

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2018年9月7日(07.09.2018)



(10) 国際公開番号

WO 2018/159100 A1

(51) 国際特許分類:

H02P 21/14 (2016.01) H02P 6/08 (2016.01)
B62D 5/04 (2006.01) H02P 25/022 (2016.01)
B62D 6/00 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2018/000148

(22) 国際出願日: 2018年1月9日(09.01.2018)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(30) 優先権データ:
特願 2017-040906 2017年3月3日(03.03.2017) JP

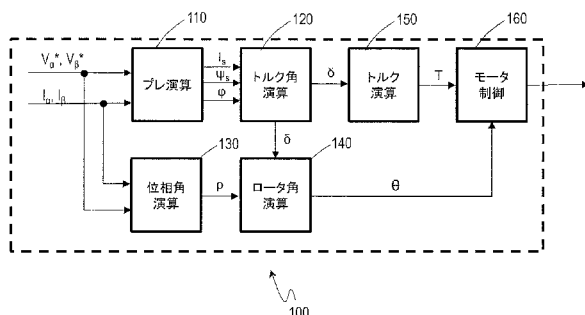
(71) 出願人: 日本電産株式会社 (NIDEC CORPORATION) [JP/JP]; 〒6018205 京都府京都市南区久世殿城町338番地 Kyoto (JP).

(72) 発明者: ガデリー アハマッド (GHADERI, Ahmad); 〒6018205 京都府京都市南区久世殿城町338番地 日本電産株式会社内 Kyoto (JP).

(81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ,

(54) Title: MOTOR CONTROL METHOD, MOTOR CONTROL SYSTEM, AND ELECTRIC POWER STEERING SYSTEM

(54) 発明の名称: モータ制御方法、モータ制御システムおよび電動パワーステアリングシステム



110 Pre-calculation
120 Torque angle calculation
130 Phase angle calculation
140 Rotor angle calculation
150 Torque calculation
160 Motor control

$$\delta = \cos^{-1} \left(\frac{\Psi_m \Psi_s - \Psi_m L I_s \sin(\Phi)}{\Psi_s^2 + (L I_s)^2 - 2 \Psi_s L I_s \sin(\Phi)} \right) \quad (1)$$

(57) Abstract: This motor control method includes: a step in which the combined magnetic flux, the stator current, and the stator voltage are acquired from a phasor representation using an $\alpha\beta$ fixed coordinate system or a dq rotary coordinate system as a reference; a step in which the angle ϕ between the stator current and the stator voltage is calculated; a step in which the torque angle δ is calculated on the basis of formula (1), wherein L represents armature inductance, Ψ_m represents the magnetic flux of a rotor magnet, Ψ_s represents the size of the

NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT,
QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL,
SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA,
UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

- (84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

- 国際調査報告 (条約第21条(3))

combined magnetic flux, and I_s represents the size of the stator current; and a step in which a motor is controlled on the basis of the torque angle δ .

(57) 要約: モータ制御方法は、 $\alpha\beta$ 固定座標系または dq 回転座標系を基準とした、フェーズ表示による、合成磁束、ステータ電流およびステータ電圧を獲得するステップとステータ電流とステータ電圧との間の角度 Φ を演算するステップと、式 (1) に基づいてトルク角 δ を演算するステップであって、ここで、 L は、電機子インダクタンスであり、 Ψ_m は、ロータ磁石の磁束を示し、 Ψ_s は合成磁束の大きさを示し、 I_s はステータ電流の大きさを示す、ステップと、トルク角 δ に基づいてモータを制御するステップと、を包含する。

明 細 書

発明の名称：

モータ制御方法、モータ制御システムおよび電動パワーステアリングシステム

技術分野

[0001] 本開示は、モータ制御方法、モータ制御システムおよび電動パワーステアリングシステムに関する。

背景技術

[0002] 近年、電気駆動システムが様々な応用分野に広く用いられる。電気駆動システムとして、例えばモータ制御システムが挙げられる。モータ制御システムは、例えばベクトル制御を用いて電動モータ（以下、「モータ」と表記する。）を制御する。ベクトル制御には、例えば、電流センサおよび位置センサを用いる方式（以下、「センサ制御」と称する。）と、電流センサのみを用いる方式（以下、「センサレス制御」と称する。）と、がある。センサ制御では、位置センサの測定値に基づいてロータの位置（以下、「ロータ角」と称する。）が算出される。一方、センサレス制御では、ロータ角は、電流センサによって測定される電流などに基づいて推定される。

[0003] ベクトル制御には、一般にトルク情報が必要とされる。トルクは、例えばモータのトルク角に基づいて演算することが可能である。特に、センサレス制御では、トルク角に基づいてロータ角を推定することが求められる。このように、ベクトル制御の精度向上には、トルク角を正確に取得することが不可欠とされる。例えば、センサ制御において、トルク角は、 dq 回転座標系における変数を用いて演算できることが知られている。トルク角は負荷角とも称される。

[0004] 特許文献1は、いわゆるオブザーバを用いてトルク角を推定するセンサレス制御を開示する。具体的に説明すると、オブザーバは、電流センサで測定された電流値に基づいてロータ角を推定し、さらに、推定されたロータ角に基

づいてフィードバック・トルク角を推定する。特許文献2は、トルクの推定値に基づいてトルク角を求める演算式を開示する。

先行技術文献

特許文献

[0005] 特許文献1：特表2007-525137号公報

特許文献2：中国特許出願公開第103684169号明細書

非特許文献

[0006] 非特許文献1：Ghaderi, Ahmad, and Tsuyoshi Hanamoto. "Wide-speed-range sensorless vector control of synchronous reluctance motors based on extended programmable cascaded low-pass filters." IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 6, (June 2011), p.2322-2333.

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0007] センサ制御に利用される、 dq 回転座標系における変数に基づくトルク角の演算は、センサレス制御には適用できない場合がある。その理由は以下のとおりである。 dq 回転座標系は、ロータと共に回転する回転座標系であり、ロータ角および回転速度に基づいて設定される座標系である。一方で、センサレス制御では、ロータ角の推定にトルク角が必要とされることがある。その場合、センサレス制御において、 dq 回転座標系における変数に依存しない、トルク角を求める手法が求められる。

[0008] センサレス制御において、特許文献1に開示されているようなオブザーバを用いるトルク角の推定は、通常、モータに関する様々のパラメータ（例えば、電機子インダクタンスおよびリアクタンス）を必要とし、かつ、それらに強く影響を受ける。例えば非特許文献1で言及されているように、オブザーバを用いる推定は、特に初期値およびノイズ共分散行列に強く依存するとされている。その結果、それらの値および行列を誤って選択すると、モータ制御を不安定にさせる可能性がある。さらに、オブザーバによる推定には、よ

り複雑な演算が必要とされる。そのため、コンピュータに対する演算負荷が増大するといった課題が生じる。以上の理由により、センサレス制御において、複雑な演算を特に必要としない、トルク角を推定するための手法が望まれる。

[0009] 本開示の実施形態は、センサレス制御において、 d q 回転座標系における変数に依存せずにトルク角を推定することが可能な、新規なモータ制御方法、モータ制御システム、および、当該モータ制御システムを有する電動パワーステアリングシステムを提供する。

課題を解決するための手段

[0010] 本開示の例示的なモータ制御方法は、表面磁石型モータを制御するモータ制御方法であって、 α β 固定座標系または d q 回転座標系を基準とした、フェーザ表示による、合成磁束、ステータ電流およびステータ電圧を獲得するステップと、前記ステータ電流と前記ステータ電圧との間の角度 Φ を演算するステップと、式（１）に基づいてトルク角 δ を演算するステップであって、

[数1]

$$\delta = \cos^{-1} \left(\frac{\Psi_m \Psi_s - \Psi_m L I_s \sin(\Phi)}{\Psi_s^2 + (L I_s)^2 - 2 \Psi_s L I_s \sin(\Phi)} \right) \quad \text{式(1)}$$

ここで、 L は、電機子インダクタンスであり、 Ψ_m は、ロータ磁石の磁束を示し、 Ψ_s は前記合成磁束の大きさを示し、 I_s は前記ステータ電流の大きさを示す、ステップと、前記トルク角 δ に基づいてモータを制御するステップと、を包含する。

[0011] 本開示の例示的なモータ制御システムは、表面磁石型モータと、前記表面磁石型モータを制御する制御回路と、を有し、前記制御回路は、 α β 固定座標系または d q 回転座標系を基準とした、フェーザ表示による、合成磁束、ステータ電流およびステータ電圧を獲得し、前記ステータ電流と前記ステータ電圧との間の角度 Φ を演算し、式（２）に基づいてトルク δ を演算し、

[数2]

$$\delta = \cos^{-1} \left(\frac{\Psi_m \Psi_s - \Psi_m L I_s \sin(\Phi)}{\Psi_s^2 + (L I_s)^2 - 2 \Psi_s L I_s \sin(\Phi)} \right) \quad \text{式(2)}$$

ここで、 L は、電機子インダクタンスであり、 Ψ_m は、ロータ磁石の磁束を示し、 Ψ_s は前記合成磁束の大きさを示し、 I_s は前記ステータ電流の大きさを示し、前記トルク δ に基づいてモータを制御する。

発明の効果

[0012] 本開示の例示的な実施形態によると、センサレス制御において、 dq 回転座標系における変数に依存せずにトルク角を求めることが可能な、新規なモータ制御方法、モータ制御システム、および当該モータ制御システムを有する電動パワーステアリングシステムが提供される。

図面の簡単な説明

[0013] [図1]図1は、実施形態1によるモータ制御システム1000のハードウェアブロックを示すブロック図である。

[図2]図2は、実施形態1によるモータ制御システム1000中のインバータ300のハードウェア構成を示すブロック図である。

[図3]図3は、実施形態1の変形例によるモータ制御システム1000のハードウェアブロックを示すブロック図である。

[図4]図4は、コントローラ100の機能ブロック示す機能ブロック図である。

[図5]図5は、変数 I_s 、 Ψ_s 、 Φ および V_s を表示するフェーザ図である。

[図6]図6は、 $\alpha\beta$ 固定座標系または dq 回転座標系における合成磁束 Ψ_s を表示するフェーザ図である。

[図7]図7は、ロータ磁束 Ψ_m 、電機子磁束 Ψ_a および合成磁束 Ψ_s を表すフェーザ図である。

[図8]図8は、所定期間内の、トルクの波形（上）、三相電流の波形（中間）、および、三相電圧の波形（下）を示すグラフである。

[図9]図9は、本開示の演算式を用いて推定された所定期間内のトルク角（度）、および、トルク角の実測値の波形を示すグラフである。

[図10]図10は、実施形態2によるEPSシステム2000の典型的な構成を示す模式図である。

発明を実施するための形態

[0014] 以下、添付の図面を参照しながら、本開示のモータ制御方法、モータ制御システム、および当該モータ制御システムを有する電動パワーステアリングシステムの実施形態を詳細に説明する。但し、以下の説明が不必要に冗長になるのを避け、当業者の理解を容易にするため、必要以上に詳細な説明は省略する場合がある。例えば、既によく知られた事項の詳細説明や実質的に同一の構成に対する重複説明を省略する場合がある。

[0015] （実施形態1）

〔モータ制御システム1000の構成〕

図1は、本実施形態によるモータ制御システム1000のハードウェアブロックを模式的に示す。

[0016] モータ制御システム1000は、典型的に、モータMと、コントローラ（制御回路）100と、駆動回路200と、インバータ（「インバータ回路」とも称される。）300と、複数の電流センサ400と、アナログデジタル変換回路（以下、「ADコンバータ」と表記する。）500と、ROM（Read Only Memory）600とを有する。モータ制御システム1000は、モジュール化され、例えば、モータ、センサ、ドライバおよびコントローラを有するモータモジュールとして製造および販売され得る。本明細書では、構成要素としてモータMを有するシステムを例に、モータ制御システム1000を説明する。ただし、モータ制御システム1000は、構成要素としてモータMを有しない、モータMを駆動するためのシステムであってもよい。

[0017] モータMは、表面磁石型（SPM）モータであり、例えば表面磁石型同期モータ（SPMSM）である。モータMは、例えば三相（U相、V相およびW

相)の巻線(不図示)を有する。三相の巻線は、インバータ300に電氣的に接続される。三相モータに限らず、五相、七相などの多相モータも本開示の範疇である。本明細書では、三相モータを制御するモータ制御システムを例に、本開示の実施形態を説明する。

[0018] コントローラ100は、例えばマイクロコントロールユニット(MCU)である。または、コントローラ100は、例えば、CPUコアが組み込まれたフィールドプログラマブルゲートアレイ(FPGA)によっても実現し得る。

[0019] コントローラ100は、モータ制御システム1000の全体を制御し、例えばベクトル制御によってモータMのトルクおよび回転速度を制御する。モータMは、ベクトル制御に限らず、他のクローズドループ制御によっても制御され得る。回転速度は、単位時間(例えば1分間)にロータが回転する回転数(rpm)または単位時間(例えば1秒間)にロータが回転する回転数(rps)で表される。ベクトル制御は、モータに流れる電流を、トルクの発生に寄与する電流成分と、磁束の発生に寄与する電流成分とに分解し、互いに直交する各電流成分を独立に制御する方法である。コントローラ100は、例えば、複数の電流センサ400によって測定された実電流値、および実電流値に基づいて推定されたロータ角などに従って目標電流値を設定する。コントローラ100は、その目標電流値に基づいてPWM(Pulse Width Modulation)信号を生成し、駆動回路200に出力する。

[0020] 駆動回路200は、例えばゲートドライバである。駆動回路200は、インバータ300におけるスイッチング素子のスイッチング動作を制御する制御信号を、コントローラ100から出力されるPWM信号に従って生成する。後述するように、駆動回路200は、コントローラ100に実装されているもよい。

[0021] インバータ300は、例えば直流電源(不図示)から供給される直流電力を交流電力に変換し、変換された交流電力でモータMを駆動する。例えば、イ

ンバータ300は、駆動回路200から出力される制御信号に基づいて、直流電力を、U相、V相およびW相の擬似正弦波である三相交流電力に変換する。この変換された三相交流電力でモータMは駆動される。

[0022] 複数の電流センサ400は、モータMのU相、V相およびW相の巻線に流れる少なくとも2つの電流を検出する少なくとも2つの電流センサを有する。本実施形態では、複数の電流センサ400は、U相およびV相に流れる電流を検出する2つの電流センサ400A、400B（図2を参照）を有する。当然に、複数の電流センサ400は、U相、V相およびW相の巻線に流れる3つの電流を検出する3つの電流センサを有していてもよいし、例えばV相およびW相に流れる電流またはW相およびU相に流れる電流を検出する2つの電流センサを有していてもよい。電流センサは、例えば、シャント抵抗、およびシャント抵抗に流れる電流を検出する電流検出回路（不図示）を有する。シャント抵抗の抵抗値は、例えば0.1Ω程度である。

[0023] ADコンバータ500は、複数の電流センサ400から出力されるアナログ信号をサンプリングしてデジタル信号に変換し、この変換したデジタル信号をコントローラ100に出力する。コントローラ100がAD変換を行ってもよい。その場合、複数の電流センサ400は、アナログ信号をコントローラ100に直接出力する。

[0024] ROM600は、例えば書き込み可能なメモリ（例えばPROM）、書き換え可能なメモリ（例えばフラッシュメモリ）または読み出し専用のメモリである。ROM600は、コントローラ100にモータMを制御させるための命令群を有する制御プログラムを格納する。例えば、制御プログラムはブート時にRAM（不図示）に一旦展開される。ROM600は、コントローラ100に外付けされる必要はなく、コントローラ100に搭載されていてもよい。ROM600を搭載したコントローラ100は、例えば上述したMCUであり得る。

[0025] 図2を参照して、インバータ300のハードウェア構成を詳細に説明する。

[0026] 図2は、本実施形態によるモータ制御システム1000中のインバータ300のハードウェア構成を模式的に示す。

[0027] インバータ300は、3個のローサイドスイッチング素子および3個のハイサイドスイッチング素子を有する。図示されるスイッチング素子SW__L1、SW__L2およびSW__L3がローサイドスイッチング素子であり、スイッチング素子SW__H1、SW__H2およびSW__H3が、ハイサイドスイッチング素子である。スイッチング素子として、例えば、電界効果トランジスタ（FET、典型的にはMOSFET）または絶縁ゲートバイポーラトランジスタ（IGBT）などの半導体スイッチ素子を用いることができる。スイッチング素子は、モータMに向けて流れる回生電流を流す還流ダイオードを有する。

[0028] 図2に、U相およびV相に流れる電流を検出する2つの電流センサ400A、400Bのシャント抵抗R_sを示す。図示されるように、例えばシャント抵抗R_sは、ローサイドスイッチング素子とグラウンドとの間に電氣的に接続され得る。または、例えばシャント抵抗R_sは、ハイサイドスイッチング素子と電源との間に電氣的に接続され得る。

[0029] コントローラ100は、例えばベクトル制御に基づく三相通電による制御（以下、「三相通電制御」と表記する。）を行うことによってモータMを駆動することができる。例えば、コントローラ100は、三相通電制御を行うためのPWM信号を生成し、そのPWM信号を駆動回路200に出力する。駆動回路200は、インバータ300中の各FETのスイッチング動作を制御するゲート制御信号をPWM信号に基づいて生成し、各FETのゲートに与える。

[0030] 図3は、本実施形態の変形例によるモータ制御システム1000のハードウェアブロックを模式的に示す。

[0031] 図示されるように、モータ制御システム1000は、駆動回路200を有していなくてもよい。その場合、コントローラ100は、インバータ300の各FETのスイッチング動作を直接制御することが可能なポートを有する。

具体的に説明すると、コントローラ 100 は、ゲート制御信号を PWM 信号に基づいて生成することが可能である。コントローラ 100 は、そのポートを介してゲート制御信号を出力し、そのゲート制御信号を各 FET のゲートに与えることができる。

[0032] 図 3 に示されるように、モータ制御システム 1000 は、位置センサ 700 をさらに有していてもよい。位置センサ 700 は、モータ M に配置され、ロータ角を検出してコントローラ 100 に出力する。位置センサ 700 は、例えば磁気抵抗 (MR) 素子を有する MR センサとセンサマグネットとの組み合わせによって実現される。位置センサ 700 は、例えば、ホール素子を含むホール IC またはレゾルバを用いても実現される。

[0033] モータ制御システム 1000 は、位置センサ 700 の代わりに、例えば、速度センサまたは加速度センサを有し得る。コントローラ 100 は、位置センサとして速度センサを用いる場合、回転速度信号または角速度信号に積分処理等を行うことによりロータ角、つまり、回転角を算出することができる。角速度は、1 秒間にロータが回転する角度 (rad/s) で表される。また、コントローラ 100 は、位置センサとして加速度センサを用いる場合、角加速度信号に積分処理等を行うことにより回転角を算出することができる。

[0034] 本開示のモータ制御システムは、例えば図 1 および 2 に示されるような、位置センサを有しない、センサレス制御を行うためのモータ制御システムに利用され得る。また、本開示のモータ制御システムは、例えば図 3 に示されるような、位置センサを有する、センサ制御を行うためのモータ制御システムにも利用され得る。

[0035] 以下、図 4 から図 7 を参照しながら、センサレス制御用のモータ制御システムを例に、そのシステムに用いられるモータ制御方法の具体例を説明し、トルク角の推定に用いる演算を主に説明する。本開示のモータ制御方法は、トルク角の推定が要求される、SPM モータを制御するための様々なモータ制御システムに利用され得る。

[0036] [モータ制御システム 1000 の制御方法]

モータ制御システム 1000 の制御方法の概要は以下のとおりである。

[0037] まず、電流センサ 400 で測定された三相電流 I_a 、 I_b および I_c を $\alpha\beta$ 固定座標系における α 軸および β 軸上の電流 I_α 、 I_β に変換する。次に、電流 I_α 、 I_β に基づいて、位相角 ρ を演算し、かつ、ステータ電流 I_s 、合成磁束 Ψ_s 、および、ステータ電圧 V_s とステータ電流 I_s との間の角度 ϕ （以降、「位相角 ϕ 」と表記する。）を演算する。次に、ステータ電流 I_s 、合成磁束 Ψ_s および位相角 ϕ に基づいてトルク角 δ を推定し、かつ、モータ制御に必要なトルク T およびロータ角 θ をトルク角 δ に基づいて決定する。最終的に、トルク T およびロータ角 θ に基づいてモータ M を制御する。

[0038] 本実施形態によるモータ制御方法を実現するためのアルゴリズムは、例えば特定用途向け集積回路（ASIC）または FPGA などのハードウェアのみで実現することもできるし、ハードおよびソフトウェアの組み合わせによっても実現することができる。

[0039] 図 4 は、トルク角 δ を推定するための、コントローラ 100 の機能ブロックを模式的に示す。本明細書において、機能ブロック図における各ブロックは、ハードウェア単位ではなく機能ブロック単位で示される。モータ制御用ソフトウェアは、例えば、各機能ブロックに対応した特定の処理を実行させるためのコンピュータプログラムを構成するモジュールであり得る。そのようなコンピュータプログラムは、例えば ROM 600 に格納される。

[0040] 図 4 に示されるように、コントローラ 100 は、例えば、プレ演算ユニット 110、トルク角演算ユニット 120、位相角演算ユニット 130、ロータ角演算ユニット 140、トルク演算ユニット 150 およびモータ制御ユニット 160 を有する。コントローラ 100 は、ステータ電流 I_s 、合成磁束 Ψ_s および位相角 ϕ に基づいてトルク角 δ を演算することができる。本明細書において、説明の便宜上、各機能ブロックをユニットと表記することとする。当然に、この表記は、各機能ブロックを、ハードウェアまたはソフトウェアに限定解釈する意図で用いられない。

[0041] 各機能ブロックがソフトウェアとしてコントローラ 100 に実装される場合

、そのソフトウェアの実行主体は、例えばコントローラ100のコアであり得る。上述したように、コントローラ100は、FPGAによって実現され得る。その場合、全てまたは一部の機能ブロックは、ハードウェアで実現され得る。

[0042] 複数のFPGAを用いて処理を分散させることにより、特定のコンピュータの演算負荷を分散させることができる。その場合、図4に示される機能ブロックの全てまたは一部は、その複数のFPGAに分散して実装され得る。複数のFPGAは、例えば車載のコントロールエリアネットワーク（CAN）によって互いに通信可能に接続され、データの送受信がなされる。

[0043] 例えば三相通電制御において、各相を流れる電流の総和は理想的にゼロになる。本明細書において、モータMのU相の巻線に流れる電流を I_a 、モータMのV相の巻線に流れる電流を I_b 、および、モータMのW相の巻線に流れる電流を I_c とする。電流 I_a 、 I_b および I_c の総和はゼロになる。

[0044] コントローラ100（例えばCPUコア）は、電流 I_a 、 I_b および I_c のうちの2つの電流を受け取って残りの1つの電流を演算により求める。本実施形態では、コントローラ100は、電流センサ400Aで測定された電流 I_a および電流センサ400Bで測定された電流 I_b を取得する。コントローラ100は、電流 I_a 、 I_b および I_c の総和はゼロになる上記関係を用いて、電流 I_a 、 I_b に基づいて電流 I_c を演算する。3つの電流センサを用いて電流 I_a 、 I_b および I_c を測定し、それらをADコンバータ500を介してコントローラ100に入力する構成を採用しても構わない。

[0045] コントローラ100は、ベクトル制御などに用いられるいわゆるクラーク変換を用いて、電流 I_a 、 I_b および I_c を、 $\alpha\beta$ 固定座標系における、 α 軸上の電流 I_α および β 軸上の電流 I_β に変換することができる。ここで、 $\alpha\beta$ 固定座標系は静止座標系である。三相のうちの一相の方向（例えばU相方向）が α 軸であり、 α 軸と直交する方向が β 軸である。

[0046] コントローラ100はさらに、クラーク変換を用いて、リファレンス電圧 V_a^* 、 V_b^* および V_c^* を、 $\alpha\beta$ 固定座標系における、 α 軸上のリファレンス電圧

V_{α}^* および β 軸上のリファレンス電圧 V_{β}^* に変換する。リファレンス電圧 V_{α}^* 、 V_{β}^* および V_c^* は、インバータ300の各スイッチング素子を制御するための、上述したPWM信号を表す。

[0047] 例えば、電流 I_{α} 、 I_{β} 、リファレンス電圧 V_{α}^* および V_{β}^* を求める演算は、コントローラ100のモータ制御ユニット160によっても実行され得る。電流 I_{α} 、 I_{β} 、リファレンス電圧 V_{α}^* および V_{β}^* は、プレ演算ユニット110および位相角演算ユニット130に入力される。

[0048] 本実施形態によるモータ制御において、ステータ電流 I_s 、合成磁束 Ψ_s および位相角 ϕ は、変数として与えられ、電機子抵抗 R (m Ω)、電機子インダクタンス L (μ H) およびロータ磁束 Ψ_m (Wb) は、パラメータとして与えられる。ここで、ロータ磁束 Ψ_m は、ロータの永久磁石の磁束の大きさを示す。

[0049] プレ演算ユニット110は、電流 I_{α} 、 I_{β} 、リファレンス電圧 V_{α}^* および V_{β}^* に基づいて、 $\alpha\beta$ 固定座標系または dq 回転座標系を基準とした、変数 I_s 、 Ψ_s および ϕ を獲得する。プレ演算ユニット110は、後段のトルク角演算ユニット120に上記の変数を渡すためにプレ演算を行うためのユニットである。

[0050] 図5は、変数 I_s 、 Ψ_s 、 ϕ および V_s を表示するフェーザ図である。図6は、 $\alpha\beta$ 固定座標系または dq 回転座標系における合成磁束 Ψ_s を表示するフェーザ図である。図示される変数はすべてフェーザ表示によって表される。以下、各変数をフェーザとして扱う。

[0051] <変数：ステータ電流 I_s >

プレ演算ユニット110は、式(1)に基づいてフェーザ図におけるステータ電流 I_s を演算する。

$$I_s = (I_{\alpha}^2 + I_{\beta}^2)^{1/2} \quad \text{式(1)}$$

[0052] <変数：合成磁束 Ψ_s > プレ演算ユニット110は、電流 I_{α} 、 I_{β} 、リファレンス電圧 V_{α}^* および V_{β}^* に基づいてフェーザ図における合成磁束 Ψ_s を演算する。具体的に説明すると、プレ演算ユニット110は、式(2)から(4

）に基づいて合成磁束 Ψ_s を演算する。合成磁束 Ψ_s は、図5に示されるように、ロータ磁束 Ψ_m に電機子磁束 $\Psi_a (= L \cdot I_s)$ を加算することにより得られる。

[0053] プレ演算ユニット110は、例えば、式(2)に基づいて合成磁束 Ψ_s の α 軸上の成分 Ψ_α を演算する。プレ演算ユニット110は、式(3)に基づいて合成磁束 Ψ_s の β 軸上の成分 Ψ_β を演算する。ここで、式(2)および(3)の中のLPFは、ローパスフィルタによる処理を意味する。高調波を除去する目的で、例えばコントローラ100が有する汎用ローパスフィルタを用いることができる。合成磁束 Ψ_s は、式(4)で表される。

$$\Psi_\alpha = \text{LPF} (V_\alpha^* - R \cdot I_\alpha) \quad \text{式(2)}$$

$$\Psi_\beta = \text{LPF} (V_\beta^* - R \cdot I_\beta) \quad \text{式(3)}$$

$$\Psi_s = (\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2)^{1/2} \quad \text{式(4)}$$

[0054] <変数：位相角 Φ >

プレ演算ユニット110は、電流 I_α 、 I_β 、リファレンス電圧 V_α^* および V_β^* に基づいて α 軸上の逆起電力成分BEMF $_\alpha$ および β 軸上の逆起電力成分BEMF $_\beta$ を演算する、具体的に説明すると、プレ演算ユニット110は、式(5)および(6)に基づいて逆起電力成分BEMF $_\alpha$ 、BEMF $_\beta$ を演算する。

$$\text{BEMF}_\alpha = V_\alpha^* - R \cdot I_\alpha \quad \text{式(5)}$$

$$\text{BEMF}_\beta = V_\beta^* - R \cdot I_\beta \quad \text{式(6)}$$

[0055] プレ演算ユニット110は、式(7)に基づいてフェーザ図におけるステータ電圧 V_s を演算する。ステータ電圧 V_s は、逆起電力電圧に対応した電圧である。このように、本明細書では、逆起電力電圧をステータ電圧と呼ぶ。

$$V_s = (\text{BEMF}_\alpha^2 + \text{BEMF}_\beta^2)^{1/2} \quad \text{式(7)}$$

[0056] 位相角 Φ は、図5に示されるように、例えばd q回転座標系において、ステータ電流 I_s とステータ電圧 V_s との間の角度で表され、反時計方向を正の方向とする角度である。ここで、d q回転座標系は、ロータと共に回転する回転座標系である。

[0057] プレ演算ユニット110は、式(8)に基づいて位相角 Φ を演算する。ここで、「arg」は、フェーザの偏角を表す演算子である。位相角 Φ は2つのフェーザの偏角の差を表す。

$$\Phi = \arg(V_s) - \arg(I_s) \quad \text{式(8)}$$

[0058] プレ演算ユニット110は、変数 I_s 、 Ψ_s および Φ をトルク角演算ユニット120に出力する。コントローラ100とは異なる他のハードウェア(例えば、FPGA)が変数 I_s 、 Ψ_s および Φ を演算してもよい。トルク角演算ユニット120は、他のハードウェアから変数 I_s 、 Ψ_s および Φ を受け取ることにより、それらを獲得してもよい。このような構成によると、コントローラ100の演算負荷を低減することが可能となる。

[0059] トルク角演算ユニット120は、パラメータ L 、 Ψ_m 、変数 I_s 、 Ψ_s および Φ に基づいてトルク角 δ を演算する。トルク角 δ は、図6において、例えば d - q 回転座標系における合成磁束 Ψ_s と d 軸との間の角度で表され、反時計方向を正の方向とする角度である。

[0060] 図5を再び参照する。

[0061] フェーザ図に示されるように、合成磁束 Ψ_s の d 軸成分 Ψ_d は、式(9)で表すことができる。式(9)を変形すると、式(10)が得られる。式(10)を変形すると、さらに式(11)が得られる。

$$\Psi_d = \Psi_m + L \cdot I_d \quad \text{式(9)}$$

$$\Psi_m = \Psi_s \cos(\delta) - \Psi_a \cos[90 - (\Phi - \delta)] \quad \text{式(10)}$$

$$\Psi_m = \Psi_s \cos(\delta) - \Psi_a \sin(\Phi - \delta) \quad \text{式(11)}$$

ここで、 I_d は電機子電流の d 軸上の電流成分である。

[0062] 式(11)の $\Psi_a \sin(\Phi - \delta)$ に加法定理を適用すると、式(12)が得られる。式(12)の両辺を Ψ_m で割ると、式(13)が得られる。

$$\Psi_m = \cos(\delta) [\Psi_s - \Psi_a \sin(\Phi)] + \Psi_a \cos(\Phi) \sin(\delta) \quad \text{式(12)}$$

[数3]

$$1 = \frac{\Psi_s - \Psi_a \sin(\Phi)}{\Psi_m} \cos(\delta) + \frac{\Psi_a \cos(\Phi)}{\Psi_m} \sin(\delta) \quad \text{式(13)}$$

ここで、 X 、 K_1 および K_2 を式(14)に従って定義する。

$$X = \cos(\delta)$$

$$K_1 = [\Psi_s - \Psi_a \sin(\Phi)] / \Psi_m \quad \text{式(14)}$$

$$K_2 = \Psi_a \cos(\Phi) / \Psi_m$$

[0063] 式(13)および(14)から、 $\sin(\delta)$ は、 X を用いて式(15)で表すことができる。

$$1 = [\cos(\delta)]^2 + [\sin(\delta)]^2$$

$$\Rightarrow [\sin(\delta)]^2 = 1 - X^2$$

$$\Rightarrow \sin(\delta) = \pm (1 - X^2)^{1/2} \quad \text{式(15)}$$

[0064] X 、 K_1 および K_2 を用いて整理すると、式(13)を式(16)に変形することができる。

$$1 = K_1 X \pm K_2 (1 - X^2)^{1/2}$$

$$\Rightarrow 1 - K_1 X = \pm K_2 (1 - X^2)^{1/2} \quad \text{式(16)}$$

[0065] 式(16)の両辺を二乗して整理すると、式(17)が得られる。

$$(K_1^2 + K_2^2) X^2 - 2 K_1 X + 1 - K_2^2 = 0 \quad \text{式(17)}$$

[0066] 2次方程式の解の公式を用いて式(17)を解くと、式(18)で示される X が得られる。 $b = 2b'$ である。

[数4]

$$\begin{aligned} X &= \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = \frac{-b' \pm \sqrt{b'^2 - ac}}{a} \\ &= \frac{K_1 \pm \sqrt{(K_1^2 + K_2^2)(1 - K_2^2)}}{K_1^2 + K_2^2} \end{aligned} \quad \text{式(18)}$$

ここで、式（１８）の平方根の中の判別式を Δ' とする。

$$\Delta' = (K_1^2 + K_2^2) (1 - K_2^2)$$

$$\Rightarrow \Delta' = K_1^2 + K_2^4 + K_2^2 (K_1^2 - 1) - K_1^2$$

$$\Rightarrow \Delta' = K_2^2 (K_2^2 + K_1^2 - 1) \quad \text{式（１９）}$$

[0067] 式（１９）の $K_2^2 + K_1^2 - 1$ に、式（１４）の K_1 および K_2 を代入して整理すると、 $K_2^2 + K_1^2 - 1$ は式（２０）で表すことができる。

[数5]

$$\begin{aligned} & K_2^2 + K_1^2 - 1 \\ &= \frac{1}{\Psi_m^2} [\Psi_s^2 + \Psi_a^2 - 2\Psi_s\Psi_a\sin(\Phi) - \Psi_m^2] \quad \text{式(20)} \end{aligned}$$

[0068] 図７は、ロータ磁束 Ψ_m 、電機子磁束 Ψ_a および合成磁束 Ψ_s を表すフェーザ図である。

[0069] 式（２０）の右辺の括弧〔〕内の値を考える。図７に示されるように、 Ψ_m 、 Ψ_a および Ψ_s を三辺とする三角形に、いわゆる余弦定理を適用すると、式（２１）が得られる。式（２１）は、式（２０）の右辺の括弧〔〕内の値がゼロであることを示す。つまり、式（２２）が得られる。その結果、式（１９）の判別式 Δ' はゼロになり、式（１８）の平方根の値はゼロとなる。式（１７）の２次方程式の解 X は、式（２３）で表すことができる。

[数6]

$$\Psi_s^2 + \Psi_a^2 - 2\Psi_s\Psi_a\sin(\Phi) - \Psi_m^2 = 0 \quad \text{式(21)}$$

$$K_2^2 + K_1^2 - 1 = 0 \quad \text{式（２２）}$$

$$X = K_1 / (K_1^2 + K_2^2) \quad \text{式（２３）}$$

[0070] 上記の定義 $X = \cos(\delta)$ から、これを式（２３）に代入すると、 δ は式（２４）で表される。式（２４）に K_1 、 K_2 を代入して整理すると、 δ は、式（２５）で表される。式（２５）に $\Psi_a = L I_s$ を代入することにより、最終的に負荷角 δ の演算式（２６）が得られる。

[数7]

$$\delta = \cos^{-1} \left(\frac{K_1}{K_1^2 + K_2^2} \right) \quad \text{式(24)}$$

[数8]

$$\delta = \cos^{-1} \left(\frac{\Psi_m \Psi_s - \Psi_m \Psi_a \sin(\Phi)}{\Psi_s^2 + \Psi_a^2 - 2\Psi_s \Psi_a \sin(\Phi)} \right) \quad \text{式(25)}$$

[数9]

$$\delta = \cos^{-1} \left(\frac{\Psi_m \Psi_s - \Psi_m L I_s \sin(\Phi)}{\Psi_s^2 + (L I_s)^2 - 2\Psi_s L I_s \sin(\Phi)} \right) \quad \text{式(26)}$$

[0071] トルク角演算ユニット120は、トルク角 δ をトルク演算ユニット150およびロータ角演算ユニット140に出力する。式(26)に示されるように、トルク角 δ の推定に、dq回転座標系における変数は必要とされない。本実施形態によれば、パラメータ L 、 Ψ_m 、変数 I_s 、 Ψ_s および Φ に基づいてトルク角 δ を演算することが可能となる。

[0072] 位相角演算ユニット130は、電流 I_α 、 I_β 、リファレンス電圧 V_α^* および V_β^* に基づいて位相角 ρ を推定する。位相角演算ユニット130は、プレ演算ユニットと同様に、例えば上記の式(2)および(3)に基づいて磁束成分 Ψ_α 、 Ψ_β を演算する。位相角演算ユニット130はさらに、例えば式(27)に基づいて位相角 ρ を演算する。位相角 ρ は、例えば図6に示されるように、 $\alpha\beta$ 固定座標系において、合成磁束 Ψ_s と α 軸との間の角度で表され、反時計方向を正の方向とする角度である。位相角演算ユニット130は、位相角 ρ をロータ角演算ユニット140に出力する。

$$\rho = \tan^{-1} (\Psi_\beta / \Psi_\alpha) \quad \text{式(27)}$$

[0073] ロータ角演算ユニット140は、トルク角 δ および位相角 ρ に基づいてロータ角 θ を演算する。トルク角 δ 、位相角 ρ およびロータ角 θ の関係は、図6

に示されるとおりである。ロータ角演算ユニット140は、式(28)に基づいてロータ角 θ を演算し、推定することができる。

$$\theta = \rho - \delta \quad \text{式(28)}$$

[0074] トルク演算ユニット150は、トルク角 δ に基づいてトルク T を演算する。SPMモータを用いる場合、突極比(L_d/L_q)は1(つまり、 $L=L_d=L_q$)となる。その場合、電機子に働くトルクの反作用として、トルク T は式(29)によって表されることが知られている。トルク演算ユニット150は、例えば式(29)に基づいてトルク T を演算することができる。

[数10]

$$T = \frac{3}{2} p \frac{\Psi_m \Psi_s}{L} \sin(\delta) \quad \text{式(29)}$$

ここで P はモータ極対数を示すパラメータである。

[0075] モータ制御ユニット160は、トルク T およびロータ角 θ に基づいてモータ M を制御することができる。モータ制御ユニット160は、例えば一般的なベクトル制御に必要な演算を行う。ベクトル制御は周知の技術であるので、その制御についての詳細な説明は省略する。

[0076] 本実施形態によると、センサレス制御において、 dq 回転座標系における変数に依存せずにトルク角を求めることが可能となる。また、トルク角の推定に複雑な演算は特に必要されないので、コンピュータに対する負荷を低減することが可能となり、かつ、メモリコストを低減することが可能となる。

[0077] 以下に、本開示によるトルク角 δ の演算の妥当性を、dSPACE社の”ラピッドコントロールプロトタイピング(RCP)システム”およびMath Works社のMatlab/Simulinkを用いて検証した結果を示す。この検証には、ベクトル制御により制御を受けるSPMモータのモデルが用いられた。表1には、検証時の各種システムパラメータの値が示される。

[0078] [表1]

慣性モーメント	$6.9 \times 10^{-5} \text{ [kg} \cdot \text{m}^2]$
摩擦係数	$5.1 \times 10^{-3} \text{ [Nm} / (\text{rad} / \text{s})]$
抵抗 (モータ+ECU)	$8.50 \text{ m}\Omega + 5.43 \text{ m}\Omega$
L_d (nominal)	$40.7 \mu\text{H}$
L_q (nominal)	$38.8 \mu\text{H}$
電圧範囲	10~16 V
温度範囲	-40°C~90°C
モータタイプ	DCブラシレスモータ
極数	8
スロット数	12
最大電流	7.7 A
定格電圧	13.5 V
定格温度	80°C
最大トルク	5.96 N·m
巻線の直径	$\phi 1.45 \text{ mm}$
ターン数	11.5

[0079] 図8は、所定期間内（0.35秒から0.38秒までの0.03秒）の、トルクの波形（上）、三相電流の波形（中間）、および、三相電圧の波形（下）を示す。図9は、本開示の演算式を用いて推定された所定期間内のトルク角（度）、および、トルク角の実測値の波形を示す。図8および図9の横軸は時間（ms）を表す。図8の縦軸は、上側から順番に、トルクの大きさ（N·m）、電流値（mA）および電圧値（V）を表す。図9の縦軸は、トルク角の大きさ（度）を表す。

[0080] 図8のシミュレーション結果から、ベクトル制御が適切になされていることが分かる。また、図9のシミュレーション結果から、本開示の演算式を用いて推定されたトルク角 δ 、および、実測値は類似することが分かる。より詳細には、推定されたトルク角 δ と実測値との誤差は約3度である。センサレス制御において、一般に、その誤差の許容値は10度程度とされている。本シミュレーション結果から得られた誤差は、その許容値の範囲に十分に収ま

る値である。

[0081] 以上のシミュレーション結果から、本明細書に提案する、トルク角を演算するための手法を用いることにより、センサレス制御においてトルク角を精度よく推定できることが分かる。

[0082] 本開示によるトルク角 δ の推定手法は、上述したとおり、センサレス制御に限らず、図3に示されるセンサ制御用のモータ制御システムにも好適に利用され得る。

[0083] 図3に示されるモータ制御システム1000中のコントローラ100は、 d q 回転座標系における変数に基づいてトルク角 δ を演算することができる。コントローラ100は、例えば式(30)に基づいてトルク角 δ を演算することが可能である(図5を参照)。

$$\delta = \tan^{-1} \left[(V_d - R \cdot I_d) / (V_q - R \cdot I_q) \right] \quad \text{式(30)}$$

ここで、 V_d は電機子電圧の d 軸上の電圧成分であり、 V_q は電機子電圧の q 軸上の電圧成分である。 I_d は電機子電流の d 軸上の電流成分であり、 I_q は電機子電流の q 軸上の電流成分である。

[0084] センサ制御において、位置センサが何らかの原因で破損した場合、ロータ角を測定することはできなくなる。そのため、センサ制御を継続することは困難となる。一方で、位置センサが故障した場合、モータ制御を、センサ制御からセンサレス制御に切替えることが可能である。そのセンサレス制御に、本開示によるトルク角の推定手法を適用することにより、位置センサが故障した場合でも、モータ制御を継続することが可能となる。

[0085] (実施形態2)

図10は、本実施形態によるEPSシステム2000の典型的な構成を模式的に示す。

[0086] 自動車等の車両は一般に、EPSシステムを有する。本実施形態によるEPSシステム2000は、ステアリングシステム520、および補助トルクを生成する補助トルク機構540を有する。EPSシステム2000は、運転者がステアリングハンドルを操作することによって発生するステアリングシ

ステムの操舵トルクを補助する補助トルクを生成する。補助トルクにより、運転者の操作の負担は軽減される。

[0087] ステアリングシステム 520 は、例えば、ステアリングハンドル 521、ステアリングシャフト 522、自在軸継手 523 A、523 B、回転軸 524、ラックアンドピニオン機構 525、ラック軸 526、左右のボールジョイント 552 A、552 B、タイロッド 527 A、527 B、ナックル 528 A、528 B、および左右の操舵車輪 529 A、529 B を備える。

[0088] 補助トルク機構 540 は、例えば、操舵トルクセンサ 541、自動車用電子制御ユニット（ECU） 542、モータ 543 および減速機構 544 を備える。操舵トルクセンサ 541 は、ステアリングシステム 520 における操舵トルクを検出する。ECU 542 は、操舵トルクセンサ 541 の検出信号に基づいて駆動信号を生成する。モータ 543 は、駆動信号に基づいて操舵トルクに応じた補助トルクを生成する。モータ 543 は、減速機構 544 を介してステアリングシステム 520 に、生成した補助トルクを伝達する。

[0089] ECU 542 は、例えば、実施形態 1 によるコントローラ 100 および駆動回路 200 などを有する。自動車では ECU を核とした電子制御システムが構築される。EPS システム 2000 では、例えば、ECU 542、モータ 543 およびインバータ 545 によって、モータ制御システムが構築される。そのモータ制御システムとして、実施形態 1 によるモータ制御システム 1000 を好適に用いることができる。

[0090] 本開示の実施形態は、トルク角の推定能力が求められる、シフトバイワイヤ、ステアリングバイワイヤ、ブレーキバイワイヤなどのエクスバイワイヤおよびトラクションモータなどのモータ制御システムにも好適に用いられる。例えば、本開示の実施形態によるモータ制御システムは、日本政府および米国運輸省道路交通安全局（NHTSA）によって定められたレベル 0 から 4（自動化の基準）に対応した自動運転車に搭載され得る。

産業上の利用可能性

[0091] 本開示の実施形態は、掃除機、ドライヤ、シーリングファン、洗濯機、冷蔵

庫および電動パワーステアリングシステムなどの、各種モータを有する多様な機器に幅広く利用され得る。

符号の説明

[0092] 100 : コントローラ、110 : プレ演算ユニット、120 : トルク角演算ユニット、130 : 位相角演算ユニット、140 : ロータ角演算ユニット、150 : トルク演算ユニット、160 : モータ制御ユニット、200 : 駆動回路、300 : インバータ、400、400A、400B : 電流センサ、500 : ADコンバータ、600 : ROM、700 : 位置センサ、1000 : モータ制御システム、2000 : EPSシステム、

請求の範囲

[請求項1]

表面磁石型モータを制御するモータ制御方法であって、

α β 固定座標系または d q 回転座標系を基準とした、フェーズ表示による、合成磁束、ステータ電流およびステータ電圧を獲得するステップと、

前記ステータ電流と前記ステータ電圧との間の角度 Φ を演算するステップと、

式 (1) に基づいてトルク角 δ を演算するステップであって、

[数1]

$$\delta = \cos^{-1} \left(\frac{\Psi_m \Psi_s - \Psi_m L I_s \sin(\Phi)}{\Psi_s^2 + (L I_s)^2 - 2 \Psi_s L I_s \sin(\Phi)} \right) \quad \text{式(1)}$$

ここで、L は、電機子インダクタンスであり、 Ψ_m は、ロータ磁石の磁束を示し、 Ψ_s は前記合成磁束の大きさを示し、 I_s は前記ステータ電流の大きさを示す、ステップと、

前記トルク角 δ に基づいてモータを制御するステップと、
を包含するモータ制御方法。

[請求項2]

前記トルク角 δ に基づいてトルク T を演算するステップをさらに包含し、

前記モータを制御するステップにおいて、前記トルク T に基づいて前記表面磁石型モータを制御する、請求項 1 に記載のモータ制御方法。

[請求項3]

前記 α β 固定座標系における前記合成磁束の α 軸および β 軸上の成分に基づいて位相角 ρ を演算し、かつ、前記トルク δ および前記位相角 ρ に基づいてモータのロータ角 θ を演算するステップをさらに包含し、

前記モータを制御するステップにおいて、前記ロータ角 θ および前記トルク T に基づいて前記表面磁石型モータを制御する、請求項 2 に

記載のモータ制御方法。

[請求項4]

表面磁石型モータと、

前記表面磁石型モータを制御する制御回路と、
を有し、

前記制御回路は、

$\alpha \beta$ 固定座標系または $d q$ 回転座標系を基準とした、フェーザ表示
による、合成磁束、ステータ電流およびステータ電圧を獲得し、
前記ステータ電流と前記ステータ電圧との間の角度 Φ を演算し、
式 (2) に基づいてトルク δ を演算し、

[数2]

$$\delta = \cos^{-1} \left(\frac{\Psi_m \Psi_s - \Psi_m L I_s \sin(\Phi)}{\Psi_s^2 + (L I_s)^2 - 2 \Psi_s L I_s \sin(\Phi)} \right) \quad \text{式(2)}$$

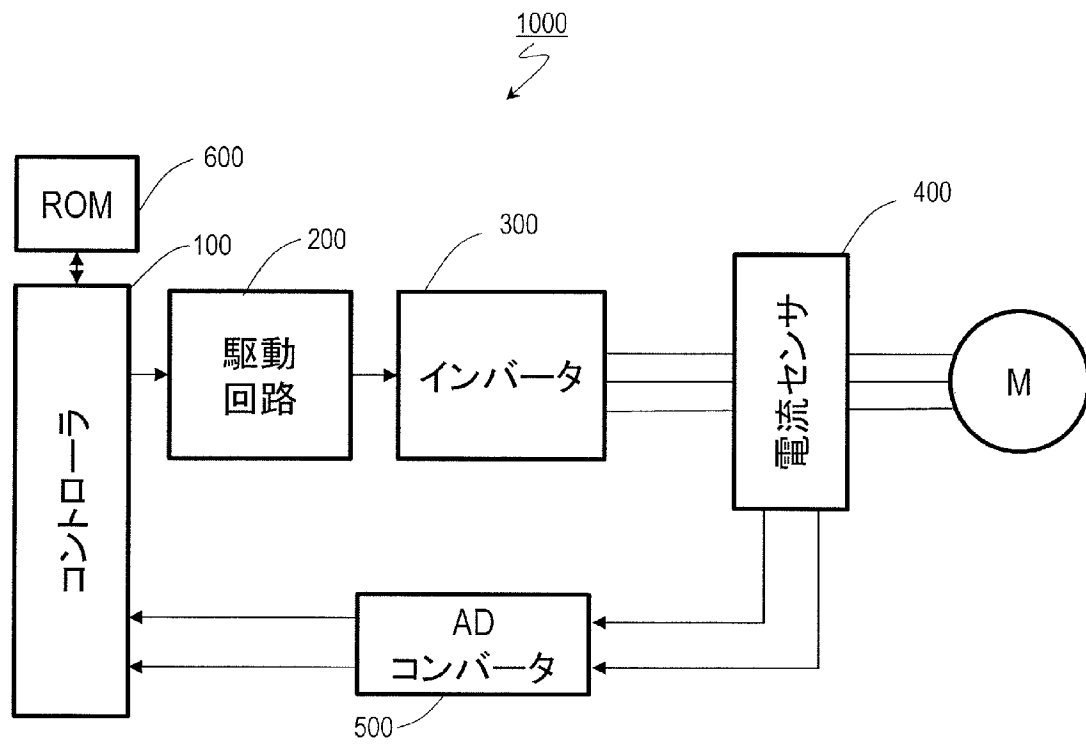
ここで、 L は、電機子インダクタンスであり、 Ψ_m は、ロータ磁石の
磁束を示し、 Ψ_s は前記合成磁束の大きさを示し、 I_s は前記ステー
タ電流の大きさを示し、

前記トルク δ に基づいてモータを制御する、モータ制御システム。

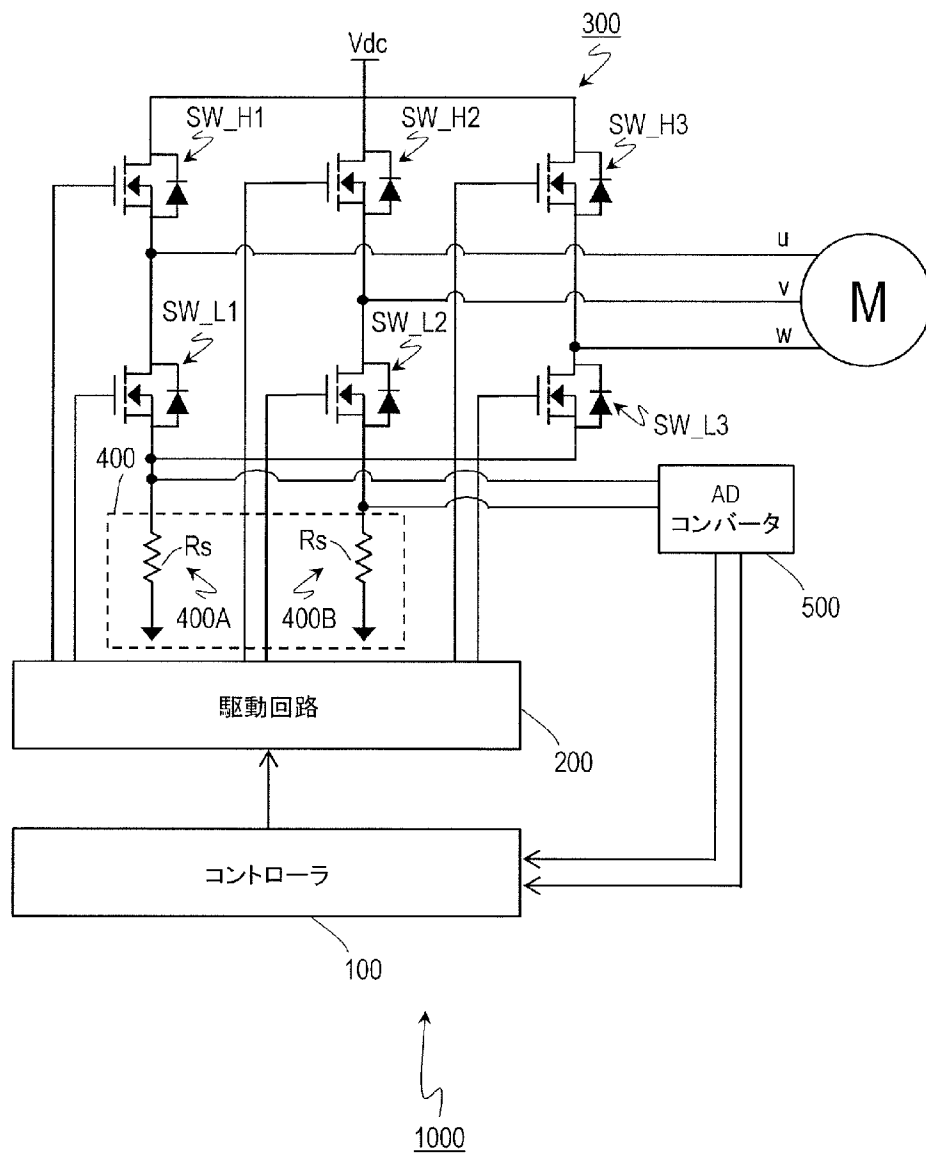
[請求項5]

請求項4に記載のモータ制御システムを有する電動パワーステアリン
グシステム。

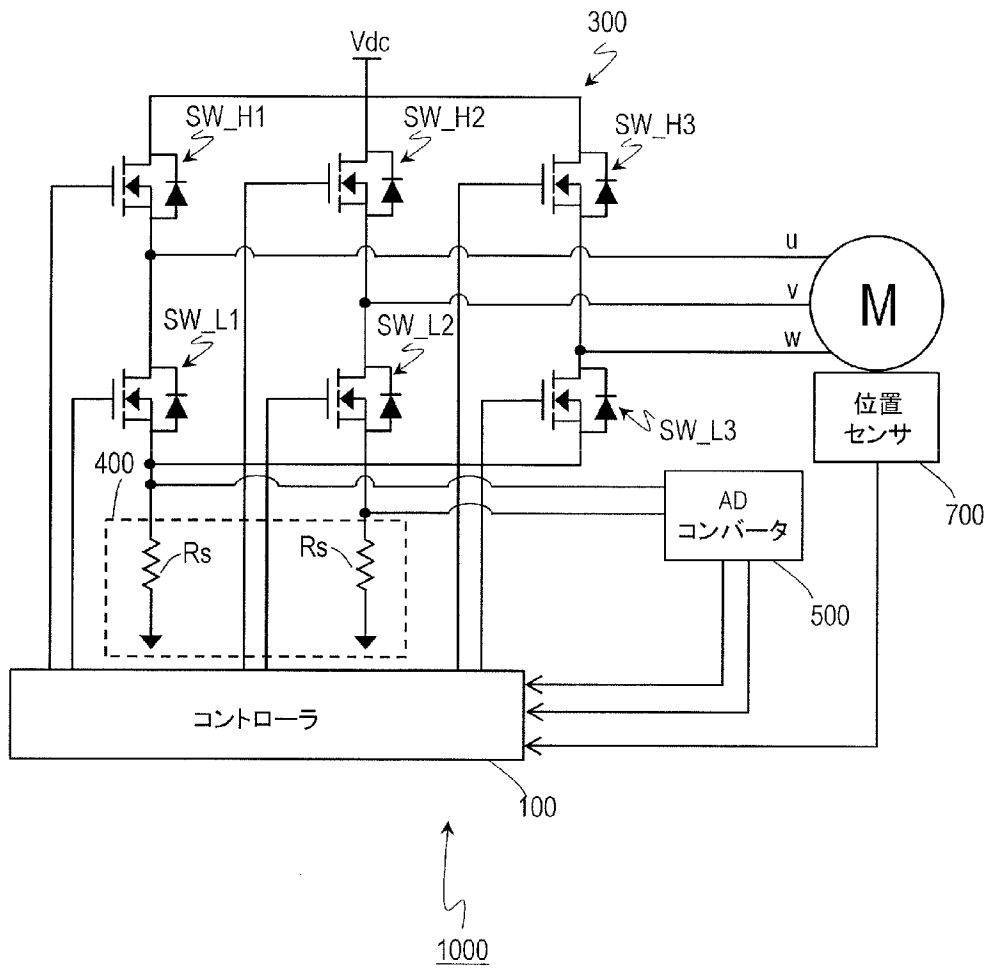
[図1]



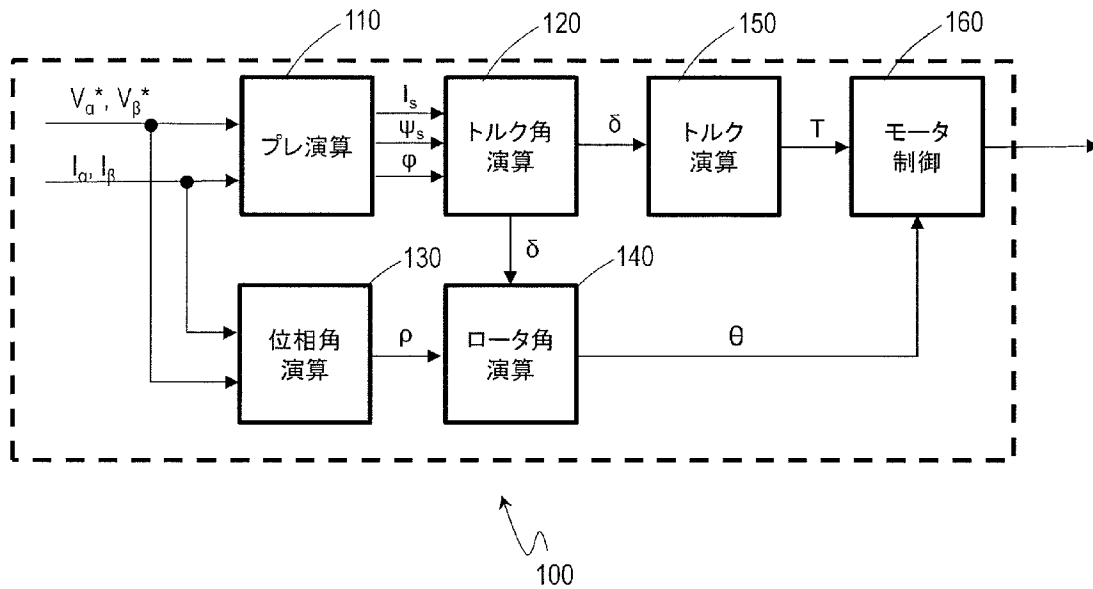
[図2]



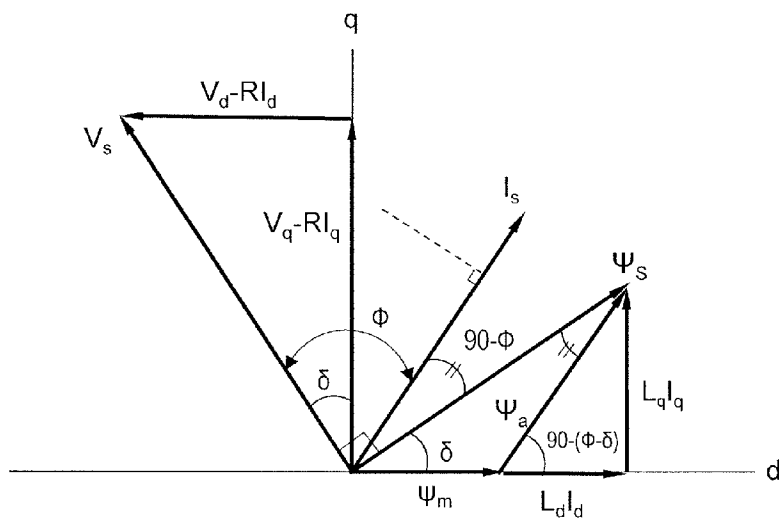
[図3]



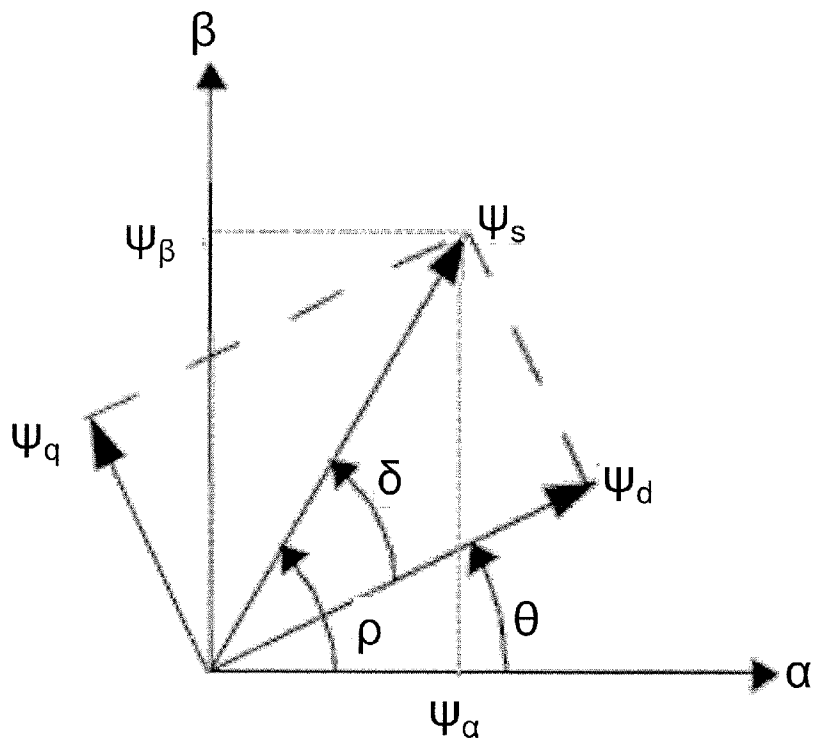
[図4]



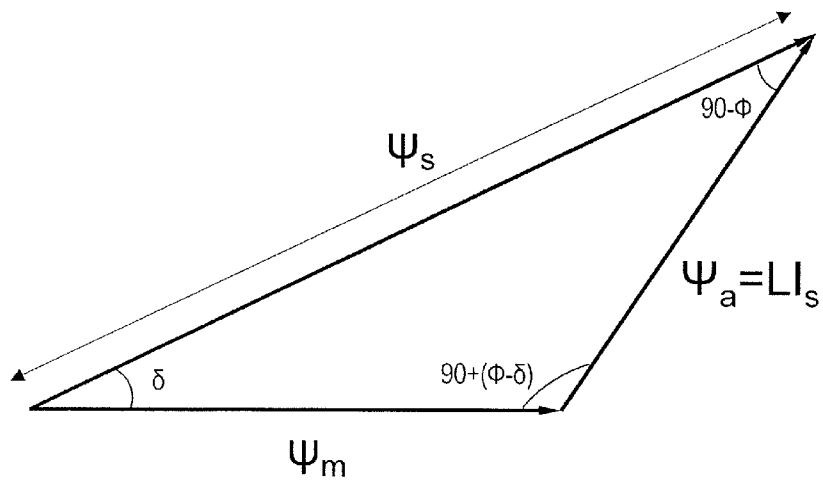
[図5]



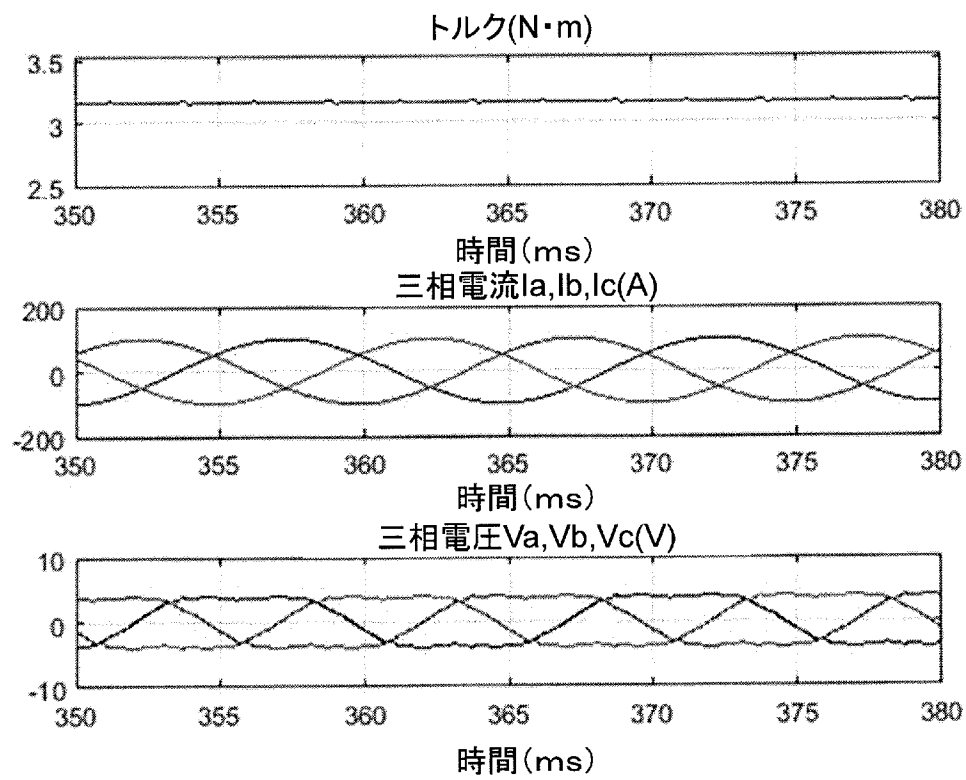
[図6]



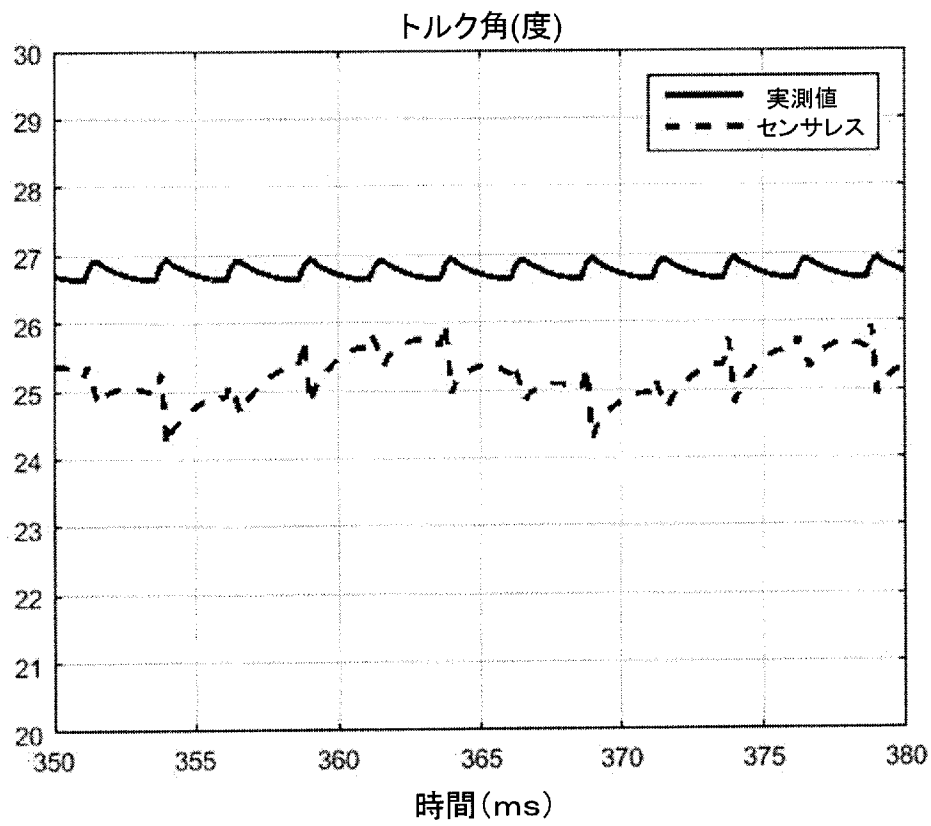
[図7]



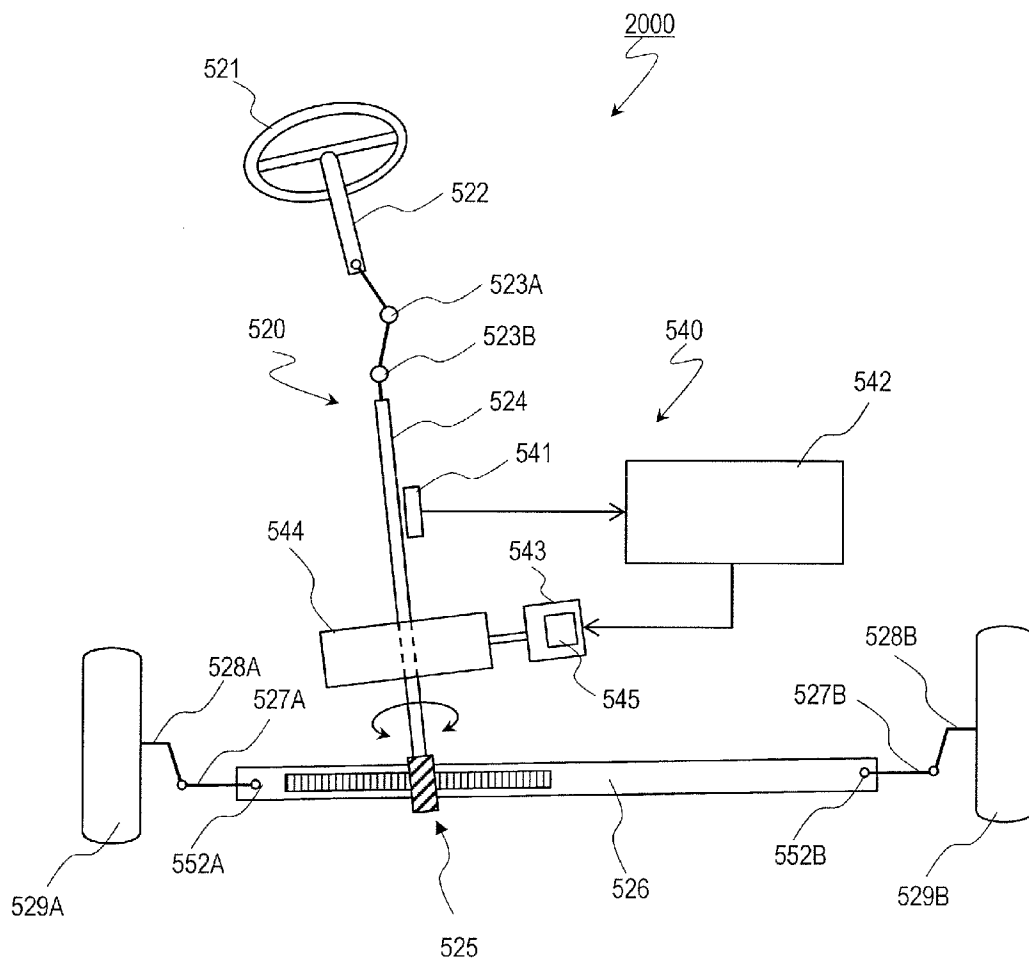
[図8]



[図9]



[図10]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2018/000148

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER Int.Cl. H02P21/14 (2016.01) i, B62D5/04 (2006.01) i, B62D6/00 (2006.01) i, H02P6/08 (2016.01) i, H02P25/022 (2016.01) i According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) Int.Cl. H02P21/14, B62D5/04, B62D6/00, H02P6/08, H02P25/022 Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Published examined utility model applications of Japan 1922-1996 Published unexamined utility model applications of Japan 1971-2018 Registered utility model specifications of Japan 1996-2018 Published registered utility model applications of Japan 1994-2018 Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 2014/034291 A1 (DAIKIN INDUSTRIES, LTD.) 06 March 2014, entire text, all drawings & JP 2014-50172 A & US 2015/0229258 A1, entire text, all drawings & EP 2892147 A1 & CN 104584419 A	1-5
A	JP 2005-151678 A (MEIDENSHA CORPORATION) 09 June 2005, entire text, all drawings (Family: none)	1-5
A	JP 2000-50697 A (HITACHI, LTD.) 18 February 2000, entire text, all drawings (Family: none)	1-5
☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 13 April 2018 (13.04.2018)		Date of mailing of the international search report 24 April 2018 (24.04.2018)
Name and mailing address of the ISA/ Japan Patent Office 3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915, Japan		Authorized officer Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02P21/14(2016.01)i, B62D5/04(2006.01)i, B62D6/00(2006.01)i, H02P6/08(2016.01)i,
H02P25/022(2016.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02P21/14, B62D5/04, B62D6/00, H02P6/08, H02P25/022

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2018年
日本国実用新案登録公報	1996-2018年
日本国登録実用新案公報	1994-2018年

国際調査で利用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	WO 2014/034291 A1（ダイキン工業株式会社）2014.03.06, 全文、全図 & JP 2014-50172 A & US 2015/0229258 A1 全文、全図 & EP 2892147 A1 & CN 104584419 A	1-5
A	JP 2005-151678 A（株式会社明電舎）2005.06.09, 全文、全図 （ファミリーなし）	1-5

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

13.04.2018

国際調査報告の発送日

24.04.2018

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A/J P）

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

尾家 英樹

電話番号 03-3581-1101 内線 3357

3V

9335

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリ*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2000-50697 A (株式会社日立製作所) 2000. 02. 18, 全文、全図 (ファミリーなし)	1-5