(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第5247026号
(P5247026)
(45)発行日　平成25年7月24日(2013.7.24)　(24)登録日　平成25年4月19日(2013.4.19)

(51)Int.Cl.		F I		
G01S 15/50	(2006.01)	G01S	15/50	
G01S 15/88	(2006.01)	G01S	15/88	
G01W 1/00	(2006.01)	G01W	1/00	C

請求項の数 13　(全 22 頁)

(21)出願番号	特願2006-501378 (P2006-501378)
(86)(22)出願日	平成16年2月26日 (2004.2.26)
(65)公表番号	特表2006-518839 (P2006-518839A)
(43)公表日	平成18年8月17日 (2006.8.17)
(86)国際出願番号	PCT/AU2004/000242
(87)国際公開番号	WO2004/077094
(87)国際公開日	平成16年9月10日 (2004.9.10)
審査請求日	平成19年2月13日 (2007.2.13)
(31)優先権主張番号	2003900878
(32)優先日	平成15年2月26日 (2003.2.26)
(33)優先権主張国	オーストラリア(AU)

(73)特許権者　505312039
テレ－アイピー　リミテッド
ＴＥＬＥ－ＩＰ　ＬＩＭＩＴＥＤ
オーストラリア国　ヴィクトリア　３１０
２，キューイースト，ハイ　ストリート
２／７９６
(74)代理人　110000084
特許業務法人アルガ特許事務所
(74)代理人　100068700
弁理士　有賀　三幸
(74)代理人　100077562
弁理士　高野　登志雄
(74)代理人　100096736
弁理士　中嶋　俊夫

最終頁に続く

(54)【発明の名称】改善されたソーダーよる下層大気の観測

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
音響的送信機手段と第１の音響変換器を含む音響的受信機手段とを用いて所定の高度範囲にわたって下層大気を音響的に観測する方法であって、
送信機手段を使用して音響チャープを下層大気に前記範囲にわたって伝搬軸に沿って伝搬させるステップと、
第１の変換器を使用してチャープの送信中及び送信後の両方において大気から返される前記チャープの音響エコーを検出し、これにより前記第１の変換器は、チャープの直接送信、周囲ノイズ及びエコークラッターを含む音響的干渉も検出し、更に第１の変換器を使用して前記検出されたエコー及び干渉を表す第１のアナログ電子受信信号を発生するステップと、
前記第１のアナログ受信信号をサンプリングして、前記干渉に起因する信号成分を含む第１のアナログ受信信号の瞬時振幅を表すデジタルサンプルの第１の入力ストリームを発生するステップと、
前記デジタルサンプルの第１入力ストリームの複素フーリエ変換値を発生するステップと、
前記デジタルサンプルの第１入力ストリームの前記複素フーリエ変換値をチャープの複素フーリエ変換値と関連づけて、関連づけられた変換値を発生するステップと、
距離に関連して反射又は屈折異常の強度を表す振幅サンプルの出力ストリームを発生するために、関連づけられた変換値の逆フーリエ変換値を発生するステップとを含む方法。

【請求項２】
距離に関連して風の特徴を表す位相サンプルの出力ストリームを発生するために、関連づけられた変換値の逆フーリエ変換値を発生するステップを含む、請求項１に記載の方法。
【請求項３】
前記第１入力サンプルストリームをウェーブレットフィルタに通し、前記デジタルサンプルの第１入力ストリームの前記複素フーリエ変換値を発生する前に前記干渉の直接信号及び周囲ノイズ成分を減衰させるステップを含む、請求項１に記載の方法。
【請求項４】
デジタルサンプルの変更された第１入力ストリームであって、前記デジタルサンプルの第１入力ストリーム中の前記干渉による前記信号成分が直接信号成分を含み、該デジタルサンプルの該第１入力ストリーム中の前記干渉の直接信号成分が減衰された該ストリームを発生するステップと、
前記複素フーリエ変換値を発生するために前記変更された第１入力ストリームを使用するステップとを含み、前記変更された入力ストリームを発生する前記ステップが、
前記デジタルサンプルの第１入力ストリームのウェーブレット変換を行なって、サンプルの受信ウェーブレット近似ストリームとサンプルの受信ウェーブレット詳細ストリームとを個別に発生するサブステップと、
前記送信されたチャープのデジタルサンプルのストリームのウェーブレット変換を行なって、ウェーブレットチャープ近似サンプルストリームとウェーブレットチャープ詳細サンプルストリームとを個別に発生するサブステップと、
前記受信ウェーブレット近似サンプルと前記チャープ近似サンプルとの対応するものの差をとって、差分ウェーブレット近似サンプルのストリームを発生するサブステップと、
前記受信ウェーブレット詳細サンプルと前記チャープウェーブレット詳細サンプルとの対応するものの差をとって、差分ウェーブレット詳細サンプルのストリームを発生するサブステップと、
前記差分ウェーブレット近似サンプル及び差分ウェーブレット詳細サンプルのストリームの逆ウェーブレット変換を行なって、前記直接信号干渉成分が減衰された前記デジタルサンプルの変更された第１入力ストリームを発生するサブステップとを含む、請求項１に記載の方法。
【請求項５】
前記受信機手段が前記第１の変換器に類似したダミーの音響変換器を含み、前記ダミー及び第１の音響変換器は送信機手段から実質的に同じ距離に配置され、前記ダミー変換器手段は、大気エコーから音響的にシールドされているが、第１の変換器のように前記干渉の前記直接信号及び環境ノイズ成分を受信するように同様に適合されており、請求項１の方法は、
デジタルサンプルの変更された第１入力ストリームであって、該デジタルサンプルの該第１入力ストリームの前記干渉の直接信号及び周囲ノイズ成分が減衰された該ストリームを発生するステップと、前記デジタルサンプルの第１入力ストリームの前記複素フーリエ変換値を発生するために前記変更された第１入力ストリームを使用するステップとを含み、前記変更された入力ストリームを発生する前記ステップが、
前記デジタルサンプルの第１入力ストリームのウェーブレット変換を行なって、受信ウェーブレット近似サンプルストリームと受信ウェーブレット詳細サンプルストリームとを個別に発生するサブステップと、
前記ダミー変換器を使用して、前記ダミー変換器によって受信された前記直接送信及びノイズを表すダミーのアナログ電子受信信号を発生するサブステップと、
前記ダミーアナログ信号をサンプリングして、直接信号及び周囲ノイズ干渉に起因する信号成分を含むダミーアナログ信号の瞬時振幅を表すデジタルサンプルのダミーストリームを発生するサブステップと、
前記デジタルサンプルのダミーストリームのウェーブレット変換を行なって、ダミーウ

ェーブレットチャープ近似サンプルストリームとダミーウェーブレットチャープ詳細サンプルストリームとを個別に発生するサブステップと、
前記受信ウェーブレット近似サンプルと前記ダミー近似サンプルとの対応するものの差をとって、差分ウェーブレット近似サンプルのストリームを発生するサブステップと、
前記受信ウェーブレット詳細サンプルと前記ダミーウェーブレット詳細サンプルとの対応するものの差をとって、差分ウェーブレット詳細サンプルのストリームを発生するサブステップと、
前記差分ウェーブレット近似サンプル及び差分ウェーブレット詳細サンプルのストリームの逆ウェーブレット変換を行なって、前記直接信号及び周囲ノイズ干渉成分が減衰された前記デジタルサンプルの変更された第１入力ストリームを発生するサブステップとを含む、請求項１に記載の方法。
【請求項６】
振幅サンプルの出力ストリームを振幅ウェーブレットフィルタに通して干渉のクラッター成分を示す前記振幅サンプルの内の異常なもののクリッピングを行なうステップを含む、請求項１～５の何れかに記載の方法。
【請求項７】
音響的送信機手段及び受信機手段を用いて所定の高度範囲にわたって下層大気を音響的に観測する方法であって、
送信機手段を使用して音響チャープを下層大気に軌道に沿って送信するステップと、
音響的受信機手段を使用して音響入力信号を検出すると共に前記入力信号を表す受信機出力を発生するステップであって、前記音響入力信号及び前記受信機出力は、それぞれ（ｉ）チャープの送信中及び送信後において大気から返される前記チャープのエコー、（ｉｉ）大気から返されることなく送信機手段から直接受信した直接チャープ信号、周囲音響ノイズ、及び返されたエコーのクラッター成分を含む干渉に起因する成分を含んでいるステップと、
フーリエ領域処理技術を用いる整合フィルタを使用してエコー情報を抽出すると共に、その情報から、距離に関連して大気異常を表す信号振幅及び／又は位相データを発生するステップとを含む方法。
【請求項８】
前記受信機出力をウェーブレットフィルタに通して、前記整合フィルタを使用する前に前記干渉の直接信号及び周囲ノイズ成分を減衰させるステップを含む、請求項７に記載の方法。
【請求項９】
前記信号振幅データをウェーブレットフィルタに通して、前記整合フィルタを使用する前に前記干渉のクラッター成分を減衰させるステップを含む、請求項７又は８に記載の方法。
【請求項１０】
前記整合フィルタを使用する前に減衰した干渉成分を有する変更した受信機出力を発生するステップを含み、この変更した受信機出力を発生するステップが、
前記受信機出力のウェーブレット変換を行なって、受信ウェーブレット近似信号と受信ウェーブレット詳細信号を発生するサブステップと、
前記送信されたチャープのウェーブレット変換を行なって、ウェーブレットチャープ近似信号とウェーブレットチャープ詳細信号を発生するサブステップと、
前記受信ウェーブレット近似信号と前記チャープウェーブレット近似信号との差をとって、差分ウェーブレット近似信号を発生するサブステップと、
前記受信ウェーブレット詳細信号と前記チャープウェーブレット詳細信号との差をとって、差分ウェーブレット詳細信号を発生するサブステップと、
前記差分ウェーブレット近似信号及び差分ウェーブレット詳細信号の逆ウェーブレット変換を行なって、前記直接信号干渉成分が減衰された前記デジタルサンプルの変更された第１入力ストリームを発生するサブステップとを含む、請求項７に記載の方法。

【請求項１１】
受信機手段を使用して、送信されたチャープから第１の方向に返されたエコーを含む第１の音響入力を検出し、前記第１の音響入力に関連する第１の受信機出力を発生するステップと、
受信機手段を使用して、送信されたチャープから前記第１の方向と実質的に反対方向の第２の方向に返されたエコーを含む第２の音響入力を検出し、前記第２の音響入力に関連する第２の受信機出力を発生するステップと、前記の全てのステップは整合フィルタを使用する前に実行され、
前記整合フィルタを使用して、前記第１の受信機出力から位相に関係する成分を含む第１の位相信号を発生するステップと、
前記整合フィルタを使用して、前記第２の受信機出力から位相に関係する成分を含む第２の位相信号を発生するステップと、
前記第１及び第２の位相信号を操作してレンジにおける空気の特性に関するデータを発生するステップとを含む、請求項７に記載の方法。
【請求項１２】
所定の高度範囲にわたって下層大気を音響的に観測するのに用いる手段であって、
音響的送信機手段と、
音響チャープ信号を発生して前記チャープ信号を前記送信機手段により下層大気に伝搬させる送信機駆動手段と、
チャープ伝搬が進行している間に前記伝搬されたチャープ信号のエコーを検出すると共に、検出されたエコー、及び大気からの反射を伴うことなく検出された直接チャープ信号を含むと共に周囲ノイズとエコークラッターを含む付随する干渉を表す入力信号を発生する音響的受信機手段と、
前記入力信号を受信すると共にチャープ信号の電子的な基準コピーを受信するように接続されたウェーブレットフィルタ手段であって、前記入力信号内の検出された直接信号を減衰させそして変更された入力信号を発生するために前記コピーを使用するように適合されたウェーブレットフィルタ手段と、
前記基準信号と前記変更された信号の両方を受けとり、それらから位相及びレンジ内における大気の特徴を示す振幅のデータを抽出するように接続された整合フィルタ手段とを含む手段。
【請求項１３】
所定の高度範囲にわたって下層大気を音響的に観測するのに用いる手段であって、
音響的送信機手段と、
音響チャープ信号を発生しそして前記チャープ信号を前記送信機手段により下層大気に伝搬させる送信機駆動手段と、
チャープ伝搬が進行している間に前記伝搬されたチャープ信号のエコーを検出するのに適合すると共に、前記検出されたエコー及び大気からの反射を伴うことなく検出された直接チャープ信号を含むと共に周囲ノイズとエコークラッターを含む付随する干渉を表す第１の入力信号を発生するのに適合する第１の音響的受信機手段と、
入力信号と駆動手段からのチャープ信号の電子的なコピーを受信するように接続されると共に、それらからエコー振幅信号を抽出するように適合された整合フィルタ手段と、
前記振幅信号を受信するように接続されると共に、ウェーブレット領域における異常振幅信号をクリップして振幅信号中のエコークラッターを減少させるように適合されたウェーブレットフィルタ手段とを含む手段。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、分離した音響的送信機及び受信機を用いて下層大気を観測するためのソーダー（音波気象観測）方法及び装置に関する。
【０００２】

本発明は、「モノスタティック」及び「バイスタティック」ソーダーシステムに適用可能である。モノスタティックシステムは、送信機と受信機が同じ位置にあり、同じリフレクタディッシュ（反射器皿）上にある場合が多いシステムである。バイスタティックシステムは、送信機と受信機が同じ位置になく、観測範囲の距離に比べて非常に小さい距離ではなく、通常は観測範囲を上回る距離だけ離間されているシステムである。

【０００３】

本発明の大気観測技術は、最近、ソーダー（ＳＯＤＡＲ（SOund Direction and Ranging）と呼ばれている技術に属するものである。ソーダーは、大気におけるＲＡＤＡＲ（RAdio Direction and Ranging）、ＬＩＤＡＲ（Llght Direction and Ranging）、ＡＥＲＩ（Atmospheric Emittance Radiance Interferometry）及びハイブリッドＲＡＳＳ（Radio Acoustic Sounding Systems）等の電磁波を用いる観測技術とは区別すべきものである。しかし、現在の形態のこれらの技術全てに共通することは、ドップラー信号についての関心とそのような信号の処理におけるフーリエ変換方法の使用である。ＳＯＮＡＲ（SOund Navigation and Ranging）は、液状媒体において使用されるものであるため言及していないが、ソナー(sonar)とソーダーという音響のみによる技術の間には共通点が見られる。何故なら、ソナーの測距及び画像化方法は、カメラ測距システム、非破壊検査システム及び医療用画像化システムにおけるように海洋環境外で適用されているからである。

【背景技術】

【０００４】

風のプロファイリング等のための音響のみによる方法は長い歴史があるが、コールター（Coulter）とカリストラトファ（Kallistratova）は、１９９９年の彼らの論文「高度技術時代における音響観測の役割（The Role Acoustic Sounding in a High-Technology Era）」（Meteorol. Atmos. Phys. 71, 3-19）において、それらの性能は満足できるものではなく、それは主に適切な信号対ノイズ比（Ｓ／Ｎ比）を得ることができないためであることを示している。

【０００５】

近年、Ｓ／Ｎ比を改善するために、レーダーＤＳＰ（digital signal processing）技術がソーダーに適用されている。特に、パルス圧縮技術が使用されているが、この技術では、位相又は周波数コード化音響パルスからのエコーをフーリエ変換を用いた整合フィルタによって処理して、より大きなピークパワーを持つより短いパルスに通常関連する測距分解能を得る。そのようなコード化されたパルスは、「パルス圧縮」波形を持つ、又は「パルスコード化」されていると云われる。（以下、この種のパルスは、略して「チャープ」と呼ぶ）「ソーダーシステムのためのコード化波形の使用（Use of Coded Waveforms for SODAR Systems）」と題された論文（Meteorol. Atomos. Phys. 71, 15-23 (1999)）において、エス・ジー・ブラッドレー（Ｓ Ｇ Bradley）は、最近、シミュレーションによって、レーダーパルス圧縮技術を用いることにより、ソーダーにおける振幅の区別を改善できることを発見した。レーダーにおけるパルス圧縮技術の使用例は、バークハーツ（Burkhardt）に許可された米国特許第６，２０８，２８５号、ノーマット（Normat）らに許可された米国特許第６，０８７，９８１号、及びムロスキー（Mroski）らに許可された米国特許第６，０４０，８９８号に見つけることができる。その様な高度な技術のソーダーへの適用にも関わらず、クレセンティ（Crescenti）による「ノイズによるドップラーソーダーの性能の低下(The Degradation of Doppler Sodar Performance Due to Noise）」と題された論文（Crescenti, G. H., 1998, Atmospheric Environment, 32, 1499-1509）では、１５００メートル程度の範囲でも重大な問題が残っていることが明らかにされた。

【０００６】

我々の同時係属中の国際特許出願ＰＣＴ／ＡＵ０１／００２４７（ＷＯ０１／６７１３２）において、我々は、持続期間が数十秒の長いチャープを使用したソーダーシステムを開示した。このシステムでは、チャープの送信が継続している間に各チャープからのエコーが検出された。（その様なシステムは「送信中受信」システムと呼ぶことができ、従来のレーダー及びソーダー技術分野において特徴的な従来の「送信後受信」システムと対比

される。）我々の以前の出願では、送信中に送信機から直接受信される直線信号を含む干渉から所望の微弱なエコー信号を抽出するために、フーリエに基づくパルス圧縮技術が使用された。その同時係属中の出願では、我々は５００～５０００Ｈｚの周波数範囲の線形音響チャープが好適であることを示した。また、我々は、オーバサンプリングの使用、即ち、チャープトーンについてのナイキスト周波数よりも充分高いサンプリングレートを使用することを開示した。

【０００７】

我々の同時係属中の出願のシステムの上記の特徴を組み合わせることにより、ＳＮ比を従来に比べて大幅に改善できたが、長いチャープ及び送信中受信の使用により、下層大気における細かいスケールでの不連続性を明らかにするための干渉の除去に関連した特別な課題が生じた。干渉の主要な三成分は、直接信号、周囲ノイズ及び信号クラッターである。周囲ノイズには、爆竹や発砲等の短い大きなノイズ、自動車のバックファイヤ等によって引き起こされる「ノイズスパイク」、車の往来による騒音（hiss and rumble）等の背景ノイズ、及び近隣のビル等の固定物から返される送信されたチャープの音響エコーという３タイプがある。クラッターは、鳥の群れや波うつ木々等の移動する物体から返される、重用でないエコーを云う。従来の短パルス送信後受信式のレーダー及びソーダーと異なり、我々が望む長い受信時間は、多くのノイズが集められることを意味することが分かるであろう。

【０００８】

モノスタティックソーダーシステムは、特に、送信機と受信機が同じディッシュ又は機械構造体に取り付けられている場合、小型化でき、携帯に便利であるが、直接信号干渉が送信中受信システムにおける厳しい問題となる。何故なら、エコーに対して直接信号干渉の振幅が大きいためである。また、モノスタティックシステムについては、水平及び垂直方向の風速のために返されたドップラー成分の分離が最も困難である。これらの問題は、受信機を送信機から充分に離して直接信号を大幅に減少させているバイスタティックシステムではあまり障害とならず、また、反射／屈折の角度が小さいため、水平方向の風によるドップラー信号は、当然、垂直方向の風速によるドップラー信号よりも優勢となる。しかし、そのようなバイスタティックシステムは、実質的に垂直に向けられるモノスタティックシステムに比べて信号経路が長いことによる伝搬損失にひどく悩まされる。

【０００９】

シビアン（Sivian）に許可された（１９５０年）米国特許第２，５０７，１２１号は、大気の不連続部の高さを検出するための短パルス送信後受信式モノスタティック音響システムを開示している。この特許の最も興味をそそる実施例では、２台の受信機（マイク）が使用され、一方のものは戻りエコーからシールドされ、他方のものはシールドされていなかった。２台の受信機は、それらの出力が対向するように接続され、正味の信号がオシロスコープ上に表示された。正常に返されたエコーの場合、第２の受信機が信号を検出するため、映像（pip）が表示される。しかし、受信期間における近隣での発砲の場合には、両方の受信機が同一の信号を検出し、映像は表示されない。

【００１０】

マカリスター（McAllister）に許可された（１９７２年）米国特許第３，６７５，１９１号は、スピーカー及びマイクとして用いることが可能な音響変換器の４つの隣接するアレーを使用した短パルス送信後受信式モノスタティックソーダーシステムを開示しており、このアレーは、コンパス主要点と位置が整合されていると共に、それらの上面を除いて互いにシールドされている。短い音響パルスが垂直方向上側に送信され、４つのアレーの各々における戻りエコーの相対的なタイミングから風の層の高さと方位が分かる。（なお、音響観測についての物理学は、「音響観測－大気構造の研究の新しいアプローチ（Acoustic Sounding-A New Approach to the Study of Atmospheric Structure）」（Proc. IEEE Vol. 57,579-587）においてマカリスター（McAllister）らによって１９６９年に充分述べられていることに注意されたい。類似のシステムがバルサー（Balser）に許可された米国特許第４，５５８，５９４号に開示されており、このシステムでは、連続するパルス

を異なる方向に向けることができる音響的フェーズドアレーが使用され、一個のパルスからのエコーが、次のパルスが送信される前にアレーによって検出される。フェイジ（Fage）らに許可された米国特許第５，５２１，８８３号では、異なる周波数のパルスを異なる方向に送り、その後全てのエコーを同時に受信し、これによってサイクルタイムを短縮するフェーズドアレーが使用されている。後者のシステムにおけるパルス送信のための典型的な仰角は２０～３０度であった。比較的低い仰角は、垂直方向の風速ではなく水平方向の風速による戻りエコー中のドップラー成分を強めるが、大きな伝搬減衰に悩まされた。

【００１１】

米国特許第６，０９７，６６９号においてジョーダン（Jordan）は、送信後受信システムにおいて、連結ウェーブレット列から成る高出力で持続時間が短い音響パルスを送信することを教示している。エコーがサンプリングされ、レンジゲーティングされる。送信された音の周波数近傍の振幅ピークが各レンジゲート毎に観測され、ウェーブレット係数と逆ウェーブレット変換を用いて関心のある高度における風速を得るのに使用される。この特許では、ジョーダン（Jordan）らによる「ウェーブレット変換を用いた風プロファイラ信号からのグランド及び間欠的クラッター汚染の除去（Removing Ground and Intermittent Clutter Contamination from Wind Profiler Signals using Wavelet Tansforms）」と題された論文（Mar. Vol. 14 Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 1280-1297）を参照している。この論文はソーダー法ではなくレーダーに関するものである。同様に、米国特許第５，５９２，１７１号等においてジョーダン（Jordan）がそれより以前に開示した方法は、(送信後受信)レーダー風プロファイリングにおいて使用するためのウェーブレット法に関するものであり、クラッター及び可変ノイズに対する区別が請求されている。米国特許第５，６８６，９１９号においてジョーダン（Jordan）は、レーダー式送信後受信システムから広帯域のクラッターを除去するために幾分類似した多項式技術を開示している。しかし、そのようなクラッター除去方法は、長いチャープ化パルス及び送信中受信を用いたシステムには全く適合しない。

【発明の開示】

【課題を解決するための手段】

【００１２】

一様相では、本発明は、チャープを軌道に沿って(down-range)大気に送信し、チャープが送信されている間にチャープからのエコーを、直接信号，周囲ノイズ及びエコークラッターを含む干渉と共に検出し、受信信号を送信チャープの波形と関係づける整合フィルタ技術を用いて送信チャープからエコー振幅及び／又は位相データを抽出することにより低層大気を音響的に観測するための方法とシステムを含む。好ましくは、単一の送信機に対して複数の受信機が使用され、２台の対向する受信機からの位相データの差をとることで受信機のアジマス方向における風速を求め、これにより、各受信機で受信される信号に共通である可能性が高い垂直方向の風速の影響を緩和する。送信機の周囲のコンパス主要点に４台の受信機を使用した場合、上記の様に各対の対向する受信機の差分を求めることにより、風の速度と向きを計算できる。

【００１３】

別の様相では、本発明は、上記した一般的なタイプの方法とシステムを含み、これにおいて、（送信機、又はエコーからはシールドされているが干渉からはシールドされていないダミー受信機から得られる）直接信号のウェーブレット変換値を受信信号のウェーブレット変換値から減算し、そして逆ウェーブレット変換を行なって、整合フィルタへの入力のための干渉を減衰した信号を発生させることにより、直接信号干渉を減衰させるのにウェーブレットフィルタリング法が使用される。このウェーブレットフィルタは、受信機入力信号のウェーブレット変換によって明らかにされた異常ノイズスパイクを特定すると共にクリッピングすることにより周囲ノイズ干渉を減少させるのにも使用できる。

【００１４】

別の様相では、本発明は、上記した一般的なタイプの方法とシステムを含み、これにおいて、整合フィルタの使用によって抽出された振幅データ又は信号中のクラッター干渉を

減衰させるためにウェーブレットフィルタリング法が用いられる。これは、抽出された振幅信号のウェーブレット変換を行い、クリーンな振幅信号を発生させるために逆ウェーブレット変換を行なう前に、ウェーブレット領域において明らかにされた異常ノイズをクリッピングすることで行なわれる。

【発明を実施するための最良の形態】

【００１５】

上記の信号操作では一般にデジタルによる方法が採用されることが分かるであろう。即ち、アナログの受信信号がサンプリングされ、デジタル化され、デジタルのサンプルストリームに変換される。しかし、整合フィルタで必要とされるフーリエ変換（ノーマル及び逆）を行なう場合のように、幾つかの操作では、サンプル毎の変換を行なうのではなく、サンプルストリーム全体を変換することが必要となるであろう。２つのサンプルストリームの差を求める又はウェーブレット変換を行なう等の他の操作は、少なくとも部分的にはサンプル毎に行なうことができる。これらの事項は、ＤＳＰ技術の当業者にはよく知られたことである。

【００１６】

Ｓ／Ｎ比を最大にするためには、持続期間が数十秒のチャープを使用し、完全なエコーが最大高度から返される機会を確保するのに充分な長さの期間に亘って受信を行なうことが好ましい。同様の目的で、少なくともナイキスト（Nyquist）速度の十倍のサンプリング速度を使用することが好ましい。通常、チャープ持続期間及びサンプリング速度についての限度は処理能力によって決まる。

【００１７】

種々のパルス圧縮波形が当技術分野において知られており、本発明で使用可能であるが、約２００Ｈｚから１５００Ｈｚにわたる線形チャープの使用が望ましい（但し、それに限定されない）。約５００Ｈｚ以下まで広がるチャープを発生するためには特別な音響変換器が必要となり、大気中での音響波の伝搬は約１５００Ｈｚ以上では急速に低下するため、約５００Ｈｚから１４００Ｈｚにわたる線形チャープを使用することが便利であることを発見した。既に述べたように、１台の送信機に対して複数台の音響受信機を使用した場合、整合フィルタからの位相及び／又は振幅出力を減算又は加算することにより、好ましくないエコー信号を更に減少させることができる。このように、水平方向の風成分を弱めながら垂直方向の風成分を強めることができ、またこの逆も可能である。

【００１８】

好ましくは（しかし、必須ではないが）、本発明で使用される整合フィルタは、受信（及び基準チャープ）信号ストリームを実及び虚ストリームに変換することを必要とする複素タイプである。これは、当技術分野で知られている正弦及び余弦法によって達成される。

【００１９】

複数台の受信機が使用されるか否かに関わらず、（フーリエ及び／又はウェーブレット処理の前又は後）返されたエコーの振幅を正規化して大気における伝搬損失を補償することが好ましい。これは、送信とエコーリターンの間の時間間隔に対して対数的に変化する方法で、即ち、エコーを発生する大気異常の送信機及び受信機からの距離に対して対数的に変化する方法で、返されたエコーの振幅を増加させることで行なわれる。より具体的には、導出した振幅信号の振幅を関数Ａ．Ｌｏｇ（ｄ）－Ｂ（ＡとＢは定数、ｄは、エコーの遅延及び空気中での音速から計算した、異常箇所を介しての送信機から受信機への距離である）に従って増加させることが効果的であることを発見した。Ａについての有用な値は８～１４の間（８と１４を含む）であり、Ｂについての有用な値は６０～７０の間であり、６４が最適であることを発見した。

【００２０】

しかし、本発明の技術と装置によって提供された大幅に改善された分解能及び感度は、驚くべきことに、上向きに低層大気に向けられたチャープの減衰特性は、約１Ｋｍと２Ｋｍの高度の間（簡便のために約１．５Ｋｍと呼ぶ）で変化するように見えることを明示し

た。我々の調査では、約１．５Ｋｍ未満での減衰は、球状の波伝搬に適合する逆二乗の法則に従うが、その高度を越えると、減衰はほぼ直線的になるようである。即ち、約１．５Ｋｍ以上の（少なくとも１５Ｋｍまで）大気における垂直方向の音響伝搬は平坦であるようである。本発明の別の様相によれば、約１．５Ｋｍ～２．０Ｋｍより上の高度での減衰を補償するために定数を適用し、この高度よりも低い高度での減衰を補償するために（前のパラグラフで示したように）対数関数を適用することが好ましい。

【００２１】

実又は複素フーリエ領域処理から導出した振幅信号は、高度（送信機及び受信機からの距離）と共に大気の反射率の増分変化を示すものであり、「反射率」は、大気のエコー信号を返す能力を広く示すために使用される。長いパルス圧縮チャープを、フーリエ処理法と組み合わせて用いるこの増分又は相対測定技術により、（ウェーク渦において生じるような）大きな風の変化からのリターンを容易に検出し及び／又は数量化でき、この点で、一般にそのような高い風速に関連する大きなドップラーシフトを取り扱うことができないドップラーに基づく方法と相違する。

【００２２】

２つの異なる態様でコード化されたチャープを送信することにより（２台の送信機を使用して同時に、又は１台の送信機を使用して次々と）、累積的な位相出力を操作して、全ての共通信号及びレンジを横切る風による成分を除去し、距離（range）に対する音速の変化、従って、距離に対する実際の温度変化を表す更なる出力を発生することができる。好ましくは、２つのチャープは、同一の正及び負の線形位相チャープ（例えば、正のものが８００から１６００Ｈｚに上昇し、負のものが同じ位相速度で１６００から８００Ｈｚに下降する）。

【００２３】

このように、本発明の最後に述べた様相は、Ｓ／Ｎ比を更に大幅に改善し、送信中受信であるのにも関わらず、従来技術に比べエコーの分別を更に改善できる。また、複数の受信機による同時エコー受信及び処理はサイクルタイムを大幅に改善する。

【００２４】

既に述べたように、複数の受信機を共通の送信機から等距離でかつその近傍に配置して、各受信機が同じ周囲ノイズ（及びその他の共通成分）に晒されるようにすることが望ましい（しかし、必須ではない）。一般に、ノイズ環境が強くて不均一である程、受信機を可能な限り相互に接近させて、各々が同じノイズ環境に晒されるようにする必要がある。我々は、ノイズの多い環境では、受信機と送信機の間の距離は数メータ程度とすべきであることを発見した。静かな環境では、受信機と送信機の間の距離を１０メートル程度とすることができる。

【００２５】

本発明の特徴を記載したが、以下、添付の図面を参照して特定の実施例について記載する。しかし、当業者であれば、特許請求の範囲に定義された本発明の範囲内において、選択された実施例に多くの変更及び変形を加え得ることは分かるであろう。

【実施例】

【００２６】

図１を参照すると、第１実施例のソーダーシステム１０は、頂部のみが開口した包囲音響シールド１４内に配置されたラウドスピーカー（送信用音響変換器）１２と、スピーカー１２の周囲に離間して配設された４個のマイク（受信用音響変換器）１６ｎ、１６ｓ、１６ｅ、１６ｗとを含み、各マイクは、頂部のみが開口した各々の分離した音響シールド１８内に配設されている。マイク１６ｎ、１６ｓ、１６ｅ、１６ｗは、スピーカー１２から等距離に配置され、ラウドスピーカー１２に対し、コンパス主要点、即ち北、南、東、西にそれぞれ位置決めされている。本実施例のシステム１０は、コンパクトなモノスタティックシステムであり、そこにはスピーカー１２とマイク１６ｎ、１６ｓ、１６ｅ、１６ｗは同じ位置に設けられている。即ち、これらのマイクは互いに数メートル以内にあり、単一の構造物又は反射皿に取り付けられる場合もある（我々の共に係属中の国際出願ＰＣ

Ｔ／ＡＵ０２／００１１２９に開示されているが、ここでは示されていない）。

【００２７】

スピーカー１２とそのシールド１４は、スピーカーの音響出力が垂直方向上側に、黒の矢印２０で概略的に示したビームとして大気中に向けられるように配置するのが好ましい。マイク１６ｎ、１６ｓ、１６ｅ、１６ｗとそれらのシールド１８も、下向きに進行する音を優先的に受信するように配置される。必要であれば、マイク１６ｎ、１６ｓは互いに近づくように若干角度をつけることができ、マイク１６ｅ、１６ｗも互いに近づくように若干角度をつけることができる。全てのマイクが実質的に同一であり、実質的に同じ方法でシールドされ、もし上記のように角度を付ける場合には、全てがスピーカー１２の送信軸に対して同じ角度を有するように注意を払わなければならない。

【００２８】

本実施例では、音響シールド２４を備えた第５の「ダミー」マイク２２を用いており、マイク２２は、他のマイク１６ｎ、１６ｓ、１６ｅ、１６ｗと実質的に同一であり、スピーカー１２からの離間距離も他のマイクと同じであり、そのシールド２４も他のマイクのシールド１８と実質的に同一である。しかし、ダミーマイク２２は、クロスハッチング２６で示すように、実質的に垂直に到着する音から音響的にシールドされている点で異なる。シールド２６は、マイク２２とシールド２４の両方の上方に垂直方向に離間されており、従って局所的な水平方向に向けられた音が、他のマイク１６ｎ、１６ｓ、１６ｅ、１６ｗによってそれらが検出されるのと実質的に同じ方法でマイク２２によって検出される。従って、ダミーマイク２２は、大気から返されたエコーやクラッター干渉ではなく、同じ直接信号及び周囲ノイズの干渉を他のマイクと同様にして受信するように意図されている。

【００２９】

本実施例では、ラウドスピーカー１２によって出力される音は、持続時間が３６秒の一定振幅線形チャープの形態であり、約７００Ｈｚの周波数で始まり、約１６００Ｈｚの周波数で終わる。この遷移は、円滑な定速位相変化によって達成される。このチャープは、３０として概略的に示されており、大気観測の間、５０～６０秒に一回の割合で繰り返される。スピーカー１２は駆動回路３２によって駆動され、駆動回路３２は、コンピュータ、即ちＰＣ３４のサウンドカード（図示されていない）からその入力を受信する。また、ＰＣ３４は、本実施例では、実質的に９６ＫＨｚの方形波である、同期出力３６を発生する。

【００３０】

各マイク１６ｎ、１６ｓ、１６ｅ、１６ｗ、２２によって検出された音は、電気アナログ信号として出力され、それぞれの受信機回路３８において慣用の方法で調整及び増幅され、各受信機回路３８のアナログ出力は、タイムサンプリングされ、各アナログ－デジタル（ＡＤ）変換器４０においてデジタル信号に変換される。サンプリングの速度とタイミングは、ＰＣ３４からの同期信号３６によって制御される。本実施例では、各受信機３８の出力についてのサンプリング速度は９６ＫＨｚであり、各サンプルの精度は３２ビットである。

【００３１】

図１において、各マイク１６ｎ、１６ｓ、１６ｅ、１６ｗ、２２によって受信された直接信号干渉が大きな矢印４２で示されている。直接信号４２は、伝搬信号２０とは同一にはならないであろう。何故なら、スピーカーとマイクの周囲に採用された音響シールドは、特定の周波数成分を他の成分よりも多く減衰させ、周波数選択性の位相シフトも引き起こすからである。また、マイクによって検出された信号内に、送信されたチャープには存在していない局所的な残響が存在する可能性が高い。大気から返されたエコー（クラッターを含む）は小さい矢印４４によって示されている。なお、ダミーマイク２２には矢印４４が示されていないが、これは、そのマイクは垂直に伝搬された音に対してはシールドされているからである。マイク１６ｎ、１６ｓ、１６ｅ、１６ｗ、２２は、水平方向には全て同じ方法でシールドされており、スピーカー１２から等距離で配置されている。従って

、各々によって受信された直接信号４２と、各々によって受信された周囲ノイズ信号（黒の矢印４６で示されている）は実質的に同一となる。勿論、各マイク１６ｎ、１６ｓ、１６ｅ、１６ｗへ戻されたエコー４４は同一にはならない。何故なら、各マイクは大気の異なる部分を「見ている」からである。

【００３２】

最後に、各Ａ／Ｄ回路４０から流れる３２ビットサンプルの９６ｋＨｚのストリームが別々に出力されることに注目すべきである。ダミーマイク２２から得たストリームがＤで示され、マイク１６ｎ、１６ｓ、１６ｅ、１６ｗから得たストリームがＮ、Ｓ、Ｅ、Ｗで示されている。Ｒで示す３２ビット９６ＫＨｚの基準出力ストリームは、ＰＣ３４によってスピーカードライバ３２に出力された信号に対応している（ドライバ３２に実際に供給される信号に対して意図的に課された時間遅れを伴う場合もあり、伴わない場合もある）。サンプルストリームＮ、Ｓ、Ｅ、Ｗは、信号２０の送信の開始時に開始されるのが好ましく、基準サンプルストリームＲは、ストリームＲ内の各サンプル毎に、サンプルストリームＮ、Ｓ、Ｅ、Ｗの各々に対応するサンプルが存在するように、時間遅れなく発生されるのが好ましい。しかし、送信されたチャープ３０と基準ストリームＲが終わった後、（所望のレンジに依存する）ある時間の間は、サンプルストリームＮ、Ｓ、Ｅ、Ｗが９６ＫＨｚのサンプル速度で継続して発生されることが必須である。

【００３３】

本実施例では、所望のレンジは約１０メートルから１０００メートルを僅かに越える範囲であると仮定する。サンプルストリームＮ、Ｓ、Ｅ、Ｗは、チャープ３０（従って、ストリームＲ）の持続時間よりも６秒長い間、（ＰＣ３４から継続して出力される同期信号３６のおかげで）継続して発生されるため、最大レンジは６×３４０×０．５、即ち１０２０メートルとなる（３４０は空気中の音速（ｍ／ｓ）、０．５はエコーの往復を考慮に入れた係数）。本実施例では、各チャープの持続時間は１１秒であるため、総受信時間（従って、サンプルストリームＮ、Ｓ、Ｅ、Ｗの各々の持続時間）は、各送信チャープの開始に続く１１秒である。

【００３４】

既に述べたように、サンプルストリームＮ、Ｓ、Ｅ、Ｗは、直接信号４２及び周囲ノイズ４６の形態の強い干渉と共に微弱な戻りエコー４４を含んでいる。サンプルストリームＤは、この干渉を含んでいるが、無視できる量のエコー４４しか含んでいない。また、前述のように、エコー４４自体は視野内の移動物体からの反射に起因するクラッターの形態の干渉を含んでいる。これらの干渉信号の選択的除去又は減衰、並びに微弱なエコーからの所望の出力の発生について、特に図２と図３を参照して説明する。

【００３５】

特に図２を参照すると、図１からのＮ、Ｓ、Ｅ、Ｗサンプルストリームは、直接信号干渉４２（図１）と周囲ノイズ干渉４６を選択的に減少させるためにウェーブレットフィルタ５０において並列処理される。これは、最初に、直接信号干渉を選択的に減少させるためにサンプルストリームＮ、Ｓ、Ｅ、Ｗの各々の変化を基準信号Ｒ又はＤの変化と比較し、第２に、スパイク干渉を特定すると共に除去し、第３に、背景騒音（rumble or hiss）を減衰させるために、数値ウェーブレット法を用いて行なわれる。直接信号干渉の減少における基準信号Ｄの使用は好ましい。何故なら、それがアクティブなマイク１６ｎ、１６ｓ、１６ｅ、１６ｗによって実際に受信された直接信号干渉により密接に類似しているためである。好適な数値ウェーブレット処理法は、ＭａｔＬａｂという商標名で販売されているＤＳＰ機能の市販のパッケージから利用可能である。

【００３６】

ウェーブレットフィルタ５０から出力される、クリーンに（きれいに）されたサンプルストリームＮ’、Ｓ’、Ｅ’、Ｗ’は整合フィルタ５２に送られ、フーリエ領域処理技術を用いて並列処理され、５４と５６でそれぞれ示す、別々のサンプリングされたエコー位相及びエコー振幅成分ストリームが発生される。従って、Ｎ位相成分ストリームは、デジタル数字の時系列を含み、ここで各数字は整合フィルタ５２に入力されるサンプルストリ

ームＮ’における各対応クリーンサンプルの－ＴＴから＋ＴＴの範囲の位相値を表す。これは、位相出力ストリーム５４のＳ、Ｅ、Ｗ成分にも当てはまる。Ｎ、Ｓ、Ｅ、Ｗ振幅出力ストリーム５６の各々も同様にデジタル数字列を含み、ここで各数字は整合フィルタ５２に入力される対応するクリーンサンプルＮ’、Ｓ’、Ｅ’、Ｗ’によって表されるエコーの振幅を示す。勿論、この段階では、これらの位相及び振幅サンプルにクラッター干渉が存在している。

【００３７】

クラッター干渉を含むＮ、Ｓ、Ｅ、Ｗ振幅サンプル５６は、その後、第２のウェーブレットフィルタ５８を通され、ここで、クラッターに対応する異常振幅ピークを含むサンプルが特定されると共に、隣接するサンプルの振幅と一致するように調節（クリップ）される。対応する位相サンプル５４も異常位相データを含む可能性が非常に高いので、プロセス５９を使用し、異常サンプルの識別情報（例えば、序数）を記憶すると共に、それらの隣接サンプルの位相と一致するように、同位相サンプル５４の位相読出し（phase reading）を調整する。これを行なう方法を簡単に説明する。ここでは、第２のウェーブレットフィルタ５８から出力される調節した４つの振幅サンプルストリーム６０が、その後の表示や検討のために一連の対応するエコー強度ビン６２に記憶されることに注目されたい。

【００３８】

所望により、且つ本実施例で好ましいように、伝播損失を補償するためにビン６２内に記憶されている各サンプルの記録された振幅を調節することが望まれる。これは、正規化プロセス６４によって行なわれ、各正規化された振幅サンプルは対応する正規化サンプルビン列６６に記憶される。或いは、正規化プロセスは、破線６８によって示されるプロセスによってより早い段階で行うことができる。理論的な説明はできないが、選択された実施例のプロセスを用いた大気観測の結果とラジオゾンデの読み取り値を比較したところ、返されたエコーの振幅は、約１２００～１５００メートルの高度までは、伝搬損失によって距離（range）と共に対数的に減少する傾向があることが分かった。不思議なことに、約２０００メートル以降は、この減少は距離に対して直線の関係に向かう傾向がある。従って、本実施例では、正規化プロセス６４又は６８は、１２５０メートルの距離に対応するサンプル番号に到達するまでは、ストリーム５６中の振幅サンプルの振幅をサンプル番号にしたがって対数的に増加させ、その後、サンプル番号が更に増加するに従って、ストリーム５６の各サンプルに記録された振幅を直線的に増加させることにより、これらの発見を適用している。従って、高度１２５０メートル以下の空気中の平均音速が３４０ｍ／ｓであるとし、２０４０メートルの往復を考慮すると、サンプル番号8.9×10^{5}は、６００メートルの距離に略対応する。従って、7×10^{5}までのサンプル番号に対数正規化を適用し、8.9×10^{5}～1.07×10^{6}（これは、９６Ｋ／ｓで１１秒に得られるサンプルの数を近似しており（また、１０２０メートルの距離を近似している））のサンプル番号には線形正規化を適用した。

【００３９】

瞬時位相サンプルストリーム５４の処理の説明に戻る。上記したように、各ストリームの各サンプルは、そのサンプルの－ＴＴと＋ＴＴの間の測定された位相を示す数字を含む。サンプル番号に対応する距離におけるドップラーシフト又は風速を示す出力を得るためには、位相サンプル５４の各位相ストリーム成分（Ｎ、Ｓ、Ｅ、Ｗ）を処理して、地表からの増分又は累積位相を発生しなければならない。これは、７０で示す「アンラッピング」プロセスによって行なわれる。このプロセスも、ＭａｔＬａｂで利用可能な既知の数値ＤＳＰ技術である。従って、デジタル数字のＮ、Ｓ、Ｅ、Ｗストリーム７２は、ビーム２０内の各送信サンプルに対応する各ストリーム内のサンプルの累積位相シフト（即ち、ドップラー成分）を表すアンラッピングプロセス７０からの出力である。しかし、ストリーム７０が出力される前に、（クラッター干渉を示す）異常な振幅サンプルに対応するサンプルの累積位相が、プロセス６０を用いてそれらに隣接するものと一致するように調整される。

【００４０】

この「生ドップラー」情報は価値があり、各受信サンプルに対応する高度における水平方向風速をプロットするのに使用できるが、各関連する高度での垂直方向の風速の瞬時的な変化に起因する重大な「ドップラーノイズ」を含む。全ての受信機／マイクは、短時間に亘っては略一様な垂直方向の風速を有するものと仮定できる空の同じ部分を向いているため、風速の垂直方向成分に起因するこのドップラーノイズは、プロセス７４において、累積的なＮ及びＳ位相サンプル７２をサンプル毎に差をとって（differencing）、正味のＮ－Ｓ位相サンプルストリームを得ることにより除去できる。このＮ－Ｓストリームは複写されると共に、二つの同一のＮ－Ｓサンプルストリーム７６、７８として出力される。Ｅ及びＷサンプルストリーム７２も同様にプロセス８０において差がとられ、二つの同一の正味Ｅ－Ｗ速度サンプルストリーム８２、８４が提供される。サンプルストリーム７６、８２はプロセス８６に送られ、これらから、式$\sqrt{\{[N-s]^2+[E-W]^2\}}$を用いて各サンプルについての風速を導出して、出力風速サンプルストリーム８８を発生する。この出力風速サンプルストリーム８８は、風速サンプルビン９０に記憶される。サンプルストリーム７８、８４はプロセス９２に送られ、これらから、式ＡＴａｎ２｛［Ｅ－Ｗ］／［Ｎ－Ｓ］｝を用いて各サンプルについて風向が導出され、このようにして発生された風向サンプルストリーム９３が記憶のために風向ビン９４に負荷される。

【００４１】

取り込んだ受信信号の各サンプルについてのエコー信号の処理並びに風速、風向及びエコー強度のデータの発生においては、結果を記憶するために非常に多くのビン６２、６６、９０、９４があるであろう。何故なら、選択した実施例の１１秒の受信時間の間に約5.7×10^5個のサンプルが存在するからである。この多数のサンプルのために、各受信サンプルストリームを処理するために別の追加のＰＣを用いる場合であっても、処理負荷が重くなり、処理時間が非常に長くなる。必要とされるビンの数は、図において９６でその全体が示されている、「レンジゲーティング」としばしば呼ばれるプロセスにおいて、出力ストリーム６０、８８、９３内の、例えば１０、５０又は１００サンプル毎に平均をとり、その平均を対応する「レンジビン」に置くことによって減少させることができ、有用である。１０２０メートルの距離のための５．７ｘ１０個のサンプルは、１メータの距離当たり５６４サンプルを表し、１０、５０及び１００サンプルでのレンジゲーティングは、レンジゲート当たり５６、１１及６個のサンプルを提供し、これに応じてビンの数を減少できる。より早い段階で信号を平均化することで処理負荷を同様に減少できるが、この場合、結果の悪化を招くことが分かっており、好ましくないと考えられる。

【００４２】

次に図３を参照し、ウェーブレットフィルタ５０と整合フィルタ５２の機能を詳細に説明する。ウェーブレットフィルタ５０に入力された、マイク１６ｎ、１６ｓ、１６ｅ、１６ｗから得たＮ、Ｓ、Ｅ、Ｗサンプルストリームは、サンプル毎に、プロセス１００においてダウベッチーズ（Daubechies）ウェーブレット変換を用いて対応するウェーブレット関数に変換される。各サンプルについて、「近似」関数と「詳細」関数が出力され、これらが１０２、１０４で示されている。入力された基準サンプルストリームＲ又はＤ（本実施例ではＤが好ましい）１０５がプロセス１０６において対応するウェーブレット関数のセットに同様に変換され、各サンプルについて近似関数１０８と詳細関数１１０が出力される。プロセス１１２において近似関数１０２と１０８の差をとる共にプロセス１１４において詳細関数の差をとることにより、正味の近似及び詳細関数サンプルストリーム１１６、１１８が発生される（これは、直接信号を減衰させた元のサンプルストリームＮ、Ｓ、Ｅ、Ｗを示す）。

【００４３】

「ウェーブレット領域」でのノイズ低減の第２段階は、スパイクノイズを減少させるためにプロセス１２０によって行なわれる。プロセス１２０は差出力１１６、１１８を入力として取り込み、詳細出力１１８を用いてスパイクノイズのあるサンプルを特定しそして近似入力１１６内の同サンプルの振幅値を減少させて、ノイズスパイクによって影響を受けていない隣接するサンプルの値に一致させる。詳細ノイズサンプル１１８中のスパイク

も減少される。この様にして関数１２０によって発生された調整済み近似出力１２２と詳細出力１２４はその後プロセス１２６に送られ、プロセス１２６は、ノイズ低減の第３段階である、背景騒音の減衰を行なう。プロセス１２６は、詳細サンプルストリーム１２４の各サンプルの振幅をゼロにセットするだけである。入力された調整済み近似値１２２は、実質的に変化させれることなく出力近似サンプルストリーム１２８として、ゼロにされた詳細ストリーム１３０と一緒に逆ウェーブレット変換関数１３２に移され、これにより、ウェーブレットフィルタ５０の出力である、再構成された「クリーンな」サンプルストリームＮ’、Ｓ’、Ｅ’、Ｗ’が発生する。

【００４４】

ノイズを低減したサンプルストリームＮ’、Ｓ’、Ｅ’、Ｗ’がウェーブレットフィルタ５０から、フーリエ法を用いた位相及び振幅成分の抽出のために整合フィルタ５２に出力される。この場合も、Ｍａｔｌａｂ等のソースから入手可能な既知の高速フーリエアリゴリズムを使用して整合フィルタ機能を行なうことができる。入力されたサンプルストリームＮ’、Ｓ’、Ｅ’、Ｗ’は、２個の分離した乗算器又は「ミキサー」１５０、１５２に並行に送られる。乗算器１５０に送られた各サンプルストリームの各サンプルは、２０００Ｈｚ信号１５４の正弦の対応する数値サンプルによって乗算され、乗算器１５２に送られた各サンプルストリームの各サンプルは、同２０００Ｈｚ信号の余弦の対応する数値サンプルによって乗算される。当業者であれば分かるように、これらの正弦及び余弦関数は、アナログの２０００Ｈｚ信号をサンプリングすることなく、完全に数値的に発生できるが、図３は、明確化のために後者を示唆している。従って、アナログ信号１５４はＡ／Ｄ変換器１５６によってサンプリングされ、得られたストリームの各サンプルの正弦が、乗算器１５０に送られる前にプロセス１５８において数値的に取り込まれるものと推測される。同様に、信号１５４はＡ／Ｄ変換器１６０によってサンプリングされてサンプルストリームが発生され、これがプロセス１６２においてデジタル的に各サンプルの余弦に変換され、得られたサンプルストリームが乗算器１５２に送られるものと推測される。このようにして（当業界で知られているように）、乗算器１５０、１５２の出力は、入力サンプルストリームＮ’、Ｓ’、Ｅ’、Ｗ’の複素表現を発生し、乗算器１５０の出力と乗算器１５２の出力は、入力サンプルストリームＮ’、Ｓ’、Ｅ’、Ｗ’の虚成分Ｉと実成分Ｑをそれぞれ含むサンプルストリームである。

【００４５】

その後、各複素サンプルストリームＮ’、Ｓ’、Ｅ’、Ｗ’の全体が高速フーリエ変換関数１６４を用いてフーリエ領域に変換される。そして、変換値は、複素サンプルストリームＩ’、Ｑ’としてローパスフィルタ１６６を通され、上側サイドバンド成分が除去される。下側サイドバンド出力Ｉ”、Ｑ”は、その後、コリレータ（相関器）又は複素乗算器１６８に送られ、そこで、１７１で示されている基準サンプルストリームＲ（ＰＣ３４によって発生されたチャープ信号）のフーリエ変換の複素出力（全体が１７０で示されている）によって乗算される。後者の変換値は、サンプルストリームＲの正弦及び余弦成分を受信するプロセス１７２によって発生される。コリレータ１６８の完全な複素出力Ｉ'''、Ｑ'''信号ストリームは、その後、逆高速フーリエプロセス１８０に送られて蓄積され、これらより時間領域信号ストリーム５４、５６（図２参照）が発生される。これらのストリームは、図１のサンプルストリームＮ、Ｓ、Ｅ、Ｗの各入力サンプルに（それぞれ）対応する、位相及び振幅の情報を含んでいることが思い起こされるであろう。

【００４６】

上で述べたように、整合フィルタ５２から出力された位相及び振幅ストリーム５４、５６は、ウェーブレットフィルタ５０では除去できなかったクラッターを依然として含んでいる。しかし、分離した位相及び振幅サンプルストリームが一旦抽出されると、異常信号は第２のウェーブレットフィルタ５８（図２）を用いて除去できる。このフィルタは、直接信号低減ステップを必要としない点を除きフィルタ５０と実質的に同一であり、別個には図示されていない。Ｎ、Ｓ、Ｅ、Ｗ振幅ストリーム５６の別個のウェーブレット変換値がフィルタ５０内のプロセス１００と等価のプロセスに取り込まれ、異常スパイクノイズ

のある振幅サンプルがフィルタ５０内のプロセス１２０と等価のプロセスにおいて特定される。このプロセスにおいて、異常スパイクノイズが減少され（クリップされ）、調整された振幅サンプルストリームは、フィルタ５０のプロセス１３２と等価のプロセスにおいて逆ウェーブレット変換にかけられ、その後、クリーンなエコー振幅ストリーム６０（図２）としてフィルタ５８から出力される。

【００４７】

以前に述べたように、フィルタ５８に位置する異常サンプルの識別情報はプロセス５９に送られ、プロセス７０によって発生された対応するアンラップされた相を調整するためにそのプロセスで使用される。

【００４８】

図４～１４は、図３のウェーブレットフィルタ５０内の種々の箇所における信号を示すグラフであり、グラフは、サンプル番号（横軸）に対するサンプル振幅（縦軸）のプロットである。図１～１４のグラフには、図３の信号取り出し箇所を特定するために右上の角に文字又は番号がつけられている。これらの図は、５００Ｋサンプルの送信チャープ及びチャープの開始と共に始まる１０５０Ｋサンプルの受信期間を用いたテストから得たものである。

【００４９】

図１４は、図３のウェーブレット変換プロセス１００へ入力されるＷサンプルストリームを表し、Ｗリターンの最初の５００Ｋのサンプルでは直接信号が優勢であることを示している。番号８００Ｋでの又はその近傍のサンプルには鋭いスパイクノイズが存在している。図５はウェーブレット変換プロセス１０６へ入力される送信チャープのサンプルストリームＲを示し、約５００Ｋサンプルの送信期間全体にわたる大きな一定の振幅を示している。図６は、変換プロセス１００から出力される、ウェーブレット変換近似値１０２のサンプルストリームであり、直接信号及びノイズスパイクを明示している。一方、図７は、同プロセスからの詳細サンプルストリーム１０４であり、明らかなノイズスパイクを強調しているが、サンプル番号が約５Ｋの箇所における別の小さいノイズパルスを示している（なお、ウェーブレット変換プロセスに関連する技術上の理由のため、詳細出力のサンプル番号は、近似出力のサンプル番号の半分である）。

【００５０】

図８と図９は、（それぞれ）サンプルストリームＲのウェーブレット変換の近似及び詳細出力１０８　、１１０であり、基準チャープが２５０Ｋサンプルの領域の鋭いピークをもたらすことが分かる。図１０と図１１は、差を取った近似及び詳細サンプルストリーム１１６、１１８であり、ストリーム１１６からは直接信号の殆どが除去されているが、ノイズスパイクは依然として１１８に見られる。図１１のノイズスパイクの振幅は、プロセス１２０において近似信号と詳細信号の両方をクリップするために条件テストとして使用され、これにより、図１２のクリップされた近似サンプルストリーム１２２と図１３のクリップされた詳細サンプルストリーム１２４が得られ、このサンプルストリーム（１２４）はプロセス１２６においてゼロ化され、その後、ノイズを減少させたノーマル出力Ｗ’を得るためにプロセス１３２において逆ウェーブレット変換が行なわれる。

【００５１】

図１５と図１６は、プロセス１２６によって達成されるｓ／ｎゲインを示し、これによって残留ヒスノイズが低減される。図１５は、プロセス１２６を使用しない場合のサンプルストリームＷ’であり、図１６は、プロセス１２６を使用した場合のサンプルストリームＷ’であり、図１５の信号のｓ／ｎ比は３０ｄＢであるのに対し、図１６の信号のｓ／ｎ比は４０ｄＢである。

【００５２】

図１７と図１８は、例えば６００メートルにおける、例えば風速の測定値、即ち、高度６００メートルに対応するレンジゲート９０（図２）におけるサンプル８８に対してウェーブレットフィルタ５０を用いる利点を示す。図１７は、ウェーブレットフィルタ５０を用いない場合における、このレンジゲートに示されたドップラー信号であり、図１８は、

フィルタ５０を用いた場合における同信号である。

【００５３】

図１９と図２０は、図２の風向ビン９４と風速ビン９０から取り出した、特定の日における、高度に対しての風向と風速の変化をそれぞれ示す。当技術分野で知られているように、このデータは、総運動エネルギー（ＴＫＥ）の重要なパラメータに比例する、高度に対する風エネルギー変化の第２モーメントを計算するために使用できる。図２１は、図１９と図２０からのデータを用いたこの計算の結果を示す。

【００５４】

図２２は、整合フィルタ５２（図３参照）のローパスフィルタ１６８に入力される実成分Ｑ’の例を示し、図２３は、図２２に示す入力についての、整合フィルタ５２のローパスフィルタ１６８から出力される実成分Ｑ'''を示す。

【００５５】

図２４は、図１～図３のシステム１０によって発生されたデータの概観であり、Ｎ、Ｓ、Ｅ、W信号振幅、風のシアー（ウインドシアー）の大きさ、水平方向の風速、及び風向における、７４４メートルまでの高度に対する変化を示す。図２５Ａと図２５Ｂは、同じ日に２台の実質的に同一のシステムにより約１２時間にわたって繰り返した観測の実際のプロットであり、縦軸が高度であり、横軸が時間である。レンジゲート９６のビン６６内のエコーリターンの正規化した振幅がグレーの影によって示されている。（これらはカラープリントアウトのコピーであるため、細部が消えている。）図２５Ａは、ウェーブレットフィルタ５８によるクラッター除去を伴わない場合のリターンを示し、クラッターが１９０メートルと３２０メートルにおいて見られる。図２５Ｂは、ウェーブレットフィルタ５８によるクラッター除去を伴う場合のリターンを示す。図２６は、約６日間の期間についての高度と時間を示し、振幅サンプルの一次微分がグレーの影で示されている。

【００５６】

本実施例の受信機サブシステムの計算需要はかなり大きく、各受信機からの信号を処理するためにＰＣをあて、チャープ信号を発生すると共にコントローラとして機能するために別のＰＣを使用することは正当化されるであろう。

【図面の簡単な説明】

【００５７】

【図１】単一の送信機に対して複数の受信機を採用した、下層大気観測用ソーダーシステムの選択された実施例の基本構成要素を示す概略平面図である。

【図２】選択された実施例において図１の複数の受信機からの信号がどのように処理されるかを示す全体的なシステム図である。

【図３】図２の一部のより詳細なブロック図である。

【図４】サンプル番号（横軸）に対する振幅（縦軸）の関係を示すグラフであり、該グラフは図２と図３における参照番号に対応する番号によって特定される。

【図５】サンプル番号（横軸）に対する振幅（縦軸）の関係を示すグラフであり、該グラフは図２と図３における参照番号に対応する番号によって特定される。

【図６】サンプル番号（横軸）に対する振幅（縦軸）の関係を示すグラフであり、該グラフは図２と図３における参照番号に対応する番号によって特定される。

【図７】サンプル番号（横軸）に対する振幅（縦軸）の関係を示すグラフであり、該グラフは図２と図３における参照番号に対応する番号によって特定される。

【図８】サンプル番号（横軸）に対する振幅（縦軸）の関係を示すグラフであり、該グラフは図２と図３における参照番号に対応する番号によって特定される。

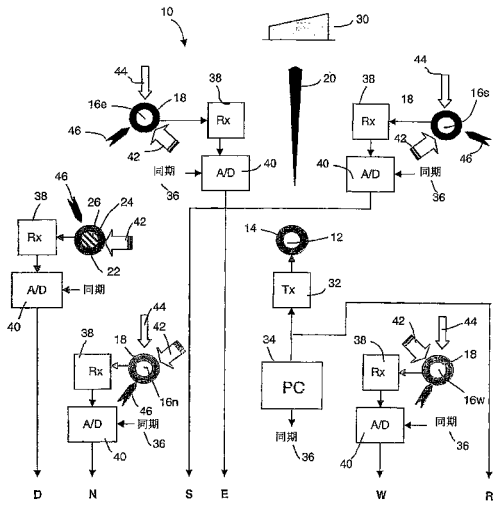
【図９】サンプル番号（横軸）に対する振幅（縦軸）の関係を示すグラフであり、該グラフは図２と図３における参照番号に対応する番号によって特定される。

【図１０】サンプル番号（横軸）に対する振幅（縦軸）の関係を示すグラフであり、該グラフは図２と図３における参照番号に対応する番号によって特定される。

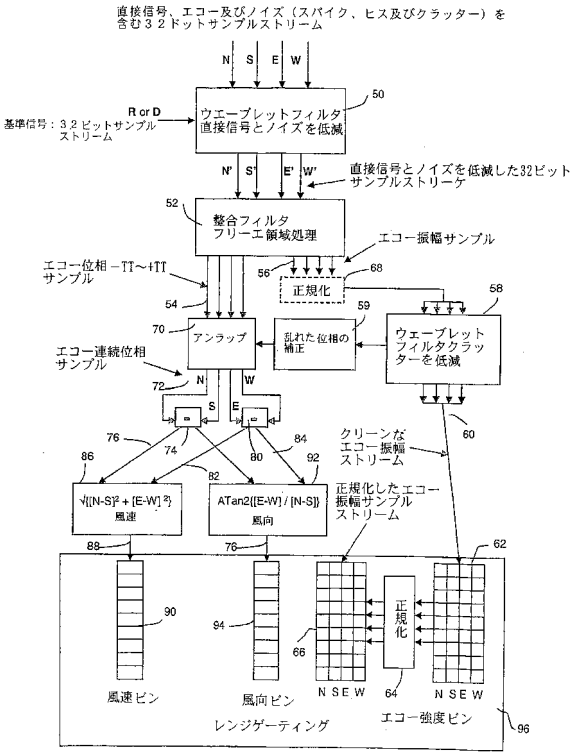
【図１１】サンプル番号（横軸）に対する振幅（縦軸）の関係を示すグラフであり、該グラフは図２と図３における参照番号に対応する番号によって特定される。

【図１２】サンプル番号（横軸）に対する振幅（縦軸）の関係を示すグラフであり、該グラフは図２と図３における参照番号に対応する番号によって特定される。
【図１３】サンプル番号（横軸）に対する振幅（縦軸）の関係を示すグラフであり、該グラフは図２と図３における参照番号に対応する番号によって特定される。
【図１４】
【図１５】ウェーブレットフィルタリングを行なった場合における、サンプル番号（横軸）に対する整合フィルタへの入力サンプル信号ストリームの振幅を示すグラフである。
【図１６】ウェーブレットフィルタリングを行なわなかった場合における、サンプル番号（横軸）に対する整合フィルタへの入力サンプル信号ストリームの振幅を示すグラフである。
【図１７】開示された方法での干渉減衰を行なった場合における、整合フィルタからの位相出力のドップラースペクトルを示すグラフである。
【図１８】開示された方法での干渉減衰を行なわなかった場合における、整合フィルタからの位相出力のドップラースペクトルを示すグラフである。
【図１９】
【図２０】
【図２１】従来の技術を用いて実施例の位相及び振幅出力から計算した、高度に対する総運動エネルギーを示すグラフである。
【図２２】整合フィルタのローパスフィルタに入力される実信号成分についての周波数対振幅のグラフである。
【図２３】整合フィルタのローパスフィルタから出力される実成分についての周波数対振幅のグラフである。
【図２４】記載の実施例によって発生できる大気データのタイプの例である。
【図２５】クラッター除去を行なった場合（図２５Ａ）と行なわなかった場合（図２５Ｂ）における、実施例のシステムの１台の受信機からの処理された戻り信号のプリントアウトである。
【図２６】選択された実施例を使用した長期観測のプリントアウトで、約６日間にわたる１台の受信機の振幅リターンの段階的変化を示す。

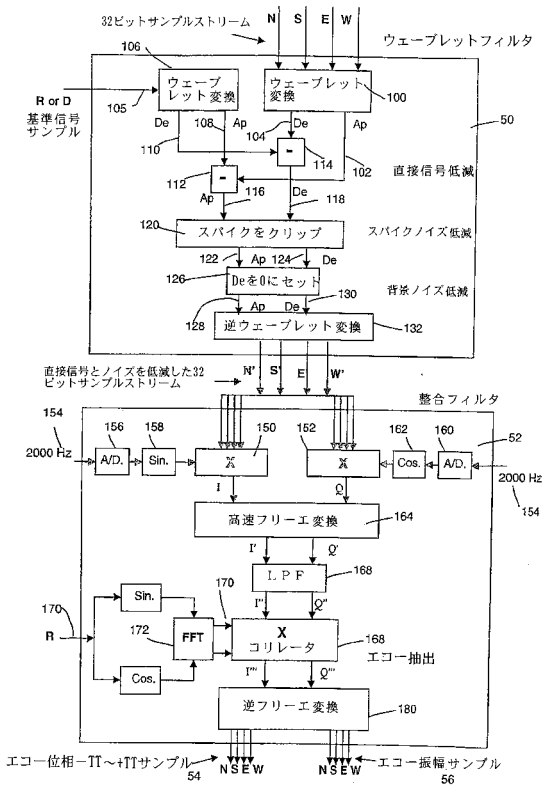
【図１】


10
30
20
Rx
A/D
同期
Tx
PC
D
N
S
E
W
R

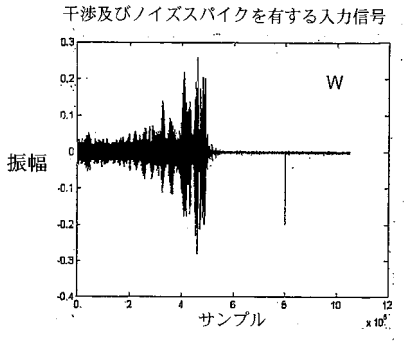
【図２】


直接信号、エコー及びノイズ（スパイク、ヒス及びクラッター）を含む３２ドットサンプルストリーム
N S E W
R or D
基準信号：３２ビットサンプルストリーム
ウエーブレットフィルタ直接信号とノイズを低減
50
N' S' E' W'
直接信号とノイズを低減した32ビットサンプルストリーケ
52
整合フィルタフリーエ領域処理
エコー振幅サンプル
エコー位相－TT～+TTサンプル
56
正規化
68
58
54
アンラップ
70
乱れた位相の補正
59
ウェーブレットフィルタクラッターを低減
エコー連続位相サンプル
72
60
クリーンなエコー振幅ストリーム
76
74
84
80
86
92
82
√{[N-S]² + [E-W]²}風速
ATan2{[E-W] / [N-S]}風向
正規化したエコー振幅サンプルストリーム
88
76
62
90
94
66
64
正規化
N S E W
N S E W
風速ビン
風向ビン
エコー強度ビン
レンジゲーティング
96

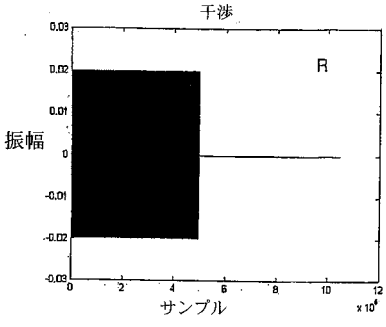
【図３】


32ビットサンプルストリーム
N S E W
ウェーブレットフィルタ
106
ウェーブレット変換
ウェーブレット変換
100
R or D
基準信号サンプル
105
De
Ap
108
104
110
114
102
直接信号低減
112
116
118
50
スパイクをクリップ
120
スパイクノイズ低減
122
Ap 124
De
126
Deを0にセット
背景ノイズ低減
130
128
逆ウェーブレット変換
132
直接信号とノイズを低減した32ビットサンプルストリーム
N' S' E' W'
整合フィルタ
154
156
158
150
152
162
160
52
2000 Hz
A/D.
Sin.
Cos.
I
Q
高速フリーエ変換
164
I'
Q'
L P F
168
170
I''
Q''
FFT
X
コリレータ
エコー抽出
I'''
Q'''
逆フリーエ変換
180
エコー位相－TT～+TTサンプル
54
エコー振幅サンプル
56

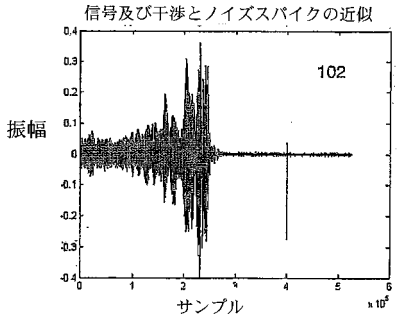
【図４】


干渉及びノイズスパイクを有する入力信号
W
振幅
サンプル
x 10⁴

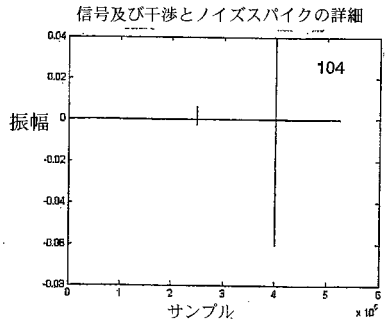
【図５】


干渉
R
振幅
サンプル
x 10⁴

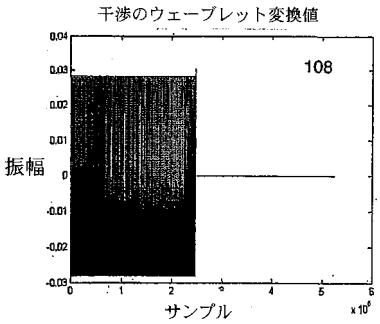
【図６】



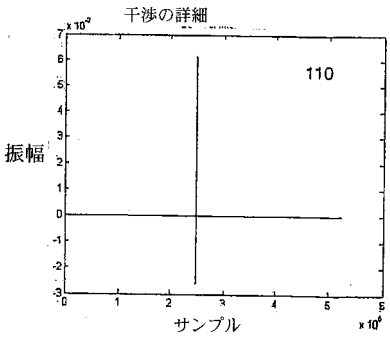
【図７】



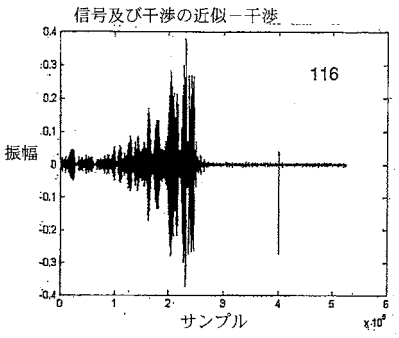
【図８】



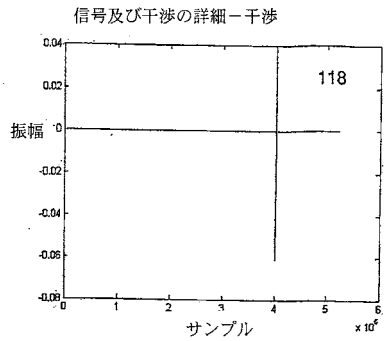
【図９】



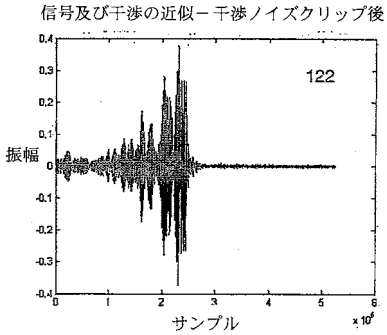
【図１０】



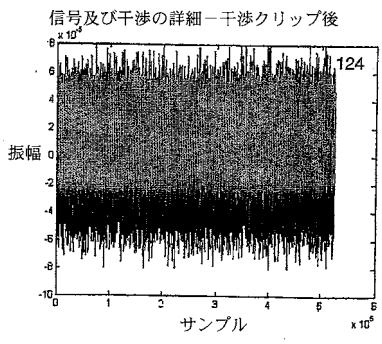
【図１１】



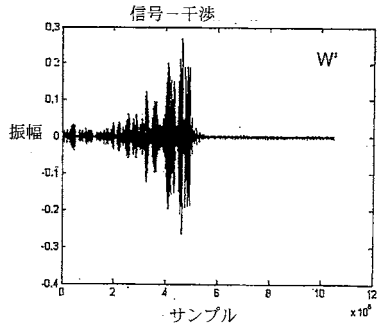
【図１２】



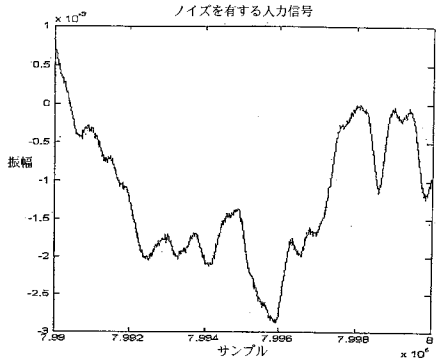
【図１３】



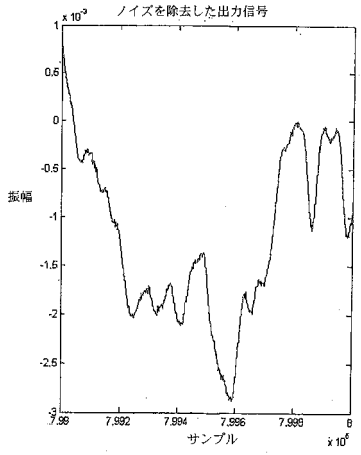
【図１４】



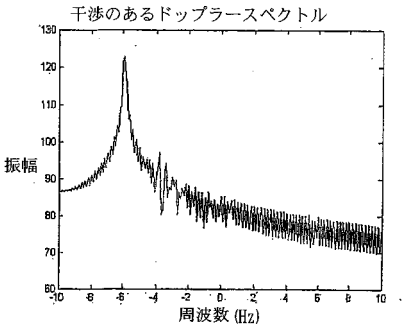
【図１５】



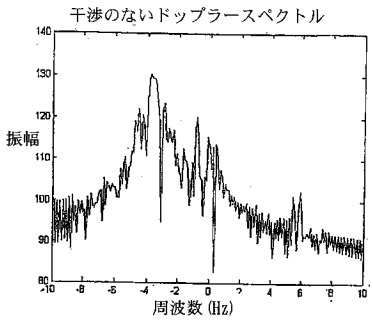
【図１６】



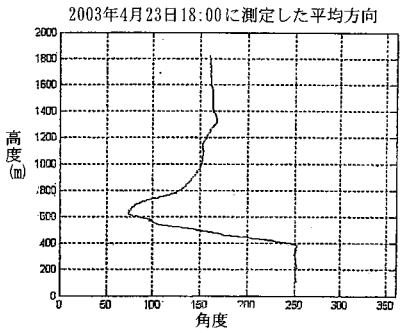
【図１７】



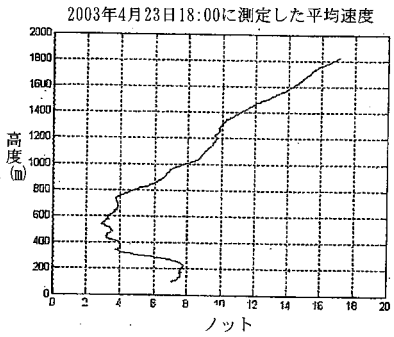
【図１８】



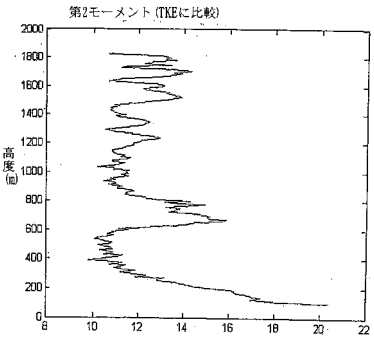
【図１９】



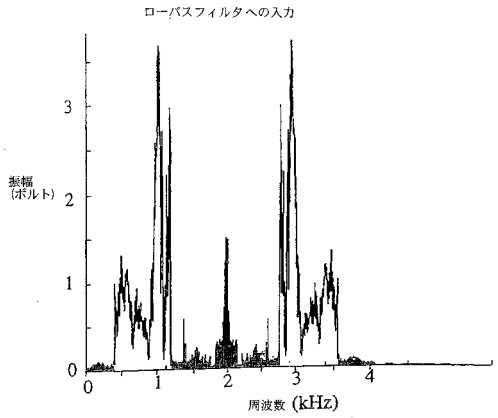
【図２０】



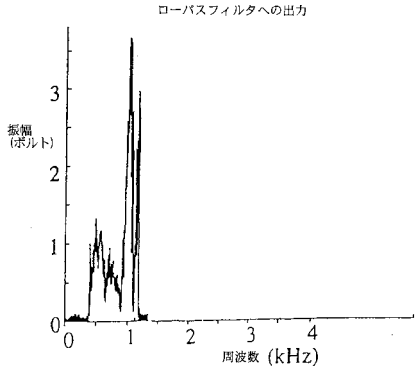
【図２１】



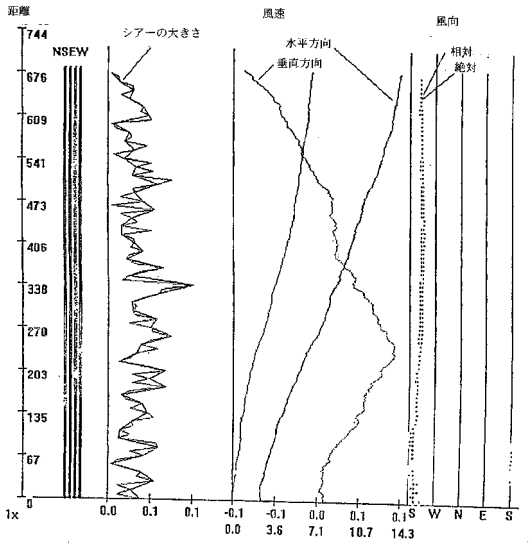
【図２２】



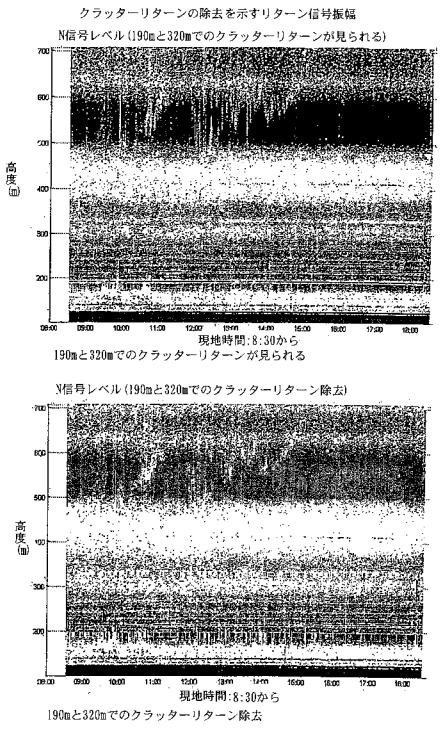
【図２３】



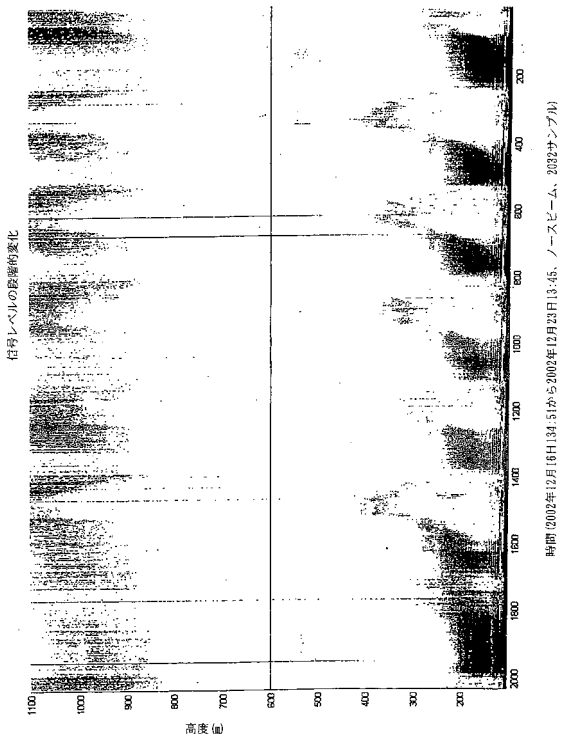
【図２４】



【図２５】



【図２６】



フロントページの続き

(74)代理人 100089048
弁理士 浅野 康隆
(74)代理人 100117156
弁理士 村田 正樹
(74)代理人 100111028
弁理士 山本 博人
(74)代理人 100101317
弁理士 的場 ひろみ
(74)代理人 100121153
弁理士 守屋 嘉高
(74)代理人 100134935
弁理士 大野 詩木
(74)代理人 100130683
弁理士 松田 政広
(72)発明者 マーティン アンドルー ルイス
オーストラリア国 ヴィック ３６８６，ファニー クリーク，スクールズ ロード １４

審査官 山下 雅人

(56)参考文献 特開平１０－３２５８４３（ＪＰ，Ａ）
特開平０８－３２７７２７（ＪＰ，Ａ）
特開２００２－１６８９４４（ＪＰ，Ａ）
特表平０５－５０８９３０（ＪＰ，Ａ）
特開２００２－２８６８４０（ＪＰ，Ａ）
特開２００２－２５７９３３（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｇ０１Ｓ ３／００－１７／９５
Ｇ０１Ｗ １／００－ １／１８