

(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2004-57525
(P2004-57525A)

(43) 公開日 平成16年2月26日(2004.2.26)

(51) Int.Cl.⁷

A 6 1 B 8/06

F I

A 6 1 B 8/06

テーマコード (参考)

4 C 3 0 1

4 C 6 0 1

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2002-220675 (P2002-220675)
(22) 出願日 平成14年7月30日 (2002.7.30)

(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 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
(72) 発明者 亀石 渉
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

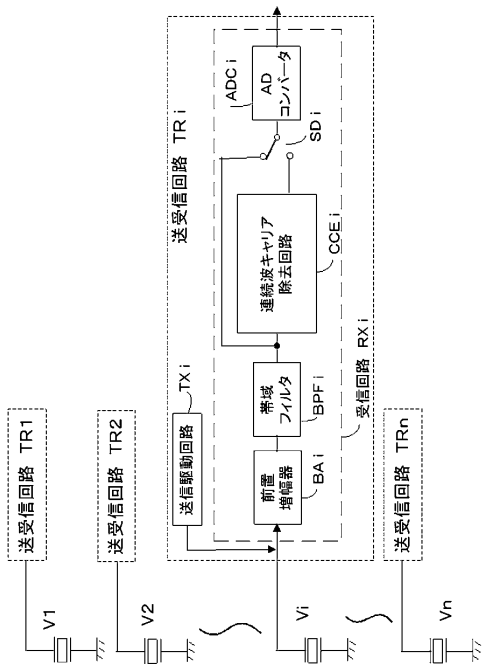
(54) 【発明の名称】 超音波診断装置

(57) 【要約】

【課題】パルスドプラ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 V_i と、これらの超音波振動子から超音波パルスを送信し被検体内からその反射波を受信し周波数の偏移を検知するパルスドプラ検知手段と、前記複数の超音波振動子の一部の送信用超音波振動子から所定周波数のキャリアの連続超音波を送信し他の受信用超音波振動子により前記被検体内からの反射波を受信し周波数の偏移を検知する連続波ドプラ検知手段とを有して成る超音波診断装置であって、前記連続波ドプラ検知手段は、前記受信用超音波振動子により受信した反射超音波信号から少なくとも前記キャリアの周波数成分を除去するキャリア除去手段 CCE_i を有することを特徴とする。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数の超音波振動子と、
これらの超音波振動子から超音波パルスを送信し被検体内からその反射波を受信し周波数の偏移を検知するパルスドプラ検知手段と、
前記複数の超音波振動子の一部の送信用超音波振動子から所定周波数のキャリアの連続超音波を送信し他の受信用超音波振動子により前記被検体内からの反射波を受信し周波数の偏移を検知する連続波ドプラ検知手段とを有して成る超音波診断装置であって、
前記連続波ドプラ検知手段は、前記受信用超音波振動子により受信した反射超音波信号から少なくとも前記キャリアの周波数成分を除去するキャリア除去手段を有することを特徴とする超音波診断装置。 10

【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その周波数偏移によりパルスドプラ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、
前記超音波振動子を駆動する信号を発生する駆動回路と、 20
前記超音波振動子により受信した超音波信号を増幅する増幅器と、
前記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を少なくとも除去し、前記パルスドプラモード時にはバイパスするモード切換スイッチと、
入力信号をデジタル信号に変換する A/D コンバータと、
A/D コンバータによりデジタル信号に変換された信号に所定の遅延を与える受信遅延回路とを有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、
前記複数の超音波振動子の各々に対応して設けられ、パルスドプラモード時に各超音波振動子に印加する駆動パルスが発生するパルスドプラモード送信回路と、 30
前記複数の超音波振動子の一部の送信用超音波振動子の各々に対応して設けられ、連続波ドプラモード時に、各送信用超音波振動子から所定周波数キャリアの連続超音波を送信する連続波ドプラモード送信回路と、
前記複数の超音波振動子の各々に対応して設けられ、前記パルスドプラモード送信回路から駆動パルスを前記超音波に印加されたとき、送信された超音波に対応して被検体から反射した超音波を受信すると共に、前記送信用超音波振動子から送信された所定周波数キャリアの連続超音波に対応して前記複数の超音波振動子の他の受信用超音波振動子により前記被検体内からの反射波を受信し、その周波数の偏移を検知して前記被検体内の臓器の位置及び前記被検体内の血流の動きを検知するドプラ受信回路とを有して成る超音波診断装置であって、 40
前記ドプラ受信回路は、反射超音波信号を増幅する増幅器と、前記連続波ドプラモード時にこの前置増幅器の出力から少なくとも前記キャリアの周波数成分を除去する連続波キャリア除去回路と、
前記連続波ドプラモード時にこの連続波キャリア除去回路の出力を、前記パルスドプラモード時には前記増幅器の出力を、デジタル信号に変換する A/D コンバータとから成ることを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 4】

前記連続波キャリア除去回路は、入力信号の同相成分と直交成分を各々、サンプリングしホールドする 1 対の直交標本化保持回路、少なくとも前記キャリア周波数成分を除去する 1 対の高域通過フィルタ及びこの帯域通過フィルタを通った信号を変調する 1 対の変調器 50

と、これら変調器により各々変調された同相成分及び直交成分の信号を加算する加算器とを有して成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】

複数の超音波振動子と、

これらの超音波振動子各々に対応して設けられ、対応する超音波振動子に駆動信号を印加すると共に前記対応する超音波振動子により受信した被検体からの反射信号を受け周波数偏移を検知して、パルスドプラモード時には前記被検体内の臓器を、連続波ドプラモード時には前記被検体の血流の動きを検知する送受信回路とを有し、

前記送受信回路は、前記超音波振動子に印加する駆動信号を発生する駆動回路と、

前記超音波振動子により受信した反射超音波信号を増幅する増幅器と、

前記連続波ドプラモード時に前記超音波振動子により受信された信号に含まれる少なくともキャリア周波数成分を除去し、パルスドプラモード時にはバイパスする連続波キャリア除去兼用回路と、

この連続波キャリア除去兼用回路の出力をデジタル信号に変換する A/D コンバータと、

この A/D コンバータによりデジタル信号に変換された信号に所定の遅延を与える受信遅延回路とを有することを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 6】

前記連続波キャリア除去兼用回路は、入力信号を外部から供給されるサンプリングクロックによりサンプリングしホールドする標本化保持回路と、

この標本化保持回路の出力に含まれるキャリア周波数成分を少なくとも除去する高域通過フィルタと、

この高域通過フィルタ出力を外部から供給される変調クロックにより変調するアナログスイッチ及び符号切換器と、

入力信号を、連続波ドプラモード時には前記標本化保持回路に入力し、パルスドプラモード時には前記符号切換器の有するオペアンプに入力するスイッチとを有して成ることを特徴とする請求項 5 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、特にパルスドプラモードにおける超音波送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、送受波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。

【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利用されるものがあるが、最近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ドプラ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、パルスドプラ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

10

20

30

40

50

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。

【 0 0 0 5 】

パルスドブラモードでは、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。

【 0 0 0 6 】

一方、連続波ドブラ法においては、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、ドブ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、パルスドブラ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。

【 0 0 0 7 】

すなわち、連続波ドブラモードでは、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、また連続波ドブ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。

【 0 0 0 8 】

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、パルスドブラモードでは、受信信号は間歇的に受信するので、AD変換に高速性を要求されないが、上記のような連続波ドブラモードで高ビットのAD変換が要求されるので、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。

【 0 0 0 9 】

そこで、特開平7-124161号公開公報に記載のように、パルスドブラ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ブ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。

【 0 0 1 0 】

しかしこの装置でも、パルスドブラモードと連続波ドブ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。

【 0 0 1 1 】

【 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、パルスドブラモードと連続波ドブ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。

【 0 0 1 2 】

【 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と、これらの超音波振動子から超音波パルスを送信し被検体内からその反射波を受信し周波数の偏移を検知するパルスドブラ検知手段と、前記複数の超音波振動子の一部の送信用超音波振動子から所定周波数のキャリアの連続超音波を送信し他の受信用超音波振動子により前記被検体内からの反射波を受信し周波数の偏移を検知する連続波ドブラ検知手段とを有して成る超音波診断装置であって、前記連続波ドブラ検知手段は、前記受信用超音波振動子により受信した反射超音波信号から少なくとも前記キャリアの周波数成分を除去するキャリア

除去手段を有することを特徴とする超音波診断装置を提供する。

【0013】

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その周波数偏移によりパルスドプラ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、前記超音波振動子を駆動する信号を発生する駆動回路と、前記超音波振動子により受信した超音波信号を増幅する増幅器と、前記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を少なくとも除去し、前記パルスドプラモード時にはバイパスするモード切替スイッチと、入力信号をデジタル信号に変換するA/Dコンバータと、A/Dコンバータによりデジタル信号に変換された信号に所定の遅延を与える受信遅延回路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。

10

【0014】

本発明の請求項3によれば、複数の超音波振動子と、前記複数の超音波振動子の各々に対応して設けられ、パルスドプラモード時に各超音波振動子に印加する駆動パルスを発生するパルスドプラモード送信回路と、前記複数の超音波振動子の一部の送信用超音波振動子の各々に対応して設けられ、連続波ドプラモード時に、各送信用超音波振動子から所定周波数キャリアの連続超音波を送信する連続波ドプラモード送信回路と、前記複数の超音波振動子の各々に対応して設けられ、前記パルスドプラモード送信回路から駆動パルスを前記超音波に印加されたとき、送信された超音波に対応して被検体から反射した超音波を受信すると共に、前記送信用超音波振動子から送信された所定周波数キャリアの連続超音波に対応して前記複数の超音波振動子の他の受信用超音波振動子により前記被検体内からの反射波を受信し、その周波数の偏移を検知して前記被検体内の臓器の位置及び前記被検体内の血流の動きを検知するドプラ受信回路とを有して成る超音波診断装置であって、前記ドプラ受信回路は、反射超音波信号を増幅する増幅器と、前記連続波ドプラモード時にこの前置増幅器の出力から少なくとも前記キャリアの周波数成分を除去する連続波キャリア除去回路と、前記連続波ドプラモード時にこの連続波キャリア除去回路の出力を、前記パルスドプラモード時には前記増幅器の出力を、デジタル信号に変換するA/Dコンバータとから成ることを特徴とする超音波診断装置を提供する。

20

30

【0015】

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、前記連続波キャリア除去回路は、入力信号の同相成分(I成分)と直交成分(Q成分)を各々、サンプリングしホールドする1対の直交標本化保持回路、少なくとも前記キャリア周波数成分を除去する1対の高域通過フィルタ及びこの帯域通過フィルタを通った信号を変調する1対の変調器と、これら変調器により各々変調された同相成分及び直交成分の信号を加算する加算器とを有して成ることを特徴とする。

【0016】

本発明の請求項5によれば、複数の超音波振動子と、これらの超音波振動子各々に対応して設けられ、対応する超音波振動子に駆動信号を印加すると共に前記対応する超音波振動子により受信した被検体からの反射信号を受け周波数偏移を検知して、パルスドプラモード時には前記被検体内の臓器を、連続波ドプラモード時には前記被検体の血流の動きを検知する送受信回路とを有し、前記送受信回路は、前記超音波振動子に印加する駆動信号を発生する駆動回路と、前記超音波振動子により受信した反射超音波信号を増幅する増幅器と、前記連続波ドプラモード時に前記超音波振動子により受信された信号に含まれる少なくともキャリア周波数成分を除去し、パルスドプラモード時にはバイパスする連続波キャリア除去兼用回路と、この連続波キャリア除去兼用回路の出力をデジタル信号に変換するA/Dコンバータと、このA/Dコンバータによりデジタル信号に変換された信号に所定の遅延を与える受信遅延回路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。

40

【0017】

50

本発明の請求項 6 によれば、請求項 5 記載の超音波診断装置において、前記連続波キャリア除去兼用回路は、入力信号を外部から供給されるサンプリングクロックによりサンプリングしホールドする標本化保持回路と、この標本化保持回路の出力に含まれるキャリア周波数成分を少なくとも除去する高域通過フィルタと、この高域通過フィルタ出力を外部から供給される変調クロックにより変調するアナログスイッチ及び符号切換器と、入力信号を、連続波ドプラモード時には前記標本化保持回路に入力し、パルスドプラモード時には前記符号切換器の有するオペアンプに入力するスイッチとを有して成ることを特徴とする。

【 0 0 1 8 】

【 発明の実施の形態 】

10

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、パルスドプラ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。

【 0 0 1 9 】

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。

【 0 0 2 0 】

20

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 3 1 から超音波の連続波 3 2 を送信し、血管 3 3 内を流れる赤血球 3 4 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 3 4 即ち血流の移動速度を算出するものである。

【 0 0 2 1 】

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 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。

【 0 0 2 2 】

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

30

例えば、速度 6 m/s の血流を 5 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は、約 38.5 kHz となる。

【 0 0 2 3 】

循環器病変における異常血流のピーク流速はせいぜい、 $5 \sim 6 \text{ m/s}$ 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 $\pm 50 \text{ kHz}$ 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、4 1 はキャリア周波数成分、4 2 はクラッタ成分、4 3 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

40

対称に存在する。クラッタ成分 4 2 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 4 3 はキャリア周波数成分の $1/30$ 程度となる。

【 0 0 2 4 】

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 $\pm 17 \text{ kHz}$ 以下となる。

【 0 0 2 5 】

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 ω は次の (2) 式の条件を満たす。

【 0 0 2 6 】

50

$$\omega_c - \omega_b \quad | \omega | \quad \omega_c + \omega_b \quad (2)$$

ここで、 ω_c はキャリア角周波数、 ω_b は最大ドブ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。

【0027】

このような周波数成分を含む信号は、一般に下記のように直交式で表わすことができる。

【0028】

$$f(t) = X(t) \cos(\omega_c \cdot t) + Y(t) \sin(\omega_c \cdot t) \quad (3)$$

時間関数 $X(t)$ と $Y(t)$ は、各々 $f(t)$ の同相成分、直交成分であり、高域がカットオフ周波数 ω_b で制限された低周波成分のみを含む信号である。これらの時間関数 $X(t)$ 、 $Y(t)$ を、受信信号により再現できれば、元の信号 $f(t)$ を正しく再現できる 10

【0029】

上記 $X(t)$ と $Y(t)$ は、通常、周波数変換回路を用いて直交検波を行うことにより求めるが、超音波診断装置においては百数十乃至数十にもなる受信チャンネルの数分の回路を実装する必要がある、回路規模が著しく大きくなるという問題がある。

【0030】

一方、上記 $X(t)$ と $Y(t)$ を元の信号 $f(t)$ から直接求める方法として、直交サンプリング法が知られている。上記 (3) 式において、時刻 $t = nT/2$ (ここで T はキャリア周期)、 $T = 2\pi/\omega_c$ において、 $\sin(\omega_c \cdot t)$ はゼロになるので、上記 (3) 式は次の (4a) 式のように表わされる。 20

【0031】

$$f(nT/2) = (-1)^n \cdot X(nT/2) \quad (4a)$$

同様にして、 $f(t)$ のサンプル列は、時刻 $t = (nT/2) + (T/4)$ において次の (4b) 式で表わされる。

【0032】

$$f(nT/2 + T/4) = (-1)^n \cdot Y(nT/2 + T/4) \quad (4b)$$

即ち、 $X(t)$ 、 $Y(t)$ のサンプル列は周波数変換回路を用いなくとも原信号 $f(t)$ から直接、得ることが可能である。

【0033】

しかしながら、 $X(t)$ 、 $Y(t)$ は $f(t)$ の帯域幅の $1/2$ に等しい周波数 ω_b で制限された低域周波数信号であり、連続波ドブラにおいて必要なサンプリングレート f_s は (5) 式となる。 30

【0034】

$$f_s = 2f_b = 2 \times 50 \text{ kHz} = 100 \text{ kHz} \quad (5)$$

連続波ドブラのキャリア周波数は、通常、 $1 \text{ MHz} \sim 8 \text{ MHz}$ の範囲内の周波数に設定される。したがって直交サンプリング回路のサンプリング周波数を $(1/8) \times f_c$ に選ぶことにより、連続波ドブラのキャリア周波数と同程度の高速で動作するようなサンプリング回路を用いることなく直交サンプリングを実現することが可能となる。

【0035】

上記 (3) 式及び (4a) (4b) 式を参照すると、時刻 $t = 16nT/2$ 及び $t = (16nT/2) + (T/4)$ において $f(t)$ をサンプリングすることにより、 $X(t)$ 、 $Y(t)$ のサンプル列 X_n 、 Y_n が $(2/16)f_c$ のサンプリングレートで再生されることがわかる。 40

【0036】

$$f(16nTs/2) = (-1)^n X(16nTs/2) = X_n \quad (6a)$$

$$f(16nTs/2 + T/4) = (-1)^n X(16nTs/2 + T/4) = Y_n \quad (6b)$$

次に、本発明の一実施形態について図面を用いて説明する。図1に本発明一実施形態の超音波診断装置の構成例を示す。この図では i 番目のチャンネルのみを詳細に示したが、この装置は、複数例えば128個の超音波振動子 $V_1 \sim V_{128}$ と、これらの超音波振動子 50

各々を連続波ドプラモード時に連続波駆動し、又はパルスドプラモード時にパルス駆動する送受信回路 $TX1 \sim TX128$ と、上記超音波振動子各々に受信した超音波を電氣的に処理する受信回路 $RX1 \sim RX64$ とから成る。

【0037】

以下、図1に示す i チャンネルについてのみ説明する。受信回路 RXi は、前置増幅器 BAi と、帯域フィルタ $BPFi$ と、連続波キャリア除去回路 $CCEi$ と、パルスドプラモード時にこの連続波キャリア除去回路を回避するために閉成するスイッチ SDi と、ADコンバータ $ADCi$ とから成っている。即ち、反射超音波に対応する信号は連続波ドプラモード時のみ連続波キャリア除去回路 $CCEi$ を通される。

【0038】

連続波キャリア除去回路 CCE では、図2に構成例を示すように、反射信号を送信超音波と同相の成分 (I 成分) とその 90 度異なる成分 (Q 成分) に分けて信号処理する。即ちこの回路 CCE は、サンプリングを行うための I クロック及び Q クロックを発生する I クロック回路 CLI 及び Q クロック回路 CLQ と、これらクロック回路各々の出力に基づいて入力信号のサンプリングとホールドを行う標本化保持回路 SHI , SHQ と、これら標本化保持回路出力の高周波成分のみを通す高域通過フィルタ BPI , BPQ と、同相局部発信器 OCI 及び直交局部発振器 OQ と、上記高域通過フィルタ HPI , HPQ を通った信号をこれら局部発振器により変調する再変調器 MOI , MOQ と、これら再変調器により変調された信号を加算する加算器 ADD とから構成される。

【0039】

この連続波キャリア除去回路 CCE では、受信した反射超音波信号中に含まれる連続波キャリア周波数成分及びキャリア周波数近傍のクラッタ成分を除去すると共に再びキャリア周波数を乗じて変調し、キャリア成分及びクラッタ成分を抑圧した信号として図1に示したADコンバータ $ADCi$ に入力する機能を有する。

【0040】

標本化保持回路 SHI には、帯域通過フィルタを通過してきた、図4に示すような反射超音波信号の I 成分及び Q 成分を、クロック回路出力でサンプリングする。このサンプリング周期は、(6a)式に従ってキャリア周波数周期の例えば8倍に設定される。

【0041】

標本化保持回路 SHI , SHQ 及び再変調器 MOI , MOQ に供給されるサンプリング信号及び、変調信号を図9に示す。同図(a)は元となる $4 \times fc$ のクロック信号であり、同図(b)は I クロック回路 CLI から標本化保持回路 SHI に供給される I クロック信号(サンプリング信号)であり、同図(c)は Q クロック回路 CLQ から標本化保持回路 SHQ に供給される Q クロック信号(サンプリング信号)であり、同図(d)は局部発振器 LOI から再変調器 MOI に供給される I 再変調キャリアであり、同図(e)は局部発振器 LOQ から再変調器 MOQ に供給される Q 再変調キャリアである。

【0042】

いま、キャリア周波数 fc を 2MHz とすると、キャリア周期は 500ns となり、(6a)式に従うサンプリングは 4000ns 毎に行われることになり、サンプリングレートは 250kHz となる。このサンプリングによって、再生可能な信号帯域は、ナイキスト条件からサンプリングレートの $1/2$ である、 $\pm 125\text{kHz}$ になる。したがって、標本化保持回路 SHI , SHQ の出力は、周波数が $\pm 125\text{kHz}$ で制限されたベースバンド帯域信号であり、図5に示すように、その直流成分は原信号のキャリア周波数成分 51 に対応し、またこの直流近傍の極低周波成分 52 は、クラッタ成分に対応する。

【0043】

図5に示す信号は標本化保持回路 SHI , SHQ から出力され、高域通過フィルタ HPI , HPQ に入力される。これらのフィルタに入力される、 125kHz 以下に帯域制限された信号に含まれるキャリア成分 51 とクラッタ成分 52 は図5に示すように $\pm 100\text{Hz}$ 以下であるから、これらの成分を高域通過フィルタ HPI , HPQ により、遮断すればよい。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 4 】

上記キャリア周波数成分を除去するには非直流結合であればよく、またクラッタ成分も大半は±数10MHz以下の極低周波成分であるので、上記高域通過フィルタは例えば図6に示すようなコンデンサC1と抵抗R1から成る単純な1次のRCフィルタにより構成しても、十分なキャリア・クラッタ成分の除去が信号ダイナミックレンジの抑圧効果が得られる。ここで、コンデンサC1の値は例えば33μFであり、抵抗R1の値は47.5Ωである。

【 0 0 4 5 】

上記高域通過フィルタの出力信号の周波数特性は、図7に示すように、必要なドブラ成分73を失うことなく、キャリア周波数成分は完全に除去され、フィルタの高域通過特性に応じてクラッタ成分72も抑圧された特性となり、総信号強度を抑圧することができる。

【 0 0 4 6 】

強度的には、図5において、クラッタ成分52はキャリア周波数成分51の1/10程度であり、ドブラ成分53はキャリア成分の1/30程度である。したがって、キャリア周波数成分及びクラッタ成分を除去することにより、信号のダイナミックレンジは20~30dB程度も低減される。

【 0 0 4 7 】

高域通過フィルタHP1, HP2の出力信号は、各々再変調器MO1, MO2に入力され、図7に示すように、直流中心のベースバンド信号がキャリア周波数2MHzを中心とする高周波信号に周波数変換され、図8に示すような信号となる。(この場合、再変調キャリアが正弦波であると仮定する。)

次の再変調器MO1, MO2ではキャリア周波数成分は原反射信号に含まれるキャリア信号に比して十分小さいレベルになるように調整され、変調に伴って信号振幅が増大しないように変調される。

【 0 0 4 8 】

ところで、図6ないし図8では、局部発振器LO1, LO2から再変調器MO1, MO2に加えられる再変調キャリアが正弦波の場合であるが、図9(d)(e)に示したように矩形波であってもよい。この場合、矩形波に含まれるキャリア基本周波数成分により、図7に示される信号成分が、図8に示される周波数成分に変換される。この周波数変換においては、図7に示すように、被変調信号の帯域幅が±17kHzであり、キャリア周波数fcである2MHzに比べて十分小さいので、再変調信号を矩形波としても、その矩形波変調によって得られる変調出力信号の各高調波近傍の側波帯成分が周波数領域で重畳することがなく、変調に伴ってドブラ信号へ内部干渉が生ずるようなことはない。

【 0 0 4 9 】

また、標本化保持回路SH1, SH2は、原反射信号を直接、サンプリングする回路であるが、本発明のこの実施形態では、高々連続波ドブラキャリアの周波数(最大8MHz程度)でサンプリング及びホールドができる程度の性能があればよく、従来の場合のように、20MHzを超えるような高速の性能を有する標本化保持回路やAD変換器などの、消費電力が高く価格も高いICを用いる必要はない。

【 0 0 5 0 】

高分解能を有する標本化保持回路では、通常、直流オフセット特性などが高分解能特性を実現するための重要な特性要素となっているが、この実施形態における回路動作においては、直流近傍成分が次段の高域通過フィルタで除去されるので直流特性に関しては回路特性上の制約要素にならず、回路実現が容易である。

【 0 0 5 1 】

図10に、上記連続波キャリア除去回路内に基本クロックを生成する場合の構成例を示す。この回路は、図2に示した構成において、内部に同期分周器SCDを有し、高域フィルタHP1, HP2を構成するコンデンサを外端子に接続する構成としたものである。同図において、図2と同じ部分は同じ符号を付してある。

【 0 0 5 2 】

10

20

30

40

50

同期分周器 S C D は $4 f_c$ のクロック信号を外部から受けて、I クロック回路 C L I , Q クロック回路 C L Q 及び局部発振器 L O I , 局部発振器 L O Q に所定のクロックを供給する回路であり、例えば図 1 1 に示すように、 $1 / 4$ 分周器と $1 / 32$ 分周器により構成される。これらの分周器は共通の周波数 $4 f_c$ のマスタクロックをトリガにして動作するので直交位相差が誤差なく 90° に固定される回路となっている。

【0053】

これらの分周器において作成されるクロックの波形図を図 1 2 に示す。図 1 2 において、(a) は $4 f_c$ クロック、(b) は $1 / 4$ 分周器出力の 0° のクロック信号、(c) はその 90° 位相が遅れたクロック信号、(d) は 180° 位相が遅れたクロック信号、(e) は 270° 位相が遅れたクロック信号、(f) は $1 / 32$ 分周器の 0° クロック信号、(g) はその 90° 位相が遅れたクロック信号を表わす。 10

【0054】

$1 / 32$ 分周器出力の直交関係にある 0° と 90° のクロック信号が、各々 I クロック回路 C L I 及び Q クロック回路 C L Q に供給され、 $1 / 4$ 分周器出力の直交関係にある 0° と 90° のクロック信号が各々局部発振器 L O I 及び局部発振器 L O Q に供給されている。

【0055】

標本化保持回路 S H I , S H Q においてサンプリングされ保持された信号は高域通過フィルタ H P I , H P Q で高域のみ通過し、再変調器 M O I , M O Q で変調される。高域通過フィルタ H P I , H P Q の各コンデンサ C I , C Q は通過周波数の下限の周波数を決めることになる。 20

【0056】

なお、サンプリングクロックのレートは連続波キャリア周波数に対して $1 / 8$ に設定しているので、標本化保持回路 S H I , S H Q では、等価的に入力信号をキャリア周波数の $1 / 8$ に帯域制限していることに相当する。したがって、前段の前置増幅器が飽和等の非線形動作状態でない範囲においてはその出力に高調波成分を含むものではなく、帯域通過フィルタを設ける必要性は少ない。

【0057】

上記再変調器 M O I , M O Q により変調された同相及び直交位相の 2 相の出力信号は加算器 A D D に入力され式 (7) に示すようなキャリア周波数及びクラッタ成分が抑圧された反射信号 $f_n(t)$ を出力する。この加算器 A D D は単純な加算演算回路により構成できる。 30

【0058】

$$F_n(t) = X_n \cos(\omega_c t) + Y_n \sin(\omega_c t) \quad (7)$$

この反射信号 $f_n(t)$ は、中心キャリア周波数は原反射信号 $f(t)$ と同一であるが、そのキャリア周波数及びクラッタ成分を抑圧している。したがって、 $f(t)$ が占めるダイナミックレンジに比して $f_n(t)$ のダイナミックレンジは $20 \sim 30 \text{ dB}$ 程度も小さく、従来、非連続波モードの超音波受信回路に用いられている 10 bit あるいは 12 bit の A D 変換器による信号のデジタル変換処理が可能になる。

【0059】

本発明のこの実施形態によれば、連続波ドプラモード時にのみ用いる図 1 0 に示すような回路を入れることによりキャリア周波数及びクラッタ成分を除去することが可能である。 40

【0060】

上記実施形態では、図 1 0 に示すような構成の、連続波キャリアドプラモード時にのみ用いる集積回路を用いていた。しかし、集積回路を連続波キャリアドプラモード時だけでなく、パルスドプラモード時にも用いる兼用回路とすることもできる。

【0061】

このような第 2 の実施形態について次に説明する。フェイズドアレキクタ型超音波プローブを用いて連続波ドプラ計測を行う場合、通常、プローブの超音波振動子の半数を専ら連続波の送信に当て、残りの半数を専ら連続波の受信に当てる 2 分割連続波ドプラと呼ば 50

れる方法が採られる。この種の超音波診断装置の本体内では、通常、フェイズドアレイセクタ型超音波プローブの素子数に等しい数の送受信回路チャネルを実装しており、例えばプローブの素子数が128個の超音波診断装置の場合、少なくとも128チャネル(ch)の同一構成の送受信回路を有し、連続波ドプラモード時には64chが連続波送信動作を行い、残りの64chが連続波反射信号の受信に供されることになる。この場合、連続波送信側の64chの送受信回路のうち送信駆動回路部のみを動作させ、受信回路部は非動作となる。そこで本発明のこの実施形態では送信側の受信回路部を、直交変調における一方の経路として利用する。

【0062】

図13に、この実施形態における1チャネルの構成例を示す。連続波ドプラモード時に超音波の送信に用いられる超音波振動子 V_k に接続される k チャネルの送受信回路 TR_k と、その位置から64個ずれた超音波振動子 V_{k+64} に接続される $k+64$ チャネルの送受信回路 TR_{k+64} はスイッチ $SW3$ を除いて同じ構成を有する。

10

【0063】

送受信回路 TR_k は、超音波振動子 V_k に接続されこの振動子を駆動する連続波駆動信号を発生する駆動回路 $AC3$ と、前置増幅器 $PR3$ と、連続波ドプラモード時とパルスドプラモード時に切り換えられるスイッチ $SW3$ と、後述する連続波キャリア除去兼用回路 $CE3$ と、ADコンバータ $AD3$ と、受信遅延回路 $RD3$ とから成っている。

【0064】

一方、送受信回路 TR_{k+64} は、連続波ドプラモード時に連続波の反射超音波を受信する超音波振動子 V_{k+64} に接続されており、上記スイッチ $SW3$ 以外は、上記送受信回路 TR_k と同じように、上記前置増幅器 $PR3$ 、連続波キャリア除去兼用回路 $CE3$ 、ADコンバータ $AD3$ 及び受信遅延回路 $RD3$ を有する。

20

【0065】

上記送受信回路における連続波キャリア除去兼用回路 $CE3$ の構成例を図14に示す。この回路は、連続波ドプラとパルスドプラのモードを切り換えるモード切換えスイッチ $SM4$ と、このスイッチに接続された標本化保持回路 $SH4$ と、高域通過フィルタ $HP4$ と、アナログスイッチ $SA4$ と、オペアンプを組み合わせた符号切換器 $CC4$ とから成っている。

【0066】

標本化保持回路 $SH4$ には、外部のサンプリングクロック回路 $SC4$ からサンプリングクロックが入力され、高域通過フィルタ $HP4$ を構成するコンデンサ $C4$ は外部に接続される。アナログスイッチ $SA4$ と符号切換器 $CC4$ は、外部の変調クロック回路 $MC4$ から変調クロックを入力され、上述の再変調器として機能する。

30

【0067】

次にこの実施形態の動作を図13及び図14により説明する。パルスドプラモード時には、図13に示すスイッチ $SW3$ 、図14に示すスイッチ $SM4$ は、両方とも上側に切り換えられる。したがって、超音波振動子 V_k 及び V_{k+64} により受信された反射超音波信号は、送受信回路 TR_k 及び TR_{k+64} とも、前置増幅器 $PR3$ 、連続波キャリア除去兼用回路 $CE3$ 、ADコンバータ $AD3$ 及び受信遅延回路 $RD3$ の経路で処理される。

40

【0068】

このモードで連続波キャリア除去兼用回路 $CE3$ に入力される反射信号は、スイッチ $SM4$ を介して、標本化保持回路 $SH4$ 、高域通過フィルタ $HP4$ 及びアナログスイッチ $SA4$ をバイパスして、バッファ回路として機能しオペアンプを有する符号切換回路 $CC4$ を通り、次のADFコンバータ $ADC3$ に入力される。

【0069】

一方、連続波ドプラモード時には、スイッチ $SW3$ 、 $SM4$ は下側に切り換えられ、図13で太く示された経路で信号が流れる。したがって、超音波振動子 V_{k+64} により受信された反射超音波信号は、送受信回路 TR_{k+64} の前置増幅器 $PR3$ を介して標本化保持回路 $SH4$ に入力される。送受信回路 TR_k 、送受信回路 TR_{k+64} の標本化保持回

50

路 S H 4 に外部から入力されるサンプリングクロックは互いに 90° 位相が異なっているので、反射信号の I , Q 成分についてサンプリング及びホールドがなされる。高域通過フィルタ H P 4 3 を通ってキャリア周波数成分及びクラッタ成分が除去された後、アナログスイッチ及び b 符号切換器により再変調がなされる。このとき、アナログスイッチ S A 4 に外部から入力される変調クロックも送受信回路 T R k 、送受信回路 T R k + 6 4 で 90° 異なっているので、I , Q 成分について再変調がなされることになる。

【 0 0 7 0 】

連続波キャリア除去兼用回路 C E 3 を通ってキャリア周波数成分及びクラッタ成分が除去された信号は、図 1 3 の A D コンバータ A D C 及び受信遅延回路 R D 3 を通って信号処理される。

10

【 0 0 7 1 】

なおこの実施形態において、図 1 3 に示すスイッチ S W 3 は図 1 4 に示すスイッチ S M 4 と兼用にすることができ、スイッチ S W 3 はなくてよい。

【 0 0 7 2 】

上述の本発明の第 2 の実施形態によれば、連続波ドプラモードの時に用いる経路を 1 系統のみ有すればよいので、全体の回路構成を簡単にすることができ集積回路化が容易である利点がある。また、この実施形態では図 1 4 に示すようにキャリア周波数成分及びクラッタ成分除去後の信号の再変調をアナログスイッチと符号切換器により行っているため、この点からも集積回路化が容易である。

【 0 0 7 3 】

20

【発明の効果】

以上述べたように、本発明によれば、パルスドプラ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が得られる。

【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連続波キャリア除去回路の構成例を示す図。

【図 3】本発明一実施例である図 1 の復調器の動作を説明するための図。

【図 4】本発明において連続波ドプラ法により血流の動きを検知できる原理を説明するための図。

30

【図 5】本発明において連続波ドプラ法による反射信号の周波数特性を説明するための図。

【図 6】本発明の一実施形態において、高域通過フィルタの構成例を示す図。

【図 7】本発明において連続波ドプラ法による反射信号中のキャリア成分を除去したときの周波数特性を説明するための図。

【図 8】本発明において連続波ドプラ法による反射信号中のキャリア成分を除去し再変調したときの周波数特性を説明するための図。

【図 9】本発明の一実施形態における動作を説明するための波形図。

【図 10】本発明一実施形態の集積回路化したときの構成例を示す図。

【図 11】図 10 の同期分周器の構成例を示す図。

40

【図 12】図 10 の構成例の動作を説明するための波形図。

【図 13】本発明の他の実施形態の構成例を示す図。

【図 14】図 13 における実施形態の連続波キャリア除去兼用回路の構成例を示す図。

【符号の説明】

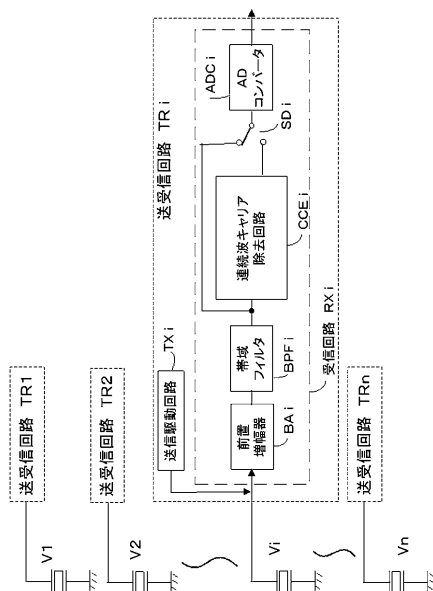
V 1 , V 2 , V i , V n . . . 超音波振動子、
T R 1 , T R 2 , T R i , T R n . . . 送受信回路、
T X i . . . 送信駆動回路、
R X i . . . 受信回路、
B A i , P R 3 . . . 前置増幅器、
B P F i . . . 帯域フィルタ、

50

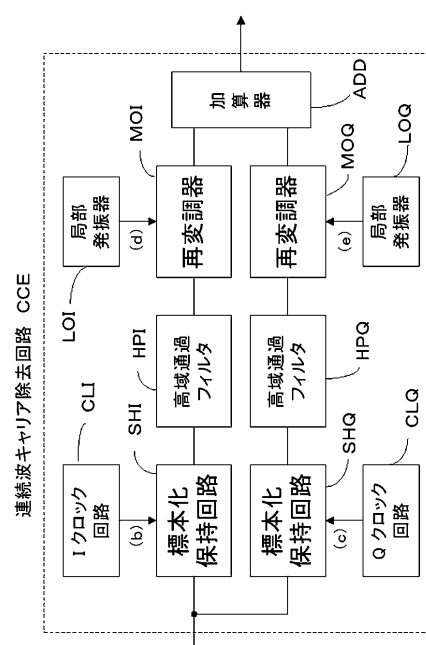
CCE_i・・・連続波キャリア除去回路、
 ADDC_i, AD3・・・ADコンバータ、
 SD_i, SW3, SM4・・・スイッチ、
 CLI・・・Iクロック回路、
 CLQ・・・Qクロック回路、
 SHI, SHQ, SH4・・・標本化保持回路、
 HPI, HPQ, HP4・・・高域通過フィルタ、
 MOI, MOQ・・・再変調器、
 LOI, LOQ・・・局部発振器、
 ADD・・・加算器、
 SCD・・・同期分周器、
 AC3・・・駆動回路、
 TR_k, TR_{k+64}・・・送受信回路、
 CE3・・・連続波キャリア除去兼用回路、
 SA4・・・アナログスイッチ、
 RD3・・・受信遅延回路。

10

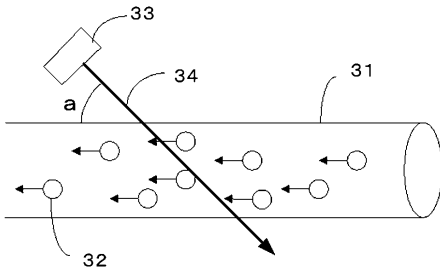
【図1】



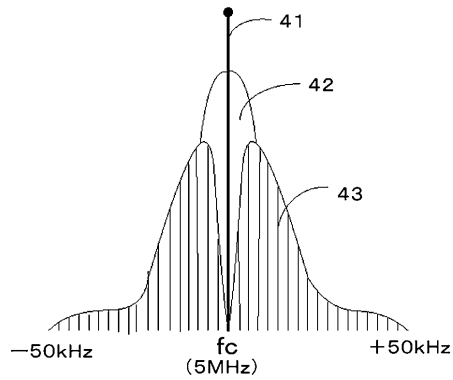
【図2】



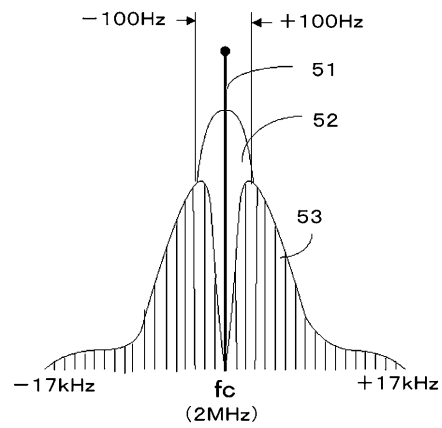
【図 3】



【図 4】

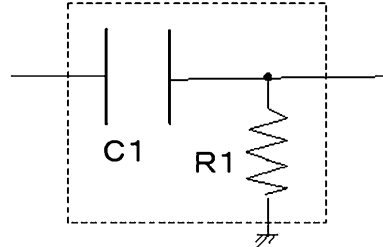


【図 5】

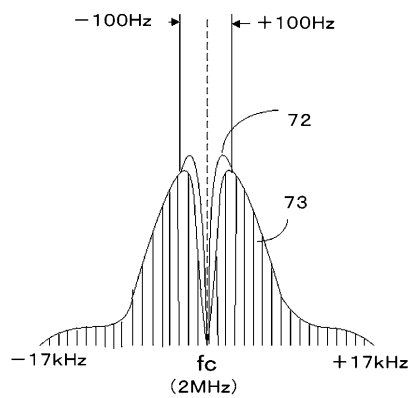


【図 6】

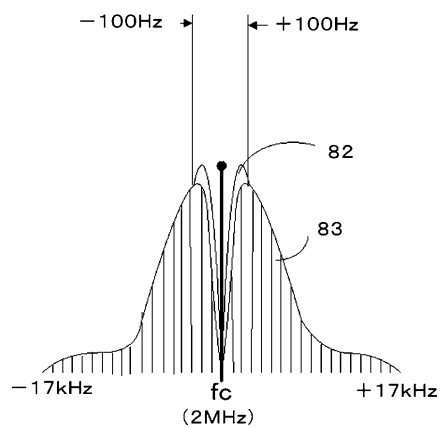
高域通過フィルタ HPI, HPQ



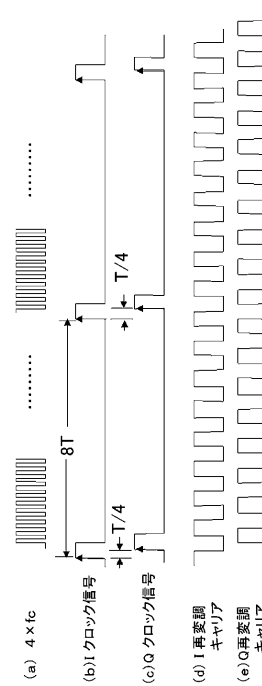
【図 7】



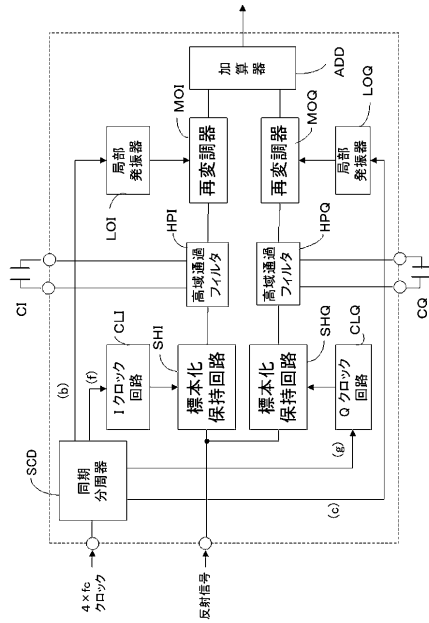
【図 8】



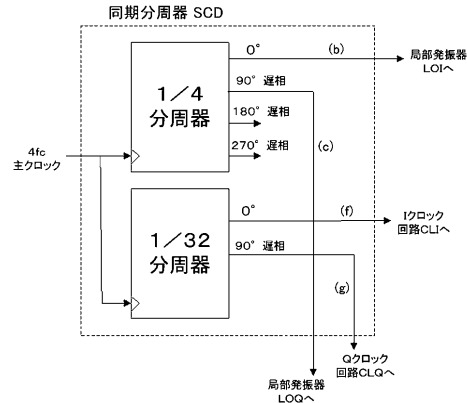
【図 9】



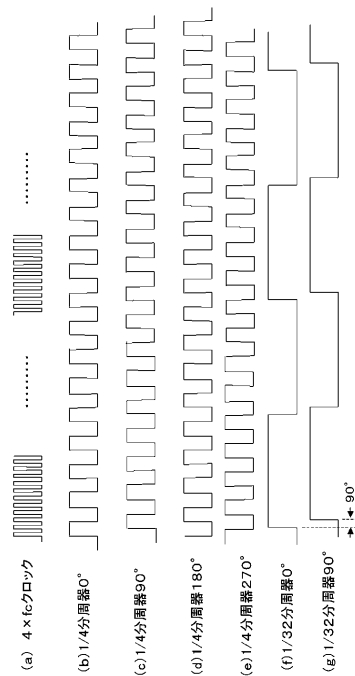
【図 10】



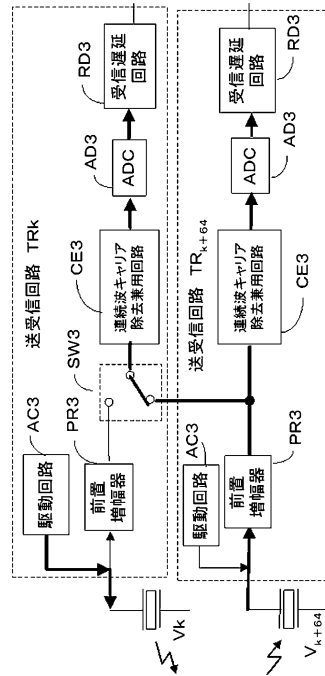
【図 11】



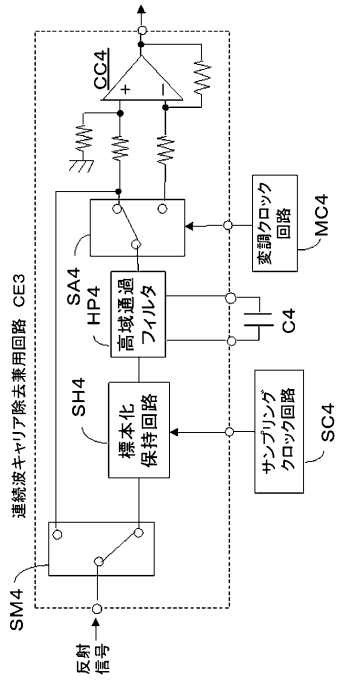
【図 12】



【図 13】



【図 14】



フロントページの続き

(72)発明者 石塚 正明

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) 4C301 AA02 AA03 DD03 DD04 EE15 EE17 GB02 JB06 JB11 JB29
JB32 JB38 JB50
4C601 DE01 DE02 DE03 EE12 EE14 GB01 GB03 JB04 JB11 JB28
JB31 JB34 JB45 JB47 JB60

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP2004057525A	公开(公告)日	2004-02-26
申请号	JP2002220675	申请日	2002-07-30
[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	奥村貴敏 亀石涉 石塚正明 長野玄		
发明人	奥村 貴敏 亀石 涉 石塚 正明 長野 玄		
IPC分类号	A61B8/06		
FI分类号	A61B8/06		
F-TERM分类号	4C301/AA02 4C301/AA03 4C301/DD03 4C301/DD04 4C301/EE15 4C301/EE17 4C301/GB02 4C301/JB06 4C301/JB11 4C301/JB29 4C301/JB32 4C301/JB38 4C301/JB50 4C601/DE01 4C601/DE02 4C601/DE03 4C601/EE12 4C601/EE14 4C601/GB01 4C601/GB03 4C601/JB04 4C601/JB11 4C601/JB28 4C601/JB31 4C601/JB34 4C601/JB45 4C601/JB47 4C601/JB60		
代理人(译)	大胡夫		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

解决的问题：提供一种具有脉冲多普勒模式和连续波多普勒模式并且抑制成本的超声诊断设备。 解决方案：多个超声换能器 V_i ，脉冲多普勒检测装置，用于从这些超声换能器发送超声波，接收来自对象内部的反射波并检测频移，用于发送的超声换能器之一发送预定频率的载波的连续超声波，而另一用于接收的超声换能器接收来自对象内部的反射波，并接收频率偏差。一种超声诊断设备，包括用于检测偏移的连续波多普勒检测装置，其中，所述连续波多普勒检测装置至少包括由接收超声换能器接收的反射超声信号的载波。 其特征在于包括用于去除频率分量的载波去除装置CCEi。 [选型图]图1

