

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6390337号
(P6390337)

(45) 発行日 平成30年9月19日(2018.9.19)

(24) 登録日 平成30年8月31日(2018.8.31)

(51) Int. Cl.	F I
HO2P 21/00 (2016.01)	HO2P 21/00
HO2P 21/18 (2016.01)	HO2P 21/18
HO2P 21/24 (2016.01)	HO2P 21/24
HO2P 25/026 (2016.01)	HO2P 25/026
HO2P 27/08 (2006.01)	HO2P 27/08

請求項の数 13 (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2014-214865 (P2014-214865)
 (22) 出願日 平成26年10月21日(2014.10.21)
 (65) 公開番号 特開2016-82821 (P2016-82821A)
 (43) 公開日 平成28年5月16日(2016.5.16)
 審査請求日 平成29年3月29日(2017.3.29)

(73) 特許権者 000004260
 株式会社デンソー
 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
 (74) 代理人 100121821
 弁理士 山田 強
 (74) 代理人 100139480
 弁理士 日野 京子
 (74) 代理人 100125575
 弁理士 松田 洋
 (74) 代理人 100175134
 弁理士 北 裕介
 (72) 発明者 石田 純
 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社
 デンソー内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 回転電機の制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

界磁巻線(12)を有する回転子(11)と、電機子巻線(14)を有する固定子(13)とを備える回転電機(10)に適用され、

前記界磁巻線及び前記電機子巻線のうち、一方を入力巻線とし、他方を出力巻線とし、前記入力巻線に高周波電圧を印加する電圧印加手段(50;53;54)と、

前記高周波電圧の印加によって前記出力巻線に流れる高周波電流を検出する電流検出手段(44;47)と、

前記電流検出手段によって検出された高周波電流に基づいて、前記回転電機の磁極位置を推定する推定手段(46)とを備え、

前記回転電機の推定磁極位置方向を軸とし、前記推定磁極位置方向と直交する方向を軸とし、

前記電機子巻線の軸に流れる電流、前記電機子巻線の軸に流れる電流、及び前記界磁巻線に流れる電流のそれぞれの変化の符号に基づいて、前記推定磁極位置と実際の磁極位置との角度誤差が、前記回転電機の1電気角周期を4等分した領域のいずれにあるかを判別する判別手段(46p)を備えることを特徴とする回転電機の制御装置。

【請求項2】

前記入力巻線は、前記電機子巻線であり、

前記出力巻線は、前記界磁巻線である請求項1記載の回転電機の制御装置。

【請求項3】

前記電圧印加手段(50)は、前記電機子巻線の軸に高周波電圧を印加し、
前記推定手段は、前記電流検出手段(44)によって検出された前記界磁巻線の高周波電流の振幅が最大になるように前記回転電機の推定磁極位置を変化させることで、前記磁極位置を推定する請求項2記載の回転電機の制御装置。

【請求項4】

前記電圧印加手段(50)は、前記電機子巻線の軸に高周波電圧を印加し、
前記推定手段は、前記電流検出手段(44)によって検出された前記界磁巻線の高周波電流と、前記回転電機の推定磁極位置と実際の磁極位置との角度誤差が0となる場合に前記高周波電流の振幅が最大になるとの式とに基づいて、前記角度誤差を算出する誤差算出手段(46a)を含み、前記誤差算出手段によって算出された角度誤差で前記推定磁極位置を補正することで、前記磁極位置を推定する請求項2記載の回転電機の制御装置。

10

【請求項5】

前記電圧印加手段(53)は、前記電機子巻線の軸に高周波電圧を印加し、
前記推定手段は、前記電流検出手段(44)によって検出された前記界磁巻線の高周波電流の振幅が最小になるように前記回転電機の推定磁極位置を変化させることで、前記磁極位置を推定する請求項2記載の回転電機の制御装置。

【請求項6】

前記電圧印加手段(53)は、前記電機子巻線の軸に高周波電圧を印加し、
前記推定手段は、前記電流検出手段(44)によって検出された前記界磁巻線の高周波電流と、前記回転電機の推定磁極位置と実際の磁極位置との角度誤差が0となる場合に前記高周波電流の振幅が最小になるとの式とに基づいて、前記角度誤差を算出する誤差算出手段(46a)を含み、前記誤差算出手段によって算出された角度誤差で前記推定磁極位置を補正することで、前記磁極位置を推定する請求項2記載の回転電機の制御装置。

20

【請求項7】

前記入力巻線は、前記界磁巻線であり、
前記出力巻線は、前記電機子巻線である請求項1記載の回転電機の制御装置。

【請求項8】

前記電流検出手段(47)は、前記電機子巻線の軸に流れる高周波電流を検出し、
前記推定手段は、前記電流検出手段によって検出された高周波電流の振幅が最大になるように前記回転電機の推定磁極位置を変化させることで、前記磁極位置を推定する請求項7記載の回転電機の制御装置。

30

【請求項9】

前記電流検出手段(47)は、前記電機子巻線の軸に流れる高周波電流を検出し、
前記推定手段は、前記電流検出手段によって検出された高周波電流の振幅が最小になるように前記回転電機の推定磁極位置を変化させることで、前記磁極位置を推定する請求項7記載の回転電機の制御装置。

【請求項10】

前記電流検出手段(47)は、前記電機子巻線の軸に流れる高周波電流と、前記電機子巻線の軸に流れる高周波電流とのそれぞれを検出し、
前記推定手段は、前記電流検出手段によって検出された軸及び軸の高周波電流の双方に基づいて、前記磁極位置を推定する請求項7記載の回転電機の制御装置。

40

【請求項11】

前記界磁巻線に流れる界磁電流をその目標電流に制御するための前記界磁巻線の印加電圧指令値を算出する界磁電圧算出手段(42)と、
前記界磁電圧算出手段によって算出された印加電圧指令値とキャリア信号との大小比較に基づくPWM処理により、前記界磁電流を前記目標電流に制御する界磁制御手段(43)とをさらに備え、

前記電流検出手段(47)は、前記電機子巻線の軸に流れる高周波電流、及び前記電機子巻線の軸に流れる高周波電流のうち少なくとも一方を検出し、

前記推定手段は、前記電流検出手段によって検出された軸に流れる高周波電流及び

50

軸に流れる高周波電流のうち少なくとも一方に基づいて、前記磁極位置を推定する請求項 7 記載の回転電機の制御装置。

【請求項 1 2】

前記判別手段による判別結果に基づいて、前記推定手段によって推定された磁極位置を補正する補正手段 (4 6 q) をさらに備える請求項 1 ~ 1 1 のいずれか 1 項に記載の回転電機の制御装置。

【請求項 1 3】

前記回転電機は、非突極機である請求項 1 ~ 1 2 のいずれか 1 項に記載の回転電機の制御装置。

【発明の詳細な説明】

10

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明は、界磁巻線型の回転電機に適用される制御装置に関する。

【背景技術】

【0 0 0 2】

従来、下記特許文献 1 に見られるように、電動機の電氣的突極性を利用して、電動機の磁極位置を推定する磁極位置検出装置が知られている。詳しくは、この装置では、電動機の推定磁極位置方向 (以下、 軸) と、上記推定磁極位置方向と直交する方向 (以下、 軸) とのそれぞれに交番電圧を印加する。推定磁極位置と実際の磁極位置との角度誤差がある場合、上記交番電圧の印加によって、 軸のそれぞれに交番電流が流れる。このため、 軸のそれぞれに流れる交番電流の検出値に基づいて、磁極位置を推定することができる。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0 0 0 3】

【特許文献 1】特許第 3 3 1 2 4 7 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 4】

ここで、本発明者らは、上記特許文献 1 に記載された磁極位置推定手法を、界磁巻線型の電動機に適用することを考えた。ただし、電動機が非突極性の場合、上記磁極位置推定手法を適用できない。このため、突極機に加え、非突極機にも適用可能な磁極位置推定手法が望まれている。

30

【0 0 0 5】

本発明は、界磁巻線型の回転電機に適用され、磁極位置を推定することができる回転電機の制御装置を提供することを主たる目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0 0 0 6】

以下、上記課題を解決するための手段、及びその作用効果について記載する。

【0 0 0 7】

40

本発明は、界磁巻線 (1 2) を有する回転子 (1 1) と、電機子巻線 (1 4) を有する固定子 (1 3) とを備える回転電機 (1 0) に適用され、前記界磁巻線及び前記電機子巻線のうち、一方を入力巻線とし、他方を出力巻線とし、前記入力巻線に高周波電圧を印加する電圧印加手段 (5 0 ; 5 3 ; 5 4) と、前記高周波電圧の印加によって前記出力巻線に流れる高周波電流を検出する電流検出手段 (4 4 ; 4 7) と、前記電流検出手段によって検出された高周波電流に基づいて、前記回転電機の磁極位置を推定する推定手段 (4 6) とを備えることを特徴とする。

【0 0 0 8】

界磁巻線と電機子巻線とは磁氣結合している。このため、界磁巻線及び電機子巻線のうちいずれか一方を入力巻線とし、他方を出力巻線とする場合において、電圧印加手段によ

50

って入力巻線に高周波電圧を印加することにより、出力巻線に高周波電流が流れる。上記高周波電流には、回転電機の磁極位置に係る情報が含まれている。この点に鑑み、上記発明では、電流検出手段によって検出された高周波電流に基づいて、回転電機の磁極位置を推定することができる。

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】第1実施形態にかかるモータ制御システムの構成図。

【図2】モータ制御処理の機能ブロック図。

【図3】磁極位置の角度誤差を示す図。

【図4】電機子巻線のd軸と界磁巻線との磁気結合を示す図。

10

【図5】角度誤差と各電流波形との関係を示すタイムチャート。

【図6】磁極位置推定処理の機能ブロック図。

【図7】第2実施形態にかかる磁極位置推定処理の機能ブロック図。

【図8】第3実施形態にかかる磁極位置推定処理の機能ブロック図。

【図9】第4実施形態にかかるモータ制御処理の機能ブロック図。

【図10】角度誤差と各電流波形との関係を示すタイムチャート。

【図11】第6実施形態にかかる磁極位置推定処理の機能ブロック図。

【図12】第7実施形態にかかるモータ制御処理の機能ブロック図。

【図13】角度誤差と各電流波形との関係を示すタイムチャート。

【図14】磁極位置推定処理の機能ブロック図。

20

【図15】第8実施形態にかかる磁極位置推定処理の機能ブロック図。

【図16】第9実施形態にかかる磁極位置推定処理の機能ブロック図。

【図17】第10実施形態にかかる各電流波形の推移を示すタイムチャート。

【図18】第11実施形態にかかる磁極位置補正処理の機能ブロック図。

【図19】各電流波形の推移を示すタイムチャート。

【発明を実施するための形態】

【0010】

(第1実施形態)

以下、本発明にかかる制御装置を車載主機としてエンジンを備える車両に適用した第1実施形態について、図面を参照しつつ説明する。

30

【0011】

図1に示すように、モータ10は、非突極性を有する界磁巻線型回転電機であり、具体的には、3相巻線を有する巻線界磁型同期モータである。本実施形態では、モータ10として、スタータ及びオルタネータ(発電機)の機能を統合したISG(Integrated Starter Generator)を想定している。特に本実施形態では、エンジンの初回の始動に加えて、所定の自動停止条件が成立する場合にエンジンを自動停止させ、その後、所定の再始動条件が成立する場合にエンジンを自動的に再始動させるアイドルングストップ機能を実行する場合にも、モータ10がスタータとして機能する。

【0012】

モータ10を構成するロータ11は、界磁巻線12を備え、また、エンジンのクランク軸と動力伝達が可能とされている。モータ10のステータ13には、3相巻線14が備えられている。3相巻線14には、インバータ20が電気的に接続されている。インバータ20には、直流電源であるバッテリー21が接続されている。

40

【0013】

インバータ20は、U、V、W相高電位側スイッチ S_{Up} 、 S_{Vp} 、 S_{Wp} と、U、V、W相低電位側スイッチ S_{Un} 、 S_{Vn} 、 S_{Wn} との直列接続体を3組備えている。U、V、W相における上記直列接続体の接続点は、3相巻線14のU、V、W相の端子に接続されている。本実施形態では、各スイッチ S_{Up} ~ S_{Wn} として、電圧制御形の半導体スイッチング素子を用いており、具体的にはIGBTを用いている。そして、各スイッチ S_{Up} ~ S_{Wn} にはそれぞれ、ダイオード D_{Up} ~ D_{Wn} が逆並列に接続されている。なお

50

、各スイッチ $S U p \sim S W n$ としては、 $I G B T$ に限らず、例えば N チャネル $M O S F E T$ を用いてもよい。

【0014】

インバータ20の高電位側の端子(各高電位側スイッチのコレクタ)には、バッテリー21の正極端子が接続されている。低電位側の端子(各低電位側スイッチのエミッタ)には、バッテリー21の負極端子が接続されている。

【0015】

本実施形態にかかる制御システムは、界磁電流検出部30と、相電流検出部31とを備えている。界磁電流検出部30は、界磁巻線12に流れる界磁電流を検出する。相電流検出部31は、3相電流(固定座標系における流れる電流)に流れる相電流を検出する。なお、界磁電流検出部30及び相電流検出部31としては、例えば、抵抗器やカレントトランスを備える電流センサを用いることができる。また、本実施形態において、相電流検出部31は、便宜上、 V, W 相電流を検出することとする。

10

【0016】

上記各種センサの検出値は、制御装置40に取り込まれる。制御装置40は、中央処理装置(CPU)やメモリを備え、メモリに格納されたプログラムをCPUにて実行するソフトウェア処理手段である。制御装置40は、モータ10の制御量(本実施形態では、トルク)をその指令値(指令トルク)に制御すべく、これら各種センサの検出値に基づき、インバータ20を操作する操作信号を生成して出力する。詳しくは、制御装置40は、指令トルクを実現するための指令電流とモータ10の3相巻線14に流れる電流とが一致するように、各スイッチ $S U p \sim S W n$ をオンオフ操作する。本実施形態では、なお、図1には、インバータ20の各スイッチ $S U p \sim S W n$ を操作する信号を操作信号 $g U p \sim g W n$ として示している。

20

【0017】

制御装置40は、また、界磁巻線12に印加する直流電圧を調整することにより、界磁巻線12に流れる界磁電流を制御する。

【0018】

ここで、制御システムには、モータ10の磁極位置を直接検出する磁極位置検出器が備えられていない。このため、本実施形態では、磁極位置を推定する推定処理を含むモータ制御処理を行う。以下、図2を用いて、制御装置40が行うモータ制御処理について説明する。

30

【0019】

第1高周波成分除去部41は、界磁電流検出部30によって検出された界磁電流 $I f r$ から高周波成分を除去する。以下、高周波成分が除去された界磁電流 $I f r$ を界磁直流電流 $I f d c$ と称することとする。なお、第1高周波成分除去部41は、例えば、ローパスフィルタによって構成することができる。また、本実施形態において、高周波成分とは、相電圧の基本波成分の周波数よりも周波数が十分に高い周波数で変動する成分をいう。

【0020】

界磁電流制御部42(「界磁電圧算出手段」に相当)は、界磁電流 $I f r$ をその目標電流 $I f *$ にフィードバック制御するための操作量として、界磁巻線12に印加する直流電圧指令値である界磁指令電圧 $V f$ を算出する。本実施形態では、界磁電流 $I f r$ と目標電流 $I f *$ との偏差に基づく比例積分制御によって界磁指令電圧 $V f$ を算出する。なお、高周波成分が除去された界磁電流 $I f r$ を用いることにより、高周波の影響なく界磁指令電圧 $V f$ を算出することができる。

40

【0021】

界磁操作部43(「界磁制御手段」に相当)は、界磁指令電圧 $V f$ とキャリア信号 $t c$ (例えば三角波信号)との大小比較に基づくPWM処理により、界磁回路43aを操作する界磁操作信号 $g f$ を生成する。界磁回路43aは、例えば、直流電源、界磁用スイッチング素子、及び界磁巻線12を備える閉回路にて構成されている。上記界磁操作信号 $g f$ により、界磁用スイッチング素子がオンオフされることにより、界磁電流 $I f r$ が目標電

50

流 I_f^* に制御される。

【0022】

第1高周波成分抽出部44(「電流検出手段」に相当)は、界磁電流 I_{fr} からその高周波成分である高周波界磁電流 I_{fh} を抽出する。第1高周波成分抽出部44は、例えば、バンドパスフィルタ、又はハイパスフィルタによって構成することができる。

【0023】

2相変換部45は、後述する磁極位置推定器46(「推定手段」に相当)によって推定された推定磁極位置(電気角)と、相電流検出部31によって検出されたV、W相電流 I_{Vr} 、 I_{Wr} とに基づいて、固定座標系におけるU、V、W相電流を、回転座標系における軸電流 I_r と、軸電流 I_r とに変換する。ここで、図3に示すように、軸は、制御装置40において推定されたロータ11の磁極位置方向であり、軸は、制御装置40において推定された磁極位置方向と直交する方向のことである。軸直交回転座標系は、軸固定座標系に対して、電気角速度で回転する。なお、図3において、「 θ 」は推定磁極位置を示し、「 θ' 」は推定磁極位置と実際の磁極位置との角度誤差を示し、「 θ'' 」は実際の磁極位置を示す。本実施形態では、固定座標系の軸から反時計まわり方向に回転する場合の「 θ 」を正とし、回転座標系のd軸から反時計まわり方向に回転する場合の「 θ' 」を正としている。

10

【0024】

先の図2の説明に戻り、第2高周波成分抽出部47(「電流検出手段」に相当)は、軸電流 I_r 、 I_r から高周波成分である高周波軸電流 I_h 、 I_h を抽出する。第2高周波成分抽出部47は、例えば、バンドパスフィルタ、又はハイパスフィルタによって構成することができる。抽出された高周波軸電流 I_h 、 I_h は、磁極位置推定器46に入力される。

20

【0025】

第2高周波成分除去部48は、軸電流 I_r 、 I_r から高周波成分を除去する。以下、高周波成分が除去された軸電流 I_r 、 I_r を軸直流電流 I_{dc} 、 I_{dc} と称することとする。なお、第2高周波成分除去部48は、例えば、ローパスフィルタによって構成することができる。

【0026】

電流制御部49は、第2高周波成分除去部48から出力された軸直流電流 I_{dc} 、 I_{dc} を軸指令電流 I^* 、 I^* にフィードバック制御するための操作量として、軸指令電圧 V^* 、 V^* を算出する。本実施形態では、軸直流電流 I_{dc} 、 I_{dc} と軸指令電流 I^* 、 I^* との偏差に基づく比例積分制御によって、軸指令電圧 V^* 、 V^* を算出する。なお、高周波成分が除去された軸電流 I_r 、 I_r を用いることにより、高周波の影響なく各指令電圧 V^* 、 V^* を算出することができる。また、軸指令電流 I^* 、 I^* は、モータ10の指令トルクに基づいて設定される。

30

【0027】

軸重畳部50(「電圧印加手段」に相当)は、電流制御部49から出力された軸指令電圧 V^* に高周波軸電圧 V_h を重畳して出力する。3相変換部51は、磁極位置推定器46によって推定された磁極位置に基づいて、高周波軸電圧 V_h の重畳された軸指令電圧「 $V^* + V_h$ 」及び軸指令電圧 V^* を、固定座標系における3相の指令電圧 V_{U^*} 、 V_{V^*} 、 V_{W^*} に変換する。

40

【0028】

操作信号生成部52は、インバータ20の各相電圧を指令電圧 V_{U^*} 、 V_{V^*} 、 V_{W^*} とするための操作信号 $g_{Up} \sim g_{Wn}$ を生成する。本実施形態において、操作信号は、指令電圧 V_{U^*} 、 V_{V^*} 、 V_{W^*} (図中、 V_{U^*} を例示) と、キャリア信号 t_p (例えば三角波信号) との大小比較に基づくPWM処理によって生成する。操作信号生成部52は、生成された操作信号 $g_{Up} \sim g_{Wn}$ をインバータ20に出力する。これにより、3相巻線14のU、V、W相には、電気角で互いに位相が120度ずれた正弦波状の電圧が印加さ

50

れ、電気角で互いに位相が120度ずれた正弦波状の電流が流れることとなる。

【0029】

続いて、本実施形態にかかる磁極位置の推定原理について説明した後、磁極位置推定器46が行う磁極推定処理について説明する。

【0030】

まず、推定原理について説明する。

【0031】

角度誤差がある場合のモータの電圧方程式は、下式(eq1)で表される。

【0032】

【数1】

$$\begin{bmatrix} V\gamma \\ V\delta \\ V\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R \cdot I\gamma \\ R \cdot I\delta \\ R_f \cdot I_f \end{bmatrix} + s \begin{bmatrix} L0 + L1 \cdot \cos(2\Delta\theta) & -L1 \cdot \sin(2\Delta\theta) & Mf \cdot \cos(\Delta\theta) \\ -L1 \cdot \sin(2\Delta\theta) & L0 - L1 \cdot \cos(2\Delta\theta) & -Mf \cdot \sin(\Delta\theta) \\ Mf \cdot \cos(\Delta\theta) & -Mf \cdot \sin(\Delta\theta) & Lf \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I\gamma \\ I\delta \\ I_f \end{bmatrix} \\ + \omega \begin{bmatrix} L1 \cdot \sin(2\Delta\theta) & -L0 + L1 \cdot \cos(2\Delta\theta) & Mf \cdot \sin(\Delta\theta) \\ L0 + L1 \cdot \cos(2\Delta\theta) & -L1 \cdot \sin(2\Delta\theta) & Mf \cdot \cos(\Delta\theta) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I\gamma \\ I\delta \\ I_f \end{bmatrix} \dots \text{(eq1)}$$

$$\text{ただし、} L0 = \frac{Ld + Lq}{2}, \quad L1 = \frac{Ld - Lq}{2}, \quad \Delta\theta = \theta\gamma - \theta$$

上式(eq1)において、「V γ 」は、 γ 軸電圧を示し、「V δ 」は δ 軸電圧を示し、「V ϕ 」は界磁巻線の印加電圧を示し、「I γ 」は γ 軸電流を示し、「I δ 」は δ 軸電流を示し、「I f 」は界磁電流を示す。また、「L d 」は電機子巻線のd軸インダクタンスを示し、「L q 」は電機子巻線のq軸インダクタンスを示し、「R」はステータ巻線抵抗を示し、「L f 」は界磁巻線の自己インダクタンスを示し、「R f 」は界磁巻線抵抗を示し、「M f 」は電機子巻線と界磁巻線とのd軸上における相互インダクタンスを示し、「 ω 」は電気角速度を示し、「s」は微分演算子を示す。

【0033】

上式(eq1)において、界磁巻線に係る項が存在するのは、図4に示すように、電機子巻線のd軸と界磁巻線とが磁気結合するためである。

【0034】

上式(eq1)において、ロータ11の回転が停止又は低速である($\omega = 0$)とし、また、高周波電圧を印加するとして抵抗R、R f の項を無視すると、下式(eq2)が導かれる。

【0035】

【数2】

$$\begin{bmatrix} V\gamma h \\ V\delta h \\ V\phi h \end{bmatrix} = s \begin{bmatrix} L0 + L1 \cdot \cos(2\Delta\theta) & -L1 \cdot \sin(2\Delta\theta) & Mf \cdot \cos(\Delta\theta) \\ -L1 \cdot \sin(2\Delta\theta) & L0 - L1 \cdot \cos(2\Delta\theta) & -Mf \cdot \sin(\Delta\theta) \\ Mf \cdot \cos(\Delta\theta) & -Mf \cdot \sin(\Delta\theta) & Lf \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I\gamma h \\ I\delta h \\ I_f h \end{bmatrix} \dots \text{(eq2)}$$

上式(eq2)において、各電圧、電流の添え字「h」は、高周波成分であることを示す。ここで、モータが非突極機であるとする、 $L1 = 0$ が成立することから、上式(eq2)は下式(eq3)となる。

【0036】

【数3】

$$\begin{bmatrix} V\gamma h \\ V\delta h \\ V\phi h \end{bmatrix} = s \begin{bmatrix} L0 & 0 & Mf \cdot \cos(\Delta\theta) \\ 0 & L0 & -Mf \cdot \sin(\Delta\theta) \\ Mf \cdot \cos(\Delta\theta) & -Mf \cdot \sin(\Delta\theta) & Lf \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I\gamma h \\ I\delta h \\ I_f h \end{bmatrix} \dots \text{(eq3)}$$

上式(eq3)を電流について解くと、下式(eq4)が導かれる。

【0037】

10

20

30

40

50

【数4】

$$\begin{bmatrix} I_{\gamma h} \\ I_{\delta h} \\ I_{f h} \end{bmatrix} = \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{L_0(L_0 \cdot L_f - M_f^2)} \times \begin{bmatrix} L_0 \cdot L_f - \frac{1}{2} M_f^2 (1 - \cos(2\Delta\theta)) & -\frac{1}{2} M_f^2 \cdot \sin(2\Delta\theta) & -L_0 \cdot M_f \cdot \cos(\Delta\theta) \\ -\frac{1}{2} M_f^2 \cdot \sin(2\Delta\theta) & L_0 \cdot L_f - \frac{1}{2} M_f^2 (1 + \cos(2\Delta\theta)) & L_0 \cdot M_f \cdot \sin(\Delta\theta) \\ -L_0 \cdot M_f \cdot \cos(\Delta\theta) & L_0 \cdot M_f \cdot \sin(\Delta\theta) & L_0^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\gamma h} \\ V_{\delta h} \\ V_{f h} \end{bmatrix} \quad \dots (eq4)$$

10

ここで、本実施形態では、軸にのみ下式 (eq 5) にて表される正弦波状の高周波軸電圧 $V_{\gamma h}$ を印加する。

【0038】

【数5】

$$\begin{bmatrix} V_{\gamma h} \\ V_{\delta h} \\ V_{f h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_0 \cdot \sin(2\pi \cdot f_h \cdot t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots (eq5)$$

20

上式 (eq 5) において、「 V_0 」は高周波電圧の振幅を示し、「 f_h 」は高周波電圧の周波数を示し、「 t 」は時間を示す。高周波軸電圧 $V_{\gamma h}$ を印加すると、界磁巻線 12 には下式 (eq 6) で表される高周波界磁電流 $I_{f h}$ が流れる。

【0039】

【数6】

$$I_{f h} = \frac{M_f \cdot V_0}{2\pi \cdot f_h (L_0 \cdot L_f - M_f^2)} \cos(\Delta\theta) \cdot \cos(2\pi \cdot f_h \cdot t) \quad \dots (eq6)$$

上式 (eq 6) に示すように、高周波界磁電流 $I_{f h}$ の振幅には、軸と d 軸との角度誤差 $\Delta\theta$ を独立変数とする余弦関数が含まれる。このため、角度誤差 $\Delta\theta$ が 0 になると、「 $\cos(\Delta\theta) = 1$ 」の関係より、高周波界磁電流 $I_{f h}$ の振幅が最大になる。角度誤差 $\Delta\theta$ が 0 になる場合に高周波界磁電流 $I_{f h}$ の振幅が最大となる様子を図 5 に示す。ここで、図 5 (a) は、軸電流 I_r 、 I_r の推移を示し、図 5 (b) は界磁電流 $I_{f r}$ 、角度誤差 $\Delta\theta$ の推移を示す。本実施形態では、角度誤差 $\Delta\theta$ が 0 になる場合に高周波界磁電流 $I_{f h}$ の振幅が最大になるとの式に基づいて、磁極位置推定器 46 によって磁極位置を推定する。続いて、図 6 を用いて、磁極位置推定器 46 について説明する。

30

【0040】

本実施形態にかかる磁極位置推定器 46 は、角度誤差算出部 46 a (「誤差算出手段」に相当) と、誤差補正部 46 b とを備えている。本実施形態において、磁極位置推定器 46 は、モータ 10 の停止時 (ロータ 11 の回転停止時) 又は低速時に磁極位置を推定する。なお、磁極位置推定の際、直流成分である目標電流 I_f^* は、0 に設定してもよいし、0 以外の値に設定してもよい。

40

【0041】

角度誤差算出部 46 a は、上式 (eq 6) を変形して得られる下式 (eq 7) と、第 1 高周波成分抽出部 44 によって抽出された高周波界磁電流 $I_{f h}$ とに基づいて、角度誤差を算出する。

【0042】

【数7】

$$\cos(\Delta\theta) = \frac{2\pi \cdot fh(L0 \cdot Lf - Mf^2)Ifh}{Mf \cdot V0 \cdot \cos(2\pi \cdot fh \cdot t)}$$

$$\rightarrow \Delta\theta = \text{Cos}^{-1}\left(\frac{2\pi \cdot fh(L0 \cdot Lf - Mf^2)Ifh}{Mf \cdot V0 \cdot \cos(2\pi \cdot fh \cdot t)}\right) \dots \text{(eq7)}$$

本実施形態において、上式(eq7)の「L0, Lf, Mf」は、モータ10の機器定数であり、既知である。また、高周波軸電圧Vhは制御装置40において任意に与える電圧であるため、上式(eq7)の「V0, fh, t」も既知である。したがって、高周波界磁電流Ifhを入力として、上式(eq7)に基づいて角度誤差を算出することができる。なお、本実施形態では、角度誤差を「0 < 2」の範囲で算出する。

10

【0043】

誤差補正部46bは、制御装置40(磁極位置推定器46)の1処理周期前において推定された磁極位置cから、角度誤差算出部46aによって算出された角度誤差を減算補正することで、現在の処理周期における磁極位置を推定する。推定された磁極位置は、2相変換部45及び3相変換部51に入力される。

【0044】

以上説明したように、本実施形態では、高周波軸電圧Vhの印加によって流れる高周波界磁電流Ifhに基づいて、磁極位置を推定することができる。また、本実施形態によれば、モータ10が非突極機であっても、磁極位置を推定することができる。

20

【0045】

さらに、第1高周波成分抽出部44を備えることで、モータ10の駆動中においても磁極位置を推定することができる。

【0046】

(第2実施形態)

以下、第2実施形態について、先の第1実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。本実施形態では、図7に示すように、高周波界磁電流Ifhの振幅が最大になるように推定磁極位置を変化させることで、磁極位置を推定する。なお、図7において、先の図6に示した処理と同一の処理については、便宜上、同一の符号を付している。

30

【0047】

図示されるように、磁極位置推定器46は、角度誤差算出部46aと、フィードバック操作量算出部46cとを備えている。フィードバック操作量算出部46cは、角度誤差を0にフィードバック制御するための操作量として、磁極位置を推定する。本実施形態では、角度誤差を入力とする積分制御によって磁極位置を推定する。

【0048】

このように、本実施形態によっても、上記第1実施形態と同様の効果を得ることができる。

【0049】

(第3実施形態)

以下、第3実施形態について、先の第2実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。本実施形態では、図8に示すように、高周波界磁電流Ifhの振幅が最大になるように推定磁極位置を変化させることで、磁極位置を推定する手法を変更する。なお、図8において、先の図7に示した処理と同一の処理については、便宜上、同一の符号を付している。

40

【0050】

図示されるように、磁極位置推定器46は、検波部と、極値探索部とを備えている。検波部は、高周波界磁電流Ifhに検波処理を施すことで、高周波界磁電流Ifhの振幅成分を抽出する。詳しくは、検波部において、第1乗算部46dは、高周波界磁電流Ifh

50

と同位相かつ同周波数の高周波信号「 $\cos(2 \times f_h \times t)$ 」を、高周波界磁電流 I_{fh} に乗算して出力する。第1ローパスフィルタ部46eは、第1乗算部46dから出力された高周波信号「 $I_{fh} \times \cos(2 \times f_h \times t)$ 」にローパスフィルタ処理を施すことで、下式(eq8)にて表される上記高周波信号の振幅成分を抽出する。

【0051】

【数8】

$$\varepsilon(\Delta\theta) = \frac{Mf \cdot V0}{4\pi \cdot fh(L0 \cdot Lf - Mf^2)} \cos(\Delta\theta) \quad \dots \quad (eq8)$$

極値探索部及びフィードバック操作量算出部46cは、上記振幅成分が最大になるように角度誤差を変化させることで、角度誤差を0に収束させる役割を果たす。詳しくは、ハイパスフィルタ部46fは、上記振幅成分にハイパスフィルタ処理を施すことで、上記振幅成分からその直流成分を除去して出力する。第2乗算部46gは、ハイパスフィルタ部46fから出力された変動成分「 \dots 」に「 $A \times \sin(1 \times t)$ 」を乗算して出力する。ここで、ハイパスフィルタ部46fから出力される変動成分「 \dots 」は、下式(eq9)で表される。

10

【0052】

【数9】

$$\varepsilon - \eta = A \cdot \sin(\omega l \cdot t) \frac{d\varepsilon}{d(\Delta\theta)} \quad \dots \quad (eq9)$$

20

上式(eq9)は、以下のように導かれる。詳しくは、「 $A \times \sin(1 \times t)$ 」の振幅Aが角度誤差に対して十分小さいとした場合、上式(eq8)を元に、テーラー展開によって下式(eq10)を導くことができる。下式(eq10)において、右辺第2項が直流成分「 \dots 」である。

【0053】

【数10】

$$\varepsilon(\Delta\theta + A \cdot \sin(\omega l \cdot t)) = \varepsilon(\Delta\theta) + A \cdot \sin(\omega l \cdot t) \frac{d\varepsilon}{d(\Delta\theta)} \quad \dots \quad (eq10)$$

30

第2ローパスフィルタ部46hは、第2乗算部46gの出力信号「 $(\dots) \times A \times \sin(1 \times t)$ 」にローパスフィルタ処理を施すことで、下式(eq11)にて表される直流信号を出力する。

【0054】

【数11】

$$\xi = \frac{A^2}{2} \frac{d\varepsilon}{d(\Delta\theta)} \quad \dots \quad (eq11)$$

積分器46iは、第2ローパスフィルタ部46hの出力信号に積分ゲインKを乗算した値を時間積分することで、誤差推定量eを算出する。加算部46jは、積分器46iによって算出された誤差推定量eに「 $A \times \sin(1 \times t)$ 」を加算してフィードバック操作量算出部46cに対して出力する。フィードバック操作量算出部46cは、加算部46jの出力信号「 $e + A \times \sin(1 \times t)$ 」を入力として磁極位置を推定する。

40

【0055】

このように、本実施形態によっても、上記第2実施形態と同様の効果を得ることができる。

【0056】

(第4実施形態)

以下、第4実施形態について、先の第1実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ

50

説明する。本実施形態では、図9に示すように、軸重畳部53(「電圧印加手段」に相当)により、電流制御部49から出力された軸指令電圧 V^* に高周波軸電圧 V_h を重畳する。これに伴い、磁極位置の推定手法を変更する。なお、図9において、先の図2に示した処理と同一の処理については、便宜上、同一の符号を付している。

【0057】

本実施形態では、軸重畳部53において、軸にのみ下式(eq12)にて表される正弦波状の高周波軸電圧 V_h を印加する。

【0058】

【数12】

$$\begin{bmatrix} V_h \\ V_{\delta h} \\ V_{f h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ V_0 \cdot \sin(2\pi \cdot f_h \cdot t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots \quad (eq12) \quad 10$$

高周波軸電圧 V_h を印加すると、界磁巻線12には下式(eq13)で表される高周波界磁電流 I_{fh} が流れる。

【0059】

【数13】

$$I_{fh} = \frac{-M_f \cdot V_0}{2\pi \cdot f_h (L_0 \cdot L_f - M_f^2)} \sin(\Delta\theta) \cdot \cos(2\pi \cdot f_h \cdot t) \quad \dots \quad (eq13) \quad 20$$

上式(eq13)にて示すように、高周波界磁電流 I_{fh} の振幅には、角度誤差を独立変数とする正弦関数が含まれる。このため、角度誤差が0になると、「 $\sin(\quad) = 0$ 」の関係より、高周波界磁電流 I_{fh} の振幅が最小になる。角度誤差が0になる場合に高周波界磁電流 I_{fh} の振幅が最小となる様子を図10に示す。ここで、図10(a)、(b)は、先の図5(a)、(b)に対応している。本実施形態では、角度誤差が0になる場合に高周波界磁電流 I_{fh} の振幅が最小になるとの式に基づいて、磁極位置推定器46によって磁極位置を推定する。

【0060】

詳しくは、本実施形態では、先の図6の角度誤差算出部46aにおいて、上式(eq13)を変形して得られる下式(eq14)と、第1高周波成分抽出部44によって抽出された高周波界磁電流 I_{fh} とに基づいて、角度誤差を算出する。

【0061】

【数14】

$$\begin{aligned} \sin(\Delta\theta) &= -\frac{2\pi \cdot f_h (L_0 \cdot L_f - M_f^2) I_{fh}}{M_f \cdot V_0 \cdot \cos(2\pi \cdot f_h \cdot t)} \\ \rightarrow \Delta\theta &= \text{Sin}^{-1} \left(-\frac{2\pi \cdot f_h (L_0 \cdot L_f - M_f^2) I_{fh}}{M_f \cdot V_0 \cdot \cos(2\pi \cdot f_h \cdot t)} \right) \quad \dots \quad (eq14) \quad 40 \end{aligned}$$

このように、本実施形態によっても、上記第1実施形態と同様の効果を得ることができる。

【0062】

(第5実施形態)

以下、第5実施形態について、先の第4実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。本実施形態では、高周波界磁電流 I_{fh} の振幅が最小になるように推定磁極位置を変化させることで、磁極位置を推定する。

【0063】

詳しくは、先の図7の角度誤差算出部46aにおいて、上式(eq14)と、第1高周波成分抽出部44によって抽出された高周波界磁電流 I_{fh} とに基づいて、角度誤差

を算出する。

【0064】

このように、本実施形態によっても、上記第4実施形態と同様の効果を得ることができる。

【0065】

(第6実施形態)

以下、第6実施形態について、先の第5実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。本実施形態では、図11に示すように、高周波界磁電流 I_{fh} の振幅が最小になるように推定磁極位置を変化させることで、磁極位置 を推定する手法を変更する。なお、図11において、先の図8に示した処理と同一の処理については、便宜上、同一の符号を付している。

10

【0066】

磁極位置推定器46は、上記検波部と、PLL回路とを備えている。詳しくは、検波部によって抽出された高周波界磁電流 I_{fh} の振幅成分 は、PLL回路を構成する比例積分器46kに入力される。比例積分器46kは、振幅成分 に速度比例ゲイン K_p を乗算した値と、振幅成分 及び速度積分ゲイン K_i の乗算値の時間積分値とを加算することで、電気角速度 の推定値(以下、速度推定値 e_{st})を算出する。比例積分器46kにおける処理は、角度誤差 が0近傍となる場合に振幅成分 が角度誤差 に比例することを利用したものである。積分器46lは、比例積分器46kの出力値の時間積分値として、磁極位置 を推定する。

20

【0067】

このように、本実施形態によっても、上記第5実施形態と同様の効果を得ることができる。

【0068】

(第7実施形態)

以下、第7実施形態について、先の第1,第4実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。本実施形態では、図12に示すように、 , 軸指令電圧 V^* , V^* に代えて、界磁重畳部54(「電圧印加手段」に相当)により、界磁指令電圧 V_f に高周波界磁電圧 V_{fh} を重畳する。これに伴い、磁極位置の推定手法を変更する。なお、図12において、先の図2に示した処理と同一の処理については、便宜上、同一の符号を付している。

30

【0069】

本実施形態では、界磁重畳部54において、界磁巻線12にのみ下式(eq15)にて表される正弦波状の高周波界磁電圧 V_{fh} を印加する。

【0070】

【数15】

$$\begin{bmatrix} V_{\gamma h} \\ V_{\delta h} \\ V_{fh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_0 \cdot \sin(2\pi \cdot fh \cdot t) \end{bmatrix} \quad \dots \quad (eq15)$$

40

高周波界磁電圧 V_{fh} を印加すると、 軸には下式(eq16)で表される高周波 軸電流 I_{fh} が流れ、 軸には下式(eq17)で表される高周波 軸電流 I_{fh} が流れる。なお、図13に、 , 軸電流 I_r , I_r 、界磁電流 I_{fr} 及び角度誤差 の推移を示した。図13は、先の図5に対応する図である。

【0071】

【数16】

$$I_{fh} = \frac{M_f \cdot V_0}{2\pi \cdot fh (L_0 \cdot L_f - M_f^2)} \cos(\Delta\theta) \cdot \cos(2\pi \cdot fh \cdot t) \quad \dots \quad (eq16)$$

50

【 0 0 7 2 】

【 数 1 7 】

$$I\delta h = \frac{-Mf \cdot V0}{2\pi \cdot fh(L0 \cdot Lf - Mf^2)} \sin(\Delta\theta) \cdot \cos(2\pi \cdot fh \cdot t) \quad \dots \quad (eq17)$$

図 1 4 を用いて、本実施形態にかかる磁極位置推定器 4 6 の処理を、入力を高周波 軸電流 I_h とする場合と、高周波 軸電流 I_h とする場合とに分けて説明する。なお、図 1 4 において、先の図 6 と同一の処理については、便宜上、同一の符号を付している。

【 0 0 7 3 】

まず、入力を高周波 軸電流 I_h とする場合について説明する。角度誤差算出部 4 6 m は、上式 (e q 1 6) を変形して得られる下式 (e q 1 8) と、第 2 高周波成分抽出部 4 7 によって抽出された高周波 軸電流 I_h とに基づいて、角度誤差 を算出する。

【 0 0 7 4 】

【 数 1 8 】

$$\begin{aligned} \cos(\Delta\theta) &= \frac{2\pi \cdot fh(L0 \cdot Lf - Mf^2) I\gamma h}{Mf \cdot V0 \cdot \cos(2\pi \cdot fh \cdot t)} \\ \rightarrow \Delta\theta &= \text{Cos}^{-1} \left(\frac{2\pi \cdot fh(L0 \cdot Lf - Mf^2) I\gamma h}{Mf \cdot V0 \cdot \cos(2\pi \cdot fh \cdot t)} \right) \quad \dots \quad (eq18) \end{aligned}$$

10

20

続いて、入力を高周波 軸電流 I_h とする場合について説明する。角度誤差算出部 4 6 m は、上式 (e q 1 7) を変形して得られる下式 (e q 1 9) と、第 2 高周波成分抽出部 4 7 によって抽出された高周波 軸電流 I_h とに基づいて、角度誤差 を算出する。

【 0 0 7 5 】

【 数 1 9 】

$$\begin{aligned} \sin(\Delta\theta) &= -\frac{2\pi \cdot fh(L0 \cdot Lf - Mf^2) I\delta h}{Mf \cdot V0 \cdot \cos(2\pi \cdot fh \cdot t)} \\ \rightarrow \Delta\theta &= \text{Sin}^{-1} \left(-\frac{2\pi \cdot fh(L0 \cdot Lf - Mf^2) I\delta h}{Mf \cdot V0 \cdot \cos(2\pi \cdot fh \cdot t)} \right) \quad \dots \quad (eq19) \end{aligned}$$

30

このように、本実施形態によっても、上記第 1 , 第 4 実施形態と同様の効果を得ることができる。また、本実施形態によれば、第 2 高周波成分抽出部 4 7 を備えることで、モータ 1 0 の駆動中においても磁極位置 を推定することができる。

【 0 0 7 6 】

(第 8 実施形態)

以下、第 8 実施形態について、先の第 7 実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。本実施形態では、図 1 5 に示すように、高周波界磁電流 I_{fh} の印加によって流れる高周波 軸電流 I_h の振幅が最大になるように推定磁極位置を変化させることで、磁極位置 を推定する。なお、図 1 5 において、先の図 1 4 に示した処理と同一の処理については、便宜上、同一の符号を付している。

40

【 0 0 7 7 】

本実施形態においても、上記第 7 実施形態と同様に、磁極位置推定器 4 6 は、入力を高周波 軸電流 I_h とする場合と、高周波 軸電流 I_h とする場合とで磁極位置 を推定する。

【 0 0 7 8 】

このように、本実施形態によっても、上記第 7 実施形態と同様の効果を得ることができる。

【 0 0 7 9 】

50

(第9実施形態)

以下、第9実施形態について、先の第7実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。本実施形態では、図16に示すように、高周波 I_{fh} 、 I_{fh} の双方に基づいて角度誤差 $\Delta\theta$ を算出する。なお、図16において、先の図14に示した処理と同一の処理については、便宜上、同一の符号を付している。

【0080】

磁極位置推定器46において、角度誤差算出部46nは、高周波 I_{fh} 、 I_{fh} を入力として、下式(eq21)を用いて角度誤差 $\Delta\theta$ を算出する。本実施形態では、下式(eq20)により、角度誤差 $\Delta\theta$ を「 $-\pi/2 \sim \pi/2$ 」の範囲で算出する。

【0081】

【数20】

$$\Delta\theta = \text{Tan}^{-1}\left(-\frac{I_{fh}}{I_{yh}}\right) \dots \text{(eq20)}$$

このように、本実施形態によっても、磁極位置 θ を推定することができる。

【0082】

(第10実施形態)

以下、第10実施形態について、先の第1、第4、第7実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。本実施形態では、先の図2、図9、図12に示したように、軸重畳部50、 I_{fh} 軸重畳部53又は界磁重畳部54を備えていない。こうした構成を前提として、界磁操作部43による界磁回路43aのスイッチング操作によって高周波界磁電流 I_{fh} を流す。これは、高調波であるキャリア信号 t_c と界磁指令電圧 V_f の大小比較に基づくPWM処理によって生成された界磁操作信号 g_f により、界磁電流にキャリア信号 t_c の周波数に応じた高周波電圧が重畳されるためである。この高周波電圧により、図17(a)に示すように界磁巻線12に高周波界磁電流が流れる。そして、高周波界磁電流が流れることにより、図17(b)に示すように高周波 I_{fh} 、 I_{fh} 軸電流が流れる。

【0083】

こうして流れる高周波 I_{fh} 軸電流 I_{fh} 及び高周波 I_{fh} 軸電流 I_{fh} のうち少なくとも一方に基づいて、上記第7～第9実施形態で説明した推定手法によって磁極位置 θ を推定することができる。

【0084】

(第11実施形態)

以下、第11実施形態について、先の各実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。本実施形態では、 I_{rh} 軸電流 I_{rh} 、 I_{rh} 軸電流 I_{rh} 、及び界磁電流 I_{fr} のそれぞれの変化の符号に基づいて、角度誤差 $\Delta\theta$ が、1電気角周期を4等分した領域のいずれにあるかを判別する判別処理を行う。そして、この判別結果に基づいて、推定された磁極位置 θ を補正する磁極位置補正処理を行う。

【0085】

図18に、磁極位置推定器46が行う判別処理及び磁極位置補正処理のブロック図を示す。

【0086】

図示されるように、領域判別部46p(「判別手段」に相当)は、 I_{rh} 軸電流 I_{rh} 、 I_{rh} 軸電流 I_{rh} 、及び界磁電流 I_{fr} のそれぞれの変化の符号に基づいて、現在生じている実際の角度誤差 $\Delta\theta$ が、「 $0 < \Delta\theta < \pi/2$ 」、「 $\pi/2 < \Delta\theta < \pi$ 」、「 $\pi < \Delta\theta < 3\pi/2$ 」、及び「 $3\pi/2 < \Delta\theta < 2\pi$ 」のうちいずれの領域にあるかを判別する。これは、図19に示すように、 I_{rh} 軸電流 I_{rh} 、 I_{rh} 軸電流 I_{rh} 、及び界磁電流 I_{fr} のそれぞれの変化の符号と、実際の角度誤差 $\Delta\theta$ の各領域とを予め一義的に関係付けることができることに基づく。ここで、図18には、各領域と、 I_{rh} 軸電流 I_{rh} 、 I_{rh} 軸電流 I_{rh} の変化の符号との関係を示した。ここでは、「1」によって、 I_{rh} 軸電流 I_{rh} 、 I_{rh} 軸電流 I_{rh} の変化の符号と、界磁電流 I_{fr} の変化の符号とが異なることを示す。また、「0」によって

10

20

30

40

50

、軸電流 I_r 、 I_r の変化の符号と界磁電流 I_{fr} の変化の符号とが一致することを示す。各電流の変化の符号の関係は、印加する高周波電圧を「 V_h 」とする場合、下式 (eq 21) ~ (eq 23) から導かれる。

【0087】

【数21】

$$s \cdot I_{rh} = \left\{ \frac{1}{L_0} + \frac{M_f^2}{2L_0(L_0 \cdot L_f - M_f^2)} (1 - \cos(2\Delta\theta)) \right\} V_h \quad \dots \quad (eq21)$$

【0088】

【数22】

$$s \cdot I_{dh} = - \frac{M_f^2}{2L_0(L_0 \cdot L_f - M_f^2)} \sin(2\Delta\theta) \cdot V_h \quad \dots \quad (eq22)$$

【0089】

【数23】

$$s \cdot I_{fh} = - \frac{M_f}{L_0 \cdot L_f - M_f^2} \cos(2\Delta\theta) \cdot V_h \quad \dots \quad (eq23)$$

なお、 I_r 、 I_r の変化の符号は、例えば、 I_r 、 I_r の時間微分値 ($\frac{dI_r}{dt}$ 、軸電流の変化速度) を算出することで把握すればよい。また、界磁電流 I_{fr} の変化の符号も、例えば、界磁電流 I_{fr} の時間微分値を算出することで把握すればよい。

【0090】

補正部 46q (「補正手段」に相当) は、領域判別部 46p の判別結果に基づいて、磁極位置推定器 46 によって推定された磁極位置 θ_{est} を補正する処理を行う。これは、角度誤差 $\Delta\theta$ を「 $0 < \Delta\theta < 2$ 」の範囲で算出する場合において、例えば、「 $\sin(\Delta\theta) = 0$ 」を満たす角度誤差 $\Delta\theta$ が、 0 又は π であるためである。この場合、角度誤差を収束させた結果として得られる推定磁極位置 θ_{est} が 0 からずれ得る。

【0091】

そこで本実施形態では、補正部 46q において以下の処理を行う。詳しくは、角度誤差 $\Delta\theta$ が「 $\pi/2 < \Delta\theta < 3\pi/2$ 」又は「 $3\pi/2 < \Delta\theta < 5\pi/2$ 」であると領域判別部 46p によって判断された場合、推定された磁極位置 θ_{est} から「 π 」減算補正することで、補正後磁極位置 θ_{est} を算出する。一方、角度誤差 $\Delta\theta$ が「 $0 < \Delta\theta < \pi/2$ 」又は「 $3\pi/2 < \Delta\theta < 5\pi/2$ 」であると領域判別部 46p によって判断された場合、推定された磁極位置 θ_{est} をそのまま補正後磁極位置 θ_{est} として算出する。算出された補正後磁極位置 θ_{est} は、2相変換部 45 及び 3相変換部 51 に入力される。

【0092】

以上説明した本実施形態によれば、磁極位置 θ_{est} の推定精度を高めることができる。

【0093】

(その他の実施形態)

なお、上記各実施形態は、以下のように変更して実施してもよい。

【0094】

・上記第3実施形態の図8、及び上記第6実施形態の図11において、第1乗算部 46d の入力を、高周波界磁電流 I_{fh} に代えて高周波軸電流 I_{rh} としてもよい。

【0095】

・上記第11実施形態において、界磁巻線 12 又は θ 軸に高周波電圧を印加する場合であっても、判別処理及び磁極位置推定処理を行うことができる。

【0096】

・上記各実施形態では、高周波電圧として、正弦波状の高周波電圧を印加したがこれに限らず、例えば矩形波状の高周波電圧を印加してもよい。

10

20

30

40

50

【0097】

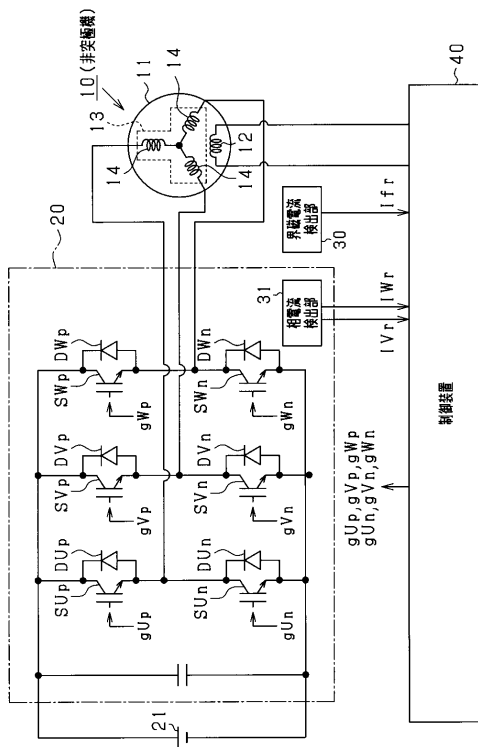
・本発明が適用される回転電機としては、非突極機に限らず、突極機であってもよい。また、回転電機としては、駆動トルク発生機能を有する電動機に限らず、発電機能を有する発電機や、上記発生機能及び発電機能の双方を有するものであってもよい。

【符号の説明】

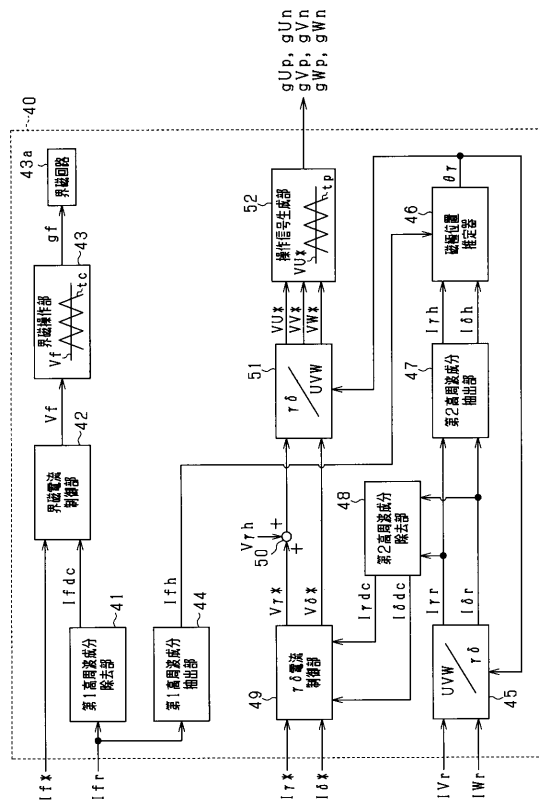
【0098】

10...モータ、11...ロータ、12...界磁巻線、13...ステータ、14...3相巻線、40...制御装置。

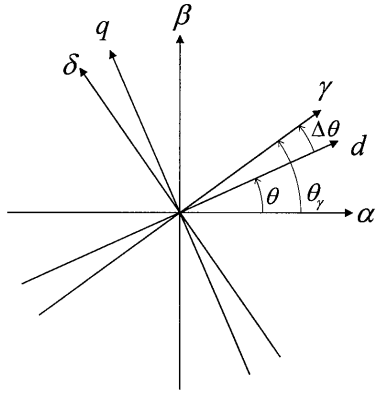
【図1】



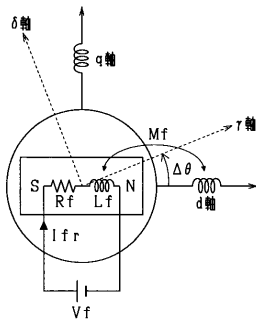
【図2】



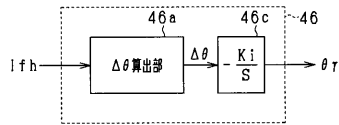
【図3】



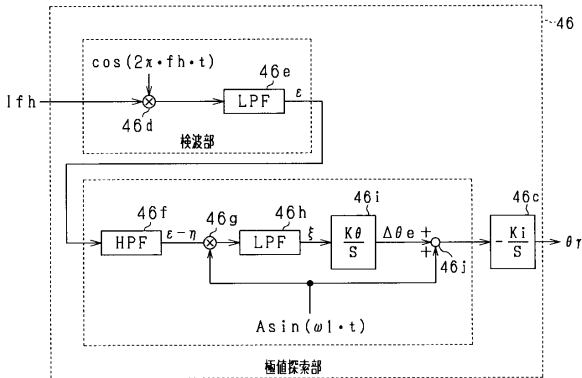
【図4】



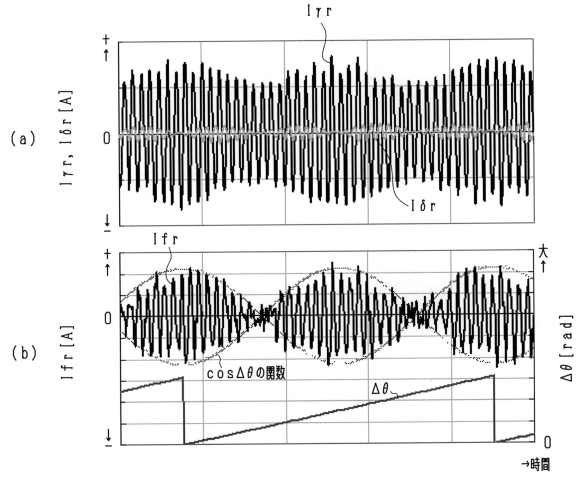
【図7】



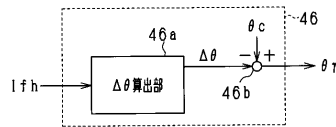
【図8】



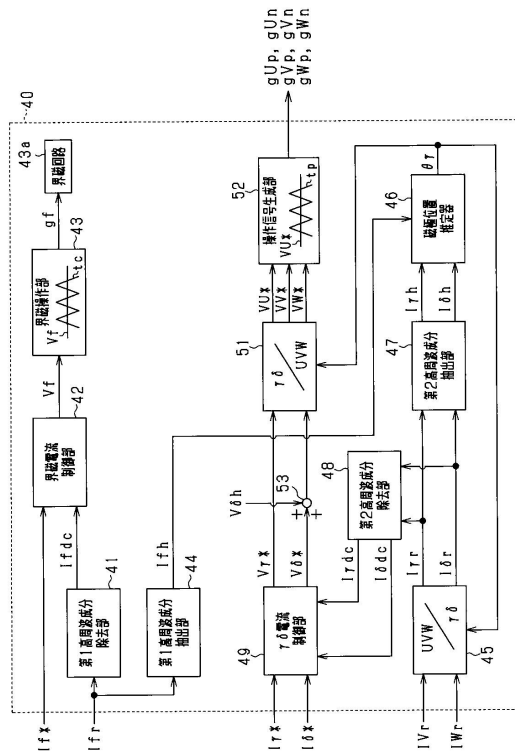
【図5】



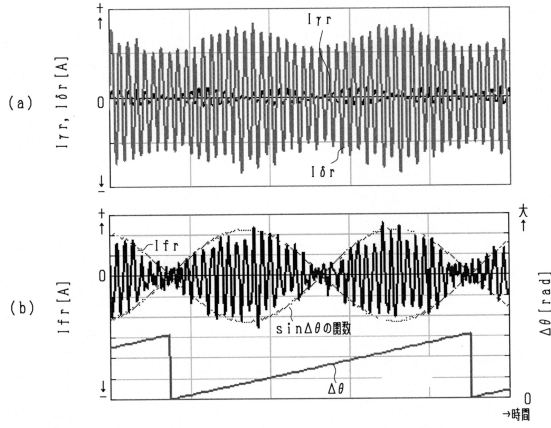
【図6】



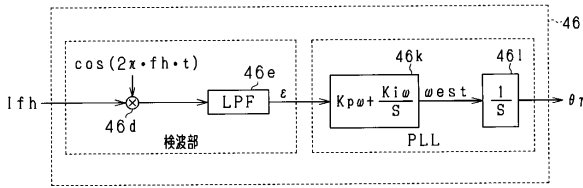
【図9】



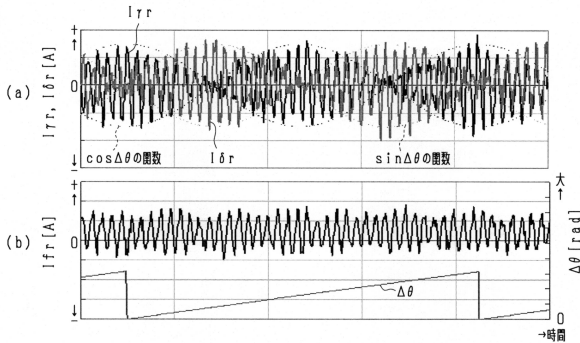
【図10】



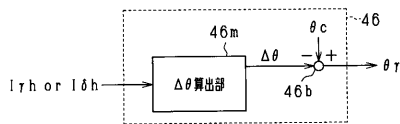
【図11】



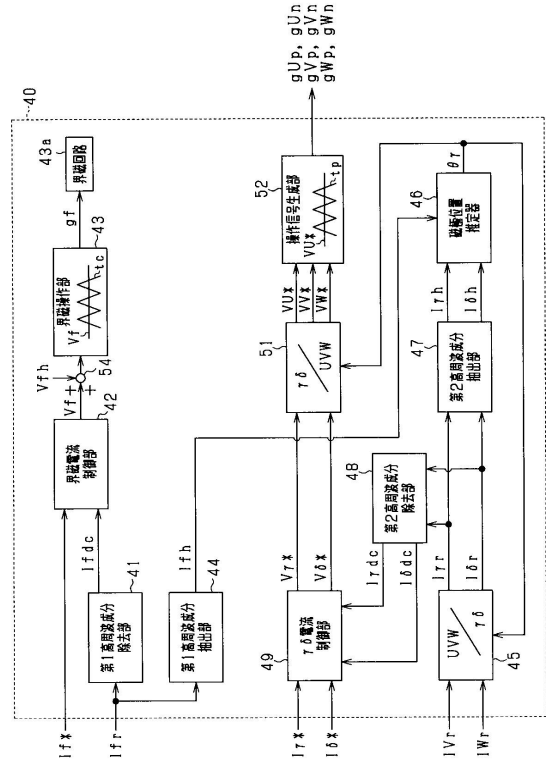
【図13】



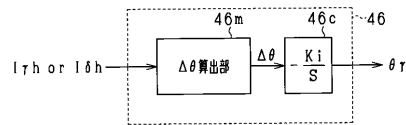
【図14】



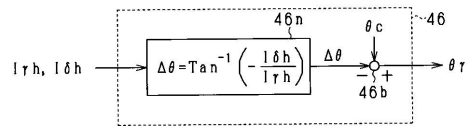
【図12】



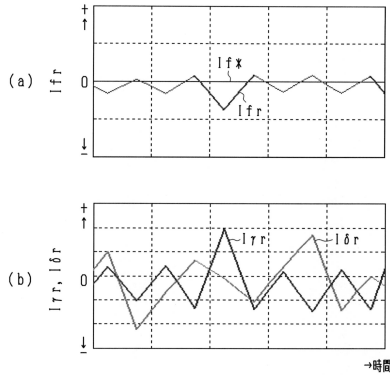
【図15】



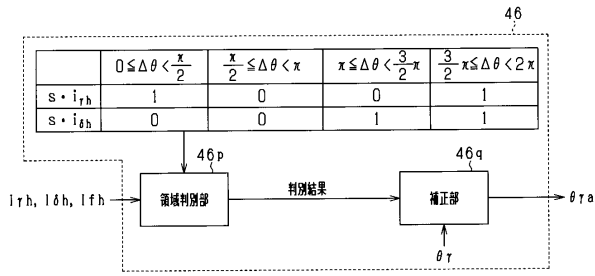
【図16】



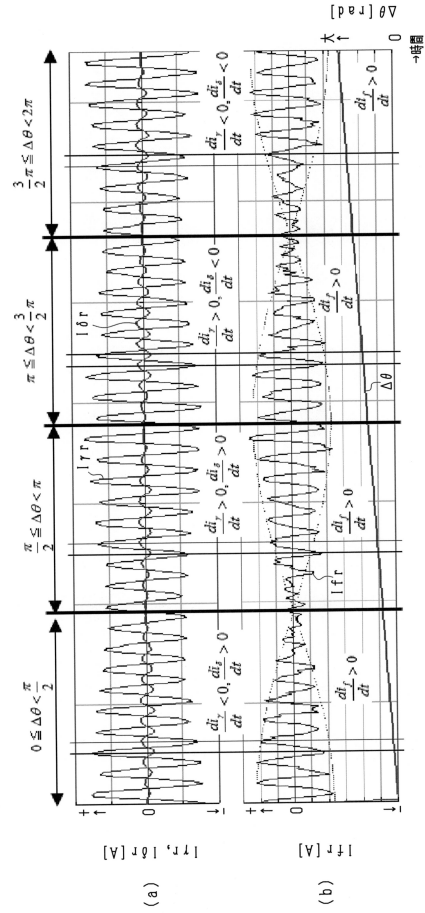
【図 17】



【図 18】



【図 19】



フロントページの続き

(72)発明者 藤井 淳
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

審査官 田村 恵里加

(56)参考文献 特開2006-136123(JP,A)
特開2009-027799(JP,A)
特開2005-039891(JP,A)
特開2012-010555(JP,A)
特開昭56-136194(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 4/00, 6/00-6/34,
21/00-25/03, 25/04,
25/08-31/00