

(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2010-216961

(P2010-216961A)

(43) 公開日 平成22年9月30日 (2010.9.30)

(51) Int.Cl.

G01D 5/244 (2006.01)

F I

G01D 5/244

F

テーマコード (参考)

2F077

審査請求 未請求 請求項の数 15 O L (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2009-63368 (P2009-63368)
 (22) 出願日 平成21年3月16日 (2009.3.16)

(71) 出願人 000137694
 株式会社ミットヨ
 神奈川県川崎市高津区坂戸一丁目20番1号
 (74) 代理人 100092820
 弁理士 伊丹 勝
 (72) 発明者 桐山 哲郎
 神奈川県川崎市高津区坂戸1丁目20番1号 株式会社ミットヨ内
 Fターム(参考) 2F077 AA11 QQ05 TT33 TT66 TT72

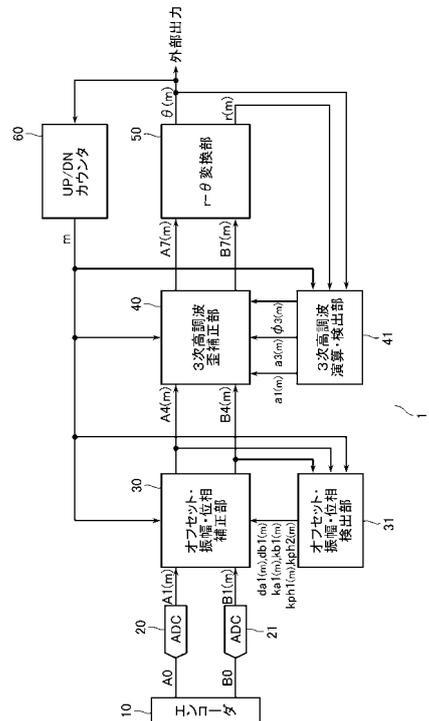
(54) 【発明の名称】 エンコーダ出力信号補正装置及び方法

(57) 【要約】

【課題】 2相正弦波状信号から構成される多重のリサージュ信号に対応して、その2相正弦波状信号に含まれるオフセット、振幅誤差、位相誤差、及び3次高調波成分を除去可能なエンコーダ出力信号補正装置及び方法を提供する。

【解決手段】 エンコーダ出力信号補正装置1は、2相正弦波状信号の周期を特定するUP/DNカウンタ60と、特定された各周期情報の値毎に、2相正弦波状信号によって形成されるリサージュ信号に含まれる理想的リサージュ信号からの誤差を検出する検出部31、41と、特定された各周期情報の値毎に、検出部31、41で検出された誤差に基づく補正係数で2相正弦波状信号を補正する補正部30、40とを備える。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

エンコーダから出力される位相のずれた 2 相正弦波状信号を補正するエンコーダ出力信号補正装置において、

前記 2 相正弦波状信号の周期情報の値を特定する周期特定手段と、

特定された各周期情報の値毎に、前記 2 相正弦波状信号によって形成されるリサージュ信号に含まれる理想的リサージュ信号からの誤差を検出する検出手段と、

特定された各周期情報の値毎に、前記検出手段で検出された誤差に基づく補正係数で前記 2 相正弦波状信号を補正する補正手段と

を備えることを特徴とするエンコーダ出力信号補正装置。

10

【請求項 2】

前記検出手段は、前記補正手段で補正した後の 2 相正弦波状信号に含まれる前記理想的リサージュ信号からの誤差を検出し、検出された誤差を累積演算して新たな補正係数とすることで、動的に前記補正係数を更新する

ことを特徴とする請求項 1 記載のエンコーダ出力信号補正装置。

【請求項 3】

前記検出手段は、前記 2 相正弦波状信号によって形成されるリサージュ信号に含まれるオフセット、振幅誤差、位相誤差及び 3 次高調波歪みの少なくとも一つを検出可能である

ことを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 記載のエンコーダ出力信号補正装置。

20

【請求項 4】

前記検出手段は、前記 2 相正弦波状信号によって形成されるリサージュ信号の X 軸及び Y 軸を横切る 4 つのゼロクロス点 P_{m12} 、 P_{m23} 、 P_{m34} 、 P_{m41} から、X 軸及び Y 軸方向のオフセットの補正值の変化分 $da_1(m)$ 、 $db_1(m)$ を累積演算することにより、前記オフセットを検出するものである

ことを特徴とする請求項 3 記載のエンコーダ出力信号補正装置。

【請求項 5】

前記検出手段は、前記 2 相正弦波状信号によって形成されるリサージュ信号の X 軸及び Y 軸を横切る 4 つのゼロクロス点 P_{m12} 、 P_{m23} 、 P_{m34} 、 P_{m41} から、X 軸及び Y 軸方向の振幅補正值の変化分 $ka_1(m)$ 、 $kb_1(m)$ を累積演算することにより、前記振幅誤差を検出するものである

ことを特徴とする請求項 3 記載のエンコーダ出力信号補正装置。

30

【請求項 6】

前記検出手段は、前記 2 相正弦波状信号によって形成されるリサージュ信号の X 軸及び Y 軸に対して 45° の直線 ($y = x$ 、 $y = -x$) を横切る 4 つの点 P_{m1} 、 P_{m2} 、 P_{m3} 、 P_{m4} から、2 相正弦波状信号の位相補正值の変化分 $kp_1(m)$ を累積演算することにより、前記位相誤差を検出するものである

ことを特徴とする請求項 3 記載のエンコーダ出力信号補正装置。

【請求項 7】

前記検出手段は、前記 2 相正弦波状信号の基本波の振幅を $a_1(m)$ 、前記 3 次高調波の振幅を $a_3(m)$ 、3 次高調波の位相を $\phi_3(m) = 0$ とすると、前記 2 相正弦波状信号によって形成されるリサージュ信号の X 軸及び Y 軸に対して 45° の直線 ($y = x$ 、 $y = -x$) を横切る 4 つの点 P_{m1} 、 P_{m2} 、 P_{m3} 、 P_{m4} 及び X 軸及び Y 軸を横切る 4 つのゼロクロス点 P_{m12} 、 P_{m23} 、 P_{m34} 、 P_{m41} から、前記リサージュ信号の半径の最大値 $r_{max}(m)$ と最小値 $r_{min}(m)$ を求め、2 相正弦波状信号の基本波の変化分 $a_1(m)$ と 3 次高調波補正值の変化分 $a_3(m)$ を累積演算し、更に、前記 2 相正弦波信号の各時点の値を $Va_1(m)$ 、前記 3 次高調波成分の各時点の値を $Va_3(m)$ としたとき、 $Va_3(m)$ を、 $Va_3(m) = K_1 \cdot Va_1(m)^3 - K_2 \cdot Va_1(m)$ (但し、 K_1 、 K_2 は、 $a_1(m)$ 、 $a_3(m)$ によって決まる係数) によって求めることにより、前記 3 次高調波成分を検出するものである

ことを特徴とする請求項 3 記載のエンコーダ出力信号補正装置。

40

50

【請求項 8】

前記検出手段は、前記 2 相正弦波状信号の基本波の振幅を $a_1(m)$ 、前記 3 次高調波の振幅を $a_3(m)$ 、3 次高調波の位相を $\theta_3(m)$ とすると、前記 2 相正弦波状信号によって形成されるリサージュ信号に含まれる波長 $\lambda/4$ (空間周波数 $4 \cdot 2/\lambda$) の信号成分をフーリエ変換して振幅 $a_1(m)$ 、 $a_3(m)$ 、 $\theta_3(m)$ を求めるものであり、

前記補正手段は、前記リサージュ信号を $\theta_3(m)$ だけ回転させたのち、前記 2 相正弦波信号の各時点の値を $V a_1(m)$ 、前記 3 次高調波成分の各時点の値を $V a_3(m)$ としたとき、 $V a_3(m)$ を、

$V a_3(m) = K_1 \cdot V a_1(m)^3 - K_2 \cdot V a_1(m)$ (但し、 K_1 、 K_2 は、 $a_1(m)$ 、 $a_3(m)$ によって決まる係数) によって求めることにより、前記 3 次高調波成分を補正し、

前記補正されたりサージュ信号を $\theta_3(m)$ だけ逆回転させるものである

ことを特徴とする請求項 3 記載のエンコーダ出力信号補正装置。

【請求項 9】

前記検出部は、前記 2 相正弦波状信号により構成される前記リサージュ信号の半径の最大値と最小値を算出し、この最大値及び最小値の差に基づいて前記 2 相正弦波状信号に含まれる前記 3 次高調波成分の振幅を、前記 3 次高調波歪みとして算出する

ことを特徴とする請求項 3 記載のエンコーダ出力信号補正装置。

【請求項 10】

前記検出部は、前記 2 相正弦波状信号により構成される前記リサージュ信号の半径の変化をフーリエ解析によって求めることにより前記 2 相正弦波状信号に含まれる前記 3 次高調波成分の振幅及び位相を前記 3 次高調波歪みとして算出する

ことを特徴とする請求項 3 記載のエンコーダ出力信号補正装置。

【請求項 11】

前記補正部は、前記検出部で算出された位相の分だけ、3 次高調波成分を含む 2 相正弦波状信号のリサージュ信号を回転させて、前記 3 次高調波成分の位相が 0° 又は 90° である状態とし、前記 2 相正弦波信号の各値に対応する前記 3 次高調波成分の値を求め、この 3 次高調波成分の値を前記回転されたりサージュ信号に対応する 2 相正弦波信号から減算して振幅を補正し、この補正された 2 相正弦波信号のリサージュ信号を、前記回転された角度と同一の角度だけ逆回転させる

ことを特徴とする請求項 3 記載のエンコーダ出力信号補正装置。

【請求項 12】

前記補正係数を記憶するメモリを備え、

前記検出手段は、起動時に前記メモリに記憶された補正係数を読み出してこれを前記動的な更新動作の初期値とする

ことを特徴とする請求項 1 記載のエンコーダ出力信号補正装置。

【請求項 13】

前記補正係数を記憶するメモリと、

前記動的な補正係数の更新動作を無効とする動的補正無効指示手段とを備え、

前記補正手段は、前記動的補正無効指示手段が動的補正の無効を指示しているときには前記メモリから読み出した補正係数を使用して前記 2 相正弦波状信号を補正するものである

ことを特徴とする請求項 1 記載のエンコーダ出力信号補正装置。

【請求項 14】

エンコーダから出力される位相のずれた 2 相正弦波状信号の周期情報の値を特定するステップと、

特定された各周期情報の値毎に、前記 2 相正弦波状信号に含まれるオフセットを検出し補正するステップと、

特定された各周期情報の値毎に、オフセットが補正された 2 相正弦波状信号に含まれる

10

20

30

40

50

振幅誤差を検出し補正するステップと、

特定された各周期情報の値毎に、振幅補正された 2 相正弦波状信号に含まれる位相誤差を検出し補正するステップと、

特定された各周期情報の値毎に、位相補正された 2 相正弦波状信号に含まれる 3 次高調波歪みを検出し補正するステップと

を備えることを特徴とするエンコーダ出力信号補正方法。

【請求項 15】

前記各補正ステップは、補正した後の 2 相正弦波状信号に含まれる理想的リサージュ信号からの誤差を検出し、検出された誤差を過去に累積加算された値に加算して新たな補正係数とすることで、動的に補正係数を更新するステップである

ことを特徴とする請求項 14 記載のエンコーダ出力信号補正方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、位置、角度、速度、角速度等の検出を行うエンコーダの 2 相正弦波状信号を補正するエンコーダ出力信号補正装置及び方法に関する。

【背景技術】

【0002】

エンコーダのスケールに形成される格子の間隔には加工限界があるため、スケール格子より細かい間隔を測定するには、エンコーダが出力する正弦波状信号の位相変化の空間周期を更に細分して内挿する必要がある。このため、従来種々の内挿回路が用いられている。デジタル処理による内挿回路は例えば、エンコーダから出力される 90° 位相が異なる A、B 相正弦波状信号を所定の周波数でサンプリングしてデジタルデータに変換する A/D コンバータと、この A/D コンバータにより得られたデジタルデータ DA、DB に基づいて各サンプリング点の位相角データ PH を求めるルックアップテーブルを記憶したメモリとから構成される。ルックアップテーブルは、逆正接関数 (ATAN) を用いた、 $PH = ATAN (DB / DA)$ に基づいて作成される。

【0003】

エンコーダが出力する A、B 相正弦波状信号は、通常完全な正弦波ではなく、これを直交座標で表すと、一般に楕円状のリサージュ信号を描く。A、B 相正弦波状信号電圧の振幅が異なると、リサージュ信号は楕円となり、また各信号電圧のオフセット値により、リサージュ信号は原点からずれた円又は楕円の波形となる。また、位相誤差が存在すると、楕円の長軸及び短軸が座標軸と平行でなく、 45° になる。内挿回路は A、B 相正弦波状信号を正弦波と仮定して作られているため、理想的な正弦波からのズレは内挿精度に悪影響を与える。このため、A、B 相正弦波状信号における振幅誤差、位相誤差及びオフセットを補正するための装置が、例えば特許文献 1、2 により提案されている。

【0004】

しかし、このような振幅誤差等が補正された 2 相正弦波状信号においても、理想的な正弦波信号波形からのズレ、すなわち波形歪が大きく、しかもその歪率は特にメインスケールとインデックススケールの間隔の変動により大きく変動する。この波形歪の多くは、奇数次 (3 次、5 次...) の高調波成分によるものであり、このような歪率変動のある 2 相正弦波状信号を用いて測定を行うと、大きな測定誤差が発生する。

【0005】

このような高調波成分を除いた正弦波状信号を出力するための技術は、幾つか提案されている。例えば、特許文献 3 では、スケール上に僅かに位相をずらした 2 つの矩形波格子パターンを設け、それらの出力を加算してちょうど高調波成分を相殺するようにしたものが提案されている。また、均一格子のスケールと不均一格子のスケールとの組合せにより高調波成分を除いた正弦波状信号を出力するようにしたものも、特許文献 4 により提案されている。

【0006】

10

20

30

40

50

さらに、特許文献 5 に記載の装置は、2 相正弦波状信号によって形成されるリサージュ信号に含まれる理想的リサージュ信号からの誤差を検出し、検出された誤差に基づく補正係数で 2 相正弦波状信号を補正する。そして、その装置は、補正した後の 2 相正弦波状信号に含まれる理想的リサージュ信号からの誤差を検出し、検出された誤差を累積演算して新たな補正係数とすることで、動的に補正係数を更新する。これにより、特許文献 5 に記載の装置は、比較的簡単なデジタル演算処理によりロバスト性を向上させている。

【 0 0 0 7 】

しかしながら、上記特許文献 1 ~ 5 に記載の技術は、2 重（又は多重）となったりサージュ信号に対応しておらず、その精度は十分なものではない。例えば、所定信号の 2 次周波数のみを選択して測定を望む場合であっても、測定環境により、選択した信号に 1 次周波数が残存することがある。この場合、2 相正弦波状信号において奇数番目のピークは、偶数番目のピークと異なる値となり、2 相正弦波状信号から構成されるリサージュ信号は、2 重になって観測される。

10

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 0 8 】

【 特許文献 1 】 特開平 1 0 - 3 1 1 7 4 1 号公報

【 特許文献 2 】 特開 2 0 0 3 - 2 2 2 5 3 4 号公報

【 特許文献 3 】 特開平 3 - 4 8 1 2 2 号公報

【 特許文献 4 】 特許第 2 6 9 5 6 2 3 号公報

20

【 特許文献 5 】 特開 2 0 0 6 - 1 1 2 8 6 2 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、2 相正弦波状信号から構成される多重のリサージュ信号に対応して、その 2 相正弦波状信号に含まれるオフセット、振幅誤差、位相誤差、及び 3 次高調波成分を除去可能なエンコーダ出力信号補正装置及び方法を提供する。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 1 0 】

本発明に係るエンコーダ出力信号補正装置は、エンコーダから出力される位相のずれた 2 相正弦波状信号を補正するエンコーダ出力信号補正装置において、前記 2 相正弦波状信号の周期を特定する周期特定手段と、特定された各周期情報の値毎に、前記 2 相正弦波状信号によって形成されるリサージュ信号に含まれる理想的リサージュ信号からの誤差を検出する検出手段と、特定された各周期情報の値毎に、前記検出手段で検出された誤差に基づく補正係数で前記 2 相正弦波状信号を補正する補正手段とを備えることを特徴とする。

30

【 0 0 1 1 】

本発明に係るエンコーダ出力信号補正方法は、エンコーダから出力される位相のずれた 2 相正弦波状信号の周期を特定するステップと、特定された各周期情報の値毎に、前記 2 相正弦波状信号に含まれるオフセットを検出し補正するステップと、特定された各周期情報の値毎に、オフセットが補正された 2 相正弦波状信号に含まれる振幅誤差を検出し補正するステップと、特定された各周期情報の値毎に、振幅補正された 2 相正弦波状信号に含まれる位相誤差を検出し補正するステップと、特定された各周期情報の値毎に、位相補正された 2 相正弦波状信号に含まれる 3 次高調波歪みを検出し補正するステップとを備えることを特徴とする。

40

【 発明の効果 】

【 0 0 1 2 】

本発明によれば、2 相正弦波状信号から構成される多重のリサージュ信号に対応して、その 2 相正弦波状信号に含まれるオフセット、振幅誤差、位相誤差、及び 3 次高調波成分を除去可能なエンコーダ出力信号補正装置及び方法を提供することができる。

【 図面の簡単な説明 】

50

【 0 0 1 3 】

【 図 1 】 本発明の第 1 実施形態に係るエンコーダ出力信号補正装置 1 の基本構成を示すブロック図である。

【 図 2 】 デジタル信号 $A_1(m)$ 、 $B_1(m)$ を示す図である。

【 図 3 】 2 重のリサージュ信号 $L_1(L_1(0))$ 、 $L_1(1)$ を示す図である。

【 図 4 】 同補正装置 1 の処理の流れを示すフローチャートである。

【 図 5 】 図 4 のオフセット補正、振幅補正及び位相補正の詳細を示すフローチャートである。

【 図 6 】 観測されるリサージュ信号の一例を示す図である。

【 図 7 】 図 2 の 3 次高調波歪補正 (第 1 の方法) の詳細を示すフローチャートである。

10

【 図 8 】 3 次高調波における振幅 a_1 、 a_3 の演算方法を説明するための図である。

【 図 9 】 図 4 の 3 次高調波歪補正 (第 2 の方法) の詳細を示すフローチャートである。

【 図 1 0 】 図 9 の補正処理における座標回転を説明するための図である。

【 図 1 1 】 図 9 の補正処理における A 相 (又は B 相) と 3 次高調波の電圧との関係を示すグラフである。

【 図 1 2 】 動的補正により補正值が収束していく様子を示すグラフである。

【 図 1 3 】 オフセット・振幅・位相補正部 3 0 及び 3 次高調波歪補正部 4 0 の具体的な回路構成を示す回路図である。

【 図 1 4 】 本発明の第 2 実施形態に係るエンコーダ出力信号補正装置 2 の基本構成を示すブロック図である。

20

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 1 4 】

[第 1 実施形態]

[第 1 実施形態に係るエンコーダ出力信号補正装置 1 の構成]

本発明の第 1 実施形態を、図面を参照して詳細に説明する。図 1 は、本発明の第 1 実施形態に係るエンコーダ出力信号補正装置 1 の基本構成を示すブロック図である。

【 0 0 1 5 】

エンコーダ出力信号補正装置 1 は、エンコーダ 1 0 の出力信号 A_0 、 B_0 から 3 次高調波を除去する補正を行うものである。エンコーダ出力信号補正装置 1 は、図 1 に示すように、A / D コンバータ 2 0、2 1 と、オフセット・振幅・位相補正部 3 0 と、オフセット・振幅・位相検出部 3 1 と、3 次高調波歪補正部 4 0 と、3 次高調波演算・検出部 4 1 と、 r - 変換部 5 0 と、UP / DN カウンタ 6 0 を備える。

30

【 0 0 1 6 】

エンコーダ 1 0 は、その検出原理は問わないが、例えば光電式或いは磁気式である。エンコーダ 1 0 から出力される A 相正弦波状信号、B 相正弦波状信号 A_0 、 B_0 は、通常、振幅誤差、位相誤差、オフセット、3 次高調波歪み等を含んでいる。

【 0 0 1 7 】

A / D コンバータ 2 0、2 1 は、図 1 に示すように、信号 A_0 、 B_0 を所定の周波数でサンプリングして、デジタル信号 $A_1(m)$ 、 $B_1(m)$ に変換する。A / D コンバータ 2 0、2 1 は、デジタル信号 $A_1(m)$ 、 $B_1(m)$ をオフセット・振幅・位相補正部 3 0 に出力する。

40

【 0 0 1 8 】

ここで、デジタル信号 $A_1(m)$ 、 $B_1(m)$ は、図 2 に示すように、 90° 位相差をもって振幅する。デジタル信号 $A_1(m)$ 、 $B_1(m)$ において、例えば、ノイズの影響等で振幅が揺らいで偶数 ($2k$ (k は、自然数)) 周期目のピークが、奇数 ($2k - 1$) 周期目のピークよりも低くなった場合、これらデジタル信号 $A_1(m)$ 、 $B_1(m)$ のリサージュ信号は、図 3 に示すように 2 重のリサージュ信号 $L_1(L_1(0))$ 、 $L_1(1)$ となってしまう。

【 0 0 1 9 】

オフセット・振幅・位相補正部 3 0 は、図 1 に示すように、オフセット・振幅・位相検

50

出部 3 1 により演算された補正係数、及び UP / DN カウンタ 6 0 により計数された周期情報 m に基づいて、デジタル信号 $A 1$ 、 $B 1$ のオフセット、振幅及び位相を各周期情報の値毎に補正して出力信号 $A 4 (m)$ 、 $B 4 (m)$ を生成する。オフセット・振幅・位相補正部 3 0 は、出力信号 $A 4 (m)$ 、 $B 4 (m)$ を、オフセット・振幅・位相検出部 3 1 及び 3 次高調波歪補正部 4 0 に出力する。

【 0 0 2 0 】

オフセット・振幅・位相検出部 3 1 は、図 1 に示すように、出力信号 $A 4 (m)$ 、 $B 4 (m)$ 、及び周期情報 m に基づいて、信号 $A 1 (m)$ 、 $B 1 (m)$ の各周期情報の値毎に、補正係数を演算し、その補正係数をオフセット・振幅・位相補正部 3 0 に出力する。補正係数の演算手法については、後述する。

10

【 0 0 2 1 】

出力信号 $A 4 (m)$ 、 $B 4 (m)$ は、図 1 に示すように、振幅、位相、及びオフセットが補正された正弦波状の出力信号であるが、3 次高調波を含む高調波成分を依然として含まれている。このため、3 次高調波歪補正部 4 0 は、信号 $A 1 (m)$ 、 $B 1 (m)$ の各周期情報の値毎に、出力信号 $A 4 (m)$ 、 $B 4 (m)$ の 3 次高調波成分を補正して出力信号 $A 7 (m)$ 、 $B 7 (m)$ を出力する。補正は、3 次高調波演算・検出部 4 1 から与えられる補正係数、及び周期情報 m に基づいて実行される。

【 0 0 2 2 】

3 次高調波演算・検出部 4 1 は、図 1 に示すように、信号 $A 1 (m)$ 、 $B 1 (m)$ の各周期情報の値毎に、 r - 変換部 5 0 から与えられる半径情報 $r (m)$ 、位相情報 (m) に基づいて、各補正係数を演算し、その補正係数をその補正係数を 3 次高調波歪補正部 4 0 に出力する。補正係数の演算手法については、後述する。

20

【 0 0 2 3 】

r - 変換部 5 0 は、図 1 に示すように、出力信号 $A 7 (m)$ 、 $B 7 (m)$ 、及び周期情報 m から、信号 $A 1 (m)$ 、 $B 1 (m)$ の各周期情報の値毎にリサージュ信号を生成し、この各リサージュ信号の位相 (m) (位相情報 (m)) ごとの半径 $r (m)$ (半径情報 $r (m)$) を演算する。 r - 変換部 5 0 は、位相情報 (m)、半径情報 $r (m)$ を 3 次高調波演算・検出部 4 1 に出力する。

【 0 0 2 4 】

UP / DN カウンタ (波数カウンタ) 6 0 は、図 1 に示すように、位相情報 (m)、及び位相閾値 $t h$ に基づき、デジタル信号 $A 1 (m)$ 、 $B 1 (m)$ の周期を特定し、周期情報 m を生成する。UP / DN カウンタ (波数カウンタ) 6 0 は、オフセット・振幅・位相補正部 3 0、オフセット・振幅・位相検出部 3 1、3 次高調波歪補正部 4 0、3 次高調波歪検出部 4 1 に周期情報 m を出力する。

30

【 0 0 2 5 】

位相閾値 $t h$ は、例えば、図 4 に示す、「 $t h = 337.5^\circ$ 」とする。位相閾値 $t h$ を基準にリサージュ信号が反時計周りに 1 回転した場合、UP / DN カウンタ 6 0 は、アップ方向に計数する。位相閾値 $t h$ を基準にリサージュ信号が時計周りに 1 回転した場合、UP / DN カウンタ 6 0 は、ダウン方向に計数する。位相閾値 $t h$ は、補正計算に用いられる点が位置する角度 (0° ($y = 0$ 上)、 45° 、 -45° ($y = x$ 上、 $y = -x$ 上)、 90° ($x = 0$ 上)) を避けるように設定する。補正計算に用いられる点が位置する角度に位相閾値 $t h$ を設定すれば、補正計算に用いられる点の周期が特定不能となるためである。

40

【 0 0 2 6 】

周期情報 m は、1 b i t で表される。リサージュ信号が位相閾値 $t h$ を基準に偶数回転した場合 ($2 k$ 周期目の場合)、周期情報 m は、「0」となる。一方、リサージュ信号が位相閾値 $t h$ を基準に奇数回転した場合 ($(2 k - 1)$ 周期の場合)、周期情報 m は、「1」となる。

【 0 0 2 7 】

次に、図 4 を参照して、このように構成されたエンコーダ出力信号補正装置 1 を用いた

50

補正処理の詳細について説明する。図4は、補正処理を示すフローチャートである。エンコーダ1から出力されるA相正弦波状信号、B相正弦波状信号A0、B0は、まずAD変換され(ステップS11)、デジタルのA相正弦波状信号、B相正弦波状信号A1(m)、B1(m)となる。この信号A1(m)、B1(m)は、下記(数式1)及び(数式2)のように表すことができる。

【0028】

【数1】

$$A1(m) = a_0(m) + a_1(m) \cos u + a_3(m) \cos 3(u - \phi_3(m)) \quad \dots \text{(数式1)}$$

$$B1(m) = b_0(m) + b_1(m) \cos(u - \frac{\pi}{4} - \phi_1(m)) + b_3(m) \cos 3(u - \frac{\pi}{4} - \phi_3(m)) \quad \dots \text{(数式2)}$$

10

【0029】

ここで、 $a_0(m)$ 、 $b_0(m)$ は、各周期情報の値($m=0, 1$)のA相及びB相のオフセットである。 $a_1(m)$ 、 $b_1(m)$ は、各周期情報の値($m=0, 1$)のA相及びB相の振幅誤差である。 $\phi_1(m)$ は、各周期情報の値($m=0, 1$)のA相に対するB相の位相誤差である。 $a_3(m)$ 、 $b_3(m)$ は、各周期情報の値($m=0, 1$)のA相及びB相の3次高調波の振幅である。 $\phi_3(m)$ は、各周期情報の値($m=0, 1$)の3次高調波の基本波に対する位相誤差である。 u は、「 $u = 2 \times /$ 」である。 x は変位、 ϕ は信号ピッチをそれぞれ示している。これらの誤差のうちオフセット、振幅誤差及び位相誤差は、オフセット・振幅・位相補正部30及びオフセット・振幅・位相検出部31により実行されるオフセット補正処理ステップ(ステップS12)、振幅補正処理ステップ(ステップS13)及び位相補正処理ステップ(ステップS14)で順次除去され、3次高調波歪みは、3次高調波歪み補正部40及び3次高調波演算・検出部41により実行される3次高調波歪み補正ステップ(ステップS15)にて除去される。続いて、誤差が除去された各周期情報の値($m=0, 1$)の2相正弦波状信号A7(m)、B7(m)を用いてr-変換部50で位相情報 $\phi(m)$ が求められる(ステップS16)。そして、ステップS16の後、信号A1(m)、B1(m)の周期($m=0$ or 1)を特定する周期特定ステップ(ステップS17)が実行される。

20

30

【0030】

この実施形態では、上述した各補正処理ステップ(ステップS12~S15)において、それぞれ漸化式を用いた動的補正を行っている。

【0031】

[オフセット補正]

図5は、補正処理ステップ(ステップS12~S14)の詳細を示している。まず、図6に示すように、図3と同様に、A相及びB相の正弦波状信号A1(m)、B1(m)から2重のリサージュ信号L1(L1(0)、L1(1))が得られたとする。このような場合、各リサージュ信号L1(0)(L1(1))において、X軸及びY軸を横切る4つのゼロクロス点P12m(x_{12m}, y_{12m})、P23m(x_{23m}, y_{23m})、P34m(x_{34m}, y_{34m})、P41m(x_{41m}, y_{41m}) [$m=0, 1$]から、X軸及びY軸方向のオフセット補正值の変化分 $da_1(m)$ 、 $db_1(m)$ が、下記(数式3)及び(数式4)のように求められる(ステップS111)。

40

【0032】

【数 2】

$$\Delta da1(m) = \frac{(x41_m + x23_m)}{2} \quad \dots \text{ (数式 3)}$$

$$\Delta db1(m) = \frac{(x12_m + x34_m)}{2} \quad \dots \text{ (数式 4)}$$

【0033】

ここで求められた $da1(m)$, $db1(m)$ は、オフセット $a_0(m)$, $b_0(m)$ に近いが、振幅誤差及び位相誤差があるため、完全には一致していない。そこで、フィードバック処理を数回繰り返すことにより、この誤差を徐々に収束させていく。すなわち、補正值 $da1(m)$, $db1(m)$ を累積加算値として、下記 (数式 5) 及び (数式 6) のように求める (ステップ S 1 1 2)。

【0034】

【数 3】

$$da1(m) \leftarrow da1(m) + \Delta da1(m) \quad \dots \text{ (数式 5)}$$

$$db1(m) \leftarrow db1(m) + \Delta db1(m) \quad \dots \text{ (数式 6)}$$

【0035】

そして、下記 (数式 7) 及び (数式 8) により信号 $A1(m)$, $B1(m)$ からオフセットを除去するための補正処理が実行される (ステップ S 1 1 3)。

【0036】

【数 4】

$$A2(m) = A1(m) - da1(m) \quad \dots \text{ (数式 7)}$$

$$B2(m) = B1(m) - db1(m) \quad \dots \text{ (数式 8)}$$

【0037】

(振幅補正)

上記と同様に、リサーチ信号の X 軸及び Y 軸を横切る 4 つのゼロクロス点 $P12_m$, $P23_m$, $P34_m$, $P41_m$ [$m = 0, 1$] から、X 軸及び Y 軸方向の振幅補正值の変化分 $ka1$, $kb1$ が、下記 (数式 9) 及び (数式 10) 次のように求められる (ステップ S 1 2 1)。

【0038】

【数 5】

$$\Delta ka1(m) = \frac{(x41_m - x23_m)}{2} \quad \dots \text{ (数式 9)}$$

$$\Delta kb1(m) = \frac{(y12_m - y34_m)}{2} \quad \dots \text{ (数式 10)}$$

【0039】

この場合にも、フィードバック処理を数回繰り返すことにより、誤差を徐々に収束させていく。すなわち、補正值 $ka1(m)$, $kb1(m)$ を累積除算値として、下記 (数式 11) 及び (数式 12) のように求める (ステップ S 1 2 2)。

【0040】

【数 6】

$$ka1(m) \leftarrow \frac{ka1(m)}{\Delta ka1(m)} \quad \dots \text{ (数式 1.1)}$$

$$kb1(m) \leftarrow \frac{kb1(m)}{\Delta kb1(m)} \quad \dots \text{ (数式 1.2)}$$

【0041】

そして、下記（数式 1.3）及び（数式 1.4）により信号 A 2 (m) , B 2 (m) から振幅誤差を除去するための補正処理が実行される（ステップ S 1.2.3）。 10

【0042】

【数 7】

$$A3(m) = A2(m) \times ka1(m) \quad \dots \text{ (数式 1.3)}$$

$$B3(m) = B2(m) \times kb1(m) \quad \dots \text{ (数式 1.4)}$$

【0043】

（位相補正）

上記と同様に、2重のリサーチ信号 L (0) (L (1)) の X 軸及び Y 軸に対して 4 5 ° の直線 (y = x , y = - x) を横切る 4 つの点 P 1 m (x 1 m , y 1 m) , P 2 m (x 2 m , y 2 m) , P 3 m (x 3 m , y 3 m) , P 4 m (x 4 m , y 4 m) [m = 0 , 1] から、A 相及び B 相の位相補正值の変化分 k p 1 が、下記（数式 1.5）のように求められる（ステップ S 1.3.1）。 20

【0044】

【数 8】

$$\Delta kp1(m) = \frac{x4_m + y2_m - x2_m - y4_m}{x1_m + y1_m - x3_m - y3_m} \quad \dots \text{ (数式 1.5)}$$

30

【0045】

この場合にも、フィードバック処理を数回繰り返すことにより、誤差を徐々に収束させていく。すなわち、補正值 k p 1 (m) を累積乗算値として、下記（数式 1.6）、（数式 1.7）、及び（数式 1.8）のように求める（ステップ S 1.3.2）。

【0046】

【数 9】

$$kp1(m) \leftarrow kp1(m) \times \Delta kp1(m) \quad \dots \text{ (数式 1.6)}$$

$$kph1(m) = \frac{kp1(m) + 1}{2} \quad \dots \text{ (数式 1.7)}$$

40

$$kph2(m) = \frac{kp1(m) - 1}{2} \quad \dots \text{ (数式 1.8)}$$

【0047】

そして、下記（数式 1.9）及び（数式 2.0）により信号 A 3 (m) , B 3 (m) から位相誤差を除去するための補正処理が実行される（ステップ S 1.3.3）。

【0048】

【数 1 0】

$$A4(m) = kph1(m) \cdot A3(m) + kph2(m) \cdot B3(m) \quad \dots \text{(数式 1 9)}$$

$$B4(m) = kph2(m) \cdot A3(m) + kph1(m) \cdot B3(m) \quad \dots \text{(数式 2 0)}$$

【0 0 4 9】

[3 次高調波歪み補正]

出力信号 $A_4(m)$ 、 $B_4(m)$ は、振幅、位相、及びオフセットが補正された正弦波状の出力信号であるが、3次高調波を含む高調波成分を依然として含んでいる。すなわち、3次高調波の振幅及び位相が等しいとして、基本波の振幅を $a_1(m)$ ($= b_1(m)$)、3次高調波の振幅を $a_3(m)$ ($= b_3(m)$)、3次高調波の位相を $\phi_3(m)$ とすると、出力信号 $A_4(m)$ 、 $B_4(m)$ は、下記(数式 2 1)及び(数式 2 2)で表される。

【0 0 5 0】

【数 1 1】

$$A4(m) = a_1(m) \cos u + a_3(m) \cos 3(u - \phi_3(m)) \quad \dots \text{(数式 2 1)}$$

$$B4(m) = a_1(m) \cos(u - \frac{\pi}{4}) + a_3(m) \cos 3(u - \frac{\pi}{4} - \phi_3(m)) \quad \dots \text{(数式 2 2)} \quad 20$$

【0 0 5 1】

従って、信号 $A_4(m)$ 、 $B_4(m)$ のリサージュ半径 $r(m)$ は、下記(数式 2 3)のように求められる。

【0 0 5 2】

【数 1 2】

$$\begin{aligned} r(m)^2 &= A4(m)^2 + B4(m)^2 \\ &= a_1(m)^2 + a_3(m)^2 + 2a_1(m)a_3(m) \cos(4u - 3\phi_3(m)) \end{aligned} \quad \dots \text{(数式 2 3)} \quad 30$$

【0 0 5 3】

上記式から明らかなように、リサージュ半径 $r(m)$ は、最大値 $r_{max}(m) = a_1(m) + a_3(m)$ 、最小値 $r_{min}(m) = a_1(m) - a_3(m)$ の間を周期 $\pi/4$ 、位相 $3\phi_3$ で変化する。従って、 $a_1(m)$ 、 $a_3(m)$ 及び $\phi_3(m)$ が求めれば、3次高調波歪を補正することができる。

【0 0 5 4】

[方法 1 : $\phi_3(m) = 0$ の場合]

まず、図 8 に、より簡便な第 1 の方法を示す。上述のように、各リサージュ信号 $L(0)$ 、 $L(1)$ の半径 $r(m)$ は、3次高調波歪により $\pi/4$ の周期で変化し、その最大値 $r_{max}(m)$ は、「 $r_{max}(m) = a_1(m) + a_3(m)$ 」、最小値 $r_{min}(m)$ は、「 $r_{min}(m) = a_1(m) - a_3(m)$ 」となる(図 8 参照)。従って、 $a_1(m)$ 、 $a_3(m)$ は、 $r_{max}(m)$ 、 $r_{min}(m)$ を用いて、下記(数式 2 4)及び(数式 2 5)のように演算できる。

【0 0 5 5】

【数 1 3】

$$\Delta a_1(m) = \Delta b_1(m) = \frac{r_{\max}(m) + r_{\min}(m)}{2} \quad \dots \text{ (数式 2 4)}$$

$$\Delta a_3(m) = \Delta b_3(m) = \frac{r_{\max}(m) - r_{\min}(m)}{2} \quad \dots \text{ (数式 2 5)}$$

【0 0 5 6】

また、簡潔に説明するため、ここでは位相 $\phi_3(m) = 0$ と見なせることを前提としている。例えば、X, Y 軸上に半径の最小値 $r_{\min}(m)$ 、X, Y 軸に対して 45° をなす線上に最大値 $r_{\max}(m)$ が存在すると仮定すると、 $r_{\max}(m)$ 、 $r_{\min}(m)$ は、下記 (数式 2 6) 及び (数式 2 7) 次のように求めることが出来る (ステップ S 1 5 1)。

【0 0 5 7】

【数 1 4】

$$r_{\max}(m) = \frac{\sqrt{2}}{8}(x1_m + x4_m + y1_m + y2_m - x2_m - x3_m - y3_m - y4_m) \quad \dots \text{ (数式 2 6)}$$

$$r_{\min}(m) = \frac{1}{4}(x41_m + y12_m - x23_m - y34_m) \quad \dots \text{ (数式 2 7)}$$

【0 0 5 8】

こちらも、フィードバック処理を数回繰り返すことにより、誤差を徐々に収束させていく。すなわち、補正值 $a_1(m)$ 、 $a_3(m)$ を累積加算値として、下記 (数式 2 8) 及び (数式 2 9) のように求める (ステップ S 1 5 2)。

【0 0 5 9】

【数 1 5】

$$a_1(m) \leftarrow a_1(m) + \Delta a_1(m) \quad \dots \text{ (数式 2 8)}$$

$$a_3(m) \leftarrow a_3(m) + \Delta a_3(m) \quad \dots \text{ (数式 2 9)}$$

【0 0 6 0】

そして、下記 (数式 3 0) 及び (数式 3 1) により信号 $A_4(m)$ 、 $B_4(m)$ から 3 次高調波歪みを除去するための補正処理が実行される (ステップ S 1 5 3)。

【0 0 6 1】

【数 1 6】

$$A7(m) = A4(m) - \left(\frac{4a_3(m)}{a_1(m)^3} A4(m)^3 - \frac{3a_3(m)}{a_1(m)} A4(m) \right) \quad \dots \text{ (数式 3 0)}$$

$$B7(m) = B4(m) - \left(\frac{4a_3(m)}{a_1(m)^3} B4(m)^3 - \frac{3a_3(m)}{a_1(m)} B4(m) \right) \quad \dots \text{ (数式 3 1)}$$

【0 0 6 2】

[方法 2: $\phi_3(m)$ が任意の場合]

図 9 に、 $\phi_3(m)$ が任意の場合の方法 2 を示す。方法 1 は簡易で計算機の負荷が小さくて済むが、 $\phi_3(m)$ が任意の場合、3 次高調波成分の振幅 $a_3(m)$ が小さくなると、位相 ϕ_3 の検出精度が低下する可能性がある。次に説明する方法 2 は、 $\phi_3(m)$ をよ

り厳密に演算することができる方法である。以下、この方法 2 を説明する。この方法 2 では、フーリエ解析を用いて振幅 $a_1(m)$ 、 $a_3(m)$ 及び位相 $\phi_3(m)$ を演算する。すなわち、リサーチ信号に含まれる波長 $\lambda/4$ (空間周波数 $4 \cdot 2/\lambda$) の信号成分のフーリエ変換の実部を $\text{Re}(m)$ 、虚部を $\text{Im}(m)$ とし、動的補正をおこなうため、補正後の波形で検出した実部と虚部から下記の (数式 3 2) 及び (数式 3 3) で示される $d\text{Re}(m)$ 、 $d\text{Im}(m)$ を求める (ステップ S 1 5 4)。

【 0 0 6 3 】

【 数 1 7 】

$$d\text{Re}(m) = \sum_{i=0}^{N-1} r_i(m) \cos(2\pi \frac{4}{N} i) \quad \dots \text{(数式 3 2)}$$

10

$$d\text{Im}(m) = \sum_{i=0}^{N-1} r_i(m) \sin(2\pi \frac{4}{N} i) \quad \dots \text{(数式 3 3)}$$

【 0 0 6 4 】

続いて、下記の (数式 3 4) 及び (数式 3 5) の漸化式で $\text{Re}(m)$ と $\text{Im}(m)$ を更新する (ステップ S 1 5 5)。この更新を数回繰り返すことにより、 $\text{Re}(m)$ 、 $\text{Im}(m)$ は一定の値に収束するので、その値を $\text{Re}(m)$ 、 $\text{Im}(m)$ として決定する。

【 0 0 6 5 】

【 数 1 8 】

$$\text{Re}(m) \leftarrow \text{Re}(m) + d\text{Re}(m) \quad \dots \text{(数式 3 4)}$$

$$\text{Im}(m) \leftarrow \text{Im}(m) + d\text{Im}(m) \quad \dots \text{(数式 3 5)}$$

【 0 0 6 6 】

また、ステップ S 1 5 5 において、 $a_1(m)$ が、以下の (数式 3 6) のように求められる。

【 0 0 6 7 】

【 数 1 9 】

$$a_1(m) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} r_i(m) \quad \dots \text{(数式 3 6)}$$

30

【 0 0 6 8 】

また、ステップ S 1 5 5 において、上記 (数式 3 4) 及び (数式 3 5) で決定された $\text{Re}(m)$ 、 $\text{Im}(m)$ に基づいて、 $a_3(m)$ 、 $\phi_3(m)$ がそれぞれ $\text{Re}(m)$ 、 $\text{Im}(m)$ で特定される複素空間上の座標の原点からの距離と角度として、下記の (数式 3 7) 及び (数式 3 8) により求められる。ここで、(数式 3 7) で係数 2 が掛けられているのは、フーリエ変換で得られる信号の大きさは実効値であり、振幅はその 2 倍であるためである。

【 0 0 6 9 】

【 数 2 0 】

$$a_3(m) = \frac{1}{2N} \sqrt{2(\text{Re}(m)^2 + \text{Im}(m)^2)} \quad \dots \text{(数式 3 7)}$$

$$\phi_3(m) = \tan^{-1}\left(\frac{\text{Im}(m)}{\text{Re}(m)}\right) \quad \dots \text{(数式 3 8)}$$

50

【 0 0 7 0 】

3次高調波歪補正処理においては、下記の(数式39)の演算を行うことにより、図10の左に示すような、信号A4(m)、B4(m)のリサージュ信号L4(m)を、3次高調波の位相に対応する角度 $\phi_3(m)$ だけ反時計周りに回転させ、図10の右に示すような、信号A5(m)、B5(m)に対応するリサージュ信号L5(m)を生成するものである。この角度 $\phi_3(m)$ の回転を行うのは、リサージュ信号上において、3次高調波の位相が0°又は90°である状態を作り、この状態で振幅補正処理を実行するためである。

【 0 0 7 1 】

【 数 2 1 】

$$\begin{bmatrix} A5(m) \\ B5(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi_3(m) & -\sin \phi_3(m) \\ \sin \phi_3(m) & \cos \phi_3(m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A4(m) \\ B4(m) \end{bmatrix} \quad \dots \text{(数式 3 9)}$$

10

【 0 0 7 2 】

この状態で、図11のA相(又はB相)の電圧対3次高調波の電圧の関係曲線に基づいて、基本波の振幅 $a_1(m)$ 及び3次高調波の振幅 $a_3(m)$ を用いて、3次高調波の位相が0°又は90°である出力信号A5(m)、B5(m)から3次高調波成分を、下記の(数式40)及び(数式41)により除去する方向の補正を行う。

【 0 0 7 3 】

【 数 2 2 】

$$A6(m) = A5(m) - \left(\frac{4a_3(m)}{a_1(m)^3} A5(m)^3 - \frac{3a_3(m)}{a_1(m)} A5(m) \right) \quad \dots \text{(数式 4 0)}$$

$$B6(m) = B5(m) - \left(\frac{4a_3(m)}{a_1(m)^3} B5(m)^3 - \frac{3a_3(m)}{a_1(m)} B5(m) \right) \quad \dots \text{(数式 4 1)}$$

20

【 0 0 7 4 】

最後に、下記の(数式42)に示す演算を行うことにより、信号A6(m)、B6(m)のリサージュ信号を逆回転(角度 $-\phi_3(m)$ だけ回転)させ、信号A7(m)、B7(m)を生成する(S156)。角度 $-\phi_3(m)$ だけ回転されたりサージュ信号即ち出力信号A7(m)、B7(m)は、元の出力信号A4(m)、B4(m)の基本波と同一の基本波を含み、かつ3次高調波成分が減算されている。

【 0 0 7 5 】

【 数 2 3 】

$$\begin{bmatrix} A7(m) \\ B7(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-\phi_3(m)) & -\sin(-\phi_3(m)) \\ \sin(-\phi_3(m)) & \cos(-\phi_3(m)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A6(m) \\ B6(m) \end{bmatrix} \quad \dots \text{(数式 4 2)}$$

30

40

【 0 0 7 6 】

なお、本実施形態では、収束を早くするため、 $ka_1(m)$ 、 $kb_1(m)$ については除算、 $kph(m)$ については乗算の漸化式を用いたが、加減算による方法でも可能である。

【 0 0 7 7 】

また、以上の各補正処理は、リサージュが少なくとも1回転以上してから実行する必要がある。信号のノイズ除去を考慮すると、N回転の平均で求めるようにすることも考えられる。所要回転している間は、先に検出した補正值 $da_1(m)$ 、 $db_1(m)$ 、...、I

50

$m(m)$ で補正演算を行う。従って、最初は初期値（全て 0、補正無し）の状態から始める。そして、所定回転したことを検知し、前述の $da1(m)$ 、 $db1(m)$ 、 \dots 、 $Im(m)$ で補正演算を行い、規定回転数までこの補正值で補正演算を行う。この補正されたリサージュ信号は、より誤差の小さな値となるため、その値を出発点として、次の補正検出を行う。すなわち、 $da1(m)$ 、 $db1(m)$ 、 \dots 、 $Im(m)$ を求め、 $da1(m)$ 、 $db1(m)$ 、 \dots 、 $Im(m)$ に積算する。以上の手順を無限に繰り返すことで、補正值 $da1(m)$ 、 $db1(m)$ 、 \dots 、 $Im(m)$ は真値に近づき、やがて検出分解能まで収束する。

【0078】

なお、3次高調波歪み補正について2つの方法を示したが、何れの方法も漸化式は加減乗除の何れでも可能である。計算速度や収束条件などで最適な方法を選択すれば良い。

10

【0079】

図12は、検出した補正值が一定値に収束していく様子を示した図である。このように、動的補正を十分に収束させたのちに中断し、その値を不揮発性メモリ等に保存すれば、静的補正の自己校正方式にも利用できる。

【0080】

[オフセット・振幅・位相補正部30及び3次高調波歪補正部40の具体的な回路構成]

次に、オフセット・振幅・位相補正部30及び3次高調波歪補正部40の具体的な回路構成について図13を参照して説明する。

20

【0081】

オフセット・振幅・位相補正部30は、図13に示すように、オフセット補正部301、振幅補正部302及び位相補正部303から構成されている。オフセット補正部301は、加算器310、311からなる。加算器310、311は、周期情報 m に基づき各周期情報の値毎に、オフセット・振幅・位相検出部31から与えられる加算係数 $da1(m)$ 、 $db1(m)$ をそれぞれ信号 $A1(m)$ 、 $B1(m)$ に加算することにより、オフセット補正を実行する。振幅補正部302は、乗算器320、321からなる。乗算器320、321は、周期情報 m に基づき各周期情報の値毎に、オフセット・振幅・位相検出部31から与えられる乗算係数 $ka1(m)$ 、 $kb1(m)$ をそれぞれ信号 $A2(m)$ 、 $B2(m)$ に乗算することにより、振幅補正を実行する。位相補正部303は、乗算器330~333、及び加算器340、341からなる。乗算器330~333、及び加算器340、341は、周期情報 m に基づき各周期情報の値毎に、オフセット・振幅・位相検出部31から与えられる乗算係数 $kph1(m)$ 、 $kph2(m)$ を用いて、信号 $A3(m)$ 、 $B3(m)$ を出力信号 $A4(m)$ 、 $B4(m)$ に変換することにより、位相補正を実行する。

30

【0082】

3次高調波歪補正部40は、座標回転部401、振幅補正部402及び座標逆回転部403から構成されている。座標回転部401は、乗算器410~413と、加算器414、415とを備えている。すなわち、座標回転部401は、周期情報 m に基づき各周期情報の値毎に、信号 $A4(m)$ 、 $B4(m)$ のリサージュ信号 $L4(m)$ を、3次高調波の位相に対応する角度 $\theta_3(m)$ だけ反時計周りに回転させ、信号 $A5(m)$ 、 $B5(m)$ に対応するリサージュ信号 $L5(m)$ を生成するものである。振幅補正部402は、周期情報 m に基づき各周期情報の値毎に、3次高調波演算・検出部41で算出された基本波の振幅 $a_1(m)$ 及び3次高調波の振幅 $a_3(m)$ を用いて、3次高調波の位相が 0° 又は 90° である出力信号 $A5(m)$ 、 $B5(m)$ から3次高調波成分を除去する方向の補正を行う。この演算は、振幅補正部402に、(数式40)及び(数式41)で示される $A5(m)$ と $A6(m)$ との関係、又は $B5(m)$ と $B6(m)$ との関係を記憶したルックアップテーブル402Tを設けて実現することができる。すなわち、出力信号 $A5(m)$ (又は $B5(m)$) の各サンプル値をルックアップテーブル402Tへのインデックスとし、3次高調波成分の値を出力として読み出すようにすれば、そのまま出力信号 $A6(m)$

40

50

), B 6 (m) が得られる。

【 0 0 8 3 】

座標逆回転部 4 0 3 は、乗算器 4 3 0 ~ 4 3 3 と、加算器 4 3 4、4 3 5 とを備えている。乗算器 4 3 0 ~ 4 3 3、加算器 4 3 4、4 3 5 は、次の演算を行うことにより、周期情報 m に基づき各周期情報の値毎に、信号 A 6 (m)、B 6 (m) のリサージュ信号を、座標回転部 4 0 1 での回転角度 θ_3 (m) だけ時計回り、すなわち逆回転 (角度 - θ_3 (m) だけ回転) させ、信号 A 7 (m)、B 7 (m) を生成する。角度 - θ_3 (m) だけ回転されたリサージュ信号即ち出力信号 A 7 (m)、B 7 (m) は、元の出力信号 A 4 (m)、B 4 (m) の基本波と同一の基本波を含み、かつ 3 次高調波成分が減算されている。

【 0 0 8 4 】

このようにして、3 次高調波演算・検出部 4 1 で、周期情報 m に基づく各周期情報の値毎に、 a_1 (m)、 a_3 (m)、 θ_3 (m) が演算され、これが 3 次高調波歪補正部 4 0 での補正に用いられる。3 次高調波歪補正部 4 0 での補正、r - 変換部 5 0 での r - 変換、及び 3 次高調波演算・検出部 4 1 での補正係数の演算が数回繰り返されることにより、出力信号 A 7 (m)、B 7 (m) の 3 次高調波成分が一層除去され、出力信号 A 7 (m)、B 7 (m) の波形を理想的な正弦波状に近づけることができる。

【 0 0 8 5 】

[第 1 実施形態に係るエンコーダ出力信号補正装置 1 の効果]

次に、第 1 実施形態に係るエンコーダ出力信号補正装置 1 は、上記構成により、2 重となったりサージュ信号に対応してそれぞれ独立に補正を実行することができる。これにより、第 1 実施形態に係るエンコーダ出力信号補正装置 1 は、その測定精度を向上させることができる。

【 0 0 8 6 】

[第 2 実施形態]

[第 2 実施形態に係るエンコーダ出力信号補正装置 2 の構成]

次に、図 1 4 を参照して、第 2 実施形態に係るエンコーダ出力信号補正装置 2 の構成について説明する。図 1 4 は、本発明の第 2 実施形態に係るエンコーダ出力信号補正装置 2 の基本構成を示すブロック図である。

【 0 0 8 7 】

第 2 実施形態に係るエンコーダ出力信号補正装置 2 は、図 1 4 に示すように、オフセット・振幅・位相検出部 3 1 及び 3 次高調波演算・検出部 4 1 で動的補正された補正係数を記憶するメモリ 7 0 を備えている。メモリ 7 0 への補正係数を格納するタイミングとしては、(1) 外部スイッチが押されたとき、(2) 電源オフ時 (終了時)、(3) 常時 (動作クロックに従うか、又は各補正係数が補正部 3 0、4 0 へ更新されたとき) 等が考えられる。また、再起動時には、このメモリ 7 0 から補正係数を読み出して、これを検出部 3 1、4 1 に初期値としてストアするようにしても良い。その後の処理は、上述した動的補正と同様である。また、動的な補正係数の更新動作を無効とする動的補正無効指示手段を備え、この動的補正無効指示手段が動的補正の無効を指示しているときには、補正部 3 0、4 0 が、メモリ 7 0 から読み出した補正係数を使用して 2 相正弦波状信号を補正するようにしても良い。

【 0 0 8 8 】

[第 2 実施形態に係るエンコーダ出力信号補正装置 2 の効果]

第 2 実施形態に係るエンコーダ出力信号補正装置 2 は、第 1 実施形態と略同様の構成を有し、第 1 実施形態と同様の効果を奏する。

【 0 0 8 9 】

[その他の実施形態]

以上、発明の実施形態を説明したが、本発明はこれらに限定されるものではなく、発明の趣旨を逸脱しない範囲内において、種々の変更、追加等が可能である。

【 0 0 9 0 】

例えば、上記実施形態にかかる装置は、2 重のリサージュ信号 L 1 (0)、L 1 (1)

10

20

30

40

50

を対象とするものである。しかしながら、本発明に係るエンコーダ出力信号補正装置は、2重を超えるリサージュ信号（4重、6重、...のリサージュ信号）にも適応可能である。例えば、4重のリサージュ信号を補正する場合、「m」を「m = 0, 1, 2, 3」の4状態に設定可能とし、それらに応じて補正すればよい。例えば、6重のリサージュ信号を補正する場合、「m」を「m = 0, 1, 2, 3, 4, 5」の6状態に設定可能とし、それらに応じて補正すればよい。

【0091】

例えば、上記実施形態において、位相閾値 t_h は、 337.5° である。しかしながら、本発明において、位相閾値 t_h は、「 $t_h = 22.5^\circ + 45^\circ \times N$ （ $N = 0, 1, 2, \dots, 7$ ）」を満たせば良い。例えば、図6に示す例においては、リサージュ信号 $L_1(0)$ とリサージュ信号 $L_1(1)$ は、点 P_{40} 、点 P_{41} で連続している。よって、図6に示す例においては、位相閾値 t_h は、 337.5° のほか、 292.5° が望ましい。すなわち、図6に示す例のように、リサージュ信号 $L_1(0)$ とリサージュ信号 $L_1(1)$ との連続する点 P_{40} の前後で上記関係式を満たす点を、位相閾値 t_h とすることが望ましい。

10

【0092】

例えば、上記実施形態では、エンコーダから出力されたA相、B相正弦波状信号に対し、最初にオフセット、振幅及び位相の補正を行い、続いて3次高調波の補正を実行していたが、この順序は入れ替えることが可能である。すなわち、3次高調波の補正を先に実行し、後からオフセット、振幅及び位相の補正を実行するようにしてもよい。また、上記の実施形態では、振幅や位相等の補正をデジタル回路により実行したが、DSPやソフトウェア等により同様の処理を行ってもよい。

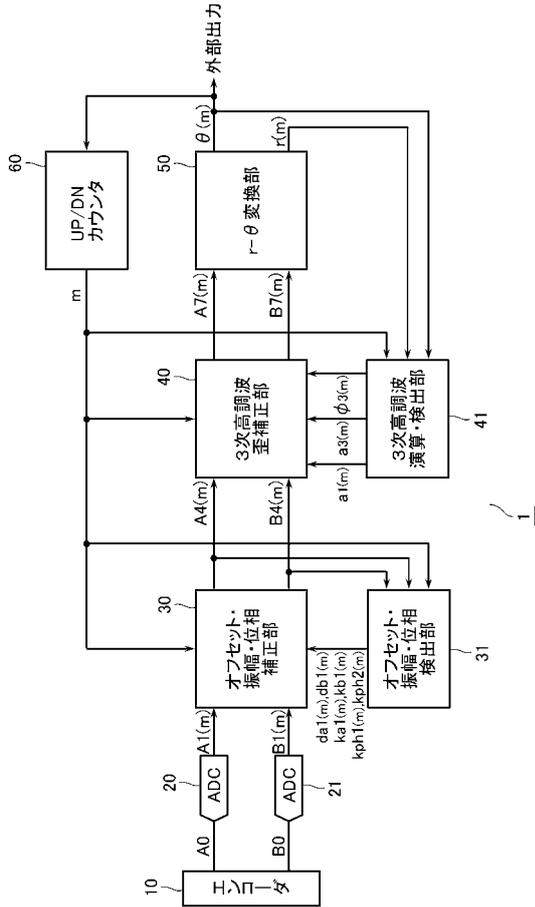
20

【符号の説明】

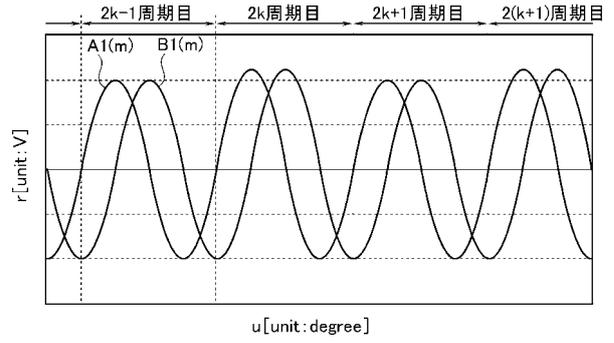
【0093】

1, 2 ... エンコーダ出力信号補正装置 10 ... エンコーダ、 20、21 A ... A/Dコンバータ、 30 ... オフセット・振幅・位相補正部、 31 ... オフセット・振幅・位相検出部、 40 ... 3次高調波歪補正部、 41 ... 3次高調波演算・検出部、 50 ... r - 変換部、 60 ... UP/DNカウンタ、 70 ... メモリ、 401 ... 座標回転部、 402 ... 振幅補正部、 403 ... 座標逆回転部。

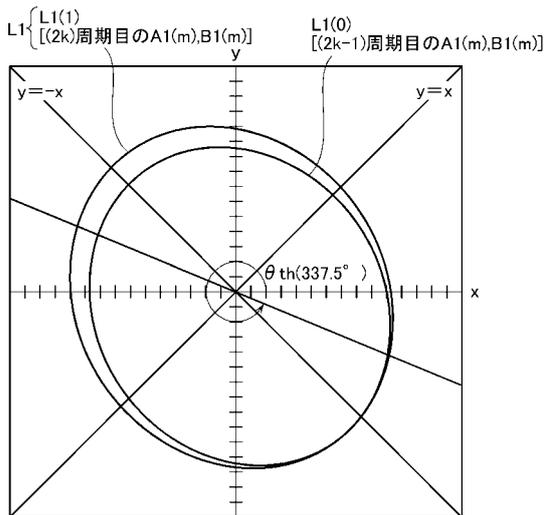
【 図 1 】



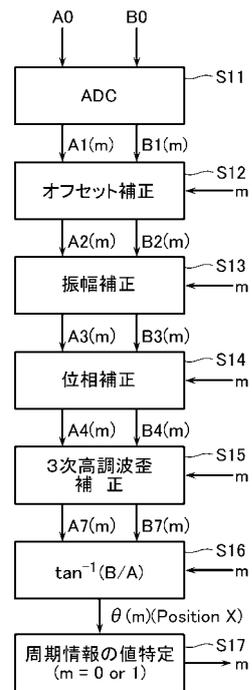
【 図 2 】



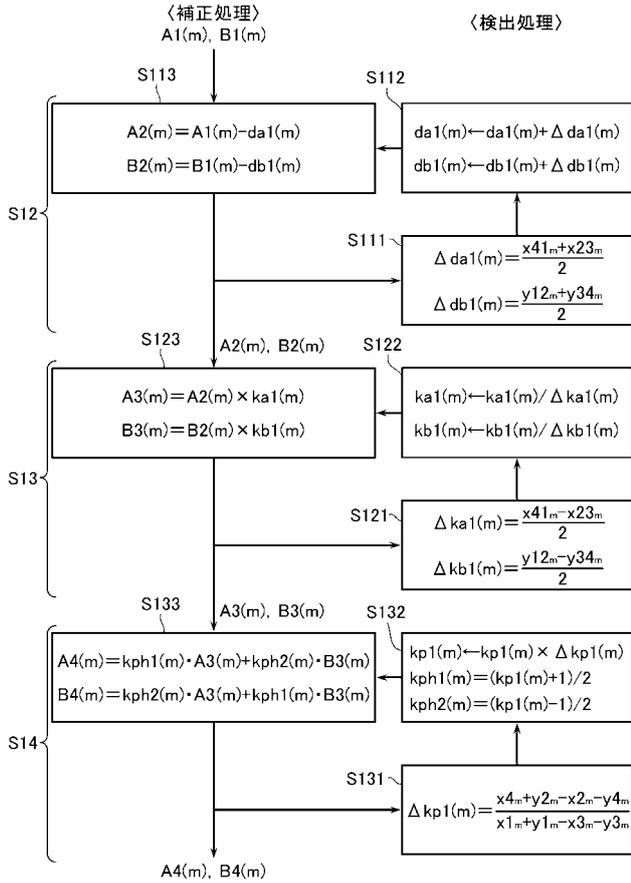
【 図 3 】



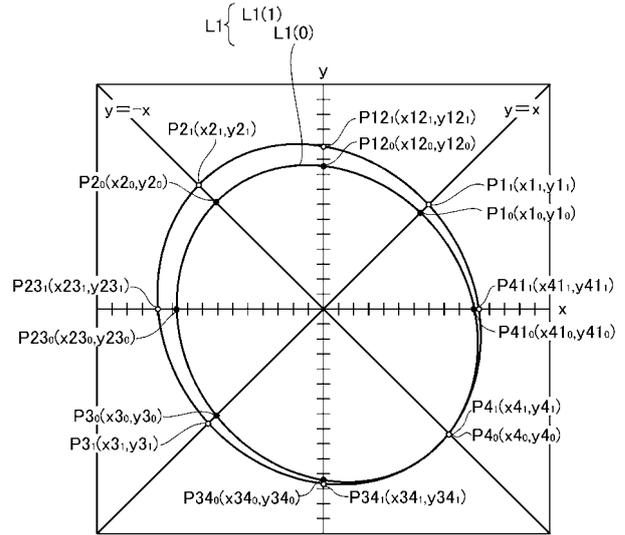
【 図 4 】



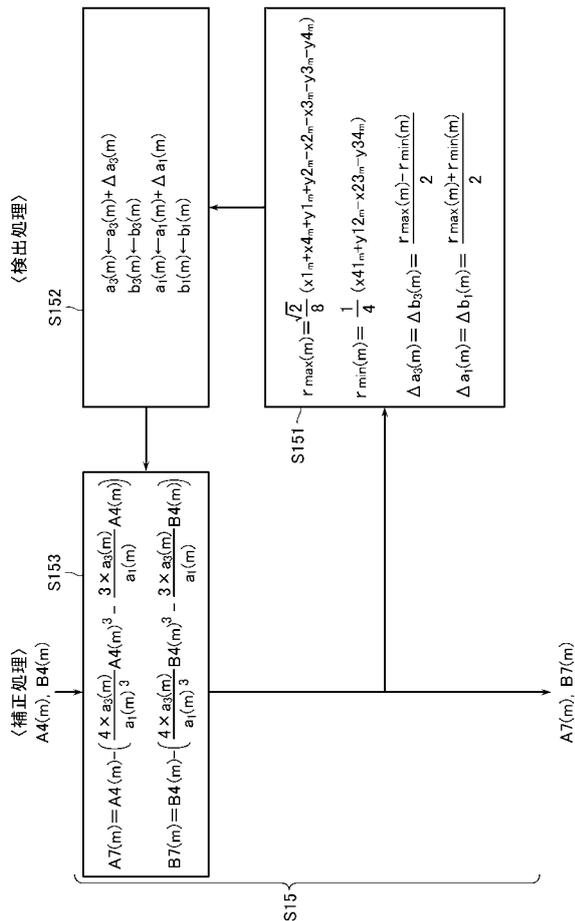
【 図 5 】



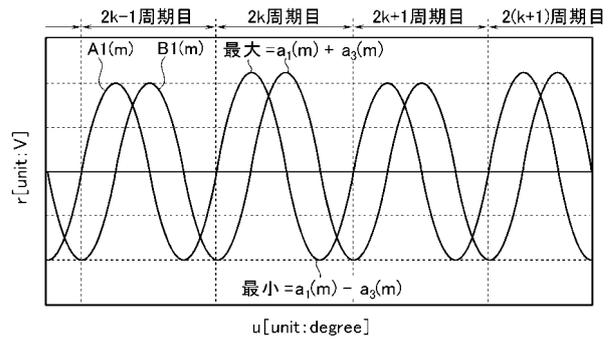
【 図 6 】



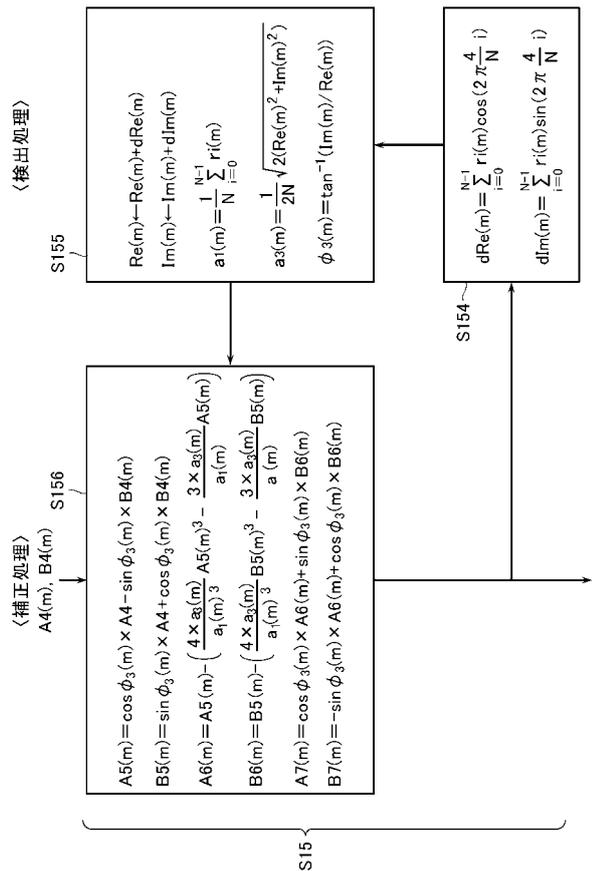
【 図 7 】



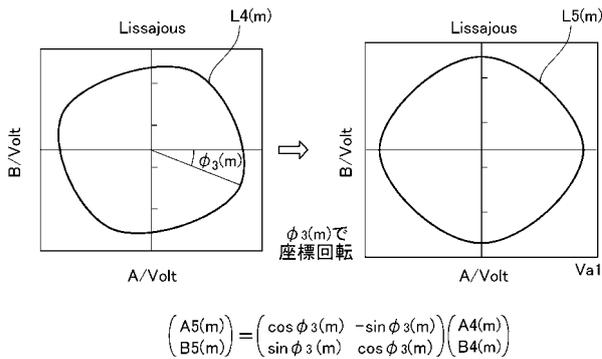
【 図 8 】



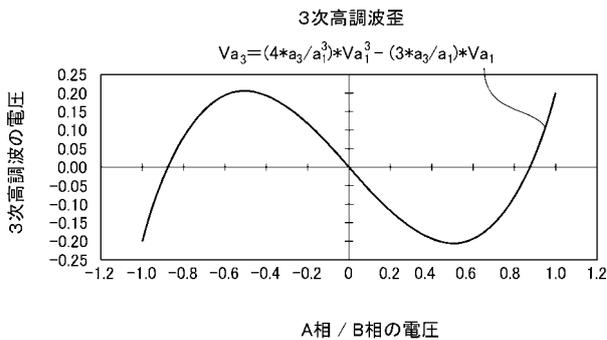
【 図 9 】



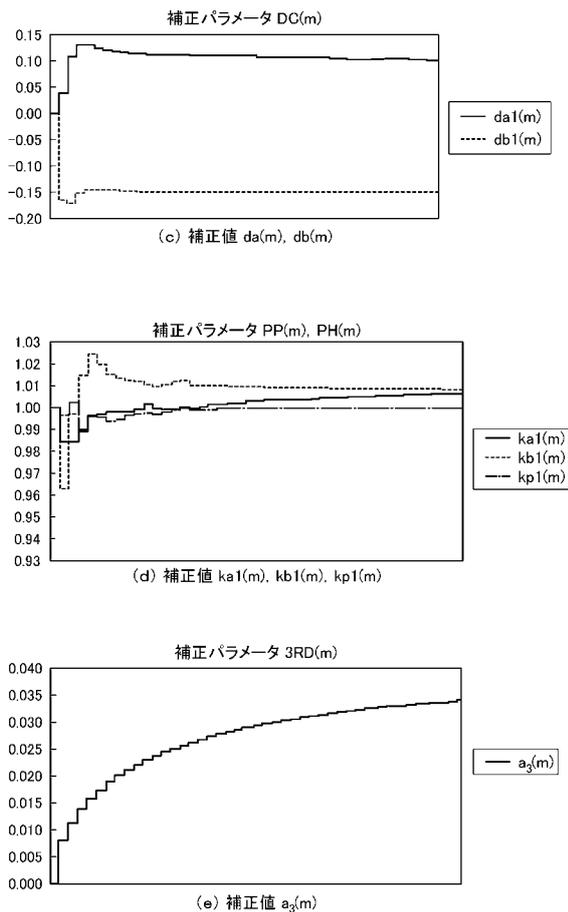
【 図 10 】



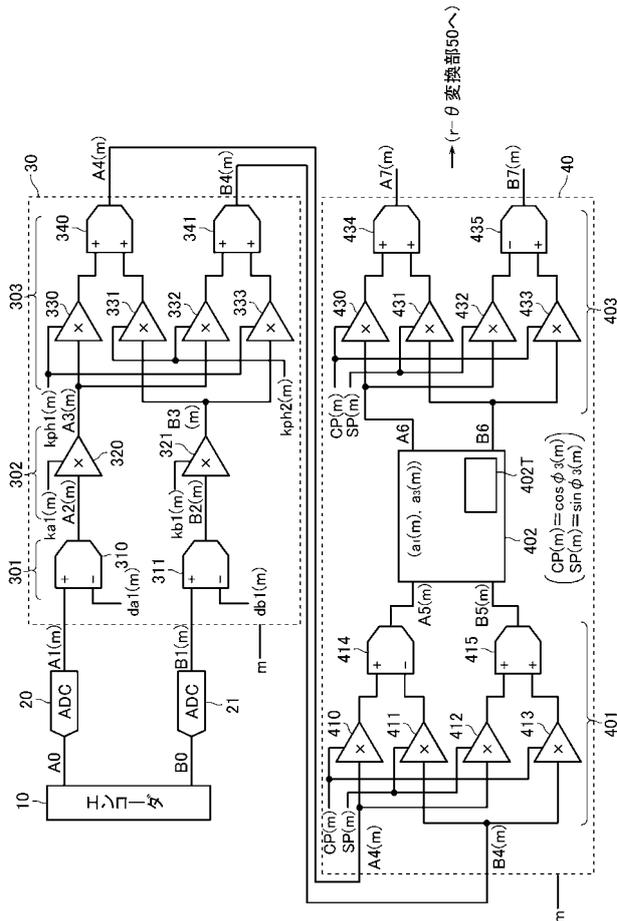
【 図 11 】



【 図 12 】



【 図 13 】



【 図 1 4 】

