

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6648592号
(P6648592)

(45) 発行日 令和2年2月14日 (2020.2.14)

(24) 登録日 令和2年1月20日 (2020.1.20)

(51) Int. Cl.

F I

H02P 21/22	(2016.01)	H02P 21/22
B62D 6/00	(2006.01)	B62D 6/00
H02P 21/12	(2016.01)	H02P 21/12
B62D 101/00	(2006.01)	B62D 101/00
B62D 119/00	(2006.01)	B62D 119/00

請求項の数 5 (全 12 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2016-61528 (P2016-61528)
 (22) 出願日 平成28年3月25日 (2016.3.25)
 (65) 公開番号 特開2017-175834 (P2017-175834A)
 (43) 公開日 平成29年9月28日 (2017.9.28)
 審査請求日 平成31年1月15日 (2019.1.15)

(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
 (74) 代理人 100078776
 弁理士 安形 雄三
 (74) 代理人 100121887
 弁理士 菅野 好章
 (74) 代理人 100200333
 弁理士 古賀 真二
 (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、

前記モータの逆起電圧の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フォワード経路に、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誤差補償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。

【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。

10

20

【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共に、ノイズ補償及びLPFの補償を行う補償誤差相殺用の誤差補償フィルタをフィードフォワード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（EPS）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PWM（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4a及び4b、ピニオンラック機構5、タイロッド6a、6bを経て、更にハブユニット7a、7bを介して操向車輪8L、8R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10及び操舵角を検出する舵角センサ14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20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（ECU）30には、バッテリー13から電力が供給されると共に、イグニッションキー11を経てイグニッションキー信号が入力される。コントロールユニット30は、トルクセンサ10で検出された操舵トルク T_h と車速センサ12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_{ref} によって、EPS用モータ20に供給する電流を制御する。

30

【0004】

なお、舵角センサ14からは操舵角が検出され、モータ20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30には、車両の各種情報を授受するCAN（Controller Area Network）40が接続されており、車速 V_s はCAN40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30には、CAN40以外の通信、アナログ/デジタル信号、電波等を授受する非CAN41も接続可能である。

40

【0006】

コントロールユニット30は主としてCPU（MPUやMCU等も含む）で構成されるが、そのCPU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30を説明すると、トルクセンサ10で検出された操舵トルク T_h 及び車速センサ12で検出された（若しくはCAN40からの）車速 V_s は、電流指令値 I_{ref1} を演算する電流指令値演算部31に入力される。電流指令値

50

演算部 31 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 20 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 32A を経て電流制限部 33 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 32B 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 34 に入力される。P I 制御部 34 で特性改善された電圧制御指令値 V_{ref} が PWM 制御部 35 に入力され、更にインバータ 36 を介してモータ 20 が PWM 駆動される。モータ 20 の電流値 I_m はモータ電流検出器 37 で検出され、減算部 32B にフィードバックされる。インバータ 36 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

【0008】

モータ 20 にはレゾルバ等の回転センサ 21 が連結されており、回転センサ 21 からモータ回転角度 が出力され、更にモータ速度 がモータ速度演算部 22 で演算される。

【0009】

また、加算部 32A には補償信号生成部 38 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、収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 38 は、セルフアライニングトルク (SAT) 38-1 と慣性 38-2 を加算部 38-4 で加算し、その加算結果に更に収れん性 38-3 を加算部 38-5 で加算し、加算部 38-5 の加算結果を補償信号 C_M としている。

【0010】

20

このような電動パワーステアリング装置では、モータ駆動時にモータ 20 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。

【0011】

電流指令値 I_{ref} からモータ 20 が駆動される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}) 101 を経て減算部 104 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 105 に入力され、減算部 105 でモータ 20 の逆起電圧 EMF が減算され、その差分 e_3 がモータ 20 の電気系特性部 110 ($1/(L \cdot s + R)$) を経て、更にトルク定数 K_t [Nm/A] を経て機械系特性部 120 ($1/(J \cdot s + D)$) に入力される。逆起電圧 EMF は、機械特性部 120 の出力であるモータ角速度 (モータ回転数) ω_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 110 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_{mn} としてフィードバックされる。

30

【0012】

電気系特性部 110 の L はモータインダクタンス [H]、 R はモータ抵抗 [] であり、機械系特性部 120 の J はモータ慣性モーメント [$\text{Kg} \cdot \text{m}^2$]、 D はモータ粘性係数 [$\text{Nm}/(\text{rad/s})$] である。

【0013】

40

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}) 101 の伝達関数は下記数 1 で設定され、制御フィルタ (G_{FB}) 102 の伝達関数は下記数 2 で設定されている。

【0014】

【数 1】

$$G_{FF} = \frac{(T_2s+1)(T_3s+1)}{(T_1s+1)(T_4s+1)}$$

【0015】

50

【数 2】

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

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】

$$\frac{1}{T_4 s + 1}$$

10

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。

20

【0017】

【数 4】

$$FB\text{閉ループ特性} = \frac{T_1 s + 1}{(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)}$$

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】

30

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】

40

【特許文献】

【0019】

【特許文献 1】特開 2013-72199870 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。

50

【 0 0 2 1 】

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フォワード経路で補償し、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】

【 0 0 2 2 】

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フォワード経路に、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誤差補償フィルタが設けられていることにより達成される。

10

【 0 0 2 3 】

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】

【 0 0 2 4 】

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、フィードフォワード経路に、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誤差補償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】

【 0 0 2 5 】

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】図7の詳細を示す周波数特性図である。

【図11】本発明の実施形態の一例を示すブロック構成図である。

【図12】本発明による補償前の特性を示す周波数特性図である。

【図13】本発明による補償の特性を示す周波数特性図である。

【発明を実施するための形態】

50

【 0 0 2 6 】

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共に、ノイズ補償及びLPFの補償を行う補償誤差相殺用の誤差補償フィルタをフィードフォワード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。

【 0 0 2 7 】

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） θ_e 、角速度演算部226で演算されたモータ角速度 ω_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 θ_e に同期して3相の電流指令値 I_{uref} 、 I_{vref} 、 I_{wref} に変換される。3相の電流指令値 I_{uref} 、 I_{vref} 、 I_{wref} 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_{uref} 、 V_{vref} 、 V_{wref} 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。

【 0 0 2 8 】

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。

【 0 0 2 9 】

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 θ_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_{uref} 、 I_{vref} 、 I_{wref} がPI制御部223に入力され、以降は図6の場合と同様な動作が実行される。

【 0 0 3 0 】

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。

【 0 0 3 1 】

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 θ_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 θ_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 が含まれており、加算部133でノイズ N_r が加算（混入）されたモータ角度 θ_{mr} 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 ω_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 $\omega_{n'}$ 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。

【 0 0 3 2 】

10

20

30

40

50

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

【００３３】

【数５】

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

この逆起電圧補償はモータ角度 θ_m （モータ角速度 $\dot{\theta}_m$ ）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 E_{MF} に対して位相が遅れ、完全にモータ逆起電圧 E_{MF} 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。

（数６）

$$E_{MFc} - E_{MF} = 0$$

20

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。

【００３５】

図９及び図１０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）及び図１０（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１０～１００Ｈｚの領域でゲインが凹状に低下している。また、図９（Ｂ）及び図１０（Ｂ）は位相の周波数特性であり、本発明による対策前は逆起電圧 E_{MF} 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

【００３６】

その対策のため、本発明では追従特性が狙いとするＬＰＦ特性（ $= 1 / (T_4 \cdot s + 1)$ ）となるような誤差補償フィルタ（ G_{EC} ）２００を、フィードフォワード経路に介挿する。図１１はその構成を図８に対応させて示している。

【００３７】

制御フィルタ（ G_{FF} ）１０１の伝達関数は数１であり、制御フィルタ（ G_{FB} ）１０２の伝達関数は数２である。

【００３８】

ここで、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。

40

【００３９】

【数７】

$$I_m = \frac{G_{EC} G_{FF} \frac{G_{FB}}{Ls + R}}{1 + \frac{G_{FB}}{Ls + R} + \left\{ \frac{1}{Ls + R} \frac{K_T}{Js^2 + Ds} s K_E \left(1 - \frac{K'_E}{K_E} \frac{\omega_L}{s + \omega_L} \right) \right\}} I_{ref}$$

上記数７に上記数１の G_{FF} 及び上記数２の G_{FB} を代入して、変形すると数８となる。

【００４０】

50

【数 8】

$$I_m = \frac{G_{EC}}{(T_4s+1)} \cdot \frac{1}{1 + \left\{ 1 - \frac{(T_1s+1)}{(T_2s+1)(T_3s+1)} \right\} \left\{ \left(1 - \frac{K'_E}{K_E} \frac{\omega_L}{s + \omega_L} \right) \frac{K_E}{Ls+R} \frac{K_T}{Js+D} \right\}} I_{ref}$$

ここで、誤差補償フィルタ G_{EC} を数 9 のように設計することにより、上記数 7 は下記数 10 となる。

【0041】

【数 9】

$$G_{EC} = 1 + \left\{ 1 - \frac{(T_1s+1)}{(T_2s+1)(T_3s+1)} \right\} \left\{ \left(1 - \frac{K'_E}{K_E} \frac{\omega_L}{s + \omega_L} \right) \frac{K_E}{Ls+R} \frac{K_T}{Js+D} \right\}$$

10

【0042】

【数 10】

$$I_m = \frac{1}{(T_4s+1)} I_{ref}$$

よって、数 10 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。

【0043】

図 9 及び図 10 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ド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 L P F 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誤差補償フィルタ 200 (G_{EC}) をフィードフォワード経路に設けることにより、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目標とする特性となっている。

20

【0044】

図 12 は、誤差補償フィルタ 200 が介挿されていない状態の周波数特性であり、この特性と逆の特性を有する図 13 で示す誤差補償フィルタ 200 をフィードフォワード経路に介挿することにより、図 9 及び図 10 の対策後の特性を得ることができる。

30

【符号の説明】

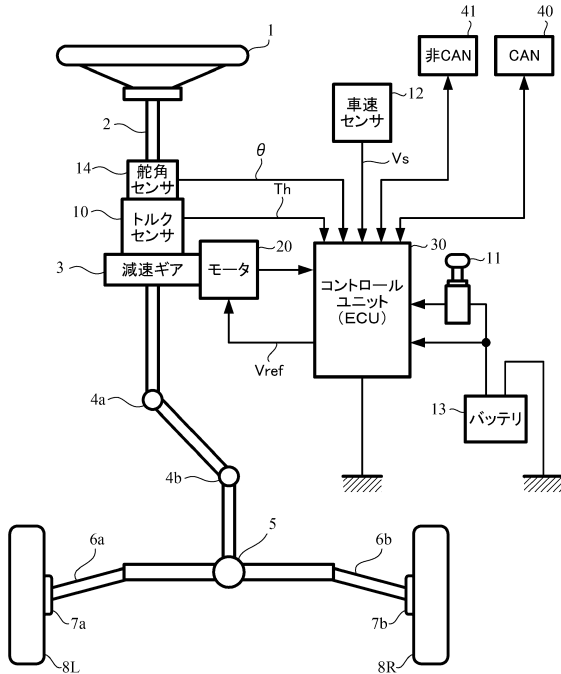
【0045】

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）
10	トルクセンサ
12	車速センサ
20、100	モータ
30	コントロールユニット（ECU）
31、220	電流指令値演算部
34、223	P I 制御部
35、224	P W M 制御部
36、225	インバータ
101、102	制御フィルタ
110	電気系特性部
120	機械系特性部
131	ローパスフィルタ（L P F）
200	誤差補償フィルタ
221	2 相 / 3 相変換部
227	3 相 / 2 相変換部

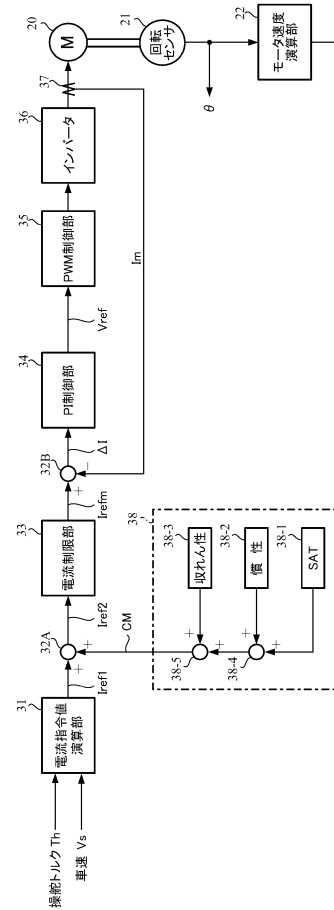
40

50

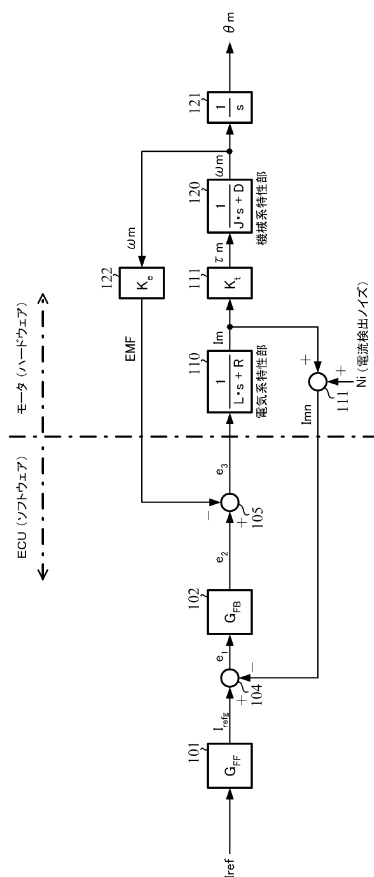
【図 1】



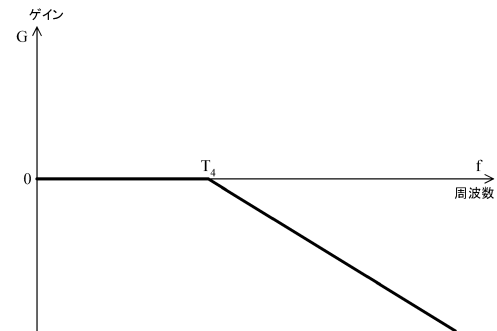
【図 2】



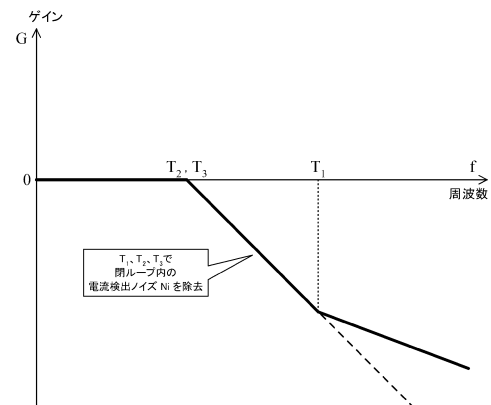
【図 3】



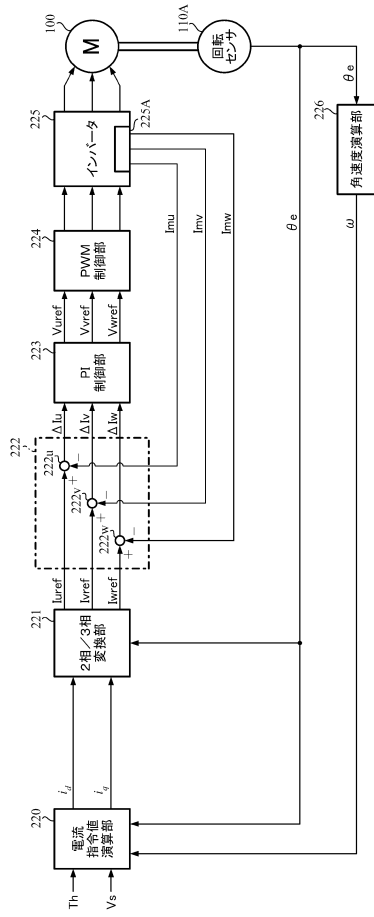
【図 4】



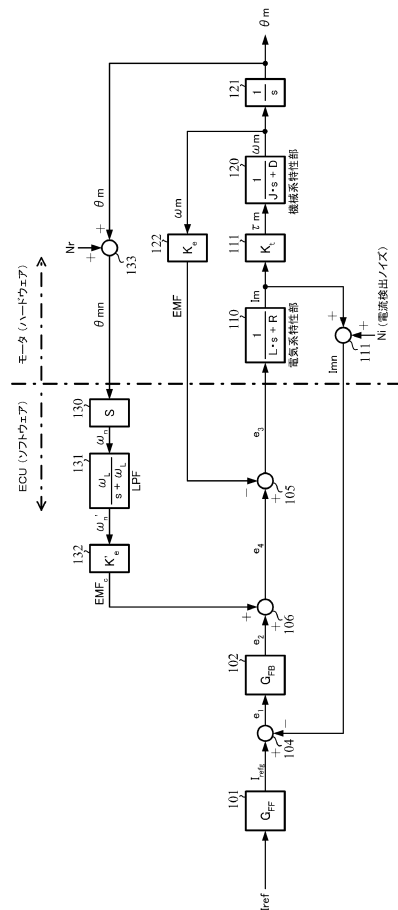
【図 5】



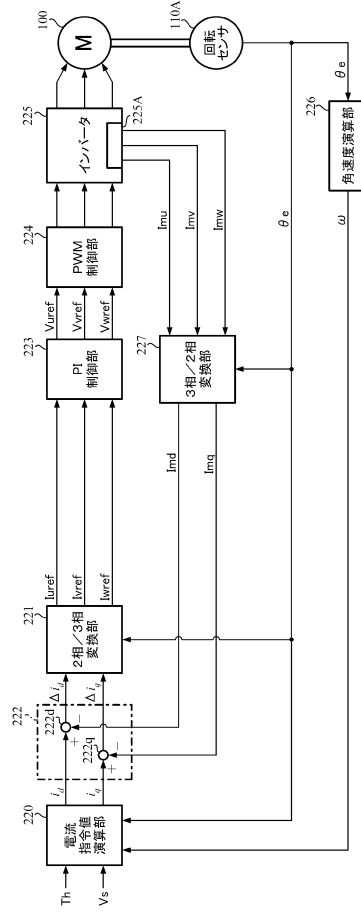
【図 6】



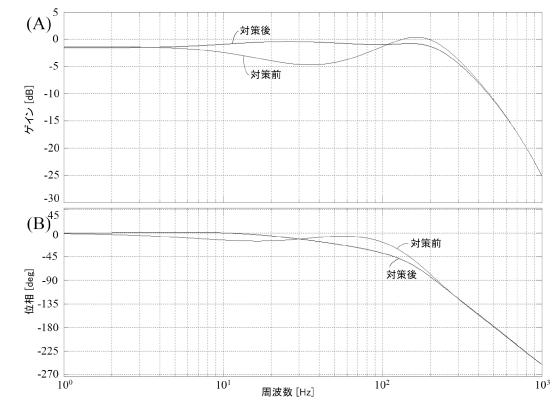
【図 8】



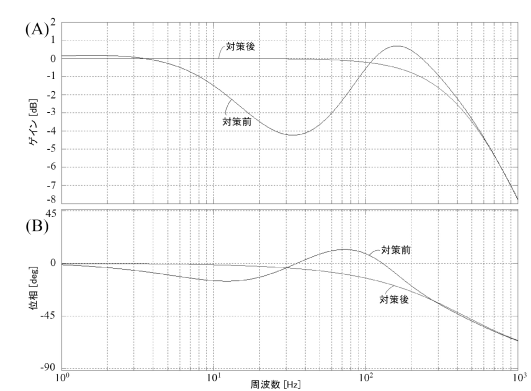
【図 7】



【図 9】



【図 10】



[illegible]

Figure 1 consists of two vertically stacked plots, (A) and (B), sharing a common logarithmic x-axis representing frequency f in Hz, ranging from 10^0 to 10^5 .

Plot (A) shows the magnitude response $|G(f)|$ in dB. The y-axis ranges from -5 to 2. The curve starts at 0 dB at 10^0 Hz, decreases to a minimum of approximately -4.5 dB at 10^3 Hz, then rises to a peak of approximately 1.5 dB at 10^4 Hz, and finally decreases back towards 0 dB at 10^5 Hz.

Plot (B) shows the phase response in degrees. The y-axis ranges from -45 to 45. The curve starts at 0 degrees at 10^0 Hz, decreases to a minimum of approximately -30 degrees at 10^3 Hz, then rises to a peak of approximately 35 degrees at 10^4 Hz, and finally decreases back towards 0 degrees at 10^5 Hz.

フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
B 6 2 D 137/00 (2006.01) B 6 2 D 137:00

審査官 田村 恵里加

(56)参考文献 国際公開第2004/106143(WO, A1)
米国特許出願公開第2007/0007072(US, A1)
特開平03-074188(JP, A)
特開平03-080311(JP, A)
特開2008-068663(JP, A)
特開2012-224258(JP, A)
特開2012-016276(JP, A)
米国特許出願公開第2009/0167224(US, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H 0 2 P 4 / 0 0 , 6 / 0 0 - 6 / 3 4 ,
2 1 / 0 0 - 2 5 / 0 3 , 2 5 / 0 4 ,
2 5 / 0 8 - 3 1 / 0 0
B 6 2 D 6 / 0 0