

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6335398号  
(P6335398)

(45) 発行日 平成30年5月30日 (2018.5.30)

(24) 登録日 平成30年5月11日 (2018.5.11)

(51) Int.Cl. F I  
**GO 1 C 19/72 (2006.01)** GO 1 C 19/72 J

請求項の数 11 (全 21 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2017-550727 (P2017-550727)                  (86) (22) 出願日 平成28年3月23日 (2016.3.23)                  (65) 公表番号 特表2018-511802 (P2018-511802A)                  (43) 公表日 平成30年4月26日 (2018.4.26)                  (86) 国際出願番号 PCT/EP2016/056457                  (87) 国際公開番号 W02016/156167                  (87) 国際公開日 平成28年10月6日 (2016.10.6)                  審査請求日 平成29年9月27日 (2017.9.27)                  (31) 優先権主張番号 102015004039.1                  (32) 優先日 平成27年3月27日 (2015.3.27)                  (33) 優先権主張国 ドイツ (DE)</p> <p>早期審査対象出願</p>	<p>(73) 特許権者 508233962                  ノースロップ グルマン リテフ ゲーエ                  ムベーパー                  Northrop Grumman LI                  TEF GmbH                  ドイツ フライブルク 79115 レラ                  ヒャー ストラーセ 18                  Loerracher Str. 18, 7                  9115 Freiburg, Germa                  ny                  (74) 代理人 110000338                  特許業務法人HARAKENZO WOR                  LD PATENT &amp; TRADEMA                  RK</p> <p style="text-align: right;">最終頁に続く</p>
--	--

(54) 【発明の名称】 ゼロ平均の方法にて制御される光ファイバージャイロスコープ用の位相変調器および光ファイバージャイロスコープ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

光ファイバージャイロスコープ用の制御システム(100)であって、  
 光信号(115)の位相を変調する位相変調器(110)と、  
 位相が変調された値によって制御信号(125)を生成し、前記制御信号を位相変調器(110)へ供給する制御ユニット(120)と、を備えており、  
 前記制御信号(125)は統計的に変化し、かつゼロの期待値を有するものであり、  
 前記制御ユニット(120)は、 $1/q$ の確率で、 $0$ と $q$ との間の乱数 $r$ を生成する乱数生成器(130)を備えており、  
 前記制御ユニット(120)は、値 $x$ を有する一次信号を生成し、  
 前記制御信号は(25)は、 $(x - x_r)$ の値を有しており、 $x + r < q$ の場合 $x_r = 0$ であり、 $x + r > q$ の場合 $x_r = q$ である  
 ことを特徴とする制御システム(100)。

【請求項 2】

前記制御ユニット(120)は、決定性の一次信号のほかに、ゼロの期待値を有する制御信号(125)を生成する  
 ことを特徴とする請求項1に記載の制御システム(100)。

【請求項 3】

$q =$  である  
 ことを特徴とする請求項1または2に記載の制御システム(100)。

## 【請求項 4】

q = 2 である

ことを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の制御システム ( 1 0 0 )。

## 【請求項 5】

前記一次信号は、方形波信号およびランピング信号の重ね合わせである

ことを特徴とする請求項 2 から 4 のいずれか 1 項に記載の制御システム ( 1 0 0 )。

## 【請求項 6】

前記制御信号 ( 1 2 5 ) は、前記一次信号のワード長よりも 1 ビット長いワード長を有している

ことを特徴とする請求項 2 から 5 のいずれか 1 項に記載の制御システム ( 1 0 0 )。

10

## 【請求項 7】

前記位相変調器 ( 1 1 0 ) は、前記制御信号 ( 1 2 5 ) を受信する、多機能一体化光学チップを備えている

ことを特徴とする請求項 1 から 6 のいずれか 1 項に記載の制御システム ( 1 0 0 )。

## 【請求項 8】

請求項 1 から 7 のいずれか 1 項に記載の制御システムを有する光ファイバージャイロスコープ ( 2 0 0 ) であって、

所定の波長を有する光を放射する光源 ( 2 0 1 ) と、

前記光源 ( 2 0 1 ) から放射された前記光を、前記位相変調器 ( 2 1 0 ) の外部へ出力する 2 つの出力光線を重ね合わせて検出光線を形成するために前記位相変調器 ( 2 1 0 ) へ供給する 2 つの入力光線に分離するビームスプリッタ ( 2 0 3 ) と、

20

2 つの出力光線として前記位相変調器 ( 2 1 0 ) に供給される前に、前記位相変調器 ( 2 1 0 ) によって受信された前記入力光線を逆方向に案内するコイル ( 2 0 4 ) と、

前記検出光線の強度を測定し、測定した強度を前記制御ユニット ( 2 2 0 ) に供給する検出器 ( 2 0 5 ) と、

測定された強度から前記コイル ( 2 0 4 ) の中心軸まわりの回転速度、およびゼロの期待値を有する統計的な制御信号を決定する制御ユニット ( 2 2 0 ) と、を備えている

ことを特徴とする光ファイバージャイロスコープ ( 2 0 0 )。

## 【請求項 9】

前記位相変調器 ( 2 1 0 ) は、前記検出光線の検出光線の強度が所定の作用点にて測定されるように、2 つの前記入力光線の位相および 2 つの前記出力光線の位相を変調するように構成されている

30

ことを特徴とする請求項 8 に記載の光ファイバージャイロスコープ ( 2 0 0 )。

## 【請求項 10】

前記作用点は、前記位相に対して決められた前記検出光線の位相の最大傾斜を有する点であり、4 つまたは 8 つの作用点が用いられる

ことを特徴とする請求項 9 に記載の光ファイバージャイロスコープ ( 2 0 0 )。

## 【請求項 11】

前記光ファイバージャイロスコープ ( 2 0 0 ) は、光ファイバースニヤック干渉計である

40

ことを特徴とする請求項 8 から 10 のいずれか 1 項に記載の光ファイバージャイロスコープ ( 2 0 0 )。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、光ファイバージャイロスコープ、特に光ファイバースニヤック干渉計に関し、同様に光ファイバージャイロスコープ用の制御システムに関する。

## 【0002】

本発明はさらに、光ファイバースニヤック干渉計によるものと同様に、ファラデー効果に基づく光ファイバースニヤック干渉計用の制御システムに関する。

50

## 【背景技術】

## 【0003】

例えばサニャック干渉計のような光ファイバージャイロスコープは、慣性航法装置の回転速度センサに用いられる。

## 【0004】

慣性航法装置はさまざまな方法で実現可能である。一般的には対象に作用する力または加速度を取得し、結果として位置を決定するための基準である回転速度を取得することで実現可能である。機械的効果の代わりに、光学効果が慣性航法装置の回転速度の決定に用いられてもよい。そのような慣性航法装置は、サニャック干渉計のような、少なくとも1つの光ファイバージャイロスコープに基づいてもよい。ここで、サニャック効果は、垂線の周りを光ファイバーループが回転する間の、当該光ファイバーループを通して逆方向へ進む2つに光線の間で発生する光路長の差にしたがって用いられる。光ファイバーループから出てきた、2つの光線が回転中に重ね合された光の観測において、強度の関係を見ることができる。強度の関係は、干渉計の特性によって示すことができる。干渉計の特性は、2つの光線の位相差に依存して強度が変化することを示す。換言すれば、回転駆動がサニャック干渉計のような光ファイバージャイロスコープに作用すると、逆方向へ進む光線同士の間位相シフトを引き起こす。これにより、2つの光線が重なり合う位置で回転駆動に依存する強度の変化が観測できる。

10

## 【0005】

光ファイバースニャック干渉計における位相シフトは、回転速度、光ファイバーループまたは光学ガイドコイルにおける光路長、および円形の光路の直径に正比例する。位相シフトはさらに、使用する光の波長に反比例する。

20

## 【0006】

前述したような干渉計の特性は、回転を決定するための観測変数として提供される光の強度が、位相差に依存することを示す。光の強度は、コサインの形状を有する。

## 【0007】

対応する伝搬関数は、コサイン曲線の最大値で小さな入力値に強い相関を示し、回転方向に対応する位相シフトの符号としては決定されない。具体的には、光ファイバージャイロスコープの作用点はコサイン関数の最大傾斜となる地点に配置されるように、位相変調によって調整される。この終わりに、例えばサイン波または方形波の変調が用いられてもよい。これは、小さな回転駆動のときに、干渉計の最大感度を十分保証するためになされる。

30

## 【0008】

回転速度センサは光ファイバージャイロスコープを含む。光ファイバージャイロスコープは、光線を通させることで位相の変調が達成される位相変調器として、多機能一体化光学チップ(MIOC)をしばしば備えている。MIOCは、具体的には制御信号によって前述の位相変調を調整するための制御ループの一部である。MIOC内の物理的作用は、例えば移動可能な電荷のキャリアによって引き起こされる。移動可能な電荷のキャリアによって、制御信号の周波数に対する位相変調の依存を引き起こす。MIOCは、したがって周波数応答性を有しており、当該周波数応答性において、異なる周波数に対して異なる周波数応答を発生させる。具体的には、小さな周波数に対するMIOCの応答の振る舞いは、大きな周波数に対する応答の振る舞いに比べてあまり強くない。この現象はまた、MIOC内の電荷のキャリアの移動度に基づくため、MIOCの周囲の温度または当該MIOC自身の温度に、MIOCの周波数応答は依存する。

40

## 【0009】

このMIOCの周波数応答は、 $0^\circ/h$ の回転速度に対応する出力信号の蓄積を引き起こす。一方、実際に $0^\circ/h$ 付近の小さな回転速度で出力信号の蓄積を引き起こす。このMIOCの周波数応答は、 $0^\circ/h$ の回転速度に対応した、出力信号の蓄積を引き起こす、閉じ込め効果(lock-in effect)の特定の形式を導く。一方、実際に $0^\circ/h$ 付近の小さな回転速度で出力信号の蓄積を引き起こす。

50

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0010】

本発明は、位相変調器の周波数応答によって引き起こされた閉じ込め効果に対して光ファイバージャイロスコープ用の制御システムを提供するための問題に関する。位相変調器は、効果的に制限され、小さい回転速度に対しても高度に正確な回転速度の測定を実施するために用いることができる。本発明によれば、この問題は独立請求項の題材によって解決される。さらなる実施形態は、それぞれの従属請求項において示される。

## 【課題を解決するための手段】

## 【0011】

光ファイバージャイロスコープ用の制御システムは、光信号の位相を変調する位相変調器と、位相が変調された値によって制御信号を生成し、前記制御信号を位相変調器へ供給する制御ユニットと、を備えている。ここで、前記制御信号は統計的に変化し、かつゼロ平均である。

## 【0012】

光ファイバージャイロスコープにおける位相変調に対する制御信号を用いて、信号の値が統計分布を有しており、期待値がゼロに等しく、制御信号中の低周波数部分が削減できることが示される。小さな回転速度に対する制御信号は、したがって大きな回転速度に対する制御信号と同様の周波数スペクトルを有する。したがって、また小さな回転速度について、位相変調を制御するための位相変調器に供給される、小さな周波数を有する制御信号が存在しないことを保証する。ゆえに、小さな回転速度に対する位相変調器の応答の振る舞いは、閉じ込め効果が削減され、さらに小さな回転速度に対する測定値を「 $0^\circ/h$ 」として消去することにより、大きな回転速度に対する位相変調器の応答の振る舞いに近くなる。

## 【0013】

制御ユニットは、決定性の一次信号から統計的な、ゼロ平均の制御信号を生成してもよい。これは、統計的な制御信号が決定論的に決定された一次信号から推測されることを保証する。これは、変調の値の特定のグループが統計的に変動する信号であっても、位相変調器の設定が、直接制御に対して用いられることを示す。

## 【0014】

位相変調信号は、例えば位相または位相差を決定するために用いられてもよく、光ファイバージャイロスコープ内で測定される干渉信号の強度を決定するために用いられてもよい。すなわち、位相変調は、干渉計の特性から強度の測定における作用点を決定する。一次信号はその後、例えば作用点を決定するために用いられてもよい。一次信号はその後、統計的に、ゼロ平均の制御信号に変換され、当該一次信号によって決定された作用点の代わりに、同等の測定結果を与える他の作用点が選択されてもよい。これは、強度の測定のために閉じ込め効果の測定パラメータを削減するために用いられる統計的な制御信号の代わりに定義されてもよいことを保証している。

## 【0015】

ここで、制御ユニットは、確率  $1/q$  を有する  $0$  から  $q$  までの間の乱数  $r$  を生成する乱数生成器を備えてもよい。  $x$  の値を有する制御ユニットによって生成された一次信号に対して、制御信号は値  $(x - x_r)$  を有する。ここで  $x + r < q$  のとき、  $x_r = 0$  であり、  $x + r \geq q$  のとき、  $x_r = q$  である。これは、制御信号を保証し、ゆえに制御信号によって生成された位相シフトが平均値  $x$ 、すなわち一次信号の値を有する信号部分  $x_r$  として統計的かつゼロ平均で分配されることを保証する。一次信号は、したがって（固定値  $q$  に対して）数  $x$  の値および数  $r$  の値に依存する値  $q$  によって修正される。ここで、これは数  $r$  のランダム特性により、統計的な手法でなされる。これは、パラメータ  $q$  に対する適切な選択によって測定の設定を決定することを可能とする。すなわち、パラメータ  $q$  は、統計的な制御信号に抵抗せず、測定が実行されるのと同じ位置にある作用点の所定のグループが選択されるように決定される。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 1 6 】

ここで、パラメータ  $r$  および  $q$  は、一般のコンピュータシステムによって処理可能であれば、任意の数であってもよい。例えば、パラメータ  $r$  および  $q$  は特定の小数位にまで端数を切り上げられた実数であってもよい。また、ビットにおけるパラメータ  $r$  および  $q$  のワード長は、任意であってもよい。

## 【 0 0 1 7 】

$q$  の値は  $1$  であってもよい。このとき、制御信号の値は、一次信号  $x$  の値と、 $1$  だけシフトした値 ( $x - 1$ ) との間で統計的に変動する。そして、作用点は、値  $x$  の大きさに依存して統計的に、位相変調器によって変調された位相を有するコサインの形状の関数またはサインの形状の関数の半周期分だけジャンプする。ゼロ平均とすることによって、制御信号は、低周波数スペクトルを有する位相変調器に供給される制御信号が存在しないことを保証する。この理由のために、光ファイバージャイロスコープにおける小さな回転速度に対して、回転速度の決定が改善可能である。 $1$  に等しい  $q$  の値に対してさらに、統計的に選択された正負の傾斜を有する作用点が保証される。

10

## 【 0 0 1 8 】

しかしながら、 $q$  の値はまた、 $2$  であってもよい。このとき、制御信号の値は、一次信号  $x$  の値と、 $2$  だけシフトした値 ( $x - 2$ ) との間で統計的に変動する。そして、作用点は、値  $x$  の大きさに依存して統計的に、位相変調器によって変調された位相を有するコサインの形状の関数またはサインの形状の関数の全周期分だけジャンプする。ゼロ平均とすることによって、制御信号は、低周波数スペクトルを有する位相変調器に供給される制御信号が存在しないことを保証する。この理由のために、光ファイバージャイロスコープにおける小さな回転速度に対して、回転速度の決定が改善可能である。 $2$  に等しい  $q$  の値に対してさらに、統計的に選択された同一の傾斜を有する作用点が保証される。

20

## 【 0 0 1 9 】

ここで、一次信号は方形波の信号とランピング信号との重ね合わせであってもよい。これは、方形波の信号の異なる値の間のジャンプによって、大きな位相シフトが、例えば作用点のシフトのために用いられてもよい位相変調器によって生成されることを保証する。ランピング信号は、方形波の信号に重ね合わせられ、所定の作用点を維持するために位相シフトが変化しないことを保証する。

## 【 0 0 2 0 】

制御信号は、一次信号のワード長よりも  $1$  ビット長いワード長を有してもよい。このとき、統計的にゼロ平均の制御信号は、追加の情報を含むビットを追加することによる簡単な方法で、一次信号から生成することができる。これは、特に単純なデータ転送構造およびデータ構造を可能とする。

30

## 【 0 0 2 1 】

位相変調器は、制御信号を受信する、多機能一体化光学チップ (MIOC) を備えてもよい。既知の MIOC では通過した光の位相について、電極を用いて変調させる。このプロセスにおいて、電極を用いて印加された電場の作用により、ガイディング光の有効指数または可能出力は変動しうる。これは、特に簡単な方法によって、通過する光の位相の変調を可能とする。

40

## 【 0 0 2 2 】

光ファイバージャイロスコープは、前述の制御システムを備えてもよい。さらに、光ファイバージャイロスコープは、所定の波長を有する光を放射する光源と、光源から放射された光を、位相変調器に案内される  $2$  つの出力光線に分離し、かつ位相変調器から出力される  $2$  つの出力光線を検出光線に重ね合わせてもよい。さらに、光ファイバージャイロスコープは、位相変調器から受信した入力光線を、当該位相変調器に対して  $2$  つの出力光線として再度供給される前は、逆方向へ進ませるためのコイルを備えてもよい。光ファイバージャイロスコープは、制御ユニットに伝搬された、検出光線の強度を測定するための検出器を備えてもよい。ここで、制御ユニットは、コイルの中心軸のまわりの回転速度を、測定された強度および統計的なゼロ平均の制御信号から決定する。

50

## 【0023】

これは、光ファイバージャイロスコープにおいて光源が光線、すなわち光信号を生成することを意味する。光線は所定の波長を有しており、すなわち所定の波長を備えた光線である。この光線は光ファイバーに接続され、ビームスプリッタに供給される。ビームスプリッタは光線を、位相変調器へ進む2つの光線に分離する。前述したように、位相変調器はMIOCであってもよい。ビームスプリッタもまた、MIOCに直接統合されてもよい。MIOCは、例えば一方で2つの入力または出力を行い、他方で1つの出力または入力を行うY字型の光路を備えていてもよい。

## 【0024】

位相変調器において、2つの光線の位相は、光線がコイルに接続される前に、制御信号による所定の値によって互いにシフトされる。コイルは平面中を屈曲する、少なくとも1つの光ファイバーからなるように形成される。この光ファイバーにおいて、2つの光線はコイル中を逆方向にすすむように接続されている。すなわち、1つの光線は時計回りに進み、他方の光線は反時計回りに進む。

10

## 【0025】

コイルが当該コイルの屈曲面に対して垂直である中心軸の周りを回転する場合、光線はコイルの中を進む一方、光線の有効光路は変化する。回転方向に向かって進む光線の光路は短くなり、回転方向に合わせて進む光線の光路は長くなる。コイルに対して入力されたときは同一の位相を有していた光線は、コイルから出力される時は回転速度に比例して互いに異なる位相を有している(サニャック効果)。この位相差は、光線の重ね合わせによって得られる干渉縞から推測できる。現在の場合において、位相変調器によって生成された入力光線の位相差はサニャック効果の結果、位相差がさらに変化する。

20

## 【0026】

読取可能な干渉縞を生成するために、出力光線は位相変調器、および光線を重ね合わせるためのビームスプリッタに接続される。位相変調器において、制御信号にしたがって、さらなる位相シフトが光線を変調させる。変化しない制御信号に対する設定の相互作用により、逆方向へ進む光線間の位相シフトは、1周期の終わりの後、消去される。

## 【0027】

位相変調は、干渉信号の測定に対するための特定の作用点を選択するために生成されている。可能な限り十分な回転速度を決定するために、作用点は例えば干渉計の特性の最大傾斜の位置が選択される。また、作用点は、正負の傾斜を逆にして選択される。光ファイバージャイロスコープの読み出し回路における自己相関を避けるために、作用点間の変化は、周期性を持ってはいけない。ここで、4つの作用点が用いられる。

30

## 【0028】

変化しない制御信号について、光線の位相シフトはコイル補償へ進み、コイル補償から出力される。制御信号は、所望する作用点が得られるように一時的に変化してもよい。

## 【0029】

重ね合わされた光線からなる、結果的に変調された干渉信号は、光ファイバーを介して検出器に再度接続される。検出器では、光の強度が位相変調によって決定された作用点において測定される。この強度の測定から、適用された回転速度および制御に必要な制御信号は、制御ユニット内で決定される。位相変調器、検出器、および制御ユニットは、したがって閉じた制御ループを形成する。

40

## 【発明の効果】

## 【0030】

前述の設定を用いることにより、したがって、位相変調器の周波数応答によって引き起こされた、0に近い回転速度に対する閉じ込め効果を持たない統計的なゼロ平均の制御信号によって制御される光ファイバージャイロスコープを提供することが可能となる。

## 【0031】

光ファイバージャイロスコープは、前述したように、位相変調信号が2つの入力光線の位相と、所定の作用点にて強度の測定が可能な検出光線の強度が測定できるように、2つ

50

の出力光線の位相とを変調させる。これは、最適な測定状況が存在し、これにより、光ファイバージャイロスコープの精度が改善されることを保証している。

【0032】

ここで、作用点は位相に対してプロットされた、検出光線の強度の最大傾斜に位置する連続的な点であってもよく、4つまたは8つの作用点がいられなくてもよい。既に説明したように、少なくとも4つの作用点（読み出し範囲は2）を選択することにより、光ファイバージャイロスコープの読み出し回路において自己相関のリスクが削減される。すなわち8つの作用点（すなわち、読み出し範囲は4）の選択は、光ファイバージャイロスコープの制御ループにおいてパラメータを決定するための自由度として、より大きな自由度を導く。これは、小さな回転速度に対しても、光ファイバージャイロスコープの高精度な駆動のための作用点について、全ての状態を満たせることを示している。

10

【0033】

光ファイバージャイロスコープは、光ファイバースニヤック干渉計であってもよい。このとき、前述した利点はまた、光ファイバースニヤック干渉計を用いた測定に対しても適用される。

【0034】

本発明に関するこれらの利点、およびさらなる利点は添付の図面による例に基づいて以下に示される。

【図面の簡単な説明】

【0035】

20

【図1A】一実施形態に係る制御システムの概要的なブロック図である。

【図1B】はさらなる実施形態に係る制御システムの概要的なブロック図である。

【図2】一実施形態に係る制御システムにおけるデータ転送の概要的なブロック図である。

。

【図3】一実施形態に係る光ファイバージャイロスコープの概要的なブロック図である。

【図4】先行技術に係るデジタル読み出し回路の概要的なブロック図である。

【図5】一実施形態に係る制御システムにおけるデータ転送の概要的なブロック図である。

。

【図6】さらなる実施形態に係る制御システムにおけるデータ転送の概要的なブロック図である。

30

【図7A】先行技術に係る制御システムおよび図5および図6の実施形態に係る制御システムを用いた回転速度の測定結果を示す。

【図7B】先行技術に係る制御システムおよび図5および図6の実施形態に係る制御システムを用いた回転速度の測定結果を示す。

【図7C】先行技術に係る制御システムおよび図5および図6の実施形態に係る制御システムを用いた回転速度の測定結果を示す。

【発明を実施するための形態】

【0036】

図1Aは、光ファイバージャイロスコープの制御に適した制御システム100を示している。制御システム100は、位相変調器100および制御ユニット110を備えている。

40

。

【0037】

位相変調器110は、自身を通過した信号115の位相を変調するように構成されている。例えば、位相変調器110は、自身を通過する光線の位相を、所定量だけシフトさせることができる。位相変調器110は、例えば多機能一体化光学チップ(MIOC)を備えていてもよい。MIOCにおいて、光の位相は電極の作用によって変調される。ここで、電極の作用によって印加された電場を用いて、ガイディング光の有効指数または可能出力は変動しうる。これは、特に簡単な方法によって、通過する光の位相の変調を可能とする。

【0038】

50

制御ユニット120から、位相変調器110は、当該位相変調器を制御するための制御信号125を取得する。制御信号125の提供に加えて、制御ユニット120は、さらなる機能を有してもよい。例えば、制御ユニット120は、制御システム100が用いられる光ファイバージャイロスコープのようなシステムまたは装置内の処理の全てまたはその一部を制御する、CPUのようなコンピュータプロセッサであってもよい。

#### 【0039】

位相変調の量は、制御信号125の大きさによって決定されている。例えば、MIOCにおいて制御信号は、電極に印加される電圧であってもよく、位相シフトは当該電圧に正比例してもよい。比例定数は、使用された変調構造の電気光学的な増幅要素である。この要素は、使用された変調構造に対して決定される。制御信号125が、この電気光学的な増幅要素の逆を伴う場合、制御信号125の結果の大きさは、したがって位相シフトに等しい。すなわち、制御信号125の値は位相シフトを直接示す。電気光学的な要素の補償は、例えば制御ユニット120内のデジタル-アナログ変換によって達せられてもよい。

10

#### 【0040】

制御信号125は、位相変調を制御するために用いられる、統計的な信号である。これは、決定論的な信号とは対照的に、その値が一意に決定されないが、特定の確率分布に従うことを意味している。制御ユニット120の演算サイクルのそれぞれにおいて、制御信号125の値はしたがって、値の組の外で決定される。演算サイクルのそれぞれに対して、値はその発生確率に基づいて割り当てられる。制御信号は、したがって統計的である。すなわち、予め限定されたものではなく、変動する。

20

#### 【0041】

制御信号125の統計はここで、当該制御信号125の平均値をゼロして特徴づけられる。制御信号125は、したがってゼロ平均である。制御信号125のこれらの特徴の結果は、制御信号125の周波数スペクトルにおいて、周波数が0近傍で強く抑制されていることを示す。これにより、制御信号125を用いたMIOCのような位相変調器は、小さな周波数に対する応答の振る舞いが、大きな周波数に対する応答の振る舞いと異なる。例えば、小さな周波数に対する、MIOCにおける小さな電気光学的な増幅は、統計的なゼロ平均の制御信号125を用いて認識できないようにすることができる。制御信号125は、MIOCにおいてほとんど増幅されないか、強く抑制された成分のみを備えている周波数の範囲内に周波数成分を有しない。これは、小さな周波数と大きな周波数とで異なる応答の振る舞いを有している位相変調器の、安定かつ信頼性のある駆動を可能とする。

30

#### 【0042】

制御信号125は、ここで一次信号の内部で決定論的に、当該一次信号から生成されてもよい。一次信号はしたがって、制御ユニット120によって割り当てられ、それに基づいてその後、制御信号125が生成される値を有している。これは、ゼロ平均であることに加えて制御信号125の特徴、すなわち制御信号が一次信号に基づいていることをさらに決定する。これは、統計的な、ゼロ平均の制御信号125を取得するように変調される一次信号を、特定の値に対して位相変調を設定するために用いられた元の信号として用いることにより、位相変調器110を有効的に制御することを可能とする。

40

#### 【0043】

一次信号は例えば、少なくとも4つの一時的に固定された信号の値を有する方形波の信号と、ランピング信号との重ね合わせであってもよい。ここで、方形波の信号の、一時的に固定された信号の値は、位相変調器110において信号の値が急な、不連続な位相シフトを生じたときの、信号の値の間のジャンプによって生成するために用いられる。対照的に、ランピング信号は、連続的に増加する位相シフトを生成するため、または信号115の外側から作用する位相シフトを補償するために用いられる。

#### 【0044】

例示として、図1Bは、乱数生成器130を備えている制御ユニット120を含む、制御システム100の概要的なブロック図を示す。乱数生成器130は、0からqまでの乱数rを生成する。ここで、qは任意の実数であってもよい。数rおよびqの桁数は制御ユ

50

ビット120の計算容量または数 $r$ および $q$ のワード長によってのみ制限される。乱数 $r$ のそれぞれは、ランダム生成器において、確率 $1/q$ (または $q < 1$ であれば $q$ )で生成されてもよい。

【0045】

制御ユニット120によって生成された一次信号は、値 $x$ を有し、時間変化してもよい。統計的な乱数 $r$ 、決定的な一次信号 $x$ 、および一時的な定数 $q$ の、一時変数の大きさにしたがって、統計的なパラメータ $x_r$ は制御ユニット120によって形成される。 $x_r$ は、 $(x+r)$ の値が $q$ より大きいか等しい場合、 $q$ より小さい $(x+r)$ の値、および $q$ の値に対して0の値を有している。 $x_r$ は、一次信号 $x$ を統計的に丸めたものである。

【0046】

一次信号 $x$ および値 $x_r$ から生成された制御信号125は、値 $(x-x_r)$ を有している。乱数および丸めパラメータ $q$ の確率分布により、制御信号125がゼロ平均であることが容易に検証できる。制御信号125の大きさは、したがって一次信号 $x$ および一次信号 $x$ と等しいか一次信号 $x$ から量 $q$ を削減した値に等しい乱数 $r$ の大きさに依存する。(決定的な)一次信号 $x$ が大きくなると、制御信号125は $q$ によってより削減されるようになる。

【0047】

これにより、一次信号 $x$ が備えている低周波数は、値 $x$ と値 $(x-q)$ との間の統計的なジャンプが、一次信号 $x$ の周波数の増加を導くので、強く抑制される。

【0048】

光ファイバージャイロスコープにおいて、位相変調は回転速度、および光ファイバージャイロスコープにおいて2つの光線を重ね合わせた時の干渉を示す、干渉計の特性の特定の作用点を決定するために必要な測定を実行するために用いられる。

【0049】

作用点の順番の選択について、適切に用いられなければならない自由度がいくつが存在する。これらの作用点は位相変調器によって選択され、以下の目標にしたがう。

1. 変調のピークがないコサイン形状の干渉計の特性が、ゼロ傾斜を有するように選択される。したがって、光ファイバージャイロスコープの感度がゼロおよび方向情報が存在しない。これらの不利な点を回避するため、最大傾斜を有する点が選択される。

2. 同一の符号を有する点のみが選択された場合、印加される回転速度はDC電圧信号に導かれ、連続する増幅の間は抑制される。したがって、交流の符号を有する作用点が選択される。この方法において、以下の増幅ユニットの通過帯域内にある読み出し符号が生成される。

3. 正負の傾斜が交互に周期的となるように作用点が選択された場合、制御信号125と光ファイバージャイロスコープを駆動させるために必要なさらなる信号との間の相関関係が現れる。相関関係は、小さな回転速度に対して無反応である帯域を導く。したがって、作用点(変調)の傾斜の符号の順序は、この相関関係がゼロとなるように選択されなければならない。

4. 変調は、電気光学的な増幅要素が、前述したようにセンサの任意の入力回転速度に対して補償されるようにして実行されなければならない。

【0050】

$q =$  を選択し、位相を統計的に値 だけ変更する場合、これは逆の傾斜を有する作用点への変化を導き、したがって復調の基準に変更する。 $q = 2$  に対して位相を統計的に値2 だけ変更すると、傾斜の符号は変わらないままである。

【0051】

図2は、(期待値 $E(x-x_r) = 0$ である)ゼロ平均の制御信号125を生成する回路の方法の実施例を示す。一次信号は時間依存してもよいし、範囲 $x(t) [0, q]$ から選択されてもよい。制御信号は、例えば12ビットのワード長を有してもよい。ここで「最上位ビット(MSB)」の重み付けは $q/2$ である。ワード長がまた12ビットであってもよく、乱数生成器130にて生成される乱数 $r$ は一樣に分布され、加算機140

10

20

30

40

50

において信号  $x(t)$  に加算される。状態  $x + r - q$  は、キャリアオーバーが発生したことを示している。合計そのものを用いる必要はない。12ビットの信号  $x$  について、このキャリアオーバーを新たなMSBとして補い、この方法で取得された13ビットの数を2つの補数として解釈する。このとき、この方法で取得された制御信号125は、新たなMSB（キャリアオーバー）が重み  $-q$  を有することからゼロ平均である。

【0052】

一次信号は、異なるワード長を有してもよい。制御信号は一次信号より1ビット大きいので、このとき、一次信号はまた、制御信号125を取得するためにキャリアオーバーをMSBとして補ってもよい。

【0053】

制御信号125は、値  $(x - x_r)$  および十分な  $E(x - x_r) = 0$  を有しており、位相変調器110を順番に制御するDAコンバータ150に追加されてもよい。したがって、 $q$  の異なる値は、例えば

- 1.  $q = 1$ 、かつ2の位相変調器110のダイナミックレンジが結果として生ずる（以下、2変調と呼称する）。
- 2.  $q = 2$ 、かつ4の位相変調器110のダイナミックレンジが結果として生ずる（以下、4変調と呼称する）。

【0054】

さらに実施形態によれば、前述の制御システム100は、回転速度を決定するために、光ファイバージャイロスコープ（例えば、サニャック干渉計）の内部で用いられる。図3は、そのような光ファイバースコープ200を示す。

【0055】

図3の光ファイバージャイロスコープのデザインは、一般的に用いられたデザインに対応している。光源201は波長が  $\lambda$  であり、周波数  $f = c / \lambda$  である光を放射する。ここで  $c$  は光速である。

【0056】

光波はカプラ202を通過し、ビームスプリッタ203において2つの部分的な光線に分離される。部分的な光線の両方は、位相変調器210を通過し、さらなる位相変調を提供する。これにより、2つの光線の間で  $\phi(t) = -c_1 * u(t)$  の位相シフトが生成される。ここで、 $u$  は位相変調器210の制御電圧であり、 $c_1$  は電気光学的な増幅要素である。最終的な位相差に対する負の符号は、任意に選択される。

【0057】

その後、両方の光線は全体の長さが  $L_0$  であるファイバーの中を、互いに逆方向へ進む。ファイバーは屈曲した、半径  $A$  を有するコイル204である。そして、コイル204は、慣性空間について角速度  $\omega$  で回転する。サニャック効果のために、2つの光線の間で  $\phi_s = \omega * S$ （ここで、 $S = 4 * R * L_0 / (c)$ ）のさらなる位相シフトが発生する。ファイバーコイル内の光の通過時間は、 $T_0$  である。両方の光線がコイル204を通過したあと、それらの間で  $\phi(t) * S - \phi(t - T_0)$  の位相シフトがある。両方の光線は、位相変調器210の中を再度進むが、さらなる成分としてのような交換関数を有するこの時間、位相  $\phi(t)$  が正の符号を伴って加算される。2つの光線は位相変調器210の外側へ放射され、 $\phi_s * S + \phi(t) - \phi(t - T_0)$  の全体の位相シフトを伴ってビームスプリッタ203の中で干渉をもたらす。

【0058】

統一化のあと、光波は検出光線としてカプラ202を再度移動する。カプラ202において、検出光線の一部は検出器205へ案内される。ここでは、干渉した光線の位相シフトに依存する読み出し電圧  $u_{det} = c_0 * \cos(\phi_s * S + \phi(t) - \phi(t - T_0))$  が生成されている。定数  $c_0$  は、受信器における平均光力、感度、および以下のユニットにおける増幅に依存する。

【0059】

図3の回路の残りの部分は、制御ユニット220として提供され、位相変調器210に

10

20

30

40

50

適切な信号を供給することによって回転速度 を決定する目的のために、検出信号  $u_{det}$  の評価が可能な状態に、サニャック干渉計 200 をもたらず目的を有している。

【0060】

検出器 205 によって生成された信号  $u_{det}$  は、調節可能な増幅  $a_0$  を有する第 1 増幅ユニット 221 に与えられる。このために、信号は規定のレベル  $a_0 u_{det}$  にされ、その後 AD コンバータ 222 によってデジタル化される。取得した信号  $x_{AD}$  はデジタル評価回路 223 へ与えられ、信号  $y_{DA}$  が生成される。この出力信号は一次信号に対応しており、DA コンバータ 224 においてアナログ電圧に変換され、調節可能な増幅要素  $a_1$  によって増幅された後、第 2 増幅ユニット 226 の位相変調器 210 へ与えられる。増幅を有利に調整するために乗算型 DA コンバータが与えられると、基準電圧が増幅の作用のために用いられる。

10

【0061】

一般的には、電気光学的な増幅要素  $c_1$  は、DA コンバータ 224 および第 2 の増幅ユニット 226 によって補償される。

【0062】

デジタル評価回路 223、AD コンバータ 222、および DA コンバータ 224 は、クロック周期  $T_0$  で駆動する。クロック周期  $T_0$  は、コイル 204 の中を光が移動する時間である。したがって、閉じた単一の経路が存在する。デジタル評価回路 223 は、特定の、選択可能な時間について、回転速度に対する出力値  $y$ 、入力経路の増幅要素  $a_0$  に対する  $y_{a_0}$ 、および出力経路の増幅要素  $a_1$  に対する  $y_{a_1}$  を提供する。これらの値すべては平均化された値であり、さらなる処理のためにプロセッサ 227 へ提供される。加えて、デジタル評価回路 223 は、プロセッサ 227、または内部の平均化ユニットをリセットするために与えられたタイミング回路による平均化された出力値のそれぞれの読み出し後、「クリア」の命令が与えられる。

20

【0063】

プロセッサ 227 は、予め平均化された値  $y$ 、 $y_{a_0}$ 、および  $y_{a_1}$  から、任意でさらなるフィルタリングの後、デジタル信号を算出する。デジタル信号は、測定値、および第 1 の増幅ユニット 222 および第 2 の増幅ユニット 224 に対応する第 1 のサポート DA コンバータ 228 および第 2 のサポート DA コンバータ 229 を介して影響する、増幅要素  $a_0$  および  $a_1$  を調節するために必要なデジタル信号である。

30

【0064】

先行技術に係るデジタル評価回路 223 について、図 4 に略図を示す。

【0065】

$a_1$  および  $c_1$  を介してデジタルデータワード  $y_{DA}$  と光学的な位相 との関係が確立されるので、 $a_1 c_1 = 1$  を維持するように  $a_1$  を適切に選択する。これにより、一次信号に対応するデータワード  $y_{DA}$  中の単一位ットが  $\cdot 2^k$  の大きさを有する変調器において、位相シフト と対応させることができる。以下の説明を簡単にするため、これらの値  $k = \cdot 2^k$  は、デジタルデータワードのビットの桁数値に直接関係する。 $y_{DA}$  を除き、この定義はデジタル評価回路 223 のすべてのデジタル位相ワードに適用してもよい。すなわち、図 4 においてデータワード  $s_i$  ( $i = 1, \dots, 8, s'_3, s'_5, y_{a_0}, y_{a_1}, y$ ) に適用してもよい。これは、偏差において、慣例から、ビット  $k$  ( $k = 1, \dots, m$ ) を有するデータワードの数値は以下のように算出されることを意味している。

40

【0066】

【数 1】

$$s = \sum_{k=1}^m \alpha_k \gamma_k, \quad \gamma_k = \pi \cdot 2^k.$$

【0067】

ここで、 $1$  は最下位ビット (LSB) であり、 $m$  はデータワードの MSB である。

50

$\alpha'_k$  ( $k = 1, \dots, m$ ) のビットを有するデータワード  $y_{DA}$  について、以下の関係が維持される。

【0068】

【数2】

$$y_{DA} = \sum_{k=1}^{m'} \alpha'_k \pi \cdot 2^k.$$

【0069】

$a_1 c_1 = 1$  に対して  $\phi = a_1 c_1 y_{DA}$  であるため、位相変調器 210 における位相シフトは、 $\phi = y_{DA}$  に等しい。この場合は、以下の関係を満たす

10

【0070】

【数3】

$$\phi = \sum_{k=1}^{m'} \alpha'_k \pi \cdot 2^k.$$

【0071】

後述するように、 $m' = 0$  である。

【0072】

ADコンバータ 222 によって与えられた入力信号  $x_{AD}$  は、内部信号  $s_1$  として加算器  $ADD_1$  の入力に供給される。ここで、値 1 または  $-1$  を取りうる復調信号  $d'_2$  に依存して、 $1 - 2d'_2$ 、すなわち、 $+1$  または  $-1$  の重み付けが実行される。復調信号  $d'_2(i)$  は、変調信号  $d_2(i)$  がリタード  $V_2$  によって  $n$  サイクルだけ遅延されたものであり、乱数生成器  $M$  によって生成されたものである。すなわち、 $d'_2(i) = d_2(i - n)$  である。パラメータ  $n$  は所定の制限下で調整可能であり外部の信号経路に対する実行時間の適応のために与えられる。信号  $d_2$  または  $d'_2$  は、それぞれ 2 つの状態 (0 または 1) と仮定することができる。 $d'_2 = 0$  に対してユニット  $ADD_1$  で加算が発生する一方、 $d'_2 = 1$  に対して値  $s_1$  の減算が発生する。加算器の他の入力は、2 つの所定の値  $+d$  および  $-d$  が格納されているレジスタペア  $RP_1$  へ接続されている。テストパラメータ  $\pm d$  は、追加の信号が主制御ループに供給されるようにそのループ増幅を「測定」し、かつ制御可能な増幅器を所定のセット値に作用させるサポート制御ループの作用によってこの増幅を制御する目的については後に示される。使用した信号に重ね合わされるテスト信号  $\pm d$  は、外部のジャイロスコープの経路の暴走を回避するために十分小さくしなければならない。説明するように、正確に調整された増幅に対して、このテスト信号の正確な補償は、センサの測定位置が変動しないようにさせる。個々に所望する値を選択することに対して、信号  $d'_1$  によって制御される「選択された」入力  $s$  が存在する。加算器の入力位置で有効な、選択された値は  $(2d'_1 - 1) \cdot d_0$  である。このとき、

20

30

【0073】

【数4】

$$s_2(i) = 2d'_1(i) - 1 \cdot d - (2d'_2(i) - 1) \cdot s_1(i).$$

40

【0074】

である。

【0075】

信号  $d'_1$  は、 $d'_2$  と類似して生成され、信号  $d_1$  の  $V_1$  の作用によって  $n$  時間だけ遅延する。信号  $d_1$  は、 $M$  と独立である乱数生成器  $D$  によって生成される。合計  $s_2$  は  $ADD_1$  にて生成され、2 つの平均化ユニット  $ADD_5$  および  $ADD_6$  の入力に与えられる。加算器  $ADD_2$  の入力と同様の、 $ADD_5$  および  $ADD_6$  について以下でさらに説明する。加算器  $ADD_2$  の出力は、レジスタ回路  $REG_1$  に与えられ、加算器の他の入力に対して  $n$  サイクルだけ遅延した信号  $d_1$  としてフィードバックを受ける。

50

【 0 0 7 6 】

【 数 5 】

$$s_3(i) = s_3(i-n) + s_2(i).$$

【 0 0 7 7 】

加えて、 $s_3$  はまた、 $A D D_7$  を有する平均化ユニットの入力である。 $A D D_7$  については加算器  $A D D_3$  と同様に以下で説明する。 $A D D_3$  の他の入力について、乱数生成器  $M$  によって生成された前述の信号  $d_2$  は、有意値 を備えている。同一の入力の小さい側の有意値 ( $/2$ 、 $/4$ 、 $\dots$ ) を有する場所の値に対して、予め格納された値  $/2 + d$  および  $/4 - d$  を備えたレジスタペア  $R P_2$  の選択可能な出力が接続される。選択は、前述した信号  $d_1$  によって実行される。 $d_1$  は、乱数生成器  $D$  において生成される。このとき、

10

【 0 0 7 8 】

【 数 6 】

$$s_4(i) = s_3(i) + \pi/2 + d_{2\pi} + (2d_1 - 1) \cdot d.$$

【 0 0 7 9 】

である。

【 0 0 8 0 】

ディジット「 $t r$ 」について、加算器  $A D D_3$  の合計信号  $s_4$  から、 $2$  以上の有意値 を有するすべてのビットが分離される。このプロセスは、 $2$  を法とする演算である。

20

【 0 0 8 1 】

残りのビットは、 $A D D_4$  および  $R E G_2$  からなる位相積分器の入力に与えられる。 $A D D_4$  の合計出力  $s_5$  はまた、 $2$  より少ない有意値を有するビットのみを含んでいる。出力は  $R E G_2$  によって1つのサイクルだけ遅延しており、加算器の他の入力にフィードバックされる。キャリーオーバービット  $C$  が、信号  $d_3$  を遅延回路  $V_3$  へ供給することによって生成される。このとき、

【 0 0 8 2 】

【 数 7 】

$$s_5(i) = \text{mod } 2\pi [s_5(i-1) + \text{mod } 2\pi [s_4(i)]]$$

$$d_3(i) = \frac{s_5(i-1) + \text{mod } 2\pi [s_4(i)] - s_5(i)}{2\pi}$$

30

【 0 0 8 3 】

である。

【 0 0 8 4 】

同時に、 $R E G_2$  の出力において、一次信号として与えられる出力信号  $y_{D A}$  は、 $D A$  コンバータに対する出力である。

【 0 0 8 5 】

信号  $s_2$  または  $s_3$  は、前述したように、3つの平均化ユニットに提供される。これらは外部からリセットすることが可能な累算器であり、 $m$  サイクルの所定の時間周期を平均的に超えている信号を合計する。

40

【 0 0 8 6 】

平均化された回転速度の値  $y$  は、 $A D D_7$  および  $R E G_5$  を用いて  $s_3$  を累積することによって生成される。

【 0 0 8 7 】

【 数 8 】

$$y_{\Omega} = \sum_{i=1}^m s_3(i)$$

50

【 0 0 8 8 】

調整パラメータ  $y_{a0}$  は、 $A D D_5$  および  $R E G_5$  によって実行された  $s_2$  の累積によって生成される。ここで、 $+1$  または  $-1$  による  $s_2$  のさらなる重み付けが、 $d'_1$  に依存して実行される。

【 0 0 8 9 】

【 数 9 】

$$y_{a0} = \sum_{i=1}^m s_2(i)(2d'_1(i)-1).$$

【 0 0 9 0 】

10

類似的に、 $y_{a1}$  は、 $A D D_6$  および  $R E G_4$  によって  $s_2$  の重み付けがされた累積によって生成される。 $y_{a1}$  は、 $d'_3$  に依存する。 $d'_3$  は、 $V_3$  によって  $n$  サイクルだけ遅延させられた信号  $d_3$  であり、位相積分器の加算器  $A D D_4$  において、有意値  $2$  を有するキャリーオーバービット  $C$  の外側で形成される。

【 0 0 9 1 】

【 数 1 0 】

$$y_{a1} = \sum_{i=1}^m s_2(i)(2d'_3(i)-1).$$

【 0 0 9 2 】

20

ここでまず、 $a_0 c_0 = 1$  および  $a_1 c_1 = 1$  を満たすように、要素  $a_0$  および  $a_1$  が調整されることを仮定する。さらに、コンバータの特性のために、 $n-1$  のデッドタイムを考慮する。このとき、

【 0 0 9 3 】

【 数 1 1 】

$$x_{AD}(i+n) = \cos(\Omega \cdot S + y_{DA}(i+1) - y_{DA}(i)).$$

【 0 0 9 4 】

である。

【 0 0 9 5 】

30

図 4 に示すように、 $y_{DA}(i) = s'_5(i)$ 、および  $y_{DA}(i+1) = s_5(i)$  を適用すると、さらに

【 0 0 9 6 】

【 数 1 2 】

$$s_4(i) = s_5(i) - s'_5(i) + k \cdot 2\pi$$

【 0 0 9 7 】

が適用される。

【 0 0 9 8 】

$k \cdot 2$  による傾斜は、 $2$  を法とする演算のために、「 $tr$ 」で発生する。項目  $k \cdot 2$  は、周期性のためにコサイン関数の偏角部分を省略することができる。このとき、

40

【 0 0 9 9 】

【 数 1 3 】

$$s_1(i+1)x_{AD}(i+n) = \cos(\Omega \cdot S + s_4(i)).$$

【 0 1 0 0 】

である。

【 0 1 0 1 】

はじめに、レジスタペア  $R P_1 = 0$ 、およびレジスタペア  $R P_2 = 0$  を仮定すると、

【 0 1 0 2 】

50

【数 1 4】

$$s_4(i) = s_3(i) + \pi/2 + d_{2\pi}$$

【0 1 0 3】

である。そして、 $\sin(x) = -\sin(x + \pi/2)$ と同様に $\cos(x + \pi/2) = -\sin(x)$ であり、 $s_1 = x_{AD}$ であるため、

【0 1 0 4】

【数 1 5】

$$s_1(i+n) = \sin(\Omega \cdot S + s_3(i)) \cdot (2d_2(i) - 1).$$

10

【0 1 0 5】

である。

【0 1 0 6】

一方、

【0 1 0 7】

【数 1 6】

$$\begin{aligned} s_2(i+n) &= -s_1(i+n) \cdot (2d_2'(i+n) - 1) \\ &= s_1(i+n) \cdot (2d_2(i) - 1) \end{aligned}$$

【0 1 0 8】

20

である。

【0 1 0 9】

このとき、以下の式にしたがう。

【0 1 1 0】

【数 1 7】

$$s_2(i+n) = -\sin(\Omega \cdot S + s_3(i)).$$

【0 1 1 1】

デジタル評価回路 2 2 3 は、可能な限り小さくされた、制御された偏差 ( $\Omega \cdot S + s_3(i)$ ) を維持しようとする、閉じた制御ループである。サイン関数の偏角において発生したこの値が小さい場合、サイン関数はその偏角によって近似され、

30

【0 1 1 2】

【数 1 8】

$$s_2(i+n) = -\Omega \cdot S - s_3(i)$$

【0 1 1 3】

として示される。または、 $z$  に変換した形式として

【0 1 1 4】

【数 1 9】

$$s_2(z) = -z^{-n}(\Omega \cdot S + s_3(z)).$$

40

【0 1 1 5】

として示される。

【0 1 1 6】

$ADD_2$  および  $REG_1$  からなる、以降に示すユニットは変換関数

【0 1 1 7】

【数 2 0】

$$\frac{S_3(z)}{S_2(z)} = \frac{1}{1 - z^{-n}},$$

50

【 0 1 1 8 】

を有している。そして、制御ループを閉じる。最後の2つの等式から、 $S_2(z)$ の項を打ち消した以下の関係式を得る。

【 0 1 1 9 】

【 数 2 1 】

$$S_3(z) = -z^{-n} \Omega \cdot S.$$

【 0 1 2 0 】

信号  $s_3$  は、したがって回転速度 に比例する。ADD<sub>7</sub> および REG<sub>5</sub> からなる平均化ユニットは、そこから信号  $y$  を生成する。

10

【 0 1 2 1 】

前述の説明は、状態  $a_1 c_1 = 1$  が満たされていることを仮定していた。特定のサポート制御ループが、この要求が満たされた状態で  $a_1$  を制御するために用いられる。ここで、2 を法とする演算がデジタル方式で実行された事実を用いると、干渉計において位相が、モジュロ演算に応じて値 2 だけ正確にジャンプしない場合、さらなるエラー信号が生成される。位相検出器における位相の作用は、

【 0 1 2 2 】

【 数 2 2 】

$$\varphi_d(i+1) = \Omega \cdot S + a_1 c_1 (s_5(i) - s_5(i-1)).$$

20

【 0 1 2 3 】

のように示される。

【 0 1 2 4 】

積  $a_1 c_1$  が理想的な値 1 から逸脱する場合、「理想的な」検出器の位相に対して位相のエラーが追加される。

【 0 1 2 5 】

【 数 2 3 】

$$\varphi_e(i+1) = (a_1 c_1 - 1)(s_5(i) - s_5(i-1))$$

【 0 1 2 6 】

復調後、この位相のエラーは、追加の回転速度信号として発生する。このエラー信号は、したがって  $s_5(i) - s_5(i-1)$  によって変調された目盛係数のずれである。しかしながら、以下の関係式を維持する。

30

【 0 1 2 7 】

【 数 2 4 】

$$s_5(i) - s_5(i-1) = \text{mod } 2\pi [s_4(i)] - 2\pi d_3(i).$$

【 0 1 2 8 】

この方程式の右辺は、符号ビット  $d_3$  を有する2つの補数として解釈することができる。このとき、 $d_3$  は目盛係数のずれ  $(a_1 c_1 - 1)$  を変調させる信号  $s_5(i) - s_5(i-1)$  の符号である。そのような方法で変調されたエラーは、接続点  $s_2$  において  $n$  サイクルの後発生する。エラーはさらに、 $a_1$  に対する制御パラメータを推測するために  $n$  サイクルによって復調された符号  $d'_3(i)$  によって変調されてもよい。これは、ADD<sub>6</sub> および REG<sub>4</sub> からなる平均化ユニットによって実行される。追加の復調が、加算器の±制御入力を介して実行されてもよい。出力  $y_{a_1}$  における平均的な信号は、したがって、 $(a_1 c_1 = 1)$  によって与えられた) セット値から要素  $a_1$  のずれに対する測定限界であり、セット値に対して要素を調整するために用いられる。

40

【 0 1 2 9 】

主制御ループの安定性に対して、当該ループの増幅は、 $a_0 c_0 = 1$  によって決定された正確な値を有する必要がある。この状態を常に満たすために、 $a_0$  を調整するためのサ

50

ポート制御ループが提供される。 $s_2 = 0$  に対して、 $n$  サイクルだけ遅延した信号が  $s_3$  である。 $s_2 = 0$ 、および  $a_0 c_0 = 1$  については、以下の関係が維持される。

【0130】

【数25】

$$s_2(i+n) = -a_0 c_0 s_3(i).$$

【0131】

レジスタペア  $RP_2$  において、理想的な値から要素  $a_0$  のずれに対する測定方法を自動的に見つけるために、小さなテスト値  $+d$  および  $-d$  が値  $d/2$  に加えて格納される。このために、 $s_3$  に加えてテスト信号  $2d_1(i) - 1 \cdot d$  が、乱数生成器  $D$  による符号が制御される加算器  $ADD_3$  に入力される。テスト信号の作用にのみ着目すると、以下の式が適用される。

10

【0132】

【数26】

$$s_2(i+n) = -a_0 c_0 \cdot (2d_1(i) - 1) \cdot d.$$

【0133】

レジスタペア  $RP_1$  において同一のテスト値  $+d$  および  $-d$  が格納されている場合、テスト信号  $(2d_1(i+n) - 1) \cdot d$  が  $s_2(i+n)$  に加算され、以下の式が適用される。

20

【0134】

【数27】

$$s_2(i+n) = (1 - a_0 c_0)(2d_1(i) - 1) \cdot d.$$

【0135】

このとき、接続点において  $(1 - a_0 c_0)$  の重み付けがなされたテスト信号の成分が存在する。この成分は平均化ユニット  $ADD_5$  および  $REG_3$  によってフィルタリングされる。 $ADD_5$  および  $REG_3$  の入力信号  $s_2$  には、テスト信号の符号が付加的に重み付けされる。このとき、平均信号  $y_{a_0}$  は、1 に対する積  $a_0 c_0$  のずれを測定し、セット値の調整のために用いることができる。

30

【0136】

制御ユニット  $220$  に統合された前述のデジタル評価回路  $223$  を用いて、決定に必要なパラメータと同様に、回転速度  $\omega$  を決定することができる。加えて、評価回路  $223$  は、位相変調に直接的に作用する一次信号として、信号  $y_{AD}$  を出力する。この一次信号は、統計的でなければ非ゼロ平均でもない。

【0137】

図2の回路の方法の例に係る、デジタル評価回路  $223$  の取りうる変調について、図5に示す。図5は、信号  $y_{DA}$  の出力のために必要な、図4における要素  $D$ 、 $ADD_3$ 、 $ADD_4$ 、および  $REG_2$  を示す。

【0138】

信号  $y_{DA}$  を  $DA$  コンバータ  $224$  へ直接供給する代わりに、信号  $y_{DA}$  は乱数生成器  $230$ 、および図2について前述した加算器  $240$  の作用によって変調される。信号  $y_{DA}$  は、ここではしたがって一次信号  $x$  に対応する。

40

【0139】

図5に示した回路図は、2 位の位相変調器  $210$  のダイナミックレンジ、すなわち  $q = 2$  に対して用いられる。

【0140】

図6は、先行技術で知られた、デジタル評価回路  $223$  に基づいて統計的なゼロ平均の制御信号を生成する、取りうる実施例を示す。また、この場合、信号  $y_{DA}$  (一次信号  $x$ ) は、図2を用いて示された方法を用いて、乱数生成器  $230$  および加算器によって変調

50

され、統計的であり、ゼロ平均である制御信号が生成される。

【0141】

図6の回路図における位相変調器のダイナミックレンジの、図5の回路図との相違点は、4、すなわち $q = 2$ が適用されることである。これにより、回路設計が十分に単純化できるように、作用点および制御ループパラメータを選択することによって、 $q =$ の場合と対比して、さらなる自由度を得る。例えば、 $q = 2$ については、図5において $q =$ の場合について示したような、いくつかのXOR要素560を介してデジタル評価ユニット223へ、乱数生成器230および加算器240によって生成された信号をフィードバックする必要がない。

【0142】

図7A～図7Cにおいて、位相変調に対して統計的、かつゼロ平均である制御信号を用いた制御システムを使用する場合、ゼロに等しい回転速度を備えた光ファイバージャイロスコープの精密な測定を改善する方法の概要を示す。

【0143】

図7Aの上側の図は、回転速度が $0$  ( $^{\circ}/h$ )である先行技術に係る制御システムを有する光ファイバージャイロスコープの、時間に対する回転角度(単位は $^{\circ}/h$ )を示している。この場合、エラーなく機能するシステムに対して、統計的に分布したノイズのみが発生する。すなわち、回転速度の値は、ガウス分布を有する。測定された曲線は、値 $0$  ( $^{\circ}/h$ )で蓄積が明確にみられる。すなわち、閉じ込め効果が発生し、測定結果を規則正しく偏らせている。測定結果は、ガウ分布にのみしたがうわけではない。これはまた、図7Aの下側の図において明確にみられる。図7Aの下側の図は、異なる測定値の柱状図である。図からは、 $0$  ( $^{\circ}/h$ )の位置にかなりの蓄積が存在するように、ガウス分布にしたがうノイズが示されないことが明確に見られる。

【0144】

図7Bおよび図7Cは、図5および図6の回路図、すなわち、図7Bおよび図7Cは前述したような、 $q =$  または $q = 2$ をそれぞれ有する統計的な、ゼロ平均の制御信号が生成される回路図に対する同様の図をそれぞれ示している。測定は統計的なノイズによる作用のみを受けることが明確に見られる。すなわち、測定値のヒストグラムは、 $0$  ( $^{\circ}/h$ )の位置を中心とするガウス曲線であり、測定値は $0$  ( $^{\circ}/h$ )の位置で蓄積しない。同様の改善を、小さな回転速度に対して測定を実行する類似物に対して見出される。類似物は例えば、 $15^{\circ}/h$ である地球の回転速度の成分が、可能な限り正確に測定されなければならないジャイロコンパスである。

【0145】

したがって、光ファイバージャイロスコープに対する制御システムの作用によって、 $0$  ( $^{\circ}/h$ )の位置での閉じ込め効果を削減することができる。制御システムは、統計的かつゼロ平均である制御信号または位相変調を生成し、さらにこの方法において、 $0$  ( $^{\circ}/h$ )に近い回転速度のときの測定結果の信頼性を高めることを可能とする。

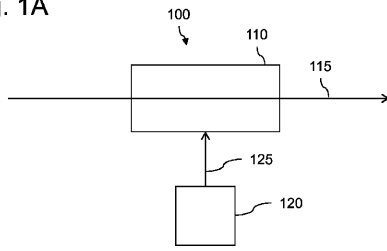
10

20

30

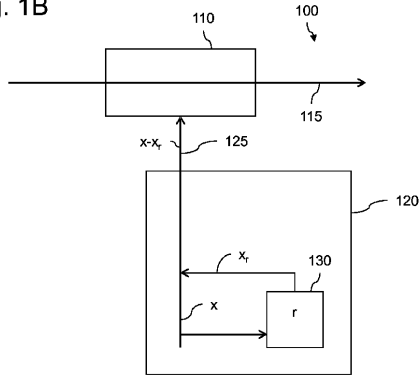
【 図 1 A 】

Fig. 1A



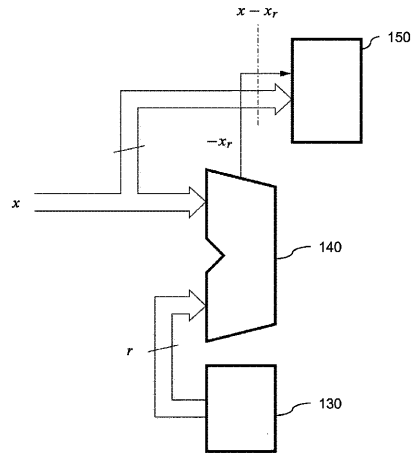
【 図 1 B 】

Fig. 1B



【 図 2 】

Fig. 2



【 図 3 】

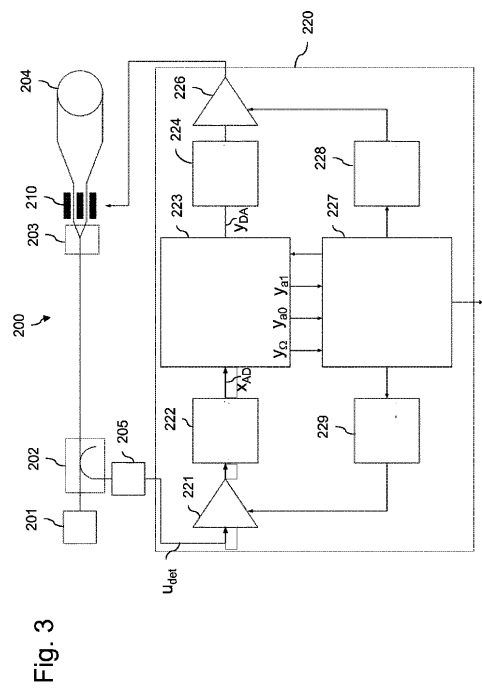
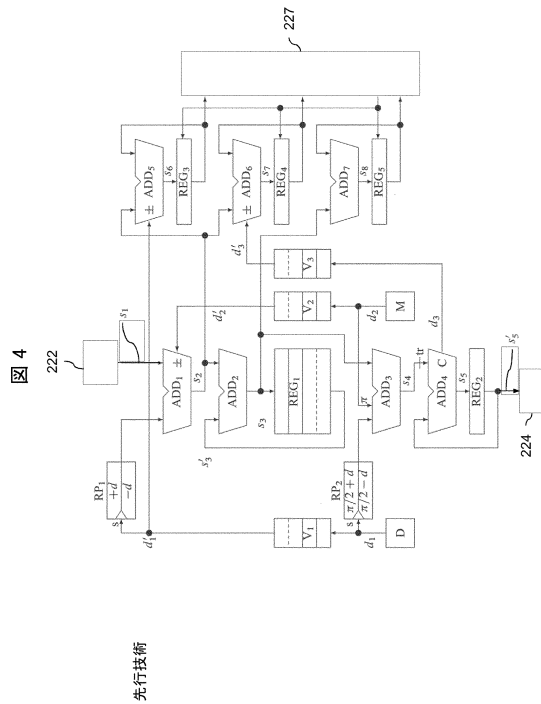


Fig. 3

【 図 4 】



先行技術

【 図 5 】

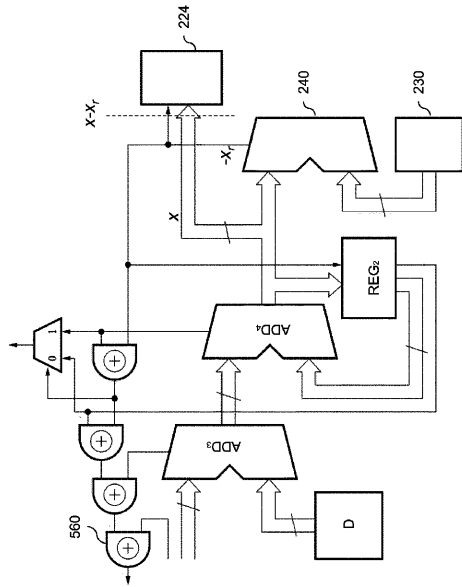


Fig. 5

【 図 6 】

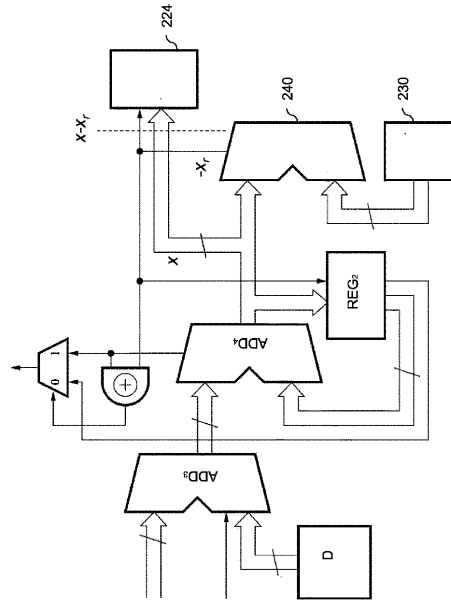
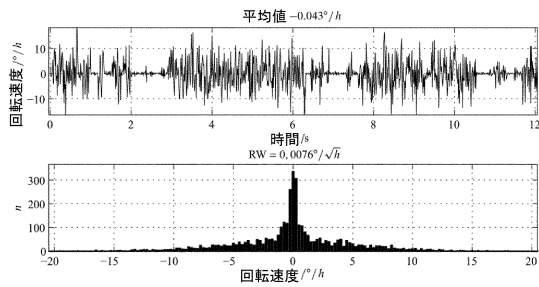


Fig. 6

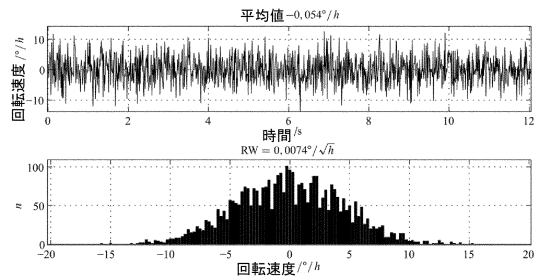
【 図 7 A 】

図 7A



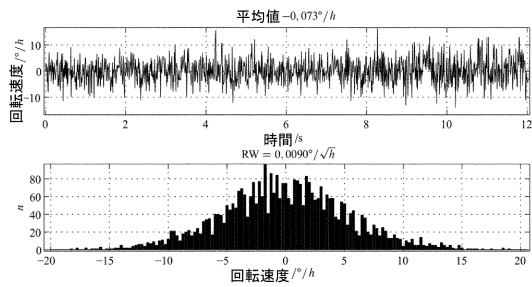
【 図 7 C 】

図 7C



【 図 7 B 】

図 7B



---

フロントページの続き

- (72)発明者 シュパーリンガー, ギュンター  
ドイツ連邦共和国, 7 0 1 8 8 シュトゥットガルト, ハークベルクシュトラッセ 7
- (72)発明者 デッペ - ライボルト, オラフ  
ドイツ連邦共和国, 7 9 3 1 2 エンメンディングゲン, ヘルダーリンシュトラッセ 1 3

審査官 八木 智規

- (56)参考文献 特開平5 - 8 7 5 8 0 ( J P , A )  
米国特許第5 4 8 5 2 7 4 ( U S , A )

- (58)調査した分野(Int.Cl. , DB名)  
G 0 1 C 1 9 / 0 0 - 1 9 / 7 2