

【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

周期的な信号に基づいて変調された連続波の送信信号を出力する送信信号出力部と、
前記送信信号に対応した超音波の送信波を生体に送波してその送信波に伴う受信波を生体から受波することにより受信信号を得る送受波部と、
生体内の目標位置との間の相関関係が調整された参照信号を用いて、受信信号に対して復調処理を施すことにより、当該目標位置に対応した復調信号を得る受信信号処理部と、
前記受信信号と前記参照信号のうちの少なくとも一方の信号に対して、前記目標位置に応じて、生体内における超音波の周波数依存性減衰の補償処理を施す信号補償部と、
前記目標位置に対応した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、
前記信号補償部は、前記受信信号に対して、前記目標位置の深さに応じた周波数特性のフィルタ処理を施す、
ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載の超音波診断装置において、
前記信号補償部は、前記参照信号に対して、前記目標位置の深さに応じて、前記周波数依存性減衰に相当するフィルタ処理を施すことにより、前記目標位置から得られる受信信号と前記参照信号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。

20

【請求項 4】

請求項 1 に記載の超音波診断装置において、
前記信号補償部は、前記受信信号に対して、前記目標位置の深さに応じて、前記周波数依存性減衰の逆特性に相当する補償処理を施すことにより、前記目標位置から得られる受信信号と前記参照信号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 5】

請求項 1 から 4 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置において、
前記送信信号出力部は、周期的な変調信号を用いて搬送波信号に対して周波数変調処理を施すことにより形成され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。

30

【請求項 6】

請求項 1 から 4 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置において、
前記送信信号出力部は、周期的な変調信号を用いて搬送波信号に対して位相変調処理を施すことにより形成され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。

【請求項 7】

請求項 1 から 4 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置において、
前記送信信号出力部は、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て形成され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 8】

請求項 1 から 4 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置において、
前記送信信号出力部は、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て形成され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】

50

【技術分野】

【0001】

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、連続波ドプラが知られている。連続波ドプラでは、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）によるドプラシフト情報が含まれる。そこで、そのドプ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プラ波形などを形成することができる。

10

【0003】

連続波を利用した連続波ドプラは、パルス波を利用したパルスドプ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、本願の出願人は、連続波ドプ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プラ（FMCWドプラ）に関する技術を提案している。

【0004】

一方、連続波ドプラでは、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、従来の一般的な連続波ドプラの装置（FMCWドプ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、本願の出願人は、特許文献2において、FMCWドプラにより選択的に生体内組織の所望の位置からドプラ情報を抽出することができる極めて画期的な技術を提案している。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開2005-253949号公報

【特許文献2】特開2008-289851号公報

【発明の概要】

【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ドプラの技術は、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、生体内における超音波の周波数依存性減衰に注目した。

30

【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、連続波を利用して目標位置から生体内情報を抽出する技術において、生体内における超音波の周波数依存性減衰を補償することにある。

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記目的にかなう好適な超音波診断装置は、周期的な信号に基づいて変調された連続波の送信信号を出力する送信信号出力部と、前記送信信号に対応した超音波の送信波を生体に送波してその送信波に伴う受信波を生体から受波することにより受信信号を得る送受波部と、生体内の目標位置との間の相関関係が調整された参照信号を用いて、受信信号に対して復調処理を施すことにより、当該目標位置に対応した復調信号を得る受信信号処理部と、前記受信信号と前記参照信号のうちの少なくとも一方の信号に対して、前記目標位置に応じて、生体内における超音波の周波数依存性減衰の補償処理を施す信号補償部と、前記目標位置に対応した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、を有することを特徴とする。

40

【0009】

50

望ましい具体例として、前記信号補償部は、前記受信信号に対して、前記目標位置の深さに応じた周波数特性のフィルタ処理を施す、ことを特徴とする。

【0010】

望ましい具体例として、前記信号補償部は、前記参照信号に対して、前記目標位置の深さに応じて、前記周波数依存性減衰に相当するフィルタ処理を施すことにより、前記目標位置から得られる受信信号と前記参照信号との間の相関を強める、ことを特徴とする。

【0011】

望ましい具体例として、前記信号補償部は、前記受信信号に対して、前記目標位置の深さに応じて、前記周波数依存性減衰の逆特性に相当する補償処理を施すことにより、前記目標位置から得られる受信信号と前記参照信号との間の相関を強めることを特徴とする。

10

【0012】

望ましい具体例として、前記送信信号出力部は、周期的な変調信号を用いて搬送波信号に対して周波数変調処理を施すことにより形成された連続波の送信信号を出力する、ことを特徴とする。

【0013】

望ましい具体例として、前記送信信号出力部は、周期的な変調信号を用いて搬送波信号に対して位相変調処理を施すことにより形成された連続波の送信信号を出力する、ことを特徴とする。

【0014】

望ましい具体例として、前記送信信号出力部は、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て形成された連続波の送信信号を出力する、ことを特徴とする。

20

【0015】

望ましい具体例として、前記送信信号出力部は、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て形成された連続波の送信信号を出力する、ことを特徴とする。

【発明の効果】

【0016】

本発明により、連続波を利用して目標位置から生体内情報を抽出する技術において、生体内における超音波の周波数依存性減衰を補償することが可能になる。

30

【図面の簡単な説明】

【0017】

【図1】本発明の実施において好適な超音波診断装置の全体構成を示す図である。

【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】PSKの場合における位置選択性を説明するための図である。

【図5】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6】周波数依存性減衰の影響を受けた受信信号を示す図である。

【図7】受信信号補償部におけるフィルタ処理を説明するための図である。

【図8】受信信号補償部における補償処理を説明するための図である。

40

【発明を実施するための形態】

【0018】

図1は、本発明の実施において好適な超音波診断装置の全体構成を示す図である。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、いわゆる連続波ドプラ法による送受信が実行される。

【0019】

図1の超音波診断装置で利用される連続波は、周期的な信号に基づいた変調処理により形成される。変調処理された連続波は、変調処理部20において形成される。変調処理部20は、変調信号発生部24から供給される周期的な信号に基づいて、RF波発振器22

50

から供給される R F 波に対して変調処理を施して連続波を発生する。変調処理部 20 における変調処理としては、周波数変調 (F M) および位相変調 (P M) などのアナログ変調処理と、位相シフトキーイング (P S K) や周波数シフトキーイング (F S K) などのデジタル変調処理が好適である。変調処理部 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。変調処理部 20 は、変調処理された連続波を送信ビームフォーマ (送信 B F) 14 へ出力する。

【0020】

送信ビームフォーマ (送信 B F) 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、変調処理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。こうして変調処理された連続波による送信ビームが形成される。

10

【0021】

受信ビームフォーマ (受信 B F) 16 は、受信用振動子 12 が備える複数の振動素子に対応した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、複数の振動素子から得られる複数の受波信号の各々に対して低雑音増幅等の処理を施してから受信ビームを形成してもよい。こうして受信ビームに沿った受信 R F 信号が得られる。

20

【0022】

受信信号補償部 18 は、受信ビームフォーマ 16 から得られる受信 R F 信号に対して、生体内における超音波の周波数依存性減衰に関する補償処理を施す。この補償処理については後に詳述する。

【0023】

受信ミキサ 30 は、補償処理後の受信 R F 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 R F 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、変調処理部 20 から出力される連続波に基づいて生成される。つまり、変調処理部 20 から出力される連続波が遅延回路 25 において遅延処理され、さらに、参照信号補償部 28 において補償処理されてから、ミキサ 32 には補償処理後の連続波が直接供給され、一方、ミキサ 34 には補償処理後の連続波が $\pi/2$ シフト回路 26 を経由して供給される。

30

【0025】

なお、遅延回路 25 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。これにより、後に詳述するように、目標位置に対応した復調信号が得られる。また、参照信号補償部 28 は、遅延回路 25 において遅延処理された連続波である参照信号に対して、生体内における超音波の周波数依存性減衰に関する補償処理を施す。この補償処理についても後に詳述する。

40

【0026】

$\pi/2$ シフト回路 26 は、遅延処理と補償処理を施された連続波の位相を $\pi/2$ だけずらす回路である。この結果、2つのミキサ 32, 34 の一方から同相信号成分 (I 信号成分) が出力され、他方から直交信号成分 (Q 信号成分) が出力される。なお、受信ミキサ 30 の後段に設けられた L P F (ローパスフィルタ) 36, 38 により、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、検波後の必要な帯域のみの復調信号が抽出される。L P F 36, 38 から出力される復調信号は、F F T 処理部 50 へ出力される。

【0027】

50

F F T 処理部（高速フーリエ変換処理部）50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F F T演算を実行する。その結果、F F T処理部50において復調信号が周波数スペクトラムに変換される。

【0028】

ドプラ情報解析部52は、周波数スペクトラムに変換された復調信号からドプラ信号を抽出する。後に詳述するが、図1の超音波診断装置では、遅延回路25における遅延処理により目標位置が設定され、ドプラ情報解析部52において目標位置からのドプラ信号が選択的に抽出される。ドプラ情報解析部52は、例えば、時間的に変化するドプラ信号の表示波形を形成する。なお、生体内の各深さ（各位置）ごとにドプラ信号を抽出して、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してもよい。また、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。

【0029】

表示部54は、ドプラ情報解析部52において形成されたドプラ信号の波形などを表示する。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60によって制御される。つまり、システム制御部60は、送信制御や受信制御や表示制御などを行う。

【0030】

次に、図1の超音波診断装置における目標位置の選択性について説明する。図1の超音波診断装置では、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プラ情報を選択的に抽出する。変調処理部20における変調方式としては、周波数変調（F M）や位相変調（P M）などのアナログ変調処理と、位相シフトキーイング（P S K）や周波数シフトキーイング（F S K）などのデジタル変調処理が好適である。そこで、各変調方式ごとに位置選択性について説明する。なお、既に図1に示した構成（部分）については、以下の説明において図1の符号を利用する。

【0031】

＜周波数変調（F M）および位相変調（P M）による位置選択性＞

図1の変調処理部20においてアナログ変調処理を施す場合、例えば周波数変調（F M変調）や位相変調（P M変調）を施す場合、変調処理部20は、R F波発振器22から供給されるR F波、および、変調信号発生部24から供給される正弦波や鋸歯状波などの変調波に基づいて連続波を発生する。

【0032】

ここでは、変調波として正弦波を用いてF M変調処理する場合を例にとり、位置選択性について説明する。周波数 f_0 のR F波（搬送波）に対して、周波数 f_m の正弦波によりF M変調を施したF M C W送信波は次式のように表現できる。次式において、 Δf は周波数変動幅の0-P値（ゼロピーク値：最大周波数偏移）であり、最大周波数偏移 Δf と変調周波数 f_m の比である β はF Mの変調指数（変調度）である。

【0033】

【数1】

$$v_T(t) = A \sin[2\pi f_0 t + \beta \sin(2\pi f_m t)]$$

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$$

【0034】

また、ドプラシフトを伴う場合のF M C W受信波は、生体における往復の減衰を α とすると次式で表現できる。なお、次式において、 f_m に対するドプラシフトは、 f_0 のシフト分 f_d に比べて小さいので無視している。

【0035】

10

20

30

40

50

【数 2】

$$v_R(t) = \alpha A \sin[2\pi(f_0 + f_d)t - \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m)]$$

$$\phi_0 = \frac{4\pi f_0 d}{c} \quad : \text{ターゲットとの往復伝搬時間 } 2d/c \text{ に相当する RF 波 } f_0 \text{ の位相角}$$

c : 超音波の伝搬速度

$$\phi_m = \frac{4\pi f_m d}{c} \quad : \text{ターゲットとの往復伝搬時間 } 2d/c \text{ に相当する変調周波数 } f_m \text{ の位相角}$$

【0036】

10

数 2 式で表される受信波形は、超音波振動子を介して受信される信号波形（受信 RF 信号）である。FM CW ドプラでは、受信 RF 信号に対する復調処理において、FM CW 送信波を参照信号として受信波と乗算を行う。図 1 を利用して説明したように、変調処理部 20 から出力される FM 連続波が参照信号として利用され、遅延回路 25 において遅延処理され、参照信号補償部 28 を経て、ミキサ 32 には遅延処理された FM 連続波が直接供給され、一方、ミキサ 34 には遅延処理された FM 連続波が $\pi/2$ シフト回路 26 を経由して供給される。したがって、ミキサ 32 へ供給される参照信号 $v_{rI}(t)$ と、ミキサ 34 へ供給される参照信号 $v_{rQ}(t)$ は、次式のように表現できる。

【0037】

【数 3】

20

$$v_{rI}(t) = A \sin[2\pi f_0 t - \phi_{0r} + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_{mr})]$$

$$v_{rQ}(t) = A \cos[2\pi f_0 t - \phi_{0r} + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_{mr})]$$

【0038】

数 3 式において、 ϕ_{mr} は、遅延回路 25 における遅延処理により任意に設定できる参照信号の位相を示しており、 ϕ_{0r} は、任意に設定した参照信号の位相に対応して決まる搬送波の位相変化量を示している。

【0039】

受信ミキサ 30 では、復調処理として直交検波が行われる。つまり、ミキサ 32 において、受信 RF 信号 $v_R(t)$ と参照信号 $v_{rI}(t)$ の乗算に相当する処理が実行され、また、ミキサ 34 において、受信 RF 信号 $v_R(t)$ と参照信号 $v_{rQ}(t)$ の乗算に相当する処理が実行される。

30

【0040】

ミキサ 32 における受信 RF 信号 $v_R(t)$ と参照信号 $v_{rI}(t)$ の乗算 $v_{DI}(t)$ は次式のように表現される。なお、次式の計算途中において、周波数 $2f_0$ の成分が消去されている。これは、LPF 36 によって除去される。

【0041】

【数 4】

$$\begin{aligned}
v_{DI}(t) &= v_R(t) \times v_{rI}(t) \\
&= \alpha A \sin[2\pi(f_0 + f_d)t - \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m)] \times A \sin[2\pi f_0 t - \phi_{0r} + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_{mr})] \\
&\approx \frac{\alpha A^2}{2} \cos[2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r} + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m) - \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_{mr})] \\
&= \frac{\alpha A^2}{2} \cos\left[2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r} + 2\beta \cos(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2}) \cdot \sin \frac{\phi_{mr} - \phi_m}{2}\right] \\
&= \frac{\alpha A^2}{2} \cos\left[2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r} + k\beta \cos(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2})\right] \\
k &= 2 \sin \frac{\phi_{mr} - \phi_m}{2}
\end{aligned}$$

10

【0042】

ここで、ベッセル関数に関する次の公式を利用する。

【0043】

【数 5】

$$\begin{aligned}
\cos(\beta \cos x) &= J_0(\beta) + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(\beta) \cos 2nx \\
\sin(\beta \cos x) &= 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(\beta) \cos(2n+1)x
\end{aligned}$$

20

【0044】

数 5 式の公式を用いると、数 4 式はさらに次式のように計算される。

【0045】

【数 6】

$$\begin{aligned}
v_{DI}(t) &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos\left[2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r} + k\beta \cos(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2})\right] \\
&= \frac{\alpha A^2}{2} \left\{ \cos(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \times \cos\left[k\beta \cos(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2})\right] - \sin(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \times \sin\left[k\beta \cos(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2})\right] \right\} \\
&= \frac{\alpha A^2}{2} \left\{ \cos(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \left[J_0(k\beta) + 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(k\beta) \cos 2n(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2}) \right] \right. \\
&\quad \left. - \sin(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \left[2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(k\beta) \cos(2n+1)(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2}) \right] \right\}
\end{aligned}$$

30

【0046】

一方、ミキサ 34 における受信 RF 信号 $v_R(t)$ と参照信号 $v_{rQ}(t)$ の乗算 $v_{DQ}(t)$ は次式のように表現される。なお、次式の計算途中において、周波数 $2f_0$ の成分が消去されている。これは、LPF 38 によって除去される。

40

【0047】

【数 7】

$$\begin{aligned}
v_{DQ}(t) &= v_R(t) \times v_{rQ}(t) \\
&= \alpha A \sin[2\pi(f_0 + f_d)t - \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m)] \times A \cos[2\pi f_0 t - \phi_{0r} + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_{mr})] \\
&\approx \frac{\alpha A^2}{2} \sin[2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r} + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m) - \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_{mr})] \\
&= \frac{\alpha A^2}{2} \sin\left[2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r} + 2\beta \cos(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2}) \cdot \sin \frac{\phi_{mr} - \phi_m}{2}\right] \\
&= \frac{\alpha A^2}{2} \sin\left[2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r} + k\beta \cos(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2})\right] \\
&= \frac{\alpha A^2}{2} \left\{ \sin(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \times \cos\left[k\beta \cos(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2})\right] - \cos(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \times \sin\left[k\beta \cos(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2})\right] \right\} \\
&= \frac{\alpha A^2}{2} \left\{ \sin(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \left[J_0(k\beta) + 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(k\beta) \cos 2n(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2}) \right] \right. \\
&\quad \left. - \cos(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \left[2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(k\beta) \cos(2n+1)(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2}) \right] \right\}
\end{aligned} \tag{10}$$

【0048】

ここで、数6式の $v_{DI}(t)$ と数7式の $v_{DQ}(t)$ とに基づいて、複素ベースバンド信号を定義する。まず、 $v_{DI}(t)$ と $v_{DQ}(t)$ に含まれている直流(DC)成分、変調周波数 f_m の偶数次高調波成分を次式のように表現する。

【0049】

【数8】

$$\begin{aligned}
\dot{v}_{DE}(t) &= \frac{\alpha A^2}{2} \left[\cos(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) + j \sin(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \right] \\
&\quad \times \left[J_0(k\beta) + 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(k\beta) \cos 2n(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2}) \right] \\
&= \frac{\alpha A^2}{2} \exp j(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \left[J_0(k\beta) + 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(k\beta) \cos 2n(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2}) \right]
\end{aligned} \tag{30}$$

【0050】

次に、 $v_{DI}(t)$ と $v_{DQ}(t)$ に含まれている変調周波数 f_m の成分、変調周波数 f_m の奇数次高調波成分を次式のように表現する。

【0051】

【数9】

$$\begin{aligned}
\dot{v}_{DO}(t) &= -\frac{\alpha A^2}{2} \left[\cos(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) + j \sin(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \right] \\
&\quad \times \left[2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(k\beta) \cos(2n+1)(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2}) \right] \\
&= -\frac{\alpha A^2}{2} \exp j(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \left[2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(k\beta) \cos(2n+1)(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2}) \right]
\end{aligned} \tag{40}$$

【0052】

数8式と数9式から、直交検波後のベースバンド信号において、ドブラシフト f_d を含んだドブラ信号は、DC成分と変調周波数 f_m の成分と変調周波数 f_m の高調波成分とからなる複数の成分の各々についての両側帯波として出現することがわかる。

【0053】

ここで、受信信号と参照信号の位相を互いに揃えた場合、つまり、遅延回路25における遅延処理により ϕ_{mr} を調整して ϕ_m と一致させた場合($\phi_{mr} = \phi_m$)を考える。φ

ϕ_{mr} と ϕ_m を一致させた場合には、数 4 式における k が 0 となる。この結果をベッセル関数に適用すると、第 1 次ベッセル関数の性質により、次式のように、0 次のベッセル関数の値のみが 1 となり、それ以外のベッセル関数の値は 0 となる。

【0054】

【数 10】

$$J_0(k\beta)=1, \quad J_1(k\beta)=0, \quad J_2(k\beta)=0, \quad J_3(k\beta)=0, \quad J_4(k\beta)=0, \quad \dots\dots,$$

【0055】

数 10 式に示す結果を数 8 式と数 9 式に適用すると次式のとおりとなる。

【0056】

【数 11】

$$\dot{v}_{DE}(t) = \frac{\alpha A^2}{2} \exp j(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}), \quad \dot{v}_{DO}(t) = 0$$

【0057】

数 11 式は、参照波（参照信号）の位相 ϕ_{mr} を送受信間の位相差 ϕ_m に設定すると、圧縮変換により、DC 成分（直流信号成分）に対応したドプラ信号のみが抽出できることを示している。

【0058】

上述した数 2 式の受信波形は、ある深さからの受信信号の波形である。これに対し、FM CW 送信波を利用して、実際に受信用振動子 12 において得られる受信信号は、複数の深さからの信号が合成された受信信号である。受信ミキサ 30 においては、複数の深さからの信号が合成された受信信号と参照信号との乗算に相当する処理が実行される。

【0059】

数 8 式などに現れた直流信号成分に対応したドプラ信号の振幅を支配する $J_0(k\beta)$ は、第 1 次ベッセル関数の性質により、 $k\beta$ が 0 のときに最大値である 1 となり、 $k\beta$ が 0 からずれると急激に小さくなる。そのため、遅延回路 25 において ϕ_{mr} を調整し、目標位置から得られる受信信号の ϕ_m と一致させると、目標位置における $J_0(k\beta)$ が最大値である 1 となり、目標位置以外における $J_0(k\beta)$ が極端に小さな値となる。したがって、遅延回路 25 において ϕ_{mr} を調整し、目標位置から得られる受信信号の ϕ_m と一致させることにより、目標位置におけるドプラ信号（直流信号成分）を選択的に抽出することができる。

【0060】

このように、周波数変調処理を利用した場合において、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。

【0061】

なお、周波数変調処理に換えて、周波数変調処理と同じ角度変調の方式として一般的によく知られている位相変調処理（PM 処理）を利用してもよい。つまり、搬送波信号に対して位相変調処理を施すことにより、変調処理部 20 から出力される FM 連続波と同じ波形あるいは同等な波形を形成してもよい。

【0062】

<位相シフトキーイング（PSK）による位置選択性>

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 22（図 1）から出力される RF 信号（RF 波）の波形が示されている。図 2（B）には、変調信号発生部 24（図 1）から出力される周期的な信号列の一例が示されている。変調信号発生部 24 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。

【0063】

図 2（C）には、PSK 変調器として機能する変調処理部 20（図 1）において形成さ

10

20

30

40

50

れる変調された連続波（送信信号）が示されている。変調処理部20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。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10（図1）から出力され、受信用振動子12（図1）を介して生体内から受信信号が得られる。

【0064】

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変調処理部20（図1）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。

【0065】

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、送信信号に対応した波形となる。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。

【0066】

PSKの場合においても、変調処理部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30（図1）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。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。

【0067】

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。

【0068】

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、LPF36、38（図1）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処理部50（図1）においては、図3（C）に示す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52（図1）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30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。

【0069】

図4は、PSKの場合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、変調信号発生部24（図1）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系列などの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。

【0070】

$n = 3$ の場合の PN 符号の長さは $7 (= 2^3 - 1)$ ビットである。このシーケンスが無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。

【0071】

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 $\phi_1 \sim \phi_6$ 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。

10

【0072】

図 4 から、参照信号と受信信号の位相が一致した ϕ_3 の場合に、乗算器出力（ミキサ出力）の直流成分が最大になる。また、交流成分としては、搬送波およびその高調波成分のみとなるのも、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 ϕ_3 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。

【0073】

このように、位相シフトキーイングを利用した場合においても、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。

20

【0074】

＜周波数シフトキーイング (FSK) による位置選択性＞

図 5 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 5 (I) には、変調信号発生部 24 (図 1) から出力される周期的な信号列の一例が示されている。変調信号発生部 24 は、例えば図 5 (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 系列などの符号系列を用いればよい。

【0075】

図 5 (II) には、FSK 変調器として機能する変調処理部 20 (図 1) 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。変調処理部 20 は、図 5 (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。変調処理部 20 は、例えば 2 値符号が「1」の期間において周波数 f_1 とし、2 値符号が「0」の期間において周波数 f_2 とすることにより、図 5 (II) の送信信号を形成する。

30

【0076】

こうして、例えば図 5 (II) の送信信号に対応した連続波の超音波が送信用振動子 10 (図 1) から出力され、受信用振動子 12 (図 1) 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) の場合においても変調処理部 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 30 (図 1) 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、PSK の場合と同様に、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。

40

【0077】

このように、周波数シフトキーイングを利用した場合においても、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。

【0078】

50

さらに、図 1 の超音波診断装置は、受信信号と参照信号のうちの少なくとも一方の信号に対して、目標位置に応じて、生体内における超音波の周波数依存性減衰の補償処理を施している。そこで、その補償処理について説明する。

【0079】

＜周波数依存性減衰の補償処理＞

超音波が生体内を伝搬する際の減衰は、周波数と伝搬距離にほぼ比例することが知られており、周波数依存性減衰（FDA：Frequency dependent attenuation）と呼ばれる。この特性は、送受信される超音波の周波数スペクトラムの形に影響を与える。

【0080】

図 6 は、周波数依存性減衰の影響を受けた受信信号を示す図である。図 6 には、生体内の浅い位置（浅部）から深い位置（深部）までの複数の深さの各々に対応した受信信号の電力スペクトラムが図示されている。

10

【0081】

図 6 に示すように、深くなるにつれて受信信号が全体的に減衰しており、それに加え、深くなるにつれて低域の周波数成分に比べて高域の周波数成分が大きく減衰している。そして、各受信信号の周波数軸方向に関する対称性も崩れている。

【0082】

こうした、周波数依存性減衰を補償するために、図 1 の受信信号補償部 18 と参照信号補償部 28 において以下に説明する処理が行われる。

【0083】

20

図 7 は、受信信号補償部 18 におけるフィルタ処理を説明するための図である。図 6 を利用して説明したように、周波数依存性減衰の影響により、受信信号の周波数特性が深さに応じて異なるため、受信信号補償部 18 は、受信信号に対して、図 7 に示すように深さに応じて異なる周波数特性のフィルタ処理を施す。図 7 には、生体内の浅い位置（浅部）から深い位置（深部）までの複数の深さの各々に対応したバンドパスフィルタ（BPF）の周波数特性が図示されている。

【0084】

受信信号補償部 18 は、目標位置の深さに応じたバンドパスフィルタを選択して、受信ビームフォーマ 16 から得られる受信信号に対してフィルタ処理を施す。その目標位置は遅延回路 25 に設定される目標位置である。例えば、システム制御部 60 により、受信信号補償部 18 と遅延回路 25 に対して同一の目標位置（同じ深さ）が指示される。

30

【0085】

受信信号補償部 18 において目標位置の深さに応じたバンドパスフィルタが選択されるため、浅部においては高域を含む比較的広い帯域に亘って受信信号が利用され、一方、深部においては、低域側の比較的狭い帯域のみが利用される。これにより、周波数依存性減衰の影響を受けて減衰した受信信号の有効な帯域のみを利用することができ、信号対雑音比（SNR）を向上させることができる。なお、目標位置の深さに応じて、受信信号の周波数スペクトラムの周波数軸方向に関する対称性を補償するようにバンドパスフィルタを構成してもよい。

【0086】

40

各変調方式ごとの位置選択性の説明でも述べたように、図 1 の超音波診断装置では、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に基づいて、目標位置に対応した復調信号を抽出している。そのため、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崩れてしまうと、目標位置に対応した復調信号を適切に抽出できなくなる。例えば、周波数依存性減衰の影響により、図 6 に示したように受信信号が減衰してしまうと、減衰のない参照信号との間の相関関係が崩れてしまい、例えば、復調信号内に、直流信号成分以外の高次不要波が発生してしまう。

【0087】

そこで、参照信号補償部 28 は、参照信号に対して、目標位置の深さに応じて、周波数依存性減衰に相当するフィルタ処理を施す。これにより、目標位置から得られる受信信号

50

と参照信号が共に周波数依存性減衰を受けた信号となり、これら二つの信号間の相関が強められる。なお、この場合においては、例えば、システム制御部 60 により、受信信号補償部 18 と遅延回路 25 と参照信号補償部 28 に対して同一の目標位置（同じ深さ）が指示される。

【0088】

また、参照信号は減衰させずにそのままとし、受信信号の減衰を補償して、参照信号と受信信号の相関を強めるようにしてもよい。この場合、受信信号補償部 18 は、受信信号に対して、目標位置の深さに応じて、周波数依存性減衰の逆特性に相当する補償処理を行い、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を強める。

【0089】

図 8 は、受信信号補償部 18 における補償処理を説明するための図である。図 6 に示したように、周波数依存性減衰の影響により、深くなるにつれて受信信号が全体的に減衰して、さらに、深くなるにつれて低域の周波数成分に比べて高域の周波数成分が大きく減衰する。

【0090】

そこで、受信信号補償部 18 は、図 6 に示した周波数依存性減衰の逆特性に相当する補償処理を行う。つまり、図 8 に示すように、深さに応じて異なる重み特性の補償処理を施す。図 8 には、生体内の深い位置（深部）から浅い位置（浅部）までの複数の深さの各々に対応した重み特性が図示されており、深部ほど受信信号が全体的に大きくなるように補償され、それに加え、深部ほど低域の周波数成分に比べて高域の周波数成分が大きく補償される。また、各受信信号の周波数軸方向に関する対称性を補償するようにしてもよい。

【0091】

受信信号補償部 18 は、目標位置の深さに応じた重み特性を選択して、受信ビームフォーマ 16 から得られる受信信号に対して補償処理を施す。その目標位置は遅延回路 25 に設定される目標位置である。例えば、システム制御部 60 により、受信信号補償部 18 と遅延回路 25 に対して同一の目標位置（同じ深さ）が指示される。こうして、目標位置から得られる受信信号が周波数依存性減衰を受ける前のスペクトラム形状に戻され、参照信号との間の相関が強められる。

【0092】

なお、図 1 においては、1 つの受信ミキサ 30 を備えた構成を示したが、複数の受信ミキサ 30 を並列的に設けて、複数の目標位置に対応した受信信号を並列的に処理する並列構成としてもよい。この並列構成の場合には、複数の受信ミキサ 30 の各々に対して受信信号が供給され、また、複数の受信ミキサ 30 の各々に対して参照信号が供給される。そのため、並列構成の場合には、複数の受信ミキサ 30 の各々に対応した受信信号補償部 18 が設けられ、また、複数の受信ミキサ 30 の各々に対応した参照信号補償部 28 が設けられる。そして、各受信ミキサ 30 ごとに、受信信号と参照信号が適宜補償され、複数の受信ミキサ 30 から複数の目標位置に対応した復調信号が並列的に出力される。例えば、1 本の超音波ビームに沿った複数の復調信号が並列的に出力される。

【0093】

以上、本発明の好適な実施形態を説明したが、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。

【符号の説明】

【0094】

18 受信信号補償部、20 変調処理部、22 RF 波発振器、24 変調信号発生部、25 遅延回路、28 参照信号補償部、30 受信ミキサ、50 FFT 処理部、52 ドプラ情報解析部。

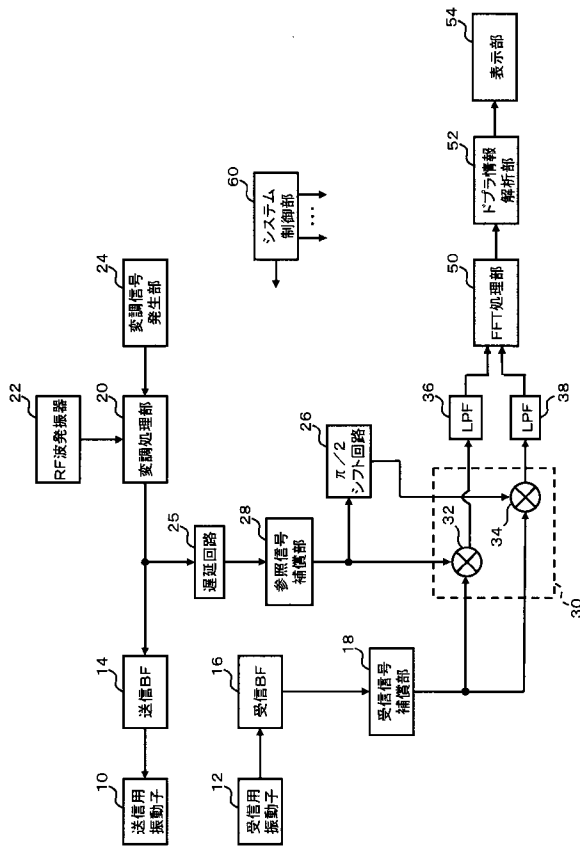
10

20

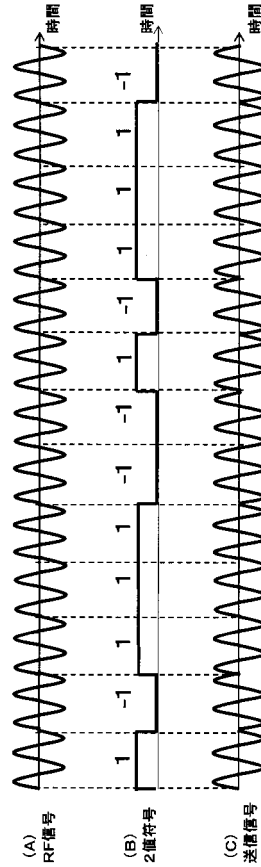
30

40

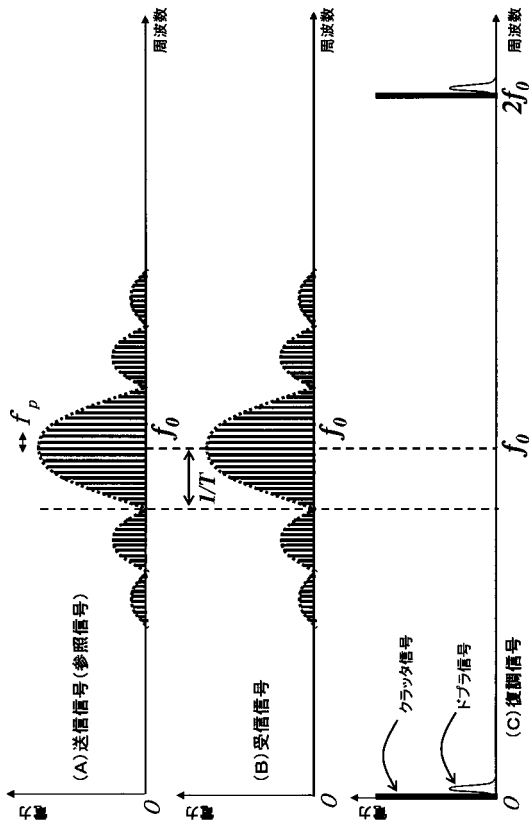
【図 1】



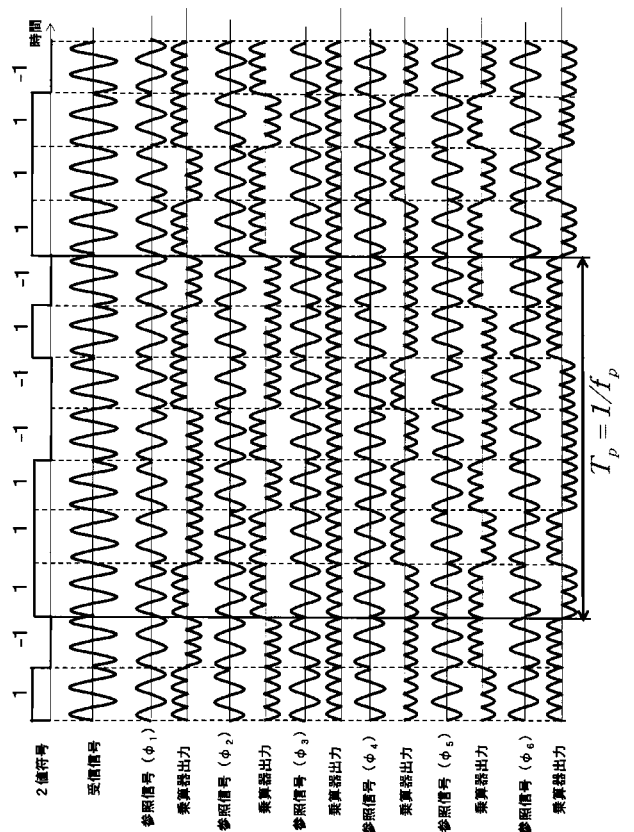
【図 2】



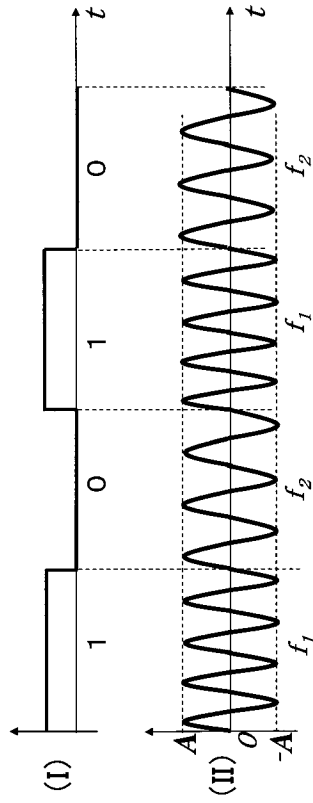
【図 3】



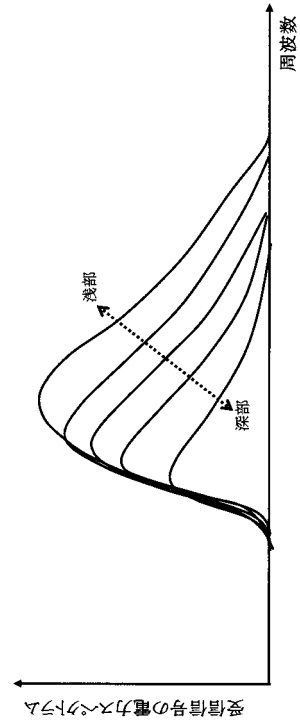
【図 4】



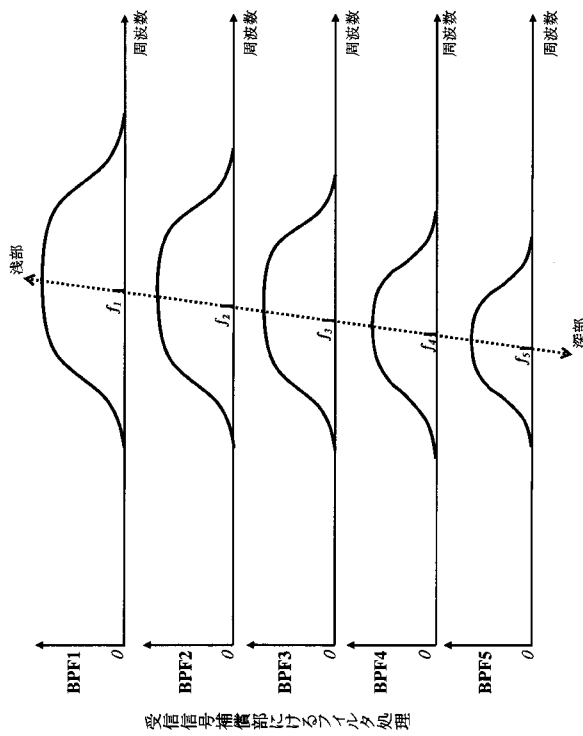
【図 5】



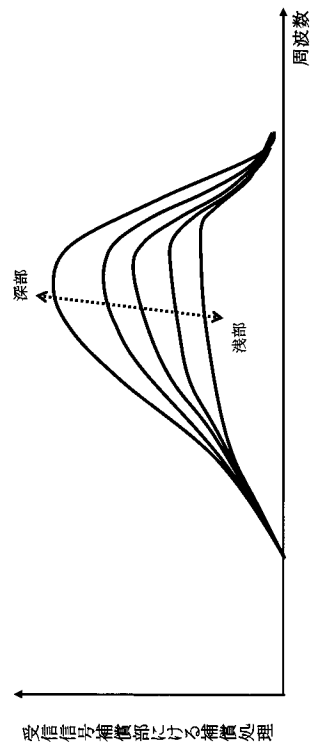
【図 6】



【図 7】



【図 8】



专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP2011036599A	公开(公告)日	2011-02-24
申请号	JP2009189404	申请日	2009-08-18
[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	国田正徳		
发明人	国田 正徳		
IPC分类号	A61B8/06		
FI分类号	A61B8/06		
F-TERM分类号	4C601/DD03 4C601/DE02 4C601/EE09 4C601/JB24 4C601/JB28 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：在使用连续波从目标位置提取体内数据的技术中，补偿活体中超声波的频率依赖性衰减。ΣSOLUTION：调制处理部分20基于调制信号输出经过调制处理的连续波的发送信号，并且接收混频器30使用在与活体中的目标位置的相关性中调整的参考信号来应用解调处理到接收信号，从而获得对应于目标位置的解调信号。在该发送和接收处理中，接收信号补偿部分18根据目标位置的深度执行用于补偿相对于接收信号的频率相关衰减的处理。此外，参考信号补偿部分28根据目标位置的深度执行用于补偿相对于参考信号的频率相关衰减的处理。通过这种结构，补偿了生物体内的频率依赖性衰减。Σ

