

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4355395号
(P4355395)

(45) 発行日 平成21年10月28日 (2009.10.28)

(24) 登録日 平成21年8月7日 (2009.8.7)

(51) Int.Cl.

F I

G O 1 B 7/00 (2006.01)

G O 1 B 7/00 1 O 1 M

G O 1 B 7/30 (2006.01)

G O 1 B 7/30 M

G O 1 D 5/245 (2006.01)

G O 1 D 5/245 1 O 1 S

請求項の数 12 (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願平11-139242
 (22) 出願日 平成11年5月19日 (1999.5.19)
 (65) 公開番号 特開2000-329505 (P2000-329505A)
 (43) 公開日 平成12年11月30日 (2000.11.30)
 審査請求日 平成18年5月16日 (2006.5.16)

(73) 特許権者 597156971
 株式会社アミテック
 東京都八王子市東町1番6 橋元 L K ビル
 (74) 代理人 100077539
 弁理士 飯塚 義仁
 (72) 発明者 後藤 忠敏
 東京都府中市新町1丁目77番2号
 (72) 発明者 坂元 和也
 東京都羽村市川崎1丁目1番5号、MAC
 羽村コート11-405
 (72) 発明者 赤津 伸行
 東京都東大和市新堀2-1453-43

審査官 中川 康文

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 位置検出データ生成方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

検出対象位置に応じて所定の基準交流信号を進相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第1の交流出力信号と遅相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第2の交流出力信号とを生成する位置検出システムにおいて使用される位置検出データ生成方法であって、

前記所定の基準交流信号の基準位相に対する前記第1の交流出力信号の位相差を検出することで第1の検出データを生成し、該基準位相に対する前記第2の交流出力信号の位相差を検出することで第2の検出データを生成する第1のステップと、

時間的に相前後する前記第1の検出データの少なくとも2つのサンプルから第1の予測変化量を求め、時間的に相前後する前記第2の検出データの少なくとも2つのサンプルから第2の予測変化量を求める第2のステップと、

前記第1及び第2の予測変化量の絶対値の平均を求めることで標準予測値を求める第3のステップと、

前記標準予測値を用いて前記第1の検出データを時間経過に従って補間することで第1の補間済検出データを得ると共に前記第2の検出データを時間経過に従って補間することで第2の補間済検出データを得る第4のステップと、

前記第1及び第2の補間済検出データに基づき前記検出対象位置に対応する位置検出データを出力する第5のステップと

を具える位置検出データ生成方法。

【請求項2】

10

20

検出対象位置に応じて所定の基準交流信号を進相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第1の交流出力信号と遅相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第2の交流出力信号とを生成する位置検出システムにおいて使用される位置検出データ生成方法であって、

前記所定の基準交流信号の基準位相に対する前記第1の交流出力信号の位相差を検出することで第1の検出データを生成し、該基準位相に対する前記第2の交流出力信号の位相差を検出することで第2の検出データを生成する第1のステップと、

時間的に相前後する前記第1の検出データの少なくとも2つのサンプルから第1の予測変化量を求め、時間的に相前後する前記第2の検出データの少なくとも2つのサンプルから第2の予測変化量を求める第2のステップと、

前記第1及び第2の予測変化量をそれぞれ所定のテーブルを用いて変換することでそれぞれに対応する標準予測値を求める第3のステップと、

前記第1の予測変化量に対応する前記標準予測値を用いて前記第1の検出データを時間経過に従って補間することで第1の補間済検出データを得ると共に前記第2の予測変化量に対応する前記標準予測値を用いて前記第2の検出データを時間経過に従って補間することで第2の補間済検出データを得る第4のステップと、

前記第1及び第2の補間済検出データに基づき前記検出対象位置に対応する位置検出データを出力する第5のステップと

を具える位置検出データ生成方法。

【請求項3】

前記第5のステップは、前記第4のステップで得た第1の補間済検出データと第2の補間済検出データとを演算して前記第1及び第2の検出データに含まれる誤差データを求めるステップと、前記第1及び第2の補間済検出データ的一方から前記誤差データを取り除く演算を行うことにより前記検出対象位置を示す補間済位置検出データを得るステップとを含む請求項1又は2に記載の位置検出データ生成方法。

【請求項4】

前記第4のステップは、前記第1のステップで前記第1の検出データの新たなサンプルが得られたとき前記第1の補間済検出データの最終値を該新たな第1の検出データとの差に応じて前記標準予測値を変更し、変更した第1の標準予測値を用いて該第1の検出データについての補間を行い、同様に、前記第1のステップで前記第2の検出データの新たなサンプルが得られたとき前記第2の補間済検出データの最終値を該新たな第2の検出データとの差に応じて前記標準予測値を変更し、変更した第2の標準予測値を用いて該第2の検出データについての補間を行う請求項1乃至3のいずれかに記載の位置検出データ生成方法。

【請求項5】

前記第4のステップは、前記新たな第1の検出データと前記第1の予測変化量とに基づき第1の目標値を求め、この第1の目標値を目標値として前記第1の補間済検出データの補間演算を行い、同様に、前記新たな第2の検出データと前記第2の予測変化量とに基づき第2の目標値を求め、この第2の目標値を目標値として前記第2の補間済検出データの補間演算を行う請求項4に記載の位置検出データ生成方法。

【請求項6】

検出対象位置に応じて所定の基準交流信号を進相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第1の交流出力信号と遅相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第2の交流出力信号とを生成する位置検出システムにおける位置検出データ生成装置であって、

前記所定の基準交流信号の基準位相に対する前記第1の交流出力信号の位相差を検出することで第1の検出データを生成し、該基準位相に対する前記第2の交流出力信号の位相差を検出することで第2の検出データを生成する第1の手段と、

時間的に相前後する前記第1の検出データの少なくとも2つのサンプルから第1の予測変化量を求め、時間的に相前後する前記第2の検出データの少なくとも2つのサンプルから第2の予測変化量を求める第2の手段と、

前記第1及び第2の予測変化量の絶対値の平均を求めることで標準予測値を求める第3

10

20

30

40

50

の手段と、

前記標準予測値を用いて前記第1の検出データを時間経過に従って補間することで第1の補間済検出データを得ると共に前記第2の検出データを時間経過に従って補間することで第2の補間済検出データを得る第4の手段と

前記第1及び第2の補間済検出データに基づき前記検出対象位置に対応する位置検出データを出力する第5の手段と

を具える位置検出データ生成装置。

【請求項7】

検出対象位置に応じて所定の基準交流信号を進相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第1の交流出力信号と遅相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第2の交流出力信号とを生成する位置検出システムにおける位置検出データ生成装置であって、

前記所定の基準交流信号の基準位相に対する前記第1の交流出力信号の位相差を検出することで第1の検出データを生成し、該基準位相に対する前記第2の交流出力信号の位相差を検出することで第2の検出データを生成する第1の手段と、

時間的に相前後する前記第1の検出データの少なくとも2つのサンプルから第1の予測変化量を求め、時間的に相前後する前記第2の検出データの少なくとも2つのサンプルから第2の予測変化量を求める第2の手段と、

前記第1及び第2の予測変化量をそれぞれ所定のテーブルを用いて変換することでそれぞれに対応する標準予測値を求める第3の手段と、

前記第1の予測変化量に対応する前記標準予測値を用いて前記第1の検出データを時間経過に従って補間することで第1の補間済検出データを得ると共に前記第2の予測変化量に対応する前記標準予測値を用いて前記第2の検出データを時間経過に従って補間することで第2の補間済検出データを得る第4の手段と

前記第1及び第2の補間済検出データに基づき前記検出対象位置に対応する位置検出データを出力する第5の手段と

を具える位置検出データ生成装置。

【請求項8】

前記第5の手段は、前記第4の手段で得た第1の補間済検出データと第2の補間済検出データとを演算して前記第1及び第2の検出データに含まれる誤差データを求める手段と、前記第1及び第2の補間済検出データの一方から前記誤差データを取り除く演算を行うことにより前記検出対象位置を示す補間済位置検出データを得る手段とを含む請求項6又は7に記載の位置検出データ生成装置。

【請求項9】

検出対象位置に応じて所定の基準交流信号を進相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第1の交流出力信号と遅相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第2の交流出力信号とを生成する位置検出システムにおいて使用される位置検出データ生成方法であって、

前記所定の基準交流信号の基準位相に対する前記第1の交流出力信号の位相差を検出することで第1の検出データを生成し、該基準位相に対する前記第2の交流出力信号の位相差を検出することで第2の検出データを生成する第1のステップと、

時間的に相前後する前記第1の検出データの少なくとも2つのサンプルから第1の予測変化量を求め、時間的に相前後する前記第2の検出データの少なくとも2つのサンプルから第2の予測変化量を求める第2のステップと、

前記第1及び第2の予測変化量の絶対値の平均を求めることで標準予測値を求める第3のステップと、

前記第1及び第2の検出データに含まれる誤差データを求め、前記第1及び第2の検出データの一方から前記誤差データを取り除く演算を行うことにより補間前の位置検出データを得る第4のステップと、

前記標準予測値を用いて前記補間前の位置検出データを前記基準交流信号の周期よりも短い補間ステップ時間間隔で時間経過に従って予測補間することで補間済位置検出データを得る第5のステップと

10

20

30

40

50

を具える位置検出データ生成方法。

【請求項 10】

検出対象位置に応じて所定の基準交流信号を進相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第 1 の交流出力信号と遅相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第 2 の交流出力信号とを生成する位置検出システムにおいて使用される位置検出データ生成装置であって、

前記所定の基準交流信号の基準位相に対する前記第 1 の交流出力信号の位相差を検出することで第 1 の検出データを生成し、該基準位相に対する前記第 2 の交流出力信号の位相差を検出することで第 2 の検出データを生成する第 1 の手段と、

時間的に相前後する前記第 1 の検出データの少なくとも 2 つのサンプルから第 1 の予測変化量を求め、時間的に相前後する前記第 2 の検出データの少なくとも 2 つのサンプルから第 2 の予測変化量を求める第 2 の手段と、

前記第 1 及び第 2 の予測変化量の絶対値の平均を求めることで標準予測値を求める第 3 の手段と、

前記第 1 及び第 2 の検出データに含まれる誤差データを求め、前記第 1 及び第 2 の検出データの一方から前記誤差データを取り除く演算を行うことにより補間前の位置検出データを得る第 4 の手段と、

前記標準予測値を用いて前記補間前の位置検出データを前記基準交流信号の周期よりも短い補間ステップ時間間隔で時間経過に従って予測補間することで補間済位置検出データを得る第 5 の手段と

を具える位置検出データ生成装置。

【請求項 11】

検出対象位置に応じて所定の基準交流信号を進相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第 1 の交流出力信号と遅相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第 2 の交流出力信号とを生成する位置検出システムにおいて使用される位置検出データ生成方法であって、

前記所定の基準交流信号の基準位相に対する前記第 1 の交流出力信号の位相差を検出することで第 1 の検出データを生成し、該基準位相に対する前記第 2 の交流出力信号の位相差を検出することで第 2 の検出データを生成する第 1 のステップと、

前記第 1 及び第 2 の検出データの一方の時間的に相前後する少なくとも 2 つのサンプルから予測変化量を求め、該予測変化量を非線形変換テーブルを用いて変換することで標準予測値を求める第 2 のステップと、

前記第 1 及び第 2 の検出データに含まれる誤差データを求め、前記第 1 及び第 2 の検出データの前記一方から前記誤差データを取り除く演算を行うことにより補間前の位置検出データを得る第 3 のステップと、

前記標準予測値を用いて前記補間前の位置検出データを前記基準交流信号の周期よりも短い補間ステップ時間間隔で時間経過に従って予測補間することで補間済位置検出データを得る第 4 のステップと

を具える位置検出データ生成方法。

【請求項 12】

検出対象位置に応じて所定の基準交流信号を進相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第 1 の交流出力信号と遅相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第 2 の交流出力信号とを生成する位置検出システムにおいて使用される位置検出データ生成装置であって、

前記所定の基準交流信号の基準位相に対する前記第 1 の交流出力信号の位相差を検出することで第 1 の検出データを生成し、該基準位相に対する前記第 2 の交流出力信号の位相差を検出することで第 2 の検出データを生成する第 1 の手段と、

前記第 1 及び第 2 の検出データの一方の時間的に相前後する少なくとも 2 つのサンプルから予測変化量を求め、該予測変化量を非線形変換テーブルを用いて変換することで標準予測値を求める第 2 の手段と、

前記第 1 及び第 2 の検出データに含まれる誤差データを求め、前記第 1 及び第 2 の検出データの前記一方から前記誤差データを取り除く演算を行うことにより補間前の位置検出データを得る第 3 の手段と、

前記標準予測値を用いて前記補間前の位置検出データを前記基準交流信号の周期よりも短い補間ステップ時間間隔で時間経過に従って予測補間することで補間済位置検出データを得る第4の手段と

を具える位置検出データ生成装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、検出対象位置に応じて進相方向にシフトされた電氣的位相角を持つ第1の交流出力信号と遅相方向にシフトされた電氣的位相角を持つ第2の交流出力信号とを生成する位置検出システムにおいて使用される位置検出データ生成方法及び装置に関するものであり、特に、動特性（検出対象位置が時間的に変化するときの検出特性）についての検出性能を改善することに関し、例えば、レゾルバあるいはシンクロのような回転位置検出器、あるいはそれと同様の位置検出原理に従う直線位置検出器など、電氣的位相差に基づき回転位置又は直線位置のアブソリュート位置検出を行なう技術に関連するものである。

【0002】

【従来の技術】

誘導型の回転位置検出器として、1相励磁入力で2相出力（サイン相とコサイン相の出力）を生じるものは「レゾルバ」として知られており、1相励磁入力で3相出力（120度ずれた3相）を生じるものは「シンクロ」として知られている。最も古いタイプの在来型のレゾルバは、ステータ側に90度の機械角で直交する2極（サイン極とコサイン極）の2次巻線を配し、ロータ側に1次巻線を配したものである（1次と2次の関係は逆も可）。このようなタイプのレゾルバはロータの1次巻線に電氣的にコンタクトするためのブラシを必要としているので、これが欠点となっている。これに対して、ブラシを不要としたブラシレス・レゾルバの存在も知られている。ブラシレス・レゾルバは、ロータ側においてブラシに代わる回転トランスを設けたものである。一方、最近では、本出願人によって、巻線をステータ側にのみ（又はロータ側にのみ）設けた可変磁気抵抗型の検出器を用いて、1相励磁入力で2相出力（サイン相とコサイン相の出力）を生じるようにした装置も開発されている。また、1相励磁入力で2相出力（サイン相とコサイン相の出力）を生じるようにした位置検出装置は、回転タイプに限らず、直線位置検出タイプにおいても提案されている。

【0003】

先に、本出願人は、この種の1相励磁入力で2相出力を生じるいわゆるレゾルバタイプの位置検出器に対して好適に適用することができる新規な位相差検出技術を、特願平8-299781号（特開平9-126809号）で提案した。そこで提案された位相差検出技術は、検出器の巻線（コイル）は周辺環境の温度変化の影響を受けてそのインピーダンスが変化するので、2次側に誘導される交流信号の電氣的位相が該温度変化に応じて微妙に変動して検出誤差をもたらす、という問題点を解決したものである。この公知の位相差検出技術は、大略、次のステップからなっている。

【0004】

〔ステップ1〕 1相励磁入力で2相出力を生じるいわゆるレゾルバタイプの位置検出器からの出力信号は、検出対象位置に応じた位相角 θ に対応するサイン関数 $\sin \theta$ 及びコサイン関数 $\cos \theta$ によってそれぞれ振幅変調された2つの出力交流信号 $\sin \theta \sin \omega t$ 及び $\cos \theta \sin \omega t$ からなっており、これを電氣的に処理することで、検出対象位置に応じて正方向にシフトされた電氣的位相角（ $+\theta$ ）を持つ第1の交流出力信号 $\sin(\omega t + \theta)$ と負方向にシフトされた電氣的位相角（ $-\theta$ ）を持つ第2の交流出力信号 $\sin(\omega t - \theta)$ とを生成する。ここで、温度による巻線インピーダンス変化等の影響による位相誤差成分を $\pm d$ で示すと、上記交流出力信号はそれぞれ $\sin(\omega t \pm d + \theta)$ 及び $\sin(\omega t \pm d - \theta)$ と表すことができる。

【0005】

〔ステップ2〕 ゼロクロスラッチ方式のような公知のデジタル位相差測定技術により

、所定の基準位相（例えば $\sin \omega t$ の 0 位相）に対する上記各交流出力信号の位相差（ $\pm d + \theta$ ）及び（ $\pm d - \theta$ ）をデジタル検出し、それぞれの位相検出データを得る。

〔ステップ 3〕 上記位相検出データを用いて、「 $\{(\pm d + \theta) + (\pm d - \theta)\} \div 2 = \pm d$ 」なる演算を行い、誤差データ $\pm d$ を得る。

〔ステップ 4〕 上記位相検出データ的一方（例えば「 $\pm d + \theta$ 」）から上記誤差データ $\pm d$ を差し引くことにより、誤差を除去した位置検出データ θ を得る。

【0006】

ところで、検出対象位置が静止状態のときは特に問題ないのであるが、検出対象位置が時間的に変化するときには、それに対応する位相角 θ も時間的に変動することになる。その場合、各交流出力信号 $\sin(\omega t \pm d + \theta)$ 及び $\sin(\omega t \pm d - \theta)$ の位相ずれ量 θ が一定値ではなく、移動速度に対応して時間的に変化する動特性を示すものとなり、これを $\theta(t)$ で示すと、それぞれ、 $\sin\{\omega t \pm d + \theta(t)\}$ 及び $\sin\{\omega t \pm d - \theta(t)\}$ となる。すなわち、ドップラ効果によって、基準交流信号 $\sin \omega t$ の周波数に対して、進相の交流出力信号は $+\theta(t)$ に応じて周波数が高くなる方向に周波数遷移し、遅相の交流出力信号は $-\theta(t)$ に応じて周波数が低くなる方向に周波数遷移する。このような動特性の下においては、基準信号 $\sin \omega t$ の 1 周期毎に各交流出力信号の周期が互いに逆方向に次々に遷移していくので、上記ステップ 3 の演算をするだけでは、正確な位相変動誤差「 $\pm d$ 」を得ることが困難となる。

【0007】

そこで、上記先願においては、このような問題を解決するために、上記交流出力信号 $\sin\{\omega t \pm d + \theta(t)\}$ 及び $\sin\{\omega t \pm d - \theta(t)\}$ のゼロクロスが一致するときを検出し、このゼロクロス一致検出時に、所定の基準交流信号 $\sin \omega t$ に対する上記交流出力信号 $\sin\{\omega t \pm d + \theta(t)\}$ 及び $\sin\{\omega t \pm d - \theta(t)\}$ の一方の位相検出データを誤差データ $\pm d$ として保持し、この保持した誤差データを用いて、前記ステップ 4 の位置検出データの修正を行うようにしている。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】

上記従来技術においては、位相検出データは、各交流出力信号 $\sin(\omega t + \theta)$ 及び $\sin(\omega t - \theta)$ のゼロクロス毎にしか得ることができないため、その時間的検出分解能が交流信号の 1 周期に限定されてしまうことになり、動特性（検出対象位置が時間的に変化するときの検出特性）についての応答性能が限界づけられていた。また、上記従来技術においては、動特性を考慮した誤差データ $\pm d$ の検出には、2 つの交流出力信号のゼロクロスが一致する時点を待たなければならないため、応答性が悪くなるおそれがあった。

【0009】

この発明は上述の点に鑑みてなされたもので、検出対象位置に応じて進相方向（正方向）にシフトされた電氣的位相角を持つ第 1 の交流出力信号と遅相方向（負方向）にシフトされた電氣的位相角を持つ第 2 の交流出力信号とを生成する位置検出システムにおいて、動特性についての応答性及び検出性能を改善した位置検出データ生成方法及び装置を提供しようとするものである。

【0010】

【課題を解決するための手段】

請求項 1 に係る本発明は、検出対象位置に応じて所定の基準交流信号を進相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第 1 の交流出力信号と遅相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第 2 の交流出力信号とを生成する位置検出システムにおいて使用される位置検出データ生成方法であって、前記所定の基準交流信号の基準位相に対する前記第 1 の交流出力信号の位相差を検出することで第 1 の検出データを生成し、該基準位相に対する前記第 2 の交流出力信号の位相差を検出することで第 2 の検出データを生成する第 1 のステップと、時間的に相前後する前記第 1 の検出データの少なくとも 2 つのサンプルから第 1 の予測変化量を求め、時間的に相前後する前記第 2 の検出データの少なくとも 2 つのサンプルから第 2 の予測変化量を求める第 2 のステップと、前記第 1 及び第 2 の予測変化量の絶対値の平

10

20

30

40

50

均を求めることで標準予測値を求める第3のステップと、前記標準予測値を用いて前記第1の検出データを時間経過に従って補間することで第1の補間済検出データを得ると共に前記第2の検出データを時間経過に従って補間することで第2の補間済検出データを得る第4のステップと、前記第1及び第2の補間済検出データに基づき前記検出対象位置に対応する位置検出データを出力する第5のステップとを具える。

請求項2に係る本発明は、検出対象位置に応じて所定の基準交流信号を進相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第1の交流出力信号と遅相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第2の交流出力信号とを生成する位置検出システムにおいて使用される位置検出データ生成方法であって、前記所定の基準交流信号の基準位相に対する前記第1の交流出力信号の位相差を検出することで第1の検出データを生成し、該基準位相に対する前記第2の交流出力信号の位相差を検出することで第2の検出データを生成する第1のステップと、時間的に相前後する前記第1の検出データの少なくとも2つのサンプルから第1の予測変化量を求め、時間的に相前後する前記第2の検出データの少なくとも2つのサンプルから第2の予測変化量を求める第2のステップと、前記第1及び第2の予測変化量をそれぞれ所定のテーブルを用いて変換することでそれぞれに対応する標準予測値を求める第3のステップと、前記第1の予測変化量に対応する前記標準予測値を用いて前記第1の検出データを時間経過に従って補間することで第1の補間済検出データを得ると共に前記第2の予測変化量に対応する前記標準予測値を用いて前記第2の検出データを時間経過に従って補間することで第2の補間済検出データを得る第4のステップと、前記第1及び第2の補間済検出データに基づき前記検出対象位置に対応する位置検出データを出力する第5のステップとを具える。

例えば、前記第5のステップは、前記第4のステップで得た第1の補間済検出データと第2の補間済検出データとを演算して前記第1及び第2の検出データに含まれる誤差データを求めるステップと、前記第1及び第2の補間済検出データ的一方から前記誤差データを取り除く演算を行うことにより前記検出対象位置を示す補間済位置検出データを得るステップとを含む。

【0011】

この発明によれば、予測補間によって時間的に密に第1及び第2の補間済検出データを生成することで、動特性（検出対象位置が時間的に変化するときの検出特性）についての応答性能を改善することができる。これに伴い、第1及び第2の補間済検出データの時間的精密さが増すので、前記第5のステップで誤差データを求める場合、この誤差データ演算を随時行うことができることとなり、上記従来技術のように2つの交流出力信号のゼロクロスが一致する時点を待つ必要がなくなり、応答性がよくなる。また、第3のステップで前記第1及び第2の予測値を修正して少なくとも一つの標準予測値を求めるようにしたので、正方向に位相シフトされた信号と負方向に位相シフトされた信号とを合成して温度特性補償を行う場合において、正方向に位相シフトされた信号と負方向に位相シフトされた信号との間ではドップラ効果による周波数遷移（周期遷移）のリニアリティが異なることによる生じるおそれのある補間演算誤差を、適切に修正し、精度のよい補間演算を行うことができるようになる。この点について詳しくは後述の実施例において説明する。

【0012】

請求項9に係る本発明は、検出対象位置に応じて所定の基準交流信号を進相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第1の交流出力信号と遅相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第2の交流出力信号とを生成する位置検出システムにおいて使用される位置検出データ生成方法であって、前記所定の基準交流信号の基準位相に対する前記第1の交流出力信号の位相差を検出することで第1の検出データを生成し、該基準位相に対する前記第2の交流出力信号の位相差を検出することで第2の検出データを生成する第1のステップと、時間的に相前後する前記第1の検出データの少なくとも2つのサンプルから第1の予測変化量を求め、時間的に相前後する前記第2の検出データの少なくとも2つのサンプルから第2の予測変化量を求める第2のステップと、前記第1及び第2の予測変化量の絶対値の平均を求めることで標準予測値を求める第3のステップと、前記第1及び第2の検出データ

に含まれる誤差データを求め、前記第 1 及び第 2 の検出データ的一方から前記誤差データを取り除く演算を行うことにより補間前の位置検出データを得る第 4 のステップと、前記標準予測値を用いて前記補間前の位置検出データを前記基準交流信号の周期よりも短い補間ステップ時間間隔で時間経過に従って予測補間することで補間済位置検出データを得る第 5 のステップとを具える。これによっても、予測補間によって時間的に密に補間済位置検出データを生成することで、動特性についての応答性能を改善することができる。

【 0 0 1 3 】

請求項 1 1 に係る本発明は、検出対象位置に応じて所定の基準交流信号を進相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第 1 の交流出力信号と遅相方向にシフトした電氣的位相角を持つ第 2 の交流出力信号とを生成する位置検出システムにおいて使用される位置検出データ生成方法であって、前記所定の基準交流信号の基準位相に対する前記第 1 の交流出力信号の位相差を検出することで第 1 の検出データを生成し、該基準位相に対する前記第 2 の交流出力信号の位相差を検出することで第 2 の検出データを生成する第 1 のステップと、前記第 1 及び第 2 の検出データの方の時間的に相前後する少なくとも 2 つのサンプルから予測変化量を求め、該予測変化量を非線形変換テーブルを用いて変換することで標準予測値を求める第 2 のステップと、前記第 1 及び第 2 の検出データに含まれる誤差データを求め、前記第 1 及び第 2 の検出データの前記一方から前記誤差データを取り除く演算を行うことにより補間前の位置検出データを得る第 3 のステップと、前記標準予測値を用いて前記補間前の位置検出データを前記基準交流信号の周期よりも短い補間ステップ時間間隔で時間経過に従って予測補間することで補間済位置検出データを得る第 4 のステップとを具えるものである。これによっても、予測補間によって時間的に密に第 1 及び第 2 の補間データを生成することで、動特性についての応答性能を改善することができる。

【 0 0 1 4 】

本発明は、方法発明として構成し、実施することができるのみならず、システム又は装置発明として構成し、実施することができる。また、本発明は、コンピュータまたは DSP 等のプロセッサのプログラムの形態で実施することができるし、そのようなプログラムを記憶した記録媒体の形態で実施することもできる。

【 0 0 1 5 】

【発明の実施の形態】

以下、添付図面を参照してこの発明の実施の形態を詳細に説明しよう。

図 1 は、本発明に係る位置検出データ生成方法の一実施例を、該実施例を適用した位置検出システムの全体構成例と共に、示すブロック図である。この位置検出システムは、位置センサ 1 0 と検出処理部 1 1 とによって構成され、検出処理部 1 1 はアナログ処理部 1 2 とデジタル処理部 1 3 とを含む。本発明に係る位置検出データ生成方法の特徴づける構成は、デジタル処理部 1 3 に含まれている。デジタル処理部 1 3 の内部構成例は、図示の都合上、図 1 では一部のみ示し、詳しくは図 2 に示す。

【 0 0 1 6 】

位置センサ 1 0 とアナログ処理部 1 2 の部分は、検出対象位置（これを「 x 」で示す）に応じて正方向にシフトされた電氣的位相角（これを「 $+\theta$ 」で示す）を持つ第 1 の交流出力信号（便宜上これを「 $\sin(\omega t + \theta)$ 」で示す）と負方向にシフトされた電氣的位相角（これを「 $-\theta$ 」で示す）を持つ第 2 の交流出力信号（便宜上これを「 $\sin(\omega t - \theta)$ 」で示す）とを生成するものであり、このような 2 種類の交流出力信号を生成するものであれば、図示したものに限らず、どのような構成であってよい。まず、本発明の前提である、これらの 2 種類の交流出力信号を生成する構成例について簡単に説明する。

【 0 0 1 7 】

位置センサ 1 0 は、1 相励磁入力 / 2 相出力型の位置センサであり、どのようなタイプの位置センサであってもよい。例えば公知のレゾルバであってもよく、その場合、ブラシレス・レゾルバであってもよいし、ブラシのあるタイプであってもよい。また、1 次巻線と 2 次巻線をステータ側に具備し、ロータ又は可動部側には巻線を持たない、可変磁気抵抗タイプの位置センサであってもよい。また、位置センサ 1 0 は、回転位置検出センサであ

ってもよいし、直線位置検出センサであってもよい。位置センサ 10 には、検出処理部 11 から発生された 1 相の励磁用交流信号 EAC が印加され、これによって 1 次巻線 W1 を励磁する。位置センサ 10 では、この 1 次巻線 W1 の励磁に応じて 2 相の 2 次巻線 W2s, W2c の夫々に出力交流信号が誘導されるようになっており、夫々の誘導電圧レベルは検出対象位置 x に対応して 2 相の関数特性 $\sin \theta$, $\cos \theta$ を示す。すなわち、各 2 次巻線 W2s, W2c の誘導出力信号は、検出対象位置 x に対応して 2 相の関数特性 $\sin \theta$, $\cos \theta$ で振幅変調された状態で夫々出力される。ここで、 $x = \theta$ または θ は x に比例しているとする。説明の便宜上、巻線の巻数等、その他の条件に従う係数は省略し、2 次巻線 W2s をサイン相として、その出力信号を「 $\sin \theta \cdot \sin \omega t$ 」で示し、2 次巻線 W2c をコサイン相として、その出力信号を「 $\cos \theta \cdot \sin \omega t$ 」で示す。すなわち、検出対象位置 x に対応する第 1 の関数値 $\sin \theta$ を振幅値として持つ第 1 の出力交流信号 $A = \sin \theta \cdot \sin \omega t$ が 2 次巻線 W2s から出力され、同じ検出対象位置 x に対応する第 2 の関数値 $\cos \theta$ を振幅値として持つ第 2 の出力交流信号 $B = \cos \theta \cdot \sin \omega t$ が 2 次巻線 W2c から出力される。

【0018】

検出処理部 11 では、カウンタ 19 で所定の高速クロックパルス CK をカウントし、そのカウント値に基づき励磁信号発生回路 20 から励磁用の交流信号を発生し、位置センサ 10 の 1 次巻線 W1 に与える。カウンタ 19 のモジュロ数は、励磁用の交流信号 EAC の 1 周期に対応しており、説明の便宜上、そのカウント値の 0 は、基準交流信号 $\sin \omega t$ の 0 位相に対応しているものとする。例えば、カウンタ 19 のカウント値が 0 から最大値まで 1 巡する間で、基準交流信号 $\sin \omega t$ の 0 位相から最大位相までの 1 周期が発生されると想定すると、その基準交流信号 $\sin \omega t$ に対応して励磁用の交流信号 EAC が、励磁信号発生回路 20 から発生される。

【0019】

位置センサ 10 から出力された第 1 及び第 2 の出力交流信号 A, B は、検出処理部 11 のアナログ処理部 12 に入力される。アナログ処理部 12 において、第 1 の出力交流信号 $A = \sin \theta \cdot \sin \omega t$ が位相シフト回路 14 に入力され、その電氣的位相が所定量位相シフトされ、例えば 90 度進められて、位相シフトされた交流信号 $A' = \sin \theta \cdot \cos \omega t$ が得られる。また、アナログ処理部 12 においては加算回路 15 と減算回路 16 とが設けられており、加算回路 15 では、位相シフト回路 14 から出力される上記位相シフトされた交流信号 $A' = \sin \theta \cdot \cos \omega t$ と位置センサ 10 から出力される上記第 2 の出力交流信号 $B = \cos \theta \cdot \sin \omega t$ とが加算され、その加算出力として、 $B + A' = \cos \theta \cdot \sin \omega t + \sin \theta \cdot \cos \omega t = \sin(\omega t + \theta)$ なる略式で表わせる第 1 の電氣的交流信号 Y1 が得られる。減算回路 16 では、上記位相シフトされた交流信号 $A' = \sin \theta \cdot \cos \omega t$ と上記第 2 の出力交流信号 $B = \cos \theta \cdot \sin \omega t$ とが減算され、その減算出力として、 $B - A' = \cos \theta \cdot \sin \omega t - \sin \theta \cdot \cos \omega t = \sin(\omega t - \theta)$ なる略式で表わせる第 2 の電氣的交流信号 Y2 が得られる。このようにして、検出対象位置 (x) に対応して正方向にシフトされた電氣的位相角 (+ θ) を持つ第 1 の電氣的交流出力信号 $Y1 = \sin(\omega t + \theta)$ と、同じ前記検出対象位置 (x) に対応して負方向にシフトされた電氣的位相角 (- θ) を持つ第 2 の電氣的交流出力信号 $Y2 = \sin(\omega t - \theta)$ とが、電氣的処理によって夫々得られる。

【0020】

加算回路 15 及び減算回路 16 の出力信号 Y1, Y2 は、夫々ゼロクロス検出回路 17, 18 に入力され、それぞれのゼロクロスが検出される。ゼロクロスの検出の仕方としては、例えば、各信号 Y1, Y2 の振幅値が負極性から正極性に变化するゼロクロスつまり 0 位相を検出する。各回路 17, 18 で検出したゼロクロス検出パルスつまり 0 位相検出パルスは、ラッチパルス LP1, LP2 として、ディジタル処理部 13 に供給される。

【0021】

ディジタル処理部 13 の詳細例は図 2 に示されている。図 2 に示されたディジタル処理部 13 において、検出対象位置 (x) に対応して正方向にシフトされた電氣的位相角 (つまり進相の位相ずれ + θ) に対応するラッチパルス LP1 はラッチ (つまりレジスタ) 21 のラッチ制御信号として使用され、検出対象位置 (x) に対応して負方向にシフトされた

10

20

30

40

50

電氣的位相角（つまり遅相の位相ずれ - θ ）に対応するラッチパルス LP 2 はラッチ（つまりレジスタ）3 1 のラッチ制御信号として使用される。各ラッチ 2 1 及び 3 1 では、カウンタ 1 9 のカウント値を夫々のラッチパルス LP 1 , LP 2 の発生タイミングでラッチする。前述のように、カウンタ 1 9 のモジュロ数は励磁用の交流信号の 1 周期に対応しており、そのカウント値の 0 は基準交流信号 $\sin \omega t$ の 0 位相に対応しているものとしたので、各ラッチ 2 1 及び 3 1 にラッチしたデータ P_1 , M_1 は、それぞれ、基準交流信号 $\sin \omega t$ に対する各出力信号 Y 1 , Y 2 の位相ずれ（+ θ 及び - θ ）に対応している。

このように、各ラッチパルス LP 1 , LP 2 に応じて各ラッチ 2 1 及び 3 1 に位相差検出データ P_1 及び M_1 をそれぞれラッチする処理が、検出対象位置（x）に応じて正方向にシフトされた電氣的位相角（+ θ ）を持つ第 1 の交流出力信号「 $\sin(\omega t + \theta)$ 」の位相差を検出することで第 1 の検出データ（ P_1 ）を生成し、検出対象位置（x）に応じて負方向にシフトされた電氣的位相角（- θ ）を持つ第 2 の交流出力信号「 $\sin(\omega t - \theta)$ 」の位相差を検出することで第 2 の検出データ（ M_1 ）を生成する処理に相当する。

10

【0022】

ここで、位置センサ 1 0 と検出処理部 1 1 間の配線ケーブル長の長短による影響や、位置センサ 1 0 の巻線 W 1 , W 2 s , W 2 c において温度変化等によるインピーダンス変化が生じていることを考慮して、その出力信号の位相変動誤差を「 $\pm d$ 」で示すと、アナログ処理部 1 2 における上記各検出交流信号 Y 1 , Y 2 は次のように表わされる。

$$Y_1 = \sin(\omega t \pm d + \theta)$$

$$Y_2 = \sin(\omega t \pm d - \theta)$$

20

したがって、上記各検出データ P_1 及び M_1 は、検出対象位置 x に対応する真の位相角 θ を示すものではなく、上記誤差 $\pm d$ を含むものである。この誤差 $\pm d$ は、進相の検出データ P_1 に対しても、遅相の検出データ M_1 に対しても、同一方向（同相方向）の誤差として含まれる。この点を図に示すと、図 3（a）及び（b）のようである。（a）は誤差位相 $\pm d$ がプラスつまり進相（+ d ）の場合を図説し、（b）は遅相（- d ）の場合を図説するものである。すなわち、進相の検出データ P_1 は基準位相 R 0（例えば基準交流信号 $\sin \omega t$ の 0 位相）に対して「 $\pm d + \theta$ 」なる位相ずれを示すものであり、遅相の検出データ M_1 は基準位相 R 0 に対して「 $\pm d - \theta$ 」なる位相ずれを示すものである。この誤差 $\pm d$ は、未知の値であるが、本出願人の出願に係る前記従来技術においては、進相及び遅相の両検出データ P_1 及び M_1 を足して 2 で割ることにより、

30

$$\{(\pm d + \theta) + (\pm d - \theta)\} \div 2 = \pm d$$

なる関係に基づき、誤差 $\pm d$ を検出することができ、これにより温度特性誤差の補償を行うことができることを教示した。本実施例においても、同様の原理に従う温度特性誤差補償を行うが、その点については後述する。なお、以下の説明では、説明に特段の差しつかえがないかぎり、検出交流信号位相成分に上記誤差 $\pm d$ を含んでいる場合であっても、便宜上、あえてこの $\pm d$ の存在を示さず、単に、「+ θ 」や「- θ 」、あるいは「 $\omega t + \theta$ 」や「 $\omega t - \theta$ 」のように記載する。

【0023】

なお、各ラッチ 2 1 及び 3 1 では、同じカウンタ 1 9 のカウント出力をラッチするため、遅相の位相ずれ - θ について該カウンタ 1 9 のカウント値をそのまま当該位相ずれの絶対値「 θ 」を示す値とみなした場合、進相の位相ずれ + θ については該カウンタ 1 9 のカウント値は 3 6 0 度の補数（つまり「 $360^\circ - \theta$ 」）に相当する位相データをラッチすることとなる。これにより、正負符号付きの各位相差「+ θ 」及び「- θ 」に対応するデータをそのまま位相差検出データ P_1 及び M_1 としてそれぞれ各ラッチ 2 1 及び 3 1 にラッチしたことと等価となる。このように、位相差検出データ P_1 及び M_1 が正負符号付きのままの位相ずれ「+ θ 」及び「- θ 」に対応しているものとしているので、上記のように、進相及び遅相の両検出データ P_1 及び M_1 を足して 2 で割ることが、誤差 $\pm d$ を検出することに相当する。一方、このような事項は設計上任意に変更可能であり、例えば、進相の位相ずれ「+ θ 」についても当該位相ずれの絶対値「 θ 」がラッチ 2 1 にされるようにしてもよい。例えば、そのためには、ラッチ 3 1 にはカウンタ 1 9 のカウント値をそのままラッ

40

50

チする一方で、ラッチ 2 1 にはカウンタ 1 9 のカウント値の負の値若しくはモジュロ数に対するカウント値の補数（最大カウント値と現カウント値との差）をラッチするものとする。その場合は、ラッチ 2 1 にラッチされる進相方向の位相ずれ「 $+\theta$ 」についての位相差検出データ P_1 はその θ の絶対値を示し、また、ラッチ 3 1 にラッチされる遅相方向の位相ずれ $-\theta$ についての位相差検出データ M_1 もその θ の絶対値を示しているものとなる。その場合は、誤差 $\pm d$ を含む進相方向の位相ずれ「 $\pm d + \theta$ 」の絶対値「 $\theta \pm d$ 」を示す検出データ P_1 と遅相方向の位相ずれ「 $\pm d - \theta$ 」の絶対値「 $\theta - (\pm d)$ 」を示す検出データ M_1 との差を 2 で割ることで、誤差 $\pm d$ を検出することができる。その他、データ形式や演算形態の細部は適宜に設計変更可能である。

【 0 0 2 4 】

図 2 の説明に戻ると、各ラッチ 2 1 及び 3 1 に対応して 2 次ラッチ（すなわちレジスタ）2 2 及び 3 2 が設けられており、前記ラッチパルス LP_1 に応じて 1 次ラッチ 2 1 の出力を 2 次ラッチ 2 2 にラッチし（つまりシフトし）、前記ラッチパルス LP_2 に応じて 1 次ラッチ 3 1 の出力を 2 次ラッチ 3 2 にラッチする。これにより、前回のラッチパルス LP_1 （又は LP_2 ）の発生時にラッチ 2 1（又は 3 1）にラッチされたデータ（つまり 1 サンプル前の位相差検出データ）が 2 次ラッチ 2 2（又は 3 2）に転送される。こうして、今回発生したラッチパルス LP_1 （又は LP_2 ）に応じて 1 次ラッチ 2 1（又は 3 1）にラッチされて該ラッチ 2 1（又は 3 1）から出力されるデータを今回サンプルの位相差検出データ P_1 （又は M_1 ）とすると、そのとき同時に 2 次ラッチ 2 2（又は 3 2）に転送されて該ラッチ 2 2（又は 3 2）から出力されるデータは前回サンプルの位相差検出データ P_0 （又は M_0 ）である。こうして、正方向に位相遷移する傾向の、つまり進相の第 1 の検出データ P_1 についての、時間的に相前後する 2 つのサンプルのデータ、つまり P_1 と P_0 、が各ラッチ 2 1 及び 2 2 から得られる。同様に負方向に位相遷移する傾向の、つまり遅相の第 2 の検出データ M_1 についての、時間的に相前後する 2 つのサンプルのデータ、つまり M_1 と M_0 、が各ラッチ 3 1 及び 3 2 から得られる。

【 0 0 2 5 】

引算器 2 3 では、ラッチ 2 1 の出力値 P_1 からラッチ 2 2 の出力値 P_0 を減算して、1 サンプル周期当りの変化量 ΔP を求める。すなわち、

$$\Delta P = P_1 - P_0$$

なる減算を行う。なお、ここでいう 1 サンプル周期とは、第 1 の交流出力信号 $\sin(\omega t + \theta)$ の交流サイクルの 1 周期であり、検出対象の静止時は基準交流 $\sin \omega t$ の 1 周期に相当するが、検出対象の移動時はドップラ効果によって正方向つまり進相方向に（交流サイクル周期を縮める方向に）遷移する。すなわち、1 サンプル周期毎にラッチタイミングが早まるからである。

【 0 0 2 6 】

同様に、引算器 3 3 では、ラッチ 3 1 の出力値 M_1 からラッチ 3 2 の出力値 M_0 を減算して、1 サンプル周期当りの変化量 ΔM を求める。すなわち、

$$\Delta M = M_1 - M_0$$

なる減算を行う。この 1 サンプル周期は、第 2 の交流出力信号 $\sin(\omega t - \theta)$ の交流サイクルの 1 周期であり、検出対象の静止時は基準交流信号 $\sin \omega t$ の 1 周期に相当するが、検出対象の移動時はドップラ効果によって負方向つまり遅相方向に（交流サイクル周期を伸ばす方向に）遷移する。すなわち、1 サンプル周期毎にラッチタイミングが遅れるからである。図 3（c）は、各サンプル毎の位相差検出データ P_0, P_1, M_0, M_1 の、基準位相 R_0 に対する位相ずれ量をそれぞれ例示し、これによって、1 サンプル周期当たりの進相及び遅相の変化量 ΔP 及び ΔM をビジュアルに図示したものである。

【 0 0 2 7 】

それぞれの方向についての変化量 $\Delta P, \Delta M$ は、それぞれ次のラッチタイミングまでの変化量の予測値（すなわち予測変化量）として、補間演算に際して、使用される。例えば、加算器 2 4 において、ラッチ 2 1 から出力される今回サンプルの検出データ P_1 と、引算器 2 3 から出力される次回サンプルまでの予測変化量 ΔP とを加算し、補間演算に際し

ての、目標値 $T P$ を得る。すなわち、

$$T P = P_1 + \Delta P$$

なる演算を行う。同様に、例えば、加算器 34 において、ラッチ 31 から出力される今回サンプルの検出データ M_1 と、引算器 33 から出力される次回サンプルまでの予測変化量 ΔM とを加算し、補間演算に際しての、目標値 $T M$ を得る。すなわち、

$$T M = M_1 + \Delta M$$

なる演算を行う。なお、この実施例においては、この目標値 $T P$ 、 $T M$ は、補間演算の際の絶対的な到達目標ではなく、補間の方向性を示す目安として使用されるだけである。具体的な補間値を決定するのに関与するのは、次に述べる標準予測値である。

【0028】

前述のように、進相つまり正方向（時間圧縮方向）へ位相遷移するときの変化量 ΔP と、遅相つまり負方向（時間伸張方向）へ位相遷移するときの変化量 ΔM は、ドップラ効果によって生じるものであり、移動速度（回転体の場合は回転数）に依存するものである。しかし、これらの進相方向の変化量 ΔP と遅相方向の変化量 ΔM は、移動速度に対してリニアティを示さず、図 4 に示すような非線形性を示す。図 4 の第 1 象限に実線で描かれたカーブ ΔM が遅相遷移方向の変化量 ΔM の非線形特性例であり、第 4 象限に実線で描かれたカーブ ΔP が進相遷移方向の変化量 ΔP の非線形特性例である。このように 2 つの変化量 ΔP 、 ΔM の非線形特性は互いに逆向きの非線形特性、つまり一方が指数的で、他方が対数的、となる。このような逆向きの非線形特性は、変化量 ΔP 、 ΔM を求めるためのサンプル周期（交流周期）が、進相の場合は速度が増すにつれて圧縮され、遅相の場合は速度が増すにつれて引き延ばされるために生じる。よって、横軸に示す移動速度が増してくるにつれて、2 つの変化量 ΔP 、 ΔM の値の重みが異なってくるので、これを適正に修正せずに予測変化量として補間演算に使用すると、後述の温度特性誤差補償演算等で、両者の補間演算結果同士を用いて演算を行った場合、誤差を招くことになる。この実施例において、これらの予測変化量 ΔP 、 ΔM （すなわち 1 次予測値）の非線形特性を修正することで、そのような誤差を招くことがないようにしている。そのようにこれらの予測変化量 ΔP 、 ΔM （すなわち 1 次予測値）の非線形特性を修正した値を、この実施例では、標準予測値（ノーマライズした予測値）と呼ぶことにする。

【0029】

図 2 の例においては、引算器 23、33 から出力される各予測変化量 ΔP 、 ΔM の絶対値を演算器 30 で下記のように平均化する演算を行うことにより、修正した予測値つまり標準予測値 $V T$ を求めるようにしている。

$$V T = (|\Delta P| + |\Delta M|) \div 2$$

その結果得られる標準予測値 $V T$ の移動速度に対する特性は、図 4 で破線 $V T$ で示すように、ほぼ直線性を示すものとなる。この標準予測値 $V T$ は、所定の標準サンプル周期（基準交流信号 $\sin \omega t$ の 1 周期）で、進相及び遅相の位相検出データ P_1 、 M_1 をそれぞれサンプリング（ラッチ）したと仮定した場合のサンプル間の予測変化量つまり予測値に相当するもの、つまりバーチャルサンプリング（ラッチ）周期毎の変化量の予測値である。換言すれば、この実施例に従って、図 4 に示すような各変化量 ΔP 、 ΔM の非線形特性を直線特性に変換して標準予測値 $V T$ を得ることで、動特性時におけるドップラ効果の影響を排除した、所定の標準サンプル周期（基準交流信号 $\sin \omega t$ の 1 周期）つまりバーチャルサンプリング（ラッチ）周期に従う、ノーマライズされた仮想的な位相差検出が可能となる。これは、本発明で初めて提案する新規なアイデアである。なお、この標準予測値 $V T$ を次のステップで演算器 25 及び 35 で使用する場合、それぞれの予測値 ΔP 、 ΔM の傾き方向（正負）に合わせた正負符号をつけるものとする。例えば、図 4 に示したように、進相の予測変化量 ΔP の傾きは負であるから、進相用の演算器 25 で使用する標準予測値 $V T$ には負の符号を付与する（負の値とする）。これを図 4 で示せば、破線 $V T'$ で示す特性となる。

【0030】

標準予測値の求め方としては、これに限らず、例えば進相及び遅相毎にそれぞれ逆特性

10

20

30

40

50

の非線形変換テーブルを使用して各予測変化量 ΔP , ΔM を個別にデータ変換することで、それぞれ所定の直線性を示す値となるように変換する手法などが考えられる。その場合、標準予測値は進相及び遅相毎に別々に生成することとなる。しかし、上記のように平均値演算により標準予測値を求める手法はかなり簡単な構成で済むため、変換テーブルを用いる手法に比べてかなり有利である。また、予測変化量 ΔP , ΔM は、上記例のように、隣接する2サンプルの位相差検出データの差(1サンプル周期の変化量)に限らず、2サンプル以上離れた2サンプルの位相差検出データの差(2サンプル周期以上の変化量)に基づいて求めるようにしてもよいし、また、2サンプルの位相差検出データに限らず、3サンプル以上の位相差検出データに基づいて求めるようにしてもよい。

【0031】

この実施例において、補間演算は、上述のバーチャルサンプリング(ラッチ)周期つまり所定の標準サンプル周期(基準交流信号 $\sin \omega t$ の1周期)を基準にして行われる。すなわち、図5(a)に示すように、励磁側の基準交流信号 $\sin \omega t$ の1周期(例えばその周波数が10kHzとすると、100 μ s)を所定の数 n で分割し、その分割された1タイムスロットを1補間ステップとして、バーチャルサンプリング周期(基準交流信号 $\sin \omega t$ の1周期)の1周期の間で n 個の補間ステップからなる補間演算を、予測補間によって、時間経過に従って順次行う。各補間ステップ毎のタイムスロットを形成する補間クロック T_n は、基準交流信号 $\sin \omega t$ の1周期の $1/n$ の周期からなる。例えば $n = 4096$ とした場合、補間クロック T_n は40.96MHzとなる。ここで、例えば、 n をカウンタ19のモジュロ数と同数とすると、カウンタのクロックパルス CK と補間クロック T_n は、同一のクロックパルスを使用することができる。

【0032】

図2において、演算器25では、演算器30で求めた標準予測値 V_T を少なくとも用いて、1補間ステップ当りの補間値(つまり増分値) A_p を演算する。基本的には、バーチャルサンプリング周期当りの変化量である標準予測値 V_T を補間ステップ分割数 n で割ることで、1補間ステップ当りの増分値 A_p を求めることができる。しかし、ラッチパルス LP_1 が発生したタイミングで新たな検出データ P_1 がラッチ21にラッチされたとき、その直前に得られた補間値(補間結果すなわち補間済検出データ)が該今回サンプルの新たな検出データ P_1 に対して誤差を有するときは、この誤差をこの補間増分値 A_p に反映させることで、予測補間による誤差修正を常に行ってやることが望ましい。そこで、演算器25では、ラッチパルス LP_1 が発生したタイミングで、ラッチ21から出力される今回サンプルの新たな検出データ P_1 と、補間処理部26で得られた最新の補間値(補間結果すなわち補間済検出データ)つまり補間最終値 PA とを更に用いて、下記の演算を行い、新たな補間増分値 A_p を求める。

$$A_p = \{ (P_1 - PA) + V_T \} \div n$$

ここで、 $(P_1 - PA)$ が、現在の補間済検出データつまり補間最終値 PA と今回サンプリングした新たな検出データ P_1 との誤差であり、この誤差を標準予測値 V_T に加算することで、向こう1周期にわたるバーチャルサンプリング周期当りの標準予測値を修正し、これを n で割ることにより、補間増分値 A_p を求める。なお、設計上の細部の話ではあるが、ここで、対応する変化量 ΔP が負の傾きを持つ場合は、前述の通り、演算器25で使用する標準予測値 V_T は、演算器30で求めた値の負の値(つまり図4の V_T')とする。よって、補間増分値 A_p は負の値となり、事実上、減分値となる。

【0033】

遅相方向についても同様に、演算器35では、ラッチパルス LP_2 が発生したタイミングで、演算器30で求めた標準予測値 V_T と、前記分割数 n と、ラッチ31から出力される今回サンプルの新たな検出データ M_1 と、補間処理部36で得られた最新の補間値(補間結果すなわち補間済検出データ)つまり補間最終値 MA とを用いて、下記の演算を行い、新たな補間増分値 A_m を求める。

$$A_m = \{ (M_1 - MA) + V_T \} \div n$$

ここで、 $(M_1 - MA)$ が、現在の補間済検出データつまり補間最終値 MA と今回サンプ

10

20

30

40

50

リングした新たな検出データ M_1 との誤差であり、この誤差を標準予測値 V_T に加算することで、向こう 1 周期にわたるバーチャルサンプリング周期当りの標準予測値を修正し、これを n で割ることにより、補間増分値 A_m を求める。この場合、演算器 33 で求めた変化量 ΔM が正の傾きを示すものであれば、演算器 35 では演算器 30 で求めた標準予測値 V_T をそのまま（正の符号のまま）上記演算で使用する。

【0034】

進相用の補間演算を行う補間処理部 26 においては、補間クロック T_n に従う補間ステップ毎に、補間最終値 P_A に対して、前記演算器 25 で得た補間増分値 A_p を順次累算していくことで、時間経過に従う予測補間演算を行う。詳しくは、補間クロック T_n に従う補間ステップ毎に、ステップ 26a で、現在の補間済検出データすなわち補間最終値 P_A の値に増分値 A_p を加算し、該補間済検出データすなわち補間最終値 P_A の値を更新する。ステップ 26b で、該補間済検出データ P_A の値が目標値 T_P に到達又は越えたかをチェックし、NO であれば、ステップ 26a に戻り、次の補間クロック T_n の発生タイミングで、 P_A に対する A_p の加算を行う。こうして、各補間ステップ毎に補間最終値 P_A に対して増分値 A_p を順次累算していく。補間済検出データ P_A の値が目標値 T_P に到達又は越え、ステップ 26b で YES と判定され、ステップ 26a での加算を一時停止する。一時停止されたステップ 26a での加算は、次にラッチパルス LP_1 が発生されたとき再開される。ステップ 26a での演算で求められた補間済検出データ P_A は、補間クロック T_n によって 1 補間ステップ毎に補間出力ラッチ 27 にラッチされる。ここで、前述のように増分値 A_p が負の値（つまり減分値）であれば、ステップ 26b での加算によって、得られる補間済検出データ P_A の値は順次減少していき、予測補間演算によって進相方向に細かく遷移してゆく補間済検出データ P_A が得られることとなる。その場合、目標値 T_P の値は前回の補間最終値 P_A より小さいので、ステップ 26b では、「 $P_A \quad T_P$ 」が成立したか否かの判定を行うものとする。

【0035】

遅相用の補間演算を行う補間処理部 36 においても、同様に、ステップ 36a で、補間クロック T_n に従う補間ステップ毎に、補間最終値 M_A に対して、前記演算器 35 で得た補間増分値 A_m を順次累算していくことで、時間経過に従う予測補間演算を行う。補間済検出データ M_A の値が目標値 T_M に到達又は越え、ステップ 36b で YES と判定され、ステップ 36a での加算を一時停止する。一時停止されたステップ 36a での加算は、次にラッチパルス LP_2 が発生されたとき再開される。ステップ 36a での演算で求められた補間済検出データ M_A は、補間クロック T_n によって 1 補間ステップ毎に補間出力ラッチ 37 にラッチされる。ここで、前述のように増分値 A_m が正の値であれば、ステップ 36b での加算によって、得られる補間済検出データ M_A の値は順次増加していき、予測補間演算によって遅相方向に細かく遷移してゆく補間済検出データ M_A が得られることとなる。その場合、目標値 T_M の値は前回の補間最終値 M_A より大きいので、ステップ 36b では、「 $M_A \quad T_M$ 」が成立したか否かの判定を行うものとする。

【0036】

図 5 (b) は、進相方向の補間演算例を示す図である。ラッチパルス LP_1 によってラッチ 21 に今回サンプルの検出データ P_1 がラッチされると、前回サンプルの検出データ P_0 との差が変化量 ΔP として検出され、 $P_1 + \Delta P = T_P$ が目標値として設定される。また、ラッチパルス LP_1 の発生時点での補間最終値 P_A' と P_1 との差が標準予測値 V_T に加算されて、該標準予測値が V_{T1} で示すように修正される。これに基づき、補間増分値（減分値） A_p が計算され、補間ステップ毎に、補間最終値 P_A' に対して増分値（減分値） A_p が累算されていくことで、補間済検出データ P_A が得られる。

同様に、図 5 (c) は、遅相方向の補間演算例を示す図である。ラッチパルス LP_2 によってラッチ 31 に今回サンプルの検出データ M_1 がラッチされると、前回サンプルの検出データ M_0 との差が変化量 ΔM として検出され、 $M_1 + \Delta M = T_M$ が目標値として設定される。また、ラッチパルス LP_2 の発生時点での補間最終値 M_A' と M_1 との差が標準予測値 V_T に加算されて、該標準予測値が V_{T2} で示すように修正される。これに基づき、補

10

20

30

40

50

間増分値 A_m が計算され、補間ステップ毎に、補間最終値 MA' に対して増分値 A_m が累算されていくことで、補間済検出データ MA が得られる。

【0037】

補間出力ラッチ 27 及び 37 から出力される進相方向及び遅相方向の補間済検出データ PA 及び MA は、演算器 28 に入力され、前述した温度特性等の誤差 $\pm d$ を除去するための補償演算がなされる。すなわち、図 3 (a), (b) によって前述した通り、進相及び遅相の位相差検出データ P_1 及び M_1 を足して 2 で割ることにより誤差 $\pm d$ を検出することができるのと同様に、演算器 28 では下記のように、進相及び遅相の補間済検出データ PA 及び MA を足して 2 で割ることにより誤差 $\pm d$ を抽出する

$$\pm d = (PA + MA) \div 2$$

10

ここで、補間済検出データ PA 及び MA は、前述した精度の高い予測補間によって検出対象位置 x の時間的变化に追従して密に発生するものであるため、検出対象位置 x の時間的变化に伴う位相差成分 θ の細密な時間的变化を、基準交流信号 $\sin \omega t$ の 1 周期未満の細かなタイムスロット (補間ステップ) 毎に示しているものである、従って、等価的に、

$$PA = \pm d + \theta(t)$$

$$MA = \pm d - \theta(t)$$

で示すことができる。よって、演算器 28 の演算は、等価的に、

$$\{ \pm d + \theta(t) \} + \{ \pm d - \theta(t) \} \div 2 = \pm d$$

であり、温度特性等のインピーダンス変化による誤差 $\pm d$ を、動特性時 ($+\theta$ および $-\theta$ が $+\theta(t)$ 及び $-\theta(t)$ として時間的に変化するとき) においても正確に検出するものである。

20

【0038】

演算器 29 では、下記のように、進相又は遅相の一方の補間済検出データ PA 又は MA (図の例では PA とする) から、演算器 28 で求めた誤差 $\pm d$ を引き算し、誤差 $\pm d$ を除去した、動特性補間済みの正確な位置検出データ P を得る。

$$P = PA - (\pm d)$$

これは、等価的には、

$$P = \{ \pm d + \theta(t) \} - (\pm d) = \theta(t)$$

に相当する。

【0039】

30

なお、補間演算のアルゴリズムは、上記実施例に示したものに限らず、その他任意のものを用いてよい。上記実施例とは異なる補間演算アルゴリズムを用いた実施例を示すと一例として図 6 のようなものがあり得る。

図 6 において、ラッチ群 (又はレジスタ群) 40 は、図 2 のラッチ 21, 22, 31, 33 と同様のものであり、ラッチパルス LP_1 , LP_2 に応じてカウンタ 19 のカウント出力をラッチし、これを順送りシフトして保持することにより、進相及び遅相方向についての複数サンプルの位相差検出データ (P_0 , P_1 , M_0 , M_1) を生成する。演算器 41 では、進相及び遅相方向についての今回サンプルの検出データ P_1 , M_1 を用いて下記のように演算を行い、温度特性等の誤差 $\pm d$ を算出する。

$$\pm d = (P_1 + M_1) \div 2$$

40

【0040】

演算器 42 では、下記のように、進相及び遅相方向の一方についての今回サンプルの検出データ (例えば P_1) から、演算器 41 で求めた誤差 $\pm d$ を引き算し、誤差 $\pm d$ を除去した検出データ P' を得る。

$$P' = P_1 - (\pm d)$$

この検出データ P' はまた補間がなされていない。

演算器 44 では、図 2 の演算器 23 と同様に、進相方向の複数サンプルの検出データから変化量 ΔP (例えば $\Delta P = P_1 - P_0$) を得る。演算器 45 では、図 2 の演算器 33 と同様に、遅相方向の複数サンプルの検出データから変化量 ΔM (例えば $\Delta M = M_1 - M_0$) を得る。演算器 46 では、図 2 の演算器 30 と同様に、進相及び遅相方向の変化量 ΔP , ΔM

50

を修正して、標準予測値 V_T (例えば $V_T = (|\Delta P| + |\Delta M|) \div 2$) を得る。

【0041】

補間演算器 47 では、ラッチパルス $LP1$ の発生タイミングにตอบสนองして、標準予測値 V_T を補間ステップ数 n で割ることにより補間増分値 (または減分値) A_p を生成する演算 ($A_p = V_T \div n$) を行い、補間クロック T_n に従って、補間ステップ毎に該増分値 (または減分値) A_p を順次累算し、補間値 $q A_p$ を求める。 q は $0, 1, 2, \dots$ というように補間ステップ毎に順次増加する変数を示す。つまり、 $q A_p$ は、 $A_p, 2 A_p, 3 A_p, \dots$ と順次増加し、 n ステップ目には $n A_p = V_T$ となる。この $q A_p$ は次にラッチパルス $LP1$ が発生したときリセットされる。

【0042】

演算器 43 では、演算器 42 で求めた検出データ P' に対して補間演算器 47 から発生された補間値 $q A_p$ を加算し、補間済みの位置検出データ P を得る ($P = P' + q A_p$)。上記では、進相方向の検出データについて補間済みの位置検出データ P を求めるようにしたが、遅相方向の検出データについて補間済みの位置検出データ M を求めるようにすることができるのは勿論である。その場合は、補間演算器 47 では、ラッチパルス $LP2$ に応じて動作し、補間増分値 A_m を累算した補間値 $q A_m$ を生成するものとする。

【0043】

なお、上記各実施例に示した各回路は、ディスクリート回路に限らず、ゲートアレイ等を用いた集積回路によって構成することができるし、あるいはデジタルシグナルプロセッサを使用した回路によっても構成できるし、その他の高密度集積回路によっても構成することができるし、また、CPU等を使用したソフトウェアプログラムによって実現することができ、それらのすべての実施の形態が本発明の範囲に含まれる。特に、図2に示したデジタル処理部13は、CPU等を使用したソフトウェアプログラムによって実現するのに適している。

【0044】

なお、位置センサ10を回転型センサとして構成する場合、位相角 θ が1回転につき1周期の変化を示すものに限らず、1回転につき多周期の変化を示すような高分解能タイプの回転センサが各種公知であり、そのような高分解能タイプの回転センサについても本発明を適用できるのは勿論である。また、検出対象回転軸の回転が異なる変速比で伝達される複数の回転位置センサを設けることにより、複数回転にわたる絶対的回転位置を検出可能にする技術が公知であり、そのような場合においても、各回転位置センサの位置検出データを位相差検出方式によって求める場合に、本発明が適用できる。勿論、回転型の検出装置に限らず、直線位置検出装置においても、その直線位置検出データを位相差検出方式によって求める全ての場面において本発明が適用可能である。勿論、複数の位置センサ10からの位置検出信号の処理を、共通のデジタル処理部13を用いて、時分割処理することもできる。

さらに、本発明の装置若しくはシステムに付随して付加的機能を付加してもよい。例えば、演算器28又は41の出力データ $\pm d$ を周辺環境の温度検出データとして取り出す機能を付加してもよい。

【0045】

【発明の効果】

以上の通り、この発明によれば、予測補間によって時間的に密に第1及び第2の (進相及び遅相の) 補間済検出データを生成することで、動特性 (検出対象位置が時間的に変化するときの検出特性) についての応答性能を改善することができるという優れた効果を奏する。これに伴い、第1及び第2の補間済検出データの時間的精密さが増すので、誤差データ演算を随時行うことができることとなり、従来技術のように2つの交流出力信号のゼロクロスが一致する時点を待つ必要がなくなり、応答性がよくなる。また、第1及び第2の (進相及び遅相の) 予測値を修正して少なくとも一つの標準予測値を求めるようにしたので、正方向に位相シフトされた信号 (進相信号) と負方向に位相シフトされた信号 (遅相信号) との間ではドップラ効果による周波数遷移 (周期遷移) のリニアリティが異なる

10

20

30

40

50

ことによる生じる可能性のある補間演算誤差を、適切に修正し、精度のよい補間演算を行うことができるようになるという優れた効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明に係る位置検出データ生成方法の一実施例を説明するために、該実施例を適用した位置検出システムの全体構成例を示すブロック図。

【図 2】 図 1 におけるデジタル処理部の詳細例を示すブロック図。

【図 3】 図 1 の動作説明図。

【図 4】 ドップラ効果に基づく進相信号と遅相信号における変化量の対速度特性が非線形特性を示すことを示すとともに、本実施例による当該非線形特性の改善を説明する図。

【図 5】 本発明の実施例による補間演算動作例を説明する図。

10

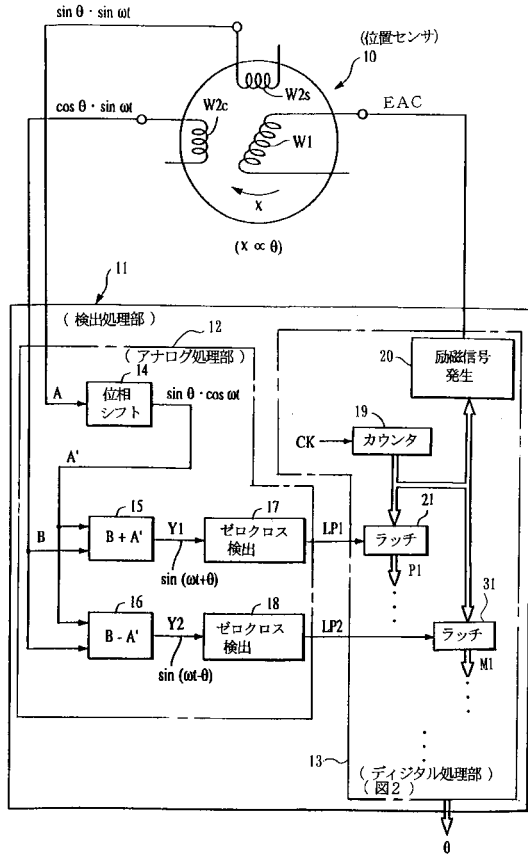
【図 6】 補間演算アルゴリズムの別の例を示すものであって、図 1 におけるデジタル処理部の他の実施例を示すブロック図。

【符号の説明】

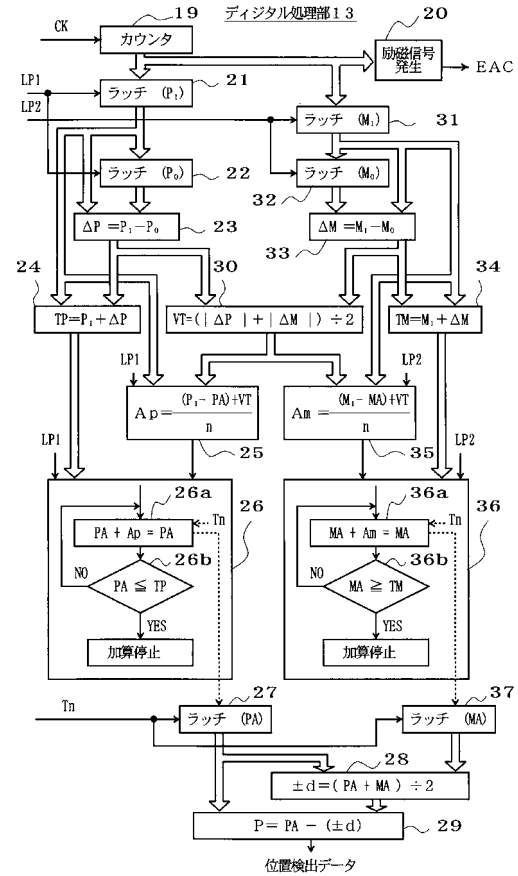
- 1 0 位置センサ
- 1 1 検出処理部
- 1 2 アナログ処理部
- 1 3 デジタル処理部
- 1 2 カウンタ
- 1 3 励磁信号発生回路
- 1 4 位相シフト回路
- 1 5 加算回路
- 1 6 減算回路
- 1 7 , 1 8 ゼロクロス検出回路
- 1 9 カウンタ
- 2 0 励磁信号発生回路
- 2 1 , 2 2 , 2 7 , 3 1 , 3 2 , 3 7 ラッチ
- 2 6 , 3 6 補間処理部

20

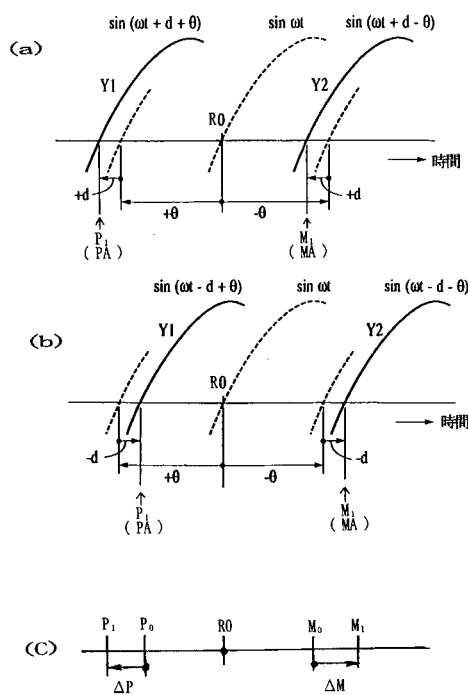
【図 1】



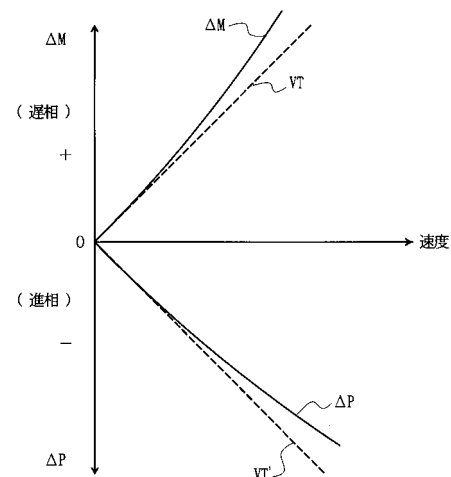
【図 2】



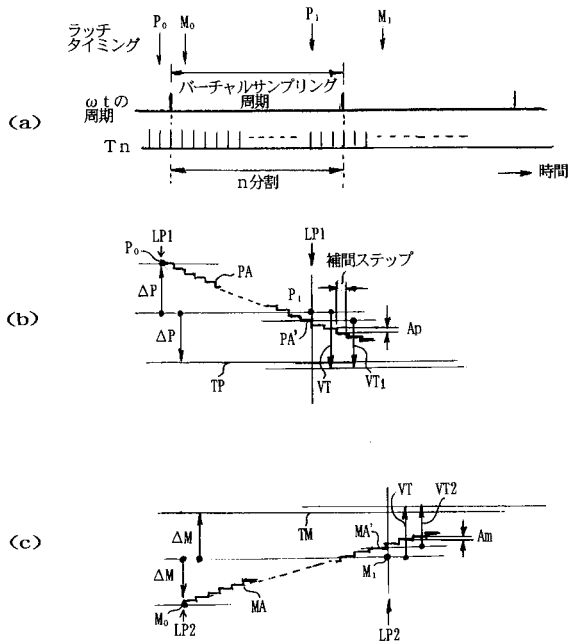
【図 3】



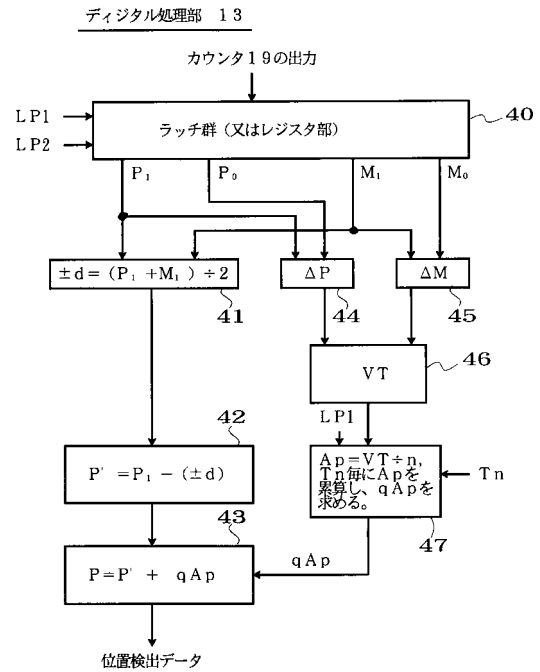
【図 4】



【図 5】



【図 6】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開昭57-070406(JP,A)
特開昭59-214921(JP,A)
特開平01-223310(JP,A)
特開平01-224621(JP,A)
特開平01-296109(JP,A)
特開平05-133764(JP,A)
特開平05-141955(JP,A)
特開平08-122041(JP,A)
特開平08-334526(JP,A)
特開平09-273942(JP,A)
特開平10-170356(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01B 7/00~7/34
G01B 21/00~21/32
G01D 5/00~5/252;5/39~5/62
G01D 18/00~21/02