

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6638471号  
(P6638471)

(45) 発行日 令和2年1月29日(2020.1.29)

(24) 登録日 令和2年1月7日(2020.1.7)

(51) Int.Cl.	F 1
B62D 6/00	(2006.01)
B62D 5/04	(2006.01)
H02P 6/06	(2006.01)
B62D 137/00	(2006.01)
	B62D 6/00
	B62D 5/04
	H02P 6/06
	B62D 137/00

請求項の数 5 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2016-37716 (P2016-37716)	(73) 特許権者	000004204 日本精工株式会社 東京都品川区大崎1丁目6番3号
(22) 出願日	平成28年2月29日(2016.2.29)	(74) 代理人	100078776 弁理士 安形 雄三
(65) 公開番号	特開2017-154548 (P2017-154548A)	(74) 代理人	100121887 弁理士 菅野 好章
(43) 公開日	平成29年9月7日(2017.9.7)	(74) 代理人	100200333 弁理士 古賀 真二
審査請求日	平成31年1月15日(2019.1.15)	(72) 発明者	星 譲 群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式会社内
		(72) 発明者	末広 要 群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】モータ制御装置及びそれを搭載した電動パワーステアリング装置

## (57) 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

電流指令値に基づく電流フィードバック制御でモータを駆動制御すると共に、モータ角度若しくはモータ角速度に基づく逆起電圧補償信号によりモータ逆起電圧の補償を行うモータ制御装置において、

前記モータ逆起電圧を補償する経路にノイズ除去用のLPFが設けられると共に、前記モータ制御のフィードバック経路に、前記モータ逆起電圧と前記逆起電圧補償信号との差である逆起電圧補償誤差を相殺する角度フィードバックフィルタが設けられていることを特徴とするモータ制御装置。

## 【請求項 2】

前記モータの制御がd q 軸ベクトル制御である請求項1に記載のモータ制御装置。 10

## 【請求項 3】

前記電流指令値がd q 軸電流指令値であり、前記制御部が2相フィードバック式ベクトル制御系である請求項2に記載のモータ制御装置。

## 【請求項 4】

前記電流指令値がd q 軸電流指令値であり、前記制御部が3相フィードバック式ベクトル制御系である請求項2に記載のモータ制御装置。

## 【請求項 5】

請求項1乃至4のいずれかに記載のモータ制御装置を搭載し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、電流指令値に基づく電流フィードバックでモータを駆動し、電流指令値にモータ実電流を追従させて制御するモータ制御装置及びそれを搭載し、少なくとも操舵トルクに基づいて演算された電流指令値により、車両の操舵系にモータによるアシスト力を付与する電動パワーステアリング装置に関する。特にノイズに対する感度を変化させずに、モータ駆動時の逆起電圧の相殺を行うと共に、ノイズ補償及びL P Fの補償を行う補償誤差相殺用の角度フィルタをフィードバック経路に介挿したモータ制御装置及びそれを搭載した電動パワーステアリング装置に関する。

10

**【背景技術】****【0002】**

モータ制御装置を搭載した電動パワーステアリング装置（E P S）は、車両のステアリング機構にモータの回転力で操舵補助力（アシスト力）を付与するものであり、インバータで制御されるモータの駆動力を、ギア等の伝達機構により、ステアリングシャフト或いはラック軸に操舵補助力を付与する。かかる従来の電動パワーステアリング装置は、操舵補助力のトルクを正確に発生させるため、モータ電流のフィードバック制御を行っている。フィードバック制御は、操舵補助指令値（電流指令値）とモータ電流検出値との差が小さくなるようにモータ印加電圧を調整するものであり、モータ印加電圧の調整は、一般的にP W M（パルス幅変調）制御のデューティの調整で行っている。

20

**【0003】**

電動パワーステアリング装置の一般的な構成を図1に示して説明すると、ハンドル1のコラム軸（ステアリングシャフト、ハンドル軸）2は減速ギア3、ユニバーサルジョイント4 a及び4 b、ピニオンラック機構5、タイロッド6 a, 6 bを経て、更にハブユニット7 a, 7 bを介して操向車輪8 L, 8 Rに連結されている。また、コラム軸2には、ハンドル1の操舵トルクT hを検出するトルクセンサ1 0及び操舵角を検出する舵角センサ1 4が設けられており、ハンドル1の操舵力を補助するモータ2 0が減速ギア3を介してコラム軸2に連結されている。電動パワーステアリング装置を制御するコントロールユニット（E C U）3 0には、バッテリ1 3から電力が供給されると共に、イグニションキー1 1を経てイグニションキー信号が入力される。コントロールユニット3 0は、トルクセンサ1 0で検出された操舵トルクT hと車速センサ1 2で検出された車速V sとに基づいてアシスト（操舵補助）指令の電流指令値の演算を行い、電流指令値に補償等を施した電圧制御指令値V r e fによって、E P S用モータ2 0に供給する電流を制御する。

30

**【0004】**

なお、舵角センサ1 4からは操舵角が検出され、モータ2 0に連結されたレゾルバ等の回転センサから操舵角を取得することも可能である。

**【0005】**

コントロールユニット3 0には、車両の各種情報を授受するC A N（Controller Area Network）4 0が接続されており、車速V sはC A N 4 0から受信することも可能である。また、コントロールユニット3 0には、C A N 4 0以外の通信、アナログ/デジタル信号、電波等を授受する非C A N 4 1も接続可能である。

40

**【0006】**

コントロールユニット3 0は主としてC P U（M P UやM C U等も含む）で構成されるが、そのC P U内部においてプログラムで実行される一般的な機能を示すと図2のようになる。

**【0007】**

図2を参照してコントロールユニット3 0を説明すると、トルクセンサ1 0で検出された操舵トルクT h及び車速センサ1 2で検出された（若しくはC A N 4 0からの）車速V sは、電流指令値I r e f 1を演算する電流指令値演算部3 1に入力される。電流指令値

50

演算部 3 1 は、入力された操舵トルク  $T_h$  及び車速  $V_s$  に基づいてアシストマップ等を用いて、モータ 2 0 に供給する電流の制御目標値である電流指令値  $I_{ref1}$  を演算する。電流指令値  $I_{ref1}$  は加算部 3 2 A を経て電流制限部 3 3 に入力され、最大電流を制限された電流指令値  $I_{refm}$  が減算部 3 2 B に入力され、フィードバックされているモータ電流値  $I_m$  との偏差  $I$  ( $= I_{refm} - I_m$ ) が演算され、その偏差  $I$  が操舵動作の特性改善のための P I 制御部 3 4 に入力される。P I 制御部 3 4 で特性改善された電圧制御指令値  $V_{ref}$  が PWM 制御部 3 5 に入力され、更にインバータ 3 6 を介してモータ 2 0 が PWM 駆動される。モータ 2 0 の電流値  $I_m$  はモータ電流検出器 3 7 で検出され、減算部 3 2 B にフィードバックされる。インバータ 3 6 は、半導体スイッチング素子としての FET のブリッジ回路で構成されている。

10

#### 【 0 0 0 8 】

モータ 2 0 にはレゾルバ等の回転センサ 2 1 が連結されており、回転センサ 2 1 からモータ回転角度  $\theta$  が出力され、更にモータ速度  $\omega$  がモータ速度演算部 2 2 で演算される。

#### 【 0 0 0 9 】

また、加算部 3 2 A には補償信号生成部 3 8 からの補償信号  $C_M$  が加算されており、補償信号  $C_M$  の加算によって操舵システム系の特性補償を行い、收れん性や慣性特性等を改善するようになっている。補償信号生成部 3 8 は、セルフアライニングトルク (SAT) 3 8 - 1 と慣性 3 8 - 2 を加算部 3 8 - 4 で加算し、その加算結果に更に收れん性 3 8 - 3 を加算部 3 8 - 5 で加算し、加算部 3 8 - 5 の加算結果を補償信号  $C_M$  としている。

20

#### 【 0 0 1 0 】

このような電動パワーステアリング装置のモータ制御装置では、モータ駆動時にモータ 2 0 が逆起電圧を発生するため、モータ逆起電圧を抑制若しくは減衰するための補償が必要である。その理由を以下に説明する。

#### 【 0 0 1 1 】

電流指令値  $I_{ref}$  からモータ 2 0 が駆動される制御系を伝達関数で示すと、図 3 のようになる。電流指令値  $I_{ref}$  は制御フィルタ ( $G_{FF}$ ) 1 0 1 を経て減算部 1 0 4 に入力され、実モータ電流  $I_m$  との偏差  $e_1$  が算出される。偏差  $e_1$  は制御フィルタ ( $G_{FB}$ ) を経て減算部 1 0 5 に入力され、減算部 1 0 5 でモータ 2 0 の逆起電圧  $EMF$  が減算され、その差分  $e_3$  がモータ 2 0 の電気系特性部 1 1 0 ( $1 / (L \cdot s + R)$ ) を経て、更にトルク定数  $K_t$  [Nm/A] を経て機械系特性部 1 2 0 ( $1 / (J \cdot s + D)$ ) に入力される。逆起電圧  $EMF$  は、機械特性部 1 2 0 の出力であるモータ角速度 (モータ回転数)  $m$  に逆起電圧定数  $K_e$  [V/(rad/s)] を乗算して得られる。電気系特性部 1 1 0 からのモータ電流  $I_m$  は検出されてフィードバックされるが、実際には電流検出ノイズ  $N_i$  が混入し、実モータ電流  $I_m$  としてフィードバックされる。

30

#### 【 0 0 1 2 】

電気系特性部 1 1 0 の  $L$  はモータインダクタンス [H]、 $R$  はモータ抵抗 [Ω] であり、機械系特性部 1 2 0 の  $J$  はモータ慣性モーメント [Kg · m<sup>2</sup>]、 $D$  はモータ粘性係数 [Nm/(rad/s)] である。

#### 【 0 0 1 3 】

電流指令値  $I_{ref}$  からモータ電流  $I_m$  までの系を、図 4 に示すように周波数帯域を制御し易い 1 次フィルタ ( $1 / (T_4 \cdot s + 1)$ ) とするため、 $T_1 \sim T_4$  を時定数として、制御フィルタ ( $G_{FF}$ ) 1 0 1 の伝達関数は下記数 1 で設定され、制御フィルタ ( $G_{FB}$ ) 1 0 2 の伝達関数は下記数 2 で設定されている。

40

#### 【 0 0 1 4 】

#### 【 数 1 】

$$G_{FF} = \frac{(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)}{(T_1 s + 1)(T_4 s + 1)}$$

#### 【 0 0 1 5 】

## 【数2】

$$G_{FB} = \frac{(T_1s + 1)(Ls + R)}{T_2T_3s^2 + (T_2 + T_3 - T_1)s}$$

即ち、電流指令値  $I_{ref}$  からモータ電流  $I_m$ までの系を“ $1 / (T_4 \cdot s + 1)$ ”(数3)とし、時定数  $T_4$ の設定で電流指令値  $I_{ref}$  からモータ電流  $I_m$ までの特性である電流制御帯域を決定(1次フィルタ)するために、制御フィルタ( $G_{FF}$ )101及び制御フィルタ( $G_{FB}$ )102の特性を決定する。

## 【0016】

## 【数3】

$$\frac{1}{T_4s + 1}$$

そして、制御フィルタ( $G_{FB}$ )102を含む電流制御のフィードバック閉ループの系では、逆起電圧EMFを0として、数4及び図5に示すように、外乱の電流検出ノイズ( $N_i$ )除去用の2次フィルタ(時定数  $T_2, T_3$ )と1次位相進みフィルタ( $T_1$ )となる構成を採る。1次位相進みフィルタ( $T_1$ )の項がないと、制御フィルタ( $G_{FF}$ )101の分子の微分項が2次になってしまい、非常に不安定になるからである。要するに、制御フィルタ( $G_{FF}$ )101は、電流指令値  $I_{ref}$  からモータ電流  $I_m$ までの特性を決めるフィルタであり、制御フィルタ( $G_{FB}$ )102は、電流検出ノイズ  $N_i$ を除去するフィルタを含めた、電流指令値  $I_{ref}$  からモータ電流  $I_m$ までの特性を決めるフィルタと言える。

## 【0017】

## 【数4】

$$\text{FB閉ループ特性} = \frac{T_1s + 1}{(T_2s + 1)(T_3s + 1)}$$

上記数1及び数4を  $G_{FB}$  について解くと、制御フィルタ( $G_{FB}$ )102は上記数2となる。

## 【0018】

このように、制御フィルタ( $G_{FF}$ )101及び制御フィルタ( $G_{FB}$ )102の設定では、モータ逆起電圧EMFの混入を考慮していない。しかしながら、モータ逆起電圧EMFの発生は、電流指令値に影響を与えるため、モータ出力を正確に制御する上で大きな問題となる。このような対策として、モータ逆起電圧の補償が考えられ、例えば特開2013-219870号公報(特許文献1)では、電圧指令値及び電流検出値に基づいてモータの逆起電圧を推定し、逆起電圧推定値を電流指令値に加算するようにしている。また、特開2012-236472号公報(特許文献2)では、回転角速度に基づいて逆起電圧を推定し、この推定逆起電圧に補償係数を乗じて逆起電圧補償制御値を算出し、逆起電圧補償制御値を基本電圧に加算して電圧指令値としている。

## 【先行技術文献】

## 【特許文献】

## 【0019】

【特許文献1】特開2013-219870号公報

【特許文献2】特開2012-236472号公報

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0020】

上述のような逆起電圧補償はいずれも、位置や回転速度の検出ノイズが混入しないことを前提にして補償しているが、実際には検出ノイズが混入するため、電流指令値に対して正確にモータ出力を追従させることができない課題がある。

10

20

30

40

50

## 【0021】

本発明は上述のような事情よりなされたものであり、本発明の目的は、ノイズに対する感度を変化させずに、広範囲にわたって遅れなく、逆起電圧及び逆起電圧補償経路の特性をフィードバック経路で補償し、実電流を電流指令値に確実に追従させるモータ制御装置を提供すると共に、操舵フィーリングを向上した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】

## 【0022】

本発明は、電流指令値に基づく電流フィードバック制御でモータを駆動制御すると共に、モータ角度若しくはモータ角速度に基づく逆起電圧補償信号によりモータ逆起電圧の補償を行うモータ制御装置に関し、本発明の上記目的は、前記モータ逆起電圧を補償する経路にノイズ除去用のLPFが設けられると共に、前記モータ制御のフィードバック経路に、前記モータ逆起電圧と前記逆起電圧補償信号との差である逆起電圧補償誤差を相殺する角度フィードバックフィルタが設けられていることにより達成される。

10

## 【0023】

本発明の上記目的は、前記モータの制御がd q 軸ベクトル制御であることにより、或いは前記電流指令値がd q 軸電流指令値であり、前記制御部が2相フィードバック式ベクトル制御系であることにより、或いは前記電流指令値がd q 軸電流指令値であり、前記制御部が3相フィードバック式ベクトル制御系であることにより、より効果的に達成され、いずれかのモータ制御装置を電動パワーステアリング装置に搭載することにより、操舵感の良い電動パワーステアリング装置を提供することができる。

20

## 【発明の効果】

## 【0024】

本発明に係るモータ制御装置によれば、モータ駆動時のモータ逆起電圧の補償機能を有するモータ制御装置において、フィードバック経路に、モータ逆起電圧と逆起電圧補償信号との差である逆起電圧補償誤差を相殺する角度フィードバックフィルタを介挿しているので、ノイズに対する感度を変化させずに、遅れなくモータの追従特性を向上することができる。

## 【図面の簡単な説明】

## 【0025】

30

【図1】電動パワーステアリング装置の概要を示す構成図である。

【図2】電動パワーステアリング装置のコントロールユニット(ECU)の構成例を示すブロック図である。

【図3】モータ制御装置(伝達関数)における逆起電圧の発生の経路を示すブロック線図である。

【図4】制御フィルタの特性を説明するための周波数応答図である。

【図5】制御フィルタの特性を説明するための周波数応答図である。

【図6】本発明を適用可能なベクトル制御系(3相FB)の構成例を示すブロック図である。

【図7】本発明を適用可能なベクトル制御系(2相FB)の構成例を示すブロック図である。

40

【図8】モータ制御装置(伝達関数)における逆起電圧補償の構成例を示すブロック線図である。

【図9】LPFを逆起電圧補償に用いた場合のゲイン/位相の周波数特性と本発明の効果を示す周波数特性図である。

【図10】本発明の実施形態の一例を示すブロック構成図である。

## 【発明を実施するための形態】

## 【0026】

本発明のモータ制御装置は、ノイズに対する感度を変化させずに、モータ駆動時の逆起電圧発生の補償を行うと共に、ノイズ補償及びLPFの補償を行う補償誤差相殺用の角度

50

フィルタをフィードバック経路に介挿している。これにより、ノイズに対する感度を変化させずに遅れなく、正確に実モータ電流を電流指令値に追従させることができる。

本発明は、ブラシレスモータを駆動制御するベクトル制御系についても適用できるので、先ずベクトル制御系について説明する。

### 【0027】

図6のベクトル制御系では、d軸電流指令値  $i_d$  及びq軸電流指令値  $i_q$  を演算して補正する電流指令値演算部220が設けられており、電流指令値演算部220には操舵トルク  $T_h$ 、車速  $V_s$ 、モータ100に連結された回転センサ100Aからモータ角度（回転角度） $\theta_e$ 、角速度演算部226で演算されたモータ角速度  $\omega_e$  が入力されている。電流指令値演算部220で演算されたd軸電流指令値  $i_d$  及びq軸電流指令値  $i_q$  は2相/3相変換部221に入力され、モータ角度  $\theta_e$  に同期して3相の電流指令値  $I_{u \text{ref}}$ ,  $I_{v \text{ref}}$ ,  $I_{w \text{ref}}$  は減算部222(222u, 222v, 222w)に入力され、電流検出回路225Aで検出されたモータ電流  $I_{mu}$ ,  $I_{mv}$ ,  $I_{mw}$ との偏差  $I_u$ ,  $I_v$ ,  $I_w$ が算出される。算出された偏差  $I_u$ ,  $I_v$ ,  $I_w$ はPI制御部223に入力され、電流制御された3相の電圧制御指令値  $V_{u \text{ref}}$ ,  $V_{v \text{ref}}$ ,  $V_{w \text{ref}}$ がPWM制御部224に入力され、PWM制御部224で演算された各相dutyに基づいてインバータ225を介してモータ100が駆動される。

### 【0028】

なお、図6では、電流検出回路225Aはインバータ225内に設けられているが、モータ100への供給線等でも検出可能である。

### 【0029】

また、図7のベクトル制御系では、電流検出回路225Aで検出された3相のモータ電流  $I_{mu}$ ,  $I_{mv}$ ,  $I_{mw}$ をモータ角度  $\theta_e$  に同期して2相に変換する3相/2相変換部227が設けられている。電流指令値演算部220で演算され補正されたd軸電流指令値  $i_d$  及びq軸電流指令値  $i_q$  は減算部222(222d, 222q)に入力され、減算部222で3相/2相変換部227からの2相の電流  $I_{md}$ ,  $I_{mq}$ との偏差  $i_d$ ,  $i_q$  が算出される。偏差  $i_d$ ,  $i_q$  は2相/3相変換部221に入力され、変換された3相の電流指令値  $I_{u \text{ref}}$ ,  $I_{v \text{ref}}$ ,  $I_{w \text{ref}}$ がPI制御部223に入力され、以降は図4の場合と同様な動作が実行される。

### 【0030】

図6の制御系は、3相のモータ電流  $I_{mu}$ ,  $I_{mv}$ ,  $I_{mw}$ がフィードバックされる3相フィードバック式ベクトル制御系であり、図7の制御系は、3相のモータ電流  $I_{mu}$ ,  $I_{mv}$ ,  $I_{mw}$ が2相電流  $I_{md}$ ,  $I_{mq}$ に変換されてフィードバックされる2相フィードバック式ベクトル制御系である。本発明は、上記3相フィードバック式ベクトル制御系及び2相フィードバック式ベクトル制御系のいずれにも適用できる。

### 【0031】

図8は、回転センサ（例えばレゾルバ）で検出されるモータ角度  $m$ に基づいて、逆起電圧  $EMF$ を補償する場合の構成例を、図3に対応させて示している。モータ角度  $m$ は微分部130で微分されるが、実際には回転センサ（例えばレゾルバ）にはノイズ  $N_r$  が含まれておあり、加算部133でノイズ  $N_r$  が加算（混入）されたモータ角度  $m_r$  が微分部130に入力される。微分部130で微分されたモータ角速度  $n$  は、伝達関数が数5で表されるノイズ除去用のローパスフィルタ（LPF）131に入力され、LPF131でノイズ  $N_r$  を除去されたモータ角速度  $n'$  は、逆起電圧補償定数部132で逆起電圧補償定数  $K_e'$  を乗算され、逆起電圧補償信号  $EMFc$  として加算部106に入力される。

### 【0032】

なお、LPF131の  $L$  は、カットオフ周波数  $f_c$ （例えば40Hz）に対して  $L = 2 \cdot f_c$  の関係を有している。

10

20

30

40

50

## 【0033】

## 【数5】

$$\frac{\omega_L}{s + \omega_L}$$

この逆起電圧補償はモータ角度  $m$  (モータ角速度  $m$ ) に依存しており、ノイズ  $N_r$  の混入がなければ LPF131 は不要である。しかし、実際には回転センサから混入するノイズ  $N_r$  の影響があり、その影響を除去若しくは低減する LPF131 を具備している。フィルタ処理を行わないと、電動パワーステアリング装置では操舵感が悪化してしまうからである。

10

## 【0034】

この LPF131 のフィルタ処理により、モータ回転数の周波数が上がると、モータ逆起電圧 EMF に対して位相が遅れ、完全にモータ逆起電圧 EMF を相殺できない可能性がある。この相殺誤差が外乱として電流制御系内に混入して、フィードバック制御の役割である実モータ電流  $I_m$  を電流指令値  $I_{ref}$  に追従させることができなくなる。逆起電圧補償が完全であれば、下記数6の関係となるべきである。

## 【0035】

## (数6)

$$EMFc - EMF = 0$$

しかしながら、ノイズ  $N_r$  の混入により、上記数6は成立しない。そもそも、電流フィードバック制御の主な役割は電流指令値通りに、遅れなく実電流を流すことである。フィルタ処理による制御では、制御帯域が高いほど追従性を改善することができるが、ノイズに対しても感度が上がってしまい、電動パワーステアリング装置では操舵感が悪化する。

20

## 【0036】

図9はLPFを用いて逆起電圧補償を行う場合の周波数特性を示しており、図9(A)はゲインの周波数特性であり、本発明による対策前は、周波数 10 ~ 100 Hz の領域でゲインが凹状に低下している。また、図9(B)は位相の周波数特性であり、本発明による対策前は、位相の遅れと進みが存在して平坦特性ではなく、逆起電圧 EMF を完全に補償することができず、補償相殺誤差が外乱として制御ループに混入し、これが要因で検出電流は電流指令値に追従できない状況となっている。

30

## 【0037】

その対策のため、本発明では電流追従特性が  $I_m / I_{ref} = 1 / (T_4 \cdot s + 1)$  となるような角度フィードバック(FB)フィルタ( $G_{ANG}$ )200を、モータ制御のフィードバック経路に介挿する。図10はその構成を図8に対応させて示している。

## 【0038】

電流指令値  $I_{ref}$  から電気系特性部110で出力されるモータ電流  $I_m$  までを伝達関数で表わすと、下記数7となる。制御フィルタ( $G_{FB}$ )101の伝達関数は上述した数1であり、制御フィルタ( $G_{FB}$ )102の伝達関数は上述した数2である。

## 【0039】

## 【数7】

$$I_m = \frac{G_{FF}G_{FB} \frac{1}{Ls + R}}{1 + G_{FB} \frac{1}{Ls + R} + \left( K_e s - K'_e \frac{\omega_L}{s + \omega_L} s + G_{FF}G_{FB}G_{ANG} \right) \frac{1}{Ls + R} \frac{K_t}{Js + D} \frac{1}{s}} I_{ref}$$

そして、理想的には数7が上記数3の特性のように、下記数8で表わされれば良い。

## 【0040】

40

【数8】

$$I_m = \frac{G_{FF}G_{FB}}{1+G_{FB}} \frac{1}{Ls+R} I_{ref}$$

そのためには、数7の分母の( )内が0になれば良い。即ち、下記数9が成立すれば良い。

【0041】

【数9】

$$K_e s - K_e \frac{\omega_L}{s + \omega_L} s + G_{FF}G_{FB}G_{ANG} = 0$$

換言すれば、数7の分母の( )内を0とする数9が成立するような、角度フィードバックフィルタ( $G_{ANG}$ )200をフィードバック経路に介挿すれば良い。

【0042】

よって、数9から角度フィードバックフィルタ $G_{ANG}$ を算出すると、数10となる。

【0043】

【数10】

$$G_{ANG} = G_{FF}^{-1}G_{FB}^{-1} \left( K_e \frac{\omega_L}{s + \omega_L} - K_e \right) s$$

20

数10で決定された角度フィードバックフィルタ( $G_{ANG}$ )を電流指令値 $I_{ref}$ に適用すると、電流値 $I_m$ は下記数11で表わされ、数11に $G_{FF}$ の伝達関数(数1)及び $G_{FB}$ の伝達関数(数2)を代入すると数12となり、数12の時定数 $T_4$ の調整により所望の特性を得ることができる。

【0044】

【数11】

$$I_m = \frac{G_{FF}G_{FB}}{1+G_{FB}} \frac{1}{Ls+R} I_{ref}$$

30

【0045】

【数12】

$$I_m = \frac{1}{T_4 s + 1} I_{ref}$$

図9は、操舵時に、検出電流が電流指令値に追従しない問題におけるメカニズムをボーダ線図で比較しており、対策前では逆起電圧補償ロジックにはLPF(40Hz)があり、逆起電圧を完全に補償できない。この相殺誤差が外乱として制御ループに混入し、これが要因となって検出電流が電流指令値に追従できない。しかし、上述したモータ逆起電圧と逆起電圧補償信号との差である逆起電圧補償誤差を相殺する角度フィードバックフィルタ200( $G_{ANG}$ )を設けることにより、対策前の特性が改善されていることが分かる。即ち、ゲイン特性も位相特性も平坦な特性となっている。

40

【符号の説明】

【0046】

1

ハンドル

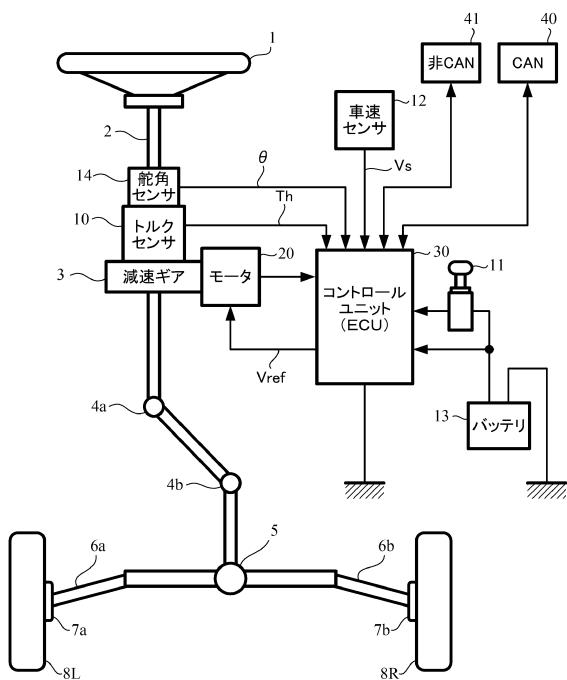
2

コラム軸(ステアリングシャフト、ハンドル軸)

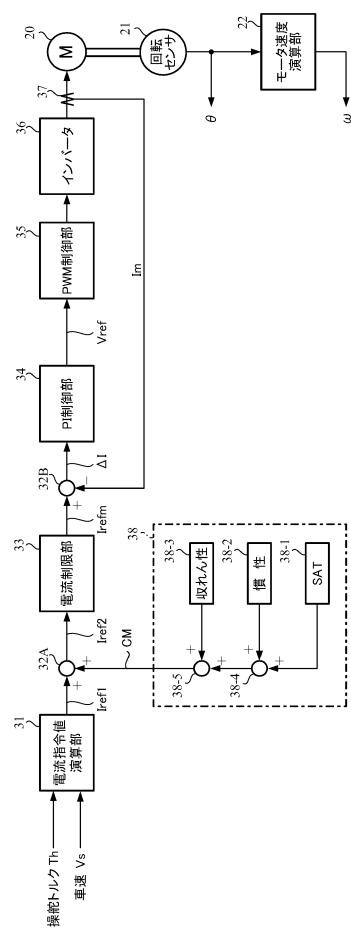
50

1 0	トルクセンサ	10
1 2	車速センサ	
2 0、 1 0 0	モータ	
3 0	コントロールユニット ( ECU )	
3 1、 2 2 0	電流指令値演算部	
3 4、 2 2 3	P I 制御部	
3 5、 2 2 4	PWM 制御部	
3 6、 2 2 5	インバータ	
1 0 1 , 1 0 2	制御フィルタ	
1 1 0	電気系特性部	
1 2 0	機械系特性部	
1 3 1	ローパスフィルタ ( LPF )	
2 0 0	角度フィードバック ( FB ) フィルタ	
2 2 1	2 相 / 3 相変換部	
2 2 7	3 相 / 2 相変換部	

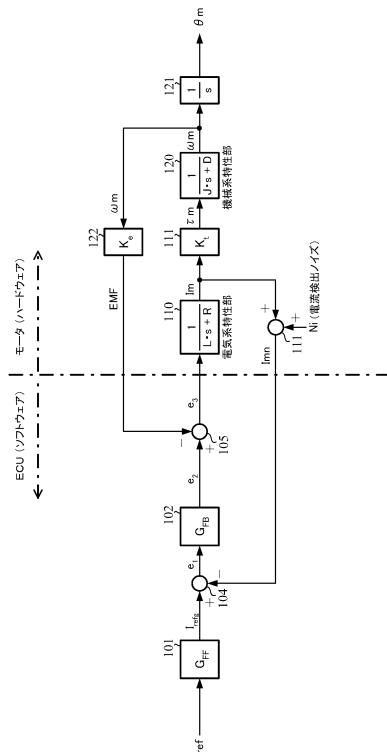
【 义 1 】



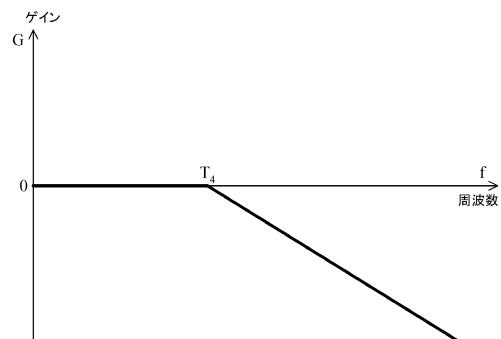
【 図 2 】



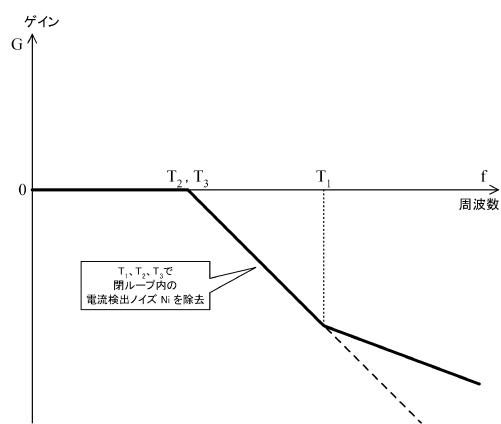
【図3】



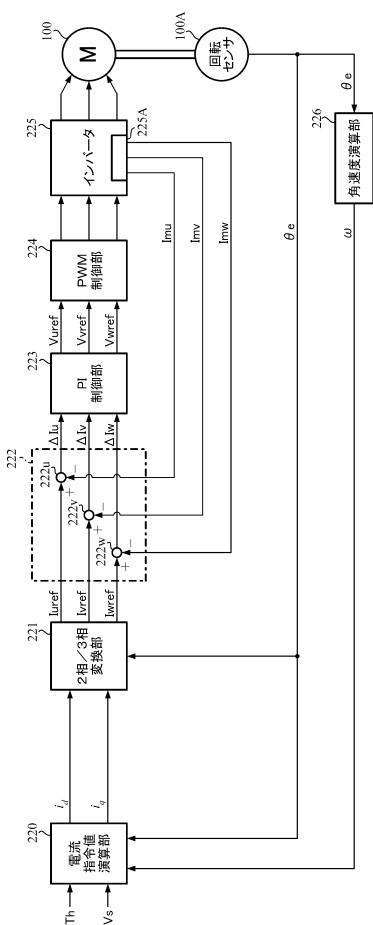
【図4】



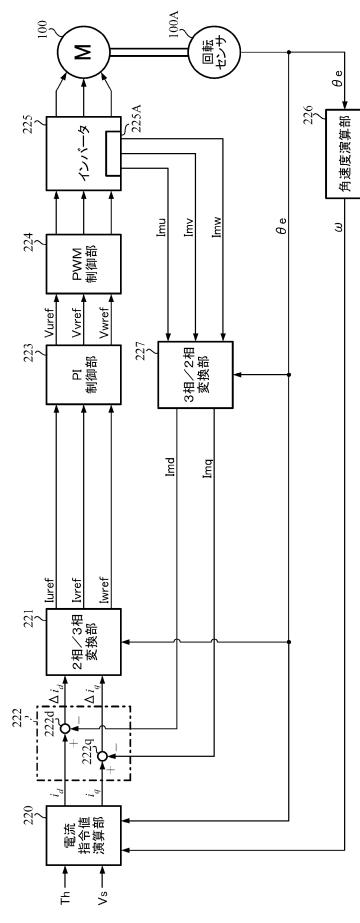
【図5】



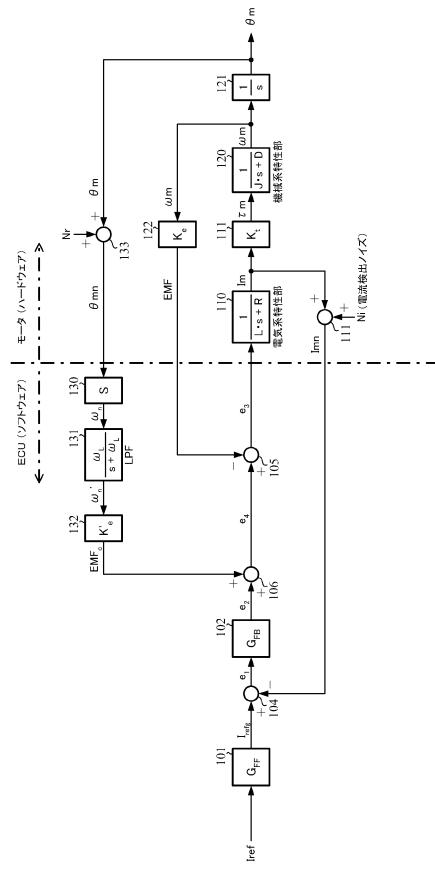
【図6】



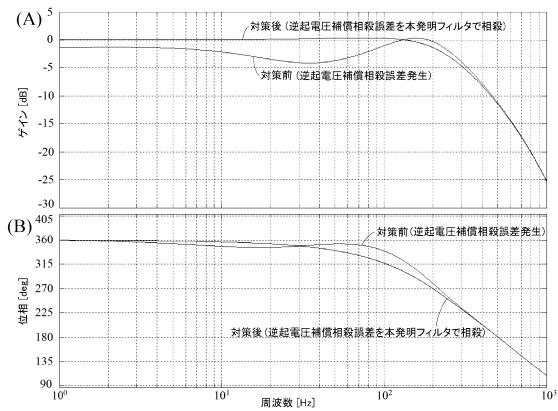
【図7】



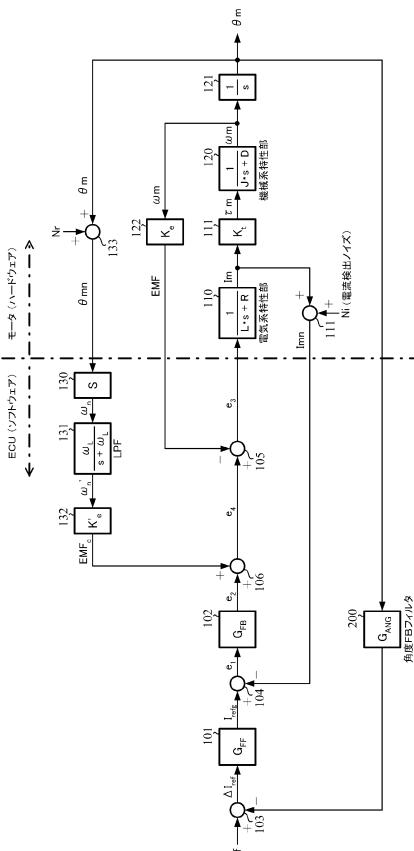
【 义 8 】



【 図 9 】



【図10】



---

フロントページの続き

審査官 鈴木 敏史

(56)参考文献 再公表特許第2004/106143 (JP, A1)

特開2008-68663 (JP, A)

特開2010-154674 (JP, A)

特開2007-145206 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

B62D 6/00

B62D 5/04

H02P 6/06

B62D 137/00