

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6100552号
(P6100552)

(45) 発行日 平成29年3月22日 (2017.3.22)

(24) 登録日 平成29年3月3日 (2017.3.3)

(51) Int.Cl.

G O 1 D 5/244 (2006.01)

F I

G O 1 D 5/244

F

請求項の数 2 (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願2013-27663 (P2013-27663)	(73) 特許権者	000149066
(22) 出願日	平成25年2月15日 (2013.2.15)		オークマ株式会社
(65) 公開番号	特開2014-157069 (P2014-157069A)		愛知県丹羽郡大口町下小口五丁目2 5 番地の1
(43) 公開日	平成26年8月28日 (2014.8.28)	(74) 代理人	110001210
審査請求日	平成27年10月8日 (2015.10.8)		特許業務法人 Y K I 国際特許事務所
		(72) 発明者	柴田 伸二
			愛知県丹羽郡大口町下小口五丁目2 5 番地の1 オークマ株式会社内
		審査官	眞岩 久恵
		(56) 参考文献	特開2010-156554 (JP, A)
)
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 位置検出装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

相対変位する2つの物体の位置に応じてセンサー信号検出部から得られる周期的なA相およびB相の2相の正弦波状のアナログ信号をそれぞれデジタル信号に変換し、前記デジタル信号から位置データを算出し、前記位置データから前記物体の位置を得る位置検出装置において、

前記デジタル信号を入力し2次高調波を抽出するための演算を行う乗算器と、

前記乗算器の出力を入力し2次のローパスフィルタ処理を行うことで前記デジタル信号の2次高調波の振幅を算出するローパスフィルタと、

前記位置データから速度算出する速度変換器と、

前記速度変換器で算出された速度が一定になった後、前記ローパスフィルタの時定数に比例した時間待ってから、記憶有効信号をONにし、前記速度変換器で算出された速度が変化した時は、記憶有効信号をOFFにする高調波設定手段と、

前記記憶有効信号がONの時のみに、ローパスフィルタの出力である2次高調波の振幅を記憶する記憶器と、

前記記憶器が記憶している2次高調波の振幅に従って前記デジタル信号の2次高調波成分を低減する高調波低減部と、

前記2次高調波成分を低減した前記デジタル信号から位置データを算出することを特徴とした高調波を低減する位置検出装置。

【請求項 2】

10

20

前記センサー信号検出の順番を n 、前記デジタル信号を (n) 、 (n) とした場合

、前記乗算器は、

$$A(n) = (n) \cdot 3 / 0.75$$

$$B(n) = (n) \cdot 3 / 0.75$$

を算出し、2次高調波の抽出値 $A(n)$ 、 $B(n)$ を出力する、

ことを特徴とする請求項1に記載の2次高調波成分を低減する位置検出装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

10

本発明は、モータ等の回転体の回転角度を検出するロータリエンコーダや、リニアステージ等の変位を検出するリニアエンコーダ等のエンコーダ信号の高調波成分の低減に関する。

【背景技術】

【0002】

従来の位置検出センサーの2相信号の高調波成分を低減する位置検出装置には、この2相信号をもとに位置データ算出部によって算出される位置データを2点以上取得し、3次高調波振幅算出部にて各入力信号に重畳する3次高調波振幅を算出するものがある(例えば、特許文献1参照)。以下、従来の位置検出センサーの2相信号の高調波成分を低減する位置検出装置について図3を用いて説明する。図3において、1は、位置検出センサー2から得られる2相の周期的なアナログ信号 S_a 、 S_b をデジタル信号 (n) 、 (n) に変換するA/D変換器、3は位置データを算出する位置データ算出部、4は3次高調波振幅 a_3 、 b_3 を検出する高調波振幅算出部、5は3次高調波振幅情報に基づいて2相デジタル信号を補正する高調波低減部である。6は演算部で、位置データ算出部3、高調波振幅算出部4および高調波低減部5から構成されている。

20

【0003】

次に、従来例における高調波振幅算出動作について説明する。図4は従来例における高調波振幅の算出原理を説明するための信号波形図で、センサー信号に含まれる基本波と3次高調波の関係を示す。 (A) は、A相信号における基本波と3次高調波の関係を示し、 (B) は、B相信号における基本波と3次高調波の関係を示す。

30

【0004】

センサー信号 S_a (\cos 信号) および S_b (\sin 信号) に3次高調波が重畳している場合、基本波と3次高調波は図に示すような位相関係を有し、A/D変換後のデジタル信号 (n) および (n) は、基本波の振幅を a_1 、 b_1 、3次高調波の振幅を a_3 、 b_3 とすると次の式で表される。ただし、 (n) は位置である。

$$= a_1 \cdot \cos(n) + a_3 \cdot \cos(3 \cdot n)$$

$$= b_1 \cdot \sin(n) - b_3 \cdot \sin(3 \cdot n)$$

【0005】

位置データ算出部3では、2相のデジタル信号から逆正接演算 (\tan^{-1}) を用いて位置データ (n) を算出する。

40

【0006】

高調波振幅算出部4では、A相、B相のデジタル信号において、それぞれ2点以上の位置について、位置データ (n) を算出すると共に、この位置におけるデジタルデータ (n) 、 (n) を取得する。このデジタルデータ (n) 、 (n) は、位置データ (n) を用いて次の式で表される。

$$a_1 \cdot \cos(n) + a_3 \cdot \cos(3 \cdot n) = (n)$$

$$b_1 \cdot \sin(n) - b_3 \cdot \sin(3 \cdot n) = (n)$$

【0007】

A相の関係式の未知数は a_1 、 a_3 、B相の関係式は未知数は b_1 、 b_3 でA相の関係式もB相の関係式も未知数は2つであるため最低2点分のデータを取得すれば a_1 、 a_3

50

および b_1 , b_3 は求めることができる。

【0008】

デジタルデータ (n) , (n) と位置データ (n) における、任意位置のある時点の2点のデータ $1, 1, 1, 2, 2, 2$ から3次高調波振幅 a_3 , b_3 を算出する場合は、次の式を用いる。

$$a_3 = \frac{(1 \cdot \cos(2) - 2 \cdot \cos(1))}{(\cos(3 \cdot 1) \cdot \cos(2) - \cos(3 \cdot 2) \cdot \cos(1))}$$

$$b_3 = \frac{(1 \cdot \sin(2) - 2 \cdot \sin(1))}{(\sin(3 \cdot 2) \cdot \sin(1) - \sin(3 \cdot 1) \cdot \sin(2))}$$

【0009】

次に、高調波成分の低減動作について説明する。高調波低減部5では、高調波振幅算出部4によって算出されたA相の3次高調波振幅 a_3 およびB相の3次高調波振幅 b_3 を使用して2相のデジタル信号を以下の演算により補正する。

$$'(n) = (n) - a_3 \cdot \cos(3 \cdot ')$$

$$'(n) = (n) + b_3 \cdot \sin(3 \cdot ')$$

ただし、 (n) , (n) は補正前のセンサー信号 S_a , S_b のデジタル信号、 $'$ は、位置データ算出部3によって算出される位置データの前回値である。このように本実施例ではセンサー信号に重畳した3次高調波歪を検出し、これらの歪を除去することができるため高精度な位置データの算出が可能となる。

【0010】

また、従来の位置検出センサーの2相信号の2次高調波成分を低減する位置検出装置には、2相信号から半径 R を算出し、その半径 R を高速フーリエ変換することで、2相信号の2次高調波成分を算出するものがある（例えば、特許文献2参照）。

【0011】

以下、この位置検出装置について図5、図6を用いて説明する。位置検出センサーが1回転すると、2相信号が1サイクル動き、この範囲を波長とする。半径演算器18は、2相信号 (n) , (n) を、それぞれ2乗した値の和の平方根を示す数値 R ($R = ((n)^2 + (n)^2)^{1/2}$) を出力する。FFT処理部19は、前回の位置信号 $'$ の変化から $1/32 \cdot$ ごとに信号 R をサンプリングし、位置検出センサーが $'$ 分可動するたびに32ポイントの信号 R について高速フーリエ変換を行なう。また、FFT処理部19では、3次成分の余弦成分を0次成分の自乗で除算した数値 a_2 と、3次成分の正弦成分を0次成分の自乗で除算した数値 b_2 を出力する。

【0012】

なお、3次成分の余弦成分の半分の値と3次成分の正弦成分の半分の値は、数値 (n) と数値 (n) に含まれる2次高調波量とほぼ等しいことが知られている。また、0次成分は $'$ 分可動した時の数値 (n) , (n) の平均振幅で2相信号の振幅 a_1 , b_1 とほぼ等しい。以上から、数値 a_2 , b_2 は、数値 (n) , (n) に含まれる2次高調波量の2倍の数を振幅 a_1 , b_1 の自乗で割った数値と同じ値となる。移動量検出器20は、位置信号 $'$ の変化から位置検出センサーが $'$ 分可動するたびに記憶器31へ記憶指令 SET を出力する。記憶器31は、それぞれ数値 a_2 , b_2 を記憶指令 SET が入力されるごとに記憶する。記憶器31が記憶した数値 a_2 , b_2 は、高調波低減部5に入力される。

【0013】

高調波低減部5では、数値 (n) , (n) の自乗演算により、信号 (n) , (n) に同期した2次高調波に相当する数値 DCB_2 , DSB_2 をそれぞれ出力する。乗算器35, 45では、記憶器31が記憶する数値 a_2 , b_2 とそれぞれ乗算され、信号 (n) , (n) に含まれる2次高調波とほぼ等しい数値 DC_2 , DS_2 に振幅調整される。減算器36, 46では、数値 (n) , (n) からそれぞれ数値 DC_2 , DS_2 が除去され、数値 $'(n)$, $'(n)$ として出力される。数値 (n) , (n) は、位置データ算出部3により、位置検出センサーの高精密な位置データに変換される。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0014】

【特許文献1】特開2008-304249号公報

【特許文献2】特開2010-156554号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0015】

特許文献1の従来例では、位置検出センサーの信号には、2次高調波が含まれており、これにより発生する位置検出誤差や、これが温度により変化するために発生する位置検出誤差が、高精度な位置の検出の妨げになるという問題がある。従来技術では3次高調波は検出、低減できるが、この2次高調波を検出、低減することはできない。

10

【0016】

特許文献2に記載されている半径Rより、2次高調波を検出する方法では、フーリエ解析を行うために波長ピッチ内で2のn乗分の1の位置変化ごとの半径Rに相当する値を、算出しなければならない。そのため、A/Dサンプル周期あたり、2のn乗分の以上位置が変化する速度では、フーリエ解析を行うことが出来ないため、オフセット成分を抽出することが出来ないという問題がある。

【課題を解決するための手段】

【0017】

20

上記問題を解決するため、本発明の位置検出装置は、相対変位する2つの物体の位置に応じてセンサー信号検出部から得られる周期的なA相およびB相の2相の正弦波状のアナログ信号をそれぞれデジタル信号に変換し、前記デジタル信号から位置データを算出し、前記位置データから前記物体の位置を得る位置検出装置において、前記デジタル信号を入力し2次高調波を抽出するための演算を行う乗算器と、前記乗算器の出力を入力し2次のローパスフィルタ処理を行うことで前記デジタル信号の2次高調波の振幅を算出するローパスフィルタと、前記位置データから速度算出する速度変換器と、前記速度変換器で算出された速度が一定になった後、前記ローパスフィルタの時定数に比例した時間待ってから、記憶有効信号をONにし、前記速度変換器で算出された速度が変化した時は、記憶有効信号をOFFにする高調波設定手段と、前記記憶有効信号がONの時のみに、ローパスフィルタの出力である2次高調波の振幅を記憶する記憶器と、前記記憶器が記憶している2次高調波の振幅に従って前記デジタル信号の2次高調波成分を低減する高調波低減部と、前記2次高調波成分を低減した前記デジタル信号から位置データを算出することを特徴とする。

30

【0018】

好適な態様では、前記センサー信号検出の順番をn、前記デジタル信号を (n) 、 (n) とした場合、前記乗算器は、 $A(n) = (n)^3 / 0.75$ 、 $B(n) = (n)^3 / 0.75$ を算出し、2次高調波の抽出値 $A(n)$ 、 $B(n)$ を出力する。

【発明の効果】

40

【0019】

位置検出センサーの信号の2次高調波や、温度等でこの信号の2次高調波が変化しても、2次高調波の検出、低減を行うことで、高精度な位置検出が可能な位置検出装置が実現できる。またA/D変換器のサンプル周期あたり、2のn乗分の以上位置が変化する回転速度の場合でも高精度に2次高調波を同定することが可能である。したがって、高速回転でも2次高調波の経時変化を、正確に同定し、かつ精度悪化成分を除去し、内挿精度を大幅に向上させることが可能である。これによって、位置検出装置の高精度化と高速化を両立させることができる。

【図面の簡単な説明】

【0020】

50

【図 1】本発明の実施形態である位置検出装置の構成を示すブロック図である。

【図 2】本発明の実施形態における高調波振幅の算出原理を説明するための信号波形図である。

【図 3】従来の位置検出装置の構成を示すブロック図である。

【図 4】従来例における高調波振幅の算出原理を説明するための信号波形図である。

【図 5】従来の他の位置検出装置の構成を示すブロック図である。

【図 6】図 5 の位置検出装置の高調波低減部の詳細ブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0021】

以下、図面に基づいて本発明の実施形態を説明する。図 1 は本発明の位置検出装置の実施形態を示す。図 1 は、図 3 に対応させて示すブロック図であり、図 3 と同じ機能のものは、同じ符号とし、その説明を省略する。乗算器 7 およびローパスフィルタ (LPF) 8 は、2 次高調波の振幅を算出する演算手段として機能する。乗算器 7 には、デジタル信号 (n) 、 (n) が入力される。乗算器 7 は、2 次高調波を抽出するため、以下の演算を行い、 $A(n)$ 、 $B(n)$ をローパスフィルタに出力する。この $A(n)$ 、 $B(n)$ が、ローパスフィルタにより積分される被積分値となる。ただし、 n は、自然数で、センサー信号検出の順番を示す。また、被積分値とは、積分した場合に、2 次高調波の振幅 $2a$ のみが残る値である。

$$A(n) = (n)^3 / 0.75$$

$$B(n) = (n)^3 / 0.75$$

【0022】

ここから、 $A(n)$ 、 $B(n)$ を求める式がどのように導き出されたか説明する。 A 相信号 (n) は、振幅が 1 となるようにゲイン調整されている。このときの、2 次高調波成分を $a2$ 、位置を (n) とすると、 A 相信号 (n) の 3 乗は

$$\begin{aligned} (n)^3 &= (\cos((n)) + a2 \cdot \cos(2 \cdot (n)))^3 \\ &= \cos((n))^3 \\ &\quad + 3 \cdot a2 \cdot \cos((n))^2 \cdot \cos(2 \cdot (n)) \\ &\quad + 3 \cdot a2^2 \cdot \cos((n)) \cdot \cos(2 \cdot (n))^2 \\ &\quad + a2^3 \cdot \cos(2 \cdot (n))^3 \end{aligned}$$

となる。

【0023】

高速回転時、この各項は、ローパスフィルタを通過、つまり積分すると、第 1 項の $[\cos((n))^3]$ と、第 3 項の $[3 \cdot a2^2 \cdot \cos((n)) \cdot \cos(2 \cdot (n))^2]$ は、ゼロとなる。また、 $a2$ は、一般に数%以下と小さいため、3 乗されると、第 4 項の $[a2^3 \cdot \cos(2 \cdot (n))^3]$ も、ゼロに近似できる。残りの第 2 項の $[3 \cdot a2 \cdot \cos((n))^2 \cdot \cos(2 \cdot (n))]$ のうち、 $[3 \cdot \cos((n))^2 \cdot \cos(2 \cdot (n))]$ の部分の積分値は、0.75 となる。従って、 $(n)^3 / 0.75$ をローパスフィルタ通過させると、2 次高調波の振幅成分 $a2$ が求まる。 B 相信号 (n) は、 A 相信号と 90° 位相がずれているだけなので、同様に計算できる。この計算は前回位置 $'$ を用いないため、高速でも演算誤差が小さいという特徴がある。

【0024】

なお、この計算は以下のようにしても求めることができる。この場合においても、 $A(n)$ 、 $B(n)$ を積分すると、2 次高調波の振幅値 $a2$ が求まる。

$$A(n) = (n) \cdot \cos(2 \cdot ') \cdot 2$$

$$B(n) = (n) \cdot \cos(2 \cdot ' +) \cdot 2$$

【0025】

LPF 8 は、乗算器の出力 $A(n)$ 、 $B(n)$ を以下の演算により、2 次のローパスフィルタ処理を行う。

$$A1(n) = A1(n-1) + (A(n) - A1(n-1)) / k$$

10

20

30

40

50

$$B1(n) = B1(n-1) + (B(n) - B1(n-1)) / k$$

$$A2(n) = A2(n-1) + (A1(n) - A2(n-1)) / k$$

$$B2(n) = B2(n-1) + (B1(n) - B2(n-1)) / k$$

【0026】

kはローパスフィルタの時定数を決める定数、A1(n)、B1(n)は1回目のローパスフィルタの算出値、A2(n)、B2(n)は2回目のローパスフィルタの算出値である。このような演算を行うことで、デジタル信号(n)、(n)の2次高調波の振幅A2(n)、B2(n)を求めることができる。速度変換器10は、前回の位置'と前々回の記憶した位置から速度Vを求める。高調波設定手段11は、速度Vが一定になった後、LPF8の時定数kに比例した時間待ってから、記憶有効信号SをONにする。この時、ローパスフィルタの算出値A2(n)、B2(n)は、既に収束して、一定値a2、b2になっている。また、速度Vが変化した時は、記憶有効信号SをOFFにする。記憶器9は、記憶有効信号がONの時のみに、LPF8の出力である、収束し一定値となった2次高調波振幅A2(n)、B2(n)をa2、b2として記憶を更新する。

10

【0027】

次に、高調波成分の低減動作について説明する。高調波低減部5では、記憶器9のA相の2次高調波振幅a2およびB相の2次高調波振幅b2を使用して2相のデジタル信号を以下の演算により補正する。

$$\begin{aligned} ' (n) &= (n) - a2 \cdot \cos(2 \cdot) \\ &= (n) - a2 \cdot (\cos^2 \cdot 2 - 1) \end{aligned}$$

20

ここで、(n) = cos + a2 · cos(2 ·)なので、cos = (n) - a2 · cos(2 ·)となり、(n)に比べ[a2 · cos(2 ·)]が十分小さいので、cos (n)となり、これを代入すると

$$' (n) = (n) - a2 \cdot ((n)^2 \cdot 2 - 1)$$

となる。同様にして、

$$' (n) = (n) - b2 \cdot ((n)^2 \cdot 2 - 1)$$

となる。

【0028】

なお、この計算は以下のようにしても求めることができる。

$$' (n) = (n) - a2 \cdot \cos(2 \cdot ')$$

30

$$' (n) = (n) - b2 \cdot \cos(2 \cdot ' +)$$

ただし、(n)、(n)は低減前のセンサー信号Sa、Sbのデジタル信号、'は、位置データ算出部3によって算出される位置データの前回値である。

【0029】

図2は、本実施例における高調波振幅の算出原理を説明するための信号波形図で、センサー信号に含まれる基本波と2次高調波の関係を示す。(A)はA相信号における基本波と2次高調波の関係を示し、(B)はB相信号における基本波と2次高調波の関係を示す。2次高調波成分の検出、低減において、位相成分を必要としないのは、位置検出センサーの対称性により、基本波と2次高調波の位相関係が図2のように固定した関係になっているためである。

40

【0030】

このように構成することで、位置検出センサーの信号の2次高調波や、温度等でこの信号の2次高調波が変化しても、2次高調波成分の検出、低減ができるため、高精度な位置検出ができる。

【符号の説明】

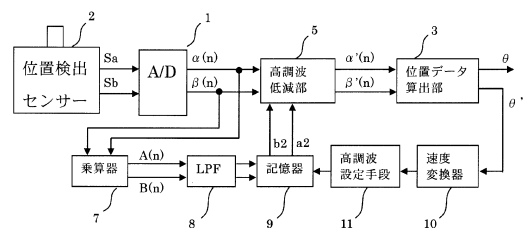
【0031】

1 A/D変換器、2 位置検出センサー、3 位置データ算出部、4 高調波振幅算出部、5 高調波低減部、6 演算部、7, 35, 45 乗算器、8 ローパスフィルタ、9, 31, 33, 43 記憶器、10 速度変換器、11 高調波設定手段、18 半径演算器、19 FFT処理部、20 移動量検出部、32, 42 自乗器、34, 44

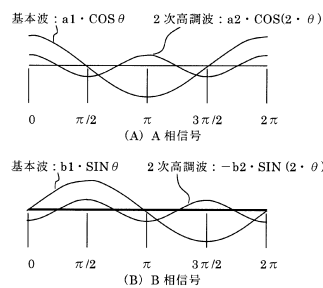
50

， 3 6 ， 4 6 減算器。

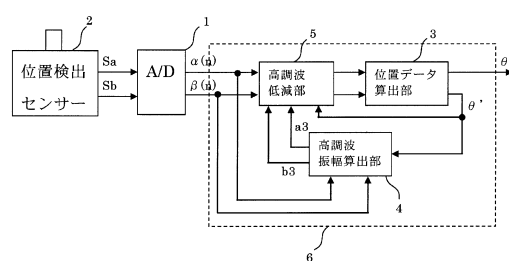
【図 1】



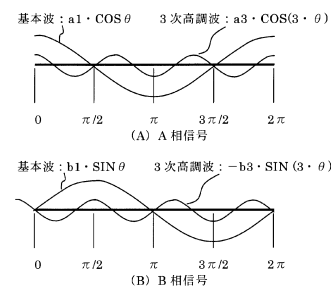
【図 2】



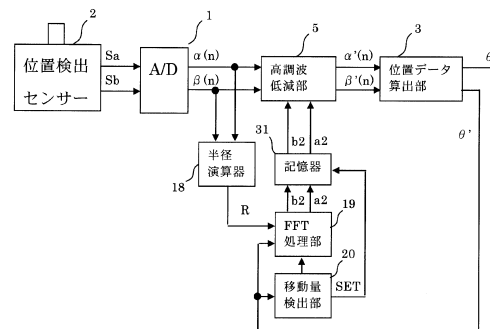
【図 3】



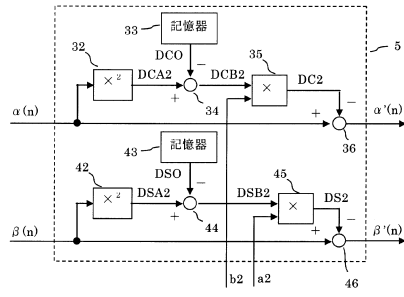
【図 4】



【図 5】



【図 6】



フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

G 0 1 D	5 / 0 0 - 5 / 2 5 2
G 0 1 D	5 / 3 9 - 5 / 6 2