

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5324159号
(P5324159)

(45) 発行日 平成25年10月23日(2013.10.23)

(24) 登録日 平成25年7月26日(2013.7.26)

(51) Int.Cl.		F I			
HO2P	6/16	(2006.01)	HO2P	6/02	321N
HO2P	21/00	(2006.01)	HO2P	5/408	C
HO2P	27/04	(2006.01)			

請求項の数 6 (全 38 頁)

(21) 出願番号	特願2008-211893 (P2008-211893)	(73) 特許権者	000001889
(22) 出願日	平成20年8月20日 (2008.8.20)		三洋電機株式会社
(65) 公開番号	特開2010-51078 (P2010-51078A)		大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号
(43) 公開日	平成22年3月4日 (2010.3.4)	(74) 代理人	100085501
審査請求日	平成23年8月1日 (2011.8.1)		弁理士 佐野 静夫
		(74) 代理人	100128842
			弁理士 井上 温
		(74) 代理人	100129562
			弁理士 山本 昌則
		(72) 発明者	富樫 仁夫
			大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 三洋電機株式会社内
		審査官	櫻田 正紀

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

モータに対して所定周波数を有する推定用電圧を印加する電圧印加手段と、
前記モータに流れる電流を検出する電流検出手段と、
前記電流検出手段の検出電流に基づいて前記モータの回転子における磁極位置を推定する磁極位置推定手段と、を備え、推定磁極位置に基づいて前記モータの制御を行うモータ制御装置であって、

前記磁極位置推定手段は、前記電流検出手段の検出電流の第1及び第2軸成分から、前記推定用電圧の印加に応じて前記モータに流れる推定用電流の第1、第2、第3及び第4軸成分を導出し、前記推定用電流の第1及び第2軸成分の積と、前記第3及び第4軸成分の積と、に基づいて前記磁極位置を推定する推定処理手段を有し、

電気角表現において前記推定用電流の第1及び第2軸は互いに直交すると共に前記第3及び第4軸は互いに直交し、且つ、前記第3及び第4軸の夫々は前記推定用電流の第1軸と異なる

ことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項2】

前記第3及び第4軸は、前記推定用電流の第1及び第2軸から電気角で / 4 だけずれている

ことを特徴とする請求項1に記載のモータ制御装置。

【請求項3】

前記推定処理手段は、前記電流検出手段の検出電流の第1及び第2軸成分から前記所定周波数の成分を抽出することによって前記推定用電流の第1及び第2軸成分を導出し、前記推定用電流の第1及び第2軸成分の和と差を用いて前記推定用電流の第3及び第4軸成分を導出する

ことを特徴とする請求項1又は請求項2に記載のモータ制御装置。

【請求項4】

前記推定処理手段は、前記推定用電流の第1及び第2軸成分の積の直流成分と、前記推定用電流の第3及び第4軸成分の積の直流成分と、に基づいて前記磁極位置を推定することを特徴とする請求項1～請求項3の何れかに記載のモータ制御装置。

【請求項5】

モータと、

前記モータを駆動するインバータと、

前記インバータを制御することにより前記モータを制御するモータ制御装置と、を備え、

前記モータ制御装置として、請求項1～請求項4の何れかに記載のモータ制御装置を用いる

ことを特徴とするモータ駆動システム。

【請求項6】

請求項5に記載のモータ駆動システムを備え、

前記モータ駆動システム内のモータの回転力を利用して動作する電気機器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータの駆動を制御するモータ制御装置に関する。また、本発明は、そのモータ制御装置を利用したモータ駆動システム及び電気機器に関する。

【背景技術】

【0002】

従来より、モータの回転子における磁極位置（回転子位置）を、位置センサを用いることなく検出しようとする技術が開発されている。そのような技術の中で、高周波の回転電圧又は交番電圧の印加を利用した技術が提案されている。

【0003】

本出願人も、高周波電圧印加を利用した手法を既に提案している（下記特許文献1参照）。この手法では、d軸及びq軸に対応する制御上の推定軸を 軸及び 軸とし、座標系上における高周波の回転電圧又は交番電圧をモータに印加する。そして、その高周波電圧印加に由来してモータに流れる高周波電流の 軸成分及び 軸成分の積を導出し、その積に基づいて磁極位置の推定を行う。

【0004】

【特許文献1】特開2007-53829号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

この従来手法では、d軸と推定軸である 軸との軸誤差 がゼロに近いという近似の下で軸誤差 の推定を行うため、推定軸である 軸と磁極位置に対応するd軸との一致が必要となる。そのため、推定軸の初期位置、即ち、初期の軸誤差 によっては推定に時間がかかる場合がある。尚、この理由は、本発明の実施形態中の記載を参照することで、より明らかとなる。

【0006】

モータを始動しようとする際、初期の磁極位置の推定に時間がかかれば、その分だけ、モータの始動に時間がかかる。モータの始動遅れは、モータを組み込んだ機器（例えば、電動車両）の始動遅れに繋がる。故に、磁極位置の推定に必要な時間の短縮が望まれてい

10

20

30

40

50

る。

【0007】

そこで本発明は、磁極位置（初期の磁極位置）の推定に必要な時間の短縮化に寄与するモータ制御装置、モータ駆動システム及び電気機器を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明に係るモータ制御装置は、モータに対して所定周波数を有する推定用電圧を印加する電圧印加手段と、前記モータに流れる電流を検出する電流検出手段と、前記電流検出手段の検出電流に基づいて前記モータの回転子における磁極位置を推定する磁極位置推定手段と、を備え、推定磁極位置に基づいて前記モータの制御を行うモータ制御装置であって、前記磁極位置推定手段は、前記電流検出手段の検出電流の第1及び第2軸成分から、前記推定用電圧の印加に応じて前記モータに流れる推定用電流の第1、第2、第3及び第4軸成分を導出し、前記推定用電流の第1～第4軸成分に基づいて前記磁極位置を推定する推定処理手段を有し、電気角表現において前記第1及び第2軸は互いに直交すると共に前記第3及び第4軸は互いに直交し、且つ、前記第3及び第4軸の夫々は前記第1軸と異なることを特徴とする。

10

【0009】

第1及び第2軸の電流情報だけでなく、第1及び第2軸とは異なる第3軸及び第4軸の電流情報をも利用することにより、初期の磁極位置の如何に関わらず、安定的に短時間で磁極位置を推定することが可能となる。

20

【0010】

具体的には例えば、前記第3及び第4軸は、前記第1及び第2軸から電気角で $\pi/4$ だけずれている。

【0011】

また具体的には例えば、前記推定処理手段は、前記電流検出手段の検出電流の第1及び第2軸成分から前記所定周波数の成分を抽出することによって前記推定用電流の第1及び第2軸成分を導出し、前記推定用電流の第1及び第2軸成分の和と差を用いて前記推定用電流の第3及び第4軸成分を導出する。

【0012】

また具体的には例えば、前記推定処理手段は、前記推定用電流の第1及び第2軸成分の積と、前記推定用電流の第3及び第4軸成分の積と、に基づいて前記磁極位置を推定する。

30

【0013】

より具体的には例えば、前記推定処理手段は、前記推定用電流の第1及び第2軸成分の積の直流成分と、前記推定用電流の第3及び第4軸成分の積の直流成分と、に基づいて前記磁極位置を推定する。

【0014】

更に具体的には例えば、前記推定処理手段は、前記推定用電流の第1及び第2軸成分の積の直流成分を、前記推定用電流の第3及び第4軸成分の積の直流成分を含む値によって除算することにより、前記磁極位置を推定する。

40

【0015】

また具体的には例えば、前記推定処理手段は、前記推定用電流の第1及び第2軸成分それぞれの自乗情報を用いて前記推定用電流の第3及び第4軸成分の積を導出する。

【0016】

また例えば、前記推定処理手段を用いて推定した磁極位置を初期の磁極位置として取り扱い、その初期の磁極位置を元にして、前記推定処理手段と異なる第2の推定処理手段によって、その後の磁極位置の推定を行っても良い。

【0017】

また例えば、前記第1軸は、前記回転子のd軸に対応する制御上の推定軸、又は、所定の固定軸である。

50

【 0 0 1 8 】

本発明に係るモータ駆動システムは、モータと、前記モータを駆動するインバータと、前記インバータを制御することにより前記モータを制御する、上記の何れかに記載のモータ制御装置と、を備えたことを特徴とする。

【 0 0 1 9 】

本発明に係る電気機器は、前記モータ駆動システムを備え、前記モータ駆動システム内のモータの回転力を利用して動作する。

【 0 0 2 0 】

電気機器は、電動車両、空調機器、洗濯機、乾燥機などである。

【 発明の効果 】

10

【 0 0 2 1 】

本発明によれば、磁極位置（初期の磁極位置）の推定に必要な時間の短縮化に寄与するモータ制御装置、モータ駆動システム及び電気機器を提供することが可能である。

【 0 0 2 2 】

本発明の意義ないし効果は、以下に示す実施の形態の説明により更に明らかとなる。ただし、以下の実施の形態は、あくまでも本発明の一つの実施形態であって、本発明ないし各構成要件の用語の意義は、以下の実施の形態に記載されたものに制限されるものではない。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 2 3 】

20

以下、本発明の実施の形態につき、図面を参照して具体的に説明する。参照される各図において、同一の部分には同一の符号を付し、同一の部分に関する重複する説明を原則として省略する。後に第1～第8実施例を説明するが、まず、各実施例に共通する事項又は各実施例にて参照される事項について説明する。

【 0 0 2 4 】

図1は、本発明の実施形態に係るモータ駆動システムの概略ブロック図である。図1のモータ駆動システムは、モータ1と、PWM（Pulse Width Modulation）インバータ2と、モータ制御装置3と、を備える。モータ制御装置3では、モータ1の回転子の磁極位置（回転子位置）を、位置センサを用いることなく、推定によって検出する位置センサレス制御が行われる。

30

【 0 0 2 5 】

モータ1は、三相永久磁石同期モータであり、永久磁石を備えた回転子（不図示）と3相分の電機子巻線を備えた固定子（不図示）とを有している。以下の説明では、原則として、モータ1が、埋込磁石同期モータに代表される突極機であるとする。

【 0 0 2 6 】

PWMインバータ（以下、単にインバータという）2は、モータ制御装置3による制御の下、モータ1に三相交流電圧を供給する。インバータ2によってモータ1に印加される三相交流電圧は、U相の電機子巻線への印加電圧を表すU相電圧 v_u 、V相の電機子巻線への印加電圧を表すV相電圧 v_v 、及び、W相の電機子巻線への印加電圧を表すW相電圧 v_w から成る。U相電圧 v_u 、V相電圧 v_v 及びW相電圧 v_w の合成電圧である、モータ1への、全体の印加電圧をモータ電圧（モータ端子電圧）と呼び、それを記号 V_a によって表す。

40

【 0 0 2 7 】

モータ電圧 V_a の印加によってインバータ2からモータ1へ供給される電流のU相成分、V相成分及びW相成分、即ちU相、V相及びW相の電機子巻線に流れる電流を、夫々、U相電流 i_u 、V相電流 i_v 及びW相電流 i_w と呼ぶ。U相電流 i_u 、V相電流 i_v 及びW相電流 i_w の合成電流である、モータ1への、全体の供給電流をモータ電流（電機子電流）と呼び、それを記号 I_a によって表す。

【 0 0 2 8 】

モータ制御装置3は、モータ電流 I_a の検出値に基づきつつ、所望の制御（ベクトル制

50

御など)を実現するためのPWM信号をインバータ2に与える。

【0029】

図2(a)及び(b)は、モータ1の解析モデル図である。以下の説明において、電機子巻線とはモータ1に設けられているものを指す。図2(a)には、モータ1の回転に関係なく固定された固定軸である軸及び軸が示されている。軸は、例えば、図3に示す如く、U相の電機子巻線固定軸と一致している。但し、軸とU相の電機子巻線固定軸は異なっても構わない。軸は、軸に対して電気角で90度だけ位相が進んだ軸である。図3には、軸及び軸と共に、U相、V相、W相の電機子巻線固定軸が示されている。図2(a)及び(b)並びに図3を含む空間ベクトル図において、反時計回り方向が位相の進み方向に対応している。

10

【0030】

図2(a)において、1aは、モータ1の回転子に設けられた永久磁石である。永久磁石1aが作る磁束の回転速度と同じ速度で回転する回転座標系において、永久磁石1aが作る磁束方向に沿った軸をd軸と定める。d軸の向きは、永久磁石1aが作る磁束の向きに合致する。一方、d軸に対応する、制御上の推定軸を軸とする。軸は、モータ1を制御するためにモータ制御装置3において定義される。また、図2(b)に示す如く、d軸から電気角で90度だけ位相が進んだ軸をq軸とし、軸から電気角で90度だけ位相が進んだ軸を軸とする。軸と軸を総称して軸と呼び、軸と軸を座標軸として有する座標系を座標系と呼ぶ。d軸とq軸を総称してdq軸と呼び、d軸及びq軸を座標軸として有する座標系をdq座標系と呼ぶ。軸と軸を総称して軸と呼び、軸及び軸を座標軸として有する座標系を座標系と呼ぶ。

20

【0031】

座標系は固定座標系であるが、dq座標系及び座標系は、回転座標系である。dq軸及びdq座標系の回転速度を ω_d にて表し、軸及び座標系の回転速度を ω にて表す。

【0032】

軸から見たd軸の角度(位相)を θ_d により表し、軸から見た軸の角度(位相)を θ により表す。 θ_d 及び θ にて表される角度は、電気角における角度であり、 ω_d 及び ω にて表される回転速度は、電気角における角速度である。また、軸から見たd軸の角度(位相)、即ち、軸とd軸との間の軸誤差を θ_e にて表す。 $\theta_e = \theta - \theta_d$ である。 θ_d を、磁極位置(又は回転子位置)とも呼ばれる。軸がd軸を推定した軸である場合、 θ_e は推定磁極位置(磁極位置 θ_d を推定したもの)を表し、 ω_e は推定回転速度(回転速度 ω_d を推定したもの)を表す。

30

【0033】

モータ駆動システムの制御に関する記号を、以下のように定義する。

モータ電圧 V_a のd軸成分、q軸成分、軸成分、軸成分、軸成分及び軸成分を、夫々、d軸電圧、q軸電圧、軸電圧、軸電圧、軸電圧及び軸電圧と呼ぶと共に記号 v_d 、 v_q 、 v 、 v 、 v 及び v にて表す。

モータ電流 I_a のd軸成分、q軸成分、軸成分、軸成分、軸成分及び軸成分を、夫々、d軸電流、q軸電流、軸電流、軸電流、軸電流及び軸電流と呼ぶと共に記号 i_d 、 i_q 、 i 、 i 、 i 及び i にて表す。

40

λ_a は、永久磁石1aによる電機子鎖交磁束を表す。

L_d 及び L_q は、夫々d軸インダクタンス(電機子巻線のインダクタンスのd軸成分)、q軸インダクタンス(電機子巻線のインダクタンスのq軸成分)を表す。

R_a は、電機子巻線の一相当たりの抵抗値を表す。

ω_a 、 L_d 、 L_q 及び R_a は、モータ1の特性に応じて予め定まり、モータ駆動システムの制御上のパラメータとして利用される。

【0034】

軸電圧 v 及び軸電圧 v が追従すべき、軸電圧 v 及び軸電圧 v の目標値を、それぞれ軸電圧指令値 v^* 及び軸電圧指令値 v^* により表す。

50

軸電流 i 及び 軸電流 i が追従すべき、 軸電流 i 及び 軸電流 i の目標値を、それぞれ 軸電流指令値 i^* 及び 軸電流指令値 i^* により表す。

回転速度 (又は ω) が追従すべき、回転速度 (又は ω) の目標値を回転速度指令値 ω^* により表す。

【0035】

尚、 v は、 軸電圧の値を表す記号としても用いられうる。 v 以外の状態量(電圧、電流に関する状態量を含む)を表す記号についても同様である。また、本明細書では、記述の簡略化上、記号(i など)を表記することによって、その記号に対応する名称を省略又は簡略化することがある。即ち、本明細書では、例えば、「 i 」と「軸電流 i 」又は「軸電流値 i 」は同じものを指す。

10

【0036】

[磁極位置の推定原理]

次に、本発明に係る磁極位置の推定原理について説明する。今、 軸電流値 i 及び 軸電流値 i が 軸電流指令値 i^* 及び 軸電流指令値 i^* に追従するようにフィードバック制御がなされたモータ駆動システム(例えば後に示す図13のモータ駆動システム)において、 軸電流指令値 i^* 及び 軸電流指令値 i^* に従って作成された 軸電圧指令値 v^* 及び 軸電圧指令値 v^* に、磁極位置推定のための高周波の重畳電圧を重畳することを考える。この重畳電圧は、例えば、電圧ベクトル軌跡が円を描く回転電圧である。

【0037】

軸電流指令値 i^* 及び 軸電流指令値 i^* を 軸及び 軸成分の電流値として有する電流(電流ベクトル)は、モータ1を駆動するための駆動電流を表し、 軸電圧指令値 v^* 及び 軸電圧指令値 v^* を 軸及び 軸成分の電圧値として有する電圧(電圧ベクトル)は、モータ1に上記駆動電流を流すためにモータ1に印加される駆動電圧を表す。上述の重畳電圧を駆動電圧に重畳することによって、重畳電圧(推定用電圧)に応じた重畳電流(推定用電流)が駆動電流に重畳されることになる。

20

【0038】

重畳電圧における「高周波」とは、その重畳電圧の周波数が駆動電圧の周波数よりも十分に大きいことを意味している。従って、この重畳電圧に従って重畳される上記重畳電流の周波数は、上記駆動電流の周波数よりも十分に大きい。また、「回転電圧」とは、図4の電圧ベクトル軌跡510の如く、電圧ベクトルの軌跡が 座標系上で円を成すような電圧を意味する。例えば、上記回転電圧が3相で考えた場合における3相平衡電圧である場合、その電圧ベクトル軌跡は、図4の電圧ベクトル軌跡510のように 座標系上で原点を中心とする真円を成すことになる。この回転電圧は、モータ1の回転に同期しない高周波の電圧であるため、この回転電圧の印加によってモータ1が回転することはない。

30

【0039】

モータ1が埋込磁石形同期モータ等であって $L_d < L_q$ が成立するとき、電圧ベクトル軌跡510を成す重畳電圧によってモータ1に流れる重畳電流の電流ベクトル軌跡は、図5の電流ベクトル軌跡511に示す如く、 座標系上で原点を中心とし、 軸方向を長軸方向且つ 軸方向を短軸方向とする楕円となる。但し、電流ベクトル軌跡511は、軸誤差 θ_e がゼロの場合の電流ベクトル軌跡である。軸誤差 θ_e がゼロでない場合における重畳電流の電流ベクトル軌跡は、電流ベクトル軌跡512にて表される楕円ようになり、その長軸方向(又は短軸方向)は 軸方向(又は 軸方向)と一致しない。即ち、軸誤差 θ_e がゼロでない場合は、モータ1の磁気突極性に起因して、 座標系上で原点を中心として電流ベクトル軌跡511が傾き、電流ベクトル軌跡512を描くようになる。

40

【0040】

重畳電流の 軸成分及び 軸成分を、それぞれ i_h 及び i_h にて表すと、それらの積($i_h \times i_h$)には、電流ベクトル軌跡512にて表される楕円の傾きに依存した直流成分が存在する。積($i_h \times i_h$)は、電流ベクトル軌跡の第1及び第3象限で正の値をとる一方で第2及び第4象限で負の値をとるため、楕円が傾いていない時は(電流ベク

50

トル軌跡 5 1 1 の場合は) 直流成分を含まないが、楕円が傾くと(電流ベクトル軌跡 5 1 2 の場合は) 直流成分を含むようになる。尚、図 5 (及び後述する図 7 等)における I、II、III 及び IV は、座標系上での第 1、第 2、第 3 及び第 4 象限を表している。

【 0 0 4 1 】

0° である状態において、積 ($i_h \times i_h$) の直流成分は、軸誤差の大きさが增大するにつれて大きくなる(軸誤差に概ね比例する)。従って、この直流成分がゼロに収束するように制御すれば、軸誤差はゼロに収束するようになる。

【 0 0 4 2 】

重畳電圧は、下記式 (A - 1) によって表すことができる。ここで、 v_{hy}^* 及び $v_{h\delta}^*$ は、駆動電圧 (v^* 及び v^*) に重畳される重畳電圧の軸成分及び軸成分である。式 (A - 1) における ω_h は、 v_{hy}^* 及び $v_{h\delta}^*$ の周波数(座標系上における電気角速度)を表し、 V_{hy} 及び $V_{h\delta}$ は、夫々、重畳電圧の軸方向の振幅(即ち、 v_{hy}^* の振幅)及び重畳電圧の軸方向の振幅(即ち、 $v_{h\delta}^*$ の振幅)を表す。また、 t は時間を表す。

【 0 0 4 3 】

【 数 1 】

$$\begin{bmatrix} v_{hy}^* \\ v_{h\delta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{hy} \cos(\omega_h t) \\ V_{h\delta} \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad \dots (A-1)$$

【 0 0 4 4 】

重畳電圧として回転電圧を重畳する場合、重畳電圧の軸方向の振幅 V_{hy} と軸方向の振幅 $V_{h\delta}$ は一致していてもよいし、異なっても構わない。図 6 に、振幅 V_{hy} を振幅 $V_{h\delta}$ に対して相対的に大きくした場合における、重畳電圧としての回転電圧の電圧ベクトル軌跡 5 3 0 を示す。電圧ベクトル軌跡 5 3 0 は、座標系上で原点を中心とし、軸方向を長軸方向且つ軸方向を短軸方向とする楕円を成す。

【 0 0 4 5 】

図 7 に、電圧ベクトル軌跡 5 3 0 で表される重畳電圧の重畳に応じて流れる重畳電流の電流ベクトル軌跡 (5 3 1 及び 5 3 2) を示す。この場合も、軸誤差がゼロならば、重畳電流の電流ベクトル軌跡は電流ベクトル軌跡 5 3 1 のように座標上で原点を中心とし且つ軸方向を長軸方向とする楕円を成すため、積 ($i_h \times i_h$) は直流成分を持たない。一方、軸誤差がゼロでなくなると、重畳電流の電流ベクトル軌跡は電流ベクトル軌跡 5 3 1 から電流ベクトル軌跡 5 3 2 のように原点を中心として傾くこととなるため、積 ($i_h \times i_h$) は直流成分を持つようになる。

【 0 0 4 6 】

更にまた、重畳電圧として交番電圧を採用することも可能である。振幅 V_{hy} 及び $V_{h\delta}$ の内、一方のみをゼロとすれば重畳電圧は交番電圧となる。例えば、 $V_{hy} = 0$ 且つ $V_{h\delta} = 0$ とすると、軸方向の交番電圧が重畳電圧となり、この重畳電圧の電圧ベクトル軌跡は、座標上で原点を中点とする軸上の線分を成す。この場合も、軸誤差がゼロならば、重畳電流の電流ベクトル軌跡は図 8 の電流ベクトル軌跡 5 4 1 のように座標上の原点を中点とする軸上の線分を成すため、積 ($i_h \times i_h$) は直流成分を持たない。一方、軸誤差がゼロでなくなると、重畳電流の電流ベクトル軌跡は電流ベクトル軌跡 5 4 1 から電流ベクトル軌跡 5 4 2 のように原点を中心として傾くこととなるため、積 ($i_h \times i_h$) は直流成分を持つようになる。

【 0 0 4 7 】

(i) 軸誤差の理論式の導出

軸誤差推定に関する理論式を説明する。まず、重畳成分に関する方程式は、下記式 (B - 1) によって表される。ここで、下記式 (B - 2 a)、(B - 2 b)、(B - 2 c)、(B - 2 d) 及び (B - 2 e) が成立する。尚、 p は、微分演算子である。

【 0 0 4 8 】

10

20

30

40

50

【数2】

$$P \begin{bmatrix} i_{hy} \\ i_{h\delta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_\delta & -L_{\gamma\delta} \\ -L_{\gamma\delta} & L_\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{hy}^* \\ v_{h\delta}^* \end{bmatrix} \quad \dots (B-1)$$

【0049】

【数3】

$$L_\gamma = L_0 + L_1 \cos 2\Delta\theta \quad \dots (B-2a)$$

$$L_\delta = L_0 - L_1 \cos 2\Delta\theta \quad \dots (B-2b)$$

$$L_{\gamma\delta} = L_1 \sin 2\Delta\theta \quad \dots (B-2c)$$

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2} \quad \dots (B-2d)$$

$$L_1 = \frac{L_d - L_q}{2} \quad \dots (B-2e)$$

【0050】

印加する重畳電圧が上記式(A-1)によって表されるとすると、この重畳電圧の印加に応じて流れる重畳電流の直交2軸成分 i_h 及び i_h は、下記式(B-3)にて表される(軸と軸は直交するため、 i_h と i_h を、総称して直交二軸成分と呼ぶことができる)。式(B-3)中における s はラプラス演算子であり、 $h = h t$ 、である。

【0051】

【数4】

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{hy} \\ i_{h\delta} \end{bmatrix} &= \frac{1}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_\delta & -L_{\gamma\delta} \\ -L_{\gamma\delta} & L_\gamma \end{bmatrix} \frac{1}{s} \begin{bmatrix} v_{hy}^* \\ v_{h\delta}^* \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{\omega_h L_d L_q} \begin{bmatrix} L_0 - L_1 \cos 2\Delta\theta & -L_1 \sin 2\Delta\theta \\ -L_1 \sin 2\Delta\theta & L_0 + L_1 \cos 2\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{hy} \sin \theta_h \\ -V_{h\delta} \cos \theta_h \end{bmatrix} \\ &\quad \dots (B-3) \end{aligned}$$

【0052】

上記式(B-3)に基づき、重畳電流の直交2軸成分の積を整理すると、下記式(B-4)が得られる。ここで、 $K_1 \sim K_7$ は、 L_d 及び L_q と重畳電圧の振幅(上記式(A-1)に従う重畳電圧を印加する場合は、 V_h 及び V_h)に依存して定まる係数である。

【0053】

【数5】

$$\begin{aligned} i_{hy} \times i_{h\delta} &= K_1 \sin(2\Delta\theta) + K_2 \sin(4\Delta\theta) + K_3 \sin(2\theta_h) + K_4 \sin(2\Delta\theta + 2\theta_h) \\ &\quad + K_5 \sin(2\Delta\theta - 2\theta_h) + K_6 \sin(4\Delta\theta + 2\theta_h) + K_7 \sin(4\Delta\theta - 2\theta_h) \\ &\quad \dots (B-4) \end{aligned}$$

【0054】

10

20

30

40

50

積 $(i_{h\gamma} \times i_{h\delta})$ の直流成分を $(i_{h\gamma} \times i_{h\delta})_{DC}$ と表記する。この直流成分は、 $i_{h\gamma}$ にて変動する項を含まないので、式 (B - 5) のように表される。

【 0 0 5 5 】

【数 6】

$$(i_{h\gamma} \times i_{h\delta})_{DC} = K_1 \sin(2\Delta\theta) + K_2 \sin(4\Delta\theta) \quad \dots (B-5)$$

【 0 0 5 6 】

0 の場合は、 $\sin(2\Delta\theta) \approx 2\Delta\theta$ 、 $\sin(4\Delta\theta) \approx 4\Delta\theta$ 、と近似できるため、軸誤差 $\Delta\theta$ を $(i_{h\gamma} \times i_{h\delta})_{DC}$ に比例する値として推定することができる。尚、重畳電圧が真円の回転電圧である場合 (即ち、 $V_{h\gamma} = V_{h\delta} = V_h$ の場合) は、係数 K_2 はゼロとなって、式 (B - 5) から $\sin(4\Delta\theta)$ の 4 倍の正弦項は無くなる。

10

【 0 0 5 7 】

正弦項の情報のみに基づいて軸誤差 $\Delta\theta$ の推定を行う手法は、 $\Delta\theta$ が前提となっている。従って、初期の軸誤差 (推定開始時における軸誤差) が比較的大きい場合、推定される軸誤差が実際に比べて大幅に小さくなり、結果、推定軸誤差の真値への収束に大きな時間がかかることがある。

【 0 0 5 8 】

(ii) 0 の過程を用いない軸誤差の理論式の導出

これを考慮した、本発明に係る軸誤差推定法を説明する。本発明に係る軸誤差推定法では、余弦情報をも利用することにより、 $\Delta\theta$ の前提が不要となっている。

20

【 0 0 5 9 】

図 9 に示す如く、 γ 軸に対して電気角で $\pi/4$ だけ位相の進んだ軸を γ' 軸と呼び、 δ 軸に対して電気角で $\pi/4$ だけ位相の進んだ軸を δ' 軸と呼ぶ。また、 $i_{h\gamma}$ 及び $i_{h\delta}$ によって形成される電流ベクトル、即ち、重畳電流をベクトル表現したものを $i_{h\gamma}$ にて表す。 $i_{h\gamma}$ 及び $i_{h\delta}$ は、夫々、電流ベクトル $i_{h\gamma}$ の γ' 軸成分及び δ' 軸成分である。一方で、電流ベクトル $i_{h\delta}$ の γ' 軸成分及び δ' 軸成分を、夫々、 $i_{c\gamma}$ 及び $i_{c\delta}$ にて表す。 $i_{c\gamma}$ 及び $i_{c\delta}$ は、 $i_{h\gamma}$ 及び $i_{h\delta}$ を電気角 $\pi/4$ だけ回転方向に座標変換したものに相当する。 $i_{c\gamma}$ 及び $i_{c\delta}$ も、重畳電流の直交 2 軸成分と呼べる。 $i_{c\gamma}$ 及び $i_{c\delta}$ と $i_{h\gamma}$ 及び $i_{h\delta}$ との間には、下記式 (B - 6) の関係が成り立つ。

【 0 0 6 0 】

【数 7】

$$\begin{bmatrix} i_{c\gamma} \\ i_{c\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\pi/4) & -\sin(\pi/4) \\ \sin(\pi/4) & \cos(\pi/4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{h\gamma} \\ i_{h\delta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{h\gamma} \\ i_{h\delta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} i_{h\gamma} - i_{h\delta} \\ i_{h\gamma} + i_{h\delta} \end{bmatrix}$$

... (B-6)

30

【 0 0 6 1 】

$i_{c\gamma}$ 及び $i_{c\delta}$ の積 $(i_{c\gamma} \times i_{c\delta})$ は、次式 (B - 7) によって表され、式 (B - 7) を上記式 (B - 3) を用いて整理すると式 (B - 8) が得られる。ここで、 $K_0 \sim K_2$ 及び $K_3' \sim K_7'$ は、 L_d 及び L_q と重畳電圧の振幅 (上記式 (A - 1) に従う重畳電圧を印加する場合は、 $V_{h\gamma}$ 及び $V_{h\delta}$) に依存して定まる係数である。

40

【 0 0 6 2 】

【数 8】

$$i_{chy} \times i_{ch\delta} = (i_{hy} - i_{h\delta}) \cdot (i_{hy} + i_{h\delta}) / 2 = (i_{hy}^2 - i_{h\delta}^2) / 2 \quad \dots (B-7)$$

$$\begin{aligned} i_{chy} \times i_{ch\delta} = & K_0 + K_1 \cos(2\Delta\theta) + K_2 \cos(4\Delta\theta) + K_3' \cos(2\theta_h) + K_4' \cos(2\Delta\theta + 2\theta_h) \\ & + K_5' \cos(2\Delta\theta - 2\theta_h) + K_6' \cos(4\Delta\theta + 2\theta_h) + K_7' \cos(4\Delta\theta - 2\theta_h) \end{aligned}$$

... (B-8)

【0063】

10

積 $(i_{ch} \times i_{ch})$ の直流成分を $(i_{ch} \times i_{ch})_{DC}$ と表記する。この直流成分は、 i_h にて変動する項を含まないので、式 (B-9) のように表される。

【0064】

【数 9】

$$(i_{chy} \times i_{ch\delta})_{DC} = K_0 + K_1 \cos(2\Delta\theta) + K_2 \cos(4\Delta\theta) \quad \dots (B-9)$$

【0065】

重畳電圧が真円の回転電圧である場合 (即ち、 $V_h = V_h = 0$ の場合) は、係数 K_0 及び K_2 はゼロとなって、式 (B-9) から、オフセットの項及び i_h の 4 倍の正弦項は無くなる。2つの直流成分 $(i_h \times i_h)_{DC}$ 及び $(i_{ch} \times i_{ch})_{DC}$ について、重畳電圧が楕円の回転電圧又は交番電圧である場合においても、 $K_1 \gg K_2$ であるので、近似式 (B-10) 及び (B-11) が成立する (上記式 (B-5) も参照)。

20

【0066】

【数 10】

$$(i_{hy} \times i_{h\delta})_{DC} \approx K_1 \sin(2\Delta\theta) \quad \dots (B-10)$$

$$(i_{chy} \times i_{ch\delta})_{DC} \approx K_1 \cos(2\Delta\theta) + K_0 \quad \dots (B-11)$$

【0067】

30

近似式 (B-10) 及び (B-11) を用いると、軸誤差 θ_{err} は、式 (B-12) によって求まる。式 (B-12) の変形式に相当する式 (B-13) 又は (B-14) によって軸誤差 θ_{err} を求めることもできる (上記式 (B-7) 参照)。 $(i_h + i_h) (i_h - i_h)_{DC}$ は、積 $(i_h + i_h) (i_h - i_h)$ の直流成分を表し、 $(i_h^2 - i_h^2)_{DC}$ は、値 $(i_h^2 - i_h^2)$ の直流成分を表している。

【0068】

【数 1 1】

$$\Delta\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{\sin(2\Delta\theta)}{\cos(2\Delta\theta)} \right) \quad \dots (B-12)$$

$$= \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{(i_{hy} \times i_{hd})_{DC}}{(i_{chy} \times i_{chd})_{DC} - K_0} \right)$$

$$\Delta\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2(i_{hy} \times i_{hd})_{DC}}{((i_{hy} + i_{hd})(i_{hy} - i_{hd}))_{DC} - 2K_0} \right) \quad \dots (B-13) \quad 10$$

$$\Delta\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2(i_{hy} \times i_{hd})_{DC}}{(i_{hy}^2 - i_{hd}^2)_{DC} - 2K_0} \right) \quad \dots (B-14)$$

【0069】

例えば、算出した軸誤差 をゼロに向かわせる制御を実行すれば、軸はd軸に追従するようになり、制御上の推定軸(軸)をd軸とみなすことができる。即ち、d軸の位相_d(磁極位置)を推定可能である。 20

【0070】

また、 \tan^{-1} の演算を行う代わりに、 \sin に関する情報と \cos に関する情報を切り替えて利用することにより、軸誤差 を算出してもよい。例えば、下記式(B-15)及び(B-16)の如く、 \sin に関する情報及び \cos に関する情報を夫々 S_1 及び C_1 とした上で、軸誤差 を下記式(B-17)によって導出する。即ち、

不等式“ $|S_1| < |C_1|$ 且つ $C_1 > 0$ ”が成立する時には、 $\Delta\theta = S_1 / 2$ に従って軸誤差 を算出し、

不等式“ $|S_1| > |C_1|$ 且つ $S_1 > 0$ ”が成立する時には、 $\Delta\theta = \pi/4 - C_1/2$ に従って軸誤差 を算出し、

不等式“ $|S_1| > |C_1|$ 且つ $S_1 < 0$ ”が成立する時には、 $\Delta\theta = C_1/2 - \pi/4$ に従って軸誤差 を算出し、 30

不等式“ $|S_1| < |C_1|$ 且つ $C_1 < 0$ ”が成立する時には、 $\Delta\theta = \pi/2 - S_1/2$ に従って軸誤差 を算出することができる。

【0071】

【数 1 2】

$$S_1 = (i_{hy} \times i_{hd})_{DC} / K_1 \quad \dots (B-15)$$

$$C_1 = ((i_{chy} \times i_{chd})_{DC} - K_0) / K_1 \quad \dots (B-16)$$

$$\Delta\theta = \begin{cases} S_1/2 & \text{if } |S_1| < |C_1| \text{ and } C_1 > 0 \\ \pi/4 - C_1/2 & \text{if } |S_1| > |C_1| \text{ and } S_1 > 0 \\ C_1/2 - \pi/4 & \text{if } |S_1| > |C_1| \text{ and } S_1 < 0 \\ \pi/2 - S_1/2 & \text{if } |S_1| < |C_1| \text{ and } C_1 < 0 \end{cases} \quad \dots (B-17) \quad 40$$

【0072】

軸に注目し、軸誤差 の推定方法を説明したが、この推定方法では $\sin(2\theta)$ の近似がなされないため、 $\theta = 0$ の仮定が必要とならない。従って、この推定方法は、任意の軸に対して適用可能である。例えば、軸に注目した場合は、下記 50

式(C-1)に従う重畳電圧を印加すればよい。式(C-2)及び(C-3)が成立すると共に近似式(C-4)及び(C-5)が成立するため、軸から見たd軸の位相 θ_d を、式(C-6)、(C-7)又は(C-8)によって求めることができる。但し、式(C-6)、(C-7)又は(C-8)によって求められる位相 θ_d は、 $-\pi/2 \sim \pi/2$ の範囲内における θ_d の推定値であるため、 $-\pi \sim \pi$ の範囲にて位相 θ_d を推定するためには、更に極性判別を行う必要がある(詳細は後述)。尚、軸は、元々、自由に定義される任意の軸であるため、軸を軸と見立てれば、上記の各式から下記式(C-2)~式(C-8)を導くことができる。

【0073】

【数13】

$$\begin{bmatrix} v_{h\alpha}^* \\ v_{h\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{h\alpha} \cos(\omega_h t) \\ V_{h\beta} \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad \dots (C-1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\pi/4) & -\sin(\pi/4) \\ \sin(\pi/4) & \cos(\pi/4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{h\alpha} \\ i_{h\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{h\alpha} \\ i_{h\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} i_{h\alpha} - i_{h\beta} \\ i_{h\alpha} + i_{h\beta} \end{bmatrix} \quad \dots (C-2)$$

$$i_{ch\alpha} \times i_{ch\beta} = (i_{h\alpha} - i_{h\beta}) \cdot (i_{h\alpha} + i_{h\beta}) / 2 = (i_{h\alpha}^2 - i_{h\beta}^2) / 2 \quad \dots (C-3)$$

$$(i_{h\alpha} \times i_{h\beta})_{DC} \approx K_1 \sin(2\theta_d) \quad \dots (C-4)$$

$$(i_{ch\alpha} \times i_{ch\beta})_{DC} \approx K_1 \cos(2\theta_d) + K_0 \quad \dots (C-5)$$

$$\begin{aligned} \theta_d &= \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{\sin(2\theta_d)}{\cos(2\theta_d)} \right) \\ &= \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{(i_{h\alpha} \times i_{h\beta})_{DC}}{(i_{ch\alpha} \times i_{ch\beta})_{DC} - K_0} \right) \end{aligned} \quad \dots (C-6)$$

$$\theta_d = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2(i_{h\alpha} \times i_{h\beta})_{DC}}{((i_{h\alpha} + i_{h\beta})(i_{h\alpha} - i_{h\beta}))_{DC} - 2K_0} \right) \quad \dots (C-7)$$

$$\theta_d = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2(i_{h\alpha} \times i_{h\beta})_{DC}}{(i_{h\alpha}^2 - i_{h\beta}^2)_{DC} - 2K_0} \right) \quad \dots (C-8)$$

【0074】

ここで、 $v_{h\alpha}^*$ 及び $v_{h\beta}^*$ は、駆動電圧に重畳される重畳電圧の軸成分及び軸成分である。式(C-7)における ω_h は、 $v_{h\alpha}^*$ 及び $v_{h\beta}^*$ の周波数(座標系上における電気角速度)を表し、 $V_{h\alpha}$ 及び $V_{h\beta}$ は、夫々、重畳電圧の軸方向の振幅(即ち、 $v_{h\alpha}^*$ の振幅)及び重畳電圧の軸方向の振幅(即ち、 $v_{h\beta}^*$ の振幅)を表す。また、 t は時間を表す。重畳電圧が真円の回転電圧である場合は、 $V_{h\alpha} = V_{h\beta} = V_h > 0$ であり、重畳電圧が楕円の回転電圧である場合は、 $V_{h\alpha} \neq V_{h\beta}$ 、 $V_{h\alpha} > 0$ 且つ $V_{h\beta} > 0$ であり、重畳

10

20

30

40

50

電圧が交番電圧である場合は、 V_h 及び V_h の内、一方のみがゼロである。

【0075】

i_h 及び i_h は、夫々、電流ベクトル i_h の α 軸成分及び β 軸成分である。 i_h 及び i_h も、 i_h 及び i_h と同様、重畳電流の直交2軸成分である。図10に示す如く、 α 軸に対して電気角で $\pi/4$ だけ位相の進んだ軸を α' 軸と呼び、 β 軸に対して電気角で $\pi/4$ だけ位相の進んだ軸を β' 軸と呼ぶ。 i_{ch} 及び i_{ch} は、夫々、電流ベクトル i_h の α' 軸成分及び β' 軸成分である。 i_{ch} 及び i_{ch} は、 i_h 及び i_h を電気角 $\pi/4$ だけ回転方向に座標変換したものに相当する。 i_{ch} 及び i_{ch} も、重畳電流の直交2軸成分である。 $(i_h \times i_h)_{DC}$ は、 i_h と i_h の積 $(i_h \times i_h)$ の直流成分を表し、 $(i_{ch} \times i_{ch})_{DC}$ は、 i_{ch} と i_{ch} の積 $(i_{ch} \times i_{ch})$ の直流成分を表す。同様に、 $((i_h + i_h)(i_h - i_h))_{DC}$ は、積 $(i_h + i_h)(i_h - i_h)$ の直流成分を表し、 $(i_h^2 - i_h^2)_{DC}$ は、値 $(i_h^2 - i_h^2)$ の直流成分を表している。

10

【0076】

また、 \tan^{-1} の演算を行う代わりに、 \sin に関する情報と \cos に関する情報を切り替えて利用することにより、位相 θ_d を算出することもできる。例えば、下記式 (C-9) 及び (C-10) の如く、 \sin に関する情報及び \cos に関する情報を夫々 S_2 及び C_2 とした上で、位相 θ_d を下記式 (C-11) によって導出する。即ち、

不等式 " $|S_2| < |C_2|$ 且つ $C_2 > 0$ " が成立する時には、 $\theta_d = S_2 / 2$ に従って位相 θ_d を算出し、

20

不等式 " $|S_2| > |C_2|$ 且つ $S_2 > 0$ " が成立する時には、 $\theta_d = \pi/4 - C_2 / 2$ に従って位相 θ_d を算出し、

不等式 " $|S_2| > |C_2|$ 且つ $S_2 < 0$ " が成立する時には、 $\theta_d = C_2 / 2 - \pi/4$ に従って位相 θ_d を算出し、

不等式 " $|S_2| < |C_2|$ 且つ $C_2 < 0$ " が成立する時には、 $\theta_d = \pi/2 - S_2 / 2$ に従って位相 θ_d を算出することができる。

【0077】

【数14】

$$S_2 = (i_{h\alpha} \times i_{h\beta})_{DC} / K_1 \quad \dots (C-9)$$

30

$$C_2 = ((i_{ch\alpha} \times i_{ch\beta})_{DC} - K_0) / K_1 \quad \dots (C-10)$$

$$\theta_d = \begin{cases} S_2 / 2 & \text{if } |S_2| < |C_2| \text{ and } C_2 > 0 \\ \pi/4 - C_2 / 2 & \text{if } |S_2| > |C_2| \text{ and } S_2 > 0 \\ C_2 / 2 - \pi/4 & \text{if } |S_2| > |C_2| \text{ and } S_2 < 0 \\ \pi/2 - S_2 / 2 & \text{if } |S_2| < |C_2| \text{ and } C_2 < 0 \end{cases} \quad \dots (C-11)$$

40

【0078】

図11(a)~(c)及び図12(a)~(c)に、上述の軸誤差推定方法に関するシミュレーション結果を示す。図11(a)~(c)及び図12(a)~(c)の横軸は、軸誤差 θ の真値を表している(単位は電気角における度)。図11(a)及び図12(a)における縦軸は、直流成分 $(i_h \times i_h)_{DC}$ 又は $(i_{ch} \times i_{ch})_{DC}$ の値を表している。図11(b)及び(c)並びに図12(b)及び(c)の縦軸は、軸誤差 θ の推定値を表している(単位は電気角における度)。

【0079】

図11(a)~(c)は、重畳電圧が真円の回転電圧である時におけるシミュレーション結果である。図11(a)の実線601は、 $(i_h \times i_h)_{DC}$ の軸誤差 θ 依存性を表しており、図11(a)の実線602は、 $(i_{ch} \times i_{ch})_{DC}$ の軸誤差 θ 依存性を

50

表している。図11(b)の白丸群は、 $\sin(2\theta)$ かつ $\sin(4\theta)$ の近似を用いて上記式(B-5)に基づき計算された軸誤差の推定値をプロットしたものである。一方、図11(c)の白丸群は、上記式(B-12)、(B-13)、(B-14)又は(B-17)に基づき計算された軸誤差の推定値をプロットしたものである。図11(c)の実線610は、図11(c)の白丸群に沿って引かれた直線である。

【0080】

図12(a)~(c)は、重畳電圧が交番電圧である時におけるシミュレーション結果である。図12(a)の実線621は、 $(i_h \times i_h)_{DC}$ の軸誤差依存性を表しており、図12(a)の実線622は、 $(i_{ch} \times i_{ch})_{DC}$ の軸誤差依存性を表している。図12(b)の白丸群は、 $\sin(2\theta)$ かつ $\sin(4\theta)$ の近似を用いて上記式(B-5)に基づき計算された軸誤差の推定値をプロットしたものである。一方、図12(c)の白丸群は、上記式(B-12)、(B-13)、(B-14)又は(B-17)に基づき計算された軸誤差の推定値をプロットしたものである。図12(c)の実線630は、図12(c)の白丸群に沿って引かれた直線である。

【0081】

図11(b)及び図12(b)からも分かるように、 $(i_h \times i_h)_{DC}$ のみに基づいて軸誤差を推定したとしても、軸誤差がゼロに近い状態においては軸誤差の真値と推定値の差が小さい(即ち、良好な推定が成される)。但し、軸誤差が比較的大きくなると、その差(即ち、推定誤差)が大きくなる。一方、図11(c)及び図12(c)に見られるように、式(B-12)、(B-13)、(B-14)又は(B-17)に基づいて軸誤差推定を行えば、軸誤差の大小に関わらず、軸誤差の真値と推定値の差が小さくなる。つまり、軸の位相とd軸の位相が大きく異なっていたとしても、正確な軸誤差推定が可能である。尚、 $(i_{ch} \times i_{ch})_{DC}$ に係数 K_0 によるオフセット成分が含まれていることが、図12(a)の実線622から分かる。

【0082】

このように、係数 K_0 によるオフセット成分を考慮した上で式(B-12)等を用いれば、軸誤差、ひいては磁極位置を良好に推定することが可能である。の4倍の正弦項の影響が多少存在するが、これらのシミュレーション結果によっても、その影響が軽微であることが示される。図11(a)~(c)及び図12(a)~(c)は、軸に注目したシミュレーション結果であるが、式(C-6)、(C-7)、(C-8)又は(C-11)を用いても、良好な磁極位置推定が可能である。

【0083】

上述してきた、重畳電流の第1~第4軸成分に基づく磁極位置(軸誤差)の推定方法を、以下、便宜上「4軸電流成分に基づく推定方法」と呼ぶ。第1、第2、第3及び第4軸は、夫々、 θ 、 $\theta + 90^\circ$ 、 $\theta + 180^\circ$ 及び $\theta + 270^\circ$ 軸であるか、或いは、 θ 、 $\theta + 90^\circ$ 及び $\theta + 180^\circ$ 軸である。上述の式(B-12)、(B-13)、(B-14)、(B-17)、(C-6)、(C-7)、(C-8)又は(C-11)を用いた磁極位置(軸誤差)の推定方法は、4軸電流成分に基づく推定方法に属する。

【0084】

実際に駆動電圧に重畳される重畳電圧は、上述したように、真円の回転電圧、楕円の回転電圧、及び、交番電圧の何れであっても良いが、重畳電圧として楕円の回転電圧又は交番電圧を用いる場合は、 $(i_{ch} \times i_{ch})_{DC}$ の情報に係数 K_0 によるオフセット成分が含まれ、このオフセット成分が推定精度に影響を与えるため、正確なオフセット成分の値を事前にモータ制御装置3に与える必要がある。一方、重畳電圧に真円の回転電圧を採用する場合は、係数 K_0 がゼロになるため、正確なオフセット成分の値を事前に調べる必要がない。更に、推定処理が容易になる上、オフセット成分による推定誤差が発生しない。

【0085】

重畳電圧として楕円の回転電圧又は交番電圧を用いる場合は、実験又はシミュレーショ

10

20

30

40

50

ン等を介して係数 K_0 の値を予め調べてモータ制御装置3に与えておけばよい。d軸方向の交番電圧（d軸成分のみを有する交番電圧）を重畳電圧として用いれば、トルクに關与する電流（q軸電流）を磁極位置推定用に流す必要がなくなるため、重畳電圧の印加に由来するトルク脈動を抑制できる。また、楕円の回転電圧を重畳電圧として用いる場合において、その楕円の長軸方向をd軸方向に一致させれば、トルクに關与する電流（q軸電流）を小さくできるため、重畳電圧の印加に由来するトルク脈動を抑制できる。

【0086】

尚、インバータ2とインバータ2に電力を供給する直流電源（不図示）との間に流れる電流の値を電流センサによって検出し、その検出電流値に基づいて三相電流（ i_u 、 i_v 及び i_w ）の電流値を導出する方法（以下、1シャント電流検出方法という）が知られている（例えば、特開2008-099542号参照）。また、1シャント電流検出方法を用いる場合は、U、V、Wの相電圧 v_u 、 v_v 及び v_w の内、電圧の最大相と中間相における電圧レベル差及び電圧の最小相と中間相における電圧レベル差が接近し過ぎると三相電流を検出できなくなるため、それを回避すべく、各相電圧に対する補正が必要となることも知られている。このような電圧補正を行うと、磁極位置推定用の重畳電圧が所望の重畳電圧と異なってくるが、仮に重畳電圧を交番電圧とすると電圧補正の影響が大きくなる。対して、重畳電圧として楕円の回転電圧を用いると電圧補正の影響が小さくなるというメリットがある。

【0087】

また、 θ 軸及び θ' 軸が夫々 θ 軸及び θ' 軸に対して電気角で $\pi/4$ だけ位相の進んだ軸であると定義したが、 θ 軸及び θ' 軸が夫々 θ 軸及び θ' 軸に対して電気角で α だけ位相の進んだ軸であると定義した上で、上述の演算及び後述の各実施例での演算を行うことも可能である。ここで、 α は $\pi/4$ 以外であって且つゼロ以外の角度である（故に、 θ 軸は θ 軸及び θ' 軸と異なり、 θ' 軸は θ 軸及び θ' 軸と異なる）。但し、 θ 軸及び θ' 軸が夫々 θ 軸及び θ' 軸に対して電気角で α だけ位相の進んだ軸であると定義すると、係数 K_0 がゼロとならない場合もある。この場合は、実験又はシミュレーション等を介して係数 K_0 の値を予め調べてモータ制御装置3に与えておけばよい。

【0088】

上述の4軸電流成分に基づく推定方法を利用したモータ駆動システムの構成例若しくは動作例又はそれに関与する技術的事項を説明する実施例として、以下に、第1～第8実施例を説明する。矛盾が生じない限り、或る実施例に記載した事項を、他の実施例に適用することもできる。

【0089】

<<第1実施例>>

本発明に係る第1実施例を説明する。図13は、第1実施例に係るモータ駆動システムの内部ブロック図である。図13のモータ駆動システムは、図1のモータ1及びインバータ2を備えていると共に、モータ制御装置3a及び相電流センサ11を備えている。モータ制御装置3aを、図1のモータ制御装置3として用いることができる。モータ制御装置3aは、符号12～23によって参照される各部位を備える。相電流センサ11がモータ制御装置3aに含まれている、と考えることもできる。モータ制御装置3a内の各部位は、モータ制御装置3a内で生成された各値を自由に利用可能となっている。

【0090】

本実施例及び後述の各実施例のモータ駆動システムを形成する各部位は、所定の更新周期にて自身が算出（又は検出）して出力する指令値（ v^* 、 v'^* 、 i^* 、 i'^* など）、状態量（ i_u 、 i_v 、 i 、 i' 、 θ 及び θ' など）を更新し、最新の値を用いて必要な演算を行う。

【0091】

モータ駆動装置3aは、軸誤差 θ_{err} がゼロに収束するように、モータ1に対するベクトル制御を行う。従って、第1実施例では、制御上の推定軸である θ 軸が、磁極位置に対応するd軸に一致せしめられる（換言すれば、dq軸が推定される）。

10

20

30

40

50

【0092】

位置・速度推定器20は、推定磁極位置である位相 θ を算出する（即ち、磁極位置を推定する）と共に、回転速度 ω を算出する（即ち、モータ1の回転速度を推定する）。それらの算出方法は後述される。

【0093】

相電流センサ11は、インバータ2からモータ1に供給されるモータ電流 I_a の固定軸成分であるU相電流値 i_u 及びV相電流値 i_v を検出する。尚、関係式「 $i_w = -i_u - i_v$ 」からW相電流値 i_w を算出することもできる。座標変換器12は、位置・速度推定器20からの位相 θ に基づいてU相電流値 i_u 及びV相電流値 i_v を d 軸上の電流値に座標変換することにより、 d 軸電流値 i_d 及び q 軸電流値 i_q を算出する。

10

【0094】

減算器19は、位置・速度推定器20からの回転速度 ω と、モータ制御装置3aの外部又は内部に設けられた回転速度指令値発生部（不図示）からの回転速度指令値 ω^* とを参照し、両者間の速度偏差（ $\omega^* - \omega$ ）を算出する。

【0095】

速度制御部17は、比例積分制御などを用いることによって、速度偏差（ $\omega^* - \omega$ ）がゼロに収束するように d 軸電流指令値 i_d^* を算出して出力する。

【0096】

磁束制御部16は、 d 軸電流指令値 i_d^* を決定する。 i_d^* は、モータ駆動システムにて実行されるベクトル制御の種類やモータの回転速度に応じて、様々な値をとりうる。第1実施例では、 d q 軸を推定するため、 d 軸電流をゼロとするための制御を行う場合は $i_d^* = 0$ とされる。また、最大トルク制御や弱め磁束制御を行う場合、 i_d^* は、 i_d^* 及び i_q^* / 又は (i_d^*) に応じた負の値とされる。

20

【0097】

減算器13は、磁束制御部16から出力される d 軸電流指令値 i_d^* より座標変換器12から出力される d 軸電流値 i_d を減算し、電流誤差（ $i_d^* - i_d$ ）を算出する。減算器14は、速度制御部17から出力される q 軸電流指令値 i_q^* より座標変換器12から出力される q 軸電流値 i_q を減算し、電流誤差（ $i_q^* - i_q$ ）を算出する。

【0098】

電流制御部15は、電流誤差（ $i_d^* - i_d$ ）及び（ $i_q^* - i_q$ ）が共にゼロに収束するように、比例積分制御などを用いた電流フィードバック制御を行う。この際、 d 軸と q 軸との間の干渉を排除するための非干渉制御を利用し、（ $i_d^* - i_d$ ）及び（ $i_q^* - i_q$ ）が共にゼロに収束するように d 軸電圧指令値 v_d^* 及び q 軸電圧指令値 v_q^* を算出する。尚、 v_d^* 及び v_q^* を算出するに当たり、 ω や i_d 及び i_q も参照されうる。

30

【0099】

高周波電圧印加部21は、高周波の重畳電圧をモータ1に印加するための指令値 v_{h1}^* 及び v_{h2}^* を生成する。高周波電圧印加部21にて生成される v_{h1}^* 及び v_{h2}^* は、上記式（A-1）によって規定される。高周波電圧印加部21によって印加されるべき重畳電圧は、上述したように、真円又は楕円の回転電圧であっても良いし、交番電圧であってもよい。

40

【0100】

加算器22及び23にて、電流制御部15からの v_d^* 及び v_q^* に高周波電圧印加部21からの v_{h1}^* 及び v_{h2}^* が加算され、加算値（ $v_d^* + v_{h1}^*$ ）及び（ $v_q^* + v_{h2}^*$ ）が得られる。（ $v_d^* + v_{h1}^*$ ）及び（ $v_q^* + v_{h2}^*$ ）は、夫々、駆動電圧に重畳電圧を付加した電圧の d 軸成分及び q 軸成分を表している。

【0101】

座標変換器18は、位置・速度推定器20からの位相 θ に基づいて加算器22及び23の出力値（ $v_d^* + v_{h1}^*$ ）及び（ $v_q^* + v_{h2}^*$ ）を三相の固定座標軸上に座標変換することにより、三相電圧指令値を算出して出力する。三相電圧指令値は、U相、V相及びW相電圧値 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* を指定するU相、V相及びW相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^*

50

*から形成される。

【0102】

インバータ2は、実際のU相、V相及びW相電圧値 v_u 、 v_v 及び v_w が夫々U相、V相及びW相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* と一致するように、三相電圧指令値に従ったモータ電流 I_a をモータ1に供給してモータ1を駆動する。

【0103】

図14に、位置・速度推定器20に内在する推定処理部50の内部ブロック図を示す。推定処理部50は、符号51～60によって参照される各部位を備え、「4軸電流成分に基づく推定方法」によって軸誤差及び位相を算出する(即ち、磁極位置を推定する)。

10

【0104】

BPF51は、座標変換器12から逐次出力される軸電流値 i を受け、 i を信号値として有する信号から、重畳電圧の周波数 ω_h の信号成分を抽出することにより、重畳電流の軸成分である i_h を抽出する。同様に、BPF52は、座標変換器12から逐次出力される軸電流値 i を受け、 i を信号値として有する信号から、重畳電圧の周波数 ω_h の信号成分を抽出することにより、重畳電流の軸成分である i_h を抽出する。乗算器53は、BPF51及び52によって抽出された i_h と i_h の積($i_h \times i_h$)を算出する。LPF(ローパスフィルタ)54は、この積($i_h \times i_h$)から高周波成分を除去することにより、積($i_h \times i_h$)の直流成分($i_h \times i_h$)_{DC}を抽出して出力する。LPF54によって除去される高周波成分とは、直流成分以外の、周波数 ω_h を含む周波数成分である。後述するLPF56並びにLPF74及び76(図17参照)によって除去される高周波成分も、同様である。

20

【0105】

演算部55は、積($i_{ch} \times i_{ch}$)を算出する部位である。図14では、演算部55内で、 i_h 及び i_h の和と差が求められた後、その和と差の積($(i_h + i_h) \cdot (i_h - i_h)$)が求められる様子が示されている。LPF56は、演算部55にて算出された積($(i_h + i_h) \cdot (i_h - i_h)$)から高周波成分を除去することにより、積($(i_h + i_h) \cdot (i_h - i_h)$)の直流成分($(i_h + i_h) \cdot (i_h - i_h)$)_{DC}を抽出して出力する。

【0106】

30

図14に示す例とは異なるが、BPF51及び52の出力値 i_h 及び i_h に基づき、演算部55にて($i_h^2 - i_h^2$)を算出するようにしてもよい。この場合、LPF56は、($i_h^2 - i_h^2$)から高周波成分を除去することにより、($i_h^2 - i_h^2$)の直流成分($i_h^2 - i_h^2$)_{DC}を抽出して出力する。上記の式(B-7)からも分かるように、積($(i_h + i_h) \cdot (i_h - i_h)$)、又は、値($i_h^2 - i_h^2$)を算出することによって、 θ 軸及び θ' 軸に関する直交2軸成分の積($i_{ch} \times i_{ch}$)が算出されることになる(厳密には、 $2(i_{ch} \times i_{ch})$ が算出される)。

【0107】

減算器57は、LPF56の出力値から係数Kを減算し、その減算結果を演算部58に出力する。係数Kは、上記の係数 K_0 の2倍である。尚、高周波電圧印加部21によって印加される重畳電圧が真円の回転電圧の場合は、上述したように係数 K_0 はゼロとなるため、減算器57による減算処理は不要である。

40

【0108】

演算部58は、LPF54の出力値($i_h \times i_h$)_{DC}と、 $2 \times ((i_{ch} \times i_{ch})_{DC} - K_0)$ に相当する減算器57の出力値に基づき、上記式(B-12)～(B-14)に従って軸誤差 θ_{err} を算出する、或いは、上記式(B-15)～(B-17)に従って軸誤差 θ_{err} を算出する。比例積分制御部59は、PLL(Phase Locked Loop)制御を実現すべく、比例積分制御を行って、演算部58から出力される軸誤差 θ_{err} がゼロに収束するように回転速度 ω_r を算出する。積分器60は、比例積分演算器59から出力される回転速度 ω_r を積分することにより位相 θ_r を算出する。ここで算出された θ_r 及び θ_r は共に位

50

置・速度推定器 20 の出力値として、その値を必要とするモータ制御装置 3 a の各部位に与えられる。

【0109】

第 1 実施例に係るモータ制御装置 3 a では、PLL 制御によって軸誤差 θ_{err} をゼロに向かわせるため、軸は d 軸の推定軸として d 軸に追従する。図 14 の推定処理部 50 における θ_{err} の算出により、 $-\pi/2 \sim \pi/2$ の範囲内における磁極位置が推定されるが、 $-\pi/2 \sim \pi/2$ の範囲にて磁極位置を推定する必要がある場合は、別途、極性判別部（不図示）を設ければよい。極性判別部は、例えば、相電流センサ 11 の検出結果による電流情報を用いて又は少なくとも 1 個のホールセンサを用いて、積分器 60 の出力値に θ_{err} を加算する可否かを判断し、必要な場合にのみ積分器 60 の出力値に θ_{err} を加算して加算結果を最終的な位相 θ_{est} として位置・速度推定器 20 から出力させる。

10

【0110】

図 15 (a) に、第 1 実施例のモータ駆動システムを用いた、軸誤差 θ_{err} の収束に関するシミュレーション結果を示す。図 15 (b) は、図 15 (a) と対比されるべき参考シミュレーション結果である。図 15 (a) 及び (b) において、横軸は時間を表し（単位は秒）、縦軸は軸誤差 θ_{err} （単位は電気角における度）を表している。図 15 (a) の曲線 651 及び 652 は、共に、推定処理部 50 によって算出される軸誤差 θ_{err} の時間変化を表している。一方、図 15 (b) の曲線 651 a 及び 652 a は、参考推定方法によって算出された軸誤差 θ_{err} の時間変化を表している。参考推定方法では、推定処理部 50 を用いるのではなく、上記式 (B-5) に近似式 “ $\sin(2\theta_{err}) \approx 2\theta_{err}$ 且つ $\sin(4\theta_{err}) \approx 4\theta_{err}$ ” を代入して得た式に対して $(i_{h1} \times i_{h2})_{DC}$ を代入することにより軸誤差 θ_{err} を推定した。但し、曲線 651 及び 651 a に対応するシミュレーションでは初期の軸誤差 θ_{err} を 30° に設定し、曲線 652 及び 652 a に対応するシミュレーションでは初期の軸誤差 θ_{err} を 90° に設定した。

20

【0111】

図 15 (a) と図 15 (b) の対比からも分かるように、本発明に係る「4 軸電流成分に基づく推定方法」によれば、初期の軸誤差 θ_{err} が比較的大きいような場合でも、短時間で軸誤差 θ_{err} がゼロに収束する（即ち、短時間で磁極位置 θ_{est} を推定することが可能となる）。また、後述の他の実施例（第 4 実施例を含む）でも説明されるが、「4 軸電流成分に基づく推定方法」によって推定した磁極位置を初期の磁極位置として取り扱い、その後においては、その初期の磁極位置に基づきつつ高周波の重畳電圧印加を利用しない磁極位置の推定を行うことも可能である。初期の磁極位置の推定を短時間で完了させることができれば、高周波の重畳電圧の印加期間を短縮することができ、結果、高周波の重畳電圧印加に由来する騒音の発生期間を短縮することが可能となる。

30

【0112】

高周波の重畳電圧印加を利用しない磁極位置の推定は、例えば、 i_{h1} 、 i_{h2} 、 v_{h1}^* 及び v_{h2}^* に基づいて行われる。図 14 の推定処理部 50 に対して v_{h1}^* 及び v_{h2}^* は入力されないが、位置・速度推定器 20 にて、高周波の重畳電圧印加を利用しない磁極位置の推定が行われうることを考慮して、図 13 では、位置・速度推定器 20 に i_{h1} 、 i_{h2} 、 v_{h1}^* 及び v_{h2}^* が入力される様子が示されている（後述の図 16 などについても同様）。

40

【0113】

<< 第 2 実施例 >>

本発明に係る第 2 実施例を説明する。図 16 は、第 2 実施例に係るモータ駆動システムの内部ブロック図である。図 16 のモータ駆動システムは、図 1 のモータ 1 及びインバータ 2 を備えていると共に、モータ制御装置 3 b 及び相電流センサ 11 を備えている。モータ制御装置 3 b を、図 1 のモータ制御装置 3 として用いることができる。モータ制御装置 3 b は、符号 12 b、13 ~ 17、18 b、19、20 b 及び 21 b によって参照される各部位を備える。相電流センサ 11 がモータ制御装置 3 b に含まれている、と考えることもできる。モータ制御装置 3 b 内の各部位は、モータ制御装置 3 b 内で生成された各値を自由に利用可能となっている。

50

【0114】

モータ駆動装置3bは、第1実施例と同様、軸誤差がゼロに収束するように、モータ1に対するベクトル制御を行う。従って、第2実施例では、制御上の推定軸である軸が、磁極位置に対応するd軸に一致せしめられる(換言すれば、dq軸が推定される)。

【0115】

符号11、13~17、19によって参照される各部位の動作は、第1実施例で説明したものと同様である。但し、第2実施例において、電流制御部15、磁束制御部16及び減算器19に入力される回転速度は位置・速度推定器20bから与えられる。以下、第1実施例との相違点を説明する。

【0116】

位置・速度推定器20bは、推定磁極位置である位相を算出する(即ち、磁極位置を推定する)と共に、回転速度を算出する(即ち、モータ1の回転速度を推定する)。それらの算出方法は後述される。

【0117】

座標変換器12bは、相電流センサ11によって検出されたU相電流値 i_u 及びV相電流値 i_v を軸上の電流値に座標変換することにより軸電流値 i 及び軸電流値 i を算出すると共に、位置・速度推定器20bからの位相に基づいて電流値 i 及び i (又は i_u 及び i_v)を軸上の電流値に座標変換することにより、軸電流値 i 及び軸電流値 i を算出する。

【0118】

高周波電圧印加部21bは、高周波の重畳電圧をモータ1に印加するための指令値 v_h^* 及び v_h^* を生成する。高周波電圧印加部21bにて生成される v_h^* 及び v_h^* は、上記式(C-1)によって規定される。高周波電圧印加部21bによって印加されるべき重畳電圧は、上述したように、真円又は楕円の回転電圧であっても良いし、交番電圧であってもよい。

【0119】

座標変換器18bは、電流制御部15からの v^* 及び v^* と、高周波電圧印加部21bからの v_h^* 及び v_h^* と、位置・速度推定器20bからの位相とに基づいて、指令値 v^* 、 v^* 、 v_h^* 及び v_h^* を三相の固定座標軸上に座標変換することにより、三相電圧指令値(v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^*)を算出して出力する。具体的には例えば、位相に基づいて、一旦、軸上の指令値 v^* 及び v^* を軸上に座標変換することにより、軸電圧 v 及び v の目標値である軸上の指令値 v^* 及び v^* を算出し、算出した指令値 v^* 及び v^* に対して重畳電圧の指令値 v_h^* 及び v_h^* を加算することにより、加算値($v^* + v_h^*$)及び($v^* + v_h^*$)を得る。($v^* + v_h^*$)及び($v^* + v_h^*$)は、駆動電圧に重畳電圧を付加した電圧の軸成分及び軸成分を表している。その後、軸上の指令値($v^* + v_h^*$)及び($v^* + v_h^*$)を三相の固定座標軸上に座標変換することにより、三相電圧指令値を算出して出力する。

【0120】

インバータ2は、実際のU相、V相及びW相電圧値 v_u 、 v_v 及び v_w が夫々U相、V相及びW相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* と一致するように、三相電圧指令値に従ったモータ電流 I_a をモータ1に供給してモータ1を駆動する。

【0121】

図17に、位置・速度推定器20bに内在する推定処理部70の内部ブロック図を示す。推定処理部70は、符号71~81によって参照される各部位を備え、「4軸電流成分に基づく推定方法」によって位相を算出する(即ち、磁極位置を推定する)。符号71~77、79及び80によって参照される部位の機能は、図14の符号51~57、59及び60によって参照される部位の機能と同様である。但し、図14の推定処理部50では軸上の電流情報に基づく演算を実行するのに対して、図17の推定処理部70では軸上の電流情報に基づく演算を実行する。

【0122】

10

20

30

40

50

B P F 7 1 は、座標変換器 1 2 b から逐次出力される 軸電流値 i を受け、 i を信号値として有する信号から、重畳電圧の周波数 f_h の信号成分を抽出することにより、重畳電流の 軸成分である i_h を抽出する。同様に、B P F 7 2 は、座標変換器 1 2 b から逐次出力される 軸電流値 i を受け、 i を信号値として有する信号から、重畳電圧の周波数 f_h の信号成分を抽出することにより、重畳電流の 軸成分である i_h を抽出する。乗算器 7 3 は、B P F 7 1 及び 7 2 によって抽出された i_h と i_h の積 ($i_h \times i_h$) を算出し、L P F 7 4 は、この積 ($i_h \times i_h$) から高周波成分を除去することにより、積 ($i_h \times i_h$) の直流成分 ($i_h \times i_h$)_{DC} を抽出して出力する。

【 0 1 2 3 】

演算部 7 5 は、積 ($i_{ch} \times i_{ch}$) を算出する部位である。図 1 7 では、演算部 7 5 10
 内で、 i_h 及び i_h の和と差が求められた後、その和と差の積 ($i_h + i_h$) \cdot ($i_h - i_h$) が求められる様子が示されている。L P F 7 6 は、演算部 7 5 にて算出された積 ($i_h + i_h$) \cdot ($i_h - i_h$) から高周波成分を除去することにより、積 ($i_h + i_h$) \cdot ($i_h - i_h$) の直流成分 ($(i_h + i_h) \cdot (i_h - i_h)$)_{DC} を抽出して出力する。

【 0 1 2 4 】

図 1 7 に示す例とは異なるが、B P F 7 1 及び 7 2 の出力値 i_h 及び i_h に基づき、演算部 7 5 にて ($i_h^2 - i_h^2$) を算出するようにしてもよい。この場合、L P F 7 6 は、($i_h^2 - i_h^2$) から高周波成分を除去することにより、($i_h^2 - i_h^2$) の直流成分 ($i_h^2 - i_h^2$)_{DC} を抽出して出力する。上記の式 (C - 3) から分かるように、積 ($i_h + i_h$) \cdot ($i_h - i_h$)、又は、値 ($i_h^2 - i_h^2$) を算出することによって、' 軸及び ' 軸に関する直交 2 軸成分の積 ($i_{ch} \times i_{ch}$) が算出されることになる (厳密には、 $2 (i_{ch} \times i_{ch})$ が算出される)。 20

【 0 1 2 5 】

減算器 7 7 は、L P F 7 6 の出力値から係数 K を減算し、その減算結果を演算部 7 8 に出力する。係数 K は、上記の係数 K_0 の 2 倍である。尚、高周波電圧印加部 2 1 b によって印加される重畳電圧が真円の回転電圧の場合は、上述したように係数 K_0 はゼロとなるため、減算器 7 7 による減算処理は不要である。

【 0 1 2 6 】

演算部 7 8 は、L P F 7 4 の出力値 ($i_h \times i_h$)_{DC} と、 $2 \times ((i_{ch} \times i_{ch})$ 30
_{DC} - K_0) に相当する減算器 7 7 の出力値に基づき、上記式 (C - 6) ~ (C - 8) に従って位相 θ_d を算出する、或いは、上記式 (C - 9) ~ (C - 11) に従って位相 θ_d を算出する。減算器 8 1 は、演算部 7 8 にて算出された位相 θ_d から積分器 8 0 から出力される位相 θ を差し引くことにより軸誤差 θ_e を算出する。比例積分制御部 7 9 は、P L L 制御を実現すべく、比例積分制御を行って、減算器 8 1 から出力される軸誤差 θ_e がゼロに収束するように回転速度 ω_r を算出する。積分器 8 0 は、比例積分演算器 7 9 から出力される回転速度 ω_r を積分することにより位相 θ_r を算出する。ここで算出された θ_r 及び θ_e は共に位置・速度推定器 2 0 b の出力値として、その値を必要とするモータ制御装置 3 b の各部位に与えられる。

【 0 1 2 7 】

第 2 実施例に係るモータ制御装置 3 b では、P L L 制御によって軸誤差 θ_e をゼロに向かわせるため、' 軸は d 軸の推定軸として d 軸に追従する。図 1 7 の推定処理部 7 0 における θ_r の算出により、 $-\pi/2 \sim \pi/2$ の範囲内における磁極位置が推定されるが、 $-\pi \sim \pi$ の範囲にて磁極位置を推定する必要がある場合は、別途、極性判別部 (不図示) を設ければよい。極性判別部は、例えば、相電流センサ 1 1 の検出結果による電流情報を用いて又は少なくとも 1 個のホールセンサを用いて、積分器 8 0 の出力値に θ_e を加算する可否かを判断し、必要な場合にのみ積分器 8 0 の出力値に θ_e を加算して加算結果を最終的な位相 θ_r として位置・速度推定器 2 0 b から出力させる。

【 0 1 2 8 】

第 2 実施例の如くモータ駆動システムを形成しても、第 1 実施例と同様の効果が得られ 50

る。

【0129】

<<第3実施例>>

本発明に係る第3実施例を説明する。図18は、第3実施例に係るモータ駆動システムの内部ブロック図である。図18のモータ駆動システムは、図1のモータ1及びインバータ2を備えていると共に、モータ制御装置3c及び相電流センサ11を備えている。モータ制御装置3cを、図1のモータ制御装置3として用いることができる。モータ制御装置3cは、符号112~121によって参照される各部位を備える。相電流センサ11がモータ制御装置3cに含まれている、と考えることもできる。モータ制御装置3c内の各部位は、モータ制御装置3c内で生成された各値を自由に利用可能となっている。

10

【0130】

モータ駆動装置3cは、第1及び第2実施例と異なり、軸誤差を収束させずに磁極位置を直接推定する。モータ制御装置3内の位置・速度推定器120は、磁極位置を示す位相 θ_d を算出する(即ち、磁極位置を推定する)と共に、回転速度 ω_d を算出する(即ち、モータ1の回転速度を推定する)。それらの算出方法は後述される。

【0131】

座標変換器112は、相電流センサ11によって検出されたU相電流値 i_u 及びV相電流値 i_v を軸上の電流値に座標変換することにより軸電流値 i_d 及び軸電流値 i_q を算出すると共に、位置・速度推定器120からの位相 θ_d に基づいて電流値 i_d 及び i_q (又は i_u 及び i_v)をdcqc軸上の電流値に座標変換することにより、dc軸電流値 i_{dc} 及びqc軸電流値 i_{qc} を算出する。

20

【0132】

dc軸及びqc軸は、d軸及びq軸を推定したものであり、位置・速度推定器120によって算出された位相 θ_d が真の位相 θ_d と合致しておれば、図19に示す如く、dc軸及びqc軸は、夫々、d軸及びq軸に合致する。dc軸及びqc軸を総称してdcqc軸と呼ぶ。第3実施例では、電流ベクトルの制御をdcqc軸上で実行する。

【0133】

モータ電圧 V_a のdc軸成分及びqc軸成分を、夫々、dc軸電圧及びqc軸電圧と呼ぶと共に記号 v_{dc} 及び v_{qc} にて表す。モータ電流 I_a のdc軸成分及びqc軸成分を、夫々、dc軸電流及びqc軸電流と呼ぶと共に記号 i_{dc} 及び i_{qc} にて表す。

30

dc軸電圧 v_{dc} 及びqc軸電圧 v_{qc} が追従すべき、dc軸電圧 v_{dc}^* 及びqc軸電圧 v_{qc}^* の目標値を、それぞれdc軸電圧指令値 v_{dc}^* 及びqc軸電圧指令値 v_{qc}^* により表す。dc軸電流 i_{dc} 及びqc軸電流 i_{qc} が追従すべき、dc軸電流 i_{dc}^* 及びqc軸電流 i_{qc}^* の目標値を、それぞれdc軸電流指令値 i_{dc}^* 及びqc軸電流指令値 i_{qc}^* により表す。

【0134】

減算器119は、位置・速度推定器120からの回転速度 ω_d と、モータ制御装置3cの外部又は内部に設けられた回転速度指令値発生部(不図示)からの回転速度指令値 ω_d^* とを参照し、両者間の速度偏差($\omega_d^* - \omega_d$)を算出する。

【0135】

速度制御部117は、比例積分制御などを用いることによって、速度偏差($\omega_d^* - \omega_d$)がゼロに収束するようにqc軸電流指令値 i_{qc}^* を算出して出力する。磁束制御部116は、dc軸電流指令値 i_{dc}^* を決定する。磁束制御部116による i_{dc}^* の決定方法は、磁束制御部116による i_{dc}^* の決定方法と同様である。

40

【0136】

電流制御部115は、減算器113及び114によって算出された電流誤差($i_{dc}^* - i_{dc}$)及び($i_{qc}^* - i_{qc}$)が共にゼロに収束するように、比例積分制御などを用いた電流フィードバック制御を行う。この際、dc軸とqc軸との間の干渉を排除するための非干渉制御を利用し、($i_{dc}^* - i_{dc}$)及び($i_{qc}^* - i_{qc}$)が共にゼロに収束するようにdc軸電圧指令値 v_{dc}^* 及びqc軸電圧指令値 v_{qc}^* を算出する。尚、 v_{dc}^* 及び v_{qc}^* を算出するに当たり、 ω_d や i_{dc} 及び i_{qc} も参照されうる。

50

【0137】

高周波電圧印加部121は、高周波の重畳電圧をモータ1に印加するための指令値 v_{h1}^* 及び v_{h2}^* を生成する。高周波電圧印加部121にて生成される v_{h1}^* 及び v_{h2}^* は、上記式(C-1)によって規定される。高周波電圧印加部121によって印加されるべき重畳電圧は、上述したように、真円又は楕円の回転電圧であっても良いし、交番電圧であってもよい。

【0138】

座標変換器118は、電流制御部115からの v_{dc}^* 及び v_{qc}^* と、高周波電圧印加部121からの v_{h1}^* 及び v_{h2}^* と、位置・速度推定器120からの位相 θ_d とに基づいて、指令値 v_{dc}^* 、 v_{qc}^* 、 v_{h1}^* 及び v_{h2}^* を三相の固定座標軸上に座標変換することにより、三相電圧指令値(v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^*)を算出して出力する。具体的には例えば、位相 θ_d に基づいて、一旦、d-q軸上の指令値 v_{dc}^* 及び v_{qc}^* をd-q軸上に座標変換することにより、d軸電圧 v_d^* 及びq軸電圧 v_q^* の目標値であるd軸上の指令値 v_d^* 及びq軸上の指令値 v_q^* を算出し、算出した指令値 v_d^* 及び v_q^* に対して重畳電圧の指令値 v_{h1}^* 及び v_{h2}^* を加算することにより、加算値($v_d^* + v_{h1}^*$)及び($v_q^* + v_{h2}^*$)を得る。($v_d^* + v_{h1}^*$)及び($v_q^* + v_{h2}^*$)は、駆動電圧に重畳電圧を付加した電圧のd軸成分及びq軸成分を表している。その後、d-q軸上の指令値($v_d^* + v_{h1}^*$)及び($v_q^* + v_{h2}^*$)を三相の固定座標軸上に座標変換することにより、三相電圧指令値を算出して出力する。

10

【0139】

インバータ2は、実際のU相、V相及びW相電圧値 v_u 、 v_v 及び v_w が夫々U相、V相及びW相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* と一致するように、三相電圧指令値に従ったモータ電流 I_a をモータ1に供給してモータ1を駆動する。

20

【0140】

図20に、位置・速度推定器120に内在する推定処理部170の内部ブロック図を示す。推定処理部170は、符号71~78によって参照される各部位を備え、「4軸電流成分に基づく推定方法」によって磁極位置 θ_d を算出する(即ち、磁極位置を推定する)。符号71~78によって参照される部位の機能は図17に示されたそれらと同じである。符号71~78によって参照される部位により、座標変換器112からの電流値 i_h 及び i_n に基づいて演算部78から位相 θ_d の算出値が出力される。その位相 θ_d を微分することにより回転速度 ω_d が算出され、算出された ω_d 及び θ_d は共に位置・速度推定器120の出力値として、その値を必要とするモータ制御装置3cの各部位に与えられる。

30

【0141】

図21(a)及び(b)に、磁極位置推定に関するシミュレーション結果を示す。図21(a)及び(b)において、横軸は磁極位置 θ_d の真値を表しており(単位は電気角における度)、縦軸は磁極位置 θ_d の推定値を表している(単位は電気角における度)。

図21(b)の白丸群は、磁極位置 θ_d の真値を変数として取り扱った上で推定処理部170によって推定された磁極位置 θ_d をプロットしたものであり、図21(b)の実線680は、図21(b)の白丸群に沿って引かれた直線である。図21(a)は、図21(b)と対比するための参考図である。図21(a)の白丸群は、磁極位置 θ_d の真値を変数として取り扱った上で、演算式" $\theta_d = 1/2 \cdot \sin((i_h \times i_n)_{DC})$ "によって推定された磁極位置 θ_d をプロットしたものである。

40

【0142】

図21(b)からも分かるように、推定処理部170によれば、 $-\pi/2 \sim \pi/2$ の範囲内において磁極位置の推定値と真値が精度良く一致するため、推定値をそのまま磁極位置情報として利用することができる。一方、演算式" $\theta_d = 1/2 \cdot \sin((i_h \times i_n)_{DC})$ "にて磁極位置 θ_d を推定した場合には、そのような利用が困難である。

【0143】

尚、実際には、位置・速度推定器120内に磁極判別部(不図示)を設けられる。極性判別部は、例えば、相電流センサ11の検出結果による電流情報を用いて又は少なくとも1個のホールセンサを用いて、演算部78の出力値に θ_d を加算するか否かを判断し、必要

50

な場合にのみ演算部 78 の出力値に θ を加算して加算結果を最終的な位相 θ として位置・速度推定器 120 から出力させる。

【0144】

第3実施例の如くモータ駆動システムを形成しても、第1実施例と同様の効果が得られる。また、第3実施例のモータ駆動システムの如く、PLL制御（比例積分制御）を介さず、直接的に磁極位置を推定するようにすれば、極めて短時間にて磁極位置を推定することが可能となる。

【0145】

<<第4実施例>>

本発明に係る第4実施例を説明する。モータ1の始動から高速回転に至るまで期間を複数の期間に分類し、それぞれの期間に適した推定処理を実行することが可能である。図22は、第4実施例に係るモータ駆動システムの動作フローチャートである。モータ1の回転が停止しており、磁極位置が不明な状態から、モータ1を安定的に高速回転させるまでの期間に、ステップS1、S2及びS3の処理が順次実行される。

【0146】

ステップS1では、第1の磁極位置推定方法にて初期の磁極位置が推定される。ステップS1では、電流制御及び速度制御などを実行せず、「4軸電流成分に基づく推定方法」によって初期の磁極位置 θ を推定する。

【0147】

続くステップS2では、ステップS1による磁極位置 θ の推定結果を元に、第2の磁極位置推定方法にて磁極位置を推定することによりモータ1をベクトル制御する。第2の磁極位置推定方法は、「4軸電流成分に基づく推定方法」であってもよいが、それと異なっても良い。例えば、特許文献1に記載された方法、即ち、重畳電流の θ 軸成分と θ 軸成分の積を用いた磁極位置の推定方法であってもよい。第2の磁極位置推定方法として、モータ1の回転停止時及び低速回転時に良好な推定精度を有する磁極位置推定方法を採用するとよい。

【0148】

その後、モータ1の回転速度が増加して、モータ1の回転速度が所定の基準速度以上となると、ステップS2からステップS3に移行して、磁極位置の推定方法を第2の磁極位置推定方法から第3の磁極位置推定方法に切り替える。第3の磁極位置推定方法では、モータ1に発生している誘起電圧を見積もることによって磁極位置を推定する。このため、第3の磁極位置推定方法では、重畳電圧の印加が不要である。尚、高周波の重畳電圧印加による騒音の発生期間を短縮するべく、ステップS2の処理を省略して、ステップS1にて初期の磁極位置 θ を推定した後、直接ステップS3に移行するようにしてもよい。

【0149】

図22に示す動作を実現する具体的なモータ駆動システムの構成例を図23に示す。図23は、第4実施例に係るモータ駆動システムの内部ブロック図である。図23のモータ駆動システムは、図1のモータ1及びインバータ2を備えていると共に、モータ制御装置3d及び相電流センサ11を備えている。モータ制御装置3dを、図1のモータ制御装置3として用いることができる。モータ制御装置3dは、符号212~221によって参照される各部位を備える。相電流センサ11がモータ制御装置3dに含まれている、と考えることもできる。モータ制御装置3d内の各部位は、モータ制御装置3d内で生成された各値を自由に利用可能となっている。

【0150】

高周波電圧印加部221は、重畳電圧の指令値 v_{h1}^* 及び v_{h2}^* を作成する。この指令値の意義は、後述の説明から明らかとなる。

【0151】

図23のモータ駆動システムに対してモータ1の回転開始を指令する信号が入力されると、モータ制御装置3dは、ステップS1における初期の磁極位置を推定するための処理を実行する。つまり例えば、座標変換器212、218、位置・速度推定器220及び高

10

20

30

40

50

周波電圧印加部 2 2 1 を、図 1 8 の座標変換器 1 1 2、1 1 8、位置・速度推定器 1 2 0 及び高周波電圧印加部 1 2 1 として機能させることにより、位置・速度推定器 2 2 0 に位相 θ_d を推定算出させる。

【 0 1 5 2 】

図 2 4 に、位置・速度推定器 2 2 0 の内部ブロック図の例を示す。位置・速度推定器 2 2 0 は、推定処理部 1 7 0 と第 2 推定処理部 1 7 1 を備えている。位置・速度推定器 2 2 0 に内在する推定処理部 1 7 0 は、図 2 0 に示すそれと同じものである。

【 0 1 5 3 】

ステップ S 1 において、具体的には以下のような処理が行われる。ステップ S 1 において、上記式 (C - 1) により規定される重畳電圧がモータ 1 に印加されるように $v_{h1}^* = v_h^*$ 且つ $v_{h2}^* = v_h^*$ とし、座標変換器 2 1 8 にて、 θ 軸上の指令値 v_{h1}^* (= v_h^*) 及び v_{h2}^* (= v_h^*) を三相の固定座標軸上に座標変換することにより、三相電圧指令値を算出する。この三相電圧指令値に従ったモータ電流 I_a がインバータ 2 からモータ 1 に供給される。座標変換器 2 1 2 は、重畳電圧の印加時に相電流センサ 1 1 にて検出された電流値 i_u 及び i_v を θ 軸上の電流値に座標変換することにより電流値 i_u 及び i_v を算出し、その算出した電流値 i_u 及び i_v を位置・速度推定器 2 2 0 に内在する推定処理部 1 7 0 に与える。ステップ S 1 における電流値 i_u 及び i_v に基づき、推定処理部 1 7 0 にて算出される位相 θ_d が、ステップ S 1 にて推定されるべき初期の磁極位置に相当する。ステップ S 1 においては、図 2 3 の符号 2 1 3 ~ 2 1 7 及び 2 1 9 によって参照される各部位の動作は停止している。

【 0 1 5 4 】

ステップ S 1 にて初期の磁極位置が推定された後、モータ制御装置 3 d は、ステップ S 2 の処理を実行することによってモータ 1 を始動する。ステップ S 2 では、上記式 (A - 1) によって規定される重畳電圧がモータ 1 に印加されるように $v_{h1}^* = v_h^*$ 且つ $v_{h2}^* = v_h^*$ とする。加えて、ステップ S 2 では、図 2 4 の第 2 推定処理部 1 7 1 にて θ 軸の位相 θ_d 及び回転速度 ω_r を推定させると共に、モータ制御装置 3 d 内の符号 2 1 2 ~ 2 1 9 によって参照される各部位に図 1 3 の符号 1 2 ~ 1 9 によって参照される各部位と同様の動作を行わせる。第 2 推定処理部 1 7 1 は、ステップ S 1 において推定処理部 1 7 0 により推定された初期の磁極位置 θ_d を、ステップ S 2 の処理の開始時点における位相 θ_d として利用する。これにより、軸誤差 θ_e がゼロとなっている状態から磁極位置の推定を開始することができる。

【 0 1 5 5 】

具体的には例えば、第 2 推定処理部 1 7 1 に、図 1 4 の B P F 5 1、B P F 5 2、乗算器 5 3、L P F 5 4、比例積分制御部 5 9 及び積分器 6 0 を内在させておく。そして、ステップ S 2 において、座標変換器 2 1 2 から出力される θ 軸電流値 i_u 及び θ 軸電流値 i_v に基づき、B P F 5 1、B P F 5 2、乗算器 5 3 及び L P F 5 4 を用いて $(i_u \times i_v)_{DC}$ を算出させ、上記式 (B - 5) に近似式 “ $\sin(2\theta) = 2 \sin(\theta) \cos(\theta)$ ” を代入して得た式に対して $(i_u \times i_v)_{DC}$ を代入することにより軸誤差 θ_e を推定する。この軸誤差 θ_e をゼロに収束させる比例積分制御を介して、比例積分制御部 5 9 及び積分器 6 0 により、ステップ S 2 における回転速度 ω_r 及び位相 θ_d が算出される。ステップ S 2 (及び S 3) において算出された回転速度 ω_r が電流制御部 2 1 5、磁束制御部 2 1 6 及び減算器 2 1 9 に与えられ且つステップ S 2 (及び S 3) において算出された位相 θ_d が座標変換器 2 1 2 及び 2 1 8 に与えられることにより、ステップ S 2 (及び S 3) において、 θ 軸を d 軸に追従させるベクトル制御が実行されてモータ 1 が所望の回転速度で回転する。

【 0 1 5 6 】

モータ 1 の回転速度が所定の基準速度以上となった場合は、ステップ S 2 の処理ではなく、ステップ S 3 の処理を実行することもできる。ステップ S 3 においては、高周波電圧印加部 2 2 1 による重畳電圧の印加は停止される (即ち、 $v_{h1}^* = v_{h2}^* = 0$ とされる)。ステップ S 3 において、第 2 推定処理部 1 7 1 は、座標変換器 2 1 2 からの電流値 i_u 及

び i 並びに電流制御部 215 からの指令値 v^* 及び v^* に基づいて軸誤差 θ を算出し、その軸誤差 θ がゼロに収束するように比例積分制御を行うことにより位相 θ 及び回転速度 ω_r を算出する。 i_d 、 i_q 、 v_d^* 及び v_q^* に基づく軸誤差 θ の算出方法 (i_d 、 i_q 、 v_d^* 及び v_q^* に基づく誘起電圧の推定を介した軸誤差 θ の算出方法) として公知の任意の方法を採用することができる。例えば、次式によって軸誤差 θ を推定することができる。尚、次式における “s” はラプラス演算子であり、 E_{ex} 及び E_{ex} は、それぞれ、拡張誘起電圧 E_{ex} の d 軸成分及び q 軸成分を表している。拡張誘起電圧 E_{ex} は、 $E_{ex} = ((L_d - L_q) i_d + a) - (L_d - L_q) (p i_q)$ によって表される (p は微分演算子である)。

【0157】

【数15】

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \left(\frac{-E_{exy}}{E_{ex\delta}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{-(v_\gamma^* - (R_a + L_d s) i_\gamma + \omega_\gamma L_q i_\delta)}{v_\delta^* - (R_a + L_d s) i_\delta - \omega_\gamma L_q i_\gamma} \right)$$

【0158】

尚、上述したように、図 23 のモータ駆動システムにおいて、ステップ S2 の処理を省略することも可能である。即ち、ステップ S1 にて初期の磁極位置 θ_0 を推定した後、直ちにステップ S3 の誘起電圧に基づく磁極位置推定を実行するようにしてもよい。この場合、第 2 推定処理部 171 は、ステップ S1 にて推定された初期の磁極位置 θ_0 を、ステップ S3 の処理の開始時点における位相 θ として利用する。

【0159】

また、図 23 のモータ駆動システムに対して説明した動作例の如く、ステップ S1 にて座標系の重畳電圧を印加し、電流値 i_d 及び i_q に基づいて初期の磁極位置の推定を行う場合は、ステップ S1 において電流制御部 215 を用いた電流制御などが行われない。このため、 d 軸上の情報を q 軸上の情報に変換するための座標変換及びその逆変換が不要となり、結果、演算負荷の軽減が図られる。

【0160】

<< 第 5 実施例 >>

本発明に係る第 5 実施例を説明する。図 23 のモータ駆動システムにて実行されるステップ S1 の処理では、座標系における重畳電圧をモータ 1 に印加し、重畳電流の d 及び q 軸成分に基づいて初期の磁極位置を推定している。即ち、図 23 のモータ駆動システムにて実行されるステップ S1 の処理では、座標系に注目した上で、初期の磁極位置の直接推定 (PLL 制御を用いない推定) がなされている。しかしながら、初期の磁極位置を直接推定する際に注目すべき座標系は、座標系以外の座標系であってもよい。第 5 実施例では、座標系に注目した、初期の磁極位置の直接推定方法を説明する。

【0161】

図 25 は、第 5 実施例に係るモータ駆動システムの内部ブロックである。図 25 のモータ駆動システムは、図 1 のモータ 1 及びインバータ 2 を備えていると共に、モータ制御装置 3 e 及び相電流センサ 11 を備えている。モータ制御装置 3 e を、図 1 のモータ制御装置 3 として用いることができる。モータ制御装置 3 e は、符号 212 ~ 219、220 e 及び 221 e によって参照される各部位を備える。相電流センサ 11 がモータ制御装置 3 e に含まれている、と考えることもできる。モータ制御装置 3 e 内の各部位は、モータ制御装置 3 d 内で生成された各値を自由に利用可能となっている。モータ制御装置 3 e に含まれる符号 212 ~ 219 によって参照される各部位の動作は、図 23 のモータ制御装置 3 d におけるそれと同様である。但し、モータ制御装置 3 e 内の座標変換器 212 にて、電流値 i_d 及び i_q を算出する必要はない。

【0162】

図 25 のモータ駆動システムも、図 22 のステップ S1、S2 及び S3 の処理を順次実行する。但し、ステップ S2 の処理を省くことも可能である。

10

20

30

40

50

【 0 1 6 3 】

図 2 5 のモータ駆動システムに対してモータ 1 の回転開始を指令する信号が入力されると、モータ制御装置 3 e は、ステップ S 1 における初期の磁極位置を推定するための処理を実行する。ステップ S 1 (及び S 2) において、高周波電圧印加部 2 2 1 e は、上記式 (A - 1) にて規定される指令値 v_{h^*} 及び v_{h^*} を作成することにより、重畳電圧をモータ 1 に印加する。

【 0 1 6 4 】

ステップ S 1 において、軸は d 軸と一致している必要はない。ステップ S 1 において、モータ制御装置 3 e は、任意の軸を 軸と定める。ステップ S 1 において定められた軸の位相 を特に θ_0 にて表す。モータ制御装置 3 e 自身が 軸を定義するため、位相 θ_0 は、モータ制御装置 3 e にとって既知である。ステップ S 1 においては、図 2 5 の符号 2 1 3 ~ 2 1 7 及び 2 1 9 によって参照される各部位の動作は停止している。このように、ステップ S 1 の処理実行中では、PLL 制御が行われないため、軸の位相は変化しない (即ち、一定値 θ_0 に維持される) 。

10

【 0 1 6 5 】

図 2 6 に、位置・速度推定器 2 2 0 e の内部ブロック図の例を示す。位置・速度推定器 2 2 0 e は、推定処理部 1 7 0 e と第 2 推定処理部 1 7 1 e を備えている。推定処理部 1 7 0 e は、符号 5 1 ~ 5 8 によって参照される各部位を備え、それらは図 1 4 のそれらと同じものである。

【 0 1 6 6 】

ステップ S 1 において、具体的には以下のような処理が行われ、これによって初期の磁極位置が推定される。ステップ S 1 において、座標変換器 2 1 8 は、高周波電圧印加部 2 2 1 e によって作成された 軸上の指令値 v_{h^*} 及び v_{h^*} を位相 θ_0 に基づいて三相の固定座標軸上に座標変換することにより、三相電圧指令値を算出する。この三相電圧指令値に従ったモータ電流 I_a がインバータ 2 からモータ 1 に供給される。座標変換器 2 1 2 は、重畳電圧の印加時に相電流センサ 1 1 にて検出された電流値 i_u 及び i_v を位相 θ_0 に基づいて 軸上の電流値に座標変換することにより電流値 i 及び i を算出し、その算出した電流値 i 及び i を推定処理部 1 7 0 e に与える。これにより、推定処理部 1 7 0 e 内の演算部 5 8 から、ステップ S 1 における軸誤差 が算出される。このステップ S 1 において算出された軸誤差 に位相 θ_0 を加算したものは、ステップ S 1 における位相 θ_d に一致する (図 2 (a) 参照) 。従って、位置・速度推定器 2 2 0 e は、ステップ S 1 において算出された軸誤差 に位相 θ_0 を加算したものを、初期の磁極位置 θ_d として推定する。

20

30

【 0 1 6 7 】

ステップ S 1 にて初期の磁極位置が推定された後、モータ制御装置 3 e は、ステップ S 2 の処理を実行することによってモータ 1 を始動する。ステップ S 2 では、図 2 6 の第 2 推定処理部 1 7 1 e にて 軸の位相 及び回転速度 を推定させると共に、モータ制御装置 3 e 内の符号 2 1 2 ~ 2 1 9 によって参照される各部位に図 1 3 の符号 1 2 ~ 1 9 によって参照される各部位と同様の動作を行わせる。第 2 推定処理部 1 7 1 e は、ステップ S 1 において推定された初期の磁極位置 θ_d を、ステップ S 2 の処理の開始時点における位相 として利用する。これにより、軸誤差 がゼロとなっている状態から磁極位置の推定を開始することができる。

40

【 0 1 6 8 】

第 2 推定処理部 1 7 1 e は、図 2 4 の第 2 推定処理部 1 7 1 と同様のものであり、第 4 実施例にて示した方法に従ってステップ S 2 及び S 3 における磁極位置の推定処理を実行する。この推定結果に基づいてステップ S 2 及び S 3 におけるベクトル制御が実行される。上述したように、ステップ S 2 の処理を省略することも可能である。尚、仮に、位相 θ_0 をゼロに設定した場合は、ステップ S 1 における 軸は 軸と一致するため、図 2 5 に示すモータ駆動システムは図 2 3 のそれと等価である。

【 0 1 6 9 】

50

<< 第6実施例 >>

本発明の第6実施例を説明する。第4及び第5実施例では、ステップS1の処理によって初期の磁極位置の推定を行った後、ステップS2及びS3において、初期の磁極位置を元にした磁極位置推定を行うことでモータ1のベクトル制御を行っているが、ステップS1の処理によって初期の磁極位置の推定を行った後、初期の磁極位置を元にした同期運転（V/f制御）を行うようにしても良い。同期運転の実行中においては、モータ1に対する重畳電圧の印加は停止される。

【0170】

同期運転では、軸誤差 θ_{err} をゼロに収束させる制御がなされず、軸誤差 θ_{err} が回転速度指令値 ω^* などに応じて様々に変化する。同期運転の実行中においては、モータ1の回転速度 ω が回転速度指令値 ω^* に合致せしめられる。同期運転実行時における、回転座標系上の電流ベクトルを、図27においてベクトル590により示す。ここにおける電流ベクトルとは、モータ電流 I_a をベクトルにて表現したものを指す。また、今、 $i^* = 0$ 且つ $i^* = i_0$ であるものとする。この場合、電流ベクトルの向きは d 軸に平行で、その大きさは i_0 となる。同期運転の実行中においては、この電流ベクトルで発生するトルクと負荷トルクが釣り合うように q 軸に対して d 軸が遅れる。

【0171】

同期運転の原理について補足説明する。ベクトルの大きさが一定の電流ベクトルを考える。この電流ベクトルで発生することができる最大トルクよりも負荷トルクが小さい場合、電流ベクトルで発生するトルクと負荷トルクが釣り合うように q 軸に対して d 軸が遅れた状態で運転がなされる（尚、負荷トルクが最大トルクよりも大きい場合は脱調してしまう）。

(1) そして、電流ベクトルが q 軸から遅れれば遅れるほど、正の d 軸電流が増加する一方で q 軸電流は低下するため、発生トルクは低下する。

(2) また、発生トルクが負荷トルクよりも大きい場合は、モータ1の回転速度は増加して、 q 軸に対する d 軸の遅れは増加方向に向かうと共に発生トルクが低下する。

(3) 逆に、発生トルクが負荷トルクよりも小さい場合は、モータ1の回転速度は減少して、 q 軸に対する d 軸の遅れは減少方向に向かうと共に発生トルクが増加する。

このような動作によって、負荷トルクと発生トルクが釣り合うような位相差（ q 軸と d 軸との軸誤差）が生じた状態で、運転がなされる。このような運転が同期運転である。

【0172】

初期の磁極位置が分からない状態で同期運転を実行すると、初期の磁極位置に依存してモータ1の始動が毎回異なったものとなる。初期の磁極位置を推定しておき、その初期の磁極位置を考慮した上で同期運転によるモータ1の始動を行うようにすれば、初期の磁極位置に依存しないモータ1の始動が可能となる。また、同期運転においては、高周波の重畳電圧の印加が不要である。故に、初期の磁極位置の推定後、同期運転にてモータ1の始動を行うようにすれば、初期の磁極位置の推定後においても高周波の重畳電圧印加が必要なシステムと比べて、高周波の重畳電圧印加に由来する騒音の発生期間を短縮することができる。尚、ステップS1における初期の磁極位置の推定処理として、図14の推定処理部50又は図17の推定処理部70を用いた推定処理（PLL制御を用いた推定処理）を利用することもできるが、その代わりに、図24の推定処理部170又は図26の推定処理部170eを用いた推定処理（PLL制御を用いない磁極位置の直接推定処理）を利用するようにすれば、重畳電圧による騒音の発生期間は極めて短くなる。

【0173】

また、第4実施例において、ステップS1における初期の磁極位置の推定後、ステップS2の処理を介さず、直接、ステップS3における誘起電圧に基づく磁極位置推定を行っても良いことを述べたが、そのような場合においても同期運転と同様のことが言える。

【0174】

初期の磁極位置が分からない状態で誘起電圧に基づく磁極位置推定によりモータ1を始動しようとする、初期の磁極位置に依存してモータ1の始動が毎回異なったものとなる

10

20

30

40

50

。初期の磁極位置を推定しておき、その初期の磁極位置を考慮した上で誘起電圧に基づく磁極位置推定を行い、その推定結果に基づいてモータ1の始動を行うようにすれば、初期の磁極位置に依存しないモータ1の始動が可能となる。また、誘起電圧に基づく磁極位置推定においては、高周波の重畳電圧の印加が不要である。故に、初期の磁極位置の推定後、誘起電圧に基づく磁極位置推定にてモータ1の始動を行うようにすれば、初期の磁極位置の推定後においても高周波の重畳電圧印加が必要なシステムと比べて、高周波の重畳電圧印加に由来する騒音の発生期間を短縮することができる。尚、ステップS1における初期の磁極位置の推定処理として、図24の推定処理部170又は図26の推定処理部170eを用いた推定処理（PLL制御を用いない磁極位置の直接推定処理）を利用するようにすれば、重畳電圧による騒音の発生期間は極めて短くなる。

10

【0175】

誘起電圧に基づく磁極位置推定方法は、高速回転時に特に適した、高速回転用の磁極位置推定方法の一種である。初期の磁極位置の推定を行うことなく、同期運転にて又は高速回転用の磁極位置推定方法にて、モータ1の始動を行うシステムも一般的に存在する。しかしながら、そのようなシステムにおいては、初期の磁極位置によってはモータ始動に失敗することがある。上述の如く、初期の磁極位置の推定後、その推定結果を考慮してモータ始動を行うことにより確実なる始動が実現される。

【0176】

<< 第7実施例 >>

上述の説明では、モータ1が埋込磁石形同期モータ等であって、構造上、モータ1が磁気突極性を有していることを想定している。しかしながら、上述してきた技術内容を、非突極機である表面磁石形同期モータ（以下、SPMSMという）に適用することも可能である。即ち、モータ1としてSPMSMを採用しても良い。

20

【0177】

但し、この場合は、磁気飽和を生じさせて、モータ1としてのSPMSMに磁気突極性を持たせるとよい。具体的には、重畳電流の軸方向の振幅 V_n を大きくすることによって重畳電流の軸成分(i_n)を増大させ、意図的にモータ1に磁気飽和を起こさせると良い。磁気飽和が起こるとd軸インダクタンス L_d が減るため、重畳電流がd軸方向に流れやすくなる。即ち、SPMSMが磁気突極性を持ったように振る舞うため、モータ1を突極機とする場合と同様の推定処理が可能となる。

30

【0178】

また、モータ1として、磁気突極性を有する同期リラクタンスモータ（Synchronous Reluctance Motor）を用いることも可能である。モータ1としての同期リラクタンスモータは、回転子とU、V及びW相の電機子巻線を有する固定子とを備えるが、回転子には永久磁石が設けられておらず、回転子を形成する鉄心（又は回転子及び固定子を形成する鉄心）の突極性によるリラクタンストルクのみを利用して回転子を回転させる。但し、モータ1の同期リラクタンスモータの回転子に、界磁形成用の永久磁石も設けることも可能である。

【0179】

モータ1の同期リラクタンスモータの回転子に、磁束の流れやすい方向（磁気抵抗が相対的に小さい方向）と磁束の流れにくい方向（磁気抵抗が相対的に大きい方向）が存在するように、回転子が形成される。前者及び後者の方向に沿った軸が、夫々、モータ1としての同期リラクタンスモータにおけるd軸及びq軸に相当する。永久磁石同期モータと同様に、同期リラクタンスモータにおけるd軸及びq軸は、電気角にて表現された回転座標系において直交する。

40

【0180】

<< 第8実施例 >>

上述してきた本発明に係るモータ駆動システムは、当該モータ駆動システム内のモータの回転力を利用して動作する様々な電気機器に適用される。

【0181】

50

図28は、本発明に係るモータ駆動システムが搭載された電動車両400の内部ブロック図である。電動車両400には、モータ401a及び401b、インバータ402a及び402b、制御装置403、並びに二次電池などから形成されるバッテリー404a及び404bが搭載され、モータ401a及び401bの回転力を用いて電動車両400の車輪が回転することにより電動車両400は走行する。

【0182】

モータ401a及び401bの夫々は、モータ1と同じものであり、インバータ402a及び402bの夫々は、インバータ2と同じものである。制御装置403には、モータ401aに対するモータ制御装置とモータ401bに対するモータ制御装置とが内在しており、制御装置403内の各モータ制御装置はモータ制御装置3と同じものである。制御装置403は、モータ401aに流れるモータ電流 I_a に基づいてインバータ402aに対する三相電圧指令値を作成すると共に、モータ401bに流れるモータ電流 I_b に基づいてインバータ402bに対する三相電圧指令値を作成する。

10

【0183】

インバータ402aは、インバータ402aに対する三相電圧指令値に基づいて、バッテリー404aから出力される直流電圧を三相交流電圧に変換し、その三相交流電圧をモータ401aに印加することによりモータ401aを駆動する。同様に、インバータ402bは、インバータ402bに対する三相電圧指令値に基づいて、バッテリー404bから出力される直流電圧を三相交流電圧に変換し、その三相交流電圧をモータ401bに印加することによりモータ401bを駆動する。

20

【0184】

図29(a)は、本発明に係るモータ駆動システムが搭載された空調機器420の外観図である。空調機器420は、空気調和機(エア・コンディショナー)の、いわゆる室外機である。空調機器420には、圧縮機421が備えられていると共に、モータ1、インバータ2及びモータ制御装置3から成るモータ駆動システムが備えられている。モータ1及びインバータ2(又はモータ1のみ)は、圧縮機421に組み込まれている。図29(b)は、圧縮機421の外観図である。圧縮機421が、モータ1の回転力を駆動源として冷媒ガス(不図示)の圧縮を行うことにより、対象室内の空気が調整される。

【0185】

本発明のモータ駆動システムが適用される電気機器として電動車両及び空調機器を例示したが、本発明のモータ駆動システムを適用可能な他の電気機器として洗濯機、乾燥機などが挙げられる。

30

【0186】

上述したように、本発明に係る磁極位置推定方法では、正弦関数の情報だけでなく余弦関数の情報も利用されるため、推定軸(軸)と磁極位置に対応する軸(d軸)を必ずしも一致させる必要はなく、それらの軸間の軸誤差が比較的大きいような場合においても、短時間にて正確な磁極位置を推定することができる。本発明に係る磁極位置推定方法にて初期の磁極位置を推定した後、磁極位置推定方法を高周波の重畳電圧印加の不要なものに切り替えるようにすれば、高周波の重畳電圧印加に由来する騒音の発生期間を短縮することも可能である。初期の磁極位置の推定後、その推定結果を考慮してモータ始動を行うようにすれば確実なるモータ始動が実現される。また、初期の磁極位置の推定時間が短縮されれば、モータの始動に必要な時間も短縮される。結果、特に電動車両などにおいては、始動時間に遅れによる違和感が軽減される。

40

【0187】

<<変形等>>

上述した説明文中に示した具体的な数値は、単なる例示であって、当然の如く、それらを様々な数値に変更することができる。上述の実施形態の変形例または注釈事項として、以下に、注釈1~注釈4を記す。各注釈に記載した内容は、矛盾なき限り、任意に組み合わせることが可能である。

【0188】

50

[注釈 1]

上述の各実施例では、相電流センサ 11 を用いて U 相電流値 i_u 及び V 相電流値 i_v を直接検出するようにしているが、上でも述べた 1 シャント電流検出方法によってそれらを検出するようにしてもよい。

【 0 1 8 9 】

[注釈 2]

上述の各種の指令値 (i^* 、 i^* 、 v^* 及び v^* など) や状態量 (i 、 i など) を含む、導出されるべき全ての値の導出手法は任意である。即ち、例えば、それらを、モータ制御装置 (3、3a、3b、3c、3d 又は 3e) 内での演算によって導出するようにしてもよいし、予め設定しておいたテーブルデータから導出するようにしてもよい。

【 0 1 9 0 】

[注釈 3]

モータ制御装置 (3、3a、3b、3c、3d 又は 3e) の機能の一部または全部は、例えば汎用マイクロコンピュータ等に組み込まれたソフトウェア (プログラム) を用いて実現される。ソフトウェアを用いてモータ制御装置を実現する場合、モータ制御装置の各部の構成を示すブロック図は機能ブロック図を表すこととなる。勿論、ソフトウェア (プログラム) ではなく、ハードウェアのみによって、或いは、ソフトウェアとハードウェアの組み合わせによって、モータ制御装置を形成することも可能である。

【 0 1 9 1 】

[注釈 4]

本明細書及び図面において下記の点に留意すべきである。上記の数と表記した墨付きかっこ内の式 (式 (A-1) 等) の記述又は図面において、所謂下付き文字として表現されているギリシャ文字 (α 、 β 、 γ を含む) は、それらの墨付きかっこ外において、下付き文字でない標準文字として表記されうる。このギリシャ文字における下付き文字と標準文字との相違は適宜無視されるべきである。

【 0 1 9 2 】

【 数 1 6 】

即ち、例えば、 i_γ は i_γ と同じものを表し、 i_δ は i_δ と同じものを表す。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 1 9 3 】

【 図 1 】 本発明の実施形態に係るモータ駆動システムの概略ブロック図である。

【 図 2 】 図 1 のモータの解析モデル図である。

【 図 3 】 図 1 のモータに関する、U、V 及び W 相の電機子巻線固定軸並びに α 及び β 固定軸を示す図である。

【 図 4 】 図 1 のモータに印加されうる真円の回転電圧の電圧ベクトル軌跡を示す図である。

【 図 5 】 真円の回転電圧印加に起因してモータに流れる電流の電流ベクトル軌跡を示す図である。

【 図 6 】 図 1 のモータに印加されうる楕円の回転電圧の電圧ベクトル軌跡を示す図である。

【 図 7 】 楕円の回転電圧印加に起因してモータに流れる電流の電流ベクトル軌跡を示す図である。

【 図 8 】 α 軸方向の交番電圧印加に起因してモータに流れる電流の電流ベクトル軌跡を示す図である。

【 図 9 】 α 、 β 、 γ 及び δ 軸の位相関係を示す図である。

【 図 10 】 α 、 β 、 γ 及び δ 軸の位相関係を示す図である。

【 図 11 】 軸誤差推定に関するシミュレーション結果を示す図である。

【 図 12 】 軸誤差推定に関するシミュレーション結果を示す図である。

【 図 13 】 本発明の第 1 実施例に係るモータ駆動システムの内部ブロック図である。

10

20

30

40

50

【図 1 4】図 1 3 の位置・速度推定器に内在する推定処理部の内部ブロック図である。

【図 1 5】本発明の第 1 実施例に係り、軸誤差推定に関するシミュレーション結果を示す図である。

【図 1 6】本発明の第 2 実施例に係るモータ駆動システムの内部ブロック図である。

【図 1 7】図 1 6 の位置・速度推定器に内在する推定処理部の内部ブロック図である。

【図 1 8】本発明の第 3 実施例に係るモータ駆動システムの内部ブロック図である。

【図 1 9】本発明の第 3 実施例に係り、 d 、 q 、 d_c 及び q_c 軸の位相関係を示す図である。

【図 2 0】図 1 8 の位置・速度推定器に内在する推定処理部の内部ブロック図である。

【図 2 1】本発明の第 3 実施例に係り、磁極位置推定に関するシミュレーション結果を示す図である。 10

【図 2 2】本発明の第 4 実施例に係るモータ駆動システムの動作フローチャートである。

【図 2 3】本発明の第 4 実施例に係るモータ駆動システムの内部ブロック図である。

【図 2 4】図 2 3 の位置・速度推定器の内部ブロック図である。

【図 2 5】本発明の第 5 実施例に係るモータ駆動システムの内部ブロック図である。

【図 2 6】図 2 5 の位置・速度推定器の内部ブロック図である。

【図 2 7】本発明の第 6 実施例に係り、同期運転実行時における、回転座標系上の電流ベクトルを示す図である。

【図 2 8】本発明の第 8 実施例に係る電動車両の内部ブロック図である。

【図 2 9】本発明の第 8 実施例に係る空調機器の外観図 (a) と、その空調機器に備えられた圧縮機の外観図 (b) である。 20

【符号の説明】

【 0 1 9 4 】

1 モータ

2 インバータ

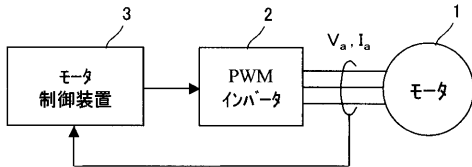
3、3 a、3 b、3 c、3 d、3 e モータ制御装置

2 0、2 0 b、1 2 0、2 2 0、2 2 0 e 位置・速度推定器

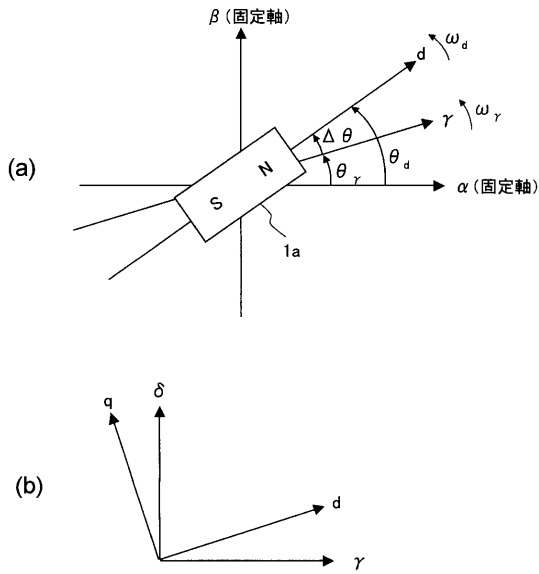
2 1、2 1 b、1 2 1、2 2 1、2 2 1 e 高周波電圧印加部

5 0、7 0、1 7 0、1 7 0 e 推定処理部

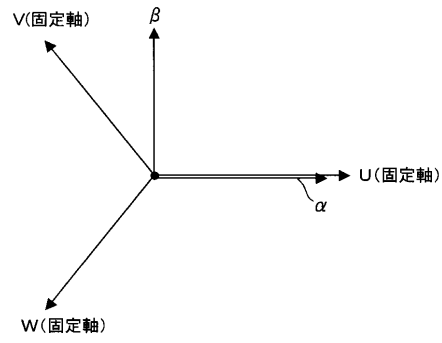
【図1】



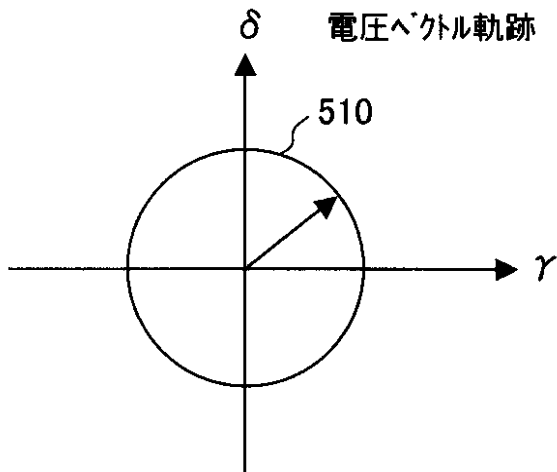
【図2】



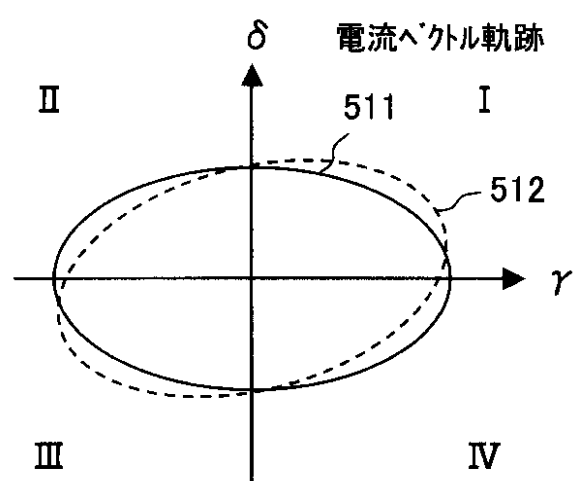
【図3】



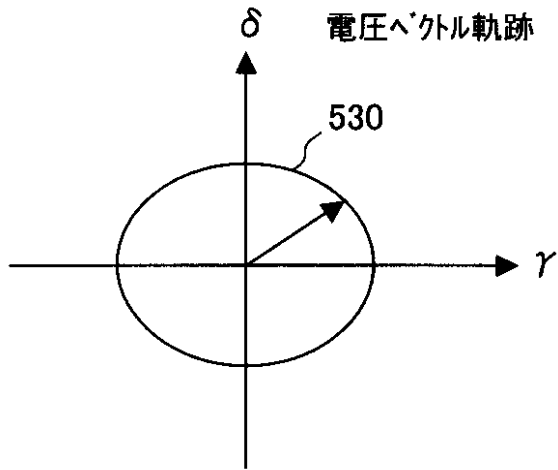
【図4】



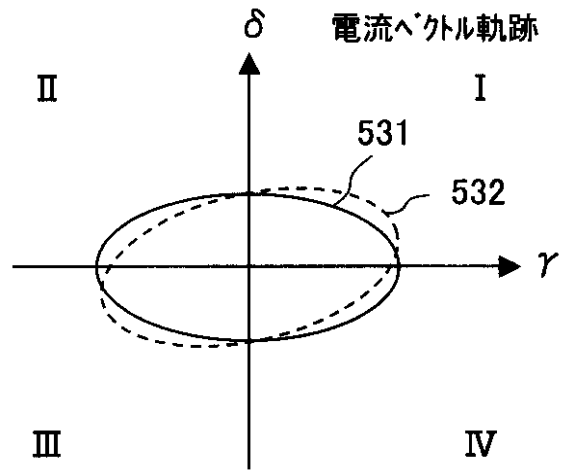
【図5】



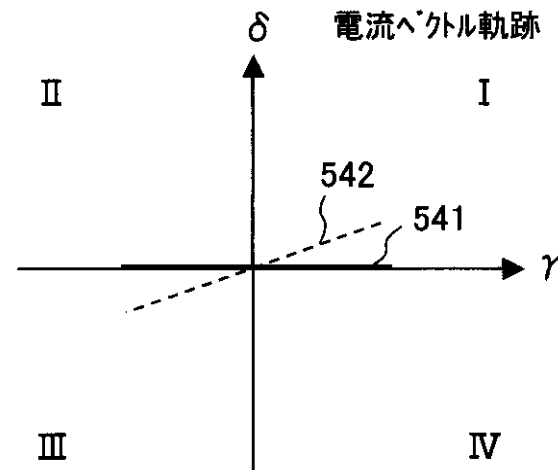
【図6】



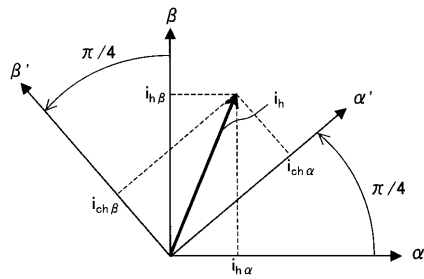
【図7】



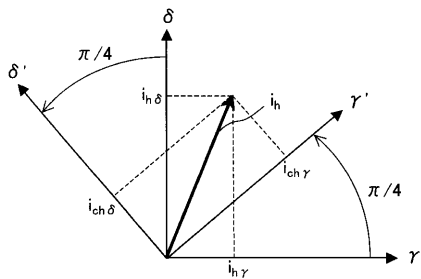
【図8】



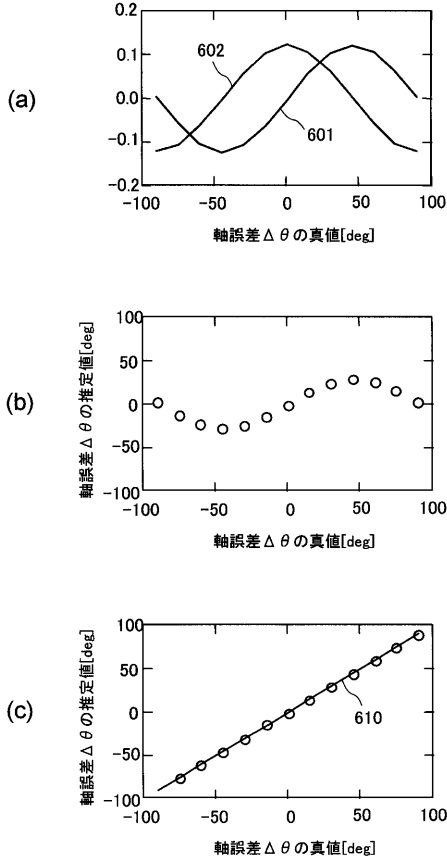
【図10】



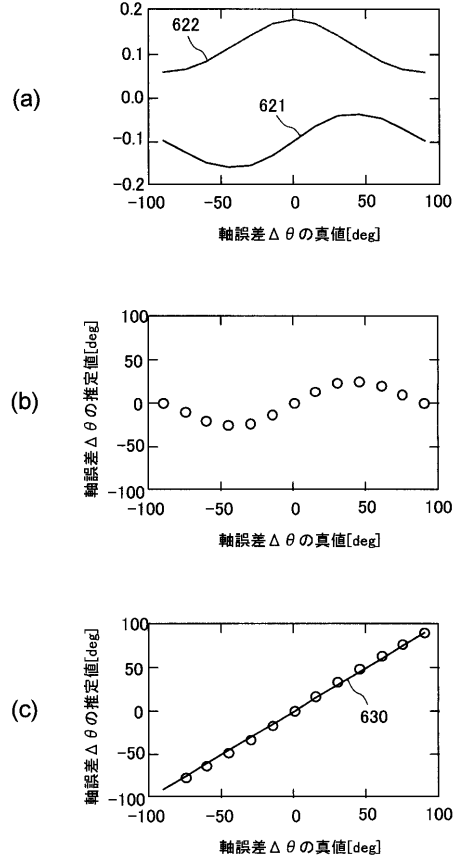
【図9】



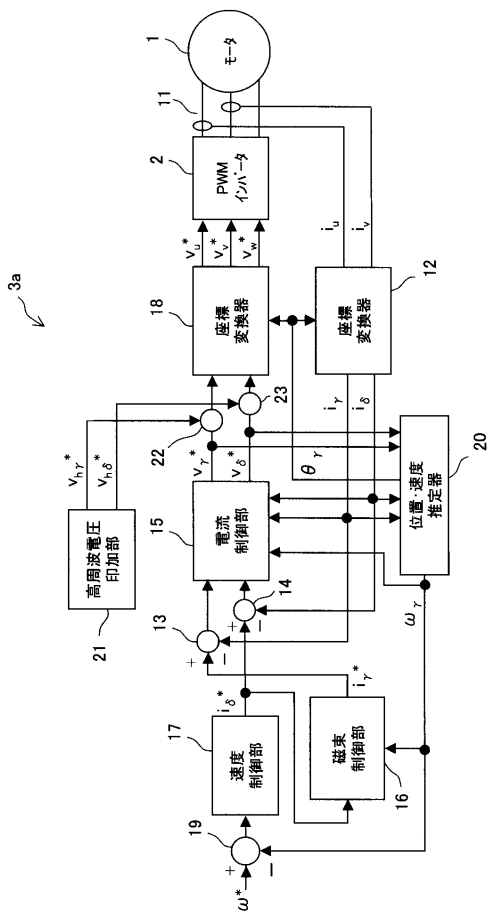
【図 1 1】



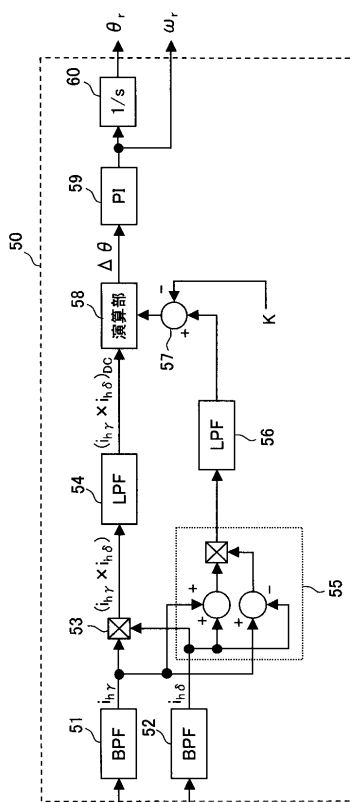
【図 1 2】



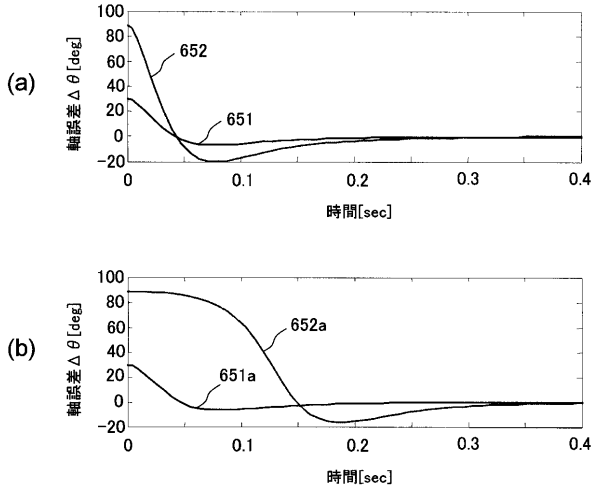
【図 1 3】



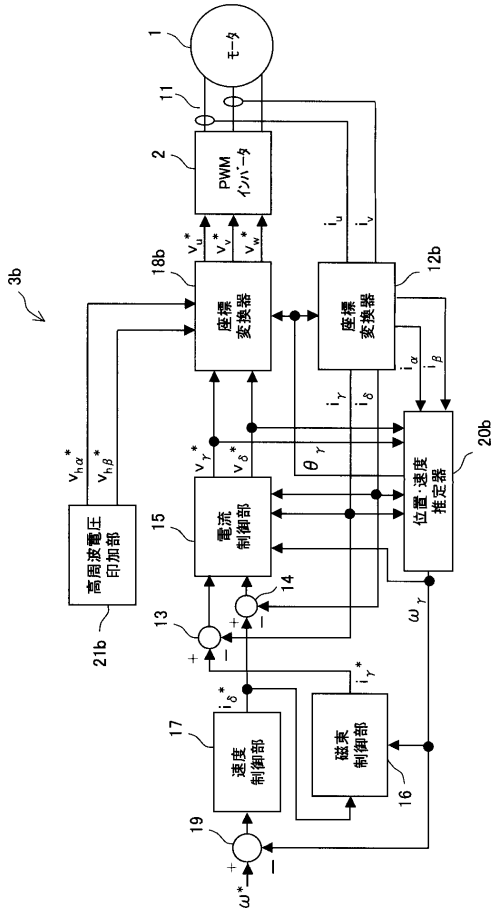
【図 1 4】



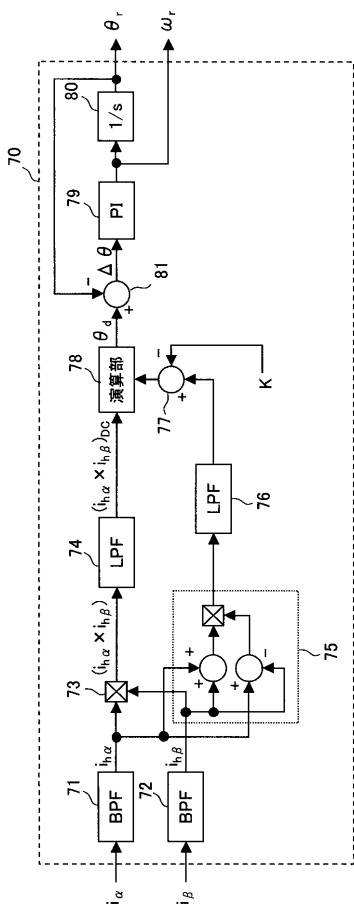
【図15】



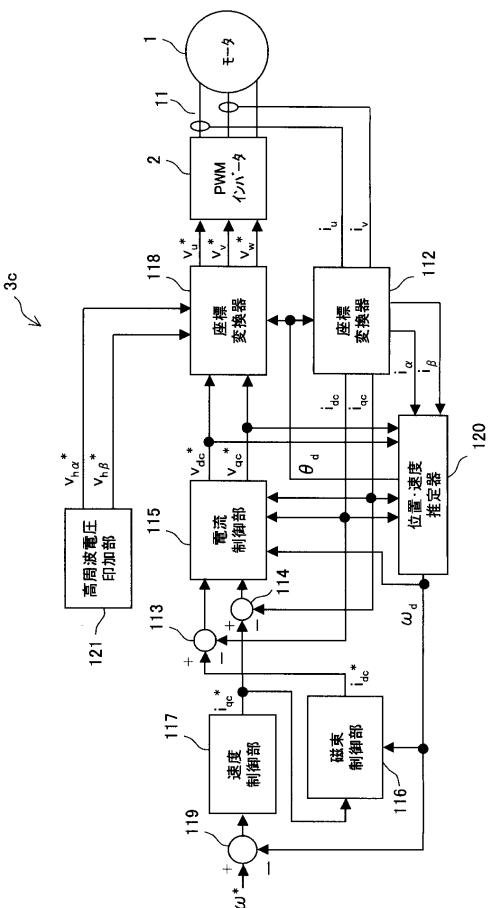
【図16】



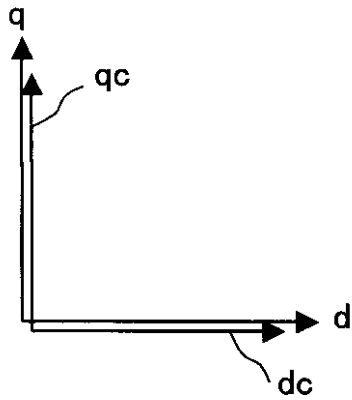
【図17】



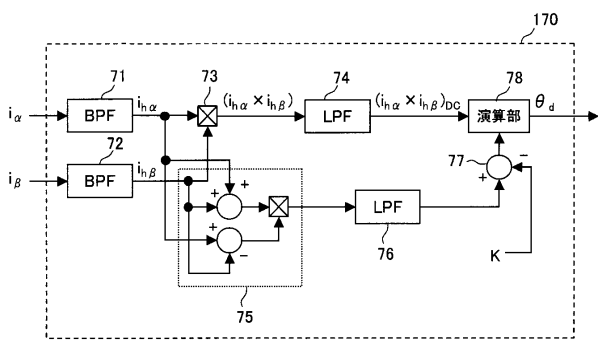
【図18】



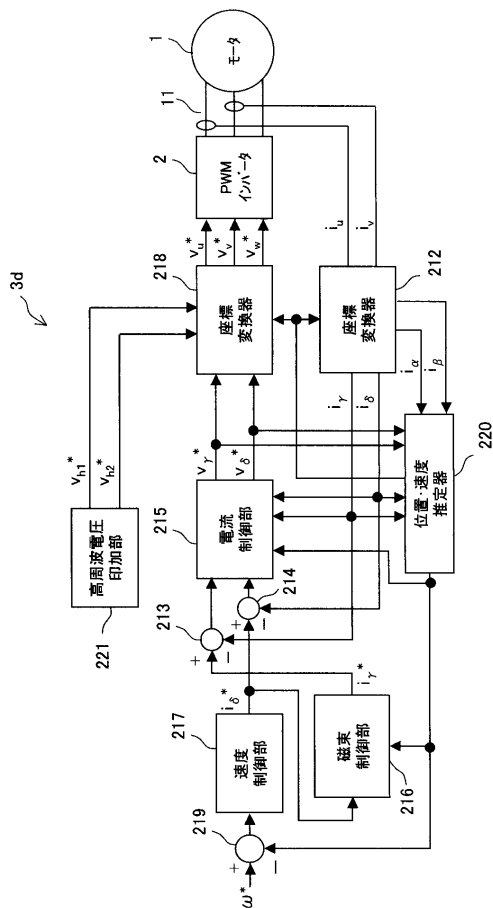
【図19】



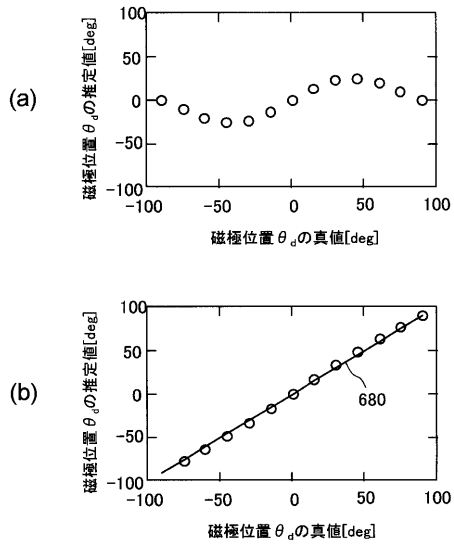
【図20】



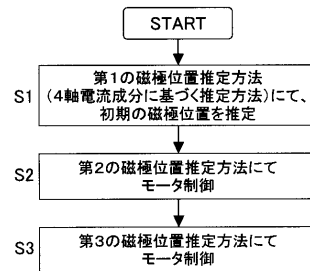
【図23】



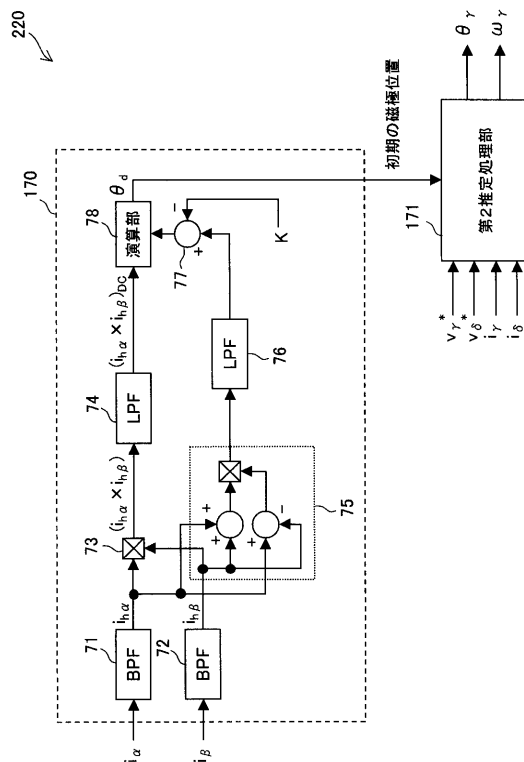
【図21】



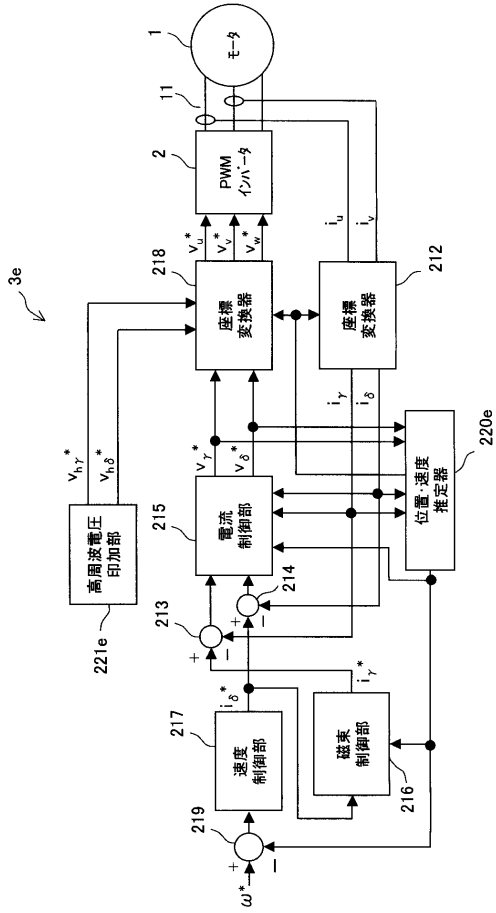
【図22】



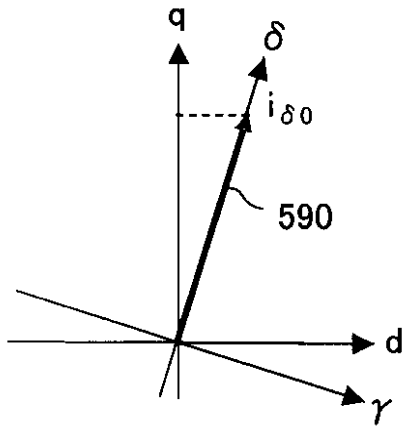
【図24】



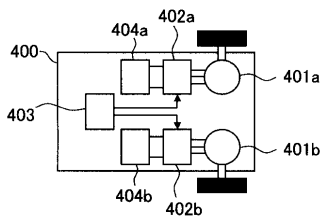
【図 25】



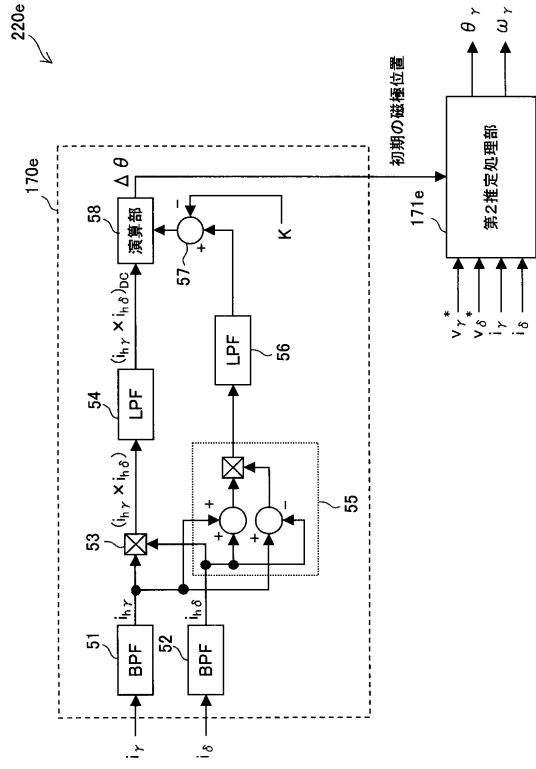
【図 27】



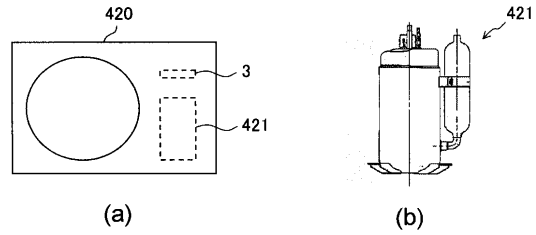
【図 28】



【図 26】



【図 29】



【図 28】

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2003-052193(JP,A)
特開2007-049782(JP,A)
特開2007-053829(JP,A)
特開2007-282389(JP,A)
特開2004-129410(JP,A)
特開2001-069799(JP,A)
特開2000-102300(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 6/16
H02P 21/00
H02P 27/04