

(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2016-201924
(P2016-201924A)

(43) 公開日 平成28年12月1日(2016.12.1)

(51) Int.Cl. F I テーマコード(参考)
HO2P 6/18 (2016.01) HO2P 6/02 371S 5H560

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2015-81011 (P2015-81011)	(71) 出願人	515099171 ニデック シンガポール プーティーイー リミテッド シンガポール共和国 508771 ロヤ ンウェイ 36
(22) 出願日	平成27年4月10日 (2015.4.10)	(71) 出願人	000232302 日本電産株式会社 京都府京都市南区久世殿城町338番地
		(74) 代理人	100110847 弁理士 松阪 正弘
		(74) 代理人	100136526 弁理士 田中 勉
		(74) 代理人	100136755 弁理士 井田 正道

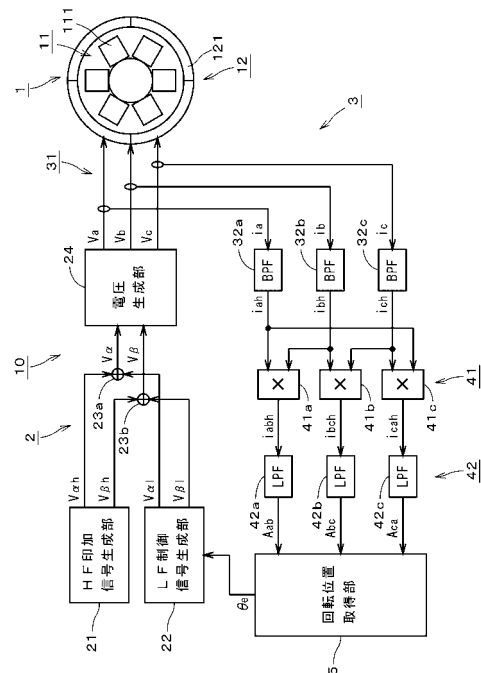
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータの回転位置推定方法およびモータの制御装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 回転部の回転位置を精度よく取得する。
 【解決手段】 モータ1の回転位置推定方法は、a) 突極性を有するモータの駆動電圧に、駆動電圧の周波数よりも高い周波数の測定用電圧を重畳した三相の電圧を、モータの静止部11に供給する工程と、b) a)工程と並行して、静止部に流れる三相電流 i_a, i_b, i_c 所定の周波数の成分を、第1抽出電流、第2抽出電流および第3抽出電流として抽出する工程と、c) 第1抽出電流と第2抽出電流とを乗算した第1合成信号、第2抽出電流と第3抽出電流とを乗算した第2合成信号、および、第3抽出電流と第1抽出電流とを乗算した第3合成信号を取得する工程と、d) 駆動電圧の周波数を含む低周波成分を通すローパスフィルタ処理により、第1ないし第3合成信号から、第1ないし第3フィルタ信号をそれぞれ取得する工程と、e) 第1ないし第3フィルタ信号に基づいて、回転部12の回転位置を取得する工程とを備える。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

a) 突極性を有するモータの回転部を回転するための駆動電圧に、前記駆動電圧の周波数よりも高い所定の周波数の測定用電圧を重畳した三相の電圧を、前記モータの静止部に供給する工程と、

b) 前記 a) 工程と並行して、前記静止部に流れる三相電流における前記所定の周波数の成分を、第 1 抽出電流、第 2 抽出電流および第 3 抽出電流として抽出する工程と、

c) 前記第 1 抽出電流と前記第 2 抽出電流とを乗算した第 1 合成信号、前記第 2 抽出電流と前記第 3 抽出電流とを乗算した第 2 合成信号、および、前記第 3 抽出電流と前記第 1 抽出電流とを乗算した第 3 合成信号を取得する工程と、

d) 前記駆動電圧の周波数を含む低周波成分を通すローパスフィルタ処理により、前記第 1 合成信号、前記第 2 合成信号および前記第 3 合成信号から、第 1 フィルタ信号、第 2 フィルタ信号および第 3 フィルタ信号をそれぞれ取得する工程と、

e) 前記第 1 フィルタ信号、前記第 2 フィルタ信号および前記第 3 フィルタ信号に基づいて、前記回転部の回転位置を取得する工程と、
を備える、モータの回転位置推定方法。

【請求項 2】

前記 e) 工程が、

e 1) 前記第 1 ないし第 3 フィルタ信号から、前記第 1 抽出電流の振幅を示す第 1 振幅信号、前記第 2 抽出電流の振幅を示す第 2 振幅信号、および、前記第 3 抽出電流の振幅を示す第 3 振幅信号を取得する工程と、

e 2) 前記第 1 ないし第 3 振幅信号に基づいて前記回転部の回転位置を取得する工程と、
を含む、請求項 1 に記載のモータの回転位置推定方法。

【請求項 3】

前記 e 1) 工程において、前記第 1 ないし第 3 フィルタ信号を $A_{ab}(\theta_e)$ 、 $A_{bc}(\theta_e)$ 、 $A_{ca}(\theta_e)$ (ただし、 θ_e は前記回転部の回転位置を示す。) として、前記第 1 ないし第 3 振幅信号 Z_a 、 Z_b 、 Z_c が、

【数 7】

$$\begin{cases} Z_a \\ Z_b \\ Z_c \end{cases} = \begin{cases} 2\sqrt{\frac{A_{ca}(\theta_e)A_{ab}(\theta_e)}{A_{bc}(\theta_e)}} \\ 2\sqrt{\frac{A_{ab}(\theta_e)A_{bc}(\theta_e)}{A_{ca}(\theta_e)}} \\ 2\sqrt{\frac{A_{bc}(\theta_e)A_{ca}(\theta_e)}{A_{ab}(\theta_e)}} \end{cases}$$

により取得される、請求項 2 に記載のモータの回転位置推定方法。

【請求項 4】

突極性を有するモータの回転部を回転するための駆動電圧に、前記駆動電圧の周波数よりも高い所定の周波数の測定用電圧を重畳した三相の電圧を、前記モータの静止部に供給する電圧供給部と、

前記静止部に流れる三相電流における前記所定の周波数の成分を、第 1 抽出電流、第 2 抽出電流および第 3 抽出電流として抽出する電流抽出部と、

前記第 1 抽出電流と前記第 2 抽出電流とを乗算した第 1 合成信号、前記第 2 抽出電流と前記第 3 抽出電流とを乗算した第 2 合成信号、および、前記第 3 抽出電流と前記第 1 抽出電流とを乗算した第 3 合成信号を取得する合成信号取得部と、

前記駆動電圧の周波数を含む低周波成分を通すローパスフィルタ処理により、前記第 1

合成信号、前記第2合成信号および前記第3合成信号から、第1フィルタ信号、第2フィルタ信号および第3フィルタ信号をそれぞれ取得するローパスフィルタ処理部と、

前記第1フィルタ信号、前記第2フィルタ信号および前記第3フィルタ信号に基づいて、前記回転部の回転位置を取得する回転位置取得部と、
を備え、

前記電圧供給部が、前記回転部の回転位置に基づいて前記駆動電圧の位相を制御する、モータの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータの回転位置推定方法およびモータの制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来より、モータのワイヤ数およびサイズ、並びに、モータの製造コストを低減するために、回転位置検出用のセンサを省略したセンサレスベクトル制御が行われている。センサレスベクトル制御技術の一つとして、高周波電圧印加法が知られている。高周波電圧印加法では、モータの駆動電圧の周波数よりも高い周波数の電圧をモータに付与し、その応答電流からモータの回転位置（位相）が推定される。

【0003】

例えば、Shinnaka, S.による"A new speed-varying ellipse voltage injection method for sensorless drive of permanent-magnet synchronous motors with pole saliency - New PLL method using high-frequency current component multiplied signal" (IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(3), p.777-788) の手法では、

回転座標系において高周波電圧が生成される。当該電圧はパーク変換により静止座標系に変換され、空間ベクトルPWMおよびインバータを用いてモータに付与される。モータに流れる三相高周波電流が、バンドパスフィルタを用いて抽出され、回転座標系に変換される。軸の電流と軸の電流とが乗算され、得られた信号に対するローパスフィルタ処理により、単一チャンネルの信号が生成される。当該信号を用いてPLLによりモータの回転位置が推定される。

【0004】

また、Corley, M. J.およびLorenz, R. D.による"Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds" (IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(4), p.784-789) の手法では、静止座標系における応答電流と、推定された回転位置（角度）のサインおよびコサインを用いて、高周波電流のd軸成分の信号が求められる。当該信号をバンドパスフィルタ等に通すことにより、推定された回転位置と実際の回転位置との間の誤差信号が得られる。当該誤差信号は、オブザーバに入力される。オブザーバは、誤差を最小にすることにより、回転位置をトラッキングする。

【非特許文献1】Shinnaka, S., "A new speed-varying ellipse voltage injection method for sensorless drive of permanent-magnet synchronous motors with pole saliency - New PLL method using high-frequency current component multiplied signal", IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(3), p.777-788

【非特許文献2】Corley, M. J. and Lorenz, R. D., "Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds", IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(4), p.784-789

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

ところで、上記手法では、静止座標系と回転座標系との間の変換等、演算部において高

10

20

30

40

50

い演算負荷を伴う処理が必要となる。演算部における演算負荷の増加は、回転部の回転位置の取得の精度に影響が出る虞がある。したがって、低い演算負荷にて回転部の回転位置を精度よく取得する新規な手法が求められている。

【0006】

本発明は上記課題に鑑みなされたものであり、低い演算負荷にて回転部の回転位置を精度よく取得する新規な手法を提供することを目的としている。

【課題を解決するための手段】

【0007】

本発明の例示的なモータの回転位置推定方法は、a)突極性を有するモータの回転部を回転するための駆動電圧に、前記駆動電圧の周波数よりも高い所定の周波数の測定用電圧を重畳した三相の電圧を、前記モータの静止部に供給する工程と、b)前記a)工程と並行して、前記静止部に流れる三相電流における前記所定の周波数の成分を、第1抽出電流、第2抽出電流および第3抽出電流として抽出する工程と、c)前記第1抽出電流と前記第2抽出電流とを乗算した第1合成信号、前記第2抽出電流と前記第3抽出電流とを乗算した第2合成信号、および、前記第3抽出電流と前記第1抽出電流とを乗算した第3合成信号を取得する工程と、d)前記駆動電圧の周波数を含む低周波成分を通すローパスフィルタ処理により、前記第1合成信号、前記第2合成信号および前記第3合成信号から、第1フィルタ信号、第2フィルタ信号および第3フィルタ信号をそれぞれ取得する工程と、e)前記第1フィルタ信号、前記第2フィルタ信号および前記第3フィルタ信号に基づいて、前記回転部の回転位置を取得する工程と、を備える。

【0008】

本発明の例示的なモータの制御装置は、突極性を有するモータの回転部を回転するための駆動電圧に、前記駆動電圧の周波数よりも高い所定の周波数の測定用電圧を重畳した三相の電圧を、前記モータの静止部に供給する電圧供給部と、前記静止部に流れる三相電流における前記所定の周波数の成分を、第1抽出電流、第2抽出電流および第3抽出電流として抽出する電流抽出部と、前記第1抽出電流と前記第2抽出電流とを乗算した第1合成信号、前記第2抽出電流と前記第3抽出電流とを乗算した第2合成信号、および、前記第3抽出電流と前記第1抽出電流とを乗算した第3合成信号を取得する合成信号取得部と、前記駆動電圧の周波数を含む低周波成分を通すローパスフィルタ処理により、前記第1合成信号、前記第2合成信号および前記第3合成信号から、第1フィルタ信号、第2フィルタ信号および第3フィルタ信号をそれぞれ取得するローパスフィルタ処理部と、前記第1フィルタ信号、前記第2フィルタ信号および前記第3フィルタ信号に基づいて、前記回転部の回転位置を取得する回転位置取得部と、を備え、前記電圧供給部が、前記回転部の回転位置に基づいて前記駆動電圧の位相を制御する。

【発明の効果】

【0009】

本発明によれば、低い演算負荷にて回転部の回転位置を精度よく取得することができる。

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】図1は、第1の実施形態に係るモータの制御装置の構成を示す図である。

【図2】図2は、制御装置の処理の流れを示す図である。

【図3】図3は、HF印加信号を示す図である。

【図4】図4は、抽出電流を示す図である。

【図5】図5は、フィルタ信号を示す図である。

【図6】図6は、回転位置取得部にて取得される信号を示す図である。

【図7】図7は、第2の実施形態に係るモータの制御装置の構成を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0011】

図1は、本発明の例示的な第1の実施形態に係るモータ1の制御装置10の構成を示す

図である。制御装置 10 の各構成要素は、例えばモータ 1 の回路基板上に設けられる。なお、制御装置 10 は、回路基板（例えば、インバータ等）とは、別体に設けられてもよい。モータ 1 は、例えば永久磁石同期モータであり、突極性を有する。モータ 1 は、静止部 11 と、回転部（回転子）12 と、を含む。静止部 11 はステータ（固定子）111 を含む。回転部 12 は永久磁石 121 を含む。静止部 11 は、回転部 12 を回転可能に支持する。

【0012】

制御装置 10 は、電圧供給部 2 と、電流抽出部 3 と、合成信号取得部 41 と、ローパスフィルタ処理部 42 と、回転位置取得部 5 と、を含む。制御装置 10 の一部は、ソフトウェアを含む演算部等により実現されてよい。したがって、これらの構成要素は物理的に区別可能に設けられる必要はない。すなわち、制御装置 10 の一部は、ソフトウェアにより実現されてもよく、ハードウェアによって実現されても良い。

10

【0013】

電圧供給部 2 は、HF 印加信号生成部 21 と、LF 制御信号生成部 22 と、2 個の加算器 23a, 23b と、電圧生成部 24 と、を含む。HF 印加信号生成部 21 は、座標系の α 軸方向に変化する高周波印加信号、および、 β 軸方向に変化する高周波印加信号（high-frequency injection signal）を生成する。以下、高周波印加信号を「HF 印加信号」という。HF 印加信号は、例えば正弦波信号である。図 1 では、 α 軸の HF 印加信号を $V_{h\alpha}$ として示し、 β 軸の HF 印加信号を $V_{h\beta}$ として示す。HF 印加信号 $V_{h\alpha}$, $V_{h\beta}$ は、他の波形の信号であってよい。ここで、3 相の固定子巻線に流れる電流をベクトルで表した座標系を ABC 座標系とすると、座標系とは、ABC 座標系を 2 相に変換（クラーク変換）した固定座標系である。 α 軸および β 軸は、互いに直交する。

20

【0014】

LF 制御信号生成部 22 は、座標系の α 軸および β 軸における低周波制御信号を生成する。以下、低周波制御信号を「LF 制御信号」という。LF 制御信号は、ユーザにより設定される各種設定値、および、回転位置取得部 5 により取得される回転部 12 の回転位置等の入力を用いて生成される。LF 制御信号は、回転部 12 の回転を制御する信号である。LF 制御信号の生成は、ベクトル制御（Field Oriented Control: FOC）、直接トルク制御（Direct Torque Control: DTC）、PID 制御、または、6 ステップ制御等のアルゴリズムに基づく。図 1 では、 α 軸の LF 制御信号を $V_{l\alpha}$ として示し、 β 軸の LF 制御信号を $V_{l\beta}$ として示す。加算器 23a は、 α 軸の LF 制御信号 $V_{l\alpha}$ に α 軸の HF 印加信号 $V_{h\alpha}$ を重畳して、 α 軸の重畳信号 V_{α} を出力する。加算器 23b は、 β 軸の LF 制御信号 $V_{l\beta}$ に β 軸の HF 印加信号 $V_{h\beta}$ を重畳して、 β 軸の重畳信号 V_{β} を出力する。

30

【0015】

電圧生成部 24 は、例えば、二相 / 三相変換（ $\alpha\beta$ - ABC 変換）可能な線形電力増幅器、または、空間ベクトル PWM（Pulse Width Modulation）インバータ等を含む。二相 / 三相変換は、 α 軸および β 軸の信号を、静止部 11 に供給する三相電圧にそれぞれ対応する A 軸、B 軸および C 軸の信号に変換する。すなわち、二相 / 三相変換は、座標系の信号を ABC 座標系の信号に変換する。電圧生成部 24 は、A 軸、B 軸および C 軸にそれぞれ対応する三相電圧 V_a , V_b , V_c を静止部 11 に供給する。HF 印加信号生成部 21、LF 制御信号生成部 22、および、加算器 23a, 23b は、モータ 1 に供給する電圧指令を生成する電圧指令生成部と捉えることが可能である。電圧生成部 24 は、電圧指令生成部からの電圧指令に基づいてモータ 1 に電圧を供給する。

40

【0016】

電流抽出部 3 は、電流信号取得ユニット 31 と、3 個の抽出器 32a, 32b, 32c と、を含む。電流信号取得ユニット 31 は、いわゆる電流センサであり、例えば、増幅回路を有する分流器、シャント抵抗器、または、ホール効果電流変換器等を含む。電流信号取得ユニット 31 は、静止部 11 に流れる三相電流 i_a , i_b , i_c を取得する。抽出器 32a ~ 32c は、例えばバンドパスフィルタ（BPF）を含む。抽出器 32a ~ 32c

50

は、三相電流 i_a, i_b, i_c の高周波 (HF) 成分を、A 軸、B 軸および C 軸の抽出電流 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} としてそれぞれ抽出する。

【0017】

合成信号取得部 41 は、3 個の乗算器 41a, 41b, 41c を含む。乗算器 41a ~ 41c は、第 1 ないし第 3 合成信号をそれぞれ生成する。合成信号は、後述の回転位置の取得に用いられる。合成信号の詳細は後述する。図 1 では、第 1 ないし第 3 合成信号を $i_{abh}, i_{bch}, i_{cah}$ として示す。ローパスフィルタ処理部 42 は、3 個のローパスフィルタ (LPF) 42a, 42b, 42c を含む。ローパスフィルタ 42a ~ 42c は、第 1 ないし第 3 合成信号 $i_{abh}, i_{bch}, i_{cah}$ から、第 1 ないし第 3 フィルタ信号をそれぞれ取得する。図 1 では、第 1 ないし第 3 フィルタ信号を A_{ab}, A_{bc}, A_{ca} として示す。抽出器 32a ~ 32c、乗算器 41a ~ 41c、および、ローパスフィルタ 42a ~ 42c は、三相電流 i_a, i_b, i_c を処理することにより、第 1 ないし第 3 フィルタ信号 A_{ab}, A_{bc}, A_{ca} を生成する信号処理ユニットと捉えることができる。フィルタ信号 A_{ab}, A_{bc}, A_{ca} は、後述の回転位置の取得に用いられる位置感知信号である。

10

【0018】

回転位置取得部 5 は、第 1 ないし第 3 フィルタ信号 A_{ab}, A_{bc}, A_{ca} に基づいて回転部 12 の回転位置 θ_e を取得する。回転位置 θ_e は、LF 制御信号生成部 22 における LF 制御信号 V_{1l}, V_{1h} の生成に用いられる。すなわち、回転位置 θ_e に基づいて、モータ 1 の回転制御が行われる。

20

【0019】

次に、モータ 1 の駆動時における制御装置 10 の処理について図 2 を参照しつつ説明する。制御装置 10 では、モータ 1 の駆動中、図 2 の処理が継続的に繰り返される。以下の説明における各信号に関する処理は、厳密には、各時刻における当該信号の値に関する処理を意味する。なお、図 2 中に破線の矩形にて示すステップ S5a は、後述の第 2 の実施形態にて行われる処理であり、本実施形態では、行われない。

【0020】

LF 制御信号生成部 22 では、モータ 1 の回転部 12 を回転するための α 軸の LF 制御信号 V_{1l} および β 軸の LF 制御信号 V_{1h} が生成される。HF 印加信号生成部 21 では、 α 軸の HF 印加信号 V_{ah} および β 軸の HF 印加信号 V_{bh} が生成される。角周波数を ω 、時間を t として、 α 軸の HF 印加信号 V_{ah} および β 軸の HF 印加信号 V_{bh} は数 1 にて表される。

30

【0021】

【数 1】

$$\begin{cases} V_{ah} = \cos(\omega t) \\ V_{bh} = \sin(\omega t) \end{cases}$$

【0022】

図 3 は、HF 印加信号 V_{ah}, V_{bh} の一例を示す図である。HF 印加信号 V_{ah}, V_{bh} の周波数は、LF 制御信号 V_{1l}, V_{1h} の周波数よりも高い。HF 印加信号 V_{ah}, V_{bh} による応答結果である回転位置 θ_e を予め計測し、ルックアップテーブルを作成することにより、各時刻における HF 印加信号 V_{ah}, V_{bh} による応答結果である回転位置 θ_e が取得されてもよい。 α 軸の HF 印加信号 V_{ah} は α 軸の LF 制御信号 V_{1l} に重畳され、 β 軸の重畳信号 V_{β} が生成される。 β 軸の HF 印加信号 V_{bh} は β 軸の LF 制御信号 V_{1h} に重畳され、 α 軸の重畳信号 V_{α} が生成される。電圧生成部 24 では、 α 軸の重畳信号 V_{α} および β 軸の重畳信号 V_{β} に基づいて、三相電圧 V_a, V_b, V_c が生成される。

40

【0023】

各電圧 V_a, V_b, V_c は、LF 制御信号 V_{1l}, V_{1h} に起因する駆動電圧と、HF

50

印加信号 V_h, V_h に起因する測定用電圧とを含む。すなわち、電圧供給部 2 では、回転部 1 2 を回転するための駆動電圧に、当該駆動電圧の周波数よりも高い所定の周波数の測定用電圧を重畳した複数の電圧 V_a, V_b, V_c が実質的に生成される。例えば、測定用電圧の周波数は、20 kHz (キロヘルツ) 以下である。好ましくは、測定用電圧の周波数は、500 Hz 以上 1 kHz 以下である。複数の電圧 V_a, V_b, V_c は、モータ 1 の静止部 1 1 に供給される (ステップ S 1)。実際には、複数の電圧 V_a, V_b, V_c の静止部 1 1 への供給は連続的に行われ、後述するステップ S 2 ~ S 4 は、ステップ S 1 に並行して行われる。

【0024】

電流信号取得ユニット 3 1 では、静止部 1 1 に流れる三相電流 i_a, i_b, i_c が取得される。抽出器 3 2 a ~ 3 2 c では、三相電流 i_a, i_b, i_c における HF 印加信号 V_h, V_h の周波数成分が、A 軸、B 軸および C 軸の抽出電流 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} として抽出される (ステップ S 2)。以下、A 軸、B 軸および C 軸の抽出電流 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} をそれぞれ第 1、第 2 および第 3 抽出電流 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} という。このように、電流抽出部 3 では、静止部 1 1 に流れる三相の電流 i_a, i_b, i_c における、測定用電圧の周波数成分が、第 1 ないし第 3 抽出電流 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} として抽出される。

10

【0025】

図 4 は、第 1 ないし第 3 抽出電流 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} を示す図である。図 4 の縦軸は抽出電流 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} の値を示し、横軸は回転部 1 2 の回転位置を示す。図 4 に示すように、回転部 1 2 の回転位置に応じて抽出電流 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} の振幅が変化する。すなわち、抽出電流 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} の振幅の変化を示す振幅プロファイルは、回転部 1 2 の回転位置の関数である。抽出電流 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} の振幅プロファイルを A_a, A_b, A_c として、抽出電流 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} は、数 2 にて表される。なお、数 2 では、回転部 1 2 の回転位置 θ_e の関数である振幅プロファイルを $A_a(\theta_e), A_b(\theta_e), A_c(\theta_e)$ として表し、時間の関数である抽出電流を $i_{ah}(t), i_{bh}(t), i_{ch}(t)$ として表している。後述の数 3 ないし数 6 において同様である。

20

【0026】

【数 2】

30

$$\begin{cases} i_{ah}(t) \\ i_{bh}(t) \\ i_{ch}(t) \end{cases} = \begin{cases} A_a(\theta_e) \cdot \cos(\omega t) \\ A_b(\theta_e) \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ A_c(\theta_e) \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}$$

【0027】

合成信号取得部 4 1 では、数 3 により、第 1 ないし第 3 合成信号 $i_{abh}, i_{bch}, i_{cah}$ が生成される (ステップ S 3)。すなわち、乗算器 4 1 a では、第 1 抽出電流 i_{ah} と第 2 抽出電流 i_{bh} とを乗算することにより、第 1 合成信号 i_{abh} が生成される。乗算器 4 1 b では、第 2 抽出電流 i_{bh} と第 3 抽出電流 i_{ch} とを乗算することにより、第 2 合成信号 i_{bch} が生成される。乗算器 4 1 c では、第 3 抽出電流 i_{ch} と第 1 抽出電流 i_{ah} とを乗算することにより、第 3 合成信号 i_{cah} が生成される。

40

【0028】

【数 3】

$$\begin{aligned}
 \begin{Bmatrix} i_{abh}(t) \\ i_{bch}(t) \\ i_{cah}(t) \end{Bmatrix} &= \begin{Bmatrix} i_{ah}(t) \cdot i_{bh}(t) \\ i_{bh}(t) \cdot i_{ch}(t) \\ i_{ch}(t) \cdot i_{ah}(t) \end{Bmatrix} \\
 &= \begin{Bmatrix} A_a(\theta_e) \cdot \cos(\omega t) \cdot A_b(\theta_e) \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ A_b(\theta_e) \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot A_c(\theta_e) \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ A_c(\theta_e) \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot A_a(\theta_e) \cdot \cos(\omega t) \end{Bmatrix} \\
 &= \begin{Bmatrix} -\frac{1}{4} A_a(\theta_e) A_b(\theta_e) + \frac{1}{2} A_a(\theta_e) A_b(\theta_e) \cos\left(2\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{4} A_b(\theta_e) A_c(\theta_e) + \frac{1}{2} A_b(\theta_e) A_c(\theta_e) \cos(2\omega t) \\ -\frac{1}{4} A_c(\theta_e) A_a(\theta_e) + \frac{1}{2} A_c(\theta_e) A_a(\theta_e) \cos\left(2\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{Bmatrix}
 \end{aligned}$$

10

20

【0029】

ここで、数3における式の導出から、各合成信号 i_{abh} 、 i_{bch} 、 i_{cah} が低周波部と、高周波部の和であることが判る。低周波部は、回転部12の回転位置 θ_e に依存する。高周波部は、HF印加信号 V_{h1} 、 V_{h2} の周波数の関数である。第1ないし第3合成信号 i_{abh} 、 i_{bch} 、 i_{cah} の低周波部は、数4のように、第1ないし第3合成信号 i_{abh} 、 i_{bch} 、 i_{cah} に対するローパスフィルタ処理により、第1ないし第3フィルタ信号 A_{ab} 、 A_{bc} 、 A_{ca} として取得可能である。

30

【0030】

【数4】

$$\begin{aligned}
 \begin{Bmatrix} A_{ab}(\theta_e) \\ A_{bc}(\theta_e) \\ A_{ca}(\theta_e) \end{Bmatrix} &= \text{LPF} \begin{Bmatrix} i_{abh}(t) \\ i_{bch}(t) \\ i_{cah}(t) \end{Bmatrix} \\
 &= \begin{Bmatrix} -\frac{1}{4} A_a(\theta_e) A_b(\theta_e) \\ -\frac{1}{4} A_b(\theta_e) A_c(\theta_e) \\ -\frac{1}{4} A_c(\theta_e) A_a(\theta_e) \end{Bmatrix}
 \end{aligned}$$

40

ただし、

$\text{LPF}[\bullet]$ はローパスフィルタ処理を示す。

【0031】

実際には、ローパスフィルタ 42a ~ 42c におけるローパスフィルタ処理により、第

50

1ないし第3フィルタ信号 A_{ab} , A_{bc} , A_{ca} が取得される (ステップ S 4)。ローパスフィルタ 42a ~ 42c のカットオフ周波数は、HF 印加信号 V_h , V_h の周波数、すなわち測定用電圧の周波数未満の任意の周波数である。カットオフ周波数は、例えば、駆動電圧の周波数の2倍以上の周波数である。ローパスフィルタ処理は、駆動電圧の周波数を含む低周波成分を通す。図5では、回転部12の回転位置に対する第1ないし第3フィルタ信号 A_{ab} , A_{bc} , A_{ca} の変化を示している。各フィルタ信号 A_{ab} , A_{bc} , A_{ca} は、回転位置 θ_e の関数である。第1ないし第3フィルタ信号 A_{ab} , A_{bc} , A_{ca} は、突極性を有するモータ1の回転位置 θ_e の算出に利用可能であるといえる。第1ないし第3フィルタ信号 A_{ab} , A_{bc} , A_{ca} は、回転位置取得部5に入力される。

10

【0032】

図6は、回転位置取得部5にて取得される信号を示す図である。図6の最上段は第1ないし第3フィルタ信号 A_{ab} , A_{bc} , A_{ca} を示す。図6の上から二段目は後述の A および A を示し、三段目は後述の θ_e を示す。図6の最下段は回転位置 θ_e を示す。

【0033】

回転位置取得部5では、第1ないし第3フィルタ信号 A_{ab} , A_{bc} , A_{ca} が A 軸、B 軸および C 軸における信号であるとして、第1ないし第3フィルタ信号 A_{ab} , A_{bc} , A_{ca} に対して、三相/二相変換 (ABC - 変換) であるクラーク変換が行われる。これにより、図6の上から二段目に示すように、 θ 軸のフィルタ信号 A および θ 軸のフィルタ信号 A が取得される。続いて、 θ 軸のフィルタ信号 A および θ 軸のフィルタ信号 A を用いて、逆正接関数 $\arctan 2(A, A)$ が角度 θ として求められる (図6の上から三段目参照)。すなわち、 θ 座標系において、原点を始点とし、 θ 軸上の位置が A であり、かつ、 θ 軸上の位置が A である点を終点とするベクトルの θ 軸に対する角度 θ が求められる。そして、角度 θ は所定の角度だけオフセットされることにより、回転部12の回転位置 θ_e の0度に合わせられる。

20

【0034】

ここで、図4に示すように、回転部12の回転位置の0度から360度までの1回転において、抽出電流の振幅プロファイルは、2周期分変化する。したがって、0度から720度までの範囲にオフセットされた上記角度を2で割って得た値が、図6の最下段に示す回転部12の回転位置 θ_e として取得される (ステップ S 5)。このように、回転位置取得部5では、フィルタ信号 A_{ab} , A_{bc} , A_{ca} に基づいて、モータ1の回転位置 θ_e が推定される。

30

【0035】

モータ1の駆動中、上記ステップ S 1 ~ S 5 が繰り返し行われる。既述のように、各ステップ S 1 ~ S 5 では、厳密には、各時刻における信号の値が取り扱われる。このとき、ステップ S 1 における三相電圧 V_a , V_b , V_c の生成では、直前のステップ S 5 にて取得された回転部12の回転位置 θ_e の値、および、回転速度等の設定値に基づいて、LF 制御信号 V_1 , V_1 の値が生成される。すなわち、回転部12の回転位置 θ_e に基づいて、モータ1の駆動電圧の位相が制御される。これにより、モータ1の高精度な回転制御が可能となる。

40

【0036】

以上に説明したように、モータ1の制御装置10では、回転部12を回転するための駆動電圧に、駆動電圧の周波数よりも高い周波数の測定用電圧を重畳した三相の電圧が、静止部11に供給される。静止部11に流れる三相電流における、測定用電圧の周波数成分が、第1ないし第3抽出電流として抽出される。第1ないし第3抽出電流において、2つの抽出電流の各組合せにおける当該2つの抽出電流を掛け合わせることにより、第1ないし第3合成信号が取得される。第1ないし第3合成信号に対するローパスフィルタ処理により、第1ないし第3フィルタ信号が取得される。第1ないし第3フィルタ信号に基づいて、回転部12の回転位置が取得される。これにより、回転部12の回転位置を精度よく取得することができる。また、回転部12の回転位置に基づいて、モータ1の駆動電圧の

50

位相が制御される。これにより、モータ 1 を精度よく回転させることができる。

【 0 0 3 7 】

制御装置 1 0 では、測定用電圧の付与、および、抽出電流に対する信号処理が固定座標系において行われる。これにより、上述のShinnaka, S.による手法、および、Corley, M. J.らによる手法における静止座標系と回転座標系との間の複雑な変換等を用いることなく、低い演算負荷にて回転位置を取得することができる。

【 0 0 3 8 】

また、Shinnaka, S.による手法、および、Corley, M. J.らによる手法では、低速では、誘起電圧が生成されず、回転方向が不明瞭である、および、分解能が低いという問題が生じる。したがって、回転位置を高精度に検出するためにオブザーバまたはPLLが必要となり、演算負荷が大きくなる。このような観点において、低速時の制御装置 1 0 の演算負荷を低減することができる。

【 0 0 3 9 】

図 7 は、本発明の例示的な第 2 の実施形態に係るモータ 1 の制御装置 1 0 の構成を示す図である。図 7 の制御装置 1 0 は、ローパスフィルタ処理部 4 2 と回転位置取得部 5 との間に振幅演算部 4 3 が追加される点で、図 1 の制御装置 1 0 と相違する。他の構成は、図 1 の制御装置 1 0 と同じであり、同じ構成要素に同じ符号を付す。

【 0 0 4 0 】

図 7 の制御装置 1 0 では、第 1 の実施形態と同様に、モータ 1 の静止部 1 1 に電圧 V_a , V_b , V_c が供給される (図 2 : ステップ S 1)。また、第 1 ないし第 3 抽出電流 i_{a_h} , i_{b_h} , i_{c_h} から第 1 ないし第 3 合成信号 $i_{a_b_h}$, $i_{b_c_h}$, $i_{c_a_h}$ が生成され、第 1 ないし第 3 フィルタ信号 A_{a_b} , A_{b_c} , A_{c_a} が取得される (ステップ S 2 ~ S 4)。第 1 ないし第 3 フィルタ信号 A_{a_b} , A_{b_c} , A_{c_a} は、振幅演算部 4 3 に入力される。

【 0 0 4 1 】

振幅演算部 4 3 では、第 1 ないし第 3 フィルタ信号 A_{a_b} , A_{b_c} , A_{c_a} を用いて、数 5 により、第 1 振幅信号 Z_a 、第 2 振幅信号 Z_b 、および、第 3 振幅信号 Z_c が取得される (ステップ S 5 a)。

【 0 0 4 2 】

【 数 5 】

$$\begin{aligned} \begin{Bmatrix} Z_a \\ Z_b \\ Z_c \end{Bmatrix} &= \begin{Bmatrix} 2\sqrt{\frac{A_{ca}(\theta_e)A_{ab}(\theta_e)}{A_{bc}(\theta_e)}} \\ 2\sqrt{\frac{A_{ab}(\theta_e)A_{bc}(\theta_e)}{A_{ca}(\theta_e)}} \\ 2\sqrt{\frac{A_{bc}(\theta_e)A_{ca}(\theta_e)}{A_{ab}(\theta_e)}} \end{Bmatrix} \\ &= \begin{Bmatrix} A_a(\theta_e) \\ A_b(\theta_e) \\ A_c(\theta_e) \end{Bmatrix} \end{aligned}$$

【 0 0 4 3 】

第 1 ないし第 3 振幅信号 Z_a , Z_b , Z_c は、A 軸、B 軸および C 軸の抽出電流 i_{a_h} , i_{b_h} , i_{c_h} の振幅プロファイル A_a , A_b , A_c に等しい。すなわち、第 1 ないし第 3 振幅信号 Z_a , Z_b , Z_c は、第 1 ないし第 3 抽出電流 i_{a_h} , i_{b_h} , i_{c_h} の振幅をそれぞれ示す。振幅演算部 4 3 における数 5 の演算は、振幅を示す信号の再構築と捉えることができる。第 1 ないし第 3 振幅信号 Z_a , Z_b , Z_c は、回転位置取得部 5 に入

10

20

30

40

50

力される。

【0044】

回転位置取得部5では、第1の実施形態における第1ないし第3フィルタ信号に対する処理と同様に、A軸、B軸およびC軸の第1ないし第3振幅信号 Z_a 、 Z_b 、 Z_c に対して、三相/二相変換（ABC - 変換）が行われる。これにより、 θ 軸の振幅信号および θ 軸の振幅信号が取得される。そして、 θ 軸の振幅信号および θ 軸の振幅信号を用いて、回転部12の回転位置 θ_e が取得される（ステップS5）。このように、回転位置取得部5では、第1ないし第3振幅信号 Z_a 、 Z_b 、 Z_c に基づいて、モータ1の回転位置 θ_e が精度よく推定される。

【0045】

ところで、抽出電流を二乗した信号をローパスフィルタ処理して得られるフィルタ信号を、回転位置の推定に利用することが考えられる。しかしながら、この場合、当該フィルタ信号において高次高調波が発生してしまい、当該フィルタ信号に基づく回転位置の推定精度に一定の限界が生じてしまう。また、抽出電流の絶対値を示す信号をローパスフィルタ処理して得られるフィルタ信号を、回転位置の推定に利用することも考えられる。しかしながら、この場合も、当該フィルタ信号において高次高調波に起因するノイズが発生してしまい、回転位置の推定精度に一定の限界が生じてしまう。

【0046】

これらの手法に対し、図7の制御装置10では、数5を用いて取得する振幅信号において高次高調波が発生しない、または、高次高調波の発生が抑制される。これにより、回転部12の回転位置をより精度よく取得することができる。

【0047】

上記制御装置10では、様々な変形が可能である。

【0048】

例えば、電圧供給部2では、A軸、B軸およびC軸のHF印加信号が生成され、A軸、B軸およびC軸のLF制御信号に重畳されてよい。

【0049】

図7の制御装置10において、振幅演算部43では、数5以外の演算にて振幅信号が取得されてよい。例えば、数6の演算により、第1ないし第3フィルタ信号 A_{ab} 、 A_{bc} 、 A_{ca} から第1ないし第3振幅信号 Z_a 、 Z_b 、 Z_c を取得することが可能である。

【0050】

【数6】

$$\begin{Bmatrix} Z_a \\ Z_b \\ Z_c \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \frac{A_{ca}(\theta_e)A_{ab}(\theta_e)}{A_{bc}(\theta_e)} \\ \frac{A_{ab}(\theta_e)A_{bc}(\theta_e)}{A_{ca}(\theta_e)} \\ \frac{A_{bc}(\theta_e)A_{ca}(\theta_e)}{A_{ab}(\theta_e)} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} -\frac{1}{4}A_a^2(\theta_e) \\ -\frac{1}{4}A_b^2(\theta_e) \\ -\frac{1}{4}A_c^2(\theta_e) \end{Bmatrix}$$

【0051】

この場合も、第1ないし第3振幅信号 Z_a 、 Z_b 、 Z_c に基づいて、回転部12の回転位置 θ_e をある程度精度よく取得することができる。数6の第1ないし第3振幅信号 Z_a 、 Z_b 、 Z_c も、実質的に、第1ないし第3抽出電流 i_{ah} 、 i_{bh} 、 i_{ch} の振幅を示すといえる。一方、制御装置10における演算負荷をより低減するという観点では、図1の制御装置10のように、振幅信号を求めることなく、回転位置を取得することが好ましい。

【0052】

制御装置10では、モータ1のセンサレス位置検出および制御が行われるが、制御装置

10

20

30

40

50

10の機能は、センサレス速度検出および制御、並びに、大きなトルクでの起動等を用途とするセンサレスでの初期位置検出に利用されてよい。

【0053】

モータ1は、突極性を有するのであるならば、永久磁石同期モータ以外に、同期リラクタンスモータ等であってよい。

【0054】

上記実施の形態および各変形例における構成は、相互に矛盾しない限り適宜組み合わせられてよい。

【産業上の利用可能性】

【0055】

本発明は、突極性を有する様々なモータにおける回転位置の推定、および、制御に利用可能である。

【符号の説明】

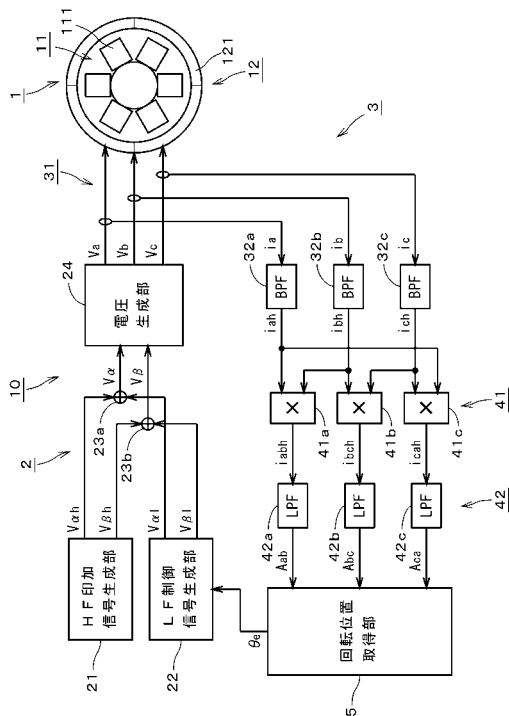
【0056】

- 1 モータ
- 2 電圧供給部
- 3 電流抽出部
- 5 回転位置取得部
- 10 制御装置
- 11 静止部
- 12 回転部
- 41 合成信号取得部
- 42 ローパスフィルタ処理部
- 43 振幅演算部
- S1 ~ S5, S5a ステップ

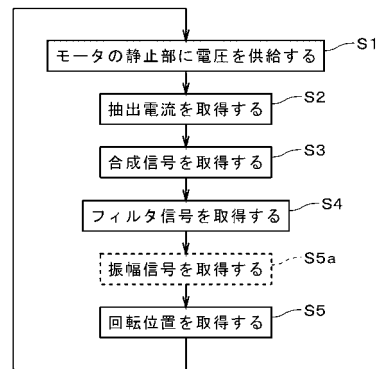
10

20

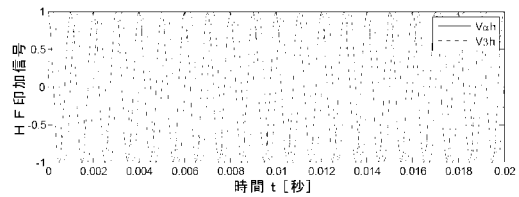
【図1】



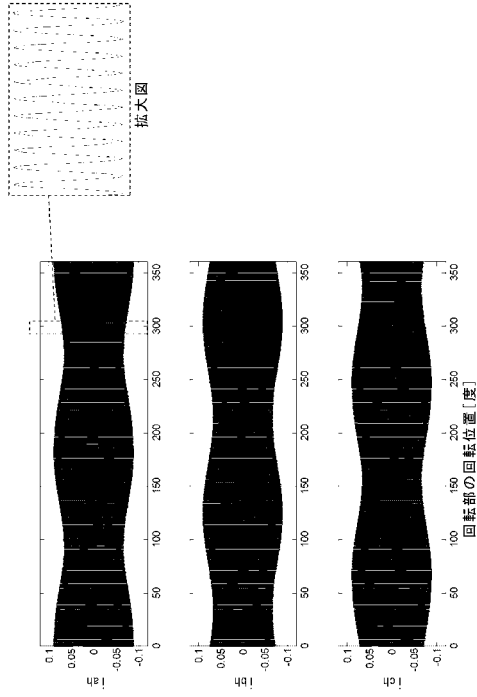
【図2】



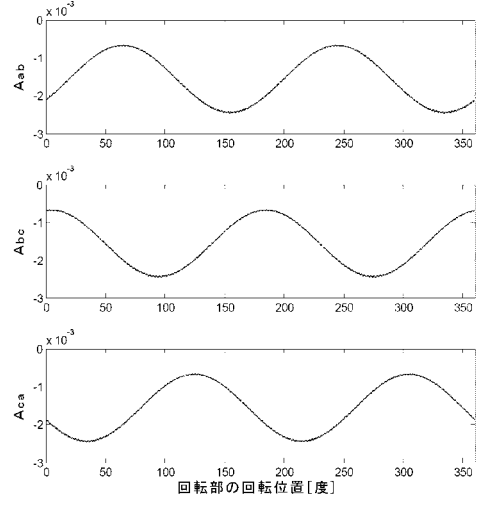
【図3】



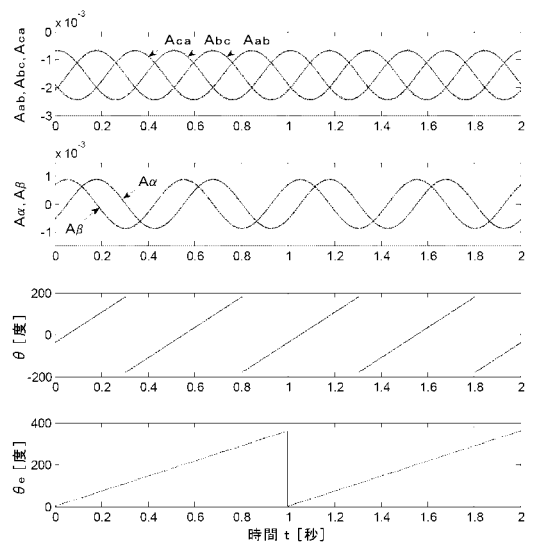
【 図 4 】



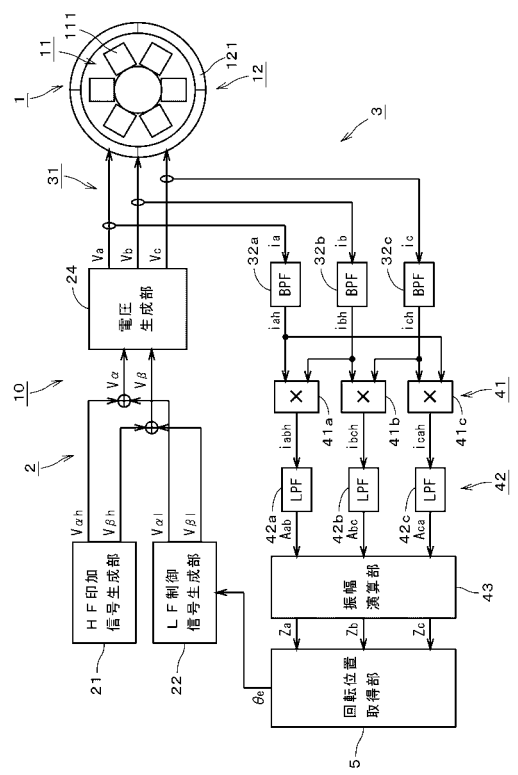
【 図 5 】



【 図 6 】



【 図 7 】



フロントページの続き

(72)発明者 鞠 鋒

シンガポール共和国 5 0 8 7 7 1 ロヤンウェイ 3 6 ニデック シンガポール ピーティ
イー リミテッド内

Fターム(参考) 5H560 BB04 BB17 DA14 DC12 EB01 RR10 TT08 XA02 XA12 XA13