

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4504004号
(P4504004)

(45) 発行日 平成22年7月14日(2010.7.14)

(24) 登録日 平成22年4月30日(2010.4.30)

(51) Int.CI.

F 1

A 6 1 B 8/06 (2006.01)
A 6 1 B 8/08 (2006.01)A 6 1 B 8/06
A 6 1 B 8/08

請求項の数 12 (全 23 頁)

(21) 出願番号 特願2003-419557 (P2003-419557)
 (22) 出願日 平成15年12月17日 (2003.12.17)
 (65) 公開番号 特開2005-176997 (P2005-176997A)
 (43) 公開日 平成17年7月7日 (2005.7.7)
 審査請求日 平成18年12月18日 (2006.12.18)

(73) 特許権者 000003078
 株式会社東芝
 東京都港区芝浦一丁目1番1号
 (73) 特許権者 594164542
 東芝メデカルシステムズ株式会社
 栃木県大田原市下石上1385番地
 (74) 代理人 100109900
 弁理士 堀口 浩
 (72) 発明者 佐藤 武史
 栃木県大田原市下石上1385番地 東芝
 メデカルシステムズ株式会社 本社内
 審査官 右▲高▼ 孝幸

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】

被検体内の移動体に対して超音波送受波を行なうための圧電振動子を備えた超音波プローブと、

前記圧電振動子を駆動し、前記被検体内の第1の走査方向及び第2の走査方向の各々に対して第1の間隔及びこの第1の間隔より長い第2の間隔を有した不等間隔の超音波送受波を行なう送受信手段と、

この送受信手段によって前記被検体内の所定位置から前記不等間隔で時系列的に得られる複数の受信信号に対しフィルタリング処理して前記移動体によるドップラ信号を検出するドップラ信号検出手段と、

このドップラ信号検出手段によって前記不等間隔で得られた複数の前記ドップラ信号の中から前記第1の間隔で隣接したドップラ信号を選択し、選択したドップラ信号に基づいて前記移動体の速度を算出する速度算出手段と、

前記第1の走査方向及び第2の走査方向を順次変更しながら前記被検体内の超音波走査を行なう走査制御手段と、

前記超音波走査の各走査方向に対する前記不等間隔の超音波送受波において、前記速度検出手段が検出した前記移動体の速度に基づいて速度画像データを生成する画像データ生成手段と、

生成した前記画像データを表示する表示手段を備え、

前記第2の走査方向に対する超音波送受波は、前記第1の走査方向に対する超音波送受波

10

20

の前記第2の間隔において行なうことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項2】

前記ドプラ信号検出手段は、前記不等間隔で時系列的に得られる複数の受信信号に対して多項式の最小2乗法フィッティングによる処理を行なって移動速度の遅い移動体あるいは固定体からの受信信号を抽出し、処理前の前記受信信号から処理後の受信信号を減算することによって前記移動体によるドプラ信号を検出することを特徴とする請求項1記載の超音波診断装置。

【請求項3】

前記ドプラ信号検出手段は、最小2乗法、特異値分解、あるいは正規直交展開を利用した行列を用いることによって移動速度の遅い移動体あるいは固定体からの受信信号を除去することを特徴とする請求項1記載の超音波診断装置。 10

【請求項4】

前記速度算出手段は、前記不等間隔の前記ドプラ信号の中から最も小さな間隔で隣接したドプラ信号を選択し、このドプラ信号に基づいて前記移動体の速度を算出することを特徴とする請求項1記載の超音波診断装置。

【請求項5】

前記速度算出手段は、前記第1の間隔で隣接したドプラ信号の位相差を検出することによって前記移動体の速度を算出することを特徴とする請求項1記載の超音波診断装置。

【請求項6】

前記速度算出手段は、前記不等間隔の前記ドプラ信号の中から前記第1の間隔で隣接したドプラ信号対を複数選択し、これらのドプラ信号対の各々における位相差を加算平均することによって前記移動体の速度を算出することを特徴とする請求項5記載の超音波診断装置。 20

【請求項7】

前記送受信手段は、前記不等間隔の超音波送受信に際し、その初期及び末期において前記第1の間隔で隣接した超音波送受信の頻度を低くすることを特徴とする請求項6記載の超音波診断装置。

【請求項8】

前記速度算出手段は、前記第1の間隔で隣接したドプラ信号に対して超音波送受波方向の相互相關処理によって前記移動体の速度を算出することを特徴とする請求項1記載の超音波診断装置。 30

【請求項9】

パワー算出手段を備え、前記パワー算出手段は、前記ドプラ信号検出手段によって前記不等間隔に検出された複数のドプラ信号の信号強度に基づいてパワーを算出することを特徴とする請求項1記載の超音波診断装置。

【請求項10】

前記パワー算出手段は、前記ドプラ信号検出手段によって前記不等間隔で検出された複数のドプラ信号の全てを用いてパワーを算出することを特徴とする請求項9記載の超音波診断装置。

【請求項11】

前記画像データ生成手段は、前記速度画像データの生成の他に、前記パワー算出手段が算出したパワーに基づいてパワー画像データを生成することを特徴とする請求項9記載の超音波診断装置。 40

【請求項12】

前記走査制御手段は、前記第2の走査方向を前記第1の走査方向に隣接して設定することを特徴とする請求項1記載の超音波診断装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、被検体から得られる超音波ドプラ信号に基づいてカラードプラ画像データの 50

生成を行なう超音波診断装置に関する。

【背景技術】

【0002】

超音波診断装置は、超音波プローブに内蔵された圧電振動子から発生する超音波パルスを被検体内に放射し、被検体組織の音響インピーダンスの差異によって生ずる超音波反射波を前記圧電振動子によって受信してモニタ上に表示するものである。この診断方法は、超音波プローブを体表に接触させるだけの簡単な操作でリアルタイムの2次元画像が容易に観察できるため、生体の各種臓器の機能診断や形態診断に広く用いられている。

【0003】

生体内の各組織あるいは血球からの反射波により生体情報を得る超音波診断法は、超音波パルス反射法と超音波ドプラ法の2つの大きな技術開発により急速な進歩を遂げ、上記技術を用いて得られるBモード画像とカラードプラ画像は、今日の超音波画像診断において不可欠なものとなっている。

【0004】

カラードプラ法は、超音波パルスにより生体内の所定断面を走査し、血液（血球）など移動する反射体に対して超音波が照射された場合に、上記反射体の速度（血流速度）に対応して生ずるドプラ周波数偏移を捉えて画像化を行なうものである。このカラードプラ法は、当初、血流速度の速い心腔内血流の画像化に用いられたが、今日では、腹部臓器の組織血流など極めて遅い血流の画像化に対しても適用が可能となっている。

【0005】

このカラードプラ法における診断能を高めるためには、優れた計測精度（低流速検出能及び高流速検出能）や時間分解能、更には、空間分解能が要求される。

【0006】

移動している反射体に対して超音波パルスを照射し、その反射波のドプラ周波数偏移から反射体の移動速度を計測する場合、従来は、この反射体に対して超音波による送受波を所定の送受波間隔 T_r で複数回（L回）繰り返して行ない、観測時間 T_{obs} ($T_{obs} = T_r \cdot L$) で得られた一連の反射波に基づいてその移動速度を計測してきた。

【0007】

この場合、低流速の反射体に対する検出能（低流速検出能：測定可能な流速の下限値） V_{min} は、上記L回の超音波送受波（以下、送受波と呼ぶ。）によって得られる一連の反射波の中からドプラ成分を検出するために用いられるフィルタ（例えば、MTIフィルタ）の特性、即ち、フィルタのカットオフ周波数と肩特性で決定され、このときの V_{min} は、送受波繰り返し周波数（レート周波数）を f_r ($f_r = 1 / T_r$) とすれば、次式（1）で示される。

【数1】

$$V_{min} \propto \frac{1}{T_{obs}} = \frac{f_r}{L} \quad \cdots \cdots \cdots (1)$$

【0008】

一方、測定可能な流速の上限値（高流速検出能） V_{max} は、送受波繰り返し周波数（レート周波数） f_r の $1 / 2$ で定義されるナイキスト周波数によって決定され、次式（2）によって示される。但し、 C は被検体内的音速値、 f_0 は受信超音波の中心周波数、 θ は超音波送受信方向と血流方向のなす角度である。そして、ドプラ周波数偏移が上記ナイキスト周波数を超えた場合には、ドプラ信号の周波数スペクトラムに折り返り現象が発生するため正確な血流速度の計測が不可能となる。

10

20

30

40

【数2】

$$V_{\max} = \frac{C \cdot fr}{4 fo \cos \xi} \quad \cdots \cdots (2)$$

【0009】

即ち、カラードプラ法における第1の要求項目である低流速検出能 V_{\min} を向上させるためにはレート周波数 f_r を低く設定するか、所定方向に対して繰り返し行なう送受波回数 L を増加させる必要があり、高流速検出能 V_{\max} を向上させるためには、レート周波数 f_r を高く設定しなくてはならない。しかしながら、レート周波数 f_r を高くした場合には、深部からの反射波が受信されないうちに次の超音波が照射されるため、隣接したレート区間の反射波が混入して受信される、所謂残留エコーの問題が生ずる。

【0010】

又、第2の要求項目であるリアルタイム性は、単位時間当たりの表示画像枚数（フレーム周波数） F_n によって決定され、このフレーム周波数 F_n は次式（3）によって示される。但し、 M は、1枚のカラードプラ画像データの生成に必要な走査方向の総数であり、リアルタイム性を向上させるためには、送受波回数 L 、あるいは走査方向総数 M を小さく設定しなくてはならない。

【数3】

$$F_n = \frac{fr}{L \cdot M} = \frac{1}{T_{obs} \cdot M} \propto \frac{V_{\min}}{M} \quad \cdots \cdots (3)$$

【0011】

更に、第3の要求項目である空間分解能を向上させるためには、上記走査方向総数 M を増加させる必要がある。即ち、フレーム周波数 F_n 、低流速検出能 V_{\min} 及び高流速検出能 V_{\max} 、空間分解能は相反する関係にあり、これらを同時に満足させることは困難である。このため、循環器領域における血流計測の場合にはフレーム周波数 F_n と高流速検出能 V_{\max} を、又、腹部や末梢臓器における血流計測の場合にはフレーム周波数と低流速検出能 V_{\min} が重要視されてきた。

【0012】

上述の問題点に対して、残留エコーを発生させることなく高流速検出能の向上が可能なスタガパルス方式が提案されている（例えば、特許文献1参照。）。

【0013】

このスタガパルス法は、例えば、2つの異なる送受波間隔 T_1 及び T_2 ($T_2 = T_1 + T_s$) で所定方向の送受波を繰り返し行ない、送受波間隔 T_1 の送受波によって得られた受信信号の位相差 ϕ_1 と、送受波間隔 T_2 の送受波によって得られた受信信号の位相差 ϕ_2 の差分値 ($\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1$) に基づいて、血流速度を算出する方法である。この方法における折り返り周波数は、送受波間隔の差 T_s によって決定され、 T_s を $T_1 > T_s$ に設定することによって高流速検出能を改善することが可能となる。

【0014】

一方、腹部臓器及び末梢血管の血流計測に対して、新しい走査方法（以下、交互走査法と呼ぶ。）が提案されている。図12は、上記特許文献2に記載されている交互走査法の具体例を示したものであり、上段はセクタ走査における送受波方向（以下では、走査方向と呼ぶ） ϕ_1 乃至 ϕ_M を、又、下段は各走査方向に対する送受波の順序を示している。

【0015】

即ち、この方法では、まず、時刻 t_1 において走査方向 ϕ_1 の方向に送受波を行ない、次いで、時刻 t_2 において走査方向 ϕ_2 の方向に、又、時刻 t_3 において走査方向 ϕ_3 の方向に送受波を行なう。更に、時刻 t_4 乃至 t_6 及び時刻 t_7 乃至時刻 t_9 において再度

10

20

30

40

50

走査方向 1 乃至 3 の Q (Q = 3) 方向に送受波を繰り返し行なう。このようにして走査方向 1 乃至 3 の各々の方向において夫々間隔 T_s ($T_s = 3 T_r$) で L 回 (L = 3) の送受波が完了したならば、走査方向 4 乃至 6 、走査方向 7 乃至 9 ・・・ の方向に対しても同様にして間隔 T_s による L 回の送受波を行なう。この方法によれば、低流速検出能 V_{min} は次式 (4) のようになる。

【数 4】

$$V_{min} \propto \frac{1}{T_{obs} \cdot Q} = \frac{fr}{Q \cdot L} = \frac{fs}{L} \quad (Q = 3) \quad \cdots \quad (4)$$

10

【0016】

但し、 f_s ($f_s = 1 / T_s$) は、各走査方向に対する送受波繰り返し周波数である。即ち、この具体例によれば、前記送受波繰り返し周波数 f_s は、交互走査を行なわない場合のレート周波数 f_r の $1 / 3$ となり、従がって、フレーム周波数を低下させること無く低流速検出能を 3 倍に向上させることが可能となる。

【特許文献 1】特開平 4 - 197249 号公報 (第 3 - 5 頁、第 3 - 7 図)

【特許文献 2】特開昭 64 - 43237 号公報 (第 3 - 4 頁、第 5 - 6 図)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0017】

20

しかしながら、特許文献 1 の方法によれば、異なる送受波間隔 T_1 及び T_2 の送受波によって得られたドプラ信号における位相差 ϕ_1 及び ϕ_2 を夫々求め、更に、これらの位相差 ϕ_1 及び ϕ_2 の差に基づいて血流情報を算出するため、得られた血流情報はノイズの影響を受けて不安定になり易く、特に、超音波の干渉によって発生するスペックルノイズによって無視できない計測誤差が発生する。

【0018】

更に、この方法では、送受波間隔 T_1 と送受波間隔 T_2 の送受波を繰り返して行なうため、ドプラ信号を抽出するためのフィルタ (M T I フィルタ) は、例えば、送受波間隔 T_1 と送受波間隔 T_2 の和によって決定されるブラインド周波数を有する。従って、このブラインド周波数に一致したドプラ成分は著しく低減するため、血流情報を高精度で算出することが不可能となる。

30

【0019】

一方、特許文献 2 の方法は、腹部などの比較的遅い血流の計測を目的として提案されたものであり、低流速能 V_{min} は $1 / Q$ に向上するが高流速検出能 V_{max} も $1 / Q$ となり、速い血流に対する折り返し現象の発生頻度が高くなる。即ち、この方法を比較的速い血流の計測に適用することはできない。

【0020】

本発明は、このような従来の問題点に鑑みてなされたものであり、その目的は、フレーム周波数を低減させることなく低流速検出能と高流速検出能に優れたカラードプラ画像データの生成を可能とする超音波診断装置を提供することにある。

40

【課題を解決するための手段】

【0022】

上記目的を達成するために、請求項 1 に係る超音波診断装置は、被検体内の移動体に対して超音波送受波を行なうための圧電振動子を備えた超音波プローブと、前記圧電振動子を駆動し、前記被検体内の第 1 の走査方向及び第 2 の走査方向の各々に対して第 1 の間隔及びこの第 1 の間隔より長い第 2 の間隔を有した不等間隔の超音波送受波を行なう送受信手段と、この送受信手段によって前記被検体内の所定位置から前記不等間隔で時系列的に得られる複数の受信信号に対しフィルタリング処理して前記移動体によるドプラ信号を検出するドプラ信号検出手段と、このドプラ信号検出手段によって前記不等間隔で得られた複数の前記ドプラ信号の中から前記第 1 の間隔で隣接したドプラ信号を選択し、選択したド

50

プラ信号に基づいて前記移動体の速度を算出する速度算出手段と、前記第1の走査方向及び第2の走査方向を順次変更しながら前記被検体内の超音波走査を行なう走査制御手段と、前記超音波走査の各走査方向に対する前記不等間隔の超音波送受波において、前記速度検出手段が検出した前記移動体の速度に基づいて速度画像データを生成する画像データ生成手段と、生成した前記画像データを表示する表示手段を備え、前記第2の走査方向に対する超音波送受波は、前記第1の走査方向に対する超音波送受波の前記第2の間隔において行なうことを特徴としている。

【発明の効果】

【0023】

本発明によれば、フレーム周波数を低減させることなく低流速検出能と高流速検出能に優れたカラードプラ画像データの生成が可能となる。 10

【発明を実施するための最良の形態】

【0024】

以下、図1乃至図11を参照して本発明の実施例について説明する。

【実施例】

【0025】

本実施例の第1の特徴は、被検体の所定方向に対して不等間隔の送受波を行ない、得られた受信信号に対し多項式の最小2乗法フィッティングを適用したフィルタ（以下、最小2乗フィルタと呼ぶ。）を適用して血流に対するドプラ信号を抽出することにある。

【0026】

又、本実施例の第2の特徴は、上述の最小2乗フィルタによって抽出されたドプラ信号の中から短い送受波間隔で隣接した2つのドプラ信号を1つあるいは複数個所で選択し、この隣接した2つのドプラ信号の位相差に基づいて血流の平均流速値を算出することにある。 20

【0027】

更に、本実施例の第3の特徴は、不等間隔に設定された前記所定方向の送受波の長い送受波間隔において、この所定方向と異なる方向に対して送受波することによって交互走査を行なうことがある。

【0028】

（装置の構成）

以下では、本実施例における超音波診断装置の構成につき図1乃至図6を用いて説明する。尚、図1は、本実施の形態における超音波診断装置の全体構成を示すブロック図であり、図2は、この超音波診断装置を構成する送受信部及び画像データ生成部のブロック図を示す。 30

【0029】

図1に示す超音波診断装置100は、被検体に対して超音波の送受波を行なう超音波プローブ1と、所定の走査方向に対して超音波の送受波を行なうために超音波プローブ1に対して電気信号の送受信を行なう送受信部2と、前記走査方向から得られた受信信号に基づいて超音波画像データを生成する画像データ生成部3を備えている。

【0030】

更に、超音波診断装置100は、前記画像データ生成部3において生成された超音波画像データを表示する表示部4と、画像データの収集条件や生成条件、更には種々のコマンド信号の入力などを行なう入力部6と、上記各ユニットを統括して制御するシステム制御部7を備えている。 40

【0031】

超音波プローブ1は、被検体の表面に対してその前面を接触させ超音波の送受信を行なうものであり、例えば、1次元に配列された複数個（N個）の圧電振動子をその先端部分に有している。この圧電振動子は電気音響変換素子であり、送信時には電気パルス（駆動信号）を超音波パルス（送信超音波）に変換し、又、受信時には超音波反射波（受信超音波）を電気信号（受信信号）に変換する機能を有している。この超音波プローブ1は小型 50

、軽量に構成されており、Nチャンネルのケーブルを介して送受信部2に接続されている。超音波プローブ1は、セクタ走査対応、リニア走査対応、コンベックス走査対応等があり、これらの超音波プローブの中から診断部位に応じて任意に選択される。以下では、セクタ走査対応の超音波プローブ1について述べるが、コンベックス走査など他の走査に対応した超音波プローブであっても構わない。

【0032】

次に、図2に示した送受信部2は、超音波プローブ1から送信超音波を発生するための駆動信号を生成する送信部21と、超音波プローブ1の圧電振動子から得られる複数チャンネルの受信信号に対して整相加算を行なう受信部22を備え、一方、画像データ生成部3は、整相加算された受信信号に対してBモード画像データを生成するための信号処理を行なうBモード画像データ生成部31と、上記整相加算された受信信号からIQ信号を検出し、更に、このIQ信号に基づいてカラードプラ画像データを生成するための信号処理を行なうドプラ画像データ生成部32を有している。

10

【0033】

送受信部2の送信部21は、レートパルス発生器211と、送信遅延回路212と、パルサ213を備えている。レートパルス発生器211は、被検体に対して不等間隔で送受波を行なう際の送受波間隔を決定するレートパルスを送信遅延回路212に供給する。

【0034】

一方、送信遅延回路212は、超音波プローブ1において送信に使用される圧電振動子と同数(Nチャンネル)の独立な遅延回路から構成され、送信において細いビーム幅を得るために所定の深さに超音波を収束するための集束用遅延時間と、所定の方向に超音波を送信するための偏向用遅延時間を前記レートパルスに与え、このレートパルスをパルサ213に供給する。

20

【0035】

パルサ213は、送信に使用される圧電振動子と同数(Nチャンネル)の独立な駆動回路を有しており、超音波プローブ1に内蔵されたN個の圧電振動子を駆動し、被検体に対して送信超音波を放射するための駆動パルスを生成する。

【0036】

一方、受信部22は、Nチャンネルのプリアンプ221と、受信遅延回路222と、加算器223を備えている。プリアンプ221は、圧電振動子によって電気信号に変換された微小な受信信号を増幅し十分なS/Nを確保する。又、受信遅延回路222は、所定の深さからの受信超音波を集束して細い受信ビーム幅を得るために収束用遅延時間と、所定の方向に超音波ビームの受信指向性を設定するための偏向用遅延時間をプリアンプ221の出力に与えた後、加算器223に送り、加算器223において受信遅延回路222からのNチャンネルの受信信号は加算合成される。

30

【0037】

次に、画像データ生成部3は、Bモード画像データ生成部31とドプラ画像データ生成部32と画像データ記憶部33を備え、Bモード画像データ生成部31は、対数変換器311と、包絡線検波器312と、A/D変換器313を有している。Bモード画像データ生成部31の入力信号振幅は、対数変換器311において対数変換され、弱い信号が相対的に強調される。又、包絡線検波器312は、対数変換された受信信号に対して包絡線検波を行なって超音波周波数成分を除去し、A/D変換器313は、包絡線検波器312の出力信号をA/D変換してBモード画像データを生成する。尚、上記対数変換器311と包絡線検波器312は順序を入れ替えて構成してもよい。

40

【0038】

一方、ドプラ画像データ生成部32は、基準信号発生器321、1/2移相器322、ミキサ323-1及び323-2、LPF(ローパスフィルタ)324-1及び324-2、A/D変換器325-1及び325-2、更に、ドプラ信号記憶回路326を備え、送受信部2から供給される受信信号に対して直交位相検波を行なってIQ信号を生成する。

50

【0039】

即ち、受信部22から供給されるドプラ画像データ生成部32の入力信号は、ミキサ323-1及び323-2の第1の入力端子に入力される。一方、この入力信号の中心周波数とほぼ等しい周波数を有し、レートパルス発生器211のレートパルスに同期した基準信号発生器321の連続波出力は、ミキサ323-1の第2の入力端子に直接供給されると共に、A/2移相器322において位相が90度シフトされてミキサ323-2の第2の入力端子に供給される。そして、ミキサ323-1及び323-2の出力は、LPF324-1及び324-2に供給され、受信部22の出力信号周波数と基準信号発生器321の出力信号周波数の差の成分のみが検出される。

【0040】

10

次いで、A/D変換器325-1及び325-2は、LPF324-1及び324-2の出力信号、即ち、直交位相検波して得られたIQ信号を所定のサンプリング周期でサンプリングしデジタル信号に変換する。

【0041】

即ち、ドプラ画像データ生成部32は、所定の走査方向に対し不等間隔で複数回(L×回)行なわれる送受波によって得られた受信信号に対して直交位相検波を行ない、得られたI成分(複素信号の実数成分)及びQ成分(複素信号の虚数成分)を順次ドプラ信号記憶回路326に保存する。

【0042】

20

更に、ドプラ画像データ生成部32は、得られたIQ信号に対してカラードドプラ画像データを生成するための最小2乗フィルタ327と、自己相関器328と、演算器329を備えている。そして、ドプラ信号記憶回路326に保存されている所定走査方向の同一位置(深さ)におけるL×個のIQ信号を抽出し、これらのIQ信号から血流によるIQ信号(ドプラ信号)を検出する。次いで、抽出したL×個のIQ信号の中から、例えば最小レート間隔で隣接したIQ信号を選択し、更に、選択したIQ信号の位相差に基づいて血流の平均流速値(以下、流速値と呼ぶ。)を算出する。

【0043】

上記最小2乗フィルタ327は、ドプラ信号記憶回路326に一旦保存されたIQ信号に対し、臓器などの固定反射体からの反射信号や臓器の呼吸性移動あるいは拍動性移動などに起因するドプラ信号(クラッタ信号)の除去を行なう。即ち、最小2乗フィルタ327は、所定走査方向の同一部位から得られたL×個のI信号及びQ信号に対し多項式の最小2乗フィッティングを行なう。このカーブフィッティングによって抽出されたIQ信号は、上記クラッタ成分によって構成され、血流によるドプラ成分は除去されている。従って、カーブフィッティング前のIQ信号からカーブフィッティング後のIQ信号を減算することにより血流によるドプラ信号を得ることができる。

30

【0044】

40

図3は、不等間隔で行なわれる超音波送受波のタイミングを示したものであり、図3(a)は、等間隔Trによる17回の送受波が時刻t1乃至t17において行なわれる従来の送受波方法を示している。又、図3(b)は、上記時刻t1乃至t17に対し、時刻t1、t2、t6、t7、t11、t12、t16、t17において送受波が行なわれる本実施例の送受波方法を示している。尚、本実施例における送受波の不等間隔は全て任意に設定することが可能であるが、説明を簡単にするために、従来の送受波方法における送受波間隔Trの整数倍で設定した不等間隔送受信について述べる。

【0045】

従って、画像データ生成部3のドプラ信号記憶回路326から出力されるIQ信号は、図3(b)に示すように間隔Trと間隔4Trによって構成され、このような不等間隔のIQ信号に対して多項式の最小2乗フィッティングを行なう。即ち、最小2乗フィルタ327に供給される入力信号の入力信号ベクトル[X]を[X]=[1, 2, 6, 7, 11, 12, 16, 17]T、最小2乗フィッティング後の信号ベクトル[Y]を[Y]=[y1, y2, y3, y4, y5, y6, y7, y8]Tとした場合、[Y]=[A][X]で示

50

される多項式行列 $[A]$ に対して $[X]$ を求める問題となる。但し、 $[]^T$ は転置行列を示す。この場合、 $[A]$ が正則であれば逆行列によって算出することができるが、2次多項式フィッティングの場合のように多項式行列 $[A]$ のランクが入力信号ベクトル $[X]$ の行数より小さい場合には入力信号ベクトル $[X]$ の最小2乗解 $[X']$ を求めることになる。

【0046】

即ち、 $[X'] = [B][Y]$ によって示される多項式行列 $[B]$ によって最小2乗解を求めることができる。このとき、多項式行列 $[B]$ は $[B] = ([A]^T[A])^{-1}[A]^T$ の擬似逆行列によって示される。但し、 $[]^{-1}$ は逆行列を示す。最小2乗フィルタ 327 の出力信号である血流信号 $[U]$ は、フィルタ行列 $[W]$ と出力信号ベクトル $[Y]$ を用いた行列演算 $[U] = [W][Y]$ によって得られる。但し、 $[W] = [I] - [A][B]$ であり、 $[I]$ は単位行列を示す。

【0047】

尚、図3に示した不等間隔の送受波において、クラッタ信号を2次の多項式で近似する場合の上記多項式行列 $[A]$ は次式(5)によって示される。

【数5】

$$[A] = \begin{pmatrix} 1^0 & 1^1 & 1^2 \\ 2^0 & 2^1 & 2^2 \\ 6^0 & 6^1 & 6^2 \\ 7^0 & 7^1 & 7^2 \\ 11^0 & 11^1 & 11^2 \\ 12^0 & 12^1 & 12^2 \\ 16^0 & 16^1 & 16^2 \\ 17^0 & 17^1 & 17^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 4 \\ 1 & 6 & 36 \\ 1 & 7 & 49 \\ 1 & 11 & 121 \\ 1 & 12 & 144 \\ 1 & 16 & 256 \\ 1 & 16 & 289 \end{pmatrix} \quad \dots \quad (5)$$

【0048】

前記2次多項式で近似した場合の上記フィルタ行列 $[W]$ は次式(6)のようになる。

【数6】

$$\begin{aligned} [W] &= [I] - [A][B] = [I] - [A]([A]^T[A])^{-1}[A]^T \\ &= [0.4198 \ -0.4556 \ -0.0810 \ -0.0183 \ 0.1087 \ 0.1095 \ -0.0111 \ -0.0722 \\ &\quad -0.4556 \ 0.6222 \ -0.1333 \ -0.0889 \ 0.0222 \ 0.0333 \ 0.0111 \ -0.0111 \\ &\quad -0.0810 \ -0.1333 \ 0.7429 \ -0.2667 \ -0.2190 \ -0.1857 \ 0.0333 \ 0.1095 \\ &\quad -0.0183 \ -0.0889 \ -0.2667 \ 0.7151 \ -0.2532 \ -0.2190 \ 0.0222 \ 0.1087 \\ &\quad 0.1087 \ 0.0222 \ -0.2190 \ -0.2532 \ 0.7151 \ -0.2667 \ -0.0889 \ -0.0183 \\ &\quad 0.1095 \ 0.0333 \ -0.1857 \ -0.2190 \ -0.2667 \ 0.7429 \ -0.1333 \ -0.0810 \\ &\quad -0.0111 \ 0.0111 \ 0.0333 \ 0.0222 \ -0.0889 \ -0.1333 \ 0.6222 \ -0.4556 \\ &\quad -0.0722 \ -0.0111 \ 0.1095 \ 0.1087 \ -0.0183 \ -0.0810 \ -0.4556 \ 0.4198] \end{aligned}$$

... (6)

20

30

40

50

【0049】

次に、自己相関器328は、最小2乗フィルタ327によって血流のドプラ信号のみが抽出されたIQ信号の中から、例えば、最小送受波間隔で隣接したIQ信号を選択し、これらのIQ信号の自己相関処理によって位相差を検出する。即ち、図3(b)に示した送受波方法の場合には、送受波間隔Trで隣接した2つのIQ信号の位相差を検出する。但し、所定方向に対して時刻t1、t2、t6、t7、t11、t12、t16、t17で行なわれた一連の送受波において、初期時刻t1及びt2と末期時刻t16及びt17で得られたIQ信号は、端部のデータであるため速度推定誤差が大きい。このため、これらを除いたIQ信号を用いて位相差の検出を行なうことが望ましい。

【0050】

ここで、時刻t6、t7、t11、t12において得られたIQ信号Uiは、I成分をai、Q成分をbi(i=6, 7, 11, 12)とすれば次式(7)によって表すことができる。但し、jは虚数単位を示す。

【数7】

$$U6 = a6 + jb6 = K6 \exp(j\phi6)$$

$$U7 = a7 + jb7 = K7 \exp(j\phi7)$$

$$U11 = a11 + jb11 = K11 \exp(j\phi11)$$

$$U12 = a12 + jb12 = K12 \exp(j\phi12)$$

$$Ki = \sqrt{ai^2 + bi^2} \quad \phi_i = \tan^{-1} \frac{bi}{ai} \quad \dots \dots (7)$$

【0051】

次いで、自己相関器328は、下式(8)に示すように、IQ信号U6の複素共役とIQ信号U7との積、及びIQ信号U11の複素共役とIQ信号U12の積の平均値Uxを算出し、演算器329は、このUxの偏角によって位相差xを算出する。

【数8】

$$\begin{aligned} Ux &= \frac{\text{conj}(U6) \cdot U7 + \text{conj}(U11) \cdot U12}{2} \\ &= \frac{K6 \cdot K7 \exp\{j(\phi7 - \phi6)\} + K11 \cdot K12 \exp\{j(\phi12 - \phi11)\}}{2} \\ &= Kx \cdot \exp(j\Delta\phi x) \end{aligned}$$

$$\Delta\phi x = \tan^{-1} \frac{\text{imag}(Ux)}{\text{real}(Ux)} \quad \dots \dots (8)$$

【0052】

このとき、上述の流速値画像データには、位相差x(-~)が、を折り返し速度に対応させた平均流速値が表示される。

【0053】

次いで、演算器329は、下式(9)に示すように、最小2乗フィルタ327において得られた時刻t1、t2、t6、t7、t11、t12、t16及びt17のIQ信号U1、U2, U6, U7, U11, U12, U16及びU17のパワーを加算平均すること

10

20

30

40

50

によってパワー値 P を算出し、更に、このパワー値 P と前式 (8) の $U \times$ を用いて分散値 Var を算出する。

【数9】

$$P = \frac{|U1|^2 + |U2|^2 + |U6|^2 + |U7|^2 + |U11|^2 + |U12|^2 + |U16|^2 + |U17|^2}{8}$$

$$Var = 1 - 2 \frac{|conj(U6) \cdot U7 + conj(U11) \cdot U12|}{|U6|^2 + |U7|^2 + |U11|^2 + |U12|^2} \quad \dots \quad (9)$$

10

【0054】

尚、パワー値 P の算出では前記端部での影響は小さいため、上式 (9) に示すように最小 2 乗フィルタ 327 より供給された IQ 信号の全てを用いて算出することが望ましい。

【0055】

一方、画像データ記憶部 33 は、B モード画像データ生成部 31 の A / D 変換器 313 より供給される B モード画像データや、ドプラ画像データ生成部 32 の演算器 329 より供給される流速値画像データ、パワー値画像データ及び分散値画像データを順次保存し、2 次元の B モード画像データ、流速値画像データ、パワー値画像データ及び分散値画像データを生成する。

【0056】

20

図1に戻って、表示部 4 は、DSC (Digital Scan Converter) 41 とカラー モニタ 42 を備えている。DSC 41 は、図示しない CPU (中央演算装置) と記憶回路を備え、画像データ生成部 3 の画像データ記憶部 33 より供給される B モード画像データと流速値画像データ、あるいは B モード画像データとパワー値画像データを合成して表示用画像データを生成する。そして、カラー モニタ 42 は、DSC 41 において生成された表示用画像データの表示を行なう。尚、上記流速値画像データの代りに流速値と分散値が合成された流速値 / 分散値画像データと B モード画像データとを合成して表示用画像データを生成してもよい。

【0057】

30

この場合、DSC 41 は、背景画像としての B モード画像データに流速値画像データやパワー値画像データ等のカラード プラ画像データが重畠された 1 枚の表示用画像データを生成し、カラー モニタ 42 は、白黒の B モード画像データを背景にカラード プラ画像データをカラー表示する。

【0058】

尚、上記の表示において、パワー値画像データは、演算器 329 において得られたパワー値をそのまま、あるいは対数変換して表示されるが、流速値画像データや流速値 / 分散値画像データの各画素は、この画素に対応したパワー値画像データの画素における画素値 (パワー値) が予め設定された閾値以上の場合のみ表示される。

【0059】

40

次に、入力部 6 は、入力パネル上にキーボード、トラックボール、マウス等の入力デバイスと表示パネルを備え、患者情報、診断部位、画像データ収集モード、画像データ生成方法、画像データ表示方法、更には各種コマンド信号の入力が行なわれる。例えば、この入力部 6 において、超音波走査方法や表示モードの選択、送受波間隔や交互走査、更には最小 2 乗フィルタ 327 に関する条件設定等が行なわれる。

【0060】

そして、システム制御部 7 は、図示しない CPU と記憶回路を備え、超音波診断装置 100 の上記各ユニットの制御やシステム全体を統括的に制御する。特に、入力部 6 において設定された超音波走査方法及び表示モード、送受波間隔や交互走査、更には最小 2 乗フィルタ 327 に関する設定条件を上記記憶回路に一旦保存した後当該ユニットに供給する。

50

【0061】

(画像データの生成手順)

次に、交互走査法を適用した本発明の実施例における画像データの生成手順につき図1乃至図7を用いて説明する。尚、図4は、画像データの生成手順を示すフローチャートであり、図5は、交互走査法の具体例である。

【0062】

図5(a)は、セクタ走査における走査方向1乃至Mを、又、図5(b)は、この走査方向1乃至4に対する送受波の順序を示している。即ち、図3(b)と同様にして、例えば、時刻t1、t2、t6、t7、t11、t12、t16及びt17において走査方向1に対する送受波を行なう。そして、走査方向2に対する送受波を、前記走査方向1の送受波が行なわれていない時刻t3、t4、t8、t9、t13、t14、t18及びt19において行なう。

10

【0063】

走査方向1及び2に対する交互走査が終了したならば、同様の手順によって走査方向3及び4、5及び6・・・に対する交互走査を順次行なう。尚、この場合も隣接した送受波間隔は所定間隔Trの整数倍に設定されており、例えば、時刻t1とt2、t3とt4、t6とt7・・・の間隔はTrに、又、時刻t2とt6、t4とt8、t7とt11・・・の間隔は4Trに設定されている。このような交互走査法を適用した場合のカラードプラ画像データの生成手順につき以下に説明する。

20

【0064】

画像データの収集に先立って、操作者は、入力部6にて患者情報、診断部位、画像データ収集モード、画像データ生成方法、画像データ表示方法等に関する初期設定を行ない、これらの設定情報をシステム制御部7の記憶回路に保存する。本実施例では、画像データ収集モードとして、セクタ走査によるBモード画像データとカラードプラ画像データの収集モードを設定する。又、画像データ生成方法として、2段(2方向)の交互走査法を選択する。(図4のステップS1)。

30

【0065】

上述の初期設定が終了したならば、操作者は、超音波プローブ1の先端(超音波送受波面)を被検体の体表面上の所定の位置に固定して画像データの収集を開始する。時刻t1における走査方向1への送受波に際して、図2のレートパルス発生器211は、システム制御部7からの制御信号に同期し、被検体内に放射する送信超音波の放射タイミングを決定するレートパルスを送信遅回路212に供給する。

【0066】

送信遅回路212は、送信において細いビーム幅を得るために所定の深さに超音波を収束するための遅延時間と、前記走査方向1に超音波を送信するための遅延時間をレートパルスに与え、このレートパルスをパルサ213に供給する。次いで、パルサ213は、前記レートパルスの供給によって生成される圧電振動子駆動パルスを用い、超音波プローブ1に内蔵されている圧電振動子を駆動して被検体内に超音波パルス(送信超音波)を放射する。

40

【0067】

被検体内に放射された送信超音波の一部は、音響インピーダンスの異なる臓器間の境界面あるいは組織にて反射する。又、この送信超音波が心臓壁や血球などの動きのある反射体で反射する場合、その超音波周波数はドプラ偏移を受ける。

【0068】

被検体の組織や血球にて反射した超音波反射波(受信超音波)は、超音波プローブ1の圧電振動子によって受信されて電気信号(受信信号)に変換され、この受信信号は、送受信部2の受信部22におけるNチャンネルの独立なプリアンプ221にて増幅されてNチャンネルの受信遅回路222に供給される。

【0069】

受信遅回路222は、所定の深さからの受信超音波を収束するための集束用遅延時間

50

と、前記第1の走査方向(1)に強い受信指向性をもたせて受信するための偏向用遅延時間を前記受信信号に与えた後、この受信信号を加算器223に供給する。そして、加算器223は、受信遅延回路222から出力されるNチャンネルの受信信号を加算合成し、1つの受信信号に纏めた後、画像データ生成部3のBモード画像データ生成部31とドップラ画像データ生成部32に供給する。

【0070】

Bモード画像データ生成部31に供給された加算器223の出力信号は、対数変換、包絡線検波、A/D変換がなされた後、画像データ記憶部33におけるBモード画像データ記憶領域に保存される。

【0071】

次に、同様の手順によって走査方向2に対しても超音波の送受波を行ない、得られたBモード画像データは画像データ記憶部33のBモード画像データ記憶領域に保存される。

10

【0072】

一方、カラードプラ画像データの生成に際しては、受信信号のドップラ偏移を求めるために上述と同様な手順により、前記走査方向1と走査方向2の各々に対して複数回の送受波を行ない、このとき得られた受信信号に基づいて、流速値画像データ、分散値画像データ及びパワー値画像データの生成を行なう。

【0073】

即ち、上述の走査方向1及び走査方向2におけるBモード画像データの収集と保存が終了したならば、システム制御部7は、送受信部2及び画像データ生成部3に対して、走査方向1及び走査方向2におけるカラードプラ画像データを生成するための開始コマンド信号を供給する。そして、送受信部2は、Bモード画像データの場合と同様にして、先ず走査方向1に対して超音波の送受波を行ない、得られた受信信号をドップラ画像データ生成部32に供給する。

20

【0074】

図2のドップラ画像データ生成部32に供給された受信部22の出力信号は、ミキサ323-1、323-2及びLPF324-1、324-2によって直交位相検波されて2チャンネルのIQ信号に変換される。そして、このIQ信号のI成分及びQ成分の各々は、A/D変換器325-1、325-2にてデジタル信号に変換された後、ドップラ信号記憶回路326に保存される。次いで、時刻t=t2においても同様の手順によって走査方向1に対して送受波を行ない、得られたIQ信号はドップラ信号記憶回路326に保存される。

30

【0075】

次に、時刻t3とt4において、送受信部2は、システム制御部7からの制御信号に従って走査方向2に対して送受信を行ない、得られたIQ信号はドップラ信号記憶回路326に保存される。

【0076】

以下同様にして、時刻t6及びt7、t11及びt12、t16及びt17においては走査方向1に対し、又、時刻t8及びt9、t13及びt14、t18及びt19においては走査方向2に対して送受波を行ない、このとき得られたIQ信号もドップラ信号記憶回路326に保存される。

40

【0077】

走査方向1及び2に対するL×回(8回)の送受波によって得られたIQ信号の保存が終了したならば、同様の手順によって走査方向3及び4、走査方向5及び6・・・についても送受波を行なう。そして、得られたIQ信号は、ドップラ信号記憶回路326に順次保存される(図4のステップS2)。

【0078】

図6は、上記ドップラ信号記憶回路326の構成について示したものであり、行方向(X方向)は走査方向1乃至M、あるいは送受波時刻t1、t2、・・・に対応し、列方

50

向 (Y 方向) は反射体の深さ (反射体と超音波プローブ 1 の距離) に対応している。例えば、t 1 の列には、時刻 t 1 の走査方向 1 に対する送受波によって得られた IQ 信号が保存され、t 2、t 6、…t 17 には時刻 t 2、t 6、…t 17 の走査方向 1 に対する送受波によって得られた IQ 信号が保存される。同様にして、t 3、t 4、t 8 …t 19 には、送受波時刻 t 3、t 4、t 8 …t 19 の走査方向 2 に対する送受波によって得られた IQ 信号が保存され、更に、走査方向 3 乃至 M において得られた IQ 信号も同様にして保存される。

【 0 0 7 9 】

走査方向 1 の送受波時刻 t 1、t 2、t 6、…t 17 において得られた 8 つの IQ 信号と走査方向 2 の送受波時刻 t 3、t 4、t 8、…t 19 において得られた 8 つの IQ 信号の保存が終了したならば、システム制御部 7 は、前記走査方向 1 の 8 つの IQ 信号の夫々において所定深さに対応した IQ 信号 (例えば、図 6 の c 1) を X 方向に順次読み出して最小 2 乗フィルタ 327 に供給する。 10

【 0 0 8 0 】

次に、最小 2 乗フィルタ 327 は、供給された 8 個の IQ 信号の I 成分及び Q 成分に対して時間方向 (図 6 の X 方向) でカーブフィッティングを行ない、組織などの固定反射体からの反射波や組織の運動によって生ずる組織ドプラ信号などから構成されるクラッタ信号を求める。更に、ドプラ信号記憶回路 326 から直接読み出した IQ 信号から前記クラッタ信号を減算することによって、血流によるドプラ信号で構成される IQ 信号を抽出する (図 4 のステップ S 3)。 20

【 0 0 8 1 】

次に、自己相関器 328 は、最小 2 乗フィルタ 327 において抽出された前記 IQ 信号の中から、式 (7) において示した時刻 t 6 及び t 7 の IQ 信号 U 6 及び U 7 と時刻 t 11 及び t 12 の IQ 信号 U 11 及び U 12 を選択し、式 (8) に基づいて IQ 信号 U x を算出する (図 4 のステップ S 4)。

【 0 0 8 2 】

そして、上記 IQ 信号 U x が自己相関器 328 より供給された演算器 329 は、式 (8) に基づいて位相差 \times (即ち、流速値画像データ) を算出し、画像データ記憶部 33 の流速値画像データ記憶領域に保存する (図 4 のステップ S 5)。 30

【 0 0 8 3 】

更に、演算器 329 は、ドプラ信号記憶回路 326 に保存されている走査方向 1 に対する 8 個の IQ 信号を読み出し、これらの IQ 信号に基づいてパワー値 P 及び分散値 Var を算出する (式 (9) 参照。)。そして、算出されたパワー値 P 及び分散値 Var を画像データ記憶部 33 のパワー値画像データ記憶領域及び分散値画像データ記憶領域に保存する (図 4 のステップ S 6)。

【 0 0 8 4 】

次いで、最小 2 乗フィルタ 327、自己相関器 328、演算器 329 及び画像データ記憶部 33 は、走査方向 1 における前記所定深さ以外の全ての深さに対応した IQ 信号 (例えば、図 6 の c 2 乃至 c L) から得られた IQ 信号に対しても同様の演算を行なって流速値、パワー値、分散値の算出と保存を行なう。更に、ドプラ信号記憶回路 326 に保存された走査方向 2 に対する 8 個の IQ 信号に対しても同様の演算を行なって、夫々の深さにおける流速値、パワー値、分散値の算出と保存を行なう。 40

【 0 0 8 5 】

走査方向 1 と走査方向 2 に対する B モード画像データとカラードプラ画像データ (即ち、流速値画像データ、パワー値画像データ及び分散値画像データ) の生成と保存が終了したならば、同様の手順によって、走査方向 3 及び 4、走査方向 5 と 6 …の如くに 2 つの走査方向を対とした交互走査を繰り返し行ない、夫々の走査方向において得られた B モード画像データとカラードプラ画像データを画像データ記憶部 33 に保存する。

【 0 0 8 6 】

10

20

30

40

50

即ち、画像データ記憶部33には、Bモード画像データ生成部31のA/D変換器313より供給されたBモード画像データやドプラ画像データ生成部32の演算器329より供給された流速値画像データ、パワー値画像データ及び分散値画像データが順次保存され、2次元のBモード画像データ、流速値画像データ、パワー値画像データ及び分散値画像データが生成される（図4のステップS2乃至S7）。そして、これらの画像データは表示部4のDSC41に供給される。

【0087】

表示部4のDSC41は、上記画像データを記憶回路に一旦保存した後、流速値画像データ、パワー値画像データ及び流速値画像データに対してカラー情報を付加する。そして、これらの画像データとBモード画像データを合成して表示用画像データを生成し、更に、標準テレビフォーマット信号に変換してカラーモニタ42に表示する（図4のステップS8）。

【0088】

次に、本実施例に用いた最小2乗フィルタ327の効果について図7を用いて説明する。図7は、本実施例の不等間隔送受波によって得られたIQ信号に最小2乗フィルタ327を適用した場合の周波数特性（実線）G1、従来の等間隔送受波におけるIQ信号にMTIフィルタを適用した場合の周波数特性（破線）G2及び特許文献1の不等間隔送受波におけるIQ信号にMTIフィルタを適用した場合の周波数特性（1点鎖線）G3を比較したものである。但し、この特性グラフの横軸は、等間隔送受波の送受波間隔Trによって決定されるナイキスト周波数によって規格化されている。

【0089】

図7に示すように、1点鎖線で示した特許文献1の方法における周波数特性G3は、前述の第1の送受波間隔T1と第2の送受波間隔T2の和によって決定される周波数f（ $f = 1 / (T_1 + T_2)$ ）を周期として信号が遮断される周波数（所謂、ブラインド周波数）が発生し、このブラインド周波数に一致したIQ信号は検出が不可能となる。一方、本実施例の周波数特性G1は、上記特性グラフの周波数範囲においてブラインド周波数が発生しないため、広い周波数帯域においてフィルタリング処理後のIQ信号（即ち、血流によるドプラ信号）を安定して検出することができる。

【0090】

一方、破線で示した従来の等間隔送受波における周波数特性G2に対して、本実施例の周波数特性G1は、平坦さに欠ける周波数成分が見られるが、既に述べた位相差の検出やパワー値の算出において許容できるレベルである。又、所定方向に対する観測時間が同じ（17Tr）であるため、低流速検出能に影響を与える周波数特性の肩特性は略等しくなる。即ち、不等間隔送受波のIQ信号に最小2乗フィルタ327を適用した本実施例によれば、従来の等間隔送受波方式のIQ信号にMTIフィルタを適用した場合と略同等の周波数特性を得ることが可能となる。

【0091】

（変形例）

次に、本実施例の変形例につき図8及び図9を用いて説明する。この変形例の特徴は、従来の交互走査法に対して上記実施例の不等間隔送受波法と最小2乗フィルタ法、更には自己相關法を適用することにある。

【0092】

図8（a）は、X方向の走査方向1乃至8に対し本変形例によって行なわれる送受波の順序をY方向に示しており、図8（b）は、走査方向1乃至4（X方向）に対し従来の交互走査法によって行なわれる送受波の順序（Y方向）を示している。

【0093】

即ち、本変形例では、時刻t0乃至t4において走査方向1及び2に対して送受波間隔2Trで交互走査を行ない、次いで、時刻t5乃至t9において走査方向3及び4に対して同様の交互走査を行なう。引き続いて、走査方向1及び2に対する交互走査を時刻t10乃至t14、時刻t20乃至t24及び時刻t30乃至t34で、又、走

10

20

30

40

50

査方向 3 及び 4 に対する交互走査を時刻 t_{15} 乃至 t_{19} 、時刻 t_{25} 乃至 t_{29} 及び時刻 t_{35} 乃至 t_{39} において行なう。そして、走査方向 1 乃至 8 の各々における最初の送受波時刻から最後の送受波時刻までの期間（例えば、走査方向 1 に対しては時刻 t_1 乃至時刻 t_{33} ） $33Tr$ の観測時間（ Tr は異なる走査方向も含めた送受波間隔）における 8 個の受信信号によってカラードプラ画像データの生成を行なう。

【0094】

この場合、自己相関器 328 は、時刻 t_{11} と t_{13} 及び t_{21} と t_{23} において走査方向 1 の所定位置（深さ）から得られる IQ 信号を用いて自己相関処理を行ない、演算器 329 は、この自己相関結果に基づいて流速値と分散値を算出すると共に、時刻 t_1 、 t_3 、 t_{11} 、 t_{13} 、 t_{21} 、 t_{23} 、 t_{31} 及び t_{33} において前記所定位置から得られる夫々の IQ 信号に基づいてパワー値を算出する。次いで、前記所定位置以外の位置、更には走査方向 2 乃至 4 に対しても同様の手順によって流速値、分散値及びパワー値の算出を行なう。10

【0095】

一方、図 8 (b) は、図 8 (a) と同様な $33Tr$ の観測時間を有した従来の交互走査法を示している。以下に、図 8 (a) 及び図 8 (b) を比較することによって本変形例におけるリアルタイム性の改善について述べる。

【0096】

即ち、図 8 (b) に示した従来の交互走査法では、2 つの走査方向 1 乃至 2 に対する超音波の送受波に要する時間は $35Tr$ であるのに対して、図 8 (a) の本変形例によれば、4 つの走査方向 1 乃至 4 の送受波に要する時間は $40Tr$ となり、従って、カラードプラ画像データを生成する際のリアルタイム性は、本変形例によって約 1.75 倍に改善される。20

【0097】

尚、図 8 (a) の時刻 t_0 、 t_5 、 t_{10} 、 \dots 及び図 8 (b) の時刻 t_0 、 t_3 5 で行なわれる各走査方向の送受波は、残留エコーの影響を低減するための送受波（以下、ダミー送受波と呼ぶ。）である。例えば、走査方向 1 及び 2 の交互走査から走査方向 3 及び 4 の交互走査に切り替わる場合、切り替わった直後の受信信号には他の受信信号とは異なる方向からの残留エコーが混入する。このため、上記の交互走査の切り替わりに際して演算に寄与しないダミー送受波を行なう。即ち、上記ダミー送受波を追加することによって、常に同じ送受波方向からの残留エコーを用いて流速値やパワー値などの演算が行われるため、残留エコーによる演算誤差を低減することが可能となる。30

【0098】

次に、図 9 は、本実施例の他の変形例を示したものであり、図 9 (a) は、交互走査法を適用した本変形例の走査方向 1 乃至 6 (X 方向) と送受波順序 (Y 方向) を示している。又、図 8 (b) は、走査方向 1 乃至 3 (X 方向) に対して行なわれる従来の送受波順序 (Y 方向) を示している。

【0099】

図 9 (a) に示した変形例では、時刻 t_0 乃至 t_{15} の観測時間において走査方向 1 に対する不等間隔の送受波が行なわれ、この観測時間において実際の送受波が行なわれていない時刻（例えば、時刻 t_4 、 t_5 、 t_{10} 乃至 t_{13} 、 t_{18} 、 t_{19} ）において走査方向 2 に対する送受波を行なう。そして各走査方向に対し、 $23Tr$ の観測時間の中の 5 個の受信信号を用いて流速値、パワー値及び分散値の演算が行われる。例えば、走査方向 1 の流速値は、時刻 t_7 及び t_8 において得られた IQ 信号と、時刻 t_8 及び t_9 において得られた IQ 信号に基づいて算出される。40

【0100】

図 9 (b) に示した従来の送受波法では、1 つの走査方向に対する超音波の送受波に要する時間は $16Tr$ であるのに対して、図 9 (a) の本変形例によれば、2 つの走査方向の送受波に要する時間は $20Tr$ となり、従って、カラードプラ画像データを生成する際のリアルタイム性は、本変形例によって約 1.6 倍に改善される。50

【0101】

尚、上記2つの変形例においては、位相差検出に用いたIQ信号における送受波間隔や観測時間は従来の送受波方法と同じであるため、低流速検出能及び高流速検出能は従来の送受波方法の場合と略同程度となる。

【0102】

以上述べた本実施例及びその変形例によれば、被検体の所定方向に対して不等間隔の超音波送受波を行ない、得られた受信信号に対し最小2乗法によるフィルタを適用することによってブラインド周波数の少ない周波数特性を有したフィルタリング処理後のIQ信号を検出することができる。

【0103】

又、前記不等間隔の送受波によって得られたIQ信号の中から短い送受波間隔で隣接して得られたフィルタリング処理後のIQ信号の位相差を検出することによって高流速検出能を向上させることができる。

【0104】

更に、不等間隔に設定された複数の送受波間隔の中の長い送受波間隔において、前記被検体の所定方向と異なる方向に対する不等間隔の送受波を行なうことにより複数の方向に対する送受波を並行して行なうことができ、カラードプラ画像データの表示におけるリアルタイム性を改善することができる。

【0105】

即ち、本実施例及びその変形例では、上述の効果を同時に得ることができるために、リアルタイム性を劣化させることなく低流速検出能と高流速検出能に優れたカラードプラ画像を得ることが可能となる。

【0106】

以上、本発明の実施例について述べてきたが、本発明は上記の実施例に限定されるものではなく、変形して実施することが可能である。例えば、不等間隔の送受波時刻の設定は、上述の実施例あるいはその変形例に示した方法に限定されない。図10(a)は、等間隔Trで設定された18の送受波時刻の中から抽出された2種類の不等間隔送受波を示しており、a-1は均一に設定した場合、又、a-2は中心部に密になるように設定した場合である。一方、図10(b)は、上記2種類の不等間隔送受波によって得られた受信信号(IQ信号)に最小2乗フィルタを適用して得られた周波数特性である。これらの結果から、中央部に密になるような不等間隔送受波を設定した場合には、より優れた周波数特性を得ることができる。

【0107】

一方、本発明では、相互相關法を用いた流速値算出法において最小2乗フィルタを適用してもよい。上述の実施例において述べた自己相關法による流速値の算出では折り返りの制約から逃れることができない。この折り返りの問題を改善する方法として相互相關法を用いた流速値推定法が提案されている(例えば、特願平2-326172号公報)。この相互相關法による流速値推定法では、所定方向に対して複数回の送受波を行ない、時間方向に隣接して得られた2つの受信信号に対して送受波方向で相互相關演算を行なう。そして、最も高い相関値が得られた位置ズレに基づいて流速値を求める。

【0108】

例えば、図5(b)に示した送受波法において、時刻t6及びt7の送受波によって得られた受信信号からクラッタ信号を排除し、得られたドプラ信号U6及びU7に対して送受波方向の相互相關演算を次式(11)に従がって行なう。そして、相関値R(z, z)が最大となる位置ズレ $z = Z_0$ を $V = Z_0 / Tr$ に代入することによって流速値Vを求める。但し、 U^* は受信信号Uの複素共役である。

【数10】

$$R(z, \Delta z) = \sum_{k=-Ma}^{Ma} u_6^*(z+k) u_7(z+k+\Delta z) \quad \cdots \cdots (10)$$

【0109】

この場合のクラッタ信号の除去も、上記実施例の場合と同様にして所定の送受波方向に対する複数回の送受波によって得られた所定深さの受信信号をフィルタリング処理することによって行なわれる。そして、この相互相関法による血流計測において、不等間隔送受波を行なった場合に発生するブラインド周波数の問題は最小2乗フィルタの適用によって改善される。 10

【0110】

次に、不等間隔の受信信号に対してadaptiveな位相補正を行なう場合に、本実施例に示した最小2乗フィルタを適用してもよい。このadaptiveな位相補正法は特開平10-99333号公報に記載されている。図11に、不等間隔の受信信号列に対するadaptiveな位相補正法を示す。次式(12)に示すように、まず受信信号列 y_n ($n = 1$ 乃至 8) に対して隣接して得られた受信信号間の位相差 1 乃至 7 を検出する。次いで、受信信号 y_n に対応した位相 n を前記位相差 1 乃至 $n-1$ の加算によって求め、この位相 n による補正後の受信信号列 yy_n ($n = 1$ 乃至 7) を算出する。 20

【数11】

$$\Phi_1 = 0 \quad \Phi_n = \sum_{k=1}^{n-1} \phi_k \quad (n \geq 2)$$

$$yy_n = y_n \exp(-j\Phi_n) \quad \cdots \cdots (11)$$

【0111】

そして、この受信信号列 yy_n に不等間隔のフィルタ行列 $[W]$ を乗算することによって血流に対するドプラ信号 U_n ($n = 1$ 乃至 8) を得ることができる。 30

【0112】

ところで、上記実施例において用いたフィルタ行列 $[W]$ は最小2乗法による解法の1つであり、この方法に限定されるものではなく、例えば、特異値分解を利用する方法や正規直交展開行列を利用する方法など他の方法であってもよい。

【0113】

又、本発明の実施例では、圧電振動子が1次元配列された超音波プローブとアナログ方式の受信部を備えた超音波診断装置について説明したが、この実施例に限定されない。例えば、2次元配列の圧電振動子を備えた超音波プローブに対応した超音波診断装置であってもよく、又、デジタル方式の受信部を備えた超音波診断装置であってもよい。 40

【0114】

更に、上記実施例では、不等間隔送受波によって得られた受信信号に対して直交位相検波を行ない、得られたIQ信号に対してフィルタリング処理や自己相関処理を行なったが、この方法に限定されない。

【図面の簡単な説明】

【0115】

【図1】本発明の実施例における超音波診断装置の全体構成を示すブロック図。

【図2】同実施例における送受信部及び画像データ生成部の構成を示すブロック図。

【図3】同実施例の不等間隔送受波における送受波タイミングを示す図。

【図4】同実施例における画像データ生成手順をしめすフローチャート。

10

20

30

40

50

【図5】同実施例における交互走査法の具体例を示す図。

【図6】同実施例におけるドプラ信号記憶回路の構成を示す図。

【図7】同実施例における最小2乗フィルタの効果を示す図。

【図8】同実施例の変形例における交互走査法を示す図。

【図9】同実施例の変形例における他の交互走査法を示す図。

【図10】本発明の実施例及び変形例における不等間隔送受信時刻の設定と最小2乗フィルタの周波数特性の関係を示す図。

【図11】本発明の最小2乗フィルタの他の適用例を示す図。

【図12】従来の交互走査法を示す図。

【符号の説明】

10

【0116】

1 ... 超音波プローブ

2 ... 送受信部

3 ... 画像データ生成部

4 ... 表示部

6 ... 入力部

7 ... システム制御部

2 1 ... 送信部

2 2 ... 受信部

3 1 ... Bモード画像データ生成部

20

3 2 ... ドプラ画像データ生成部

3 3 ... 画像データ記憶部

4 1 ... DSC

4 2 ... カラーモニタ

3 2 1 ... 基準信号発生器

3 2 2 ... /2移相器

3 2 3 ... ミキサ

3 2 4 ... LPF

3 2 5 ... A/D変換器

3 2 6 ... ドプラ信号記憶回路

30

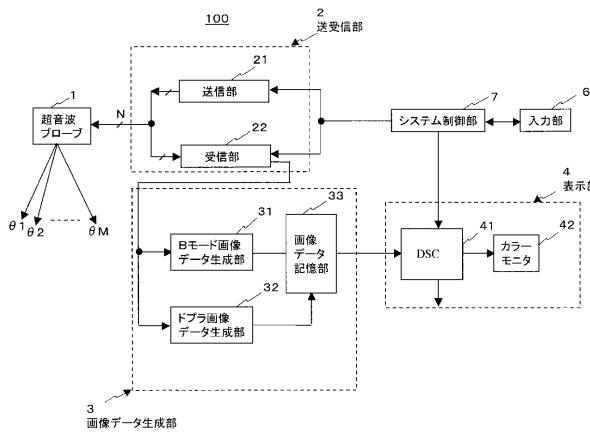
3 2 7 ... 最小2乗フィルタ

3 2 8 ... 自己相關器

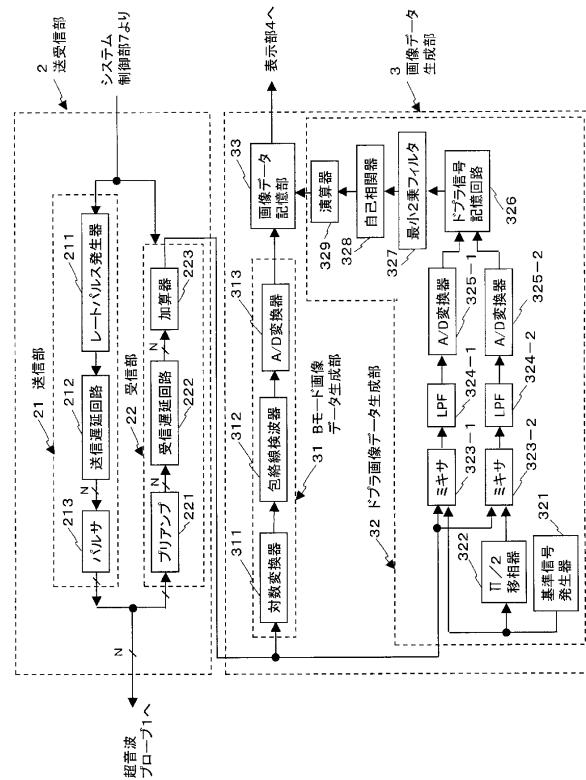
3 2 9 ... 演算器

1 0 0 ... 超音波診断装置

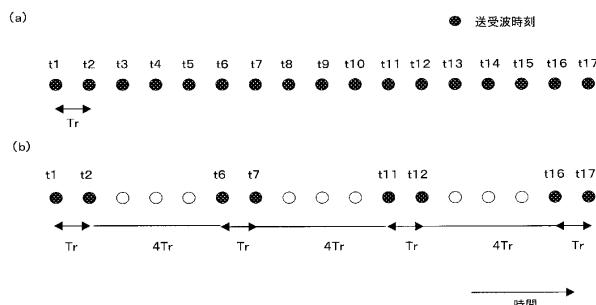
【図1】



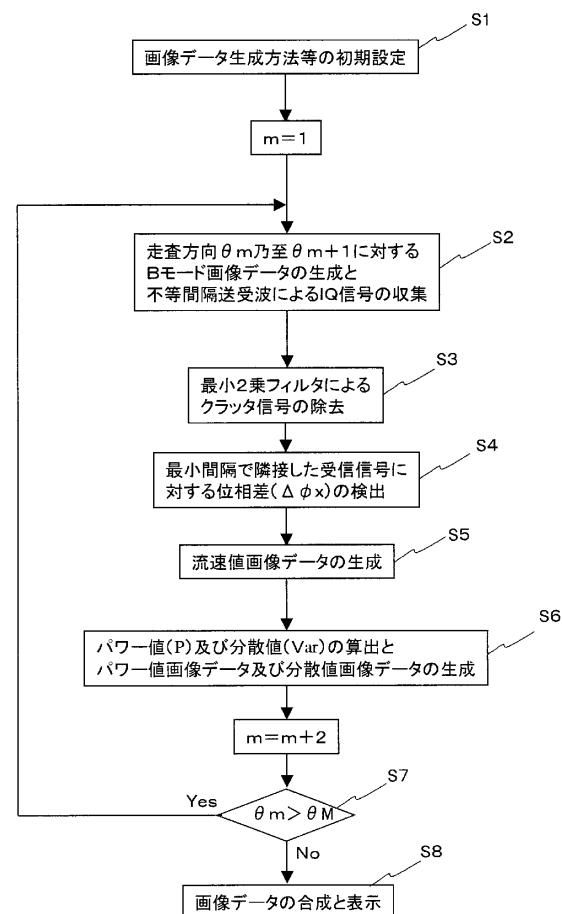
【図2】



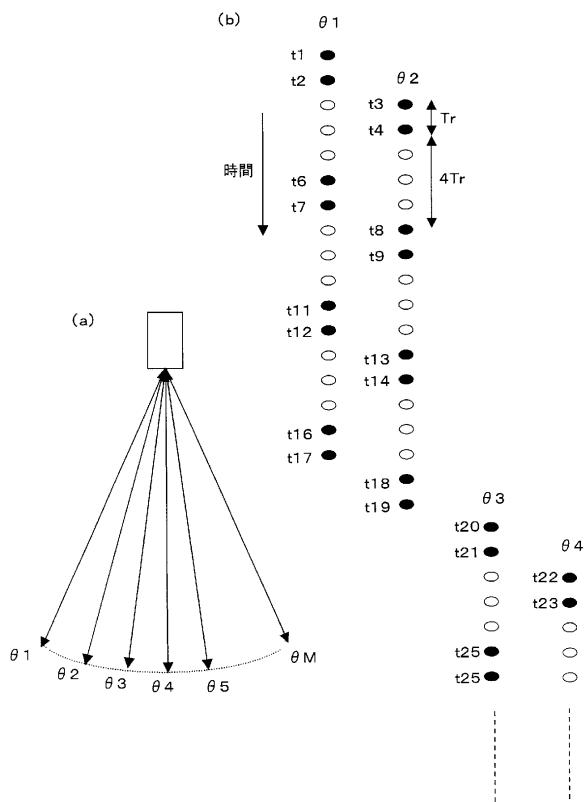
【図3】



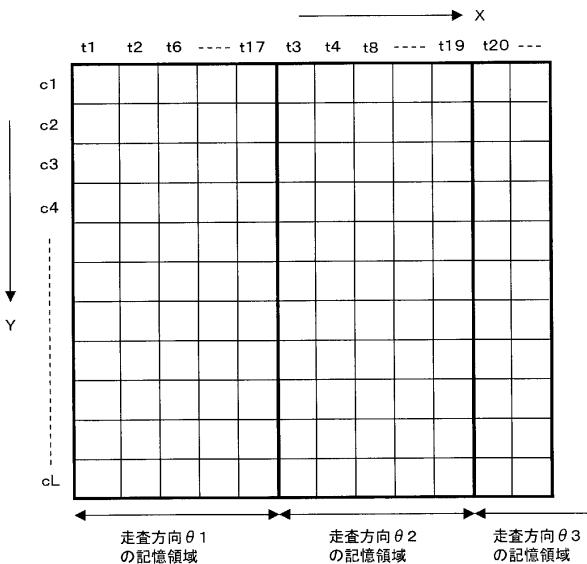
【図4】



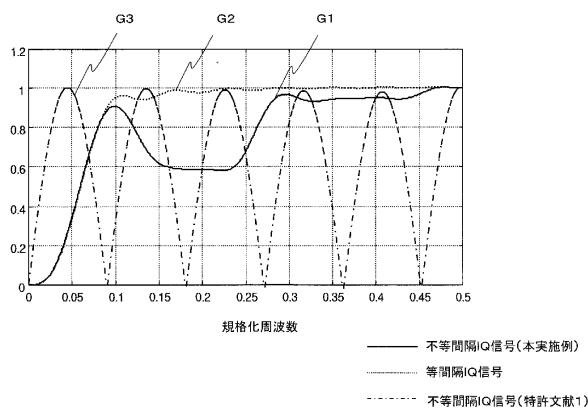
【図5】



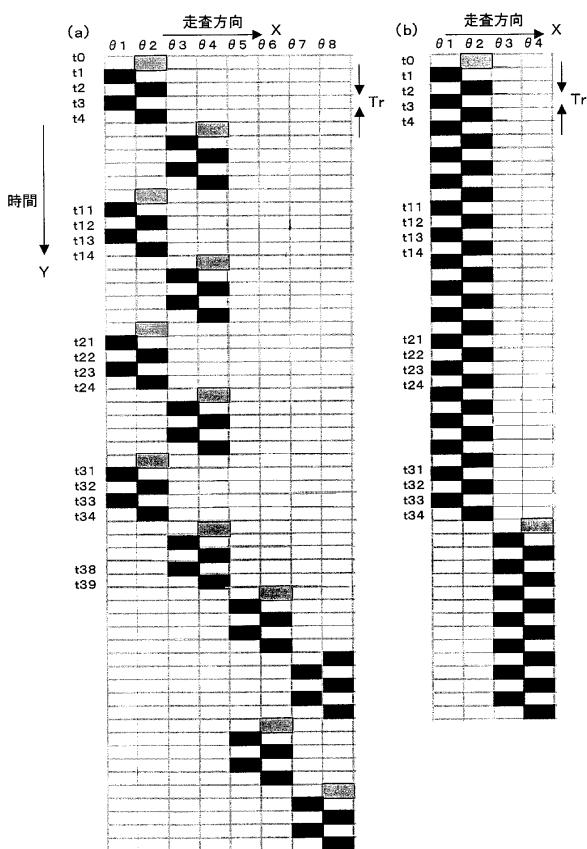
【図6】



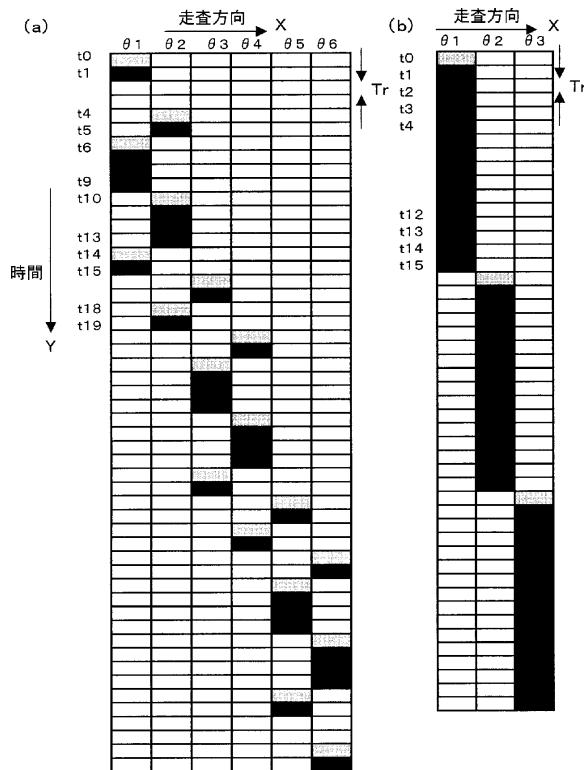
【図7】



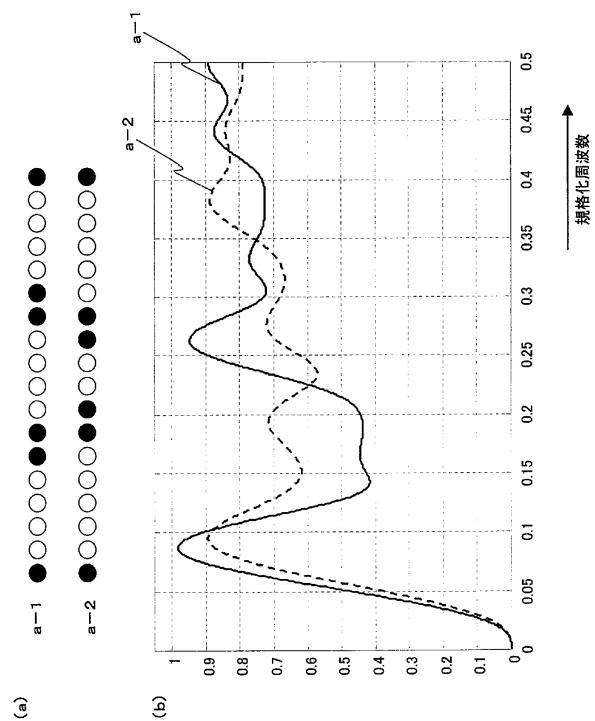
【図8】



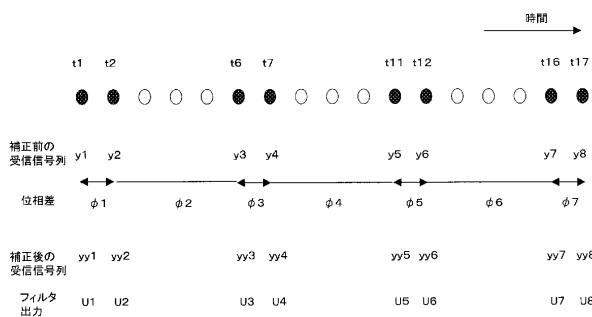
【図 9】



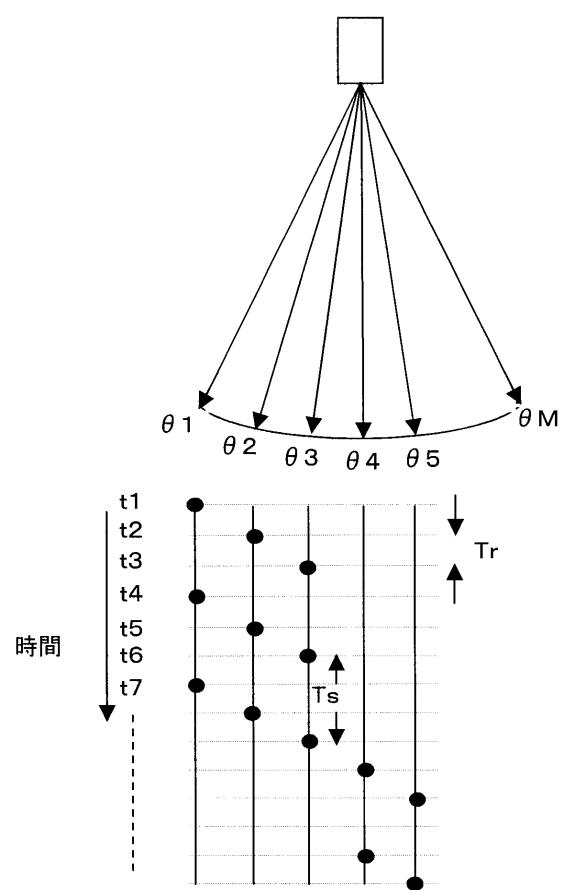
【図 10】



【図 11】



【図 12】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開平03-162842(JP,A)
特開昭62-169073(JP,A)
特開2001-204728(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

A 6 1 B 8 / 0 6
A 6 1 B 8 / 0 8

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP4504004B2	公开(公告)日	2010-07-14
申请号	JP2003419557	申请日	2003-12-17
[标]申请(专利权)人(译)	株式会社东芝 东芝医疗系统株式会社		
申请(专利权)人(译)	东芝公司 东芝医疗系统有限公司		
当前申请(专利权)人(译)	东芝公司 东芝医疗系统有限公司		
[标]发明人	佐藤武史		
发明人	佐藤 武史		
IPC分类号	A61B8/06 A61B8/08 A61B8/14 G01S7/523 G01S15/58 G01S15/89		
CPC分类号	G01S15/8979 A61B8/06 A61B8/13 A61B8/14 A61B8/463 A61B8/488 G01S7/52085 G01S7/523 G01S15/8981 G01S15/8988		
FI分类号	A61B8/06 A61B8/08 A61B8/14		
F-TERM分类号	4C601/BB02 4C601/DE04 4C601/DE05 4C601/EE04 4C601/EE08 4C601/EE09 4C601/HH12 4C601/ /HH13 4C601/HH16 4C601/JB24 4C601/JB28 4C601/JB33 4C601/JB37 4C601/JB43 4C601/JB45 4C601/JB48 4C601/JB51 4C601/KK19		
代理人(译)	堀口博		
其他公开文献	JP2005176997A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：生成彩色多普勒图像数据，具有低流速检测能力和高流速检测能力，同时不降低帧频。解决方案：超声诊断设备的发送和接收单元2在对象的第一扫描方向上以不规则的间隔执行发送和接收。然后，对所接收的信号获得的混频器323和LPF324进行正交相位检波，以产生IQ信号，最小二乘从IQ信号中过滤327，通过最小二乘法拟合多项式多普勒信号分量提取。自相关器328执行以短波收发器间隔计算器329，根据自相关结果的流率值，功率值，分散值相邻得到的多普勒信号之间的自相关处理计算。发送/接收单元2在第二扫描方向上以不等间隔设置的第一和第二扫描方向上的长发送和接收间隔执行不等间隔的发送和接收。

[选择图]图2

$$\sqrt{m \ln \alpha} \frac{1}{T_{obs}} = \frac{f}{L}$$