

(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
2017年12月7日(07.12.2017)



(10) 国際公開番号

WO 2017/208730 A1

(51) 国際特許分類:

H02M 7/48 (2007.01) B62D 6/00 (2006.01)
B60T 13/74 (2006.01) H02P 27/06 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2017/017344

(22) 国際出願日: 2017年5月8日(08.05.2017)

(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 2016-107164 2016年5月30日(30.05.2016) JP

(71) 出願人: 日立オートモティブシステムズ株式会社(HITACHI AUTOMOTIVE SYSTEMS, LTD.) [JP/JP]; 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 Ibaraki (JP).

(72) 発明者: 原 崇文(HARA Takafumi); 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP). 安島 俊幸(AJIMA Toshiyuki); 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製

作所内 Tokyo (JP). 柳沢 浩晃(YANAGISAWA Hiroaki); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP). 太田 裕幸(OTA Hiroyuki); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP).

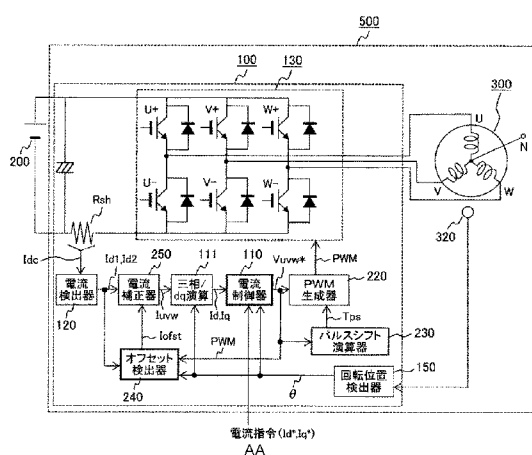
(74) 代理人: ポレール特許業務法人(POLAIRE I.P.C.); 〒1030025 東京都中央区日本橋茅場町二丁目13番11号 Tokyo (JP).

(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, 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, 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,

(54) Title: MOTOR CONTROL DEVICE AND ELECTRIC SYSTEM USING SAME

(54) 発明の名称: モータ制御装置、並びにそれを用いる電動システム

【図1】



110... CURRENT CONTROLLER
111... THREE-PHASE/dq CALCULATION
120... CURRENT DETECTOR
150... ROTATION POSITION DETECTOR
220... PWM GENERATOR
230... PULSE SHIFT CALCULATOR
240... OFFSET DETECTOR
250... CURRENT CORRECTOR
AA... CURRENT COMMAND

(57) Abstract: Provided is a motor control device that controls a motor appropriately by accurately detecting, without detection error, a current offset amount included in a detection value of a direct-current bus current. This motor control device comprises: a power converter; a three-phase motor driven by the power converter; and a control means that detects a motor current flowing through the three-phase motor on the basis of a detection value of a direct-current bus current, creates a command voltage on the basis of the motor current, and controls the power converter by using the command voltage. The control means calculates a current phase for when the direct-current bus current does not include a current offset amount, and estimates the current offset amount included in the detection value of the direct-current bus current on the basis of the current phase.

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:

- 一 国際調査報告 (条約第21条(3))

(57) 要約: 直流母線電流の検出値に含まれる電流オフセット量を誤検知することなく精度良く検出して、モータを適切に制御するモータ制御装置を提供する。モータ制御装置は、電力変換器と、電力変換器により駆動される三相モータと、直流母線電流の検出値に基づいて三相モータに流れるモータ電流を検出し、モータ電流に基づいて指令電圧を作成し、指令電圧を用いて電力変換器を制御する制御手段と、を備え、制御手段は、直流母線電流が電流オフセット量を含まない場合の電流位相を算出し、電流位相に基づいて、直流母線電流の検出値に含まれる電流オフセット量を推定する。

明 細 書

発明の名称： モータ制御装置、並びにそれを用いる電動システム
技術分野

[0001] 本発明は、直流母線電流の検出値を用いてモータ電流を制御するモータ制御装置、並びにそれを用いる電動システムに関する。

背景技術

[0002] モータを駆動するインバータなどの電力変換器を備えるモータ制御装置では、モータを適切に制御するために、モータ印加電圧の大きさと位相を適切に制御してモータ電流を流すことに加え、モータ電流を検出する電流センサを削減するために、インバータの直流母線電流の検出値を用いてモータ電流を高精度で検出することが要求される。

[0003] これに対し、特許文献 1 に記載の従来技術が知られている。本技術では、直流母線電流の瞬時値を検出して直流母線電流検出回路の電流オフセット量を検出する。特に、インバータの高電位側スイッチング素子および低電位側スイッチング素子の内の一方がオフ操作される期間（ゼロ電圧（V0）ベクトル期間）のタイミングにおける直流母線電流をオフセット補償量として検出する。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：特開 2014-128087 号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] 上記従来技術では、PWMパルスとインバータに流入するパルス状の直流母線電流を検出する際に、三相全相がオフ操作されたV0ベクトルの区間の直流母線電流検出値を用いて電流検出回路のオフセット量を検出する。

[0006] しかしながら、モータ巻線の地絡（巻線－接地（GND）間短絡）が発生した場合には、V0ベクトルを生成するPWM区間において地絡電流の環流

電流が流れるため、地絡電流をオフセット電流と誤検知してしまい、誤検知したオフセット検出値を用いたオフセット補正処理によって電流検出精度が低下してしまう。また、モータ巻線の天絡（巻線－電源間の短絡）が発生した場合には、V Oベクトルを生成するPWM区間において天絡電流が直流母線に流れるため、天絡電流をオフセット電流と誤検知してしまい、誤検知したオフセット検出値を用いたオフセット補正処理によって電流検出精度が低下してしまう。

[0007] さらに、上記従来技術では、V Oベクトルの区間でオフセットを検出しているため、PWMのD u t yが100%近傍になってきた場合、V Oベクトルで検出された電流が電流リングに埋もれてしまうため、電流検出精度が低下する。

[0008] そこで、本発明は、直流母線電流の検出値に含まれる電流オフセット量を誤検知することなく精度良く検出して、モータを適切に制御するモータ制御装置並びにそれを用いる電動システムを提供する。

課題を解決するための手段

[0009] 上記課題を解決するために、本発明によるモータ制御装置は、電力変換器と、電力変換器により駆動される三相モータと、直流母線電流の検出値に基づいて三相モータに流れるモータ電流を検出し、モータ電流に基づいて指令電圧を作成し、指令電圧を用いて電力変換器を制御する制御手段と、を備えるものであって、制御手段は、直流母線電流が電流オフセット量を含まない場合の電流位相を算出し、この電流位相に基づいて、直流母線電流の検出値に含まれる電流オフセット量を推定する。

発明の効果

[0010] 本発明によれば、電流オフセット量を含まない場合の電流位相に基づいて電流オフセット量を推定するので、直流母線電流の検出値に含まれる電流オフセット量を誤検知することなく精度良く検出することができる。

[0011] 上記した以外の課題、構成および効果は、以下の実施形態の説明により明らかにされる。

図面の簡単な説明

- [0012] [図1]第1の実施形態であるモータ制御装置の構成を示すブロック図である。
- [図2]出力電圧ベクトルとモータ電流および直流母線電流の関係を示す。
- [図3]PWM相電圧パルスと直流母線電流を示している。
- [図4]オフセット検出器のブロック図を示す。
- [図5]電流オフセットを含む検出電流の一例を示す。
- [図6]電圧位相と電流推定位相より算出される推定直流母線電流と、直流母線電流に基づいて検出される電流検出値を示す。
- [図7]第1の実施形態におけるd軸電圧とd軸電流の関係を示す。
- [図8]第1の実施形態におけるパルスシフト演算器の動作を示すパルス波形図である。
- [図9]第2の実施形態である電動パワーステアリング装置の構成図ある。
- [図10]第3の実施形態である車両用ブレーキ装置の構成を示すシステムブロック図である。

発明を実施するための形態

- [0013] 以下、本発明の実施形態について、図面を用いて説明する。なお、各図において、参照番号が同一のものは同一の構成要件あるいは類似の機能を備えた構成要件を示している。

[0014] (第1の実施形態)

図1は、本発明の第1の実施形態である、インバータ装置を有するモータ制御装置の構成を示すブロック図である。なお、本実施形態のモータ制御装置は、モータ出力に応じてインバータのPWMキャリア周波数を切替えて、インバータの直流母線電流の検出精度を向上することでモータを高効率に駆動する用途に適したものである。

- [0015] 図1に示すように、モータ制御装置500は、三相モータ300と、三相モータ300を駆動するインバータ装置100を有している。

- [0016] インバータ装置100は、電力変換器であるインバータ回路130、インバータ回路の直流母線電流を検出するシャント抵抗 R_{sh} 、電流検出器12

0、パルスシフト演算器230、オフセット検出器240、三相／d q 演算器111、電流制御器110、PWM生成器220を有している。バッテリー200は、インバータ装置100の直流電圧源であり、バッテリー200の直流電圧（VB）は、インバータ装置100のインバータ回路130によって可変電圧・可変周波数の三相交流電圧に変換され、この三相交流電圧が三相モータ300に印加される。

[0017] インバータ回路130は、6個の半導体スイッチング素子（図1ではIGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor））からなる三相ブリッジ回路を構成する。これら6個の半導体スイッチング素子が、パルス幅変調信号によってオン・オフ制御されることにより、バッテリー200の直流電力が三相交流電力に変換される。

[0018] 三相モータ300は、三相交流電圧の供給により回転駆動される同期モータ、例えば永久磁石式同期モータである。三相モータ300には、三相モータ300の誘起電圧の位相に合わせて三相交流の印加電圧の位相を制御するために回転位置センサ320が取り付けられている。回転位置検出器150によって、回転位置センサ320の入力信号から検出位置 θ が演算される。ここで、回転位置センサ320として、鉄心と巻線とから構成されるレゾルバ、GMR（Giant Magneto Resistive）センサなどの磁気抵抗素子や、ホール素子を用いたセンサなどが適用できる。

[0019] インバータ装置100は、三相モータ300の出力を制御するための電流制御機能を有しており、インバータ回路130に流入するパルス状の直流母線電流を、平滑コンデンサとインバータ回路130の間に挿入されたシャント抵抗 R_{sh} の両端の電圧（電流検出値 I_{dc} ）として検出する。シャント抵抗 R_{sh} は、図1ではバッテリー200の負極側に取り付けているが、バッテリー200の正極側に取り付けても良い。

[0020] 電流検出器120はパルスシフト演算器230のトリガタイミング（Trig）によってPWM1周期内で少なくとも二つの検出値（ I_{d1} 、 I_{d2} ）を直流母線電流値として検出する。電流補正器250は、直流母線電流値（ I_d

i_{d2} 、 i_{d2})と、オフセット検出器240によって検出される直流母線電流の電流オフセット量と、PWMパルスパターン(PWM)とから、三相のモータ電流値 i_{uvw} (i_u , i_v , i_w)を演算する。

[0021] 三相／d q 演算器111は、回転位置検出器150によって検出される回転位置 θ を用いて、三相のモータ電流値 i_{uvw} (i_u , i_v , i_w)を回転座標系におけるd q 軸電流値 (i_d , i_q)に変換する。電流制御器110は、d q 軸電流値 (i_d , i_q)と、目標トルクに応じて作成されるd q 軸電流指令値 (i_d^* , i_q^*)とが一致するように、回転座標系におけるd q 軸電圧指令値 (V_d^* , V_q^*)を演算する。さらに、電流制御器110は、回転位置 θ を用いて、d q 電圧指令値 (V_d^* , V_q^*)を三相電圧指令値 V_{uvw}^* (V_u^* , V_v^* , V_w^*)に変換して出力する。

[0022] PWM生成器220は、三相電圧指令値 V_{uvw}^* (V_u^* , V_v^* , V_w^*)を変調波信号として、搬送波信号(三角波、のこぎり波など)と三相電圧指令値 V_{uvw}^* とを比較することにより、いわゆるパルス幅変調(PWM)パルス信号を出力する。PWMパルス信号は、図示されないドライブ回路を介して、インバータ回路130における半導体スイッチ素子をオン・オフ制御する。これにより、インバータ回路130の出力電圧が調整される。

[0023] なお、モータ制御装置500において、三相モータ300の回転速度を制御する場合には、回転位置 θ の時間変化からモータ回転速度(ω_r)を演算し($\omega_r = d\theta / dt$)、上位の制御器からの速度指令と一致するように電圧指令値あるいは電流指令値が作成される。また、モータ出力トルクを制御する場合には、d q 軸電流 (i_d , i_q)とモータトルクの関係を示す数式あるいはマップを用いて、d q 軸電流指令値 (i_d^* , i_q^*)が作成される。

[0024] 次に、図2および図3を用いて、直流母線電流を検出して三相のモータ電流を演算する動作について説明する。

[0025] 図2は、インバータ装置の出力電圧ベクトル(PWMパターン)と三相のモータ電流 (i_u , i_v , i_w)および直流母線電流 (i_{dc})の関係を示す。

[0026] 図2に示すように、PWMパターンに応じてインバータ回路130の半導

体スイッチング素子がオン・オフすることによって、電圧ベクトル ($V_0 \sim V_7$) が出力される。それぞれのPWMパターンと、三相のモータ電流およびそれらが流れる方向と、直流母線電流とは、図2のように対応しており、パルス状の直流母線電流の検出値から図2の対応関係に基づいて、三相のモータ電流を演算することができる。

[0027] 図3はキャリア周波数の1周期 (PWM1周期) 分のPWM相電圧パルス V_u , V_v , V_w とパルス状の直流母線電流を示している。

[0028] (a) はPWM生成タイマ動作を示し、(a)において、のこぎり波 (三角波でもよい) と電圧指令値とが一致するタイミングで、(b) に示すPWM相電圧パルスが生成される。図3では、一例として、U相電圧パルス V_u の生成タイミングを示す。電圧指令値 V_u1 とのこぎり波状のタイマカウント値が一致するタイミング $T1$ でU相電圧パルス V_u が立ち上がり、インバータ出力としてU相電圧 (V_u) が出力され、電圧指令値 V_u2 とのこぎり波状のタイマカウント値が一致するタイミングでU相電圧パルス V_u が立ち下がる。図示されないが、V相およびW相についても同様である。このとき、U相が最大相となり、W相が最小相となる。

[0029] (c) は、(b) に示す相電圧パルス V_u , V_v , V_w に応じて、図2に示す関係に従って直流母線に流れる直流母線電流 I_{dc} を示す。PWM1周期内で2回の電流サンプリングを行うことで、二つの相のモータ電流を検出することができ、残り一相は、 $I_u + I_v + I_w = 0$ の関係から演算によって求めることができる。例として、本図においては、電圧ベクトル V_2 が出力されているときは最小相であるW相の負の電流 ($-I_w$) が I_{d1} として検出され、電圧ベクトル V_1 が出力されているときは最大相であるU相の正の電流 (I_u) が I_{d2} として検出される。このように、1PWM周期中に第1の電流検出タイミングで最小相電流を検出し、第2の電流検出タイミングで最大相電流を検出している。

[0030] パルス状の直流母線電流のピーク (図では I_{d1} , I_{d2}) を確実に検出するには、電流検出回路の特性に依存する最小パルス幅 (TPS) 以上の電流検

出幅が必要となる。最小パルス幅（TPS）の決定要因として、インバータの主回路インダクタンスの大きさ、検出回路のスルーレートや応答性、A/D変換器のサンプリング時間などがある。これに対し、本実施形態では、幅の狭いPWMパルスに対して検出精度を向上するために、パルスシフト演算器230（図1）にて、二つの相のPWMパルスの信号差（線間電圧のパルス幅）を予め演算し、電流検出器120の適切な検出タイミング（Trig）で電流サンプリングが実行される。

[0031] 次に、本実施形態におけるオフセット検出器（図1の240）について説明する。

[0032] 図4は、オフセット検出器240のブロック図を示す。オフセット検出器240は、速度算出手段241、dq軸電圧指令変換部242、電圧位相算出手段243、電流位相算出手段244、位相角推定手段245、オフセット導出手段246により構成される。まず、速度算出手段241、dq軸電圧指令変換部242、電圧位相算出手段243について説明する。

[0033] 速度算出手段241は、回転位置検出器150により検出された三相モータの電気角 θ を微分することで、三相モータの電気角速度 ω を導出している。

[0034] dq軸電圧指令変換部242は式（1）を用いて三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を三相モータの電気角 θ （式（1）では θ_d ）を用いてdq軸電圧指令 V_d^* 、 V_q^* に変換している。

[0035] [数1]

$$\begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos \left(\theta_d - \frac{2}{3} \pi \right) & \cos \left(\theta_d + \frac{2}{3} \pi \right) \\ -\sin \theta_d & -\sin \left(\theta_d - \frac{2}{3} \pi \right) & -\sin \left(\theta_d + \frac{2}{3} \pi \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_u^* \\ V_v^* \\ V_w^* \end{bmatrix} \quad \dots (1)$$

[0036] 電圧位相算出手段243は式（2）を用いてdq軸電圧指令 V_d^* 、 V_q^* を電圧位相 θ_{vdq} に変換している。

[0037]

[数2]

$$\theta_{vdq} = \tan^{-1} \left(\frac{V_q}{V_d} \right) \quad \cdots (2)$$

[0038] 次に、オフセット検出器240における電流位相算出手段244、位相角推定手段245、オフセット導出手段246について説明する。

[0039] 電流位相算出手段244は、オフセットを含まない電流から電流位相 θ_{ldq} を導出する。オフセットを含み得る検出電流(I_{dc} , I_{qc})より算出される電流位相 θ_{ldq}' は式(3)、実際の電流位相 θ_{ldq} は式(4)であらわされる。電流オフセット量が0のとき、検出されるdq軸電流(I_{dc} , I_{qc})と、実際に三相モータを流れるdq軸電流(I_d , I_q)は一致する。なお、 I_{dc} は検出されたd軸電流、 I_{qc} は検出されたq軸電流、 I_d は実際に三相モータを流れるd軸電流、 I_q は実際に三相モータを流れるq軸電流である。

[0040] [数3]

$$\theta_{ldq}' = \tan^{-1} \left(\frac{I_{qc}}{I_{dc}} \right) \quad \cdots (3)$$

[0041] [数4]

$$\theta_{ldq} = \tan^{-1} \left(\frac{I_q}{I_d} \right) \quad \cdots (4)$$

[0042] しかし、オフセットを含む場合、検出電流より算出される電流位相 θ_{ldq}' と実際の電流位相 θ_{ldq} は異なる。そこで、本実施形態では、dq軸電圧指令 V_d^* , V_q^* と、三つのモータ定数、すなわちd軸インダクタンス、q軸インダクタンス、巻線抵抗Rおよび誘起電圧定数を用い、オフセットを含まない電流位相角を推定し、その電流位相角より電流オフセット量を求める。

[0043] 式(5)は、一般的に使用される三相同期モータの電圧方程式である。 V_d はd軸電圧、 V_q はq軸電圧、 L_d はd軸インダクタンス、 L_q はq軸インダクタンス、 K_e は誘起電圧定数、 p は微分項である。定常状態とするならば、式(5)は、微分項を零として、式(6)に変形される。

[0044] [数5]

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega K_e \end{bmatrix} \quad \dots (5)$$

[0045] [数6]

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega L_q \\ \omega L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega K_e \end{bmatrix} \quad \dots (6)$$

[0046] d q 軸指令電圧 V_d^* , V_q^* を用いて d 軸推定電流 $\hat{I}_d$ および q 軸推定電流 $\hat{I}_q$ を推定する場合、式 (6) から式 (7) が得られる。

[0047] [数7]

$$\begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega L_q \\ \omega L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega K_e \end{bmatrix} \quad \dots (7)$$

[0048] 式 (7) から d 軸推定電流および q 軸推定電流を求めると、式 (8) を得る。

[0049] [数8]

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_d \\ \hat{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega L_q \\ \omega L_d & R \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* - \omega K_e \end{bmatrix} \quad \dots (8)$$

[0050] 式 (8) における逆行列を計算して、d 軸推定電流を q 軸推定電流で除算すると、電流推定位相 (θ_{Idq}) は式 (9) で表される。

[0051] [数9]

$$\theta_{Idq} = \tan^{-1} \left\{ \frac{RV_d^* + \omega L_q (V_q^* - \omega K_e)}{-\omega L_d V_d^* + R(V_q^* - \omega K_e)} \right\} \quad \dots (9)$$

[0052] d 軸インダクタンス L_d と q 軸インダクタンス L_q が略一致している表面磁石型同期モータ (SPMSM: Surface Permanent Magnet Synchronous Motor) の場合、正接の逆関数の加法定理を用いて式 (9) は式 (10) のように簡略化できる。

[0053] [数10]

$$\theta_{ldq} = \tan^{-1} \left(\frac{\frac{V_d^*}{V_q^* - \omega K_e} + \frac{\omega L_q}{R}}{1 - \frac{V_d^*}{V_q^* - \omega K_e} \cdot \frac{\omega L_q}{R}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{V_d^*}{V_q^* - \omega K_e} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_q}{R} \right) \quad \cdots (10)$$

[0054] 電流位相算出手段244においては、d軸インダクタンス L_d とq軸インダクタンス L_q が異なる埋込磁石型同期モータ（IPMSM：Interior Permanent Magnet Synchronous Motor）の場合、式（9）が用いられ、d軸インダクタンス L_d とq軸インダクタンス L_q が略一致する表面磁石型同期モータの場合、式（10）が用いられる。式（9）および式（10）によって、電流オフセット量を含まない電流推定位相を導出することができる。なお、式（10）を用いた場合は、式（9）と比較して計算量が少なくなるため、計算時間を短縮できる。

[0055] さらに、三相モータが停止しているとき（ $\omega = 0$ ）、式（10）は式（11）のように簡易化することができ、計算時間を短縮することができる。

[0056] [数11]

$$\theta_{ldq} = \tan^{-1} \left(\frac{V_d^*}{V_q^*} \right) \quad \cdots (11)$$

[0057] 位相角推定手段245は、電圧位相算出手段243の出力である電圧位相 θ_{vdq} 、電流位相 θ_{ldq} および電気角 θ を用いて、後述するように、第1の位相 θ_{mod1} および第2の位相 θ_{mod2} を導出する。

[0058] 図5は、電流オフセットを含む検出電流の一例を示す。直流母線電流に基づいて検出される電流検出値（c）のほか、三相のモータ電圧指令値（a）、並びに三相のモータ電流（b）を示す。本例では、電流位相が三相モータの磁石磁束の方向に対して垂直方向であるq軸にあり、電圧位相がq軸に対して30度進んでおり、電圧位相 θ_{vdq} が120度、電流推定位相 θ_{ldq} が90度である。図中の電流検出値（c）が示すように、三相電圧の最大相と最

小相に応じて、直流母線電流に基づいて検出される電流検出値の波形は変化する。

[0059] 図6は、式(2)より算出した電圧位相 θ_{vdq} と、式(9)～(11)のいずれかより算出される電流推定位相 θ_{ldq} より算出される推定直流母線電流と、直流母線電流に基づいて検出される電流検出値を示す。推定された最小相電流および最大相電流はオフセットを含んでいないため、これら推定電流と直流母線電流検出値を用いて電流オフセット I_{ofst} を導出できる。

[0060] 以下で、電圧位相と電流位相から推定直流母線電流を導出する手段について説明する。なお、電流オフセット量を含まない推定電流の波高値を I_p とする。この波高値 I_p は、式(8)のd軸推定電流 $\hat{I}_d$ とq軸推定電流 $\hat{I}_q$ の2乗平均和より導出することができるが、第1の電流検出タイミングと第2の電流検出タイミング(図3における(c)参照)で電流オフセット量が略一致する場合は計算を省略できる。

[0061] 第1の電流検出タイミングと第2の電流検出タイミングで電流オフセット量が略一致する場合、最小相電流 I_{d1} および最大相電流 I_{d2} は、それぞれ式(12)および式(13)で表される。

[0062] [数12]

$$I_{d1} = I_p \cos(\theta_{mod1}) + I_{ofst} \quad \cdots (12)$$

[0063] [数13]

$$I_{d2} = I_p \cos(\theta_{mod2}) + I_{ofst} \quad \cdots (13)$$

[0064] 第1の電流位相角 θ_{mod1} および第2の電流位相角 θ_{mod2} は、それぞれ式(14)および式(15)で表される。ここで、MOD(A, B)は、いわゆる数学上のModular演算子の一種であり、AをBで除算した余りを示す。

[0065] [数14]

$$\theta_{mod1} = MOD(\theta + \theta_{vdq}, 120^\circ) - 60^\circ - \theta_{ldq} + \theta_{vdq} \quad \cdots (14)$$

[0066]

[数15]

$$\theta_{\text{mod}2} = \text{MOD}(\theta + \theta_{\text{vdq}} - 60^\circ, 120^\circ) - 60^\circ - \theta_{\text{Idq}} + \theta_{\text{Vdq}} \quad \dots (15)$$

[0067] 従って、式(12)および式(13)は、図6に示したオフセット量を含みかつ部分的に正弦波状を有する電流波形を示している。

[0068] 式(12)および式(13)から、電流オフセット量 I_{ofst} は式(16)で表される。

[0069] [数16]

$$I_{\text{ofst}} = \frac{I_{d1} \cos(\theta_{\text{mod}2}) - I_{d2} \cos(\theta_{\text{mod}1})}{\cos(\theta_{\text{mod}2}) - \cos(\theta_{\text{mod}1})} \quad \dots (16)$$

[0070] 式(16)に波高値 I_p は含まれていない。そのため、第1の電流検出タイミングで検出した直流電流 I_{d1} および第2の電流検出タイミングで検出した直流電流 I_{d2} と、位相 $\theta_{\text{mod}1}$ および $\theta_{\text{mod}2}$ とで導出できる。従って、演算負荷が軽減される。

[0071] 上記の説明では、第1の電流検出タイミングで取得した最小相電流 I_{d1} と第2の電流検出タイミングで取得した最大相電流 I_{d2} とで発生する電流オフセット量が同一としているが、オフセット量が異なる場合には、式(12)および式(13)と、推定電流波高値 I_p を用いて、第1の電流検出タイミングおよび第2の電流検出タイミングにおいて個別にオフセット量を算出することができる。

[0072] 上述のように、本実施形態によれば、モータ定数および所定のタイミングで検出される直流母線電流に基づいて電流オフセット量を演算できるので、モータ巻線の天絡や地絡などによる誤検知が防止される。従って、電流オフセット量の検出精度が向上するので、直流母線電流に基づくモータ電流検出の精度が向上する。これにより、三相モータを適切に制御することができる。

[0073] 上記のような電流オフセット量の算出を所定のタイミングにおいて行うことにより、直流母線電流の電流検出回路の故障を検出することができる。例

例えば、検出された電流オフセット量が、所定値、例えば定格電流の10%よりも大きい場合に、電流検出回路などに異常が発生していると判定することにより、インバータ装置や電源の故障を防ぐことができる。また、電流オフセット量が所定量よりも変動したら異常と判定することにより、駆動する三相モータを替えた場合に、異常と判定されればモータ定数が不適合であることが分かる。

[0074] 本実施形態における電流オフセット量の導出は、三相モータのモータ定数を使用しているため、モータ定数の変化に対する感度が高い。そこで、モータ定数の内で最も感度が高い巻線抵抗Rについての計測手段について、図7を用いて述べる。

[0075] 図7は、本実施形態におけるd軸電圧とd軸電流の関係を示す。本実施形態では、d軸指令電圧を変化させながら、d軸指令電圧とd軸指令電流の関係から巻線抵抗Rを計測する。ここで、電流オフセット量が有る場合および無い場合、d軸指令電圧とd軸指令電流の関係はそれぞれ式(17)および式(18)で表される(なお、q軸電流は零としている)。

[0076] [数17]

$$V_d^* = R'I_d^* + R'I_{\text{offset}} \quad \cdots (17)$$

[0077] [数18]

$$V_d^* = RI_d^* \quad \cdots (18)$$

[0078] 式(17)および式(18)並びに図7が示すように、d軸指令電圧とd軸指令電流の関係は直線で表され、直線の傾きが巻線抵抗を示し、電流オフセット量は直線の切片の大きさとして現れる。従って、図7に示すように、d軸電圧の動作点を変化させながらd軸電圧を三相モータに印加し、その時のd軸指令電流をプロットし、近似直線の傾きを導出すれば、電流オフセット量の影響を受けずに巻線抵抗を求めることができる。この巻線抵抗の値を用いれば、巻線抵抗の大きさが温度などによって変化しても、精度良く電流

オフセット量を求めることができる。

[0079] 本実施形態のように、モータ定数を用いて電流オフセット量を算出する場合、三相モータを変更したときに、モータ定数のばらつきにより、的確な電流オフセット量が算出されず、三相モータの過大な電流オフセット量によるトルク脈動が発生する懸念がある。

[0080] これに対し、本実施形態においては、電流位相の演算にモータ定数を用いながら、電流検出器 120 で検出した直流母線電流検出値 (I_{d1} , I_{d2}) を用いて電流オフセット量を算出している。これにより、モータ定数のばらつきの影響が緩和される。例えば、モータ速度が小さい場合でモータがほぼロック状態と見なせるとき、d 軸電流指令 I_d^* はほぼ 0 とみなせる。このとき、本実施形態によれば、q 軸電流による直流電流により発生する電流オフセット量を検出できるため、電流オフセット量による電流検出誤差があっても電流を一定に制御でき、トルク脈動を低減できる。

[0081] 本実施形態では、図 3 に示した一般的な直流母線電流の検出タイミングで検出した直流母線電流検出値を用い、上述したように、図 4 に示したオフセット検出器 240 によって電流検出器 120 の電流オフセット量 I_{offset} を演算することができる。電流補正器 250 (図 1) では、電流検出値 (I_{d1} , I_{d2}) と電流オフセット量 I_{offset} から、電流オフセット量を含まない直流母線電流値を演算し、さらに、この電流オフセット量を含まない直流母線電流値に基づいて三相のモータ電流 (I_u , I_v , I_w) を演算する。これにより、高精度なモータ制御が可能になる。

[0082] 次に、直流母線電流の検出が可能になる最小パルス幅 TPS について、図 8 を用いて説明する。

[0083] 図 8 は、本実施形態におけるパルスシフト演算器 230 (図 1) の動作を示すパルス波形図である。(a) は PWM パルス生成用のキャリア周期を示すノコギリ波状のタイマカウント値、(b) は一般的なインバータの PWM パルスで、瞬時の電圧指令での 1 PWM 区間を示しており、(c) は直流母線電流波形 I_{dc} を示している。U 相 PWM パルス幅 U_{pw} と V 相 PWM パルス

幅 V_{pw} および W 相 PWM パルス幅 W_{pw} の各相間のパルス幅は A/D 変換器のサンプリングに必要な時間 T_{ad} より小さく、マイコン等による検出が難しい。微少なモータ電流を流すときには三相各相の PWM パルスの信号差に応じて線間電圧がモータに印加されてモータ電流が流れるが、最小パルス幅 T_{PS} が確保されていない場合には直流母線電流 I_{dc} を確実に検出することができず、適切なモータ電流の制御ができない。

[0084] そこで、(d) に示すように、PWM パルスの相間波形を位相シフト（パルスシフト）することにより、最小パルス幅 T_{PS} を生成することで直流母線電流 I_{dc} を検出可能とする。(d) に示す各相のパルス幅 (U_{pw} , V_{pw} , W_{pw}) は、(b) の各相のパルス幅と同じで、PWM パルスの立ち下りエッジ側で、 V 相パルスを基準として U 相パルスをパルスシフト量 T_{t2} だけ位相を遅らせて、 U 相パルスと V 相パルスの相間パルス幅が最小パルス幅 T_{PS} になるようにパルス幅を広げ、 A/D サンプリングする。

[0085] PWM パルスの立ち上がりエッジ側では、 U 相パルスと V 相パルスの相間パルス幅が小さくなり、(b) のように、パルスシフトしない場合の U 相パルスと V 相パルスの相間パルスに対して極性が反転するパルスが生成される。これにより十分な A/D サンプリング時間を生成しながら、モータ印加電圧の平均値は 1 PWM 区間内で (b) に示すパルスシフトしない場合と同等にでき、モータ印加電圧と位相を調整してモータを制御できる。このときの (e) に示す直流母線電流波形 I_{dc} は、PWM パルスエッジの立ち上がり側の電流パルスの面積は小さくなり（図では小さくなって負の大きさの面積である）、PWM パルスエッジの立ち下り側の電流パルスの面積は大きくなる。(e) に示す 1 PWM 区間での電流パルスの総面積は、(c) に示す 1 PWM 区間での電流パルスの面積と同等であるが、 A/D 検出した電流検出値はパルスシフト相当電流 (I_{ps}) だけ大きくなった直流母線電流値 (I_1 , I_2) となる。

[0086] このように、モータ電流がゼロ付近の電流を検出する場合などにおいて、PWM パルスシフトする場合にも、電流オフセット量を検出し、電流検出値

をオフセット補償することで、精度良くモータ電流を演算してモータを適切に制御することができる。

[0087] 上述のように、本実施形態によれば、電流オフセット量を含まない場合の電流位相に基づいて電流オフセット量を推定するので、直流母線電流の検出値に含まれる電流オフセット量を誤検知することなく精度良く検出することができる。従って、モータが地絡および天絡した場合であってもオフセット補正量を検出できるため、モータ電流の検出精度を向上してモータを高精度に制御することができる。また、PWMのDutyが100%近傍になった場合においても、電流オフセット量を検出できる。

[0088] (第2の実施形態)

次に、本発明によるモータ制御装置が適用される電動システムの一例として電動パワーステアリング装置について説明する。

[0089] 図9は、本発明の第2の実施形態である電動パワーステアリング装置の構成図ある。

[0090] 図9に示すように、電動アクチュエータは、トルク伝達機構902と、トルク伝達機構902にトルクを与えるモータ制御装置500から構成される。モータ制御装置500は、トルクを出力するモータ300と、モータ300を駆動するインバータ装置100などを含み、前述した第1の実施形態が適用される。

[0091] 電動パワーステアリング装置は、電動アクチュエータと、ハンドル（ステアリングホイール）900と、操舵検出器901および操作量指令器903を備え、運転者が操舵するハンドル900の操作力が、電動アクチュエータによってトルクアシストされる。

[0092] 電動アクチュエータに対するトルク指令 τ^* は、ハンドル900の操舵アシストトルク指令であり、操舵検出器901によって検出されるハンドル900の操作力に応じて、操作量指令器903によって作成される。このトルク指令 τ^* に応じて電動アクチュエータが出力するモータトルクによって、運転者がハンドル900に与える操作力（操舵力）が軽減される。

- [0093] モータ制御装置500は、トルク指令 τ^* を受け、予め設定されるモータ300のモータ定数を用いて、前述したように電流オフセット量を補償しながら、モータ300の出力トルク τ_m がトルク指令値 τ^* に追従するようにモータ電流を制御する。
- [0094] モータ300のロータに直結される出力軸から出力されるモータ300の出力トルク τ_m は、ウォーム、ホイールや遊星ギヤなどの減速機構あるいは油圧機構を用いたトルク伝達機構902を介し、ステアリング装置のラック910に伝達される。これにより、運転者の操作力が電動力によって軽減（アシスト）されると共に、車輪（タイヤ）920、921の操舵角が操作される。
- [0095] このときのアシスト量すなわちトルク指令 τ^* は、ステアリングシャフトに組み込まれた操舵状態を検出する操舵検出器901により操舵角や操舵トルクとして検出される操作量と、車両速度や路面状態などの状態量に基づいて操作量指令器903により作成される。
- [0096] 本実施形態によれば、上記第1の実施形態によるモータ制御装置を適用することにより、車両を車庫入れする際などに停車もしくは極低車速でのハンドル操作を長時間繰り返し行う際、過大なモータ出力を得ようとして大きなモータ電流を流すことに起因してECU（Electronic Control Unit）が温度上昇した際における電流検出回路の温度ドリフトによる電流オフセット量を高精度に補償できる。これにより、モータ制御性の低下が防止され、操作力が適切にアシストできる。さらに、インバータ駆動回路の di/dt 特性変化によるパルスシフト電流のバラツキが発生する場合にも、高精度に電流を検出することができるため、ハンドルの繰り返し動作時にも滑らかに操作力がアシストできる。
- [0097] （第3の実施形態）
- 次に、本発明によるモータ制御装置が適用される電動システムの一例として車両用ブレーキ装置について説明する。
- [0098] 図10は、本発明の第3の実施形態である車両用ブレーキ装置の構成を示

すシステムブロック図である。

[0099] 図10におけるアシスト制御ユニット706およびモータ731には、上述した第1の実施形態によるモータ制御装置が適用される。インバータ装置およびその制御部を有するアシスト制御ユニット706における制御用マイクロコンピュータは、車両用ブレーキ動作を行えるようにプログラムされている。また、モータ731は、制動アシスト装置700に一体に取り付けられ、さらに、ケーシング712を介してアシスト制御ユニット706と一体構造をなしている。

[0100] 車両用ブレーキ装置は、ブレーキペダル701と制動アシスト装置700と倍力機構800およびホイール機構850a~850dを備えている。制動アシスト装置700は、アシスト機構720、マスタシリンダ721およびリザーバタンク712を備えている。マスタシリンダ721の内部には、プライマリピストン726およびセカンダリピストン727が配設され、これらによって、プライマリ液室721a及びセカンダリ液室721bが形成されている。運転者が踏み込むブレーキペダル701の操作量は、インプットロッド722を介してアシスト機構720に入力され、プライマリピストン726を移動させることでプライマリ液室721aへ伝達されて液圧を発生する。さらに、プライマリ液室721aでの発生液圧によってセカンダリピストン727が移動することでセカンダリ液室721bにおいても液圧は発生する。ホイール機構850a~850dには、それぞれホイールシリンダ851が設けられている。各ホイールシリンダ851は、マスタシリンダ721から付与される液圧によって車両を制動する。

[0101] また、ブレーキペダル701に取り付けられたストロークセンサ702、若しくは、図示しない踏力センサにより検出されるブレーキ操作量は、アシスト機構720を制御するアシスト制御ユニット706へ入力される。アシスト制御ユニット706は、入力されたブレーキ操作量に応じた回転位置となるようにモータ731を制御する。そして、モータの回転トルクは、減速装置723を介して、回転動力を並進動力に変換する回転ー並進変換装置7

25へ伝達され、プライマリピストン726を押圧し、プライマリ液室721aの液圧を高めると共に、セカンダリピストン727を加圧し、セカンダリ液室721bの液圧を高める。

[0102] 倍力機構800は、液室721a, 721bで加圧された作動液の液圧をマスタ配管750a, 750bを介して入力し、倍力制御ユニット830の指令に従って、ホイール機構850a～850dに液圧を伝達する。これにより、車両の制動力が得られる。

[0103] アシスト制御ユニット706は、プライマリピストン726の押圧量を調整するためにプライマリピストン726の変位量を制御する。プライマリピストン726の変位量は直接的には検出していないため、モータ731内に備えた回転位置センサ（図示省略）からの信号に基づいて、駆動モータ731の回転角を算出し、回転一並進変換装置であるボールネジ725の推進量からプライマリピストン726の変位量を演算により求める。

[0104] なお、駆動モータ731が故障により停止し、ボールネジ725の軸の戻し制御が不能となった場合、戻しバネ728の反力によってボールネジ725の軸を初期位置に戻すことにより運転者の制動操作を阻害しないようにしている。このため、ブレーキの引きずりによる車両挙動の不安定化を回避することができる。

[0105] 倍力機構800では、4輪ある内の対角2輪ずつの作動液を調整する2系統の液圧調整機構810a, 810bを備え、1系統の故障が発生しても安定して車両を停止できるようになっており、対角2輪のホイール機構850a, 850bの制動力を個々に調整できる。2系統の液圧調整機構810a, 810bはどちらも同様に動作するため、以下では液圧調整機構810aについて説明する。

[0106] 液圧調整機構810aは、マスタ配管750aからの作動液圧で生成されるマスタ圧を昇圧するポンプ853と、ポンプ853を駆動するポンプモータ852と、ホイールシリンダ851への作動液の供給を制御するゲートOUT弁811と、ポンプ853への作動液の供給を制御するゲートIN弁8

12と、マスタ配管750aからの作動液圧またはポンプ853から各ホイールシリンダ851への作動液の供給を制御するIN弁814a, 814bと、ホイールシリンダ851を減圧制御するOUT弁813a, 813bを備えている。

[0107] 例えば、アンチロックブレーキ制御のために液圧制御をする場合には、ホイール機構850a, 850b内の車輪回転センサ853からの信号を倍力制御ユニット830で処理して制動時の車輪ロックを検知すると、各IN／OUT弁（電磁式）とポンプ853を作動させて各車輪がロックしないような液圧値に作動液の液圧が調整される。なお、車両挙動安定化制御のための液圧制御をする場合においても、本液圧調整機構は適用できる。

[0108] 車両用ブレーキ装置において、アシスト制御ユニット706は上述の第1の実施形態に記載したモータ制御装置を含んで構成されており、モータ制御装置は、プライマリピストン726の変位量制御に用いられ、運転者によるブレーキペダルの踏み込み力を安定にアシストする。このため、車両用ブレーキ装置において、高精度かつ安定な動作を続けることや、異常を適確に検知することができる。

[0109] また、通常電源であるバッテリー200の充電容量が低下してしまった場合には、アシスト量の低下が生じるため、補助電源400を電源としてブレーキアシスト動作を継続することができるようになっている。この場合、補助電源400は、緊急バックアップ用であることから大きな電流出力を抑制することが要求される。

[0110] これに対し、本実施形態におけるアシスト制御ユニット706は、補助電源400に電源を切替えた際には、通常の1／10程度まで電源からの電流を制限することがある。このような電流が小さい場合でも、モータ制御装置は、直流母線電流を高精度に検出してモータ電流を制御することで、高精度に電源電流を制御できる。これにより、バッテリー異常時にも安定したブレーキアシスト制御を継続することができる。

[0111] また、本実施形態によれば、作動液の液圧が略一定のとき、直流母線電流

の検出値に含まれる電流オフセット量（電流検出誤差）の推定に電圧指令により算出される電流位相角を用いることで（前述の式（１１）参照）、高精度かつ短時間で電流オフセット量を推定することができる。

[0112] なお、本発明は前述した実施形態に限定されるものではなく、様々な変形例が含まれる。例えば、前述した実施形態は本発明を分かりやすく説明するために詳細に説明したものであり、必ずしも説明した全ての構成を備えるものに限定されるものではない。また、各実施形態の構成の一部について、他の構成の追加・削除・置き換えをすることが可能である。

符号の説明

[0113] １００…インバータ装置、１１０…電流制御器、１１１…三相／ｄｑ演算器、
、
１２０…電流検出器、１３０…インバータ回路、１５０…回転位置検出器、
２００…バッテリー、２２０…PWM生成器、２３０…パルスシフト演算器、
２４０…オフセット検出器、２４１…速度算出手段、２４２…ｄｑ軸電圧指令変換部、
２４３…電圧位相算出手段、２４４…電流位相算出手段、２４５…位相角推定手段、
２４６…オフセット導出手段、３００…三相モータ、３２０…回転位置センサ、
４００…補助電源、５００…モータ制御装置、７００…制動アシスト装置、
７０１…ブレーキペダル、７０２…ストロークセンサ、７０６…アシスト制御ユニット、
７１２…リザーバタンク、７２０…アシスト機構、７２１ａ…プライマリ液室、
７２１ｂ…セカンダリ液室、７２２…インพุットロッド、７２３…減速装置、
、
７２５…ボールネジ、７２６…プライマリピストン、７２７…セカンダリピストン、
７２８…戻しバネ、７３１…モータ、７５０ａ，７５０ｂ…マスタ配管、

800…倍力機構、810a, 810b…液圧調整機構、811…ゲートOUT弁、

812…ゲートIN弁、813a, 813b…OUT弁、814a, 814b…IN弁、

830…倍力制御ユニット、850a, 850b, 850c, 850d…ホイール機構、

851…ホイールシリンダ、852…ポンプモータ、853…ポンプ、

900…ハンドル、901…操舵検出器、902…トルク伝達機構、

903…操作量指令器、910…ラック、920, 921…車輪

請求の範囲

- [請求項1] 電力変換器と、
前記電力変換器により駆動される三相モータと、
直流母線電流の検出値に基づいて前記三相モータに流れるモータ電流を検出し、前記モータ電流に基づいて指令電圧を作成し、前記指令電圧を用いて前記電力変換器を制御する制御手段と、
を備えるモータ制御装置において、
前記制御手段は、前記直流母線電流が電流オフセット量を含まない場合の電流位相を算出し、前記電流位相に基づいて、前記直流母線電流の前記検出値に含まれる前記電流オフセット量を推定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、
前記電流位相は、前記指令電圧と、前記三相モータのモータ定数と、前記三相モータの回転速度とから算出されることを特徴とするモータ制御装置。
- [請求項3] 請求項2に記載のモータ制御装置において、
前記指令電圧が、d軸指令電圧およびq軸指令電圧であり、
前記モータ定数は、前記三相モータの巻線抵抗、d軸インダクタンス、q軸インダクタンスおよび誘起電圧定数であることを特徴とするモータ制御装置。
- [請求項4] 請求項3に記載のモータ制御装置において、
前記d軸指令電圧および前記q軸指令電圧を、それぞれ V_d^* および V_q^* とし、
前記巻線抵抗、前記d軸インダクタンス、前記q軸インダクタンスおよび前記誘起電圧定数を、それぞれ、 R 、 L_d 、 L_q および K_e とし、
前記回転速度を ω として、
前記電流位相（ θ_{Idq} ）は式（9）

[数1]

$$\theta_{Idq} = \tan^{-1} \left\{ \frac{RV_d^* + \omega L_q(V_q^* - \omega K_e)}{-\omega L_d V_d^* + R(V_q^* - \omega K_e)} \right\} \quad \dots (9)$$

によって算出されることを特徴とするモータ制御装置。

[請求項5]

請求項1に記載のモータ制御装置において、

前記三相モータが停止しているとき、前記電流位相は、前記指令電圧から算出されることを特徴とするモータ制御装置。

[請求項6]

請求項5に記載のモータ制御装置において、

前記指令電圧が、d軸指令電圧およびq軸指令電圧であることを特徴とするモータ制御装置。

[請求項7]

請求項6に記載のモータ制御装置において、

前記d軸指令電圧および前記q軸指令電圧を、それぞれ V_d^* および V_q^* として、

前記電流位相(θ_{Idq})は式(11)、

[数2]

$$\theta_{Idq} = \tan^{-1} \left(\frac{V_d^*}{V_q^*} \right) \quad \dots (11)$$

によって算出されることを特徴とするモータ制御装置。

[請求項8]

請求項1に記載のモータ制御装置において、

前記制御手段は、さらに、前記指令電圧の電圧位相を算出し、前記電圧位相と、前記電流位相、前記直流母線電流の前記検出値と、前記三相モータの回転位置と、に基づいて、前記電流オフセット量を推定することを特徴とするモータ制御装置。

[請求項9]

請求項8に記載のモータ制御装置において、

前記直流母線電流の前記検出値は、異なるタイミングで検出される、二つの検出値であることを特徴とするモータ制御装置。

[請求項10]

請求項9に記載のモータ制御装置において、

前記電流位相を θ_{ldq} とし、

前記電圧位相を θ_{vdq} とし、

前記二つの検出値を I_{d1} および I_{d2} とし、

前記三相モータの前記回転位置を θ として、

前記電流オフセット量 (I_{ofst}) は、式 (14)、

[数3]

$$\theta_{mod1} = MOD(\theta + \theta_{vdq}, 120^\circ) - 60^\circ - \theta_{ldq} + \theta_{vdq} \quad \dots (14)$$

式 (15)、

[数4]

$$\theta_{mod2} = MOD(\theta + \theta_{vdq} - 60^\circ, 120^\circ) - 60^\circ - \theta_{ldq} + \theta_{vdq} \quad \dots (15)$$

式 (16)

[数5]

$$I_{ofst} = \frac{I_{d1} \cos(\theta_{mod2}) - I_{d2} \cos(\theta_{mod1})}{\cos(\theta_{mod2}) - \cos(\theta_{mod1})} \quad \dots (16)$$

によって推定されることを特徴とするモータ制御装置。

[請求項11]

請求項3に記載のモータ制御装置において、

前記制御手段は、前記巻線抵抗を、指令電流および前記指令電圧に基づき導出することを特徴とするモータ制御装置。

[請求項12]

請求項1に記載のモータ制御装置において、

前記制御手段は、前記電流オフセット量が所定値より大きい時、異常を判定することを特徴とするモータ制御装置。

[請求項13]

請求項1のモータ制御装置において、

前記三相モータを、モータ定数が異なる他の三相モータに変更したときに、前記電流オフセット量に基づいて、異常を判定することを特徴とするモータ制御装置。

[請求項14]

電力変換器と、

前記電力変換器により駆動される三相モータと、
直流母線電流の検出値に基づいて前記三相モータに流れるモータ電流を検出し、前記モータ電流に基づいて指令電圧を作成し、前記指令電圧を用いて前記電力変換器を制御する制御手段と、
を備えるモータ制御装置において、
前記制御手段は、
前記直流母線電流の前記検出値に含まれる電流オフセット量を検出するオフセット検出器を備え、
前記オフセット検出器は、電圧指令とモータ定数から前記モータ電流の電流位相を推定し、
前記電流位相から前記電流オフセット量を補正して電流制御を行うことを特徴とするモータ制御装置。

[請求項15] ハンドルと、
前記ハンドルの操作力をトルクアシストする電動アクチュエータと、
を備える電動パワーステアリング装置において、
前記電動アクチュエータは、請求項1に記載のモータ制御装置を備えることを特徴とする電動パワーステアリング装置。

[請求項16] 車両のホイール機構へ制動液圧を付与すべく電動モータの作動によって移動するピストンと、
ブレーキペダルの操作量に基づき前記電動モータを制御して前記ピストンを移動させる制御装置と、を有し、
前記制御装置は、請求項1に記載されるモータ制御装置を含んで構成されることを特徴とする車両用ブレーキ装置。

[請求項17] 請求項16に記載の車両用ブレーキ装置において、
前記制御装置の通常電源であるバッテリーと、
前記バッテリーの異常時に前記制御装置の電源となる補助電源と、
該補助電源に切替った後も、前記請求項1に記載されるモータ制御

装置による制御を継続することを特徴とする車両用ブレーキ装置。

图 1

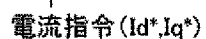
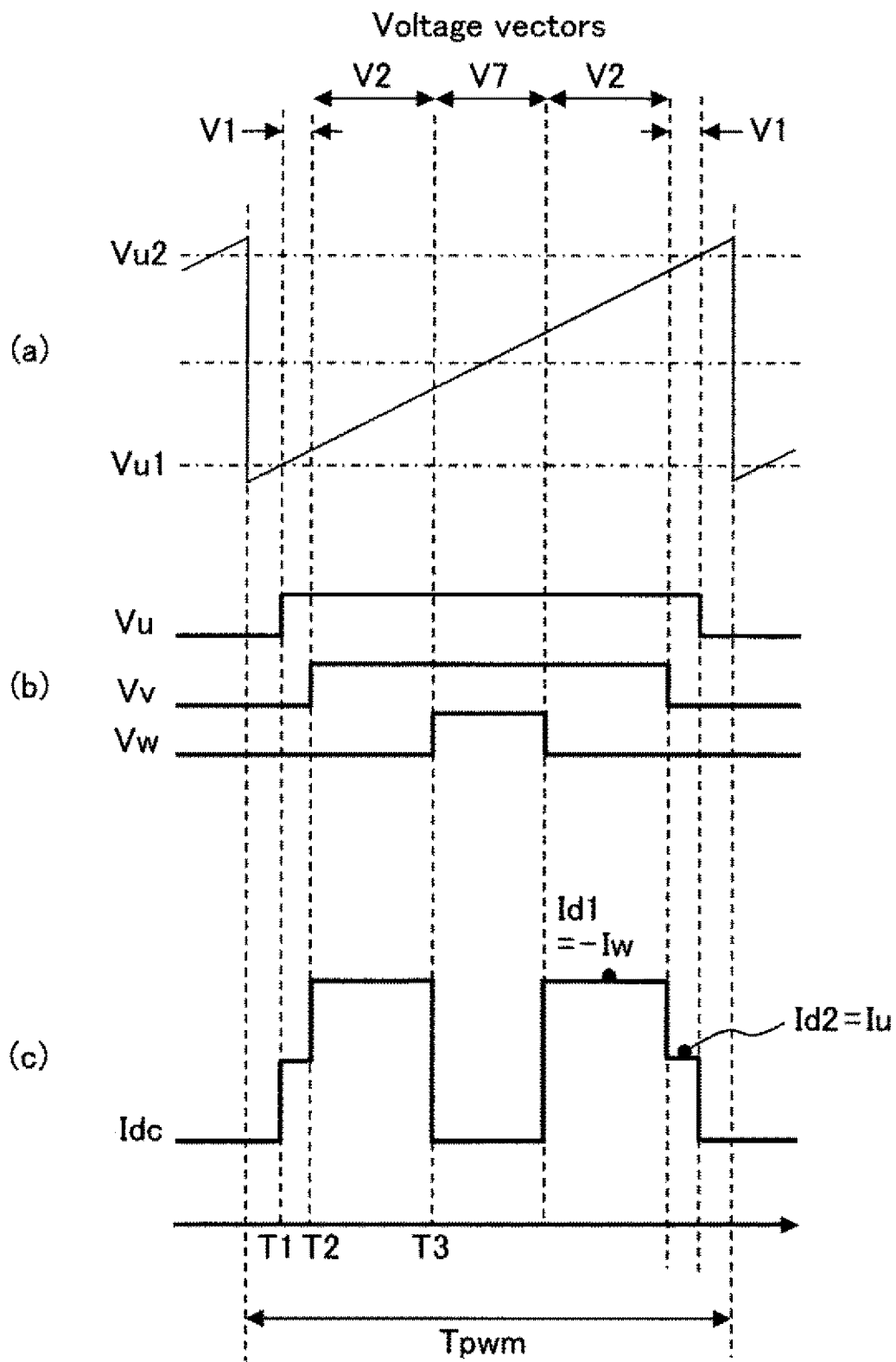


图 2

電圧ベクトル	PWMパターン (U,V,W)	モータ電流	直流母線電流
V0	(0,0,0)	$0 = I_u + I_v + I_w$	0
V1	(1,0,0)	$I_u = -(I_v + I_w)$	I_u
V2	(1,1,0)	$-I_w = I_u + I_v$	$-I_w$
V3	(0,1,0)	$I_v = -(I_u + I_w)$	I_v
V4	(0,1,1)	$-I_u = I_v + I_w$	$-I_u$
V5	(0,0,1)	$I_w = -(I_u + I_v)$	I_w
V6	(1,0,1)	$-I_v = I_u + I_w$	$-I_v$
V7	(1,1,1)	$0 = I_u + I_v + I_w$	0

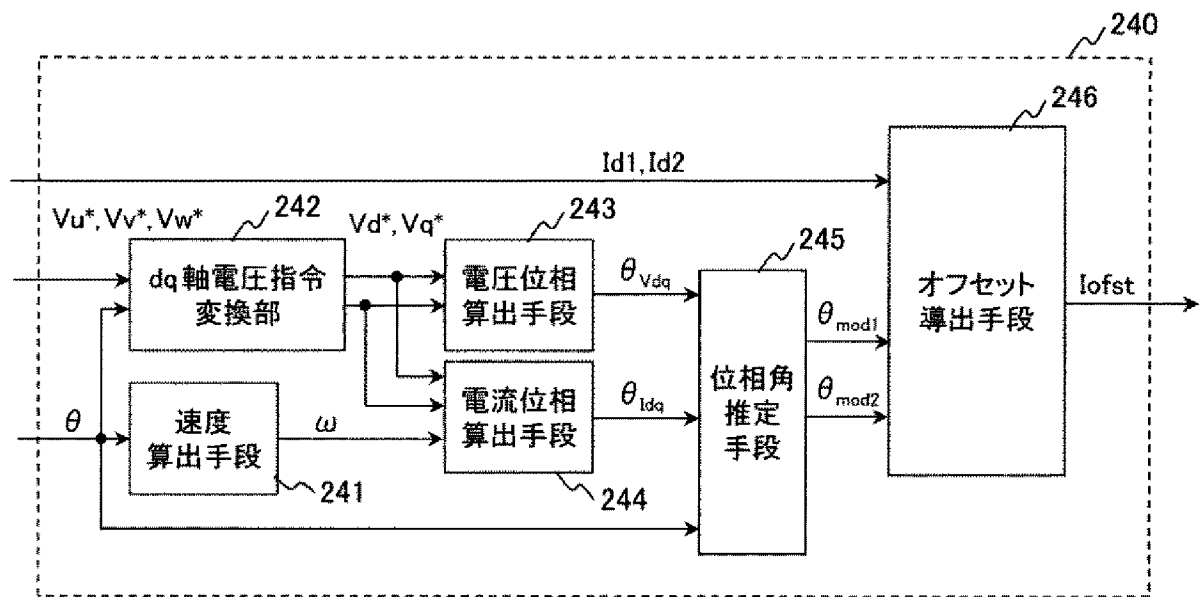
[図3]

図 3



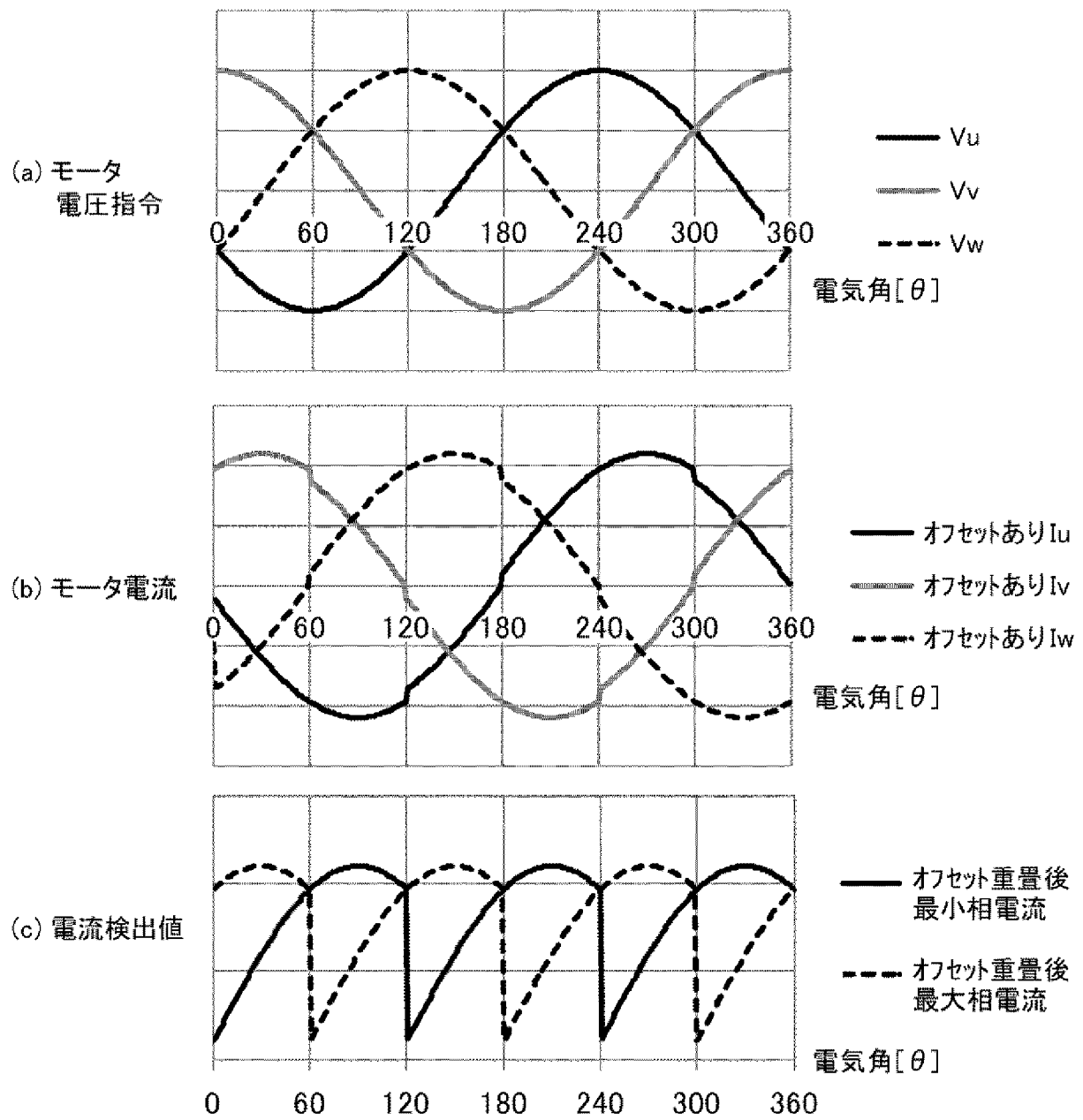
[図4]

図 4



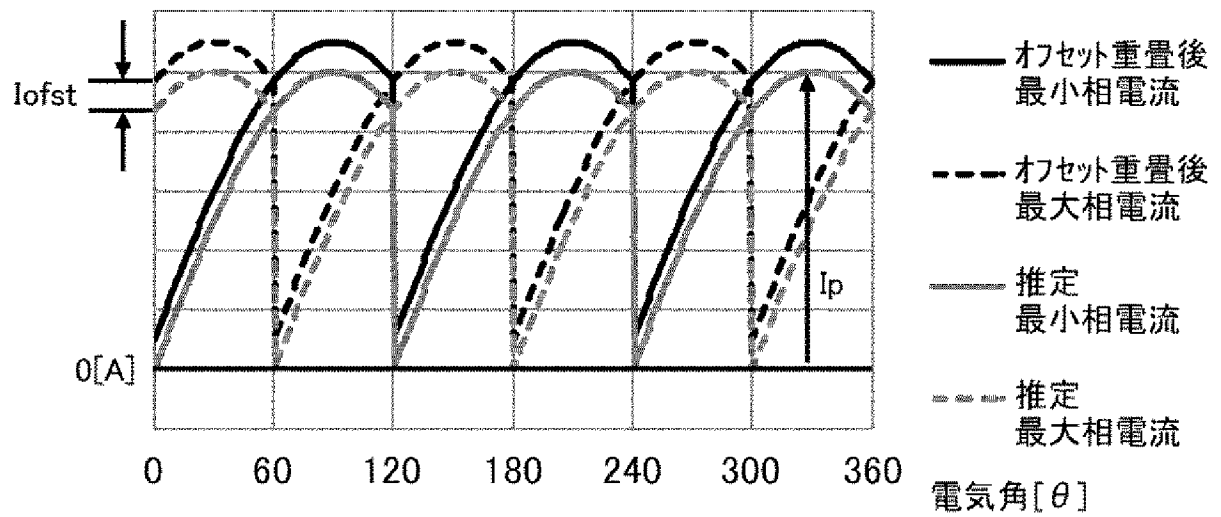
[図5]

図 5



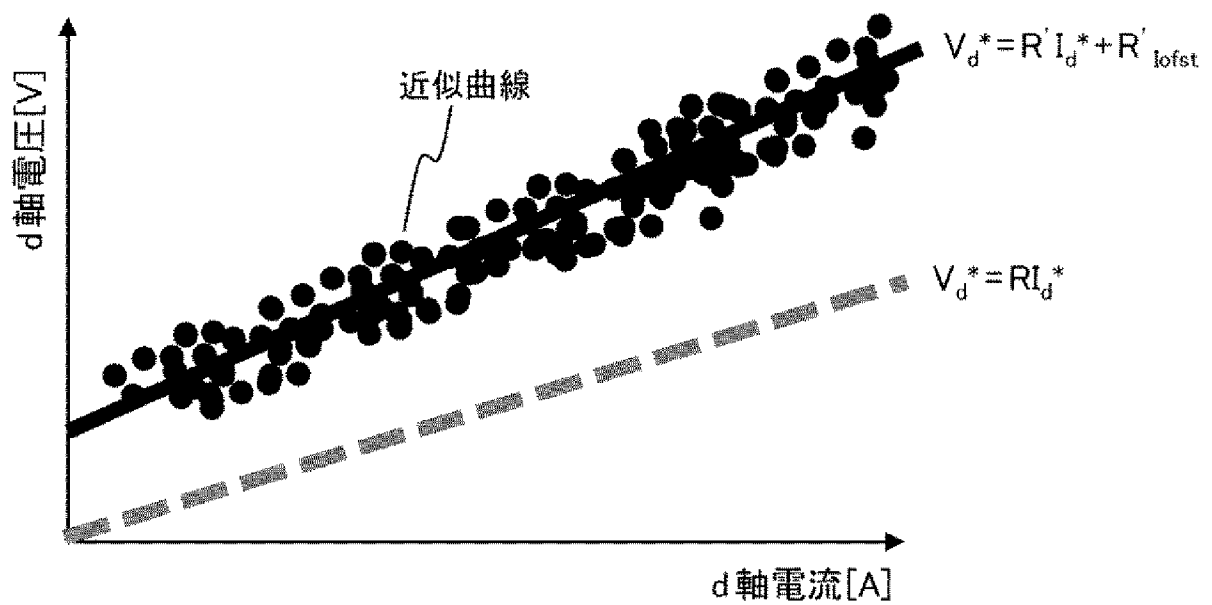
[図6]

図 6



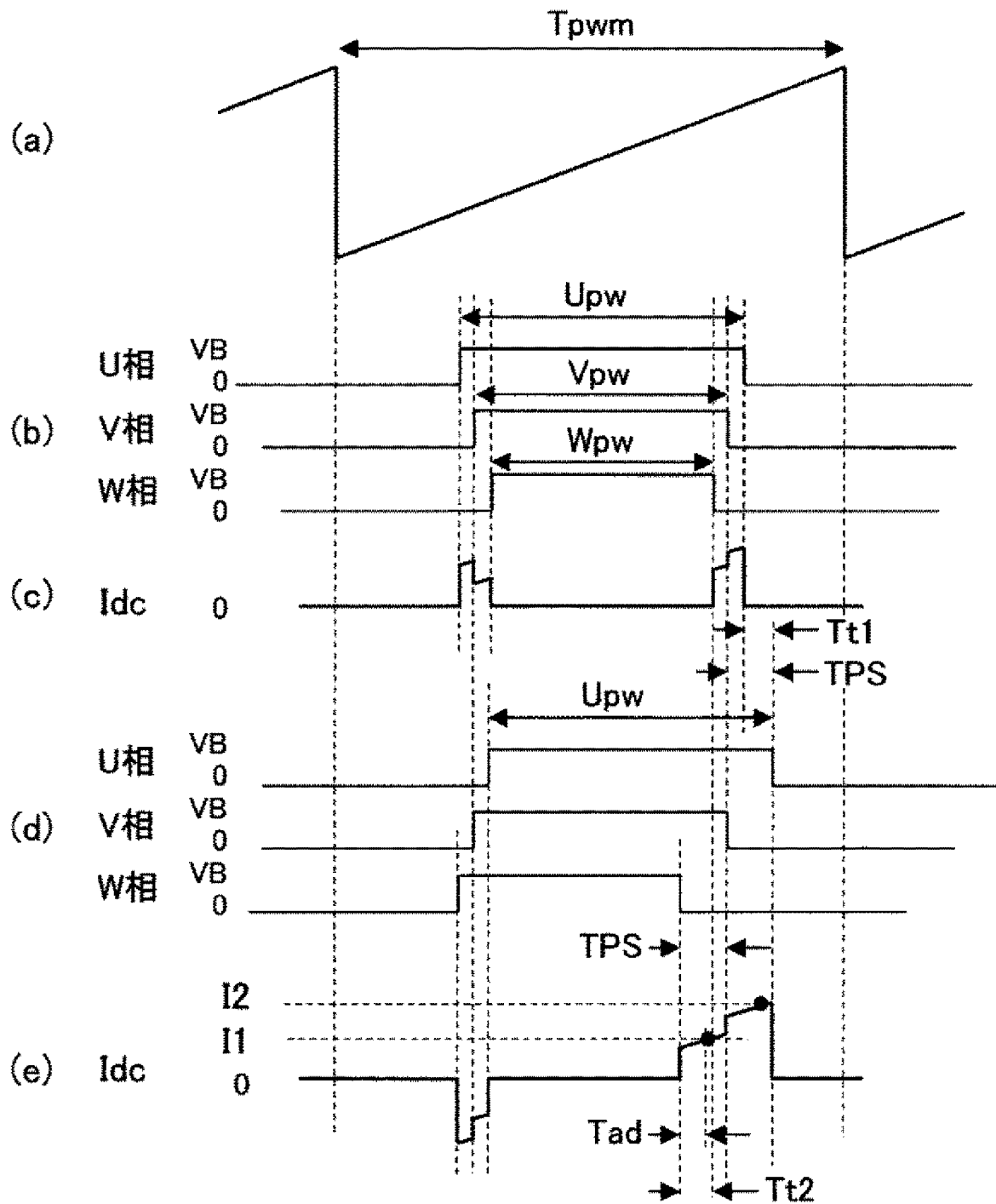
[図7]

図 7



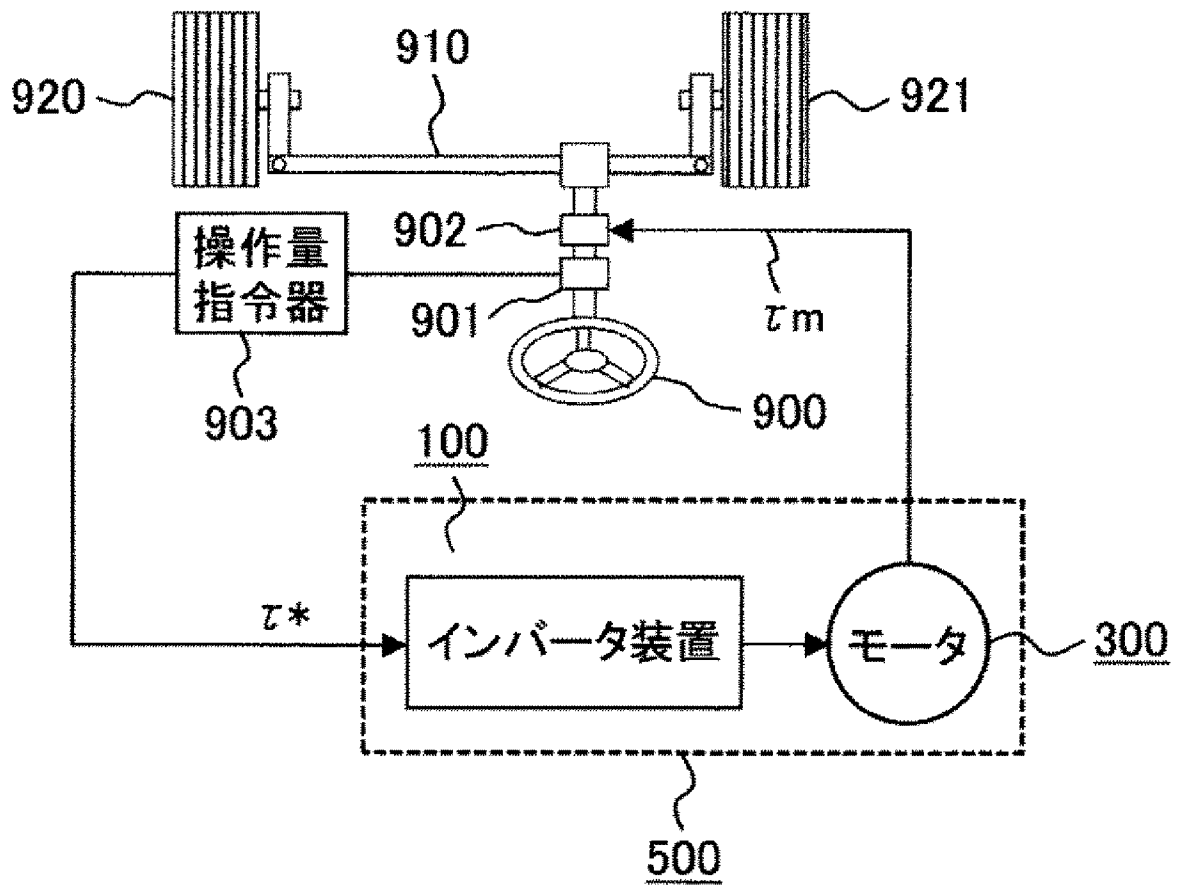
[図8]

図 8



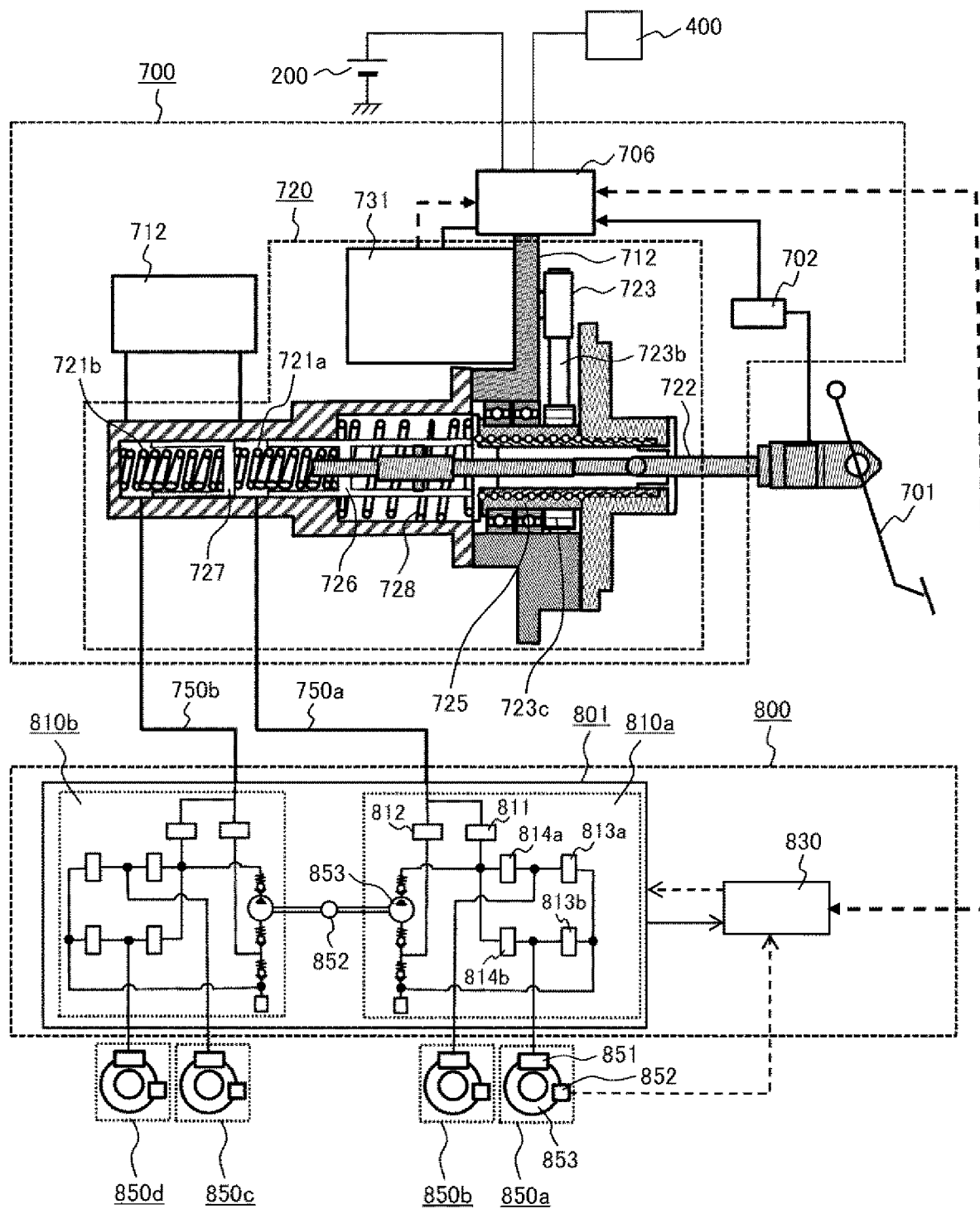
[図9]

図 9



[図10]

図 10



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2017/017344

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M7/48(2007.01)i, B60T13/74(2006.01)i, B62D6/00(2006.01)i, H02P27/06(2006.01)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)

H02M7/42-7/98, B60T13/74, B62D6/00, H02P27/06

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2017
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2017	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2017

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	JP 2014-128087 A (Denso Corp.), 07 July 2014 (07.07.2014), entire text; all drawings & US 2014/0176027 A1 entire text; all drawings	1-17
A	JP 2008-160915 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 10 July 2008 (10.07.2008), entire text; all drawings (Family: none)	1-17
A	WO 00/014866 A1 (Mitsubishi Electric Corp.), 16 March 2000 (16.03.2000), entire text; all drawings & JP 3813637 B2 & US 6259226 B1 entire text; all drawings	1-17

☒ 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
30 May 2017 (30.05.17)

Date of mailing of the international search report
13 June 2017 (13.06.17)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2017/017344

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2010-284017 A (Toyota Motor Corp.), 16 December 2010 (16.12.2010), entire text; all drawings (Family: none)	1-17

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02M7/48(2007.01)i, B60T13/74(2006.01)i, B62D6/00(2006.01)i, H02P27/06(2006.01)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. H02M7/42-7/98, B60T13/74, B62D6/00, H02P27/06

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	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 7 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 7 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 7 年

国際調査で使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	JP 2014-128087 A（株式会社デンソー）2014.07.07, 全文, 全図 & US 2014/0176027 A1, 全文, 全図	1-17
A	JP 2008-160915 A（松下電器産業株式会社）2008.07.10, 全文, 全図（ファミリーなし）	1-17
A	WO 00/014866 A1（三菱電機株式会社）2000.03.16, 全文, 全図 & JP 3813637 B2 & US 6259226 B1, 全文, 全図	1-17

☒ 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

3 0 . 0 5 . 2 0 1 7

国際調査報告の発送日

1 3 . 0 6 . 2 0 1 7

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 1 0 0 - 8 9 1 5

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）

東 昌秋

5 G

3 1 3 9

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 5 2 6

C (続き) . 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	JP 2010-284017 A (トヨタ自動車株式会社) 2010. 12. 16, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-17