

【公報種別】特許法第 17 条の 2 の規定による補正の掲載

【部門区分】第 6 部門第 1 区分

【発行日】平成 24 年 3 月 1 日 (2012.3.1)

【公表番号】特表 2008-516213 (P2008-516213A)

【公表日】平成 20 年 5 月 15 日 (2008.5.15)

【年通号数】公開・登録公報 2008-019

【出願番号】特願 2007-535141 (P2007-535141)

【国際特許分類】

G 0 1 S 17/32 (2006.01)

G 0 1 S 13/34 (2006.01)

【F I】

G 0 1 S 17/32

G 0 1 S 13/34

【誤訳訂正書】

【提出日】平成 24 年 1 月 11 日 (2012.1.11)

【誤訳訂正 1】

【訂正対象書類名】明細書

【訂正対象項目名】全文

【訂正方法】変更

【訂正の内容】

【発明の詳細な説明】

【発明の名称】非理想的チャープ形状の決定による電気光学的距離測定方法

【技術分野】

【0001】

本発明は、請求項 1 のはじめの部分による電気光学的距離測定方法に関するものであり、請求項 12 のはじめの部分による電気光学的距離測定装置と、コンピュータプログラム製造物とに関するものである。

【背景技術】

【0002】

電子的あるいは電気光学的な距離測定の分野において、様々な原理や方法が知られている。これを達成するのに、調査する目標物に、可視あるいは不可視のレーザー光のような周波数変調された電磁放射を送信し、続いて、戻り反射する物体からの、理想的には目標物からだけの、一つ以上のエコーを受信することからなる。受信後、エコー信号に、混合信号を重畳することにより、解析される信号の周波数は低下し、このことにより、装置側で必要とされるコストは低くなる。この混合は、送信信号とエコー信号とを混合するホモダイン方法、あるいは、既知の周期の調波信号のような周期性の信号と混合するヘテロダイン方法として実施することができる。このように、ホモダイン方法とヘテロダイン方法との違いは、混合が、送信信号自体と混合を行うか、あるいは、専用の周波数を有する調波信号と混合を行うか、である。混合は、受信信号を低い周波数に変換するために使用される。次に、伝達時間と（使われた放射の伝播速度が既知である場合には）調査される目標物との距離は、結果の信号から決定される。

【0003】

これらの方法を搭載するために使用される装置は、変調可能な放射源に信号を重畳するチャープ発生器として信号発生器を通常使用する。光学分野では、一般にレーザーが放射源として使用される。また、光学分野では、一般にレーザーが放射源として使用される。また、光学分野では、送信光学システムおよび受信光学システムが、受信、送信に使用され、検出器・受信器と、その後続くミキサと、A/Dコンバータと、デジタル信号処理装置とが、この光学システムに後置接続される。

【 0 0 0 4 】

線形周波数変調チャープは信号 $s(t)$ として信号発生器により生成される：数式 1

【 数 1 】

$$s(t) = a + b \cdot \cos(2\pi \cdot \Phi(t)), \quad \Phi(t) = c + d \cdot t + e \cdot t^2$$

【 0 0 0 5 】

瞬間周波数 $f(t) = d(t)/dt$ は、時間の線形関数として数式 2 になり：

【 数 2 】

$$f(t) = d + 2e \cdot t$$

伝達時間の決定が簡単になる。

【 0 0 0 6 】

それぞれ振幅 A_k 、伝達時間 t_k 、($k=1, \dots, n$)を有する n 個の目標物の場合、ノイズの無いエコー信号 $e(t)$ は、以下のように表すことができる：数式 3

【 数 3 】

$$e(t) = \sum_{k=1}^n A_k s(t - t_k)$$

【 0 0 0 7 】

このエコー信号 $e(t)$ が検出され、信号 $m(t)$ と混合される：数式 4

【 数 4 】

$$m(t) = \begin{cases} s(t - t_0), & \text{homodyne} \\ \cos(2\pi(f_0 t + \varphi)), & \text{heterodyne} \end{cases}$$

【 0 0 0 8 】

$m(t)$ を混合した結果の信号は：数式 5

【 数 5 】

$$d(t) = \int_0^{\infty} h(t - t') \cdot e(t') \cdot m(t') dt'$$

ここで、 h は、適切な低域フィルタのパルス応答を示す。

【 0 0 0 9 】

従来技術では、理想的な低域通過フィルタの場合、数式 5 に示される低域通過フィルタリングを、非常に良好な近似で、明示的に実現することができ、ホモダインの場合には、数式 1 と数式 3 - 5 の等式から、高い周波数の項を除くと、数式 5 b

【数 5 b】

$$d(t) = d_0 + \frac{b^2}{2} \sum_{k=1}^n A_k \cos(2\pi[\Phi(t-t_k) - \Phi(t-t_0)])$$

信号オフセット
$$d_0 = a^2 \sum_{k=1}^n A_k$$

が、上記信号オフセットとともに得られる。

【0010】

混合された信号 $d(t)$ は、有限測定域 $-T/2 \leq t \leq T/2$ でデジタル化され、保存される。伝達時間 t_k は、周波数情報と、 n が小さいと仮定できるとき選択的にこの信号の位相情報から決定される。エコーの一つ、例えば、 n 番目のエコーは、固定された既知の基準目標物から到来したものであり、残りの目標物の距離は伝達時間差 $t_k - t_n$ と、基準目標物の既知の距離とから計算される。ホモダインの場合、混合信号 $m(t) = s(t - t_0)$ は、それ自身基準として働き、 t_0 は基準距離に対応する。

【0011】

等式の数式 1 による線形チャープの場合、 k 番目のエコーが与える瞬間周波数は信号 $d(t)$ に対し数式 6 である：

【数 6】

$$f_k(t) = \begin{cases} 2e(t_0 - t_k), & \text{homodyne} \\ d + 2e(t - t_k) - f_0, & \text{heterodyne} \end{cases}$$

この場合、伝達時間 t_k は、信号 $d(t)$ の周波数分析（ヘテロダインの場合、時間分解方式の周波数分析）から直接決定されるが、この解は、まだ精度が粗い。さらに正確な結果は、位相情報を考慮して得られる。

【0012】

同様な方法が従来例で記述されており、例えば、以下の出版物にある。

【0013】

E P 0 8 3 4 0 8 6 B 1 は、短い測定時間で位相測定方法の領域で精度を有する光学的 F M C W 距離測定方法を記述している。この方法によれば、チャープ発生器は、送信信号と基準信号に分割する線形周波数変調信号を生成し、二つの信号が直交成分受信器内で互いに複素乗算される。

【0014】

D E 1 9 6 1 0 9 7 0 A 1 は、レーダー領域で電磁放射を使用する距離測定のための連続送信の周波数変調方法（F M C W 方法）を開示している。時間線形の周波数変調された（揺らいだ）信号が送信され、目標物を介した反射の後、受信され、分析される。中間の周波数の信号が、ミキサー内の送信、受信信号から発生し、高速フーリエ変換される。

【0015】

他の従来例と同様に、この両方の出版物ではいずれも、上記評価では、変調周波数 $f(t)$ の既知の線形の時間特性が装置の経時変化に依存しないことが前提とされている。必要とされる精度で、既知であること、経時変化に依存しないこと、線形性というこれらすべての条件を装置側で満たすことは不可能であるか、または多大なコストを必要とする。

【0016】

公開された申請書 D E 1 0 0 6 5 6 5 7 A 1 は、強い位相ノイズを有する発振器を線形

化するための縦続位相制御ループを開示している。その目的は、線形のアナログ周波数ランプを生成するためである。にもかかわらず、周波数特性の実現可能な線形性と知識にかかる限界を取り除くことはできず、装置側に多大なコストをかけてもこの限界を完全に回避することができない。

【 0 0 1 7 】

所定の周波数特性（たとえば、線形）を有するチャープを生成することは、技術的に複雑で、また、正確で安定した方法で自在に可能でない。送信信号の理想的な動作からの逸脱がシステムの測定誤差の原因となる。

【 0 0 1 8 】

E P 1 4 6 4 9 8 2 は、ランプ変調を有する非線形送信周波数特性を備える F M C W レーダー装置のための方法を記述している。この方法では、位相関数（線形チャープが理想的である場合には直交位相関数となる）の線形化が行われる。この明細書に記述されたパラメータのために、1 1 0 0 m の目標距離の場合のこの近似は、約 1 0 p p m であり、レーダー分野に属するこの方法は、電気光学的方法の高精度の測定のためには適していない。さらに、この方法は、送信のランプのモデル化の線形部分が既知であると仮定する多項式の公式を使用する。さらに、位相の値が評価のために必要で、位相アンラッピングが要求される。したがってこの公式は、エラーを生じさせる簡素化されたモデル化に基づいており、またこの公式は、モデルパラメータを導き出すためのパラメータが予め既知であることに基づいているか、または、モデルパラメータを導き出すのに必要とされる、位相値の分解能を基にしている。

【 発明の開示 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 1 9 】

本発明の目的は、周波数特性の改良された識別と知識および / 又は誤差のあるいはその影響の減少あるいは回避が可能な解法であり、評価のために直接、（実数の）受信信号を使用する解法を提供することである。

【 0 0 2 0 】

本発明の更なる目的は、性能を変えずに、使用される部品に課される要求を低減すること、あるいは、部品を変えなくても性能を向上させることである。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 2 1 】

これらの目的を達成するため、請求項 1 と 1 2 あるいはそれらの縦続の請求項の主要件による解法が開発された。

【 0 0 2 2 】

本発明は、非線形のものを含む有限の数のパラメータによる位相関数 $\Phi(t)$ のモデル化を基にしている。前記位相関数のモデル化は、数式 7 にしたがって任意のパラメータ c_1, \dots, c_m を用いて一般的な形で行うことができる：

【 数 7 】

$$\Phi(t) = \Phi(t; c_1, \dots, c_m)$$

【 0 0 2 3 】

あるいは、前記位相関数のモデル化はたとえば、数式 7 b による線形パラメータとして係数 c_1, \dots, c_m を用いて、累乗あるいは直交多項式、ウェーブレット、サンプリング時点での離散的デルタ関数のような適切な基本関数 $j_j(t)$ の線形結合により行うことができる：

【数 7 b】

$$\Phi(t) = \sum_{j=1}^m c_j \Phi_j(t)$$

【0024】

追加のパラメータ c_j あるいはそのパラメータ c_j のいくつか、例えばすべての測定毎にそれに伴って決定され、この決定が他のすべての関連するシステムパラメータと伝達時間 t_k と共にされることが可能である。このように、すべての未知のパラメータを決定することは、(統計的な)変数推定問題となる。特定の決定方法の例として、公知の最大尤度方法、例えば、B.L. van der Waerden: Mathematische Statistik[数理統計学]、Springer-Verlag、ベルリン、Göttingen、ハイデルベルク1957年。そこに、数式5b(さらに、より一般には数式1、7、3、4および5)で表されるモデル信号 $d(t)$ に含まれる未知のパラメータ、すなわち、 $A_1, \dots, A_n, t_1, \dots, t_n, c_1, \dots, c_m$ および t_0 あるいは f_0 および、と信号オフセット d_0 が、実際に測定された信号との偏差が最大の確率密度を有するように、決定される。この偏差はノイズベクトルであると解釈される。

【0025】

ノイズが正規分布をなし、相関関係にない場合、最小二乗法により、(非線形)に合わせることに対応する。このことにより、ノイズが相関関係にある一般的な場合でも、前記パラメータおよび伝達時間 t_k の決定 ひいては、目標物までの求めるべき距離の決定は、非線形最適化問題ということになる。その解法のため、従来例が多く一般的な反復方法を開示している。例えばD.W. Marquardt: Applied Mathematics 11(1963)、431-441のSIAM Journalの非線形パラメータの最小二乗法推定のためのアルゴリズム、またはk. Levenbergの: 季刊のApplied Mathematics 2(1944)、154-168、の最小二乗法におけるある特定の非線形問題の解法、あるいは、古典的なBFGS方法およびその更なる発展あるいは、論文概要SIAM Review 44(2002)、525-597、非線形最適化のための内点法のようにA. Forsgren、P.E. Gill、M.H. Wrightにより記述された最近の方法などがある。

【0026】

チャープ信号が線形の場合から偏差したときの偏差が比較的小さく、このことが頻発例であると見なすことができる場合、公知の方法を使用して数式6に基づいて、反復の最適化を行うための近似の初期値を得ることができる。

【0027】

推定問題の条件の改善、すなわち数値的安定性を高めるために、既知の時間間隔の間 t_a 、 t_b 例えば測定間隔 $t_a = -T/2$ 、 $t_b = T/2$ に送信された信号の総位相変化を、 $\Phi_{tot} = \Phi(t_b) - \Phi(t_a)$ に従って測定する。数式7bの場合には、これは、最適化で考慮される係数 c_1, \dots, c_m に対し、線形二次条件: 数式8bをもたらす。

【数 8 b】

$$\Phi(t_b; c_1, \dots, c_m) - \Phi(t_a; c_1, \dots, c_m) = \Phi_{tot}$$

【0028】

数式(7)で表される一般的な場合、最適化では、数式8で表される非線形の二次条件を考慮しなければならない。

【数 8】

$$\sum_{j=1}^m [\Phi_j(t_b) - \Phi_j(t_a)] \cdot c_j = \Phi_{tot}$$

【0029】

t_{ot} の測定はたとえば、送信信号がゼロを横切る回数を計数することによる簡単な方法で実現できる。このような測定手法では、測定誤差は最大1/2であり、この測定誤差は大抵の目的では、大きな位相差 t_{ot} 比べれば無視することができる。例えば、図6-11の場合、 $t_a = -T/2$ 、 $t_b = T/2$ であるとすると、 $t_{ot} = 10^{-5}$ となる。必要であれば、装置構成にさらに手を加えることにより、誤差は、例えばシングルスローブ積分方式によって残留位相を決定することによって、更に減らすことができる。

【0030】

このアプローチの更なる利点は、例えばEP0834086B1で必要な部品として記述されているように、直交受信機が要求されないことである。

【0031】

信号発生器により生成された信号あるいは放射源により送信された周波数変調放射の実際の特性が既知であることが、原則として、二つのアプローチを可能とする。第一に、信号の非線形部分は、信号発生器を適切に作動させることによって、信号生成において信号の非線形部分を予想することができる。このように、信号の生成が、実際の信号の特性に、リアルタイムに合わせられる。第二に、実際の誤差が既知であることにより、信号処理および距離計算においてこの実際の誤差を補償することができる。この2つのアプローチを組み合わせることもでき、たとえば、ある程度の閾値の非線形性までは信号発生器を再調整し、残ってしまった誤差は大目に見て、コンピュータ側で対応することができる。

【実施例1】

【0032】

図1-5は、参照の数字が装置の部品の概略図の要素を識別するために使用されている光学実施例を示す。図1-5ではホモダイン方式の構成だけが示されているが、ヘテロダイン方式の構成や、たとえばレーダ領域やマイクロ波領域等である非光学的スペクトル領域の装置も、本発明によって実現することができる。ヘテロダイン方式は、ミキシングに必要な第2の信号を発生させる更なる信号発生器あるいは更なる信号出力を要求する。

【0033】

図1は、本発明による第1の実施例の概略図を示す。この実施例はミキサーMIを有し、このミキサーMIには、信号発生器SGの電気信号 $s(t)$ と検出器DEのエコー信号 $e(t)$ とが入力結合される。信号発生器SGの信号 $s(t)$ は、ドライバとレーザTLにより生成された放射に周波数変調を重畳するために使用される。この可視あるいは不可視スペクトル範囲での光学放射は、送信光学システムSOを介し送信され、一つあるいはそれ以上の目標あるは対象により反射された後、受信光学システムと検出器DEを介し再び受信される。このホモダイン方法において、受信放射に含まれる、信号発生器SGの信号 $s(t)$ と、ドライバとレーザTLのビーム発生の信号とは、ミキサーMIにより使用される。ミキサーMIの結果が、低域フィルタTFとアナログ・デジタル変換器ACを介しデジタル化され、信号処理のためデジタル信号処理装置DSPに送られる。ミキサーMIに平行して、総位相TPは、カウンタZAにより決定され、デジタル信号処理装置DSPに同様に送られる。制御部STは、理想的な特性と信号生成との偏差が補償されるように信号発生器SGを制御する。従って、実際の放出が線形の周波数特性を有するように、信号発生器SGによって生成される信号 $s(t)$ を変化させるか、あるいは、評価において誤差をアルゴリズムだけで考慮する。さらに、理想的な挙動からの偏差の補正と、該偏差を計算によって考慮することとを併用することができる。距離測定装置は、ユーザ・インタフェースBSによって制御することができる。

【0034】

図2は、本発明による第2の実施例の概略図を示し、光学的に検出された信号を有するミキサーMIおよび総位相TPのためのカウンタZAを備える。図1と対照的に、信号発生器SGの信号 $s(t)$ はミキサーMIに直接送られず、ドライバおよびレーザTLにより送信される放射はビームスプリッタSDを介し第2の検出器DE2に渡される。第2の検出器DEの出力は、総位相TPを決定するために、もう一度ミキサーMIとカウンタZAとの両

方に接続される。従って、この配置はエコー信号 $e(t)$ だけでなく、第2の光学的に検出された信号 $s(t-t_0)$ も使用し、この第2の光学的に検出された信号は、内部領域を介し送られ、ドライバ・レーザ結合部TLの影響がミキサーMIの両方の信号に均等に作用する。

【0035】

図1に似た実施例が、本発明による第3の実施例の概略図を示す図3に示され、この第3の実施例は、二つのミキサーと、直接的な電気的信号入力結合側と、直交受信器とを備える。信号発生器SGの信号 $s(t)$ は、第1のミキサーMI1と、後置接続された低域フィルタTFを有する第2のミキサーMI2と、アナログ・デジタル変換器ADCに送られ、第2のミキサーMI2の信号は90度位相シフト器でシフトされる。検出器DEにより記録された放射のエコー信号 $e(t)$ は、第1のミキサーMI1と第2のミキサーMI2の両方に接続され、直交受信器が総合的に成される。

【0036】

図4は、図2の第2の実施例に似ており、二つのミキサーと光学的に検出された信号 $s(t-t_0)$ と直交受信器とを備える、本発明による第4の実施例の概略図を示す。この第4の実施例は、図3の第3の実施例の直交受信器を、図2の第2の実施例の信号 $s(t-t_0)$ の光学検出を組み合わせたものである。図1と対照的に、信号発生器SGの信号 $s(t)$ は、直交受信機に直接に送られず、しかし、ドライバ・レーザTLにより送信された放射は、ビームスプリッタSDを介し、直交受信器に順に接続される第2の検出器DE2に贈られる。

【0037】

図5は、重畳UEと非線形性NLのシーケンスによる混合項の生成を概略的に示す。混合項の生成は、上記の実施例のいずれかと組み合わせることができる更なる基本的な可能性を表す。特に第2の実施例と共同して、検出器がそれにより省略することができるので、利点がある。ミキサーの等価構成は、検出器DEより前または検出器DEにおけるエコー信号 $e(t)$ と混合信号 $m(t)$ との重畳UEと、その後の非線形性NLと低域フィルタTFとにより達成される。二次の非線形性NLによって、混合項として所望の積が正確に生成され、低域フィルタリングTFによって不所望の項が抑制される。この方式は、ダイオードあるいはFETミキサー内で使用される。

【0038】

次の図6-11は、ホモダインおよびヘテロダインに対するチャープの厳密な線形の特性からの偏差の影響を示しており、この偏差が、距離測定に誤差が生じる原因となる。チャープの特性をモデル化しないで、線形の要求を満たすために、より複雑な装置が用いられるか、あるいは、誤差を含む測定が受け入れられなければならない。

【0039】

次の図6-8は、ホモダインの場合の数値の例を示す。シミュレーションは、以下の数値を基に、Matlabにより計算された：

$f_s = 10 \text{ MHz}$ サンプリング周波数

$T = 1 \text{ ms}$ チャープ持続時間

$m = 9980$ サンプリング点の数

$f_0 = 600 \text{ MHz}$ 中心周波数

$B = 100 \text{ MHz}$ チャープ帯域幅

$d_0 = 0$ 信号オフセット

【0040】

図6は、ホモダインの場合を例として、2つの等しい強度の目標物が4.5 mおよび4.5 mの距離にある場合の、理想的な線形チャープの周波数特性（上）および、混合され、サンプリングされた受信信号（下）の図を示す。

【0041】

図7は、ホモダインの場合の理想的なチャープの外乱を示し、この外乱では、数式1に4次の項が加わっている。開始および終わりの周波数が大きくは変わらないように、二次の項のわずかな調整が実行される。位相関数における外乱項は、数式9に示される。

【数 9】

$$\Delta\Phi(t) = -6.0 \cdot 10^9 s^{-2} \cdot t^2 + 1.114 \cdot 10^{16} s^{-4} \cdot t^4$$

再度、図 7 は、周波数特性（上）と混合・抽出された受信信号（下）を示す。

【0042】

図 8 は、ホモダインの場合にチャープに外乱が生じた場合と理想的チャープの場合との間の送信周波数差と受信信号差を示す。このチャープ周波数と目標値との最大偏差は 0.42% だけであるが、受信信号の差は、信号自身と同じくらい大きい。周波数差（上）および受信信号の差（下）が示されている。

【0043】

図 9 - 11 はヘテロダインの場合に対する数値例を示す。シミュレーションは、ホモダインの場合に基礎として与えられるのと同じ値で、Matlabによって同様に計算された。高調波混合信号の周波数 f_1 は、 $f_1 = 500 \text{ MHz}$ である。

【0044】

図 9 は、ヘテロダインの場合の線形チャープに対する周波数特性（上）と受信信号（下）を示す。上記のホモダインの場合と同じパラメータ値および同じ目標距離が使用される。

【0045】

図 10 は、ヘテロダインの場合に、数式 9 によって表される外乱がどのように理想的なチャープに影響するかを示す。もう一度、周波数特性（上）および混合され、抽出された受信信号（下）が示されている。

【0046】

図 11 は、ヘテロダインの場合にチャープに外乱が生じた場合と理想的チャープの場合との間の送信周波数差および受信信号差を示す。チャープ周波数と目標値との最大偏差は 0.42% だけであるが、受信信号の差は、信号自体と同じくらい大きい。

【0047】

部品の様々な配列あるいは原理が、他の代替のあるいは補足の方法で互いに結合することができることは、当業者にとって自明である。装置の実施例は、上述のように、例えば、Gilbertセルまたはサンプリングミキサーのような異なる設計のミキサー、あるいは、1つ以上のミキサが重畳および非線形性のシーケンスに置き換えられたヘテロダインまたはホモダインの構造で、設計可能である。

【図面の簡単な説明】

【0048】

【図 1】混合信号としての電氣的信号および総位相のカウンターとを有する、本発明による第 1 の実施例の概略図を示す。

【図 2】混合信号として光学的に検出された信号および総位相のためのカウンターとを有する、本発明による第 2 の実施例の概略図を示す。

【図 3】混合信号として光学的に検出された信号および直交受信器を有する、本発明による第 3 の実施例の概略図を示す。

【図 4】混合信号として光学的に検出された信号および直交受信器を有する、本発明による第 4 の実施例の概略図を示す。

【図 5】重畳および非線形性のシーケンスによって混合項の生成をする概略図を示す。

【図 6】ホモダインの場合の完全線形チャープの周波数特性と受信信号の図表を示す。

【図 7】ホモダインの場合の付加的な第 4 項を有する理想的なチャープの外乱の図表を示す。

【図 8】ホモダインの場合に外乱が生じたチャープと理想的チャープとの間の送信周波数差および受信信号差の図表を示す。

【図 9】ヘテロダインの場合の線形チャープの周波数特性と受信信号の図表を示す。

【図 10】ヘテロダインの場合の付加的な第 4 項を有する理想的なチャープの外乱の図表

を示す。

【図 1 1】ヘテロダインの場合に外乱が生じたチャープと理想的チャープの間の省略された周波数差と受信信号差の図表を示す。

【符号の説明】

【 0 0 4 9 】

A D C アナログ / デジタル変換器

B S ユーザ・インターフェイス

D E 検出器

D E 1 第 1 の検出器

D E 2 第 2 の検出器

D S P デジタル信号処理装置

E O 受信光学システム

M I ミキサー

M I 1 第 1 のミキサー

M I 2 第 2 のミキサー

M S 混合信号

N L 非線形性

S D ビームスプリッタ

S G 信号発生器

S O 送信光学システム

S T 制御部

T F 低域フィルタ

T L ドライバとレーザ

U E 重畳

Z A カウンタ

9 0 ° 9 0 度位相シフト器