

(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2012-81052
(P2012-81052A)

(43) 公開日 平成24年4月26日(2012.4.26)

(51) Int.Cl.
A61B 8/06 (2006.01)

F 1
A61B 8/06

テーマコード(参考)
4C601

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 22 頁)

(21) 出願番号 特願2010-229590 (P2010-229590)
(22) 出願日 平成22年10月12日(2010.10.12)

(71) 出願人 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YK I 国際特許事務所
(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
Fターム(参考) 4C601 DD03 DE02 EE01 EE03 HH03
HH21 JB31 JB41 JB49

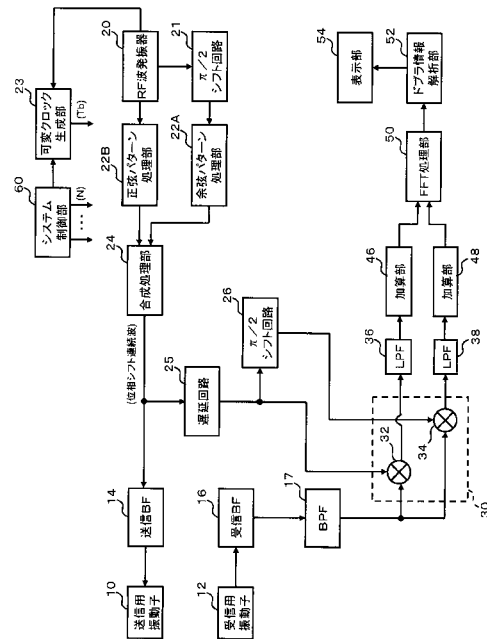
(54) 【発明の名称】 超音波診断装置

(57) 【要約】

【課題】超音波の連続波において目標位置の深さに適応した制御を実現する。

【解決手段】正弦パターン処理部22Bと余弦パターン処理部22Aから出力される2つの信号が合成処理部24において合成され、所定の位相パターンを備えた連続波(位相シフト連続波)が形成される。可変クロック生成部23は、正弦パターンや余弦パターンを構成する各符号の時間長である1符号長を決定するためのクロックを出力する。目標位置の深さに応じて、システム制御部60が可変クロック生成部23を制御することにより、各符号の時間長が設定される。また、目標位置の深さに応じて、システム制御部60により、正弦パターンや余弦パターンの全符号数Nが決定される。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

周期的な符号系列に基づいて符号化され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、

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、

前記目標位置の深さに応じて前記符号系列の周期を制御する制御部と、

を有する、

ことを特徴とする超音波診断装置。

10

【請求項 2】

請求項 1 に記載の超音波診断装置において、

前記符号系列は、各符号の時間長が 1 符号長 T_0 であり、1 周期に亘る符号の総数が全符号数 N である複数の符号で構成され、

前記制御部は、前記目標位置の深さに応じて、1 符号長 T_0 と全符号数 N の少なくとも一方を増減させて前記符号系列の周期を制御する、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 3】

請求項 2 に記載の超音波診断装置において、

前記制御部は、全符号数 N を固定して 1 符号長 T_0 を増減させて前記符号系列の周期を制御する、

ことを特徴とする超音波診断装置。

20

【請求項 4】

請求項 2 に記載の超音波診断装置において、

前記制御部は、1 符号長 T_0 を固定して全符号数 N を増減させて前記符号系列の周期を制御する、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 5】

請求項 3 に記載の超音波診断装置において、

前記制御部は、1 符号長 T_0 の大きさに応じて、前記受信信号が入力されるバンドパスフィルタの通過帯域を制御する、

ことを特徴とする超音波診断装置。

30

【請求項 6】

請求項 1 から 5 のいずれか 1 項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、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、

ことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 7】

請求項 6 に記載の超音波診断装置において、

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、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。

50

【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。

10

【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】

20

【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FM CWドブラの技術は、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いてさらに研究開発を重ねてきた。特に、連続波を利用して選択的に目標位置から生体内情報を抽出する技術に注目して研究開発を重ねてきた。

30

【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目標位置の深さに適応した制御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、周期的な符号系列に基づいて符号化され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、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、前記目標位置の深さに応じて前記符号系列の周期を制御する制御部と、を有することを特徴とする。

40

【0009】

上記構成によれば、目標位置の深さに応じて符号系列の周期を制御することにより、例えば、目標位置における検出感度や目標位置における距離分解能を向上させることが可能になる。

【0010】

望ましい具体例において、前記符号系列は、各符号の時間長が1符号長 T_b であり、1周期に亘る符号の総数が全符号数Nである複数の符号で構成され、前記制御部は、前記目

50

標位置の深さに応じて、1符号長 T_b と全符号数 N の少なくとも一方を増減させて前記符号系列の周期を制御する、ことを特徴とする。

【0011】

望ましい具体例において、前記制御部は、全符号数 N を固定して1符号長 T_b を増減させて前記符号系列の周期を制御する、ことを特徴とする。

【0012】

望ましい具体例において、前記制御部は、1符号長 T_b を固定して全符号数 N を増減させて前記符号系列の周期を制御する、ことを特徴とする。

【0013】

望ましい具体例において、前記制御部は、1符号長 T_b の大きさに応じて、前記受信信号が入力されるバンドパスフィルタの通過帯域を制御する、ことを特徴とする。

10

【0014】

望ましい具体例において、前記送信信号処理部は、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、ことを特徴とする。

【0015】

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。

20

【発明の効果】

【0016】

本発明により、超音波の連続波において目標位置の深さに適応した制御が実現される。例えば、本発明の好適な態様によれば、目標位置における検出感度や目標位置における距離分解能を向上させることなどが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【0017】

【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。

30

【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。

【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】全符号数の増減による周期の制御を説明するための図である。

【図9】全符号数と受信信号の周波数スペクトラムとの関係を示す図である。

【図10】各符号の時間長の増減による周期の制御を説明するための図である。

40

【図11】各符号の時間長と受信信号の周波数スペクトラムの関係を示す図である。

【図12】各符号の時間長に応じた通過帯域の制御を説明するための図である。

【発明を実施するための形態】

【0018】

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10は、生体内へ超音波を連続的に送波し、また、受信用振動子12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10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12も複数の振動素子を備えており、これ

50

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。

【0019】

送信ビームフォーマ(送信BF)14は、送信用振動子10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14には、合成処理部24から連続波の送信信号が供給され、送信ビームフォーマ14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14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、二次元平面内では又は三次元空間内で送信ビームが走査される。

【0020】

送信ビームフォーマ14に供給される連続波の送信信号は、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。

【0021】

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(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22Aは、RF波発振器20から / 2シフト回路21を介して得られるRF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。

【0022】

そして、正弦パターン処理部22Bと余弦パターン処理部22Aから出力される2つの信号が合成処理部24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。

【0023】

また、可変クロック生成部23は、RF波発振器20から得られるRF波に基づいて、正弦パターンや余弦パターンを構成する各符号の時間長である1符号長 T_b を決定するためのクロックを出力する。可変クロック生成部23は、例えばPLLシンセサイザを備えており、システム制御部60からの指示に応じた周波数のクロックを出力する。そして、可変クロック生成部23から得られるクロックに基づいて、正弦パターン処理部22Bや余弦パターン処理部22Aにおける1符号長 T_b が決定される。さらに、システム制御部60により、正弦パターンや余弦パターンの全符号数Nが決定される。本実施形態における1符号長 T_b と全符号数Nの制御については後にさらに詳述する。

【0024】

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は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。

【0025】

そして、受信ビームフォーマ16の後段に設けられたBPF(バンドパスフィルタ)17により、受信RF信号に含まれる不用な帯域成分がカットされて通過帯域成分が抽出される。なお、BPF17における通過帯域の設定については後に詳述する。

【0026】

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。

【0027】

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

10

20

30

40

50

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。

【0028】

$\pi/2$ 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。

10

【0029】

加算部 46, 48 は、LPF 36, 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。

【0030】

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。

20

【0031】

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。

30

【0032】

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。

【0033】

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、目標位置からのドブ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、目標位置からのドブ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。

40

【0034】

< 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。

【0035】

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

50

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。

【 0 0 3 6 】

【 数 1 】

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

【 0 0 3 7 】

10

正弦パターン処理部 2 2 B は、RF 波発振器 2 0 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 2 2 A は、 $\pi/2$ シフト回路 2 1 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 2 2 B から出力される連続波と、余弦パターン処理部 2 2 A から出力される連続波が合成処理部 2 4 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。

【 0 0 3 8 】

【 数 2 】

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

20

【 0 0 3 9 】

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 τ は $1/2$ ビット長以下の時間である。

【 0 0 4 0 】

【 数 3 】

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

【 0 0 4 1 】

30

図 1 の超音波診断装置では、送信信号を遅延回路 2 5 において遅延処理して得られる参照信号が、受信ミキサ 3 0 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号の遅延時間を τ 、遅延回路 2 5 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 ϕ とすると、受信ミキサ 3 0 のミキサ 3 2 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 4 2 】

【 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 3 】

40

【 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 4 】

そして、受信ミキサ 3 0 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 5 】

【数 6】

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

10

20

【0046】

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 $2\omega_o t$ 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。

【0047】

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。

30

【0048】

【数 7】

$$\omega_d t - \omega_o \tau + \omega_o kT_b = \omega_d t - \omega_o (\tau - kT_b) = \omega_d t - \omega_o (IT_b + \xi - kT_b)$$

【0049】

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に依り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。

40

【0050】

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。

【0051】

【数 8】

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

10

$$\theta_{kl} = \frac{\pi}{N}(l^2 - k^2)$$

【0052】

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 と FFT 処理部 50 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。

20

【0053】

【数 9】

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

【0054】

【数 10】

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

30

【0055】

【数 11】

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

【0056】

数 11 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 11 式はさらに簡潔に次式のように変換される。

40

【0057】

【数 12】

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

【0058】

数 12 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

50

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。

【0059】

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。

【0060】

【数13】

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

10

20

【0061】

数13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30において次々に得られる数13式の乗算結果は、LPF36を経て加算部46に出力され、加算部46とFFT処理部50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。

【0062】

【数14】

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

30

【0063】

数14式の第2項は、数10式により0となる。数14式の第1項におけるの項は、数10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14式の第1項の $\sin\theta_{kl}$ 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。

【0064】

【数15】

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

40

【0065】

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。

【0066】

【数 1 6】

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

【0 0 6 7】

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 8】

【数 1 7】

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

【0 0 6 9】

数 1 7 式で表現される信号は、ドプラシフトによる位相の変化量 ϕ_d を含んでいる。つまり、ドプラ周波数の成分を含んだベースバンド帯域のドプラ信号である。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 ϕ_d の大きさ（ドプラ周波数の大きさ）から移動目標の速さなどが算出される。

【0 0 7 0】

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 ϕ_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 $\phi_d = 0$ であれば、固定目標からの信号であることが分かる。

【0 0 7 1】

さらに、図 1 の超音波診断装置では、ドプ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 7 2】

【数 1 8】

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

【0 0 7 3】

ミキサ 3 4 では、数 1 8 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 3 0 の後段に設けられた LPF（ローパスフィルタ）3 8 により除去される。

【0 0 7 4】

10

20

30

【数 1 9】

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

10

【0075】

20

数 1 2 式と数 1 5 式を適用して、受信信号と参照信号の乗算結果（数 1 9 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。

【0076】

【数 2 0】

$$u_{\varrho}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} [mix.out_{\varrho}] = -N \delta_{kl} \sin[\omega_d t - \omega_o \xi - \omega_o T_b(l-k)]$$

【0077】

30

数 2 0 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 2 0 式は次式のようになる。

【0078】

【数 2 1】

$$u_{\varrho}(t) = -N \sin(\omega_d t - \omega_o \xi)$$

【0079】

40

数 2 1 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 φ_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 8 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、ドブ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。

【0080】

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。

【0081】

【数 2 2】

$$A = (a_0, a_1, a_2, a_4, a_5, a_6, a_7)$$

$$= (\cos 0, \cos \frac{\pi}{8}, \cos \frac{4\pi}{8}, \cos \frac{9\pi}{8}, \cos \frac{16\pi}{8}, \cos \frac{25\pi}{8}, \cos \frac{36\pi}{8}, \cos \frac{49\pi}{8})$$

【0 0 8 2】

【数 2 3】

$$B = (b_0, b_1, b_2, b_4, b_5, b_6, b_7)$$

$$= (\sin 0, \sin \frac{\pi}{8}, \sin \frac{4\pi}{8}, \sin \frac{9\pi}{8}, \sin \frac{16\pi}{8}, \sin \frac{25\pi}{8}, \sin \frac{36\pi}{8}, \sin \frac{49\pi}{8})$$

10

【0 0 8 3】

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 4】

【数 2 4】

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

20

【0 0 8 5】

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 6】

【数 2 5】

$$v_T(t, i) = a_i \cos \omega_0 t - b_i \sin \omega_0 t = \cos\left(\frac{\pi}{N} i^2\right) \cos \omega_0 t - \sin\left(\frac{\pi}{N} i^2\right) \sin \omega_0 t$$

$$= \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{N} i^2\right)$$

$$= \left(\cos \omega_0 t, \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{8}\right), \cos\left(\omega_0 t + \frac{4\pi}{8}\right), \cos\left(\omega_0 t + \frac{9\pi}{8}\right), \cos\left(\omega_0 t + \frac{16\pi}{8}\right), \right.$$

$$\left. \cos\left(\omega_0 t + \frac{25\pi}{8}\right), \cos\left(\omega_0 t + \frac{36\pi}{8}\right), \cos\left(\omega_0 t + \frac{49\pi}{8}\right) \right)$$

30

【0 0 8 7】

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 2 5 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。

40

【0 0 8 8】

< 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 2 5 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 2 5 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 $\theta_0 \sim \theta_7$ ）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 θ_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 θ_0 以外では合計が 0 となる。

50

【 0 0 8 9 】

図 5 は、乗算器出力の具体例を示す図である。図 5 には、数 2 5 式の送信信号を利用した場合に、距離軸方向の θ_0 から θ_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 3 0 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 θ_0 から θ_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 θ_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 9 0 】

図 5 に示す深さ θ_0 と深さ θ_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 θ_1 から θ_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 θ_1 から θ_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 9 1 】

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 θ_0 と深さ θ_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には、例えば、加算部 4 6 , 4 8 に代えてローパスフィルタを利用すればよい。

【 0 0 9 2 】

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 θ_1 から θ_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（ $N T_b$ ）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 3 】

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）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。

【 0 0 9 4 】

図 6（B）は、受信ミキサ 3 0 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、LPF 3 6 , 3 8 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。

【 0 0 9 5 】

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 1 0 d B 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。

10

20

30

40

50

【 0 0 9 6 】

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 γ_1 から γ_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。

【 0 0 9 7 】

図5を利用して説明したように、深さ γ_1 から γ_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。

【 0 0 9 8 】

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。

【 0 0 9 9 】

< 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。

【 0 1 0 0 】

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。

【 0 1 0 1 】

図7の最上段における a_0, a_1, a_2, \dots は、パターン長N(全符号数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(ベースバンド信号)を示している。このベースバンド信号は、1符号長 T_b ごとに相関値が変化するアナログ信号であり、このアナログ信号が各ブロックごとにnサンプルずつ加算される。

【 0 1 0 2 】

図7に示す A_0, A_1, A_2, \dots 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 A_0 は、0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、 A_1 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個の加算結果が得られる。図7には、 $m=16$ の例が示されており、 nT_b の時間長ごとに $A_0, A_1, A_2, \dots, A_{15}$ まで加算結果が次々に得られ、さらに A_{15} に続いて、次の周期の $A_0 \sim A_{15}$ までの加算結果が次々に得られる。

【 0 1 0 3 】

そして、本実施形態においては、 $A_0 \sim A_{15}$ までを繰り返す復調信号列内で、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 $Y_0, Y_1, Y_2,$

10

20

30

40

50

・・・が次々に抽出されてメモリ等に記憶される。

【0104】

信号列 Y_0 は、 A_0 を先頭として A_0 から A_{15} までの16個の各加算結果で構成されている。そして信号列 Y_0 の次に抽出される信号列 Y_1 は、 A_1 を先頭として A_1 から A_{15} までの各加算結果の後に A_0 を加えた16個の各加算結果で構成されている。さらに、信号列 Y_1 の次に抽出される信号列 Y_2 は、 A_2 を先頭として A_2 から A_{15} までの各加算結果の後に A_0 と A_1 を加えた16個の各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 Y_0 、 Y_1 、 Y_2 、・・・が次々に抽出される。

【0105】

なお、 A_0 、 A_1 、 A_2 、・・・の時間間隔は nT_b であるため、次々に抽出される信号列 Y_0 、 Y_1 、 Y_2 、・・・の時間間隔も nT_b となる。抽出された信号列 Y_0 、 Y_1 、 Y_2 、・・・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。

10

【0106】

信号列 Y_0 、 Y_1 、 Y_2 、・・・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 Y_0 に対応した周波数スペクトラム SP_0 、信号列 Y_1 に対応した周波数スペクトラム SP_1 、・・・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 $SP_0 \sim SP_{15}$ 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。

20

【0107】

複数の信号列 $Y_0 \sim Y_{15}$ に対応した複数の周波数スペクトラム $SP_0 \sim SP_{15}$ 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(互いに対応する時刻)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 $Y_0 \sim Y_{15}$ 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 $A_0 \sim A_{15}$ までの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 $Y_0 \sim Y_{15}$ までの複数の加算結果が加算され、 $A_0 \sim A_{15}$ までの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。

【0108】

周波数スペクトラム $SP_0 \sim SP_{15}$ 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 SP_0 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 $SP_0 \sim SP_{15}$ 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 $SP_1 \sim SP_{15}$ 、 SP_0 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 で次々に周波数スペクトラムの加算結果を得ることができる。

30

【0109】

こうして、図1のFFT処理部50において、複数の信号列 $Y_0 \sim Y_{15}$ から得られる周波数スペクトラム $SP_0 \sim SP_{15}$ の加算結果が得られると、ドブラ情報解析部52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30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。

40

【0110】

以上に説明したように、図1の超音波診断装置では、位相パターンの1周期に亘って得られる復調信号が全て加算処理されることにより、目標位置に対応した復調信号が選択的に抽出される。つまり、位相パターンの1周期に対応した範囲内において目標位置が選択される。したがって、目標位置が深い位置にあるほど、位相パターンの1周期が長くなければならない。その逆に、目標位置が浅い位置にある場合には、位相パターンの1周期を短くすることもできる。そこで、図1の超音波診断装置は、目標位置の深さに応じて、位相パターンの1周期の長さを制御している。

【0111】

50

< 目標位置の深さに応じた周期の制御について >

図 7 に示した例では、位相パターンのパターン長 N を n 個の符号ごとに 16 ブロックに分割しているため、各符号の時間長を T_b とすると、位相パターンの 1 周期は、 $NT_b = m \times n \times T_b$ となっている。そして、図 7 に示した例においては、目標位置が τ_1 にあり位相パターンの 1 周期に対応した範囲内にあるため、その範囲内において目標位置からの復調信号を選択的に抽出することができる。

【 0 1 1 2 】

これに対し、目標位置が τ_1 よりも浅い場合には、例えば、目標位置が $\tau_1 / 2 = \tau_2$ にある場合には、図 7 の例における位相パターンにより復調信号を選択的に抽出することができるが、位相パターンの 1 周期を短くしても、復調信号を選択的に抽出することができる。例えば、各符号の時間長を T_b としたまま、パターン長（全符号数）を少なくすることにより、位相パターンの 1 周期を短くすることができる。

10

【 0 1 1 3 】

図 8 は、全符号数の増減による周期の制御を説明するための図である。図 8 には、図 7 と同様な位相パターンの 1 周期に亘る加算処理の過程が図示されている。但し、図 8 の例においては、目標位置が $\tau_2 = \tau_1 / 2$ にあり、図 7 との比較において深さが $1 / 2$ となっている。そこで、図 8 の例では、図 7 との比較において位相パターンの 1 周期も $1 / 2$ とされている。つまり、各符号の時間長 T_b は固定して、位相パターンの 1 周期に亘る符号の総数である全符号数が $N / 2$ とされている。

【 0 1 1 4 】

図 8 の例において、位相パターンの 1 周期は、 $NT_b / 2 = m / 2 \times n \times T_b$ となっている。図 8 の例において、目標位置は τ_2 にあり、位相パターンの 1 周期に対応した範囲内にあるため、その範囲内において目標位置からの復調信号を選択的に抽出することができる。

20

【 0 1 1 5 】

図 9 は、全符号数と受信信号の周波数スペクトラムとの関係を示す図である。受信信号の周波数スペクトラムについては、図 6 (A) を利用して説明したとおりであり、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。

【 0 1 1 6 】

図 9 (A) には、位相パターンの全符号数が N の場合における受信信号の周波数スペクトラムが示されている。この場合、位相パターンの繰り返し周波数は $f_{p1} = 1 / NT_b$ となる。つまり帯波の周波数間隔（線スペクトルの周波数間隔）は周波数 f_{p1} である。

30

【 0 1 1 7 】

これに対し、図 9 (B) には、位相パターンの全符号数が $N / 2$ の場合における受信信号の周波数スペクトラムが示されている。この場合、位相パターンの繰り返し周波数は、 $f_{p2} = 2 / NT_b$ となる。つまり、側帯波の周波数間隔（線スペクトルの周波数間隔）は周波数 f_{p2} であり、図 9 (A) との比較においてその間隔は 2 倍となる。

【 0 1 1 8 】

また、図 9 (B) の場合には、位相パターンの全符号数が $N / 2$ であるため、全符号数が N である図 9 (A) の場合に比べて、単位時間当たりの位相パターンの繰り返し数が 2 倍となるため、特定した目標からの受信電力は、単位時間当たり 2 倍となる。つまり、図 9 (A) との比較において図 9 (B) の周波数スペクトラムは縦軸方向に 2 倍に増加し、これにより受信信号の感度も増加して目標位置の検出感度が向上する。

40

【 0 1 1 9 】

なお、図 9 (C) には、位相パターンの全符号数が $N / 3$ の場合における受信信号の周波数スペクトラムが示されている。この場合において、位相パターンの繰り返し周波数は $f_{p3} = 3 / NT_b$ となる。つまり、側帯波の周波数間隔（線スペクトルの周波数間隔）は周波数 f_{p3} であり、図 9 (A) との比較においてその間隔は 3 倍となる。さらに、図 9 (A) との比較において図 9 (C) の周波数スペクトラムは縦軸方向に 3 倍に増加する。目

50

標位置が図 8 に示す d_2 よりもさらに浅い場合には、図 9 (C) に示すように、全符号数を $N/3$ として、受信信号の感度をさらに増加させ、目標位置の検出感度をさらに向上させてもよい。

【 0 1 2 0 】

このように、目標位置の深さに応じて、位相パターンの全符号数を増減させて位相パターンの周期を制御することにより、目標位置の検出感度を向上させることができる。例えば、検査者により設定された目標位置の深さに応じて、図 1 のシステム制御部 6 0 が位相パターンの全符号数 N を設定する。これに対し、位相パターンの全符号数を N に固定したまま、各符号の時間長 T_b を増減させて位相パターンの周期を制御することもできる。

【 0 1 2 1 】

図 1 0 は、各符号の時間長の増減による周期の制御を説明するための図である。図 1 0 には、図 7 と同様な位相パターンの 1 周期に亘る加算処理の過程が図示されている。但し図 1 0 の例においては目標位置が d_2 であり、図 7 の d_1 よりも浅い位置にある。そこで図 1 0 の例では、図 7 との比較において位相パターンの 1 周期が小さくされている。つまり、位相パターンの 1 周期に亘る符号の総数である全符号数は固定して、各符号の時間長である T_{b2} が小さくされている。

【 0 1 2 2 】

図 1 0 の例において、位相パターンの 1 周期は $NT_{b2} = m \times n \times T_{b2}$ となっている。この例において、目標位置は d_2 にあり、位相パターンの 1 周期に対応した範囲内にあるため、その範囲内において目標位置からの復調信号を選択的に抽出することができる。さらに、目標位置を選択的する場合における距離分解能は、各符号の時間長に相当する距離となるため、図 7 との比較において、図 1 0 の例では、各符号の時間長 T_{b2} が小さいため、距離分解能を向上させることができる。

【 0 1 2 3 】

このように、目標位置の深さに応じて、位相パターンを構成する各符号の時間長 T_b を増減させて位相パターンの周期を制御することにより、目標位置の距離分解能を向上させることができる。例えば、検査者により設定された目標位置の深さに応じて、図 1 のシステム制御部 6 0 が可変クロック生成部 2 3 を制御することにより、各符号の時間長 T_b が設定される。

【 0 1 2 4 】

図 1 1 は、各符号の時間長と受信信号の周波数スペクトラムの関係を示す図である。受信信号の周波数スペクトラムについては、図 6 (A) を利用して説明したとおりであり R F 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) 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 ビットの時間間隔の逆数となる。

【 0 1 2 5 】

図 1 1 (A) には、各符号の時間長が比較的大きい T_{b1} の場合における受信信号の周波数スペクトラムが示されている。この場合、位相パターンの繰り返し周波数は $f_{p1} = 1 / NT_{b1}$ となる。つまり、側帯波の周波数間隔 (線スペクトルの周波数間隔) は周波数 f_{p1} である。また、周波数 f_0 からヌル点までの周波数間隔は、1 ビットの時間間隔の逆数 $1 / T_{b1}$ となる。

【 0 1 2 6 】

これに対し、図 1 1 (B) には、各符号の時間長が中程度である T_{b2} の場合における受信信号の周波数スペクトラムが示されている。この場合、位相パターンの繰り返し周波数は $f_{p2} = 1 / NT_{b2}$ となる。つまり、側帯波の周波数間隔 (線スペクトルの周波数間隔) は周波数 f_{p2} であり、図 1 1 (A) との比較においてその間隔は広くなる。また、図 1 1 (B) の場合には、図 1 1 (A) に比べて、各符号の時間長が T_{b2} と小さいため周波数 f_0 からヌル点までの周波数間隔は $1 / T_{b2}$ と広くなる。

【 0 1 2 7 】

10

20

30

40

50

さらに、図 1 1 (C) には、各符号の時間長が比較的小さい T_{b3} の場合における受信信号の周波数スペクトラムが示されている。この場合において、位相パターンの繰り返し周波数は $f_{p3} = 1 / NT_{b3}$ となる。つまり、側帯波の周波数間隔 (線スペクトルの周波数間隔) は周波数 f_{p3} であり、図 1 1 (B) の場合よりもさらにその間隔が広がる。また、図 1 1 (C) の場合には、周波数 f_0 からヌル点までの周波数間隔が $1 / T_{b3}$ となり、図 1 1 (B) の場合よりもさらに広がる。目標位置が図 1 0 に示す z_2 よりもさらに浅い場合には、図 1 1 (C) に示すように、各符号の時間長を T_{b3} として、目標位置の距離分解能をさらに向上させてもよい。

【 0 1 2 8 】

なお、図 1 1 に示したように、各符号の時間長の増減に応じて、受信信号の周波数帯域が変化している。例えば、周波数 f_0 からヌル点までの周波数間隔が変化する。そこで、BPF 17 (図 1) において、受信信号 (受信 RF 信号) に含まれる不用な帯域成分をカットして通過帯域成分を抽出するにあたり、その通過帯域を各符号の時間長に応じて制御するようにしてもよい。

【 0 1 2 9 】

図 1 2 は、各符号の時間長に応じた通過帯域の制御を説明するための図である。図 1 2 (A) ~ (C) には、図 1 1 (A) ~ (C) と同じ受信信号の周波数スペクトラムが示されている。

【 0 1 3 0 】

図 1 2 (A) は、各符号の時間長が T_{b1} の場合の周波数スペクトラムであり、この場合には、主に $f_0 - 1 / T_{b1} \sim f_0 + 1 / T_{b1}$ までの周波数成分が抽出されるように、通過帯域が BW 1 に設定される。また、図 1 2 (B) は、各符号の時間長が T_{b2} の場合の周波数スペクトラムであり、この場合には、主に $f_0 - 1 / T_{b2} \sim f_0 + 1 / T_{b2}$ までの周波数成分が抽出されるように、通過帯域が BW 2 に設定される。そして、図 1 2 (C) は、各符号の時間長が T_{b3} の場合であり、主に $f_0 - 1 / T_{b1} \sim f_0 + 1 / T_{b1}$ までの周波数成分が抽出されるように、通過帯域が BW 3 に設定される。

【 0 1 3 1 】

このように、目標位置の深さに応じて各符号の時間長が設定され、さらにその時間長に応じて、受信信号の通過帯域を設定することにより、その目標位置の深さにおいて受信信号の SNR (信号対雑音比) を常に最適化することができる。例えば、検査者により設定された目標位置の深さに応じて、図 1 のシステム制御部 60 が BPF 17 を制御することにより、受信信号の通過帯域が設定される。

【 0 1 3 2 】

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。

【 0 1 3 3 】

例えば、図 1 の超音波診断装置では、正弦パターンと余弦パターンを利用して、周期的に位相を変化させる連続波の送信信号を形成しているが、例えば、PN (Pseudo Noise) 系列、M 系列、Gorey 系列などの符号系列を用いて、位相シフトキーイング (PSK) により、周期的に位相を変化させる連続波の送信信号を形成してもよい。

【符号の説明】

【 0 1 3 4 】

2 2 A 余弦パターン処理部、2 2 B 正弦パターン処理部、2 3 可変クロック生成部、2 4 合成処理部、2 5 遅延回路、3 0 受信ミキサ、4 6, 4 8 加算部、5 0 FFT 処理部、5 2 ドプラ情報解析部、6 0 システム制御部。

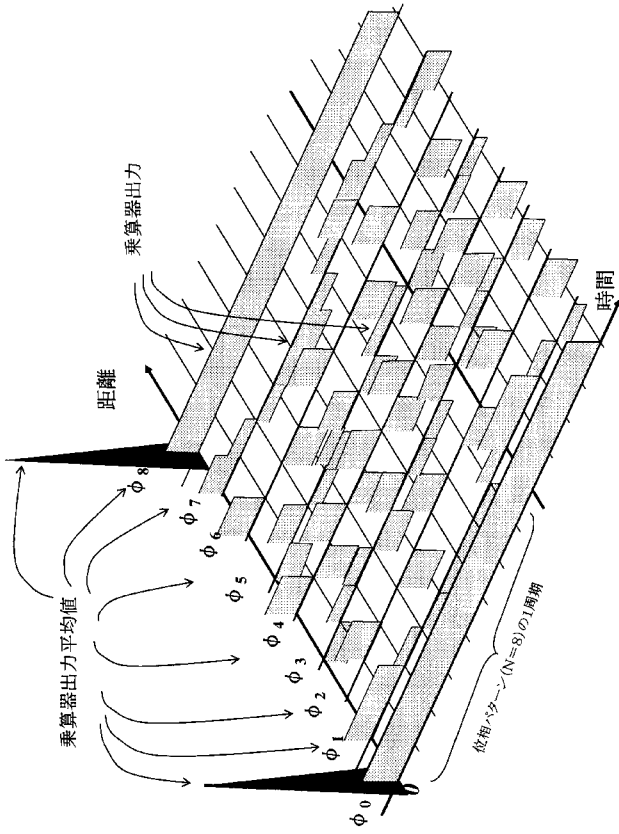
10

20

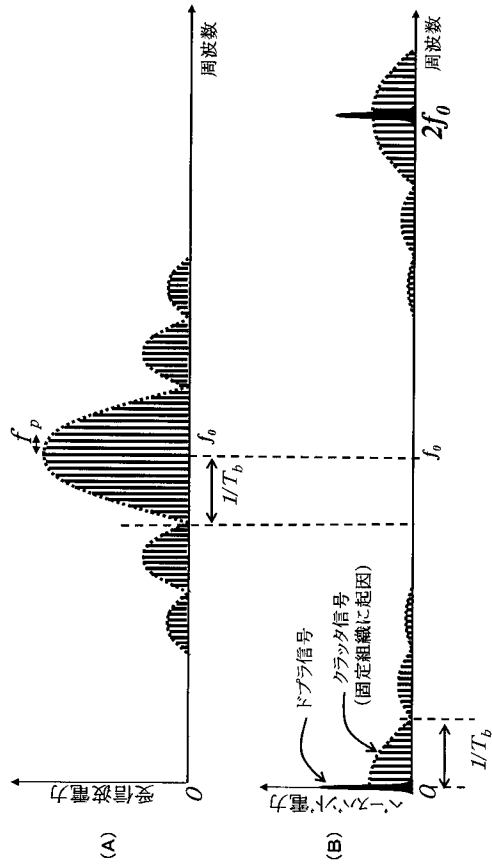
30

40

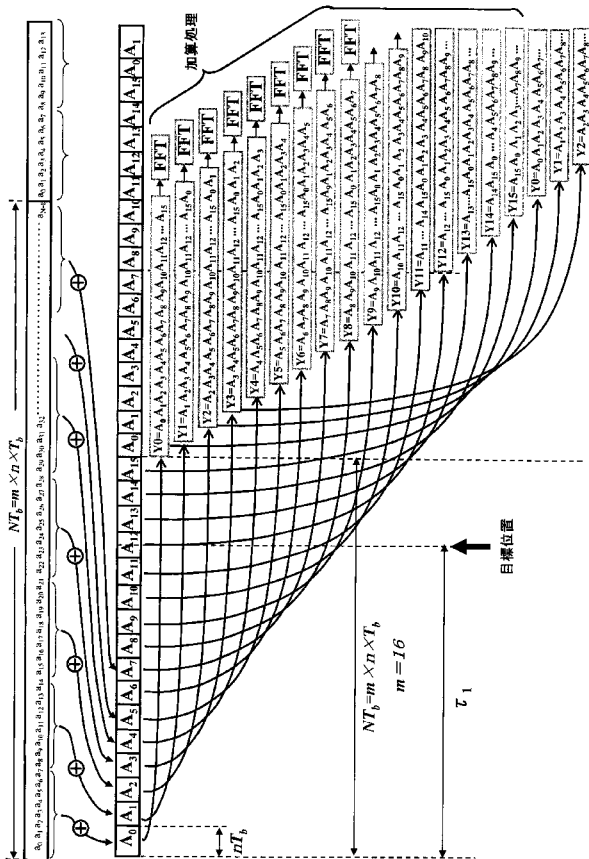
【図5】



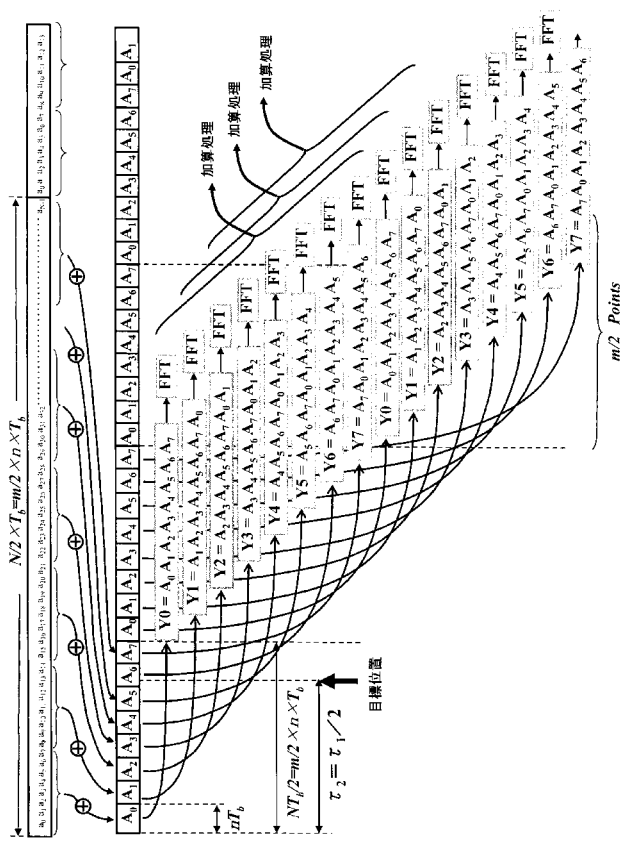
【図6】



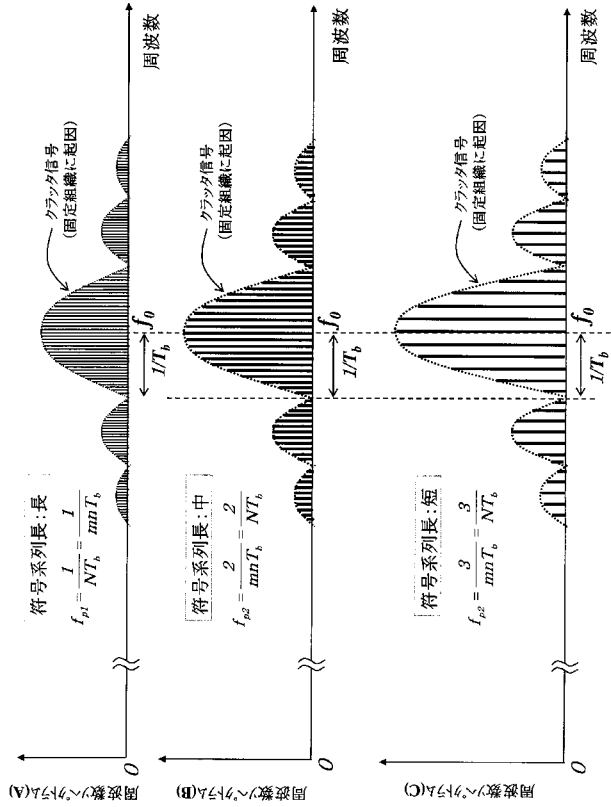
【図7】



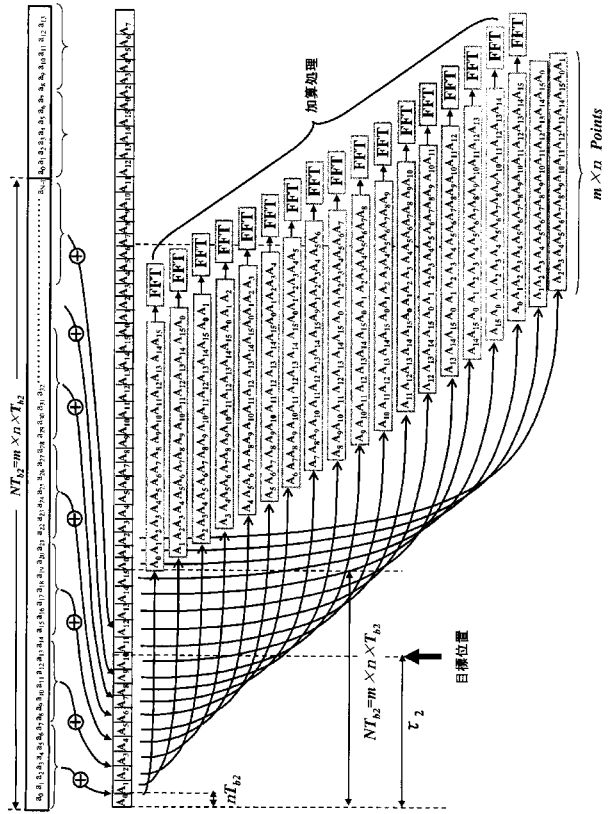
【図8】



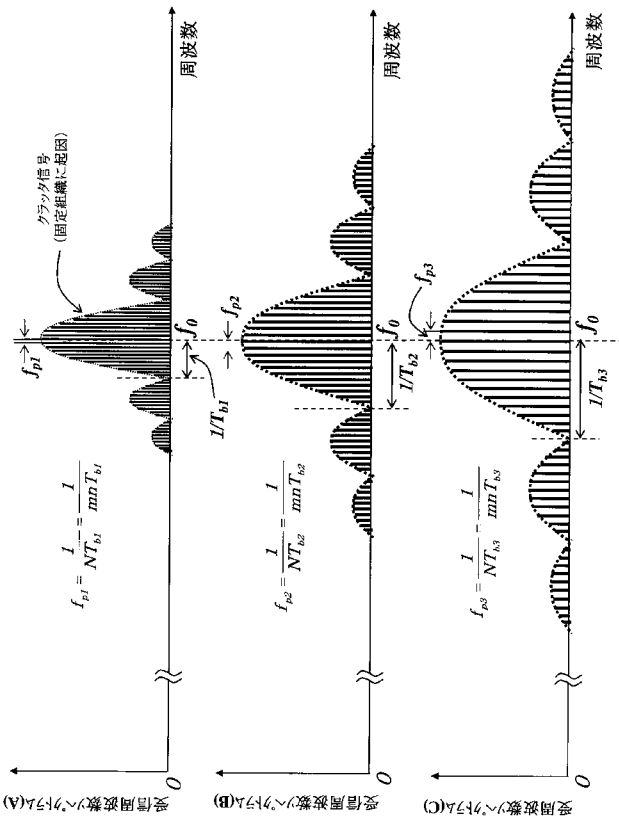
【図9】



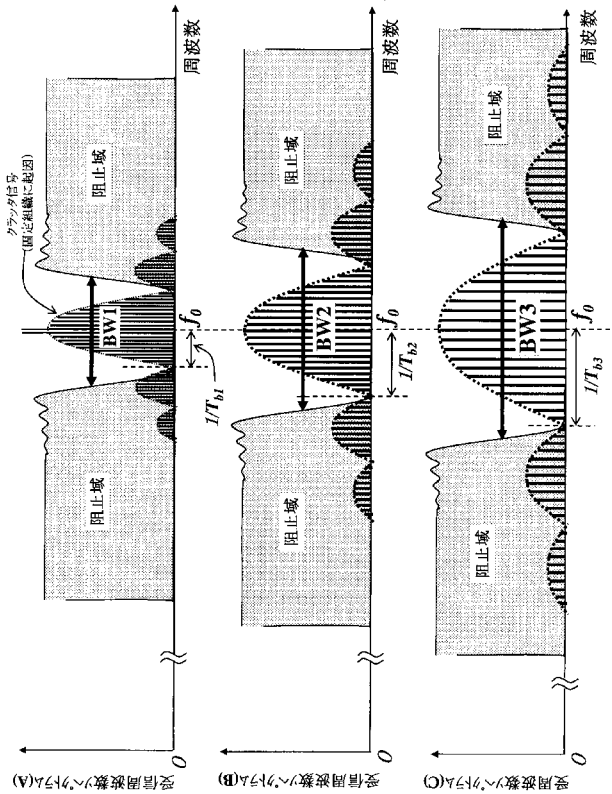
【図10】



【図11】



【図12】



专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP2012081052A	公开(公告)日	2012-04-26
申请号	JP2010229590	申请日	2010-10-12
[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		
[标]发明人	国田正徳		
发明人	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/EE01 4C601/EE03 4C601/HH03 4C601/HH21 4C601/JB31 4C601/JB41 4C601/JB49		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：实现适合于超声波的连续波中的目标位置的深度的控制。解决方案：从正弦图案处理部分22B和余弦图案处理部分22A输出的两个信号被合成。合成处理部分24形成具有预定相位图案的连续波（相移连续波）。可调时钟形成部分23输出用于确定一个代码长度的时钟，该代码长度是构成正弦图案和余弦图案的每个代码的时间长度。系统控制部分60响应目标位置的深度控制可调节时钟形成部分23，从而建立每个代码的时间长度。此外，系统控制部分60响应目标位置的深度来确定正弦图案和余弦图案的所有代码编号N。

