(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第4789720号
(P4789720)
(45)発行日　平成23年10月12日(2011.10.12)　(24)登録日　平成23年7月29日(2011.7.29)

(51)Int.Cl.　F I
H02P 6/10 (2006.01)　H02P 6/02 321G

請求項の数 7 (全 28 頁)

(21)出願番号　特願2006-187330(P2006-187330)
(22)出願日　平成18年7月7日(2006.7.7)
(65)公開番号　特開2008-17642(P2008-17642A)
(43)公開日　平成20年1月24日(2008.1.24)
審査請求日　平成20年11月13日(2008.11.13)

(73)特許権者　000001889
三洋電機株式会社
大阪府守口市京阪本通２丁目５番５号
(74)代理人　100085501
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　橋本　栄一郎
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
(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

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】
永久磁石を備えた回転子と電機子巻線を備えた固定子とから成るモータを制御するモータ駆動装置において、
前記永久磁石が作る磁束に平行な軸をｄ軸とした場合、
前記電機子巻線に流れる電流のｄ軸成分に対応する電流指令を励磁電流指令として算出する磁束制御手段と、
前記励磁電流指令に基づいて前記電機子巻線に流れる電流を制御する電流制御手段と、を備え、
前記磁束制御手段は、前記回転速度が所定の第１回転速度または前記第１回転速度と異なる所定の第２回転速度で固定されている場合、その回転速度に比例した周波数にて前記励磁電流指令を変動させ、前記回転速度が前記第１回転速度である場合と前記第２回転速度である場合とで、その比例の比例係数を変更可能に形成され、
推定された又は検出された回転子位置に基づいて前記磁束を弱める電流領域にて前記励磁電流指令を周期的に変動させ、更に、前記回転子の回転速度に応じて前記励磁電流指令を可変とすることを特徴とするモータ制御装置。
【請求項２】
前記磁束制御手段は、前記回転速度に応じて、前記励磁電流指令の変動の位相を変更可能に形成さ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】

前記磁束制御手段は、前記回転速度に応じて、前記励磁電流指令の変動の振幅を変更可能に形成されている
ことを特徴とする請求項１または請求項２に記載のモータ制御装置。
【請求項４】
前記比例係数の候補として複数の候補比例係数を定義し、
前記複数の候補比例係数の夫々を前記比例係数として採用した場合における、当該モータ制御装置を搭載した機器の振動状態に基づいて、各回転速度に対応する前記比例係数は決定され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５】
前記位相の候補として複数の候補位相を定義し、
前記複数の候補位相の夫々を前記位相として採用した場合における、当該モータ制御装置を搭載した機器の振動状態に基づいて、各回転速度に対応する前記位相は決定されることを特徴とする請求項２に記載のモータ制御装置。
【請求項６】
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請求項１～請求項５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モータ駆動システム。
【請求項７】
横型コンプレッサに用いられる
ことを特徴とする請求項６に記載のモータ駆動システム。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、モータを駆動制御するモータ制御装置に関し、特に、モータ駆動に伴う振動の低減に寄与するモータ制御装置に関する。
【背景技術】
【０００２】
永久磁石同期モータを利用する際、振動を低減するための技術が重要となる。この振動には、モータの固定子の円環振動などが含まれる。固定子の円環振動は、モータの径方向の振動であり、モータの回転子に設けられた永久磁石と固定子との間に働く磁気吸引力に由来して発生する。固定子の円環振動は、固定子を固定するフレーム（不図示）に伝播し、該フレームの振動は騒音を生じさせる。特に、特定の回転速度において、固定子及びフレーム等を含む機械的構造部位が共振して大きな振動及び騒音を引き起こす。このため、円環振動を低減することは肝要である。
【０００３】
モータに関する振動を低減する手法として、古くから様々な手法が提案されている。
【０００４】
下記特許文献１は、負荷トルクの変動状態を参照して周期的にｄ軸電流を流すことにより、トルク脈動に起因する振動を低減する手法を提案している。トルク脈動は、回転の円周方向のトルク時間変動であるため、この手法では、円環振動の低減効果はあまり期待できない。更に、負荷トルクの変動が無い場合は、円環振動を低減することはできない。
【０００５】
下記特許文献２は、コギングトルクに起因する振動を低減する手法を提案している。しかしながら、固定子の円環振動に相関のある周波数とコギングトルクの周波数とは異なるため、この手法では、円環振動の低減効果はあまり期待できない。
【０００６】
下記特許文献３～６の各手法は、多相交流電流に高調波を重畳することにより、振動低減を図っている。しかしながら、これらの各手法では、高調波重畳によってｑ軸電流も変化してしまうため、これに起因してトルク脈動が発生し、トルク脈動に由来する振動を引

き起こしてしまう。また、下記特許文献３の手法では、正負両方のｄ軸電流を流しているため、振動低減を行うための消費電力の増加が大きくなってしまう。

【０００７】

【特許文献１】特開２００３－３３９１９７号公報
【特許文献２】特開２００４－５６８３９号公報
【特許文献３】特開２００５－１１７８７５号公報
【特許文献４】特開平１１－３４１８６４号公報
【特許文献５】特開２００３－１７４７９４号公報
【特許文献６】特開２００５－２５３１５５号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【０００８】

上述したように、円環振動を低減することは肝要であり、それを効果的に低減する技術が切望されている。また、円環振動を中心に従来技術の問題点を説明したが、円環振動に限らず、モータ駆動に伴う振動を低減することは重要課題である。

【０００９】

そこで本発明は、モータ駆動に伴う振動を効果的に低減しうるモータ制御装置及びモータ駆動システム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】

【００１０】

上記の目的を達成するための本発明に係るモータ制御装置は、永久磁石を備えた回転子と電機子巻線を備えた固定子とから成るモータを制御するモータ駆動装置において、前記永久磁石が作る磁束に平行な軸をｄ軸とした場合、前記電機子巻線に流れる電流のｄ軸成分に対応する電流指令を励磁電流指令として算出する磁束制御手段と、前記励磁電流指令に基づいて前記電機子巻線に流れる電流を制御する電流制御手段と、を備え、前記磁束制御手段は、推定された又は検出された回転子位置に基づいて前記磁束を弱める電流領域にて前記励磁電流指令を周期的に変動させ、更に、前記回転子の回転速度に応じて前記励磁電流指令を可変とすることを特徴とする。

【００１１】

幾つかの従来技術は、ｄ軸電流を周期的に供給することによって振動低減を図ろうとしているが、基本的に、ｄ軸電流の供給手法は固定的であり、回転速度に応じて動的にそれを変化させるものではない。ところが、円環振動などの振動の低減にとって効果的なｄ軸電流の与え方は、回転速度に依存して変化しうる。これに着目し、本発明では、回転子の回転速度に応じて励磁電流指令を変更可能とする。このため、回転子の回転速度に応じた、優れた振動低減効果を得ることが可能となる。

【００１２】

また、永久磁石が作る磁束を弱める電流領域にて励磁電流指令を変動させるため、上記特許文献３の手法などと比べて、振動低減用の消費電力増加が抑えられる。

【００１３】

具体的には例えば、前記磁束制御手段は、前記回転速度が所定の第１回転速度または前記第１回転速度と異なる所定の第２回転速度で固定されている場合、その回転速度に比例した周波数にて前記励磁電流指令を変動させ、前記回転速度が前記第１回転速度である場合と前記第２回転速度である場合とで、その比例の比例係数を変更可能に形成されている。

【００１４】

所望の振動低減を得るために効果的な比例係数は、回転速度によって異なる。このため、上記のように構成する。これにより、回転速度に応じた、適切な振動低減効果を得ることが可能となる。

【００１５】

また具体的には例えば、前記磁束制御手段は、前記回転速度に応じて、前記励磁電流指

令の変動の位相を変更可能に形成されている。
【００１６】
所望の振動低減を得るために効果的な位相は、回転速度によって異なる。このため、上記のように構成する。これにより、回転速度に応じた、適切な振動低減効果を得ることが可能となる。
【００１７】
また具体的には例えば、前記磁束制御手段は、前記回転速度に応じて、前記励磁電流指令の変動の振幅を変更可能に形成されている。
【００１８】
回転速度によって発生しうる振動の程度は異なる。これを考慮し、回転速度に応じて前記振幅を変更可能に形成しておく。これにより、特定の回転速度で振動が異常に大きくなったりすることを回避することも可能となる。
【００１９】
また例えば、前記比例係数の候補として複数の候補比例係数を定義し、前記複数の候補比例係数の夫々を前記比例係数として採用した場合における、当該モータ制御装置を搭載した機器の振動状態に基づいて、各回転速度に対応する前記比例係数は決定される。
【００２０】
また例えば、前記位相の候補として複数の候補位相を定義し、前記複数の候補位相の夫々を前記位相として採用した場合における、当該モータ制御装置を搭載した機器の振動状態に基づいて、各回転速度に対応する前記位相は決定される。
【００２１】
また、上記目的を実現するために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モータ制御装置と、を備えたことを特徴とする。
【００２２】
また例えば、前記モータ駆動システムは、横型コンプレッサに用いられる。
【００２３】
コンプレッサが固定される面と前記モータの回転子の回転軸とが平行となるようにモータが固定されたコンプレッサを横型コンプレッサという。ここにおける「平行」とは、厳密な平行だけでなく、多少のずれを含む実質的な平行をも含む概念である。
【発明の効果】
【００２４】
本発明によれば、モータ駆動に伴う振動を効果的に低減しうる。
【発明を実施するための最良の形態】
【００２５】
以下、本発明の実施形態につき、図面を参照して詳細に説明する。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、同一の部分の重複する説明を原則として省略する。
【００２６】
＜＜第１実施形態＞＞
図１は、本発明の第１実施形態に係るモータ駆動システムのブロック構成図である。１は、永久磁石を回転子（不図示）に、電機子巻線を固定子（不図示）に設けた三相永久磁石同期モータ１（以下、単に「モータ１」と記す）である。
【００２７】
２は、ＰＷＭ（Pulse Width Modulation）インバータであり、モータ１の回転子位置に応じてモータ１にＵ相、Ｖ相及びＷ相から成る三相交流電圧を供給する。このモータ１に供給される電圧をモータ電圧（電機子電圧）V_aとし、ＰＷＭインバータ２からモータ１に供給される電流をモータ電流（電機子電流）I_aとする。
【００２８】
３は、モータ制御装置であり、モータ電流I_aを用いてモータ１の回転子位置等を推定

し、モータ１を所望の回転速度で回転させるための信号をＰＷＭインバータ２に与える。この所望の回転速度は、図示されないＣＰＵ（中央処理装置；Central Processing Unit）等からモータ制御装置３にモータ速度指令値ω^*として与えられる。

【００２９】

図２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には、Ｕ相、Ｖ相、Ｗ相の電機子巻線固定軸が示されている。１ａは、モータ１の回転子を構成する永久磁石である。永久磁石１ａが作る磁束と同じ速度で回転する回転座標系において、永久磁石１ａが作る磁束の方向をｄ軸にとり、ｄ軸に対応する制御上の推定軸をγ軸とする。また、図示していないが、ｄ軸から電気角で９０度進んだ位相にｑ軸をとり、γ軸から電気角で９０度進んだ位相に推定軸であるδ軸をとる。実軸に対応する回転座標系はｄ軸とｑ軸を座標軸に選んだ座標系であり、その座標軸をｄ－ｑ軸と呼ぶ。制御上の回転座標系（推定回転座標系）はγ軸とδ軸を座標軸に選んだ座標系であり、その座標軸をγ－δ軸と呼ぶ。

【００３０】

ｄ－ｑ軸は回転しており、その回転速度（電気角速度）を実モータ速度ωと呼ぶ。γ－δ軸も回転しており、その回転速度（電気角速度）を推定モータ速度ω_eと呼ぶ。また、ある瞬間の回転しているｄ－ｑ軸において、ｄ軸の位相をＵ相の電機子巻線固定軸を基準としてθ（実回転子位置θ）により表す。同様に、ある瞬間の回転しているγ－δ軸において、γ軸の位相をＵ相の電機子巻線固定軸を基準としてθ_e（推定回転子位置θ_e）により表す。そうすると、ｄ軸とγ軸との軸誤差Δθ（ｄ－ｑ軸とγ－δ軸との軸誤差Δθ）は、$\Delta\theta=\theta-\theta_e$で表される。

【００３１】

以下の記述において、モータ電圧V_aのγ軸成分、δ軸成分、ｄ軸成分及びｑ軸成分を、それぞれγ軸電圧ｖγ、δ軸電圧ｖδ、ｄ軸電圧v_d及びｑ軸電圧v_qで表し、モータ電流I_aのγ軸成分、δ軸成分、ｄ軸成分及びｑ軸成分を、それぞれγ軸電流ｉγ、δ軸電流ｉδ、ｄ軸電流i_d及びｑ軸電流i_qで表す。

【００３２】

また、以下の記述において、R_aは、モータ抵抗（モータ１の電機子巻線の抵抗値）であり、L_d、L_qは、夫々ｄ軸インダクタンス（モータ１の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（モータ１の電機子巻線のインダクタンスのｑ軸成分）であり、Φ_aは、永久磁石１ａによる電機子鎖交磁束である。尚、L_d、L_q、R_a及びΦ_aは、モータ駆動システムの製造時に定まる値であり、それらの値はモータ制御装置の演算にて使用される。また、後に示す各式において、ｓはラプラス演算子を意味する。

【００３３】

本実施形態では、図１のモータ駆動システムが横型コンプレッサに搭載される場合を例示する。図３（ａ）は、図１のモータ駆動システムを内蔵した横型コンプレッサ４の正面図であり、図３（ｂ）は、その横型コンプレッサ４の側面図である。図３（ａ）において、６は、横型コンプレッサ４が設置される設置面を表している。

【００３４】

横型コンプレッサ４は、横型コンプレッサ４を設置面６に固定するための固定具５を備えている。この固定具５と設置面６とをボルト等の締結具（不図示）を介して連結することにより、横型コンプレッサ４は、設置面６に固定される。

【００３５】

図１のモータ１は、モータ１の回転子の回転軸が設置面６に対して平行となるように、図３の横型コンプレッサ４内に固定される（固定の様子は不図示）。モータ１の回転子の回転軸が設置面６に対して平行となっているコンプレッサを横型コンプレッサという。但し、ここにおける「平行」とは、厳密な平行だけでなく、多少のずれを含む実質的な平行をも含む概念である。

【００３６】

今、設置面６が、地面に対して水平となっているものとする。この場合、モータ１の回

転子の回転軸は、水平となる。また、その回転軸は、横型コンプレッサ４の長手方向を向いているものとする。この回転軸に平行な方向を、以下、水平方向と呼ぶ。また、Ｘ軸、Ｙ軸及びＺ軸から成る３方向の直線座標軸を考え、そのＺ軸が上記の水平方向に平行であるとする。Ｘ軸、Ｙ軸及びＺ軸は、３次元の直交座標を形成する。そして、Ｘ軸に平行な方向をＸ方向、Ｙ軸に平行な方向をＹ方向と呼ぶ。Ｙ方向は設置面６に対して鉛直となり、Ｘ方向は設置面６に対して平行となる。そして、水平方向は、Ｘ方向及びＹ方向の夫々に対して直交している。

【００３７】

更に、Ｘ軸とＹ軸とからなる二次元平面上において、その二次元平面の原点をモータ１の回転軸上にとった場合、その原点を通る直線の方向を半径方向とよぶ。この半径方向は、モータ１の回転子の回転軌跡の径方向に一致する。特に、本実施形態では、図３（ａ）に示す如く、Ｘ方向ともＹ方向とも平行でない方向を、半径方向として着目する。また、Ｘ軸とＹ軸とからなる二次元平面上において、半径方向と直交する方向を円周方向と呼ぶ。この円周方向は、モータ１の回転子の回転軌跡の接線方向に一致する。

【００３８】

回転子に設けられた永久磁石１ａと固定子との間に働く半径方向の磁気吸引力は、固定子の円環振動を引き起こし、それが固定子を固定するフレーム（不図示）に伝播することにより、横型コンプレッサ４の振動及び騒音が発生する。

【００３９】

ところで、一般的なモータ駆動制御において、リラクタンストルクを利用する場合や弱め磁束制御を行う場合は、負のｄ軸電流を流す。負のｄ軸電流を流さなかったならば、モータの端子電圧が所定の上限電圧を超えてしまう回転速度において、一般的に、弱め磁束制御は実施される。必要以上にｄ軸電流を流すことは効率低下を招くため好ましくない。従って、通常は、最大トルクを実現する大きさ以上のｄ軸電流を流したり、端子電圧が上限電圧よりも小さな回転速度において弱め磁束制御を行ったりすることはない。

【００４０】

本実施形態では、従来の手法と異なり、負のｄ軸電流を流さずともモータ１の端子電圧が所定の上限電圧以下となる速度領域において、即ち、従来は弱め磁束制御を適用しない速度領域において、積極的に負のｄ軸電流を流して永久磁石１ａが発生する磁束（電機子鎖交磁束）を弱める。そして、この際、回転子の回転速度に応じて、ｄ軸電流の与え方を適切に変化させる。

【００４１】

尚、モータ１の端子電圧とは、ＰＷＭインバータ２がモータ１の電機子巻線に印加する電圧である。上記の上限電圧は、インバータ２に供給される電源電圧を基に設定される。上記の速度領域は、モータ１の回転子の回転速度についての速度領域である。

【００４２】

本実施形態のモータ駆動システムの構成及び動作につき、より具体的に説明する。図４は、図１のモータ制御装置３の内部構成を詳細に表した、モータ駆動システムの構成ブロック図である。モータ制御装置３は、電流検出器１１、座標変換器１２、減算器１３、減算器１４、電流制御部１５、磁束制御部１６、速度制御部１７、座標変換器１８、減算器１９、速度推定器２０、及び、積分器２１を有して構成される。モータ制御装置３を構成する各部位は、必要に応じてモータ制御装置３内で生成される値の全てを自由に利用可能となっている。

【００４３】

電流検出器１１は、例えばホール素子等から成り、ＰＷＭ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i_u及びＶ相電流i_vを検出する。座標変換器１２は、電流検出器１１からのＵ相電流i_u及びＶ相電流i_vの検出結果を受け取り、それらを、位置推定器として機能する積分器２１から与えられる推定回転子位置θ_eを用いて、２相電流であるγ軸電流ｉγ及びδ軸電流ｉδに変換する。

【００４４】

速度推定器２０は、推定モータ速度ω_eを推定して出力する。推定モータ速度ω_eの推定手法については、後に説明する。積分器２１は、速度推定器２０から出力される推定モータ速度ω_eを積分して推定回転子位置θ_eを算出する。

【００４５】

減算器１９は、速度推定器２０から与えられる推定モータ速度ω_eを、モータ速度指令値ω^*から減算し、その減算結果（速度誤差）を出力する。速度制御部１７は、減算器１９の減算結果（$\omega^* - \omega_e$）に基づいて、δ軸電流指令値$i\delta^*$を作成して出力する。このδ軸電流指令値（トルク電流指令）$i\delta^*$は、モータ電流I_aのδ軸成分であるδ軸電流$i\delta$が追従すべき電流の値を表す。磁束制御部１６は、積分器２１から与えられる推定回転子位置θ_eと速度推定器２０から与えられる推定モータ速度ω_eに基づいてγ軸電流指令値$i\gamma^*$を作成して出力する。このγ軸電流指令値（励磁電流指令）$i\gamma^*$は、モータ電流I_aのγ軸成分であるγ軸電流$i\gamma$が追従すべき電流の値を表す。

【００４６】

減算器１３は、γ軸電流指令値$i\gamma^*$からγ軸電流$i\gamma$を差し引いて電流誤差（$i\gamma^* - i\gamma$）を算出する。減算器１４は、δ軸電流指令値$i\delta^*$からδ軸電流$i\delta$を差し引いて、電流誤差（$i\delta^* - i\delta$）を算出する。

【００４７】

電流制御部１５は、減算器１３及び１４にて算出された各電流誤差を受け、比例積分制御によって、γ軸電流$i\gamma$がγ軸電流指令値$i\gamma^*$に追従するように且つδ軸電流$i\delta$がδ軸電流指令値$i\delta^*$に追従するように、γ軸電圧指令値$v\gamma^*$とδ軸電圧指令値$v\delta^*$を作成して出力する。この際、必要に応じて、$i\gamma$、$i\delta$及びω_eの各値を用いる。γ軸電圧指令値$v\gamma^*$は、γ軸電圧$v\gamma$が追従すべき電圧の値を表し、δ軸電圧指令値$v\delta^*$は、δ軸電圧$v\delta$が追従すべき電圧の値を表す。

【００４８】

座標変換器１８は、積分器２１から与えられる推定回転子位置θ_eに基づいて、２相の電圧指令値であるγ軸電圧指令値$v\gamma^*$及びδ軸電圧指令値$v\delta^*$を、U相電圧指令値v_u^*、V相電圧指令値v_v^*及びW相電圧指令値v_w^*から成る三相の電圧指令値に変換し、それらをＰＷＭインバータ２に出力する。

【００４９】

ＰＷＭインバータ２は、モータ１に印加されるべき電圧を表す三相の電圧指令値（v_u^*、v_v^*及びv_w^*）に基づいてパルス幅変調された信号を作成し、該三相の電圧指令値に応じたモータ電流I_aをモータ１に供給してモータ１を駆動する。

【００５０】

図５に、速度推定器２０の内部ブロックを示し、速度推定器２０による推定モータ速度ω_eの推定手法を例示する。但し、推定モータ速度ω_eの推定手法としては様々な手法が存在し、速度推定器２０はその何れの手法をも採用することが可能である。

【００５１】

図５の速度推定器２０は、軸誤差推定部２５と、比例積分演算器２６と、を有して構成される。軸誤差推定部２５は、例えば、下記式（１）を用いて、ｄ軸とγ軸との間の軸誤差$\Delta\theta$を算出する。ここで、ｐは、微分演算子である。式（１）を利用する際、式中の$v\gamma$、$v\delta$及びωの値として、それぞれ、$v\gamma^*$、$v\delta^*$及びω_eの値を用いる。軸誤差推定部２５には、電流制御部１５及び座標変換器１２から、$v\gamma^*$、$v\delta^*$、$i\gamma$及び$i\delta$の値が与えられ、比例積分演算器２６から、ω_eの値が与えられる。

【００５２】

【数１】

$$\Delta\theta = \tan^{-1}\frac{-(v_\gamma - (R_a + pL_d)i_\gamma + \omega L_q i_\delta)}{v_\delta - (R_a + pL_d)i_\delta - \omega L_q i_\gamma} \quad \cdots(1)$$
$$\approx -\frac{v_\gamma - (R_a + pL_d)i_\gamma + \omega L_q i_\delta}{v_\delta - (R_a + pL_d)i_\delta - \omega L_q i_\gamma}$$

【００５３】

比例積分演算器２６は、ＰＬＬ（Phase Locked Loop）を実現すべく、モータ制御装置３を構成する各部位と協働しつつ比例積分制御を行って、軸誤差推定部２５が算出した軸誤差Δθがゼロに収束するように推定モータ速度ω_eを算出する。算出された推定モータ速度ω_eは、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の各部位に与えられる。

【００５４】

次に、本実施形態に係るモータ駆動システムの特徴的な部位である磁束制御部１６について説明する。また、以下の説明において、モータ１の極対数は２である、とする。勿論、極対数を２以外とすることも可能である。

【００５５】

今、γ軸電流指令値$i\gamma^*$の基となる値i_{ref}^*を、以下の式（２）のように定義する。

【００５６】

【数２】

$$i_{ref}^* = A\cos(n \times \omega_e t + \alpha)$$
$$= A\cos(n \times \theta_e + \alpha) \quad \cdots(2)$$

【００５７】

そして、下記の式（３ａ）及び（３ｂ）が満たされるように$i\gamma^*$を作成する。即ち、式（２）によって表されるi_{ref}^*がゼロ未満である時は$i\gamma^* = i_{ref}^*$とし、i_{ref}^*がゼロ以上である時は$i\gamma^*$をゼロとする。

【００５８】

【数３】

$$i_\gamma^* = i_{ref}^* \quad (\text{但し、} i_{ref}^* < 0 \text{、の時}) \quad \cdots(3a)$$
$$i_\gamma^* = 0 \quad (\text{但し、} i_{ref}^* \geqq 0 \text{、の時}) \quad \cdots(3b)$$

【００５９】

式（２）において、Ａは、$i\gamma^*$及びi_{ref}^*の変動の振幅を定めるゲインであり、ｎは、その変動の周波数を定める値であり、αは、その変動の位相である。また、ｔは、時間を表す。Ａは、正であるとする。

【００６０】

ここで、モータ１の回転子の機械角速度（機械的な角速度）ω_mと、式（２）などで現われる電気角速度としてのω_eと、極対数Ｎｐとの関係について補足説明する。まず、周知の如く、$\omega_m = \omega_e / Np$、の関係が成立する。従って、機械的周期をＴｍ（$= 2\pi / \omega_m$）、電気的周期をＴｅ（$= 2\pi / \omega_e$）とおくと、Ｔｍ＝Ｔｅ×Ｎｐ、が成立する。

【００６１】

式（２）のｎは電気角速度にかかる係数であるため、ｎ＝１、２、３、・・・、とすると、電気的周期（Ｔｅ）内に１次、２次、３次、・・・の高調波が発生する。一方、Ｎｐ＝２であるため、ｎ＝１、２、３、・・・、とすると、機械的周期（Ｔｍ）内に２次、４次、６次、・・・の高調波が発生する。従って、機械角に対する高調波の次数をk_1とすると（k_1は自然数）、$n = k_1 / Np$、が成立する。

【００６２】

図６に、推定回転子位置θ_eに応じてγ軸電流指令値$i\gamma^*$が変動する様子を示す。上記

の定義等から明らかなように、γ軸電流指令値$i\gamma^*$の波形は、余弦波形の負側の半波形となり、永久磁石１ａが作る磁束を弱める電流領域にて$i\gamma^*$が周期的に変動することになる。

【００６３】

本実施形態では、$i\gamma^*$及びi_{ref}^*を、回転子の機械的な回転速度（単位は、ｒｐｓ（revolution per second））のk_1倍、即ち、$i\gamma^*$及びi_{ref}^*の基本周波数であるω_eの（k_1／Ｎｐ）倍の周波数で変動させる。k_1＝１、２、３、４、・・・の場合においてモータ１に注入されるｄ軸電流の次数を、夫々、１次、２次、３次、４次・・・、と呼ぶ。k_1＝１、２、３、４、・・・のとき、回転子の１回転ごとに、夫々、１、２、３、４、・・・周期分のｄ軸電流が注入されることになる。

【００６４】

固定座標系上における磁気吸引力の軌跡を図７に示す。図７において、曲線１０１は、ｄ軸電流i_dが０に維持されるようにベクトル制御した場合の半径方向の磁気吸引力を示し、曲線１０２は、i_dを一定値（ゲインＡ）に保つ弱め磁束制御を実施した場合の半径方向の磁気吸引力を示す。

【００６５】

曲線１０３が、本実施形態に対応する曲線である。曲線１０３は、４次のｄ軸電流（高調波ｄ軸電流）を注入した場合における半径方向の磁気吸引力の軌跡である。４次のｄ軸電流を注入した場合（即ち、ｎ＝２の場合）、回転子が機械的に１回転するごとに、$i\gamma^*$及びi_{ref}^*が４周期分、変動する。このため、回転子が機械的に１回転する間に、$i\gamma^*$の変動に起因して半径方向の磁気吸引力は４回、強弱を繰り返す。

【００６６】

このように、$i\gamma^*$（i_d）を周期的に変化させることで、磁気吸引力に周期的な強弱が現われ、これに起因して半径方向に機械的な振動成分が発生する。本実施形態に係るモータ駆動システムは、この振動成分にてモータ１の半径方向の振動（機械的振動）を相殺し、振動低減を実現する。

【００６７】

図８～図１１は、横型コンプレッサ４の振動の大きさを表す振動レベルの回転速度依存性を示す図である。図８～図１１は、ゲインＡを一定のA_0とし且つ位相αを或る位相α_0に固定した場合における、それの実験結果を表す。詳細は後述するが、図４の磁束制御部１６は、このような実験結果を基にして、実際に出力すべき$i\gamma^*$を決定する。

【００６８】

図８において、縦軸は、i_dをゼロに維持した場合に対する、横型コンプレッサ４の半径方向の振動レベルの増減を表し、曲線１１１、１１２、１１３及び１１４は、夫々、１次、２次、３次及び４次のｄ軸電流を注入した場合における、その増減の回転速度依存性を表す。また、曲線１１５は、単に弱め磁束制御を行った場合、即ち、大きさA_0を有するi_dを常時流し続けた場合における、その増減の回転速度依存性を表す。

【００６９】

図９において、縦軸は、i_dをゼロに維持した場合に対する、横型コンプレッサ４の円周方向の振動レベルの増減を表し、曲線１２１、１２２、１２３及び１２４は、夫々、１次、２次、３次及び４次のｄ軸電流を注入した場合における、その増減の回転速度依存性を表す。また、曲線１２５は、単に弱め磁束制御を行った場合、即ち、大きさA_0を有するi_dを常時流し続けた場合における、その増減の回転速度依存性を表す。

【００７０】

図１０において、縦軸は、i_dをゼロに維持した場合に対する、横型コンプレッサ４の水平方向の振動レベルの増減を表し、曲線１３１、１３２、１３３及び１３４は、夫々、１次、２次、３次及び４次のｄ軸電流を注入した場合における、その増減の回転速度依存性を表す。また、曲線１３５は、単に弱め磁束制御を行った場合、即ち、大きさA_0を有するi_dを常時流し続けた場合における、その増減の回転速度依存性を表す。

【００７１】

図１１において、縦軸は、i_dをゼロに維持した場合に対する、横型コンプレッサ４の全方向の振動レベルの増減を表し、曲線１４１、１４２、１４３及び１４４は、夫々、１次、２次、３次及び４次のｄ軸電流を注入した場合における、その増減の回転速度依存性を表す。また、曲線１４５は、単に弱め磁束制御を行った場合、即ち、大きさA_0を有するi_dを常時流し続けた場合における、その増減の回転速度依存性を表す。

【００７２】

横型コンプレッサ４の全方向の振動レベルの増減とは、半径方向、円周方向及び水平方向の振動レベルの増減の合算に相当する。図８～図１１の夫々において、横軸は、モータ１の回転子の回転速度（単位はｒｐｓ）を表す。図８の直線１１０、図９の直線１２０、図１０の直線１３０及び図１１の直線１４０は、振動レベルの増減がゼロであることに対応し、図８～図１１の各図において、縦軸の下方向（紙面下方向）に向かうにつれて、振動レベルが減少していくことを表す。

【００７３】

k_1を１、２、３又は４とした場合、「k_1次のｄ軸電流を注入する」とは、「$n=k_1/2$、としつつ、式（２）、（３ａ）及び（３ｂ）にて表されるγ軸電流指令値$i\gamma^*$を磁束制御部１６に出力させる」ことに相当する。曲線１１５、１２５、１３５及び１４５は、強制的に$i\gamma^*$を常にA_0とした場合の実験結果を表す。

【００７４】

図８を参照すると、回転速度６０～１２０ｒｐｓの範囲において、４次のｄ軸電流を注入した場合が、最も半径方向における振動レベルの低減効果が大きい（但し、曲線１１５を無視）。また、回転速度１００～１２０ｒｐｓの範囲においては、半径方向における振動レベルの低減効果は、１次と４次で略同等である。

【００７５】

図９を参照すると、円周方向における振動レベルの低減効果は、回転速度６０ｒｐｓでは４次のｄ軸電流を注入した場合が最も大きく、回転速度７０、８０及び１００ｒｐｓでは１次のｄ軸電流を注入した場合が最も大きく、回転速度９０、１１０及び１２０ｒｐｓでは２次のｄ軸電流を注入した場合が最も大きい。

【００７６】

図１０を参照すると、水平方向における振動レベルの低減効果は、回転速度６０ｒｐｓでは２次（又は４次）のｄ軸電流を注入した場合が最も大きく、回転速度７０、８０及び９０ｒｐｓでは１次のｄ軸電流を注入した場合が最も大きく、回転速度１００ｒｐｓでは１次（又は２次）のｄ軸電流を注入した場合が最も大きい。

【００７７】

図１１を参照すると、全方向における振動レベルの低減効果は、回転速度６０ｒｐｓでは４次のｄ軸電流を注入した場合が最も大きく、回転速度７０、８０及び１００ｒｐｓでは１次のｄ軸電流を注入した場合が最も大きく、回転速度９０、１１０及び１２０ｒｐｓでは２次のｄ軸電流を注入した場合が最も大きい。

【００７８】

各方向の振動レベルは、注入するｄ軸電流の次数を変化させれば変化すると共に次数が同じであっても回転速度が異なれば異なる。次数を変化させれば、振動の相殺状態が変化するためであり、また、その相殺状態は、回転速度によって異なるからである。

【００７９】

或る回転速度において、如何なる次数のｄ軸電流を注入するのが最も振動低減に効果的かは、横型コンプレッサ４の機械的構造特性などによって様々に変化しうる。加えて、低減しようとする振動の方向によっても最適な次数は異なる。例えば、回転速度が７０ｒｐｓである場合、半径方向の振動を抑制するには４次のｄ軸電流の注入が最適となるが、円周方向の振動を抑制するには１次のｄ軸電流の注入が最適となる。

【００８０】

図８～図１１にて示されるような実験結果を考慮し、図３の磁束制御部１６は、式（２）におけるｎの値を、回転子の回転速度に応じた速度情報に応じて動的に設定し、設定し

たｎの値を用いてｉγ*を作成する。尚、本実施形態では、上記速度情報として推定モータ速度ω$_e$を用いるが、モータ速度指令値ω*を用いるようにしてもよい。

【００８１】

例えば、半径方向の振動を低減することを優先した場合、上記速度情報によって表される回転速度が６０ｒｐｓであるならばｎ＝２とし、その回転速度が１００ｒｐｓであるならばｎ＝１／２又は２とすればよい。円周方向の振動を低減することを優先した場合、上記速度情報によって表される回転速度が８０ｒｐｓであるならばｎ＝１／２とし、その回転速度が１１０ｒｐｓであるならばｎ＝１とすればよい。また例えば、全方向の振動を低減することを優先した場合、上記速度情報によって表される回転速度が６０ｒｐｓであるならばｎ＝２とし、その回転速度が７０ｒｐｓであるならばｎ＝１／２とすればよい。これにより、必要な振動低減にとって最適な周波数を有するｄ軸電流が供給され、効果的な振動抑制が得られる。

【００８２】

尚、実験結果を考慮したｋ$_1$及びｎの設定方法は、以下のように表現することができる。各回転速度に関し、磁束制御部１６が最終的に採用すべきｋ$_1$の候補として複数の候補値（候補比例係数）を定義し、各候補値を採用した場合における横型コンプレッサ４の振動状態（振動レベル）を実験的に計測する。これによって図８～図１１の各曲線が得られる。そして、その計測した結果（実験結果）に基づいて、回転速度ごとに最適なｋ$_1$及びｎの値を特定し、この特定した内容に基づいて磁束制御部１６に実際のｎの値を決定させる。

【００８３】

次に、振動と位相αの関係について説明する。図１２は、横型コンプレッサ４の半径方向の振動レベルと、位相αとの関係を表す図である。図１２は、Ａ＝Ａ$_0$（Ａ$_0$は一定）且つｎ＝２の条件下において、位相αを変化させていった場合の、半径方向の振動レベルの実験結果（測定結果）を表す。

【００８４】

図１２において、縦軸は横型コンプレッサ４の半径方向の振動レベルを表し、横軸は位相αを表す。図１２において、縦軸の下方向（紙面下方向）に向かうにつれて、振動レベルが減少していくことを表す。図１２において、折れ線１５１は、回転子の回転速度が４０ｒｐｓである場合における半径方向の振動レベルと位相αとの関係を表す。折れ線１５２、１５３及び１５４は、夫々、回転子の回転速度が６０、８０及び１００ｒｐｓである場合におけるその関係を表す。

【００８５】

図１２に示す如く、半径方向の振動レベルは、位相αを変化に応じて変化すると共に位相αが同じであっても回転速度が異なれば異なる。位相αを変化させれば、半径方向の振動の相殺状態が変化するためであり、また、その相殺状態は、回転速度によって異なるからである。

【００８６】

例えば、回転速度が４０及び６０ｒｐｓである場合、位相αが特定の位相α$_1$であるときに半径方向の振動レベルが最小となり、位相αがα$_1$と異なるとき（例えば、位相αがα$_2$又はα$_3$であるとき）には該振動レベルは最小とならない。また例えば、回転速度が８０ｒｐｓである場合、位相αが特定の位相α$_2$であるときに半径方向の振動レベルが最小となり、位相αがα$_2$と異なるとき（例えば、位相αがα$_1$又はα$_3$であるとき）には該振動レベルは最小とならない。また例えば、回転速度が１００ｒｐｓである場合、位相αが特定の位相α$_3$であるときに半径方向の振動レベルが最小となり、位相αがα$_3$と異なるとき（例えば、位相αがα$_1$又はα$_2$であるとき）には該振動レベルは最小とならない。尚、α$_1$≠α$_2$≠α$_3$、が成立する。

【００８７】

或る回転速度において、如何なる位相αのｄ軸電流を注入するのが最も振動低減に効果的かは、横型コンプレッサ４の機械的構造特性などによって様々に変化しうる。加えて、

回転速度によっても最適な位相αは異なる。

【００８８】

図１２にて示されるような実験結果を考慮し、図３の磁束制御部１６は、式（２）における位相αを、回転子の回転速度に応じた速度情報に応じて動的に設定し、設定した位相αを用いて$i\gamma^*$を作成する。尚、本実施形態では、上記速度情報として推定モータ速度ω_eを用いるが、モータ速度指令値ω^*を用いるようにしてもよい。

【００８９】

例えば、ｎ＝２である場合において、半径方向の振動を低減することを目的とした場合、上記速度情報によって表される回転速度が４０又は６０ｒｐｓであるならば$\alpha=\alpha_1$とし、その回転速度が１００ｒｐｓであるならば$\alpha=\alpha_3$とすればよい。これにより、必要な振動低減にとって最適な位相を有するｄ軸電流が供給され、効果的な振動抑制が得られる。

【００９０】

尚、実験結果を考慮した位相αの設定方法は、以下のように表現することができる。各回転速度に関し、磁束制御部１６が最終的に採用すべき位相αの候補として複数の候補位相（α_1、α_2、α_3など）を定義し、各候補位相を採用した場合における横型コンプレッサ４の振動状態（振動レベル）を実験的に計測する。これによって図１２の各折れ線が得られる。そして、その計測した結果（実験結果）に基づいて、回転速度ごとに最適な位相αを特定し、この特定した内容に基づいて磁束制御部１６に実際の位相αを決定させる。

【００９１】

また、他の条件を同一としている状態において、$\alpha=\alpha_4$とすると、第１方向の振動レベルは比較的大きくなる一方で第２方向の振動レベルは比較的小さくなり、$\alpha=\alpha_5$とすると、第１方向の振動レベルは比較的小さくなる一方で第２方向の振動レベルは比較的大きくなるといった現象が見られる。ここで、第１方向及び第２方向は、夫々、半径方向、円周方向及び水平方向の何れかであり、第１方向と第２方向は異なる。また、$\alpha_4\neq\alpha_5$が成立する。このため、位相αを変化させることで特定の方向の振動を優先的に低減するといったことが可能となる。例えば、半径方向の振動が問題となるが、円周方向や水平方向の振動はそれほど問題とならない場合においては、半径方向の振動の抑制に最も適した位相αを選定する、といったことが可能である。

【００９２】

また、横型コンプレッサ４に固有の共振周波数が横型コンプレッサ４の機械的構造に依存して存在する。この共振周波数又は該共振周波数に近い周波数にて、横型コンプレッサ４が機械的に振動する際、その振動レベルは他の周波数に比べて強大となる。そして、横型コンプレッサ４の振動の周波数は、モータ１の回転子の回転速度に依存する。このため、上記の共振周波数又は該共振周波数に近い周波数にて横型コンプレッサ４を振動させるような回転速度で回転子を回転させる場合などにあっては、式（２）におけるゲインＡを大きくすると効果的である。

【００９３】

即ち、式（２）におけるゲインＡを上記速度情報に応じて変化させるとよい。例えば、図３の磁束制御部１６は、推定モータ速度ω_eが上記の共振周波数に対応する所定速度ω_1であるとき、自身が出力する$i\gamma^*$のゲインＡをA_1とし、推定モータ速度ω_eが所定速度ω_2であるとき、自身が出力する$i\gamma^*$のゲインＡをA_2とする。ここで、$\omega_1\neq\omega_2$、且つ、$A_1>A_2$、である。これにより、特定の回転速度にて振動が異常に大きくなるといったことを回避することが可能となる。

【００９４】

尚、上記特許文献２の手法では、コギングトルクを低減することを目的として、ｄ軸電流を回転子位置に応じて変動させている。しかし、その目的を達成するためには、回転子と固定子の位置関係だけで決まる磁束変化を打ち消すべく、その変動の大きさを一定にする必要がある。つまり、特許文献２の手法において、ｄ軸電流の変動の大きさは、回転速度に依存しない。

【００９５】
図１３は、本実施形態の手法を用いた場合と$i_d=0$に維持した場合の振動比較図である。３つの測定データ点を結ぶ折れ線１６１は、本実施形態の手法に対応し、他の３つの測定データ点を結ぶ折れ線１６２は、$i_d=0$に維持した場合に対応している。尚、「本実施形態の手法」とは、図３の磁束制御部１６に、式（２）、（３ａ）及び（３ｂ）にて表される$i\gamma^*$を出力させる手法を意味し、速度情報に応じて、値ｎ、位相α及び（又は）ゲインＡを変化させる手法などをも含む。
【００９６】
図１３において、１６０は原点を表す。測定データ点が原点１６０から矢印１６３にて表される紙面上方向に向かうにつれてＹ方向（図３参照）の振動レベルが増大することを表す。測定データ点が原点１６０から矢印１６４にて表される紙面右上方向に向かうにつれて半径方向の振動レベルが増大することを表す。測定データ点が原点１６０から矢印１６５にて表される紙面右方向に向かうにつれてＸ方向の振動レベルが増大することを表す。
【００９７】
図１３に示す如く、Ｙ方向、半径方向及びＸ方向の何れの方向の振動レベルも、本実施形態の手法を用いることにより、低減されていることが分かる。尚、Ｙ方向の振動レベルは、$i_d=0$としていても比較的小さい。これは、横型コンプレッサ４が矢印１６３で表される方向の反対側で設置面６に固定されていることに由来すると推測される（図３参照）。
【００９８】
また、i_dをゼロとする場合に対する、「本実施形態の手法」を適用した場合の消費電力増加量と、$i_d=A_0$（一定）の弱め磁束制御を適用した場合の消費電力増加量と、を図１４に示す。図１４に示すデータは、$A=A_0$且つｎ＝２とした場合におけるデータである。当然のことながら、各回転速度（６０～１００ｒｐｓ）において、前者の消費電力増加量の方が後者のそれよりも顕著に小さい。
【００９９】
また、「本実施形態の手法」と「正負のｄ軸電流を注入する手法」との間における、消費電力の比較結果を図１５に示し、振動の比較結果を図１６に示す。「正負のｄ軸電流を注入する手法」は、上記の特許文献３の手法に対応しており、式（２）で表されるi_{ref}^*の正負に関わらず$i\gamma^*=i_{ref}^*$とする手法に相当する。
【０１００】
図１５において、符号１７１は、i_dをゼロとする場合に対する、「本実施形態の手法」を適用した場合の消費電力増加量を表し、符号１７２は、i_dをゼロとする場合に対する、「正負のｄ軸電流を注入する手法」を適用した場合の消費電力増加量を表す。「本実施形態の手法」では、負のｄ軸電流のみを注入するため、当然のことながら、各回転速度（６０～１００ｒｐｓ）において、前者の消費電力増加量の方が後者のそれよりも小さい。
【０１０１】
図１６において、曲線１８１は、i_dをゼロとする場合に対する、「本実施形態の手法」を適用した場合の振動レベル差を表し、曲線１８２は、i_dをゼロとする場合に対する、「正負のｄ軸電流を注入する手法」を適用した場合の振動レベル差を表す。図１６において、縦軸の下方向（紙面下方向）に向かうにつれて振動レベルが低減されることを表す。また、図１６は、半径方向の振動レベルに関する振動レベル差を示している。
【０１０２】
図１６に示す如く、各回転速度（６０ｒｐｓ～１００ｒｐｓ）において、両者は、同様の振動レベルの低減効果を奏する。半径方向の振動は固定子が回転子を引っ張るときに発生するため、その引っ張る力を弱めるだけで、即ち負のｄ軸電流を流すだけで、半径方向の振動低減効果は得られるからである。また、「本実施形態の手法」では負のｄ軸電流のみを注入するため、「正負のｄ軸電流を注入する手法」のように磁気吸引力が増加する期

間がなく、効果的な振動低減が期待できる（磁気吸引力の増加は、通常、振動を増加させる方向に作用する）。

【０１０３】

また、「本実施形態の手法」では、振動抑制のためにｑ軸電流を変化させるといったことを実施しないため、トルク脈動を増加させることなく磁気吸引力を低減させることが可能である。

【０１０４】

＜＜第２実施形態＞＞

上述の第１実施形態では、軸誤差Δθをゼロに収束させる場合を取り扱った。即ち、第１実施形態に係るモータ制御装置３はｄ－ｑ軸を推定する。このため、i_dは$i\gamma^*$に略一致することになる。しかしながら、第１実施形態にて記載した事項は、ｄ－ｑ軸以外の軸を推定する場合に対しても適用可能である。第２実施形態では、ｄｍ－ｑｍ軸を推定する構成を例示する。第１実施形態にて記載した事項は、矛盾なき限り、全て第２実施形態に適用可能である。ｄｍ－ｑｍ軸は、本出願人が提案する制御上の推定軸であり、これに関する技術は、日本国特許出願番号２００６－１７７６４６号に詳しい。

【０１０５】

第２実施形態にて用いられる、ｄｍ－ｑｍ軸を推定する手法を、以下、「ｄｍｑｍ手法」と呼ぶ。まず、ｄｍｑｍ手法の意義の理解を容易にするために、最大トルク制御を実現するための一般的な手法について簡単に説明する。

【０１０６】

一般的なモータ制御装置は軸誤差Δθがゼロに収束するようにモータを制御する。また、リラクタンストルクを利用した最大トルク制御を行うためのｄ軸電流i_dの算出式は広く知られており、最大トルク制御を行う場合、通常は、下記式（４）に基づいてγ軸電流指令値$i\gamma^*$を算出する。

【０１０７】

【数４】

$$i_\gamma^* = \frac{\Phi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\Phi_a^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_\delta^{*2}} \qquad \cdots (4)$$

【０１０８】

上記式（４）を用いて最大トルク制御を実現するためには、前提として、軸誤差Δθがゼロに維持されている必要があるが、軸誤差Δθを算出するためにはｑ軸インダクタンスL_q等の演算用パラメータの値を事前に求めておく必要がある。このため、最大トルク制御を実現するためには、第１に、軸誤差Δθをゼロに維持するためのパラメータ調整が必要である。これに加えて、第２に、式（４）で用いられるパラメータの調整が必要であり、第３に、式（４）を用いてγ軸電流指令値$i\gamma^*$を逐次算出する必要がある。

【０１０９】

ｄｍｑｍ手法は、演算用パラメータの調整の容易化及び演算量の削減に寄与する。以下、ｄｍｑｍ手法の説明を行う。

【０１１０】

図１７及び図１８は、ｄｍｑｍ手法を説明するためのモータ１の解析モデル図である。図１７は、図２の解析モデル図を更に詳細に表した図に相当する。

【０１１１】

最大トルク制御を実現する際にモータ１に供給されるべき電流ベクトルの向きと向きが一致する回転軸をｑｍ軸と定める。そして、ｑｍ軸から電気角で９０度遅れた軸をｄｍ軸と定める。ｄｍ軸とｑｍ軸とから成る座標軸をｄｍ－ｑｍ軸と呼ぶ。

【０１１２】

周知の如く、最大トルク制御を実現するモータ電流は、正のｑ軸成分と負のｄ軸成分を

有する。このため、ｑｍ軸はｑ軸よりも位相が進んだ軸となる。図１７及び図１８において、反時計回りの方向が位相の進みの方向である。

【０１１３】

ｑｍ軸から見たｑ軸の位相（角度）をθ_m、δ軸から見たｑｍ軸の位相（角度）を$\Delta\theta_m$、と表す。この場合、勿論、ｄｍ軸から見たｄ軸の位相もθ_m、γ軸から見たｄｍ軸の位相も$\Delta\theta_m$となる。θ_mは、ｑ軸（ｄ軸）からみたｑｍ軸（ｄｍ軸）の進み角である。$\Delta\theta_m$は、ｑｍ軸とδ軸との間の軸誤差（ｄｍ－ｑｍ軸とγ－δ軸との間の軸誤差）を表している。ｄ軸とγ軸との間の軸誤差である$\Delta\theta$は、$\Delta\theta=\Delta\theta_m+\theta_m$、にて表される。

【０１１４】

上述のごとく、ｄｍ軸はｄ軸よりも位相が進んでおり、この際、θ_mは負の値をとるものとする。同様に、γ軸がｄｍ軸よりも位相が進んでいる場合、$\Delta\theta_m$は負の値をとる。図１８に示されているベクトル（E_m等）については、後述する。

【０１１５】

また、モータ電流I_aのｄｍ軸成分及びｑｍ軸成分を、夫々、ｄｍ軸電流i_{dm}及びｑｍ軸電流i_{qm}で表す。モータ電圧V_aのｄｍ軸成分及びｑｍ軸成分を、それぞれｄｍ軸電圧v_{dm}及びｑｍ軸電圧v_{qm}で表す。

【０１１６】

ｄｍｑｍ手法では、ｑｍ軸（ｄｍ軸）とδ軸（γ軸）との間の軸誤差$\Delta\theta_m$を推定して推定軸であるγ軸をｄｍ軸に収束させる（即ち、軸誤差$\Delta\theta_m$をゼロに収束させる）。そして、モータ電流I_aをｑｍ軸に平行なｑｍ軸電流i_{qm}とｄｍ軸に平行なｄｍ軸電流i_{dm}とに分解することによって、モータ１をベクトル制御する。

【０１１７】

この場合も、式（４）を用いて説明した一般的な最大トルク制御実現手法と同様、軸誤差$\Delta\theta_m$を推定するための（軸誤差$\Delta\theta_m$をゼロに収束させるための）推定用のパラメータの調整が必要になるのではあるが、この調整を行うことによって同時に最大トルク制御実現用のパラメータ調整が完了する。つまり、軸誤差推定用のパラメータ調整が最大トルク制御実現用のパラメータ調整を兼ねているため、調整が非常に容易となる、という利点を有する。

【０１１８】

また、ｑｍ軸の定義から明らかなように、最大トルク制御を行う際におけるモータ電流I_aの電流軌跡は、図１９の実線８２に示す如く、ｑｍ軸上にのる。このため、最大トルク制御を行うに際して、上記式（４）で示されるような複雑なγ軸電流指令値$i\gamma^*$の算出は不要となり、演算負荷が軽減される。

【０１１９】

電圧方程式を用いて、ｄｍｑｍ手法を更に詳細に説明する。実軸上での拡張誘起電圧方程式は、式（２６）にて表され、拡張誘起電圧E_{ex}は式（２７）にて表される。下記の式中におけるｐは、微分演算子である。尚、日本国特許出願番号２００６－１７７６４６号の明細書中の式の番号との整合を図るべく、本明細書において式（５）～（２５）を設けない。

【０１２０】

【数５】

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{ex} \end{bmatrix} \quad \cdots (26)$$

【０１２１】

【数６】

$$E_{ex} = \omega((L_d - L_q)i_d + \Phi_a) - (L_d - L_q)(pi_q) \quad \cdots (27)$$

【０１２２】

実軸上の式（２６）を、制御上の推定軸であるγ－δ軸上に座標変換すると、式（２８）が得られ、簡単化のために式（２８）の右辺第３項を無視すると、式（２９）が得られる。

【０１２３】

【数７】

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\Delta\theta \\ \cos\Delta\theta \end{bmatrix} - (p\Delta\theta) L_d \begin{bmatrix} -i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} \quad \cdots (28)$$

【０１２４】

【数８】

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\Delta\theta \\ \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \quad \cdots (29)$$

【０１２５】

ｄｍ－ｑｍ軸に着目して、式（２９）を書き改めると、式（３０）が得られる。

【０１２６】

【数９】

$$\begin{bmatrix} v_{dm} \\ v_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta_m \\ \cos\theta_m \end{bmatrix} \quad \cdots (30)$$

【０１２７】

ここで、式（３１）が成立すると定義する。更に、$i_d = i_{qm} \cdot \sin\theta_m$であることを考慮すると、式（３２）が成立する。

【０１２８】

【数１０】

$$L_{q1} i_{qm} = \sin\theta_m \{\Phi_a + (L_d - L_q) i_d\} \quad \cdots (31)$$

【０１２９】

【数１１】

$$L_{q1} i_{qm} = \sin\theta_m \{\Phi_a + (L_d - L_q) i_d\} = \sin\theta_m \{\Phi_a + (L_d - L_q) i_{qm} \sin\theta_m\} \quad \cdots (32)$$

【０１３０】

式（３２）を用いて式（３０）を変形すると、式（３３）が得られる。但し、E_mは、式（３４）によって表される。L_{q1}は、θ_mに依存する仮想インダクタンスである。L_{q1}は、式（３０）の右辺第２項に存在する$E_{ex} \cdot \sin\theta_m$を、仮想インダクタンスによる電圧降下として取り扱うために便宜上定められる。尚、L_{q1}は、負の値をとる。

【０１３１】

【数１２】

$$\begin{bmatrix} v_{dm} \\ v_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega(L_q + L_{q1}) \\ \omega L_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + E_m \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \cdots (33)$$

【０１３２】

【数１３】

$$E_m = (\omega((L_d - L_q)i_d + \Phi_a) - (L_d - L_q)(pi_q))\cos\theta_m = E_{ex}\cos\theta_m \quad \cdots (34)$$

【０１３３】

ここで、等式：$L_m = L_q + L_{q1}$、が成立すると近似する（θ_mはi_q及びi_{qm}に依存するため、L_{q1}はi_q及びi_{qm}に依存する。また、L_qも磁気飽和の影響によりi_q及びi_{qm}に依存する。L_{q1}のi_q依存性とL_qのi_q依存性を、L_mに集約し、推定時にi_q及びi_{qm}の影響を考慮する）。そうすると、式（３３）は、下記式（３５）のように変形される。

【０１３４】

【数１４】

$$\begin{bmatrix} v_{dm} \\ v_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_m \\ \omega L_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + E_m \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \cdots (35)$$

【０１３５】

更に、式（３５）を変形すると、下記式（３６）が得られる。ここで、E_{exm}は、下記式（３７）によって表される。

【０１３６】

【数１５】

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dm} \\ v_{qm} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_m \\ \omega L_m & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_m \end{bmatrix} + \omega(L_q - L_m) \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_m \\ \omega L_m & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_m + \omega(L_q - L_m)i_{dm} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_m \\ \omega L_m & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{exm} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \cdots (36)$$

【０１３７】

【数１６】

$$\begin{aligned} E_{exm} &= (\omega((L_d - L_q)i_d + \Phi_a) - (L_d - L_q)(pi_q))\cos\theta_m + \omega(L_q - L_m)i_{dm} \\ &= E_m + \omega(L_q - L_m)i_{dm} \end{aligned} \quad \cdots (37)$$

【０１３８】

γ－δ軸とｄｍ－ｑｍ軸との間に軸誤差$\Delta\theta_m$があったとすると、式（３６）は下式（３８）のように変形される。つまり、式（２６）を式（２８）に変形したのと同様に、ｄ

ｍ－ｑｍ軸上の式（３６）をγ－δ軸上に座標変換すると、式（３８）が得られる。

【０１３９】

【数１７】

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_m \\ \omega L_m & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + E_{exm} \begin{bmatrix} -\sin\Delta\theta_m \\ \cos\Delta\theta_m \end{bmatrix} - (p\Delta\theta_m) L_d \begin{bmatrix} -i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix}$$

・・・（３８）

【０１４０】

また、ｐΔθ$_m$　０、ｉ$_{dm}$　０、（Ｌ$_d$－Ｌ$_q$）（ｐｉ$_q$）　０、と近似すると、式（３７）によって表されるＥ$_{exm}$は、下記式（３９）のように近似される。

【０１４１】

【数１８】

$$\begin{aligned} E_{exm} &= (\omega((L_d - L_q)i_d + \Phi_a) - (L_d - L_q)(pi_q))\cos\theta_m + \omega(L_q - L_m)i_{dm} \\ &\approx (\omega((L_d - L_q)i_\delta \sin\theta_m + \Phi_a) - (L_d - L_q)(pi_q))\cos\theta_m + \omega(L_q - L_m)i_{dm} \\ &\approx \omega((L_d - L_q)i_\delta \sin\theta_m + \Phi_a)\cos\theta_m \end{aligned}$$

・・・（３９）

【０１４２】

また、上記式（３２）に「Ｌ$_m$＝Ｌ$_q$＋Ｌ$_{q1}$」を代入して得られる式をθ$_m$について解き、更に、ｉδ　ｉ$_{qm}$と仮定すると、下記式（４０）が得られる。式（４０）で表されるように、θ$_m$はｉδの関数であるから、Ｅ$_{exm}$もｉδの関数となる。

【０１４３】

【数１９】

$$\theta_m = \sin^{-1}\left(\frac{\Phi_a - \sqrt{{\Phi_a}^2 + 4(L_q - L_m)(L_q - L_d){i_\delta}^2}}{2i_\delta(L_q - L_d)} \right)$$

・・・（４０）

【０１４４】

図１８を参照しつつ、Ｅ$_{ex}$とＥ$_m$とＥ$_{exm}$との関係について説明を加えておく。Ｅ$_{ex}$、Ｅ$_m$及びＥ$_{exm}$を、回転座標系における電圧ベクトルとして考える。この場合、Ｅ$_{ex}$は拡張誘起電圧ベクトルと呼ぶことができる。拡張誘起電圧ベクトルＥ$_{ex}$は、ｑ軸上の誘起電圧ベクトルである。拡張誘起電圧ベクトルＥ$_{ex}$を、ｑｍ軸上の誘起電圧ベクトルとｄｍ軸上の誘起電圧ベクトルとに分解して考える。上記式（３４）からも分かるように、この分解によって得られたｑｍ軸上の誘起電圧ベクトルが、Ｅ$_m$である。また、この分解によって得られた、図１８の符号８０で表されるｄｍ軸上の誘起電圧ベクトル（Ｅ$_{ex}$・sinθ$_m$）は、仮想インダクタンスＬ$_{q1}$による電圧降下ベクトルである。

【０１４５】

式（３４）と（３７）の比較からも分かるように、Ｅ$_{exm}$は、Ｅ$_m$にω（Ｌ$_q$－Ｌ$_m$）ｉ$_{dm}$を加えたものとなっている。このため、回転座標系において、Ｅ$_{exm}$も、Ｅ$_m$と同様、ｑｍ軸上の誘起電圧ベクトルとなる。最大トルク制御を行う際には、上述したようにｉ$_{dm}$　０であるため、Ｅ$_{exm}$はＥ$_m$に（略）一致する。

【０１４６】

続けて、図１８を参照しつつ、Ｅ$_{ex}$、Ｅ$_m$及びＥ$_{exm}$に対応する磁束についても説明を加えておく。Ｅ$_{ex}$は、モータ１の鎖交磁束であるΦ$_{ex}$とモータ１の回転とによって発生する誘起電圧である。逆に言えば、Φ$_{ex}$はＥ$_{ex}$をωで割ることによって算出される（但し、式

（２７）で表されるE_{ex}の過渡項（右辺第２項）を無視）。

【０１４７】

Φ_{ex}を回転座標系における鎖交磁束ベクトルとして考えると、鎖交磁束ベクトルΦ_{ex}は、ｄ軸上の鎖交磁束ベクトルである。鎖交磁束ベクトルΦ_{ex}を、ｑｍ軸上の鎖交磁束ベクトルとｄｍ軸上の鎖交磁束ベクトルとに分解して考える。この分解によって得られたｄｍ軸上の鎖交磁束ベクトルをΦ_mと定義すると、$\Phi_m = E_m / \omega$となる。また、この分解によって得られた、図１８の符号８１で表されるｑｍ軸上の鎖交磁束ベクトル（$\Phi_{ex} \cdot \sin\theta_m$）は、仮想インダクタンス$L_{q1}$による磁束ベクトルである。

【０１４８】

「$\Phi_{exm} = E_{exm} / \omega$」とおくと、$\Phi_{exm}$は$\Phi_m$に$(L_q - L_m) i_{dm}$を加えたものとなる。このため、回転座標系において、Φ_{exm}も、Φ_mと同様、ｄｍ軸上の鎖交磁束ベクトルとなる。最大トルク制御を行う際には、上述したようにi_{dm}　０であるため、Φ_{exm}はΦ_mに（略）一致する。

【０１４９】

図２０は、第２実施形態に係るモータ駆動システムの構成ブロック図である。第２実施形態に係るモータ駆動システムは、モータ１、ＰＷＭインバータ２及びモータ制御装置３ａを備える。第２実施形態に係るモータ制御装置３ａ（及びモータ駆動システム）は、図４における速度推定器２０を速度推定器２０ａに置換した点において、図４のモータ制御装置３（及びモータ駆動システム）と相違しており、その他の点において、両者は共通している。このため、共通点についての重複する説明を省略する。但し、第２実施形態において、モータ１は、埋込磁石形同期モータに代表される突極機（突極性を有するモータ）である。モータ制御装置３ａを構成する各部位は、必要に応じてモータ制御装置３ａ内で生成される値の全てを自由に利用可能となっている。

【０１５０】

図２１は、図２０の速度推定器２０ａの内部ブロック図である。速度推定器２０ａは、軸誤差推定部２５ａと、比例積分演算器２６ａと、を有して構成される。

【０１５１】

軸誤差推定部２５ａは、$v\gamma^*$、$v\delta^*$、$i\gamma$及び$i\delta$の値の全部または一部を用いて軸誤差$\Delta\theta_m$を算出する。比例積分演算器２６ａは、ＰＬＬ（Phase Locked Loop）を実現すべく、比例積分制御を行って、軸誤差推定部２５ａが算出した軸誤差$\Delta\theta_m$がゼロに収束するように推定モータ速度ω_eを算出する。軸誤差推定部２５ａによる軸誤差$\Delta\theta_m$の算出法として、様々な算出法を適用可能である。尚、軸誤差推定２５ａは、本明細書に記載された各式を利用する場合、各式中の$v\gamma$、$v\delta$及びωの値として、それぞれ、$v\gamma^*$、$v\delta^*$及びω_eの値を用いる。

【０１５２】

例えば、軸誤差推定部２５ａは、下記式（４１）を用いて軸誤差$\Delta\theta_m$を算出する。誘起電圧ベクトルE_{exm}のγ軸成分及びδ軸成分を、それぞれ、$E_{exm}\gamma$及び$E_{exm}\delta$とすると、図１８から明らかなように、$\Delta\theta_m = \tan^{-1}(-E_{exm}\gamma / E_{exm}\delta)$が成立する。そして、上記の行列式（３８）の１行目と２行目を変形した結果を用いると、$\Delta\theta_m$は、下記式（４１）のように表される（但し、行列式（３８）の右辺第３項を無視する）。尚、式（４１）において、最終的に$\Delta\theta_m$は小さいと仮定して、$\tan^{-1}(-E_{exm}\gamma / E_{exm}\delta)$（$-E_{exm}\gamma / E_{exm}\delta$）の近似を用いている。

【０１５３】

【数２０】

$$\Delta\theta_m = \tan^{-1}\frac{-E_{exm\gamma}}{E_{exm\delta}} = \tan^{-1}\frac{-(v_\gamma-(R_a+pL_d)i_\gamma+\omega L_m i_\delta)}{v_\delta-(R_a+pL_d)i_\delta-\omega L_m i_\gamma} \approx -\frac{v_\gamma-(R_a+pL_d)i_\gamma+\omega L_m i_\delta}{v_\delta-(R_a+pL_d)i_\delta-\omega L_m i_\gamma} \quad \cdots(41)$$

【０１５４】

軸誤差推定部２５ａは、式（４１）を利用して$\Delta\theta_m$を算出する際、微分項$pL_d i_\gamma$及び$pL_d i_\delta$を無視することができる。また、$\Delta\theta_m$の算出に必要なL_mの値の算出には、下記式（４２）を利用する。上記式（３２）に「$i_{dm}=0$と下記式（４３）及び（４４）」を代入して得られた式をL_{q1}について解き、その結果を利用することで、式（４２）を得ることができる。

【０１５５】

【数２１】

$$L_m = L_q + L_{q1} = L_q + \frac{i_d\{\Phi_a+(L_d-L_q)i_d\}}{i_d^{\,2}+i_q^{\,2}} \quad \cdots(42)$$

【０１５６】

【数２２】

$$i_{qm} = \sqrt{i_d^{\,2}+i_q^{\,2}} \quad \cdots(43)$$

【０１５７】

【数２３】

$$\sin\theta_m = \frac{i_d}{\sqrt{i_d^{\,2}+i_q^{\,2}}} \quad \cdots(44)$$

【０１５８】

更に、最大トルク制御に一致するｄ軸電流i_dの式（４５）と、i_dとi_qとi_{qm}の関係式（近似式）である式（４３）とを利用して、上記式（４２）を変形すると、L_mはi_{qm}の関数となる（即ち、L_mの算出式からi_dとi_qの項がなくなる）。従って、軸誤差推定部２５ａは、$i\delta \fallingdotseq i_{qm}$と仮定することにより、$i_{qm}$の関数で表される$L_m$の値を$i\delta$に基づいて算出可能である。そして、算出した$L_m$の値を用いて式（４１）から軸誤差$\Delta\theta_m$を算出する。

【０１５９】

【数２４】

$$i_d = \frac{\Phi_a}{2(L_q-L_d)} - \sqrt{\frac{\Phi_a^{\,2}}{4(L_q-L_d)^2}+i_q^{\,2}} \quad \cdots(45)$$

【０１６０】

尚、$i\delta \fallingdotseq i_{qm}$と仮定し、$L_m$を$i\delta$の関数として表した近似式を利用して$L_m$の値を得るようにしても構わないし、$i\delta$に応じた$L_m$の値を事前にテーブルデータとして用意しておき該テーブルデータを参照することによってL_mの値を得るようにしても構わない。

また、L_mを固定値としても構わない。つまり、ｉδの値に関係なく固定された値を、L_mの値として採用するようにしても構わない。

【０１６１】

また、軸誤差推定部２５ａは、下記式（４６）、（４７）又は（４８）を用いて軸誤差$\Delta\theta_m$を算出することも可能である。式（４６）中のE_{exm}の算出には、上記式（３９）を利用すればよい。この際、適宜、近似を用いることができる。また、$\Phi_{exm}\gamma$及び$\Phi_{exm}\delta$は、夫々、鎖交磁束ベクトルΦ_{exm}のγ軸成分及びδ軸成分である。

【０１６２】

【数２５】

$$\Delta\theta_m = \sin^{-1}\left(\frac{-E_{exm\gamma}}{E_{exm}}\right) = \sin^{-1}\frac{-(v_\gamma - (R_a + pL_d)i_\gamma + \omega L_m i_\delta)}{E_{exm}} \approx \frac{v_\gamma - (R_a + pL_d)i_\gamma + \omega L_m i_\delta}{E_{exm}} \quad \cdots(46)$$

$$\Delta\theta_m = \tan^{-1}\frac{-\Phi_{exm\delta}}{\Phi_{exm\gamma}} = \tan^{-1}\left(\frac{\frac{-E_{exm\gamma}}{\omega}}{\frac{E_{exm\delta}}{\omega}}\right) \quad \cdots(47)$$

$$\Delta\theta_m = \sin^{-1}\left(\frac{-\Phi_{exm\delta}}{\Phi_{exm}}\right) = \sin^{-1}\left(\frac{\frac{-E_{exm\gamma}}{\omega}}{\frac{E_{exm}}{\omega}}\right) \quad \cdots(48)$$

【０１６３】

図２０のモータ制御装置３ａにおいて、磁束制御部１６は、図４のそれと同様、式（２）、（３ａ）及び（３ｂ）にて表されるγ軸電流指令値（励磁電流指令）$i\gamma^*$を作成して出力する。そして、モータ制御装置３ａの磁束制御部１６も、図４のそれと同様、回転子の回転速度を表す速度情報に応じて、値ｎ、位相α及び（又は）ゲインＡを変更可能に形成されている。このため、第１実施形態と同様の効果を得ることが可能である。

【０１６４】

＜＜変形等＞＞

上述したモータ駆動システムは、本発明の実施形態の例に過ぎず、本発明は、様々な変形例を含む。以下に、本発明に適用可能な変形例として、変形例１～変形例５を例示する。各変形例に記載した内容は、矛盾なき限り、任意に組み合わせることが可能である。

【０１６５】

［変形例１］

図４のモータ駆動システムでは、モータ速度ω及び回転子位置θを推定するようにしているが、レゾルバ（不図示）等を用いてそれらを検出するようにしても良い。この場合、図４の磁束制御部１６は、検出された実回転子位置θをθ_eとして用いると共に検出された実モータ速度ωをω_eとして用いて、励磁電流指令としてγ軸電圧指令値$i\gamma^*$を作成する。但し、この場合、γ軸は推定軸でなく（理想的には）ｄ軸そのものとなる。

【０１６６】

［変形例２］

式（２）におけるｎの値を、$n = k_1/Np$（k_1は自然数）を満足する値とする場合を例示したが、ｎの値を、１．１や２．３などの値にすることも可能である。

【０１６７】

［変形例３］

第１実施形態では、式（２）、（３ａ）及び（３ｂ）にて表されるｉγ*そのものを、磁束制御部１６が出力する場合を例示したが、所望のベクトル制御を実現するべく算出された基本γ軸電流指令値に、式（２）、（３ａ）及び（３ｂ）にて表されるγ軸電流指令値ｉγ*を重畳するようにしても構わない。この場合、式（２）、（３ａ）及び（３ｂ）にて表されるγ軸電流指令値ｉγ*は、振動低減用の重畳γ軸電流指令値として機能する。

【０１６８】

例えば、磁束制御部１６が、上記式（４）の右辺の値を基本γ軸電流指令値として算出すると共に式（２）、（３ａ）及び（３ｂ）にて表されるｉγ*を重畳γ軸電流指令値として算出する。そして、基本γ軸電流指令値と重畳γ軸電流指令値の合算値を、磁束制御部１６が最終的に出力すべきγ軸電流指令値（励磁電流指令）として減算器１３に供給すればよい。この場合、減算器１３は、その合算値に相当するγ軸電流指令値とγ軸電流ｉγとの電流誤差を電流制御部１５に出力することになる。

【０１６９】

［変形例４］

最大トルク制御（或いはそれに近似した制御）を実現することを前提として第２実施形態の説明を行ったが、上述してきた内容を流用することによって最大トルク制御と異なる所望のベクトル制御を得ることが可能である。

【０１７０】

例えば、第２実施形態において、最大トルク制御を実現する際にモータ１に供給されるべき電流ベクトルの向きと向きが一致する回転軸よりも更に位相が進んだ回転軸をｑｍ軸として採用する。これにより、鉄損を低減することができ、モータの効率が向上する。ｑｍ軸の位相を適切に進めれば最大効率制御を実現することも可能である。

【０１７１】

最大トルク制御を実現する場合には、L_mの値を上記式（４２）にて算出することになるが、上記式（４２）にて算出する値よりも小さな値をL_mの値として採用することにより、モータの効率を向上することができる。

【０１７２】

［変形例５］

電流検出器１１は、図４等に示す如く、直接モータ電流を検出する構成にしてもいいし、それに代えて、電源側のＤＣ電流の瞬時電流からモータ電流を再現し、それによってモータ電流を検出する構成にしてもよい。

【０１７３】

［変形例６］

各実施形態におけるモータ制御装置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モータ制御装置を構成しても構わない。

【０１７４】

＜＜注記＞＞

【０１７５】

各実施形態において、座標変換器１２及び１８、減算器１３及び１４並びに電流制御部（電流制御手段）１５は、電圧指令演算部を構成している。磁束制御部（磁束制御手段）１６、速度制御部１７及び減算器１９は、電流指令演算部を構成している。磁束制御部１６が出力するγ軸電流指令値は、励磁電流指令（ｄ軸電流に対応する電流指令）に対応する。

【０１７６】

また、本明細書では、記述の簡略化上、記号（ｉγなど）のみの表記によって、その記号に対応する状態量などを表現している場合もある。即ち、本明細書では、例えば、「ｉ

γ」と「γ軸電流ｉγ」は同じものを指す。
【０１７７】
また、本明細書において下記の点に留意すべきである。上記の数ｍ（ｍは１以上の整数）と表記した墨付きかっこ内の式（式（１）等）の記述において、所謂下付き文字として表現されているγ及びδ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γ及びδの下付き文字と標準文字との相違は無視されるべきである。
【０１７８】
【数２６】

即ち、例えば、i_{γ}は$i\gamma$と同じものを表し、i_{δ}は$i\delta$と同じものを表す。

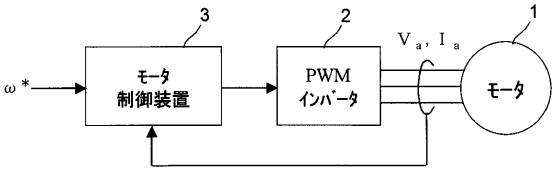
【産業上の利用可能性】
【０１７９】
本発明は、モータを用いるあらゆる電気機器に好適である。例えば、モータの回転によって駆動する電気自動車や、空気調和機等に用いられるコンプレッサ等に好適である。
【図面の簡単な説明】
【０１８０】
【図１】本発明の第１実施形態に係るモータ駆動システムの概略構成を示すブロック図である。
【図２】本発明の第１実施形態に係るモータの解析モデル図である。
【図３】図１のモータ駆動システムを内蔵した横型コンプレッサの正面図（ａ）と側面図（ｂ）である
【図４】図１のモータ駆動システムの構成ブロック図である。
【図５】図４の速度推定器の内部ブロック図である。
【図６】図４の磁束制御部によって作成されるγ軸電流指令値の波形図である。
【図７】図１のモータに関与する、固定座標系上における磁気吸引力の軌跡を表す図である。
【図８】図３の横型コンプレッサにおける、半径方向の振動レベルの回転速度依存性を示す図である。
【図９】図３の横型コンプレッサにおける、円周方向の振動レベルの回転速度依存性を示す図である。
【図１０】図３の横型コンプレッサにおける、水平方向の振動レベルの回転速度依存性を示す図である。
【図１１】図３の横型コンプレッサにおける、全方向の振動レベルの回転速度依存性を示す図である。
【図１２】図３の横型コンプレッサにおける、半径方向の振動レベルの位相依存性を示す図である。
【図１３】本発明の第１実施形態の手法を用いた場合の振動レベルと、ｄ軸電流をゼロに維持した場合の振動レベルと、の比較図である。
【図１４】本発明の第１実施形態の手法を用いた場合の消費電力増加量を説明するための図である（ｄ軸電流をゼロに維持する手法との比較）。
【図１５】本発明の第１実施形態の手法を用いた場合の消費電力増加量を説明するための図である（正負のｄ軸電流を注入する手法との比較）。
【図１６】本発明の第１実施形態の手法を用いた場合の振動低減効果を説明するための図である（正負のｄ軸電流を注入する手法との比較）。
【図１７】本発明の第２実施形態に係るモータの解析モデル図である。
【図１８】本発明の第２実施形態に係るモータの解析モデル図である。
【図１９】本発明の第２実施形態に係る、モータ電流の電流軌跡の一例を示す図である。
【図２０】本発明の第２実施形態に係るモータ駆動システムの構成ブロック図である。
【図２１】図２０の速度推定器の内部ブロック図である。

【符号の説明】

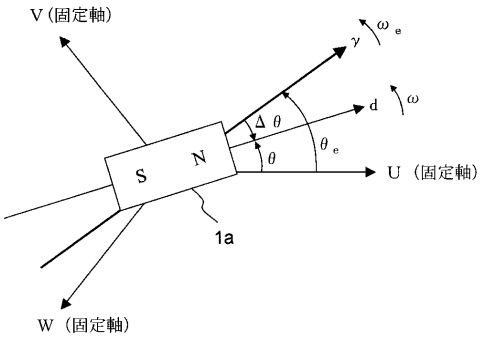
【０１８１】

１　モータ
２　ＰＷＭインバータ
３、３ａ　モータ制御装置
４　横型コンプレッサ
５　固定具
６　設置面
１５　電流制御部
１６　磁束制御部
２０、２０ａ　速度推定器
ω^*　モータ速度指令値
ω_e　推定モータ速度
θ_e　推定回転子位置
$v\gamma^*$　γ軸電圧指令値
$v\delta^*$　δ軸電圧指令値
$i\gamma^*$　γ軸電流指令値
$i\delta^*$　δ軸電流指令値
$i\gamma$　γ軸電流
$i\delta$　δ軸電流

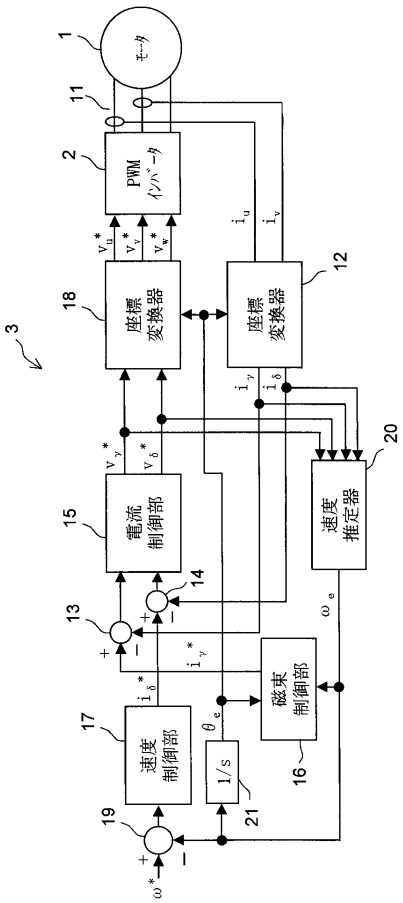
【図１】



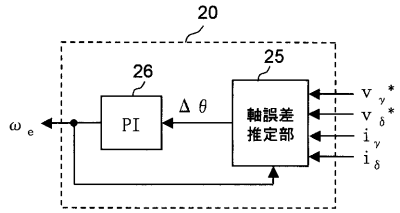
【図２】



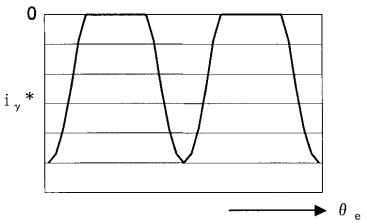
【図４】



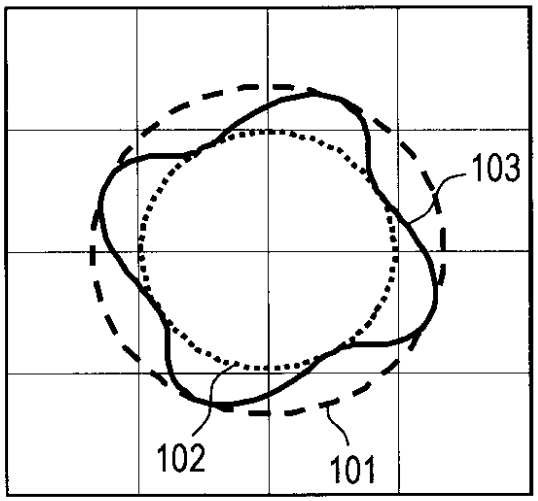
【図５】



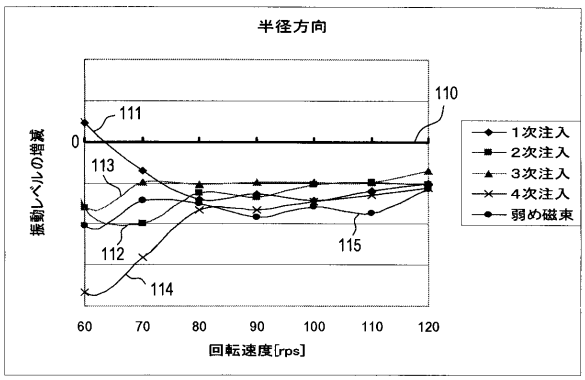
【図６】



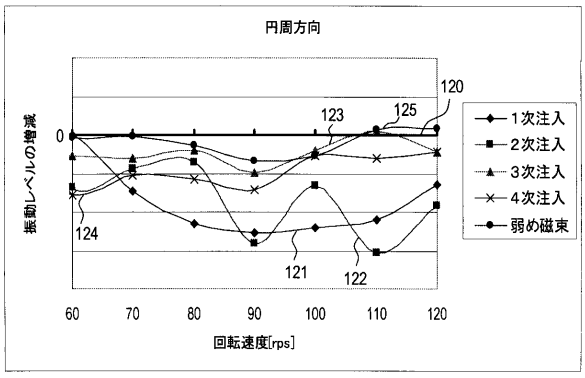
【図７】



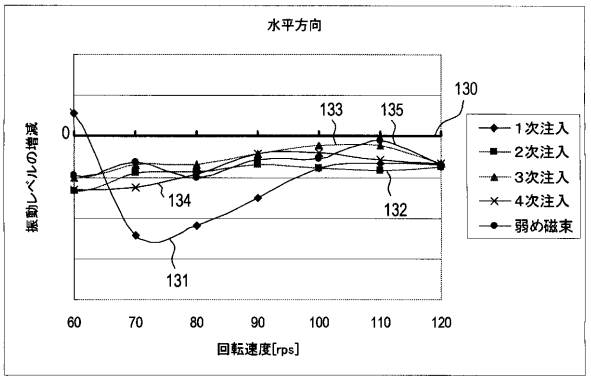
【図８】



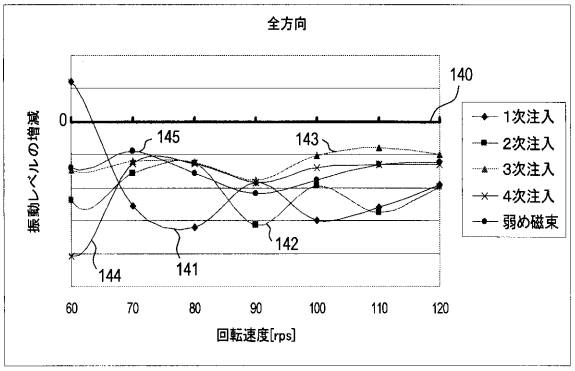
【図９】



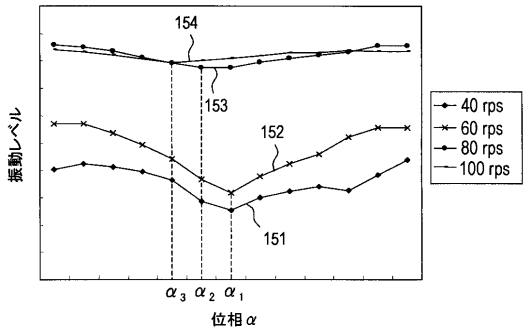
【図１０】



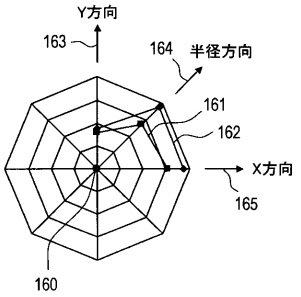
【図１１】



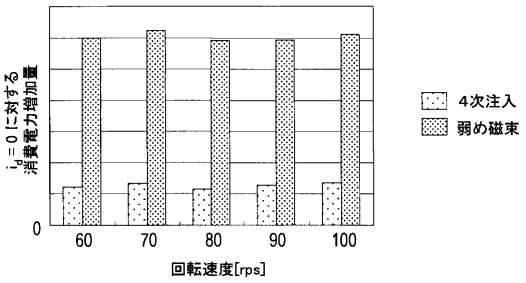
【図１２】



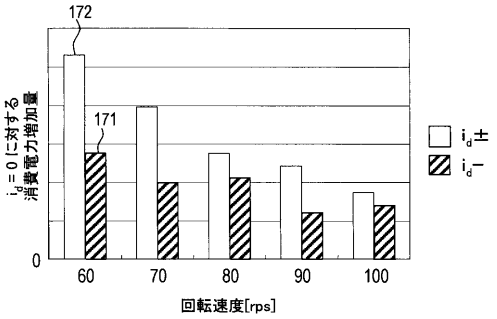
【図１３】



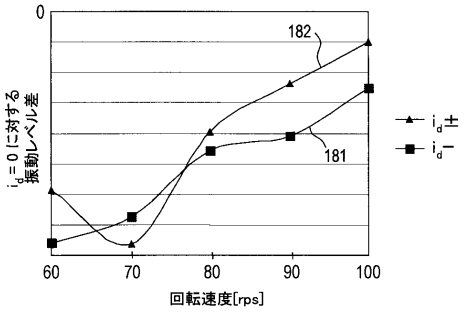
【図１４】



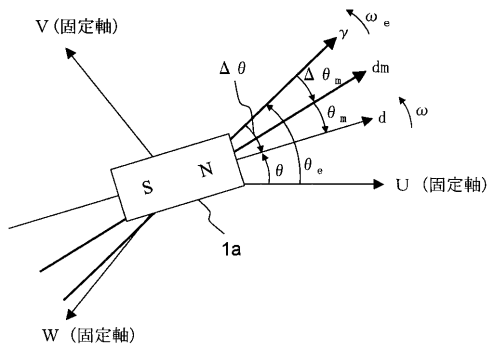
【図１５】



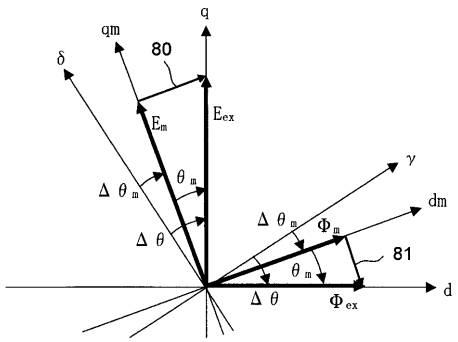
【図１６】



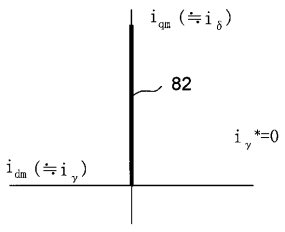
【図１７】



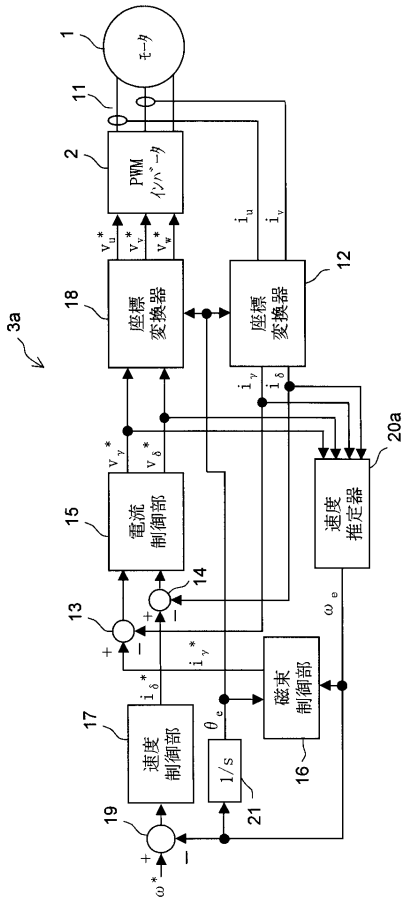
【図１８】



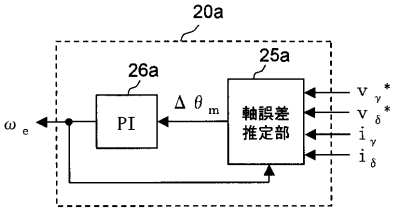
【図１９】



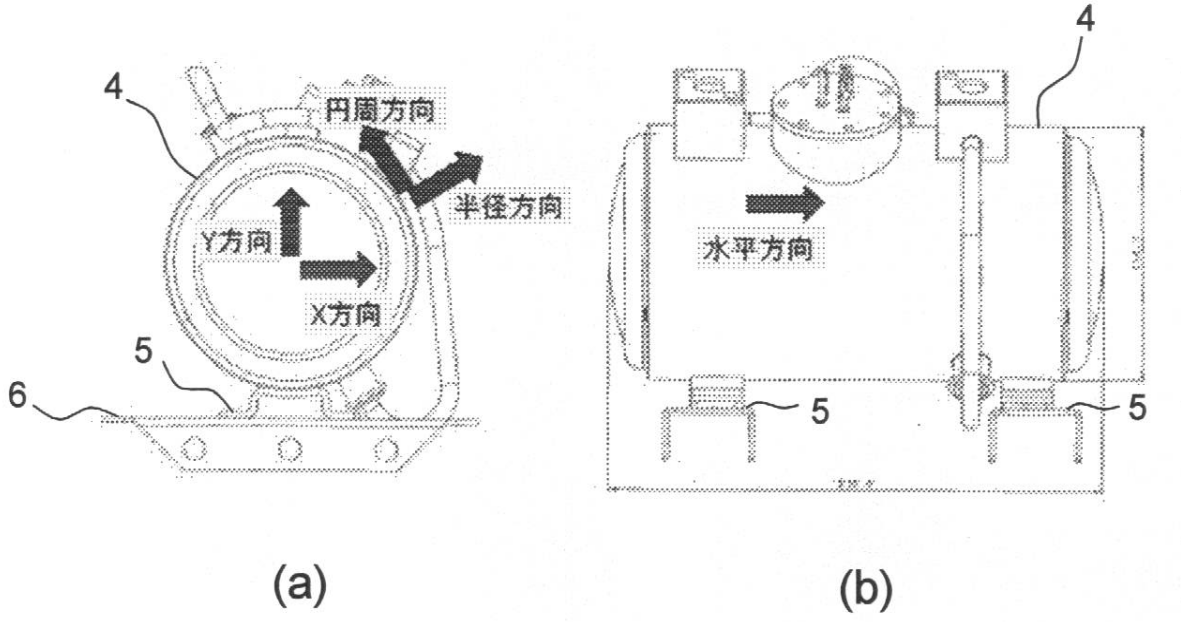
【図２０】


1
モータ
11
2
PWM インバータ
18
座標変換器
12
座標変換器
3a
20a
速度推定器
15
電流制御部
14
13
磁束制御部
16
17
速度制御部
1/s
21
19

【図２１】


20a
26a
PI
25a
軸誤差推定部

【図３】


4
円周方向
半径方向
Y方向
X方向
5
6
4
水平方向
5
5
(a)
(b)

フロントページの続き

審査官　尾家　英樹

(56)参考文献　特開２００３－３３９１９７（ＪＰ，Ａ）
特開平１０－１４８１８４（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｈ０２Ｐ　　６／００－６／２４