

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4425193号
(P4425193)

(45) 発行日 平成22年3月3日(2010.3.3)

(24) 登録日 平成21年12月18日(2009.12.18)

(51) Int. Cl. F I
HO2P 6/18 (2006.01) HO2P 6/02 371S
HO2P 21/00 (2006.01) HO2P 5/408 C
HO2P 27/04 (2006.01)

請求項の数 10 (全 23 頁)

(21) 出願番号 特願2005-235720 (P2005-235720)
 (22) 出願日 平成17年8月16日(2005.8.16)
 (65) 公開番号 特開2007-53829 (P2007-53829A)
 (43) 公開日 平成19年3月1日(2007.3.1)
 審査請求日 平成18年7月3日(2006.7.3)

(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
 (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
 (72) 発明者 鷹尾 宏
 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 天坂 康種

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータの位置センサレス制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

回転子を構成する永久磁石が作る磁束に平行な軸を d 軸、d 軸に対応する制御上の推定軸を 軸、 軸から電気角で 90 度進んだ推定軸を 軸とし、

d 軸と 軸との軸誤差が小さくなるようにモータを制御するモータの位置センサレス制御装置であって、

前記モータを駆動する駆動電流に、該駆動電流とは異なる周波数の重畳電流を重畳する重畳部と、

前記モータに供給したモータ電流から前記重畳電流の 軸成分と 軸成分を抽出する重畳成分抽出部と、

抽出された前記重畳電流の 軸成分と 軸成分の積に基づいて前記モータを制御することにより、前記軸誤差を小さくする制御部と、を備え、

前記制御部は、前記積の直流成分が所定の値に収束するように前記モータを制御することにより、前記軸誤差を小さくする

ことを特徴とする位置センサレス制御装置。

【請求項2】

前記重畳部は、前記駆動電流を流すために前記モータへ印加する駆動電圧に、前記重畳電流に応じた重畳電圧を重畳することによって、前記駆動電流に前記重畳電流を重畳することを特徴とする請求項1に記載の位置センサレス制御装置。

【請求項3】

10

20

前記重畳電圧の - 軸上での電圧ベクトル軌跡は、 軸または 軸を基準として対象性を有する図形を成す
ことを特徴とする請求項 2 に記載の位置センサレス制御装置。

【請求項 4】

前記モータは非突極性を有するモータであり、

前記重畳部は、前記重畳電流の 軸成分に起因する磁気飽和によって前記モータのインダクタンスの d 軸成分が変化するような電圧を、前記重畳電圧として前記駆動電圧に重畳する

ことを特徴とする請求項 2 又は請求項 3 に記載の位置センサレス制御装置。

【請求項 5】

前記制御部は、前記直流成分がゼロに収束するように前記モータを制御することにより、前記軸誤差を小さくする

ことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 5 の何れかに記載の位置センサレス制御装置。

【請求項 6】

回転子を構成する永久磁石が作る磁束に平行な軸を d 軸、d 軸に対応する制御上の推定軸を 軸、 軸から電気角で 90 度進んだ推定軸を 軸とし、

d 軸と 軸との軸誤差が小さくなるようにモータを制御するモータの位置センサレス制御装置であって、

前記モータを駆動する駆動電流に、該駆動電流とは異なる周波数の重畳電流を重畳する重畳部と、

前記駆動電流に前記重畳電流を重畳するために前記モータへ印加する重畳電圧の 軸成分と 軸成分を抽出する重畳成分抽出部と、

抽出された前記重畳電圧の 軸成分と 軸成分の積に基づいて前記モータを制御することにより、前記軸誤差を小さくする制御部と、を備え、

前記制御部は、前記積の直流成分が所定の値に収束するように前記モータを制御することにより、前記軸誤差を小さくする

ことを特徴とする位置センサレス制御装置。

【請求項 7】

前記制御部は、前記直流成分がゼロに収束するように前記モータを制御することにより、前記軸誤差を小さくする

ことを特徴とする請求項 6 に記載の位置センサレス制御装置。

【請求項 8】

前記重畳電流の - 軸上での電流ベクトル軌跡は、 軸または 軸を基準として対象性を有する図形を成す

ことを特徴とする請求項 6 又は請求項 7 に記載の位置センサレス制御装置。

【請求項 9】

前記モータは非突極性を有するモータであり、

前記重畳部は、前記重畳電流の 軸成分に起因する磁気飽和によって前記モータのインダクタンスの d 軸成分が変化するような電流を、前記重畳電流として前記駆動電流に重畳する

ことを特徴とする請求項 6 ~ 請求項 8 の何れかに記載の位置センサレス制御装置。

【請求項 10】

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 9 の何れかに記載の位置センサレス制御装置と、を備えた

ことを特徴とするモータ駆動システム。

10

20

30

40

50

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、回転子位置センサを用いることなくモータを駆動制御するモータの位置センサレス制御装置に関する。また、この位置センサレス制御装置を有するモータ駆動システムに関する。

【背景技術】

【0002】

従来より、モータの回転子位置を、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、高周波回転電圧または高周波回転電流の注入を利用した技術が提案されている。

10

【0003】

例えば、下記特許文献1には、高周波回転電圧をモータに印加し、電流ベクトル軌跡の楕円の長軸方向から回転子位置を推定する技術が開示されている。また、下記特許文献2に記載の技術では、高周波回転電圧をモータに印加し、モータに流れる電流を α 軸上の電流に変換する。そして、その電流の α 軸成分と β 軸成分のピーク値と位相を検出することにより、 α 軸から楕円長軸 (d 軸) までの角度を求める。

【0004】

また、下記特許文献3に記載の技術では、高周波の同相磁束ベクトルと鏡相磁束ベクトルとの成す角の中間角の余弦及び正弦の推定値を、ベクトル回転器の回転信号として利用している。また、下記特許文献4に記載の技術では、正相軸と、逆相軸の写像を利用して回転子位置を推定している。

20

【0005】

【特許文献1】特開2003-219682号公報

【特許文献2】特開2004-80986号公報

【特許文献3】特開2002-51597号公報

【特許文献4】特開2003-153582号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

30

しかしながら、上記特許文献1～4に記載の技術は何れも、回転子位置を推定できる信号を得るために、抽出した信号に複雑な処理を施す必要があった。つまり、位置センサレス制御を行うために複雑な処理が必要であった。

【0007】

そこで本発明は、非常に簡単な処理(演算量)にて位置センサレス制御を実現できるモータの位置センサレス制御装置及びこれを有する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】

【0008】

40

上記目的を実現するために本発明の第1の構成は、回転子を構成する永久磁石が作る磁束に平行な軸を d 軸、 d 軸に対応する制御上の推定軸を α 軸、 α 軸から電気角で90度進んだ推定軸を β 軸とし、 d 軸と α 軸との軸誤差が小さくなるようにモータを制御するモータの位置センサレス制御装置であって、前記モータを駆動する駆動電流に、該駆動電流とは異なる周波数の重畳電流を重畳する重畳部と、前記モータに供給したモータ電流から前記重畳電流の α 軸成分と β 軸成分を抽出する重畳成分抽出部と、抽出された前記重畳電流の α 軸成分と β 軸成分の積に基づいて前記モータを制御することにより、前記軸誤差を小さくする制御部と、を備えたことを特徴とする。

【0009】

上記のように構成すれば、非常に簡単な処理(演算量)で前記軸誤差を小さくすることができる。

50

【 0 0 1 0 】

具体的には例えば、上記第1の構成において、前記重畳部は、前記駆動電流を流すために前記モータへ印加する駆動電圧に、前記重畳電流に応じた重畳電圧を重畳することによって、前記駆動電流に前記重畳電流を重畳する。

【 0 0 1 1 】

また例えば、上記第1の構成において、前記制御部は、前記積の直流成分に基づいて前記モータを制御することにより、前記軸誤差を小さくする。

【 0 0 1 2 】

また例えば、上記第1の構成において、前記制御部は、前記直流成分がゼロに収束するように前記モータを制御することにより、前記軸誤差を小さくする。

10

【 0 0 1 3 】

また例えば、上記第1の構成において、前記重畳電圧の θ 軸上での電圧ベクトル軌跡は、 θ 軸または ϕ 軸を基準として対象性を有する図形を成す。

【 0 0 1 4 】

また例えば、上記第1の構成において、前記重畳電圧の θ 軸上での電圧ベクトル軌跡は、真円、 θ 軸を短軸もしくは長軸とする楕円、または θ 軸もしくは ϕ 軸上の線分を成す。

【 0 0 1 5 】

また例えば、上記第1の構成において、前記モータは非突極性を有するモータであり、前記重畳部は、前記重畳電流の θ 軸成分に起因する磁気飽和によって前記モータのインダクタンスの d 軸成分が変化するような電圧を、前記重畳電圧として前記駆動電圧に重畳するようにしてもよい。

20

【 0 0 1 6 】

このように、上記第1の構成に係る位置センサレス制御装置は、非突極性を有するモータにも適用可能である。

【 0 0 1 7 】

また、上記目的を実現するために本発明の第2の構成は、回転子を構成する永久磁石が作る磁束に平行な軸を d 軸、 d 軸に対応する制御上の推定軸を θ 軸、 θ 軸から電気角で 90 度進んだ推定軸を ϕ 軸とし、 d 軸と θ 軸との軸誤差が小さくなるようにモータを制御するモータの位置センサレス制御装置であって、前記モータを駆動する駆動電流に、該駆動電流とは異なる周波数の重畳電流を重畳する重畳部と、前記駆動電流に前記重畳電流を重畳するために前記モータへ印加する重畳電圧の θ 軸成分と ϕ 軸成分を抽出する重畳成分抽出部と、抽出された前記重畳電圧の θ 軸成分と ϕ 軸成分の積に基づいて前記モータを制御することにより、前記軸誤差を小さくする制御部と、を備えたことを特徴とする。

30

【 0 0 1 8 】

上記のように構成すれば、非常に簡単な処理（演算量）で前記軸誤差を小さくすることができる。

【 0 0 1 9 】

また例えば、上記第2の構成において、前記制御部は、前記積の直流成分に基づいて前記モータを制御することにより、前記軸誤差を小さくする。

40

【 0 0 2 0 】

また例えば、上記第2の構成において、前記制御部は、前記直流成分がゼロに収束するように前記モータを制御することにより、前記軸誤差を小さくする。

【 0 0 2 1 】

また例えば、上記第2の構成において、前記重畳電流の θ 軸上での電流ベクトル軌跡は、 θ 軸または ϕ 軸を基準として対象性を有する図形を成す。

【 0 0 2 2 】

また例えば、上記第2の構成において、前記重畳電流の θ 軸上での電流ベクトル軌跡は、真円、 θ 軸を短軸もしくは長軸とする楕円、または θ 軸もしくは ϕ 軸上の線分を成す。

50

【 0 0 2 3 】

また例えば、上記第2の構成において、前記モータは非突極性を有するモータであり、前記重畳部は、前記重畳電流の軸成分に起因する磁気飽和によって前記モータのインダクタンスのd軸成分が変化するような電流を、前記重畳電流として前記駆動電流に重畳するようにしてもよい。

【 0 0 2 4 】

このように、上記第2の構成に係る位置センサレス制御装置は、非突極性を有するモータにも適用可能である。

【 0 0 2 5 】

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第1又は第2の構成の位置センサレス制御装置と、を備えたことを特徴とする。

【 発明の効果 】

【 0 0 2 6 】

上述した通り、本発明に係るモータの位置センサレス制御装置及びこれを有するモータ駆動システムによれば、非常に簡単な処理（演算量）にて位置センサレス制御を実現できる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 2 7 】

< < 第1実施形態 > >

以下、本発明の第1実施形態につき、詳細に説明する。図1は、本発明を適用した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」と記すことがある）である。モータ1として、突極機（突極性を有するモータ）及び非突極機（非突極性を有するモータ）の何れをも採用可能である。後に非突極機を採用した場合における動作も説明するが、主としてモータ1が突極機（例えば、埋込磁石形同期モータ）である場合を例にとり説明を行う。

【 0 0 2 8 】

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、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。

【 0 0 2 9 】

3は、位置センサレス制御装置であり、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）等から位置センサレス制御装置3にモータ速度指令値として与えられる。

【 0 0 3 0 】

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d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、d軸から電気角で90度進んだ位相に推定軸であるq軸をとる。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。

【 0 0 3 1 】

d-q軸は回転しており、その回転速度を実モータ速度と呼ぶ。d-q軸も回転しており、その回転速度を推定モータ速度と呼ぶ。また、ある瞬間の回転しているd-q

10

20

30

40

50

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（実回転子位置）により表す。同様に、ある瞬間の回転している - 軸において、 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 軸との軸誤差（d - q軸と - 軸との軸誤差）は、 θ_e で表される。

【0032】

以下の記述において、モータ電圧 V_a の 軸成分、 軸成分、d軸成分及びq軸成分を、それぞれ 軸電圧 v 、 軸電圧 v 、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 軸成分、 軸成分、d軸成分及びq軸成分を、それぞれ 軸電流 i 、 軸電流 i 、d軸電流 i_d 及びq軸電流 i_q で表す。

10

【0033】

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設計時において予め設定される値である。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。

【0034】

図3は、図1の位置センサレス制御装置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。位置センサレス制御装置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、位置・速度推定器（以下、単に「推定器」という）20、重畳電圧生成部21、加算器22及び23を有して構成される。位置センサレス制御装置3を構成する各部位は、必要に応じて位置センサレス制御装置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。

20

【0035】

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、それらを推定器20から与えられる推定回転子位置 θ_e を用いて、 軸電流 i 及び 軸電流 i に

30

【0036】

【数1】

$$\begin{bmatrix} i_y \\ i_\delta \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sin(\theta_e + \pi/3) & \sin \theta_e \\ \cos(\theta_e + \pi/3) & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \end{bmatrix} \quad \dots (1)$$

【0037】

推定器20は、推定回転子位置 θ_e 及び推定モータ速度 ω_e を推定して出力する。推定回転子位置 θ_e 及び推定モータ速度 ω_e の推定手法については、後に詳説する。

40

【0038】

減算器19は、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、 軸電流指令値 i^* を作成する。この 軸電流指令値 i^* は、モータ電流 I_a の 軸成分である 軸電流 i が追従すべき電流の値を表す。磁束制御部16は、推定器20から与えられる推定モータ速度 ω_e と速度制御部17から与えられる 軸電流指令値 i^* を用いて、 軸電流指令値 i^* を作成する。この 軸電流指令値 i^* は、モータ電流 I_a の 軸成分である 軸電流 i が追従すべき電流の値を表す。

50

【0039】

減算器13は、磁束制御部16が出力する軸電流指令値 i^* から、座標変換器12が出力する軸電流 i を差し引いて、電流誤差 $(i^* - i)$ を算出する。減算器14は、速度制御部17が出力する軸電流指令値 i^* から、座標変換器12が出力する軸電流 i を差し引いて、電流誤差 $(i^* - i)$ を算出する。

【0040】

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、座標変換器12からの軸電流 i 及び軸電流 i 、並びに推定器20からの推定モータ速度 ω を受け、軸電流 i が軸電流指令値 i^* に追従するように、且つ軸電流 i が軸電流指令値 i^* に追従するように、軸電圧指令値 v^* と軸電圧指令値 v^* を出力する。

10

【0041】

重畳電圧生成部21は、軸電圧指令値 v^* 及び軸電圧指令値 v^* に重畳するための重畳電圧を出力する。重畳電圧は、軸成分の軸重畳電圧 v_h と軸成分の軸重畳電圧 v_h とから成る。この重畳電圧については後に詳説する。

【0042】

加算器22は、電流制御部15からの軸電圧指令値 v^* と重畳電圧生成部21からの軸重畳電圧 v_h との和 $(v^* + v_h)$ を算出する。加算器23は、電流制御部15からの軸電圧指令値 v^* と重畳電圧生成部21からの軸重畳電圧 v_h との和 $(v^* + v_h)$ を算出する。座標変換器18は、推定器20から与えられる推定回転子位置 θ_e に基づいて、軸重畳電圧 v_h が重畳された軸電圧指令値 v^* 及び軸重畳電圧 v_h が重畳された軸電圧指令値 v^* の逆変換を行い、モータ電圧 V_a のU相成分、V相成分及びW相成分を表す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を作成して、それらをPWMインバータ2に出力する。この逆変換には、下記の2つの等式から成る式(2)を用いる。

20

【0043】

【数2】

$$\begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) & -\sin(\theta_e - 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\gamma^* + v_{h_\gamma} \\ v_\delta^* + v_{h_\delta} \end{bmatrix} \dots (2)$$

30

$$v_w^* = -(v_u^* + v_v^*)$$

【0044】

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。軸電圧指令値 v^* 及び軸電圧指令値 v^* は、元々、それぞれモータ電圧 V_a の軸成分及び軸成分である軸電圧 v 及び軸電圧 v が追従すべき電圧の値を表すのであるが、上記重畳電圧の重畳により、軸電圧 v 及び軸電圧 v は、それぞれ、 $(v^* + v_h)$ 及び $(v^* + v_h)$ に追従することになる。

40

【0045】

軸重畳電圧 v_h 及び軸重畳電圧 v_h が共にゼロである場合、モータ電流 I_a は軸電流指令値 i^* 及び軸電流指令値 i^* にのみ従ったものとなる。この軸電流指令値 i^* 及び軸電流指令値 i^* にて表される電流は、モータ1を駆動する駆動電流である。また、軸電圧指令値 v^* 及び軸電圧指令値 v^* は、モータ1を所望の回転速度 (ω^*) で駆動させるべく、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ものである。従って、軸電圧指令値 v^* 及び軸電圧指令値 v^* にて表される電圧は、モータ1に上記駆動電流を流すためにモータ1へ印加される駆動電圧である。

【0046】

50

ゼロではない重畳電圧（ α 軸重畳電圧 v_h 及び β 軸重畳電圧 v_h ）を、 α 軸電圧指令値 v^* 及び β 軸電圧指令値 v^* に重畳するという事は、上記駆動電圧に上記重畳電圧を重畳することに相当する。この重畳電圧の重畳によって、上記駆動電流に上記重畳電圧に応じた重畳電流が重畳されることになる。

【0047】

重畳電圧生成部21によって生成される重畳電圧は、高周波の回転電圧である。ここで、「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や図11に示す如く電圧ベクトルの軌跡が α - β 軸上で（ α - β 座標上で）円を成すような電圧を意味する。例えば、上記回転電圧は3相で考えた場合における3相平衡電圧であり、3相平衡電圧の場合、その電圧ベクトルの軌跡は、図4の電圧ベクトル軌跡のように α - β 軸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。

10

【0048】

また、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70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の軌跡は、図5の電流ベクトル軌跡71に示す如く、 α - β 軸（ α - β 座標）上で原点を中心とし、 α 軸方向を長軸方向且つ β 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71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72にて表される楕円のようになり、その長軸方向（又は短軸方向）は α 軸方向（又は β 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、 α - β 軸（ α - β 座標）上で原点を中心として電流ベクトル軌跡71が傾き、電流ベクトル軌跡72を描くようになる。

20

【0049】

重畳電流の α 軸成分及び β 軸成分を、夫々 α 軸重畳電流 i_h 及び β 軸重畳電流 i_h とすると、それらの積（ $i_h \times i_h$ ）には、電流ベクトル軌跡72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（電流ベクトル軌跡71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72の場合は）直流成分を含むようになる。尚、図5等におけるI、II、III及びIVは、 α - β 軸（ α - β 座標）上での第1、第2、第3及び第4象限を表している。

30

【0050】

図6に、時間を横軸にとり、軸誤差 θ_e がゼロの場合における積（ $i_h \times i_h$ ）とその積の直流成分を夫々曲線60及び61にて表す。図7に、時間を横軸にとり、軸誤差 θ_e がゼロではない場合における積（ $i_h \times i_h$ ）とその積の直流成分を夫々曲線62及び63にて表す。図6及び図7からも分かるように、積（ $i_h \times i_h$ ）の直流成分は、 $\theta_e = 0^\circ$ の場合にゼロとなり、 $\theta_e \neq 0^\circ$ の場合にゼロとならない。また、この直流成分は、軸誤差 θ_e の大きさが增大するにつれて大きくなる（軸誤差 θ_e 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 θ_e はゼロに収束するようになる。

40

【0051】

推定器20は、この点に着目し、積（ $i_h \times i_h$ ）の直流成分がゼロに収束するように α - β 軸に修正を加えて、推定回転子位置 θ 及び推定モータ速度 ω を推定する。図8は、推定器20の内部構成の一例を表すブロック図である。図8の推定器20は、バンドパスフィルタ（以下「BPF」と記す）31及び32と、掛算器33と、ローパスフィルタ（以下「LPF」と記す）34と、比例積分演算器35と、積分器36と、を有して構成される。

【0052】

50

BPF31は、座標変換器12から出力される軸電流 i の値から、重畳成分である軸重畳電流 i_h を抽出する。同様に、BPF32は、座標変換器12から出力される軸電流 i の値から、重畳成分である軸重畳電流 i_h を抽出する。掛算器33は、BPF31及び32によって抽出された軸重畳電流 i_h と軸重畳電流 i_h の積($i_h \times i_h$)を算出する。LPF34は、この積($i_h \times i_h$)から高周波成分を除去して、積($i_h \times i_h$)の直流成分 i_{hD} を抽出する。

【0053】

比例積分演算器35は、PLL(Phase Locked Loop)から成り、位置センサレス制御装置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、LPF34から出力される直流成分 i_{hD} がゼロに収束するように(即ち、軸誤差がゼロに収束するように)推定モータ速度 ω を算出する。積分器36は、比例積分演算器35から出力される推定モータ速度 ω を積分して推定回転子位置 θ を算出する。比例積分演算器35が出力する推定モータ速度 ω と積分器36が出力する推定回転子位置 θ は、共に推定器20の出力値として、その値を必要とする位置センサレス制御装置3の各部位に与えられる。

10

【0054】

図3及び図8のように構成すれば、軸誤差がゼロに収束するようになる。また、従来技術と比べて回転子位置を推定するための処理(演算量)が簡単であり、容易に実現できるため実用性が高い。特にモータ1の停止状態や低速運転状態において、良好に回転子位置を推定できる。当然、当該モータ駆動システムから位置センサ(不図示)を省略可能であり、低コスト化等も期待できる。

20

【0055】

また、図9に示す如く、LPF34に代えて、重畳電圧の n 周期分(但し、 n は1以上の整数)の積($i_h \times i_h$)を積分する n 周期積分器37を用いて直流成分 i_{hD} を抽出するようにしてもよい。更に、 n 周期積分器37を、重畳電圧の n 周期分の積($i_h \times i_h$)の移動平均から直流成分 i_{hD} を算出する移動平均部(不図示)に置換するようにしてもよい。また、積($i_h \times i_h$)から直流成分 i_{hD} を抽出する手法として、LPF、積分(n 周期積分)及び移動平均等の内の、複数の手法を組み合わせたものを採用しても良い。例えば、図10に示す如く、図8におけるLPF34を、LPF38と移動平均部39に置換する。LPF38は、LPF34と同様のものである。移動平均部39は、LPF38によって高周波成分を除去された積($i_h \times i_h$)の移動平均(重畳電圧の n 周期分の移動平均)を算出して、直流成分 i_{hD} を算出する。尚、図9及び図10において、図8と同一の部分には同一の符号を付してあり、重複する部分の説明は省略する。

30

【0056】

また、重畳電圧の電圧ベクトル軌跡が、図4の電圧ベクトル軌跡70のように、 $-$ 軸上で原点を中心とした真円を成す例を上述したが、重畳電圧として2相の回転電圧を重畳する場合、その回転電圧における軸重畳電圧 v_h の振幅と軸重畳電圧 v_h の振幅は異なっても構わない。図11に、軸重畳電圧 v_h の振幅を軸重畳電圧 v_h の振幅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2相の回転電圧の電圧ベクトル軌跡73を示す。電圧ベクトル軌跡73は、 $-$ 軸($-$ 座標)上で原点を中心とし、 $-$ 軸方向を短軸方向且つ $-$ 軸方向を長軸方向とする楕円を成す。

40

【0057】

電圧ベクトル軌跡73で表される重畳電圧を重畳した場合、対応して流れる重畳電流の電流ベクトル軌跡は、図12に示す如く $-$ 軸方向に伸びた楕円となる。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74のように $-$ 軸($-$ 座標)上で原点を中心とし且つ $-$ 軸方向を短軸方向又は長軸方向とする楕円を成す(場合によっては、真円も成す)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74から電流ベクトル軌跡75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(但し、重畳電流の電流ベクトル軌跡が真

50

円を成す場合を除く)。このため、図8等に示した推定器20によって回転子位置を推定可能である。

【0058】

更にまた、重畳電圧として1相の交番電圧を採用しても良い。例えば、軸重畳電圧 v_h と軸重畳電圧 v_h の内、軸重畳電圧 v_h のみをゼロとすると軸電圧の成分のみを持つ1相の高周波電圧(相の高周波の交番電圧)が重畳電圧となり、軸重畳電圧 v_h のみをゼロとすると軸電圧の成分のみを持つ1相の高周波電圧(相の高周波の交番電圧)が重畳電圧となる。この1相の交番電圧も、モータ1に同期しない高周波の電圧であるため、この交番電圧の印加によってモータ1が回転することはない。

【0059】

例えば、軸重畳電圧 v_h と軸重畳電圧 v_h の内、軸重畳電圧 v_h のみをゼロとした場合、重畳電圧の電圧ベクトル軌跡は、 α -軸(α -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 θ がゼロならば、重畳電流の電流ベクトル軌跡は図13の電流ベクトル軌跡77のように α -軸(α -座標)上で原点を中点とする線分を成すため、積($i_h \times i_h$)は直流成分を持たない。一方、軸誤差 θ 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77から電流ベクトル軌跡78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。このため、図8等に示した推定器20によって回転子位置を推定可能である。

【0060】

重畳電圧として2相の回転電圧を採用した場合に軸重畳電圧 v_h の振幅と軸重畳電圧 v_h の振幅との関係をどのように設定するかや、重畳電圧としてどのような1相の交番電圧を採用するかは、モータ1の特性やモータ駆動システムの適用場面等に応じて適宜選ぶことができる。2相の回転電圧における軸重畳電圧 v_h の振幅を相対的に大きくすれば(軸重畳電圧 v_h の振幅を相対的に小さくすれば)、トルクに關与する電流成分が減るため重畳に起因するトルク脈動の発生が抑制できる一方で、トルクに關与しない電流成分が増えるため重畳に起因する磁気飽和の影響があらわれやすくなる。これは、軸電圧の成分のみを持つ1相の高周波電圧を重畳電圧として採用した場合も同様である。

【0061】

逆に、2相の回転電圧における軸重畳電圧 v_h の振幅を相対的に大きくすれば(軸重畳電圧 v_h の振幅を相対的に小さくすれば)、トルクに關与しない電流成分が減るため重畳に起因する磁気飽和の影響があらわれにくくなる一方で、トルクに關与する電流成分が増えるため重畳に起因するトルク脈動が発生しやすくなる。これは、軸電圧の成分のみを持つ1相の高周波電圧を重畳電圧として採用した場合も同様である。

【0062】

また、重畳電圧として軸重畳電圧 v_h の振幅と軸重畳電圧 v_h の振幅が異なる2相の回転電圧を採用すれば、或いは重畳電圧として1相の交番電圧を採用すれば、図4に示す真円を成す回転電圧を採用する場合よりも、重畳に起因する消費電力増大の抑制が可能である。軸誤差 θ を精度良くゼロに保つことができるように、ある程度の大きさの重畳電流を重畳する必要があるが、軸重畳電圧 v_h の振幅と軸重畳電圧 v_h の振幅との関係をモータ1の特性等に応じて適切に設定することにより、又はモータ1の特性等に応じて1相の交番電圧を採用することにより、重畳に起因する消費電力増大は抑制される。

【0063】

また、重畳電圧として2相の回転電圧を得るためには、軸重畳電圧 v_h 及び軸重畳電圧 v_h を正弦波とする必要があるが、軸重畳電圧 v_h 及び/又は軸重畳電圧 v_h を正弦波とする必要は必ずしもない。重畳電圧の α -軸(α -座標)上での電圧ベクトル軌跡が原点を内包し且つ軸または軸を基準として対象性を有する図形を描くならば、軸重畳電圧 v_h 及び軸重畳電圧 v_h としてどのような波形を選んでも

10

20

30

40

50

構わない。重畳電圧の d 軸 (d 座標) 上での電圧ベクトル軌跡が原点を内包し且つ q 軸または d 軸を基準として対象性を有する図形を描くならば、重畳電圧として 2 相の回転電圧を採用した場合と同様、軸誤差 $\theta = 0^\circ$ のときに積 ($i_h \times i_h$) は直流成分を持たず、軸誤差 θ の大きさが 0° から増大するに従って積 ($i_h \times i_h$) の直流成分がゼロを起点として増大するからである。

【0064】

尚、「原点を内包し」とは、上記「対象性を有する図形」の内部に d 軸 (d 座標) 上における原点が存在することを意味する。また、「 d 軸を基準として対象性を有する」とは、 d 軸 (d 座標) 上における電圧ベクトル軌跡の、第 1 象限及び第 2 象限の部分の図形と第 3 象限及び第 4 象限の部分の図形との間に d 軸を軸とする線対称の関係が成立していること意味する。また、「 q 軸を基準として対象性を有する」とは、 q 軸 (q 座標) 上における電圧ベクトル軌跡の、第 1 象限及び第 4 象限の部分の図形と第 2 象限及び第 3 象限の部分の図形との間に q 軸を軸とする線対称の関係が成立していること意味する。

10

【0065】

例えば、図 14 に示す如く、 d 軸重畳電圧 v_h (実線 82) 及び q 軸重畳電圧 v_h (破線 83) は矩形波であっても良い。この場合、その電圧ベクトル軌跡は、図 15 の電圧ベクトル軌跡 84 のように、 d 軸 (d 座標) 上で原点を中心とする長方形を成し、対応して流れる重畳電流の電流ベクトル軌跡は、図 16 に示す如く (略) 菱形となる。重畳電流の電流ベクトル軌跡が描くその菱形は、軸誤差 θ がゼロならば電流ベクトル軌跡 85 のようになり、積 ($i_h \times i_h$) は直流成分を持たない。ところが、軸誤差 θ 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 85 から電流ベクトル軌跡 86 のように変化し、菱形が崩れて積 ($i_h \times i_h$) は直流成分を持つようになる。このため、図 8 等に示した推定器 20 によって回転子位置を推定可能である。

20

【0066】

また、モータ 1 として、非突極機である表面磁石形同期モータを採用することも可能である。但し、モータ 1 として非突極機を採用した場合において、重畳電圧の d 軸 (d 座標) 上の電圧ベクトル軌跡が図 4 の電圧ベクトル軌跡 70 のように真円を成す場合 (即ち、回転電圧における d 軸重畳電圧 v_h の振幅と q 軸重畳電圧 v_h の振幅が等しい場合)、重畳電流の d 軸 (d 座標) 上の電流ベクトル軌跡も、図 17 の電流ベクトル軌跡 80 のように原点を中心とする真円となる (但し、磁気飽和がない場合)。重畳電流の電流ベクトル軌跡が真円であると、軸誤差 θ がゼロでないことに起因して該真円が傾いても、その傾きを捉えることはできない。

30

【0067】

このような場合、永久磁石 1a による電機子鎖交磁束 Φ_a の向きと同じ向きの磁束が増大する方向に重畳電流の d 軸成分を増大させることによって、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 が減って d 軸重畳電流 i_h が流れやすくなるため、電圧ベクトル軌跡が真円を成すような重畳電圧を重畳した場合でも重畳電流の電流ベクトル軌跡は真円とならず、その電流ベクトル軌跡は電流ベクトル軌跡 81 のように d 軸方向にふくらむことになる。そうすると、 $\theta = 0^\circ$ の時に積 ($i_h \times i_h$) の直流成分がゼロでない値を持つことになるため、上述と同様の手法にて回転子位置を推定可能となる。

40

【0068】

具体的には、非突極機であるモータ 1 の d 軸インダクタンス L_d が d 軸重畳電流 i_h に起因する磁気飽和によって変化するような重畳電圧を重畳すればよい。尚、高周波の重畳電圧と重畳電流を考えた場合、 d 軸重畳電圧 v_h と d 軸重畳電流 i_h は略比例関係にあり、 q 軸重畳電圧 v_h と q 軸重畳電流 i_h は略比例関係にある。モータの電圧方程式は下記式 (3a) 及び (3b) を満たすが、高周波においては下記式 (3a) 及び (3b) の夫々の右辺において、第 2 項が支配的になり他の項は無視できるからである。式

50

(3 a) 及び (3 b) における p は、微分演算子である。

【0069】

【数3】

$$v_d = R_a i_d + p L_d i_d - \omega L_q i_q \quad \dots (3 a)$$

$$v_q = R_a i_q + p L_q i_q + \omega L_d i_d + \omega \Phi_a \quad \dots (3 b)$$

【0070】

勿論、モータ1として非突極機を採用した場合でも、軸重畳電圧 v_h の振幅と軸重畳電圧 v_h の振幅が異なる2相の回転電圧を重畳電圧として採用しても良いし、1相の交番電圧を重畳電圧として採用しても良い。但し、軸重畳電流 i_h に起因する磁気飽和を利用するためには、軸重畳電圧 v_h (軸重畳電流 i_h) はゼロであってはならない。

10

【0071】

また、電流制御部15は下記の2つの等式から成る式(4 a)及び(4 b)を用いて必要な演算を行う。また、磁束制御部16、速度制御部17及び比例積分演算器35は、夫々下記式(5)、(6)及び(7)を用いて必要な演算を行う。

【0072】

【数4】

20

$$v_\gamma^* = (K_{c_p} + \frac{K_{c_i}}{s}) (i_\gamma^* - i_\gamma) - \omega_e L_q i_\delta \quad \dots (4 a)$$

$$v_\delta^* = (K_{c_p} + \frac{K_{c_i}}{s}) (i_\delta^* - i_\delta) + \omega_e (L_d i_\gamma + \Phi_a) \quad \dots (4 b)$$

【0073】

【数5】

$$i_\gamma^* = \frac{\Phi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\Phi_a^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_\delta^{*2}} \quad \dots (5)$$

30

【0074】

【数6】

$$i_\delta^* = (K_{s_p} + K_{s_i}/s) \cdot (\omega^* - \omega_e) \quad \dots (6)$$

【0075】

【数7】

40

$$\omega_e = (K_p + K_i/s) \cdot ihD \quad \dots (7)$$

【0076】

ここで、 K_{c_p} 、 K_{s_p} 及び K_p は比例係数、 K_{c_i} 、 K_{s_i} 及び K_i は積分係数であり、それらはモータ駆動システムの設計時において予め設定される値である。

【0077】

また、上述の例では、重畳電圧を座標変換器18の入力側(即ち、 v_γ^* 及び v_δ^*)に重畳するようにしているが、座標変換器18の出力側(即ち、 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^*)で重畳電圧を重畳するようにしても構わない。この場合、軸重畳電圧 v_h と軸重畳電圧

50

v_h を三相電圧に変換した値を、三相の電圧指令値 (v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^*) に重畳すればよい。

【0078】

<< 第2実施形態 >>

次に、本発明の第2実施形態につき、詳細に説明する。図18は、第2実施形態に係るモータ駆動システムの詳細な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と、インバータ2と、位置センサレス制御装置3aと、を有して構成される。位置センサレス制御装置3aは、図3の位置センサレス制御装置3における重畳電圧生成部21並びに加算器22及び23を重畳電流生成部24並びに加算器25及び26に置換すると共に、図3の位置センサレス制御装置3における位置・速度推定器20、電流制御部15及び座標変換器18を、それぞれ位置・速度推定器20a（以下、「推定器20a」という）、電流制御部15a及び座標変換器18aに置換した点で図3の位置センサレス制御装置3と相違しており、その他の点では基本的に位置センサレス制御装置3と一致している。図18において、図3と同一の部分には同一の符号を付し、原則として同一の部分に関する重複する説明を省略する。

10

【0079】

第2実施形態においても、モータ1として、突極機（突極性を有するモータ）及び非突極機（非突極性を有するモータ）の何れをも採用可能である。主としてモータ1が突極機（例えば、埋込磁石形同期モータ）である場合を例にとり説明を行う。

【0080】

第2実施形態においては、推定器20aが推定回転子位置 θ_e 及び推定モータ速度 ω_e を推定して出力する。このため、位置センサレス制御装置3aを構成する各部位は、推定器20aによって推定された推定回転子位置 θ_e 及び推定モータ速度 ω_e を必要に応じて用い、必要な演算を行うことになる。位置センサレス制御装置3aを構成する各部位は、必要に応じて位置センサレス制御装置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。

20

【0081】

減算器19は、推定器20a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、 i^* 軸電流指令値 i^* を作成する。磁束制御部16は、推定器20aから与えられる推定モータ速度 ω_e と速度制御部17から与えられる軸電流指令値 i^* を用いて、 i^* 軸電流指令値 i^* を作成する。

30

【0082】

重畳電流生成部24は、 i^* 軸電流指令値 i^* 及び i^* 軸電流指令値 i^* に重畳するための重畳電流を出力する。重畳電流は、 i^* 軸成分の i_h 軸重畳電流 i_h と i^* 軸成分の i_h 軸重畳電流 i_h とから成る。この重畳電流については後に詳説する。

【0083】

加算器25は、磁束制御部16からの i^* 軸電流指令値 i^* と重畳電流生成部24からの i_h 軸重畳電流 i_h との和 ($i^* + i_h$) を算出する。加算器26は、速度制御部17からの i^* 軸電流指令値 i^* と重畳電流生成部24からの i_h 軸重畳電流 i_h との和 ($i^* + i_h$) を算出する。

40

【0084】

減算器13は、加算器25の算出結果 ($i^* + i_h$) から、座標変換器12が出力する i 軸電流 i を差し引いて、電流誤差 ($i^* + i_h - i$) を算出する。減算器14は、加算器26の算出結果 ($i^* + i_h$) から、座標変換器12が出力する i 軸電流 i を差し引いて、電流誤差 ($i^* + i_h - i$) を算出する。

【0085】

電流制御部15aは、減算器13及び14にて算出された各電流誤差、座標変換器12からの i 軸電流 i 及び i 軸電流 i 、並びに推定器20aからの推定モータ速度 ω_e を受け、 i_h 軸重畳電流 i_h の重畳された i^* 軸電流指令値 i^* に i 軸電流 i が追従する

50

ように、且つ 軸重畳電流 i_h の重畳された 軸電流指令値 i^* に 軸電流 i が追従するように、 軸電圧指令値 v^* と 軸電圧指令値 v^* を出力する。このため、これらの 軸電圧指令値 v^* 及び 軸電圧指令値 v^* には、重畳電流に応じた重畳電圧（重畳成分）が含まれている。その重畳電圧の 軸成分及び 軸成分を、それぞれ 軸重畳電圧 v_h 及び 軸重畳電圧 v_h とする。 軸重畳電圧 v_h は 軸重畳電流 i_h に応じた値を持ち、 軸重畳電圧 v_h は 軸重畳電流 i_h に応じた値を持つ。

【0086】

座標変換器 18 a は、推定器 20 a から与えられる推定回転子位置 θ_e に基づいて、重畳電圧を含む 軸電圧指令値 v^* 及び 軸電圧指令値 v^* の逆変換を行い、モータ電圧 V_a の U 相成分、V 相成分及び W 相成分を表す 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を作成して、それらを PWM インバータ 2 に出力する。この逆変換には、下記の 2 つの等式から成る式 (8) を用いる。勿論、式 (8) における v^* 及び v^* は、電流制御部 15 a の出力した値である（図 3 における v^* 及び v^* とは異なる）。

10

【0087】

【数 8】

$$\begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) & -\sin(\theta_e - 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\gamma^* \\ v_\delta^* \end{bmatrix} \dots (8)$$

$$v_w^* = -(v_u^* + v_v^*)$$

20

【0088】

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。

【0089】

第 1 実施形態と同様、本実施形態においても、 軸電流指令値 i^* 及び 軸電流指令値 i^* にて表される電流は、モータ 1 を駆動する駆動電流である。但し、本実施形態においては、 軸電圧指令値 v^* 及び 軸電圧指令値 v^* にて表される電圧は、「モータ 1 に上記駆動電流を流すためにモータ 1 へ印加される駆動電圧」に、「モータ 1 に重畳電流生成部 24 が生成した重畳電流を流すためにモータ 1 へ印加される重畳電圧」を加えたものとなっている。

30

【0090】

重畳電流生成部 24 によって生成される重畳電流は高周波の回転電流である。ここで、「高周波」とは、その重畳電流の周波数が駆動電流の周波数よりも十分に大きいことを意味している。また、「回転電流」とは、図 19 のような電流ベクトルの軌跡が γ - 軸上で (δ - 座標上で) 円を成すような電流を意味する。この回転電流は、モータ 1 に同期しない高周波の電流であるため、この回転電流の重畳によってモータ 1 が回転することはない。また、重畳電流生成部 24 によって生成される 軸重畳電流 i_h と 軸重畳電流 i_h は、それぞれ第 1 実施形態において重畳されることが期待される 軸重畳電流 i_h と 軸重畳電流 i_h と同様（或いは同じ）になるように設定されている。

40

【0091】

モータ 1 が埋込磁石形同期モータ等であって $L_d < L_q$ が成立する場合において、重畳電流の電流ベクトルの軌跡が、図 19 の電流ベクトル軌跡 90 のように δ - 軸上で原点を中心とする真円を成すとき、 軸電圧指令値 v^* 及び 軸電圧指令値 v^* に含まれる重畳電圧の電圧ベクトルの軌跡は、図 20 の電圧ベクトル軌跡 91 に示す如く、 δ - 軸 (γ - 座標) 上で原点を中心とし、 軸方向を短軸方向且つ 軸方向を長軸方向とする楕円となる。但し、電圧ベクトル軌跡 91 は、軸誤差 θ_e がゼロの場合の電圧ベクトル軌跡

50

である。軸誤差 θ がゼロでない場合における重畳電圧の電圧ベクトル軌跡は、電圧ベクトル軌跡 9 2 にて表される楕円のようになり、その短軸方向（又は長軸方向）は θ 軸方向（又は θ 軸方向）と一致しない。即ち、軸誤差 θ がゼロでない場合は、 θ 軸（ θ 座標）上で原点を中心として電圧ベクトル軌跡 9 1 が傾き、電圧ベクトル軌跡 9 2 を描くようになる。

【0092】

従って、第 1 実施形態に類似した手法にて回転子位置の推定が可能となる。つまり、推定器 20 a は、積（ $v_h \times v_h$ ）の直流成分がゼロに収束するように θ 軸に修正を加えて、推定回転子位置 θ 及び推定モータ速度 ω を推定すればよい。図 2 1 に、推定器 20 a の内部構成の一例を表すブロック図を示す。図 2 1 の推定器 20 a は、BPF（バンドパスフィルタ）3 1 a 及び 3 2 a と、掛算器 3 3 a と、LPF（ローパスフィルタ）3 4 a と、比例積分演算器 3 5 a と、積分器 3 6 a と、を有して構成される。

10

【0093】

BPF 3 1 a は、電流制御部 1 5 a から出力される θ 軸電圧指令値 v^* の値から、重畳成分である θ 軸重畳電圧 v_h を抽出する。同様に、BPF 3 2 a は、電流制御部 1 5 a から出力される θ 軸電圧指令値 v^* の値から、重畳成分である θ 軸重畳電圧 v_h を抽出する。掛算器 3 3 a は、BPF 3 1 a 及び 3 2 a によって抽出された θ 軸重畳電圧 v_h と θ 軸重畳電圧 v_h の積（ $v_h \times v_h$ ）を算出する。LPF 3 4 a は、この積（ $v_h \times v_h$ ）から高周波成分を除去して、積（ $v_h \times v_h$ ）の直流成分 $v_h D$ を抽出する。

20

【0094】

比例積分演算器 3 5 a は、PLL（Phase Locked Loop）から成り、位置センサレス制御装置 3 a を構成する各部位と協働しつつ比例積分制御を行って、LPF 3 4 a から出力される直流成分 $v_h D$ がゼロに収束するように（即ち、軸誤差 θ がゼロに収束するように）推定モータ速度 ω を算出する。積分器 3 6 a は、比例積分演算器 3 5 a から出力される推定モータ速度 ω を積分して推定回転子位置 θ を算出する。比例積分演算器 3 5 a が出力する推定モータ速度 ω と積分器 3 6 a が出力する推定回転子位置 θ は、共に推定器 20 a の出力値として、その値を必要とする位置センサレス制御装置 3 a の各部位に与えられる。

【0095】

図 1 8 及び図 2 1 のように構成すれば、軸誤差 θ がゼロに収束ようになる。また、従来技術と比べて回転子位置を推定するための処理（演算量）が簡単であり、容易に実現できるため実用性が高い。特にモータ 1 の停止状態や低速運転状態において、良好に回転子位置を推定できる。当然、当該モータ駆動システムから位置センサ（不図示）を省略可能であり、低コスト化等も期待できる。

30

【0096】

また、第 1 実施形態と同様、LPF 3 4 a を、重畳電流の n 周期分（但し、 n は 1 以上の整数）の積（ $v_h \times v_h$ ）を積分して直流成分 $v_h D$ を算出する n 周期積分器（不図示）に置換してもよいし、重畳電流の n 周期分の積（ $v_h \times v_h$ ）の移動平均から直流成分 $v_h D$ を算出する移動平均部（不図示）に置換してもよい。また、第 1 実施形態と同様、積（ $v_h \times v_h$ ）から直流成分 $v_h D$ を抽出する手法として、LPF、積分（ n 周期積分）及び移動平均等の内の、複数の手法を組み合わせたものを採用しても良い。

40

【0097】

また、重畳電流として 2 相の回転電流を重畳する場合、その重畳電流に応じた重畳電圧の電圧ベクトル軌跡が θ 軸（ θ 座標）上で原点を中心とする楕円を成す限り、その回転電流における θ 軸重畳電流 i_h の振幅と θ 軸重畳電流 i_h の振幅を異ならせても構わない。それらの振幅を異ならせても、積（ $v_h \times v_h$ ）の直流成分は軸誤差 θ に従って変化するからである。 θ 軸重畳電流 i_h の振幅の方が θ 軸重畳電流 i_h の振幅よりも相対的に大きい場合、重畳電流の電圧ベクトル軌跡は、 θ 軸（ θ 座標

50

) 上で原点を中心とし、 α 軸方向を長軸方向且つ β 軸方向を短軸方向とする楕円を成す。逆に、 α 軸重畳電流 i_h の振幅の方が β 軸重畳電流 i_h の振幅よりも相対的に小さい場合、重畳電流の電流ベクトル軌跡は、 α 軸 (β 座標) 上で原点を中心とし、 β 軸方向を短軸方向且つ α 軸方向を長軸方向とする楕円を成す。

【0098】

更にまた、重畳電流として1相の交番電流を採用しても良い。この場合も、積 ($v_h \times v_h$) の直流成分は軸誤差 θ に従って変化するからである。例えば、 α 軸重畳電流 i_h と β 軸重畳電流 i_h の内、 α 軸重畳電流 i_h のみをゼロとすると α 軸電流の成分のみを持つ1相の高周波電流 (α 相の高周波の交番電流) が重畳電流となり、 β 軸重畳電流 i_h のみをゼロとすると β 軸電流の成分のみを持つ1相の高周波電流 (β 相の高周波の交番電流) が重畳電流となる。この1相の交番電流も、モータ1に同期しない高周波の電流であるため、この交番電流の印加によってモータ1が回転することはない。例えば、 α 軸重畳電流 i_h と β 軸重畳電流 i_h の内、 α 軸重畳電流 i_h のみをゼロとした場合、重畳電流の電流ベクトル軌跡は α 軸 (β 座標) 上で原点を中点とする α 軸上の線分を成す。勿論、 β 軸重畳電流 i_h のみをゼロとしても構わない。

10

【0099】

重畳電流として2相の回転電流を採用した場合に α 軸重畳電流 i_h の振幅と β 軸重畳電流 i_h の振幅との関係をどのように設定するかや、重畳電流としてどのような1相の交番電流を採用するかは、モータ1の特性やモータ駆動システムの適用場面等に応じて適宜選ぶことができる。

20

【0100】

また、重畳電流として2相の回転電流を得るためには、 α 軸重畳電流 i_h 及び β 軸重畳電流 i_h を正弦波とする必要があるが、 α 軸重畳電流 i_h 及び/又は β 軸重畳電流 i_h を正弦波とする必要は必ずしもない。重畳電流の α 軸 (β 座標) 上での電流ベクトル軌跡が原点を内包し且つ α 軸または β 軸を基準として対象性を有する図形を描くならば、 α 軸重畳電流 i_h 及び β 軸重畳電流 i_h としてどのような波形を選んでも構わない。重畳電流の α 軸 (β 座標) 上での電流ベクトル軌跡が原点を内包し且つ α 軸または β 軸を基準として対象性を有する図形を描くならば、重畳電流として2相の回転電流を採用した場合と同様、軸誤差 $\theta = 0^\circ$ のときに積 ($v_h \times v_h$) は直流成分を持たず、軸誤差 θ の大きさが 0° から増大するに従って積 ($v_h \times v_h$) の直流成分がゼロを起点として増大するからである。例えば、 i 軸重畳電流 i_h 及び β 軸重畳電流 i_h は矩形波であっても良い。

30

【0101】

尚、「原点を内包し」とは、上記「対象性を有する図形」の内部に α 軸 (β 座標) 上における原点が存在することを意味する。また、「 α 軸を基準として対象性を有する」とは、 α 軸 (β 座標) 上における電流ベクトル軌跡の、第1象限及び第2象限の部分の図形と第3象限及び第4象限の部分の図形との間に α 軸を軸とする線対称の関係が成立していること意味する。また、「 β 軸を基準として対象性を有する」とは、 β 軸 (α 座標) 上における電流ベクトル軌跡の、第1象限及び第4象限の部分の図形と第2象限及び第3象限の部分の図形との間に β 軸を軸とする線対称の関係が成立していること意味する。

40

【0102】

また、モータ1として、非突極機である表面磁石形同期モータを採用することも可能である。但し、モータ1として非突極機を採用した場合において、重畳電流の α 軸 (β 座標) 上の電流ベクトル軌跡が図19の電流ベクトル軌跡90のように真円を成す場合 (即ち、回転電流における α 軸重畳電流 i_h の振幅と β 軸重畳電流 i_h の振幅が等しい場合)、重畳電圧の α 軸 (β 座標) 上の電圧ベクトル軌跡も原点を中心とする真円となる (但し、磁気飽和がない場合)。重畳電圧の電圧ベクトル軌跡が真円であると、軸誤差 θ がゼロでないことに起因して該真円が傾いても、その傾きを捉えることはできない。

50

【0103】

このような場合、永久磁石1aによる電機子鎖交磁束 Φ_a の向きと同じ向きの磁束が増大する方向に重畳電流のd軸成分を増大させることによって、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 が減ってd軸重畳電流 i_h が流れやすくなるため、電流ベクトル軌跡が真円を成すような重畳電流を重畳した場合でも重畳電圧の電圧ベクトル軌跡は真円とならない。そうすると、 0° の時に積 $(v_h \times v_h)$ の直流成分がゼロでない値を持つことになるため、上述と同様の手法にて回転子位置を推定可能となる。具体的には、非突極機であるモータ1のd軸インダクタンス L_d がd軸重畳電流 i_h に起因する磁気飽和によって変化するような重畳電流を駆動電流に重畳すればよい。

10

【0104】

勿論、モータ1として非突極機を採用した場合でも、d軸重畳電流 i_h の振幅とq軸重畳電流 i_h の振幅が異なる2相の回転電流を重畳電流として採用しても良いし、1相の交番電流を重畳電流として採用しても良い。但し、d軸重畳電流 i_h に起因する磁気飽和を利用するためには、当然ではあるがq軸重畳電流 i_h はゼロであってはならない。

【0105】

また、電流制御部15aは、上記式(4a)の右辺の $(i^* - i)$ を $(i^* + i_h - i)$ に置換した式と、上記式(4b)の右辺の $(i^* - i)$ を $(i^* + i_h - i)$ に置換した式を用いて必要な演算を行う。また、比例積分演算器35aは、上記式(7)の右辺の $i_h D$ を $v_h D$ に置換した式を用いて必要な演算を行う。

20

【0106】

第1実施形態において、重畳電圧生成部21並びに加算器22及び23は、重畳部(電圧重畳部)を構成している。第1実施形態において、BPF31及び32並びに掛算器33は、重畳成分抽出部を構成している。この重畳成分抽出部に、直流成分 $i_h D$ を出力する部位が含まれていると考えるても構わない。即ち、例えば、重畳成分抽出部にLPF34、n周期積分器37又は移動平均部(不図示)が含まれていると考えるても構わないし、LPF38及び移動平均部39が含まれていると考えるても構わない。第1実施形態において、位置センサレス制御装置3から上記重畳部を構成する部位と上記重畳成分抽出部を構成する部位を除いた部分は、制御部を構成している。

30

【0107】

第2実施形態において、重畳電流生成部24並びに加算器25及び26は、重畳部を構成している。第2実施形態において、BPF31a及び32a並びに掛算器33aは、重畳成分抽出部を構成している。この重畳成分抽出部に、直流成分 $v_h D$ を出力する部位が含まれていると考えるても構わない。即ち、例えば、重畳成分抽出部にLPF34a、n周期積分器(不図示)又は移動平均部(不図示)が含まれていると考えるても構わない。第2実施形態において、位置センサレス制御装置3aから上記重畳部を構成する部位と上記重畳成分抽出部を構成する部位を除いた部分は、制御部を構成している。

【0108】

また、第1及び第2実施形態における電流検出器11は、図3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。

40

【0109】

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 i_h 及び v_h 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ている。この i_h 及び v_h 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。

【0110】

【数 9】

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。

【産業上の利用可能性】

【0111】

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圧縮機等に好適である。

【図面の簡単な説明】

【0112】

10

【図1】本発明に係るモータ駆動システムの全体的構成を示すブロック図である。

【図2】図1のモータの解析モデル図である。

【図3】本発明に第1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4】図3の重畳電圧生成部から出力される重畳電圧の電圧ベクトル軌跡の一例を示す図である（真円の電圧ベクトル軌跡）。

【図5】図4に示す重畳電圧に応じて流れる重畳電流の電流ベクトル軌跡を示す図である。

【図6】重畳電流の x 軸成分と y 軸成分の積と、その積の直流成分を表す波形図である（但し、軸誤差がゼロの場合）。

【図7】重畳電流の x 軸成分と y 軸成分の積と、その積の直流成分を表す波形図である（但し、軸誤差がゼロでない場合）。 20

【図8】図3の位置・速度推定器の内部構成の一例を表すブロック図である。

【図9】図3の位置・速度推定器の内部構成の他の例を表すブロック図である。

【図10】図3の位置・速度推定器の内部構成の他の例を表すブロック図である。

【図11】図3の重畳電圧生成部から出力される重畳電圧の電圧ベクトル軌跡の他の例を示す図である（楕円の電圧ベクトル軌跡）。

【図12】図11に示す重畳電圧に応じて流れる重畳電流の電流ベクトル軌跡を示す図である。

【図13】図3の重畳電圧生成部から出力される重畳電圧が1相の交番電圧である場合における、重畳電流の電流ベクトル軌跡を示す図である。 30

【図14】図3の重畳電圧生成部から出力される重畳電圧の波形図（矩形波）の一例を示す図である。

【図15】図14の波形図に対応する電圧ベクトル軌跡を示す図である。

【図16】図15に示す重畳電圧に応じて流れる重畳電流の電流ベクトル軌跡を示す図である。

【図17】図3のモータが非突極機である場合における、重畳電流の電流ベクトル軌跡を示す図である。

【図18】本発明に第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19】図18の重畳電流生成部から出力される重畳電流の電流ベクトル軌跡の一例を示す図である（真円の電流ベクトル軌跡）。 40

【図20】図19に示す重畳電流に応じて印加される重畳電圧の電圧ベクトル軌跡を示す図である。

【図21】図18の位置・速度推定器の内部構成の一例を表すブロック図である。

【符号の説明】

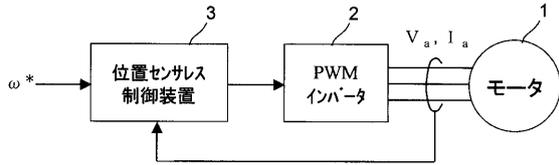
【0113】

- 1 モータ
- 2 PWMインバータ
- 3、3a 位置センサレス制御装置
- 11 電流検出器
- 12 座標変換器

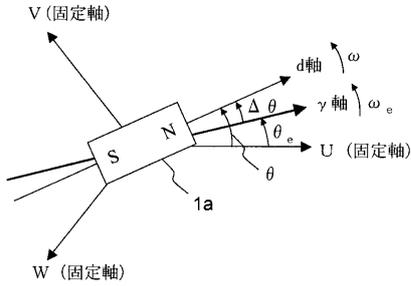
50

13、14、19	減算器	
15、15a	電流制御部	
16	磁束制御部	
17	速度制御部	
18、18a	座標変換器	
20、20a	位置・速度推定器	
21	重畳電圧生成部	
22、23	加算器	
24	重畳電流生成部	
25、26	加算器	10
31、32、31a、32b	バンドパスフィルタ	
33、33a	掛算器	
34、34a	ローパスフィルタ	
35、35a	比例積分演算器	
36、36a	積分器	
37	n周期積分器	
38	ローパスフィルタ	
39	移動平均部	
*	モータ速度指令値	
e	推定モータ速度	20
e	推定回転子位置	
v_u^*	U相電圧指令値	
v_v^*	V相電圧指令値	
v_w^*	W相電圧指令値	
v^*	軸電圧指令値	
v^*	軸電圧指令値	
i^*	軸電流指令値	
i^*	軸電流指令値	
i	軸電流	
i	軸電流	30
i_d	d軸電流	
i_q	q軸電流	
vh	軸重畳電圧	
vh	軸重畳電圧	
ihD	直流成分	
ih	軸重畳電流	
ih	軸重畳電流	
vhD	直流成分	

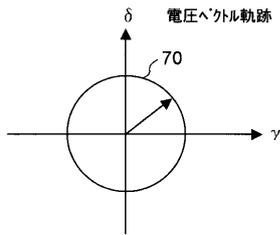
【図1】



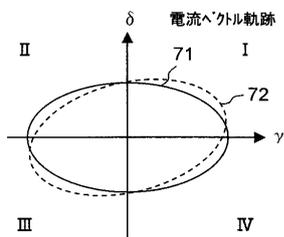
【図2】



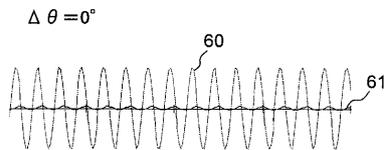
【図4】



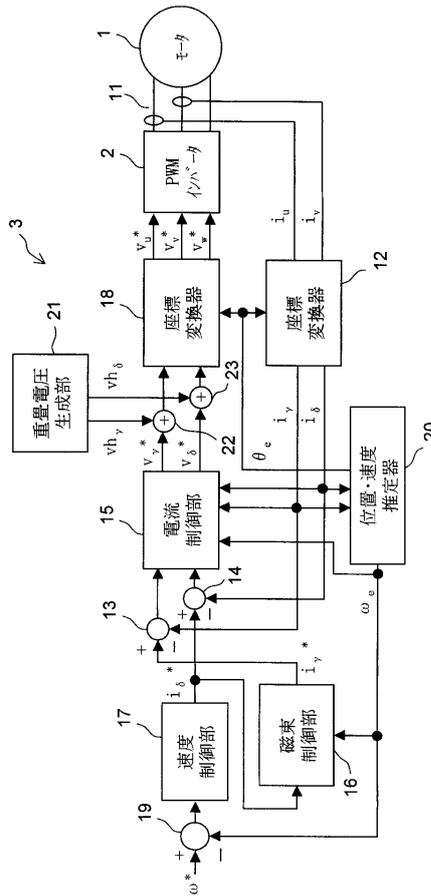
【図5】



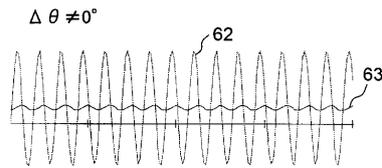
【図6】



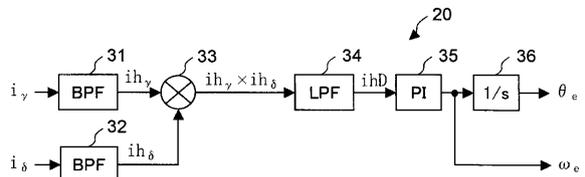
【図3】



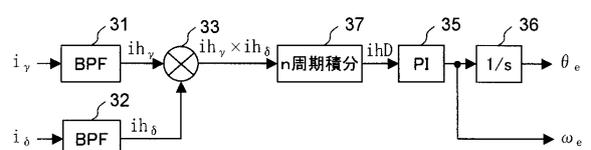
【図7】



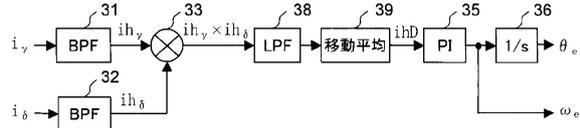
【図8】



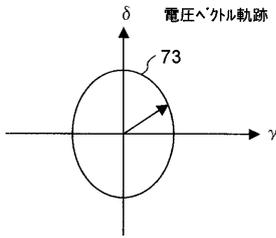
【図9】



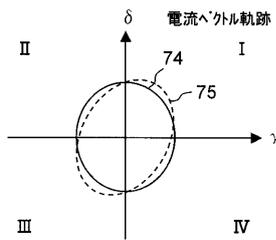
【図10】



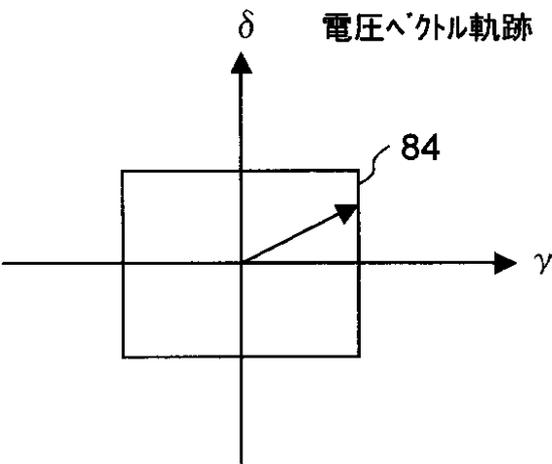
【図11】



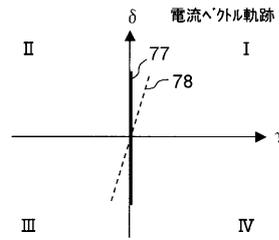
【図12】



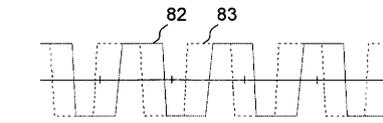
【図15】



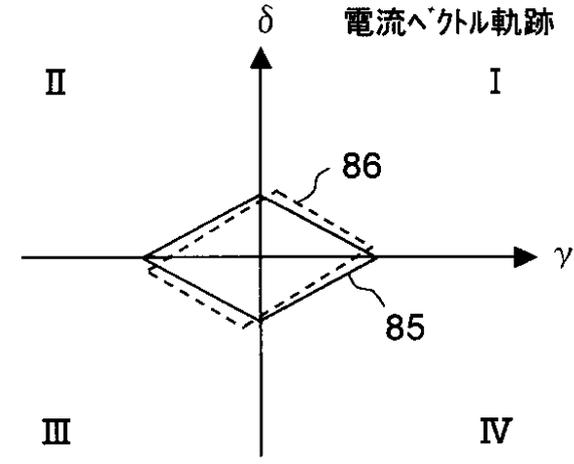
【図13】



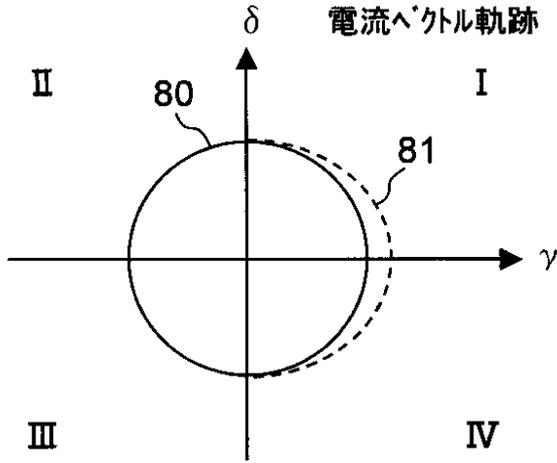
【図14】



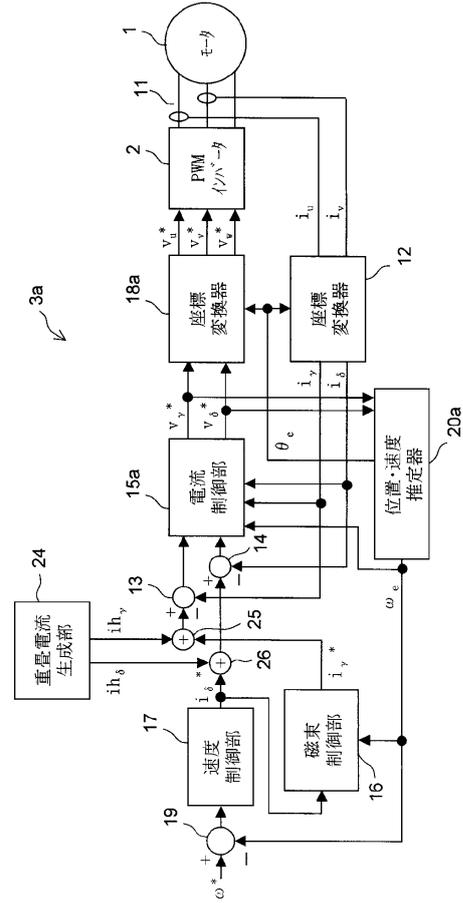
【図16】



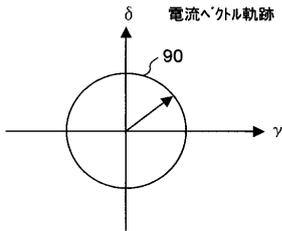
【図17】



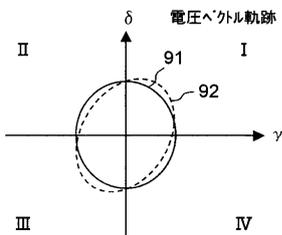
【図18】



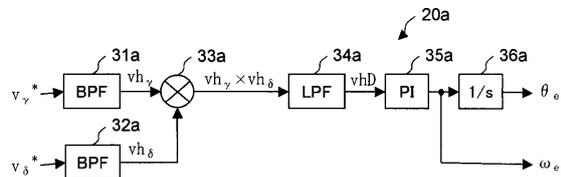
【図19】



【図20】



【図21】



フロントページの続き

(56)参考文献 国際公開第2005/067137(WO, A1)
特開2004-080986(JP, A)
特開2003-153582(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 6/00 - 6/24
H02P 21/00
H02P 27/04