

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5235110号
(P5235110)

(45) 発行日 平成25年7月10日(2013.7.10)

(24) 登録日 平成25年4月5日(2013.4.5)

(51) Int.Cl. F 1
A 6 1 B 8/06 (2006.01) A 6 1 B 8/06

請求項の数 7 (全 15 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2008-185046 (P2008-185046) (22) 出願日 平成20年7月16日 (2008.7.16) (65) 公開番号 特開2010-22475 (P2010-22475A) (43) 公開日 平成22年2月4日 (2010.2.4) 審査請求日 平成23年6月27日 (2011.6.27)</p>	<p>(73) 特許権者 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 100075258 弁理士 吉田 研二 (74) 代理人 100096976 弁理士 石田 純 (72) 発明者 須藤 政光 東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号 アロ カ株式会社内 審査官 富永 昌彦</p>
--	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超音波診断装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

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送信信号処理部と、
 前記送信信号に基づいて超音波を生体に送波して生体からの反射波を受波することにより得られる受信信号に対して、前記送信信号に実質的に等しい波形の参照信号を用いて復調処理を施すことにより復調信号を得る受信信号処理部と、
 復調信号からドプラ情報を抽出するドプラ情報抽出部と、
 生体内の診断対象部位に対して設定されるサンプルボリュームの位置を示した表示画像を形成する表示画像形成部と、
 を有し、
 設定されたサンプルボリュームの位置に応じた遅延処理を施して参照信号と受信信号との間の遅延関係を調整し、サンプルボリュームの位置からの受信信号と参照信号との相関を強めて復調処理を施すことにより、サンプルボリュームからのドプラ情報を選択的に抽出する、
 ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 2】

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

復調信号からドブラ情報を抽出するドブラ情報抽出部と、
 生体内の診断対象部位に対して設定されるサンプルボリュームの位置を示した表示画像
 を形成する表示画像形成部と、
 を有し、

設定されたサンプルボリュームの位置に応じた遅延処理を施して参照信号と受信信号と
 の間の遅延関係を調整して復調処理を施すことにより、サンプルボリュームからのドブラ
 情報を選択的に抽出するにあたり、

前記サンプルボリュームからの受信信号の位相と参照信号の位相が等しくなるように、
 サンプルボリュームの深さに応じた遅延量だけ前記参照信号を遅延処理し、サンプルボリ
 ュームからの受信信号と参照信号との相関を強めることにより、サンプルボリュームから
 のドブラ情報を選択的に抽出する、
 ことを特徴とする超音波診断装置。

10

【請求項 3】

請求項 2 に記載の超音波診断装置において、
 前記送信信号処理部は、搬送波信号に対して変調処理を施すことにより前記送信信号を
 生成し、
 前記送信信号処理部による変調処理の変調度に応じて前記サンプルボリュームの幅が決
 定される、
 ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 4】

20

請求項 3 に記載の超音波診断装置において、
 前記変調度を調整してサンプルボリュームの幅を段階的に変化させ、各段階ごとにサン
 プルボリュームの深さを変化させつつドブラ情報を抽出することにより診断対象部位が探
 索され、診断対象部位の深さに合わせてサンプルボリュームが設定される、
 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、
 前記変調度を段階的に大きくすることによりサンプルボリュームの幅を段階的に小さく
 し、各段階ごとにサンプルボリュームの深さを変化させつつドブラ情報を抽出すること
 により、診断対象部位の位置が絞り込まれる、
 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 5 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置において、
 前記表示画像形成部は、超音波画像内にサンプルボリュームの位置を示した表示画像を
 形成する、
 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 6 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置において、
 前記表示画像形成部は、診断対象部位に対して設定されたサンプルボリュームから得ら
 れるドブラ情報に基づいて形成されるドブラ波形を表示する、
 ことを特徴とする超音波診断装置。

40

【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】

【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 の正弦波として構成される送信波が生体内へ連続的に放射

50

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、連続波ドブラに関する研究が進められてきた。その成果の一つとして、本願出願人は、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（FM CWドブラ）に関する技術を提案している。

【0004】

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

【0005】

【特許文献1】特開2005-253949号公報

【特許文献2】特開2006-14916号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

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

【0007】

本発明は、このような背景において成されたものであり、その目的は、ドブラ情報が抽出される目標位置を設定するための技術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送信信号処理部と、前記送信信号に基づいて超音波を生体に送波して生体からの反射波を受波することにより得られる受信信号に対して、前記送信信号に実質的に等しい波形の参照信号を用いて復調処理を施すことにより復調信号を得る受信信号処理部と、復調信号からドブラ情報を抽出するドブラ情報抽出部と、生体内の診断対象部位に対して設定されるサンプルボリュームの位置を示した表示画像を形成する表示画像形成部と、を有し、設定されたサンプルボリュームの位置に応じた遅延処理を施して参照信号と受信信号との間の遅延関係を調整して復調処理を施すことにより、サンプルボリュームからのドブラ情報を選択的に抽出する、ことを特徴とする。

【0009】

上記態様では、参照信号を用いて受信信号に対して復調処理を施しているため、参照信号との相関が比較的大きい信号成分を含んだ復調信号を得ることができる。そして、その復調処理にあたり、診断対象部位に対して設定されるサンプルボリュームの位置に応じて参照信号と受信信号との間の遅延関係（時間軸方向の関係）が調整される。例えば参照信号と受信信号との間の位相関係が調整される。そのため、例えば、サンプルボリュームからの受信信号の位相と参照信号の位相とを揃えることにより、参照信号との相関が比較的大きい信号成分として、サンプルボリュームからの受信信号を抽出することができる。さらに、その受信信号から例えばバンドパスフィルタあるいはローパスフィルタなどを用いてドブラ情報を抽出することにより、サンプルボリュームからのドブラ情報を選択的に抽出することが可能になる。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 0 】

また、上記態様においては、サンプルボリュームの位置を示した表示画像が形成されるため、例えば、ユーザがその表示画像を見ながら比較的容易に診断対象部位に対してサンプルゲートを設定することが可能になる。なお、上記態様において、参照信号と送信信号は、完全に等しい波形であることが望ましい。但し、参照信号と送信信号は、実質的に等しい波形とみなせる程度の対応関係であってもよい。

【 0 0 1 1 】

望ましい態様において、前記サンプルボリュームからの受信信号の位相と参照信号の位相が等しくなるように、サンプルボリュームの深さに応じた遅延量だけ前記参照信号を遅延処理し、サンプルボリュームからの受信信号と参照信号との相関を強めることにより、サンプルボリュームからのドブラ情報を選択的に抽出する、ことを特徴とする。

10

【 0 0 1 2 】

望ましい態様において、前記送信信号処理部は、搬送波信号に対して変調処理を施すことにより前記送信信号を生成し、前記送信信号処理部による変調処理の変調度に応じて前記サンプルボリュームの幅が決定される、ことを特徴とする。

【 0 0 1 3 】

望ましい態様において、前記変調度を調整してサンプルボリュームの幅を段階的に変化させ、各段階ごとにサンプルボリュームの深さを変化させつつドブラ情報を抽出することにより診断対象部位が探索され、診断対象部位の深さに合わせてサンプルボリュームが設定される、ことを特徴とする。

20

【 0 0 1 4 】

望ましい態様において、前記変調度を段階的に大きくすることによりサンプルボリュームの幅を段階的に小さくし、各段階ごとにサンプルボリュームの深さを変化させつつドブラ情報を抽出することにより、診断対象部位の位置が絞り込まれる、ことを特徴とする。

【 0 0 1 5 】

望ましい態様において、前記表示画像形成部は、超音波画像内にサンプルボリュームの位置を示した表示画像を形成する、ことを特徴とする。

【 0 0 1 6 】

望ましい態様において、前記表示画像形成部は、診断対象部位に対して設定されたサンプルボリュームから得られるドブラ情報に基づいて形成されるドブラ波形を表示する、ことを特徴とする。

30

【 発明の効果 】

【 0 0 1 7 】

本発明により、ドブラ情報が抽出される目標位置を設定するための技術が提供される。例えば、本発明の好適な態様によれば、ユーザが表示画像を見ながら比較的容易に診断対象部位に対してサンプルゲートを設定することが可能になる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 1 8 】

以下、本発明の好適な実施形態を説明する。

【 0 0 1 9 】

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 1 0 は生体内へ送信波を連続的に送波し、また、受信用振動子 1 2 は生体内からの反射波を連続的に受波する。このように、送信および受信がそれぞれ異なる振動子で行われて、いわゆる連続波ドブラ法による送受信が実行される。

40

【 0 0 2 0 】

電力増幅器 1 4 は、送信用振動子 1 0 に対し、電力増幅された F M 連続波 (F M C W) を供給する。電力増幅器 1 4 には、例えば正弦波または鋸歯状波などによる 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。 F M 変調器 2 0 は、 F M 連続波を電力増幅器 1 4 に出力

50

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、変調波生成部24から供給される正弦波または鋸歯状波など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。

【0021】

前置増幅器16は、受信用振動子12から供給される受波信号に対して低雑音増幅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において必要に応じて遅延処理され、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。 $\pi/2$ 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。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の復調信号が抽出される。

【0023】

なお、変調波生成部24から供給される変調波に遅延処理を施して遅延変調波を形成し、その遅延変調波によってRF波発振器22から供給されるRF波を周波数変調することにより、参照信号を生成してもよい。

【0024】

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、変調波生成部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。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。

【0025】

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

【0026】

ドブラ情報解析部44は、周波数スペクトラムに変換された復調信号からドブラ情報を抽出する。本実施形態においては、遅延回路25によってサンプルボリュームの位置に応じて参照信号と受信信号との間の位相関係が調整されるため、サンプルボリュームからのドブラ情報が選択的に抽出される。位相の調整とサンプルボリュームからのドブラ情報の抽出との関連については、後の原理説明において詳述する。

【0027】

なお、ドブラ情報解析部44は、生体内の各深さ(各位置)ごとにドブラ情報を抽出して、例えば、超音波ビーム(音線)上の各深さごとに生体内組織の速度を算出し、リアルタイムで出力してもよい。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。

【0028】

表示処理部46は、ドブラ情報解析部44において抽出されるドブラ情報に基づいて得

10

20

30

40

50

られるドブラ波形などの診断結果を含んだ表示画像を形成する。また、表示処理部 46 は、ユーザが生体内の診断対象部位に対してサンプルボリュームを設定する際の設定支援用の画像を含んだ表示画像を形成する。形成された表示画像は表示部 48 に表示される。

【0029】

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。また、図示しない操作パネルなどを介して入力されるユーザ操作に応じて、システム制御部 50 が超音波診断装置内の各部を制御する。

【0030】

以上、概説したように、本実施形態では、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 (サンプルボリュームの設定位置) となる診断対象部位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。

【0031】

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。

【0032】

【数 1】

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

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

【0033】

数 1 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 の変調度 (変調指数) である。

【0034】

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。

【0035】

【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】

なお、数 2 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 に比較して小さいので無視している。

【0037】

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 連続波が遅延回路 25 において遅延処理され、参照信号として、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

10

20

30

40

50

理されたFM連続波が / 2シフト回路26を經由して供給される。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。

【0038】

【数3】

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

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

【0039】

10

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。

【0040】

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。

【0041】

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 $2f_0$ の成分が除去されている。これは、LPF36において除去される周波数成分である。

20

【0042】

【数4】

$$v_{DI}(t) = v_R(t) \times v_{rI}(t)$$

$$= \alpha A \sin[2\pi(f_0 + f_d)t - \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m)] \times A \sin[2\pi f_0 t - \phi_{0r} + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_{mr})]$$

$$\approx \frac{\alpha A^2}{2} \cos[2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r} + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_m) - \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_{mr})]$$

$$= \frac{\alpha A^2}{2} \cos\left[2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r} + 2\beta \cos\left(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2}\right) \cdot \sin \frac{\phi_{mr} - \phi_m}{2}\right]$$

30

$$= \frac{\alpha A^2}{2} \cos\left[2\pi f_d t - \phi_0 + \phi_{0r} + k\beta \cos\left(2\pi f_m t - \frac{\phi_{mr} + \phi_m}{2}\right)\right]$$

$$k = 2 \sin \frac{\phi_{mr} - \phi_m}{2}$$

【0043】

ここで、ベッセル関数に関する次の公式を利用する。

40

【0044】

【数5】

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

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

【0045】

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。

50

【 0 0 4 6 】

【 数 6 】

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

【 0 0 4 7 】

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、LPF38において除去される周波数成分である。

【 0 0 4 8 】

【 数 7 】

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

【 0 0 4 9 】

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。

【 0 0 5 0 】

【 数 8 】

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

【 0 0 5 1 】

10

20

30

40

50

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。

【0052】

【数9】

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

【0053】

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。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。

【0054】

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 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。

【0055】

【数10】

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

【0056】

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。

30

【0057】

【数11】

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

【0058】

数11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) に対応したドブ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ブラ周波数 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、ドブラ信号の振幅は、搬送波および参照波の位相に依存しないこともわかる。

40

【0059】

こうした特徴から、本実施形態のFM CW方式では、受信波 (受信信号) と参照波 (参照信号) との間の位相関係を調整することにより、ベースバンド信号の直流および直流付近の信号成分に基づいて対象とする組織の速度情報を得ることができる。この意味において、本実施形態に係る超音波診断装置を位相シフト型FM CW超音波ドブラシステムと称することができる。

【0060】

図2は、ベースバンド信号の直流および高調波成分の生体内深さ (体表からの距離) 依存性を説明するための図である。図2には、複数の変調度 (変調指数) について、各変

50

調度ごとにベースバンド信号（復調信号）の周波数スペクトラムが示されている。なお、 $\beta = 0$ から 30 までの各周波数スペクトラムは、固定組織からからの反射電力を表している。図 2 においては、組織における減衰の効果は省略した。なお、FM 変調の大きさは、一般的に、変調度により定量化される。 β は、FM 変調による搬送波の最大周波数偏移 f と変調周波数 f_m の比として定義され、 $\beta = f / f_m$ により定義される。

【0061】

$\beta = 0$ の場合は無変調であるため、これは通常の CW ドブラ速度計測システムと等価である。この場合は、どんな深さからの反射電力にも位置依存性は無い。また、送受信ともに無変調なので、ベースバンド信号に変調波成分が出現する余地は無い。連続超音波（CW）に FM 変調をかけ、周波数偏移 f を徐々に増加させると、FM CW 送受信波は FM 変調された信号となり、その電力は搬送波から側帯波に移行してゆく。送受信間の遅延時間差が無い場合はベースバンド信号に変調波の高調波成分は発生しない。直交検波器の 2 つの入力（つまり受信信号と参照信号）に時間差を生じさせないためには、当該深さからの反射波の遅延時間に相当する遅延時間を参照波に与えてやればよい。

【0062】

図 2 の例は、距離 $d_0 = 7.5 \text{ cm}$ において、参照波に与える遅延時間を受信波の遅延時間と一致するように設定した場合を示している。したがって、距離 d_0 からの反射電力は、直流成分のみで、変調波の高調波成分はまったく発生しない。距離が d_0 以外の場所では、送信波と受信波間に時間差が生じるので、両者の相関性が少なくなってくる。したがって、直流成分が減少し、同時に高調波成分が出現しはじめる。

【0063】

変調度（変調指数 β ）が大きくなるにつれて、距離 d_0 における反射電力の位置ずれに対する変化は敏感になってくる。すなわち、距離 d_0 における反射電力の選択性が増加する。この傾向は β が増加するにしたがってますます顕著になる。図 2 では、その様子が β が 0 から 30 の場合について示している。そして、 β が 30 以上になると、この選択性は PW（パルス波）ドブラにおけるレンジゲートの役割と類似の機能に近づいてくる。本実施形態においては、反射電力が選択的に抽出される領域をサンプルボリュームと称する。

【0064】

次に、距離 d_0 からの反射電力が、ドブラシフト f_d を伴っていると仮定する。この場合は、固定物と相似形の距離依存性が出現するが、ドブラ周波数 f_d だけ、直流成分からシフトしてあらわれる。ドブラスペクトラムは、変調波あるいはその高調波の両側帯波にも同時に出現するが、距離 d_0 からのドブラエコーは直流から f_d だけシフトした周波数成分のみとなる。この様子を図 2（DP）に示す。

【0065】

図 2（DP）に示すように、距離 d_0 からのドブラエコーが直流から f_d だけシフトした周波数成分のみとなるのは、搬送波周波数 f_0 から f_d だけずれた周波数において、参照信号とドブラ信号との相関が最も強くなるからである。このドブラ信号は、直流付近のみ出現し、変調波 f_m とその高調波成分（ $2f_m, 3f_m, \dots$ ）の付近には出現しない。したがって、直流付近のこの成分だけをローパスフィルタ（低域濾波器）によって抽出することにより、通常の CW と同様の SNR（信号体ノイズ比）を保った状態で、位置情報の特定されたドブラ情報を得ることができる。

【0066】

具体的には、例えば、図 1 の遅延回路 25 によって、目標となる深さ（位置） d に対応した遅延時間（ $\tau = 2d / c$ ：音速 c ，深さ d ）で参照信号に対して遅延処理が施されることにより、サンプルボリュームの位置が決定され、図 1 の FFT 回路 40，42 から図 2（DP）に相当するドブラ周波数スペクトラム情報が出力され、図 1 のドブラ情報解析部 44 によって、図 2（DP）の直流付近のドブラ信号が抽出される。また、FM 変調器 20 における変調度の大きさに応じて、サンプルボリュームの幅を調整することができる。

【0067】

10

20

30

40

50

本実施形態においては、上述した位相シフト型 F M C W 超音波ドブラシステムの特徴を利用し、生体内における血流などの測定対象部位に目標位置（サンプルボリューム）を設定して測定対象部位からのドブラ情報を選択的に抽出する。そして、測定対象部位に対するサンプルボリュームの設定を容易にするために、本実施形態においては、以下に説明する設定支援用の機能が設けられている。

【 0 0 6 8 】

図 3 は、サンプルボリュームの設定支援画像を含んだ表示画像 1 0 0 を示す図である。表示画像 1 0 0 は、表示処理部 4 6（図 1）によって形成される画像であり、サンプルボリュームの位置を示すサンプルボリュームカーソル 1 1 0 を含んでいる。サンプルボリュームカーソル 1 1 0 は、超音波ビームの方向を示すビームカーソル 1 1 2 上に設けられる。サンプルボリュームは超音波ビームに沿って深さ方向に移動するため、サンプルボリュームカーソル 1 1 0 もビームカーソル 1 1 2 に沿って移動させることができる。また、診断の深さ（生体内の深さ）を示す深さスケール 1 2 0 がビームカーソル 1 1 2 に対してほぼ平行に設けられており、深さスケール 1 2 0 とサンプルボリュームカーソル 1 1 0 の位置から、ユーザはサンプルボリュームの深さを視覚的に容易に把握できる。なお、プローブ位置マーカ 1 1 4 は、プローブの位置を示している。

10

【 0 0 6 9 】

位相シフト型 F M C W 超音波ドブラシステムでは、先に説明したように、サンプルボリュームの位置から選択的にドブラ情報が抽出される。そこで、表示処理部 4 6（図 1）は、ドブラ情報に基づいて形成されるドブラ波形の波形画像 1 3 0 を表示画像 1 0 0 内に表示させてもよい。波形画像 1 3 0 は、横軸を時間軸として、診断対象部位における速度を縦軸に示したドブラ波形の画像である。

20

【 0 0 7 0 】

図 4 は、表示画像の変形例である変形表示画像 1 0 0 ' を示す図である。変形表示画像 1 0 0 ' も、表示処理部 4 6（図 1）によって形成され、サンプルボリュームの位置を示すサンプルボリュームカーソル 1 1 0 を含んでいる。また、サンプルボリュームカーソル 1 1 0 は、ビームカーソル 1 1 2 上に設けられ、ビームカーソル 1 1 2 に沿ってサンプルボリュームカーソル 1 1 0 を移動させることができる。診断の深さを示す深さスケール 1 2 0 やドブラ波形の波形画像 1 3 0 も表示されている。

30

【 0 0 7 1 】

図 4 の変形表示画像 1 0 0 ' には、超音波画像 1 4 0 が挿入されている。超音波画像 1 4 0 は、超音波を送受波することにより得られたエコー信号から形成される。例えば、超音波のパルス波を用いて得られたエコー信号により、超音波画像 1 4 0 として B モード画像が形成されてもよい。例えば、超音波画像 1 4 0 内に診断対象部位を映し出すことにより、サンプルボリュームカーソル 1 1 0 の位置設定、つまりサンプルボリュームの位置設定がさらに容易になる。

【 0 0 7 2 】

図 5 は、サンプルボリュームの設定手順を説明するための図である。図 5 には、横軸を時間軸として、送信信号の状態と参照信号の状態と操作内容が示されている。

【 0 0 7 3 】

診断が開始されると、時刻 T_0 から時刻 T_1 までのステップ 1 において、生体内のドブラ信号が確認される。ステップ 1 においては、送信信号の変調度 が 0 に設定される。つまり、F M 変調器 2 0（図 1）における変調処理の変調度 が 0 に設定され、R F 波発振器 2 2（図 1）から供給される搬送波（R F 波）が変調されずに、送信信号として F M 変調器 2 0 から出力される。この送信信号は、変調が施されていない通常の連続波（C W）となる。また、参照信号も変調度 が 0 の通常の連続波となり、遅延回路 2 5（図 1）における遅延調整も行われぬ。

40

【 0 0 7 4 】

このように、ステップ 1 においては、通常の連続波（C M）による測定が行われて、生体内の深さ方向の全域からドブラ情報が収集される。そこで、ステップ 1 において、例え

50

ば、超音波ビーム上にドブラ信号が存在するか否かが全域的に確認される。なお、ステップ1において、超音波ビームの方向を変化させつつドブラ情報を確認することにより、ドブラ信号が存在する方向などを確認してもよい。

【0075】

ステップ1においてドブラ信号の存在が確認されると、時刻 T_1 から時刻 T_2 までのステップ2において、超音波ビーム上の比較的広い範囲で診断対象部位が探索される。ステップ2においては、送信信号の変調度が例えば10程度に設定される。つまり、FM変調器20(図1)における変調処理の変調度が例えば10に設定され、RF波発振器22(図1)から供給される搬送波(RF波)が変調され、送信信号としてFM連続波がFM変調器20から出力される。また、参照信号も送信信号と同じFM連続波となり、遅延回路25(図1)において遅延調整が行われてサンプルゲートを移動させる。

10

【0076】

ステップ2の広域的な探索においては、超音波ビームに沿った診断領域の全域をサンプルゲートが移動するように、遅延回路25において遅延調整が行われる。例えば、FM連続波の変調波の位相が $0^\circ \sim 360^\circ$ まで変化するように遅延調整が行われる。そして、移動するサンプルゲートの各位置においてドブラ信号が存在するか否かを確認することにより、超音波ビーム上におけるドブラ信号の位置(深さ)が広域的に確認される。

【0077】

ステップ2において、例えば変調波の位相が $200^\circ \sim 280^\circ$ の範囲内にドブラ信号の存在が確認されると、時刻 T_2 から時刻 T_3 までのステップ3において、その範囲内でさらに診断対象部位の位置が絞り込まれる。ステップ3においては、送信信号の変調度が例えば100程度に設定される。図2を利用して説明したように、変調度が大きくなるにつれてドブラ信号の位置選択性が鋭くなる。つまり、変調度が大きくなるにつれてサンプルゲートの幅が小さくなる。

20

【0078】

そこで、ステップ3においては、ステップ2で確認された位相が $200^\circ \sim 280^\circ$ の比較的狭い範囲内で、ステップ2の場合よりもサンプルゲートの幅を小さくして、サンプルゲートを移動させつつドブラ信号を確認する。

【0079】

こうして、ステップ3において、例えば変調波の位相が 240° の位置(深さ)にドブラ信号の存在が確認されると、その位置を診断対象部位として、時刻 T_3 以降のステップ4において、変調波の位相を 240° に固定してドブラ信号が抽出される。

30

【0080】

図5を利用して説明したように、本実施形態では、ステップ1の全域的な確認からステップ2の広域的な確認を経てステップ3において変調度を大きくして狭域的な確認が行われるため、例えば変調度を大きくした状態で全域を確認する場合に比べて、診断対象部位の位置特定が容易になり位置特定のための操作時間の短縮も期待できる。

【0081】

なお、変調度は、操作パネルなどを介してユーザが調整してもよいし、例えば予め登録されているいくつかの変調度を利用して装置が自動選択してもよい。また、装置がサンプルゲートの移動処理とドブラ信号の確認処理を行って、診断対象部位の自動サーチを実現してもよい。

40

【0082】

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。

【0083】

例えば、上述した実施形態においては、周波数を周期的に変化させる連続波の送信信号を形成するにあたって、搬送波信号(RF波発振器22から供給されるRF波)に対して周波数変調処理を施している。この周波数変調処理に換えて、周波数変調処理と同じ角度

50

変調の方式として当業者において明らかな位相変調処理（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、FM変調器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。なお、周波数を周期的に変化させる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。

【図面の簡単な説明】

【0084】

【図1】本発明に係る超音波診断装置の全体構成を示す機能ブロック図である。

【図2】ベースバンド信号の直流および高調波成分の生体内深さ依存性を説明するための図である。

【図3】サンプルボリュームの設定支援画像を含んだ表示画像を示す図である。

【図4】表示画像の変形例である変形表示画像を示す図である。

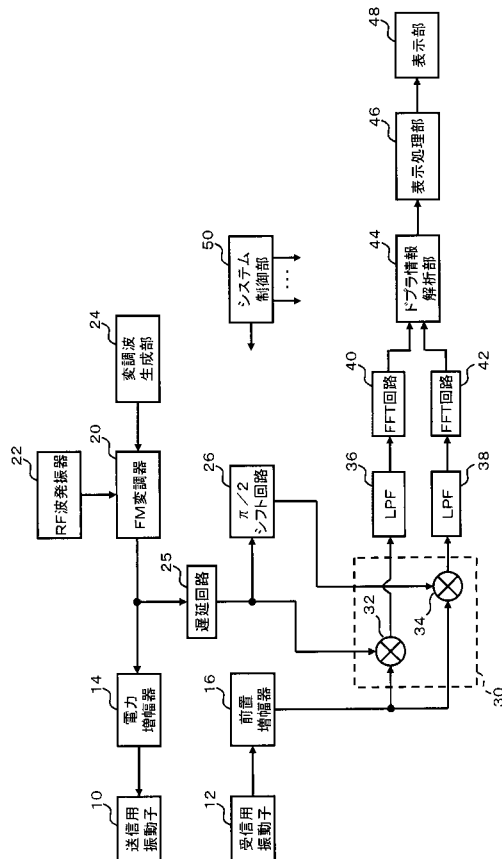
【図5】サンプルボリュームの設定手順を説明するための図である。

【符号の説明】

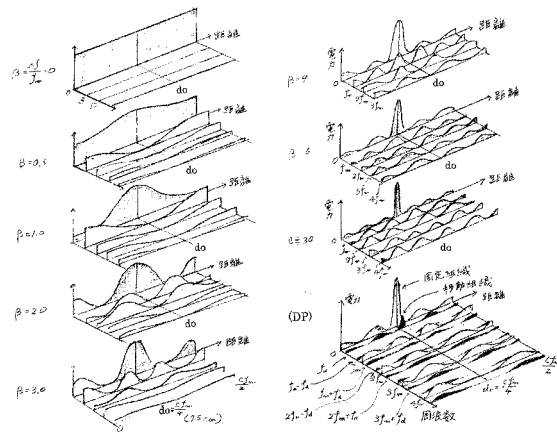
【0085】

20 FM変調器、22 RF波発振器、24 変調波生成部、25 遅延回路、40 , 42 FFT回路、44 ドブラ情報解析部、46 表示処理部。

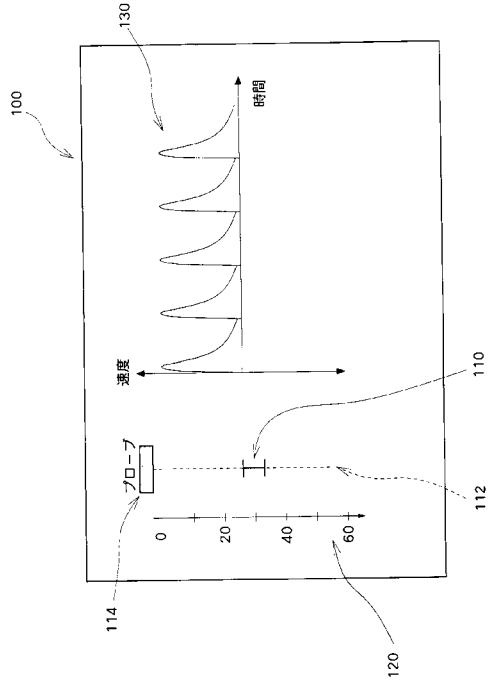
【図1】



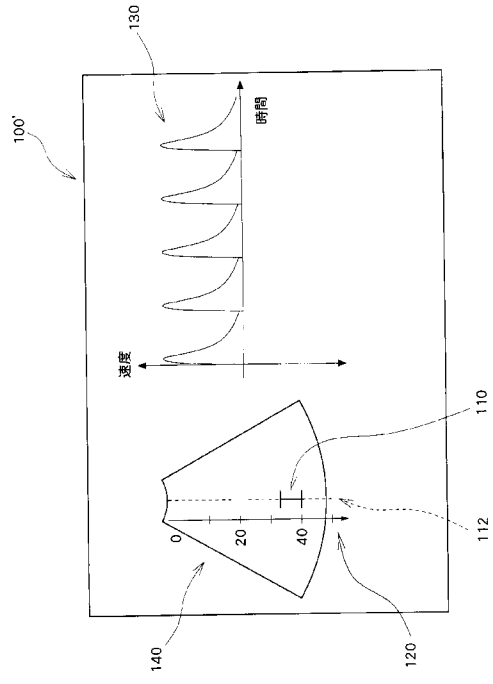
【図2】



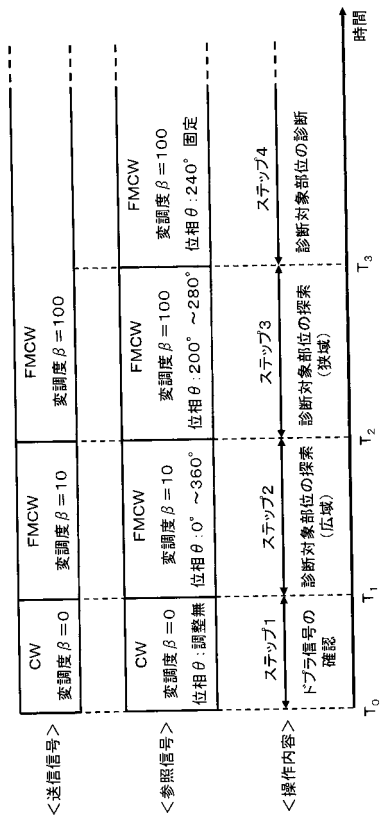
【図3】



【図4】



【図5】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2005-253949(JP,A)
特開2005-245788(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
A61B 8/06

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP5235110B2	公开(公告)日	2013-07-10
申请号	JP2008185046	申请日	2008-07-16
[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		
当前申请(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/DD03 4C601/DE02 4C601/EE11 4C601/HH03 4C601/JB24 4C601/KK31		
代理人(译)	吉田健治 石田 纯		
其他公开文献	JP2010022475A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供一种设置目标位置的技术，从中提取多普勒信息。显示图像包括指示样本体积位置的样本体积光标。样本体积光标110设置在光束光标112上，指示超声波束的方向。指示诊断深度的深度标尺120基本上平行于光束光标112提供，并且从深度标尺120和样本体积光标110的位置，用户可以容易地在视觉上识别样本体积的深度。可以抓住。在相移型FMCW超声多普勒系统中，从样本体积的位置选择性地提取多普勒信息。因此，可以在显示图像100中显示基于多普勒信息形成的多普勒波形的波形图像130。点域

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