

(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2020-150590
(P2020-150590A)

(43) 公開日 令和2年9月17日(2020.9.17)

(51) Int.Cl.
H02P 6/185 (2016.01)

F I
H02P 6/185

テーマコード(参考)
5H560

審査請求 未請求 請求項の数 24 O L (全 44 頁)

(21) 出願番号 特願2019-43944 (P2019-43944)
(22) 出願日 平成31年3月11日(2019.3.11)

(71) 出願人 000001270
コニカミノルタ株式会社
東京都千代田区丸の内二丁目7番2号
(74) 代理人 110001195
特許業務法人深見特許事務所
(72) 発明者 橘 優太
東京都千代田区丸の内二丁目7番2号 コ
ニカミノルタ株式会社内
(72) 発明者 吉川 博之
東京都千代田区丸の内二丁目7番2号 コ
ニカミノルタ株式会社内
(72) 発明者 小林 雄治
東京都千代田区丸の内二丁目7番2号 コ
ニカミノルタ株式会社内

最終頁に続く

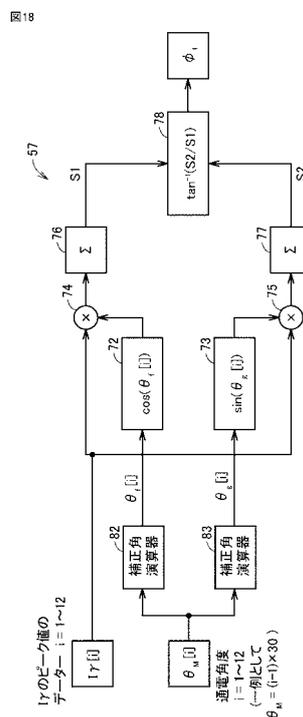
(54) 【発明の名称】 モーター制御装置、ローターの磁極の初期位置推定方法、および画像形成装置

(57) 【要約】

【課題】インダクティブセンス方式によるローターの磁極の初期位置推定を行う際に、比較的小さな印加電圧および印加時間であっても、精度良く磁極の初期位置を推定する。

【解決手段】一実施形態のモーター制御装置において、初期位置推定部57は、モーターのローターの磁極の初期位置をインダクティブセンス方式で推定する。初期位置推定部57は、通電角度ごとに、ステーター巻線を通る電流のピーク値に対応する軸電流成分Iに、当該通電角度を補正した補正角の余弦値および正弦値をそれぞれ乗算する。初期位置推定部57は、余弦値についての乗算結果の積算値と正弦値についての乗算結果の積算値との比に基づいて、ローターの磁極の初期位置を推定する。

【選択図】 図18



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

センサレス方式のモーターを制御するモーター制御装置であって、
前記モーターの複数相のステータ巻線に電圧を印加するための駆動回路と、
前記駆動回路を制御する制御回路とを備え、

前記制御回路は、インダクティブセンス方式で前記モーターのローターの初期磁極位置を推定する際に、

(i) 複数の通電角度を順次変更しながら前記通電角度ごとに、前記ローターが回転しないレベルの電圧値および通電時間で、前記ステータ巻線に前記駆動回路によって連続的または間欠的に電圧を印加させ、

(ii) 前記通電角度ごとに得られた前記ステータ巻線を通れる前記複数相の電流のピーク値を、前記通電角度と同じ電気角を有する第 1 の電流成分と、前記第 1 の電流成分と 90 度だけ電気角が異なる第 2 の電流成分とに変換し、

(iii) 前記複数の通電角度にそれぞれ対応する複数の第 1 の補正角の余弦値を決定し、前記通電角度ごとに、前記ステータ巻線を通れる電流のピーク値に対応する前記第 1 の電流成分の値と対応する第 1 の補正角の余弦値とを乗算し、前記通電角度ごとに得られた乗算結果の総和を求めることによって第 1 の積算値を計算し、

(iv) 前記複数の通電角度にそれぞれ対応する複数の第 2 の補正角の正弦値を決定し、前記通電角度ごとに、前記ステータ巻線を通れる電流のピーク値に対応する前記第 1 の電流成分の値と対応する前記第 2 の補正角の正弦値とを乗算し、前記通電角度ごとに得られた乗算結果の総和を求めることによって第 2 の積算値を計算し、

(v) 前記第 1 の積算値と前記第 2 の積算値との比に基づいて、前記ローターの磁極の推定初期位置を計算するように構成される、モーター制御装置。

【請求項 2】

前記複数の第 1 の補正角の各々は、対応する通電角度の第 1 の係数倍に第 1 の位相角を加算した値に、第 1 の振幅値を有する三角関数を施した結果を、対応する通電角度に加算した値に等しく、

前記複数の第 2 の補正角の各々は、対応する通電角度の第 2 の係数倍に第 2 の位相角を加算した値に、第 2 の振幅値を有する三角関数を施した結果を、対応する通電角度に加算した値に等しい、請求項 1 に記載のモーター制御装置。

【請求項 3】

前記第 1 の係数および前記第 2 の係数の各々は、1 に等しい、請求項 2 に記載のモーター制御装置。

【請求項 4】

前記制御回路は、メモリに予め格納された前記複数の通電角度と前記複数の第 1 の補正角との対応関係を示す第 1 のテーブルと、前記メモリに予め格納された前記複数の通電角度と前記複数の第 2 の補正角との対応関係を示す第 2 のテーブルとに基づいて、前記複数の通電角度の各々に対応する第 1 の補正角および第 2 の補正角を決定する、請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 項に記載のモーター制御装置。

【請求項 5】

前記制御回路は、メモリに予め格納された前記複数の通電角度と前記複数の第 1 の補正角の余弦値との対応関係を示す第 3 のテーブルと、前記メモリに予め格納された前記複数の通電角度と前記複数の第 2 の補正角の正弦値との対応関係を示す第 4 のテーブルとに基づいて、前記複数の通電角度の各々に対応する第 1 の補正角の余弦値および第 2 の補正角の正弦値を決定する、請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 項に記載のモーター制御装置。

【請求項 6】

前記推定初期位置は、前記第 1 の積算値と前記第 2 の積算値との比の逆正接に等しい、請求項 1 ~ 5 のいずれか 1 項に記載のモーター制御装置。

【請求項 7】

前記複数の第 1 の補正角の各々の余弦値および前記複数の第 2 の補正角の各々の正弦値

10

20

30

40

50

に代えて、前記複数の通電角度の各々の余弦値および正弦値を用いて計算された前記ローターの磁極の推定初期位置の誤差は、前記複数の第1の補正角の各々の余弦値および前記複数の第2の補正角の各々の正弦値を用いて計算された前記ローターの磁極の推定初期位置の誤差よりも大きい、請求項1～6のいずれか1項に記載のモーター制御装置。

【請求項8】

センサレス方式のモーターにおけるローターの磁極の初期位置推定方法であって、複数の通電角度を順次変更しながら前記通電角度ごとに、前記ローターが回転しないレベルの電圧値および通電時間で、複数相のステータ巻線に連続的または間欠的に電圧を印加するステップと、

前記通電角度ごとに、前記ステータ巻線を流れる前記複数相の電流のピーク値を、前記通電角度と同じ電気角を有する第1の電流成分と、前記第1の電流成分と90度だけ電気角が異なる第2の電流成分とに変換するステップと、

前記複数の通電角度にそれぞれ対応する複数の第1の補正角の余弦値を決定し、前記通電角度ごとに、前記ステータ巻線を流れる電流のピーク値に対応する前記第1の電流成分の値と対応する第1の補正角の余弦値とを乗算し、前記通電角度ごとに得られた乗算結果の総和を求めることによって第1の積算値を計算するステップと、

前記複数の通電角度にそれぞれ対応する複数の第2の補正角の正弦値を決定し、前記通電角度ごとに、前記ステータ巻線を流れる電流のピーク値に対応する前記第1の電流成分の値と対応する前記第2の補正角の正弦値とを乗算し、前記通電角度ごとに得られた乗算結果の総和を求めることによって第2の積算値を計算するステップと、

前記第1の積算値と前記第2の積算値との比に基づいて、前記ローターの磁極の推定初期位置を計算するステップとを備える、ローターの磁極の初期位置推定方法。

【請求項9】

前記複数の第1の補正角の各々は、対応する通電角度の第1の係数倍に第1の位相角を加算した値に、第1の振幅値を有する三角関数を施した結果を、対応する通電角度に加算した値に等しく、

前記複数の第2の補正角の各々は、対応する通電角度の第2の係数倍に第2の位相角を加算した値に、第2の振幅値を有する三角関数を施した結果を、対応する通電角度に加算した値に等しい、請求項8に記載のローターの磁極の初期位置推定方法。

【請求項10】

前記第1の係数および前記第2の係数の各々は、1に等しい、請求項9に記載のローターの磁極の初期位置推定方法。

【請求項11】

前記第1の積算値を決定するステップは、メモリに予め格納された前記複数の通電角度と前記複数の第1の補正角との対応関係を示す第1のテーブルに基づいて、前記複数の通電角度の各々に対応する第1の補正角を決定するステップを含み、

前記第2の積算値を決定するステップは、前記メモリに予め格納された前記複数の通電角度と前記複数の第2の補正角との対応関係を示す第2のテーブルに基づいて、前記複数の通電角度の各々に対応する第2の補正角を決定するステップを含む、請求項8～10のいずれか1項に記載のローターの磁極の初期位置推定方法。

【請求項12】

前記第1の積算値を決定するステップは、メモリに予め格納された前記複数の通電角度と前記複数の第1の補正角の余弦値との対応関係を示す第3のテーブルに基づいて、前記複数の通電角度の各々に対応する第1の補正角の余弦値を決定するステップを含み、

前記第2の積算値を決定するステップは、前記メモリに予め格納された前記複数の通電角度と前記複数の第2の補正角の正弦値との対応関係を示す第4のテーブルに基づいて、前記複数の通電角度の各々に対応する第2の補正角の正弦値を決定するステップを含む、請求項8～10のいずれか1項に記載のローターの磁極の初期位置推定方法。

【請求項13】

前記推定初期位置は、前記第1の積算値と前記第2の積算値との比の逆正接に等しい、

10

20

30

40

50

請求項 8 ~ 12 のいずれか 1 項に記載のローターの磁極の初期位置推定方法。

【請求項 14】

前記複数の第 1 の補正角の各々の余弦値および前記複数の第 2 の補正角の各々の正弦値に代えて、前記複数の通電角度の各々の余弦値および正弦値を用いて計算された前記ローターの磁極の推定初期位置の誤差は、前記複数の第 1 の補正角の各々の余弦値および前記複数の第 2 の補正角の各々の正弦値を用いて計算された前記ローターの磁極の推定初期位置の誤差よりも大きい、請求項 8 ~ 13 のいずれか 1 項に記載のローターの磁極の初期位置推定方法。

【請求項 15】

前記ステーター巻線に電流を流すことにより複数のキャリブレーション用の電気角の各々にローターを引き込んだ状態で、前記ローターの磁極の初期位置を推定することによって、前記複数のキャリブレーション用の電気角とそれぞれ対応する複数の推定初期位置との偏差を予め求めるステップと、

前記キャリブレーション用として前記予め求められた前記複数の推定初期位置とそれぞれ対応する偏差との関係に基づいて、前記推定初期位置を計算するステップで新たに算出された推定初期位置を補正するステップとをさらに備える、請求項 8 ~ 14 のいずれか 1 項に記載のローターの磁極の初期位置推定方法。

【請求項 16】

前記推定初期位置を補正するステップは、前記予め求められた複数の推定初期位置とそれぞれ対応する偏差との関係を利用した補間処理によって、前記推定初期位置を計算するステップで新たに算出された推定初期位置に対応する偏差を計算するステップを含む、請求項 15 に記載のローターの磁極の初期位置推定方法。

【請求項 17】

前記推定初期位置を補正するステップは、前記予め求められた複数の推定初期位置とそれぞれ対応する偏差との関係に基づく多項式近似曲線を用いて、前記推定初期位置を計算するステップで新たに算出された推定初期位置に対応する偏差を計算するステップを含む、請求項 15 に記載のローターの磁極の初期位置推定方法。

【請求項 18】

前記偏差を予め求めるステップは、前記モーターが搭載された製品の製造時、前記製品のユーザー先への設置時、および、前記製品に搭載された前記モーターが交換されたときのうち、少なくとも 1 つの時点において実行される、請求項 15 ~ 17 のいずれか 1 項に記載のローターの磁極の初期位置推定方法。

【請求項 19】

前記モーターは、複数のローラー用いて用紙を給紙カセットから取り出して搬送し、搬送された用紙に画像を形成する画像形成装置において、前記複数のローラーの各々を駆動するために用いられ、

前記複数のローラーは、

前記用紙がローラーニップに挟まれた状態で停止する第 1 のローラーと、

前記用紙がローラーニップの入口に突き当たられた状態で停止する第 2 のローラーと、

前記用紙がローラーニップに挟まれた状態および前記用紙がローラーニップの入口に突き当てられた状態のいずれでも停止しない複数の第 3 のローラーとを含み、

前記推定初期位置を補正するステップは、前記第 1 のローラーおよび前記第 2 のローラーの各々を駆動するためのモーターに対して実行される、請求項 15 ~ 18 のいずれか 1 項に記載のローターの磁極の初期位置推定方法。

【請求項 20】

前記推定初期位置を補正するステップは、前記複数の第 3 のローラーの各々を駆動するためのモーターに対して実行されない、請求項 19 に記載のローターの磁極の初期位置推定方法。

【請求項 21】

前記複数の第 3 のローラーの各々を駆動するためのモーターの初期位置に対して、前記

10

20

30

40

50

推定初期位置を補正するステップは、各前記第3のローラーの直径、各前記第3のローラーとそれを駆動するモーターとの間の減速比、および各前記第3のローラーを駆動するモーターの極対数のうちの少なくとも1つに応じて、実行される場合と実行されない場合とがある、請求項19に記載のローターの磁極の初期位置推定方法。

【請求項22】

前記推定初期位置を補正するステップは、前記減速比と前記極対数との積で前記第3のローラーの直径を除算した値が基準値以上となる場合にのみ実行される、請求項21に記載のローターの磁極の初期位置推定方法。

【請求項23】

前記偏差を予め求めるステップは、前記画像形成装置の電源がオンされた後、前記用紙の搬送を行うためにモーターの起動を行うまでの間に実行される、請求項15～22のいずれか1項に記載のローターの磁極の初期位置推定方法。

10

【請求項24】

複数のローラーを用いて用紙を給紙カセットから搬送し、搬送された用紙に画像を形成する画像形成装置であって、

前記複数のローラーの少なくとも1つを駆動するモーターを制御する請求項1～7のいずれか1項に記載のモーター制御装置を備える、画像形成装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この開示は、モーター制御装置、ローターの磁極の初期位置推定方法、および画像形成装置に関し、センサレス方式のブラシレスDCモーター（永久磁石同期モーターとも称する）などの交流モーターの制御に用いられるものである。

20

【背景技術】

【0002】

センサレス方式のブラシレスDCモーターでは、ステーターの各相コイルに対するローターの永久磁石の磁極位置を検出するセンサーがない。このため、モーターを起動させる前に、所定の電気角でステーターに通電を行い、通電した電気角（以下、通電角度とも称する）に応じた位置にローターの磁極を引き込んでからモーターの回転を開始させることが一般に行われる。

30

【0003】

しかしながら、ローターの引き込みを行う際には、ローターは最大で $\pm 180^\circ$ ずれた状態から引き込まれるため、ローターが大きく振動する場合がある。このような場合には、起動可能なレベルに振動が収まるまで待つ必要がある。

【0004】

また、モーターを起動させる前にローターが動くのが許容できないアプリケーションでは、ローターの引き込みの方法は採用できない。たとえば、電子写真方式の画像形成装置において、用紙搬送用の給紙モーターにブラシレスDCモーターを採用する場合には、磁極の初期位置推定のためにローター引き込みの方法を採用することはできない。モーター起動前にローターが動いてしまうと、それに伴って用紙が送り出されるためにジャムの原因となるからである。

40

【0005】

そこで、ローターの引き込みを行わずに、静止状態にあるローターの磁極位置を推定する方法として、インダクティブセンスの方法が知られている（たとえば、特許第2547778号公報（特許文献1）を参照）。この初期位置推定方法は、ローターが回転しないレベルの電圧を複数の電気角でステーター巻線に印加したとき、ローターの磁極位置とステーター巻線による電流磁界との位置関係に応じて、実効的なインダクタンスが微妙に変化する性質を利用している。具体的に特許文献1によれば、各電気角においてステーター巻線に電圧を一定の通電時間印加したとき、最も高い電流値を示す場合の通電角度がローターの磁極の位置を示している。

50

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特許第2547778号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

インダクティブセンスによる初期位置推定方法は、たとえば、磁気飽和現象を利用して
いる。ローターの磁極の方向に対応するd軸方向にステーター電流を流した場合には、ロ
ーターの永久磁石による磁束と電流による磁束とが加算される。これにより、磁気飽和が
生じるためにインダクタンスが低下し、インダクタンスの低下をステーター電流の変化に
よって検出することができる。また、永久磁石埋め込み型（IPM：Interior Permanent
Magnet）モーターの場合には、q軸方向のインダクタンスがd軸方向のインダクタン
スよりも大きくなる突極性が生じる。したがって、この場合には、磁気飽和が生じなくも
、d軸電流の場合に実効的なインダクタンスが低下する。

10

【0008】

上記の初期位置推定方法の問題点の1つは、モーターの構造および特性に大きく依存し
ているという点にある。モーターの構造によっては、実効的なインダクタンスの変化が小
さいために、通電角度に応じてステーター電流がほとんど変化しなかったり、ステーター
電流のピーク値が検出される場合の通電角度がローターの磁極位置を示していなかったり
するからである（詳しくは、実施の形態で説明する）。

20

【0009】

具体的に、磁気飽和現象を利用する場合には、少なくともd軸電流を流した場合に磁気
飽和が発生するレベルに、印加電圧および印加時間を設定する必要がある。磁気飽和がほ
とんど発生しないレベルでは、最大の電流値が得られる通電角度が磁極位置からずれてし
まったり、十分なSN（Signal-to-Noise）比が得られなかったりするからである。しか
しながら、近年では、モーターの効率向上のために、磁気飽和し難いモーターが多くなっ
てきているために精度良く初期位置推定を行うことが困難になっている。

【0010】

一方、インダクタンスを顕著に低下させるために、印加電圧および印加時間を大きくし
すぎると、ローターが動いてしまうという問題が生じる。この結果、検出誤差が生じたり
、起動に失敗したりする場合があります。

30

【0011】

この点で特に問題となるのは、インナーローター型モーターの場合である（ただし、本
開示は、インナーローター型モーターに限定されるものではない）。インナーローター型
モーターは、イナーシャが小さいために、頻繁にモーターの起動および停止を繰り返す用
途などでは有利である。しかし、インダクティブセンス方式で初期位置推定を行う場合に
おいて、インナーローター型モーターのようにイナーシャが小さいと、初期位置推定の際
にステーター巻線に流す電流によってローターが容易に動いてしまうという問題がある。

【0012】

本開示は、インダクティブセンス方式における上記の問題点を考慮したものである。本
開示の目的の1つは、複数相の電圧によって駆動されるセンサレス方式のモーターにおい
てインダクティブセンス方式による磁極の初期位置推定を行う際に、比較的小さな印加電
圧および印加時間であっても、ローター磁極の初期位置を精度良く推定することを可能に
することである。本開示のその他の課題および特徴は、実施の形態において明らかにする
。

40

【課題を解決するための手段】

【0013】

一局面のモーター制御装置は、センサレス方式のモーターを制御するためのものであり
、モーターの複数相のステーター巻線に電圧を印加するための駆動回路と、駆動回路を制

50

御する制御回路とを備える。制御回路は、インダクティブセンス方式でモーターのローターの初期磁極位置を推定する際に、以下の(i)~(v)を実行する。(i)制御回路は、複数の通電角度を順次変更しながら通電角度ごとに、ローターが回転しないレベルの電圧値および通電時間で、ステーター巻線に駆動回路によって連続的または間欠的に電圧を印加させる。(ii)制御回路は、通電角度ごとに得られたステーター巻線を通れる複数相の電流のピーク値を、通電角度と同じ電気角を有する第1の電流成分と、第1の電流成分と90度だけ電気角が異なる第2の電流成分とに変換する。(iii)制御回路は、複数の通電角度にそれぞれ対応する複数の第1の補正角の余弦値を決定し、通電角度ごとに、ステーター巻線を通れる電流のピーク値に対応する第1の電流成分の値と対応する第1の補正角の余弦値とを乗算し、通電角度ごとに得られた乗算結果の総和を求めることによって第1の積算値を計算する。(iv)制御回路は、複数の通電角度にそれぞれ対応する複数の第2の補正角の正弦値を決定し、通電角度ごとに、ステーター巻線を通れる電流のピーク値に対応する第1の電流成分の値と対応する第2の補正角の正弦値とを乗算し、通電角度ごとに得られた乗算結果の総和を求めることによって第2の積算値を計算する。(v)制御回路は、第1の積算値と第2の積算値との比に基づいて、ローターの磁極の推定初期位置を計算する。

【0014】

好ましくは、複数の第1の補正角の各々は、対応する通電角度の第1の係数倍に第1の位相角を加算した値に、第1の振幅値を有する三角関数を施した結果を、対応する通電角度に加算した値に等しい。複数の第2の補正角の各々は、対応する通電角度の第2の係数倍に第2の位相角を加算した値に、第2の振幅値を有する三角関数を施した結果を、対応する通電角度に加算した値に等しい。

【0015】

好ましくは、上記の第1の係数および第2の係数の各々は1に等しい。

好ましくは、制御回路は、メモリに予め格納された複数の通電角度と複数の第1の補正角との対応関係を示す第1のテーブルと、メモリに予め格納された複数の通電角度と複数の第2の補正角との対応関係を示す第2のテーブルとに基づいて、複数の通電角度の各々に対応する第1の補正角および第2の補正角を決定する。

【0016】

もしくは、制御回路は、メモリに予め格納された複数の通電角度と複数の第1の補正角の余弦値との対応関係を示す第3のテーブルと、メモリに予め格納された複数の通電角度と複数の第2の補正角の正弦値との対応関係を示す第4のテーブルとに基づいて、複数の通電角度の各々に対応する第1の補正角の余弦値および第2の補正角の正弦値を決定する。

【0017】

好ましくは、推定初期位置は、上記の第1の積算値と第2の積算値との比の逆正接に等しい。

【0018】

上記のモーター制御装置において、複数の第1の補正角の各々の余弦値および複数の第2の補正角の各々の正弦値に代えて、複数の通電角度の各々の余弦値および正弦値を用いて計算されたローターの磁極の推定初期位置の誤差は、複数の第1の補正角の各々の余弦値および複数の第2の補正角の各々の正弦値を用いて計算されたローターの磁極の推定初期位置の誤差よりも大きい。

【0019】

他の局面において、センサレス方式のモーターにおけるローターの磁極の初期位置推定方法が提供される。初期位置推定方法は、複数の通電角度を順次変更しながら通電角度ごとに、ローターが回転しないレベルの電圧値および通電時間で、複数相のステーター巻線に連続的または間欠的に電圧を印加するステップと、通電角度ごとに、ステーター巻線を通れる複数相の電流のピーク値を、通電角度と同じ電気角を有する第1の電流成分と、第1の電流成分と90度だけ電気角が異なる第2の電流成分とに変換するステップと、複数の通電角度にそれぞれ対応する複数の第1の補正角の余弦値を決定し、通電角度ごとに、

ステータ巻線を通る電流のピーク値に対応する第1の電流成分の値と対応する第1の補正角の余弦値とを乗算し、通電角度ごとに得られた乗算結果の総和を求めることによって第1の積算値を計算するステップと、複数の通電角度にそれぞれ対応する複数の第2の補正角の正弦値を決定し、通電角度ごとに、ステータ巻線を通る電流のピーク値に対応する第1の電流成分の値と対応する第2の補正角の正弦値とを乗算し、通電角度ごとに得られた乗算結果の総和を求めることによって第2の積算値を計算するステップと、第1の積算値と第2の積算値との比に基づいて、ローターの磁極の推定初期位置を計算するステップとを備える。

【0020】

好ましくは、複数の第1の補正角の各々は、対応する通電角度の第1の係数倍に第1の位相角を加算した値に、第1の振幅値を有する三角関数を施した結果を、対応する通電角度に加算した値に等しい。複数の第2の補正角の各々は、対応する通電角度の第2の係数倍に第2の位相角を加算した値に、第2の振幅値を有する三角関数を施した結果を、対応する通電角度に加算した値に等しい。

10

【0021】

好ましくは、上記の第1の係数および第2の係数の各々は1に等しい。

好ましくは、第1の積算値を決定するステップは、メモリに予め格納された複数の通電角度と複数の第1の補正角との対応関係を示す第1のテーブルに基づいて、複数の通電角度の各々に対応する第1の補正角を決定するステップを含む。第2の積算値を決定するステップは、メモリに予め格納された複数の通電角度と複数の第2の補正角との対応関係を示す第2のテーブルに基づいて、複数の通電角度の各々に対応する第2の補正角を決定するステップを含む。

20

【0022】

もしくは、第1の積算値を決定するステップは、メモリに予め格納された複数の通電角度と複数の第1の補正角の余弦値との対応関係を示す第3のテーブルに基づいて、複数の通電角度の各々に対応する第1の補正角の余弦値を決定するステップを含む。第2の積算値を決定するステップは、メモリに予め格納された複数の通電角度と複数の第2の補正角の正弦値との対応関係を示す第4のテーブルに基づいて、複数の通電角度の各々に対応する第2の補正角の正弦値を決定するステップを含む。

【0023】

好ましくは、推定初期位置は、上記の第1の積算値と第2の積算値との比の逆正接に等しい。

30

【0024】

上記のローターの磁極の初期位置推定方法において、複数の第1の補正角の各々の余弦値および複数の第2の補正角の各々の正弦値に代えて、複数の通電角度の各々の余弦値および正弦値を用いて計算されたローターの磁極の推定初期位置の誤差は、複数の第1の補正角の各々の余弦値および複数の第2の補正角の各々の正弦値を用いて計算されたローターの磁極の推定初期位置の誤差よりも大きい。

【0025】

好ましくは、ローターの磁極の初期位置推定方法は、ステータ巻線に電流を流すことにより複数のキャリブレーション用の電気角の各々にローターを引き込んだ状態で、ローターの磁極の初期位置を推定することによって、複数のキャリブレーション用の電気角とそれぞれ対応する複数の推定初期位置との偏差を予め求めるステップと、キャリブレーション用として予め求められた複数の推定初期位置とそれぞれ対応する偏差との関係に基づいて、上記の推定初期位置を計算するステップで新たに算出された推定初期位置を補正するステップとをさらに備える。

40

【0026】

好ましくは、推定初期位置を補正するステップは、予め求められた複数の推定初期位置とそれぞれ対応する偏差との関係を利用した補間処理によって、推定初期位置を計算するステップで新たに算出された推定初期位置に対応する偏差を計算するステップを含む。

50

【0027】

もしくは、推定初期位置を補正するステップは、予め求められた複数の推定初期位置とそれぞれ対応する偏差との関係に基づく多項式近似曲線を用いて、推定初期位置を計算するステップで新たに算出された推定初期位置に対応する偏差を計算するステップを含む。

【0028】

好ましくは、上記の偏差を予め求めるステップは、モーターが搭載された製品の製造時、製品のユーザー先への設置時、および、製品に搭載されたモーターが交換されたときのうち、少なくとも1つの時点において実行される。

【0029】

好ましくは、モーターは、複数のローラー用いて用紙を給紙カセットから取り出して搬送し、搬送された用紙に画像を形成する画像形成装置において、複数のローラーの各々を駆動するために用いられる。複数のローラーは、用紙がローラーニップに挟まれた状態で停止する第1のローラーと、用紙がローラーニップの入口に突き当たられた状態で停止する第2のローラーと、用紙がローラーニップに挟まれた状態および用紙がローラーニップの入口に突き当てられた状態のいずれでも停止しない複数の第3のローラーとを含む。上記の推定初期位置を補正するステップは、第1のローラーおよび第2のローラーの各々を駆動するためのモーターに対して実行される。

10

【0030】

好ましくは、推定初期位置を補正するステップは、複数の第3のローラーの各々を駆動するためのモーターに対して実行されない。

20

【0031】

もしくは、複数の第3のローラーの各々を駆動するためのモーターに対して、推定初期位置を補正するステップは、各第3のローラーの直径、各第3のローラーとそれを駆動するモーターとの間の減速比、および各第3のローラーを駆動するモーターの極対数のうちの少なくとも1つに応じて、実行される場合と実行されない場合とがある。

【0032】

上記の場合において好ましくは、推定初期位置を補正するステップは、減速比と極対数との積で第3のローラーの直径を除算した値が基準値以上となる場合にのみ実行される。

【0033】

好ましくは、上記の偏差を予め求めるステップは、画像形成装置の電源がオンされた後、用紙の搬送を行うためにモーターの起動を行うまでの間に実行される。

30

【0034】

さらに他の局面において、複数のローラー用いて用紙を給紙カセットから搬送し、搬送された用紙に画像を形成する画像形成装置が提供される。画像形成装置は、複数のローラーの少なくとも1つを駆動するモーターを制御する上記に記載のモーター制御装置を備える。

【発明の効果】

【0035】

本開示のモーター制御装置およびローターの磁極の初期位置推定方法によれば、センサレス方式のモーターにおいてインダクティブセンス方式による磁極の初期位置推定を行う際に、比較的小さな印加電圧および印加時間であっても、精度良く磁極の初期位置を推定することができる。

40

【図面の簡単な説明】

【0036】

【図1】モーター制御装置の全体構成を示すブロック図である。

【図2】定常運転中のモーターを停止させてから再起動するまでのモーター回転速度を示すタイミング図である。

【図3】センサレスベクトル制御における交流電流および磁極位置を表示するための座標軸について説明するための図である。

【図4】センサレスベクトル制御回路の動作を示す機能ブロック図である。

50

【図5】図4から、静止状態にあるローターの磁極の初期位置推定に係る部分を抜き出して示した機能ブロック図である。

【図6】上式(5)で示されるU相電圧指令値、V相電圧指令値、およびW相電圧指令値と電気角との関係を示す図である。

【図7】軸電圧指令値 V^* と検出された軸電流 I との関係の一例を模式的に示すタイミング図である。

【図8】ローターの磁極位置と通電角度との相対的位置関係と、軸電流のピーク値との関係を示す図である。

【図9】インダクティブセンス方式によって検出される軸電流のピーク値の実測例を示す図である。

【図10】インダクティブセンス方式によって検出される軸電流のピーク値の他の実測例を示す図である。

【図11】図5の初期位置推定部の動作を示す機能ブロック図である。

【図12】初期位置推定部で使用される三角関数テーブルの一例を示す図である。

【図13】図10(a)の実測例において、本実施の形態による初期位置推定の結果の一例を示す図である。

【図14】図5の初期位置推定部の動作の一例を示すフローチャートである。

【図15】通電角度ならびに対応する余弦値および正弦値を格納するテーブルの一例を示す図である。

【図16】図10(a)に示す軸電流のピーク値の波形を、フーリエ級数展開した結果を示す図である。

【図17】第1次成分の振幅に対する第(L-1)次成分の振幅の割合と、初期磁極位置の誤差の絶対値との関係を示す図である。

【図18】実施の形態2の初期位置推定部の動作を示す機能ブロック図である。

【図19】図18の補正角演算器の具体的構成例を示すブロック図である。

【図20】図19の初期位置推定部の動作の一例を示すフローチャートである。

【図21】図18の機能ブロック図の第1の変形例を示す図である。

【図22】図21の補正テーブルの一例を示す図である。

【図23】図18の機能ブロック図の第2の変形例を示す図である。

【図24】図23の余弦関数テーブルおよび正弦関数テーブルの一例を示す図である。

【図25】磁極位置の推定結果の一例を示す図である。

【図26】実施の形態3のモーター制御方法において、ローターの磁極の初期位置を推定する手順を示すフローチャートである。

【図27】キャリブレーションデータの作成手順を示すフローチャートである。

【図28】画像形成装置の構成の一例を示す断面図である。

【図29】図28の画像形成装置において、各種ローラーの駆動制御に用いられるモーターとその制御装置の構成を示すブロック図である。

【図30】キャリブレーションデータを作成するタイミングを説明するためフローチャートである。

【図31】画像形成装置の電源をオンした後で、キャリブレーションデータの作成を実行するタイミングを説明するためのフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0037】

以下、各実施の形態について図面を参照して詳しく説明する。以下では、ブラシレスDCモーターを例に挙げて説明するが、本開示は、複数相の電圧によって駆動されるセンサレス方式の交流モーターに適用可能である(ブラシレスDCモーターも交流モーターの一種である)。なお、同一または相当する部分には同一の参照符号を付して、その説明を繰り返さない。

【0038】

<実施の形態1>

10

20

30

40

50

[モーター制御装置の全体構成]

図 1 は、モーター制御装置の全体構成を示すブロック図である。モーター制御装置は、センサレス方式の 3 相ブラシレス DC モーター (B L D C M : Brushless DC Motor) 30 を駆動制御する。図 1 に示すように、モーター制御装置は、駆動回路 40 と、センサレスベクトル制御回路 50 と、上位制御回路 60 とを含む。センサレス方式であるため、ローターの回転位置を検出するためのホール素子またはエンコーダーは備えられていない。

【 0039 】

駆動回路 40 は、P W M (Pulse Width Modulation) 制御方式のインバーター回路であり、直流駆動電圧 D V を 3 相交流電圧に変換して出力する。具体的に、駆動回路 40 は、センサレスベクトル制御回路 50 から受けた P W M 信号であるインバーター駆動信号 U + , U - , V + , V - , W + , W - に基づいて、ブラシレス DC モーター 30 に U 相電圧 U_M、V 相電圧 V_M、W 相電圧 W_M を供給する。駆動回路 40 は、インバーター回路 41 と、U 相電流検出回路 43 U と、V 相電流検出回路 43 V と、ブリドライブ回路 44 とを含む。

【 0040 】

インバーター回路 41 は、U 相アーム回路 42 U と、V 相アーム回路 42 V と、W 相アーム回路 42 W とを含む。これらのアーム回路 42 U , 42 V , 42 W は、直流駆動電圧 D V が与えられたノードと、接地電圧 G N D が与えられたノードとの間に互いに並列に接続される。以下、記載を簡潔にするため、直流駆動電圧 D V が与えられたノードを駆動電圧ノード D V と記載し、接地電圧 G N D が与えられたノードを接地ノード G N D と記載する

【 0041 】

U 相アーム回路 42 U は、互いに直列に接続された高電位側の U 相トランジスタ F U + および低電位側の U 相トランジスタ F U - を含む。U 相トランジスタ F U + および F U - の接続ノード N u は、ブラシレス DC モーター 30 の U 相巻線 31 U の一端と接続される。U 相巻線 31 U の他端は中性点 32 に接続される。

【 0042 】

なお、図 1 に示すように、ブラシレス DC モーター 30 の U 相巻線 31 U、V 相巻線 31 V、および W 相巻線 31 W の結線はスター結線である。この明細書では、U 相巻線 31 U、V 相巻線 31 V、および W 相巻線 31 W を総称して、ステーター巻線 31 と称する。

【 0043 】

同様に、V 相アーム回路 42 V は、互いに直列に接続された高電位側の V 相トランジスタ F V + および低電位側の V 相トランジスタ F V - を含む。V 相トランジスタ F V + および F V - の接続ノード N v は、ブラシレス DC モーター 30 の V 相巻線 31 V の一端と接続される。V 相巻線 31 V の他端は中性点 32 に接続される。

【 0044 】

同様に、W 相アーム回路 42 W は、互いに直列に接続された高電位側の W 相トランジスタ F W + および低電位側の W 相トランジスタ F W - を含む。W 相トランジスタ F W + および F W - の接続ノード N w は、ブラシレス DC モーター 30 の W 相巻線 31 W の一端と接続される。W 相巻線 31 W の他端は中性点 32 に接続される。

【 0045 】

U 相電流検出回路 43 U および V 相電流検出回路 43 V は、2 シャント方式でモーター電流を検出するための回路である。具体的に、U 相電流検出回路 43 U は、低電位側の U 相トランジスタ F U - と接地ノード G N D との間に接続される。V 相電流検出回路 43 V は、低電位側の V 相トランジスタ F V - と接地ノード G N D との間に接続される。

【 0046 】

U 相電流検出回路 43 U および V 相電流検出回路 43 V は、シャント抵抗を含む。シャント抵抗の抵抗値は 1 / 10 オーダーの小さい値である。このため、U 相電流検出回路 43 U によって検出された U 相電流 I_u を表す信号および V 相電流検出回路 43 V によって検出された V 相電流 I_v を表す信号は、アンプ (不図示) によって増幅される。その後

、U相電流 I_u を表す信号およびV相電流 I_v を表す信号は、A/D (Analog-to-Digital) 変換器 (不図示) によってA/D変換されてから、センサレスベクトル制御回路50に取り込まれる。

【0047】

W相電流 I_w は、U相電流 I_u とV相電流 I_v とからキルヒホッフの電流則、すなわち、 $I_w = -I_u - I_v$ から求めることができるので、検出する必要はない。より一般的には、U相電流 I_u 、V相電流 I_v 、およびW相電流 I_w のうち、いずれか2相の電流を検出すればよく、他の1相の電流値は検出した2相の電流値から計算することができる。

【0048】

ブリドライブ回路44は、センサレスベクトル制御回路50から受けたPWM信号であるインバータ駆動信号 $U+$ 、 $U-$ 、 $V+$ 、 $V-$ 、 $W+$ 、 $W-$ を増幅して、トランジスタ F_{U+} 、 F_{U-} 、 F_{V+} 、 F_{V-} 、 F_{W+} 、 F_{W-} のゲートにそれぞれ出力する。

【0049】

トランジスタ F_{U+} 、 F_{U-} 、 F_{V+} 、 F_{V-} 、 F_{W+} 、 F_{W-} の種類は特に限定されない。たとえば、MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) であってもよいし、バイポーラトランジスタであってもよいし、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) であってもよい。

【0050】

センサレスベクトル制御回路50は、ブラシレスDCモーター30をベクトル制御するための回路であり、インバータ駆動信号 $U+$ 、 $U-$ 、 $V+$ 、 $V-$ 、 $W+$ 、 $W-$ を生成して駆動回路40に供給する。さらに、センサレスベクトル制御回路50は、ブラシレスDCモーター30を起動させる際には、静止状態にあるローターの磁極の初期位置をインダクティブセンス方式によって推定する。

【0051】

センサレスベクトル制御回路50は、ASIC (Application Specific Integrated Circuit) などの専用回路として構成されていてもよいし、FPGA (Field Programmable Gate Array) および/またはマイクロコンピュータなどを利用してその機能を実現するように構成されていてもよい。

【0052】

上位制御回路60は、CPU (Central Processing Unit) およびメモリなどを備えたコンピュータをベースに構成される。上位制御回路60は、センサレスベクトル制御回路50に起動指令、停止指令、および回転角速度指令値などを出力する。

【0053】

なお、上記と異なり、センサレスベクトル制御回路50および上位制御回路60が1つの制御回路としてASICまたはFPGAなどによって構成されていてもよい。

【0054】

[モーター運転の概要について]

図2は、定常運転中のモーターを停止させてから再起動するまでのモーター回転速度を示すタイミング図である。横軸は時間を示し、縦軸はモーターの回転速度を示す。

【0055】

図2を参照して、時刻 t_{10} から時刻 t_{20} までの間でモーターが減速され、時刻 t_{20} でモーターの回転は停止する。時刻 t_{20} から時刻 t_{30} までの間は、ステーターへの励磁電流の供給が停止されている。

【0056】

時刻 t_{40} からのモーターの再起動に先立って、時刻 t_{30} から時刻 t_{40} までの間で、ローターの磁極の初期位置推定が実行される。ローターに回転方向のトルクを与えるためには、ローターの磁極の初期位置に応じた適切な電気角でステーター巻線31に三相交流電流を供給する必要がある。このために、ローターの磁極の初期位置が推定される。本開示では、ローターの磁極の初期位置推定の方法としてインダクティブセンス方式が用いられる。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 7 】

時刻 t_40 においてローターの回転が開始されると、以後、センサレスベクトル制御方式によってブラシレスDCモーターが制御される。時刻 t_50 から回転速度が一定の定常運転に入る。

【 0 0 5 8 】

[センサレスベクトル制御方式の座標軸について]

図3は、センサレスベクトル制御における交流電流および磁極位置を表示するための座標軸について説明するための図である。角度は、駆動回路40の出力電圧および出力電流の位相である電気角で表示される。

【 0 0 5 9 】

図3を参照して、ベクトル制御では、3相ブラシレスDCモーター30のステーター巻線31に流れる3相交流(U相、V相、W相)を、ローターの永久磁石と同期して回転する2相の成分に変数変換する。具体的に、ローター35の磁極の方向をd軸としd軸から電気角で 90° 位相が進んだ方向をq軸とする。さらに、U相座標軸からのd軸の角度をと定義する。

【 0 0 6 0 】

ここで、ローターの回転角度を検出する位置センサーを持たない制御方式である、センサレスベクトル制御方式の場合には、ローターの回転角度を表す位置情報を何らかの方法で推定する必要がある。推定された磁極方向を θ 軸とし、 θ 軸から電気角で 90° 位相が進んだ方向を θ_q 軸とする。U相座標軸からの θ 軸の角度を θ_m とする。 θ_m に対する θ_q の遅れを、 $\Delta\theta$ と定義する。

【 0 0 6 1 】

モーターを起動させる際に、インダクティブセンス方式で静止状態にあるローターの磁極の初期位置を推定するときにも、図3の座標軸が用いられる。この場合、ローターの磁極の真の位置を電気角 θ で表す。磁極の初期位置を推定するために、ステーター巻線31に流す電流の電気角(通電角度または電圧印加角度とも称する)を θ_m で表す。

【 0 0 6 2 】

[センサレスベクトル制御回路の構成]

図4は、センサレスベクトル制御回路の構成および動作を示す機能ブロック図である。図4を参照して、センサレスベクトル制御回路50は、座標変換部55と、回転速度制御部51と、電流制御部52と、座標変換部53と、PWM変換部54と、磁極位置推定部56と、初期位置推定部57と、接続切替スイッチ58, 59とを含む。

【 0 0 6 3 】

図5は、図4から、静止状態にあるローターの磁極の初期位置推定に関係する部分を抜き出した示した機能ブロック図である。

【 0 0 6 4 】

図4を参照して、モーター運転中の場合には、接続切替スイッチ58がT1側に切り替えられることによって、電流制御部52と座標変換部53とが接続される。さらに、接続切替スイッチ59がT3側に切り替えられることによって、座標変換部55と磁極位置推定部56とが接続される。一方、モーター停止中におけるローターの初期磁極位置の推定時には、接続切替スイッチ58がT2側に切り替えられることによって、初期位置推定部57と座標変換部53とが接続される。さらに、接続切替スイッチ59がT4側に切り替えられることによって、座標変換部55と初期位置推定部57とが接続される。

【 0 0 6 5 】

以下では、まず、図4を参照して、モーター運転中におけるセンサレスベクトル制御回路50の動作について簡単に説明する。なお、接続切替スイッチ58, 59の具体的な構成は特に限定されない。たとえば、接続切替スイッチ58, 59の切替え機能を、半導体スイッチなどのハードウェアによって実現してもよいし、ソフトウェアによって実現してもよい。

【 0 0 6 6 】

10

20

30

40

50

座標変換部 55 は、駆動回路 40 の U 相電流検出回路 43 U で検出された U 相電流 I_u と、V 相電流検出回路 43 V で検出された V 相電流 I_v とを表す信号を受け取る。座標変換部 55 は、U 相電流 I_u と V 相電流 I_v とから W 相電流 I_w を計算する。そして、座標変換部 55 は、U 相電流 I_u 、V 相電流 I_v 、および W 相電流 I_w を座標変換することによって、 α 軸電流 I_α と β 軸電流 I_β とを生成する。具体的には以下の手順による。

【0067】

まず、次式(1)に従って、U 相、V 相、W 相の 3 相電流を α 軸電流 I_α および β 軸電流 I_β の 2 相電流に変換する。この変換は Clarke 変換と呼ばれる。

【0068】

【数 1】

$$\begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{pmatrix} \quad \dots (1)$$

10

【0069】

次に、次式(2)に従って、 α 軸電流 I_α および β 軸電流 I_β を回転座標系である γ 軸電流 I_γ および δ 軸電流 I_δ に変換する。この変換は Park 変換と呼ばれる。次式(2)において、 θ_M は磁極位置推定部 56 によって推定された磁極方向の電気角、すなわち、U 相座標軸からの γ 軸の角度である。座標変換部 55 は、接続切替スイッチ 59 を介して、磁極位置推定部 56 から推定磁極位置 θ_M の情報を受け取る。

20

【0070】

【数 2】

$$\begin{pmatrix} I_\gamma \\ I_\delta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_M & \sin\theta_M \\ -\sin\theta_M & \cos\theta_M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} \quad \dots (2)$$

【0071】

回転速度制御部 51 は、上位制御回路 60 から起動命令、停止命令、目標回転角速度 ω^* を受け取る。回転速度制御部 51 は、目標回転角速度 ω^* と、磁極位置推定部 56 によって推定されたロータ 35 の回転角速度 ω_M とから、たとえば、PI 制御(比例・積分制御)または PID 制御(比例・積分・微分制御)などにより、ブラシレス DC モーター 30 への α 軸電流指令値 I_α^* および β 軸電流指令値 I_β^* を決定する。

30

【0072】

電流制御部 52 は、回転速度制御部 51 から与えられた α 軸電流指令値 I_α^* および β 軸電流指令値 I_β^* と、座標変換部 55 から与えられた現時点の α 軸電流 I_α および β 軸電流 I_β とから、たとえば、PI 制御または PID 制御などにより、 α 軸電圧指令値 V_α^* および β 軸電圧指令値 V_β^* を決定する。

【0073】

座標変換部 53 は、電流制御部 52 から α 軸電圧指令値 V_α^* および β 軸電圧指令値 V_β^* を受け取る。座標変換部 53 と電流制御部 52 とは、接続切替スイッチ 58 を介して接続される。座標変換部 53 は、 α 軸電圧指令値 V_α^* および β 軸電圧指令値 V_β^* を座標変換することにより、U 相電圧指令値 V_u^* 、V 相電圧指令値 V_v^* 、および W 相電圧指令値 V_w^* を生成する。具体的には以下の手順による。

40

【0074】

まず、次式(3)に従って、 α 軸電圧指令値 V_α^* および β 軸電圧指令値 V_β^* を、 γ 軸電圧指令値 V_γ^* および δ 軸電圧指令値 V_δ^* に変換する。この変換は、逆 Park 変換と呼ばれる。次式(3)において、 θ_M は磁極位置推定部 56 によって推定された磁極方向の電気角、すなわち、U 相座標軸からの γ 軸の角度である。

【0075】

【数 3】

$$\begin{pmatrix} V\alpha^* \\ V\beta^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_M & -\sin\theta_M \\ \sin\theta_M & \cos\theta_M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V\gamma^* \\ V\delta^* \end{pmatrix} \quad \dots (3)$$

【0076】

次に、次式(4)に従って、 α 軸電圧指令値 $V\alpha^*$ および β 軸電圧指令値 $V\beta^*$ を、3相のU相電圧指令値 Vu^* 、V相電圧指令値 Vv^* 、およびW相電圧指令値 Vw^* に変換する。この変換は逆Clarke変換と呼ばれる。なお、 α 、 β の2相からU、V、Wの3相への変換は、逆Clarke変換に代えて空間ベクトル変換を用いることもできる。

【0077】

10

【数 4】

$$\begin{pmatrix} Vu^* \\ Vv^* \\ Vw^* \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V\alpha^* \\ V\beta^* \end{pmatrix} \quad \dots (4)$$

【0078】

PWM変換部54は、U相電圧指令値 Vu^* 、V相電圧指令値 Vv^* 、およびW相電圧指令値 Vw^* に基づいて、トランジスタFU+、FU-、FV+、FV-、FW+、FW-のゲートをそれぞれ駆動するためのPWM信号であるインバーター駆動信号U+、U-、V+、V-、W+、W-を生成する。

20

【0079】

磁極位置推定部56は、 α 軸電流 $I\alpha$ および β 軸電流 $I\beta$ と α 軸電圧指令値 $V\alpha^*$ および β 軸電圧指令値 $V\beta^*$ とから、ローター35の現時点の回転角速度 ω_M と、磁極位置を表す電気角 θ_M とを推定する。具体的に、磁極位置推定部56は、 α 軸誘起電圧を0にするような回転角速度 ω_M を算出し、回転角速度 ω_M から磁極位置を表す電気角 θ_M を推定する。磁極位置推定部56は、推定した回転角速度 ω_M を上位制御回路60に出力するとともに回転速度制御部51に出力する。また、磁極位置推定部56は、推定した磁極位置を表す電気角 θ_M の情報を、座標変換部53、55に出力する。

30

【0080】

[静止状態にあるローターの磁極の初期位置推定]

次に、図4および図5を参照して、静止状態にあるローターの磁極の初期位置推定手順について詳しく説明する。

【0081】

図5は、静止状態にあるローターの磁極の初期位置を推定する方法を示す機能ブロック図である。

【0082】

図4の磁極位置推定部56は、ステータ巻線31に生じる誘起電圧を利用したものであるため、ローターが静止しているときには使用することができない。このため、図5では、磁極位置推定部56に代えて、インダクティブセンス方式でローター35の磁極の初期位置を推定する初期位置推定部57が用いられる。

40

【0083】

ここで、インダクティブセンス方式では、複数の通電角度を順次変更しながらステータ巻線31に連続的またはPWMによって間欠的に定電圧を印加し、通電角度ごとにステータ巻線31に流れる電流の変化が検出される。ここで、ステータ巻線31への通電時間および印加電圧の大きさは、ローター35が回転しないレベルに設定される。ただし、通電時間が短すぎたり、印加電圧の大きさが小さすぎたりすると、磁極の初期位置を検出できなくなるので注意が必要である。

50

【 0 0 8 4 】

前述のように、インダクティブセンスによる初期位置推定方法は、ローターが回転しないレベルの電圧を複数の電気角でステーター巻線に印加したとき、ローターの磁極位置とステーター巻線による電流磁界との位置関係に応じて、実効的なインダクタンスが微妙に変化する性質を利用している。このインダクタンスの変化は、d軸電流の場合に顕著に生じる磁気飽和現象に基づいている。また、永久磁石埋め込み型（IPM：Interior Permanent Magnet）モーターの場合には、q軸方向のインダクタンスがd軸方向のインダクタンスよりも大きくなる突極性を有しているため、磁気飽和が生じなくてもインダクタンスの変化が検出できる場合がある。

【 0 0 8 5 】

具体的にローターの磁極の方向を検知するためにしばしば用いられる手法は、通電角度ごとの通電時間および印加電圧の指令値（具体的には軸電圧の指令値）を一定にして、通電時間内での軸電流のピーク値を検出し、最大のピーク値が得られた通電角度（すなわち、実効的なインダクタンスが最小となる通電角度）が磁極の方向であると判定するものである。

【 0 0 8 6 】

しかしながら、前述のように、モーターが回転しないレベルに通電時間および印加電圧の大きさを制限した場合、もしくは、モーターの構造および特性によっては、軸電流のピーク値が最大となる通電角度が磁極の方向に一致しない場合、またはピーク値が極大となる通電角度が複数見られる場合があり得る。本開示では、このような場合にでも正確にローターの磁極の初期位置を検出可能な方法を提示する。具体的な方法は、図11～図16を参照して後述する。

【 0 0 8 7 】

図5を参照して、センサレスベクトル制御回路50は、ローター35の磁極の初期位置を推定するための機能として、初期位置推定部57と、座標変換部53と、PWM変換部54と、座標変換部55とを含む。このように、ローターの磁極の初期位置推定では、図4で説明したベクトル制御の機能の一部が利用される。以下、各部の機能についてさらに詳しく説明する。

【 0 0 8 8 】

（1．初期位置推定部による軸電圧指令値、通電角度、および通電時間の設定）

初期位置推定部57は、軸電圧指令値 V^* の大きさ、ステーター巻線31に印加する各相電圧の電気角 θ_m （通電角度 θ_m とも称する）、および通電時間を設定する。初期位置推定部57は、軸電圧指令値 V^* を0に設定する。

【 0 0 8 9 】

軸電圧指令値 V^* の大きさおよび通電時間は、ローター35を回転させない範囲で十分なSN比の軸電流 I が得られるような大きさに設定される。電気角 θ_m は、0度から360度の範囲で複数の角度に設定される。たとえば、初期位置推定部57は、電気角 θ_m を30度刻みで0度から330度まで変化させる。

【 0 0 9 0 】

（2．座標変換部53）

座標変換部53は、軸電圧指令値 V^* および軸電圧指令値 V^* （ $=0$ ）を座標変換することにより、U相電圧指令値 V_u^* 、V相電圧指令値 V_v^* 、およびW相電圧指令値 V_w^* を生成する。この座標変換には、たとえば、前述の式（3）によって表される逆Park変換および前述の式（4）によって表される逆Clarke変換が用いられる。

【 0 0 9 1 】

具体的に、U相電圧指令値 V_u^* 、V相電圧指令値 V_v^* 、およびW相電圧指令値 V_w^* は、次式（5）で表される。次式（5）において、電圧指令値の振幅を V_0 としている。

【 0 0 9 2 】

10

20

30

40

【数 5】

$$\begin{cases} Vu^* = V_0 \cos \theta_M \\ Vv^* = V_0 \cos(\theta_M - 120^\circ) \\ Vw^* = V_0 \cos(\theta_M - 240^\circ) \end{cases} \quad \dots (5)$$

【0093】

図6は、上式(5)で示されるU相電圧指令値、V相電圧指令値、およびW相電圧指令値と電気角との関係を示す図である。図6では、上式(5)における電圧指令値の振幅 V_0 を1に規格化している。

10

【0094】

図6を参照して、U相電圧指令値 Vu^* 、V相電圧指令値 Vv^* 、およびW相電圧指令値 Vw^* は、任意の θ_M に対して定めることができる。たとえば、 $\theta_M = 0^\circ$ のとき、 $Vu^* = 1$ 、 $Vv^* = Vw^* = -0.5$ である。 $\theta_M = 30^\circ$ のとき、 $Vu^* = (\sqrt{3})/2$ 、 $Vv^* = 0$ 、 $Vw^* = -(\sqrt{3})/2$ である。

【0095】

(3. PWM変換部54)

再び図5を参照して、PWM変換部54は、U相電圧指令値 Vu^* 、V相電圧指令値 Vv^* 、およびW相電圧指令値 Vw^* に基づいて、トランジスタFU+、FU-、FV+、FV-、FW+、FW-のゲートをそれぞれ駆動するためのPWM信号であるインバーター駆動信号U+、U-、V+、V-、W+、W-を生成する。

20

【0096】

生成されたインバーター駆動信号U+、U-、V+、V-、W+、W-に従って、駆動回路40は、ブラシレスDCモーター30のU相巻線31U、V相巻線31V、およびW相巻線31WにU相電圧 U_M 、V相電圧 V_M 、W相電圧 W_M を供給する。インバーター駆動信号のパルスの総数は、設定された通電時間に対応している。駆動回路40に設けられたU相電流検出回路43UおよびV相電流検出回路43Vは、U相電流 I_u およびV相電流 I_v をそれぞれ検出する。検出されたU相電流 I_u およびV相電流 I_v を表す信号は、座標変換部55に入力される。

【0097】

(4. 座標変換部55)

座標変換部55は、U相電流 I_u とV相電流 I_v とからW相電流 I_w を計算する。そして、座標変換部55は、U相電流 I_u 、V相電流 I_v 、およびW相電流 I_w を座標変換することによって、 d 軸電流 I_d と q 軸電流 I_q とを生成する。この座標変換には、前述の式(1)のClarke変換および式(2)のPark変換が用いられる。

30

【0098】

ここで、 d 軸電流 I_d は通電角度と同じ電気角を有する電流成分に相当し、 q 軸電流 I_q は通電角度と90度だけ電気角が異なる電流成分に相当する。この明細書では、 d 軸電流 I_d を第1の電流成分とも称し、 q 軸電流 I_q を第2の電流成分とも称する。

【0099】

なお、仮に、U相、V相、W相の電気特性および磁気特性が相互に違いがなく、さらに、ローター35の永久磁石の影響がなければ、U相電流 I_u 、V相電流 I_v 、W相電流 I_w の相互の比率は電圧指令値 Vu^* 、 Vv^* 、 Vw^* の相互の比率に等しくなるはずである。したがって、この仮想的な場合には、 d 軸電流 I_d は通電角度によらず0になり、 q 軸電流 I_q は通電角度によらず一定値になる。しかし、実際には、ローターの永久磁石の位置に応じて d 軸電流 I_d の大きさが変化し、さらに、ステーターおよびローターの構造によって各相の電気特性および磁気特性に違いが生じるために d 軸電流 I_d の大きさが変化する。

40

【0100】

図7は、 d 軸電圧指令値 V_d^* と検出された d 軸電流 I_d との関係の一例を模式的に示

50

すタイミング図である。

【0101】

図7を参照して、まず、図5の初期位置推定部57は、時刻 t_1 から時刻 t_2 までの間、通電角度 θ_m を0度に設定するとともに、軸電圧指令値 V^* を定められた設定値に設定する。これによって、ステータのU相巻線31U、V相巻線31V、およびW相巻線31Wには、パルス幅変調されたU相電圧 U_m 、V相電圧 V_m 、およびW相電圧 W_m がそれぞれ印加される。この結果、軸電流 I は、時刻 t_1 から時刻 t_2 までの間、0Aから徐々に増加し、時刻 t_2 でピーク値 I_{p1} に達する。時刻 t_2 以降、ステータ巻線31への電圧印加が停止するので、軸電流 I は徐々に減少する。ステータ巻線31に次に電圧が印加される時刻 t_3 までの間に、U相電流 I_u 、V相電流 I_v 、W相電流 I_w の値が0に戻る結果、軸電流 I の値も0まで戻る。

10

【0102】

次に、初期位置推定部57は、時刻 t_3 から時刻 t_4 までの間、通電角度 θ_m を30度に設定するとともに、軸電圧指令値 V^* を前回と同じ設定値に設定する。この結果、軸電流 I は、時刻 t_3 から時刻 t_4 までの間、0Aから徐々に増加し、時刻 t_4 でピーク値 I_{p2} に達する。時刻 t_4 以降、ステータ巻線31への電圧印加が停止するので、軸電流 I は徐々に減少する。

【0103】

以下、同様に、通電角度 θ_m の設定角度を変更し、変更された通電角度 θ_m において、パルス幅変調された一定電圧がステータ巻線31に印加される。軸電圧指令値 V^* は各通電角度で同一であり、通電時間時間も各通電角度で同一である。そして、電圧印加の終了時における軸電流 I のピーク値が検出される。

20

【0104】

(5. 初期位置推定部によるローターの磁極位置の推定)

再び図5を参照して、初期位置推定部57は、複数の通電角度 θ_m に対してそれぞれ得られた軸電流 I のピーク値に基づいて、ローター35の磁極の位置を推定する。図4に示すように、初期位置推定部57は、ローター35の初期磁極位置の推定結果を、磁極位置推定部56に出力する。磁極位置推定部56は、この初期磁極位置の推定結果を用いて、ブラシレスDCモーター30を起動する。

【0105】

理想的には、軸電流 I のピーク値の最大値が得られたときの通電角度 θ_m が、ローター35の初期磁極位置 θ_{p0} にほぼ一致する。しかしながら、実際には、軸電流 I のピーク値の最大値が得られたときの通電角度 θ_m と、ローター35の磁極の位置 θ_{p0} とは、一致しない場合が多い。

30

【0106】

図8は、ローターの磁極位置と通電角度との相対的位置関係と、軸電流のピーク値との関係を示す図である。まず、図8(A)を参照して、ローター35の磁極位置 θ_{p0} と通電角度 θ_m との相対的位置関係について説明する。

【0107】

図8(A)の場合、ローター35の磁極位置 θ_{p0} は0°に固定されている。したがって、d軸は電気角0°の方向に定められ、q軸は電気角90°の方向に定められる。一方、通電角度 θ_m は0°から330°まで30°刻みで変化する。図8(A)では、通電角度 θ_m が0°の場合のd軸とq軸が示されている。この場合、 $\theta_{p0} = 0^\circ$ である。

40

【0108】

次に、図8(B)を参照して、磁極位置 θ_{p0} と通電角度 θ_m との角度差 $\Delta\theta$ と軸電流 I のピーク値との関係を説明する。図8(B)の横軸は角度差 $\Delta\theta$ を表し、縦軸は軸電流 I のピーク値を示す。縦軸の単位は任意単位である。

【0109】

図8(B)に示すように、理想的には、磁極位置 θ_{p0} と通電角度 θ_m との角度差 $\Delta\theta$ が0°のとき、すなわち、磁極位置 θ_{p0} と通電角度 θ_m とが一致するとき(図8(A)では、

50

= $\theta_m = 0^\circ$ の場合)、軸電流 I のピーク値が最大値を示す。しかしながら、実際上は、軸電流 I のピーク値が最大値となる場合の通電角度 θ_m は磁極位置 θ_p に一致しない場合が多い。本実施の形態の初期位置推定部 57 は、このような場合でもローターの磁極位置 θ_p を正確に判定できるものである。具体的な初期位置推定部 57 の動作については後述する。

【0110】

[インダクティブセンス方式の問題点の具体例]

前述のように、モーターが回転しないレベルに通電時間および印加電圧の大きさを制限した場合、もしくは、モーターの構造および特性によっては、軸電流のピーク値が最大となる通電角度が磁極の方向に一致しない場合があり得る。以下、そのような場合の具体例について説明する。

10

【0111】

図9は、インダクティブセンス方式によって検出される軸電流のピーク値の実測例を示す図である。図9(a)においてローターの磁極位置 θ_p が 0° の場合を示し、図9(b)においてローターの磁極位置 θ_p が 30° の場合を示す。

【0112】

また、図10は、インダクティブセンス方式によって検出される軸電流のピーク値の他の実測例を示す図である。図10(a)において、ローターの磁極位置 θ_p が 60° の場合を示し、図10(b)において、ローターの磁極位置 θ_p が 90° の場合を示す。図9(a)、図9(b)、図10(a)、および図10(b)において、横軸はステーター巻線の電圧印加角度 θ_m (通電角度とも称する)を示し、縦軸は電圧印加角度 θ_m ごとの軸電流 I のピーク値を示す。

20

【0113】

図9(a)に示す場合では、ローターの磁極位置 $\theta_p = 0^\circ$ と軸電流 I がピークとなる電圧印加角度 $\theta_m = 0^\circ$ とが一致している。しかしながら、図9(b)に示す場合では、ローターの磁極位置 $\theta_p = 30^\circ$ と軸電流 I がピークとなる電圧印加角度 $\theta_m = 0^\circ$ とは異なっている。同様に、図10(a)に示す場合では、ローターの磁極位置 $\theta_p = 60^\circ$ と軸電流 I がピークとなる電圧印加角度 $\theta_m = 0^\circ$ とは異なっており、図10(b)に示す場合でも、ローターの磁極位置 $\theta_p = 90^\circ$ と軸電流 I がピークとなる電圧印加角度 $\theta_m = 0^\circ$ とは異なっている。

30

【0114】

本実施の形態の初期位置推定部 57 は、上記のような場合においても、正確にローターの磁極位置 θ_p を推定することが可能である。以下、初期位置推定部 57 における具体的な初期位置推定方法について説明する。

【0115】

[初期位置推定部の動作の詳細]

(1. 機能ブロック図)

図11は、図5の初期位置推定部 57 の動作を示す機能ブロック図である。図11を参照して、初期位置推定部 57 は、余弦演算器 72 と、正弦演算器 73 と、乗算器 74, 75 と、積算器 76, 77 と、初期位置演算器 78 とを含む。

40

【0116】

余弦演算器 72 および正弦演算器 73 には、設定された通電角度 θ_m が入力される。たとえば、通電角度 $\theta_m [i]$ は、番号 i (i は 1 以上 12 以下の整数) に応じて、 $(i - 1) \times 30^\circ$ と設定される。たとえば、 $i = 0$ のとき通電角度 $\theta_m = 0^\circ$ となり、 $i = 12$ のとき通電角度 $\theta_m = 330^\circ$ となる。

【0117】

余弦演算器 72 は、入力された通電角度 θ_m の余弦関数値 $\cos(\theta_m [i])$ を算出する。正弦演算器 73 は、入力された通電角度 θ_m の正弦関数値 $\sin(\theta_m [i])$ を算出する。なお、三角関数値を実際に計算するのに代えて、三角関数値の計算結果をテーブルの形でメモリに予め格納し、メモリから通電角度 θ_m に対応する余弦関数値および正

50

弦関数値を読み出すようにしてもよい。

【0118】

図12は、初期位置推定部で使用される三角関数テーブルの一例を示す図である。図12に示すように、番号*i*ごとに、通電角度 $\theta_M [i]$ と、通電角度 θ_M に対応する余弦関数値 $\cos(\theta_M [i])$ と、通電角度 θ_M に対応する正弦関数値 $\sin(\theta_M [i])$ とが、三角関数テーブルとしてメモリに格納されている。初期位置推定部57は、番号*i*を順次更新しながら、番号*i*に対応する通電角度 $\theta_M [i]$ 、余弦関数値 $\cos(\theta_M [i])$ 、および正弦関数値 $\sin(\theta_M [i])$ をメモリから読み出す。

【0119】

再び図11を参照して、乗算器74は、通電角度 $\theta_M [i]$ ごとに、通電角度 $\theta_M [i]$ に対応する軸電流 I のピーク値 $I_p [i]$ と、通電角度 $\theta_M [i]$ に対応する余弦関数値 $\cos(\theta_M [i])$ とを乗算する。この演算は、番号*i*を更新する度に実行される。積算器76は、通電角度 $\theta_M [i]$ ごとに得られた乗算器74の演算結果を積算する。全ての通電角度 $\theta_M [i]$ についての乗算器74の演算結果の積算値(すなわち、総和)を積算値 S_1 とする。

10

【0120】

同様に、乗算器75は、通電角度 $\theta_M [i]$ ごとに、通電角度 $\theta_M [i]$ に対応する軸電流 I のピーク値 $I_p [i]$ と、通電角度 $\theta_M [i]$ に対応する正弦関数値 $\sin(\theta_M [i])$ とを乗算する。この演算は、番号*i*を更新する度に実行される。積算器77は、通電角度 $\theta_M [i]$ ごとに得られた乗算器75の演算結果を積算する。全ての通電角度 $\theta_M [i]$ についての乗算器75の演算結果の積算値(すなわち、総和)を積算値 S_2 とする。

20

【0121】

初期位置演算器78は、積算器76によって計算された積算値 S_1 と、積算器77によって計算された積算値 S_2 とに基づいて、具体的には、積算値 S_1 、 S_2 の比に基づいて、以下で詳しく述べるように三角関数による近似曲線の位相角 ϕ_1 を計算する。位相角 ϕ_1 は、通電角度 $\theta_M = 0$ のときの三角関数の位相、いわゆる初期位相に対応する。ただし、位相角 ϕ_1 は、初期位相の符号を逆にした場合も含むものとする。初期位置演算器78は、この位相角 ϕ_1 に基づいてローターの磁極の初期位置の推定値を計算する。より具体的には、三角関数による近似曲線を $A_0 + A_1 \cdot \cos(\theta_M - \phi_1)$ と仮定した場合には、ローターの磁極の初期位置の推定値は、位相角 ϕ_1 に等しくなる。そして位相角 ϕ_1 は、積算値 S_1 と積算値 S_2 との比の逆正接、すなわち、 $\tan^{-1}(S_2 / S_1)$ によって計算することができる。

30

【0122】

(2. 推定計算の原理)

次に、上記の手順でローターの磁極の初期位置を推定できる原理について説明する。

【0123】

通電角度 θ_M に応じて得られる軸電流のピーク値 I_p を、通電角度 θ_M の順に並べてグラフにする。得られた軸電流のピーク値 I_p の波形を、三角関数曲線で近似することを考える。具体的には、次式(6)で示すように、 θ_M の関数である軸電流のピーク値 I_p を、異なる周期の複数の余弦関数で級数展開することを想定する。

40

【0124】

【数6】

$$I_{yp}(\theta_M) = A_0 + A_1 \cos(\theta_M - \phi_1) + A_2 \cos(2\theta_M - \phi_2) + A_3 \cos(3\theta_M - \phi_3) + \dots \quad \dots (6)$$

【0125】

上式(6)において、 A_0, A_1, A_2, \dots は係数を表し、 $\phi_1, \phi_2, \phi_3, \dots$ は位相を表す。上式(6)の右辺第1項は θ_M によらずに一定の成分を表し、右辺第2項は周期が 360° である第1次成分を表し、右辺第3項は周期が 180° である第2次成分を表す。第4項以降はさらに高次の成分を表している。

50

【 0 1 2 6 】

上式(6)に $\cos(\theta_M)$ を乗算し、 θ_M について $-\pi$ から π の積分区間で積分演算を行う。この演算を実行すると、前述の式(6)の右辺第1項についての演算結果は0になる。また、式(6)の右辺第3項以降の演算結果も0になる。したがって、右辺第2項に関する演算結果のみが残るので、最終的に次式(7)が得られる。なお、上記の積分計算は前述の積算値 S_1 の計算に対応しているため、積分値を S_1 と表記している。

【 0 1 2 7 】

【数7】

$$\begin{aligned}
 S_1 &= \int_{-\pi}^{\pi} I\gamma p(\theta_M) \cos \theta_M d\theta_M & 10 \\
 &= \int_{-\pi}^{\pi} A_1 \cos(\theta_M - \phi_1) \cos \theta_M d\theta_M & \dots (7) \\
 &= A_1 \cos \phi_1 \int_{-\pi}^{\pi} \cos \theta_M \cos \theta_M d\theta_M + A_1 \sin \phi_1 \int_{-\pi}^{\pi} \sin \theta_M \cos \theta_M d\theta_M \\
 &= A_1 \pi \cos \phi_1
 \end{aligned}$$

【 0 1 2 8 】

同様に、上式(6)に $\sin(\theta_M)$ を乗算し、 θ_M について $-\pi$ から π の積分区間で積分演算を行う。この演算を実行すると、前述の式(6)の右辺第1項についての演算結果は0になる。また、式(6)の右辺第3項以降の演算結果も0になる。したがって、右辺第2項に関する演算結果のみが残るので、最終的に次式(8)が得られる。なお、上記の積分計算は前述の積算値 S_2 の計算に対応しているため、積分値を S_2 と表記している。

【 0 1 2 9 】

【数8】

$$\begin{aligned}
 S_2 &= \int_{-\pi}^{\pi} I\gamma p(\theta_M) \sin \theta_M d\theta_M & 30 \\
 &= \int_{-\pi}^{\pi} A_1 \cos(\theta_M - \phi_1) \sin \theta_M d\theta_M & \dots (8) \\
 &= A_1 \cos \phi_1 \int_{-\pi}^{\pi} \cos \theta_M \sin \theta_M d\theta_M + A_1 \sin \phi_1 \int_{-\pi}^{\pi} \sin \theta_M \sin \theta_M d\theta_M \\
 &= A_1 \pi \sin \phi_1
 \end{aligned}$$

【 0 1 3 0 】

上式(7)の積分値 S_1 と上式(8)の積算値 S_2 との比をとって逆正接を計算することにより、次式(9)で表されるように位相 ϕ_1 を計算することができる。 40

【 0 1 3 1 】

【数9】

$$\phi_1 = \tan^{-1} \left(\frac{S_2}{S_1} \right) \quad \dots (9)$$

【 0 1 3 2 】

上記の計算は、通電角度 θ_M に対する軸電流のピーク値 I_p の変化を、周期が 360° (すなわち、電気角で1周期)の三角関数で近似したものと考えることができる。すなわち、通電角度 θ_M に対する軸電流のピーク値 I_p の変化を、 $A_0 + A_1 \cdot \cos(\theta_M - \phi_1)$ で近似する。この近似式は、 $\theta_M = \phi_1$ のときに最大値 $A_0 + A_1$ を有す 50

る。したがって、近似式が最大となるときの電気角である θ_1 をローターの磁極位置と推定することができる。

【0133】

なお、三角関数曲線の近似式は、上記の表式に限定されない。たとえば、通電角度 θ_M に対する軸電流のピーク値 I_p の変化を、 $A_0 + A_1 \cdot \sin(\theta_M + \theta_1)$ で近似した場合について説明する。この場合、上記と同様に積算値 S_1 、 S_2 を計算すれば、位相角 θ_1 は、 $\tan^{-1}(S_1/S_2)$ で計算することができる。積算値 S_1 と積算値 S_2 との比が(9)式とは逆になっている点に注意されたい。この近似式は、 $\theta_M = 90^\circ - \theta_1$ のとき最大値 $A_0 + A_1$ を有する。したがって、近似式が最大となるときの電気角 θ_M である $90^\circ - \theta_1$ をローターの磁極位置と推定することができる。

10

【0134】

なお、上記では、通電角度 θ_M が連続的に変化するものとして、積分計算を用いて説明した。通電角度 θ_M が離散的な場合には、次式(10)に示すように、積分計算は総和計算に変更されるが、基本的には同じである。なお、次式(10)では、 30° ごとに12個の通電角度 θ_M の場合について記載しており、前述の図11の場合の計算と等価である。一般に、電気角1周期あたりの通電回数をL回とすれば、次式(10)に示すように、 $2\pi/L$ の係数がかかる。

【0135】

【数10】

$$\begin{cases} S_1 = \frac{2\pi}{12} \sum_{i=1}^{12} I_{yp}[i] \cos(\theta[i]) \\ S_2 = \frac{2\pi}{12} \sum_{i=1}^{12} I_{yp}[i] \sin(\theta[i]) \end{cases} \quad \dots (10)$$

20

【0136】

(3. 初期位置推定の結果の一例)

図13は、図10(a)の実測例において、本実施の形態による初期位置推定の結果の一例を示す図である。

【0137】

前述の図10(a)は、ローターの磁極位置が 60° の場合の各通電角度 θ_M における軸電流のピーク値 I_p の測定結果を示すものである。この軸電流のピーク値 I_p の測定結果を、三角関数を用いて $A_0 + A_n \cdot \cos(n \cdot \theta_M - \theta_n)$ の近似式で近似することを想定する。ただし、 $n=1$ 、すなわち、周期が電気角の1周期に対応するものとする。この結果、図13の破線で示すように、 $\theta_1 = 60^\circ$ のとき最大値を有する近似曲線で近似できる。そして、この最大値が得られるとき通電角度 θ_M 、すなわち、 $\theta_1 = 60^\circ$ が、ローターの磁極の初期位置であると推定される。ここで、上記の電気角 θ_1 の具体的な計算方法は図11で説明したとおりである。

30

【0138】

(4. フローチャート)

図14は、図5の初期位置推定部57の動作の一例を示すフローチャートである。以下、図5および図14を主として参照して、これまでの説明を総括する。

40

【0139】

図14のステップS100において、軸電圧指令値 V^* が p に設定され、通電角度 θ_M ごとのステータ巻線31への電圧印加時間(すなわち、通電時間)が設定され、全通電回数 n が設定される。たとえば、 30° ごとにステータ巻線31に電圧を印加する場合には全通電回数 n は12に設定される。通電時間は、出力するPWMパルスの最大個数 m で制御することができる。

【0140】

通電回数をカウントするパラメータを i とする。パラメータ i は、初期値0に初期

50

化される。また、通電時間を表すパラメータを j とする。パラメータ j は 0 から m までカウントアップされる。さらに、積算値 S_1 , S_2 が 0 に初期化される。

【0141】

ここで、通電回数 i に対応する通電角 $\theta_M [i]$ は、たとえば、テーブルの形でメモリに予め格納されている。

【0142】

図15は、通電角度ならびに対応する余弦値および正弦値を格納するテーブルの一例を示す図である。図15に示すように、パラメータ i に対応する通電角 $\theta_M [i]$ と、その通電角度 $\theta_M [i]$ での余弦値および正弦値とは予めテーブルの形式でメモリに格納されている。図15において、余弦値は $A_1 [i]$ で表され、正弦値は $A_2 [i]$ で表される。パラメータ i は、パルス電圧を印加する順番を表す。

10

【0143】

図15に示されているように、必ずしも通電角度 θ_M を漸増または漸減するように変化させる必要がない点に注意すべきである。具体的に図15の場合、最初に通電角度 $\theta_M = 0^\circ$ でパルス電圧をステータ巻線31に印加した後、次に通電角度 $\theta_M = 180^\circ$ でパルス電圧をステータ巻線31に印加する。そして、その次に通電角度 $\theta_M = 30^\circ$ でパルス電圧をステータ巻線31に印加する。このように、 180° またはそれに近い角度だけ通電角度を変更する理由は、ロータに対して同一方向のトルクがかからないように、すなわち、ロータが回転しないようにするためである。

20

【0144】

再び図14を参照して、次のステップ S_{110} において、初期位置推定部57は、通電回数を表すパラメータ i を1だけインクリメントする。さらに、初期位置推定部57は、通電時間を表すパラメータ j を初期値0に設定する。

【0145】

その次のステップ S_{111} において、座標変換部53は、パラメータ i に対応する通電角 $\theta_M [i]$ と、その通電角 $\theta_M [i]$ での余弦値 $A_1 [i]$ および正弦値 $A_2 [i]$ とをテーブルから読み出す。座標変換部53は、読み出した余弦値 $A_1 [i]$ および正弦値 $A_2 [i]$ と予め設定した軸電圧指令値 V^* とから、U相電圧指令値 V_u^* 、V相電圧指令値 V_v^* 、およびW相電圧指令値 V_w^* を算出する。さらに、PWM変換部54は、上記の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に基づいて、PWM信号であるインバータ駆動信号 U_+ 、 U_- 、 V_+ 、 V_- 、 W_+ 、 W_- を生成する。

30

【0146】

その次のステップ S_{112} において、駆動回路40は、インバータ駆動信号 U_+ 、 U_- 、 V_+ 、 V_- 、 W_+ 、 W_- に基づいて、ブラシレスDCモータ30のステータ巻線31の各相に、パルス幅変調されたU相電圧 U_M 、V相電圧 V_M 、およびW相電圧 W_M の印加を開始する(通電ON)。

【0147】

ステータ巻線31への通電時間は、パラメータ j で制御される。具体的に、PWM変換部54は、PWMパルスのパルス数を表すパラメータ j をインクリメントしながら(ステップ S_{113})、パラメータ j が上限値である m に達するまで、インバータ駆動信号 U_+ 、 U_- 、 V_+ 、 V_- 、 W_+ 、 W_- の出力を続ける。

40

【0148】

パラメータ j が上限値である m に達すると(すなわち、ステップ S_{114} でYES)、次のステップ S_{115} において、図1のU相電流検出回路43UおよびV相電流検出回路43Vは、U相電流 I_u およびV相電流 I_v を検出する。さらに、初期位置推定部57は、軸電圧指令値 V^* を0にすることによって、駆動回路40から出力されるU相電圧 U_M 、V相電圧 V_M 、およびW相電圧 W_M を0にする(通電OFF)。上記のように、通電OFFと同時にまたはその直前に測定されたU相電流 I_u およびV相電流 I_v は、通電期間におけるピーク値に相当する。

【0149】

50

その次のステップ S 1 1 6 において、座標変換部 5 5 は、U 相電流 I_u および V 相電流 I_v から W 相電流 I_w を、 $I_w = -I_u - I_v$ に従って計算する。この W 相電流 I_w は、通電期間におけるピーク値に相当する。座標変換部 5 5 は、ステップ S 1 1 1 で選択した通電角度 $\theta_M [i]$ ならびに対応する余弦値 $A_1 [i]$ および正弦値 $A_2 [i]$ に基づいて、各相電流 I_u, I_v, I_w から 軸電流 I および 軸電流 I を計算する。この 軸電流 I および 軸電流 I は、通電期間におけるピーク値 (I_p, I_p) に相当する。

【0150】

その次のステップ S 1 1 7 において、初期位置推定部 5 7 は、 軸電流 I のピーク値に現在の通電角度 $\theta_M [i]$ の余弦関数値 $A_1 [i]$ を乗算し、乗算結果を積算値 S 1 に加算する。さらに、初期位置推定部 5 7 は、 軸電流 I のピーク値に通電角度 $\theta_M [i]$ の正弦関数値 $A_2 [i]$ を乗算し、乗算結果を積算値 S 2 に加算する。

10

【0151】

以上で、現在のパラメータ i に対応する (したがって、現在の通電角度 $\theta_M [i]$ に対応する) 軸電流 I のピーク値の検出と検出結果に基づく積算値 S 1, S 2 の更新とが終了する。パラメータ i が通電回数 n に達していない場合には (ステップ S 1 1 8 で NO)、ステップ S 1 1 0 に戻り、上記のステップ S 1 1 0 ~ S 1 1 7 の処理が繰り返される。

【0152】

パラメータ i が通電回数 n に達した場合、すなわち、全ての通電角度 $\theta_M [i]$ について 軸電流 I のピーク値の検出と検出結果に基づく積算値 S 1, S 2 の更新とが終了すると (ステップ S 1 1 8 で YES)、初期位置推定部 5 7 は、前述の式 (9) に従って、積算値 S 1, S 2 の比の逆正接を計算することにより、位相角 θ_1 を算出する (ステップ S 1 2 0)。そして、次のステップ S 1 4 0 において、初期位置推定部 5 7 は、ローターの磁極の推定初期位置として θ_1 を設定する。以上により、初期位置の推定処理が終了する。

20

【0153】

[実施の形態 1 の効果]

上記のとおり実施の形態 1 のモーター制御装置によれば、インダクティブセンス方式でローターの磁極の初期位置を推定する際に、通電角度ごとに 軸電流のピーク値が検出される。そして、通電角度に対する 軸電流のピーク値の変化を、モーターの電気角の 1 周期と同じ周期の三角関数曲線で近似したと想定したときの、三角関数曲線の位相角が計算される。この位相角の値に基づいて、ローターの初期磁極位置が推定される。ローターの初期磁極位置は、近似曲線が最大値を有するときの電気角に相当する。

30

【0154】

上記の位相角の具体的な計算方法は次のとおりである。まず、通電角度ごとに 軸電流のピーク値と当該通電角度の余弦値との積を計算し、通電角度ごとに得られた積の値の総和を第 1 の積算値として計算する。さらに、通電角度ごとに 軸電流のピーク値と当該通電角度の積算値との積を計算し、通電角度ごとに得られた積の値の総和を第 2 の積算値として計算する。そして、第 1 の積算値と第 2 の積算値との比の逆正接が上記の位相角に相当する。

40

【0155】

上記のローターの磁極の初期位置の推定方法によれば、ローターが回転しないように通電角度ごとの印加電圧の大きさおよび電圧印加時間を制限した場合であっても、精度良くローターの磁極の初期位置を推定することができる。さらに、通電角度ごとの電圧印加時間を短くすることができるので、初期位置推定に要する時間を短縮することができる。

【0156】

[変形例]

上記では、三相ブラシレス DC モーターを例に挙げて説明したが、2 相以上の電圧で駆動される交流モーターであれば同様の手順でローターの磁極の初期位置を推定することが

50

できる。具体的には、通電角度ごとに複数相の電流のピーク値を変数変換することによって、通電角度と同じ電気角を有する第1の電流成分(上記の軸電流に相当する)と通電角度と90度だけ電気角が異なる第2の電流成分(上記の軸電流成分に相当する)とに分解する。得られた第1の電流成分を用いることによって、上記と同様の手順でローターの磁極の初期位置を推定することができる。

【0157】

また、上記では、モーターの電気角の1周期を30°ごとに等分割し、12個の通電角度の各々で得られた軸電流のピーク値を用いて、ローターの磁極の初期位置の推定を行った。原理的には、ローターに与えるトルクの方が決まれば一応モーターの起動は可能であるので、モーターの電気角の1周期のうち少なくとも異なる2個の通電角度において得られた軸電流のピーク値の情報があれば、モーターを起動させることができる。

10

【0158】

以下、折り返し歪みによる初期磁束位置の推定誤差の観点から、電気角の1周期のうちで通電角度を何度ごとに設定すべきかについて説明する。

【0159】

図16は、図10(a)に示す軸電流のピーク値の波形を、フーリエ級数展開した結果を示す図である。図16の横軸は、フーリエ級数成分の次数、すなわち、360°に含まれる波数を表す。具体的に、周期が360°の第1次成分の波数は1であり、周期が180°の第2次成分の波数は2である。周期が360°/Nである第N次成分の波数はNである。図16の縦軸は各成分の振幅値を表す。

20

【0160】

ブラシレスDCモーターの電気角の1周期をL個に等分割してL回サンプリングした場合(すなわち、通電角度がL通りの場合)、サンプリング定理によって、L/2よりも波数が大きい成分は、L/2よりも波数が小さい成分に折り返されて重なる。したがって、ローターの磁極位置の推定に用いられる第1次成分(すなわち、周期が360°の成分)には、周期が360°/(L-1)である第(L-1)次成分が重なる。したがって、第1次成分の波形が折り返し歪みの影響を受けないように、第1次成分の振幅に対する第(L-1)次の折り返し成分の振幅の割合Rを制限する必要がある。

【0161】

図17は、第1次成分の振幅に対する第(L-1)次成分の振幅の割合と、初期磁極位置の誤差の絶対値との関係を示す図である。

30

【0162】

図17に示すように、第1次成分の振幅に対する第(L-1)次成分の振幅の割合R[%]と、折り返し歪みに起因する推定初期位置の誤差の絶対値 A [度]とは概ね比例関係にある。具体的に、誤差の絶対値 A [度]を用いるこのにより、上記の割合R[%]は、概ね $A \times 5/3$ (すなわち、約 $1.67 \times A$)で表される。したがって、電気角1周期あたりのサンプリング回数Lを決定する手順は次のようになる。

【0163】

(i)まず、通電角度と軸電流のピーク値との関係を予め実験的に求める。この場合、電気角1周期あたりのサンプリング回数はできるだけ大きくする。さらに、実験結果に基づいて、各次数のフーリエ級数成分を計算する。(ii)次に、推定初期位置に含まれる折り返し歪みに基づく誤差の最大許容量 A [度]を決定する。(iii)その次に、上記(i)で求めた各次数のフーリエ級数成分に基づいて、第1次成分の振幅に対する第(L-1)次成分の振幅の割合[%]が、 A の1.67倍以下となるようにLを決定する。

40

【0164】

<実施の形態2>

実施の形態2では、実施の形態1に従うローターの磁極の初期位置の推定値の誤差を低減する方法について説明する。具体的には、通電角度 θ_M [i]をそのまま用いて余弦値および正弦値を計算するという図11に示す方法に代えて、推定初期位置の誤差が低減するように通電角度 θ_M [i]を補正角 θ_f [i]および θ_g [i]に補正する。そして、

50

補正角 $\theta_f [i]$ および $\theta_g [i]$ をそれぞれ用いて余弦値 $\cos(\theta_f [i])$ および正弦値 $\sin(\theta_g [i])$ を計算し、これらの余弦値および正弦値を用いてローターの磁極の推定初期位置が計算される。以下、図面を参照して具体的に説明する。

【0165】

[初期位置推定部の動作]

(1. 機能ブロック図)

図18は、実施の形態2の初期位置推定部の動作を示す機能ブロック図である。図18の機能ブロック図は、図11を変更したものである。具体的に、図18の初期位置推定部57は、通電角度 $\theta_m [i]$ から補正角 $\theta_f [i]$ を計算する補正角演算器82と、通電角度 $\theta_m [i]$ から補正角 $\theta_g [i]$ を計算する補正角演算器83とをさらに含む点で、図11の初期位置推定部57と異なる。

10

【0166】

余弦演算器72は、補正角演算器82によって算出された補正角 $\theta_f [i]$ の余弦値を計算する。乗算器74は、通電角度 $\theta_m [i]$ ごとに、通電角度 $\theta_m [i]$ に対応する軸電流 I のピーク値 $I_p [i]$ と、余弦関数値 $\cos(\theta_f [i])$ とを乗算する。

【0167】

同様に、正弦演算器73は、補正角演算器83によって算出された補正角 $\theta_g [i]$ の正弦値を計算する。乗算器74は、通電角度 $\theta_m [i]$ ごとに、通電角度 $\theta_m [i]$ に対応する軸電流 I のピーク値 $I_p [i]$ と、正弦関数値 $\sin(\theta_g [i])$ とを乗算する。

20

【0168】

図18のその他の点は図11の場合と同様であるので、同一または相当する部分には同一の参照符号を付して説明を繰り返さない。

【0169】

なお、図18では、補正角演算器82と補正角演算器83とを別構成としているが、余弦演算器72と正弦演算器73とで同じ補正角 $\theta_f [i]$ を用いる場合(すなわち、 $\theta_f [i] = \theta_g [i]$ の場合)には、補正角演算器82のみを共通に設けてもよい。

【0170】

(2. 補正角演算器の具体的構成例)

図19は、図18の補正角演算器の具体的構成例を示すブロック図である。図19の例では、 $\theta_f [i] = \theta_g [i]$ として、補正角 $\theta_f [i]$ を計算する補正角演算器82のみが設けられており、補正角演算器83は設けられていない。

30

【0171】

図19を参照して、補正角演算器82は、補正量演算器84と加算器85とを含む。補正量演算器84は、通電角度 $\theta_m [i]$ に加算すべき補正量を演算する。具体的に、補正量は、三角関数を用いて、通電角度 $\theta_m [i]$ の係数 k_f 倍に位相角 ϕ_f を加算した値に、振幅 A_f を有する正弦関数を施した値に等しい。係数 k_f 、位相角 ϕ_f 、および振幅 A_f は、通電角度 $\theta_m [i]$ によらず一定の値が用いられる。補正角 $\theta_f [i]$ は、通電角度 $\theta_m [i]$ と、補正量演算器84によって算出された上記の補正量との和として与えられる。

40

【0172】

上記のように補正量を周期的に変化させる理由は、ローターの磁極の推定初期位置の誤差がモーターの電気角に対して周期的に変化するためである。この誤差を打ち消すように、係数 k_f 、位相角 ϕ_f 、および振幅 A_f が選択される。通常、ローターの磁極の推定初期位置の誤差は、モーターの電気角の1周期と同じ周期で変化するので、係数 k_f は1に設定される場合が多い。位相角 ϕ_f および振幅 A_f は、推定初期位置の誤差が小さくなるように実験的に定めることができる。

【0173】

(3. フローチャート)

図20は、図19の初期位置推定部の動作の一例を示すフローチャートである。図20

50

のフローチャートは、図14のフローチャートを変形したものであり、ステップS117Aにおける積算値S1, S2の計算方法が、図14の場合と異なる。

【0174】

具体的に、ステップS117Aにおいて、初期位置推定部57は、現在の通電角度 θ_M [i]に対応する補正角 θ_f [i]を、推定初期位置の誤差が低減するように予め定められた位相角 θ_f および振幅 A_f を用いて、

$$\theta_f [i] = \theta_M [i] + A_f \cdot \sin(\theta_M [i] + \theta_f) \quad \dots(11)$$

に従って計算する。初期位置推定部57は、軸電流Iのピーク値に補正角 θ_f [i]の余弦関数値を乗算し、乗算結果を積算値S1に加算する。さらに、初期位置推定部57は、軸電流Iのピーク値に補正角 θ_f [i]の正弦関数値を乗算し、乗算結果を積算値S2に加算する。

10

【0175】

図20のその他のステップは図14の場合と同様であるので、同一または相当するステップには同一の参照符号を付して説明を繰り返さない。

【0176】

(4. 第1の変形例)

図21は、図18の機能ブロック図の第1の変形例を示す図である。図21の初期位置推定部57は、補正角演算器82および補正角演算器83に代えて補正テーブル82Aおよび補正テーブル83Aがそれぞれ設けられる点で、図18の初期位置推定部57と異なる。補正テーブル82A, 83Aはメモリに格納される。

20

【0177】

具体的に、補正テーブル82Aは、通電角度 θ_M [i]と補正角 θ_f [i]との対応関係を表すテーブルである。補正テーブル82Aの補正角 θ_f [i]は、図18の補正角演算器82による演算結果を示している。初期位置推定部57は、補正テーブル82Aを参照することにより、通電角度 θ_M [i]に対応する補正角 θ_f [i]を決定する。

【0178】

同様に、補正テーブル83Aは、通電角度 θ_M [i]と補正角 θ_g [i]との対応関係を表すテーブルである。補正テーブル83Aの補正角 θ_g [i]は、図18の補正角演算器83による演算結果を示している。初期位置推定部57は、補正テーブル83Aを参照することにより、通電角度 θ_M [i]に対応する補正角 θ_g [i]を決定する。

30

【0179】

なお、図21では、補正テーブル82Aと補正テーブル83Aとを別構成としているが、余弦演算器72と正弦演算器73とで同じ補正角 θ_f [i]を用いる場合(すなわち、 θ_f [i] = θ_g [i]の場合)には、補正テーブル82Aのみを共通に設けてもよい。

【0180】

図21のその他の点は図18の場合と同様であるので、同一または相当する部分には同一の参照符号を付して説明を繰り返さない。

【0181】

図22は、図21の補正テーブルの一例を示す図である。図22の例では、 θ_f [i] = θ_g [i]として、補正角 θ_f [i]を計算する補正テーブル82Aのみが示されている。

40

【0182】

図22を参照して、補正テーブル82Aは、番号iに対応する通電角度 θ_M [i]と補正角 θ_f [i]とを含む。図22の補正角 θ_f [i]は、前述の式(11)において位相角 θ_f を42.7[度]とし、振幅 A_f を0.182としたものである。

【0183】

(5. 第2の変形例)

図23は、図18の機能ブロック図の第2の変形例を示す図である。図23の初期位置推定部57は、補正角演算器82および余弦演算器72に代えて余弦関数テーブル87が設けられ、補正角演算器83および正弦演算器73に代えて正弦関数テーブル88が設け

50

られる点で、図 18 の初期位置推定部 57 と異なる。余弦関数テーブル 87 および正弦関数テーブル 88 はメモリに格納される。

【0184】

具体的に、余弦関数テーブル 87 は、通電角度 $\theta_M [i]$ と補正角 $\theta_f [i]$ の余弦値との対応関係を表すテーブルである。余弦関数テーブル 87 において補正角 $\theta_f [i]$ の余弦値は、図 18 の補正角演算器 82 による演算結果に余弦関数を適用することにより得られる。初期位置推定部 57 は、余弦関数テーブル 87 を参照することにより、通電角度 $\theta_M [i]$ に対応する補正角 $\theta_f [i]$ の余弦値を決定する。

【0185】

同様に、正弦関数テーブル 88 は、通電角度 $\theta_M [i]$ と補正角 $\theta_g [i]$ の正弦値との対応関係を表すテーブルである。補正テーブル 83A において補正角 $\theta_g [i]$ の正弦値は、図 18 の補正角演算器 83 による演算結果に正弦関数を適用することにより得られる。初期位置推定部 57 は、正弦関数テーブル 88 を参照することにより、通電角度 $\theta_M [i]$ に対応する補正角 $\theta_g [i]$ の正弦値を決定する。

10

【0186】

図 23 のその他の点は図 18 の場合と同様であるので、同一または相当する部分には同一の参照符号を付して説明を繰り返さない。

【0187】

図 24 は、図 23 の余弦関数テーブルおよび正弦関数テーブルの一例を示す図である。図 24 の例では、 $\theta_f [i] = \theta_g [i]$ として、図 22 の補正角 $\theta_f [i]$ に余弦関数および正弦関数をそれぞれ適用した例を示している。また、余弦関数テーブルと正弦関数テーブルとが 1 つにまとめて示されている。図 24 に示すように、余弦関数および正弦関数テーブルは、番号 i に対応する通電角度 $\theta_M [i]$ と、補正角 $\theta_f [i]$ の余弦値と、補正角 $\theta_f [i]$ の正弦値とを含む。

20

【0188】

[実施の形態 2 の効果]

以下、具体例を示すことにより、実施の形態 2 の効果について説明する。

【0189】

図 25 は、磁極位置の推定結果の一例を示す図である。図 25 (a) は推定結果を表形式で示したものであり、図 25 (b) はローターの磁極位置とその推定値の誤差との関係をグラフで示すものである。図 25 (b) では実施の形態 1 の場合の推定初期位置の誤差を実線で示し、実施の形態 2 の場合の推定初期位置の誤差を破線で示す。

30

【0190】

図 25 に示す表およびグラフの数値は次の手順で取得している。まず、ステータ巻線に印加する電圧および通電時間をある程度大きくすることによって、通電角度に応じた位置に予めローターの磁極を引き込む。これにより、ローターの磁極位置を予め所望の位置に調整する。その上で、実施の形態 1 で説明した推定法に従ってローターの磁極位置の推定値としての位相角 θ_1 を求める。さらに、実施の形態 2 で説明した推定法に従ってローターの磁極位置の推定値としての位相角 θ_1 を求める。具体的に、通電角度 $\theta_M [i]$ に対する補正角 $\theta_f [i]$ として図 22 に示すテーブルの値を用いた。以上の手順を複数のローターの磁極位置に対して実施し、実施の形態 1 の方法および実施の形態 2 の方法の各々で、複数の磁極位置に対する推定値 θ_1 とその偏差 (すなわち、 $\theta_1 - \theta_1$) とを算出する。この偏差 (すなわち、 $\theta_1 - \theta_1$) は、推定初期位置の誤差を意味している。

40

【0191】

図 25 (b) に示すように、実施の形態 1 の場合の推定初期位置の誤差は、磁極位置に対して概ね 360° 周期の三角関数に近い態様で変化している。このような推定初期位置の誤差の傾向は、基本的には個々のモーターごとに異なるが、同じ設計に基づいて製造された同じ型番のモーターであれば、ほぼ同じ誤差の傾向を有していることがわかっている。したがって、推定初期位置の誤差は、モーターの構造または特性に起因したものであり、同じモーターであれば再現性を有している。

50

【0192】

一方、実施の形態2の場合の推定初期位置の誤差は、実施の形態1の場合の推定初期位置の誤差よりもかなり小さくなっていることがわかる。したがって、実施の形態1の場合のように通電角度 $\theta_m [i]$ の余弦値および正弦値を用いてローターの磁極の初期位置を推定する方法に代えて、補正角 $\theta_f [i]$ の余弦値および正弦値を用いてローターの磁極の初期位置を推定することによって、ローターの磁極の初期位置の推定値の誤差を小さくすることができることが実証された。

【0193】

<実施の形態3>

図25に示すように、実施の形態2の推定法を用いてローターの磁極の初期位置を推定した場合でも、磁極位置の推定値の誤差はわずかながら残っている。この残存する誤差は、多数回の実験でほぼ再現性があるので、モーターの個々の構造および特性に起因するものと考えられる。

10

【0194】

実施の形態3では、この残存する推定初期位置の誤差をさらに低減するためにキャリブレーションを行う例について説明する。具体的には、図25に示すデータを取得した場合と同様に、ステーター巻線に電流を流すことにより複数のキャリブレーション用の電気角の各々にローターを引き込んだ状態で、ローターの磁極の初期位置を推定する。これによって、複数のキャリブレーション用の電気角とそれぞれ対応する複数の推定初期位置との偏差を予め求める。そして、予め求めた磁極位置の推定値とその偏差との関係（すなわち、真の磁極位置に応じた推定値とその誤差との関係）をキャリブレーションデータとして予め取得する。そして、このキャリブレーションデータを利用することにより、新たに取得したローターの初期磁極位置の推定値を補正する。以下、図26および図27のフローチャートを参照して具体的に説明する。

20

【0195】

なお、以下では、通電角度と対応する電流ピーク値との関係を示す三角関数による近似曲線を、 $A_0 + A_1 \cdot \cos(\theta_m - \theta_1)$ とした場合について説明する。この場合、三角関数曲線は、 $\theta_m = \theta_1$ のとき最大値となるので、位相角 θ_1 をそのまま推定磁極位置とすることができる。既に説明したように、三角関数による近似曲線を他の関数形で与えた場合には、必ずしも $\theta_m = \theta_1$ のとき三角関数曲線は最大値にならない点に注意する必要がある。

30

【0196】

[ローターの磁極の初期位置推定方法]

図26は、実施の形態3のモーター制御方法において、ローターの磁極の初期位置を推定する手順を示すフローチャートである。図26では、実施の形態2の図20と同一または相当するステップには、同一の参照符号を付している。

【0197】

図5および図26を参照して、ステップS90において、図25(a)に示すようなキャリブレーションデータが作成され、キャリブレーションデータは、テーブルの形でメモリに予め格納される。ステップS90のキャリブレーションデータの作成はモーターの製造時、またはモーターの装置への組み込み後、または、当該装置においてモーターを交換した後などに実施すればよく、毎回行う必要はない。キャリブレーションデータの作成手順の詳細は図27を参照して後述する。

40

【0198】

その後、図20のステップS100～S118に示す手順で、初期位置推定部57は、通電角度 θ_m を変化させながら、軸電流のピーク値 I_p を検出し、検出した軸電流のピーク値 I_p を用いて積算値 S_1 , S_2 を計算する。

【0199】

次に図20のステップS120と同様に、初期位置推定部57は、前述の式(9)に従って、積算値 S_1 , S_2 の比の逆正接を計算することにより、磁極位置の推定値として位

50

相角 θ_1 を算出する。

【0200】

次のステップS130において、初期位置推定部57は、磁極位置の推定値 θ_1 に対応する誤差 e を、図18(a)に示すようなキャリブレーションデータを用いた補間により求める。そして、初期位置推定部57は、 $\theta_1 - e$ によって、推定値 θ_1 を補正する。

【0201】

その次のステップS140において、初期位置推定部57は、補正後の推定値 θ_1 をローターの磁極の初期位置に設定する。

【0202】

図27は、キャリブレーションデータの作成手順を示すフローチャートである。

図27を参照して、ステップS200において、軸電圧指令値 V^* がp2に設定され、ローターの引き込みのための通電角度 θ_M ごとのステータ巻線31への電圧印加時間（すなわち、通電時間）が設定され、全通電回数 n_2 が設定される。たとえば、30度ごとにステータ巻線31に電圧を印加して、ローターの引き込みを行う場合には全通電回数 n は12に設定される。通電時間は、出力するPWMパルスの最大個数 m_2 で制御することができる。

【0203】

ここで、ローターの引き込みを行う場合には、軸電圧指令値 V^* の設定値 p2 は、図20の場合の設定値 p よりも小さく設定され、電圧印加時間に相当する設定値 m_2 は、図20の場合の設定値 m よりも大きく設定される。通電角度ごとの全通電時間は、たとえば、数百ミリ秒から数秒のオーダーである。

【0204】

通電回数をカウントするパラメータを k とする。パラメータ k は、初期値 0 に初期化される。また、通電時間を表すパラメータを j とする。パラメータ j は 0 から m_2 までカウントアップされる。

【0205】

ここで、通電回数 k に対応する通電角度 $\theta_M[k]$ とその余弦値および正弦値とは、たとえば、図12に示すようなテーブルの形でメモリに予め格納されている。キャリブレーションデータの作成では、引き込みの際のローターの移動量をできるだけ小さくするために、通電角度 θ_M は漸増または漸減するように変化させる。

【0206】

次のステップS210において、初期位置推定部57は、通電時間を表すパラメータ k を1だけインクリメントする。さらに、初期位置推定部57は、通電時間を表すパラメータ j を初期値 0 に設定する。

【0207】

その次のステップS211において、座標変換部53は、パラメータ k に対応する通電角 $\theta_M[k]$ と、その通電角 $\theta_M[k]$ での余弦値および正弦値とをテーブルから読み出す。座標変換部53は、読み出した余弦値および正弦値と予め設定した軸電圧指令値 V^* とから、U相電圧指令値 V_u^* 、V相電圧指令値 V_v^* 、およびW相電圧指令値 V_w^* を算出する。さらに、PWM変換部54は、上記の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に基づいて、PWM信号であるインバータ駆動信号 U_+ 、 U_- 、 V_+ 、 V_- 、 W_+ 、 W_- を生成する。

【0208】

その次のステップS212において、駆動回路40は、インバータ駆動信号 U_+ 、 U_- 、 V_+ 、 V_- 、 W_+ 、 W_- に基づいて、ブラシレスDCモータ30のステータ巻線31の各相に、パルス幅変調されたU相電圧 U_M 、V相電圧 V_M 、およびW相電圧 W_M の印加を開始する（通電ON）。

【0209】

ステータ巻線31への通電時間は、パラメータ j で制御される。具体的に、PWM

10

20

30

40

50

変換部 54 は、PWMパルスのパルス数を表すパラメータ j をインクリメントしながら（ステップ S213）、パラメータ j が上限値である $m2$ に達するまで、インバーター駆動信号 $U+$ 、 $U-$ 、 $V+$ 、 $V-$ 、 $W+$ 、 $W-$ の出力を続ける。

【0210】

パラメータ j が上限値である $m2$ に達すると（すなわち、ステップ S214 で YES）、次のステップ S215 において、初期位置推定部 57 は、軸電圧指令値 V^* を 0 にすることによって、駆動回路 40 から出力される U 相電圧 U_M 、V 相電圧 V_M 、および W 相電圧 W_M を 0 にする（通電 OFF）。上記により、ローターの磁極位置 θ_M は、通電角度 θ_M に等しくなる。

【0211】

その次のステップ S216 において、初期位置推定部 57 は、図 20 のステップ S100 ~ S120 と同様の手順でローターの磁極位置の推定値としての位相角 θ_1 を得る。

【0212】

その次のステップ S217 において、初期位置推定部 57 は、真の磁極位置 θ に対する推定磁極位置 θ_1 の誤差 $e[k]$ を算出する。磁極位置 θ は通電角度 $\theta_M[k]$ に等しいので、 $\theta_1 - \theta_M[k]$ により、誤差 $e[k]$ を算出することができる。

【0213】

以上で、現在のパラメータ k に対応するローターの磁極位置（通電角度 $\theta_M[k]$ に等しい）での、誤差 $e[k]$ の計算が完了する。パラメータ k が通電回数 $n2$ に達していない場合には（ステップ S218 で NO）、ステップ S210 に戻り、上記のステップ S210 ~ S217 の処理が繰り返される。

【0214】

パラメータ k が通電回数 n に達した場合、すなわち、全ての通電角度 $\theta_M[k]$ について、推定値の誤差 $e[k]$ の計算が完了すると（ステップ S218 で YES）、初期位置推定部 57 は、ローターの磁極位置の推定値 θ_1 とその誤差 e との関係を示すキャリブレーションデータをメモリに保存する。以上により、キャリブレーションデータの作成処理が完了する。

【0215】

[実施の形態 3 の効果]

実施の形態 3 のモーター制御装置によれば、モーターごとに磁極位置の推定値の誤差（すなわち、真の磁極位置 θ と推定磁極位置 θ_1 との偏差）を予め検出しておく。そして、実施の形態 2 に示した手順に従って推定した磁極の初期位置を、予め取得した初期磁極位置の推定値の誤差を用いて補正することにより、さらに推定精度を高めることができる。

【0216】

[変形例]

上記では、テーブルの形でキャリブレーションデータを作成し、補間によって取得した磁束位置の推定値 θ_1 に対応する誤差 e を特定した。これに対して、既知の磁極位置 θ に対応する磁極位置の推定値 θ_1 とその誤差 e との関係を示す多項式近似式、もしくは既知の磁極位置 θ に対応する磁極位置の推定値 θ_1 とそれを補正した値との関係を示す多項式近似式を予め導出する。そして、導出した多項式近似式を用いて、未知の磁極位置 θ に対して取得した磁極位置の推定値 θ_1 について、対応する誤差 e 。または補正後の推定値 θ_1 を決定するようにしてもよい。

【0217】

<実施の形態 4 >

実施の形態 4 では、実施の形態 1 ~ 3 で説明したモーター制御装置を、画像形成装置の給紙ローラー、タイミングローラー、および搬送ローラー等を駆動するモーターの制御に用いた例について説明する。以下、図面を参照して説明する。

【0218】

[画像形成装置の構成例]

図 28 は、画像形成装置の構成の一例を示す断面図である。図 28 の断面図は模式的な

10

20

30

40

50

ものであって、図解を容易にするために一部を拡大して示したり、縦横比を変更したりしている点に注意されたい。

【0219】

図28を参照して、画像形成装置180は、タンデムカラープリンターとして構成される作像部181と、給紙機構182と、原稿読み取り装置160とを備える。画像形成装置180は、ネットワークに接続されてプリンター、スキャナー、コピー機、ファクシミリなどの機能を兼ね備えた多機能周辺装置(MFP: Multifunction Peripheral)として構成されていてもよい。

【0220】

作像部181は、4個の感光体カートリッジ191, 192, 193, 194と、1次転写ローラー131と、転写ベルト132と、トナーボトル123と、2次転写ローラー133と、定着装置105とを備える。

【0221】

感光体カートリッジ191, 192, 193, 194は、それぞれ、イエロー(Y)、マゼンタ(M)、シアン(C)およびブラック(K)の4色のトナー像を形成する。感光体カートリッジ191, 192, 193, 194の各々は、円筒の感光体110と、帯電器111と、光源を含む画像露光装置112と、現像ローラー121を含む現像装置102とを備える。

【0222】

帯電器111は、感光体110の表面を一様に所定電位に帯電する。画像露光装置112は、感光体110の帯電域に、原稿画像に応じた画像を露光する。これによって、感光体110上に静電潜像が形成される。現像装置102は、現像バイアスが印加された現像ローラー121を利用して静電潜像にトナーを付着させることにより、可視トナー像を形成する。

【0223】

なお、感光体カートリッジ191, 192, 193, 194にそれぞれ対応して、4個のトナーボトル123が設けられる。トナーボトル123から対応の感光体カートリッジにトナーが供給される。トナーボトル123の内部には、トナーを攪拌するための攪拌羽124が設けられる。

【0224】

4個の感光体110にそれぞれ対向して4個の1次転写ローラー131が設けられている。各感光体110と対応する1次転写ローラー131とで転写ベルト132を圧接する。さらに、1次転写ローラー131にはトナーを引き寄せるバイアスが印加されている。これによって、現像後の感光体110表面の可視トナー像は転写ベルト132に転写される。

【0225】

転写ベルト132の上に転写された可視トナー像は、2次転写ローラー133の位置まで搬送される。2次転写ローラー133にも1次転写ローラーと同様に転写電圧が印加されている。これによって、転写ベルト132によって搬送された可視トナー像は、2次転写ローラー133と転写ベルト132とのニップ部で、記録媒体183である用紙に転写される。

【0226】

記録媒体183に転写された可視トナー像は、定着装置105まで搬送される。定着装置105は、定着ローラー150を有し、定着ローラー150によって記録媒体183を加熱および加圧することによって記録媒体183上に可視トナー像を定着させる。定着後の記録媒体183は、排紙ローラー151によって排紙トレイ152に排出される。

【0227】

給紙機構182は、記録媒体183としての用紙を給紙カセット140, 142から取り込んで2次転写ローラー133まで搬送する。給紙機構182は、給紙カセット140, 142と、給紙ローラー141, 143と、搬送ローラー144と、タイミングローラ

10

20

30

40

50

ー 1 4 5 とを含む。

【 0 2 2 8 】

1 段目の給紙カセット 1 4 0 に収容された記録媒体 1 8 3 は、給紙ローラー 1 4 1 によって 1 枚ずつ取り出され、タイミングローラー 1 4 5 まで搬送される。2 段目の給紙カセット 1 4 2 に収容された記録媒体 1 8 3 は、給紙ローラー 1 4 3 によって 1 枚ずつ取り出され、搬送ローラー 1 4 4 を介してタイミングローラー 1 4 5 まで搬送される。

【 0 2 2 9 】

タイミングローラー 1 4 5 は、供給された記録媒体 1 8 3 を一旦停止させる。これによって、転写ベルト 1 3 2 上に転写された可視トナー像が 2 次転写ローラー 1 3 3 まで搬送されるタイミングと、記録媒体 1 8 3 が 2 次転写ローラー 1 3 3 に供給するタイミングとを調整する。

10

【 0 2 3 0 】

原稿読み取り装置 1 6 0 は、原稿用紙 1 6 1 上の原稿画像を読み取ることによって、画像データを生成する。図 1 8 に示す例では、原稿読み取り装置 1 6 0 は、作像部 1 8 1 の上部に設けられる。原稿読み取り装置 1 6 0 は、原稿台 1 6 2 と、給紙ローラー 1 7 0 と、原稿搬送ローラー 1 6 3 , 1 7 1 と、原稿排出口ローラー 1 7 2 と、排紙トレイ 1 7 3 と、光源 1 6 4 と、ミラー 1 6 5 と、レンズ 1 6 6 と、CCD (Charged-Coupled Devices) などのイメージセンサー 1 6 7 とを備える。

【 0 2 3 1 】

原稿台 1 6 2 に載置された原稿用紙 1 6 1 は、給紙ローラー 1 7 0 によって 1 枚ずつ取り込まれる。原稿用紙 1 6 1 は、原稿搬送ローラー 1 6 3 , 1 7 1 によって搬送されることにより、原稿読み取り位置に到達する。

20

【 0 2 3 2 】

原稿読み取り位置において、原稿用紙 1 6 1 上の原稿画像に、光源 1 6 4 からの光が照射される。原稿用紙 1 6 1 の表面で反射された光は、ミラー 1 6 5 で反射された後にレンズ 1 6 6 で集光されてイメージセンサー 1 6 7 に入射される。この結果、原稿用紙 1 6 1 の上の原稿画像がイメージセンサー 1 6 7 のセンサー面上に結像し、イメージセンサー 1 6 7 によって原稿画像の画像データが生成される。

【 0 2 3 3 】

原稿読み取り位置を通過した原稿用紙 1 6 1 は、原稿排出口ローラー 1 7 2 によって排紙トレイ 1 7 3 に排出される。

30

【 0 2 3 4 】

[ローラーの駆動源へのブラシレス DC モーターの適用]

上記の構成の画像形成装置 1 8 0 において、各種のローラーの駆動には、従来はステッピングモーターが多く使われていたが、現在ではブラシレス DC モーターが多く使われるようになっている。ステッピングモーターはブラシレス DC モーターに比べて騒音が大きく、消費電力が大きいために効率が悪いという問題があるからである。

【 0 2 3 5 】

ただし、通常のブラシレス DC モーターでは、クローズドループ制御を行うために、ローターの回転位置を検出するためのホール素子またはエンコーダーが設けられている。このようなセンサーを設けるためのコストが余分にかかるので、オープンループ制御が可能なステッピングモーターよりも高コストになるという新たな問題が生じる。この問題を解消するために、センサレス方式のブラシレス DC モーターを用いることが強く望まれている。

40

【 0 2 3 6 】

ここで、センサレス型のブラシレス DC モーターでは、停止状態のモーターを起動する際にローターの磁極の初期位置を推定する必要がある。この初期位置推定の方法として、一般には、所定の通電角度でステーターに通電を行い、通電角度に応じた位置にローターの磁極を引き込んでからモーターの回転を開始させることが行われる。

【 0 2 3 7 】

50

しかしながら、画像形成装置 180 の場合で、特に、給紙ローラー 141, 143, 170 およびタイミングローラー 145 を駆動するモーターでは、上述のようなローター引き込みの方法を用いることができない。給紙ローラー 141, 143, 170 の場合には、用紙がローラーニップに挟まれた状態になっており、タイミングローラー 145 の場合には、用紙の先端がローラーニップの入口に突き当てられた状態になっている。このため、ローター引き込みによってローラーが回転するため記録媒体 183 である用紙も一緒に動いてしまうからである。この結果、給紙ローラー 141, 143, 170 の場合にはジャムの原因になり、タイミングローラー 145 の場合には正確なタイミング制御が困難になる。

【0238】

以上の理由から、既に説明したように、ローターが回転しない程度の電圧をステーター巻線に印加するインダクティブセンス方式によって、ローターの磁極の初期位置推定が行われる。この初期位置推定では、精度良くかつ短時間で初期位置推定を行うために、実施の形態 2, 2 で説明したモーター制御装置および方法を適用することができる。

【0239】

[ローラーの制御方法の詳細]

図 29 は、図 28 の画像形成装置において、各種ローラーの駆動制御に用いられるモーターとその制御装置の構成を示すブロック図である。

【0240】

図 29 の画像形成装置 180 には、給紙ローラー 141, 143, 170 およびタイミングローラー 145 のいずれかを駆動するためのブラシレス DC モーター 30A と、搬送ローラーを駆動するためのブラシレス DC モーター 30B, 30C とが代表的に示されている。さらに、ブラシレス DC モーター 30A, 30B, 30C にそれぞれ対応して駆動回路 40A, 40B, 40C と、センサレスベクトル制御回路 50A, 50B, 50C とが設けられる。さらに、画像形成装置 180 は、センサレスベクトル制御回路 50A, 50B, 50C を制御するための上位制御回路 60 を含む。

【0241】

ここで、給紙ローラー 141, 143, 170 およびタイミングローラー 145 のいずれかを駆動するためのブラシレス DC モーター 30A を制御するためのセンサレスベクトル制御回路 50A は、実施の形態 3 で説明したように、キャリブレーションデータを用いてローターの磁極の初期位置の推定値としての位相角 θ_1 の補正を行うのが望ましい。これによって、さらに精度良くローターの磁極の初期位置を推定することができる。

【0242】

搬送ローラーを駆動するためのブラシレス DC モーター 30B, 30C については、キャリブレーションデータの作成およびそれに基づく推定磁極位置としての位相角 θ_1 の補正を行わなくてもよい。ただし、ローラーおよびモーターの構成によっては、誤差抑制のため一部の搬送ローラーに関しては、キャリブレーションを実行したほうが望ましい場合がある。

【0243】

具体的に、搬送ローラーの直径 D 、モーターから搬送ローラーまでの減速比 G 、モーターの極対数 P に着目し、これらの値の少なくとも 1 つと基準値との比較に基づいてキャリブレーションを実行するか否かを判定するようにしてもよい。搬送ローラーの直径 D が大きくなるほど誤差が大きくなるので、キャリブレーションを実行したほうが望ましい。モーターから搬送ローラーまでの減速比 G が小さくなるほど誤差が大きくなるので、キャリブレーションを実行したほうが望ましい。モーターの極対数 P が小さくなるほど誤差が大きくなるので、キャリブレーションを実行したほうが望ましい。

【0244】

もしくは、上記のパラメーター D , P , G に基づいて、判定値 $D / (G \cdot P)$ を計算し、この判定値が基準値以上となる場合（すなわち、図 29 のブラシレス DC モーター 30B の場合）に、キャリブレーションを実行するようにしてもよい。逆に、この判定値が基

10

20

30

40

50

準値未満となる場合（すなわち、図29のブラシレスDCモーター30Bの場合）に、センサレスベクトル制御回路50Cは、キャリブレーションを実行しない。

【0245】

図30は、キャリブレーションデータを作成するタイミングを説明するためフローチャートである。

【0246】

図30を参照して、製品（画像形成装置）の製造開始（S300）の後、製品の製造終了（S302）までの間で、キャリブレーションデータを作成する（S301）のが望ましい。さらに、ユーザー先への製品の設置を開始した（S303）後、設置を終了する（S305）までの間でキャリブレーションデータを作成する（S304）のが望ましい。さらに、ユーザーによる製品の使用開始（S306）の後でモーターを交換した（S307）後、キャリブレーションデータを作成する（S308）のが望ましい。

10

【0247】

図31は、画像形成装置の電源をオンした後で、キャリブレーションデータの作成を実行するタイミングを説明するためのフローチャートである。

【0248】

図31を参照して、画像形成装置の電源をオンした（S400）後、センサレスベクトル制御回路50は、用紙搬送を行うためにブラシレスDCモーターの起動を行うまでの間にキャリブレーションデータを作成する（S401）。

【0249】

その後、センサレスベクトル制御回路50は、上位制御回路60から印刷指令を受信し（S402）、用紙搬送のためにブラシレスDCモーターを起動する（S403）。印刷が終了する（S404）と、上位制御回路60は、定められた待ち時間の経過後に、待機電源以外をオフにしてスタンバイモードに移行する（S406）。センサレスベクトル制御回路50は、スタンバイモードに移行する直前に、キャリブレーションデータを作成する（S405）。これによって、上位制御回路60から印刷指令を受けて、スタンバイモードを解除したときに、キャリブレーションデータを作成する必要がなく、直ちにブラシレスDCモーターを起動できるというメリットがある。

20

【0250】

今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものでないと考えられるべきである。この発明の範囲は上記した説明ではなくて請求の範囲によって示され、請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

30

【符号の説明】

【0251】

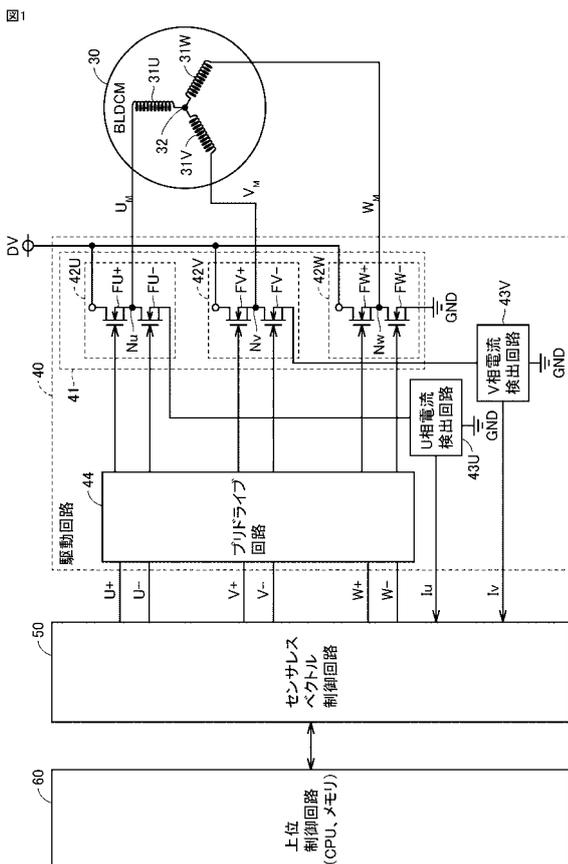
0 初期値、30 ブラシレスDCモーター、31 ステーター巻線、35 ローター、40 駆動回路、41 インバーター回路、42U, 42V, 42W アーム回路、43U, 43V 電流検出回路、50 センサレスベクトル制御回路、51 回転速度制御部、52 電流制御部、53, 55 座標変換部、54 PWM変換部、56 磁極位置推定部、57 初期位置推定部、60 上位制御回路、72 余弦演算器、73 正弦演算器、74, 75 乗算器、76, 77 積算器、78 初期位置演算器、82, 83 補正角演算器、82A, 83A 補正テーブル、84 補正量演算器、85 加算器、87 余弦関数テーブル、88 正弦関数テーブル、102 現像装置、105 定着装置、110 感光体、111 帯電器、112 画像露光装置、121 現像ローラー、123 トナーボトル、124 攪拌羽、131 1次転写ローラー、132 転写ベルト、133 2次転写ローラー、140, 142 給紙カセット、141, 143, 170 給紙ローラー、144 搬送ローラー、145 タイミングローラー、150 定着ローラー、151 排紙ローラー、152, 173 排紙トレイ、160 原稿読み取り装置、161 原稿用紙、162 原稿台、163, 171 原稿搬送ローラー、164 光源、165 ミラー、166 レンズ、167 イメージセンサー、172 原稿排出口ローラー、180 画像形成装置、181 作像部、182 給紙機構、183 記録

40

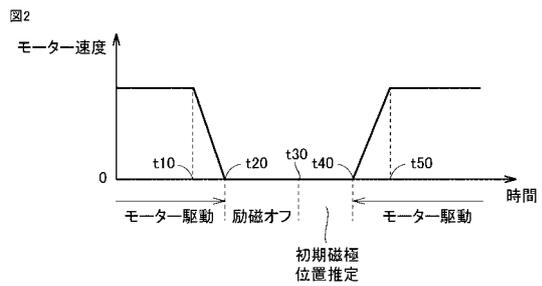
50

媒体、191, 192, 193, 194 感光体カートリッジ。

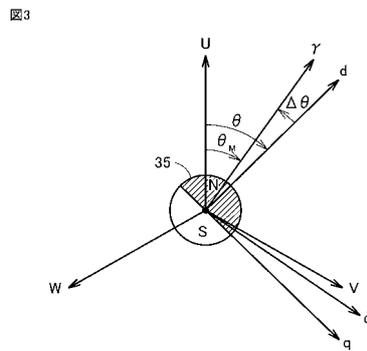
【図1】



【図2】

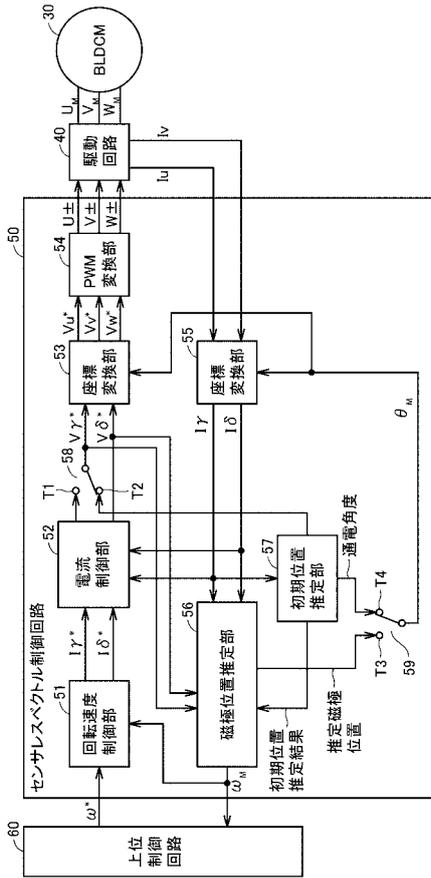


【図3】



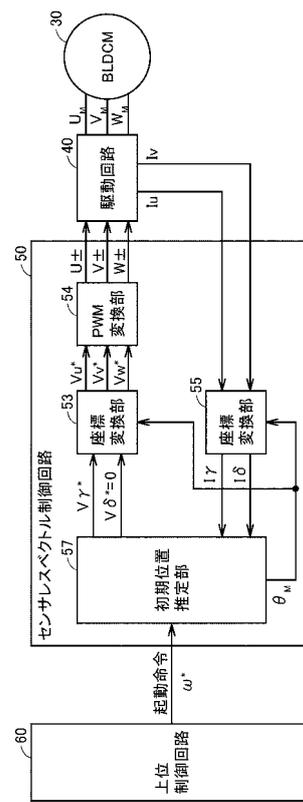
【図4】

図4



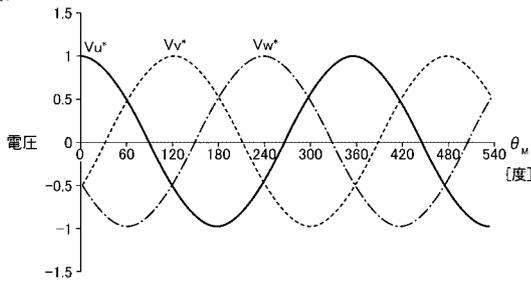
【図5】

図5



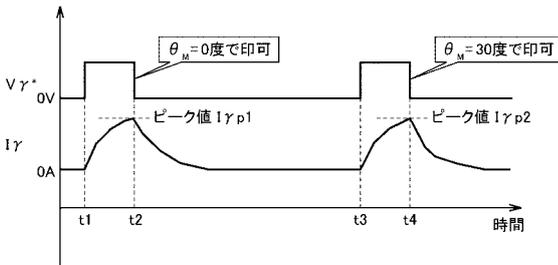
【図6】

図6



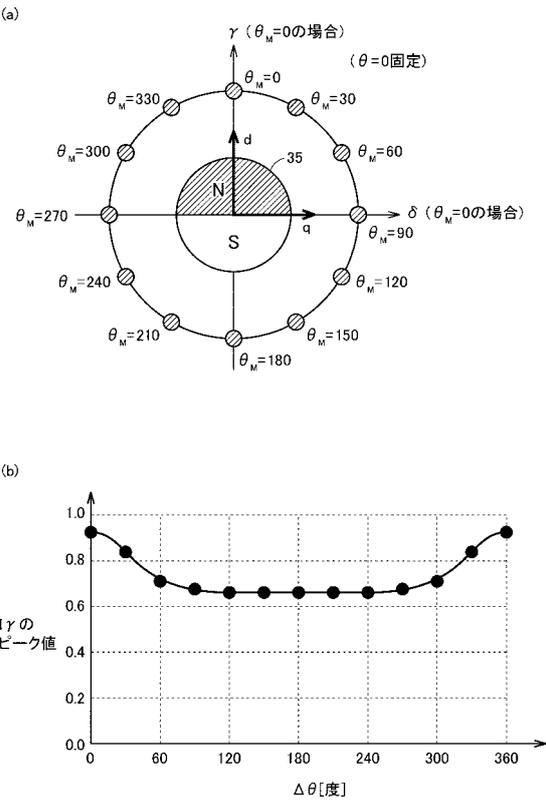
【図7】

図7



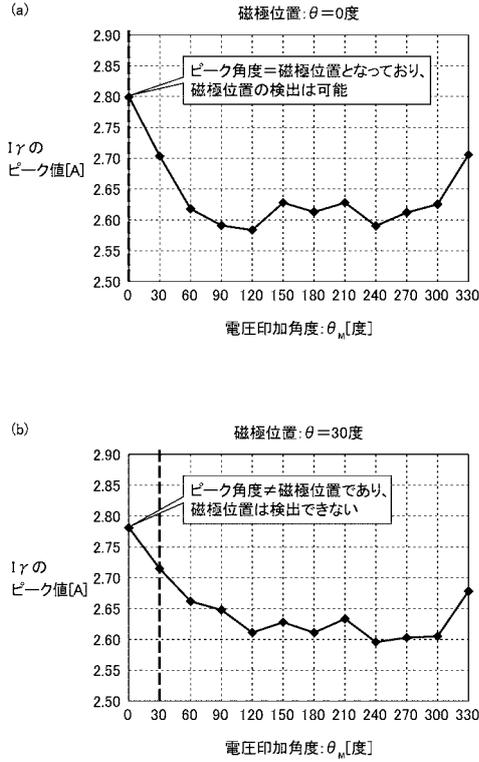
【図8】

図8



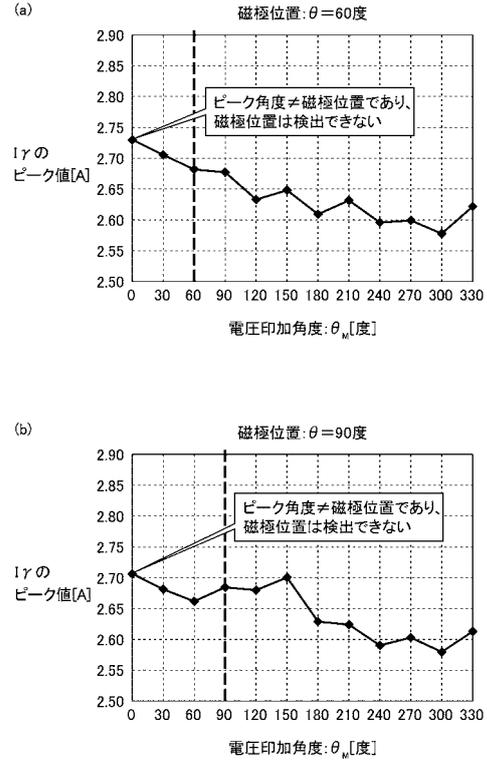
【 図 9 】

図9



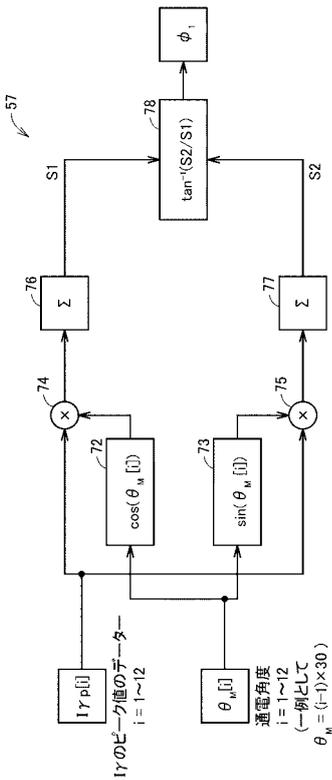
【 図 1 0 】

図10



【 図 1 1 】

図11



【 図 1 2 】

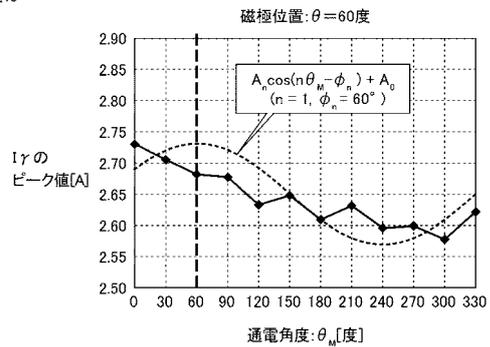
図12

cos, sinテーブル

i	$\theta_m [i]$	$\cos(\theta_m [i])$	$\sin(\theta_m [i])$
1	0	1.0000	0.0000
2	30	0.8660	0.5000
3	60	0.5000	0.8660
4	90	0.0000	1.0000
5	120	-0.5000	0.8660
6	150	-0.8660	0.5000
7	180	-1.0000	0.0000
8	210	-0.8660	-0.5000
9	240	-0.5000	-0.8660
10	270	0.0000	-1.0000
11	300	0.5000	-0.8660
12	330	0.8660	-0.5000

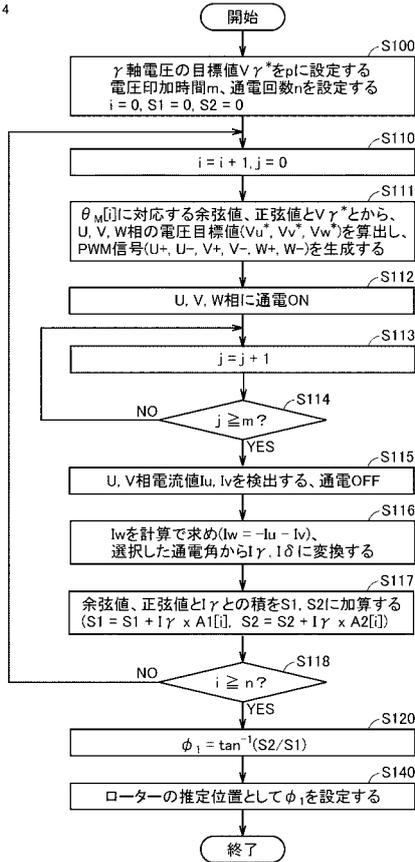
【 図 1 3 】

図13



【 図 1 4 】

図14



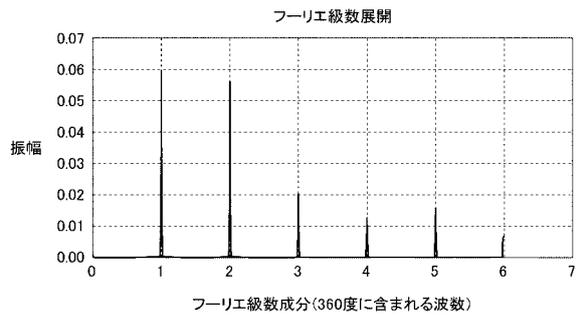
【 図 1 5 】

図15

i	$\theta_m[i]$	A1[i]	A2[i]
1	0	1.0000	0.0000
2	180	-1.0000	0.0000
3	30	0.8660	0.5000
4	210	-0.8660	-0.5000
5	60	0.5000	0.8660
6	240	-0.5000	-0.8660
7	90	0.0000	1.0000
8	270	0.0000	-1.0000
9	120	-0.5000	0.8660
10	300	0.5000	-0.8660
11	150	-0.8660	0.5000
12	330	0.8660	-0.5000

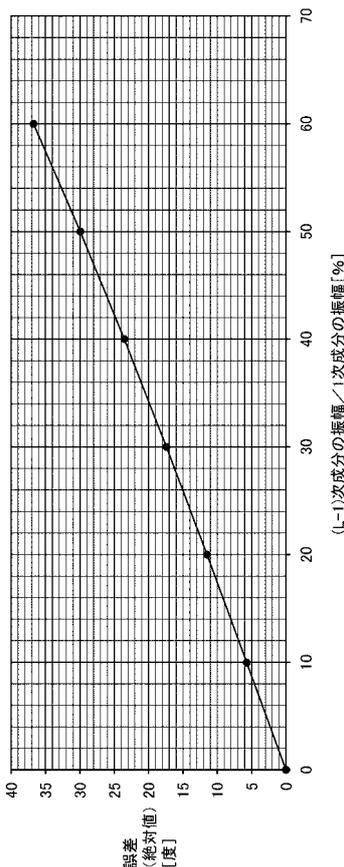
【 図 1 6 】

図16



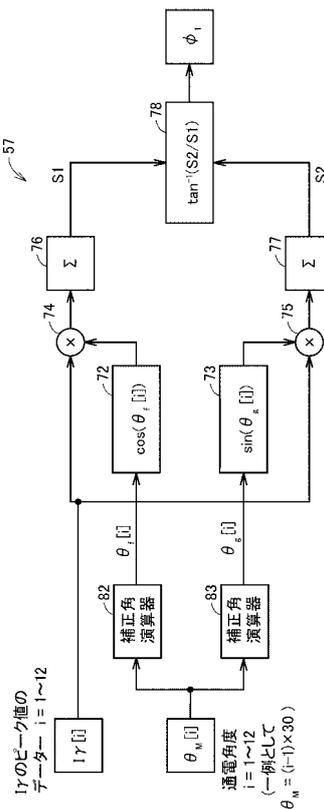
【 図 1 7 】

図17



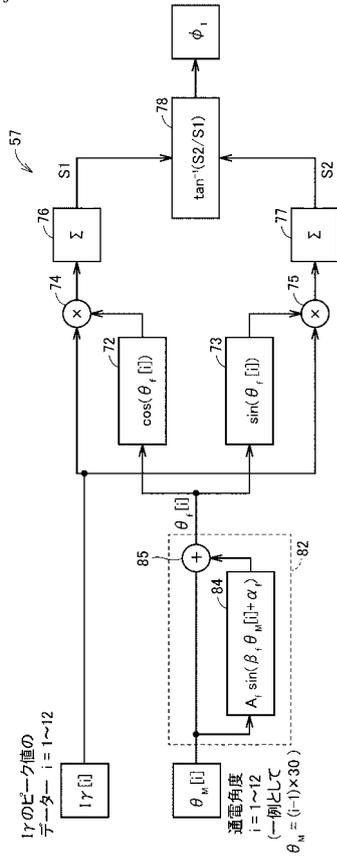
【 図 1 8 】

図18



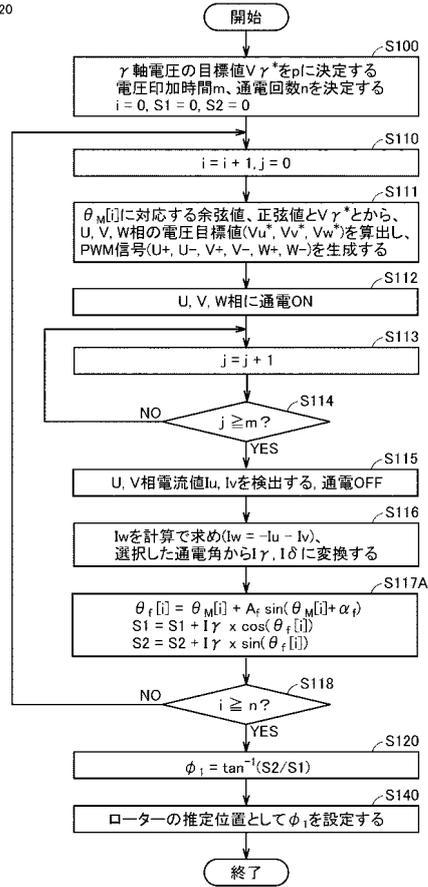
【図 19】

図19



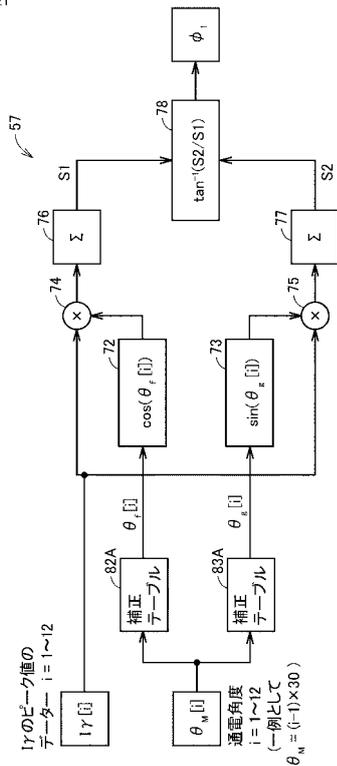
【図 20】

図20



【図 21】

図21



【図 22】

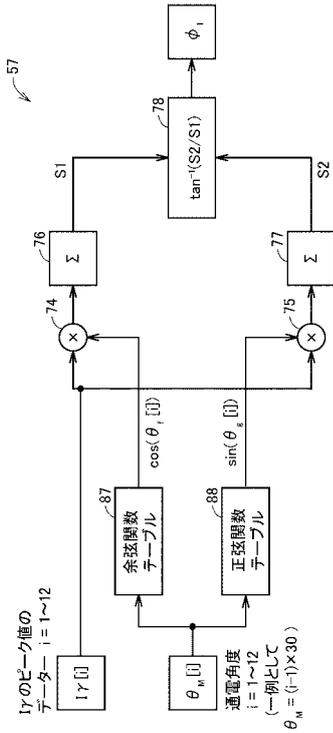
図22

補正テーブル

i	$\theta_M[i]$	$\theta_r[i] = \theta_M[i]$
1	0	0.1231
2	30	30.1733
3	60	60.1771
4	90	90.1334
5	120	120.0539
6	150	149.9601
7	180	179.8769
8	210	209.8267
9	240	239.8229
10	270	269.8666
11	300	299.9461
12	330	330.0399

【 図 2 3 】

図23



【 図 2 4 】

図24

cos, sinテーブル

i	$\theta_M[i]$	$\cos(\theta_M[i])$	$\sin(\theta_M[i])$
1	0	1.00000	0.00215
2	30	0.86451	0.50262
3	60	0.49732	0.86757
4	90	-0.00233	1.00000
5	120	-0.50082	0.86555
6	150	-0.86568	0.50060
7	180	-1.00000	0.00215
8	210	-0.86753	-0.49738
9	240	-0.50267	-0.86448
10	270	-0.00233	-1.00000
11	300	0.49918	-0.86650
12	330	0.86637	-0.49940

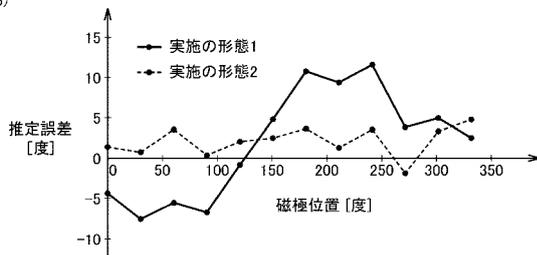
【 図 2 5 】

図25

(a)

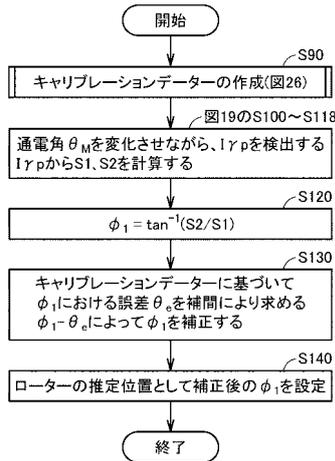
磁極位置: θ [度]	実施の形態1		実施の形態2	
	推定値 ϕ_1 [度]	誤差 [度]	推定値 ϕ_1 [度]	誤差 [度]
0	-4.35	-4.35	1.33	1.33
30	22.50	-7.50	30.60	0.60
60	54.37	-5.63	63.51	3.51
90	83.28	-6.72	90.20	0.20
120	119.18	-0.82	121.93	1.93
150	154.95	4.95	152.34	2.34
180	190.77	10.77	183.61	3.61
210	219.37	9.37	211.20	1.20
240	251.67	11.67	243.42	3.42
270	273.70	3.70	268.05	-1.95
300	304.99	4.99	303.17	3.17
330	332.56	2.56	334.78	4.78

(b)



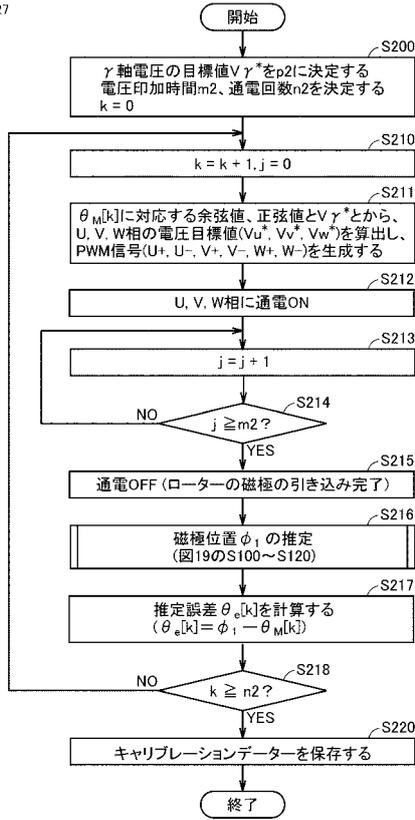
【 図 2 6 】

図26



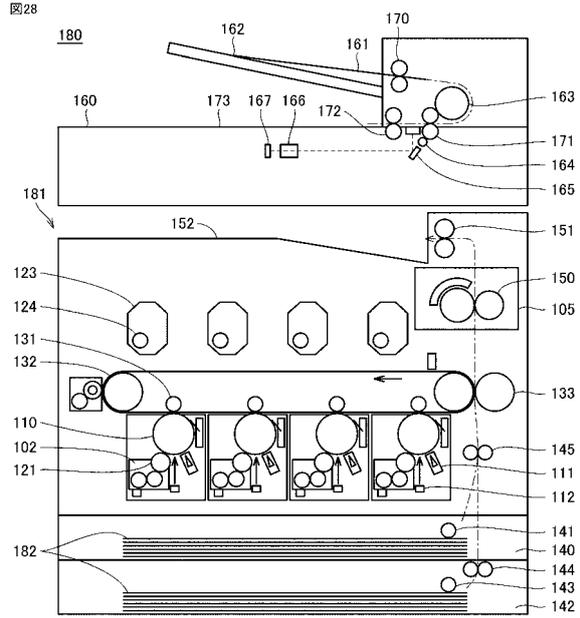
【図27】

図27



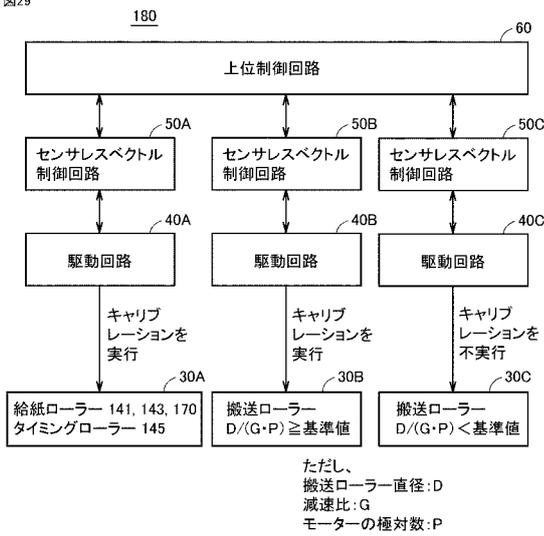
【図28】

図28



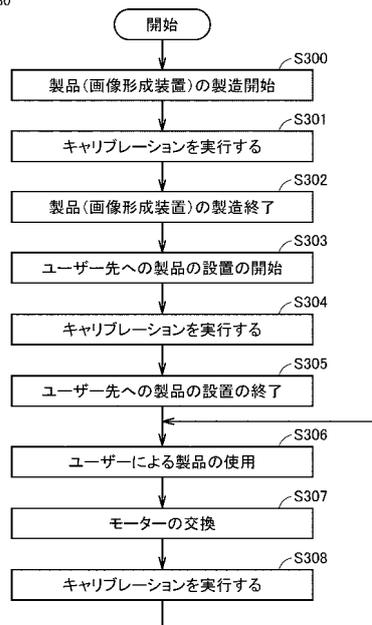
【図29】

図29



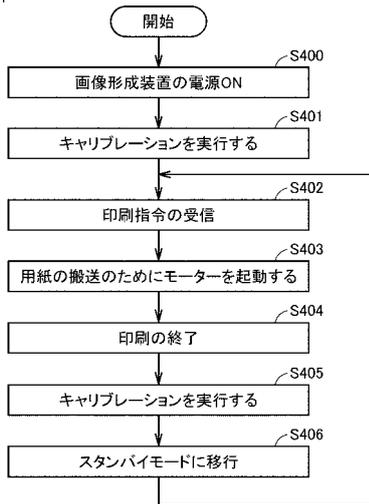
【図30】

図30



【 図 3 1 】

図31



フロントページの続き

(72)発明者 吉田 一充

東京都千代田区丸の内二丁目7番2号 コニカミノルタ株式会社内

(72)発明者 鈴木 大地

東京都千代田区丸の内二丁目7番2号 コニカミノルタ株式会社内

(72)発明者 藤森 春充

東京都千代田区丸の内二丁目7番2号 コニカミノルタ株式会社内

Fターム(参考) 5H560 AA10 BB04 DA13 DB13 DC12 EB01 SS01 TT11 UA05 XA12
XA13 XB04