

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2008-211908

(P2008-211908A)

(43) 公開日 平成20年9月11日(2008.9.11)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
<b>H02P 6/10</b> (2006.01)	H02P 6/02 321G	3D232
<b>B62D 5/04</b> (2006.01)	B62D 5/04	3D233
<b>B62D 6/00</b> (2006.01)	B62D 6/00	5H560
B62D 101/00 (2006.01)	B62D 101:00	
B62D 119/00 (2006.01)	B62D 119:00	

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2007-46104 (P2007-46104)  
 (22) 出願日 平成19年2月26日 (2007.2.26)

(71) 出願人 000001247  
 株式会社ジェイテクト  
 大阪府大阪市中央区南船場3丁目5番8号  
 (74) 代理人 100068755  
 弁理士 恩田 博宣  
 (74) 代理人 100105957  
 弁理士 恩田 誠  
 (72) 発明者 鈴木 浩  
 大阪府大阪市中央区南船場3丁目5番8号  
 株式会社ジェイテクト内  
 Fターム(参考) 3D232 CC08 CC32 DA15 DA23 DA63  
 DA64 DC01 DC02 DC08 DC33  
 DC34 DC35 DD06 DD17 EB11  
 EC23 GG01  
 3D233 CA03 CA13 CA16 CA20 CA21  
 最終頁に続く

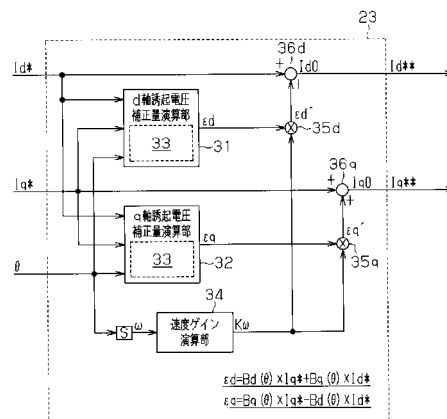
(54) 【発明の名称】 モータ制御装置及び電動パワーステアリング装置

(57) 【要約】

【課題】 弱め界磁制御の実行時においても有効に誘起電圧波形の歪みに起因するトルクリップルの発生を抑制することができるモータ制御装置を提供すること。

【解決手段】 補償制御演算部23は、d軸誘起電圧補正量演算部31及びq軸誘起電圧補正量演算部32を備える。各誘起電圧補正量演算部は、マップ33を参照することにより回転角にに応じたd軸補正係数Bd( )及びq軸補正係数Bq( )を演算し、対象軸に関する補正係数にq軸電流指令値Iq\*を乗じた第1項と他方軸に関する補正係数にd軸電流指令値Id\*を乗じた第2項とからなる演算式に基づいて、d軸補正量 d及びq軸補正量 qを演算する。そして、補償制御演算部23は、これらd軸補正量 d及びq軸補正量 qを、d軸電流指令値Id\*及びq軸電流指令値Iq\*に重畳することにより、誘起電圧波形の歪みに起因するトルクリップルを生じさせないd軸電流指令値Id0及びq軸電流指令値Iq0を演算する。

【選択図】 図3



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

モータを制御するための電流指令値として d / q 座標系の d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値を演算する電流指令値演算手段と、検出される前記モータの各相電流値を前記 d / q 座標系の d 軸電流値及び q 軸電流値に変換し該 d 軸電流値及び q 軸電流値を前記演算された d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値に追従させるべくフィードバック制御を実行することによりモータ制御信号を生成するモータ制御信号生成手段とを備えるとともに、各相のモータコイルに生ずる誘起電圧波形の歪みに起因するトルクリップルを抑制すべく前記 d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値を補正する補正手段を備え、前記補正手段は、前記誘起電圧波形の実測データに基づき演算された d 軸及び q 軸に関する各補正係数を前記モータの回転角毎に保持し、該各補正係数に基づき演算される前記回転角に応じた d 軸補正量及び q 軸補正量を前記 d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値に重畳することにより前記補正を実行するモータ制御装置であって、

10

前記補正手段は、対象軸に関する前記補正係数に前記 q 軸電流指令値を乗じた第 1 項と他方軸に関する前記補正係数に前記 d 軸電流指令値を乗じた第 2 項とからなる演算式により、前記 d 軸補正量及び q 軸補正量を演算すること、を特徴とするモータ制御装置。

## 【請求項 2】

請求項 1 に記載のモータ制御装置において、

前記補正手段は、以下の各式、

## 【数 1】

20

$$\varepsilon_d = B_d(\theta) \times I_q^* + B_q(\theta) \times I_d^*$$

$$\varepsilon_q = B_q(\theta) \times I_q^* - B_d(\theta) \times I_d^*$$

$$B_d(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} K_t \left\{ A_u(\theta) \cos \theta + A_v(\theta) \cos \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) + A_w(\theta) \cos \left( \theta + \frac{2}{3} \pi \right) \right\}$$

$$B_q(\theta) = -1 - \sqrt{\frac{2}{3}} K_t \left\{ A_u(\theta) \sin \theta + A_v(\theta) \sin \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) + A_w(\theta) \sin \left( \theta + \frac{2}{3} \pi \right) \right\}$$

30

$$A_u(\theta) = \frac{(e_{0u} - e_{0v}) + (e_{0v} - e_{0w})}{(e_{0u} - e_{0v})^2 + (e_{0v} - e_{0w})^2 + (e_{0w} - e_{0u})^2}$$

$$A_v(\theta) = \frac{(e_{0v} - e_{0w}) + (e_{0v} - e_{0u})}{(e_{0u} - e_{0v})^2 + (e_{0v} - e_{0w})^2 + (e_{0w} - e_{0u})^2}$$

40

$$A_w(\theta) = \frac{(e_{0w} - e_{0u}) + (e_{0w} - e_{0v})}{(e_{0u} - e_{0v})^2 + (e_{0v} - e_{0w})^2 + (e_{0w} - e_{0u})^2}$$

$$e_{0u} = \frac{e_u}{\omega_m}, \quad e_{0v} = \frac{e_v}{\omega_m}, \quad e_{0w} = \frac{e_w}{\omega_m}$$

(但し、 $d$  : d 軸補正量、 $q$  : q 軸補正量、 $B_d(\ )$  : d 軸補正係数、 $B_q(\ )$  : q 軸補正係数、 $I_d^*$  : d 軸電流指令値、 $I_q^*$  : q 軸電流指令値、 $\theta$  : 回転角 (電気角)、 $K_t$

50

：トルク定数、 $A_u( )$ 、 $A_v( )$ 、 $A_w( )$ ：各相補正係数、 $e_{0u}$ 、 $e_{0v}$ 、 $e_{0w}$ ：各相単位誘起電圧値、 $e_u$ 、 $e_v$ 、 $e_w$ ：各相誘起電圧波形、 $m$ ：回転角速度（機械角））

に基づき前記 d 軸補正量及び q 軸補正量を演算すること、  
を特徴とするモータ制御装置。

【請求項 3】

請求項 1 又は請求項 2 に記載のモータ制御装置において、  
前記補正手段は、前記モータの回転角速度が所定速度を超える場合には、該回転角速度が速いほど、前記 d 軸補正量及び q 軸補正量を低減すること、  
を特徴とするモータ制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 ~ 請求項 3 の何れか一項に記載のモータ制御装置を備えた電動パワーステアリング装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータ制御装置及び電動パワーステアリング装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

従来、車両用のパワーステアリング装置には、モータを駆動源とした電動パワーステアリング装置（EPS）があり、こうした EPS には、油圧式のパワーステアリング装置と比較して、レイアウト自由度が高く、且つエネルギー消費量が小さいという特徴がある。このため、近年では、幅広い車種において、その採用が検討されるようになっている。

【0003】

さて、モータは、コギングトルク、或いはモータコイルに生ずる誘起電圧波形の歪みに起因するトルクリップル等、本質的に、その出力トルクに変動を有するものである。しかしながら、EPS においては、このような出力トルクの変動が直接、その操舵フィーリングに反映されることになる。このため、従来、EPS 用のモータ制御装置においては、数多くのトルクリップル対策が提案されている。

【0004】

例えば、特許文献 1 には、d / q 座標系の電流フィードバック制御によりモータ制御信号を生成するモータ制御装置において、モータを定速回転させた際の誘起電圧波形の実測データに基づき演算された d 軸及び q 軸に関する各補正係数をモータの回転角毎に保持する。そして、該各補正係数に基づき演算される回転角に応じた d 軸補正量及び q 軸補正量を上記電流フィードバック制御の目標値である d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値に重畳することにより、これら d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値を補正する方法が開示されている。

【0005】

即ち、モータの回転により各相に生ずる誘起電圧の各回転角（電気角）における単位回転角速度あたりの値が既知であるならば、誘起電圧波形に歪みがある場合においても、その出力トルクの変動を抑える、即ちトルクリップルを生じさせないような各相電流値を求めることが可能である。

【0006】

例えば、単位回転角速度あたりの誘起電圧値（単位誘起電圧値）を以下に示す（1）式のおよび、モータの発熱が最小となる制約条件の下において誘起電圧波形の歪みに起因するトルクリップルを生じさせないための各相電流値は、（2）～（4）式により求めることができる。

【0007】

10

20

30

40

【数 1】

$$e_{0u} = \frac{e_u}{\omega_m}, e_{0v} = \frac{e_v}{\omega_m}, e_{0w} = \frac{e_w}{\omega_m} \quad \dots (1)$$

$$I_u = \frac{(e_{0u} - e_{0v}) + (e_{0v} - e_{0w})}{(e_{0u} - e_{0v})^2 + (e_{0v} - e_{0w})^2 + (e_{0w} - e_{0u})^2} T \quad \dots (2)$$

$$I_v = \frac{(e_{0v} - e_{0w}) + (e_{0v} - e_{0u})}{(e_{0u} - e_{0v})^2 + (e_{0v} - e_{0w})^2 + (e_{0w} - e_{0u})^2} T \quad \dots (3)$$

$$I_w = \frac{(e_{0w} - e_{0u}) + (e_{0w} - e_{0v})}{(e_{0u} - e_{0v})^2 + (e_{0v} - e_{0w})^2 + (e_{0w} - e_{0u})^2} T \quad \dots (4)$$

(但し、 $e_{0u}$ ,  $e_{0v}$ ,  $e_{0w}$ : 各相単位誘起電圧値、 $e_u$ ,  $e_v$ ,  $e_w$ : 各相誘起電圧波形 (誘起電圧値)、 $m$ : 回転角速度 (機械角)、 $I_u$ ,  $I_v$ ,  $I_w$ : 各相電流値、 $T$ : モータトルク)

従って、 $d/q$  座標系の電流フィードバック制御を行う構成においては、これら (2) ~ (4) 式を  $d/q$  座標に写像 ( $d/q$  変換) することにより、 $d$  軸電流指令値及び  $q$  軸電流指令値を演算すればよい。

【0008】

具体的には、先ず、上記 (2) ~ (4) 式を以下の (5) ~ (7) 及び (8) ~ (10) 式のように変形する。

【0009】

【数 2】

$$I_u = A_u(\theta) K_t I_q^* \quad \dots (5)$$

$$I_v = A_v(\theta) K_t I_q^* \quad \dots (6)$$

$$I_w = A_w(\theta) K_t I_q^* \quad \dots (7)$$

$$A_u(\theta) = \frac{(e_{0u} - e_{0v}) + (e_{0v} - e_{0w})}{(e_{0u} - e_{0v})^2 + (e_{0v} - e_{0w})^2 + (e_{0w} - e_{0u})^2} \quad \dots (8)$$

$$A_v(\theta) = \frac{(e_{0v} - e_{0w}) + (e_{0v} - e_{0u})}{(e_{0u} - e_{0v})^2 + (e_{0v} - e_{0w})^2 + (e_{0w} - e_{0u})^2} \quad \dots (9)$$

$$A_w(\theta) = \frac{(e_{0w} - e_{0u}) + (e_{0w} - e_{0v})}{(e_{0u} - e_{0v})^2 + (e_{0v} - e_{0w})^2 + (e_{0w} - e_{0u})^2} \quad \dots (10)$$

(但し、 $\theta$ : 回転角 (電気角)、 $K_t$ : トルク定数、 $I_q^*$ :  $q$  軸電流指令値)

そして、(5) ~ (7) 式を  $d/q$  変換することにより、誘起電圧波形の歪みに起因するトルクリップルを生じさせないための  $d$  軸電流指令値  $I_{d0}$  及び  $q$  軸電流指令値  $I_{q0}$  の演算式として、次の (11) (12) 式を得ることができる。

【0010】

10

20

30

40

50

【数3】

$$I_{d0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ A_u(\theta) \cos \theta + A_v(\theta) \cos \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) + A_w(\theta) \cos \left( \theta + \frac{2}{3} \pi \right) \right\} K_t I_q^* \quad \dots (11)$$

$$I_{q0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ A_u(\theta) \sin \theta + A_v(\theta) \sin \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) + A_w(\theta) \sin \left( \theta + \frac{2}{3} \pi \right) \right\} K_t I_q^* \quad \dots (12)$$

10

ここで、これら(11)(12)式は、更に、以下に示す(13)(14)及び(15)(16)式のように変形することができる。

【0011】

【数4】

$$I_{d0} = B_d(\theta) \times I_q \quad \dots (13)$$

$$I_{q0} = B_q(\theta) \times I_q^* + I_q^* \quad \dots (14)$$

20

$$B_d(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} K_t \left\{ A_u(\theta) \cos \theta + A_v(\theta) \cos \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) + A_w(\theta) \cos \left( \theta + \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \quad \dots (15)$$

$$B_q(\theta) = -1 - \sqrt{\frac{2}{3}} K_t \left\{ A_u(\theta) \sin \theta + A_v(\theta) \sin \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) + A_w(\theta) \sin \left( \theta + \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \quad \dots (16)$$

30

つまり、d軸非干渉制御の実行( $I_d^* = 0$ )を前提とすれば、誘起電圧波形の歪みに起因するトルクリップルを生じさせないためのd軸電流指令値 $I_{d0}$ 及びq軸電流指令値 $I_{q0}$ は、本来のd軸電流指令値 $I_d^*$ ( $I_d^* = 0$ )及びq軸電流指令値 $I_q^*$ のそれぞれに、対応するd軸補正量( $d = B_d(\ ) \times I_q^*$ )、q軸補正量( $q = B_q(\ ) \times I_q^*$ )を重畳することにより求めることができる。

【0012】

実際には、先ず、モータを定速回転させた際の各相の誘起電圧波形( $e_u, e_v, e_w$ )を測定(実測)し、これを当該定速回転時における回転角速度 $m$ (機械角速度)で除することにより、各回転角毎の単位回転角速度あたりの誘起電圧値、即ち単位誘起電圧値 $e_{0u}, e_{0v}, e_{0w}$ を求める(上記(1)式参照)。次に、これら各单位誘起電圧値 $e_{0u}, e_{0v}, e_{0w}$ 、上記(8)~(10)式、及び上記(15)(16)式に基づいて、各回転角毎のd軸補正係数 $B_d(\ )$ 及びq軸補正係数 $B_q(\ )$ を演算し、回転角と各d軸補正係数 $B_d(\ )$ 及びq軸補正係数 $B_q(\ )$ とが関連付けられたマップを作成する。

40

【0013】

モータ制御時には、この予め作成されて記憶領域(ROM)に格納されたマップを参照することにより、回転角に応じたd軸補正量 $d$ 及びq軸補正量 $q$ を演算し、これら各d軸補正量 $d$ 及びq軸補正量 $q$ を本来のd軸電流指令値 $I_d^*$ 及びq軸電流指令値 $I_q^*$ に

50

重畳（加算）する。そして、その補正後の d 軸電流指令値  $I_{d0}$  及び q 軸電流指令値  $I_{q0}$  に基づいて電流フィードバック制御を実行することにより、誘起電圧波形の歪みに起因するトルクリップルの発生を抑制することができる。

【特許文献 1】特開 2004 - 328814 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0014】

ところで、EPS においては、素早いステアリング操作の発生時等には、その基底速度を超えた高速領域でのモータ回転が要求される場合がある。そして、このような高速操舵時の追従性を確保する手法として、モータの回転角速度に応じて d 軸電流指令値を負の値とする弱め界磁制御がある。即ち、負方向の d 軸電流を流すことにより生ずる d 軸電機子反作用による減磁起磁力を利用して永久磁石磁束の存在する d 軸方向の磁束を減少させる。そして、これにより、基底速度を超えた高速領域までモータの運転範囲を拡大するのである。

10

【0015】

しかしながら、上記従来例は、d 軸非干渉制御の実行 ( $I_{d^*} = 0$ ) を前提としているため、このような弱め界磁制御に対応することができない。つまり、弱め界磁制御の実行により、各相電流の位相は、本来の位相からずれることになる。このため、弱め界磁制御時には、その適切な補正ができず、トルクリップルの発生が避けられないという問題があり、この点において、なお改善の余地を残すものとなっていた。

20

【0016】

本発明は、上記問題点を解決するためになされたものであって、その目的は、弱め界磁制御の実行時においても有効に誘起電圧波形の歪みに起因するトルクリップルの発生を抑制することができるモータ制御装置及び電動パワーステアリング装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0017】

上記問題点を解決するために、請求項 1 に記載の発明は、モータを制御するための電流指令値として d / q 座標系の d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値を演算する電流指令値演算手段と、検出される前記モータの各相電流値を前記 d / q 座標系の d 軸電流値及び q 軸電流値に変換し該 d 軸電流値及び q 軸電流値を前記演算された d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値に追従させるべくフィードバック制御を実行することによりモータ制御信号を生成するモータ制御信号生成手段とを備えるとともに、各相のモータコイルに生ずる誘起電圧波形の歪みに起因するトルクリップルを抑制すべく前記 d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値を補正する補正手段を備え、前記補正手段は、前記誘起電圧波形の実測データに基づき演算された d 軸及び q 軸に関する各補正係数を前記モータの回転角毎に保持し、該各補正係数に基づき演算される前記回転角に応じた d 軸補正量及び q 軸補正量を前記 d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値に重畳することにより前記補正を実行するモータ制御装置であって、前記補正手段は、対象軸に関する前記補正係数に前記 q 軸電流指令値を乗じた第 1 項と他方軸に関する前記補正係数に前記 d 軸電流指令値を乗じた第 2 項とからなる演算式により、前記 d 軸補正量及び q 軸補正量を演算すること、を要旨とする。

30

40

【0018】

請求項 2 に記載の発明は、前記補正手段は、以下の各式、

【0019】

【数5】

$$\varepsilon_d = B_d(\theta) \times I_q^* + B_q(\theta) \times I_d^*$$

$$\varepsilon_q = B_q(\theta) \times I_q^* - B_d(\theta) \times I_d^*$$

$$B_d(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} K_t \left\{ A_u(\theta) \cos \theta + A_v(\theta) \cos \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) + A_w(\theta) \cos \left( \theta + \frac{2}{3} \pi \right) \right\}$$

10

$$B_q(\theta) = -1 - \sqrt{\frac{2}{3}} K_t \left\{ A_u(\theta) \sin \theta + A_v(\theta) \sin \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) + A_w(\theta) \sin \left( \theta + \frac{2}{3} \pi \right) \right\}$$

$$A_u(\theta) = \frac{(e_{0u} - e_{0v}) + (e_{0v} - e_{0w})}{(e_{0u} - e_{0v})^2 + (e_{0v} - e_{0w})^2 + (e_{0w} - e_{0u})^2}$$

$$A_v(\theta) = \frac{(e_{0v} - e_{0w}) + (e_{0v} - e_{0u})}{(e_{0u} - e_{0v})^2 + (e_{0v} - e_{0w})^2 + (e_{0w} - e_{0u})^2}$$

20

$$A_w(\theta) = \frac{(e_{0w} - e_{0u}) + (e_{0w} - e_{0v})}{(e_{0u} - e_{0v})^2 + (e_{0v} - e_{0w})^2 + (e_{0w} - e_{0u})^2}$$

$$e_{0u} = \frac{e_u}{\omega_m}, e_{0v} = \frac{e_v}{\omega_m}, e_{0w} = \frac{e_w}{\omega_m}$$

30

(但し、 $d$  :  $d$  軸補正量、 $q$  :  $q$  軸補正量、 $B_d(\ )$  :  $d$  軸補正係数、 $B_q(\ )$  :  $q$  軸補正係数、 $I_d^*$  :  $d$  軸電流指令値、 $I_q^*$  :  $q$  軸電流指令値、 $\theta$  : 回転角 (電気角)、 $K_t$  : トルク定数、 $A_u(\ )$ 、 $A_v(\ )$ 、 $A_w(\ )$  : 各相補正係数、 $e_{0u}$ 、 $e_{0v}$ 、 $e_{0w}$  : 各相単位誘起電圧値、 $e_u$ 、 $e_v$ 、 $e_w$  : 各相誘起電圧波形、 $\omega_m$  : 回転角速度 (機械角))

に基づき前記  $d$  軸補正量及び  $q$  軸補正量を演算すること、を要旨とする。

【0020】

上記各構成によれば、どのような高調波成分を含む誘起電圧波形を有するものであっても、その誘起電圧波形の歪みを補正することができる。その結果、弱め界磁制御の有無に関わらず、有効にトルクリップルの発生を抑制することができるようになる。

【0021】

請求項3に記載の発明は、前記補正手段は、前記モータの回転角速度が所定速度を超える場合には、該回転角速度が速いほど、前記  $d$  軸補正量及び  $q$  軸補正量を低減すること、を要旨とする。

40

【0022】

即ち、通常、モータ制御装置に用いられる演算装置 (マイコン) には、演算処理能力上の制約があるため、多くの場合、電流フィードバック制御と補償制御との間には演算周期差が存在する。このため、高速操舵時等、モータが高速回転する場合には、補償制御の位相にずれが生じ、正しく補償できない場合がある。しかしながら、上記構成によれば、こうした位相にずれが生ずる状況には、補償制御における補正量が低減される。その結果、位相のずれた状態での誤補償に起因するトルクリップルの発生を抑制することができる。

【0023】

50

請求項 4 に記載の発明は、請求項 1 ~ 請求項 3 の何れか一項に記載のモータ制御装置を備えた電動パワーステアリング装置であることを要旨とする。

上記構成によれば、弱め界磁制御の実行時においても有効に誘起電圧波形の歪みに起因するトルクリップルの発生を抑制して、操舵フィーリングに優れた電動パワーステアリング装置を提供することができる。

【発明の効果】

【0024】

本発明によれば、弱め界磁制御の実行時においても有効に誘起電圧波形の歪みに起因するトルクリップルの発生を抑制することが可能なモータ制御装置及び電動パワーステアリング装置を提供することができる。

10

【発明を実施するための最良の形態】

【0025】

以下、本発明を電動パワーステアリング装置 (EPS) に具体化した一実施形態を図面に従って説明する。

図 1 は、本実施形態の EPS 1 の概略構成図である。同図に示すように、ステアリングホイール (ステアリング) 2 が固定されたステアリングシャフト 3 は、ラックアンドピニオン機構 4 を介してラック 5 に連結されており、ステアリング操作に伴うステアリングシャフト 3 の回転は、ラックアンドピニオン機構 4 によりラック 5 の往復直線運動に変換される。そして、このラック 5 の往復直線運動により操舵輪 6 の舵角が変更されるようになっている。

20

【0026】

また、EPS 1 は、操舵系にステアリング操作を補助するためのアシスト力を付与する操舵力補助装置としての EPS アクチュエータ 10 と、該 EPS アクチュエータ 10 の作動を制御する制御手段としての ECU 11 とを備えている。

【0027】

本実施形態の EPS アクチュエータ 10 は、その駆動源であるモータ 12 がラック 5 と同軸に配置された所謂ラック型の EPS アクチュエータであり、モータ 12 が発生するアシストトルクは、ボールねじ機構 (図示略) を介してラック 5 に伝達される。尚、本実施形態のモータ 12 は、ブラシレスモータであり、ECU 11 から三相 (U, V, W) の駆動電力の供給を受けることにより回転する。そして、モータ制御装置としての ECU 11 は、このモータ 12 が発生するアシストトルクを制御することにより、操舵系に付与するアシスト力を制御する (パワーアシスト制御)。

30

【0028】

本実施形態では、ECU 11 には、トルクセンサ 14 及び車速センサ 15 が接続されている。そして、ECU 11 は、これらトルクセンサ 14 及び車速センサ 15 によりそれぞれ検出される操舵トルク 及び車速 V に基づいて、EPS アクチュエータ 10 の作動、即ちパワーアシスト制御を実行する。

【0029】

次に、本実施形態の EPS の電氣的構成について説明する。

図 2 は、本実施形態の EPS の制御ブロック図である。同図に示すように、ECU 11 は、モータ制御信号を出力するモータ制御信号出力手段としてのマイコン 17 と、モータ制御信号に基づいてモータ 12 に三相の駆動電力を供給する駆動回路 18 とを備えている。

40

【0030】

尚、本実施形態の駆動回路 18 は、直列に接続された一对のスイッチング素子を基本単位 (アーム) として各相に対応する 3 つのアームを並列接続してなる周知の PWM インバータであり、マイコン 17 の出力するモータ制御信号は、駆動回路 18 を構成する各スイッチング素子の on duty 比を規定するものとなっている。そして、モータ制御信号が各スイッチング素子のゲート端子に印加され、同モータ制御信号に応答して各スイッチング素子がオン/オフすることにより、車載電源 (図示略) の直流電圧が三相 (U, V, W

50

)の駆動電力に変換されてモータ12に供給されるようになっている。

【0031】

本実施形態では、ECU11には、モータ12に通電される各相電流値 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ を検出するための電流センサ20u、20v、20w、及びモータ12の回転角を検出するための回転角センサ21が接続されている。そして、マイコン17は、これら各センサの出力信号に基づき検出されたモータ12の各相電流値 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 及び回転角、並びに上記操舵トルク及び車速Vに基づいて駆動回路18にモータ制御信号を出力する。

【0032】

さらに詳述すると、マイコン17は、操舵系に付与するアシスト力の制御目標量として電流指令値を演算する電流指令値演算手段としての電流指令値演算部22と、電流指令値演算部22により算出された電流指令値に基づいてモータ制御信号を生成するモータ制御信号生成手段としてのモータ制御信号生成部24とを備えている。

10

【0033】

電流指令値演算部22は、上記トルクセンサ14及び車速センサ15により検出された操舵トルク及び車速Vに基づいて、d軸電流指令値 $I_d^*$ 及びq軸電流指令値 $I_q^*$ を演算する。尚、本実施形態では、電流指令値演算部22は、後述する弱め界磁制御を行わない場合には、d軸電流指令値 $I_d^*$ として「0」を演算する( $I_d^* = 0$ )。また、本実施形態のマイコン17は、トルクリップルの発生を抑制するための補償制御を実行する補償制御演算部23を備えており、電流指令値演算部22が出力するd軸電流指令値 $I_d^*$ 及びq軸電流指令値 $I_q^*$ は、この補償制御演算部23に入力される。そして、同補償制御演算部23は、その補償制御により補正された後のd軸電流指令値 $I_d^{**}$ 及びq軸電流指令値 $I_q^{**}$ をモータ制御信号生成部24に出力する。

20

【0034】

モータ制御信号生成部24には、d軸電流指令値 $I_d^{**}$ 及びq軸電流指令値 $I_q^{**}$ とともに、各電流センサ20u、20v、20wにより検出された各相電流値 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 、及び回転角センサ21により検出された回転角が入力される。そして、モータ制御信号生成部24は、これら各相電流値 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 、及び回転角(電気角)に基づいて、d/q座標系における電流フィードバック制御を実行することによりモータ制御信号を生成する。

30

【0035】

即ち、モータ制御信号生成部24において、各相電流値 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ は、回転角とともに3相/2相変換部25に入力され、同3相/2相変換部25によりd/q座標系のd軸電流値 $I_d$ 及びq軸電流値 $I_q$ に変換される。また、モータ制御信号生成部24に入力されたq軸電流指令値 $I_q^{**}$ は、上記q軸電流値 $I_q$ とともに減算器26qに入力され、d軸電流指令値 $I_d^{**}$ は、d軸電流値 $I_d$ とともに減算器26dに入力される。これら減算器26d、26qにおいて演算されたd軸電流偏差 $I_d$ 及びq軸電流偏差 $I_q$ は、それぞれ対応するF/B制御部27d、27qに入力される。そして、これら各F/B制御部27d、27qにおいて、その制御目標値であるd軸電流指令値 $I_d^{**}$ 及びq軸電流指令値 $I_q^{**}$ に実電流であるd軸電流値 $I_d$ 及びq軸電流値 $I_q$ を追従させるためのフィードバック制御が行われる。

40

【0036】

具体的には、F/B制御部27d、27qは、入力されたd軸電流偏差 $I_d$ 及びq軸電流偏差 $I_q$ に所定のF/Bゲイン(PIゲイン)を乗ずることにより、d軸電圧指令値 $V_d^*$ 及びq軸電圧指令値 $V_q^*$ を演算する。そして、各F/B制御部27d、27qにより演算されたこれらd軸電圧指令値 $V_d^*$ 及びq軸電圧指令値 $V_q^*$ は、回転角とともに2相/3相変換部28に入力され、同2相/3相変換部28において三相の電圧指令値 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ に変換される。

【0037】

2相/3相変換部28において演算された各電圧指令値 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ は、PWM変

50

換部 30 に入力され、同 PWM 変換部 30 において、該各電圧指令値  $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$  に対応する  $duty$  指令値が生成される。そして、モータ制御信号生成部 24 は、これら各  $duty$  指令値に示されるオン  $duty$  比を有するモータ制御信号を生成し、マイコン 17 は、そのモータ制御信号を、駆動回路 18 を構成する各スイッチング素子（のゲート端子）に出力することにより、同駆動回路 18 の作動、即ちモータ 12 への駆動電力の供給を制御する。

【0038】

また、本実施形態では、電流指令値演算部 22 には、モータ 12 の回転角速度  $\omega$  が入力される。そして、電流指令値演算部 22 は、この入力される回転角速度  $\omega$  に応じて  $d$  軸電流指令値  $I_d^*$  を負の値とする弱め界磁制御を実行する。即ち、モータ 12 の回転角速度  $\omega$  が増加するに従い各相のモータコイル  $12u$ 、 $12v$ 、 $12w$  に生ずる逆起電力もまた増大するため、モータの回転速度には上限（基底速度）がある。しかしながら、 $d$  軸電流指令値  $I_d^*$  を負の値として負方向の  $d$  軸電流を流すことで、 $d$  軸電機子反作用による減磁起磁力を利用して、 $d$  軸方向の磁束を減少させることが可能である。そして、本実施形態では、モータ 12 の回転角速度  $\omega$  に応じて、このような弱め界磁制御を実行することにより、基底速度を超えた高速領域までモータ 12 の運転範囲を拡張する構成となっている。

10

【0039】

（トルクリップル補償制御）

次に、補償制御演算部におけるトルクリップル補償制御の態様について説明する。

図 2 に示すように、本実施形態では、補償制御演算部 23 には、電流指令値演算部 22 の出力する  $d$  軸電流指令値  $I_d^*$  及び  $q$  軸電流指令値  $I_q^*$  とともに、回転角  $\theta$  が入力される。そして、補正手段としての補償制御演算部 23 は、その入力される  $d$  軸電流指令値  $I_d^*$  及び  $q$  軸電流指令値  $I_q^*$ 、並びに回転角  $\theta$  に基づいて、誘起電圧波形の歪みに起因するトルクリップルの発生を抑制するための補償制御を実行する（トルクリップル補償制御）。

20

【0040】

詳述すると、図 3 に示すように、本実施形態の補償制御演算部 23 は、トルクリップルの発生を抑制するための補償成分として、 $d$  軸補正量  $d$  及び  $q$  軸補正量  $q$  を演算する  $d$  軸誘起電圧補正量演算部 31 及び  $q$  軸誘起電圧補正量演算部 32 を備えている。そして、補償制御演算部 23 は、これら  $d$  軸補正量  $d$  及び  $q$  軸補正量  $q$  を、対応する  $d$  軸電流指令値  $I_d^*$  及び  $q$  軸電流指令値  $I_q^*$  に重畳（加算）することにより、該  $d$  軸電流指令値  $I_d^*$  及び  $q$  軸電流指令値  $I_q^*$  を補正し、誘起電圧波形の歪みに起因するトルクリップルを生じさせないための  $d$  軸電流指令値  $I_{d0}$  及び  $q$  軸電流指令値  $I_{q0}$  を演算する。

30

【0041】

さらに詳述すると、本実施形態では、 $d$  軸誘起電圧補正量演算部 31 及び  $q$  軸誘起電圧補正量演算部 32 には、 $d$  軸電流指令値  $I_d^*$  及び  $q$  軸電流指令値  $I_q^*$ 、並びに回転角  $\theta$  が入力される。 $d$  軸誘起電圧補正量演算部 31 及び  $q$  軸誘起電圧補正量演算部 32 は、上述の回転角  $\theta$  と  $d$  軸補正係数  $B_d(\theta)$  及び  $q$  軸補正係数  $B_q(\theta)$  とが関連付けられたマップ 33 を備えており、入力される回転角  $\theta$  をこのマップ 33 に参照することにより、当該回転角  $\theta$  に応じた  $d$  軸補正係数  $B_d(\theta)$  及び  $q$  軸補正係数  $B_q(\theta)$  を演算する。

40

【0042】

尚、マップ 33 は、上述のように、誘起電圧波形の実測データに基づいて、上記の (1) 式、及び (8) ~ (10) 式、並びに (15) (16) 式を用いて予め作成され、マイコン 17 の記憶領域に格納（保持）される。そして、 $d$  軸誘起電圧補正量演算部 31 及び  $q$  軸誘起電圧補正量演算部 32 は、その回転角  $\theta$  に応じた  $d$  軸補正係数  $B_d(\theta)$  及び  $q$  軸補正係数  $B_q(\theta)$  に基づいて、以下の (17) (18) 式により、 $d$  軸補正量  $d$  及び  $q$  軸補正量  $q$  を演算する。

【0043】

【数 6】

$$\varepsilon_d = B_d(\theta) \times I_q^* + B_q(\theta) \times I_d^* \quad \dots (17)$$

$$\varepsilon_q = B_q(\theta) \times I_q^* - B_d(\theta) \times I_d^* \quad \dots (18)$$

即ち、本実施形態では、d 軸誘起電圧補正量演算部 3 1 及び q 軸誘起電圧補正量演算部 3 2 は、対象軸に関する補正係数に q 軸電流指令値  $I_q^*$  を乗じた第 1 項と他方軸に関する補正係数に d 軸電流指令値  $I_d^*$  を乗じた第 2 項とからなる演算式に基づいて、d 軸補正量  $d$  及び q 軸補正量  $q$  を演算する。

10

【0044】

尚、d 軸誘起電圧補正量演算部 3 1 においては、対象軸が d 軸、他方軸が q 軸であり、q 軸誘起電圧補正量演算部 3 2 においては、対象軸が q 軸、他方軸が d 軸である。つまり、d 軸誘起電圧補正量演算部 3 1 においては、第 1 項の補正係数は d 軸補正係数  $B_d(\quad)$ 、第 2 項の補正係数は q 軸補正係数  $B_q(\quad)$  である。そして、q 軸誘起電圧補正量演算部 3 2 においては、第 1 項の補正係数は q 軸補正係数  $B_q(\quad)$ 、第 2 項の補正係数は d 軸補正係数  $B_d(\quad)$  である。

【0045】

また、補償制御演算部 2 3 は、該補償制御演算部 2 3 における上記補償制御とモータ制御信号生成部 2 4 における電流フィードバック制御との間の演算周期差に起因するトルクリップルの発生を抑制するための速度ゲイン  $K$  を演算する速度ゲイン演算部 3 4 を備えている。この速度ゲイン演算部 3 4 には、モータ 1 2 の回転角速度  $\omega$  が入力されるようになっており、速度ゲイン演算部 3 4 は、入力される回転角速度  $\omega$  に応じた速度ゲイン  $K$  を演算する。そして、速度ゲイン演算部 3 4 は、入力される回転角速度  $\omega$  (の絶対値) が所定速度  $\omega_0$  を超える場合には、該回転角速度  $\omega$  が速いほど、q 軸電流指令値  $I_q^*$  及び d 軸電流指令値  $I_d^*$  に加算される d 軸補正量  $d$  及び q 軸補正量  $q$  を低減するような速度ゲイン  $K$  を演算する。

20

【0046】

即ち、通常、モータ制御装置に用いられる演算装置(マイコン)には、演算処理能力上の制約があるため、多くの場合、電流フィードバック制御と補償制御の間には演算周期差が存在する。このため、高速操舵時等、モータ 1 2 が高速回転する場合には、補償制御の位相にずれが生じ、正しく補償できない場合がある。そこで、本実施形態では、このような場合には、その補正量を低減することにより、位相のずれた状態での誤補償に起因するトルクリップルの発生を抑制する。

30

【0047】

具体的には、速度ゲイン演算部 3 4 は、回転角速度  $\omega$  と速度ゲイン  $K$  とが関連づけられたマップ 3 4 a を備えており(図 4 参照)、同マップ 3 4 a において、速度ゲイン  $K$  は、回転角速度  $\omega$  (の絶対値) が、所定速度  $\omega_0$  以下である場合 ( $|\omega| \leq \omega_0$ ) には「1」、所定速度  $\omega_1$  以上である場合 ( $|\omega| \geq \omega_1$ ) には「0」となるように設定されている。尚、同マップ 3 4 a において、回転角速度  $\omega$  (の絶対値) が、所定速度  $\omega_0$  より速く、所定速度  $\omega_1$  より遅い場合 ( $\omega_0 < |\omega| < \omega_1$ ) には、速度ゲイン  $K$  は、回転角速度  $\omega$  が速いほど小さくなるように、即ち d 軸補正量  $d$  及び q 軸補正量  $q$  をより大きく低減するような値に設定されている。そして、速度ゲイン演算部 3 4 は、このマップ 3 4 a に参照することにより、入力される回転角速度  $\omega$  に応じた速度ゲイン  $K$  を演算する。

40

【0048】

速度ゲイン演算部 3 4 において演算された速度ゲイン  $K$  は、乗算器 3 5 d、3 5 q に入力され、該各乗算器 3 5 d、3 5 q において、d 軸誘起電圧補正量演算部 3 1 の出力する d 軸補正量  $d$ 、及び q 軸誘起電圧補正量演算部 3 2 の出力する q 軸補正量  $q$  に乗ぜられる(乗算される)。

【0049】

50

次に、速度ゲイン  $K$  が乗ぜられた補正後の  $d$  軸補正量  $d'$  は、加算器 36d において  $d$  軸電流指令値  $I_d^*$  に重畳（加算）され、同じく補正後の  $q$  軸補正量  $q'$  は、加算器 36q において  $q$  軸電流指令値  $I_q^*$  に重畳される。そして、これにより、誘起電圧波形の歪みに起因するトルクリップルを抑制可能な  $d$  軸電流指令値  $I_{d0}$  及び  $q$  軸電流指令値  $I_{q0}$  が演算される。

【0050】

そして、補償制御演算部 23 は、これら補正後の  $d$  軸電流指令値  $I_{d0}$  及び  $q$  軸電流指令値  $I_{q0}$  を、 $d$  軸電流指令値  $I_{d^{**}}$  及び  $q$  軸電流指令値  $I_{q^{**}}$  として、モータ制御信号生成部 24 に出力する。

【0051】

（検証）

次に、本実施形態のトルクリップル補償制御の効果について検証する。

上記（17）（18）式により求められた  $d$  軸補正量  $d$  及び  $q$  軸補正量  $q$  を重畳することにより得られる補正後の  $d$  軸電流指令値  $I_{d0}$  及び  $q$  軸電流指令値  $I_{q0}$  は、次の（19）（20）式に表される。

【0052】

【数7】

$$I_{d0} = B_d(\theta) \times I_q^* + B_q(\theta) \times I_d^* + I_d^* \quad \dots (19)$$

$$I_{q0} = B_q(\theta) \times I_q^* + I_q - B_d(\theta) \times I_d^* \quad \dots (20)$$

これら（19）（20）式に、上記（1）式、及び（8）～（10）式、並びに（15）（16）式を代入し整理することで、次の（21）（22）式を得る。

【0053】

10

20

【数 8】

$$I_{d0} = \frac{1}{2} \times \frac{2\sqrt{6} K_{t\omega_m} (I_q^* \cos\theta - I_d^* \sin\theta) e_u + K_{t\omega_m} \left( \frac{3\sqrt{2} I_d^* \cos\theta - \sqrt{6} I_q^* \cos\theta}{+\sqrt{6} I_d^* \sin\theta + 3\sqrt{2} I_q^* \sin\theta} \right) e_v + K_{t\omega_m} \left( \frac{-3\sqrt{2} I_q^* \sin\theta - 3\sqrt{2} I_d^* \cos\theta}{+\sqrt{6} I_q^* \cos\theta + \sqrt{6} I_d^* \sin\theta} \right) e_w}{(e_u - e_v)^2 + (e_v - e_w)^2 + (e_w - e_u)^2} \dots (21)$$

$$I_{q0} = \frac{1}{2} \times \frac{-2\sqrt{6} K_{t\omega_m} (I_q^* \sin\theta + I_d^* \cos\theta) e_u + K_{t\omega_m} \left( \frac{-3\sqrt{2} I_d^* \sin\theta + \sqrt{6} I_q^* \sin\theta}{+\sqrt{6} I_d^* \cos\theta + 3\sqrt{2} I_q^* \cos\theta} \right) e_v + K_{t\omega_m} \left( \frac{-3\sqrt{2} I_q^* \cos\theta + 3\sqrt{2} I_d^* \sin\theta}{+\sqrt{6} I_q^* \sin\theta + \sqrt{6} I_d^* \cos\theta} \right) e_w}{(e_u - e_v)^2 + (e_v - e_w)^2 + (e_w - e_u)^2} \dots (22)$$

更に、上記(21)(22)式をd/q逆変換して各相電流指令値  $I_{u^*}$  ,  $I_{v^*}$  ,  $I_{w^*}$  で 50

10

20

30

40

表すと以下の(23)～(25)式が得られる。

【0054】

【数9】

$$I_u^* = \frac{2K_t \omega_m I_q^* e_u + K_t \omega_m (-I_q^* + \sqrt{3} I_d^*) e_v + K_t \omega_m (-I_q^* + \sqrt{3} I_d^*) e_w}{(e_u - e_v)^2 + (e_v - e_w)^2 + (e_w - e_u)^2} \dots (23)$$

$$I_v^* = \frac{K_t \omega_m (-I_q^* - \sqrt{3} I_d^*) e_u + 2K_t \omega_m I_q^* e_v + K_t \omega_m (-I_q^* + \sqrt{3} I_d^*) e_w}{(e_u - e_v)^2 + (e_v - e_w)^2 + (e_w - e_u)^2} \dots (24)$$

$$I_w^* = \frac{K_t \omega_m (-I_q^* + \sqrt{3} I_d^*) e_u + K_t \omega_m (-I_q^* - \sqrt{3} I_d^*) e_v + 2K_t \omega_m I_q^* e_w}{(e_u - e_v)^2 + (e_v - e_w)^2 + (e_w - e_u)^2} \dots (25)$$

そして、これら(23)～(25)式を、次の(26)式(トルクの関係式)に代入し整理することにより、(27)式に示される関係式が導かれる。

【0055】

【数10】

$$T = \frac{I_u e_u + I_v e_v + I_w e_w}{\omega_m} \dots (26)$$

$$T = \frac{I_u e_u + I_v e_v + I_w e_w}{\omega_m} = K_t I_q^* \dots (27)$$

従って、本実施形態のトルクリップル補償制御を実行することにより、どのような高調波成分を含む誘起電圧波形を有するものであっても、その誘起電圧波形の歪みを補正することができる。その結果、上述の弱め界磁制御の有無に関わらず、有効にトルクリップルの発生を抑制することができる。

【0056】

以上、本実施形態によれば、以下のような作用・効果を得ることができる。

(1) 補償制御演算部23は、d軸誘起電圧補正量演算部31及びq軸誘起電圧補正量演算部32を備える。これら各誘起電圧補正量演算部は、マップ33を参照することにより回転角にに応じたd軸補正係数Bd( )及びq軸補正係数Bq( )を演算し、対象軸に関する補正係数にq軸電流指令値Iq\*を乗じた第1項と他方軸に関する補正係数にd軸電流指令値Id\*を乗じた第2項とからなる演算式に基づいて、d軸補正量d及びq軸補正量qを演算する。そして、補償制御演算部23は、これらd軸補正量d及びq軸補正量qを、対応するd軸電流指令値Id\*及びq軸電流指令値Iq\*に重畳(加算)することにより、誘起電圧波形の歪みに起因するトルクリップルを生じさせないためのd軸電流指令値Id0及びq軸電流指令値Iq0を演算する。

【0057】

上記構成によれば、どのような高調波成分を含む誘起電圧波形を有するものであっても、その誘起電圧波形の歪みを補正することができる。その結果、弱め界磁制御の有無に関わらず、有効にトルクリップルの発生を抑制することができるようになる。

## 【 0 0 5 8 】

( 2 ) 補償制御演算部 2 3 は、速度ゲイン  $K$  を演算する速度ゲイン演算部 3 4 を備え、速度ゲイン演算部 3 4 は、モータ 1 2 の回転角速度  $\theta$  に応じた速度ゲイン  $K$  を演算する。そして、速度ゲイン演算部 3 4 は、回転角速度  $\theta$  ( の絶対値 ) が所定速度  $\theta_0$  を超える場合には、該回転角速度  $\theta$  が速いほど、 $q$  軸電流指令値  $I_q^*$  及び  $d$  軸電流指令値  $I_d^*$  に加算される  $d$  軸補正量  $d$  及び  $q$  軸補正量  $q$  を低減するような速度ゲイン  $K$  を演算する。

## 【 0 0 5 9 】

即ち、通常、モータ制御装置に用いられる演算装置 ( マイコン ) には、演算処理能力上の制約があるため、多くの場合、電流フィードバック制御と補償制御との間には演算周期差が存在する。このため、高速操舵時等、モータ 1 2 が高速回転する場合には、補償制御の位相にずれが生じ、正しく補償できない場合がある。しかしながら、上記構成によれば、こうした位相にずれが生ずる状況には、補償制御における補正量が低減される。その結果、位相のずれた状態での誤補償に起因するトルクリップルの発生を抑制することができる。

10

## 【 0 0 6 0 】

なお、本実施形態は以下のように変更してもよい。

- ・本実施形態では、本発明を電動パワーステアリング装置 ( E P S ) に具体化したのが、E P S 以外の用途に用いられるモータ制御装置に具体化してもよい。

## 【 0 0 6 1 】

- ・本実施形態では、補償制御演算部 2 3 は、速度ゲイン  $K$  を演算する速度ゲイン演算部 3 4 を備えることとした。しかし、例えば、電流フィードバック制御と補償制御との間に演算周期差がないものにおいては、必ずしも、こうしたモータの回転角速度に応じて補正量を低減する構成は、設けなくともよい。

20

## 【 図面の簡単な説明 】

## 【 0 0 6 2 】

【 図 1 】 電動パワーステアリング装置 ( E P S ) の概略構成図。

【 図 2 】 E P S の電氣的構成を示すブロック図。

【 図 3 】 補償制御演算部の概略構成を示すブロック図。

【 図 4 】 速度ゲイン演算部の概略構成図。

30

## 【 符号の説明 】

## 【 0 0 6 3 】

1 ... 電動パワーステアリング装置 ( E P S ) 、 1 0 ... E P S アクチュエータ、 1 1 ... E P S E C U 、 1 2 ... モータ、 1 2 u , 1 2 v , 1 2 w ... モータコイル、 1 7 ... マイコン、 1 8 ... 駆動回路、 2 2 ... 電流指令値演算部、 2 3 ... 補償制御演算部、 2 4 ... モータ制御信号生成部、 3 1 ...  $d$  軸誘起電圧補正量演算部、 3 2 ...  $q$  軸誘起電圧補正量演算部、 3 3 ... マップ、 3 4 ... 速度ゲイン演算部、  $\theta$  ... 回転角、  $\dot{\theta}$  ... 回転角速度、  $\theta_0$  ... 所定速度、  $I_x$  ,  $I_u$  ,  $I_v$  ,  $I_w$  ... 相電流値、  $I_d$  ...  $d$  軸電流値、  $I_q$  ...  $q$  軸電流値、  $I_d^*$  ,  $I_d^{**}$  ,  $I_d0$  ...  $d$  軸電流指令値、  $I_q^*$  ,  $I_q^{**}$  ,  $I_q0$  ...  $q$  軸電流指令値、  $e_{0u}$  ,  $e_{0v}$  ,  $e_{0w}$  ... 単位誘起電圧値、  $B_d$  ( ) ...  $d$  軸補正係数、  $B_q$  ( ) ...  $q$  軸補正係数、  $d$  ...  $d$  軸補正量、  $q$  ...  $q$  軸補正量、  $K$  ... 速度ゲイン。

40



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H560 AA10 BB04 DA00 DC03 EB01 RR01 XA13