

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2006-521536

(P2006-521536A)

(43) 公表日 平成18年9月21日(2006.9.21)

(51) Int.C1.	F 1	テーマコード (参考)
GO 1 S 13/10 (2006.01)	GO 1 S 13/10	5 J 0 7 0
GO 1 S 7/282 (2006.01)	GO 1 S 7/282	A 5 J 0 8 4
GO 1 S 17/36 (2006.01)	GO 1 S 17/36	

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 112 頁)

(21) 出願番号 特願2005-504465 (P2005-504465)	(71) 出願人 505195074 マンロ ジェームス エフ. アメリカ合衆国 ニューヨーク州 オンタ リオ カントリー ライン ロード 65 O 2
(86) (22) 出願日 平成15年11月26日 (2003.11.26)	(74) 代理人 100102978 弁理士 清水 初志
(85) 翻訳文提出日 平成17年7月22日 (2005.7.22)	(74) 代理人 100128048 弁理士 新見 浩一
(86) 國際出願番号 PCT/US2003/037762	(72) 発明者 マンロ ジェームス エフ. アメリカ合衆国 ニューヨーク州 オンタ リオ カントリー ライン ロード 65 O 2
(87) 國際公開番号 WO2005/008271	F ターム (参考) 5J070 AB01 AC02 AH21 AH31 AH34 AH35 AH39 AK22
(87) 國際公開日 平成17年1月27日 (2005.1.27)	
(31) 優先権主張番号 60/429,520	
(32) 優先日 平成14年11月26日 (2002.11.26)	
(33) 優先権主張国 米国(US)	

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】高精度の距離測定装置およびその方法

## (57) 【要約】

本発明の態様によるターゲットのパラメータ測定システムおよび方法が、ターゲットに少なくとも1つの信号を送信すること、および、ターゲットから送信された信号の少なくとも一部分を受信することを含む。測定されたパラメータは、距離速度または反射率の1つである。送信された信号は、コヒーレントバースト波形のものであり、受信すると、等価時間サンプリング、誤差があったとしても、誤差が最小のAGC、位相計算離散フーリエ変換で処理される。

**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

以下の段階を含む、ターゲットの距離測定方法：  
ターゲットに少なくとも1つのコヒーレントバースト信号を送信する段階；  
ターゲットから送信信号の一部分を受信する段階；  
受信信号の少なくとも一部分をサンプリングする段階；ならびに  
サンプル信号および送信信号とサンプル信号の間の位相差に基づいて、距離を決定する  
段階。

**【請求項 2】**

送信用の信号を発生する段階をさらに含む、請求項1記載の方法。 10

**【請求項 3】**

送信信号が、バイナリ信号である、請求項1記載の方法。

**【請求項 4】**

送信信号が、電磁エネルギーである、請求項1記載の方法。

**【請求項 5】**

送信信号が、約400nm～約700nmの波長を有する、請求項4記載の方法。

**【請求項 6】**

送信信号が、約1mW以下の平均出力を有する、請求項4記載の方法。

**【請求項 7】**

ターゲットから送信信号の受信した部分を增幅およびフィルタリングする段階をさらに 20  
含む、請求項1記載の方法。

**【請求項 8】**

サンプリング段階が、受信信号の複数の部分をサンプリングする段階をさらに含み、決定  
する段階が、送信信号および受信信号のサンプリングされた部分の間の位相差の平均に  
に基づいて距離を決定する段階をさらに含む、請求項1記載の方法。

**【請求項 9】**

サンプリング段階が、受信信号の等価時間サンプリングを含む、請求項1記載の方法。

**【請求項 10】**

サンプル信号をデジタル信号に変換する段階をさらに含む、請求項1記載の方法。

**【請求項 11】**

距離の粗い決定値を獲得する段階をさらに含む、請求項1記載の方法。 30

**【請求項 12】**

送信信号および受信信号の間の位相差を決定するために、離散フーリエ変換を用いる処理  
システムをさらに含む、請求項1記載の方法。

**【請求項 13】**

振幅調節サンプル信号をさらに含む、請求項1記載の方法。

**【請求項 14】**

以下の段階を含む、ターゲットの距離測定システム：  
ターゲットに少なくとも1つのコヒーレントバースト信号を送信する段階；  
ターゲットから送信信号の一部分を受信する段階；  
受信信号の少なくとも一部分をサンプリングする段階；ならびに 40  
サンプル信号および送信信号とサンプル信号の間の位相差に基づいて、距離を決定する  
段階。

**【請求項 15】**

送信用の信号を発生する段階をさらに含む、請求項14記載のシステム。

**【請求項 16】**

送信信号が、バイナリ信号である、請求項14記載のシステム。

**【請求項 17】**

送信信号が、電磁エネルギーである、請求項14記載のシステム。

**【請求項 18】**

50

送信信号が、約400nm～約700nmの波長を有する、請求項17記載のシステム。

【請求項19】

送信信号が、約1mW以下の平均出力を有する、請求項17記載のシステム。

【請求項20】

ターゲットから送信信号の受信した部分を増幅およびフィルタリングする段階をさらに含む、請求項14記載のシステム。

【請求項21】

サンプリング段階が、受信信号の複数の部分をサンプリングする段階をさらに含み、決定する段階が、送信信号および受信信号のサンプリングされた部分の間の位相差の平均に基づいて距離を決定する段階をさらに含む、請求項14記載のシステム。

10

【請求項22】

サンプリング段階が、受信信号の等価時間サンプリングを含む、請求項14記載のシステム。

【請求項23】

サンプル信号をデジタル信号に変換する段階をさらに含む、請求項14記載のシステム。

【請求項24】

距離の粗い決定値を獲得する段階をさらに含む、請求項14記載のシステム。

【請求項25】

送信信号および受信信号の間の位相差を決定するために、離散フーリエ変換を用いる処理システムをさらに含む、請求項14記載のシステム。

20

【請求項26】

振幅調節サンプル信号をさらに含む、請求項14記載のシステム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、遠隔ターゲットまでの距離を測定する装置および方法に関する。

【0002】

なお、本発明は、2002年11月26日に出願された米国仮特許出願第60/429,520号の恩典を主張し、同出願の内容全体は、参照として本明細書に組み入れられる。

30

【背景技術】

【0003】

多くの業界、分野、産業において、高精度の非接触式距離測定システムが強く望まれている。例えば、建設業界は、ターゲットに照準を合わせたとき、1ミリメートルより高い精度で、1秒未満でデバイスからターゲットまでの距離を測定し、容易に利用可能で安価な電子コンポーネントで測定を行い、行政が定める目の安全の基準を全て満たす可視レーザビームを放射する携帯式デバイスから恩典を享受する。

【0004】

能動的に距離を測定するための飛行時間方法には2つの主な方法、すなわち、パルス飛行時間(PTOF)方法および位相測定方法がある。PTOF方法では、一般にレーザから放射された光パルスがターゲットに伝送され、ターゲットから反射された光パルスの一部分がソース位置で収集される。光パルスの往復経過時間が測定され、距離計からターゲットまでの距離は、 $d = ct/2$ であり、式中、dは距離であり、cは光の速度であり、tは往復経過時間であり、係数2は光パルスが2度横断する必要がある距離に相当する。

【0005】

PTOF方法は、概念的に単純なものであるが、この方法は一般に複雑で費用がかかる。ミリメートル単位の精度で距離の推定値を得るために、パルスは、電子帯域幅が約1.0ギガヘルツ以上を有する非常に高速のものでなければならない。このような広帯域の電子コンポーネントは高価であり、システムのコストを高騰させてしまう。しかしながら、PTOFシステムは、典型的に、低負荷サイクル放射を有し、言い換えれば、目に安全な低平均出力を有するが、長距離を測定するのに必要な高ピーク出力を有し得る。

40

50

## 【0006】

位相測定距離計において、周期信号で変調された光ビームが、ターゲットに伝送され、エコーが受信されて、電子的に増幅される。受信した信号の位相は、信号の往復通過時間により、伝送信号の位相と比較して遅延されることになる。2つの信号の位相差は、式 $d = \lambda / 4$

に従って、ターゲットまでの距離に正比例し、式中、 $d$ は距離計からターゲットまでの距離であり、 $\lambda$ は周期信号の波長であり、 $\Delta\phi$ はラジアン単位の位相差である。距離のあいまいさが、距離の $\lambda/2$ ごとに生じ、変調信号の位相は、 $N\lambda/2$ メートルごとに同一であり、 $N$ は整数である。これは、位相測定方法の主な欠点の1つである。

## 【0007】

別の欠点は、変調が連続波状に生じるため、放射の平均出力は、長いターゲット距離に対して大きな受信信号を得ることができるようにするために高いものでなければならない。可視スペクトルの高平均放射出力は、目に安全なものではない。さらなる別の欠点は、位相変化も生じてしまうAGC(自動利得制御)回路の利得変化に関係し、これらの変化は、一般に用いられているオンボード参照方法を用いて、容易に較正され差し引きできない。これらの欠点の全てに対して、位相測定距離計は、PTOFのものより内在精度が高く、コストが安い。

## 【0008】

コヒーレントなバースト技術が、位相測定およびPTOF測定方法より有効な1つの改良である。さらに詳しく言えば、コヒーレントなバースト変調波形により、目の安全性を妥協することなく最大距離を増大させることができ、変調が広帯域である必要がないため、結果的に得られる低コスト回路および測定精度は、位相測定方法のものに類似している。コヒーレントバースト技術は、位相測定およびPTOF方法の最良の点を組み合わせることによってこれを達成し、振幅変調された光の一連の短いバーストが、ターゲットに伝送される。図1は、コヒーレントバースト放射波形の包絡線を示し、図2は、コヒーレントバースト放射の拡大および短縮された図を示す。

## 【0009】

また、振幅変調された光の短時間バーストであるコヒーレントバーストは、位相測定方法を含む電子機器が対応し、バースト持続時間内にあれば、位相測定方法と共に作用することになる。バーストの変調周波数が増大すると、測定精度を高めることができる。さらに、長距離を測定するために、高いバースト出力を使用することができ、目に安全な動作は、バーストの間隔を時間的に置くことによって実現可能である。

## 【発明の開示】

## 【0010】

## 発明の概要

本発明の態様によるターゲットの距離測定方法が、ターゲットに少なくとも1つのコヒーレントバースト信号を送信することと、ターゲットから送信信号の一部分を受信することとを含む。受信信号の少なくとも一部分がサンプリングされる。距離は、送信信号とサンプル信号との間の位相差に基づいて決定される。

## 【0011】

本発明の態様によるターゲットの距離測定システムが、ターゲットに少なくとも1つのコヒーレントバースト信号を送信することと、ターゲットから送信信号の一部分を受信することとを含む。受信信号の少なくとも一部分がサンプリングされる。距離は、送信信号とサンプル信号との間の位相差に基づいて決定される。

## 【0012】

本発明は、高精度かつ経済的に距離を測定するために、コヒーレントバースト波形を利用する改良された方法および装置である。本発明は、先行技術で見られたアナログ信号処理のほとんどを、離散フーリエデジタル方法に置き換えることによってこれを実行し、アナログ・デジタル変換プロセスを経済的に行うために、既存の等価時間サンプリング技術を組み込む。さらに、電子AGC機能は、較正されていない位相変化に寄与するアナログ信号処理列の該当部分から、位相変化および誤差に寄与できない信号処理列の該当部分へ移

10

20

30

40

50

される。

【0013】

本発明において、中央タイミングまたはクロッキング機能が、コヒーレントバースト波形を発生し、この信号をレーザダイオードドライバに送信する。このドライバは、レーザダイオードが、振幅変調された電磁気キャリア上で電子コヒーレントバースト信号を再生するように適切に駆動可能であるように、適切な電圧オフセットおよび増幅を追加することによって、信号を再フォーマットする。次いで、この変調光は、レンズによって集束され、オペレータによってターゲットに向けられる。

【0014】

電磁エネルギーの一部分が、ターゲットによってデバイスに反射され、そこでレンズによって収集され、帯域通過フィルタを介して集束され、キャリアエネルギーだけを検出器へ通過させる。次いで、検出器は、送信後のある時点で受信したコヒーレントバースト変調された電磁エネルギーを電気信号に変換する。次いで、この電気信号は増幅およびフィルタリングされ、等価時間サンプラの入力に与えられる。このサンプラは、中央タイミング発生器で生じるタイミング信号を用いて、波形のバースト部分を定期的にサンプリングし、処理可能になるまで、サンプリングされた電圧を引き続き保持する。保持されたサンプル信号は、AGC機能に適用され、信号の平均振幅に応じて信号を増幅した後、A/D変換器に与えられる。

【0015】

多数のバーストにわたっていくつかのサンプルをとった後、デジタルプロセッサは、離散フーリエ変換アルゴリズムを実行し、受信したコヒーレントバースト信号の位相情報を抽出する。位相の推定値がメモリに格納され、最終的な距離推定値の精度を高めるために、後続および先行バーストのサンプルから計算された他の推定値と共に平均化する。または、サンプルは、メモリに格納され、後続および先行バーストから収集された他の等価時間サンプルと平均化され、DFTアルゴリズムは、最終的な距離推定値の精度を高めるために、平均化されたサンプルデータで実行される。

【0016】

このシステムは、既知の長さの内部較正経路と共に通常用いられ、その経路上で、コヒーレントバーストまたは他の周期的な波形が送信され、その位相が測定されて、ゼロ位相参照データを確立する。

【0017】

この方法および装置は、背景技術において記載したコヒーレントバースト技術の恩典を全て備えるが、測定精度、デバイスのコスト性、デバイスが占める数量を改良するものである。

【0018】

以上のことから、本発明により、1mm精度またはさらに高精度の小型で目に安全で低コストの距離測定システムが得られる。

【0019】

詳細な説明

図3に、本発明の態様による測定システム100を示す。測定システム100は、デジタル処理システムまたはデジタルプロセッサ102と、バースト波形発生器104と、クロック回路106と、レーザドライバ108と、レーザダイオード110と、集束システム112と、フォトダイオード114と、同調増幅器116と、等価時間サンプルホールド回路118と、自動利得制御(AGC)回路120と、自動利得制御ドライバ122と、アナログ/デジタル(A/D)変換器124と、オペレータインタフェース126と、ディスプレイ128とを含むが、測定システム100は、他の構成において他の数量と種類のコンポーネントを含むことができる。

【0020】

図3を参照すると、デジタルプロセッサ102は、バースト波形発生器104の入力と、AGCドライバ122の入力と、ディスプレイ128の入力とに連結された出力を有し、A/D変換器124からの出力と、オペレータインタフェース126からの出力へ連結された入力を有する。デジ

10

20

30

40

50

タルプロセッサ102は、処理ユニットおよびメモリを含むが、デジタルプロセッサ102は、他の構成において他の数量および種類のコンポーネントを有することができる。メモリは、図6を参照しながら記載した方法を含む、本願明細書に記載し示すような距離を測定するためのプログラムされた命令およびデータを格納する。バースト波形発生器104は、デジタルプロセッサ102の出力と、レーザドライバ108の入力と、クロック回路106の入力とに連結される。バースト波形発生器104は、クロック回路106からの80MHzクロック信号を4分割した後、 $1\mu s$ バーストに対して20MHz信号をオンにし、バースト間で $24\mu s$ に対してオフにゲート制御することによって、バースト波形を発生するが、バースト波形発生器104は、他の方法で信号を発生してもよく、他のタイプの信号発生器を使用してもよい。バースト波形発生器104は、任意に、バイナリバースト波形を正弦波信号に変換した後、信号をレーザドライバ108に送信する低域通過フィルタを有する。

10

#### 【0021】

クロック回路106は、波形を発生するためにバースト波形発生器104によって使用されるクロック信号を発生する。この特定の態様において、クロック回路106は、80MHzクロック信号を発生するが、他のタイプのクロック信号を発生させ使用することができる。

#### 【0022】

レーザドライバ108は、レーザダイオード110が良好な忠実度でバースト波形を放射するように、レーザダイオード110を駆動するのに適したフォーマットに、バースト波形発生器104からの電気バースト信号を再フォーマットする。レーザダイオード110は、レーザドライバ108に連結され、レーザダイオード110に入力されたバースト波形に応じて振幅が変調される可視光にレーザドライバ108によって電気信号出力を変換するが、バースト波形発生器104からの信号は、他の方法でターゲットTへ送信するための信号に変換されてもよい。図4は、概略バイナリコヒーレントバースト放射信号を示す。レーザダイオード110は、レーザダイオード110から放射された光がターゲットTに向けられるように、オペレータによってターゲットTに向けられる。距離の測定時、デバイスから、レーザダイオード110から放射された光が当たるターゲットT上の位置までの距離が測定される。レーザダイオード110が示されているが、音響送信機や、マイクロ波またはミリメートル波送信機など、ターゲットTへ信号を放出する他のタイプの送信デバイスを使用することもできる。

20

#### 【0023】

ターゲットTは、送信エネルギーをフォトダイオード114または他の送信機に拡散反射または鏡面反射するように作用する任意の固体、液体、気体、またはそれらの混合物からなることができる。ターゲットTに取り込まれた光がなければ、最も非協力的な吸収性ターゲットでも、フレネル反射により送信光の4%を一般に反射するため、ターゲットTは、高度に反射性または吸収性であり、ターゲットTが、光を別の方向に全て反射する正反射特性をもたなければ、この光の一部分がフォトダイオード114に反射されることになる。

30

#### 【0024】

集束システム112は、ターゲットTからフォトダイオード114に反射される光を集束するために使用されるレンズである。特に、フレネル溝がレンズの表面内にある状態で配向されるとき、集束システム112としてフレネルレンズが特に適しており、そうすることで、フレネル溝に塵や埃が入りにくくなる。また、集束システム112は、フォトダイオード114の前に配置され、望ましくない光信号を阻止するフィルタを含み得る。

40

#### 【0025】

フォトダイオード114は、ターゲットTから反射された放出信号の少なくとも一部分を細くするように配置される。フォトダイオード114が示されているが、対象となる受信した電磁または音響エネルギーを電気信号に変換するのに適した放射検出要素など、反射された信号の少なくとも一部分を細くするための他のタイプのデバイスを使用することができる。光波長に関して、フォトダイオード114は、一般的な低コストのPNフォトダイオード、またはPINフォトダイオード、アバランシェフォトダイオード(APD)、または光電子増倍管(PMT)であり得る。RFおよびマイクロ波波長に関して、他のタイプの受信素子をフォトダイオード114に使用することができる。例えば、アンテナ構造、パラボラアンテナ

50

、またはホーンアンテナを使用することができる。

【0026】

共振フィルタ増幅器としても知られる同調増幅器116は、フォトダイオード114の出力および等価時間サンプルホールド回路118の入力に連結される。同調増幅器116は、フォトダイオード114が受信する信号を増幅およびフィルタリングするが、受信した信号は、他の方法で処理することもでき、例えば、フィルタリングが不要な場合もあり、または、無限インパルス応答(IIR)フィルタ、有限インパルス応答(FIR)フィルタ、または離散フーリエ変換などの周知のルーチンを用いて、デジタルプロセッサ102によって実行されてもよい。または、受動型であり増幅がないアナログ信号フィルタを使用することもできる。

【0027】

同調増幅器116の出力が、等価時間サンプル118の入力に向けられ、この機能は、クロック回路106の出力によって特定される時間で受信したコピーレントバースト信号のサンプルを収集することである。等価時間サンプルホールド回路118の出力が、AGCドライバ122の出力に連結されたAGC回路120の入力に連結される。トラックホールド回路としても知られているサンプルホールド回路である等価時間サンプルホールド回路118は、アナログスイッチを介してホールドキャッシュに連結されたアナログ増幅器またはバッファを含むが、等価時間サンプルホールド回路118は、他の構成において他の数量および種類のコンポーネントを含むこともできる。等価時間サンプルホールド回路118におけるホールドキャッシュの出力は、ホールドモード中、ホールドキャッシュの電圧が乱れないように、高入力インピーダンスを有する自動利得制御回路120に向けられる。動作中、等価時間サンプルホールド回路118のアナログ増幅器は、アナログスイッチを介して、良好な忠実度でホールドキャッシュの入力信号を再生する。増幅器がホールドキャッシュを駆動している間、アナログスイッチはオン状態にあり、すなわち、アナログスイッチの抵抗が非常に低いということである。クロック回路106が、サンプルをとらなければならないことを決定すると、等価時間サンプルホールド回路118のアナログスイッチは、オフ状態にあり、すなわち、アナログスイッチの抵抗が非常に高いということである。アナログスイッチがオフに切り換えられると、ホールドキャッシュの電圧は、サンプリングされた電圧で公称的に一定に保持されることになる。

【0028】

等価時間サンプリングは、一般的に、ナイキストサンプリングレートより著しく下回る低サンプリングレートでサンプルを収集する方法である。ナイキストサンプリングの基準は、サンプリングレートがサンプリングされる信号の最も高い周波数成分の少なくとも2倍の高さのものでなければならず、サンプリングされる信号が20MHz正弦波信号であれば、40MHzである。ナイキスト基準を上回る非等価時間サンプリングは、本発明と一致するが、より低い周波数等価時間サンプリング方法は、著しくコストを削減することができる。

【0029】

サンプリング電圧が、等価時間サンプルホールド回路118のホールドキャッシュで保持されている間、AGC回路120は、A/D変換器124のフルスケール変換能力の少なくとも25%、100%未満(すなわち、非飽和)になるように、保持された信号を適切な量増幅する。

【0030】

AGCドライバ122は、AGC120の利得を制御するために他のアナログ回路に連結されたデジタル・アナログ(D/A)変換器を含む。デジタルプロセッサ102は、サンプリングされたデータを処理しているとき、A/D変換器124によって出力された生データへのアクセスを有することになる。データサンプルの一つまたは複数が長すぎると(飽和)、デジタルプロセッサ102は、AGCドライバ122に対して、AGC回路120内により少ない量の利得を発生するよう命じることになる。または、デジタルプロセッサ102が、サンプルの平均値が、A/D変換器124のフルスケール出力の25%未満であることを決定すれば、例えばデジタルプロセッサ102は、AGCドライバ122に対して、AGC回路120内により多くの量の利得を発生するよう命じる。

10

20

30

40

50

## 【0031】

A/D変換器124の入力が、AGC回路120の出力に連結され、A/D変換器124の出力は、デジタルプロセッサ102の入力に連結される。別々の等価時間サンプルホールド回路118およびA/D変換器124が示されているが、等価時間サンプルホールド回路118およびA/D変換器124を、内部トラックホールド機能を有する統合型A/D変換器と置き換えるなどの他の構成を使用することもできる。

## 【0032】

オペレータインタフェース126の出力が、デジタルプロセッサ102の入力に連結され、オペレータは、リクエストおよび情報またはデータをデジタルプロセッサ102に入力することができます。オペレータインタフェース126は、オン・オフスイッチと同程度に単純なものを含むものであってもよく、または、キーパッドや遠隔コンピュータへの接続などにより複雑なものであってもよい。

10

## 【0033】

ディスプレイ128は、デジタルプロセッサ102の出力に連結された入力を有し、オペレータは、例えば、ターゲットTの距離や速度、またはエラーメッセージおよび低バッテリーの表示などの測定動作に関する情報またはデータを見ることができます。液晶ディスプレイ(LCD)または発光ダイオード(LED)ベースのディスプレイなど、種々の異なるタイプのデバイスをディスプレイ128に使用することができます。

20

## 【0034】

図3、図5、および図6を参照しながら、本発明の態様による測定システム100の動作について記載する。図6のステップ200において、オペレータインタフェース126を有するオペレータは、デジタルプロセッサ102に信号を出すことによって測定を開始する。ステップ202において、測定システム100は、ベースラインとなる参照オフセット位相を獲得するために、参照波形または信号から収集されたデータで位相計算を実行する。

20

## 【0035】

図3、図5、および図6を再度参照すると、ステップ204において、デジタルプロセッサ102は、測定バースト波形の発生が可能なバースト波形発生器104に信号を発生する。このような測定バースト波形は、マスター80MHzクロック回路106から発生し、80MHzクロックは、バースト波形発生器104において4分割された後、20MHz信号は、 $1\mu s$ バーストに対してオンに、バースト波形発生器104内においてバースト間で $24\mu s$ に対してオフにゲート制御されるが、他のタイプの信号を発生することもできる。このような例示的なタイミングは、バースト中、平均出力が $25mW$ であり、上述したように、バースト負荷時間率がわずか4%であれば、平均出力が目に安全な $1mW$ である $50mW$ ピーク可視放出を想定している。結果的に得られる測定バースト波形は、レーザダイオード110を駆動するのに適した信号に測定バースト波形を再フォーマットするレーザドライバ108に送られる。

30

## 【0036】

レーザダイオード110は、レーザダイオードドライバ108によって出力された電気信号を、電気信号に応じて増幅が変調された可視光に変換するが、音響、マイクロ波、またはミリメートル波信号など、他のタイプの信号をターゲットへ出力することもできる。可視光は、一般的に、 $400nm$ ～ $700nm$ の間の波長を有する電磁スペクトルの部分になるように受け取られる。放射された測定光は、オペレータによってターゲットTに向けられる。

40

## 【0037】

レーザダイオード110から放射された測定光の一部が反射され、またはデバイス100へターゲットTによって戻される。このように戻された測定光は、戻された測定光をフォトダイオード114に集束する集束システム112によって収集される。戻された測定光は、放射された測定光の波形を保持したままであるが、戻された測定光の増幅は、放射された測定光と比較して低減される。さらに、戻された測定光の波形は、放射された測定光が、ターゲットTに到達した後、フォトダイオード114に戻るのにかかる時間の非ゼロ長により、放射された測定光と比較すると時間的に遅延している。フォトダイオード114は、戻された測定光を、同調増幅器116に出力されたコヒーレントバースト電気測定信号に変換する。

50

## 【0038】

同調増幅器116は、20MHz信号が通過できるが、全ての他の周波数を公称的にブロックし、実質的に信号対雑音比を高める狭帯域通過フィルタリング増幅器である。同調増幅器116は、受信したコヒーレントバースト信号を増幅およびフィルタリングし、等価時間サンプリング回路118にルーティングされる公称的に正弦波コヒーレントバースト電気測定信号である信号を出力する。また、等価時間サンプリング回路118への入力が、クロック回路106で生じるサンプルクロック信号であり、80MHzマスタクロック信号と同期し、等価時間サンプリング回路118によって使用されて、戻りコヒーレントバースト測定信号のサンプリングを制御する。

## 【0039】

戻りコヒーレントバースト測定信号からサンプリングされた電圧は、デジタルプロセッサ102によって制御されるAGCドライバ122によって利得が制御されるAGC回路120に送信される。AGC回路120から出力された信号は、デジタル表示に変換され、デジタルプロセッサ102にルーティングされるA/D変換器124に送信される。このポストサンプリングAGC機能は、回路の利得が変更されると、戻りコヒーレントバースト測定信号の位相、振幅のみに影響しない。コヒーレントバースト測定信号のいくつかのサンプルが、A/D変換器124によってデジタル化され、デジタルプロセッサ102のメモリに格納された後、デジタルプロセッサ102は、サンプリングされたデータ上で離散フーリエ変換を実行し、受信した信号の位相推定値を計算する。

## 【0040】

フーリエ変換は、周波数、およびより重要なことには、任意の周期信号の位相情報を抽出するための広く確立された数学的方法である。この例において、フーリエ変換を受ける信号は、図5に示すサンプル信号である。フーリエ変換は、以下のように定義される。

## 【数1】

$$k=0 \text{ to } N-1$$

$$X(m) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k [\cos(2\pi mk/N) + i \sin(2\pi mk/N)] \quad (1)$$

$$k=0$$

式中、 $x_k$ はバースト信号のk番目のサンプルであり、  
 $k$ は4点変換に対して0~3のサンプルカウンタであり、  
 $X(m)$ は周波数領域信号であり、複素数であり、  
 $m$ は周波数カウンタであり、  
 $N$ は変換を計算する際に使用される信号サンプル数であり、 $N$ は4点変換の4であり、  
 $i$ はマイナス1の平方根である。

上述したように、 $X(m)$ は複素数であり、以下のように書き換えられる。

$X(m) = Re(m) + i Im(m)$ 、式中、 $Re$ は実部であり、 $Im$ は虚部である。

$m$ 番目の周波数成分の大きさは以下の通りである。

## 【数2】

$$A(m) = [Re(m) \times Re(m) + Im(m) \times Im(m)]^{1/2} \quad (2)$$

$m$ 番目の周波数の位相は以下の通りである。

## 【数3】

$$\phi(m) = \tan^{-1}[Im(m) / Re(m)] \quad (3)$$

距離推定値に対して、 $m=1$ の場合、基本周波数、20MHzの位相のみが要求され、以下のように $X(m)$ の式を単純化する。

10

20

30

40

50

## 【数4】

k=N-1

$$X(1) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k [\cos(2\pi k/N) + i \sin(2\pi k/N)] \quad (4)$$

k=0

さらに、サンプルが等価時間において厳密に90°（すなわち、厳密にP/4）離れるように等価時間サンプリングハードウェアをすることによって単純化することができる。例えば、4点変換の場合、式中、N=4、およびK=0,1,2,3であり、X(1)は以下のようにさらに単純化される。

10

20

30

40

50

## 【数5】

$$X(1) = x_0 [\cos(2\pi 0/4) + i \sin(2\pi 0/4)] +$$

$$x_1 [\cos(2\pi 1/4) + i \sin(2\pi 1/4)] +$$

$$x_2 [\cos(2\pi 2/4) + i \sin(2\pi 2/4)] +$$

$$x_3 [\cos(2\pi 3/4) + i \sin(2\pi 3/4)] \quad (5)$$

さらに以下のように単純化される。

## 【数6】

$$X(1) = x_0 [\cos(0) + i \sin(0)] + x_1 [\cos(\pi/2) + i \sin(\pi/2)] +$$

$$x_2 [\cos(\pi) + i \sin(\pi)] + x_3 [\cos(\pi 3/2) + i \sin(\pi 3/2)] \quad (6)$$

## 【数7】

$$X(1) = x_0 + ix_1 - x_2 - ix_3, \quad (7)$$

ここで、

## 【数8】

$$\text{Re}(1) = x_0 - x_2, \quad (8)$$

および

## 【数9】

$$\text{Im}(1) = x_1 - x_3, \quad (9)$$

位相は以下の通りである。

## 【数10】

$$\phi = \tan^{-1} [(x_1 - x_3) / (x_0 - x_2)] \quad (10)$$

## 【0 0 4 1】

式(10)内の演算は、ローエンドマイクロコンピュータを用いて容易に計算できる。信号内の残留ノイズの影響を軽減するために、いくつかの位相推定値をまとめて平均化し

50

てもよい。例えば、N個のサンプルが全て1つのバーストで収集されると仮定した場合、1秒あたりQ個のバーストがあり、1秒あたりQ個の計算された位相推定値があり、さらに、1秒以内に測定を完了させることができれば、平均化の式は以下の通りである。

【数11】

j=1

$$\phi_{avg} = \frac{\sum \phi(j)}{Q}$$

(11)

j=1

10

【0042】

再度言うが、この演算は、ローエンドマイクロコンピュータを用いて容易に実行することができる。さらに、平均化は、逆正接関数の引数 $x_0$ 、 $x_1$ などで実行できる。これにより、位相推定値を計算および最適化する際のさらなる適応性が可能となる。他の全てが同じであれば、平均値の数を4倍すると、一般的に、位相推定値の精度が2倍になる。

【0043】

位相測定は、完了すると、オペレータが使用する前に距離に変換されなければならない。較正オフセットおよび他の誤差を無視し、横断される媒体の屈折率は均一であると仮定すると、バースト変調の波長 $\lambda$ が、距離Dの2倍より大きければ、距離は以下の式によって計算される。

20

【数12】

$$D = \lambda(\Delta\Phi)/(4\pi)$$

(12)

は、送信機からターゲットTおよび同一場所に配置された受信機までの往復移動時間で発生したバースト変調の位相の変化である。

【0044】

次に、ステップ206において、ステップ204で得た距離の複数の測定値の移動平均が、式(11)に従って周期的に更新される。次に、ステップ208において、粗距離データは、位相のあいまいさを解消できるように収集される。以下、ステップ208についてさらに詳細に記載する。ステップ210において、ステップ202において決定されたベースラインの参照オフセット位相は、ターゲットTの測定された距離に関連する位相シフトを得るために、ターゲット位相から差し引かれる。次に、ステップ212において、位相シフト推定値は、式(12)を使用することによって、距離に直接変換される。ステップ214において、警報器(図示せず)が、測定が完了したことをオペレータに音声指示するように電子音を発するが、ディスプレイ128上でのメッセージなど、他のタイプの信号伝達システムを使用することもできる。ステップ216において、測定された距離は、ディスプレイ128にデジタルプロセッサ102によって与えられる。

30

【0045】

図5を参照すると、バースト内の種々のデジタルおよびアナログ信号間のタイミング関係を示すタイミング図が示されている。まず、クロック回路106の自励水晶発振器から、80MHzマスタクロック波形が発生する。80MHzの周波数は、4分の1周期サンプル信号、すなわち、P/4が得られるように、バースト変調周波数の4倍になるように選択された。次いで、80MHzマスタクロックは、バースト波形発生器104によって放射クロック波形を作るよう、単純に4分割される。次いで、放射クロック波形は、バーストを作るように放射インバブル信号によってゲート制御され、レーザドライバ108にルーティングされた後、上述したように光として放射され、図5に放射光波形として示される。また、放射光の一部分が、ターゲットTから反射され、集束システム112によってフォトダイオード114に収集され、同調增幅器116によってフィルタリングおよび増幅される。結果的に得られた信号である受信信号は、放射光波形に対して時間遅延される。遅延の量は、内部信号の伝播遅延

40

50

および複数の半周期あいまいさを無視すると、ターゲットTまでの距離に比例する。この受信信号は、等価時間サンプルホールド回路118のアナログ入力に与えられる。また、等価時間サンプルホールド回路118には、図5のサンプリングクロック波形として示されるデジタル信号が与えられ、クロック回路106に生じ、 $NP + P/4$ 秒ごとにアサートされ、Nは整数であり、Pは受信信号の周期であり、この例において、50nsである。サンプリングクロックがアサートされると（この例において、高くなると）、受信信号はサンプリングされ、等価時間サンプルホールド回路118の出力に一定に与えられる。この信号は、図5の下部に示すようなサンプル信号波形であり、周期的であるが、受信信号より周波数がかなり低い。

#### 【0046】

従来の波形サンプリングシステムにおいて、波形は、波形にある最も高い周波数の2倍より高いレートでサンプリングされる。これは、ナイキスト条件であり、これにより、サンプリングされたアナログ信号をデジタル形式で完全に表示することができる。しかしながら、サンプリングされるバースト信号は、実質的に、単一の周波数であり、この例において、20MHzであり、A/D変換システムの速度要求を低減させ、コストを削減するために、等価時間でサンプリングすることができる。4つのサンプルが、20MHz信号のサイクルあたり、 $P/4$ 秒ごとに獲得される必要があれば、ここで、Pは20MHz信号の周期、従来のサンプリングシステムのサンプリングレートは、80MHzになる。しかしながら、等価時間サンプリングにおいて、この要求は、各サンプルが $NP + P/4$ 秒ずれていれば緩められ、ここで、Nは整数である。例えば、N=5であって、全ての4つのサンプルが1つのバーストで収集され、P=50nsであれば、約4MHzのサンプリング周波数に対して、 $5P + P/4 = 262.5$ nsである。しかしながら、受信信号がマスタクロックとコヒーレントであるため、1つのバーストにつき1つのサンプルのみをとることができる。バースト周期が25μsであれば、サンプリングレートは、約40kHzである必要があり、これは、非常に低いA/Dコストおよび高A/D変換へ適用できる。

#### 【0047】

図6のステップ202に示すように、ゼロまたは他のベースラインターゲット距離と関連する参照オフセット位相が測定され、ターゲットTの全位相測定から差し引かれる参照が施されるべきである。ゼロ距離位相が、温度とともに変化し得るため、参照機能は、ターゲット距離位相測定の直前、測定後、または測定中など、比較的頻繁に実行されるべきである。

#### 【0048】

参照オフセット位相を獲得する1つの方法は、ターゲットTに向けられた放射エネルギーを阻止し、既知の距離の閉鎖された光路にわたって、フォトダイオード114に直接その一部分を再度方向付けることである。受信した参照信号の位相は、ターゲットTまでの距離を決定するためのステップ204において上述したように、ターゲットTから受信した信号の位相と同様に測定することができる。参照オフセット位相の測定後、阻止および再方向付けデバイスは、送信経路から取り除かれる。ゼロ参照およびターゲット位相が決定されると、ステップ210において、ゼロ参照位相は、ターゲットの位相から差し引かれて、位相シフトおよびターゲットTまでの距離を計算する。

#### 【0049】

全ての位相測定距離測定デバイスに見られるあいまいさの問題を明らかにして修正するために、図6のステップ208に記載するように、粗距離測定が実行された後、この粗距離測定が使用されて、半波長距離の何倍が距離測定に追加される必要があるかを決定する。例えば、精度が半周期距離の約10%であり（20MHz変調に対して0.75メートルである）、バーストのエンベロープのパルス様特性を用いる従来のPTOF回路が使用されて、粗推定値を与えるが、異なる精度特徴を有する他の粗距離測定方法を使用することもできる。

#### 【0050】

精度を高めるための1つの方法は、バーストの変調周波数を高めることである。ほかのものが全て一定に保たれているのであれば、20MHzから100MHzへ、バースト周波数を5倍高

10

20

30

40

50

めることにより、結果的に得られる位相推定値に関連する距離推定値の精度を5倍高めることもできる。しかしながら、変調周波数を高めると、必ずコストも上がることになり、粗距離推定値の精度も高めなければならない。

### 【0051】

本発明の基本的な概念について記載してきたが、当業者であれば、上記に詳述した開示は、例示的目的で与えられることを意図しており、制限的なものではない。本願明細書に記載していないが、種々の変更、改良および修正が行われ、当業者に意図されている。これらの変更、改良、および修正は、本願明細書によって提示されることを意図され、本発明の範囲内のものである。さらに、処理要素やシーケンスの記載した順序、数の使用、文字、または他の指示は、特許請求の範囲に特定されている場合を除いて、任意の順序に請求されたプロセスを制限するように意図されていない。したがって、本発明は、以下の特許請求の範囲およびそれと同等のものによってのみ制限される。

### 【図面の簡単な説明】

### 【0052】

【図1】コヒーレントバースト放射の先行技術のグラフである。

【図2】概略バースト中の先行技術の放射拡大図である。

【図3】本発明の態様による測定システムのプロック図である。

【図4】概略バースト中のバイナリ放射の拡大図である。

【図5】本発明による信号のタイミング図である。

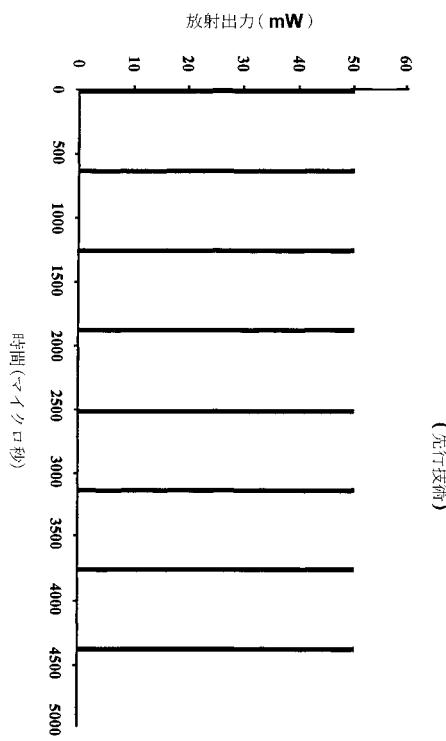
【図6】本発明の態様によるターゲットまでの距離を決定する方法の動作の流れ図である。

。

10

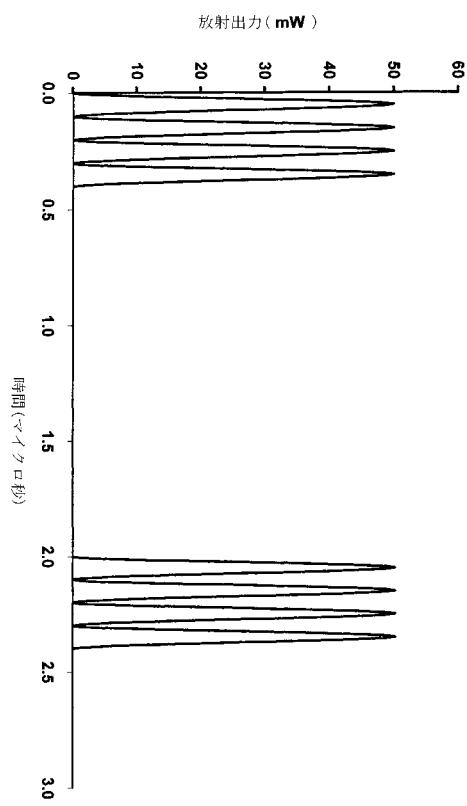
20

【図1】



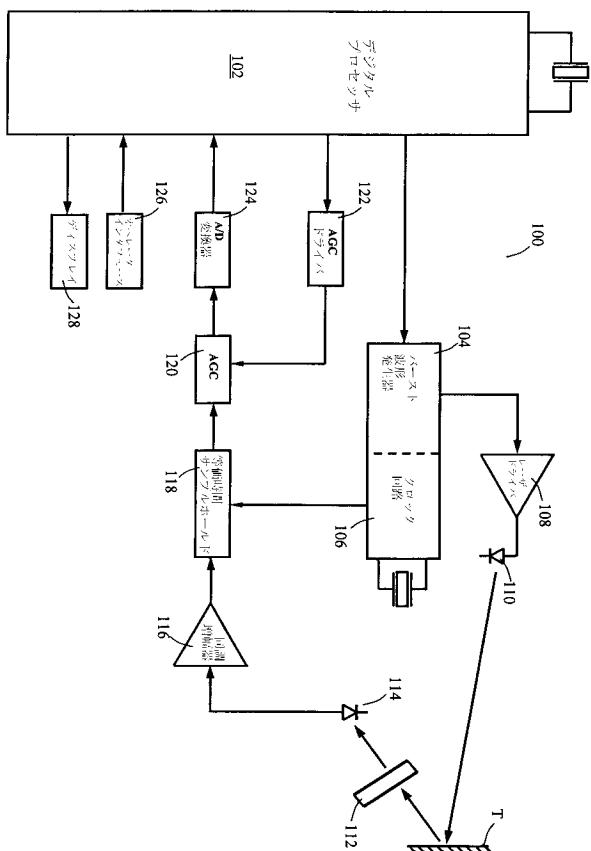
(先行技術)

【図2】

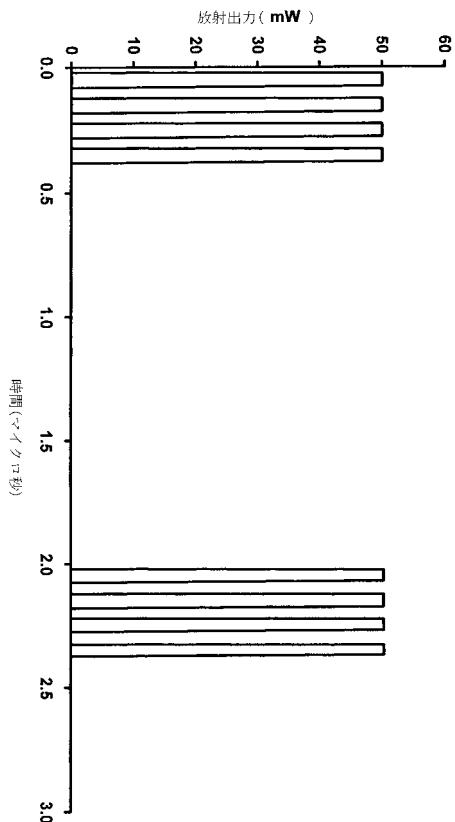


(先行技術)

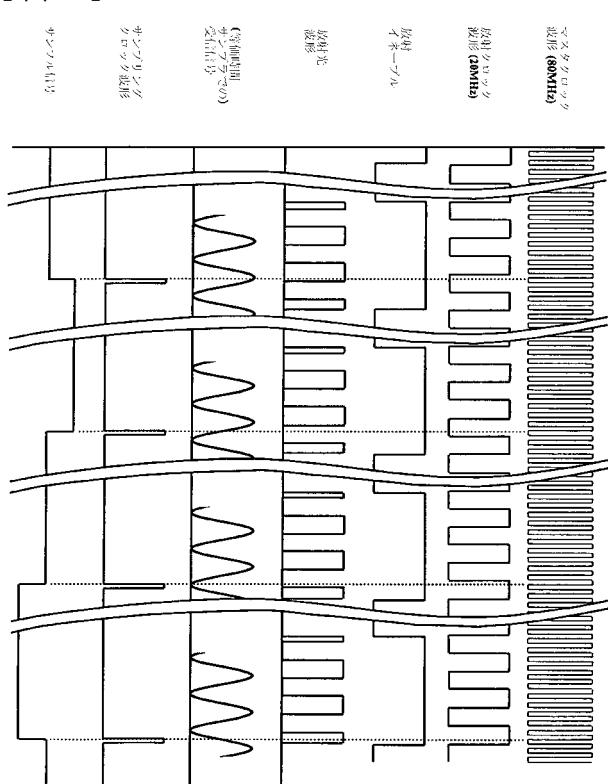
【図3】



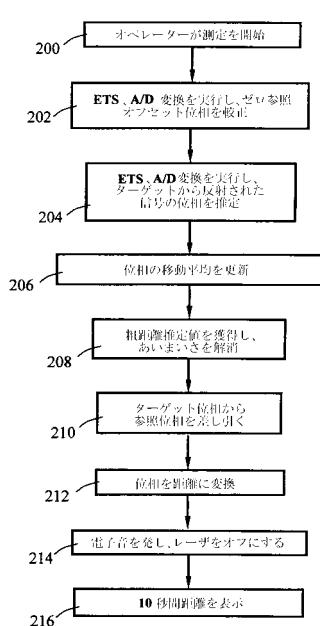
【図4】



【図5】



【図6】



**【誤訳訂正書】**

【提出日】平成18年6月14日(2006.6.14)

**【誤訳訂正1】**

【訂正対象書類名】特許請求の範囲

【訂正対象項目名】全文

【訂正方法】変更

**【訂正の内容】**

【特許請求の範囲】

**【請求項1】**

以下の段階を含む、ターゲットのパラメータを測定する方法：

ターゲットの方へ少なくとも一つの信号を送る段階；

ターゲットから後ろヘターゲットで、そして、最も少なく一部の伝送信号で伝送信号の検出に応答して送られるリターン信号のうちの少なくとも1つを受け容れる段階；

受信信号の少なくとも一つの部分サンプリングする段階；

伝送信号およびサンプル値信号との間にサンプル値信号および位相差の振幅のうちの少なくとも1つを測定するために離散的フーリエ変換を使用する段階；および

伝送信号およびサンプル値信号との間にサンプル値信号および位相差の決定された振幅のうちの少なくとも1つに基づいて測定されたパラメータを測定する段階。

**【請求項2】**

離散的フーリエ変換が、FFTである、請求項1に記載の方法。

**【請求項3】**

測定されたパラメータが、ターゲットに対する距離である、請求項1に記載の方法。

**【請求項4】**

測定されたパラメータが、ターゲットの反射率である、請求項1に記載の方法。

**【請求項5】**

測定されたパラメータが、ターゲットの速度である、請求項1に記載の方法。

**【請求項6】**

送信するための信号を生成することを更に含んでいる、請求項1に記載の方法。

**【請求項7】**

生成された信号を平滑することを更に含んでいる、請求項6に記載の方法であって、フィルタリングが、送信するための正弦波信号を生成する方法。

**【請求項8】**

信号を生成することが、伝えるための信号上のデータをコード化することを更に含む、請求項6に記載の方法であって、測定されたパラメータを測定する段階が、コード化されたデータを受信信号から解読して、出力することを更に含む方法。

**【請求項9】**

伝送信号が、バイナリ信号である、請求項1に記載の方法。

**【請求項10】**

伝送信号が、電磁エネルギーである、請求項1に記載の方法。

【請求項11】

伝送信号が、音響エネルギーである、請求項1に記載の方法。

【請求項12】

伝送信号が、コーヒーレントのバースト変調波形である、請求項1に記載の方法。

【請求項13】

コーヒーレントのバースト変調波形が、約5mW未満の平均電力を有する、請求項12に記載の方法。

【請求項14】

コーヒーレントのバースト変調波形が、約1mW未満の平均電力を有する、請求項13に記載の方法。

【請求項15】

伝送信号が、約480ナノメートル～約660ナノメートルの間にある、請求項1に記載の方法。

【請求項16】

更なる受信に、受け取られるためにターゲットから後ろへ伝送信号の部分を集中させることが設けられている、請求項1に記載の方法。

【請求項17】

ターゲット18から後ろへ伝送信号の容認されている部分を増幅して、平滑することを更に含んでいる、請求項1に記載の方法。

【請求項18】

更なるサンプリングには受信信号のサンプリング複数の部分が設けられ、更に測定することには伝送信号および受信信号の試料採取された部分との間に位相差の平均に基づいて測定されたパラメータを測定することが設けられている、請求項1に記載の方法。

【請求項19】

受信信号の部分が、最低20のサンプルで含む試料採取された複合である、請求項18に記載の方法。

【請求項20】

受け容れるものの部分が信号を送るサンプリング複合が、平行に行われて、平行に受信信号の複数の試料採取された部分の振幅を調整して、複合、調整される利得、平行なデジタル信号に対する受信信号の試料採取された部分を変えることを更に含んでおり、測定されたパラメータを測定する段階は伝送信号との間に位相差の平均に基づいて、そして、複合は、デジタル信号の部分を試料採取した、請求項18に記載の方法。

【請求項21】

サンプリングに、受信信号の少なくとも一つの部分の等価性の時間サンプリングが設けられている、請求項1に記載の方法。

【請求項22】

サンプル値信号の振幅を調整することを更に含んでいる、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 2 3】

サンプル値信号をデジタル信号に変換することを更に含んでいる、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 2 4】

基線から位相オフセットを測定することを更に含んでいる、請求項 1 に記載の方法であって、測定されたパラメータが、位相オフセットおよび位相差に基づく方法。

【請求項 2 5】

パラメータの未精練定量を得ることを更に含んでいる、請求項 1 に記載の方法であって、測定されたパラメータが、未精練定量および位相差に基づく方法。

【請求項 2 6】

測定されたパラメータにおける一つ以上のエラーのために修正するルックアップテーブルを使用することを更に含んでいる、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 2 7】

伝送信号が、広がる培養液の屈折率を測定することを更に含んでいる、請求項 1 に記載の方法であって、測定されたパラメータが、培養液および位相差の屈折率に基づく方法。

【請求項 2 8】

更なる屈折率を測定することが、計測温度を得ることと培養液について計測圧力を具備している、請求項 27 に記載の方法であって、屈折率が、計測温度および計測圧力に基づく方法。

【請求項 2 9】

測定されたパラメータを測定する段階が、時間とともに決定された位相差のうちの少なくとも2つとの間に変化に基づいてターゲットの速度を測定することを更に含む、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3 0】

送信することが、伝送信号にコードを添加することを更に含み、そして、更に、測定することを防止することから成る、受信信号上の受信コードまでの測定されたパラメータは実質的にそれ以上のコードにマッチする、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3 1】

以下の段階を含む、測定されたパラメータが、ターゲットに対する距離である、請求項 1 に記載の方法：

許容限界距離に対して測定された距離を比較する段階；および

比較することが測定された距離が許容限界距離未満のことを示すときに衝突警報を設ける段階。

【請求項 3 2】

送信することが、伝送信号が透過されるランプ電圧を起動することを更に含む、請求項 1 に記載の方法であって、更なる受信に、受信信号が受け容れられるときにランプ電圧を止めることが設けられており、許容限界振幅に対して測定振幅を比較することを更に含

んでいる方法であって、更に測定することが、位相差に基づいてターゲットの位置を測定することとランプ電圧とを具備している方法。

【請求項 3 3】

更に送信することに、実質的にターゲットをカバーする伝送信号を送信すること、が設けられている、請求項 1 に記載の方法であって、受信は、ターゲットの異なる部品から後ろへ、伝送信号の受部から更に成り、更に測定することに、ターゲットの異なる部品から各々のサンプル信号のための一つ以上の測定されたパラメータを測定すること、が設けられており、ターゲットの異なる部品から伝送信号の容認されている部分に基づいてターゲットから画像を造ることを更に含んでいる方法。

【請求項 3 4】

以下を含む、ターゲットのパラメータを測定するシステム：

ターゲットの方へ少なくとも一つの信号を送る動力伝達装置；

ターゲットから後ろへターゲットで、そして、最も少なく一部の伝送信号で伝送信号の検出に応答して送られるリターン信号のうちの少なくとも1つを受け容れる受電方式；

受信信号の少なくとも一つの部分を試料採取するサンプリング・システム；

離散的フーリエ変換をサンプル値信号の振幅のうちの少なくとも1つを測定するために用いるパラメータ演算処理システムであって、伝送信号およびサンプル値信号との間に位相差、そして、サンプル値信号および伝送信号およびサンプル値信号間の位相差の決定された振幅の少なくとも1つに基づく測定されたパラメータを測定するシステム。

【請求項 3 5】

離散的フーリエ変換が、FFTである、請求項34に記載のシステム。

【請求項 3 6】

測定されたパラメータが、ターゲットに対する距離である、請求項34に記載のシステム。

【請求項 3 7】

測定されたパラメータが、ターゲットの速度である、請求項34に記載のシステム。

【請求項 3 8】

測定されたパラメータが、ターゲットの反射率である、請求項34に記載のシステム。

【請求項 3 9】

動力伝達装置のための信号を生成する信号発生器から更に成っている、請求項34に記載のシステム。

【請求項 4 0】

生成された信号を平滑して、動力伝達装置のための正弦波信号を生成するろ過器から更に成っている、請求項39に記載のシステム。

【請求項 4 1】

更なる信号発生器が、伝えるための信号上のデータをコード化するデータエンコーダを含み、更なるパラメータ演算処理システムがコード化されたデータを受信信号から解読し

て、出力するデコーダを含む、請求項39に記載のシステム。

【請求項42】

動力伝達装置が、伝送信号としてバイナリ信号を送る、請求項34に記載のシステム。

【請求項43】

動力伝達装置が、伝送信号として電磁エネルギーを伝送する、請求項34に記載のシステム。

【請求項44】

動力伝達装置が、伝送信号として音響エネルギーを伝送する、請求項34に記載のシステム。

【請求項45】

動力伝達装置が、伝送信号としてコーヒーレントのバースト変調波形を透過する、請求項34に記載のシステム。

【請求項46】

コーヒーレントのバースト変調の波形が、約5mW未満の平均電力を有する、請求項45に記載のシステム。

【請求項47】

コーヒーレントのバースト変調が、波形が約1mW未満の平均電力を有する、請求項46に記載のシステム。

【請求項48】

伝送信号が、約480ナノメートル～約660ナノメートルの間にある、請求項34に記載のシステム。

【請求項49】

更なる受電方式が、受電方式の方へターゲットから後ろへ伝送信号の部分を集中させる結像システムを含む、請求項34に記載のシステム。

【請求項50】

ターゲットから後ろへ伝送信号の容認されている部分を増幅して、平滑するアンプから更に成っている、請求項34に記載のシステム。

【請求項51】

サンプリング・システムが、受信信号の複合部分をサンプルし、およびパラメータ演算処理システムが測定されたパラメータが伝送信号およびサンプル値信号との間に位相差の平均に基づいて決定する、請求項34に記載のシステム。

【請求項52】

受信信号の試料採取された複合部分が、最低20のサンプル含む、請求項51に記載のシステム。

【請求項53】

サンプリングシステムが受信信号の複数の部分を平行で、平行に受信信号の各々の複数の試料採取された部分の振幅を調整する複数の利得制御系および受信信号の複数の試料採取された部分をデジタルに変換する複数のA/D変換器から更に成って試料採取し、パラ

メータ演算処理システムが伝送信号および複数で調整される利得、受信信号の試料採取された部分のディジタルとの間の位相差の平均に基づいて測定されたパラメータを決定する、請求項51に記載のシステム。

【請求項 5 4】

サンプリング・システムに、等価性の時間試料採取しているシステムが設けられている、請求項34に記載のシステム。

【請求項 5 5】

サンプル値信号の振幅を調整する利得制御系から更に成っている、請求項34に記載のシステム。

【請求項 5 6】

サンプル値信号をディジタル信号に変換することを更に含んでいる、請求項34に記載のシステム。

【請求項 5 7】

パラメータ演算処理システムが位相が基線から相殺したと決定し、測定されたパラメータは、位相オフセットおよび位相差に基づく、請求項34に記載のシステム。

【請求項 5 8】

パラメータ演算処理システムがパラメータの未精練定量に得させ、測定されたパラメータは、未精練定量および位相差に基づく、請求項34に記載のシステム。

【請求項 5 9】

更なるパラメータ演算処理システムが、測定されたパラメータにおける一つ以上のエラーを修正するために用いる格納されたルックアップテーブルを含む、請求項34に記載のシステム。

【請求項 6 0】

伝送信号が広がる培養液の屈折率を測定する際に使用する検知システムから更に含む、請求項34に記載のシステムであって、パラメータ演算処理システムが測定されたパラメータが培養液および位相差の屈折率に基づいて決定する、システム。

【請求項 6 1】

感知システムが、少なくとも1つの温度読み出しを得る少なくとも一つの温度センサ、および、培養液の圧力読み出しを得る少なくとも一つの圧センサを含む、請求項60に記載のシステムであって、パラメータ演算処理システムが屈折率が計測温度および計測圧力に基づいて決定するシステム。

【請求項 6 2】

パラメータ演算処理システムがターゲットの速度が時間とともに決定された位相差のうちの少なくとも2つとの間に変化に基づいて決定する、請求項34に記載のシステム。

【請求項 6 3】

動力伝達装置は、伝送信号にコードを添加し、受信信号上の受信コードが実質的にそれ以上のコードにマッチするまで、パラメータ演算処理システムは測定されたパラメータの定量を防止する、請求項34に記載のシステム。

【請求項 6 4】

測定されたパラメータは、ターゲットに対する距離であり、

比較が測定された距離が許容限界距離未満のことを示すとき、パラメータ演算処理システムは許容限界距離に対して測定された距離を比較して、衝突警報を設ける、請求項34に記載のシステム。

**【請求項 6 5】**

伝送信号が透過されるときに、動力伝達装置はランプ電圧を起動し、受信信号が受け容れられるときに、受電方式はランプ電圧を止め、パラメータ演算処理システムは、許容限界振幅に対して測定振幅を比較して、位相差およびランプ電圧に基づいてターゲットの位置を測定する、請求項34に記載のシステム。

**【請求項 6 6】**

動力伝達装置が、実質的にターゲットをカバーする伝送信号を透過し、受電方式は、ターゲットの異なる部品から後ろへ、伝送信号の部分を受け容れ、演算処理システムがターゲットの異なる部品からサンプル信号に対して一つ以上の測定されたパラメータを決定し、ターゲットの異なる部品から伝送信号の容認されている部分に基づいてターゲットのイメージを組み立てる、請求項1に記載のシステム。

**【請求項 6 7】**

以下の段階を含む、ターゲットのパラメータを測定する方法：

ターゲットの方へ少なくとも一つの信号を送る段階；

ターゲットから後ろへターゲットで、そして、最も少なく一部の伝送信号で伝送信号の検出に応答して送られるリターン信号のうちの少なくとも1つを受け容れる段階；

受信信号の少なくとも一つの部分をサンプリングする段階；

伝送信号およびサンプル値信号との間にサンプル値信号および位相差の振幅のうちの少なくとも1つを測定するためにカーブフィッティング・アルゴリズムを使用する段階；ならびに

サンプル値信号の、そして、伝送信号およびサンプル値信号間の位相差上の決定された振幅の最少の一つで基礎を形成される測定されたパラメータを測定する段階。

**【請求項 6 8】**

カーブフィッティング・アルゴリズムが、非線形退行である、請求項67に記載の方法。

**【請求項 6 9】**

非線形退行が、ガウス-ニュートン式である、請求項68に記載の方法。

**【請求項 7 0】**

測定されたパラメータが、ターゲットに対する距離である、請求項67に記載の方法。

**【請求項 7 1】**

測定されたパラメータが、ターゲットの速度である、請求項67に記載の方法。

**【請求項 7 2】**

送信するための信号を生成することを更に含んでいる、請求項67に記載の方法。

**【請求項 7 3】**

生成された信号を平滑することを更に含んでいる、請求項72に記載の方法であって、フィルタリングが、送信するための正弦波信号を生成する方法。

**【請求項 7 4】**

信号を生成することが、伝えるための信号上のデータをコード化することを更に含み、測定されたパラメータを測定する段階が、コード化されたデータを受信信号から解読して、出力することを更に含む、請求項72に記載の方法。

**【請求項 7 5】**

伝送信号が、バイナリ信号である、請求項67に記載の方法。

**【請求項 7 6】**

伝送信号が、電磁エネルギーである、請求項67に記載の方法。

**【請求項 7 7】**

伝送信号が、音響エネルギーである、請求項67に記載の方法。

**【請求項 7 8】**

伝送信号が、コーヒーレントのバースト変調波形である、請求項67に記載の方法。

**【請求項 7 9】**

コーヒーレントのバースト変調の波形が、約5mW未満の平均電力を有する、請求項78に記載の方法。

**【請求項 8 0】**

コーヒーレントのバースト変調の波形が、約1mW未満の平均電力を有する、請求項79に記載の方法。

**【請求項 8 1】**

測定されたパラメータが、ターゲットの反射率である、請求項67に記載の方法。

**【請求項 8 2】**

伝送信号が、約660ナノメートルまで約480のμの間にある、請求項67に記載の方法。

**【請求項 8 3】**

更なる受信に、受け取られるためにターゲットから後ろへ伝送信号の部分を集中させることが設けられている、請求項67に記載の方法。

**【請求項 8 4】**

ターゲット85から後ろへ伝送信号の容認されている部分を增幅して、平滑することを更に含んでいる、請求項67に記載の方法。

**【請求項 8 5】**

更なるサンプリングには受信信号のサンプリング複数の部分が設けられ、更に測定することには伝送信号および受信信号の試料採取された部分との間に位相差の平均に基づいて測定されたパラメータを測定することが設けられている、請求項67に記載の方法

**【請求項 8 6】**

受信信号の試料採取された複合部分が、最低20のサンプルを含む、請求項85に記載の方  
法。

【請求項87】

受け容れるものの部分が信号を送るサンプリング複合は平行に行われ、そして、複合の  
振幅を調整することを更に含むことは平行に受信信号の部分を試料採取した、そして、複  
合（調整される利得）を変えることは平行にデジタル信号に受信信号の部分を試料採取  
し、測定されたパラメータを測定する段階は伝送信号との間に位相差の平均に基づいて、  
そして、複合は、デジタル信号の部分を試料採取する、請求項85に記載の方法。

【請求項88】

サンプリングに、受信信号の少なくとも一つの部分の等価性の時間サンプリングが設け  
られている、請求項67に記載の方法。

【請求項89】

サンプル値信号の振幅を調整することを更に含んでいる、請求項67に記載の方法。

【請求項90】

サンプル値信号をデジタル信号に変換することを更に含んでいる、請求項67に記載の  
方法。

【請求項91】

基線から位相オフセットを測定することを更に含んでいる、請求項67に記載の方法であ  
って、測定されたパラメータが、位相オフセットおよび位相差に基づく方法。

【請求項92】

パラメータの未精練定量を得ることを更に含んでいる、請求項67に記載の方法であって  
、測定されたパラメータが、未精練定量および位相差に基づく方法。

【請求項93】

測定されたパラメータにおける一つ以上のエラーのために修正するルックアップテーブ  
ルを使用することを更に含んでいる、請求項67に記載の方法。

【請求項94】

伝送信号が広がる培養液の屈折率を測定することを更に含んでいる、請求項67に記載の  
方法であって、測定されたパラメータが、培養液および位相差の屈折率に基づく方法。

【請求項95】

更なる屈折率を測定する段階が、計測温度を得ることと培養液について計測圧力を具備  
している、請求項94に記載の方法であって、屈折率が、計測温度および計測圧力に基づく  
方法。

【請求項96】

測定されたパラメータを測定する段階が、時間とともに決定された位相差のうちの少  
なくとも2つとの間に変化に基づいてターゲットの速度を測定することを更に含む、請求項6  
7に記載の方法。

【請求項97】

送信することは伝送信号にコードを添加することを更に含み、更に、測定することを防  
止することから成り、受信信号上の受信コードまでの測定されたパラメータは実質的にそ

れ以上のコードにマッチする、請求項67に記載の方法。

【請求項 98】

以下の段階を含む、測定されたパラメータが、ターゲットに対する距離である、請求項67に記載の方法：

許容限界距離に対して測定された距離を比較する段階；および

比較することが測定された距離が許容限界距離未満のことを示すときに衝突警報を設ける段階。

【請求項 99】

送信する段階が、伝送信号が透過されるランプ電圧を起動することを更に含み、更なる受信に、受信信号が受け容れられるときにランプ電圧を止める段階を含み、方法が、許容限界振幅に対して測定振幅を比較することを更に含み、更に測定する段階が、位相差に基づいてターゲットの位置を測定することとランプ電圧とを具備している、請求項67に記載の方法。

【請求項 100】

更に送信することに、実質的にターゲットをカバーする伝送信号を送信する段階を含み、受信がターゲットの異なる部品から後ろへ、伝送信号の受部から更に成り、更に測定する段階に、ターゲットの異なる部品から各々のサンプル信号のための一つ以上の測定されたパラメータを測定する段階を含み、ターゲットの異なる部品から伝送信号の容認されている部分に基づいてターゲットから画像を造ることを更に含んでいる、請求項67に記載の方法。

【請求項 101】

以下を含む、ターゲットのパラメータを測定するシステム：

ターゲットの方へ少なくとも一つの信号を送る動力伝達装置；

ターゲットから後ろへターゲットで、そして、最も少なく一部の伝送信号で伝送信号の検出に応答して送られるリターン信号のうちの少なくとも1つを受け容れる受電方式；

受信信号の少なくとも一つの部分を試料採取するサンプリング・システム；

伝送信号およびサンプル値信号との間にサンプル値信号および位相差の振幅のうちの少なくとも1つを測定するためにカーブフィッティング・アルゴリズムを使用して、伝送信号およびサンプル値信号との間にサンプル値信号および位相差の決定された振幅のうちの少なくとも1つに基づいて測定されたパラメータを測定するパラメータ演算処理システム

。

【請求項 102】

カーブフィッティング・アルゴリズムが、非線形退行である、請求項101に記載のシステム。

【請求項 103】

非線形退行が、ガウス-ニュートン式である、請求項102に記載のシステム。

【請求項 104】

測定されたパラメータが、ターゲットに対する距離である、請求項101に記載のシステム。

【請求項 105】

測定されたパラメータが、ターゲットの速度である、請求項101に記載のシステム。

【請求項 106】

測定されたパラメータが、ターゲットの反射率である、請求項101に記載のシステム。

【請求項 107】

動力伝達装置のための信号を生成する信号発生器から更に成っている、請求項101に記載のシステム。

【請求項 108】

生成された信号を平滑して、動力伝達装置のための正弦波信号を生成するろ過器から更に成っている、請求項107に記載のシステム。

【請求項 109】

信号発生器が伝えるための信号上のデータをコード化するデータエンコーダを更に含み、パラメータ演算処理システムが、コード化されたデータを受信信号から解読して、出力するデコーダを更に含む、請求項107に記載のシステム。

【請求項 110】

動力伝達装置が、伝送信号としてバイナリ信号を送る、請求項101に記載のシステム。

【請求項 111】

動力伝達装置が、伝送信号として電磁エネルギーを透過する、請求項101に記載のシステム。

【請求項 112】

動力伝達装置が、伝送信号として音響エネルギーを透過する、請求項101に記載のシステム。

【請求項 113】

動力伝達装置が、伝送信号としてコーヒーレントのバースト変調波形を透過する、請求項101に記載のシステム。

【請求項 114】

コーヒーレントのバースト変調波形が、約5mW未満の平均電力を有する、請求項113に記載のシステム。

【請求項 115】

コーヒーレントのバースト変調波形が、約1mW未満の平均電力を有する、請求項114に記載の方法。

【請求項 116】

伝送信号が、約480ナノメートル～約660ナノメートルの間にある、請求項101に記載のシステム。

【請求項 117】

受電方式が、受電方式の方へ目標から後ろへ伝送信号の部分を集中させる結像システムから更に成る、請求項101に記載のシステム。

【請求項 118】

ターゲットから後ろへ伝送信号の容認されている部分を増幅して、平滑するアンプから更に成っている、請求項101に記載のシステム。

【請求項 119】

サンプリング・システムが受信信号の複数の部分を試料採取する、そして、パラメータ演算処理システムが伝送信号およびサンプル値信号との間に位相差の平均に基づいて測定されたパラメータを測定する、請求項101に記載のシステム。

【請求項 120】

受信信号の試料採取された複合部分が、少なくとも20のサンプルを含む、請求項119に記載のシステム。

【請求項 121】

サンプリング・システムが平行に受信信号の複数の部分を試料採取する、そして、平行に受信信号の各々の複数の試料採取された部分の振幅を調整する複数の利得制御系および多連装を変える複数のA/D変換器から更に成ることがデジタルに受信信号の部分を試料採取した請求項119に記載のシステムであって、パラメータ演算処理システムは伝送信号との間に位相差の平均に基づいて測定されたパラメータを測定する、そして、デジタル多連装（調整される利得）は受信信号の部分を試料採取した、システム。

【請求項 122】

サンプリング・システムが、等価性の時間試料採取しているシステムを含む、請求項101に記載のシステム。

【請求項 123】

サンプル値信号の振幅を調整する利得制御系から更に成っている、請求項101に記載のシステム。

【請求項 124】

サンプル値信号をデジタル信号に変換することを更に含んでいる、請求項101に記載のシステム。

【請求項 125】

基線から位相オフセットを測定する校正システムから更に成っている、請求項101に記載のシステムであって、パラメータ演算処理システムが測定されたパラメータが位相オフセットおよび位相差に基づいてあると決定するシステム。

【請求項 126】

パラメータの未精練定量を得る未精練定量システムから更に成っている、請求項101に記載のシステムであって、パラメータ演算処理システムが測定されたパラメータが未精練定量および位相差に基づいて決定するシステム。

【請求項 127】

パラメータ演算処理システムが以下から更に成る請求項101に記載のシステム：

測定されたパラメータにおける一つ以上のエラーを修正するために用いる格納されたル

ックアップテーブル。

## 【請求項 1 2 8】

伝送信号が広がる培養液の屈折率を測定する際に使用する検知システムから更に成っている請求項101に記載のシステムであって、パラメータ演算処理システムが測定されたパラメータが培養液および位相差の屈折率に基づいて決定するシステム。

## 【請求項 1 2 9】

以下を含む、検知システムが成り立つ、請求項128に記載のシステム：

計測少なくとも一つの温度を得る少なくとも一つの温度センサ；および

培養液について少なくとも一つの計測圧力を得る少なくとも一つの圧センサであって、パラメータ演算処理システムが屈折率が計測温度および計測圧力に基づいて決定するセンサ。

## 【請求項 1 3 0】

パラメータ演算処理システムが、時間とともに決定された位相差のうちの少なくとも2つの間に変化に基づいてターゲットの速度を測定する、請求項101に記載のシステム。

## 【請求項 1 3 1】

動力伝達装置が伝送信号にコードを添加する、そして、受信信号上の受信コードが実質的にそれ以上のコードにマッチするまで、パラメータ演算処理システムが測定されたパラメータの定量を防止する、請求項101に記載のシステム。

## 【請求項 1 3 2】

測定されたパラメータは、目標に対する距離であり、比較が測定された距離が許容限界距離未満のことを示すときに、パラメータ演算処理システムは許容限界距離に対して測定された距離を比較して、衝突警報を設ける、請求項101に記載のシステム。

## 【請求項 1 3 3】

伝送信号が透過されるときに、動力伝達装置がランプ電圧を起動する請求項101に記載のシステムであって、受信信号が受け容れられるときに、受電方式はランプ電圧を止め、パラメータ演算処理システムは、許容限界振幅に対して測定振幅を比較して、位相差およびランプ電圧に基づいてターゲットの位置を測定する、システム。

## 【請求項 1 3 4】

動力伝達装置が実質的にターゲットをカバーする伝送信号を透過する、請求項101に記載のシステムであって、受電方式は、ターゲットの異なる部品から後ろへ、伝送信号の部分を受け容れ、演算処理システムが一つ以上の測定されたパラメータをターゲットの異なる部品からサンプル信号の中で各々測定するパラメータおよびターゲットのイメージがターゲットの異なる部品から伝送信号の容認されている部分に基礎をおいた構造物であるシステム。

## 【請求項 1 3 5】

以下の段階を含む、ターゲットのパラメータを測定する方法：

ターゲットの方へ少なくとも一つの信号を送る段階；

ターゲットから後ろへターゲットで、そして、最も少なく一部の伝送信号で伝送信号の

検出に応答して送られるリターン信号のうちの少なくとも1つを受け容れる段階；

受信信号の少なくとも一つの部分をサンプリングする段階；ならびに

調整される伝送信号および利得との間に調整される利得、サンプル値信号および位相差の振幅のうちの少なくとも1つに基づく測定されたパラメータ（サンプル値信号）を測定する段階。

【請求項 136】

測定されたパラメータが、ターゲットに対する距離である、請求項135に記載の方法。

【請求項 137】

測定されたパラメータが、ターゲットの速度である、請求項135に記載の方法。

【請求項 138】

測定されたパラメータが、ターゲットの反射率である、請求項135に記載の方法。

【請求項 139】

送信するための信号を生成することを更に含んでいる、請求項135に記載の方法。

【請求項 140】

生成された信号を平滑することを更に含んでいる、請求項139に記載の方法であって、フィルタリングは、送信するための正弦波信号を生成する方法。

【請求項 141】

信号を生成することは、伝えるための信号上のデータをコード化することを更に含み、測定されたパラメータを測定する段階は、コード化されたデータを受信信号から解読して、出力することを更に含む、請求項139に記載の方法。

【請求項 142】

伝送信号が、バイナリ信号である、請求項135に記載の方法。

【請求項 143】

伝送信号が、電磁エネルギーである、請求項135に記載の方法。

【請求項 144】

伝送信号が、音響エネルギーである、請求項135に記載の方法。

【請求項 145】

伝送信号が、コーヒーレントのバースト変調波形である、請求項135に記載の方法。

【請求項 146】

コーヒーレントのバースト変調波形が、約5mW未満の平均電力を有する、請求項145に記載の方法。

【請求項 147】

コーヒーレントのバースト変調波形が、約1mW未満の平均電力を有する、請求項146に記載の方法。

【請求項 148】

伝送信号が、約480ナノメートル～約660ナノメートルの間にある、請求項135に記載の方法。

【請求項149】

受信が、受け取られるためにターゲットから後ろへ伝送信号の部分を集中させることを更に含む、請求項135に記載の方法。

【請求項150】

ターゲットから後ろへ伝送信号の容認されている部分を増幅して、平滑することを更に含んでいる、請求項135に記載の方法。

【請求項151】

サンプリングがどこで受信信号および更に測定する複数の部分を試料採取することを更に含むかは、伝送信号との間に位相差の平均に基づいて測定されたパラメータを測定することと受信信号の試料採取された部分とを具備している、請求項135に記載の方法。

【請求項152】

受信信号の試料採取された複合部分が、少なくとも20のサンプルを含む、請求項151に記載の方法。

【請求項153】

受け容れるものの部分が信号を送るサンプリング多連装は、平行に行われる、サンプル値信号の振幅を調整する段階が以下を含む、請求項151に記載の方法：

平行に受信信号の複数の試料採取された部分の振幅を調整する段階；ならびに

多連装、調整される利得、平行なデジタル信号に対する受信信号の試料採取された部分を変える段階であって、測定されたパラメータを測定する段階は伝送信号との間に位相差の平均に基づいて、そして、多連装は、デジタル信号の部分を試料採取する段階。

【請求項154】

サンプリングが、受信信号の少なくとも一つの部分の等価性の時間サンプリングを含む、請求項135に記載の方法。

【請求項155】

サンプル値信号をデジタル信号に変換することを更に含んでいる、請求項135に記載の方法。

【請求項156】

基線から位相オフセットを測定することを更に含んでいる、請求項135に記載の方法であって、測定されたパラメータは、位相オフセットおよび位相差に基づく方法。

【請求項157】

パラメータの未精練定量を得ることを更に含んでいる、請求項135に記載の方法であって、測定されたパラメータは、未精練定量および位相差に基づく方法。

【請求項158】

測定されたパラメータにおける一つ以上のエラーのために修正するルックアップテーブルを使用することを更に含んでいる、請求項135に記載の方法。

【請求項159】

伝送信号が広がる培養液の屈折率を測定することを更に含んでいる、請求項135に記載の方法であって、測定されたパラメータは、培養液および位相差の屈折率に基づく方法。

【請求項 160】

更なる屈折率を測定することは、計測温度を得ることと培養液について計測圧力を含み、屈折率は、計測温度および計測圧力に基づく、請求項159に記載の方法。

【請求項 161】

測定されたパラメータを測定する段階は、時間とともに決定された位相差のうちの少なくとも2つとの間に変化に基づいて目標の速度を測定することを更に含む、請求項135に記載の方法。

【請求項 162】

送信することは伝送信号にコードを添加することを更に含む、そして、更に、測定することを防止することから成る、受信信号上の受信コードまでの測定されたパラメータは実質的にそれ以上のコードにマッチする、請求項135に記載の方法。

【請求項 163】

以下の段階を含む、請求項135に記載の方法であって、測定されたパラメータは、目標に対する距離である方法：

許容限界距離に対して測定された距離を比較する段階；および

比較することが測定された距離が許容限界距離未満のことを示すときに衝突警報を設ける段階。

【請求項 164】

送信する段階は、伝送信号が透過されるランプ電圧を起動することを更に含み、受信に、受信信号が受け容れられるときにランプ電圧を止めること、が更に設けられており、許容限界振幅に対して測定振幅を比較することを更に含んでいる方法であって、測定する段階は、位相差に基づいて目標の位置を測定することとランプ電圧とを更に具備している、請求項135に記載の方法。

【請求項 165】

送信する段階に、実質的に目標をカバーする伝送信号を送信する段階、が設けられており、受信は、目標の異なる部品から後ろへ、伝送信号の受部から更に成り、測定する段階に、目標の異なる部品から各々のサンプル信号のための一つ以上の測定されたパラメータを測定する段階が設けられており、目標の異なる部品から伝送信号の容認されている部分に基づいて目標から画像を造る段階を更に含んでいる、請求項135に記載の方法。

【請求項 166】

以下を含む、ターゲットのパラメータを測定するシステム：

ターゲットの方へ少なくとも一つの信号を送る動力伝達装置；

ターゲットから後ろへターゲットで、そして、最も少なく一部の伝送信号で伝送信号の検出に応答して送られるリターン信号のうちの少なくとも1つを受け容れる受電方式；

受信信号の少なくとも一つの部分を試料採取するサンプリング・システム；

サンプル値信号の振幅を調整する利得制御系；ならびに

伝送信号およびサンプル値信号との間に調整される利得、サンプル値信号および位相差の振幅のうちの少なくとも1つに基づいて測定されたパラメータを測定するパラメータ演算処理システム。

【請求項 167】

測定されたパラメータが、ターゲットに対する距離である、請求項166に記載のシステム。

【請求項 168】

測定されたパラメータが、ターゲットの速度である、請求項166に記載のシステム。

【請求項 169】

測定されたパラメータが、ターゲットの反射率である、請求項166に記載のシステム。

【請求項 170】

動力伝達装置のための信号を生成する信号発生器から更に成っている、請求項166に記載のシステム。

【請求項 171】

生成された信号を平滑して、動力伝達装置のための正弦波信号を生成するろ過器から更に成っている、請求項169に記載のシステム。

【請求項 172】

信号発生器は、伝えるための信号上のデータをコード化するデータエンコーダを更に含み、パラメータ演算処理システムは、復号化するデコーダと受け容れるものからのコード化されたデータが信号を送る排出量とを更に含む、請求項169に記載のシステム。

【請求項 173】

動力伝達装置が、伝送信号としてバイナリ信号を送る、請求項166に記載のシステム。

【請求項 174】

動力伝達装置が、伝送信号として電磁エネルギーを透過する、請求項166に記載のシステム。

【請求項 175】

動力伝達装置が、伝送信号として音響エネルギーを透過する、請求項166に記載のシステム。

【請求項 176】

動力伝達装置が、伝送信号としてコーヒーレントのバースト変調波形を透過する、請求項166に記載のシステム。

【請求項 177】

コーヒーレントのバースト変調波形が、約5mW未満の平均電力を有する、請求項176に記載のシステム。

【請求項 178】

コーヒーレントのバースト変調波形が、約1mW未満の平均電力を有する、請求項177に記載のシステム。

【請求項 179】

伝送信号が、約480mn～約660ナノメートルの間にある、請求項174に記載のシステム。  
【請求項 180】

受電方式が以下を更に含む、請求項166に記載のシステム：

受電方式の方へターゲットから後ろへ伝送信号の部分を集中させる結像システム。  
【請求項 181】

ターゲットから後ろへ伝送信号の容認されている部分を増幅して、平滑するアンプから更に成っている、請求項166に記載のシステム。

【請求項 182】

サンプリング・システムが受信信号の複数の部分を試料採取し、パラメータ演算処理システムが伝送信号およびサンプル値信号との間に位相差の平均に基づいて測定されたパラメータを測定する、請求項166に記載のシステム。

【請求項 183】

受信信号の試料採取された複合部分が、少なくとも20のサンプルを含む、請求項182に記載のシステム。

【請求項 184】

サンプリング・システムは、平行で、複数の利得制御系から更に成って中で受信信号の複数の部分を試料採取し、利得制御系の各々の複数は平行に受信信号の複数の試料採取された部分のうちの1つの振幅を調整し、多連装で調整される利得の複数のA/D変換器はデジタルに受信信号の試料採取した部分を調整し、演算処理システムが測定されたパラメータが伝送信号および複数のデジタルで調整される利得、受信信号の試料採取された部分との間に位相差の平均に基づいてパラメータを決定する、請求項161に記載のシステム。

【請求項 185】

サンプリング・システムが、等価性の時間試料採取しているシステムを含む、請求項166に記載のシステム。

【請求項 186】

サンプル値信号をデジタル信号に変換することを更に含んでいる、請求項166に記載のシステム。

【請求項 187】

基線から位相オフセットを測定する校正システムから更に成っている、請求項166に記載のシステムであって、パラメータ演算処理システムが測定されたパラメータが位相オフセットおよび位相差に基づいてあると決定するシステム。

【請求項 188】

パラメータの未精練定量を得る未精練定量システムから更に成っている請求項166に記載のシステムであって、パラメータ演算処理システムが測定されたパラメータが未精練定量および位相差に基づいて決定するシステム。

**【請求項 189】**

パラメータ演算処理システムが以下を更に含む、請求項166に記載のシステム：

測定されたパラメータにおける一つ以上のエラーを修正するために用いる格納されたルックアップテーブル。

**【請求項 190】**

伝送信号が広がる培養液の屈折率を測定する際に使用する検知システムから更に成っている請求項166に記載のシステムであって、パラメータ演算処理システムが測定されたパラメータが培養液および位相差の屈折率に基づいて決定するシステム。

**【請求項 191】**

検知システムに、計測少なくとも一つの温度を得る少なくとも一つの温度センサが設けられ、培養液について少なくとも一つの計測圧力を得る少なくとも一つの圧センサであって、パラメータ演算処理システムは、計測温度および計測圧力に基づいて屈折率を測定する、請求項190に記載のシステム。

**【請求項 192】**

パラメータ演算処理システムが、時間とともに決定された位相差のうちの少なくとも2つの間に変化に基づいてターゲットの速度を測定する、請求項166に記載のシステム。

**【請求項 193】**

動力伝達装置は、伝送信号にコードを添加し、受信信号上の受信コードが実質的にそれ以上のコードにマッチするまで、パラメータ演算処理システムは測定されたパラメータの定量を防止する、請求項166に記載のシステム。

**【請求項 194】**

測定されたパラメータが、ターゲットに対する距離である、請求項166に記載のシステムであって、比較が測定された距離が許容限界距離未満のことを示すときに、パラメータ演算処理システムは許容限界距離に対して測定された距離を比較して、衝突警報を設けるシステム。

**【請求項 195】**

伝送信号が透過されるときに、動力伝達装置がランプ電圧を起動する、請求項166に記載のシステムであって、受信信号が受け容れられるときに、受電方式はランプ電圧を止め、パラメータ演算処理システムは、許容限界振幅に対して測定振幅を比較して、位相差およびランプ電圧に基づいてターゲットの位置を測定するシステム。

**【請求項 196】**

動力伝達装置が、実質的に目標をカバーする伝送信号を透過する、請求項166に記載のシステムであって、受電方式は、目標の異なる部品から後ろへ、伝送信号の部分を受け容れ、パラメータ演算処理システムが一つ以上の測定されたを目標の異なる部品からサンプル信号の中で各々測定し、目標の異なる部品から伝送信号の容認されている部分に基盤をおいて目標のイメージを作り出すシステム。

**【請求項 197】**

以下の段階を含む、ターゲットのパラメータを測定する方法：

ターゲットの方へ少なくとも一つの信号を送る段階；

ターゲットから後ろへターゲットで、そして、最も少なく一部の伝送信号で伝送信号の検出に応答して送られるリターン信号のうちの少なくとも1つを受け容れる段階；

受信信号の少なくとも一つの部分の等価性の時間をサンプリングする段階；

伝送信号およびサンプル値信号との間にサンプル値信号の振幅の最少の一つで位相差に基づく測定されたパラメータを測定する段階。

【請求項 198】

測定されたパラメータが、ターゲットに対する距離である、請求項197に記載の方法。

【請求項 199】

測定されたパラメータが、ターゲットの速度である、請求項197に記載の方法。

【請求項 200】

測定されたパラメータが、ターゲットの反射率である、請求項197に記載の方法。

【請求項 201】

送信するための信号を生成することを更に含んでいる、請求項197に記載の方法。

【請求項 202】

生成された信号を平滑することを更に含んでいる、請求項201に記載の方法であって、フィルタリングは、送信するための正弦波信号を生成する方法。

【請求項 203】

信号を生成することが、伝えるための信号上のデータをコード化することを更に含み、測定されたパラメータを測定する段階は、コード化されたデータを受信信号から解読して、出力することを更に含む、請求項201に記載の方法。

【請求項 204】

伝送信号が、バイナリ信号である、請求項197に記載の方法。

【請求項 205】

伝送信号が、電磁エネルギーである、請求項197に記載の方法。

【請求項 206】

伝送信号が、音響エネルギーである、請求項197に記載の方法。

【請求項 207】

伝送信号が、コーヒーレントのバースト変調波形である、請求項197に記載の方法。

【請求項 208】

コーヒーレントのバースト変調波形が、約5mW未満の力を有する、請求項207に記載の方法。

【請求項 209】

コーヒーレントのバースト変調波形が、約1mW未満の平均電力を有する、請求項208に記載の方法。

【請求項 210】

伝送信号が、約480ナノメートル～約660nmの間にある、請求項197に記載の方法。  
【請求項211】

受信が、受け取られるためにターゲットから後ろへ伝送信号の部分を集中させる段階を更に含む、請求項197に記載の方法。

【請求項212】

ターゲットから後ろへ伝送信号の容認されている部分を増幅して、平滑することを更に含んでいる、請求項197に記載の方法。

【請求項213】

サンプリングには受信信号のサンプリング複数の部分が更に設けられ、測定することは伝送信号および受信信号の試料採取された部分との間に位相差の平均に基づいて測定されたパラメータを測定することが更に設けられている、請求項197に記載の方法。

【請求項214】

受信信号の試料採取された複合部分が、少なくとも20のサンプルを含む、請求項213に記載の方法。

【請求項215】

受け容れるものの部分が信号を送るサンプリング多連装は平行に行われる、そして、多連装の振幅を調整することを更に含むことは平行に受信信号の部分を試料採取し、そして、多連装（調整される利得）を変えることは平行にデジタル信号に受信信号の部分を試料採取したものであって、そこにおいて、測定されたパラメータを測定する段階は伝送信号とデジタル信号の多連装で試料採取した部分の間の位相差の平均に基づいている、請求項213に記載の方法。

【請求項216】

サンプル値信号をデジタル信号に変換することを更に含んでいる、請求項197に記載の方法。

【請求項217】

基線から位相オフセットを測定することを更に含んでいる請求項197に記載の方法であって、測定されたパラメータが、位相オフセットおよび位相差に基づく方法。

【請求項218】

パラメータの未精練定量を得ることを更に含んでいる請求項197に記載の方法であって、測定されたパラメータが、未精練定量および位相差に基づく方法。

【請求項219】

測定されたパラメータにおける一つ以上のエラーのために修正するルックアップテーブルを使用することを更に含んでいる、請求項197に記載の方法。

【請求項220】

伝送信号が広がる培養液の屈折率を測定することを更に含んでいる請求項197に記載の方法であって、測定されたパラメータが、培養液および位相差の屈折率に基づく方法。

【請求項221】

更なる屈折率を測定する段階が、計測温度を得ることと培養液について計測圧力を含み

、屈折率が、計測温度および計測圧力に基づく、請求項220に記載の方法。

**【請求項222】**

測定されたパラメータを測定する段階が、時間とともに決定された位相差のうちの少なくとも2つとの間に変化に基づいて目標の速度を測定することを更に含む、請求項197に記載の方法。

**【請求項223】**

送信することが伝送信号にコードを添加することを更に含み、更に、測定することを防止することから成り、受信信号上の受信コードまでの測定されたパラメータは実質的にそれ以上のコードにマッチする、請求項197に記載の方法。

**【請求項224】**

以下の段階を含む、測定されたパラメータがターゲットに対する距離である請求項197に記載の方法：

許容限界距離に対して測定された距離を比較する段階；および

比較することが測定された距離が許容限界距離未満のことを示すときに衝突警報を設ける段階。

**【請求項225】**

送信することが、伝送信号が透過されるランプ電圧を起動することを更に含み、更なる受信に、受信信号が受け容れられるとときにランプ電圧を止めること、が設けられており、許容限界振幅に対して測定振幅を比較することを更に含んでいる方法であって、更に測定することは、位相差に基づいて目標の位置を測定することとランプ電圧とを含んでいる、請求項197に記載の方法。

**【請求項226】**

送信することが実質的に目標をカバーする伝送信号を送信することを更に含む請求項197に記載の方法であって、受信は、目標の異なる部品から後ろへ、伝送信号の受部から更に成り、更に測定することに、目標の異なる部品から各々のサンプル信号のための一つ以上の測定されたパラメータを測定すること、が設けられており、目標の異なる部品から伝送信号の容認されている部分に基づいて目標から画像を造ることを更に含んでいる方法。

**【請求項227】**

以下を含む、ターゲットのパラメータを測定するシステム：

ターゲットの方へ少なくとも一つの信号を送る動力伝達装置；

ターゲットから後ろへターゲットで、そして、最も少なく一部の伝送信号で伝送信号の検出に応答して送られるリターン信号のうちの少なくとも1つを受け容れる受電方式；

受信信号の少なくとも一つの部分を試料採取する等価性の時間試料採取しているシステム；ならびに

伝送信号およびサンプル値信号との間にサンプル値信号の振幅の最少の一つで位相差に基づく測定されたパラメータを測定するパラメータ演算処理システム。

**【請求項228】**

測定されたパラメータが、ターゲットに対する距離である、請求項227に記載のシステム。

【請求項229】

測定されたパラメータが、ターゲットの速度である、請求項227に記載のシステム。

【請求項230】

測定されたパラメータが、ターゲットの反射率である、請求項227に記載の方法。

【請求項231】

動力伝達装置のための信号を生成する信号発生器から更に成っている、請求項227に記載のシステム。

【請求項232】

生成された信号を平滑して、動力伝達装置のための正弦波信号を生成するろ過器から更に成っている、請求項231に記載のシステム。

【請求項233】

信号発生器が以下から更に成る、請求項231に記載のシステム：

伝えるための信号上のデータをコード化するデータエンコーダであって、更なるパラメータ演算処理システムに、コード化されたデータを受信信号から解読して、出力するデコーダが設けられているデータエンコーダ。

【請求項234】

動力伝達装置が、伝送信号としてバイナリ信号を送る、請求項227に記載のシステム。

【請求項235】

動力伝達装置が、伝送信号として電磁エネルギーを透過する、請求項227に記載のシステム。

【請求項236】

動力伝達装置が、伝送信号として音響エネルギーを透過する、請求項227に記載のシステム。

【請求項237】

動力伝達装置が、伝送信号としてコーヒーレントのバースト変調波形を透過する、請求項227に記載のシステム。

【請求項238】

コーヒーレントのバースト変調波形が、約5mW未満の力を有する、請求項207に記載のシステム。

【請求項239】

コーヒーレントのバースト変調波形が、約1mW未満の平均電力を有する、請求項238に記載のシステム。

【請求項240】

伝送信号が、約480ナノメートル～約660ナノメートルの間にある、請求項227に記載のシステム。

**【請求項 241】**

受電方式が、受電方式の方へ目標から後ろへ伝送信号の部分を集中させる結像システムから更に成る、請求項227に記載のシステム。

**【請求項 242】**

ターゲットから後ろへ伝送信号の容認されている部分を増幅して、平滑するアンプから更に成っている、請求項227に記載のシステム。

**【請求項 243】**

サンプリング・システムが受信信号の複数の部分を試料採取し、パラメータ演算処理システムが伝送信号およびサンプル値信号との間に位相差の平均に基づいて測定されたパラメータを測定する、請求項227に記載のシステム。

**【請求項 244】**

受信信号の試料採取された複合部分が、少なくとも20のサンプルを含む、請求項243に記載のシステム。

**【請求項 245】**

サンプリング・システムが平行に受信信号の複数の部分を試料採取し、平行に受信信号の各々の複数の試料採取された部分の振幅を調整する複数の利得制御系および多連装を変える複数のA/D変換器から更に成ることがデジタルに受信信号の部分を試料採取した、請求項243に記載のシステムであって、パラメータ演算処理システムが測定されたパラメータが伝送信号および複数のデジタル、調整される利得、受信信号の試料採取された部分との間に位相差の平均に基づいて決定するシステム。

**【請求項 246】**

サンプル値信号をデジタル信号に変換することを更に含んでいる、請求項227に記載のシステム。

**【請求項 247】**

基線から位相オフセットを測定する校正システムから更に成っている、請求項227に記載のシステムであって、パラメータ演算処理システムが測定されたパラメータが位相オフセットおよび位相差に基づいてあると決定するシステム。

**【請求項 248】**

パラメータの未精練定量を得る未精練定量システムから更に成っている請求項227に記載のシステムであって、パラメータ演算処理システムが測定されたパラメータが未精練定量および位相差に基づいて決定するシステム。

**【請求項 249】**

更なるパラメータ演算処理システムには、使用する格納されたルックアップ表が設けられて、測定されたパラメータにおける一つ以上のエラーのための訂正ように構成されている、請求項227に記載のシステム。

**【請求項 250】**

伝送信号が広がる培養液の屈折率を測定する際に使用する検知システムから更に成っている請求項227に記載のシステムであって、パラメータ演算処理システムが測定されたパラメータが培養液および位相差の屈折率に基づいて決定するシステム。

**【請求項 251】**

検知システムが成り立つ、請求項250に記載のシステム：

計測少なくとも一つの温度を得る少なくとも一つの温度センサ；および

培養液について少なくとも一つの計測圧力を得る少なくとも一つの圧センサであって、パラメータ演算処理システムが屈折率が計測温度および計測圧力に基づいて決定するセンサ。

【請求項252】

パラメータ演算処理システムが、時間とともに決定された位相差のうちの少なくとも2つの間に変化に基づいてターゲットの速度を測定する、請求項227に記載のシステム。

【請求項253】

動力伝達装置が、伝送信号にコードを添加し、受信信号上の受信コードが実質的にそれ以上のコードにマッチするまで、パラメータ演算処理システムは測定されたパラメータの定量を防止する、請求項227に記載のシステム。

【請求項254】

測定されたパラメータがターゲットに対する距離である、請求項227に記載のシステムであって、比較が測定された距離が許容限界距離未満のことを示すときに、パラメータ演算処理システムは許容限界距離に対して測定された距離を比較して、衝突警報を設けるシステム。

【請求項255】

伝送信号が透過されるときに、動力伝達装置はランプ電圧を起動し、受信信号が受け容れられるときに、受電方式はランプ電圧を止め、パラメータ演算処理システムは、許容限界振幅に対して測定振幅を比較して、位相差およびランプ電圧に基づいて目標の位置を測定する、請求項227に記載のシステム。

【請求項256】

動力伝達装置が、実質的に目標をカバーする伝送信号を透過し、受電方式は、目標の異なる部品から後ろへ、伝送信号の部分を受け容れ、パラメータ演算処理システムが一つ以上の測定されたパラメータを目標の異なる部品からサンプル信号の中で各々測定しおよび目標の異なる部品から伝送信号の容認されている部分に基盤をおいた目標のイメージを構造する、請求項227に記載のシステム。

【誤訳訂正2】

【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】

【技術分野】

【0001】

本発明は、遠隔ターゲットまでの距離を測定する装置および方法に関する。

【0002】

なお、本発明は、2002年11月26日に出願された米国仮特許出願第60/429,520号の恩典を主張し、同出願の内容全体は、参照として本明細書に組み入れられる。

**【背景技術】****【0003】**

多くの業界、分野、産業において、高精度の非接触式距離測定システムが強く望まれている。例えば、建設業界は、ターゲットに照準を合わせたとき、1ミリメートルより高い精度で、1秒未満でデバイスからターゲットまでの距離を測定し、容易に利用可能で安価な電子コンポーネントで測定を行い、行政が定める目の安全の基準を全て満たす可視レーザビームを放射する携帯式デバイスから恩典を享受する。広い観衆および適用性の距離に達するために、距離測定している技術は、音響と同様に、赤外線、マイクロ波、ミリ波または他の電磁波キャリアを組み込んでいる実行に従わなければならない。選択されるキャリアに関係なく、安全要求事項は、特定の眼安全性において、対処されなければならない。  
。

作動中の測距のための4つの優性な電気光学方法がある：干渉計で、三角測量は飛行時間型に（TOF）波動した、そして、位相が測定する。干渉計方法は、最高数ミリメートルの1マイクロメートル未満のオーバレンジの精度に結果としてなる。三角測量技術は、マイクロメータ範囲の精度を有する装置に結果としてなるが、数インチまで距離の分量を測ることができるだけである。コーヒーレントのバースト、計測距離および速度を呼ばれるこれまで不明瞭な技術に基づく設備と同様に、波動されたTOFおよび位相-測定機器に基づく装置本発明に対する類似のマグニチュード（著しくより小さい精度およびより大きな損失の以外）。次に、これらの各々について説明する。

**【0004】****パルスTOF**

能動的に距離を測定するための飛行時間方法には2つの主な方法、すなわち、パルス飛行時間（PTOF）方法および位相測定方法がある。PTOF方法では、一般にレーザから放射された光パルスがターゲットに伝送され、ターゲットから反射された光パルスの一部分がソース位置で収集される。光パルスの往復経過時間が測定され、距離計からターゲットまでの距離は、 $d = ct/2$ であり、式中、dは距離であり、cは光の速度であり、tは往復経過時間であり、係数2は光パルスが2度横断する必要がある距離に相当する。

**【0005】**

PTOF方法は、概念的に単純なものであるが、この方法は一般に複雑で費用がかかる。ミリメートル単位の精度で距離の推定値を得るために、パルスは、電子帯域幅が約1.0ギガヘルツ以上を有する非常に高速のものでなければならない。このような広帯域の電子コンポーネントは高価であり、システムのコストを高騰させてしまう。しかしながら、PTOFシステムは、典型的に、低負荷サイクル放射を有し、言い換えれば、目に安全な低平均出力を有するが、長距離を測定するのに必要な高ピーク出力を有し得る。

パルスTOF技術は、全く豊かである。例示の実施例は図1において表される。そして、それは距離測定している回路10のブロック線図単純化である。この回路では、スタートコマンド入力およびパルス発生回路12は、伝達物質14への入力と結合される。伝達物質14の排出量は、ドライバ16の入力および定電流ソース24への入力と結合される。ドライバ16の排出量は、送信要素18と結合される。受信素子20は、ターゲットTから後ろへ反射される光を受け容れるために位置決めされる。受信素子20からの排出量は、定電流ソース24の入力および遅延26への入力と結合される排出量を有するレシーバ22と結合される。遅延26の排出量は、デジタルプロセッサと結合される排出量を有する、アナログ ディジタル（A/D）コンバータ28への入力と結合される。コンデンサ29はリセット・スイッチ30およびコンデンサ29の1つの末端部と平行して結合される、そして、リセットスイッチ30の1つの末端

部は定電流ソース24およびA/Dコンバータ28と結合される。

図1において、回路10は、論理積素子14でスタートコマンドによってゲートで制御され、パルス発生回路12によって発生する各々の脈拍の間に、電磁エネルギー放散のエミッタ18を駆動するために用いるレーザドライバ16に渡った脈拍を生成するパルスジェネレータ12を備えている。電磁エネルギーのこれらの短い脈拍は遠隔のターゲットTの方向を目指す、そして、一部の電磁エネルギーはターゲットTから反映されて、受信素子20によって受け容れられる。名目上、18および受信素子20が実質的にそうである送信要素は、共起した。レシーバ22は、受け容れられたパルス信号を加工して、増幅して、恒常的な電流源回路24上にパルス信号を進める。

定電流ソース24も、論理積素子14によって入力として伝送パルス信号排出量を有する。定電流ソース24は、出力信号（すなわち定電流、論理積素子14の排出量の立ち上がり部から始めている定電流の始まりおよびレシーバ22による脈拍排出量の立ち上がり部を有する端）を創作する。従って、離れて付随する回路の電子遅延を減算した後に、一定の電流信号の継続時間は、送信要素18によって遠隔のターゲットTに発信されて、受信素子20によって受け容れられるパルスエネルギーの往復の走時に比率である。

次に、定電流ソース24の排出量は、負担を蓄積して、そのBターミナルで電圧ランプを生じる積分コンデンサ29に供給される。この荷電方法については、コンデンサ29は、送信要素18から、ターゲットTに、そして、受信素子20へ距離に比率である定電流ソース24によって、定電流信号出力終了後電圧を得る。コンデンサ29の電圧は、下流コンピュータ処理のためのアナログ・デジタル(A/D)コンバータを導いた。レシーバ22の排出量は、遅延回路26(排出量がA/Dコンバータ28のスタート転換入力に次々に送られる)を経由する。コンデンサ29の電圧がプラトーに達したあと、この信号はA/D転換によく始まらせる。

変動が、基本パルスTOF構築にある。例えば、1種類の構築は、コンデンサが始まりおよびストップパルスとの間に定電流ソースによって放出されるにつれて、キャパシタ電圧がどのように下方へ傾斜しているかについて教示する。電圧ランプを生成する代わりに、他のタイプの構築は、スタートパルスが発生したあと、高速デジタルカウンタがどのように高周波クロッキング信号によって連続的に増加するかについて記述する、そうすると、ストップパルスが発生する時を終了する。カウンタの排出量がすでにデジタルフォーマットにおいてあるにつれて、これはA/Dコンバータの必要を脱離する。しかしながら、この報復アプローチは量子化誤差を有する。そして、それは無秩序なディザリングまたは内挿入方法によって直される。カウンタまたは脈拍飛行時間法が未精練範囲見込みのために使われることができる。その一方で、位相測定しているTOF(後述する)がより正確な範囲見込みのために使われる。あるいは、一連のN脈拍は透過されることがある。そこにおいて、以前のものが受け容れられたあと、次の脈拍は透過される、そして、送受信されるこれらのN脈拍のための総使用時間は測定される。その後で、時間は、往復のトランジットタイムのより正確な見込みを得るために、Nによって分けられる。所定のタイミング・シークエンスのパルス列が、使われることができる。電子相関関数は後発性の伝送シークエンスを受信シークエンスと比較するために用いる、そして、相関が発見されるときに、遅延はパルス系列の往復のトランジットタイムを有する。

これらの波動された飛行時間法の全ては概念的に単一である。但し、それらの実行は普通複雑で高価である。具体的には、正確な距離見込みを得るために、脈拍は、極めて短くもなければならぬ、または、普通の場合、普通ケースが速い低高および高低トランジションを有されなければならない。行われているために、あるいは、より大きくて、0.1(1.0ギガヘルツのオーダー上の電子バンド幅)の命令上の精度は受信用電子回路においてと

同程度よく、レーザーを含有して、透過エレクトロニクスにおいて必要である。そして、フォトダイオードを含有する。この種の広帯域電子構成要素は、高価で、システムの総原価を進んで来る。

さらにまた、距離信号処理は、二段式事である。第1に、距離情報はコンデンサの電圧にコード化される、そうすると、第2に、この電圧は次の処理のためのデジタルフォーマットに変わる。処理の単段を提供する回路は、マルチステージ・システムより単純で、より低コストで、より少ないエラー易発性でありそうである。

パルス-TOFシステムが速度を測定することは、困難でもある。1つの方法は、一連の脈拍を透過して、そうすると、返されたパルスのドップラーシフトを分析することである。第2の方法は、推定された距離の変更の時間変化率から速度を計算することである。両方法は、精度課題を持って、それらが広帯域エレクトロニクスの使用が脈拍のフィデリティを確実にすることを必要とするので、実装するのに比較的高価である。

しかしながら、パルスTOFシステムは、本発明において保持される1つの重要な効果を提供する：それらの低いデューティサイクル放出波形のために、それらは、可視の発光にとって眼安全にされることができるが、10メートルを越えてよく距離を測定することもできる。

【0006】

#### 位相測定

位相測定距離計において、周期信号で変調された光ビームが、ターゲットに伝送され、エコーが受信されて、電子的に増幅される。受信した信号の位相は、信号の往復通過時間により、伝送信号の位相と比較して遅延されることになる。2つの信号の位相差は、式 $d = \lambda / 4$  に従って、ターゲットまでの距離に正比例し、式中、dは距離計からターゲットまでの距離であり、 $\lambda$ は周期信号の波長であり、 $\lambda$ はラジアン単位の位相差である。距離のあいまいさが、距離の  $\lambda / 2$ ごとに生じ、変調信号の位相は、 $N\lambda / 2$ メートルごとに同一であり、Nは整数である。これは、位相測定方法の主な欠点の1つである。

【0007】

別の欠点は、変調が連続波状に生じるため、放射の平均出力は、長いターゲット距離に対して大きな受信信号を得ることができるようにするために高いものでなければならない。可視スペクトルの高平均放射出力は、目に安全なものではない。さらなる別の欠点は、位相変化も生じてしまうAGC(自動利得制御)回路の利得変化に関係し、これらの変化は、一般に用いられているオンボード参照方法を用いて、容易に較正され差し引きできない。これらの欠点の全てに対して、位相測定距離計は、PTOFのものより内在精度が高く、コストが安い。

距離計を測定して、同位相で使用する2つの主要な技術がある：ホモダイインおよびヘテロダイイン。これらの各々を後述する。

#### ヘテロダイイン

ヘテロダイイン復調器は高周波信号が異なる振動数の信号を混ぜられるものである、そして、結果として生じる信号には合計の構成成分および2つの振動数の違いがある。概して、2つの混合性の信号の振動数違いは、一定の周知の振動数である。結果として生じるより高い振動数は、振動数の合計に対応する、普通無視されて、フィルタリングで取り除かれる。より低い振動数信号は、バンド・ノイズからの全てが帯域増幅器によって平滑され

るという事実のために良好なSN比を有する信号に結果としてなっている帯域増幅器において増幅される。この増幅信号は再び他の信号（同一周波数を有するこの時間）を混ぜられる、そして、低いパスは濾過された。そして、振幅が受信信号の位相に比率である低騒音DC構成成分に結果としてなる。あるいは、ターゲットが移動している場合、DC信号はない、しかし、その代わりに、低周波AC信号はある、そして、この信号の周波数はドップラーシフトのため、ターゲットの速度に比率である。

ヘテロダイン効果を起こしている位相測定距離計40の機能ブロック線図は、図2に示される。時計42は、周波数シンセサイザ44、周波数シンセサイザ56およびデバイダ60の入力と結合される。周波数シンセサイザ44の排出量は、レーザドライバ46の入力と結合される。周波数シンセサイザ56の排出量はミキサー54の入力と結合される、そして、割算器回路60の排出量はミキサー62の入力と結合される。レーザドライバ46の排出量は、レーザダイオード48の入力と結合される。フォトダイオード50は、ターゲットTから反射される光を受け容れるために位置決めされる。フォトダイオード50の排出量は、ミキサー54と結合される排出量を有する前置増幅器52の入力と結合される。アンプ58はミキサー54およびミキサー62との間に結合される、そして、ミキサー62の排出量はデジタルプロセッサと結合される排出量を有するA/Dコンバータ64の入力と結合される。

図2において、3.64MHz、時計42は、参照周波数を設ける。

上へ第1の周波数シンセサイザ44は、この3.64を換算するMHz振動数455にクロック周波数kHz 93を超えるMHz。この正弦の振動数はそれから、正しい力を有する電子駆動信号を発生させるレーザダイオード・ドライバ46に送り届けられる、そして、レーザダイオード48が光学的信号（外へ調整された光）を放射するように、電圧特性はレーザダイオード48によって要求した。外へこの調整された光は作動遺伝子によって遠隔のターゲットTの方向を目指す、そして、一部の反射された調整された光は遠隔のターゲットTによって装置へ反射される。受信フォトダイオード50の反射された調整された光の位相はラウンドのためにレーザダイオード48の送信された調整された光の位相とは異なる-引きはずし伝搬時間は光学的信号の中で遅延する。更に、48およびフォトダイオード50が実質的にそうであるレーザダイオードが共起したならば、相変化のマグニチュードは遠隔のターゲットTおよび距離計40との間に距離に正比例する。フォトダイオード50は受信反射された調整された光光学的信号を電気信号に変換する、そして、この弱い電子信号は前置増幅器52によって増幅される。

増幅器52による信号出力は、1秒として入力を有する第1のミキサー54への入力である93.0MHz第2の周波数シンセサイザ56によって発生する信号。第1のミキサー54の範囲内の混合操作の結果は、0.455MHzの信号である。この振動数は、名目上、一定で、中間周波数(IF)増幅器段において経済的に濾過されるのに十分低い。IFアンプ58が0.455を増幅して、すなわちMHz信号、そして、外へ全てろ過器0.455以外で他の信号MHz通過域、そして、このことにより0.455のSN比を改善するMHzアンプ58の排出量で信号。アンプ58からのこのフィルタ処理信号が、第2の入力として0を有する第二ミキサ62への入力として使われる。455MHz割算器回路60によって発生する信号。割算器回路60は、単に3.64を割るMHz 3時までに発生する信号。64MHz 0.455を生成する8倍に時計MHz信号。第二ミキサ62の範囲内で混ぜ合わせられている2つの信号が同一周波数を有するので、出力信号は振幅が第二ミキサ62に入力される2つの信号との間に位相差の余弦に比率である直流電圧である。そして、それは標的距離がDC信号の余弦に比率でもあることを次々に意味する。

このDC信号は、それから、DC信号を更なるディジタル処理部のためのデジタルフォーマットに変換するA/Dコンバータ64への入力である。

概念的に単一の間、測距のこのアナログ方法はmm未満の精度のために必要とされるピコ秒レベルに位相を測定することが内因的にできない。これは、主にミキサーおよびアンプの範囲内の非直線性から、そして、利得の漂流および環境の環境条件の変化による電子信号遅れ時間から起因する。さらに、DC信号が位相差の余弦に比率であるので、nT位相差で最も顕著に、余弦関数の遅い変化率のために不正確な位相見積に結果としてなる特定の位相差があるそこにおいて、nは、整数である。送信された調整された光が93.455の変調周波数を有する、MHz、変調の波長は $=3\times10/93$  (455,000 = 3.210メートル) である、そして、劣った精度の距離は $0.8025n$ がメーターで測る $3.210n/4$  =周辺で心出しがれる。換言すれば、ターゲットに対する距離がほぼ $802.5n$ ミリメータであるときはいつでも、測距の精度は疑問である。

ミキサーから出力された信号出力に関するさらにもう一つの課題が、ある。

それは位相差の余弦に対する比率ならであるだけではなくて、それは、混ぜ合わせられている各々の信号の振幅の官能基もある。信号振幅のうちの1つがリターン信号のノイズまたは変動のため予想外に変化する場合、ミキサーの排出量の解釈は深刻な距離見込み不正確に至ることができる。

### ホモダイン

類似の復調方法は、ホモダイン電子処理を利用する、そこにおいて、受信信号は、同一周波数を有する信号を混ぜられる。これは、受信信号が異なる振動数を有する信号を最初に混ぜられるところより上に記載されているヘテロダイン・システムとは異なる。混じっているホモダインの結果は、位相または低周波ACで初めての混合ステージ結果が距離または速度見積るために直接信号を送ることである。コスト貯金に移されるより少ない電子構成要素が利用されることを意味して、混じっている第2のヘテロダインは脱離される、しかし、概して、SNRはヘテロダインに拠点を置く距離および速度計測よりいくらか劣っている。

特にn 位相差に比率の距離の不正確性と同様に電子官能基(特に位相スプリッタおよびミキサー)の中で非直線性に関係されるにつれて、ホモダイン位相測定している距離計はヘテロダイン効果を起こしている距離計の同じ欠点を有する、そして、利得および遅延は環境条件と共に漂う。それらのミキサーの排出量は、入力信号振幅の官能基でもあって、以前に述べるのと同じ課題も持つ。

ホモダインおよびヘテロダイン方法は上述した範囲あいまい性課題を持つ。そして、それは第1のあいまい性が装置の動作範囲を越えてある、第2の、下部の、操作の振動数を利用することによって直されることができる。最後にレーザーが比較的長時間の間調整される振幅であるので、そして、眼-安全性考慮のため平均レーザー出力パワーは1mWまで有限でなければならなく、可視レーザ放出のための最大飛程は、従って、同様に有限である。

他の位相測定は、以下を含有する：変調キャリアとして光を使用する位相測定している距離測定システム。ホモダイン・ミキサーが電子信号処理のために用いられることができ、その一方で、光変調キャリアをさらに組み込む。複数の変調周波数は、あいまい性課題を回復して、距離見込みの精度を改善するために用いることができる。ヘテロダイン電子信号処理方法が、2つ以上の変調周波数に関連して用いられることもできる。

【0008】

コヒーレントなバースト

コヒーレントなバースト技術が、位相測定およびPTOF測定方法より有効な1つの改良である。さらに詳しく言えば、コヒーレントなバースト変調波形により、目の安全性を妥協することなく最大距離を増大させることができ、変調が広帯域である必要がないため、結果的に得られる低コスト回路および測定精度は、位相測定方法のものに類似している。コヒーレントバースト技術は、位相測定およびPTOF方法の最良の点を組み合わせることによってこれを達成し、振幅変調された光の一連の短いバーストが、ターゲットに伝送される。図1は、コヒーレントバースト放射波形の包絡線を示し、図2は、コヒーレントバースト放射の拡大および短縮された図を示す。それらが始まっている端および後縁を有するという点で、短いバーストは脈拍のような特性を有する、そして、バースト伝送はカウンタまたは電圧ランプを起動するために用いることができる、そして、ターゲットからのそのレセプションは、パルスTOF従来の技術考査にて説明したように、カウンタまたは電圧ランプを上で止めるために用いることができる。この方法は、範囲の未精練見込みを設けるために用いることができる、したがって、位相測定方法と関連した範囲あいまい性課題を回復する。

#### 【0009】

また、振幅変調された光の短時間バーストであるコヒーレントバーストは、位相測定方法を含む電子機器が対応し、バースト持続時間内にあれば、位相測定方法と共に作用することになる。バーストの変調周波数が増大すると、測定精度を高めることができる。さらに、長距離を測定するために、高いバースト出力を使用することができ、目に安全な動作は、バーストの間隔を時間的に置くことによって実現可能である。

コヒーレントのバースト距離測定方法の従来例のための図示した機能図は、図3に示される。パルス発生回路72および主発振器74は、論理積素子76の入力と結合される。論理積素子の排出量は、レーザダイオード80への入力と結合される排出量を有するレーザドライバ78への入力と結合される。写真半導体82の排出量は、前置増幅器84への入力と結合される。前置増幅器84の排出量は、バンドパスフィルタおよびアンプ86の入力と結合される。バンドパスフィルタおよびアンプ86の排出量は、倍増管90および92の入力と結合される。移相器88は、主発振器74の排出量と結合される入力を有して、乗数90および92と結合される排出量を有する。倍増管90および92の排出量およびパルス発生回路72の排出量は、プロセッサ回路94の入力と結合される。

図3において、主発振器74は、バースト振動数で振動する、そして、誰の信号が、パルス発生回路の脈拍排出量によって、論理積素子76によってゲートで制御されるか。パルスはバーストに対応する、そして、主発振器74によって発生する信号はバーストの中で振幅変調に対応する。複合体のバースト信号は、それから、電子信号をバースト信号に従うレーザダイオード80を駆動することに適しているように作成するレーザドライバ78への入力である。光がそれからそうであるレーザーは、作動遺伝子（その部分がターゲットTによって実質的に共起されるが、派生されるフォトダイオード82へ戻って反映される）によって、ターゲットT上へレーザダイオード80を導いた。フォトダイオード82は受信光学的信号を電子信号に変換する。そして、それはそれから前置増幅器84によって増幅される。前置増幅器84の排出量は、それから、更なる信号を増幅する帯域制限のろ過器・アンプ86の方向を目指すが、また、このことにより信号のSN比を改善しているバンド・ノイズから、全てを拒絶する。この信号は、それから次の処理のための2乗数90および92に供給される。主発振器74は、第2の排出量（第一出力端（移相器88の方向を目指す）によって同期される）を有する。移相器88は、それから排出量として、入力信号と同期してある、しかし、排出量がそれらとの間に90の位相差を有する2つの信号を有する。これらの出力信号のうちの1つはそれから同相の倍増管92の第2の入力に供給される、そして、他の出力信号は直角位相の倍増管90の第2の入力に供給される。図2の第二ミキサと同様に、定常のターゲットを仮定して、両方の倍増管90の排出量および92は直流電圧である。-その理由は、

次のことがある。入力周波数は両方とのための同じことである。倍増管90および92は一緒に下弦位相検出器を構成する、そして、それらの排出量は第1および第2の直交信号を位相見込みに変換する処理回路94の方向を目指す。パルス信号は、以前に記載されている脈拍-飛行時間法によるあいまい性解像度のためのプロセッサ回路94への入力でもある。

コーヒーレントのバースト波形のドップラーシフトが、ターゲット速度見積のために使われることができる。近年、下弦電子信号処理を備えるホモダインコーヒーレントのバーストシステムが、速度見積のために用いられることができる。デジタル信号処理方法は、ドップラーシフトに基づくコーヒーレントのバースト速度見積を使用することもできる。

コーヒーレントのバースト方法が内因的に眼安全性の測距の課題の多数を解決するようであると共に、若干の課題はまだ残存する。例えば、まだ位相測定アンプおよびミキサーで見つかる非直線性は、残存する。第2に、90の位相差を有する2つの信号を生成するマルチプレクサ回路は、それらとの間に正確に90の位相差を有するこれらの信号を生成しなければならない。これらの違いにおけるいかなるエラーにもよって、測定できない距離エラーが生じる。第3に、ミキサーで出力するものはまだ入力信号の振幅の官能基である、そして、最後に、オートマットの取得制御方法が使用されるときに、非目盛定めされた位相後退は導入される。下で、このトピックは、詳細に対処される。要するに、これらのエラーは、経済的に精度超過0.1をコンパクトであるかハンドヘルド距離測定ユニットにおいて成し遂げることを非常に困難にする。

電子信号が名目上、飽和することであるパルスにされたTOF照準技術とは異なり、利得を制御している手段は、位相測定照準が電子信号に対して飽和するものを妨げるが、有用であるのに十分大きい信号を保つことを必要とする。位相測定照準のために、電子増幅回路の利得が変わる（その回路による信号の遅延も変わることを意味して、その回路の範囲内の遅延時間が普通また、そうである一定のまたは半導体ジャンクションが変化したというRC時）ので、AGCは特に問題である。光速でエネルギー速度を取扱うときに、1psの下の相変化はシステム測定精度超過1mmを保つことを必要とする。更に、それが知られていないので、正しいAGCが得るものは演繹的に、このAGC-を正確に目盛定めすることが可変遅延を誘導して、それを測距から減算することが極めて困難であるということでなければならない。これは、従来の技術の微妙であるが、重要な欠点である。

いくつかのオートマチック-利得制御手段が、存在する。例えば、高振幅電子信号を圧縮する電子手段、だが、遠隔であるか無反射のターゲットに起因する圧縮低振幅信号以外は、記載されていた。このタイプの電子回路は共通に位相変動をそれらの電子利得変化として紹介する、そして、参照することが実際の測距のために使用されるそれとは異なる感度調整で一般に作られるので、これらの変動は参照光学距離によって外へ参照されない。可変利得増幅器がAGCとして用いられることもできる、しかし、この種の回路は通常、複数psの様々な信号遅延も導入する。

例えばレーザダイオードについては、定振幅電子信号を維持する交互の方法は、発している装置のパワー出力を制御することになっている。電磁波キャリアの力は、同じ端を達成するために、非レーザ装置において制御されることもできる。しかし、これらの方は、ちょうど伝達物質信号経路への受信信号道から、位相エラー課題を移動する。放射する装置のパワーレベルが変わると、それらの動作特性は変化する、そして、それらは通常、数ピコ秒の信号遅延変化を導入する。さらにまた、キャリブレーションが1レベルの放出で発生するので、これらのエラーは目盛定めされない、そして、実際の測距操作は異なる位相後退を有する異なるレベルで発生する。また、伝送信号があまりに多く弱毒化される場合、放出はターゲットに可視でない、そして、口付精度は損なわれる。

2台の放射する装置、より長い距離またはより少ない反射性ターゲットのためのハイパワーを発しているものおよび低い力を発しているその他は、システムで他で取得制御の必要を減らすこともできる。しかし、これは、増加したコストおよびサイズの明らかな不利益を有して、信頼性を削減した。

AGC課題を迂回するさらにもう一つの手段は、電子信号が、いくつかの異なる振幅で、電子スイッチに提出される受信経路の抵抗器ラダーを使用することである。適当な信号レベルは、それから更なる処理のために選択される。しかしながら、この方法も、複雑で高コストの傾向がある。

この方法の変異株は1に関与する、または、より多くは平行に実装される増幅経路を受け容れる、そして、最適固定利得を有する経路によって作成される電子信号は更なる処理のために選択される。この方法も、増加した複雑性およびコストを受ける。

2つのフォトダイオード（近いPdおよび遠いPd）が、取得制御が必要とした変数の量を減らすために、それらの下流増幅手段で使われることができる。しかし、受信経路の数が明らかに、来る倍加増加したコストおよび複雑性および還元型の信頼性。大部分のこれらの方法も、深刻な電子信号遅延キャリブレーション課題を持つ。

光学AGCを実装する方法もある。そして、それは信号振幅を有する位相の不必要的変化または利得の変化を導入しない。遠隔ソースからの光がレンズの焦点面で増殖巣を持ってこられることは、当業者に周知である。ソースがレンズにクロッサを持ってこられるにつれて、増殖巣斑点はぼやけて、焦点面で大きさにおいてより大きくなる。有限サイズの光線検出器が焦点で位置付けられる場合、遠隔ターゲットから反射している光の中で全て、そして、その事件が、レンズによって集める。しかしながら、ターゲットがレンズにクロッサを持ってこられるにつれて、ぼけ斑点は検出器をいっぱいにする、そして、そのパーセンテージがレンズによって集めたので、実質的により少ない光は光線検出器の事件である。実際、コンパクトな光学装置で、光学AGCは、3桁の取得制御を設けることができる。これは、制御成分を必要としなくて、受動性の開ループ機構であって、従って、その単純性、低コストおよび信頼性のためにたいへん望ましい。

レーザーの前で機械的に異なる開口を位置付けることによるレーザー光線の中で、交互の光学AGCは、直径およびそれ故、力を削減する手段を設ける。この方法は、光学AGC官能基をうまく実装するが、増加したコストおよび複雑性の一般的な課題を持つ。

最後に、捕集レンズの部分的なブロッキングは光学AGCとして働くことができる、しかし、それも複雑性を増加させて、信頼性を削減して、その有限のダイナミックレンジのため、それ自体において、そして、の中で依存されてはならない。

#### 【発明の開示】

#### 【0010】

#### 発明の概要

本発明の態様によるターゲットの距離測定方法が、ターゲットに少なくとも1つのコーリントバースト信号を送信することと、ターゲットから送信信号の一部分を受信することとを含む。受信信号の少なくとも一部分がサンプリングされる。距離は、送信信号とサンプル信号との間の位相差に基づいて決定される。

#### 【0011】

本発明の態様によるターゲットの距離測定システムが、ターゲットに少なくとも1つのコヒーレントバースト信号を送信することと、ターゲットから送信信号の一部分を受信することとを含む。受信信号の少なくとも一部分がサンプリングされる。本発明の実施形態に従うターゲットのパラメータを測定するシステムは、以下を含有する：動力伝達装置、受電方式、サンプリング・システムおよびパラメータ演算処理システム。動力伝達装置はターゲットの方へ少なくとも一つの信号を送る、そして、受電方式はターゲットから後ろへターゲットで、そして、最も少なく一部の伝送信号で伝送信号の検出に応答して送られるリターン信号のうちの少なくとも1つを受け容れる。サンプリング・システムは、受信信号の少なくとも一つの部分を試料採取する。パラメータ演算処理システムは、伝送信号およびサンプル値信号との間にサンプル値信号および位相差の振幅のうちの少なくとも1つを測定するために離散的フーリエ変換を使用して、伝送信号およびサンプル値信号との間にサンプル値信号および位相差の振幅のうちの少なくとも1つに基づいて、測定されたパラメータを測定する。距離は、送信信号とサンプル信号との間の位相差に基づいて決定される。

本発明の実施形態に従うターゲットのパラメータを測定する方法は、ターゲットの方へ少なくとも一つの信号を送ることを含有する。ターゲットから後ろへターゲットで、そして、最も少なく一部の伝送信号で伝送信号の検出に応答して送られるリターン信号のうちの少なくとも1つは受け容れられる、そして、受信信号の少なくとも一つの部分は試料採取される。カーブフィッティング・アルゴリズムは、伝送信号およびサンプル値信号との間にサンプル値信号および位相差の振幅のうちの少なくとも1つを測定するために用いる。測定されたパラメータは、伝送信号およびサンプル値信号との間にサンプル値信号および位相差の振幅のうちの少なくとも1つに基づいて測定される。

本発明の実施形態に従うターゲットのパラメータを測定するシステムは、以下を含有する：動力伝達装置、受電方式、サンプリング・システムおよびパラメータ演算処理システム。動力伝達装置は、システムが検出に応答を中に送られるリターン信号の最少の一つで受け容れるターゲットおよび受信の方へ少なくとも一つの信号を送るターゲットの、そして、ターゲットからの最も少なく一部の伝送信号後部の伝送信号。サンプリング・システムは、受信信号の少なくとも一つの部分を試料採取する。パラメータ演算処理システムは、伝送信号およびサンプル値信号との間にサンプル値信号および位相差の振幅のうちの少なくとも1つを測定するためにカーブフィッティング・アルゴリズムを使用して、伝送信号およびサンプル値信号との間にサンプル値信号および位相差の振幅のうちの少なくとも1つに基づいて、測定されたパラメータを測定する。

本発明の実施形態に従うターゲットのパラメータを測定する方法は、以下を含有する：ターゲットの方へ少なくとも一つの信号を送ること、そして、リターン信号のうちの少なくとも1つを受け容ることは、ターゲットから後ろへ、ターゲットで、そして、最も少なく一部の伝送信号で伝送信号の検出に応答して送った。受信信号の少なくとも一つの部分は試料採取される、そして、サンプル値信号の振幅は調整される。サンプル値信号の振幅および伝送信号およびサンプル値信号間の位相差のうちの少なくとも1つは測定される、そして、測定されたパラメータは伝送信号およびサンプル値信号との間にサンプル値信号および位相差の振幅のうちの少なくとも1つに基づいて測定される。

本発明の実施形態に従うターゲットのパラメータを測定するシステムは、以下を含有する：動力伝達装置、受電方式、サンプリング・システム、利得制御系、そして、パラメータ演算処理システム。動力伝達装置はターゲットの方へ少なくとも一つの信号を送る、そして、受電方式はターゲットから後ろへターゲットで、そして、最も少なく一部の伝送信号で伝送信号の検出に応答して送られるリターン信号のうちの少なくとも1つを受け容れる。サンプリング・システムは受信信号の少なくとも一つの部分を試料採取する、そして

、利得制御系はサンプル値信号の振幅を調整する。パラメータ演算処理システムはサンプル値信号および位相差の振幅の最少の一つで伝送信号および試料採取するものとの間に決定する、振幅は信号を調整して、伝送信号および試料採取するもの（振幅調整された信号）との間にサンプル値信号および位相差の振幅のうちの少なくとも1つに基づいて測定されたパラメータを測定する。

本発明の実施形態に従うターゲットのパラメータを測定する方法は、ターゲットから後ろへターゲットで、そして、最も少なく一部の伝送信号で伝送信号の検出に応答して送られるリターン信号のうちの少なくとも1つを受け容れて、ターゲットおよび受信信号の少なくとも一つの部分の等価性の時間サンプリングの方へ少なくとも一つの信号を送ることを含有する。測定されたパラメータは、伝送信号およびサンプル値信号との間にサンプル値信号および位相差の振幅のうちの少なくとも1つに基づく。

本発明の実施形態に従うターゲットのパラメータを測定するシステムは、以下を含有する：動力伝達装置、受電方式、サンプリング・システム、利得制御系、そして、パラメータ演算処理システム。動力伝達装置はターゲットの方へ少なくとも一つの信号を送る、受電方式はターゲットから後ろへターゲットで、そして、最も少なく一部の伝送信号で伝送信号の検出に応答して送られるリターン信号のうちの少なくとも1つを受け容れる、そして、等価性の時間試料採取しているシステムは受信信号の少なくとも一つの部分を試料採取する。パラメータ演算処理システムは、伝送信号およびサンプル値信号との間にサンプル値信号および位相差の振幅のうちの少なくとも1つに基づいて、測定されたパラメータを測定する。

#### 【 0 0 1 2 】

本発明は、高精度かつ経済的に距離を測定するために、コヒーレントバースト波形を利用する改良された方法および装置である。本発明は、先行技術で見られたアナログ信号処理のほとんどを、離散フーリエデジタル方法に置き換えることによってこれを実行し、アナログ・デジタル変換プロセスを経済的に行うために、既存の等価時間サンプリング技術を組み込む。さらに、電子AGC機能は、較正されていない位相変化に寄与するアナログ信号処理列の該当部分から、位相変化および誤差に寄与できない信号処理列の該当部分へ移される。

#### 【 0 0 1 3 】

本発明において、中央タイミングまたはクロッキング機能が、コヒーレントバースト波形を発生し、この信号をレーザダイオードドライバに送信する。このドライバは、レーザダイオードが、振幅変調された電磁気キャリア上で電子コヒーレントバースト信号を再生するように適切に駆動可能であるように、適切な電圧オフセットおよび増幅を追加することによって、信号を再フォーマットする。次いで、この変調光は、レンズによって集束され、オペレータによってターゲットに向けられる。

本発明（1）は、以下の段階を含む、ターゲットの距離測定方法：ターゲットに少なくとも1つのコヒーレントバースト信号を送信する段階；ターゲットから送信信号の一部分を受信する段階；受信信号の少なくとも一部分をサンプリングする段階；ならびに、サンプル信号および送信信号とサンプル信号との間の位相差に基づいて、距離を決定する段階。

本発明（2）は、送信用の信号を発生する段階をさらに含む、本発明（1）記載の方法。

本発明（3）は、送信信号が、バイナリ信号である、本発明（1）記載の方法。

本発明（4）は、送信信号が、電磁エネルギーである、本発明（1）記載の方法。

本発明（5）は、送信信号が、約400nm～約700nmの波長を有する、本発明（4）記載の方法。

本発明（6）は、送信信号が、約1mW以下の平均出力を有する、本発明（4）記載の方法。

本発明（7）は、ターゲットから送信信号の受信した部分を増幅およびフィルタリングする段階をさらに含む、本発明（1）記載の方法。

本発明（8）は、サンプリング段階が、受信信号の複数の部分をサンプリングする段階をさらに含み、決定する段階が、送信信号および受信信号のサンプリングされた部分の間の位相差の平均に基づいて距離を決定する段階をさらに含む、本発明（1）記載の方法。

本発明（9）は、サンプリング段階が、受信信号の等価時間サンプリングを含む、本発明（1）記載の方法。

本発明（10）は、サンプル信号をデジタル信号に変換する段階をさらに含む、本発明（1）記載の方法。

本発明（11）は、距離の粗い決定値を獲得する段階をさらに含む、本発明（1）記載の方法。

本発明（12）は、送信信号および受信信号の間の位相差を決定するために、離散フーリエ変換を用いる処理システムをさらに含む、本発明（1）記載の方法。

本発明（13）は、振幅調節サンプル信号をさらに含む、本発明（1）記載の方法。

本発明（14）は、以下の段階を含む、ターゲットの距離測定システム：ターゲットに少なくとも1つのコヒーレントバースト信号を送信する段階；ターゲットから送信信号の一部分を受信する段階；受信信号の少なくとも一部分をサンプリングする段階；ならびに、サンプル信号および送信信号とサンプル信号の間の位相差に基づいて、距離を決定する段階。

本発明（15）は、送信用の信号を発生する段階をさらに含む、本発明（14）記載のシステム。

本発明（16）は、送信信号が、バイナリ信号である、本発明（14）記載のシステム。

本発明（17）は、送信信号が、電磁エネルギーである、本発明（14）請求項14記載のシステム。

本発明（18）は、送信信号が、約400nm～約700nmの波長を有する、本発明（17）記載のシステム。

本発明（19）は、送信信号が、約1mW以下の平均出力を有する、本発明（19）記載のシステム。

本発明（20）は、ターゲットから送信信号の受信した部分を増幅およびフィルタリングする段階をさらに含む、本発明（14）記載のシステム。

本発明（21）は、サンプリング段階が、受信信号の複数の部分をサンプリングする段階をさらに含み、決定する段階が、送信信号および受信信号のサンプリングされた部分の間の位相差の平均に基づいて距離を決定する段階をさらに含む、本発明（14）記載のシステム。

本発明（22）は、サンプリング段階が、受信信号の等価時間サンプリングを含む、本発明（14）記載のシステム。

本発明（23）は、サンプル信号をデジタル信号に変換する段階をさらに含む、本発明（14）記載のシステム。

本発明（24）は、距離の粗い決定値を獲得する段階をさらに含む、本発明（14）記載のシステム。

本発明（25）は、送信信号および受信信号の間の位相差を決定するために、離散フーリエ変換を用いる処理システムをさらに含む、本発明（14）記載のシステム。

本発明（26）は、振幅調節サンプル信号をさらに含む、本発明（14）記載のシステム。

#### 【0014】

電磁エネルギーの一部分が、ターゲットによってデバイスに反射され、そこでレンズによって収集され、帯域通過フィルタを介して集束され、キャリアエネルギーだけを検出器へ通過させる。次いで、検出器は、送信後のある時点で受信したコヒーレントバースト変調された電磁エネルギーを電気信号に変換する。次いで、この電気信号は増幅およびフィルタリングされ、等価時間サンプラの入力に与えられる。このサンプラは、中央タイミング発生器で生じるタイミング信号を用いて、波形のバースト部分を定期的にサンプリングし、処理可能になるまで、サンプリングされた電圧を引き続き保持する。保持されたサンプル信号は、AGC機能に適用され、信号の平均振幅に応じて信号を増幅した後、A/D変換器に与えられる。さらにまた、A/DがAGCの第2のステージとして実行するように、A/Dコンバータの参照電圧は制御されることもできる。A/Dコンバータは、それからアナログの電圧をその信号のデジタル表現に変換する、そこにおいてそれは、集められて、次の処理のためのデジタルプロセッサによって格納される。

#### 【0015】

多数のバーストにわたっていくつかのサンプルをとった後、デジタルプロセッサは、離散フーリエ変換アルゴリズムを実行し、受信したコヒーレントバースト信号の位相情報を抽出する。位相の推定値がメモリに格納され、最終的な距離推定値の精度を高めるために、後続および先行バーストのサンプルから計算された他の推定値と共に平均化する。または、サンプルは、メモリに格納され、後続および先行バーストから収集された他の等価時間サンプルと平均化され、DFTアルゴリズムは、最終的な距離推定値の精度を高めるために、平均化されたサンプルデータで実行される。

#### 【0016】

このシステムは、既知の長さの内部較正経路と共に通常用いられ、その経路上で、コヒーレントバーストまたは他の周期的な波形が送信され、その位相が測定されて、ゼロ位相参照データを確立する。

## 【 0 0 1 7 】

この方法および装置は、背景技術において記載したコヒーレントバースト技術の恩典を全て備えるが、測定精度、デバイスのコスト性、デバイスが占める数量を改良するものである。

## 【 0 0 1 8 】

以上のことから、本発明により、1mm精度またはさらに高精度の小型で目に安全で低コストの距離測定システムが得られる。

## 【 0 0 1 9 】

## 詳細な説明

図3に、本発明の態様による測定システム100を示す。測定システム100は、デジタル処理システムまたはデジタルプロセッサ102と、バースト波形発生器104と、クロック回路106と、レーザドライバ108と、レーザダイオード110と、集束システム112と、フォトダイオード114と、同調増幅器116と、等価時間サンプルホールド回路118と、自動利得制御(AGC)回路120と、自動利得制御ドライバ122と、アナログ/デジタル(A/D)変換器124と、オペレータインターフェース126と、ディスプレイ128とを含むが、測定システム100は、他の構成において他の数量と種類のコンポーネントを含むことができる。本発明は、コンパクトで、眼に安全性の低価格、1mmの精度を有しているか、またはよりよいシステム、更にはコンパクトを測定している距離、低価格で、眼に安全な、速度測定システムを提供する。

## 【 0 0 2 0 】

図3を参照すると、デジタルプロセッサ102は、バースト波形発生器104の入力と、AGCドライバ122の入力と、ディスプレイ128の入力とに連結された出力を有し、A/D変換器124からの出力と、オペレータインターフェース126からの出力へ連結された入力を有する。デジタルプロセッサ102は、処理ユニットおよびメモリを含むが、デジタルプロセッサ102は、他の構成において他の数量および種類のコンポーネントを有することができる。メモリは、図6を参照しながら記載した方法を含む、本願明細書に記載し示すような距離を測定するためのプログラムされた命令およびデータを格納する。メモリは、処理ユニットによって実行するための、図25～図30を参照しながら記載した方法を含む本明細書に記載し示すようなパラメータを測定するためのプログラムされた命令およびデータを格納するが、これらの命令およびデータの一部または全ては、他の場所に格納されてもよい。処理ユニットに連結された磁気、光学、または他の読み取りおよび/または書き込みシステムから読み取りおよび/またはこのシステムへ書き込まれる、ランダムアクセスメモリ(RAM)、読み取り専用メモリ(ROM)またはフロッピーディスク、ハードディスク、CD ROM、または他のコンピュータ読み取り可能媒体などの種々の異なるタイプのメモリ格納デバイスが、メモリに使用され得る。ほんの一例として、デジタルプロセッサ102は、外部メモリを備えた従来のマイクロプロセッサであっても、または全メモリを基板上に搭載したマイクロコントローラであってもよい。別の例において、デジタルプロセッサ102は、デジタル信号プロセッサ(DSP)集積回路であってもよく、これは、フーリエ変換を含むデジタル信号処理用途に合わせて最適化されたマイクロコンピュータである。しかしながら、本発明のフーリエ変換は、あまり計算集約的なものではなく、距離および/または速度計算が過度に要求される場合にDSPが必要となるだけである。DSPは、低コスト用途の16ビット整数デバイスと同程度に単純なものであってもよく、またはコストが問題でない場合、より高機能用の32ビット、またはそれよりも上の浮動小数点デバイスであってもよい。

バースト波形発生器104は、デジタルプロセッサ102の出力と、レーザドライバ108の入

力と、クロック回路106の入力とに連結される。バースト波形発生器104は、クロック回路106からの80MHzクロック信号を4分割した後、 $1\mu s$ バーストに対して20MHz信号をオンにし、バースト間で $24\mu s$ に対してオフにゲート制御することによって、バースト波形を発生するが、バースト波形発生器104は、他の方法で信号を発生してもよく、他のタイプの信号発生器を使用してもよい。バースト波形発生器104は、任意に、バイナリバースト波形を正弦波信号に変換した後、信号をレーザドライバ108に送信する低域通過フィルタを有する。

#### 【 0 0 2 1 】

クロック回路106は、波形を発生するためにバースト波形発生器104によって使用されるクロック信号を発生する。この特定の態様において、クロック回路106は、80MHzクロック信号を発生するが、他のタイプのクロック信号を発生させ使用することができる。

#### 【 0 0 2 2 】

レーザドライバ108は、レーザダイオード110が良好な忠実度でバースト波形を放射するように、レーザダイオード110を駆動するのに適したフォーマットに、バースト波形発生器104からの電気バースト信号を再フォーマットする。レーザダイオード110は、レーザドライバ108に連結され、レーザダイオード110に入力されたバースト波形に応じて振幅が変調される可視光にレーザドライバ108によって電気信号出力を変換するが、バースト波形発生器104からの信号は、他の方法でターゲットTへ送信するための信号に変換されてもよい。図4は、概略バイナリコヒーレントバースト放射信号を示す。レーザダイオード110は、レーザダイオード110から放射された光がターゲットTに向けられるように、オペレータによってターゲットTに向けられる。距離の測定時、デバイスから、レーザダイオード110から放射された光が当たるターゲットT上の位置までの距離が測定される。レーザダイオード110が示されているが、音響送信機や、マイクロ波またはミリメートル波送信機など、ターゲットTへ信号を放出する他のタイプの送信デバイスを使用することもできる。

レーザダイオード110からターゲットTへ放射光を方向付けるために、集束システムが使用され得るが、放射光を方向付けるための他のタイプのシステムが使用されても、この集束システムを省いてもよい。この集束システムは、レーザビームの広がりを最小にして照準をピンポイントに合わせたり、広がり角度をより大きくして視野を広げ、放射エネルギーがターゲットTに衝突する確率を高めたりするために調節され得る。特に、衝突回避用途や探査レーダー用途には、より大きな広がり角度が有用である。より大きな広がり角度はまた、ターゲットTが鏡面反射性である場合にも有益であり、これは、反射エネルギーの一部が別の集束システム112に戻り、本発明により処理される確率が高まるためである。低コストの射出、圧縮、または射出圧縮成形されたプラスチックレンズ、屈折率分布型(GRIN)レンズ、または球面、非球面、または成形ガラスレンズなど、種々の異なるタイプの一つまたは複数のレンズがこの集束システムに使用されてもよいが、他の材料で作られた他のタイプの光学デバイスが使用されてもよい。

#### 【 0 0 2 3 】

ターゲットTは、送信エネルギーをフォトダイオード114または他の送信機に拡散反射または鏡面反射するように作用する任意の固体、液体、気体、またはそれらの混合物からなることができる。ターゲットTに取り込まれた光がなければ、最も非協力的な吸収性ターゲットでも、フレネル反射により送信光の4%を一般に反射するため、ターゲットTは、高度に反射性または吸収性であり、ターゲットTが、光を別の方向に全て反射する正反射特性をもたなければ、この光の一部分がフォトダイオード114に反射されることになる。ターゲットTによってデバイスに後方反射された光を増量するために、ターゲットTに逆反射テープが貼り付けられ得る。逆反射テープまたはテープの形態ではない逆反射体が、受信する光信号を100倍以上増量し、使用可能な最大範囲を相当量増量できる。さらに、タ-

ゲットTの位置に、デバイスからコヒーレントバースト波形を受信し、フォトダイオード14または他の受光素子へ第1の波形に同期した第2のバースト波形を送信するアクティプトランスポーダ(図示せず)が設けられ得る。このように配列することで、測定システム100(1)の使用可能な範囲があよそ数キロメーターに及ぶことになる。

## 【0024】

集束システム112は、ターゲットTからフォトダイオード114に反射される光を集束するために使用されるレンズである。特に、フレネル溝がレンズの表面内にある状態で配向されると、集束システム112としてフレネルレンズが特に適しており、そうすることで、フレネル溝に塵や埃が入りにくくなる。また、集束システム112は、フォトダイオード114の前に配置され、望ましくない光信号を阻止するフィルタを含み得る。

## 【0025】

フォトダイオード114は、ターゲットTから反射された放出信号の少なくとも一部分を細くするように配置される。フォトダイオード114が示されているが、対象となる受信した電磁または音響エネルギーを電気信号に変換するのに適した放射検出要素など、反射された信号の少なくとも一部分を細くするための他のタイプのデバイスを使用することができる。光波長に関して、フォトダイオード114は、一般的な低コストのPNフォトダイオード、またはPINフォトダイオード、アバランシェフォトダイオード(APD)、または光電子増倍管(PMT)であり得る。RFおよびマイクロ波波長に関して、他のタイプの受信素子をフォトダイオード114に使用することができる。例えば、アンテナ構造、パラボラアンテナ、またはホーンアンテナを使用することができる。フォトダイオードレンズによって生成される弱い受信電子信号が、無線周波干渉(RFI)および電磁干渉(EMI)からの雑音を受けにくいようにするために、フォトダイオード114と同じハウジングに前置増幅器ステージが設けられてもよい。2つ以上のフォトダイオード114が使用され、第1のフォトダイオードが、集束システム112用の集光レンズの光軸上に設けられ、第2のフォトダイオードが、それとすぐ隣接した位置に設けられれば、短いターゲット距離で、受け取った光の焦点がぼやけた箇所は、第2の検出器の一つまたは複数を照明するため、短い距離のあいまいさの問題を解消するのに役立つ。これは、カメラのオートフォーカス用途に特に有用であり得る。

## 【0026】

共振フィルタ増幅器としても知られる同調増幅器116は、フォトダイオード114の出力および等価時間サンプルホールド回路118の入力に連結される。同調増幅器116は、フォトダイオード114が受信する信号を増幅およびフィルタリングするが、受信した信号は、他の方法で処理することもでき、例えば、フィルタリングが不要な場合もあり、または、無限インパルス応答(IIR)フィルタ、有限インパルス応答(FIR)フィルタ、または離散フーリエ変換などの周知のルーチンを用いて、デジタルプロセッサ102によって実行されてもよい。または、受動型であり増幅がないアナログ信号フィルタを使用することもできる。

同調増幅器116(1)が過減衰されなければ、同調増幅器116(1)は、受信したパルス列と同調してリングになるようにされて、粗距離測定の別の手段が提示され得る。例えば、200MHzの方波変調信号の30パルスが、レーザダイオード110によって放射された後、目の安全のために150nsのオフ時間が統ければ、同調増幅器116(1)は、同調される200MHz信号を増幅した後、レーザダイオード110がオフの間に短時間リングになる。時間の経過とともにこのシーケンスが起こると、エンベロープが $150\text{ns} + 150\text{ns} = 300\text{ns}$ の周期を有し、3.33MHzの周波数を有する信号が、同調フィルタ増幅器の出力で利用可能である。この3.33MHz信号はまた、レーザダイオード110によって送信されるものに対して位相シフトされ、距離の粗推定値を生じるようにさらに処理され得る。

## 【0027】

同調増幅器116の出力が、等価時間サンプラー118の入力に向けられ、この機能は、クロック回路106の出力によって特定される時間で受信したコヒーレントバースト信号のサンプルを収集することである。等価時間サンプルホールド回路118の出力が、AGCドライバ122の出力に連結されたAGC回路120の入力に連結される。ブラックホールド回路としても知られているサンプルホールド回路である等価時間サンプルホールド回路118は、アナログスイッチを介してホールドキャパシタに連結されたアナログ増幅器またはバッファを含むが、等価時間サンプルホールド回路118は、他の構成において他の数量および種類のコンポーネントを含むこともできる。等価時間サンプルホールド回路118におけるホールドキャパシタの出力は、ホールドモード中、ホールドキャパシタの電圧が乱れないように、高入力インピーダンスを有する自動利得制御回路120に向けられる。動作中、等価時間サンプルホールド回路118のアナログ増幅器は、アナログスイッチを介して、良好な忠実度でホールドキャパシタの入力信号を再生する。増幅器がホールドキャパシタを駆動している間、アナログスイッチはオン状態にあり、すなわち、アナログスイッチの抵抗が非常に低いということである。クロック回路106が、サンプルをとらなければならないことを決定すると、等価時間サンプルホールド回路118のアナログスイッチは、オフ状態にあり、すなわち、アナログスイッチの抵抗が非常に高いということである。アナログスイッチがオフに切り換えられると、ホールドキャパシタの電圧は、サンプリングされた電圧で公称的に一定に保持されることになる。ホールドキャパシタのサンプリング電圧が、サンプリングの瞬間に受信信号の正しい表示になるようにするために、このスイッチングは、非常に短い時間で生じなければならない。アナログスイッチがオフに切り換えられると、ホールドキャパシタの電圧は、キャパシタの電圧を変化させるための電流フローの経路がないため、名目上サンプリング電圧で一定に保持されるが、実際のところ、漏れ電流と、自動利得制御回路120(1)の有限入力抵抗により、時間の経過とともに電圧が弱まる。

## 【0028】

等価時間サンプリングは、一般的に、ナイキストサンプリングレートより著しく下回る低サンプリングレートでサンプルを収集する方法である。ナイキストサンプリングの基準は、サンプリングレートがサンプリングされる信号の最も高い周波数成分の少なくとも2倍の高さのものでなければならず、サンプリングされる信号が20MHz正弦波信号であれば、40MHzである。ナイキスト基準を上回る非等価時間サンプリングは、本発明と一致するが、より低い周波数等価時間サンプリング方法は、著しくコストを削減することができる。

## 【0029】

サンプリング電圧が、等価時間サンプルホールド回路118のホールドキャパシタで保持されている間、AGC回路120は、A/D変換器124のフルスケール変換能力の少なくとも25%、100%未満（すなわち、非飽和）になるように、保持された信号を適切な量増幅する。例えば、等価時間サンプルホールド回路118(1)にあるホールドキャパシタのピーク信号電圧が50mVであり、A/D変換器124(1)による取り扱いが可能な最大非飽和入力電圧が5.0ボルトであれば、自動利得制御回路120(1)は、入力での2.5~5.0ボルトの最大信号電圧をA/D変換器124(1)に出力するのに十分な利得を与えるものでなければならない。所望の電圧が3.5ボルトであれば、自動利得制御利得は、 $3.5/0.05 = 70$ である。

## 【0030】

自動利得制御ドライバ122は、増幅器ステージのフィードバック経路の位置に設けられたディジタルポテンショメータを含むが、自動利得制御ドライバ122は、他の構成で他の数およびタイプのコンポーネントを含み得る。自動利得制御ドライバ122のディジタルポテンショメータは、デバイスの2つの端子間の抵抗量を制御するディジタル情報を入力として受信する。このディジタル制御された抵抗は、演算増幅器のフィードバック経路に配

置される場合、増幅器の利得を制御し得る。自動利得制御ドライバ122にあるデジタルポテンショメータによって受信されるデジタル情報は、デジタルプロセッサ102によって送信される。AGCドライバ122は、AGC回路120の利得を制御するために他のアナログ回路に連結されたデジタル・アナログ(D/A)変換器を含む。デジタルプロセッサ102は、サンプリングされたデータを処理しているとき、A/D変換器124によって出力された生データへのアクセスを有することになる。データサンプルの一つまたは複数が長すぎると(飽和)、デジタルプロセッサ102は、AGCドライバ122に対して、AGC回路120内により少ない量の利得を発生するように命令することになる。または、デジタルプロセッサ120が、サンプルの平均値が、A/D変換器124のフルスケール出力の25%未満であることを決定すれば、例えばデジタルプロセッサ102は、AGCドライバ122に対して、AGC回路120内により多くの量の利得を発生するように命令する。

#### 【0031】

A/D変換器124の入力が、AGC回路120の出力に連結され、A/D変換器124の出力は、デジタルプロセッサ102の入力に連結される。別々の等価時間サンプルホールド回路118およびA/D変換器124が示されているが、等価時間サンプルホールド回路118およびA/D変換器124を、内部トラックホールド機能を有する統合型A/D変換器と置き換えるなどの他の構成を使用することもできる。

#### 【0032】

オペレータインタフェース126の出力が、デジタルプロセッサ102の入力に連結され、オペレータは、リクエストおよび情報またはデータをデジタルプロセッサ102に入力することができる。オペレータインタフェース126は、オン・オフスイッチと同程度に単純なものを含むものであってもよく、または、キーパッドや遠隔コンピュータへの接続などにより複雑なものであってもよい。

#### 【0033】

ディスプレイ128は、デジタルプロセッサ102の出力に連結された入力を有し、オペレータは、例えば、ターゲットTの距離や速度、またはエラーメッセージおよび低バッテリーの表示などの測定動作に関する情報またはデータを見ることができる。液晶ディスプレイ(LCD)または発光ダイオード(LED)ベースのディスプレイなど、種々の異なるタイプのデバイスをディスプレイ128に使用することができる。

電力を要する測定システム100(1)のコンポーネントに、電源システムが連結される。説明しやすいように、電源は図示していない。電源制御回路によって調節される標準的なアウトレットまたはバッテリからのAC電力など、種々の異なるタイプの電源システムが使用され得る。バッテリが使用されれば、バッテリは経年変化し、それらの内部抵抗は増大し、供給可能な電力量は低減する。このプロセスは、一般に、低速なプロセスであり、電力調整回路は、測定システム100(1)のコンポーネントが、経年変化プロセス中に要求電圧および電流レベルを受けるようにDC電力を調整する。しかしながら、経年変化プロセス中時折、バッテリの性能は即座に予期せず変化することもあり得、電力調整回路は、これらのスプリアス変化にも対応可能でなければならない。最後に、デバイスそのものの電気需要は、例えば、レーザがオンまたはオフにされるときなどに変動することもあり、電力調整回路は、回路負荷が変化するとき、電圧レベルを一定に保つための調整機能を与える。この回路のさらなる機能は、デジタルプロセッサ102に低バッテリ信号を供給し得ることであり、次いで、オペレータが目にするディスプレイ128上にこの情報を示し得る。AC電源が使用されれば、この電力調整回路は、回路負荷が変化し、電源電圧が変動するとき、電圧レベルを一定に保つための調整機能を与える。さらに、この回路は、多くの公共電力ラインで生じるスプリアス雑音スパイクを抑制することによって、動力回路に保護を与える。

## 【 0 0 3 4 】

図3、図5、および図6を参照しながら、本発明の態様による測定システム100の動作について記載する。図6のステップ200において、オペレータインタフェース126を有するオペレータは、デジタルプロセッサ102に信号を出すことによって測定を開始する。ステップ202において、測定システム100は、ベースラインとなる参照オフセット位相を獲得するために、参照波形または信号から収集されたデータで位相計算を実行する。ベースラインとなる参照オフセット位相は、ゼロであっても、またはオペレータによって、またはプログラマされた命令およびデータから確立された任意の他のベースラインであってもよい。ステップ202は、図8を参照しながらさらに詳細に記載され、この例において任意のステップである。

## 【 0 0 3 5 】

図3、図5、および図6を再度参照すると、ステップ204において、デジタルプロセッサ102は、測定バースト波形の発生が可能なバースト波形発生器104に信号を発生する。このような測定バースト波形は、マスタ80MHzクロック回路106から発生し、80MHzクロックは、バースト波形発生器104において4分割された後、20MHz信号は、1μsバーストに対してオンに、バースト波形発生器104内においてバースト間で24μsに対してオフにゲート制御されるが、他のタイプの信号を発生することもできる。このような例示的なタイミングは、バースト中、平均出力が25mWであり、上述したように、バースト負荷時間率がわずか4%であれば、平均出力が目に安全な1mWである50mWピーク可視放出を想定している。結果的に得られる測定バースト波形は、レーザダイオード110を駆動するのに適した信号に測定バースト波形を再フォーマットするレーザドライバ108に送られる。

## 【 0 0 3 6 】

レーザダイオード110は、レーザダイオードドライバ108によって出力された電気信号を、電気信号に応じて増幅が変調された可視光に変換するが、音響、マイクロ波、またはミリメートル波信号など、他のタイプの信号をターゲットへ出力することもできる。可視光は、一般的に、400nm～700nmの間の波長を有する電磁スペクトルの部分になるように受け取られる。放射された測定光は、オペレータによってターゲットTに向けられる。

## 【 0 0 3 7 】

レーザダイオード110から放射された測定光の一部分が反射され、またはデバイス100へターゲットTによって戻される。このように戻された測定光は、戻された測定光をフォトダイオード114に集束する集束システム112によって収集される。戻された測定光は、放射された測定光の波形を保持したままであるが、戻された測定光の増幅は、放射された測定光と比較して低減される。さらに、戻された測定光の波形は、放射された測定光が、ターゲットTに到達した後、フォトダイオード114に戻るのにかかる時間の非ゼロ長により、放射された測定光と比較すると時間的に遅延している。フォトダイオード114は、戻された測定光を、同調増幅器116に出力されたコヒーレントバースト電気測定信号に変換する。

## 【 0 0 3 8 】

同調増幅器116は、20MHz信号が通過できるが、全ての他の周波数を公称的にブロックし、実質的に信号対雑音比を高める狭帯域通過フィルタリング増幅器である。同調増幅器116は、受信したコヒーレントバースト信号を増幅およびフィルタリングし、等価時間サンプリング回路118にルーティングされる公称的に正弦波コヒーレントバースト電気測定信号である信号を出力する。また、等価時間サンプリング回路118への入力が、クロック回路106で生じるサンプルクロック信号であり、80MHzマスタクロック信号と同期し、等価時間サンプリング回路118によって使用されて、戻りコヒーレントバースト測定信号のサンプリングを制御する。

## 【 0 0 3 9 】

戻りコヒーレントバースト測定信号からサンプリングされた電圧は、デジタルプロセッサ102によって制御されるAGCドライバ122によって利得が制御されるAGC回路120に送信される。AGC回路120から出力された信号は、デジタル表示に変換され、デジタルプロセッサ102にルーティングされるA/D変換器124に送信される。このポストサンプリングAGC機能は、回路の利得が変更されると、戻りコヒーレントバースト測定信号の位相、振幅のみに影響しない。コヒーレントバースト測定信号のいくつかのサンプルが、A/D変換器124によってデジタル化され、デジタルプロセッサ102のメモリに格納された後、デジタルプロセッサ102は、サンプリングされたデータ上で離散フーリエ変換を実行し、受信した信号の位相推定値を計算する。

## 【 0 0 4 0 】

フーリエ変換は、周波数、およびより重要なことには、任意の周期信号の位相情報を抽出するための広く確立された数学的方法である。この例において、フーリエ変換を受ける信号は、図5に示すサンプル信号である。フーリエ変換は、以下のように定義される。

## 【 数 1 】

k=N-1

$$X(m) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k [\cos(2\pi mk/N) + i \sin(2\pi mk/N)] \quad (1)$$

k=0

式中、 $x_k$  はバースト信号の k 番目のサンプルであり、

$k$  は 4 点変換に対して 0 ~ 3 のサンプルカウンタであり、

$X(m)$  は周波数領域信号であり、複素数であり、

$m$  は周波数カウンタであり、

$N$  は変換を計算する際に使用される信号サンプル数であり、 $N$  は 4 点変換の 4 であり、

$i$  はマイナス 1 の平方根である。

上述したように、 $X(m)$  は複素数であり、以下のように書き換えられる。

$X(m) = Re(m) + i Im(m)$ 、式中、 $Re$  は実部であり、 $Im$  は虚部である。

$m$  番目の周波数成分の大きさは以下の通りである。

## 【 数 2 】

$$A(m) = [Re(m) \times Re(m) + Im(m) \times Im(m)]^{1/2} \quad (2)$$

$m$  番目の周波数の位相は以下の通りである。

## 【数3】

$$\phi(m) = \tan^{-1}[\operatorname{Im}(m) / \operatorname{Re}(m)] \quad (3)$$

距離推定値に対して、 $m = 1$ の場合、基本周波数、20MHzの位相のみが要求され、以下のように $X(m)$ の式を単純化する。

## 【数4】

k=N-1

$$X(1) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k [\cos(2\pi k/N) + i \sin(2\pi k/N)] \quad (4)$$

k=0

さらに、サンプルが等価時間において厳密に $90^\circ$ （すなわち、厳密に $\pi/4$ ）離れるように等価時間サンプリングハードウェアをすることによって単純化することができる。例えば、4点変換の場合、式中、 $N = 4$ 、および $k = 0, 1, 2, 3$ であり、 $X(1)$ は以下のようにさらに単純化される。

## 【数5】

$$\begin{aligned} X(1) &= x_0 [\cos(2\pi 0/4) + i \sin(2\pi 0/4)] + \\ &x_1 [\cos(2\pi 1/4) + i \sin(2\pi 1/4)] + \\ &x_2 [\cos(2\pi 2/4) + i \sin(2\pi 2/4)] + \\ &x_3 [\cos(2\pi 3/4) + i \sin(2\pi 3/4)] \end{aligned} \quad (5)$$

さらに以下のように単純化される。

## 【数6】

$$\begin{aligned} X(1) &= x_0 [\cos(0) + i \sin(0)] + x_1 [\cos(\pi/2) + i \sin(\pi/2)] + \\ &x_2 [\cos(\pi) + i \sin(\pi)] + x_3 [\cos(\pi 3/2) + i \sin(\pi 3/2)] \end{aligned} \quad (6)$$

## 【数7】

$$X(1) = x_0 + ix_1 - x_2 - ix_3, \quad (7)$$

ここで、

【数8】

$$\text{Re}(1) = x_0 - x_2, \quad (8)$$

および

【数9】

$$\text{Im}(1) = x_1 - x_3, \quad (9)$$

位相は以下の通りである。

【数10】

$$\phi = \tan^{-1} [(x_1 - x_3) / (x_0 - x_2)] \quad (10)$$

【0041】

式(10)内の演算は、ローエンドマイクロコンピュータを用いて容易に計算できる。信号内の残留ノイズの影響を軽減するために、いくつかの位相推定値をまとめて平均化してもよい。例えば、N個のサンプルが全て1つのバーストで収集されると仮定した場合、1秒あたりQ個のバーストがあり、1秒あたりQ個の計算された位相推定値があり、さらに、1秒以内に測定を完了させることができれば、平均化の式は以下の通りである。

【数11】

 $j=Q$ 

$$\phi_{\text{avg}} = \frac{\sum \phi(j)}{Q} \quad (11)$$

 $j=1$ 

【0042】

再度言うが、この演算は、ローエンドマイクロコンピュータを用いて容易に実行することができる。さらに、平均化は、逆正接関数の引数 $x_0$ 、 $x_1$ などで実行できる。これにより、位相推定値を計算および最適化する際のさらなる適応性が可能となる。他の全てが同じであれば、平均値の数を4倍すると、一般的に、位相推定値の精度が2倍になる。

【0043】

位相測定は、完了すると、オペレータが使用する前に距離に変換されなければならない。較正オフセットおよび他の誤差を無視し、横断される媒体の屈折率は均一であると仮定すると、バースト変調の波長 $\lambda$ が、距離Dの2倍より大きければ、距離は以下の式によって計算される。

【数12】

$$D = \lambda(\Delta\Phi)/(4\pi) \quad (12)$$

は、送信機からターゲットTおよび同一場所に配置された受信機までの往復移動時間で発生したバースト変調の位相の変化である。

位相推定用の離散フーリエ変換の代わりに使用可能なさらなる別の処理アルゴリズムは、ガウス・ニュートン方法などの非線形回帰曲線フィッティングの使用である。この方法は、処理用により多くのサンプル点を必要とし、DFTより著しく計算集約的なものであるが、場合によっては、性能面での利点を有し得る。非線形回帰およびDFT信号処理方法の両方の重要な利点は、それらが位相を直接計算し、先行技術で記載したアナログ方法のようなコサインを計算しないことである。したがって、位相のコサインの変化率がある距離でゼロになる先行技術の周期精度の問題は、DFTおよび回帰方法では存在しない。実際、本発明の主要な利点は、往復移動時間を表し、一般的に電子電圧または電流、またはカウンタのカウントであるプロキシから得られたデータにデジタル処理が作用する先行技術の発明とは対照的に、デジタル処理が、受信した信号そのものから収集されたデータに作用することである。

#### 【0044】

次に、ステップ206において、ステップ204で得た距離の複数の測定値の移動平均が、式(11)に従って周期的に更新される。ステップ208において、平均測定距離が、所定のパーセントより多く変化していれば、デジタルプロセッサ102は、測定が不安定であることを決定し、「いいえ」の分岐がステップ204に戻される。変化の所定のパーセンテージは、オペレータによって入力されてもよく、またはデジタルプロセッサ102のメモリに格納されてもよい。平均測定距離が、ステップ208において所定のパーセンテージより多く変化していなければ、デジタルプロセッサ102は、測定が安定し、正確であると想定されることを決定し、「はい」の分岐がステップ210に進む。安定した距離測定を有するということは、ゼロターゲット速度を有することに類似している。

次に、ステップ208において、粗距離データは、位相のあいまいさを解消できるように収集される。以下、ステップ208についてさらに詳細に記載する。ステップ210において、ステップ202において決定されたベースラインの参照オフセット位相は、ターゲットTの測定された距離に関連する位相シフトを得るために、ターゲット位相から差し引かれる。次に、ステップ212において、位相シフト推定値は、式(12)を使用することによって、距離に直接変換される。ステップ214において、警報器(図示せず)が、測定が完了したことをオペレータに音声指示するように電子音を発するが、ディスプレイ128上でのメッセージなど、他のタイプの信号伝達システムを使用することもできる。ステップ216において、測定された距離は、ディスプレイ128にデジタルプロセッサ102によって与えられる。

#### 【0045】

図5を参照すると、バースト内の種々のデジタルおよびアナログ信号間のタイミング関係を示すタイミング図が示されている。まず、クロック回路106の自励水晶発振器から、80MHzマスタクロック波形が発生する。80MHzの周波数は、4分の1周期サンプル信号、すなわち、P/4が得られるように、バースト変調周波数の4倍になるように選択された。次いで、80MHzマスタクロックは、バースト波形発生器104によって放射クロック波形を作るように、単純に4分割される。次いで、放射クロック波形は、バーストを作るように放射インターブル信号によってゲート制御され、レーザドライバ108にルーティングされた後、上述したように光として放射され、図5に放射光波形として示される。また、放射光の一部分が、ターゲットTから反射され、集束システム112によってフォトダイオード114に収集され、同調增幅器116によってフィルタリングおよび増幅される。結果的に得られた信号である受信信号は、放射光波形に対して時間遅延される。遅延の量は、内部信号の伝播遅延および複数の半周期あいまいさを無視すると、ターゲットTまでの距離に比例する。この

受信信号は、等価時間サンプルホールド回路118のアナログ入力に与えられる。また、等価時間サンプルホールド回路118には、図5のサンプリングクロック波形として示されるデジタル信号が与えられ、クロック回路106に生じ、 $NP + P/4$ 秒ごとにアサートされ、Nは整数であり、Pは受信信号の周期であり、この例において、50nsである。サンプリングクロックがアサートされると（この例において、高くなると）、受信信号はサンプリングされ、等価時間サンプルホールド回路118の出力に一定に与えられる。この信号は、図5の下部に示すようなサンプル信号波形であり、周期的であるが、受信信号より周波数がかなり低い。

#### 【0046】

従来の波形サンプリングシステムにおいて、波形は、波形にある最も高い周波数の2倍より高いレートでサンプリングされる。これは、ナイキスト条件であり、これにより、サンプリングされたアナログ信号をデジタル形式で完全に表示することができる。しかしながら、サンプリングされるバースト信号は、実質的に、単一の周波数であり、この例において、20MHzであり、A/D変換システムの速度要求を低減させ、コストを削減するために、等価時間でサンプリングすることができる。4つのサンプルが、20MHz信号のサイクルあたり、 $P/4$ 秒ごとに獲得される必要があれば、ここで、Pは20MHz信号の周期、従来のサンプリングシステムのサンプリングレートは、80MHzになる。しかしながら、等価時間サンプリングにおいて、この要求は、各サンプルが $NP + P/4$ 秒ずれていれば緩められ、ここで、Nは整数である。例えば、N=5であって、全ての4つのサンプルが1つのバーストで収集され、P=50nsであれば、約4MHzのサンプリング周波数に対して、 $5P + P/4 = 262.5$ nsである。しかしながら、受信信号がマスタクロックとコヒーレントであるため、1つのバーストにつき1つのサンプルのみをとることができる。バースト周期が25μsであれば、サンプリングレートは、約40kHzである必要があり、これは、非常に低いA/Dコストおよび高A/D変換へ適用できる。この低サンプリング速度は、安いA/D経費および高いA/D解像度に従う。4つのサンプルはそれから、ほぼ20.05（我々集めるために）を必要とする。そして、それは実施例の開始時に与えられる251As突発継続時間より気持ちよく少ない。

図8を参照する。本発明の他の実施形態に従う測定システム100(2)は、図示される。後述する場合を除いて、(2)が同様である測定システム100の構造および操作は測定システム100のために以前に(1)を記載した。6および8が多数のように有する図において図と共に記載される要素のようで、再び詳細にここで図と共に記載されない図8の要素。

図8を参照する。回路130を測定しているパルスTOF距離は、同調増幅回路116(1)の排出量に、そして、バースト波形発生器104の排出量に結合される入力を有する。プロッキングおよびリダイレクトしている装置111は、フォトダイオード112の方へ放射光線をリダイレクトするために、レーザダイオード110から放射光線の経路との間で移動することができる。レーザダイオード110からプロッキングおよびリダイレクトしている装置111を経たフォトダイオード114までの距離は、公知で、デジタルプロセッサ102のメモリに保存される。デジタルプロセッサ102は、プロッキングと結合されることができて、移動しなさいという命令を設けるために、装置111をリダイレクトしていることができるプロッキングおよびレーザダイオード110から放射光線の経路への、そして、からのリダイレクトしている装置111。回路130を測定している脈拍TOF距離の排出量は、デジタルプロセッサ102の入力と結合される排出量を有するA/Dコンバータ124(2)の入力と結合される。

#### 【0047】

図6のステップ202に示すように、ゼロまたは他のベースラインターゲット距離と関連する参照オフセット位相が測定され、ターゲットTの全位相測定から差し引かれる参照が施されるべきである。ゼロ距離位相が、温度とともに変化し得るため、参照機能は、ターゲット距離位相測定の直前、測定後、または測定中など、比較的頻繁に実行されるべきである

。

前述したように、測定システム100(2)の動作は、図7、図8、および図25を参照しながら以下に記載する以外、測定システム100(1)の動作に関して前述したものと同じである。レーザドライバ108、レーザダイオード110、フォトダイオード114、および同調増幅器16(1)に関連する全ての内部電子信号の電波時間が位相遅延をもたらすため、これらの遅延が測定されて、ターゲットTまでの距離を決定するために使用される位相測定から差し引かなければならぬ。さらに、これらの電子電波時間が、一般に、温度とともに変動するため、ターゲットTまでの距離を決定するために使用される位相測定の前、その後、またはその最中にも、比較的頻繁に参照が実行されなければならない。図25のステップ202に記載するように、距離測定の精度を高めるために、ゼロまたは他のベースラインターゲット距離に関連する参照オフセット位相が測定され、ターゲットTの全ての距離測定から差し引かれるように、参照が与えられなければならない。

#### 【0048】

参照オフセット位相を獲得する1つの方法は、ターゲットTに向けられた放射エネルギーを阻止し、既知の距離の閉鎖された光路にわたって、フォトダイオード114に直接その一部分を再度方向付けることである。受信した参照信号の位相は、ターゲットTまでの距離を決定するためのステップ204において上述したように、ターゲットTから受信した信号の位相と同様に測定することができる。参照オフセット位相の測定後、阻止および再方向付けデバイスは、送信経路から取り除かれる。ゼロ参照およびターゲット位相が決定されると、ステップ210において、ゼロ参照位相は、ターゲットの位相から差し引かれて、位相シフトおよびターゲットTまでの距離を計算する。

バーストの中の調整された波形が周期的であるので、この特定の実施例20MHzにおいて、変調周波数の波長の半分より長い距離を測定する際あいまい性課題が起こる。例えば、20MHz放出は、15メートル（往復の距離のための会計の後のそれは測定された位相がDメーターの距離の同じことであることを意味する）の波長を有するD + 7の距離。5メートル、15メートルD +、その他。適切に測距において原因にされない場合、このあいまい性は深刻な距離計測誤差に結果としてなることがありえる。

#### 【0049】

全ての位相測定距離測定デバイスに見られるあいまいさの問題を明らかにして修正するために、図6のステップ208に記載するように、粗距離測定が実行された後、この粗距離測定が使用されて、半波長距離の何倍が距離測定に追加される必要があるかを決定する。例えば、精度が半周期距離の約10%であり（20MHz変調に対して0.75メートルである）、バーストのエンベロープのパルス様特性を用いる従来のPTOF回路が使用されて、粗推定値を与えるが、異なる精度特徴を有する他の粗距離測定方法を使用することもできる。この特定の態様において、精度が半期距離のおよそ10%（この例において、0.75メートル）であり、デジタルプロセッサ102に連結されたパルス飛行時間回路130が使用される。

未精練測距は、回路130を測定しているパルスTOF距離に同調増幅回路116(1)の排出量を送ることによって得られる。また、パルスTOF回路130への入力は、バースト伝送が始まっていることを示しているバースト波形発生器104からの信号である。

この時に、同調増幅回路116(1)の排出量で見られるようにバースト信号が受け容れられるときに、回路130を測定しているパルスTOF距離は電圧ランプの生成を開始して、ランプを終了する。電圧ランプの振幅はターゲットTの距離に比率である、そして、この電圧は測距に加えられる適当な半分-波長距離を計算する際のデジタルプロセッサ102によって更なる利用のためのデジタルフォーマットへの転換のためのA/Dコンバータ124(2)に供

給される。未精練測距の1つの実施例が示されるにもかかわらず、それらが半分-波長あいまい性を測定するために充分な精度を有するならば、他の未精練測距システム及び方法が用いられることがある。

位相測定している方法の間、それは、A / D コンバータ124(1)によって転換のための最適信号振幅のためのAGC回路120(1)を制御するのに必要になることができる。AGC回路120(1)を増やすAGC回路120(1)またはシステム及び方法を含有することの変形例は、A/D Vrefドライバ123を有するA / D コンバータ124(1)の参照電圧(Vref)を制御することになっている。A/D Vrefドライバ123は、A / D コンバータ124(1)の参照電圧を制御する。デジタルプロセッサ102がA / D コンバータ124(1)から出力されたデジタル信号出力の振幅があまりに低いと決定する場合、デジタルプロセッサ102はA/D Vrefドライバ123にその参照電圧を削減するよう命令する。そして、それはA / D コンバータ124(1)によってデジタル信号出力の振幅を増加させる。

DFTのために必要とされる全てのN位相サンプルが単一のバーストの間、集められることができるので、測定システム100(2)はより長い範囲計測に適している。

取引は、以下によって眼-安全性を犠牲にすることのないより長い範囲遂行さえ考慮に入れるために実行されることができる：バースト繰返し周波数(BRF)を削減すること、そして、最大出力放出を増加させること。例えば、最大出力が500に増やされることを必要とする、mWより長い測距のために許す、それから、バーストの中の平均電力は、250であるmW。眼-安全性を考慮に入れるために、バーストのデューティ比は、それから1/250でなければならない。バーストが25(我々)を持続する場合、それは249かける25のために(我々)オフでなければならなくて、または、6.225ms。期間はそれから6.25であるms、そして、BRFは160Hzである。

また、長期のシステムのために、望遠目視装置(図示せず)は、狙いをつけるために使用されることができて、測定システム100(2)に加えられることがある。放射された計測照明からの小さい斑点がより大きな標的距離によってより可視にならないので、これは必要になる、そして、望遠目視装置はターゲット位置決めのために必要である。この望遠目視装置は測定システム100(2)のためのハウジングに載置することができる。但し、他の装置が使われることができる。そして、測定システム100(2)から例えば別々の望遠目視装置を有する。

より長い距離の光が近い波長を利用するためには、そうである放射された計測の、または、ピークの可視性を改善する他の方法眼は明順応レスポンス曲線である。そして、それはほぼ555ナノメートルの波長である。555ナノメートルで放射された計測光を発するための適切な放出供給元が利用できない場合、そして約480ナノメートル間の波長、そして、660ナノメートルために可視性を改善するために用いてなければならない。例えば、635で光を発しているレーザダイオード110ナノメートルより可視の放射された計測光またはレーザスポットを产生する670ナノメートル他の全ての放出パラメータが等しく保たれるならばレーザスポット。

図9-13を参照する。総合精度を改善するために他の誤差原因を取り除く方法は、述べられる。図9に示すように、エラーの出所は、2つの部品としてモデル化されることがある：オフセット・エラーは、図8および傾斜エラーに関して上記を記載した。傾斜エラーは、測距の基礎をなしている仮説の弱点に起因する。

1つの下にある仮説は、バースト変調周波数の正当性に関する。バースト変調の振動数が異なる場合、どうですかより、それが考へられて、それから、マグニチュードがターゲ

ットTに距離に比率であるエラーは、結果としてなる。このエラーは、以下として現れる：

測定され距離 = 実際の距離 × 実際の バースト頻度 / 仮定バースト振動数 (13)を測定した、そして、エラーは、位相の振動数用語 (f) に距離転換式まで起因する：

$$\text{距離} = 1/2 \times [c / (n \times f)] \times (m + 1/2) \quad (14)$$

ここで、cが真空の光速であり、ラジアンの計算された位相である、nは伝搬性培養液の屈折率である、そして、述べられて、図8に関して直されるにつれて、mはターゲットTに半周期距離の整数を示す。

例証として、実際の距離が10メートルである場合、推定のバースト振動数が20MHzであって、しかし、時計回路106のクリスタルの寛容のため、

(1) 実際のバースト変調周波数は20.002であるMHz (100ppm) それから、測定された距離は10.001メートルまたは1mmのエラーである。これは、多くのアプリケーションのために容認できないほど高くて、時計回路106(1)の中で、温度補償水晶発振器 (TCXO) を用いて直されることができる。

時計回路106 (1) のTCXOが述べられるにもかかわらず、低周波 (60Hzアメリカの) 送電線のような、他の振動数ソースおよび標準が使われることができる。そして、それは定位位置アプリケーションで直ちに利用できる。60Hz、振動数は、位相ロックループ (PLL) を用いて、バースト振動数に増やせることができる。他のタイプの振動数ソースおよび標準 (例えば政府機関、例えばWWVラジオ・キャリアまたは世界的位置決め信号によって送られる原子時計および信号) が、超精密測定のために使われることもできる。

計測におけるエラーの他の出所は、レーザダイオード110または他の送信要素からのコヒーレントのバーストエネルギーまたは他の信号が広がる培養液の屈折率の不完全な仮説に起因する。また、これは、マグニチュードがターゲットTに距離に比率であるエラーを生じる。エラー式は、以下の通りである

$$\text{測定された距離} = \text{実際の距離} \times \text{実際の指數} / \text{仮定指數} \quad (15)$$

空気の屈折率が1.0であるとしばしば仮定される、しかし、実際には、それは1.00024から共通に遭遇された環境条件の上の1.00031まで変化することができる。このエラーは、上の式(14)の距離式の語 "n"において現れる。例えば、実際の屈折率が1.00031である場合、推定の屈折率は1.000000である、そして、実際のターゲットT距離は、10メートルである、そして、測定された距離は、10.0031メートルである、誤って3.1mmによってある。平均が放送される場合、指數は1.000275であるとみなされる。そして、それは中間に1.00031および1.00024の間にある、そして、実際の屈折率は1.00031である、そして、測定された距離は10.00035メートルである。また、0.35mmのエラーは、精度エラー予算に有意に関与することができて、そして、多くのアプリケーションのために受け入れられることができない。

空気の屈折率が温度、気圧および湿気の関数として、変動することはよく知られている。空気の屈折率は、研究されて、モデル化された以上95に%屈折率の中でエラーがまさに周囲温度のための会計および気圧によって距離算出において脱離することができて、EdlenかCiddor数学モデルを用いて空気の実際の屈折率を推定していることができること。

屈折率の変化のための調整は排出量がデジタルプロセッサ102(次々に空気の屈折率の見込みを計算する)によって読み込まれる車上温度および圧センサ(図示せず)を用いて達成されることがある、そして、この見込みは伝搬性エネルギーの実際の速度を測定するためにデジタルプロセッサ102により用いられる。例えば温湿度センサが使用される場合、そして、屈折率は5によって推定されることがある%精度、それから最高でも、空気の屈折率が1.0003100およびそれであるかどうかは0.0003065(i.e., 5%エラー)であると推定される、10m実際の距離、測定された距離は10.000035である、または、0.035mmの中で計測誤差。

不正確の2つを超える出所が取り除かれるときでも、同調増幅回路の排出量の信号のノイズは個々の測距をエラーにおいてあるようにすることがありえる。幸いにも、個々の測距は短い期間で起こることができる、そして、多くの距離見込みは1秒未満において一緒に平均値になることができる。平均値になる測距が任意の精度明細書の中であるという確率、1.0mmのような、平均の数および一緒に平均値になっている計測の配給の標準偏差の官能基である。予想される精度値の表は、種々の電圧シグナルのためにノイズ比(SNR)および加算平均状態に図10に示される。

図10のデータは、進行中の4ポイントのDFTオペレーティングをシミュレーションすることによって発生するコンピュータであった20MHz表の左側のSNRコラムに従う非バンド有限のノイズによって類洞。計測誤差統計学は数千個々のシミュレーションの上の累積値であった、そして、これから、標準偏差コラムのデータは計算された。これは、測距の中でJ=1, 10, 100, 1, 000および10,000の平均のためにされた。シミュレーションも、16ビットのA/Dおよび傾斜エラー(i.e.は、J=00とき、エラーがゼロであることを意味する)以外を仮定した。計測誤差の標準偏差を知っていて、正規分布を仮定することによって、計測誤差の確率の単一の計算が1.0mmを上回ることができる

図10の表に示されるデータから描画して、20および50との間に、そして、計測につき1,000および10,000の平均との間にSNRを有するmm未満の精度を予想することは、不合理でない。また、精度は、バースト変調周波数に比率である。例えば、バースト変調周波数が4倍に増加する場合、一定のSNRのためのより少ない加算平均を有する精度の改良された確率については、標準偏差も4倍に削減されるだろう。

エラーのさらにもう一つの出所は、時計回路106(1)から、サンプリングクロック信号のジッタに起因する。4ポイントのDFT算数はサンプルの全てが離れて正確にNP+90されると仮定する、しかし、実際には、標本化クロックの無秩序なジッタの若干の量が時計回路106(1)からある。その結果、サンプルは正確な時間にされない、そして、結果として生じるサンプルはエラーの若干の量を有する。無秩序なジッタ・エラーの結果は、新規な非ランダムのエラーが位相見込みに導入されたということである。このジッタ・エラーは、いわゆる重なり合うトランスフォームを用いてある程度緩和されることができる。実施例は6ポイントの重なり合うDFTである。そして、それは下記を与えられる。

$$X(1) = x(0) [\cos(2\pi 0/4) + i \sin(2\pi 0/4)] +$$

$$3x(1) [\cos(2\pi 1/4) + i \sin(2\pi 1/4)] +$$

$$3x(2) [\cos(2\pi 2/4) + i \sin(2\pi 2/4)] +$$

$$3x(3) [\cos(2\pi 3/4) + i \sin(2\pi 3/4)] +$$

$$3x(4) [\cos(2\pi 4/4) + i \sin(2\pi 4/4)] +$$

$$3x(5) [\cos(2 \cdot 5/4) + i\sin(2 \cdot 5/4)] \quad (16)$$

さらに単純化すると、

$$\begin{aligned} x(1) &= x(0) [\cos(0) + i\sin(0)] + \\ &\quad 3x(1) [\cos(1/2) + i\sin(1/2)] + \\ &\quad 4x(2) [\cos(2) + i\sin(2)] + \\ &\quad 4x(3) [\cos(3/2) + i\sin(3/2)] + \\ &\quad 3x(4) [\cos(2) + i\sin(2)] + \\ &\quad x(5) [\cos(5/2) + i\sin(5/2)] \quad (17) \end{aligned}$$

$$x(1) = x(0) + 3ix(1) - 4x(2) - 4ix(3) + 3x(4) + ix(5) \quad (18)$$

であって、

$$\text{Re}(1) = x(0) - 4x(2) + 3x(4) \quad (19)$$

および

$$\text{Im}(1) = 3x(1) - 4x(3) + x(5) \quad (20)$$

ならびに位相は、

$$= \tan^{-1} [(3x(1) - 4x(3) + x(5)) / (x(0) - 4x(2) + 3x(4))] \quad (21)$$

コンピューターシミュレーションは、jitter-誘導された計測誤差のマグニチュードが標本化クロック上に4ポイントのDFTおよび100psのジッタを与える0.1mmと同じ大きさでありえることを示す。式16-21に記載されている6ポイントのDFTを用いて、約50によるエラーのマグニチュードを削減する%、著しく標準偏差に影響を及ぼすことに。4ポイントのDFTに加えて、6つの位置または8ポイント、その他のような、存在する他の非オーバーラップDFTのものがある、しかし、重なり合うDFTは5、6、10、12位置のような、あるいは、より高く、標本化クロック・ジッタ・エラーを減らすために用いることができる。

偶然誤差の他の出所は、A/Dコンバータ124(1)の量子化雑音およびレーザダイオード110の非直線性によって生じるそれらの効果である。コンピューターシミュレーションは16ビットのA/Dコンバータのための量子化誤差が基本的にゼロであることを示す。但し、14ビットのA/Dコンバータもよく受け入れられるように動く。さらに、コンピューターシミュレーションは、回路非直線性によるエラーが基本的に5%を上回っている非直線性のためのゼロでもあることを示す。

オフセットおよび傾斜エラーのそばの他のエラーは、典型的に浸透移行性で、予測可能で、反復可能である、そこにおいて、それらがデジタルプロセッサ102のメモリに保存される参照表(LUT)によって修正されることができるという場合。例えば、短い標的距離で、焦点化法システム112の捕集レンズの中心領域は最も光学的に使われそうであるが、

より長い距離で、焦点化法システム112の全体のレンズが光収集のために用いられる。これは、焦点化法システム112のレンズからフォトダイオード114への効果的光学距離がターゲットTの距離によって、変動することを意味する。効果的光路長のこの変化は予測可能で反復可能である、そして、それは効果がデジタルプロセッサ102のメモリのLUTに格納されることができるということである。距離見込みがデジタルプロセッサ102によって作られたあと、距離補正係数はLUTのデジタルプロセッサ102によって分かる、そして、その距離に対応する矯正差入口はそれから表示128に対する排出量であるかまたは排出量である非常に改良された見込みに到着するために距離見込みに適用されるかまたは他のマナーに格納される。

精度見込みに到着するために、精度予算は、ジッタ・エラー（0.05mm）有限の加算平均または低いS N R（0.30mm）によるエラー、TCXO周波数エラー（0.2mm 10mで）および屈折率見込みエラー（0.035mm 10mで）を含有して、最初に取り付けられる。これらのエラーは通常、統計的独立で、したがって以下の式に従って二乗総和平方根流行において組み合わさる。そして、10メートルの標的距離を仮定する：

$$\text{エラー} = [ (\text{ジッタ・エラー})^2 + (\text{低 S N R})^2 + (\text{TCXO振動数})^2 + (\text{屈折率})^2 ]^{1/2} \quad (22)$$

式(22)に上記番号をつけるラッギングは0.36mmのエラーを产生する、これが原点オフセット位相を推定する際にできたエラーの効果を含有しない。より短い距離およびより高いS N Rで作られたものが含有されるときに、距離エラー計測が実施例、および上述の条件で0.5mm以下である。

図11Aを参照すると、5,000のコンピュータ・シミュレーションされた測距の計測誤差のヒストグラムは、図示される。S N Rがそうであったシミュレーションにおいて50（加算平均でない）がDFT（時計ジッタでない）を4示すこと、そして、バースト変調周波数は、20MHzであった。配給の標準偏差は、図10に示されるデータと整合している。

図11Bを参照すると、12フィートいなかつターゲットTに対する実際の測距の計測誤差のヒストグラムは、図示される。測定器使い古した4-位置DFT（加算平均でない）そして、Q 10MHz変調周波数を押し開ける。実際の配給の標準偏差は、シミュレーションされたデータが図10に示したコンピュータと整合している。

【0050】

精度を高めるための1つの方法は、バーストの変調周波数を高めることである。ほかのものが全て一定に保たれているのであれば、20MHzから100MHzへ、バースト周波数を5倍高めることにより、結果的に得られる位相推定値に関連する距離推定値の精度を5倍高めることもできる。しかしながら、変調周波数を高めると、必ずコストも上がることになり、粗距離推定値の精度も高めなければならない。

他の実施形態は、本発明のより低成本の実行に結果としてなる測定システム100(1)に、変態に関する。測定システム100(1)に作られることができるもの一つの変態はバースト波形発生器104によって発生する波形によってある。そして、それはこれまで洞様のと記述されて、図5の省略形の実施例として示される。信号がレーザドライバ108に示される前に、正弦のバースト波形は図6および8に示されるバースト波形発生器104の範囲内でバイナリ信号を平滑している低いパスによって創作される。しかしながら、バースト波形発生器104の範囲内の低いパス濾波機能が取り除かれる場合、バイナリバースト波形はレーザドライバ104に示される。適当な電圧オフセットについては、更なる回路単純化は、レーザドライバ104にバイナリ回路を作ることである。結果は、図12の省略形で図示されるレーザダイオード110からのデジタル・エネルギー放出物である。このバイナリ光学エネルギー

は、レーザダイオード110によってターゲットTに発信される。信号のタイプがそうすることができるその他がそうであるにもかかわらず、一部の送信された光学エネルギーは焦点化法システム112の捕集レンズによるフォトダイオード114へ戻って反映される。容認されている後部（例えばターゲットTで送信された光学エネルギーの検出に応答して送られるリターン信号）フォトダイオード114の排出量は良好なフィデリティを有するバイナリ信号を再生する必要はない、そして、そのバンド幅がバイナリバースト信号の基音振動数のそれに制限される場合、それは有益である。フォトダイオード114から出力信号が図6および8の同調增幅回路116(1)によってその後平滑されるときに、信号のままになっている全ての高次高調波はろ過される。そして、所望の正弦波信号を残す。そして、それは次々に当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)の方向を目指す。フィルタ処理信号の位相は、ターゲットTの距離を、まだ表す。この正弦波信号は、それから自動利得を扱う通常の方法で加工される-以前により大きな詳細にて説明したように、デジタルプロセッサ102において制御回路120(1) A/Dコンバータ124(1) そうすると、DFT加工機能。

バイナリバースト変調信号は、方形波でありえる、50%を有するデューティ比（またはパルス）、そこにおいて、デューティ比は、50%未満である。デューティ比が超過50%である別の実施例、100%未満以外働きもする。さらにまた、バーストから成る個々のパルスは二成分である必要はなくて、台形でありえて、三角でありえる、または、上昇がじりじり進む他のいかなるプロファイルもおよび立下り縁は互いに実質的に鏡映像である。

他の改変は、著しくより遅いA/Dコンバータ124(1)の使用を考慮に入れる。これまで、A/Dコンバータ124(1)はバーストにつき4つのサンプルを集めるように求められた。そこにおいて、4はDFTアルゴリズムの位置の数である。継続実施例において、バースト継続時間が25(我々)であること、全4つのサンプルがそうでなければならなかつた意味は、それの中で25を集めた我々時間枠、同調增幅回路が安定させるのを許した後のそれが、20Vs.の命令にある従って、転換率は、 $4/2011\mu s = 200$ であるkHz、かなり高い転換率（特に16ビットのA/Dコンバータのための）。一方では転換が遅くされる場合、1つの転換だけがバーストにつきあるように、相当なA/Dコンバータ省コストは結果としてなるだろう。これは、図13のタイミング図において図示される。

この構成において、A/Dコンバータ124(1)による転換率は、1600Hzであるバースト振動数と実質的に同様である。この低速走行速度で作動するA/Dコンバータ124(1)のコストが例外的に安価でもよい間、400の位相見込みだけが1000の平均が精度のために必要な場合、測距を延長する第2につきある。それを直すために、例えば $10\mu s$ まで、バースト継続時間は短絡することができる、そして、BRFは眼-安全性を危うくすることのない4,000Hzに増やせることができる。そして、他の全てが等しい。1秒につき4,000のサンプル、16ビットのA/Dコンバータは、まだ全く安価である。

以前の実施形態に記載されるように、測距を計算するときに、本発明の最終的な精度は実行される加算平均の量の強い官能基である。測定システム・コストを進んで来ることのない加算平均の高次を有する高精度を得るために、多くのデータはを集められることを必要とする、そして、好ましくは実時刻で、デジタルプロセッサ102は急速にそれを加工するに十分強力なことを必要とする。通常、加算平均アルゴリズムは単一で速い、そして、低コスト・デジタルプロセッサ102は所望であるのと同程度急速に加算平均を実行することができる。そのかわりに、データ収集、特に広い語幅（例えば16ビット）が所望のときに、特にA/Dコンバータ124(1)によるA/D転換は速度およびコストの間の妥協の出所である。

図14を参照する。測定システム100(3)の受部は、図示される。本願明細書において記載されている場合を除いて、測定システム100(1)および100の(2)のために以前に記載されて

いるについて、測定システム100(3)の構造および操作は、図14において図示されない送信部分を含有して、同じことである。図6および8に示され記載されている要素のような図14の要素は、多数のようであり、ここで詳細について再度示され記載する。

測定システム100(3)は、以下を含有する：各々、時計回路106(3)および同調増幅回路116(1)と結合される入力を有する複数の同等-時間-サンプル及びホールド回路118(1)-118(n)。各々の当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)-118(n)の排出量は、AGC回路120(1)-120(n)のうちの1つへの入力と結合される。

各々のAGC回路120(1)-120(n)の排出量は、A/Dコンバータ124(1)-124(n)の入力と結合される。各々のA/Dコンバータ124(1)-124(n)の排出量は、デジタルプロセッサ102と結合される。時計回路106(3)は、各々の当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)-118(n)と結合される。

図14において、ターゲットTから反射される光は、フォトダイオード114によって受け容れられて、受信であるか反射された信号が増幅されて、平滑される同調増幅回路116(1)に発信される。同調増幅回路116(1)による信号出力は並列回路の列に送られる。そこにおいて、並列回路の各々は当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)のうちの1つを含む-118(n)がA/Dコンバタ回路124(1)-124(n)のうちの1つと結合されるAGC回路120(1)-120(n)のうちの1つと結合される。

時計回路106(2)は、タイミングの原因となって、各々の並列回路の範囲内で発生しているサンプリングおよび転換を配位している。以前の実施形態において、単一のサンプリングおよび転換回路118(1)はサンプル1、サンプル2、その他を加工するが、本実施例において、第1の当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)はサンプル1を加工する、第2の当量-時間-サンプル及びホールド回路118(2)は第2のサンプルを加工する、そして、第n番目の当量-時間-サンプル及びホールド回路118(n)までのその他は第n番目のサンプルを加工する。第n番目の当量-時間-サンプル及びホールド回路118(n)が呼び出されたあと、次の位相の第1のサンプルのための第1の当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)の時計回路106(1)次呼び出しが推定する 第2の当量-時間-サンプル及びホールド回路118(2)は次の位相見込みの第2のサンプルを加工する、そして、サイクルは測距の間に、続ける。完全に利用されるときに、効果的サンプル捕集率のn-折り目増加については、全ての第n番目の当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)-118(n)は同時にサンプリングおよび変換データでありえる。このような方法で、-124(n)が作動する複数の下部の遂行A/Dコンバータ124(1)が匹敵するので、付加的なデータは高性能A/Dコンバータを使用することと関連した大きいコスト増加を被らずに集められることができる。

コストが直ちに利用ができる場合、この測定システム100(3)の他の利点はそれがデータ収集の極めて高いレベルを考慮に入れるということである。例えば、バーストの中の各サイクルが8ポイントのDFTのために8回試料採取される場合、そして、有用なバースト継続時間（調整されたろ過器が安定させたi.e.その時）は20(μs)である、そして、3200のサンプル/バーストがある。n=32サンプリングおよび転換回路の列がある場合、200ns/変換または500万のサンプル/第2(5MSPS)の転換速度のために、各々は20g/sバースト期間の間に100のサンプルおよび転換を実行しなければならない。1600HzのBRFを有する、1秒につき集められる約5,120,000サンプルまたは1秒につき640,000の位相見込みがある。

20MHz率で調整されることがないいくつかの放出ソースが、ある上の実施例に記載されている。これらのソースの1つのクラスは、Q-切替えられたレーザーである、それ100kHzの率の一連の強拡大のパルスを典型的に生じる。100kHz、変調周波数は3キロメートル

の波長を有して、そして、これまで記載されている方法は、ミリメートルの代わりにメートルの命令上の精度を設ける。

それにもかかわらず、分野のそれらの利用能および信頼性のため、強力低繰返し数ソースを使用することは、望ましい。これらのソースが使われることができる一つの方法は、それらが放射するパルスに存在するより高い振動数高調波を利用することになっている。これは、反復するパルス列がフーリエシリーズによって数学的にモデル化されることができる点に注意することによって達成されることができる：

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k [\cos(2\pi k t / P)] + \sum_{k=1}^{\infty} b_k [\sin(2\pi k t / P)] \quad (23)$$

ここで、tが時間であり、f(t)はその基本的でより高い高調波に分解されている周期関数である、kは倍音（i.e., k=1は、基本波である、k=2が、第2の倍音、その他である）を意味している整数である、そして、Pは基本波（e.g.、基音振動数がそうであるP=10tsもしも100kHz）の期間である。用語a0は、f(t)の平均またはDC用語を示して、本願においてほとんど有用ではない。また、t=0起源の部位がそのようにそのf(t) = f(-t)を勝手に課される場合、bk用語が全てのゼロであることがわかる。さらに、用語akを測定する中で、高次用語（例えばk=100および上記）に存在するエネルギー量がパルスの狭さの官能基であることを分かる。例えば、f(t)が方形波である場合、ごくわずかなエネルギーがより高い用語akにある。しかしながら、f(t)から成るパルスが狭い場合、例えば1%のデューティ比については、それから、有意なエネルギーはより高い用語に存在する。例えば、成り立っているパルス100kHz、バイナリ信号は作られた狭い、それから有意なエネルギーがk=100倍音において見つかるということである、または、10MHz、そして、このエネルギーは他の高調波から平滑されることができる、そして、2、3ミリメートルの命令上の精度については、位相は本発明の方法を一致させることを測定した。

図15を参照する。測定システム100(4)の受部は、図示される。本願明細書において記載されている場合を除いて、測定システム100(3)のために以前に記載されているにつれて、測定システム100(4)の構造および操作は、図15において図示されない送信部分を含有して、同じことである。FIG.14において図と共に記載される要素のようである図15の要素は、同類多数を有して、再び詳細にここで図と共に記載されない。

図15を参照する。測定システム100(4)は、(1)がフォトダイオード114の排出量と結合した広帯域アンプ132への入力を有する。広帯域アンプ132(1)の排出量は、同調增幅回路116(1)-116(n)の入力と結合される。各々の同調增幅回路116(1)の排出量 - 116(n)は、当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)のうちの1つと結合される - 118(n)。時計回路106(4)は、各々の同等-時間-サンプル・ホールド回路118(1)-118(n)と結合される。

図15において、反射されるかまたは、さもないとターゲットTから反射される脈拍を調整された光は、フォトダイオード114によって受け容れられて、電子信号に変わる。最低の倍音から最も高い倍音（興味がある）まで、この信号は、それから、バンド幅が全ての信号を増幅するのに十分広い広帯域のアンプ132(1)において増幅される。広帯域アンプ132(1)の排出量はそれから一つ以上の受信機回路の列の方向を目指す。そこにおいて、受信機回路の各々は - 118(n)がA/Dコンバータ回路124(1)-124(n)のうちの1つと結合されるAGC回路120(1)-120(n)の1つと結合した当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)の1つと結合される同調增幅回路116(1)-116(n)のうちの1つを含む。各々の同

調増幅回路116(1)-116(n)の中心周波数は興味がある倍音に同調する、そして、ターゲットT. Higher高調波の距離を表すことがより短い波長を有するというその信号の位相によって、その排出量はその振動数の類洞である、したがって、それらはより正確な距離見積り結果としてなる。各々信号エネルギーを含んで、利用可能ないくつかの高調波があるので、全てのこれらの高調波が利用されることができるよう、受信機回路の列は示される。時計回路106(3)は適切なタイミングのサンプリング信号を設けることが可能でなければならない。そして、それは各々の異なる等価性の時間標本化回路のために異なる。

この回路トポロジは位相測定しているあいまい性課題を内因的に回復することが可能なそれ以上の利点を有する、1.5まで少なくとも、kmを有する100kHz信号、そして、信号の振幅がその調和数に反比例した時から、AGC回路の範囲内でいくつかの負担を軽減することができる振幅が現れるという広範囲にわたる信号があることもできる。一方では、(1)-116(n)がそうしなければならない高いQろ過器116は、通過域の幅として利用される100でなければならないkHz以下、現在の実施例において、それ困難にあることができる10MHz中心周波数。

測距操作の一部としてデジタルデータを透過して、受け容れさえすることが可能なことは、望ましい特定のアプリケーションがある。ドッキング・アプリケーションにおいて、ドックに入れられている2つの目的との間に情報を送受信することが可能であることは、ドッキング操作を促進することができる。複数の測定装置がターゲットT上へ目指す事情において、バーストの中のデジタル的にコード化されたデータによって、測定器がさまざまな受信信号とを区別することができて、どの信号が共起された伝達物質からの本当の反響であるかについて知っていることが可能であることができる。これは、自動車衝突防止状況と同様に、戦場に役立つことがありえた。

さらにもう一つのアプリケーションはIFF(友人または敵を同定する)トランスポンダにおいてある。そこにおいて、デジタルデータを含んでいるコーヒーレントのバーストエネルギーで明るくされるときに、トランスポンダは照らされているターゲットTの国籍を示す反射された信号に埋め込まれる適切なコードによって反応する。線源装置の透過は、同様にバースト信号の範囲内で埋込まれる国籍コードを有することができる。さらにもう一つのアプリケーションは、確認誤ったリターン(例えば敵のターゲットTによって未遂の妨害の間、遭遇されるそれら)に有能な埋め込みデジタルデータを使用することである。

バーストの中のデジタルデータは若干の方法のバーストを調整しなければならないので、DFTのためのサンプルがすでに集められたあと、データ変調が発生することが好み。このような方法で、測距のために使われているバースト信号の部分は変質されなくて、このことにより測距の精度に影響を及ぼさない。但し、いくつかが回路装置を受け容れることがこれらの効果を最小化するために実装されることとは可能である。

最も単純な変調は振幅変調(AM)である。そこにおいて、二進数1はキャリアの存在下で、示される、そして、デジタル0は信号の欠如によって示される。但し、他の変調方法がPWM(パルス幅変調)のような用いられることができる。図16を参照する。この種のAMデータ伝送(アスキー文字Aが透過される)の実施例は、図示される。通常のバースト波形が透過されたあと、2つのスタートビットがある。そして、それはデータが回路を受け容れることを配位して、データが間に合うことを示すために用いる。ワンストップ・ビットが続く文字Aを示している8つのデータ・ビットが、ある。これはシリアル通信である、そして、その代わりに使われることができる他の連続交信プロトコルがある。Aが透過されたあと、クロック回復およびタイミング回路が回復することができて、後の性格を有する良好な同期を確実にすることができるように、規定濃度バースト波形の更にいくつかの

サイクルまで、そこになければならない。図16のタイミングは、20とみなすMHz全体的なビット・レートが始まり、停止および介在のクロック回復ビットのため、減少するにもかかわらず、データ性格が透過されると共に、変調周波数およびビットが評価するバーストが20Mb/秒である。

図17を参照する。本発明の実施形態に従う測定システム100(5)は、図示される。本願明細書において記載されている場合を除いて、(5)が同様である測定システム100の構造および操作は測定システム100のために以前に(1)および100の(2)を記載した。図6および8において示され記述されている要素のようである図17の要素は、多くあり、ここでは再度詳細に示され記述されない。

図17を参照する。測定システム100(5)は、(1)がフォトダイオード114の排出量と結合した広帯域アンプ132の入力を有する。広帯域アンプ132(1)の排出量は、同調増幅回路116(1)への入力に、そして、他の広帯域アンプ132(2)の入力に結合される。広帯域アンプ132(2)の排出量は、比色器136およびクロック回復回路134の入力と結合される。比色器136の排出量はフリップフロップ回路138のD入力と結合される、そして、クロック回復回路134の排出量はフリップフロップ回路138のクロック入力と結合される。フリップフロップ回路138の排出量は、バッファ回路140の入力と結合される。バッファ回路140からの排出量は、デジタルプロセッサ102への入力と結合される。測定システム100(5)は、図16において表されるデータを送受信することができる。

図17において、バースト波形上へコード化されることになっているディジタルデータは、デジタルプロセッサ102からバースト波形発生器104まで追加信号回線に沿って透過される。ターゲットTで休みの反射されたか、さもないと反射された信号は、フォトダイオード114で受け容れられて、それから広帯域アンプ132(1)によって増幅される。広帯域アンプ132(1)は、バイナリ信号のフィデリティを貯蔵する。次に、広帯域アンプ132(1)からの信号は、2つの部分、部分が以前に記載されて測距のための受信セクションに送られるものおよび第2部分への分裂が薄切を解読しているデータに送られるということである。

薄切を解読しているデータの中で、信号は、最初に、更なる信号を増幅する第2の広帯域アンプ132(2)に遭遇する。この完全に増幅された信号は、それから、排出量がトランジションがバーストの中で発光のON段階以内で心出しされるバイナリ信号であるクロック回復回路134に送られる。完全に増幅された信号は比色器136(ヒステリシスを有する)にも送られる。そして、排出量は名目上、レーザダイオード110によって送られるバイナリ信号のきれいな代表である。比色器136の排出量は、それから、フリップフロップ回路138(ゲーティングがクロック回復回路134の排出量によって制御される)への入力である。フリップフロップ回路138の排出量はデジタルプロセッサ102による解析の準備ができる連続デジタルデータストリームであるが、バッファ回路140によって最初に緩衝される。そして、それはデジタルプロセッサ102上のデータ収集要求を減らす直列並列変換器に対するシリアルとして作用する。

本出願のバックグラウンドにおいて、ミキサーの排出量が、信号の振幅情報と同様に、混ぜ合わせられている2つの信号の両方の位相情報を含有する点に注意されたこと、そして、情報がそうである位相および振幅が、混乱させ、そして、各々から切り離すのに困難である。しかしながら、アプリケーションが位相および振幅交絡に耐えることができる限り、混合操作(それはコーヒーレントの検出と歴史的に呼ばれた)は若干の利点を提供する。

図18Aを参照する。本発明の実施形態に従う測定システム100(6)の受部は、図示される。本願明細書において記載されている場合を除いて、測定システム100(1)および100の(2)

のために以前に記載されているについて、測定システム100(6)の構造および操作は、図18Aにおいて図示されない送信部分を含有して、同じことである。図6および8に示され記載される図18Aの要素は、多数であり、ここでは、再度示し記載しない。

図18Aを参照する。測定システム100(6)は、142がターゲットTから反射されたか反射された信号を受け取って、局部発振器から排出量を受け取るために連関されてある検出器/ミキサーへの入力をする。検出器/ミキサー142の排出量は、中間周波数(IF)アンプ144への入力と結合される。IFアンプの排出量は、デジタルプロセッサ102への入力と結合されるA/Dコンバータ回路124(1)への入力と結合されるAGC回路120(1)への入力と結合される当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)への入力と結合される。

レーザーのような図18A(コーヒーレントのキャリアを有する光)において、光(すなわち調整されるバースト)は、ターゲットTから反射して、正方形の法律検出器/ミキサー142の事件である。また、ミキサー/検出器142の事件は局部発振器からの光である。そして、それは第2の非常にコーヒーレントレーザーまたは第1のレーザーからの一部の光でありえた。これらの光学的信号は正方形の法律検出器/ミキサー142の範囲内で互いに対話する、そして、検出器/ミキサー142からの排出量である電子信号は以下に比率である:

$$S = I_T + I_{L0} + 2(I_T I_{L0})^{1/2} \cos(\phi_T - \phi_{L0}) \quad (24)$$

ここで、ITがターゲットTから受け取られる光の輝度である所で、IL0は局部発振器からの光の輝度である、OTはターゲットTから受け取られる光のキャリアの位相である、そして、PL0は局部発振器からの光の位相である。通常、IT < IL0および製品(I\_T I\_{L0}) (根がITより大きくて非常にある広場の中の)。混乱した位相および振幅情報の代価であるけれども実質的に、局部発振器は受信ターゲット信号を増幅する。

検出器/ミキサー142の排出量は、それからもしもアンプ144によって増幅される電子信号である。IFアンプ144の排出量は、それから当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)によって加工される、自動の利得-すでに本願明細書において記載されているについて、制御が120の(1) A/Dコンバータ回路124(1)およびデジタルプロセッサ102を巡回する。

図18Bを参照する。本発明の実施形態に従う測定システム100(7)の受部は、図示される。本願明細書において記載されている場合を除いて、測定システム100(1)および100の(2)のために以前に記載されているについて、測定システム100(7)の構造および操作は、図18Bにおいて図示されない送信部分を含有して、同じことである。図6および8に示され記載される図18Bの要素は、多数であり、ここでは、再度示し記載しない。

図18Bを参照する。測定システム100(7)は、ターゲットTから反射されたか反射された信号を受け取るために結合されるトランステューサ146への入力を有する。トランステューサ146の排出量は、RFアンプ148への入力と結合される。RFアンプ148の排出量および局部発振器は、ミキサー141への入力と結合される。ミキサー141の排出量は、中間周波数(IF)アンプ144への入力と結合される。IFアンプの排出量は、デジタルプロセッサ102への入力と結合されるA/Dコンバータ回路124(1)への入力と結合されるAGC回路120(1)への入力と結合される当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)への入力と結合される。測定システム100(7)は、非光学的信号(例えばRF、マイクロ波またはミリ波信号)の電磁放射のコーヒーレントの復調システムである。

図18Bにおいて、トランステューサ146は、電子信号にターゲットTから反射される電磁信号を変える。電子信号は、それから、ミキサー141への入力である前に、RFアンプ148に

よって増幅される。局部発振器の排出量は、ミキサー141への入力およびミキサー141の排出量がこのようにそうである時間変動している相互変調でもある：

$$i_o(t) = b v_T v_{L0} \cos((\omega_T - \omega_{L0})t + \phi_T - \phi_{L0}) \quad (25)$$

ここで、 $i_o(t)$ がミキサー141を残している電子信号の流れである所で、 $b$ が均整の定数であって、 $v_T$ はRFアンプの排出量のターゲットTからの信号の振幅である、 $v_{L0}$ は局部発振器信号の振幅である、 $\omega_T$ はRFアンプの排出量のターゲットTからの信号のキャリアの角周波数である、 $\omega_{L0}$ は局部発振器の角周波数である、 $\phi_T$ はRFアンプの排出量のターゲットTからの信号のキャリアの位相である、そして、 $\phi_{L0}$ は局部発振器信号の位相である。光学コーヒーレントの検出と同様に、局部発振器は、混乱した位相および振幅情報の代価でターゲットTから以外受け取られる信号を増幅するのに役立つ。ミキサー141の排出量は、それからIFアンプ144によって増幅される電子信号である。すでに本願明細書において記載されているについて、IFアンプ144の排出量はそれから当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1) A G C回路120(1) A / Dコンバータ回路124(1)およびデジタルプロセッサ102によって加工される。

上記の実施形態においてであるけれども、突出させられたエネルギーは音響のような自然（缶がターゲットTの方へ透過されるという他のタイプの信号）において電磁石であると評された。超音波エネルギーについては、バーストにおいてあることと対照的に、ターゲットTの方の放出の継続は稽留でありえる。- その理由は、次のことがある。眼安全性は懸念でない。さらに、キャリアは、調整される必要はなくて、すでに、等価性の時間サンプリングに適している波長の中である。8.625mmの波長を有する、典型的な超音波周波数は40kHzである、それは空気の345メートル/秒に広がる。10メートルの標的距離のために、往復の走時は、58msである、最大放出繰返し数が約17Hzである。

比較的短い波長のため、しかしながら、それが調整された電磁石のキャリアによって遭遇したより、あいまい性課題は、いくらか困難である。これを解析する一つの方法は、図20の最上位で見られる超音波的な信号包膜を発することによってある。この放出においてデューティ比がほぼ80%から90%であること、未精練往復のタイミングのために使用するOFF期間については、位相あいまい性を回復するために用いる。超音波的な放出が始まると同時に、電圧ランプは開始される。そして、図20の底で示される。ターゲットTからの超音波エコーが最初に受け容れられるときに、電圧立ち上げは直ちに終了される。ランプの電圧のマグニチュードは、それから距離に比率である。電圧ランプがこの例で未精練距離見込みを得るために用いるにもかかわらず、未精練であるか粗い測距を得ることための他のシステムと方法が用いられることができる。そして、例えばカウンタまたは複数の超音波周波数を使用する。

図19を参照すると、本発明の実施形態に従う測定システム100(8)は、図示される。本願明細書において記載されている場合を除いて、(8)が同様である測定システム100の構造および操作は測定システム100のために以前に(1)および100の(2)を記載した。図6および8に示され記載される図18Bの要素は、多数であり、ここでは、再度示し記載しない。

図19において、測定システム100(8)は、時計回路106(2)の入力と結合されるデジタルプロセッサ102の出力を有する。時計回路106(2)の排出量は、排出量が送信トランスデューサ152の入力と結合される送信機ドライバ150の入力と結合される。受信トランスデューサ154は、ターゲットTから反映されたかさもないと返された音響信号を受け取るために位置決めされる。受信トランスデューサ154の排出量は、ろ過器アンプ156への入力に、そして、アンプ158への入力に結合される。ろ過器アンプ156の排出量は、当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)の入力と結合される。アンプ158の排出量は、回路130を測定して

いるパルスTOF距離への入力と結合される。時計回路106(2)も、回路130を測定しているパルスTOF距離への入力と結合される排出量を有する。

図19において、送受信変換器152および154は音響エネルギーによって動くように設計されている、そして、送信機ドライバ150は電子的に送信トランジスタ152を有する界面に設計される。加えて、時計回路106(2)は修正される。そうすると、送信機ドライバ150に対するその排出量は下部の振動数のより長いバーストを生じる。図20においてそれが見られたことON時間が、50msを一般に持続することができる、40kHzの2000サイクルを有するON時間の間に信号を含んでいる信号。

要求される精度に応じて、等価性の時間サンプリング・レートは、より遅くもありえる。超音波的な放出波長が8.625mmであることが言った上記例（標準偏差が波長の最高1%である比較的劣った位相見込みさえまたはものさえ）がよりよく精度を得て中で1mmである。以上、一方では。- その理由は、次のことがある。デューティ比は80である%、多くのサンプルがON時間以内の2000のサイクルを通じて集められる十分な機会がある、そして、発生するために有意な加算平均のために、それは結果として生じる距離見込みを非常に改善することができる。

定位標包品に、本発明の理学的なハードウェアは短期アプリケーションのための携帯標包品に嵌合するのに十分小さくありえる、または、それはアプリケーションを走査するための方針で立面図の渦運動を有するプラットフォームにおいて取り付けられることができる。

図21を参照する。本発明の実施形態に従う測定システム100(9)は、図示される。本願明細書において記載されている場合を除いて、(9)が同様である測定システム100の構造および操作は測定システム100のために以前に(1)を記載した。

6が多数のように有する図において図と共に記載される要素のよう、再び詳細にここで図と共に記載されない図21の要素。図21において、測定システム100(9)は、送信／受信システム109を形成するために同じプラットフォームにおいて軸心を同じくして取り付けられる送信要素および受信素子を有する。送信／受信システム109は、放射された信号を送って、更に反映するものまたはその反対が信号がターゲットTを形成すると答えたことを受け容れる。

従来のレーダー装置の映像信号は、図22Aにおいて表される。水平軸は範囲軸である、そして、垂直軸は両方の位相に関する情報を含有する、そして、反響の振幅はターゲットTから戻った。本出願のバックグラウンドで述べられるように、振幅および位相は混乱していて特に分別するのが困難である。

図22Bを参照する。例えば、ビデオが示された図22Aの信号を送る方法の表現は、図示されてシステム100(9)を中で測定する際のデジタルプロセッサ102の排出量に現れる。DFTの性質のため、位相（式3-10の初期に述べられた）および振幅（それも式2の初期に示された）両方は、次の解析または視聴のために入手自由である。図22Bの垂直的な線セグメントによって示されるにつれて、デジタルプロセッサによる振幅および位相信号排出量は自然において離散的である。- その理由は、次のことがある。それらはDFTによって算出される。モニター装置に表示される前に、デジタルプロセッサからの離散的な振幅および位相信号排出量は、デジタル-アナログ・コンバータ（図示せず）を有するアナログ形式に変わることができる。

振幅信号はターゲットTの反射率に関する情報を担持する、そこから、そのサイズは演

繰されることができる。振幅信号は、スキャン職工が最も大きな振幅を有する位置角を見つけることによってターゲットTの正確な位置角を限局化するためにターゲットTの軸について逐次移動するターゲットTのトラッキングを促進するために用いることもできる。討議されるように、位相信号はターゲットTの距離および速度情報を担持する。

図23を参照する。本発明の実施形態に従う測定システム100(10)は、図示される。本願明細書において記載されている場合を除いて、測定システム100(2)のために以前に記載されているについて、測定システム100(10)の構造および操作は、図23において図示されない送信部分を含有して、同じことである。図8に示され記載される図23の要素は、多数であり、ここでは、再度示し記載しない。

図23を参照する。測定システム100(10)は、以下を含有する：トランスデューサを受け容れることの配列160上へ反射されたかさもないと反射された信号を撮像する結像レンズ159。トランスデューサの各々は、レシーバ処理回路125(1)-125(n)127の(1)-127(n)および129の(1)-129(n)の配列のうちの1つと結合される。レシーバ処理は125の(1)-125(n)127の(1)-127(n)および129の(1)を巡回する-129(n)は各々、デジタルプロセッサ102と結合されるA/Dコンバータ124(1)-124(n)のうちの1つと結合される自動利得制御回路120(1)-120(n)のうちの1つと結合される当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)-118(n)のうちの1つと結合されるアンプ116(1)-116(n)のうちの1つを含む。測定システム100(10)は、目的の三次元画像または高度なフィデリティまたは速度を有する場面を創作することができる。

密接に間隔を置かれて、ターゲットTから反映される十類光を集中させるレンズシステム159の造幣面に位置して、配列160の受信トランスデューサーは小さい。但し、他の構成が使われることができる。このような方法で、配列160の受信トランスデューサーの各要素またはピクセルは、ちょうどターゲットTの1つの比較的小さい部分から、信号を受信する。ずらりと並んだピクセルが用いられる、そして、それらの信号がターゲットの三次元表現を本発明では加工したときに、Tは生じられることができる。

例えば、配列160は、以下を含むことができる：離散的なフォトダイオードまたはそれの配列は、CMOS映像器を含むことができる。いずれにせよ、受信素子は、ターゲットTによって反射されるバースト波形信号に反応するのに十分急速でなければならない。トランスデューサ・ピクセルがあるについて、処理回路125(1)-125(n)127の(1)-127(n)および129の(1)-129(n)の配列は並列回路の同じ数を含むことができる、または、信号マルチブレクシングが使われる場合、少數の人がいることができる、または、より多くがサンプリングおよびデータ収集の速度を上げるために必要に応じてあることができる。

用途の広さを改善するために、配列160がいかなる任意の方向ものターゲットTを狙うことができるよう、結像レンズ159および配列160が走査機構において取り付けられることを思われる。処理回路の配列は、スキャン・マウント(図示せず)の中で、または、遠隔で位置付けされることができる。

測定システム100(1)のための送信装置(図示せず)があるいは、赤いレーザー光、緑灯および青色光に記載の、赤色光を透過することができて、更に用途の広さを改善するため赤い緑色の青複合体3-ターゲットTの次元の代表は取り付けられることができ、開設した受け容れる、軽いセンシングアレイはこれらの光学波長に反応することもできる。

それがターゲットTの距離がさまざまな状況およびアプリケーションで測定されることができる以前の実施形態に示されたので、ターゲットTの速度はターゲットTの距離の変更の時間変化率を強調することによってデジタルプロセッサで測定されることもできる。他

の文献において、なんて、ターゲットTの速度がそのドップラー周波数変位を測定することによって測定されることができるだろうことは、示される、それそれが、受信位相の時間変化率を測定することと数学的に同様であることをわかる。伝送信号の数学の用語を変化させている時間を考慮する：

$$Tx = \cos(2\pi f t) \quad (26)$$

ここで、fが変調の振動数である所で、20MHz、そして、tは、時間である。この信号が可動ターゲットTから反射されたあと、受信信号は以下である

$$Rx = \cos[2\pi f t + 2\pi \times 2d(t)/\lambda] \quad (27)$$

ここで、d(t)が時間の関数として、ターゲットの変更距離を示す所で、λが20MHz変調の波長である。2の余分の指數は、往復の位相変化を占める。

ターゲットTがv m/sで、そしてd(t)=vtで移動している場合、そして、式(27)は以下として書き直されることができる：

$$Rx = \cos[2\pi f t + 2\pi \times 2vt/\lambda] \quad (28)$$

式(28)の用語 $2\pi \times 2vt/\lambda$ は、本発明の方法によって直ちに測定されることが可能な位相変化を示す。我々が得る式(28)の用語を再配列する：

$$Rx = \cos[2\pi f t + 2\pi(2v/\lambda)t] \quad (29)$$

$$Rx = \cos[2\pi f t + 2\pi(f_T)t] \quad (30)$$

位相変化を変化させているこの時間は実は周波数変位である。そして、付加的な振動数が $f_T = 2v/\lambda$ である。

波長λを有する入射信号については、この周波数変位は、可動ターゲットTと関連したドップラーシフトであるとして確立されてもいる。しかしながら、式(30)の $f_T$ は本発明の方法の範囲内で直ちに利用できない、そして、速度は距離の変更の時間変化率を算出することによって計算されなければならない。本発明の手段によって測距を得ることは直接である、そして、時間情報は、時間変化率のために、バースト繰返し数の形ですでにある。そして、それは周知で一定の率である。数学的に、その最も単純な形で、速度が、表されることができる

$$v = (d_1 - d_2) / (t_1 - t_2) \quad (31)$$

ここで、vが計算された速度であり、d1は時間t1の距離である、そして、d2は時間t2の距離である。より小さいフォーマット((31)が表されることができる式)において

$$v = d / t \quad (32)$$

そこで d = d1 - d2、そして、時間 t = t1 - t2 で起こっている距離の変化である。

单一の速度見込みは不規則雑音のためエラーを含有しそうである、そして、本発明において固有な加算平均技術を利用することはたいへん望ましい。速度のより正確な見込みは、このようにある

1599

$$v_{avg} = \sum_{j=1} \Delta d(j) / \Delta t(j) \quad (33)$$

 $j=1$ 

これは1秒につき1600の距離を見込みとみなす。そして、それの中で、この時間の1599の広告のものがある。式(33)は、式(32)のそれより非常に正確な速度見込みに結果としてなる。

より良好な速度見込みさえ産生するコンピューティング速度のための交互の方法は、直線回帰を使用することである。通常、ターゲットTの速度が計算される1秒以下の時間で、速度はあまり変化しなかった、そして、距離および時間の関係はリニアである。直線回帰式に従って逆行計算を実行することは、それから単一の事項である：

$$v = [(時間_i - 平均的時間)(d_i - 平均距離)] / (時間_i - 平均的時間)^2 \quad (34)$$

この式は距離回のカーブの傾斜を示し、その実施例は図24において表される。図24を参照すると、雑音が多い生の測距および直線回帰によって得られた測距で最高の適当な線は、図示される。コンピューターシミュレーションは、式(34)が標準偏差が式(33)によって得られたそれらより4回少ない速度分布に結果としてなることを示す。

加えて、柔軟性および精度至適化に関する更なる利点は、アーケンジメント官能基（排出量がそれからアーケンジメント官能基に対する引数として使われる）の意見書上の非線形逆行を実行することによって理解されることができる。この付加的な処理はより高性能デジタルプロセッサを必要とする。そして、それはより高いコストとともに次々に来る。

ターゲットTの速度が興味がある時間を通じて一定でない場合、非線形回帰法はターゲットTおよび力積の促進を推定するために用いることができる。

ターゲットTの速度だけが測定されていて、ターゲットTの絶対距離であつてない場合、図25のステップ202に関して述べられる0-距離位相オフセットは必要でない。これは、測定システムおよび還元型の経費の単純化を考慮に入れる。

上記の速度測定方法の多くの明らかなアプリケーションがある、しかし、ターゲットTの速度がゼロであるときに、微妙なものは発生する；すなわち、最高が直線回帰に合うときに、線は水平方向である。そして、0傾斜を有する。作動遺伝子が装置をターゲットT上のレーザスポットで着実な状態に保つよう努めている手で持てるサイズの距離測定システムにおいて、ゼロの速度は、作動遺伝子が装置を着実な状態に保った、そして、測定されている距離が正しくて正確である自動指示薬である。このような方法で、作動遺伝子は、それが測距を集めることになっていることを装置に知らせるために、付加的なスイッチを押圧する必要がない。

前述の実施形態が通常、放出ソースとして可視のレーザダイオードに基づくと共に、発光ダイオード(LED)のような、光の他の可視の出所が使われることもできる。赤外線および紫外線のLEDのものおよびレーザー・オペレーティングが、使われることもできる。実際、紫外線源は蛍光のターゲットを使用することの可能性を開く。そうすると、受信光は透射光より長い波長の中である。このように、装置の範囲内で送信されて受信信号との

間に改良されたフィルタリングおよび還元型の漏話を考慮に入れる。それらが、内部的に、または、外部的に、コーヒーレントのバースト波形によって調整されることがあるならば、他のレーザ源が用いられることもできる。さらにまた、放出キャリアは、光学波長の中である必要はない、ミリ波、マイクロ波または高周波でさえありえる。

他の実施形態は、複数の放出ソースが、並行して、または、順次、多様性のために使われるところである。この場合、1つのキャリアがかぶりのため吸収される場合、例えば、適当な波長の交互のキャリアはかぶりを貫通して、正確な操作を考慮に入れることが可能でもよい。

あるいは、記載されているバースト変調周波数、そして変調が二進オンオフ官能基になることができるにつれて、それが振動数であるように、キャリア波長が選択されるかどうかは同じ順に進行中である、そして、正弦のバースト変調は搬送波信号によって交換される。この種の搬送周波数はRF、マイクロ波およびミリ波制度においてある、そして、精度を失わずに、この方法は潜在的により単純な変調および復調回路機構を考慮に入れる。

距離あいまい性課題を回復する交互の方法は2つの実質的に異なる変調周波数を使用するために測定システムのためにある。そうすると、下部の振動数は未精練距離推定量として役立つ、そして、より高い変調周波数が微細な距離見積のために使われる。低周波変調が、決定するために用いてあるそれ、 /高周波変調が経験している2サイクル、未精練振動数で、低く十分でなければならない最大ターゲット範囲のそれ自身のあいまい性課題を有して、だが、高周波変調が受けている正しい /2サイクルの測定するために充分な精度を有するのに十分高い。

デジタルプロセッサ102が使用することができる、そして、精度を大幅に向上させることができて、あいまい性課題を同時に回復することができるさらにもう一つの処理アルゴリズムは、過剰なフラクションの使用である。過剰なフラクションにおいて、類似の振動数の2つ以上の変調周波数が使われる、そして、各々の位相はそれぞれに推定される。だが、各々の位相は互いと比較してもある、そして、位相関係は以下の発現に従って測定される：

$$\text{距離} = (n_1 + \frac{1}{2}) \cdot 1/2 = (n_2 + \frac{2}{2}) \cdot 2/2 = (n_3 + \frac{3}{2}) \cdot 3/2 = \dots \quad (35)$$

ここで、 $n_x$ が変調周波数xの未知の数の統合された波長である所で、 $\frac{x}{2}$ は変調周波数xの受信信号の計算された位相である、そして、 $\frac{x}{2}$ は変調周波数xの周知の波長である。式の数よりもう一つの変数が常に距離式にある一方、よく巧みに作られた処理アルゴリズムは直ちに $n_x$ のものを解析することができて、正確なあいまい性のない距離見込みに到着することができる。この方法の取引は、計測している回路の付加的な複雑性である、中でバンドパスフィルタで同様に受け容れる回路。

受信信号トラックおよび保持官能基は、低コスト・アナログスイッチおよび保持コンデンサを用いて直ちに実装されることがある。アナログスイッチがONである間、コンデンサの電圧は、受け容れる回路のアンプにより電圧出力を追従し、そして、アナログスイッチがOFFであるときに、受け容れるアナログスイッチがOFFに切替えられたであるという時、電圧は受け容れる回路アンプにより即効の電圧出力である。アナログスイッチのOFFに対するスイッチング作用ON時間がバースト振動数の期間の5%より少ないことが、所望である。20MHz振動数を押し開ける、期間は50ナノ秒である、そして、理想的に、スイッチング・スピードが2.5ナノ秒の下にある。

取得制御の付加的な量が受信信号経路において必要な場合、所望に、デジタルプロセッサ

サの管理下の様に、添加された利得ブロックは受信信号経路において、または、から切替えられることができる。計測が始まる前にこの付加的な利得段の信号遅延が目盛定めされなければならないという点で、課題は起こる。そして、測距が進行中の、そして、一旦利得の変化が必要であることを分かるならば、それはもちろんされることがない。オペレーターが「NEARに位置付けるケースに1つの溶液は、a "NEAR/FARを設置することである」スイッチ」短距離のための位置、例えば最高2メートルまたはより長い距離（2メートル以上）のための「FAR」。計測が開始する前に、このスイッチは適当な位置に位置付けられなければならない。その結果、適当な利得ブロックは受信信号経路に切替えられて、したがって、目盛定めされる。

交互のAGC方法は、レーザダイオードによって放射される光の分極化する性質を利用する。この自動利得において-制御法（ろ過器がレーザー放出経路に位置していることを分極化させている1つの下流を有する液晶）。通常、レーザー照明の偏光は、偏光フィルタおよび実質的に光が貫通するレーザーの全てと整合される。ターゲットに発信される力を削減することは、望ましいときに、液晶は電子的に付勢されることがある。そして、それは、レーザーの偏光で平らなものは照らす、そして、一部の光がそうである意志回転は偏光フィルタによって減った。回転およびそれ故、偏光フィルタの吸収の量の量は、電子的に制御可能である。具体的に送信されて受信波形の位相関係を邪魔しないと共に、この方法は100の指数まで放出アテニュエーションを達成することができる。

さらにもう一つのAGC AGC方法は、テキサス・インスツルメンツのデジタル・ミクロ鏡装置（DMD）技術である。DMDは、位置角ができるミクロ鏡の列から成る2つの可能な位置間で切り替えられる。大きさにおいて、定型的な配列は、10であるmm × 10mm、101の命令上にある各マイクロ鏡を有する1m × 10（um.）各マイクロ鏡は、個々に制御ができる。マイクロ鏡の全てがそれらのOFF位置（鏡出口から開口を反映している光の全て）においてあるように、AGC官能基は光路のDMDを位置付けることによって達成されることがある。しかし、鏡のパーセンテージを移動することによって、レーザー光線のパーセンテージは、このように、装置によって放射される光の量を減らしている開口から離れてリダイレクトされることがある。移動しているマイクロ鏡の数がより大きいほど、放射されたレーザー光線は、より強度でない。移動する鏡によってリダイレクトされる光は、迷光を最小化するために、ビームダンプに導かれることがある。あるいは、DMDは、キャリプレーション期間の間に必要とされる光スイッチ（111）として利用されることがある。このモードにおいて、検出のためのフォトダイオード上へ以外、リダイレクトされた光は、ビームダンプに入らない。

交替にDMD装置が用いられる、または、他の光線ステアリングまたは切換手段が用いられるかどうか、1秒は、単に挿げられる回線バスを受け容れる参照することの使用することができます。両路の信号遅延時間が同じことであることが強制的であるので、第2の経路は、実質的に受け容れるターゲットの受信信号のために使用する回路と同様である。この装置は、柔軟性を参考することを考慮に入れるが、追加回路と関連した追加費用とともに来る。

有限のジオメトリおよび光学ダイナミックレンジを有する定位置装置のために、複数の参照は、*apriori*を持っていかれることができる、そこにおいて、等価性の時間試料採取している機能ブロックの前に発生するケース従来のAGC方法が、用いられることができる。

測距が作られると共に、動的にピークのレーザー力およびデューティ比を変えることは、可能もある。より長い範囲距離のために、ピークのバースト力は増加することができる、そして、同時に、バーストデューティ比は眼安全性の操作を維持するために減少され

することができる。交替に、短距離のために、最大出力はそのように削減されることがある受け容れる、回路エレクトロニクスは飽和しなくて、そして、バーストデューティ比は斑点可視性を維持して、精度を増加させるかまたは計測継続時間を減少するために等価性の時間サンプル率を増加させるために増加することができる。力学的なレーザー動力制御装置の間、オフセット・キャリブレーションが正確なままであるように、透過回路の信号伝播遅延は一定のままでなければならない。

デジタルプロセッサ102によって離散的フーリエ変換の代わりに使われることができるさらにもう一つの位相を計算しているアルゴリズムは、容認されている類洞の振幅、オフセット、振動数および位相を推定するための非線形回帰曲線部品（例えばガウス-ニュートン方法）の使用である。振動数は公知である。このように、非線形退行を単純化する。この方法は、処理のためのより多くのサンプル点を必要として、DFTより著しく計算的に集中強化である。

両方の退行-ベースのおよびDFT信号処理方法の有意な効果は、直接、それらが位相（）を計算するということである、そして、従来の技術で述べられる類縁体位相測定方法に記載の余弦でない。従って、従来の技術の周期的な精度課題、

そこにおいて、位相の余弦の変化率は、特定の距離のゼロになって、DFTを有する出口および退行方法をしない。

距離または速度見込みが完全だったあと、結果データは車上表示128に表示されることができておよび／または貯蔵および更なる処理のためのリモート・コンピュータに送信されることができるか、またはそれ自体を格納することができて、装置によって加工されることができた。測定システムは、以下を含有することができる：各々の図に示されない場合であっても、表示128およびオペレーターは126を干渉する。

現在記載されている缶としての装置は、付属物によって装備されるかまたは容易により大きなシステムの一部を作られる。例えば、測量および地理学のマッピング・アプリケーションのために、それは、方向および立面図またはGPSレシーバを測定するためのコンパスおよび傾斜計によって装備されることができる。

さらにまた、一つ以上のキャリアは、ライダー・システムに記載の、ターゲットTの吸収性の特性をマッチするかまたは探索するために選ばれることができる、そして、ターゲットTの組成物はその距離および速度として同時に識別されることができる。

本発明が、他の技術と運動して使われることもできる。例えば、必要な精度および精度によって、この測定技術が未精練計測のために用いられることができる、そして、干渉計方法が微細な計測がサブミクロンの精度を得るために用いられることができる。多くの波動されたTOF距離計測技法のいかなる一つも、未精練計測として使われることができる、そして、本発明は、最大明白な範囲を増加させるために微細な計測を生じるために用いることがあります、または、同時にされる場合、缶が正確な測距を得るために必要な時間量を減らして。

ターゲットT上のレーザスポットの可視性を増加させるために、それは、10Hz率で高いONデューティ比によって、レーザー分泌液を震わせることが、レーザーガン観察において一般的である。この種の放出にON時間がある本発明に、例えば適用されるときに、90ms、バースト変調波形がどの時放射されるかという、10のOFF時間までに続くms放出が、ゼロである。距離または速度計測がうまくされるまで、このONおよびOFF放出パターンは繰り返して続く。それらがヒトの眼によって識別可能の限り、他のデューティ比およびサイク

ル振動数は適切でもある。

実際の回路の実施例は、アプリケーションによって、非常に変動することができる。コストが決定的でない高性能システムのために、特に検出器の近くで分かる高水準ディジタル信号および低レベルのアナログ信号との間に、回路は、漏話を減らす2枚以上の回路基板全体の蔓延でありえる。あるいは、電子機器（アナログでデジタル）の全ては、コストを減らすために、単一の回路基板に載置することができる。この構成については、看護は他のいかなる信号からも低レベルのアナログ信号を分離するためにされなければならない。そして、それは、例えば、アナログ回路が片面に置かれる、そして、デジタル回路が向こう側にある両側性回路基板を用いて達成されることがある。

距離および速度技術への願書は、ロボット工学、タンク・レベル目盛付、オートメーション化した組立てライン、衝突防止、自動車を含むがこれに限らず媒介物のための自律的で非自律的な車両の位置決め、トラック、ポート、船、平面、電車、フォークリフトおよび宇宙機を含有する。装置は定位置アプリケーション用の支持構造にしっかりと取り付けられることができる、または、それは半携帯型のアプリケーションの可動な目的に接着されることができる、または、それは完全に携帯型でありえて携帯端末でありえる。さらにまた、この技術が、カメラ・オートフォーカスのために用いられることができて、小型携帯装置で包まれることができて、自作で専門の構造プロジェクト、噴出性の溶解、ドッキング、ゴルフをすること、狩猟、アーチェリ、測量機、軍隊、準軍事的組織の一員およびヒトのコンピュータ-交互作用項（HCI）の巻き尺の代用として用いられることができる。HCIにおいて、本発明が一つ以上の人々の、または、ゲーム・プログラムのためのコンピュータシステムへの入力のための人（例えば眼または指先）の一部の部位の部位を測定するためのシステム構成部品として使われる、または、他のコンピュータプログラムが人の部位についての正確な知識および／またはその人の部品の部位を必要とする。

さらに、本発明は、伝搬性培養液が空気のそれとは著しく異なる屈折率を有するアプリケーションで使用されることができる。例えば、適当なキャリブレーションについては、それが、水面下で使われることができ、そこにおいて、距離および速度計測のために、屈折率は、1.33である。あるいは、それが、例えば、固体材（例えばそれが纖維の中間に距離を測定するために用いることができるファイバー・オプティックス）において使われることができる。本出願が、光時間領域反射測定（OTDR）器具使用によって、現在使われている。

本発明が、種々の異なるアプリケーションで使われることができる。例えば、測定システム10(1)-10(10)によって実装されることができるこれらのアプリケーションは、ターゲットに距離を測定して、ターゲットの速度を測定して、必要なコード識別を有する測定されたパラメータを測定して、衝突を回避して、ターゲットの部位を測定して、図26-30にて説明したように、ターゲットのイメージを得る方法を含有する。これらの方法は、システム（例えば(10)が本願明細書において記載した測定システム10(1)-10の一つ以上）によって実施されることができる。ターゲットに距離を測定する方法は、図25に関して以前に記載されていて、このようにここで再度記載されていない。

図26を参照する。本発明の実施形態に従うターゲットの速度を測定する方法は、図示される。ステップ300において、本発明の測定システムのうちの1つのオペレーターは、以下によって計測を開始する：そして、それから、反射された信号を受け容れる方へ信号を送ることは、ターゲットTから後ろへ、伝送信号の伝送信号または反射またはエコー・バックに応答して送った。ステップ302において、受信信号は当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)によって試料採取されて、A/Dコンバータ124(1)によって類縁体からディジタル信号まで変わる等価性の時間である、そして、サンプル値信号の位相は以前に

より大きな詳細にて説明したように、デジタルプロセッサ102によって推定される。ステップ304において、デジタルプロセッサ102は、位相見込みをメモリに保存する。

次に、ステップ306で、デジタルプロセッサ102は、位相見込みの設定数がなられたかどうか決定する。この例では、設定数は1600である。但し、他のよりかなりであるかより少ない多数（例えば二相見込み）が使われることができる。位相見込みの設定数がなられなかった場合、No分枝はステップ302に戻される。位相見込みの設定数がなられた場合、Yes分枝はステップ308にされる。

ステップ308において、デジタルプロセッサ102がメモリに保存される位相見込み上の直線回帰を実行すること他のタイプの処理が位相見込み（例えば単一の加算平均）にされることができるにもかかわらず。

次に、ステップ310で、デジタルプロセッサ102は、 $d/dt$ を計算して、 $d/dt$ を $dd/dt$ に変換するそうすると、 $dd/dt$ を速度に変換する。ステップ312において、速度計測が得られた適応症装置（例えばピーッと鳴っている信号発信器または表示128上のメッセージ）は、信号を送ることができる。ステップ314において、得られた速度計測は、表示128に示される。

図27を参照する。本発明の実施形態に従う必要なコード識別を有する測定されたパラメータを測定する方法は、図示される。ステップ320において、本発明の測定システムのうちの1つのオペレーターは、計測を開始する。ステップ322において、デジタルプロセッサ102はユニークなデバイス・コードをメモリから取り出して、バースト波形発生器104にそれを送る。但し、他のタイプの信号発生器が使われることができる。

ステップ324において、バースト波形発生器104はバースト伝送波形上へデバイス・コードまたは他のデータを追加する、そして、デバイス・コードはあらゆるバーストによって透過される。ステップ326において、反射または伝送信号の反響は、後ろにターゲットTから受け取られる。

ステップ326において、受信信号は、当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)によって試料採取されて、A/Dコンバータ124(1)によって類縁体からデジタル信号まで変わる等価性の時間である。加えて、デジタルプロセッサ102は、受信信号の終わりにデバイス・コードを復調する。ステップ328において、変換サンプル信号および復調されたデバイス・コードは、デジタルプロセッサ102に提供される。

ステップ330において、デジタルプロセッサ102は、復調されたデバイス・コードが実質的に送信されたデバイス・コードにマッチするかどうか決定する。復調されたデバイス・コードが送信されたデバイス・コードに実質的にマッチしない場合、No分枝はステップ326に戻される。コードが実質的に復調された装置が送信されたデバイス・コードにマッチする場合、Yes分枝はステップ332にされる。

ステップ332において、サンプル値信号の位相は、以前により大きな詳細にて説明したように、デジタルプロセッサ102によって推定される。加えて、複数の位相見込みの加算平均は、デジタルプロセッサ102によって行われることができる。ステップ334において、デジタルプロセッサ102は、位相見込みを加算平均が完了される距離に変換する。

ステップ336において、検査されたコードが受け容れられた、そして、ターゲットTの距離が表示128に示されることができる適応症装置（例えばピーッと鳴っている信号発信器または表示128上のメッセージ）は、信号を送ることができる。

図28を参照する。本発明の実施形態に従う衝突を回避する方法は、図示される。ステップ340において、ドライバは、本発明の実施形態に従う衝突防止のための測定システムを有する媒介物をつける。

ステップ342において、デジタルプロセッサ102が、以前により大きな詳細にて説明したように、位相オフセット・キャリブレーションを実行することをターゲット（例えば他の媒介物のバンパー）の方の信号を透過するそうすると、以前により詳細に記載されているについて、伝送信号にも応答して送られるターゲットTまたは反射された信号から後ろへ伝送信号の反射またはエコー・バックを受け容れる。

ステップ344において、受信信号は当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)によって試料採取される等価性の時間である、サンプル信号の振幅はAGC回路120(1)によって増加する、利得を調整した、試料採取された信号はA/Dコンバータ124(1)によって類縁体からデジタル信号まで変換される、そして、サンプル値信号の位相は以前により大きな詳細にて説明したように、デジタルプロセッサ102によって推定される。ステップ346において、デジタルプロセッサ102は、位相見込みの変更の時間変化率に基づいて、ターゲットTおよび媒介物の速度に距離を測定する。

距離が安全性の貫入距離より大きいかどうか決定する。ターゲットTに対する距離が安全性の貫入距離より大きい場合、Yes分枝はステップ352にされる。ステップ352において、表示128は、衝突が差し迫っていないというドライバに警報を出すために用いる。

ターゲットTに対する距離が安全性の貫入距離より大きくなき場合、分枝なしはステップ354にされる。ステップ354において、表示128は、強力な衝突状況の媒介物のドライバの信号を送るために用いて、その衝突がどこで起こるかについて指示示すことができる。

図29を参照する。本発明の実施形態に従うターゲットの部位を測定する方法は、図示される。方法はステップ360において始まる、そして、ステップ362で、自律的な半球状スキャンは始められる。但し、半球を越えるか、又はそれ未満の角体積は走査されることもできる。

ステップ364において、コーヒーレントのバースト型AEは、半球および解像度が以前により詳細に記載されて起動されるあいまい性のための電圧ランプの方へ透過される。次に、ステップ366で、放出反響は受け容れられる、そして、電圧ランプは以前により大きな詳細にて説明したように、止められる。

次に、ステップ368で、容認されている反響は当量-時間-サンプル及びホールド回路118(1)によって試料採取される等価性の時間である、試料採取された反響の振幅はAGC回路120(1)によって増加する、調整された利得、そして、試料採取された反響は以前により大きな詳細にて説明したように、A/Dコンバータ124(1)によって類縁体からデジタル信号まで変わる。加えて、ランプ電圧は、デジタルプロセッサ102のためのデジタル信号に変わる。

ステップ370において、デジタルプロセッサ102は試料採取された反響の位相および振幅を得るために離散的フーリエ変換を実行する。但し、位相および振幅を得る他の技術が、直線回帰を使用することのような、用いられることができる。

デジタルプロセッサ102も、AGC回路120(1)の利得を占めることによって、得られた振幅を調整する。

ステップ372において、デジタルプロセッサ102は得られた振幅がデジタルプロセッサ102のメモリに保存される騒音性許容限界より大きいかどうか決定する。但し、許容限界は他のマナーにおいて得られることができる。そして、例えば、それはオペレータインタフェース126を使用しているオペレーターによって入力する。もしもである場合、得られた振幅は騒音性許容限界より大きくない、そして、No分枝はステップ364に戻される。得られた振幅が騒音性許容限界より大きい場合、Yes分枝はステップ374にされる。

ステップ374、計算距離が得られた位相に基づきおいたデジタルプロセッサ374およびランプ電圧で、そして、ステップ376で、デジタルプロセッサは、システムが半球に示していた方向に基づくターゲットの角位置を強調する。ステップ378において、オペレーターは表示128上の目的ロケーションおよび反響輝度を自覚する。但し、この情報を設ける他のマナーが使われることができる。

図30を参照して、ターゲットのイメージを得る方法。中で、本発明の実施形態との一致は、図示される。手段380において、方法は始まる、そして、ステップ382で、オペレーターはシステムをターゲットTに向けて、増殖巣を最適化する。

ステップ384において、コーヒーレントのバースト型A-Eは、実質的に全体のターゲットTをカバーするかまたは塗布するために透過される。ステップ386において、ターゲットTの異なる部品からの放出反響は、検出器アレーの異なるピクセル上へ撮像される。

ステップ388において、平行に、検出器アレーの各ピクセルによる信号出力は、増幅されて、平滑されて、当量-時間-試料採取されて、保持されて、適用される利得を有されて、以前により詳細に記載されているにつれて、類縁体からディジタル信号まで変わる。ステップ390において、信号処理器の配列からディジタルデータは、デジタルプロセッサ102に送信される。ステップ392において、デジタルプロセッサ102は各ピクセルから受け取られるディジタル信号上の離散的フーリエ変換を実行して、位相データを各々のピクセルのための距離に変換する。但し、直線回帰の使用のような、データ上の他の技術が用いられることができる。

ステップ394において、デジタルプロセッサ102は三つを生成する-他のタイプの画像が二次元の画像のような発生することができるにもかかわらず、検出器アレー上へ撮像されるターゲットの特徴の部位に基づくターゲットTの次元のイメージ、拡大、ピクセル位置に対応する目的ロケーションに対する距離および信号の振幅は各ピクセルによって受け容れた。ステップ396において、三次元画像はディスプレイ128に表示される。但し、画像は示されることができるかまたは他のマナーに格納されることができる。

#### 【0051】

本発明の基本的な概念について記載してきたが、当業者であれば、上記に詳述した開示は、例示的目的で与えられることを意図しており、制限的なものではない。本願明細書に記載していないが、種々の変更、改良および修正が行われ、当業者に意図されている。これらの変更、改良、および修正は、本願明細書によって提示されることを意図され、本発明の範囲内のものである。さらに、処理要素やシーケンスの記載した順序、数の使用、文字、または他の指示は、特許請求の範囲に特定されている場合を除いて、任意の順序に請求されたプロセスを制限するように意図されていない。したがって、本発明は、以下の特許請求の範囲およびそれと同等のものによってのみ制限される。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0052】

- 【図1】従来の技術波動された飛行時間距離測定システムのブロック図である。
- 【図2】従来の技術ヘテロダイン位相測定距離測定システムのブロック図である。
- 【図3】従来の技術コーヒーレントのバースト距離測定システムのブロック図である。
- 【図4】コーヒーレントバースト放射の先行技術のグラフである。
- 【図5】概略バースト中の先行技術の放射拡大図である。
- 【図6】本発明の態様による測定システムのブロック図である。
- 【図7】本発明の中の信号のタイミング図である。
- 【図8】本発明の実施形態に従う遠距離を測定することができる他の測定システムのブロック図である。
- 【図9】傾斜およびオフセット距離計測誤差を図示しているグラフを発表する。
- 【図10】S N R および加算平均の関数として、計測標準偏差の表を示す。そして、テーブル項目がコンピューターシミュレーションによって発生する。
- 【図11A】いくつかの位相見込みの組織グラフである。そして、コンピューターシミュレーションによって発生する。
- 【図11B】いくつかの位相見込みの組織グラフである。そして、本発明を使用している実際の測距をすることの実施例から発生する。
- 【図12】概略バースト中のバイナリ放射の拡大図である。
- 【図13】本発明のより低コストの実施形態の中の信号のタイミング図である。
- 【図14】受信のブロック図および本発明の実施形態に従う高速波形サンプリングができる他の測定システムの処理部分である。
- 【図15】受信のブロック図および本発明の実施形態に従うフーリエ級数分解に基づく他の測定システムの処理部分である。
- 【図16】アスキーletter 'A' isが放出にいずれをコード化したかという一部のバイナリバースト型 A E である。
- 【図17】受信バイナリバースト型 A E にコード化されるデータを送受信することができる本発明の実施形態に従う他の測定システムのブロック図である。
- 【図18A】受信のブロック図および本発明の実施形態に従うコーヒーレントの検出を用いた他の測定システムの処理部分である。
- 【図18B】受信のブロック図および本発明の実施形態に従うコーヒーレントの検出を用いたさらにもう一つの測定システムの処理部分である。
- 【図19】本発明の実施形態に従う超音波エネルギーを利用している他の測定システムのブロック図である。
- 【図20】実施形態を利用している超音波エネルギーの範囲内の信号のタイミング図である。
- 【図21】伝達物質およびレシーバが本発明の実施形態に従って同軸性に走査される他の測定システムのブロック図である。
- 【図22A】従来のレーダシステムの従来の技術映像信号である。
- 【図22B】伝達物質およびレシーバが走査される本発明の実施形態に従って発生する映像信号である。
- 【図23】受信のブロック図およびリターン信号が本発明の実施形態に従う検出器の配列上へ撮像される他の測定システムの処理部分である。
- 【図24】ターゲットの距離およびその最も適当な情報の変更の時間変化率を表しているタイミング・グラフである。
- 【図25】本発明の態様によるターゲットまでの距離を決定する方法の動作の流れ図である。本発明の実施形態に従うターゲットに距離を測定する方法の操作の流れ図である。
- 【図26】本発明の実施形態に従うターゲットの速度を測定する方法の操作の流れ図である。
- 【図27】本発明の実施形態に従う必要なコード識別を有する測定されたパラメータを測定する方法の操作の流れ図である。
- 【図28】本発明の実施形態に従う衝突を回避する方法の操作の流れ図である。

【図29】本発明の実施形態に従うターゲットの部位を測定する方法の操作の流れ図である。

【図30】本発明の実施形態に従うターゲットの3Dイメージを得る方法の操作の流れ図である。

**【誤訳訂正3】**

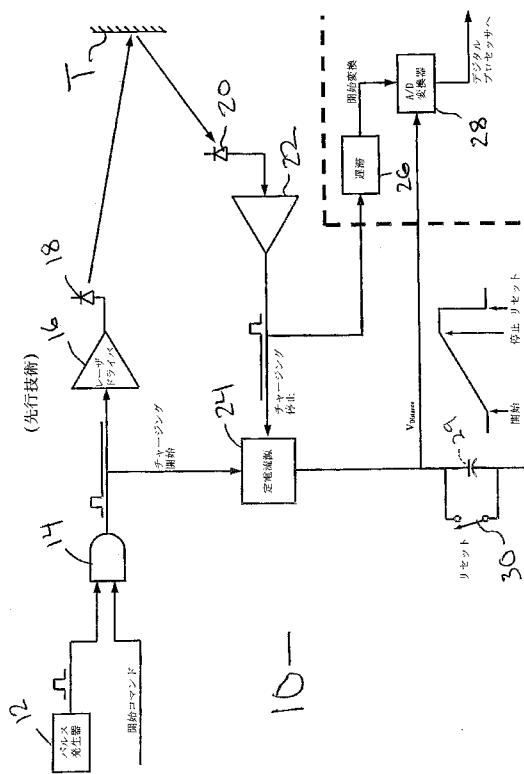
**【訂正対象書類名】**図面

**【訂正対象項目名】**全図

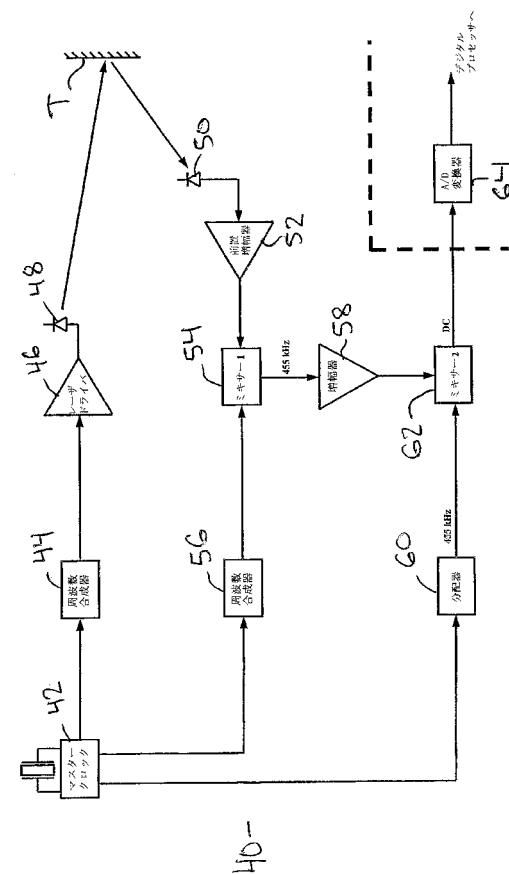
**【訂正方法】**変更

**【訂正の内容】**

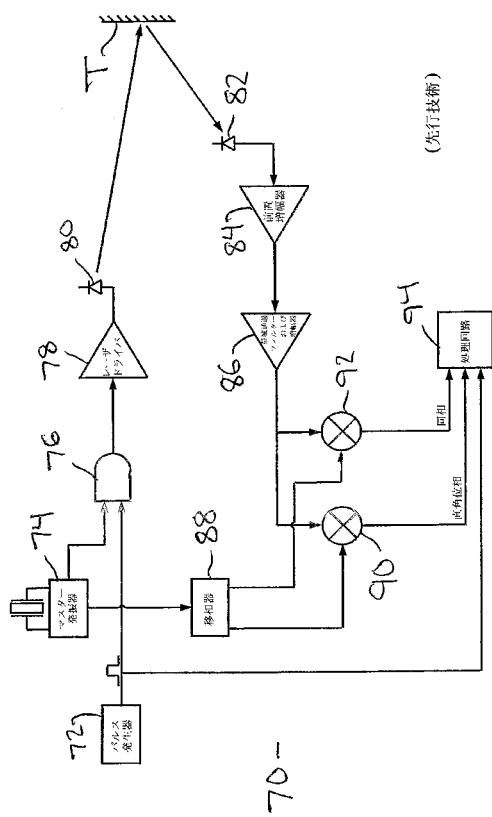
【図1】



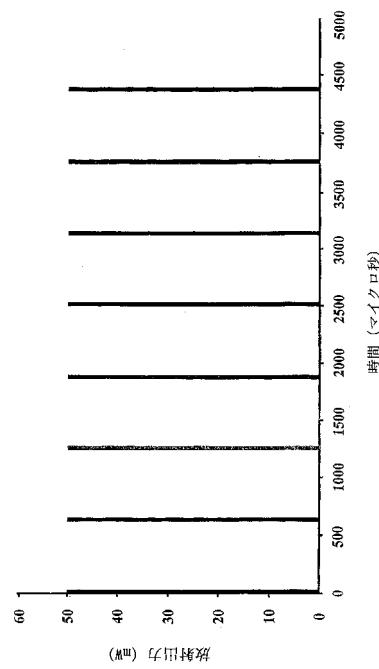
【図2】



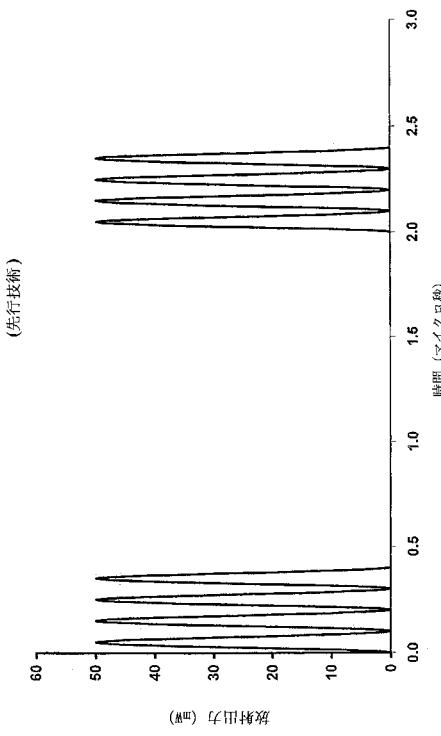
【 図 3 】



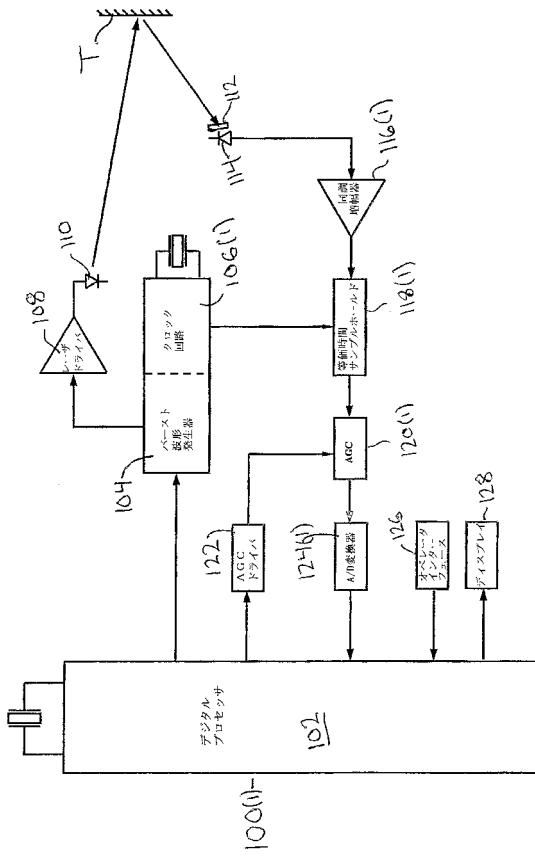
【 図 4 】



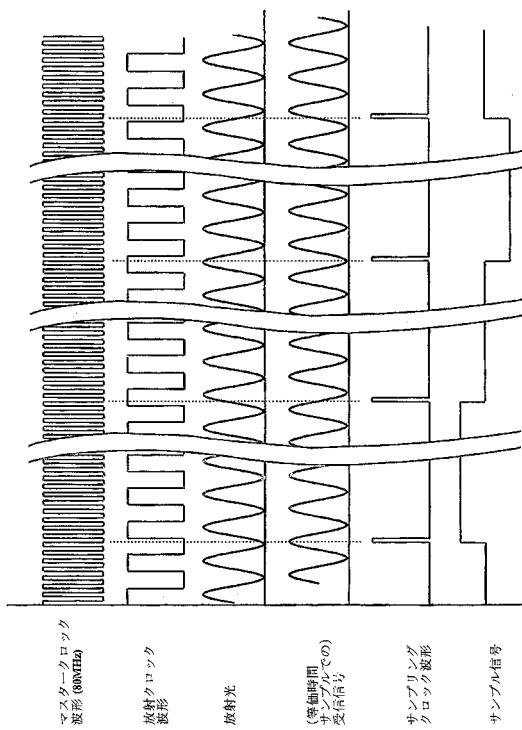
【図5】



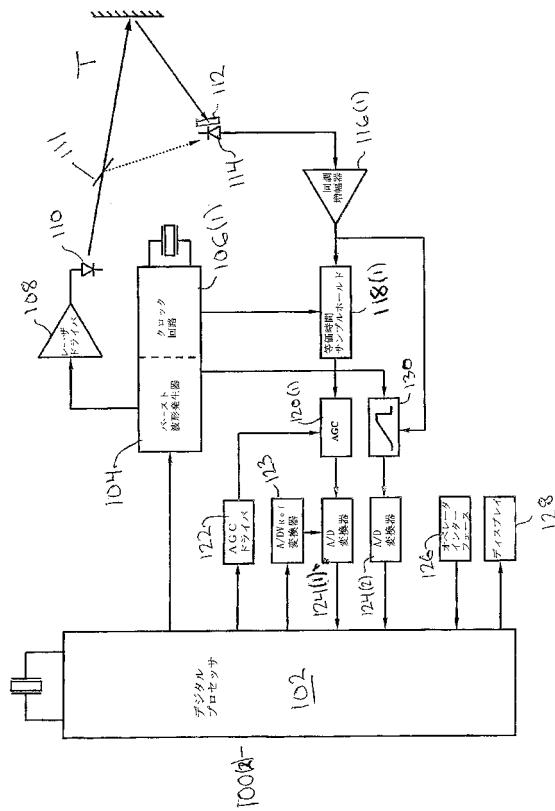
【 四 6 】



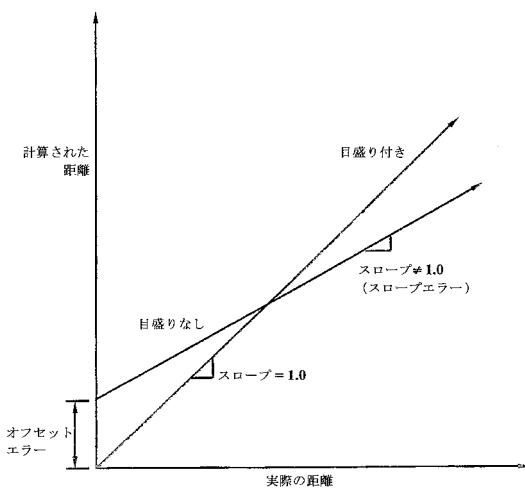
【図7】



【図8】



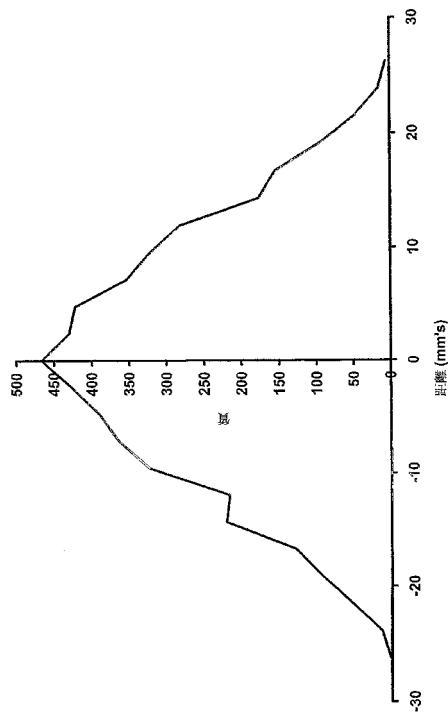
【図9】



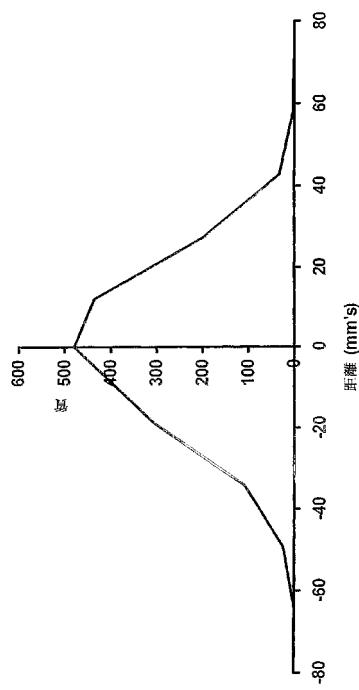
【図10】

S/N比	標準偏差 $P(E) < 1\text{mm}$					
10	49.0mm	1.63% (j=1)	15.5mm	5.14% (j=10)	4.80mm	48.1% (j=100)
20	24.5mm	3.26%	7.75mm	10.0%	2.45mm	31.7% (j=1000)
50	9.80mm	8.13%	3.10mm	25.3%	0.860mm	69.3% (j=10000)
100	4.90mm	16.2%	1.55mm	46.7%	0.490mm	95.9% (j=100000)
200	2.45mm	31.7%	0.775mm	80.3%	0.155mm	99.98% (j=1000000)
500	0.980mm	69.3%	0.310mm	99.8%	0.0980mm	>99.999% (j=10000000)
1000	0.490mm	95.9%	0.155mm	>99.999%	0.0490mm	>99.999% (j=100000000)

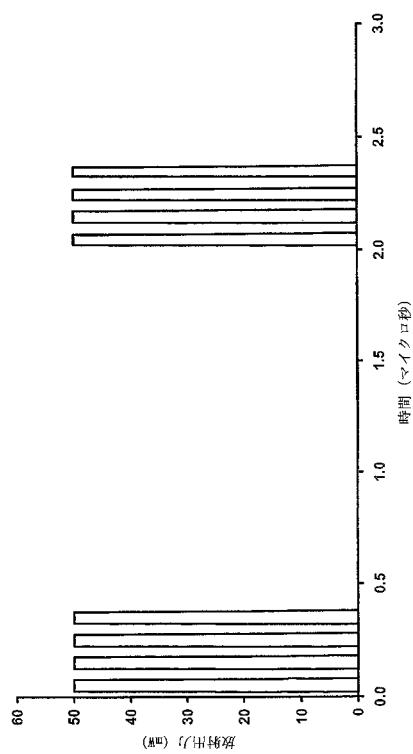
【図 1 1 A】



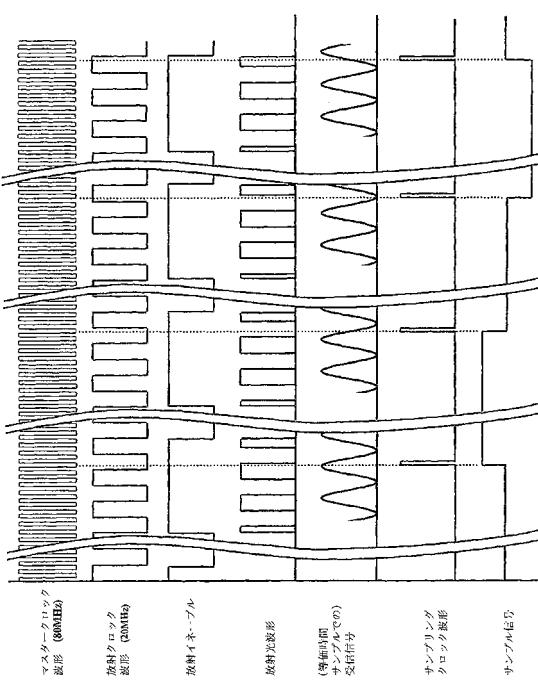
【図 1 1 B】



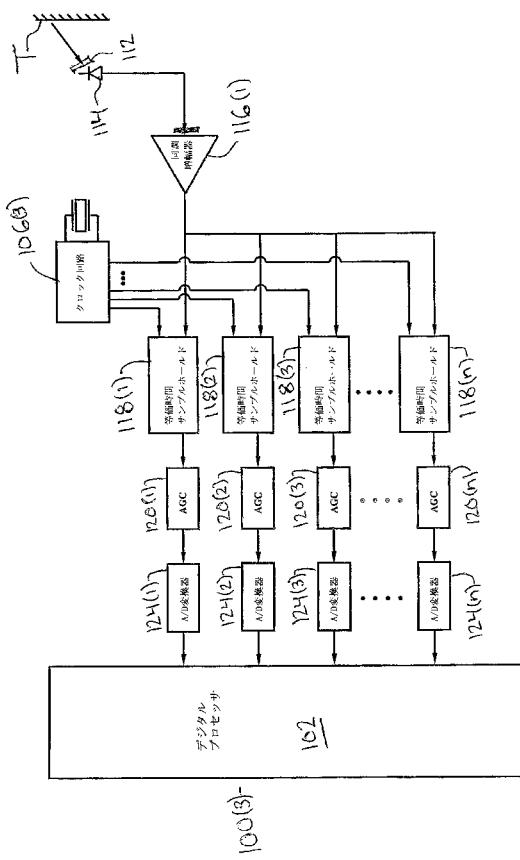
【図 1 2】



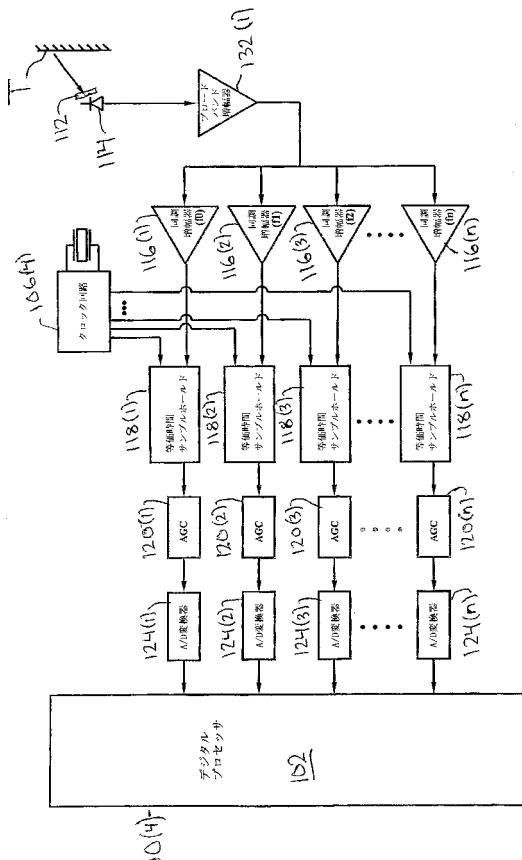
【図 1 3】



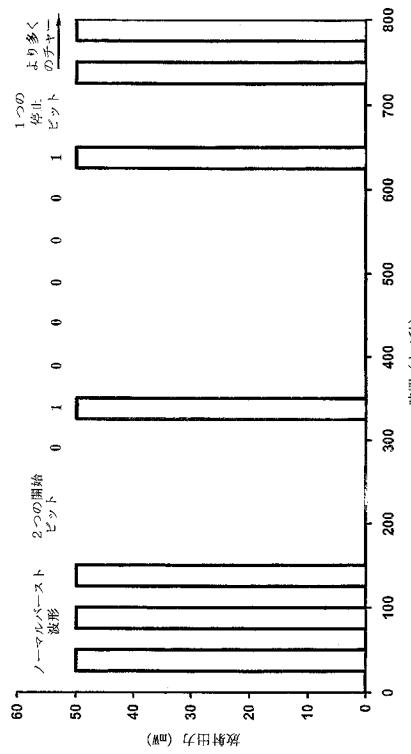
【図14】



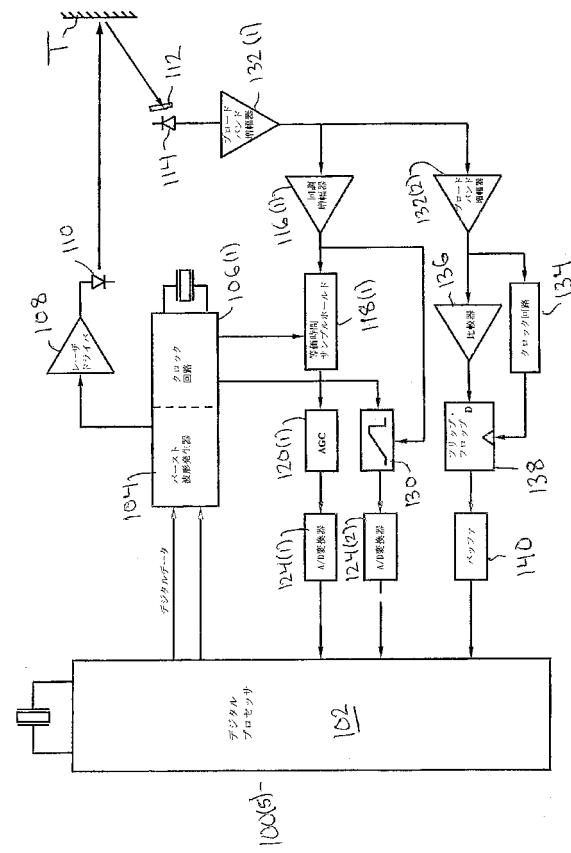
【図15】



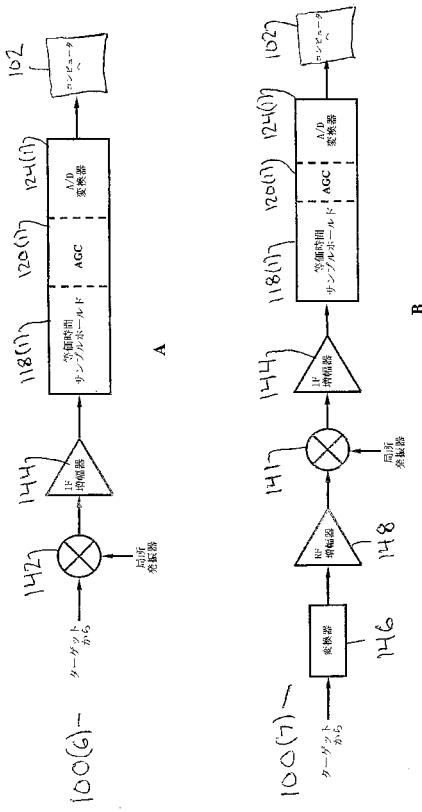
【図16】



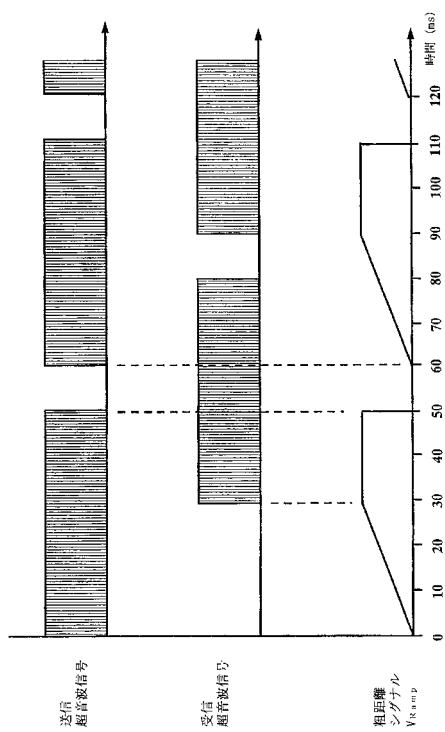
【図17】



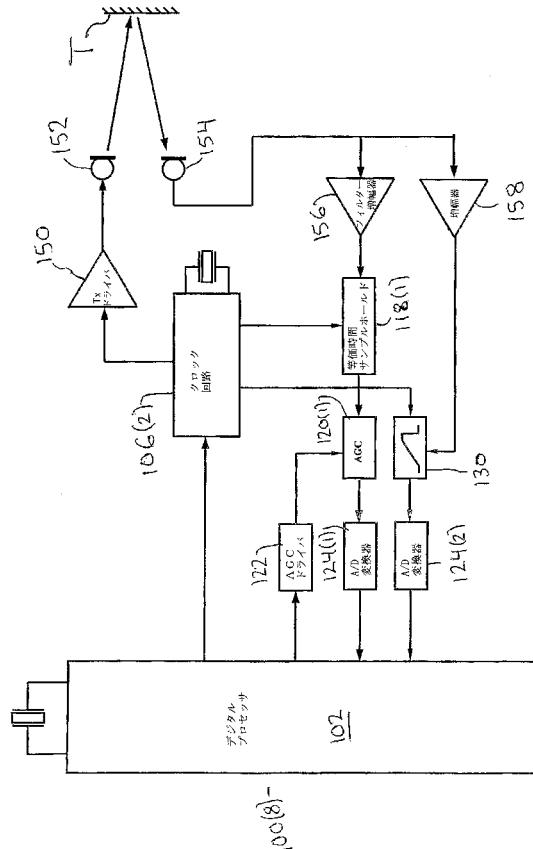
【 図 1 8 】



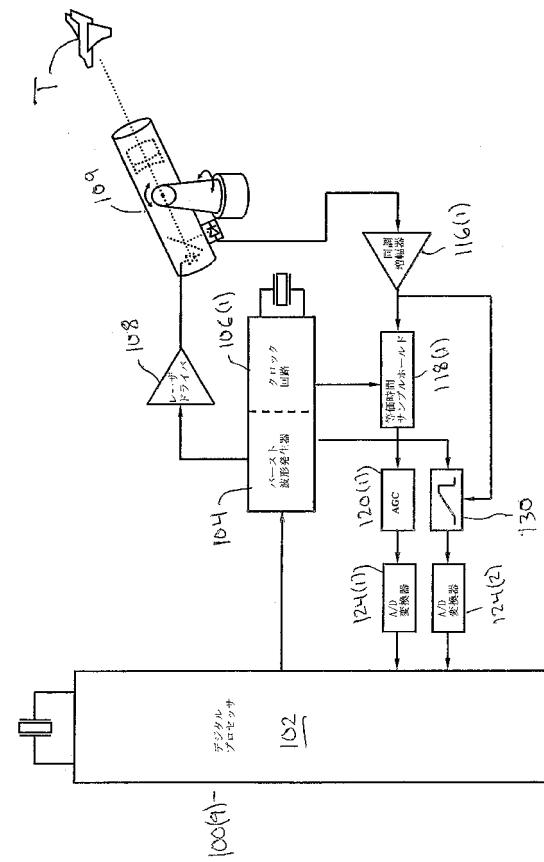
【 図 2 0 】



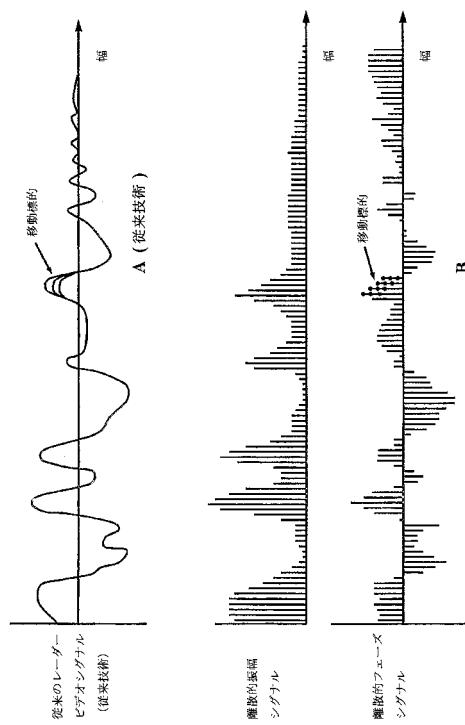
【 図 1 9 】



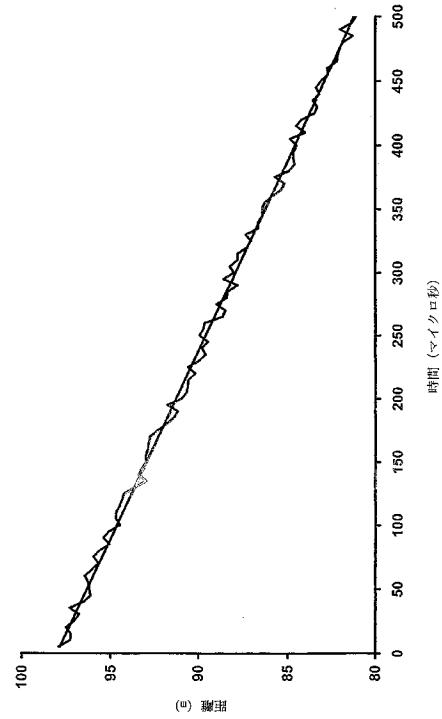
【図21】



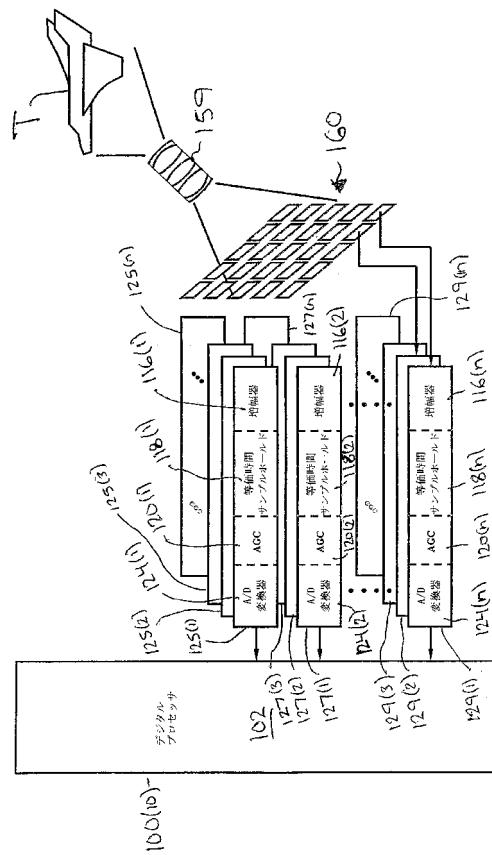
【 図 2 2 】



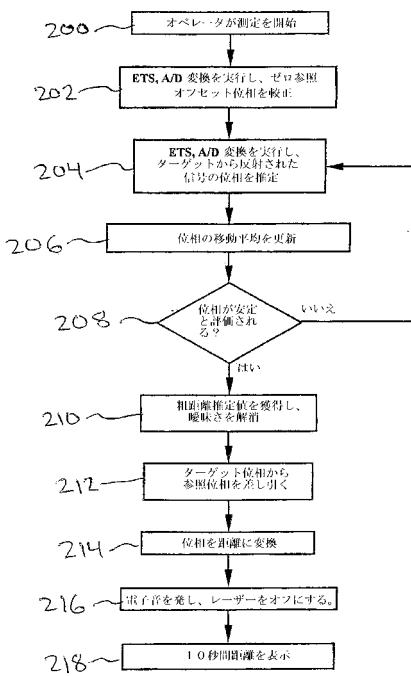
【 図 2 4 】



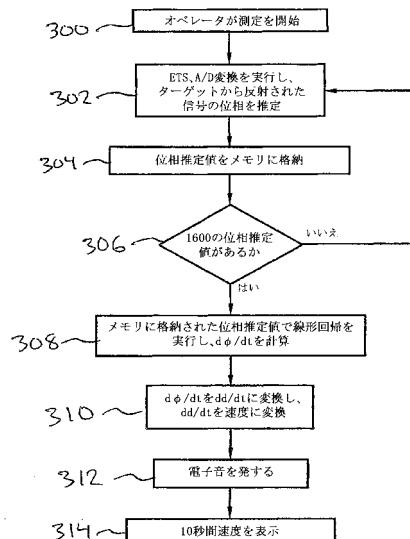
【 図 2 3 】



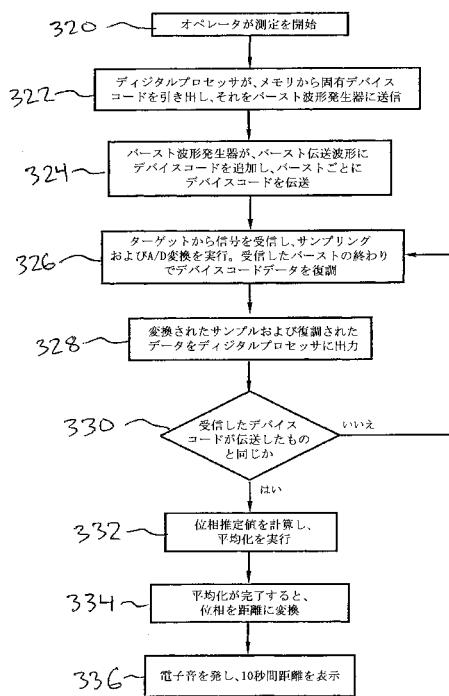
【 図 25 】



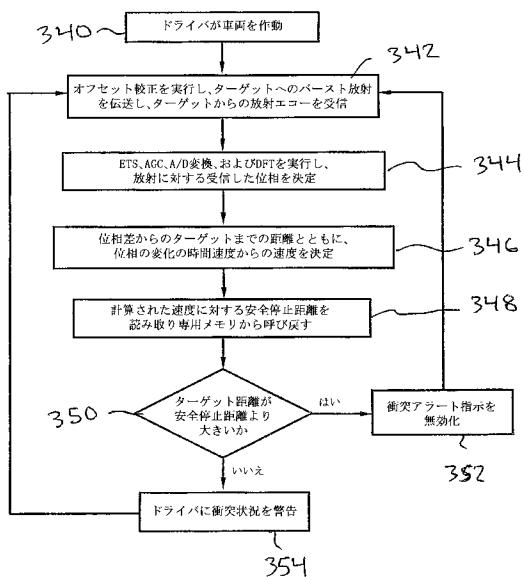
【図26】



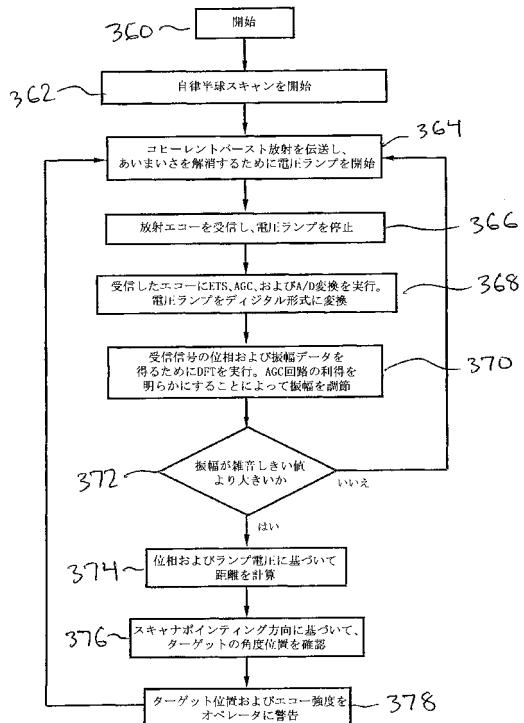
【図27】



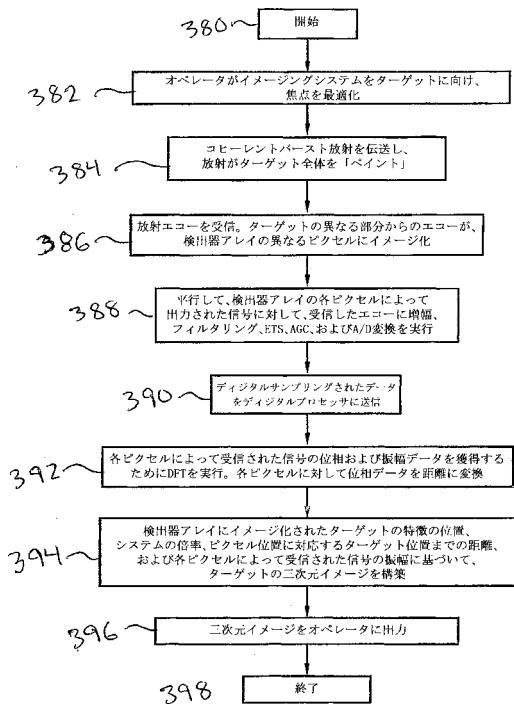
【図28】



【図29】



## 【図30】



## 【手続補正書】

【提出日】平成18年6月15日(2006.6.15)

## 【手続補正1】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

## 【請求項1】

以下の段階を含む、ターゲットの距離測定方法：ターゲットに少なくとも1つのコヒーレントバースト信号を送信する段階；ターゲットから送信信号の一部分を受信する段階；受信信号の少なくとも一部分をサンプリングする段階；ならびにサンプル信号および送信信号とサンプル信号の間の位相差に基づいて、距離を決定する段階。

## 【請求項2】

送信用の信号を発生する段階をさらに含む、請求項1記載の方法。

## 【請求項3】

送信信号が、バイナリ信号である、請求項1記載の方法。

## 【請求項4】

送信信号が、電磁エネルギーである、請求項1記載の方法。

## 【請求項5】

送信信号が、約400nm～約700nmの波長を有する、請求項4記載の方法。

## 【請求項6】

送信信号が、約1mW以下の平均出力を有する、請求項4記載の方法。

**【請求項 7】**

ターゲットから送信信号の受信した部分を増幅およびフィルタリングする段階をさらに含む、請求項1記載の方法。

**【請求項 8】**

サンプリング段階が、受信信号の複数の部分をサンプリングする段階をさらに含み、決定する段階が、送信信号および受信信号のサンプリングされた部分の間の位相差の平均に基づいて距離を決定する段階をさらに含む、請求項1記載の方法。

**【請求項 9】**

サンプリング段階が、受信信号の等価時間サンプリングを含む、請求項1記載の方法。

**【請求項 10】**

サンプル信号をデジタル信号に変換する段階をさらに含む、請求項1記載の方法。

**【請求項 11】**

距離の粗い決定値を獲得する段階をさらに含む、請求項1記載の方法。

**【請求項 12】**

送信信号および受信信号の間の位相差を決定するために、離散フーリエ変換を用いる処理システムをさらに含む、請求項1記載の方法。

**【請求項 13】**

振幅調節サンプル信号をさらに含む、請求項1記載の方法。

**【請求項 14】**

以下の段階を含む、ターゲットの距離測定システム：

ターゲットに少なくとも1つのコヒーレントバースト信号を送信する段階；

ターゲットから送信信号の一部分を受信する段階；

受信信号の少なくとも一部分をサンプリングする段階；ならびに

サンプル信号および送信信号とサンプル信号の間の位相差に基づいて、距離を決定する段階。

**【請求項 15】**

送信用の信号を発生する段階をさらに含む、請求項14記載のシステム。

**【請求項 16】**

送信信号が、バイナリ信号である、請求項14記載のシステム。

**【請求項 17】**

送信信号が、電磁エネルギーである、請求項14記載のシステム。

**【請求項 18】**

送信信号が、約400nm～約700nmの波長を有する、請求項17記載のシステム。

**【請求項 19】**

送信信号が、約1mW以下の平均出力を有する、請求項17記載のシステム。

**【請求項 20】**

ターゲットから送信信号の受信した部分を増幅およびフィルタリングする段階をさらに含む、請求項14記載のシステム。

**【請求項 21】**

サンプリング段階が、受信信号の複数の部分をサンプリングする段階をさらに含み、決定する段階が、送信信号および受信信号のサンプリングされた部分の間の位相差の平均に基づいて距離を決定する段階をさらに含む、請求項14記載のシステム。

**【請求項 22】**

サンプリング段階が、受信信号の等価時間サンプリングを含む、請求項14記載のシステム。

**【請求項 23】**

サンプル信号をデジタル信号に変換する段階をさらに含む、請求項14記載のシステム。

**【請求項 24】**

距離の粗い決定値を獲得する段階をさらに含む、請求項14記載のシステム。

**【請求項 25】**

送信信号および受信信号の間の位相差を決定するために、離散フーリエ変換を用いる処理システムをさらに含む、請求項14記載のシステム。

【請求項26】

振幅調節サンプル信号をさらに含む、請求項14記載のシステム。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、遠隔ターゲットまでの距離を測定する装置および方法に関する。

【0002】

なお、本発明は、2002年11月26日に出願された米国仮特許出願第60/429,520号の恩典を主張し、同出願の内容全体は、参照として本明細書に組み入れられる。

【背景技術】

【0003】

多くの業界、分野、産業において、高精度の非接触式距離測定システムが強く望まれている。例えば、建設業界は、ターゲットに照準を合わせたとき、1ミリメートルより高い精度で、1秒未満でデバイスからターゲットまでの距離を測定し、容易に利用可能で安価な電子コンポーネントで測定を行い、行政が定める目の安全の基準を全て満たす可視レーザビームを放射する携帯式デバイスから恩典を享受する。

【0004】

能動的に距離を測定するための飛行時間方法には2つの主な方法、すなわち、パルス飛行時間(PTOF)方法および位相測定方法がある。PTOF方法では、一般にレーザから放射された光パルスがターゲットに伝送され、ターゲットから反射された光パルスの一部分がソース位置で収集される。光パルスの往復経過時間が測定され、距離計からターゲットまでの距離は、 $d = ct/2$ であり、式中、dは距離であり、cは光の速度であり、tは往復経過時間であり、係数2は光パルスが2度横断する必要がある距離に相当する。

【0005】

PTOF方法は、概念的に単純なものであるが、この方法は一般に複雑で費用がかかる。ミリメートル単位の精度で距離の推定値を得るために、パルスは、電子帯域幅が約1.0ギガヘルツ以上を有する非常に高速のものでなければならない。このような広帯域の電子コンポーネントは高価であり、システムのコストを高騰させてしまう。しかしながら、PTOFシステムは、典型的に、低負荷サイクル放射を有し、言い換えれば、目に安全な低平均出力を有するが、長距離を測定するのに必要な高ピーク出力を有し得る。

【0006】

位相測定距離計において、周期信号で変調された光ビームが、ターゲットに伝送され、エコーが受信されて、電子的に増幅される。受信した信号の位相は、信号の往復通過時間により、伝送信号の位相と比較して遅延されることになる。2つの信号の位相差は、式 $d =$

$/4$ に従って、ターゲットまでの距離に正比例し、式中、dは距離計からターゲットまでの距離であり、 $\lambda$ は周期信号の波長であり、 $\phi$ はラジアン単位の位相差である。距離のあいまいさが、距離の $\lambda/2$ ごとに生じ、変調信号の位相は、 $N\lambda/2$ メートルごとに同一であり、Nは整数である。これは、位相測定方法の主な欠点の1つである。

【0007】

別の欠点は、変調が連続波状に生じるため、放射の平均出力は、長いターゲット距離に対して大きな受信信号を得ることができるようにするために高いものでなければならない。可視スペクトルの高平均放射出力は、目に安全なものではない。さらなる別の欠点は、位相変化も生じてしまうAGC(自動利得制御)回路の利得変化に関係し、これらの変化は

、一般に用いられているオンボード参照方法を用いて、容易に較正され差し引きできない。これらの欠点の全てに対して、位相測定距離計は、PTOFのものより内在精度が高く、コストが安い。

#### 【0008】

コヒーレントなバースト技術が、位相測定およびPTOF測定方法より有効な1つの改良である。さらに詳しく言えば、コヒーレントなバースト変調波形により、目の安全性を妥協することなく最大距離を増大させることができ、変調が広帯域である必要がないため、結果的に得られる低コスト回路および測定精度は、位相測定方法のものに類似している。コヒーレントバースト技術は、位相測定およびPTOF方法の最良の点を組み合わせることによってこれを達成し、振幅変調された光の一連の短いバーストが、ターゲットに伝送される。図1は、コヒーレントバースト放射波形の包絡線を示し、図2は、コヒーレントバースト放射の拡大および短縮された図を示す。

#### 【0009】

また、振幅変調された光の短時間バーストであるコヒーレントバーストは、位相測定方法を含む電子機器が対応し、バースト持続時間内にあれば、位相測定方法と共に作用することになる。バーストの変調周波数が増大すると、測定精度を高めることができる。さらに、長距離を測定するために、高いバースト出力を使用することができ、目に安全な動作は、バーストの間隔を時間的に置くことによって実現可能である。

#### 【発明の開示】

#### 【0010】

##### 発明の概要

本発明の態様によるターゲットの距離測定方法が、ターゲットに少なくとも1つのコヒーレントバースト信号を送信することと、ターゲットから送信信号の一部分を受信することとを含む。受信信号の少なくとも一部分がサンプリングされる。距離は、送信信号とサンプル信号との間の位相差に基づいて決定される。

#### 【0011】

本発明の態様によるターゲットの距離測定システムが、ターゲットに少なくとも1つのコヒーレントバースト信号を送信することと、ターゲットから送信信号の一部分を受信することとを含む。受信信号の少なくとも一部分がサンプリングされる。距離は、送信信号とサンプル信号との間の位相差に基づいて決定される。

#### 【0012】

本発明は、高精度かつ経済的に距離を測定するために、コヒーレントバースト波形を利用する改良された方法および装置である。本発明は、先行技術で見られたアナログ信号処理のほとんどを、離散フーリエデジタル方法に置き換えることによってこれを実行し、アナログ・デジタル変換プロセスを経済的に行うために、既存の等価時間サンプリング技術を組み込む。さらに、電子AGC機能は、較正されていない位相変化に寄与するアナログ信号処理列の該当部分から、位相変化および誤差に寄与できない信号処理列の該当部分へ移される。

#### 【0013】

本発明において、中央タイミングまたはクロッキング機能が、コヒーレントバースト波形を発生し、この信号をレーザダイオードドライバに送信する。このドライバは、レーザダイオードが、振幅変調された電磁気キャリア上で電子コヒーレントバースト信号を再生するように適切に駆動可能であるように、適切な電圧オフセットおよび増幅を追加することによって、信号を再フォーマットする。次いで、この変調光は、レンズによって集束され、オペレータによってターゲットに向けられる。

本発明(1)は、以下の段階を含む、ターゲットの距離測定方法：ターゲットに少なくとも1つのコヒーレントバースト信号を送信する段階；ターゲットから送信信号の一部分を受信する段階；受信信号の少なくとも一部分をサンプリングする段階；ならびに、サンプル信号および送信信号とサンプル信号の間の位相差に基づいて、距離を決定する段階。

本発明(2)は、送信用の信号を発生する段階をさらに含む、本発明(1)記載の方法

。 本発明（3）は、送信信号が、バイナリ信号である、本発明（1）記載の方法。  
本発明（4）は、送信信号が、電磁エネルギーである、本発明（1）記載の方法。  
本発明（5）は、送信信号が、約400nm～約700nmの波長を有する、本発明（4）記載の方法。

本発明（6）は、送信信号が、約1mW以下の平均出力を有する、本発明（4）記載の方法。

本発明（7）は、ターゲットから送信信号の受信した部分を增幅およびフィルタリングする段階をさらに含む、本発明（1）記載の方法。

本発明（8）は、サンプリング段階が、受信信号の複数の部分をサンプリングする段階をさらに含み、決定する段階が、送信信号および受信信号のサンプリングされた部分の間の位相差の平均に基づいて距離を決定する段階をさらに含む、本発明（1）記載の方法。

本発明（9）は、サンプリング段階が、受信信号の等価時間サンプリングを含む、本発明（1）記載の方法。

本発明（10）は、サンプル信号をデジタル信号に変換する段階をさらに含む、本発明（1）記載の方法。

本発明（11）は、距離の粗い決定値を獲得する段階をさらに含む、本発明（1）記載の方法。

本発明（12）は、送信信号および受信信号の間の位相差を決定するために、離散フーリエ変換を用いる処理システムをさらに含む、本発明（1）記載の方法。

本発明（13）は、振幅調節サンプル信号をさらに含む、本発明（1）記載の方法。

本発明（14）は、以下の段階を含む、ターゲットの距離測定システム：ターゲットに少なくとも1つのコヒーレントバースト信号を送信する段階；ターゲットから送信信号の一部分を受信する段階；受信信号の少なくとも一部分をサンプリングする段階；ならびに、サンプル信号および送信信号とサンプル信号の間の位相差に基づいて、距離を決定する段階。

本発明（15）は、送信用の信号を発生する段階をさらに含む、本発明（14）記載のシステム。

本発明（16）は、送信信号が、バイナリ信号である、本発明（14）記載のシステム。  
。

本発明（17）は、送信信号が、電磁エネルギーである、本発明（14）請求項14記載のシステム。

本発明（18）は、送信信号が、約400nm～約700nmの波長を有する、本発明（17）記載のシステム。

本発明（19）は、送信信号が、約1mW以下の平均出力を有する、本発明（19）記載のシステム。

本発明（20）は、ターゲットから送信信号の受信した部分を增幅およびフィルタリングする段階をさらに含む、本発明（14）記載のシステム。

本発明（21）は、サンプリング段階が、受信信号の複数の部分をサンプリングする段階をさらに含み、決定する段階が、送信信号および受信信号のサンプリングされた部分の間の位相差の平均に基づいて距離を決定する段階をさらに含む、本発明（14）記載のシステム。

本発明（22）は、サンプリング段階が、受信信号の等価時間サンプリングを含む、本発明（14）記載のシステム。

本発明（23）は、サンプル信号をデジタル信号に変換する段階をさらに含む、本発明（14）記載のシステム。

本発明（24）は、距離の粗い決定値を獲得する段階をさらに含む、本発明（14）記載のシステム。

本発明（25）は、送信信号および受信信号の間の位相差を決定するために、離散フーリエ変換を用いる処理システムをさらに含む、本発明（14）記載のシステム。

本発明(26)は、振幅調節サンプル信号をさらに含む、本発明(14)記載のシステム。

【0014】

電磁エネルギーの一部分が、ターゲットによってデバイスに反射され、そこでレンズによって収集され、帯域通過フィルタを介して集束され、キャリアエネルギーだけを検出器へ通過させる。次いで、検出器は、送信後のある時点で受信したコヒーレントバースト変調された電磁エネルギーを電気信号に変換する。次いで、この電気信号は増幅およびフィルタリングされ、等価時間サンプラの入力に与えられる。このサンプラは、中央タイミング発生器で生じるタイミング信号を用いて、波形のバースト部分を定期的にサンプリングし、処理可能になるまで、サンプリングされた電圧を引き続き保持する。保持されたサンプル信号は、AGC機能に適用され、信号の平均振幅に応じて信号を増幅した後、A/D変換器に与えられる。

【0015】

多数のバーストにわたっていくつかのサンプルをとった後、デジタルプロセッサは、離散フーリエ変換アルゴリズムを実行し、受信したコヒーレントバースト信号の位相情報を抽出する。位相の推定値がメモリに格納され、最終的な距離推定値の精度を高めるために、後続および先行バーストのサンプルから計算された他の推定値と共に平均化する。または、サンプルは、メモリに格納され、後続および先行バーストから収集された他の等価時間サンプルと平均化され、DFTアルゴリズムは、最終的な距離推定値の精度を高めるために、平均化されたサンプルデータで実行される。

【0016】

このシステムは、既知の長さの内部較正経路と共に通常用いられ、その経路上で、コヒーレントバーストまたは他の周期的な波形が送信され、その位相が測定されて、ゼロ位相参照データを確立する。

【0017】

この方法および装置は、背景技術において記載したコヒーレントバースト技術の恩典を全て備えるが、測定精度、デバイスのコスト性、デバイスが占める数量を改良するものである。

【0018】

以上のことから、本発明により、1mm精度またはさらに高精度の小型で目に安全で低コストの距離測定システムが得られる。

【0019】

詳細な説明

図3に、本発明の態様による測定システム100を示す。測定システム100は、デジタル処理システムまたはデジタルプロセッサ102と、バースト波形発生器104と、クロック回路106と、レーザドライバ108と、レーザダイオード110と、集束システム112と、フォトダイオード114と、同調増幅器116と、等価時間サンプルホールド回路118と、自動利得制御(AGC)回路120と、自動利得制御ドライバ122と、アナログ/デジタル(A/D)変換器124と、オペレータインターフェース126と、ディスプレイ128とを含むが、測定システム100は、他の構成において他の数量と種類のコンポーネントを含むことができる。

【0020】

図3を参照すると、デジタルプロセッサ102は、バースト波形発生器104の入力と、AGCドライバ122の入力と、ディスプレイ128の入力とに連結された出力を有し、A/D変換器124からの出力と、オペレータインターフェース126からの出力へ連結された入力を有する。デジタルプロセッサ102は、処理ユニットおよびメモリを含むが、デジタルプロセッサ102は、他の構成において他の数量および種類のコンポーネントを有することができる。メモリは、図6を参照しながら記載した方法を含む、本願明細書に記載し示すような距離を測定するためのプログラムされた命令およびデータを格納する。バースト波形発生器104は、デジタルプロセッサ102の出力と、レーザドライバ108の入力と、クロック回路106の入力とに連結される。バースト波形発生器104は、クロック回路106からの80MHzクロック信号を4

分割した後、 $1\mu s$ バーストに対して20MHz信号をオンにし、バースト間で $24\mu s$ に対してオフにゲート制御することによって、バースト波形を発生するが、バースト波形発生器104は、他の方法で信号を発生してもよく、他のタイプの信号発生器を使用してもよい。バースト波形発生器104は、任意に、バイナリバースト波形を正弦波信号に変換した後、信号をレーザドライバ108に送信する低域通過フィルタを有する。

#### 【0021】

クロック回路106は、波形を発生するためにバースト波形発生器104によって使用されるクロック信号を発生する。この特定の態様において、クロック回路106は、80MHzクロック信号を発生するが、他のタイプのクロック信号を発生させ使用することができる。

#### 【0022】

レーザドライバ108は、レーザダイオード110が良好な忠実度でバースト波形を放射するように、レーザダイオード110を駆動するのに適したフォーマットに、バースト波形発生器104からの電気バースト信号を再フォーマットする。レーザダイオード110は、レーザドライバ108に連結され、レーザダイオード110に入力されたバースト波形に応じて振幅が変調される可視光にレーザドライバ108によって電気信号出力を変換するが、バースト波形発生器104からの信号は、他の方法でターゲットTへ送信するための信号に変換されてもよい。図4は、概略バイナリコヒーレントバースト放射信号を示す。レーザダイオード110は、レーザダイオード110から放射された光がターゲットTに向けられるように、オペレータによってターゲットTに向けられる。距離の測定時、デバイスから、レーザダイオード110から放射された光が当たるターゲットT上の位置までの距離が測定される。レーザダイオード110が示されているが、音響送信機や、マイクロ波またはミリメートル波送信機など、ターゲットTへ信号を放出する他のタイプの送信デバイスを使用することもできる。

#### 【0023】

ターゲットTは、送信エネルギーをフォトダイオード114または他の送信機に拡散反射または鏡面反射するように作用する任意の固体、液体、気体、またはそれらの混合物からなることができる。ターゲットTに取り込まれた光がなければ、最も非協力的な吸収性ターゲットでも、フレネル反射により送信光の4%を一般に反射するため、ターゲットTは、高度に反射性または吸収性であり、ターゲットTが、光を別の方向に全て反射する正反射特性をもたなければ、この光の一部分がフォトダイオード114に反射されることになる。

#### 【0024】

集束システム112は、ターゲットTからフォトダイオード114に反射される光を集束するために使用されるレンズである。特に、フレネル溝がレンズの表面内にある状態で配向されるとき、集束システム112としてフレネルレンズが特に適しており、そうすることで、フレネル溝に塵や埃が入りにくくなる。また、集束システム112は、フォトダイオード114の前に配置され、望ましくない光信号を阻止するフィルタを含み得る。

#### 【0025】

フォトダイオード114は、ターゲットTから反射された放出信号の少なくとも一部分を細くするように配置される。フォトダイオード114が示されているが、対象となる受信した電磁または音響エネルギーを電気信号に変換するのに適した放射検出要素など、反射された信号の少なくとも一部分を細くするための他のタイプのデバイスを使用することができる。光波長に関して、フォトダイオード114は、一般的な低コストのPNフォトダイオード、またはPINフォトダイオード、アバランシェフォトダイオード(APD)、または光電子増倍管(PMT)であり得る。RFおよびマイクロ波波長に関して、他のタイプの受信素子をフォトダイオード114に使用することができる。例えば、アンテナ構造、パラボラアンテナ、またはホーンアンテナを使用することができる。

#### 【0026】

共振フィルタ增幅器としても知られる同調增幅器116は、フォトダイオード114の出力および等価時間サンプルホールド回路118の入力に連結される。同調增幅器116は、フォトダイオード114が受信する信号を增幅およびフィルタリングするが、受信した信号は、他の方法で処理することもでき、例えば、フィルタリングが不要な場合もあり、または、無限

インパルス応答（IIR）フィルタ、有限インパルス応答（FIR）フィルタ、または離散フーリエ変換などの周知のルーチンを用いて、デジタルプロセッサ102によって実行されてもよい。または、受動型であり増幅がないアナログ信号フィルタを使用することもできる。

#### 【0027】

同調増幅器116の出力が、等価時間サンプラー118の入力に向けられ、この機能は、クロック回路106の出力によって特定される時間で受信したコヒーレントバースト信号のサンプルを収集することである。等価時間サンプルホールド回路118の出力が、AGCドライバ122の出力に連結されたAGC回路120の入力に連結される。トラックホールド回路としても知られているサンプルホールド回路である等価時間サンプルホールド回路118は、アナログスイッチを介してホールドキャパシタに連結されたアナログ増幅器またはバッファを含むが、等価時間サンプルホールド回路118は、他の構成において他の数量および種類のコンポーネントを含むこともできる。等価時間サンプルホールド回路118におけるホールドキャパシタの出力は、ホールドモード中、ホールドキャパシタの電圧が乱れないように、高入力インピーダンスを有する自動利得制御回路120に向けられる。動作中、等価時間サンプルホールド回路118のアナログ増幅器は、アナログスイッチを介して、良好な忠実度でホールドキャパシタの入力信号を再生する。増幅器がホールドキャパシタを駆動している間、アナログスイッチはオン状態にあり、すなわち、アナログスイッチの抵抗が非常に低いということである。クロック回路106が、サンプルをとらなければならないことを決定すると、等価時間サンプルホールド回路118のアナログスイッチは、オフ状態にあり、すなわち、アナログスイッチの抵抗が非常に高いということである。アナログスイッチがオフに切り換えられると、ホールドキャパシタの電圧は、サンプリングされた電圧で公称的に一定に保持されることになる。

#### 【0028】

等価時間サンプリングは、一般的に、ナイキストサンプリングレートより著しく下回る低サンプリングレートでサンプルを収集する方法である。ナイキストサンプリングの基準は、サンプリングレートがサンプリングされる信号の最も高い周波数成分の少なくとも2倍の高さのものでなければならず、サンプリングされる信号が20MHz正弦波信号であれば、40MHzである。ナイキスト基準を上回る非等価時間サンプリングは、本発明と一致するが、より低い周波数等価時間サンプリング方法は、著しくコストを削減することができる。

#### 【0029】

サンプリング電圧が、等価時間サンプルホールド回路118のホールドキャパシタで保持されている間、AGC回路120は、A/D変換器124のフルスケール変換能力の少なくとも25%、100%未満（すなわち、非飽和）になるように、保持された信号を適切な量増幅する。

#### 【0030】

AGCドライバ122は、AGC120の利得を制御するために他のアナログ回路に連結されたデジタル・アナログ（D/A）変換器を含む。デジタルプロセッサ102は、サンプリングされたデータを処理しているとき、A/D変換器124によって出力された生データへのアクセスを有することになる。データサンプルの一つまたは複数が長すぎると（飽和）、デジタルプロセッサ102は、AGCドライバ122に対して、AGC回路120内により少ない量の利得を発生するよう命じることになる。または、デジタルプロセッサ120が、サンプルの平均値が、A/D変換器124のフルスケール出力の25%未満であることを決定すれば、例えばデジタルプロセッサ102は、AGCドライバ122に対して、AGC回路120内により多くの量の利得を発生するよう命じする。

#### 【0031】

A/D変換器124の入力が、AGC回路120の出力に連結され、A/D変換器124の出力は、デジタルプロセッサ102の入力に連結される。別々の等価時間サンプルホールド回路118およびA/D変換器124が示されているが、等価時間サンプルホールド回路118およびA/D変換器124を、内部トラックホールド機能を有する統合型A/D変換器と置き換えるなどの他の構成を使用することもできる。

**【 0 0 3 2 】**

オペレータインターフェース126の出力が、デジタルプロセッサ102の入力に連結され、オペレータは、リクエストおよび情報またはデータをデジタルプロセッサ102に入力することができる。オペレータインターフェース126は、オン・オフスイッチと同程度に単純なものを含むものであってもよく、または、キーパッドや遠隔コンピュータへの接続などにより複雑なものであってもよい。

**【 0 0 3 3 】**

ディスプレイ128は、デジタルプロセッサ102の出力に連結された入力を有し、オペレータは、例えば、ターゲットTの距離や速度、またはエラーメッセージおよび低バッテリーの表示などの測定動作に関する情報またはデータを見ることができる。液晶ディスプレイ(LCD)または発光ダイオード(LED)ベースのディスプレイなど、種々の異なるタイプのデバイスをディスプレイ128に使用することができる。

**【 0 0 3 4 】**

図3、図5、および図6を参照しながら、本発明の態様による測定システム100の動作について記載する。図6のステップ200において、オペレータインターフェース126を有するオペレータは、デジタルプロセッサ102に信号を出すことによって測定を開始する。ステップ202において、測定システム100は、ベースラインとなる参照オフセット位相を獲得するために、参照波形または信号から収集されたデータで位相計算を実行する。

**【 0 0 3 5 】**

図3、図5、および図6を再度参照すると、ステップ204において、デジタルプロセッサ102は、測定バースト波形の発生が可能なバースト波形発生器104に信号を発生する。このような測定バースト波形は、マスター80MHzクロック回路106から発生し、80MHzクロックは、バースト波形発生器104において4分割された後、20MHz信号は、1μsバーストに対してオンに、バースト波形発生器104内においてバースト間で24μsに対してオフにゲート制御されるが、他のタイプの信号を発生することもできる。このような例示的なタイミングは、バースト中、平均出力が25mWであり、上述したように、バースト負荷時間率がわずか4%であれば、平均出力が目に安全な1mWである50mWピーク可視放出を想定している。結果的に得られる測定バースト波形は、レーザダイオード110を駆動するのに適した信号に測定バースト波形を再フォーマットするレーザドライバ108に送られる。

**【 0 0 3 6 】**

レーザダイオード110は、レーザダイオードドライバ108によって出力された電気信号を、電気信号に応じて增幅が変調された可視光に変換するが、音響、マイクロ波、またはミリメートル波信号など、他のタイプの信号をターゲットへ出力することもできる。可視光は、一般的に、400nm～700nmの間の波長を有する電磁スペクトルの部分になるように受け取られる。放射された測定光は、オペレータによってターゲットTに向けられる。

**【 0 0 3 7 】**

レーザダイオード110から放射された測定光の一部分が反射され、またはデバイス100へターゲットTによって戻される。このように戻された測定光は、戻された測定光をフォトダイオード114に集束する集束システム112によって収集される。戻された測定光は、放射された測定光の波形を保持したままであるが、戻された測定光の增幅は、放射された測定光と比較して低減される。さらに、戻された測定光の波形は、放射された測定光が、ターゲットTに到達した後、フォトダイオード114に戻るのにかかる時間の非ゼロ長により、放射された測定光と比較すると時間的に遅延している。フォトダイオード114は、戻された測定光を、同調増幅器116に出力されたコヒーレントバースト電気測定信号に変換する。

**【 0 0 3 8 】**

同調増幅器116は、20MHz信号が通過できるが、全ての他の周波数を公称的にブロックし、実質的に信号対雑音比を高める狭帯域通過フィルタリング増幅器である。同調増幅器116は、受信したコヒーレントバースト信号を増幅およびフィルタリングし、等価時間サンプリング回路118にルーティングされる公称的に正弦波コヒーレントバースト電気測定信号である信号を出力する。また、等価時間サンプリング回路118への入力が、クロック回

路106で生じるサンプルクロック信号であり、80MHzマスタクロック信号と同期し、等価時間サンプリング回路118によって使用されて、戻りコヒーレントバースト測定信号のサンプリングを制御する。

#### 【0039】

戻りコヒーレントバースト測定信号からサンプリングされた電圧は、デジタルプロセッサ102によって制御されるAGCドライバ122によって利得が制御されるAGC回路120に送信される。AGC回路120から出力された信号は、デジタル表示に変換され、デジタルプロセッサ102にルーティングされるA/D変換器124に送信される。このポストサンプリングAGC機能は、回路の利得が変更されると、戻りコヒーレントバースト測定信号の位相、振幅のみに影響しない。コヒーレントバースト測定信号のいくつかのサンプルが、A/D変換器124によってデジタル化され、デジタルプロセッサ102のメモリに格納された後、デジタルプロセッサ102は、サンプリングされたデータ上で離散フーリエ変換を実行し、受信した信号の位相推定値を計算する。

#### 【0040】

フーリエ変換は、周波数、およびより重要なことには、任意の周期信号の位相情報を抽出するための広く確立された数学的方法である。この例において、フーリエ変換を受ける信号は、図5に示すサンプル信号である。フーリエ変換は、以下のように定義される。

#### 【数1】

$$k=0 \text{ to } N-1$$

$$X(m) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k [\cos(2\pi mk/N) + i \sin(2\pi mk/N)] \quad (1)$$

$$k=0$$

式中、 $x_k$ はバースト信号のk番目のサンプルであり、  
 $k$ は4点変換に対して0~3のサンプルカウンタであり、  
 $X(m)$ は周波数領域信号であり、複素数であり、  
 $m$ は周波数カウンタであり、  
 $N$ は変換を計算する際に使用される信号サンプル数であり、 $N$ は4点変換の4であり、  
 $i$ はマイナス1の平方根である。

上述したように、 $X(m)$ は複素数であり、以下のように書き換えられる。  
 $X(m) = Re(m) + i Im(m)$ 、式中、 $Re$ は実部であり、 $Im$ は虚部である。  
 $m$ 番目の周波数成分の大きさは以下の通りである。

#### 【数2】

$$A(m) = [Re(m) \times Re(m) + Im(m) \times Im(m)]^{1/2} \quad (2)$$

$m$ 番目の周波数の位相は以下の通りである。

#### 【数3】

$$\phi(m) = \tan^{-1}[Im(m) / Re(m)] \quad (3)$$

距離推定値に対して、 $m = 1$ の場合、基本周波数、20MHzの位相のみが要求され、以下のように $X(m)$ の式を単純化する。

## 【数4】

k=N-1

$$X(1) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k [\cos(2\pi k/N) + i \sin(2\pi k/N)] \quad (4)$$

k=0

さらに、サンプルが等価時間において厳密に90°（すなわち、厳密にP/4）離れるように等価時間サンプリングハードウェアをすることによって単純化することができる。例えば、4点変換の場合、式中、N=4、およびK=0,1,2,3であり、X(1)は以下のようにさらに単純化される。

## 【数5】

$$\begin{aligned} X(1) &= x_0 [\cos(2\pi 0/4) + i \sin(2\pi 0/4)] + \\ &x_1 [\cos(2\pi 1/4) + i \sin(2\pi 1/4)] + \\ &x_2 [\cos(2\pi 2/4) + i \sin(2\pi 2/4)] + \\ &x_3 [\cos(2\pi 3/4) + i \sin(2\pi 3/4)] \end{aligned} \quad (5)$$

さらに以下のように単純化される。

## 【数6】

$$\begin{aligned} X(1) &= x_0 [\cos(0) + i \sin(0)] + x_1 [\cos(\pi/2) + i \sin(\pi/2)] + \\ &x_2 [\cos(\pi) + i \sin(\pi)] + x_3 [\cos(\pi 3/2) + i \sin(\pi 3/2)] \end{aligned} \quad (6)$$

## 【数7】

$$X(1) = x_0 + ix_1 - x_2 - ix_3, \quad (7)$$

ここで、

## 【数8】

$$\text{Re}(1) = x_0 - x_2, \quad (8)$$

および

## 【数9】

$$\text{Im}(1) = x_1 - x_3, \quad (9)$$

位相は以下の通りである。

## 【数10】

$$\phi = \tan^{-1} [(x_1 - x_3) / (x_0 - x_2)] \quad (10)$$

## 【0041】

式(10)内の演算は、ローエンドマイクロコンピュータを用いて容易に計算できる。信号内の残留ノイズの影響を軽減するために、いくつかの位相推定値をまとめて平均化し

てもよい。例えば、N個のサンプルが全て1つのバーストで収集されると仮定した場合、1秒あたりQ個のバーストがあり、1秒あたりQ個の計算された位相推定値があり、さらに、1秒以内に測定を完了させることができれば、平均化の式は以下の通りである。

【数11】

j=1

$$\phi_{avg} = \frac{\sum \phi(j)}{Q} \quad (11)$$

j=1

【0042】

再度言うが、この演算は、ローエンドマイクロコンピュータを用いて容易に実行することができる。さらに、平均化は、逆正接関数の引数 $x_0$ 、 $x_1$ などで実行できる。これにより、位相推定値を計算および最適化する際のさらなる適応性が可能となる。他の全てが同じであれば、平均値の数を4倍すると、一般的に、位相推定値の精度が2倍になる。

【0043】

位相測定は、完了すると、オペレータが使用する前に距離に変換されなければならない。較正オフセットおよび他の誤差を無視し、横断される媒体の屈折率は均一であると仮定すると、バースト変調の波長 $\lambda$ が、距離Dの2倍より大きければ、距離は以下の式によって計算される。

【数12】

$$D = \lambda(\Delta\Phi)/(4\pi) \quad (12)$$

は、送信機からターゲットTおよび同一場所に配置された受信機までの往復移動時間で発生したバースト変調の位相の変化である。

【0044】

次に、ステップ206において、ステップ204で得た距離の複数の測定値の移動平均が、式(11)に従って周期的に更新される。次に、ステップ208において、粗距離データは、位相のあいまいさを解消できるように収集される。以下、ステップ208についてさらに詳細に記載する。ステップ210において、ステップ202において決定されたベースラインの参照オフセット位相は、ターゲットTの測定された距離に関連する位相シフトを得るために、ターゲット位相から差し引かれる。次に、ステップ212において、位相シフト推定値は、式(12)を使用することによって、距離に直接変換される。ステップ214において、警報器(図示せず)が、測定が完了したことをオペレータに音声指示するように電子音を発するが、ディスプレイ128上でのメッセージなど、他のタイプの信号伝達システムを使用することもできる。ステップ216において、測定された距離は、ディスプレイ128にデジタルプロセッサ102によって与えられる。

【0045】

図5を参照すると、バースト内の種々のデジタルおよびアナログ信号間のタイミング関係を示すタイミング図が示されている。まず、クロック回路106の自励水晶発振器から、80MHzマスタクロック波形が発生する。80MHzの周波数は、4分の1周期サンプル信号、すなわち、P/4が得られるように、バースト変調周波数の4倍になるように選択された。次いで、80MHzマスタクロックは、バースト波形発生器104によって放射クロック波形を作るよう、単純に4分割される。次いで、放射クロック波形は、バーストを作るように放射インバブル信号によってゲート制御され、レーザドライバ108にルーティングされた後、上述したように光として放射され、図5に放射光波形として示される。また、放射光の一部分が、ターゲットTから反射され、集束システム112によってフォトダイオード114に収集され、同調增幅器116によってフィルタリングおよび増幅される。結果的に得られた信号である受信信号は、放射光波形に対して時間遅延される。遅延の量は、内部信号の伝播遅延

および複数の半周期あいまいさを無視すると、ターゲットTまでの距離に比例する。この受信信号は、等価時間サンプルホールド回路118のアナログ入力に与えられる。また、等価時間サンプルホールド回路118には、図5のサンプリングクロック波形として示されるデジタル信号が与えられ、クロック回路106に生じ、 $NP + P/4$ 秒ごとにアサートされ、Nは整数であり、Pは受信信号の周期であり、この例において、50nsである。サンプリングクロックがアサートされると（この例において、高くなると）、受信信号はサンプリングされ、等価時間サンプルホールド回路118の出力に一定に与えられる。この信号は、図5の下部に示すようなサンプル信号波形であり、周期的であるが、受信信号より周波数がかなり低い。

#### 【0046】

従来の波形サンプリングシステムにおいて、波形は、波形にある最も高い周波数の2倍より高いレートでサンプリングされる。これは、ナイキスト条件であり、これにより、サンプリングされたアナログ信号をデジタル形式で完全に表示することができる。しかしながら、サンプリングされるバースト信号は、実質的に、単一の周波数であり、この例において、20MHzであり、A/D変換システムの速度要求を低減させ、コストを削減するために、等価時間でサンプリングすることができる。4つのサンプルが、20MHz信号のサイクルあたり、 $P/4$ 秒ごとに獲得される必要があれば、ここで、Pは20MHz信号の周期、従来のサンプリングシステムのサンプリングレートは、80MHzになる。しかしながら、等価時間サンプリングにおいて、この要求は、各サンプルが $NP + P/4$ 秒ずれていれば緩められ、ここで、Nは整数である。例えば、N=5であって、全ての4つのサンプルが1つのバーストで収集され、P=50nsであれば、約4MHzのサンプリング周波数に対して、 $5P + P/4 = 262.5$ nsである。しかしながら、受信信号がマスタクロックとコヒーレントであるため、1つのバーストにつき1つのサンプルのみをとることができる。バースト周期が25μsであれば、サンプリングレートは、約40kHzである必要があり、これは、非常に低いA/Dコストおよび高A/D変換へ適用できる。

#### 【0047】

図6のステップ202に示すように、ゼロまたは他のベースラインターゲット距離と関連する参照オフセット位相が測定され、ターゲットTの全位相測定から差し引かれる参照が施されるべきである。ゼロ距離位相が、温度ともに変化し得るため、参照機能は、ターゲット距離位相測定の直前、測定後、または測定中など、比較的頻繁に実行されるべきである。

#### 【0048】

参照オフセット位相を獲得する1つの方法は、ターゲットTに向けられた放射エネルギーを阻止し、既知の距離の閉鎖された光路にわたって、フォトダイオード114に直接その一部分を再度方向付けることである。受信した参照信号の位相は、ターゲットTまでの距離を決定するためのステップ204において上述したように、ターゲットTから受信した信号の位相と同様に測定することができる。参照オフセット位相の測定後、阻止および再方向付けデバイスは、送信経路から取り除かれる。ゼロ参照およびターゲット位相が決定されると、ステップ210において、ゼロ参照位相は、ターゲットの位相から差し引かれて、位相シフトおよびターゲットTまでの距離を計算する。

#### 【0049】

全ての位相測定距離測定デバイスに見られるあいまいさの問題を明らかにして修正するために、図6のステップ208に記載するように、粗距離測定が実行された後、この粗距離測定が使用されて、半波長距離の何倍が距離測定に追加される必要があるかを決定する。例えば、精度が半周期距離の約10%であり（20MHz変調に対して0.75メートルである）、バーストのエンベロープのパルス様特性を用いる従来のPTOF回路が使用されて、粗推定値を与えるが、異なる精度特徴を有する他の粗距離測定方法を使用することもできる。

#### 【0050】

精度を高めるための1つの方法は、バーストの変調周波数を高めることである。ほかのものが全て一定に保たれているのであれば、20MHzから100MHzへ、バースト周波数を5倍高

めることにより、結果的に得られる位相推定値に関連する距離推定値の精度を5倍高めることもできる。しかしながら、変調周波数を高めると、必ずコストも上がることになり、粗距離推定値の精度も高めなければならない。

#### 【0051】

本発明の基本的な概念について記載してきたが、当業者であれば、上記に詳述した開示は、例示的目的で与えられることを意図しており、制限的なものではない。本願明細書に記載していないが、種々の変更、改良および修正が行われ、当業者に意図されている。これらの変更、改良、および修正は、本願明細書によって提示されることを意図され、本発明の範囲内のものである。さらに、処理要素やシーケンスの記載した順序、数の使用、文字、または他の指示は、特許請求の範囲に特定されている場合を除いて、任意の順序に請求されたプロセスを制限するように意図されていない。したがって、本発明は、以下の特許請求の範囲およびそれと同等のものによってのみ制限される。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0052】

【図1】コヒーレントバースト放射の先行技術のグラフである。

【図2】概略バースト中の先行技術の放射拡大図である。

【図3】本発明の態様による測定システムのブロック図である。

【図4】概略バースト中のバイナリ放射の拡大図である。

【図5】本発明による信号のタイミング図である。

【図6】本発明の態様によるターゲットまでの距離を決定する方法の動作の流れ図である。

。

#### 【手続補正3】

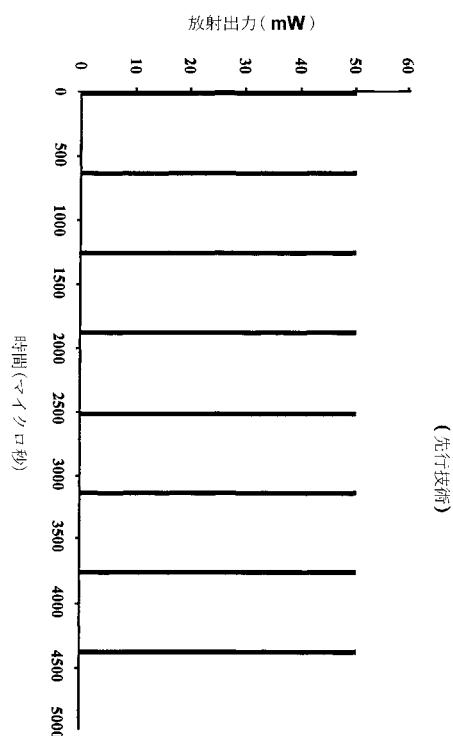
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】全図

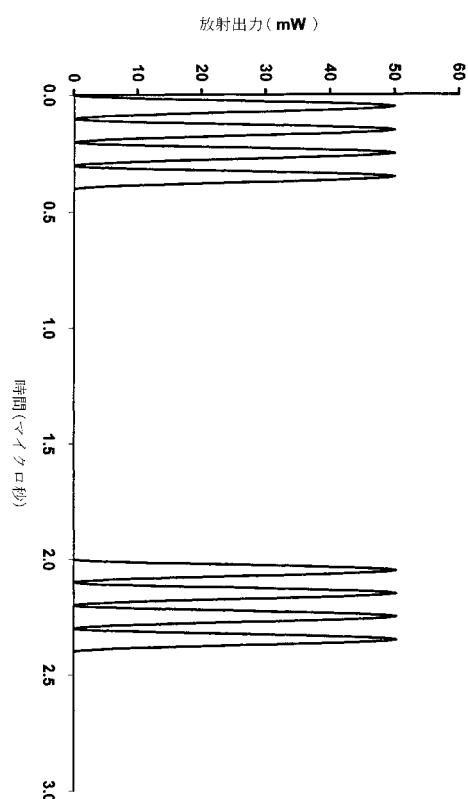
【補正方法】変更

【補正の内容】

【図1】

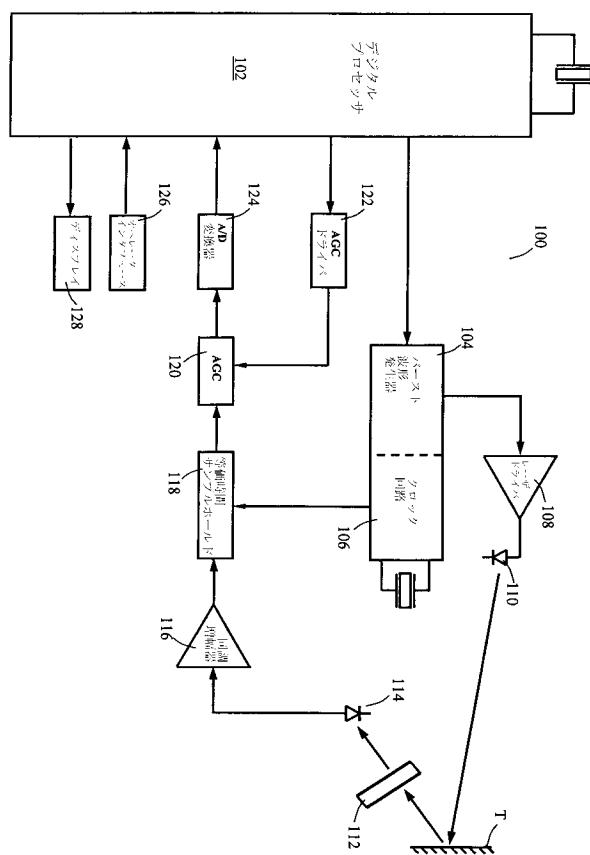


【図2】

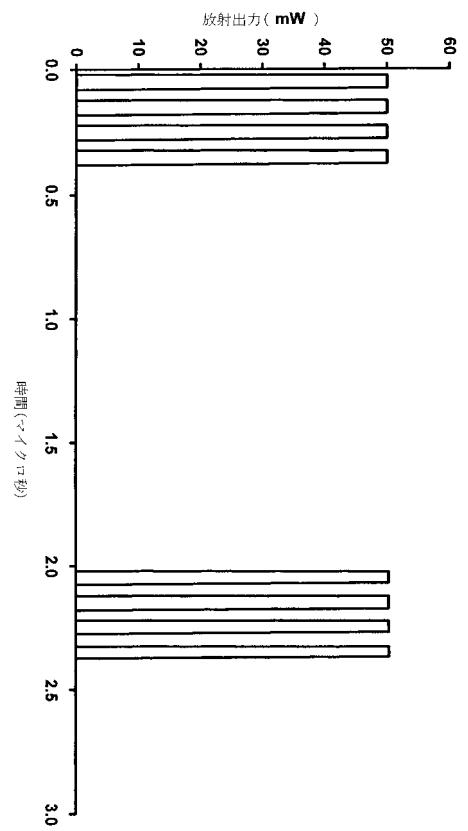


(先行技術)

【図3】

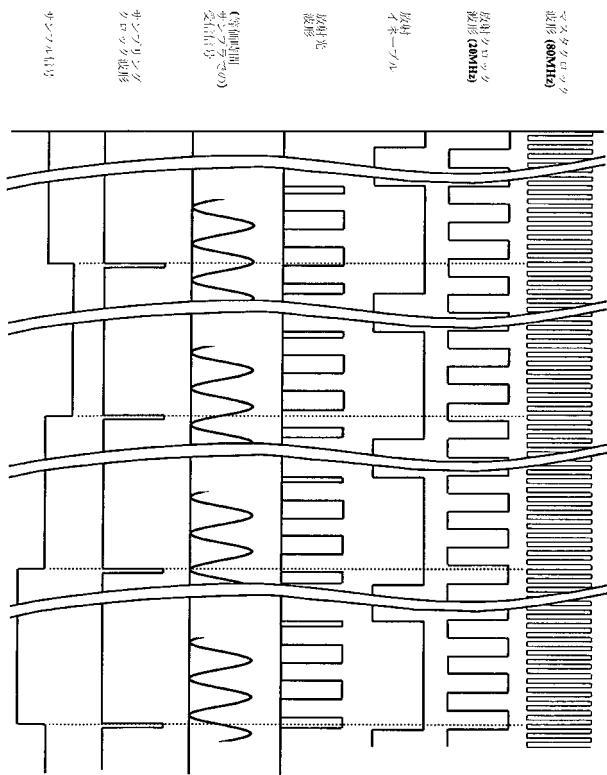


【図4】

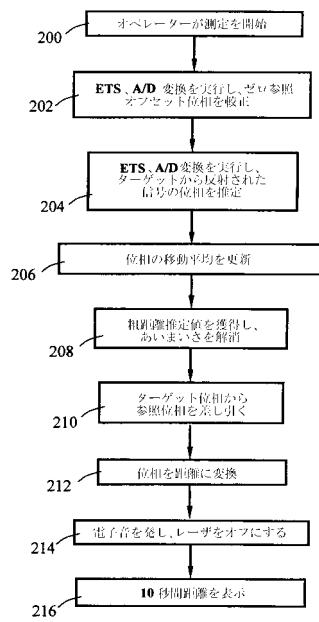


(先行技術)

【図5】



【図6】



---

## フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW,GH,GM,KE,LS,MW,MZ,SD,SL,SZ,TZ,UG,ZM,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,MD,RU,TJ,TM),EP(AT,BE,BG,CH,CY,CZ,DE,DK,EE,ES,FI,FR,GB,GR,HU,IE,IT,LU,MC,NL,PT,RO,SE,SI,SK,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GQ,GW,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BR,BW,BY,BZ,CA,CH,CN,CO,CR,CU,CZ,DE,DK,DM,DZ,EC,EE,EG,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,HR,HU,ID,IL,IN,IS,JP,KE,KG,KP,KR,KZ,LC,LK,LR,LS,LT,LU,LV,MA,MD,MG,MK,MN,MW,MX,MZ,NI,NO,NZ,OM,PG,PH,PL,PT,RO,RU,SC,SD,SE,SG,SK,SL,SY,TJ,TM,TN,TR,TT,TZ,UA,UG,US,UZ,VC,VN,YU,ZA,ZM,ZW

F ターム(参考) 5J084 AA05 AD02 BA04 BA12 BA19 BA36 BB06 CA03 CA05 CA29  
CA32 CA48 CA49 CA52 CA57 DA01 EA04 EA29