

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5108526号
(P5108526)

(45) 発行日 平成24年12月26日(2012.12.26)

(24) 登録日 平成24年10月12日(2012.10.12)

(51) Int.Cl.

F 1

G 0 1 S 17/10 (2006.01)
G 0 1 C 3/06 (2006.01)G 0 1 S 17/10
G 0 1 C 3/06 120 Q

請求項の数 21 (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2007-545908 (P2007-545908)
 (86) (22) 出願日 平成17年12月9日 (2005.12.9)
 (65) 公表番号 特表2008-524563 (P2008-524563A)
 (43) 公表日 平成20年7月10日 (2008.7.10)
 (86) 國際出願番号 PCT/EP2005/013242
 (87) 國際公開番号 WO2006/063740
 (87) 國際公開日 平成18年6月22日 (2006.6.22)
 審査請求日 平成20年10月24日 (2008.10.24)
 (31) 優先権主張番号 04030085.7
 (32) 優先日 平成16年12月18日 (2004.12.18)
 (33) 優先権主張国 歐州特許庁 (EP)

(73) 特許権者 501116608
 ライカ ジオシステムズ アクチエンゲゼルシャフト
 Leica Geosystems AG
 スイス国 ヘールブルグ シーエイチ-9
 435 ヘインリッヒ-ヴィルド-シュトラッセ
 Heinrich-Wild-Straße, CH-9435 Heerbrugg, Switzerland
 (74) 代理人 100061815
 弁理士 矢野 敏雄
 (74) 代理人 100099483
 弁理士 久野 琢也

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 単一チャンネルヘテロダイン距離測定方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

高精度距離測定方法において、

該測定方法は、

- 光の形態のパルス状の電磁ビーム (ES) を少なくとも 1 つのパルス繰り返し周波数で送信するステップを有しており、ただし当該の送信は、

- ・ 少なくとも 1 つの測定すべき目標までの装置外部の測定区間と、
- ・ 装置内部の参照区間 (6) とを介して行われ、

ただし、前記参照区間 (6) を介して導かれるビーム (IS) により、少なくとも 1 つのスタートパルスが定められ、前記測定区間を介して導かれるビーム (RS) により、少なくとも 1 つのストップパルスが定められ、 10

前記の測定方法にはさらに

- 前記目標によって後方散乱されたビーム (RS) と、前記参照区間を介して導かれたビーム (IS) とを受光するステップとを有しており、ただし、前記目標によって後方散乱されたビーム (RS) と、前記参照区間を介して導かれるビーム (IS) とを並行して受光して、受信信号 (17) が、前記目標によって後方散乱されたビーム (RS) の成分と、前記参照区間を介して導かれたビーム (IS) の成分とを有し、かつ前記ビームが前記の受信信号 (17) に変換されるようにし、

さらに前記測定方法には、

- 当該受信信号 (17) から前記少なくとも 1 つの目標までの少なくとも 1 つの距離

を求めるステップが含まれている、高精度距離測定方法において、

少なくとも 2 つのパルス繰り返し周波数に相応するパルス間隔 L_i , L_j および正の整数 N_i , N_j を選択して、関係式

$N_i \cdot L_i < D_{max}$ および

$N_j \cdot L_j < D_{max}$ ならびに

(整数 N_i , N_j の最小公倍数) · $L_i < D_{max}$ および

(整数 N_i , N_j の最小公倍数) · $L_j < D_{max}$

が満たされるようにし、ただし D_{max} はあらかじめ定めた一義領域であり、

前記少なくとも 1 つのパルス繰り返し周波数は可変でありかつ各測定距離に依存して選択されて、当該パルス繰り返し周波数のスタートパルスおよびストップパルスとが重ならないようにしたことを特徴とする

10

高精度距離測定方法。

【請求項 2】

前記パルス繰り返し周波数より低い周波数を有する出力信号(14)に前記受信信号(17)をダウンコンバートすることを特徴とする

請求項 1 記載の距離測定方法。

【請求項 3】

前記パルス繰り返し周波数を、あらかじめ定めた周波数帯域幅の範囲内で選択して、対応するパルス間隔(22) L_i と L_j の可能な限りに多くの組み合わせに対して、条件 $|N_i \cdot L_i - N_j \cdot L_j| < 2 \cdot \text{パルス幅}$

20

が満たされ、ただし N_i と N_j は、正の整数であって、

$|N_i \cdot L_i - N_j \cdot L_j| < 1 / 2 \cdot \min(L_i, L_j)$

であることを特徴とする

請求項 1 又は 2 に記載の距離測定方法。

【請求項 4】

前記低い周波数を有する出力信号(14)の少なくとも 1 つのパルスと、参照信号とを相互相關させることを特徴とする、

請求項 2 または 3 に記載の距離測定方法。

【請求項 5】

前記受信信号(17)を、互いに位相がずれている少なくとも 2 つのミキサー信号(18)と同時にかつ並列にダウンコンバートして、少なくとも 2 つの低周波信号を得ることを特徴とする、

30

請求項 1 ないし 4 のいずれか 1 に記載の距離測定方法。

【請求項 6】

前記少なくとも 2 つの低周波信号を同相かつ加算的に結合することを特徴とする、

請求項 1 記載の距離測定方法。

【請求項 7】

前記目標によって後方散乱されたビーム(RS)と、前記参照区間を介して導かれたビーム(1S)とを共通の 1 つの受光器によって並列に検出することを特徴とする、

請求項 1 記載の距離測定方法。

40

【請求項 8】

4 つのパルス繰り返し周波数を選択することを特徴とする、

請求項 1 に記載の距離測定方法。

【請求項 9】

前記正の整数 N_i および N_j は、500 よりも小さいことを特徴とする、

請求項 1 に記載の距離測定方法。

【請求項 10】

前記参照信号は、前に行われた測定において記憶した参照信号であることを特徴とする

請求項 4 に記載の距離測定方法。

50

【請求項 1 1】

前記参照信号は、合成して形成した参照信号である、
請求項 4 に記載の距離測定方法。

【請求項 1 2】

プログラムコードを有するコンピュータプログラムにおいて、

該プログラムコードは、機械読み出し可能な媒体に保存されるか又は、電磁波によって具体化されており、前記プログラムがコンピュータによって実行される場合に、請求項 1 ないし 7 のいずれか 1 に記載の方法を実行することを特徴とする、

コンピュータプログラム。

【請求項 1 3】

10

距離測定装置であって、

該装置は、少なくとも

- 光の形態のビーム (E S)を形成しつつ放射するためパルス式ビーム源 (5)と、
- 装置内部の参照区間 (6)とを有しており、ただし前記ビームは、同時に装置外部の測定区間を介して少なくとも 1 つの測定すべき目標に向けて放射可能であり、かつ装置内部の参照区間 (6)を介して放射可能であり、

前記装置はさらに

- ビームを受信して少なくとも 1 つの受信信号 (1 7)に変換する少なくとも 1 つの受光器 (7)を有しており、ただし前記目標によって後方散乱されたビーム (R S)および前記参照区間を介して導かれたビーム (I S)は共通に検出されて、前記受信信号 (1 7)が、前記目標から後方散乱されたビーム (R S)および前記参照区間を介して導かれたビーム (I S)の成分を有するようにし、

20

前記装置はさらに

- 前記受信信号 (1 7)を処理するための信号プロセッサ (μ P)を有している、距離測定装置において、

前記ビーム源 (5)を設計して、少なくとも 2 つのパルス繰り返し周波数を有するビームが放射できるようにし、ただし当該繰り返し周波数のうちの少なくとも 1 つは設定可能であるようにし、

前記パルス繰り返し周波数を選択して、あらかじめ定めた一義領域において少なくとも 2 つのパルス繰り返し周波数が存在するようにしつつ当該パルス繰り返し周波数のストップパルスが時間的に互いに重なり合わないようにしたことを特徴とする、

30

請求項 1 ないし 1 1 のいずれか 1 項に記載の方法を実行するための距離測定装置。

【請求項 1 4】

前記パルス繰り返し周波数を選択して、前記対応するパルス間隔 (2 2) L_i と L_j の可能な限りに多くの組み合わせに対して、条件

$$| N_i \cdot L_i - N_j \cdot L_j | = 2 \cdot \text{パルス幅}$$

が満たされ、ただし N_i と N_j は、正の整数であることを特徴とする、

請求項 1 3 記載の距離測定装置。

【請求項 1 5】

前記受信信号 (1 7)を低周波出力信号 (1 4)にダウンコンバートする少なくとも 1 つのミキサー (9 、 9 a - d)を備えたことを特徴とする、

40

請求項 1 3 または 1 4 に記載の距離測定装置。

【請求項 1 6】

前記少なくとも 1 つのミキサー (9 、 9 a - d)は、前記受信信号 (1 7)を時間拡張するためのサブサンプラーであるパルス式に動作するアナログミキサーであり、

各ミキサーは、加算的に累算される信号による同相の時間拡張作用を有するサブサンプリングを実行することを特徴とする、

請求項 1 5 記載の距離測定装置。

【請求項 1 7】

前記ビーム源 (5)が、 C W 半導体レーザーであることを特徴とする、

50

請求項 1 3 ないし 1 6 のいずれか 1 項に記載の距離測定装置。

【請求項 1 8】

マルチチャンネルヘテロダイン装置として、異なる位相で動作しつゝ並列に接続された少なくとも 2 つの電子信号ミキサーを備えたことを特徴とする。

請求項 1 3 ないし 1 7 のいずれか 1 項に記載の距離測定装置。

【請求項 1 9】

前記ビーム源 (5) によって 4 つまたは 5 つのパルス繰り返し周波数を放射することを特徴とする。

請求項 1 3 に記載の距離測定装置。

【請求項 2 0】

前記受光器 (7) は、ただ 1 つの受光器である。

請求項 1 3 に記載の距離測定装置。

【請求項 2 1】

前記パルス繰り返し周波数のうちの少なくとも 1 つは自由に選択されることを特徴とする。

請求項 1 3 に記載の距離測定装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明は、請求項 1 の上位概念に記載された距離測定方法と、請求項 9 の上位概念に記載された距離測定装置と、コンピュータプログラムプロダクトに関する。

【背景技術】

【0 0 0 2】

電子式距離測定の分野において、種々の原理と方法が知られている。位相計と走行時間測定器とによって、2 つの基本的な光電子工学的測定原理が具現化されている。両原理は、長所と短所を有しており、また多様な測定装置に用いられている。例えば経緯儀やタキオメータといった測定装置で用いられる測定手段は、主に位相測定器を装備している。それは、位相計が高精度とコンパクトな形状という長所を有し、望遠鏡への組み込みを容易にするからである。

【0 0 0 3】

位相測定技術において、光パルス（通常矩形波信号）が数 M H z から数百 M H z の範囲の繰り返し周波数で放射される。LED に加えて、数ミリワットのピークパワーを有する従来の CW レーザーダイオードも、この目的の光源として用いることができる。平均放射エネルギーは十分に高いため、目標上でのレーザースポットの視認性は位相計を用いた距離測定にとって問題にならない。

【0 0 0 4】

距離測定のためには、放射信号の位相位置と、戻ってくる信号の位相位置とを比較する。位相シフトは、測定距離に比例する。フォトダイオードで受信される RF 信号は、増幅され、フェイズロックループ (PLL) 制御局所発振器の信号を用いて同相で低い周波数帯にダウンコンバートされる。

【0 0 0 5】

サンプリングレートが G H z の高周波の信号サンプリングの代わりに、低周波数受信信号を用いれば処理を格段に簡単に行うことができる。低周波数 (LF) 範囲におけるサンプリングとアナログ / デジタル変換は、数オーダも、より容易であり、より正確であり、より消費電流が少なくなる。従来の位相計においては、基本波又はダウンコンバートされた LF 信号が用いられた。

【0 0 0 6】

位相測定システムの一義性をメートル範囲からキロメートル範囲に拡張するために、低い変調周波数での 1 つ以上の粗調距離測定が、微調距離測定に加えて通常用いられている。

10

20

30

40

50

【0007】

十分な絶対精度を得るためににはふつう、内部光路（キャリブレーション又は参照区間）と、外部光路（測定区間）とが相前後して測定される。これにより、走行時間の変化は、電子装置において較正することができる。走行時間の変化の較正は、2つの同一の平行な受信チャンネルによっても実現することができる。位相計における正確な距離測定は、高い信号分離を備えた2つチャンネルだけがあれば可能である。

【0008】

位相計の長所は、特に構造が簡単であることと、LFレベルで測定できることと、信頼性のあるビーム源が利用可能であることがある。

【0009】

複数の信号を重ね合わせると、光学的クロストークに起因して測定距離が誤ってしまい不都合であることが判明したため、高い抑圧を備えた顕著なチャネル分離が必要である。従って、正確な距離測定には、送信チャネルと受信チャネルとの厳格な信号分離が必要であるが、これは、望遠鏡のコンパクトな構造サイズにおいては達成することが極めて困難であり、また複雑かつ高価である。さらに、1つの目標のみが測定ビーム内になければならない。それは、そうでなければ微調距離測定の誤差に加えて、粗調距離測定における誤差も生じ得るからである。より長い距離のために、少なくとも1つの粗調測定と、1つの微調測定とが共に要求される。単一チャネル測定原理、即ち光路切換器又はチャネル切換器無しでの測定原理は、單一周波数のコンセプトによっては実現することができないのである。

10

【0010】

走行時間測定器は、厳密な信号分離という欠点を有しないが、その測定の精度は、しばしば測地測量にとって不十分であり、特にサブミリメートルの精度が要求される場合に不十分である。

【0011】

この原理によって動作する距離計の場合、光パルスが同様に出射され、この光パルスは適切な光学的手段によって分割されて、一部が内部光路（キャリブレーションパス）を介して直接受信機に導かれ、一方、光の残りの一部は、装置から外部光路を介して送られる。

【0012】

この外部の部分は、測定すべき距離（測定距離）だけ離れた目標に当たり、そこで反射して適切な光学系を介して同じ受信機に導かれる。この受信機は、有利には後置接続された增幅器を備えたフォトダイオードである。

20

【0013】

前記内部光路を介して導かれた光パルスは、前記受信機において参照パルス（以下ではスタートパルスと称す）を形成する。前記外部光路（測定区間）を介して導かれた光パルスは、受信機において、いわゆる測定パルス（以下ではストップパルスと称す）を形成する。

【0014】

内部光路と外部光路の長さは異なるため、2つの光パルスは異なる時間に受信機に到達する。上記のスタートパルスとストップパルス間の時間差は、走行時間と称すこととし、これは内部区間と外部区間の距離の差に比例する。測定すべき時間差は非常に小さく、即ちこの時間差は、使いものになる距離測定システムに適したミリメートルまたはサブミリメートルの測地技術的精度にするため、非常に正確に測定する必要がある。走行時間を測定するために、受信信号は大抵の場合にデジタル化されるが、このためにはGHzレンジのサンプリングレートを有しつつ極めてコストのかかる高周波電子回路が必要である。

30

【0015】

ストップパルスが受信機に到達した後、はじめて別の光パルスが送信機から発せられる。これに起因して、数キロメートルの一義性を保証できるようにするために、数十KHzの相対的に低いパルス繰り返し周波数が必要になる。このように低いパルス繰り返し周波数において、十分に大きな光エネルギーを放射して、レーザースポットを容易に視認で

40

50

きるよう^{する}するか、又は目の安全の限界（レーザークラス2）まで達することができるよう^{する}ため、ピーク出力は、パルス幅に応じて数十ワットから1キロワットの範囲でなければならない。

【0016】

単一チャネル走行時間測定の長所は、スタートパルスとストップパルスとが短時間に相前後して発生し、それらは同じ走行時間に従うため、時間的なドリフトが無いこと^{であり}、またストップパルスがクロストークパルスの後ではじめて発生するため、光学的クロストークの影響を受けにく^くいこと^{であり}、また内部光路および外部光路に対し、不要な切替可能な光学的コンポーネントを省略することができる^{こと}である。

【0017】

しかしながら走行時間測定の短所は、特に極めてサンプリングにコストがかかる^{こと}と、RF信号の時間測定と、ビーム源にコストがかかる^{こと}であり、またこれに加えて取り扱いが困難である^{こと}である（例えば良度変調を有するマイクロチップレーザ）。高いピークパワーを有する半導体レーザーダイオードは、不利な^{こと}にも面積の広い発光面を有し、ビームは不十分にしか束ね^{ること}ができない^かコリメートできない。開度が十分に小さい準平行な光束にレーザビームを集束^{できる}のは、回折限界の小さな面から放射されかつ十分な空間コヒーレンスを有する点光源だけである。このような回折限界の小さな面から放射し十分に小さな開度で集束^{させ}ること^{ができる}半導体レーザーダイオードは、これまで数百ミリワットに制限^{されて}おり、パルス走行時間計に^{対して}はピーク送信出力が小さすぎる^{ので}ある。

10

20

【0018】

チャネル分離と光切換を行わないでやりくりする種々の装置が知られているが、どの解決策も種々異なる欠点を有している。

【0019】

位相測定原理に従う光電子距離測定の方法と装置は、文献D E 1 0 0 0 6 4 9 3 C 2に記載されている。位相計は、機械的光路切換の無い2チャネル受信機を備え、回路は2つの受光器を備える。距離測定^時には信号の位相が第1受信機と第2受信機とでそれぞれ測定される。第1受信機で測定された位相は、内部参照光路の距離を表し、第2受信機で測定された位相は、目標物までの距離を表す。2つの位相間の差分により、参照光路を参考にした、ドリフトの無い絶対距離が得られる。同時に第2の送信機を用いて、2つの光受信機とその增幅回路によって生じ得る位相差を測定する^{こと}ができる。この解決手段の不利な点は、一層構造的な複雑さを増す^{こと}になる2つの送信ユニットおよび2つの光受信機であり、また2つの光受信機のそれぞれの光受信機の前でビームを一緒に^{する}ための2つのエレメントによって2つの光路が制限^{され}ることである。

30

【0020】

第2の装置は、文献U S 6 3 6 9 8 8 0に記載されている。そこで開示された位相計は、機械的光路切換の無い2チャネル受信機と、2つの光受信機を備えている。距離測定^時には第1受信機と第2受信機とにおいてそれぞれ信号位相が測定され、2つの位相間の差分が測定距離に^{対応}する。この解法手段の欠点も同様に光電感度性かつ位相感度性受信ユニットが二重に実施^{され}ることである。

40

【0021】

W O 0 3 / 0 6 9 7 7 9には、機械的光路切換の無い2チャネル受信機を有する走行時間測定計が記載されており、走行時間測定^時にも、光切換のない参照測定原理が使用される。しかしながらここで開示された走行時間測定計も、同様に2つの光受信機を採用している。2つの受信機からの信号は、高周波レンジで動作する時間測定ユニットに供給される。距離測定^時には並行して測定される内部の走行時間と外部の走行時間との間の差分が計算される。この解法手段も、受信ユニットが二重に実施^{され}るという欠点を有する。

【0022】

このように、従来技術の解法手段は、外部光路と内部光路との間に切換機構を要するか、又は受信システムを二重に設計する必要があり、従って構成が高価かつ複雑である。

50

【0023】

D E 1 0 1 1 2 8 3 3 C 1 には、位相走行時間方式の利点とパルス走行時間方式の利点とを結びつけようとする光電子式距離測定の方法および装置が記載されており、後者の方式では高いピーク光出力が、すなわち良好な S / N 比が関心の的になっている。光電子式距離測定のために、発光ダイオードのレーザービームは、強度変調した送信光パルス列として目標マークのない測定物に送られ、そこで反射した測定光パルスは、光検出器で検出され、この光検出器によって第1の光電流コンポーネントが生成される。さらに、前記強度変調した送信光列のうちのごく一部は、参照光パルス列として分岐し、既知の参照区間を通過した後に、同様に光検出器に導かれて、第2光電流コンポーネントが生成される。光検出器としてアバランシェフォトダイオードが使用され、このアバランシェフォトダイオードでは、重ねられた測定光パルスが、局所発信機によって生成されたミキサーパルス列と共に、比較的低い中間周波数レンジに直接変換され、適切な変換の後、この中間周波数レンジから測定距離が決定される。

【0024】

このアプローチの困難な点は、スタートパルスとストップパルスとが重なり合う場合があり、その場合、パルスの分離又は対応付けができないことである。用いられる高調波の個数が 20 個であるため、G Hz レンジの周波数が必要である。用いられる高調波を低減するとパルスの幅が広くなることになり、これによってパルスが重なる確率を増大させることにもなる。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0025】

本発明の目的は、複雑さないしは技術的なコストを低減した距離測定の方法および装置を提供することである。

【0026】

本発明のもう 1 つの目的は、欠点を甘受する必要なしに位相原理と走行時間原理との組み合わせることであり、その際に特にパルスの分離可能性を実現することである。

【課題を解決するための手段】

【0027】

これらの目的は、請求項 1 ないしは 9 又は従属請求項に記載された特徴的構成によって解決されるかないしはさらに発展させられる。

【0028】

本発明によって提供されるのは、新規の距離測定原理と、走行時間測定ユニットおよび 2 つのビーム経路間で特別なチャネル分離を行わないシンプルな光学的送信ユニットおよび受信ユニットからなる装置とである。この距離測定装置は、例えば測地測量装置に通例の望遠鏡に取り付けることができる。ここでは距離が、自然の対象物に対しても、またレトロリフレクタのような反射性の目標物に対して共にも測定される。

【0029】

ここでベースとなっているのは、2 つの走行時間、詳しくいうと外部の光信号および内部の光信号の走行時間を共通ないしは並列に測定する距離測定原理である。共通または並列の測定とは、時間的に分かれてはいるが互いに接近して隣接する 2 つのパルスを結合させて記録することである。従って、「結合」と「並列」という用語が規定するのは、厳密な同時性という意味での正確な同時点ではなく、単に測定プロセス中のパルス測定の時間的な関連性または直接の時間的な関係性である。実際の測定量として、2 つの走行時間の差分が出力される。したがって目標とするミリメートル又はサブミリメートルの精度での距離測定を実現するために、さらにここでは、ふつう内部参照光路によって形成される参照距離を利用する。本発明によれば、2 つの光路間の切換を省略することができる。

【0030】

上記の複数の信号は、装置内部の光路と、測定すべき外部光路とをそれぞれ同時に経由して、共通の、特に単一のフォトダイオードに導かれ、これによって測定チャネルが定め

10

20

30

40

50

られ、ここでは 2 つの信号パルス間の走行時間を求めることが課題になる。レーザーパルス周波数は数 M H z から G H z の範囲になるため、この課題は、さらに困難になる。したがって測定すべき外部の光路上では、極端な場合には 1 0 0 個を上回る複数の光パルスが同時に進行するのである。従って、本発明の対象となるのは、レーザーパルスを識別するためのコーディングを用いることなく、外部光路におけるレーザーパルスの個数を求めるようにするアプローチである。この原理に関連する変調周波数は、これまで位相計の場合にのみ用いられて来た。

【 0 0 3 1 】

これに加えて本発明が基礎とする原理は、走行時間測定の長所と、位相測定の長所とを組み合わせることである。基本的にこのアプローチは、単一チャネルパルス走行時間メータに似ている。しかしながら（パルス走行時間測定器の場合のように）G H z レンジのサンプリングレートを用いた信号の高周波サンプリングの代わりに、高周波受信信号が、スタートパルスとストップパルスによって同時に同相で（位相計の場合のように）、より低い周波数バンドの位相にダウンミキシングされるのである。

【 0 0 3 2 】

ミキサー信号としては、例えば P L L 制御の局所発振器によって形成される R F パルス信号を用いることができる。したがって本発明による 1 チャネルヘテロダインシステムでは、位相計の場合とは異なり、すべての高調波を一緒に用いる。ここでは L F レンジにおいて高周波のスタートパルスおよびストップパルスの時間的に拡張したコピーが得られる。適切な時間拡張のための係数の選択は、送信機のパルス周波数にそれぞれ依存して行われる。例えば、パルス周波数が 1 M H z の場合、 $1 \text{ M H z} / (1 \text{ M H z} / 128) = 128$ の拡大係数で十分であるが、これに対してパルス周波数 1 0 0 M H z の場合には $500 \text{ M H z} / (1 \text{ M H z} / 128) = 64000$ の領域の拡大係数が必要である。

【 0 0 3 3 】

L F 信号の低周波数サンプリング（1 M H z 以下）を用いることにより、スタートとストップパルスの間隔は容易に測定可能である。この間隔は、求めるべき測定区間に比例する。

【 0 0 3 4 】

本発明に係る 1 チャネルヘテロダインシステムの長所は、以下のように表すことができる。

- a) 内部光路と外部光路に対する切替え可能な光学コンポーネントが不要である。
- b) 上記の装置は、クロストークの影響を受けにくい。クロストークは、例えばスタートパルスを表すこともできる。さらに、パルスレートを適切に選択することで、ストップパルスを選択して、このストップパルスがクロストークパルスとは同時には発生しないようになることができる。
- c) 受信信号の評価は、低周波数レンジでの時間拡張に基づいて実現することができる。すべての時間に関連した測定誤差は、拡張係数によって削減できる。
- d) スタートパルスとストップパルスは、同じ送信回路と受信回路を経由して導かれるので、これらの回路の信号走行時間は、重要ではなくまた距離測定に影響を与えない。
- e) 著しい時間的なドリフトは存在しない。スタートパルスとストップパルスとは、短時間に相前後して発生し、同じ内部走行時間と外部走行時間がかかる。
- f) パルス周波数が高いことに起因して、またそれに相応して光学的ピークパワーが低いことに起因して、良好な集束特性を有する C W 半導体レーザーを使用可能である。
- g) このレーザーによって可視ビームを放射した場合、レーザーパルス周波数が高いことにより、平均光学パワーは十分に大きいため、目標物上に明確に検出可能な光スポットを形成することができる。

【 0 0 3 5 】

本発明に係る 1 チャネルヘテロダインシステムは、例えば以下の手段によって固有に発展させることができる。

- a) 高い繰り返し周波数によって、多数の距離においてストップパルスはスタートパルス

10

20

30

40

50

と一致するため、2つのパルスは互いに強く影響を及ぼし、容易に互いに分離することができない。しかしながら距離測定毎に、スタートパルス間の間隙にストップパルスが発生するように、パルス周波数を見つけるか又は選択することが可能である。

b) 粗い距離測定に対し、位相計の場合と同様に、近接した周波数が評価される。しかしながら上記a)の制限により、劣悪な条件下では一層確実ではあるが、不正確な測定になり得る任意の小さな周波数ステップを必ずしも採用できないことがある。

【0036】

高いパルス繰り返し周波数によって、わずか1から10メートルの距離で、ストップパルスは、あとに続くスタートパルスと時間的に重なる。従って、この距離を上回るとただ1つのパルスではなくより多くの光パルスが進行中になる。ここでこの問題は、位相測定の場合と同様に、送信機と受信機間に存在するパルスの数を決定することである。スタートパルスのストップパルスとの時間的な重なり合いは、特別な問題を構成する。それぞれの周波数コンセプトに依存して、この衝突は、多数の距離で発生することもあり、又は少數の距離で発生することもある。2つのパルスが、互いに重なるか又は互いに接触する場合、相互に影響し、殊に走行時間が相互に影響する。この場合、もはやパルスを十分に精度良く互いに分離することができなくなり、十分な精度で時間測定をすることはできない。

【0037】

パルス繰り返し周波数を最適に選択することで、1チャネルヘテロダインシステムの一義領域を拡張することができ、ひいてはその測定範囲を、パルス周期 T_{\perp} 又はパルス間隔 $L_{\perp} = (c/2) \cdot T_{\perp}$ 以上に拡張可能である。ここで c は、光の速度である。これまでの走行時間計では、最も長いパルス間隔 L_i は、最大の一義領域に相応し、上記の高パルス周波数ではわずかに1から10メートルになってしまう。

【0038】

本発明によれば、上記の一義領域を拡張するため、上記の距離を少なくとも2つの異なるパルス繰り返し周波数を用いて測定し、所望の一義領域が一層広い場合には一層多くの異なるパルス繰り返し周波数を用いて測定する。受信信号の形状に基づいて、複数のパルス繰り返し周波数のうちのどのパルス繰り返し周波数が、ストップパルスを妨害していないかを判定し、従って時間測定に適しているか判定することが可能である。受信信号の形状は、2つの信号パルスが、即ちスタートパルスとストップパルスとが、別々に並んでいる場合に使用することができる。これに対し、2つのパルスが互いに接触するか互いに重なっている場合には、この受信信号は評価に使用できない。

【0039】

可能な限り少ない周波数切換で、又は使用できない周波数を可能な限り少なくして処理できるようにするため、有利には距離範囲における公倍数を避ける、整数論の基本則にしたがってこれらの周波数のパルス間隔を選択することができる。

【0040】

実際のケースでは、このことは、異なる周波数に対応させたストップパルスが互いに接近するが重なってはならないように、周波数又はパルス間隔 L_i と L_j を選択することを意味する。従って、パルス間隔 L_i と L_j を有する周波数の2つのストップパルスが隣接する場合、

$$|N_i \cdot L_i - N_j \cdot L_j| < 1/2 \cdot \min(L_i, L_j) \quad (1)$$

所望の一義領域 D_{max} においてこれらのストップパルスが、接触しないかまたは少なくともできる限りわずかなパルス間隔 L_i , L_j で接触するようにする。すなわち、

$$N_i \cdot L_i = N_j \cdot L_j \text{ の場合、 } N_i \cdot L_i < N_j \cdot L_j - 2 \cdot \text{パルス幅} \quad (2)$$

$$N_i \cdot L_i = N_j \cdot L_j \text{ の場合、 } N_i \cdot L_i > N_j \cdot L_j + 2 \cdot \text{パルス幅}$$

であり、上記の距離領域に対して

$$N_i \cdot L_i < D_{max} \text{ かつ } N_j \cdot L_j < D_{max} \quad (3)$$

ここで、 N_i , N_j は正の整数であり、一般的には500までの自然数である。

【0041】

10

20

30

40

50

しかしながら式(2)の条件は、シンセサイザの周波数帯域幅が限られている(例えば33MHz + / - 5MHz)ため、等式(3)による全距離範囲において、ほとんど満たされない。周波数の集合が可能な限り上記の条件(2)を少なく損なう場合(最小原理)、この周波数の集合又はパルス間隔 L_i 、 L_i のグループは、最適であるとみなすことができる。もちろん、間隔(3)にわたってなるべく最適な範囲で、条件(2)を満たすための他の既知の数学的手法もある。測定ビームに2つ以上の目標物がある場合でも、条件(2)は有効である。

【0042】

静的な周波数の集合の代わりに、各測定距離に依存したフレキシブルな周波数手順を用いることも可能である。レーザーパルス周波数の集合には、例えばあらかじめ設定した固定に5つの周波数と、1つの自由に選択可能な周波数とを含むことができる。これらの5つの特定の周波数で粗い距離測定を実行し、引き続いて適当に選択したレーザーパルス周波数によって精度の高い測定を実行し、スタートパルスとストップパルスとが、重なったり、接触しないようにする。適応的な周波数を選択して、例えばストップパルスがパルス間隔 L_i の1/4と3/4の間にくるようにする。

$$|x_i| \{1/4 \cdot \cdot 3/4\} \quad (4)$$

ここで x_i (サイクル)は、スタートパルスとストップパルス間の距離を間隔 L_i で割ったものに対する測定量である。

【0043】

この場合、求める距離は、以下のように計算される。

$$D = N_i \cdot L_i + x_i \cdot L_i \quad (5)$$

ここで、測定量 x_i は間隔 L_i におけるサイクルであり、 N_i は測定範囲におけるレーザーパルス数である。

【0044】

値 N_i の多義性を解決するため、即ち装置と目標物間の送信パルスの数を解決するためにはいくつかの数値的な手法がある。例えば、レーダー又はGPS人工衛星測量技術から種々の適切な方法が知られている。ここでは差分法や線形結合(LC)法、特にナローレーンLC又はワイドレーンLC法を、例として記載する。

【0045】

ワイドレーンLCの対応付けられた合成パルス間隔 L_w が、一義領域 D_{max} を越える場合、対応するパルス間隔 L_w を有するこのLCに対して $N_w=0$ であり、また上記の多義性 N_i をすべての周波数またはパルス間隔 L_i に対して直ちに解くことができる。

$$N_i = \lfloor x_w \cdot L_w / L_i \rfloor \quad (6)$$

ここで上記の山括弧は、次の小さい整数に丸めることを示す。もちろん、他の方法も当業者には既知である。

【0046】

別の発展形態により、パルス間隔 L_i でのスタートパルスとストップパルス間の走行時間の差又はサイクル x_i を正確に求めることができる。信号パルス(時間信号)は、時間的に離散的にサンプリングされたデータとして記憶装置に記憶される。時間的な分解、またはより正確にいえば、サンプリング値とサンプリングとの距離分解は、通常10mmから100mmである。したがってサブミリメートルの分解能を得るためには、サンプリング値間の時間補間法が必要である。高い分解能を有するだけではなく十分な精度をも有する方法は、測定前に記録された参照信号と受信信号パルスとの相互相関を取ることである。ここでは2つの参照パルスの重ね合わせは、デジタル化された測定信号と相互相関付けられる。補間は、参照信号をオーバサンプリングすることにより、また関数による補償計算によって行うことできる。

【0047】

L F変換した受信信号の高調波を評価したのにもかかわらず、元のRF信号に存在する時間情報又は距離情報の大部分は、受信信号(スタートパルスとストップパルス)の時間拡張によって失われる。従ってRF受信パルスの最も高い高調波の期間当たりに少なくと

10

20

30

40

50

も 2 つのサンプリングパルスが存在しない場合には、ナイキスト判定基準が守られない。この損失は、ヘテロダイン原理によるものであり、ここではサブサンプリングシステムと同様にその間に R F 受信パルスとミキサーパルス(=サンプリングパルス)とが出会わないものである。これら R F 受信パルスの走行時間情報は、ヘテロダイン時間情報又は周波数情報によって捉えられず、従って L F 信号になんら貢献しない。それは、これらがミキサー・ギャップ内で生じるためである。

【0048】

本発明に係る最小損失時間拡張原理は、少なくとも 2 つ、好ましくはそれ以上の互いに位相シフトしたミキサーパルス信号と並行して R F 受信パルスを同時に、複数の別個の R F 信号にダウンミキシングすることにより、この信号情報の損失を補償する。これらの複数の L F 信号は、正しい位相で互いに加算され、单一の受信信号にまとめられる。このミキサーシステムにおいてノイズ寄与部分は相関していないため、S / N 比はミキサーチャンネルの数とともに改善される。

【0049】

位相の異なるミキサー信号の最適数は、高周波ではあるが帯域が限定された受信信号の、殊に最も周波数の高い受信信号のパルス幅とパルス周期 T_i とに依存する。ミキサーチャンネルの最大数は、パルス時間をパルス幅(パルス持続時間)で割った商の 2 倍に相当する。ミキサーチャンネルの出力に発生するこれらの複数の低周波信号は、同相で互いに加算することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0050】

図 1 に概略的に示した本発明の装置の第 1 の実施例に係るブロックダイヤグラムには、1 チャンネルヘテロダインシステムの実質的な構成要素が示されている。ふつう 0.5 ~ 5 ppm のクロック精度を有する水晶参照発振器が信号チェーンの初めに設けられている。送信チャネルにはいわゆるダイレクトデジタル周波数シンセサイザ 2 a が設けられている。マイクロコントローラ又はマイクロプロセッサ μP によるプログラミングに依存して、素子 2 a は数 KHz 又は数 MHz の範囲で所望の周波数を生成する。

【0051】

周波数コンバータ 3 a も同様に送信チャネルに割り当てられており、この周波数コンバータは、周波数をより高い領域に乗算するため、測定周波数 F_1 が得られる。さらに、周波数コンバータ 3 a はフィルタとして働き、信号スペクトルの純度を保証する。ドライバ部 4 は、制御周波数を期間の短い電気パルスに変換し、例えばレーザーダイオードからなる光源 5 を駆動する。光パルスの一部は放射信号 E S 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 I S としてビームスプリッタを経由して直接受光器に向けられる。装置 6 は、内部参照光路に相当し、この内部参照光路により、各スタートパルスが生成される。最も簡単に実現した場合、送信器から受光器に向かう散乱光がすでに参照光路として十分であり、この構造ではビームスプリッタは不要である。目標物で反射されて受光される光パルスは、反射信号 R S として同じ受光器 7 に同時ないしは並列に供給され、ストップパルスを形成する。

【0052】

高周波のスタートパルスとストップパルスとは、その後、增幅器 8 を経由し、バンド幅の広い電子ミキサーによってアナログサンプリングされる。ここでこの電子ミキサーそれ自体は、高周波ではあるが送信チャネルとは簡単に区別することできる周波数を有するパルス信号によって制御される。ここで上記のアナログサンプリングは、同相の時間拡張作用を有するダウンサンプリングである。この時間拡張信号は、後置接続されたローパスフィルタ 10 の出力においてはじめて利用可能である。上記のミキサー制御信号は、シンセサイザの第 2 セクタによって形成される。このシンセサイザそれ自体はダイレクトデジタル周波数シンセサイザ 2 b からなり、その周波数は、同じマイクロコントローラ又はマイクロプロセッサ μP により、第 1 周波数シンセサイザ 2 a と時間的に同相に制御される。

【0053】

10

20

30

40

50

上記の時間を拡張した受信信号は、十分に速いサンプリングレートを有する A D コンバータ A D C によって、k H z から M H z の範囲のデジタル化され、メモリに蓄えられる。

【 0 0 5 4 】

レーザーパルス周波数 F 毎に、スタートとストップパルス間の時間変換した相対的な遅延 x が、測定量としての時間変換したパルス間隔 T に対して計算される。サンプリングポイント間の時間に関する補間は、相互相關法又は関数による補償法によって行われる。

【 0 0 5 5 】

上記の多義性 N 即ち、装置と目標物との間の光パルスの数に関する解決は、(上で説明したように) 例えは測定値 x 間の差分を形成する方法によって行われる。これらの値は、一義領域 D_{max} の長さに相応する長いパルス周期に対応付けられる。これにより、多義性の決定は、多義性パラメータ N の正しい集合を迅速に見つけることのできる小さな探索範囲に限定される。相対的な遅延 x からこの多義性を求める実際的なストラテジは、例えは G P S アルゴリズムにおける位相の多義性の解決手法から当業者には既知である。

【 0 0 5 6 】

図 2 は、本発明に係る 1 チャネルヘテロダイン装置の第 2 の実施例のブロックダイヤグラムであり、この装置は、図 1 に比べて、特に位相計に比べて格段に感度が増加している。

【 0 0 5 7 】

ヘテロダイン高周波数ミキサー段を除いて、構成部品は実質的に図 1 に示した実施例に相応している。しかしながら内部参照光路 6' は、反射面 1 2 を介して導かれており、この反射面によって内部信号 I S は受光器 7 に導かれる。このような反射面 1 2 は、例えは装置のハウジングの内側面によって形成することができるため、所定の反射を内部信号 I S として使用することができる。

【 0 0 5 8 】

平行に配置された複数のミキサーモジュール 9 a、9 b、9 c、9 d を用いて、信号のサブサンプリングに伴う損失の作用を取り除くことができる。この拡張された装置において、周波数変換部 1 3 は、例えは、ここでも送信チャネルに対してわずかに周波数がシフトした 4 つの高周波数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 / 制御信号の個数) の整数のステップで互いにシフトしている。

【 0 0 5 9 】

従ってミキサーモジュール 9 a, 9 b, 9 c, 9 d は、また位相ステップだけ遅延した信号を、ローパスフィルタ 1 0 a、1 0 b、1 0 c、1 0 d に割り当てられたそれらの出力側に生成する。時間変換した信号は、実際には同時にデジタル化され、マイクロプロセッサ μ P によってメモリに保存される。別の実施例においては、アナログ出力信号を同相で加算して、その後デジタル化することも可能である。

【 0 0 6 0 】

サブサンプリングによって発生する S / N 比の損失は、後処理の枠内で取り除かれ、ここでこれは、この例では 4 個の信号パルス列を同相で、しかも (2 / 制御信号の数) の整数のステップでただ 1 つの信号パルスに加算的に累算することによって行われる。

【 0 0 6 1 】

時間拡張しつつ累算したパルス周波数毎に、図 1 と同様に、時間拡張したパルス間隔に対する、スタートとストップパルスとの間の時間変換した相対的な遅延 x が、測定量として計算される。累算した信号パルスのサンプリングポイント間の時間的な補間は、ここでも相互相關法、フーリエ変換、又は関数による補償アルゴリズムによって行われる。

【 0 0 6 2 】

この距離測定装置の特に有利な特性は、走行時間計に相当する測定感度と、位相計に相当する測定精度とを有することである。

【 0 0 6 3 】

10

20

30

40

50

図3に、高周波ヘテロダインミキシング前後の信号図を示す。パルス周期 $T_s = 1 / F_s$ を有するRF受信信号17は、スタートとストップパルスからなり、またシングルパルスからなりかつパルス周期 $1 / F_s$ に対してわずかにシフトした周波数を有するミキサー信号18によって電気的にアナログに混合される。このミキサーの出力が本には、ベースとなる高周波キャリア周波数によって振幅変調された出力信号14が得られる。この出力信号14のエンベロープは2つの信号パルスを有し、そのうちの1つは、時間変換したスタートパルス15に対応し、もう1つは、時間変換したストップパルス16に対応する。信号を時間拡張することにより（従来の位相測定の場合のように）、コスト的に有利な電子コンポーネントによりかつ少ない消費電流で上記の信号を低周波レンジの信号で後続処理してデジタル化することができる。さらに、電子コンポーネントの系統的な走行時間誤差の影響は、ミキサー段の時間拡張係数分だけ低減され、これによって装置の測定精度が格段に高められる。

【0064】

図4に、図3の信号の一部を時間を拡張した図で示す。ここに示されているのは、RF受信信号17のストップパルスが増幅されず、スタートパルスだけが部分的に増幅されることである。従ってスタートパルスのみがミキサーの出力側に導かれ、ストップパルスはこの位相において失われる。ミキサーの出力側には相応する高い周波数を有するしかつ附加的に振幅変調された出力信号14が形成される。ここには出力信号14のエンベロープ19も示されている。

【0065】

図5にも同様に図3の拡大部分図が示されており、ここではさらにエンベロープ19ないしはローパスフィルタリングされかつ時間拡張されたスタートパルス15が示されている。例として示した領域20において、ミキサー信号18による受信信号17のスタートパルスの検出と、ひいては出力側における転送とを識別することができる。これに対して時間的にシフトされた受信信号17の比較的小さいストップパルスは、この位相においてミキサー信号18によって検出されず、従ってこのミキサーの出力側には現れない。振幅変調された高周波の出力信号14は転送され、この出力信号14のうち、エンベロープ19は、時間変換されたスタート信号またはストップ信号を表す。

【0066】

図6に低周波数レンジに変換された受信信号の図を示す。パルス列のこの期間には、第1スタートパルス15aとストップパルス16aとが含まれており、この図では、 L_i である時間拡張したパルス間隔22を有する後続の第2のスタートパルス15a'も識別できる。ここで求めるべき測定量は、時間であり、即ち第1スタートパルス16aとストップパルス15bとの間の遅延21である。A/Dコンバータによるサンプリングの後に、遅延21は、ひいてはサイクル x_s は、遅延21と $T_s = L_i / c$ との間の比として計算することができる。目標物までの距離の計算は、上記関係(5)によって実行される。

$$D = N_i \cdot L_i + x_s \cdot L_i$$

【0067】

ターゲットが複数ある場合、上記の1つの第1ストップパルスに加えて、変調送信周波数 F_s 每に別々に測定することができるサイクル x_s を有する別の複数のストップパルスが発生する。段状になった複数の目標物への距離を測定できるという可能性は、本発明の装置の殊に大きな長所である。

【0068】

図7には、ヘテロダインサブサンプリングの効果が説明されている。上記の装置がただ1つの高周波数ミキサーしか備えていない場合、信号エネルギーの一部は失われる。この損失を伴う効果は、個所24において読みとれ、ここではミキサーの制御パルスがスタートパルスとストップパルスの間になる。これを避けるため、受信チャネルにおいて複数のミキサー モジュールが互いに並列に用いられる。制御信号のこの位相は、平行ミキサーの個数の一部だけ互いに対しシフトしている。このことによって保証されるのは、上記の複数のミキサーのうちの少なくとも1つのミキサーが、パルス周期 T_s 当たりに有効な信

10

20

30

40

50

号サンプリング 2 3 を行い、これによって信号エネルギーが失われないことである。このような受信装置の感度は、パルス走行時間計の感度に匹敵し、従って従来の位相計の感度とは格段に異なる。

【0069】

上記のコンポーネントの種々異なる配置構成または複数の原理は、択一的または補足的に組み合わせられることは当業者にとって自明のことである。さらに上記の装置の実施例は、ヘテロダイン又はホモダインの構造で構成することも可能である。

【図面の簡単な説明】

【0070】

【図1】本発明に係る装置の第1実施例のブロックダイヤグラム概要図である。

10

【図2】位相計と比較して感度の増加した本発明に係る装置の第2実施例のブロックダイヤグラムである。

【図3】高周波ヘテロダインミキシング前後の信号の図である。

【図4】高周波ヘテロダインミキシング前後の信号をより大きな尺度で示した図である。

【図5】変換したスタートパルスを有しあつより大きな尺度で示した高周波ヘテロダインミキシング前後の信号の図である。

【図6】スタートパルスとストップパルスとからなりかつ低周波領域に変換したLFないしは低周波得信号パルスシーケンスの図である。

【図7】ヘテロダインサブサンプリングの効果を示す概要図である。

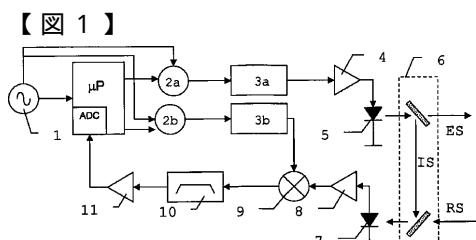


Fig. 1

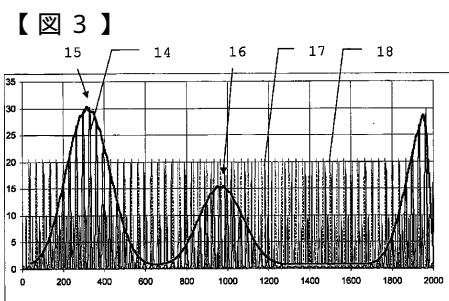


Fig. 3

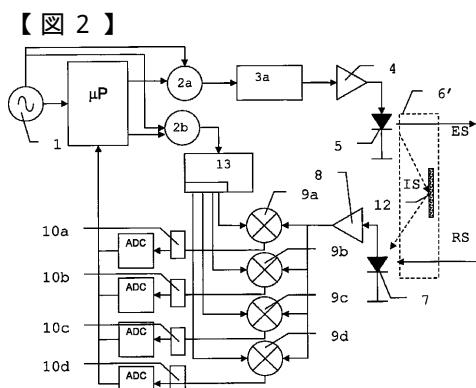


Fig. 2

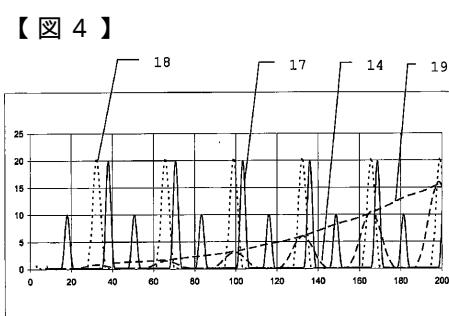


Fig. 4

【図5】

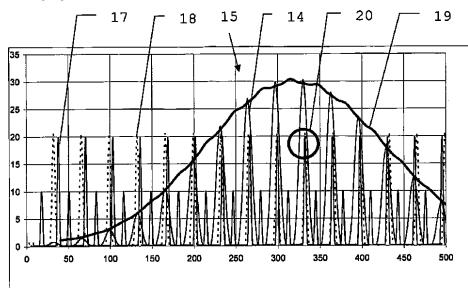


Fig. 5

【図7】

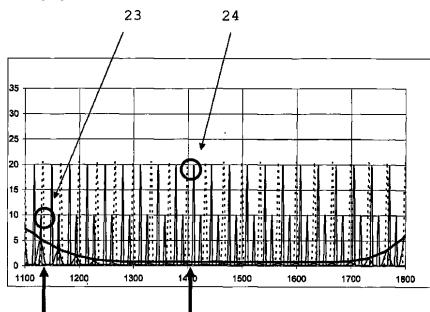


Fig. 7

【図6】

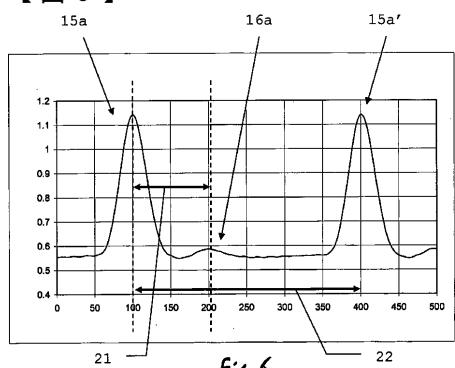


Fig. 6

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、パオル
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 ヒンデルリンク、ユルグ
スイス国 ツェーハー - 9 4 3 7 マルバッハ、ゲ-レンシュトラーセ 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ーセ 2 3

審査官 堀 圭史

(56)参考文献 特開2002-323562(JP, A)
特開昭64-043784(JP, A)
特開昭60-244881(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 7/00-50
G01S 13/00-95
G01S 17/00-95
G01C 3/00-32