

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5559655号
(P5559655)

(45) 発行日 平成26年7月23日(2014.7.23)

(24) 登録日 平成26年6月13日(2014.6.13)

(51) Int.Cl.

F 1

A 6 1 B 8/06 (2006.01)

A 6 1 B 8/06

請求項の数 5 (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2010-228631 (P2010-228631)
 (22) 出願日 平成22年10月8日(2010.10.8)
 (65) 公開番号 特開2012-81003 (P2012-81003A)
 (43) 公開日 平成24年4月26日(2012.4.26)
 審査請求日 平成25年9月3日(2013.9.3)

(73) 特許権者 390029791
 日立アロカメディカル株式会社
 東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号
 (74) 代理人 110001210
 特許業務法人 Y K I 国際特許事務所
 (72) 発明者 大洞 喜正
 石川県石川郡野々市町扇が丘7番1号 学
 校法人金沢工業大学内
 (72) 発明者 国田 正徳
 東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号 アロ
 カ株式会社内

審査官 後藤 順也

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】

正弦関数と余弦関数に基づいた2列の数値パターンを合成して得られる周期性を備えた連続波の送信信号を出力する送信信号処理部と、

前記送信信号に対応した超音波を生体に送波して当該生体から超音波を受波することにより受信信号を得る超音波送受部と、

前記2列の数値パターンに基づいて得られる参照信号を利用して、生体内の目標位置との間の相関関係を調整しつつ前記受信信号に対して復調処理を施すことにより、当該目標位置に対応した復調信号を得る受信信号処理部と、

前記目標位置に対応した復調信号から生体内情報を抽出する生体内情報抽出部と、
 を有し、

前記2列の数値パターンは、正弦関数から得られる正弦パターンと余弦関数から得られる余弦パターンであり、

前記送信信号処理部は、正弦パターンと余弦パターンを合成して得られる位相パターンに従って位相を変化させた連続波の送信信号を出力し、

前記受信信号処理部は、正弦パターンに基づいて得られる第1参照信号と余弦パターンに基づいて得られる第2参照信号とからなる参照信号の組を利用して、生体内の目標位置との間の相関関係を調整しつつ前記受信信号に対して復調処理を施す、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 2】

10

20

請求項 1 に記載の超音波診断装置において、

前記受信信号処理部は、前記第 1 参照信号を利用して前記受信信号に対して復調処理を施すことにより得られる第 1 復調信号と、前記第 2 参照信号を利用して前記受信信号に対して復調処理を施すことにより得られる第 2 復調信号と、を合成処理する、
ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載の超音波診断装置において、

前記正弦パターンは、互いに異なる N 個 (N は自然数で偶数) の位相値に対応した N 個の正弦関数値で構成され、

前記余弦パターンは、当該 N 個の位相値に対応した N 個の余弦関数値で構成され、

前記連続波の送信信号は、当該 N 個の位相値に対応したパターン長 N の位相パターンを備える、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 4】

請求項 3 に記載の超音波診断装置において、

前記送信信号処理部は、パターン長 N の位相パターンを繰り返すように前記連続波の送信信号を出力し、

前記受信信号処理部は、パターン長 N を n 個 (n は自然数) ごとに m ブロック (m は自然数) に分割して、各ブロックごとに部分的な復調信号を得ることにより、パターン長 N に対応した m ブロックに亘る部分的な復調信号を抽出する、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 5】

請求項 4 に記載の超音波診断装置において、

前記受信信号処理部は、各ブロックごとに次々に得られる複数の部分的な復調信号を得られた順に並べた復調信号列内で、 m ブロックの範囲を 1 ブロックずつシフトさせつつ段階的に、パターン長 N に対応した m ブロックに亘る復調信号列を抽出する、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、超音波診断装置に関し、特に、連続波を利用する超音波診断装置に関する。

【背景技術】

【0002】

超音波診断装置の連続波を利用した技術として、連続波ドブラが知られている。連続波ドブラでは、例えば、数 MHz の正弦波である送信波が生体内へ連続的に放射され、生体内からの反射波が連続的に受波される。反射波には、生体内における運動体 (例えば血流など) によるドブラシフト情報が含まれる。そこで、そのドブラシフト情報を抽出して周波数解析することにより、運動体の速度情報を反映させたドブラ波形などを形成することができる。

【0003】

連続波を利用した連続波ドブラは、パルス波を利用したパルスドブラに比べて一般に高速の速度計測の面で優れている。こうした事情などから、本願の発明者は、連続波ドブラに関する研究を重ねてきた。その成果の一つとして、特許文献 1 において、周波数変調処理を施した連続波ドブラ (FM CW ドブラ) に関する技術を提案している。

【0004】

一方、連続波ドブラでは、連続波を利用していることにより位置計測が困難である。例えば、従来の一般的な連続波ドブラの装置 (FM CW ドブラを利用しない装置) では、位置計測を行うことができなかった。これに対し、本願の発明者は、特許文献 2 において、FM CW ドブラにより選択的に生体内組織の所望の位置からドブラ情報を抽出することができる極めて画期的な技術を提案している。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開2005-253949号公報

【特許文献2】特開2008-289851号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

特許文献1や特許文献2に記載されたFMCWドプラの技術は、それまでにない超音波診断の可能性を秘めた画期的な技術である。本願発明者は、この画期的な技術の改良につ

10

【0007】

本発明は、その研究開発の過程において成されたものであり、その目的は、超音波の連続波において選択性に優れた新しい信号処理を実現することにある。

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記目的にかなう好適な超音波診断装置は、正弦関数と余弦関数に基づいた2列の数値パターンを合成して得られる周期性を備えた連続波の送信信号を出力する送信信号処理部と、前記送信信号に対応した超音波を生体に送波して当該生体から超音波を受波すること

20

【0009】

望ましい具体例において、前記2列の数値パターンは、正弦関数から得られる正弦パターンと余弦関数から得られる余弦パターンであり、前記送信信号処理部は、正弦パターンと余弦パターンを合成して得られる位相パターンに従って位相を変化させた連続波の送信信号を出力する、ことを特徴とする。

30

【0010】

望ましい具体例において、前記正弦パターンは、互いに異なるN個(Nは自然数で偶数)の位相値に対応したN個の正弦関数値で構成され、前記余弦パターンは、当該N個の位相値に対応したN個の余弦関数値で構成され、前記連続波の送信信号は、当該N個の位相値に対応したパターン長Nの位相パターンを備える、ことを特徴とする。

【0011】

望ましい具体例において、前記送信信号処理部は、パターン長Nの位相パターンを繰り返すように前記連続波の送信信号を出力し、前記受信信号処理部は、パターン長Nをn個(nは自然数)ごとにmブロック(mは自然数)に分割して、各ブロックごとに部分的な復調信号を得ることにより、パターン長Nに対応したmブロックに亘る部分的な復調信号

40

【0012】

望ましい具体例において、前記受信信号処理部は、各ブロックごとに次々に得られる複数の部分的な復調信号を得られた順に並べた復調信号列内で、mブロックの範囲を1ブロックずつシフトさせつつ段階的に、パターン長Nに対応したmブロックに亘る復調信号列を抽出する、ことを特徴とする。

【0013】

望ましい具体例において、前記受信信号処理部は、正弦パターンに基づいて得られる第1参照信号と余弦パターンに基づいて得られる第2参照信号とからなる参照信号の組を利用して、生体内の目標位置との間の相関関係を調整しつつ前記受信信号に対して復調処理

50

を施す、ことを特徴とする。

【 0 0 1 4 】

望ましい具体例において、前記受信信号処理部は、前記第 1 参照信号を利用して前記受信信号に対して復調処理を施すことにより得られる第 1 復調信号と、前記第 2 参照信号を利用して前記受信信号に対して復調処理を施すことにより得られる第 2 復調信号と、を合成処理する、ことを特徴とする。

【 発明の効果 】

【 0 0 1 5 】

本発明により、超音波の連続波において選択性に優れた新しい信号処理が実現される。

【 図面の簡単な説明 】

10

【 0 0 1 6 】

【 図 1 】 本発明の実施において好適な超音波診断装置の全体構成を示す図である。

【 図 2 】 余弦パターン A と正弦パターン B から得られる送信信号の時間変化波形を示す図である。

【 図 3 】 余弦パターン A と正弦パターン B から得られる送信信号の位相ベクトルを示す図である。

【 図 4 】 参照信号と受信信号に関する相関関係の具体例を示す図である。

【 図 5 】 乗算器出力の具体例を示す図である。

【 図 6 】 位相シフト連続波を利用した場合の各信号の周波数スペクトラムを示す図である。

20

【 図 7 】 位相パターンの 1 周期に亘る加算処理を説明するための図である。

【 図 8 】 本発明に係る他の好適な超音波診断装置の全体構成を示す図である。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 1 7 】

図 1 は、本発明の実施において好適な超音波診断装置の全体構成を示す図である。送信用振動子 1 0 は、生体内へ超音波を連続的に送波し、また、受信用振動子 1 2 は、生体内からの超音波の反射波を連続的に受波する。このように、送信および受信がそれぞれ異なる振動子で行われて、いわゆる連続波ドプラ法による送受信が実行される。なお、送信用振動子 1 0 は複数の振動素子を備えており、これら複数の振動素子が制御されて超音波の送信ビームが形成される。また、受信用振動子 1 2 も複数の振動素子を備えており、これら複数の振動素子により得られた信号が処理されて受信ビームが形成される。

30

【 0 0 1 8 】

送信ビームフォーマ（送信 B F ） 1 4 は、送信用振動子 1 0 が備える複数の振動素子に対して送信信号を出力する。送信ビームフォーマ 1 4 には、合成処理部 2 4 から連続波の送信信号が供給され、送信ビームフォーマ 1 4 は、その送信信号に対して、各振動素子に応じた遅延処理を施して各振動素子に対応した送信信号を形成する。なお、送信ビームフォーマ 1 4 において形成された各振動素子に対応した送信信号に対して、必要に応じて電力増幅処理が施されてもよい。こうして超音波の送信ビームが形成され、二次元平面内で又は三次元空間内で送信ビームが走査される。

【 0 0 1 9 】

40

送信ビームフォーマ 1 4 に供給される連続波の送信信号は、正弦パターン処理部 2 2 B と余弦パターン処理部 2 2 A と合成処理部 2 4 によって形成される。

【 0 0 2 0 】

正弦パターン処理部 2 2 B は、R F 波発振器 2 0 から得られる R F 波（搬送波信号）に対して、正弦パターンに基づいた処理を施す。一方、余弦パターン処理部 2 2 A は、R F 波発振器 2 0 から $\pi / 2$ シフト回路 2 1 を介して得られる R F 波（搬送波信号）に対して余弦パターンに基づいた処理を施す。

【 0 0 2 1 】

そして、正弦パターン処理部 2 2 B と余弦パターン処理部 2 2 A から出力される 2 つの信号が合成処理部 2 4 において合成され、所定の位相パターンを備えた連続波（位相シフ

50

ト連続波)が形成される。正弦パターン処理部22Bと余弦パターン処理部22Aと合成処理部24によって形成される連続波の送信信号については後にさらに詳述する。

【0022】

受信ビームフォーマ(受信BF)16は、受信用振動子12が備える複数の振動素子から得られる複数の受波信号を整相加算処理して受信ビームを形成する。つまり、受信ビームフォーマ16は、各振動素子から得られる受波信号に対してその振動素子に応じた遅延処理を施し、複数の振動素子から得られる複数の受波信号を加算処理することにより受信ビームを形成する。なお、各振動素子から得られる受波信号に対して低雑音増幅等の処理を施してから、受信ビームフォーマ16に複数の受波信号が供給されてもよい。こうして二次元平面内で又は三次元空間内で走査される送信ビームに対応した受信ビームが形成され、受信ビームに沿って受信RF信号が収集される。

10

【0023】

受信ミキサ30は受信RF信号に対して直交検波を施して複素ベースバンド信号を生成する回路であり、2つのミキサ32, 34で構成される。各ミキサは受信RF信号を所定の参照信号と混合する回路である。

【0024】

受信ミキサ30の各ミキサに供給される参照信号は、合成処理部24から出力される送信信号に基づいて生成される。つまり、合成処理部24から出力される送信信号が遅延回路25において遅延処理され、ミキサ32には遅延処理された送信信号が参照信号として直接供給され、一方、ミキサ34には遅延処理された送信信号が $\pi/2$ シフト回路26を経由して参照信号として供給される。

20

【0025】

$\pi/2$ シフト回路26は、遅延処理された参照信号の位相を $\pi/2$ だけずらす回路である。この結果、2つのミキサ32, 34の一方から同相信号成分(I信号成分)が出力されて他方から直交信号成分(Q信号成分)が出力される。そして、受信ミキサ30の後段に設けられたLPF(ローパスフィルタ)36, 38により、同相信号成分および直交信号成分の各々の高周波数成分がカットされ、検波後の必要な帯域のみの復調信号が抽出される。

【0026】

加算部46, 48は、LPF36, 38から得られる復調信号を所定期間に亘って加算する。これにより、位相シフト連続波の位相パターンに関する加算処理が実行され、参照信号の位相パターンと一致する目標位置からの復調信号が選択的に抽出される。この位置選択性については後にさらに詳述する。

30

【0027】

FFT処理部(高速フーリエ変換処理部)50は、加算部46, 48から得られる復調信号(同相信号成分および直交信号成分)の各々に対してFFT演算を実行する。その結果、FFT処理部50において復調信号が周波数スペクトラムに変換される。なお、FFT処理部50から出力される周波数スペクトラムは、回路の設定条件などにより周波数分解能 δf の周波数スペクトラムデータとして出力される。

【0028】

40

ドブラ情報解析部52は、周波数スペクトラムに変換された復調信号からドブラ信号を抽出する。後に詳述するが、図1の超音波診断装置では、遅延回路25における遅延処理により目標位置が設定され、ドブラ情報解析部52において目標位置からのドブラ信号が選択的に抽出される。ドブラ情報解析部52は、例えば、時間的に変化するドブラ信号の表示波形を形成する。なお、生体内の各深さ(各位置)ごとにドブラ信号を抽出して、例えば、超音波ビーム(音線)上の各深さごとに生体内組織の速度を算出し、リアルタイムで出力してもよい。また、超音波ビームを走査させて二次元的あるいは三次元的に生体内組織の各位置の速度を算出してもよい。

【0029】

表示部54は、ドブラ情報解析部52において形成されたドブラ信号の波形などを表示

50

する。なお、図 1 に示す超音波診断装置内の各部は、システム制御部 60 によって制御される。つまり、システム制御部 60 は、送信制御や受信制御や表示制御などを行う。

【0030】

以上、概説したように、図 1 の超音波診断装置では、位相シフト連続波に対応した超音波を送受して受信信号を得て、生体内の目標位置の深さに応じて参照信号と受信信号との間の遅延関係を調整し、目標位置からの受信信号と参照信号との間の相関を強めて復調処理を施すことにより、目標位置からのドプラ情報を選択的に抽出している。そこで図 1 の超音波診断装置における位相シフト処理と、目標位置からのドプラ情報が選択的に抽出される原理について詳述する。なお、図 1 に示した部分（構成）については、以下の説明においても図 1 の符号を利用する。

10

【0031】

< 位相シフト処理について >

図 1 の超音波診断装置では、互いに相補的な関係にある 2 列の数値パターンを用いて位相シフト処理が行われる。つまり、正弦パターン処理部 22B において正弦パターンが利用され、余弦パターン処理部 22A において余弦パターンが利用される。

【0032】

2 列の数値パターンである正弦パターンと余弦パターンは次式により定義される。次式において、 a_i が余弦パターンであり余弦関数から得られる。一方、 b_i が正弦パターンであり正弦関数から得られる。また、 N はパターン長を示す自然数であり、 i はパターンを構成している各数値（各符号）の番号である。ちなみに、 N は任意の自然数かつ偶数であり 2 の累乗に限定されない。

20

【0033】

【数 1】

$$a_i = \cos\left(\frac{\pi}{N} i^2\right), \quad b_i = \sin\left(\frac{\pi}{N} i^2\right)$$

【0034】

正弦パターン処理部 22B は、RF 波発振器 20 から得られる RF 波（正弦波）の振幅を正弦パターンに従って変化させる。一方、余弦パターン処理部 22A は、 $\pi/2$ シフト回路 21 を介して得られる RF 波（余弦波）の振幅を余弦パターンに従って変化させる。そして、正弦パターン処理部 22B から出力される連続波と、余弦パターン処理部 22A から出力される連続波が合成処理部 24 において合成され、次式に示す連続波の送信信号が形成される。

30

【0035】

【数 2】

$$v_T(t) = \text{Re}[(a_i + jb_i) \exp(j\omega_0 t)] = a_i \cos \omega_0 t - b_i \sin \omega_0 t$$

【0036】

送信信号に対応した受信信号は、その送信信号が送信された時刻から、次式に示す遅延時間 τ だけ遅れて受信系に到達する。なお、次式において、 T_b は数値パターンの 1 ビット（各数値）の時間長つまりビット長であり、 l （エル）は任意の自然数である。そして ξ は $1/2$ ビット長以下の時間である。

40

【0037】

【数 3】

$$\tau = lT_b + \xi \quad (-T_b/2 \leq \xi \leq T_b/2)$$

【0038】

図 1 の超音波診断装置では、送信信号を遅延回路 25 において遅延処理して得られる参照信号が、受信ミキサ 30 において受信信号と乗算される。送信信号を基準とした受信信

50

号の遅延時間を τ 、遅延回路 25 における遅延量（時間シフト量）を kT_b 、ドブラシフトによる位相の変化量を ω_d とすると、受信ミキサ 30 のミキサ 32 において乗算される受信信号（数 4 式）と参照信号（数 5 式）は、それぞれ次のように表現される。

【 0 0 3 9 】

【数 4】

$$v_{RX(i-l)}(t) = a_{i-l} \cos[\omega_0(t-\tau) + \omega_d t] - b_{i-l} \sin[\omega_0(t-\tau) + \omega_d t]$$

【 0 0 4 0 】

【数 5】

$$v_{ref(i-k)}(t) = a_{i-k} \cos \omega_0(t - kT_b) - b_{i-k} \sin \omega_0(t - kT_b)$$

【 0 0 4 1 】

そして、受信ミキサ 30 において、次式に示すように受信信号と参照信号が乗算され、乗算結果としてベースバンド成分が得られる。

【 0 0 4 2 】

【数 6】

$$\begin{aligned} mix.out_l &= v_{RX(i-l)}(t) \times v_{ref(i-k)}(t) \\ &= \{a_{i-l} \cos[\omega_0(t-\tau) + \omega_d t] - b_{i-l} \sin[\omega_0(t-\tau) + \omega_d t]\} \\ &\quad \times \{a_{i-k} \cos[\omega_0(t - kT_b)] - b_{i-k} \sin \omega_0(t - kT_b)\} \end{aligned} \quad 20$$

$$\begin{aligned} &= \frac{a_{i-l}a_{i-k}}{2} [\cos(2\omega_0 t + \omega_d t - \omega_0 \tau - \omega_0 kT_b) + \cos(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b)] \\ &\quad - \frac{a_{i-l}b_{i-l}}{2} [\sin(2\omega_0 t + \omega_d t - \omega_0 \tau - \omega_0 kT_b) + \sin(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b)] \\ &\quad - \frac{a_{i-l}b_{i-k}}{2} [\sin(2\omega_0 t + \omega_d t - \omega_0 \tau - \omega_0 kT_b) - \sin(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b)] \\ &\quad - \frac{b_{i-l}b_{i-k}}{2} [\cos(2\omega_0 t + \omega_d t - \omega_0 \tau - \omega_0 kT_b) - \cos(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b)] \\ &\approx \frac{a_{i-l}a_{i-k}}{2} \cos(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b) - \frac{a_{i-k}b_{i-l}}{2} \sin(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b) \\ &\quad + \frac{a_{i-l}b_{i-k}}{2} \sin(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b) + \frac{b_{i-l}b_{i-k}}{2} \cos(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b) \\ &\approx \frac{a_{i-l}a_{i-k} + b_{i-l}b_{i-k}}{2} \cos(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b) - \frac{a_{i-k}b_{i-l} - a_{i-l}b_{i-k}}{2} \sin(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b) \end{aligned} \quad 30$$

【 0 0 4 3 】

受信信号と参照信号の乗算結果（数 6 式の最終行）のうち、第 1 項は、互いに同じ数値パターンである a_i 同士および b_i 同士の積に関する相関電力であり、第 2 項は、互いに異なる数値パターンである a_i と b_i の積に関する相互干渉電力である。目標位置の選択性を高めるためには、第 1 項に示される相関はシャープであることが必要とされ、第 2 項に示される相互干渉は小さいことが望ましい。なお、数 6 式の計算過程において $2\omega_0 t$ の項は、受信ミキサ 30 の後段に設けられた LPF（ローパスフィルタ）36 により除去される。

【 0 0 4 4 】

ここで、受信信号と参照信号の乗算結果（数 6 式の最終行）の第 1 項である余弦波の位相について検討する。この余弦波の位相は、数 3 式に示した遅延時間 τ を用いると、次式のように表現できる。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 5 】

【 数 7 】

$$\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 k T_b = \omega_d t - \omega_0 (\tau - k T_b) = \omega_d t - \omega_0 (l T_b + \xi - k T_b)$$

【 0 0 4 6 】

数 7 式に示す余弦波の位相には ξ が含まれており、1 / 2 ビット長以下の時間である ξ に応じて余弦波の位相が変化する。この位相の変化は、目標位置の選択性（相関性）に重要な影響を及ぼす要因ではないため、以下においては位相の表現から ξ を省略して目標位置の選択性について説明する。

【 0 0 4 7 】

10

まず、相関電力について検討する。受信信号と参照信号の乗算結果（数 6 式の最終行）の第 1 項に含まれる相関値は、数 1 式の定義に基づいて次式のように展開できる。

【 0 0 4 8 】

【 数 8 】

$$\begin{aligned} a_{i-l} a_{i-k} + b_{i-l} b_{i-k} &= \cos \left[\frac{\pi}{N} (i-l)^2 \right] \times \cos \left[\frac{\pi}{N} (i-k)^2 \right] + \sin \left[\frac{\pi}{N} (i-l)^2 \right] \times \sin \left[\frac{\pi}{N} (i-k)^2 \right] \\ &= \cos \left[\frac{\pi}{N} (i-l)^2 - \frac{\pi}{N} (i-k)^2 \right] = \cos \left[\frac{\pi}{N} (i^2 - 2il + l^2 - i^2 + 2ik - k^2) \right] \\ &= \cos \left[\frac{\pi}{N} (l^2 - k^2) - \frac{2\pi i}{N} (l-k) \right] = \cos \left[\theta_{kl} - \frac{2\pi i}{N} (l-k) \right] \\ &= \cos \theta_{kl} \times \cos \left[\frac{2\pi}{N} (l-k)i \right] + \sin \theta_{kl} \times \sin \left[\frac{2\pi}{N} (l-k)i \right] \\ &= \cos \theta_{kl} \times \cos \left[(k-l)i \right] \frac{2\pi}{N} - \sin \theta_{kl} \times \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k-l)i \right] \\ \theta_{kl} &= \frac{\pi}{N} (l^2 - k^2) \end{aligned}$$

20

【 0 0 4 9 】

数 8 式は、パターン長が N である受信信号と参照信号の i 番目の数値（符号）に関する乗算結果である。実際に目標位置から得られる受信信号には、 N 個全ての数値（符号）からなるパターンが含まれており、また、参照信号にも N 個全ての数値（符号）からなるパターンが含まれている。受信ミキサ 30 において次々に得られる数 8 式の乗算結果は、LPF 36 を経て加算部 46 に出力される。そして、加算部 46 において、乗算結果が 1 パターン（パターン長 N ）に亘って加算される。その加算結果は数 9 式のように表現できる。さらに、数 10 式に示す公式を利用すると、数 9 式は数 11 式のように簡潔に表現できる。

30

【 0 0 5 0 】

【 数 9 】

$$\sum_{i=0}^{N-1} (a_{i-l} a_{i-k} + b_{i-l} b_{i-k}) = \cos \theta_{kl} \times \sum_{i=0}^{N-1} \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k-l)i \right] - \sin \theta_{kl} \times \sum_{i=0}^{N-1} \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k-l)i \right]$$

40

【 0 0 5 1 】

【 数 10 】

$$\sum_{i=0}^{N-1} \cos \left[\frac{2\pi}{N} (k-l)i \right] = N \delta_{kl}, \quad \sum_{i=0}^{N-1} \sin \left[\frac{2\pi}{N} (k-l)i \right] = 0$$

【 0 0 5 2 】

50

【数 1 1】

$$\sum_{i=0}^{N-1} (a_{i-l} a_{i-k} + b_{i-l} b_{i-k}) = \cos[\theta_{kl} \times N \delta_{kl}] - \sin[\theta_{kl} \times 0] = \cos[\theta_{kl} \times N \delta_{kl}]$$

【0 0 5 3】

数 1 1 式における δ_{kl} は、 k と l が互いに等しい場合に 1 となり、 k と l が互いに異なる場合に 0 となる。また、 k と l が互いに等しい場合に $\cos \theta_{kl}$ が 1 となるため、数 1 1 式はさらに簡潔に次式のように変換される。

【0 0 5 4】

10

【数 1 2】

$$\sum_{i=0}^{N-1} (a_{i-l} a_{i-k} + b_{i-l} b_{i-k}) = N \delta_{kl}$$

【0 0 5 5】

数 1 2 式は、 k で特定される目標位置に対応した参照信号と、 l (エル) で特定される深さからの受信信号と、を乗算して得られる自己相関値を示しており、 k と l が互いに等しい場合に N となり、 k と l が互いに異なる場合に 0 となる。つまり、 k で特定される目標位置と同じ深さ l から得られる受信信号に関する自己相関値のみが N となる。

20

【0 0 5 6】

次に、相互干渉電力について検討する。受信信号と参照信号の乗算結果 (数 6 式の最終行) の第 2 項に含まれる相互干渉は、数 1 式の定義に基づいて次式のように展開できる。

【0 0 5 7】

【数 1 3】

$$\begin{aligned} a_{i-l} b_{i-k} - b_{i-l} a_{i-k} &= \cos\left[\frac{\pi}{N}(i-l)^2\right] \times \sin\left[\frac{\pi}{N}(i-k)^2\right] - \sin\left[\frac{\pi}{N}(i-l)^2\right] \times \cos\left[\frac{\pi}{N}(i-k)^2\right] \\ &= -\sin\left[\frac{\pi}{N}(i-l)^2 - \frac{\pi}{N}(i-k)^2\right] = -\sin\left[\frac{\pi}{N}(i^2 - 2il + l^2 - i^2 + 2ik - k^2)\right] \\ &= -\sin\left[\frac{\pi}{N}(l^2 - k^2) - \frac{2\pi i}{N}(l-k)\right] = \sin\left[\frac{2\pi}{N}(l-k)i - \frac{\pi}{N}(l^2 - k^2)\right] = \sin\left[\frac{2\pi}{N}(l-k)i - \theta_{kl}\right] \\ &= \sin \theta_{kl} \times \cos\left[\frac{2\pi}{N}(l-k)i\right] - \cos \theta_{kl} \times \sin\left[\frac{2\pi}{N}(l-k)i\right] \\ &= \sin \theta_{kl} \times \cos\left[\frac{2\pi}{N}(k-l)i\right] + \cos \theta_{kl} \times \sin\left[\frac{2\pi}{N}(k-l)i\right] \end{aligned}$$

30

【0 0 5 8】

40

数 1 3 式は、パターン長が N である受信信号と参照信号の i 番目の数値 (符号) に関する乗算結果である。受信ミキサ 3 0 において次々に得られる数 1 3 式の乗算結果は、LPF 3 6 を経て加算部 4 6 に出力され、加算部 4 6 において、乗算結果が 1 パターン (パターン長 N) に亘って加算される。その加算結果は次式のように表現できる。

【0 0 5 9】

【数 1 4】

$$\sum_{i=0}^{N-1} (a_{i-l} a_{i-k} - b_{i-l} b_{i-k}) = \sin \theta_{kl} \times \sum_{i=0}^{N-1} \left[\cos \frac{2\pi}{N}(l-k)i \right] - \cos \theta_{kl} \times \sum_{i=0}^{N-1} \left[\sin \frac{2\pi}{N}(l-k)i \right]$$

50

【 0 0 6 0 】

数 1 4 式の第 2 項は、数 1 0 式により 0 となる。数 1 4 式の第 1 項における Σ の項は、数 1 0 式に示すとおりであり、 k と l が互いに等しい場合に 1 となり、 k と l が互いに異なる場合に 0 となる。一方、数 1 4 式の第 1 項の $\sin \theta_{k-l}$ は、 k と l が互いに等しい場合に 0 となる。つまり、次式に示すとおり、相互干渉電力については、 k と l が互いに等しい場合でも k と l が互いに異なる場合でも常に 0 となる。

【 0 0 6 1 】

【 数 1 5 】

$$\sum_{i=0}^{N-1} (a_{i-l} b_{i-k} - b_{i-l} a_{i-k}) = 0$$

10

【 0 0 6 2 】

以上の解析から、受信信号と参照信号の乗算結果（数 6 式の最終行）を 1 パターン（パターン長 N ）に亘って全ての i について加算すると、その加算結果は次のようになる。

【 0 0 6 3 】

【 数 1 6 】

$$\begin{aligned} u_l(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} [\text{mixer.out}_l] = N \delta_{kl} \cos(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 k T_b) \\ &= N \delta_{kl} \cos[\omega_d t - \omega_0 l T_b - \omega_0 \xi + \omega_0 k T_b] = N \delta_{kl} \cos[\omega_d t - \omega_0 \xi - \omega_0 T_b (l - k)] \end{aligned}$$

20

【 0 0 6 4 】

数 1 6 式によれば、 k で特定される目標位置と同じ深さ l から得られる受信信号に関する自己相関値のみが大きな値となることがわかる。そして、 $k = l$ の場合には、数 1 6 式は次式のようになる。

【 0 0 6 5 】

【 数 1 7 】

$$u_l(t) = N \cos(\omega_d t - \omega_0 \xi)$$

【 0 0 6 6 】

数 1 7 式で表現される信号は、ドブラシフトによる位相の変化量 ω_d を含んでいる。つまり、ドブラ周波数の成分を含んだベースバンド帯域のドブラ信号である。加算部 4 6 において数 1 6 式の加算処理が実行され、加算部 4 6 から数 1 7 式の信号（復調信号）が出力される。そして、FFT 処理部 5 0 における周波数解析処理により、数 1 7 式の信号が周波数スペクトラムとして測定され、例えば ω_d の大きさ（ドブラ周波数の大きさ）から移動目標の速さなどが算出される。

30

【 0 0 6 7 】

なお、目標位置に移動目標が存在しない場合には、数 1 7 式における ω_d が 0（ゼロ）となる。したがって、FFT 処理部 5 0 における周波数解析処理の結果が $\omega_d = 0$ であれば、固定目標からの信号であることが分かる。

40

【 0 0 6 8 】

さらに、図 1 の超音波診断装置では、ドブラ周波数の極性を識別するために、受信ミキサ 3 0 において直交検波が行われている。受信ミキサ 3 0 のミキサ 3 4 には、遅延回路 2 5 により遅延処理された送信信号が $\pi / 2$ シフト回路 2 6 を経由して参照信号として供給される。したがって、その参照信号は、次式のように表現できる。なお、数 5 式に示す参照信号から位相を $-\pi / 2$ だけずらした信号が数 1 8 式の参照信号となるが、数 5 式に示す参照信号から位相を $+\pi / 2$ だけずらした信号を利用してもよい。

【 0 0 6 9 】

【数 18】

$$v_{Qref(i-k)}(t) = a_{i-k} \sin \omega_0(t - kT_b) + b_{i-k} \cos \omega_0(t - kT_b)$$

【0070】

ミキサ34では、数18式の参照信号と数4式の受信信号が次式のように乗算処理される。なお、次式の計算過程において $2\omega_0 t$ の項は、受信ミキサ30の後段に設けられたLPF（ローパスフィルタ）38により除去される。

【0071】

【数19】

10

$$\begin{aligned} mix.out_Q &= v_{RX(i-l)}(t) \times v_{Qref(i-k)}(t) \\ &= \{a_{i-l} \cos[\omega_0(t - \tau) + \omega_d t] - b_{i-l} \sin[\omega_0(t - \tau) + \omega_d t]\} \\ &\quad \times \{a_{i-k} \sin[\omega_0(t - kT_b)] + b_{i-k} \cos[\omega_0(t - kT_b)]\} \\ &= \frac{a_{i-l}a_{i-k}}{2} [\sin(2\omega_0 t + \omega_d t - \omega_0 \tau - \omega_0 kT_b) - \sin(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b)] \\ &\quad + \frac{a_{i-l}b_{i-l}}{2} [\cos(2\omega_0 t + \omega_d t - \omega_0 \tau - \omega_0 kT_b) - \cos(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b)] \\ &\quad + \frac{a_{i-l}b_{i-k}}{2} [\cos(2\omega_0 t + \omega_d t - \omega_0 \tau - \omega_0 kT_b) + \cos(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b)] \\ &\quad - \frac{b_{i-l}b_{i-k}}{2} [\sin(2\omega_0 t + \omega_d t - \omega_0 \tau - \omega_0 kT_b) + \sin(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b)] \\ &= -\frac{a_{i-l}a_{i-k}}{2} \sin(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b) - \frac{a_{i-k}b_{i-l}}{2} \cos(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b) \\ &\quad + \frac{a_{i-l}b_{i-k}}{2} \cos(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b) - \frac{b_{i-l}b_{i-k}}{2} \sin(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b) \\ &= -\frac{a_{i-l}a_{i-k} + b_{i-l}b_{i-k}}{2} \sin(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b) - \frac{a_{i-k}b_{i-l} - a_{i-l}b_{i-k}}{2} \cos(\omega_d t - \omega_0 \tau + \omega_0 kT_b) \end{aligned}$$

20

30

【0072】

数12式と数15式を適用して、受信信号と参照信号の乗算結果（数19式の最終行）を1パターン（パターン長N）に亘って全てのiについて加算すると、その加算結果は次のようになる。

【0073】

【数20】

$$u_Q(t) = \sum_{i=0}^{N-1} [mix.out_Q] = -N\delta_k \sin[\omega_d t - \omega_0 \xi - \omega_0 T_b(l-k)]$$

【0074】

40

数20式によれば、kで特定される目標位置と同じ深さ1から得られる受信信号に関する自己相関値のみが大きな値となることがわかる。そして、k=1の場合には、数20式は次式のようになる。

【0075】

【数21】

$$u_Q(t) = -N \sin(\omega_d t - \omega_0 \xi)$$

【0076】

数21式で表現される信号は、ドブラシフトによる位相の変化量 ω_d を含んでいる。つまり、ドブラ周波数の成分を含んだベースバンド帯域のドブラ信号である。加算部48に

50

において数 2 0 式の加算処理が実行され、加算部 4 8 から数 2 1 式の信号（復調信号）が出力される。数 2 1 式と数 1 7 式は、直交検波により得られた互いに直交関係にある復調信号であり、FFT 処理部 5 0 における周波数解析処理により、数 2 1 式と数 1 7 式から、ドプラ周波数の大きさに加えて極性、つまり、移動目標が受信用振動子 1 2 に近づいているのか、又は、移動目標が受信用振動子 1 2 から遠ざかっているのかを識別することが可能になる。

【 0 0 7 7 】

次に、正弦パターンと余弦パターンの具体例について説明する。パターン長を 8（N = 8）とすると、数 1 式から、余弦パターン A（数 2 2 式）と正弦パターン B（数 2 3 式）が得られる。

【 0 0 7 8 】

【 数 2 2 】

$$\begin{aligned} A &= (a_0, a_1, a_2, a_4, a_5, a_6, a_7) \\ &= (\cos 0, \cos \frac{\pi}{8}, \cos \frac{4\pi}{8}, \cos \frac{9\pi}{8}, \cos \frac{16\pi}{8}, \cos \frac{25\pi}{8}, \cos \frac{36\pi}{8}, \cos \frac{49\pi}{8}) \end{aligned}$$

【 0 0 7 9 】

【 数 2 3 】

$$\begin{aligned} B &= (b_0, b_1, b_2, b_4, b_5, b_6, b_7) \\ &= (\sin 0, \sin \frac{\pi}{8}, \sin \frac{4\pi}{8}, \sin \frac{9\pi}{8}, \sin \frac{16\pi}{8}, \sin \frac{25\pi}{8}, \sin \frac{36\pi}{8}, \sin \frac{49\pi}{8}) \end{aligned}$$

【 0 0 8 0 】

余弦パターン A と正弦パターン B を構成する各数値（各符号）は、単純な 2 値符号とは異なり、- 1 と + 1 との間で離散的な値をとる。また、余弦パターン A と正弦パターン B を利用して形成される送信信号（数 2 式）の振幅は次式のように算出されるため、常に 1 となり、送信信号の振幅が時間的に変動しないことがわかる。

【 0 0 8 1 】

【 数 2 4 】

$$Amplitude = \sqrt{a_i^2 + b_i^2}$$

【 0 0 8 2 】

余弦パターン A と正弦パターン B を数 2 式に適用して得られる送信信号は次式のようになる。

【 0 0 8 3 】

【 数 2 5 】

$$\begin{aligned} v_T(t, i) &= a_i \cos \omega_0 t - b_i \sin \omega_0 t = \cos\left(\frac{\pi}{N} i^2\right) \cos \omega_0 t - \sin\left(\frac{\pi}{N} i^2\right) \sin \omega_0 t \\ &= \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{N} i^2\right) \\ &= \left(\cos \omega_0 t, \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{8}\right), \cos\left(\omega_0 t + \frac{4\pi}{8}\right), \cos\left(\omega_0 t + \frac{9\pi}{8}\right), \cos\left(\omega_0 t + \frac{16\pi}{8}\right), \right. \\ &\quad \left. \cos\left(\omega_0 t + \frac{25\pi}{8}\right), \cos\left(\omega_0 t + \frac{36\pi}{8}\right), \cos\left(\omega_0 t + \frac{49\pi}{8}\right) \right) \end{aligned}$$

【 0 0 8 4 】

図 2 は、余弦パターン A と正弦パターン B から得られる送信信号の時間変化波形を示す図である。つまり、図 2 に示す送信信号は、数 25 式で表現される信号である。また、図 3 は、余弦パターン A と正弦パターン B から得られる送信信号の位相ベクトルを示す図である。図 2 と図 3 に示す送信信号は、余弦パターン A と正弦パターン B を合成して得られる位相パターンに従って位相を変化させ、その位相パターンを繰り返すことにより得られる連続波（位相シフト連続波）となっている。

【 0 0 8 5 】

< 位置選択性について >

図 4 は、参照信号と受信信号に関する相関関係の具体例を示す図である。図 4 には、数 25 式の送信信号を利用した場合に、ある深さから得られる受信信号の位相（受信波の位相）が示されている。また、図 4 には、数 25 式の送信信号を遅延処理して得られる参照信号の位相（参照波の位相 $\varphi_0 \sim \varphi_7$ ）も示されている。そして、受信信号と各参照信号を乗算して得られる出力と、1 パターン（パターン長 8）に亘る出力の合計も図示されている。図 4 に示すように、参照波の位相が φ_0 の場合に、受信波の位相と参照波の位相が互いに一致して合計が 8 となり、参照波の位相が φ_0 以外では合計が 0 となる。

【 0 0 8 6 】

図 5 は、乗算器出力の具体例を示す図である。図 5 には、数 25 式の送信信号を利用した場合に、距離軸方向の φ_0 から φ_8 までの各深さにおいて、時間軸方向の 1 ビット長ごとに得られる乗算器出力（受信ミキサ 30 の出力）が示されている。また、位相パターンの 1 周期（8 ビット長）に亘って得られる乗算器出力の加算値も図示されている。図 5 に示す深さ φ_0 から φ_7 の各々は、図 4 に示す参照波の位相 φ_0 から φ_7 に対応した深さである。また、図 5 に示す深さ φ_8 は、位相パターンを繰り返した際に、1 周期後の参照波の位相 φ_0 に対応する深さである。

【 0 0 8 7 】

図 5 に示す深さ φ_0 と深さ φ_8 では、位相パターンの 1 周期つまり 8 ビット長の期間に亘って、参照信号と受信信号との間で位相が全て一致するため（図 4 参照）、「1」に相当する乗算器出力が連続的に得られる。これに対し、深さ φ_1 から φ_7 では、参照信号と受信信号との間で位相がずれているため（図 4 参照）、乗算器出力がランダムに変化している。なお、深さ φ_1 から φ_7 においてランダムに変化する乗算器出力を位相パターンの 1 周期つまり 8 ビット長の期間に亘って加算するとゼロとなる（図 4 参照）。

【 0 0 8 8 】

そのため、時間軸方向に複数ビット長に亘って乗算器出力を平均化することにより、目標位置である深さ φ_0 と深さ φ_8 において平均値が極大となり、複数の深さにおける平均値が混在する平均化された復調信号の中で、目標位置に対応した復調信号が支配的となり目標位置に対応した復調信号が選択的に抽出される。乗算器出力を平均化する場合には、例えば、加算部 46、48 に代えてローパスフィルタを利用すればよい。

【 0 0 8 9 】

図 5 に示すように、参照信号の位相パターンと一致していない深さ φ_1 から φ_7 の受信信号に関する乗算器出力は、加算または平均化することによりゼロになるものの、1 ビット長ごとにランダムに変動している。この変動のために、位相パターンを繰り返す位相シフト連続波を利用して得られる乗算器出力の周波数スペクトラムには、位相パターンの 1 周期（ NT_b ）の逆数 f_p の整数倍に対応した線スペクトラムが現れる。

【 0 0 9 0 】

図 6 は、位相シフト連続波（位相変調された連続波）を利用した場合の各信号の周波数スペクトラムを示す図である。図 6（A）は、受信信号の周波数スペクトラムを示している。受信信号は、生体内における減衰を無視すると送信信号と同じ波形となる。送信信号は、位相シフト連続波であり、したがって、受信信号の周波数スペクトラムも、位相シフト連続波の周波数スペクトラムとなる。周波数 f_0 は、RF 信号の周波数である。RF 信号の周波数 f_0 を中心として広がっている側帯波の周波数間隔は、位相パターンの繰り返し周波数 f_p である。また周波数 f_0 を中心として広がっている側帯波の電力が 0（ゼロ

10

20

30

40

50

）となる、いわゆるヌル（null）点が存在する。周波数 f_0 からヌル点までの周波数間隔は、1 ビットの時間間隔 T_b の逆数となる。

【0091】

図6（B）は、受信ミキサ30における乗算により得られるベースバンド信号の周波数スペクトラムを示している。図6（B）に示す周波数スペクトラムには、直流付近の信号成分と、RF信号の周波数 f_0 の2倍の高調波成分が含まれている。ドブラ信号は、これらの成分に付着した形で出現する。なお、LPF36, 38において、周波数 f_0 の2倍の高調波成分が遮断されて直流付近の信号成分のみが抽出される。つまり、図6（B）に示す周波数スペクトラムの周波数0の近傍の信号が抽出される。

【0092】

直流信号成分には、ドブラ信号の他に、固定組織からの反射波に起因するクラッタ信号が含まれている。特に、体表や骨からの反射波は、ドブラ信号よりも数10dBも大きい場合があり、ドブラ信号を測定する際の妨害となる。クラッタ信号は、図6（B）に示すように、位相パターンの繰り返し周波数 f_p とその高調波成分を含んでおり、ドブラ信号に重畳される。

【0093】

クラッタ信号は、目標位置を対象とした選択的な復調処理を施した場合においても、受信ミキサ30から出力されるベースバンド信号内に現れる。選択的な復調処理は、測定対象となる例えば血流などからの受信信号の位相パターンと参照信号の位相パターンとを互いに一致させる処理である。測定対象とは異なる位置に存在する組織などについては、位相パターンに関する一致は成立していない。したがって、図5に示したように、参照信号の位相パターンと一致していない深さ ϕ_1 から ϕ_7 に組織がある場合に、乗算器出力が1ビット長ごとにランダムに変動し、図6（B）に示すようにクラッタ信号が発生する。

【0094】

図5を利用して説明したように、深さ ϕ_1 から ϕ_7 においてランダムに変化する乗算器出力、つまり部分的な復調信号を位相パターンの1周期つまり8ビット長の期間に亘って加算するとゼロとなる。そのため、時間軸方向に複数ビット長に亘って乗算器出力を加算または平均化することにより、図6（B）に示すクラッタ信号を低減または除去することができる。但し、単純に位相パターンの1周期に亘って復調信号を加算すると、ドブラ周波数成分が消滅してしまうため、必要とされるドブラ周波数が残るような加算処理を実現することが望ましい。

【0095】

そこで、図1の超音波診断装置では、以下に説明する処理により位相パターンの1周期に亘って復調信号の加算処理を実現し、クラッタ信号を低減し望ましくは完全に除去しつつ、必要なドブラ周波数を検出できるようにしている。

【0096】

<位相パターンの1周期に亘る加算処理について>

図1の超音波診断装置において、合成処理部24は、パターン長Nの位相パターン（図2, 3参照）を繰り返すように連続波の送信信号を出力する。そして、受信ミキサ30からFFT処理部50までの受信処理において、パターン長Nをn個（nは自然数）ごとにmブロック（mは自然数）に分割して、各ブロックごとに部分的な復調信号を得ることにより、パターン長Nに対応したmブロックに亘る部分的な復調信号が抽出される。こうして抽出されたmブロックに亘る部分的な復調信号が周波数解析処理される。

【0097】

図7は、位相パターンの1周期に亘る加算処理を説明するための図である。この加算処理は、ミキサ32から加算部46において処理される同相信号成分とミキサ34から加算部48において処理される直交信号成分の各々について実行される。

【0098】

図7には、パターン長Nの位相パターンを繰り返す連続波の送信信号を利用した場合に得られる復調信号が示されている。つまり、図7に示す復調信号列は、各ブロックごとに

10

20

30

40

50

次々に得られる複数の部分的な復調信号を得られた順に並べた信号列である。

【 0 0 9 9 】

復調信号列に含まれる $SUM1$, $SUM2$, $\dots$, $SUMm$ は、 n ビット長ごとに部分的に加算処理された復調信号を示している。例えば、 $SUM1$ は、1 番目のブロックに対応した部分的な復調信号の加算結果であり、 $SUM2$ は、2 番目のブロックに対応した部分的な復調信号の加算結果である。このように、各ブロックごとに復調信号が加算処理される。この加算処理は、例えば加算部 46 , 48 において実行される。パターン長 N が m 個のブロックで構成されるため、パターン長 N の期間内に m 個の加算結果 (SUM) が得られる。

【 0 1 0 0 】

そして、本実施形態においては、復調信号列内で m ブロックの範囲を 1 ブロックずつシフトさせつつ、段階的に、パターン長 N に対応した m ブロックに亘る部分的な復調信号が抽出される。つまり、図 7 に示す信号列 $Y1$, $Y2$, $Y3$, $\dots$ が次々に抽出されてメモリ等に記憶される。

【 0 1 0 1 】

信号列 $Y1$ は、 $SUM1$ を先頭として $SUM1$ から $SUMm$ までの m 個の加算結果で構成されている。そして、信号列 $Y1$ の次に抽出される信号列 $Y2$ は、 $SUM2$ を先頭として $SUM2$ から $SUMm$ までの加算結果の後に $SUM1$ を加えた m 個の加算結果で構成されている。さらに、信号列 $Y2$ の次に抽出される信号列 $Y3$ は、 $SUM3$ を先頭として $SUM3$ から $SUMm$ までの加算結果の後に $SUM1$ と $SUM2$ を加えた m 個の加算結果で構成されている。このように、先頭ブロックが段階的にシフトされつつ、信号列 $Y1$, $Y2$, $Y3$, $\dots$ が次々に抽出される。

【 0 1 0 2 】

なお、1 ビットの時間長を T_b とすると、 n ビットの時間長は nT_b となり、 n ビットごとに得られる $SUM1$, $SUM2$, $\dots$ の時間間隔は nT_b となる。そのため、次々に抽出される信号列 $Y1$, $Y2$, $Y3$, $\dots$ の時間間隔も nT_b となる。抽出された信号列 $Y1$, $Y2$, $Y3$, $\dots$ は、メモリ等に記憶され、FFT 処理部 50 (図 1) において周波数解析処理される。

【 0 1 0 3 】

信号列 $Y1$, $Y2$, $Y3$, $\dots$ は、FFT 処理部 50 (図 1) において、各信号列ごとに FFT 演算される。その結果、各信号列ごとに復調信号が周波数スペクトラムに変換され、信号列 $Y1$ に対応した周波数スペクトラム $SP1$ 、信号列 $Y2$ に対応した周波数スペクトラム $SP2$ 、 $\dots$ が例えば時間間隔 nT_b で次々に形成される。そして、周波数スペクトラム $SP1 \sim SPm$ までの結果が得られると、これらの周波数スペクトラムが FFT 処理部 50 において加算処理される。

【 0 1 0 4 】

複数の信号列 $Y1 \sim Ym$ に対応した複数の周波数スペクトラム $SP1 \sim SPm$ を加算することは、これら複数の信号列に含まれる同時刻 (互に対応する時刻) における信号同士を加算することに相当する。例えば、複数の信号列 $Y1 \sim Ym$ の先頭ブロック同士が加算されることに相当する。つまり、位相パターンの 1 周期に亘って得られる $SUM1$ から $SUMm$ までの部分的な復調信号が全て加算処理されることに等しい。なお、先頭ブロック以外においても、信号列 $Y1 \sim Ym$ までの複数の加算結果 (SUM) が加算され、 $SUM1$ から $SUMm$ までの部分的な復調信号が全て加算処理されることに等しい。これにより、先に詳述したとおり、図 6 (B) に示すクラッタ信号が低減され、望ましくは完全に除去される。

【 0 1 0 5 】

周波数スペクトラム $SP1 \sim SPm$ が得られると、時間間隔 nT_b 後に、次の周波数スペクトラム $SP1$ を得ることができる。したがって、例えば、周波数スペクトラム $SP1 \sim SPm$ までの加算結果が得られてから、時間間隔 nT_b 後に、周波数スペクトラム $SP2 \sim SPm$, $SP1$ までの加算結果を得ることができる。つまり、時間間隔 nT_b で次々

10

20

30

40

50

に周波数スペクトラムの加算結果を得ることができる。

【 0 1 0 6 】

こうして、図 1 の F F T 処理部 5 0 において、周波数スペクトラム S P 1 ~ S P m の加算結果が得られると、ドブラ情報解析部 5 2 において、その加算結果の周波数スペクトラムからドブラ信号が抽出され、ドブラシフト量などに基づいて、目標位置に存在する血流の流速などが算出される。受信ミキサ 3 0 において直交検波をしているため、流速等の極性を判断することもできる。

【 0 1 0 7 】

また、加算結果の周波数スペクトラムに含まれる直流成分から固定目標の情報を得ることもできる。その直流成分は、固定目標からの電力に比例した量となるため、従来の B モードや M モードなどと同様に、固定目標の特性を反映させたものとなる。加算結果の周波数スペクトラムに含まれる直流成分を解析すればよいため、従来の B モードや M モードなどにおいて必要とされる R F 帯域における包絡線検波や両波整流検波などの復調回路が不要になる。

【 0 1 0 8 】

なお、図 1 においては、遅延回路 2 5 と、 $\pi / 2$ シフト回路 2 6 と、受信ミキサ 3 0 から加算部 4 6 , 4 8 までの受信系回路に関して、1 つの目標位置に対応した単独の構成を示している。この図 1 に示す受信系回路を並列的に複数設けて、超音波ビームに沿った複数の目標位置から並列的にドブラ情報や固定目標の情報を抽出するようにしてもよい。さらに、図 1 に示す受信系回路を以下に説明する回路構成としてもよい。

【 0 1 0 9 】

図 8 には、本発明に係る超音波診断装置の他の好適な実施形態が示されており、図 8 はその全体構成を示す機能ブロック図である。図 1 の実施形態との比較において、図 8 の実施形態は、遅延回路 2 5 A , 2 5 B と、 $\pi / 2$ シフト回路 2 6 A , 2 6 B と、受信ミキサ 3 0 I , 3 0 Q から加算部 4 6 , 4 8 までの受信系回路の構成が異なっており、その他の構成は図 1 の実施形態と同じである。そこで、図 1 の実施形態と同じ構成についての説明を適宜省略し、図 8 の実施形態における受信系回路について説明する。

【 0 1 1 0 】

図 8 の実施形態では、正弦パターン処理部 2 2 B と余弦パターン処理部 2 2 A から出力される 2 つの信号が参照信号として利用される。つまり、正弦パターン処理部 2 2 B から出力される信号を遅延回路 2 5 B において遅延処理して得られる参照信号 $v_{b \text{ ref}}$ と、余弦パターン処理部 2 2 A から出力される信号を遅延回路 2 5 A において遅延処理して得られる参照信号 $v_{a \text{ ref}}$ が利用される。遅延回路 2 5 A , 2 5 B における遅延量 (時間シフト量) を $k T_b$ とすると、2 つの参照信号は、それぞれ次のように表現される。

【 0 1 1 1 】

【 数 2 6 】

$$v_{a \text{ ref } (i-k)}(t) = a_{i-k} \cos \omega_0 (t - k T_b)$$

$$v_{b \text{ ref } (i-k)}(t) = -b_{i-k} \sin(t - k T_b)$$

【 0 1 1 2 】

遅延処理された 2 つの参照信号は受信ミキサ 3 0 I に供給され、受信ミキサ 3 0 I のミキサ 3 2 A において受信信号 (数 4 式) と参照信号 $v_{a \text{ ref}}$ (数 2 6 式) が乗算され、数 2 7 式に示す乗算結果が得られる。また、受信ミキサ 3 0 I のミキサ 3 2 B において受信信号 (数 4 式) と参照信号 $v_{b \text{ ref}}$ (数 2 6 式) が乗算され、数 2 8 式に示す乗算結果が得られる。なお、数 2 7 式と数 2 8 式の計算過程において $2 \omega_0 t$ の項は、受信ミキサ 3 0 I の後段に設けられた L P F (ローパスフィルタ) 3 6 A , 3 6 B により除去される。

【 0 1 1 3 】

【数 2 7】

$$\begin{aligned}
 \text{mix.out}_a &= \{a_{i-l} \cos[\omega_o(t-\tau) + \omega_d t] - b_{i-l} \sin[\omega_o(t-\tau) + \omega_d t]\} \times a_{i-k} \cos[\omega_o(t-kT_b)] \\
 &= \frac{a_{i-l}a_{i-k}}{2} [\cos(2\omega_o t + \omega_d t - \omega_o \tau - \omega_o kT_b) + \cos(\omega_d t - \omega_o \tau + \omega_o kT_b)] \\
 &\quad - \frac{a_{i-k}b_{i-l}}{2} [\sin(2\omega_o t + \omega_d t - \omega_o \tau - \omega_o kT_b) + \sin(\omega_d t - \omega_o \tau + \omega_o kT_b)] \\
 &\approx \frac{a_{i-l}a_{i-k}}{2} \cos(\omega_d t - \omega_o \tau + \omega_o kT_b) - \frac{a_{i-k}b_{i-l}}{2} \sin(\omega_d t - \omega_o \tau + \omega_o kT_b)
 \end{aligned}$$

10

【0 1 1 4】

【数 2 8】

$$\begin{aligned}
 \text{mix.out}_b &= -\{a_{i-l} \cos[\omega_o(t-\tau) + \omega_d t] - b_{i-l} \sin[\omega_o(t-\tau) + \omega_d t]\} \times b_{i-k} \sin[\omega_o(t-kT_b)] \\
 &= -\frac{a_{i-l}b_{i-k}}{2} [\sin(2\omega_o t + \omega_d t - \omega_o \tau - \omega_o kT_b) - \sin(\omega_d t - \omega_o \tau + \omega_o kT_b)] \\
 &\quad - \frac{b_{i-l}b_{i-k}}{2} [\cos(2\omega_o t + \omega_d t - \omega_o \tau - \omega_o kT_b) - \cos(\omega_d t - \omega_o \tau + \omega_o kT_b)] \\
 &\approx \frac{a_{i-l}b_{i-k}}{2} \sin(\omega_d t - \omega_o \tau + \omega_o kT_b) + \frac{b_{i-l}b_{i-k}}{2} \cos(\omega_d t - \omega_o \tau + \omega_o kT_b)
 \end{aligned}$$

20

【0 1 1 5】

そして、LPF 3 6 A, 3 6 B から出力される 2 つの乗算結果 (数 2 7 式, 数 2 8 式) が加算部 4 6 において加算され、次式に示す信号が得られる。

【0 1 1 6】

【数 2 9】

$$\begin{aligned}
 \text{mix.out}_I &= \text{mix.out}_a + \text{mix.out}_b \\
 &= \frac{a_{i-l}a_{i-k}}{2} \cos(\omega_d t - \omega_o \tau + \omega_o kT_b) - \frac{a_{i-k}b_{i-l}}{2} \sin(\omega_d t - \omega_o \tau + \omega_o kT_b) \\
 &\quad + \frac{a_{i-l}b_{i-k}}{2} \sin(\omega_d t - \omega_o \tau + \omega_o kT_b) + \frac{b_{i-l}b_{i-k}}{2} \cos(\omega_d t - \omega_o \tau + \omega_o kT_b) \\
 &= \frac{a_{i-l}a_{i-k} + b_{i-l}b_{i-k}}{2} \cos(\omega_d t - \omega_o \tau + \omega_o kT_b) - \frac{a_{i-k}b_{i-l} - a_{i-l}b_{i-k}}{2} \sin(\omega_d t - \omega_o \tau + \omega_o kT_b)
 \end{aligned}$$

30

【0 1 1 7】

数 2 9 式の最終結果は、数 6 式の最終結果と全く同じになる。つまり、図 8 の実施形態において、2 つの参照信号を利用して LPF 3 6 A, 3 6 B から出力される 2 つの乗算結果を加えると、図 1 の実施形態において LPF 3 6 から出力される乗算結果 (復調信号) と同じ結果が得られる。

40

【0 1 1 8】

また、図 8 の実施形態において、遅延処理された 2 つの参照信号は、 $\pi/2$ シフト回路 2 6 A, 2 6 B において位相を $-\pi/2$ (又は $+\pi/2$) だけずらされて、受信ミキサ 3 0 Q のミキサ 3 4 A, 3 4 B に供給され、受信信号 (数 4 式) と乗算される。そして、ミキサ 3 4 A, 3 4 B において乗算処理されて LPF 3 8 A, 3 8 B から出力される 2 つの乗算結果が加算部 4 8 において加算される。その加算結果は、図 1 の実施形態において LPF 3 8 から出力される乗算結果 (復調信号) と同じになる。

【0 1 1 9】

このように、図 8 の実施形態においても、図 1 の実施形態と同じ復調信号 (同相信号成分および直交信号成分) が得られ、その復調信号に対して、加算部 4 6, 4 8 以降におい

50

て、図 1 と同じ処理が実行される。こうして、図 8 の実施形態においても、目標位置からのドプラ情報が選択的に抽出される。

【 0 1 2 0 】

以上、本発明の好適な実施形態を説明したが、上述した本発明の好適な実施形態は、あらゆる点で単なる例示にすぎず、本発明の範囲を限定するものではない。本発明は、その本質を逸脱しない範囲で各種の変形形態を包含する。

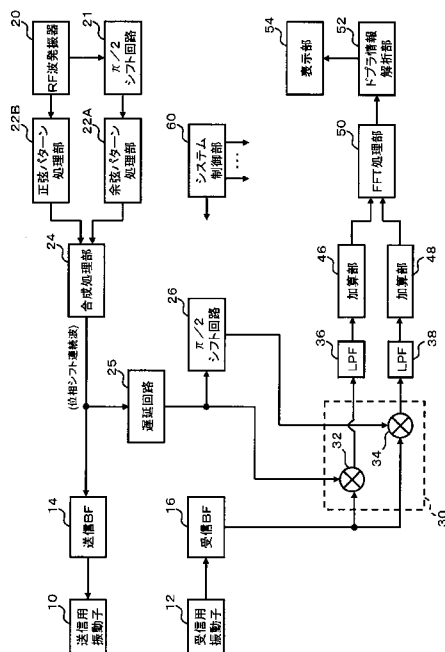
【符号の説明】

【 0 1 2 1 】

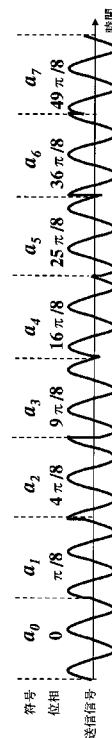
22A 余弦パターン処理部、22B 正弦パターン処理部、24 合成処理部、25 遅延回路、30 受信ミキサ、46, 48 加算部、50 FFT処理部、52 ドプラ情報解析部。

10

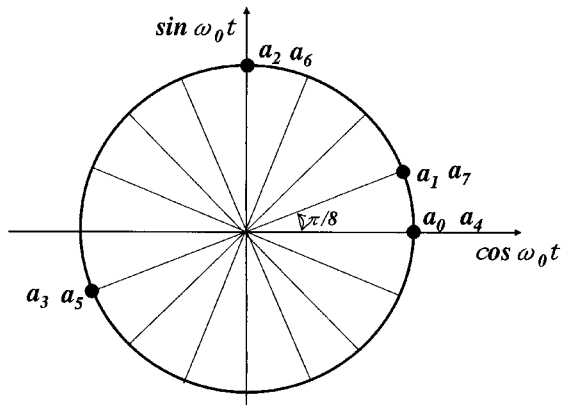
【 図 1 】



【 図 2 】



【図3】

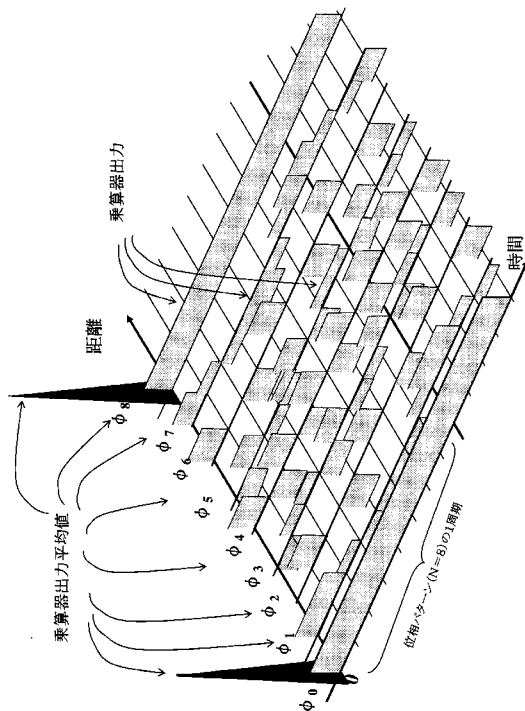


【図4】

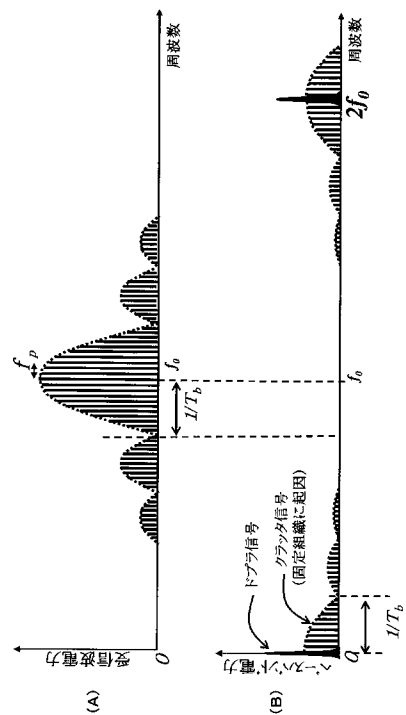
符号	a₀	a₁	a₂	a₃	a₄	a₅	a₆	a₇	合計
乗算後の位相	0	π/8	4π/8	9π/8	16π/8	25π/8	36π/8	49π/8	
変位後の位相	0	π/8	4π/8	9π/8	16π/8	25π/8	36π/8	49π/8	
乗算後の位相(φ)	0	π/8	4π/8	9π/8	16π/8	25π/8	36π/8	49π/8	
出力	0	0	0	0	0	0	0	0	
乗算後の位相(φ)	1	1	1	1	1	1	1	1	8
乗算後の位相(φ)	π/8	π/8	3π/8	5π/8	7π/8	9π/8	11π/8	13π/8	
出力	c	c	d	d	c	c	d	d	
乗算後の位相(φ)	36π/8	π/8	0	π/8	4π/8	9π/8	16π/8	25π/8	
出力	-π/2	0	π/2	0	π/2	0	-π/2	0	
乗算後の位相(φ)	25π/8	36π/8	π/8	0	π/8	4π/8	9π/8	16π/8	
出力	-9π/8	-3π/8	3π/8	9π/8	15π/8	5π/8	-5π/8	-15π/8	
乗算後の位相(φ)	16π/8	25π/8	36π/8	π/8	0	π/8	4π/8	9π/8	
出力	2π	-π	0	π	2π	π	0	-π	
乗算後の位相(φ)	9π/8	16π/8	25π/8	36π/8	π/8	0	π/8	4π/8	
出力	-c	c	-c	c	-c	c	-c	c	
乗算後の位相(φ)	4π/8	9π/8	16π/8	25π/8	36π/8	π/8	0	π/8	
出力	-π/2	0	π/2	0	π/2	0	-π/2	0	
乗算後の位相(φ)	0	π/8	4π/8	9π/8	16π/8	25π/8	36π/8	49π/8	
出力	0	-1	0	1	0	-1	0	1	
乗算後の位相(φ)	π/8	4π/8	9π/8	16π/8	25π/8	36π/8	π/8	0	
出力	c	d	-c	d	c	-c	d	c	

$\sin \pi/8 = 0.383, (\cos \pi/8)^2 = 0.146$
 $\cos \pi/8 = 0.924, (\cos \pi/8)^2 = 0.854$

【図5】



【図6】



フロントページの続き

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

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
A 6 1 B 8 / 0 0 - 8 / 1 5

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP5559655B2	公开(公告)日	2014-07-23
申请号	JP2010228631	申请日	2010-10-08
[标]申请(专利权)人(译)	日立阿洛卡医疗株式会社		
申请(专利权)人(译)	日立アロカメディカル株式会社		
当前申请(专利权)人(译)	日立アロカメディカル株式会社		
[标]发明人	大洞喜正 国田正徳		
发明人	大洞 喜正 国田 正徳		
IPC分类号	A61B8/06		
FI分类号	A61B8/06		
F-TERM分类号	4C601/DD03 4C601/DE02 4C601/EE30 4C601/HH03 4C601/JB24 4C601/JB41		
其他公开文献	JP2012081003A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

本发明的一个目的是实现在超声波的连续波中具有极好选择性的新信号处理。正弦图案处理单元基于从RF波振荡器获得的RF波上的正弦图案执行处理。余弦图案处理单元22A基于经由 $\pi/2$ 移位电路21从RF波振荡器20获得的RF波上的余弦图案来执行处理。从正弦模式处理单元22B和余弦模式处理单元22A输出的两个信号在组合处理单元24中组合，以形成具有预定相位模式的连续波（相移连续波）。此外，相移连续波用作参考信号。此外，从正弦模式处理单元22B和余弦模式处理单元22A输出的两个信号可以用作参考信号。[选图]图1

$$a_i = \cos\left(\frac{\pi}{N}i^2\right), \quad b_i = \sin\left(\frac{\pi}{N}i^2\right)$$

0 3 4】