

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-75289
(P2010-75289A)

(43) 公開日 平成22年4月8日(2010.4.8)

(51) Int.Cl.
A61B 8/06 (2006.01)

F I
A61B 8/06

テーマコード(参考)
4C601

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2008-244645 (P2008-244645)
(22) 出願日 平成20年9月24日 (2008.9.24)

(71) 出願人 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 国田 正徳
東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号 アロカ株式会社内
Fターム(参考) 4C601 DD04 DE02 EE09 HH03 JB40 JB41

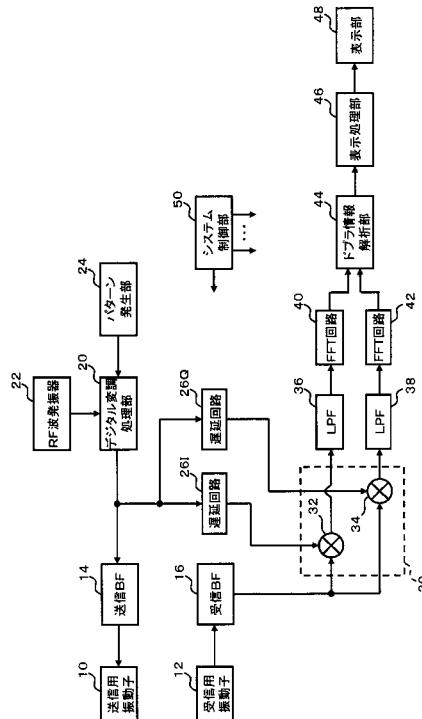
(54) 【発明の名称】 超音波診断装置

(57) 【要約】

【課題】 デジタル変調処理された連続波を利用して目標位置からの生体内情報を抽出する技術において抽出の精度を高める。

【解決手段】 デジタル変調処理部 20 は、パターン発生部 24 から供給される周期的な信号列に基づいて、RF波発振器 22 から供給されるRF波に対してデジタル変調処理を施して連続波を発生する。送信ビームフォーマ 14 および受信ビームフォーマ 16 は、ドブラ信号が選択的に抽出される目標位置を焦点とするように超音波ビームを形成する。デジタル変調処理部 20 から出力される連続波は、遅延回路 26 I, 26 Qにおいて遅延処理され、参照信号として受信ミキサ 30 の各ミキサに供給される。遅延回路 26 I, 26 Qは、連続波に対して、生体内の目標位置の深さに応じた遅延処理を施す。これにより、ドブラ情報解析部 44 において、目標位置からのドブラ情報が選択的に抽出される。

【選択図】 図 1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

周期的な信号列に基づいてデジタル変調処理された連続波の送信信号を出力する送信信号処理部と、

前記送信信号に対応した超音波を生体に送波して生体からの反射波を受波することにより得られる受信信号に対して、前記送信信号に実質的に等しい波形の参照信号を用いて復調処理を施すことにより復調信号を得る受信信号処理部と、

復調信号から生体内情報を抽出する生体内情報抽出部と、
を有し、

生体内の目標位置に応じて超音波ビームの焦点を設定して超音波ビームを形成し、且つ、当該目標位置から得られる受信信号と参照信号との間の相関関係を調整して復調処理を施すことにより、当該目標位置からの生体内情報を選択的に抽出する、
ことを特徴とする超音波診断装置。

10

【請求項 2】

請求項 1 に記載の超音波診断装置において、

生体内の目標位置に応じた遅延処理により、前記相関関係を調整して、目標位置から得られる受信信号の周期的な信号列と参照信号の周期的な信号列との間の相関を強める、
ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 3】

請求項 2 に記載の超音波診断装置において、

目標位置の深さに応じた遅延量だけ参照信号を遅延処理することにより、目標位置から得られる受信信号の信号列パターンと参照信号の信号列パターンとを互いに一致させる、
ことを特徴とする超音波診断装置。

20

【請求項 4】

請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置において、

生体内の深さ方向に沿って診断領域を複数の受信領域に分割し、各受信領域ごとにその受信領域に含まれる目標位置に応じて受信ビームの焦点を設定して受信ビームを形成し、各受信領域に対応した受信ビームを介して複数の受信領域から並行的に生体内情報を抽出する、

ことを特徴とする超音波診断装置。

30

【請求項 5】

請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置において、

生体内の目標位置を移動させ、その目標位置の移動に追従するように焦点を移動させて超音波ビームを形成し、且つ、その目標位置の移動に追従するように前記相関関係を調整して復調処理を施すことにより、目標位置を移動させつつ目標位置からの生体内情報を抽出する、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 6】

請求項 1 から 5 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置において、

前記送信信号処理部は、周期的な信号列に基づいた位相シフトキーイングにより位相を変化させた連続波の送信信号を出力する、

ことを特徴とする超音波診断装置。

40

【請求項 7】

請求項 1 から 5 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置において、

前記送信信号処理部は、周期的な信号列に基づいた周波数シフトキーイングにより周波数を変化させた連続波の送信信号を出力する、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

50

本発明は、超音波診断装置に関し、特に、連続波を利用する超音波診断装置に関する。

【背景技術】

【0002】

超音波診断装置の連続波を利用した技術として、連続波ドブラが知られている。連続波ドブラでは、例えば、数MHzの正弦波である送信波が生体内へ連続的に放射され、生体内からの反射波が連続的に受波される。反射波には、生体内における運動体（例えば血流など）によるドブラシフト情報が含まれる。そこで、そのドブラシフト情報を抽出して周波数解析することにより、運動体の速度情報を反映させたドブラ波形などを形成することができる。

【0003】

連続波を利用した連続波ドブラは、パルス波を利用したパルスドブラに比べて一般に高速の速度計測の面で優れている。こうした事情などから、本願発明者は、連続波ドブラに関する研究を重ねてきた。その成果の一つとして、特許文献1において、周波数変調処理を施した連続波ドブラ（FMCWドブラ）に関する技術を提案している。

【0004】

一方、連続波ドブラでは、連続波を利用していることにより位置計測が困難である。例えば、従来一般的な連続波ドブラの装置（FMCWドブラを利用しない装置）では、位置計測を行うことができなかった。これに対し、本願発明者は、特許文献2において、FMCWドブラにより生体内組織の速度に加えて生体内組織の位置を計測することができる技術を提案している。

【0005】

【特許文献1】特開2005-253949号公報

【特許文献2】特開2006-14916号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

特許文献1や特許文献2に記載されたFMCWドブラの技術は、それまでにない超音波診断の可能性を秘めた画期的な技術である。本願発明者は、この画期的な技術の改良についてさらに研究を重ねてきた。特に、デジタル変調処理された連続波を利用して目標位置からの生体内情報を抽出する技術に注目して研究を重ねてきた。

【0007】

本発明は、このような背景において成されたものであり、その目的は、デジタル変調処理された連続波を利用して目標位置からの生体内情報を抽出する技術において抽出の精度を高めることにある。

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記目的を達成するために、本発明の好適な態様である超音波診断装置は、周期的な信号列に基づいてデジタル変調処理された連続波の送信信号を出力する送信信号処理部と、前記送信信号に対応した超音波を生体に送波して生体からの反射波を受波することにより得られる受信信号に対して、前記送信信号に実質的に等しい波形の参照信号を用いて復調処理を施すことにより復調信号を得る受信信号処理部と、復調信号から生体内情報を抽出する生体内情報抽出部と、を有し、生体内の目標位置に応じて超音波ビームの焦点を設定して超音波ビームを形成し、且つ、当該目標位置から得られる受信信号と参照信号との間の相関関係を調整して復調処理を施すことにより、当該目標位置からの生体内情報を選択的に抽出する、ことを特徴とする。

【0009】

上記態様では、参照信号を用いて受信信号に対して復調処理を施しているため、参照信号との相関が比較的大きい信号成分を含んだ復調信号を得ることができる。そして、その復調処理にあたり、目標位置から得られる受信信号と参照信号との間の相関関係が調整され、例えば、参照信号との相関が比較的大きい信号成分として目標位置からの受信信号を

10

20

30

40

50

抽出することができる。さらに、生体内の目標位置に応じて、例えばその目標位置を焦点として超音波ビームが形成されるため、目標位置から抽出される受信信号に関する抽出の精度を高めることができる。

【0010】

なお、上記態様において、参照信号と送信信号は、完全に等しい波形であることが望ましい。但し、参照信号と送信信号は、実質的に等しい波形とみなせる程度の対応関係でもよい。

【0011】

望ましい態様において、前記超音波診断装置は、生体内の目標位置に応じた遅延処理により、前記相関関係を調整して、目標位置から得られる受信信号の周期的な信号列と参照信号の周期的な信号列との間の相関を強める、ことを特徴とする。

10

【0012】

望ましい態様において、前記超音波診断装置は、目標位置の深さに応じた遅延量だけ参照信号を遅延処理することにより、目標位置から得られる受信信号の信号列パターンと参照信号の信号列パターンとを互いに一致させる、ことを特徴とする。

【0013】

望ましい態様において、前記超音波診断装置は、生体内の深さ方向に沿って診断領域を複数の受信領域に分割し、各受信領域ごとにその受信領域に含まれる目標位置に応じて受信ビームの焦点を設定して受信ビームを形成し、各受信領域に対応した受信ビームを介して複数の受信領域から並行的に生体内情報を抽出する、ことを特徴とする。

20

【0014】

望ましい態様において、前記超音波診断装置は、生体内の目標位置を移動させ、その目標位置の移動に追従するように焦点を移動させて超音波ビームを形成し、且つ、その目標位置の移動に追従するように前記相関関係を調整して復調処理を施すことにより、目標位置を移動させつつ目標位置からの生体内情報を抽出する、ことを特徴とする。

【0015】

望ましい態様において、前記送信信号処理部は、周期的な信号列に基づいた位相シフトキーイングにより位相を変化させた連続波の送信信号を出力することを特徴とする。

【0016】

望ましい態様において、前記送信信号処理部は、周期的な信号列に基づいた周波数シフトキーイングにより周波数を変化させた連続波の送信信号を出力することを特徴とする。

30

【発明の効果】

【0017】

本発明により、デジタル変調処理された連続波を利用して目標位置からの生体内情報を抽出する技術において抽出の精度が高められる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0018】

以下、本発明の好適な実施形態を説明する。

【0019】

図1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1はその全体構成を示す機能ブロック図である。送信用振動子10は生体内へ送信波を連続的に送波し、また、受信用振動子12は生体内からの反射波を連続的に受波する。このように、送信および受信がそれぞれ異なる振動子で行われて、いわゆる連続波ドブラ法による送受信が実行される。本実施形態において利用される連続波は、デジタル変調された連続波であり、デジタル変調処理部20によって形成される。

40

【0020】

デジタル変調処理部20は、パターン発生部24から供給される周期的な信号列に基づいて、RF波発振器22から供給されるRF波に対してデジタル変調処理を施して連続波を発生する。デジタル変調処理部20における変調処理としては、位相シフトキーイング(PSK)や周波数シフトキーイング(FSK)などが好適である。デジタル変調処理部

50

20において形成される連続波の波形等については後に詳述する。デジタル変調処理部20は、デジタル変調された連続波を送信ビームフォーマ(送信BF)14へ出力する。

【0021】

送信ビームフォーマ(送信BF)14は、送信用振動子10が備える複数の振動素子に対して送信信号を出力する。送信ビームフォーマ14には、デジタル変調された連続波が入力される。送信ビームフォーマ14は、その連続波に対して、各振動素子に応じた遅延処理を施して各振動素子に対応した送信信号を形成する。なお、送信ビームフォーマ14において形成された各振動素子に対応した送信信号に対して、必要に応じて電力増幅処理が施されてもよい。こうしてデジタル変調された連続波による送信ビームが形成される。

【0022】

受信ビームフォーマ(受信BF)16は、受信用振動子12が備える複数の振動素子から得られる複数の受波信号を整相加算処理して受信ビームを形成する。受信ビームフォーマ16は、各振動素子から得られる受波信号に対してその振動素子に応じた遅延処理を施し、複数の振動素子から得られる複数の受波信号を加算処理することにより受信ビームを形成する。なお、各振動素子から得られる受波信号に対して低雑音増幅等の処理を施してから、受信ビームフォーマ16に複数の受波信号が供給されてもよい。こうして受信ビームに沿った受信RF信号が得られる。

【0023】

受信ミキサ30は受信RF信号に対して直交検波を施して複素ベースバンド信号を生成する回路であり、2つのミキサ32,34で構成される。各ミキサは受信RF信号を所定の参照信号と混合する回路である。

【0024】

受信ミキサ30の各ミキサに供給される参照信号は、デジタル変調された連続波(送信信号)に基づいて生成される。つまり、デジタル変調処理部20から出力される連続波が遅延回路26Iと遅延回路26Qにおいて遅延処理され、遅延回路26Iにおいて遅延処理された連続波がミキサ32に供給され、遅延回路26Qにおいて遅延処理された連続波がミキサ34に供給される。

【0025】

遅延回路26Iと遅延回路26Qは、目標位置の深さに応じた遅延量だけ連続波に遅延処理を施し、遅延された参照信号を出力する。遅延回路26Iと遅延回路26Qは、各々、例えばn段のシフトレジスタによって形成することができる。この場合、シフトレジスタのn段のタップから目標位置の深さに応じた遅延量のタップが選択され、選択されたタップから目標位置の深さに応じた参照信号(遅延処理された連続波)が出力される。

【0026】

なお、遅延回路26Iと遅延回路26Qは、互いに連続波の位相を $\pi/2$ だけずらして遅延処理を行う。その結果、ミキサ32から同相信号成分(I信号成分)が出力され、ミキサ34から直交信号成分(Q信号成分)が出力される。そして、受信ミキサ30の後段に設けられるLPF(ローパスフィルタ)36,38によって、同相信号成分および直交信号成分の各々の高周波数成分がカットされて検波後の必要な帯域のみの復調信号が抽出される。

【0027】

後に詳述するが、各ミキサで実行される受信RF信号と参照信号との混合処理の結果である受信ミキサ出力信号(復調信号)には、目標位置からの受信信号成分が多く含まれている。LPF36,38において、その目標位置からの受信信号成分に含まれている直流信号成分が抽出される。

【0028】

FFT回路(高速フーリエ変換回路)40,42は、復調信号(同相信号成分および直交信号成分)の各々に対してFFT演算を実行する。その結果、FFT回路40,42において復調信号が周波数スペクトラムに変換される。なお、FFT回路40,42から出力される周波数スペクトラムは、回路の設定条件などにより周波数分解能 Δf の周波数ス

10

20

30

40

50

ペクトラムデータとして出力される。

【0029】

ドブラ情報解析部44は、周波数スペクトラムに変換された復調信号からドブラ情報を抽出する。その際、予め遅延回路26I, 26Qによって、生体内の目標位置の深さに応じて参照信号と受信信号との間の遅延関係が調整されているため、目標位置からのドブラ情報が選択的に抽出される。遅延関係の調整と目標位置からのドブラ情報の抽出との関連については、後に詳述する。ドブラ情報解析部44は、生体内の各深さ(各位置)ごとにドブラ情報を抽出して、例えば、超音波ビーム(音線)上の各深さごとに生体内組織の速度を算出し、リアルタイムで出力する。なお、超音波ビームを走査させて二次元的あるいは三次元的に生体内組織の各位置の速度を算出してもよい。

10

【0030】

表示処理部46は、生体組織の深さ(位置)ごとの速度に基づいて、例えばドブラ波形や、深さと速度の情報を含むグラフなどを形成し、形成したドブラ波形やグラフなどを表示部48にリアルタイムで表示させる。なお、図1に示す超音波診断装置内の各部は、システム制御部50によって制御される。つまり、システム制御部50は、送信制御や受信制御や表示制御などを行う。

【0031】

以上、概説したように、本実施形態では、デジタル変調処理された連続波に対応した超音波を送受波して受信信号を得て、生体内の目標位置の深さに応じて参照信号と受信信号との間の遅延関係を調整し、目標位置からの受信信号と参照信号との間の相関を強めて復調処理を施すことにより、目標位置からの生体内情報としてドブラ情報を選択的に抽出する。デジタル変調処理部20における変調方式としては、位相シフトキーイング(PSK)や周波数シフトキーイング(FSK)が好適である。そこで、まず、PSKにより目標位置からのドブラ情報が選択的に抽出される原理について詳述する。

20

【0032】

図2は、位相シフトキーイング(PSK)により形成される連続波の送信信号を説明するための図である。図2(A)には、RF波発振器(図1の符号22)から出力されるRF信号(RF波)の波形が示されている。RF信号は、一定の周波数(例えば5MHz程度)の連続波である。図2(B)には、パターン発生部(図1の符号24)から出力される周期的な信号列の一例が示されている。パターン発生部は、例えば図2(B)に示すような、ランダムに値を変化させた2値符号(擬似ランダム信号)を発生する。

30

【0033】

図2(C)には、PSK変調器として機能するデジタル変調処理部(図1の符号20)において形成される変調された連続波(送信信号)が示されている。デジタル変調処理部は、図2(A)のRF信号に対して、図2(B)の2値符号に基づいて、位相シフトキーイング(PSK)の変調処理を施す。デジタル変調処理部は、2値符号が「1」のビット期間においてRF信号の位相をそのままとし、2値符号が「-1」のビット期間においてRF信号の位相を反転する(180度ずらす)ことにより、図2(C)の送信信号を形成する。こうして、例えば図2(C)の送信信号に対応した連続波の超音波が送信用振動子(図1の符号10)から出力され、受信用振動子(図1の符号12)を介して生体内から受信信号が得られる。

40

【0034】

図3は、送信信号と受信信号と復調信号の周波数スペクトラムを示す図である。図3(A)には、PSK変調器として機能するデジタル変調処理部において形成される送信信号、つまりPSK変調された連続波の周波数スペクトラムが示されている。周波数 f_0 は、RF信号の周波数である。RF信号の周波数 f_0 を中心として広がっている側帯波の周波数間隔は、擬似ランダム信号(図2(B)の2値符号)の繰り返し周波数 f_p である。また、周波数 f_0 を中心として広がっている側帯波の電力が0(ゼロ)となる、いわゆるヌル(null)点が存在する。周波数 f_0 からヌル点までの周波数間隔は、擬似ランダム信号(図2(B)の2値符号)の1ビットの時間間隔Tの逆数となる。

50

【 0 0 3 5 】

図 3 (B) には、受信信号の周波数スペクトラムが示されている。受信信号は、生体内における減衰を無視すると、送信信号と同じ波形となる。したがって、図 3 (B) に示す受信信号の周波数スペクトラムは、図 3 (A) に示す送信信号の周波数スペクトラムとほぼ同じである。但し、生体内における超音波の伝搬時間に応じて、送信信号と受信信号との間では位相が異なる。

【 0 0 3 6 】

本実施形態では、デジタル変調処理部 (図 1 の符号 2 0) において形成された送信信号に対して遅延処理を施して参照信号を形成し、受信ミキサ (図 1 の符号 3 0) においてその参照信号を用いて受信信号に対してミキサ処理 (参照信号と受信信号の乗算) が行われ

10

【 0 0 3 7 】

後に詳述するが、このミキサ処理において、遅延処理された参照信号の位相に対応する深さ (目標位置の深さ) からの受信信号と参照信号との間の相関が強められて最大となり、その他の深さからの受信信号と参照信号との間の相関が極端に小さくなる。

【 0 0 3 8 】

図 3 (C) には、ミキサ処理により得られる復調信号の周波数スペクトラムが示されている。図 3 (C) の復調信号は、相関が最大の場合における参照信号と受信信号の乗算結果に相当する。つまり、目標位置からの受信信号と、目標位置の深さに位相を合わせた参照信号との間の乗算結果が、図 3 (C) の復調信号となる。

20

【 0 0 3 9 】

図 3 (C) に示す復調信号には、直流信号成分と、RF 信号の周波数 f_0 の 2 倍の高調波成分が含まれている。ドブラ信号は、これらの成分に付着した形で出現する。なお、LPF (図 1 の符号 3 6 , 3 8) において、高調波成分がカットされて直流信号成分のみが抽出されるため、FFT 回路 (図 1 の符号 4 0 , 4 2) においては、図 3 (C) に示す直流信号成分と周波数 f_0 の 2 倍の高調波成分のうち、直流信号成分の周波数スペクトラムのみが形成される。そして、ドブラ情報解析部 (図 1 の符号 4 4) において、図 3 (C) に示す直流信号成分の周波数スペクトラムからドブラ信号が抽出され、ドブラシフト量などに基づいて、目標位置に存在する血流の流速などが算出される。受信ミキサ (図 1 の符号 3 0) において、直交検波を施しているため、流速の極性を判断することもできる。直流信号成分の周波数スペクトラムからクラッタ信号を抽出して、目標位置に存在する血管壁の位置などを算出してもよい。

30

【 0 0 4 0 】

図 4 は、本実施形態における位置選択性を説明するための図である。受信信号と参照信号の相関の鋭さは、パターン発生部 (図 1 の符号 2 4) において形成される周期的な信号列のシーケンスに依存する。相関性を鋭くするためには、周期的な信号列である擬似ランダム信号の符号系列として、PN (Pseudo Noise) 系列、M 系列、G o r e y 系列など、パルス圧縮などで実用化されている符号系列を用いればよい。簡単な例として、 $n = 3$ の PN 符号を用いた場合の位置選択性について、図 4 を用いて説明する。

40

【 0 0 4 1 】

$n = 3$ の場合の PN 符号の長さは $7 (= 2^3 - 1)$ ビットである。このシーケンスが際限なく繰り返すので、この擬似ランダムパターンは繰り返し周期の逆数の線スペクトラムを持っている。この信号を用いて周波数 f_0 の搬送波に $0 - \pi$ の 2 相の PSK 変調をかけると、その時間波形は、先に説明した図 2 (C) のようになる。

【 0 0 4 2 】

受信信号は、送信信号が目標の深さに応じた遅延時間だけ遅れ、また組織によって減衰した信号である。その減衰を無視すると、例えば図 4 の受信信号の波形が得られる。送信信号を遅延処理して得られる参照信号の位相を $\theta_1 \sim \theta_6$ まで変化させて受信信号と乗算した結果 (乗算器出力) が図 4 に示されている。

50

みとなるのも、参照信号と受信信号の位相が一致した場合の特徴である。この信号の周波数スペクトラムは、図3(C)に示したとおりである。また、図4から、位相が π 以外の場合には、乗算器出力として正と負の電圧がランダムに発生するので、これらの平均電圧は非常に小さくなる。

【0043】

図5は、乗算器出力の電圧と参照信号の位相との関係を説明するための図である。図5には、参照信号の位相と乗算器出力との対応関係が示されている。図5においては、PNパターンの繰り返し周期ごとに合計値のピークが出現し、ピーク以外の位相では、電圧(合計値)は極端に小さくなっている。この例におけるPNパターンの長さは7ビットであり、約3周期分すなわち20ビットの合計である“20”が最大値となっている。一方、

10

【0044】

このように、目標位置からの受信信号に対応するように参照信号の位相を調整することにより、その目標の深さからの反射波電力とドプラ情報を選択的に検出する位置選択性が実現される。

【0045】

さらに、本実施形態において、システム制御部50は、送信ビームフォーマ14および受信ビームフォーマ16を制御することにより、ドプラ信号が選択的に抽出される目標位置に応じて超音波ビームの焦点を設定して超音波ビームを形成する。

20

【0046】

図6は、目標位置に応じた超音波ビームの焦点の制御を説明するための図である。図6(A)において、横軸は目標位置の選択位置であり、縦軸は超音波ビームの焦点(フォーカス点)の深さを示している。目標位置の選択位置は、例えば、ユーザがカーソル操作などにより位置指定を行うことにより設定される。もちろん、図1のシステム制御部50が目標位置の選択位置を適宜自動設定してもよいし、その選択位置を移動させてもよい。

【0047】

図6(A)には、各選択位置において、その位置を焦点とする超音波ビームの形状60が図示されている。超音波ビームは、送信ビームと受信ビームであり、送信ビームと受信ビームの両ビームの焦点を各選択位置に合わせることが望ましい。但し、送信ビームと受信ビームのうち一方の焦点のみを各選択位置に合わせるような態様も可能である。

30

【0048】

図6(B)は、超音波ビームの深さ方向70に沿って、複数の目標位置において超音波ビームの焦点を合わせた例を示している。図6(B)の例によれば、深さ方向70のほぼ全域に亘って焦点が絞られているため、深さ方向70のほぼ全域に亘って、目標位置から抽出される受信信号に関する抽出の精度を高めることができる。

【0049】

図7は、目標位置の深さを正弦波状に変化させた場合の超音波ビームの焦点の制御を説明するための図である。図7において、横軸は時間を示しており、縦軸は目標位置の深さ(診断距離)を示している。図7の例においては、深さ d_1 と深さ d_2 の各深さを基準として、時間の経過に伴って目標位置を正弦波62(1)、62(2)に沿って変化させて

40

【0050】

さらに、システム制御部50は、目標位置を焦点とするように、送信ビームフォーマ14および受信ビームフォーマ16を制御することにより、正弦波62(1)に沿って時間と共に焦点を変化させて図7に示す形状60の超音波ビームを形成する。図1のシステム制御部50は、深さ d_2 についても、深さ d_1 の場合と同様な制御を行う。これにより、例えば、生体内の血管の中央などに深さ d_1 や深さ d_2 を設定し、正弦波62(1)、6

50

2(2)の振幅の大きさを血管の径の太さに対応付けることにより、血管内の径方向の全域からドプラ情報などを抽出することが可能になる。

【0051】

図8は、目標位置の深さを鋸歯状に変化させた場合の超音波ビームの焦点の制御を説明するための図である。図7に示した正弦波62(1), 62(2)に換えて、図8に示すように、目標位置の深さを鋸歯状波64(1), 64(2)に沿って変化させてもよい。つまり、図1のシステム制御部50が、遅延回路26I, 26Qに対して深さ d_1 に対応する遅延量を設定し、その遅延量を基準として鋸歯状波64(1)に沿って時間と共に遅延量を変化させることにより、図8における深さ d_1 に対応した目標位置の制御が実現される。さらに、システム制御部50は、目標位置を焦点とするように、送信ビームフォーマ14および受信ビームフォーマ16を制御することにより、鋸歯状波64(1)に沿って時間と共に焦点を変化させて図8に示す形状60の超音波ビームを形成する。深さ d_2 についても深さ d_1 の場合と同様な制御が行われる。

10

【0052】

また、図1の超音波診断装置の変形例として、生体内の深さ方向に沿って診断領域を複数の受信領域に分割する態様も可能である。この態様においては、各受信領域ごとにその受信領域に含まれる目標位置に応じて受信ビームの焦点が設定され、各受信領域に対応した受信ビームを介して複数の受信領域から並行的にドプラ情報が抽出される。

【0053】

図9は、図1の超音波診断装置の変形例を説明するための図である。図9に示す超音波診断装置は、図1の超音波診断装置の受信系を変形したものであり、送信系については図1の機能ブロック図がそのまま適用される。

20

【0054】

つまり、図9には図示されていないデジタル変調処理部20(図1)が、パターン発生部24(図1)から供給される周期的な信号列に基づいて、RF波発振器22(図1)から供給されるRF波に対してデジタル変調処理を施して連続波を発生する。デジタル変調処理部20は、デジタル変調された連続波を送信ビームフォーマ14(図1)に出力する。送信ビームフォーマ14は、送信用振動子10(図1)が備える複数の振動素子に対して送信信号を出力し、こうして、デジタル変調された連続波による送信ビームが形成される。

30

【0055】

図9においては、生体内の深さ方向に沿って診断領域が3つの受信領域に分割され、それら3つの受信領域の各々に対応して、受信系に3つの経路が設けられている。つまり、受信用振動子12から出力される信号は、3つの受信ビームフォーマ(受信BF)16a~16cに供給され、3つの経路に分岐される。そして、3つの経路の各々において、図1の受信ビームフォーマ16からドプラ情報解析部44までの各部に対応した処理が実行される。図9において、3つの受信ビームフォーマ16a~16cは、各々、3つの受信領域に対応している。

【0056】

図10は、各受信領域と受信ビームとの対応関係を示す図である。図10においては、生体内の深さ方向に沿って、つまり超音波ビームの深さ方向70に沿って、診断領域が3つの受信領域80a~80cに分割されている。受信ビームフォーマ16a(図9)は、受信領域80aに対応した受信ビーム70aを形成する。例えば、受信領域80aの中点付近を焦点として受信ビーム70aが形成される。同様に、受信ビームフォーマ16b(図9)は、受信領域80bに対応した受信ビーム70bを形成し、受信ビームフォーマ16c(図9)は、受信領域80cに対応した受信ビーム70cを形成する。

40

【0057】

3つの受信ビーム70a~70cは、受信用振動子12(図9)から出力される信号に基づいて、ほぼ同時進行で並行的に形成することができる。そして、3つの受信ビーム70a~70cを形成することにより、深さ方向70に沿って並んだ各受信領域80a~8

50

0 c ごとに受信の焦点を絞り込むことができる。

【0058】

図9に戻り、受信ビームフォーマ（受信BF）16aは、受信ビーム70a（図10）を形成する。これにより受信ビーム70aに沿った受信RF信号が得られ、受信ミキサ30aからドブラ情報解析部44aまでの各部において、受信領域80a（図10）内の目標位置に関するドブラ情報が抽出される。なお、デジタル変調処理部20（図1）から得られる連続波が遅延回路26Iと遅延回路26Qにおいて遅延処理され、遅延回路26Iにおいて遅延処理された連続波がミキサ32aに供給され、遅延回路26Qにおいて遅延処理された連続波がミキサ34aに供給される。

【0059】

同様に、受信ビームフォーマ（受信BF）16bは、受信ビーム70b（図10）を形成する。これにより受信ビーム70bに沿った受信RF信号が得られ、受信ミキサ30bからドブラ情報解析部44bまでの各部において、受信領域80b（図10）内の目標位置に関するドブラ情報が抽出される。また、受信ビームフォーマ（受信BF）16cは、受信ビーム70c（図10）を形成する。これにより受信ビーム70cに沿った受信RF信号が得られ、受信ミキサ30cからドブラ情報解析部44cまでの各部において、受信領域80c（図10）内の目標位置に関するドブラ情報が抽出される。

【0060】

図11は、図9に示す超音波診断装置の遅延回路と受信ミキサを説明するための図である。なお、図11には、同相信号成分に対応した回路のみを図示するが、直交信号成分に対応した回路も図11と同じ回路構成となる。

【0061】

図11に示すように、遅延回路26I（26Q）は、n段のシフトレジスタによって構成されており、n段のシフトレジスタによって参照信号が遅延処理され、シフトレジスタの n_1 から n_n までの各タップから、互いに遅延時間の異なる複数の遅延参照信号が同時に（並列的に）出力される。そして、 n_1 から n_n までの各タップに対応したn個のミキサにおいて、受信信号と各遅延参照信号の乗算処理が行われ、複数の遅延参照信号に対応した複数の乗算結果が同時に（並列的に）出力される。

【0062】

そして、生体内の深さ方向に並んだ複数の目標位置と、シフトレジスタの n_1 から n_n までの各タップとを対応付けておくことにより、複数の目標位置からのドブラ情報を同時に（並列的に）取得することができる。

【0063】

なお、図10を利用して説明したように、超音波ビームの深さ方向70に沿って、診断領域が3つの受信領域80a～80cに分割され、各受信領域ごとに受信ビーム70a～70cが形成される。図11の回路に供給される受信信号は、受信ビーム70a～70cの各々から得られる信号である。つまり、受信ビームフォーマ16a～16c（図9）の各々から出力される受信信号が図11の回路に供給される。

【0064】

受信ビームフォーマ16aから得られる受信信号は、比較的浅い位置の受信領域80a（図10）に対応付けられており、遅延回路26I（26Q）の複数のタップのうちの、遅延時間が比較的小さい低段の5つのタップから得られる参照信号と乗算される。これにより、受信領域80a（図10）内の5つの目標位置からの信号が抽出され、抽出された信号がローパスフィルタ36a（38a）へ出力される。

【0065】

また、受信ビームフォーマ16bから得られる受信信号は、中間位置の受信領域80b（図10）に対応付けられており、遅延回路26I（26Q）の複数のタップのうちの中段の5つのタップから得られる参照信号と乗算される。これにより、受信領域80b（図10）内の5つの目標位置からの信号が抽出され、抽出された信号がローパスフィルタ36b（38b）へ出力される。

10

20

30

40

50

【0066】

そして、受信ビームフォーマ16cから得られる受信信号は、比較的深い位置の受信領域80c(図10)に対応付けられており、遅延回路26I(26Q)の複数のタップのうち、遅延時間が比較的大きい高段の4つのタップから得られる参照信号と乗算される。これにより、受信領域80c(図10)内の4つの目標位置からの信号が抽出され、抽出された信号がローパスフィルタ36c(38c)へ出力される。

【0067】

以上説明したように、本実施形態により、ドブラ信号が選択的に抽出される目標位置に応じて超音波ビームの焦点を設定して超音波ビームを形成することが可能になる。なお、以上の説明においては、デジタル変調処理として位相シフトキーイング(PSK)を示したが、位相シフトキーイング(PSK)に換えて、周波数シフトキーイング(FSK)を利用してよい。

10

【0068】

図12は、周波数シフトキーイング(FSK)により形成される連続波の送信信号を説明するための図である。図12(I)には、パターン発生部(図1の符号24)から出力される周期的な信号列の一例が示されている。パターン発生部は、例えば図12(I)に示すような、ランダムに値を変化させた2値符号(擬似ランダム信号)を発生する。周期的な信号列である擬似ランダム信号の符号系列としては、PN(Pseudo Noise)系列、M系列、Gorey系列などパルス圧縮などで実用化されている符号系列を用いればよい。

【0069】

20

図12(II)には、FSK変調器として機能するデジタル変調処理部(図1の符号20)において形成される変調された連続波(超音波送信信号)が示されている。デジタル変調処理部は、図12(I)の2値符号に基づいた周波数シフトキーイングにより、RF波(搬送波)に対してデジタル変調処理を施して連続波の送信信号を形成する。デジタル変調処理部は、例えば2値符号が「1」のビット期間において周波数 f_1 とし2値符号が「0」のビット期間において周波数 f_2 とすることにより、図12(II)の超音波送信信号を形成する。

【0070】

こうして、例えば図12(II)の超音波送信信号に対応した連続波の超音波が送信用振動子(図1の符号10)から出力され、受信用振動子(図1の符号12)を介して生体内から受信信号が得られる。そして、周波数シフトキーイング(FSK)の場合においてもデジタル変調処理部(図1の符号20)で形成された送信信号に対して遅延処理を施して参照信号を形成し、受信ミキサ(図1の符号30)においてその参照信号を用いて受信信号に対してミキサ処理(参照信号と受信信号の乗算)が行われる。このミキサ処理において、遅延処理された参照信号の位相に対応する深さ(目標位置の深さ)からの受信信号と参照信号との間の相関が強められて最大となり、その他の深さからの受信信号と参照信号との間の相関が極端に小さくなる。

30

【0071】

図13は、FSKにおける参照波(参照信号)の位相と乗算器出力との関係を示す図である。図13に示すグラフは、7ビットの周期で変化する擬似ランダムパターンを用いた例に対応しており、図13に示すグラフの縦軸は、7ビットの期間内において得られる乗算器出力の合計値である。また、図13に示すグラフの横軸は、受信信号に対する参照波(参照信号)の位相、つまり、受信信号と参照信号の位相差を示している。なお、図13の横軸は、1ビットの時間であるTを基準単位とした場合の位相の相対的な大きさを示している。

40

【0072】

参照信号と受信信号の位相差が0(ゼロ)の場合には、その受信信号と参照信号の擬似ランダムパターンが互いに一致するため、7ビットの期間内において得られる乗算器出力の合計値は「+7」となる。したがって、図13において、参照波の位相が0の場合における乗算器出力値が「+7」となっている。これに対して、参照信号と受信信号の間に位

50

相差が生じると、その受信信号と参照信号の擬似ランダムパターンが互いにずれるため、7ビットの期間内において得られる乗算器出力の合計値が「+1, 0, -1」程度と極端に小さくなる。なお、参照波の位相が相対値で7だけずれると、7ビットの周期の擬似ランダム信号が1周期分だけずれるため、乗算器出力値は、位相差が0の場合と同じく極端に大きな値「+7」を示す。

【0073】

このように、FSKの場合においても、PSKの場合(図5参照)と同様に、参照信号の位相に応じた位置選択性がある。そして、やはりPSKの場合(図6から図11参照)と同様に、FSKの場合においても、選択された位置(目標位置)に応じて超音波ビームの焦点を設定して超音波ビームを形成することが可能になる。

10

【0074】

以上、本発明の好適な実施形態を説明したが、上述した実施形態によれば、デジタル変調処理された連続波を利用して目標位置からの生体内情報を抽出する場合において、抽出の精度を高めることができる。例えば、選択位置(目標位置)における超音波の電力密度が大きくなり、ドプラ信号のSNRが改善され、また、選択位置以外からのドプラ信号が低減され、また、選択位置以外からのクラッタ電力(固定組織からの反射電力)が低減される。そして、例えば、方位分解能の改善が可能になり、さらに、例えば、パラレル受信機能を併用することにより、PSKやFSK方式による断層画像の方位分解能を向上させることができる。

【0075】

なお、上述した本発明の好適な実施形態等は、あらゆる点で単なる例示にすぎず、本発明の範囲を限定するものではない。本発明は、その本質を逸脱しない範囲で各種の変形形態を包含する。例えば、デジタル変調された連続波のデータをメモリなどに記憶しておきこのメモリから読み出されるデータに基づいて、当該連続波を生成してもよい。

20

【図面の簡単な説明】

【0076】

【図1】本発明に係る超音波診断装置の全体構成を示す機能ブロック図である。

【図2】PSKにより形成される連続波の送信信号を説明するための図である。

【図3】送信信号と受信信号と復調信号の周波数スペクトラムを示す図である。

【図4】本実施形態における位置選択性を説明するための図である。

30

【図5】乗算器出力の電圧と参照信号の位相との関係を説明するための図である。

【図6】目標位置に応じた超音波ビームの焦点の制御を説明するための図である。

【図7】目標位置の深さを正弦波状に変化させた場合の超音波ビームの焦点の制御を説明するための図である。

【図8】目標位置の深さを鋸歯状に変化させた場合の超音波ビームの焦点の制御を説明するための図である。

【図9】図1の超音波診断装置の変形例を説明するための図である。

【図10】各受信領域と受信ビームとの対応関係を示す図である。

【図11】図9に示す超音波診断装置の遅延回路と受信ミキサを説明するための図である。

40

【図12】FSKにより形成される連続波の送信信号を説明するための図である。

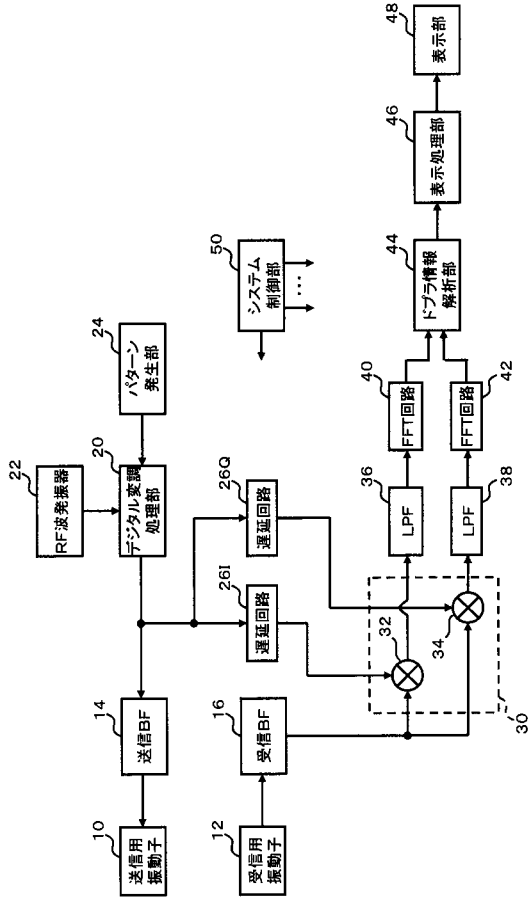
【図13】FSKにおける参照波の位相と乗算器出力との関係を示す図である。

【符号の説明】

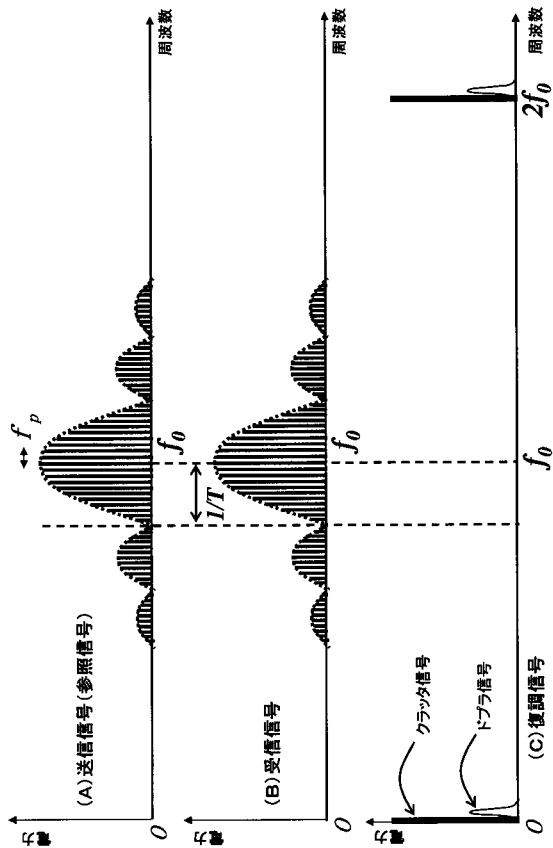
【0077】

14 送信ビームフォーマ、16 受信ビームフォーマ、20 デジタル変調処理部、22 RF波発振器、24 パターン発生部、26 I, 26 Q 遅延回路、40, 42 FFT回路、44 ドプラ情報解析部。

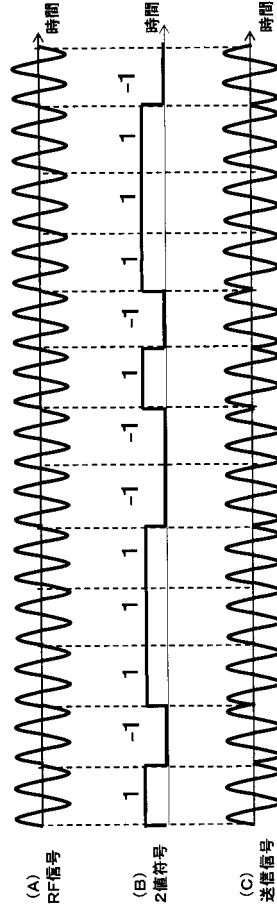
【 図 1 】



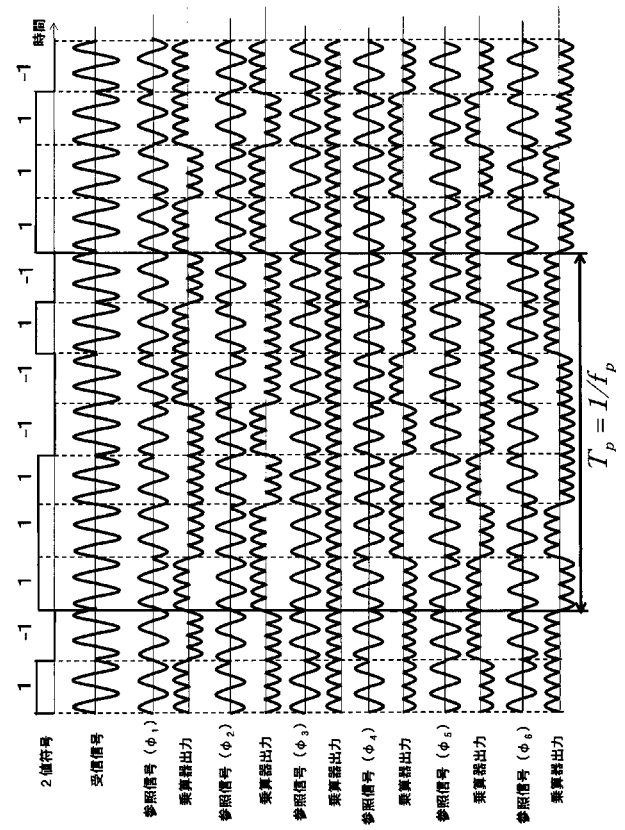
【 図 3 】



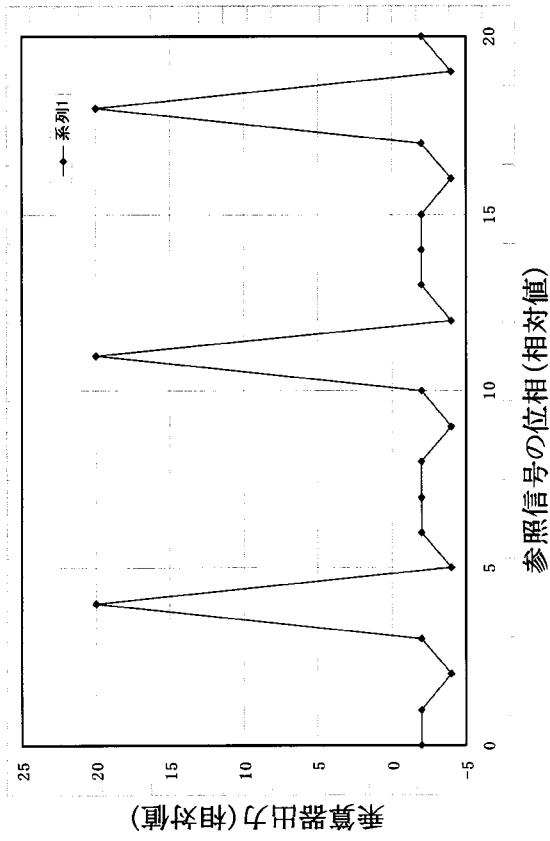
【 図 2 】



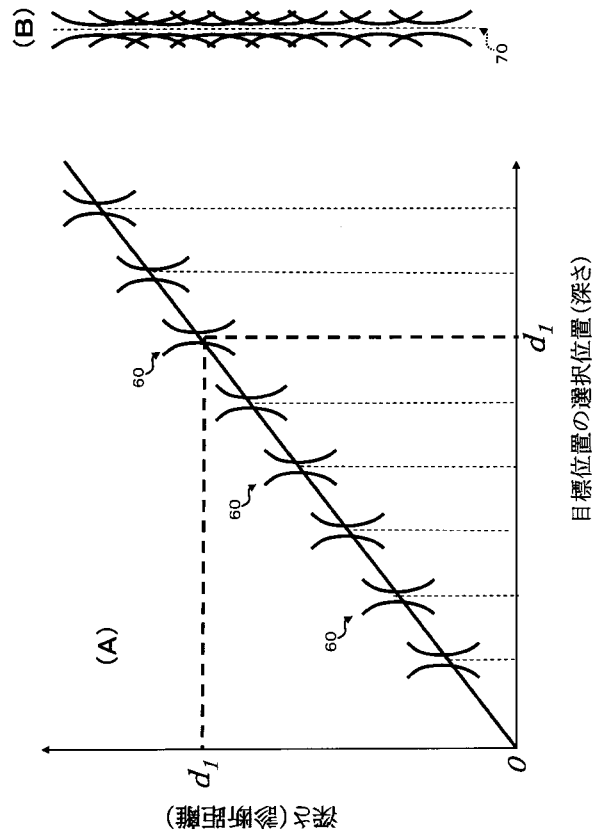
【 図 4 】



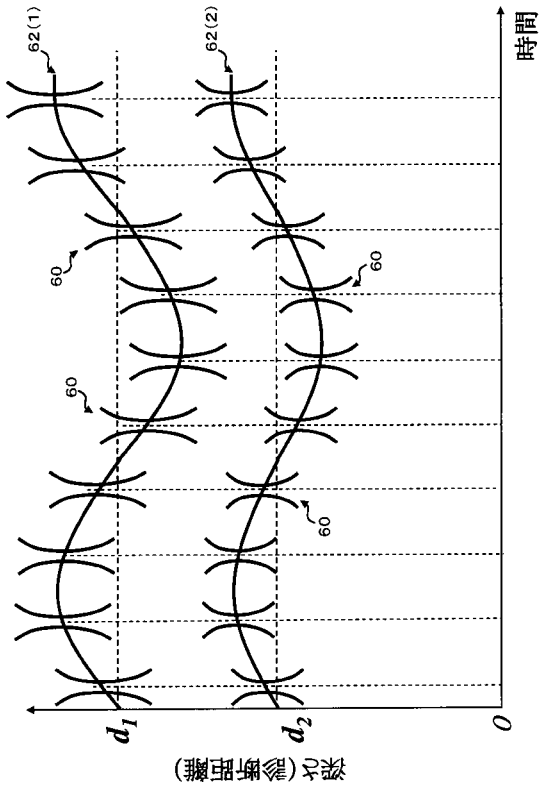
【 図 5 】



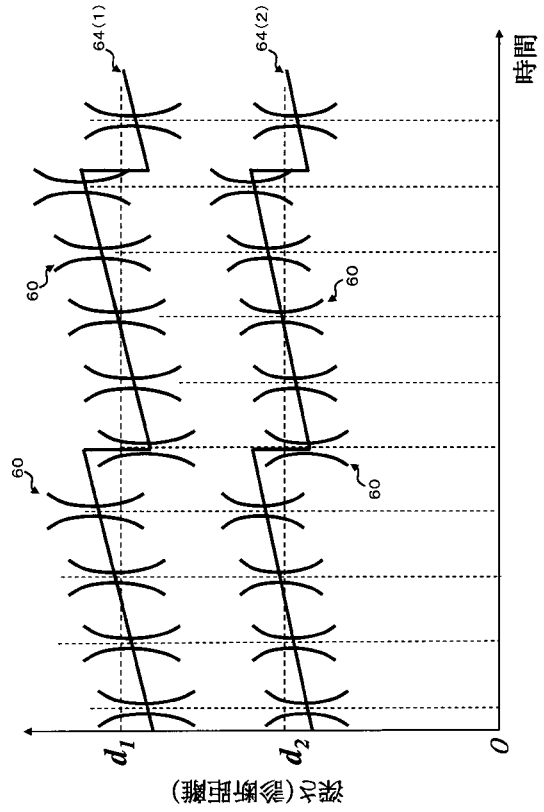
【 図 6 】



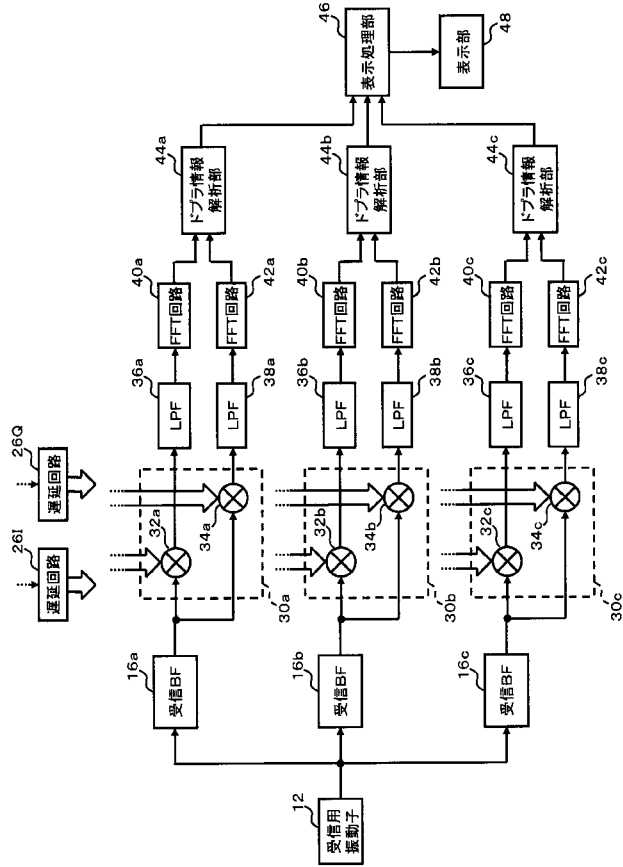
【 図 7 】



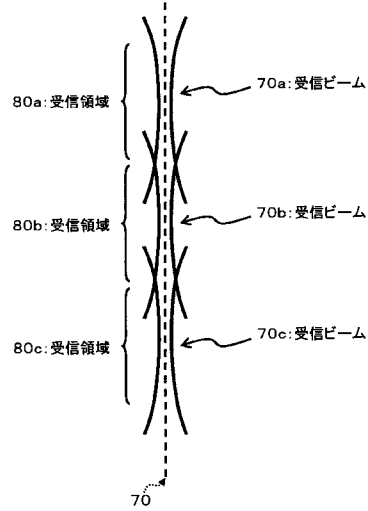
【 図 8 】



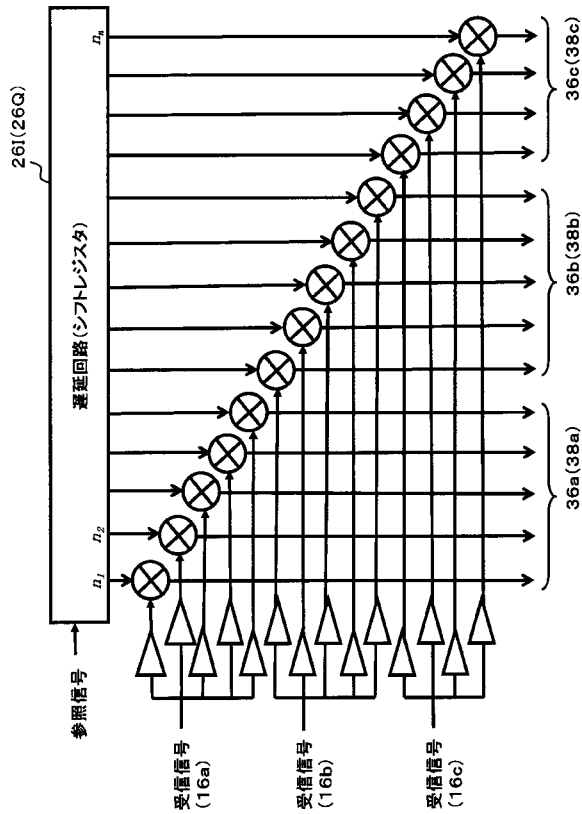
【図9】



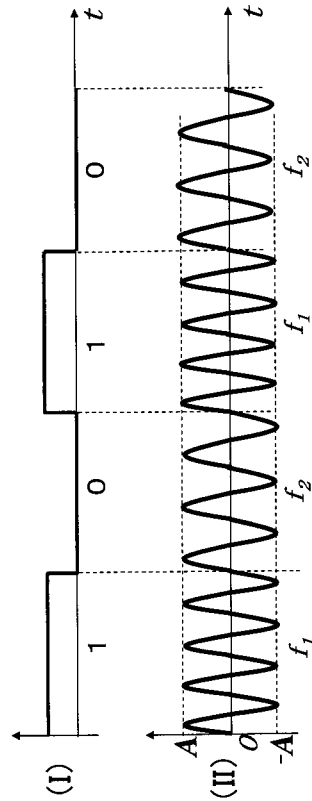
【図10】



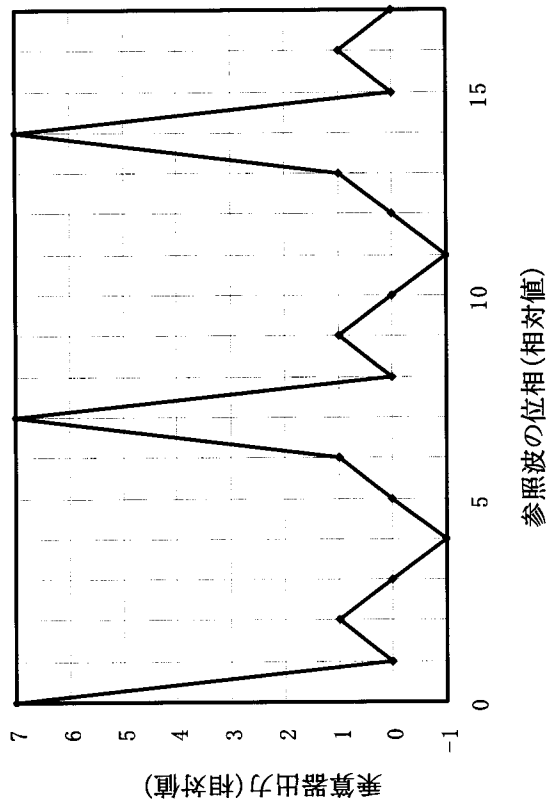
【図11】



【図12】



【図 13】



专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP2010075289A	公开(公告)日	2010-04-08
申请号	JP2008244645	申请日	2008-09-24
[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		
[标]发明人	国田正德		
发明人	国田 正德		
IPC分类号	A61B8/06		
FI分类号	A61B8/06		
F-TERM分类号	4C601/DD04 4C601/DE02 4C601/EE09 4C601/HH03 4C601/JB40 4C601/JB41		
代理人(译)	吉田健治 石田 纯		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：通过使用数字调制连续波从目标位置提取体内信息的技术中提高提取的准确性。一种数字调制处理部20，基于来自模式发生器24，一个连续波通过对从RF波振荡器22提供的RF波将数字调制处理提供的周期信号序列发生。发送波束形成器14和接收波束形成器16形成超声波束，从而聚焦选择性地提取多普勒信号的目标位置。从数字调制处理单元20，延迟电路26I，26Q中延迟处理的连续波的输出，提供给接收混频器30的每个混频器作为参考信号。延迟电路26I和26Q根据活体中目标位置的深度对连续波施加延迟处理。结果，多普勒信息分析单元44选择性地从目标位置提取多普勒信息。 点域1

