



## 【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、  
生体内の選択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、当該選択位置に対応した復調信号を得る復調処理部と、  
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、  
超音波ビームを走査することにより複数の方向で超音波ビームを形成し、各方向ごとに、前記周期的な信号の周期の自然数倍に対応した期間で超音波ビームに沿って受信信号を取得する、  
ことを特徴とする超音波診断装置。

## 【請求項 2】

請求項 1 に記載の超音波診断装置において、  
複数のフレームに亘って超音波ビームを走査し、時間的に隣接する 2 つのフレーム間で互いに超音波ビームの方向をずらしつつ、各フレームごとに複数の方向で超音波ビームを形成する、  
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、  
前記各方向ごとに、複数回に亘って超音波ビームを形成して複数回に対応した複数の受信信号を取得し、それら複数の受信信号に基づいた合成処理により得られる合成復調信号から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 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、  
生体内の関心領域内で超音波ビームを集中的に走査する、  
ことを特徴とする超音波診断装置。

## 【請求項 5】

請求項 4 に記載の超音波診断装置において、  
走査の可能な全領域内で超音波ビームを走査する場合に比べて、当該全領域内に設定された前記関心領域内において、超音波ビームの深さ方向に関する選択位置の幅を小さくすることにより深さ方向の分解能を向上させる、  
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、  
前記送信信号出力部は、周波数を周期的に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。

## 【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周期的に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。

## 【請求項 8】

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周期的に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】

10

20

30

40

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、本願発明者は、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、本願発明者は、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、連続波を利用して所望の位置（選択位置）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。

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、連続波を利用して選択位置からの生体内情報を抽出する超音波診断装置において改良された装置構成を提供することにある。

**【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、生体内的選択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、当該選択位置に対応した復調信号を得る復調処理部と、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、超音波ビームを走査することにより複数の方向で超音波ビームを形成し、各方向ごとに、前記周期的な信号の周期の自然数倍に対応した期間で超音波ビームに沿って受信信号を取得する、ことを特徴とする。

40

**【0009】**

50

上記態様においては、周期的な信号に基づいて変調された連続波の送信信号が用いられ、そして、その周期的な信号の周期の自然数倍に対応した期間で超音波ビームに沿って受信信号が取得される。そのため、例えば、周期的な信号の周期性を維持しつつ受信信号を取得することができ、また、例えば、受信信号から得られる復調信号に対して、周期的な信号の周期性を維持しつつFFT処理などを施すことが可能になる。

【0010】

望ましい態様において、前記超音波診断装置は、複数のフレームに亘って超音波ビームを走査し、時間的に隣接する2つのフレーム間で互いに超音波ビームの方向をずらしつつ、各フレームごとに複数の方向で超音波ビームを形成する、ことを特徴とする。

10

【0011】

望ましい態様において、前記超音波診断装置は、前記各方向ごとに、複数回に亘って超音波ビームを形成して複数回に対応した複数の受信信号を取得し、それら複数の受信信号に基づいた合成処理により得られる合成復調信号から生体内情報を抽出する、ことを特徴とする。

【0012】

望ましい態様において、前記超音波診断装置は、生体内の関心領域内で超音波ビームを集中的に走査する、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、走査の可能な全領域内で超音波ビームを走査する場合に比べて、当該全領域内に設定された前記関心領域内において、超音波ビームの深さ方向に関する選択位置の幅を小さくすることにより深さ方向の分解能を向上させる、ことを特徴とする。

20

【0014】

望ましい態様において、前記送信信号出力部は、周波数を周期的に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。

【0015】

望ましい態様において、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周期的に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

【0016】

望ましい態様において、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周期的に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。

【発明の効果】

【0017】

本発明により、連続波を利用して選択位置からの生体内情報を抽出する超音波診断装置において改良された装置構成が提供される。

【図面の簡単な説明】

【0018】

【図1】本発明に係る超音波診断装置の好適な実施形態を示す図である。

40

【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における位置選択性を説明するための図である。

【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】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7】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。

【図8】本実施形態における受信信号の取得期間を説明するための図である。

【図9】本実施形態における超音波ビームの走査を説明するための図である。

【図10】関心領域を利用した超音波ビームの走査を説明するための図である。

【発明を実施するための形態】

50

## 【0019】

以下、本発明の好適な実施形態を説明する。

## 【0020】

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、いわゆる連続波ドプラ法による送受信が実行される。

## 【0021】

本実施形態において利用される連続波は、周期的な信号に基づいて変調処理されたものである。変調処理された連続波は、変調処理部20によって形成される。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から供給されるRF波に対して変調処理を施して連続波を発生する。

10

## 【0022】

変調処理部20における変調処理としては、周波数変調(FM)や位相変調(PM)などのアナログ変調処理と、位相シフトキーイング(PSK)や周波数シフトキーイング(FSK)などのデジタル変調処理などが好適である。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BF)14へ出力する。

20

## 【0023】

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。こうして変調された連続波による送信ビームが形成される。

30

## 【0024】

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。

30

## 【0025】

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。

## 【0026】

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。

40

## 【0027】

遅延回路26Iと遅延回路26Qは、目標となる選択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段のタップから選択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選択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

50

れる。

【0028】

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。

【0029】

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、目標となる選択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、その選択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。

【0030】

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 $f$ の周波数スペクトラムデータとして出力される。

【0031】

ドプラ情報解析部44は、周波数スペクトラムに変換された復調信号からドプラ情報を抽出する。その際、予め遅延回路26I, 26Qによって、生体内の選択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、その選択位置からのドプラ情報が選択的に抽出される。遅延関係の調整と選択位置からのドプラ情報の抽出との関連については、後に詳述する。ドプラ情報解析部44は、生体内の各深さ(各位置)ごとにドプラ情報を抽出して、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の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。

【0032】

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、例えばドプラ波形や、深さと速度の情報を含むグラフなどを形成し、形成したドプ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。

【0033】

次に、本実施形態における位置の選択性について説明する。本実施形態では、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、生体内の選択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、選択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、選択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(FM)や位相変調(PM)などのアナログ変調処理と、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。

【0034】

<周波数変調(FM)および位相変調(PM)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(FM変調)や位相変調(PM変調)を施す場合、変調処理部20は、RF波発振器22から供給されるRF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。

【0035】

10

20

30

40

50

周波数  $f_0$  の RF 波（搬送波）に対して、周波数  $f_m$  の正弦波により FM 变调を施した FMCW 送信波は次式のように表現できる。次式において、 $\Delta f$  は周波数变動幅の 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  $\Delta f$  と变调周波数  $f_m$  の比である  $\beta$  は FM の变调指数である。

【0036】

【数1】

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

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

10

【0037】

また、ドプラシフトを伴う場合の FMCW 受信波は、生体における往復の減衰を  $\alpha$  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  $f_d$  に比較して小さいので無視している。

【0038】

【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

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

20

【0039】

数2式で表される受信波形は、受信用振動子 12 を介して受信される信号波形（受信 RF 信号）である。FMCW ドプラでは、受信 RF 信号に対する復調処理において、FMCW 送信波を参照信号として受信波と乘算を行う。図1を利用して説明したように、变调処理部 20 から出力される連續波（FM 連續波）が遅延回路 26I, 26Q において遅延処理され、参照信号としてミキサ 32, 34 に供給される。遅延回路 26I と遅延回路 26Q は、互いに連續波の位相を  $\pi/2$  だけずらして遅延処理を行う。従って、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。

30

【0040】

【数3】

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

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

【0041】

数3式において、 $\phi_{mr}$  は、遅延回路 26I, 26Q 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、 $\phi_{0r}$  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。

40

【0042】

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。

【0043】

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 2  $f_0$  の成分が消

50

去されている。これは、L P F 3 6において除去される周波数成分である。

【0 0 4 4】

【数4】

$$\begin{aligned}
 v_{Df}(t) &= v_R(t) \times v_{rf}(t) \\
 &= \alpha A \sin[2\pi(f_0 + f_d)t - \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m)] \times A \sin[2\pi f_0 t - \phi_{0r} + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_{mr})] \\
 &\approx \frac{\alpha A^2}{2} \cos[2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r} + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m) - \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_{mr})] \\
 &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos\left[2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r} + 2\beta \cos(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2}) \cdot \sin \frac{\phi_{mr} - \phi_m}{2}\right] \\
 &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos\left[2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r} + k\beta \cos(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2})\right] \\
 k &= 2 \sin \frac{\phi_{mr} - \phi_m}{2}
 \end{aligned} \tag{10}$$

【0 0 4 5】

ここで、ベッセル関数に関する次の公式を利用する。

【0 0 4 6】

【数5】

$$\begin{aligned}
 \cos(\beta \cos x) &= J_0(\beta) + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(\beta) \cos 2nx \\
 \sin(\beta \cos x) &= 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(\beta) \cos(2n+1)x
 \end{aligned} \tag{20}$$

【0 0 4 7】

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。

【0 0 4 8】

【数6】

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

【0 0 4 9】

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、L P F 3 8において除去される周波数成分である。

【0 0 5 0】

## 【数7】

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

## 【0051】

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。

## 【0052】

## 【数8】

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

## 【0053】

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。

## 【0054】

## 【数9】

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

## 【0055】

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、ドプラシフト  $f_d$  を含んだドプラ信号は、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。通信工学ではこの種の信号形式を両側帯波搬送波除去変調 (Double-Sideband Suppressed-Carrier, DS B-SC) と呼んでいる。

## 【0056】

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 26I, 2

6 Q における遅延処理により  $m_r$  を調整して  $m$  と一致させた場合 ( $m_r = m$ ) を考える。 $m_r$  と  $m$  を一致させた場合には、数 4 式における  $k$  が 0 となる。この結果を数 5 式のベッセル関数に適用すると、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。

【0 0 5 7】

【数 1 0】

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

【0 0 5 8】

数 1 0 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。

10

【0 0 5 9】

【数 1 1】

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

【0 0 6 0】

数 1 1 式は、参照波（参照信号）の位相  $m_r$  を送受信間の位相差  $m$  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。その結果として得られる複素ドプラ周波数  $f_d$  の値と極性は、血流などの流体の速度とその極性を表わしている。また、ドプラ信号の振幅は、搬送波および参照波の位相に依存しないこともわかる。

20

【0 0 6 1】

そして、本実施形態においては、以下に説明するように、PW ドプラ（パルスドプラ）と同様に特定位置のドプラ情報を比較的良好な SNR で得ることができる。数 6 式から数 9 式において、ドプラ信号の振幅を支配する  $J_0(k)$  の因数である  $k$  について考察する。数 4 式における  $k$  の定義から、 $k$  は次式のように表現できる。

【0 0 6 2】

【数 1 2】

$$k\beta = 2\beta \sin\left(\frac{\phi_{mr} - \phi_m}{2}\right) = 2\beta \sin\left(-\frac{2\pi f_m d}{C} + \frac{\phi_{mr}}{2}\right) = -2\beta \sin\left(\frac{2\pi f_m d}{C} - \frac{\phi_{mr}}{2}\right)$$

30

【0 0 6 3】

数 1 2 式は、 $k$  が深さ  $d$  に依存して正弦波状に変化することを意味している。第 1 次ベッセル関数の性質により、 $k$  が 0 のときに  $J_0(k)$  が最大値となる。数 1 2 式などから、目的とする深さからの受信信号の位相  $m$  と、参照波の位相  $m_r$  とを一致させると  $k$  を 0 とすることができます。 $k$  が 0 となる深さにおいて  $J_0(k)$  が最大となりドプラ信号の振幅が最大となる。つまり、遅延回路 26 I, 26 Q において、目的とする深さからの受信信号の位相  $m$  と参照波の位相  $m_r$  を一致させることにより、目的とする深さからのドプラ信号の振幅が最大となるようにして、そのドプラ信号を選択的に抽出することができる。

40

【0 0 6 4】

以上のように、ドプラ信号が選択的に抽出される選択位置は、遅延回路 26 I, 26 Q における遅延処理に基づいて決定される。図 1 のシステム制御部 50 は、目標となる選択位置の深さに応じて遅延回路 26 I, 26 Q における遅延時間を制御する。

【0 0 6 5】

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。

【0 0 6 6】

50

## &lt;位相シフトキーイング(PSK)による位置選択性&gt;

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、変調信号発生部(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。変調信号発生部は、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。

## 【0067】

図2(C)には、PSK変調器として機能する変調処理部(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。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。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。

## 【0068】

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。

## 【0069】

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。

## 【0070】

本実施形態では、変調処理部(図1の符号20)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。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。

## 【0071】

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。

## 【0072】

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。ドプラ信号は、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36, 38)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40, 42)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、ドプラ情報解析部(図1の符号44)において、図3(C)

10

20

30

40

50

に示す直流信号成分の周波数スペクトラムからドプラ信号が抽出され、ドプラシフト量などに基づいて、目標となる選択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、選択位置に存在する血管壁の位置などを算出してもよい。

#### 【0073】

図4は、PSK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（図1の符号24）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、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。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。

10

#### 【0074】

$n = 3$  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-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。

20

#### 【0075】

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<sub>1</sub> ~ <sub>6</sub>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。

20

#### 【0076】

図4から、参照信号と受信信号の位相が一致した<sub>3</sub>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<sub>3</sub>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。

30

#### 【0077】

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、ピーク以外の位相では、合計は-2または-4であり、“20”に比べて極端に小さい。

30

#### 【0078】

このように、目標となる選択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。

40

#### 【0079】

##### <周波数シフトキーイング（FSK）による位置選択性>

図6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6（I）には、変調信号発生部（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。変調信号発生部は、例えば図6（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。

#### 【0080】

図6（II）には、FSK変調器として機能する変調処理部（図1の符号20）におい

50

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。変調処理部は、図6（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6（II）の超音波送信信号を形成する。

【0081】

こうして、例えば図6（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（選択位置の深さ）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。

10

【0082】

図7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7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7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7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7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。

20

【0083】

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7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。

30

【0084】

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。

【0085】

各変調方式ごとの位置選択性は上述のとおりである。さらに、本実施形態においては、超音波ビームを走査することにより複数の方向で超音波ビームを形成し、各方向ごとに、変調信号発生部24から出力される周期的な信号の周期の自然数倍に対応した期間で超音波ビームに沿って受信信号を取得する。

40

【0086】

図8は、本実施形態における受信信号の取得期間を説明するための図である。図8（A）は、FM変調方式の場合の受信信号の時間変化波形を示している。変調信号発生部24から周波数 $f_m$ の正弦波が出力され、その正弦波に基づいてFM変調された連続波の送信信号を用いると、図8（A）に示すように周期 $T_m$ （=1/ $f_m$ ）の周期性を伴った受信信号が得られる。

【0087】

図8（A）に示す受信信号の瞬時周波数変化が図8（B）に示されている。図8（B）に示すように、受信信号の瞬時周波数は、周期 $T_m$ で周期的に変化している。本実施形態では、1本の超音波ビームについての受信信号の取得期間（ビームスキャン時間）を送信

50

信号と受信信号の周期  $T_m$  に一致させる。つまり、図 8 (B) に示すビームスキャン時間内の実線で示される受信信号が 1 本の超音波ビーム (受信ビーム) に対応付けられる。

【0088】

各超音波ビーム (受信ビーム) を介して得られた受信信号は、受信ミキサ 30 において復調処理され、L P F 36, 38 を介して F F T 回路 40, 42 に供給される。F F T 回路 40, 42 は、復調処理された信号 (同相信号成分および直交信号成分の復調信号) に対して F F T 演算を実行する。その F F T 演算においては、一般に、処理対象となる信号が連続的に繰り返される周期的な信号とみなして周波数変換を行う。つまり、本実施形態においては、図 8 (B) に示すように、期間  $T_m$  で得られた実線の受信信号が破線で示すように周期  $T_m$  で繰り返す周期的な信号とみなされて F F T 演算される。

10

【0089】

本実施形態では、受信信号の取得期間 (ビームスキャン時間) を送信信号と受信信号の周期  $T_m$  に一致させているため、送信信号と受信信号の周期性を維持しつつ F F T 演算を行うことができる。図 8 (C) と図 8 (D) は、本実施形態との比較例を示している。

【0090】

図 8 (C) は、ビームスキャン時間を周期  $T_m$  よりも少しだけ大きくした例を示している。図 8 (C) の例では、ビームスキャン時間において得られた実線の受信信号を周期的に繰り返すと破線で示すような波形となり、周期  $T_m$  の受信信号の周期性が維持されていない。例えば、図 8 (C) の例では、波形の周期的な繋ぎ合せの部分で瞬時周波数が不連続的に変化しており、受信信号には含まれていないはずの周波数スペクトラムが出現してしまう可能性がある。

20

【0091】

図 8 (D) は、ビームスキャン時間を周期  $T_m$  よりも少しだけ小さくした例を示している。図 8 (D) の例でも、ビームスキャン時間において得られた実線の受信信号を周期的に繰り返すと破線で示すような波形となり、やはり、周期  $T_m$  の受信信号の周期性が維持されていない。図 8 (C) や図 8 (D) の比較例とは異なり、図 8 (B) の例では、受信信号の周期性を維持しつつ F F T 演算を行うことが可能になる。

30

【0092】

なお、1 本の超音波ビームについてのビームスキャン時間を受信信号の周期  $T_m$  の自然数倍 (2 倍、3 倍、...) としても、図 8 (B) の場合と同様に、受信信号の周期性を維持しつつ F F T 演算を行うことが可能である。

【0093】

また、図 8 では F M 变調方式の場合について説明したが、P S K 变調方式の場合には、擬似ランダムパターンの繰り返し周期  $T_p$  (図 4 参照) が F M 变調方式の周期  $T_m$  に相当するため、1 本の超音波ビームについてのビームスキャン時間を周期  $T_p$  に一致させるか又は周期  $T_p$  の自然数倍とすればよい。F S K 变調方式の場合にも、1 本の超音波ビームについてのビームスキャン時間を、擬似ランダムパターンの繰り返し周期に一致させるか又は当該周期の自然数倍とすればよい。

【0094】

図 9 は、本実施形態における超音波ビームの走査を説明するための図である。図 9 に示す扇形は超音波ビームが走査される走査面を示しており、扇形の走査面内に示される実線と破線の矢印が超音波ビームを示している。

40

【0095】

本実施形態では、超音波ビームを電子的に走査することにより、複数の方向へ超音波ビームを次々に形成して、扇形の走査面を形成する。リアルタイム性を維持する場合には、1 本の超音波ビームの受信信号を取得する期間内に、1 本の超音波ビームの受信信号に関する復調処理や F F T 処理などの画像形成処理を完了させる必要がある。例えば、1 本の超音波ビームに関する受信信号の取得期間 (ビームスキャン時間) を  $T_f$  とすると、1 本の超音波ビームの受信信号に対する信号処理を期間  $T_f$  内で完了させる。

【0096】

50

そして、例えば、1フレームあたりの超音波ビームの本数が $2N$ 本であると、つまり、図9に示す走査面内の超音波ビームの総数が $2N$ 本であると、1フレームの画像を構築するために必要な時間は $2NT_f$ となる。

#### 【0097】

画像構築の速度を向上させるための一つの手法として、1フレームあたりの超音波ビームの本数を減少させる手法が考えられる。例えば、超音波ビーム間の角度を大きくして、図9に示す実線の超音波ビームのみを利用する。これにより、超音波ビームの本数が $N$ 本となり、1フレームの画像を構築するために必要な時間を $NT_f$ に半減させて画像構築を高速化できる。

#### 【0098】

さらに、時間的に隣接する2つのフレーム間で互いに超音波ビームの方向をずらしつつ、各フレームごとに複数の方向で超音波ビームを形成するようにしてもよい。例えば、図9において、あるフレームでは実線で示す $N$ 本の超音波ビームを形成し、次のフレームでは破線で示す $N$ 本の超音波ビームを形成する。これにより、1フレームあたりの画像構築時間を $NT_f$ に維持したまま、超音波ビームの角度方向の分解能を向上させることができる。

#### 【0099】

また、各方向ごとに、複数回に亘って超音波ビームを形成して複数回に対応した複数の受信信号を取得し、それら複数の受信信号に基づいてドプラ情報などを抽出して画像を構築してもよい。例えば、同一の角度において2回に亘って2本の超音波ビームを形成し、各超音波ビームごとに受信信号を取得する。そして、各超音波ビームごとに得られた受信信号に対して復調処理を施して復調信号を得て、2本の超音波ビームから得られる2つの復調信号を加算処理する。必要な信号は単純に加算され、ランダムに発生する雑音は統計的に加算効果が低いため、結果として信号対雑音比(SNR)を改善することができる。

#### 【0100】

図10は、関心領域を利用した超音波ビームの走査を説明するための図である。図10に示す扇形は、超音波ビームを電子的に走査することが可能な全走査領域を示している。その全走査領域内に、台形を扇形に沿って変形させた形状の関心領域(ROI)が設定されている。関心領域は、例えば、生体内の注目すべき箇所などに設定される。そこで、関心領域内で超音波ビームを集中的に走査するようにしてもよい。

#### 【0101】

例えば、関心領域内で超音波ビームを高密度で走査することにより、注目すべき関心領域内の画像の分解能を高めることができる。例えば、扇形の全走査領域内に $2N$ 本の超音波ビームを形成する走査態様との比較において、関心領域(ROI)内のみに $2N$ 本の超音波ビームを形成すると、1フレームあたりの画像構築時間を維持したまま関心領域内においてビーム走査方向の画像分解能を向上させることができる。

#### 【0102】

また、関心領域内において、超音波ビームの深さ方向に関する選択位置の幅を小さくして深さ方向の分解能を向上させてもよい。例えば、全走査領域内に超音波ビームを形成する全走査において、選択位置の幅(選択幅)が $d$ であり1本の超音波ビームについての選択幅の個数が $M$ であるとする。これに対し、関心領域内に選択位置を限定して、例えば選択幅を $d/2$ として選択幅の個数を $M$ とすることにより、深さ方向の分解能を向上させることができる。全走査との比較において、関心領域内に限定的に走査される超音波ビームの本数と選択幅の個数を同じにすれば、画像構築時間を維持したまま、関心領域内においてビーム走査方向の画像分解能と深さ方向の画像分解能を向上させることができる。

#### 【0103】

なお、図10の例では、全走査の場合の選択幅 $d$ と選択幅の個数 $M$ との乗算値が、全走査により得られる画像の深さ方向の長さであり、関心領域内に超音波ビームを集中的に形成する場合の選択幅 $d/2$ と選択幅の個数 $M$ との乗算値が関心領域の深さ方向の長さ

10

20

30

40

50

となる。ちなみに、図10の例においては、関心領域内における選択幅を  $d/2$  としているが、所望の分解能に応じて、選択幅を例えば  $d/3$  等に設定してもよい。

#### 【0104】

選択幅は、FM変調方式の場合には、変調指数（数1参照）の大きさに応じて決定され、PSK変調方式やFSK変調方式の場合には、擬似ランダムパターンの1ビットの長さ（期間）に応じて決定される。つまり、変調指数の大きさや擬似ランダムパターンの1ビットの長さを調整することにより、所望の選択幅を実現することができる。

#### 【0105】

また、関心領域内で超音波ビームを集中的に走査することにより、画像構築速度を向上させるようにしてもよい。例えば、関心領域内で超音波ビームを集中的に走査する場合にも、全走査の場合と同じ角度間隔で超音波ビームを形成する。これにより、全走査の場合に比べて、超音波ビームの本数を減らすことができ、その結果、1フレームあたりの画像構築時間が短縮されて画像構築を高速化できる。

10

#### 【0106】

なお、関心領域内で超音波ビームを集中的に走査する場合に、選択幅を  $d$  として選択幅の個数を減らすことにより、1本の超音波ビームあたりの受信信号の処理時間を短縮するようにしてもよい。もちろん、選択幅を  $d/2$  に維持して選択幅の個数もMに維持しつつ、超音波ビームの本数を減らして画像構築を高速化してもよい。

20

#### 【0107】

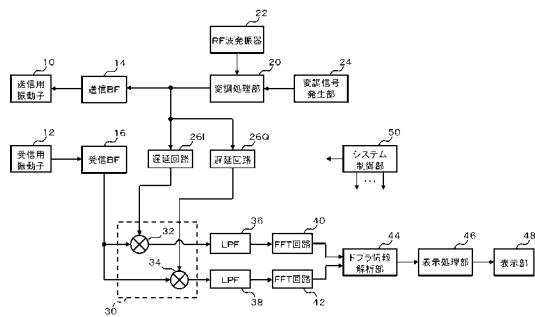
以上、本発明の好適な実施形態を説明したが、上述した本発明の好適な実施形態は、あらゆる点で単なる例示にすぎず、本発明の範囲を限定するものではない。本発明は、その本質を逸脱しない範囲で各種の変形形態を包含する。例えば、変調された連続波のデータをメモリなどに記憶しておきこのメモリから読み出されるデータに基づいて、当該連続波を生成してもよい。

#### 【符号の説明】

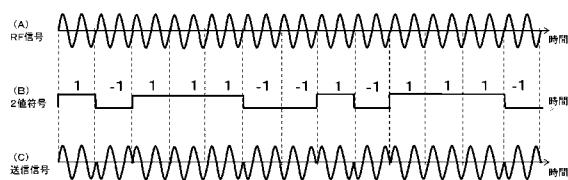
#### 【0108】

20 变調処理部、22 RF波発振器、24 变调信号発生部、26I, 26Q 遅延回路、40, 42 FFT回路、44 ドップラ情報解析部。

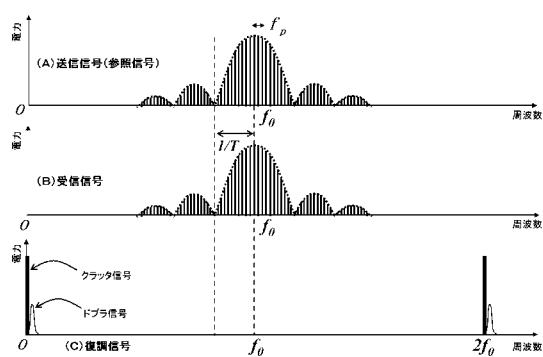
【図1】



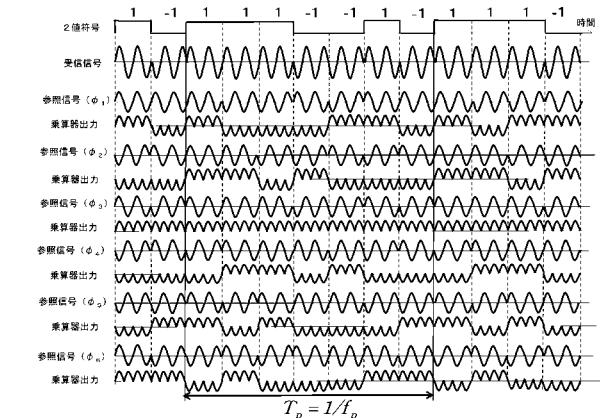
【図2】



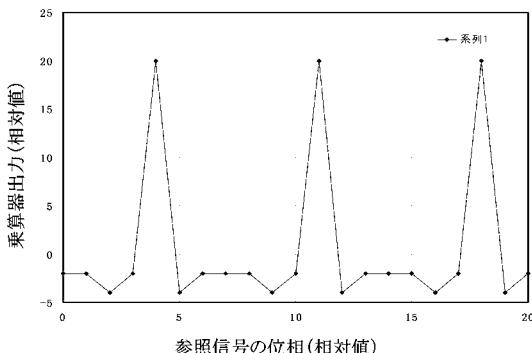
【図3】



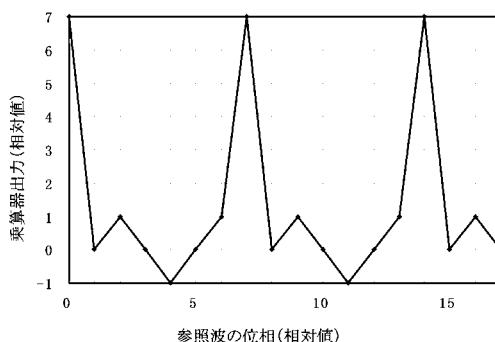
【図4】



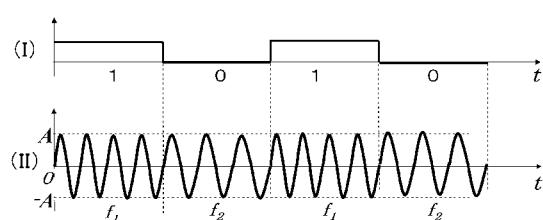
【図5】



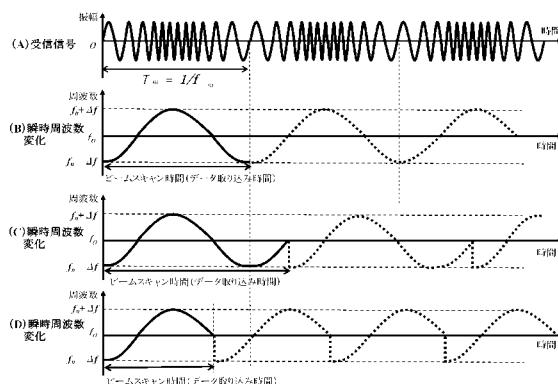
【図7】



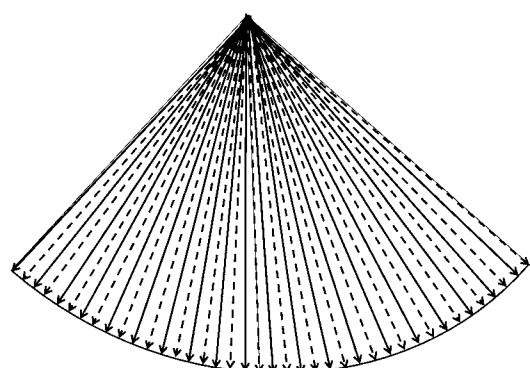
【図6】



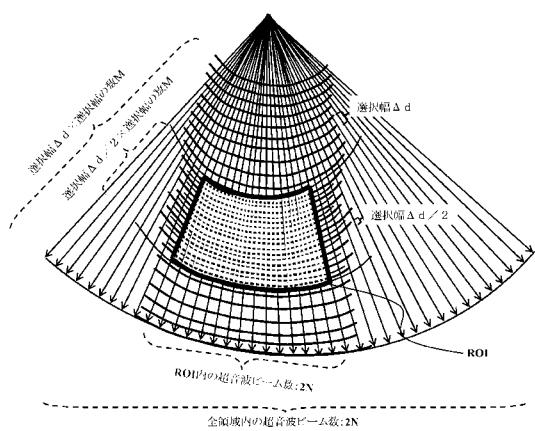
【図8】



【図9】



【図10】



专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	<a href="#">JP2010162082A</a>	公开(公告)日	2010-07-29
申请号	JP2009004861	申请日	2009-01-13
[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/DD04 4C601/DE02 4C601/HH03 4C601/HH15 4C601/HH17 4C601/HH31 4C601/JC37		
代理人(译)	吉田健治 石田 纯		
外部链接	<a href="#">Espacenet</a>		

### 摘要(译)

要解决的问题：在超声波诊断装置中提供改进的装置配置，用于通过使用连续波从所选位置提取体内信息。从调制处理部分输出的调制连续波在延迟电路26I和26Q中经受延迟处理，并作为参考信号提供给接收混频器30的每个混频器。在延迟电路26I和26Q中，通过将来自目标深度的接收信号的相位与参考波的相位相匹配，选择性地提取来自目标深度的解调信号。然后，扫描超声波束以在多个方向上形成超声波束，并且在与调制处理部分20中的调制周期相同的周期中沿着每个方向沿超声波束获取接收信号。 点域1

