 (LPF)において得られた信号は、第 4 の乗算器 3 5 (M)に出力され、第 4 の乗算器 3 5 (M)において信号の位相回転処理が行われる。すなわち、第 4 の乗算器 3 5 (M)において第 3 の乗算器 3 1 の参照信号と同じ周波数 f_r の参照信号を第 4 のローパスフィルタ 3 4 (LPF)の出力信号に対して乗算することにより、第 4 のローパスフィルタ 3 4 (LPF)の出力信号の中心周波数が第 3 の乗算器 3 1 における位相回転処理前の中心周波数 f_c に戻される。そして、第 4 の乗算器 3 5 (M)の出力信号が、受信遅延加算回路 2 0 から出力される遅延加算処理後の受信信号とされる。

40

【 0 0 8 4 】

すなわち、受信遅延加算回路 2 0 では、複数の受信チャンネルで受信された受信信号のタイミングを合わせるために受信チャンネルごとに受信信号の時間遅延が行われ、タイミングが合わせられた受信信号が加算器 3 3 (S)により加算されて 1 系統の受信信号となる。このような受信遅延加算回路 2 0 における信号の処理過程は受信ビームフォーミングと呼ばれ、撮影対象となる部位に受信ビームの焦点を合わせる操作である。換言すれば、受信ビームフォーミングにより各受信チャンネルで受信された受信信号の波形がタイミングを合わ

50

せたくえで加算され、各受信チャネルで受信された受信信号と相似で振幅の大きい信号が取り出される。

【0085】

特に図2に示す受信遅延加算回路20では、受信信号の帯域が分割され、各帯域ごとに乗算器が割り当てられている。そして、各乗算器の参照信号は同じ周波数であり、かつ分割された受信信号の帯域のそれぞれの中心周波数における遅延時間と等価の位相が参照信号用に設定される。さらに、受信遅延加算回路20は、各乗算器の出力側に受信信号の帯域に応じた特性のフィルタ32が設けられ、受信信号の帯域の分割に対応するとともに乗算処理によって生じる不要なサイドバンドを除去した後、加算を行う構成とされている。また、受信信号の位相回転後に元の周波数に戻す場合には別の乗算器を用いて位相回転に用いた参照信号と同じ周波数の参照信号を乗算するようにしている。

10

【0086】

このような回路構成を有する受信遅延加算回路20によれば、受信信号の帯域の少なくとも2箇所の複数の周波数において正確に位相回転による等価的な時間遅延を行うことができる。このため、従来の1箇所の周波数における位相回転による等価的な時間遅延に比べ、受信信号全体における遅延精度が向上する。また、乗算器を用いた受信遅延加算回路20の回路構成はフィルタの存在を含めて考慮したとしても集積回路技術によりきわめて小型に作成することが可能である。従って、2系統の乗算器を受信遅延加算回路20に設けたとしても受信遅延加算回路20の回路規模の増加は僅かである。

【0087】

図5は、図2に示す受信遅延加算回路20において位相回転を伴って生成される信号を示す図である。

20

【0088】

図5(a)、(b)、(c)においてそれぞれ横軸は時間を示し、縦軸は受信信号の強度を示す。図5(a)は、受信遅延加算回路20に入力される2つの帯域を有する受信信号の例を示している。すなわち受信チャネル2の受信信号S2は受信チャネル1の受信信号S1に対して時間遅延 T_{di} を有する。例えば受信信号S1の中心周波数は $f_c = 2.5\text{MHz}$ であり、 $\pm 1\text{MHz}$ の帯域を有する。また、時間遅延は $T_{di} = 50\text{nsec}$ 程度である。

【0089】

図5(b)は、受信信号を複数の帯域に分割し、複数の乗算器を用いて帯域ごとに位相回転処理を行って時間調整された受信信号S1の波形および受信信号S2の波形を示す図である。図5(b)に示すように、受信信号S1の帯域の中心周波数付近のみならず、中心周波数から離れた周波数成分であっても受信信号S2と時間を一致させることができる。

30

【0090】

図5(c)は、図5(b)に示す位相回転処理後における受信信号S1および受信信号S2を加算して得られた受信遅延加算回路20の出力波形S3を示す図である。図5(c)に示すように受信信号の帯域内においてほぼ50nsecの遅延時間を受信信号に与えることができる。この結果、各受信チャネルにおける受信信号の波形にほぼ相似の波形を加算して得られる波形の信号を得ることができる。

【0091】

すなわち、受信遅延加算回路20によれば、受信信号の中心周波数から離れた信号成分に対しても適度な遅延を行うことができ、受信音場および画質を改善することができる。また、乗算器は小規模の回路で構成できるため、受信チャネル数が膨大な超音波診断装置10であっても受信遅延加算回路20の回路規模を小さく抑えることができる。

40

【0092】

尚、受信信号の帯域内における遅延時間の均一性を向上するためには1つの受信チャネルあたりの乗算器の数を増やせば良い。

【0093】

次に、分割された受信信号の帯域ごとに複数の乗算器を有する受信遅延加算回路20を3次元超音波診断装置に適用した例について説明する。

50

【 0 0 9 4 】

図 6 は、本発明に係る 3 次元超音波診断装置の実施の形態を示す構成図である。

【 0 0 9 5 】

図 6 に示す 3 次元超音波診断装置 4 0 は、2 次元アレイプローブ 4 1 と装置本体 4 2 とをプローブケーブル 4 3 で接続して構成される。装置本体 4 2 には、本体側送受信部 4 4、画像処理ユニット 4 5 および表示部 4 6 が設けられる。また、2 次元アレイプローブ 4 1 には、プローブ内蔵送受信部 4 7 および 2 次元アレイトランスデューサ 4 8 が設けられる。

【 0 0 9 6 】

図 7 は、図 6 に示す 2 次元アレイトランスデューサ 4 8 の構成図である。

10

【 0 0 9 7 】

図 7 に示すように、2 次元アレイトランスデューサ 4 8 は、例えば 6 4 素子 × 6 4 素子 = 4 0 9 6 素子の微小超音波振動子 4 8 A を 2 次元に配列して構成される。

【 0 0 9 8 】

そして、3 次元超音波診断装置 4 0 では、微小超音波振動子 4 8 A を遅延制御して超音波ビームを形成することによってリアルタイムに 3 次元撮像を行うことができる。しかしながら、2 次元アレイトランスデューサ 4 8 を備えた 3 次元超音波診断装置 4 0 における受信チャンネルの数は 1000 以上となる。このため、各微小超音波振動子 4 8 A からの受信信号の遅延制御を装置本体 4 2 側において行おうとすると、微小超音波振動子 4 8 A の数に対応した数の受信遅延回路を装置本体 4 2 に備える必要がある。図 7 に示す例では、4 0 9 6 組の受信遅延回路が必要となる。

20

【 0 0 9 9 】

このように受信遅延回路を多数設けると回路規模が膨大になり、プローブケーブル 4 3 に収納される信号線の本数が微小超音波振動子 4 8 A の数と同等程度、例えば図 7 の例では、4 0 9 6 本必要となる。従って、各微小超音波振動子 4 8 A からの受信信号の遅延制御を装置本体 4 2 側で行う構成は、実現性、実用性に欠ける。

【 0 1 0 0 】

そこで、図 7 に示すように、2 次元アレイトランスデューサ 4 8 が数 ~ 十数の微小超音波振動子 4 8 A を有するサブアレイ 4 8 B に分割される。図 7 は、 $4 \times 4 = 16$ の微小超音波振動子 4 8 A が 1 つのサブアレイ 4 8 B を形成する例を示している。そして、2 次元アレイプローブ 4 1 内でサブアレイ 4 8 B 内における微小超音波振動子 4 8 A からの受信信号の遅延加算処理が行われる一方、装置本体 4 2 側で各サブアレイ 4 8 B からの受信信号の遅延加算処理が行われる。そのために、2 次元アレイプローブ 4 1 内のプローブ内蔵送受信部 4 7 には、複数のサブアレイ受信遅延加算回路 4 9 が設けられる一方、本体側送受信部 4 4 には、装置本体 4 2 側の遅延加算回路であるメインビームフォーマ 5 0 が設けられる。

30

【 0 1 0 1 】

図 8 は、図 6 に示すプローブ内蔵送受信部 4 7 の構成を示す回路図である。

【 0 1 0 2 】

図 8 に示すように、プローブ内蔵送受信部 4 7 には、複数のプローブ内プリアンプ 6 0、複数のプローブ内パルサ 6 1 および複数のサブアレイ受信遅延加算回路 4 9 が設けられる。プローブ内プリアンプ 6 0 およびプローブ内パルサ 6 1 は、それぞれ各微小超音波振動子 4 8 A と接続される。サブアレイ受信遅延加算回路 4 9 は、サブアレイ 4 8 B ごとに設けられ、単一のサブアレイ 4 8 B に対応する複数のプローブ内プリアンプ 6 0 と接続される。

40

【 0 1 0 3 】

各プローブ内パルサ 6 1 は、図示しない送信遅延回路から受けた遅延時間を伴って送信信号に対応する微小超音波振動子 4 8 A に印加する機能を有する。また、プローブ内プリアンプ 6 0 は、微小超音波振動子 4 8 A から受けた受信信号を信号処理が可能なレベルまでに増幅してサブアレイ受信遅延加算回路 4 9 に出力する機能を有する。

50

【 0 1 0 4 】

サブアレイ受信遅延加算回路 4 9 は、それぞれサブアレイ 4 8 B 内における微小超音波振動子 4 8 A からプローブ内プリアンプ 6 0 を経由して得られる受信信号の遅延加算処理を行う機能を有している。さらに、各サブアレイ受信遅延加算回路 4 9 は、図 2 に示すような回路構成を有する。すなわち、1つの微小超音波振動子 4 8 A からの受信信号の帯域を分割し、分割した信号に対してそれぞれ対応する乗算器を用いて位相回転処理を行うことによって等価的に時間遅延処理を行う。

【 0 1 0 5 】

このように、各サブアレイ受信遅延加算回路 4 9 の回路構成を受信信号の帯域別に乗算器を用いた構成とすることにより、受信信号の中心周波数から離れた周波数成分の時間遅延精度を維持しつつ、各サブアレイ受信遅延加算回路 4 9 の回路規模を小さくすることができる。この結果、各サブアレイ受信遅延加算回路 4 9 を 2 次元アレイプローブ 4 1 内に収納することが可能となる。

10

【 0 1 0 6 】

サブアレイ受信遅延加算回路 4 9 から出力される遅延加算後の受信信号は、プローブケーブル 4 3 内の対応する信号線を介して装置本体 4 2 側のメインビームフォーマ 5 0 に与えられる。メインビームフォーマ 5 0 は、各サブアレイ 4 8 B に対応する受信信号の遅延加算処理を行う機能を有している。

【 0 1 0 7 】

すなわち、3次元の超音波受信ビーム B を形成するための遅延加算処理を 2 段階に分けることによって、遅延加算回路の規模およびプローブケーブル 4 3 内の信号線の本数が低減される。プローブケーブル 4 3 内の信号線は、サブアレイ 4 8 B の数だけ備えればよいことになるため、図 7 の例では信号線の本数は $4096 / 16 = 256$ に低減される。

20

【 0 1 0 8 】

また、サブアレイ受信遅延加算回路 4 9 の数は、256 個必要となり、メインビームフォーマ 5 0 は、256 の受信信号に対する遅延加算処理を行うために必要な回路規模でよいことになる。

【 0 1 0 9 】

メインビームフォーマ 5 0 の後段には、画像処理ユニット 4 5 が接続され、画像処理ユニット 4 5 の出力側には、表示部 4 6 が接続される。画像処理ユニット 4 5 は、メインビームフォーマ 5 0 において遅延加算された受信信号に対して信号処理および画像処理を施すことにより 3 次元画像データを生成する機能と、生成した 3 次元画像データを表示部 4 6 に与える機能を有する。表示部 4 6 は、CRT や LCD 等の表示デバイスで構成され、画像処理ユニット 4 5 から受けた 3 次元画像データを表示させる機能を有する。

30

【 0 1 1 0 】

このように構成された 3 次元超音波診断装置 4 0 では、本体側送受信部 4 4 から超音波送信ビーム B を形成するための時間遅延を伴う送信信号がプローブケーブル 4 3 内の各信号線を介して 2 次元アレイプローブ 4 1 内の図示しない送信遅延回路に与えられる。送信信号は、2 次元アレイプローブ 4 1 内の送信遅延回路から各プローブ内パルサ 6 1 に与えられる。

40

【 0 1 1 1 】

そうすると、各プローブ内パルサ 6 1 は、遅延時間を伴って送信信号を対応する微小超音波振動子 4 8 A に印加する。これにより、各微小超音波振動子 4 8 A から超音波パルスが送信され、超音波エコーが受信される。各微小超音波振動子 4 8 A において受信された超音波エコーは、時間遅延を伴う受信信号として各微小超音波振動子 4 8 A から対応するプローブ内プリアンプ 6 0 に与えられる。そして、各プローブ内プリアンプ 6 0 は、それぞれ対応する微小超音波振動子 4 8 A から受けた受信信号を信号処理が可能なレベルまでに増幅してサブアレイ受信遅延加算回路 4 9 に出力する。

【 0 1 1 2 】

各サブアレイ受信遅延加算回路 4 9 では、対応するサブアレイ 4 8 B に属する各微小超

50

音波振動子 48A からの受信信号に対して遅延加算処理が行われる。図 7 に示す例では、1つのサブアレイ受信遅延加算回路 49 において、16個の微小超音波振動子 48A からの受信信号に対して遅延加算処理が行われる。サブアレイ受信遅延加算回路 49 における遅延加算後の受信信号は、プローブケーブル 43 内の信号線を介して本体側送受信部 44 のメインビームフォーマ 50 に与えられる。

【0113】

メインビームフォーマ 50 では、各サブアレイ受信遅延加算回路 49 における複数の遅延加算後の受信信号に対して遅延加算処理が行われる。これにより生成された遅延加算後の 1 系統の受信信号は、メインビームフォーマ 50 から画像処理ユニット 45 に与えられる。画像処理ユニット 45 では、メインビームフォーマ 50 において遅延加算された受信信号に対して信号処理および画像処理が施され、3次元画像データが生成される。生成された 3次元画像データは、画像処理ユニット 45 から表示部 46 に与えられる。この結果、表示部 46 には 3次元画像が表示される。

10

【0114】

このように 3次元超音波診断装置 40 の受信遅延回路の回路構成を、受信チャンネルごとに複数の乗算器を備える構成とすることにより、受信信号の帯域内における位相回転による受信信号の等価的な時間遅延処理における誤差を低減することができる。そして、良好な超音波受信ビーム B を形成することができる。

【0115】

尚、1次元アレイの超音波振動子 18 を備えた超音波プローブ 11 を有する超音波診断装置 10 および 2次元アレイの超音波振動子 18 を備えた 2次元アレイプローブ 41 を有する 3次元超音波診断装置 40 に設けられる受信信号の遅延加算回路への本発明の適用例について説明したが、実現可能な他のアレイの形態の超音波プローブを有する超音波診断装置 10 に設けられる受信信号の遅延加算回路においても本発明は適用可能である。

20

【0116】

また、図 14 に示す従来の受信遅延加算回路のように、遅延線と乗算器を組み合わせることもできる。すなわち、並列接続した複数の乗算器と、遅延線とを直列に接続し、位相回転による等価的な時間遅延と直接的な時間遅延の双方を行って受信信号の遅延処理を行うように本発明の受信遅延加算回路を構成することもできる。この場合、遅延線による直接的な時間遅延を併用するため、時間遅延処理の精度を向上させることができる。

30

【図面の簡単な説明】

【0117】

【図 1】本発明に係る超音波診断装置の実施の形態を示す構成図。

【図 2】図 1 に示す受信遅延加算回路の構成を示す回路図。

【図 3】図 2 に示すフィルタの特性を示す図。

【図 4】図 2 に示すフィルタの特性の設定方法を示す図。

【図 5】図 2 に示す受信遅延加算回路において位相回転を伴って生成される信号を示す図。

。

【図 6】本発明に係る 3次元超音波診断装置の実施の形態を示す構成図。

【図 7】図 6 に示す 2次元アレイトランスデューサの構成図。

40

【図 8】図 6 に示すプローブ内蔵送受信部 47 の構成を示す回路図。

【図 9】従来の超音波診断装置に備えられる遅延線を用いた受信遅延加算回路の構成図。

【図 10】図 9 に示す従来の受信遅延加算回路の各遅延線に入力する受信信号の波形を示す図。

【図 11】図 9 に示す従来の受信遅延加算回路の各遅延線から出力される受信信号の波形を示す図。

【図 12】従来の超音波診断装置に備えられる乗算器を用いた受信遅延加算回路の構成図。

。

【図 13】図 12 に示す従来の受信遅延加算回路の第 1 の乗算器から出力される受信信号の波形を示す図。

50

【図14】従来の超音波診断装置に備えられる遅延線と乗算器の組み合わせによる受信遅延加算回路の構成図。

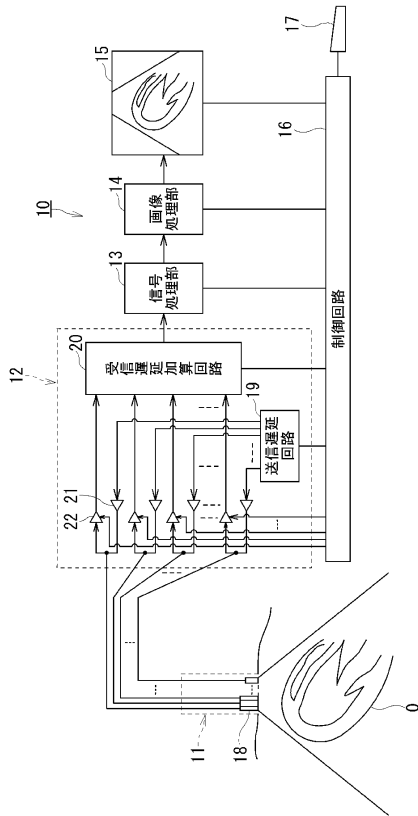
【図15】従来の位相回転による受信遅延加算回路において生成される信号を示す図。

【符号の説明】

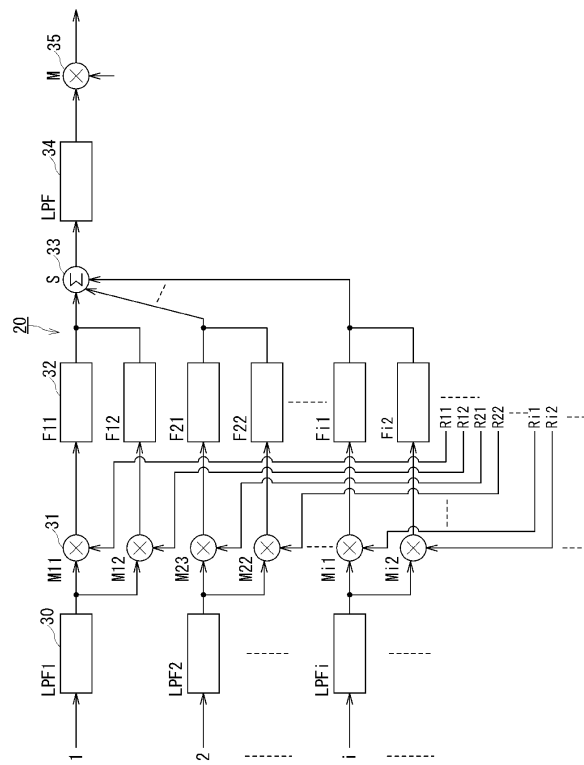
【0118】

10	超音波診断装置	
11	超音波プローブ	
12	送受信回路	
13	信号処理部	
14	画像処理部	10
15	表示部	
16	制御回路	
17	操作パネル	
18	超音波振動子	
19	送信遅延回路	
20	受信遅延加算回路	
21	パルサ	
22	プリアンプ	
30	第3のローパスフィルタ	
31	第3の乗算器	20
32	フィルタ	
33	加算器	
34	第4のローパスフィルタ	
35	第4の乗算器	
40	3次元超音波診断装置	
41	2次元アレイプローブ	
42	装置本体	
43	プローブケーブル	
44	本体側送受信部	
45	画像処理ユニット	30
46	表示部	
47	プローブ内蔵送受信部	
48	2次元アレイトランスデューサ	
48A	微小超音波振動子	
48B	サブアレイ	
49	サブアレイ受信遅延加算回路	
50	メインビームフォーマ	
60	プローブ内プリアンプ	
61	プローブ内パルサ	
O	被検体	40

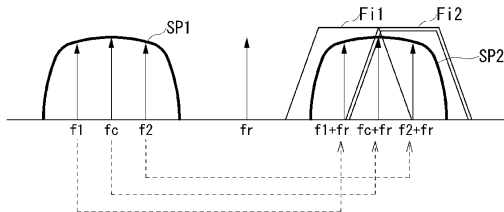
【 図 1 】



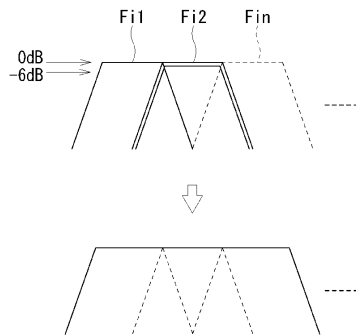
【 図 2 】



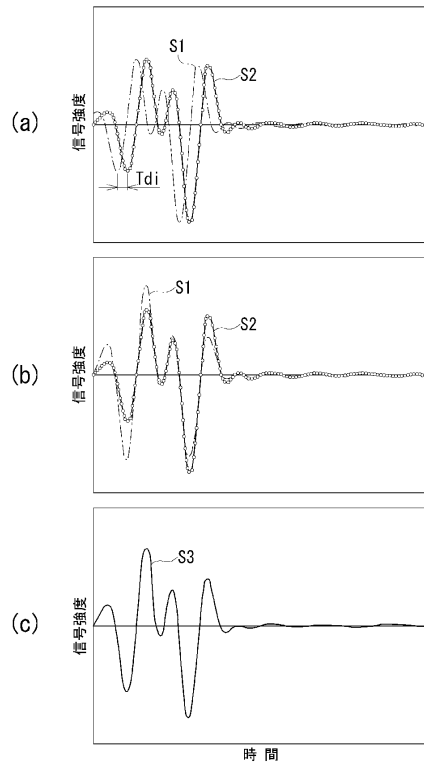
【 図 3 】



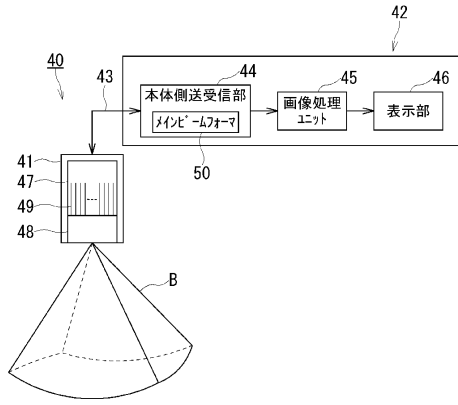
【 図 4 】



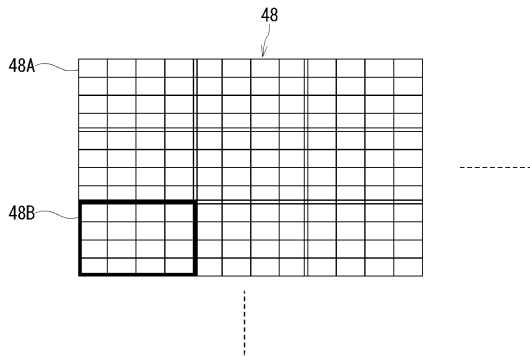
【 図 5 】



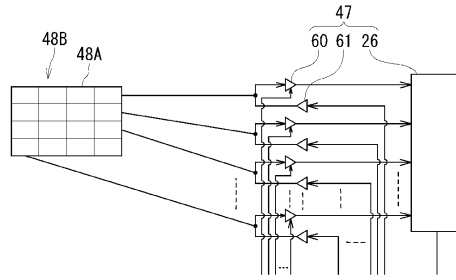
【図6】



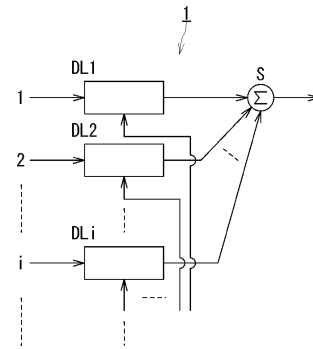
【図7】



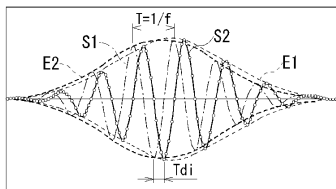
【図8】



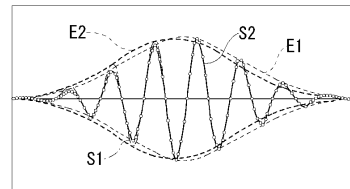
【図9】



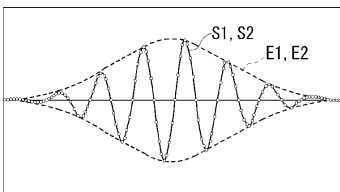
【図10】



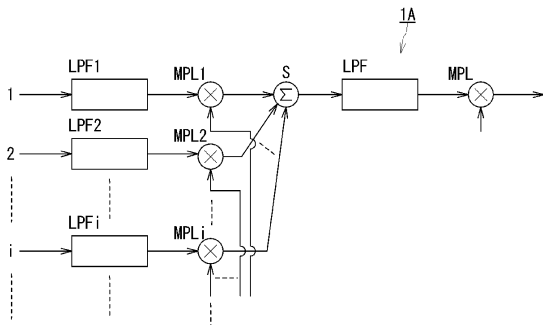
【図13】



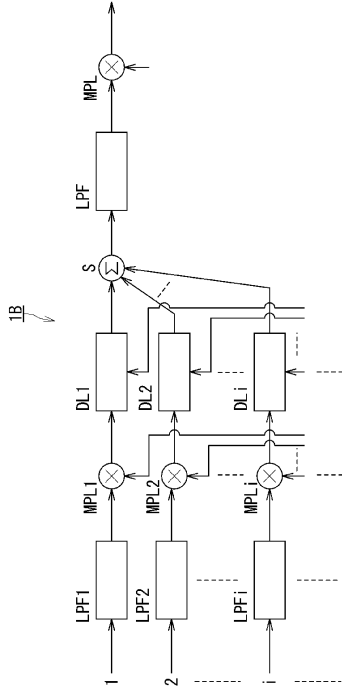
【図11】



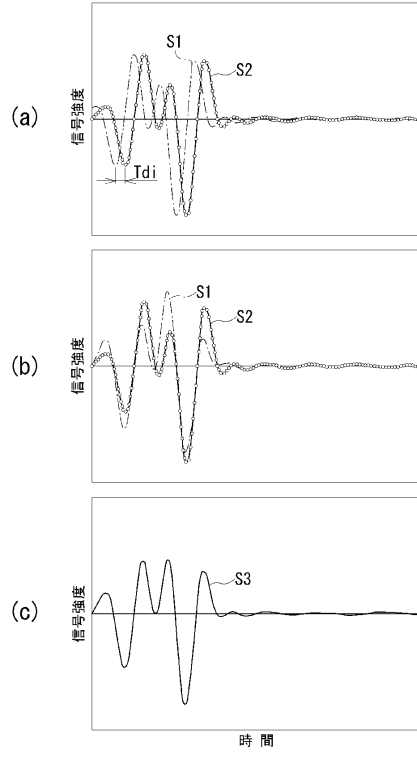
【図12】



【 図 14 】



【 図 15 】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平 1 1 - 3 4 7 0 3 5 (J P , A)
特開平 0 3 - 0 8 1 6 8 3 (J P , A)
特開 2 0 0 6 - 1 1 6 0 1 8 (J P , A)
特開平 0 3 - 1 5 9 6 3 8 (J P , A)
特開昭 6 2 - 0 7 3 1 6 2 (J P , A)
特開 2 0 0 7 - 0 1 4 4 5 6 (J P , A)
特公昭 5 8 - 0 0 5 3 8 5 (J P , B 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	JP4976871B2	公开(公告)日	2012-07-18
申请号	JP2007020996	申请日	2007-01-31
[标]申请(专利权)人(译)	株式会社东芝 东芝医疗系统株式会社		
申请(专利权)人(译)	东芝公司 东芝医疗系统有限公司		
当前申请(专利权)人(译)	东芝公司 东芝医疗系统有限公司		
[标]发明人	本郷宏信		
发明人	本郷 宏信		
IPC分类号	A61B8/00		
FI分类号	A61B8/00		
F-TERM分类号	4C601/HH28 4C601/JB05		
审查员(译)	宫泽浩		
其他公开文献	JP2008183306A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供一种超声波诊断装置，其等效地不仅对中心频率附近的信号分量施加适当的延迟，而且通过将乘法器的相位旋转应用于超声波接收信号，也适当地施加与中心频率分开的信号分量。解决方案：超声波诊断装置包括超声波发送/接收装置，用于通过使用多个超声波振荡器向对象发送/接收超声波脉冲；延迟加法电路，用于调整时间，并添加由多个超声波振荡器接收的多个接收信道i的多个接收信号；图像数据产生装置，用于根据延迟加法电路产生的接收信号产生超声图像数据。延迟加法电路被配置为使用具有相同频率和不同相位的参考信号Ri1和Ri2与至少两个乘法器Mi1和Mi2执行相位旋转过程，用于单个接收信道i的接收信号。Z

