

(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2010-194109

(P2010-194109A)

(43) 公開日 平成22年9月9日(2010.9.9)

(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 7 O L (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2009-42566 (P2009-42566)
(22) 出願日 平成21年2月25日 (2009.2.25)(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 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
(72) 発明者 井上 真也
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 DD04 DE02 EE09 HH03 HH36
JB25 JB43

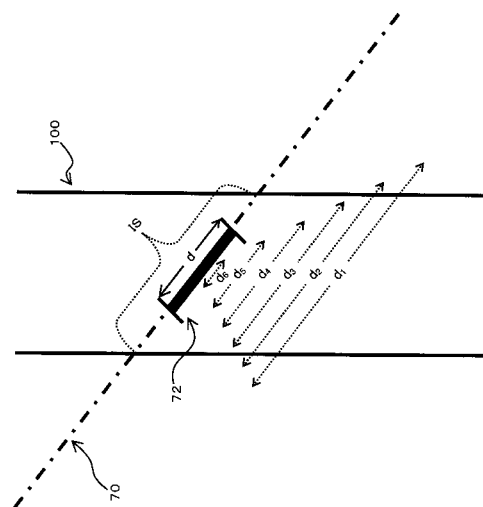
(54) 【発明の名称】 超音波診断装置

(57) 【要約】

【課題】連続波を利用して選択的に血管からドブラ情報を抽出するための改良技術を提供する。

【解決手段】血管100と超音波ビーム70の交差区間ISよりも大きな選択幅と交差区間ISよりも小さな選択幅とを含む複数の選択幅に亘って選択幅を変化させ、各選択幅ごとにドブラ信号が抽出される。例えば、サンプルゲート72の幅dを幅 d_1 ～幅 d_6 まで変化させ、各幅ごとにドブラ信号が抽出される。交差区間ISよりも選択幅が大きい場合には、超音波ビーム70と交差する全ての血流のドブラ信号が抽出されるため、抽出されるドブラ信号の電力が選択幅の大きさに依存せず一定となる傾向を示す。これに対し、交差区間ISよりも選択幅が小さい場合には、超音波ビーム70と交差する血流のうちの選択幅内の血流のみからドブラ信号が抽出されるため、選択幅の大きさに応じて抽出されるドブラ信号の電力が変化する。

【選択図】図9



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

周期的な信号に基づいて変調された連続波の送信信号を出力する送信信号出力部と、
前記送信信号に対応した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、

生体内に設定される選択領域との間の相関関係が調整された参照信号を用いて、前記受信信号に対して復調処理を施すことにより、当該選択領域に対応した復調信号を得る復調処理部と、

前記復調信号に基づいて前記選択領域内のドブラ信号を抽出するドブラ信号処理部と、
を有し、

血管と交差する超音波ビーム上において血管に対して前記選択領域を設定し、血管と超音波ビームの交差区間よりも大きな選択幅と当該交差区間よりも小さな選択幅とを含む複数の選択幅に亘って前記選択領域の選択幅を変化させ、各選択幅ごとにドブラ信号を抽出する、

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、

前記選択幅を変化させることに伴うドブラ信号電力の変動を抑制する制御部をさらに有する、

ことを特徴とする超音波診断装置。

20

【請求項 3】

請求項 2 に記載の超音波診断装置において、

前記制御部は、前記交差区間よりも大きな選択幅の選択領域を介して前記交差区間の全域から得られるドブラ信号電力を目標電力値として、前記交差区間よりも小さな選択幅の選択領域を介して前記交差区間内の部分区間から得られるドブラ信号電力を増加させる、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 4】

請求項 3 に記載の超音波診断装置において、

前記制御部は、前記送信波の電力、前記受信信号に対する増幅処理における利得、前記受信信号に対する減衰処理における減衰量、のうちの少なくとも 1 つを制御することにより前記ドブラ信号電力を増加させる、

ことを特徴とする超音波診断装置。

30

【請求項 5】

請求項 1 から 4 のいずれか 1 項に記載の超音波診断装置において、

前記選択幅を変化させることに伴うドブラ信号電力の変動に基づいて前記血管の径を算出する血管径算出部をさらに有する、

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、

前記血管径算出部は、前記選択幅の変化に応じてドブラ信号電力が変動する選択幅の範囲を血管内範囲とし、前記選択幅の変化に応じてドブラ信号電力が変動しない選択幅の範囲を血管外範囲とすることにより、血管内範囲と血管外範囲の境界に対応する選択幅を前記血管の径とする、

ことを特徴とする超音波診断装置。

40

【請求項 7】

請求項 5 に記載の超音波診断装置において、

前記血管径算出部は、前記交差区間よりも大きな選択幅の選択領域を介して前記交差区間の全域から得られるドブラ信号電力に基づいてドブラ信号電力の定常直線を形成し、前記交差区間よりも小さな選択幅の選択領域を介して前記交差区間内の部分区間から得られるドブラ信号電力に基づいてドブラ信号電力の変動直線を形成し、定常直線と変動直線の

50

交点に対応する選択幅を前記血管の径とする、
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。

【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。

10

【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（FMCWドブラ）に関する技術を提案している。

20

【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、従来の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、本願の出願人は、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を提案している。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開2005-253949号公報

【特許文献2】特開2008-289851号公報

30

【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。本願発明者は、この画期的な技術の改良についてさらに研究を重ねてきた。特に、血管からのドブラ情報の抽出に注目した。

【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、連続波を利用して選択的に血管からドブラ情報を抽出するための改良技術を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

40

【0008】

上記目的を達成するために、本発明の好適な態様である超音波診断装置は、周期的な信号に基づいて変調された連続波の送信信号を出力する送信信号出力部と、前記送信信号に対応した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、生体内に設定される選択領域との間の相関関係が調整された参照信号を用いて、前記受信信号に対して復調処理を施すことにより、当該選択領域に対応した復調信号を得る復調処理部と、前記復調信号に基づいて前記選択領域内のドブラ信号を抽出するドブラ信号処理部と、を有し、血管と交差する超音波ビーム上において血管に対して前記選択領域を設定し、血管と超音波ビームの交差区間よりも大きな選択幅と当該交差区間よりも小さな選択幅とを含む複数の選択幅に亘って前記選択領域の選択幅

50

を変化させ、各選択幅ごとにドブラ信号を抽出する、ことを特徴とする。

【0009】

望ましい態様において、前記超音波診断装置は、前記選択幅を変化させることに伴うドブラ信号電力の変動を抑制する制御部をさらに有する、ことを特徴とする。

【0010】

望ましい態様において、前記制御部は、前記交差区間よりも大きな選択幅の選択領域を介して前記交差区間の全域から得られるドブラ信号電力を目標電力値として、前記交差区間よりも小さな選択幅の選択領域を介して前記交差区間内の部分区間から得られるドブラ信号電力を増加させる、ことを特徴とする。

【0011】

望ましい態様において、前記制御部は、前記送信波の電力、前記受信信号に対する増幅処理における利得、前記受信信号に対する減衰処理における減衰量、のうちの少なくとも1つを制御することにより前記ドブラ信号電力を増加させる、ことを特徴とする。

【0012】

望ましい態様において、前記超音波診断装置は、前記選択幅を変化させることに伴うドブラ信号電力の変動に基づいて前記血管の径を算出する血管径算出部をさらに有する、ことを特徴とする。

【0013】

望ましい態様において、前記血管径算出部は、前記選択幅の変化に応じてドブラ信号電力が変動する選択幅の範囲を血管内範囲とし、前記選択幅の変化に応じてドブラ信号電力が変動しない選択幅の範囲を血管外範囲とすることにより、血管内範囲と血管外範囲の境界に対応する選択幅を前記血管の径とする、ことを特徴とする。

【0014】

望ましい態様において、前記血管径算出部は、前記交差区間よりも大きな選択幅の選択領域を介して前記交差区間の全域から得られるドブラ信号電力に基づいてドブラ信号電力の定常直線を形成し、前記交差区間よりも小さな選択幅の選択領域を介して前記交差区間内の部分区間から得られるドブラ信号電力に基づいてドブラ信号電力の変動直線を形成し、定常直線と変動直線の交点に対応する選択幅を前記血管の径とすることを特徴とする。

【発明の効果】

【0015】

本発明により、連続波を利用して選択的に血管からドブラ情報を抽出するための改良技術が提供される。例えば、本発明の好適な態様によれば、選択幅を変化させることに伴うドブラ信号電力の変動が抑制される。また、例えば、本発明の別の好適な態様によれば、選択幅を変化させることに伴うドブラ信号電力の変動に基づいて血管の径を算出することができる。

【図面の簡単な説明】

【0016】

【図1】本発明に係る超音波診断装置の好適な実施形態を示す図である。

【図2】目標位置の選択幅と変調度の関係を説明するための図である。

【図3】PSKにより形成される連続波の送信信号を説明するための図である。

【図4】送信信号と受信信号と復調信号の周波数スペクトラムを示す図である。

【図5】PSKにおける位置選択性を説明するための図である。

【図6】乗算器出力の電圧と参照信号の位相との関係を説明するための図である。

【図7】FSKにより形成される連続波の送信信号を説明するための図である。

【図8】FSKにおける参照波の位相と乗算器出力との関係を示す図である。

【図9】血管からのドブラ情報の抽出を説明するための図である。

【図10】血管から抽出されるドブラ信号の電力と選択幅との関係を説明するための図である。

【図11】定常直線と変動直線の形成処理を説明するためのフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

10

20

30

40

50

【 0 0 1 7 】

以下、本発明の好適な実施形態を説明する。

【 0 0 1 8 】

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 3 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。

【 0 0 1 9 】

本実施形態において利用される連続波は、周期的な信号に基づいて変調処理されたものである。変調処理された連続波は、変調処理部 2 0 によって形成される。変調処理部 2 0 は、変調信号発生部 2 4 から供給される周期的な信号に基づいて、R F 波発振器 2 2 から供給される R F 波に対して変調処理を施して連続波を発生する。

10

【 0 0 2 0 】

変調処理部 2 0 における変調処理としては、周波数変調 (F M) や位相変調 (P M) などのアナログ変調処理と、位相シフトキーイング (P S K) や周波数シフトキーイング (F S K) などのデジタル変調処理などが好適である。変調処理部 2 0 において形成される連続波の波形等については後に詳述する。変調処理部 2 0 は、変調処理された連続波を送信ビームフォーマ (送信 B F) 1 2 へ出力する。

【 0 0 2 1 】

送信ビームフォーマ (送信 B F) 1 2 は、電力増幅器 1 1 を介して、送信用振動子 1 0 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 1 2 には、変調された連続波が入力される。送信ビームフォーマ 1 2 は、その連続波に対して、各振動素子に応じた遅延処理を施して各振動素子に対応した送信信号を形成する。なお、送信ビームフォーマ 1 2 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、電力増幅器 1 1 において電力増幅処理が施される。こうして変調された連続波による送信ビームが形成される。

20

【 0 0 2 2 】

受信用振動子 1 3 は複数の振動素子を備えており、各振動素子により得られた受波信号が、プリアンプ 1 4 による前置増幅処理と減衰器 1 5 による減衰処理とメインアンプ 1 6 による主増幅処理を経て、受信ビームフォーマ (受信 B F) 1 7 へ出力される。

30

【 0 0 2 3 】

受信ビームフォーマ 1 7 は、受信用振動子 1 3 が備える複数の振動素子から得られる複数の受波信号を整相加算処理して受信ビームを形成する。受信ビームフォーマ 1 7 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。こうして受信ビームに沿った受信 R F 信号が得られる。

【 0 0 2 4 】

受信ミキサ 3 0 は受信 R F 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 3 2 , 3 4 で構成される。各ミキサは受信 R F 信号を所定の参照信号と混合する回路である。

40

【 0 0 2 5 】

受信ミキサ 3 0 の各ミキサに供給される参照信号は、変調された連続波 (送信信号) に基づいて生成される。つまり、変調処理部 2 0 から出力される連続波が遅延回路 2 5 において遅延処理され、ミキサ 3 2 には遅延処理された連続波が直接供給され、一方、ミキサ 3 4 には遅延処理された連続波が $\pi / 2$ シフト回路 2 6 を経由して供給される。

【 0 0 2 6 】

遅延回路 2 5 は、目標位置の深さに応じた遅延量だけ連続波に遅延処理を施し、遅延された参照信号を出力する。遅延回路 2 5 は例えば n 段のシフトレジスタによって形成することができる。この場合、シフトレジスタの n 段のタップから目標位置の深さに応じた遅

50

延量のタップが選択され、選択されたタップから目標位置の深さに応じた参照信号（遅延処理された連続波）が出力される。

【0027】

$\pi/2$ シフト回路26は遅延処理された連続波の位相を $\pi/2$ だけずらす回路である。その結果、ミキサ32から同相信号成分（I信号成分）が出力され、ミキサ34から直交信号成分（Q信号成分）が出力される。そして、受信ミキサ30の後段に設けられるLPF（ローパスフィルタ）36, 38によって、同相信号成分および直交信号成分の各々の高周波数成分がカットされて検波後の必要な帯域のみの復調信号が抽出される。

【0028】

後に詳述するが、各ミキサで実行される受信RF信号と参照信号との混合処理の結果である受信ミキサ出力信号（復調信号）には、目標位置からの受信信号成分が支配的となっている。LPF36, 38において、その目標位置からの受信信号成分に含まれている直流信号成分が抽出される。

10

【0029】

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。

【0030】

20

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。その際、予め遅延回路25によって、生体内の目標位置の深さに応じて参照信号と受信信号との間の遅延関係が調整されているため、その目標位置からのドブラ情報が選択的に抽出される。遅延関係の調整と目標位置からのドブラ情報の抽出との関連については、後に詳述する。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する。なお、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。

【0031】

また、ドブラ情報解析部44は、測定対象を血管とした場合において、血管から抽出されるドブラ信号を利用して血管の内径を算出する。その算出手法等については後に詳述する。

30

【0032】

表示処理部46は、生体組織の深さ（位置）ごとの速度に基づいて、例えばドブラ波形や、深さと速度の情報を含むグラフなどを形成し、形成したドブラ波形やグラフなどを表示部48にリアルタイムで表示させる。なお、図1に示す超音波診断装置内の各部は、システム制御部50によって制御される。つまり、システム制御部50は、送信制御や受信制御や表示制御などを行う。

【0033】

次に、本実施形態における位置の選択性について説明する。本実施形態では、変調処理された連続波に対応した超音波を送受波して受信信号を得て、生体内の目標位置の深さに応じて参照信号と受信信号との間の遅延関係を調整し、目標位置からの受信信号と参照信号との間の相関を強めて復調処理を施すことにより、目標位置からの生体内情報としてドブラ情報を選択的に抽出する。変調処理部20における変調方式としては、周波数変調（FM）や位相変調（PM）などのアナログ変調処理と、位相シフトキーイング（PSK）や周波数シフトキーイング（FSK）などのデジタル変調処理が好適である。そこで、各変調方式ごとに位置選択性について説明する。

40

【0034】

< 周波数変調（FM）および位相変調（PM）による位置選択性 >

図1の変調処理部20においてアナログ変調処理を施す場合、例えば周波数変調（FM変

50

調)や位相変調(PM変調)を施す場合、変調処理部20は、RF波発振器22から供給されるRF波、および、変調信号発生部24から供給される正弦波や鋸歯状波などの変調波に基づいて連続波を発生する。

【0035】

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送信波は次式のように表現できる。次式において、 Δf 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の変調指数である。

【0036】

【数1】

10

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

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

【0037】

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

【0038】

20

【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

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

30

【0039】

数2式で表される受信波形は、受信用振動子13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、変調処理部20から出力される連続波(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連続波が直接供給され、ミキサ34には遅延処理された連続波が $\pi/2$ シフト回路26を経由して供給される。従って、ミキサ32へ供給される参照信号 $v_{rI}(t)$ と、ミキサ34へ供給される参照信号 $v_{rQ}(t)$ は、次式のように表現できる。

【0040】

40

【数3】

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

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

【0041】

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。

50

【 0 0 4 2 】

受信ミキサ 3 0 では、復調処理として直交検波が行われる。つまり、ミキサ 3 2 において、受信 R F 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 3 4 において、受信 R F 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。

【 0 0 4 3 】

ミキサ 3 2 における受信 R F 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、L P F 3 6 において除去される周波数成分である。

【 0 0 4 4 】

10

【 数 4 】

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

20

【 0 0 4 5 】

ここで、ベッセル関数に関する次の公式を利用する。

【 0 0 4 6 】

【 数 5 】

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

30

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

【 0 0 4 7 】

数 5 式の公式を用いると、数 4 式はさらに次式のように計算される。

【 0 0 4 8 】

【 数 6 】

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

40

【 0 0 4 9 】

50

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 において除去される周波数成分である。

【0050】

【数 7】

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

10

20

【0051】

ここで、数 6 式の $v_{DI}(t)$ と数 7 式の $v_{DQ}(t)$ とに基づいて、複素ベースバンド信号を定義する。まず、 $v_{DI}(t)$ と $v_{DQ}(t)$ に含まれている直流 (DC) 成分、変調周波数 f_m の偶数次高調波成分を次式のように表現する。

【0052】

【数 8】

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

30

【0053】

次に、 $v_{DI}(t)$ と $v_{DQ}(t)$ に含まれている変調周波数 f_m の成分、変調周波数 f_m の奇数次高調波成分を次式のように表現する。

【0054】

【数 9】

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

40

【0055】

50

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、D C 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。

【 0 0 5 6 】

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 2 5 における遅延処理により ϕ_{m_r} を調整して ϕ_m と一致させた場合 ($\phi_{m_r} = \phi_m$) を考える。 ϕ_{m_r} 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。

10

【 0 0 5 7 】

【 数 1 0 】

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

【 0 0 5 8 】

数 1 0 式に示す結果を数 8 式と数 9 式に適用すると次式のとおりとなる。

【 0 0 5 9 】

【 数 1 1 】

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

20

【 0 0 6 0 】

数 1 1 式は、参照波 (参照信号) の位相 ϕ_{m_r} を送受信間の位相差 ϕ_m に設定すると、圧縮変換により、D C 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。

【 0 0 6 1 】

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

30

【 0 0 6 2 】

【 数 1 2 】

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

【 0 0 6 3 】

数 1 2 式は、 $k\beta$ が深さ d に依存して正弦波状に変化することを意味している。第 1 次ベッセル関数の性質により、 $k\beta$ が 0 のときに $J_0(k\beta)$ が最大値となる。数 1 2 式などから、目的とする深さからの受信信号の位相 ϕ_m と、参照波の位相 ϕ_{m_r} とを一致させると $k\beta$ を 0 とすることができ、 $k\beta$ が 0 となる深さにおいて $J_0(k\beta)$ が最大となりドブラ信号の振幅が最大となる。つまり、遅延回路 2 5 において、目的とする深さからの受信信号の位相 ϕ_m と参照波の位相 ϕ_{m_r} を一致させることにより、目的とする深さからのドブラ信号の振幅が最大となるようにして、そのドブラ信号を選択的に抽出することができる。

40

【 0 0 6 4 】

なお、周波数変調処理に換えて、周波数変調処理と同じ角度変調の方式として一般的に

50

よく知られている位相変調処理（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、変調処理部20から出力されるFM連続波と同じ波形あるいは同等な波形を形成してもよい。

【0065】

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25における遅延処理に基づいて決定される。図1のシステム制御部50は、目標位置の深さに応じて遅延回路25における遅延時間を制御する。また、ドブラ信号が選択的に抽出される目標位置の選択幅は変調度（変調指数） β に応じた変化をする。

【0066】

図2は、目標位置の選択幅と変調度の関係を説明するための図であり、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）依存性を示している。図2には、複数の変調度（変調指数） β について、各変調度 β 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 $\beta = 30$ 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 β 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 Δf と変調周波数 f_m の比として定義され、 $\beta = \Delta f / f_m$ により定義される。

【0067】

$\beta = 0$ 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ない。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ない。連続超音波（CW）にFM変調をかけ、周波数偏移 Δf を徐々に増加させると、FMCW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。

【0068】

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。

【0069】

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、その様子を 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ゲート（サンプルボリューム）と称する。

【0070】

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。

【0071】

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、直流付近に

10

20

30

40

50

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。

【0072】

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 τ ($\tau = 2d/c$: 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、目標位置に対応したサンプルゲートの位置が決定され、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、変調処理部20における変調度 β の大きさに応じて、サンプルゲートの幅を調整することができる。

10

【0073】

< 位相シフトキーイング (PSK) による位置選択性 >

図3は、位相シフトキーイング (PSK) により形成される連続波の送信信号を説明するための図である。図3(A)には、RF波発振器 (図1の符号22) から出力されるRF信号 (RF波) の波形が示されている。RF信号は、一定の周波数 (例えば5MHz程度) の連続波である。図3(B)には、変調信号発生部 (図1の符号24) から出力される周期的な信号列の一例が示されている。変調信号発生部は、例えば図3(B)に示すような、ランダムに値を変化させた2値符号 (擬似ランダム信号) を発生する。

20

【0074】

図3(C)には、PSK変調器として機能する変調処理部 (図1の符号20) において形成される変調された連続波 (送信信号) が示されている。変調処理部は、図3(A)のRF信号に対して、図3(B)の2値符号に基づいて、位相シフトキーイング (PSK) の変調処理を施す。変調処理部は、2値符号が「1」のビット期間においてRF信号の位相をそのままとし、2値符号が「-1」のビット期間においてRF信号の位相を反転する (180度ずらす) ことにより、図3(C)の送信信号を形成する。こうして、例えば図3(C)の送信信号に対応した連続波の超音波が送信用振動子 (図1の符号10) から出力され、受信用振動子 (図1の符号13) を介して生体内から受信信号が得られる。

30

【0075】

図4は、送信信号と受信信号と復調信号の周波数スペクトラムを示す図である。図4(A)には、PSK変調器として機能する変調処理部において形成される送信信号、つまりPSK変調された連続波の周波数スペクトラムが示されている。周波数 f_0 は、RF信号の周波数である。RF信号の周波数 f_0 を中心として広がっている側帯波の周波数間隔は、擬似ランダム信号 (図3(B)の2値符号) の繰り返し周波数 f_p である。また、周波数 f_0 を中心として広がっている側帯波の電力が0 (ゼロ) となる、いわゆるヌル (null) 点が存在する。周波数 f_0 からヌル点までの周波数間隔は、擬似ランダム信号 (図3(B)の2値符号) の1ビットの時間間隔 T の逆数となる。

【0076】

図4(B)には、受信信号の周波数スペクトラムが示されている。受信信号は、生体内における減衰を無視すると、送信信号と同じ波形となる。したがって、図4(B)に示す受信信号の周波数スペクトラムは、図4(A)に示す送信信号の周波数スペクトラムとほぼ同じである。但し、生体内における超音波の伝搬時間に応じて、送信信号と受信信号との間では位相が異なる。

40

【0077】

本実施形態では、変調処理部 (図1の符号20) において形成された送信信号に対して遅延処理を施して参照信号を形成し、受信ミキサ (図1の符号30) においてその参照信号を用いて受信信号に対してミキサ処理 (参照信号と受信信号の乗算) が行われる。後に詳述するが、このミキサ処理において、遅延処理された参照信号の位相に対応する深さ (目標位置の深さ) からの受信信号と参照信号との間の相関が強められて最大となり、その

50

他の深さからの受信信号と参照信号との間の相関が極端に小さくなる。

【 0 0 7 8 】

図 4 (C) には、ミキサ処理により得られる復調信号の周波数スペクトラムが示されている。図 4 (C) の復調信号は、相関が最大の場合における参照信号と受信信号の乗算結果に相当する。つまり、目標位置からの受信信号と、目標位置の深さに位相を合わせた参照信号との間の乗算結果が、図 4 (C) の復調信号となる。

【 0 0 7 9 】

図 4 (C) に示す復調信号には、直流信号成分と、RF 信号の周波数 f_0 の 2 倍の高調波成分が含まれている。ドブラ信号は、これらの成分に付着した形で出現する。なお、LPF (図 1 の符号 3 6 , 3 8) において、高調波成分がカットされて直流信号成分のみが抽出されるため、FFT 回路 (図 1 の符号 4 0 , 4 2) においては、図 4 (C) に示す直流信号成分と周波数 f_0 の 2 倍の高調波成分のうち、直流信号成分の周波数スペクトラムのみが形成される。そして、ドブラ情報解析部 (図 1 の符号 4 4) において、図 4 (C) に示す直流信号成分の周波数スペクトラムからドブラ信号が抽出され、ドブラシフト量などに基づいて、目標位置に存在する血流の流速などが算出される。受信ミキサ (図 1 の符号 3 0) において、直交検波を施しているため、流速の極性を判断することもできる。直流信号成分の周波数スペクトラムからクラッタ信号を抽出して、目標位置に存在する血管壁の位置などを算出してもよい。

【 0 0 8 0 】

図 5 は、PSK における位置選択性を説明するための図である。受信信号と参照信号の相関の鋭さは、変調信号発生部 (図 1 の符号 2 4) において形成される周期的な信号列のシーケンスに依存する。相関性を鋭くするためには、周期的な信号列である擬似ランダム信号の符号系列として、PN (Pseudo Noise) 系列、M 系列、G o r e y 系列など、パルス圧縮などで実用化されている符号系列を用いればよい。簡単な例として、 $n = 3$ の PN 符号を用いた場合の位置選択性について、図 5 を用いて説明する。

【 0 0 8 1 】

$n = 3$ の場合の PN 符号の長さは $7 (= 2^3 - 1)$ ビットである。このシーケンスが際限なく繰り返すので、この擬似ランダムパターンは繰り返し周期の逆数の線スペクトラムを持っている。この信号を用いて周波数 f_0 の搬送波に $0 - \pi$ の 2 相の PSK 変調をかけると、その時間波形は、先に説明した図 3 (C) のようになる。

【 0 0 8 2 】

受信信号は、送信信号が目標の深さに応じた遅延時間だけ遅れ、また組織によって減衰した信号である。その減衰を無視すると、例えば図 5 の受信信号の波形が得られる。送信信号を遅延処理して得られる参照信号の位相を $\phi_1 \sim \phi_6$ まで変化させて受信信号と乗算した結果 (乗算器出力) が図 5 に示されている。

【 0 0 8 3 】

図 5 から、参照信号と受信信号の位相が一致した ϕ_3 の場合に、乗算器出力 (ミキサ出力) の直流成分が最大になる。また、交流成分としては、搬送波およびその高調波成分のみとなるのも、参照信号と受信信号の位相が一致した場合の特徴である。この信号の周波数スペクトラムは、図 4 (C) に示したとおりである。また、図 5 から、位相が ϕ_3 以外の場合には、乗算器出力として正と負の電圧がランダムに発生するので、これらの平均電圧は非常に小さくなる。

【 0 0 8 4 】

図 6 は、乗算器出力の電圧と参照信号の位相との関係を説明するための図である。図 6 には、参照信号の位相と乗算器出力との対応関係が示されている。図 6 においては、PN パターンの繰り返し周期ごとに合計値のピークが出現し、ピーク以外の位相では、電圧 (合計値) は極端に小さくなっている。この例における PN パターンの長さは 7 ビットであり、約 3 周期分すなわち 20 ビットの合計である “ 2 0 ” が最大値となっている。一方、ピーク以外の位相では、合計は - 2 または - 4 であり、“ 2 0 ” に比べて極端に小さい。

【 0 0 8 5 】

10

20

30

40

50

このように、目標位置からの受信信号に対応するように参照信号の位相を調整することにより、その目標の深さからの反射波電力とドプラ情報を選択的に検出する位置選択性が実現される。また、擬似ランダムパターンの各符号の長さ（ビット長）により、位置選択性の幅（選択幅）が決定される。

【0086】

< 周波数シフトキーイング（FSK）による位置選択性 >

図7は、周波数シフトキーイング（FSK）により形成される連続波の送信信号を説明するための図である。図7（I）には、変調信号発生部（図1の符号24）から出力される周期的な信号列の一例が示されている。変調信号発生部は、例えば図7（I）に示すような、ランダムに値を変化させた2値符号（擬似ランダム信号）を発生する。周期的な信号列である擬似ランダム信号の符号系列としては、PN（Pseudo Noise）系列、M系列、Gorey系列などパルス圧縮などで実用化されている符号系列を用いればよい。

10

【0087】

図7（II）には、FSK変調器として機能する変調処理部（図1の符号20）において形成される変調された連続波（送信信号）が示されている。変調処理部は、図7（I）の2値符号に基づいた周波数シフトキーイングにより、RF波（搬送波）に対してデジタル変調処理を施して連続波の送信信号を形成する。変調処理部は、例えば2値符号が「1」のビット期間において周波数 f_1 とし、2値符号が「0」のビット期間において周波数 f_2 とすることにより、図7（II）の超音波送信信号を形成する。

20

【0088】

こうして、例えば図7（II）の超音波送信信号に対応した連続波の超音波が送信用振動子（図1の符号10）から出力され、受信用振動子（図1の符号13）を介して生体内から受信信号が得られる。そして、周波数シフトキーイング（FSK）の場合においても変調処理部（図1の符号20）で形成された送信信号に対して遅延処理を施して参照信号を形成し、受信ミキサ（図1の符号30）においてその参照信号を用いて受信信号に対してミキサ処理（参照信号と受信信号の乗算）が行われる。このミキサ処理において、遅延処理された参照信号の位相に対応する深さ（選択位置の深さ）からの受信信号と参照信号との間の相関が強められて最大となり、その他の深さからの受信信号と参照信号との間の相関が極端に小さくなる。

30

【0089】

図8は、FSKにおける参照波（参照信号）の位相と乗算器出力との関係を示す図である。図8に示すグラフは、7ビットの周期で変化する擬似ランダムパターンを用いた例に対応しており、図8に示すグラフの縦軸は、7ビットの期間内において得られる乗算器出力の合計値である。また、図8に示すグラフの横軸は、受信信号に対する参照波（参照信号）の位相、つまり、受信信号と参照信号の位相差を示している。なお、図8の横軸は、1ビットの時間であるTを基準単位とした場合の位相の相対的な大きさを示している。

40

【0090】

参照信号と受信信号の位相差が0（ゼロ）の場合には、その受信信号と参照信号の擬似ランダムパターンが互いに一致するため、7ビットの期間内において得られる乗算器出力の合計値は「+7」となる。したがって、図8において、参照波の位相が0の場合における乗算器出力値が「+7」となっている。これに対して、参照信号と受信信号の間に位相差が生じると、その受信信号と参照信号の擬似ランダムパターンが互いにずれるため、7ビットの期間内において得られる乗算器出力の合計値が「+1, 0, -1」程度と極端に小さくなる。なお、参照波の位相が相対値で7だけずれると、7ビットの周期の擬似ランダム信号が1周期分だけずれるため、乗算器出力値は、位相差が0の場合と同じく極端に大きな値「+7」を示す。

50

【0091】

このように、FSKの場合においても、PSKの場合（図6参照）と同様に、参照信号の位相に応じた位置選択性がある。また、FSKの場合においても、擬似ランダムパターンの各符号の長さ（ビット長）により、位置選択性の幅（選択幅）が決定される。

50

【 0 0 9 2 】

各変調方式ごとの位置選択性は上述のとおりである。さらに、本実施形態においては、血管からドプラ情報を抽出する際に好適な機能の実現されている。そこで、本実施形態における血管からのドプラ情報の抽出について説明する。

【 0 0 9 3 】

図 9 は、本実施形態における血管からのドプラ情報の抽出を説明するための図であり、血管 1 0 0 とその血管 1 0 0 に交差する超音波ビーム 7 0 を示している。上述のように本実施形態では位置選択性（位置選択機能）が実現されている。その位置選択機能は、例えば超音波ビーム 7 0 上にサンプルゲート 7 2 を設定することにより実現される。

【 0 0 9 4 】

例えば、ユーザが B モード画像などを確認しながら、超音波ビーム 7 0 上において血管 1 0 0 に対してサンプルゲート 7 2 を設定する。そして、設定されたサンプルゲート 7 2 の位置（深さ）に応じて、システム制御部（図 1 の符号 5 0）が遅延回路（図 1 の符号 2 5）の遅延量を制御して参照信号の位相が調整される。また、設定されたサンプルゲート 7 2 の幅 d に応じて、システム制御部（図 1 の符号 5 0）が変調信号の変調度やビット長を制御することにより、サンプルゲート 7 2 の幅 d に対応した選択幅が設定される。こうして、サンプルゲート 7 2 内から選択的にドプラ信号が抽出される。

【 0 0 9 5 】

そして、本実施形態においては、血管 1 0 0 と超音波ビーム 7 0 の交差区間 IS よりも大きな選択幅と交差区間 IS よりも小さな選択幅とを含む複数の選択幅に亘って選択幅を変化させ、各選択幅ごとにドプラ信号が抽出される。例えば、図 9 に示すようにサンプルゲート 7 2 の幅 d を幅 $d_1 \sim d_6$ まで変化させ、各幅ごとにドプラ信号が抽出される。

【 0 0 9 6 】

交差区間 IS よりも選択幅が大きい場合には、例えば選択幅が幅 d_1, d_2 の場合には、超音波ビーム 7 0 と交差する全ての血流のドプラ信号が抽出されるため、抽出されるドプラ信号の電力が選択幅の大きさに依存せずに一定となる傾向を示す。これに対し、交差区間 IS よりも選択幅が小さい場合には、例えば選択幅が幅 $d_3 \sim d_6$ の場合には、超音波ビーム 7 0 と交差する血流のうちの選択幅内の血流のみからドプラ信号が抽出されるため、選択幅の大きさに応じて抽出されるドプラ信号の電力が変化する。つまり、選択幅が小さくなるにつれてドプラ信号の電力も小さくなる比例傾向を示す。

【 0 0 9 7 】

図 1 0 は、血管から抽出されるドプラ信号の電力と選択幅との関係を説明するための図であり、横軸に示す選択幅の大きさに応じて縦軸に示すドプラ信号の電力（ドプラ電力）が変化する様子を実線で示している。

【 0 0 9 8 】

図 9 を利用して説明したように、交差区間 IS よりも選択幅が大きい場合には、超音波ビーム 7 0 と交差する全ての血流のドプラ信号が抽出されるため、抽出されるドプラ信号の電力が選択幅の大きさに依存せずに一定となる傾向を示す。また、交差区間 IS よりも選択幅が小さい場合には、超音波ビーム 7 0 と交差する血流のうちの選択幅内の血流のみからドプラ信号が抽出されるため、選択幅の大きさに応じて、抽出されるドプラ信号の電力が変化する。

【 0 0 9 9 】

そのため、例えば、超音波の反射に寄与する血球の密度が血管内において一定であると仮定するならば、図 1 0 に示すように、交差区間 IS よりも選択幅が大きい場合には選択幅に関係なくドプラ電力が一定となり、また、交差区間 IS よりも選択幅が小さい場合には選択幅に比例してドプラ電力が変化する。

【 0 1 0 0 】

そこで、システム制御部（図 1 の符号 5 0）は、選択幅を変化させることに伴うドプラ電力の変動を抑制する。システム制御部は、交差区間 IS の全域から得られるドプラ電力を目標電力値として、交差区間 IS よりも小さな選択幅で得られるドプラ電力を増加させ

10

20

30

40

50

る。

【0101】

例えば、システム制御部は、交差区間ISよりも選択幅が小さい場合に、選択幅の大きさに応じて電力増幅器(図1の符号11)を調整して送信波の電力を変化させて、ドブラ電力が目標電力値となるように制御する。システム制御部は、減衰器(図1の符号15)における減衰量を調整してドブラ電力が目標電力値となるように制御してもよいし、メインアンプ16における利得を調整してドブラ電力が目標電力値となるように制御してもよい。もちろん、電力増幅器と減衰器とメインアンプのうちのいくつか又は全てを組み合わせ、ドブラ電力が目標電力値となるように制御してもよい。

【0102】

選択幅を変化させることに伴うドブラ電力の変動が抑制されることにより、例えば、ドブラ信号のSNR(信号対雑音比)の劣化を抑制しつつ、より高感度でドブラ信号を抽出することが可能になる。

【0103】

さらに、本実施形態においては、選択幅を変化させることに伴うドブラ電力の変動に基づいて血管の内径が算出される。血管の内径を算出するにあたっては、図10に示すように、血管外領域と血管内領域が特定される。例えば、ドブラ情報解析部(図1の符号44)は、選択幅の変化に応じてドブラ電力が変動する選択幅の範囲を血管内範囲とし、選択幅の変化に応じてドブラ電力が変動しない選択幅の範囲を血管外範囲とする。そして、血管内範囲と血管外範囲の境界に対応する選択幅を血管の内径と判断する。なお、こうして判断された血管の内径は、図9に示すように血管100に対して斜めに交差する交差区間ISの長さである。そこで、超音波ビーム70と血管100の交差角度と交差区間ISの長さとに基づいて、血管100の短軸の沿った内径を算出してもよい。

【0104】

また、図10に示す定常直線82と変動直線84を形成して、これら直線の交点に対応する選択幅を血管の内径と判断してもよい。そこで、定常直線82と変動直線84の形成処理について説明する。

【0105】

図11は、定常直線と変動直線の形成処理を説明するためのフローチャートである。まず、ユーザがBモード画像などを確認しながら血管と交差する超音波ビーム上において血管に対してサンプルゲートを設定する(S1101)。そして、サンプルゲートの幅が血管と超音波ビームの交差区間(図9参照)よりも大きく設定され、血管外領域の複数の選択幅で各選択幅ごとにドブラ電力が測定される(S1102)。こうして、血管外領域において測定された複数のドブラ電力の平均値が算出され、算出された平均値が血管外領域における一定のドブラ電力とみなされる(S1103)。なお、先に説明したドブラ電力の変動を抑制する制御において、目標電力値として、S1103における平均値を利用してもよい。

【0106】

血管外領域におけるドブラ電力の平均値が算出されると、次に、サンプルゲートの幅が血管と超音波ビームの交差区間(図9参照)よりも小さく設定され、血管内領域の複数の選択幅で各選択幅ごとにドブラ電力が測定される(S1104)。血管内領域では、選択幅に応じてドブラ電力が変化する(図10参照)。そこで、血管内領域における選択幅に対するドブラ電力の変化の傾きが算出され(S1105)、算出された傾きが予め設定された許容範囲内にあるか否かが確認される(S1106)。

【0107】

サンプルゲートが血管の中央付近に適切に設定されていれば、サンプルゲートの幅つまり選択幅の減少に応じて、ドブラ電力も所定の傾き(例えば6dB/Oct.)で減少する。一方、サンプルゲートが血管の中央から大きく外れて設定されていると、選択幅を減少させることに伴って目標とする血流がサンプルゲートから外れてしまい、図10の一点鎖線で示すように、急激にドブラ電力が低下する場合がある。

10

20

30

40

50

【 0 1 0 8 】

S 1 1 0 6 において、算出された傾きが予め設定された許容範囲内にいることが確認されると、サンプルゲートが血管の中央付近に適切に設定されていると判断され、定常直線と変動直線が決定される (S 1 1 1 1)。つまり、S 1 1 0 3 において算出された平均値を血管外領域における一定のドブラ電力とみなして、図 1 0 に示す定常直線 8 2 が形成され、S 1 1 0 5 において算出された傾きから、図 1 0 に示す変動直線 8 4 が形成される。

【 0 1 0 9 】

一方、S 1 1 0 6 において、算出された傾きが予め設定された許容範囲内にないことが確認されると、サンプルゲートが血管の中央付近に適切に設定されていないと判断され、サンプルゲートが再設定される (S 1 1 0 7)。そして、再設定されたサンプルゲートを利用して、血管内領域の複数の選択幅で各選択幅ごとにドブラ電力が測定され (S 1 1 0 8)、選択幅に対するドブラ電力の変化の傾きが再び算出される (S 1 1 0 9)。こうして再び算出された傾きが、前回算出された傾きと一致しているか否かが確認される (S 1 1 1 0)。

10

【 0 1 1 0 】

S 1 1 1 0 において一致していると判断されると、一致した傾きを利用して変動直線が形成され、S 1 1 0 3 において算出された平均値を利用して定常直線が形成される (S 1 1 1 1)。一方、S 1 1 1 0 において一致していないと判断されると、さらに、S 1 1 0 7 から S 1 1 1 0 までの処理が繰り返される。

【 0 1 1 1 】

図 1 1 のフローチャートに従って定常直線と変動直線が決定されると、これら直線の交点に対応する選択幅が血管の内径と判断される。なお、こうして判断された血管の内径は、図 9 に示すように血管 1 0 0 に対して斜めに交差する交差区間 I S の長さである。そこで、超音波ビーム 7 0 と血管 1 0 0 の交差角度と交差区間 I S の長さに基づいて、血管 1 0 0 の短軸の沿った内径を算出してもよい。

20

【 0 1 1 2 】

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。

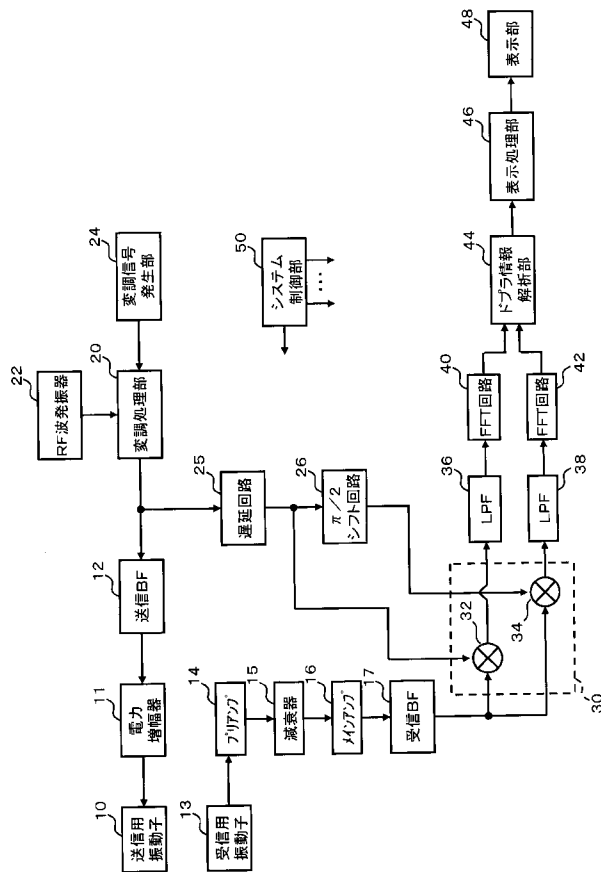
【 符号の説明 】

30

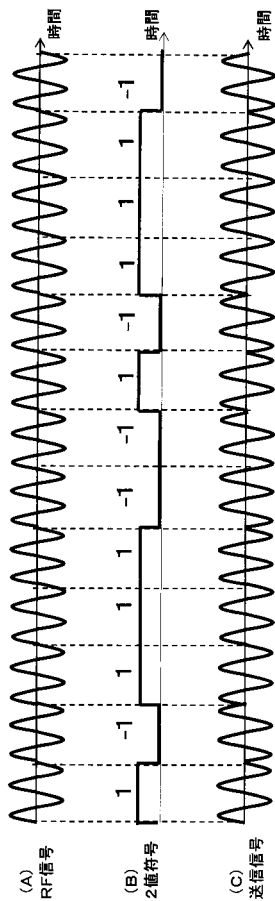
【 0 1 1 3 】

2 0 変調処理部、2 2 R F 波発振器、2 4 変調信号発生部、2 5 遅延回路、4 0 , 4 2 F F T 回路、4 4 ドブラ情報解析部、5 0 システム制御部。

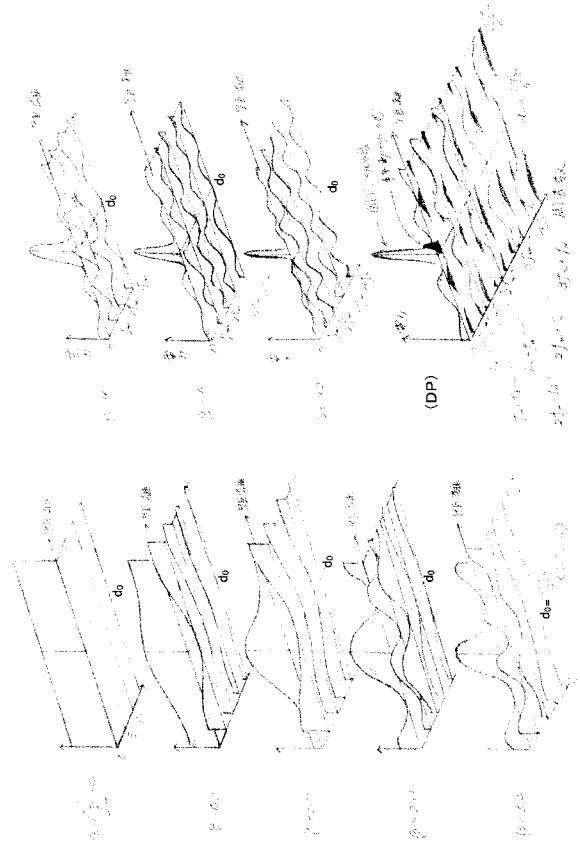
【図 1】



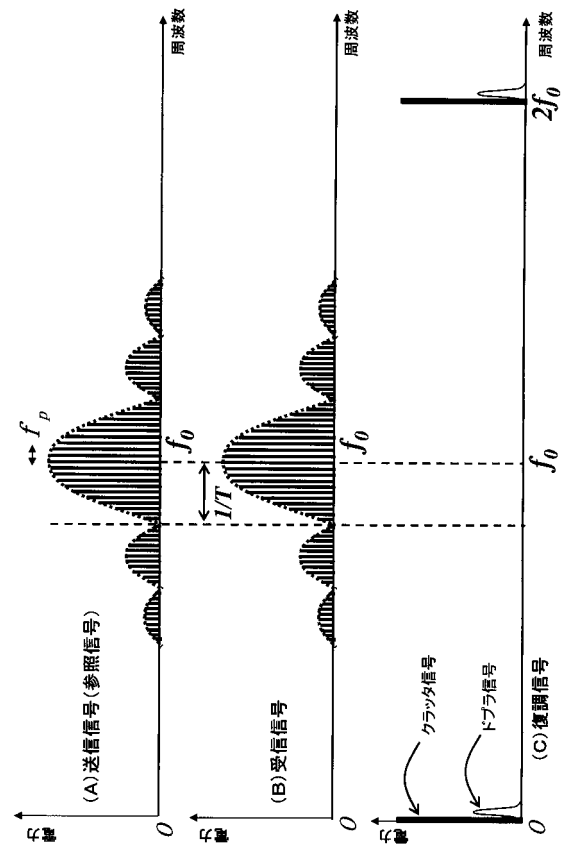
【図 3】



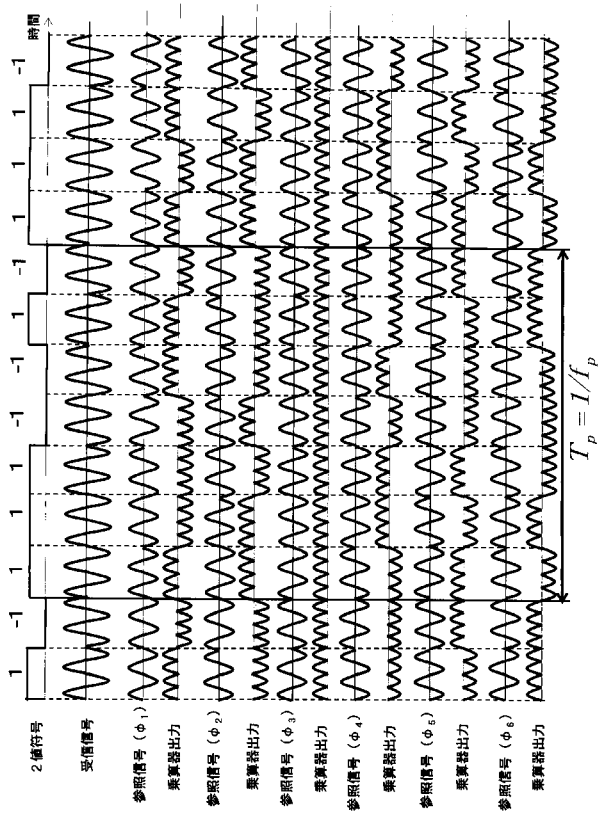
【図 2】



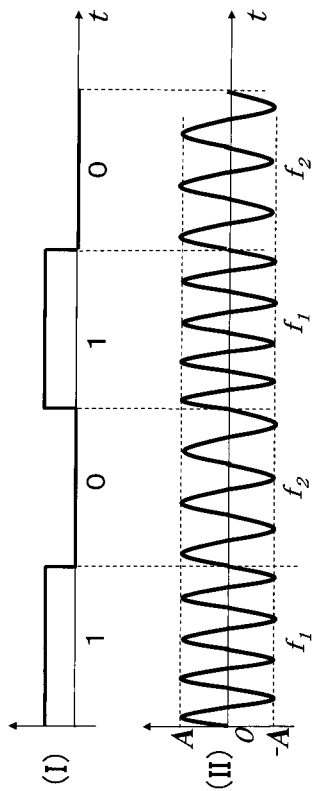
【図 4】



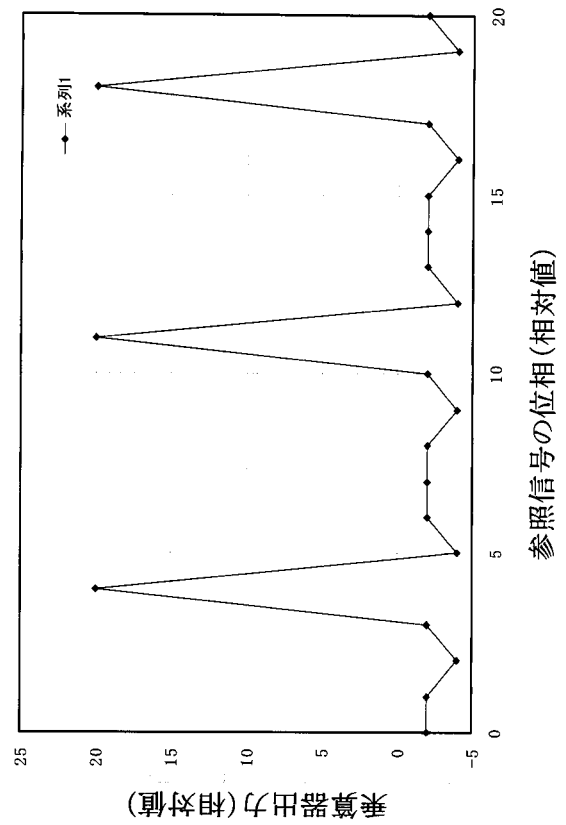
【図 5】



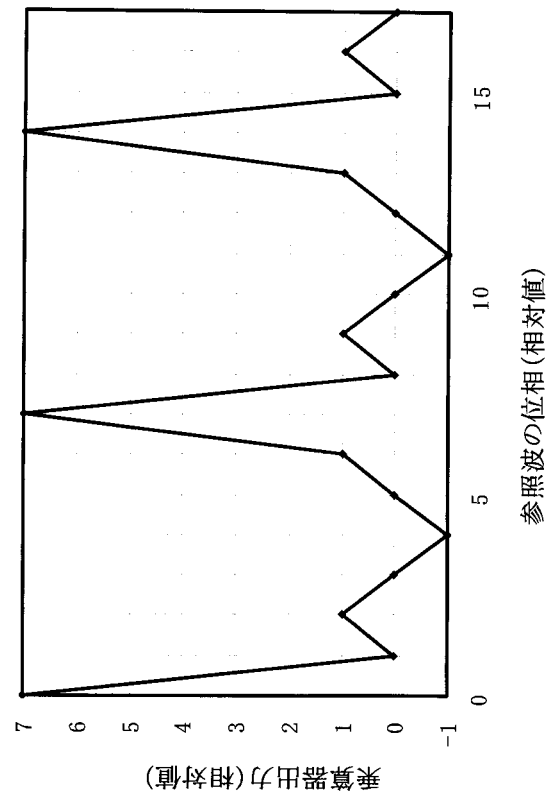
【図 7】



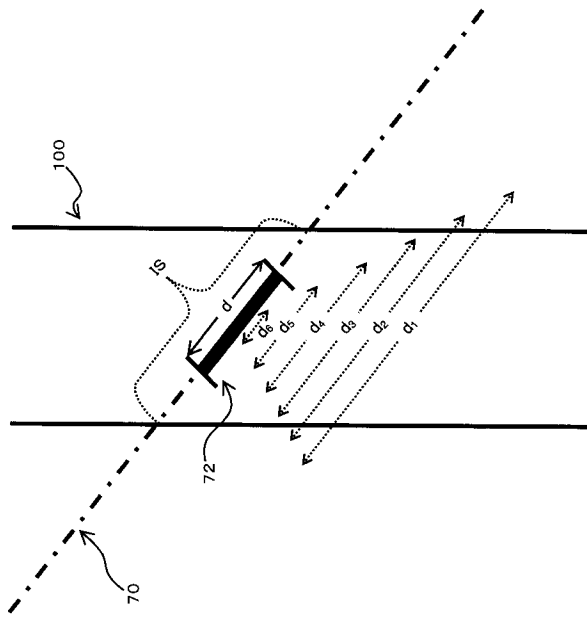
【図 6】



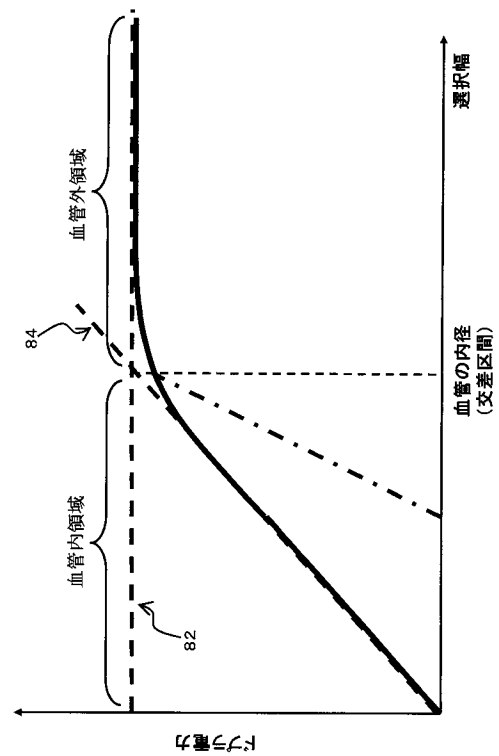
【図 8】



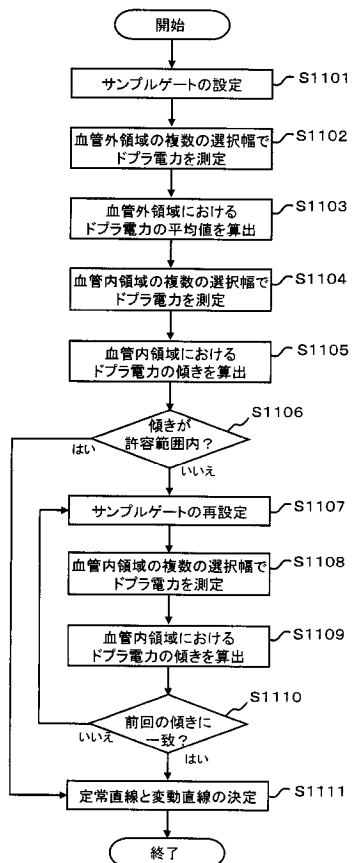
【図 9】



【図 10】



【図 11】



专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP2010194109A	公开(公告)日	2010-09-09
申请号	JP2009042566	申请日	2009-02-25
[标]申请(专利权)人(译)	日立阿洛卡医疗株式会社		
申请(专利权)人(译)	阿洛卡有限公司		
[标]发明人	国田正德 井上真也		
发明人	国田 正德 井上 真也		
IPC分类号	A61B8/06		
FI分类号	A61B8/06		
F-TERM分类号	4C601/DD04 4C601/DE02 4C601/EE09 4C601/HH03 4C601/HH36 4C601/JB25 4C601/JB43		
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：提供一种改进的技术，通过使用连续波从血管中选择性地提取多普勒信息。ŽSOLUTION：对于多个选择宽度改变选择宽度，包括选择宽度大于血管100和超声波束70的交叉部分IS，并且选择宽度小于交叉部分IS，并且分别提取多普勒信号。选择宽度。例如，采样门72的宽度d从宽度d 1变化到宽度d 6，并且针对每个宽度提取多普勒信号。当选择宽度大于交叉部分IS时，提取与超声波束70相交的全血流的多普勒信号。因此，提取的多普勒信号的电功率显示出与选择宽度的大小无关地保持恒定的趋势。另一方面，当选择宽度小于交叉部分IS时，仅在与超声波束70相交的血流中的选择宽度中从血流中提取多普勒信号。因此，电力是提取的多普勒信号根据选择宽度的大小而变化。Ž

