

(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2010-115364
(P2010-115364A)

(43) 公開日 平成22年5月27日(2010.5.27)

(51) Int.Cl.
A 6 1 B 8/06 (2006.01)

F I
A 6 1 B 8/06

テーマコード (参考)
4 C 6 0 1

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2008-291235 (P2008-291235)	(71) 出願人	000003078
(22) 出願日	平成20年11月13日 (2008.11.13)		株式会社東芝
			東京都港区芝浦一丁目1番1号
		(71) 出願人	594164542
			東芝メディ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	100058479
			弁理士 鈴江 武彦
		(74) 代理人	100108855
			弁理士 蔵田 昌俊
		(74) 代理人	100091351
			弁理士 河野 哲
		(74) 代理人	100088683
			弁理士 中村 誠

最終頁に続く

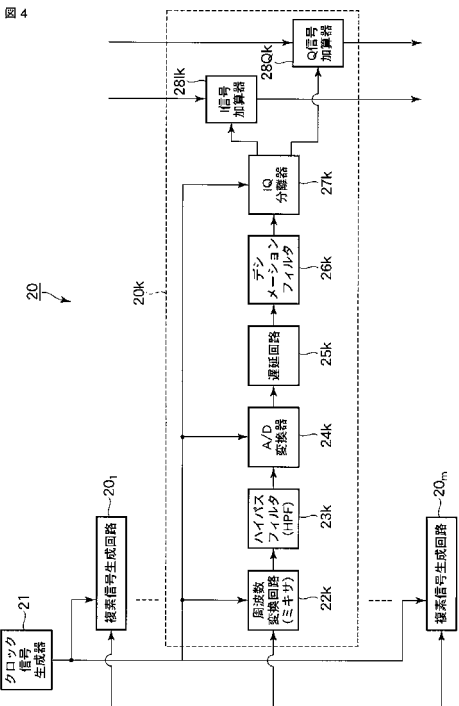
(54) 【発明の名称】 超音波診断装置

(57) 【要約】

【課題】連続波ドプラ法を行なう超音波診断装置において、回路規模の縮小や回路コストの削減を可能とする。

【解決手段】超音波診断装置は、被検体に連続超音波を送信し被検体からの反射波を受信する超音波探触子と、超音波探触子からの受信信号に基づいて複素信号を生成する複素信号生成部20と、生成された複素信号に含まれるドプラ成分を算出するドプラ処理部と、を具備し、複素信号生成部20は、超音波探触子からの受信信号を連続超音波の搬送周波数よりも低い中間周波数帯域に周波数変換する周波数変換回路22と、周波数変換された受信信号を中間周波数に基づくサンプリング周波数で直交サンプリングすることにより複素信号を生成する直交サンプリング部24とを有する。

【選択図】 図4



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

被検体に連続超音波を送信し前記被検体からの反射波を受信する超音波探触子と、前記超音波探触子からの受信信号に基づいて複素信号を生成する複素信号生成部と、前記生成された複素信号に含まれるドブラ成分を算出するドブラ処理部と、を具備する超音波診断装置において、

前記複素信号生成部は、

前記受信信号を前記連続超音波の搬送周波数よりも低い中間周波数帯域に周波数変換する周波数変換部と、

前記周波数変換された受信信号を前記中間周波数に基づくサンプリング周波数で直交サンプリングすることにより前記複素信号を生成する直交サンプリング部と、

を有することを特徴とする超音波診断装置。

10

【請求項 2】

前記周波数変換部は、前記搬送周波数と前記中間周波数とに基づく周波数を有する信号を、前記受信信号に混合することにより前記周波数変換を行う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】

前記周波数変換部は、前記搬送周波数の信号帯域を有するとともに前記搬送周波数の分周クロック周波数に同期して前記サンプリング周波数に基づくサンプル動作を行なうサンプリングアンドホールド回路を有することを特徴とする請求項 1 記載の超音波診断装置。

20

【請求項 4】

前記サンプリング周波数は、前記搬送周波数以下であ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】

前記直交サンプリング部は、

前記周波数変換された受信信号を、前記サンプリング周波数で直交サンプリングし量子化することにより前記エコー信号をデジタル化する A / D 変換器と、

前記デジタル化されたエコー信号に含まれる同相成分と直交成分とを分離することで複素信号を生成する I Q 分離器と、

を有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 6】

前記 A / D 変換器は、シグマデルタ型 A / D 変換器であることを特徴とする請求項 5 記載の超音波診断装置。

【請求項 7】

前記複素信号生成部は、複数チャンネル分の回路を集積化した半導体集積回路であり、前記複数チャンネル分の回路は、内部回路動作に要する基準クロック信号を共有化すること、

を特徴とする請求項 1 記載の超音波診断装置。

【請求項 8】

前記超音波診断装置は、連続波ドブラ法とパルスドブラ法とを併用可能であることを特徴とする請求項 1 記載の超音波診断装置。

40

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、連続波ドブラ法 (Continuous Wave Doppler Method: 以下、CWD 法と呼ぶ) による超音波スキャンが可能な超音波診断装置に関する。

【背景技術】**【0002】**

超音波診断装置を用いた血流計測の方法にドブラ法がある。ドブラ法においては、受信したエコー信号に基づく複素信号を周波数解析することにより、ドブラ偏移周波数を算出

50

する。ドブラ法には、連続超音波を用いた P W D 法やパルス波を用いたパルスドブラ法 (Pulsed Wave Doppler Method : 以下、 P W D 法と呼ぶ) がある。

【 0 0 0 3 】

C W D 法によるエコー信号のダイナミックレンジは、 P W D 法によるエコー信号のダイナミックレンジよりも広い。また、受信遅延加算回路のダイナミックレンジは、 A / D 変換器のビット数により決定される。そのため、両方のドブラ法を併用する受信遅延加算回路のダイナミックレンジは、 C W D 法におけるダイナミックレンジに合わせることが望ましいが、コストパフォーマンスを考慮して、通常、 1 0 ~ 1 2 ビット程度の分解能を有する A / D 変換器が用いられる。

【 0 0 0 4 】

しかし、 C W D 法の場合、このビット数は不十分である。 C W D 法に必要なダイナミックレンジを確保する方法に、直交検波を用いる方法である。直交検波方式では、 2 対の周波数混合器を用いて直交検波処理を行い、低速の A / D 変換器を用いてエコー信号をデジタル化し、複素信号を生成する。

【 発明の開示 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 5 】

しかしながら、上述した直交検波方式では、検波以降の信号処理が 1 チャンネルあたり直交 2 系統分必要である。また、エコー信号のデジタル化を行なうための A / D 変換器も 1 系統あたり 2 器必要である。従って、回路規模が増大し十分な集積度を実現できない。また、それに伴い、必要な部品数が増加するために回路コストが増加してしまう。

【 0 0 0 6 】

本発明の目的は、 C W D 法を行なう超音波診断装置において、回路規模の縮小や回路コストの削減を可能とする。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 7 】

本発明のある局面に係る超音波診断装置は、被検体に連続超音波を送信し前記被検体からの反射波を受信する超音波探触子と、前記超音波探触子からの受信信号に基づいて複素信号を生成する複素信号生成部と、前記生成された複素信号に含まれるドブラ成分を算出するドブラ処理部と、を具備し、前記複素信号生成部は、前記受信信号を前記連続超音波の搬送周波数よりも低い中間周波数帯域に周波数変換する周波数変換部と、前記周波数変換された受信信号を前記中間周波数に基づくサンプリング周波数で直交サンプリングすることにより前記複素信号を生成する直交サンプリング部と、を有することを特徴とする超音波診断装置。

【 発明の効果 】

【 0 0 0 8 】

本発明によれば、 C W D 法を行なう超音波診断装置において、回路規模の縮小や回路コストの削減が可能となる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 0 9 】

以下、図面を参照しながら本発明の実施形態を説明する。本実施形態における超音波診断装置は、被検体に連続超音波を送信し、被検体からの反射波を受信し、受信した反射波に基づくエコー信号を周波数解析することにより血流情報を得る。このような連続超音波によるドブラ法は、 C W D 法と呼ばれている。

【 0 0 1 0 】

図 1 は、 C W D 法が可能な本実施形態に係る超音波診断装置 1 の構成を示す図である。図 1 に示すように、超音波診断装置 1 は、制御部 1 0 を中枢として、送信部 1 2、超音波探触子 1 4、受信部 1 6、複素信号生成部 2 0、ドブラ処理部 3 0、デジタルスキャンコンバータ (Digital Scan Converter : 以下、 D S C と呼ぶ) 3 2、及びモニター 3 4 を有する。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 1 】

送信部 1 2 は、例えば F M 変調された連続波を生成し、この連続波を超音波探触子 1 4 の複数の振動子に供給する。超音波探触子 1 4 は、送信部 1 2 からの連続波の供給を受け、この連続波に対応する所定のキャリア周波数 f_c Hz を有する連続超音波を発生する。複数の振動子は、単体又は数個で 1 つのチャンネルを構成する。チャンネル数 1 は、例えば 1 2 8 である。

【 0 0 1 2 】

受信部 1 6 は、 m チャンネル分の受信回路を備える。ここで、送信部 1 2 のチャンネル数 1 と受信部 1 6 のチャンネル数 m とは、同数でも異なる数でもよい。各受信回路は、前置増幅器及びバンドパスフィルタ（以下、B P F と呼ぶ）を有している。前置増幅器は、被検体からの反射波に基づいて得られるエコー信号を所定の振幅レベルに増幅する。B P F は、増幅されたエコー信号が有するドブラ成分を含む帯域を抽出し、抽出したエコー信号成分を複素信号生成部 2 0 に出力する。

【 0 0 1 3 】

図 2 は、エコー信号に含まれる信号成分の一例を示す図である。図 2 に示すように、エコー信号には、キャリア周波数 f_c を有するキャリア成分 C A と、生体組織の拍動や心臓弁での反射に起因するクラッタ成分 C L、及び血流での反射に起因するドブラ成分 D O が含まれる。ドブラ成分 D O は、キャリア周波数 f_c を中心として ± 50 k H z の帯域幅を有する。キャリア周波数 f_c に比して、ドブラ成分 D O の帯域は極めて狭い。

【 0 0 1 4 】

キャリア周波数 f_c は、例えば、1 . 5 M H z、2 M H z、3 M H z、5 M H z 或いは 8 M H z であり、一般的には 1 0 M H z を超えることはない。

【 0 0 1 5 】

受信部 1 6 の B P F は、少なくともキャリア周波数 $f_c \pm 50$ k H z の帯域のエコー信号成分を通過させ、それ以外の帯域のエコー信号成分を遮断する。なお、キャリア成分 C A やクラッタ成分 C L は、ドブラ信号に比して 1 0 d B（デシベル）～ 3 0 d B 以上の大きさを有する。

【 0 0 1 6 】

複素信号生成部 2 0 は、 m チャンネル分の複素信号生成回路を備える。各複素信号生成回路は、受信部 1 6 の各受信回路から入力したエコー信号に基づいて複素信号を生成する。複素信号は、同相（In-phase）成分及び直交（Quadra-phase）成分から構成され、これら各成分をそれぞれ I 信号及び Q 信号と呼ぶことにする。各複素信号生成回路は、入力したエコー信号を中間周波数帯域にダウンコンバートし、ダウンコンバートしたエコー信号をサンプリング周波数 f_s で直交サンプリングし、直交サンプリングされたデータを I 信号と Q 信号とに分離する。各複素信号生成回路にて生成された I 信号及び Q 信号は各々加算される。加算された I 信号及び Q 信号はドブラ処理部 3 0 へ出力される。複素信号生成部 2 0 の詳細な説明は後述する。

【 0 0 1 7 】

ドブラ処理部 3 0 は、入力された複素信号、すなわち I 信号及び Q 信号を高速フーリエ変換等の周波数解析することによって、ドブラ効果による血流のドブラ信号を算出する。ドブラ処理部 3 0 は、ドブラ信号に基づいて、血流の平均速度、速度の分散、ドブラ信号のパワー等に代表される血流情報を算出する。ドブラ処理部 3 0 は、算出した血流情報を D S C 3 2 へ出力する。

【 0 0 1 8 】

D S C 3 2 は、入力した血流情報の超音波スキャン走査線信号列をテレビなどの一般的なビデオフォーマットの走査線信号列に変換することで、ビデオ信号を生成し、モニター 3 4 へ出力する。

【 0 0 1 9 】

モニター 3 4 は、D S C 3 2 からのビデオ信号に基づいて、被検体内の形態学的情報や血流情報を画像として表示する。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 0 】

まず、複素信号生成部 20 による直交サンプリングの原理を説明する。図 3 は、CWD 法での血流計測処理を説明するための図である。図 3 に示すように超音波探触子 14 から連続超音波を送信する。この連続超音波が被検体内の血流に入射すると、ドプラ効果により反射波はドプラ周波数偏移を起こす。ここで、ドプラ偏移周波数 f_d は、以下の (1) で表される。

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

f_c : キャリア周波数

v : 血流速度

c : 生体内における超音波音速 (例えば、 1560 m/sec)

a : 超音波ビーム方向と血流速度とが成す角度

例えば、角度 $a = 0$ 、血流速度 $v = 6 \text{ m/sec}$ 、キャリア周波数 $f_c = 5 \text{ MHz}$ とすると、ドプラ偏移周波数 $f_d = 38.5 \text{ kHz}$ となる。循環器病変における異常血流の最大血流速度は、高々 $5 \sim 6 \text{ m/sec}$ である。従って、血流計測において必要となるドプラシフト検出帯域は、 $\pm 50 \text{ kHz}$ 程度あれば十分である。

【 0 0 2 1 】

血流計測に必要なドプラ成分を含むエコー信号の角周波数は、以下の (2) 式で表される。

$$c - b \quad | \quad | \quad c + b \quad \dots (2)$$

c : キャリア角周波数

b : 最大ドプラ偏移角周波数 (例えば、 $2 \times 50 \text{ kHz [rad/s]}$)

このような周波数成分を含むエコー信号は、一般に以下の (3) 式に示すような直交式で表される。

$$f(t) = X(t) \cos(c \times t) + Y(t) \sin(c \times t) \quad \dots (3)$$

時間関数 $X(t)$ 及び $Y(t)$ は、それぞれ $f(t)$ の I 信号及び Q 信号であり、高域が最大ドプラ偏移角周波数 (カットオフ周波数) b で制限された低周波成分のみを含む信号である。 $X(t)$ 及び $Y(t)$ を実測のエコー信号から得られれば、上述の直交式 (3) で表されるエコー信号 $f(t)$ を正しく再現できる。

【 0 0 2 2 】

そこで、本実施形態に係る複素信号生成部 20 は、直交サンプリングにより、 $X(t)$ 及び $Y(t)$ を算出する。直交サンプリングは、互いに 90° ずれた位相でエコー信号をサンプリングすることである。直交サンプリングによりエコー信号 $f(t)$ は、数学的に忠実に再現される。

【 0 0 2 3 】

キャリア周期 $T_c = 2\pi / c$ とし、時刻 $t = n \times T_c / 2$ とすると、(3) 式は以下の (4a) 式のように表される。

$$f(n \times T_c / 2) = (-1)^n X(n \times T_c / 2) \quad \dots (4a)$$

同様に、時刻 $t = n \times T_c / 2 + T_c / 4$ とすると、(3) 式は以下の (4b) 式のように表される。

$$f(n \times T_c / 2 + T_c / 4) = (-1)^n Y(n \times T_c / 2 + T_c / 4) \quad \dots (4b)$$

すなわち、サンプル列 $X(t)$ 及び $Y(t)$ は、直交検波を行わずとも $f(t)$ から直接得ることが可能である。 $X(t)$ 及び $Y(t)$ は、 $f(t)$ の帯域幅の $1/2$ に等しい周波数 b で制限された低域周波数信号である。従って $X(t)$ 及び $Y(t)$ は、高々 $2 \times (b/2) = 2 \times f_b$ のサンプリング周波数 f_s で再現可能である。そのため、CWD 法においては、必要なサンプリング周波数 f_s は、以下の (5) 式のように表される。

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

キャリア周波数 f_c は、通常 $1 \text{ MHz} \sim 8 \text{ MHz}$ の範囲内に設定されるので、(5) 式により、直交サンプリングにおけるサンプリング周波数 f_s を例えば $f_c / 8$ に設定すれ

10

20

30

40

50

ばよい。 f_s を $f_c/8$ に設定することで、キャリア周波数 f_c と同程度の速さで高速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。

【0024】

以下に、 $f_s = f_c/8$ で直交サンプリングを行なう場合における $X(t)$ 及び $Y(t)$ のサンプルデータ X_n 及び Y_n は、(3)式において時刻 $t = 8 \times n \times T_c$ 及び $t = 8 \times n \times T_c + T_c/4$ とすると、それぞれ(6a)及び(6b)のように表される。

$$X_n = f(8 \times n \times T_c) = (-1)^n X(8 \times n \times T_c) \quad \dots (6a)$$

$$Y_n = f(8 \times n \times T_c + T_c/4) = (-1)^n Y(8 \times n \times T_c + T_c/4) \quad \dots (6b)$$

10

(6a)式、(6b)式に示すように、実測のエコー信号を時刻 $t = 8 \times n \times T_c$ 及び $t = 8 \times n \times T_c + T_c/4$ でサンプリングする(直交サンプリングすることにより、サンプルデータ X_n 及び Y_n が得られる。このように、サンプル周波数 $f_s = f_c/8$ のような低速な直交サンプリングでも、エコー信号 $f(t)$ を再現することが可能である。

【0025】

上記の直交サンプリングは、図4に示す構成を有する複素信号生成部20に実行される。図4に示すように、複素信号生成部20は、 m チャンネル分の複素信号生成回路 $20_1 \sim 20_m$ 及び単一のクロック信号生成器21を集積実装した半導体集積回路である。

【0026】

クロック信号生成器21は、 $4f_c$ の基準クロック信号を外部から入力し、各複素信号生成回路 $20_1 \sim 20_m$ に対して、回路内部動作に要するクロック信号を供給する。つまり、各複素信号生成回路 $20_1 \sim 20_m$ は、クロック信号を共用している。

20

【0027】

複素信号生成回路 $20_1 \sim 20_m$ の動作はチャンネルによって差異はなく、全て同じ動作である。従って、以下、チャンネル $k(1 \leq k \leq m)$ に関する複素信号生成回路 20_k についてのみ説明する。

【0028】

図4に示すように、複素信号生成回路 20_k は、周波数変換回路(ミクサ)22_k、ハイパスフィルタ(以下、HPFと呼ぶ)23_k、A/D変換器24_k、遅延回路25_k、デシメーションフィルタ26_k、I/Q分離器27_k、I信号加算器28I_k及びQ信号加算器28Q_kを有する。これら複素信号生成回路 20_k を構成する各構成要素は、チャンネルによって差異がないので、以下、明記する必要がない限り、各構成要素に付した記号「 k 」を省略する。

30

【0029】

周波数変換回路22は、クロック信号生成器21から供給されるクロック信号(以下、混合クロック信号と呼ぶ)と、受信部16から供給されるエコー信号とを混合(乗算)する。混合処理が行なわれることにより、混合クロック信号の周波数 $f_h = f_c - f_i$ とエコー信号の周波数 f_c との差の周波数 f_i を有する差成分信号及び和の周波数 $2f_c - f_i$ を有する和成分信号とが生成される。換言すれば、周波数変換回路22は、キャリア周波数 f_c を有するエコー信号を中間周波数 f_i 帯域に周波数ダウンコンバートする。つまり、周波数変換回路22にて、ヘテロダイン検波が行なわれる。

40

【0030】

例えば、周波数変換回路22は、キャリア周波数 f_c の信号通過帯域を有するとともに、キャリア周波数 f_c の分周クロック周波数に同期してサンプル動作を行なうサンプリングアンドホールド回路によって構成される。

【0031】

図5は、周波数変換回路22による周波数ダウンコンバート処理を説明するための図であり、図5(a)は、周波数変換回路22による周波数変換前のエコー信号のスペクトルを示す図であり、図5(b)は、周波数変換後のエコー信号のスペクトルを示す図である。

50

【 0 0 3 2 】

図 5 (a) に示すように、周波数ダウンコンバート前のエコー信号は、キャリア周波数 f_c を中心とし、ドブラ偏移周波数 f_d だけ広がりを持った周波数特性を有する。このエコー信号に、周波数 $f_h = |f_c - f_i|$ を有する混合クロック信号を混合することで、周波数 f_i を中心とする差成分信号 DE と周波数 $2f_c - f_i$ を中心とする和成分信号 UE とが生成される。例えば、キャリア周波数 $f_c = 2.0 \text{ MHz}$ のとき、エコー信号を中間周波数 $f_i = 100 \text{ kHz}$ の帯域にダウンコンバートをとするためには、混合クロック信号の周波数 f_h は 1.9 kHz 又は 2.1 kHz とする。なお、この後の処理において、和成分信号 UE は除外される。

【 0 0 3 3 】

$HPF33$ は、周波数 $f_i - f_d$ 以上の周波数を通過させることにより、周波数 $f_i - f_d$ 以下の無駄な周波数成分を除去する。

【 0 0 3 4 】

A/D 変換器 24 は、クロック信号生成器 21 から供給されるサンプリング周波数 f_s を有するクロック信号（以下、サンプルクロック信号と呼ぶ）に同期して、エコー信号を直交サンプリングする。 A/D 変換器 24 は、直交サンプリングした信号を量子化しデジタル信号に変換する。 A/D 変換器 24 の実効分解能は、14 ビット以上の高分解能であることが望ましい。なお、

例えば、 A/D 変換器 24 は、ドブラ偏移周波数帯域の信号処理帯域を有するとともに、キャリア周波数 f_c の分周クロック周波数に同期して動作するシグマデルタ型 A/D 変換器（以下、 $\Sigma\Delta$ 型 A/D 変換器と呼ぶ）で構成される。 $\Sigma\Delta$ 型 A/D 変換器は、低速高分解の A/D 変換器である。また、 $\Sigma\Delta$ 型 A/D 変換器は、フラッシュ型やパイプライン方式の A/D 変換器に比して安価である。

【 0 0 3 5 】

サンプリング周波数 f_s は、ナイキスト周波数とエコー信号の周波数特性とを考慮すると $2f_i + 50 \text{ kHz}$ 以上であることが望ましい。また、サンプリング周波数 f_s は、回路コストを考慮すると $\Sigma\Delta$ 型 A/D 変換器の最高サンプリング周波数である 2 MHz 以下が望ましい。この条件を満たす値として、例えばサンプリング周波数 f_s は上述の $f_c / 8$ に設定される。

【 0 0 3 6 】

なお、サンプリング周波数 f_s は、 $2f_c - f_i$ よりも十分低いので、周波数変換回路 22 によって生成された和成分信号 UE は、直交サンプリングされずに除去される。 A/D 変換器 24 の動作については後述する。

【 0 0 3 7 】

遅延回路 25 は、デジタル化されたエコー信号（以下、デジタルエコー信号と呼ぶ）に対して、各チャネルに応じた受信フォーカシング遅延をかける。遅延回路 25 は、デジタルエコー信号に対して、デジタル信号領域で遅延処理を行なう。そのため、アナログ高周波領域における遅延回路の周波数帯域特性の不均一性等の問題は発生せず、高精度な遅延加算処理が行なわれる。

【 0 0 3 8 】

デシメーションフィルタ 26 は、遅延を掛けられたデジタルエコー信号から、周波数解析処理等に必要な低周波数帯域の成分を抽出するために、デジタルエコー信号に間引き処理（デシメーション）を行なう。

【 0 0 3 9 】

IQ 分離器 27 は、クロック信号生成器 21 から供給されるサンプルクロック信号に基づいてデジタルエコー信号を I 信号と Q 信号とに分離する。 IQ 分離器 27 の動作については、後述する。

【 0 0 4 0 】

I 信号加算器 28 I_k は、 $k - 1$ チャンネルの複素信号生成回路 20 $k - 1$ から入力する I 信号と、 IQ 分離器 27 k から入力する I 信号とを加算する。 Q 信号加算器 28 Q_k

10

20

30

40

50

は、 $k - 1$ チャンネルの複素信号生成回路 20_{k-1} から入力する Q 信号と、I Q 分離器 27_k から入力する Q 信号とを加算する。全チャンネル分加算された I 信号及び Q 信号は、複素信号としてドブラ処理部 30 に出力される。

【0041】

上記構成により、複素信号生成部 20 は、キャリア周波数 f_c を有するエコー信号を中間周波数 f_i にダウンコンバートし、ダウンコンバートされたエコー信号をキャリア周波数 f_c 以下の低速のサンプリング周波数 f_s で直交サンプリングし、複素信号を生成する。

【0042】

次に、クロック信号に応じた A/D 変換器 24 及び I Q 分離器 27 の動作を説明する。クロック信号生成器 21 は、例えば、 $1/4$ 分周器と $1/32$ 分周器とにより構成される。これらの分周器は、周波数 $4f_c$ の基準クロック信号をトリガにして動作する。

【0043】

図 6 は、クロック信号生成器 21 により生成されるクロック信号の波形を示す図である。図 6 (a) は $4f_c$ クロック信号、図 6 (b) はキャリア周波数 $f_c (0^\circ)$ のクロック信号 (以下、キャリアクロック信号 A と呼ぶ)、図 6 (c) はキャリア周波数 $f_c (90^\circ)$ のクロック信号 (以下、キャリアクロック信号 B と呼ぶ)、図 6 (d) は A/D 変換器 24 に供給するサンプルクロック信号、図 6 (e) はサンプリングによって収集されるサンプルデータを示す。

【0044】

サンプルクロック信号は、キャリアクロック信号 A 及びはキャリアクロック信号 B に基づいて生成される。ここで、サンプルクロック信号のローレベルからハイレベルへの立ち上がりの時刻を立ち上がり点 L と呼ぶことにする。隣り合う立ち上がり点 L において、キャリアクロック信号 A 及びキャリアクロック信号 B は、各々位相が 90° 異なる。従って、この立ち上がり点 L のタイミングで直交サンプリングが行なわれる。上述の (6a) 式、(6b) 式、図 6 (e) を参照すると、I 信号及び Q 信号は交互にサンプリングされることがわかる。図 6 (e) に示すように、I Q 分離器 27 は、サンプルクロック信号に基づいて、入力されるデジタルエコー信号を I 信号と Q 信号とに交互に振り分ける。

【0045】

I 信号と Q 信号とを得るためのサンプリング周波数 f_s は、A/D 変換で必要となる分解能 ($160 \text{ dB} / \text{Hz}$) を有する A/D 変換器 24 の最高サンプリング周波数に基づいて決定される。例えば、15 ビットの ENOB (実効分解能ビット数) を有する A/D 変換器 24 の最高サンプリング周波数が 2 MHz の場合、サンプリング周波数 f_s を 2 MHz とする。

【0046】

中間周波数 f_i は、サンプリング周波数 f_s に基づいて決定される。具体的には、サンプリング周波数 f_s が $2f_i + 50 \text{ kHz}$ 以下となるように決定される。例えば、サンプリング周波数 $f_s = 2 \text{ MHz}$ のとき、中間周波数 f_i は 100 kHz や 200 kHz 、 500 kHz 等に設定される。

【0047】

次に複素信号生成部 20 の効果について説明する。

【0048】

従来の CWD モードにおける A/D 変換器は、図 2 に示すような極めて広いダイナミックレンジを有するエコー信号を歪みなく取り込んで A/D 変換を実現するために、高速 (20 MHz 以上のサンプリング周波数) 且つ高分解能 (20 MHz 換算の実効分解能で 14 ビット以上) である必要がある。

【0049】

この場合に問題となるのは、エコー信号が広いダイナミックレンジを有することである。しかし、上記の (4)、(5)、(6a)、(6b) 式に示すように、CWD 法においてエコー信号の周波数は数 MHz であるのに対し、ドブラ信号成分は数十 kHz の成分で

10

20

30

40

50

あるから、本来、直交サンプリングの際に必要なサンプリング周波数は低くてよい。

【0050】

本実施形態においては、周波数変換回路22は、CWD法に由来する極めて広いダイナミックレンジを有するエコー信号を、連続超音波のドプラ偏移成分を維持したまま、数百kHzを中心とする中間周波数帯域へ周波数ダウンコンバートする。このため、エコー信号を、低速のA/D変換器24で歪みなくA/D変換することができる。この際、低速なサンプリングでよいから、A/D変換器24の消費電力は少なく済み、又、安価なA/D変換器である 型A/D変換器を用いることが可能である。

【0051】

なお、通常、PWDモードで収集されたエコー信号はCWD法で収集されたエコー信号に比して低ダイナミックレンジである。そのためPWD法においては、低速且つ低分解能(10~12ビット)のA/D変換器でも、歪みなくエコー信号をA/D変換できる。上述のように、複素信号生成部20は、低速高分解能で安価なA/D変換器24によって、CWD法に由来する極めて広いダイナミックレンジを有するエコー信号をA/D変換することができる。従ってコストパフォーマンスを考慮しても、複素信号生成部20は、CWDモードとPWDモードとの両モードにおいて最適なダイナミックレンジを確保しつつ、両モードを併用することできる。つまり、PWDモードにおいて必要十分な低ダイナミックレンジの回路で、両モードを併用可能とすることができ。

【0052】

また直交検波方式では、直交検波以降の信号処理回路は1チャンネルあたり2系統必要であり、それに伴い、エコー信号をA/D変換器するためのA/D変換器は1系統あたり2器必要である。しかし本実施形態は直交サンプリング方式を採用するため、複素信号生成回路20₁~20_mは、1チャンネルあたり1系統でよい。そのため、複素信号生成部20は、直交検波方式の回路に比して信号処理系統の数が少なく済み。その結果、複素信号生成部20は、直交検波方式に比して小規模な回路構成及び低周波領域の速度程度の回路動作が可能な半導体IC回路として容易に高集積化可能である。また、信号処理系統の減少に伴い、回路の製造コストも減少する。

【0053】

かくして本実施形態によれば、CWD法を行なう超音波診断装置において、回路規模の縮小や回路コストの削減が可能となる。

【0054】

なお、本発明は上記実施形態そのままに限定されるものではなく、実施段階ではその要旨を逸脱しない範囲で構成要素を変形して具体化できる。

【0055】

(変形例)

例えば、図7に示すように変形例1に係る複素信号生成部40は、HPF23とA/D変換器24との間にLPF29を設けている。LPF29は、周波数 $f_i + f_d$ 以上の周波数成分を遮断し、周波数 $f_i - f_d$ 以下の周波数成分を通過させる。このような構成により、 $f_i + f_d$ 以上の無駄な周波数を直交サンプリングされなくなる。従って、複素信号生成部40により、和成分信号UEをサンプリングできるような高速なA/D変換器24を用いる場合にも本実施形態が可能となる。

【0056】

また、上記実施形態に開示されている複数の構成要素の適宜な組み合わせにより、種々の発明を形成できる。例えば、実施形態に示される全構成要素から幾つかの構成要素を削除してもよい。

【図面の簡単な説明】

【0057】

【図1】本発明の実施形態に係る超音波診断装置の構成を示す図。

【図2】図1の受信部にて受信されるエコー信号の信号成分を示す図。

【図3】本実施形態に係る血流計測処理を説明するための図。

10

20

30

40

50

【図 4】図 1 の複素信号生成部の構成を示す図。

【図 5】図 4 の周波数変換回路による周波数ダウンコンバート処理を説明するための図。

【図 6】図 4 のクロック信号生成器から発生されるクロック信号のタイミングチャート。

【図 7】本実施形態の変形例に係る複素信号生成部の構成を示す図。

【符号の説明】

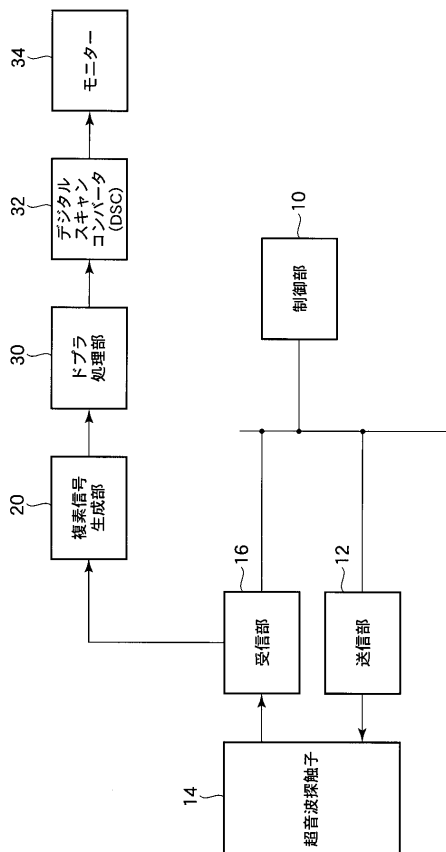
【 0 0 5 8 】

1 ... 超音波診断装置、10 ... 制御部、12 ... 送信部、14 ... 超音波探触子、16 ... 受信部、20 ... 複素信号生成部、20_k ... 複素信号生成回路、21 ... クロック信号生成器、22 ... 周波数変換回路、23 ... ハイパスフィルタ (HPF)、24 ... A/D変換器、25 ... 遅延回路、26 ... デシメーションフィルタ、27 ... I/Q分離器、28 I ... I 信号加算器、28 Q ... Q 信号加算器、29 ... ローパスフィルタ (LPF)、30 ... ドブラ処理部、32 ... デジタルスキャンコンバータ (DSC)、34 ... モニター

10

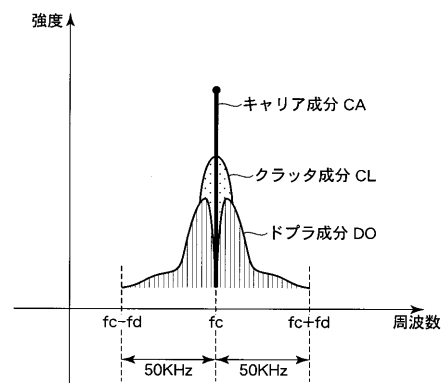
【図 1】

図 1



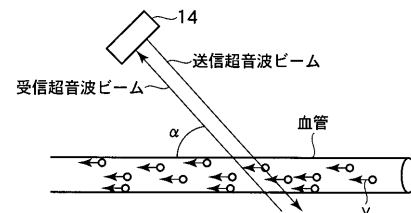
【図 2】

図 2



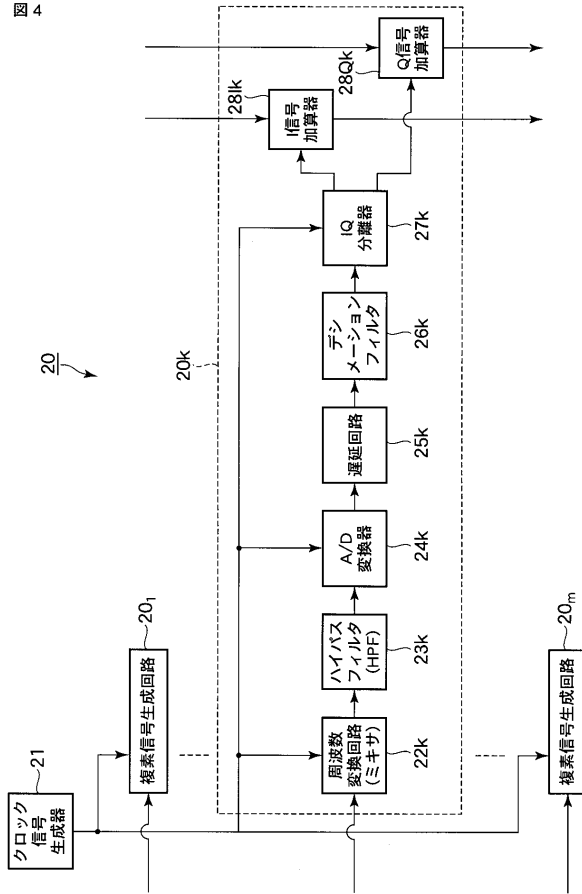
【図 3】

図 3



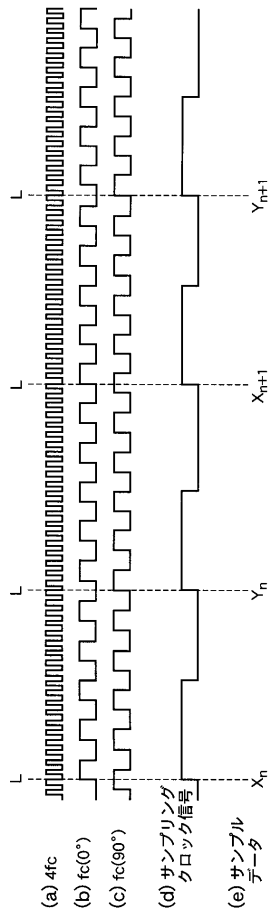
【図 4】

図 4



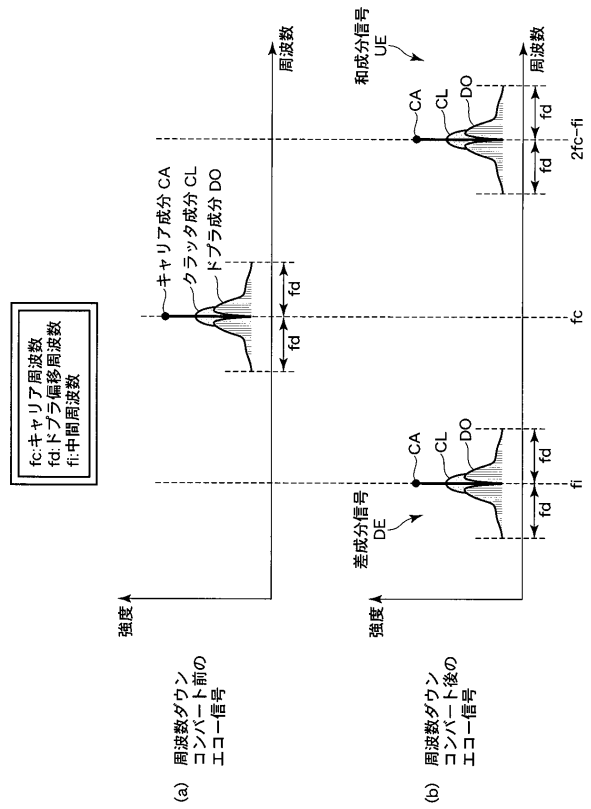
【図 6】

図 6



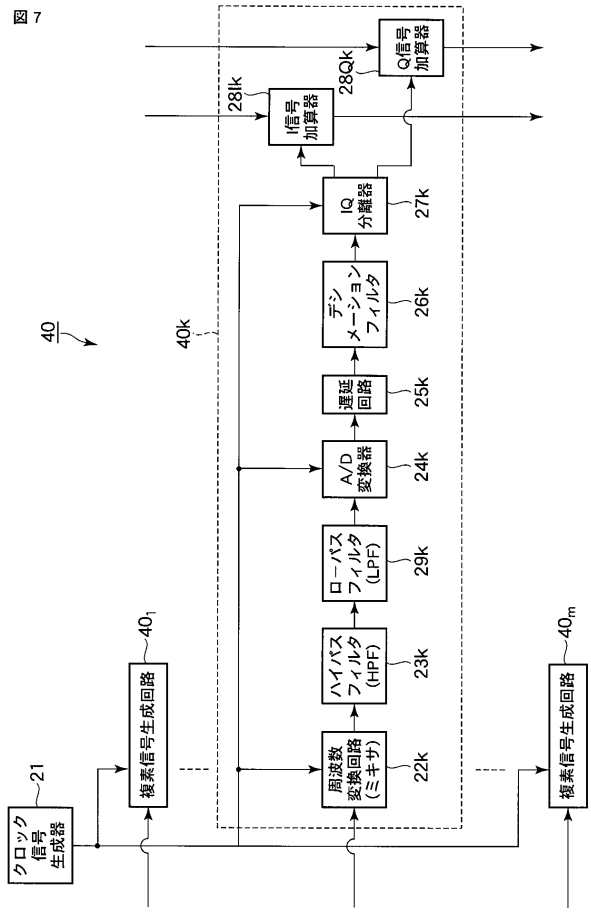
【図 5】

図 5



【図 7】

図 7



フロントページの続き

(74)代理人 100109830
弁理士 福原 淑弘
(74)代理人 100075672
弁理士 峰 隆司
(74)代理人 100095441
弁理士 白根 俊郎
(74)代理人 100084618
弁理士 村松 貞男
(74)代理人 100103034
弁理士 野河 信久
(74)代理人 100119976
弁理士 幸長 保次郎
(74)代理人 100153051
弁理士 河野 直樹
(74)代理人 100140176
弁理士 砂川 克
(74)代理人 100100952
弁理士 風間 鉄也
(74)代理人 100101812
弁理士 勝村 紘
(74)代理人 100070437
弁理士 河井 将次
(74)代理人 100124394
弁理士 佐藤 立志
(74)代理人 100112807
弁理士 岡田 貴志
(74)代理人 100111073
弁理士 堀内 美保子
(74)代理人 100134290
弁理士 竹内 将訓
(74)代理人 100127144
弁理士 市原 卓三
(74)代理人 100141933
弁理士 山下 元

(72)発明者 奥村 貴敏

栃木県大田原市下石上 1 3 8 5 番地 東芝メディカルシステムズ株式会社社内

F ターム(参考) 4C601 BB06 DD03 DE02 EE13 EE14 JB04 JB19 JB24

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP2010115364A	公开(公告)日	2010-05-27
申请号	JP2008291235	申请日	2008-11-13
[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		
[标]发明人	奥村貴敏		
发明人	奥村 貴敏		
IPC分类号	A61B8/06		
FI分类号	A61B8/06		
F-TERM分类号	4C601/BB06 4C601/DD03 4C601/DE02 4C601/EE13 4C601/EE14 4C601/JB04 4C601/JB19 4C601/JB24		
代理人(译)	河野 哲 中村诚 河野直树 冈田隆 山下 元		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：减小用于执行连续波多普勒方法的超声诊断设备中的电路规模和电路成本。超声波诊断装置将超声波探头发送到被检体，并接收来自被检体的反射波以及基于从超声波探头接收到的信号的复合信号。复数信号生成部20具有：生成的复数信号生成部20；和计算包含在生成的复数信号中的多普勒分量的多普勒处理部；复数信号生成部20连续地从超声波探头接收信号。频率转换电路22将频率转换成比声波的载波频率低的中间频带，并且正交采样单元24通过基于该中间频率的采样频率对经过频率转换的接收信号进行正交采样来生成复数信号。

有。[选择图]图4

