

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2007-327770

(P2007-327770A)

(43) 公開日 平成19年12月20日(2007.12.20)

(51) Int. Cl.

G 0 1 D 5/244 (2006.01)

F I

G 0 1 D 5/244

F

テーマコード (参考)

2 F 0 7 7

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2006-157172 (P2006-157172)

(22) 出願日 平成18年6月6日(2006.6.6)

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(74) 代理人 100101454

弁理士 山田 卓二

(74) 代理人 100081422

弁理士 田中 光雄

(74) 代理人 100091524

弁理士 和田 充夫

(74) 代理人 100115934

弁理士 中塚 雅也

(72) 発明者 土居 正昭

大阪府門真市大字門真1006番地 松下
電器産業株式会社内

最終頁に続く

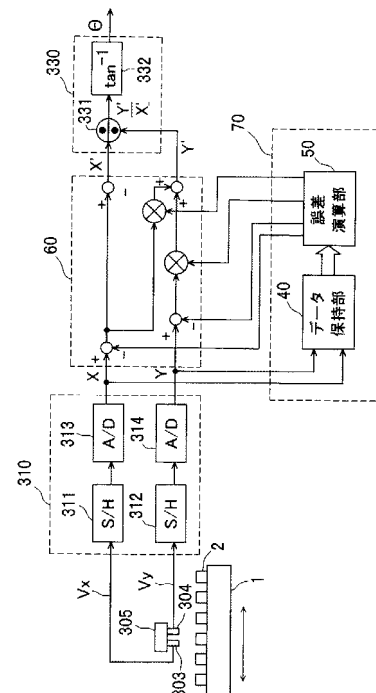
(54) 【発明の名称】 デジタルスケールの出力信号補正装置及び出力信号補正方法

(57) 【要約】

【課題】 エンコーダの2相正弦波信号のオフセット、ゲイン、位相を正確に検出、補正するデジタルスケール出力信号補正装置を提供する。

【解決手段】 正弦波に近い2相信号の \arctan 変換値をパラメータとして、6個以上の多数のデータを用いることにより、2相信号のそれぞれのオフセット、ゲイン、位相の誤差を求め、オフセット加算と一次変換により、補正を行う。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

誤差を含む A 相正弦波信号及び前記 A 相正弦波信号に対して位相差を有する誤差を含む B 相正弦波信号を含むエンコード信号を入力し、前記誤差を補正した位置情報又は角度情報を出力するデジタルスケール出力信号補正装置であって、

A 相正弦波信号が A/D 変換された前記 A 相正弦波信号値と、B 相正弦波信号が A/D 変換された B 相正弦波信号値を記憶するデータ保持部と、

前記データ保持部に格納されている、前記 A 相正弦波信号値と B 相正弦波信号値の瞬時値に関し、6 個以上の複数の A 相 B 相ペアを入力値とし、それぞれの入力値について、前記 A 相正弦波信号値のオフセット、前記 B 相正弦波信号値のオフセット、前記 A 相正弦波信号値と前記 B 相正弦波信号値の大きさ比、前記 A 相正弦波信号値と前記 B 相正弦波信号値の位相差を算出する誤差演算部と、

10

前記誤差演算部が算出した結果により前記 A 相 B 相ペアを補正するデータ変換部と、

データ変換部の出力を割り算する割算器と、

割算器からの出力の \arctan 値を出力する \arctan 部を有し、

前記誤差演算部は、 $(B \text{ 相正弦波信号値} / A \text{ 相正弦波信号値})$ の \arctan 値をパラメータとし、

前記パラメータに対し前記 A 相正弦波信号値を正弦波に近似したときの A 相オフセットと A 相大きさと A 相位相と、前記パラメータに対し前記 B 相正弦波信号値を正弦波に近似したときの B 相オフセットと A 相に対する B 相大きさ誤差と A 相に対する B 相位相誤差とを演算することを特徴とする、デジタルスケール出力信号補正装置。

20

【請求項 2】

さらに、前記デジタルスケール出力信号補正装置において実行される補正回数設定入力部と、

補正後のデータを再度補正装置に入力する切り替え部と、

実際の補正回数と前記補正回数の設定部の設定数とを比較する制御部を具備し、

前記補正回数設定入力部によって指定された回数の補正を繰り返し行うことを特徴とする請求項 1 に記載のデジタルスケール出力信号補正装置。

【請求項 3】

誤差を含む A 相正弦波信号及び前記 A 相正弦波信号に対して位相差を有する誤差を含む B 相正弦波信号を含むエンコード信号を入力し、前記誤差を補正した位置情報又は角度情報を出力するデジタルスケール出力信号補正方法であって、

30

A 相正弦波信号が A/D 変換された前記 A 相正弦波信号値と、B 相正弦波信号が A/D 変換された B 相正弦波信号値に関して、6 個以上の複数の A 相 B 相ペアを入力値とし、

それぞれの入力値について、前記 A 相正弦波信号値のオフセット、前記 B 相正弦波信号値のオフセット、前記 A 相正弦波信号値と前記 B 相正弦波信号値の大きさ比、前記 A 相正弦波信号値と前記 B 相正弦波信号値の位相差を算出し、

データ変換部の出力を割り算し、

割算器からの出力の \arctan 値を出力し、

$(B \text{ 相正弦波信号値} / A \text{ 相正弦波信号値})$ の \arctan 値をパラメータとし、

40

前記パラメータに対し前記 A 相正弦波信号値を正弦波に近似したときの A 相オフセットと A 相大きさと A 相位相と、前記パラメータに対し前記 B 相正弦波信号値を正弦波に近似したときの B 相オフセットと A 相に対する B 相大きさ誤差と A 相に対する B 相位相誤差とを演算することを特徴とする、デジタルスケール出力信号補正方法。

【請求項 4】

前記出力補正を行うとき、意図的に装置に外乱を与え、補正結果をより均一に取得することを特徴とする請求項 3 に記載のデジタルスケール出力信号補正方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

50

本発明は、サーボモータの回転角度の検出装置やリニアステージの位置検出装置の改良に関するものであり、移動体の位置を検出する際に、その検出信号である位相の異なる2相交流信号に含まれる各種の誤差成分を検出し、自動的にこの誤差を補正する出力信号補正方法、及び誤差補正機能付き位置検出方法を用いた、高精度三次元測定装置や薄板の厚み測定を行う測定装置としての出力信号補正装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来のデジタルスケール（以下、位置検出器と表記する。）の一例として、図8に示すものがある。図8の位置検出器は、被検出体の移動体1には透磁材の目盛2が取付けられており、目盛2に対向して光学センサ303、304が配設されている。光学センサ303及び304の出力 V_x 及び V_y はそれぞれ瞬時値検出部310内のサンプルホールド回路311及び312に入力されると共に、位置上位桁検出回路320内の比較演算器321及び322に入力される。サンプルホールド回路311及び312の出力はそれぞれA/D変換器313及び314に入力され、A/D変換されたデジタル瞬時値 $X = \cos$ 及び $Y = \sin$ は除算器331に入力され、その除算結果 Y/X が \arctan 部332に入力されている。

【0003】

この \arctan 部332の出力は、移動体2の1目盛に相当する回転角を2 [radian]とした場合の1目盛の微小な位置を内挿検出した結果である。比較演算器321及び322の出力はそれぞれパルスカウンタ323に入力され、計数された位置の上位桁データTNは位置検出部330内の加算器333に入力される。加算器333では上述の1目盛内の内挿検出した位置と、位置の上位桁データTNとを加算することにより、移動体1の位置PSを得ている。このような構成において、位置検出部330における処理は、マイクロプロセッサ等を用いたソフトウェア処理や、ROMテーブルを持つハードウェアで実現することが考えられる。

【0004】

図9は、特許文献2に示す位置検出装置を搭載するプローブ走査型三次元測定機の構成図である。図において、定盤381上に、XYテーブル382が設けられる。XYテーブル382上に架台383が設けられている。架台383上には、発振周波数安定化He-Neレーザからなる測定用スケール設定手段384と、垂直方向に上下移動するZ軸移動台385と、干渉計とレンズを含む光学系からなるZ1位置検出器386-1及びZ2位置検出器386-2が設けられている。また、測定用スケール設定手段384には、各種ミラー、プリズム、偏光板等の光学システムが含まれている。さらに、定盤381上に、支持体388を設け、この支持体388を介して、前記Z軸移動台385の上方に、水平ミラーをX-Y軸基準面389として設ける。そして、被測定物387は、定盤381上の、前記Z1位置検出器386-1の下方に位置する場所に固定される。

【0005】

測定光は、前記各種ミラー、プリズム、偏光板等の光学システムによって、2つに分けられ、その1つは、前記Z軸移動台385上に設けられたZ1位置検出器386-1のレンズによって、被測定物387上に集光され、反射されて、架台383上に設けたZ1位置検出器386-1に入射する。他の1つは、各種ミラー、プリズム、偏光板等の光学システムによって、直接、架台383上に設けたZ1位置検出器386-1に入射する。このZ1位置検出器386-1は、内蔵している干渉計によって、これら2つの測定光Fから前記被測定物の被測定点と前記架台383上の第1特定点との距離Z1を測定する。参照光Fは、各種ミラー、プリズムによって、2つに分けられ、その一方の参照光Fが、各種ミラー、プリズム、偏光板等の光学システムによってX-Y軸基準面389のミラー上に集光されて反射され、各種ミラー、プリズム、偏光板等の光学システムによってZ2位置検出器386-2に集光されると共に、他方の参照光Fが各種ミラー、プリズム、偏光板等の光学システムによって、直接、Z2位置検出器386-2に集光され、Z2位置検出器386-2に内蔵されている干渉計によってX-Y軸基準面389と、架台383上

10

20

30

40

50

にある、第 1 特定点との Z 軸方向の距離が特定できる第 2 特定点との距離 Z 2 が測定される。

【 0 0 0 6 】

上記三次元測定装置の Z 1 位置検出器 3 8 6 - 1、Z 2 位置検出器 3 8 6 - 2、X 位置検出器 3 8 6 - X、Y 位置検出器 3 8 6 - Y は、図 8 の目盛 2 の替わりに、発振周波数安定化 H e - N e レーザからなる測定用スケール設定手段 3 8 4 を用いることで高精度な位置検出を実現し、図 8 の光学センサ 3 0 3、3 0 4 に対応する光学センサよりなる干渉計を配設し、図 8 の光学センサ出力 V_x 、 V_y と同様に

$$V_x = \cos \quad \text{及び} \quad V_y = \sin$$

(は 測定物の位置を示す)

となる信号 V_x 、 V_y を出力する。

【 0 0 0 7 】

また、測定用スケール手段 3 8 4 の発振周波数安定化 H e - N e レーザの波長は約 $0.633 \mu\text{m}$ であり、 1×10^{-8} 以上の周波数安定性を持ち、光路が測定対象との間を一往復するシングルパスの場合、リサージュ 1 回転は波長の半分の $0.3165 \mu\text{m}$ となる。

【 0 0 0 8 】

しかしながら、従来の位置検出装置では、光学センサ 3 0 3 及び 3 0 4 の出力 V_x 及び V_y は互いに振幅が等しく、位相差が正確に 90° 異なっており、また、直流オフセット成分を 0 として扱っている。ただし、一般的には直流オフセットについては、0 でなくても予め既知である一定の値として扱っている例も多く、この場合でも位置検出部 3 3 0 の内部処理において、既知である一定の直流オフセットを V_a 及び V_b から減算することによって、前述のように直流オフセットが 0 である場合と同様に扱っている。

【 0 0 0 9 】

ところが実際の位置検出装置においては、光学センサ 3 0 3 及び 3 0 4 により出力される実際の 2 相交流信号について、オフセット又はオフセットの変動が生じていたり、各振幅が異なっていたり、位相差が 90° からずれていたたりする。図 1 0 A ~ 図 1 0 D は、横軸を V_x 、縦軸を V_y としたときの V_x 、 V_y の軌跡 (リサージュ波形と呼ぶ) を具体的に表示したものである。図 1 0 A は、理想的に調整された状態であり中心が原点に一致した円である。図 1 0 B はオフセットのみがずれた状態、図 1 0 C はゲインのみがずれた状態、図 1 0 D は位相のみがずれた状態をそれぞれ模式的に表示している。信号に誤差がある場合、その信号は検出されるべき \sin 、 \cos とは異なった値として検出されていた。このような誤差を含んだ検出値に基づいて演算を行っていたので、従来は高精度な位置検出ができないという問題点があった。

【 0 0 1 0 】

なお、従来そのような場合に、図 1 1 のように V_x 、 V_y を V_x オフセット調整用可変抵抗 3 1 5、 V_x ゲイン調整用可変抵抗 3 1 6、 V_y オフセット調整用可変抵抗 3 1 7、 V_y ゲイン調整用可変抵抗 3 1 8 による各誤差補正回路を設けることにより対処している。しかし、当該各誤差補正回路はハード的に処理を行うため、可変抵抗等の人間または自動機による調整が必要であり、 V_x 、 V_y の位相差を 90° の調整を抵抗等の安価な部品のみで実現することはむずかしかった。さらに、人為的な調整ミスが発生したり、回路素子の温度変動等による特性変化や経年変化による特性劣化等により、常に高精度な位置検出を行なうことができなかった。

【 0 0 1 1 】

図 1 2、1 3 は、従来の補正を行う 3 次元測定機により、被測定物 3 8 7 に平面度の保障された平面を設置して、測定した一例である。被測定物 3 8 7 は水平に設置するが、実作業上 $1 \mu\text{m}/\text{mm}$ 以下の傾きをなくすることは難しいため、測定結果よりデータの後処理により、平面の傾き分を補正して表示している (当該平面の傾き分の補正を、以下、傾き補正と表記する)。

【 0 0 1 2 】

図 1 2 の測定結果は、傾き補正つきで $1.2 \text{ mm}/\text{秒}$ にて Y 方向 (横軸 (mm)) に測

10

20

30

40

50

定した結果である。被測定物の設置条件は変えずに、左側は本補正を実施せずに測定した場合である。実際の測定物は、Y方向に $0.36 \mu\text{m}/\text{mm}$ の傾きがあり、リサージュ1回転あたりが発振周波数安定化He-Neレーザの波長の半分、つまり約 $0.315 \mu\text{m}$ にあたる。したがって、補正前の左側の測定データは、Y方向に

$$0.315 [\mu\text{m}] / 0.36 [\mu\text{m}/\text{mm}] = 0.875 \text{ mm}$$

ごとの周期的な変動(測定誤差)が発生することが予想され、実際に補正前のデータには、約1mm弱ごとに約5nmの周期的誤差があることが確認できる。

【0013】

図10B～図10Dのような誤差を含んだ検出値に基づいて演算を行なうことにより、高精度な位置検出ができないという問題を解決するため、特許第3026949号(特許文献3)に開示されるように、2相交流信号 V_x 、 V_y の複数組の瞬時値から検出する誤差検出方法を提案している。たとえば、特許第3026949号においては、図14、図15に示すように V_x がゼロクロスするときの V_y1 、 V_y2 と、 V_y がゼロクロスするときの V_x1 、 V_x2 とを求め、 V_y1 と V_y2 の平均 $(V_y1 + V_y2) / 2$ 、 V_x1 と V_x2 の平均 $(V_x1 + V_x2) / 2$ をオフセットとする方法が提案されている。

【0014】

また、特許第3092100号(特許文献1)においては、 V_x がゼロクロスするときの V_x1 、 V_x2 と、 V_y がゼロクロスするときの V_x1 、 V_x2 、 $V_x = V_y$ となるときの V_x3 、 V_y3 の6つの V_x 、 V_y の組から、オフセット、ゲイン、位相差を求める方法が提案されている。

【特許文献1】特許第3092100号公報

【特許文献2】特許第3046635号公報

【特許文献3】特許第3026949号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0015】

しかしながら、前記従来の特許第3026949号(特許文献3)に開示された方法では、図16に示すように、2つの正弦波入力 V_x 、 V_y の間に位相誤差がある場合は、ゼロクロスの平均で求めた位置と真の中心は異なるため、正確に求めることができないという課題を有していた。また、ゼロクロスサンプル回路を付加する分だけ高価になるという課題も有していた。

【0016】

また、前記従来の特許第3092100(特許文献1)に開示された方法では、光学センサ303及び304の出力 V_a 及び V_b のわずかに6組から誤差を求めるため、光学センサ303及び304のノイズ等により高精度に求めることができない、 V_x 、 V_y のゼロクロス、 $V_x = V_y$ となる値を検出する高価なゼロクロスサンプル回路が必要となるという課題を有していた。

【0017】

通常XYテーブル382と架台383の動作面は、X-Y基準面389と平行に調整されるため、Z2位置検出器386-2はXYテーブル382の全可動範囲でも一定値となり、静止時に位置検出器の測定変動は $0.01 \mu\text{m}$ 以下である。このため、通常のリサージュ波形は縁にならず点に近く、外乱を与えても、図13に示すように、その測定点は、非常に偏った分布を示す。

【0018】

このような、偏り存在するデータを用いて補正を行った場合、上記2つの方法では十分な精度を得られないばかりか、逆に精度が悪化するという課題があった。

【0019】

本発明は、前記従来課題を解決するもので、上記各誤差を簡単かつ安価な演算処理回路により演算して、センサのノイズ等の不確定さの影響を小さくし、かつ、偏りのあるデータを用いても、十分な精度の位置検出を行なうことのできる出力信号補正装置と誤差補

10

20

30

40

50

正機能を有効に使用する出力信号補正方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0020】

本発明は、上記技術的課題を解決するために、以下の構成のデジタルスケール出力信号補正装置を提供する。

【0021】

本発明の第1態様によれば、誤差を含むA相正弦波信号及び前記A相正弦波信号に対して位相差を有する誤差を含むB相正弦波信号を含むエンコード信号を入力し、前記誤差を補正した位置情報又は角度情報を出力するデジタルスケール出力信号補正装置であって、

A相正弦波信号がAD変換された前記A相正弦波信号値と、B相正弦波信号がAD変換されたB相正弦波信号値を記憶するデータ保持部と、 10

前記データ保持部に格納されている、前記A相正弦波信号値とB相正弦波信号値の瞬時値に関し、6個以上の複数のA相B相ペアを入力値とし、それぞれの入力値について、前記A相正弦波信号値のオフセット、前記B相正弦波信号値のオフセット、前記A相正弦波信号値と前記B相正弦波信号値の大きさ比、前記A相正弦波信号値と前記B相正弦波信号値の位相差を算出する誤差演算部と、

前記誤差演算部が算出した結果により前記A相B相ペアを補正するデータ変換部と、

データ変換部の出力を割り算する割算器と、

割算器からの出力のarctan値を出力するarctan部を有し、

前記誤差演算部は、(B相正弦波信号値/A相正弦波信号値)のarctan値をパラメータとし、 20

前記パラメータに対し前記A相正弦波信号値を正弦波に近似したときのA相オフセットとA相大きさとA相位相と、前記パラメータに対し前記B相正弦波信号値を正弦波に近似したときのB相オフセットとA相に対するB相大きさ誤差とA相に対するB相位相誤差とを演算することを特徴とする、デジタルスケール出力信号補正装置を提供する。

【0022】

上記構成において、A相正弦波信号とB相正弦波信号とは、それぞれ独立して誤差を含むものであり、互いに位相に差を有している信号である。位相差は、例えば、 90° である。B相正弦波信号値は、A相正弦波信号値の前記AD変換と同時にAD変換されるように構成されていてもよい。 30

【0023】

また、当該出力信号の補正は、繰り返し行われてもよい。具体的には、デジタルスケール出力信号補正装置は、さらに、前記デジタルスケール出力信号補正装置において実行される補正回数設定入力部と、

補正後のデータを再度補正装置に入力する切り替え部と、

実際の補正回数と前記補正回数の設定部の設定数とを比較する制御部を具備し、

前記補正回数設定入力部によって指定された回数の補正を繰り返し行うように構成されていてもよい。

【0024】

本発明の第2態様によれば、誤差を含むA相正弦波信号及び前記A相正弦波信号に対して位相差を有する誤差を含むB相正弦波信号を含むエンコード信号を入力し、前記誤差を補正した位置情報又は角度情報を出力するデジタルスケール出力信号補正方法であって、 40

A相正弦波信号がAD変換された前記A相正弦波信号値と、B相正弦波信号がAD変換されたB相正弦波信号値に関して、6個以上の複数のA相B相ペアを入力値とし、

それぞれの入力値について、前記A相正弦波信号値のオフセット、前記B相正弦波信号値のオフセット、前記A相正弦波信号値と前記B相正弦波信号値の大きさ比、前記A相正弦波信号値と前記B相正弦波信号値の位相差を算出し、

データ変換部の出力を割り算し、

割算器からの出力のarctan値を出力し、

(B相正弦波信号値/A相正弦波信号値)のarctan値をパラメータとし、 50

前記パラメータに対し前記 A 相正弦波信号値を正弦波に近似したときの A 相オフセットと A 相大きさと A 相位相と、前記パラメータに対し前記 B 相正弦波信号値を正弦波に近似したときの B 相オフセットと A 相に対する B 相大きさ誤差と A 相に対する B 相位相誤差とを演算する、ことを特徴とする、デジタルスケール出力信号補正方法を提供する。

【 0 0 2 5 】

また、上記方法において、記出力補正を行うとき、意図的に装置に外乱を与えることにより、補正結果をより均一に取得することができる。

【 発明の効果 】

【 0 0 2 6 】

以上のように、本発明のデジタルスケール出力信号補正装置及びデジタルスケール出力信号補正方法によれば、高価なゼロクロスサンプル回路を使うことなく、6 個以上任意の多数のデータを使用することで高精度に、かつ、高度な調整や経時変化に対応して移動体の位置を検出することができる。

【 0 0 2 7 】

また、A 相正弦波信号及び B 相正弦波信号の大きな誤差がある場合、上記の補正を複数回繰り返すことで高精度の補正とすることができる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 2 8 】

以下本発明の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【 0 0 2 9 】

(第 1 実施形態)

図 1 は、本発明の第 1 実施形態におけるエンコーダ出力信号補正装置の構成図である。図 1 において、図 8 と同じ構成要素については同じ符号を用い、説明を省略する。また、図 1 の例においても、図 8 の位置上位桁検出回路 3 2 0 は存在するが、図 8 の位置上位桁検出回路 3 2 0 と全く同一で、本発明とは直接関係ないので、記載を省略している。

【 0 0 3 0 】

データ保持部 4 0 は、信号 V_x 、 V_y を A / D 変換した瞬時値検出部 3 1 0 の出力のデジタルデータ x 、 y を 6 組以上保持する部分で、メモリと制御部から構成されている。誤差演算部 5 0 は、データ保持部 4 0 の保持した 6 個以上の出力をもとにして下記アルゴリズムに従って、 V_x のオフセット、 V_y のオフセット、ゲインと位相差を補正する 1 次変換補正值の合計 6 つの補正值を算出する。データ変換部 6 0 は、誤差演算部 5 0 の出力した 6 つも補正值により、瞬時値検出部 1 0 の出力のデジタル化された数値データ X 、 Y をリアルタイムで変換し、変換結果の X' 、 Y' を位置検出部 3 3 0 に入力する。

【 0 0 3 1 】

以下、誤差演算部 5 0 の処理アルゴリズムを説明する。図 1 において、光学センサ 3 0 3、3 0 4 の出力は数 1、数 2

【 0 0 3 2 】

【 数 1 】

$$V_x = V_1 \cdot \cos(\theta + c) + P$$

【 0 0 3 3 】

【 数 2 】

$$V_y = V_2 \cdot \sin(\theta + d) + Q$$

に示したように振幅誤差 (V_1 、 V_2)、位相誤差 (c 、 d)、直流オフセット (P 、 Q) などの誤差を含む 2 相正弦波信号である。

【 0 0 3 4 】

この 2 相正弦波信号 V_x 及び V_y はサンプルホールド回路 3 1 1 及び 3 1 2、A / D 変換器 3 1 3、3 1 4 によってデジタル化された数値データ X 、 Y に変換される。 X 及び Y は、それぞれ次の式のように表される。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 5 】

【 数 3 】

$$X = a_x \cdot \sin \theta + b_x \cdot \cos \theta + p_x$$

【 0 0 3 6 】

【 数 4 】

$$Y = a_y \cdot \sin \theta + b_y \cdot \cos \theta + p_y$$

【 0 0 3 7 】

この 2 相正弦波信号 X および Y は、図 1 の目盛り 1 個分を 1 周期（または n 周期）、すなわち 2 [r a d i a n] とする正弦波であり、理想的な 2 相正弦波 $X = \cos$ 及び、 $Y = \sin$ に対して、

振幅

【 数 5 】

$$\sqrt{a_x^2 + b_x^2}, \sqrt{a_y^2 + b_y^2}$$

位相誤差

【 数 6 】

$$\tan^{-1} \frac{a_x}{b_x}, \tan^{-1} \frac{b_y}{a_y}$$

直流オフセット

【 数 7 】

$$p_x, p_y$$

となる。

【 0 0 3 8 】

これらの各誤差量は、このような位置検出装置において直接検出することは不可能であるので、2 相正弦波信号 A 及び B の瞬時値の多数のペアからこれらの各誤差量

【 数 8 】

$$a_x, b_x, p_x, a_y, b_y, p_y$$

を検出することを考える。

【 0 0 3 9 】

1 から N（N は 6 以上）個までの A D 変換値の組を

【 数 9 】

$$(X_n, Y_n)$$

とする。n は 1 から N までの任意の数である。そのそれぞれの組について

【 数 1 0 】

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{Y_n}{X_n}$$

を求める。入力 V_x , V_y は、ほぼ理想状態に調整できているため、

【 数 1 1 】

$$X = \cos \theta, Y = \sin \theta$$

と考えられる。

【 0 0 4 0 】

この条件で上記誤差分をもとめる。たとえば、評価関数を数 1 2、数 1 3 のように設定

できる。

【 0 0 4 1 】

【 数 1 2 】

$$\sum_n F_x(\theta_n) = \sum (A_x \sin \theta_n + B_x \cos \theta_n + P_x - X_n)^2$$

【 0 0 4 2 】

【 数 1 3 】

$$\sum_n F_y(\theta_n) = \sum (A_y \sin \theta_n + B_y \cos \theta_n + P_y - Y_n)^2$$

【 0 0 4 3 】

評価関数数 1 2、数 1 3 を最小にする解は

【 0 0 4 4 】

【 数 1 4 】

$$\begin{bmatrix} \sum \cos^2 \theta_n & \sum \sin \theta_n \cos \theta_n & \sum \cos \theta_n \\ \sum \sin \theta_n \cos \theta_n & \sum \sin^2 \theta_n & \sum \sin \theta_n \\ \sum \cos \theta_n & \sum \sin \theta_n & n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x \\ A_x \\ P_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum X_n \cos \theta_n \\ \sum X_n \sin \theta_n \\ \sum X_n \end{bmatrix}$$

【 0 0 4 5 】

【 数 1 5 】

$$\begin{bmatrix} \sum \cos^2 \theta_n & \sum \sin \theta_n \cos \theta_n & \sum \cos \theta_n \\ \sum \sin \theta_n \cos \theta_n & \sum \sin^2 \theta_n & \sum \sin \theta_n \\ \sum \cos \theta_n & \sum \sin \theta_n & n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_y \\ A_y \\ P_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum Y_n \cos \theta_n \\ \sum Y_n \sin \theta_n \\ \sum Y_n \end{bmatrix}$$

となり、連立 1 次方程式を解くことで求めることができる。

【 0 0 4 6 】

したがって、

【 数 1 6 】

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{Y_n}{X_n}$$

の関係を利用することで、A D 変換結果 X_n 、 Y_n に

【 数 1 7 】

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} X_n' \\ Y_n' \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1/G_x & 1/G_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(-(\vartheta_x - \pi/2)) & -\sin(-(\vartheta_x - \pi/2)) \\ \sin(-\vartheta_y) & \cos(-\vartheta_y) \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} X_n \\ Y_n \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P_x \\ P_y \end{bmatrix} \right) \\ &= \begin{bmatrix} 1/G_x & 1/G_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sin(-\vartheta_y) & \cos(-\vartheta_y) \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} X_n \\ Y_n \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P_x \\ P_y \end{bmatrix} \right) \end{aligned}$$

の変換を行えばよい。

【 0 0 4 7 】

ここで、

オフセット

【 数 1 8 】

$$P_x, P_y$$

ゲイン

10

20

30

40

【数 1 9】

$$G_x = \sqrt{A_x^2 + B_x^2}, G_y = \sqrt{A_y^2 + B_y^2}$$

フェイズ

【数 2 0】

$$\vartheta_x = \pi/2, \vartheta_y = \tan^{-1} \frac{B_y}{A_y} - \tan^{-1} \frac{B_x}{A_x} + \pi/2$$

である。

【0 0 4 8】

【数 2 1】

$$\vartheta_x = \pi/2$$

としたのは、 V_x を基準にすることにより、時間ごとに分けて補正を行ったときに、時間分割の継ぎ目で位置が不連続になるのを避けるためである。

【0 0 4 9】

図 1 の誤差演算部 5 0 は、数 1 4、数 1 5 に従い、 X 、 Y から X' 、 Y' に変換する係数を求める。データ変換部 6 0 は、数 1 7 の変換を行う部分である。

【0 0 5 0】

高速にリアルタイムに補正を行う場合は、誤差演算部 5 0 及びデータ変換部 6 0 を F P G A のような L S I によりハードウェアで構築すればよい。

【0 0 5 1】

高速にリアルタイムに補正を行う必要がない場合は、データ保持部 4 0 および誤差演算部 5 0 を L S I と比べて安価なパソコン等の C P U を用いて、数 1 4、数 1 5 をソフト処理により実現できる。通常、図 9 に示した 3 次元測定機には、モータ等を制御し、測定を行い、測定データを保持し、解析し、解析結果を表示するためのパソコン及びディスプレイが装備されている。データ保持部 4 0、誤差演算部 5 0 を 3 次元測定装置に具備されたパソコンにて実施することで、追加ハードウェアなく本誤差演算部を実装することが可能となる。

【0 0 5 2】

以上は、

【数 2 2】

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{Y_n}{X_n}$$

とし、入力 V_x 、 V_y は、ほぼ理想状態に調整できているため、

【数 2 3】

$$X = \cos \theta, Y = \sin \theta$$

と考え、一度の補正方式を例にあげた。

【0 0 5 3】

しかし、実際には V_x 、 V_y にも誤差があるため、上記の補正を複数回繰り返すことで高精度の補正とすることができる。具体的には、数 1 7 で変換した X_n' 、 Y_n' を測定データとして再度誤差をもとめ、再度補正をかけてやればよい。2 回の補正を行った結果を X'' 、 Y'' とすると

【数 2 4】

$$\begin{bmatrix} X_n'' \\ Y_n'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/G_x' & 1/G_y' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sin(-\vartheta_y') & \cos(-\vartheta_y') \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} X_n' \\ Y_n' \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P_x' \\ P_y' \end{bmatrix} \right)$$

10

20

30

40

50

の変換を行えばよい。

【 0 0 5 4 】

1 度目の変換と同様に

オフセット

【 数 2 5 】

$$P'_x, P'_y$$

ゲイン

【 数 2 6 】

$$G'_x = \sqrt{A'^2_x + B'^2_x}, G'_y = \sqrt{A'^2_y + B'^2_y}$$

10

フェイズ

【 数 2 7 】

$$\vartheta'_x = \pi/2, \vartheta'_y = \tan^{-1} \frac{B'_y}{A'_y} - \tan^{-1} \frac{B'_x}{A'_x} + \pi/2$$

である。

【 0 0 5 5 】

20

変換行列を

【 数 2 8 】

$$M_1 = \begin{bmatrix} 1/G_x & 1/G_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sin(-\vartheta_y) & \cos(-\vartheta_y) \end{bmatrix}$$

$$M_2 = \begin{bmatrix} 1/G'_x & 1/G'_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sin(-\vartheta'_y) & \cos(-\vartheta'_y) \end{bmatrix}$$

とすると、

【 数 2 9 】

30

$$\begin{bmatrix} X''_n \\ Y''_n \end{bmatrix} = M_2 \left(\begin{bmatrix} X'_n \\ Y'_n \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P'_x \\ P'_y \end{bmatrix} \right)$$

$$= M_2 \left\{ \left(M_1 \begin{bmatrix} X_n \\ Y_n \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P_x \\ P_y \end{bmatrix} \right) - \begin{bmatrix} P'_x \\ P'_y \end{bmatrix} \right\}$$

$$= M_2 M_1 \left\{ \begin{bmatrix} X_n \\ Y_n \end{bmatrix} - \left(M_1^{-1} \begin{bmatrix} P_x \\ P_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P'_x \\ P'_y \end{bmatrix} \right) \right\}$$

40

となる。

【 0 0 5 6 】

同様に、2 回のみでなく、3 回以上の任意の十分な回数変換を行うこともできる。

【 0 0 5 7 】

図 2、3 は、本補正方式によるデータ保持部 40、誤差演算部 50 をパソコンに実装し、データ変換部 60 のみをハードウェアで実現し、補正パラメータを設定後はリアルタイムの出力を可能にした図 9 の 3 次元測定機により、被測定物 387 に平面度の保障された平面を設置して、測定した一例である。

【 0 0 5 8 】

50

図 2 の測定結果は、図 1 2 と同様に傾き補正つきで 1.2 mm / 秒 にて Y 方向に測定した結果である。被測定物の設置条件は変えずに、本補正を実施して補正パラメータを設定した後、測定した場合であり、補正パラメータの設定前後に測定を行っている。先に説明したように、この測定時に被測定物は、Y 方向に $0.36 \mu\text{m / mm}$ の傾きがあり、リサージュ 1 回転あたりが発振周波数安定化 He - Ne レーザの波長の半分、つまり約 $0.315 \mu\text{m}$ にあたる。

【 0 0 5 9 】

これに対し、補正前の図 1 2 の測定データは、

$$0.315 [\mu\text{m}] / 0.36 [\mu\text{m / mm}] = 0.875 \text{ mm}$$

ごとの約 5 nm の周期的誤差が補正前には確認できる。一方、図 2 の補正後の測定結果からは、発振周波数安定化 He - Ne レーザの波長に依存する 0.875 mm ごとの誤差がなくなっている。なお、図 1 2 のデータにおいて、測定形状が若干異なるのは、2 度測定（被測定物を動かさず）したためである。

10

【 0 0 6 0 】

図 3 の x 点は、図 2 の測定を行う直前に補正の実施に用いた図 9 の Z 2 位置検出器 3 8 6 - 2 の測定点である。図 3 において、円は参考のために表示した原点を中心とする円である。このデータは、Z 2 位置検出器 3 8 6 - 2 の補正機能をオペレータの意思により実施し、補正データを収集するときにオペレータが意図的に外乱を与えたものである。本 3 次元測定装置が完全に停止している場合は、測定データが $0.01 \mu\text{m}$ 以下で安定しているため測定データがリサージュ面と比較して偏ってしまい、補正を行うことはできないが、外乱をあたえることで補正データに図 3 のような偏りはあるが補正を実施できる。収集した補正データには偏りがあるが、図 3 で見る限りオフセット誤差、ゲイン誤差、位相誤差が正しく補正されていることが確認できる。

20

【 0 0 6 1 】

また、補正精度を上げるため、補正データを収集するとき、ステージを前記位置検出器の正弦波 1 周期分以上かつ動作を検知できない幅以下動作させる方法もある。本測定機の場合、 $3 \mu\text{m}$ ほど動作させれば、Z 1 位置検出器 3 8 6 - 1、X 位置検出器 3 8 6 - X、Y 位置検出器 3 8 6 - Y は確実に補正を行うことができる。 $3 \mu\text{m}$ であれば、オペレータからみて装置動作の許容範囲内であり、測定の支障になることはない。

【 0 0 6 2 】

また、3 次元測定装置を立ち上げたとき最初に行う原点復帰動作と同期させて行い、より均一な測定データを得ることにより補正精度をあげることも可能である。位置検出器はインクリメンタルであり、電源投入直後は絶対位置を検出できないため、自動測定を行うためには別のセンサを用いてアクチュエータの絶対位置を検出することが必要である。この動作を原点復帰動作と呼んでいる。XY テーブル 3 8 2 の動作面は、X - Y 基準面 3 8 9 と平行に調整されるが、XY テーブルの可動範囲数十 mm 角の範囲では、 $0.5 \mu\text{m}$ 以上の傾きが調整できず残るため、上記原点復帰中には十分な偏りのない補正データを収集することができる。

30

【 0 0 6 3 】

（ 第 2 実施の形態 ）

特開 2 0 0 0 - 2 8 3 7 2 8 号公報に開示の薄板材の厚み変動測定装置に、上記第 1 実施形態にかかる補正方式を適用した場合及び適用しなかった場合について測定し、その結果を比較する。測定方法は図 4、図 5 に示すように、位置検出器 1 2 0 を用いて、薄板材 W の両側から測定することにより、薄板材の厚み変動を測定する方式である。図 9 の位置検出器と同様に測定用スケール設定手段 3 8 4 を用いて構成できる。しかも、薄板材の厚み変動測定装置は測定光路が非常に短いため、高精度の測定が可能である。

40

【 0 0 6 4 】

リアルタイムでの補正と測定結果が不要の場合には、 V_x 、 V_y を一度保存し、測定後に第 1 実施形態の補正処理を行い、測定データを変換することもできる。

【 0 0 6 5 】

50

図 6 A 及び図 6 B に本補正方式を適用した場合としなかった場合との実施結果を示す。
図 6 A は、センサ Z 1 からの出力波形 $V_x 1$ 、 $V_y 1$ 、センサ Z 2 からの出力波形 $V_x 2$ 、 $V_y 2$ を $V_x 1$ 、 $V_x 2$ を横軸に $V_y 1$ 、 $V_y 2$ を縦軸表示（リサージュ波形）したものである。拡大リサージュ波形は

【数 3 0】

$$R = k_{\text{const}} \cdot \sqrt{V_x^2 + V_y^2}$$

【数 3 1】

$$\theta = a \cdot \tan(V_y / V_x)$$

$$V_{x\text{mag}} = V_x - R \cdot \cos \theta$$

$$V_{y\text{mag}} = V_y - R \cdot \sin \theta$$

$k_{\text{const}} = 0.9$ として、 $V_{x\text{mag}}$ を横軸、 $V_{y\text{mag}}$ を縦軸にとり、リサージュ波形の歪分を拡大表示している。

【0 0 6 6】

本方式による補正前は、非常に大きい歪をもっていることがわかるが、本方式による補正後は、ほとんど歪がわからなくなっている。

【0 0 6 7】

図 7 A 及び図 7 B は、125 kHz のサンプリングのフィルタ処理なしの測定を、時間（測定時間 0.2 秒）横軸に、薄板材の同一場所の位置と厚さを縦軸に表示したものである。被測定物は薄板材であり、薄板材の厚み変動測定装置では被測定物の外周 3 点だけ保持する方式のため測定点を含む被測定物は測定中 40 ~ 50 Hz で、1 ミクロン前後振動している。補正前は薄板材の同一点を測定しているにもかかわらず、測定した被測定物の厚さは周波数 1 kHz 以上、振幅 8 nm で高速に変動しているように見える。しかし、上記データを本方式による補正すると、1 nm 以下の精度で安定して測定できていることがわかる。この薄板材の厚み変動測定装置でも、測定用スケール手段の発振周波数安定化 He-Ne レーザの波長は約 0.633 μm であり、リサージュ回転の距離は 316.5 nm であり、300 分割以上の内挿精度があることが推測できる。

【0 0 6 8】

なお、本発明は上記実施形態に限定されるものではなく、その他種々の態様で実施可能である。

【産業上の利用可能性】

【0 0 6 9】

本発明のデジタルスケール出力信号補正装置は、位置検出の高精度化を可能にする機能を有し、従来の目盛の代わりに波長安定性の保証された He-Ne レーザの干渉を応用した測長システムに適用し、位置検出器を使用する測定機の動作と同期させて補正を実施することにより測定装置の測定精度を高精度化することができる。

【図面の簡単な説明】

【0 0 7 0】

【図 1】本発明の第 1 実施形態 1 におけるデジタルスケール出力信号補正装置の概略構成を示す図。

【図 2】図 1 のデジタルスケール出力信号補正装置を用いた測定結果の一例を示す図。

【図 3】図 1 のデジタルスケール出力信号補正装置を用いた補正結果とリサージュ図形との比較を示す図。

【図 4】図 1 のデジタルスケール出力信号補正装置を搭載した測定装置の構成例を示す図。

【図 5】図 4 の測定装置の部分拡大図。

【図 6 A】本補正方式を適用しなかった場合の実施結果を示すグラフ。

【図 6 B】本補正方式を適用した場合の実施結果を示すグラフ。

【図 7 A】本補正方式を適用しなかった場合の補正結果の一例を示す図。

10

20

30

40

50

- 【図 7 B】本補正方式を適用した場合の補正結果の一例を示す図。
【図 8】従来のデジタルスケール出力信号補正装置の構成例を示す図。
【図 9】従来のプローブ走査型 3 次元測定機の構成図。
【図 10 A】リサージュ波形の一例であり、理想的に調整された状態を示す図。
【図 10 B】リサージュ波形の一例であり、オフセットのみがずれた状態を示す図。
【図 10 C】リサージュ波形の一例であり、ゲインのみがずれた状態を示す図。
【図 10 D】リサージュ波形の一例であり、位相のみがずれた状態を示す図。
【図 11】従来のハード調整による補正方法の構成図。
【図 12】従来の測定結果の一例を示す図。
【図 13】従来の補正結果とリサージュ図形との比較を示す図。
【図 14】従来のエンコーダ出力信号補正方式の説明図。
【図 15】従来の他のエンコーダ出力信号補正方式の説明図。
【図 16】図 14 に示すエンコーダ出力信号補正方式の課題を説明する図。

10

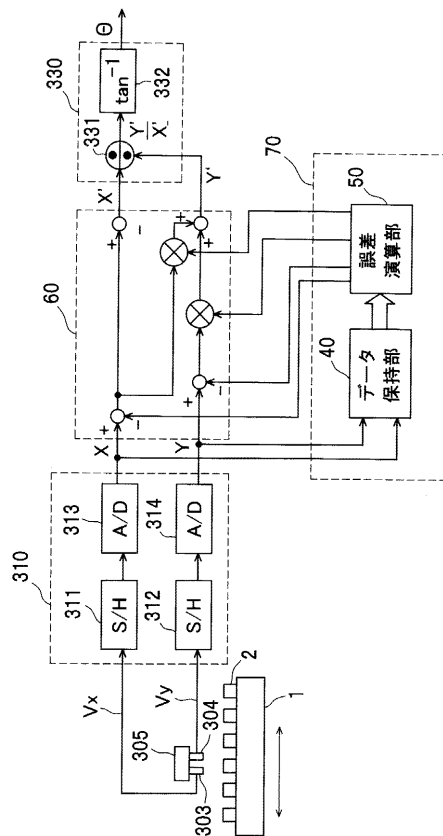
【符号の説明】

【0071】

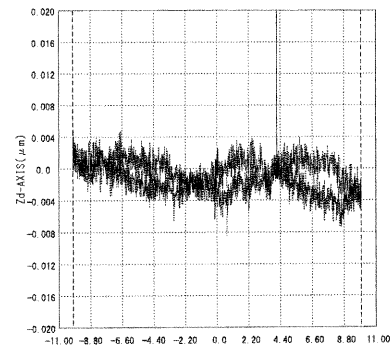
- 1 移動体
- 2 目盛
- 40 データ保持部
- 50 誤差演算部
- 60 データ変換部
- 303, 304 光学センサ
- 310 瞬時値検出部
- 311, 312 サンプルホールド回路
- 313, 314 A/D変換器
- 320 位置上位桁検出回路
- 331 除算器
- 332 \arctan 部
- 340 データ保持部
- 350 誤差演算部

20

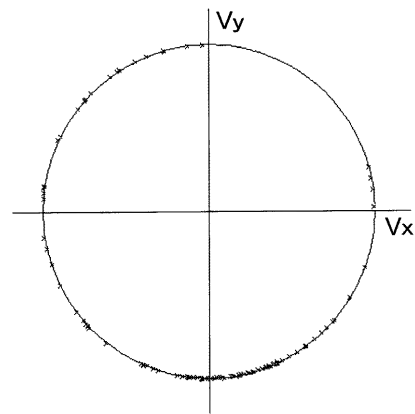
【図 1】



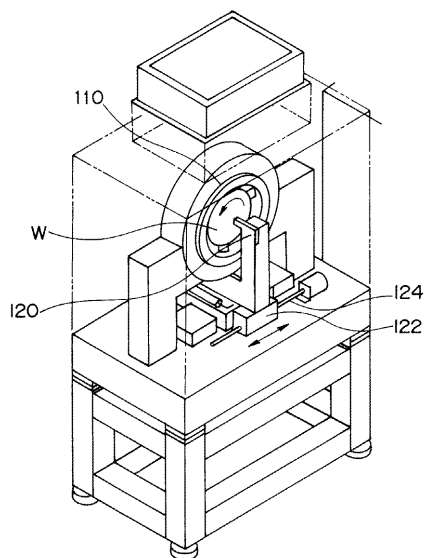
【図 2】



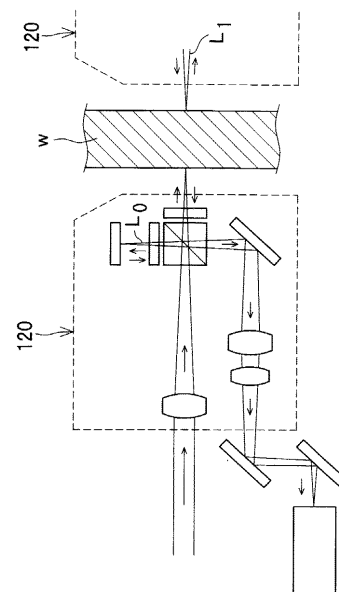
【図 3】



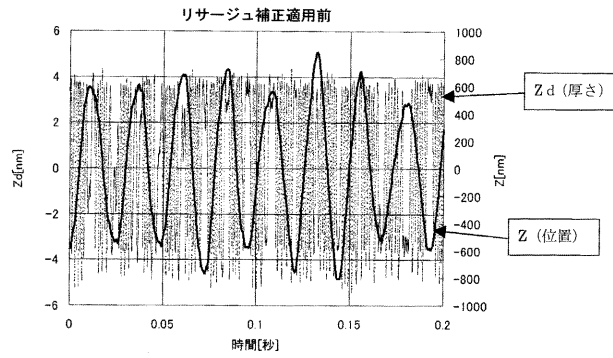
【図 4】



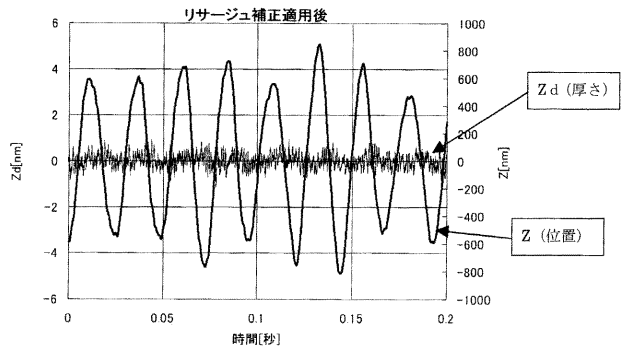
【図 5】



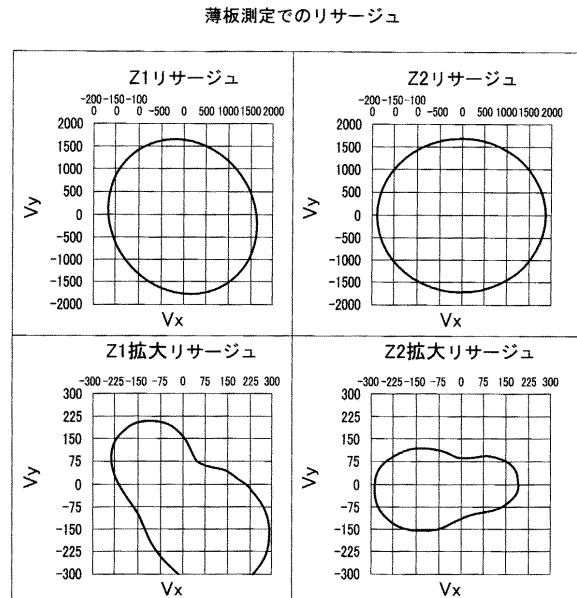
【図 6 A】



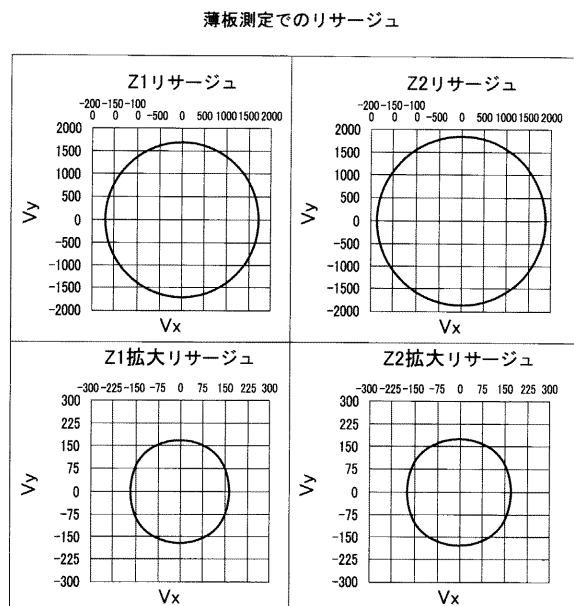
【図 6 B】



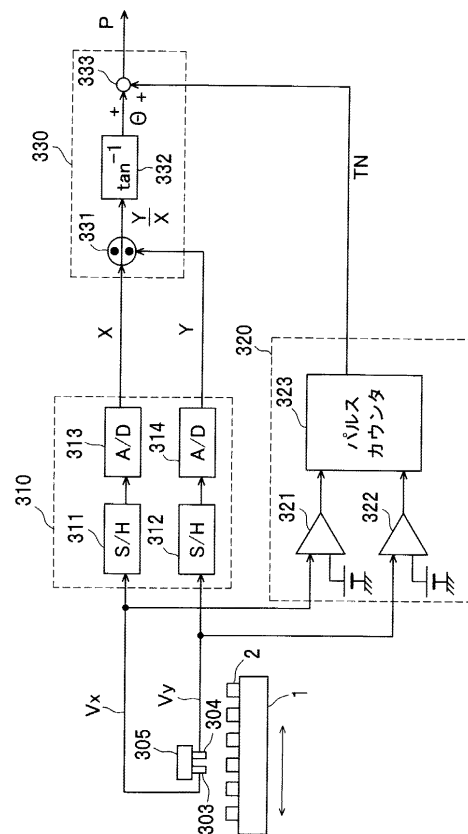
【図 7 A】



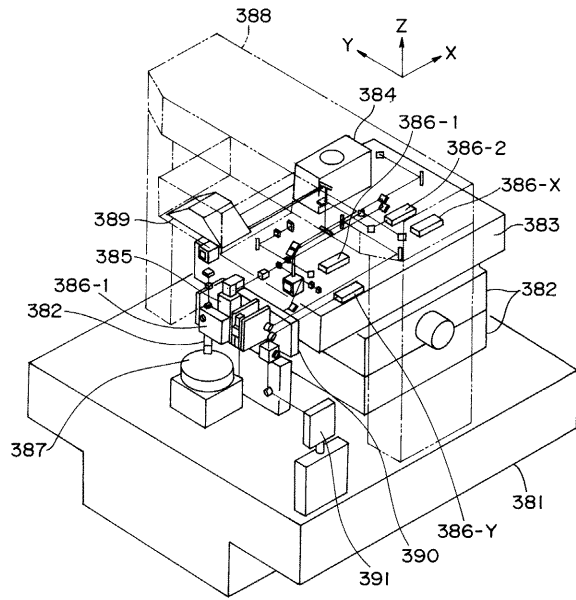
【図 7 B】



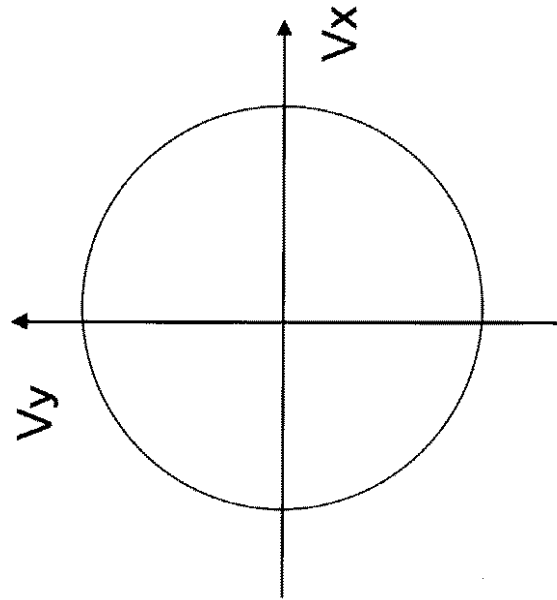
【図 8】



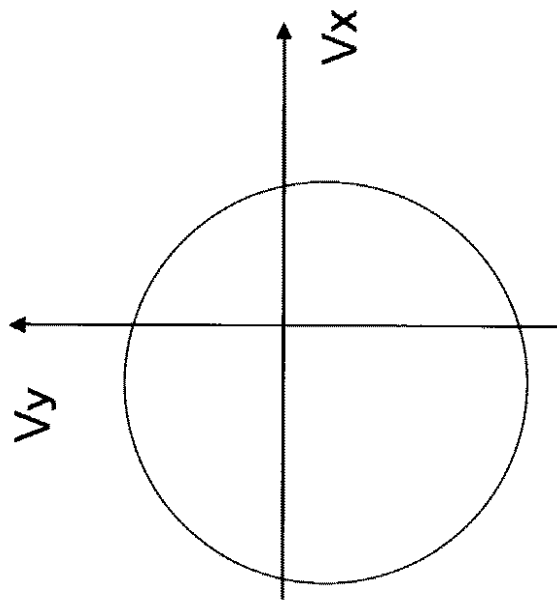
【図 9】



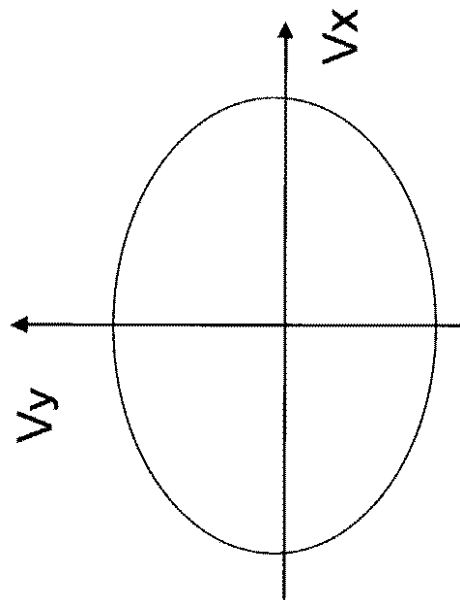
【図 10 A】



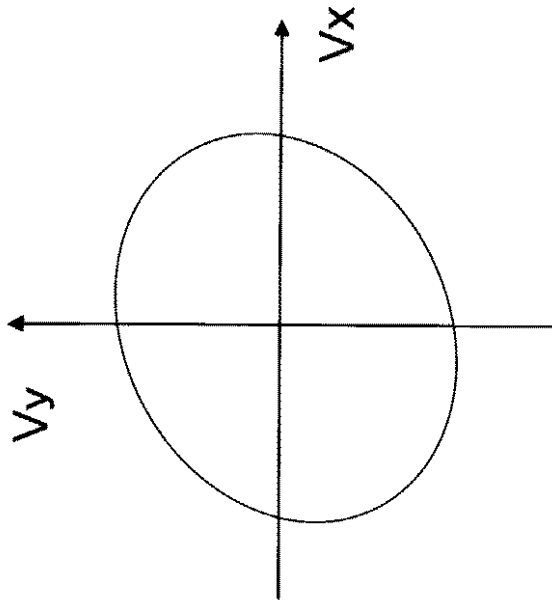
【図 10 B】



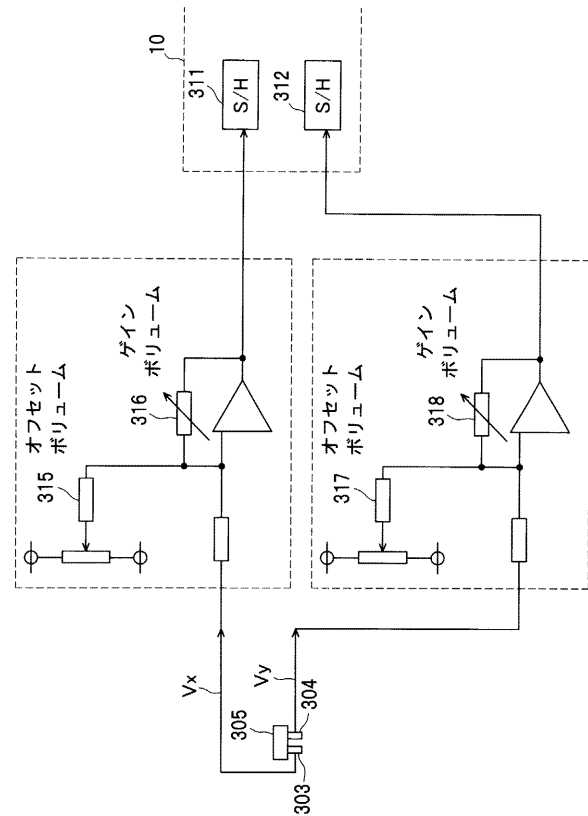
【図 10 C】



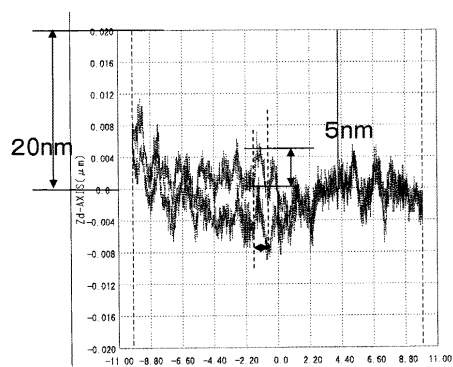
【図 10 D】



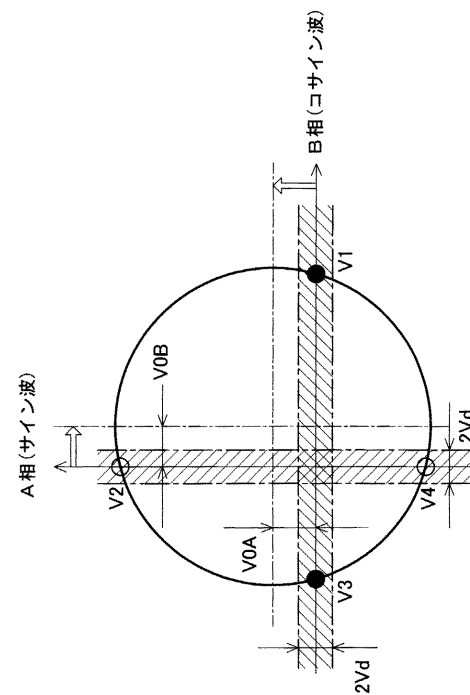
【図 11】



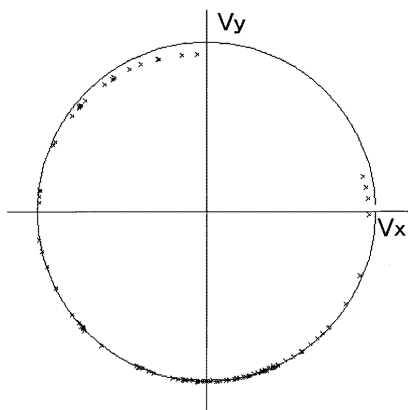
【図 12】



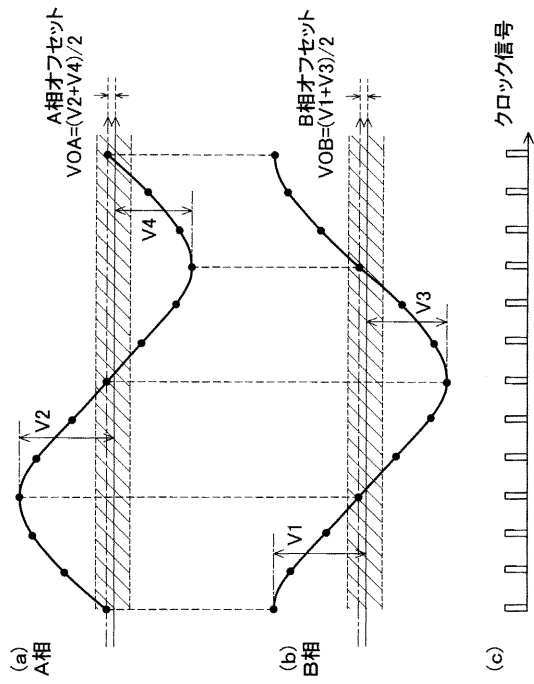
【図 14】



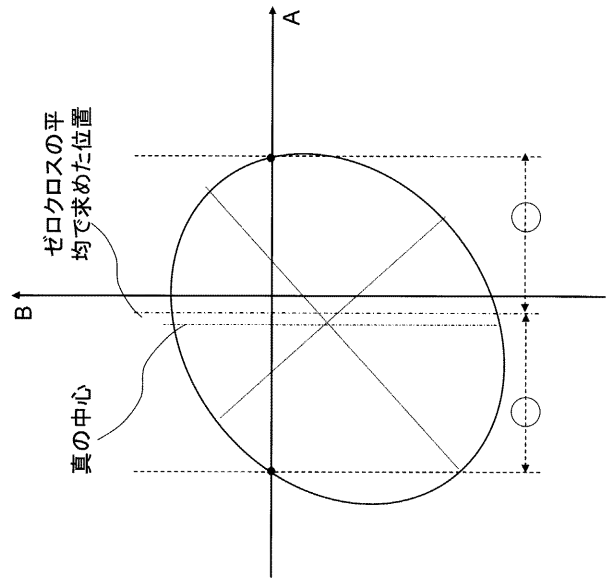
【図 13】



【 図 1 5 】



【 図 1 6 】



フロントページの続き

(72)発明者 倉田 隆行

大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

(72)発明者 原田 直幸

大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

Fターム(参考) 2F077 AA12 NN27 PP19 QQ05 TT31 TT66 UU18 UU20