

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号
特許第4145536号
(P4145536)

(45) 発行日 平成20年9月3日 (2008.9.3)

(24) 登録日 平成20年6月27日 (2008.6.27)

(51) Int.Cl.

F I

GO 1 S 17/10 (2006.01)

GO 1 C 3/06 (2006.01)

GO 1 S 17/10

GO 1 C 3/06 1 2 O Q

請求項の数 15 (全 31 頁)

(21) 出願番号	特願2002-71832 (P2002-71832)	(73) 特許権者	591010170
(22) 出願日	平成14年3月15日 (2002.3.15)		ヒルティ アクチエンゲゼルシャフト
(65) 公開番号	特開2002-323562 (P2002-323562A)		リヒテンシュタイン国 9 4 9 4 シャー
(43) 公開日	平成14年11月8日 (2002.11.8)		ン フェルドキ ルビャーシュトラーセ
審査請求日	平成17年1月26日 (2005.1.26)	(73) 特許権者	501297985
(31) 優先権主張番号	10112833:9		イエノプティク レーザー オプティク
(32) 優先日	平成13年3月16日 (2001.3.16)		ズースターメ ゲーエムペーハー
(33) 優先権主張国	ドイツ (DE)		J E N O P T I K L A S E R O P T I
前置審査			K S Y S T E M E G M B H
			ドイツ国 0 7 7 4 5 イェーナ ゲシュ
			ヴィッツァー シュトラーセ 2 5
		(74) 代理人	100147485
			弁理士 杉村 憲司
		(74) 代理人	100134005
			弁理士 澤田 達也
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電気光学的な距離測定方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

電気工学的な距離測定方法であって、
レーザービームを測定対象に向けるステップと、
そこから反射された測定光ビームを光検出器によって検出するステップと、
光走行時間測定に基づいて距離を決定するステップとを具備、
レーザービームが、強度変調された送信光パルスの列として測定対象へ向けられ、そこから反射され、又は、散乱された成分が測定光パルス列として光検出器によって検出され、かつ、それから第 1 の光電流成分が形成され、
強度変調された送信光パルス列の小さい成分が、基準光パルス列として分岐されて、既知の基準区間を通過後に光検出器によって検出され、それに基づいて第 2 の光電流成分が形成され、
第 1 の測定として、基準区間を介して走行した基準光パルス列と、二重の測定区間を介して走行した測定光パルス列との走行時間差から、測定距離が定められ、
正確な距離を定めるために、第 2 の測定として、前記測定距離を定める工程が実施され

、
前記第 1 の測定と前記第 2 の測定との間で、同一の絶対的な周期数が存在するように、それぞれの測定における反復周波数が規定され、
前記絶対的な周期数の精度を高めるために、他のシーケンスとして、次第に増大される周波数間隔を有する他の反復周波数で当該測定距離を定める工程が実施され、該工程は、

実施された結果で得られる周波数差による周期数差が小さくなるまで周波数間隔を逐次増大して、前記絶対的な周期数が定められ、

基準光パルス列及び測定光パルス列がそれぞれ混合器パルス列を使用して信号混合され、前記混合器パルス列の反復周波数（FLO）が変調パルス列の反復周波数からわずかにずれると、基準光パルス列及び測定光パルス列が、伸張された時間尺度を有する中間周波数領域に変換されることを特徴とする電気光学的な距離測定方法。

【請求項 2】

基準光パルス列と測定光パルス列が、検出光パルス列として重畳されて、共通の光検出器に供給されることを特徴とする請求項 1 記載の電気光学的な距離測定方法。

【請求項 3】

高い測定精度を得るために、パルス列の反復周波数は、一義的な距離測定のために必要な周波数に比べて著しく高く選択されることを特徴とする請求項 1 記載の電気光学的な距離測定方法。

【請求項 4】

検出光パルス列は、受信器内で、信号混合及びそれに続くローパスフィルタ処理が施されることを特徴とする請求項 2 記載の電気光学的な距離測定方法。

【請求項 5】

検出光パルス列は、光検出器内で、直接的な混合及びそれに続くローパスフィルタ処理が施されることを特徴とする請求項 2 記載の電気光学的な距離測定方法。

【請求項 6】

電気工学的な距離測定方法であって、
レーザービームが測定対象に向けられるステップと、
そこから反射された測定光ビームが第 1 の光検出器によって検出されるステップと、
光走行時間測定に基づいて距離が決定するステップとを具備、
レーザービームが、強度変調された送信光パルスの列として測定対象へ向けられ、そこから反射され、又は、散乱された成分が測定光パルス列として第 1 の光検出器によって検出され、かつ、それから第 1 の光電流成分が形成され、
強度変調された送信光パルス列の小さい成分が、基準光パルス列として分岐されて、既知の基準区間を通過後に第 2 の光検出器によって検出され、それに基づいて第 2 の光電流成分が形成され、

第 1 の測定として、基準区間を介して走行した基準光パルス列と、二重の測定区間を介して走行した測定光パルス列との走行時間差から、測定距離が定められ、

正確な距離を定めるために、第 2 の測定として、前記測定距離を定める工程が実施され、

前記第 1 の測定と前記第 2 の測定との間で、同一の絶対的な周期数が存在するように、それぞれの測定における反復周波数が規定され、

前記絶対的な周期数の精度を高めるために、他のシーケンスとして、次第に増大される周波数間隔を有する他の反復周波数で当該測定距離を定める工程が実施され、該工程は、実施された結果で得られる周波数差による周期数差が小さくなるまで周波数間隔を逐次増大して、前記絶対的な周期数が定められ、

第 1 の光検出器及び第 2 の光検出器を個別の光検出器とし、基準光パルス列及び測定光パルス列がそれぞれ混合器パルス列を使用して信号混合され、前記混合器パルス列の反復周波数（FLO）が変調パルス列の反復周波数からわずかにずれると、基準光パルス列及び測定光パルス列が、伸張された時間尺度を有する中間周波数領域に変換されることを特徴とする電気光学的な距離測定方法。

【請求項 7】

光検出器をアバランシェフォトダイオード（APD）とし、その増幅係数はアバランシェフォトダイオードの空乏層のバイアス電圧への混合器パルス列の重畳によって変調されることを特徴とする請求項 1 又は 6 記載の電気光学的な距離測定方法。

【請求項 8】

バイアス電圧は、混合器パルス列の重畳により増幅係数の短時間の強い周期的上昇が生じるように調整されることを特徴とする請求項7記載の電気光学的な距離測定方法。

【請求項9】

測定光パルス列の反復周波数と混合器パルス列の反復周波数の差は0.5から10KHzであることを特徴とする請求項1又は6記載の電気光学的な距離測定方法。

【請求項10】

測定光パルス列の反復周波数は10から400MHzの領域にあることを特徴とする請求項1又は6記載の電気光学的な距離測定方法。

【請求項11】

測定光パルス列と混合器パルス列のデューティ比は等しく、かつ、1%から10%の領域にあることを特徴とする請求項1又は6記載の電気光学的な距離測定方法。

【請求項12】

信号－ノイズ比を改良するために、複数の中間周波数パルス列が重畳され、それぞれの中間周波数パルス列がトリガ信号として使用されることを特徴とする請求項1又は6記載の電気光学的な距離測定方法。

【請求項13】

駆動パラメータによって予め定められた周期数の一義性領域を越える測定距離においては、正確な距離を定めるために、前記第2の測定が実施された際に、測定光パルス列と混合器パルス列の反復周波数が同一のわずかな周波数だけ変更されて、それによって予め設定された最大の測定距離（ d_{max} ）内部の2つの測定において同一の絶対的な周期数が存在するようにされたときに、前記周期数の絶対的な値が次の丸めプロセスによって定められることを特徴とする請求項1又は6記載の電気光学的な距離測定方法。

【請求項14】

周期数決定における精度と確実性を向上させるために、前記他の測定シーケンスが、次第に増大される周波数間隔を有する他の反復周波数において実施された際に、他の周波数差値に関して、変調パルス列と混合器パルス列の反復周波数の元の第1の選択に対する周期数又は周期数差（ $N_1 - N_X$ ； $X = 1, 2, 3, \dots$ ）が、評価アルゴリズムにより絶対的な周期数とそれに伴って距離が決定可能となるまでの間、求められることを特徴とする請求項13記載の電気光学的な距離測定方法。

【請求項15】

電気光学的な距離測定装置であって、

前記装置によって光放出器により生成されたレーザービームを測定対象へ向け、前記測定対象から反射された測定光ビームが受信光学系を介して受信されて、光検出器上へ到達し、前記光検出器の受信信号が予め編集されて、A/D変換後に制御ユニット内で、光放出器と光検出器の間の光走行時間から測定距離を定める光放出器と、

光放出器から放出されたレーザービームを、個々の放出されたパルスの長さが変調周期に比較して短いために、レーザービームが小さいパルスデューティ比で脈動されて、送信パルス列として測定対象に対して放出可能となるように、パルス変調するためのパルス変調装置と、

放出された、脈動する送信パルス列の一部を基準光パルス列として既知の基準区間を介して光受信ユニットへ分岐させるためのビームスプリット装置と、

測定対象から反射された測定パルス列のための受信装置と、

基準区間を介して走行した基準光パルス列と測定光パルス列を共通の中間周波数領域へ変換するための信号混合装置と、

基準パルスとそれに対応する測定パルスの間の走行時間の差を定めて、それに基づいて測定距離を計算する信号編集及び評価ユニットであって、

第1の測定として、基準区間を介して走行した基準光パルス列と、二重の測定区間を介して走行した測定光パルス列との走行時間差から、測定距離を定められ、

正確な距離を定めるために、第2の測定として、前記測定距離を定める工程が実施され

前記第 1 の測定と前記第 2 の測定との間で、同一の絶対的な周期数が存在するように、それぞれの測定における反復周波数が規定され、

前記絶対的な周期数の精度を高めるために、他のシーケンスとして、次第に増大される周波数間隔を有する他の反復周波数で当該測定距離を定める工程が実施され、該工程は、実施された結果で得られる周波数差による周期数差が小さくなるまで周波数間隔を逐次増大して、前記絶対的な周期数が定められる、信号編集及び評価ユニットとを具え、

光受信ユニットとして共通の光検出器が設けられ、基準パルス列も測定パルス列も重畳された検出パルス列として前記光検出器へ入射し、その場合に光検出器信号が本来の位置において、局所発振器によって供給された L O - パルス列と混合され、前記 L O - パルス列の反復周波数はこの反復周波数に比較して小さい周波数だけ送信パルス列の反復周波数とは異なっているので、基準光パルス列と測定光パルス列が伸張された時間尺度を有する I F - 領域に変換されることを特徴とする電気光学的な距離測定装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、請求項 1 又は請求項 1 4 の冒頭に記載の電気光学的な距離測定方法及び装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

数ミリメートルの精度で数百メートルまでの距離を測定することは、特に建設業と設備建設において、複数の利用のために極めて重要である。この種の距離測定システムの動特性は、極めて弱い信号も強い信号も処理することができるようにするために、できる限り高くする必要がある。それによって定められた目標マークの使用が、いらなくなる。まさに技術的表面における距離測定の可能性（すなわち目標マークの使用なし）は、上述した部門においては、減少された製造時間とそれに伴って、同時に製造誤差が減少される場合には、コスト削減をもたらす。

【0003】

文献からは、技術的表面における大きい距離を電気光学的に測定する装置及び方法が知られている。その場合に、多くの場合において束ねられた測定ビーム、好ましくはレーザーダイオードの可視ビームが、測定対象へ向けられる。測定対象上に位置づけられたドットによって散乱され又は反射された測定ビームの放射は、適切な検出器、好ましくはフォトダイオードによって検出される。測定距離が大きい場合及び技術的な測定対象面である場合には、微弱な信号を考慮しなければならないので、多くの場合は、検出器としてアバランシェフォトダイオード（A P D）が使用される。

【0004】

他のフォトダイオードと比較した場合、アバランシェフォトダイオードにおいては、入射する光出力により生成される光電流の増幅効果が、好適に利用される。この増幅は、A P D の、高い電界強度が存在する、雪崩領域内の電荷担体増加からもたらされる。この電界強度によって、光入射により生成された電荷担体は著しく加速されるので、その電荷担体はその高いエネルギー状態に基づいて他の電荷担体を A P D の半導体材料から遊離させる。

【0005】

この付加的な電荷担体は、所望の光電流増幅をもたらす。雪崩領域内で高い電界強度を形成するために、高い逆電圧が必要である。その電圧は、それぞれ A P D - タイプに従って 4 0 V から 5 0 0 V までの範囲にある。光電流の典型的な増幅係数は、1 0 と 2 0 0 との間にある。それは、半導体材料（例えば S I 、 I N G A A S ）、フォトダイオードの構造、逆電圧及び温度に依存する。アバランシェフォトダイオードの増幅係数は、さらに、著しい個体のばらつきを受ける。

【0006】

大きな絶対距離を測定するために、レーザーダイオードの測定ビームは、通常その強度を

10

20

30

40

50

変調され、すなわちビームに測定信号が重畳される。この測定信号は、多くの場合に、パルス形状、正弦波形状又は準確率的信号である。光送信器から放出された信号と、測定対象から散乱又は反射されて、検出器によって受信された信号から、送信器から測定対象を介して検出器へ至る信号走行時間が、それぞれ方法に応じて直接又は間接的に定められる。直接的に定める場合には、光パルスの走行時間が評価される。この方法は、光パルス走行時間方法と称される。間接的な測定においては、走行時間は、放出された信号と検出された信号に関する位相シフト又は相関から得られる。既知の光速度から、走行時間に基づいて距離が求められる。これらの方法は、信号評価の方法に応じて、位相走行時間方法又は相関方法と称される。測定中、測定対象には常に光学的出力が供給される、この種の方法は、連続波方法又はC W方法と称される。疑似ノイズ変調で作動する相関方法及び位相比較方法は、連続波方法に属する。

10

【0007】

精度の高い距離測定の主要問題は、光送信器及び／又は光検出器内の温度、個体及び老化に係る寄生的な走行時間変化を除去することである。これらの誤差を減少させるために、測定は、正確にわかっている基準距離によって校正される。そのために種々の方法が知られている。

【0008】

1つの可能性は、機械的に切り換え可能な基準区間の使用である（E P 0 7 0 1 7 0 2 B 1、U S 3 9 9 2 6 1 5）。その場合、変調されたレーザービームは、第1の測定において、まず測定対象へ、第2の基準測定においては、例えば揺動可能なミラー又は調整可能な光導体を介して直接光受信器へ案内される。測定された距離の引き算によって、構成部分の全ての温度と老化の影響及び個体のばらつきが除去される。しかしこのコンセプトの本質的な欠点は、可動の機械的な素子の使用であって、それによってシステム全体の信頼性と寿命が減少される。

20

【0009】

この種の他の測定装置においては、基準光検出器と主要光検出器によって処理がなされる（D E 1 9 6 4 3 2 8 7 A 1、D E 4 3 2 8 5 5 3 A 1、E P 0 6 1 0 9 1 8 B 1、D E 4 1 0 9 8 4 4 C 1）。その場合、変調されたレーザー光の一部は、測定対象へ、そこから主要光検出器へ案内され、そして、他の小さい部分が直接基準光検出器へ案内される。基準光検出器は常に照明されているので、可動の機械的な切換え装置は不要である。この概念においては、光放出器の寄生的な温度、老化及び個体に依存する走行時間誤差は除去されるが、一般に測定路と基準路について異なる、受信素子の走行時間誤差は除去されない。受信素子によってもたらされる走行時間誤差を減少させるために、通常、対になったフォトダイオード及び／又は補正テーブルが使用される。

30

【0010】

2つの光放出器と2つの光検出器を使用することが、走行時間誤差を除去する他の方法である（U S 4 4 0 3 8 5 7、D E 1 0 0 0 6 4 9 3）。その場合には、主要光変調器の変調された出力の一部が、測定対象へ向けられて、そこから散乱光の形状で主要光検出器へ到達する。この出力の他の部分は、直接基準光検出器へ案内される。さらに、基準光放出器の変調された出力の一部は、直接主要光検出器へ案内され、他の部分は基準光検出器へ案内される。この概念は、機械的な切換え装置を必要としない。さらに、送信ユニットと受信ユニットのいずれにおいても、全走行時間誤差が除去される。しかし、2つの光検出器及び／又は2つの光放出器の使用は、増大されたコストとシステム費用に結びついている。

40

【0011】

例えば測地学において使用されるような、幾つかの距離測定装置においては、比較的大きい距離（例えば>10M）を測定することしか関心がない。ここでは、時間窓を介して測定信号と基準信号とを区別することができる（D E 3 2 1 6 3 1 3 C 2、D E 3 3 2 2 1 4 5 A 1、E P 0 4 2 7 9 6 9 A 2）。例えば5CMの基準区間においては、基準信号はその送信後0.17NSですでに検出される。それに対して、10Mの距離を測定する場

50

合には、測定信号は信号送信後67NSになって初めて検出器に供給される。2つの信号は、その到着時間の違いに基づいて分離することができる。この種の校正は、通常は光パルス走行時間方法と組み合わせて使用される。しかし、測定距離が短い場合には、極めて問題である。その理由は、到着時間がわずかに数100PSしか変わらないからである。信号処理のための電子装置は、直接距離上のこの短い時間差を解像することができなければならない。

【0012】

間接的な位相走行時間方法においては、サイン形状の強度変調されたレーザー放射で処理が行われる。その場合、距離は、放出されたサイン形状の信号と受信されたそれとに関する位相差の測定によって取得される。校正するために、1つの基準区間、1つの光放出器及び2つの光検出器が使用され(E P 0 7 0 1 7 0 2 B 1、U S 3 9 9 2 6 1 5)又は2つの基準区間、2つの光放出器及び2つの光検出器が使用される(U S 4 4 0 3 8 5 7、D E 1 0 0 0 6 4 9 3)。高い測定精度を実現するために、高い変調周波数(100MHzから1GHz)で処理がなされる。高い変調周波数(例えば1GHz)に基づいて、非常に短い距離(例えば15CM)しか一義的に測定できない。一義的に距離決定するために、例えばD E 1 0 0 0 6 4 9 3によれば、測定は少なくとも2つの変調周波数において行われなければならない。高周波受信信号は、取扱い可能、廉価で障害のない信号評価を保証するためには、通常非線形の信号混合プロセスによってより低い周波数領域(1KHzから100KHz)へ変換される。

【0013】

提案されている信号変換方法は、アバランシェフォトダイオードによる直接混合である(D E 1 9 6 4 3 2 8 7 A 1、D E 1 0 0 3 7 2 0 9 . 0)。その場合、高いAPD逆電圧に、周波数FLOと1Vより大きい振幅とを有するローカル発振器のサイン形状の信号が重畳されるので、逆電圧によってフォトダイオードの増幅係数M、従ってその内部の電流源も変調される。APD出力電圧については、一次近似において $I_{APD}(T) = M(T) \cdot I_{FOTO}, 0(T)$ が成立し、その場合、M(T)は、時間Tに従って変調されたAPD増幅であり、I F O T O、0(T)は、光入射によって生成された内部の光電流を記述している。APD増幅と内部の光電流との間の非線形の関係によって、中間周波数信号が生じ、その中間周波数信号は、ローカル発振器の周波数FLOと変調され、検出された光出力FMESSの周波数との間の周波数差で発振する。したがって、周波数変調は、APDの内部の電流源内で行われる。ローパスフィルタ処理によって、より高い周波数成分が除去される。出力信号APDすなわち中間周波数信号は、比較的低周波であって、したがって、それ以降容易に処理される。混合プロセスはAPDのチップの内部で展開されるので、装置の構造の大きさは、典型的に、使用される変調波長よりも3から4桁小さい。それによって、外部の電磁的なノイズ場の混入と電気的なクロストークは、ほぼ無視できる。ノイズ特性も改善される。その理由は、混入ノイズ出力の減少がノイズの減少をもたらすからである。さらに、直接混合からもたらされる中間周波数は、検出された光出力の変調周波数と比較して低周波(1KHzから100KHz)であるので、ここではノイズ混入は予測されない。電子的な構成素子の寄生特性も無視できる。APDの出力信号は中間周波数領域内にあるので、受信部分においては、ローカル発振器の他には他の高周波構成部分が必要とされ又はたがって、装置のコストと電流消費は大幅に減少される。測定信号が弱いので、システムは極めて小さい、障害となる電子ノイズと、レーザーダイオード送信器からフォトダイオード受信器への極めて微弱な電気的クロストークのみを持てばよいので、上述した理由からアバランシェフォトダイオードによる直接混合方法は、大きな利点を提供する。

【0014】

ローカル発振器信号と測定信号は互いに相違する周波数を有するので、上述した直接混合においては、ヘテロダイン方法が話題となる。したがって、この場合、中間周波数は交流信号である。ホモダイン方法においては、ローカル発振器信号と測定信号は同じ周波数を有する。したがって、この場合、中間周波数は直流信号である。精度の高い距離測定のた

10

20

30

40

50

めには、主としてヘテロダイン方法が使用される。その理由は、交流信号の形式の中間周波数は、直流信号よりも更に効果的に増幅され、かつ、更なる処理が可能だからである。後者には、DC-オフセットが供給され、そのDC-オフセットを、本来の測定信号より著しく大きくすることができ、さらに、一定ではない。オフセット又は作業点変動と増幅器のフリッカーノイズは、ここでは同様に大きな役割を果たす。フリッカーノイズ及び／又は $1/f$ ノイズは、周波数が低下するにつれて上昇し、通常、低周波数において優勢である。しかし、1 KHzの周波数の上方では、それらノイズの多くは無視できる。対象を3次元で測定するために、ホモダイン方法がDE 4 4 3 9 2 9 8 A 1に記載されている。ホモダイン信号混合は、ここでは、2次元の強度変調器によって行われる。この測定においては、相対距離のみが関心をもたれる。したがって、多義性は生じない。

10

【0015】

間接的な相関方法においては、光放出器は、疑似ノイズ信号(DE 4 2 1 7 4 2 3 A 1)又は時間的に等距離でないパルス列(EP 0 7 8 6 0 9 7 B 1)によって強度変調される。放出されて、検出された信号は、測定距離に基づいて時間的にずれている。2つの信号の相関によって、最大の類似性をもたらす時間シフトが得られる。それは信号走行時間に相当する。時間的に等間隔又は周期的なパルスは、多義性によって使用できない。必要とされる時間的解像(例えば1.5 MMについて10 PSの距離解像)に比較して、測定信号変化の時間は、比較的大きい(例えば10 NS)。必要とされる更に大きな精度は、信号相関のプロセスによって得られる。相関信号の形成によって、測定帯域幅が制限される。

20

【0016】

既知の直接的な光パルス走行時間方法においては、光放出器の測定ビームは、その強度をパルス状に変調される。測定対象によって散乱され又は反射された、例えば1 NSの幅を有する光パルスは、光検出器によって検出される。短い光学的又は電気的な基準区間を通過する基準パルスの入射と、測定パルスの入射との間の時間が、例えばカウンタで求められる。続いて、次の光パルスが形成され、上述したプロセスが繰り返される。多くは、多数のこの種の結果に亘って平均される。例えば200 M離れている場合に、明白性の理由から、光パルスの反復周波数は、750 KHzよりも低くなければならない。相関方法におけるように、この測定方法も、例えば1.5 MMの精度で個別測定するために必要とされるような、例えば10 PSの高い時間的解像度を、直接は要求しない。レーザーパルス及びカウンタの作動点に存在する統計的なジッターによって、多数の結果の平均により個別測定の大まかな時間解像度が次第に改善される。

30

【0017】

DE 3 3 2 2 1 4 5に記載されているパルス方法においては、パルス走行時間は、先ず、カウンタによって大まかに測定される。その理由は、カウンタは、例えば1 GHzのクロック周波数において1 NSの時間解像度しか持たないからである。これは、15 CMの距離解像度に相当する。残り時間を測定するために、各計数パルスにおいて線形の電圧ランプが新しく開始され、その電圧ランプは測定パルスが入射した場合に停止される。電圧ランプの高さは、残り時間の尺度となる。

【0018】

DE 3 6 2 0 2 2 6 A 1に示されている方法においては、一義的な測定をもたらす、10 KHzから150 KHzの反復周波数を有するパルス信号が、検出と増幅後に、高速アナログ／デジタル変換器によって検出されて、次に並列加算器によって連続的に正しい時間で加算される。連続的な加算によって、信号／ノイズ比が次第に改善され、さらに、パルスジッターによって時間解像度が次第に改善される。

40

【0019】

EP 0 4 2 7 9 6 9 A 2には、DE 3 6 2 0 2 2 6 A 1に記載の方法の形態が記載されている。その場合、(多くは短い距離において発生する)強い信号においては、微分素子の作動によってアナログ／デジタル変換器のオーバーフローが防止され、その結果、測定精度が向上する。したがって、測定システムは、短い距離に向けて拡大される。

50

【0020】

特許公報DE 3 2 1 6 3 1 3 c 2は、光パルスの出力制御に関するものであって、その場合、光学的な減衰フィルタが光路内へモータで移動される。例えば、既知の上述した光パルス走行時間方法が扱われる。

【0021】

EP 0 6 1 0 9 1 8 B 1においては、距離測定のために短いパルス列が使用され、そのパルス列は、検出後に、パルス列周波数に同調された電子的な共振器を励起する。共振器の極めて高くされた信号は、レーザーによって新しいパルス列の送出を開始させる。このプロセスが常に繰り返されるので、所定の循環周波数によるパルス循環が生じる。この循環周波数から測定距離が行われる。DE 4 1 0 9 8 4 4 C 1においても、既知の上述した光パルス走行時間方法が扱われている。この発明によれば、光ガイドファイバーリングが使用され、その中で基準光パルスが循環する。各循環において、小さいパルス成分は、分離された後、カウンタのクロック周波数を形成する検出器へ供給される。このカウンタによって、測定光パルスの走行時間が求められる。したがって、この特許公報は、単に基準クロック発生に関するものである。

【0022】

DE 4 4 3 9 2 9 8 A 1には、対象を3次元で測定する方法が記載されており、その方法は、既に説明したように、ホモダイン信号混合による位相比較方法に基づいている。ここでは、位相比較方法の他に、パルス走行時間方法が更に扱われており、その場合、測定対象は光パルスで照射される。測定対象の各点によって散乱された光パルス成分は、受信光学系によって2次元の検出器アレイ（例えばCCDアレイ）上に結像される。したがって、各検出器セルに、所定の測定対象点に対応させることができる。検出器アレイの前には、2次元の光学的ミキサが設けられており、それは、空間的な光変調器とも称される。この光変調器、例えばポッケルスセルは、ここでは光学的スイッチの機能を有している。このスイッチは、短い時間だけ光学的に透明になり、したがって、その走行時間がスイッチの時間窓に関連する光パルス成分のみを通過させる。伝達された光パルスは、検出器アレイの該当する対象点に対応づけられた所定のセルによって積分される。スイッチの時間窓は逐次シフトされるので、このシフトに応じて他の対象点の光パルス成分が積分される。したがって、測定対象は、シフトされる時間窓によってディスク状に走査することができる。時間窓のシフトは、時間窓と受信信号との2次元の相関又は畳み込みに相当する。測定パルスと、時間窓を発生させるパルスの反復周波数とは、同一である。したがって、ここで扱われるのは、ホモダインの信号混合プロセスである。公開された特許出願DE 1 9 7 0 4 4 9 6 A 1とDE 1 9 8 2 1 9 7 4 A 1は、DE 4 4 3 9 2 9 8 A 1に基づく測定方法の好ましい形態を記載しており、その場合、2次元のホモダイン信号混合のための所定の素子が紹介される。

【0023】

K. セタとT. オオイシの出版物、「レーザーダイオードから放出されるパルストレインを使用する距離測定 (DISTANCE MEASUREMENT USING A PULSE TRAIN EMITTED FROM A LASER DIODE)」日本応用物理ジャーナル、第26巻、第10号、PP. L1690-L1692、1987年10月には、距離測定方法が記載されており、同方法においてはレーザーダイオードの測定ビームは、僅かなパルスデューティ比を有する極めて短い光パルスの列によって変調される。パルス列は、272 MHzの基本周波数と多数の高調波から形成される。測定対象によって散乱されたパルス列は、アバランシェフォトダイオードによって検出される。サイン形状のローカル発振器信号とのヘテロダイン直接混合によって検出された544 MHzの周波数を有するパルス列の第1の高調波のみが、20 KHzを中心とする中間周波数に変換される。従って局所発振器信号は、544.02 MHzの周波数を有する。距離測定は、位相比較方法に基づいて1次高調波によって行われる。測定周波数として1次高調波を使用する場合の利点は、基本周波数272 MHzにおけるクロストークの除去と上昇された測定周波数であって、その測定周波数は、いわゆるスパイクング駆動にお

10

20

30

40

50

るレーザーダイオードの特性によって自動的に得られる。

【0024】

【発明が解決しようとする課題】

サイン形状に強度変調された光ビームによる位相走行時間方法の利点は、信号混合の使用により測定信号が低周波であり、したがって、極めて廉価、快適、無障害かつ無雑音で処理できることにあり、その結果、高い精度が得られる。さらに、直接混合の方法を極めて効果的に使用することができる。さらに、遠隔通信技術に基づく廉価な素子を使用することができる。その理由は、ここでは信号形成のための同一の方法及び同様な周波数領域が使用されるからである。しかし、欠点は、この連続波方法においては眼の安全性に基づいて、変調された光強度又は光出力の低い振幅でしか処理できないことである。レーザー光の変調された出力は、振幅に関して最高で1 MWに制限されている。測定精度は、測定時間TMESS、変調された光強度の振幅及び測定周波数にほぼ依存する。距離の標準偏差について

【数1】

$$\Delta d_{\text{Phase}} = \text{Konst} \cdot \sqrt{\frac{3}{8}} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot c \cdot \frac{1}{P_{\text{LASER,CW}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{T_{\text{Mess}}}} \cdot \frac{1}{f_{\text{Mess}}} = \frac{\text{Konst}}{1\text{mW}} \cdot \sqrt{\frac{3}{8}} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot c \cdot \frac{1}{\sqrt{T_{\text{Mess}}}} \cdot \frac{1}{f_{\text{Mess}}} \quad (1)$$

が成立し、その場合、理想的な混合効率による直接混合駆動と仮定される。したがって、標準偏差は、測定周波数FMESS、レーザー出力の振幅及び測定時間TMESSの根に対して反比例する。完全な変調が行われた場合には、この振幅は平均のビーム出力PLASER、CWの値に相当し、そのビーム出力は眼の安全性のために1 MW未満とする必要がある。

【0025】

光パルス走行時間方法において、主要な利点は、強力な光パルスにより眼に安全に処理できることである。光パルスが短い場合 (< 18 MS) には、眼の安全のためには平均の光出力PLASER、CWのみが重要であって、それは1 MWを越えてはならない。眼に安全な駆動において最大可能な光パルス出力PLASER、IM

【数2】

$$P_{\text{LASER,IM}} = \frac{P_{\text{LASER,CW}}}{\eta_{\text{Duty}}} = \frac{1\text{mW}}{\eta_{\text{Duty}}} \quad (2a)$$

が、距離測定誤差又は距離の標準偏差について成立する：

【数3】

$$\begin{aligned} \Delta d_{\text{impuls}} &= \text{Konst} \cdot c \cdot \frac{1}{P_{\text{LASER,IM}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \frac{1}{\sqrt{T_{\text{Mess}} \eta_{\text{Duty}}}} \cdot t_{\text{Rise}} = \frac{\text{Konst}}{1\text{mW}} \cdot c \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \sqrt{\eta_{\text{Duty}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{T_{\text{Mess}}}} \cdot t_{\text{Rise}} \\ &\equiv \frac{\text{Konst}}{1\text{mW}} \cdot c \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi^3}} \cdot \sqrt{\eta_{\text{Duty}}} \cdot \frac{1}{f_{\text{Gr}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{T_{\text{Mess}}}} \end{aligned} \quad (2b)$$

【0026】

ここで、TRISEは、検出された光パルスの上昇時間を表し、FGR = 1 / (PIRISE) は、システムの3-DB-限界周波数を表し、HDUTYは、パルス列のパルスデューティー比を表す。この場合、距離測定精度は、パルス列のパルスデューティー比の根に比例し、かつ、システム限界周波数に反比例する。式(2B)によって表されるように、利点は、光パルス出力を係数1 / HDUTYだけ増大する方が有効測定時間TEFF = TMESS · HDUTYを係数HDUTYだけ減少するよりも効果的である、という実情

に基づいている。これによって、信号－ノイズ比が向上する。連続波方法に比べて、光パルス走行時間方法における測定誤差は、係数

【数 4】

$$\Gamma = \frac{\Delta d_{\text{Impuls}}}{\Delta d_{\text{Phase}}} = \sqrt{\frac{8}{3}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \sqrt{\eta_{\text{Duty}}} \cdot \frac{f_{\text{Mess}}}{f_{\text{Gr}}} \quad (3)$$

だけ減少する。

【0027】

例えば、 $2 \text{ TRISE} = 1 \text{ NS}$ のパルス長さと、例えば 750 KHZ の反復周波数において、 $\text{HDUTY} = 1 / 1333$ のパルスデューティー比と $\text{FGR} = 637 \text{ MHZ}$ のシステム限界周波数が得られる。パルス走行時間測定における限界周波数 FGR と位相走行時間測定における測定周波数 FMES が等しい場合については、測定誤差は、理想的には係数 $\Gamma = 1 / 55$ だけ減少する。しかしながら、光パルス走行時間方法における本質的な欠点は、ギガヘルツカウンタ又は高速の検出回路（例えば > 100 メガパルス／秒）の使用が必要なこと、それに伴ってコストが高いこと及びこれら特殊な素子が入手しにくいことである。さらに、一義性の理由から極めて小さいパルスデューティー比に基づいて、非常に高いパルス出力（例えば数ワット）を取得する必要がある。これは、特殊な赤外線レーザーダイオードでなければ不可能であり、それは高価で手に入りにくく、かつ、不可視の光ビームを放出する。比較的低い反復周波数領域への信号混合は、考慮に値するが、反復周波数が低いために本質的な利点をもたらさない。

【0028】

短い、非周期的な光パルスによって駆動される相関方法においては、眼の安全性に関して、位相走行時間方法におけるよりも著しく大きい光学的出力を選択することができる。それによって、信号－ノイズ間隔が等しい場合には、実効測定時間はパルス駆動に基づき減少するにもかかわらず、全測定時間が減少される。光パルス相関方法においては、距離測定精度について

【数 5】

$$\Delta d_{\text{Korr}} = \text{Konst} \cdot c \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \frac{1}{P_{\text{LASER,CW}}} \cdot \frac{T_{\text{Eff}}}{T_{\text{Mess}}} \cdot \frac{t_{\text{Rise}}}{\sqrt{T_{\text{Eff}}}} \equiv \frac{\text{Konst}}{1 \text{ mW}} \cdot c \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi^3}} \cdot \frac{1}{f_{\text{Gr}}} \cdot \frac{\sqrt{T_{\text{Eff}}}}{T_{\text{Mess}}} \quad (4)$$

が成立する。

【0029】

したがって、レーザー信号光出力 $\text{PLASER} \cdot \text{CW} \cdot \text{TMESS} / \text{TEFF}$ は反比例で、かつ、実効測定時間 TEFF は逆の根で、距離測定精度を定める。最大の確実なレーザー信号光出力は、ここでも反比例で実効測定時間と関係する。実効測定時間は、全測定時間 TMESS 内で検出された測定パルスの全期間である。光パルス相関方法の信号－ノイズ比は、位相走行時間方法の信号－ノイズ比と光パルス走行時間方法の信号－ノイズ比との間にある。しかし疑似ノイズ変調で作動する相関方法は、連続波方法として、向上した信号－ノイズ比の利点を持たない。光パルス走行時間方法におけるように、相関方法の欠点は、比較的高速の検出回路（例えば > 100 メガサンプル／秒）の使用が必要なこと、それに伴ってコストが高いこと、及び信号形成と信号処理のための計算の手間が多なことである。更に低い周波数領域への信号混合は、これまで実施されておらず、利点ももたらさない。その理由は、この場合、信号は非周期的な信号だからである。

【0030】

本発明の目的は、協働する目標マークを使用することなく、高い確実性及び良好な測定精度で、一方では廉価に実現可能であり、他方では電気光学的なビーム、特にレーザービームによる人間の眼の損傷に対する十分な安全性を保証する、弱く散乱させる対象への及びその対象からの比較的大きい距離を電気光学的に測定する方法と装置を提供することであ

る。

【0031】

【課題を解決するための手段】

本発明によれば、電気光学的な距離測定方法であって、レーザービームが測定対象へ向けられ、そこから反射された測定光ビームが光検出器によって検出されて、光走行時間から距離決定が行われる電気光学的な距離測定方法において、レーザービームが強度変調された送信光パルスの列として測定対象へ向けられ、そこで反射され又は散乱された測定光パルス列が光検出器によって検出され、かつこの光検出器によって第1の光電流成分が形成され、強度変調された送信光パルス列の小さい成分が基準光パルス列として分岐されて、既知の基準区間の通過後に同様に光検出器によって検出され、その光検出器によって第2の光電流成分が形成され、2つの光電流成分は合計信号として検出光パルス列を形成すること、及び基準区間を介して走行した基準光パルス列と二重の測定距離を介して走行した測定光パルス列の走行時間差から、測定距離が定められる。

10

【0032】

確実な電子的処理及びコストの理由からは、検出光パルス列として測定光パルス列に重畳された基準光パルス列を検出する1つの光検出器だけを使用することが好ましいが、基準光パルス列用と測定光パルス列用の別々の光検出器を使用することも可能であって、それについての詳細は後に説明する。

【0033】

本発明は、位相走行時間方法の上記利点、特に低コスト、低中間周波数、直接混合、僅かなノイズ及び僅かクロストーク並びにパルス走行時間方法の利点を結びつけるという考えに基づいており、その場合、後者においては特に比較的高いピーク光出力と良好な信号－ノイズ比が関心の前景に置かれる。本発明は、特に、比較的遠くにある及び／又は弱く散乱する対象の距離測定又は間隔測定のための、特に協働する目標マークを使用しない、眼に安全なレーザー距離測定システムに適している。

20

【0034】

光検出器によって検出された検出光パルス列又は別々の光検出器の場合の基準光パルス列と測定光パルス列が、好ましくは、それぞれ光検出器内で、直接混合及びそれに続くローパスフィルタ処理が施され、直接混合は、測定場所で局所的に、すなわち、局所発振器により生成されたL Oーパルス列による制御の下で行われ、そのL Oーパルス列のパルスデューティー比は、測定光パルス列のパルスデューティー比と等しい又原ほぼ等しく、かつ、それらの反復周波数は、僅かに互いに相違するように選択されている。

30

【0035】

直接混合が、光検出器として使用される1つ又は複数のアバランシェフォトダイオード（APD）内で行われ、その増幅係数がフォトダイオード逆電圧の重畳によってL Oーパルス列で変調されると、特に効果的である。

【0036】

測定パルス列の反復周波数F M E S Sは、10から400MHzの領域、特に50から300MHzの領域にあって、好ましくは約200MHzに選択することができる。原理的には、それぞれの反復周波数が高くなるに従って精度が高くなると言える。しかしながら、反復周波数は、コストと利用との間の両立が可能となるように選択される。しかしながら、このような両立は、技術開発が進行するに従って更に高い反復周波数の方向に移動している。したがって、記載されている200MHzという反復周波数の好ましい値は、現在の従来技術に相当し、その限りにおいては、単に、本発明にとって好ましく、当然、効果的な成果が証明された例として理解すべきである。

40

【0037】

測定光パルス列とL Oーパルス列の差については、現在では、0.5から10kHz、好ましくは0.8から2.0kHz、特に1kHzが成立する。

【0038】

後に詳しく説明するように、測定光パルス列とL Oーパルス列のために小さいパルスデュー

50

ーティー比が使用された場合に、機能が向上し、そのパルスデューティー比は、好ましくは1%から10%又は3%から6%の領域に、特に5%に、さらに、それぞれ等しく選択される。ここでも原理的には、それぞれのパルスデューティー比が小さくなるに従って精度が高くなると言える。パルスデューティー比は、コストと利用との間の両立が可能となるように選択される。この両立も、将来的には更に小さいパルスデューティー比の方向へ移ると考えられる。記載されている約5%というパルスデューティー比の好ましい値は、現在の従来技術に相当し、かつ、本発明の好適例においては満足のゆくものとして選択された。

【0039】

本発明による距離測定方法の他の実施可能性は、他の従属の方法請求項に定められており、以下で更に詳細に説明する。

10

【0040】

本発明による電気光学的な距離測定装置であって、光放出器によって生成されたレーザービームは測定対象へ向けることができ、その測定対象から反射された測定光ビームは受信光学系を介して受信されて、光検出器へ到達し、その光検出器の入力信号が処理されて、A/D変換後に制御ユニット内で、光放出器と光検出器の間の光走行時間に基づき測定距離を定めるように処理される電気光学的な距離測定装置は、光放出器から放出されたレーザービームを、個々の放出されたパルスの長さが変調周期に比較して小さいために、レーザービームが小さいパルスデューティー比で脈動されて、送信パルス列として測定対象へ向けて放出可能となるように、パルス変調する変調装置と、放出され、脈動された一次パルス列の一部を基準パルス列として、既知の基準区間にわたって光受信装置へ分岐するためのビームスプリット装置と、測定対象から反射された測定パルス列のための受信装置と、基準区間を介して走行した基準パルス列と測定パルス列を共通の中間周波数領域へ変換するための信号混合装置と、信号編集及び評価ユニットとが設けられ、その信号編集及び評価ユニットは基準パルスとそれに対応する測定パルスの走行時間差を定めて、それに基づいて測定距離を計算することを特徴とする。

20

【0041】

好ましくは、光受信装置としての共通の光検出器が設けられており、基準光パルス列も測定光パルス列も、重畳された検出パルス列としてその光検出器に入射され、光検出器信号は、元の場所で、局所発振器によって供給されるパルス列と混合され、そのパルス列の反復周波数は、その反復周波数に比べて小さい周波数成分だけ、送信パルス列の反復周波数とは異なっており、かつ、そのパルスデューティー比は送信パルス列のパルスデューティー比にほぼ相当する。1つ又は複数の光検出器として、アバランシェフォトダイオード（APD）が設けられ、その逆電圧は、局所発振器から供給されるLOパルス列によって重畳され、かつ、LOパルス列のブランク隙間におけるAPDの増幅係数が、LOパルスが存在する間よりも著しく低くなるように選択されている。

30

【0042】

特に、局所発振器信号と変調信号のための短い電圧パルス又は電流パルスを発生させる回路の他の好適例は、距離測定装置を更に定める従属請求項に記載されており、以下で詳細に説明する。

40

【0043】

本発明のための基本的な実施例と一連の好ましい変形可能性を、以下で図面を参照してそれぞれ例としての実施形態において詳細に説明する。

【0044】

【発明の実施の形態】

本発明による距離測定方法を実現する第1の原理的な回路及びシステム配置が、図1に示されている。本方法は、パルス逆混合方法又はIRM方法と称される。

【0045】

レーザーダイオード1のビームは、光パルス2の周期的な列（変調周波数列）によってその強度又は出力を変調される。このパルス列は、信号パルス発生器（図示せず）によって

50

生成されて、レーザダイオードドライバ3を介してレーザダイオード1へ供給される。この場合、既知の光パルス走行時間方法とは異なり、例えば200MHzの高い反復周波数FMESS又は5NSの小さい周期の長さによって処理が行われる。パルスデューティ比は例えば5%であるので、眼に安全な駆動において式(2A)により50MWのパルス光出力を使用することができる。したがって、平均の光出力は1MWであり、個別パルスの長さは100PSである。光パルス出力が高いので、式(2B)により向上した信号ーノイズ比と、これに応じて減少した距離測定誤差を見込むことができる。

【0046】

レーザダイオード1のパルス形状に変調された発散光は、コリメーション光学系4によって一次パルス列の僅かに発散するビームに束ねられる。このビームは、ビームスプリッタ8を通過し、送信パルス列9として離れた測定対象(図示せず)の表面へ向けられ、そこでビームスポットを形成する。視認可能に放出される放射(例えば635NM)を有するレーザダイオード1を効果的に使用する場合には、ビームスポットは十分に高い平均光出力(例えば1MW)で視認可能であるので、スポットの正確な位置決めが可能である。ビームスポットの位置によって散乱され又は反射された、パルス形状に変調された光(以下においては測定光パルス列又は測定パルス列10と称する)は、受信光学系5によってフォトダイオード6の有効な面上へ合焦される。フォトダイオード6は、この測定パルス列10に従って第1の光電流成分を形成する。

10

【0047】

レーザビームの一次パルス列7に基づくパルス形状に変調された出力の小さい部分(以下、基準光パルス列又は短く基準パルス列11と称する。)は、ビームスプリッタ8又は光導波路によって分岐されて、既知の基準区間を通過後に直接又は散乱体(ディフューザ)12を介して間接的にフォトダイオード6の有効な面上へ案内される。この基準光パルス列からも、フォトダイオード6によって第2の光電流成分が形成される。

20

【0048】

測定の目的は、測定区間と基準区間の間の長さの差を求めることである。この場合、測定区間の長さは、レーザダイオード1の場所から測定対象表面上のビームスポットの位置を介してフォトダイオード6の場所に至る距離によって与えられる。この差の形成により、既知の基準区間においては送信成分と受信成分の寄生的な走行時間が完全に除去される。基準光パルス11と測定光パルス10とを一義的に区別することができるようにするために、それらは時間的に重なってはならない。そのために、最初に入射する基準パルス列11は、更に大きな区間を通過する、対応する測定光パルス10がフォトダイオード6に到達する前に、定まっている必要がある。それぞれが例えば5CMの基準距離と最小の測定距離から、同様に5CMの距離差がもたらされ、その場合、測定距離は往路と復路によって二重に計数される。それに基づいて、167PSの走行時間差が生じる。したがって、光パルスは、重畳が生じないようにするためにこの走行時間差より短くする必要がある。

30

【0049】

したがって、フォトダイオード6によって生成された光電流は、2つの成分からなる。第1の成分は、測定対象によって散乱された測定光パルス列10によってもたらされ、第2の成分は基準光パルス列11によってもたらされ、その場合、合計信号は、以下において検出光パルス列13と称される。距離が大きい場合及び/又は測定対象面が弱く散乱される場合、すなわち面が小さいアルベドを有する場合、測定信号の緩衝が高いために、第1の成分は通常、第2の成分に比べて著しく小さい。検出された光電流は、矩形の周期的なパルス列と仮定すると、

40

【数6】

$$i_{Det} = \underbrace{I_M \eta_{Duty} + \frac{2I_M}{\pi} \sum_{n=1}^N \frac{\sin(n\pi\eta_{Duty})}{n} \cos(n\omega_{Mess}t - n\omega_{Mess}t_0)}_{\text{Messlichtimpulsfolge}} + \underbrace{I_R \eta_{Duty} + \frac{2I_R}{\pi} \sum_{n=1}^N \frac{\sin(n\pi\eta_{Duty})}{n} \cos(n\omega_{Mess}t)}_{\text{Referenzlichtimpulsfolge}} \quad (5)$$

に従ってフーリエ列に展開することができ、その場合、円周波数は、

【数 7】

$$\omega_{Mess} = 2\pi \cdot f_{Mess} \quad (6)$$

10

となる。

【0050】

FMESSは、反復周波数すなわちパルス列の基礎周波数であり、T0は測定距離によってもたらされる遅延時間であり、Nは、検出された高調波の数である。したがって、システムの帯域幅は、

【数 8】

$$B_{Mess} = N \cdot f_{Mess} \quad (7)$$

によって与えられる。さらに、Tは時間を表し、IMは測定パルスの高さを表し、IRは基準パルスの高さを表し、HDUTYは2つのパルス列のパルスデューティー比（デューティーサイクル）を表す。光電流パルス高さ

20

【数 9】

$$I_M = R \cdot P_{M,impuls} \quad (8a)$$

と

【数 10】

$$I_R = R \cdot P_{R,impuls} \quad (8b)$$

は、フォトダイオード6の変換係数Rを介して、測定区間と基準区間の検出された光パルスの出力PM、IMPULSとPR、IMPULSに比例する。

30

【0051】

図2には、式(5)に基づく検出パルス列IDETが時間Tに亘って記載されている。5%のパルスデューティー比と仮定し、すなわち、パルス長さは、本例において5NSであるパルス列の周期長さの5%の割合を有している。これは、200MHZの反復周波数FMESSに相当する。4GHZのシステム帯域幅と仮定されているので、N=200の高調波を検出することができる。制限された帯域幅によって、パルス側面はフラットになる。測定区間の測定光パルス列10と基準区間の基準光パルス列11からもたらされる、2つの成分が見られる。基準光パルス列11の成分は、より高い振幅を有している。

【0052】

40

例えば4GHZの帯域幅を有するパルスを直接検出することは、回路として複雑で、障害が起きやすく、かつ、コストのかかる方法である。本発明によれば、既知の光パルス走行時間方法とは異なり、直接混合の方法がその全ての利点をもって使用される。そのために、図1に示すように、光検出器6として使用されるアバランシェフォトダイオード(APD)の逆電圧UBIASに、例えば5%の小さいパルスデューティー比HDUTYを有する周期的なパルス列が重畳されるので、APDの増幅計数Mはこのパルス列に従って変調される。反復周波数FLOを有するパルス列14は、以下においてはLOーパルス発生器と称する局所発振器（詳細には示されていない）によって形成される。このLOーパルス列14のパルスデューティー比は、本例においては変調パルス列のパルスデューティー比に、したがって、測定光パルス列又は基準光パルス列2のパルスデューティー比に相当

50

する。しかしながら、2つのパルス列2、14の反復周波数FLOとFMESSは、わずかに異なる。逆電圧UBIASは、好ましくは、L Oーパルスの存在なしで比較的低い増幅係数Mとそれに伴ってAPDの低い変換係数R=MKが存在するように（例えばM=10、R=5A/W）選択される。Kは感度を表し、それは、シリコンーAPDと635NMの光波長においては、典型的には0.5A/Wである。それに対して、L Oーパルスの時間長さの間、MとRは、顕著に、例えばM=200とR=100A/Wに上昇する。したがって、L Oーパルス列14に応じてアバランシェーフォトダイオード6は周期的に有効にされる。このような変換係数の周期的な上昇は、APDの内部の光電流源に切換え信号のように作用し、その切換え信号は矩形の周期的なパルス列と仮定して、フーリエ列

【数11】

10

$$y_{LO} = \eta_{Duty} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^N \frac{\sin(n\pi\eta_{Duty})}{n} \cos(n\omega_{LO}t) \quad (9)$$

によって表すことができる。その場合に

【数12】

$$\omega_{LO} = 2\pi \cdot f_{LO} \quad (10)$$

は、L Oーパルス発生器のパルス列の円周波数を示す。システムの帯域幅

【数13】

20

$$B_{LO} = N \cdot f_{LO} \quad (11)$$

は、ここでも考慮される高調波の数Nから得られる。L Oーパルス列、したがって式(9)に基づく表現が、図3に時間Tに亘って記載される。パルスデューティ比HDUTYは5%であり、反復周波数は200.001MHzであり、システム帯域幅は4GHzであり、したがって、N=20の高調波が考慮される。

【0053】

既に説明した周期的な切換えプロセスによって、式(5)に基づく信号は式(9)に基づく切換え信号によって変調されるので、ローパスフィルタ15におけるフィルタ処理後に中間周波数が生じる。式(5)と式(9)に基づく2つのフーリエ列の乗算と加算定理

【数14】

30

$$\cos(x)\cos(y) = \frac{\cos(x-y) + \cos(x+y)}{2}$$

の使用から表現

【数15】

$$i_{ZF}(t) = \text{Tiefpassfilterung}(i_{Det} \cdot y_{LO})$$

$$= \underbrace{I_M \eta_{Duty}^2 + \frac{2I_M}{\pi^2} \sum_{n=1}^N \frac{\sin^2(n\pi\eta_{Duty})}{n^2} \cos(n\omega_{ZF}t - n\omega_{Mess}t_0)}_{\text{Messlichtimpuls}} + \underbrace{I_R \eta_{Duty}^2 + \frac{2I_R}{\pi^2} \sum_{n=1}^N \frac{\sin^2(n\pi\eta_{Duty})}{n^2} \cos(n\omega_{ZF}t)}_{\text{Referenzlichtimpuls}}$$

(12)

40

が中間周波数(ZF)

【数16】

$$\omega_{ZF} = |\omega_{Mess} - \omega_{LO}| = 2\pi \cdot f_{ZF} = 2\pi \cdot |f_{Mess} - f_{LO}| \quad (13)$$

50

と帯域幅

【数 1 7】

$$BZF = N \cdot fZF \quad (14)$$

によって得られる。

【0 0 5 4】

この表現は、以下において中間周波数パルス列と称する。連続乗算プロセスによって、F Z Fを整数倍した場合に周波数的に存在する成分の他に、周波数

10

【数 1 8】

$$|f_{\text{Mess}} - m f_{\text{LO}}| \text{ mit } (n, m) = 1, 2, \dots, N \text{ und } n \neq m \quad (15a)$$

と

【数 1 9】

$$|f_{\text{Mess}} + m f_{\text{LO}}| \text{ mit } (n, m) = 1, 2, \dots, N \quad (15b)$$

20

における成分も生じる。

【0 0 5 5】

しかし、これらの成分は、2 0 0 M H Z以上の周波数にあって、ローパスフィルタ処理（図 1を参照）によって除去される。式（1 2）に基づくフーリエ列は、信号発生器とL Oーパルス発生器のパルス列 2、1 4のパルスデューティー比が等しい場合に、三角パルスからなる周期的な列を記載する。ローパス 1 5の積分特性は、2つの矩形の周期的な入力信号 I D E TとY L Oの畳み込みに相当する。図 4には、式（1 2）に基づくZ Fー信号が時間Tに亘って記載されている。Z Fー信号の反復周波数F Z Fは、検出パルス列とL Oーパルス列の反復周波数F M E S SとF L Oの差に相当する。それは、1 K H Zであって、2 0の高調波が考慮される。したがって、中間周波数帯域幅は、0 K H Zである。Z Fー信号I Z Fは、検出信号I D E Tと同様に、測定区間の測定光パルス列1 0と基準区間の基準光パルス列1 1からもたらされる2つの成分からなる。三角形の推移は、高調波数が多くなった場合に初めて明らかになる。図 5（A）には、1 0 0 K H ZのZ Fー帯域幅又は1 0 0の高調波数におけるZ Fー信号が示されている。図 5（B）は、T = 1. 2 M Sを中心とする部分を示している。三角パルスの振幅は、検出信号I D E Tの対応するパルスの振幅に比較して、係数H D U T Y = 0. 0 5だけ減少されている。その理由は、式（1 5 A）と（1 5 B）に従って多数の周波数成分がフィルタ処理によって除去されるからである。三角パルスの幅は、二倍のパルスデューティー比H D U T Y、したがって、1 M Sの中間周波数信号の周期の1 0 %に相当する。

30

【0 0 5 6】

40

中間周波数パルスは、図 1によれば、先ず、増幅器 1 6内で増幅され、その後アナログーデジタル変換器 1 7によって検出され、そのアナログーデジタル変換器は、データを制御ユニット（マイクロコントローラ、信号プロセッサ、P C）に伝送する。検出パルス列 1 3とL Oーパルス列 1 4の反復周波数がわずかに異なるので、本発明によるI R Mー方法はヘテロダイン方法である。したがって、中間周波数信号は、低周波の交流信号として極めて効果的に増幅されて、更なる処理が行われる。オフセット又は作業点変動とフリッカーノイズは、ここでは作用しない。

【0 0 5 7】

低い中間周波数によって、アナログーデジタル変換器 1 7には、大きい要請は課され又はたがって、多くのマイクロコントローラ内に最初から存在しているような変換器を使用す

50

ることができ、それによってコストが削減されて、回路の手間が省ける。

【0058】

第1の測定の検出値から、図5に示すZF-信号内の基準パルスと測定パルスの最大の間の時間差 T_{ZF} 、1が求められる。信号-ノイズ間隔を改善するために、ZF-パルス列の多数の周期が重畳され、その場合に十分に強い基準パルスをトリガー信号として使用することができる。検出パルス列の時間尺度は、 $F_{ZF} : F_{MESS}$ 、1の比における直接混合プロセスによって支持され、その場合、第1の測定における測定光パルス列の反復周波数は F_{MESS} 、1で表される。したがって、図2に示す検出信号内の基準パルスと測定パルスの間の時間差 T_1 は、

【数20】

$$t_1 = t_{ZF,1} \cdot \frac{f_{ZF}}{f_{Mess,1}} \quad (16)$$

となる。

【0059】

測定パルスと基準パルスの時点の差の形成によって、送信素子と受信素子の全ての寄生的な走行時間が除去される。高い反復周波数 F_{MESS} 、1に基づいて、個別の測定は一義的な測定距離を供給しない。200MHzの反復周波数において、パルス列の周期長さは5nsで、一義的領域 $C / (2 \cdot F_{MESS}, 1)$ は75cmであり、その場合、Cは空気内の光速度を表す。したがって、75cmよりも大きい距離は、一義的には測定でき又はたがって、測定距離について、

【数21】

$$d = t_1 \frac{c}{2} + n_1 \frac{c}{2 f_{Mess,1}} = t_{ZF,1} \cdot \frac{f_{ZF}}{f_{Mess,1}} \frac{c}{2} + n_1 \frac{c}{2 f_{Mess,1}} \quad (17)$$

が成立する。

【0060】

その場合、 N_1 は、真の距離Dを得るために、一義的でない距離 $T_1 \cdot C / 2$ に加算すべき周期の数となる。したがって、Dと N_1 によって2つの未知の変数が存在するので、一義性領域を越えて測定すべき距離において一義的に距離決定するためには、少なくともさらに1つの第2の測定が、他の反復周波数 F_{MESS} 、2によって実施される。その場合、一定の中間周波数 F_{ZF} を得るために、LO-パルス列14の反復周波数は、測定光パルス列又は変調パルス列2の反復周波数に従って変更される。第2の測定については、該当する時間差 $T_{ZF,2}$ を用いて、

【数22】

$$d = t_{ZF,2} \cdot \frac{f_{ZF}}{f_{Mess,2}} \frac{c}{2} + n_2 \frac{c}{2 f_{Mess,2}} \quad (18)$$

が成立する。その場合、反復周波数の変化は、2つの測定において同一の絶対的な周期数($N_2 = N_1$)が存在するように小さくすべきである。したがって、式(17)と(18)から、反復周波数について条件

【数23】

$$f_{Mess,2} - f_{Mess,1} < \frac{1}{2} \frac{c}{d_{max}} \quad (19)$$

10

20

30

40

50

がもたらされ、その場合、D M A Xは最大の測定距離を表す。例えば300Mの最大測定距離においては、500KHzの最大の反復周波数変化が生じる。N2 = N1により、式(17)と(18)から一義的な距離

【数24】

$$d_0 = \frac{c}{2} \cdot f_{ZF} \cdot \frac{t_{ZF,1} - t_{ZF,2}}{f_{Mess,2} - f_{Mess,1}} \quad (20)$$

がもたらされる。

【0061】

しかし、ノイズによって、測定された時間はエラーを含む。式(20)の分母内に反復周波数の僅かな差があるので、場合によっては比較的大きい距離測定誤差が生じる。したがって、誤差を減少させるために、不正確な距離D0と式(17)又は(18)によって、理想的な場合には整数の周期数

【数25】

$$n_1 = n_2 = \text{round} \left\{ \frac{2}{c} d_0 f_{Mess,2} - t_{ZF,2} f_{ZF} \right\} \quad (21)$$

が計算される。実際の場合においては、それは、ノイズによって、整数ではなく、したがって、丸められ、それによって、向上した精度が得られる。式(21)のN1を式(17)又は(18)へ代入することによって、距離を更に正確に求めることができる。著しい誤差のある距離D0によって、また、大きい反復周波数FMESS、2によって、式(21)によっては絶対的な周期数は、不確実にしか定められない。周期数決定の際の确实性を向上させるために、他の反復周波数において測定を実施することができ、その場合、周波数間隔が次第に増大する。直接絶対的な周期数が定められるのではなく、中間ステップが導入され、その中間ステップにおいて、付加的な周波数差に関して、先ず、相対的な周期数、したがって周期数差が求められる。この比較的小さい周期数差は、絶対的な周期数よりもはるかに誤差が発生しにくい。周波数差と周期数差及びそれに伴う精度が、絶対的な周期数が確実に定められるまで、逐次増大し、その絶対的な周期数によって最終的に正確な距離が計算される。

【0062】

パルス信号の周期性に基づいて、所定の距離においては、測定パルスがその前の周期の基準パルスと重畳される場合が発生し得る。その場合、2つのパルスは分離できない。その場合、反復周波数をそれぞれの状況に適合させなければならないので、分離及びそれに伴うZF-領域における時間差測定が可能となる。

【0063】

本発明によるIRM方法においては、式(2A)に従って、測定光パルスを、既知の位相比較方法における変調された光出力の振幅より、係数1/H D U T Yだけ高く選択することができる。しかし、図1内のローパス15によって高周波成分を除去することにより、IRM-方法においては、ZF-領域内の信号の振幅が係数H D U T Yだけ減少される。したがって、ZF-領域内では、信号振幅に関して位相比較方法とIRM-方法において同様な状況が支配する。

【0064】

しかし、他の方法に比較した場合のIRM-方法の本質的な利点は、ノイズの著しい減少であって、それは、アバランシェフォトダイオードを使用する場合には特に効果的に現れる。その場合、通常、背景光によってもたらされるショットノイズが支配的である。例えば太陽光で測定する場合には、それぞれ増幅係数Mに従って他の全てのノイズ源よりも3桁まで向上する。APDがLO-パルス長さの間だけ有効になる場合には、ZF-領域内でフォトダイオードの平均のノイズ電流がパルスデューティ比に従って減少するので、信号振幅が等しい場合に信号-ノイズ比が向上する。この利点は、特に、十分に大きい

10

20

30

40

50

増幅係数で駆動することのできるアバランシェフォトダイオードを使用する場合には、十分に利用することができる。更に大きい増幅係数又は更に高い逆電圧の使用は、信号走行時間に関して極めて敏感な温度特性をもたらす。しかし、IRM方法においては、基準パルス列と測定パルス列は受信器と送信器内で同一の素子を通過するので、増幅係数が極めて大きい場合でも、走行時間誤差は完全に除去される。したがって、IRM方法においては、アバランシェフォトダイオードを極めて感度よく駆動することができ、その場合、それが寄生的な走行時間誤差に関する著しい否定的な作用とノイズをもたらすことはない。さらに、誤差を除去するための補償テーブルの使用と測定装置の初期的な校正が不要である。フォトダイオードのショットノイズ電流は、信号電流と共に同様に式(9)に基づく切換え信号YLOによってチョップされ、中間周波数領域に変換される。その場合に、式(9)に基づくフーリエ列の高調波成分によって極めて高周波のノイズ成分もZF領域へ移行されることに、注意しなければならない。ZF領域内の信号電流とノイズ電流から、信号ノイズ比と、それに基づく距離測定誤差を求めることができる。したがって、測定された距離の標準偏差について、IRM方法においては、関係

【数26】

$$\Delta d_{IRM} = \frac{\text{Konst}}{1\text{mW}} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \frac{c}{f_{\text{Mess,IRM}}} \cdot \sqrt{\eta_{\text{Duty}} \cdot \left[\pi^2 \eta_{\text{Duty}}^2 + 2 \sum_{n=1}^N \sin^2(n\pi\eta_{\text{Duty}}) / n^2 \right]} \cdot \frac{1}{\sqrt{T_{\text{Mess}}}} \quad (22)$$

が成立する。

【0065】

短いパルスを解像することができるようにするために、高調波の数について、又はは帯域幅BZF、BMESS及びBLOについて、少なくとも

【数27】

$$N = \frac{B_{ZF}}{f_{ZF}} = \frac{B_{\text{Mess}}}{f_{\text{Mess}}} = \frac{B_{LO}}{f_{LO}} = \frac{1}{\eta_{\text{Duty}}} \quad (23)$$

が成立しなければならない。

【0066】

位相比較方法に比較して、IRM方法においては測定エラーは係数

【数28】

$$\Gamma = \frac{\Delta d_{\text{Phase}}}{\Delta d_{IRM}} = \sqrt{\frac{3}{8}} \cdot \frac{f_{\text{Mess,IRM}}}{f_{\text{Mess,Phase}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\eta_{\text{duty}} \cdot \left[\pi^2 \eta_{\text{duty}}^2 + 2 \sum_{n=1}^N \sin^2(n\pi\eta_{\text{duty}}) / n^2 \right]}} \quad (24)$$

だけ減少し、その場合、2つの方法において平均的な出力が1MWであると仮定される。係数Γが、図6において、パルスデューティー比HDUTYに亘って記載されている。その場合に、位相走行時間方法における測定周波数FMESS、PHASEとIRM方法における反復周波数FMESS、IRMが互いに等しいと仮定される。パルスデューティー比が5%である場合には、測定精度は係数4だけ向上する。この向上は、主にフォトダイオードの雑音の減少からもたらされるものであり、光パルス走行時間方法においてそうであるように、増大した信号振幅からもたらされるものではない。この場合も、ZF領域における僅かな情報含有量によって、連続波方法に比較して更に小さい実効測定時間を見込むことができる。しかし、減少したノイズ電流は、比例的に、そして減少した測定時間は平方根によって、距離測定精度に作用する。したがって、ノイズ電流は、信号電流と同様に、更に強い重み付けを有している。

【0067】

図7には、直接混合のために、局所発振器信号用の短い電圧パルスの周期的な列を形成する実施例が示されている。その場合、このL Oーパルス列74のパルス電圧は、パルス長さの間にアバランシェフォトダイオード（APD）6が高い増幅係数M（200から1000まで）を得るように、できる限り高くしなければならない。非作動状態において、すなわちパルスの印加なしで、APD6は、逆方向にほとんど電流がない陰極抵抗R K A T H O D Eを介して直流電圧U B I A Sでバイアスがかけられる。このバイアスU B I A Sは、APD6の非作動状態において増幅係数が比較的小さくなる（例えば $M < 10$ ）ように選択されているので、良好な切換え特性が実現される。高速のトランジスタ71（F E T又はバイポーラ）は、例えば200.001MHzの周波数を有する矩形信号発生器（図示せず）の信号72によって駆動される。バイアス又はゲートにおけるこの切換え信号72の正の電圧において、トランジスタ71は開放されるので、供給電圧U S U P P L Yとトランジスタ71のコレクタ（又はドレーン）との間にあるインダクタンスLは電流によって貫流される。この切換え信号72の立ち下り縁においてトランジスタ71は遮断され、Lを通る電流の恒常性によって、トランジスタ71に比較して大きい、そのトランジスタに対して並列の抵抗R M A T C Hにおいて高い電圧パルスが降下する。このパルスは、導線72を介して移動し、その開放端部において-1の反射係数で反射される。反射されたパルスとまだ定まらずに導線内へ流れ込むパルスは、互いに消去し合う。したがって、APD6においてバイアスに重畳されるパルスの長さは、導線の長さによって定められる。抵抗R M A T C Hによって導線73は入力側で適合されるので、多重反射が防止される。コンデンサC Kは、種々の直流電圧の分離に用いられる。それは、短いパルスは透過する。

【0068】

L Oーパルス列からもたらされる切換えプロセスによって、検出された周期的なパルス状の光電流すなわちL Oーパルス列14とは僅かに異なる反復周波数を有する検出パルス列は、チョップされる。それに基づいて、低周波の周期的なパルス形状の中間周波数電流が得られる。コンデンサC T Pと抵抗R T Pの並列回路からなるローパスフィルタ15によって、全ての高周波の電流成分が短絡される。低周波のZ Fーパルス電流については、コンデンサC T Pは極めて高いリアクタンスを有している。したがって、パルス列形状のZ Fー電流は、ほとんど抵抗R T Pのみを通して流れ、そこで電圧降下を形成し、その電圧降下は、場合によっては増幅後にアナログーデジタル変換器17（図1）において検出されて、既に説明したように処理することができる。アバランシェフォトダイオードを使用することの利点は、高感度又は大きい変換係数である。既に説明したように、本発明によるI R Mー方法においては、信号ーノイズ間隔は、フォトダイオード6の短い作動によって支配的な平均のノイズ電流がL Oーパルス列74のパルスデューティー比によって減少された場合にのみ、増大する。これは、アバランシェフォトダイオードを使用する場合に、高い変換係数によってそうなる。その理由は、ここでは、全ノイズがほとんどフォトダイオード6のノイズのみによって定められるからである。したがって、I R Mー方法においては、測定時間と精度に関して著しく改善される。アバランシェフォトダイオードのあり得る内在する欠点は、比較的小さい限界周波数であって、それは、典型的には、通常のシリコンーAPDにおいては2GHzである。しかし、有効な面の直径を例えば200mmから50mmに減少することによって、限界周波数を4GHzより高くすることができる。また、L Oーパルス74とバイアスU B I A Sのために比較的高い電圧が必要とされ、それに対して、比較的小さい信頼性が結びつく。この種のパルス形成回路の製造も、比較的高価である。

【0069】

図8には、本発明によるパルス逆混合方法において直接混合のために、局所発振器信号用の短い電圧パルスの周期的な列を形成するための回路配置の他の実施例が示されている。その場合、周期的なL Oーパルス列81は、デジタルで形成される。例えば、200.001MHzの周波数を有する矩形信号発生器（図示せず）の信号80は、一方では直接E

X O D E Rゲート8 2へ、他方では信号走行時間Tを有する遅延素子8 3を介してE X O D E Rゲート8 2へ案内される。入力信号が所定の時間長の間0レベル又は1レベルを有する場合には、2つのゲート入力8 4、8 5には同様に0レベル又は1レベルが印加され、ゲート8 2の出力8 6は「0」を有する。入力信号8 0の立上がり縁において、上方のゲート入力8 4は瞬時に1レベルをとる。遅延素子8 3を通る信号走行時間Tによって、下方のゲート入力8 5は以前として0レベルであるので、出力8 6は1レベルをとる。遅延時間Tの後に初めて、すなわち、2つのゲート入力8 4、8 5が再び同一状態をとった場合に、ゲート8 2の出力は「0」になる。同様なプロセスが、入力信号8 0の立ち下がり縁においても観察される。したがって、ゲート出力8 6におけるパルス長は、遅延素子8 3の信号走行時間Tによって定められる。入力信号8 0の各縁において正の短いパルスが発生するので、出力信号8 1は入力信号8 0に比較して二重の周波数を有する。コンデンサC Kは、ここでも種々の直流電圧の分離に用いられ、L Oーパルス列8 1の短いパルスは通過させる。検出された周期的なパルス形状の光電流（図1の検出パルス列1 3）と周期的なL Oーパルス列8 1との直接混合からもたらされるZ Fー電流パルス列は、ローパスフィルタ1 5の抵抗R T PにおいてZ Fー電流に対応する電圧降下を発生させ、その電圧降下は、アナログーデジタル変換器1 7によって測定され、その後、更に処理することができる。高周波の電流成分は、容量C T Pによって短絡される。

【0070】

他の論理素子を有する他のデジタルの回路変形例を導入することができる。E X O Rゲート8 2の代わりのA N Dゲートと、遅延素子8 3の代わりのインバータとによって、同様な効果が得られる。遅延素子としては、例えば単純な導線が使用される。その場合、信号走行時間は、導線の長さによって定められる。E C Lー論理に基づくゲートによって、1 0 0 P Sの上昇時間が得られる。更に高速のゲートは、個別のトランジスタ回路によって実現可能である。G A A Sートランジスタによって、数1 0 P Sの上昇時間が可能となる。A P Dー陰極におけるL Oーパルスをもっと短縮するために、図7に示す開路導線7 3をもっと使用することができ、その場合、A P D 6におけるパルスは導線端部で反射されたパルスによって消去される。その場合、導線入口は、多重反射を防止するために、導線の電波インピーダンスによって閉鎖しておかなければならない。

【0071】

図9は、図7で使用された方法に相当する、直接混合のために局所発振器信号用の短い電圧パルスの周期的な列を形成するための回路の実施例を示している。その場合、L Oー電圧パルス9 5は、既に説明したように、接続されているインダクタンスLによって形成される。ここでも、スイッチとして高速のトランジスタ9 1が使用され、そのトランジスタは、（図示されていない）矩形信号発生器の信号9 2（例えばF L O = 2 0 0 . 0 0 1 M H Z）によって駆動される。キャパシタンスC Kは、ここでも種々の直流電圧を分離するために用いられる。パルス長の短縮は、ここでも抵抗R M A T C Hによって入力側を適合された、開路導線9 3によって行われる。その場合、導線9 3の入力パルスは、その端部で反射されたパルスによって消去される。図7における方法とは異なり、ここでは、アバランシェフォトダイオードの代わりに中央接点を有するM S Mーフォトダイオード9 4が混合ダイオードとして使用される。その陰極へのパルスの印加がない場合、2つのショットキーバリアは、負の電圧源U S U P P L Yから抵抗R M A T C Hとローパス1 5の抵抗R T Pを介して導通方向に駆動されるので、その端部の電流源（光電流とショットノイズ電流）が短絡される。それに対して、陰極に正の電圧パルスが印加された場合には、M S Mーフォトダイオード9 4の両ショットキー接点は、L Oーパルス列9 5のパルス長さの間遮断される。この場合、2つのバリアは光学的に有効である。

【0072】

2つのバリアの空乏層内で光入射によって生成される光電流は、コンデンサC T Pと抵抗R T Pからなるローパスフィルタ1 5と、負の電流源ーU S U P P L Yと抵抗R M A T C Hとを介して流れる。したがって、本発明によるI R Mー方法においては、周期的な検出パルス列1 3からなる光電流は、L Oー信号9 5の周期的なパルス列に従ってオンオフさ

10

20

30

40

50

れ、又はチョップされる。2つのパルス列は僅かに異なる反復周波数を有しているので、2つの周期的な切換えプロセスによって、L Oーパルス列と検出パルス列95、13の2つの周波数の差に相当する反復周波数を有する、パルス形状の中間周波数電流が生じる。この中間周波数電流は、ローパスフィルタの抵抗R T Pにおいて電圧降下を発生させ、その電圧降下をアナログーデジタル変換器によって測定することができる。高周波の電流成分は、キャパシタンスC T Pによって短絡される。中間周波数電流にとって、キャパシタンスC T Pは開放回路である。M S Mーフォトダイオードの利点は、例えば10 P Sの上昇時間を有する高い切換え速度、例えば1 Vの僅かな作動電圧、高い信頼性及び簡単な製造とそれに結びつくわずかなコストである。

【0073】

あり得る欠点は、比較的小さい感度であるので、有効なフォトダイオードのショットノイズではなく、Z Fー回路部分内のノイズ源が支配的になるおそれがある。既に説明したように、I R Mー方法においては、信号ーノイズ間隔に関する改善は、フォトダイオードの短い作動によって、支配的なノイズ電流がL Oーパルス列のパルスデューティー比で減少された場合にのみ得ることができる。これは、アバランシェーフォトダイオードを使用するとそうなる。その理由は、ここでは、全ノイズはフォトダイオードのノイズのみによってほとんど定められるからである。それに対して、M S Mーフォトダイオードを使用する場合には、他のノイズ源が優勢になるが、そのノイズ源は、Z Fー増幅器15の入力における信号短絡により減少される。この信号短絡は、M S Mーフォトダイオード94の、導通方向に駆動される有効で又はヨットキー接点によって、L Oーパルスが陰極側に印加されてい

ない場合にもたらされる。これに関連して、高インピーダンス増幅器と組み合わせ

てできるだけ大きい変換抵抗R T Pを使用すると効果的である。その理由は、変換抵抗が十分に大きい場合には、その熱的なノイズ電圧が優勢になるからである。しかし、このノイズ電圧は、既に説明したパルスデューティー比の係数による切換えプロセスによって減少される。しかし、同時に、ローパスフィルタの抵抗R T Pにおける比較的大きい電圧降下、したがって高いZ Fー信号パルスが見込まれる。必要とされる高速の切換え特性に基づいてできるだけ大きくしなければならない（例えば数100 P A）、M S Mーフォトダイオード94の導通されたショットキー陰極を介した電流の流れは、抵抗R T Pに直流電圧成分を発生させる。この成分は、特に、変換抵抗が大きい場合には、制御される補償電流源によって除去される。

【0074】

図10には、ローカル発振器信号のために短いL Oー電圧パルス101の周期的な列を発生させる回路の他の実施例が示されており、その場合、図9と同様に、直接混合のためにM S Mーフォトダイオード104が使用される。図8に示す方法の場合と同様に、パルス列は、デジタルのゲート素子によって生成される。ここでも、E X O Rゲート102が使用され、その場合、（図示されていない）信号発生器の矩形信号100が、一方の入力104には直接供給され、他方の入力105には遅延素子103を介して供給される。入力信号100の立上がり縁と立下り縁のいずれにおいても、ゲート出力106に正の電圧を有するL Oーパルス101（例えばF L O = 200.001 M H Z）が発生し、その電圧の長さは、遅延素子103の信号走行時間Tによって定められる。高速のE X O Rゲートは、E C Lー論理として、又は個別のトランジスタ回路として形成することができる。E C Lーゲートを使用する場合、数100 P Sの上昇時間が得られる。高速のG A A Sトランジスタによっては、数10 P Sの上昇時間が可能である。遅延素子103は、導線によって実現することができる。矩形信号100から短いL Oーパルス101を形成するために、図10に示す配線とは異なるゲート組合せも導入することができる。

【0075】

キャパシタンスC Kによって、様々な直流電圧が分離される。キャパシタンスは、短いL Oーパルス101を通過させる。M S Mーフォトダイオード104は、非作動状態においては、負の電圧源ーU S U P P L Yと抵抗R M A T C H及びR T Pによって導通方向に駆動されるので、その両ショットキー接点は有効でなくなる。L Oーパルス101が印加さ

れると、両ショットキー接点は遮断され、したがって、光学的に有効になる。したがって、検出された光電流パルス列（検出パルス列13）は、L Oーパルス列101に従ってチョップされる。それによって、低い反復周波数を有するパルス形状の中間周波数電流が発生し、それによって、C T PとR T Pからなるローパスフィルタ15に電圧降下を発生させる。この電圧降下は、アナログーデジタル変換器によって検出することができる。同様に、混合プロセスによって発生する高周波電流成分は、キャパシタンスC T Pによって短絡される。

【0076】

原理的には、P I Nーフォトダイオードも信号混合のために利用され、その場合には、当然、比較的高いL Oー電圧パルスが必要とされる。さらに、M S Mーフォトダイオードによる程の短い時間は実現されず、複雑な製造プロセスによって比較的高価になる。

10

【0077】

図11は、レーザーダイオードの変調信号のための短い電流パルスの周期的な列を発生させる回路の実施例を示している。例えばG A A Sー技術で構築され、例えば数100 P Sの上昇時間を有する高速トランジスタスイッチ110は、（図示されていない）矩形信号発生器の信号112によって駆動される。矩形信号112の周波数は、例えば200 M H Zであり、1 N Sの上昇時間である。矩形信号112の正の半波に従ってトランジスタ110が導通する。レーザーダイオード1は、放電コンデンサC Lを介して、例えば数アンペアの電流強度を有する強い電流パルスを得る。矩形信号112の負の半波においては、トランジスタ110は遮断され、コンデンサC Lは、抵抗Rを介して電圧源U S U P P L Yによって充電される。図12を用いて説明するスパイクング効果によって、レーザーダイオード1の図1の一次パルス列7の、放出される光パルス又はパルスデューティー比は、トランジスタ110に基づく電流パルスに比べて著しく短縮される。

20

【0078】

図12には、ダイオード電流をスイッチオンした後のレーザーダイオードの典型的な過渡特性が示されている。電流注入によって、先ず、有効なレーザー媒体内に分布反転が形成され、その分布反転は、約6 N S後に生じる定まった状態における分布反転よりもずっと強い。この強い分布反転は、時間遅延して、上方のレーザーレベルの高速かつ激しい放電をもたらすので、短い強力な光パルスが放出される。それによって、上方のレーザーレベルは、レーザーしきい値の下方まで放電され、それは、ダイオード電流がもはやそれほど強くはない分布反転を新たにもたらすまで、所定時間継続し、その分布反転は、その後の余り強くない光パルスにおいて新たに放電される。このプロセスは、定まった状態が達成されるまで続行する。ここで生じる発振は、リラクゼーション発振と称される。典型的に1 N Sであるその周期の長さは、レーザーダイオードの共振器の幾何学配置に依存し、ダイオード電流の上昇に伴って減少する。ダイオード電流が第1のレーザー放電後にオフにされると、第1の強力な光パルスのみが放出される。通常のエッジエミッターにおいては、数100 P Sを有するこのパルスは、注入電流パルス（例においてはその長さは2.5 N Sである）よりもずっと短い。垂直に放出するレーザーダイオード（V C S E L）によって、さらに短いパルスが実現される。注入電流の強度の上昇に伴って、放出される放射出力も上昇し、遅延時間は減少する。レーザーダイオードのこの過渡特性ー「スパイクング」とも称されるーによって、信号発生器の矩形信号112から、極めて強力な光パルス7の列が生成される。

30

40

【0079】

本発明に基づいて検出パルス列13をL Oーパルス列と直接混合するために、必ずしもレーザーダイオードを使用する必要はなく、他の可能性も考えられる。例えば、図13に示すように、検出光パルス列13（図1）をチョップするために、フォトダイオード6の直前に電氣的又は光学的に制御可能な光学的なスイッチ130を取付けることができ、検出すべき光はそのスイッチを通過し、かつ、そのスイッチはL Oーパルス列14（図1）によって作動される。この種のスイッチとして、例えば、電氣的な信号によって駆動されるポッケルセルが適している。例えば、反射解除されたレーザーダイオードのような光学的

50

な半導体増幅器も使用することができる。その場合、増幅する媒体を通過する検出パルス列 13 は、電気的な L O パルス 14 が印加された場合だけ増幅されるので、検出パルス列 13 の混合効果は、L O パルス列 14 によって生じる。そのために、図 7 と 8 の実施例に関しては、フォトダイオード 6 の直前に整列した電氣的に制御可能な光学スイッチ又は増幅器が、L O パルス列 14 によって駆動される。

【0080】

その場合、フォトダイオード 6 は、L O パルス発生器から絶縁されている。光学的な切換え又は増幅プロセスによって中間周波数信号が発生し、その中間周波数信号は、C T P と R T P からなるローパスフィルタ 15 において取り出すことができる。カーセル又は飽和可能なアブソーバーも使用することができる。これらの素子は、強力な光パルスによって能動化され、したがって、光学的に制御可能な光学スイッチである。それについて、図 13 には、実施例が示されている。L O - (光) - パルス 132 は、例えば第 2 のレーザーダイオード 131 によって上記スパイキング効果を用いて生成される。パルスを生成する回路は、図 11 の回路に相当し、かつ、既に説明してある。第 2 のレーザーダイオード 131 から放出された周期的な L O - 光パルス列 132 は、光学的に制御可能な光学スイッチ 130 へ案内される。L O パルスの時間長さの間だけ、光学スイッチ 130 が透明になるので、検出光パルス列 13 がフォトダイオード 6 のアクティブな面へ到達する。この周期的な切換えプロセスによって、検出後にフォトダイオード 6 内にパルス列に基づく中間周波数電流が発生し、その中間周波数電流によって、C T P と R T P からなるローパスフィルタ 15 においてそれに応じた電圧降下を発生させる。この電圧降下は、例えばアナログーデジタル変換器 17 (図 1) によって測定され、プロセッサ 18 による以降の処理に使用することができる。

【0081】

光学的に制御可能な光学スイッチによって、10 P S よりも小さい極めて短いスイッチオン時間を実現される。極めて小さいパルスデューティ比と、それに伴って極めて高い瞬時的なパルス光出力及び僅かな平均ショット交換電流が可能であるので、短い測定時間において、式 (22) に従って良好な信号ーノイズ間隔又は高い距離測定精度を得ることができる。光学的に制御可能な光学スイッチの他に、光学的に制御可能な光学的増幅器もミキサーとしてフォトダイオード 6 の前に整列することができる。これに関連して挙げられるのは、例えば光ガイドファイバー増幅器、色素増幅器又は光学的にパラメトリックな増幅器である。これらの素子は、同素子を通過する検出光パルス列 13 を入射するポンプ光の強度に従って増幅する。例えばレーザーダイオードによってスパイキング駆動で生成された L O - ポンプ光パルスが存在する場合には、 10^6 までの光学的増幅が得られ、その場合、ポンプ光なしでは 10^{-2} から 10^{-1} の減衰が示される。L O - ポンプ光パルス列のクロックにおけるこのような大きい増幅変化によって、検出パルス列に L O パルス列が混合される。以下の表 1 には、種々の光学的に制御可能な光学スイッチ又は増幅器の接続された透過と接続されない透過がまとめられている。

【0082】

【表 1】

光学的に制御可能な光学スイッチ又は増幅器の特性

配 置	接続された透過	接続されない透過	開放時間
カー効果	10^{-1}	10^{-4}	2 ps
飽和可能なアブソーバー	10^{-1}	10^{-4}	10 ps
色素増幅器	10^3	10^{-2}	10 ps
光学的パラメトリック増幅器	10^6	10^{-1}	0.1 ps

【0083】

原理的には低速のフォトダイオード（PINー、MSMー、又はアバランシェーフォトダイオード）も、光学スイッチ又は増幅器と組み合わせて使用することができる。その理由は、それらは低周波のZFー信号のみを検出するからである。光学スイッチをPINー又はMSMーフォトダイオードと共に使用する場合には、フォトダイオードのショットノイズは優勢ではないので、既に説明したように、信号ーノイズ間隔の改善は達成できない。

【0084】

図1に示す原理的なIRMー回路及び測定システム配置においては、光検出器が使用される。これは、測定システムの信頼性と精度に極めて効果的に作用する。しかし、分離された基準光検出器及び分離された測定光検出器を使用することも可能である。この種の変形された配置が、図14に図示されている。大体の点において、この配置は図1に示す配置に相当し、それがダッシュ（'）を付した同一の参照符号により明らかにされている。その限りにおいて、説明のために、既に説明した図1の実施例を参照することができる。

【0085】

図14によれば、図1とは異なり、基準光パルス列11'は、第2のビームスプリッタ又はリフレクタ140、散乱する媒体又は光波ガイドを介して基準フォトダイオード141へ到達し、測定光パルス列10'は、受信光学系5'を介して測定フォトダイオード6'上へ合焦される。フォトダイオードー直接混合（PINー、MSMー、アバランシェーフォトダイオード）によって、又は光学スイッチ又は増幅器による混合によって、検出された基準光パルス列11'と検出された測定光パルス列10'は、測定フォトダイオード6'にも供給されるLOーパルス列14'と混合される。ローパスフィルタ15'又は144を介してもたらされるZFーパルス列は、基準チャンネルと測定チャンネル内で別々にフィルタ処理されて、16'又は142内で増幅され、アナログーデジタル変換器17'又は143によって検出される。検出値は制御ユニット18'へ伝送され、その制御ユニットは、上記方法で測定パルス列と基準パルス列の間の時間差を定めることにより距離を求める。

【0086】

本発明の特別な利点を、以下に短くまとめて説明する。

（I）比較的高いパルス光出力は、平均のノイズ電流が低い場合には、測定パルス列又は変調パルス列及びそれに伴うローカルパルス発生器ーパルス列のために、小さいパルスデューティー比を選択することによって実現される。それによって、

- ー大きい信号ーノイズ間隔、
- ー高い距離測定精度、
- ー周期数N1を決定する際の高い測定確実性（式（21）を参照）、
- ー周期数N1を確実に決定するための僅かな測定時間、及び
- ー高い距離測定精度のための僅かな測定時間

がもたらされる。

【0087】

（II）原理的には、付加的な基準受信器は必要ないので、図1に示すシステム配置は、

- ー送信素子と受信素子の全寄生的走行時間の除去、
 - ー極めて高い増幅を有するAPDー光検出器、
 - ー高い距離測定精度、
 - ー高い信頼性、
 - ー初期的な装置固有の校正が省かれ、かつ
 - ー構成部品及び運転開始のコストの低減
- によって、特に効果的である。

【0088】

（III）本発明による直接混合に基づいて、

- ー低い中間周波数と僅かな検出率、
- ー測定信号路内の敏感な高周波素子を省く、
- ー減少した電流消費、

- －減少した構成部品需要、
- －簡略化された回路デザイン、
- －N F－素子の使用によるコストの削減、
- －低い中間周波数により、電氣的ノイズ信号の混入がなくなること又は減少すること（デジタルノイズ信号又は外部の無線場によるクロストーク、電磁的緩衝（E M I））、
- －E M Iが僅かなことにより、かつ、N F－素子の使用によって減少したノイズ、
- －向上した距離測定精度

により利点が得られる。

【0089】

（IV）本発明による距離測定装置によれば、1つ又は複数の光放出器（レーザーダイオード）を本発明に基づいてパルス駆動することにより、

10

- －減少した電流消費、
- －僅かな駆動温度；冷却は不要、
- －拡大された温度領域、
- －減少した温度領域を有する廉価なレーザーダイオードの使用、及び、
- －レーザーダイオードの寿命の増大

が得られる。

【0090】

（V）使用される光パルスの高い反復周波数は、従来の光パルス走行時間方法における場合よりも小さい光パルス出力を可能にし、さらに、特殊なパルスレーザーダイオードを必要としない。

20

【0091】

（VI）局所発振器信号と変調信号のためのデジタル信号形成が可能であり、かつ、問題がない。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明による電気光学的距離測定装置の基本的なシステム構造を示すものであり、同装置において本発明により以下で説明するパルス逆混合方法が使用される。

【図2】 図1に示す装置の光検出器の場所における検出パルス列の推移を、20高調波に関し、かつ、5%のパルスデューティー比において200MHzの反復周波数、4GHzの帯域幅について時間の関数として示している。

30

【図3】 図1のシステムにおけるローカル発振器パルス列の例を時間の関数として、同様に200MHzの反復周波数、4GHzの帯域幅、20高調波及び5%のパルスデューティー比において示している。

【図4】 図1に示すシステム配置のローパスフィルタの出力における、反転された中間周波数パルス列の信号例を、1kHzの反復周波数、20kHzの帯域幅を有する時間の関数として、かつ、20高調波と5%のパルスデューティー比において示している。

【図5】 図5Aは、変換された中間周波数パルス列の信号の例を時間の関数としての概観図表であり、図5Bは、以下のパラメータにおける個々の測定パルスについての時間を伸展させた図表である。

【図6】 本発明によるパルス逆混合方法に対する連続波方法における距離測定エラー（標準偏差）の比を図表で示している。

40

【図7】 アバランシェフォトダイオードの増幅を変調するために局所発振器信号から高いパルス電圧を有するパルス进行形成するための回路例を示している。

【図8】 ローカル発振器信号からわずかなパルスデューティー比において数ボルトのパルス電圧を形成するためのアバランシェフォトダイオードを有する回路例を示している。

【図9】 MSM－フォトダイオードを制御するために局所発振器信号から僅かな長さのパルス電圧を形成するための回路例を示している。

【図10】 局所発振器信号からMSM－フォトダイオードを制御するための、数ボルトと小さいパルスデューティー比を有するパルス電圧のための回路例を示している。

50

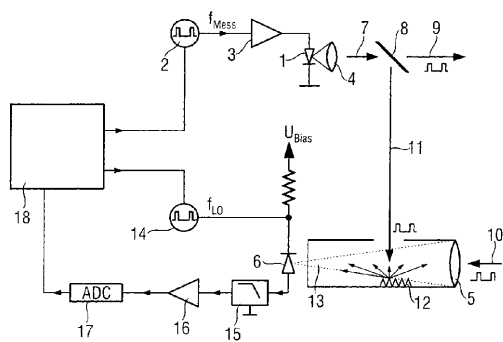
【図 1 1】 送信器側の光放出器、特にレーザーダイオード用の変調パルスを形成するための回路例を示している。

【図 1 2】 1 N S の上昇時間を有する高速電流上昇後のレーザーダイオードの典型的な過渡状況を示す図表である。

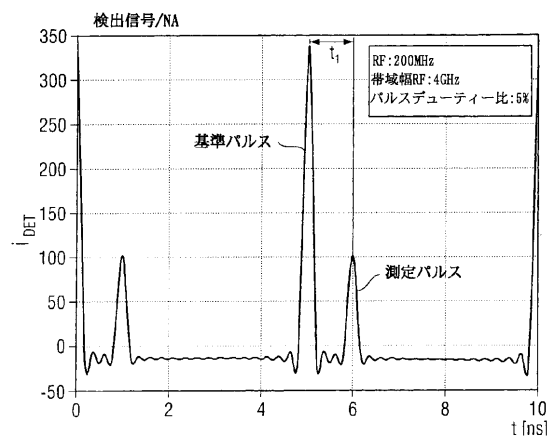
【図 1 3】 光学的に制御可能な光学スイッチを使用した、信号混合のための装置の回路例を示している。

【図 1 4】 図 1 に示すシステム配置に対して変形された、2つの光検出器を使用した、本発明によるパルス逆混合方法を実現するための配置を示している。

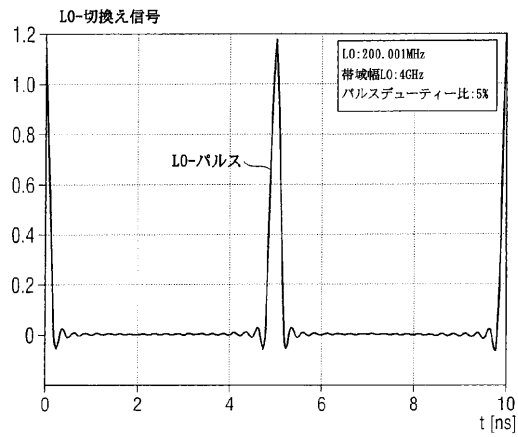
【図 1】



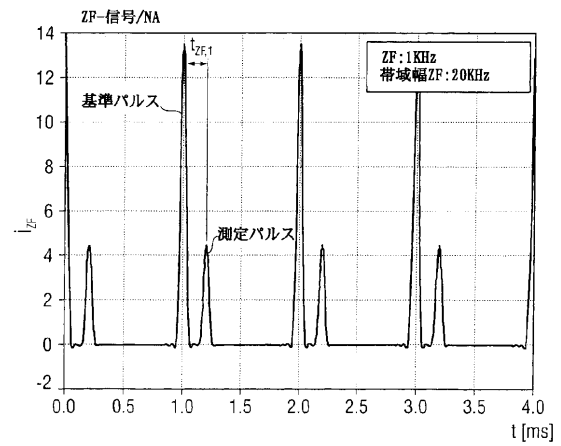
【図 2】



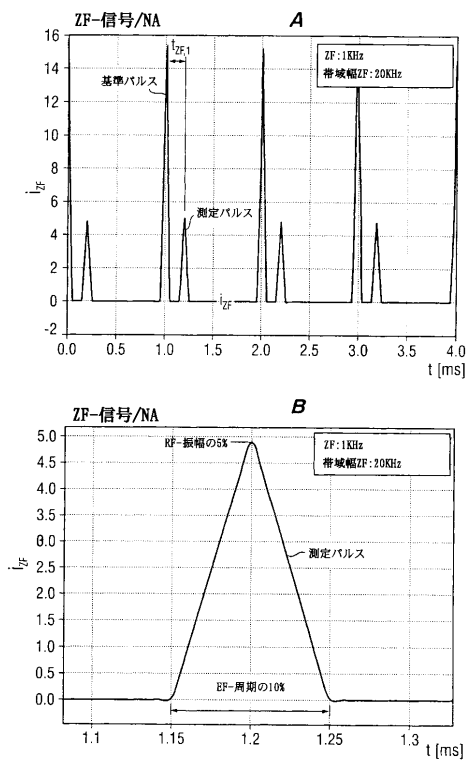
【図 3】



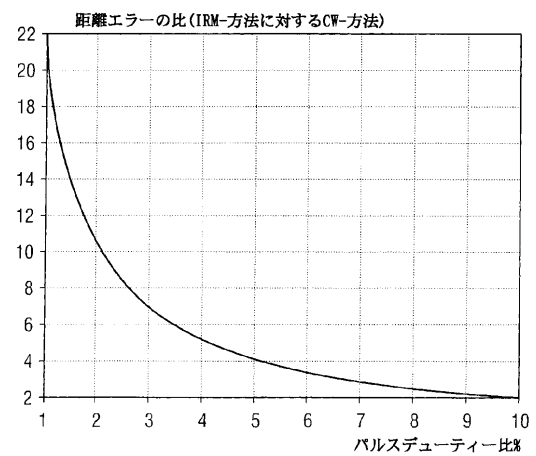
【図 4】



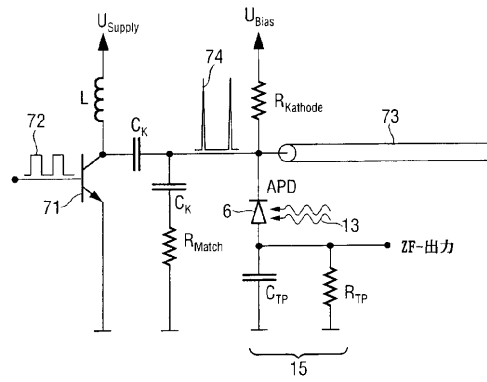
【図 5】



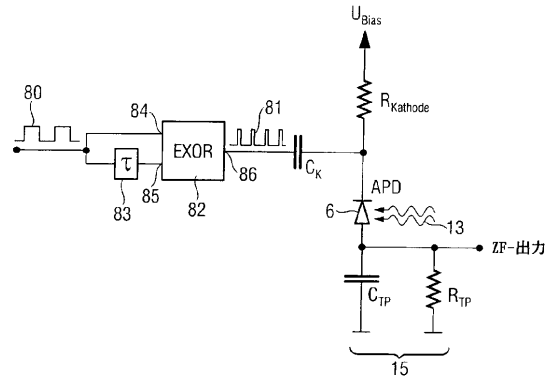
【図 6】



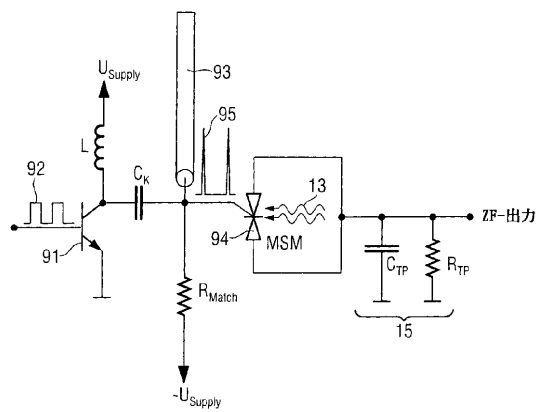
【図 7】



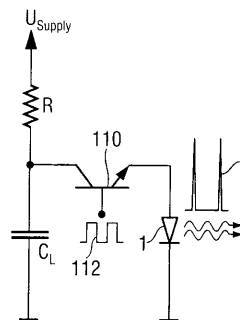
【図 8】



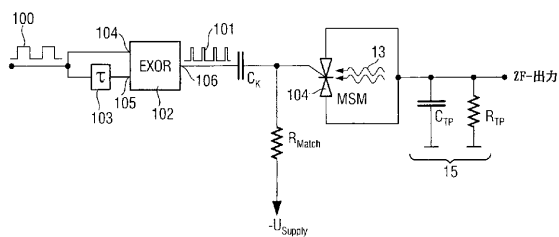
【図 9】



【図 11】



【図 10】



フロントページの続き

(74)代理人 100143568

弁理士 英 貢

(72)発明者 ゴゴラ トルステン

オーストリア国 6820 フラストンツ イム ブーフホルツ 17

(72)発明者 ヴィンター アンドレアス

オーストリア国 6800 フェルトキルヒ ヘーフィザーシュトラッセ 5

(72)発明者 ザイフェルト ヘルムート

ドイツ国 07616 ゼルバ アイゼンベルガー シュトラッセ 24アー

審査官 大和田 有軌

(56)参考文献 特開昭64-002026 (JP, A)

特開2000-028719 (JP, A)

特開昭55-060875 (JP, A)

特開2001-255369 (JP, A)

特表2000-505901 (JP, A)

特開平08-220233 (JP, A)

特開平06-066939 (JP, A)

特開平02-024590 (JP, A)

特開昭62-279732 (JP, A)

Katuo Seta, et al., "Distance Measurements using a Laser Diode and by Heterodyne Detection with an Avalanche Photodiode", Proceedings of SPIE, 1987年 1月13日, Vol .740, p.60-65

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 7/00 - 7/64

G01S 13/00 - 17/95

G01C 3/00 - 3/32