

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4843128号
(P4843128)

(45) 発行日 平成23年12月21日 (2011.12.21)

(24) 登録日 平成23年10月14日 (2011.10.14)

(51) Int.Cl. F I
GO 1 S 17/10 (2006.01) GO 1 S 17/10

請求項の数 19 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2000-105448 (P2000-105448)	(73) 特許権者	500061453
(22) 出願日	平成12年4月6日 (2000.4.6)		ライカ ジオシステムズ アクチエンゲゼルシャフト
(65) 公開番号	特開2000-304862 (P2000-304862A)		Leica Geosystems AG
(43) 公開日	平成12年11月2日 (2000.11.2)		スイス国 ヘールブルグ ハイニンリッヒ
審査請求日	平成19年2月8日 (2007.2.8)		ーヴィルトーシュトラッセ (番地なし)
(31) 優先権主張番号	99106840.4		Heinrich-Wild-Strasse, CH-9435 Heerbrugg, Switzerland
(32) 優先日	平成11年4月6日 (1999.4.6)	(74) 代理人	100061815
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)		弁理士 矢野 敏雄
		(74) 代理人	100099483
			弁理士 久野 琢也

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 少なくとも1つの目標物の距離測定方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

少なくとも1つの目標物の距離測定方法であって、
送信器から少なくとも1つの光学的パルスを送信し、
少なくとも1つのパルスの反射を受信器により捕獲し、受信信号 (e) に変換し、記憶し、それぞれ伝搬時間を入力信号の受信時点から検出し、そこから距離を計算する方法において、

少なくとも1つの受信時点を検出するために、入力信号 (e) を比較関数と比較し、
該比較関数は、先行して検出され、記憶された基準関数 (r) の種々異なる時間インターバルだけずらされた例値であり、

少なくとも1つの受信時点の少なくとも近似的な検出には、予め定められた固定の時間インターバルに相応する複数の比較関数を基礎とし、

もっとも相似する比較関数に相応する時間インターバルから受信時点を少なくとも近似的に検出する、
ことを特徴とする方法。

【請求項2】

予め定められた固定の時間インターバルは固定の基本インターバルの整数倍である、請求項1記載の方法。

【請求項3】

次のような比較関数だけを使用する、すなわち受信信号 (e) に対する相似の尺度を表

10

20

す相似関数がそれぞれ、所定の閾値 (ε) を越える局所的最大値を形成するような比較関数だけを使用する、請求項 1 または 2 記載の方法。

【請求項 4】

相似関数として相関関数 (r) を使用する、請求項 3 記載の方法。

【請求項 5】

相関関数の関数値はそれぞれ、受信信号 (e) と比較関数との間スカラー積として計算される、請求項 4 記載の方法。

【請求項 6】

近似的に検出された受信時点から出発して、時間インターバル間の補間により正確な受信時点を検出する、請求項 1 から 5 までのいずれか 1 項記載の方法。

10

【請求項 7】

補間を、支持値間で連続的な関数に補充される相関関数 (f) の局所的最大値の検出によって行う、請求項 3 から 5 までのいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 8】

補間を少なくとも一部では次のように実行する、すなわち受信信号 (e) の、受信時点に相応する比較関数により定められるベクトル空間からの間隔が、比較関数により定められるベクトル空間から出発して最小となるように実行し、ここで前記比較関数は近似的に検出された受信時点に相応する、請求項 6 または 7 記載の方法。

【請求項 9】

受信信号 (e) を、それぞれ固定のサンプリング増分 (Δ) の間隔で順次連続する時点でサンプリングする、請求項 1 から 8 までのいずれか 1 項記載の方法。

20

【請求項 10】

基準関数 (r) を、基準増分 (δ) の間隔で順次連続する一連の箇所で検出する、請求項 1 から 9 までのいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 11】

基準増分 (δ) は、整数 > 1 により分割されたそれぞれのサンプリング増分 (Δ) に相応する、請求項 9 または 10 記載の方法。

【請求項 12】

基準関数 (r) を検出するために、少なくとも 1 つの光学的パルスを基準目標物 (10) に送信し、相応の基準入力信号を基準関数 (r) の支持値の検出のためにサンプリングする、請求項 1 から 11 までのいずれか 1 項記載の方法。

30

【請求項 13】

時間的分解能を改善するために、基準入力信号を種々異なる遅延値だけ時間的にずらす、請求項 12 記載の方法。

【請求項 14】

基準入力信号の時間的シフトを、送信器 (6) による光学的パルスの送信の遅延、または基準入力信号の遅延により行う、請求項 13 記載の方法。

【請求項 15】

基準入力信号の時間的シフトを、基準目標物 (10) の距離の変化により行う、請求項 14 記載の方法。

40

【請求項 16】

S/N 比を改善するために、光学的パルスの送信および基準入力信号のサンプリングを繰り返し、基準関数 (r) の支持値を形成するために同じ伝搬時間に相応するサンプリング値を加算または平均化する、請求項 12 から 15 までのいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 17】

基準関数 (r) を支持値から出発して補間により、連続的、有利には少なくとも一度連続的に微分可能な関数に補充する、請求項 9 から 16 までのいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 18】

基準関数 (r) に対して項をたて、当該項にしたがって基準関数が有限個のパラメータにより固定可能であり、

50

パラメータを、基準入力信号と、遅延値だけ時間的にずらされた基準関数の例値との比較から検出する、請求項 1 3 から 1 6 までのいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 1 9】

パラメータを検出するため、遅延値だけ時間的にずらされた、基準関数 (r) の例値の重畳からの基準入力信号の間隔を最小にする、請求項 1 8 記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、請求項 1 の上位概念による、少なくとも 1 つの目標物の距離測定方法であって、

送信器から少なくとも 1 つの光学的パルス为目标物に対して送信し、
少なくとも 1 つのパルスの反射を受信器により捕獲し、受信信号 (e) に変換し、記憶し、それぞれ伝搬時間を入力信号の受信時点から検出し、そこから距離を計算する方法に関する。この種の方法はとりわけ距離測定装置、例えば構造物および土地測定の際に使用される。

【0002】

【従来の技術】

DE - A 4 1 3 3 1 9 6 から、上位概念記載の方法が公知である。この方法では、距離を検出すべき目標物により反射されて戻る複数の光学的パルスから入力信号が統合される。これらの複数の光学的パルスは時間分解能を改善するためにそれぞれ異なる内部遅延を伴って送信される。前記の入力信号が最大に達する時点から、伝搬時間が導出され、そこから距離が計算される。

【0003】

この方法の欠点は、距離の検出が結局は個々の測定値または場合によっては少数の測定値に基づいていることである。回避できないことだが、これら個々の測定値または少数の測定値にノイズが重畳されると、その結果にも大きなエラーが伴うことになる。

【0004】

DE - A 3 6 2 0 2 2 6 から、パルスを繰り返し送信し、同じ伝搬時間に相応する受信信号のサンプリング値を加算することによって入力信号のノイズを緩和することが公知である。しかし特に高い分解能を達成したい場合には、パルス数の増加が必要であり、ひいては測定時間が延長される。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

本発明の課題は、達成可能な精度と所要のコストの関係を改善し、とりわけ必要なパルス数と必要な測定時間とを改善し、少数のパルス、それどころか 1 つのパルスでも高い距離測定精度が達成されるように構成することである。

【0006】

【課題を解決するための手段】

この課題は本発明により、少なくとも 1 つの受信時点を検出するために、入力信号を比較関数と比較し、

該比較関数は、先行して検出され、記憶された基準関数の種々異なる時間インターバルだけずらされた例値であり、

もっとも相似する比較関数に相応する時間インターバルから受信時点を少なくとも近似的に検出することによって解決される。

【0007】

【発明の実施の形態】

本発明により、入力信号の全ての形態が伝搬時間の検出に利用される。これにより、ノイズの重畳された個別サンプリング値に依存して結果の異なることが大いに緩和される。ただ 1 つの光学的パルスから得られた入力信号の評価から、比較的の高い精度と比較的に小さな測定不確実性をもって距離が検出される。さらに本発明の方法により、複数の目標物

10

20

30

40

50

をただ 1 回の測定で検出し、区別することができる。このことはとりわけ測定距離が大きい場合に有利である。距離が大きい場合にはビーム拡散によりただ 1 つの目標物におけるビーム強度が不定だからである。

【 0 0 0 8 】

以下本発明を、図面に基づき詳細に説明する。

【 0 0 0 9 】

【実施例】

図 1 の装置は計算ユニット 1 を有し、この計算ユニットは装置の制御と測定値の評価とに用いられる。この計算ユニットには、命令を入力するための入力ユニット 2 , 例えばキーボードと、結果を出力するための出力ユニット 3 , 例えば液晶表示器が接続されている。発振器 5 の出力信号のサイクルを計数するカウンタ 4 が計算ユニット 1 と接続されている。このカウンタ 4 は信号を送信器 6 に出力する。発振器 5 はアナログ / デジタル変換器 7 をも制御する。この変換器 7 は受信器 8 に後置接続されており、計算ユニット 1 の入力側にも接続されている。

【 0 0 1 0 】

発振器 5 は例えば周波数 2 0 M H z 、すなわち 5 0 n s の期間の電気信号を形成する。それぞれ例えば 2 0 0 0 サイクル後にカウンタ 4 は 1 つの信号を送信器 6 に送出し、この信号により送信器は短時間の光学的パルスを出力する。パルスは 1 つの目標物、または光円錐体のそれぞれ一部と交差する複数の目標物により反射され、受信器 8 によりこの反射が捕獲され、電気受信信号 e (図 2 の上) に変換される。受信信号 e は、受信器およびこれに接続された電子回路の周波数特性が制限されているため、時間的に比較的強く延ばされることがある。この信号はすでに述べたように発振器 5 により制御される A / D 変換器 7 によってサンプリング増分 $\Delta = 5 0 \text{ n s}$ の間隔でサンプリングされる。相応の値 $e (n \Delta)$, $n = 0 , \dots , N$, ここで図示の例では $N = 3 2$, が計算ユニット 1 により記憶される。ここでメモリアドレスは、カウンタ 4 から送出されたそれぞれの数 n から導出される。この数は、送信器 6 による光学的パルスの送信をトリガした信号を基準にしたサンプリング時点の尺度である。

【 0 0 1 1 】

計算ユニット 1 での評価のために、基準関数 r が使用される (図 2 の中央) 。この基準関数はさらに下で説明するようにして求められたものである。基準関数 r の値は、所定の基準増分の間隔で相次いで現れる箇所で使用される。基準増分は有利にはそれぞれ固定の時間差 δ , 例えばサンプリング増分 Δ の端数部分 $\delta = \Delta / M$ に相応する。ここで M は $1 >$ の整数であり、具体的な例では $M = 8$ である。値 $r (i \delta)$, $i = 0 , \dots , M N$ は計算ユニット 1 に固定的に記憶されている。比較的に小さい搬送波領域の下方では、これらの値はゼロであり、その上方でも同じようにゼロであるか、または指数的に降下する。従って基準関数 r はインターバル $[0 , N \Delta]$ を越えて継続することができる。最も簡単な場合では、インターバルの外では $r (i \delta) = 0$ にセットされる。次に基準関数 r から、比較関数 v_m , $m = 0 , \dots , M N$ が順次形成される。これはそれぞれ固定の時間インターバルだけずらされた、基準関数 r の例値によって生成される。時間インターバルは、ここでは基準増分 δ に相応する基本インターバルの倍数 $m \delta$ である。比較関数 v_m は必要であれば、さらに他の手段で変形することができる。これは例えばビーム広がりを補償するため適切な係数により乗算することによって行う。この形式の変形を無視すれば、

$$(1) \quad v_m = (i \delta) = r ((i - m) \delta)$$

が当てはまる。

【 0 0 1 2 】

各比較関数 v_m により、これと受信信号 e との間の相似性の尺度として、相似関数が計算される。ここでは相関係数 f が用いられ、この相関係数は 2 つの関数間のスカラー積に相応する。 e のサンプリング値が存在せず、 v_m に対するサンプリング値しか存在しない時点、すなわち $i \bmod M \neq 0$ である時点に対しては値 $e (i \delta) = 0$ にセットされる。従って相関係数に対しては以下の式が得られる。

【 0 0 1 3 】

【 数 1 】

$$(2) \quad f(m\delta) = \sum_{i=0}^N e(i\delta) v_m(i\delta) = \sum_{i=0}^N e(i\delta) r(i\delta - m\delta),$$

【 0 0 1 4 】

ただし、 $m = 0, \dots, MN$ 、この関数は図 2 の下に示されている。

【 0 0 1 5 】

10

次に、受信信号 e に特に相似し、これを比較的よく表しているような比較関数を検出する。この検出は、関数 f の次のような最大値を検出することにより行われる。すなわち、前記の関数の値が所定の閾値 ε を越える最大値を検出することにより行われる。この閾値は測定条件、とりわけ预期される障害の大きさに適合することができる。相応する時間 $m_k \delta$ 、 $k = 1, \dots, K$ は、光学的パルスの目標物 $1, \dots, K$ における反射の近似的受信時点を表す。図 2 に示された例では $K = 2$ である。しかしこれより大きな数も可能である。

【 0 0 1 6 】

最大値の時点を経準にして補間することにより、比較的の高い時間分解能を達成するために受信時点をさらに正確に検出することができる。最も簡単でとりわけ適する手段では、最大値が比較的広く離れるようにし、比較関数が重ならないか、ほとんど重ならないようにする。すなわち種々異なる目標物における反射が重ならないか、ほとんど重ならないようにする。個々の最大値がそれ自体で処理され、相関関数 f がそれぞれ補間関数により補間され、次にそれが最大値に達する時間 T_k が正確な受信時点として検出される。例えば、点 $((m_k - 1)\delta, f((m_k - 1)\delta))$ 、 $(m_k \delta, f(m_k \delta))$ および $((m_k + 1)\delta, f((m_k + 1)\delta))$ により定められる二次関数を取り扱うなら、次式のようになる。

20

【 0 0 1 7 】

【 数 2 】

$$(3) \quad T_k = m_k \delta + \frac{\delta}{2} \frac{f((m_k + 1)\delta) - f((m_k - 1)\delta)}{2f(m_k \delta) - f((m_k - 1)\delta) - f((m_k + 1)\delta)}$$

30

【 0 0 1 8 】

別の手段によれば受信時点は次のようにしてより正確に検出される。すなわち、予め検出した比較関数 v_{m_k} 、 $k = 1, \dots, K$ を小さな時間だけずらすことにより、これが受信信号 e に最適に近似するよう適合するのである。次の項により

【 0 0 1 9 】

【 数 3 】

40

$$(4) \quad e(n\Delta) = \sum_{k=1}^K a_k v_{m_k}(n\Delta)$$

【 0 0 2 0 】

列ベクトル $\underline{e} = (e(n\Delta), n = 0, \dots, N)$ と相応の $\underline{a} = (a_k, k = 1, \dots, K)$ による 1 次式が得られる。

【 0 0 2 1 】

$$(5) \quad \underline{e} = V \underline{a}$$

ここで、 $V^n_k = v_{m_k}(n\Delta) = r(n\Delta - m_k \delta)$ 、 $n = 0, \dots, N$ 、 $k = 1, \dots, K$

50

すなわち

【 0 0 2 2 】

【 数 4 】

$$(6) \quad V = \begin{bmatrix} v_{m_1}(0) & \dots & v_{m_K}(0) \\ M & & M \\ v_{m_1}(N\Delta) & \dots & v_{m_K}(N\Delta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r(-m_1\delta) & \dots & r(-m_K\delta) \\ M & & M \\ r(N\Delta - m_1\delta) & \dots & r(N\Delta - m_K\delta) \end{bmatrix}$$

【 0 0 2 3 】

10

この式は、連続的時間変数に一般化される。このために基準関数 r が支持値から出発して、連続的な、すなわち整数インターバル $[0, N\Delta]$ で定義される関数に補充される。この関数はできるだけ連続的、有利には少なくとも一度連続的に微分可能である。これは例えば二次Spline関数により行うことができる。基準関数 r は指示されたインターバルを越えて広がることができる。これはこの基準関数をそこでゼロにセットすることにより行われる。択一的に、指数的減衰を仮定することができる。この場合比較関数 v_m は、指示されたインターバルで一次関数 $\underline{v}_T$ により同じように置換することができる。これにより離散変数 m の箇所に実変数 T が発生する：

$$(7) \quad \underline{v}_T(n\Delta) = r(n\Delta - T)$$

これにより V も実変数の関数に補充される：

20

$$(8) \quad V(\underline{T})^n k = \underline{v}_{Tk}(n\Delta) = r(n\Delta - Tk), \quad n = 0, \dots, N, \quad k = 1, \dots, K$$

ここで $T_1, \dots, T_K$ はベクトル $\underline{T}$ に統合されている。

【 0 0 2 4 】

近似的初期値 $T_k = m_k \delta$ から出発して、正確な受信時間が検出される。これは、 $\underline{e}$ の近似値を $\underline{a}$ と $\underline{T}$ の変形により最適化することにより行われる。このために $\underline{e}$ と $V(\underline{T})\underline{a}$ との平均二乗間隔の最小箇所（最小の位）

$$(9) \quad F(\underline{a}, \underline{T}) = \underline{e} - V(\underline{T})\underline{a}$$

が検出される。まず最適化が $\underline{a}$ にしたがって実行される。 $F(\underline{a}, \underline{T})$ は

$$(10) \quad \underline{a} = V(\underline{T})^+ \underline{e}$$

に対して最小である。ここで $V(\underline{T})^+$ は、写像 $V(\underline{T})$ の擬似反転である。この写像は、 $V(\underline{T})$ の像空間にベクトルを、 $V(\underline{T})$ の中心の補集合におけるその一義的検出された原像にそれぞれ形成する。一方、この写像は、像空間の補集合においてベクトルを $\underline{0}$ に写像する。これについては、J.Stoer: Einführung in die numerische Mathematik I, Heidelberg TB 105, Springer-Verlag 1976, S.184ff. を参照。

30

【 0 0 2 5 】

しかし $V(\underline{T})^+ \underline{e}$ の具体的な計算のために、マトリクス $V(\underline{T})^+$ を検出する必要はない。これは既知の数量方法によって行うことができる。これは例えば、ハウスホルド変換 (Housholder-Transformation) を用いた QR 分解である。（例えば、G.H.Golub, Ch.F.van Loan: Matrix Computations, North Oxford Academic, London 1986, Ch.6.1, 6.2 参照）そこで式 (9) は次式により表される。

40

【 0 0 2 6 】

$$(11) \quad F(\underline{T}) = \underline{e} - V(\underline{T})V(\underline{T})^+ \underline{e}$$

$V(\underline{T})V(\underline{T})^+$ は、 $P(\underline{T})$ の、比較関数 v_{Tk} 、 $k = 1, \dots, K$ によって規定的に表されるベクトル空間への投影である。従って式 (9) は

$$(12) \quad F(\underline{T}) = \underline{e} - P(\underline{T})\underline{e} = (1 - P(\underline{T}))\underline{e}$$

に相応する。すなわち、 $\underline{e}$ と $\underline{v}_{Tk}$ 、 $k = 1, \dots, K$ によって規定的に表されるベクトル空間へのその投影との間隔の最小箇所が、 $\underline{T} = (T_1, \dots, T_K)$ の関数として求められる。

【 0 0 2 7 】

非線形関数 $F(\underline{T})$ の最小箇所は、公知の数値方法によって検出することができる。これは例えば最大勾配法、または F の勾配のゼロ位置を線形近似の反復法（ニュートン法）を

50

用いて検出することである。これについては例えば、E.Stiefel:Einfuehrung in die numerische Mathematik, Teubner Studienbuecher Mathematik, B.G.Teubner 1976, S.83f 参照。しかし改善された収束法による方法が有利である。これは次の刊行物に記載されている: D.W.Marquardt: An Algorithm for Least-Squares Estimation of Nonlinear Parameters, SIAM Journal on Applied Mathematics 11(1963), 431-441 および K.Levenberg: A Method for the Solution of Certain Non-Linear Problems in Least Squares, Quarterly of Applied Mathematics 2(1944), 164-168。

【 0 0 2 8 】

受信時点 T_k から次に、ゼロ点の設定に依存する固定項 T_0 のそれぞれの加算により、光学のパルスの伝搬時間 $L_k = T_0 + T_k$ が検出され、そこから k 番目の目標物の距離が非常に簡単に

$$(13) \quad x_k = c / 2 \cdot L_k$$

にしたがって検出される。ここで c は光速度である。

【 0 0 2 9 】

T_k 、 $k = 1, \dots, K$ により $V(\underline{T})$ も既知である。従って式 (10) により、目標物 $1, \dots, K$ を重み付ける係数 a_k 、 $k = 1, \dots, K$ も計算できる。

【 0 0 3 0 】

基準関数の検出は種々の手段で行うことができる。図 3 a によれば、検出は図 1 の装置の主要部分を含む構成によって行われる。これは、計算ユニット 1、カウンタ 4 および発振器 5、並びに送信器 6 と、後置接続された A/D 変換器 7 を備えた受信器 8 を有する。カウンタ 4 と送信器 6 との間には、遅延素子 9 が挿入されている。さらに基準目標物 10、例えば板が設けられており、この板は送信器 6 と受信器 8 から所定の距離に設置されている。

【 0 0 3 1 】

発振器 5 のそれぞれ 2000 サイクル後に、カウンタ 4 は信号を遅延素子 9 に送出し、遅延素子はこれを所定の遅延をもって送信器 6 にさらに導通し、光学のパルスが送信器により発射される。基準目標物 10 で反射された光学のパルスは受信器 8 の出力側に基準受信信号を発生する。この信号は A/D 変換器 7 で、サンプリング増分 Δ に対応する時間間隔でサンプリングされる。このようにして検出された支持値は計算ユニット 1 に供給され、そこでそれぞれ所定のサンプリング時点に配属され、記憶される。

【 0 0 3 2 】

送信器 6 を、遅延素子 9 を介してそれぞれトリガすることにより、信号の遅延は次の遅延値に置換される、 τ_i 、 $i = 0, \dots, I-1$ 、 $\tau_0 < \dots < \tau_{I-1}$ 、初期値は $\tau_0 = 0$ 。このことは基準受信信号の対応の時間的シフトに表れる。発振器 5 により制御される信号のサンプリングは遅延なしに行われるから、これは初期値を基準にしたそれぞれのサンプリング時点の遅延値 τ_i だけの先行に相応する。I 個の信号のサンプリングと記憶の後に、基準関数 r が統合される。これは、各支持値をそのサンプリング時点に配属することにより行う。遅延値に対しては、 $\tau_i = i \delta$ 、 $i = 0, \dots, I-1$ を選択することができる。次に支持値は、固定の間隔で順次継続する。この間隔は基準増分 δ に相応する。そうでない場合には、基準関数 r の値を基準増分の整数倍に相応する箇所で、式 (1) での適用のために補間により検出しなければならない。この手段は実質的に、DE - A - 4 2 3 3 1 9 6 で、目標物の距離測定の際に適用されるものに相応する。自明であるが、送信器 6 による光学のパルスの送信をトリガする信号の代わりに、同じ作用により基準受信信号を遅延することもできる。

【 0 0 3 3 】

S/N 比を向上させるため、基準関数 r の検出の際に、順次実行される複数の測定の結果を加算または平均化することができる。これは DE - A - 3 6 2 0 2 2 6 に、目標物の距離測定と関連して記載されている。加算はデジタルで行うことができる。しかし測定値をアナログで、例えば電荷として蓄積し、加算し、和を初めてデジタルに変換することもできる。これは同様の関係が DE - A - 4 4 4 0 6 1 3 に記載されている。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 4 】

2つの方法、すなわち時間分解能の微細化とS / N比の改善は、すでに上に基準受信信号の検出に対して記載されたように、通常の測定動作でも、時間的分解能および受信信号eのS / N比の改善のために単独でも、共にでも使用することができる。ただしこれにより必要なパルス数が増大しても、比較的大きな欠点が生じないことが前提である。図1の装置はこの場合、相応に補充される。

【 0 0 3 5 】

図3bに示された、基準受信信号の時間的分解能を改善するための手段では、基準目標物10の距離を変化させる。初期値dから始まり順次、距離 $d + c \tau_i / 2$, $i = 0, \dots, I - 1$ において測定される。このことにより同じように受信信号が遅延され、しかも遅延素子を使用する必要がない。しかしここでは、受信信号の強度がビーム拡幅により基準目標物10の距離の二乗に比例して減衰することを考慮しなければならない。

10

【 0 0 3 6 】

基準関数rの支持値を測定値または測定値の和として直接的に検出する代わりに、複雑な方法を適用することもできる。このために、可能な基準関数rの集合を有限次元のベクトル空間に換算する項が立てられる。このようにすれば、基準関数rが固定数の等間隔の支持箇所を有する二次Spline関数の空間に存在することをほぼ前提とすることができる。ここでも指数的減衰を考慮することができる。基準関数rは、有限数の実パラメータにより固定される。

【 0 0 3 7 】

このパラメータを検出するため、時間的にずらされた基準受信信号 e^n_i , $n = 0, \dots, N$ 、 $i = 0, \dots, I - 1$ （ここで e^n_i は遅延 τ_i およびサンプリング時点 $n \Delta$ における値を表す）のサンプリング値を、相応に時間的にずらされた基準関数の例値を重畳することによりできるだけ正確に近似する。このために平均二乗間隔の最小位が次式に従い

20

【 0 0 3 8 】

【数5】

$$(14) \sum_{n=0}^N \sum_{i=0}^{I-1} w^n_i (e^n_i - a_i r(n\Delta - \tau_i))^2$$

30

【 0 0 3 9 】

基準関数rを表すパラメータの関数として求められる。ここで w^n_i , $n = 0, \dots, I - 1$ は重み付け係数であり、最も簡単な場合には全て1に等しくセットされる。遅延が遅延素子9により形成されるなら、 $i = 0, \dots, I - 1$ に対して $a_i = 1$ をセットすることができる。遅延が基準目標物10のシフトにより形成されるなら、係数 a_i は、距離が入力信号の強度に及ぼす影響を考慮しなければならない。しかし係数 a_i を同様に可変と見なし、式(14)の最小化から検出することもできる。遅延値は基準増分の倍数とすることができるが、等間隔でない別の値でもよい。

40

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の方法を実施するのに適した装置のブロック回路図である。

【図2】受信信号、基準関数、および受信信号と、基準関数を時間的にずらすことにより作成された比較関数との間の内積により形成された相関関数を時間について示す線図である。

【図3a】第1の方法による、基準関数の検出のための概略図である。

【図3b】第2の方法による、基準関数の検出のための概略図である。

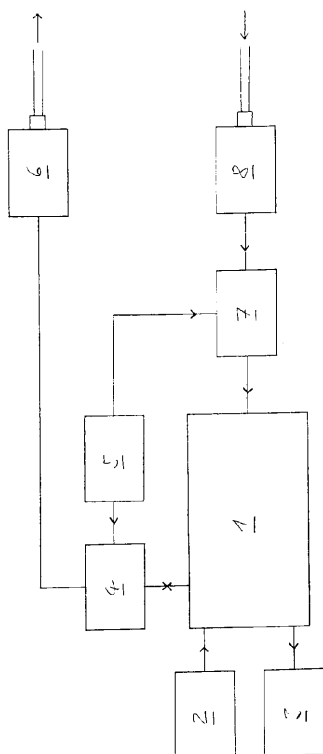
【符号の説明】

- 1 計算ユニット
- 2 入力ユニット

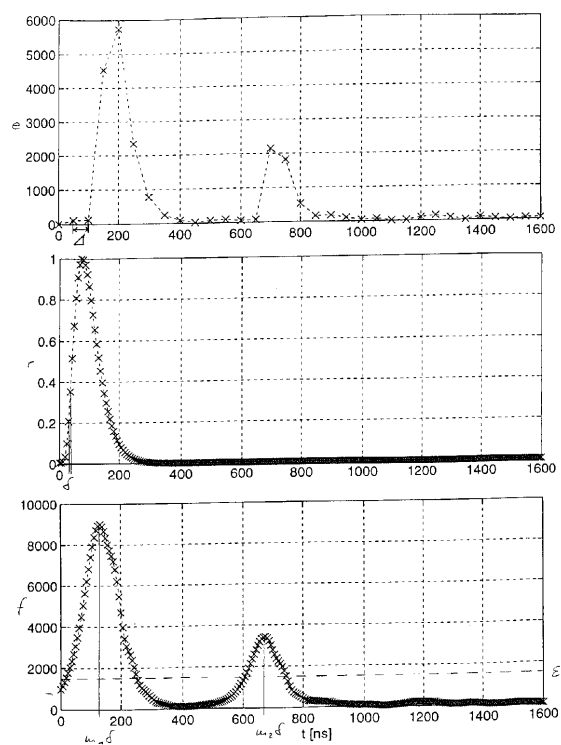
50

- 3 出力ユニット
- 4 カウンタ
- 5 発振器
- 6 送信器
- 7 A / D 変換器
- 8 受信器
- 9 遅延素子
- 10 基準目標物
- e 受信信号
- r 基準関数
- f 相関関数
- Δ サンプリング増分
- δ 基準増分

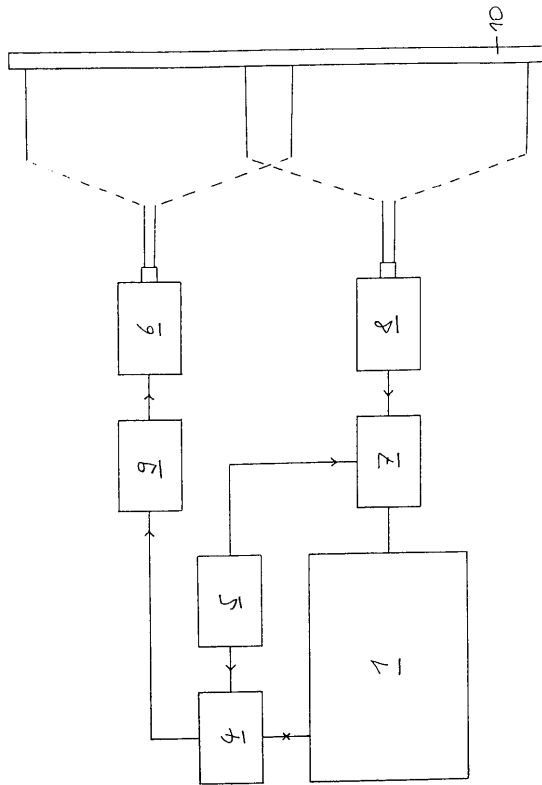
【図 1】



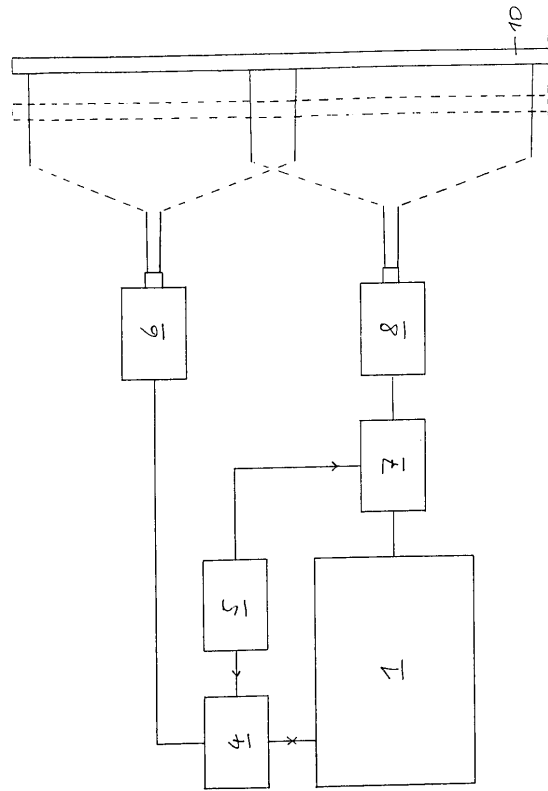
【図 2】



【図 3 a】



【図 3 b】



フロントページの続き

- (74)代理人 100114890
弁理士 アインゼル・フェリックス＝ラインハルト
- (72)発明者 ベアート エービッシャー
スイス国 ヘールブルグ ヴェートシュトラッセ 5
- (72)発明者 クリスティアン ベートション
スイス国 ハイデン クヴェレンヴェーク 4
- (72)発明者 ベルンハルト ゲヒター
スイス国 バルガッハ カプフシュトラッセ 4 ベー
- (72)発明者 ゲオルク オラヴェック
スイス国 ディーボルツアウ エアレンヴェーク 10
- (72)発明者 エルンスト ラムスアイアー
スイス国 ヴィートナウ エゲトホルツシュトラッセ 11
- (72)発明者 エスター ルティスハウザー
スイス国 ヴォルフハルデン ヒンターエッグ 173

審査官 山下 雅人

- (56)参考文献 特開昭54-080771(JP,A)
特開昭64-001993(JP,A)
特開平05-273272(JP,A)
特開平03-277987(JP,A)
特開昭62-052478(JP,A)
特開昭58-046397(JP,A)
特開昭64-043781(JP,A)
米国特許第05805468(US,A)
特開平05-100022(JP,A)
特開平09-264949(JP,A)
特開平05-034193(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 7/00-17/95
G01R 29/02
G04F 10/04