

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5606661号
(P5606661)

(45) 発行日 平成26年10月15日(2014.10.15)

(24) 登録日 平成26年9月5日(2014.9.5)

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

請求項の数 1 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2007-12841 (P2007-12841)	(73) 特許権者	000003078 株式会社東芝
(22) 出願日	平成19年1月23日(2007.1.23)		東京都港区芝浦一丁目1番1号
(65) 公開番号	特開2008-178470 (P2008-178470A)	(73) 特許権者	594164542 東芝メディカルシステムズ株式会社
(43) 公開日	平成20年8月7日(2008.8.7)		栃木県大田原市下石上1385番地
審査請求日	平成22年1月8日(2010.1.8)	(74) 代理人	100149803 弁理士 藤原 康高
前置審査		(74) 代理人	100109900 弁理士 堀口 浩
		(74) 代理人	100156579 弁理士 寺西 功一
		(72) 発明者	石塚 正明 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社内 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】

超音波プローブにおける複数のチャンネルから出力された、アナログ信号である複数の受信エコー信号をそれぞれ増幅する複数の第1アンプと、

前記受信エコー信号における基本波信号の周波数に基づいて参照信号を生成する参照信号生成回路と、

前記参照信号発生回路にて生成された所定の遅延特性に従って位相をシフトさせた参照信号を前記第1アンプにより増幅された複数の信号にそれぞれ掛け合わせる複数のミキサと、

前記複数のミキサのうち、所定数の複数のミキサから出力された出力信号を加算する複数の加算器と、

前記受信エコー信号における基本波信号を除去するために、前記加算器からそれぞれ出力された複数の信号において、2次高調波成分に対応する信号を通過させる複数のバンドパスフィルタと、

前記バンドパスフィルタを通過した複数の信号をそれぞれ増幅する第2アンプと、

前記第2アンプにより増幅された複数の信号をデジタル信号にそれぞれ変換する複数のアナログデジタル変換器と、

前記アナログデジタル変換器から出力された複数のデジタル信号を用いて、受信ビームフォーミング処理を実行するデジタルビームフォーマと、

を具備することを特徴とする超音波診断装置。

10

20

【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、より詳細には受信エコー信号に含まれる2次高調波成分を映像化する診断モードを備える超音波診断装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

近年、受信エコー信号に含まれる高調波成分を映像化する技術が開発されてきている。ハーモニックイメージングと総称されるそれらの技術は、実用化普及しているものとして次のように大別される。

【0003】

(i) 生体組織の、音波伝播媒質としての非線形性により、伝播音波自体に生じる高調波成分を映像化する、いわゆるティッシュハーモニックイメージング (THI)

(ii) 微小気泡を造影剤として用いて、音波によりそれらが発生する高調波成分を映像化する、いわゆるコントラストハーモニックイメージング

例えば、前者については、下記非特許文献1に記載されている。前記THIについて説明すると、音波のある媒質中の伝播速度は、厳密にいうと一定でなく、音圧(或いは等価的に媒質の振動速度)に依存する。圧力が正(媒質が密になる方向)では速く、負(同じく疎になる方向)では遅くなる傾向がある。例えば、音源が歪みのない音波を発したとすると、音源付近の音波の時間波形と周波数特性は、図10(a)及び(b)に示される模式図のようになる。しかしながら、音源から離れた位置での音波の時間波形と周波数特性は、図11(a)及び(b)に示される模式図のように、音波波形が歪んでくる。尚、図10及び図11の(b)に示される周波数特性は必ずしも(a)の時間波形に正確に一致するものではない。

【0004】

波形が歪むと、基本波の整数倍の周波数にも信号成分を持つようになる。つまり、高調波成分が発生する。この高調波成分、多くの場合、2次高調波成分を用いてBモード像を構築するのが前記THIである。

【0005】

では、このような影像法では何が良くなるかということ、次のように説明されている。すなわち、上述したような高調波成分の発生は、音圧の2乗に比例する。そのため、送信フォーカスの合った(すなわち音圧が大きい)、本来映像化したいところでより多く発生し、反射してくる。この場合、フォーカスしていない部分からの情報が受信ビームに含まれる割合が相対的に小さくなるので、より虚像の少ない画像を提供できることになる。言い換えると、超音波ビームの指向性により、基本波映像法ではある程度避けられなかったサイドローブの影響が、より小さくなり、より高分解能の画像を提供できるようになる。

【0006】

このような画像を得るための受信信号処理の方法として、下記1)、2)の方法が開発されている。尚、ここからは2次高調波成分を映像化することを前提として説明する。

【0007】

1) フィルタ法

基本コンセプトとしては比較的単純であり、図12に示されるように、受信信号に含まれる2次高調波成分をフィルタ等で抽出し、画像を構築するものである。

【0008】

2) パルスサブトラクション(或いはパルスインバージョン)法

2回の送受信により2次高調波成分のみ抽出した1本のビームを得る技術である。図13に示されるように、2回目の送信パルスの極性を1回目のそれと反転させ、結果として得られる受信信号どうしを足し合わせることによって実現する。これは、基本波成分どうしは極性が逆であるため相殺されるが、音波伝播途中に発生する2次高調波成分は位相が合うため強調されることから可能になる。

10

20

30

40

50

【 0 0 0 9 】

このうち、2)の方法は、次の理由により、特に腹部領域での診断に多用されている。

【 0 0 1 0 】

先ず、元来の送信信号に既に含まれている（音波の伝播過程で発生したものでない）2次高調波成分をキャンセル可能なことがあげられる。図10の模式図には、音源付近の音波として全く高調波成分のないものが示されているが、実際には歪の全くない音波を送信するのは不可能で、ある程度高調波成分を含むことになる。それはフォーカス及び組織情報に関係がないので、映像化には不要な成分であるが、このパルスサブトラクション法ではキャンセル可能である。

【 0 0 1 1 】

また、加算により受信2次高調波成分は強調されるので、信号対ノイズ比（SNR）の観点でも有利である。

【 0 0 1 2 】

しかしながら、1本の受信ビームを得るのに2回の送受信が必要なことが不利な点となる。これは、ある単位の画像（例えば2D像ならばある時相に於ける2次元画像1枚）を得るために、従来の2倍の時間が必要なことを意味している。このため、動きを見ることも重要な循環器領域での診断には応用が難しいものとなっている。

【 0 0 1 3 】

そこで、速度（或いは高フレームレート）が要求される診断には、フィルタ法が採用されることになる。フィルタ法は、従来のハードウェアアーキテクチャを利用し、図14に示されるように実現可能である。

【 0 0 1 4 】

図14に於いて、入力信号は複数のプリアンプ $1_1, 1_2, \dots, 1_n$ とアナログ-デジタル（A/D）変換器（ADC） $2_1, 2_2, \dots, 2_n$ にてアナログ処理が施され、デジタルビームフォーマ3によりデジタル処理が施される。そして、デジタルミキサ $4_1, 4_2$ 及びローパスフィルタ（LPF） $5_1, 5_2$ より受信2次高調波成分が得られる。

【 0 0 1 5 】

従来、デジタルミキサでベースバンドに周波数変換するのは c まわりの基本波成分であったところを、ここでは $2c$ にして2次高調波成分を抽出する。周波数変換された不要成分、すなわち元の基本波成分や高周波側に変換された映像化に用いられない元2次高調波成分等は、ローパスフィルタで除去される（図15参照）。デジタルミキサとローパスフィルタにより、図12に示されるようなフィルタ効果を実現させることになる。

【 0 0 1 6 】

しかしながら、この方法には次の課題がある。音波の伝播過程で発生する2次高調波成分は、基本波に比べてごく小さいものである。信号処理回路で扱う信号の振幅は、デジタルミキサの入力まで基本波成分で占められることになる。一方、感度にとって重要なのはSNRであり、これを最大化するため、各処理部にて飽和を生じさせない範囲で付加可能な最大のゲインをかけながら処理を行うことになるが、その制約は基本波成分の振幅で決定される。前記ゲインが2次高調波成分に対しても十分であれば問題ないが、一般にそうではない。具体的には、A/D変換器での量子化ノイズが、2次高調波成分に対しては無視できないものになり、結果として得られた画像の感度は必ずしも良好なものにならないものであった。

【 0 0 1 7 】

この状況を改善するための1方法が、下記特許文献1に記載されている。これは、アナログ信号処理の段階で2次高調波成分を抽出するハイパスフィルタを適用し、もって基本波成分を除去し、A/D変換器前に2次高調波成分に対して十分なゲインを付加できるようにするものである。

【 0 0 1 8 】

図16は、こうした従来のフィルタ法による画像を高感度化するための回路の構成を示した図である。

10

20

30

40

50

【0019】

図16に於いて、第1アンプ $8_1, 8_2, \dots, 8_n$ は1段目の増幅器であり、入力信号に対し適当なゲインを付与し、後段回路が有するノイズによるノイズ劣化を抑える。次に、ハイパスフィルタ(HPF) $9_1, 9_2, \dots, 9_n$ により、必要のない基本波成分が除去される。このHPF $9_1, 9_2, \dots, 9_n$ で信号の大部分を占める基本波成分が除去されるため、飽和に関するゲインマージンは大きくなる。そこで、2段目の増幅器である第2アンプ $10_1, 10_2, \dots, 10_n$ にて更にゲインを付与し、2次高調波成分が十分な振幅でA/D変換器 $11_1, 11_2, \dots, 11_n$ に入力されるようにする。

【0020】

図16に於いて、2段目の増幅器である第2アンプ $10_1, 10_2, \dots, 10_n$ の入力時点では、ハイパスフィルタ $9_1, 9_2, \dots, 9_n$ により基本波成分は除去されているため、信号成分としては微弱な高調波成分が残るのみとなる。したがって、第2アンプ $10_1, 10_2, \dots, 10_n$ に於いては、それらが飽和しない範囲で適切なゲインを高調波成分に付与することが可能となり、後段のA/D変換器の限られたダイナミックレンジを最大限に利用できるようになる。結果として、ノイズ劣化のより小さい信号処理が可能になるため、感度のよい画像を提供できるようになる。

【非特許文献1】日本超音波医学会、「基礎技術研究会資料」、Vol.98 No.3

【特許文献1】特開2001-170055号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0021】

しかしながら、上述した特許文献1に記載の方法にも課題がある。上述した基本波周波数(及び高調波周波数)はプローブに固有のものであり、プローブが変わればそれらも一般的に変わる。したがって、ハイパスフィルタ $9_1, 9_2, \dots, 9_n$ には、特性(カットオフ周波数)が可変であるようなものを採用する必要がある。

【0022】

カットオフ可変型フィルタの構成法としては、次のものが考えられる。

a)いくつかの異なるカットオフ周波数を有するフィルタを並列に構成し、プローブによって切り替える。

b)フィルタ構成要素の定数を何らかの手段で変えられる素子を用いる。

前記b)として採用可能なものとしては可変容量ダイオードがあり、前記特許文献1にもそれを用いてフィルタを構成する例が示されている。

【0023】

しかしながら、何れの方法も、回路規模を大きくしてしまい、必要なコストが増えてしまう。また、該フィルタはチャンネル毎に必要なため、例えば、128チャンネルシステムの場合、そこでのコスト増が128倍かかることになる。更に、構成要素であるインダクタやキャパシタのアナログ素子は、ある物理的大きさを持つため、実装面積という点でも不利である。それが限られる小型装置では、回路を実装スペースに収めることができないという問題も生じる可能性がある。

【0024】

このように、従来の方法に於ける課題は、まず既存のハードウェア回路でハーモニックイメージングフィルタ法を行おうとすれば、十分な感度を得ることが難しくなり、また、感度アップを実現するための方法を実行すれば、無視できないコスト増をまねくというものであった。

【0025】

したがって本発明は前記課題に鑑みてなされたものであり、その目的は、感度のよいハーモニックイメージング画像を得ると共に、装置が大型化せず、コストの上昇を抑えることのできる超音波診断装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0026】

10

20

30

40

50

本実施形態に係る超音波診断装置は、超音波プローブにおける複数のチャンネルから出力された、アナログ信号である複数の受信エコー信号をそれぞれ増幅する複数の第1アンプと、前記受信エコー信号における基本波信号の周波数に基づいて参照信号を生成する参照信号生成回路と、前記参照信号発生回路にて生成された所定の遅延特性に従って位相をシフトさせた参照信号を前記第1アンプにより増幅された複数の信号にそれぞれ掛け合わせる複数のミキサと、前記複数のミキサのうち、所定数の複数のミキサから出力された出力信号を加算する複数の加算器と、前記受信エコー信号における基本波信号を除去するために、前記加算器からそれぞれ出力された複数の信号において、2次高調波成分に対応する信号を通過させる複数のバンドパスフィルタと、前記バンドパスフィルタを通過した複数の信号をそれぞれ増幅する第2アンプと、前記第2アンプにより増幅された複数の信号をデジタル信号にそれぞれ変換する複数のアナログデジタル変換器と、前記アナログデジタル変換器から出力された複数のデジタル信号を用いて、受信ビームフォーミング処理を実行するデジタルビームフォーマと、を具備することを特徴とする。

10

【発明の効果】

【0029】

本発明によれば、感度のよいハーモニクイメージング画像を得ると共に、装置が大型化せず、コストの上昇を抑えることのできる超音波診断装置を提供することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0030】

以下、図面を参照して本発明の実施形態を説明する。

20

【0031】

本発明の基本となる考え方は、A/D変換時点での限られたダイナミックレンジを有効に使いきるために、映像化したい2次高調波成分に対するゲインを十分なものにして、ノイズ劣化を抑えることにある。これをコストの上昇を抑えて実現するために、本発明ではアナログ信号処理部を図1に示されるように構成する。

【0032】

すなわち、入力信号に適切なゲインを付与する1段目の増幅器である第1アンプ21と、不要な高周波成分を除去するローパスフィルタ(LPF)22と、基本波の除去を行うためのミキサ23及びバンドパスフィルタ(BPF)24と、2段目の増幅器である第2アンプ25と、A/D変換器26とを有して構成される。

30

【0033】

ミキサ23によって、入力信号の基本波及び2次高調波成分が、それぞれBPF24の通過帯域外、及び通過帯域内に周波数変換されるようになっている。第1アンプ21及び第2アンプ25の役割は、図16に示される第1アンプ $8_1, 8_2, \dots, 8_n$ 及び第2アンプ $10_1, 10_2, \dots, 10_n$ と同じである。LPF22は、ミキサ23での、いわゆる折り返りノイズを抑制するためのものであり、ミキサ23とLO(Local Oscillator)信号(掛け算をするためのリファレンス信号)の種類によっては必ずしも必須ではない。

【0034】

従来、可変カットオフハイパスフィルタで行っていた基本波の除去は、本実施形態では、ミキサ23と特性固定のバンドパスフィルタ24で行われる。ミキサのいわゆるLO信号の周波数を適当に選択して、基本波成分をBPF24の通過帯域の外へ、且つ、2次高調波成分を通過帯域内へそれぞれ周波数変換することにより、2次高調波成分の抽出が可能となる。図示されないプローブによって異なってくる基本波周波数への対応は、このLO信号の周波数を制御変更することによって行う。

40

【0035】

次に、図1に示される回路の動作について、周波数領域に於ける信号を基に、図2を参照して説明する。

【0036】

先ず、BPF24の中心周波数を、図2(b)に示されるように、ここでは仮に5MH

50

zに設定する。また、図2(a)に示されるように、入力信号の基本波周波数を2MHz、したがって映像化したい成分 A_1 の周波数帯を4MHzと仮定する。ミキサ23による周波数変換であるLO周波数として9MHzを選択すると、その周波数との差の効果として、4MHz帯域信号は、BPF24の通過帯域 B_1 に変換される。基本波成分は図のように通過帯域外に変換されるので、その除去が達成されることになる。

【0037】

大きな振幅の基本波成分が除去されたことにより、飽和に関するゲインマージンが緩和される。この時点で、5MHz帯域に変換された元の2次高調波成分に対し、図2(c)に示されるように、ゲインを付与することが可能になる。よって、A/D変換時の量子化ノイズの影響をより小さくすることが可能になる。

10

【0038】

以下、図3及び図4に示されるように、異なる基本波周波数に対するケースであっても、LO周波数を適宜選択することによって、BPF24の特性は固定でも基本波成分を除去可能である。

【0039】

尚、図3に於ける映像化したい成分 A_2 の周波数帯は6MHz、BPF24の通過帯域は B_2 であり、図4に於ける映像化したい成分 A_3 の周波数帯は10MHz、BPF24の通過帯域は B_3 である。

【0040】

この方法であれば、基本波除去のためのフィルタ特性は固定でよいため、従来のようにフィルタを複数用意したり、特性可変の素子とその制御回路を追加したりして回路規模を大きくする必要はない。ミキサとそのLO信号生成回路が必要になるが、後述するように、それらは少ない要素回路で容易に構成可能である。特に、半導体で実現可能のため、集積化を視野に入れると、より小さく、低コストで実現可能である。つまり、本発明による方法であれば、従来の方法より低コストで高感度のハーモニックイメージング画像を提供できることになる。

20

【0041】

図5は、本発明の一実施形態によるハーモニックイメージフィルタ法を用いた超音波診断装置のアナログ信号処理部の概略構成を示すブロック図である。

【0042】

図5に於いて、このアナログ信号処理部は、それぞれ複数の第1アンプ $31_1, 31_2, \dots, 31_n$ と、ローパスフィルタ(LPF) $32_1, 32_2, \dots, 32_n$ と、ミキサ $33_1, 33_2, \dots, 33_n$ 及びバンドパスフィルタ(BPF) $34_1, 34_2, \dots, 34_n$ と、第2アンプ $35_1, 35_2, \dots, 35_n$ と、A/D変換器 $36_1, 36_2, \dots, 36_n$ と、LO信号生成回路38を有して構成される。そして、A/D変換器 $36_1, 36_2, \dots, 36_n$ の出力が、デジタル信号処理部であるデジタルビームフォーマ40に供給される。

30

【0043】

第1アンプ $31_1, 31_2, \dots, 31_n$ は初段(1段目)の増幅器であり、後段の回路が持つノイズによるノイズ劣化を抑えるため、図示されないプローブから得られた入力信号に対して適当なゲインを与える。LPF $32_1, 32_2, \dots, 32_n$ は、後段のミキサ $33_1, 33_2, \dots, 33_n$ がスイッチング動作を基本とするもの場合に必要になってくる、いわゆる折り返りノイズ防止のためのものであり、不要な高周波成分を除去する。尚、LPFは、ミキサのタイプによっては不要である。

40

【0044】

ミキサ $33_1, 33_2, \dots, 33_n$ は、上述したように、信号の基本波成分を後段のBPF $34_1, 34_2, \dots, 34_n$ の除去帯域に、且つ、映像化したい2次高調波成分を通過帯域内に、それぞれ周波数変換するためのものである。前記ミキサ $33_1, 33_2, \dots, 33_n$ にて掛け合わすべきLO信号は、図示されない制御回路からの周波数情報に基づいたLO信号生成回路38で生成され、各チャンネルに分配される。

50

【0045】

前記ミキサ33₁, 33₂, ..., 33_n及びBPF34₁, 34₂, ..., 34_nによって基本波成分が除去され、飽和に関するゲインマージンが大きくなった信号に対して、2段目の増幅器である第2アンプ35₁, 35₂, ..., 35_nにて、更なるゲインを付与する。これにより、微弱な2次高調波成分の振幅を大きくする。

【0046】

以上のように、映像化したい2次高調波成分は、ダイナミックレンジに関して適切に調整され、A/D変換器36₁, 36₂, ..., 36_nにてデジタル信号に変換される。これら変換されたデジタル信号は、デジタルビームフォーマ40にて、受信ビームフォーミングの処理を受け、ある走査線上の情報を有する1本の受信ビームとなる。

10

【0047】

以降の処理は、基本的に従来の超音波診断装置と同様で、例えば、図14に示されるように信号成分が含まれる帯域がベースバンドに変換される。そして、例えばBモードの場合、振幅演算、対数変換等の処理回路に送られ、最終的な画像が得られる。

【0048】

図6は、上述したミキサ33₁, 33₂, ..., 33_nの一構成例を示した回路図である。尚、図6に於いてはミキサ33₁, 33₂, ..., 33_nを代表してミキサ33として示すが、ごく基本的な要素回路で構成可能である。ミキサ33は、この例では電界効果トランジスタ(FET)のスイッチング動作を利用したものであるが、わずか4つのFET43~46で構成可能である。

20

【0049】

図7は、前記ミキサ33の入力及び出力信号と各電界効果トランジスタ43~46のクロックパルスの例を示した波形図である。

【0050】

図8は、LO信号生成回路38の一構成例を示した図である。このLO信号生成回路38の要素はダウンカウンタ50であるが、フリップフロップ51で容易に組むことが可能であり、且つ、本回路はシステムに1つあればよいので、コスト的な上昇はほぼ生じない。更に、両回路とも半導体(トランジスタ)で作製されるので、集積化まで視野に入れると、更なる低コスト化の可能性がある。つまり、図5に示される構成の回路について、LPFとBPF以外の構成要素は集積化が可能である。そのため、各ブロックを考慮して分割し、専用IC化できれば単価が安くなるので、より低コストで上述した回路を構成することが可能になる。

30

【0051】

次に、本発明の一実施形態の変形例を説明する。

【0052】

本変形例として、2次元(2D)アレイプローブを用いたリアルタイム3次元(3D)システムが適用される超音波診断装置について説明する。この場合、プローブが有している素子数は、従来のものに比べて飛躍的に増大する。例えば、48×32の素子配列を有するプローブの場合、総チャンネル数は1536である。この受信処理を全てシステム側で行うのは現実的に不可能であるため、プローブ内に於いて、ある単位でビームフォーミング加算をしておき、システム側へ送る信号数を絞る方法がとられる。

40

【0053】

例えば、上述した例の場合、12チャンネル毎に加算すると、プローブから出力される信号数は128になり、従来のシステムで処理可能である。このプローブ内受信ビームフォーミング(サブアレイビームフォーミングとも称される)は、A/D変換器をプローブ内に内蔵するのが現時点では困難なため、アナログ信号処理により実現されている。

【0054】

図9は、本発明の一実施形態の変形例として構成した超音波診断装置のアナログ信号処理部の概略構成を示すブロック図である。

【0055】

50

尚、この変形例に於いては、その構成及び基本的な動作については、図1乃至図8に示される実施形態の超音波診断装置の構成及び動作と同じであるので、これらの構成及び動作については、同一の部分には同一の参照番号を付して、その図示及び説明は省略するものとし、異なる動作の説明についてのみ説明する。

【0056】

すなわち、図9の超音波診断装置に於いては、アナログ信号処理部として、上述した実施形態に於けるそれぞれ複数の第1アンプ $31_1, 31_2, \dots, 31_n$ 、LPF $32_1, 32_2, \dots, 32_n$ 、ミキサ $33_1, 33_2, \dots, 33_n$ 、BPF $34_1, 34_2, \dots, 34_n$ 、第2アンプ $35_1, 35_2, \dots, 35_n$ 、A/D変換器 $36_1, 36_2, \dots, 36_n$ と、加算器37とを備えたサブアレイユニットを、複数個(この場合 $55_1, 55_2, \dots, 55_n$ で示される)有している。以下、代表的にサブアレイユニット 55_1 について説明するが、他のサブアレイユニット(この場合 $55_2, \dots, 55_n$)についても同様である。

10

【0057】

ミキサ $33_1, 33_2, \dots, 33_n$ は、ここでは、そこに入力するLO信号の位相を制御することにより、出力信号に希望する遅延特性を持たせ、もってサブアレイビームフォーミングを実現するものである。LO信号生成回路38に於いては、ある間隔毎に異なる位相を有する数十種のLO信号 $ph_0, ph_1, \dots, ph_{N-1}$ が生成される。尚、この位相数は、どれだけ細かい遅延精度を持たせたいかによって決定される。これらのLO信号のうち1つが、ミキサ $33_1, 33_2, \dots, 33_n$ に於いて選択され、受信エコー信号と掛け合わされることになる。

20

【0058】

そして、受信信号は、それによってある中間周波領域に変換され、且つ、選択された位相に応じた遅延特性が付与される。このようにして、それぞれのチャンネルに応じた遅延特性が与えられた各信号は、後段の加算器37で加算され、サブアレイビームフォーミングが完遂される。

【0059】

後段の回路として必要なのは、基本的には高域除去のためのローパスフィルタとA/D変換器であるが、ここでは上述した実施形態で用いたハーモニックイメージングに応用するために、バンドパスフィルタ(BPF)34と、第2アンプ35及びA/D変換器36で構成している。このような各構成要素を有したサブアレイユニット $55_1, 55_2, \dots, 55_n$ の出力が、デジタルビームフォーマ40に供給されて受信ビームフォーミングの処理を受け、ある走査線上の情報を有する1本の受信ビームとなる。

30

【0060】

前記中間周波として、映像化したい高調波成分がそこに変換されるようなLO信号周波数を選択し、BPF34がその帯域を通すものであれば、上述したハーモニックイメージング画像の感度アップのための、高調波成分に対するダイナミックレンジ適切化が可能となる。

【0061】

尚、この変形例について別の言いかたをすると、ミキサを用いたサブアレイビームフォーマ回路(サブアレイユニット)に於いて、高調波成分映像化を念頭におき、予めフィルタ特性や2段目増幅器の必要性を考慮しておけば、あとはLO周波数を適当に選択することにより、すぐに行いたいことを操作することができる、ということになる。

40

【0062】

上述した実施形態によって、従来カットオフ周波数可変型ハイパスフィルタを用い、コスト上昇をある程度受け入れつつ実現していたハーモニックイメージングフィルタ法の感度アップを、コストを抑えて達成することが可能となる。つまり、より低コストで高分解能、高感度のハーモニックイメージング画像をユーザに提供することができるようになる。

【0063】

50

また、本実施形態に於いては、2次高調波を映像化することを前提として説明したが、本発明が包含する範囲はそれに限らない。例えば2次高調波より高い周波数にある成分を用いた映像化が有用である場合でも、応用が可能である。

【0064】

以上、本発明の実施形態について説明したが、本発明は上述した実施形態以外にも、本発明の要旨を逸脱しない範囲で種々の変形実施が可能である。

【0065】

更に、上述した実施形態には種々の段階の発明が含まれており、開示される複数の構成要件の適当な組合せにより種々の発明が抽出され得る。例えば、実施形態に示される全構成要件から幾つかの構成要件が削除されても、発明が解決しようとする課題の欄で述べた課題が解決でき、発明の効果の欄で述べられている効果が得られる場合には、この構成要件が削除された構成も発明として抽出され得る。

【図面の簡単な説明】

【0066】

【図1】本発明によるハーモニックイメージングフィルタ法を実現するための回路構成を示した図である。

【図2】図1の回路の動作について、基本周波数が2MHzの場合の周波数領域に於ける信号を基に説明するための図である。

【図3】図1の回路の動作について、基本周波数が3MHzの場合の周波数領域に於ける信号を基に説明するための図である。

【図4】図1の回路の動作について、基本周波数が5MHzの場合の周波数領域に於ける信号を基に説明するための図である。

【図5】本発明の一実施形態によるハーモニックイメージングフィルタ法を用いた超音波診断装置のアナログ信号処理部の概略構成を示すブロック図である。

【図6】図5のミキサ33₁、33₂、…、33_nの一構成例を示した回路図である。

【図7】図6のミキサ33の入力及び出力信号とLO信号となるクロックパルスの例を示した波形図である。

【図8】図5のLO信号生成回路38の一構成例を示した図である。

【図9】本発明の一実施形態の変形例として構成した超音波診断装置のアナログ信号処理部の概略構成を示すブロック図である。

【図10】波形歪による高調波成分発生の説明をするためのもので、(a)は音源付近の音波の時間波形を示した図、(b)は音源付近の音波の周波数特性を示した図である。

【図11】波形歪による高調波成分発生の説明をするためのもので、(a)は音源から離れた位置での音波の時間波形を示した図、(b)は音源から離れた位置での音波の周波数特性を示した図である。

【図12】フィルタ法を説明するための図である。

【図13】パルスサブトラクション法を説明するための図である。

【図14】従来のハードウェアアーキテクチャを利用したフィルタ法を説明するための図である。

【図15】従来のフィルタ法の信号処理の概要について説明するための図である。

【図16】フィルタ法による画像を高感度化するための従来の回路の構成を示した図である。

【符号の説明】

【0067】

21、31₁、31₂、…、31_n、…第1アンプ、22、32₁、32₂、…、32_n…ローパスフィルタ(LPF)、23、33₁、33₂、…、33_n…ミキサ、24、34₁、34₂、…、34_n…バンドパスフィルタ(BPF)、25、35₁、35₂、…、35_n…第2アンプ、26、36₁、36₂、…、36_n…アナログ-デジタル(A/D)変換器、37…加算器、38…LO(Local Oscillator)信号生成回路、40…デジタルビームフォーマ、43~46…電界効果トランジスタ(FET)

10

20

30

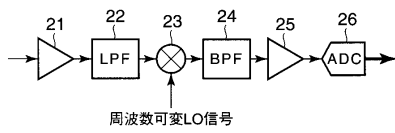
40

50

、 5 5₁ , 5 5₂ , ... , 5 5_n ...サブアレイユニット。

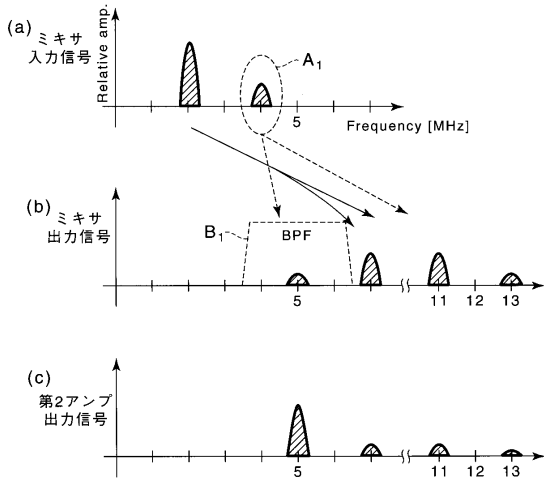
【 図 1 】

図 1



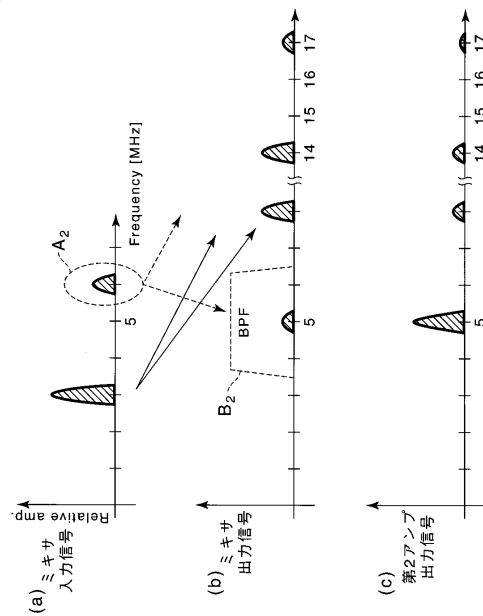
【 図 2 】

図 2



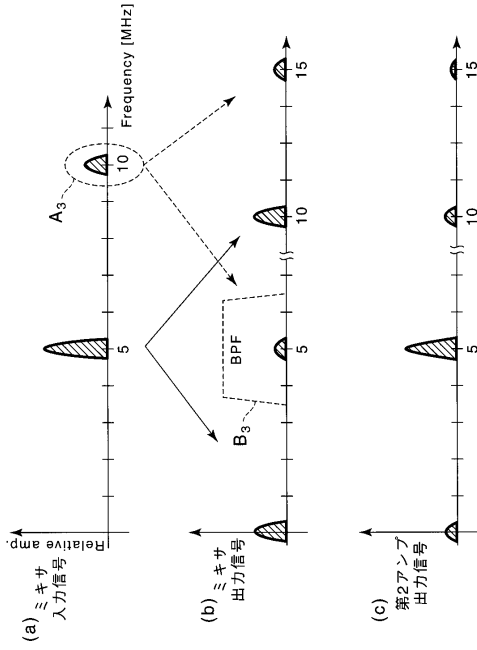
【 図 3 】

図 3



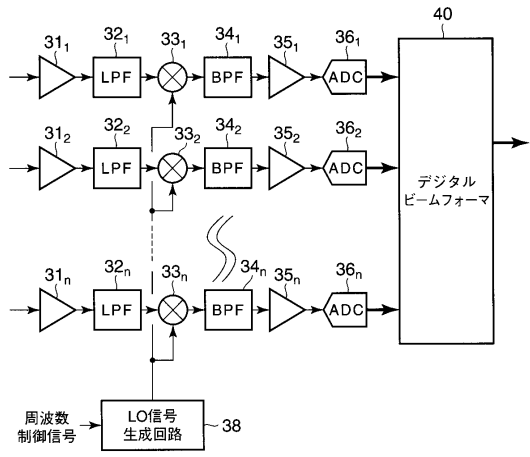
【 図 4 】

図 4



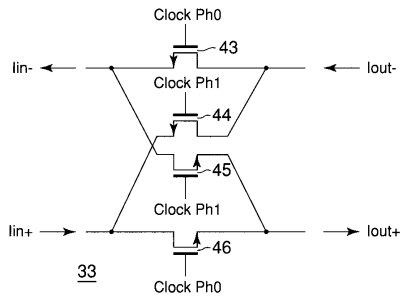
【 図 5 】

図 5



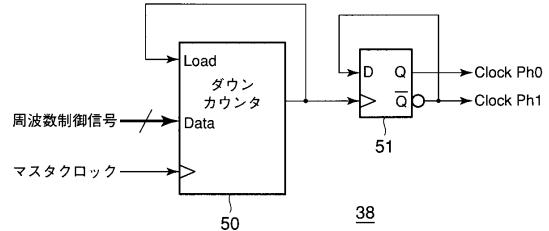
【 図 6 】

図 6



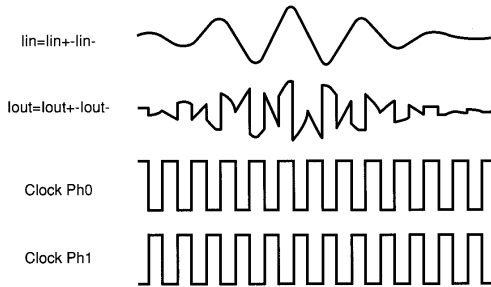
【 図 8 】

図 8

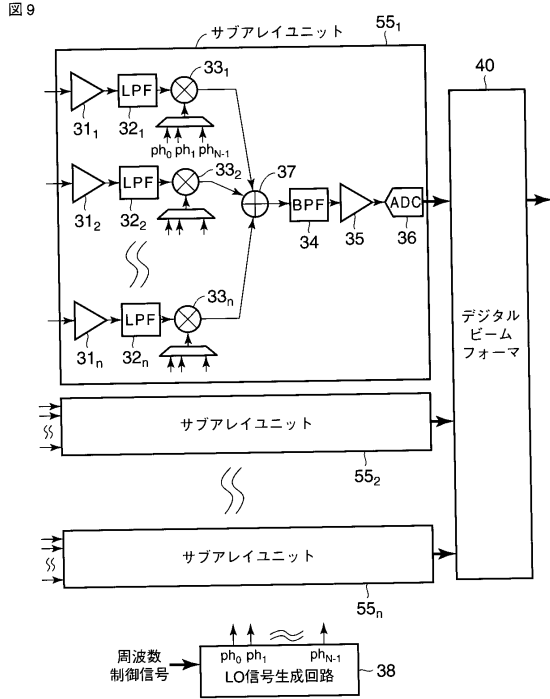


【 図 7 】

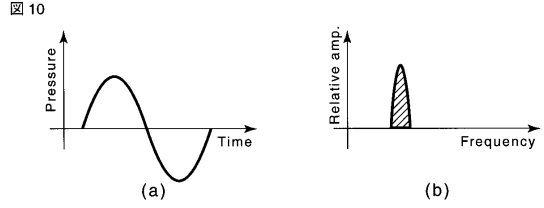
図 7



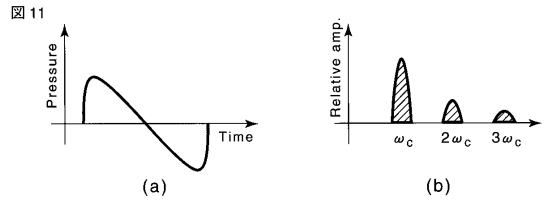
【図9】



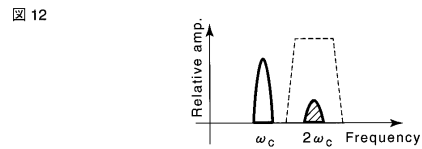
【図10】



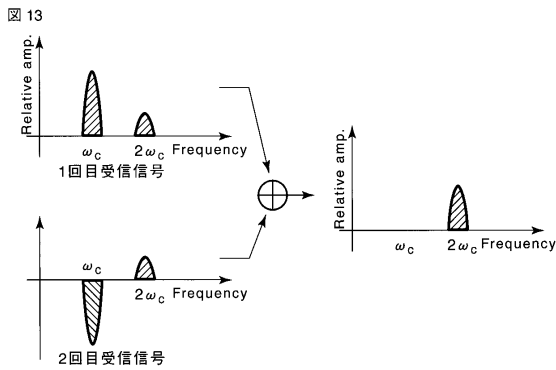
【図11】



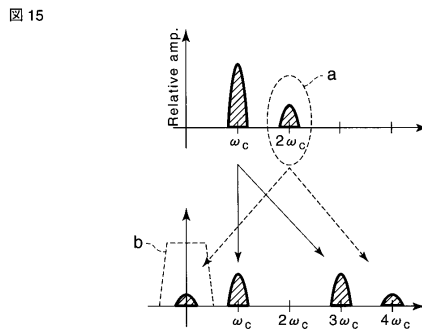
【図12】



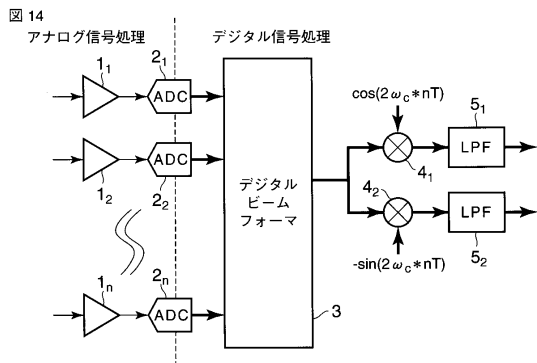
【図13】



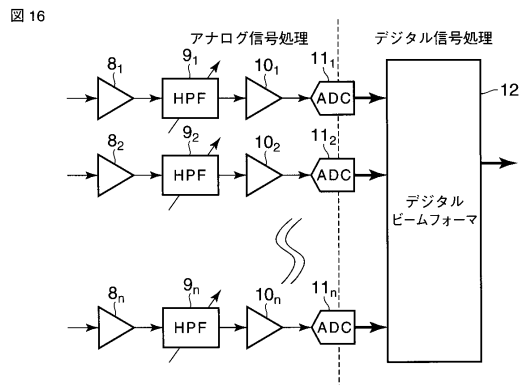
【図15】



【図14】



【図16】



フロントページの続き

審査官 樋熊 政一

- (56)参考文献 特開2004-073620(JP,A)
特表2002-522133(JP,A)
特開昭62-073162(JP,A)
特開2000-342586(JP,A)
特表2002-542869(JP,A)
特開2002-065664(JP,A)
特開昭54-096286(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
A61B 8/00

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP5606661B2	公开(公告)日	2014-10-15
申请号	JP2007012841	申请日	2007-01-23
[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	石塚正明		
发明人	石塚 正明		
IPC分类号	A61B8/00		
CPC分类号	G01S7/52038 G01S7/52026		
FI分类号	A61B8/00		
F-TERM分类号	4C601/BB03 4C601/DE13 4C601/EE03 4C601/EE13 4C601/EE14 4C601/GB06 4C601/JB31 4C601/ JB45 4C601/JB47 4C601/KK21		
代理人(译)	藤原 康高 堀口博		
审查员(译)	棕熊正和		
其他公开文献	JP2008178470A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供一种能够获得高灵敏度谐波成像图像并且在不扩大装置的情况下抑制成本增加的超声波诊断装置。在具有用于可视化包含在接收的回波信号中的谐波分量的诊断模式的超声诊断设备中，频率可变混频器33 1，33 2，...，33 n 转换输入信号的频率。然后，频率转换输入信号由带通滤波器34 1，34 2，...，34 n 转换。作为带外信号去除分量，并且要成像的频率转换的谐波分量通过通带并被提取。点域5

【图 3】

图 3

