

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5371720号
(P5371720)

(45) 発行日 平成25年12月18日(2013.12.18)

(24) 登録日 平成25年9月27日(2013.9.27)

(51) Int.Cl. F I
GO 1 D 5/244 (2006.01) GO 1 D 5/244 J

請求項の数 2 (全 14 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2009-275648 (P2009-275648) (22) 出願日 平成21年12月3日(2009.12.3) (65) 公開番号 特開2011-117834 (P2011-117834A) (43) 公開日 平成23年6月16日(2011.6.16) 審査請求日 平成24年12月3日(2012.12.3)</p>	<p>(73) 特許権者 000001007 キヤノン株式会社 東京都大田区下丸子3丁目30番2号 (74) 代理人 100110412 弁理士 藤元 亮輔 (74) 代理人 100104628 弁理士 水本 敦也 (72) 発明者 瀬尾 雄三 東京都大田区下丸子3丁目30番2号 キ ヤノン株式会社内 審査官 眞岩 久恵</p>
---	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 位置信号補正装置および位置信号補正方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

位置検出器から出力された互いに位相差を有する2相の周期信号に対応する2相入力信号のそれぞれに対して誤差係数を用いた誤差補正演算を行う誤差補正部と、
 該誤差補正演算後の2相入力信号に対してアークタンジェント演算を行うことにより位相情報を生成するアークタンジェント演算部と、
 該位相情報に対して直線回帰演算を行い、回帰予測値を基準位相として前記誤差補正演算後の2相入力信号のそれぞれをフーリエ変換する回帰演算/フーリエ変換部と、
 該フーリエ変換により得られたフーリエ係数を用いて前記誤差係数を補正する誤差係数更新部とを有し、
 前記回帰演算/フーリエ変換部は、複数周期の位相範囲で得られた前記位相情報の回帰誤差を演算し、該回帰誤差が最も小さい位相範囲において前記フーリエ変換を行うことを特徴とする位置信号補正装置。

【請求項2】

位置検出器から出力された互いに位相差を有する2相の周期信号に対応する2相入力信号のそれぞれに対して誤差係数を用いた誤差補正演算を行うステップと、
 前記誤差補正演算後の2相入力信号に対してアークタンジェント演算を行うことにより位相情報を生成するステップと、
 該位相情報に対して直線回帰演算を行い、回帰予測値を基準位相として前記誤差補正演算後の2相入力信号のそれぞれをフーリエ変換する演算ステップと、

該フーリエ変換により得られたフーリエ係数を用いて前記誤差係数を補正するステップとを有し、
前記演算ステップにおいて、複数周期の位相範囲で得られた前記位相情報の回帰誤差を演算し、該回帰誤差が最も小さい位相範囲において前記フーリエ変換を行うことを特徴とする位置信号補正方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、エンコーダやレーザ干渉計等の検出器が出力する位置信号（2相の周期信号）に含まれる誤差を計測および補正する装置および方法に関する。 10

【背景技術】

【0002】

上記のような2相信号（アナログ信号）をAD変換器によりデジタル信号に変換してアーケタンジェント演算を行うことにより、微細な位置情報を得ることができる。AD変換器には、12～18ビットの分解能を有するものがあり、これを用いれば、2相信号の1周期を数千～数十万分割する位置情報を得ることも可能である。ただし、こうして得られる位置情報は、その元となる2相信号に含まれる歪成分および信号処理回路のドリフト等に起因する誤差を含む。 20

【0003】

2相信号に含まれる誤差成分を除去する技術として、特許文献1にて開示された方法が知られている。この方法は、2相信号における各相信号の最大値と最小値からオフセット誤差と振幅の誤差（相関の不一致）を計測し、これを補正する。 20

また、オフセット誤差（誤差の0次成分）と振幅誤差（誤差の1次成分）以外の誤差を検出および補正する方法が特許文献2に開示されている。特許文献2に開示された方法は、2相信号における各相信号の最大値と最小値に加えて、該2相信号の和信号と差信号のそれぞれの最大値と最小値を利用する。これにより、オフセット誤差と振幅の誤差に加え、位相差誤差（2相信号の相間の位相差の $\pi/2$ からの誤差）、2次歪および3次歪成分を計測および補正する。 30

【0004】

位置信号に含まれる誤差成分としては、低次の誤差成分があるが、デジタル処理による信号の細分化に伴って、低次の誤差成分以外の高次の誤差成分も無視できなくなっている。ただし、2相信号の最大値と最小値を用いる従来の誤差計測方法では、該2相信号を直交座標のそれぞれの軸に割当てて軌跡を描かせた図形（リサージュ図形）の半径（リサージュ半径）情報に基づく誤差の計測に相当する。この方法では、原理的に高次の誤差成分を計測することは不可能である。 30

【0005】

すなわち、2相信号（ x, y ）は、これをフーリエ展開することにより次式で表すことができる。 k に関する0から無限大までの総和である。 40

【0006】

$$x = \cos \theta + (a_k \cos(k\theta) + d_k \sin(k\theta))$$

$$y = \sin \theta + (e_k \cos(k\theta) + b_k \sin(k\theta))$$

また、A、B相信号の k 次の誤差成分（ a_k, d_k, e_k, b_k ）に起因するリサージュ半径の変動 R_k は次式で表される。 40

$$R_k = 0.5(a_k + b_k) \cos(k-1)\theta$$

$$+ 0.5(d_k - e_k) \sin(k-1)\theta$$

$$+ 0.5(a_k - b_k) \cos(k+1)\theta$$

$$+ 0.5(d_k + e_k) \sin(k+1)\theta$$

上式から明らかなように、2相信号に含まれる k 次の誤差成分は、リサージュ半径の $k+1$ 次と $k-1$ 次の周期誤差を引き起こす。このため、リサージュ半径の変動を解析しても 50

、それが $k + 1$ 次の効果によるものであるのか $k - 1$ 次の効果によるものであるのかを判別できず、位置信号に含まれる誤差要因を特定することができない。

【 0 0 0 7 】

従来の信号の最大値と最小値を用いる誤差補正手法が可能であったのは、誤差の 0 次成分と 1 次成分が他の成分にない特殊な性質を持っているからである。

0 次の誤差成分（オフセット誤差）に関しては、サイン成分が存在せず、0 次誤差によって生じるリサージュ半径の $k - 1$ 次（すなわち -1 次）の変動成分は折り返しにより 1 次の変動成分として現れ $k + 1$ 次成分に重なることから可能となる。ただし、2 次の誤差成分が元信号に含まれている場合は、この $k - 1$ 次成分が 1 次のリサージュ半径の変動成分として現れ、これを分離することはできない。したがって、2 次の誤差成分が無視できる場合に、この手法は成立する。

また、1 次の成分（= 振幅誤差）については、 a_1 と b_1 が振幅の誤差であって $a_1 = -b_1$ の関係に制約されること、および d_1 と e_1 が位相差の誤差であって $e_1 = d_1$ の関係に制約されることから、リサージュ半径の変動は全て $k + 1$ 次側に現れる。

ここで説明を補足すると、誤差成分の位相誤差（もしくはリサージュ半径誤差）に与える影響は、誤差ベクトルと接線方向の単位ベクトル（もしくは半径方向の単位ベクトル）との内積で与えられる。式で書けば、 $(a_k \cos(k) + d_k \sin(k), (e_k \cos(k) + b_k \sin(k))) \cdot (-\sin, \cos)$ となる。ここで k 次の成分にさらに \sin 関数が乗算されることにより ± 1 次の成分が発生する。

このため、リサージュ半径の 2 次の変動から元信号に含まれる 1 次の誤差成分の特定が可能となる。ただし、この場合も、元信号に含まれる 3 次の誤差成分による $k - 1$ 次成分が 2 次のリサージュ半径の変動成分として現れ、これを分離することはできない。

リサージュ半径を用いた 0 次、1 次の誤差成分の計測は、いずれも元信号が 2 次以上の誤差成分を含んでいないことが前提となる。特許文献 2 にて開示された方法は、信号処理回路の歪であれば基本波成分とピークが一致する誤差成分のみを含むとの仮定により、2 次および 3 次の誤差成分の位相を予め決めることで、各次の誤差成分の計測を可能としている。ただし、この仮定は近似的に成り立っているに過ぎず、2 相信号に含まれる全ての誤差を検出および補正するには不十分である。

特許文献 3 には、2 相信号のそれぞれをフーリエ変換することにより誤差成分を検出および補正する方法が開示されている。特許文献 3 に開示されている方法は、計測装置を予めマイクロメータ等の角度設定器を用いて既知の角度に設定した状態で信号の位相を計測し、これから誤差を求める。このため、装置の実使用中の誤差を自動的に計測するには適さない。

特許文献 4 には、2 相信号から算出される位相情報が、スケールを一定速度で移動させたとき直線状の変動をすることを元に、その直線からの外れを誤差として求める方法を開示している。しかし誤差補正を高次歪成分の係数に直目した一般式（多項式）にて行うことは開示されていないこと、誤差補正データの採取と補正は別々に行うこと によって誤差補正が不十分な場合がある。

【先行技術文献】

【特許文献】

【 0 0 0 8 】

【特許文献 1】米国特許 4, 458, 322 号明細書

【特許文献 2】米国特許 5, 581, 488 号明細書

【特許文献 3】特公平 06 - 043892 号公報

【特許文献 4】特開 2003 - 0254785 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 9 】

本発明は、特に誤差補正を更に高精度に行わせるため、第一に高次誤差成分の係数を算出し補正を一般式（多項式）にて行えるようにすること、第二に高次誤差成分の係数の算出

10

20

30

40

50

と補正を連続的、継続的に行えるアルゴリズムを提供することを課題とする。

【0010】

特許文献3にて開示された2相信号のそれぞれをフーリエ変換する方法を応用すれば、高次の誤差の振幅係数を独立に計測することが可能であり、そのまま装置の実使用中の誤差を自動的に計測および補正する目的に使用することも可能なように思われる。

【0011】

しかしながら、この場合、フーリエ変換の演算に使用する位相情報をどのようにして得るかが問題となる。

【0012】

一般に、2相信号に含まれる誤差成分は非常に少ない(例えば信号振幅の1%以下である)ことが期待される。このため、誤差を含む2相信号にアークタンジェント演算を施して得られる位相情報をこの目的に使用できるようにも思われる。

しかしながら、このようにして得られた位相情報には、入力された2相信号に含まれる誤差成分のために生ずる位相の誤差(アークタンジェントの計算値の誤差)を含む。この結果、フーリエ変換演算が位相の誤差をもって行なわれる。

即ちフーリエ変換は原理的に、信号に $\sin k$ 、 $\cos k$ を乗算して1周期にわたって積分することにより行われるが、このときの に誤差がある場合にはフーリエ変換の工程で誤差を発生する。

2相信号の基本波成分 ($a_1, b_1, a_2, b_2, a_3, b_3, \dots$) と位相誤差関与成分 ($d_1, e_1, d_2, e_2, d_3, e_3, \dots$) の相乗作用により、フーリエ演算結果には偽の(見掛け上の)位相の誤差成分が現れる。

この現象について、以下詳しく説明する。

k 次の誤差成分は、次式に示す位相誤差 ϵ_k を生じる(記号は前と同じ)。

下式より2相信号の k 次成分歪は $k-1$ 次と $k+1$ 次の周期誤差成分になることがわかる。

$$\begin{aligned} \epsilon_k &= \left(\frac{a_k + b_k}{2} \right) \sin(k-1) \\ &+ \left(\frac{e_k - d_k}{2} \right) \cos(k-1) \\ &+ \left(\frac{b_k - a_k}{2} \right) \sin(k+1) \\ &+ \left(\frac{d_k + e_k}{2} \right) \cos(k+1) \end{aligned}$$

位相に誤差 ϵ_k がある場合、採取される信号には信号の位相に対する微係数に $-\epsilon_k$ を乗じた量の誤差が含まれる。この結果生じる見掛け上の誤差は、誤差係数の二乗以上の項を無視して近似すれば、次のようになる。

コサイン信号に重畳される誤差は次式で表される。

$$\begin{aligned} \epsilon_k \sin &= \\ &- \left(\frac{a_k}{2} \right) \cos k - \left(\frac{d_k}{2} \right) \sin k \\ &+ \left(\frac{a_k + b_k}{4} \right) \cos(k-2) \\ &- \left(\frac{e_k - d_k}{4} \right) \sin(k-2) \\ &+ \left(\frac{a_k - b_k}{4} \right) \cos(k+2) \\ &+ \left(\frac{e_k + d_k}{4} \right) \sin(k+2) \end{aligned}$$

サイン信号に重畳される誤差は次式で表される。

$$\begin{aligned} \epsilon_k \cos &= \\ &- \left(\frac{e_k}{2} \right) \cos k - \left(\frac{b_k}{2} \right) \sin k \\ &- \left(\frac{e_k - d_k}{4} \right) \cos(k-2) \\ &- \left(\frac{a_k + b_k}{4} \right) \sin(k-2) \\ &- \left(\frac{e_k + d_k}{4} \right) \cos(k+2) \\ &+ \left(\frac{a_k - b_k}{4} \right) \sin(k+2) \end{aligned}$$

すなわち、2相信号に含まれる誤差成分によって生じる位相の誤差により、元々存在していた誤差成分は $1/2$ に圧縮されると同時に、 ± 2 次離れた部分に $1/4$ の大きさの偽の誤差を生み出す。

それぞれの次数のそれぞれの係数 (a_k, d_k, e_k, b_k) の誤差成分によって発生す

10

20

30

40

50

る偽の誤差（見掛け上の誤差）の大きさを表1および表2に示す。表1および表2では、 a_k と b_k 、 d_k と e_k に分けている。即ち、表1は振幅誤差に関係する成分 a_k 、 b_k のみ考慮した表であり、表2は位相誤差に関係する成分 d_k と e_k のみ考慮した表である。ただし、元信号に含まれる誤差成分のうち a_k および b_k は、計測される誤差成分の d_k 、 e_k には影響を与えず、元信号の d_k および e_k も、計測される a_k 、 b_k には影響を与えない。

真の誤差に対する偽の誤差の発生量が既知であることから、表1および表2の逆行列を予め求めておくことができれば、計測された誤差から元信号に含まれる誤差を逆算することができる。しかしながら、偽誤差を発生させる行列は非正則行列であり、逆行列は存在しない。よってリサージュ波形の周期誤差を用いて例えば k が0～6までの k 次の歪成分係数（ a_k 、 d_k 、 e_k 、 b_k ）を解析的に算出することはできない。

そこで本発明は、スケールを一定速度で移動させて、計測された2相の周期信号を直線回帰演算することで、基準となる位相（A、B相より算出されるアークタンジェントの値）のデータ群を形成する。そして、これらを用いてフーリエ変換を行うことで、見掛け上の誤差を発生させずに高次の誤差成分までを正確に計測し、補正できる装置および方法を提供する。

即ち、フーリエ変換の演算に際してアークタンジェントを計算した結果を使用し、直線回帰演算を行うことで、「偽の誤差」の影響を排除する。なお、スケールの速度は高分解能エンコーダの場合は特に意識しなくても隣接の数周期の間は一定速度と見なすことができる。

【課題を解決するための手段】

【0013】

本発明の一側面としての位置信号補正装置は、位置検出器から出力された互いに位相差を有する2相の周期信号に対応する2相入力信号のそれぞれに対して誤差係数を用いた誤差補正演算を行う誤差補正部と、該誤差補正演算後の2相入力信号に対してアークタンジェント演算を行うことにより位相情報を生成するアークタンジェント演算部と、該位相情報に対して直線回帰演算を行い、回帰予測値を基準位相として誤差補正演算後の2相入力信号のそれぞれをフーリエ変換する回帰演算/フーリエ変換部と、該フーリエ変換により得られたフーリエ係数を用いて誤差係数を補正する誤差係数更新部とを有する。そして、回帰演算/フーリエ変換部は、複数周期の位相範囲で得られた位相情報の回帰誤差を演算し、該回帰誤差が最も小さい位相範囲においてフーリエ変換を行うことを特徴とする。

また、本発明の他の一側面としての位置信号補正方法は、位置検出器から出力された互いに位相差を有する2相の周期信号に対応する2相入力信号のそれぞれに対して誤差係数を用いた誤差補正演算を行うステップと、誤差補正演算後の2相入力信号に対してアークタンジェント演算を行うことにより位相情報を生成するステップと、該位相情報に対して直線回帰演算を行い、回帰予測値を基準位相として誤差補正演算後の2相入力信号のそれぞれをフーリエ変換する演算ステップと、該フーリエ変換により得られたフーリエ係数を用いて誤差係数を補正するステップとを有する。そして、演算ステップにおいて、複数周期の位相範囲で得られた位相情報の回帰誤差を演算し、該回帰誤差が最も小さい位相範囲においてフーリエ変換を行うことを特徴とする。

【発明の効果】

【0014】

本発明になる装置を用いれば、2相信号に含まれる誤差成分を高次のものまで正確に測定し、かつ補正することができ、位置の計測を高い精度で行うことが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【0015】

【図1】本発明の実施例の位置信号補正装置の構成を示すブロック図。

【図2】実施例に使用されるカルマンフィルタの構成を示すブロック図。

【図3】実施例の誤差補正部の構成を示すブロック図。

【図4】実施例に使用される開平器の構成を示すブロック図。

10

20

30

40

50

【図5】実施例に使用されるメモリー部の構成を示す模式図。

【図6】実施例での処理を示すフローチャート。

【発明を実施するための形態】

【0016】

以下、本発明の実施例について図面を参照しながら説明する。

【実施例1】

【0017】

図1には、本発明の実施例である位置信号補正装置の構成を示している。本装置には、位置検出対象物の位置を検出するために用いられるエンコーダやレーザ干渉計等の位置検出器から出力された互いに位相差を有する2相の周期信号（アナログ信号：位置信号ともいう）に対応する2相デジタル信号（2相入力信号）が入力される。位置検出器からの2相の周期信号は、増幅やフィルタリング等の電子的処理を施された後、さらにデジタル信号に変換され、2相デジタル信号としてのコサイン信号（ x_{in} ）およびサイン信号（ y_{in} ）が誤差補正部11, 12に入力される。これらコサイン信号およびサイン信号を、以下まとめて2相信号ともいい、またコサイン信号およびサイン信号のそれぞれを各相信号ともいう。

10

コサイン信号（ x_{in} ）およびサイン信号（ y_{in} ）に対しては、誤差補正部11, 12によって次式に示す誤差補正演算が施され、既知の誤差が除去される。

【0018】

$$x = x_{in} - s (A_k \cos(k) + D_k \sin(k))$$

$$y = y_{in} - s (E_k \cos(k) + B_k \sin(k))$$

ただし、 s は信号の振幅であり、次式で与えられる。

20

【0019】

$$s = (x^2 + y^2)$$

A_k, D_k, E_k, B_k は、これまでの誤差計測のための演算により求められた各次数（ k ）の誤差係数であり、初期値はゼロである。誤差係数 A_k, D_k, E_k, B_k は、後述する各次数の誤差係数補正值 a_k, d_k, e_k, b_k により逐次補正される。はアーケタンジェント演算部13で得られた前回までの位相情報を、予測器23にてカルマンフィルタで処理することにより得られる最新のサンプルに対する位相の予想値である。

図2に、カルマンフィルタの構成を示す。DPは最新位相の前回位相に対する変化量である。これを所定の n ビットだけ右シフトするために P を乗じてレジスタPDPに格納する。ここで P は 2^{-n} である。レジスタFXの値からレジスタPDPの値を減算した値は、レジスタQに格納される。

30

次に、レジスタQの値に P を乗じて n ビットだけ右シフトした値をレジスタPQに格納する。また、レジスタQの値からレジスタPQの値を減算した値がレジスタFXに格納される。

レジスタPQの値にレジスタVXの値を加算した値は、レジスタBに格納される。レジスタBはサンプリングインターバルにおける位相の変化量を平均化した値を示しており、次のサンプリング時点における位相を予測するために使用される。

レジスタBの値に P を乗じて n ビットだけ右シフトした値は、レジスタPBに格納され、レジスタBの値からレジスタPBの内容を減算した値が、レジスタVXに格納される。レジスタFXの値からレジスタVXの値を減算した値Cは、回帰式の定数項となる。この定数項は、最後に計測された位相に含まれるノイズを意味する。

40

これを用いて最後に計測された位相からノイズを除去し、サンプリングインターバルにおける移動量Bを加えることにより、次のサンプリングに際しての位相予想値が算出される。

カルマンフィルタの内部で行なわれている演算は、位相変化量 x が得られたとき、内部に保持された値FXおよびVXを用いて次式のように行なわれる。これらの演算により、速度BおよびノイズCが求められ、内部に保持する値FXおよびVXが更新される。ここで、「 $'$ 」は前回演算されたことを示している。また、 P は 2^{-n} であり、最新の位相角

50

に対する重み係数を示している。通常、 n は 4 ~ 6 程度で十分な精度が得られる。

【 0 0 2 0 】

$$Q = F X' - P \quad x$$

$$B = V X' + P Q$$

$$V X = (1 - P) B$$

$$F X = (1 - P) Q$$

$$C = F X - V X$$

図 1 において、アークタンジェント演算部 1 3 は、誤差補正部 1 1 , 1 2 から出力された補正済み 2 相信号 (誤差補正演算後の 2 相入力信号) に対してアークタンジェント演算を行う。これにより、該補正済み 2 相信号を位相情報に変換する (すなわち、位相情報を生成する) 。位相情報および補正済み 2 相信号は、少なくとも各相信号の 1 周期以上にわたってメモリー 1 4 , 1 5 , 1 6 に蓄積される。計測インターバルに対して移動量が小さい場合は、各メモリーへの蓄積を間引きして行うことも可能である。高次の誤差成分の推定に十分な精度を得るためには、各メモリーに蓄積されるサンプル数は百点ないし数百点とすることが好ましい。

10

次に、メモリー 1 4 に蓄積された位相情報に対して回帰演算部 2 1 にて回帰演算を行い、回帰演算により得られる回帰予測値を基準位相 2 2 として出力する。後述するフーリエ変換部 1 7 , 1 8 によるフーリエ変換演算は信号周期の整数倍 ($2m$: m は自然数) の範囲で行われるため、回帰演算も同じ範囲の位相情報に対して行うことが好ましい。回帰演算は、通常の場合には線形回帰演算でもよいし、信号に含まれるノイズが小さい場合は単に始点と終点を結んだ直線を回帰式とする演算でもよい。回帰式は、メモリーアドレスを独立変数とし、メモリーアドレスを与えて位相を予測する形とする。

20

回帰演算部 2 1 とフーリエ変換部 1 7 , 1 8 とにより、回帰演算 / フーリエ変換部が構成される。

次に、メモリー 1 5 , 1 6 に蓄積された補正済み 2 相信号に対して、基準位相 2 2 を用いた、フーリエ変換部 1 7 , 1 8 によるフーリエ変換演算が行われる。フーリエ変換演算のアルゴリズムとしては、FFT (高速フーリエ変換) アルゴリズムが知られている。しかし、2 相信号に含まれる高次の誤差成分を求めるためのフーリエ変換に対しては、次数が少なく (通常は 10 以下) 、また周期を等分割する点のサンプル値が得られていないことから、数値積分によるフーリエ変換を行うことが好ましい。

30

数値積分によるフーリエ変換を行うために、信号周期の整数倍 (位相として $0 \sim 2m$) の範囲において以下の積算を行う。ここで、関数 $t(i)$ は、メモリーアドレス i に対する回帰式で与えられる位相の予想値である。また、 i は、 i をフーリエ変換範囲の 2 番目のアドレスからフーリエ変換範囲の終点までの範囲で積算することを示す。

$$a_k = \{ ((x[i-1]+x[i])/2) \cos(k(t(i-1)+t(i))/2)(t(i)-t(i-1)) \}$$

$$d_k = \{ ((x[i-1]+x[i])/2) \sin(k(t(i-1)+t(i))/2)(t(i)-t(i-1)) \}$$

$$e_k = \{ ((y[i-1]+y[i])/2) \cos(k(t(i-1)+t(i))/2)(t(i)-t(i-1)) \}$$

$$b_k = \{ ((y[i-1]+y[i])/2) \sin(k(t(i-1)+t(i))/2)(t(i)-t(i-1)) \}$$

積算の終点位相は、開始点から正確に $2m$ 離れている必要がある。このため、 $t(i)$ が終点を越えた際には、 $t(i)$ に代えて、正確な終了点である、開始点の位相に $2m$ を加算した値を用いて上記演算を行うことが好ましい。終了点の信号値に関しても、メモリーに蓄積された値を用いて内挿演算を行うことで該終了点における正確な信号値が得られる。ただし、終了点における信号値に誤差があっても位相の誤差ほどの影響を与えないため、終了点を越えた信号値をそのまま用いても差し支えない。

40

サイン関数およびコサイン関数は、それらの値のテーブルデータを ROM に格納し、これを読み出す形とするとよい。

フーリエ変換によってフーリエ係数としての誤差係数補正值 a_k , d_k , e_k , b_k の算出が終了すると、全体の信号振幅の影響を排除するため、誤差係数更新部 2 4 , 2 5 は、振幅 s を用いて誤差係数補正值 a_k , d_k , e_k , b_k の規格化を行なう。振幅 s は 1 次のフーリエ係数 a_1 と b_1 の平均値で与えられる。

50

【 0 0 2 1 】

$$s = (a_1 + b_1) / 2$$

得られた全ての誤差係数補正值 a_k , d_k , e_k , b_k を s で除すことにより規格化が完了する。

【 0 0 2 2 】

$$a_k = a_k / s$$

$$d_k = d_k / s$$

$$e_k = e_k / s$$

$$b_k = b_k / s$$

1 次のフーリエ係数 a_1 および b_1 には基本波成分が含まれるため、これから 1 を差し引く。また、 d_1 および e_1 は位相差誤差であり、これらの値は等しいことが要求される。(等しくないことを許すと位相のゼロ点が移動してしまう。)そこで、 d_1 と e_1 の平均値を求め、双方に平均値をセットする。

【 0 0 2 3 】

最後に、誤差係数更新部 2 4 , 2 5 は、これらの誤差係数補正值 a_k , d_k , e_k , b_k を用いて、内部に保持されている誤差係数 A_k , D_k , E_k , B_k を修正(補正)することで、内部に保持されている誤差係数をより適正なものに更新する。この修正(補正)は、次式に示すように、0 以上 1 未満のパラメータ P を用いて、部分的に行なうことが好ましい。

$$A_k = A_k + P a_k$$

$$D_k = D_k + P d_k$$

$$E_k = E_k + P e_k$$

$$B_k = B_k + P b_k$$

パラメータ P は定数とすることもできるが、米国特許 4 , 4 8 8 , 1 1 7 号明細書にて説明されている手法を援用して、位相を回帰演算した際の誤差分散 V_N を用いて、次式の演算で定めるのが好ましい。

$$P = (V_C + V_T) / (V_C + V_T + V_N)$$

ただし、 V_C は推定値の誤差分散を代表する量で、上式で P が定まった後に次式により更新される(初期値は 0 とする)。

【 0 0 2 4 】

$$V_C = P^2 V_N + (1 - P)^2 (V_C + V_T)$$

ただし、 V_T は誤差係数の経時変化を代表する量であり、誤差係数の保持値の経時変化が滑らかな変化となるように適宜定められる。具体的には、 V_T 値を小さくすると経時変化が緩やかになってノイズの影響を受け難くなる代わりに、誤差の変動に対する応答性が悪化する。

【 0 0 2 5 】

速度が一定でない場合は、線形回帰によって予想される位相は大きな誤差を含む。この場合は、 V_N が極端に大きな値をとることから、 P は非常に小さな値となり、内部に保持された誤差係数はほとんど変化しない。 V_N の V_C に対する比率が寄与度を定めることから、内部に保持された誤差係数に期待される誤差分散 V_C が小さい場合も P は小さい値となる。

【 0 0 2 6 】

図 3 には、図 1 における誤差補正部 1 1 , 1 2 の構成例を示している。誤差補正部 1 1 , 1 2 は、高速演算処理が要求されるため、FPGA (フィールド・プログラマブル・ゲート・アレー) を用いて構成される。

前述した検出器から出力されて所定の電子的処理が施された 2 相の周期信号は、アナログ・デジタル変換器 (ADC) によりデジタル信号に変換される。該 2 相のデジタル信号は、誤差補正部 1 1 , 1 2 のレジスタ XIN および YIN に格納される。これら双方のレジスタの内容はそれぞれ乗算器 (\times) により二乗された後、加算器 ($+$) により二乗和が演算され、開平演算モジュール $SQRT$ により二乗和平方根が演算される。

10

20

30

40

50

開平演算モジュールの詳細を図4に示す。作業用レジスタTおよび結果格納用のレジスタRはゼロに初期化される。また、レジスタSは入力値が置かれるレジスタであり、上位に余裕が設けられている。例えば32ビットの整数から16ビットの平方根を演算する場合は、上位に14ビットの余裕(ゼロで初期化される)が設けられ、下位32ビットに入力値が格納される。この場合、レジスタTおよびレジスタRは16ビット長とする。

開平演算の手順は、上記ビット長の場合、次のように進行する。まず、レジスタSの上位16ビットから、レジスタTを1ビット左シフトして1を加算した値を減算する。減算に際してボロー(繰り下がり:減算結果がマイナスになる場合に発生する)が発生した場合は、レジスタSの内容を2ビット左シフトした値が信号線wSに出力され、レジスタTの内容を1ビット左シフトした値が信号線wTに出力される。

10

減算に際してボローが発生しない場合は、減算結果にレジスタSの下位30ビットを連結した値を2ビット左シフトした値が信号線wSに出力され、レジスタTを1ビット左シフトして2を加算した値が信号線wTに出力される。

演算を1ビットずつ行う場合はクロック毎に、信号線wSの内容をレジスタSに、信号線wTの内容をレジスタTにロードし、ボローの論理を反転した信号をレジスタRの下位からシフトインする。この操作を16回行うことで32ビット整数の開平演算が完了する。開平演算モジュールは、直列に接続して1クロックで複数のビットを同時に行うことができる。これを行うには、図4の破線内の論理回路を複数設け、出力線wTおよびwSを次段のレジスタTおよびSの出力に代えて接続すればよい。ボローbはそれぞれ独立に出力し、複数ビットの結果をまとめて結果レジスタにシフトインすればよい。

20

例えば、4桁の開平演算を1クロックで実行するには、破線内の論理回路を4段に接続し、クロック毎に結果レジスタを4ビット左シフトし、下位4ビットにそれぞれの桁のボローを反転した値をセットする。この場合には、32ビットの開平演算が4クロックで完了する。

32ビットの開平演算を4段構成の開平モジュールで行なう論理を、FPGAの一例として、アルテラ社のEP2S30F672C4に組み込んだ際の上限クロック周波数は90MHzであった。

一般的な位置の計測および制御にはサンプリング周波数が数百kHzないし数MHzのAD変換器が利用される。このため、信号処理のクロックレートを数十MHzとすれば、一つのAD変換結果の処理に10以上のクロック周期を使用することが可能となり、演算に複数クロックを使用した簡素な論理回路が構成可能となる。

30

図3において、それぞれの次数の誤差係数は、ECXおよびECYで示すRAMに格納されている。これらの係数と二乗和平方根との積を演算することにより入力信号の振幅に合せた後、ROMより順次読み出される $\cos k$ および $\sin k$ の値と乗算し、各誤差係数に対応する信号の誤差を算出する。

各信号値XINおよびYINは、最初のクロックでレジスタXおよびレジスタYにセットされる。次いで、各誤差係数に対応する信号の誤差が算出される毎に、これらをレジスタXおよびレジスタYの内容に加算する。

全ての次数の誤差の加算が完了した後、これらの内容を図中にXRAM、YRAMと示したRAMに、サンプリングごとにアドレスを変えて格納する。また、それぞれの信号を用いてアークタンジェント演算ATANを行い、この結果も図中にTRAMと示したRAMに格納する。これらのRAMは、誤差の演算に十分な数の結果を格納する必要があり、例えば1kサンプルの結果を格納するに十分な領域とする。

40

アークタンジェント演算の結果の最新値と前回の値の差は、モジュールKLMNに導かれ、前述したカルマンフィルタ演算が行なわれ、次回サンプリングの際の位相が演算される。これは一旦レジスタPHSに格納された後、レジスタIDXに加算される。レジスタIDXは、初期値としてゼロにリセットした後、順次レジスタPHSを加算することにより各次数の誤差計算に必要なアドレスkを生成する。

図3において、誤差係数格納用のECXおよびECY、一連の位置を格納するXRAMおよびYRAMと一連の位相情報を格納するTRAMは、いずれもデュアルポートRAM(

50

読み書きポートを二組持つランダムアクセスメモリ)で構成される。デュアルポートRAMの一方のポートは、先に説明したFPGAの論理によりアクセスされる。また、他方のポートは、図1に示した、誤差補正部11, 12以外の各部を構成するマイクロプロセッサ、デジタルシグナルプロセッサまたはホストコンピュータ等の誤差係数更新システムに接続されている。誤差係数更新システムは、XRAM、YRAM、TRAMを読み込んで、前述した回帰演算、フーリエ変換および誤差係数の更新演算を行い、その結果をECX、ECYに書き込む。

上記誤差係数更新システムの動作は、一般にはFPGAの動作に比べると非常に遅い。しかし、誤差係数の変動は緩やかであるため、その更新処理にはさほどの速度は要求されない。よって、無駄な演算は極力省き、誤差係数更新システムの演算能力を誤差係数の更新処理に有効に利用することが好ましい。

10

本実施例では、位置検出対象物の移動速度が一定であるとの仮定に基づいて基準位相を回帰演算(直線回帰演算)により求めている。このため、データ採取期間に大きな速度変動がある場合には、誤差係数の演算結果に大きな誤差が含まれる。このため、FPGAの論理に、有効性の高いデータを保存する機能を設けることが好ましい。このための回路構成の一例を図5に示す。

図5において、位相情報のデータ(位相データ)を格納するためのRAMは2セット設けられており、一方のRAMに最良の(位相の線形回帰誤差が最も小さい)位相データの組みが格納され、他方のRAMには新たな位相データが蓄積される。

新たな位相データが蓄積されるTRAMから複数周期の位相範囲(例えば、32点の位相)での位相データを読み出し、線形回帰モジュールREGにより線形回帰演算を行って回帰誤差を求める。この際、RAMの全領域を対象として行ってよい。

20

回帰誤差は、モジュールMINにより、保持されている最小回帰誤差と比較される。そして、新しく得られた回帰誤差が最小回帰誤差よりも小さい場合は、新しく得られた回帰誤差を最小回帰誤差にセットするとともに、新たなデータを蓄積するRAM領域と最良データを格納するRAM領域を切替える。

上記誤差係数更新システムによるRAMからのデータの取り込みは、最良のデータの組に対して行い、これが行われている間はRAM領域の切替えを停止する。また、誤差係数更新システムによるRAMデータの取り込みが行なわれた際には、最小の回帰誤差はリセットされる(最新の回帰誤差を最小回帰誤差にセットする)。

30

【0027】

こうすることで、誤差係数更新システムが読み込むデータの組は、前回の読み込み後に取り込まれた最良のデータの組となり、効率的な誤差係数の計測が可能となる。

【0028】

図6のフローチャートには、誤差係数更新システムでの処理(位置信号補正方法)を示す。誤差係数更新システムは、以下の処理をコンピュータプログラムに従って実行する。FPGA上のRAMに蓄えられた信号は、通信回線により誤差係数更新システムに取り込まれ(ステップS101)、回帰演算部21による位相情報の直線回帰演算が行われる(ステップS103)。

RAMは、低速移動の際にも必要な範囲のデータが採取できるよう、通常の計測に対しては過剰な容量を有する。これを利用して、直線回帰演算を、演算可能な全ての位相範囲(複数周期の位相範囲)、すなわちそれぞれの始点から2mの範囲にて行い(ステップS102, S103)、回帰誤差が最小も小さい位相範囲を求める(ステップS104)。そして、フーリエ変換部17, 18によるフーリエ変換演算を、このようにして得られた回帰誤差が最も小さい位相範囲に対して行う(ステップS105)。このような演算ステップ(S102~S105)によって、より良好な誤差係数補正值(つまりは更新後の誤差係数)の演算精度が得られる。

40

このように本実施例によれば、2相信号に対して回帰演算を行うことで基準位相を生成し、該基準位相を用いたフーリエ変換により得られた誤差係数補正值を用いて誤差補正演算を行うための誤差係数を補正(更新)する。これにより、見掛け上の誤差を発生させずに

50

高次の誤差成分までを正確に計測し、補正することができる。

以上説明した実施例は代表的な例にすぎず、本発明の実施に際しては、実施例に対して種々の変形や変更が可能である。

【 0 0 2 9 】

【表 1】

in	a0.0	a1-b1	a2.0	b2.0	a3.0	b3.0	a4.0	b4.0	a5.0	b5.0	a6.0	b6.0
a0.0	1	0	0.5	0.5	0	0	0	0	0	0	0	0
a1-b1	0	1	0	0	0.5	0.5	0	0	0	0	0	0
a2.0	0.5	0	0.5	0	0	0	0.25	0.25	0	0	0	0
b2.0	0.5	0	0	0.5	0	0	-0.25	-0.25	0	0	0	0
a3.0	0	0.5	0	0	0.5	0	0	0	0.25	0.25	0	0
b3.0	0	0.5	0	0	0	0.5	0	0	-0.25	-0.25	0	0
a4.0	0	0	0.25	-0.25	0	0	0.5	0	0	0	0.25	0.25
b4.0	0	0	0.25	-0.25	0	0	0	0.5	0	0	-0.25	-0.25
a5.0	0	0	0	0	0.25	-0.25	0	0	0.5	0	0	0
b5.0	0	0	0	0	0.25	-0.25	0	0	0	0.5	0	0
a6.0	0	0.01	0	0	0	0.01	0.25	-0.25	0	0	0.5	0
b6.0	0	0.01	0	0	0	0	0.25	-0.25	0	0	0	0.5

10

【 0 0 3 0 】

【表 2】

in	e0.0	e1+d1	e2.0	d2.0	e3.0	d3.0	e4.0	d4.0	e5.0	d5.0	e6.0	d6.0
e0.0	1	0	-0.5	0.5	0	0	0	0	0	0	0	0
e1+d1	0	1	0	0	-0.5	0.5	0	0	0	0	0	0
e2.0	-0.5	0	0.5	0	0	0	-0.25	0.25	0	0	0	0
d2.0	0.5	0	0	0.5	0	0	-0.25	0.25	0	0	0	0
e3.0	0	-0.5	0	0	0.5	0	0	0	-0.25	0.25	0	0
d3.0	0	0.5	0	0	0	0.5	0	0	-0.25	0.25	0	0
e4.0	0	0	-0.25	-0.25	0	0	0.5	0	0	0	-0.25	0.25
d4.0	0	0	0.25	0.25	0	0	0	0.5	0	0	-0.25	0.25
e5.0	0	0	0	0	-0.25	-0.25	0	0	0.5	0	0	0
d5.0	0	0	0	0	0.25	0.25	0	0	0	0.5	0	0
e6.0	0	0	0	0	0	0	-0.25	-0.25	0	0	0.5	0
d6.0	0	0	0	0	0	0	0.25	0.25	0	0	0	0.5

20

【産業上の利用可能性】

【 0 0 3 1 】

位置信号としての 2 相の周期信号に含まれる誤差成分を高次のものまで計測および補正することが可能な位置信号補正装置を提供できる。

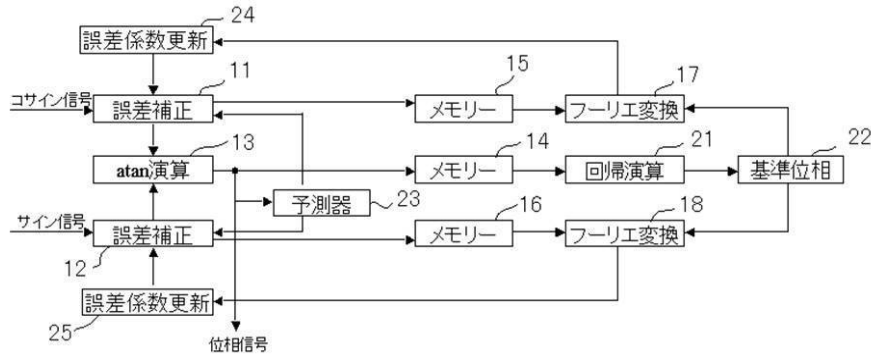
【符号の説明】

30

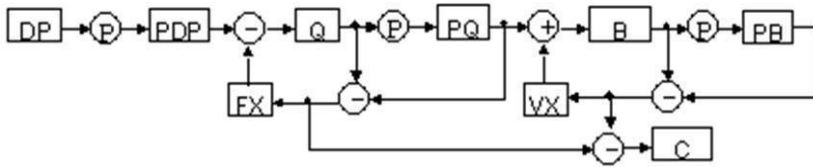
【 0 0 3 2 】

- 1 1 , 1 2 誤差補正部
- 1 3 アークタンジェント演算部
- 1 7 フーリエ変換部
- 2 1 回帰演算部
- 2 4 , 2 5 誤差係数更新部

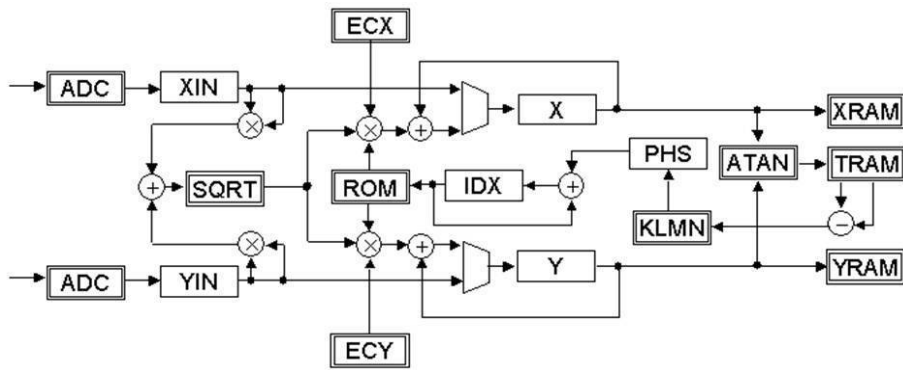
【図1】



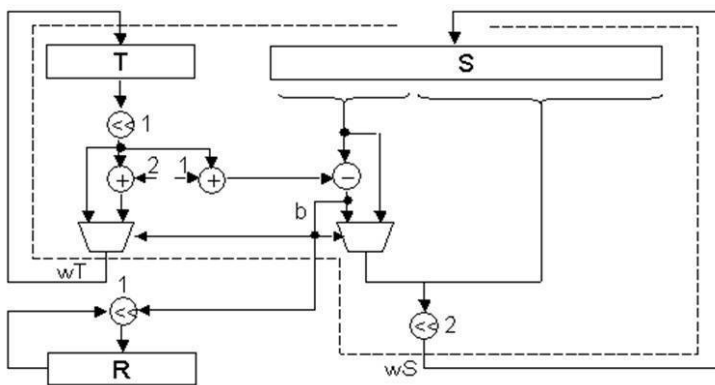
【図2】



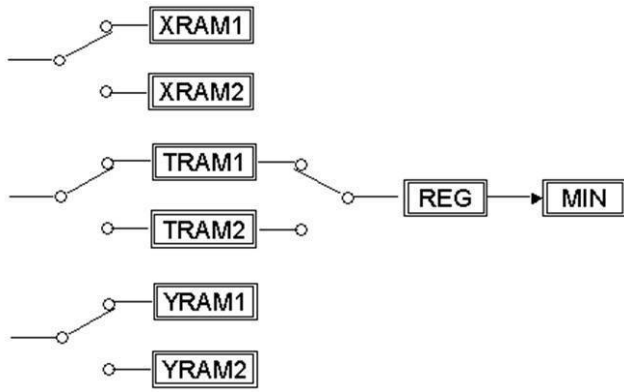
【図3】



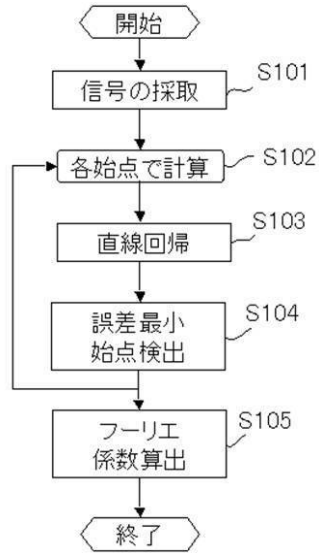
【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(56)参考文献 特公平06 - 043892 (JP, B2)
特表2008 - 509414 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G01D 5/00 - 5/62