

(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2004-329603****(P2004-329603A)**

(43) 公開日 平成16年11月25日(2004.11.25)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>**A61B 8/06****A61B 8/08****G01P 5/00****G01S 7/526****G01S 15/50**

F I

A61B 8/06

A61B 8/08

G01P 5/00

G01S 15/50

G01S 7/52

テーマコード (参考)

4C601

5J083

C

J

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2003-130194 (P2003-130194)

(22) 出願日 平成15年5月8日(2003.5.8)

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

東京都港区芝浦一丁目1番1号

(74) 代理人 100081732

弁理士 大胡 典夫

(74) 代理人 100075683

弁理士 竹花 喜久男

(74) 代理人 100084515

弁理士 宇治 弘

(72) 発明者 石塚 正明

栃木県大田原市下石上字東山1385番の

1 株式会社東芝那須工場内

(72) 発明者 奥村 貴敏

栃木県大田原市下石上字東山1385番の

1 株式会社東芝那須工場内

最終頁に続く

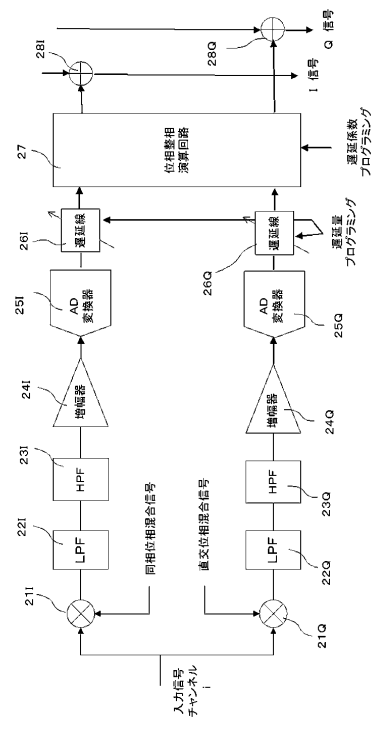
(54) 【発明の名称】 超音波診断装置

## (57) 【要約】

【課題】パルスモードと連続波ドプラモードを有しコストを抑えた超音波診断装置を提供すること。

【解決手段】複数の超音波振動子により超音波のパルス及び連続波を切り替えて送信し、被検体からの反射超音波のドプラ信号を受信する超音波診断装置であって、連続波ドプラモード時には、受信信号を同相成分と直交成分に分けた後、直交検波、前記受信信号に含まれるキャリア周波数成分の除去及びデジタル変換を行い、所定の遅延を与えた後、整相加算を行う。

【選択図】 図2



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

複数の超音波振動子により超音波のパルス及び連続波を切り替えて送信し、被検体からの反射超音波のドプラ信号を受信する超音波診断装置であって、  
連続波ドプラモード時には、受信信号を同相成分と直交成分に検波した後、前記受信信号に含まれるキャリア周波数成分の除去及びデジタル変換を行い、所定の遅延を与えた後、整相加算を行うことを特徴とする超音波診断装置。

## 【請求項 2】

複数の超音波振動子と、  
これらの超音波振動子の各々に対応して設けられ、対応する超音波振動子から超音波を送信する送信回路と、  
前記超音波振動子の各々に対応して設けられ、対応する超音波振動子から送信された超音波を受信しパルスモード時には被検体内の臓器を、連続波ドプラモード時には血流の動きをそれぞれ検知する受信回路とを備え、  
前記受信回路は、連続波キャリア除去回路を有し、この連続波キャリア除去回路は、連続波ドプラモード時には受信信号を同相成分と直交成分に検波し、前記受信信号に含まれるキャリア周波数成分を除去し、デジタル変換し、所定の遅延を与えた後デジタル信号として、整相加算することを特徴とする超音波診断装置。

## 【請求項 3】

複数の超音波振動子と、  
これらの超音波振動子の各々に対応して設けられ、対応する超音波振動子から超音波を送信する送信回路と、  
前記超音波振動子の各々に対応して設けられ、対応する超音波振動子から送信された超音波を受信しパルスモード時には被検体内の臓器を、連続波ドプラモード時には血流の動きをそれぞれ検知する受信回路とを備え、  
前記受信回路は、連続波キャリア除去回路を有し、この連続波キャリア除去回路は、連続波ドプラモード時には受信信号を同相成分と直交成分に検波する 1 対の検波手段と、この手段により検波された各々の受信信号に含まれるキャリア周波数成分を除去する 1 対のキャリア除去手段と、  
この手段によりキャリア周波数成分を除去された各々の信号をデジタル変換する 1 対のデジタル変換手段と、  
この手段により変換された信号に所定の遅延を与える 1 対の遅延手段と、  
この遅延手段により遅延された信号を前記複数の超音波振動子に対する受信信号に関し、整相加算する演算手段とを有することを特徴とする超音波診断装置。

## 【請求項 4】

前記検波手段は、前記キャリア周波数の分周クロック周波数に同期してサンプリング動作する標本化保持回路により構成されることを特徴とする請求項 3 記載の超音波診断装置。

## 【請求項 5】

前記検波手段は、前記キャリアと同じ基本周波数を持つクロック記号と前記受信信号の乗算を行うミキサにより構成されることを特徴とする請求項 3 記載の超音波診断装置。

## 【請求項 6】

前記デジタル変換手段は、 $\Sigma \Delta$ 変調器により構成されることを特徴とする請求項 3 または 4 記載の超音波診断装置。

## 【請求項 7】

前記キャリア除去手段は、コンデンサ及び抵抗により構成される高域通過フィルタであることを特徴とする請求項 3 乃至 6 のいずれか 1 記載の超音波診断装置。

## 【請求項 8】

前記キャリア除去手段は、オペアンプ、コンデンサ及び抵抗により構成されるアクティブ高域通過フィルタであることを特徴とする請求項 3 乃至 5 のいずれか 1 記載の超音波診断装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

## 【発明の属する技術分野】

本発明は、パルスドプラと連続波ドプラの両モードにより診断を行う超音波診断装置に係り、特に連続波ドプラモードにおける超音波受信時の改良に関する。

## 【0002】

## 【従来の技術】

超音波診断装置における走査方法の1つに電子走査法があり、これでは複数の振動子各々に対する駆動と受信のタイミングを遅延線により電子的に制御し、送受信した超音波信号を収束する電子フォーカスの手法が採用され、この手法により走査方向の分解性能を改善している。 10

## 【0003】

この電子走査法によって人間など被検体の内部を観察する場合にも、その反射物などの表面からの反射を調べて、臓器などを表示するもののほか、反射体の動きを反射超音波の周波数変化により検知して観察対象の動きを知るドプラ法がある。更にこのドプラ法を用いる場合でも、超音波の連続波を送信し血流の情報などの検知に利用されるものと、パルス波を送信し臓器の動きなどの検知にも利用されるものがあるが、最近では両方のモードを備えた超音波診断装置も使用されている。

## 【0004】

ところで、このような連続波ドプラモードとパルスモードを有する超音波診断装置では、両モードでできるだけ共用部品を用いることが、コスト的に好ましい。この観点からすると、超音波の送受信に用いる超音波振動子は、連続波ドプラモードでは、常時超音波を送信すると共に受信しなければならないので送信用と受信用に分けて用いる必要があるが、パルスモードでは振動子からパルスとして送信した後その反射波を受けるので、振動子を送受信に共用できる。また、超音波振動子を駆動する送信回路は、連続波とパルス波で波形も異なり電圧の大きさも非常に異なるので別の回路を用いなければならないとしても、超音波反射波の電気処理を行う受信回路は、できれば共用の回路としたい。 20

## 【0005】

パルスモードでは、超音波パルスを送信してから反射超音波パルスを受信するまでに、比較的、時間的な余裕があるので、送信の超音波パルスと切り離して反射パルスのみを取り出せばよいから、受信回路の受信遅延加算回路においてはダイナミックレンジは小さくてよい。 30

## 【0006】

一方、連続波ドプラ法においては、血流波形の折り返しなくピークの血流速度を検出できる利点があるが、反面、上述のように、ドプラ信号成分に比べて極めて大きなキャリア周波数成分が反射信号中に含まれるので、パルス法などにおけるよりも大きなダイナミックレンジを必要とする。

## 【0007】

すなわち、連続波ドプラモードでは、常時、超音波を送信しながら反射超音波を受信する。この場合、送信超音波を受信超音波と完全に分離できればよいが、送信に用いる超音波振動子と受信に用いる超音波振動子は、通常、隣接していることもあり、送信超音波の一部が受信超音波として受信されるクロストーク（漏れ込み）が生じてしまい、また連続波ドプラモードでも反射信号中に、血流情報の検出などに無関係な、「クラッタ」と呼ばれる生体内臓器などからの成分が含まれることもあって、広いダイナミックレンジが必要となる。 40

## 【0008】

したがって、受信回路の受信遅延加算回路をデジタル回路により構成すると、14ビット以上もの高いビット数のAD変換器を必要とすることになる。更に、パルスモードでは、AD変換に高速性が要求されるので、高速かつ高いビット数のAD変換器が必要となる。このような性能のAD変換器は高価であり、このようなAD変換器を含む受信回路は超音 50

波振動子毎に必要であることを考慮すると、超音波診断装置として高価になることが避けられない。

【0009】

そこで、下記特許文献1に記載のように、パルスモードではデジタル方式の受信遅延加算を行い連続波ドプラモードではアナログ方式による遅延加算を行う構成の超音波診断装置が考えられた。

【0010】

しかしこの装置でも、パルスモードと連続波ドプラモードで別の受信遅延加算回路を用いることになり、超音波装置としては高価になるという問題がある。そこで、連続波ドプラモード時には超音波信号に含まれるキャリア周波数成分などを除去することにより、コストを抑えることが可能な超音波診断装置を本出願人は先に出願をした(特願2002-220675)。

10

【0011】

本発明は更に、連続波ドプラモードのときの整相加算(ビームフォーミング)をデジタル的に行うことによりコストを抑えることが可能な、この種の超音波診断装置を提供することを目的とする。

【0012】

【特許文献1】

特開平7-124161号公開公報

【0013】

20

【発明が解決しようとする課題】

本発明は上述のような従来の、パルスモードと連続波ドプラモードを有する超音波診断装置の問題点に鑑みてなされたもので、コストを抑えることが可能なこの種の超音波診断装置を提供することを目的とする。

【0014】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために、本発明の請求項1によれば、複数の超音波振動子により超音波のパルス及び連続波を切り替えて送信し、被検体からの反射超音波のドプラ信号を受信する超音波診断装置であって、連続波ドプラモード時には、受信信号を同相成分と直交成分に検波した後、前記受信信号に含まれるキャリア周波数成分の除去及びデジタル変換を行い、所定の遅延を与えた後、整相加算を行うことを特徴とする超音波診断装置を提供する。

30

【0015】

本発明の請求項2によれば、複数の超音波振動子と、これらの超音波振動子の各々に対応して設けられ、対応する超音波振動子から超音波を送信する送信回路と、前記超音波振動子の各々に対応して設けられ、対応する超音波振動子から送信された超音波を受信しパルスモード時には被検体内の臓器を、連続波ドプラモード時には血流の動きをそれぞれ検知する受信回路とを備え、前記受信回路は、連続波キャリア除去回路を有し、この連続波キャリア除去回路は、連続波ドプラモード時には受信信号を同相成分と直交成分に検波し、前記受信信号に含まれるキャリア周波数成分を除去し、デジタル変換し、所定の遅延を与えた後デジタル信号として、整相加算することを特徴とする超音波診断装置を提供する。

40

【0016】

本発明の請求項3によれば、複数の超音波振動子と、これらの超音波振動子の各々に対応して設けられ、対応する超音波振動子から超音波を送信する送信回路と、前記超音波振動子の各々に対応して設けられ、対応する超音波振動子から送信された超音波を受信しパルスモード時には被検体内の臓器を、連続波ドプラモード時には血流の動きをそれぞれ検知する受信回路とを備え、前記受信回路は、連続波キャリア除去回路を有し、この連続波キャリア除去回路は、連続波ドプラモード時には受信信号を同相成分と直交成分に検波する1対の検波手段と、この手段により検波された各々の受信信号に含まれるキャリア周波数成分を除去する1対のキャリア除去手段と、この手段によりキャリア周波数成分を除去さ

50

れた各々の信号をデジタル変換する 1 対のデジタル変換手段と、この手段により変換された信号に所定の遅延を与える 1 対の遅延手段と、この遅延手段により遅延された信号を前記複数の超音波振動子に対する受信信号に関し、整相加算する演算手段とを有することを特徴とする超音波診断装置を提供する。

【0017】

本発明の請求項 4 によれば、請求項 3 記載の超音波診断装置において、前記検波手段は、前記キャリア周波数の分周クロック周波数に同期してサンプリング動作する標本化保持回路により構成されることを特徴とする。

【0018】

本発明の請求項 5 によれば、請求項 3 記載の超音波診断装置において、前記検波手段は、前記キャリアと同じ基本周波数を持つクロック記号と前記受信信号の乗算を行うミキサにより構成されることを特徴とする。 10

【0019】

本発明の請求項 6 によれば、請求項 3 又は 4 記載の超音波診断装置において、前記デジタル変換手段は、 $\Sigma \Delta$ 変調器により構成されることを特徴とする。

【0020】

本発明の請求項 7 によれば、請求項 3 乃至 5 のいずれか 1 記載の超音波診断装置において、前記キャリア除去手段は、コンデンサ及び抵抗により構成される高域通過フィルタであることを特徴とする。

【0021】

本発明の請求項 8 によれば、請求項 3 乃至 5 のいずれか 1 記載の超音波診断装置において、前記キャリア除去手段は、オペアンプ、コンデンサ及び抵抗により構成されるアクティブ高域通過フィルタであることを特徴とする。 20

【0022】

【発明の実施の形態】

本発明の特徴の 1 つは、連続波ドプラモード時には超音波信号に含まれるキャリア周波数成分などを除去すると共に、連続波ドプラモード時の受信信号を同相成分と直交成分に分けてデジタル処理することである。

【0023】

本発明の実施形態について説明する前に、まず本発明の原理を図面を用いて説明する。本発明では、パルスモードと連続波ドプラモードのうちの連続波ドプラモードに着目する。 30

【0024】

超音波診断装置による循環器病変の診断を行う方法の 1 つに、対象部位における血流の速度等を測定し、測定された血流速度及び波形により、例えば弁狭窄の重症度を判定することが行われている。このような血流の計測は、超音波ドプラ法により受信した超音波反射信号を FFT 処理するなどして、血流速度に応じた反射信号中のドプラ偏移成分を検出することにより行われる。

【0025】

連続波ドプラ法の原理は、図 3 に示すように超音波振動子 31 から超音波の連続波 32 を送信し、血管 33 内を流れる赤血球 34 からの反射波を受信し、赤血球の移動によるドプラ効果に基づく周波数偏移を検出する。この周波数偏移から赤血球 34 即ち血流の移動速度を算出するものである。 40

【0026】

ここで、超音波送受信キャリア周波数を  $f_c$ 、血流の速度を  $v$ 、生体内における超音波音速（通常、 $1560 \text{ m/s}$  程度）を  $c$ 、超音波ビームと血流速度ベクトルの成す角度を  $a$  とすると、ドプラ偏移周波数  $f_d$  は次式で表わされる。

【0027】

$$f_d = 2 f_c \cdot v \cdot \cos(a) / c \quad \dots (1)$$

例えば、速度  $6 \text{ m/s}$  の血流を  $5 \text{ MHz}$  のキャリア周波数の連続波信号で検出する場合、超音波ビームの入射角  $a$  を  $0$  とし、上記 (1) 式に従い計算するとドプラ偏移周波数 50

は、約 38.5 kHz となる。

【0028】

循環器病変における異常血流のピーク流速はせいぜい、5～6 m/sec 程度までであるので、血流計測において必要となるドプラ偏移検出帯域は±50 kHz 程度あれば十分である。このようなドプラ偏移の周波数スペクトラムは、図4に示すようになる。この図において、横軸は周波数、縦軸はその強度を示しており、41はキャリア周波数成分、42はクラッタ成分、43はドプラ偏移成分を示し、キャリア周波数に対して上下の周波数に対称に存在する。クラッタ成分42は、キャリア周波数成分の1/10程度であり、ドプラ偏移成分43はキャリア周波数成分の1/30程度となる。

【0029】

なお、キャリア周波数を2 MHzにすると、(1)式により、ドプラ偏移周波数は±17 kHz以下となる。

【0030】

次に、このドプラ偏移周波数を検出する場合に必要な検出器の構成について説明する。図4に示したように、血流計測に必要なドプラ偏移成分を含む受信反射信号はキャリア周波数に対して正負にドプラ偏移を生じた成分により構成されているので、血流速度情報を含む受信反射信号の角周波数 $\omega$ は次の(2)式の条件を満たす。

【0031】

$$\omega_c - \omega_b \leq \omega \leq \omega_c + \omega_b \quad \dots (2)$$

ここで、 $\omega_c$ はキャリア角周波数、 $\omega_b$ は最大ドプラ偏移角周波数であり、前述のようにこの角周波数は $2\pi \times 50 \text{ kHz} [\text{rad/s}]$ となる。

【0032】

このような周波数偏移を受けた反射信号が各振動子で受信され、本発明の対象である受信信号処理回路を経て、表示系へ出力される。ある振動子で受信されたドプラ信号を次のようにモデル化するとする。

【0033】

$$f(t) = \cos\{(\omega_c + \omega_d)t + \theta\} \quad \dots (3)$$

ここで、 $\omega_c$ 、 $\omega_d$ はそれぞれキャリア周波数、ドプラ偏移周波数であり、 $\theta$ は任意の位相項である。この振動子より焦点から遠いところにある別の振動子で受信される信号は、次のように表現できる。

【0034】

$$g(t) = \cos\{(\omega_c + \omega_d)(t - t_d) + \theta\} \quad \dots (4)$$

ここで $t_d$ は音路差に対応する時間遅れである。これらの受信信号からドプラ周波数成分を抽出し、位相を合わせて加算(整相加算)するのがCWドプラ受信信号処理となる。

【0035】

従来の処理方式は(3)、(4)式の周波数領域、いわゆるRF領域(Radio Frequencyの略、検波する前の高周波領域をこう呼ぶ場合が多い)で整相加算を行い、その後直交検波によりドプラ周波数成分を検出するというものであった。

【0036】

この場合、位相合わせにアナログ遅延線を用いるが、この部品は集積化に向かず、コスト的にも小さくないので、低コストの装置を提供するという観点からは検討の余地のある処理方式であった。デジタル信号処理によりこれを行うことが望まれるが、前に述べたようにRF領域でAD変換を行おうとすると、高速な変換器が必要になる。しかもCWドプラ処理には大きなダイナミックレンジが要求されるので、逆にコスト高になってしまう。

【0037】

そこで本発明では、チャンネル毎にまず直交検波を行い、それぞれドプラ信号を検出することを考える。(3)式の信号で考えると、ドプラ信号は次のように検出される。

【0038】

$$If(t) = f(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \quad \cos(\omega_d \cdot t + \theta) \quad \dots$$

(5)

10

20

30

40

50

$$Q f(t) = f(t) \cdot \{-\sin(\omega_c \cdot t)\} \sin(\omega_d \cdot t + \theta) \quad \cdot \cdot \cdot (6)$$

ここで(5)式が同相成分、(6)式が直交成分となる。上式には、和の周波数成分を除去するローパス・フィルタの処理が暗に含まれている。一方、音路差の分だけ遅れて受信された(4)式に対する同相成分信号は次のようになる。

【0039】

$$I g(t) = g(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \cos\{\omega_d(t - t_d) + \theta\} \cdot \cos(\omega_c \cdot t_d) + \sin\{\omega_d(t - t_d) + \theta\} \cdot \sin(\omega_c \cdot t_d) \quad \cdot \cdot \cdot (7)$$

ここで、それぞれの乗算項の前方の要素は、(5)、(6)式の信号を時間的に遅らせたものであることがわかる。すなわち、(7)式は(5)、(6)式を用いて次のように表わせる。

【0040】

$$I g(t) = I f(t - t_d) \cdot \cos(\omega_c \cdot t_d) + Q f(t - t_d) \cdot \sin(\omega_c \cdot t_d) \quad \cdot \cdot \cdot (8)$$

同様に、直交成分は次のように表わせる。

【0041】

$$Q g(t) = Q f(t - t_d) \cdot \cos(\omega_c \cdot t_d) - I f(t - t_d) \cdot \sin(\omega_c \cdot t_d) \quad \cdot \cdot \cdot (9)$$

上記(8)、(9)式は次のことを示している。

【0042】

すなわち、相対的に遅れて受信された信号から検出するドプラ信号は、遅れていない信号から検出するドプラ信号で表現可能である。このことを利用してドプラ信号検出後の位相合わせ加算が可能であることがわかる。つまり、それぞれの相対遅延に対応した時間だけ各チャンネルのドプラ検出信号を遅らせ、その同相・直交成分間でキャリア周波数と前記相対遅延により決まる係数を用いて積和演算を行うことにより、位相を一律に合わせた信号を得る。これらを足し合わせることで、整相加算演算が達成される。

【0043】

このことを上の例でさらに説明すると、まず次の2信号を得る。

【0044】

$$h_1(t) = I h_1(t) + j \cdot Q h_1(t) \quad \cdot \cdot \cdot (10)$$

ここで、

$$\begin{aligned} I h_1(t) &= I f(t - t_d) \cdot \text{coef COS} + Q f(t - t_d) \cdot \text{coef SIN} \\ Q h_1(t) &= Q f(t - t_d) \cdot \text{coef COS} - I f(t - t_d) \cdot \text{coef SIN} \\ h_2(t) &= I g(t) + j \cdot Q g(t) \quad \cdot \cdot \cdot (11) \end{aligned}$$

遅れて受信された信号から検出されるドプラ信号(11)式を、遅れていない信号から検出されるドプラ信号で表現し、位相を合わせたものが(10)式となる。(10)式は、(8)、(9)式を複素数表現にまとめたものである。(10)式中の遅延係数は、(8)、(9)式から次のようになる。

【0045】

$$\text{coef COS} = \cos(\omega_c \cdot t_d) \quad \cdot \cdot \cdot (12)$$

$$\text{coef SIN} = \sin(\omega_c \cdot t_d) \quad \cdot \cdot \cdot (13)$$

これらは、前述のように、送信周波数とそれぞれのチャンネルに関する遅延時間により一意に決まる定数である。ここで位相のそろった(10)、(11)式を加算することにより、整相加算が達成されることになる。

【0046】

$$h_{sum}(t) = h_1(t) + h_2(t) \quad \cdot \cdot \cdot (14)$$

上記の理論を用いたCWドプラ受信信号処理においては、まずAD変換に要求される処理速度が小さくなるので、CWドプラ受信処理にも耐えうるオーバー・サンプリング型の高精度のものが利用可能になる。

10

20

30

40

50

## 【0047】

したがって、整相加算処理をデジタル領域で行う（デジタル・ビームフォーミング）ことが可能になるため、高集積化が可能になる。

## 【0048】

この実施例の構成例を図2に示す。図2において、複数あるうちの、ある1つのチャンネルを示している。入力アナログ信号は、まずミキサ21I, 21Qによって直交検波される。同相および直交成分に検波するため、90度位相のずれた信号によりそれぞれミキシングする。このミキシング信号の周波数は、送信周波数に同じとする。これらのミキサの出力信号には、入力2信号のそれぞれの周波数成分の、和と差の成分が現われる。我々が欲しいのはその差の成分のみなので、和の高周波成分はLPF (Low-Pass Filter) 22I, 22Qで除去する。 10

## 【0049】

得られた信号には、血流の速度情報を持つドプラ周波数成分と、体内の組織の動きから生じる低周波ドプラ成分（クラッタ成分）、および送信周波数（キャリア周波数）がミキシングによって周波数変換された直流成分が含まれることになる。

## 【0050】

後者2つは不必要な成分である。これらは微弱な血流情報に比較し、大きな振幅を持つことになる。したがって信号を増幅する場合に、飽和に関して制約因子となり、結果的にダイナミック・レンジを狭める原因となる。そこで、これらの成分はHPF (High-Pass Filter) 23I, 23Qで除去する。 20

## 【0051】

このフィルタの特性は、次の要因によって決まってくる。すなわち、血流速度としてどこまで遅いものを検出したいか、および、どこまでキャリアノクラッタを抑制すれば、必要なダイナミック・レンジを確保できるか、である。キャリアノクラッタ抑制という観点からは、なるべく高いところにカットオフ周波数を持っていくのが理想であるが、その場合、低速血流の検出能を犠牲にすることになる。したがって、このフィルタの特性は、システムに要求される仕様から検討されなければならない。

## 【0052】

上記のようにして抽出された血流ドプラ信号は、必要な振幅まで増幅器24I, 24Qにより増幅され、AD変換器25I, 25Qによりデジタル信号に変換される。増幅器24I, 24Qは、信号のノイズレベルをAD変換器25I, 25Qが持つそれより大きくして、回路のノイズの影響を相対的に小さくするためのものであり、変換器のノイズが十分小さければ必要ない。 30

## 【0053】

しかしながら、次に述べるΣΔ型AD変換器であっても、現実的に達成できる有効量子化精度は16ビット程度であり、その量子化ノイズは受信信号のそれに比較し、決して小さくない。したがって、ノイズ劣化度を小さくしたい場合、増幅器24I, 24Qは必要な場合が多い。

## 【0054】

ミキシング後（ドプラ信号検出後）に必要な信号帯域はせいぜい50KHzなので、AD変換器25I, 25Qとして高精度のΣΔ型が利用可能である。 40

## 【0055】

ΣΔ型AD変換器は、オーバー・サンプリングとΣΔ変調技術を応用し、信号を高精度でAD変換するものである。その動作原理から、変換可能な信号周波数に上限はあるが、この応用のように数10KHzであれば、穏当なサンプリング周波数で大きなSNRを取ることが可能である。例えば、20MHzのサンプリング周波数で、上で述べたように16ビットの有効量子化精度を達成することも可能である。

## 【0056】

従来の高周波領域でのデジタル・ビームフォーミングに適用される高速型AD変換器では、コスト的に現実的な有効量子化精度は、せいぜい10ビット程度である。（図では特 50

に $\Sigma\Delta$ 型に限ってはいないが、この発明が有効たり得るのは、 $CW$ ドプラ受信信号も処理可能な $AD$ 変換器として、その応用を見込める処理方式にしたというところにある)

$AD$ 変換された同相/直交信号(図中では $I/Q$ 信号)は、次に遅延線 $26I, 26Q$ を通り、必要な遅延が付加される。遅延線は、入力信号に対し、設定された遅延量の分だけ遅れた信号が出力されるような回路である。これは、(8)あるいは(9)式中の $I_f(t - t_d)$ 、 $Q_f(t - t_d)$ を得るものであり、 $t_d$ が処理に前もって設定される遅延量となる。

#### 【0057】

次に位相整相演算回路27で位相合わせのための演算が行われ、加算器 $28I, 28Q$ で加算されて、最終的にチャンネル間で位相のそろった複素ドプラ信号が得られる。ここで10  
行われるのは、(10)式で表わされる信号の導出である。この位相整相演算回路27の例を図3に示す。

#### 【0058】

$31I, 31Q, 32I, 32Q$ は掛算器であり、 $33I, 33Q$ は加算器である。図中の信号名は(10)式に準じて表記している。

#### 【0059】

このような処理を経てそれぞれのチャンネルから出力された信号は、足し合わされ、受信ビームフォーミング処理が完了する。

#### 【0060】

以上のような構成によって、必要な性能を確保しつつ高集積化が可能になり、よって低コストの超音波診断装置を提供することが可能になる。20

#### 【0061】

上述のように、本発明では直交検波を行うことにより、 $AD$ 変換時に必要な信号帯域を低下させることができ、 $\Sigma\Delta$ 型 $AD$ 変換器を用いることが可能となる。 $\Sigma\Delta$ 型変換器は、小型化が容易であるので、 $AD$ 変換器として $\Sigma\Delta$ 型変換器を用いれば、小型化した、パルスモードと連続波ドプラモードを有する超音波診断装置が得られる効果がある。

#### 【0062】

#### 【発明の効果】

以上述べたように、本発明によれば、パルスモードと連続波ドプラモードを有する超音波診断装置において、コストを抑えた装置を提供することができる効果がある。30

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明一実施形態の構成例を示す図。

【図2】図1に示した本発明一実施形態における1チャンネルの構成例を示す図。

【図3】図2に示した構成における位相整相演算回路の構成例を示す図。

#### 【符号の説明】

$V1, V2, Vi, Vn \dots$  超音波振動子、

$TR1, TR2, TRI, TRn \dots$  送受信回路、

$TXi \dots$  送信駆動回路、

$RXi \dots$  受信回路、

$BAi \dots$  前置増幅器、40

$BPFi \dots$  帯域フィルタ、

$CCEi \dots$  連続波キャリア除去回路、

$21I, 21Q \dots$  ミキサ、

$22I, 22Q \dots$   $LPF$  (Low - Pass Filter)、

$23I, 23Q \dots$   $HPF$  (High - Pass Filter)、

$24I, 24Q \dots$  増幅器、

$25I, 25Q \dots$   $AD$ 変換器、

$26I, 26Q \dots$  遅延線、

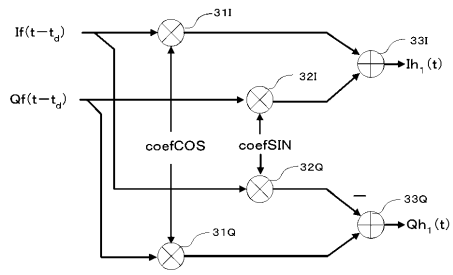
27  $\dots$  位相整相演算回路、

$28I, 28Q \dots$  加算器、50



## 【 図 3 】

位相整相演算回路 27



---

フロントページの続き

(72)発明者 亀石 渉

栃木県大田原市下石上字東山 1 3 8 5 番の 1 株式会社東芝那須工場内

(72)発明者 長野 玄

栃木県大田原市下石上字東山 1 3 8 5 番の 1 株式会社東芝那須工場内

F ターム(参考) 4C601 DD03 DD15 DD30 DE02 DE03 EE14 HH03 HH04 HH21 JB03  
JB19 JB20 JB24 JB31 JB47 JB49 JB60  
5J083 AB17 AC31 AD04 AD08 AE10 BA01 BA11 BC02 BE04 BE39  
BE54

|                |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |         |            |
|----------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------|------------|
| 专利名称(译)        | 超声诊断设备                                                                                                                                                                                                                                                                                                              |         |            |
| 公开(公告)号        | <a href="#">JP2004329603A</a>                                                                                                                                                                                                                                                                                       | 公开(公告)日 | 2004-11-25 |
| 申请号            | JP2003130194                                                                                                                                                                                                                                                                                                        | 申请日     | 2003-05-08 |
| [标]申请(专利权)人(译) | 株式会社东芝                                                                                                                                                                                                                                                                                                              |         |            |
| 申请(专利权)人(译)    | 东芝公司                                                                                                                                                                                                                                                                                                                |         |            |
| [标]发明人         | 石塚正明<br>奥村貴敏<br>亀石涉<br>長野玄                                                                                                                                                                                                                                                                                          |         |            |
| 发明人            | 石塚 正明<br>奥村 貴敏<br>亀石 涉<br>長野 玄                                                                                                                                                                                                                                                                                      |         |            |
| IPC分类号         | G01P5/00 A61B8/06 A61B8/08 G01S7/526 G01S15/50                                                                                                                                                                                                                                                                      |         |            |
| FI分类号          | A61B8/06 A61B8/08 G01P5/00.C G01S15/50 G01S7/52.J G01P5/24.A G01S7/526.J                                                                                                                                                                                                                                            |         |            |
| F-TERM分类号      | 4C601/DD03 4C601/DD15 4C601/DD30 4C601/DE02 4C601/DE03 4C601/EE14 4C601/HH03 4C601/HH04 4C601/HH21 4C601/JB03 4C601/JB19 4C601/JB20 4C601/JB24 4C601/JB31 4C601/JB47 4C601/JB49 4C601/JB60 5J083/AB17 5J083/AC31 5J083/AD04 5J083/AD08 5J083/AE10 5J083/BA01 5J083/BA11 5J083/BC02 5J083/BE04 5J083/BE39 5J083/BE54 |         |            |
| 代理人(译)         | 大胡夫                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 |         |            |
| 外部链接           | <a href="#">Espacenet</a>                                                                                                                                                                                                                                                                                           |         |            |

#### 摘要(译)

解决的问题：提供一种具有脉冲模式和连续波多普勒模式并且抑制成本的超声诊断设备。一种超声波诊断设备，其以多个连续的多普勒模式，通过多个超声波换能器来切换超声波的脉冲和连续波，并发送超声波，并从被检体接收反射的超声波的多普勒信号。在将接收到的信号分为同相分量和正交分量之后，执行正交检测，去除接收信号中包含的载波频率分量以及数字转换，并且在给出预定延迟之后，执行定相加法。[选择图]图2

