

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5537006号
(P5537006)

(45) 発行日 平成26年7月2日(2014.7.2)

(24) 登録日 平成26年5月9日(2014.5.9)

(51) Int.Cl.

A 6 1 B 8/06 (2006.01)

F 1

A 6 1 B 8/06

請求項の数 2 (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2008-234278 (P2008-234278)
 (22) 出願日 平成20年9月12日 (2008.9.12)
 (65) 公開番号 特開2010-63732 (P2010-63732A)
 (43) 公開日 平成22年3月25日 (2010.3.25)
 審査請求日 平成23年8月22日 (2011.8.22)

(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 110000866
 特許業務法人三澤特許事務所
 (72) 発明者 藤原 周太
 栃木県大田原市下石上1385番地 東芝
 メディカルシステムズ株式会社内
 (72) 発明者 亀石 渉
 栃木県大田原市下石上1385番地 東芝
 メディカルシステムズ株式会社内

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】

振動素子を有する超音波プローブと、

前記振動素子を駆動して被検体の所定方向に対して、超音波周波数 f_0 の超音波連続波を送受信する送受信手段と、前記送受信手段によって得られた受信信号を直交検波する周波数変換部及び遮断周波数 f_b のフィルタを有し、該周波数変換部の出力から、前記遮断周波数 f_b 内に含まれるドブラ成分を抽出する超音波データ生成手段と、

前記超音波データ生成手段によって抽出されたドブラ成分に基づいて画像データを生成する画像データ生成手段と、

前記ドブラ成分を含む周波数スペクトラムデータにおける最大周波数の時間的な変化を変換周波数 f_c のパルス幅の変化に変換した信号として出力する音声データ生成部と、を有し、前記変換周波数 f_c は、 $f_c = 2 \times f_b$ であって、その高調波が前記ドブラ成分を抽出する帯域である前記遮断周波数 f_b の2倍を跨ぐ周波数であり、さらに、

$$(f_0 + f_b) / (m + 1) < f_c < (f_0 - f_b) / m \quad (m \text{ は整数})$$

を満足することを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 2】

前記超音波データ生成手段は、前記遮断周波数 f_b を有し、さらに、前記受信信号に含まれる生体組織からの反射波成分であって前記超音波周波数 f_0 の成分(クラッタ成分)

10

20

を除去するための遮断周波数 f_a ($f_b > f_a$) を有し、前記送受信手段によって得られた受信信号から、前記遮断周波数 f_b より高い周波数の帯域に含まれるデータと、前記遮断周波数 f_a より低い周波数の帯域に含まれるデータとを除去することを特徴とする請求項 1 に記載の超音波診断装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、超音波連続波を被検体に送信し、ドプラ効果を利用することで、被検体内の運動体の移動情報を生成する超音波診断装置に関する。

【背景技術】

10

【0002】

超音波診断装置は、振動素子から発生する超音波パルス（送信超音波）を被検体内に放射し、被検体内の組織の音響インピーダンスの差異によって生ずる反射波（受信超音波）を振動素子によって電気信号に変換してモニタ上に表示する。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 2 次元画像データや 3 次元画像データをリアルタイムに取得して観察できるため、超音波診断装置は、各種の臓器の機能診断や形態診断に広く用いられている。

【0003】

また、被検体の関心部位における血流速度を定量的に計測する方法としてドプラスペクトラム法がある。このドプラスペクトラム法には、パルスドプラスペクトラム法（PW法）と連続波ドプラスペクトラム法（CW法）とがある。パルスドプラスペクトラム法では、関心部位の方向に、超音波パルスの送受信を所定の時間間隔で複数回行う。この送受信で得られた受信信号に対してサンプルゲートを設定して、関心部位に存在している生体組織からの反射波に基づく受信信号成分（以下、「クラッタ成分」と称する）、及び、血流からの反射波に基づく受信信号成分（以下、「血流ドプラ成分」と称する）を抽出する。そして、これらの受信信号成分をフィルタリング処理して検出された血流ドプラ成分を、FFT（Fast Fourier Transform）分析することにより、周波数スペクトラムデータを生成する。さらに、関心部位から所定の時間間隔で得られた受信信号成分に対して同様の処理を行って得られた複数の周波数スペクトラムデータを、時系列的に配列することによりスペクトラム画像データを生成する。

20

30

【0004】

連続波ドプラスペクトラム法では、関心部位の方向に超音波連続波の送受信を行う。この送受信で得られた受信信号をフィルタリング処理して検出された血流ドプラ成分を FFT 分析することにより、周波数スペクトラムデータを生成する。そして、時系列的に得られた複数の周波数スペクトラムデータを、時間方向に配列することによりスペクトラム画像データを生成する。

【0005】

パルスドプラスペクトラム法によると、サンプルゲートを適用することで、関心部位における血流情報を選択的に抽出することが可能である。しかし、計測可能な最大血流速度は、超音波パルスの繰り返し周波数に依存する。このため、高流速の血流を計測する場合には、周波数スペクトラムデータに折り返し現象が発生してしまうため、血流を正確に計測することは困難である。一方、連続波ドプラスペクトラム法では、関心部位における血流情報のみを抽出することは不可能であるが、上述の折り返し現象が発生しないため、高流速の血流計測に広く用いられている。

40

【0006】

ところで、上述したような血流計測に使用される超音波診断装置の直流電源部には、高効率化、小型化、及び低価格化が可能なスイッチング電源が通常用いられる。このスイッチング電源に起因するスイッチングノイズ（スイッチング駆動信号の高調波成分）が、被検体から収集される微小な受信信号に混入することにより、周波数スペクトラムデータやスペクトラム画像データの観測を困難にする場合がある。スイッチング電源の出力部や電

50

源ラインに対するフィルタ回路の挿入、スイッチング電源や電源ラインに対するシールド、更には、装置本体及び電源部に対するグラウンド強化等の対策によって、上記のスイッチングノイズを低減させることは可能であるが、臨床的な許容レベルより低く抑えることは極めて困難である。

【 0 0 0 7 】

ここで、スイッチングノイズが含まれるデータを図 1 0 に示す。図 1 0 は、スイッチングノイズが混入した従来の周波数スペクトラムデータ及びスペクトラム画像データを示す図である。図 1 0 (a) は、スイッチング駆動信号の m 番目及び $(m + 1)$ 番目の高調波であるスイッチングノイズの線スペクトラム $N \times (m)$ 及び $N \times (m + 1)$ が、血流ドプラ成分 $D \times$ に混入した周波数スペクトラムデータの具体例を示したものである。図 1 0 (b) は、スイッチングノイズが血流ドプラ成分 $D \times$ に混入したスペクトラム画像データの具体例を示したものである。

10

【 0 0 0 8 】

図 1 0 (a) に示した周波数スペクトラムデータにおいて、スイッチングノイズの線スペクトラム $N \times (m)$ 及び線スペクトラム $N \times (m + 1)$ は、血流ドプラ成分 $D \times$ に隣接する位置に発生している。

【 0 0 0 9 】

図 1 0 (b) に示すデータは、図 1 0 (a) に示した周波数スペクトラムの時間的変化を示すスペクトラム画像データであり、通常、縦軸にドプラ周波数又は血流速度が設定され、横軸に時間が設定される。スペクトラムの大きさ(パワー)は輝度によって表現される。そして、このスペクトラム画像データにおいて、線スペクトラム $N \times (m)$ の時間的変化 $N \times (m)$ と、線スペクトラム $N \times (m + 1)$ の時間的変化 $N \times (m + 1)$ とが、血流ドプラ成分 $D \times$ の時間的変化 $D \times$ に対してライン状のノイズとして重畳される。

20

【 0 0 1 0 】

以上のようなドプラスペクトラム法の問題点に対し、パルスドプラスペクトラム法では、超音波送受信の繰り返し周波数(レート周波数)の整数倍の位置に、クラッタ成分の線スペクトラムが位置することに注目して、スイッチングノイズを除去する方法が提案されている(例えば特許文献 1 参照)。具体的には、スイッチングノイズの線スペクトラムがレート周波数の整数倍になるようにスイッチング駆動信号の周波数を設定することにより、クラッタ成分とスイッチングノイズとを同一のフィルタリング処理で除去する。

30

【 0 0 1 1 】

【特許文献 1】特開平 5 - 1 3 0 9 9 2 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 2 】

上述した特許文献 1 に記載された方法によれば、パルスドプラスペクトラム法で得られた受信信号に混入したスイッチングノイズの影響を容易に除去することができる。しかしながら、超音波連続波が使用される連続波ドプラスペクトラム法の受信信号に混入したスイッチングノイズの影響を、同様の方法によって除去することは不可能である。また、連続波ドプラスペクトラム法において、このスイッチングノイズの影響を除去することが可能な他の方法についての提案も未だなされていない。

40

【 0 0 1 3 】

この発明は上記の問題を解決するものであり、連続波ドプラスペクトラム法において収集された受信信号に混入しているスイッチングノイズなどの周期的なノイズを容易に除去することが可能な超音波診断装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 4 】

請求項 1 に記載の発明は、振動素子を有する超音波プローブと、前記振動素子を駆動して被検体の所定方向に対して、超音波周波数 f_0 の超音波連続波を送受信する送受信手段

50

と、前記送受信手段によって得られた受信信号を直交検波する周波数変換部及び遮断周波数 f_b のフィルタを有し、該周波数変換部の出力から、前記遮断周波数 f_b 内に含まれるドブラ成分を抽出する超音波データ生成手段と、前記超音波データ生成手段によって抽出されたドブラ成分に基づいて画像データを生成する画像データ生成手段と、前記ドブラ成分を含む周波数スペクトラムデータにおける最大周波数の時間的な変化を変換周波数 f_c のパルス幅の変化に変換した信号として出力する音声データ生成部と、を有し、前記変換周波数 f_c は、 $f_c = 2 \times f_b$ であってその高調波が前記ドブラ成分を抽出する帯域である前記遮断周波数 f_b の 2 倍を跨ぐ周波数であり、さらに、 $(f_0 + f_b) / (m + 1) < f_c < (f_0 - f_b) / m$ (m は整数) を満足することを特徴とする超音波診断装置である。

10

【発明の効果】

【0015】

この発明によると、上記の条件を満たすスイッチング周波数 f_s に従ったスイッチング動作によって直流電力を生成して供給することにより、スイッチングノイズなどの周期的なノイズを遮断周波数 f_b の遮断帯域に含ませることが可能となる。そのことにより、スイッチングノイズなどの周期的なノイズを容易に除去することが可能となる。その結果、スペクトラム画像データの観測や各種の血流情報の計測をより正確に行うことが可能となるため、診断精度の向上を図ることが可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0016】

20

この発明の実施形態に係る超音波診断装置について図 1 及び図 2 を参照して説明する。図 1 は、この発明の実施形態に係る超音波診断装置を示すブロック図である。図 2 は、この実施形態に係る超音波診断装置が備える送受信部及び超音波データ生成部を示すブロック図である。

【0017】

図 1 に示す超音波診断装置 100 は、超音波プローブ 20 と、診断装置本体 30 と、表示部 40 と、音声出力部 50 と、入力部 60 と、電源部 70 とを備えている。

【0018】

超音波プローブ 20 は、配列された N 個の図示しない振動素子とその先端部に有し、先端部を被検体の体表に接触させて超音波の送受信を行う。振動素子は電気音響変換素子であり、送信時には電気信号（駆動信号）を送信超音波（超音波パルス又は超音波連続波）に変換し、受信時には受信超音波（超音波反射波）を電氣的な受信信号に変換する。そして、これら振動素子の各々は、図示しない N チャンネルの多芯ケーブルを介して診断装置本体 30 が備える送受信部 2 に接続されている。なお、この実施形態では、 N 個の振動素子が設けられたセクタ走査用の超音波プローブ 20 を用いた超音波診断装置 100 について説明するが、リニア走査やコンベックス走査などに対応した超音波プローブを用いても良い。

30

【0019】

診断装置本体 30 は、送受信部 2、超音波データ生成部 3、画像データ生成部 4、表示データ生成部 5、音声データ生成部 6、送受信制御部 7、基準信号発生部 8、及び、システム制御部 9 を備えている。診断装置本体 30 は、振動素子を駆動すると共にこれらの振動素子から得られた受信信号に基づいて超音波データを生成し、更に、これらの超音波データを用いて各種の画像データや音声データを生成する。

40

【0020】

送受信部 2 は、被検体の所定方向に対して超音波パルス又は超音波連続波を送信するための駆動信号を振動素子に供給し、これらの振動素子から得られた複数チャンネル（ N チャンネル）の受信信号を整相加算する。超音波データ生成部 3 は、整相加算後の受信信号を処理することで、B モードデータ、カラードブラデータ、又は周波数スペクトラムデータなどの各種の超音波データを生成する。画像データ生成部 4 は、これらの超音波データに基づいて B モード画像データ、カラードブラ画像データ、又はスペクトラム画像データ

50

を生成する。表示データ生成部 5 は、これらの画像データや被検体情報などの付帯情報を合成することで表示用データを生成する。音声データ生成部 6 は、超音波データ生成部 3 にて生成された周波数スペクトラムデータに基づいて音声データを生成する。

【0021】

また、送受信制御部 7 は、超音波の送受信方向の制御、超音波の送受信における収束点の制御、及び、連続波ドプラスペクトラム法における超音波周波数や超音波の送受信方向の制御を、送受信部 2 に対して行う。基準信号発生部 8 は、システム制御部 9 から供給される高周波のシステムクロックパルスを分周して基準信号（超音波周波数 f_0 ）を発生する。システム制御部 9 は、診断装置本体 30 が備える上記の各部を統括的に制御する。

【0022】

次に、送受信部 2 及び超音波データ生成部 3 の具体的な構成について、図 2 を参照して説明する。図 2 に示す送受信部 2 は、送信部 21 と受信部 22 とを備えている。送信部 21 は、レートパルス発生器 211 と、送信遅延回路 212 と、駆動回路 213 とを備えている。送信部 21 は、被検体の所定方向に対して送信超音波を放射するための駆動信号を超音波プローブ 20 の振動素子へ供給する。受信部 22 は、これらの振動素子から得られた N チャンネルの受信信号に対して整相加算を行う。

【0023】

レートパルス発生器 211 は、超音波パルスを用いた B モード法、カラードプラ法、及びパルスドプラスペクトラム法において適用される。レートパルス発生器 211 は、被検体内に放射する送信超音波（超音波パルス）の繰り返し周波数を決定するレートパルスを、基準信号発生部 8 から供給される基準信号を分周することにより生成して送信遅延回路 212 へ供給する。

【0024】

送信遅延回路 212 は、例えば、超音波送信に使用される振動素子と同数（N チャンネル）の独立した遅延回路で構成されている。送信遅延回路 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送信超音波（超音波パルス又は超音波連続波）を収束するための遅延時間と、所定方向に送信超音波を放射するための遅延時間とを設定する。そして、N チャンネルで構成される駆動回路 213 は、超音波プローブ 20 に備えられた振動素子を駆動するための駆動信号を生成する。具体的には、駆動回路 213 は、B モード法、カラードプラ法、及びパルスドプラスペクトラム法における駆動用パルスを、遅延時間が与えられたレートパルスに基づいて生成する。さらに、駆動回路 213 は、送受信制御部 7 から供給される制御信号に基づいて、所定の超音波周波数と遅延位相とを有する連続波ドプラスペクトラム法における駆動用連続波を生成する。

【0025】

受信部 22 は、プリアンプ 221 と、受信遅延回路 222 と、加算器 223 とを備えている。プリアンプ 221 は、振動素子によって受信超音波から電気信号に変換された微小な受信信号を増幅することで十分な S/N を確保する。受信遅延回路 222 は、所定の深さからの受信超音波を収束するための遅延時間と、所定方向からの受信超音波に対して強い受信指向性を設定するための遅延時間とをプリアンプ 221 から出力された受信信号に与える。そして、受信遅延回路 222 において所定の遅延時間が与えられた受信信号は加算器 223 へ送られ、この加算器 223 において加算合成（整相加算）される。

【0026】

超音波データ生成部 3 は、B モードデータ生成部 31 と、周波数変換部 32 と、カラードプラデータ生成部 33 と、スペクトラムデータ生成部 34 とを備えている。B モードデータ生成部 31 は、受信部 22 の加算器 223 から出力された受信信号に所定の信号処理を行うことで B モードデータを生成する。周波数変換部 32 は、受信信号の周波数変換を行う。カラードプラデータ生成部 33 は、周波数変換後の受信信号から血流ドプラ成分を抽出し、この血流ドプラ成分に基づいてカラードプラデータを生成する。スペクトラムデータ生成部 34 は、周波数変換後の受信信号から血流ドプラ成分を抽出し、この血流ドプラ成分を FFT 分析することで、パルスドプラスペクトラム法又は連続波ドプラスペクト

10

20

30

40

50

ラム法における周波数スペクトラムデータを生成する。

【 0 0 2 7 】

以下では、Bモード法に適用されるBモードデータ生成部31と、連続波ドプラスペクトラム法に適用される周波数変換部32及びスペクトラムデータ生成部34とについて詳しく説明する。

【 0 0 2 8 】

Bモードデータ生成部31は、対数変換器311と、包絡線検波器312と、A/D変換器313とを備えている。対数変換器311は、受信部22の加算器223から供給される受信信号の振幅を対数変換することで弱い信号を相対的に強調する。包絡線検波器312は、対数変換された受信信号の包絡線を検波することで振幅情報のみを検出する。A/D変換器313は、包絡線検波された受信信号をA/D変換することでBモードデータを生成する。

【 0 0 2 9 】

周波数変換部32は、 $\pi/2$ 移相器321と、ミキサ322-1と、ミキサ322-2と、LPF（低域通過フィルタ）323-1と、LPF323-2とを備えている。周波数変換部32は、送受信部2の受信部22から供給される受信信号に対して直交位相検波を行うことで受信信号の周波数変換を行う。一方、スペクトラムデータ生成部34は、高域通過フィルタ（HPF）341と、低域通過フィルタ（LPF）342と、A/D変換器343と、FFT分析器344とを備えている。スペクトラムデータ生成部34は、周波数変換後の受信信号から血流ドプラ成分を抽出し、この血流ドプラ成分をFFT分析することで連続波ドプラスペクトラム法における周波数スペクトラムデータを生成する。

【 0 0 3 0 】

次に、連続波ドプラスペクトラム法における周波数変換部32及びスペクトラムデータ生成部34の動作について説明する。連続波ドプラスペクトラム法において、受信部22の加算器223から出力された受信信号は、周波数変換部32のミキサ322-1及びミキサ322-2の第1の入力端子に入力される。

【 0 0 3 1 】

一方、この受信信号の周波数（超音波周波数 f_0 ）と等しい周波数を有する基準信号が、基準信号発生部8からミキサ322-1の第2の入力端子に直接供給される。さらに、 $\pi/2$ 移相器321を介することにより位相が90度シフトした基準信号が、ミキサ322-2の第2の入力端子に供給される。そして、ミキサ322-1及びミキサ322-2の出力は、LPF323-1及びLPF323-2に送られ、加算器223から出力される受信信号の周波数と、基準信号発生部8から供給される基準信号の周波数との和の成分が除去され、差の成分のみが検出される。

【 0 0 3 2 】

LPF323-1及びLPF323-2から出力された周波数変換後の受信信号は、スペクトラムデータ生成部34のHPF341及びLPF342に供給される。HPF341及びLPF342は、受信信号に含まれる生体組織からの反射波に基づくクラッタ成分や、この受信信号に混入した電源部70に起因するスイッチングノイズを除去することで、血流からの反射波に基づく血流ドプラ成分を抽出する。HPF341は、所定の遮断周波数（ $\pm f_a$ ）を有し、LPF342は、所定の遮断周波数（ $\pm f_b$ ）を有する。この実施形態では、遮断周波数 $f_a < 遮断周波数 f_b$ の関係が成立している。なお、HPF341及びLPF342の順序を入れ替えても良いし、HPF341及びLPF342の替わりに、BPF（帯域通過フィルタ）を用いても良い。

【 0 0 3 3 】

HPF341及びLPF342にて上述した不要成分を除去することにより抽出された血流ドプラ成分は、A/D変換器343においてデジタル信号に変換されてFFT分析器344に供給される。FFT分析器344は、A/D変換後の血流ドプラ成分をFFT分析することで周波数スペクトラムデータを生成する。なお、上述した血流ドプラ成分とクラッタ成分とを含む受信信号に重畳されたスイッチングノイズと、そのスイッチングノイ

10

20

30

40

50

ズの除去方法とについては後述する。

【 0 0 3 4 】

図 1 に示す画像データ生成部 4 は、図示しない B モードデータ記憶部、カラードブラ記憶部、及びスペクトラムデータ記憶部を備えている。そして、画像データ生成部 4 は、被検体に対する超音波の送受信に伴って B モードデータ生成部 3 1 から順次供給される B モードデータを、超音波の送受信方向に対応させて B モードデータ記憶部に保存することにより B モード画像データを生成する。同様に、画像データ生成部 4 は、カラードブラデータ生成部 3 3 から供給されるカラードブラデータを、カラードブラデータ記憶部に保存することによりカラードブラ画像データを生成する。さらに、画像データ生成部 4 は、パルスドブラスペクトラム法又は連続波ドブラスペクトラム法においてスペクトラムデータ生成部 3 4 から時系列的に供給される周波数スペクトラムデータを、スペクトラムデータ記憶部に順次保存することによりスペクトラム画像データを生成する。

10

【 0 0 3 5 】

表示データ生成部 5 は、上述した B モード画像データ、カラードブラ画像データ、パルスドブラスペクトラム法や連続波ドブラスペクトラム法におけるスペクトラム画像データ、更には、被検体情報などの付帯情報を必要に応じて合成し、所定の変換処理を行うことで表示用データを生成する。そして、生成された表示用データは、表示部 4 0 に備えられた C R T モニタや液晶モニタなどに表示される。

【 0 0 3 6 】

音声データ生成部 6 は、パルスドブラスペクトラム法又は連続波ドブラスペクトラム法において超音波データ生成部 3 から供給された時系列的な周波数スペクトラムデータを受信し、例えば、この周波数スペクトラムデータにおける最大周波数成分（最大流速値）の時間的变化に対応した音声データを生成する。そして、生成された音声データは、音声出力部 5 0 に備えられたスピーカに供給されて音声に変換される。すなわち、操作者は、スピーカから出力される音声によって周波数スペクトラムデータの時間的变化を把握することが可能となる。

20

【 0 0 3 7 】

図 1 に示す電源部 7 0 は、スイッチング電源 7 1 とフィルタ回路 7 2 とを備えている。スイッチング電源 7 1 は、スイッチング駆動信号生成部と、スイッチング素子やコンデンサ、コイル、ダイオードなどの素子を備えたスイッチング部（いずれも図示しない）とを備えている。スイッチング電源 7 1 は、自己の入力端子から供給される直流電力や商用の交流電力を所望の直流電力に変換する。

30

【 0 0 3 8 】

スイッチング駆動信号生成部は、診断装置本体 3 0 の基準信号発生部 8 から供給される超音波パルスの中心周波数又は超音波連続波の周波数（超音波周波数 f_0 ）と、スペクトラムデータ生成部 3 4 に備えられている L P F 3 4 2 の遮断周波数（ $\pm f_b$ ）とに基づいてスイッチング周波数 f_s を生成する。そして、スイッチング駆動信号生成部は、そのスイッチング周波数 f_s を有するスイッチング駆動信号をスイッチング部のスイッチング素子に供給することで、所望の直流電力を生成する。この場合、スイッチング電源 7 1 から出力される直流電圧の大きさは、入力電圧とスイッチング部における O N / O F F 時間の割合（デューティ比）とによって決定される。

40

【 0 0 3 9 】

ここで、スイッチング駆動信号とスイッチングノイズとについて図 3 を参照して説明する。図 3（a）には、スイッチング電源 7 1 のスイッチング駆動信号生成部において生成される周期 T_s のスイッチング駆動信号を示す。図 3（b）には、このスイッチング駆動信号が供給されたスイッチング部において発生するスイッチングノイズ（スイッチング駆動信号の高調波成分）の周波数スペクトラムを示す。

【 0 0 4 0 】

スイッチング周波数 f_s を有するスイッチング駆動信号が生成される場合、図 3（b）に示すように、スイッチングノイズの周波数スペクトラムはスイッチング周波数 f_s の整

50

数倍の位置に線スペクトラムとして分布し、その大きさは上述のデューティ比に依存する。そして、このような周波数特性を有するスイッチングノイズが重畳されたスイッチング電源 71 の直流電力は、フィルタ回路 72 へ供給される。

【0041】

この実施形態では、スイッチング駆動信号生成部は、以下の条件 (1)、(2)、及び (3) を満たすスイッチング周波数 f_s を生成する。

(1) スwitchング周波数 f_s を、低域通過フィルタである LPF 342 の遮断周波数 f_b の 2 倍以上とする。

(2) スwitchング周波数 f_s の m 倍である周波数 $f_s(m)$ を、超音波周波数 f_0 から遮断周波数 f_b を引いた周波数 ($f_0 - f_b$) 未満とする。

(3) スwitchング周波数 f_s の $(m+1)$ 倍である周波数 $f_s(m+1)$ を、超音波周波数 f_0 に遮断周波数 f_b を加えた周波数 ($f_0 + f_b$) より大きくする。

ここで、 m は整数である。

【0042】

上記の条件 (1) ~ (3) を以下の式で表わす。

$$f_s \geq 2 \times f_b \quad \cdots \text{式 (1)}$$

$$m \times f_s < f_0 - f_b \quad \cdots \text{式 (2)}$$

$$(m+1) \times f_s > f_0 + f_b \quad \cdots \text{式 (3)}$$

ここで、 $m \times f_s = f_s(m)$ 、 $(m+1) \times f_s = f_s(m+1)$

式 (1) が上記の条件 (1) を表し、式 (2) が上記の条件 (2) を表し、式 (3) が上記の条件 (3) を表している。

【0043】

上記の式 (1) ~ (3) により、スイッチング周波数 f_s は、次の式 (1) と式 (4) とで表わされる。

$$f_s \geq 2 \times f_b \quad \cdots \text{式 (1)}$$

$$(f_0 + f_b) / (m+1) < f_s < (f_0 - f_b) / m \quad \cdots \text{式 (4)}$$

【0044】

すなわち、スイッチング駆動信号生成部は、遮断周波数 f_b の 2 倍以上となる周波数をスイッチング周波数 f_s として生成し、かつ、超音波周波数 f_0 に遮断周波数 f_b を加えた周波数 ($f_0 + f_b$) を整数 $(m+1)$ で分周した周波数と、超音波周波数 f_0 から遮断周波数 f_b を引いた周波数 ($f_0 - f_b$) を整数 m で分周した周波数との間の帯域に含まれる周波数をスイッチング周波数 f_s として生成する。

【0045】

また、上記の式 (1) ~ (3) により、超音波周波数 f_0 とスイッチング周波数 f_s との関係は以下の式で表わされる。

$$(f_s(m) + f_b) < f_0 < (f_s(m+1) - f_b) \quad \cdots \text{式 (5)}$$

【0046】

スイッチング駆動信号生成部は、上述した条件 (1) ~ (3) (式 (1) ~ (3)、すなわち式 (1) と式 (4)) に従ってスイッチング周波数 f_s を生成し、そのスイッチング周波数 f_s を有するスイッチング駆動信号をスイッチング部のスイッチング素子に供給することで、所望の直流電力を生成する。そして、スイッチング電源 71 の直流電力は、フィルタ回路 72 へ供給される。

【0047】

フィルタ回路 72 は、スイッチング電源 71 の出力端子に接続され、スイッチング電源 71 から直流電源ラインを介して診断装置本体 30 に侵入するスイッチングノイズを低減する。そして、フィルタ回路 72 によってスイッチングノイズが除去された直流電力は、診断装置本体 30 の各部に供給される。なお、スイッチング周波数 f_s が高いほどスイッチング電源 71 の小型化が容易となるが、スイッチング電源 71 から空中あるいは電源ラインを介して診断装置本体 30 に侵入するスイッチングノイズはスイッチング周波数の増大に伴って増大し、従って、受信信号に混入するスイッチングノイズも増大する。このよ

10

20

30

40

50

うなスイッチングノイズの混入を低減するために、スイッチング電源 7 1 の出力端子に対するフィルタ回路 7 2 の挿入や、図示しないシールド材の装着などの対策が従来から行われてきた。しかしながら、上述したように、このような方法により受信信号に混入するスイッチングノイズを許容レベル以下に低減することは極めて困難である。

【 0 0 4 8 】

次に、この実施形態において、上述した血流ドブラ成分及びクラッタ成分を有する受信信号に重畳されるスイッチングノイズとその除去について、図 4 から図 7 を参照して説明する。なお、この実施形態では、受信信号は、スペクトラムデータ生成部 3 4 の FFT 分析器 3 4 4 にて周波数領域で表わされる周波数スペクトラムデータに変換されるが、図 4 から図 6 においては、スイッチングノイズとその除去方法とについて、周波数領域で説明する。

【 0 0 4 9 】

図 4 は、この実施形態に係る周波数変換部にて行われる受信信号の周波数変換を説明するための図である。図 4 (a) には、受信部 2 2 の加算器 2 2 3 から周波数変換部 3 2 のミキサ 3 2 2 - 1 及びミキサ 3 2 2 - 2 に供給される周波数変換前の受信信号と、この受信信号に混入したスイッチング電源 7 1 に起因するスイッチングノイズとを示している。この場合の受信信号は、連続波ドブラスペクトラム法における超音波周波数 f_0 を中心として分布するクラッタ成分 D_t と、周波数 $(f_0 + f_d)$ を中心として分布する血流ドブラ成分 D_v とを有している。ここで、周波数 f_d は血流によりドブラシフト周波数である。

【 0 0 5 0 】

一方、スイッチング電源 7 1 に起因するスイッチングノイズは、図 3 (b) で既に示したように、スイッチング周波数 f_s の整数倍の位置に線スペクトラムとして分布している。具体的には、スイッチング周波数 f_s の m 倍である周波数 $f_s(m)$ の位置に、 m 番目の線スペクトラム $N(m)$ が分布し、スイッチング周波数 f_s の $(m+1)$ 倍である周波数 $f_s(m+1)$ の位置に、 $(m+1)$ 番目の線スペクトラム $N(m+1)$ が分布する。スイッチング周波数 f_s とスイッチングノイズとの関係をまとめると、以下の式で表わされる。

$$N(m) / m = N(m+1) / (m+1) = f_s$$

【 0 0 5 1 】

以上のような周波数スペクトラムを有する受信信号及びスイッチングノイズは、周波数変換部 3 2 によって、図 4 (b) に示すようなスペクトラムに変換される。すなわち、図 4 (a) において超音波周波数 f_0 を中心に分布していた受信信号のクラッタ成分は、周波数 f_0 だけ負方向にシフトして周波数零の近傍に位置する。また、周波数 $(f_0 + f_d)$ を中心に分布していた血流ドブラ成分も同様にして、負方向に周波数 f_0 だけシフトして周波数 f_d の近傍に位置する。さらに、スイッチングノイズの m 番目の線スペクトラム $N(m)$ も同様にして、負方向に周波数 f_0 だけシフトして周波数 $(f_s(m) - f_0)$ の近傍に位置する。また、スイッチングノイズの $(m+1)$ 番目の線スペクトラム $N(m+1)$ も同様にして、負方向に周波数 f_0 だけシフトして周波数 $(f_s(m+1) - f_0)$ の近傍に位置する。

【 0 0 5 2 】

次に、フィルタリング処理について図 5 を参照して説明する。図 5 は、連続波ドブラスペクトラム法におけるスペクトラムデータ生成部が行うフィルタリング処理を説明するための図である。このフィルタリング処理は、スペクトラムデータ生成部 3 4 が備える H P F 3 4 1 と L P F 3 4 2 とによって行われる。

【 0 0 5 3 】

上述したように、この実施形態におけるスイッチング周波数 f_s は、上述した条件 (1) ~ (3) (式 (1) ~ (3)、すなわち式 (1) と式 (4)) を満たすように設定されているため、周波数 $(f_s(m) - f_0)$ を中心に分布するスイッチングノイズの m 番目の線スペクトラム $N(m)$ は、遮断周波数 $(-f_b)$ 未満に発生している。また、周波数

($f_s(m+1) - f_0$)を中心に分布するスイッチングノイズの($m+1$)番目の線スペクトラム $N(m+1)$ は、遮断周波数($+f_b$)より大きい位置に発生している。

スイッチングノイズは、スイッチング周波数 f_s の整数倍の位置に発生するため、上記の式(1)に従って、スイッチング周波数 f_s を遮断周波数 f_b の2倍以上とすることで、帯域幅($2 \times f_b$)以上の間隔をおいてスイッチングノイズを発生させることができる。さらに、式(1)に示す条件に加えて、上記の式(2)と式(3)、すなわち、式(4)に従ってスイッチング周波数 f_s を生成することで、遮断周波数($\pm f_b$)の遮断帯域にスイッチングノイズを発生させることができる。

【0054】

そして、図5(a)に示すように、周波数零の近傍に分布するクラッタ成分 D_t は、所定の遮断周波数($\pm f_a$)を有するHPF341によって除去される。また、スイッチングノイズの線スペクトラム $N(1)$ から $N(m)$ 、及び、線スペクトラム $N(m+1)$ 、 $N(m+2)$ 、・・・は、遮断周波数($\pm f_b$)の遮断帯域に存在するため、遮断周波数($\pm f_b$)を有するLPF342によって除去される。このようにクラッタ成分 D_t とスイッチングノイズの線スペクトラムとが除去されることで、図5(b)に示す血流ドブラ成分 D_v が抽出される。

【0055】

HPF341及びLPF342にて不要成分を除去することにより抽出された血流ドブラ成分は、A/D変換器343においてデジタル信号に変換されてFFT分析器344に供給される。FFT分析器344は、A/D変換後の血流ドブラ成分をFFT分析することで周波数スペクトラムデータを生成する。

【0056】

ここで、従来技術に係る方法によって得られる受信信号及びスイッチングノイズの周波数スペクトラムと、フィルタリング処理とについて図6を参照して説明する。図6は、従来技術に係るスイッチングノイズとフィルタリング処理とを説明するための図である。

【0057】

従来においては、スイッチング電源71のスイッチング周波数 f_s を、フィルタリング処理における遮断周波数に対して独立に設定している。この場合においても、スイッチングノイズは上述と同様にしてスイッチング周波数 f_s の整数倍の位置に線スペクトラムとして存在する。しかしながら、これらの線スペクトラムは、遮断周波数($\pm f_b$)を有するLPF342の遮断帯域に含まれるとは限らず、図6(a)に示すスイッチングノイズの線スペクトラム $N(m)$ 又は線スペクトラム $N(m+1)$ のように、HPF341やLPF342によって形成される遮断帯域の外部に存在する場合がある。従って、このような線スペクトラム $N(m)$ や線スペクトラム $N(m+1)$ は、HPF341及びLPF342を用いたフィルタリング処理によって除去することは不可能となる。その結果、図6(b)に示すように、スイッチングノイズの線スペクトラム $N(m)$ 又は線スペクトラム $N(m+1)$ は、血流ドブラ成分 D_v に混入した状態でLPF342から出力される。

【0058】

以上のように、スイッチング電源71のスイッチング周波数 f_s をフィルタリング処理における遮断周波数に対して独立に設定する従来の方法では、受信信号に混入したスイッチングノイズを許容レベル以下に低減させることは極めて困難である。これに対して、この実施形態では、スイッチング周波数 f_s が、上述した条件(1)～(3)(式(1)～(3)、すなわち式(1)と式(4))に従って設定されているため、スイッチングノイズを遮断周波数($\pm f_b$)の遮断帯域に発生させることが可能となる。その結果、受信信号に混入したスイッチングノイズを大幅に低減することが可能となる。

【0059】

次に、この実施形態に係る超音波診断装置100にて得られるスペクトラム画像データと、従来技術に係る方法によって得られるスペクトラム画像データとを図7に示す。図7は、この発明の実施形態における連続波ドブラスペクトラム法及び従来の連続波ドブラスペクトラム法にて生成されたスペクトラム画像データを示す図である。図7には、スペク

10

20

30

40

50

トラムデータ生成部 34 において生成された周波数スペクトラムデータを時系列的に配列して生成したスペクトラム画像データが示されている。図 7 (a) には、この実施形態に係る方法によって得られた血流ドブラ成分 D_v のみを有するスペクトラム画像データが示されている。図 7 (b) には、従来の方法（すなわち、スイッチング電源 71 のスイッチング周波数 f_s をフィルタリング処理における遮断周波数に対して独立に設定する方法）によって得られたスペクトラム画像データが示されている。従来の方法で得られたスペクトラム画像データには、線スペクトラム $N_x(m)$ 及び線スペクトラム $N_x(m+1)$ を有するスイッチングノイズが血流ドブラ成分 D_v に混入している。

【 0060 】

これらのスペクトラム画像データの比較から明らかなように、従来のスペクトラム画像データにおいて、時系列的な血流情報 D_0 に重畳した線状のノイズ成分 $N_0(m)$ 及びノイズ成分 $N_0(m+1)$ は、この実施形態に係る方法によって、許容可能なレベルまで低減させることが可能となる。

【 0061 】

以上のように、この実施形態に係る超音波診断装置 100 によると、連続波ドブラスペクトラム法の受信信号に混入したスイッチング電源に起因するスイッチングノイズを容易に除去することが可能となる。そのことにより、スペクトラム画像データの観測や各種の血流情報の計測をより正確に行うことが可能となり、その結果、診断の精度を向上させることが可能となる。

【 0062 】

なお、この発明は上述した実施形態に限定されるものではない。上述した実施形態では、シングルフェーズのスイッチング電源 71 を使用した場合について説明したが、マルチフェーズのスイッチング電源を使用しても良い。

【 0063 】

マルチフェーズのスイッチング電源を用いた変形例について図 8 を参照して説明する。図 8 は、この実施形態の変形例におけるマルチフェーズのスイッチング電源を説明するための図である。図 8 (a) に示すように、マルチフェーズのスイッチング電源 71 a は、スイッチング駆動信号生成部 711 とスイッチング部 712 とを備えている。スイッチング駆動信号生成部 711 は、例えば、3 チャンネルのスイッチング駆動信号を生成する。スイッチング部 712 は、自己の入力端子から供給される直流電力や商用の交流電力をスイッチング駆動信号に基づいて所望の直流電力に変換する。このスイッチング部 712 は、3 チャンネルのスイッチング素子 713 ~ 715 と、平滑用のコイル 716 と、コンデンサ 717 とを備えている。そして、スイッチング駆動信号生成部 711 は、図 8 (b) から図 8 (d) に示すように、位相が $2\pi/3$ ずつシフトした 3 チャンネルのスイッチング駆動信号を、スイッチング素子 713 ~ 715 の各々に供給することにより、所望の直流電力への変換を行っている。

【 0064 】

この場合、スイッチング素子 713 ~ 715 の各々に供給されるスイッチング駆動信号のスイッチング周波数は上述した実施形態と同様に f_s であっても、スイッチング電源 71 a のスイッチング周波数 f_{sa} は $3f_s$ となる。このため、スイッチング周波数 f_{sa} を、上述した条件 (1) ~ (3) (式 (1) ~ (3) 、すなわち式 (1) と式 (4)) に従って設定することにより、スイッチング電源 71 a から発生するスイッチングノイズを容易に除去することが可能となる。さらに、スイッチングノイズにおける隣接した線スペクトラムの間隔が、図 5 (a) に示す間隔の 3 倍になるため、LPF 342 の遮断周波数 f_b を高く設定することができ、その結果、高い流速値を有する血流ドブラ成分 D_v の計測が可能となる。

【 0065 】

なお、複数種類のスイッチング電源が用いられる超音波診断装置では、上述したようなスイッチング周波数の設定は、すべてのスイッチング電源に対して行うことが望ましいが、スペクトラム画像データの生成に直接関与しているユニットのスイッチング電源に対し

10

20

30

40

50

て優先的にスイッチング周波数の設定を行い、表示部 40 や入力部 60 などのスイッチング電源のスイッチング周波数はフィルタリング処理における遮断周波数に対して独立に設定しても構わない。

【0066】

上述した実施形態では、連続波ドプラスペクトラム法で取得された受信信号に混入したスイッチング電源 71 に起因するスイッチングノイズを除去する場合について説明したが、この発明はこれに限定されるものではない。例えば、スペクトラムデータ生成部 34 の A/D 変換器 343 や音声データ生成部 6 などにおいて発生する周期的なノイズが受信信号に混入する場合においても、これらのユニットにおける変換周波数や駆動周波数を、上述した条件 (1) ~ (3) (式 (1) ~ (3)、すなわち式 (1) と式 (4)) に従って設定することにより、上述したノイズを除去することが可能となる。

10

【0067】

例えば、音声データ生成部 6 に、周波数スペクトラムデータにおける最大周波数成分を検出する最大周波数検出部と、この最大周波数の時間変化をパルス幅に変換する PW 変換部 (いずれも図示しない) とを設ける。最大周波数検出部は、超音波データ生成部 3 のスペクトラムデータ生成部 34 から供給される時系列的な周波数スペクトラムデータにおける最大周波数を検出する。PW 変換部は、図 9 (a) に示す最大周波数の変化量 D_m に対応したパルス幅 W と所定の変換周波数 f_c ($f_c = 1/T_c$ 、 T_c は変換周期) とを有する音声データ (図 9 (b)) を生成する。このとき、上述した変換周波数 f_c を、上述した条件 (1) ~ (3) (式 (1) ~ (3)、すなわち式 (1) と式 (4)) に従って設定することにより、受信信号に混入した音声データに起因するノイズを容易に除去することが可能となる。すなわち、遮断周波数 f_b の 2 倍以上の周波数であって、超音波周波数 f_0 に遮断周波数 f_b を加えた周波数を整数 $(m+1)$ で分周した周波数と、超音波周波数 f_0 から遮断周波数 f_b を引いた周波数を整数 m で分周した周波数との間の帯域に含まれる周波数を変換周波数 f_c とすることで、受信信号に混入した音声データに起因するノイズを除去することが可能となる。

20

【0068】

なお、複数のユニットから発生する周期的なノイズが受信信号に混入する場合、これらのユニットにおける変換周波数や駆動周波数のすべてを、上述した条件 (1) ~ (3) に従って設定することが望ましいが、混入の度合いが最も大きい変換周波数や駆動周波数を上記の方法によって優先的に設定しても構わない。

30

【図面の簡単な説明】

【0069】

【図 1】この発明の実施形態に係る超音波診断装置を示すブロック図である。

【図 2】この実施形態に係る超音波診断装置が備える送受信部及び超音波データ生成部を示すブロック図である。

【図 3】この実施形態に係るスイッチング電源にて発生するスイッチングノイズの線スペクトラムを示す図である。

【図 4】この実施形態に係る周波数変換部にて行われる受信信号の周波数変換を説明するための図である。

40

【図 5】連続波ドプラスペクトラム法におけるスペクトラムデータ生成部が行うフィルタリング処理を説明するための図である。

【図 6】従来技術に係るスイッチングノイズとフィルタリング処理とを説明するための図である。

【図 7】この発明の実施形態における連続波ドプラスペクトラム法及び従来の連続波ドプラスペクトラム法にて生成されたスペクトラム画像データを示す図である。

【図 8】この実施形態の変形例に係るマルチフェーズのスイッチング電源を説明するための図である。

【図 9】この実施形態に係る音声データ生成部にて生成される音声データの 1 例を示す図である。

50

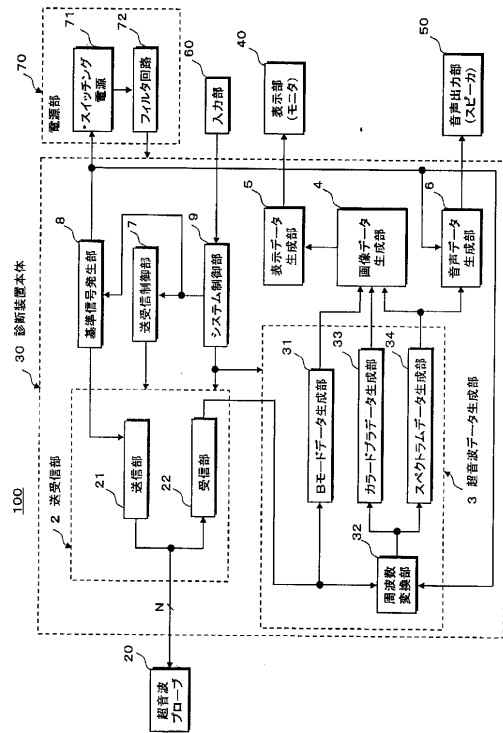
【図 10】スイッチングノイズが混入した従来の周波数スペクトラムデータ及びスペクトラム画像データを示す図である。

【符号の説明】

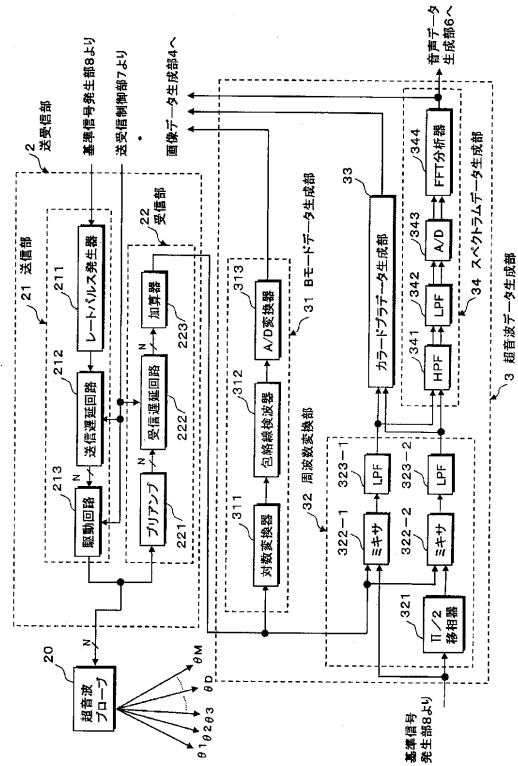
【0070】

2	送受信部	
2 1	送信部	
2 1 1	レートパルス発生器	
2 1 2	送信遅延回路	
2 1 3	駆動回路	
2 2	受信部	10
2 2 1	プリアンプ	
2 2 2	受信遅延回路	
2 2 3	加算器	
3	超音波データ生成部	
3 1	Bモードデータ生成部	
3 1 1	対数変換器	
3 1 2	包絡線検波器	
3 1 3	A / D変換器	
3 2	周波数変換部	
3 2 1	$\pi / 2$ 移相器	20
3 2 2 - 1、3 2 2 - 2	ミキサ	
3 2 3 - 1、3 2 3 - 2	L P F	
3 3	カラードプラデータ生成部	
3 4	スペクトラムデータ生成部	
3 4 1	H P F	
3 4 2	L P F	
3 4 3	A / D変換器	
3 4 4	F F T分析器	
4	画像データ生成部	
5	表示データ生成部	30
6	音声データ生成部	
7	送受信制御部	
8	基準信号発生部	
9	システム制御部	
2 0	超音波プローブ	
3 0	診断装置本体	
4 0	表示部	
5 0	音声出力部	
6 0	入力部	
7 0	電源部	40
7 1	スイッチング電源	
7 2	フィルタ回路	
1 0 0	超音波診断装置	

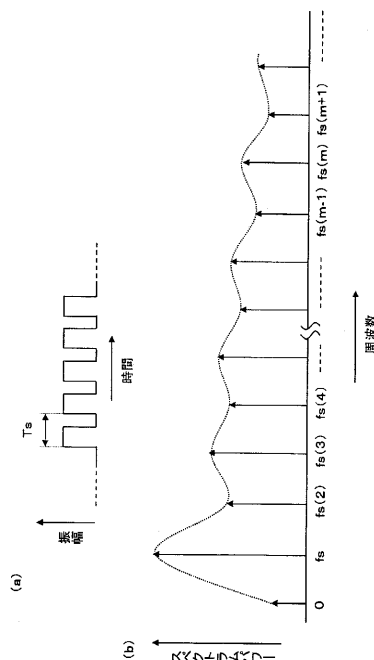
【図 1】



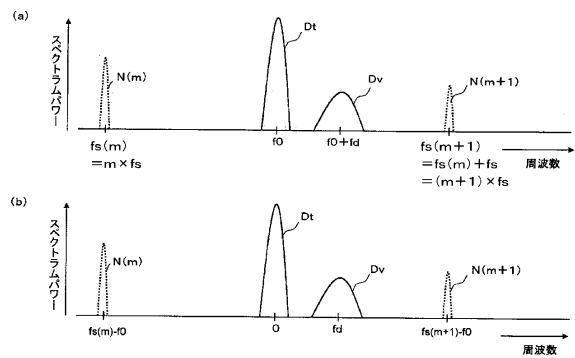
【図 2】



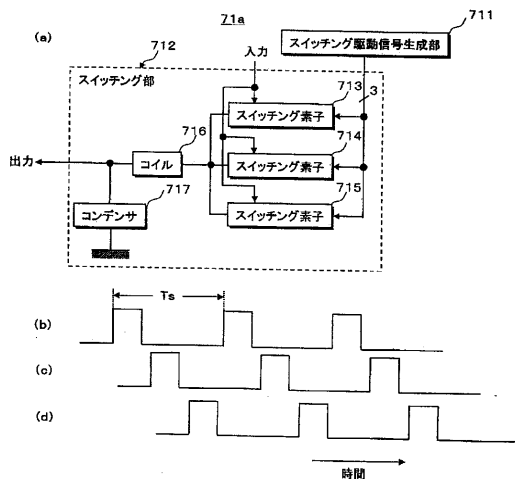
【図 3】



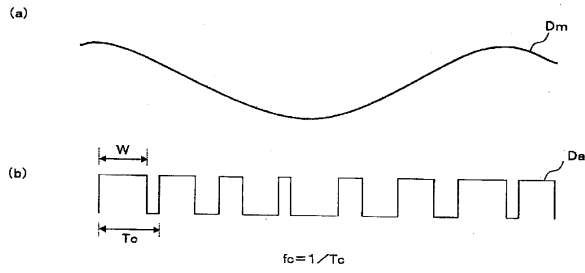
【図 4】



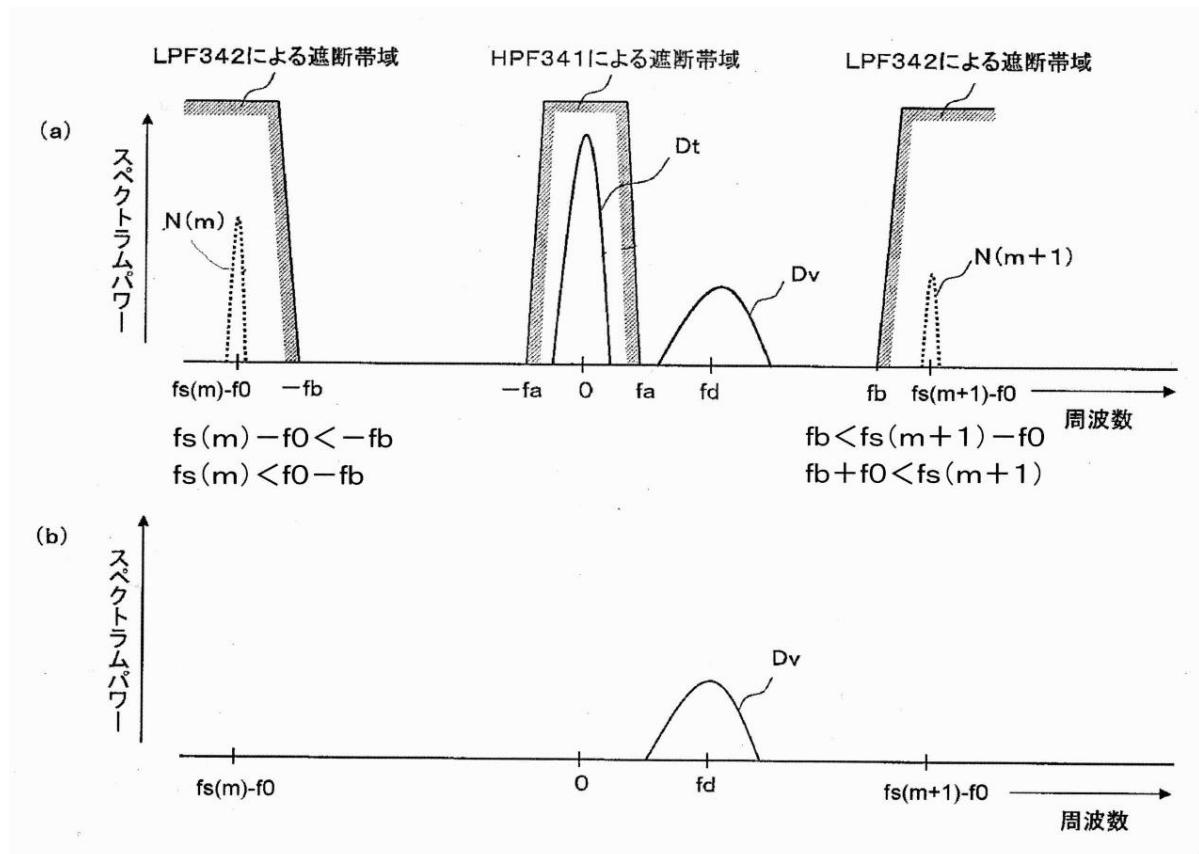
【図 8】



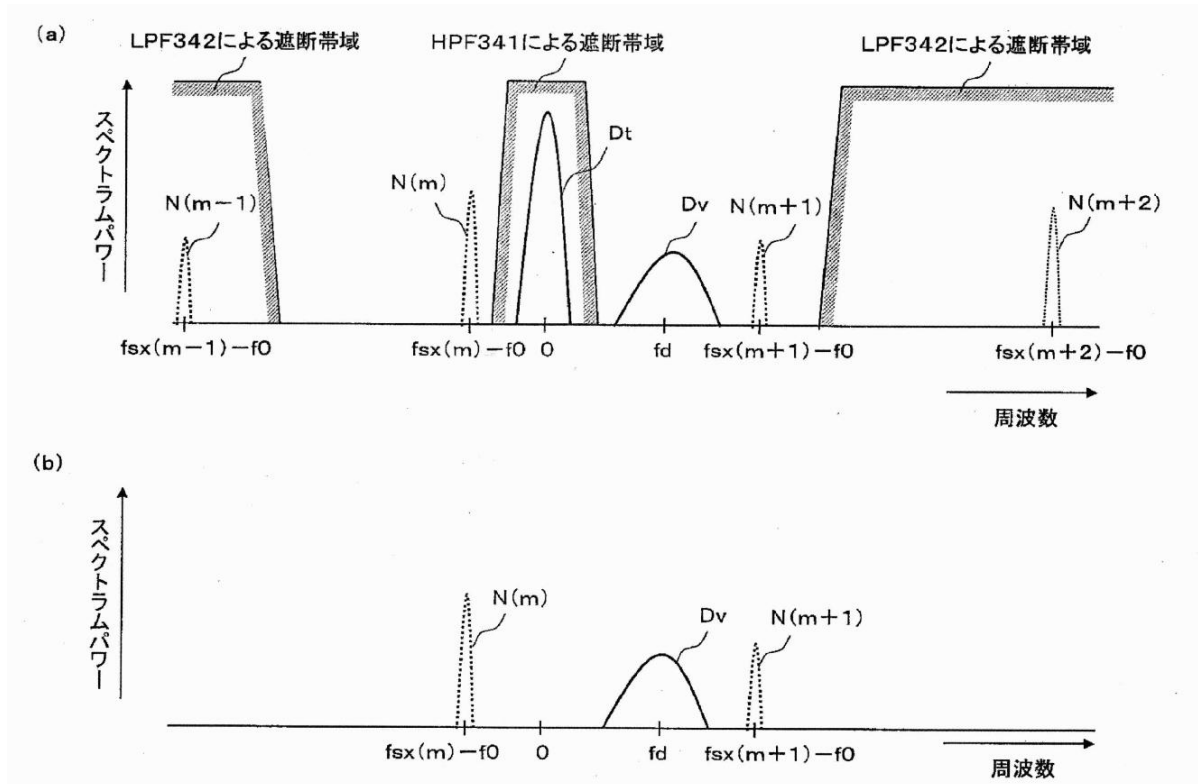
【図 9】



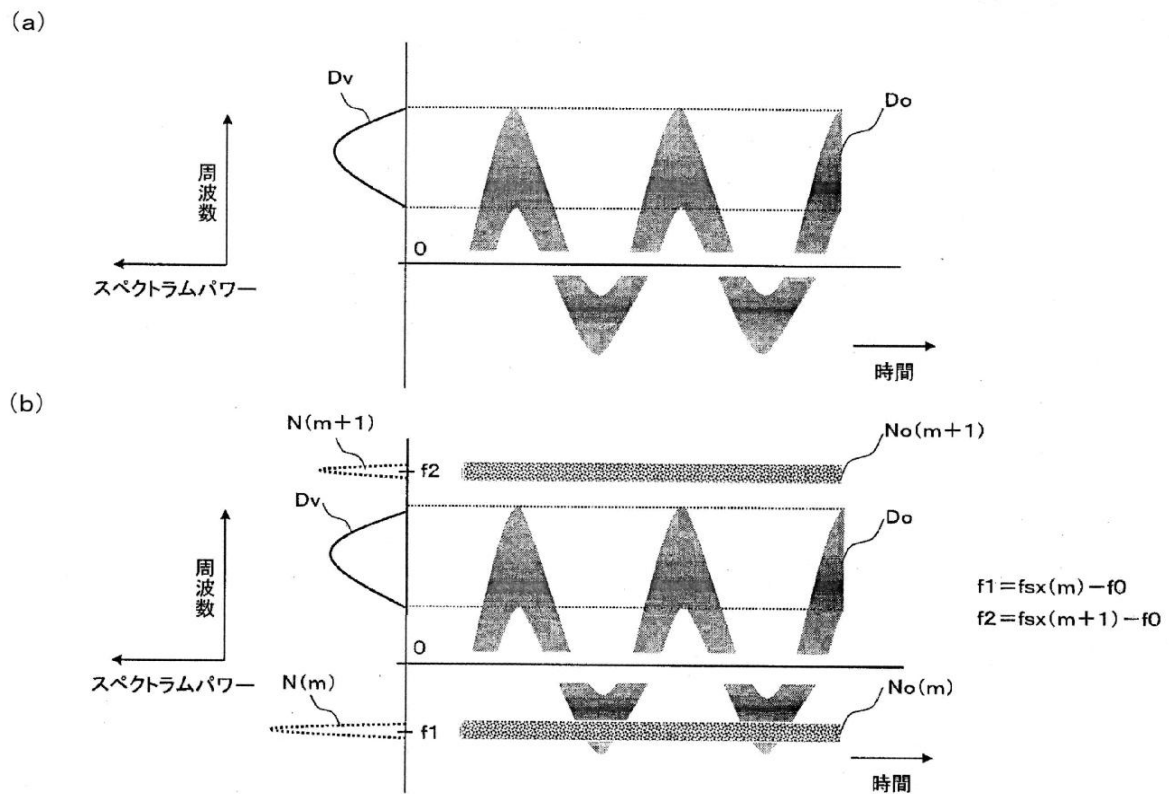
【図 5】



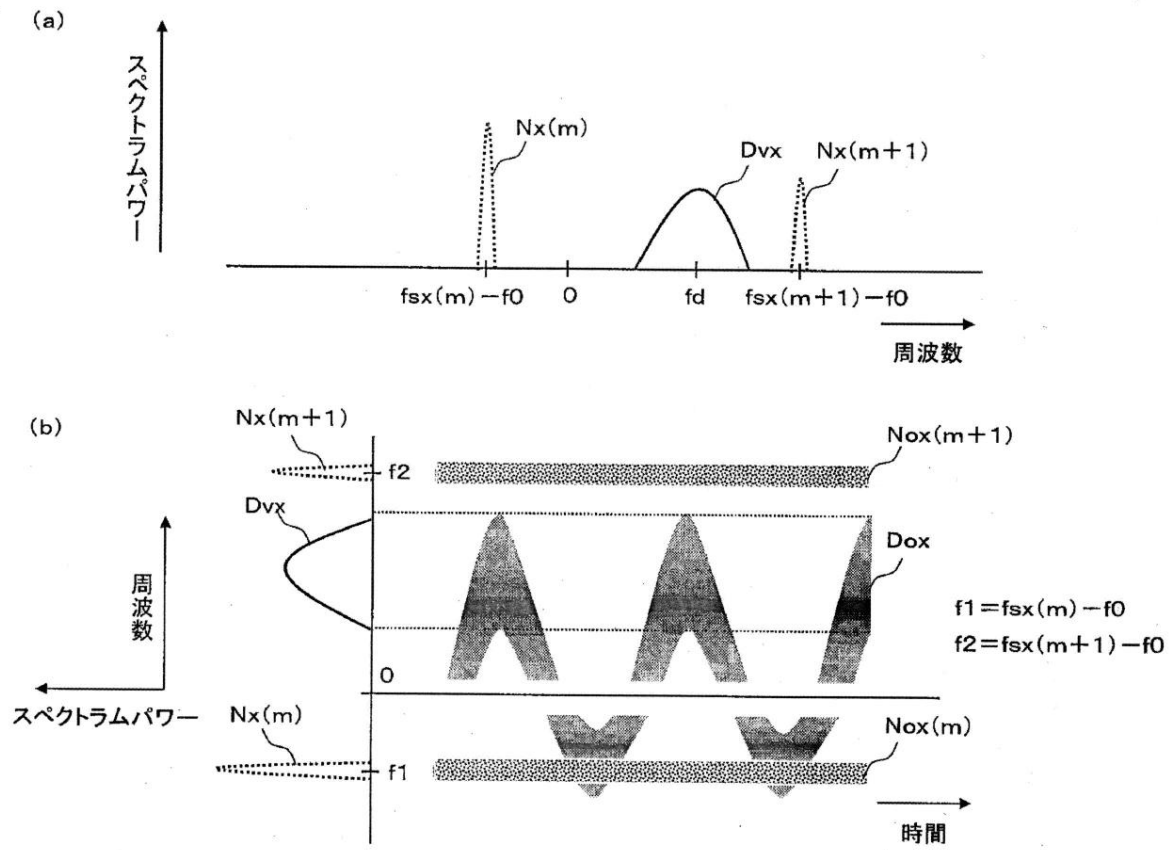
【図 6】



【図 7】



【図10】



フロントページの続き

- (72)発明者 長野 玄
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内
- (72)発明者 佐藤 友広
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内
- (72)発明者 倉俣 勝輝
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内
- (72)発明者 宇南山 憲一
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内

審査官 右▲高▼ 孝幸

- (56)参考文献 特開平 0 3 - 0 8 5 1 5 6 (J P , A)
特開 2 0 0 7 - 0 6 1 4 3 1 (J P , A)
特開 2 0 0 8 - 0 1 1 9 2 5 (J P , A)

- (58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
A 6 1 B 8 / 0 6

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP5537006B2	公开(公告)日	2014-07-02
申请号	JP2008234278	申请日	2008-09-12
[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	藤原周太 亀石 涉 長野 玄 佐藤友広 倉俣勝輝 宇南山憲一		
发明人	藤原 周太 亀石 涉 長野 玄 佐藤 友広 倉俣 勝輝 宇南山 憲一		
IPC分类号	A61B8/06		
FI分类号	A61B8/06		
F-TERM分类号	4C601/DE02 4C601/EE02 4C601/JB31 4C601/LL40		
其他公开文献	JP2010063732A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供一种能够消除通过连续波多普勒频谱方法收集的接收信号中混合的周期性噪声的超声诊断设备。一旦产生在A连续波多普勒谱法的光谱图像数据的，开关电源71在LPF342供给规定的直流电力到每一个超声波诊断装置100中，开关频率的至少两倍截止频率然后，进一步，这是小于的m倍的频率的开关频率减去从超声波频率的截止频率的频率低于开关频率（M + 1）的频率倍加截止频率的超声波频率的频率大产生满足条件的频率作为开关频率，并且通过基于开关频率的开关操作产生期望的DC功率。点域1

【 図 3 】

