

(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2011-240006

(P2011-240006A)

(43) 公開日 平成23年12月1日(2011.12.1)

(51) Int.Cl.
A61B 8/06 (2006.01)

F1
A61B 8/06

テーマコード(参考)
4C601

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2010-116002 (P2010-116002)
(22) 出願日 平成22年5月20日 (2010.5.20)

(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 100075258
弁理士 吉田 研二
(74) 代理人 100096976
弁理士 石田 純
(72) 発明者 赤羽 睦弘
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 DD03 DE02 EE09 HH03 HH35
JB18 JB25 JB49 KK02 KK12
KK17 KK25 KK31

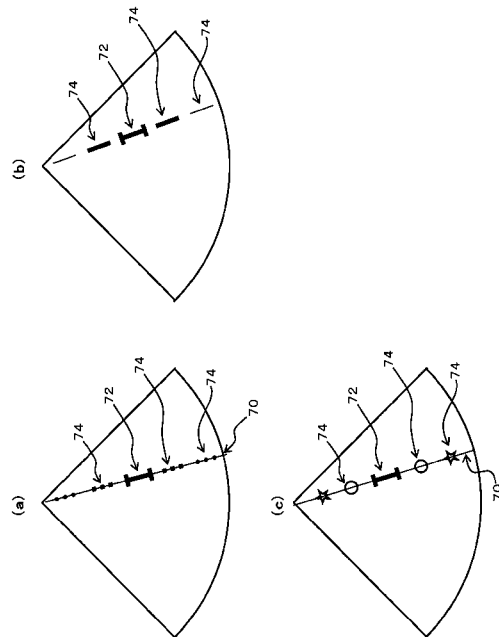
(54) 【発明の名称】 超音波診断装置

(57) 【要約】

【課題】 生体内情報が抽出される箇所を示した表示画像を提供する。

【解決手段】 (a) は、超音波ビームを示したビームカーソル70上に、目標位置を示すサンプルボリューム72と、極大箇所を示す極大マーカ74を設けた表示例である。サンプルボリューム72と極大マーカ74は、互いに異なる表示態様とされる。さらに、複数の極大マーカ74も互いに異なる表示態様とされる。(a)の表示例では、サンプルボリューム72からの距離に応じて、極大マーカ74の線種が変更されている。(b)の表示例では、サンプルボリューム72からの距離に応じて、極大マーカ74の線幅が変更されている。そして(c)は、サンプルボリューム72からの距離に応じて、極大マーカ74の形状を変更した表示例である。サンプルボリューム72からの距離に応じて、極大マーカ74の色を変更するようにしてもよい。

【選択図】 図6



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

周期的に周波数を変化させた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、
生体内の目標位置との間の相関関係を調整しつつ前記受信信号に対して復調処理を施すことにより、当該目標位置に対応した復調信号を得る受信処理部と、
前記復調信号から生体内情報を得る生体内情報抽出部と、
前記相関関係が極大となる極大箇所を示した表示画像を形成する画像形成部と、
を有する、
ことを特徴とする超音波診断装置。

10

【請求項 2】

請求項 1 に記載の超音波診断装置において、
前記画像形成部は、超音波ビームを示したビームカーソル上に前記目標位置と前記極大箇所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 3】

請求項 2 に記載の超音波診断装置において、
前記画像形成部は、前記目標位置と前記極大箇所とを互いに異なる表示態様で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。

20

【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、
前記画像形成部は、複数の前記極大箇所のうち極大値の大きさが閾値以上となる極大箇所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。

【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。

30

【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、本願の出願人は、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（FM CW ドブラ）に関する技術を提案している。

40

【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つた。これに対し、本願の出願人は、特許文献 2 において、FM CW 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を提案している。

【先行技術文献】

50

【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ドブラの技術は、それまでで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検討を重ねてきた。特に、連続波を利用して目標位置からドブラ情報等の生体内情報を抽出する装置の表示画像について検討を重ねてきた。

10

【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、生体内情報が抽出される箇所を示した表示画像を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記目的にかなう好適な超音波診断装置は、周期的に周波数を変化させた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、生体内の目標位置との間の相関関係を調整しつつ前記受信信号に対して復調処理を施すことにより、当該目標位置に対応した復調信号を得る受信処理部と、前記復調信号から生体内情報を得る生体内情報抽出部と、前記相関関係が極大となる極大箇所を示した表示画像を形成する画像形成部と、を有することを特徴とする。

20

【0009】

望ましい具体例において、前記画像形成部は、超音波ビームを示したビームカーソル上に前記目標位置と前記極大箇所を示した表示画像を形成する、ことを特徴とする。

【0010】

望ましい具体例において、前記画像形成部は、前記目標位置と前記極大箇所とを互いに異なる表示態様で示した表示画像を形成する、ことを特徴とする。

【0011】

望ましい具体例において、前記画像形成部は、複数の前記極大箇所のうち極大値の大きさが閾値以上となる極大箇所を示した表示画像を形成する、ことを特徴とする。

30

【発明の効果】

【0012】

本発明により、生体内情報が抽出される箇所を示した表示画像が提供される。これにより、例えば、目標位置以外において生体内情報が抽出される箇所を確認することなどが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【0013】

【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。

40

【図2】変調度2に関するドブラ信号の強度と深さの対応関係を示す図である。

【図3】変調度4に関するドブラ信号の強度と深さの対応関係を示す図である。

【図4】変調度10に関するドブラ信号の強度と深さの対応関係を示す図である。

【図5】アーチファクトの出現を説明するための図である。

【図6】目標位置と極大箇所の表示例を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0014】

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

50

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。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。

【0015】

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、FM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。例えば、後に説明する目標位置を焦点として送信ビームが形成される。

10

【0016】

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。

【0017】

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。例えば、後述する目標位置を焦点として受信ビームが形成される。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。

20

【0018】

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。

30

【0019】

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 / 2シフト回路26を經由して供給される。

【0020】

/ 2シフト回路26は遅延処理されたFM連続波の位相を / 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。

40

【0021】

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 f の周波数スペクトラムデータとして出力される。

50

【 0 0 2 2 】

ドブラ情報抽出部 4 4 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 2 5 における遅延処理により目標位置が設定され、ドブラ情報抽出部 4 4 において目標位置からのドブラ信号が選択的に抽出される。ドブラ情報抽出部 4 4 は、例えば、時間的に変化するドブ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）ごとにドブラ信号を抽出して、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。

【 0 0 2 3 】

表示画像形成部 4 6 は、ドブラ情報抽出部 4 4 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、ドブラ情報抽出部 4 4 において目標位置からのドブラ信号が選択的に抽出されるが、後に詳述する位置選択性の原理上、目標位置以外からのドブラ情報も抽出されてしまう。そこで、表示画像形成部 4 6 は、ドブラ情報が抽出される箇所を示した表示画像を形成する。その表示画像については後に詳述する。

【 0 0 2 4 】

図 1 に示す超音波診断装置内の各部は、システム制御部 5 0 によって制御される。つまり、システム制御部 5 0 は、送信制御や受信制御や表示制御などを行う。

【 0 0 2 5 】

以上、概説したように、図 1 の超音波診断装置では、連続波（C W）を変調波で F M 変調した超音波（F M C W 波）を送受信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。

【 0 0 2 6 】

周波数 f_0 の R F 波（搬送波）に対して、周波数 f_m の正弦波により F M 変調を施した F M C W 送信波は次式のように表現できる。次式において、 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 βf と変調周波数 f_m の比である β は F M の変調指数（変調度）である。

【 0 0 2 7 】

【 数 1 】

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

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

【 0 0 2 8 】

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

【 0 0 2 9 】

10

20

30

40

【数 2】

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

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

c : 超音波の伝搬速度

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

10

【0030】

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。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 /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。

【0031】

20

【数 3】

$$v_{r1}(t) = A \sin[2\pi f_0 t - \phi_{0r} + \beta \sin(2\pi f_m t - \phi_{mr})]$$

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

【0032】

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。

30

【0033】

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 $v_{r1}(t)$ 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。

【0034】

ミキサ 32 における受信 RF 信号 $v_R(t)$ と参照信号 $v_{r1}(t)$ の乗算 $v_{D1}(t)$ 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。

【0035】

40

【数 4】

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

【0036】

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 式は数 6 式のように計算される。

【0037】

【数 5】

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

【0038】

【数 6】

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

【0039】

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、LPF 38 によって除去される。

【0040】

10

20

30

40

【数 7】

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

10

【0041】

20

ここで、数 6 式の $v_{D1}(t)$ 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、 $v_{D1}(t)$ 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。

【0042】

【数 8】

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

30

【0043】

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。

【0044】

【数 9】

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

40

【0045】

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

50

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。

【0046】

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、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。

【0047】

【数10】

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

10

【0048】

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。

【0049】

【数11】

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

20

【0050】

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

【0051】

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

【0052】

30

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 $J_0(k)$ は、第1次ベッセル関数の性質により、 k が0のときに最大値である1となり、 k 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 $J_0(k)$ が最大値である1となり、目標位置以外における $J_0(k)$ 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。

【0053】

40

上述したとおり、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 $J_0(k)$ が最大値である1となり、目標位置以外における $J_0(k)$ は極端に小さな値となる。そこで、ドブ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、 k が深さ d に依存して変化することがわかる。

【0054】

【数12】

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

50

【0055】

数12式に示すように、 $J_0(k)$ の因数である k は深さ d に依存して変化する。そのため、ドプラ信号の振幅を支配する $J_0(k)$ も深さ d に依存して変化する。つまり、ドプラ信号の振幅や強度が深さ d によって変化する。

【0056】

図2から図4は、ドプラ信号の強度と深さの対応関係を示す図である。図2から図4の各図は、横軸に深さ(診断距離)を示して縦軸にドプラ信号の強度を示しており、RF波の周波数 $f_0 = 1.875 \text{ MHz}$ 、変調周波数 $f_m = 5 \text{ kHz}$ 、目標位置を 0.076 m として得られた結果である。なお、図2では変調度 $= 2$ であり、図3では変調度 $= 4$ であり、図4では変調度 $= 10$ である。

10

【0057】

図2から図4において、目標位置である診断距離 0.076 m でドプラ信号の強度が最大値(0 dB)となっている。そして、目標位置以外の診断距離において、 -20 dB 程度または -20 dB 以下と比較的小さいものの、ドプラ信号の強度が極大となる極大箇所が存在する。そのため、目標位置のドプラ信号を観察する際に、目標位置以外の極大箇所のドプラ信号がアーチファクトとして観察されてしまう可能性が考えられる。

【0058】

図5は、アーチファクトの出現を説明するための図である。(A)は、超音波ビームB上において、観察したい血管の位置に目標位置62が調整された場合の観察例を示している。目標位置62においてドプラ信号の強度が最大となるため、(A)の場合には、観察したい血管内の血流速度を最大の強度で観察することが可能になる。

20

【0059】

これに対し、(B)では、調整された目標位置に血管が存在せず、ドプラ信号の強度が極大となる目標位置以外の極大箇所64に血管が存在する。極大箇所64においてドプラ信号の強度が極大となるため、目標位置に血管が存在しないにも関わらず、強度は小さいものの血流速度が観測されてしまう。そこで、図1の表示画像形成部46は、目標位置に加えて極大箇所を示した表示画像を形成する。

【0060】

図6は、目標位置と極大箇所の表示例を示す図である。(a)は、超音波ビームを示したビームカーソル70上に、目標位置を示すサンプルボリューム72と、極大箇所を示す極大マーカ74を設けた表示例である。サンプルボリューム72と極大マーカ74は、互いに異なる表示態様とされる。さらに、複数の極大マーカ74についても、サンプルボリューム72からの距離に応じて異なる表示態様とされる。(a)の表示例では、サンプルボリューム72からの距離に応じて、極大マーカ74の線種が変更されている。例えば、破線の間隔が異なるように線種が変更される。また、1点鎖線、2点鎖線、点線、破線などから線種を選択してもよい。

30

【0061】

(b)の表示例では、サンプルボリューム72からの距離に応じて、極大マーカ74の線幅が変更されている。例えば、サンプルボリューム72に近いものほど太い線で表示される。なお、(b)の表示例においてビームカーソル70が設けられてもよい。

40

【0062】

そして(c)は、サンプルボリューム72からの距離に応じて、極大マーカ74の形状を変更した表示例である。サンプルボリューム72からの距離に応じて、極大マーカ74の色を変更するようにしてもよい。さらに、線種、線幅、形状、色を適宜に組み合わせて極大マーカ74の表示態様を異ならせてもよい。

【0063】

また、全ての極大箇所に極大マーカ74を対応付けて表示させてもよいが、多数の極大箇所が存在する場合には、閾値を設定して強度がその閾値以上となる極大箇所のみ、極大マーカ74を対応付けて表示するようにしてもよい。例えば、図4に示す強度分布の場合に、 -30 dB を閾値として -30 dB 以上の極大箇所のみが表示対象とされる。

50

【 0 0 6 4 】

図 1 の超音波診断装置を利用した診断例は次のとおりである。図 1 の超音波診断装置は図示した構成に加えて、公知の B モード画像を表示する機能も備えている。その機能を用いて、ユーザ（検査者）は、血管等の診断対象を含んだ B モード画像を表示させ、その B モード画像上において、図 6 に示したように、ビームカーソル 7 0 の角度等を調整し、ビームカーソル 7 0 上にサンプルボリューム 7 2 を設定する。サンプルボリューム 7 2 は、ビームカーソル 7 0 に沿って（深さ方向に沿って）、血管等の診断対象の位置に移動される。サンプルボリューム 7 2 の位置（深さ）に応じて、遅延回路 2 5（図 1）における遅延量が調整され、サンプルボリューム 7 2 の位置が目標位置となる。ユーザは、サンプルボリューム 7 2 の幅（深さ方向の長さ）も調整する。サンプルボリューム 7 2 の幅に応じて、F M 変調器 2 0（図 1）における変調処理の変調度 が調整される。

10

【 0 0 6 5 】

こうして、サンプルボリューム 7 2 が設定されると、その設定状態に応じて極大箇所的位置や強度が算出され（図 2 ~ 4 参照）、図 6 に示したように極大マーカ 7 4 が表示される。そして、ユーザが F M C W 連続波のドブラ計測モードを選択すると、B モード画像がフリーズされ（静止画像とされ）てドブラ計測が開始される。

【 0 0 6 6 】

極大マーカ 7 4 が表示されるため、例えば、診断対象とは異なる血管等が極大マーカ 7 4 の位置に存在する場合に、ユーザは、プローブの姿勢や位置、ビームカーソル 7 0 の角度、サンプルボリューム 7 2 の位置や幅などを適宜調整し、診断対象とは異なる血管等と極大マーカ 7 4 が重ならないようにする。これにより、目標位置の血管等から得られるドブラ波形などを高精度に計測することが可能になる。

20

【 0 0 6 7 】

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

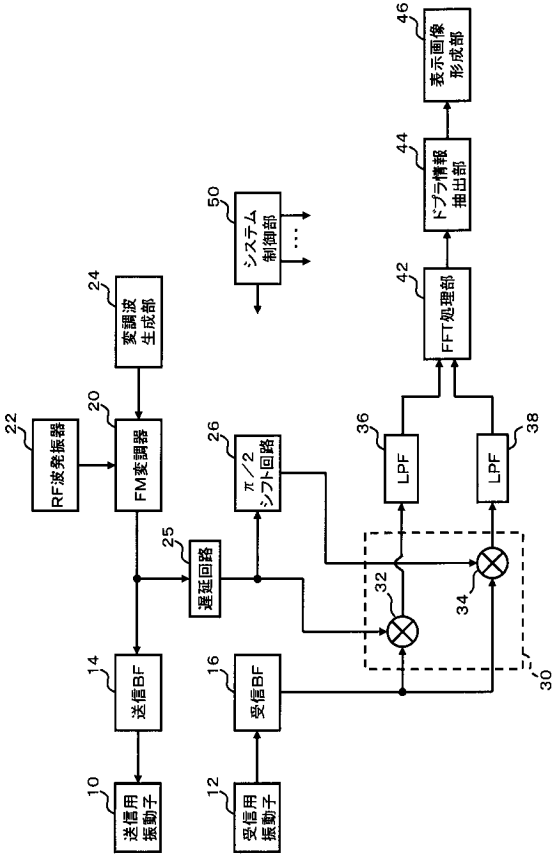
【 符号の説明 】

【 0 0 6 8 】

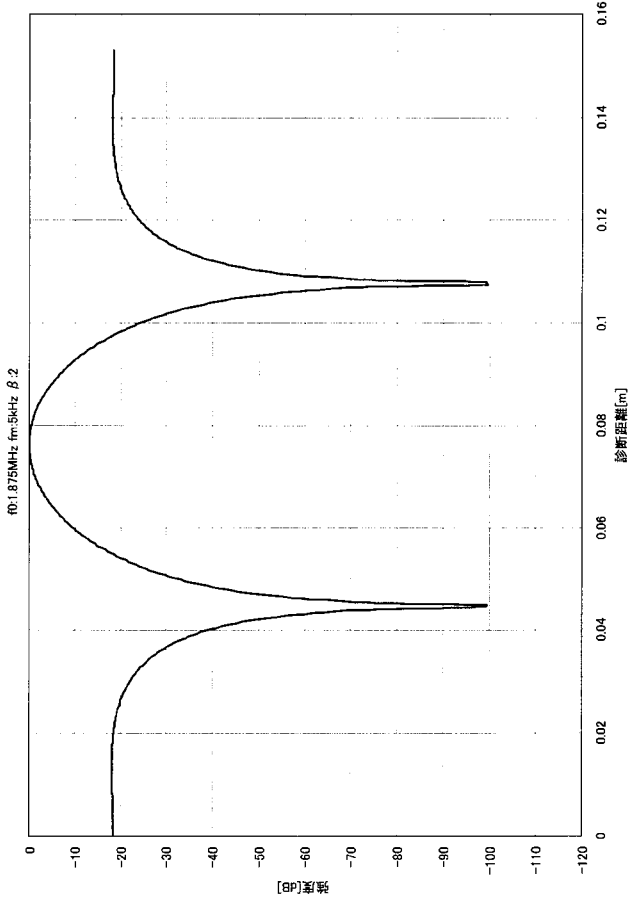
2 0 F M 変調器、 2 2 R F 波発振器、 2 4 変調波生成部、 2 5 遅延回路、 3 0 受信ミキサ、 4 2 F F T 処理部、 4 4 ドブラ情報抽出部、 4 6 表示画像形成部。

30

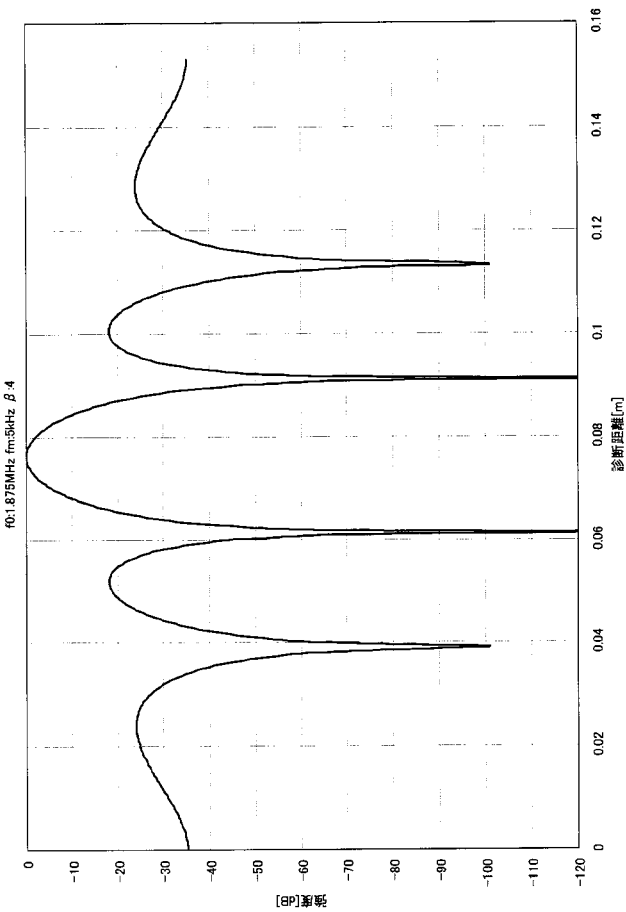
【図 1】



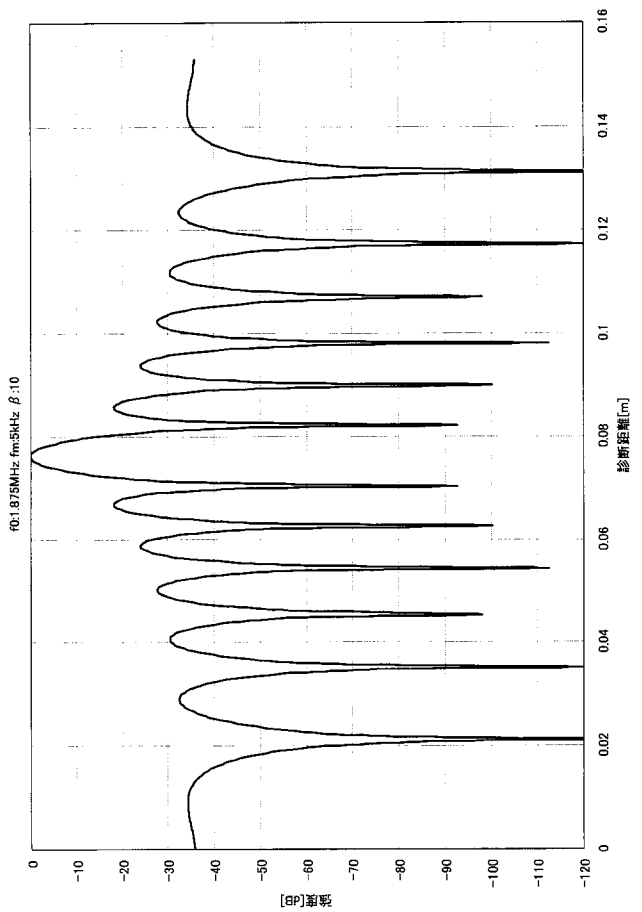
【図 2】



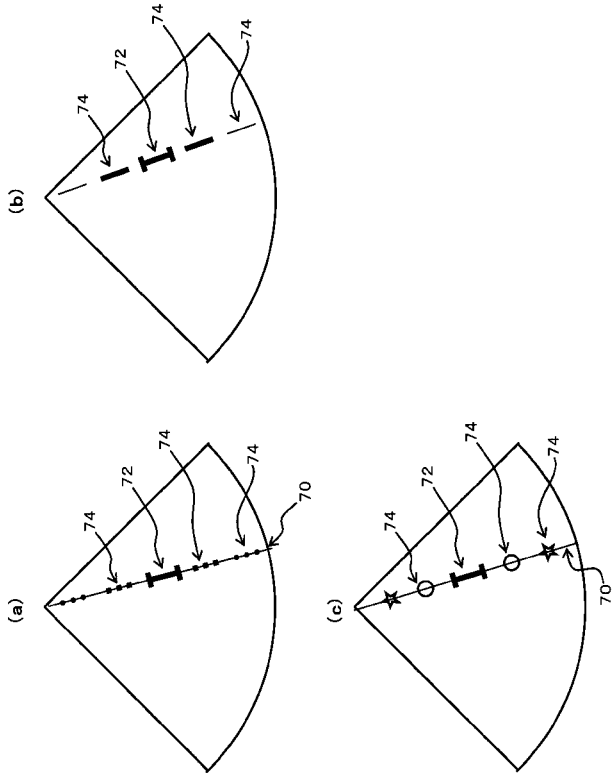
【図 3】



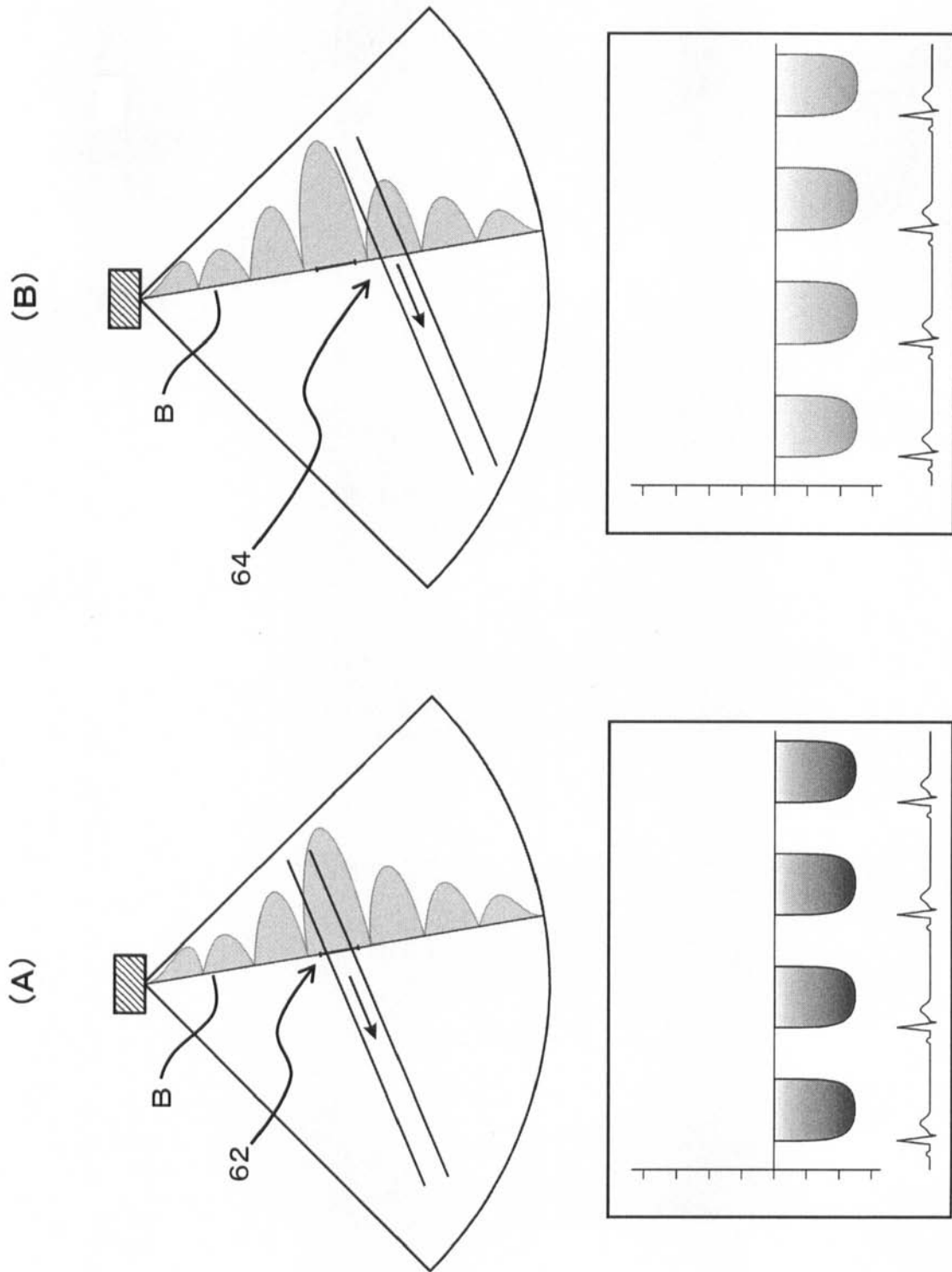
【図 4】



【 図 6 】



【 図 5 】



专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP2011240006A	公开(公告)日	2011-12-01
申请号	JP2010116002	申请日	2010-05-20
[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	赤羽睦弘		
发明人	赤羽 睦弘		
IPC分类号	A61B8/06		
FI分类号	A61B8/06 A61B8/14		
F-TERM分类号	4C601/DD03 4C601/DE02 4C601/EE09 4C601/HH03 4C601/HH35 4C601/JB18 4C601/JB25 4C601/JB49 4C601/KK02 4C601/KK12 4C601/KK17 4C601/KK25 4C601/KK31		
代理人(译)	吉田健治 石田 纯		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供显示从中提取体内信息的部分的显示图像。解决方案：图 (a) 是显示示出超声波束的光束光标70，显示目标位置的样本体积72和显示极端部分的最大标记74的显示示例。样本体积72和最大标记74处于彼此不同的显示模式。此外，多个最大标记74处于彼此不同的显示模式。在图 (a) 的显示例子中，最大标记74的线的种类根据与样本体积72的距离而变化。在图 (b) 的显示例中，最大线宽。标记74根据与样本体积72的距离而改变。图 (c) 是显示示例，其中最大标记74的形状根据与样本体积72的距离而改变。最大颜色标记74可以根据与样本体积72的距离而改变

