

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4698003号  
(P4698003)

(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 1  
**A 6 1 B 8/06 (2006.01)** A 6 1 B 8/06  
**A 6 1 B 8/14 (2006.01)** A 6 1 B 8/14

請求項の数 2 (全 15 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2000-227063 (P2000-227063)                  (22) 出願日 平成12年7月27日(2000.7.27)                  (65) 公開番号 特開2002-34985 (P2002-34985A)                  (43) 公開日 平成14年2月5日(2002.2.5)                  審査請求日 平成19年7月5日(2007.7.5)</p>	<p>(73) 特許権者 390029791                  アロカ株式会社                  東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号                  (74) 代理人 100075258                  弁理士 吉田 研二                  (74) 代理人 100096976                  弁理士 石田 純                  (72) 発明者 宮坂 好一                  東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号 ア                  ロカ株式会社内                  (72) 発明者 原田 烈光                  東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号 ア                  ロカ株式会社内                  審査官 川上 則明</p>
---	--

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】

生体に対して超音波を送波し、生体内からの反射波を受波する送受波器と、  
 前記送受波器に対し、第1符号系列を互いに異なる2つの周波数  $f_1$  ,  $f_2$  をもった2つの正弦波で表してなる第1コード化送信信号と第2符号系列を互いに異なる2つの周波数  $f_3$  ,  $f_4$  をもった2つの正弦波で表してなる第2コード化送信信号との加算によって生成された合成波形信号を供給し、これにより前記送受波器から前記第1及び第2コード化送信信号に対応した波形をもった超音波を送波させる送信部と、

前記送受波器からの受信信号に対し、前記第1コード化送信信号の波形を表す第1参照信号と前記第2コード化送信信号の波形を表す第2参照信号を用いて、圧縮演算を実行する圧縮演算部と、

前記圧縮演算後の信号を利用して超音波画像を形成する画像形成部と、

を含み、

前記各周波数  $f_1$  ,  $f_2$  ,  $f_3$  ,  $f_4$  は前記送受波器の動作帯域内に設定され且つ互いに相違し、前記第1符号系列と前記第2符号系列は相違し、

前記第1及び第2コード化送信信号においては隣り合う正弦波が連続し、これによって前記送受波器に供給するコード化送信信号の周波数帯域が狭められた、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、

前記圧縮演算部は、前記第1及び第2参照信号と前記受信信号との相互相関演算を行う回路であることを特徴とする超音波診断装置。

【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関し、特にパルス圧縮技術に関する。

【0002】

【従来の技術】

超音波診断に当たっては、超音波パルスが生体内へ送波され、生体内からのエコーが受波される。その受信信号に基づいて、超音波断層画像や超音波ドプラ画像などの超音波画像が形成される。一般に、超音波は生体内での伝搬距離に応じて減衰するが、その減衰は周波数に依存する。つまり、周波数が高いほど減衰が大きくなる。よって、生体内の深部の計測を行う場合には、超音波の中心周波数を低くするのが望ましいが、その場合には空間分解能が低下するという問題がある。

10

【0003】

米国特許第5,014,712号には、送信信号をコード化(符号化)し、そのコードを用いて受信信号に対する圧縮(相関演算)を行う技術を応用した超音波診断装置が開示されている。ここで、送信信号は、コードそのものを表す矩形のパルス列であって、それが超音波振動子に供給されている(直接コード方式)。よって、送信信号に多くの高調波が含まれていることから、動作可能な周波数帯域が極めて広い超音波振動子を使用しなければ、送信信号のパルス波形を超音波パルスとして再現できないという問題がある。その再現性は受信信号処理時の相関演算精度に大きく影響を与える。ちなみに、この公報には多段送信フォーカスなどについても言及されている。

20

【0004】

特公平7-81992号公報には非破壊検査などに用いられる超音波測定装置が開示されている。この装置において、サイン波の位相の組み合わせによりコードが表され、それが送信信号とされている。つまり、1つの送信周波数を用い、位相変調方式を採用したものである。しかし、位相が異なるサイン波の連結点が屈曲するため、すなわち滑らかに各サイン波が繋がられていないために、高調波が発生し、上記同様の問題が指摘される。なお、米国特許第4,788,981号公報、特開平11-309145号公報、特開平11-309146号公報にも関連する技術が開示されている。

30

【0005】

本発明は、上記従来の課題に鑑みなされたものであり、その目的は、空間分解能を損なうことなく、超音波画像の画質(特に深部の画質)を向上することにある。

【0006】

【課題を解決するための手段】

(1)上記目的を達成するために、本発明は、超音波の送受波を行う送受波器と、前記送受波器に対し、所定の符号系列を互いに異なる周波数をもった複数の波で表してなるコード化送信信号を供給し、これにより前記送受波器から前記コード化送信信号に対応した波形をもった超音波を送波させる送信部と、前記送受波器からの受信信号に対し、前記コード化送信信号の波形を表す参照信号を用いて、圧縮演算を実行する圧縮演算部と、前記圧縮演算後の信号を利用して超音波画像を形成する画像形成部と、を含むことを特徴とする。

40

【0007】

上記構成によれば、所定の符号系列に従って送信信号が周波数変調され、受信信号が当該所定の符号系列に基づいて圧縮される。これにより、空間分解能を向上でき、ひいては超音波画像の画質を向上できる。本発明によれば、コード化送信信号が複数の周波数をもった波の組み合わせとして表されているため、高調波の発生が軽減される。

【0008】

望ましくは、前記圧縮演算部は、前記参照信号と前記受信信号との相互相関演算を行う回

50

路である。望ましくは、前記圧縮演算部は、前記受信信号を構成する各エコーデータを時系列順で順次格納する複数のメモリ素子と、前記複数のメモリ素子から並列出力されるエコーデータ列に対して、前記参照信号としての係数列を乗算する複数の乗算器と、前記複数の乗算器の乗算結果を加算する加算器と、を含む。

【0009】

望ましくは、前記圧縮演算部は、前記受信信号を周波数軸上の信号に変換する変換器と、前記周波数軸上に変換された受信信号と前記参照信号を周波数軸上に表した信号とを乗算する乗算器と、前記乗算後の信号を時間軸上の信号に戻す逆変換器と、を含む。すなわち、圧縮演算（相互相関演算）は、時間軸上において行ってもよいが、周波数軸上において行ってもよい。

10

【0010】

望ましくは、前記複数の周波数は前記送受波器の動作帯域内に設定される。正弦波を要素としてコード化送信信号が構成されているため、一般的な使用帯域をもった送受波器を利用して、超音波の送受信を行うことができ、広帯域の送受波器を特別に用意する必要がない。

【0011】

望ましくは、前記所定の符号系列は、その自己相関値がある一点で最大となる符号系列である。その符号系列としては、公知の各種の系列を利用可能である。

【0012】

(2) また、上記目的を達成するために、本発明は、前記送受波器に対し、所定の符号系列を複数の周波数で表してなりかつ符号間で波形がつけられたコード化送信信号を供給し、これにより前記送受波器から前記コード化送信信号に対応する波形をもった超音波を送波させる送信部と、前記送受波器からの受信信号に対し、前記コード化送信信号の波形を表す参照信号を用いて圧縮演算を実行する圧縮演算部と、前記圧縮演算後の信号を利用して超音波画像を形成する画像形成部と、を含むことを特徴とする。

20

【0013】

上記構成によれば、コード化送信信号において各符号間で波形がつけられているため高調波の発生を抑制できる。

【0014】

望ましくは、前記コード化送信信号は、複数の周波数をもった正弦波を組み合わせて前記所定の符号系列を表したものであり、先行正弦波の後端と後続正弦波の前端とが滑らかに連続するように、各正弦波の位相が調整される。

30

【0015】

かかる構成によれば、正弦波が符号要素とされ、しかも各正弦波のつなぎ目にエッジが生じないように位相調整がなされているので（いわゆるシフトキーイングに相当）、高調波の発生を極めて抑制できる。

【0016】

(3) また、上記目的を達成するために、本発明は、複数の振動素子からなり、超音波の送受波を行う送受波器と、前記送受波器に対し、第1符号系列を第1周波数グループを構成する複数の周波数の組み合わせで表してなる第1コード化送信信号と、第2符号系列を第2周波数グループを構成する複数の周波数で表してなる第2コード化送信信号と、を同時に供給し、これにより前記送受波器において複数の送信ビームを同時に形成させる複数の送信部と、複数の受信ビームを同時に形成する手段であって、前記送受波器から出力される複数の受信信号に対して各受信ビームごとに整相加算を実行する複数の受信部と、前記複数の受信部からの整相加算後の受信信号に対して、前記第1コード化送信信号の波形を表した第1参照信号を用いた相互相関演算及び前記第2コード化送信信号の波形を表した第2参照信号を用いた交互相関演算を実行する複数の相互相関演算部と、前記相関演算後の各信号に基づいて超音波画像を形成する画像形成部と、を含むことを特徴とする。

40

【0017】

上記構成によれば、複数の送信ビーム及び複数の受信ビームを同時形成してビーム走査方

50

向の空間分解能の向上あるいはフレームレートの向上を達成できる。第1コード化送信信号と第2コード化送信信号は、送信後の受信信号処理において、互いに識別(弁別)可能であればよく、少なくとも、符号系列及び送信周波数の組み合わせの一方が異なるものである。

【0018】

(4)本発明の基本原理は、パルス圧縮技術を超音波診断に応用し、一般には観測困難である深部領域についても空間分解能を向上させることにある。本発明の好適な態様では、1又は0(あるいは-1)の二値で構成される符号系列(所定コード)を正弦波(サイン波)からなる2周波数の組み合わせで表現する際に、先行正弦波の後端と後続正弦波の前端とが滑らかに連続するように各正弦波について位相調整を行い、それにより生成されたコード化送信信号を送受波器へ供給して、そのコード化送信信号に対応する波形をもった超音波が生体内へ送波される。生体内からの反射波(超音波)は、送受波器で受波され、反射波の波形に対応する受信信号が取得される。その受信信号に対して、前記コード化送信信号の波形を表す参照信号を利用して相互相関演算を実行し、これにより受信信号が圧縮される。つまり、超音波のエネルギーを圧縮し、SNR(信号対ノイズの比)を向上させるものである。そして、その圧縮後の受信信号に基づいて、Bモード画像やドプラ画像などの超音波画像が構成される。上記構成においては、送信波に対する変調と受信波に対する復調とを行って、高い空間分解能を維持しながら検出感度を高められるとともに、符号要素として位相調整がなされた正弦波を利用しているので、信号波形の不連続点あるいはエッジに起因する高調波の発生を効果的に抑制できる。その結果、送受波器における帯域の問題を解消できるとともに、超音波画像の画質を向上可能である。所定コードとしては、自己相関値がある1点で最大となるような公知の各種のものを利用可能である。

【0019】

【発明の実施の形態】

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。

【0020】

まず、本発明の原理について説明する。自己相関値がある1点でのみ最大となる符号系列を考える。このような符号系列としては、Barker系列、Gold系列、M系列など多種提案されている。以下は、Maximum Length Shift Register系列(M系列と呼ばれている)について説明する。この系列は、例えば、図1に示すような簡単な回路で発生することができ、具体的には、シフトレジスタ4,5,6と排他論理和回路7とを利用してサイクリックに発生させることができる。符号系列の長さは、シフトレジスタ4,5,6の段数をkとすると $2^k-1$ となる。図1の例では $k=3$ なので、その回路から生成される符号系列長は7となる。図1において、全てのシフトレジスタ4,5,6の初期値を1とすると{1,1,1,0,0,1,0}の系列が繰り返し発生される。

【0021】

この{1,1,1,0,0,1,0}のパターンを2つ用意し、それらの位置関係をずらしながらその自己相関値 $R(\tau)$ を以下の式(1)に従って演算すると、図2に示す通りとなる。但し、自己相関演算時には0を-1として計算した。その結果、7ポイントごとにピークが発生し、他は全て-1をとる。

【0022】

【数1】

$$R(\tau) = \sum_{t=t_1}^{t_1+6} p(t) \cdot p(t-\tau) \quad (1)$$

ここで、 $p(t)$ ：符号系列、 $t_1$ ：自己相関演算の開始時刻である。

【0023】

10

20

30

40

50

このように、自己相関演算を行なうと、パターンが完全にフィッティングした場合に、鋭いピークが発生する。符号系列の振幅は±1であるのに、符号系列長に相当する7倍の振幅が得られている。これは一種のエネルギー圧縮に相当し、パルス圧縮と呼ばれている。これを応用すれば、低いSNRの波形から、信号成分のみを効果的に抽出することができる。

【0024】

一般に、従来方式での信号成分電力をS1、雑音成分をN1、パルス圧縮を行なった後の信号成分電力をS2、雑音成分をN2とし、信号時間長の拡大比（前記では符号系列長に相当）をMとすると、以下の式(2)となり、SNRをM倍に改善することができる。

【0025】

【数2】

$$\frac{S_2}{N_2} = \frac{S_1 \cdot M^2}{N_1 \cdot M} = \frac{S_1 \cdot M}{N_1} \quad (2)$$

本発明の好適な実施形態では、符号系列の各符号値に固有の周波数を割り付け、この割り付けられた周波数の正弦波をバースト送波する。つまり、符号値から周波数への変換を行なう。そして、バースト送波で得られた反射信号と、送波された正弦波列との相互相関演算を行ない、これによりパルス圧縮が実行される。その前提として、さらに、正弦波列内の隣合う波形の位相が連続となるように各符号に対する波形の位相調整を行なわれる。このことを図3を用いて説明する。

【0026】

図3において、(a)は符号系列を示しており、(b)は各符号に対して単純に（位相調整なしに）周波数f1、f2を割り当てた場合の信号波形を示している。(c)は(b)の信号波形において、隣接する正弦波間で波形が滑らかとなるように位相調整を行った結果の信号波形が示されている。

【0027】

具体的には、(a)に示す符号系列は、符号系列長が7のM系列符号である。この符号系列は+1と-1の2値をとるものである。なお、符号系列の1区間の時間をToとする。

【0028】

次に、+1に対し周波数f1を割り当て、-1に対し周波数f2を割り当てる。それが(b)に示す波形である。この例ではf1=5\*(f2)/4である。もちろんこれ以外の関係でもよい。こうして得られた正弦波列を超音波診断装置の送信繰返し周期でバースト送波することができる。

【0029】

(b)の波形s(t)を式で表現すると以下の式(3)となる。

【0030】

【数3】

$$s(t) = n(i) \cdot \sin\{\omega_1(t - i \cdot T_o) + \theta_{1i}\} + |(n(i) - 1)| \cdot \sin\{\omega_2(t - i \cdot T_o) + \theta_{2i}\} \quad (3)$$

ここで、 $\omega_1 = 2\pi \cdot f_1$ であり、 $\omega_2 = 2\pi \cdot f_2$ であり、 $n(i) = [1, 1, 1, 0, 0, 1, 0]$ （但し、 $i = 0, 1, \dots, 6$ ）であり、 $\theta_{1i}$ ：初期位相、 $\theta_{2i}$ ：初期位相である。

【0031】

(b)の波形においては、各正弦波の境界が不連続であり、その部分で高調波が発生する。そこで、隣接する正弦波間で波形を連続させたものが(c)に示す波形である。その波

10

20

30

40

50

形においては、時間的に先行する正弦波の後端に後続する正弦波の前端がつながるように、後続する正弦波の位相が調整される。

【 0 0 3 2 】

具体的には、( b ) の波形では、 $i = 0$  と  $1$  の境界で不連続が発生しているため、 $i = 1$  の領域の波形の位相を  $+$  /  $2$  シフトする。同様に、 $i = 2$  の領域の波形の位相を  $+$ 、 $i = 3$  の領域の波形の位相を  $+ 3 * / 2$ 、 $i = 4$  の領域の波形の位相を  $+ 3 * / 2$ 、そして  $i = 5$  の領域の波形の位相を  $+ 3 * / 2$  だけシフトする。

【 0 0 3 3 】

この ( c ) に示すような波形をもったバースト信号 (コード化送信信号) を超音波振動子へ供給すれば、高調波歪みが少ない超音波を生成することが可能となる。その場合、受信信号と ( c ) の波形をもった参照信号との間で相互相関演算が実行され、これにより超音波の信号エネルギーが圧縮される。

10

【 0 0 3 4 】

図 4 には、図 3 の ( b ) に示した波形のスペクトルが細線で表され、図 3 の ( c ) に示した波形のスペクトルが太線で表されている。なお、図 4 の横軸は周波数に相当し、 $0$  から  $2 * f_1$  までの範囲が表されている。縦軸は対数表示であり、各周波数成分のパワーを表している。細線のスペクトラムを見ると、折返し周波数付近で盛り上がり認められる。これは、図 3 の ( b ) の波形には、不連続な部分が存在し、それに起因して高調波が発生しているためである。

【 0 0 3 5 】

20

一般に、超音波振動子の周波数帯域幅は、 $- 6$  dB 比帯域が  $60\%$  程度と広くないため、送信波形を忠実に送波して受波するためには、送信波形の持つ周波数帯域幅はできるだけ狭い方が有利である。そこで、送信波形の不連続性を回避し、送信波形の持つ周波数帯域幅を狭くしたのが、上記の図 3 の ( c ) の波形である。

【 0 0 3 6 】

図 4 の太線で示されている ( c ) の波形のスペクトラムを見ると、細線のスペクトラムに比べて、高い周波数成分が大きく減衰していることが分かる。こうすることにより、信号の周波数帯域幅を狭くすることが可能となり、通常の振動子でも十分に送受信を行うことが可能となる。

【 0 0 3 7 】

30

図 5 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 5 はその全体構成を示すブロック図である。

【 0 0 3 8 】

図 5 において、アレイ振動子 10 は、複数の振動素子 10 a からなるものである。送信部 12 は、本実施形態において、送信信号生成部 16 と、各振動素子 10 a (チャンネル) ごとに設けられた複数の送信アンプ 18 とで構成されている。

【 0 0 3 9 】

ここで、送信信号生成部 16 は、後に図 6 を用いて説明するように、各チャンネルごとに設けられた送信波形発生器を有するものである。

【 0 0 4 0 】

40

受信部 14 は、各チャンネルごとに設けられた複数の入力保護器 20 と、各チャンネルごとに設けられた複数の受信アンプ 22 と、受信ビームフォーマー 24 と、で構成される。入力保護器 20 は、送信信号の回り込みを阻止し、受信部 14 を保護するための回路である。受信ビームフォーマー 24 は、後に図 7 を用いて説明するように、各チャンネルごとの受信信号に対して整相加算を行って電子的に受信ビームを形成するための回路である。

【 0 0 4 1 】

受信ビームフォーマー 24 から出力された整相加算後の受信信号は、圧縮演算器 26 に入力される。この圧縮演算器 26 は後に図 8 を用いて説明するように、受信信号とコード化送信信号の波形を表した参照信号とについて相互相関演算を行う回路である。圧縮演算器 26 から出力された受信信号は、後に図 9 を用いて説明するビーム処理器 28 に入力され

50

、そのビーム処理器 28 から出力される受信信号は、スキャン変換器 30 に入力される。このスキャン変換器 30 は座標変換機能や補間機能を有しており、このスキャン変換器 30 の作用により例えば B モード画像などの超音波画像が形成され、その画像が表示装置 32 に表示される。

#### 【0042】

図 6 には図 5 に示した送信信号生成部 16 の具体的な構成例が示されている。送信信号生成部 16 は、この図 6 に示す例において、タイミング制御部 36 と、各チャンネルごとに設けられた送信波形生成器 34 とで構成されている。送信波形生成器 34 は、メモリテーブル 38 と、D/A 変換器 40 と、ローパスフィルタ (LPF) 42 と、減衰器 44 と、で構成されている。メモリテーブル 38 内には、図 3 (c) に示した送信波形がデジタルデータとして格納されている。これに関しては、送信ビームを形成し、かつその送信ビームを変更するために、設定された時間だけ遅延された送信波形のデジタルデータが格納されている。そのメモリテーブル 38 から読み出された波形データは D/A 変換器 40 に入力され、その D/A 変換器 40 の作用によりアナログ信号としての送信波形が生成される。これは図 3 (c) に示した波形に相当するものである。ローパスフィルタ 42 は、メモリテーブル 38 からの読み出しレートに相当する周波数成分を除去するものである。減衰器 44 は、開口制御のためのオンオフ制御、超音波ビーム特性を改善するための重み付け、あるいは全体的な送信振幅制御のための振幅制御などを行うための回路である。この送信波形生成器 34 から出力される送信信号 (コード化送信信号) は図 5 に示した送信アンプ 18 を介して振動素子 10a に供給される。

#### 【0043】

タイミング制御部 36 は、各送信波形生成器 34 が有するメモリテーブル 38 に対する読み出しタイミングの制御を行っている。その読み出しタイミングを適宜調整することにより送信ビームのフォーカシングや送信ビームの偏向などを行うことができる。あるいは、異なる送信条件を記憶する複数のメモリテーブル 38 を要し、それらのメモリテーブル 38 の中からいずれかのメモリテーブル 38 を選択することにより、送信条件を変更するようにしてもよい。このような送信制御に関しては公知の各種の手法を利用することができる。また、本実施形態では、各チャンネルごとにメモリテーブル 38 を設けたが、単一のメモリテーブル 38 を設け、そこから生成される送信波形の信号に対する遅延量を各チャンネルごとに調整することにより、個々のチャンネルの送信信号を生成するようにしてもよい。

#### 【0044】

図 7 には、図 5 に示した受信ビームフォーマー 24 の具体的な構成例が示されている。この受信ビームフォーマー 24 は、各チャンネルごとに設けられたローパスフィルタ (LPF) 50 と、各チャンネルごとに設けられた複数の A/D 変換器 52 と、各チャンネルごとに設けられたデータ補間器 54 及びディレイライン 56 と、遅延後の受信信号を加算する加算器 58 とで構成される。ローパスフィルタ 50 は、不要な高域成分を除去するためのフィルタであり、A/D 変換器 52 は例えば  $4 * f_2$  などのサンプリングレートを有している。すなわち、受信信号成分にエイリアシングが発生しないようなサンプリングレートを設定するのが望ましい。データ補間器 54 は、サンプリング後の受信信号に対する補間処理を実行するものであり、ディレイライン 56 は各チャンネルごとに所定の遅延量を付与し、これによって整相加算を実現するための回路である。

#### 【0045】

図 8 には、図 5 に示した圧縮演算器 26 の具体的な構成例が示されている。この圧縮演算器 26 は、大別して FIR フィルタ 63 と、メモリ 64 とで構成されるものである。メモリ 64 上には、例えば、図 3 (c) に示した波形を  $4 * f_2$  でサンプリングしたものが格納されており、具体的には、 $4 * 7 = 28$  個のサンプリングデータがセル  $64 - 1 \sim 64 - n$  に格納されている。このサンプリングデータは参照波形 (参照信号) として利用されるものである。

#### 【0046】

10

20

30

40

50

一方、FIRフィルタ63は、直列接続されたn個のディレーライン60-1~60-nで構成されるものであり、各ディレーラインは $4 * f_2$ の1波長に相当する分の遅延時間を有している。各ディレーラインはそれぞれ1ワードの記憶容量を有している。ここで、1ワードは受信ビームフォーマー24の出力デジタル信号が有するビット長で、例えば16ビット等である。

【0047】

各ディレーラインの前後端及び中間から引き出されたデータはn個設けられた乗算器62-1~62-nの一方の端子に入力されており、それらの乗算器62-1~62-nの他方の入力端子には、メモリ64を構成する複数のセル64-1~64-nから出力されたビットデータが入力されている。すなわち、これらの乗算器において2つの信号の乗算を行うことにより、受信信号と参照信号の相互相関演算を行うことができ、その乗算結果は加算器66において加算される。これによりパルス圧縮演算が実現されている。もちろん、相互相関演算の方式としては各種の方式を利用することが可能である。

10

【0048】

いずれにしても、受信信号に対して図3(c)に示した波形を有する参照信号を利用して相互相関演算を行える限りにおいて各種の構成例を採用することができる。図2に示したように、このような相関演算を行えば、符号系列のパターンが一致する時点で強いピークが生成され、これにより高い空間分解能を維持しながら、検出感度を大きく向上することが可能である。

【0049】

次に、図9には、図5に示したビーム処理器28の具体的な構成例が示されている。変換器68は圧縮演算器26から出力された信号に対して対数関数に従った信号振幅の圧縮を行う回路である。すなわち、表示装置32における表示ダイナミックレンジに信号の振幅を合わせるためにこのような対数変換が行われている。

20

【0050】

加算器70は、変換器68から出力される信号に対して係数を加算する回路であり、ゲイン調整に相当している。また、乗算器72は、加算器70から出力される信号に対して係数を乗算する回路であり、これはコントラスト調整に相当している。ローパスフィルタ74及びデシメータ76は、間引き処理を実現する回路であり、1ビーム当たりのデータ数が過剰である場合に、それをそのまま表示することができないため、データ間引きのためのリサンプリングを行う回路である。

30

【0051】

以上のように、図5に示した超音波診断装置によれば、周波数変調と受信信号の圧縮とによって特に深部における検出感度を向上できると共に、図3(c)に示したように正弦波を要素としつつ各正弦波間における繋がりが良好にされた送信波形が利用されているため、不要な高調波の発生を効果的に防止し、これによって信号の弁別精度を向上できるという利点がある。

【0052】

図10には、他の実施形態に係る超音波診断装置の全体構成がブロック図として示されている。なお、図5に示した構成と同様の構成には同一符号を付しその説明を省略する。この図10に示す構成例では、圧縮演算器26の出力が直交検波器82に入力されており、受信信号が複素信号に変換されている。フィルタ部84は、複素信号を構成する実数部の信号及び虚数部の信号のそれぞれに対して所定のフィルタリングを実行し、そのフィルタリング後の複素信号がカラードブラ演算器86及びスペクトラムドブラ演算器88に入力されている。カラードブラ演算器86は例えば自己相関演算などを利用して血流の平均速度や分散の情報を演算するものである。スペクトラムドブラ演算器88は例えばFFT演算などを実行し、断層画像上に設定されるサンプルボリュームについてのエコーデータに関し、周波数解析を行う回路である。カラードブラ演算器86及びスペクトラムドブラ演算器88の出力はスキャン変換器30に入力され、必要に応じて断層画像上にそれらのドブラ情報が合成される。また、それらのドブラ情報を表すドブラ画像がスキャン変換器3

40

50

0によって生成される。それらの画像は表示装置32に表示される。

【0053】

図11には、図10に示した直交検波器82の構成例が示されており、ミキサ90においては受信信号と $\pi/2$ 位相シフタ94を介して90度位相がシフトされた検波用信号とがミキシングされており、そのミキサ90の出力が低域通過フィルタ96に入力されている。また、ミキサ92においては受信信号に対して検波用信号がミキシングされ、そのミキサ92の出力信号が低域通過フィルタ98に入力されている。ここで、検波用信号は送信パルスの繰り返し周波数の整数倍に相当するものである。

【0054】

図12には、フィルタ部84の具体的な構成例が示されており、この例では実数部及び虚数部ごとに高域通過フィルタ100, 102が設けられている。すなわち、これらの高域通過フィルタ100, 102はいわゆるウォールモーションフィルタとして機能するものであり、例えば心臓壁などの静止部の強大なエコー成分を除去するものである。もちろん、心臓壁などの組織の運動を積極的に画像表示する場合には、この高域通過フィルタ100, 102に代えて低域通過フィルタを設ければよい。あるいはフィルタ係数の切換によって、それらの両者に対応するようにしてもよい。

【0055】

図13には、さらに他の実施形態における圧縮演算器104の要部構成が示されている。上述した各実施形態においては時間軸上において相互相関演算が実現されていたが、この図13に示されるように、周波数軸上において、相互相関演算を行うこともできる。パルス圧縮フィルタ係数発生器108には、周波数上における参照信号を発生しており、受信信号はFFT回路106において周波数軸上の信号に変換され、その周波数軸において受信信号と参照信号とが乗算されている。すなわち相関演算が実行されている。その演算結果はIFFT回路112すなわち逆フーリエ変換を行う回路に入力され、元の周波数軸上の信号に戻されている。

【0056】

図14には、さらに他の実施形態が示されている。

【0057】

第1送信部116及び第2送信部118は、それぞれ図5に示した送信部12と同様の構成を有しているものである。但し、第1送信部116は、周波数 $f_1$ 及び $f_2$ を用いて図3(c)に示した波形を生成している。一方、第2送信部118は、周波数 $f_3$ 及び $f_4$ を用いて図3(c)に示した波形に相当するものを生成している。但し、それらの周波数を互いに異ならせてもよいし、あるいは、第1送信部116で使用する符号系列と第2送信部118で使用する符号系列が異なれば $f_1=f_3$ ,  $f_2=f_4$ でもよい。

【0058】

アレイ振動子120は複数の振動素子120aによって構成され、それらの複数の振動素子120aはこの例においてAグループ及びBグループに区分されている。そして、Bグループには第1送信部116が接続され、Aグループには第2送信部118が接続されている。よって、Bグループによって周波数 $f_1$ 及び $f_2$ を有する周波数変調された超音波が生体内に送波され、これと同様に、Aグループによって周波数 $f_3$ 及び周波数 $f_4$ による周波数変調された超音波が生体内に送波されることになる。このように符号系列が同じであっても、周波数を異ならせることによって、同時に2つの送信ビームを形成しても、後に各送信ビームに対応する受信信号の弁別を行うことが可能となる。

【0059】

第1受信部122及び第2受信部124は、それぞれ図5に示した受信部14と同様の構成を有している。ここで、第1受信部122は、Bグループに接続されており、第2受信部124はAグループに接続されている。それぞれの受信部122, 124において受信ビームを形成するための整相加算処理が実行され、その処理後の受信信号がそれぞれ圧縮演算器126及び圧縮演算器128に入力されている。

【0060】

10

20

30

40

50

これらの圧縮演算器 126, 128 は、図 8 に示した圧縮演算器 26 と同様の構成を有しており、但し、圧縮演算器 126 においては周波数  $f_1$  及び  $f_2$  に対応する相互相関演算が実行されており、圧縮演算器 128 においては周波数  $f_3$  及び  $f_4$  に対応する相互相関演算が実行されている。それらの圧縮演算後の信号に基づいて超音波画像が形成される。

【0061】

よって、図 14 に示す実施形態によれば、周波数を異ならせることによって一度に 2 つの送信ビーム及び 2 つの受信ビームを形成することができ、その結果空間分解能を向上し、あるいはフレームレートを向上することが可能となる。また、このような実施形態においても、基本的には図 3 (c) に示した波形が利用されており、高調波の発生を効果的に抑制しつつ特に生体深部における検出感度の向上を達成することができる。

10

【0062】

図 15 及び図 16 には、更に他の実施形態が示されている。図 14 に示した実施形態では、アレイ振動子 120 が 2 つのグループに区分されていたが、図 15 及び図 16 に示す実施形態では、そのようなグループ分けはなされていない。なお、図 15 及び図 16 において、図 14 に示した構成と同様の構成には同一符号を付してある。

【0063】

図 15 において、第 1 送信部 116 及び第 2 送信部 118 から出力された各チャンネルの送信信号は、加算器 130 で各チャンネルごとに加算され、その加算後の送信信号が、アレイ振動子 120 を構成する各チャンネルの振動素子に供給される。一方、アレイ振動子 120 から出力される各チャンネルの受信信号は、それぞれ並列的に第 1 受信部 122 及び第 2 受信部に入力される。この構成によれば、アレイ振動子 120 上に形成される送受信開口 (1 回の送受信で使用される振動素子数 (チャンネル数) に相当) を大きくできるので、検出感度及び空間分解能をより高められる。

20

【0064】

図 16 の実施形態では、1 系統の送信部 117 のみが使用される。かかる送信部 117 は、2 つの送信信号の波形を加算した合成波形を出力する。つまり、互いに異なる 2 つの送信周波数又は互いに異なる 2 つの符号化系列をもった信号をアレイ振動子 120 に供給する点では、図 15 に示した実施形態と同じであるが、図 15 の実施形態で生成される加算後の送信信号を最初から発生させる点が図 15 に示した実施形態と異なる。受信信号の処理に関する構成は、図 15 の実施形態と同じである。

30

【0065】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば超音波画像の画質を向上することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 符号系列の生成を行う基本回路構成を説明するための図である。

【図 2】 符号系列に対する自己相関値を示す図である。

【図 3】 本発明に係るコード化送信信号を説明するための図である。

【図 4】 位相調整を行う場合と行わない場合におけるスペクトルの違いを表す図である。

【図 5】 超音波診断装置の全体構成を示すブロック図である。

40

【図 6】 送信信号生成部の具体的な構成例を示すブロック図である。

【図 7】 受信ビームフォーマーの具体的な構成例を示す図である。

【図 8】 圧縮演算器の具体的な構成例を示すブロック図である。

【図 9】 ビーム処理器の具体的な構成例を示すブロック図である。

【図 10】 他の実施形態に係る超音波診断装置の構成例を示すブロック図である。

【図 11】 直交検波器の構成例を示すブロック図である。

【図 12】 フィルタ部の具体的な構成例を示すブロック図である。

【図 13】 他の実施形態に係る要部構成を示すブロック図である。

【図 14】 圧縮演算器の他の実施形態を示すブロック図である。

【図 15】 他の実施形態に係る要部構成を示すブロック図である。

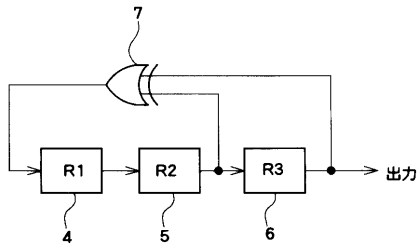
50

【図16】 他の実施形態に係る要部構成を示すブロック図である。

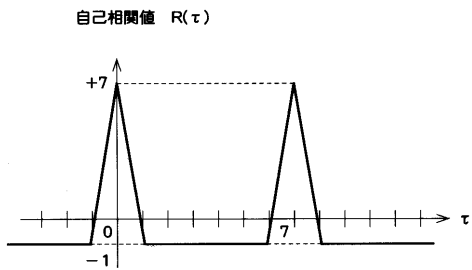
【符号の説明】

10 アレイ振動子、12 送信部、14 受信部、16 送信信号生成部、18 送信アンプ、20 入力保護器、22 受信アンプ、24 受信ビームフォーマー、26 圧縮演算器、28 ビーム処理器、30 スキャン変換器、32 表示装置。

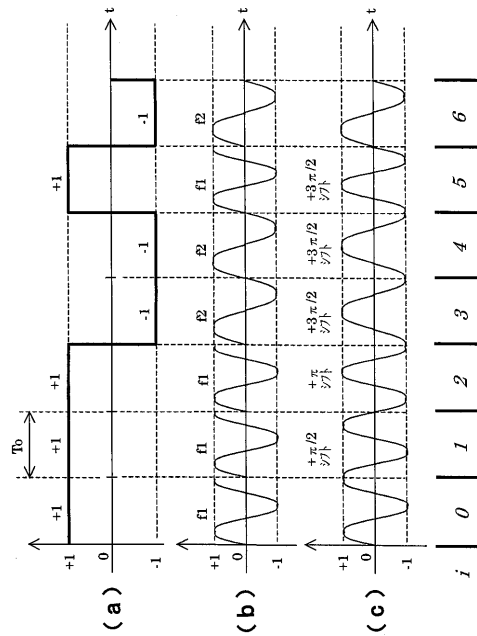
【図1】



【図2】

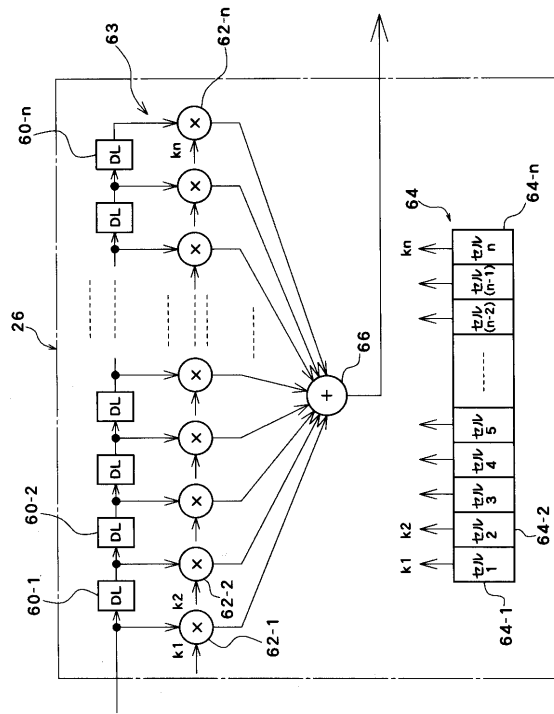


【図3】

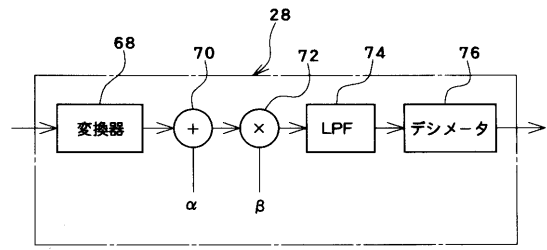




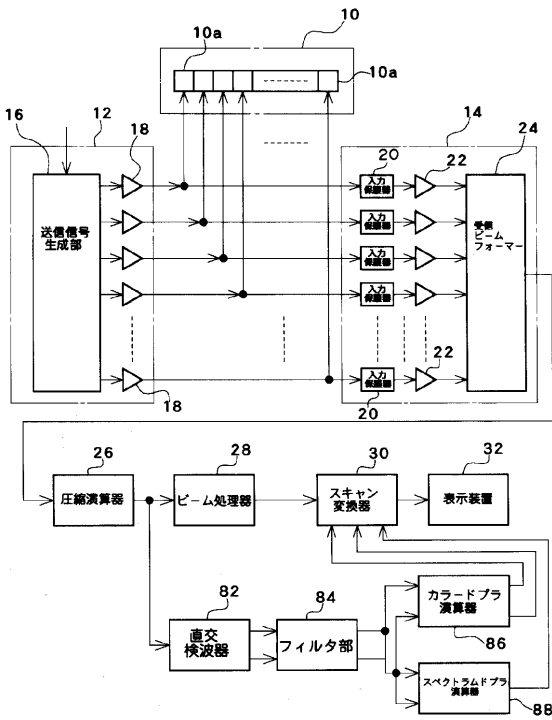
【図8】



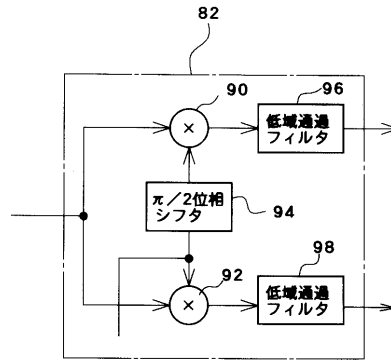
【図9】



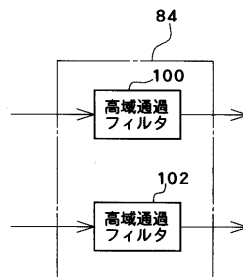
【図10】



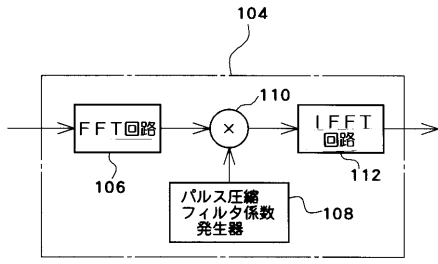
【図11】



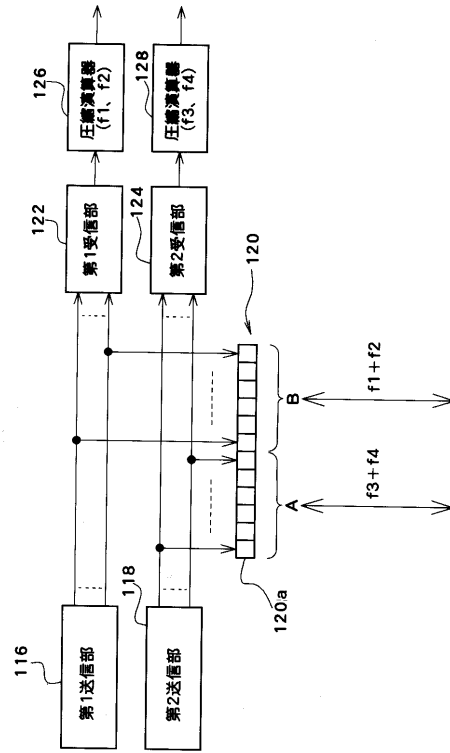
【図12】



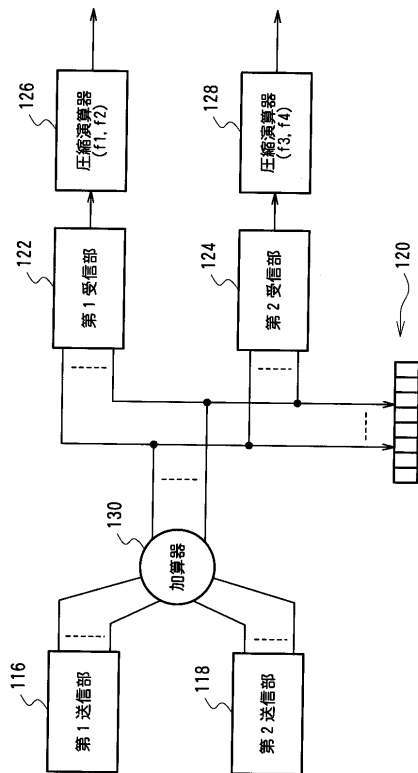
【図 13】



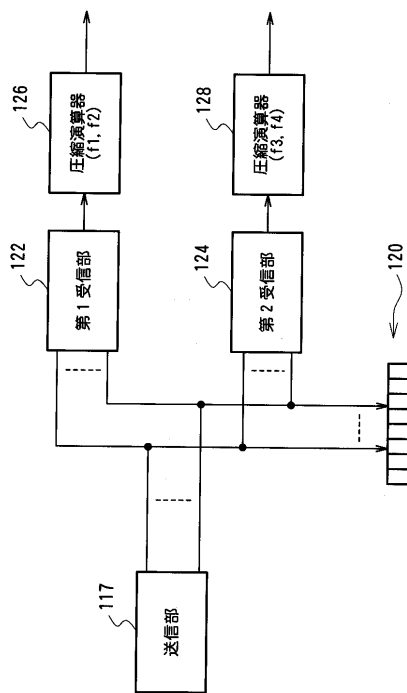
【図 14】



【図 15】



【図 16】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開平01-303133(JP,A)

特開昭55-125752(JP,A)

特開昭57-063958(JP,A)

特開昭55-025223(JP,A)

特開平05-149963(JP,A)

特開2000-151698(JP,A)

特開昭62-117535(JP,A)

特開平05-003871(JP,A)

Lee B. B., Furgason E. S., GOLAY CODES FOR SIMULTANEOUS MULTI-MODE OPERATION IN PHASED  
ARRAYS, IEEE Ultrasonics Symposium, 米国, IEEE, 1982年, p.821-825

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

A61B 8/06

A61B 8/14

PubMed

IEEE Xplore

JSTPlus(JDreamII)

JMEDPlus(JDreamII)

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	<a href="#">JP4698003B2</a>	公开(公告)日	2011-06-08
申请号	JP2000227063	申请日	2000-07-27
[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)	阿洛卡有限公司		
当前申请(专利权)人(译)	阿洛卡有限公司		
[标]发明人	宫坂好一 原田烈光		
发明人	宫坂 好一 原田 烈光		
IPC分类号	A61B8/06 A61B8/14		
FI分类号	A61B8/06 A61B8/14		
F-TERM分类号	4C301/DD01 4C301/DD04 4C301/EE03 4C301/GB02 4C301/HH01 4C301/HH33 4C301/HH47 4C301/HH48 4C301/HH54 4C301/HH55 4C301/JB28 4C301/JB32 4C301/JB35 4C301/KK09 4C301/LL05 4C601/DD03 4C601/DE01 4C601/DE03 4C601/DE08 4C601/DE12 4C601/DE13 4C601/EE01 4C601/GB01 4C601/GB03 4C601/HH04 4C601/HH06 4C601/HH26 4C601/HH35 4C601/JB01 4C601/JB03 4C601/JB21 4C601/JB23 4C601/JB24 4C601/JB25 4C601/JB28 4C601/JB34 4C601/JB41 4C601/JB43 4C601/JB47 4C601/LL01 4C601/LL05		
代理人(译)	吉田健治 石田 纯		
审查员(译)	川上 则明		
其他公开文献	JP2002034985A		
外部链接	<a href="#">Espacenet</a>		

摘要(译)

要解决的问题：改善图像质量，特别是在生物体的深处，同时抑制超声诊断设备中的谐波的产生。通过多个频率表示预定代码序列并且其波形连接在代码之间的编码传输信号被提供给阵列换能器。使用表示编码传输信号的波形的参考信号对来自收发器的接收信号执行互相关操作。

$$\frac{S_2}{N_2} = \frac{S_1 \cdot M^2}{N_1 \cdot M} = \frac{S_1 \cdot M}{N_1}$$