

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5590771号
(P5590771)

(45) 発行日 平成26年9月17日(2014.9.17)

(24) 登録日 平成26年8月8日(2014.8.8)

(51) Int.Cl. F I
G O I S 17/10 (2006.01) G O I S 17/10

請求項の数 14 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願2007-545907 (P2007-545907)	(73) 特許権者	501116608
(86) (22) 出願日	平成17年12月9日(2005.12.9)		ライカ ジオシステムズ アクチェンゲゼ ルシャフト
(65) 公表番号	特表2008-524562 (P2008-524562A)		Leica Geosystems AG
(43) 公表日	平成20年7月10日(2008.7.10)		スイス国 ヘールブルグ シーエイチー9 435 ヘインリッヒーウィルドーシュト ラッセ
(86) 国際出願番号	PCT/EP2005/013241		Heinrich-Wild-Stras se, CH-9435 Heerbru gg, Switzerland
(87) 国際公開番号	W02006/063739	(74) 代理人	100061815
(87) 国際公開日	平成18年6月22日(2006.6.22)		弁理士 矢野 敏雄
審査請求日	平成20年10月24日(2008.10.24)	(74) 代理人	100099483
(31) 優先権主張番号	04030086.5		弁理士 久野 琢也
(32) 優先日	平成16年12月18日(2004.12.18)		
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電子的測定方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

ヘテロダイン受信の原理に基づく電子的測定方法であって、
少なくとも1つのパルス繰返し周波数を有するパルス状電磁放射(E S)を測定すべき
目標物に送信し、

受信信号(17)に変換される、散乱されて戻ってきた放射(R S)を受信し、

それぞれ上記パルス繰返し周波数よりも低い周波数を有する少なくとも2つの出力信号
を生成するために、少なくとも2つのパルス状ミキサー信号(18)と上記受信信号(1
7)をミキシングし、

上記少なくとも2つの出力信号(19)から、上記目標物までの少なくとも一つの信号
伝達時間を決定する、方法において、

上記ミキシングにおいて、上記受信信号(17)が、少なくとも2つの上記出力信号(1
9)を与えるために、少なくとも2つの上記パルス状ミキサー信号(18)とミキシン
グすることにより変換され、上記少なくとも2つのミキサー信号(18)の周波数は、上
記パルス繰返し周波数に対してわずかしかならない共通の周波数であり、上記少なく
とも2つのミキサー信号(18)は互いに位相シフトしている

ことを特徴とする電子的測定方法。

【請求項2】

共通信号結合が、少なくとも2つの上記出力信号(19)を正しい位相で組み合わせる
ことによって形成されることを特徴とする請求項1記載の電子的測定方法。

10

20

【請求項 3】

上記出力信号がヘテロダイン方法に従って生成され、使用されることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の電子的測定方法。

【請求項 4】

上記ミキサー信号 (1 8) の最大数が上記放射のパルス幅に対するパルス周期の比の 2 倍に相当することを特徴とする請求項 1、2 あるいは 3 記載の電子的測定方法。

【請求項 5】

送信および受信の間、上記放射は、

- ・一部は上記装置の外部の測定経路を通過して少なくとも 1 つの測定すべき目標物へと導かれ、
- ・一部は上記装置の内部の基準経路 (6) に導かれ、

上記基準経路 (6) に導かれた放射 (I S) が少なくとも 1 つの開始パルス (1 5、1 5 a、1 5 a') を定義し、上記測定経路に通された放射 (R S) が少なくとも一つの停止パルス (1 6、1 6 a) を定義し、

少なくとも 1 つの信号伝達時間の決定において、少なくとも 1 つの目標物までの少なくとも 1 つの距離が少なくとも 1 つの上記出力信号 (1 9) から決定されることを特徴とする請求項 1 から 4 のいずれか記載の電子的測定方法。

10

【請求項 6】

上記目標物によって散乱されて戻ってきた放射 (R S) が第 1 の受信器により検出され、上記基準経路に通された放射 (I S) が第 2 の受信器により検出されることを特徴とする請求項 5 記載の電子的測定方法。

20

【請求項 7】

上記目標物により散乱されて戻ってきた放射 (R S) と上記基準経路に通された放射 (I S) は共通の受信器 (7) により検出され、上記受信信号 (1 7) は、上記目標物により散乱されて戻ってきた放射 (R S) の成分と上記基準経路に通された放射 (I S) の成分を有することを特徴とする請求項 5 記載の電子的測定方法。

【請求項 8】

請求項 1 から 7 のいずれか記載の電子的測定方法を実行するための測定装置であって、放射 (E S) の生成と送信のための少なくとも 1 つのパルス放射源 (5) と、上記放射を受信し、少なくとも 1 つの受信信号 (1 7) に変換するための第 1 の受信器 (7) と、

少なくとも 1 つのパルス状ミキサー信号 (1 8) を提供するための部材と、

パルス繰り返し周波数よりも低い周波数を有する第 1 の出力信号を生成するために第 1 のミキサー信号と上記受信信号 (1 7) を混合するための第 1 のミキサー (9 a) と、

少なくとも 1 つの上記出力信号 (1 9) を処理する信号処理装置 (μ P) と、

パルス繰り返し周波数よりも低い周波数を有する少なくとも 1 つの第 2 の出力信号を生成するために少なくとも 1 つの第 2 のパルス状ミキサー信号と少なくとも 1 つの上記受信信号 (1 7) を混合するための少なくとも 1 つの第 2 のミキサー (9 b - d) と、を備えることを特徴とする測定装置。

30

【請求項 9】

少なくとも 1 つのミキサー信号 (1 8) を提供するための部材が、互いに位相シフトしている少なくとも 2 つのパルス状ミキサー信号 (1 8) を提供するために形成されていることを特徴とする請求項 8 記載の測定装置。

40

【請求項 10】

上記第 1 のミキサー (9 a) および少なくとも 1 つの上記第 2 のミキサー (9 b) が、異なった位相で作動し、並列に接続された多チャンネルのヘテロダイン配列内の少なくとも 2 つの電子信号ミキサー (9 a、9 b) として形成されていることを特徴とする請求項 9 記載の測定装置。

【請求項 11】

上記装置内の基準経路 (6) を有し、該装置は、測定すべき少なくとも 1 つの目標物ま

50

での上記装置外部の測定経路と上記装置の内部の上記基準経路(6)とを介して同時に上記放射の送信が可能であることを特徴とする請求項8、9あるいは10記載の測定装置。

【請求項12】

上記信号処理装置(μP)は、少なくとも2つの上記出力信号(19)を同相結合して1つの共通信号結合にまとめるように構成されていることを特徴とする請求項8から11のいずれか記載の測定装置。

【請求項13】

上記基準経路に通された放射(IS)を受信するための第2の受信器を備え、上記第1の受信器(7)が上記目標物により散乱されて戻ってきた放射(RS)を受信するよう構成されることを特徴とする請求項8から12のいずれか記載の測定装置。

10

【請求項14】

上記第1の受信器(7)は、上記目標物により散乱されて戻ってきた放射(RS)と上記基準経路に通された放射(IS)とを共通に受信し、上記受信信号(17)は、上記目標物により散乱されて戻ってきた放射(RS)の成分と上記基準経路に通された放射(IS)の成分を有することを特徴とする請求項8から12のいずれか記載の測定装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、請求項1の文頭によるヘテロダイン受信の原理に基づく電子的測定方法および、請求項10の文頭による測定装置および計算機プログラム製品に関する。

20

【背景技術】

【0002】

電子的測定の方法の領域においては、様々な原理、方法が知られている。ヘテロダイン受信の原理によれば、より容易な評価のために、高周波信号がミキサースignalとの非線形重畳によって低周波信号に下方変換される。ミキサーはヘテロダインおよびホモダインの受信器の両方で、入力信号を別の周波数範囲に変換するために、作動する。受信器のタイプによって、異なるミキサー回路が使用され、それらの差異が、表され、質的に評価されるべきである。

【0003】

ホモダイン受信の特別な場合において、局部発振器の混合信号と測定すべき放射は変調周波数の点で一致する。非線形ミキシングから得られたビート信号は局部発振器に対する受信された放射の位相位置に依存する大きさを有するDC信号に相当する。

30

【0004】

一方、ヘテロダイン原理においては、局部発振器は、変調された測定信号とは異なる周波数を有するミキサースignalを作り出す。ヘテロダイン原理は、可視あるいは赤外線範囲の電磁放射を放出する、位相差原理に基づく距離計などに使用される。

【0005】

ヘテロダイン受信の原理と関連して距離測定に使用される他の搬送波もまた当然知られている。この1つの例はレーダーの技術である。

【0006】

40

位相測定技術においては、通常は正弦波あるいは矩形波の信号である振幅変調された光パルスが、数メガヘルツから数ギガヘルツの範囲の繰返し周波数で放射される。光源としては、LEDの他に、数mWのピーク出力を有する従来の連続波レーザーダイオードを使用することができる。平均放射エネルギーは十分に高いので、位相計測装置により測定される距離ならば、ターゲット上のレーザースポットの可視性は、問題とはならない。

【0007】

距離測定のために、放射された信号の位相位置は戻ってくる信号のそれと比較される。位相シフトは、測定された距離に比例している。フォトダイオードにより受信されたRF信号は、増幅され、そして、位相ロックループ(PLL)調整された局部発振器信号の助けにより、位相は同じで、低い周波数帯域に下方に変換される。

50

【0008】

ギガヘルツ範囲のサンプリングレートで高周波信号をサンプリングする代わりに、低周波受信信号を用いれば、格段に簡単に処理ができる。ここで、低周波数(LF)範囲でのサンプリングおよびアナログ・デジタル変換は数段簡単で、より正確で、電流消費もより少ない。従来の位相測定装置では、下方変換されたLF信号の基本波だけが使用される。

【0009】

十分な距離測定精度または絶対的測定精度を達成するために、通常は、内部光学距離(キャリブレーション距離または基準距離)および外部光学距離(測定距離)が順に測定される。このようにすることで、電子機器内での伝達時間の変化をキャリブレーションすることができる。また、伝達時間の変化のキャリブレーションは、二つの同じ並列受信チャンネルにより実現することができる。位相測定装置の場合、正確な距離測定は2つのチャンネルによってしか可能でない。このような位相測定装置の利点は、簡単な設計と、LFレベルでの測定と、入手可能な信頼性のあるビーム源である。他方で、位相測定装置の主要な不利点は、十分に抑制されていない送受信チャンネル間の光学的あるいは電子的クロストークに対する誤り耐性であり、更なる不利点は一般に低い検出感度である。

【0010】

他方、パルス原理に基づく伝達時間の距離計は、これらの不利な点はないが、しかし、測地測量の精度は、サブミリメートルの精度が要求される場合の測地学調査のためには、しばしば不正確過ぎである。

【0011】

伝達時間距離計の場合も同様に光パルス放射され、この光パルスは適当な光学手段により分割され、一部が内部光学経路(キャリブレーション経路)を介し直接に受信器に渡される。この光の残りの部分は、外部光学経路を介し、装置から外に送られる。この光学パルスは、ピーク値を有する輝度カーブを持つパルス信号である。ピーク値又はその位置は基本的に信号伝達時間を導出するための時間的基準値を定める。信号伝達時間は分解能又は評価が適切な場合に求めることができる。光パルスの外部の部分は、ある距離(測定される距離)だけ離れて立つ目標物(=測定経路)に当たり、そこから反射し返され、そして適切な光学システムを介し、同じ受信器に渡される。この受信器は、下流回路の増幅器を有するフォトダイオードであることが都合いい。

【0012】

内部光経路を介する光パルスは、基準パルスを受信器内に生成する。この基準パルスは以下では開始パルスと呼ばれる。外部光経路(測定経路)を介する光パルスは、いわゆる測定パルスを受信器内に作り出す。この測定パルスは以下では停止パルスと呼ばれる。

【0013】

内部および外部光経路の長さが異なっているので、2つの光パルスは異なった時間で受信器に到着する。開始パルスと停止パルスの時間差は、伝達時間として定義され、内部および外部光経路の長さの間の差に比例している。測定されるべき時間差は非常に小さい、すなわちそれらは、有用な距離測定システムに適したサブミリメートルあるいはミリメートルの測地学的な精度を達成するために非常に正確に求められなければならない。パルス距離計の不利な点は、時間測定のための非常に複雑な器具にある。伝達時間を定めるために、受信信号は一般にデジタル化され、その目的のため、ギガヘルツ範囲のサンプリングレートを有する非常に複雑な高周波電子回路が要求される。

【0014】

パルス距離計における伝達時間の測定の複雑さは、ヘテロダイン原理を使用して相当に簡単にすることができる。そこで、少し異なる周波数でPLL制御された局部発振器により生成されたRFパルス信号は、乗法によって受信パルスの列と混合される。位相測定装置と対照的に、この方法では、すべての高調波が同時に使用される。これにより、高周波数の開始および停止パルスが時間伸長してLF範囲内に写像される。適切な時間伸長係数の選択は、それぞれの場合で、送信器のパルス周波数に依存している。例えば、1メガヘルツのパルス周波数の場合、 $1 \text{ MHz}/1 \text{ (MHz/128)} = 128$ の伸長係数で十分である。一方で

10

20

30

40

50

、100メガヘルツのパルス周波数では、 $500 \text{ MHz} / (1 \text{ MHz} / 12) = 64000$ 程度の伸長係数が要求される。

【0015】

時間伸長された開始パルスと停止パルスの間の間隔と低域濾過された出力信号は、低周波数サンプリング（1メガヘルツ）により容易に測定することができる。それは求められるべき測定経路に比例している。

【0016】

しかし、この方法は、LF変換された受信信号の高調波の評価する場合でさえ、元のRF信号にあった時間情報及び距離情報の大部分が、受信信号（開始および停止パルス）の時間伸長のために失われるという不利な点がある。RF受信パルスの最高次の高調波の周期ごとに少なくとも2つのサンプリングパルスが存在しなければ、ナイキスト規準は破られてしまう。この損失はヘテロダイン原理によって起こる。これは、ヘテロダイン原理では、サブサンプリングシステムの場合と同様に、RF受信パルスは時折ミキサーパルス（＝サンプリングパルス）と一致しないからである。これらのRF受信パルスの伝達時間情報は、ヘテロダイン時間変換あるいは周波数変換によって把握されず、ミキサーのギャップ内に落ちるので、LF信号に貢献しない。

【特許文献1】DE 101 12 833 C1

【特許文献2】US 5,889,490

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0017】

本発明の目的は、高められた精度で伝達時間を決定するための測定方法あるいは測定装置を提供することである。

【0018】

本発明の更なる目的は、高められた信号の感度で伝達時間の決定のための測定方法あるいは測定装置を提供することである。

【0019】

本発明の更なる目的は、ホモダインあるいはヘテロダインの原理に従って信号の受信における信号情報の使用を改善することである。

【課題を解決するための手段】

【0020】

これらの目的は、請求項1と10の、あるいはそれぞれの従属の請求項の主要件によって達成され、あるいはその解法は更に開発される。

【0021】

本発明は、ヘテロダイン受信の原理に基づいた電子的測定のための新しい方法および複数のミキサーを備える対応する測定装置の両方を提供する。本発明による測定方法および測定装置は、以下の一例として記述されている搬送波として光学放射を用いるヘテロダイン受信の実施形態に限定されない。例えば、本発明によれば、電波、マイクロ波あるいはサブミリメートル波長範囲の搬送波を使用することも可能である。

【0022】

本発明による原理は、RF受信パルスを同時に並行して複数の位相シフトされたミキサーパルス信号と混合して複数の別々のLF信号に変換することによりヘテロダイン受信の信号情報の損失を補償する。尚、これらのLF信号を互いに同相に足し合わせ又は結合して、単一の受信信号にまとめてもよい。この並列ミキサーシステムでは、ノイズもパルスも相関していないので、信号/ノイズ比はミキサーチャネルの数で改善される。同相結合とは、この文脈では、結合のための位相シフトが、対応するミキサー信号の位相シフトに正確に一致することを意味する。その限りにおいて、他のミキサー信号のサンプリング値の間にサンプリング値が同相挿入される。ミキサー信号としては、例えばPLL制御された局部発振器によって作り出されたRFパルス信号を使用することができる。

【0023】

10

20

30

40

50

異なる位相のミキサー信号の最適数Mは、高周波送信信号、特に、最も高い周波数 $F_i=1/T_i$ の送信信号のパルス持続時間およびパルス周期 T_i に依存する。ミキサー信号の最大数Mは、パルス周期のパルス幅（パルス持続時間）に対する比の2倍に相当する。ミキサーチャンネルの出力に現れたこれら複数の低周波信号は、互いに同相に加算又はデジタル結合される。従って、この原理は、情報獲得に導く互いに位相シフトされた2つ以上のアナログサンプラーによるサブサンプリングに基づいている。

【実施例1】

【0024】

図1は、位相距離測定の方法と比較して格段に感度の高いヘテロダイン受信の原理に基づいた、本発明による測定装置の実施例のブロックダイアグラムを示す。

10

【0025】

信号チェーンの始めに、0.5 - 5 ppmの典型的な精度を有する水晶正確な基準発振器がある。いわゆる直流デジタル周波数シンセサイザ2aは、送信チャンネル内にある。マイクロ制御部あるいはマイクロプロセッサ μP によるプログラミングによって、要素2aは数キロヘルツ又はメガヘルツの領域の所望の周波数を生成する。周波数コンバータ3は、送信チャンネルと協働し、そして、測定周波数 F_i になるように周波数をより高い領域へと増大させる。さらに、周波数コンバータ3は、フィルターとして機能し、信号のスペクトル純度を保証する。距離の粗い測定のために、位相測定装置と同様に、互いに近い複数の周波数 F_i が送信される。駆動段4は、制御周波数を短い持続時間の電気パルスに変換し、レーザーダイオードのような光源5を駆動する。この光源は電気パルスの波形と相関した放射を発生させる。この放射は、時間に依存して輝度が上昇し、ピーク値の後に輝度が低下する。このピーク状の光パルスの一部が、発信信号ESとして、測定すべき目標物に向けられ、他の部分は、内部信号ISとして、ビームスプリッタを介し、光受信器に直接導かれる。アセンブリ6は内部基準光経路に相当し、これによってそれぞれの開始パルスが生成される。目標物により反射され受信された光パルスは、反射信号RSとして、同時にあるいは並行して同じ光レシーバ7に導かれ、そして停止パルスを形成する。

20

【0026】

並列に配置された複数のミキサーモジュール9a、9b、9c、9dを用いて、損失を伴う信号サブサンプリングの影響を除去することができる。この拡張された装置では、周波数コンバータ段13は、送信チャンネルに対して再度わずかに周波数シフトされた、例えば、4つの高周波制御信号パルスを生成する。これらの制御信号の位相は、(2 / 制御信号の数)の整数ステップで互いに対してシフトしている。

30

【0027】

従って、ミキサーモジュール9a、9b、9c、9dは、低域フィルタ10a、10b、10c、10dに割り当てられた出力部において、これらの位相ステップで遅延された信号を生成する。時間変換された信号は、割り当てられたアナログ/デジタルコンバータの11a、11b、11cおよび11dで事実上同時にデジタル化され、マイクロプロセッサ μP によりメモリに保存される。

【0028】

サブサンプリングによるヘテロダイン受信に生じる信号/ノイズ比の損失は、後処理の際に、4つのデジタル信号パルス列を同相に、しかも(2 / 制御信号の数)の整数ステップで加算して単一の信号パルス列を得ることによって補填される。

40

【0029】

本発明の測定方法の感度は、従来のヘテロダインあるいはホモダイン受信と比べて、Mの冪根だけ高い。

【0030】

外部光経路を介した信号の伝達時間を求めるための測定量として、各レーザーパルス周波数 F_i について、時間変換されたパルス間隔 T_i に対する、停止パルスと開始パルスの間の時間変換された相対的遅延 x_i が測定量として計算される。ADコンバータ11a、11b、11c、11dのサンプリングポイント間の時間的補間は、相互相関法あるいは関数当

50

てはめ法によって行われる。

【 0 0 3 1 】

決定すべき距離は以下のように計算される：

$$D=N_i *L_i+x_i *L_i \quad (1)$$

ここで、 N_i は距離測定機器と目標物の間の停止パルス数であり、 L_i は2つの送信パルスの間のパルス間隔である。

【 0 0 3 2 】

曖昧さ N_i は、例えば、測定周波数 F_i に対応する測定値 x_i 間の差を計算する方法によって解消される。これらの値は、当業者には一義性範囲という用語で知られた、一意的に決定される最長距離の長さと比較できる長いパルス周期に割り当てられている。相対的遅延 x_i の集合から曖昧パラメータ N_i を決定するための、実際的な方法は、例えば、GPSアルゴリズムにおける位相曖昧さの解消から、当業者に知られている。

【 0 0 3 3 】

図2は、ミキサモジュールの一つだけで高周波ヘテロダインミキシングの前後の信号を示す。パルス周期 $T_i=1/F_i$ を有するRF受信信号17は、開始および停止パルスから成り、そして、パルス周期 $1/F_i$ についてわずかにシフトした周波数を有する、単一パルスから成るミキサ信号18により電氣的相似的に混合される。基礎となる高い搬送周波数を有する振幅変調された出力信号がミキサの出力部に形成される。この出力信号のエンベロープ14は、2つの信号パルスを有し、そのうちの一方は時間変換された開始パルス15に対応し、他方は時間変換された停止パルス16に対応している。信号の時間伸長によって、従来の位相測定と同様に、経済的な電子部品と低い電力消費で信号を低周波領域において更に処理し、デジタル化することができるという利点が利用される。さらに、電子部品のシステマ的な伝達時間誤差の影響はミキサ一段の時間伸長係数の分だけ減少する。その結果、装置の測定精度がかなり向上する。本発明によれば、少なくとも2つの混合された信号から生成された出力信号およびそれから決定される伝達時間が結合される、すなわち最も簡単な場合、期待値が計算される。

【 0 0 3 4 】

図3は、時間伸長された表示での図2の信号の一部を示す。ここで、どのように、RF受信信号17内で、停止パルスが増幅されず、開始パルスだけが部分的に増幅されるかが示されている。従って、開始パルスだけがミキサの出力部に達し、停止パルスはこの位相において失われる。比較的高い周波数を有し、付加的に振幅変調された出力信号19が、ミキサの出力部で形成される。出力信号19のエンベロープ14が、示されている。同時に作用するが、互いに位相シフトしている少なくとも2つのミキサ信号を使用する本発明による測定方法では、信号情報のこの損失は存在しない、あるいは、部分的にしか存在しない。それは、ミキサ信号の数 M が、入力信号のパルス持続時間に対するパルス周期の比の2倍からどれだけ離れているかに依存する。

【 0 0 3 5 】

図4は、同様に図2の拡大した一部を示し、さらに、エンベロープ14あるいは低域濾過され時間伸長された開始パルス15が示されている。例として示された領域20では、ミキサ信号18による受信信号17内の開始パルスの捕捉および出力部への伝送が明白である。一方、受信信号17内の時間シフトされた、より小さい停止パルスはこの位相ではミキサ信号18によって捕捉されず、従って、このミキサの出力部に現れない。伝送されるのは振幅変調された高周波出力信号19であり、エンベロープ14は時間変換された開始あるいは停止信号を表す。信号情報のこの損失は、本発明による測定方法によって、減少するか、あるいは除去される。

【 0 0 3 6 】

図5は、低周波数領域に変換された受信信号を示す。信号パルス列の周期は、第1の開始パルス15aと停止パルス16aを含んでいる。この図では、 L_i として時間伸長された

10

20

30

40

50

パルス距離間隔 2_2 をもって後続する第 2 の停止パルス $1_5 a'$ も見られる。ここで、もとめられるべき測定量は、時間、すなわち、第 1 の開始パルス $1_5 a$ と停止パルス $1_6 a$ 間の遅延 2_1 である。A/D コンバーターによるサンプリングの後、遅延 2_1 と従って周期 x_i は、遅延 2_1 と T_i との比として計算できる。目標物への距離の計算は、関係 (1) によって実行される。

$$D = N_i * L_i + x_i * L_i$$

曖昧さパラメータ N_i すなわち装置と目標物との間の送信されたパルスの数を求めるためのいくつかの数値的方法がある。様々な、適した方法は、レーダーあるいは GPS 衛星測量技術から知られている。既に述べられた GPS のアルゴリズムは、差分計算および線形結合 (LC)、特にナローレーン LC あるいはワイドレーン LC の方法が含まれている。

【0037】

複数目標の場合は、付加的な停止パルスが現れる。これら停止パルスの周期 x_i は、図 5 に示されるように、各変調伝達周波数 F_i において別々に測定することができる。互い違いの目標物への距離を測定できることが、本発明の装置の特別の強みである。

【0038】

図 6 は、従来の干渉法技術の場合におけるヘテロダインサブサンプリングの効果を明確に示している。もし装置が割り当てられたパルス状のミキサー信号を有する単一の高周波ミキサーしか備えていないならば、信号エネルギーの一部分は失われる。この損失を伴う効果は、ミキサーの制御パルスが開始と停止パルスとの間で下るところの位置 2_4 で明白である。これを避けるため、本発明においては、複数のミキサーモジュールが受信チャネル内で互いに並列に使用されている。制御信号の位相は、並列ミキサーの数の何分の一かで互いにシフトしている。これは、少なくとも一つのみキサーが有効な信号サンプリング 2_3 を実行し、そして信号エネルギーが失われないことを保障する。このような受信装置の感度は、パルス伝達時間測定器の感度に到達し、従って、従来の位相測定器の感度と相当に異なる。

【0039】

代替のあるいは補足の方法で、部品あるいは原理の様々な配列を互いに結合することができることは、当業者にとって明白である。

【図面の簡単な説明】

【0040】

【図 1】本発明による測定装置のひとつの実施例のブロックダイアグラムを示す。

【図 2】高周波ヘテロダインミキシングの前後の信号を示す。

【図 3】高周波ヘテロダインミキシングの前後の信号を大きな尺度で示す。

【図 4】高周波ヘテロダインミキシングの前後の信号を大きな尺度で、変形された開始パルスの表示と共に示す。

【図 5】低周波数領域に変形させた開始および停止パルスから成る LF 信号パルス列を示す。

【図 6】1 つのみキサー信号だけの場合のヘテロダインサブサンプリングの効果を図示する。

10

20

30

40

【 図 1 】

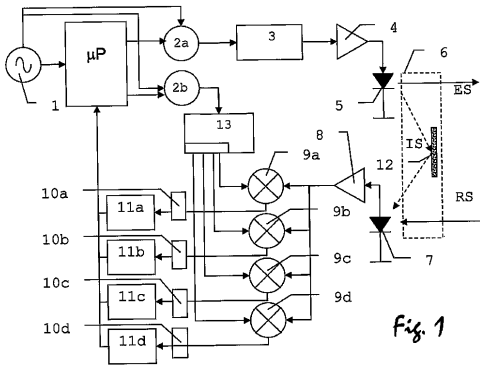


Fig. 1

【 図 3 】

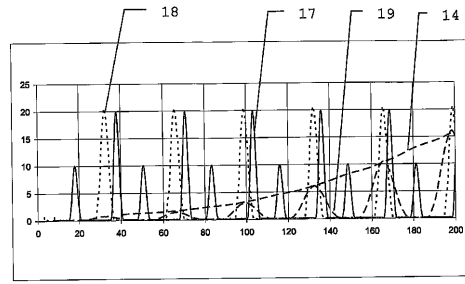


Fig. 3

【 図 2 】

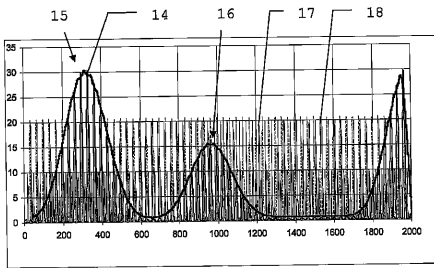


Fig. 2

【 図 4 】

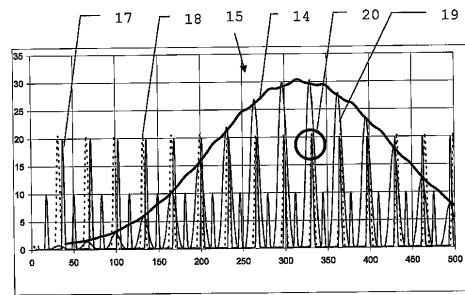


Fig. 4

【 図 5 】

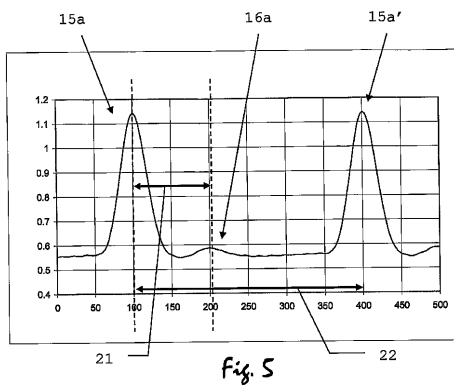


Fig. 5

【 図 6 】

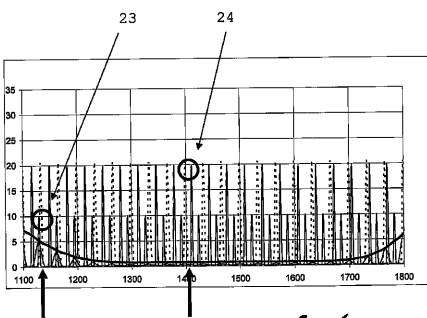


Fig. 6

フロントページの続き

- (74)代理人 100112793
弁理士 高橋 佳大
- (74)代理人 100128679
弁理士 星 公弘
- (74)代理人 100135633
弁理士 二宮 浩康
- (74)代理人 100114890
弁理士 アインゼル・フェリックス＝ラインハルト
- (72)発明者 ベンツ、パウル
スイス国 ツェーハー - 9 4 4 4 ディーポルトザオ、クーゲルガッセ 3 2
- (72)発明者 ヒンデルリング、ユルグ
スイス国 ツェーハー - 9 4 3 7 マルバッハ、ゲーレンシュトラッセ 1 1
- (72)発明者 デ・ランゲ、マルティン
スイス国 ツェーハー - 8 5 9 3 ケスヴィル、ハーフェンシュトラッセ 2 3

審査官 大和田 有軌

- (56)参考文献 特開2002 - 323562 (JP, A)
特開2003 - 240844 (JP, A)
特許第5108526 (JP, B2)
国際公開第2004 / 074773 (WO, A1)
特表2004 - 507742 (JP, A)
特表2000 - 505901 (JP, A)
米国特許第05889490 (US, A)
特開平09 - 269372 (JP, A)
特開平06 - 289129 (JP, A)
特開昭64 - 002026 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G 0 1 S	7 / 0 0	-	7 / 6 4
G 0 1 S	1 3 / 0 0	-	1 7 / 9 5
G 0 1 C	3 / 0 0	-	3 / 3 2