

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4177955号
(P4177955)

(45) 発行日 平成20年11月5日(2008.11.5)

(24) 登録日 平成20年8月29日(2008.8.29)

(51) Int.CI.

A 61 B 8/00 (2006.01)

F 1

A 61 B 8/00

請求項の数 8 (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2000-265992 (P2000-265992)
 (22) 出願日 平成12年8月30日 (2000.8.30)
 (65) 公開番号 特開2002-65664 (P2002-65664A)
 (43) 公開日 平成14年3月5日 (2002.3.5)
 審査請求日 平成16年11月19日 (2004.11.19)

(73) 特許権者 000153498
 株式会社日立メディコ
 東京都千代田区外神田四丁目14番1号
 (74) 代理人 110000350
 ポレール特許業務法人
 (74) 代理人 100068504
 弁理士 小川 勝男
 (74) 代理人 100086656
 弁理士 田中 恭助
 (72) 発明者 三和 祐一
 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地
 株式会社日立製作所 中央研究所内
 (72) 発明者 梅村 晋一郎
 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地
 株式会社日立製作所 中央研究所内
 最終頁に続く

(54) 【発明の名称】超音波診断装置及び超音波信号の処理方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

検査対象に超音波を送信し、該検査対象から反射された超音波を受信する複数の素子から構成される探触子と、複数の該素子により受信された複数の受信信号をデジタル化するデジタル変換部と、該デジタル変換部の出力信号と第1のデジタル参照信号とを乗算する第1のミキシング部と、該第1のミキシング部の出力信号から所定の中心周波数をもつ信号を抽出する第1のフィルタ部と、該第1のフィルタ部の出力信号を遅延するデジタル遅延部と、該デジタル遅延部の複数の出力信号を加算する加算部と、該加算部の出力信号と第2のデジタル参照信号とを乗算する第2のミキシング部と、該第2のミキシング部の出力信号を検波する検波部と、該検波部の出力信号を画像信号に変換する変換部と、該変換部の出力信号を表示する表示装置を有してなることを特徴とする超音波診断装置。

【請求項2】

検査対象に超音波を送信し、該検査対象から反射された超音波を受信する複数の素子から構成される探触子と、複数の該素子により受信された複数の受信信号をデジタル化するデジタル変換部と、該デジタル変換部の出力信号と第1のデジタル参照信号とを乗算する第1のミキシング部と、該第1のミキシング部の出力信号から所定の中心周波数をもつ信号を抽出する第1のフィルタ部と、該第1のフィルタ部の出力信号を遅延するデジタル遅延部と、該デジタル遅延部の複数の出力信号を加算する加算部と、該加算部の出力端に並列に接続される複数の信号処理回路とを有し、かつ、前記各信号処理回路は

、前記加算部の出力信号と第2のディジタル参照信号とを乗算する第2のミキシング部と、該第2のミキシング部の出力信号から所定の中心周波数をもつ信号を抽出する第2のフィルタ部と、該第2のフィルタ部の出力信号を検波する検波部と、該検波部の出力信号を画像信号に変換する変換部とから構成され、前記各信号処理回路に於いて、前記第2のフィルタ部で、前記第2のミキシング部の出力信号から、前記各信号処理回路で相互に異なる所定の中心周波数をもつ信号が抽出されることを特徴とする超音波診断装置。

【請求項3】

請求項2記載の超音波診断装置において、前記信号処理回路は、第1の信号処理回路と第2の信号処理回路とからなり、かつ、該第1の信号処理回路及び該第2の信号処理回路は、それぞれ、前記加算部の出力信号と第2のディジタル参照信号とを乗算する第2のミキシング部と、該第2のミキシング部の出力信号から所定の中心周波数をもつ信号を抽出する第2のフィルタ部と、該第2のフィルタ部の出力信号を検波する検波部と、該検波部の出力信号を画像信号に変換する変換部とから構成され、前記第1、及び第2の信号処理回路において、前記第2のフィルタ部で、前記第2のミキシング部の出力信号から、前記第1、及び第2の信号処理回路で相互に異なる所定の中心周波数をもつ信号が抽出され、第1の中心周波数、及び第2の中心周波数の画像を得るための信号処理が並列して実行されるよう構成したことを特徴とする超音波診断装置。10

【請求項4】

請求項1又は2記載の超音波診断装置において、前記第1のディジタル参照信号の周波数と前記第2のディジタル参照信号の周波数との和を、画像化する受信信号の中心周波数に一致させてなることを特徴とする超音波診断装置。20

【請求項5】

請求項2記載の超音波診断装置において、異なる中心周波数の前記画像が、同一、又は異なる表示装置に表示されてなることを特徴とする超音波診断装置。

【請求項6】

請求項4記載の超音波診断装置において、前記第1のディジタル参照信号の周波数が、前記第1の中心周波数と前記第2の中心周波数との間に設定されてなることを特徴とする超音波診断装置。

【請求項7】

複数の素子から構成される探触子と、検査対象に中心周波数_sをもつ超音波を送信し、前記検査対象から反射された前記中心周波数_sをもつ超音波を受信する複数の素子n(n=1、2、...、N)を選択する選択駆動回路と、前記素子により受信された受信信号をデジタル化し、前記複数の素子n(n=1、2、...、N)のそれぞれに対応して設けられるデジタル変換部と、該デジタル変換部の出力信号と、前記中心周波数_sと異なる周波数_mをもつ第1のディジタル参照信号とを乗算し、前記各素子にそれぞれ対応する前記デジタル変換部に対応して設けられる第1のミキシング部と、該第1のミキシング部の出力信号から周波数(-m-s)をもつ信号を抽出し、前記各素子にそれぞれ対応する前記第1のミキシング部に対応して設けられる第1のフィルタ部と、該第1のフィルタ部の出力信号を、前記超音波の送信の時点から受信の時点までの前記素子n毎に異なる伝搬時間_nだけ時間移動させた信号に、exp(-j_m_n)を乗算し、前記各素子にそれぞれ対応する前記第1のフィルタ部に対応して設けられるデジタル遅延部と、前記複数の素子n(n=1、2、...、N)のそれぞれに対応する前記デジタル遅延部の出力信号を加算する加算部と、該加算部の出力信号と、周波数(s-m)をもつ第2のディジタル参照信号とを乗算する第2のミキシング部と、該第2のミキシング部の出力信号を検波する検波部と、該検波部の出力信号を画像信号に変換する変換部と、該変換部の出力信号を表示する表示装置とを有し、前記中心周波数_sをもつ中心周波数をもつ受信信号の画像化を行ない表示することを特徴とする超音波診断装置。3040

【請求項8】

複数の素子から構成される探触子と、検査対象に中心周波数_sをもつ超音波を送信し、前記検査対象から反射された前記中心周波数_sをもつ超音波を受信する前記複数の素子50

子 n (= 1, 2, ..., N) を選択する選択駆動回路と、デジタル変換部と、第 1 及び第 2 のミキシング部と、第 1 のフィルタ部と、デジタル遅延部と、加算部と、検波部と、表示装置とを備えた超音波診断装置における超音波信号の処理方法において、

前記各素子により受信された複数の受信信号を、前記複数の素子 n (n = 1, 2, ..., N) のそれぞれに対応して設けられる前記デジタル変換部でデジタル化する工程と、

前記各素子にそれぞれ対応する前記デジタル変換部に対応して設けられる前記第 1 のミキシング部で、前記デジタル変換部の出力信号と、前記中心周波数 s と異なる周波数 m をもつ第 1 のデジタル参照信号とを乗算する工程と、

前記各素子にそれぞれ対応する前記第 1 のミキシング部に対応して設けられる前記第 1 のフィルタ部で、前記第 1 のミキシング部の出力信号から周波数 ($m - s$) をもつ信号を抽出する工程と、 10

前記各素子にそれぞれ対応する前記第 1 のフィルタ部に対応して設けられる前記デジタル遅延部で、前記第 1 のフィルタ部の出力信号を、前記超音波の送信の時点から受信の時点までの前記素子 n 毎に異なる伝搬時間 n だけ時間移動させた信号に、 $\exp(-j\omega_m n)$ を乗算する工程と、

前記複数の素子 n (n = 1, 2, ..., N) のそれぞれに対応する前記デジタル遅延部の出力信号を前記加算部で加算する工程と、

前記加算部の出力信号と、周波数 ($s - m$) をもつ第 2 のデジタル参照信号と前記第 2 のミキシング部で乗算する工程と、

前記第 2 のミキシング部の出力信号を前記検波部で検波する工程と、 20

前記検波部の出力信号を画像信号に前記変換部で変換する工程と、

前記変換部の出力信号を前記表示装置に表示する工程とを有し、前記中心周波数 s をもつ受信信号の画像化を行ない表示することを特徴とする超音波信号の処理方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、超音波診断装置に係り、特に、超音波信号のデジタル信号処理を行なう、非破壊検査用の超音波診断装置、及び医用の超音波診断装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

図 2 は、デジタル回路を用いた従来技術の超音波診断装置の構成例を示す図である。複数の素子で構成される探触子 1 から送信される中心周波数 s をもつ超音波の送信信号 $s(t)$ は、近似的に(数 1)で表現できる。A(t) は送信信号の包絡線の形状を示し、t は時間変数、j は虚数単位である。

【0003】

$$s(t) = A(t) \times \{ \exp(j\omega_s t) + \exp(-j\omega_s t) \} \dots (数 1)$$

検査対象により反射された超音波は、探触子 1 で受信される。探触子 1 の第 n 素子による受信信号 $f_n(t)$ は、超音波の送信の時点から受信の時点までの間での伝搬時間を n とすると、(数 2) により示される。 n は、受信信号 $f_n(t)$ の位相であり(数 3)で与えられる。

【0004】

$$f_n(t) = s(t - n) = A(t - n) \times \\ \{ \exp[j(\omega_s t - n)] + \exp[-j(\omega_s t - n)] \} \dots (数 2)$$

$$\dots (数 3)$$

1 回の超音波の送受信に用いる素子数を N とする時、探触子 1 の N 本の出力信号は、それぞれ(数 2)で表わされる。伝搬時間 n は素子毎に異なる。なお、以下の説明では、1 回の超音波の送受信に用いる素子 n をチャネル n と呼び、N をチャネル数と呼ぶ。また、図 1、図 2、図 6 では、1 回の超音波の送受信に用いる N 個の素子の選択回路、及び駆動回路は、省略し図示していない。

【0005】

10

20

30

40

50

受信信号 $f_n(t)$ は、デジタル変換部 2 でデジタルデータに変換され、以降の信号処理は全てデジタル信号処理となる。デジタル信号処理によりアナログ信号処理に比べ、演算精度が向上する。デジタル変換部 2 には一般に A / D 変換器が使用される。

【0006】

ミキシング部 3 で、デジタル変換された受信信号 $f_n(t)$ と(数4)で示されるデジタル参照信号 $h_n(t)$ との乗算を行なう。乗算結果 $g_n(t)$ は(数5)となる。 $h_n(t)$ は受信信号の中心周波数 s と同一の周波数をもつ。

【0007】

$$\begin{aligned} h_n(t) &= \exp(j_s t) && \dots (\text{数 } 4) \\ g_n(t) &= f_n(t) h_n(t) = A(t - n) \times \\ &\{ \exp[j(2_s t - n)] + \exp(j n) \} && \dots (\text{数 } 5) \end{aligned}$$

次に、フィルタ部 4 で、乗算結果((数5))の低周波成分を抽出する。低周波成分が抽出された乗算結果は(数6)となる。フィルタ部 4 は、例えば、累加器や積和演算器により構成される。

【0008】

$$g_n(t) = A(t - n) \times \exp(j n) \dots (\text{数 } 6)$$

デジタル遅延部 5 では、フィルタ部 4 の出力信号(数6)を n だけ時間移動した信号に $\exp(-j n)$ を乗算する。デジタル遅延部 5 の出力信号 $V_n(t)$ は(数7)となる。出力信号 $V_n(t)$ は、 n に依存せずチャネルによらず一定である。

【0009】

$$V_n(t) = g_n(t + n) \times \exp(-j n) = A(t) \dots (\text{数 } 7)$$

デジタル遅延部 5 の出力信号 $V_n(t)$ は、加算部 6 で、1回の超音波の送受信に用いられた素子 n (チャネル n) の全てのチャネル (チャネル数 N) について加算される。加算結果は、各チャネルの位相が一致するので单一チャネルの信号の N 倍に成長する。探触子 1 から加算部 6 までの N 本の信号数は、加算部 6 で 1 本に変換される。

【0010】

なお、以上の説明で、デジタル変換部 2 、ミキシング部 3 、フィルタ部 4 、デジタル遅延部 5 での各処理は、チャネル毎に行なうので、これら各部は N 個並列に必要である。

【0011】

一方、目的方向以外からの受信信号は、相互に異なる位相差をもつので消滅する。以上説明した信号処理は、一般に整相加算処理と呼ばれる。この整相加算処理により、目的方向に超音波ビームを収束することができる。

【0012】

上記の整相加算処理に関する文献として、特許第 1333370 号、米国特許第 4140022 号、米国特許第 4983970 号がある。

【0013】

検波部 7 で、加算部 6 の出力信号、 $N \times A(t)$ の絶対値をとり、変換部 8 で、検波部 7 の出力信号に対し、対数圧縮、ガンマ変換等の信号処理を行なう。変換部 8 の出力信号は、検査対象の断層像として、表示装置 9 に表示される。なお、(数7)は、一般に複素数であり、検波部 7 は、複素数の絶対値(実部と虚部の 2 乗和平方根)を計算する。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】

図 2 に示す従来技術の超音波診断装置では、画像化する受信信号の中心周波数を予め 1 つに決める必要がある。図 2 に示す従来装置では、画像化する受信信号の中心周波数は、送信信号の中心周波数と同じ s であり、デジタル参照信号 $h_n(t)$ の周波数に等しい。図 2 に示す従来技術の超音波診断装置では、デジタル参照信号 $h_n(t)$ の周波数を、画像化する受信信号の中心周波数に一致させる必要があり、画像化する受信信号の中心周波数が、予め決めた 1 つの周波数に限定されるという問題があった。

【0015】

10

20

30

40

50

図2に示す従来技術の超音波診断装置では、フィルタ部4で、ミキシング部3の出力信号から不要成分である高周波成分(2s)を除去しているので、画像化する受信信号の中心周波数 ν を変化させる場合、不要成分の高周波成分の周波数も変化するので、画像化する受信信号の中心周波数に合わせてフィルタ部4の周波数特性を変化させる必要があるという問題があった。

【0016】

フィルタ部4はチャネル毎に必要であるので、フィルタ部4の構成が複雑になると、装置の規模が大きくなり、装置が高価格になるという問題があった。

【0017】

本発明の目的は、フィルタ部の周波数特性をえることなく、受信信号の中心周波数が異なる複数の画像を得ることが可能な超音波診断装置を提供することにある。 10

【0018】

本発明の他の目的は、受信信号の中心周波数が異なる複数の画像を得るための信号処理を並列して同時に実行でき、画像化する受信信号の中心周波数を変化させても、チャネル毎のフィルタ部の周波数特性をえる必要がない超音波診断装置を提供することにある。

【0019】

【課題を解決するための手段】

上記の目的を達成するために、本発明の超音波診断装置は、以下のような構成を有する。

【0020】

本発明の第1の構成では、検査対象に超音波を送信し検査対象から反射された超音波を受信する複数の素子から構成される探触子により受信された複数の受信信号は、デジタル変換部でデジタル化される。第1のミキシング部で、デジタル変換部の出力信号と第1のデジタル参照信号とが乗算される。 20

【0021】

第1のフィルタ部で、第1のミキシング部の出力信号から所定の中心周波数をもつ信号が抽出される。第1のフィルタ部の出力信号は、デジタル遅延部で遅延され、デジタル遅延部の複数の出力信号が加算部で加算される。

【0022】

第2のミキシング部で加算部の出力信号と第2のデジタル参照信号とが乗算される。第2のミキシング部の出力信号は検波部で検波され、検波部の出力信号は、変換部で画像信号に変換され、変換部の出力信号は表示装置に表示される。 30

【0023】

第1の構成に於いて、第1のデジタル参照信号の周波数と第2のデジタル参照信号の周波数との和を、画像化する受信信号の中心周波数に一致させる。

【0024】

本発明の第2の構成では、本発明の第1の構成の加算部の出力端に、加算部の出力信号と第2のデジタル参照信号とを乗算する第2のミキシング部と、第2のミキシング部の出力信号から所定の中心周波数をもつ信号を抽出する第2のフィルタ部と、第2のフィルタ部の出力信号を検波する検波部と、検波部の出力信号を画像信号に変換する変換部とから構成される信号処理回路の複数個を並列に接続する。各信号処理回路に変換部の出力信号を表示する表示装置を設けても良い。 40

【0025】

第2の構成では、各信号処理回路に於いて、第2のフィルタ部で、第2のミキシング部の出力信号から、各信号処理回路で相互に異なる所定の中心周波数をもつ信号が抽出され、第2のフィルタ部の出力信号は検波部で検波される。

【0026】

第1のデジタル参照信号の周波数と前記第2のデジタル参照信号の周波数との和を、画像化する受信信号の中心周波数に一致させる。また、相互に異なる中心周波数の画像を得るための信号処理が、並列して同時に実行される。相互に異なる中心周波数の受信信号による画像が、各信号処理回路の表示装置、又は、単一の同一の表示装置に表示される。 50

【0027】

本発明の第3の構成では、本発明の第1の構成の加算部の出力端に、加算部の出力信号と第2のデジタル参照信号とを乗算する第2のミキシング部と、第2のミキシング部の出力信号から所定の中心周波数をもつ信号を抽出する第2のフィルタ部と、第2のフィルタ部の出力信号を検波する検波部と、検波部の出力信号を画像信号に変換する変換部とから構成される、第1、第2の信号処理回路を並列に接続する。第1、第2の信号処理回路に変換部の出力信号を表示する表示装置を設けても良い。

【0028】

第3の構成では、第1、及び第2の信号処理回路に於いて、第2のフィルタ部で、第2のミキシング部の出力信号から、第1、及び第2の信号処理回路で相互に異なる所定の中心周波数をもつ信号が抽出され、第2のフィルタ部の出力信号は検波部で検波される。第1、及び第2の中心周波数の画像を得るために信号処理が、並列して同時に実行される。

10

【0029】

第1のデジタル参照信号の周波数は、第1の受信信号の中心周波数と第2の受信信号の中心周波数との間に設定され、好ましくは平均値に設定される。第1の中心周波数の受信信号による画像を第1の信号処理回路の表示装置に、第2の中心周波数の受信信号による画像を第2の信号処理回路の表示装置に表示する。又は、第1、及び第2の中心周波数の受信信号による画像をそれぞれ単一の同一の表示装置に表示する。

【0030】

本発明のデジタル超音波診断装置は、フィルタ部の周波数特性を変えることなく、異なる中心周波数の受信信号の画像化が可能であるという特徴がある。

20

【0031】

また、本発明のデジタル超音波診断装置は、図2に示す従来技術の超音波診断装置に於いて、チャネル毎に必要な、デジタル変換部2、ミキシング部3、フィルタ部4、デジタル遅延部5の構成を何ら変えることなく、中心周波数が異なる複数の画像を得るための信号処理を並列して同時に実行でき、画像化する受信信号の中心周波数を変化させても、チャネル毎のフィルタ部4の周波数特性を変える必要がないという特徴がある。

【0032】

さらに、本発明は、複数の素子から構成される探触子と、検査対象に中心周波数_sをもつ超音波を送信し、前記検査対象から反射された前記中心周波数_sをもつ超音波を受信する複数の素子n(n=1, 2, ..., N)を選択する選択駆動回路と、前記素子により受信された受信信号をデジタル化し、前記複数の素子n(n=1, 2, ..., N)のそれぞれに対応して設けられるデジタル変換部と、該デジタル変換部の出力信号と、前記中心周波数_sと異なる周波数_mをもつ第1のデジタル参照信号とを乗算し、前記各素子にそれぞれ対応する前記デジタル変換部に対応して設けられる第1のミキシング部と、該第1のミキシング部の出力信号から周波数(_m - _s)をもつ信号を抽出し、前記各素子にそれぞれ対応する前記第1のミキシング部に対応して設けられる第1のフィルタ部と、該第1のフィルタ部の出力信号を、前記超音波の送信の時点から受信の時点までの前記素子n毎に異なる伝搬時間_nだけ時間移動させた信号に、 $e \times p(-j \cdot m \cdot n)$ を乗算し、前記各素子にそれぞれ対応する前記第1のフィルタ部に対応して設けられるデジタル遅延部と、前記複数の素子n(n=1, 2, ..., N)のそれぞれに対応する前記デジタル遅延部の出力信号を加算する加算部と、該加算部の出力信号と、周波数(_s - _m)をもつ第2のデジタル参照信号とを乗算する第2のミキシング部と、該第2のミキシング部の出力信号を検波する検波部と、該検波部の出力信号を画像信号に変換する変換部と、該変換部の出力信号を表示する表示装置とを有し、前記中心周波数_sをもつ受信信号の画像化を行ない表示することを特徴とする超音波診断装置を提供する。

30

【0033】

さらにまた、本発明は、下記に示す工程を有する超音波信号の処理方法を提供する。

40

【0034】

(1) 検査対象に中心周波数_sをもつ超音波を送信し、該検査対象から反射された前記

50

中心周波数 s をもつ超音波を受信する複数の素子から構成される探触子の複数の素子 n ($n = 1, 2, \dots, N$) を選択して駆動する工程と、

(2) 前記各素子により受信された複数の受信信号を、前記複数の素子 n ($n = 1, 2, \dots, N$) のそれぞれに対応して設けられるディジタル変換部でディジタル化する工程と、
(3) 前記各素子にそれぞれ対応する前記ディジタル変換部に対応して設けられる第1のミキシング部で、前記ディジタル変換部の出力信号と、前記中心周波数 s と異なる周波数 m をもつ第1のディジタル参照信号とを乗算する工程と、

(4) 前記各素子にそれぞれ対応する前記第1のミキシング部に対応して設けられる第1のフィルタ部で、前記第1のミキシング部の出力信号から周波数 ($m - s$) をもつ信号を抽出する工程と、

(5) 前記各素子にそれぞれ対応する前記第1のフィルタ部に対応して設けられるディジタル遅延部で、前記第1のフィルタ部の出力信号を、前記超音波の送信の時点から受信の時点までの前記素子 n 毎に異なる伝搬時間を n だけ時間移動させた信号に、 $\exp(-j\omega_m n)$ を乗算する工程と、

(6) 前記複数の素子 n ($n = 1, 2, \dots, N$) のそれぞれに対応する前記ディジタル遅延部の出力信号を加算部で加算する工程と、

(7) 前記加算部の出力信号と、周波数 ($s - m$) をもつ第2のディジタル参照信号とを第2のミキシング部で乗算する工程と、

(8) 前記第2のミキシング部の出力信号を検波部で検波する工程と、

(9) 前記検波部の出力信号を画像信号に変換部で変換する工程と、

(10) 前記変換部の出力信号を表示装置に表示する工程とを有し、前記中心周波数 s をもつ受信信号の画像化を行ない表示するよう構成する。

【0035】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施例を図を参照して詳細に説明する。以下の実施例では、超音波信号のディジタル信号処理を行なう、医用の超音波診断装置を例にとって、説明するが、非破壊検査用の超音波装置にも同様に適用可能である。

【0036】

(実施例1)

図1は、本発明の実施例1の超音波診断装置の構成例を示す図である。図1に於いて、第1のミキシング部10、第2のミキシング部11を除く構成は、図2に示す従来技術の超音波診断装置の構成と同じである。ここで、探触子1から送信される中心周波数 s をもつ超音波の送信信号 $s(t)$ とすると、探触子1の第 n 素子による受信信号 $f_n(t)$ は、超音波の送信の時点から受信の時点までの間での伝搬時間を n とすると、(数2)と同じく、(数8)により示される。 n は、受信信号 $f_n(t)$ の位相であり、(数3)と同じく、(数9)で与えられる。

【0037】

1回の超音波の送受信に用いる素子数を N とする時、探触子1の N 本の出力信号は、それぞれ(数8)で表わされる。伝搬時間 n は素子毎に異なる。

【0038】

$$f_n(t) = s(t - n) = A(t - n) \times \{ \exp[j(\omega_s t - n)] + \exp[-j(\omega_s t - n)] \} \dots \text{(数8)}$$

$$\dots \text{(数9)}$$

$$n = s n$$

受信信号 $f_n(t)$ は、ディジタル変換部(A/D変換器)2でディジタルデータに変換され、以降の信号処理は全て、離散値とされた(数8)を使用するディジタル信号処理となる。

【0039】

第1のミキシング部10で、ディジタル変換された受信信号 $f_n(t)$ と(数10)で示されるディジタル参照信号 $h_n(t)$ との乗算を行なう。乗算結果 $g_n(t)$ は(数11)となる。本発明では、ディジタル参照信号 $h_n(t)$ の周波数と受信信号の中心周波数 s

10

20

30

40

50

を異ならせることが可能である。 $h_n(t)$ の周波数を m とおくと、

$$h_n(t) = e \times p(j_m t) \quad \dots (\text{数 } 10)$$

$$g_n(t) = f_n(t) h_n(t) = A(t - n) \times$$

$$\{e \times p[j((s+m)t - n)] + e \times p[-j((s-m)t - n)]\} \quad \dots (\text{数 } 11)$$

次に、フィルタ部 4 で、乗算結果（（数 11））の低周波成分を抽出する。低周波成分が抽出された乗算結果は（数 12）となる。フィルタ部 4 は、従来技術と同様に、累加器や積和演算器により構成される。

【0040】

$$g_n(t) = A(t - n) \times e \times p[-j((s-m)t - n)] \quad \dots (\text{数 } 12)$$

デジタル遅延部 5 では、フィルタ部 4 の出力信号（数 12）を n だけ時間移動した信号に $e \times p(-j_m n)$ を乗算する。デジタル遅延部 5 の出力信号 $V_n(t)$ は（数 13）となる。本発明では、デジタル遅延部 5 で乗算される複素数を、 $n = s_n$ ではなく、積 m_n とする。出力信号 $V_n(t)$ は、 n に依存せずチャネルによらず一定である。

【0041】

$$\begin{aligned} V_n(t) &= g_n(t + \tau_n) e \times p(-j \omega_m \tau_n) \\ &= A(t) \times e \times p[-j [(\omega_s - \omega_m)(t + \tau_n) - \phi_n + \omega_m \tau_n]] \\ &= A(t) \times e \times p[-j [(\omega_s - \omega_m)t + \omega_s \tau_n - \omega_m \tau_n - \omega_s \tau_n + \omega_m \tau_n]] \\ &= A(t) \times e \times p[-j (\omega_s - \omega_m)t] \quad \dots (\text{数 } 13) \end{aligned}$$

デジタル遅延部 5 の出力信号 $V_n(t)$ は、加算部 6 で、1 回の超音波の送受信に用いられた素子 n (チャネル n) の全てのチャネル (チャネル数 N) について加算され、加算結果は（数 14）となる。

【0042】

$$S(t) = N \times A(t) \times e \times p[-j(s-m)t] \quad \dots (\text{数 } 14)$$

加算結果（（数 14））は、各チャネルの位相が一致するので単一チャネルの信号の N 倍に成長する。探触子 1 から加算部 6 までの N 本の信号数は、加算部 6 で 1 本に変換される。

【0043】

加算結果（（数 14））には、一般にキャリア成分と呼ばれる $e \times p(-j(s-m)t)$ の項が残っている。キャリア成分は、断層像の再構成には不要であるので、本発明では、第 2 のミキシング部 11 で、加算結果（（数 14））と（数 15）に示すデジタル参照信号 $k_n(t)$ との乗算を行なう。

【0044】

なお、以上の説明で、デジタル変換部 2、第 1 のミキシング部 10、フィルタ部 4、デジタル遅延部 5 での各処理は、チャネル毎に行なうので、これら各部は N 個並列に必要である。

【0045】

探触子 1 から加算部 6 までの N 本の信号数は、加算部 6 で 1 本に変換されているので、第 2 のミキシング部 11 は 1 個で良い。（数 14）と（数 15）の乗算結果は（数 16）となる。

【0046】

$$k_n(t) = e \times p[j(s-m)t] \quad \dots (\text{数 } 15)$$

$$U(t) = N \times A(t) \times \{e \times p[-j(s-m)t]\} \times$$

$$\{e \times p[j(s-m)t]\} = N \times A(t) \quad \dots (\text{数 } 16)$$

検波部7で、乗算結果((数16))の絶対値をとる。以下、図2に示す従来技術の超音波診断装置と同様に、変換部8で、検波部7の出力信号に対し、対数圧縮、ガンマ変換等の信号処理を行なう。変換部8の出力信号は、検査対象の断層像として、表示装置9に表示される。なお、(数16)は、一般に複素数であり、検波部7は、複素数の絶対値(実部と虚部の2乗和平方根)を計算する。

【0047】

次に、以上説明した図1の構成に於いて、画像化する受信信号の中心周波数が変化しても、フィルタ部4の周波数特性を変える必要がないことを説明する。

【0048】

図3、図4は、図2に示す従来技術の超音波診断装置に於ける超音波信号のスペクトル変化を説明する図である。図3(a)は、中心周波数 f_s を3MHz、包絡線形状A(t)をハニング形状とした場合の(数8)の受信信号のスペクトルの概略を示す図である。なお、図3から図8の各図に於いて、縦軸はスペクトル強度、横軸は周波数を示す。

【0049】

(数8)の受信信号は実信号であるので、スペクトルの形状は、縦軸に関し対称である。画像化すべき受信信号のスペクトルは、周波数、-3MHz、又は3MHzに中心をもつ何れか一方のスペクトルの中心位置を、周波数0に移動したスペクトルである。

【0050】

図2に示す従来技術の超音波診断装置では、(数4)で、 $f_s = 3\text{MHz}$ とし、(数5)に示す乗算を行なう。乗算の結果、図3(a)のスペクトルは、図3(b)となる。図3(b)に示すように、画像化する受信信号のスペクトルは周波数0に、不要となるスペクトルは周波数6MHzに移動する。

【0051】

次に、フィルタ部4に、例えば、図3(b)に示す例のように、周波数、-3MHzから3MHzの信号を抽出する周波数特性を持たせ、必要なスペクトルを取り出し、図3(c)に示すスペクトルが得られる。図3(c)は画像化すべき受信信号のスペクトルそのものである。

【0052】

図4(a)は、中心周波数 f_s を2MHz、包絡線形状A(t)をハニング形状とした場合の(数8)の受信信号のスペクトルの概略を示す図である。

【0053】

画像化する受信信号のスペクトルは、周波数、-2MHz、又は2MHzに中心をもつ何れか一方のスペクトルの中心位置を、周波数0に移動したスペクトルである。

【0054】

図2に示す従来技術の超音波診断装置では、(数4)で、 $f_s = 2\text{MHz}$ とし、(数5)に示す乗算を行なう。乗算の結果、図4(a)のスペクトルは、図4(b)となる。図4(b)に示すように、画像化する受信信号のスペクトルは周波数0に、不要となるスペクトルは周波数4MHzに移動する。

【0055】

次に、フィルタ部4に、例えば、図4(b)に示す例のように、周波数、-2MHzから2MHzの信号を抽出する周波数特性を持たせ、必要なスペクトルを取り出し、図4(c)に示すスペクトルが得られる。図4(c)は画像化すべき受信信号のスペクトルそのものである。

【0056】

ここで、図4(b)に示すフィルタ部4の周波数特性を、図3(b)に示すフィルタ部4の周波数特性と同じにすると、周波数4MHzに中心をもつ不要なスペクトルが完全に除去できず、画質が劣化する。

【0057】

従って、図3(b)と図4(b)との比較より、図2に示す従来技術の超音波診断装置では、画像化する受信信号の中心周波数に対応させて、フィルタ部4の周波数特性を変化さ

10

20

30

40

50

せることが必須要件であることが明らかである。

【0058】

図4(b)に示す例のように、抽出するスペクトルの周波数領域が狭いフィルタはタップ数が多くなるので、図3(b)の周波数特性をもつフィルタに比べて、回路規模が大きくなる。

【0059】

本発明の実施例1の超音波診断装置の構成では、受信信号が図4(a)示すスペクトルをもつ場合でも、フィルタ部4の周波数特性を図3(b)と同じにすることが可能である。

【0060】

図5は、本発明の実施例1の超音波診断装置に於ける超音波信号のスペクトル変化を説明する図である。図5(a)は、中心周波数 s を2MHz、包絡線の形状A(t)をハニーベンディング形状とした場合の超音波信号のスペクトルの概略を示す図である。本発明では、(数10)で、 $m = 3\text{MHz}$ とし、(数11)に示す乗算を行なう。乗算の結果、スペクトルは図5(b)となる。

10

【0061】

図5(b)に示すように、画像化する受信信号のスペクトルは周波数1MHzに、不要となるスペクトルは周波数5MHzに移動する。フィルタ部4の周波数特性は、図3(b)と同じく、周波数、-3MHzから3MHzの信号を抽出する周波数特性を持たせ、必要なスペクトルを取り出し、図5(c)に示すスペクトルが得られる。

20

【0062】

図5(c)に示すように、中心が周波数1MHzにあるスペクトルが残り、中心が周波数5MHzにあるスペクトルが除去される。図5(c)のスペクトルは加算部6の出力信号のスペクトルである。

【0063】

画像化すべき超音波信号のスペクトルは、図4(c)に示すように、中心が周波数0にある必要があり、図5(c)のスペクトルはそのままでは画像化できない。

【0064】

そこで、本発明では、(数15)で、 $s = 2\text{MHz}$ 、即ち、 $(s - m) = -1\text{MHz}$ とし、(数16)に示す乗算を行なう。乗算の結果、図5(c)のスペクトルは、図5(d)のスペクトルとなり、画像化すべき図4(c)のスペクトルと同じである。

30

【0065】

本発明の実施例1の超音波診断装置の構成で、中心周波数3MHzの受信信号の画像化を行なう場合には、 $s = 3\text{MHz}$ とし、(数10)で、 $m = 3\text{MHz}$ とし、(数11)に示す乗算を行なう。乗算の結果、スペクトルは図3(b)と同じとなる。

【0066】

図3(b)に示すように、画像化する受信信号のスペクトルは周波数0に、不要となるスペクトルは周波数6MHzに移動する。フィルタ部4の周波数特性は、周波数-3MHzから3MHzの信号を抽出する周波数特性を持たせ、必要なスペクトルを取り出し、画像化すべき受信信号のスペクトルそのものである、図3(c)と同じスペクトルが得られる。

40

【0067】

以上説明したように、本発明の実施例1の超音波診断装置の構成では、フィルタ部4の周波数特性を変えることなく、中心周波数3MHz、2MHz両方の受信信号の画像化が可能である。また、先に説明したように、第2のミキシング部11は1個あれば良い。ミキシング回路1個の追加により、フィルタ部4の構成を簡素化できるので、装置の小型化、低価格化に大きく貢献する。

【0068】

(実施例2)

図6は、本発明の実施例2の超音波診断装置の構成例を示す図である。図6は、図1に示す超音波診断装置の構成のうち、チャネル毎に必要な、デジタル変換部2、ミ

50

キシング部3、フィルタ部4、デジタル遅延部5の構成を変えることなく、中心周波数の異なる受信信号を複数、同時に画像化して表示する超音波診断装置の構成例である。

【0069】

図6に示す超音波診断装置の構成のうち、チャネル毎に必要な、デジタル変換部2、第1のミキシング部10、フィルタ部4、デジタル遅延部5の構成は、図1に示す超音波診断装置の構成と同じである。図6に示す超音波診断装置の構成は、図1の示す超音波診断装置の構成に於いて、第2のミキシング部11以降の信号処理を行なう、第1、及び第2の信号処理回路を並列に持ち、第1、及び第2の信号処理回路に於いて、第2のミキシング部11と検波部7の間に第2のフィルタ部12を設けたものである。

【0070】

第1の信号処理回路は、第2のミキシング部11a、第2のフィルタ部12a、検波部7a、変換部8a、表示装置9aから構成され、第2の信号処理回路は、第2のミキシング部11b、第2のフィルタ部12b、検波部7b、変換部8b、表示装置9bから構成される。

【0071】

図6に示す超音波診断装置の構成は、例えば、高調波イメージングに於いて、効果を発揮する。高調波イメージングとは、周波数 f_0 の超音波信号を送信し、受信信号の高調波成分（例えば、 $2f_0$ 成分）を画像化する手法である。この手法によれば、受信信号の基本波成分（ f_0 成分）を画像化する通常のイメージングに比べ、音響S/Nを大きく改善できる。

【0072】

図7、図8は、本発明の実施例2の超音波診断装置に於ける超音波信号のスペクトル変化を説明する図である。図7(a)は、周波数2MHzの受信信号のスペクトルを、高調波成分である4MHz成分まで含めて示す。高調波成分のスペクトル強度は、基本波成分に比べ小さい。

【0073】

図2に示す従来技術の超音波診断装置では、受信信号の基本波成分で画像化する場合には、(数4)で、 $s = 2\text{MHz}$ とする。受信信号の高調波成分で画像化する場合には、(数4)で、 $s = 4\text{MHz}$ とする。しかし、図2に示す従来技術の超音波診断装置では、受信信号の基本波成分の画像と、受信信号の高調波成分の画像を同時に処理して、表示できなかった。

【0074】

受信信号の基本波成分の画像と、受信信号の高調波成分の画像を同時に処理して、表示するために、図2に示す従来技術の超音波診断装置に於いて、ミキシング部3以降の信号処理を行なう、第1及び第2の信号処理回路を並列に持ち、第1及び第2の信号処理回路を、それぞれ、ミキシング部3、フィルタ部4、デジタル遅延部5、加算部6、検波部7、変換部8、表示装置9で構成することが考えられる。

【0075】

第1の信号処理回路のミキシング部で $s = 2\text{MHz}$ として乗算を行ない、第2の信号処理回路のミキシング部で $s = 4\text{MHz}$ として乗算を行なえば、受信信号の基本波成分の画像と、受信信号の高調波成分の画像を同時に画像化できる。

【0076】

しかし、ミキシング部3、フィルタ部4、デジタル遅延部5は、チャネル数分だけ用意する必要があるので、回路規模が膨大になる。

【0077】

図6に示す超音波診断装置の構成では、(数10)で、受信信号の基本波2MHzと受信信号の高調波4MHzの平均周波数である、 $m = 3\text{MHz}$ として(数11)に示す乗算を行なう。乗算の結果、図7(a)のスペクトルは、図7(b)となる。図7(b)に示すように、画像化する受信信号のスペクトルは周波数、-1、1MHzに、不要となるスペクトルは周波数5、7MHzに移動する。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 8 】

受信信号の基本波成分を画像化する場合には、周波数 1 M H z に中心をもつスペクトルを残し、受信信号の高調波成分を画像化する場合には、周波数、 - 1 M H z に中心をもつスペクトルを残す必要がある。ミキシング周波数 ($f_m = 3 \text{ M H z}$) を、受信信号の基本波と受信信号の高調波の周波数の平均値としたので、画像化する 2 つの受信信号のスペクトルの中心周波数は、縦軸に関し対称である。

【 0 0 7 9 】

図 7 (b) に示すように、フィルタ部 4 には、図 3 (b) と同じ周波数特性を持たせる。フィルタ部 4 の出力信号のスペクトルは、図 7 (c) となる。遅延処理、加算処理は、スペクトル形状を変えないので、加算部 6 の出力信号のスペクトルも、図 7 (c) と同じである。10

【 0 0 8 0 】

次に、並列に用意された第 2 のミキシング部 1 1 a、1 1 b が、別々の周波数移動を行なう。第 2 のミキシング部 1 1 a では、(数 1 5) で、 $f_s = 4 \text{ M H z}$ とし、 $(f_s - f_m) = 1 \text{ M H z}$ として、(数 1 4) と (数 1 5) との乗算を行なう。乗算の結果、スペクトルは、図 8 (a) となる。

【 0 0 8 1 】

図 8 (a) に示す周波数特性を第 2 のフィルタ部 1 2 a に持たせ、高調波成分のスペクトルのみを通過させる。即ち、周波数 0 に中心をもつスペクトルを残す。20

【 0 0 8 2 】

図 8 (b) は、第 2 のフィルタ部 1 2 a の出力信号のスペクトルを示す。

【 0 0 8 3 】

第 2 のミキシング部 1 1 b では (数 1 5) で、 $f_s = 2 \text{ M H z}$ とし、 $(f_s - f_m) = - 1 \text{ M H z}$ として、(数 1 4) と (数 1 5) との乗算を行なう。乗算の結果、スペクトルは、図 8 (c) となる。

【 0 0 8 4 】

図 8 (c) に示す周波数特性を第 2 のフィルタ部 1 2 b に持たせ、受信信号の基本波成分のスペクトルのみを通過させる。即ち、周波数 0 に中心をもつスペクトルを残す。図 8 (d) は、第 2 のフィルタ部 1 2 b の出力信号のスペクトルを示す。30

【 0 0 8 5 】

加算部 6 の出力信号に対してフィルタリングを行なうので、第 2 のフィルタ部 1 2 a、1 2 b は、全体で 2 個でよく、フィルタの回路規模が大きくなる場合でも、装置全体の価格、規模に大きな影響を及ぼさない。

【 0 0 8 6 】

なお、検波部 7 a、7 b、変換部 8 a、8 b、表示装置 9 a、9 b の動作は、図 1 に示す実施例 1 と同じである。また、変換部 8 a、8 b の出力信号を、1 つの表示装置にまとめて表示することも可能である。

【 0 0 8 7 】

以上の説明では、受信信号の基本波成分の画像と、受信信号の高調波成分の画像を同時に画像化して同時表示する場合、 f_m を、受信信号の基本波と受信信号の高調波の周波数の平均周波数とした。(数 1 0) の f_m が、任意の周波数の場合でも、図 7 (b) に示すフィルタ部 4 の周波数特性を変えて、(数 1 5) で、 f_s を、受信信号の基本波の周波数、又は受信信号の高調波の周波数とする限り、(数 1 6) は不变であり、受信信号の基本波成分の画像と、受信信号の高調波成分の画像とを同時にイメージングできる。40

【 0 0 8 8 】

しかし、実際の超音波診断装置では、デジタル遅延部 5 に於ける時間移動量は離散的であり、最小単位が、例えば、デジタル変換部 2 のサンプリング時間に等しい。即ち、正確に Δt だけ、信号を時間移動させることは難しい。

【 0 0 8 9 】

時間移動量に誤差が含まれると、(数 7) は変化しないが、(数 1 6) は変化する。これ50

を以下で説明する。

【0090】

図2に示す超音波診断装置では、(数7)に於いて、時間移動の影響を受けるのは包絡線成分のみである。包絡線の周期はサンプリング時間に比べて十分に大きいので、時間移動に含まれるサンプリング時間未満の誤差は問題にならず、(数7)は変化しない。

【0091】

しかし、図1、図6に示す超音波診断装置では、(数13)に於いて、キャリア成分も時間移動の影響を受ける。キャリアの周期は、サンプリング時間に比べ十分に大きいとは言えない。従って、時間移動に誤差がある場合には、先ず、(数13)が変化する。

【0092】

(数12)に対する実際の時間移動を T_n とし、時間移動の誤差を(数17)により定義する。

【0093】

$\tau_n = T_n - \tau_n$... (数17)
ディジタル遅延部5により(数12)で示される信号を T_n だけ時間移動させて、 $e \times p$
($-j \omega_m \tau_n$)を乗算する。なお、複素乗算の精度は演算回路の計算精度に依存するので
、サンプリング時間とは無関係に十分に細かくできる。ディジタル遅延部5の出力信号は
(数18)に示す $V_n(t)$ となる。

【0094】

$$\begin{aligned} V_n(t) &= g_n(t+T_n) \exp(-j\omega_m \tau_n) \\ &= A(t-\tau_n+T_n) \times \\ &\quad \exp\{-j[(\omega_s - \omega_m)(t+T_n) - \phi_n + \omega_m \tau_n]\} \\ &= A(t+\Delta \tau_n) \times \\ &\quad \exp\{-j[(\omega_s - \omega_m)t + \omega_s T_n - \omega_m T_n - \omega_s \tau_n + \omega_m \tau_n]\} \\ &= A(t+\Delta \tau_n) \times \\ &\quad \{\exp[-j(\omega_s - \omega_m)t]\} \{\exp[-j(\omega_s - \omega_m)\Delta \tau_n]\} \\ &\quad \dots \text{(数18)} \end{aligned}$$

ここで、包絡線の周期は、サンプリング時間に比べ十分に大きいので、(数19)が成立すると近似する。

【0095】

$$A(t+\tau_n) = A(t) \dots \text{(数19)}$$

但し、 $e \times p$ 項中の τ_n は、無視できない。 τ_n はチャネル毎に異なるので、
加算部6で、1回の超音波の送受信に用いられた素子n(チャネルn)の全てのチャネル
(チャネル数N)について、 $V_n(t)$ を加算した結果は、(数20)に示す $S(t)$ となる。

【0096】

$$\begin{aligned} S(t) &= A(t) \times \{\exp[-j(\omega_s - \omega_m)t]\} \times \\ &\quad \{\exp[-j(\omega_s - \omega_m)\tau_n]\} \dots \text{(数20)} \\ (\text{数20}) &, (\text{数21}) \text{に於いて、加算記号 } \text{は、チャネル数Nについての加算を表わす} \\ \text{。第2のミキシング部11により、(数11)に示すディジタル参照信号 } k_n(t) \text{との} \\ \text{複素ミキシングを行なう。(数14)と(数20)との乗算結果は、(数21)に示す } U \\ (t) \text{となる。} \end{aligned}$$

【0097】

$$U(t) = A(t) \times \{\exp[-j(\omega_s - \omega_m)\tau_n]\} \dots \text{(数21)}$$

即ち、時間移動に誤差 τ_n が含まれる場合には、(数16)は(数21)となる。例えば、ディジタル変換部2のサンプリング時間を40ns、実際の時間移動 T_n を、サンプ

リング時間の整数倍とすれば、 τ_n の絶対値は、最大で20nsである。

【0098】

ここで、 $f_m = 3 \text{ MHz}$ とすれば、 $f_s = 2 \text{ MHz}$ 、 $f_s = 4 \text{ MHz}$ の何れの場合にも、($f_s - f_m$) τ_n は、最大で(1/50)波長にできる。一般に超音波のビーム形成では、($f_s - f_m$) τ_n は、(1/32)波長以下であれば無視できるとされているので、(数21)での誤差は無視できる範囲内にある。

【0099】

しかし、例えば、 $f_m = 2.2 \text{ MHz}$ とすれば、 $f_s = 2 \text{ MHz}$ の場合には、($f_s - f_m$) τ_n は、最大で(1/250)波長であるが、 $f_s = 4 \text{ MHz}$ の場合には、($f_s - f_m$) τ_n は、最大で(1/28)波長となる。この場合、受信信号の基本波成分では(数21)での誤差は無視できるが、受信信号の高調波成分では数(21)での誤差は無視できない。

【0100】

即ち、 f_m を、受信信号の基本波の周波数と受信信号の高調波の周波数の平均値にすると、何れの周波数に於いても、(数21)に於ける誤差を小さくできる利点がある。

【0101】

なお、受信信号の2つの異なる周波数成分を画像化して同時に表示する場合、2つの周波数は、受信信号の基本波と受信信号の高調波に限定されるものではなく、任意の所定の2つの周波数に設定可能である。

【0102】

【発明の効果】

以上説明した如く、本発明によれば、フィルタ部の周波数特性を変えることなく、中心周波数の異なる受信信号の画像化が可能である。

【0103】

更に、受信信号の中心周波数が異なる複数の画像を得るために信号処理を並列して同時に実行でき、画像化する受信信号の中心周波数を変化させても、チャネル毎のフィルタ部の周波数特性を変える必要がなく、高画質の断層像が得られるデジタル超音波診断装置を実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例1の超音波診断装置の構成例を示すブロック図。

【図2】デジタル回路を用いた従来技術の超音波診断装置の構成例を示すブロック図。

【図3】図2に示す従来技術の超音波診断装置に於ける超音波信号のスペクトル変化を説明する図。

【図4】図2に示す従来技術の超音波診断装置に於ける超音波信号のスペクトル変化を説明する図。

【図5】本発明の実施例1の超音波診断装置に於ける超音波信号のスペクトル変化を説明する図。

【図6】本発明の実施例2の超音波診断装置の構成例を示すブロック図。

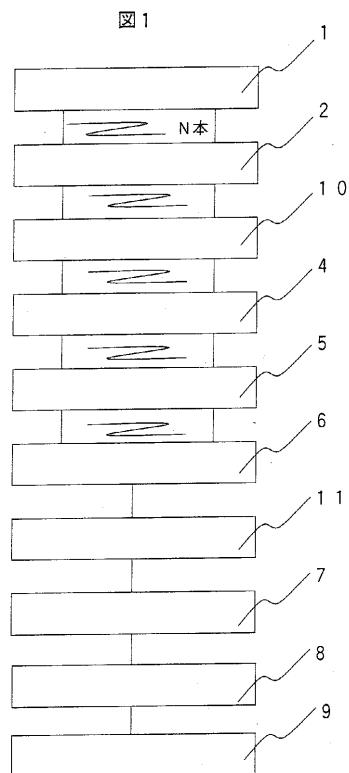
【図7】本発明の実施例2の超音波診断装置に於ける超音波信号のスペクトル変化を説明する図。

【図8】本発明の実施例2の超音波診断装置に於ける超音波信号のスペクトル変化を説明する図。

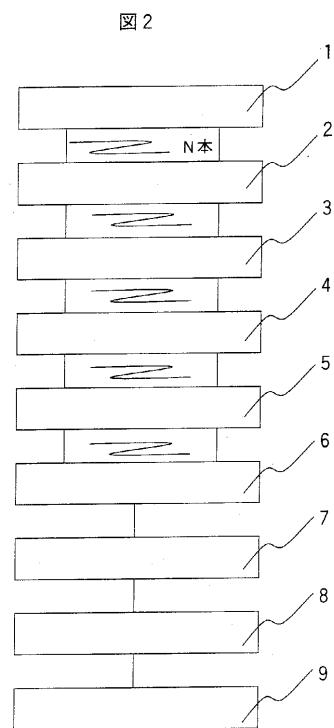
【符号の説明】

1...探触子、2...デジタル変換部、3...ミキシング部、4...フィルタ部、5...デジタル遅延部、6...加算部、7、7a、7b...検波部、8、8a、8b...変換部、9、9a、9b...表示装置、10...第1のミキシング部、11、11a、11b...第2のミキシング部、12a、12b...第2のフィルタ部。

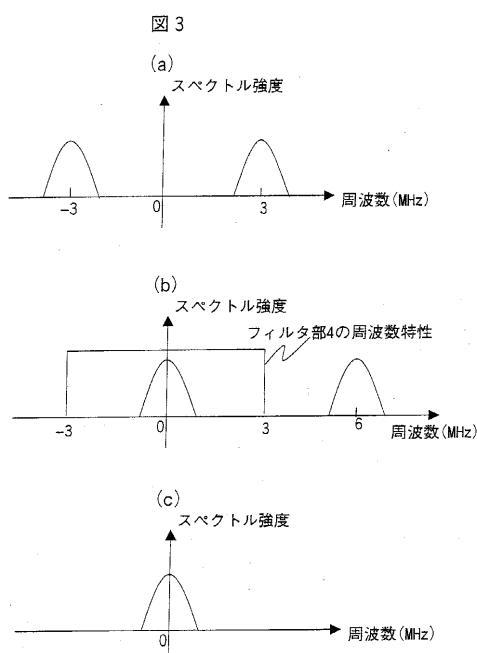
【図1】



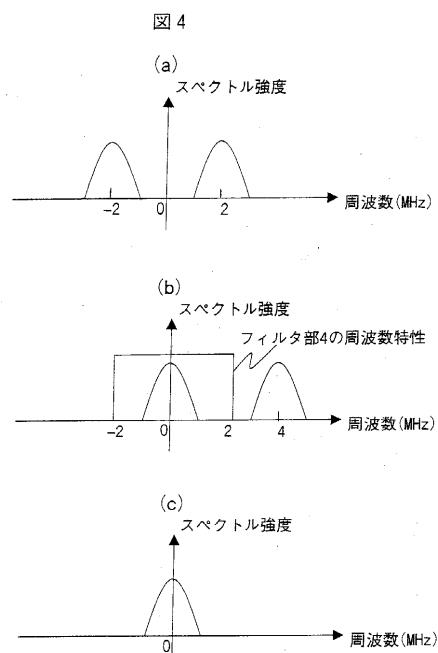
【図2】



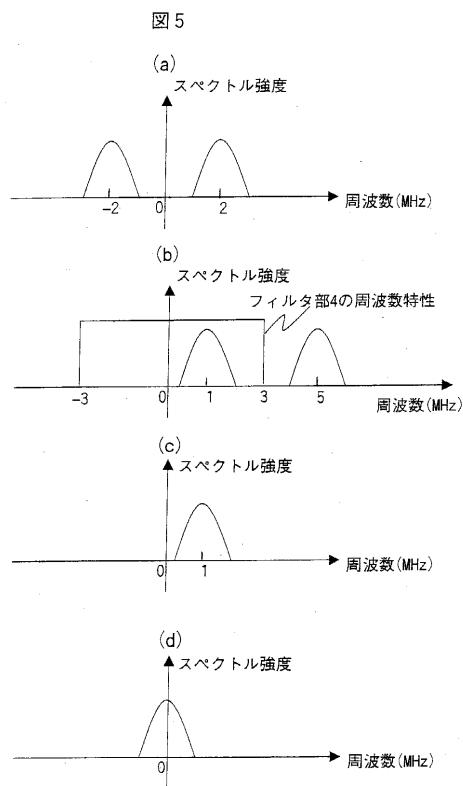
【図3】



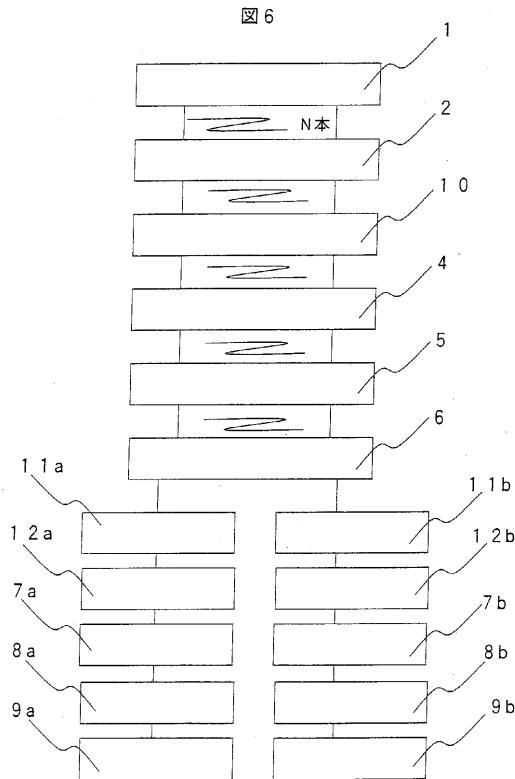
【図4】



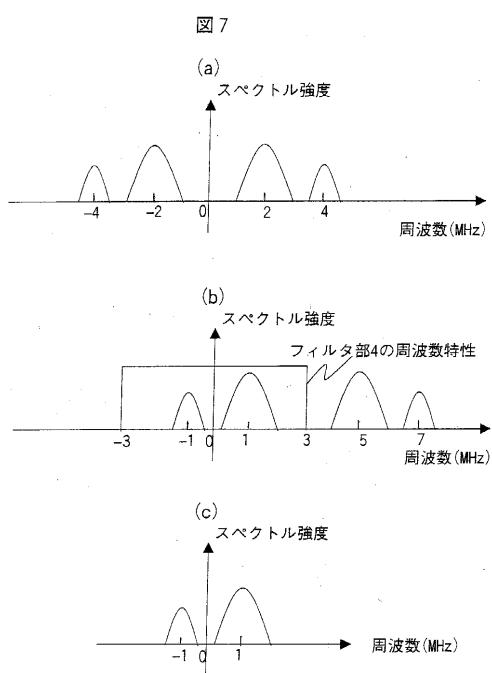
【図5】



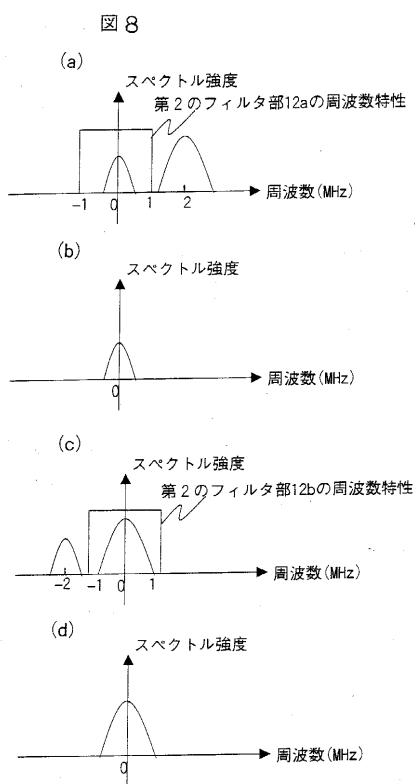
【図6】



【図7】



【図8】



フロントページの続き

(72)発明者 篠村 隆一
東京都千代田区内神田一丁目1番14号 株式会社日立メディコ内
(72)発明者 馬場 博隆
東京都千代田区内神田一丁目1番14号 株式会社日立メディコ内
(72)発明者 藤田 直人
東京都千代田区内神田一丁目1番14号 株式会社日立メディコ内

審査官 右 高 孝幸

(56)参考文献 特開昭64 - 48513 (J P , A)
特開平6 - 313764 (J P , A)
特開平9 - 184826 (J P , A)
特開平11 - 169365 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

A61B 8/00

专利名称(译)	超声波诊断装置和超声波信号处理方法		
公开(公告)号	JP4177955B2	公开(公告)日	2008-11-05
申请号	JP2000265992	申请日	2000-08-30
[标]申请(专利权)人(译)	株式会社日立医药		
申请(专利权)人(译)	株式会社日立メディコ		
当前申请(专利权)人(译)	株式会社日立メディコ		
[标]发明人	三和祐一 梅村晋一郎 篠村隆一 馬場博隆 藤田直人		
发明人	三和 祐一 梅村 晋一郎 篠村 ▲隆▼一 馬場 博隆 藤田 直人		
IPC分类号	A61B8/00 G01S7/52 G01S15/89		
CPC分类号	G01S15/895 G01S7/52026		
FI分类号	A61B8/00		
F-TERM分类号	4C301/EE15 4C301/HH55 4C301/HH56 4C301/JB02 4C301/JB32 4C301/JB38 4C601/EE12 4C601/JB21 4C601/JB23 4C601/JB25 4C601/JB26 4C601/JB28 4C601/JB31 4C601/JB34 4C601/JB47 4C601/KK39		
代理人(译)	小川胜男		
其他公开文献	JP2002065664A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供可以获得不同频率图像的超声诊断设备。解决方案：超声波诊断装置由搜索单元1和第一混合部分10组成，搜索单元1由发送超声波和接收反射超声波的多个元件组成，数字调制器2使多个接收信号数字化。乘法输出数字调制器和第一数字参考信号，第一滤波器4从第一混频部分的输出中提取具有指定中心频率的信号，数字延迟部分5延迟第一滤波器的输出，加法部分6增加数字延迟部分的多个输出，将加法部分和第二数字参考信号的输出相乘的第二混合部分11，检测第二混合部分的输出的超声波检测器11，调制的调制器8超声波检测器的输出为图像信号，显示装置9显示模块的输出信号这种结构使得不必调制滤波器部分的频率特性。

