(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
2021年10月21日(21.10.2021)

WIPO | PCT

(10) 国際公開番号
WO 2021/210232 A1

(51) 国際特許分類:
H02P 27/08 (2006.01) *H02M 7/48* (2007.01)
B60L 9/18 (2006.01)

(21) 国際出願番号： PCT/JP2021/002147

(22) 国際出願日： 2021年1月22日(22.01.2021)

(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 2020-073617 2020年4月16日(16.04.2020) 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: 原 崇文(**HARA Takafumi**); 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目６番６号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP). 安島 俊幸(**AJIMA Toshiyuki**); 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目６番６号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP). 塚越 貴哉(**TSUKAGOSHI Takaya**); 〒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). 星野 勝洋(**HOSHINO Katsuhiro**); 〒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).

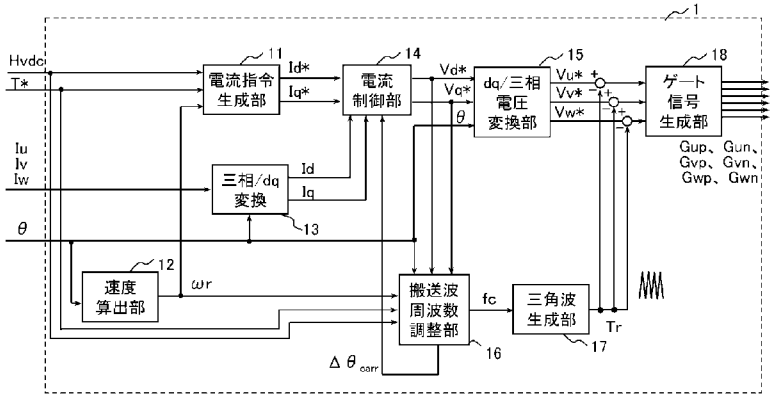
(74) 代理人: 戸田 裕二(**TODA Yuji**); 〒1008220 東京都千代田区丸の内一丁目６番１号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP).

(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,

(54) **Title:** MOTOR CONTROL DEVICE, ELECTROMECHANICAL UNIT, ELECTRIC VEHICLE SYSTEM, AND MOTOR CONTROL METHOD

(54) 発明の名称： モータ制御装置、機電一体ユニット、電動車両システム、モータ制御方法

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 adjusting unit
17 Triangular wave generation unit
18 Gate signal generation unit

(57) **Abstract:** The present invention addresses the problem of properly performing motor control during overmodulation. In a motor control device 1, a carrier wave frequency adjusting unit 16 adjusts a carrier wave frequency fc so as to change a voltage phase error Δθv representing the phase difference between three-phase voltage commands Vu*, Vv*, Vw* and a triangular wave signal Tr. When a modulation factor H in accordance with the voltage amplitude ratio between the DC power supplied from a high voltage battery to an inverter and AC power output from the inverter to a motor exceeds a predetermined value, for example, 1.15, a current control unit 14 corrects the amplitudes and phases of a d-axis voltage command Vd* and a q-axis voltage command Vq* on the basis of a carrier wave phase difference Δθcarr representing the phase of the triangular wave signal Tr.

WO 2021/210232 A1

[続葉有]

DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, IT, 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：本発明の課題は、過変調時におけるモータ制御を適切に実施することである。モータ制御装置１において、搬送波周波数調整部１６は、三相電圧指令Ｖｕ＊、Ｖｖ＊、Ｖｗ＊と三角波信号Ｔｒの位相差を表す電圧位相誤差Δθｖを変化させるように、搬送波周波数ｆｃを調整する。電流制御部１４は、高圧バッテリからインバータに供給される直流電力と、インバータからモータに出力される交流電力との電圧振幅比との電圧振幅比に応じた変調率Ｈが所定値、例えば１．１５を超えたときに、三角波信号Ｔｒの位相を表す搬送波位相差Δθｃａｒｒに基づいてｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の振幅および位相を補正する。

明　細　書

発明の名称 ：

モータ制御装置、機電一体ユニット、電動車両システム、モータ制御方法

技術分野

[0001] 本発明は、モータ制御装置、機電一体ユニット、電動車両システムおよびモータ制御方法に関する。

背景技術

[0002] 電圧指令をＰＷＭ（パルス幅変調）制御してモータ駆動するインバータ駆動装置では、インバータの可変出力周波数に対し、搬送波の周波数を一定にしてＰＷＭ制御する非同期ＰＷＭ方式が多く採用されている。このため、インバータ出力周波数が高周波数となり、電圧指令の１周期あたりの出力パルス数が小さくなると、インバータの出力誤差が増大する。そのため、インバータの可変出力周波数に応じて搬送波の周波数を変化させてＰＷＭ制御する同期ＰＷＭ方式が採用される。

[0003] 同期ＰＷＭ制御において、三角波や鋸波の搬送波の振幅よりも電圧指令の振幅が大きくなる過変調モード時は、電圧指令の振幅を非線形に増大させ、インバータから出力される電圧振幅が所望の値となるような、過変調ＰＷＭ制御が提案されている（例えば下記特許文献１）。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：特開２００８－３１２４２０号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] 特許文献１の手法だと、搬送波と電圧指令との位相差が一定値の場合は対応できるが、一定値とならない場合は、過変調時にインバータから出力される電圧の振幅と位相が、搬送波と電圧指令との位相差に応じてそれぞれ変化する。そのため、過変調時におけるモータ制御を適切に実施できないことが

分かった。

課題を解決するための手段

[0006] 上記課題を解決するために、例えば特許請求の範囲に記載の構成を採用する。本願は上記課題を解決する手段を複数含んでいるが、その一例を挙げるならば、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、トルク指令に応じた電圧指令を生成する電流制御部と、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前記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変化させるように、前記搬送波の周波数を調整し、前記電流制御部は、前記直流電力と前記交流電力との電圧振幅比に応じた変調率が所定値を超えたときに、前記搬送波の位相に基づいて前記電圧指令の振幅および位相を補正する。

また、機電一体ユニットは、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。

また、電動車両システムは、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走行する。

また、直流電力から交流電力への電力変換を行う電力変換器の動作を制御し、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方法は、トルク指令に応じた電圧指令を生成し、搬送波を生成し、前記電圧指令と前記搬送波の位相差を変化させるように、前記搬送波の周波数を調整し、前記搬送波を用いて前記電圧指令をパルス幅変調することで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し、前記電圧指令の生成にお

いて、前記直流電力と前記交流電力との電圧振幅比に応じた変調率が所定値を超えたときには、前記搬送波の位相に基づいて前記電圧指令の振幅および位相を補正する。

発明の効果

[0007] 本発明により、過変調時におけるモータ制御を適切に実施することができる。

図面の簡単な説明

[0008] [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]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4]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5]本発明の基準電圧位相演算の概念図。

[図6]変調率を１．２５（過変調）としたときの変調波と搬送波の関係を示す図。

[図7]電圧指令のゲインとインバータ出力電圧との関係を示す図。

[図8]本発明の第１の実施形態に係る電流制御部のブロック図。

[図9]第１の電圧位相が３０度のときの第２の電圧振幅と第１の電圧振幅および第２の電圧位相との関係を示す図。

[図10]第１の電圧位相が６０度のときの第２の電圧振幅と第１の電圧振幅および第２の電圧位相との関係を示す図。

[図11]第１の電圧位相が９０度のときの第２の電圧振幅と第１の電圧振幅および第２の電圧位相との関係を示す図。

[図12]本発明の第２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13]本発明の第２の実施形態に係る搬送波周波数調整部のブロック図。

[図14]本発明の第２の実施形態に係る電流制御部のブロック図。

[図15]本発明のモータ駆動システムが適用された機電一体ユニットの外観斜視図。

[図16]本発明のモータ駆動システムが適用されたハイブリッド自動車システムの構成図。

発明を実施するための形態

[0009] （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。

[0010] 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２において、モータ駆動システム１００は、モータ制御装置１、永久磁石同期モータ（以下、単に「モータ」と称する）２、インバータ３、回転位置検出器４１、高圧バッテリ５を備える。

[0011] モータ制御装置１は、車両からモータ２に対して要求される目標トルクに応じたトルク指令Ｔ＊に基づいて、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。なお、モータ制御装置１の詳細については後で説明する。

[0012] 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。

[0013] 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同期モータであり、固定子および回転子を有する。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電機子コイル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、各電機子コイルに電機子磁束が発生する。この各電機子コイルの電機子磁束と、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、回転子が回転駆動される。

[0014] 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４１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４１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。

[0015] 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。また、回転位置検出器４１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Ｉｕ、Ｉｖ、Ｉｗ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Ｖｕ、Ｖｖ、Ｖｗを用いて回転位置θを推定してもよい。

[0016] インバータ３とモータ２の間には、電流検出手段７が配置されている。電流検出手段７は、モータ２を通電する三相交流電流Ｉｕ、Ｉｖ、Ｉｗ（Ｕ相交流電流Ｉｕ、Ｖ相交流電流ＩｖおよびＷ相交流電流Ｉｗ）を検出する。電流検出手段７は、例えばホール電流センサ等を用いて構成される。電流検出手段７による三相交流電流Ｉｕ、Ｉｖ、Ｉｗ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２では電流検出手段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Ｉｕ、Ｉｖ、Ｉｗ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Ｖｕ、Ｖｖ、Ｖｗ

に基づいて三相交流電流Ｉｕ、Ｉｖ、Ｉｗを求めてもよい。

[0017] 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。図２において、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／ｄｑ変換電流制御部１３、電流制御部１４、ｄｑ／三相電圧指令変換部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ＦＰＧＡ等のハードウェア回路を用いて実現してもよい。

[0018] 電流指令生成部１１は、入力されたトルクＴ＊指令と電源電圧Ｈｖｄｃに基づき、ｄ軸電流指令Ｉｄ＊およびｑ軸電流指令Ｉｑ＊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数式等を用いて、トルク指令Ｔ＊に応じたｄ軸電流指令Ｉｄ＊、ｑ軸電流指令Ｉｑ＊を求める。

[0019] 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ωｒを演算する。なお、モータ回転速度ωｒ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。

[0020] 三相／ｄｑ変換電流制御部１３は、電流検出手段７が検出した三相交流電流Ｉｕ、Ｉｖ、Ｉｗに対して、回転位置検出器４１が求めた回転位置θに基づくｄｑ変換を行い、ｄ軸電流値Ｉｄおよびｑ軸電流値Ｉｑを演算する。

[0021] 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Ｉｄ＊およびｑ軸電流指令Ｉｑ＊と、三相／ｄｑ変換電流制御部１３から出力されるｄ軸電流値Ｉｄおよびｑ軸電流値Ｉｑ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Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊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Ｉｄ＊とｄ軸電流値Ｉｄの偏差に応じたｄ軸電圧指令

Ｖｄ＊と、ｑ軸電流指令Ｉｑ＊とｑ軸電流値Ｉｑの偏差に応じたｑ軸電圧指令Ｖｑ＊とを求める。

[0022] なお、本実施形態のモータ制御装置１において、電流制御部１４は、インバータ３の出力電圧の振幅が高圧バッテリ５の直流電圧よりも大きくなる過変調制御時におけるｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の演算方法に特徴を有する。過変調制御時には、搬送波周波数調整部１６により演算される搬送波位相差Δθｃａｒｒに基づいて、ｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の振幅と位相をそれぞれ補正する。この点については、後で詳細に説明する。

[0023] ｄｑ／三相電圧指令変換部１５は、電流制御部１４が演算したｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊に対して、回転位置検出器４１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Ｖｕ＊、Ｖｖ＊、Ｖｗ＊（Ｕ相電圧指令値Ｖｕ＊、Ｖ相電圧指令値Ｖｖ＊およびW相電圧指令値Ｖｗ＊）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Ｖｕ＊、Ｖｖ＊、Ｖｗ＊を生成する。

[0024] 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Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊、回転位置検出器４１が求めた回転位置θ、速度算出部１２が求めた回転速度ωｒ、トルク指令Ｔ＊、電源電圧Ｈｖｄｃ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ｆｃ、および、基準電圧位相θｖｂと搬送波の位相との位相差を表す搬送波位相差Δθｃａｒｒを演算する。基準電圧位相θｖｂは、同期ＰＷＭ制御における搬送波の位相の基準値であり、搬送波周波数調整部１６が搬送波周波数ｆｃの演算を行う際に求められる。すなわち、搬送波位相差Δθｃａｒｒは、基準電圧位相θｖｂを基準にした搬送波の位相を表している。なお、基準電圧位相θｖｂの詳細については後述する。この搬送波周波数ｆｃに従って三角波生成部１７が搬送波を生成することで、モータ２で発生する振動や騒音を抑制できるように、搬送波の周波数が調整される。また、過変調制御時には搬送波位相差Δθｃａｒｒに基づいて、電流制御部１４がｄ軸電

圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の補正を行う。なお、搬送波周波数調整部１６による搬送波周波数ｆｃおよび搬送波位相差Δθｃａｒｒの演算方法の詳細については後述する。

[0025] 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ｆｃに基づき、三角波信号（搬送波信号）Ｔｒを生成する。

[0026] 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Ｔｒを用いて、ｄｑ／三相電圧指令変換部１５から出力される三相電圧指令Ｖｕ＊、Ｖｖ＊、Ｖｗ＊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／三相電圧指令変換部１５から出力される三相電圧指令Ｖｕ＊、Ｖｖ＊、Ｖｗ＊と、三角波生成部１７から出力される三角波信号Ｔｒ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Ｇｕｐ、Ｇｖｐ、Ｇｗｐをそれぞれ論理反転させ、下アームのゲート信号Ｇｕｎ、Ｇｖｎ、Ｇｗｎ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。

[0027] 次に、モータ制御装置１における搬送波周波数調整部１６の動作について説明する。搬送波周波数調整部１６は前述のように、ｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊と、回転位置θと、回転速度ωｒと、トルク指令Ｔ＊と、電源電圧Ｈｖｄｃに基づき、搬送波周波数ｆｃおよび搬送波位相差Δθｃａｒｒを演算する。この搬送波周波数ｆｃに従って三角波生成部１７が生成する三角波信号Ｔｒ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Ｖｕ＊、Ｖｖ＊、Ｖｗ＊の電圧波形に対して、搬送波である三角波信号Ｔｒ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、例えば、ＰＷＭ信号によるインバータ３のスイッチング動作が原因の高調波電流によってモータ２に生じる電磁加振力またはトルク脈動が、電圧指令に応じた基本波電流により生じる電磁加振力またはトルク脈動と同周期かつ逆位相となるような関係のことを指す。

[0028] 図３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、変調率演算部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１６６を有する。

[0029] 同期ＰＷＭ搬送波数選択部１６１は、回転速度ωｒ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Ｎｃ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Ｎｃ＝３×（２×ｎ－１）の条件式を満たす数を、同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃ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（Ｎｃ＝３）、ｎ＝２（Ｎｃ＝９）、ｎ＝３（Ｎｃ＝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Ｎｃ＝６やＮｃ＝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Ｎｃ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ωｒだけでなく、トルク指令Ｔ＊に基づいて、同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃ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ωｒが上昇するときと下降するときとで、同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃの選択基準を変化させてもよい。

[0030] 電圧位相演算部１６２は、ｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊と、回転位置θと、回転速度ωｒと、搬送波周波数ｆｃに基づいて、以下の式（１）～（４）により電圧位相θｖを演算する。

$$\theta v = \theta + \phi v + \phi dqv + 0.5\pi \quad \cdots (1)$$

$$\phi v = \omega r \cdot 1.5 Tc \quad \cdots (2)$$

$$Tc = 1 / fc \quad \cdots (3)$$

φｄｑｖ＝ａｔａｎ（Ｖｑ／Ｖｄ）　・・・（４）

[0031] ここで、φｖは電圧位相の演算遅れ補償値を、Ｔｃは搬送波周期を、φｄｑｖ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φｖは、回転位置検出器４１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。

[0032] 変調率演算部１６３は、以下の式（５）に従い、ｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊、電源電圧Ｈｖｄｃに基づいて変調率Ｈを演算する。なお、変調率Ｈは、高圧バッテリ５からインバータ３に供給される直流電力と、インバータ３からモータ２に出力される交流電力との電圧振幅比を表している。

Ｈ＝√（Ｖｄ＾２＋Ｖｑ＾２）／（Ｈｖｄｃ／２）　・・・（５）

[0033] 電圧位相誤差演算部１６４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Ｎｃと、電圧位相演算部１６２により演算された電圧位相θｖと、変調率演算部１６３により演算された変調率Ｈと、回転速度ωｒと、トルク指令Ｔ＊に基づき、電圧位相誤差Δθｖおよび搬送波位相差Δθｃａｒｒを演算する。電圧位相誤差Δθｖは、インバータ３に対する電圧指令である三相電圧指令Ｖｕ＊、Ｖｖ＊、Ｖｗ＊と、パルス幅変調に用いる搬送波である三角波信号Ｔｒとの位相差を表している。電圧位相誤差演算部１６４が所定の演算周期ごとに電圧位相誤差Δθｖ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変化させるように、三角波信号Ｔｒの周波数調整を行うことができる。また、搬送波位相差Δθｃａｒｒは、基準電圧位相θｖｂと三角波信号Ｔｒの位相差を表している。なお、前述のように基準電圧位相θｖｂは、同期ＰＷＭ制御における搬送波の位相の基準値で

ある。そのため、搬送波位相差Δθｃａｒｒは、同期ＰＷＭ制御を行う際の三角波信号Ｔｒの位相に相当するものである。

[0034] 同期搬送波周波数演算部１６５は、以下の式（６）に従い、電圧位相誤差演算部１６４により演算された電圧位相誤差Δθｖと、回転速度ωｒ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Ｎｃに基づき、同期搬送波周波数ｆｃｓを演算する。

ｆｃｓ＝ωｒ・Ｎｃ・（１＋Δθｖ・Ｋ）／（２π）・・・（６）

[0035] 同期搬送波周波数演算部１６５は、例えばＰＬＬ（Ｐｈａｓｅ Ｌｏｃｋｅｄ Ｌｏｏｐ）制御により、式（６）に基づく同期搬送波周波数ｆｃｓを演算することができる。なお、式（６）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。

[0036] 搬送波周波数設定部１６６は、回転速度ωｒに基づいて、同期搬送波周波数演算部１６５により演算された同期搬送波周波数ｆｃｓと、非同期搬送波周波数ｆｃｎｓとのいずれかを選択し、搬送波周波数ｆｃとして出力する。非同期搬送波周波数ｆｃｎｓは、搬送波周波数設定部１６６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ｆｃｎｓを複数用意しておき、その中でいずれかを回転速度ωｒに応じて選択してもよい。例えば、回転速度ωｒの値が大きいほど非同期搬送波周波数ｆｃｎｓの値が大きくなるように、搬送波周波数設定部１６６において非同期搬送波周波数ｆｃｎｓを選択し、搬送波周波数ｆｃとして出力することができる。

[0037] 次に、搬送波周波数調整部１６のうち、電圧位相誤差演算部１６４における電圧位相誤差Δθｖの演算方法の詳細について説明する。

[0038] 図４は、本発明の第１の実施形態に係る電圧位相誤差演算部１６４のブロック図である。電圧位相誤差演算部１６４は、基準電圧位相演算部１６４１、キャリア三角波位相テーブル１６４４、電圧位相差変換部１６４５、加算部１６４６、減算部１６４７を有する。

[0039] 基準電圧位相演算部１６４１は、同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃと電圧位相θｖに基づき、同期ＰＷＭ制御における搬送波の位相を固定するための基準電圧

位相θｖｂを演算する。基準電圧位相演算部１６４１により基準電圧位相θｖｂの演算が行われることで、電圧位相θｖに対する搬送波の周期と、基本波電流によってモータ２に発生する電磁加振力やトルク脈動の周期とを、互いに一致させることができる。

[0040] 図５は、基準電圧位相演算部１６４１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１６４１は、例えば図５に示すように、０から２πの間で同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃに応じた段数で階段状に変化する基準電圧位相θｖｂを演算する。なお、図５では説明を分かりやすくするため、同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃ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Ｎｃは、前述のようにＮｃ＝３、９または１５とすることが好ましい。あるいは、Ｎｃ＝６または１２としてもよい。

[0041] 本実施形態では処理負荷低減のため、例えば図５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１６５では後述するように、搬送波の谷割り区間において、電圧位相誤差Δθｖから同期搬送波周波数ｆｃｓ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１６４１は、この電圧位相誤差Δθｖの演算に用いられる基準電圧位相θｖｂを、図５に示すようにπ／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θｖｂの間隔は、同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃに応じて変化する。同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃが大きくなるほど、基準電圧位相θｖｂの間隔が小さくなる。

[0042] 具体的には、基準電圧位相演算部１６４１は、以下の式（７）～（８）に従い、電圧位相θｖ、同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃに基づいて基準電圧位相θｖｂを演算する。

$$\theta vb = int(\theta v / \theta s) \cdot \theta s + 0.5\theta s \quad \cdots (7)$$

$$\theta s = 2\pi / Nc \quad \cdots (8)$$

[0043] ここで、θｓは搬送波１つあたりの電圧位相θｖ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。

[0044] 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θｖｂが０ｒａｄとなるように、基準電圧位相演算部１６４１において式（７）～（８）に従い基準電圧位相θｖｂを演算している。しかしながら、基準電圧位相θｖｂが０ｒａｄとなる期間は山割り区間に限らない。電圧位相θｖを用いて、０から２πの間で同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃに応じた段数で階段状に変化する基準電圧位相θｖｂを演算できれば、式（７）～（８）以外の演算方法により、基準電圧位相演算部１６４１が基準電圧位相θｖｂの演算を行ってもよい。

[0045] キャリア三角波位相テーブル１６４４は、モータ２の電磁加振力やトルク脈動を低減するための位相差を表すテーブルである。ここでの位相差とは、基準電圧位相θｖｂに対する位相差を意味している。キャリア三角波位相テーブル１６４４は、回転速度ωｒ、トルク指令Ｔ＊および変調率Ｈの複数の値に対してそれぞれ設定されている。電圧位相誤差演算部１６４では、回転速度ωｒ、トルク指令Ｔ＊、変調率Ｈに基づいてキャリア三角波位相テーブル１６４４を参照することで、電磁加振力やトルク脈動の低減に適した位相差を特定することができる。

[0046] 例えばシミュレーションや実測などにより、電磁加振力やトルク脈動が低減される基準電圧位相θｖｂに対する位相差データを、回転速度ωｒ、トルク指令Ｔ＊、変調率Ｈごとに予め取得しておく。キャリア三角波位相テーブル１６４４は、予め取得したこれらの位相差データに基づいて設定される。ここで、変調率Ｈごとにキャリア三角波位相テーブル１６４４が設定される理由は、高調波電流によって生じる電磁加振力やトルク脈動の支配的な次数が変調率Ｈに応じて変化することを補償するためである。なお、キャリア三角波位相テーブル１６４４に基づいて出力される位相差は、電流位相差と電圧位相差のいずれであってもよい。本実施形態では、キャリア三角波位相テーブル１６４４から出力される位相差が電流位相差であり、後段の電圧位相差変換部１６４５において、電流位相差から電圧位相差への変換を行うもの

とする。

[0047] 電圧位相差変換部１６４５は、キャリア三角波位相テーブル１６４４から入力された電流位相差に０．５πを加算することで、電流位相差を電圧位相差に変換する。ここで０．５πを加算する理由は、高調波電流は基本波電流と比較して抵抗の影響を受けにくいため、主にモータ２のインダクタンス成分に流れる高調波電流の微分値（０．５π進み）が、モータ２の電圧に影響するためである。なお前述のように、キャリア三角波位相テーブル１６４４から出力される位相差を電圧位相差とした場合は、電圧位相差変換部１６４５を設ける必要がない。

[0048] 回転速度ωｒ、トルク指令Ｔ＊および変調率Ｈに基づき、キャリア三角波位相テーブル１６４４を参照して決定された上記の電圧位相差は、前述の搬送波位相差Δθｃａｒｒとして電圧位相誤差演算部１６４から出力される。これにより、搬送波周波数調整部１６では、基準電圧位相θｖｂを基準に三角波信号Ｔｒの位相を表す搬送波位相差Δθｃａｒｒを求めて、電流制御部１４に出力することができる。

[0049] 加算部１６４６は、基準電圧位相演算部１６４１にて演算した基準電圧位相θｖｂに、電圧位相差変換部１６４５にて演算した電圧位相差を加算し、高調波電流により生じる電磁加振力またはトルク脈動を低減するための補正基準電圧位相θｖｂ２を演算する。

[0050] 減算部１６４７は、電圧位相θｖから補正基準電圧位相θｖｂ２を減算し、電圧位相誤差Δθｖを演算する。

[0051] 電圧位相誤差演算部１６４では、以上説明したようにして、電圧位相誤差Δθｖおよび搬送波位相差Δθｃａｒｒが演算される。これにより、回転速度ωｒ、トルク指令Ｔ＊、変調率Ｈに基づき、三相電圧指令Ｖｕ＊、Ｖｖ＊、Ｖｗ＊に応じた基本波電流によるトルク脈動や電磁加振力が、パルス幅変調で用いられる搬送波によるトルク脈動や電磁加振力で相殺されるように、電圧位相誤差Δθｖを決定することができる。その結果、モータ２において生じるトルク脈動や電磁加振力を低減させるように、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変化させて、搬送波周波数ｆｃを設定することができる。

[0052] なお、搬送波周波数調整部１６において、上記の処理はモータ２の力行駆動時、回生駆動時のどちらで行ってもよい。力行駆動時はトルク指令Ｔ＊が正の値となり、回生駆動時にはトルク指令Ｔ＊が負の値となる。したがって、搬送波周波数調整部１６では、トルク指令Ｔ＊の値よりモータ２が力行駆動または回生駆動のいずれであるかの判断を実施し、その判断の結果に基づいて上述のような演算処理を電圧位相誤差演算部１６４において行うことにより、モータ２において生じるトルク脈動や電磁加振力を低減させるように、電圧位相誤差Δθｖを変化させて搬送波周波数ｆｃを設定することができる。

[0053] 続いて、モータ制御装置１における電流制御部１４の動作について説明する。本実施形態のモータ制御装置１は、前述のように、過変調制御時において電流制御部１４が行うｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の演算方法に特徴があり、以下でその詳細を述べる。

[0054] まず、変調波Ｖｍｏｄと搬送波Ｖｃａｒをそれぞれ式（９）、式（１０）のように定義する。式（９）では、基本波成分に３次成分を重畳する第３次調波注入方式を採用して、変調波Ｖｍｏｄを定義している。なお、変調波Ｖｍｏｄの基本波成分は、ｄｑ／三相電圧指令変換部１５から出力されてゲート信号生成部１８に入力される三相電圧指令Ｖｕ＊、Ｖｖ＊、Ｖｗ＊に相当する。この変調波Ｖｍｏｄがゲート信号生成部１８において搬送波Ｖｃａｒと比較されることにより、パルス幅変調が行われる。また式（１０）では、三角波生成部１７が生成する三角波信号Ｔｒを搬送波Ｖｃａｒとして定義している。

Ｖｍｏｄ＝Ｅ×ｓｉｎ（ωｔ）＋Ｅ／６×ｓｉｎ（３ωｔ） ・・・（９）

Ｖｃａｒ＝ｓｉｎ（Ｎｃ×ωｔ＋Δθｃａｒｒ） ・・・（１０）

※Ｅ：電圧指令のゲイン

ω：電気角周波数

ｔ：時間

[0055] 図６は、変調率を１．２５（過変調）としたときの変調波Ｖｍｏｄと搬送波Ｖｃａｒの関係を示す図である。図６において、（ａ）はΔθｃａｒｒ＝０度の場合における変調波Ｖｍｏｄと搬送波Ｖｃａｒの関係を示し、（ｂ）はΔθｃａｒｒ＝９０度の場合における変調波Ｖｍｏｄと搬送波Ｖｃａｒの関係を示し、（ｃ）はΔθｃａｒｒ＝１８０度の場合における変調波Ｖｍｏｄと搬送波Ｖｃａｒの関係を示し、（ｄ）はΔθｃａｒｒ＝２７０度の場合における変調波Ｖｍｏｄと搬送波Ｖｃａｒの関係を示している。

[0056] 図７は、電圧指令のゲインＥとインバータ３の出力電圧との関係を示す図である。図７において、（ａ）はΔθｃａｒｒ＝０度、９０度、１８０度、２７０度の各場合、すなわち図６（ａ）～（ｄ）の各場合における電圧指令のゲインＥとインバータ３の出力電圧位相との関係を示している。また、（ｂ）はΔθｃａｒｒ＝０度、９０度、１８０度、２７０度の各場合、すなわち図６（ａ）～（ｄ）の各場合における電圧指令のゲインＥとインバータ３の出力電圧振幅との関係を示している。なお、図７（ａ）に示したインバータ３の出力電圧位相は、変調波Ｖｍｏｄの位相を基準としたものであり、変調波Ｖｍｏｄとインバータ３の出力電圧との位相差に相当する。また、図７（ｂ）に示したインバータ３の出力電圧振幅は、電源電圧Ｈｖｄｃを基準としたものであり、変調率に相当する。

[0057] 図７から、搬送波位相差Δθｃａｒｒの値に応じて、電圧指令のゲインＥとインバータ３の出力電圧（三相交流電圧Ｖｕ、Ｖｖ、Ｖｗ）との関係が変化することが分かる。図７（ａ）では、インバータ３の出力電圧位相は電圧指令のゲインＥの値に関わらず０度（変化なし）となるべきところが、Δθｃａｒｒ＝９０度、２７０度の場合には±７度の範囲で変動することが確認できる。この傾向は、変調率が１．１５を超過した過変調時に顕著となる。また図７（ｂ）では、インバータ３の出力電圧振幅は電圧指令のゲインＥに比例して一定の傾きで線形に変化すべきところが、変調率が１．１５を超過

した過変調時に傾きが変化し、その傾きはΔθｃａｒｒの値に応じて異なることが確認できる。

[0058] 本実施形態のモータ制御装置１では、上述のように搬送波位相差Δθｃａｒｒの値に応じて変化するインバータ３の出力電圧の振幅と位相の誤差を低減するために、電流制御部１４において、過変調時にはΔθｃａｒｒの値に基づいて、ｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の振幅と位相の補正を行う。これにより、過変調時におけるモータ制御を適切に実施できるようにするものである。以下では、図８から図１１を用いてその詳細を述べる。

[0059] 図８は、本発明の第１の実施形態に係る電流制御部１４のブロック図である。電流制御部１４は、減算部１４１ａ，１４１ｂ、ｄ軸電流制御部１４２ａ、ｑ軸電流制御部１４２ｂ、変調率演算部１４３、振幅／位相算出部１４４、振幅／位相補正部１４５、補正電圧指令算出部１４６、切替部１４７を有する。

[0060] 減算部１４１ａは、電流指令生成部１１の出力であるｄ軸電流指令Ｉｄ＊と三相／ｄｑ変換電流制御部１３の出力であるｄ軸電流Ｉｄとの偏差を求める。一方、減算部１４１ｂは、電流指令生成部１１の出力であるｑ軸電流指令Ｉｑ＊と三相／ｄｑ変換電流制御部１３の出力であるｑ軸電流Ｉｑとの偏差を求める。

[0061] ｄ軸電流制御部（ＩｄＡＣＲ）１４２ａは、減算部１４１ａにより算出される電流偏差が零になるように、ｄｑ座標軸上の第１のｄ軸電圧指令Ｖｄ１＊を演算する。一方、ｑ軸電流制御部（ＩｑＡＣＲ）１４２ｂは、減算部１４１ｂにより算出される電流偏差が零になるように、ｄｑ座標軸上の第１のｑ軸電圧指令Ｖｑ１＊を演算する。

[0062] 変調率演算部１４３は、以下の式（１１）（＝式（５））に従い、ｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊、電源電圧Ｈｖｄｃに基づいて変調率Ｈを演算する。なお、前述したように変調率Ｈは、高圧バッテリ５からインバータ３に供給される直流電力と、インバータ３からモータ２に出力され

る交流電力との電圧振幅比を表している。

Ｈ＝√（Ｖｄ＾２＋Ｖｑ＾２）／（Ｈｖｄｃ／２）　・・・（１１）

[0063] 振幅／位相算出部１４４は、ｄ軸電流制御部１４２ａにより算出された第１のｄ軸電圧指令Ｖｄ１＊と、ｑ軸電流制御部１４２ｂにより算出された第１のｑ軸電圧指令Ｖｑ１＊から、以下の式（１２）と式（１３）に従い、第１の電圧振幅｜Ｖ１＊｜と第１の電圧位相θ１＊を算出する。

｜Ｖ１＊｜＝√（Ｖｄ１＊＾２＋Ｖｑ１＊＾２）　・・・（１２）

θ１＊＝ａｔａｎ（Ｖｑ１＊／－Ｖｄ１＊）　・・・（１３）

[0064] 振幅／位相補正部１４５は、搬送波周波数調整部１６から入力される搬送波位相差Δθｃａｒｒに基づき、振幅／位相算出部１４４により算出された第１の電圧振幅｜Ｖ１＊｜と第１の電圧位相θ１＊をそれぞれ補正して、第２の電圧振幅｜Ｖ２＊｜および第２の電圧位相θ２＊を算出する。例えば振幅／位相補正部１４５は、搬送波位相差Δθｃａｒｒの様々な値について予め計算された第１の電圧振幅｜Ｖ１＊｜と第２の電圧振幅｜Ｖ２＊｜の関係、および第１の電圧位相θ１＊と第２の電圧位相θ２＊の関係を、補正マップ情報としてそれぞれ記憶しておく。具体的には、前述の電圧位相誤差Δθｖを一定とした場合に第１のｄ軸電圧指令Ｖｄ１＊および第１のｑ軸電圧指令Ｖｑ１＊に基づいてインバータ３から出力される三相交流電圧Ｖｕ、Ｖｖ、Ｖｗの振幅および位相と、電圧位相誤差演算部１６４において電圧位相誤差Δθｖを変化させた場合に、第２の電圧振幅｜Ｖ２＊｜および第２の電圧位相θ２＊に応じて決定される第２のｄ軸電圧指令Ｖｄ２＊および第２のｑ軸電圧指令Ｖｑ２＊に基づいてインバータ３から出力される三相交流電圧Ｖｕ、Ｖｖ、Ｖｗの振幅および位相との差が、それぞれ所定の範囲内となるように、予め補正マップ情報を作成して振幅／位相補正部１４５に記憶しておく。そして、入力された搬送波位相差Δθｃａｒｒ、第１の電圧振幅｜Ｖ１＊｜および第１の電圧位相θ１＊に基づいて、予め記憶された補正マップ情報をマップ検索することで、第２の電圧振幅｜Ｖ２＊｜と第２の電圧位相θ２＊を算出することができる。

[0065] 図９、図１０、図１１は、それぞれ第１の電圧位相θ１＊が３０度、６０度、９０度であるときの第２の電圧振幅｜Ｖ２＊｜と第１の電圧振幅｜Ｖ１＊｜および第２の電圧位相θ２＊との関係を示している。具体的には、図９（ａ）は、θ１＊＝３０度であり、Δθｃａｒｒ＝０度、９０度、１８０度、２７０度の各場合における｜Ｖ２＊｜とθ２＊の関係を示している。図９（ｂ）は、θ１＊＝３０度であり、Δθｃａｒｒ＝０度、９０度、１８０度、２７０度の各場合における｜Ｖ２＊｜と｜Ｖ１＊｜の関係を示している。図１０（ａ）は、θ１＊＝６０度であり、Δθｃａｒｒ＝０度、９０度、１８０度、２７０度の各場合における｜Ｖ２＊｜とθ２＊の関係を示している。図１０（ｂ）は、θ１＊＝６０度であり、Δθｃａｒｒ＝０度、９０度、１８０度、２７０度の各場合における｜Ｖ２＊｜と｜Ｖ１＊｜の関係を示している。図１１（ａ）は、θ１＊＝９０度であり、Δθｃａｒｒ＝０度、９０度、１８０度、２７０度の各場合における｜Ｖ２＊｜とθ２＊の関係を示している。図１１（ｂ）は、θ１＊＝９０度であり、Δθｃａｒｒ＝０度、９０度、１８０度、２７０度の各場合における｜Ｖ２＊｜と｜Ｖ１＊｜の関係を示している。なお、図９、図１０、図１１において、｜Ｖ１＊｜と｜Ｖ２＊｜は全て変調率の定義で規格化している。

[0066] 振幅／位相補正部１４５は、図９～図１１で示した第２の電圧振幅｜Ｖ２＊｜と第１の電圧振幅｜Ｖ１＊｜および第２の電圧位相θ２＊との関係から、例えば以下のようにして、第２の電圧振幅｜Ｖ２＊｜および第２の電圧位相θ２＊を求めることができる。

[0067] まず振幅／位相補正部１４５は、入力された第１の電圧位相θ１＊の値に基づいて、図９～図１１のいずれかを選択する。すなわち、θ１＊＝３０度の場合は図９を、θ１＊＝６０度の場合は図１０を、θ１＊＝９０度の場合は図１１をそれぞれ選択する。なお、ここではθ１＊の値が３０度刻みであり、これに応じて図９～図１１のいずれかを選択することとしたが、θ１＊の刻み幅が３０度以外の場合も同様の手法を適用可能である。その場合には、θ１＊の刻み幅に対応した分だけ、第２の電圧振幅｜Ｖ２＊｜と第１の電

圧振幅｜Ｖ１＊｜および第２の電圧位相θ２＊との関係を振幅／位相補正部１４５に予め記憶しておき、その中からθ１＊の値に対応するものを選択すればよい。

[0068] 図９～図１１のいずれかを選択したら、次に振幅／位相補正部１４５は、選択した図を参照して、入力されたΔθｃａｒｒと｜Ｖ１＊｜の値に対応する｜Ｖ２＊｜、θ２＊の値を求める。例えばθ１＊＝３０度であり、図９を選択した場合には、Δθｃａｒｒの値に対応する｜Ｖ１＊｜と｜Ｖ２＊｜の関係を図９（ｂ）において選択し、その関係に基づいて、｜Ｖ１＊｜の値に対応する｜Ｖ２＊｜の値を求める。そして、Δθｃａｒｒの値に対応するθ２＊と｜Ｖ２＊｜の関係を図９（ａ）において選択し、その関係に基づいて、図９（ｂ）で求められた｜Ｖ２＊｜の値に対応するθ２＊の値を求める。これにより、第２の電圧振幅｜Ｖ２＊｜および第２の電圧位相θ２＊を求めることができる。

[0069] 振幅／位相補正部１４５は、上記のような手法で｜Ｖ２＊｜、θ２＊の値をそれぞれ求めることにより、搬送波周波数調整部１６から入力される搬送波位相差Δθｃａｒｒに基づいて、第１の電圧振幅｜Ｖ１＊｜と第１の電圧位相θ１＊をそれぞれ補正し、第２の電圧振幅｜Ｖ２＊｜および第２の電圧位相θ２＊を算出することができる。なお、図９～図１１では、搬送波位相差Δθｃａｒｒの値を９０度刻みに設定して、第２の電圧振幅｜Ｖ２＊｜と第１の電圧振幅｜Ｖ１＊｜および第２の電圧位相θ２＊との関係を示している。

しかしながら、搬送波位相差Δθｃａｒｒの刻み幅を９０度以外にしてもよい。刻み幅をより細かくすることで、第２の電圧振幅｜Ｖ２＊｜および第２の電圧位相θ２＊の精度を向上できる。

[0070] 補正電圧指令算出部１４６は、振幅／位相補正部１４５により求められた第２の電圧振幅｜Ｖ２＊｜および第２の電圧位相θ２＊から、以下の式（１４）と式（１５）に従い、第２のｄ軸電圧指令Ｖｄ２＊および第２のｑ軸電圧指令Ｖｑ２＊を算出する。

$$Vd1^{*} = -|V2^{*}|\sin\theta 2^{*} \quad \cdots (14)$$

$$Vq1^{*} = |V2^{*}|\cos\theta 2^{*} \quad \cdots (15)$$

[0071] 切替部１４７は、変調率演算部１４３により算出される変調率Ｈの値に基づいて、ｄ軸電流制御部１４２ａ、ｑ軸電流制御部１４２ｂによりそれぞれ算出された第１のｄ軸電圧指令Ｖｄ１＊および第１のｑ軸電圧指令Ｖｑ１＊、または、補正電圧指令算出部１４６により算出された第２のｄ軸電圧指令Ｖｄ２＊および第２のｑ軸電圧指令Ｖｑ２＊のいずれかの組合せを選択する。そして、選択したｄ軸電圧指令とｑ軸電圧指令の組合せを、電流制御部１４によるｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の演算結果として出力する。具体的には、例えば、変調率Ｈの値が１．１５以下のときには、第１のｄ軸電圧指令Ｖｄ１＊と第１のｑ軸電圧指令Ｖｑ１＊の組合せを選択して出力し、変調率Ｈの値が１．１５を超過した時に、第１のｄ軸電圧指令Ｖｄ１＊と第１のｑ軸電圧指令Ｖｑ１＊の組合せから、第２のｄ軸電圧指令Ｖｄ２＊と第２のｑ軸電圧指令Ｖｑ２＊の組合せへと切り替える。このとき、インバータ３の出力電圧において切替ショックが発生しないように、切替前後における電圧指令の変化レートを一定値以下に制限してもよい。また、変調率Ｈの上昇時と下降時とで、切替部１４７が切り替えを行う変調率Ｈを異なる値とすることにより、切替部１４７にヒステリシスを設けてチャタリングを防止するようにしてもよい。

[0072] また、変調率Ｈが１．１５を下回る場合においても、インバータ３の出力電圧の振幅と位相は、搬送波位相Δθｃａｒｒの値に応じて若干変化する。そのため、この場合でも上記の構成によって電圧振幅と位相の誤差を低減してもよい。

[0073] 電流制御部１４は、以上説明したようにして、変調率Ｈの値が所定値、例えば１．１５以上のときには、ｄ軸電流制御部１４２ａ、ｑ軸電流制御部１４２ｂでそれぞれ算出した第１のｄ軸電圧指令Ｖｄ１＊および第１のｑ軸電圧指令Ｖｑ１＊に替えて、補正電圧指令算出部１４６で算出した第２のｄ軸電圧指令Ｖｄ２＊および第２のｑ軸電圧指令Ｖｑ２＊を、ｄ軸電圧指令Ｖｄ

＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊として出力する。このとき補正電圧指令算出部１４６は、搬送波である三角波信号Ｔｒの位相を表す搬送波位相差Δθｃａｒｒに基づいて振幅／位相補正部１４５が求めた第２の電圧振幅｜Ｖ２＊｜および第２の電圧位相θ２＊を用いて、第２のｄ軸電圧指令Ｖｄ２＊および第２のｑ軸電圧指令Ｖｑ２＊を算出する。これにより、電圧位相誤差Δθｖを変化させたときのインバータ３の出力電圧の振幅と位相の誤差がそれぞれ低減されて所定の範囲内となるように、搬送波位相差Δθｃａｒｒに基づき、ｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の振幅および位相をそれぞれ補正することができる。

[0074] 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。

[0075] （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、トルク指令Ｔ＊に応じたｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊を生成する電流制御部１４と、搬送波である三角波信号Ｔｒを生成する三角波生成部１７と、三角波信号Ｔｒの周波数を表す搬送波周波数ｆｃを調整する搬送波周波数調整部１６と、三角波信号Ｔｒを用いて三相電圧指令Ｖｕ＊、Ｖｖ＊、Ｖｗ＊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。搬送波周波数調整部１６は、三相電圧指令Ｖｕ＊、Ｖｖ＊、Ｖｗ＊と三角波信号Ｔｒの位相差を表す電圧位相誤差Δθｖを変化させるように、搬送波周波数ｆｃを調整する。電流制御部１４は、高圧バッテリ５からインバータ３に供給される直流電力と、インバータ３からモータ２に出力される交流電力との電圧振幅比との電圧振幅比に応じた変調率Ｈが所定値、例えば１．１５を超えたときに、三角波信号Ｔｒの位相を表す搬送波位相差Δθｃａｒｒに基づいてｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の振幅および位相を補正する。このようにすることで、過変調時におけるモータ制御を適切に実施することができる。

[0076] （２）電流制御部１４は、電圧位相誤差Δθｖを一定とした場合に補正前の第１のｄ軸電圧指令Ｖｄ１＊および第１のｑ軸電圧指令Ｖｑ１＊に基づいてインバータ３から出力される三相交流電圧Ｖｕ、Ｖｖ、Ｖｗの振幅および位相と、電圧位相誤差Δθｖを変化させた場合に補正後の第２のｄ軸電圧指令Ｖｄ２＊および第２のｑ軸電圧指令Ｖｑ２＊に基づいてインバータ３から出力される三相交流電圧Ｖｕ、Ｖｖ、Ｖｗの振幅および位相との差が、それぞれ所定の範囲内となるように、ｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の振幅および位相を補正する。このようにすることで、変調率が１．１５を超過した過変調時に、電圧位相誤差Δθｖを変化させるように搬送波周波数ｆｃを調整しても、インバータ３の出力電圧において所望の電圧振幅と電圧位相を得ることができる。そのため、モータ２においてトルクを安定して出力することができる。

[0077] （３）搬送波周波数調整部１６は、トルク指令Ｔ＊と、モータ２の回転速度ωｒとに基づき、電圧位相誤差Δθｖを変化させるように、搬送波周波数ｆｃを調整する。このようにしたので、モータ２で発生する振動や騒音を効果的に抑制できる。

[0078] （４）搬送波周波数調整部１６は、トルク指令Ｔ＊と、回転速度ωｒと、インバータ３に供給される直流電力とインバータ３から出力される交流電力との電圧振幅比を表す変調率Ｈとに基づき、電圧位相誤差Δθｖを変化させる。このようにしたので、高調波電流によって生じる電磁加振力やトルク脈動の支配的な次数が変調率Ｈに応じて変化し、これによりモータ２の振動や騒音が変調率Ｈに応じて変化するような場合でも、その変化を確実に補償して、モータ２で発生する振動や騒音を効果的に抑制できる。

[0079] （５）搬送波周波数調整部１６は、同期ＰＷＭ搬送波数選択部１６１により同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃを所定の整数値に選択することで、搬送波周波数ｆｃが三相電圧指令Ｖｕ＊、Ｖｖ＊、Ｖｗ＊の周波数の整数倍となるように、搬送波周波数ｆｃを調整する。このようにしたので、三相電圧指令Ｖｕ＊、Ｖｖ＊、Ｖｗ＊の電圧波形に対して、搬送波である三角波信号Ｔｒの周期と

位相がそれぞれ所望の関係となるように調整し、同期ＰＷＭ制御を確実に行うことができる。

[0080] （６）電流制御部１４は、上記の所定値を１．１５として、変調率Ｈが１．１５を超過したときに、ｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の振幅および位相を補正する。

このようにしたので、電圧位相誤差Δθｖを変化させるように搬送波周波数ｆｃを調整したときに、インバータ３の出力電圧における振幅と位相の誤差が顕著に大きくなる過変調時において、ｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の振幅および位相を確実に補正することができる。

[0081] （７）変調率Ｈが上昇しているときに電流制御部１４においてｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の振幅および位相の補正を行う変調率Ｈの所定値と、変調率Ｈが下降しているときに電流制御部１４においてｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の振幅および位相の補正を行う変調率Ｈの所定値とを、異なる値としてもよい。このようにすれば、変調率Ｈが所定値を挟んで上昇と下降を繰り返す場合に、補正の有無が頻繁に切り替わるチャタリングを防止できる。そのため、インバータ３の出力電圧の変動を抑えることができる。

[0082] （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。本実施形態では、同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃに応じて、ｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の振幅および位相の補正の有無を切り替える例を説明する。

[0083] 図１２は、本発明の第２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。本実施形態におけるモータ制御装置１の構成は、第１の実施形態で説明した図２の構成と比較して、電流制御部１４と搬送波周波数調整部１６が電流制御部１４Ａ、搬送波周波数調整部１６Ａにそれぞれ置き換えられている。これ以外の点は、第１の実施形態と同じであるため、以下では説明を省略する。

[0084] 搬送波周波数調整部１６Ａは、第１の実施形態で説明した搬送波周波数調

整部１６の機能に加えて、同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃを出力する機能を有している。搬送波周波数調整部１６Ａから出力された同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃは、電流制御部１４Ａに入力される。

[0085] 電流制御部１４Ａは、第１の実施形態で説明した電流制御部１４と同様に、搬送波位相差Δθｃａｒｒの値に応じて変化するインバータ３の出力電圧の振幅と位相の誤差を低減するために、過変調時にΔθｃａｒｒの値に基づくｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の補正を行う。このとき、搬送波周波数調整部１６Ａから入力される同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃをさらに用いて、ｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊に対する補正の有無を切り替える。

[0086] 図１３は、本発明の第２の実施形態に係る搬送波周波数調整部１６Ａのブロック図である。搬送波周波数調整部１６Ａは、第１の実施形態において図３で説明した搬送波周波数調整部１６と比較して、同期ＰＷＭ搬送波数選択部１６１にて選択された同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃが搬送波周波数調整部１６Ａから出力されるようになっている点以外は、同様の構成を有している。

[0087] 図１４は、本発明の第２の実施形態に係る電流制御部１４Ａのブロック図である。電流制御部１４Ａは、第１の実施形態において図８で説明した電流制御部１４と比較して、切替部１４７が切替部１４７Ａに置き換えられている。これ以外の点は、第１の実施形態と同様の構成を有している。

[0088] 切替部１４７Ａには、変調率演算部１４３により算出される変調率Ｈと、搬送波周波数調整部１６Ａから出力される同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃとが入力される。切替部１４７Ａは、これらの値に基づいて、ｄ軸電流制御部１４２ａ、ｑ軸電流制御部１４２ｂによりそれぞれ算出された第１のｄ軸電圧指令Ｖｄ１＊および第１のｑ軸電圧指令Ｖｑ１＊、または、補正電圧指令算出部１４６により算出された第２のｄ軸電圧指令Ｖｄ２＊および第２のｑ軸電圧指令Ｖｑ２＊のいずれかの組合せを選択する。そして、選択したｄ軸電圧指令とｑ軸電圧指令の組合せを、電流制御部１４によるｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の演算結果として出力する。

[0089] 具体的には、例えば、変調率Ｈの値が１．１５以下という条件と、同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃが所定値以上という条件の少なくとも一つを満たす場合には、第１のｄ軸電圧指令Ｖｄ１＊と第１のｑ軸電圧指令Ｖｑ１＊の組合せを選択して出力する。一方、これらの条件のいずれも満たさない場合、すなわち、変調率Ｈの値が１．１５を超過しており、かつ、同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃが所定値未満の場合には、第１のｄ軸電圧指令Ｖｄ１＊と第１のｑ軸電圧指令Ｖｑ１＊の組合せから、第２のｄ軸電圧指令Ｖｄ２＊と第２のｑ軸電圧指令Ｖｑ２＊の組合せへと切り替える。これにより、変調率Ｈに加えて、変調波Ｖｍｏｄ（三相電圧指令Ｖｕ＊、Ｖｖ＊、Ｖｗ＊）の１周期当たりの搬送波の数を表す同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃをさらに考慮して、電流制御部１４Ａから出力されるｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の振幅および位相の補正の有無を切り替えるようにしている。なお前述のように、同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃは３の倍数とすることが好ましい。

[0090] 本実施形態の電流制御部１４Ａにおいても、第１の実施形態で説明した電流制御部１４と同様に、切替前後における電圧指令の変化レートを一定値以下に制限したり、変調率Ｈの上昇時と下降時とで切替部１４７Ａにヒステリシスを設けたりしてもよい。さらに、同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃの変化に応じて、第１のｄ軸電圧指令Ｖｄ１＊と第１のｑ軸電圧指令Ｖｑ１＊の組合せから、第２のｄ軸電圧指令Ｖｄ２＊と第２のｑ軸電圧指令Ｖｑ２＊の組合せへと切り替える場合、またはこれと反対に切り替える際に、切替前後での電圧指令の振幅および位相をそれぞれ連続的に変化させるようにしてもよい。このようにすれば、インバータ３の出力電圧において切替ショックが発生するのを防止し、滑らかなモータ制御を実現することができる。

[0091] 以上説明した本発明の第２の実施形態によれば、電流制御部１４Ａは、電圧指令の１周期当たりの搬送波の数を表す同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃに基づいて、ｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の振幅および位相に対する補正の有無を切り替える。例えば、同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃが３の倍数である所定の整数以上のときには、ｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖ

ｑ＊の振幅および位相に対する補正を行わないようにすることが好ましい。このようにしたので、同期ＰＷＭ搬送波数Ｎｃが十分に大きく、そのため、電圧位相誤差Δθｖを変化させるように搬送波周波数ｆｃを調整しても、インバータ３の出力電圧における振幅と位相の誤差が十分に小さい場合には、ｄ軸電圧指令Ｖｄ＊およびｑ軸電圧指令Ｖｑ＊の振幅および位相に対する補正を省略することができる。したがって、モータ制御装置１の負荷を軽減することができる。

[0092] （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。

[0093] 図１５は、本発明の第３の実施の形態における機電一体ユニット７１の外観斜視図である。機電一体ユニット７１は、第１、第２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。

[0094] この機電一体ユニット７１の特徴は、モータ２とインバータ３とギア７１１とが一体となった構造である。機電一体ユニット７１では、このような一体構造による小型化が強く要求されながら、従来と同等の高効率性能が要求される。そのため、第１、第２の実施形態で説明したモータ制御装置１を用いることで、電圧位相誤差Δθｖを自在に変化させながら、変調率を向上し直流電圧を有効活用できる。そのため、モータ体格を小型化でき、小型・高効率な機電一体ユニットを実現できる。

[0095] （第４の実施形態） 次に、図１６を用いて、第１、第２の実施形態で説明したモータ駆動システム１００を車両に適用した実施形態を説明する。

[0096] 図１６は、本発明の第４の実施形態に係るハイブリッド自動車システムの構成図である。本実施形態ハイブリッド自動車システムは、図１６に示すよ

うに、モータ２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。

[0097] 図１６に示すハイブリッド自動車システムにおいて、車体８００のフロント部には、前輪車軸８０１が回転可能に軸支されており、前輪車軸８０１の両端には、前輪８０２、８０３が設けられている。車体８００のリア部には、後輪車軸８０４が回転可能に軸支されており、後輪車軸８０４の両端には後輪８０５、８０６が設けられている。

[0098] 前輪車軸８０１の中央部には、動力分配機構であるディファレンシャルギア８１１が設けられており、エンジン８１０から変速機８１２を介して伝達された回転駆動力を左右の前輪車軸８０１に分配するようになっている。

[0099] エンジン８１０のクランクシャフトに設けられたプーリーとモータ２の回転軸に設けられたプーリーとがベルトを介して機械的に連結されている。

[0100] これにより、モータ２の回転駆動力がエンジン８１０に、エンジン８１０の回転駆動力がモータ２にそれぞれ伝達できるようになっている。モータ２は、モータ制御装置１の制御に応じてインバータ３から出力された三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、三相交流電力に応じた回転駆動力を発生する。

[0101] すなわち、モータ２は、モータ制御装置１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８１０の回転駆動力を受けてロータが回転することによって、ステータのステータコイルに起電力が誘起され、三相交流電力を発生する発電機として動作する。

[0102] インバータ３は、高電圧（４２Ｖあるいは３００Ｖ）系電源である高圧バッテリ５から供給された直流電力を三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に従って、モータ２のステータコイルに流れる三相交流電流を制御する。

[0103] モータ２によって発電された三相交流電力は、インバータ３によって直流電力に変換されて高圧バッテリ５を充電する。高圧バッテリ５にはＤＣ－ＤＣコンバータ８２４を介して低圧バッテリ８２３に電気的に接続されている

。低圧バッテリ８２３は、自動車の低電圧（１４Ｖ）系電源を構成するものであり、エンジン８１０を初期始動（コールド始動）させるスタータ８２５、ラジオ、ライトなどの電源に用いられている。

[0104] 車両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８１０を停止させ、再発車時にエンジン８１０を再始動（ホット始動）させる時には、インバータ３でモータ２を駆動し、エンジン８１０を再始動させる。尚、アイドルストップモードにおいて、高圧バッテリ５の充電量が不足している場合や、エンジン８１０が十分に温まっていない場合などにおいては、エンジン８１０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８１０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２を駆動させて補機類を駆動する。

[0105] 加速モード時や高負荷運転モードにある時にも、モータ２を駆動させてエンジン８１０の駆動をアシストする。逆に、高圧バッテリ５の充電が必要な充電モードにある時には、エンジン８１０によってモータ２を発電させて高圧バッテリ５を充電する。すなわち、車両の制動時や減速時などの回生モードを行う。

[0106] 第１、第２の実施形態で説明したモータ駆動システム１００を用いて実現される図１６のハイブリッド自動車システムでは、モータ２の磁石温度が所定値を超えた場合でも、線間電圧実効値、直流電圧（昇圧システムの場合）、モータ回転数（エンジン発電機の場合）を変化させることで、電圧絶対値が所定の範囲とならなくなり、スイッチング周波数の２倍の高調波電圧が発生しなくなる。その結果、ロータ磁石の渦電流損失を低減でき、電気自動車やハイブリッド自動車などの環境対応車で使用されるモータの連続定格を向上できる。つまり、高速での坂道走行などの連続走行で必要なトルクを向上できる。

[0107] 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

[0108] １…モータ制御装置、２…永久磁石同期モータ（モータ）、３…インバータ、４…回転位置センサ、５…高圧バッテリ、７…電流検出手段、１１…電流指令生成部、１２…速度算出部、１３…三相／ｄｑ変換電流制御部、１４，１４Ａ…電流制御部、１５…ｄｑ／三相電圧指令変換部、１６，１６Ａ…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、４１…回転位置検出器、７１…機電一体ユニット、１００…モータ駆動システム、１４１ａ，１４１ｂ…減算部、１４２ａ…ｄ軸電流制御部（ＩｄＡＣＲ）、１４２ｂ…ｑ軸電流制御部（ＩｑＡＣＲ）、１４３…変調率演算部、１４４…振幅／位相算出部、１４５…振幅／位相補正部、１４６…補正電圧指令算出部、１４７…切替部、１６１…同期ＰＷＭ搬送波数選択部、１６２…電圧位相演算部、１６３…変調率演算部、１６４…電圧位相誤差演算部、１６５…同期搬送波周波数演算部、１６６…搬送波周波数設定部、７１１…ギア、７１２…バスバー、７１３…結合部、８００…車体、８０１…前輪車軸、８０２…前輪、８０３…前輪、８０４…後輪車軸、８０５…後輪、８０６…後輪、８１０…エンジン、８１０ａ…プーリー、８１１…ディファレンシャルギア、８１２…変速機、８２３…低圧バッテリ、８２４…ＤＣ－ＤＣコンバータ、８２５…スタータ、１６４１…基準電圧位相演算部、１６４４…キャリア三角波位相テーブル、１６４５…電圧位相差変換部、１６４６…加算部、１６４７…減算部

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、

トルク指令に応じた電圧指令を生成する電流制御部と、

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前記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変化させるように、前記搬送波の周波数を調整し、

前記電流制御部は、前記直流電力と前記交流電力との電圧振幅比に応じた変調率が所定値を超えたときに、前記搬送波の位相に基づいて前記電圧指令の振幅および位相を補正するモータ制御装置。

[請求項2] 請求項１に記載のモータ制御装置において、

前記電流制御部は、前記位相差を一定とした場合に補正前の前記電圧指令に基づいて前記電力変換器から出力される交流電圧の振幅および位相と、前記位相差を変化させた場合に補正後の前記電圧指令に基づいて前記電力変換器から出力される交流電圧の振幅および位相との差が、それぞれ所定の範囲内となるように、前記電圧指令の振幅および位相を補正するモータ制御装置。

[請求項3] 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、前記トルク指令と、前記交流モータの回転速度とに基づき、前記位相差を変化させるように、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、前記トルク指令と、前記回転速度と、

前記電圧振幅比とに基づき、前記位相差を変化させることを特徴とするモータ制御装置。

[請求項5] 請求項１に記載のモータ制御装置において、

前記搬送波周波数調整部は、前記搬送波の周波数が前記電圧指令の周波数の整数倍となるように、前記搬送波の周波数を調整するモータ制御装置。

[請求項6] 請求項５に記載のモータ制御装置において、

前記電流制御部は、前記電圧指令の１周期当たりの前記搬送波の数に基づいて、前記電圧指令の振幅および位相に対する補正の有無を切り替えるモータ制御装置。

[請求項7] 請求項６に記載のモータ制御装置において、

前記電流制御部は、前記電圧指令の１周期当たりの前記搬送波の数が３の倍数である所定の整数以上のときには、前記補正を行わないモータ制御装置。

[請求項8] 請求項６に記載のモータ制御装置において、

前記電流制御部は、前記電圧指令の１周期当たりの前記搬送波の数が変化したときには、前記電圧指令の振幅および位相をそれぞれ連続的に変化させるモータ制御装置。

[請求項9] 請求項１に記載のモータ制御装置において、

前記所定値は１．１５であるモータ制御装置。

[請求項10] 請求項１に記載のモータ制御装置において、

前記変調率が上昇しているときの前記所定値と、前記変調率が下降しているときの前記所定値とを、異なる値とするモータ制御装置。

[請求項11] 請求項１乃至１０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12] 請求項１乃至１０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走行する電動車両システム。

[請求項13] 直流電力から交流電力への電力変換を行う電力変換器の動作を制御し、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方法であって、

トルク指令に応じた電圧指令を生成し、

搬送波を生成し、

前記電圧指令と前記搬送波の位相差を変化させるように、前記搬送波の周波数を調整し、

前記搬送波を用いて前記電圧指令をパルス幅変調することで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し、

前記電圧指令の生成において、前記直流電力と前記交流電力との電圧振幅比に応じた変調率が所定値を超えたときには、前記搬送波の位相に基づいて前記電圧指令の振幅および位相を補正するモータ制御方法。

[図1]

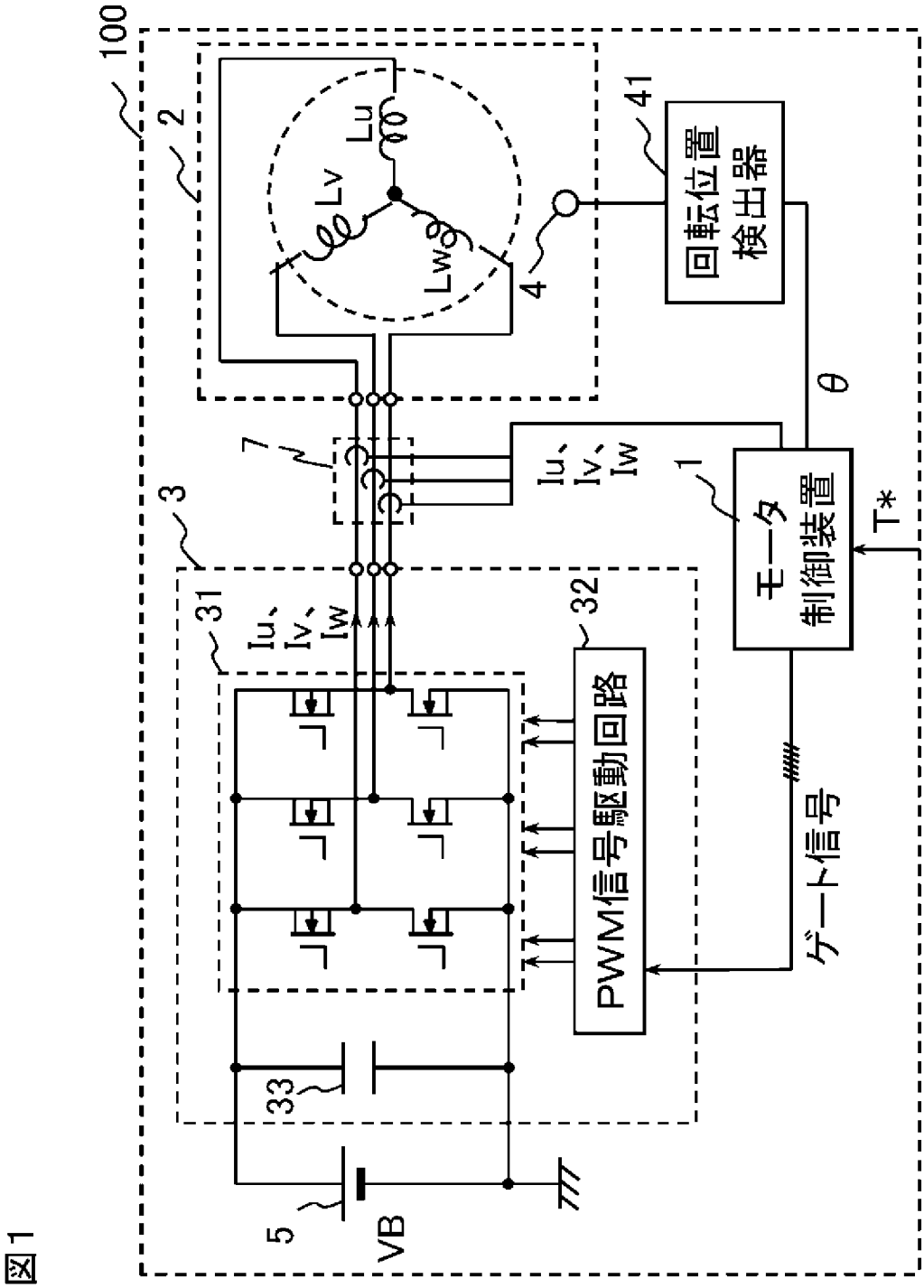

100
2
Lu
Lv
Lw
4
41
回転位置
検出器
θ
7
Iu、
Iv、
Iw
1
モータ
制御装置
T*
3
31
32
PWM信号駆動回路
ゲート信号
33
5
VB

図1

[図2]

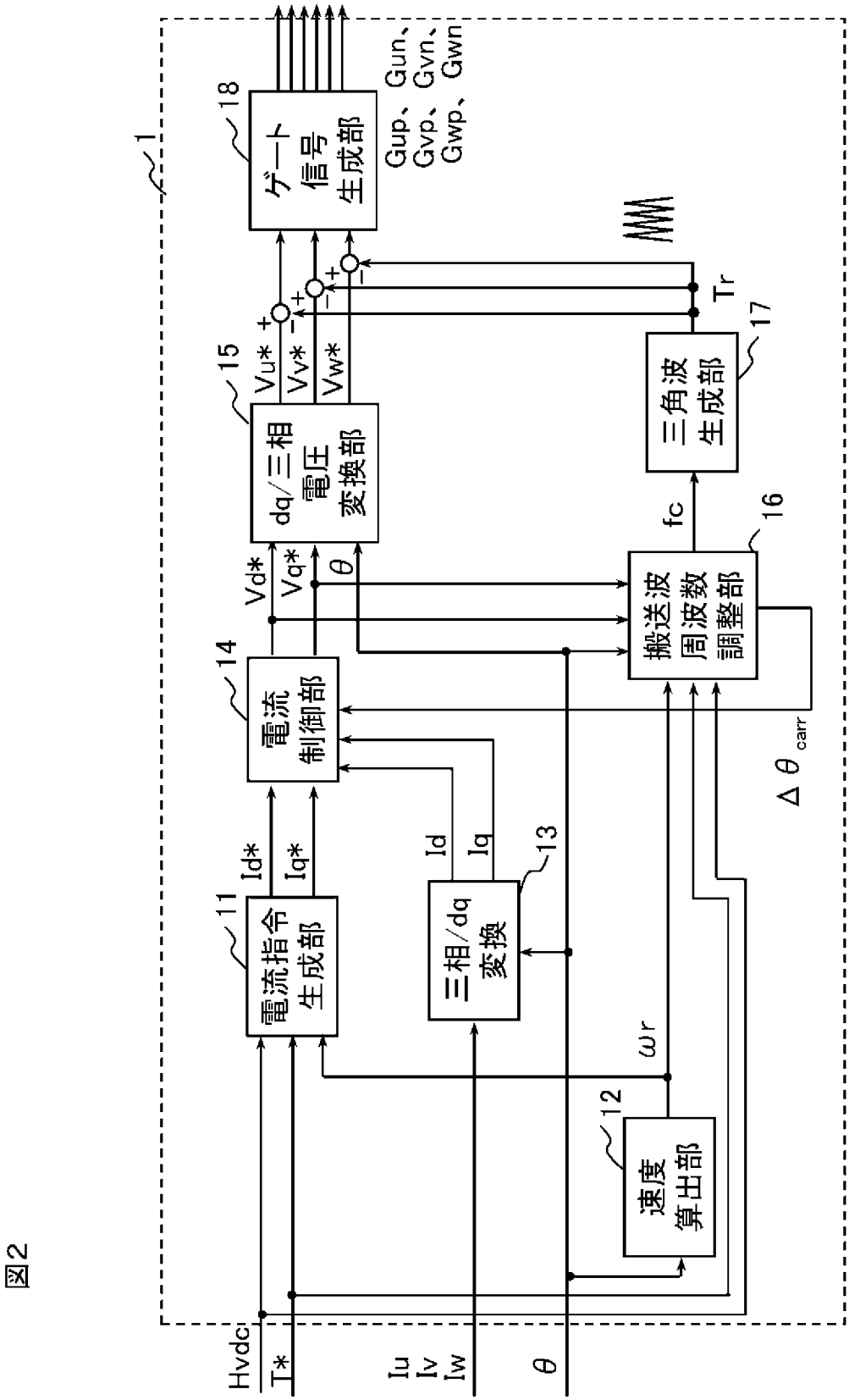

1
18
ゲート信号生成部
Gup、Gun、Gvp、Gvn、Gwp、Gwn
15
dq/三相電圧変換部
Vu*
Vv*
Vw*
17
三角波生成部
Tr
fc
16
搬送波周波数調整部
Δθcarr
Vd*
Vq*
θ
14
電流制御部
Id*
Iq*
11
電流指令生成部
Id
Iq
13
三相/dq変換
ωr
12
速度算出部
Hvdc
T*
Iu
Iv
Iw
θ

図2

[図3]

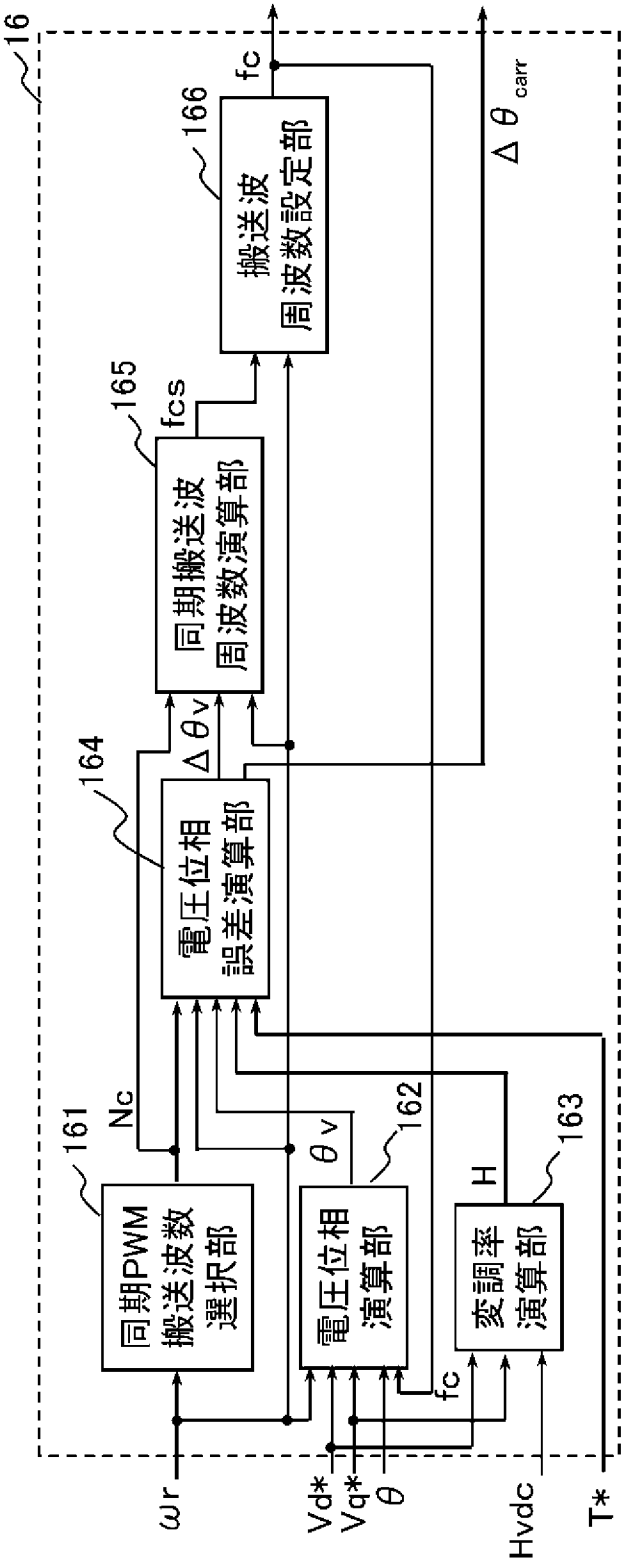
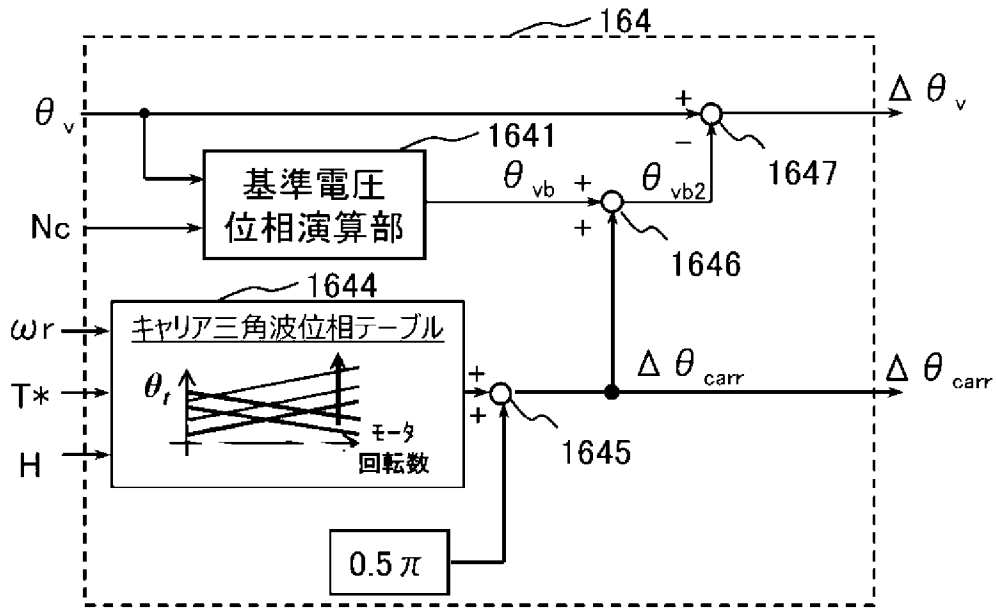

16
166
搬送波
周波数設定部
fc
Δθcarr
165
fcs
同期搬送波
周波数演算部
164
Δθv
電圧位相
誤差演算部
161
Nc
同期PWM
搬送波数
選択部
θv
162
電圧位相
演算部
H
163
変調率
演算部
fc
ωr
Vd*
Vq*
θ
Hvdc
T*

図3

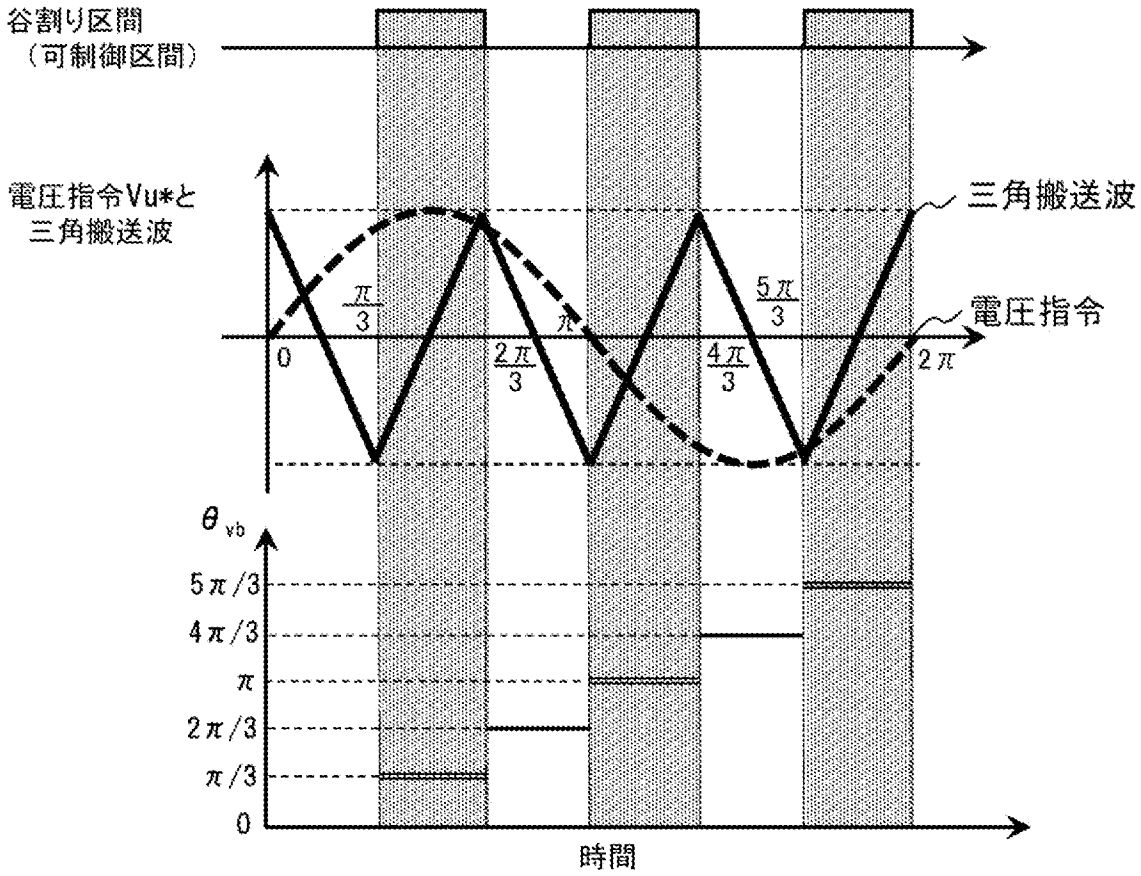
[図4]

図4


164
θv
Nc
基準電圧
位相演算部
1641
θvb
θvb2
1647
1646
1644
キャリア三角波位相テーブル
ωr
T*
H
θt
モータ
回転数
Δθcarr
Δθcarr
1645
0.5π
Δθv

[図5]

図5


谷割り区間
（可制御区間）
電圧指令Vu*と
三角搬送波
三角搬送波
電圧指令
π/3
π
5π/3
0
2π/3
4π/3
2π
θvb
5π/3
4π/3
π
2π/3
π/3
0
時間

[図6]

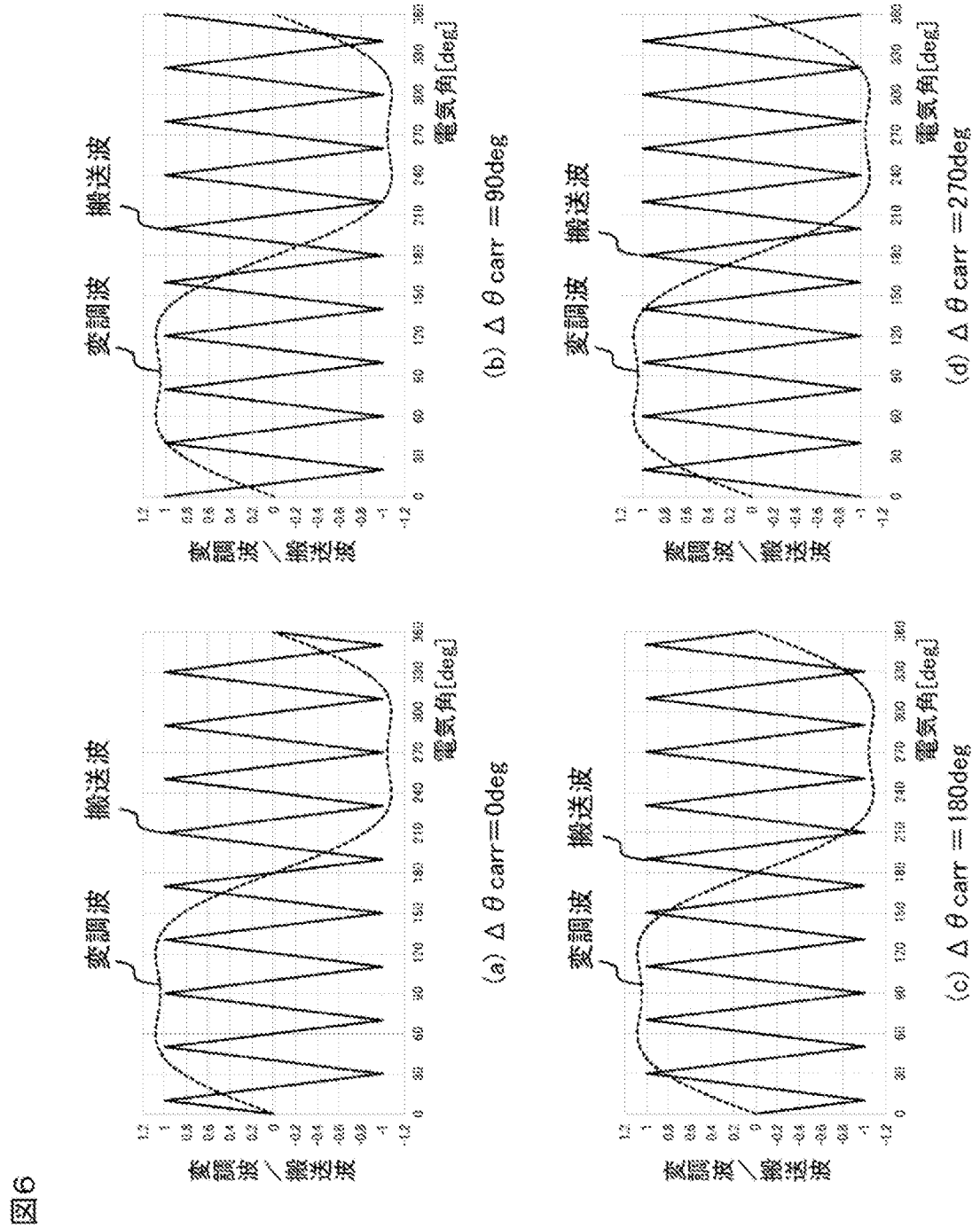
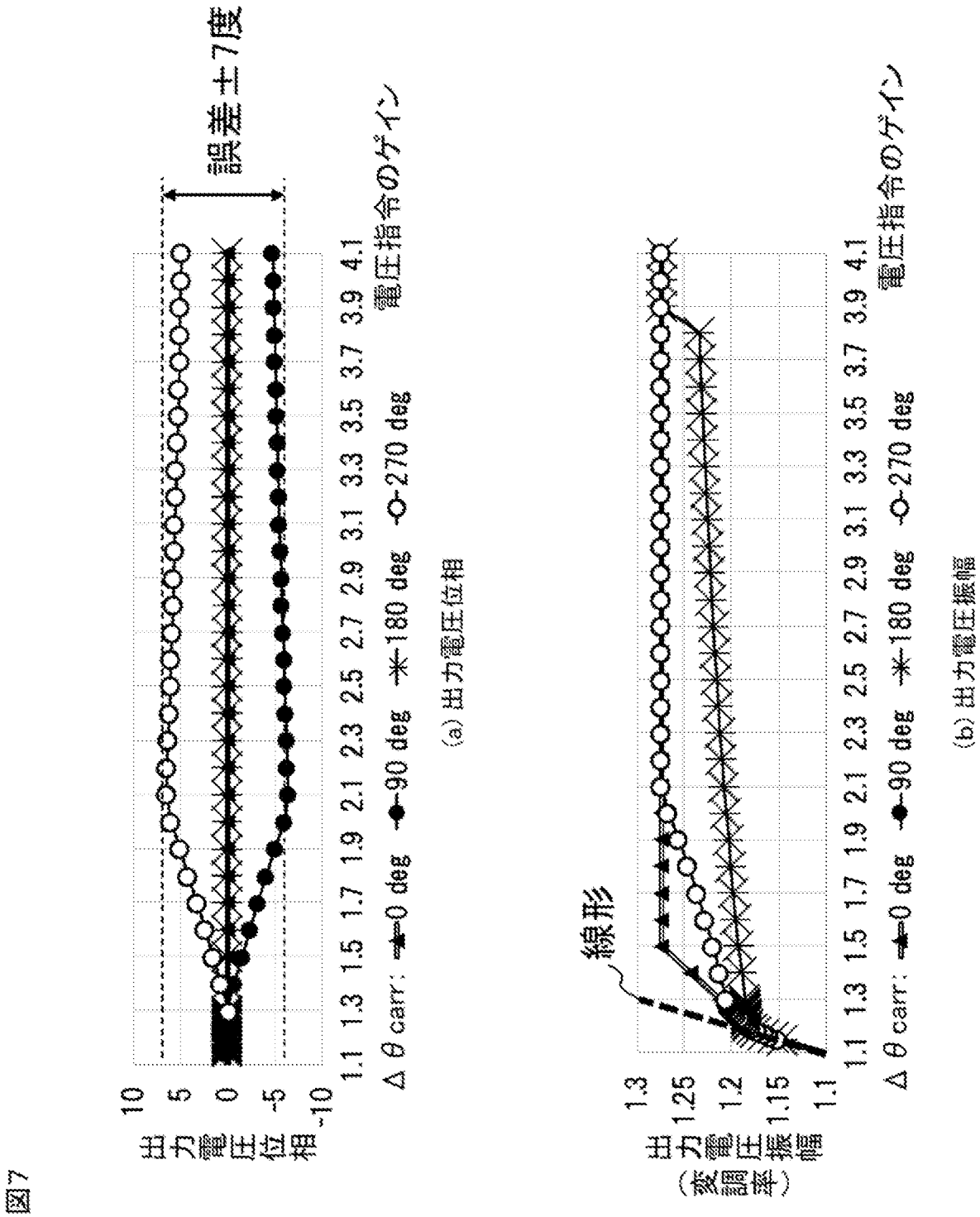

変調波
搬送波
変調波＼搬送波
電気角[deg]
(a) Δθcarr＝0deg
(b) Δθcarr＝90deg
(c) Δθcarr＝180deg
(d) Δθcarr＝270deg

図6

[図7]

図7


誤差±7度
出力電圧位相
10
5
0
-5
-10
1.1 1.3 1.5 1.7 1.9 2.1 2.3 2.5 2.7 2.9 3.1 3.3 3.5 3.7 3.9 4.1
電圧指令のゲイン
Δθcarr: 0 deg 90 deg 180 deg 270 deg
(a) 出力電圧位相
線形
出力電圧振幅
（変調率）
1.3
1.25
1.2
1.15
1.1
1.1 1.3 1.5 1.7 1.9 2.1 2.3 2.5 2.7 2.9 3.1 3.3 3.5 3.7 3.9 4.1
電圧指令のゲイン
Δθcarr: 0 deg 90 deg 180 deg 270 deg
(b) 出力電圧振幅

[図8]

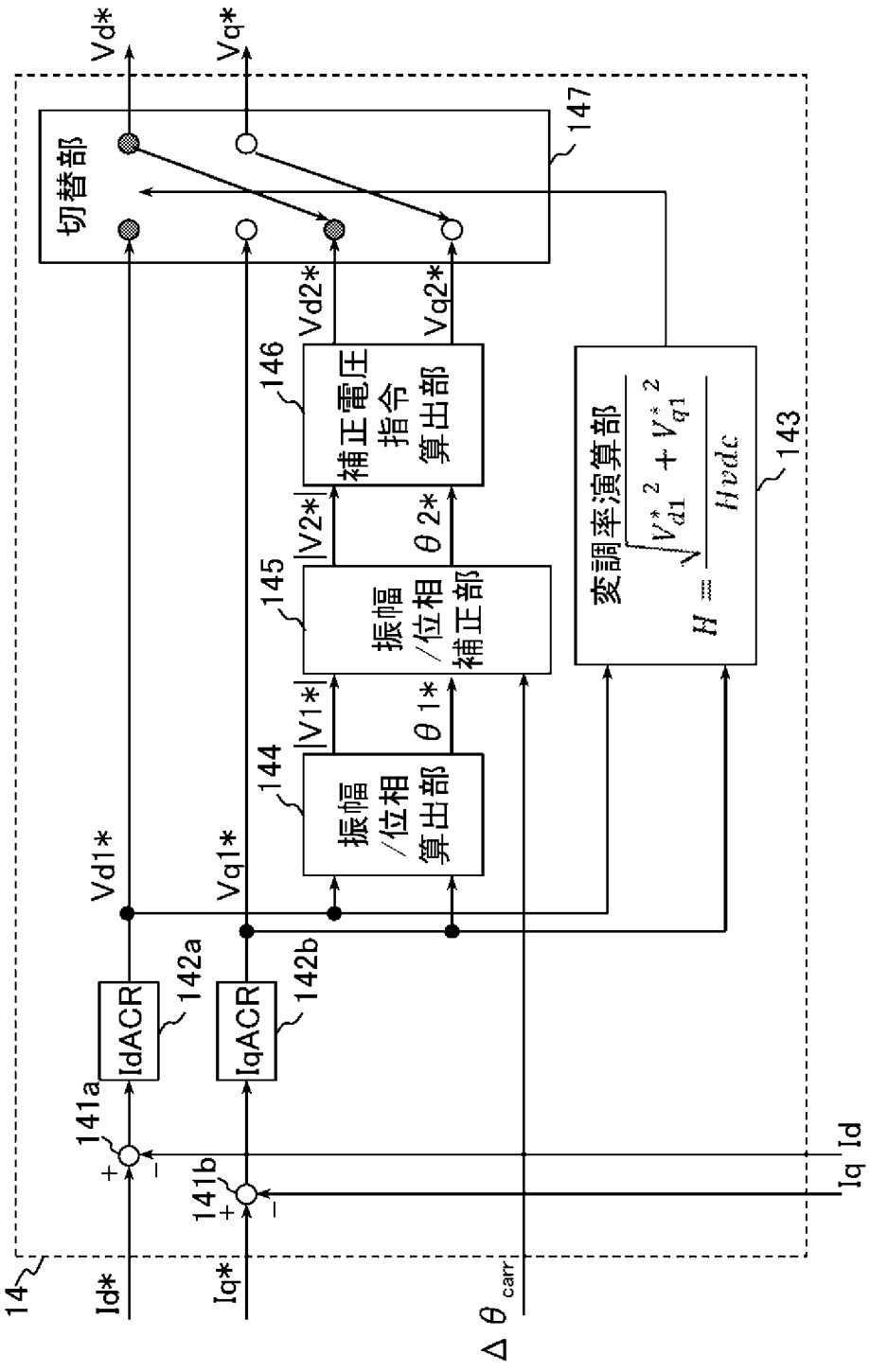
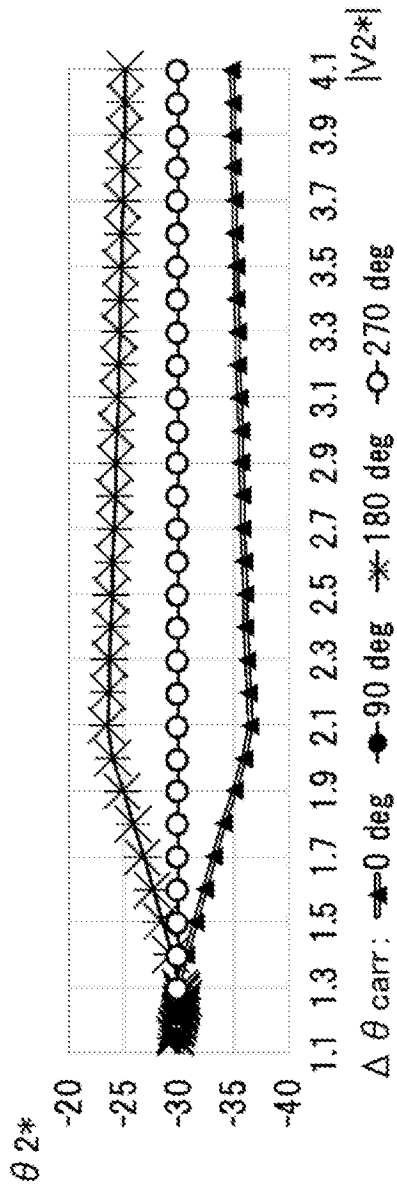

Vd*
Vq*
切替部
147
Vd2*
Vq2*
146
補正電圧指令算出部
V2*
θ2*
145
振幅/位相補正部
V1*
θ1*
144
振幅/位相算出部
変調率演算部
143
Vd1*
Vq1*
142a
IdACR
142b
IqACR
141a
141b
Id*
Iq*
14
Iq
Id
Δθcarr

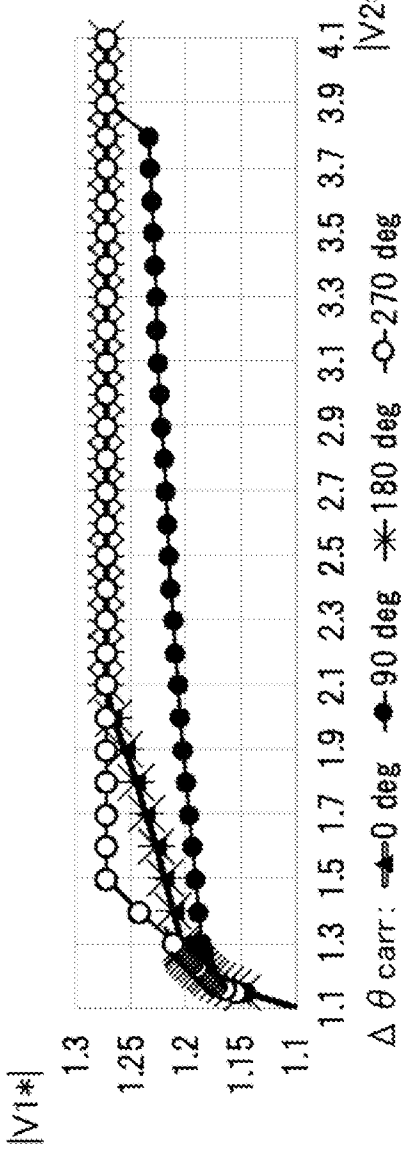
図8

[図9]

図9



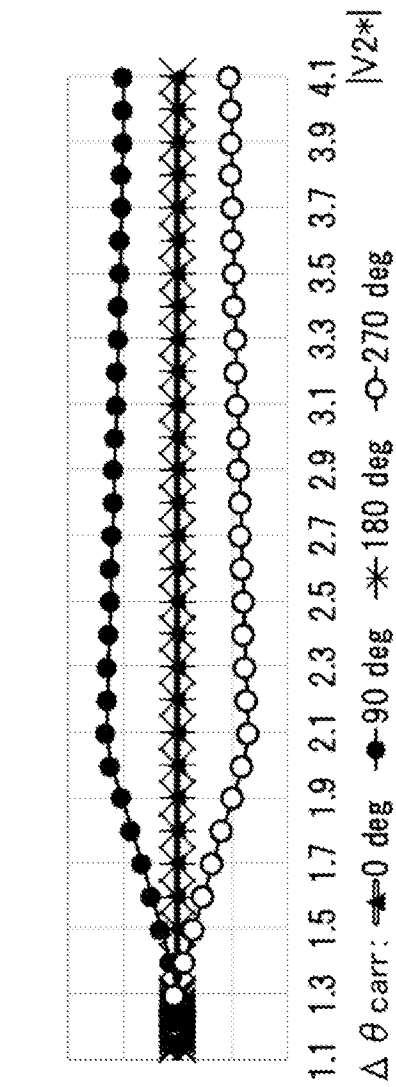
(a) θ2*と|V2*|の関係



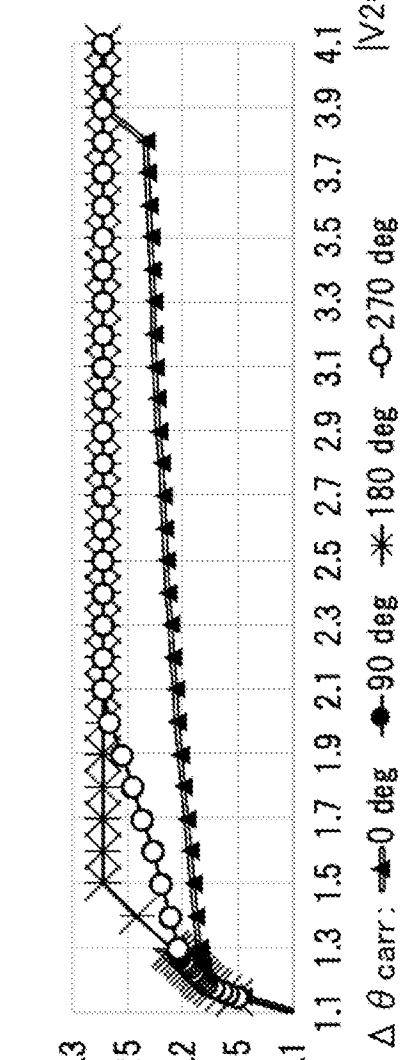
(b) |V1*|と|V2*|の関係

[図10]

図10



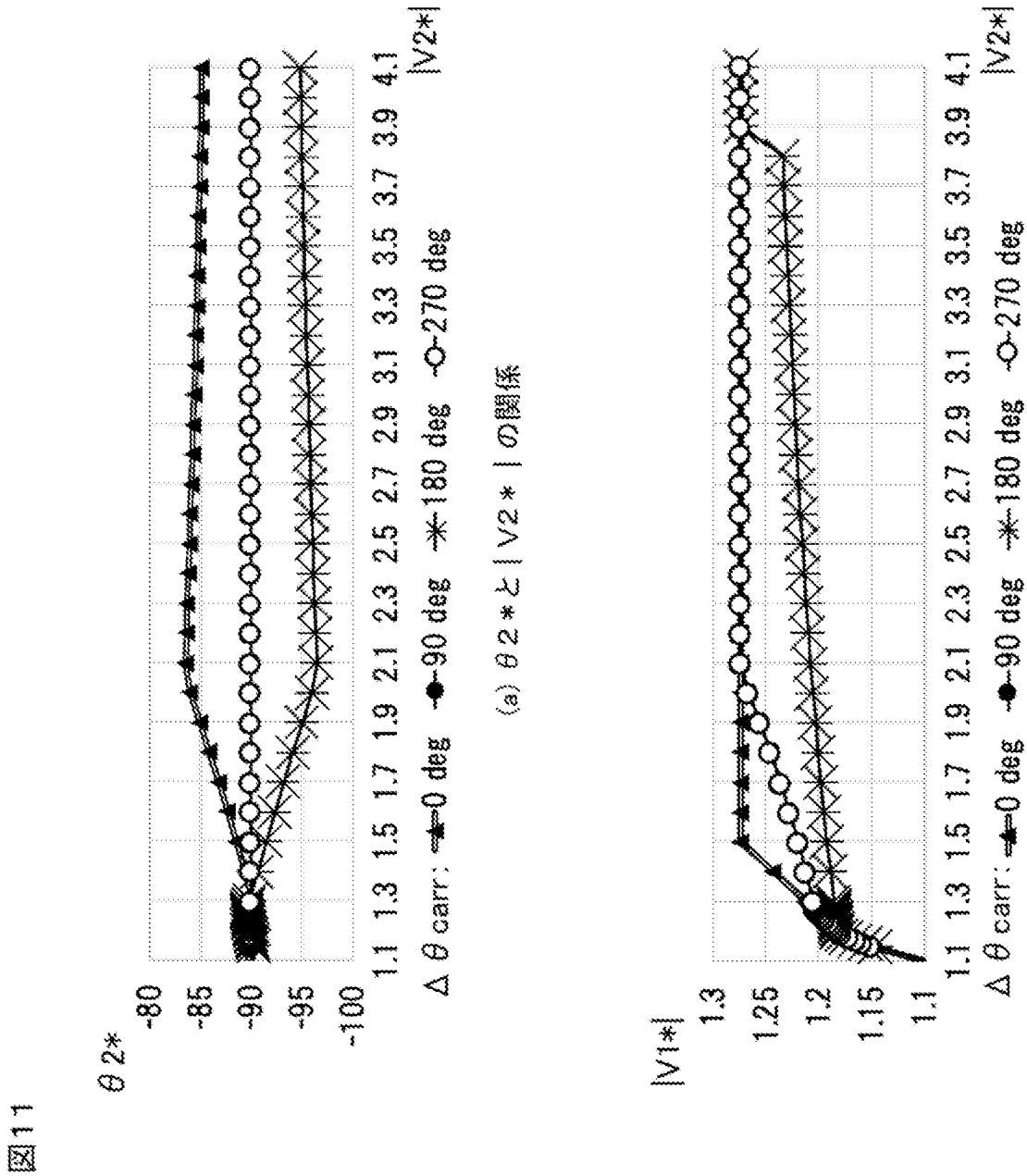
(a) θ2*と|V2*|の関係



(b) |V1*|と|V2*|の関係

[図11]

図11


θ2*
-80
-85
-90
-95
-100
1.1 1.3 1.5 1.7 1.9 2.1 2.3 2.5 2.7 2.9 3.1 3.3 3.5 3.7 3.9 4.1
|V2*|
Δθ carr: 0 deg 90 deg 180 deg 270 deg
(a) θ2*と|V2*|の関係
|V1*|
1.3
1.25
1.2
1.15
1.1
1.1 1.3 1.5 1.7 1.9 2.1 2.3 2.5 2.7 2.9 3.1 3.3 3.5 3.7 3.9 4.1
|V2*|
Δθ carr: 0 deg 90 deg 180 deg 270 deg
(b) |V1*|と|V2*|の関係

[図12]

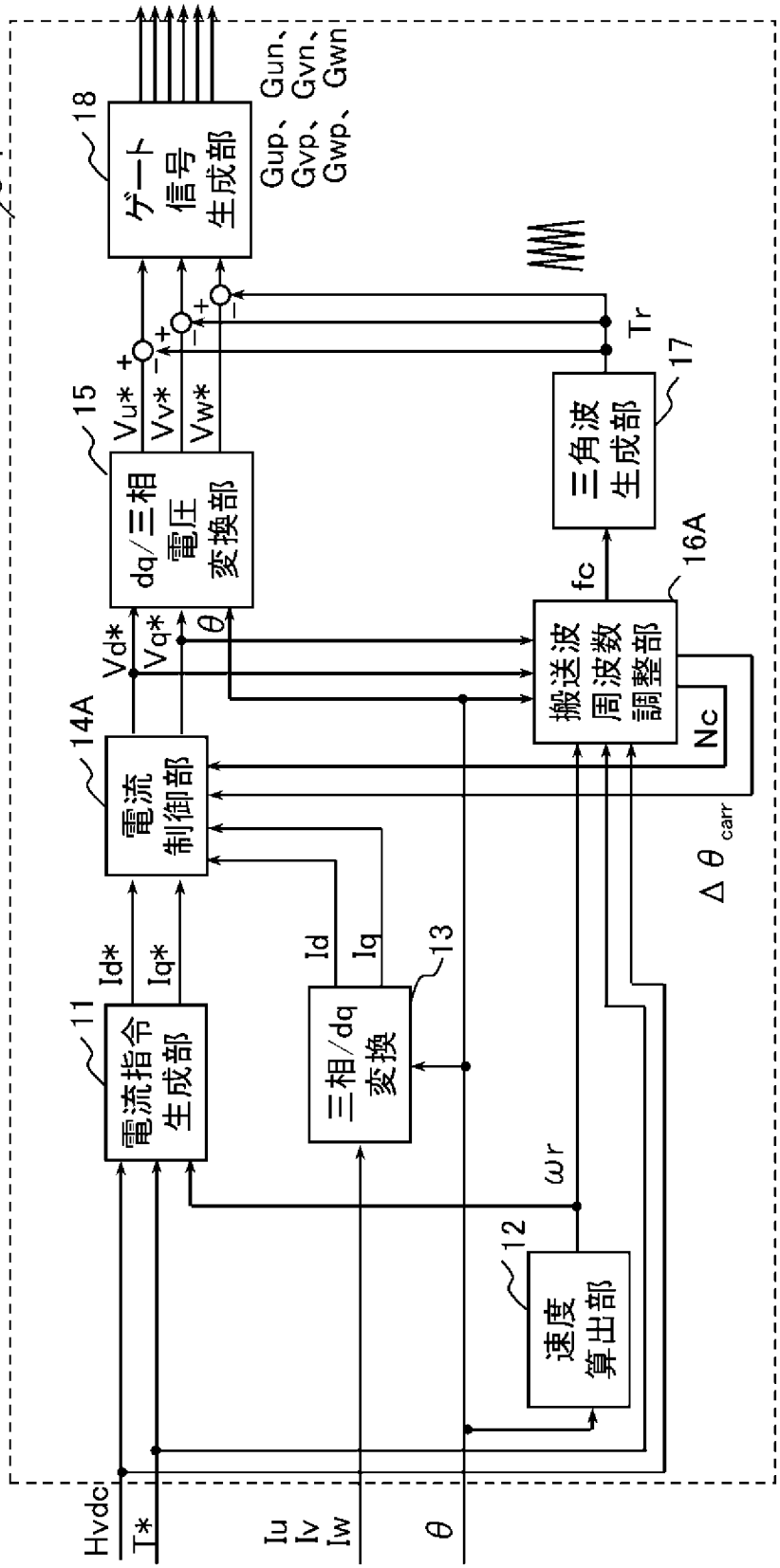

1
ゲート信号生成部
18
Gup、Gvp、Gwp、Gun、Gvn、Gwn
dq/三相電圧変換部
15
Vu*
Vv*
Vw*
三角波生成部
17
Tr
搬送波周波数調整部
16A
fc
Nc
Vd*
Vq*
θ
電流制御部
14A
Id*
Iq*
電流指令生成部
11
三相/dq変換
13
Id
Iq
速度算出部
12
ωr
Δθcarr
Hvdc
T*
Iu
Iv
Iw
θ

図12

[図13]

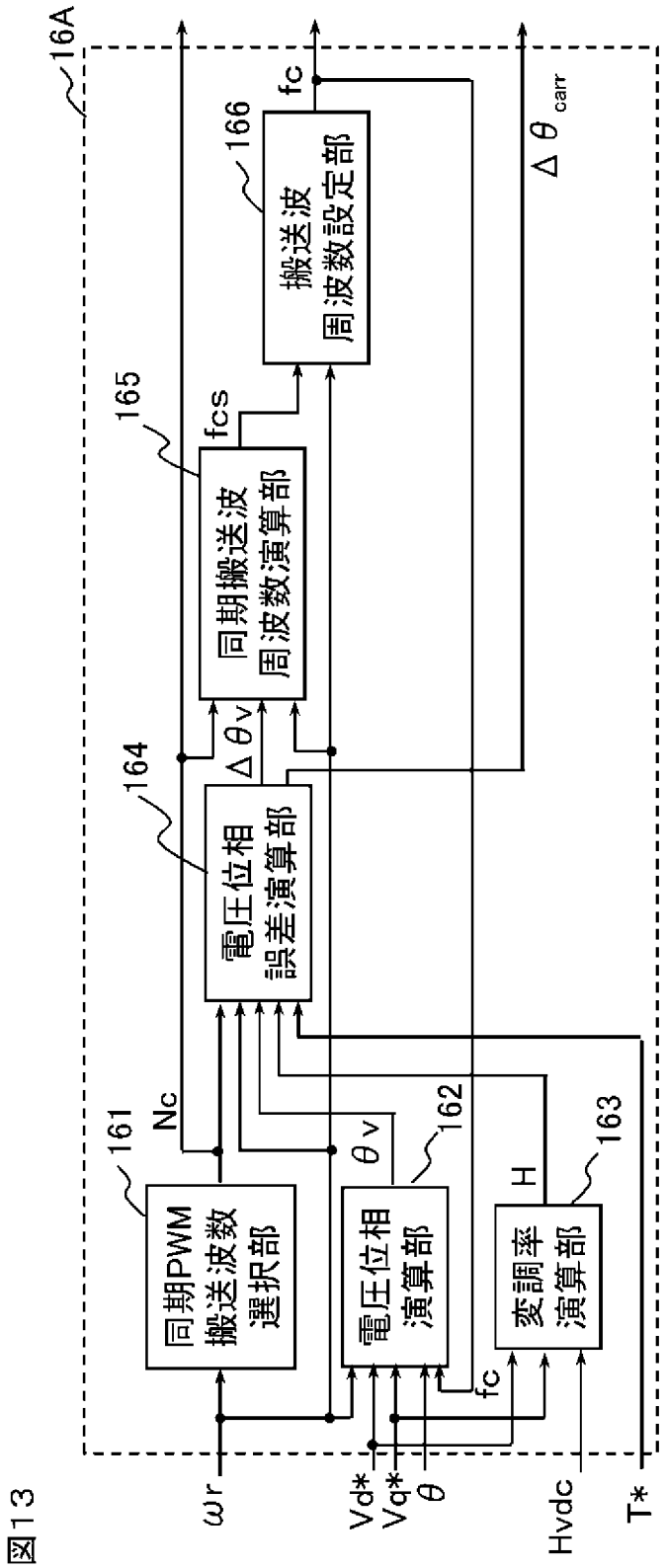

16A
161
同期PWM
搬送波数
選択部
Nc
162
電圧位相
演算部
θv
163
変調率
演算部
H
164
電圧位相
誤差演算部
Δθv
165
同期搬送波
周波数演算部
fcs
166
搬送波
周波数設定部
fc
Δθcarr
ωr
Vd*
Vq*
θ
fc
Hvdc
T*

図13

[図14]

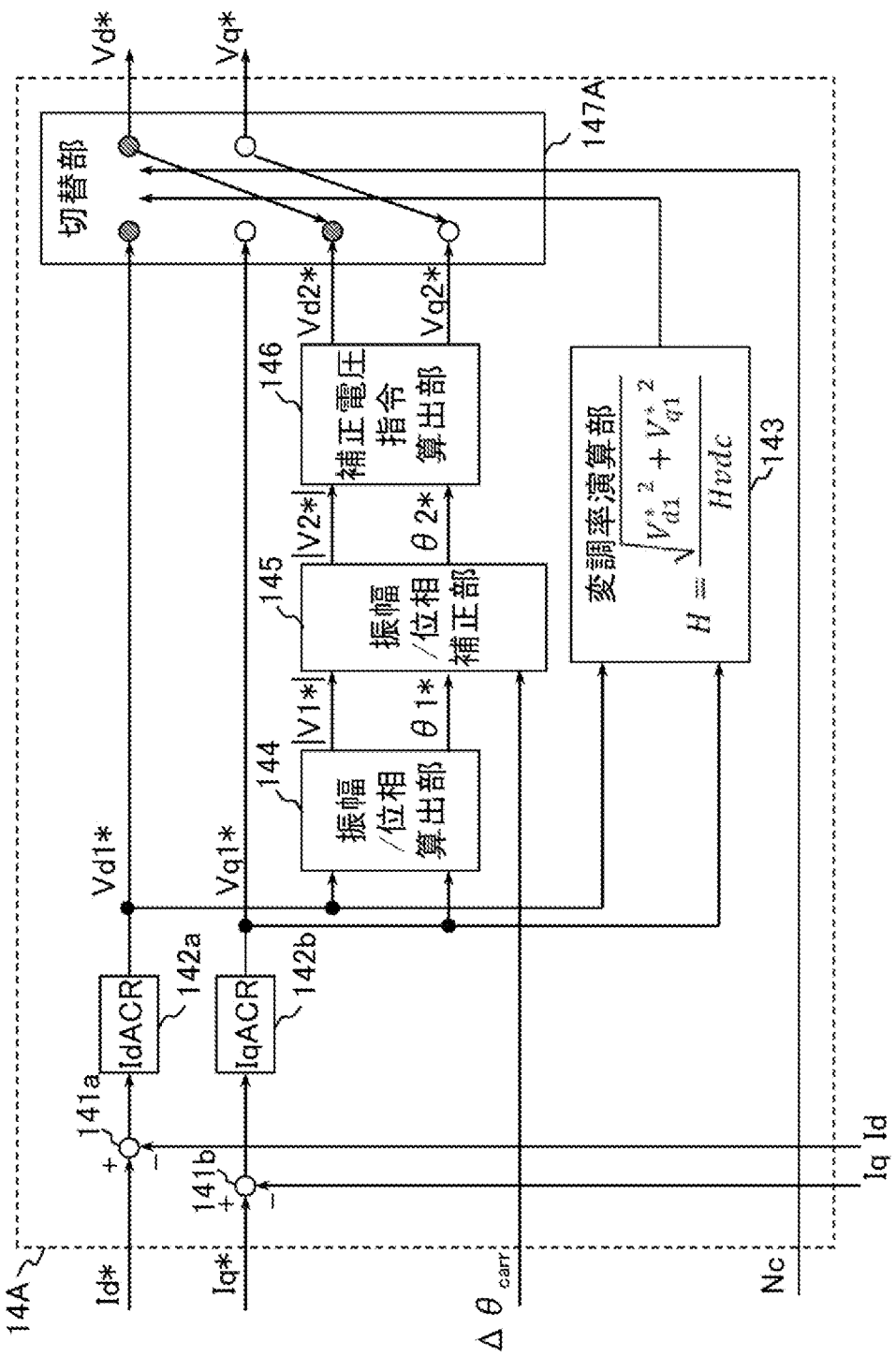
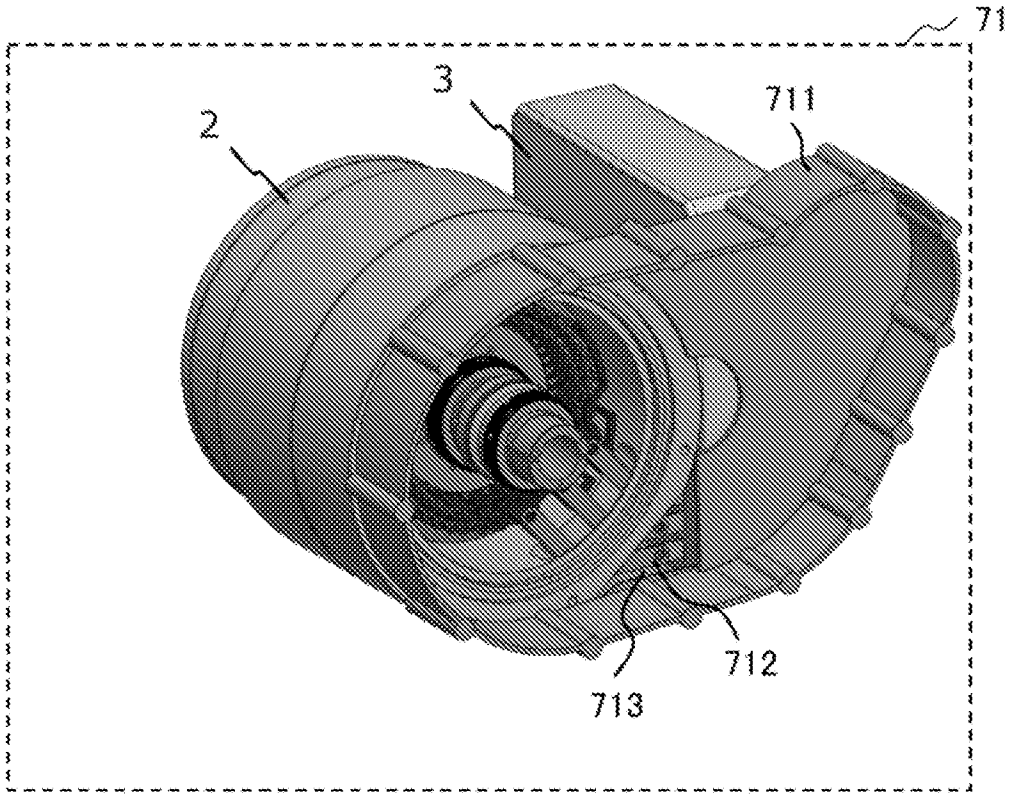

14A
Id*
Iq*
Δθcarr
Nc
141a
141b
142a
142b
IdACR
IqACR
Vd1*
Vq1*
144
振幅/位相算出部
V1*
θ1*
145
振幅/位相補正部
V2*
θ2*
146
補正電圧指令算出部
Vd2*
Vq2*
147A
切替部
Vd*
Vq*
143
変調率演算部
$H = \frac{\sqrt{V_{d1}^{*2} + V_{q1}^{*2}}}{Hvdc}$
Id
Iq

図14

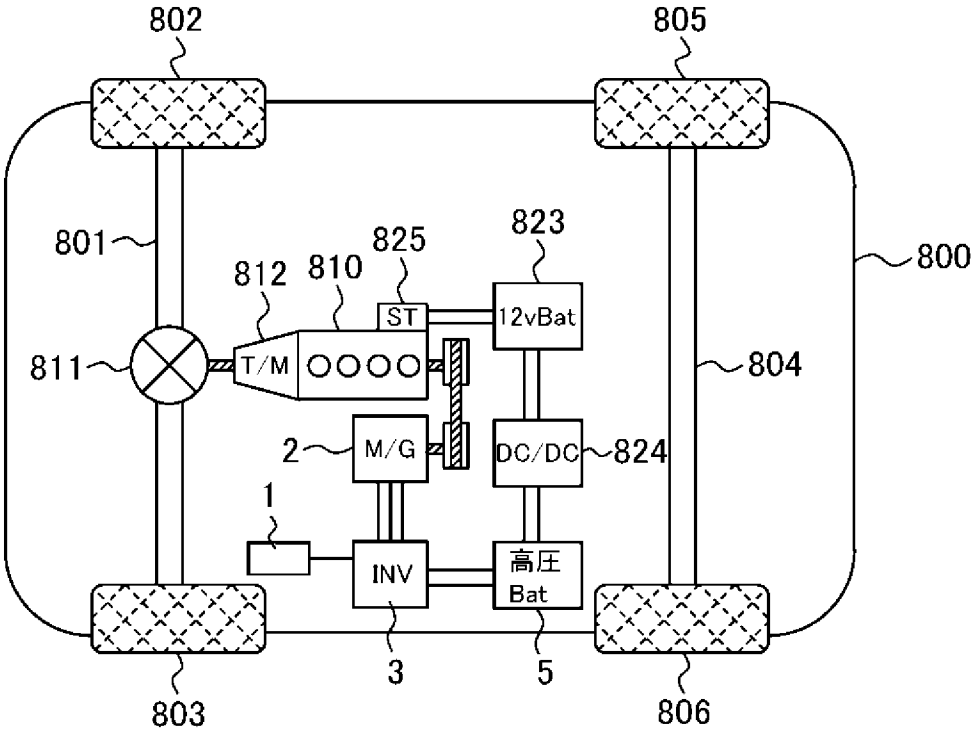
[図15]

図15



[図16]

図16


802
805
801
825
823
800
812
810
ST
12vBat
811
T/M
804
2
M/G
DC/DC
824
1
INV
高圧
Bat
3
5
803
806

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2021/002147

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl. H02P27/08(2006.01)i, B60L9/18(2006.01)i, H02M7/48(2007.01)i
FI: H02M7/48F, H02P27/08, B60L9/18J

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. H02P27/08, B60L9/18, 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	1971-2021
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.
A	JP 2009-291019 A (TOYOTA MOTOR CORPORATION) 10 December 2009 (2009-12-10), entire text, all drawings	1-13
A	WO 2017/037941 A1 (MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) 09 March 2017 (2017-03-09), entire text, all drawings	1-13
A	JP 2017-192197 A (DENSO CORPORATION) 19 October 2017 (2017-10-19), entire text, all drawings	1-13

☐ 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 27 April 2021	Date of mailing of the international search report 18 May 2021
Name and mailing address of the ISA/ Japan Patent Office 3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915, Japan	Authorized officer Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/JP2021/002147

JP 2009-291019 A	10 December 2009	(Family: none)
WO 2017/037941 A1	09 March 2017	US 2018/0226913 A1 entire text, all drawings GB 2556585 A KR 10-2018-0021141 A CN 108093670 A
JP 2017-192197 A	19 October 2017	US 2017/0294863 A1 entire text, all drawings

国際調査報告

国際出願番号
PCT/JP2021/002147

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（ＩＰＣ））

H02P 27/08(2006.01)i; B60L 9/18(2006.01)i; H02M 7/48(2007.01)i
FI: H02M7/48 F; H02P27/08; B60L9/18 J

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））

H02P27/08; B60L9/18; 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

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
A	JP 2009-291019 A (トヨタ自動車株式会社) 10.12.2009 (2009-12-10) 全文,全図	1-13
A	WO 2017/037941 A1 (三菱電機株式会社) 09.03.2017 (2017-03-09) 全文,全図	1-13
A	JP 2017-192197 A (株式会社デンソー) 19.10.2017 (2017-10-19) 全文,全図	1-13

☐ 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	国際調査報告の発送日
27.04.2021	18.05.2021

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）

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/JP2021/002147

引用文献	公表日	パテントファミリー文献	公表日
JP 2009-291019 A	10.12.2009	（ファミリーなし）	
WO 2017/037941 A1	09.03.2017	US 2018/0226913 A1 全文,全図 GB 2556585 A KR 10-2018-0021141 A CN 108093670 A	
JP 2017-192197 A	19.10.2017	US 2017/0294863 A1 全文,全図	