

(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2013-39261
(P2013-39261A)

(43) 公開日 平成25年2月28日(2013.2.28)

(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 6 O L (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願2011-178701 (P2011-178701)
(22) 出願日 平成23年8月18日(2011.8.18)

(71) 出願人 390029791
日立アロカメディカル株式会社
東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号
(74) 代理人 110001210
特許業務法人Y K I 国際特許事務所
(72) 発明者 須藤 政光
東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号 日立
アロカメディカル株式会社内
Fターム(参考) 4C601 DD05 DE02 EE01 HH03 HH06
HH10 JB49 KK17 KK31

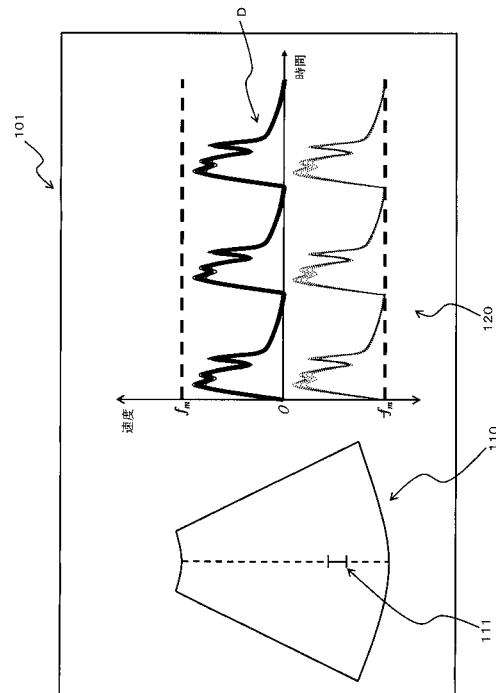
(54) 【発明の名称】 超音波診断装置

(57) 【要約】

【課題】連続波を利用して目標位置からドブラ情報を抽出する技術において、必要とされるドブラ情報を適切に抽出する。

【解決手段】Bモード画像110内に破線で示すビームカーソルが表示され、ビームカーソルが所望の診断部位を通るように設定され、さらにビームカーソル上において所望の深さにドブラカーソル111が設定され、また、ドブラカーソル111の選択幅が設定される。この選択幅に応じてFMCWにおける周波数偏移 f が決定される。そして、変調連続波の変調周波数の1周期に対応する深さが目標位置の深さ d となるように、変調周波数 f_m が設定される。例えば、超音波が深さ d までの距離を往復する間に、変調連続波の周波数が丁度1周期だけ変化するように変調周波数 f_m が設定される。これにより、ドブラ周波数が変調周波数 f_m を超えないように変調周波数 f_m をできる限り大きく設定することができる。

【選択図】 図7



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

変調周波数に応じて周期的に周波数を変化させた変調連続波の送信信号を出力する送信処理部と、

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超音波送受部と、

目標位置との間の相関関係を調整しつつ受信信号に対して復調処理を施すことにより、目標位置に対応した復調信号を得る復調処理部と、

前記復調信号から目標位置におけるドプラ情報を得るドプラ情報取得部と、
を有し、

10

前記目標位置の深さに応じて前記変調周波数を調整する、
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、

前記変調連続波の変調周波数の 1 周期に対応する深さが前記目標位置の深さとなるように、前記変調連続波の変調周波数を基本調整する、

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、

前記基本調整された変調連続波の変調周波数の周期に応じて前記目標位置の深さ方向に沿って周期的に現れる擬似目標位置に、ドプラ情報が無いと判断された場合に、当該基本調整された変調連続波を利用して前記目標位置におけるドプラ情報を得る、

20

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 4】

請求項 2 または 3 に記載の超音波診断装置において、

前記基本調整された変調連続波の変調周波数の周期に応じて前記目標位置の深さ方向に沿って周期的に現れる擬似目標位置に、ドプラ情報が有ると判断された場合に、当該基本調整された変調連続波の変調周波数を微調整して擬似目標位置の深さを修正する、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 5】

30

請求項 4 に記載の超音波診断装置において、

前記擬似目標位置にドプラ情報が無いと判断されるまで前記微調整を繰り返すことにより変調周波数を最終調整し、最終調整された変調連続波を利用して前記目標位置におけるドプラ情報を得る、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 6】

請求項 3 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、

前記目標位置と擬似目標位置を含むように設定された診断レンジに応じて、前記変調周波数の 1 周期に対応する深さが診断レンジの深さとなるように、前記変調連続波の変調周波数を特別調整し、

40

特別調整された変調連続波を利用して得られる受信信号に対して、擬似目標位置との間の相関関係を調整しつつ復調処理を施すことにより、擬似目標位置に対応した復調信号を取得し、

これにより、擬似目標位置におけるドプラ情報の有無が確認される、

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】**

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】

50

【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、本願の発明者らは、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。

10

【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、特許文献2において、FMCWドブラにより選択的に生体内組織の所望の位置からドブラ情報を抽出することができる極めて画期的な技術が提案されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

20

【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。本願の発明者らは、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、連続波を利用して目標位置からドブラ信号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、連続波を利用して目標位置からドブラ情報を抽出する技術において、必要とされるドブラ情報を適切に抽出することにある。

【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、変調周波数に応じて周期的に周波数を変化させた変調連続波の送信信号を出力する送信処理部と、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超音波送受部と、目標位置との間の相関関係を調整しつつ受信信号に対して復調処理を施すことにより、目標位置に対応した復調信号を得る復調処理部と、前記復調信号から目標位置におけるドブラ情報を得るドブラ情報取得部と、を有し、前記目標位置の深さに応じて前記変調周波数を調整することを特徴とする。

40

【0009】

上記の好適な態様によれば、目標位置の深さに応じて変調周波数が調整されるため、診断レンジの全域に合わせて変調周波数を設定する場合に比べて、変調周波数を大きくすることができ、これにより、目標位置におけるドブラ信号と不要波成分が互いに重なり合うことを抑制できる。

【0010】

望ましい具体例において、前記超音波診断装置は、前記変調連続波の変調周波数の1周

50

期に対応する深さが前記目標位置の深さとなるように、前記変調連続波の変調周波数を基本調整する、ことを特徴とする。

【0011】

望ましい具体例において、前記超音波診断装置は、前記基本調整された変調連続波の変調周波数の周期に応じて前記目標位置の深さ方向に沿って周期的に現れる擬似目標位置に、ドプラ情報が無いと判断された場合に、当該基本調整された変調連続波を利用して前記目標位置におけるドプラ情報を得る、ことを特徴とする。

【0012】

望ましい具体例において、前記超音波診断装置は、前記基本調整された変調連続波の変調周波数の周期に応じて前記目標位置の深さ方向に沿って周期的に現れる擬似目標位置に、ドプラ情報が有ると判断された場合に、当該基本調整された変調連続波の変調周波数を微調整して擬似目標位置の深さを修正する、ことを特徴とする。

【0013】

望ましい具体例において、前記超音波診断装置は、前記擬似目標位置にドプラ情報が無いと判断されるまで前記微調整を繰り返すことにより変調周波数を最終調整し、最終調整された変調連続波を利用して前記目標位置におけるドプラ情報を得ることを特徴とする。

【0014】

望ましい具体例において、前記超音波診断装置は、前記目標位置と擬似目標位置を含むように設定された診断レンジに応じて、前記変調周波数の1周期に対応する深さが診断レンジの深さとなるように、前記変調連続波の変調周波数を特別調整し、特別調整された変調連続波を利用して得られる受信信号に対して、擬似目標位置との間の相関関係を調整しつつ復調処理を施すことにより、擬似目標位置に対応した復調信号を取得し、これにより擬似目標位置におけるドプラ情報の有無が確認されることを特徴とする。

【発明の効果】

【0015】

本発明により、連続波を利用して目標位置からドプラ情報を抽出する技術において、必要とされるドプラ情報を適切に抽出することが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【0016】

【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】FM連続波の周期性がドプラ周波数へ与える影響を説明する図である。

【図3】周波数変調の影響を受けたドプラ信号を説明するための図である。

【図4】周波数変調の影響を受けたドプラ信号の時間変化波形を示す図である。

【図5】変調連続波の基本調整前に得られる表示画像例を示す図である。

【図6】周波数偏移 f と選択幅の関係を示す図である。

【図7】変調連続波の基本調整後に得られる表示画像例を示す図である。

【図8】変調周波数の微調整を説明するための図である。

【発明を実施するための形態】

【0017】

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。なお、送信用振動子10は複数の振動素子を備えており、これら複数の振動素子が制御されて超音波の送信ビームが形成される。また、受信用振動子12も複数の振動素子を備えており、これら複数の振動素子により得られた信号が処理されて受信ビームが形成される。

【0018】

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、例えば正弦波によるFM変調処理が施されたFM連続波(FMCW波)が入力される。送信ビームフォーマ14は、F

10

20

30

40

50

M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、FM連続波による送信ビームが形成される。

【0019】

FM変調器20は、送信ビームフォーマ14にFM連続波を出力する。FM変調器20は、変調波生成部24から供給される変調信号を用いて、RF波発振器22から供給されるRF波(搬送波信号)に対して周波数変調を施すことにより、FM連続波を発生する。このFM連続波の波形等については後に詳述する。

【0020】

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。つまり、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。

【0021】

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。

【0022】

受信ミキサ30の各ミキサに供給される参照信号は、FM変調器20から出力されるFM連続波に基づいて生成される。つまり、FM変調器20から出力されるFM連続波が遅延回路25において遅延処理され、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を經由して供給される。

【0023】

$\pi/2$ シフト回路26は遅延処理されたFM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LPF(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。

【0024】

FFT処理部(高速フーリエ変換処理部)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処理部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処理部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 の周波数スペクトラムデータとして出力される。

【0025】

ドプラ情報抽出部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、ドプラ情報抽出部44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。ドプラ情報抽出部44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。

【0026】

10

20

30

40

50

表示部 46 は、ドブラ情報抽出部 44 において形成されたドブ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 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。

【0027】

以上、概説したように、図 1 の超音波診断装置では、連続波 (CW) を変調波で FM 変調した超音波 (FM CW 波) を送受波して受信信号が得られて、目標位置からのドブラ情報が選択的に抽出される。そこで、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。なお、図 1 に示した部分 (構成) については、以下の説明においても図 1 の符号を利用する。

【0028】

< 位置選択性について >

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 変調を施した FM CW 送信波は次式のように表現できる。次式において、 β 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 FM の変調指数 (変調度) である。

【0029】

【数 1】

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

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

【0030】

また、ドブラシフトを伴う場合の FM CW 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 に対するドブラシフトは、 f_0 のシフト分 f_d に比べて小さいので無視している。

【0031】

【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

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

【0032】

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 ドブラでは、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、FM 変調器 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、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 $v_{r1}(t)$ 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。

【0033】

10

20

30

40

【数 3】

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

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

【0034】

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。

10

【0035】

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。

【0036】

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。

【0037】

20

【数 4】

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

30

【0038】

ここで、ベッセル関数に関する数 5 式の公式を利用すると、数 4 式はさらに数 6 式のように計算される。

【0039】

【数 5】

40

$$\cos(\beta \cos x) = J_0(\beta) + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(\beta) \cos 2nx$$

$$\sin(\beta \cos x) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(\beta) \cos(2n+1)x$$

【0040】

【数 6】

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

【0041】

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 $2f_0$ の成分が除去されている。これは、LPF38によって除去される。

【0042】

【数 7】

$$\begin{aligned}
v_{DQ}(t) &= v_R(t) \times v_{rQ}(t) \\
&= \alpha A \sin[2\pi(f_0 + f_d)t - \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m)] \times A \cos[2\pi f_0 t - \phi_{0r} + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_{mr})] \\
&\approx \frac{\alpha A^2}{2} \sin[2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r} + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m) - \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_{mr})] \\
&= \frac{\alpha A^2}{2} \sin \left[2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r} + 2\beta \cos \left(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2} \right) \cdot \sin \frac{\phi_{mr} - \phi_m}{2} \right] \\
&= \frac{\alpha A^2}{2} \sin \left[2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r} + k\beta \cos \left(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2} \right) \right] \\
&= \frac{\alpha A^2}{2} \left\{ \sin(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \times \cos \left[k\beta \cos \left(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2} \right) \right] - \cos(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \times \sin \left[k\beta \cos \left(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2} \right) \right] \right\} \\
&= \frac{\alpha A^2}{2} \left\{ \sin(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \left[J_0(k\beta) + 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(k\beta) \cos 2n \left(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2} \right) \right] \right. \\
&\quad \left. - \cos(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \left[2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(k\beta) \cos(2n+1) \left(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2} \right) \right] \right\} \tag{30}
\end{aligned}$$

【0043】

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。

【0044】

【数 8】

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

【0045】

10

20

30

40

50

次に、 $v_{D1}(t)$ 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。

【 0 0 4 6 】

【 数 9 】

$$\begin{aligned} \dot{v}_{DQ}(t) &= -\frac{\alpha A^2}{2} \left[\cos(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) + j \sin(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \right] \\ &\quad \times \left[2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(k\beta) \cos(2n+1)(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2}) \right] \\ &= -\frac{\alpha A^2}{2} \exp j(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}) \left[2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(k\beta) \cos(2n+1)(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2}) \right] \end{aligned} \quad 10$$

【 0 0 4 7 】

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。

【 0 0 4 8 】

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_{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、数 10 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。そして、数 10 式に示す結果を数 8 式と数 9 式に適用すると数 11 式のとおりとなる。

【 0 0 4 9 】

【 数 10 】

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

【 0 0 5 0 】

【 数 11 】

$$\dot{v}_{DE}(t) = \frac{\alpha A^2}{2} \exp j(2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r}), \quad \dot{v}_{DQ}(t) = 0 \quad 30$$

【 0 0 5 1 】

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 (直流近傍成分) に対応したドブラ信号のみが抽出できることを示している。

【 0 0 5 2 】

上述した数 2 式の実信波形は、ある深さからの受信信号の波形である。これに対し、FMCW 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。

【 0 0 5 3 】

数 8 式などに現れた直流信号成分に対応したドブ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ブラ信号 (直流信号成分) を選択的に抽出することができる。

【 0 0 5 4 】

以上のように、ドブラ信号が選択的に抽出される目標位置は、遅延回路 2 5 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 5 0 は、目標位置の深さに応じて遅延回路 2 5 における遅延時間を制御する。

【 0 0 5 5 】

さらに、図 1 の超音波診断装置では、周波数変調の影響に伴って発生する不要波成分の状態が確認される。そこで、周波数変調に伴って発生する不要波成分と、その状態を確認するための処理について以下に詳述する。なお、図 1 に示した部分（構成）については、以下の説明においても図 1 の符号を利用する。

【 0 0 5 6 】

< 周波数変調に伴う不要波成分について >

ドブラ法の基本原理において、移動体（例えば血流）に関するドブラ周波数（ドブラシフト周波数）は、計測に利用される超音波の周波数と移動体の速度に比例する。図 1 の超音波診断装置においては、FM連続波を利用しており、FM連続波は、数 1 式に示したように、周波数（瞬時周波数）が周期的に変化している。そのため、移動体の速度が一定の場合においても、FM連続波を利用してその移動体のドブラ周波数を計測すると、FM連続波の周期性に伴ってドブラ周波数が周期的に変動する。

【 0 0 5 7 】

図 2 は、FM連続波の周期性がドブラ周波数へ与える影響を説明する図である。図 2 には、ドブラシフトの影響を受けていないFM連続波 7 0 と、ドブラシフトの影響を受けたFM連続波 7 2 が図示されている。なお、図 2 の横軸は時間軸であり、図 2 の縦軸にはFM連続波 7 0 , 7 2 の瞬時周波数が示されている。

【 0 0 5 8 】

図 1 の超音波診断装置における超音波の送信信号は、その瞬時周波数がFM連続波 7 0 のように周期的に正弦波状に変化する。そのため、移動体の速度が一定の場合においてもドブラシフトが周期的に変化し、結果としてFM連続波 7 2 のような波形が得られる。つまり、FM連続波 7 0 の瞬時周波数が低い（小さい）時刻においては、比較的小さいドブラ周波数 f_{dL} となり、FM連続波 7 0 の瞬時周波数が高い（大きい）時刻においては、比較的大きいドブラ周波数 f_{dH} となる。

【 0 0 5 9 】

このように、FM連続波 7 0 を利用して得られるドブラ周波数の変動は、FM連続波 7 0 の周期性に対応した周期的なものとなる。特に、移動体の速度が大きい場合には、ドブラ周波数 f_{dL} とドブラ周波数 f_{dH} の差も大きくなり、ドブラ周波数の周期性が比較的顕著になる。一方、移動体の速度が小さい場合にはドブラ周波数 f_{dL} とドブラ周波数 f_{dH} の差が小さくなり、ドブラ周波数の周期性が比較的目立たなくなる。

【 0 0 6 0 】

図 1 の超音波診断装置における超音波の送信信号は、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変調を施したFMCW送信波であり、その信号は前述の数 1 式のとおりである。その送信信号（FMCW送信波）の瞬時角周波数は、数 1 式の位相項を時間微分して次式のように表現される。

【 0 0 6 1 】

【数 1 2】

$$f(t) = 2\pi f_0 + \beta \cos(2\pi f_m t) \cdot 2\pi f_m = 2\pi f_0 + 2\pi f_m \beta \cos(2\pi f_m t)$$

【 0 0 6 2 】

ここで、ドブラシフトを音速（超音波の速度） c と移動体の速度 v の比だけ、瞬時周波数が変化する量として定義する。この場合、相対速度 v に対するドブラ周波数変化は往復で速度 $2v$ として数 1 3 式で表現される。さらに、数 1 3 式で表現されるドブラ周波数変化を瞬時位相に変換すると数 1 4 式となる。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 3 】

【 数 1 3 】

$$f_d(t) = \frac{2v}{c} [2\pi f_0 + 2\pi f_m \beta \cos(2\pi f_m t)] = \frac{4\pi v}{c} [f_0 + f_m \beta \cos(2\pi f_m t)]$$

【 0 0 6 4 】

【 数 1 4 】

$$\phi_d(t) = \int f_d(t) dt = \frac{4\pi v}{c} \int [f_0 + f_m \beta \cos(2\pi f_m t)] dt = \frac{4\pi v}{c} f_0 t + \frac{2v}{c} \beta \sin(2\pi f_m t) + \phi_{d0}$$

10

ϕ_{d0} : 時間変化しない位相成分

【 0 0 6 5 】

数 1 4 式で表現される瞬時位相は、移動体からの受信波の瞬時位相に対して、初項で表現される搬送波 f_0 によるドブラシフトに加え、第 2 項で表現される変調波によるドブラシフトが追加されることを意味している。なお、第 3 項は積分定数であり、ドブラ周波数の位相を意味する。一般に、血流などの速度計測では、ドブラ周波数の位相情報までは必要としない。また、時間的に変化しない位相成分であるため、速度計測において物理的に大きな意味を含んでいないと考える。

【 0 0 6 6 】

20

受信波は、送受信時間差（目標位置までの往復の伝播時間）だけ送信波よりも遅れて到着するため、送受信時間差を考慮すると、受信波は次式のように表現される。

【 0 0 6 7 】

【 数 1 5 】

$$\begin{aligned} v_R(t) &= \alpha A \sin \left\{ 2\pi f_0(t - \tau) + \frac{4\pi v f_0}{c}(t - \tau) + \frac{2v}{c} \beta \sin[2\pi f_m(t - \tau)] + \beta \sin[2\pi f_m(t - \tau)] \right\} \\ &= \alpha A \sin \left\{ 2\pi f_0 t - 2\pi f_0 \tau + \frac{4\pi v f_0}{c}(t - \tau) + \frac{2v}{c} \beta \sin[2\pi f_m(t - \tau)] + \beta \sin[2\pi f_m(t - \tau)] \right\} \\ &= \alpha A \sin \left[2\pi f_0 t - \phi_0 + \frac{4\pi v}{c} f_0(t - \tau) + \frac{2v}{c} \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m) + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m) \right] \end{aligned}$$

30

$$(2\pi f_0 \tau = \phi_0, \quad 2\pi f_m \tau = \phi_m)$$

【 0 0 6 8 】

受信ミキサ 3 0 では、送信波に実質的に同じ波形の参照波（参照信号）と受信波との乗算（次式）に相当する処理が実行される。

【 0 0 6 9 】

【 数 1 6 】

$$\begin{aligned} v_D(t) &= \alpha A^2 \sin[2\pi f_0 t + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m)] \\ &\quad \times \sin \left[2\pi f_0 t - \phi_0 + \frac{4\pi v}{c} f_0(t - \tau) + \frac{2v}{c} \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m) + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m) \right] \end{aligned}$$

40

【 0 0 7 0 】

数 1 6 式から $2f_0$ の周波数成分をローパスフィルタで除去すると、受信ミキサ 3 0 の出力（例えば LPF 3 6 の出力）は数 1 7 式のように表現することができる。また、数 1 7 式の結果について、さらに計算を進めると、数 1 8 式のようになる。

【 0 0 7 1 】

【数 1 7】

$$\begin{aligned}
 v_d(t) &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos \left[\frac{4\pi v}{c} f_0 (t - \tau) - \phi_0 + \frac{2v}{c} \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m) \right] \\
 &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos \left[\frac{4\pi v}{c} f_0 t - \frac{4\pi v}{c} \tau - \phi_0 + \frac{2v}{c} \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m) \right] \\
 &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos \left[2\pi f_d t - \phi'_0 + \beta' \sin(2\pi f_m t - \phi_m) \right] \\
 &\left(\frac{4\pi v}{c} \tau + \phi_0 = \phi'_0, \quad \frac{2v}{c} \beta = \beta', \quad 2\pi f_d = \frac{4\pi v}{c} f_0 \right)
 \end{aligned}$$

10

【0 0 7 2】

【数 1 8】

$$\begin{aligned}
 v_d(t) &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos \left[2\pi f_d t - \phi'_0 + \beta' \sin(2\pi f_m t - \phi_m) \right] \\
 &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos(2\pi f_d t - \phi'_0) \cdot \cos[\beta' \sin(2\pi f_m t - \phi_m)] - \frac{\alpha A^2}{2} \sin(2\pi f_d t - \phi'_0) \cdot \sin[\beta' \sin(2\pi f_m t - \phi_m)] \\
 &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos(2\pi f_d t - \phi'_0) \left[J_0(\beta') + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta') \cos 2n(2\pi f_m t - \phi_m) \right] \\
 &\quad - \frac{\alpha A^2}{2} \sin(2\pi f_d t - \phi'_0) \cdot 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n+1}(\beta') \sin(2n+1)(2\pi f_m t - \phi_m)
 \end{aligned}$$

20

【0 0 7 3】

数 1 8 式は、復調信号に含まれるドブラ信号が、新たに定義された変調度 β' (数 1 7 式参照) と変調周波数 f_m により周波数変調された信号に等しいことを意味している。

【0 0 7 4】

30

図 3 は、周波数変調の影響を受けたドブラ信号を説明するための図であり、図 3 には、数 1 8 式に対応したドブラ信号の周波数スペクトラムが示されている。なお、図 3 の横軸は周波数であり縦軸は電力である。

【0 0 7 5】

図 3 や数 1 8 式に示されるように、変調信号の影響を受けたドブラ信号には、変調周波数 f_m のベッセル関数のゼロ次成分である $J_0(\beta')$ (数 1 7 式参照) に加え、1 次成分 $J_1(\beta')$ (数 1 7 式参照), 2 次成分 $J_2(\beta')$ (数 1 7 式参照), 3 次成分 $J_3(\beta')$ (数 1 7 式参照), … の折り返し成分が含まれている。なお、直流近傍の成分 (ゼロ次成分) は周波数 0 からドブラ周波数 f_d だけ離れた位置に現れており、1 次成分は周波数 f_m からドブラ周波数 f_d だけ離れた位置に現れており、2 次成分は周波数 $2 f_m$ からドブラ周波数 f_d だけ離れた位置に現れている。

40

【0 0 7 6】

図 4 は、周波数変調の影響を受けたドブラ信号の時間変化波形を示す図であり、図 3 の周波数スペクトラムの時間変化を示している。つまり、図 4 には、変調周波数 f_m のゼロ次成分に対応した直流近傍のドブラ信号と変調周波数 f_m の 1 次成分 (-1 次成分) と 2 次成分の各々についての時間変化波形が示されている。横軸に示す時間の経過に伴って測定対象である血流などの速度が変化すると、速度の変化に応じてドブラ周波数 f_d も変化する。そのため図 4 に示す各成分の波形は、横軸に示す時間の経過に従って縦軸に示す周波数方向に変化している。

【0 0 7 7】

本実施形態においては、変調周波数 f_m のゼロ次成分に対応したドブラ信号 (直流近傍

50

の成分)を観測対象とし、変調周波数 f_m の 1 次成分, 2 次成分, 3 次成分, ... を不要波成分とする。

【0078】

図4に示すように、直流近傍の成分は周波数ゼロの軸を基準として時間的に変動する。また、例えば - 1 次成分は、周波数 - f_m の軸を基準として時間的に変動する。ドブラ周波数(ドブラシフト量)が小さい場合には、例えば、図4に示す時刻 T_a においては、直流近傍の成分は周波数ゼロの軸の近傍にあり、また、- 1 次成分は周波数 - f_m の軸の近傍にある。これに対し、ドブラ周波数が大きくなると、例えば、図4に示す時刻 T_b においては、直流近傍の成分は変調周波数 f_m を超え、また、- 1 次成分は周波数ゼロの軸を超えている。つまり、観測対象となる直流近傍の成分の波形が変動する周波数帯域内に、- 1 次の不要波成分が入り込んでいる。そのため、この不要波成分が誤って観測対象と判断されてしまう可能性がある。

10

【0079】

そこで、図1の超音波診断装置は、観測対象となるドブラ信号と不要波成分が互いに重なり合う現象を軽減するために、望ましくは互いに重なり合うことが無くなるように、変調連続波を調整する。以下にその調整処理について詳述する。なお、図1に示した部分(構成)については以下の説明においても図1の符号を利用する。

【0080】

< 変調連続波の調整処理について >

図5は、変調連続波の基本調整前に得られる表示画像例を示す図である。表示画像101は、図1の表示部46に表示される画像であり、Bモード画像110とドブラ画像120を含んでいる。Bモード画像110は、例えば図1の超音波診断装置において、連続波の送信信号に換えてパルス波の送信信号が利用され、公知のBモード画像形成処理により形成される。

20

【0081】

FMCWによるドブラ計測を行う際には、それに先立ってBモード画像110が形成され、そして、Bモード画像110内に破線で示すビームカーソルが表示され、例えばユーザがビームカーソルを所望の診断部位を通るように設定し、さらにビームカーソル上においてユーザが所望の深さにドブラカーソル111を設定する。また、ユーザは、ドブラカーソル111の選択幅、つまり破線で示すビームカーソルに沿った目標位置の幅を設定する。この選択幅に応じてFMCWにおける周波数偏移 f (数1式参照)が決定される。

30

【0082】

図6は、周波数偏移 f と選択幅の関係を示す図であり、横軸を周波数偏移 f として縦軸に選択幅を示し、計算により得られた互いの関係が示されている。例えば、図6に示す計算結果を利用することにより、ユーザが設定した選択幅に対応した周波数偏移 f を決定することができる。

【0083】

図5に戻り、ドブラカーソル111の選択幅が設定され、それに応じた周波数偏移 f が決定されると、ユーザにより診断レンジ L が設定され、それに応じて変調周波数 f_m が決定される。診断レンジ L は深さ0(ゼロ)から深さ L までの診断範囲の全域幅である。例えば、Bモード画像110の表示レンジ(深さ0から最深部までの長さ)とFMCW計測における診断レンジ L が同じ設定値であってもよい。

40

【0084】

診断レンジ L (cm) に対応した変調周波数 f_m (Hz) は、例えば、変調連続波の変調周波数の1周期に対応する深さが診断レンジの深さ L となるように設定される。具体的には、例えば超音波が深さ L までの距離を往復(距離にして $2 \times L$)する間に、変調連続波の変調周波数が丁度1周期だけ変化するように、変調周波数 f_m が次式のように設定される。なお、 c は音速であり例えば1530 (m/s) である。

【0085】

【数 19】

$$\text{変調周波数 } f_m \text{ (Hz)} = 100 \times c / (2 \times L)$$

【0086】

そして、ドブラカーソル 111 の位置、例えばドブラカーソル 111 の選択幅の中央位置の深さ d が目標位置とされ、目標位置の深さ d に応じて遅延回路 25 (図 1) の遅延量が設定されて、FMCW によるドブラ計測が開始される。

【0087】

図 5 に示すドブラ画像 120 は、そのドブラ計測により得られる目標位置 (ドブラカーソル 111 の位置) におけるドブラ信号の時間変化波形 (図 4 参照) を示す画像である。FMCW において計測される目標位置のドブラ信号は、図 4 において説明したように、必要とされるドブラ信号 (直流近傍の成分) の周波数が変調周波数 f_m を超えると、不要波成分の周波数領域に入り込む。また、周波数が変調周波数 f_m を超えると、-1 次成分の不要波が必要とされるドブラ信号の周波数領域に入り込む。つまり、ドブラ周波数が変調周波数 f_m を超えると、必要とされるドブラ信号 D と不要波成分が互いに重なり合い、ユーザがこれらを混同してしまう恐れがある。

10

【0088】

そこで、本実施形態においては、ドブラ周波数が変調周波数 f_m を超え難いように、望ましくは、ドブラ周波数が変調周波数 f_m を超えることが無いように、変調周波数 f_m ができる限り大きくなるように調整される。

20

【0089】

図 7 は、変調連続波の基本調整後に得られる表示画像例を示す図である。図 5 の表示画像例と同様に、図 7 の表示画像 101 は、図 1 の表示部 46 に表示される画像であり、Bモード画像 110 とドブラ画像 120 を含んでいる。

【0090】

基本調整においても、FMCW によるドブラ計測を行う際には、それに先立って Bモード画像 110 が形成される。そして、Bモード画像 110 内に破線で示すビームカーソルが表示され、例えばユーザがビームカーソルを所望の診断部位を通るように設定し、さらにビームカーソル上においてユーザが所望の深さにドブラカーソル 111 を設定する。また、ユーザはドブラカーソル 111 の選択幅、つまり破線で示すビームカーソルに沿った目標位置の幅を設定する。この選択幅に応じて FMCW における周波数偏移 f (数 1 式と図 6 参照) が決定される。

30

【0091】

そして、ドブラカーソル 111 の選択幅が設定され、それに応じた周波数偏移 f が決定されると、基本調整においては、変調連続波の変調周波数の 1 周期に対応する深さが目標位置の深さ d となるように、変調連続波の変調周波数 f_m が設定される。例えば、超音波が深さ d までの距離を往復 (距離にして $2 \times d$) する間に、変調連続波の変調周波数が丁度 1 周期だけ変化するように、変調周波数 f_m が次式のように設定される。なお、 c は音速であり例えば 1530 (m/s) である。

40

【0092】

【数 20】

$$\text{変調周波数 } f_m \text{ (Hz)} = 100 \times c / (2 \times d)$$

【0093】

数 20 式と数 19 式を比較すると、 $L = d$ であるため、数 20 式により得られる変調周波数 f_m が数 19 式の変調周波数 f_m 以上となる。つまり、図 7 における基本調整後の変調周波数 f_m が、図 5 における基本調整前の変調周波数 f_m 以上となる。

【0094】

50

そして、図7においても、ドブラカーソル111の位置、例えばドブラカーソル111の選択幅の中央位置の深さが目標位置とされ、目標位置の深さdに応じて遅延回路25(図1)の遅延量が設定されて、FMCWによるドブラ計測が開始される。

【0095】

図7に示すドブラ画像120は、そのドブラ計測により得られる目標位置(ドブラカーソル111の位置)におけるドブラ信号の時間変化波形を示す画像である。図5と比較して、図7においては変調周波数 f_m が大きく設定されているため、ドブラ周波数が変調周波数 f_m を超えておらず、従って、必要とされるドブラ信号Dと不要波成分が互いに重なっていない。

【0096】

このように、目標位置の深さdに応じて変調周波数 f_m を設定(基本調整)することにより、ドブラ周波数が変調周波数 f_m を超え難いように、望ましくは、ドブラ周波数が変調周波数 f_m を超えないように、変調周波数 f_m をできる限り大きく設定することができる。

【0097】

但し、目標位置の深さdに応じて変調周波数 f_m を調整することにより、診断レンジL内において、目標位置の深さ方向に沿って周期的に擬似的な目標位置(擬似目標位置)が現れる。これは、診断レンジL内において変調連続波が深さLまでの距離を往復する際に変調周波数の1周期以上に亘って変調連続波の周波数が変化し、目標位置以外にも参照信号と相関関係の強い位置が周期的に現れるためである。そして、擬似目標位置に移動体などが存在してドブラ情報が有ると、目標位置におけるドブラ情報と擬似目標位置のドブラ情報とが混在した状態で計測されてしまう。そこで、本実施形態においては、擬似目標位置にドブラ情報が有る場合に、基本調整された変調周波数 f_m がさらに微調整されて擬似目標位置の深さが修正される。

【0098】

図8は、変調周波数の微調整を説明するための図である。図8(A)は、変調周波数を微調整する前の設定状態を示している。つまり、Bモード画像110を利用して破線で示すビームカーソルが設定され、そのビームカーソル上において深さdの位置にドブラカーソル111が設定されている。

【0099】

基本調整(図7参照)により目標位置の深さdに応じて変調周波数 f_m を設定し、FMCWによるドブラ計測を行うと、診断レンジL内において変調連続波が深さLまでの距離を往復する際に変調周波数の1周期以上に亘って変調連続波の周波数が変化し、目標位置以外にも参照信号と相関関係の強い位置が周期的に現れる。つまり、変調連続波の変調周波数の1周期に対応した深さを d_m とすると、目標位置である深さdから深さ周期 d_m ごとに擬似的な目標位置(擬似目標位置)が現れる。図8(A)において、破線の擬似カーソル112が擬似目標位置を示している。

【0100】

そのため、擬似目標位置に移動体などが存在する状態で、FMCWによるドブラ計測を行うと、目標位置におけるドブラ情報と擬似目標位置のドブラ情報とが混在した状態で計測されてしまう。

【0101】

そこで、本実施形態においては、微調整に先立って、擬似目標位置におけるドブラ情報の有無が確認される。その確認においては、まず、変調連続波の変調周波数の1周期に対応する深さが診断レンジの深さLとなるように、例えば数19式に基づいて変調周波数 f_m が設定(特別調整)される。なお、周波数偏移 f は、ドブラカーソル111の選択幅に応じて固定されたままでよい。

【0102】

次に、特別調整された変調周波数 f_m の変調連続波を利用してFMCWによるドブラ計測を行い、擬似目標位置におけるドブラ信号を計測する。つまり、図8(A)の例におい

10

20

30

40

50

て、深さ ($d + d_m$) の位置に合わせて遅延回路 25 (図 1) の遅延量が設定されて FMCW によるドブラ計測が行われ、さらに、深さ ($d + 2d_m$) の位置に合わせて遅延回路 25 (図 1) の遅延量が設定されて FMCW によるドブラ計測が行われる。

【0103】

そして、深さ ($d + d_m$) と深さ ($d + 2d_m$) のいずれにもドブラ信号が無ければ、擬似目標位置にドブラ情報が無いと判断され、微調整は行わずに、基本調整 (図 7 参照) により目標位置の深さ d に応じて設定された変調周波数 f_m で FMCW のドブラ計測が行われる。この場合には、擬似目標位置からのドブラ情報が混在しない状態で、目標位置である深さ d におけるドブラ情報が計測できる。

【0104】

これに対し、深さ ($d + d_m$) と深さ ($d + 2d_m$) の少なくとも一方にドブラ信号が有れば、擬似目標位置にドブラ情報が有ると判断されて微調整が行われる。つまり、基本調整 (図 7 参照) により目標位置の深さ d に応じて設定された変調周波数 f_m が少しだけ小さくなるように、例えば微調整前の 90 パーセント程度の大きさに微調整される。

【0105】

図 8 (B) は、変調周波数を微調整した後の設定状態を示している。変調周波数 f_m が少しだけ小さくなるように微調整されると、変調周波数 f_m の 1 周期に対応した深さの周期 d_m はそれに応じて少しだけ大きくなる。それに伴い、目標位置である深さ d から深さ周期 d_m ごとに現れる擬似目標位置の深さも少しだけずれる。例えば、図 8 (A) に示す擬似カーソル 112 の位置から、図 8 (B) に示す擬似カーソル 112 の位置に、擬似目標位置の深さが修正される。もちろん、目標位置の深さ d は、微調整の前後で変更されない。

【0106】

そして、再び、診断レンジの深さ L に合わせて特別調整された変調周波数 f_m の変調連続波を利用して FMCW によるドブラ計測を行い、修正された擬似目標位置におけるドブラ信号を計測する。つまり、図 8 (B) の例においては、深さ ($d + d_m$) の位置に合わせて遅延回路 25 (図 1) の遅延量が設定されて FMCW によるドブラ計測が行われる。

【0107】

なお、図 8 (B) の例においても、深さ ($d + 2d_m$) の位置に擬似目標位置が現れるものの、診断レンジ L の外側であるため、その擬似目標位置から得られるドブラ信号は無視できる程度に微弱であると判断される。もちろん、深さ ($d + 2d_m$) の位置におけるドブラ信号を念のため確認するようにしてもよい。

【0108】

そして、深さ ($d + d_m$) にドブラ信号が無ければ、擬似目標位置にドブラ情報が無いと判断され、微調整された変調周波数 f_m により、FMCW のドブラ計測が行われる。この場合には、擬似目標位置からのドブラ情報が混在しない状態で、目標位置である深さ d におけるドブラ情報が計測できる。

【0109】

一方、深さ ($d + d_m$) にドブラ信号が有れば、擬似目標位置にドブラ情報が有ると判断され、さらに微調整が行われる。つまり、微調整された変調周波数 f_m がさらに少しだけ小さくなるように微調整される。

【0110】

こうして、擬似目標位置にドブラ情報が無いと判断されるまで微調整を繰り返すことにより、変調連続波の変調周波数 f_m を最終調整し、最終調整された変調連続波を利用して目標位置の深さ d におけるドブラ信号が計測される。

【0111】

このように、本実施形態によれば、変調周波数 f_m をできる限り大きく設定することにより、必要とされるドブラ信号と不要波成分とが互いに重なり合うことを抑制しつつ、変調周波数 f_m を微調整することにより、目標位置におけるドブラ信号と擬似目標位置におけるドブラ信号が混在して計測されることを回避することができる。

10

20

30

40

50

【0112】

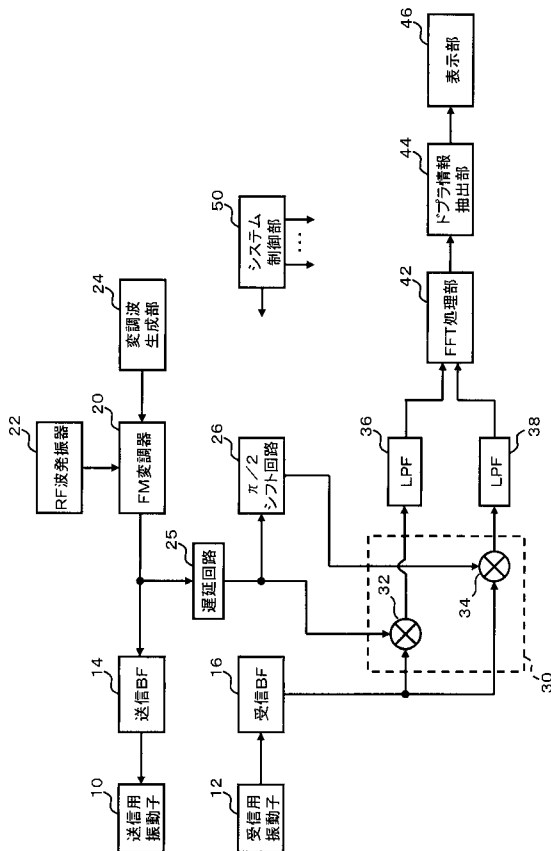
以上、本発明の好適な実施形態を説明したが、上述した実施形態等は、あらゆる点で単なる例示にすぎず、本発明の範囲を限定するものではない。本発明は、その本質を逸脱しない範囲で各種の変形形態を包含する。

【符号の説明】

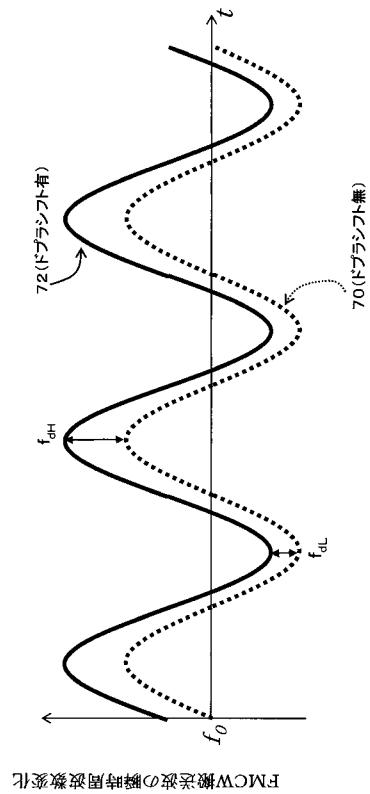
【0113】

20 FM変調器、22 RF波発振器、24 変調波生成部、25 遅延回路、30 受信ミキサ、42 FFT処理部、44 ドブラ情報抽出部、46 表示部。

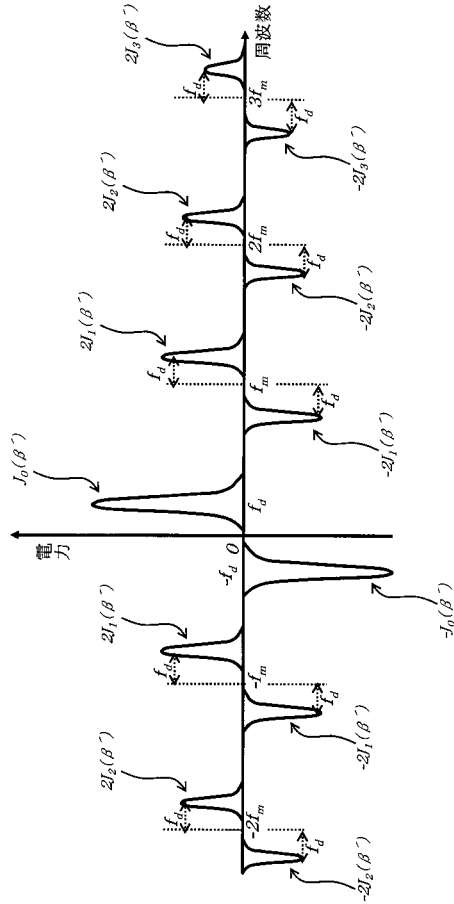
【図1】



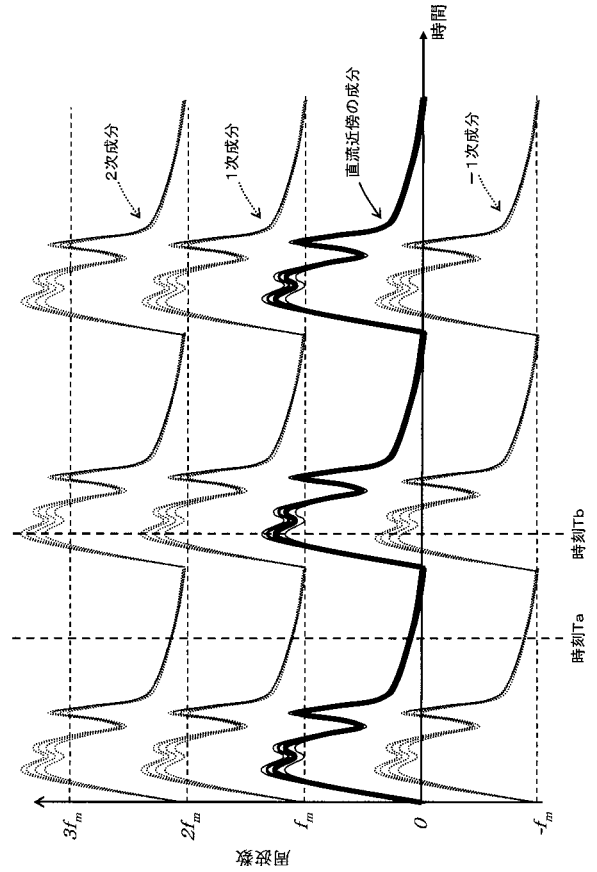
【図2】



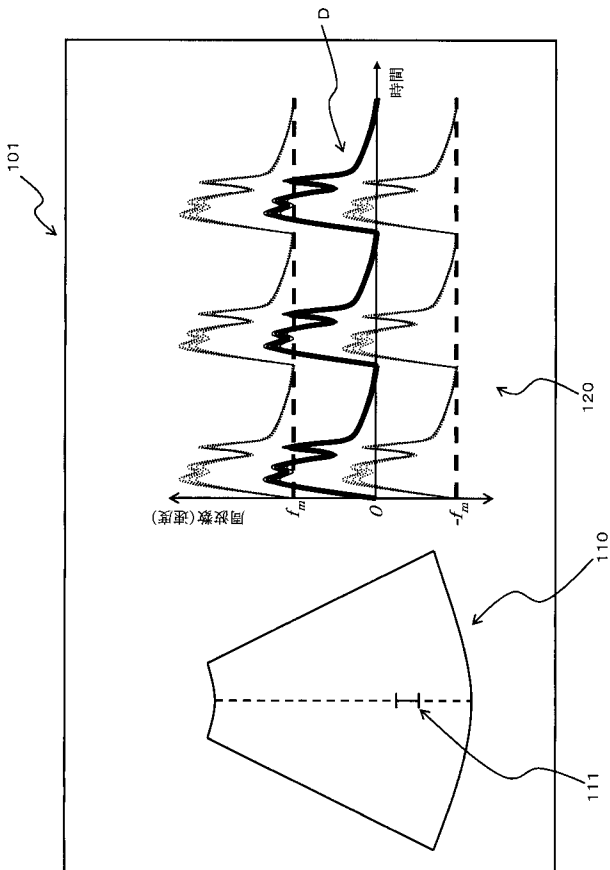
【 図 3 】



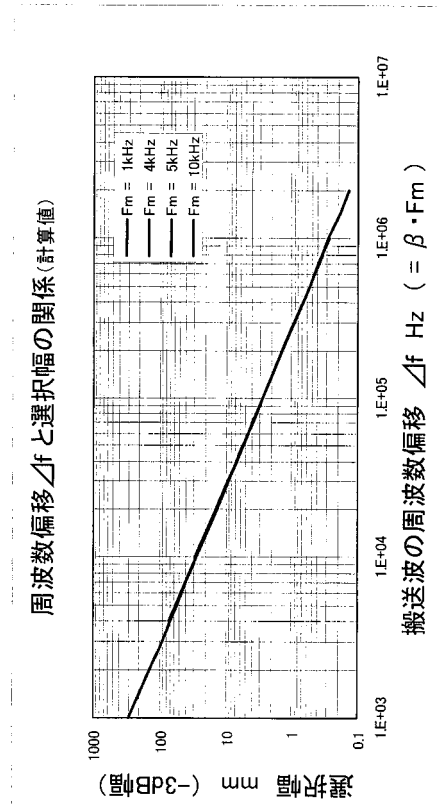
【 図 4 】



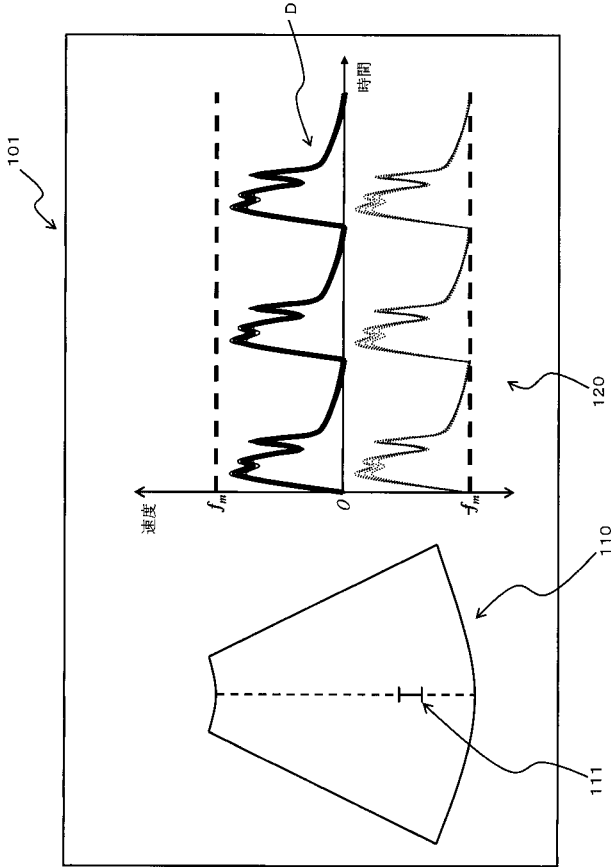
【 図 5 】



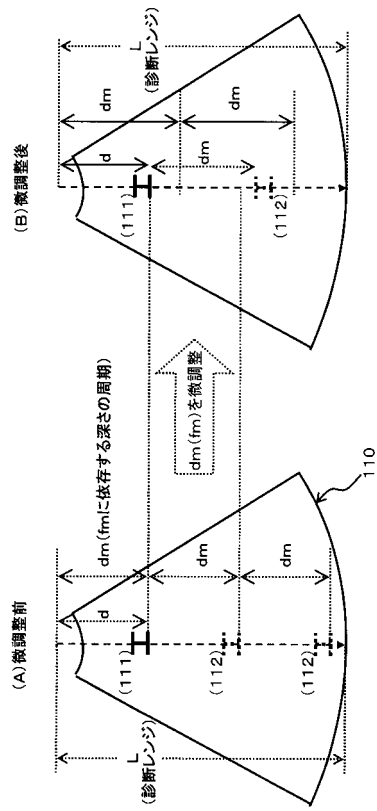
【 図 6 】



【 図 7 】



【 図 8 】



专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP2013039261A	公开(公告)日	2013-02-28
申请号	JP2011178701	申请日	2011-08-18
[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)	日立アロカメディカル株式会社		
[标]发明人	須藤政光		
发明人	須藤 政光		
IPC分类号	A61B8/06		
FI分类号	A61B8/06		
F-TERM分类号	4C601/DD05 4C601/DE02 4C601/EE01 4C601/HH03 4C601/HH06 4C601/HH10 4C601/JB49 4C601/KK17 4C601/KK31		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供一种利用连续波从目标位置提取多普勒信息的技术，其中适当地提取所需的多普勒信息。解决方案：在B模式图像中显示由虚线示出的光束光标在图110中，光束光标被设置为与期望的诊断部分交叉，多普勒光标111被设置在光束光标上的期望深度，并且多普勒光标111的选择范围被设置。FMCW（调频连续波）中的频率偏差 Δf 根据选择范围确定。设定调制频率 f_m ，使得对应于调制连续波的调制频率的一个周期的深度可以是目标位置的深度 d 。例如，调制频率 f_m 被设置为使得调制的连续波的频率可以仅改变一个周期，而超声波来回移动相当于深度的距离 d 。以这种方式，调制频率 f_m 可以设置得尽可能大，使得多普勒频率不超过调制频率 f_m 。

