

(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2006-288974

(P2006-288974A)

(43) 公開日 平成18年10月26日(2006.10.26)

(51) Int. Cl.

A61B 8/08 (2006.01)

F I

A61B 8/08

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 22 頁)

(21) 出願番号 特願2005-117469 (P2005-117469)
 (22) 出願日 平成17年4月14日(2005.4.14)

(71) 出願人 593165487
 学校法人金沢工業大学
 石川県石川郡野々市町扇が丘7番1号
 (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 大洞 喜正
 石川県金沢市高尾台2丁目70番 第21
 ROハイツ301号

最終頁に続く

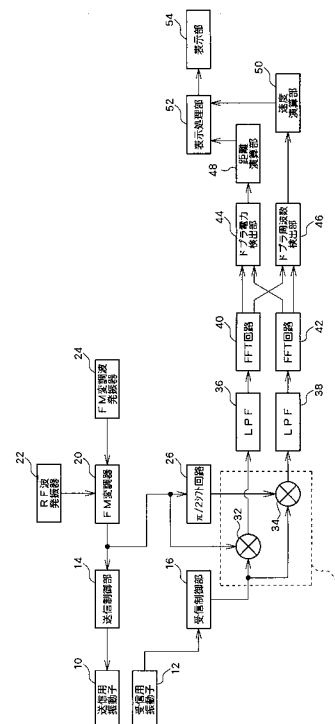
(54) 【発明の名称】 超音波診断装置

(57) 【要約】

【課題】連続波を利用して対象組織の位置情報を生成する超音波診断装置を提供する。

【解決手段】ドブラ電力検出部44は、周波数スペクトラムに変換された復調信号から、複数の第n次波成分の各成分ごとに、対象組織に対応したドブラ信号を抽出する。そして、抽出した各ドブラ信号の電力値を検出する。距離演算部48は、検出された複数のドブラ信号の電力に基づいて対象組織の深さを算出する。つまり、生体組織内の対象組織の体表面からの距離を算出する。さらに、表示処理部52は、対象組織の距離や速度の演算結果に基づいて、例えばドブラ波形や、距離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54に表示させる。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

搬送波信号を変調波信号を用いて変調処理することにより、変調送信信号を生成する送信信号生成手段と、

前記変調送信信号の供給によって生体に対して超音波を送波し、生体からの反射波を受波して受信信号を出力する送受波手段と、

前記受信信号を前記変調送信信号を用いて復調し、これにより、前記変調波信号を基本波とした場合における複数の第 n 次波成分 (n は 0 以上の自然数) を含んだ復調信号を得る復調手段と、

前記復調信号から、前記複数の第 n 次波成分の各成分ごとに、対象組織に対応したドプラ信号を抽出するドプラ信号抽出手段と、 10

前記抽出された複数のドプラ信号の強度に基づいて対象組織の位置情報を生成する位置情報生成手段と、

を有する、

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、

前記位置情報生成手段は、前記位置情報として対象組織の深さを算出する、

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、

前記位置情報生成手段は、前記複数の第 n 次波成分のうちの第 0 次波成分である直流成分と第 1 次波成分である基本波成分と n が 2 以上の複数の高調波成分の各々から抽出される対象組織のドプラ信号を演算対象とし、これら複数のドプラ信号の電力に基づいて対象組織の深さを算出する、

ことを特徴とする超音波診断装置。 20

【請求項 4】

請求項 2 に記載の超音波診断装置において、

前記位置情報生成手段は、前記複数の第 n 次波成分のうちの第 1 次波成分である基本波成分と n が 2 以上の複数の高調波成分の各々から抽出される対象組織のドプラ信号を演算対象とし、これら複数のドプラ信号の電力に基づいて対象組織の深さを算出する、 30

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 5】

請求項 3 または 4 に記載の超音波診断装置において、

前記ドプラ信号抽出手段は、前記復調信号を周波数スペクトラムに変換する FFT 回路を含み、変換された周波数スペクトラムを利用して前記ドプラ信号を抽出する、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 6】

請求項 5 に記載の超音波診断装置において、

前記抽出された複数のドプラ信号のうちの少なくとも一つのドプラ信号の周波数に基づいて対象組織の速度情報を生成する速度情報生成手段を有する、 40

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 7】

搬送波信号を周波数 f_{m1} の第一変調波信号を用いて変調処理することにより第一変調送信信号を生成し、さらに、搬送波信号を周波数 f_{m2} の第二変調波信号を用いて変調処理することにより第二変調送信信号を生成する送信信号生成手段と、

前記第一変調送信信号および第二変調送信信号の供給によって生体に対して超音波を送波し、生体からの反射波を受波して受信信号を出力する送受波手段と、

前記受信信号を前記第一変調送信信号を用いて復調し、これにより、前記第一変調波信号を基本波とした場合における複数の第 n 次波成分 (n は 0 以上の自然数) を含んだ第一 50

復調信号を取得し、さらに、前記受信信号を前記第二変調送信信号を用いて復調し、これにより、前記第二変調波信号を基本波とした場合における複数の第 n' 次波成分(n' は0以上の自然数)を含んだ第二復調信号を取得する復調手段と、

前記第一復調信号から、前記複数の第 n 次波成分の各成分ごとに、対象組織に対応したドプラ信号を抽出し、さらに、前記第二復調信号から、前記複数の第 n' 次波成分の各成分ごとに、対象組織に対応したドプラ信号を抽出するドプラ信号抽出手段と、

前記第一復調信号から抽出された複数のドプラ信号の強度に基づいて求められる指標値 k_{m1} と、前記第二復調信号から抽出された複数のドプラ信号の強度に基づいて求められる指標値 k_{m2} の二つの指標値に基づいて対象組織の位置情報を生成する位置情報生成手段と

10

を有する、
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】

本発明は、超音波診断装置に関し、特に連続波(CW)ドプラ法における送受信技術に関する。

【背景技術】

【0002】

超音波診断装置において、連続波ドプラモードでは、数MHzの正弦波として構成され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)によるドプラシフト情報が含まれる。そこで、その情報を取り出して周波数解析することによりドプラ情報が得られる。ところが、反射波には生体内の強反射体(主に静止体)からの情報(クラッタ)も含まれる。このため、そのクラッタをできる限り抑圧してドプラ情報だけを抽出することが望まれるが、特に低速の観測域においてはクラッタを十分に除去することが困難であった。

20

【0003】

こうした背景において、本願の発明者らは、連続波ドプラ法の適用にあたってクラッタをできる限り抑圧しつつドプラ情報を感度良く観測できる技術を提案している(非特許文献1参照)。

30

【0004】

【非特許文献1】国田正徳、野田方和、「超音波FM CWドップラー計測システムによるクラッタ低減効果」(電子情報通信学会論文誌(基礎・境界)VOL. J87-A No. 10(2004年10月1日、社団法人電子情報通信学会発行))

【特許文献1】特開平5-40168号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

非特許文献1に記載された技術は、変調波信号によってFM変調された変調送信信号によって生体に対して超音波を送波し、生体から得られた受信信号を変調送信信号を用いて復調して復調信号を得るものである。そして、復調信号から、変調波信号を基本波とした場合における基本波成分および高調波成分のうち少なくとも一つの成分からドプラ情報を抽出することによって、無変調の場合に直流成分付近に局在していたクラッタの影響が低減され、運動体の速度情報がさらに適切に抽出されるという画期的な技術である。

40

【0006】

本願の発明者らは、この画期的な技術をさらに改良し、運動体の速度情報に限定されずに運動体の位置情報を取得する手法につい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、連続波を利用し

50

て対象組織の位置情報を生成する超音波診断装置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、搬送波信号を変調波信号を用いて変調処理することにより、変調送信信号を生成する送信信号生成手段と、前記変調送信信号の供給によって生体に対して超音波を送波し、生体からの反射波を受波して受信信号を出力する送受波手段と、前記受信信号を前記変調送信信号を用いて復調し、これにより、前記変調波信号を基本波とした場合における複数の第 n 次波成分（ n は0以上の自然数）を含んだ復調信号を得る復調手段と、前記復調信号から、前記複数の第 n 次波成分の各成分ごとに、対象組織に対応したドプラ信号を抽出するドプラ信号抽出手段と、前記抽出された複数のドプラ信号の強度に基づいて対象組織の位置情報を生成する位置情報生成手段と、を有することを特徴とする。上記構成において、変調波信号は、例えば、正弦波の変調波信号である。ただし、正弦波に限定されない。

10

【0009】

望ましくは、前記位置情報生成手段は、前記位置情報として対象組織の深さを算出することを特徴とする。望ましくは、前記位置情報生成手段は、前記複数の第 n 次波成分のうちの第0次波成分である直流成分と第1次波成分である基本波成分と n が2以上の複数の高調波成分の各々から抽出される対象組織のドプラ信号を演算対象とし、これら複数のドプラ信号の電力に基づいて対象組織の深さを算出する、ことを特徴とする。望ましくは、前記位置情報生成手段は、前記複数の第 n 次波成分のうちの第1次波成分である基本波成分と n が2以上の複数の高調波成分の各々から抽出される対象組織のドプラ信号を演算対象とし、これら複数のドプラ信号の電力に基づいて対象組織の深さを算出する、ことを特徴とする。

20

【0010】

望ましくは、前記ドプラ信号抽出手段は、前記復調信号を周波数スペクトラムに変換するFFT回路を含み、変換された周波数スペクトラムを利用して前記ドプラ信号を抽出する、ことを特徴とする。望ましくは、前記抽出された複数のドプラ信号のうち少なくとも一つのドプラ信号の周波数に基づいて対象組織の速度情報を生成する速度情報生成手段を有することを特徴とする。

【0011】

また、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、搬送波信号を周波数 f_{m1} の第一変調波信号を用いて変調処理することにより第一変調送信信号を生成し、さらに、搬送波信号を周波数 f_{m2} の第二変調波信号を用いて変調処理することにより第二変調送信信号を生成する送信信号生成手段と、前記第一変調送信信号および第二変調送信信号の供給によって生体に対して超音波を送波し、生体からの反射波を受波して受信信号を出力する送受波手段と、前記受信信号を前記第一変調送信信号を用いて復調し、これにより、前記第一変調波信号を基本波とした場合における複数の第 n 次波成分（ n は0以上の自然数）を含んだ第一復調信号を取得し、さらに、前記受信信号を前記第二変調送信信号を用いて復調し、これにより、前記第二変調波信号を基本波とした場合における複数の第 n' 次波成分（ n' は0以上の自然数）を含んだ第二復調信号を取得する復調手段と、前記第一復調信号から、前記複数の第 n 次波成分の各成分ごとに、対象組織に対応したドプラ信号を抽出し、さらに、前記第二復調信号から、前記複数の第 n' 次波成分の各成分ごとに、対象組織に対応したドプラ信号を抽出するドプラ信号抽出手段と、前記第一復調信号から抽出された複数のドプラ信号の強度に基づいて求められる指標値 k_{m1} と、前記第二復調信号から抽出された複数のドプラ信号の強度に基づいて求められる指標値 k_{m2} の二つの指標値に基づいて対象組織の位置情報を生成する位置情報生成手段と、を有する、ことを特徴とする。

30

40

【発明の効果】

【0012】

本発明により、連続波を利用して対象組織の位置情報を得ることができる。例えば、連

50

続波を利用して対象組織の速度情報と位置情報を同時に得ることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0013】

以下、本発明の好適な実施形態を図面に基づいて説明する。

【0014】

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。

10

【0015】

送信制御部14は、送信用振動子10を制御して超音波の送信制御を行う。送信制御部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、このFM連続波に対応する送信波が送信用振動子10から送波される。FM変調器20は、FM連続波を送信制御部14に出力する。FM変調器20は、RF波発振器22から供給されるRF波、および、FM変調波発振器24から供給される正弦波の変調波に基づいてFM連続波を発生する。このFM連続波の波形については後の原理説明で詳述する。

【0016】

受信制御部16は、受信用振動子12から供給される受波信号に対して増幅処理等の受信処理を施し、受信RF信号を形成して受信ミキサ30へ出力する。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。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。つまり、ミキサ32にはFM変調器20が出力するFM連続波が直接供給され、一方、ミキサ34にはFM連続波が $\pi/2$ シフト回路26を経由して供給される。 $\pi/2$ シフト回路26は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。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、検波後の必要な帯域のみが抽出される。

20

30

【0017】

後の原理説明で詳述するが、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、FM変調波発振器24から供給される変調波の変調波周波数 f_m に関する複数の第n次波成分(nは0以上の自然数)が含まれている。つまり、第0次波成分である直流成分、第1次波成分である基本波成分、さらに、nが2以上の複数の高調波成分が含まれている。つまり、これら複数の第n次波成分を含んだ復調信号が、LPF36, 38の各々から出力される。

【0018】

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 の周波数データとして出力される。FFT回路40, 42から出力される周波数スペクトラムについては、後に図2を利用して詳述する。

40

【0019】

ドプラ電力検出部44は、周波数スペクトラムに変換された復調信号から、複数の第n次波成分の各成分ごとに、対象組織に対応したドプラ信号を抽出する。そして、抽出した各ドプラ信号の電力値を検出する。距離演算部48は、検出された複数のドプラ信号の電力に基づいて対象組織の深さを算出する。つまり、生体組織内の対象組織の体表面からの

50

距離を算出する。なお、ドプラ電力検出部 44 による電力検出処理、距離演算部 48 による距離演算については、後の原理説明において詳述する。

【0020】

ドプラ周波数検出部 46 は、周波数スペクトラムに変換された復調信号から、複数の第 n 次波成分の各成分ごとに、対象組織に対応したドプラ信号を抽出する。そして、抽出した各ドプラ信号の周波数（ドプラシフト）を検出する。速度演算部 50 は、検出されたドプラ信号の周波数に基づいて対象組織の速度を算出する。

【0021】

さらに、表示処理部 52 は、対象組織の距離や速度の演算結果に基づいて、例えばドプラ波形や、距離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 54 に表示させる。

10

【0022】

以上、概説したように、本実施形態では、連続波（CW）を変調波（例えば正弦波）で FM 変調した超音波（FM CW 波）を送受波し、変調波の変調波周波数に関する複数の第 n 次波成分から対象組織に対応したドプラ信号が抽出されて、対象組織の位置情報が生成される。そこで、次に、位置情報が生成されるまでの原理について詳述する。

【0023】

周波数 f_0 の CW に変調周波数 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。

【数 1】

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

20

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

数 1 において、 f は周波数変動幅の 0 - P 値（ゼロピーク値）である。また、ドプラシフトを伴わない場合の FM CW 受信波は生体による減衰を無視すると次式で表現できる。

【数 2】

$$v_R(t) = \sin \{ 2\pi f_0 t + \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m) \}$$

30

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

c : 超音波の伝搬速度

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

FM CW 送信波の周波数スペクトラムは、数 1 を展開することで得られる。数 1 に示す FM CW 送信波は次式のように展開できる。

【数 3】

$$v_T(t) = \sin 2\pi f_0 t \cdot \cos \{\beta \sin(2\pi f_m t)\} + \cos 2\pi f_0 t \cdot \sin \{\beta \sin(2\pi f_m t)\}$$

$$= \sin 2\pi f_0 t \left\{ J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 2n \cdot 2\pi f_m t \right\} \\ + \cos 2\pi f_0 t \cdot 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \sin \{(2n+1) \cdot 2\pi f_m t\}$$

$$= J_0(\beta) \sin 2\pi f_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \{ \sin 2\pi (f_0 + 2nf_m t) + \sin 2\pi (f_0 - 2nf_m t) \}$$

$$+ \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \{ \sin 2\pi (f_0 + (2n+1)f_m t) - \sin 2\pi (f_0 - (2n+1)f_m t) \}$$

10

数 3 において、 $J_0(\quad)$ 、 $J_{2n}(\quad)$ 、 $J_{2n+1}(\quad)$ は、第 1 種ベッセル関数である。各項の振幅は、変調指数 およびそれに対応するベッセル関数によって決定される。

【0024】

また、ドブラシフトを伴わない場合の受信波 $v_R(t)$ の周波数スペクトラムは、数 2 を展開することで得られる。数 2 に示す FMCW 受信波は次式のように展開できる。

20

【数 4】

$$v_R(t) = \sin \{2\pi f_0 t + \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)\}$$

$$= \sin(2\pi f_0 t + \phi_0) \cdot \cos \{\beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)\} + \cos(2\pi f_0 t + \phi_0) \cdot \sin \{\beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)\}$$

$$= \sin(2\pi f_0 t + \phi_0) \left\{ J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 2n(2\pi f_m t + \phi_m) \right\}$$

$$+ \cos(2\pi f_0 t + \phi_0) \cdot 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \sin \{(2n+1) \cdot (2\pi f_m t + \phi_m)\}$$

30

$$= J_0(\beta) \sin(2\pi f_0 t + \phi_0) + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \{ \sin 2\pi((f_0 + 2nf_m)t + \phi_0 + \phi_m) + \sin 2\pi((f_0 - 2nf_m)t + \phi_0 - \phi_m) \}$$

$$+ \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \{ \sin 2\pi((f_0 + (2n+1)f_m)t + \phi_0 + \phi_m) - \sin 2\pi((f_0 - (2n+1)f_m)t + \phi_0 - \phi_m) \}$$

40

数 4 に示されるように、受信波の周波数スペクトラムは送信波と同じ周波数成分を持っている。しかし受信波の各周波数成分の振幅は、位相差 ϕ_0 と ϕ_m に応じて変化している。

【0025】

さらに、ドブラシフトを伴う場合、数 2 の $v_R(t)$ は以下のように書き換えられる。

【数 5】

$$v_R(t) = \sin \{2\pi (f_0 + f_d)t + \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)\}$$

なお、数 5 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 に比較して小さいので無視している。

50

【 0 0 2 6 】

上述の数 2 や数 5 で表される受信波形は、超音波振動子が受信する信号波形（受信 R F 信号）である。超音波診断装置は受信 R F 信号に対して復調処理を実行する。F M C W の受信 R F 信号を復調する場合、復調系では F M C W 送信波を参照信号として受信波と乗算を行う。復調系における受信ミキサ出力は、 $v_T(t)$ と $v_R(t)$ を乗算した結果として次式のように算出される。

【数 6】

$$\begin{aligned}
 v_D(t) &= \sin(2\pi f_0 t + \beta \sin 2\pi f_m t) \times \sin\{2\pi(f_0 + f_d)t + \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)\} \\
 &= \frac{1}{2} \cos\{-2\pi f_d t + \beta \sin 2\pi f_m t - \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m) - \phi_0\} \\
 &\quad - \frac{1}{2} \cos\{2\pi(2f_0 + f_d)t + \beta \sin 2\pi f_m t + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m) + \phi_0\} \\
 &\approx \frac{1}{2} \cos\{-2\pi f_d t + \beta \sin 2\pi f_m t - \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m) - \phi_0\} \\
 &= \frac{1}{2} \cos\{-2\beta \cos(2\pi f_m t + \phi_m / 2) \times \sin(\phi_m / 2) - 2\pi f_d t - \phi_0\} \\
 &= \frac{1}{2} \cos\{k\beta \cos(2\pi f_m t + \phi_m / 2) + 2\pi f_d t + \phi_0\} \\
 k &= 2 \sin(\phi_m / 2)
 \end{aligned}$$

10

20

ここで、数 3、数 4、数 6 の算出にはベッセル関数に関する次の公式を利用する。

【数 7】

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

30

数 7 の公式を用いると、数 6 はさらに次式のように計算される。なお、数 8 では数 6 における係数 1 / 2 を省略する。

【数 8】

$$\begin{aligned}
v_D(t) &= \cos \left\{ k\beta \cos \left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2} \right) \right\} \times \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \\
&\quad - \sin \left\{ k\beta \cos \left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2} \right) \right\} \times \sin(2\pi f_d t + \phi_0) \\
&= (\cos 2\pi f_d t + \phi_0) \left\{ J_0(k\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cos 2n \left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2} \right) J_{2n}(k\beta) \right\} \\
&\quad - \sin(2\pi f_d t + \phi_0) \left\{ 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \cos(2n+1) \left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2} \right) J_{2n+1}(k\beta) \right\} \\
&= \cos(2\pi f_d t + \phi_0) J_0(k\beta) - 2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) J_1(k\beta) \cos \left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2} \right) \\
&\quad - 2 \cos(2\pi f_d t + \phi_0) J_2(k\beta) \cos 2 \left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2} \right) + 2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) J_3(k\beta) \cos 3 \left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2} \right) \\
&\quad + 2 \cos(2\pi f_d t + \phi_0) J_4(k\beta) \cos 4 \left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2} \right) \quad - 2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) J_5(k\beta) \cos 5 \left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2} \right) \\
&\quad - 2 \cos(2\pi f_d t + \phi_0) J_6(k\beta) \cos 6 \left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2} \right) + 2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) J_7(k\beta) \cos 7 \left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2} \right) \\
&\quad + 2 \cos(2\pi f_m t + \phi_0) J_8(k\beta) \cos 8 \left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2} \right) - 2 \sin(2\pi f_m t + \phi_0) J_9(k\beta) \cos 9 \left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2} \right) \\
&\quad + \cdot \cdot \cdot \cdot
\end{aligned}$$

数 8 で表現される受信ミキサ出力の周波数スペクトラム、つまり、図 1 の F F T 回路 4 0 , 4 2 から出力される周波数スペクトラムを図示すると図 2 のようになる。

【0027】

図 2 は、復調信号の周波数スペクトラムを示す図である。数 8 にも示されるように、復調信号には、変調波周波数に関する複数の第 n 次波成分 (n は 0 以上の自然数) が含まれている。つまり、図 2 において、原点 0 付近に存在する第 0 次波成分である直流成分、第 1 次波成分である基本波成分 (f_m)、第 2 次波成分である第 2 高調波成分 ($2 f_m$)、第 3 次波成分である第 3 高調波成分 ($3 f_m$) が含まれている。なお、図示省略している n が 4 以上の高調波成分も存在する。そして、第 n 次波成分の各々には、固定物エコー 6 0 とドブラエコー 6 2 が含まれている。

【0028】

固定物エコー 6 0 は、生体内の強反射体である静止体からのエコー (クラッタエコー) であり、ドブラ情報を観測する場合には妨害要因となる。これに対し、ドブラエコー 6 2 がドブラ信号に相当する。つまりドブラシフトを伴う場合、ドブラ信号の第 n 次波成分の各々は、F M 変調周波数が抑圧された D S B - S C (Double Sideband - Suppressed Carrier) のスペクトルの形をしている。

【0029】

本実施形態では、図 2 に示す周波数スペクトラムから対象組織に対応したドブラエコー 6 2 が抽出され、ドブラエコー 6 2 の電力に基づいて対象組織の距離 (深さ) が算出され、また、ドブラエコー 6 2 の周波数 (ドブラシフト成分) に基づいて対象組織の速度が算出される。そこで、次に、対象組織の距離の算出原理について説明する。

【0030】

第1種ベッセル関数には以下の関係がある。

【数 9】

$$[J_0(k\beta)]^2 + 2\sum_{n=1}^{\infty} [J_n(k\beta)]^2 = 1$$

【数 10】

$$\sum_{n=1}^{\infty} n^2 [J_n(k\beta)]^2 = \frac{1}{4} (k\beta)^2$$

10

また、数 8 における第 n 次波成分の電力を次式で表現する。

【数 11】

$$P_n = \alpha [J_n(k\beta)]^2$$

数 9 と数 11 から次式が導かれる。

【数 12】

$$[J_0(k\beta)]^2 + 2\sum_{n=1}^{\infty} [J_n(k\beta)]^2 = \frac{P_0}{\alpha} + 2\sum_{n=1}^{\infty} \frac{P_n}{\alpha} = 1$$

20

$$\alpha = P_0 + 2\sum_{n=1}^{\infty} P_n$$

そして、数 10、数 11 および数 12 を用いると次式が導かれる。

【数 13】

$$(k\beta)^2 = 4\sum_{n=1}^{\infty} n^2 [J_n(k\beta)]^2 = 4\sum_{n=1}^{\infty} n^2 \cdot \frac{P_n}{\alpha} = \frac{4\sum_{n=1}^{\infty} n^2 P_n}{P_0 + 2\sum_{n=1}^{\infty} P_n}$$

30

数 13 は、変数 k と復調信号に含まれる複数の第 n 次波成分の各成分ごとのドプラ信号の電力 (P_0 , P_n) の関係を表している。そして、数 13 の右辺は全電力によって規格化されているため左辺の ($k\beta$)² は、受信電力に依存しない。そこで、数 13 を利用して k を算出し、これを指標値として次式の関係から距離 (深さ) d が算出される。

【数 14】

$$k = 2 \sin \frac{\phi_m}{2} = 2 \sin \frac{2\pi f_m d}{c}$$

40

数 13 の右辺は、復調信号の周波数スペクトラムから求めることができる。特定のドプラ周波数を持った信号のスペクトラムに着目して数 13 の右辺の分母を求める。右辺分母は、複数の第 n 次波成分の各成分ごとのドプラ信号の電力 (P_0 , P_n) の総和である。つまり、図 2 において、例えば、固定物エコー 60 に隣接しているドプラ信号「1」について、その電力を、直流成分と基本波成分 (f_m) と第 2 高調波成分 ($2f_m$) と第 3 高調波成分 ($3f_m$) とに亘って全て加算することに相当する。なお、ドプラ信号の電力の総和を厳密に求めるためには n が 4 以上の高調波成分も考慮する必要がある。ただし、高次元の高調波成分が小さい場合などにおいては、有る程度の次数 (例えば次数 3) までの計算で総和を求めてもよい。なお、数 13 の右辺の分子は、n が 1 以上の第 n 次波成分の各成

50

分ごとのドブラ信号の電力について n^2 の重みをつけて加算することによって求めることができる。

【0031】

こうして、数13を用い、次式の演算により指標値 k の絶対値が求められる。

【数15】

$$|k| = \frac{4}{\beta^2} \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} n^2 P_n}{p_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} P_n}}$$

10

図3は、対象組織の深さ d と指標値 k との関係を説明するための図である。図3には、横軸を対象組織の深さ d とした場合における数14の指標値 k 、 k の絶対値、 k の二乗値がそれぞれ示されている。

【0032】

図3に示されるように、対象組織が近距離の場合、つまり d が $c / 4 f_m$ 以下の場合、指標値 k 、 k の絶対値、 k の二乗値の各々が単調に増加する関数であるため、数14において指標値 k から深さ d が一義的に求められる。

【0033】

また、数14と数15から次式が導かれる。

20

【数16】

$$|k| = \frac{4}{\beta^2} \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} n^2 P_n}{p_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} P_n}} = \left| 2 \sin \frac{2\pi f_m d}{c} \right|$$

d が0以上で $c / 4 f_m$ 以下の場合、図3に示すように k は0以上である。 k が0以上である場合、数16から次式が導かれる。

【数17】

30

$$\sin \frac{2\pi f_m d}{c} = \frac{2}{\beta^2} \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} n^2 P_n}{p_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} P_n}}, \quad \frac{2\pi f_m d}{c} = \sin^{-1} \frac{2}{\beta^2} \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} n^2 P_n}{p_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} P_n}}$$

つまり、 d が0以上で $c / 4 f_m$ 以下の近距離の場合、距離 d が次式のようになる。

【数18】

40

$$d = \frac{c}{2\pi f_m} \sin^{-1} \frac{2}{\beta^2} \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} n^2 P_n}{p_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} P_n}}$$

数18に示されるように、既知の値である変調周波数 f_m および変調指数、復調信号の周波数スペクトラムから求めるドブラ信号の電力 (P_0 , P_n) から、対象組織の深さ d を求めることができる。

【0034】

50

図1のFFT回路40, 42、ドブラ電力検出部44および距離演算部48は、上述した計算原理を利用している。つまり、FFT回路40, 42は、復調信号の各々に対してFFT演算を実行する。その結果、復調信号が図2に示すような周波数スペクトラムに変換される。FFT回路40, 42から出力される周波数スペクトラムは、FFT回路40, 42の設定条件などにより周波数分解能 Δf の周波数データとして出力される。

【0035】

そして、ドブラ電力検出部44は、図2に示す周波数スペクトラムから、複数の第 n 次波成分の各成分ごとに、対象組織に対応したドブラ信号を抽出してその電力 P_n を検出する。例えば、図2において固定物エコー60から最も遠い位置にあるドブラ信号「3」について、原点0付近に存在する直流成分におけるドブラ信号「3」の電力 P_0 、基本波成分(f_m)におけるドブラ信号「3」の電力 P_1 、第2高調波成分($2f_m$)におけるドブラ信号「3」の電力 P_2 、第3高調波成分($3f_m$)におけるドブラ信号「3」の電力 P_3 、をそれぞれ検出する。

10

【0036】

なお、ドブラ電力検出部44は、バンドパスフィルタによってドブラ信号を抽出する。このバンドパスフィルタは、抽出されるドブラ信号の帯域を含み、且つ、雑音を効率よく除去できるような帯域に設定されることが望ましい。そこで、ドブラ信号を抽出するバンドパスフィルタの帯域は、例えば、 $n \times \Delta f$ に設定される。

【0037】

また、ドブラ電力検出部44は、対象組織ごとにドブラ信号の電力を検出する。つまり、図2において、ある対象組織に対応したドブラ信号「3」について各 n 次波成分ごとの電力 P_n を検出し、さらに、速度の異なる別の対象組織に対応したドブラ信号「1」について各 n 次波成分ごとの電力 P_n を検出し、また、別の対象組織に対応したドブラ信号「2」について各 n 次波成分ごとの電力 P_n を検出する。

20

【0038】

そして、距離演算部48は、ドブラ電力検出部44において検出されたドブラ信号の電力に基づいて数18から対象組織の深さ d を算出する。なお、ドブラ信号の電力は、対象組織ごとに検出されているため、距離演算部48は、対象組織ごとに深さ d を算出する。つまり、図2に示されるドブラ信号「1」が対象組織1のドブラ信号に相当する場合、距離演算部48は、ドブラ信号「1」に関する各 n 次波成分ごとの電力 P_n から数18によって対象組織1の深さ d を算出する。また、図2に示されるドブラ信号「2」が対象組織2のドブラ信号に相当する場合、ドブラ信号「2」に関する各 n 次波成分ごとの電力 P_n から数18によって対象組織2の深さ d を算出する。さらに、図2に示されるドブラ信号「3」が対象組織3のドブラ信号に相当する場合、ドブラ信号「3」に関する各 n 次波成分ごとの電力 P_n から数18によって対象組織3の深さ d を算出する。こうして、対象組織ごとにその深さ d が算出される。

30

【0039】

なお、上述した計算原理では、原点0付近に存在する直流成分におけるドブラ信号の電力 P_0 も利用して深さ d を求めているが、直流成分においては、送信回路系からのリークや固定組織からの反射(クラッタエコー)が非常に強いため、直流成分のドブラ信号がそれらの信号に埋もれてしまう場合がある。そこで、次に、直流成分のドブラ信号を利用せずに深さ d を演算する手法について説明する。

40

【0040】

第1種ベッセル関数には以下の関係がある。

【数 19】

$$\sum_{n=1}^{\infty} n^2 [J_n(k\beta)]^2 = \frac{1}{4} (k\beta)^2$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} n^4 [J_n(k\beta)]^2 = \frac{1}{16} [3(k\beta)^4 + 4(k\beta)^2]$$

数 19 の二つの公式と数 11 から次式が導かれる。

10

【数 20】

$$\alpha \sum_{n=1}^{\infty} n^2 P_n = \frac{1}{4} (k\beta)^2$$

$$\alpha \sum_{n=1}^{\infty} n^4 P_n = \frac{1}{16} [3(k\beta)^4 + 4(k\beta)^2]$$

数 20 の二つの式から を消去して整理すると次式が導かれる。

20

【数 21】

$$(k\beta)^2 = \frac{4}{3} \left[\frac{\sum_{n=1}^{\infty} n^4 P_n}{\sum_{n=1}^{\infty} n^2 P_n} - 1 \right]$$

数 21 の右辺には、直流成分におけるドブラ信号の電力 P_0 が含まれていないため、1 次以上の n 次波成分の電力 P_n のみから左辺の $(k\beta)^2$ が求められる。そこで、数 21 を利用して k を算出し、これを指標値として距離（深さ） d を算出することにより、直流成分のドブラ信号を利用せずに深さ d を求めることが可能になる。

30

【0041】

以上のように、対象組織の距離（深さ） d が算出されるが、本実施形態では、対象組織の速度も算出される。つまり、ドブラ周波数検出部 46 は、図 2 に示す周波数スペクトラムから、複数の第 n 次波成分の各成分のうち少なくとも一つから、対象組織に対応したドブラ信号を抽出してその周波数（ドブラシフト量）を検出する。例えば、図 2 において固定物エコー 60 から最も遠い位置にあるドブラ信号「3」について、基本波成分（ f_m ）におけるドブラ信号「3」の周波数、あるいは、第 2 高調波成分（ $2f_m$ ）におけるドブラ信号「3」の周波数を検出する。

【0042】

40

また、ドブラ周波数検出部 46 は、対象組織ごとにドブラ信号の周波数を検出する。つまり、図 2 において、ある対象組織に対応したドブラ信号「3」について、例えば第 2 高調波成分（ $2f_m$ ）におけるドブラ信号「3」の周波数を検出し、さらに、速度の異なる別の対象組織に対応したドブラ信号「1」について、例えば第 2 高調波成分（ $2f_m$ ）におけるドブラ信号「1」の周波数を検出する。

【0043】

そして、速度演算部 50 は、ドブラ周波数検出部 46 において検出されたドブラ信号の周波数（ドブラシフト量）に基づいて、各対象組織ごとに速度を算出する。なお、ドブラ周波数から速度を算出する原理については、従来周知の手法が利用される。ただし、本実施形態においては、変調送信信号を用いて受信信号を復調して、図 2 に示すような復調信

50

号を得ている。このため、無変調の搬送波信号の場合に搬送波信号の周波数付近に局在していた本来取り除くべき固定物からのエコー（クラッタ）が、変調波信号を基本波とした場合における基本波成分および高調波成分に分散される。したがって、例えば、高調波成分のうち少なくとも一つの成分付近のドプラ信号を利用することにより、無変調の場合に局在していたクラッタの影響が低減され、結果として、クラッタの影響をできる限り抑圧しつつ速度情報を感度良く観測することができる。

【0044】

以上のように、距離演算部48において対象組織の距離（深さ）が算出され、速度演算部50において対象組織の速度が算出される。そして、表示処理部52は、これら算出された情報に基づいて表示画像を形成して表示部54へ表示させる。そこで、図4から図6

10

【0045】

図4は、深さ方向の各位置における移動組織の速度をリアルタイム表示した例である。つまり、移動組織（対象組織）の速度を示す軸、生体内における移動組織の深さを示す軸および時間軸の互いに直交した3つの軸からなるグラフを斜視表示したものである。

【0046】

図4において、時間軸方向におけるグラフの変化は、時間の経過とともに、移動組織の位置（深さ）と速度が時々刻々変化する様子を示している。時間が t_1, t_2, t_3, \dots と経過するにつれて、表示断面は図の手前側に変化する。各移動組織の速度を図の縦軸にとることが望ましいが、各移動組織からの復調電力を縦軸としてもよい。

20

【0047】

また、本実施形態では、同じ深さに、速度が異なる移動組織が存在する場合でも、それらを区別することができるため、ある時刻におけるグラフの断面を断面Dのように表示してもよい。この場合、断面Dの縦軸が速度である。図4では、断面Dとして3種類の速度成分を表しているが、原理的には、何種類の速度成分でも表示可能である。また、各速度成分の区別は、図4に示すような等速線や領域で表現してもよいし、カラードブラのように色で区別した表現でもよい。

【0048】

図5は、同じ深さに異なる速度の移動組織が存在する際に好適な表示例である。つまり、各速度成分の電力を縦軸にとり、底面内に移動組織の深さを示す軸と速度を示す軸をとった場合のグラフの斜視表示である。図5の表示では、同じ深さで異なる速度の移動組織が存在する場合でも、速度軸方向で異なる位置に山が表示されることになるため、速度の相違を読み取るのが容易である。なお、山の高さは各移動組織からの受信信号の電力に相当する。

30

【0049】

図6は、対象組織の断層像と断層像内の各部の速度とを対応付けた表示である。つまり、底面に対象組織の断層像を対応させ、断層像内の二次元的な各位置における速度を縦軸としたグラフの斜視表示である。図6の表示では、山が高い場所ほど、その位置における組織の移動速度が大きいことを意味する。なお、断層像内の各位置における組織の電力を縦軸としてもよい。図4の表示例においては移動組織の位置が深さのみの一次元であるが、図6の表示例では断層像内の二次元の位置と速度の対応関係が表示される。なお、図6の画像にリアルタイム性を持たせるには、例えば、超音波ビーム（音線）を1秒間に約10回以上スイープさせて、時々刻々表示すればよい。

40

【0050】

上述した実施形態では、対象組織が近距離の場合、つまり d が0以上で $c/4f_m$ 以下の場合において距離 d を算出しているが、測定可能な組織の深さを大きく広げることも可能である。以下、測定可能な組織の深さを大きく広げる第二実施形態について説明する。

【0051】

図7には、本発明に係る超音波診断装置の好適な第二実施形態が示されており、図7はその全体構成を示すブロック図である。図7において、図1の実施形態における構成と機

50

能が同じ部分には、図 1 における符号と同じ符号を付しており、これら機能が同じ部分については適宜説明を簡略化する。

【 0 0 5 2 】

図 7 の第二実施形態において、図 1 の実施形態と大きく異なる点は、F M 変調波発振器 2 4 から、変調波周波数 f_{m1} の正弦波による変調波と変調波周波数 f_{m2} の正弦波による変調波の互いに周波数が異なる二種類の変調波が出力されることである。二種類の変調波の切り替えタイミングは、変調波制御部 2 5 によって制御される。

【 0 0 5 3 】

図 8 は、二種類の変調波の切り替えタイミングを説明するための図であり、F M 変調波発振器 2 4 から F M 変調器 2 0 へ供給される正弦波による変調波を示している。F M 変調波発振器 2 4 は、変調波周波数 f_{m1} の正弦波による変調波と変調波周波数 f_{m2} の正弦波による変調波を切り替えて出力する。切り替えタイミングは、変調波制御部 2 5 によって制御される。

10

【 0 0 5 4 】

つまり、変調波制御部 2 5 は、図 8 に示すように、 t_1 の時間帯において変調波周波数 f_{m1} の変調波を出力させ、 t_2 の時間帯において変調波周波数 f_{m2} の変調波を出力させる。そして、 t_1 の時間帯と t_2 の時間帯を交互に切り替えている。その結果、F M 変調波発振器 2 4 から F M 変調器 2 0 へ供給される変調波が、図 8 に示すように、変調波周波数 f_{m1} の変調波と変調波周波数 f_{m2} の変調波に交互に切り替えられて出力される。

【 0 0 5 5 】

図 7 に戻り、F M 変調器 2 0 は、R F 波発振器 2 2 から供給される R F 波、および、F M 変調波発振器 2 4 から供給される正弦波による変調波に基づいて F M 連続波を発生する。図 8 を利用して説明したように、F M 変調波発振器 2 4 から F M 変調器 2 0 へ供給される変調波は、変調波周波数 f_{m1} の正弦波による変調波と変調波周波数 f_{m2} の正弦波による変調波が交互に切り替えられている。このため、F M 変調器 2 0 は、 t_1 の時間帯において変調波周波数 f_{m1} の変調波を利用して F M 連続波を発生させ、 t_2 の時間帯において変調波周波数 f_{m2} の変調波を利用して F M 連続波を発生させる。

20

【 0 0 5 6 】

送信制御部 1 4 は、送信用振動子 1 0 を制御して超音波の送信制御を行う。送信制御部 1 4 には、F M 変調処理が施された F M 連続波 (F M C W 波) が入力され、この F M 連続波に対応する送信波が送信用振動子 1 0 から送波される。

30

【 0 0 5 7 】

受信制御部 1 6 は、受信用振動子 1 2 から供給される受波信号に対して増幅処理等の受信処理を施し、受信 R F 信号を形成して受信ミキサ 3 0 へ出力する。受信ミキサ 3 0 の各ミキサに供給される参照信号は、F M 変調器 2 0 から出力される。本第二実施形態では、変調波周波数 f_{m1} に対応する受信信号を検波する場合には、変調波周波数 f_{m1} に対応する F M 連続波が利用され、一方、変調波周波数 f_{m2} に対応する受信信号を検波する場合には、変調波周波数 f_{m2} に対応する F M 連続波が利用される。

【 0 0 5 8 】

このため、各ミキサで実行される受信 R F 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) として、変調波周波数 f_{m1} に対応した第一復調信号と、変調波周波数 f_{m2} に対応した第二復調信号の二種類の復調信号が交互に得られる。また、第一復調信号には変調波周波数 f_{m1} に関する複数の第 n 次波成分 (n は 0 以上の自然数) が含まれ、第二復調信号の各々には、変調波周波数 f_{m2} に関する複数の第 n' 次波成分 (n' は 0 以上の自然数) が含まれている。そして、第一復調信号および第二復調信号が、交互に F F T 回路 4 0 , 4 2 へ供給される。

40

【 0 0 5 9 】

F F T 回路 4 0 , 4 2 は、第一復調信号および第二復調信号に対して交互に F F T 演算を実行する。その結果、F F T 回路 4 0 , 4 2 において第一復調信号および第二復調信号の各々が周波数スペクトラムに変換される。なお、F F T 回路 4 0 , 4 2 から出力される

50

第一復調信号および第二復調信号の各々の周波数スペクトラムは、図 2 に示したスペクトラム形状と同様である。

【 0 0 6 0 】

本第二実施形態において、ドプラ電力検出部 4 4 は、周波数スペクトラムに変換された第一復調信号から、複数の第 n 次波成分の各成分ごとに、対象組織に対応したドプラ信号を抽出する。そして、抽出した各ドプラ信号の電力値を検出する。さらに、第二復調信号から、複数の第 n' 次波成分の各成分ごとに、対象組織に対応したドプラ信号を抽出する。そして、抽出した各ドプラ信号の電力値を検出する。

【 0 0 6 1 】

指標値演算部 4 5 は、第一復調信号および第二復調信号の各々について検出された複数のドプラ信号の電力に基づいて、指標値 k_{m1} と指標値 k_{m2} の二つの指標値を求める。さらに、距離演算部 4 8 は、二つの指標値に基づいて対象組織の深さを算出する。そこで、本第二実施形態における対象組織の距離（深さ）の算出原理について説明する。

【 0 0 6 2 】

第二実施形態では、測定可能な組織の深さを大きく広げるために、二つの変調波周波数 f_{m1} , f_{m2} を利用し、これらの各々に対応する二つの指標値 k_{m1} , k_{m2} が求められる。指標値 k_{m1} , k_{m2} は、数 1 3 の式に基づき、二つの変調波周波数 f_{m1} , f_{m2} について次式のように求めることができる。

【 数 2 2 】

$$(k_{m1}\beta)^2 = \frac{4 \sum_{n=1}^{\infty} n^2 P_n^{m1}}{P_0^{m1} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} P_n^{m1}}, \quad (k_{m2}\beta)^2 = \frac{4 \sum_{n=1}^{\infty} n^2 P_n^{m2}}{P_0^{m2} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} P_n^{m2}} \quad 20$$

なお、数 2 2 において、変調波周波数 f_{m1} に関するドプラ信号の電力 P_n には、その右肩に $m1$ の添え字を付しており、一方、変調波周波数 f_{m2} に関するドプラ信号の電力 P_n には、その右肩に $m2$ の添え字を付して区別している。

【 0 0 6 3 】

また、二つの変調波周波数 f_{m1} , f_{m2} と指標値 k_{m1} , k_{m2} との間には次式の関係がある。

【 数 2 3 】

$$k_{m1} = 2 \sin \frac{2\pi f_{m1} d}{c}, \quad k_{m2} = 2 \sin \frac{2\pi f_{m2} d}{c}$$

数 2 3 の両式の差をとると次式が導かれる。

【 数 2 4 】

$$k_{m2} - k_{m1} = 2 \sin \frac{2\pi f_{m2} d}{c} - 2 \sin \frac{2\pi f_{m1} d}{c} = 4 \cos \frac{\pi(f_{m2} + f_{m1})d}{c} \cdot \sin \frac{\pi(f_{m2} - f_{m1})d}{c} \quad 40$$

そして、数 2 4 の両辺の絶対値をとり整理すると次式のようにになる。

【数 2 5】

$$\left| \sin \frac{\pi(f_{m2} - f_{m1})d}{c} \right| = \frac{|k_{m2} - k_{m1}|}{4 \left| \cos \frac{\pi(f_{m1} + f_{m2})d}{c} \right|}$$

ここで、余弦項は次式のように求められる。

【数 2 6】

$$\left| \cos \frac{\pi f_{m1} d}{c} \right| = \sqrt{1 - k_{m1}^2}, \quad \left| \cos \frac{\pi f_{m2} d}{c} \right| = \sqrt{1 - k_{m2}^2}$$

10

ここで、変調波周波数 f_{m1} と f_{m2} の差が小さい場合、数 2 5 の右辺の分母は次式のように整理される。

【数 2 7】

$$\begin{aligned} \left| \cos \frac{\pi(f_{m1} + f_{m2})d}{c} \right| &= \left| \cos \left\{ \frac{2\pi d(f_{m1} + f_{m2})/2}{c} \right\} \right| \cong \frac{1}{2} \left(\left| \cos \frac{2\pi f_{m1} d}{c} \right| + \left| \cos \frac{2\pi f_{m2} d}{c} \right| \right) \\ &= \frac{1}{2} (\sqrt{1 - k_{m1}^2} + \sqrt{1 - k_{m2}^2}) \end{aligned}$$

20

そして、数 2 7 の関係式を利用して数 2 5 を整理すると次式が導かれる。

【数 2 8】

$$\left| \sin \frac{\pi(f_{m2} - f_{m1})d}{c} \right| \cong \frac{|k_{m2} - k_{m1}|}{2(\sqrt{1 - k_{m1}^2} + \sqrt{1 - k_{m2}^2})}$$

30

図 9 は、深さ d を変数とした場合の数 2 8 の式を示している。つまり、横軸を対象組織の深さ d とした場合の数 2 8 の式の値が実線で示されている。なお、図 9 における破線の関係数は、変調周波数が f_{m1} の単一変調周波数の場合、つまり、図 1 の実施形態の場合における k (数 1 4) の絶対値を示している。

【0 0 6 4】

数 1 4 を満たす指標値 k に対応した超音波の組織内波長 λ_0 は次式で与えられる。

【数 2 9】

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_m}$$

40

図 1 の実施形態においては、 d が 0 以上で $c / 4 f_m$ 以下の近距離の場合に有効な深さ測定が可能であった。これを数 2 9 の波長 λ_0 で表現すると、 d が 0 以上で $\lambda_0 / 4$ 以下となる。

【0 0 6 5】

これに対し、数 2 8 に対応した超音波の組織内波長 λ_{12} は次式で与えられる。

【数 3 0】

$$\lambda_{12} = \frac{c}{2(f_{m2} - f_{m1})}$$

したがって、組織内波長の比較から、図 1 の実施形態における測定可能距離と、図 7 の第二実施形態における測定可能距離の比率は次式のようなになる。

【数 3 1】

$$\frac{\lambda_{12}/4}{\lambda_o/4} = \frac{\lambda_{12}}{\lambda_o} = \frac{c/2(f_{m2} - f_{m1})}{c/f_m} = \frac{f_m}{2(f_{m2} - f_{m1})}$$

10

仮に、第二実施形態における f_{m1} 、 f_{m2} の差を $f_{m1} - f_{m2} = 1/10 f_m$ とすると、測定可能距離は次式のように 5 倍に拡大される。

【数 3 2】

$$\frac{\lambda_{12}/4}{\lambda_o/4} = \frac{f_m}{2(f_{m2} - f_{m1})} = \frac{f_m}{2 \times \frac{1}{10 f_m}} = 5$$

20

このように、二つの変調波周波数 f_{m1} 、 f_{m2} を利用することにより、測定可能距離を拡大することができる。

【0066】

図 7 のドブラ電力検出部 44、指標値演算部 45 および距離演算部 48 は、上述した計算原理を利用している。つまり、ドブラ電力検出部 44 は、周波数スペクトラムに変換された第一復調信号から、複数の第 n 次波成分の各成分ごとに、対象組織に対応したドブラ信号を抽出して、各ドブラ信号の電力値 P_n^{m1} を検出する。さらに、第二復調信号から、複数の第 n 次波成分の各成分ごとに、対象組織に対応したドブラ信号を抽出して、各ドブラ信号の電力値 P_n^{m2} を検出する。

30

【0067】

指標値演算部 45 は、数 22 を利用して、ドブラ信号の電力値 P_n^{m1} から指標値 k_{m1} を算出し、ドブラ信号の電力値 P_n^{m2} から指標値 k_{m2} を算出する。そして、距離演算部 48 は、数 28 を利用して、指標値 k_{m1} 、 k_{m2} と既知の周波数 f_{m1} 、 f_{m2} から距離 d を算出する。

【0068】

このように、第二実施形態においても距離演算部 48 で対象組織の距離（深さ）が算出され、また、図 1 の実施形態と同様にして速度演算部 50 において対象組織の速度が算出される。そして、表示処理部 52 は、これら算出された情報に基づいて表示画像を形成して表示部 54 へ表示させる。第二実施形態においても、例えば、図 4 から図 6 に示される表示画像が形成される。

40

【0069】

以上説明したように、本発明の実施形態（第二実施形態を含む）により、連続波を利用して対象組織の位置情報（深さ）と速度情報を同時に得ることができる。対象組織の位置情報を取得する手法としては、超音波パルス方式がよく知られている。

【0070】

超音波パルスを用いた距離・速度の測定では、SNR を向上させるためには、超音波パルスの尖頭電力を大きくする必要がある。そして、超音波パルスの尖頭電力を大きくするためには、送信回路系の高耐圧化や送信パルスの受信回路系への漏洩防止対策などの対策が必要になる。また、超音波パルスの尖頭電力を大きくした場合には、ピーク音圧による生体への影響も考慮する必要があるなどの問題もある。

50

【0071】

これに対し、本実施形態では、連続波を利用しているため、パルス方式に比べて超音波送信尖頭電力を非常に小さくでき、結果として、パルス方式が抱える上記問題を解決することができる。例えば、本実施形態では、送信回路系において高電圧回路が不要になるため回路構成が簡単となり送信回路の小型化が見込まれる。また、送信回路の低電力化に貢献できる。

【図面の簡単な説明】

【0072】

【図1】本発明に係る超音波診断装置の全体構成を示すブロック図である。

【図2】復調信号の周波数スペクトラムを示す図である。

10

【図3】対象組織の深さdと指標値kとの関係を示すための図である。

【図4】深さ方向の各位置における移動組織の速度をリアルタイム表示した表示例である。

【図5】同じ深さに異なる速度の移動組織が存在する際に好適な表示例である。

【図6】対象組織の断層像と断層像内の各部の速度とを対応付けた表示例である。

【図7】本発明に係る超音波診断装置の第二実施形態を示すブロック図である。

【図8】二種類の変調波の切り替えタイミングを示すための図である。

【図9】深さdを変数とした場合の数28式を示す図である。

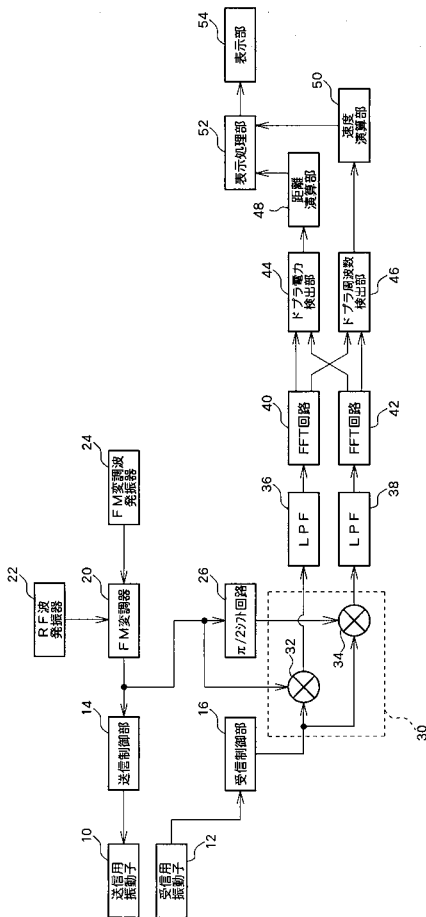
【符号の説明】

【0073】

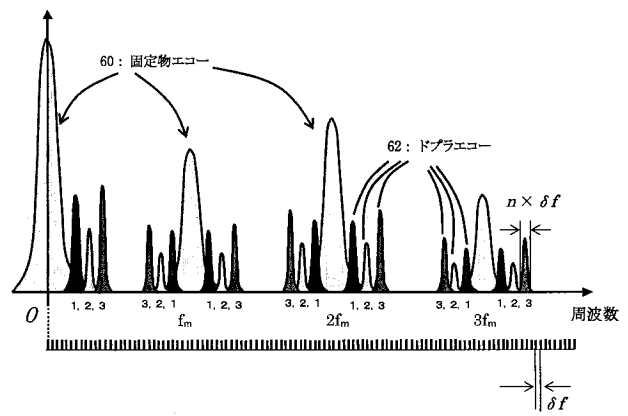
20

20 FM変調器、22 RF波発振器、24 FM変調波発振器、40, 42 FFT回路、44 ドプラ電力検出部、46 ドプラ周波数検出部、48 距離演算部、50 速度演算部、52 表示処理部、54 表示部

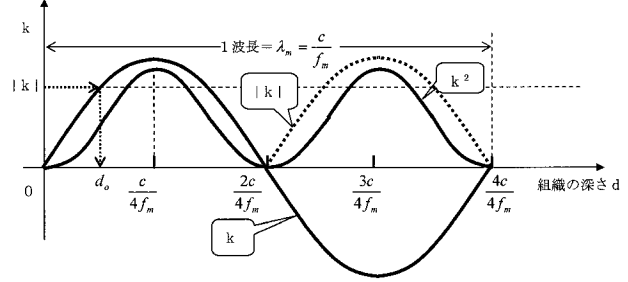
【図1】



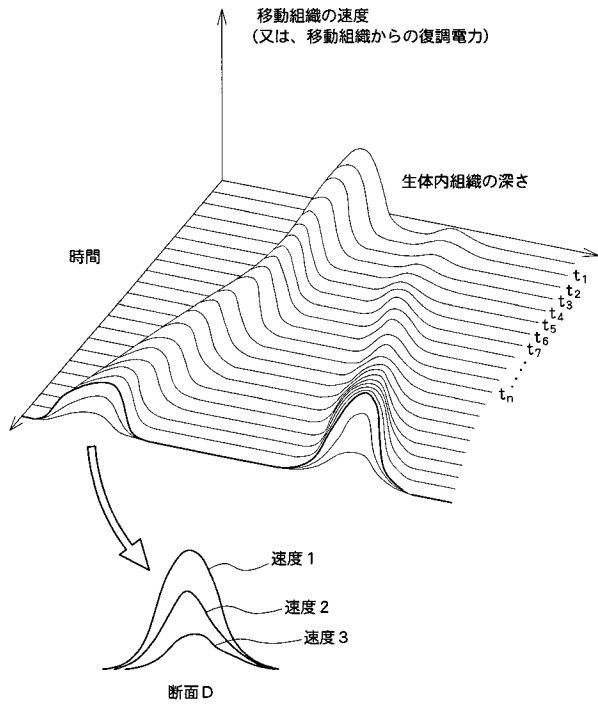
【図2】



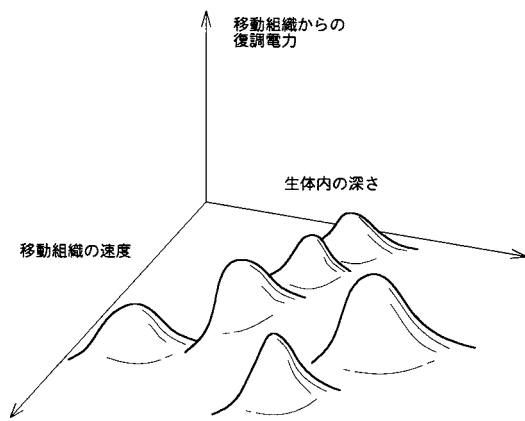
【図3】



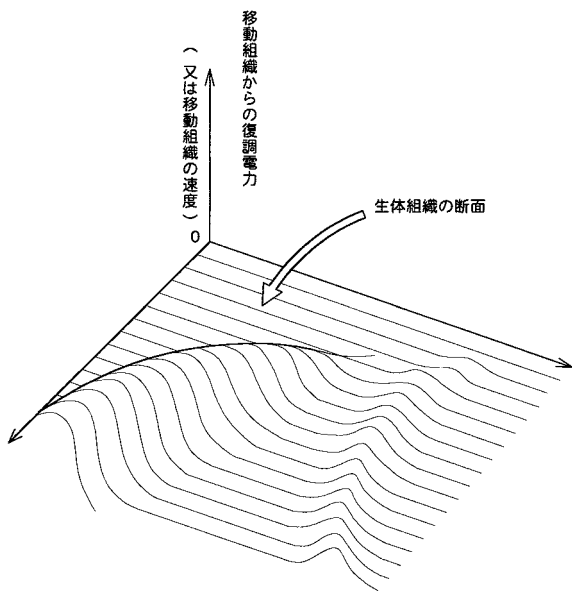
【 図 4 】



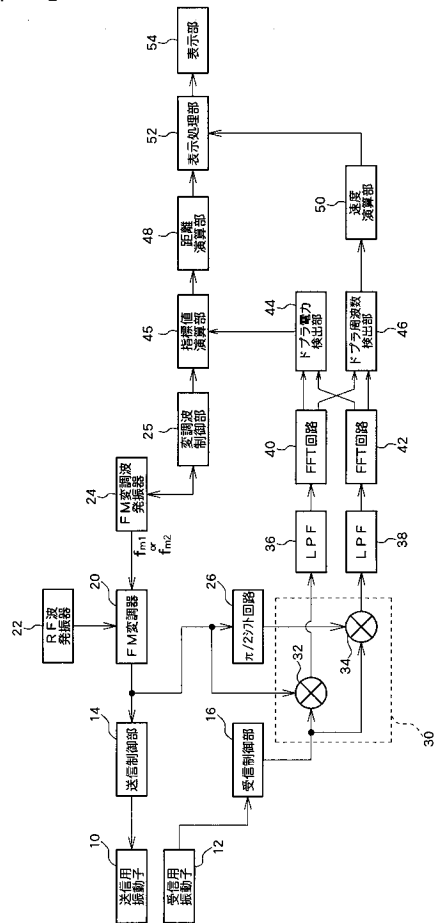
【 図 5 】



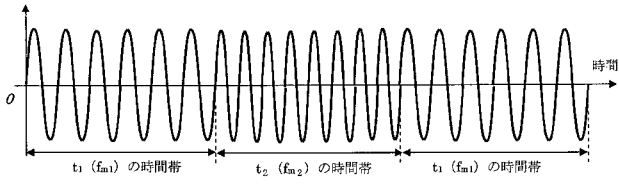
【 図 6 】



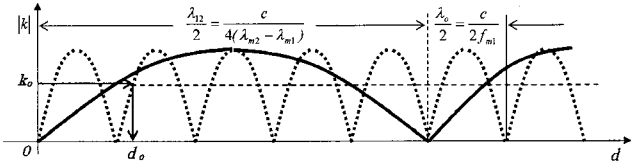
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



フロントページの続き

(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 DE02 EE09 HH03 HH35 JB39 JB49 KK17

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP2006288974A	公开(公告)日	2006-10-26
申请号	JP2005117469	申请日	2005-04-14
[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)	学校法人金沢工业大学 阿洛卡有限公司		
[标]发明人	大洞喜正 国田正德		
发明人	大洞 喜正 国田 正德		
IPC分类号	A61B8/08		
FI分类号	A61B8/08		
F-TERM分类号	4C601/DE02 4C601/EE09 4C601/HH03 4C601/HH35 4C601/JB39 4C601/JB49 4C601/KK17		
代理人(译)	吉田健治 石田 纯		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

本发明提供一种超声波诊断装置，其使用连续波产生目标组织的位置信息。多普勒功率检测单元(44)从转换为频谱的解调信号中提取对应于多个n阶波分量的每个分量的目标组织的多普勒信号。然后，检测每个提取的多普勒信号的功率值。距离计算单元48基于检测到的多个多普勒信号的功率来计算目标组织的深度。即，计算距生物体组织中的目标组织的体表的距离。此外，显示处理单元52基于目标组织的距离和速度的计算结果形成例如多普勒波形或包括距离和速度信息的图形，并在显示单元54上显示形成的多普勒波形和图形。显示在。 [选图]图1

