

(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
2023年3月16日(16.03.2023)



(10) 国際公開番号

WO 2023/037579 A1

(51) 国際特許分類:
H02M 7/48 (2007.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2022/005924

(22) 国際出願日: 2022年2月15日(15.02.2022)

(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 2021-149005 2021年9月13日(13.09.2021) JP

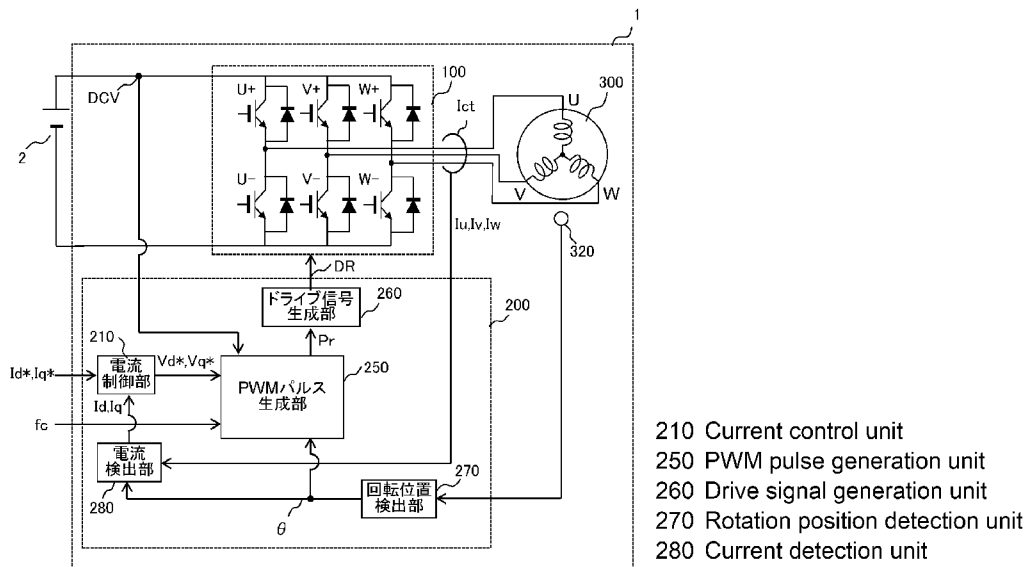
(71) 出願人: 日立Astemo株式会社(HITACHI
ASTEMO, LTD.) [JP/JP]; 〒3128503 茨城県ひ
たちなか市高場2520番地 Ibaraki (JP).

(72) 発明者: 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). 谷口 峻
(TANIGUCHI, Shun); 〒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). 中尾 矩也 (NAKAO, Noriya);
〒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). 根本 卓
弥 (NEMOTO, Takuya); 〒3128503 茨城県ひた
ちなか市高場2520番地 日立Astemo株式会
社内 Ibaraki (JP). 後藤 広生 (GOTO,
Kosei); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2
520番地 日立Astemo株式会社内
Ibaraki (JP). 松尾 健太郎 (MATSUO, Kentaro);
〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520

(54) Title: INVERTER CONTROL DEVICE, ELECTRIC POWER STEERING SYSTEM, ELECTRIC VEHICLE SYSTEM

(54) 発明の名称: インバータ制御装置、電動パワーステアリングシステム、電動車両システム

[図1]



(57) Abstract: This inverter control device comprises a PWM pulse generation unit for generating, for each predetermined control cycle, a PWM pulse signal for controlling an inverter. The PWM pulse generation unit generates a PWM pulse signal asynchronous with the control cycle, and generates the PWM pulse signal so as to satisfy conditions that at least three pulses exist in one cycle of a fundamental wave of an output voltage of the inverter, and that the on/off state of the PWM pulse signal is switched at a zero crossing point at which the fundamental wave changes and crosses a value of 0.

番地 日立 A s t e m o 株式会社内 Ibaraki (JP). 門田 圭司(KADOTA, Keiji); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場 2 5 2 0 番地 日立 A s t e m o 株式会社内 Ibaraki (JP).

(74) 代理人: 弁理士法人サンネクスト国際特許事務所(SUNNEXT INTERNATIONAL PATENT OFFICE); 〒1400002 東京都品川区東品川二丁目 3 番 1 2 号 シーフォートスクエア センタービルディング 1 6 階 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, IT, JM, JO, 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, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, 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: インバータ制御装置は、インバータを制御するためのPWMパルス信号を所定の制御周期ごとに生成するPWMパルス生成部を備え、前記PWMパルス生成部は、前記制御周期と非同期のPWMパルス信号を生成しながら、前記インバータの出力電圧の基本波の1周期中に少なくとも3つ以上のパルスが存在し、かつ、前記基本波が0を跨いで変化するゼロクロス点において前記PWMパルス信号のオン／オフ状態が切り替わるというパルス生成条件を満たすように、前記PWMパルス信号を生成する。

明 細 書

発明の名称：

インバータ制御装置、電動パワーステアリングシステム、電動車両システム

技術分野

[0001] 本発明は、インバータ制御装置と、これを用いた電動パワーステアリングシステムおよび電動車両システムとに関する。

背景技術

[0002] PWM（パルス幅変調）制御によりインバータの駆動を制御してモータを回転駆動させるインバータ制御装置が広く利用されている。こうしたインバータ制御装置において、モータの高回転化のため、インバータの出力電圧指令がインバータの最大出力レベル（正弦波）を上回る過変調モード（過変調領域）で動作させるとともに、さらに出力電圧を大きくするため、PWMパルス列が繋がって1つのパルスになる1パルスモード（1パルス領域）で動作させる技術が知られている。

[0003] インバータ制御装置を過変調領域から1パルス領域まで動作させると、インバータの出力において電圧誤差が発生し、インバータの出力電流に含まれる直流成分やリップル成分が増大するため、モータの出力トルク変動や騒音・振動が発生する。そのため、過変調領域から1パルス領域に移行する領域の電圧誤差を抑制し、電流の直流成分やリップル成分を低減する技術が求められている。

[0004] 過変調領域の電流リップルの低減に関して、特許文献1の技術が知られている。特許文献1には、過変調領域において台形波を用いた台形波変調を行う際に、台形波の底辺から上辺に変化する変調波の反転領域における複数のPWMパルスのオンパルスとオフパルスの面積をそれぞれ積分した値が等しくなるように、PWMパルスを生成するインバータ装置が記載されている。

先行技術文献

特許文献

[0005] 特許文献1：日本国特開2015-19458号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0006] 特許文献1の技術では、PWMパルス数が少なくなるようなモータの動作状態において、変調波の正負（180度）周期で繰り返すパルス列の周期性を適切に制御することができない。そのため、インバータの出力電圧に誤差が発生し、インバータの出力電流において直流成分や低次高調波成分が増大してしまう可能性がある。

課題を解決するための手段

[0007] 本発明によるインバータ制御装置は、インバータを制御するためのPWMパルス信号を所定の制御周期ごとに生成するPWMパルス生成部を備え、前記PWMパルス生成部は、前記制御周期と非同期のPWMパルス信号を生成しながら、前記インバータの出力電圧の基本波の1周期中に少なくとも3つ以上のパルスが存在し、かつ、前記基本波が0を跨いで変化するゼロクロス点において前記PWMパルス信号のオン／オフ状態が切り替わるというパルス生成条件を満たすように、前記PWMパルス信号を生成する。

本発明による電動パワーステアリングシステムは、インバータ制御装置と、前記インバータ制御装置により制御される前記インバータと、前記インバータにより駆動される交流モータと、を備え、前記交流モータを用いて車両のステアリングを制御する。

本発明による電動車両システムは、インバータ制御装置と、前記インバータ制御装置により制御される前記インバータと、前記インバータにより駆動される交流モータと、を備え、前記交流モータの駆動力を用いて走行する。

発明の効果

[0008] 本発明によれば、PWMパルス数が少なくなるようなモータの動作状態において発生するインバータ出力電流の直流成分や低次高調波成分を低減する

ことができる。

図面の簡単な説明

[0009] [図1]本発明の第1の実施形態に係るインバータ制御装置を有するモータ装置の構成を示すブロック図。

[図2]本発明の第1の実施形態に係るPWMパルス生成部の機能構成を示すブロック図。

[図3]本発明の第1の実施形態に係る非同期パルス信号の生成方法の説明図。

[図4]非同期パルス信号を変調波信号の1周期分の範囲について示した図。

[図5]本発明の第1の実施形態に係るPWMパルス制御のフローチャート。

[図6]本発明の第2の実施形態に係る非同期パルス信号の生成方法の説明図。

[図7]非同期パルス信号を変調波信号の1周期分の範囲について示した図。

[図8]本発明の第2の実施形態に係るPWMパルス制御のフローチャート。

[図9]インバータ制御装置が適用された電動パワーステアリング装置の構成図。

[図10]インバータ制御装置が適用された電動車両の構成図。

発明を実施するための形態

[0010] 本発明は、PWM制御でインバータの制御を行うインバータ制御装置であって、PWMパルス数が所定値より小さくなるようなモータの動作状態において、例えばバッテリーの消費電力やインバータの発熱を低減するために変調方式（正弦波変調、二相変調、台形波変調など）に応じたPWMパルス制御を行う際に、変調波のゼロクロスに対応するタイミングでPWMパルスのエッジを生成し、変調波の180度周期のPWMパルス列が繰り返し対称性を保ったPWMパルスを出力することで、インバータの出力電流の直流成分や低次高調波成分を低減しつつ、インバータを高出力化させるインバータ制御装置を提供するものである。以下、本発明の一実施形態について図面を用いて説明する。

[0011] （第1の実施形態）

図1は、本発明の第1の実施形態に係るインバータ制御装置200を有す

るモータ装置 1 の構成を示すブロック図である。モータ装置 1 は、バッテリー 2 と接続されており、インバータ 100、インバータ制御装置 200 およびモータ 300 を有している。

[0012] バッテリー 2 は、インバータ 100 の直流電圧源である。バッテリー 2 の直流電圧 DCV は、インバータ 100 によって可変電圧、可変周波数の 3 相交流電圧に変換され、モータ 300 に印加される。

[0013] モータ 300 は、3 相交流電圧の供給により回転駆動される同期モータである。モータ 300 には、インバータ 100 からモータ 300 に印加される 3 相交流電圧の位相をモータ 300 の誘起電圧の位相に合わせて制御するために、回転位置センサ 320 が取り付けられている。ここで、回転位置センサ 320 には、例えば鉄心と巻線とから構成されるレゾルバなどを用いることができる。あるいは、GMR センサやホール素子を用いて回転位置センサ 320 を構成してもよい。

[0014] インバータ制御装置 200 は、電流制御部 210、PWM パルス生成部 250、ドライブ信号生成部 260、回転位置検出部 270、および電流検出部 280 を有している。

[0015] 回転位置検出部 270 は、回転位置センサ 320 の出力信号に基づいて、モータ 300 におけるロータの回転位置 θ を検出する。

[0016] 電流検出部 280 は、モータ 300 に流れる 3 相の電流検出値 (I_u , I_v , I_w) を電流センサ 1c t から取得し、回転位置検出部 270 で検出された回転位置 θ に基づいてこれらの電流検出値を 3 相 / 2 相変換することで、 dq 軸の電流検出値 (I_d , I_q) を求める。

[0017] インバータ制御装置 200 は、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いる。電流制御部 210 は、電流検出部 280 により検出された電流検出値 (I_d , I_q) と、不図示の上位制御器から入力された電流指令値 (I_d^* , I_q^*) とが一致するように、電圧指令 (V_d^* , V_q^*) を出力する。

[0018] PWM パルス生成部 250 は、電流制御部 210 で求められた電圧指令 (V_d^* , V_q^*) を用いて PWM パルス生成部 250 が生成する。

V_d^* 、 V_q^*)と、バッテリー2の直流電圧 DCV と、回転位置 θ と、予め設定された所定のキャリア周波数 f_c とを用いて、三相のパルス幅変調(PWM)を実施し、インバータ100を制御するためのPWMパルス信号 P_r を生成する。なお、PWMパルス生成部250によるPWMパルス信号 P_r の具体的な生成方法については後述する。

[0019] ドライブ信号生成部260は、PWMパルス生成部250により生成されたPWMパルス信号 P_r をドライブ信号 DR に変換し、インバータ100に出力する。インバータ100は、3相交流電圧の各相に対応して複数の半導体スイッチ素子を有しており、各半導体スイッチ素子はドライブ信号 DR によりオン／オフ制御される。これにより、インバータ制御装置200の制御に応じてインバータ100の出力電圧が調整される。

[0020] なお上記では、上位制御器からの電流指令に応じてモータ300の電流を制御する場合のモータ装置1の構成例を図1により説明したが、他の制御方法を採用する場合でも、図1の構成を適用可能である。例えば、モータ300の回転速度を制御する場合には、モータ回転速度 ω_r を回転位置 θ の時間変化により演算し、上位制御器からの速度指令と一致するように、電圧指令あるいは電流指令を作成する。また、モータ300の出力トルクを制御する場合には、モータ電流(I_d 、 I_q)とモータトルクの関係式あるいはマップを用いて、電流指令(I_d^* 、 I_q^*)を作成する。

[0021] 次に、PWMパルス生成部250によるPWMパルス信号 P_r の生成方法の詳細について説明する。図2は、本発明の第1の実施形態に係るPWMパルス生成部250の機能構成を示すブロック図である。

[0022] 図2に示されるように、PWMパルス生成部250は、変調率演算部51、回転速度算出部52、パルス位相角演算部53、電圧位相演算部54、位相変化幅演算部55、パルス設定部56、 dq ／三相変換部57、キャリア波演算部58、PWM制御部59、PWM制御モード判定部60の各機能ブロックを有する。PWMパルス生成部250を含むインバータ制御装置200は、例えばマイクロコンピュータにより構成され、マイクロコンピュータ

において所定のプログラムを実行することにより、これらの機能ブロックを実現することができる。あるいは、これらの機能ブロックの一部または全部をロジックＩＣやＦＰＧＡ等のハードウェア回路を用いて実現してもよい。

[0023] 変調率演算部５１は、バッテリー２の直流電圧ＤＣＶと、電圧指令（ V_d^* 、 V_q^* ）とに基づき、以下の式（１）により、インバータ１００の出力電圧の変調率ＭＦを演算する。なお、変調率ＭＦは、バッテリー２からインバータ１００に供給される直流電力と、インバータ１００からモータ３００に出力される交流電力との電圧振幅比を表している。

[数１]

$$MF = \frac{\sqrt{v_d^{*2} + v_q^{*2}}}{\frac{2}{\pi} DCV} \quad \dots (1)$$

[0024] 回転速度算出部５２は、回転位置 θ の時間変化から、モータ３００の回転速度（回転数）を表すモータ回転速度 ω_r を演算する。なお、モータ回転速度 ω_r は、角速度（ rad/s ）または回転数（ rpm ）のいずれで表される値であってもよい。また、これらの値を相互に変換して用いてもよい。

[0025] パルス位相角演算部５３は、変調率演算部５１により演算された変調率ＭＦに基づいて、PWMパルス信号 P_r のオン／オフ状態を切り替えるパルス位相角 α を演算する。ここでは、インバータ１００の出力電圧の基本波の１周期中に含まれるPWMパルス信号 P_r のパルス数 N に応じて、複数のパルス位相角 α を演算する。例えばパルス数が $N=3$ の場合、以下の式（２）～（５）でそれぞれ表されるパルス位相角 α_1 、 α_2 、 α_1' 、 α_2' を演算する。これにより、変調率ＭＦに基づいて、PWMパルス信号 P_r の各パルス幅を設定することができる。

$$\alpha_1 = \arccos \{ (1 + MF) / 2 \} \quad \dots (2)$$

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1 \quad \dots (3)$$

$$\alpha_1' = \pi + \alpha_1 \quad \dots (4)$$

$$\alpha 2' = 2\pi - \alpha 1 \quad \cdots (5)$$

[0026] なお、パルス数Nは、例えば少なくとも3以上の奇数で設定可能であり、インバータ制御装置200において予め設定されている。あるいは、ユーザが任意に設定してもよいし、モータ300の運転状態などに応じて任意に切り替えてもよい。パルス位相角演算部53が演算するパルス位相角 α の個数は、パルス数Nに応じて決定され、パルス数Nが大きいほどパルス位相角 α の個数も大きくなる。本実施形態では、パルス数Nが3である場合について説明するものとする。

[0027] 電圧位相演算部54は、電圧指令(Vd^* , Vq^*)と回転位置 θ に基づいて、上位制御器から入力された電流指令値(Id^* , Iq^*)に対してインバータ100が出力する電圧の位相角に応じた電圧位相 θ_v を演算する。ここでは、例えば以下の式(6)により電圧位相 θ_v を演算する。

$$\theta_v = \theta + \arctan(Vq^*/Vd^*) \quad \cdots (6)$$

[0028] 位相変化幅演算部55は、インバータ制御装置200の制御周期におけるインバータ100の出力電圧の位相変化幅 $\Delta\theta$ を演算する。ここで、インバータ制御装置200の制御周期とは、PWMパルス生成部250がPWMパルス信号Prの生成を行う周期を表しており、インバータ制御装置200を構成するマイクロコンピュータの演算性能や、モータ300の制御に要求される精度などに応じて予め設定される。位相変化幅演算部55は、モータ回転速度 ω_r と予め設定されたキャリア周波数 f_c に基づき、例えば以下の式(7)により位相変化幅 $\Delta\theta$ を演算する。

$$\Delta\theta = \omega_r / f_c \quad \cdots (7)$$

[0029] パルス設定部56は、式(2)～(7)でそれぞれ求められたパルス位相角 α 、電圧位相 θ_v および位相変化幅 $\Delta\theta$ に基づいて、今回の制御周期内に存在する各パルスエッジのタイミングを設定する。そして、設定した各パルスエッジのタイミングに従って、信号電圧をオンからオフに、またはオフからオンにそれぞれ変化させることにより、非同期パルス信号Pを生成する。なお、パルス設定部56により生成される非同期パルス信号Pの詳細につい

ては後述する。

[0030] dq ／三相変換部57は、電圧指令 (V_d^* , V_q^*) に対して回転位置 θ に基づく三相変換を行い、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* (U相電圧指令値 V_u^* 、V相電圧指令値 V_v^* およびW相電圧指令値 V_w^*) を演算する。これにより、三相交流電圧に対する変調波信号としての三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を生成することができる。なお、このとき正弦波変調以外の変調方式を選択することにより、例えば台形波や、正弦波に所定次数の高調波を重畳させた波形など、正弦波以外の波形で三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を生成してもよい。

[0031] キャリア波演算部58は、モータ回転速度 ω_r に基づいて、モータ300の回転に同期した同期キャリア周波数 f_{cs} を決定し、この同期キャリア周波数 f_{cs} で周期的に変化するキャリア波 T_r を生成する。なお、キャリア波 T_r は、三角波、のこぎり波のいずれであってもよい。また、キャリア周波数 f_{cs} がモータ300の回転の周波数に対して15倍以上ある場合には、キャリア周波数 f_{cs} はモータ300の回転に同期させなくても良い。

[0032] PWM制御部59は、キャリア波演算部58から出力されるキャリア波 T_r を用いて、 dq ／三相変換部57から出力される三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* をそれぞれパルス幅変調し、制御周期 (キャリア波 T_r) に同期した同期パルス信号 P' を生成する。以下、単に同期パルス信号 P' と呼ぶ。

[0033] PWM制御モード判定部60は、変調率 MF およびモータ回転速度 ω_r に基づいて、パルス設定部56により生成された非同期パルス信号 P と、PWM制御部59により生成された同期パルス信号 P' とのいずれかを選択する。そして、選択した非同期パルス信号 P または同期パルス信号 P' を、PWMパルス生成部250によるPWMパルス信号 P_r として、ドライブ信号生成部260へ出力する。

[0034] 具体的には、例えばPWM制御モード判定部60は、変調率 MF とモータ回転速度 ω_r がそれぞれ所定の範囲内にある場合は、制御周期に同期したパ

ルス信号とする同期モードを選択し、同期パルス信号 P' をPWMパルス信号 P_r として出力する。一方、変調率 MF やモータ回転速度 ω_r が所定の範囲外にある場合は、制御周期に対して非同期のパルス信号とする非同期モードを選択し、非同期パルス信号 P をPWMパルス信号 P_r として出力する。すなわち、PWM制御モード判定部60は、モータ300の運転状態に基づき、非同期パルス信号 P または同期パルス信号 P' のいずれかをPWMパルス信号 P_r として選択的に出力するものである。なお、同期モード、非同期モードのいずれを選択した場合であっても、正弦波変調、二相変調、台形波変調などの変調方式のうち、任意の変調方式を用いることが可能である。

[0035] 次に、非同期パルス信号 P の詳細について説明する。PWM制御部59が行う一般的なパルス幅変調では、キャリア波 T_r と変調波信号との比較結果に基づき、PWMパルス信号 P_r としての同期パルス信号 P' が生成される。これに対して、パルス設定部56によりPWMパルス信号 P_r として生成される非同期パルス信号 P は、キャリア波 T_r や変調波信号を用いずに、PWMパルス生成部250において行われる演算の結果から直接生成される。具体的には、パルス位相角演算部53、電圧位相演算部54、位相変化幅演算部55において、前述の式(2)～(7)を用いた演算をそれぞれ行うことにより、パルス位相角 α 、電圧位相 θ_v および位相変化幅 $\Delta\theta$ を求め、これらの演算結果を用いてパルス設定部56が制御周期ごとに各パルスエッジのタイミングを設定することで、制御周期と非同期のPWMパルスである非同期パルス信号 P が生成される。以下、単に非同期パルス信号 P と呼ぶ。

[0036] 図3は、本発明の第1の実施形態に係る非同期パルス信号 P の生成方法の説明図である。図3において、(a)に示すグラフはPWMタイマのカウンタ値を表し、(b)に示すグラフは変調波信号を表し、(c)に示すグラフは非同期パルス信号 P として出力されるPWMパルス列の例を示している。なお、図3(a)に示すPWMタイマのカウンタ値は、キャリア波演算部58により生成されるキャリア波 T_r に相当するものである。

[0037] パルス設定部56では、例えば図3(a)に示すように、一定のキャリア

周期 T_c で周期的にカウンタ値が増減する PWM タイマを用いて、非同期パルス信号 P の生成が行われる。このとき、キャリア周期 T_c をモータ回転速度 ω_r に関わらず一定とすることで、モータ 300 の回転に対して同期しながら、非同期パルス信号 P の生成に係る制御処理のタイミングを制御周期と非同期とすることができる。なお、図 3 の例では、カウンタ値が 0 から最大値 $MaxCount$ まで一定の割合で増加し、制御処理のタイミングに応じてキャリア周期 T_c ごとにカウンタ値が 0 にリセットされる鋸波状のアップカウントタイマの例を示しているが、一定のキャリア周期 T_c で周期的に値が増減するものであれば、他の種類の PWM タイマを用いてもよい。例えば、アップカウントタイマを上下反転した波形によりカウンタ値が変化するダウンカウントタイマや、カウンタ値が一定の割合で増加および減少する三角波タイマなどを、パルス設定部 56 において PWM タイマとして利用することも可能である。

[0038] PWM パルス生成部 250 において生成された非同期パルス信号 P が PWM パルス信号 P_r としてドライブ信号生成部 260 へ出力される場合、インバータ制御装置 200 では、図 3 (a) に示したキャリア周期 T_c に同期して制御処理が行われる。具体的には、電流検出部 280 は、電流センサ 1c の検出信号をキャリア周期 T_c に同期したタイミングでサンプル&ホールドし、電流検出値 (I_u , I_v , I_w) を取得する。また、回転位置検出部 270 は、回転位置センサ 320 の出力信号をキャリア周期 T_c に同期したタイミングで検出し、回転位置 θ を取得する。そして、取得されたこれらの値を用いて、前述のような演算がキャリア周期 T_c ごとに実行されることにより、非同期パルス信号 P が生成される。

[0039] なお、電流検出部 280 が行う電流センサ 1c の検出信号のサンプル&ホールド動作では、サンプル&ホールド回路のキャパシタに検出信号をチャージする際の電圧リプルが発生し、この電圧リプルが A/D 変換回路の入力端子に重畳することで、A/D 変換ノイズが発生することがある。この A/D 変換ノイズの周期は、インバータ制御装置 200 の制御周期（キャリア周

期 T_c) と同等である。電流検出部 280 の検出周期を制御周期よりも短くし、1 制御周期当たり複数回の検出信号を電流センサ 1 c t から取得することも可能であるが、マイコン処理の都合上、電流検出部 280 のサンプリング周波数 (検出周期の逆数) は、インバータ制御装置 200 の制御周波数 (制御周期の逆数) の整数倍とする必要がある。いずれにしても、A/D 変換ノイズの周期の整数倍を、PWM タイマの周期であるキャリア周期 T_c とみなすことができる。

[0040] 図 3 (b) は、台形波変調の場合における変調波信号の例を示している。この変調波の周期は、インバータ 100 の出力電圧の基本波周期に相当する。なお、前述のように PWM パルス生成部 250 では、一般的なパルス幅変調で求められる同期パルス信号 P' とは異なり、非同期パルス信号 P が演算により直接求められる。そのため、非同期パルス信号 P の生成時に変調波信号は必ずしも必要ではない。

[0041] 図 3 (c) は、本実施形態においてパルス数を $N = 3$ としたときの非同期パルス信号 P の例を示している。本実施形態における非同期パルス信号 P は、変調波が 0 を跨いで負から正に、または正から負に反転するゼロクロス点 (位相角 0° 、 180°)、および、位相角 α_1 、 α_2 、 α_1' 、 α_2' において、信号のオン/オフ状態がそれぞれ切り替えられる。なお、位相角 α_1 、 α_2 、 α_1' 、 α_2' は、前述の式 (2) ~ (5) でそれぞれ求められる。

[0042] パルス設定部 56 は、図 3 (b) に示した変調波のゼロクロス点を基準に、電気位相角 180° 周期で設定されるパルス列に応じて、図 3 (a) に示したキャリア周期 T_c ごとに、図 3 (c) に示した非同期パルス信号 P を生成する。具体的には、例えば今回の制御処理タイミングが図 3 (a) の制御処理タイミング $T_t(i)$ である場合、パルス設定部 56 は、この制御処理タイミングに対応する電圧位相 $\theta(i)$ から次の制御処理タイミングに対応する電圧位相 $\theta(i+1)$ までの範囲 (位相変化幅 $\Delta\theta$) において、非同期パルス信号 P を生成する。図 3 (c) の例では、この範囲内に位相角 α_2 ,

$\alpha 1'$ およびゼロクロス点（位相角 180° ）が含まれるため、これらの位相角に相当するタイマ値をPWMタイマにそれぞれ設定する。そして、PWMタイマのカウント値が設定した各タイマ値に達したタイミングで、非同期パルス信号Pの信号値をオンからオフに、またはオフからオンに変化させることにより、パルスエッジを設定して非同期パルス信号Pを生成することができる。

[0043] 図4は、図3（c）の非同期パルス信号Pを変調波信号の1周期分（ $\theta = 0 \sim 2\pi$ ）の範囲について示した図である。図4に示すように、非同期パルス信号Pは、パルス位相角 $\alpha 1$ 、 $\alpha 2$ を含む前半周期（ $\theta = 0 \sim \pi$ ）におけるパルス列波形を上下反転させたものが、パルス位相角 $\alpha 1'$ 、 $\alpha 2'$ を含む後半周期（ $\theta = \pi \sim 2\pi$ ）におけるパルス列波形と一致する。すなわち、非同期パルス信号Pの波形は、変調波信号のゼロクロス点を中心に点対称となっている。したがって、前半周期のパルス列を反転させることで後半周期のパルス列を設定し、非同期パルス信号Pを生成することが可能である。

[0044] PWMパルス生成部250では、電圧位相演算部54により、今回の制御処理タイミングの電圧位相 $\theta(i)$ に対応する電圧位相 θ_v が演算される。また、位相変化幅演算部55により、今回の制御処理タイミングの電圧位相 $\theta(i)$ から次の制御処理タイミングの電圧位相 $\theta(i+1)$ までの位相変化幅 $\Delta\theta$ が演算される。パルス設定部56は、これらの演算値 θ_v 、 $\Delta\theta$ に基づいて、今回の制御処理におけるパルスエッジに対応するタイマ値をPWMタイマに対して設定することで、パルス位相角演算部53により演算されたパルス位相角 α に応じた非同期パルス信号Pを生成することができる。

[0045] 図5は、本発明の第1の実施形態に係るPWMパルス制御のフローチャートである。本実施形態において、PWMパルス生成部250は、キャリア周期 T_c に応じた所定の制御周期ごとに図5のフローチャートに示す処理を実行することで、PWMパルス制御を実施し、PWMパルス信号Prをドライブ信号生成部260へ出力する。

[0046] ステップS1において、PWMパルス生成部250は、変調率演算部51

および回転速度算出部52により、変調率MF、モータ回転速度 ω_r をそれぞれ求める。ここでは、前述の式(1)、(2)をそれぞれ用いて、変調率MFとモータ回転速度 ω_r を演算することができる。

[0047] ステップS2において、PWMパルス生成部250は、パルス位相角演算部53により、ステップS1で求めた変調率MFに基づいて、パルス位相角 α を演算する。ここでは、予め設定されたパルス数Nに応じて、インバータ出力電圧の基本波1周期当たりの非同期パルス信号Pのオン／オフ状態の切替回数を決定し、その切替回数からインバータ出力電圧の基本波のゼロクロス点($\theta = 0, \pi$)の分を差し引いた値を、演算すべきパルス位相角 α の個数とする。

[0048] 本実施形態では、前述のようにパルス数が $N = 3$ であるため、インバータ出力電圧の基本波1周期当たりの非同期パルス信号Pのオン／オフ状態の切替回数は、 $2N = 6$ と計算される。この切替回数からインバータ出力電圧の基本波のゼロクロス点の分を差し引くと、演算すべきパルス位相角 α の個数は、 $6 - 2 = 4$ と求められる。したがって、前述の式(2)～(5)を用いて4つのパルス位相角 α_1 、 α_2 、 α_1' 、 α_2' をそれぞれ演算することで、ステップS2の処理が行われる。

[0049] ステップS3において、PWMパルス生成部250は、電圧位相演算部54により、電圧位相 θ_v を演算する。ここでは、電流制御部210と回転位置検出部270からそれぞれ入力される電圧指令(V_d^* 、 V_q^*)、回転位置 θ に基づき、前述の式(6)を用いて、インバータ出力電圧の位相角に応じた電圧位相 θ_v を演算する。

[0050] ステップS4において、PWMパルス生成部250は、位相変化幅演算部55により、位相変化幅 $\Delta\theta$ を演算する。ここでは、ステップS1で求めたモータ回転速度 ω_r と、PWMパルス生成部250の制御周期に応じた所定のキャリア周波数 f_c とに基づき、前述の式(7)を用いて、PWMパルス生成部250の制御周期におけるインバータ出力電圧の位相変化幅 $\Delta\theta$ を演算する。

[0051] ステップS5において、PWMパルス生成部250は、パルス設定部56により、ステップS2で求めたパルス位相角 $\alpha 1$ 、 $\alpha 2$ 、 $\alpha 1'$ 、 $\alpha 2'$ に応じたタイマ値（第1PWMタイマ値）をPWMタイマに設定する。ここでは前述のように、ステップS3、S4でそれぞれ求められた電圧位相 θv と位相変化幅 $\Delta \theta$ に基づき、今回の制御処理タイミングから次の制御処理タイミングまでの期間内に含まれるインバータ出力電圧の基本波の電圧位相範囲を特定する。そして、インバータ出力電圧の基本波のゼロクロス点（変調波のゼロクロス点）と、ステップS2で求めたパルス位相角 $\alpha 1$ 、 $\alpha 2$ 、 $\alpha 1'$ 、 $\alpha 2'$ とのうち、特定した電圧位相範囲内に存在するものがあれば、その位相角に対応するタイマ値を第1PWMタイマ値としてPWMタイマに設定する。なお、インバータ出力電圧の基本波の電圧位相範囲内にゼロクロス点やパルス位相角が複数含まれる場合は、その複数のゼロクロス点またはパルス位相角のそれぞれに対して第1PWMタイマ値が設定される。これにより、ステップS2～S4でそれぞれ求めたパルス位相角 α 、電圧位相 θv および位相変化幅 $\Delta \theta$ に基づいて、PWMパルス信号Prのオン／オフ状態の切替タイミングを設定することができる。

[0052] ステップS6において、PWMパルス生成部250は、dq／三相変換部57により、3相交流電圧に対する変調波信号を演算する。ここでは前述のように、電流制御部210から入力される電圧指令（ $V d^*$ 、 $V q^*$ ）に対して、回転位置 θ に基づく三相変換を行うことにより、変調波信号に相当する三相電圧指令 $V u^*$ 、 $V v^*$ 、 $V w^*$ を生成することができる。

[0053] ステップS7において、PWMパルス生成部250は、PWM制御部59により、ステップS7で演算した変調波信号に基づくパルス幅変調を行い、その結果に応じたタイマ値（第2PWMタイマ値）をPWMタイマに設定する。ここでは、キャリア波演算部58によりモータ300の回転に同期して生成されるキャリア波Trを用いて、変調波信号に対して周知のパルス幅変調を行うことにより、同期パルス信号P'における各パルスエッジの電圧位相角を決定し、その電圧位相角に対応するタイマ値を、第2PWMタイマ値

としてPWMタイマに設定する。尚、キャリア波 T_r がモータ300の回転に対して15倍以上の時には、キャリア波 T_r はモータ300の回転に非同期としても良い。

[0054] ステップS8において、PWMパルス生成部250は、PWM制御モード判定部60により、PWM制御モードの判定を行う。ここでは、ステップS1でそれぞれ求められた変調率MFおよびモータ回転速度 ω_r からモータ300の運転状態を判断し、その運転状態に適したPWM制御モードを判定する。具体的には、例えば前述のように、変調率MFとモータ回転速度 ω_r がそれぞれ所定の範囲内にある場合は、制御周期に同期したパルス信号の制御を行う同期モードが最適なPWM制御モードであると判定する。一方、変調率MFやモータ回転速度 ω_r が所定の範囲外にある場合は、制御周期に非同期のパルス信号とする制御を行う非同期モードが最適なPWM制御モードであると判定する。これにより、モータ300の運転状態に基づいて、同期モードまたは非同期モードのいずれか最適なPWM制御モードとして選択することが可能となる。

[0055] ステップS9において、PWMパルス生成部250は、ステップS8でモータ300の運転状態に適すると判定されたPWM制御モードが、非同期モードであるか否かを判定する。ステップS8で最適なPWM制御モードとして選択されたのが非同期モードである場合はステップS10へ進み、非同期モードではない場合、すなわち同期モードである場合はステップS11へ進む。

[0056] ステップS10において、PWMパルス生成部250は、ステップS5で設定された第1PWMタイマ値を、PWMパルス信号 P_r の生成に用いるタイマ値として設定する。この場合、パルス設定部56により生成される非同期パルス信号 P が、PWMパルス生成部250からPWMパルス信号 P_r として選択的に出力されることになる。

[0057] ステップS11において、PWMパルス生成部250は、ステップS7で設定された第2PWMタイマ値を、PWMパルス信号 P_r の生成に用いるタ

イマ値として設定する。この場合、PWM制御部59により生成される同期パルス信号P'が、PWMパルス生成部250からPWMパルス信号Prとして選択的に出力されることになる。

[0058] ステップS10またはS11の処理を実行した後、ステップS12において、PWMパルス生成部250は、非同期パルス信号Pまたは同期パルス信号P'のいずれかを用いてPWMパルス信号Prを生成し、ドライブ信号生成部260へ出力する。すなわち、ステップS10を実行した場合は、パルス設定部56により生成される非同期パルス信号PをPWMパルス信号Prとして出力し、ステップS11を実行した場合は、PWM制御部59により生成される同期パルス信号P'をPWMパルス信号Prとして出力する。これにより、モータ300の運転状態に応じて、非同期パルス信号Pまたは同期パルス信号P'のいずれかを選択的に出力することができる。

[0059] ステップS12の処理を終えたら、図5のフローチャートに示すPWMパルス制御を停止し、所定の制御周期が経過するまで待機する。所定の制御周期が経過して次の制御タイミングになると、PWMパルス生成部250は、図5のフローチャートに示す処理をステップS1から再開してPWMパルス制御を繰り返す。

[0060] (第2の実施形態)

次に、本発明の第2の実施形態について説明する。本実施形態では、非同期パルス信号Pにおいて、インバータ出力電圧の基本波1周期当たりのパルス数Nが5である場合について説明する。なお、本実施形態におけるインバータ制御装置やモータ制御装置の構成、インバータ制御装置内のPWMパルス生成部の機能構成は、第1の実施形態で説明した図1、図2とそれぞれ同様である。したがって以下では、図1、図2の構成を用いて本実施形態の説明を行うものとする。

[0061] 図6は、本発明の第2の実施形態に係る非同期パルス信号Pの生成方法の説明図である。図6において、(a)に示すグラフはPWMタイマのカウンタ値を表し、(b)に示すグラフは変調波信号を表し、(c)に示すグラフ

は非同期パルス信号Pとして出力されるPWMパルス列の例を示している。
 なお、図6（a）、図6（b）のグラフは、第1の実施形態で説明した図3（a）、図3（b）のグラフとそれぞれ同一のものである。

[0062] 図6（c）は、本実施形態においてパルス数を $N=5$ としたときの非同期パルス信号Pの例を示している。本実施形態における非同期パルス信号Pは、変調波が0を跨いで負から正に、または正から負に反転するゼロクロス点（位相角 0° 、 180° ）、および、パルス位相角 $\alpha 1$ 、 $\alpha 2$ 、 $\alpha 3$ 、 $\alpha 4$ 、 $\alpha 1'$ 、 $\alpha 2'$ 、 $\alpha 3'$ 、 $\alpha 4'$ において、信号のオン／オフ状態がそれぞれ切り替えられる。

[0063] 上記のパルス位相角のうち、パルス位相角 $\alpha 1$ 、 $\alpha 2$ 、 $\alpha 1'$ 、 $\alpha 2'$ については、第1の実施形態で説明した式（2）～（5）によりそれぞれ求められる。また、パルス位相角 $\alpha 3$ 、 $\alpha 4$ 、 $\alpha 3'$ 、 $\alpha 4'$ については、以下の式（8）～（11）によりそれぞれ求められる。式（8）において、 p は $0 < p < 1$ の任意の数であり、予め設定されている。

$$\alpha 3 = p \times \alpha 1 \quad \dots (8)$$

$$\alpha 4 = \pi - \alpha 3 \quad \dots (9)$$

$$\alpha 3' = \pi + \alpha 3 \quad \dots (10)$$

$$\alpha 4' = 2\pi - \alpha 3 \quad \dots (11)$$

[0064] 図7は、図6（c）の非同期パルス信号Pを変調波信号の1周期分（ $\theta = 0 \sim 2\pi$ ）の範囲について示した図である。図7に示すように、非同期パルス信号Pは、パルス位相角 $\alpha 1$ 、 $\alpha 2$ 、 $\alpha 3$ 、 $\alpha 4$ を含む前半周期（ $\theta = 0 \sim \pi$ ）におけるパルス列波形を上下反転させたものが、パルス位相角 $\alpha 1'$ 、 $\alpha 2'$ 、 $\alpha 3'$ 、 $\alpha 4'$ を含む後半周期（ $\theta = \pi \sim 2\pi$ ）におけるパルス列波形と一致する。すなわち、本実施形態においても第1の実施形態と同様に、非同期パルス信号Pの波形は、変調波信号のゼロクロス点を中心に点対称となっている。したがって、前半周期のパルス列を反転させることで後半周期のパルス列を設定し、非同期パルス信号Pを生成することが可能である。

[0065] 図8は、本発明の第2の実施形態に係るPWMパルス制御のフローチャー

トである。本実施形態において、PWMパルス生成部250は、キャリア周期 T_c に応じた所定の制御周期ごとに図8のフローチャートに示す処理を実行することで、PWMパルス制御を実施し、PWMパルス信号 P_r をドライブ信号生成部260へ出力する。

[0066] なお、図8のフローチャートにおいて、第1の実施形態で説明した図5のフローチャートと同一の処理を行う部分については、同一のステップ番号としている。以下では、この図5と同一ステップ番号の処理については、特に必要ない限り説明を省略する。

[0067] ステップS2Aにおいて、PWMパルス生成部250は、パルス位相角演算部53により、ステップS1で求めた変調率 MF に基づいて、パルス位相角 α を演算する。ここでは、第1の実施形態と同様に、予め設定されたパルス数 N に応じて、インバータ出力電圧の基本波1周期当たりの非同期パルス信号 P のオン／オフ状態の切替回数を決定し、その切替回数からインバータ出力電圧の基本波のゼロクロス点($\theta = 0, \pi$)の分を差し引いた値を、演算すべきパルス位相角 α の個数とする。

[0068] 本実施形態では、前述のようにパルス数が $N = 5$ であるため、インバータ出力電圧の基本波1周期当たりの非同期パルス信号 P のオン／オフ状態の切替回数は、 $2N = 10$ と計算される。この切替回数からインバータ出力電圧の基本波のゼロクロス点の分を差し引くと、演算すべきパルス位相角 α の個数は、 $10 - 2 = 8$ と求められる。したがって、前述の式(2)～(5)を用いて4つのパルス位相角 α_1 、 α_2 、 α_1' 、 α_2' をそれぞれ演算するとともに、前述の式(8)～(11)を用いて4つのパルス位相角 α_3 、 α_4 、 α_3' 、 α_4' をそれぞれ演算することで、ステップS2Aの処理が行われる。

[0069] ステップS5Aにおいて、PWMパルス生成部250は、パルス設定部56により、ステップS2Aで求めたパルス位相角 α_1 、 α_2 、 α_3 、 α_4 、 α_1' 、 α_2' 、 α_3' 、 α_4' に応じたタイマ値(第1PWMタイマ値)をPWMタイマに設定する。ここでは第1の実施形態と同様に、ステップS

3、S 4 でそれぞれ求められた電圧位相 θ_v と位相変化幅 $\Delta\theta$ に基づき、今回の制御処理タイミングから次回の制御処理タイミングまでの期間内に含まれるインバータ出力電圧の基本波の電圧位相範囲を特定する。そして、インバータ出力電圧の基本波のゼロクロス点（変調波のゼロクロス点）と、ステップ S 2 A で求めたパルス位相角 α_1 、 α_2 、 α_3 、 α_4 、 α_1' 、 α_2' 、 α_3' 、 α_4' とのうち、特定した電圧位相範囲内に存在するものがあれば、その位相角に対応するタイマ値を第 1 PWM タイマ値として PWM タイマに設定する。これにより、ステップ S 2 A ～ S 4 でそれぞれ求めたパルス位相角 α 、電圧位相 θ_v および位相変化幅 $\Delta\theta$ に基づいて、PWM パルス信号 P_r のオン／オフ状態の切替タイミングを設定することができる。

[0070] 以上説明したように、本発明の実施形態では、PWM パルス生成部 250 により、制御周期と非同期の PWM パルス信号を生成しながら、変調波のゼロクロス点を含むゼロクロス近傍領域において、インバータ出力電圧の基本波の 1 周期中に少なくとも 3 つ以上のパルスが存在し、かつ、インバータ出力電圧の基本波が 0 を跨いで変化するゼロクロス点において PWM パルス信号のオン／オフ状態が切り替わるというパルス生成条件を満たすように、PWM パルス信号 P_r を生成する。その結果、PWM パルス信号 P_r においてパルス数が少なくなるような動作状態において発生するモータ電流の直流成分や低次高調波成分を低減することができるため、モータ 300 の低騒音化・低振動化を図ることができる。

[0071] 次に、図 9 を用いて、本発明の一実施形態に示したインバータ制御装置 200 を適用した電動パワーステアリング装置の構成について説明する。

[0072] 図 9 は、本発明の一実施形態に示したインバータ制御装置 200 を適用した電動パワーステアリング装置の構成図である。

[0073] 電動パワーステアリングの電動アクチュエータは、図 9 に示すように、トルク伝達機構 902 と、モータ 300 と、インバータ 100 と、インバータ制御装置 200 から構成される。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）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 の操作力は電動アクチュエータを用いてトルクアシストする構成を有する。

[0074] 電動アクチュエータのトルク指令 τ^* は、ハンドル 900 の操舵アシストトルク指令として操作量指令器 903 にて作成される。トルク指令 τ^* により駆動される電動アクチュエータの出力を用いて運転者の操舵力が軽減される。インバータ制御装置 200 は、入力指令としてトルク指令 τ^* を受け、モータ 300 のトルク定数とトルク指令 τ^* とからトルク指令値に追従するように、インバータ 100 の動作を制御してモータ 300 に流れる電流を制御する。

[0075] モータ 300 のロータに直結された出力軸から出力されるモータ出力 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 にトルクを伝達する。ラック 910 に伝達されたトルクにより、運転者のハンドル 900 の操舵力（操作力）が電動力にて軽減（アシスト）され、車輪 920, 921 の操舵角が操作される。

[0076] このアシスト量は次のようにして決定される。すなわち、ステアリングシャフトに組み込まれた操舵検出器 901 により操舵角や操舵トルクが検出され、車両速度や路面状態などの状態量を加味して操作量指令器 903 によりトルク指令 τ^* が算出される。

[0077] 本発明の一実施形態によるインバータ制御装置 200 は、モータ 300 が高速回転した場合にも、インバータ 100 の出力電圧の平均化により、低振動・低騒音化できる利点がある。

[0078] 図 10 は、本発明によるインバータ制御装置 200 が適用された電動車両 600 を示す図である。電動車両 600 は、モータ 300 をモータ／ジェネレータとして適用したパワートレインを有する。

[0079] 電動車両 600 のフロント部には、前輪車軸 601 が回転可能に軸支されており、前輪車軸 601 の両端には、前輪 602, 603 が設けられている。電動車両 600 のリア部には、後輪車軸 604 が回転可能に軸支されてお

り、後輪車軸 604 の両端には後輪 605, 606 が設けられている。

[0080] 前輪車軸 601 の中央部には、動力分配機構であるデファレンシャルギア 611 が設けられており、エンジン 610 から変速機 612 を介して伝達された回転駆動力を左右の前輪車軸 601 に分配するようになっている。エンジン 610 とモータ 300 とは、エンジン 610 のクランクシャフトに設けられたとモータ 300 の回転軸に設けられたプーリーの間に架け渡されたベルトを介して機械的に連結されている。

[0081] これにより、モータ 300 の回転駆動力がエンジン 610 に、エンジン 610 の回転駆動力がモータ 300 にそれぞれ伝達できるようになっている。モータ 300 は、インバータ制御装置 200 の制御に応じてインバータ 100 から出力された 3 相交流電力がステータのステータコイルに供給されることによって、ロータが回転し、3 相交流電力に応じた回転駆動力を発生する。

[0082] すなわち、モータ 300 は、インバータ制御装置 200 によって制御されて電動機として動作する一方、エンジン 610 の回転駆動力を受けてロータが回転することによって、3 相交流電力を発生する発電機として動作する。

[0083] インバータ 100 は、高電圧（42V あるいは 300V）系電源である高圧バッテリー 622 から供給された直流電力を 3 相交流電力に変換する電力変換装置であり、運転指令値とロータの磁極位置とに基づいて、モータ 300 のステータコイルに流れる 3 相交流電流を制御する。

[0084] モータ 300 によって発電された 3 相交流電力は、インバータ 100 によって直流電力に変換されて高圧バッテリー 622 を充電する。高圧バッテリー 622 には DC-DC コンバータ 624 を介して低圧バッテリー 623 に電氣的に接続されている。低圧バッテリー 623 は、電動車両 600 の低電圧（14V）系電源を構成するものであり、エンジン 610 を初期始動（コールド始動）させるスタータ 625, ラジオ, ライトなどの電源に用いられている。

[0085] 電動車両 600 が信号待ちなどの停車時（アイドルストップモード）にあるとき、エンジン 610 を停止させ、再発車時にエンジン 610 を再始動（

ホット始動) させる時には、インバータ 100 でモータ 300 を駆動し、エンジン 610 を再始動させる。

[0086] なお、アイドルストップモードにおいて、高圧バッテリー 622 の充電量が不足している場合や、エンジン 610 が十分に温まっていない場合などにおいては、エンジン 610 を停止せず駆動を継続する。また、アイドルストップモード中においては、エアコンのコンプレッサなど、エンジン 610 を駆動源としている補機類の駆動源を確保する必要がある。この場合、モータ 300 を駆動させて補機類を駆動する。

[0087] 加速モード時や高負荷運転モードにある時にも、モータ 300 を駆動させてエンジン 610 の駆動をアシストする。逆に、高圧バッテリー 622 の充電が必要な充電モードにある時には、エンジン 610 によってモータ 300 を発電させて高圧バッテリー 622 を充電する。すなわち、モータ 300 は、電動車両 600 の制動時や減速時などでは回生運転される。

[0088] 電動車両 600 は、モータ出力要求に基づいて、直流電圧を交流電圧に変換するための PWM パルスを生成するインバータ制御装置 200 と、生成された PWM パルスにより直流電圧を交流電圧に変換してモータ 300 を駆動するインバータ 100 と、直流電圧を昇圧する DC/DC コンバータ 624 とを備えている。インバータ制御装置 200 は、前述したような PWM パルス生成部 250 の処理により、モータ 300 の回転速度 ω_r とキャリア波 T_r が非同期の非同期 PWM からモータ 300 の回転速度 ω_r と同期した同期 3 パルスおよび同期 1 パルスの制御モードにおいて、単一のパルス生成ロジックを用いて PWM パルス信号 P_r を生成し、PWM パルス数が少なくなる動作状態においてインバータの出力電圧誤差を低減する。これにより、ゼロクロス近傍領域において発生するモータ電流の直流成分や低次高調波成分を低減することができ、電動車両 600 の低騒音化・低振動化を達成できる。

[0089] 以上説明した本発明によるインバータ制御装置によれば、以下のような作用効果を奏する。

[0090] (1) 本発明のインバータ制御装置 200 は、インバータ 100 を制御する

ためのPWMパルス信号 P_r を所定の制御周期ごとに生成するPWMパルス生成部250を備える。PWMパルス生成部250は、制御周期と非同期のPWMパルス信号を生成しながら、インバータ100の出力電圧の基本波の1周期中に少なくとも3つ以上のパルスが存在し、かつ、基本波が0を跨いで変化するゼロクロス点においてPWMパルス信号 P_r のオン／オフ状態が切り替わるというパルス生成条件を満たすように、PWMパルス信号 P_r を生成する。このようにしたので、ゼロクロス近傍領域において発生するインバータ出力電流の直流成分や低次高調波成分を低減することができる。その結果、PWMパルス数が少なくなるようなモータの動作状態において発生するインバータ出力電流の直流成分や低次高調波成分を低減することができる。

[0091] (2) 本発明のインバータ制御装置200において、PWMパルス生成部250は、インバータ出力電圧の変調率 MF を演算し（ステップS1）、変調率 MF に基づいてPWMパルス信号 P_r の各パルス幅を設定する（ステップS2）。このようにしたので、マイコン等を用いた演算処理により、PWMパルス信号 P_r を容易に生成することができる。

[0092] (3) PWMパルス生成部250は、変調率 MF を演算する変調率演算部51と、変調率 MF に基づいてPWMパルス信号 P_r のオン／オフ状態を切り替えるパルス位相角 α を演算するパルス位相角演算部53と、インバータ出力電圧の位相角に応じた電圧位相 θ_v を演算する電圧位相演算部54と、インバータ制御装置200の制御周期におけるインバータ出力電圧の位相変化幅 $\Delta\theta$ を演算する位相変化幅演算部55と、パルス位相角 α 、電圧位相 θ_v および位相変化幅 $\Delta\theta$ に基づいて、PWMパルス信号 P_r のオン／オフ状態の切替タイミングを設定するパルス設定部56とを備える。このようにしたので、上記のパルス生成条件を満たすPWMパルス信号 P_r の生成を、マイコン等を用いた演算処理により実現できる。

[0093] (4) インバータ100は、モータ300に接続されている。PWMパルス生成部250は、モータ300の運転状態に基づいて、上記のパルス生成条

件を満たす第1のPWMパルス信号（非同期パルス信号P）、または、インバータ100に対する電圧指令（ V_d^* 、 V_q^* ）と所定のキャリア周期 T_c で周期的に変化するキャリア信号（キャリア波 T_r ）との比較に基づく第2のPWMパルス信号（同期パルス信号 P' ）、のいずれかを選択的に出力する（ステップS8～S12）。このようにしたので、モータ300の運転状態に基づいて最適なPWM制御モードを選択し、選択したPWM制御モードに応じたPWMパルス信号 P_r をPWMパルス生成部250からドライブ信号生成部260へ出力して、インバータ100の制御を行うことができる。

[0094] （5）PWMパルス生成部250は、インバータ出力電圧の基本波の1周期中に存在するパルスの数が奇数となるように、PWMパルス信号 P_r を生成する。このようにしたので、インバータ出力電圧の低次高調波成分を確実に低減可能なPWMパルス信号 P_r を生成することができる。

[0095] なお、一実施形態の電動車両600はハイブリッド自動車である場合について説明したが、プラグインハイブリッド自動車、電気自動車などの場合においても同様な効果が得られる。

[0096] また、上述の実施形態では、インバータ制御装置単体について説明したが、当該上述の機能を有していれば、インバータ制御装置とインバータとが一体化したインバータ装置や、インバータ装置とモータとが一体化したモータ駆動システムにも本発明を適用できる。

[0097] なお、本発明は、上述の実施の形態に限定されるものではなく、本発明の趣旨を逸脱しない範囲で種々の変更が可能である。

符号の説明

- [0098] 1…モータ装置
 2…バッテリー
 51…変調率演算部
 52…回転速度算出部
 53…パルス位相角演算部

- 5 4 …電圧位相演算部
- 5 5 …位相変化幅演算部
- 5 6 …パルス設定部
- 5 7 … d q ／三相変換部
- 5 8 …キャリア波演算部
- 5 9 …PWM制御部
- 6 0 …PWM制御モード判定部
- 1 0 0 …インバータ
- 2 0 0 …インバータ制御装置
- 2 1 0 …電流制御部
- 2 5 0 …PWMパルス生成部
- 2 6 0 …ドライブ信号生成部
- 2 7 0 …回転位置検出部
- 2 8 0 …電流検出部
- 3 0 0 …モータ
- 3 2 0 …回転位置センサ
- 6 0 0 …電動車両

請求の範囲

- [請求項1] インバータを制御するためのPWMパルス信号を所定の制御周期ごとに生成するPWMパルス生成部を備え、
- 前記PWMパルス生成部は、前記制御周期と非同期のPWMパルス信号を生成しながら、前記インバータの出力電圧の基本波の1周期中に少なくとも3つ以上のパルスが存在し、かつ、前記基本波が0を跨いで変化するゼロクロス点において前記PWMパルス信号のオン／オフ状態が切り替わるというパルス生成条件を満たすように、前記PWMパルス信号を生成するインバータ制御装置。
- [請求項2] 請求項1に記載のインバータ制御装置において、
- 前記PWMパルス生成部は、前記出力電圧の変調率を演算し、前記変調率に基づいて前記PWMパルス信号の各パルス幅を設定するインバータ制御装置。
- [請求項3] 請求項2に記載のインバータ制御装置において、
- 前記PWMパルス生成部は、
- 前記変調率を演算する変調率演算部と、
- 前記変調率に基づいて前記PWMパルス信号のオン／オフ状態を切り替えるパルス位相角を演算するパルス位相角演算部と、
- 前記出力電圧の位相角に応じた電圧位相を演算する電圧位相演算部と、
- 前記制御周期における前記出力電圧の位相変化幅を演算する位相変化幅演算部と、
- 前記パルス位相角、前記電圧位相および前記位相変化幅に基づいて、前記PWMパルス信号のオン／オフ状態の切替タイミングを設定するパルス設定部と、を備えるインバータ制御装置。
- [請求項4] 請求項1に記載のインバータ制御装置において、
- 前記インバータは、モータに接続されており、
- 前記PWMパルス生成部は、前記モータの運転状態に基づいて、前

記パルス生成条件を満たす第1のPWMパルス信号、または、前記インバータに対する電圧指令と所定のキャリア周期で周期的に変化するキャリア信号との比較に基づく第2のPWMパルス信号、のいずれかを選択的に出力するインバータ制御装置。

[請求項5]

請求項1に記載のインバータ制御装置において、

前記PWMパルス生成部は、前記出力電圧の基本波の1周期中に存在するパルスの数が奇数となるように、前記PWMパルス信号を生成するインバータ制御装置。

[請求項6]

請求項1から請求項5のいずれか一項に記載のインバータ制御装置と、

前記インバータ制御装置により制御される前記インバータと、

前記インバータにより駆動される交流モータと、を備え、

前記交流モータを用いて車両のステアリングを制御する電動パワーステアリングシステム。

[請求項7]

請求項1から請求項5のいずれか一項に記載のインバータ制御装置と、

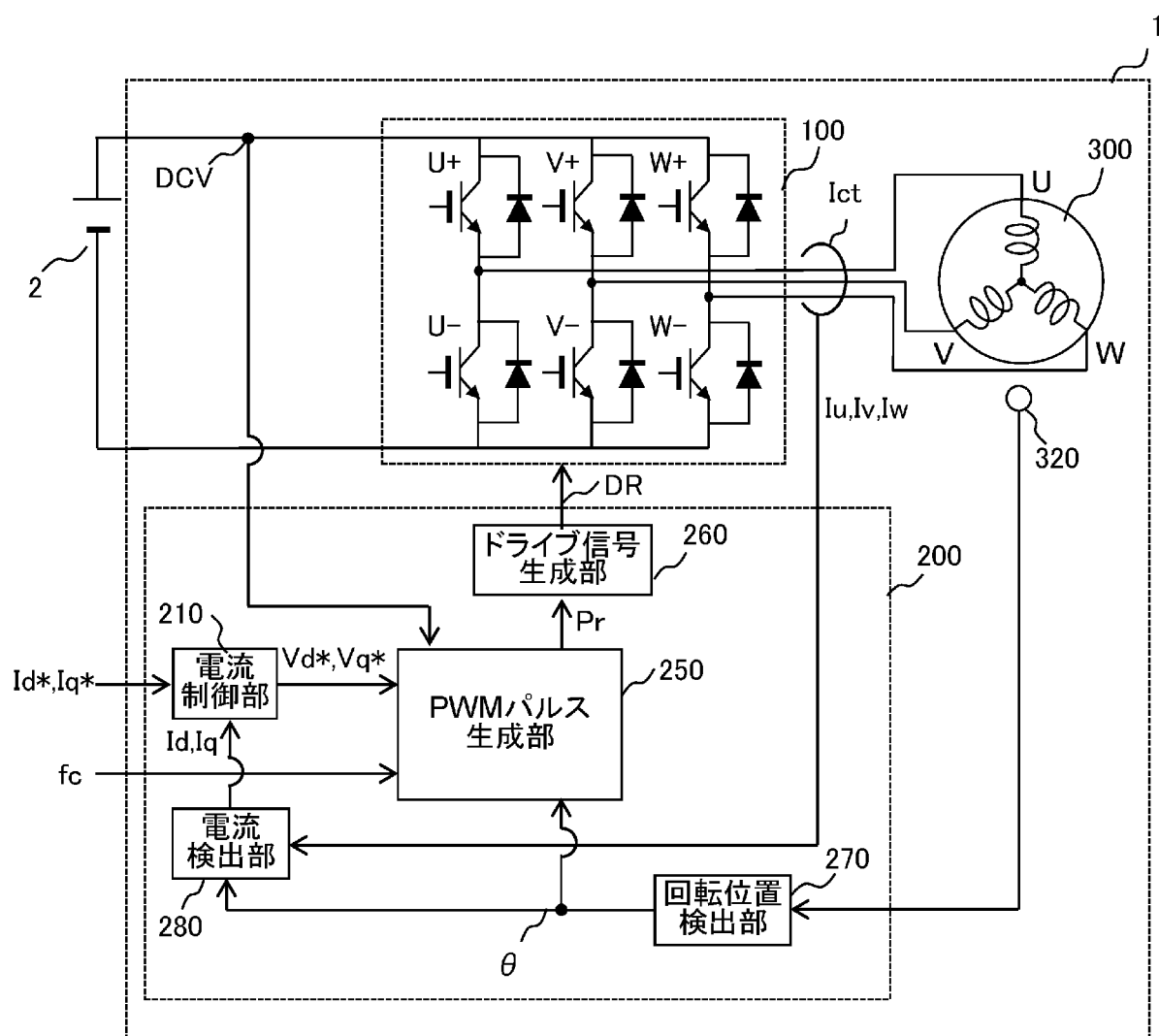
前記インバータ制御装置により制御される前記インバータと、

前記インバータにより駆動される交流モータと、を備え、

前記交流モータの駆動力を用いて走行する電動車両システム。

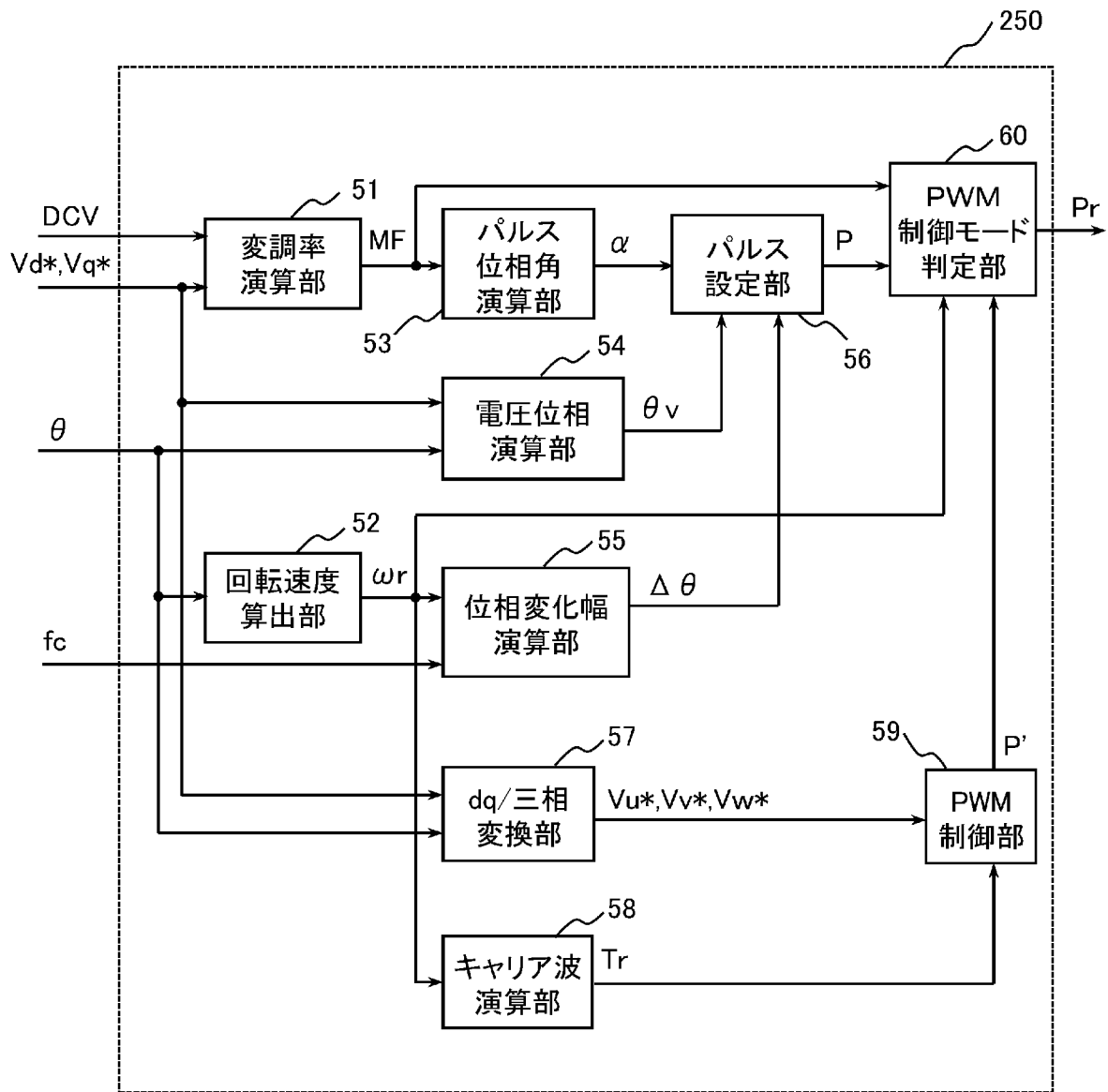
[図1]

図 1



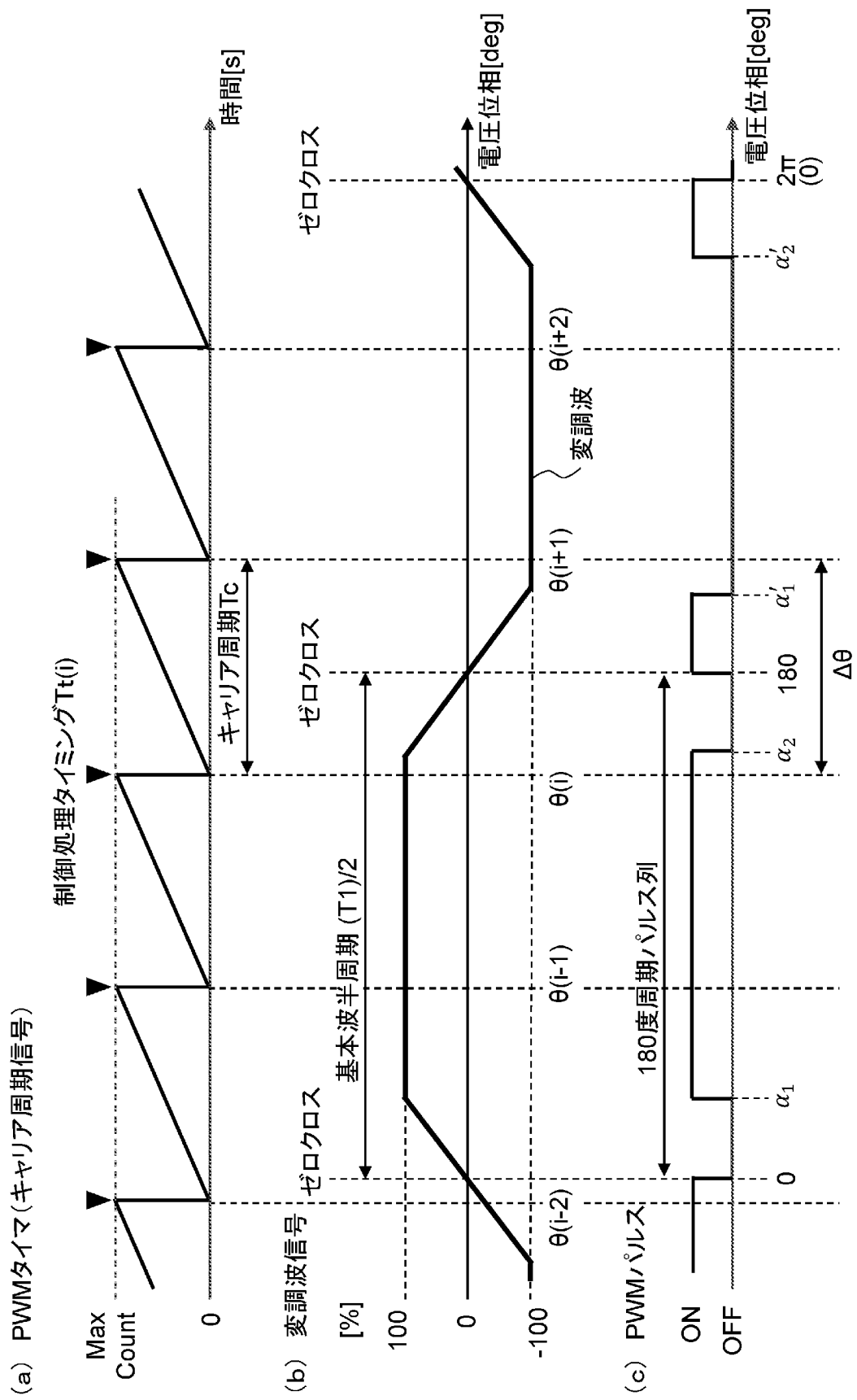
[図2]

図 2



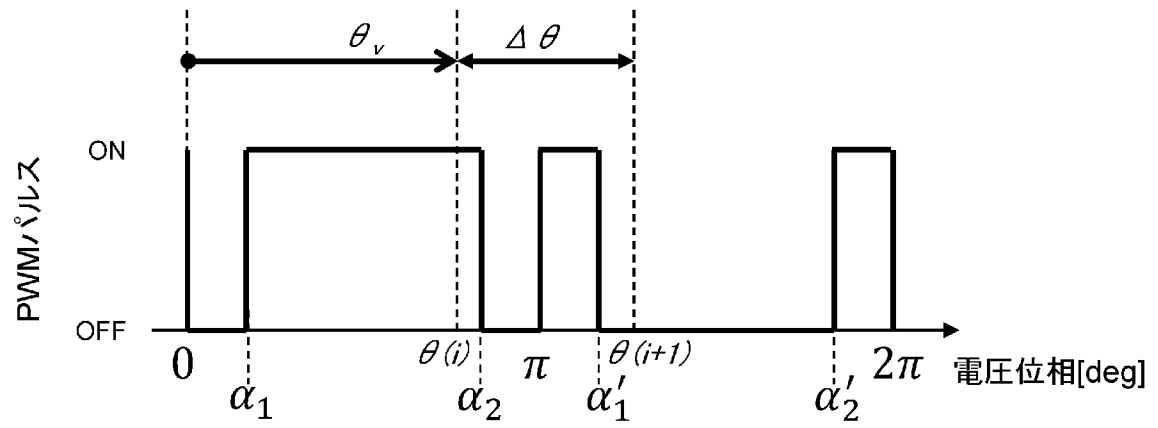
[図3]

図 3



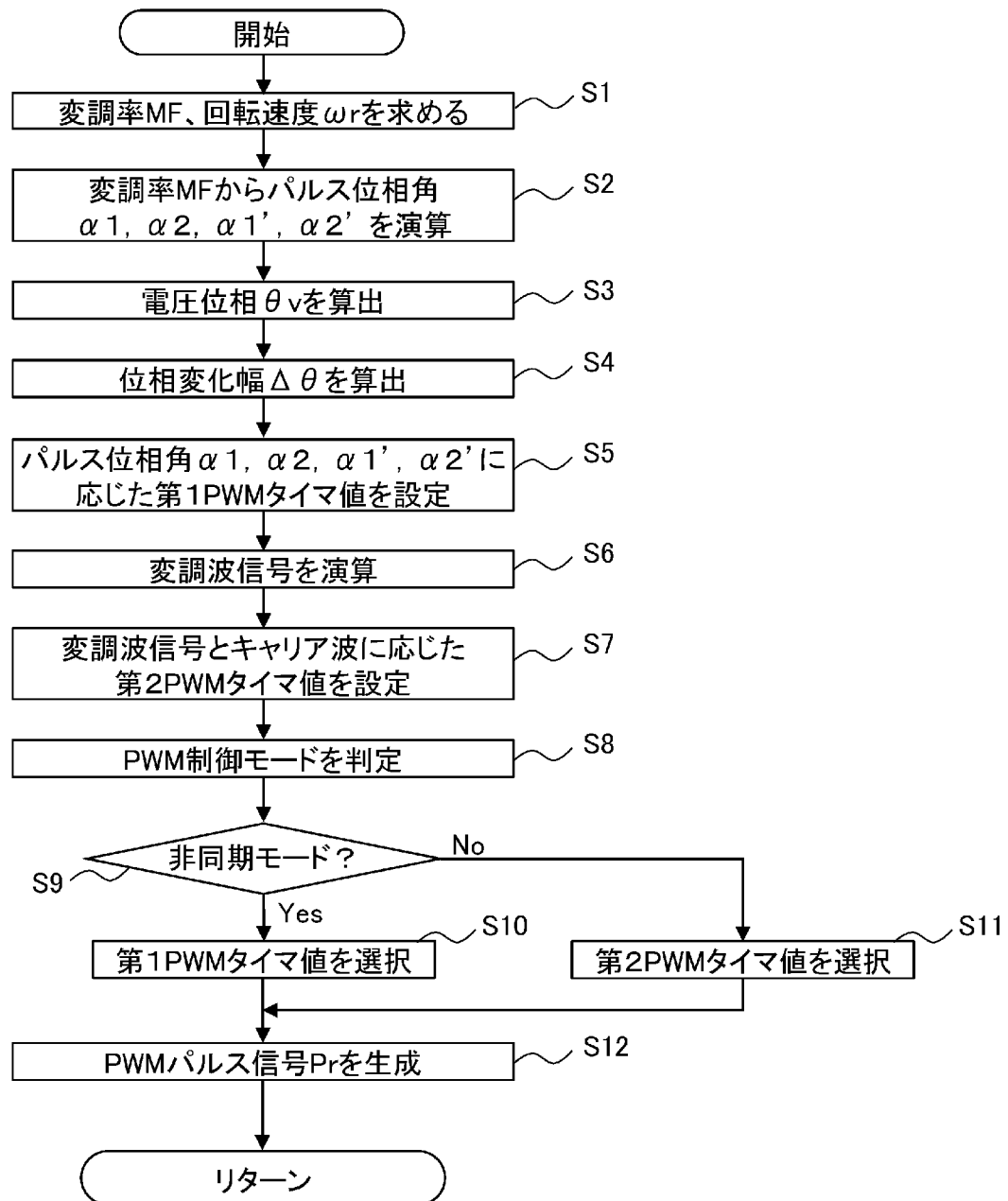
[図4]

図 4



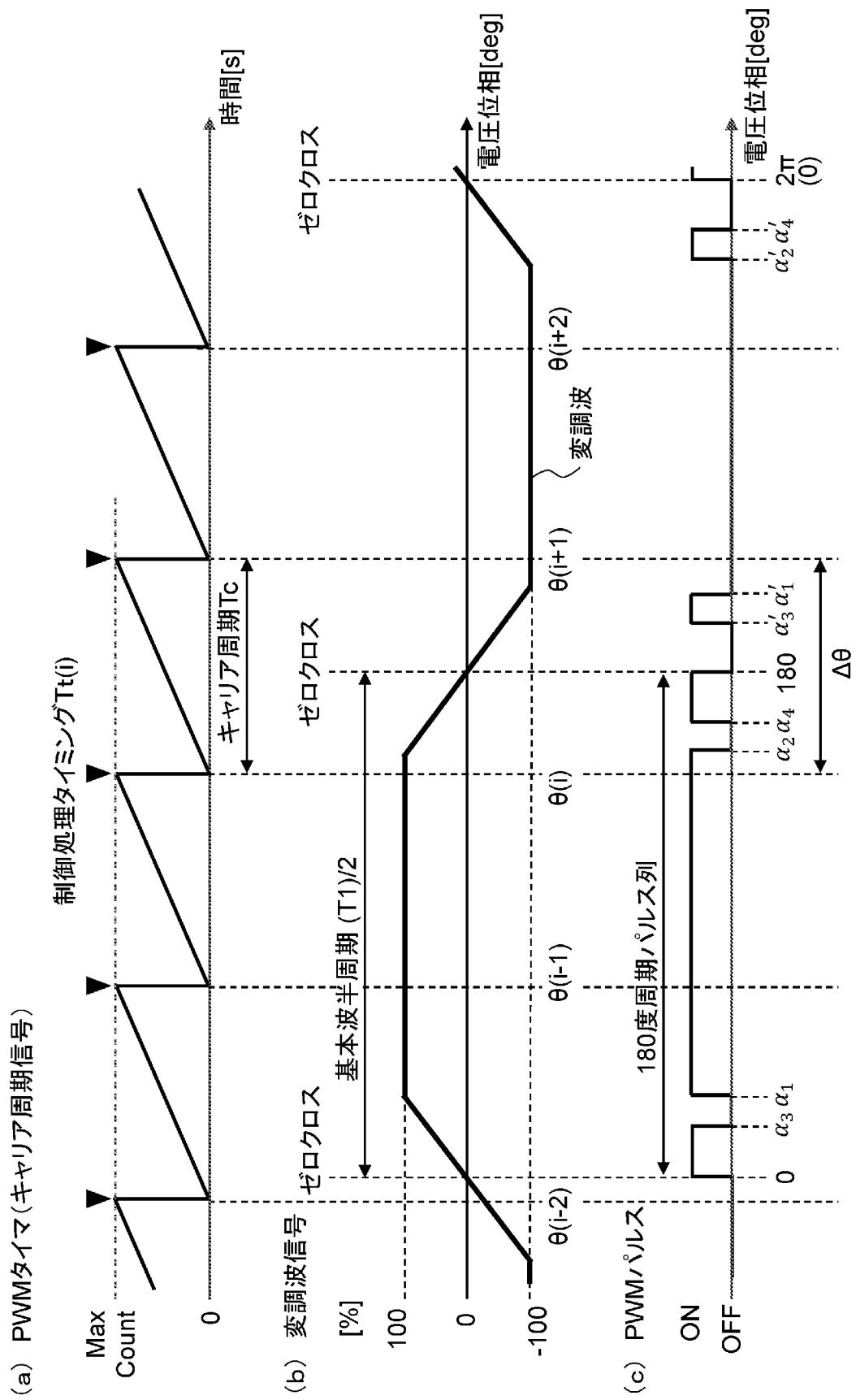
[図5]

図 5



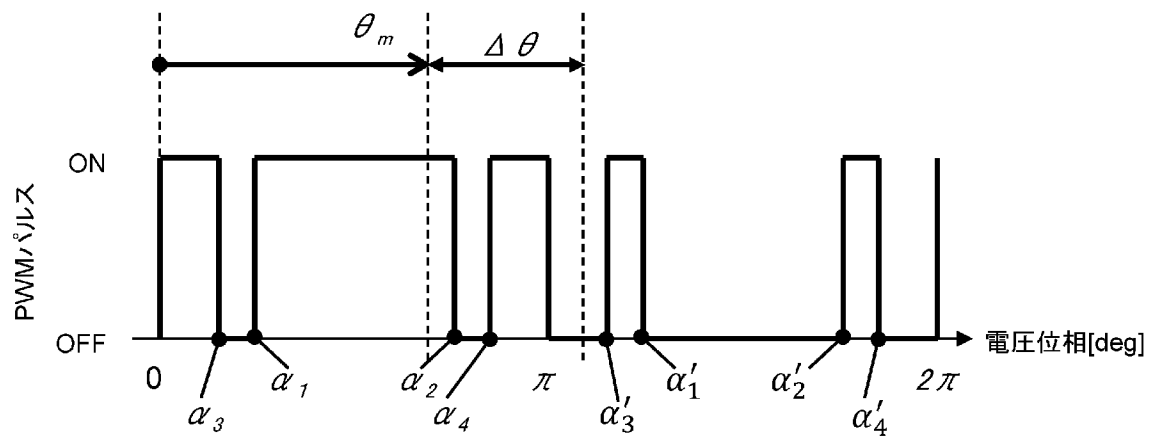
[図6]

図 6



[図7]

図 7



[図8]

図 8

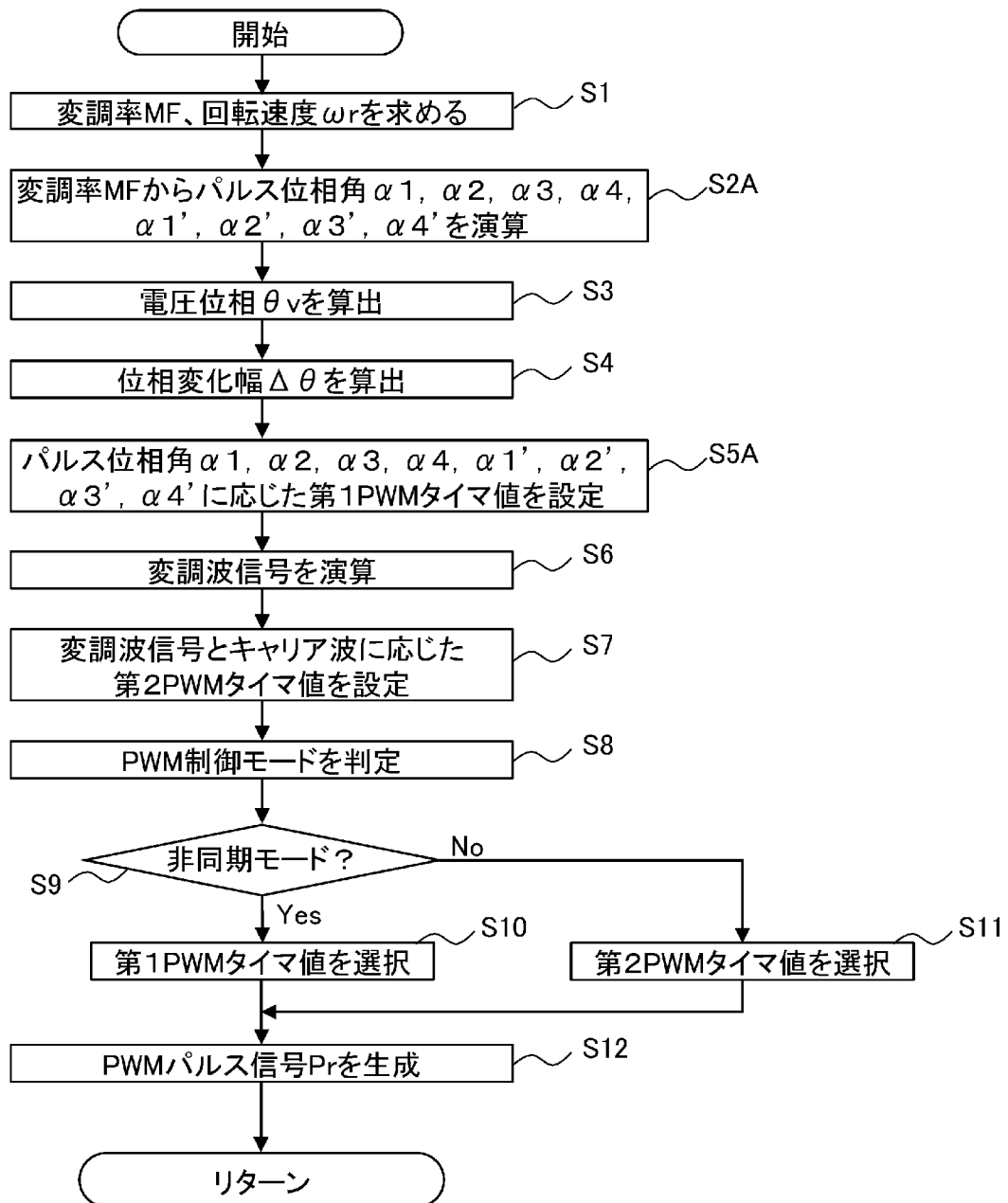


Figure 9

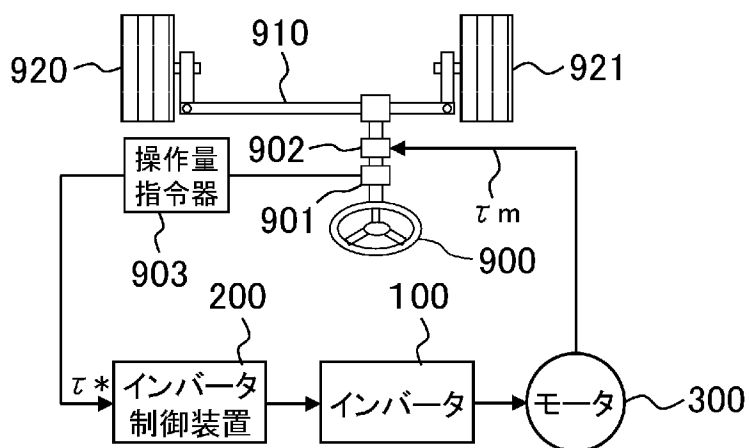
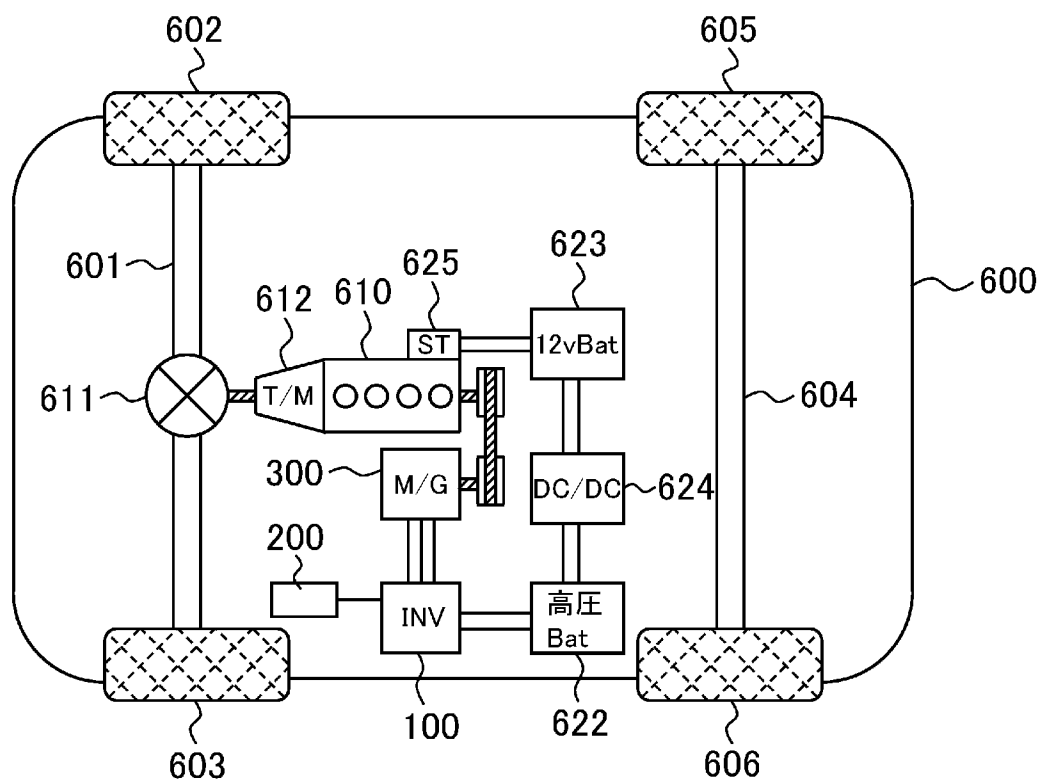


図 10



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2022/005924

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**H02M 7/48**(2007.01)i

FI: H02M7/48 F

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)

H02M7/48

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 1971-2022

Registered utility model specifications of Japan 1996-2022

Published registered utility model applications of Japan 1994-2022

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 2021-52442 A (HITACHI ASTEMO LTD) 01 April 2021 (2021-04-01) entire text, all drawings	1-7
A	JP 2018-133935 A (HITACHI AUTOMOTIVE SYSTEMS LTD) 23 August 2018 (2018-08-23) entire text, all drawings	1-7
A	JP 62-16076 A (HITACHI LTD) 24 January 1987 (1987-01-24) entire text, all drawings	1-7

☐ 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

16 March 2022

Date of mailing of the international search report

05 April 2022

Name and mailing address of the ISA/JP

Japan Patent Office (ISA/JP)
3-4-3 Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915
Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/JP2022/005924

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
JP	2021-52442	A	01 April 2021	WO 2021/053974 A1 entire text, all drawings	
JP	2018-133935	A	23 August 2018	US 2019/0363646 A1 entire text, all drawings	
				WO 2018/150793 A1	
				CN 110291709 A	
JP	62-16076	A	24 January 1987	(Family: none)	

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） H02M 7/48(2007.01)i FI: H02M7/48 F														
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）） H02M7/48 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 <table border="0"> <tr> <td>日本国実用新案公報</td> <td>1922 - 1996年</td> </tr> <tr> <td>日本国公開実用新案公報</td> <td>1971 - 2022年</td> </tr> <tr> <td>日本国実用新案登録公報</td> <td>1996 - 2022年</td> </tr> <tr> <td>日本国登録実用新案公報</td> <td>1994 - 2022年</td> </tr> </table> 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）			日本国実用新案公報	1922 - 1996年	日本国公開実用新案公報	1971 - 2022年	日本国実用新案登録公報	1996 - 2022年	日本国登録実用新案公報	1994 - 2022年				
日本国実用新案公報	1922 - 1996年													
日本国公開実用新案公報	1971 - 2022年													
日本国実用新案登録公報	1996 - 2022年													
日本国登録実用新案公報	1994 - 2022年													
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 2021-52442 A（日立Astemo株式会社）01.04.2021（2021 - 04 - 01） 全文, 全図	1-7												
A	JP 2018-133935 A（日立オートモティブシステムズ株式会社）23.08.2018（2018 - 08 - 23） 全文, 全図	1-7												
A	JP 62-16076 A（株式会社日立製作所）24.01.1987（1987 - 01 - 24） 全文, 全図	1-7												
☐ 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。														
<table border="0"> <tr> <td>* 引用文献のカテゴリー</td> <td>“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抵触するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの</td> </tr> <tr> <td>“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</td> <td>“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</td> </tr> <tr> <td>“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</td> <td>“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</td> </tr> <tr> <td>“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）</td> <td>“&” 同一パテントファミリー文献</td> </tr> <tr> <td>“O” 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献</td> <td></td> </tr> <tr> <td>“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</td> <td></td> </tr> </table>			* 引用文献のカテゴリー	“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抵触するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの	“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	“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	“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	“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	“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）	“&” 同一パテントファミリー文献	“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	
* 引用文献のカテゴリー	“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抵触するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの													
“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	“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													
“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	“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													
“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）	“&” 同一パテントファミリー文献													
“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														
国際調査を完了した日 16.03.2022	国際調査報告の発送日 05.04.2022													
名称及びあて先 日本国特許庁(ISA/JP) 〒100-8915 日本国 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	権限のある職員（特許庁審査官） 遠藤 尊志 5G 3052 電話番号 03-3581-1101 内線 3526													

国際調査報告
パテントファミリーに関する情報

国際出願番号

PCT/JP2022/005924

引用文献			公表日	パテントファミリー文献			公表日
JP	2021-52442	A	01.04.2021	WO	2021/053974	A1	
				全文, 全図			
JP	2018-133935	A	23.08.2018	US	2019/0363646	A1	
				全文, 全図			
				WO	2018/150793	A1	
				CN	110291709	A	
JP	62-16076	A	24.01.1987	(ファミリーなし)			