

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3559260号
(P3559260)

(45) 発行日 平成16年8月25日(2004.8.25)

(24) 登録日 平成16年5月28日(2004.5.28)

(51) Int.C1.⁷

F 1

B62D 6/00

B62D 6/00

B62D 5/04

B62D 5/04

// HO2P 6/10

HO2P 5/408

C

HO2P 21/00

HO2P 6/02 351G

請求項の数 8 (全 14 頁)

(21) 出願番号

特願2001-266793 (P2001-266793)

(22) 出願日

平成13年9月4日 (2001.9.4)

(65) 公開番号

特開2003-72576 (P2003-72576A)

(43) 公開日

平成15年3月12日 (2003.3.12)

審査請求日

平成13年9月4日 (2001.9.4)

(73) 特許権者 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(74) 代理人 100073759

弁理士 大岩 増雄

(74) 代理人 100093562

弁理士 児玉 俊英

(74) 代理人 100088199

弁理士 竹中 孝生

(74) 代理人 100094916

弁理士 村上 啓吾

(72) 発明者 松下 正樹

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】電動パワーステアリング制御装置及び制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

操舵軸に作用する操舵トルクと車速に基づいて操舵アシスト力を発生するブラシレスモータの駆動電流を制御するようにした電動パワーステアリング制御装置において、

前記操舵トルクと前記車速に基づいて所定の特性に対応した操舵アシスト力を発生するためのd軸及びq軸電流指令値を演算するd q軸電流指令部と、

前記ブラシレスモータの回転位置信号に基づいて電気角信号を演算する電気角演算部と、前記ブラシレスモータに入力される3相交流電流に対応した検出電流信号と前記電気角信号とに基づきd q座標変換を行い、d軸及びq軸検出電流値を得るd q座標変換部と、

前記d軸及びq軸電流指令値と前記d軸及びq軸検出電流値との電流偏差値に応じてd軸及びq軸電圧指令値を演算するd q軸電圧指令部と、

前記d軸及びq軸電圧指令値と前記電気角信号とに基づきd q座標逆変換を行い、3相電圧指令値を演算するd q座標逆変換部と、

前記3相電圧指令値に応じて前記ブラシレスモータをPWM駆動するPWM駆動部とを備え、

前記d q座標変換部は、前記d q座標変換を行う演算式として次の式を記憶していることを特徴とする電動パワーステアリング制御装置。

【数1】

$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} -\sin\left(\theta + \frac{4}{3}\pi\right) & \sin\theta \\ -\sin\left(\theta + \frac{11}{6}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iu \\ Iv \end{bmatrix}$$

但し、I d , I q : d 軸及びq 軸検出電流値

I u , I v : ブラシレスモータに入力されるU相及びV相検出電流値

: ブラシレスモータの回転位置に対応した電気角

【請求項2】

10

操舵軸に作用する操舵トルクと車速に基づいて操舵アシスト力を発生するブラシレスモータの駆動電流を制御するようにした電動パワーステアリング制御装置において、

前記操舵トルクと前記車速とに基づいて所定の特性に対応した操舵アシスト力を発生するためのd 軸及びq 軸電流指令値を演算するd q 軸電流指令部と、

前記ブラシレスモータの回転位置信号に基づいて電気角信号を演算する電気角演算部と、前記ブラシレスモータに入力される3相交流電流に対応した検出電流信号と前記電気角信号とに基づきd q 座標変換を行い、d 軸及びq 軸検出電流値を得るd q 座標変換部と、

前記d 軸及びq 軸電流指令値と前記d 軸及びq 軸検出電流値との電流偏差値に応じてd 軸及びq 軸電圧指令値を演算するd q 軸電圧指令部と、

前記d 軸及びq 軸電圧指令値と前記電気角信号とに基づきd q 座標逆変換を行い、3相電圧指令値を演算するd q 座標逆変換部と、

20

前記3相電圧指令値に応じて前記ブラシレスモータをPWM駆動するPWM駆動部とを備え、

前記d q 座標逆変換部は、前記d q 座標逆変換を行う演算式として次の数式を記憶していることを特徴とする電動パワーステアリング制御装置。

【数2】

$$\begin{bmatrix} Vu^* \\ Vv^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) & -\sin\theta \\ \sin\left(\theta + \frac{11}{6}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vd^* \\ Vq^* \end{bmatrix}$$

30

$$Vw^* = -Vu^* -Vv^*$$

但し、Vu*, Vv*, Vw* : U相, V相, W相電圧指令値

Vd*, Vq* : d 軸及びq 軸電圧指令値

: ブラシレスモータの回転位置に対応した電気角

【請求項3】

前記d q 軸電流指令部は、前記操舵トルクと前記車速とに基づいて所定の特性に対応した操舵アシスト力を発生するためのq 軸電流指令値を演算するq 軸電流指令部と、d 軸電流指令値としてゼロを設定するd 軸電流設定部とを含んでいることを特徴とする請求項1または2記載の電動パワーステアリング制御装置。

40

【請求項4】

前記d q 軸電圧指令部は、前記電流偏差値に比例制御及び積分制御を施した信号を加算処理することを特徴とする請求項1ないし3のいずれかに記載の電動パワーステアリング制御装置。

【請求項5】

操舵軸に作用する操舵トルクと車速に基づいて操舵アシスト力を発生するブラシレスモータの駆動電流を制御するようにした電動パワーステアリング制御方法において、

前記操舵トルクと前記車速とに基づいて所定の特性に対応した操舵アシスト力を発生するためのd 軸及びq 軸電流指令値を演算する第1のステップと、

前記ブラシレスモータに入力される3相交流電流に対応した検出電流信号と前記ブラシレ

50

スモータの回転位置に対応した電気角信号に基づき d q 座標変換を行い、d 軸及び q 軸検出電流値を得る第 2 のステップと、

前記 d 軸及び q 軸電流指令値と前記 d 軸及び q 軸検出電流値との電流偏差値に応じて d 軸及び q 軸電圧指令値を演算する第 3 のステップと、

前記 d 軸及び q 軸電圧指令値と前記電気角信号に基づき d q 座標逆変換を行い、3 相電圧指令値を演算する第 4 のステップと、

前記 3 相電圧指令値に応じて前記ブラシレスモータを PWM 駆動する第 5 のステップとを含み、

前記第 2 のステップにおいて、予め記憶された次の演算式に従って前記電流検出信号と前記電気角信号に基づく d q 座標変換を行うことを特徴とする電動パワーステアリング制御方法。

【数 3】

$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} -\sin\left(\theta + \frac{4}{3}\pi\right) & \sin\theta \\ -\sin\left(\theta + \frac{11}{6}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iu \\ Iv \end{bmatrix}$$

但し、Id, Iq : d 軸及び q 軸検出電流値

Iu, Iv : ブラシレスモータに入力される U 相及び V 相検出電流値
: ブラシレスモータの回転位置に対応した電気角

10

【請求項 6】

操舵軸に作用する操舵トルクと車速に基づいて操舵アシスト力を発生するブラシレスモータの駆動電流を制御するようにした電動パワーステアリング制御方法において、

前記操舵トルクと前記車速に基づいて所定の特性に対応した操舵アシスト力を発生するための d 軸及び q 軸電流指令値を演算する第 1 のステップと、

前記ブラシレスモータに入力される 3 相交流電流に対応した検出電流信号と前記ブラシレスモータの回転位置に対応した電気角信号に基づき d q 座標変換を行い、d 軸及び q 軸検出電流値を得る第 2 のステップと、

前記 d 軸及び q 軸電流指令値と前記 d 軸及び q 軸検出電流値との電流偏差値に応じて d 軸及び q 軸電圧指令値を演算する第 3 のステップと、

20

前記 d 軸及び q 軸電圧指令値と前記電気角信号に基づき d q 座標逆変換を行い、3 相電圧指令値を演算する第 4 のステップと、

前記 3 相電圧指令値に応じて前記ブラシレスモータを PWM 駆動する第 5 のステップとを含み、

前記第 4 のステップにおいて、予め記憶された次の演算式に従って前記 d 軸及び q 軸目標電圧と前記電気角信号に基づく d q 座標逆変換を行うことを特徴とする電動パワーステアリング制御方法。

【数 4】

$$\begin{bmatrix} Vu^* \\ Vv^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) & -\sin\theta \\ \sin\left(\theta + \frac{11}{6}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vd^* \\ Vq^* \end{bmatrix}$$

30

$$Vw^* = -Vu^* -Vv^*$$

40

但し、Vu*, Vv*, Vw* : U 相, V 相, W 相電圧指令値

Vd*, Vq* : d 軸及び q 軸電圧指令値

: ブラシレスモータの回転位置に対応した電気角

【請求項 7】

前記第 1 のステップにおいて、前記操舵トルクと前記車速に基づいて所定の特性に対応した操舵アシスト力を発生するための q 軸電流指令値を演算すると共に、d 軸電流指令値

50

としてゼロを設定することを特徴とする請求項 5 または 6 記載の電動パワーステアリング制御方法。

【請求項 8】

前記第 2 ないし 5 ステップによるモータ制御処理を、前記第 1 のステップによる d q 軸電流指令演算処理より短い周期で実行することを特徴とする請求項 5 ないし 7 のいずれかに記載の電動パワーステアリング制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、モータによりハンドル操舵時のアシスト力を発生する自動車用の電動パワーステアリング制御装置及び制御方法に関するものである。 10

【0002】

【従来の技術】

自動車用パワーステアリング装置として、車速と、操舵軸に作用する操舵トルクとを検出し、この検出車速および検出トルクに応じて定めた駆動電流によりモータを駆動し、モータの回転力により操舵軸にアシスト力を付与し、運転者に快適な操舵感覚を提供する電動パワーステアリング装置が開発されている。

【0003】

従来、この種の電動パワーステアリング装置においては、操舵軸にアシスト力を付与するモータとして、主に整流子モータなどのブラシ付き直流電動機が用いられてきたが、ブラシが存在するためモータ自身に故障や異常が発生する可能性がある。 20

【0004】

このため最近は、ブラシ付き直流電動機に代わりブラシレスモータを用いることも提案されているが、モータや制御装置が複雑高価となり、パワーステアリング装置に適した制御を実現するにはコスト面や性能面で克服すべき特有の問題が残されている。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

電動パワーステアリング制御装置では、操舵アシスト用のモータが減速ギアを介してステアリングに結合されている。ステアリングを直接運転者が触っているためモータのトルク変動や振動が小さいことが要求される。また、モータの回転は、ステアリング操舵速度に追従しているため、操舵状況によっては急激にモータが回されたり停止したりする。 30

【0006】

ブラシレスモータを用いた電動パワーステアリング制御装置の制御系の構成について考えると、ブラシレスモータはモータ電流が交流であることから電流制御系の構成方法によつては操舵状況により電流制御性が悪化し、トルク制御誤差や過渡振動が大きくなり電動パワーステアリング制御装置の操舵アシスト性能が悪化する場合がある。

【0007】

例えば、図 4 に示すように操舵アシストモータとして PM (永久磁石) ブラシレスモータを用い、3 相交流で電流制御を行うように電動パワーステアリング制御装置を構成した場合について考える。 40

図 4 において、PM ブラシレスモータ 5 は PWM 駆動部 101 によって PWM 駆動されるとともに、制御コンピュータ 200 が車速センサ 6 により検出された車速、トルクセンサ 3 により検出された操舵トルク、位置センサ 103 により検出されたブラシレスモータ 5 の回転位置、電流センサ 102a, 102b により検出された 3 相交流電流 I_u , I_v に基づき、3 相電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* を演算し、この 3 相電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* によって PWM 駆動部 101 を制御する。

【0008】

制御コンピュータ 200 は、操舵トルクと車速とに基づいて所定の特性に対応した操舵アシスト力を発生するための d 軸及び q 軸電流指令値 I_d^* , I_q^* を演算する d q 軸電流指令部 200a と、位置センサ 103 により検出されたブラシレスモータ 5 の回転位置に

対応した電気角信号 を演算する電気角演算部 200b と、電気角信号 に基づき d 軸及び q 軸電流指令値 I_d^* , I_q^* の d q 座標逆変換を行って 3 相電流指令値 I_u^* , I_v^* を演算する d q 座標逆変換部 200c と、3 相電流指令値 I_u^* , I_v^* とブラシレスモータ 5 に入力される 3 相交流電流 I_u , I_v との偏差値に応じて 3 相電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* を演算する 3 相電圧指令部 200d とを含んでいる。

【0009】

PM ブラシレスモータ 5 は、例えば図 6 に示すように電気角に応じて 3 相に正弦波電流を流すことによりトルクを発生する。モータ出力トルクは正弦波電流の振幅に比例するので、PM ブラシレスモータ 5 の出力トルクは電流振幅を制御することにより制御される。

【0010】

ここで、電気角は PM ブラシレスモータにおけるロータの S 極-N 極の一極対を 360 度とする角度である。例として、図 5 に 8 極モータの場合の電気角と機械角との関係を示す。

【0011】

このような電動パワーステアリング制御装置において、保舵時は、ブラシレスモータ 5 を回転させずにトルクを発生させて操舵アシストを行う。例えば、このとき電気角が 50 [deg] の位置にあったとする（図 6 の破線の位置）と、3 相に流れる電流は図 7 に示すような直流となるため、電流制御特性の悪化はなく電流指令値と実電流は一致し、操舵アシスト特性が損なわれることはない。

【0012】

ステアリング回転状態においては、ブラシレスモータ 5 が回転し 3 相電流は上述の通り正弦波とする必要があるが、高速走行時等の比較的緩やかに操舵する状況では電流制御系が追従でき、操舵アシスト特性が損なわれることはない。

【0013】

しかしながら、ブラシレスモータ 5 が高速回転する場合、3 相交流による制御は電流制御特性によっては、電流指令値と実電流の間に位相ずれが生じる場合がある。

【0014】

すなわち、電動パワーステアリング制御装置ではステアリングの回転速度にブラシレスモータ 5 の回転速度が追従しているため、急操舵時にはモータの回転速度性能以上の速度にまで急激にモータが回される。モータは減速ギア（例えばギア比 28）を介してステアリングに接続されているので、モータに流れる正弦波電流の周波数はステアリング回転周波数のギア比倍（28 倍）×極対数倍（8 極モータの場合 4 倍）= 112 倍の周波数となる。従って、ブラシレスモータ 5 に通電する 3 相交流の周波数は急激に上がるため、図 4 のような 3 相交流で電流制御を行う装置では電流制御が追従できず、電流指令値と実電流の間に位相ずれが生じる。

【0015】

PM ブラシレスモータでは、位相ずれは無効電流の増加を意味し、理想的な電流位相に対する位相ずれを とすると、出力トルクは \cos に比例する。すなわち、位相ずれが生じると操舵アシストモータの出力トルクが低下し、結果としてステアリング操舵が重くなる。

【0016】

電動パワーステアリング制御装置では、緊急回避動作を想定して急操舵時にもステアリング操舵トルクが増加しないことが要求され、急操舵時にも操舵トルクが増加しないように電動パワーステアリング制御装置を構成することは重要である。

【0017】

この発明は、上記の課題を解決するためになされたものであり、その目的は、操舵アシスト力を発生するモータとしてブラシレスモータを用い、急操舵時においてもトルク制御誤差や過渡振動が小さい電動パワーステアリング制御装置及び制御方法を提供することにある。

【0018】

10

20

30

40

50

【課題を解決するための手段】

この発明は、操舵軸に作用する操舵トルクと車速に基づいて操舵アシスト力を発生するブラシレスモータの駆動電流を制御するようにした電動パワーステアリング制御装置において、前記操舵トルクと前記車速とに基づいて所定の特性に対応した操舵アシスト力を発生するためのd軸及びq軸電流指令値を演算するd q軸電流指令部と、前記ブラシレスモータの回転位置信号に基づいて電気角信号を演算する電気角演算部と、前記ブラシレスモータに入力される3相交流電流に対応した検出電流信号と前記電気角信号とに基づきd q座標変換を行い、d軸及びq軸検出電流値を得るd q座標変換部と、前記d軸及びq軸電流指令値と前記d軸及びq軸検出電流値との電流偏差値に応じてd軸及びq軸電圧指令値を演算するd q軸電圧指令部と、前記d軸及びq軸電圧指令値と前記電気角信号とに基づきd q座標逆変換を行い、3相電圧指令値を演算するd q座標逆変換部と、前記3相電圧指令値に応じて前記ブラシレスモータをPWM駆動するPWM駆動部とを備え、前記d q座標変換部は、前記d q座標変換を行う演算式として次の数式を記憶している。

【数5】

$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} -\sin\left(\theta + \frac{4}{3}\pi\right) & \sin\theta \\ -\sin\left(\theta + \frac{11}{6}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iu \\ Iv \end{bmatrix}$$

但し、I d , I q : d 軸及びq 軸検出電流値

I u , I v : ブラシレスモータに入力されるU相及びV相検出電流値
: ブラシレスモータの回転位置に対応した電気角

【0019】

この発明は、操舵軸に作用する操舵トルクと車速に基づいて操舵アシスト力を発生するブラシレスモータの駆動電流を制御するようにした電動パワーステアリング制御装置において、前記操舵トルクと前記車速とに基づいて所定の特性に対応した操舵アシスト力を発生するためのd軸及びq軸電流指令値を演算するd q軸電流指令部と、前記ブラシレスモータの回転位置信号に基づいて電気角信号を演算する電気角演算部と、前記ブラシレスモータに入力される3相交流電流に対応した検出電流信号と前記電気角信号とに基づきd q座標変換を行い、d軸及びq軸検出電流値を得るd q座標変換部と、前記d軸及びq軸電流指令値と前記d軸及びq軸検出電流値との電流偏差値に応じてd軸及びq軸電圧指令値を演算するd q軸電圧指令部と、前記d軸及びq軸電圧指令値と前記電気角信号とに基づきd q座標逆変換を行い、3相電圧指令値を演算するd q座標逆変換部と、前記3相電圧指令値に応じて前記ブラシレスモータをPWM駆動するPWM駆動部とを備え、前記d q座標逆変換部は、前記d q座標逆変換を行う演算式として次の数式を記憶している。

【数6】

$$\begin{bmatrix} Vu^* \\ Vv^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) & -\sin\theta \\ \sin\left(\theta + \frac{11}{6}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vd^* \\ Vq^* \end{bmatrix}$$

$$Vw^* = -Vu^* -Vv^*$$

但し、V u * , V v * , V w * : U相 , V相 , W相電圧指令値

V d * , V q * : d 軸及びq 軸電圧指令値

: ブラシレスモータの回転位置に対応した電気角

【0020】

この発明は、操舵軸に作用する操舵トルクと車速に基づいて操舵アシスト力を発生するブラシレスモータの駆動電流を制御するようにした電動パワーステアリング制御方法において、前記操舵トルクと前記車速とに基づいて所定の特性に対応した操舵アシスト力を発生するためのd軸及びq軸電流指令値を演算する第1のステップと、前記ブラシレスモータ

10

20

30

40

50

に入力される 3 相交流電流に対応した検出電流信号と前記ブラシレスモータの回転位置に
対応した電気角信号とに基づき d q 座標変換を行い、d 軸及び q 軸検出電流値を得る第 2
のステップと、前記 d 軸及び q 軸電流指令値と前記 d 軸及び q 軸検出電流値との電流偏差
値に応じて d 軸及び q 軸電圧指令値を演算する第 3 のステップと、前記 d 軸及び q 軸電圧
指令値と前記電気角信号とに基づき d q 座標逆変換を行い、3 相電圧指令値を演算する第
4 のステップと、前記 3 相電圧指令値に応じて前記ブラシレスモータを PWM 駆動する第
5 のステップとを含み、前記第 2 のステップにおいて、予め記憶された次の演算式に従って
前記電流検出信号と前記電気角信号とに基づく d q 座標変換を行う。

【数 7】

$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} -\sin\left(\theta + \frac{4}{3}\pi\right) & \sin\theta \\ -\sin\left(\theta + \frac{11}{6}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iu \\ Iv \end{bmatrix}$$

10

但し、I d , I q : d 軸及び q 軸検出電流値

I u , I v : ブラシレスモータに入力される U 相及び V 相検出電流値

: ブラシレスモータの回転位置に対応した電気角

【0021】

この発明は、操舵軸に作用する操舵トルクと車速に基づいて操舵アシスト力を発生するブ
ラシレスモータの駆動電流を制御するようにした電動パワーステアリング制御方法において、
前記操舵トルクと前記車速とに基づいて所定の特性に対応した操舵アシスト力を発生
するための d 軸及び q 軸電流指令値を演算する第 1 のステップと、前記ブラシレスモータ
に入力される 3 相交流電流に対応した検出電流信号と前記ブラシレスモータの回転位置に
対応した電気角信号とに基づき d q 座標変換を行い、d 軸及び q 軸検出電流値を得る第 2
のステップと、前記 d 軸及び q 軸電流指令値と前記 d 軸及び q 軸検出電流値との電流偏差
値に応じて d 軸及び q 軸電圧指令値を演算する第 3 のステップと、前記 d 軸及び q 軸電圧
指令値と前記電気角信号とに基づき d q 座標逆変換を行い、3 相電圧指令値を演算する第
4 のステップと、前記 3 相電圧指令値に応じて前記ブラシレスモータを PWM 駆動する第
5 のステップとを含み、前記第 2 のステップにおいて、予め記憶された次の演算式に従つ
て前記 d 軸及び q 軸目標電圧と前記電気角信号とに基づく d q 座標逆変換を行う。

20

【数 8】

$$\begin{bmatrix} Vu^* \\ Vv^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) & -\sin\theta \\ \sin\left(\theta + \frac{11}{6}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vd^* \\ Vq^* \end{bmatrix}$$

$$Vw^* = -Vu^* - Vv^*$$

30

但し、Vu*, Vv*, Vw* : U 相, V 相, W 相電圧指令値

Vd*, Vq* : d 軸及び q 軸電圧指令値

: ブラシレスモータの回転位置に対応した電気角

40

【0022】**【発明の実施の形態】**

実施の形態 1.

この発明の実施の形態 1 の電動パワーステアリング制御装置について、図面を参照しながら
説明する。

【0023】

図 1 は実施の形態 1 に係る電動パワーステアリング制御装置の構成図である。操舵アシス
トトルクを発生する PM ブラシレスモータ 5 は減速ギア 4 を介してステアリングシャフト
2 の一端に結合されており、ステアリングシャフト 2 の他端にはステアリングホイール 1
が接続されている。また、ステアリングシャフト 2 にはステアリングホイール 1 の操舵ト

50

ルクを検出するトルクセンサ3が設けられている。

【0024】

コントローラ10はトルクセンサ3によって検出された操舵トルク値と車速センサ6によって検出された車速値に基づいて操舵アシストトルクを決定し、ブラシレスモータ5をPWM駆動することによりステアリングホイール1の操舵をアシストする。

なお、コントローラ10には、バッテリ7、イグニッションキースイッチ8などが接続されている。

【0025】

図2は実施の形態1に係る電動パワーステアリング制御装置の機能ブロック図であり、コントローラ10内の制御コンピュータ100は、q軸電流演算部100aと、d軸電流設定部100bと、電気角演算部100cと、dq座標変換部100dと、dq軸電圧指令部100eと、dq座標逆変換部100fとを含んでいる。10

【0026】

q軸電流演算部100aは、トルクセンサ3のトルク検出信号及び車速センサ6の車速検出信号に基づき所定の特性に従う演算を行って、ブラシレスモータ5を駆動するための電流指令値 I_q^* を決定し、決定した電流指令値をdq軸電圧指令部100eに供給する。10

【0027】

d軸電流設定部100bは、d軸電流指令値 $I_d^* = 0$ (ゼロ)をdq軸電圧指令部100eに供給する。20

【0028】

電気角演算部100cは、ブラシレスモータ5に取り付けられた位置センサ103により検出した回転位置信号に基づいて電気角を演算し、演算した電気角信号をdq座標変換部100dおよびdq座標逆変換部100fに供給する。

【0029】

dq座標変換部100dは、電流センサ102a, 102bにより検出された検出電流信号 I_U, I_V と電気角信号とに基づきdq座標変換を行う演算式を記憶しており、検出電流信号 I_U, I_V と電気角信号とに基いてdq座標変換を行い、変換後のd軸及びq軸検出電流値 I_d, I_q をdq軸電圧指令部100eに供給する。

【0030】

dq座標変換は、3相交流座標系から二軸直流座標系に座標変換するもので、図8に示すように、dq座標変換により3相交流電流 I_u, I_v は二軸直流電流 I_d, I_q に変換される。

【0031】

dq軸電圧指令部100eは、d軸及びq軸電流指令値 I_d^*, I_q^* と変換後のd軸及びq軸検出電流値 I_d, I_q との電流偏差値を演算し、演算した偏差値にそれぞれ比例制御および積分制御を施した信号を加算処理することによりdq軸電圧指令値 V_d^*, V_q^* を求め、dq座標逆変換部100fに供給する。

【0032】

dq座標逆変換部100fは、dq軸電圧指令値 V_d^*, V_q^* と電気角信号とに基づきdq座標逆変換を行う演算式を記憶しており、dq軸電圧指令値 V_d^*, V_q^* と電気角信号とに基いてdq座標逆変換を行い、3相電圧指令値 V_u^*, V_v^*, V_w^* を生成する。40

【0033】

そして、PWM駆動部101は制御コンピュータ100からの3相電圧指令値 V_u^*, V_v^*, V_w^* に応じてブラシレスモータ5の駆動制御を行い、操舵アシスト力を発生させる。

【0034】

図3は、制御コンピュータ100の動作を説明するためのフローチャートであり、同図(a)はdq軸電流指令演算処理フローを示し、同図(b)はモータ制御処理フローを示し50

ている。

d q 軸電流指令演算処理、モータ制御処理とも一定周期の割り込み動作として実行されるが、モータ制御処理は d q 軸電流指令演算処理の割り込み周期の 1 / 10 倍程度の短周期で行われる。

【0035】

図3(a)のd q 軸電流指令演算処理フローにおいて、d q 軸電流指令演算処理開始指令が出されると、ステップS1でトルクセンサ3によって検出された操舵トルクデータを取り込み、ステップS2において車速センサ6によって検出された車速データを取り込む。

【0036】

次にステップS3において取込まれた操舵トルクと車速に基づき、q 軸電流指令値 I_{q^*} 10 を演算する。最後にステップS4において、d 軸電流指令値 I_{d^*} をゼロに設定して、d q 軸電流指令演算処理を終了する。

【0037】

図3(b)のモータ制御処理フローにおいて、モータ制御処理開始指令が出されると、まずステップS11でd q 軸電流指令演算処理において得られたd軸及びq軸電流指令値 I_{d^*} , I_{q^*} を取り込む。

【0038】

次にステップS12において、位置センサ103から位置センサデータを取り込み、ステップS13でその位置センサデータに基づき電気角 θ を演算する。ステップS14において、電流センサ102a, 102bからのU相, V相検出電流 I_u , I_v データを取り込み、ステップS15において電気角 θ , U相, V相検出電流 I_u , I_v に基づきd q 座標変換を行い、d軸及びq軸検出電流値 I_d , I_q を求める。 20

【0039】

さらに、ステップS16, 17において、それぞれd軸及びq軸電圧指令値 V_{d^*} , V_{q^*} を演算し、ステップS18において電気角 θ とd軸及びq軸電圧指令値 V_{d^*} , V_{q^*} とにに基づきd q 座標逆変換を行い、3相電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* を得る。

【0040】

最後にステップS19においてそれらを3相PWM電圧指令値としてPWM駆動部101に出力して、モータ制御処理を終了する。

【0041】

このモータ制御処理の割り込み周期はd q 軸電流指令演算処理の割り込み周期が例えば1msであれば、その約10倍程度、100μsの短周期で行うことにより、モータ制御をより精密に行い、トルク変動やトルクリップルの発生を少なくできる。 30

【0042】

なお、d q 座標変換の演算式は、3相電流検出 I_u , I_v , I_w の場合には次の数式9で示される。

【数9】

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix}$$

40

【0043】

また、2相電流検出 I_u , I_v の場合には、数式10または11で示される。

【数10】

$Iw = -Iu - Iv$ より

$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) & \sin\theta \\ \cos\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iu \\ Iv \end{bmatrix}$$

【 0 0 4 4 】

【数 1 1】

$$\sin\left(\frac{\pi}{2} \pm \theta\right) = \cos\theta \text{ より}$$

$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} -\sin\left(\theta + \frac{4}{3}\pi\right) & \sin\theta \\ -\sin\left(\theta + \frac{11}{6}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iu \\ Iv \end{bmatrix}$$

10

【 0 0 4 5 】

これらの数式 9, 10, 11において、数式 9, 10 は \sin テーブルと \cos テーブルが必要であるが、数式 11 の場合は \sin テーブルのみで済み、演算負荷が小さい。

【 0 0 4 6 】

また、d q 座標逆変換の演算式は、次の数式 12 または 13 で示される。

20

【数 1 2】

$$\begin{bmatrix} Vu^* \\ Vv^* \\ Vw^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vd^* \\ Vq^* \end{bmatrix}$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vd^* \\ Vq^* \end{bmatrix}$$

30

【 0 0 4 7 】

【数 1 3】

$$\sin\left(\frac{\pi}{2} \pm \theta\right) = \cos\theta \text{ より}$$

$$\begin{bmatrix} Vu^* \\ Vv^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) & -\sin\theta \\ \sin\left(\theta + \frac{11}{6}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vd^* \\ Vq^* \end{bmatrix}$$

$$Vw^* = -Vu^* - Vv^*$$

40

【 0 0 4 8 】

この場合も、数式 12 が \sin テーブルと \cos テーブルを必要とするのに対し、数式 13 は \sin テーブルのみで済むので、演算負荷が小さい利点がある。

【 0 0 4 9 】

以上のように、実施形態 1 における電動パワーステアリング制御装置では、操舵アシスト力を発生するモータとしてブラシレスモータを用いているので、従来のブラシ付き直流モータを用いるものに比べて格段に故障が少なくなる上、モータ回転時も直流量で電流を取

50

り扱うことができる d q 座標軸上で電流制御を行うように構成したので、3相交流による電流制御に比べ、特に急操舵時におけるトルク制御誤差および過渡振動の増加を抑えることができる。

【0050】

【発明の効果】

この発明は、操舵軸に作用する操舵トルクと車速に基づいて操舵アシスト力を発生するブラシレスモータの駆動電流を制御するようにした電動パワーステアリング制御装置において、前記操舵トルクと前記車速とに基づいて所定の特性に対応した操舵アシスト力を発生するための d 軸及び q 軸電流指令値を演算する d q 軸電流指令部と、前記ブラシレスモータの回転位置信号に基づいて電気角信号を演算する電気角演算部と、前記ブラシレスモータに入力される 3 相交流電流に対応した検出電流信号と前記電気角信号とに基づき d q 座標変換を行い、d 軸及び q 軸検出電流値を得る d q 座標変換部と、前記 d 軸及び q 軸電流指令値と前記 d 軸及び q 軸検出電流値との電流偏差値に応じて d 軸及び q 軸電圧指令値を演算する d q 軸電圧指令部と、前記 d 軸及び q 軸電圧指令値と前記電気角信号とに基づき d q 座標逆変換を行い、3 相電圧指令値を演算する d q 座標逆変換部と、前記 3 相電圧指令値に応じて前記ブラシレスモータを PWM 駆動する PWM 駆動部とをとを備えることにより、操舵アシスト力を発生するモータとしてブラシレスモータを用い、かつモータ回転時も直流量で電流を取り扱うことができる d q 座標軸上で電流制御を行えるように構成したので、急操舵時においてもトルク制御誤差および過渡振動が小さく、信頼性の高い電動パワーステアリング制御装置を得ることができる。10

特に、d q 座標変換部や d q 座標逆変換部は、d q 座標変換や d q 座標逆変換を行う演算式として sin 関数のみを含む演算式を記憶するのみでよいので、記憶手段が sin テーブルのみで済むと共に、演算負荷を小さくできる利点がある。20

【0051】

この発明は、操舵軸に作用する操舵トルクと車速に基づいて操舵アシスト力を発生するブラシレスモータの駆動電流を制御するようにした電動パワーステアリング制御方法において、前記操舵トルクと前記車速とに基づいて所定の特性に対応した操舵アシスト力を発生するための d 軸及び q 軸電流指令値を演算する第 1 のステップと、前記ブラシレスモータに入力される 3 相交流電流に対応した検出電流信号と前記ブラシレスモータの回転位置に応じた電気角信号とに基づき d q 座標変換を行い、d 軸及び q 軸検出電流値を得る第 2 のステップと、前記 d 軸及び q 軸電流指令値と前記 d 軸及び q 軸検出電流値との電流偏差値に応じて d 軸及び q 軸電圧指令値を演算する第 3 のステップと、前記 d 軸及び q 軸電圧指令値と前記電気角信号とに基づき d q 座標逆変換を行い、3 相電圧指令値を演算する第 4 のステップと、前記 3 相電圧指令値に応じて前記ブラシレスモータを PWM 駆動する第 5 のステップとを含むことにより、操舵アシスト力を発生するモータとしてブラシレスモータを用い、かつモータ回転時も直流量で電流を取り扱うことができる d q 座標軸上で電流制御を行えるようにしたので、急操舵時においてもトルク制御誤差および過渡振動が小さく、信頼性の高い電動パワーステアリング制御を実現することができる。30

特に、d q 座標変換や d q 座標逆変換を sin 関数のみを含む演算式のみを用いて行うことができ、演算負荷を小さくできる利点がある。40

【図面の簡単な説明】

【図 1】この発明の実施の形態 1 を示す構成図である。

【図 2】この発明の実施の形態 1 を示す機能プロック図である。

【図 3】実施の形態 1 における要部の動作を説明するためのフローチャートである。

【図 4】3 相交流で電流制御を行う場合の一例を示す概略機能プロック図である。

【図 5】ブラシレスモータの機械角と電気角との関係の一例を示す説明図である。

【図 6】3 相交流による電流制御の場合の動作を説明するための電流波形図である。

【図 7】3 相交流による電流制御の場合の動作を説明するための電流波形図である。

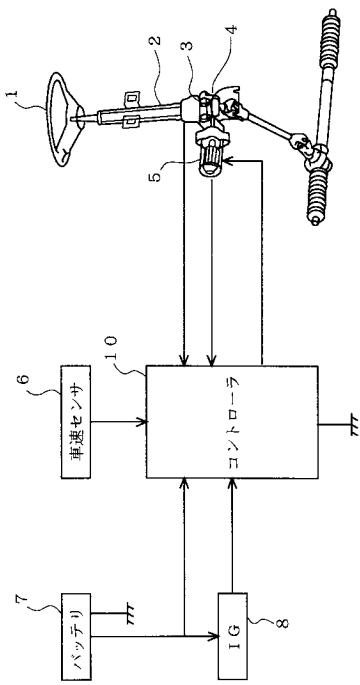
【図 8】d q 座標変換の動作を説明するための電流波形図である。

【符号の説明】

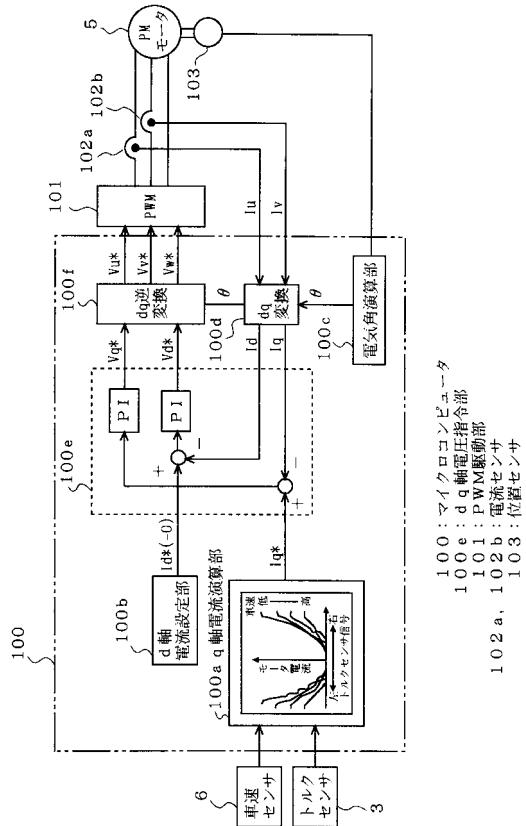
- 1 ステアリングホイール
 2 ステアリングシャフト
 3 トルクセンサ
 4 減速ギア
 5 PMブラシレスモータ
 6 車速センサ
 10 コントローラ
 100 制御コンピュータ
 100a q軸電流指令部
 100b d軸電流設定部
 100c 電気角演算部
 100d dq座標変換部
 100e dq軸電圧指令部
 100f dq軸電圧検出部
 101 PWM駆動部
 102a, 102b 電流センサ
 103 位置センサ

10

【図1】

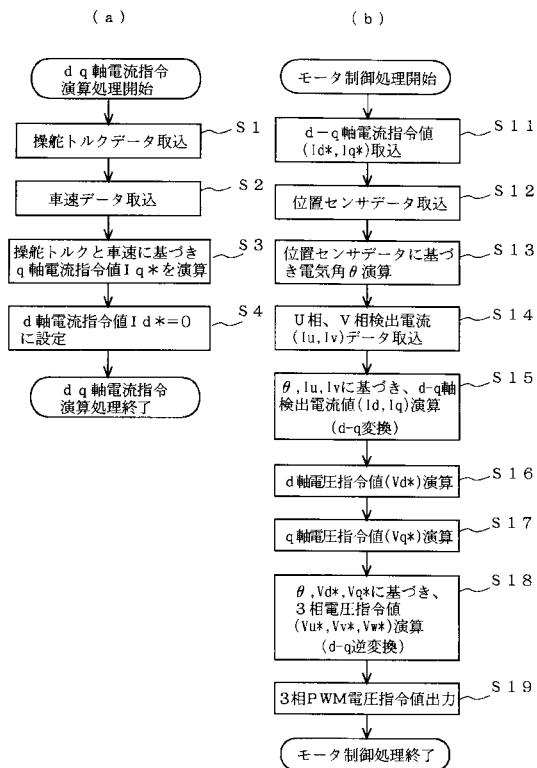


【図2】

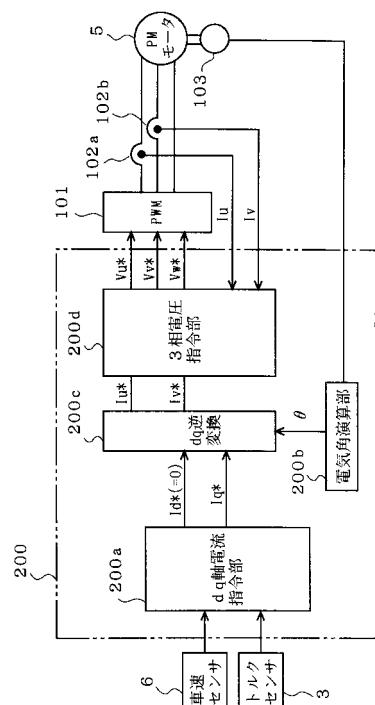


- 100 : マイクロコンピュータ
 100e : d q 軸電圧指令部
 101 : PWM駆動部
 102a, 102b : 電流センサ
 103 : 位置センサ

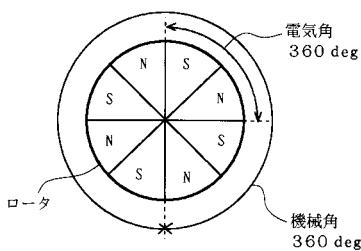
【図3】



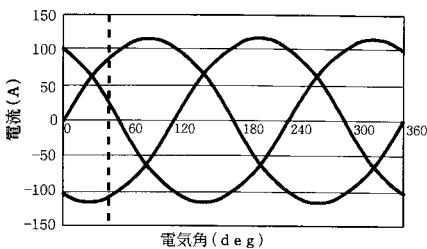
【 四 4 】



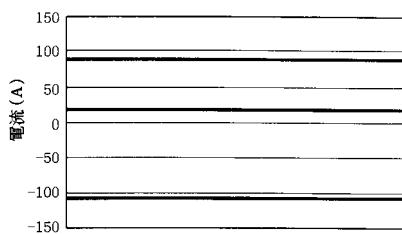
【図5】



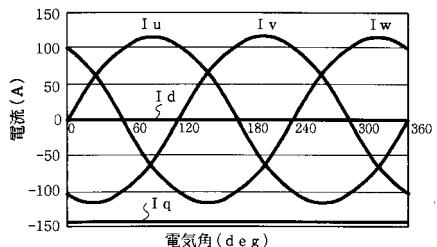
【図6】



【 図 7 】



【 四 8 】



フロントページの続き

審査官 加藤 友也

- (56)参考文献 特開2000-184773(JP,A)
特開2000-184774(JP,A)
特開2000-324879(JP,A)
特開平08-308286(JP,A)
特開2001-178199(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

B62D 6/00
B62D 5/04
H02P 6/10
H02P 21/00