

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号
特許第4698073号
(P4698073)

(45) 発行日 平成23年6月8日 (2011.6.8)

(24) 登録日 平成23年3月11日 (2011.3.11)

(51) Int.Cl.

F I

A 6 1 B 8/06 (2006.01)

A 6 1 B 8/08 (2006.01)

A 6 1 B 8/06

A 6 1 B 8/08

請求項の数 5 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願2001-192404 (P2001-192404)	(73) 特許権者	000153498
(22) 出願日	平成13年6月26日 (2001.6.26)		株式会社日立メディコ
(65) 公開番号	特開2003-596 (P2003-596A)		東京都千代田区外神田四丁目14番1号
(43) 公開日	平成15年1月7日 (2003.1.7)	(72) 発明者	浅房 勝徳
審査請求日	平成20年5月19日 (2008.5.19)		東京都千代田区内神田1丁目1番14号
			株式会社日立メディコ内
		(72) 発明者	篠村 隆一
			東京都千代田区内神田1丁目1番14号
			株式会社日立メディコ内
		審査官	川上 則明
		(56) 参考文献	特開平09-131344 (JP, A)
			特開平04-194771 (JP, A)
			特開平05-184568 (JP, A)
			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】

被検体内へ超音波を送信する超音波送信部（18）と、前記被検体内から反射するエコー信号を受信する超音波受信部（20）と、前記受信されたエコー信号に整相、加算処理を行う整相加算部（22）と、前記整相加算された信号を画像に変換するデジタルスキャンコンバータ部（24）と、前記変換された画像を表示する表示手段（26）と、前記受信されたエコー信号について基本波と高調波の周波数成分を解析する高調波検出部（21）と、を有する超音波診断装置であって、

前記高調波検出部（21）は、前記受信されたエコー信号から周波数応答のエコー信号に変換する周波数解析手段（7）と、各周波数の反射エコー信号強度を比較し、最大値をとる周波数を基本波の周波数（f0）成分として出力し、前記基本波の周波数（f0）成分を除去する手段と、を備えたことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項2】

前記高調波検出部（21）は、前記基本波の周波数（f0）成分に対し、遅延間隔が基本波の周波数成分の2分の1波長になるための遅延量であるサンプリング間隔とその数と、周波数成分の2分の1波長にならなかった分として、補正の位相制御量とを出力する遅延位相制御手段（9）と、を備えたことを特徴とする請求項1に記載の超音波診断装置。

【請求項3】

前記高調波検出部（21）は、前記整相加算部（22）の後段に配置されることを特徴とする請求項1又は2に記載の超音波診断装置。

【請求項 4】

前記高調波検出部（21）は、前記整相加算部（22）の中に設けられることを特徴とする請求項1又は2に記載の超音波診断装置。

【請求項 5】

前記整相加算されたエコー信号を断層画像化する包絡線検出部（23）と
前記断層画像化された包絡線信号を画像に変換する前記デジタルスキャンコンバータ部（24）と、を有し、

前記遅延位相制御手段（9）は、前記出力された基本周波数（ f_0 ）成分を記憶するメモリ（12）を具備することを特徴することを特徴とする請求項1乃至4の何れか一項に記載の超音波診断装置。

10

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明が属する技術分野】

本発明は、超音波診断装置に係わり、特に、超音波探触子より生体へ送波した超音波（基本波）によって生ずるエコー信号中の高調波成分を画像化することができる超音波診断装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

超音波診断装置は、被検体に超音波ビームを照射し、エコー信号を受信し、この受信信号を画像化して、表示するものである。超音波画像の深度方向に対する分解能（距離分解能）は使用される超音波の周波数が高い程良い。しかし、送信する超音波の周波数を高くすると超音波の減衰によって深部が見えにくくなる。これを解決する方法に送信する超音波の周波数を2MHz程度の低い周波数とし、生体内から得られるエコー信号の高調波成分を画像化する、いわゆるハーモニックイメージングが普及してきている。このハーモニックイメージングのためには、探触子から生体内へ送波した超音波の周波数帯域の大部分（基本波成分）をエコー信号から除去し、高周波成分を抽出する手法が用いられている。

20

【0003】

エコー信号から上記基本周波成分を除去し、高調波成分を抽出する技術として、USP,5,706,819および、USP,5,632,277がある。これらは、極性が正反対の超音波パルスまたは180°の位相差を有した超音波パルスを1ビーム方向に2回送信し、受信した超音波受信信号を加算することによって、基本周波成分を除去し、高調波成分を抽出するものである。両技術によれば、基本周波成分を次数の高いフィルタを使用することなしに、除去することができる。

30

【0004】

【発明が解決しようとしている課題】

しかし、これら従来方式の場合、1つの超音波走査線における画像データを得るために、2度の超音波送信パルスを送信する必要があった。そのため、一定の間隔で超音波送信パルスを送る場合、通常のBモード走査と比較し2倍の計測時間を必要とする。このため同じ走査領域で比較した場合、これらの従来技術はBモードの1/2のフレームレートとなるため、心臓等の動きを有する臓器の場合、良い画像が得られなかった。

40

【0005】

本発明の目的は、超音波診断装置において、フレームレートを低下させないでエコー信号から基本周波成分を除去し、高調波成分を抽出してそれを画像化することができる超音波診断装置を提供することである。

【0006】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために本発明は、被検体内へ超音波を送信する超音波送信部と、前記被検体内から反射するエコー信号を受信する超音波受信部と、反射エコー信号の整相、加算処理を行う整相加算部と、この整相加算部から出力された信号に対し画像化前処理を行う信号処理部と、前記反射エコー信号を画像に変換するためのデジタルスキャンコンバー

50

タ部と、前記エコー信号から血流や、臓器移動を検出し、それらをカラー表示をするための演算処理を行うカラードブラ演算部と、画像を表示する表示手段を有する超音波診断装置において、前記超音波受信部とデジタルスキャンコンバータの間に、前記エコー信号をデジタル信号へ変換するA/D変換器と、このA/D変換器の出力に任意の遅延時間を与える遅延回路と、この遅延回路の出力の位相を可変制御する位相制御回路と、前記遅延回路と位相制御回路へ付与する遅延データを前記エコー信号から演算する演算回路と、前記エコー信号と前記位相制御回路の出力信号を合成し、前記エコー信号から基本波成分を除去し、高調波成分を抽出・強調する信号合成手段を備えたことを特徴としている。

【0007】

【実施の実施の形態】

10

以下、本発明の第一の実施形態を図面により説明する。

図14は、第一の実施形態の超音波診断装置の全体構成図である。図14において、18は超音波を送信する超音波送信部、20は超音波を受信する超音波受信部、21は本発明の特徴部分である基本周波成分を除去し高調波成分を検出するための高調波検出部、22はエコー信号の整相、加算処理を行う整相加算部、23はエコー信号を断層画像化するための包絡線検出部、24は超音波のエコー信号23を画像に変換するためのデジタルスキャンコンバータ部、25は血流や、体動などを検出し、それをカラー表示するための演算処理を行うカラードブラ演算部、26は画像を表示する表示手段である。

【0008】

次に、図1に高調波検出部21の内部構造を示す。図1において、1は遅延素子等で構成される時間遅延手段、2は2つの波を実数部も虚数部も合わせて乗算する複素乗算器、3は加算器で構成される信号合成手段、6は高調波検出のための制御信号を出力する高調波検出制御部である。

20

【0009】

次に上記構成になる超音波診断装置および高調波検出部の動作を説明する。まず、超音波送信部18から、被検体に超音波が送信される。すると、被検体からエコーが反射される。反射されたエコーは超音波受信部20により受信された後、高調波検出手段21により高調波が検出され、整相加算部22により整相加算処理が行われる。その後、包絡線検出部23により画像信号化された後、デジタルスキャンコンバータ部24によりモニタ表示用の画像データに変換される。同時に整相加算処理されたエコー信号はカラードブラ演算部25により被検体内の血流情報等をカラー画像表示するための処理が施され、デジタルスキャンコンバータ部24へ入力される。デジタルスキャンコンバータ部24へ入力された2つの画像データは、択一的に又は合成されて表示手段26に表示される。

30

【0010】

高調波検出部21内部の動作は、次のようである。図1において、高調波検出部21に入力されたエコー信号 $X(t)$ は、高調波検出制御部6で、基本周波と高調波の周波数の解析が行われ、遅延制御量 n と微少な位相制御量 $e^{-j\omega_0 t'}$ が出力される。（高調波検出制御部6内部の具体例については、図10を用い後述する。）遅延制御量 n は時間遅延手段1に送られ、 $n \times \Delta t$ （ Δt はサンプリング間隔）の時間分だけ $X(t)$ が遅延される。更に、微少な位相制御量 $e^{-j\omega_0 t'}$ が複素乗算器2に送られ、時間遅延手段1の出力結果に乘ぜられる。複素乗算器2の出力結果は、信号合成手段3に送られ、もともとのエコー信号 $X(t)$ と合成され $Y(t)$ となる。

40

【0011】

時間遅延手段1による遅延量 $n \times \Delta t$ と、微少な位相制御量 $e^{-j\omega_0 t'}$ による遅延量 t' の和が除去したい基本周波成分の2分の1波長（ $T_0/2$ ）であれば、 $Y(t)$ は $X(t)$ から基本周波成分が除去された信号となる。これを式及び図で表すと、次のようである。ただし、ここではエコー信号 $X(t)$ は振幅が A_0 、初期位相が0、周波数が ω_0 の基本周波 $X_0(t)$ と、振幅が A_1 、初期位相が0、周波数が ω_1 の高調波 $X_1(t)$ より成るものとする式(1)のように表わされる。

【数1】

50

$$\begin{aligned} x(t) &= x_0(t) + x_1(t) \\ &= A_0 \cdot (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}) + A_1 \cdot (e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t}) \end{aligned} \quad (1)$$

図2 (a) は、エコー信号 $X(t)$ を示し、図2 (b) はエコー信号 $X(t)$ を基本周波 $X_0(t)$ と高調波 $X_1(t)$ の2個の波に分けて表示したものである。

【0012】

次に、時間遅延手段1でエコー信号 $X(t)$ を $n \times \Delta t$ の時間分だけ遅延させると、出力 $X'(t)$ は、次式(2)のようになる。

10

【数2】

$$\begin{aligned} x'(t) &= x(t - n \cdot \Delta t) \\ &= A_0 \cdot (e^{j\omega_0(t - n \cdot \Delta t)} + e^{-j\omega_0(t - n \cdot \Delta t)}) + A_1 \cdot (e^{j\omega_1(t - n \cdot \Delta t)} + e^{-j\omega_1(t - n \cdot \Delta t)}) \end{aligned} \quad (2)$$

図3 (a) は、エコー信号 $X(t)$ とそれを $n \times \Delta t$ だけ遅延シフトした信号 $X'(t)$ を表わし、左にシフトした図、図3 (b) は $X(t)$ と $X'(t)$ とをそれぞれ2個の波に分けて表示したものであり、点線が遅延させる前、実線が遅延させた後の波を示している。

【0013】

20

更に、エコー信号 $X(t)$ を $n \times \Delta t$ だけ遅延シフトした信号 $X'(t)$ に対し複素乗算器2により位相制御量 $e^{-j\omega_0 t'}$ が掛け合わされると、出力 $X''(t)$ は次式(3)のようになる。

【数3】

$$\begin{aligned} x''(t) &= x'(t) \cdot e^{-j\omega_0 t'} \\ &= A_0 \cdot e^{-j\omega_0 t'} \cdot (e^{j\omega_0(t - n \cdot \Delta t)} + e^{-j\omega_0(t - n \cdot \Delta t)}) \\ &\quad + A_1 \cdot e^{-j\omega_0 t'} \cdot (e^{j\omega_1(t - n \cdot \Delta t)} + e^{-j\omega_1(t - n \cdot \Delta t)}) \\ &= A_0 \cdot (e^{j\omega_0(t - n \cdot \Delta t - t')} + e^{-j\omega_0(t - n \cdot \Delta t + t')}) \\ &\quad + A_1 \cdot (e^{j\omega_1(t - n \cdot \Delta t - t'/2)} + e^{-j\omega_1(t - n \cdot \Delta t + t'/2)}) \end{aligned} \quad (3)$$

30

図4 (a) は、 $X'(t)$ とこれを位相遅延制御量 $e^{-j\omega_0 t'}$ で遅延シフトした $X''(t)$ を示し、図4 (b) はそれらを基本波 $X_0'(t)$ 、 $X_0''(t)$ と高調波 $X_1'(t)$ 、 $X_1''(t)$ に2個の波に分けて表示したものである。

【0014】

ここで、 $n \cdot \Delta t + t'$ が、基本周波(ω_0)に対して 180° 、高調波(ω_1)に対して 360° の遅延とする。すると、式(3)は次式(4)のように変形される。

【数4】

$$x''(t) = -A_0 \cdot (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0(t + 2t')}) + A_1 \cdot (e^{j\omega_1(t + t'/2)} + e^{-j\omega_1(t - 3t'/2)}) \quad (4)$$

40

【0015】

最後に信号合成手段3の出力 $Y(t)$ は、式(1)と式(4)より、次のように合成される(図5)。

【数5】

$$\begin{aligned}
 y(t) &= x(t) + x''(t) \\
 &= 0 \cdot e^{j\omega_0 t} + A_0 e^{-j\omega_0 t} (1 - e^{-j2\omega_0 t'}) + A_1 \cdot e^{j\omega_1 t} (1 + e^{j\omega_0 t'}) \\
 &\quad + A_1 \cdot e^{-j\omega_1 t} (1 + e^{-j3\omega_0 t'}) \\
 &= A_0 \cdot e^{-j\omega_0 t} \cdot (1 - e^{-j2\omega_0 t'}) + A_1 \cdot (e^{j\omega_1 t} (1 + e^{j\omega_0 t'}) + e^{-j\omega_1 t} (1 + e^{-j3\omega_0 t'}))
 \end{aligned} \tag{5}$$

ここで、 $t' \ll T_0$ とすると、
【数6】

$$y(t) \doteq 2A_1 \cdot (e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t}) \tag{6}$$

よって、式(6)より、エコー信号から基本周波成分を除去し且つ、高調波成分を抽出することができる。図5では、高調波 $X_1(t)$ が強調されて $X_1(t) + X_1''(t)$ となるのに対して、もともと $X(t)$ に含まれていた $X_0(t)$ が除去されている。

【0016】

次に図10を用い、高調波検出制御部6の内部構造を説明する。図10において、7はFFT演算手段やウェーブレット演算手段などの周波数解析手段、8はレジスタ、比較器等で構成される基本周波数検出手段、9はメモリ10、12やカウンタ11で構成される遅延位相制御手段

10

20

【0017】

高調波検出制御部6の動作を説明する。先ず、周波数解析手段7は、時間応答のエコー信号 $X(t)$ から周波数応答のエコー信号 $X(f)$ に変換する。基本周波数検出手段8は、各周波数の反射エコー信号強度を比較し、最大値をとる周波数 f_0 を出力する。遅延位相制御手段9は、基本周波数検出手段8の出力 f_0 に対し、概ね遅延間隔が $T_0/2$ になるための遅延量であるサンプリング間隔の数 n と、前記サンプリング間隔 $\times n$ では、正確に $T_0/2$ にならなかった分として、補正の位相回転量(位相制御量) $e^{-j\omega_0 t'}$ を出力する。

【0018】

次に、本発明の第二の実施形態を図面により説明する。図15は、第二の実施形態の超音波診断装置の全体構成図である。第二の実施形態では、第一の実施形態と対比して、高調波検出部21と整相加算部22の配置の順番が入れ変わっている。このことによって、整相加算した後高調波の検出を行うので、高調波検出部において必要な回路のチャンネル数が1個で済む。

30

【0019】

次に、本発明の第三の実施形態を図面により説明する。図16は、第三の実施形態における超音波断層装置の全体構成図である。第三の実施形態では、整相加算部22の中に高調波検出部21が設けられている。この構造にすることによって、複素乗算器や加算器を整相加算部22と高調波検出部2で共有できるので、回路の規模を小さくすることができる。

【0020】

次に、本発明の第四の実施形態を図面により説明する。図11は、第四の実施形態における高調波検出部21の内部構造である。4は新たに追加された複素乗算器である。本実施形態では、エコー信号 $X(t)$ とともに高調波成分の単位ベクトル $e^{-j\omega_0 t'}$ が入力され、複素乗算器4で $X(t)$ に乗算される。これにより、エコー信号 $X(t)$ の高調波成分がベースバンドに周波数シフトされるので、高調波成分の検出精度が改善される。一方、入力される単位ベクトルが基本周波(ω_0)の場合には、基本周波成分がベースバンドに周波数シフトされるので、基本周波成分の検出精度が改善される。

40

【0021】

第四の実施形態の場合には、高調波検出制御部6の内部構造は、図11に示すようである。図11の場合には、第一の実施形態の図10の場合と比較して、レジスタ8の出力 f_0 が、直

50

接メモリ12に入力されるという違いがある。第四の実施形態の場合には、周波数シフトをさせてから遅延位相制御を行うので、遅延位相制御を行う際に f_0 をも考慮に入れて計算しなければならないためである。

【0022】

一方、通常超音波受信信号は、ある包絡線を有するパルス波形であるので、実際の高調波検出部内の信号の流れは図7のようになる。図7(a)はエコー信号を、図7(b)は反射エコー信号を2つの波形に分解したものを、図7(c)は複素乗算器2の出力を、図7(d)は信号合成手段3の出力を示している。これによれば、基本周波成分と高調波成分で包絡線の形状に違いがあるので、パルスの始点と終点付近で基本周波成分の除去率が小さくなる。しかし、この基本波成分を完全に除去できないことにもメリットがある。すなわち、包絡線検出部23から出力された信号をディジタルスキャンコンバータ部24で画像化してモニタ26へ表示すると、基本波と高調波が合成されて表示される。したがって、高調波を生じない部位は基本波で表示され、高調波を生ずる部位は高調波が強調されて画像に表示される。

10

【0023】

次に、本発明の第五の実施形態を図面により説明する。図8は、第五の実施形態における高調波検出部21の内部構造である。図8において、5は加算器である。第五の実施形態では、時間遅延手段1、複素乗算器2、高調波検出制御部6を n 組有している。本実施形態では、振幅と遅延時間を変えた波を n 組作成し、加算するので、基本周波成分と高調波成分に含まれる包絡線の影響を図9のように除去できる。

20

【0024】

第五の実施形態の場合には、高調波検出制御部6の内部構造は、図12のようである。図12において、13は基本周波成分および高調波成分の帯域幅を検出するための帯域幅検出部、14は遅延させて作成する波形の係数（振幅と遅延時間）を計算するための係数計算手段である。この高調波検出制御部6は、各波の帯域を検出した後、基本周波と高調波の帯域の境界を判別し、遅延波の係数を決め各波を分離するので、分離精度が高まる。

【0025】

更に図13は、上記係数を求めるために最適化をする手順を模式的に示した図である。図13において、15はレジスタ、乗算器、加算器等で構成されるフィルタ、16は減算器、17はレジスタ、メモリ、比較器等で構成される最小2乗誤差演算手段である。この模式図のように、1度信号を合成した後、再度フィルタをかけ減算処理を行い、最小2乗法により最適な係数値と求めるといった手順をとれば、基本周波成分の除去率が高くなる。

30

【0026】

【発明の効果】

以上説明したように本発明によれば、エコー信号をもとに遅延信号を作成し、エコー信号と遅延処理されたエコー信号とを合成することにより、高調波成分を抽出し、強調し、画像化表示するようにしたので、フレームレートの低下を招くことがなく、診断し易い画像を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第一の実施形態における高調波検出部の内部構造を示すブロック図。

40

【図2】模式的エコー信号 $X(t)$ と、それを基本波成分と高調波成分に分解して示した波形図。

【図3】基本波成分 $X(t)$ と時間遅延手段によりそれを遅延シフトした際の波形を示す図。

【図4】図3に示す信号 $X'(t)$ と複素乗算器によりそれを位相遅延制御した際の波形を示す図。

【図5】信号合成手段の出力波形を示す図。

【図6】本発明の第四の実施形態における高調波検出部の内部構造を示すブロック図。

【図7】実際のエコー信号の高調波成分を抽出し強調する処理手順における信号波形を示す図。

50

【図 8】本発明の第五の実施形態における高調波検出部の内部構造を示すブロック図。

【図 9】包絡線の影響を除去した波形を示す図。

【図 10】本発明の第一の実施形態における超音波検出制御部の内部構造を示すブロック図。

【図 11】本発明の第四の実施形態における超音波検出制御部の内部構造を示すブロック図。

【図 12】本発明の第五の実地形態における超音波検出制御部の内部構造を示すブロック図。

【図 13】係数を求めるために最適化する手順。

【図 14】本発明の第一の実施形態における超音波診断装置の全体構成図を示すブロック図。

10

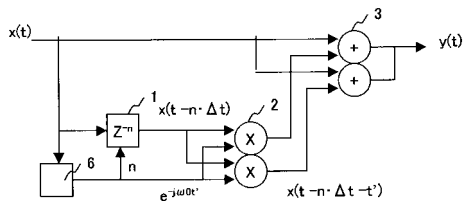
【図 15】本発明の第二の実施形態における超音波診断装置の全体構成図を示すブロック図。

【図 16】本発明の第三の実施形態における超音波診断装置の全体構成図を示すブロック図。

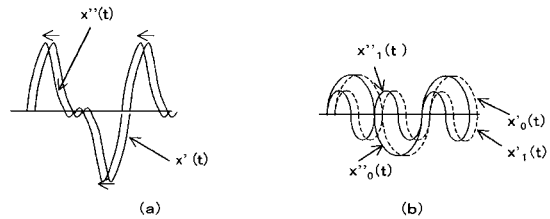
【符号の説明】

1…時間遅延手段、2…複素乗算器、3…信号合成手段、6…高調波検出制御部、21…高調波検出部

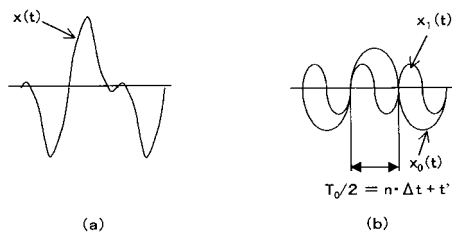
【図 1】



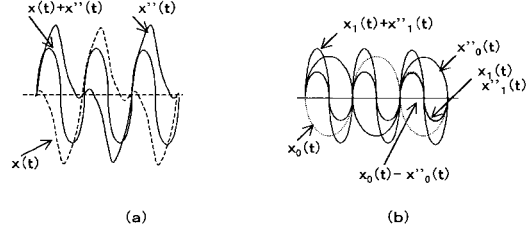
【図 4】



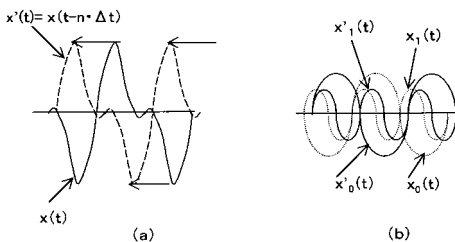
【図 2】



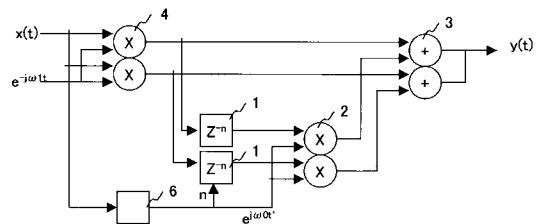
【図 5】



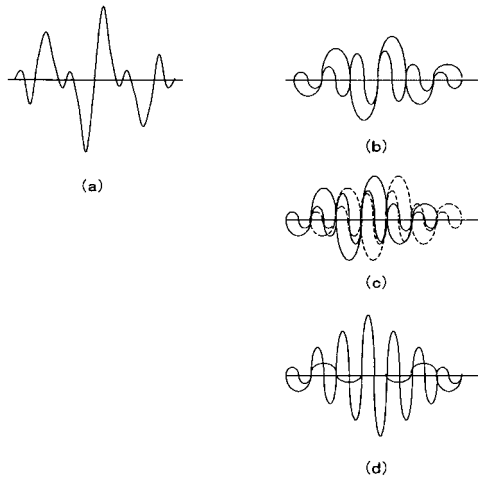
【図 3】



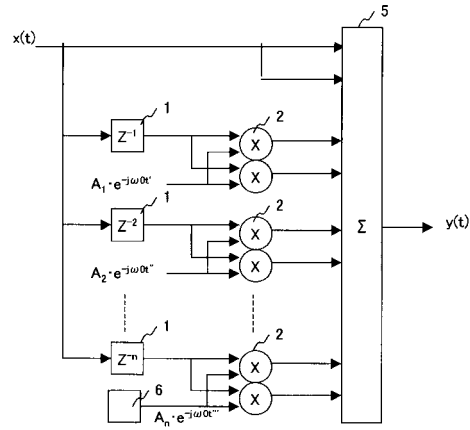
【図 6】



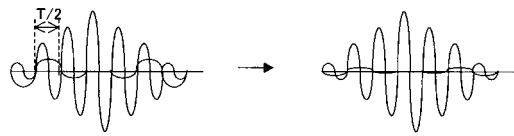
【図 7】



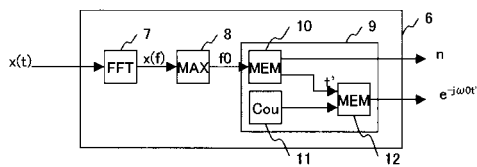
【図 8】



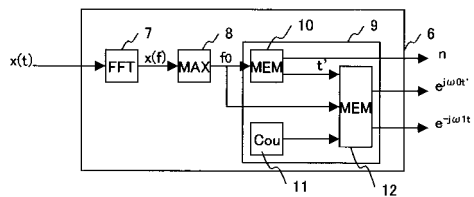
【図 9】



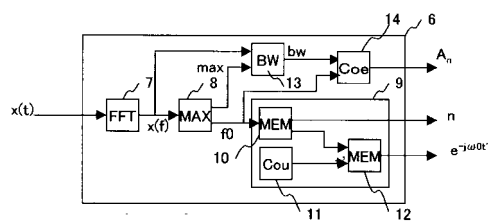
【図 10】



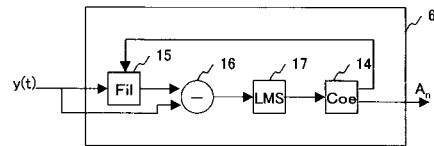
【図 11】



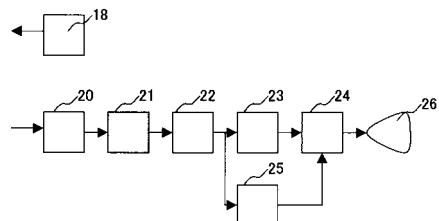
【図 12】



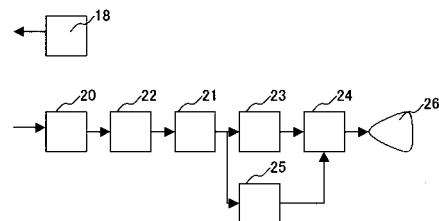
【図 13】



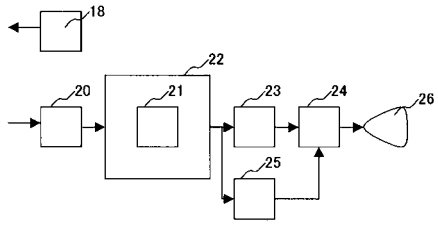
【図 14】



【図 15】



【図 16】



フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl., D B名)

A61B 8/06

A61B 8/08

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP4698073B2	公开(公告)日	2011-06-08
申请号	JP2001192404	申请日	2001-06-26
[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	浅房勝徳 篠村隆一		
发明人	浅房 勝徳 篠村 隆一		
IPC分类号	A61B8/06 A61B8/08		
FI分类号	A61B8/06 A61B8/08		
F-TERM分类号	4C301/AA02 4C301/DD01 4C301/DD02 4C301/DD06 4C301/EE07 4C301/HH33 4C301/HH60 4C301/JB03 4C301/JB24 4C301/JB29 4C301/JB50 4C601/DD03 4C601/DE01 4C601/DE08 4C601/EE04 4C601/HH40 4C601/JB01 4C601/JB03 4C601/JB19 4C601/JB34 4C601/JB35 4C601/JB37 4C601/JB45 4C601/JB60		
审查员(译)	川上 則明		
其他公开文献	JP2003000596A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：在不降低超声波诊断设备的帧速率的情况下去除基频成分。解决方案：在超声波接收部件和超声波诊断装置中的数字扫描转换器之间，用于将回波信号转换为数字信号的A/D转换器，用于向该A/D的输出施加任意延迟时间的延迟电路1转换器，用于可变地控制该延迟电路的输出的相位的相位控制电路6，用于操作从回波信号施加到延迟电路1和相位控制电路6的延迟数据的运算电路2和信号合成装置3用于合成回波信号和相位控制电路的输出信号，从回波信号中去除基波分量并提取/强调高次谐波分量。

【図1】

