

(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.Cl.⁷

B 6 2 D 6/00

B 6 2 D 5/04

// H 0 2 P 6/10

H 0 2 P 21/00

F I

B 6 2 D 6/00

B 6 2 D 5/04

H 0 2 P 5/408 C

H 0 2 P 6/02 3 5 1 G

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 岑生

(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】

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】

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

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

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

【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。

【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

10

20

30

40

50

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 座標変換を行うことを特徴とする電動パワーステアリング制御方法。

10

【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、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

20

【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、

30

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 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とに基づく 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】

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

40

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

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

【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】

このため最近では、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っ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 50

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dq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dq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。

10

【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

20

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。

30

【数 6】

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

40

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

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

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 P W M 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 P W M 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とに基づく d q 座標逆変換を行う。

20

30

【数 8】

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

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

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

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 P M 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。

【 0 0 2 4 】

コントローラ 1 0 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と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 P W M 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 1 0 には、バッテリー 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。

【 0 0 2 5 】

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 1 0 内の制御コンピュータ 1 0 0 は、q 軸電流演算部 1 0 0 a と、d 軸電流設定部 1 0 0 b と、電気角演算部 1 0 0 c と、d q 座標変換部 1 0 0 d と、d q 軸電圧指令部 1 0 0 e と、d q 座標逆変換部 1 0 0 f とを含んでいる。

10

【 0 0 2 6 】

q 軸電流演算部 1 0 0 a は、トルクセンサ 3 のトルク検出信号及び車速センサ 6 の車速検出信号と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 d q 軸電圧指令部 1 0 0 e に供給する。

【 0 0 2 7 】

d 軸電流設定部 1 0 0 b は、d 軸電流指令値 $I_d^* = 0$ (ゼロ) を d q 軸電圧指令部 1 0 0 e に供給する。

20

【 0 0 2 8 】

電気角演算部 1 0 0 c は、ブラシレスモータ 5 に取り付けられた位置センサ 1 0 3 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 d q 座標変換部 1 0 0 d および d q 座標逆変換部 1 0 0 f に供給する。

【 0 0 2 9 】

d q 座標変換部 1 0 0 d は、電流センサ 1 0 2 a , 1 0 2 b 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 d q 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づいて d q 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 d q 軸電圧指令部 1 0 0 e に供給する。

【 0 0 3 0 】

d q 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、d q 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。

30

【 0 0 3 1 】

d q 軸電圧指令部 1 0 0 e 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 d q 軸電圧指令値 V_d^* , V_q^* を求め、d q 座標逆変換部 1 0 0 f に供給する。

【 0 0 3 2 】

d q 座標逆変換部 1 0 0 f は、d q 軸電圧指令値 V_d^* , V_q^* と電気角信号とに基づき d q 座標逆変換を行う演算式を記憶しており、d q 軸電圧指令値 V_d^* , V_q^* と電気角信号とに基づいて d q 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

【 0 0 3 3 】

そして、P W M 駆動部 1 0 1 は制御コンピュータ 1 0 0 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。

【 0 0 3 4 】

図 3 は、制御コンピュータ 1 0 0 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 d q 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 S 1 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込み、ステップ S 2 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込む。

【0036】

次にステップ S 3 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^* を演算する。最後にステップ S 4 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。 10

【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 S 11 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^* を取込む。

【0038】

次にステップ S 12 において、位置センサ 103 から位置センサデータを取込み、ステップ S 13 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 S 14 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 データを取込み、 20
ステップ S 15 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。

【0039】

さらに、ステップ S 16 , 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 S 18 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 S 19 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 1 ms であれば、その約 10 倍程度、100 μ s 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】

$I_w = -I_u - I_v$ より

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

【 0 0 4 4 】

【 数 1 1 】

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

10

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} -\sin\left(\theta + \frac{4}{3}\pi\right) & \sin\theta \\ -\sin\left(\theta + \frac{11}{6}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \end{bmatrix}$$

【 0 0 4 5 】

これらの数式 9 , 1 0 , 1 1 において、数式 9 , 1 0 は \sin テーブルと \cos テーブルが必要であるが、数式 1 1 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 1 2 または 1 3 で示される。

20

【 数 1 2 】

$$\begin{bmatrix} V_u^* \\ V_v^* \\ V_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix}$$

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

30

【 0 0 4 7 】

【 数 1 3 】

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

$$\begin{bmatrix} V_u^* \\ V_v^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) & -\sin\theta \\ \sin\left(\theta + \frac{11}{6}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix}$$

40

$$V_w^* = -V_u^* - V_v^*$$

【 0 0 4 8 】

この場合も、数式 1 2 が \sin テーブルと \cos テーブルを必要とするのに対し、数式 1 3 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。

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。

【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。

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。

【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を示す機能ブロック図である。

【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ブロック図である。

【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】

10

20

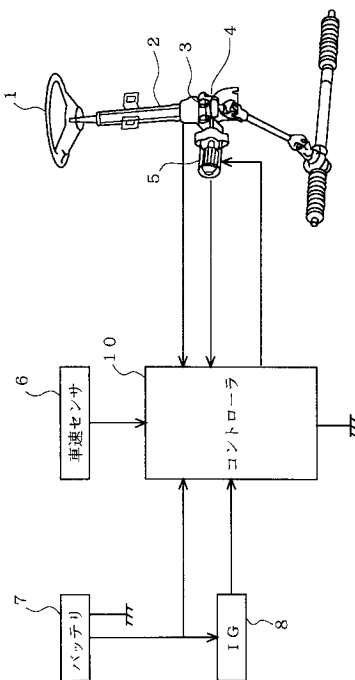
30

40

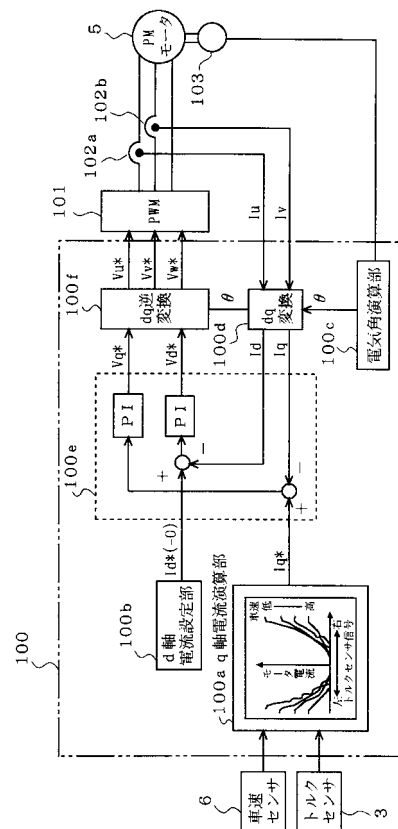
50

- 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 P M ブラシレスモータ
- 6 車速センサ
- 1 0 コントローラ
- 1 0 0 制御コンピュータ
- 1 0 0 a q 軸電流指令部
- 1 0 0 b d 軸電流設定部
- 1 0 0 c 電気角演算部
- 1 0 0 d d q 座標変換部
- 1 0 0 e d q 軸電圧指令部
- 1 0 0 f d q 座標逆変換部
- 1 0 1 P W M 駆動部
- 1 0 2 a , 1 0 2 b 電流センサ
- 1 0 3 位置センサ

【 図 1 】

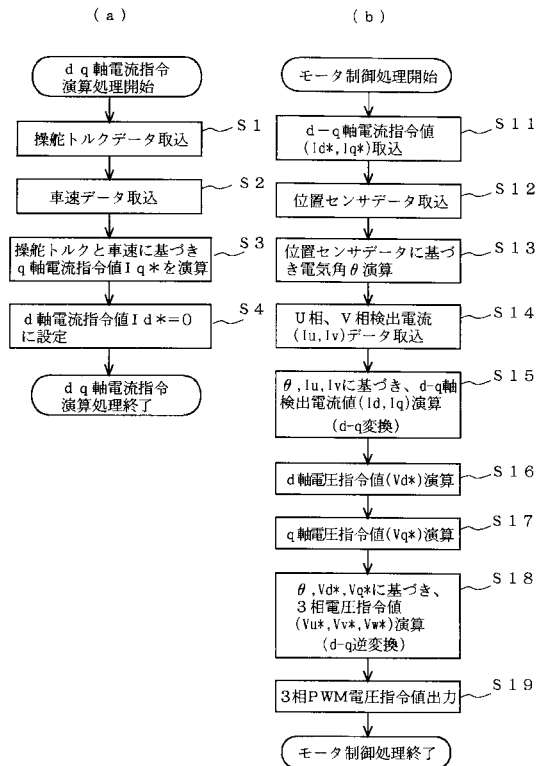


【圖 2】

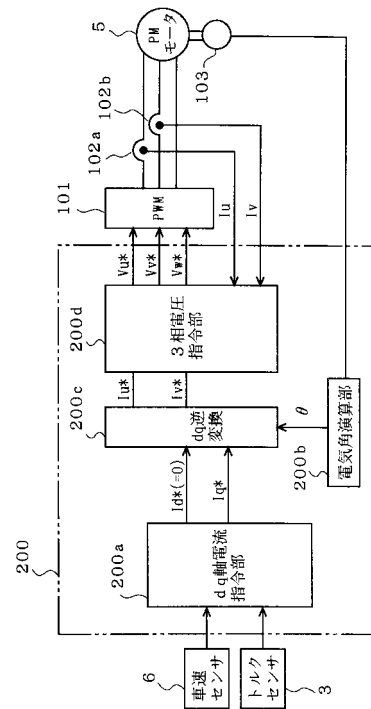


100:マイクログロンピューター
100e:d q軸電圧指令部
101:PWM駆動部
102a, 102b:電流センサ
103:位置センサ

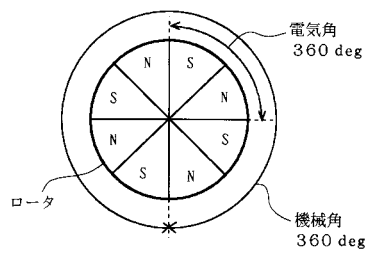
【図 3】



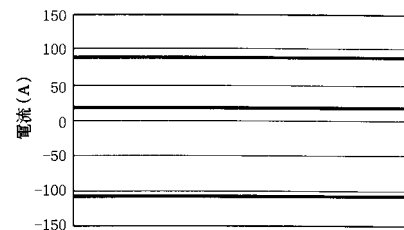
【図 4】



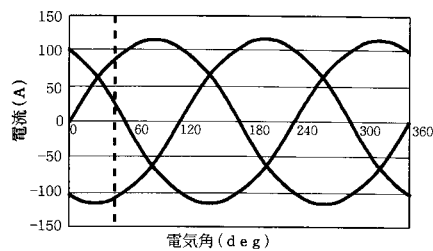
【図 5】



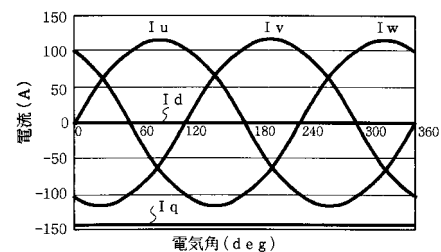
【図 7】



【図 6】



【図 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