

(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
2019年3月14日(14.03.2019)



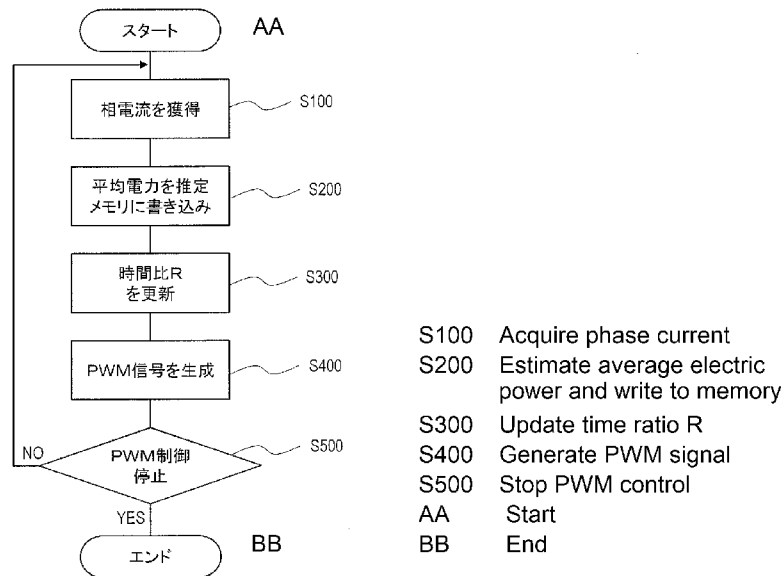
(10) 国際公開番号

WO 2019/049459 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 7/48 (2007.01) *H02P 27/08* (2006.01)
B62D 5/04 (2006.01) *B62D 107/00* (2006.01)
B62D 6/00 (2006.01) *B62D 137/00* (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2018/022923
- (22) 国際出願日: 2018年6月15日(15.06.2018)
- (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 2017-172292 2017年9月7日(07.09.2017) 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 3 3 8 番地 Kyoto (JP).
- (72) 発明者: 北村 高志 (KITAMURA, Takashi); 〒6018205 京都府京都市南区久世殿城町 3 3 8 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: METHOD FOR CONTROLLING INVERTER, MOTOR DRIVE UNIT, MOTOR MODULE, AND ELECTRIC POWER STEERING DEVICE

(54) 発明の名称: インバータの制御方法、モータ駆動ユニット、モータモジュールおよび電動パワーステアリング装置



(57) Abstract: Provided is a method for controlling an inverter which enables a greater amount of electric current to flow through the inverter by appropriately suppressing the generation of heat by a switch element. This method for controlling an inverter includes: an electric current acquiring step S100 of acquiring phase currents; an estimating step S200 of estimating an average electric current per cycle of a switching operation, flowing through each of a plurality of switch elements in

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:

一 国際調査報告 (条約第21条(3))

the inverter; an updating step S300 of determining, for each phase, an optimal distribution of time ratios of a plurality of switching patterns, on the basis of the estimated value of the average electric current; and a generating step S400 of generating a control signal for controlling the switching operations of the plurality of switch elements on the basis of the optimal distributed values of the time ratios; wherein the electric current acquiring step, the estimating step, the updating step and the generating step are carried out repeatedly.

(57) 要約: スイッチ素子の発熱を適切に抑えてより多くの電流をインバータに流すことが可能なインバータの制御方法を提供する。インバータの制御方法は、相電流を獲得する電流獲得ステップ S 1 0 0 と、インバータの複数のスイッチ素子の各々に流れる、スイッチング動作の 1 周期当たりの平均電流を推定する推定ステップ S 2 0 0 と、平均電流の推定値に基づいて複数のスイッチングパターンの時間比の最適な配分を相毎に決定する更新ステップ S 3 0 0 と、時間比の最適な配分の値に基づいて、複数のスイッチ素子のスイッチング動作を制御する制御信号を生成する生成ステップ S 4 0 0 と、を包含し、電流獲得ステップ、推定ステップ、更新ステップおよび生成ステップを繰り返し実行する。

明 細 書

発明の名称：

インバータの制御方法、モータ駆動ユニット、モータモジュールおよび電動パワーステアリング装置

技術分野

[0001] 本開示は、インバータの制御方法、モータ駆動ユニット、モータモジュールおよび電動パワーステアリング装置に関する。

背景技術

[0002] 一般のベクトル制御によるモータ駆動では、電動モータ（以下、単に「モータ」と表記する。）の各相の巻線の相電圧を操作することにより、巻線に流れる相電流が制御される。インバータは、モータ駆動ユニットの構成要素の一つとして電圧源と見なすことができる。例えば、スイッチング電源では、スイッチ素子のオン・オフの時間平均と目標値を一致させるように、スイッチ素子のスイッチングパターンが決定される。PWM（Pulse Width Modulation）制御を行う場合、時間平均は、PWMの1周期に相当する。従って、PWMの1周期に含まれる幾つかのスイッチングパターンの時間配分を操作することにより、出力電圧を制御することが可能となる。

[0003] 特許文献1は、巻線同士がY結線されたモータを制御するモータ制御装置を開示し、さらに、3個のHブリッジ回路を備えるモータ制御装置を開示している。3個のHブリッジ回路は、三相の巻線にそれぞれ接続される。巻線を通電する通電制御期間と巻線を導通しない非導通制御期間とをPWMの1周期に設けて、それらの比率を変更することにより、Hブリッジ回路の中の各FET（Field Effect Transistor）の発熱を低減することが可能となる。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：特開2007-221857号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] 上述した従来の技術では、インバータにおける各スイッチ素子（典型的にはFET）をバランスよく使用して負荷を分散させることが求められていた。より大きな電流をモータに流す場合、主にスイッチ素子の伝導損失に起因する電力損失、つまり発熱がボトルネックになり得る。大電流が流れ得るインバータでは、伝導損失がスイッチ素子の負荷の中で支配的となる。本明細書において、スイッチ素子の負荷は、主に伝導損失を指す。

[0006] 特に車載分野において、安全性の観点から高い品質保証が要求される。そのため、部品の一部が故障した場合でも安全動作を継続できる冗長設計が取り入れられている。冗長設計の一例として、1つのモータに対して2つのインバータを設けることが検討されている。3個のHブリッジ回路を三相の巻線にそれぞれ接続する特許文献1の構成も冗長設計の一例と言える。冗長設計では、全く使用されない部品（例えばインバータのFET）または他と比べて過剰に使用される部品がどうしても存在し、部品の間の使用頻度に偏りが生じ得る。そのため、各部品の使用頻度を可能な限り平滑することにより、部品の故障・異常の発生を減らすことができる制御手法が望まれる。

[0007] 本開示の実施形態は、発熱を適切に抑えてより多くの電流をインバータに流すことが可能となる、インバータの制御方法およびモータ駆動ユニット、ならびに、当該モータ駆動ユニットを備えるモータモジュールおよび当該モータモジュールを備える電動パワーステアリング装置を提供する。

課題を解決するための手段

[0008] 本開示の例示的なインバータの制御方法は、 n 相（ n は3以上の整数）の巻線を有するモータに電力を供給するインバータの複数のスイッチ素子のスイッチング動作を制御する制御方法（典型的にはPWM制御方法）であって、前記スイッチング動作の1周期は、各々が独立した時間比を有する複数のスイッチングパターンの期間から構成され、前記複数のスイッチングパターン

の各々の時間比の総和は1であり、前記時間比は、前記スイッチング動作の1周期毎に変化し得る値であり、前記n相の巻線の相電流を獲得する電流獲得ステップと、前記複数のスイッチングパターンの時間比の最新の値と前記相電流とに基づいて、前記複数のスイッチ素子の各々に流れる前記1周期当たりの平均電流を推定する推定ステップと、前記平均電流の推定値に基づいて前記複数のスイッチングパターンの時間比の最適な配分を相毎に決定し、かつ、前記時間比の最新の値を前記最適な配分の値に変更することにより、前記複数のスイッチングパターンの時間比を更新する更新ステップと、前記複数のスイッチングパターンの時間比の更新値に基づいて、前記複数のスイッチ素子のスイッチング動作を制御する制御信号を生成する生成ステップと、を包含し、前記電流獲得ステップ、前記推定ステップ、前記更新ステップおよび前記生成ステップを繰り返し実行する。

発明の効果

[0009] 本開示の例示的な実施形態によると、インバータにおける各スイッチ素子をバランスよく使用して負荷を分散させてインバータ全体の発熱限界を広げることにより、より多くの電流をインバータに流すことが可能となる、インバータの制御方法およびモータ駆動ユニット、ならびに、当該モータ駆動ユニットを備えるモータモジュールおよび当該モータモジュールを備える電動パワーステアリング装置を提供する。

図面の簡単な説明

[0010] [図1]図1は、例示的な実施形態1によるモータ駆動ユニット1000の典型的なハードウェアブロック構成を模式的に示すブロック図である。

[図2]図2は、例示的な実施形態1によるインバータの制御方法の処理フローの概要を示すフローチャートである。

[図3]図3は、例示的な実施形態1によるインバータの制御方法の具体例を示すフローチャートである。

[図4A]図4Aは、第1スイッチングパターンP1を選択した場合にHブリッジに流れる電流および相電圧の様子を示す模式図である。

[図4B]図4 Bは、第2スイッチングパターンP 2を選択した場合にHブリッジに流れる電流および相電圧の様子を示す模式図である。

[図4C]図4 Cは、第3スイッチングパターンP 3を選択した場合にHブリッジに流れる電流および相電圧の様子を示す模式図である。

[図4D]図4 Dは、第4スイッチングパターンP 4を選択した場合にHブリッジに流れる電流および相電圧の様子を示す模式図である。

[図5A]図5 Aは、Hブリッジに対し、PWM制御に基づいてスイッチングパターンを生成する論理を例示する模式図である。

[図5B]図5 Bは、PWMの1周期における第1から第4スイッチングパターンP 1、P 2、P 3およびP 4の、表1に対応したスイッチ素子の制御信号波形を例示する波形図である。

[図6]図6は、例示的な実施形態1によるPWM制御に従って電力変換装置100を制御したときにモータ200のU相、V相およびW相の各巻線に流れる電流値をプロットして得られる電流波形（正弦波）を例示するグラフである。

[図7]図7は、例示的な実施形態1によるインバータの制御方法の他の具体例を示すフローチャートである。

[図8]図8は、スイッチ素子の熱特性を考慮したインバータの制御方法の具体例を示すフローチャートである。

[図9]図9は、温度センサの測定結果に応じて各スイッチ素子に流れる電流量を調整するインバータの制御方法の具体例を示すフローチャートである。

[図10]図10は、例示的な実施形態2によるモータモジュール2000のハードウェアブロック構成を模式的に示し、主に、モータ駆動ユニット1000のハードウェアブロック構成を模式的に示すブロック図である。

[図11]図11は、例示的な実施形態2によるモータ駆動ユニット1000の電力変換装置100の回路構成例を示す回路図である。

[図12]図12は、例示的な実施形態3による電動パワーステアリング装置3000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

- [0011] 以下、添付の図面を参照しながら、本開示のインバータの制御方法、モータ駆動ユニット、モータモジュールおよび電動パワーステアリング装置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。
- [0012] 本明細書において、電源からの電力を、三相（U相、V相、W相）の巻線を有する三相モータに供給する電力に変換する電力変換装置を制御するための制御手法を例にして、本開示の実施形態を説明する。ただし、電源からの電力を、四相または五相などの n 相（ n は4以上の整数）の巻線を有する n 相モータに供給する電力に変換する電力変換装置を制御するための制御手法も本開示の範疇である。
- [0013] （実施形態1） [1. 1. インバータの制御方法を利用できるシステム構成] 先ず、本実施形態によるインバータの制御方法を好適に用いることが可能なモータ駆動ユニット1000の典型的なハードウェアブロック構成を説明する。本開示によるインバータの制御方法は、以下で例示するモータ駆動ユニットに限られず、様々なモータ駆動ユニットに好適に利用され得る。
- [0014] 図1は、モータ駆動ユニット1000の典型的なハードウェアブロック構成を模式的に示している。モータ駆動ユニット1000は、電力変換装置100および制御回路300を備える。モータ駆動ユニット1000は、電源（不図示）およびモータ200に接続される。モータ200は、例えば、三相交流モータである。モータ200は、U相の巻線M1、V相の巻線M2およびW相の巻線M3を備える。
- [0015] モータ駆動ユニット1000は、電源からの電力を、モータ200に供給する電力に変換することができる。例えば、モータ駆動ユニット1000は、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

することが可能である。

- [0016] 電力変換装置 100 は、例えば、第 1 インバータ 120、第 2 インバータ 130 および電流センサ 150 を備える。電流センサ 150 は、モータの電流値（以下、「実電流値」と表記する。）、つまり、各相の巻線を通る相電流を検出する。電力変換装置 100 の第 1 インバータ 120 は、三相のレグを有し、モータ 200 の各相の巻線の一端に接続される。第 2 インバータ 130 は、三相のレグを有し、各相の巻線他端に接続される。本実施形態によるモータ 200 のモータ結線は、いわゆるスター結線およびデルタ結線とは異なる。
- [0017] 制御回路 300 は、例えば、電源回路 310 と、角度センサ 320 と、入力回路 330 と、コントローラ 340 と、駆動回路 350 と、ROM 360 とを備える。制御回路 300 は、電力変換装置 100 に接続され、電力変換装置 100 を駆動することによりモータ 200 の巻線 M1、M2 および M3 を通電する。
- [0018] 制御回路 300 の主にコントローラ 340 は、目的とするモータ 200 のロータの位置、回転速度、および電流などを制御してクローズドループ制御を実現することができる。なお、制御回路 300 は、角度センサ 320 に代えてトルクセンサを備えてもよい。その場合、制御回路 300 は、目的とするモータトルクを制御することができる。
- [0019] 電源回路 310 は、例えば、回路内の各ブロックに必要な電源電圧（例えば 3V、5V）を、電源からの 12V の電源電圧に基づいて生成する。角度センサ 320 は、例えばレゾルバまたはホール IC である。または、角度センサ 320 は、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も実現される。角度センサ 320 は、モータ 200 のロータの回転角（以下、「回転信号」と表記する。）を検出し、回転信号をコントローラ 340 に出力する。
- [0020] 入力回路 330 は、電流センサ 150 によって検出された実電流値を受け取って、そのレベルをコントローラ 340 の入力レベルに必要に応じて変換し

、実電流値をコントローラ340に出力する。入力回路330は、例えばアナログデジタル変換回路である。

[0021] コントローラ340は、モータ駆動ユニット1000の全体を制御する集積回路であり、例えば、マイクロコントローラまたはFPGA (Field Programmable Gate Array) により実現される。コントローラ340は、電力変換装置100の第1インバータ120および第2インバータ130における各スイッチ素子のスイッチング動作(ターンオンまたはターンオフ)を制御する。コントローラ340は、実電流値およびロータの回転信号などに従って目標電流値を設定してPWM信号を生成し、それを駆動回路350に出力することができる。

[0022] 駆動回路350は、典型的にはブリドライバである。ブリドライバは、ゲートドライバとも称され得る。駆動回路350は、第1インバータ120および第2インバータ130における各スイッチ素子(典型的には半導体トランジスタ)のスイッチング動作を制御する制御信号(典型的にはゲート制御信号)を、コントローラ340からのPWM信号に従って生成し、各スイッチ素子に与える。

[0023] ROM360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。ROM360は、コントローラ340に電力変換装置100を制御させるための命令群を含む制御プログラムを格納している。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。

[0024] [1. 2. インバータの制御方法] 本実施形態によるインバータの制御方法は、第1インバータ120および第2インバータ130における複数のスイッチ素子のスイッチング動作を制御する制御手法に関する。スイッチ素子のスイッチング動作の制御は、典型的にはPWM制御を指す。本明細書では、PWM制御を例に、インバータの制御方法を説明する。

[0025] インバータの制御方法を具体的に説明する前に、本発明の基礎になった知見を説明する。

- [0026] Hブリッジを備えるインバータの回路構成は冗長性を有する。具体的に説明すると、モータ200の巻線に同じ電流を流す場合、各インバータを流れる電流の経路、主として、スイッチ素子を選択する自由度が存在する。本明細書では、冗長性は、同じモータ出力を得るための通電パターンまたは電流経路が複数存在することを意味する。
- [0027] スwitch素子の温度は、インバータに流せる最大電流を制限する要因の1つであり得る。ここで、スイッチ素子に流れた電流量は、その温度を決定する主要因の1つである。インバータの中の複数のスイッチ素子のうちの1個でも発熱限界に近づくと、それは、インバータ全体の発熱限界を招く結果となり得る。
- [0028] Hブリッジを備える回路構成では、自由度が存在し、巻線に同じ相電圧を与えるスイッチングパターンが複数存在する。複数のスイッチングパターンはPWMの1周期に含まれる。スイッチ素子を流れる電流は、スイッチングパターンに応じて異なる。換言すると、電流経路は、スイッチングパターンによって決定される。決定したスイッチングパターンに従って、各スイッチ素子に流れる電流量を求めることができる。一例として、各スイッチ素子に流れた電流の総量をメモリに記録しておく。記録した値に基づいて電流経路を適切に選択することにより、各スイッチ素子の負荷のバランスをとることが可能となる。これが実現できれば、インバータ全体に平均的により大きな電流を流すことができる。
- [0029] 本発明者は、インバータにおける各スイッチ素子をバランスよく使用することにより負荷を分散させ、インバータ全体の発熱限界を広げることを検討した。
- [0030] 図2は、本開示によるインバータの制御方法の処理フローの概要を示している。
- [0031] 本開示によるインバータの制御方法は、相電流を獲得するステップS100と、Hブリッジにおける各スイッチ素子に流れる平均電流を推定するステップS200と、PWMの1周期における複数のスイッチングパターンの時間

比 R を更新するステップ $S300$ と、更新した時間比 R に基づいてPWM制御を生成するステップ $S400$ と、PWM制御の停止を判断するステップ $S500$ とを包含する。後述するように、複数のスイッチングパターンは、4つのスイッチングパターンを含んでいることが好ましい。

[0032] ステップ $S100$ から $S400$ は、1周期のPWM制御信号を生成するための一連の処理であり、1周期のPWM制御信号を生成する毎にその一連の処理は繰り返し実行される。例えば、これらの処理を記述した命令群を含む制御プログラムは、ROM 360 （図1を参照）に格納される。例えば、コントローラ 340 （図1を参照）は、ROM 360 からその制御プログラムを読み出して各処理を逐次実行することが可能である。

[0033] 本開示によるインバータの制御方法の概要は以下のとおりである。

[0034] コントローラ 340 は、電流センサ 150 （図1を参照）によって測定された実電流値に基づいて三相の巻線 $M1$ 、 $M2$ および $M3$ の相電流 I_u 、 I_v および I_w を獲得する（ステップ $S100$ ）。

[0035] コントローラ 340 は、PWMの1周期における複数のスイッチングパターンの時間比 R の最新の値、相電流 I_u 、 I_v および I_w に基づいて、第1インバータ 120 および第2インバータ 130 の複数のスイッチ素子の各々に流れる1周期当たりの平均電流を推定する（ステップ $S200$ ）。コントローラ 340 は、平均電流 I_{Av} の推定値をメモリに書き込むことが好ましく、または、平均電流 I_{Av} の推定値の積算値を演算してメモリに書き込むことがより好ましい。コントローラ 340 は、平均電力の推定値をメモリに書き込むこと、または、平均電力の推定値の積算値を演算してメモリに書き込むことがさらに好ましい。

[0036] コントローラ 340 は、平均電流 I_{Av} の推定値に基づいて、複数のスイッチ素子の各々に流れる電流のバランスを相毎に最適化する（ステップ $S300$ ）。具体的には、コントローラ 340 は、平均電流 I_{Av} の推定値に基づいて時間比 R の最適な配分を相毎に決定し、かつ、ステップ $S200$ において平均電流の推定に用いた時間比 R の値を最適な配分の値に変更することに

より、時間比 R を相毎に更新する。

[0037] コントローラ 340 は、最適化した結果、すなわち、時間比 R の更新値に基づいて第 1 インバータ 120 および第 2 インバータ 130 の複数のスイッチ素子のスイッチング動作を制御する PWM 制御信号を生成し、駆動回路 350 (図 1 を参照) に出力する (ステップ S400)。

[0038] コントローラ 340 は、PWM 制御が継続している限り、ステップ S100 から S400 の処理を繰り返し実行する (ステップ S500)。

[0039] 図 3 は、本実施形態によるインバータの制御方法の具体例を示すフローチャートである。以下、各ステップの処理を詳細に説明する。

[0040] <ステップ S100> コントローラ 340 は、例えば、電流センサ 150 (図 1 を参照) によって測定された実電流値に基づいて三相の巻線 M1、M2 および M3 の相電流 I_u 、 I_v および I_w を獲得する。後述するように、例えば、三相の相電流を検出する 3 個のシャント抵抗を各インバータに設け、コントローラ 340 は、3 個のシャント抵抗に流れる電流を三相の相電流としてそれぞれ獲得することができる。電流センサを用いずに相電流を獲得する技術が提案されている。そのような技術を用いて三相の相電流を獲得することも本開示の一態様である。

[0041] <ステップ S210> コントローラ 340 は、第 1 から第 4 スwitchングパターン P1、P2、P3 および P4 の時間比 r_1 、 r_2 、 r_3 および r_4 の最新の値と、相電流 I_u 、 I_v および I_w と、に基づいて、Hブリッジの中の各スイッチ素子に流れる 1 周期当たりの平均電流を相毎に推定する。

[0042] 図 4A から図 4D を参照して、PWM の 1 周期に含まれる第 1 から第 4 スwitchングパターン P1、P2、P3、P4、その時間比 r_1 、 r_2 、 r_3 および r_4 を説明する。本明細書では、複数のスswitchングパターンの時間比を「時間比 R 」と表記する。この具体例では、時間比 R は、「時間比 r_1 、 r_2 、 r_3 および r_4 」を指す。

[0043] 図 4A から図 4D は、第 1 から第 4 スwitchングパターン P1、P2、P3 および P4 を選択した場合に Hブリッジに流れる電流および相電圧の様子を

模式的にそれぞれ示している。表 1 は、第 1 から第 4 スイッチングパターン P 1、P 2、P 3 および P 4 のそれぞれにおける各スイッチ素子のオン・オフ状態を示している。

[0044] [表1]

パターン	H 1	L 1	H 2	L 2	相電圧 V	時間比 R
P 1	ON	OFF	ON	OFF	0	r 1
P 2	OFF	ON	OFF	ON	0	r 2
P 3	ON	OFF	OFF	ON	V d c	r 3
P 4	OFF	ON	ON	OFF	-V d c	r 4

[0045] スイッチング動作の 1 周期は、各々が独立した時間比を有する複数のスイッチングパターンの期間から構成される。複数のスイッチングパターンの各々の時間比の総和は 1 であり、時間比は、PWM の 1 周期毎に変化し得る値である。

[0046] 本実施形態による複数のスイッチングパターンは、第 1 時間比 r 1 を有する第 1 スイッチングパターン P 1、第 2 時間比 r 2 を有する第 2 スイッチングパターン P 2、第 3 時間比 r 3 を有する第 3 スイッチングパターン P 3 および第 4 時間比 r 4 を有する第 4 スイッチングパターン P 4 を含む。第 1 から第 4 時間比 r 1、r 2、r 3 および r 4 の総和は式 (1) で表される。

$$r 1 + r 2 + r 3 + r 4 = 1 \quad \text{式 (1)}$$

[0047] 第 1 インバータ 1 2 0 の U 相、V 相、W 相の 3 個のレグ、第 2 インバータの U 相、V 相、W 相の 3 個のレグ、三相の巻線 M 1、M 2 および M 3 によって、3 個の H ブリッジが構成される。図 4 A から図 4 D には、典型的な H ブリッジの構成を例示している。紙面において H ブリッジの左側レグのスイッチ素子 H 1 は、第 1 インバータ 1 2 0 のレグのハイサイドスイッチ素子であり、スイッチ素子 L 1 は、第 1 インバータ 1 2 0 のレグのローサイドスイッチ素子である。H ブリッジの右側レグのスイッチ素子 H 2 は、第 2 インバータ 1 3 0 のレグのハイサイドスイッチ素子であり、スイッチ素子 L 2 は、第 2 インバータ 1 3 0 のレグのローサイドスイッチ素子である。

[0048] 図 4 A から図 4 D には、第 1 インバータ 1 2 0 から第 2 インバータ 1 3 0 に

向けて（紙面の左から右に向けて）相電流が巻線に流れる様子を示している。特に図示しないが、以下で説明する第1から第4スイッチングパターンP1、P2、P3およびP4を利用して、第2インバータ130から第1インバータ120に向けて巻線に相電流を流すことも当然可能である。

[0049] スイッチ素子H1に流れる電流を電流 I_{H1} で表している。スイッチ素子H2に流れる電流を電流 I_{H2} で表している。スイッチ素子L1に流れる電流を電流 I_{L1} で表している。スイッチ素子L2に流れる電流を電流 I_{L2} で表している。

[0050] 第1スイッチングパターンP1を選択すると、スイッチ素子H1、H2はオンし、スイッチ素子L1、L2はオフする。このとき、図4Aに示すように、スイッチ素子H1からスイッチ素子H2に相電流 I は流れる。相電圧は、スイッチ素子H1、H2の両方がオンするために0Vとなる。

[0051] 第2スイッチングパターンP2を選択すると、スイッチ素子L1、L2はオンし、スイッチ素子H1、H2はオフする。このとき、図4Bに示すように、スイッチ素子L1からスイッチ素子L2に相電流 I は流れる。相電圧は、第1スイッチングパターンP1と同様に、スイッチ素子L1、L2の両方がオンするために0Vとなる。

[0052] 第3スイッチングパターンP3を選択すると、スイッチ素子H1、L2はオンし、スイッチ素子L1、H2はオフする。このとき、図4Cに示すように、スイッチ素子H1からスイッチ素子L2に相電流 I は流れる。相電圧は、スイッチ素子H1、L2がオンするために電源電圧 V_{dc} となる。

[0053] 第4スイッチングパターンP4を選択すると、スイッチ素子L2、H2はオンし、スイッチ素子H1、L1はオフする。このとき、図4Dに示すように、スイッチ素子L1からスイッチ素子H2に相電流 I は流れる。相電圧は、スイッチ素子L1、H2がオンするために電源電圧 V_{dc} の逆電圧（ $-V_{dc}$ ）となる。

[0054] 図5Aは、Hブリッジに対し、PWM制御に基づいてスイッチングパターン

を生成する論理を模式的に例示している。図5Bは、PWMの1周期における第1から第4スイッチングパターンP1、P2、P3およびP4の、表1に対応したスイッチ素子の制御信号波形を例示している。図5Bのグラフの横軸は時間を示し、縦軸は、各スイッチ素子のオン・オフを制御する制御信号Leg1__Logic、Leg2__Logicを示している。

[0055] Hブリッジのスイッチ素子H1、L1を含むレグには制御信号Leg1__Logicが与えられ、スイッチ素子H2、L2を含むレグには制御信号Leg2__Logicが与えられる。インバータによって、レグの2つのスイッチ素子には極性の異なる制御信号が与えられる。図5Bには、デューティ比50%の信号波形を例示している。

[0056] Hブリッジ毎のPWMの1周期当たりの平均電圧VA_vは、時間比r1からr4を用いて式(2)で表すことができる。平均電圧VA_vは、負荷つまり巻線に加わる。

$$VA_v = r1 \cdot 0 + r2 \cdot 0 + r3 \cdot V_{dc} + r4 \cdot (-V_{dc}) = (r3 - r4) \cdot V_{dc}$$

式(2)

[0057] スwitch素子H1、L1、H2およびL2のそれぞれに流れる電流I_{H1}、I_{L1}、I_{H2}およびI_{L2}のPWMの1周期当たりの平均電流IA_{vH1}、IA_{vL1}、IA_{vH2}およびIA_{vL2}は、式(3)で表される。IA_{vH1}=I·r1+I·r3=I·(r1+r3) IA_{vH2}=I·r1+I·r4=I·(r1+r4) IA_{vL1}=I·r2+I·r4=I·(r2+r4)

式(3) IA_{vL2}=I·r2+I·r3=I·(r2+r3)

[0058] $v = VA_v / V_{dc}$ と置いて、 $0 \leq r1, r2, r3, r4 \leq 1$ であることに注意する。その場合、 $1 - |v| \geq r1 + r2$ を満足する任意のr1、r2に対して、 $r3 = [(1+v) - (r1+r2)] / 2$ $r4 = [(1-v) - (r1+r2)] / 2$ と置けば、平均電力は、上述した式(2)のVA_vとなる。一方、式(3)の平均電流IA_{vH1}、IA_{vL1}、IA_{vH2}およびIA_{vL2}は、式(4)の行列で表現できる。

[数1]

$$\begin{bmatrix} IAv_{H1} \\ IAv_{H2} \\ IAv_{L1} \\ IAv_{L2} \end{bmatrix} = I/2 \cdot \begin{bmatrix} (1+v) + r1 - r2 \\ (1-v) + r1 - r2 \\ (1-v) - r1 + r2 \\ (1+v) - r1 + r2 \end{bmatrix} \quad \text{式(4)}$$

[0059] コントローラ340は、式(4)を用いて、ステップS100において取得した相電流Iおよび時間比R、つまり、時間比r1からr4の組に基づいて、スイッチ素子H1、L1、H2およびL2のそれぞれに流れるPWMの1周期当たりの平均電流IAvを推定することができる。

[0060] コントローラ340は、さらに、式(4)に基づいて、PWMの1周期当たりの平均電力損失WAvを推定することができる。平均電力損失WAvは、上述したようにスイッチ素子(例えばFET)の伝導損失を指し、平均電流IAvと電圧の積を用いて表される。より具体的には、平均電力損失WAvは、式(4)においてIを $(R_{on} \cdot I^2)$ で置き換えた行列で表現される。ここで、 R_{on} はスイッチ素子のオン抵抗である。

[0061] 平均電流の推定に用いる時間比Rは、最新の値である必要がある。最新の値とは、現在の1つ前のPWM信号を生成するための処理のステップS330において更新された時間比Rの値である。これについては後で詳細に説明する。例えば、コントローラ340は、ステップS330においてROM360に書き込まれた時間比Rの更新値を最新の値として読み出し、式(4)を用いて平均電流IAvまたは平均電力損失WAvを推定する。

[0062] 再び図3を参照する。

[0063] <ステップS220> コントローラ340は、平均電流IAvまたは平均電力損失WAvの推定値をメモリに書き込むことができる。または、コントローラ340は、平均電流IAvまたは平均電力損失WAvの推定値をスイッチ素子毎に積算し、各スイッチ素子に流れた電流量(例えば、ある期間において流れた電流の総量)としてその積算値を例えばROM360に書き込

むことができる。具体的には、コントローラ340は、1周期前のPWM制御信号を生成するための処理のステップS220で取得した平均電流 I_{Av} または平均電力損失 W_{Av} の積算値をROM360から読み出し、ステップS210で取得した平均電流 I_{Av} または平均電力損失 W_{Av} の推定値を、読み出した積算値に加算することによって、平均電流 I_{Av} または平均電力損失 W_{Av} の最新の積算値を取得する。ただし、Hブリッジにおいてスイッチ素子の負荷を分散させる観点から、コントローラ340は、熱量の推定値として、平均電力損失 W_{Av} の推定値またはその積算値をメモリに書き込んでおくことが好ましい。これにより、以降の処理ステップにおいて熱量の推定値に基づく各種の演算を効率よく行うことができる。

[0064] <ステップS310> ハイサイドのスイッチ素子H1、H2の平均電流 I_{Av} およびローサイドのスイッチ素子L1、L2の平均電流 I_{Av} を調整できることが、式(4)から分かる。例えば、 $r_1 = 1 - v$ 、 $r_2 = 0$ のときに、ハイサイドのスイッチ素子H1、H2の平均電流 I_{Av} または平均電力損失 W_{Av} は最小化され、 $r_1 = 0$ 、 $r_2 = 1 - v$ のときに、ローサイドのスイッチ素子L1、L2の平均電流 I_{Av} または平均電力損失 W_{Av} は最小化される。

[0065] コントローラ340は、例えば、平均電力損失 W_{Av} の積算値をROM360から読み出す。コントローラ340は、Hブリッジのハイサイドのスイッチ素子H1、H2の平均電力損失 W_{Av} の積算値を合算した値（「上側の積算値」と表記する。）と、Hブリッジのローサイドのスイッチ素子L1、L2の平均電力損失 W_{Av} の積算値を合算した値（「下側の積算値」と表記する。）を比較することができる。

[0066] <ステップS321> コントローラ340は、下側の積算値が上限の積算値よりも大きいと判定した場合、第1スイッチングパターンP1を積極的に選択することができる。換言すると、コントローラ340は、時間比 r_3 よりも時間比 r_1 を相対的に高く設定することができる。この選択により、ハイサイドのスイッチ素子H1、H2により多くの電流を流すことができる。

- [0067] <ステップS 3 2 2> コントローラ 3 4 0 は、下側の積算値が上限の積算値以下であると判定した場合、第 2 スイッチングパターン P 2 を積極的に選択することができる。換言すると、コントローラ 3 4 0 は、時間比 r_4 よりも時間比 r_2 を相対的に高く設定することができる。この選択により、ローサイドのスイッチ素子 L 1、L 2 により多くの電流を流すことができる。
- [0068] 他の例として、コントローラ 3 4 0 は、閾値を用いた判定をスイッチ素子単位で行うことができる。閾値は、例えば ROM 3 6 0 に予め保持されている。その閾値は、スイッチ素子 H 1、L 1、H 2 および L 2 に共通に設定することができるし、または、例えばスイッチ素子の熱特性を考慮した個別の値をそれぞれのスイッチ素子に設定することができる。
- [0069] コントローラ 3 4 0 は、スイッチ素子 H 1、L 1、H 2 および L 2 の中で特定のスイッチ素子の平均電力損失 W_{Av} の積算値が閾値よりも大きいと判定した場合、相電圧がゼロとなる第 1 スイッチングパターン P 1 または第 2 スイッチングパターン P 2 を積極的に選択することができる。換言すると、コントローラ 3 4 0 は、時間比 r_3 、 r_4 よりも時間比 r_1 、 r_2 を相対的に高く設定することができる。このとき、コントローラ 3 4 0 は、時間比 r_3 または r_4 をゼロに設定してもよい。
- [0070] 例えば、スイッチ素子 H 1 の平均電力損失 W_{Av} の積算値が閾値を超えた場合、スイッチ素子 H 1 に電流を流さない第 2 スイッチングパターン P 2 または第 4 スイッチングパターン P 4 を選択することができる。換言すると、コントローラ 3 4 0 は、PWM の 1 周期における時間比 r_2 または r_4 を相対的に高く設定することができる。このような選択により、スイッチ素子 H 1 に流れる電流量を減らし、かつ、他のスイッチ素子 L 1、H 2 および L 2 に流れる電流量を増やすなどの調整を行うことが可能となる。
- [0071] コントローラ 3 4 0 は、スイッチ素子 H 1、L 1、H 2 および L 2 の中で特定のスイッチ素子の平均電力損失 W_{Av} の積算値が閾値未満であると判定した場合、そのスイッチ素子により多くの電流を流す、相電圧がゼロとならな

い第3スイッチングパターンP3または第4スイッチングパターンP4を積極的に選択してもよい。換言すると、コントローラ340は、時間比 r_1 、 r_2 よりも時間比 r_3 、 r_4 を相対的に高く設定してもよい。

[0072] <ステップS330> コントローラ340は、ステップS321またはS322において選択された時間比Rを最適な配分の値としてROM360に書き込むことにより、時間比Rを最新の値に更新する。

[0073] <ステップS400> コントローラ340は、各相のHブリッジの中のスイッチ素子H1、L1、H2およびL2のスイッチング動作を制御するPWM制御信号を時間比Rの更新値に基づいて生成し、駆動回路350（図1を参照）に出力する。

[0074] <ステップS500> 例えば、コントローラ340は、PWM制御の停止を検知すると、当該インバータの制御を停止する。コントローラ340は、PWM制御が継続しているときは、ステップS400において1周期分のPWM制御信号を生成した後、ステップS100に再び戻り、そのPWM制御信号に従ったスイッチ素子のスイッチング動作により巻線に流れる相電流を獲得する。

[0075] 図6は、本実施形態によるPWM制御に従って電力変換装置100を制御したときにモータ200のU相、V相およびW相の各巻線に流れる電流値をプロットして得られる電流波形（正弦波）を例示している。横軸は、モータ電気角（deg）を示し、縦軸は電流値（A）を示す。図5の電流波形において、電気角 30° 毎に電流値をプロットしている。 I_{pk} は各相の最大電流値（ピーク電流値）を表す。例えば、図2に示す処理フローをPWMの1周期毎に繰り返し実行して三相の巻線M1、M2およびM3を通電することにより、図6に示す電流波形を得ることができる。

[0076] 本実施形態によれば、Hブリッジにおいて各スイッチ素子を流れる電流量を適切に分散させることができる。4個のスイッチ素子H1、L1、H2およびL2の中で特定のスイッチ素子にのみ負荷をかけることなく、4個のスイッチ素子の全体に負荷を分散させることができる。例えば、ハイサイドのス

スイッチ素子H1、H2を流れる平均電流およびローサイドのスイッチ素子L1、L2を流れる平均電流のバランスを取ることができる。その結果、特定のスイッチ素子の温度上昇を抑制できる。従って、インバータ全体により多くの電流を流すことが可能となる。

[0077] 図7を参照して、本実施形態によるインバータの制御方法の他の具体例を説明する。

[0078] 図7は、本実施形態によるインバータの制御方法の他の具体例を示すフローチャートである。以下、図3に示す処理フローと異なる点を主として説明する。

[0079] モータ制御の手法に、一般にベクトル制御が広く用いられる。本開示によるインバータの制御方法は、PWM制御に関連し、その概念を拡張してベクトル制御の一部に組み込むことが可能である。

[0080] ベクトル制御において、巻線の相電圧を制御するため、通常、目標とする相電圧を示す相電圧指令値 V^* が与えられる。相電圧指令値 V^* を考慮する場合、PWMの1周期の時間比 R は、式(5)の行列を満たす必要がある。式(5)の左辺の行列の階数 $rank$ は2であることから、1次独立となる変数は2つ存在することが分かる。従って、式(5)は2つの変数 $r1$ 、 $r2$ を用いて式(6)のように変形することができる。

[数2]

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & V_{dc} & -V_{dc} \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r1 \\ r2 \\ r3 \\ r4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V^* \\ 1 \end{bmatrix} \quad \text{式(5)}$$

[数3]

$$\begin{bmatrix} r1 \\ r2 \\ r3 \\ r4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \left(1 + \frac{v}{V_{dc}}\right) \\ \left(1 - \frac{v}{V_{dc}}\right) \end{bmatrix} + r1 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix} + r2 \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad \text{式(6)}$$

- [0081] 式（６）を満足するように変数 r_1 、 r_2 を調整し、式（４）に代入することにより、Ｈブリッジのスイッチ素子 H_1 、 L_1 、 H_2 および L_2 のそれぞれにおける平均電流 $I_{Av_{H1}}$ 、 $I_{Av_{L1}}$ 、 $I_{Av_{H2}}$ および $I_{Av_{L2}}$ を求めることができる。
- [0082] 図７に示すインバータの制御方法は、ベクトル制御において相電圧指令値 V^* を獲得するステップ $S120$ をさらに包含する。
- [0083] <ステップ $S120$ > 例えば、コントローラ 340 は、ベクトル制御を行う制御ブロック（不図示）から相電圧指令値 V^* を獲得する。
- [0084] <ステップ $S210$ > コントローラ 340 は、電源電圧 V_{dc} 、相電圧指令値 V^* 、および、ステップ $S110$ において取得した相電流 I_u 、 I_v および I_w に基づいて平均電流 I_{Av} を相毎に推定する。例えば、コントローラ 340 は、時間比 R の最新の値に代えて、変数 r_1 、 r_2 の最新の値を $ROM360$ から読み出し、式（６）に基づいて平均電流 I_{Av} または平均電力損失 W_{Av} の推定値を相毎に算出する。変数 r_1 、 r_2 は、時間比 R と同様に、ステップ $S340$ において更新される。
- [0085] <ステップ $S330$ > コントローラ 340 は、各素子の平均電力の比率を求める。例えば、各スイッチ素子（ H_1 、 L_1 、 H_2 、 L_2 ）の平均電力の積算値を J_{H1} 、 J_{L1} 、 J_{H2} 、 J_{L2} とすると、ハイサイド側のスイッチ素子 H_1 、 H_2 における平均電力の比率 ρ を、 $\rho = (J_{H1} + J_{H2}) / (J_{H1} + J_{L1} + J_{H2} + J_{L2})$ と表すことができる。ローサイド側のスイッチ素子 L_1 、 L_2 における平均電力の比率は、 ρ を用いて $(J_{L1} + J_{L2}) / (J_{H1} + J_{L1} + J_{H2} + J_{L2}) = 1 - \rho$ と表すことができる。
- [0086] <ステップ $S340$ > コントローラ 340 は、平均電力損失 W_{Av} の最新の積算値を $ROM360$ から読み出す。コントローラ 340 は、最新の積算値を参照しながら、式（６）において変数 r_1 、 r_2 を調整することにより、時間比 R の最適な配分を相毎に決定することができる。例えば、ハイサイド側のスイッチ素子における平均電力の比率を ρ^* に調整する場合、 $\rho \geq \rho^*$ ならば r_2 を大きくし、 $\rho < \rho^*$ ならば r_1 を大きくする。コントローラ 340

0は、調整した変数 r_1 、 r_2 およびそれらに対応した時間比 R を ROM 360 に書き込むことにより、変数 r_1 、 r_2 および時間比 R を最新の値に更新する。

[0087] 上述した具体例では、スイッチ素子 H_1 、 L_1 、 H_2 および L_2 の全ての負荷のバランスを取ることを目的としていたが、そのような制御は必ずしも必要とされない。例えば、特定のスイッチ素子の放熱性が悪い場合、そのスイッチ素子に流れる電流を減らす制御が必要とされ得る。また、スイッチ素子の熱特性などを示す他のパラメータを併用することによって、スイッチ素子を流れる電流値を調整することも可能である。

[0088] 図8および図9を参照して、本実施形態によるインバータの制御方法のさらなる他の具体例を説明する。

[0089] 図8は、スイッチ素子の熱特性を考慮したインバータの制御方法の具体例を示すフローチャートである。この具体例では、Hブリッジのローサイドのスイッチ素子 L_1 、 L_2 よりもハイサイドのスイッチ素子 H_1 、 H_2 の熱特性が良いことが、設計段階などにおいて事前に分かっている場合を想定している。熱特性は、パラメータ d によって表される。コントローラ 340 は、ハイサイドのスイッチ素子 H_1 、 H_2 により多くの電流を流すスイッチングパターンを決定する。

[0090] この具体例では、コントローラ 340 は、上側の積算値に対する下側の積算値の比率 P ($=$ 下側の積算値 / 上側の積算値) と閾値とを比較する。閾値としてパラメータ d を用いることができる。コントローラ 340 は、下側の積算値と上側の積算値を一定に制御する。閾値、つまり、パラメータ d を1にすれば、ハイサイドのスイッチ素子 H_1 、 H_2 に流れる電流は、ローサイドのスイッチ素子 L_1 、 L_2 に流れる電流と同じになる。閾値 d を1よりも大きく設定すると、ローサイドのスイッチ素子 L_1 、 L_2 により多くの電流を流し、閾値 d を1未満に設定すると、ハイサイドのスイッチ素子 H_1 、 H_2 により多くの電流を流すことが可能となる。

[0091] 例えば、比率 P が閾値 d 以上であるとき、コントローラ 340 は、第1スイ

ッチングパターンP 1を積極的に選択し、比率Pが閾値d未満であるとき、コントローラ340は、第2スイッチングパターンP 2を積極的に選択する。このように、コントローラ340は、パラメータdをさらに利用して、時間比Rの最適な配分を相毎に決定することができる。

[0092] 図9は、ハイサイドのスイッチ素子H 1、H 2の実温度と、ローサイドのスイッチ素子L 1、L 2の実温度とを温度センサを用いて測定することにより、各スイッチ素子に流れる電流量を調整するインバータの制御方法の具体例を示すフローチャートである。

[0093] 温度センサは、例えばサーミスタである。Hブリッジは、例えばスイッチ素子毎にサーミスタ（不図示）を備えることができる。コントローラ340は、ハイサイドのスイッチ素子H 1、H 2およびローサイドのスイッチ素子L 1、L 2の間の温度差 ΔT に応じて、スイッチングパターンを決定することができる（ステップS 310、311）。ステップS 310では、温度差 $\Delta T 1$ は、ハイサイドのスイッチ素子H 1、H 2の温度からローサイドのスイッチ素子L 1、L 2の温度を差し引いた温度差を表す。ステップS 311では、温度差 $\Delta T 2$ は、ローサイドのスイッチ素子L 1、L 2の温度からハイサイドのスイッチ素子H 1、H 2の温度を差し引いた温度差を表す。

[0094] コントローラ340は、温度差 $\Delta T 1$ または $\Delta T 2$ と閾値とを比較することにより、スイッチングパターンを決定する。例えば、温度に関する閾値として数K程度を設定することができる。温度差 $\Delta T 1$ が閾値以上である場合（ステップS 310）、ハイサイドのスイッチ素子H 1、H 2には過剰な電流が流れている。その場合、コントローラ340は、第2スイッチングパターンP 2を積極的に選択する（ステップS 321）。この選択により、ローサイドのスイッチ素子L 1、L 2により多くの電流を流すことができる。

[0095] 温度差 $\Delta T 1$ が閾値未満であり、かつ、温度差 $\Delta T 2$ が閾値以上である場合（ステップS 311）、ローサイドのスイッチ素子L 1、L 2には過剰な電流が流れている。その場合、コントローラ340は、第1スイッチングパターンP 1を積極的に選択する（ステップS 322）。この選択により、ハイ

サイドのスイッチ素子H 1、H 2により多くの電流を流すことができる。温度差 ΔT_2 が閾値未満である場合、コントローラ340は、第1および第2スイッチングパターンP 1、P 2を同等に選択することができる（ステップS 323）。このように、コントローラ340は、各スイッチ素子の温度の測定結果に基づいて、時間比Rの最適な配分を相毎に決定することが可能となる。

[0096] コントローラ340は、例えばROM360に記録された平均電流 I_{Av} の積算値を定期的に、例えば5分毎にリセットすることが好ましい。長時間において積算値を取得すると、その値は電流総量として扱えない値になり得る。リセットによりこれを回避することができる。

[0097] 本開示のインバータの制御方法は、1個のインバータを用いてモータを駆動する、いわゆるシングルインバータタイプの電力変換装置、または、例えば特開2016-34204号公報に開示された、2個のインバータを備える電力変換装置にも好適に利用することができる。例えば、1個のレグが故障しても残りのレグを用いてモータ駆動を継続できるように、冗長設計を取り入れた電力変換装置が検討されている。

[0098] 冗長設計によると、例えばY結線された五相または四相モータを三相または二相などで駆動することが可能となる。このような電力変換装置では、冗長性が故に通電パターンまたは電流経路、すなわち、スイッチ素子の使用頻度に偏りが発生し得る。そのため、インバータ全体で各スイッチ素子の使用頻度を可能な限り平滑することにより、負荷を分散させることが望まれる。

[0099] 本開示のインバータの制御方法によれば、上述したような様々なタイプの電力変換装置において、各スイッチ素子をバランスよく使用して負荷を分散させてインバータ全体の発熱限界を広げることにより、より多くの電流をインバータに流すことが可能となる。

[0100] （実施形態2） 図10は、本実施形態によるモータモジュール2000のハードウェアブロック構成を模式的に示し、主に、モータ駆動ユニット1000のハードウェアブロック構成を模式的に示している。図11は、モータ

駆動ユニット１０００の電力変換装置１００の回路構成例を模式的に示している。以下、モータ駆動ユニット１０００の電力変換装置１００のより詳細な構造を主に説明する。

[0101] モータモジュール２０００は、モータ２００およびモータ駆動ユニット１０００を備える。モータモジュール２０００は、モジュール化されて、例えば、モータ、センサ、ブリッドドライバおよびコントローラを備える機電一体型モータとして製造および販売され得る。

[0102] モータ駆動ユニット１０００は、電力変換装置１００および制御回路３００を備える。モータ駆動ユニット１０００は、モータ２００に接続され、かつ、コイル１０２を介して電源１０１に接続される。

[0103] 制御回路３００の構造および機能は、実施形態１で説明したとおりである。モータモジュール２０００において、制御回路３００の各部品は、例えば１枚の回路基板（典型的にはプリント基板）に実装される。例えば、制御回路３００のコントローラ３４０は、図１、図２または図３に例示するフローチャートに従ってPWM信号を生成し駆動回路３５０に出力することができる。または、例えば、コントローラ３４０は、図８または図９に例示するフローチャートに従ってPWM信号を生成し駆動回路３５０に出力することができる。

[0104] 電力変換装置１００は、例えば、切替回路１１０、第１インバータ１２０、第２インバータ１３０および電流センサ１５０を備える。

[0105] 第１インバータ１２０は、各相に対応した端子U__L、V__LおよびW__Lを有する。第２インバータ１３０は、各相に対応した端子U__R、V__RおよびW__Rを

有する。第１インバータ１２０の端子U__Lは、U相の巻線M１の一端に接続され、端子V__Lは、V相の巻線M２の一端に接続され、端子W__Lは、W相の巻線M３の一端に接続される。第１インバータ１２０と同様に、第２インバータ１３０の端子U__Rは、U相の巻線M１の他端に接続され、端子V__Rは、V相の巻線M２の他端に接続され、端子W__Rは、W相の巻線M

3の他端に接続される。

- [0106] 第1インバータ120は、各々がローサイドスイッチ素子およびハイサイドスイッチ素子を有する3個のレグを備える。U相用レグは、ローサイドスイッチ素子121Lおよびハイサイドスイッチ素子121Hを有する。V相用レグは、ローサイドスイッチ素子122Lおよびハイサイドスイッチ素子122Hを有する。W相用レグは、ローサイドスイッチ素子123Lおよびハイサイドスイッチ素子123Hを有する。
- [0107] スwitch素子として、例えば、寄生ダイオードが内部に形成されたMOSFET、または、絶縁ゲートバイポーラトランジスタ（IGBT）とそれに並列接続された還流ダイオードとの組み合わせを用いることができる。本実施形態では、スイッチ素子としてMOSFETを用いる例を説明する。
- [0108] 第1インバータ120は、U相、V相およびW相の各相の巻線に流れる電流を検出するための電流センサ150として、3個のシャント抵抗121R、122Rおよび123Rを備える。電流センサ150は、各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）を含む。図11に示すように、例えば、3個のシャント抵抗121R、122Rおよび123Rは、第1インバータ120の3個のレグに含まれる3個のローサイドスイッチ素子121L、122L、123LとGNDの間にそれぞれ接続され得る。
- [0109] 第2インバータ130は、第1インバータ120と同様に、各々がローサイドスイッチ素子およびハイサイドスイッチ素子を有する3個のレグを備える。U相用レグは、ローサイドスイッチ素子131Lおよびハイサイドスイッチ素子131Hを有する。V相用レグは、ローサイドスイッチ素子132Lおよびハイサイドスイッチ素子132Hを有する。W相用レグは、ローサイドスイッチ素子133Lおよびハイサイドスイッチ素子133Hを有する。また、第2インバータ130は、3個のシャント抵抗131R、132Rおよび133Rを備える。それらのシャント抵抗は、3個のレグに含まれる3個のローサイドスイッチ素子131L、132L、133LとGNDの間に接続され得る。

- [0110] 各インバータに対し、シャント抵抗の数は3つに限られない。例えば、U相、V相用の2つのシャント抵抗、V相、W相用の2つのシャント抵抗、および、U相、W相用の2つのシャント抵抗を用いることが可能である。使用するシャント抵抗の数およびシャント抵抗の配置は、製品コストおよび設計仕様などを考慮して適宜決定される。
- [0111] 切替回路110は、第1から第4スイッチ素子111、112、113および114を有する。電力変換装置100において、第1および第2インバータ120、130は、切替回路110によって電源101とGNDとに電氣的にそれぞれ接続可能である。具体的に説明すると、第1スイッチ素子111は、第1インバータ120とGNDとの接続・非接続を切替える。第2スイッチ素子112は、電源101と第1インバータ120との接続・非接続を切替える。第3スイッチ素子113は、第2インバータ130とGNDとの接続・非接続を切替える。第4スイッチ素子114は、電源101と第2インバータ130との接続・非接続を切替える。
- [0112] 第1から第4スイッチ素子111、112、113および114のオン・オフは、例えばコントローラ340（図10を参照）または専用ドライバ（不図示）によって制御され得る。第1から第4スイッチ素子111、112、113および114は、双方向の電流を遮断することが可能である。第1から第4スイッチ素子111、112、113および114として、例えば、サイリスタ、アナログスイッチICまたは寄生ダイオードが内部に形成されたMOSFETなどの半導体スイッチ、および、メカニカルリレーなどを用いることができる。ダイオードおよびIGBTなどの組み合わせを用いても構わない。本実施形態では、第1から第4スイッチ素子111、112、113および114として、MOSFETを用いる。以降、第1から第4スイッチ素子111、112、113および114を、SW111、112、113および114とそれぞれ表記する。
- [0113] SW111は、内部の寄生ダイオードに順方向電流が第1インバータ120に向けて流れるよう配置される。SW112は、寄生ダイオードに順方向電

流が電源 101 に向けて流れるよう配置される。SW113 は、寄生ダイオードに順方向電流が第 2 インバータ 130 に向けて流れるよう配置される。SW114 は、寄生ダイオードに順方向電流が電源 101 に向けて流れるよう配置される。

[0114] 切替回路 110 は、図 11 に示すように、逆接続保護用の第 5 および第 6 スイッチ素子 115、116 をさらに有していてもよい。第 5 および第 6 スイッチ素子 115、116 は、典型的に、寄生ダイオードを有する MOSFET の半導体スイッチである。第 5 スイッチ素子 115 は、SW112 に直列に接続され、寄生ダイオードにおいて第 1 インバータ 120 に向けて順方向電流が流れるよう配置される。第 6 スイッチ素子 116 は、SW114 に直列に接続され、寄生ダイオードにおいて第 2 インバータ 130 に向けて順方向電流が流れるよう配置される。電源 101 が逆向きに接続された場合でも、逆接続保護用の 2 つのスイッチ素子によって逆電流を遮断することができる。

[0115] 図示する例に限られず、使用するスイッチ素子の個数は、設計仕様などを考慮して適宜決定される。特に車載分野においては、安全性の観点から高い品質保証が要求されるので、各インバータ用として複数のスイッチ素子を設けておくことが好ましい。

[0116] 電源 101 は所定の電源電圧（例えば 12V）を生成する。電源 101 として、例えば直流電源が用いられる。ただし、電源 101 は、AC-DC コンバータまたは DC-DC コンバータであってもよいし、バッテリー（蓄電池）であってもよい。

[0117] 電源 101 は、第 1 および第 2 インバータ 120、130 に共通の単一電源であってもよいし、第 1 インバータ 120 用の第 1 電源および第 2 インバータ 130 用の第 2 電源を個別に備えていてもよい。

[0118] 電源 101 と切替回路 110 の間にコイル 102 が設けられている。コイル 102 は、ノイズフィルタとして機能し、各インバータに供給する電圧波形に含まれる高周波ノイズ、または各インバータで発生する高周波ノイズを電

源 101 側に流出させないように平滑化する。また、電源供給線に、コンデンサ 103 が接続されている。コンデンサ 103 は、いわゆるバイパスコンデンサであり、電圧リップルを抑制する。コンデンサ 103 は、例えば電解コンデンサであり、容量および使用する個数は設計仕様などによって適宜決定される。

[0119] 本実施形態では、2 個のインバータを有する電力変換装置を備えるモータ駆動ユニットを説明した。しかしながら、本開示はこれに限定されず、上述したような冗長設計を取り入れた、1 個のインバータを有する電力変換装置を備えるモータ駆動ユニットであり得る。

[0120] (実施形態 3) 図 12 は、本実施形態による電動パワーステアリング装置 3000 の典型的な構成を模式的に示している。

[0121] 自動車等の車両は一般に、電動パワーステアリング (EPS) 装置を有する。本実施形態による電動パワーステアリング装置 3000 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。電動パワーステアリング装置 3000 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。

[0122] 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。

[0123] 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 (電子制御ユニット) 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。

[0124] ECU542は、例えば、実施形態1によるコントローラ340および駆動回路350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。電動パワーステアリング装置3000では、例えば、ECU542、モータ543およびインバータ545によって、モータ駆動ユニットが構築される。そのユニットに、実施形態2によるモータモジュール2000を好適に用いることができる。

産業上の利用可能性

[0125] 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装置などの、各種モータを備える多様な機器に幅広く利用され得る。

符号の説明

[0126] 100 : 電力変換装置 101 : 電源 102 : コイル 103
: コンデンサ 110 : 切替回路 120 : 第1インバータ 130
: 第2インバータ 150 : 電流センサ 200 : モータ 300 :
制御回路 310 : 電源回路 320 : 角度センサ 330 : 入力回
路 340 : コントローラ 350 : 駆動回路 360 : ROM 10
00 : モータ駆動ユニット 2000 : モータモジュール 3000
: 電動パワーステアリング装置

請求の範囲

- [請求項1] n 相（ n は3以上の整数）の巻線を有するモータに電力を供給するインバータの複数のスイッチ素子のスイッチング動作を制御するインバータの制御方法であって、前記スイッチング動作の1周期は、各々が独立した時間比を有する複数のスイッチングパターンの期間から構成され、前記複数のスイッチングパターンの各々の時間比の総和は1であり、前記時間比は、前記スイッチング動作の1周期毎に変化し得る値であり、
- 前記 n 相の巻線の相電流を獲得する電流獲得ステップと、
- 前記複数のスイッチングパターンの時間比の最新の値と前記相電流とに基づいて、前記複数のスイッチ素子の各々に流れる前記1周期当たりの平均電流を推定する推定ステップと、
- 前記平均電流の推定値に基づいて前記複数のスイッチングパターンの時間比の最適な配分を相毎に決定し、かつ、前記時間比の最新の値を前記最適な配分の値に変更することにより、前記複数のスイッチングパターンの時間比を相毎に更新する更新ステップと、
- 前記複数のスイッチングパターンの時間比の更新値に基づいて、前記複数のスイッチ素子のスイッチング動作を制御する制御信号を生成する生成ステップと、を包含し、
- 前記電流獲得ステップ、前記推定ステップ、前記更新ステップおよび前記生成ステップを繰り返し実行する、制御方法。
- [請求項2] 前記推定ステップにおいて、前記平均電流または前記平均電流に基づき求まる平均電力損失の推定値をメモリに書き込む、請求項1に記載の制御方法。
- [請求項3] 前記推定ステップで取得した前記平均電流または前記平均電流に基づき求まる平均電力損失の推定値をスイッチ素子毎に積算し、積算値をメモリに書き込む積算ステップをさらに包含する、請求項1に記載の制御方法。

- [請求項4] 前記積算ステップにおいて、前記メモリに記録された前記積算値を定期的にリセットする、請求項3に記載の制御方法。
- [請求項5] ベクトル制御において相電圧指令値を獲得するステップをさらに包含し、
前記推定ステップにおいて、電源電圧、前記相電圧指令値および前記相電流に基づいて前記平均電流を相毎に推定する、請求項1から4のいずれかに記載の制御方法。
- [請求項6] 前記インバータは、前記モータの各相の巻線の一端に接続され、 n 個のlegを有する第1インバータと、前記各相の巻線他端に接続され、 n 個のlegを有する第2インバータと、を備え、
前記複数のスイッチングパターンは、第1時間比を有する第1スイッチングパターン、第2時間比を有する第2スイッチングパターン、第3時間比を有する第3スイッチングパターンおよび第4時間比を有する第4スイッチングパターンを含み、前記第1から第4時間比の総和は1であり、
前記第1および第2スイッチングパターンは、巻線の相電圧を0Vとするパターンであり、前記第3スイッチングパターンは、巻線の相電圧を電源電圧とするパターンであり、
前記第4スイッチングパターンは、巻線の相電圧を前記電源電圧の逆電圧とするパターンである、請求項3または4に記載の制御方法。
- [請求項7] 前記更新ステップにおいて、前記積算ステップで取得した最新の前記積算値と、前記メモリに予め保持された閾値とをスイッチ素子毎に比較し、前記積算値が前記閾値よりも大きい場合、前記第3および第4時間比よりも前記第1および第2時間比を高く設定することによって、前記第1から第4時間比の前記最適な配分を相毎に決定する、請求項6に記載の制御方法。
- [請求項8] 前記積算値が前記閾値よりも大きい場合、前記第3または第4時間比をゼロに設定する、請求項7に記載の制御方法。

[請求項9] ベクトル制御において相電圧指令値を求めるステップをさらに包含し、

前記推定ステップにおいて、前記電源電圧、前記相電圧指令値および前記相電流に基づいて前記平均電流を相毎に推定する、請求項6から8のいずれかに記載の制御方法。

[請求項10] 前記第1から第4スイッチングパターンの時間比は、式(1)によって決定され、ここで、 r_1 、 r_2 、 r_3 および r_4 は、前記第1から第4時間比をそれぞれ表し、 V^* は前記相電圧指令値を表し、 V_{dc} は前記電源電圧を表し、

前記更新ステップにおいて、前記積算ステップで取得した最新の前記積算値を参照して、式(1)の変数 r_1 、 r_2 を調整することにより、前記第1から第4時間比の最適な配分を相毎に決定する、請求項9に記載の制御方法。

[数4]

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \left(1 + \frac{V}{V_{dc}}\right) \\ \left(1 - \frac{V}{V_{dc}}\right) \end{bmatrix} + r_1 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix} + r_2 \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad \text{式(1)}$$

[請求項11] 前記更新ステップにおいて、各スイッチ素子の熱特性を示すパラメータをさらに用いて前記複数のスイッチングパターンの時間比の前記最適な配分を相毎に決定する、請求項1から10のいずれかに記載の制御方法。

[請求項12] 温度センサを用いて各スイッチ素子の温度を測定するステップをさらに包含し、

前記更新ステップにおいて、各スイッチ素子の温度の測定結果に基づいて前記複数のスイッチングパターンの時間比の前記最適な配分を相毎に決定する、請求項1から10のいずれかに記載の制御方法。

[請求項13] 前記更新ステップにおいて、前記積算ステップで取得した最新の前記

積算値のうち、前記第1インバータの前記 n 個のレグ、前記第2インバータの前記 n 個のレグおよび前記 n 相の巻線から構成される n 個のHブリッジの各相のブリッジにおいて、ハイサイド側の2個のスイッチ素子の積算値を合算した値である上側の積算値と、ローサイド側の2個のスイッチ素子の積算値を合算した値である下側の積算値とに基づいて、前記第1から第4時間比の前記最適な配分を相毎に決定する、請求項6に記載の制御方法。

[請求項14] 前記下側の積算値は前記上側の積算値よりも大きい場合、前記第1パターンを積極的に選択し、

前記下側の積算値は前記上側の積算値以下である場合、前記第2パターンを積極的に選択する、請求項13に記載の制御方法。

[請求項15] 前記上側の積算値に対する前記下側の積算値の比率が、前記メモリに予め保持された閾値よりも大きい場合、前記第1パターンを積極的に選択し、

前記比率が、前記閾値以下である場合、前記第2パターンを積極的に選択する、請求項13に記載の制御方法。

[請求項16] n 相（ n は3以上の整数）の巻線を有するモータに電力を供給するインバータの複数のスイッチ素子のスイッチング動作を制御する制御方法であって、 前記 n 相の巻線の相電流を獲得し、

前記複数のスイッチ素子の各々に流れる、前記スイッチング動作の1周期当たりの平均電流を前記相電流に基づいて推定し、

前記平均電流の推定値に基づいて、前記複数のスイッチ素子の各々に流れる電流のバランスを相毎に最適化し、

前記複数のスイッチ素子のスイッチング動作を制御する制御信号を、最適化した結果に基づいて生成する、制御方法。

[請求項17] n 相（ n は3以上の整数）の巻線を有するモータに電力を供給し、複数のスイッチ素子を有するインバータと、

前記複数のスイッチ素子のスイッチング動作を制御する制御回路で

あって、前記スイッチング動作の1周期は、各々が独立した時間比を有する複数のスイッチングパターンの期間から構成され、前記複数のスイッチングパターンの各々の時間比の総和は1であり、前記時間比は、前記スイッチング動作の1周期毎に変化し得る値であり、

前記n相の巻線の相電流を獲得し、

前記複数のスイッチングパターンの時間比の最新の値と前記相電流とに基づいて、前記複数のスイッチ素子の各々に流れる前記1周期当たりの平均電流を相毎に推定し、

前記平均電流の推定値に基づいて前記複数のスイッチングパターンの時間比の最適な配分を相毎に決定し、かつ、前記時間比の最新の値を前記最適な配分の値に変更することにより、前記複数のスイッチングパターンの時間比を更新し、

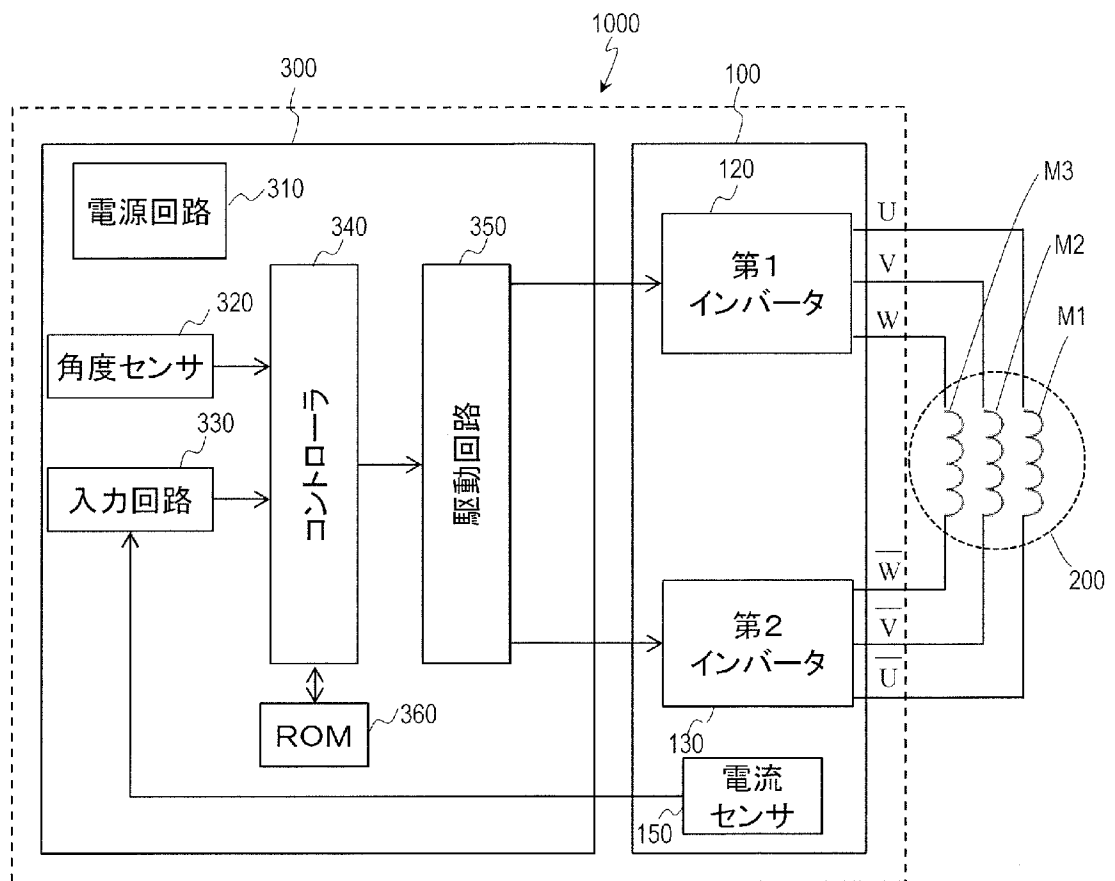
前記複数のスイッチングパターンの時間比の更新値に基づいて、前記複数のスイッチ素子のスイッチング動作を制御する制御信号を生成することを繰り返し実行する制御回路と、
を備える、モータ駆動ユニット。

[請求項18] モータと、

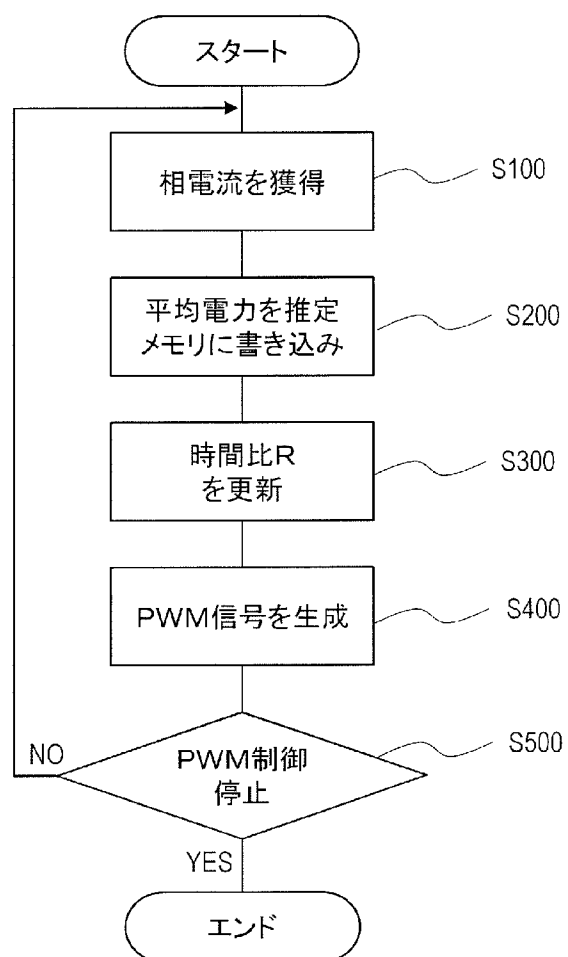
請求項17に記載のモータ駆動ユニットと、
を備えるモータモジュール。

[請求項19] 請求項18に記載のモータモジュールを備える電動パワーステアリング装置。

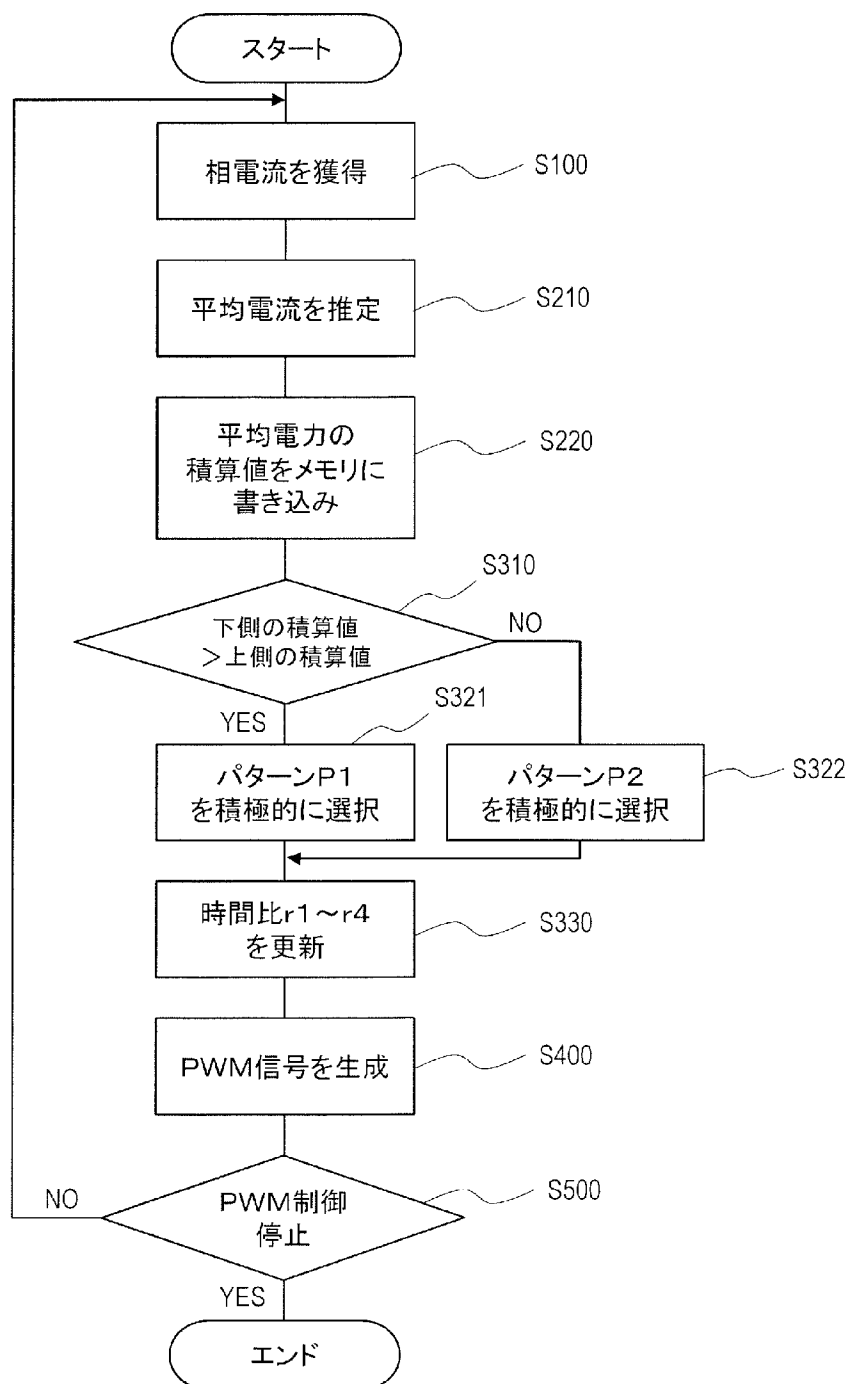
[図1]



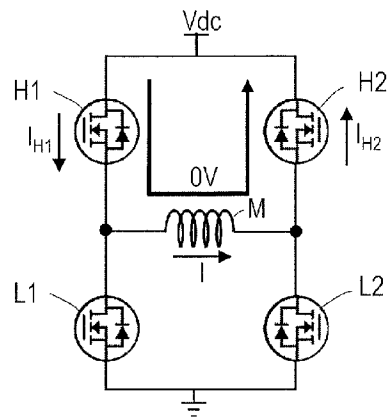
[図2]



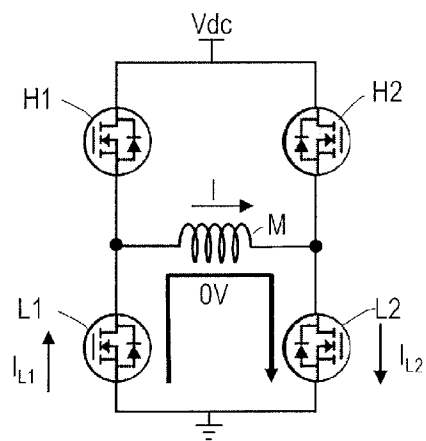
[図3]



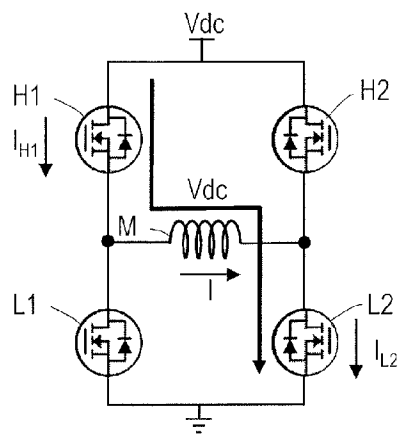
[図4A]



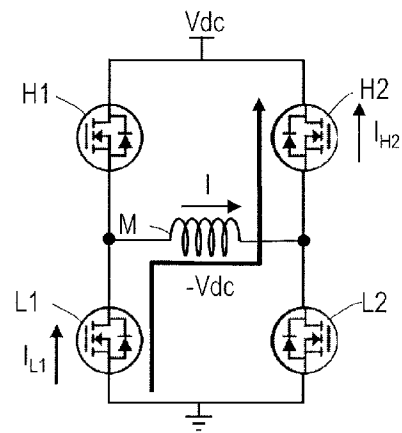
[図4B]



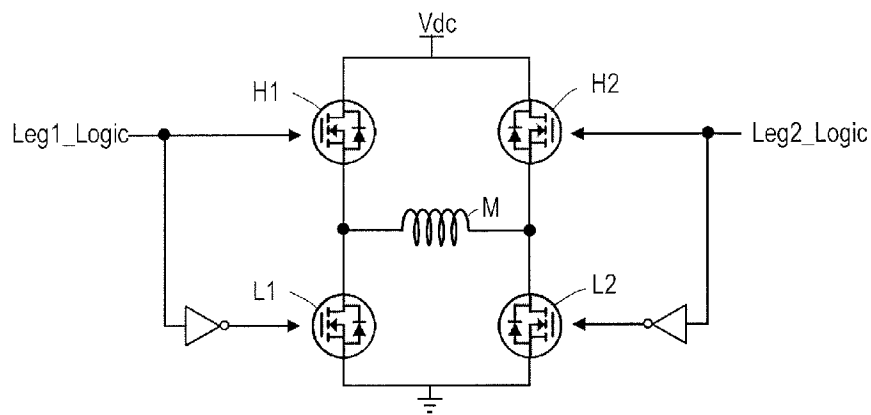
[図4C]



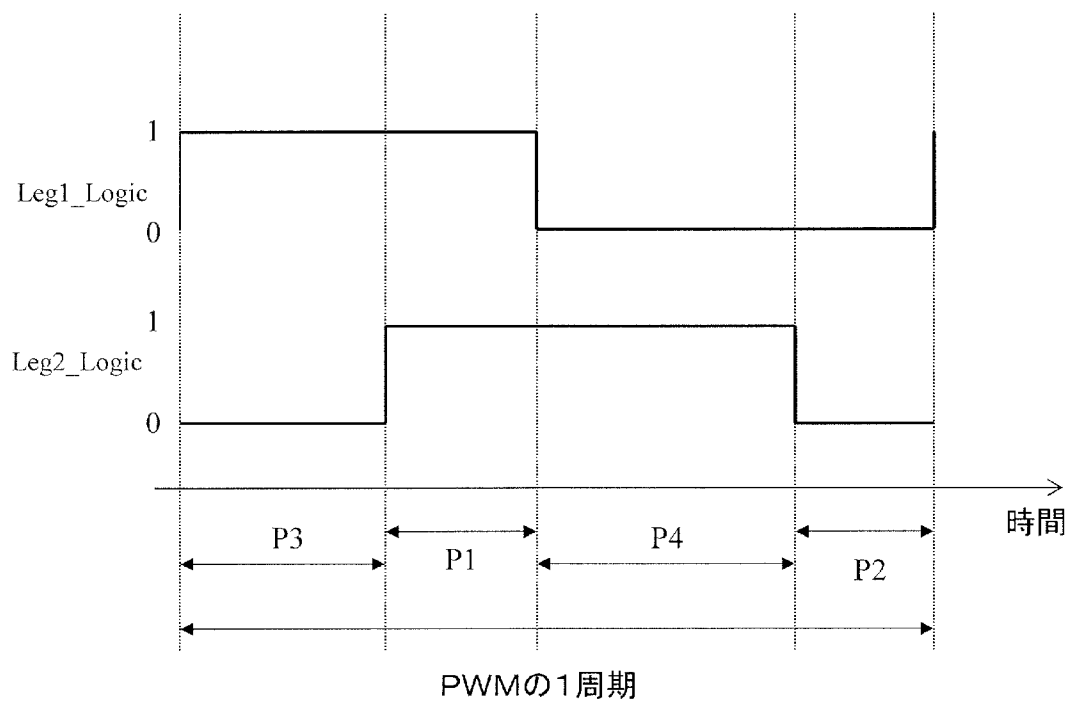
[図4D]



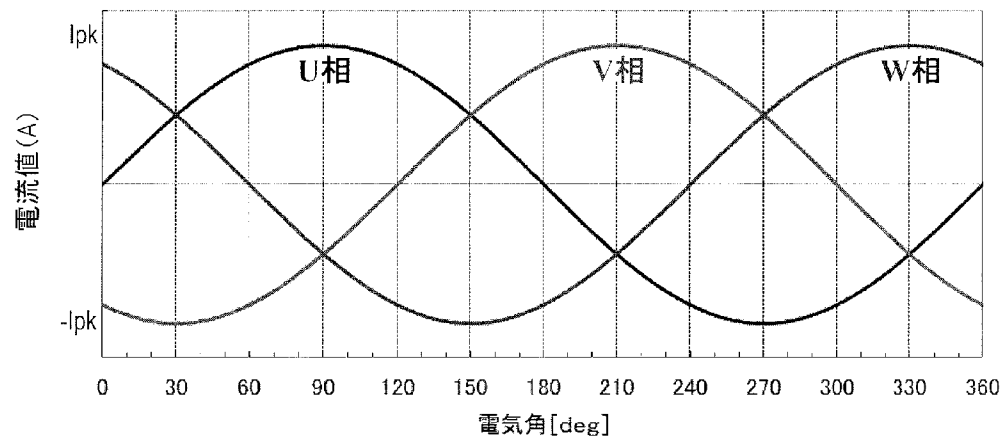
[図5A]



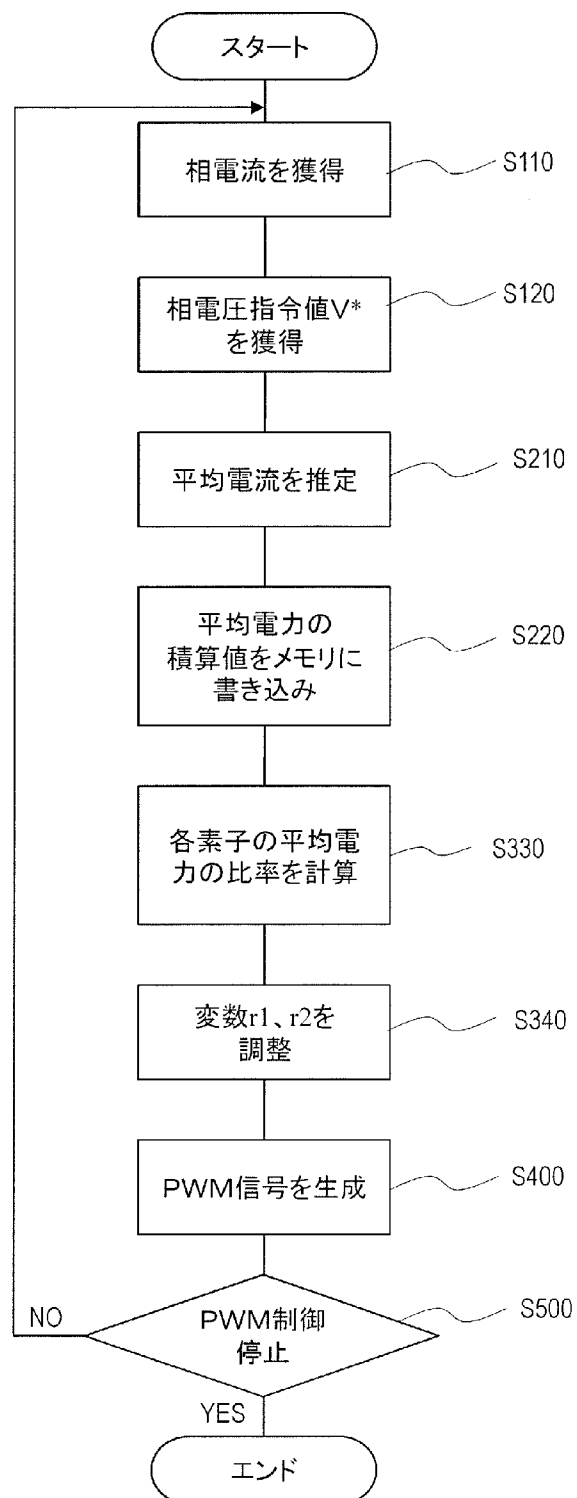
[図5B]



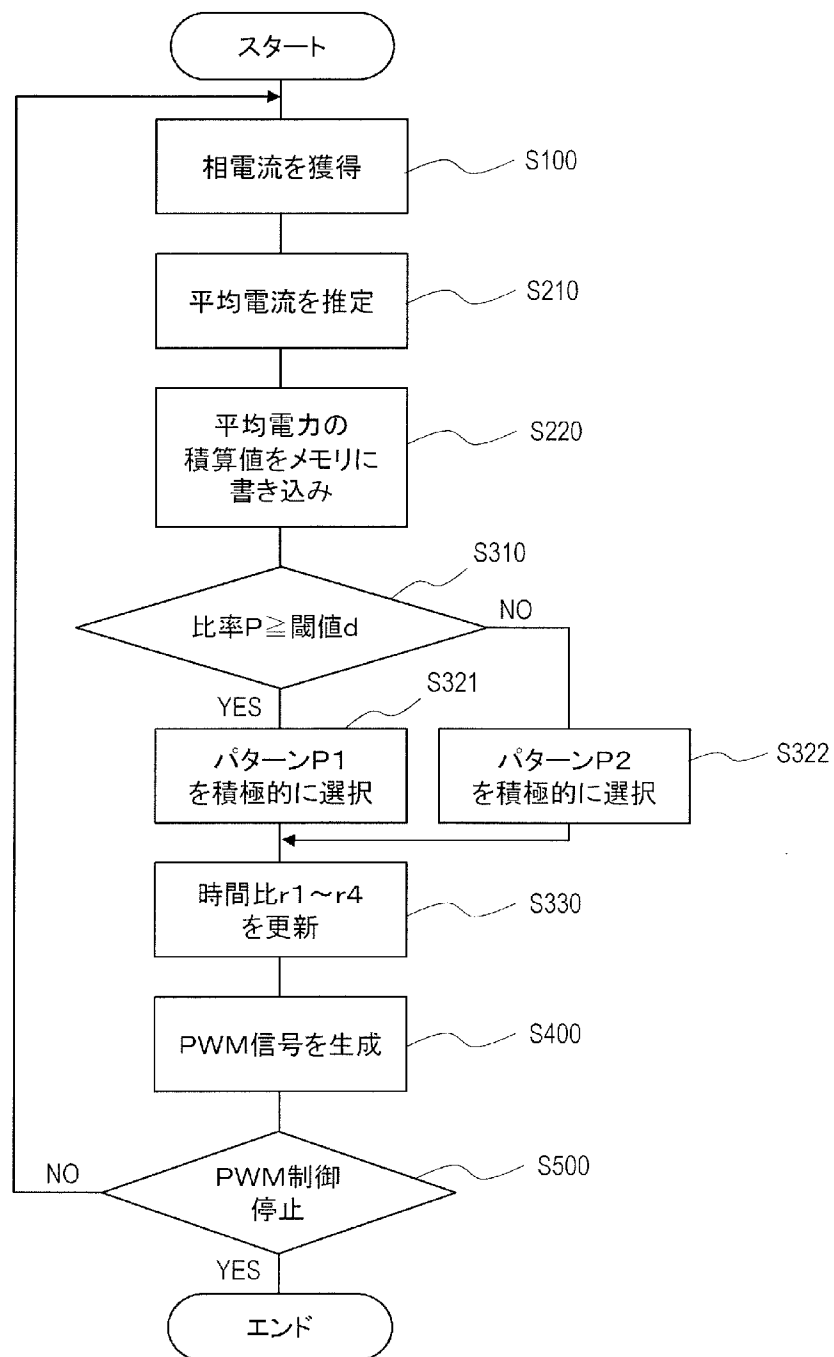
[図6]



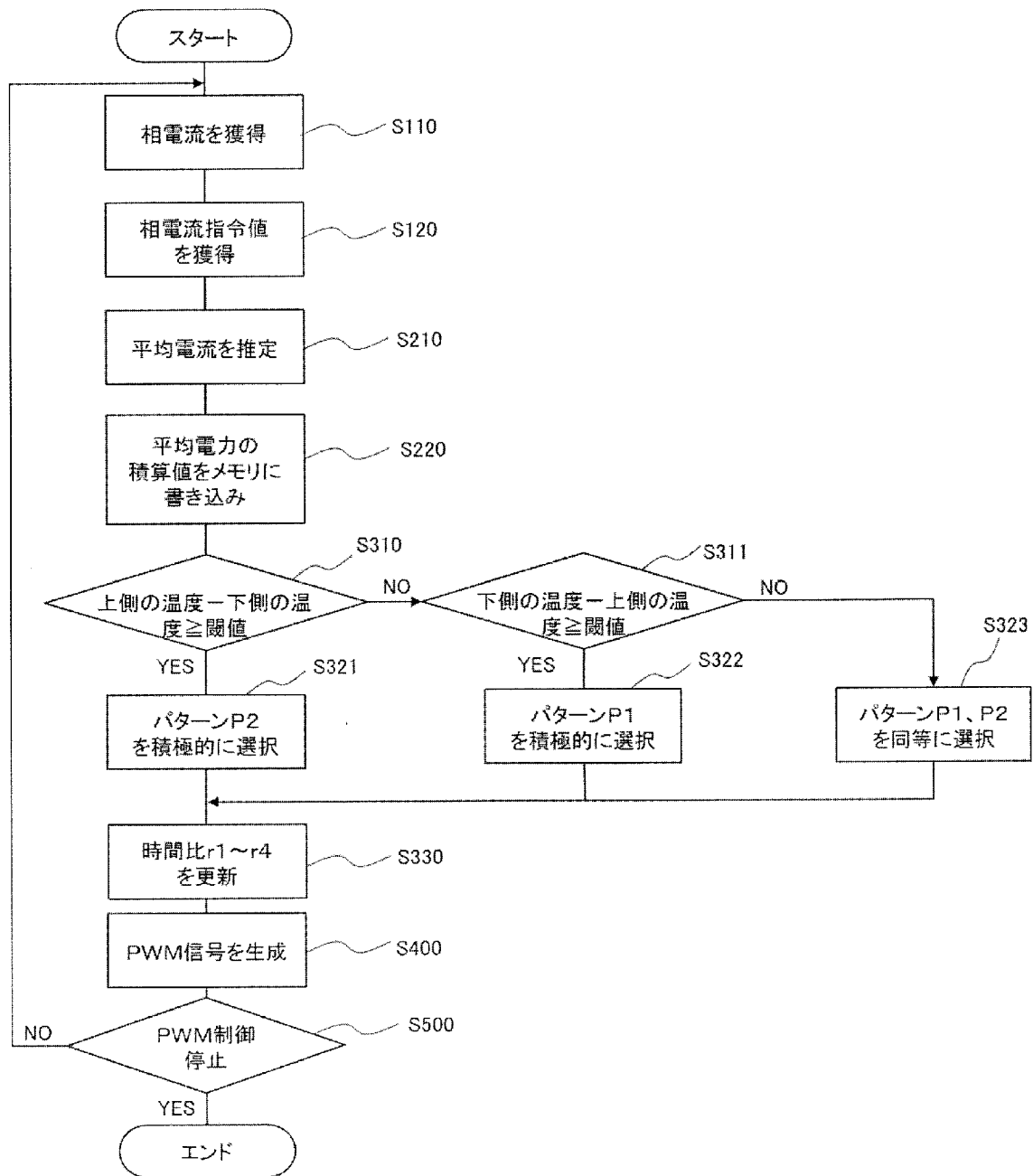
[図7]



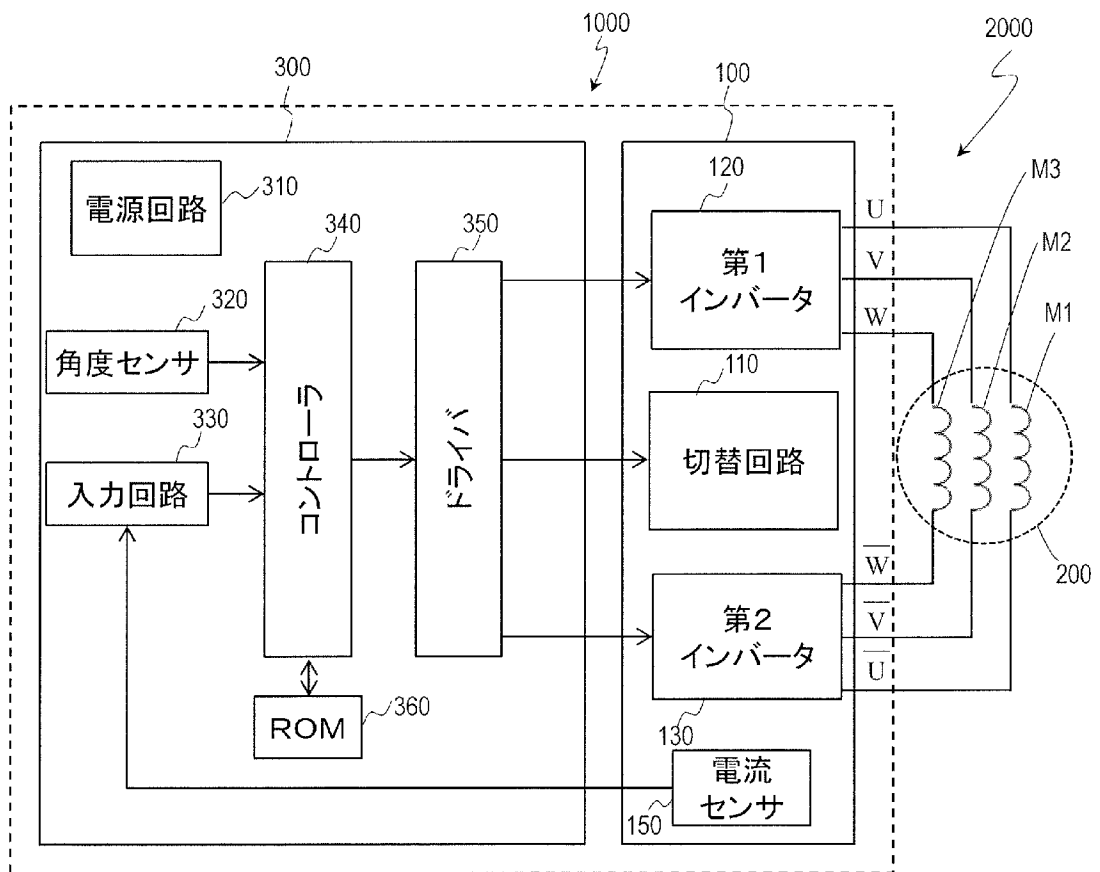
[図8]



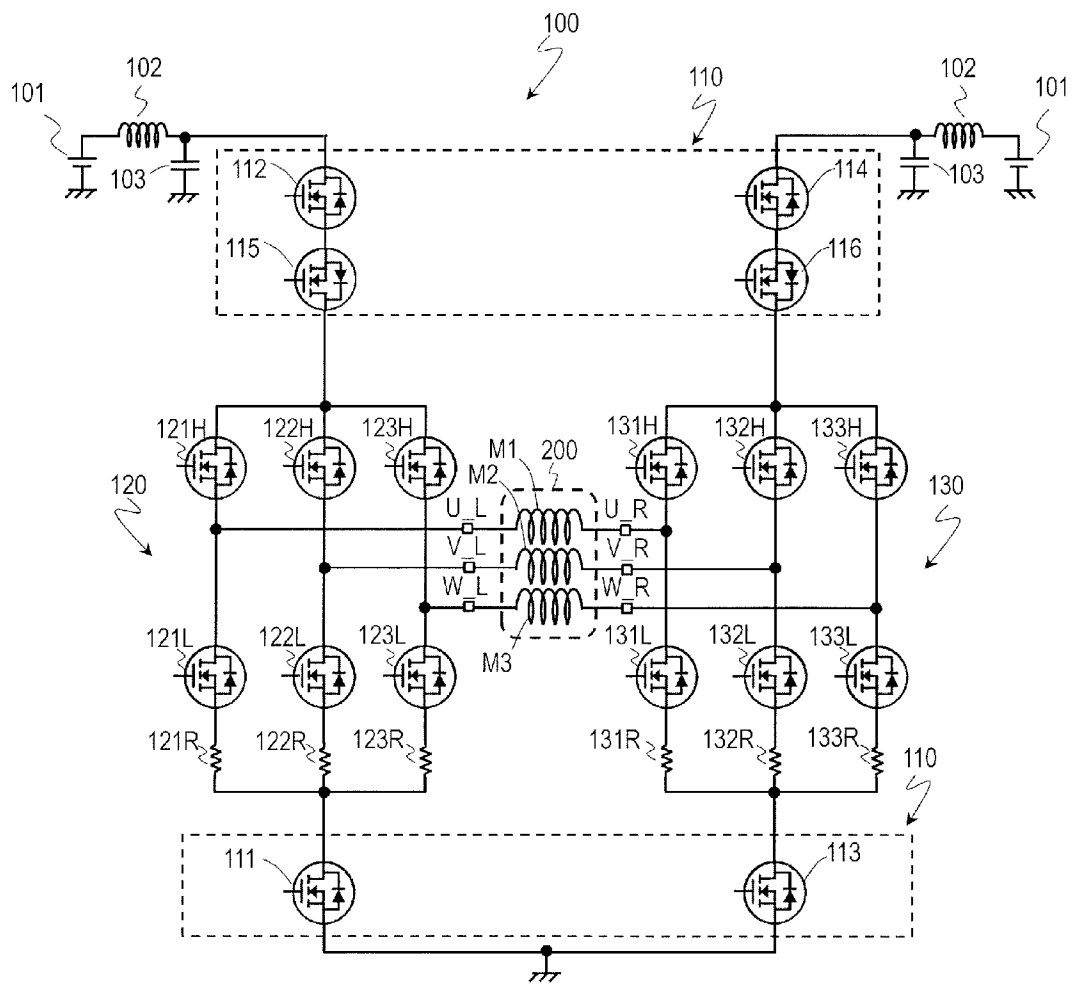
[図9]



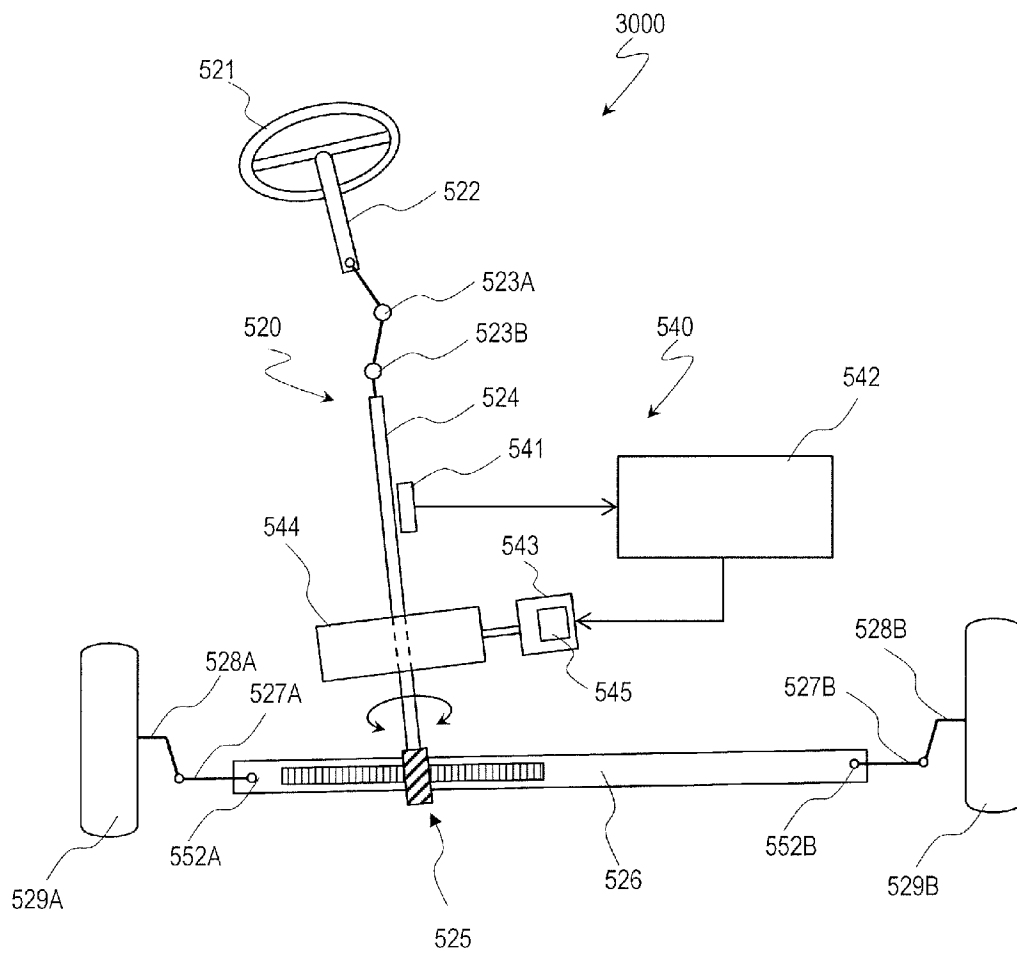
[図10]



[図11]



[図12]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2018/022923

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int. Cl. H02M7/48 (2007.01)i, B62D5/04 (2006.01)i, B62D6/00 (2006.01)i, H02P27/08 (2006.01)i, B62D107/00 (2006.01)n, B62D137/00 (2006.01)n

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. H02M7/48, B62D5/04, B62D6/00, H02P27/08, B62D107/00, B62D137/00

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	JP 2011-045214 A (DAIKIN INDUSTRIES, LTD.) 03 March 2011, fig. 9, 12 (Family: none)	1-19
A	JP 2017-022927 A (NIPPON SOKEN, INC.) 26 January 2017, fig. 4 (Family: none)	1-19
A	JP 10-337084 A (AISIN SEIKI CO., LTD.) 18 December 1998, abstract & US 5936820 A, abstract & DE 19824201 A1	1-19
A	JP 2014-121129 A (HONDA MOTOR CO., LTD.) 30 June 2014, fig. 5 (Family: none)	1-19

☐ 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
06.07.2018

Date of mailing of the international search report
17.07.2018

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（IPC））

Int.Cl. H02M7/48(2007.01)i, B62D5/04(2006.01)i, B62D6/00(2006.01)i, H02P27/08(2006.01)i,
B62D107/00(2006.01)n, B62D137/00(2006.01)n

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（IPC））

Int.Cl. H02M7/48, B62D5/04, B62D6/00, H02P27/08, B62D107/00, B62D137/00

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 2011-045214 A（ダイキン工業株式会社）2011.03.03, 図9, 12（ファミリーなし）	1-19
A	JP 2017-022927 A（株式会社日本自動車部品総合研究所） 2017.01.26, 図4（ファミリーなし）	1-19
A	JP 10-337084 A（アイシン精機株式会社）1998.12.18, 要約 & US 5936820 A, abstract & DE 19824201 A1	1-19

☒ 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

06.07.2018

国際調査報告の発送日

17.07.2018

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（ISA/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）

小池 堂夫

電話番号 03-3581-1101 内線 3526

5G

4683

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 2014-121129 A (本田技研工業株式会社) 2014.06.30, 図 5 (ファミリーなし)	1-19