

(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
2022年4月28日(28.04.2022)



(10) 国際公開番号

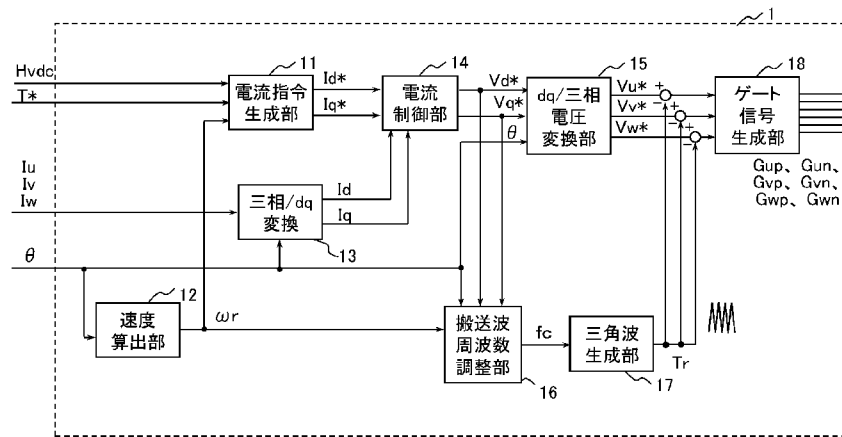
WO 2022/085351 A1

- (51) 国際特許分類:
H02K 7/116 (2006.01) *H02P 21/06* (2016.01)
H02K 11/33 (2016.01) *H02P 27/08* (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2021/034639
- (22) 国際出願日: 2021年9月21日(21.09.2021)
- (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 2020-176806 2020年10月21日(21.10.2020) JP
- (71) 出願人: 日立 A s t e m o 株式会社(HITACHI
ASTEMO, LTD.) [JP/JP]; 〒3128503 茨城県ひ
たちなか市高場 2 5 2 0 番地 Ibaraki (JP).
- (72) 発明者: 塚越 貴哉(TSUKAGOSHI, Takaya);
〒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). 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). 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).
- (74) 代理人: 特許業務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).

(54) Title: MOTOR CONTROL DEVICE, MECHATRONIC INTEGRATED UNIT, HYBRID SYSTEM, AND ELEC-
TRIC POWER STEERING SYSTEM

(54) 発明の名称: モータ制御装置、機電一体ユニット、ハイブリッドシステム、お
よび電動パワーステアリングシステム

図2



- 11 ... Current command generation unit
12 ... Speed calculation unit
13 ... Three-phase/dq conversion
14 ... Current control unit
15 ... dq/three-phase voltage conversion unit
16 ... Carrier wave frequency adjustment unit
17 ... Triangle wave generation unit
18 ... Gate signal generation unit

(57) Abstract: This motor control device controls the driving of an AC motor that is connected to a power converter for converting power from DC power to AC power, and that is driven using the AC power. The motor control device comprises: a carrier wave generation unit for generating carrier waves; a carrier wave frequency adjustment unit for adjusting the frequency of the carrier waves; and a gate signal generation unit for performing pulse width modulation

(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, 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, 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))

on a voltage command that corresponds to a torque command using the carrier waves, and generating a gate signal for controlling the operation of the power converter. The phase difference between the voltage command and the carrier waves is randomly varied.

(57) 要約: モータ制御装置は、直流電力から交流電力への電力変換を行う電力変換器と接続され、前記交流電力を用いて駆動する交流モータの駆動を制御するものであって、搬送波を生成する搬送波生成部と、前記搬送波の周波数を調整する搬送波周波数調整部と、前記搬送波を用いてトルク指令に応じた電圧指令をパルス幅変調し、前記電力変換器の動作を制御するためのゲート信号を生成するゲート信号生成部と、を備え、前記電圧指令と前記搬送波の位相差をランダムに変化させる。

明 細 書

発明の名称：

モータ制御装置、機電一体ユニット、ハイブリッドシステム、および電動
パワーステアリングシステム

技術分野

[0001] 本発明は、モータ制御装置、機電一体ユニット、ハイブリッドシステム、
および電動パワーステアリングシステムに関する。

背景技術

[0002] 永久磁石同期モータは、ブラシや整流子といった機械的な電流の整流機構
を必要とせず保守が容易な上、小型軽量で効率、力率ともに高いため、電気
自動車の駆動・発電等の用途に広く普及している。一般的に永久磁石同期モ
ータは、電機子コイル等で構成される固定子と、永久磁石や鉄心等で構成さ
れる回転子から成る。バッテリー等の直流電源から供給される直流電圧をイン
バータで交流電圧に変換し、この交流電圧を用いて永久磁石同期モータの電
機子コイルに交流電流を流すことにより、電機子磁束が発生する。この電機
子磁束と永久磁石の磁石磁束との間に生じる吸引力・反発力によって発生す
るマグネットトルクや、回転子を透過する電機子磁束の磁気抵抗を最小化す
るために発生するリラクタンストルクにより、永久磁石同期モータが駆動さ
れる。

[0003] 永久磁石同期モータには、モータの回転方向（周方向）と、モータの回転
軸に対して垂直な方向（径方向）とで、電機子磁束と磁石磁束による電磁力
がそれぞれ発生する。上記のトルクは、周方向の電磁力を積分したものであ
り、これにはモータの磁気回路の構造に起因するトルクの揺らぎ（トルク脈
動）が含まれている。一方、モータの径方向に生じる電磁力は、モータの固
定子やケースを变形・振動させる加振力（電磁加振力）として作用する。

[0004] モータの低回転時には、他の振動・騒音要因が少ないため、トルク脈動に
起因する振動・騒音が顕在化する。特に、電気自動車やハイブリッド自動車

のような永久磁石同期モータを使用する環境対応自動車では、低回転時にモータの回転子とタイヤとの2慣性系によって車体共振が発生し、振動・騒音が顕著となる場合がある。一方、低回転時を除いたモータの回転数領域では、径方向の電磁力（電磁加振力）は周方向の電磁力（トルク脈動）と比較して、5～10倍程度の大きさとなる。そのため、電磁加振力による振動・騒音が支配的となる。

[0005] 加えてモータに流れる交流電流には、モータの駆動制御に用いられ、モータの回転数に応じて周波数が変換する正弦波等の基本波電流成分と、インバータのスイッチング動作による高調波電流成分とが含まれる。高調波電流の周波数は、基本波電流の周波数と、PWM変調に用いられる搬送波の周波数とによって定まる。そのため、モータの回転数によっては、基本波電流によってモータに生じる電磁加振力またはトルク脈動と、高調波電流によってモータに生じる電磁加振力またはトルク脈動とが重なり合い、大きな振動や騒音が発生してしまうことがある。

[0006] 本願発明の関連技術として、特許文献1に記載の技術が知られている。特許文献1には、永久磁石モータの回転数に応じた基本波電流と、スイッチング動作による高調波電流とを含み、所定のモータ回転数において、基本波電流によってモータに周期的に生じる加振力の位相である第1位相と、高調波電流によってモータに周期的に生じる加振力の位相である第2位相とが互いに重ならないように、第2位相を制御する方法が開示されている。

先行技術文献

特許文献

[0007] 特許文献1：国際公開第2018／139295号

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0008] 前述の通り、モータの低回転時には、他の振動・騒音要因が少ないため、トルク脈動に起因する振動・騒音が顕在化する。一方、低回転時を除いたモ

一タの回転数領域では、電磁加振力による振動・騒音が支配的となる。このように、電気自動車やハイブリッド自動車のような永久磁石同期モータを使用する環境対応自動車では、広い範囲の回転数において振動・騒音が課題となる。しかしながら、特許文献1に開示された方法では、広い範囲の回転数において、こうした点を効果的に改善することができない。

[0009] 本発明は、上記の課題に鑑みてなされたものであり、永久磁石同期モータで発生する振動や騒音を効果的に抑制することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0010] 本発明によるモータ制御装置は、直流電力から交流電力への電力変換を行う電力変換器と接続され、前記交流電力を用いて駆動する交流モータの駆動を制御するものであって、搬送波を生成する搬送波生成部と、前記搬送波の周波数を調整する搬送波周波数調整部と、前記搬送波を用いてトルク指令に応じた電圧指令をパルス幅変調し、前記電力変換器の動作を制御するためのゲート信号を生成するゲート信号生成部と、を備え、前記電圧指令と前記搬送波の位相差をランダムに変化させる。

本発明による機電一体ユニットは、前記モータ制御装置と、前記モータ制御装置に接続された前記電力変換器と、前記電力変換器により駆動される前記交流モータと、前記交流モータの回転駆動力を伝達するギアと、を備え、前記交流モータ、前記電力変換器および前記ギアが一体構造となっている。

本発明によるハイブリッドシステムは、前記モータ制御装置と、前記モータ制御装置に接続された前記電力変換器と、前記電力変換器により駆動される前記交流モータと、前記交流モータに接続されたエンジンシステムと、を備える。

本発明による電動パワーステアリングシステムは、前記モータ制御装置と、前記モータ制御装置に接続された前記電力変換器と、前記電力変換器により駆動される前記交流モータと、を備え、前記交流モータの回転駆動力を用いて運転者のステアリング操作をアシストする。

発明の効果

[0011] 本発明によれば、永久磁石同期モータで発生する振動や騒音を効果的に抑制できる。

図面の簡単な説明

[0012] [図1]本発明の一実施形態に係るモータ制御装置を備えたモータ駆動システムの全体構成図。

[図2]本発明の第1の実施形態に係るモータ制御装置の機能構成を示すブロック図。

[図3]モータの駆動時における振動や騒音の発生とその伝達経路を説明する図。

[図4]1正弦波あたりのスイッチングパルス数と時間高調波電圧の関係を説明する図。

[図5]変調波と搬送波の位相差を変化させた場合の電圧波形の関係を示す図。

[図6]変調波と搬送波の位相差を変化させた場合のU相交流電圧の高調波成分を示す図。

[図7]本発明の第1の実施形態に係る搬送波周波数調整部のブロック図。

[図8]本発明の第1の実施形態に係る電圧位相誤差演算部のブロック図。

[図9]本発明の第1の実施形態に係るキャリア位相シフト量拡散値演算部のブロック図。

[図10]キャリア位相シフト量拡散値演算部による拡散値の演算結果の例を示す図。

[図11]本発明の基準電圧位相演算の概念図。

[図12]本発明の第1の実施形態に係る電圧位相誤差演算部の演算処理を示すフローチャート。

[図13]本実施形態のモータ制御方法の適用の有無によるU相電流の各高調波と拡散値の変化の様子を示す図。

[図14]本実施形態のモータ制御方法の適用の有無によるU相電流の各高調波と拡散値の変化の様子を示す図。

[図15]本発明の第2の実施形態における機電一体ユニットの外観斜視図。

[図16]本発明の第3の実施形態におけるハイブリッドシステムの構成図。

[図17]本発明の第4の実施形態における電動パワーステアリングシステムの構成図。

[図18]本発明の第4の実施形態に係る電動パワーステアリングシステムにおける駆動制御システムの構成図。

発明を実施するための形態

[0013] [第1の実施形態]

以下、本発明の第1の実施形態について図面を用いて説明する。

[0014] 図1は、本発明の一実施形態に係るモータ制御装置を備えたモータ駆動システムの全体構成図である。図1において、モータ駆動システム100は、モータ制御装置1、モータ2、インバータ3、高圧バッテリー5、電流検出部7、回転位置検出器8を有している。

[0015] モータ制御装置1には、回転位置検出器8からモータ2の回転位置 θ が入力される。また、電流検出部7から、モータ2に流れる三相の交流電流をそれぞれ表す I_u 、 I_v 、 I_w が入力され、図示省略した上位制御装置よりトルク指令 T^* が入力される。モータ制御装置1は、これらの入力情報を基に、モータ2の駆動を制御するためのゲート信号を生成し、インバータ3に出力する。これにより、インバータ3の動作を制御し、モータ2の駆動を制御する。なお、モータ制御装置1の詳細については後で説明する。

[0016] インバータ3は、インバータ回路31、PWM信号駆動回路32および平滑キャパシタ33を有する。PWM信号駆動回路32は、モータ制御装置1から入力されるゲート信号に基づいて、インバータ回路31が有する各スイッチング素子を制御するためのPWM信号を生成し、インバータ回路31に出力する。インバータ回路31は、U相、V相、W相の上アームおよび下アームにそれぞれ対応するスイッチング素子を有している。PWM信号駆動回路32から入力されたPWM信号に従ってこれらのスイッチング素子がそれぞれ制御されることで、高圧バッテリー5から供給される直流電力が交流電力に変換され、モータ2に出力される。平滑キャパシタ33は、高圧バッテリー

5からインバータ回路31に供給される直流電力を平滑化する。

[0017] 高圧バッテリー5は、モータ駆動システム100の直流電圧源であり、インバータ3へ電源電圧 $Hvdc$ を出力する。高圧バッテリー5の電源電圧 $Hvdc$ は、インバータ3のインバータ回路31とPWM信号駆動回路32によって可変電圧、可変周波数のパルス状の三相交流電圧に変換され、線間電圧としてモータ2に印加される。これにより、高圧バッテリー5の直流電力を基に、インバータ3からモータ2へ交流電力が供給される。なお、高圧バッテリー5の電源電圧 $Hvdc$ は、その充電状態に応じて変動する。

[0018] モータ2は、インバータ3から供給される交流電力により回転駆動される三相電動機であり、固定子（ステータ）および回転子（ロータ）を有する。本実施形態では、モータ2として永久磁石同期モータを用いる例を説明するが、例えば誘導モータやシンクロナスリラクタンスモータなど、他の方式のモータ2を用いても構わない。インバータ3から入力された交流電力が固定子に設けられた三相のコイル Lu 、 Lv 、 Lw に印加されると、モータ2において三相交流電流 Iu 、 Iv 、 Iw が導通し、各コイルに磁束が発生する。この各コイルの磁束と、回転子に配置された永久磁石の磁石磁束との間で吸引力・反発力が発生することで、回転子にトルクが発生し、モータ2が回転駆動される。

[0019] モータ2には、回転子の回転位置 θ を検出するための回転位置センサ4が取り付けられている。回転位置検出器8は、回転位置センサ4の入力信号から回転位置 θ を演算する。回転位置検出器8による回転位置 θ の演算結果はモータ制御装置1に入力され、モータ制御装置1がモータ2の誘起電圧の位相に合わせてパルス状のゲート信号を生成することで行われる交流電力の位相制御において利用される。

[0020] ここで、回転位置センサ4には、鉄心と巻線とから構成されるレゾルバがより好適であるが、GMR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であっても問題ない。回転子の磁極位置を測定することができれば、任意のセンサを回転位置センサ4として用いることができる。また、回転

位置検出器 8 は、回転位置センサ 4 からの入力信号を用いず、モータ 2 に流れる三相交流電流 I_u 、 I_v 、 I_w や、インバータ 3 からモータ 2 に印加される三相交流電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を用いて回転位置 θ を推定してもよい。

[0021] インバータ 3 とモータ 2 の間の電流経路には、電流検出部 7 が配置されている。電流検出部 7 は、モータ 2 を通電する三相交流電流 I_u 、 I_v 、 I_w （U 相交流電流 I_u 、V 相交流電流 I_v および W 相交流電流 I_w ）を検出する。電流検出部 7 は、例えばホール電流センサ等を用いて構成される。電流検出部 7 による三相交流電流 I_u 、 I_v 、 I_w の検出結果はモータ制御装置 1 に入力され、モータ制御装置 1 が行うゲート信号の生成に利用される。なお、図 1 では電流検出部 7 が 3 つの電流検出器により構成される例を示しているが、電流検出器を 2 つとし、残る 1 相の交流電流は、三相交流電流 I_u 、 I_v 、 I_w の和が零であることから算出してもよい。また、高圧バッテリー 5 からインバータ 3 に流入するパルス状の直流電流を、平滑キャパシタ 33 とインバータ 3 の間に挿入されたシャント抵抗等により検出し、この直流電流とインバータ 3 からモータ 2 に印加される三相交流電圧 V_u 、 V_v 、 V_w に基づいて三相交流電流 I_u 、 I_v 、 I_w を求めてもよい。

[0022] 次に、モータ制御装置 1 の詳細について説明する。図 2 は、本発明の第 1 の実施形態に係るモータ制御装置 1 の機能構成を示すブロック図である。

[0023] 図 2 に示されるように、モータ制御装置 1 は、電流指令生成部 11、速度算出部 12、三相／d q 変換部 13、電流制御部 14、d q ／三相電圧変換部 15、搬送波周波数調整部 16、三角波生成部 17、ゲート信号生成部 18 の各機能ブロックを有する。モータ制御装置 1 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 F P G A 等のハードウェア回路を用いて実現してもよい。

[0024] 電流指令生成部 11 は、入力されたトルク指令 T^* と電源電圧 $H_v d c$ に基づき、d 軸電流指令 I_d^* および q 軸電流指令 I_q^* を演算する。ここで

は、例えば予め設定された電流指令マップや、 d 軸電流 I_d 、 q 軸電流 I_q とモータトルクの関係を表す数式等を用いて、トルク指令 T^* に応じた d 軸電流指令 I_d^* 、 q 軸電流指令 I_q^* を求める。

[0025] 速度算出部 12 は、回転位置 θ の時間変化から、モータ 2 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。

[0026] 三相/ dq 変換部 13 は、電流検出部 7 が検出した三相交流電流 I_u 、 I_v 、 I_w に対して、回転位置検出器 8 が求めた回転位置 θ に基づく dq 変換を行い、 d 軸電流値 I_d および q 軸電流値 I_q を演算する。

[0027] 電流制御部 14 は、電流指令生成部 11 から出力される d 軸電流指令 I_d^* および q 軸電流指令 I_q^* と、三相/ dq 変換部 13 から出力される d 軸電流値 I_d および q 軸電流値 I_q との偏差に基づき、これらの値がそれぞれ一致するように、トルク指令 T^* に応じた d 軸電圧指令 V_d^* および q 軸電圧指令 V_q^* を演算する。ここでは、例えば PI 制御等の制御方式により、 d 軸電流指令 I_d^* と d 軸電流値 I_d の偏差に応じた d 軸電圧指令 V_d^* と、 q 軸電流指令 I_q^* と q 軸電流値 I_q の偏差に応じた q 軸電圧指令 V_q^* とを求める。

[0028] dq / $三相$ 電圧変換部 15 は、電流制御部 14 が演算した d 軸電圧指令 V_d^* および q 軸電圧指令 V_q^* に対して、回転位置検出器 8 が求めた回転位置 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、トルク指令 T^* に応じた三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を生成する。

[0029] 搬送波周波数調整部 16 は、電流指令生成部 11 が生成した d 軸電圧指令 V_d^* および q 軸電圧指令 V_q^* 、回転位置検出器 8 が求めた回転位置 θ 、速度算出部 12 が求めた回転速度 ω_r に基づき、ゲート信号の生成に用いられる搬送波の周波数を表す搬送波周波数 f_c を演算する。なお、搬送波周波

数調整部 16 による搬送波周波数 f_c の演算方法の詳細については後述する。

[0030] 三角波生成部 17 は、搬送波周波数調整部 16 が演算した搬送波周波数 f_c に基づき、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* のそれぞれについて三角波信号（搬送波信号） T_r を生成する。

[0031] ゲート信号生成部 18 は、三角波生成部 17 から出力される三角波信号 T_r を用いて、 dq ／三相電圧変換部 15 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、インバータ 3 の動作を制御するためのゲート信号を生成する。具体的には、 dq ／三相電圧変換部 15 から出力される三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* と、三角波生成部 17 から出力される三角波信号 T_r との比較結果に基づき、U 相、V 相、W 相の各相に対してパルス状の電圧を生成する。そして、生成したパルス状の電圧に基づき、インバータ 3 の各相のスイッチング素子に対するパルス状のゲート信号を生成する。このとき、各相の上アームのゲート信号 G_{up} 、 G_{vp} 、 G_{wp} をそれぞれ論理反転させ、下アームのゲート信号 G_{un} 、 G_{vn} 、 G_{wn} を生成する。ゲート信号生成部 18 が生成したゲート信号は、モータ制御装置 1 からインバータ 3 の PWM 信号駆動回路 32 に出力され、PWM 信号駆動回路 32 によって PWM 信号に変換される。これにより、インバータ回路 31 の各スイッチング素子がオン／オフ制御され、インバータ 3 の出力電圧が調整される。

[0032] 続いて、本実施形態の特徴である搬送波周波数調整部 16 の詳細について説明する。

[0033] まず、搬送波周波数調整部 16 の説明をする前に、従来のモータ制御の課題について説明する。図 3 は、モータ 2 の駆動時における振動や騒音の発生とその伝達経路を説明する図である。

[0034] 図 3（a）に示すように、モータ 2 は、モータ取付部によりたとえば車両ボディ等の構造物に設置される。モータ 2 の駆動時には、出力軸であるシャフトに接続された減速ギアの噛み合い力の変化やシャフトのねじれなどによ

り、シャフトに対して周方向（軸周り方向）に軸振動（トルク脈動）が発生する。また、モータ2の周方向および径方向には、それぞれの電磁力に応じた加振力（電磁加振力）により、電磁騒音となる振動がそれぞれ発生する。これらの振動の大きさは、モータ2を含む構造系の固有モードと固有周波数によって異なり、モータ2の動作点に応じて変化する。

[0035] このように、モータ2の駆動時における振動や騒音は複数の発生要因が考えられる。本発明では、このうちモータ2の周方向と径方向の電磁力による振動・騒音に着目し、これを抑制するようにしている。

[0036] モータ2の駆動時に発生した周方向と径方向の電磁力による振動・騒音は、図3（b）に示すように、モータ取付部等の構造伝達系を経由して車両側に入力され、振動や騒音を発生させる。

[0037] インバータ3は、モータ制御装置1から入力されるゲート信号に基づいてPWM信号を生成し、そのPWM信号に応じてインバータ回路31の各スイッチング素子をスイッチング動作させることにより、任意の周波数で交流電圧を発生してモータ2に印加する。この交流電圧により、モータ2において交流電流が流れることで、周方向と径方向に電磁力がそれぞれ発生する。

[0038] ここで、インバータ回路31が有する各スイッチング素子のスイッチング動作の周波数（スイッチング周波数）には、スイッチング損失等の制約による上限値が存在する。そのため、交流電圧の周波数が高くなってスイッチング周波数に近づくと、スイッチング周波数の上限値に応じて交流電圧の1正弦波あたりのスイッチングパルス数が制限される。一方、近年ではモータ2への小型化要求の高まりに応じてモータ2を高周波駆動させるため、モータ2に印加される交流電圧が高周波数化される傾向にある。そこで、本実施形態のモータ制御装置1では、三角波信号（搬送波信号） T_r と三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* との位相を一定とする同期PWM制御を採用して、インバータ3の各スイッチング素子に対するゲート信号を生成するようにしている。

[0039] スwitchング周波数を f_c とし、モータ2に印加される交流電圧の基本波

周波数、すなわち正弦波である三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の周波数を f_1 とすると、これらの比 f_c / f_1 は、交流電圧の 1 正弦波あたりのスイッチングパルス数を表している。同期 PWM 制御では、このスイッチングパルス数 f_c / f_1 に起因した時間高調波が交流電圧において発生することが知られている。例えば、 $f_c / f_1 = 9$ の場合を代表例として説明すると、この場合には相電圧ベースで、時間 5 次 ($f_c - 4 f_1$)、時間 7 次 ($f_c - 2 f_1$)、時間 11 次 ($f_c + 2 f_1$)、時間 13 次 ($f_c + 4 f_1$)、時間 17 次 ($2 f_c - f_1$)、時間 19 次 ($2 f_c + f_1$) などの時間高調波電圧が発生する。また、これらを回転座標変換した dq 軸電圧ベースでは、時間 6 次 ($f_c - 3 f_1$)、時間 12 次 ($f_c + 3 f_1$)、時間 18 次 ($2 f_c$) などの時間高調波電圧が発生する。これらの時間高調波電圧がモータ 2 に印可されると、モータ 2 に流れる交流電流において、時間高調波電圧の各次数成分に応じた高調波が重畳される。こうした高調波電流は、モータ 2 においてトルク脈動や加振力の脈動を引き起こし、大きな振動や騒音が発生してしまうことがある。すなわち、インバータ 3 が行う同期 PWM 制御により、モータ 2 では、時間 6 次 ($f_c - 3 f_1$)、時間 12 次 ($f_c + 3 f_1$)、時間 18 次 ($2 f_c$) などのトルク脈動が発生することになる。

[0040] 図 4 は、1 正弦波あたりのスイッチングパルス数と時間高調波電圧の関係を説明する図である。図 4 では上から順に、同期 21 パルス ($f_c / f_1 = 21$)、同期 9 パルス ($f_c / f_1 = 9$)、同期 3 パルス ($f_c / f_1 = 3$) のそれぞれについて、電圧指令 V_u^* と搬送波信号 T_r との関係、および生成される交流電圧の周波数解析結果を示している。これらの図から、1 正弦波あたりのスイッチングパルス数が減少すると、特に低次数側において、交流電圧に含まれる時間高調波成分が増大することが分かる。

[0041] 以上説明したような交流電圧の時間高調波に起因したモータ 2 のトルク脈動や加振力脈動は、スイッチングパルス数の制約上、従来ではあまり対処されていなかった。そのため従来のモータ制御では、同期 PWM 制御によるモータ駆動中に、モータ回転数に比例した振動・騒音が発生するという課題が

あった。

[0042] そこで本発明では、以下の着眼点に注目し、モータ2において発生する高調波電流の各次数成分のピークを抑制し、同期PWM制御によるモータ駆動中の振動・騒音を低減するようにしている。

[0043] まず、本実施形態における高調波電流ピークの抑制方法の基本的な考え方について、図5、図6を参照して以下に説明する。図5は、変調波であるU相電圧指令 V_u^* と搬送波である三角波信号 T_r との間の位相差（以下、「変調波／搬送波位相差」と称する）を変化させた場合の、これらの電圧波形の関係を示した図である。図5（a）は、変調波／搬送波位相差を -90deg とした場合の搬送波と変調波の電圧波形を、図5（b）は、変調波／搬送波位相差を 0deg とした場合の搬送波と変調波の電圧波形を、図5（c）は、変調波／搬送波位相差を 90deg とした場合の搬送波と変調波の電圧波形をそれぞれ示している。図5（a）の場合、変調波のゼロクロス立ち上がり時に搬送波である三角波は谷となり、図5（b）の場合、変調波のゼロクロス立ち上がり時に三角波はゼロクロス立ち下がりとなり、図5（c）の場合、変調波のゼロクロス立ち上がり時に三角波は山となっている。このように、変調波／搬送波位相差を変化させることで、以下で説明するように、PWM制御によって得られるU相交流電圧 V_u の振幅を一定としたままで、基本波成分以外の高調波成分の位相を自在に変化させることができる。

[0044] なお、図5（a）～図5（c）では、説明の都合上、変調波と搬送波の周波数比を15としているが、本発明はこれに限定されない。また、図5（a）～図5（c）では、変調波の例としてU相電圧指令 V_u^* を示しているが、他相の電圧指令、すなわちV相電圧指令 V_v^* やW相電圧指令 V_w^* についても、図5と同様に変調波／搬送波位相差を設定することで、基本波成分以外の高調波成分の位相を自在に変化させることが可能である。

[0045] 図6は、変調波であるU相電圧指令 V_u^* と搬送波である三角波信号 T_r との位相差を変化させた場合に、インバータ3からモータ2へ出力されるU相交流電圧 V_u の高調波成分を示す図である。図6（a）では、図5（a）

～図5（c）に示した変調波／搬送波位相差、すなわち -90deg 、 0deg 、 90deg の各位相差でのU相交流電圧 V_u の高調波成分ごとの振幅を示し、図6（b）では、これらの各位相差でのU相交流電圧 V_u の高調波成分ごとの位相を示している。なお、図6（a）、図6（b）では、U相交流電圧 V_u の1次成分として、基本波成分の振幅と位相をそれぞれ示している。また、図6（b）では、図6（a）において振幅が比較的大きい11次、13次、17次、19次、29次、31次の各高調波成分について、基本波成分の位相を -135deg としたときの位相をそれぞれ示している。

[0046] 図6（a）より、変調波／搬送波位相差を変更しても、インバータ3から出力されるU相交流電圧 V_u において、1次（基本波）を含む各次数成分の振幅は変化しないことが確認される。つまり、変調波／搬送波位相差を変化させても、モータ2のトルク出力値は変わらないことが分かる。一方、図6（b）より、U相交流電圧 V_u の1次（基本波）成分以外の各高調波成分の位相は、変調波／搬送波位相差に応じて変化することが分かる。つまり、変調波／搬送波位相差を変化させることは、U相交流電圧 V_u の基本波成分以外の高調波成分の位相を変化させることと等価と言える。

[0047] なお、図6（a）、図6（b）では、インバータ3から出力される三相交流電圧のうち、U相交流電圧 V_u の周波数解析結果を示しているが、他相の交流電圧、すなわちV相交流電圧 V_v やW相交流電圧 V_w についても、図6（a）、図6（b）と同様の周波数解析結果が得られる。したがって、変調波／搬送波位相差を変化させることにより、インバータ3から出力される三相交流電圧の基本波成分以外の高調波成分の位相を任意に変化させることが可能となる。

[0048] 以上説明したように、変調波／搬送波位相差を変更することで、モータ2のトルク出力値を維持しつつ、インバータ3から出力される三相交流電圧の各高調波成分の位相を変化させることが可能となる。したがって、変調波／搬送波位相差を所定のタイミングでランダムに切り替えて、これによりモータ2の交流電圧に含まれる時間高調波の位相を拡散させることで、モータ2

における高調波電流のピークを抑制し、高調波電流に起因して発生する振動・騒音を低減できることが分かる。

[0049] 本実施形態では、上記の考え方にに基づき、搬送波周波数調整部16において、変調波／搬送波位相差を所定のタイミングでランダムに切り替えるように、搬送波周波数 f_c を決定する。この搬送波周波数 f_c に従って三角波生成部17が生成する三角波信号 T_r の周波数を逐次的に制御することで、トルク指令 T^* に応じた三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の電圧波形に対して、搬送波である三角波信号 T_r の周期と位相がそれぞれ所望の関係となるように調整する。なお、ここでの所望の関係とは、三角波信号 T_r を三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に同期させる同期PWM制御を維持しつつ、三角波信号 T_r と三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の位相差がランダムに変化するような関係のことを指す。

[0050] 図7は、本発明の第1の実施形態に係る搬送波周波数調整部16のブロック図である。搬送波周波数調整部16は、同期PWM搬送波数選択部161、電圧位相演算部162、電圧位相誤差演算部163、同期搬送波周波数演算部164、搬送波周波数設定部165を有する。

[0051] 同期PWM搬送波数選択部161は、回転速度 ω_r に基づき、同期PWM制御における電圧波形の1周期に対する搬送波の数を表す同期PWM搬送波数 N_c を選択する。同期PWM搬送波数選択部161は、例えば3の倍数のうち $N_c = 3 \times (2 \times n - 1)$ の条件式を満たす数を、同期PWM搬送波数 N_c として選択する。この条件式において、 n は任意の自然数を表しており、例えば $n = 1$ ($N_c = 3$)、 $n = 2$ ($N_c = 9$)、 $n = 3$ ($N_c = 15$)などが選ばれることが多い。また、特殊な搬送波を用いることで、例えば $N_c = 6$ や $N_c = 12$ など、3の倍数であっても上記の条件式を満たさない数を同期PWM搬送波数 N_c として選定することも可能である。なお、同期PWM搬送波数選択部161は、回転速度 ω_r だけでなく、トルク指令 T^* に基づいて、同期PWM搬送波数 N_c の選択を行ってもよい。また、例えばヒステリシスを設定するなど、回転速度 ω_r が上昇するときと下降するときと

で、同期PWM搬送波数 N_c の選択基準を変化させてもよい。

[0052] 電圧位相演算部162は、d軸電圧指令 V_d^* およびq軸電圧指令 V_q^* と、回転位置 θ と、回転速度 ω_r と、搬送波周波数 f_c に基づいて、以下の式(1)～(4)により電圧位相 θ_v を演算する。電圧位相 θ_v は、インバータ3に対する電圧指令である三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の位相を表している。

$$\theta_v = \theta + \phi_v + \phi_{dq_v} + 0.5\pi \quad \dots (1)$$

$$\phi_v = \omega_r \cdot 1.5T_c \quad \dots (2)$$

$$T_c = 1/f_c \quad \dots (3)$$

$$\phi_{dq_v} = \arctan(V_q/V_d) \quad \dots (4)$$

[0053] ここで、 ϕ_v は電圧位相の演算遅れ補償値を、 T_c は搬送波周期を、 ϕ_{dq_v} はd軸からの電圧位相をそれぞれ表すものとする。演算遅れ補償値 ϕ_v は、回転位置検出器8が回転位置 θ を取得してからモータ制御装置1がインバータ3にゲート信号を出力するまでの間に、1.5制御周期分の演算遅れが発生することを補償する値である。なお、本実施形態では、式(1)右辺の第4項で 0.5π を加算している。これは、式(1)右辺の第1項～第3項で演算される電圧位相が $\cos$ 波であるため、これを $\sin$ 波に視点変換するための演算である。

[0054] 電圧位相誤差演算部163は、同期PWM搬送波数選択部161により選択された同期PWM搬送波数 N_c と、電圧位相演算部162により演算された電圧位相 θ_v とに基づき、電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ を演算する。電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ は、インバータ3に対する電圧指令である三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* と、パルス幅変調に用いる搬送波である三角波信号 T_r との位相差を表している。電圧位相誤差演算部163が所定の演算周期ごとに電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ を演算することで、搬送波周波数調整部16において、インバータ3に対する電圧指令とパルス幅変調に用いる搬送波との位相差をランダムに変化させるように、三角波信号 T_r の周波数調整を行うことができる。なお、電圧位相誤差演算部163による電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ の演算方法の詳細

細は後述する。

[0055] 同期搬送波周波数演算部164は、以下の式(5)に従い、電圧位相誤差演算部163により演算された電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ と、回転速度 ω_r と、同期PWM搬送波数選択部161により選択された同期PWM搬送波数 N_c に基づき、同期搬送波周波数 f_{cs} を演算する。

$$f_{cs} = \omega_r \cdot N_c \cdot (1 + \Delta\theta_v \cdot K) / (2\pi) \cdots (5)$$

[0056] 同期搬送波周波数演算部164は、例えばPLL(Phase Locked Loop)制御により、式(5)に基づく同期搬送波周波数 f_{cs} を演算することができる。なお、式(5)においてゲイン K は一定値としてもよいし、条件により可変としてもよい。

[0057] 搬送波周波数設定部165は、回転速度 ω_r に基づいて、同期搬送波周波数演算部164により演算された同期搬送波周波数 f_{cs} と、非同期搬送波周波数 f_{cns} とのいずれかを選択し、搬送波周波数 f_c として出力する。非同期搬送波周波数 f_{cns} は、搬送波周波数設定部165において予め設定された一定値である。なお、予め非同期搬送波周波数 f_{cns} を複数用意しておき、その中でいずれかを回転速度 ω_r に応じて選択してもよい。例えば、回転速度 ω_r の値が大きいほど非同期搬送波周波数 f_{cns} の値が大きくなるように、搬送波周波数設定部165において非同期搬送波周波数 f_{cns} を選択し、搬送波周波数 f_c として出力することができる。

[0058] 次に、搬送波周波数調整部16のうち、電圧位相誤差演算部163における電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ の演算方法の詳細について説明する。

[0059] 図8は、本発明の第1の実施形態に係る電圧位相誤差演算部163のブロック図である。電圧位相誤差演算部163は、拡散値更新判断部1631、キャリア位相シフト量拡散値演算部1632、基準電圧位相演算部1633、加算部1634、減算部1635を有する。

[0060] 拡散値更新判断部1631は、電圧位相演算部162により演算された電圧位相 θ_v に基づいて、以下で説明するような方法により、キャリア位相シフト量拡散値演算部1632が演算するキャリア位相シフト量拡散値 D_c (

以下、「拡散値 D_c 」と称する)を更新するか否かを判断する。その結果、拡散値 D_c を更新すると判断した場合は、更新信号 D_u をキャリア位相シフト量拡散値演算部1632に出力することで、拡散値 D_c を更新させるようにする。

[0061] 搬送波周波数調整部16では、前述のように、三角波信号 T_r を三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に同期させるための制御である同期PWM制御が行われる。この同期PWM制御では、同期PWM搬送波数選択部161が選択した同期PWM搬送波数 N_c に応じて、三角波信号 T_r の周波数が三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の周波数の整数倍となるように、三角波信号 T_r の周波数が制御される。拡散値更新判断部1631は、電圧位相 θ_v に基づいて、同期PWM制御の収束を判断し、収束したと判断した場合に、拡散値 D_c を更新すると判断して更新信号 D_u を出力する。

[0062] 具体的には、拡散値更新判断部1631は、前回の更新信号 D_u の出力時点からの電圧位相 θ_v の変化量が所定の指定位相、例えば三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の1周期分に相当する 360deg を超えたときに、同期PWM制御が収束したと判断する。あるいは、電圧位相 θ_v に基づいて演算された電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ が所定の範囲内、例えば 1deg 以下の範囲内に収束したときに、同期PWM制御が収束したと判断してもよい。ここで、図8に示すように電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ は、拡散値更新判断部1631が含まれる電圧位相誤差演算部163の出力値である。そのため、前回の電圧位相誤差演算部163の出力をフィードバックして拡散値更新判断部1631に入力することで、電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ が所定の範囲内に収束したか否かを判断することが可能である。これ以外にも、ゲート信号生成部18が生成するゲート信号において所望のパルス形状が得られるように、三角波信号 T_r の周波数が調整されたことを確認できれば、任意の方法で同期PWM制御の収束を判断することができる。

[0063] また、拡散値更新判断部1631による同期PWM制御の収束判断のタイミングをランダムに変化させてもよい。例えば、前述のように電圧位相 θ_v

の変化量に基づいて同期PWM制御の収束を判断する場合は、電圧位相 θ_v の変化量と比較される指定位相をランダムに変化させる。あるいは、前述のように電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ に基づいて同期PWM制御の収束を判断する場合は、電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ が収束したと判断する範囲をランダムに変化させる。その際、同期PWM制御の収束までの期間を均一化するために、同期搬送波周波数演算部164が同期搬送波周波数 f_{cs} を演算するための前述の式(5)において、ゲイン K の値を変化させるようにしてもよい。

[0064] キャリア位相シフト量拡散値演算部1632は、拡散値更新判断部1631から出力される更新信号 D_u に応じて、電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ を所定の角度範囲内でランダムに変化させるための拡散値 D_c を以下のようにして演算する。

[0065] 図9は、本発明の第1の実施形態に係るキャリア位相シフト量拡散値演算部1632のブロック図である。キャリア位相シフト量拡散値演算部1632は、乱数発生器16321、前回値保持部16322、切替部16323を有する。

[0066] 乱数発生器16321は、前述の変調波／搬送波位相差の変更範囲に相当する所定の拡散範囲内でランダムに変化する乱数を発生する。例えば、線形合同法などの周知の疑似乱数生成方法を用いて、0を中心に $\pm 180\text{deg}$ の拡散範囲内で一様に分布する乱数を発生する。このとき、一様分布ではなく、特定の分布パターンに従って重み付けされた乱数を発生してもよいし、経時的に分布パターンを変化させてもよい。また、ランダムに変化する乱数ではなく、例えば正弦波状などの特定の変化パターンに従って変化する乱数を発生してもよい。さらに、乱数の拡散範囲は、変調波／搬送波位相差として設定可能な全範囲($\pm 180\text{deg}$)ではなく、例えば $\pm 45\text{deg}$ のように限定された範囲としてもよいし、経時的に拡散範囲を変化させてもよい。これ以外にも、モータ2に流れる交流電流において低減しようとする高調波電流のピークの範囲や大きさに応じて、任意の拡散範囲を設定することが可能である。すなわち、モータ制御装置1では、乱数発生器16321にお

いて設定された拡散範囲に応じて、 -180deg から $+180\text{deg}$ までの範囲を上限とする所定の範囲内で、電圧位相誤差演算部163によって演算される電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ をランダムに変化させることができる。その結果、モータ2に流れる交流電流における高調波電流のピークを、任意の範囲や大きさに低減することができる。

[0067] 前回値保持部16322は、キャリア位相シフト量拡散値演算部1632が前回出力した拡散値 D_c を保持する。

[0068] 切替部16323は、拡散値更新判断部1631から出力される更新信号 D_u を用いて乱数発生器16321または前回値保持部16322のいずれか一方を選択し、選択した方の出力値を拡散値 D_c として出力する。具体的には、拡散値更新判断部1631から更新信号 D_u が出力された場合は、乱数発生器16321が発生した乱数を拡散値 D_c として出力することで、拡散値 D_c を更新する。一方、拡散値更新判断部1631から更新信号 D_u が出力されていない場合は、前回値保持部16322が保持している前回の拡散値 D_c を出力することで、拡散値 D_c を更新せずに前回の値をそのまま維持する。

[0069] キャリア位相シフト量拡散値演算部1632は、以上説明したようにして拡散値 D_c を演算する。これにより、電圧位相誤差演算部163において、拡散値更新判断部1631により拡散値 D_c を更新しないと判断された場合は、キャリア位相シフト量拡散値演算部1632による前回の拡散値 D_c の演算結果を保持することができる。また、拡散値更新判断部1631により拡散値 D_c を更新すると判断された場合は、キャリア位相シフト量拡散値演算部1632による今回の拡散値 D_c の演算結果を用いて拡散値 D_c を更新することができる。

[0070] 図10は、キャリア位相シフト量拡散値演算部1632による拡散値 D_c の演算結果の例を示す図である。図10では、乱数発生器16321が発生する乱数の拡散範囲、すなわち拡散値 D_c の拡散範囲を $\pm 180\text{deg}$ とし、この拡散範囲内で一様に分布する拡散値 D_c を演算した例を示している。

図 10 において、符号 601 に例示する各点は、所定時間ごとに演算された拡散値 D_c を表している。

[0071] 図 8 の説明に戻ると、基準電圧位相演算部 1633 は、同期 PWM 搬送波数選択部 161 により選択された同期 PWM 搬送波数 N_c に基づいて、同期 PWM 制御における搬送波の位相を定めるための基準電圧位相 θ_{vb} を演算する。

[0072] 図 11 は、基準電圧位相演算部 1633 が実施する基準電圧位相演算の概念図である。基準電圧位相演算部 1633 は、例えば図 11 に示すように、0 から 2π の間で同期 PWM 搬送波数 N_c に応じた段数で階段状に変化する基準電圧位相 θ_{vb} を演算する。なお、図 11 では説明を分かりやすくするため、同期 PWM 搬送波数 N_c が 3 であるときの例を示しているが、実際には同期 PWM 搬送波数 N_c は、前述のように $N_c = 3$ 、9 または 15 とすることが好ましい。あるいは、 $N_c = 6$ または 12 としてもよい。

[0073] 本実施形態では処理負荷低減のため、例えば図 11 に示すように、三角搬送波が最小値（谷）から最大値（山）まで上昇する区間である谷割り区間でのみ、搬送波周波数調整部 16 が搬送波の周波数を調整可能とする。この場合、同期搬送波周波数演算部 164 では、搬送波の谷割り区間において、電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ から同期搬送波周波数 f_{cs} を逐次的に演算することで、同期 PWM 制御を実施する。基準電圧位相演算部 1633 は、この電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ の演算に用いられる基準電圧位相 θ_{vb} を、図 11 に示すように $\pi/3$ 間隔で変化する離散値として算出する。なお、この基準電圧位相 θ_{vb} の間隔は、同期 PWM 搬送波数 N_c に応じて変化する。同期 PWM 搬送波数 N_c が大きくなるほど、基準電圧位相 θ_{vb} の間隔が小さくなる。

[0074] 具体的には、基準電圧位相演算部 1633 は、以下の式 (6) ~ (7) に従い、電圧位相 θ_v 、同期 PWM 搬送波数 N_c に基づいて基準電圧位相 θ_{vb} を演算する。

$$\theta_{vb} = \text{int}(\theta_v / \theta_s) \cdot \theta_s + 0.5 \theta_s \quad \dots (6)$$

$$\theta_s = 2\pi / N_c \quad \dots (7)$$

[0075] ここで、 θ_s は搬送波1つあたりの電圧位相 θ_v の変化幅を表し、 int は小数点以下の切り捨て演算を表すものとする。

[0076] なお、本実施形態では、三角搬送波が最大値（山）から最小値（谷）まで下降する区間である山割り区間で基準電圧位相 θ_{vb} が0radとなるように、基準電圧位相演算部1633において式（6）～（7）に従い基準電圧位相 θ_{vb} を演算している。しかしながら、基準電圧位相 θ_{vb} が0radとなる期間は山割り区間に限らない。電圧位相 θ_v を用いて、0から 2π の間で同期PWM搬送波数 N_c に応じた段数で階段状に変化する基準電圧位相 θ_{vb} を演算できれば、式（6）～（7）以外の演算方法により、基準電圧位相演算部1633が基準電圧位相 θ_{vb} の演算を行ってもよい。

[0077] 加算部1634は、基準電圧位相演算部1633にて演算した基準電圧位相 θ_{vb} に、キャリア位相シフト量拡散値演算部1632にて演算した拡散値 D_c を加算することで、補正基準電圧位相 θ_{vb2} を演算する。これにより、変調波／搬送波位相差を所定のタイミングでランダムに切り替えて三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の各高調波成分の位相を拡散させるように、電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ に対する補正基準電圧位相 θ_{vb2} を演算することができる。

[0078] 減算部1635は、電圧位相 θ_v から補正基準電圧位相 θ_{vb2} を減算し、電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ を演算する。

[0079] 図12は、本発明の第1の実施形態に係る電圧位相誤差演算部163の演算処理を示すフローチャートである。

[0080] ステップS101では、拡散値更新判断部1631により、拡散値 D_c を更新するか否かを判断する。更新すると判断した場合は更新信号 D_u を出力してステップS102へ進み、更新しないと判断した場合はステップS103へ進む。

[0081] ステップS102では、キャリア位相シフト量拡散値演算部1632により、拡散値 D_c の演算を行い、拡散値 D_c を更新する。このときキャリア位相シフト量拡散値演算部1632は、更新信号 D_u に応じて、乱数発生器1

6 3 2 1 で発生した乱数を切替部 1 6 3 2 3 により選択し、拡散値 D_c として出力する。その後、ステップ S 1 0 4 へ進む。

[0082] ステップ S 1 0 3 では、キャリア位相シフト量拡散値演算部 1 6 3 2 により、前回の拡散値 D_c を保持する。このときキャリア位相シフト量拡散値演算部 1 6 3 2 は、前回値保持部 1 6 3 2 2 で保持されている前回の拡散値 D_c を切替部 1 6 3 2 3 により選択し、拡散値 D_c として出力する。その後、ステップ S 1 0 4 へ進む。

[0083] ステップ S 1 0 4 では、基準電圧位相演算部 1 6 3 3 により、基準電圧位相 θ_{vb} を演算する。

[0084] ステップ S 1 0 5 では、加算部 1 6 3 4 および減算部 1 6 3 5 により、ステップ S 1 0 2 または S 1 0 3 でキャリア位相シフト量拡散値演算部 1 6 3 2 が求めた拡散値 D_c と、ステップ S 1 0 4 で基準電圧位相演算部 1 6 3 3 が求めた基準電圧位相 θ_{vb} とを用いて、電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ を演算する。

[0085] 電圧位相誤差演算部 1 6 3 では、以上説明したようにして、電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ の演算を行う。これにより、三角波信号 T_r を三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に同期させる同期 PWM 制御を維持しつつ、三角波信号 T_r と三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の位相差をランダムに変化させるように、電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ を決定することができる。その結果、モータ 2 において生じる高調波電流のピークを抑制し、それによってトルク脈動や電磁加振力を低減させるように、搬送波周波数 f_c を設定することができる。

[0086] 本実施形態のモータ制御装置 1 によるモータ 2 の振動・騒音の低減効果について、以下に図 1 3、図 1 4 を参照して説明する。図 1 3 は、 $N_c = 9$ の場合における本実施形態のモータ制御方法の適用の有無による U 相電流の高調波と拡散値 D_c の変化の様子を示している。図 1 4 は、 $N_c = 15$ の場合における本実施形態のモータ制御方法の適用の有無による U 相電流の高調波と拡散値 D_c の変化の様子を示している。なお、図 1 3 (a) および図 1 4 (a) では、U 相電圧指令 V_u^* に対する三角波信号 T_r の拡散値 D_c を 0 に固定した場合、すなわち、本実施形態のモータ制御方法を適用し

ない場合の、U相電流の各高調波の次数成分ごとの大きさの例を示している。一方、図13(b)および図14(b)では、本実施形態のモータ制御方法を適用し、U相電圧指令 V_u^* に対する三角波信号 T_r の拡散値 D_c の拡散範囲を $\pm 180 \text{ deg}$ に設定した場合の、U相電流の各高調波の次数成分ごとの大きさの例を示している。また、図13(c)および図14(c)では、拡散値 D_c の拡散範囲を $\pm 180 \text{ deg}$ に設定した場合の拡散値 D_c の時間変化の様子を示している。

[0087] 図13、図14いずれの場合でも、本実施形態のモータ制御方法を適用することで、U相電流に含まれる各高調波が拡散され、それによって高調波電流のピークが低減していることが確認できる。したがって、モータ2の振動・騒音の低減効果が得られることが分かる。

[0088] なお、図13、図14では、説明の都合上、 $N_c = 9$ の場合と $N_c = 15$ の場合のみを示しているが、本発明はこれに限定されず、任意の同期PWM搬送波数 N_c について適用可能である。また、図13、図14では、U相電圧指令 V_u^* に対する三角波信号 T_r について、拡散値 D_c を0に固定した場合と $\pm 180 \text{ deg}$ の拡散範囲で拡散させた場合の例を示しているが、他相の電圧指令、すなわちV相電圧指令 V_v^* やW相電圧指令 V_w^* に対する三角波信号 T_r についても、同様に拡散値 D_c を所定の拡散範囲で拡散させることにより、各相の高調波電流のピークを低減し、モータ2の振動・騒音の低減効果を得ることが可能である。さらに、拡散値 D_c の拡散範囲は $\pm 180 \text{ deg}$ に限らず、任意の拡散範囲を設定することで、高調波電流のピークを低減し、モータ2の振動・騒音の低減効果を得ることが可能である。

[0089] 以上説明した実施形態によれば、スイッチングパルス数の減少に伴って顕在化する時間高調波に起因したモータ2の振動や騒音を、インバータ3のスイッチング損失の悪化を避けつつ実現できる。そのため、モータ駆動システムの低振動化・低騒音化に寄与できる。これにより、従来のモータ駆動システムでは必要であった制振材や吸音材などの振動・騒音対策用の部材を本実施形態では削減できるため、低コスト化や軽量化にも寄与できる。

[0090] 以上説明した本発明の第1の実施形態によれば、以下の作用効果を奏する。

[0091] (1) モータ制御装置1は、直流電力から交流電力への電力変換を行うインバータ3と接続され、その交流電力を用いて駆動するモータ2の駆動を制御するものであって、搬送波である三角波信号 T_r を生成する三角波生成部17と、三角波信号 T_r の周波数を表す搬送波周波数 f_c を調整する搬送波周波数調整部16と、三角波信号 T_r を用いてトルク指令 T^* に応じた三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* をパルス幅変調し、インバータ3の動作を制御するためのゲート信号を生成するゲート信号生成部18とを備える。モータ制御装置1は、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* と三角波信号 T_r との位相差をランダムに変化させる。このようにしたので、モータ2に流れる交流電流における高調波電流のピークを低減することができる。その結果、モータ2で発生する振動や騒音を効果的に抑制することができる。

[0092] (2) 搬送波周波数調整部16は、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* と三角波信号 T_r の位相差をランダムに変化させるように、搬送波周波数 f_c を調整する。具体的には、電圧位相誤差演算部163において、所定の拡散範囲内でランダムに変化する拡散値 D_c を演算し、この拡散値 D_c に基づいて搬送波周波数 f_c を調整する。このようにしたので、同期PWM制御を維持しつつ、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* と三角波信号 T_r の位相差のランダムな変化を確実に実現できる。

[0093] (3) 搬送波周波数調整部16の電圧位相誤差演算部163は、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の位相を表す電圧位相 θ_v に基づいて拡散値 D_c を更新するか否かを判断する拡散値更新判断部1631と、拡散値 D_c を演算するキャリア位相シフト量拡散値演算部1632とを有する。そして、拡散値更新判断部1631により拡散値 D_c を更新しないと判断された場合は、キャリア位相シフト量拡散値演算部1632による前回の拡散値 D_c の演算結果を保持し、拡散値更新判断部1631により拡散値 D_c を更新すると判断された場合は、キャリア位相シフト量拡散値演算部1632による今回

の拡散値 D_c の演算結果を用いて拡散値 D_c を更新する。このようにしたので、適切なタイミングで拡散値 D_c を更新し、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* と三角波信号 T_r の位相差をランダムに変化させることができる。

[0094] (4) 拡散値更新判断部1631は、三角波信号 T_r を三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に同期させるための同期PWM制御が収束したか否かを電圧位相 θ_v に基づいて判断し、同期PWM制御が収束したと判断した場合に、拡散値 D_c を更新すると判断する。具体的には、拡散値更新判断部1631は、電圧位相 θ_v の変化量が所定の指定位相を超えたとき、または、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* と三角波信号 T_r の位相差を表す電圧位相誤差 $\Delta\theta_v$ が所定の範囲内に収束したときに、同期PWM制御が収束したと判断する。このようにしたので、拡散値 D_c を適切なタイミングで更新することができる。

[0095] (5) モータ制御装置1は、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* と三角波信号 T_r との位相差を、 -180deg から $+180\text{deg}$ までの範囲を上限とする所定の範囲内でランダムに変化させる。このようにしたので、モータ2に流れる交流電流における高調波電流のピークを、任意の範囲や大きさを低減することができる。

[0096] [第2の実施形態]

次に、本発明の第2の実施形態について図面を用いて説明する。

[0097] 図15は、第2の実施形態における機電一体ユニット71の外観斜視図である。

[0098] 機電一体ユニット71は、第1の実施形態で説明したモータ駆動システム100（モータ制御装置1、モータ2およびインバータ3）を含んで構成される。モータ2とインバータ3はバスバー712を介して結合部713で接続される。モータ2の出力がギア711を介し、図示省略したディファレンシャルギアへと伝達され、車軸へと伝達される。なお、図15ではモータ制御装置1の図示を省略しているが、モータ制御装置1は任意の位置に配置することができる。

[0099] この機電一体ユニット 7 1 の特徴は、モータ 2 とインバータ 3 とギア 7 1 1 とが一体となった構造である。機電一体ユニット 7 1 では、このような一体構造により、モータ 2 で発生した時間高調波に起因した振動・騒音がインバータ 3 やギア 7 1 1 を揺らしたときに共振が生じる場合があり、その場合には振動・騒音が悪化する。しかしながら、第 1 の実施形態で説明したモータ制御装置 1 を用いてモータ 2 の駆動を制御することで、モータ 2 において発生する振動・騒音の発生周波数を拡散させ、そのピーク値を低減できるため、低振動・低騒音な機電一体ユニットを実現できる。

[0100] [第 3 の実施形態]

次に、本発明の第 3 の実施形態について図面を用いて説明する。

[0101] 図 1 6 は、第 3 の実施形態におけるハイブリッドシステム 7 2 の構成図である。

[0102] 図 1 6 に示すように、ハイブリッドシステム 7 2 は、第 1 の実施形態で説明したモータ駆動システム 1 0 0 (モータ制御装置 1、モータ 2、インバータ 3、高圧バッテリー 5、電流検出部 7、回転位置検出器 8) と、これと同様のモータ駆動システム 1 0 1 (モータ制御装置 1、モータ 2 a、インバータ 3 a、高圧バッテリー 5、電流検出部 7 a、回転位置検出器 8 a) とを含んで構成される。モータ駆動システム 1 0 0、1 0 1 は、モータ制御装置 1 と高圧バッテリー 5 を共有している。

[0103] モータ 2 a には、回転子の回転位置 θa を検出するための回転位置センサ 4 a が取り付けられている。回転位置検出器 8 a は、回転位置センサ 4 a の入力信号から回転位置 θa を演算し、モータ制御装置 1 に出力する。インバータ 3 a とモータ 2 a の間には、電流検出部 7 a が配置されている。

[0104] インバータ 3 a は、インバータ回路 3 1 a、PWM 信号駆動回路 3 2 a および平滑キャパシタ 3 3 a を有する。PWM 信号駆動回路 3 2 a は、インバータ 3 の PWM 信号駆動回路 3 2 と共通のモータ制御装置 1 に接続されており、モータ制御装置 1 から入力されるゲート信号に基づいて、インバータ回路 3 1 a が有する各スイッチング素子を制御するための PWM 信号を生成し

、インバータ回路 3 1 a に出力する。インバータ回路 3 1 a および平滑キャパシタ 3 3 a は、インバータ回路 3 1 および平滑キャパシタ 3 3 と共通の高圧バッテリー 5 に接続されている。

[0105] モータ制御装置 1 には、モータ 2 に対するトルク指令 T^* と、モータ 2 a に対するトルク指令 T_a^* とが入力される。モータ制御装置 1 は、これらのトルク指令に基づき、第 1 の実施形態で説明したような方法でモータ 2, 2 a の駆動を制御するためのゲート信号をそれぞれ生成し、インバータ 3, 3 a にそれぞれ出力する。すなわち、モータ制御装置 1 が有する搬送波周波数調整部 1 6 の電圧位相誤差演算部 1 6 3 により、モータ 2, 2 a で発生する振動や騒音をそれぞれ抑制できるように、電圧位相誤差 $\Delta \theta_v$ を演算して搬送波である三角波信号 T_r の周波数を調整する。なお、電圧位相誤差演算部 1 6 3 において、キャリア位相シフト量拡散値演算部 1 6 3 2 は、インバータ 3, 3 a のそれぞれに別の拡散値 D_c を設定してもよい。

[0106] モータ 2 には、エンジンシステム 7 2 1 とエンジン制御部 7 2 2 が接続されている。エンジンシステム 7 2 1 は、エンジン制御部 7 2 2 の制御により駆動し、モータ 2 を回転駆動させる。モータ 2 は、エンジンシステム 7 2 1 により回転駆動されることで発電機として動作し、交流電力を発生する。モータ 2 が発生した交流電力は、インバータ 3 により直流電力に変換され、高圧バッテリー 5 に充電される。これにより、ハイブリッドシステム 7 2 をシリーズハイブリッドシステムとして機能させることができる。なお、エンジンシステム 7 2 1 とエンジン制御部 7 2 2 は、モータ 2 a に接続可能としてもよい。

[0107] 本実施形態によれば、第 1 の実施形態で説明したモータ制御装置 1 を用いて、図 1 6 のハイブリッドシステム 7 2 が実現されることで、時間高調波に起因したモータ 2, 2 a の振動・騒音の低減という効果が得られる。そのため、従来のハイブリッドシステムでは振動・騒音対策のために必要であった制振材や吸音材などを削減できる。

[0108] [第 4 の実施形態]

次に、本発明の第４の実施形態について図面を用いて説明する。本実施形態では、電動パワーステアリングシステムへの適用例を説明する。

[0109] 図１７は、本発明の第４の実施形態に係る電動パワーステアリングシステムの構成を示す図である。電動パワーステアリングシステム６１は、第１の実施形態で説明したモータ制御装置１と、冗長化された駆動系統１０２Ａ，１０２Ｂとを含む駆動制御システム７５を有している。電動パワーステアリングシステム６１は、ステアリングホイール６２の回転トルクをトルクセンサ６３により検知し、その回転トルクに基づいて駆動制御システム７５を動作させる。これにより、駆動制御システム７５が有するモータ２の回転駆動力を用いて、ステアリングホイール６２の入力に応じたアシストトルクを発生し、ステアリングアシスト機構６４を介してステアリング機構６５へ出力することで、運転者のステアリング操作をアシストする。その結果、ステアリング機構６５によってタイヤ６６が転舵され、車両の進行方向が制御される。

[0110] 一般的に車両の電動パワーステアリングシステムは、ステアリングホイールを介してドライバに直結しているため、振動や騒音がドライバに伝わりやすく、振動や騒音に対する要求仕様が低い。特に、ドライバがステアリングホイールを高速で回転している状態では、他の発生要因と比較して、モータの動作が振動や騒音の原因として支配的となる。これに対して、本実施形態の電動パワーステアリングシステム６１は、ドライバがステアリングホイール６２を高速で回転している状態での振動を効果的に低減できるため、低振動かつ低騒音な電動パワーステアリングシステムを実現できる。

[0111] 図１８は、本発明の第４の実施形態に係る電動パワーステアリングシステム６１における駆動制御システム７５の構成を示す図である。駆動制御システム７５において、冗長化された駆動系統１０２Ａ，１０２Ｂには、モータ制御装置１、モータ２および高圧バッテリー５が共通に接続されている。本実施形態では、モータ２が２つの巻線系統２１，２２を有しており、一方の巻線系統２１が駆動系統１０２Ａを構成し、もう一方の巻線系統２２が駆動系

統 1 0 2 B を構成する。

[0112] 駆動系統 1 0 2 A は、インバータ 3 および回転位置検出器 8 を有しており、巻線系統 2 1 に対応する回転子の回転位置 θ を検出するための回転位置センサ 4 がモータ 2 に取り付けられている。インバータ 3 により生成された交流電力は、モータ 2 の巻線系統 2 1 に流れてモータ 2 を回転駆動させる。駆動系統 1 0 2 A において、インバータ 3 とモータ 2 の間には、電流検出部 7 が配置されている。

[0113] 駆動系統 1 0 2 B は、インバータ 3 a および回転位置検出器 8 a を有しており、巻線系統 2 2 に対応する回転子の回転位置 θa を検出するための回転位置センサ 4 a がモータ 2 に取り付けられている。インバータ 3 a により生成された交流電力は、モータ 2 の巻線系統 2 2 に流れてモータ 2 を回転駆動させる。駆動系統 1 0 2 B において、インバータ 3 a とモータ 2 の間には、電流検出部 7 a が配置されている。なお、インバータ 3 a、回転位置検出器 8 a、回転位置センサ 4 a および電流検出部 7 a は、第 3 の実施形態で説明した図 1 6 のものとそれぞれ同様である。

[0114] モータ制御装置 1 には、モータ 2 に対するトルク指令 T^* が入力される。モータ制御装置 1 は、入力されたトルク指令 T^* に基づき、第 1 の実施形態で説明したような方法でモータ 2 の駆動を制御するためのゲート信号を生成し、インバータ 3、3 a にそれぞれ出力する。すなわち、モータ制御装置 1 が有する搬送波周波数調整部 1 6 の電圧位相誤差演算部 1 6 3 により、駆動系統 1 0 2 A、1 0 2 B で発生する振動や騒音をそれぞれ抑制できるように、電圧位相誤差 $\Delta \theta v$ を演算して搬送波である三角波信号 $T r$ の周波数を調整する。なお、電圧位相誤差演算部 1 6 3 において、キャリア位相シフト量拡散値演算部 1 6 3 2 は、インバータ 3、3 a のそれぞれに別の拡散値 $D c$ を設定してもよい。

[0115] 本実施形態によれば、第 1 の実施形態で説明したモータ制御装置 1 を用いて、図 1 7 の電動パワーステアリングシステム 6 1 が実現されることで、時間高調波に起因したモータ 2 の振動・騒音の低減という効果が得られる。そ

のため、低振動かつ低騒音な電動パワーステアリングシステムを実現できる。

[0116] なお、以上説明した各実施形態において、モータ制御装置 1 内の各構成（図 2、図 7、図 8、図 9 など）は、ハードウェアによる構成によらず、CPU とプログラムによって各構成の機能を実現するようにしてもよい。モータ制御装置 1 内の各構成を CPU とプログラムによって実現する場合、ハードウェアの個数が減るため低コスト化できるという利点がある。また、このプログラムは、予めモータ制御装置の記憶媒体に格納して提供することができる。あるいは、独立した記憶媒体にプログラムを格納して提供したり、ネットワーク回線によりプログラムをモータ制御装置の記憶媒体に記録して格納することもできる。データ信号（搬送波）などの種々の形態のコンピュータ読み込み可能なコンピュータプログラム製品として供給してもよい。

[0117] 本発明は、上記の実施形態に限定されるものではなく、本発明の特徴を損なわない限り、本発明の技術思想の範囲内で考えられるその他の形態についても、本発明の範囲内に含まれる。また、上述の複数の実施形態を組み合わせた構成としてもよい。

符号の説明

[0118] 1…モータ制御装置、2…モータ、3…インバータ、4…回転位置センサ、5…高圧バッテリー、7…電流検出部、8…回転位置検出器、11…電流指令生成部、12…速度算出部、13…三相／d q 変換部、14…電流制御部、15…d q／三相電圧変換部、16…搬送波周波数調整部、17…三角波生成部、18…ゲート信号生成部、31…インバータ回路、32…PWM 信号駆動回路、33…平滑キャパシタ、61…電動パワーステアリングシステム、71…機電一体ユニット、72…ハイブリッドシステム、75…駆動制御システム、100、101…モータ駆動システム、102A、102B…駆動系統、161…同期 PWM 搬送波数選択部、162…電圧位相演算部、163…電圧位相誤差演算部、164…同期搬送波周波数演算部、165…搬送波周波数設定部、1631…拡散値更新判断部、1632…キャリア位

相シフト量拡散値演算部、 1 6 3 3 …基準電圧位相演算部、 1 6 3 4 …加算部、 1 6 3 5 …減算部、 1 6 3 2 1 …乱数発生器、 1 6 3 2 2 …前回値保持部、 1 6 3 2 3 …切替部

請求の範囲

- [請求項1] 直流電力から交流電力への電力変換を行う電力変換器と接続され、前記交流電力を用いて駆動する交流モータの駆動を制御するモータ制御装置であって、
- 搬送波を生成する搬送波生成部と、
- 前記搬送波の周波数を調整する搬送波周波数調整部と、
- 前記搬送波を用いてトルク指令に応じた電圧指令をパルス幅変調し、前記電力変換器の動作を制御するためのゲート信号を生成するゲート信号生成部と、を備え、
- 前記電圧指令と前記搬送波の位相差をランダムに変化させるモータ制御装置。
- [請求項2] 請求項1に記載のモータ制御装置において、
- 前記搬送波周波数調整部は、前記電圧指令と前記搬送波の位相差をランダムに変化させるように、前記搬送波の周波数を調整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、
- 前記搬送波周波数調整部は、所定の拡散範囲内でランダムに変化する拡散値を演算し、前記拡散値に基づいて前記搬送波の周波数を調整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、
- 前記搬送波周波数調整部は、
- 前記電圧指令の位相に基づいて前記拡散値を更新するか否かを判断する拡散値更新判断部と、
- 前記拡散値を演算する拡散値演算部と、を有し、
- 前記拡散値更新判断部により前記拡散値を更新しないと判断された場合は、前記拡散値演算部による前回の前記拡散値の演算結果を保持し、前記拡散値更新判断部により前記拡散値を更新すると判断された場合は、前記拡散値演算部による今回の前記拡散値の演算結果を用い

て前記拡散値を更新するモータ制御装置。

[請求項5]

請求項4に記載のモータ制御装置において、

前記拡散値更新判断部は、前記搬送波を前記電圧指令に同期させるための同期PWM制御が収束したか否かを前記電圧指令の位相に基づいて判断し、前記同期PWM制御が収束したと判断した場合に、前記拡散値を更新すると判断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、

前記拡散値更新判断部は、前記電圧指令の位相の変化量が所定の指定位相を超えたとき、または、前記電圧指令と前記搬送波の位相差が所定の範囲内に収束したときに、前記同期PWM制御が収束したと判断するモータ制御装置。

[請求項7]

請求項1に記載のモータ制御装置において、

前記電圧指令と前記搬送波の位相差を、 -180deg から $+180\text{deg}$ までの範囲を上限とする所定の範囲内でランダムに変化させるモータ制御装置。

[請求項8]

請求項1乃至7のいずれか一項に記載のモータ制御装置と、

前記モータ制御装置に接続された前記電力変換器と、

前記電力変換器により駆動される前記交流モータと、

前記交流モータの回転駆動力を伝達するギアと、を備え、

前記交流モータ、前記電力変換器および前記ギアが一体構造となった機電一体ユニット。

[請求項9]

請求項1乃至7のいずれか一項に記載のモータ制御装置と、

前記モータ制御装置に接続された前記電力変換器と、

前記電力変換器により駆動される前記交流モータと、

前記交流モータに接続されたエンジンシステムと、を備えるハイブリッドシステム。

[請求項10]

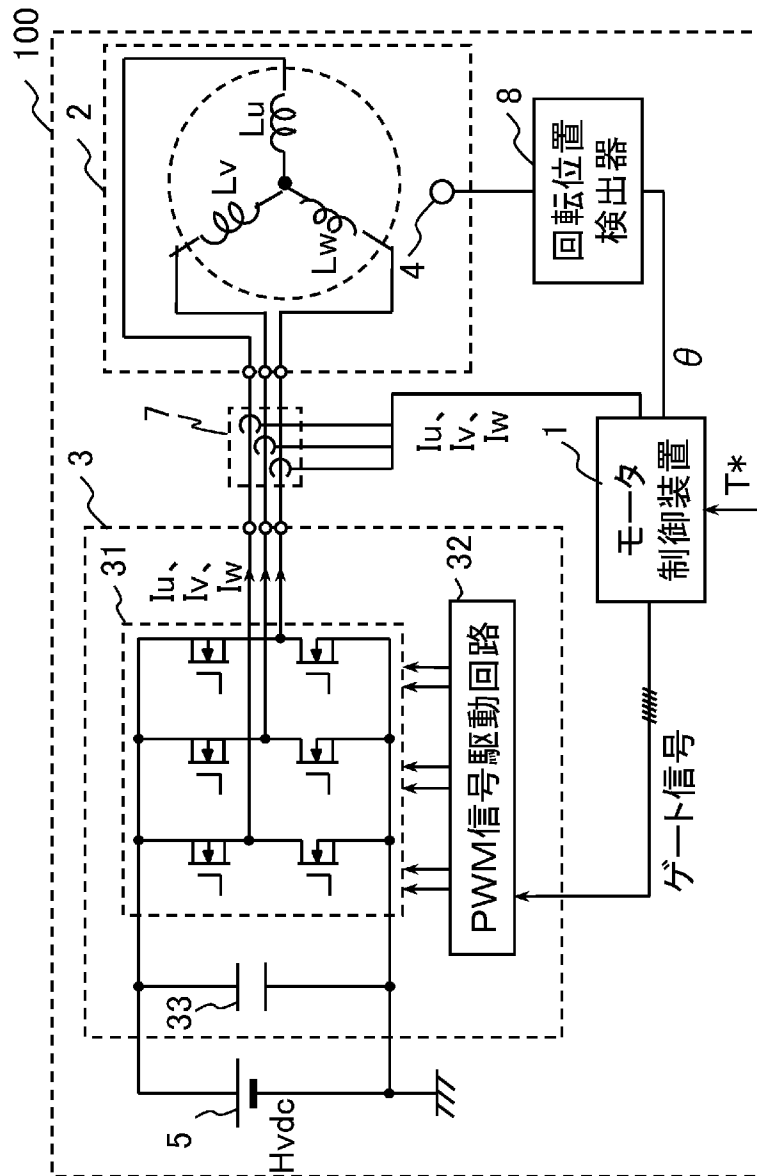
請求項1乃至7のいずれか一項に記載のモータ制御装置と、

前記モータ制御装置に接続された前記電力変換器と、

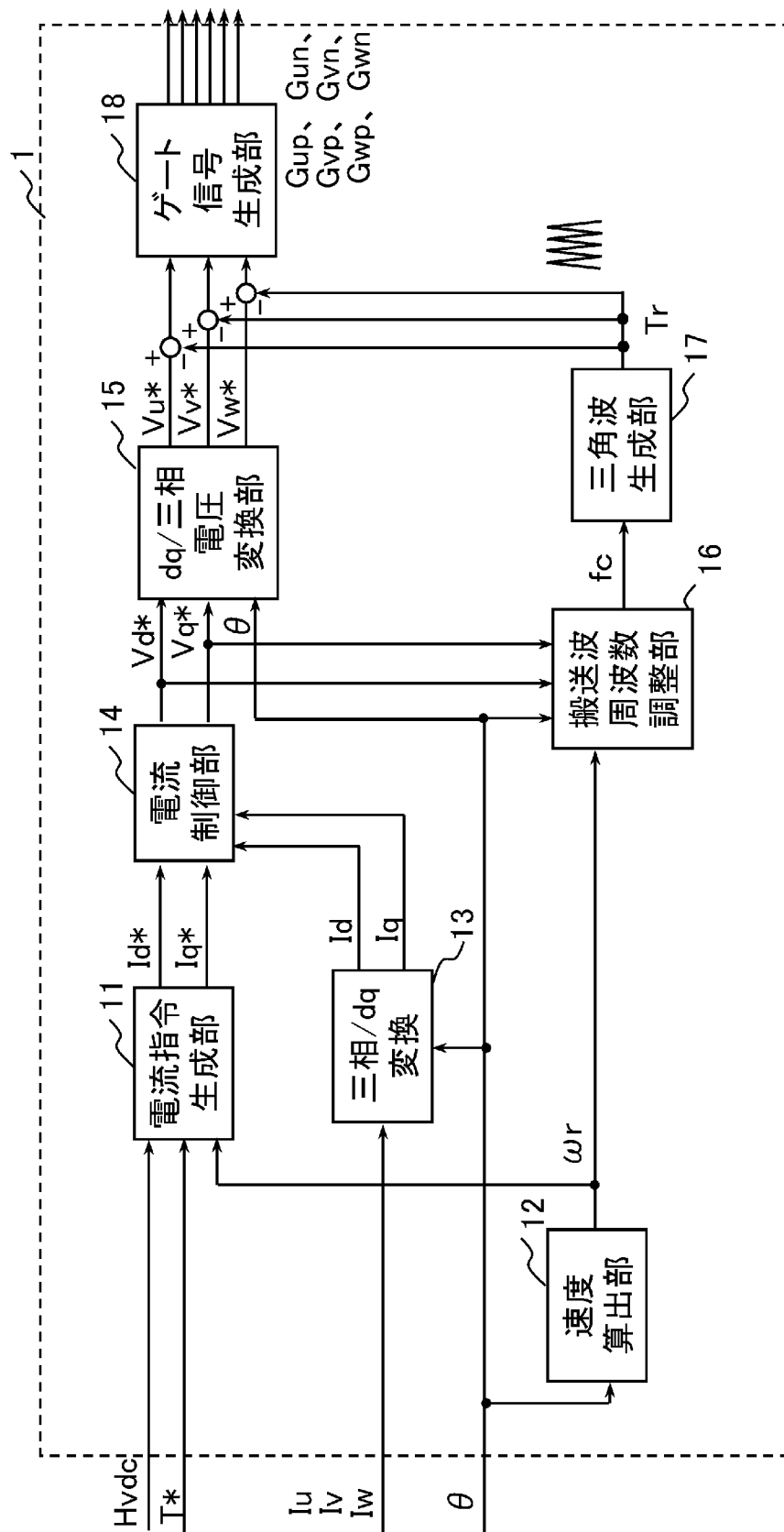
前記電力変換器により駆動される前記交流モータと、を備え、
前記交流モータの回転駆動力を用いて運転者のステアリング操作を
アシストする電動パワーステアリングシステム。

[図1]

図1

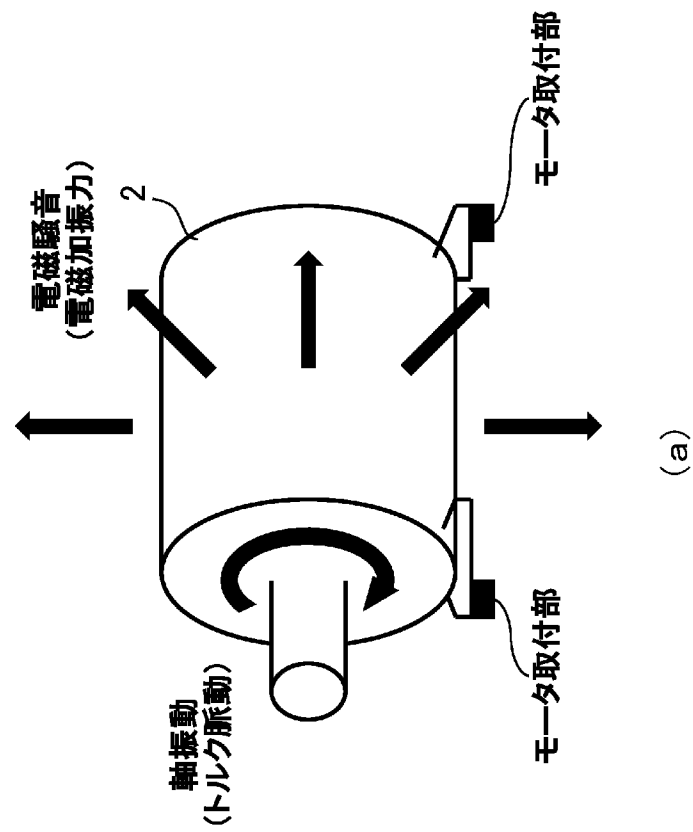


[図2]

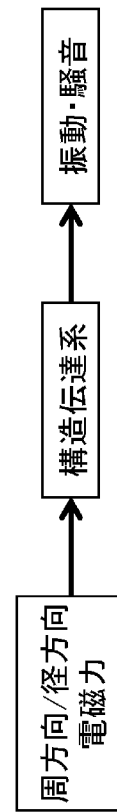


[図3]

図3



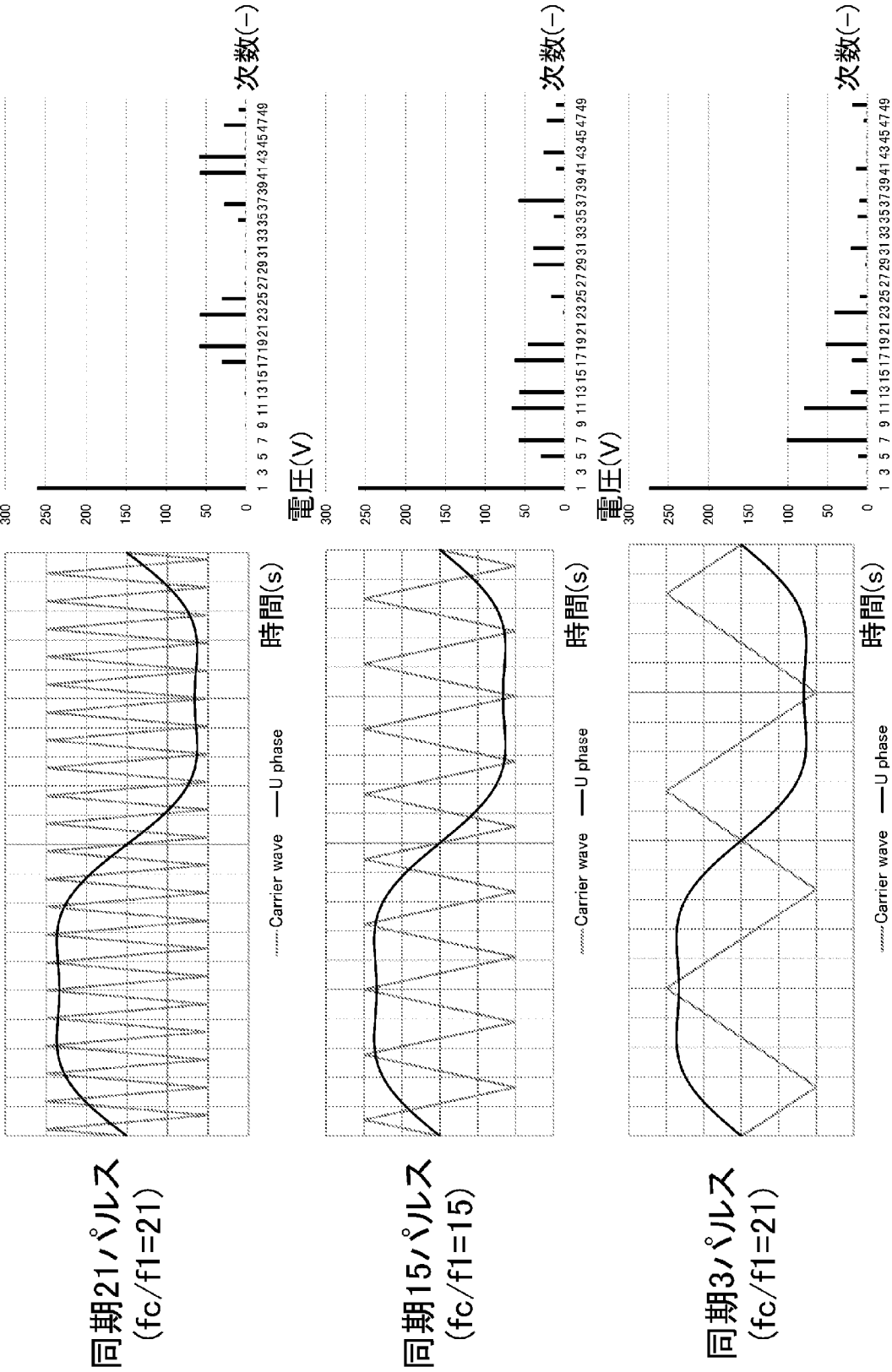
(a)



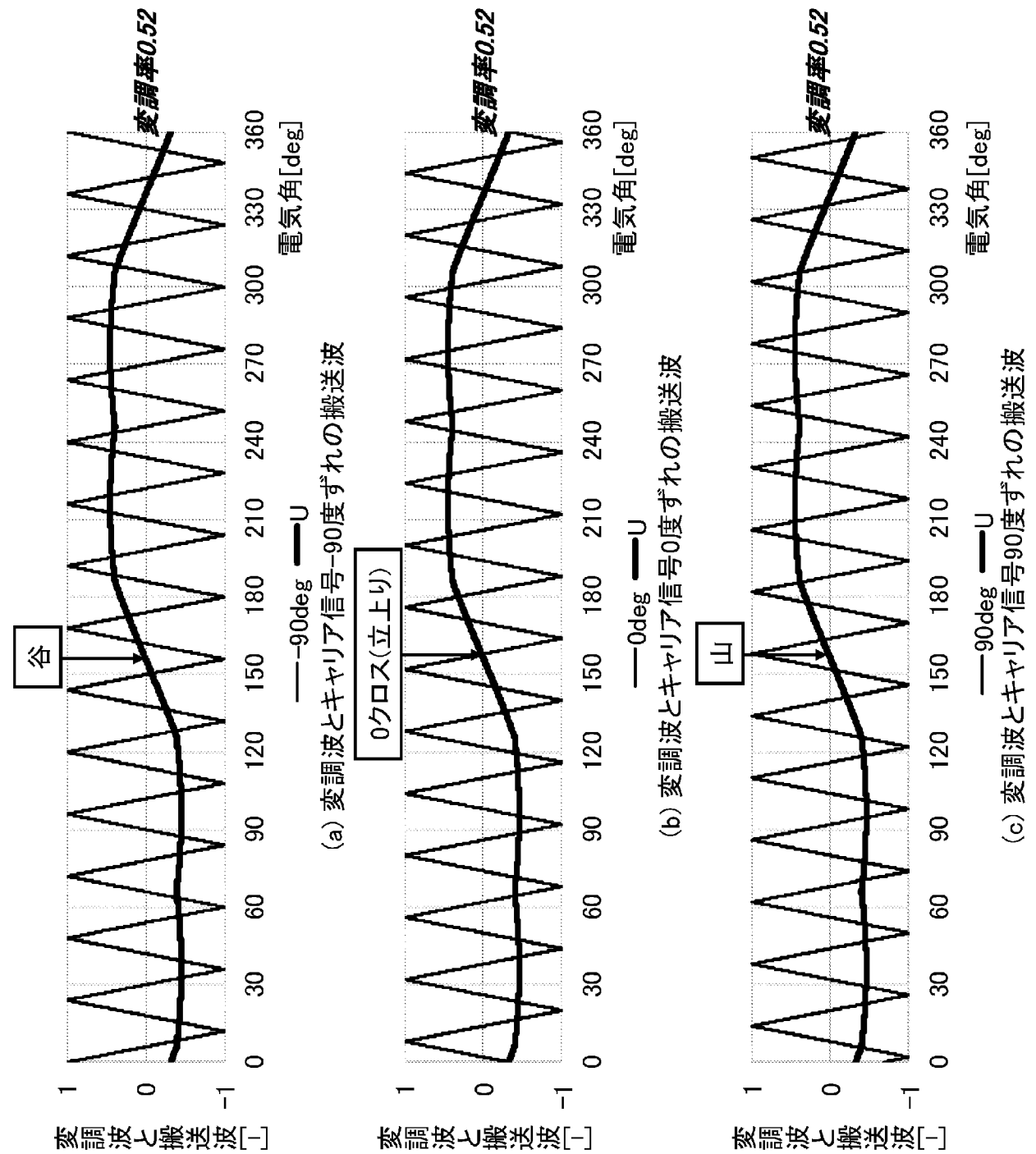
(b)

[図4]

図4

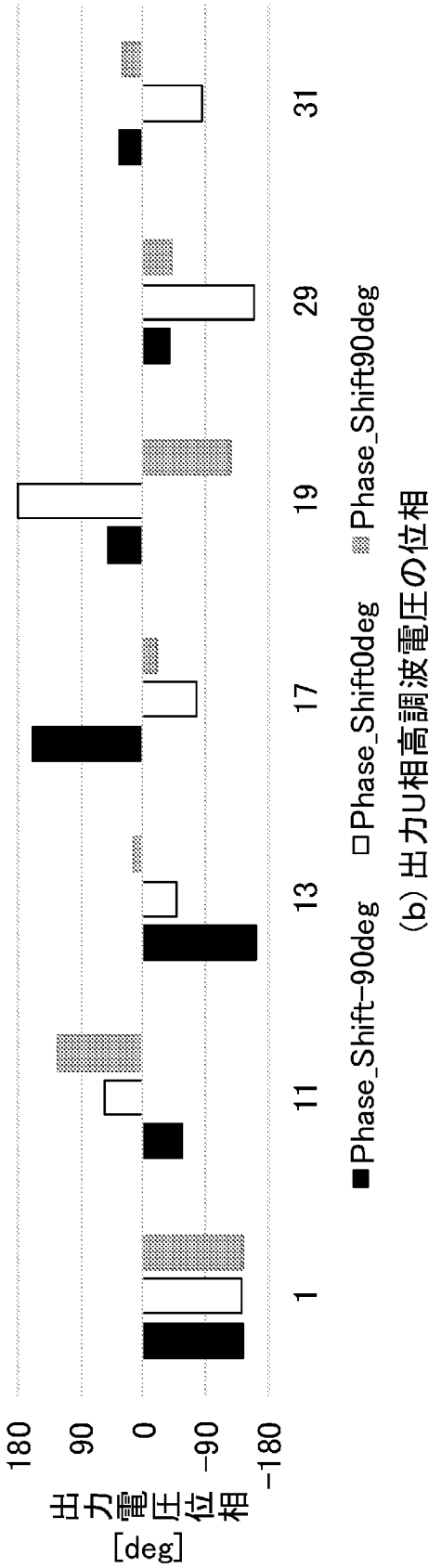
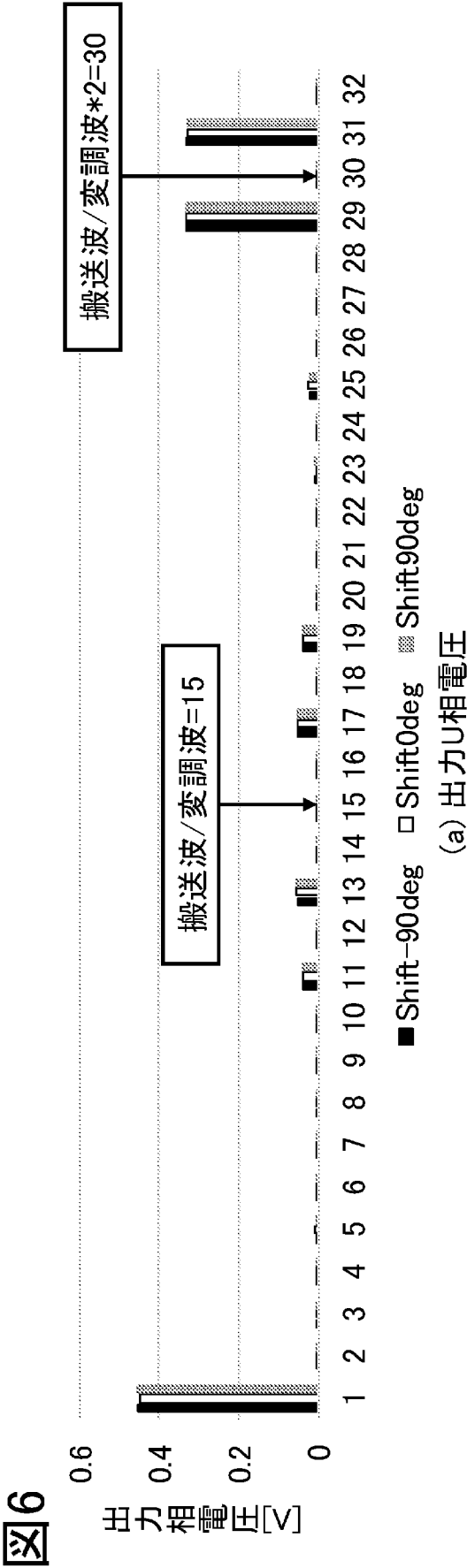


[図5]



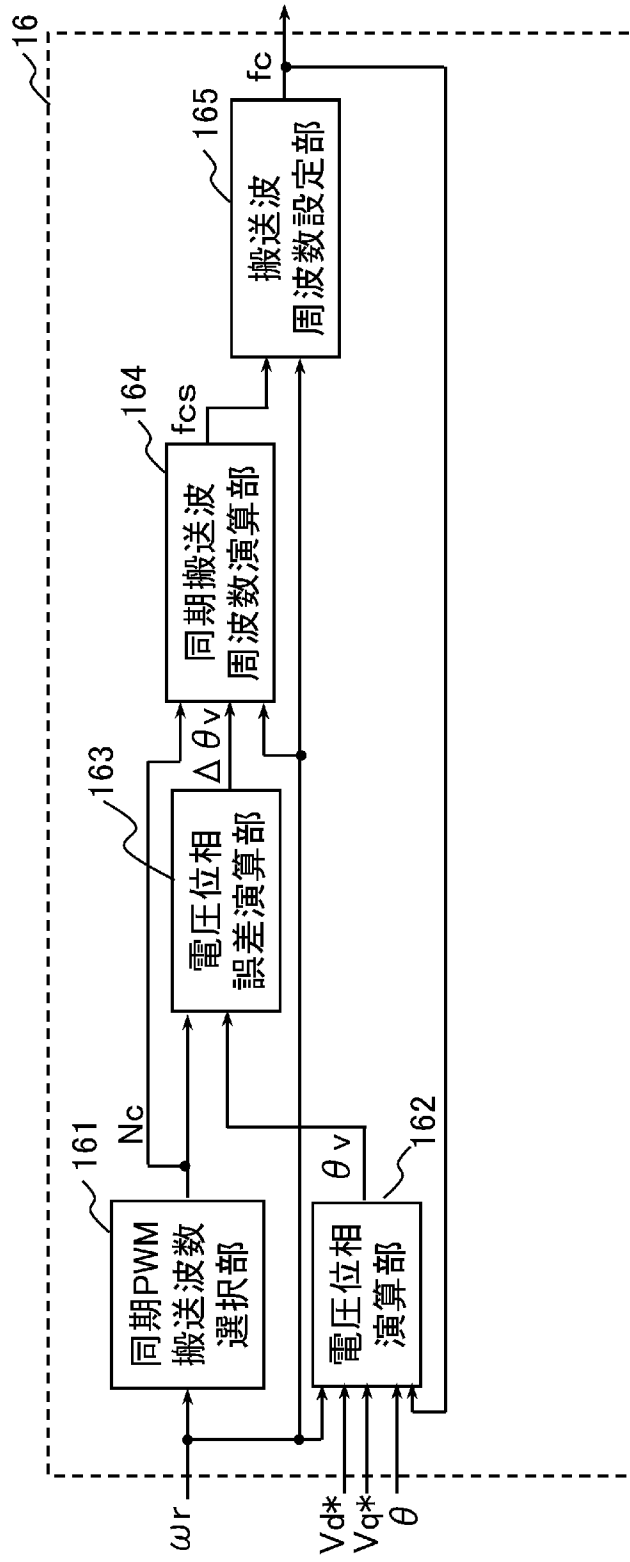
[図5]

[図6]



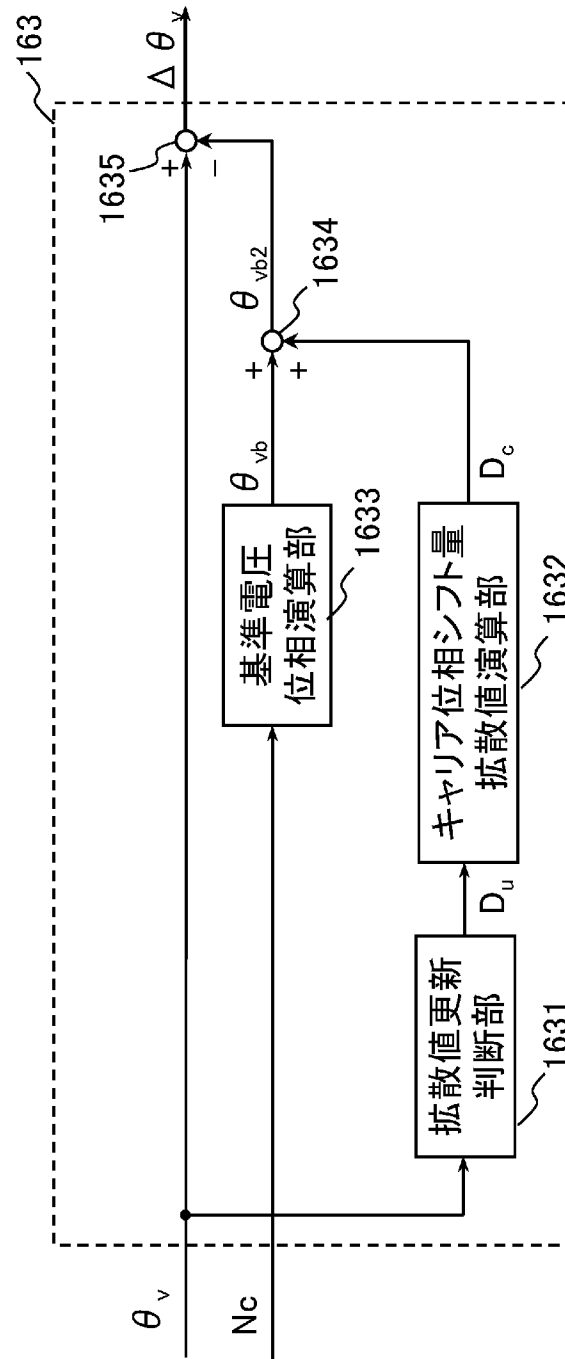
[図7]

図7



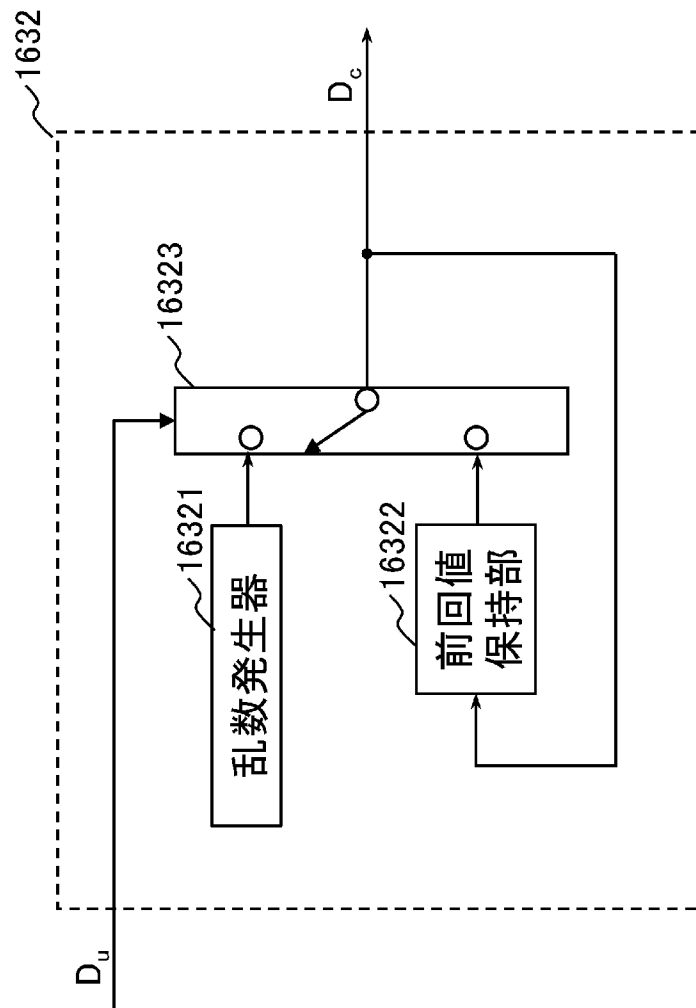
[図8]

図8



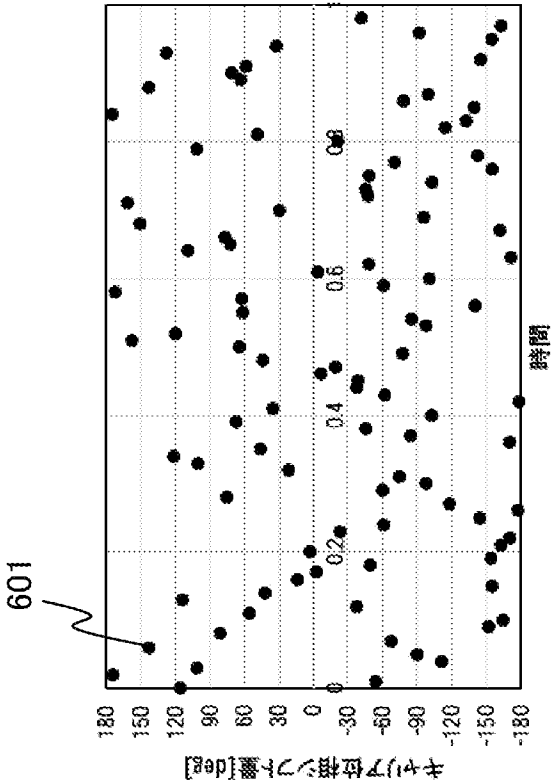
[図9]

図9



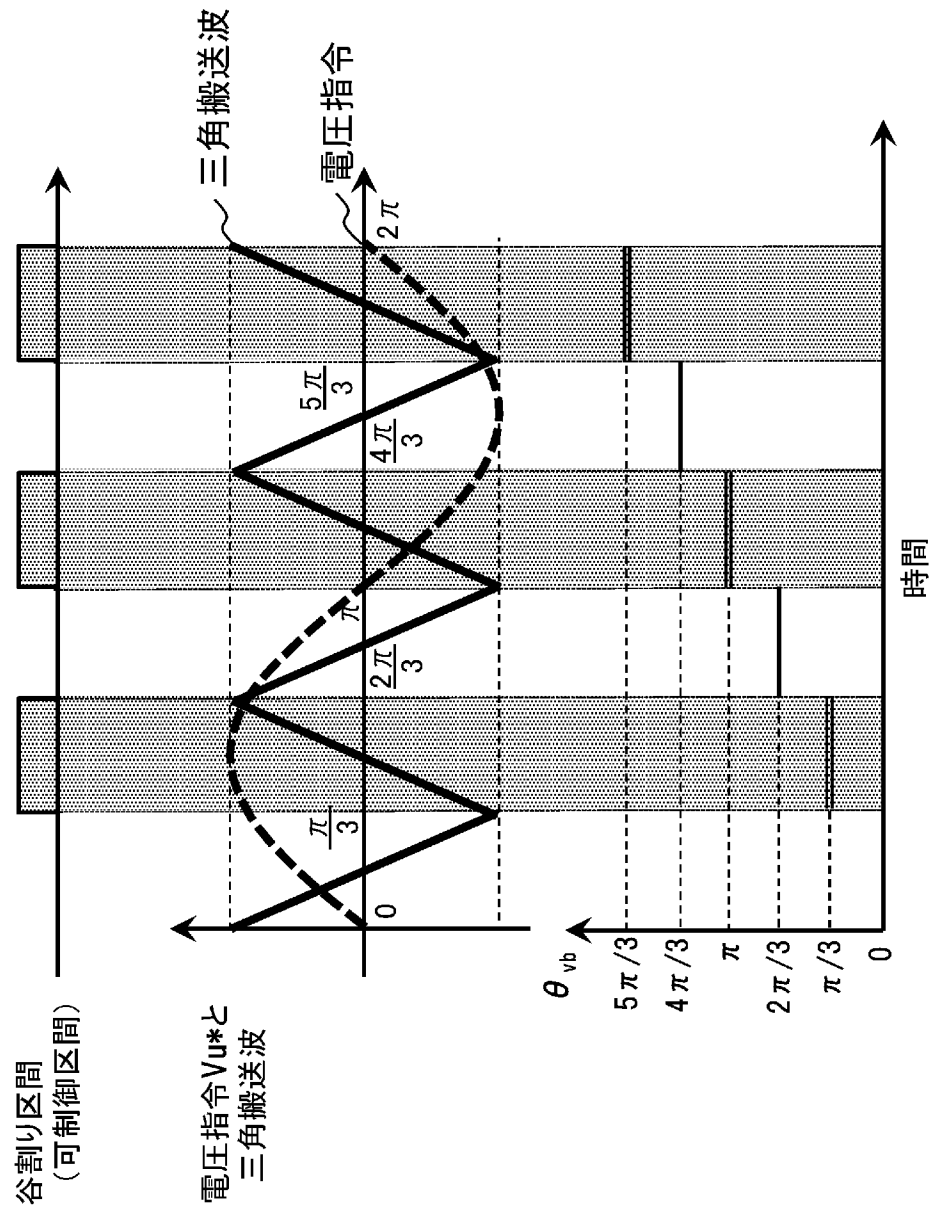
[図10]

図10



[図11]

図11



[図12]

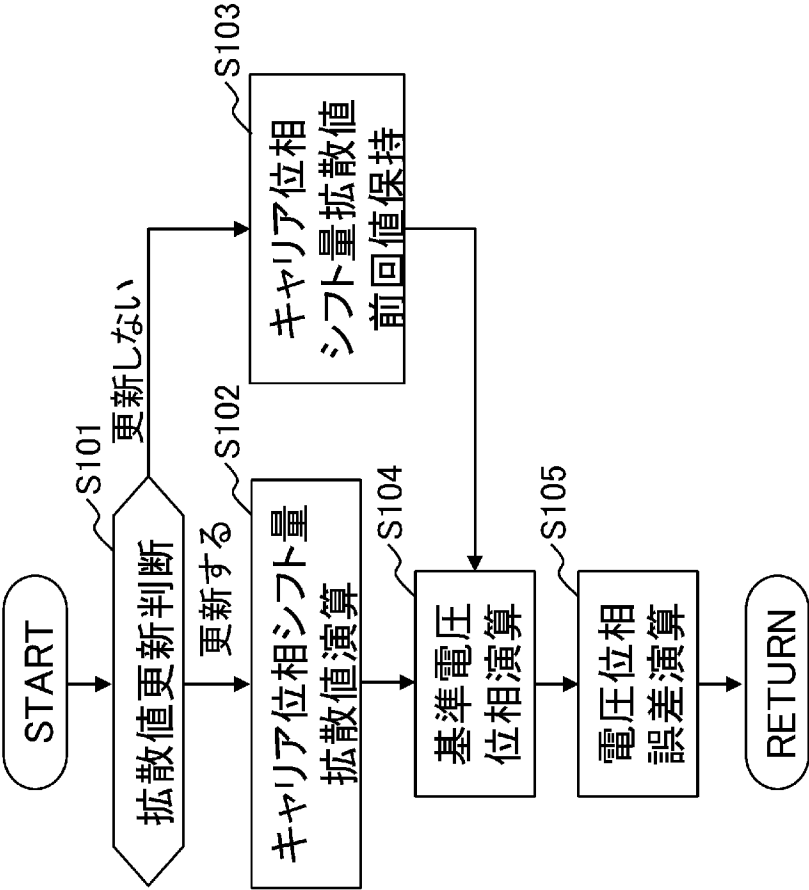


図12

[図13]

図13

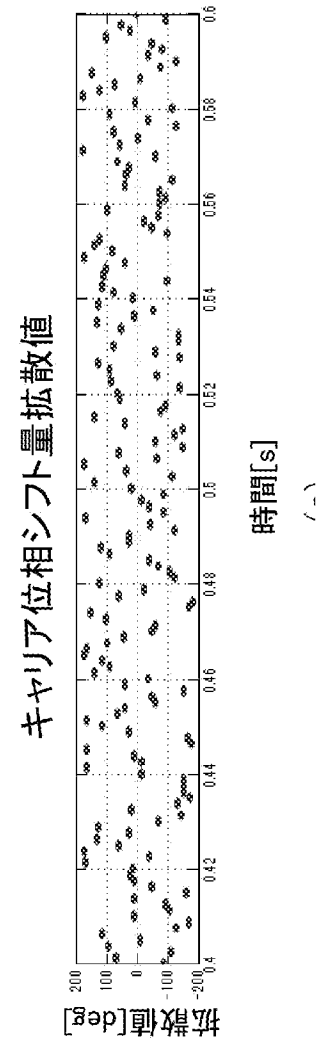
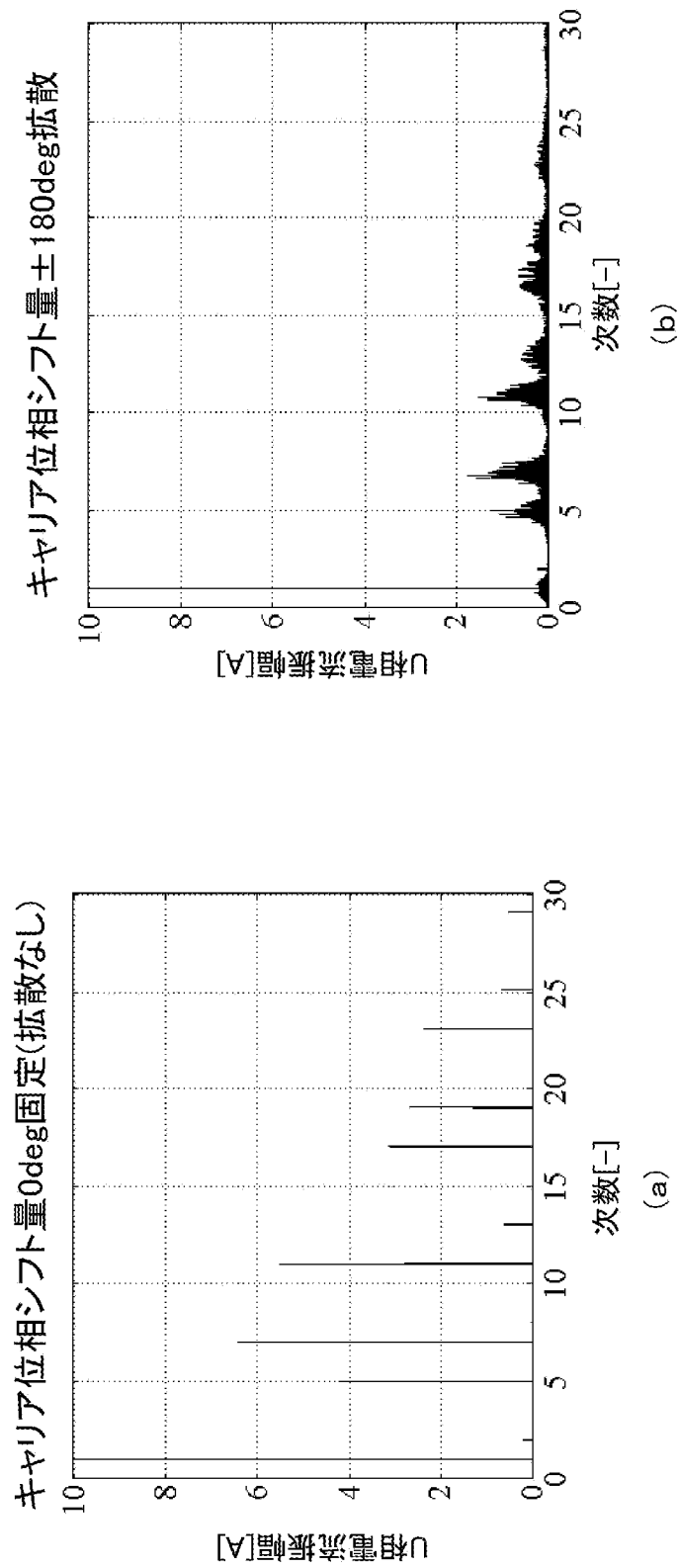
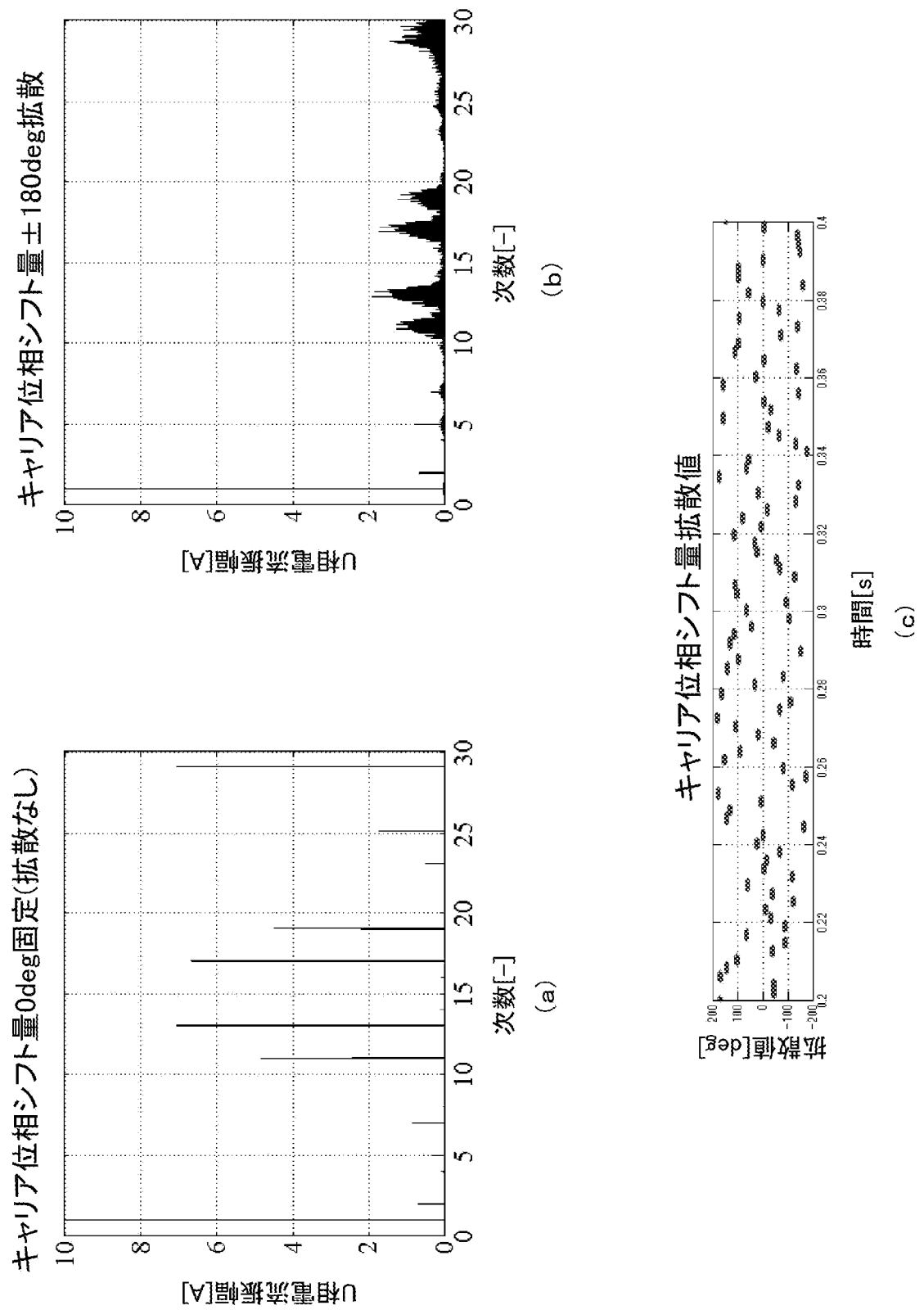


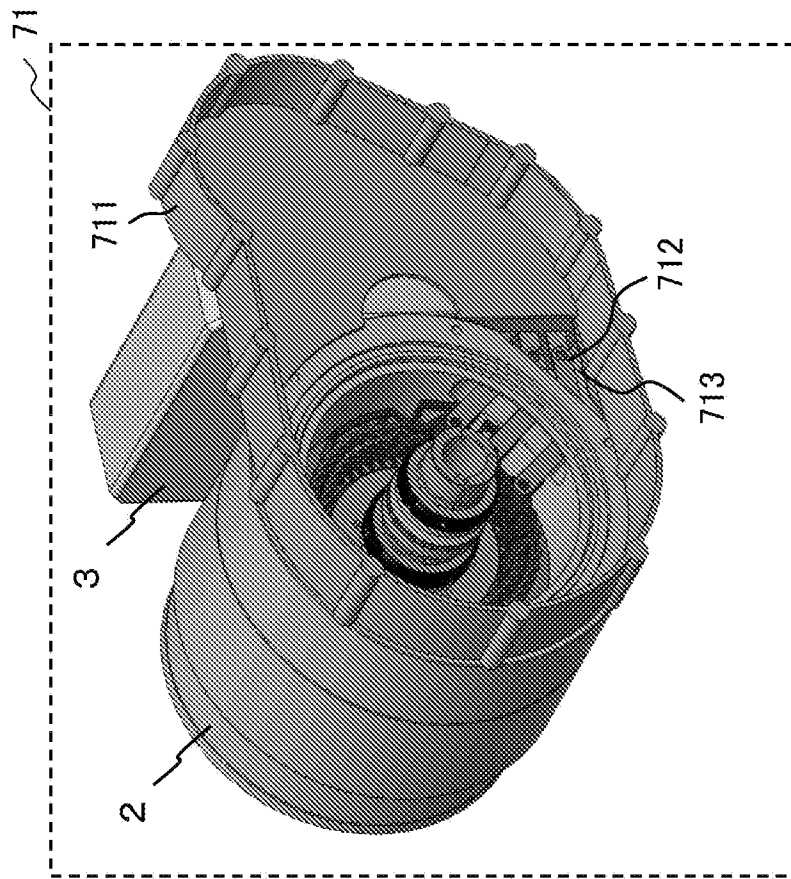
図14

[図14]



[図15]

図15



[図16]

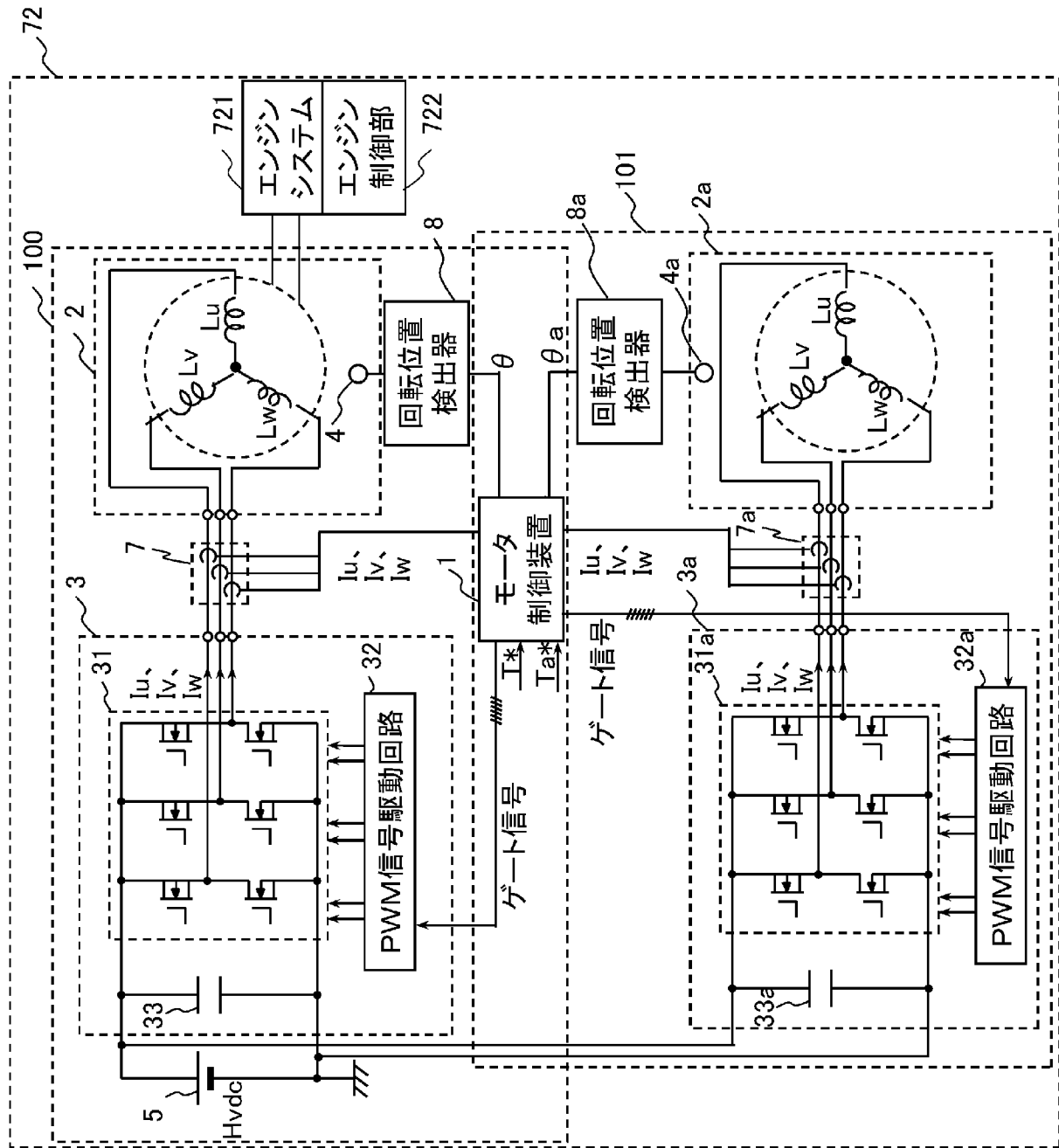
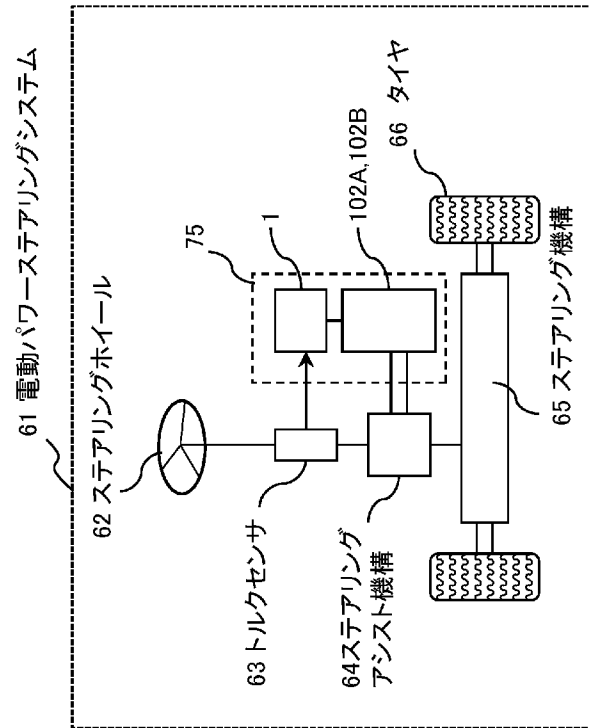


図16

[図17]

図17



[図18]

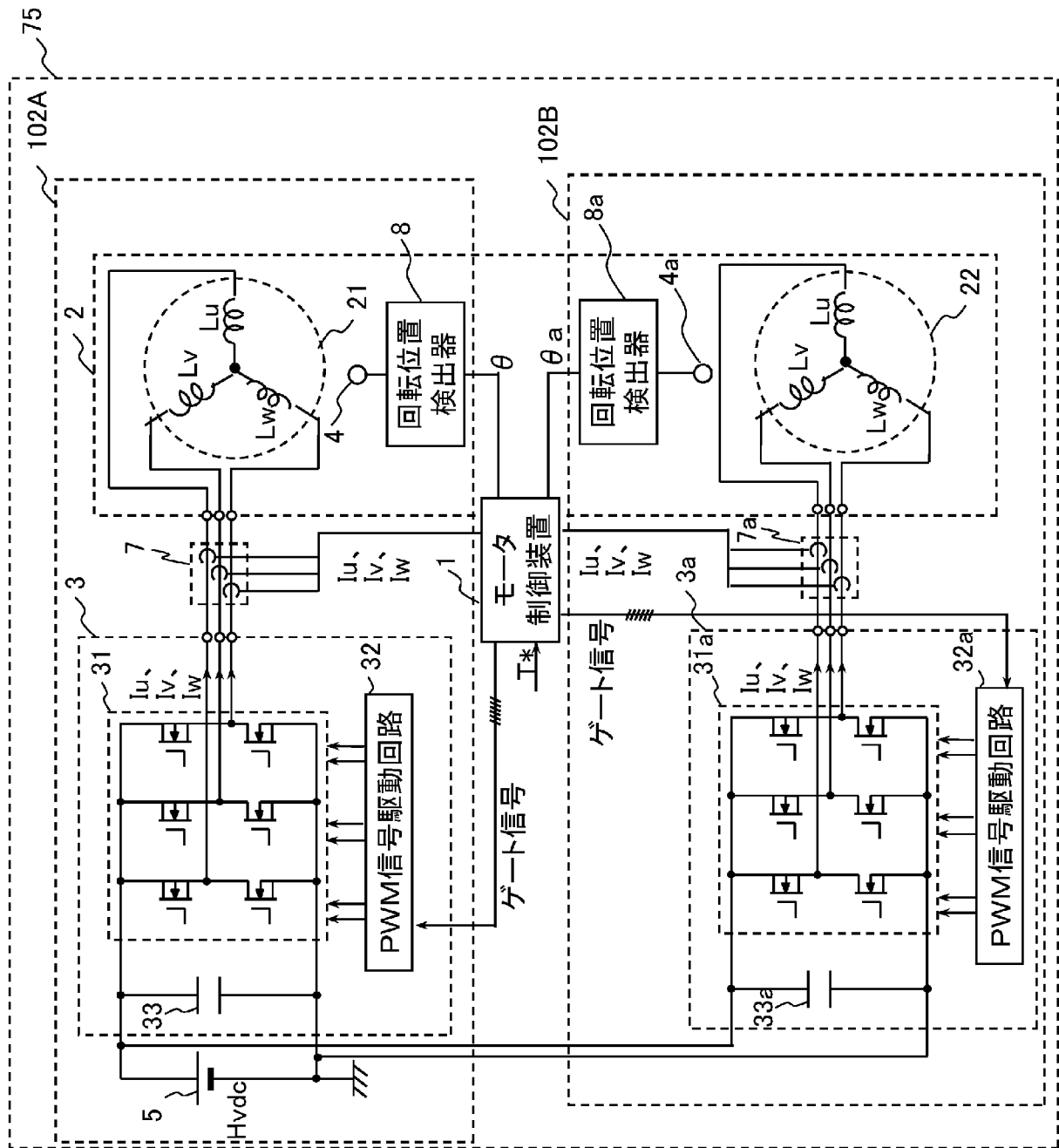


図18

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2021/034639

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**H02K 7/116**(2006.01)i; **H02K 11/33**(2016.01)i; **H02P 21/06**(2016.01)i; **H02P 27/08**(2006.01)i

FI: H02P27/08; H02P21/06; H02K7/116; H02K11/33

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)

H02K7/116; H02K11/33; H02P21/06; H02P27/08

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 1971-2021
 Registered utility model specifications of Japan 1996-2021
 Published registered utility model applications of Japan 1994-2021

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.
Y A	JP 2018-4246 A (MITSUBISHI ELECTRIC CORP.) 11 January 2018 (2018-01-11) paragraphs [0011]-[0110], fig. 1-21	1-3, 7-10 4-6
Y A	US 2007/0247091 A1 (MAIIOCCHI, Sergio A.) 25 October 2007 (2007-10-25) paragraphs [0276], [0294], [0335]	1-3, 7-10 4-6
Y A	US 2017/0025929 A1 (STMICROELECTRONICS S. R. L.) 26 January 2017 (2017-01-26) paragraphs [0020]-[0022]	1-3, 7-10 4-6
Y A	JP 2006-136138 A (NISSAN MOTOR CO., LTD.) 25 May 2006 (2006-05-25) paragraphs [0014]-[0017]	1-3, 7-10 4-6
Y	WO 2016/098410 A1 (HITACHI AUTOMOTIVE SYSTEMS, LTD.) 23 June 2016 (2016-06-23) paragraph [0002], fig. 1	8, 10

☒ 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

29 November 2021

Date of mailing of the international search report

07 December 2021

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

International application No.

PCT/JP2021/034639

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	WO 2010/137162 A1 (TOYOTA JIDOSHA KK) 02 December 2010 (2010-12-02) paragraph [0021]	9

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/JP2021/034639

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
JP	2018-4246	A	11 January 2018	(Family: none)	
US	2007/0247091	A1	25 October 2007	US 2011/0068723 A1 WO 2005/008878 A1	
US	2017/0025929	A1	26 January 2017	EP 3121955 A1	
JP	2006-136138	A	25 May 2006	US 2006/0097685 A1 paragraphs [0034]-[0037]	
WO	2016/098410	A1	23 June 2016	US 2017/0331395 A1 paragraph [0002], fig. 1	
WO	2010/137162	A1	02 December 2010	US 2012/0056569 A1 paragraph [0044]	

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） H02K 7/116(2006.01)i; H02K 11/33(2016.01)i; H02P 21/06(2016.01)i; H02P 27/08(2006.01)i FI: H02P27/08; H02P21/06; H02K7/116; H02K11/33										
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）） H02K7/116; H02K11/33; H02P21/06; H02P27/08										
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>1971-2021年</td> </tr> <tr> <td>日本国実用新案登録公報</td> <td>1996-2021年</td> </tr> <tr> <td>日本国登録実用新案公報</td> <td>1994-2021年</td> </tr> </table>			日本国実用新案公報	1922-1996年	日本国公開実用新案公報	1971-2021年	日本国実用新案登録公報	1996-2021年	日本国登録実用新案公報	1994-2021年
日本国実用新案公報	1922-1996年									
日本国公開実用新案公報	1971-2021年									
日本国実用新案登録公報	1996-2021年									
日本国登録実用新案公報	1994-2021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								
Y A	JP 2018-4246 A（三菱電機株式会社）11.01.2018（2018-01-11） 段落0011-0110, 図1-21	1-3, 7-10 4-6								
Y A	US 2007/0247091 A1（MAI OCCHI, Sergio A）25.10.2007（2007-10-25） [0276], [0294], [0335]	1-3, 7-10 4-6								
Y A	US 2017/0025929 A1（STMICROELECTRONICS S.R.L.）26.01.2017（2017-01-26） [0020]-[0022]	1-3, 7-10 4-6								
Y A	JP 2006-136138 A（日産自動車株式会社）25.05.2006（2006-05-25） 段落0014-0017	1-3, 7-10 4-6								
Y	WO 2016/098410 A1（日立オートモティブシステムズ株式会社）23.06.2016（2016-06-23） 段落0002, 図1	8, 10								
☒ 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、一般的な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 “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 29.11.2021		国際調査報告の発送日 07.12.2021								
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） 三島木 英宏 3V 3018 電話番号 03-3581-1101 内線 3357								

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
Y	W0 2010/137162 A1 (トヨタ自動車株式会社) 02.12.2010 (2010 - 12 - 02) 段落0021	9

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/JP2021/034639

引用文献			公表日	パテントファミリー文献	公表日
JP	2018-4246	A	11.01.2018	(ファミリーなし)	
US	2007/0247091	A1	25.10.2007	US 2011/0068723	A1
				WO 2005/008878	A1
US	2017/0025929	A1	26.01.2017	EP 3121955	A1
JP	2006-136138	A	25.05.2006	US 2006/0097685	A1
				[0034]-[0037]	
WO	2016/098410	A1	23.06.2016	US 2017/0331395	A1
				[0002], 図1	
WO	2010/137162	A1	02.12.2010	US 2012/0056569	A1
				[0044]	