

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5975797号
(P5975797)

(45) 発行日 平成28年8月23日(2016.8.23)

(24) 登録日 平成28年7月29日(2016.7.29)

(51) Int.Cl. F I
HO2M 7/48 (2007.01) HO2M 7/48 L
 HO2M 7/48 G

請求項の数 5 (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2012-190827 (P2012-190827)
 (22) 出願日 平成24年8月31日(2012.8.31)
 (65) 公開番号 特開2014-50212 (P2014-50212A)
 (43) 公開日 平成26年3月17日(2014.3.17)
 審査請求日 平成27年2月18日(2015.2.18)

(73) 特許権者 509186579
 日立オートモティブシステムズ株式会社
 茨城県ひたちなか市高場2520番地
 (74) 代理人 100100310
 弁理士 井上 学
 (74) 代理人 100098660
 弁理士 戸田 裕二
 (74) 代理人 100091720
 弁理士 岩崎 重美
 (72) 発明者 古川 公久
 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
 株式会社 日立製作
 所 日立研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

上アーム用のスイッチング素子と下アーム用のスイッチング素子とを直列に接続した直列回路を複数個有し、直流電力を受けて交流電力を発生するパワースイッチング回路を備え、

メインリレーのカットによりバッテリーからインバータへの電源供給が遮断された状態であって電動機の回転速度が所定値以下の場合に、少なくとも1つの相の制御パルスの周期をキャリア周期の2倍相当に変化させることで、前記キャリア周期の2倍に相当する周期の交番電流が電動機に通電され、前記交番電流によって平滑コンデンサの蓄積電荷を放電させる機能を有する電力変換装置。

【請求項2】

請求項1に記載の電力変換装置において、

一のキャリア周期ではキャリアの山から遠ざけるように前記制御パルスの位相を変位させ、次のキャリア周期ではキャリアの山に集中させるように前記制御パルスの位相を変位させることにより、前記制御パルスの周期を前記キャリア周期の2倍相当に変化させる電力変換装置。

【請求項3】

上アーム用のスイッチング素子と下アーム用のスイッチング素子とを直列に接続した直列回路を複数個有し、直流電力を受けて交流電力を発生するパワースイッチング回路を備え、

メインリレーのカットによりバッテリーからインバータへの電源供給が遮断された状態であって電動機の回転速度が所定値以下の場合に、少なくとも1つの相の制御パルスの幅をキャリア周期毎に変化させることで、前記キャリア周期の2倍に相当する周期の交番電流が電動機に通電され、前記交番電流によって平滑コンデンサの蓄積電荷を放電させる機能を有する電力変換装置。

【請求項4】

請求項3に記載の電力変換装置において、

一のキャリア周期ではパルスの幅を増大させるように前記制御パルスを変化させ、次のキャリア周期では前記制御パルスの幅を減少させるように前記制御パルスを変化させることにより、前記制御パルスの幅を前記キャリア周期毎に変化させる電力変換装置。

10

【請求項5】

上アーム用のスイッチング素子と下アーム用のスイッチング素子とを直列に接続した直列回路を複数個有し、直流電力を受けて交流電力を発生するパワースwitching回路を備え、

電動機の回転速度が所定値以下のとき、少なくとも1つの相の上アームの制御パルスのオン期間の中心とオフ期間の中心の位相間隔が不等間隔となるようにパルスシフト制御を行うことで、キャリア周期の2倍に相当する周期の交番電流が電動機に通電され、前記交番電流によって、平滑コンデンサの蓄積電荷を放電させる機能を有する電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

20

【0001】

本発明は、電力変換装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

電力変換装置は、複数のスイッチング素子を備えており、スイッチング素子のスイッチング動作により、直流電力を交流電力に変換し、また、交流電流を直流電力に変換することができる。スイッチング素子は、一定の周波数で変化する搬送波を使用したパルス幅変調方式（以下PWM方式と記す）に基づいて制御されているものが一般的である。

【0003】

電気自動車やハイブリッド自動車などの電動車両においては、直流電源からの直流電圧を交流電圧に変換して車両駆動用のモータジェネレータを制御したり、モータジェネレータに誘起された交流電力を直流電力に変換したりすることを目的に電力変換装置が用いられる。このような電力変換装置の直流側には直流電源（例えばバッテリー）と並列に平滑コンデンサが設けられる。この平滑コンデンサは、バッテリーとインバータの間の電力授受の際に生ずる急峻な電流変化によって電力変換装置が不安定動作となることを防止する。

30

【0004】

一般的に、電動車両では運転停止を指令するイグニッションスイッチのオフ時に、メインリレーがオフされる。この際、安全の観点から、平滑コンデンサに蓄積された電荷は除去しておくことが好ましい。平滑コンデンサの残存電荷を放電する方法としては、例えば平滑コンデンサと並列に放電抵抗を接続する方法がある。

40

【0005】

しかし、この方法では放電抵抗によって車両運転中も放電経路が常時形成されるため、効率面から放電抵抗値を高くする必要がある。このため、車両停止時に平滑コンデンサを高速に放電することが困難である。また、放電抵抗値を低く抑えつつ車両走行時には放電されないように、放電抵抗に直列にスイッチを設ける放電回路装置を追加する方法もあるが、スイッチおよびスイッチの制御回路を追加するためコストが上がってしまう。

【0006】

そこで、放電回路装置を追加することなく、電力変換装置の制御によって、平滑コンデンサの残存電荷を速やかに放電させる方法が提案されている（例えば特許文献1）。

【0007】

50

特許文献 1 にはモータジェネレータのイナーシャを考慮した回転に寄与しない短い周期で正負の高周波電流を通電するように電力変換装置を制御することが開示されている。この制御によれば、モータジェネレータが実質的には回転トルクを発生しない状態で、平滑コンデンサの残存電荷を放電することができる。高周波電流は、主にモータジェネレータの固定子巻線等を通電する際の通電損失となる他、モータジェネレータの磁氣的損失（渦電流損、ヒステリシス損など）も同時に生じると考えられ、それらの各種損失により熱エネルギーに変換される。

【 0 0 0 8 】

しかし、このような従来の放電制御方法においては、モータジェネレータが停止しているときには回転トルクが実質的に発生することはないが、回転しているときには回転トルクが発生する（すなわち車両が加減速される）可能性があった。

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【 0 0 0 9 】

【特許文献 1】特許第 4 2 4 1 1 6 3 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 0 】

そこで本発明は、平滑コンデンサを放電させるときに回転トルクを発生させない電力変換装置を提供することを目的とする。

20

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 1 】

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、上アーム用のスイッチング素子と下アーム用のスイッチング素子とを直列に接続した直列回路を複数個有し、直流電力を受けて交流電力を発生するパワースwitching回路を備え、メインリレーのカットによりバッテリーからインバータへの電源供給が遮断された状態であって電動機の回転速度が所定値以下の場合に、少なくとも 1 つの相の制御パルスの周期をキャリア周期の 2 倍相当に変化させることで、前記キャリア周期の 2 倍に相当する周期の交番電流が電動機に通電され、前記交番電流によって平滑コンデンサの蓄積電荷を放電させる機能を有する電力変換装置を構成する。

30

【発明の効果】

【 0 0 1 2 】

本発明によれば、平滑コンデンサを放電させるときに回転トルクを発生させない電力変換装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 3 】

【図 1】ハイブリッド自動車のシステムを示すシステム図。

【図 2】図 1 に示す電気回路の構成を示す回路図。

【図 3】PWM 制御について示す説明図。

40

【図 4】実施例 1 のパルス変調器を示す図。

【図 5】通常の PWM パルス位相制御の例を示す図。

【図 6】実施例 1 の PWM パルス位相制御を示す図。

【図 7】実施例 1 の PWM パルスのオン、オフの更新のタイミングを示す図。

【図 8】入力波形とキャリアとの関係を示す図。

【図 9】実施例 1 によるパルスシフトの実験結果。

【図 10】実施例 1 によるパルスシフトの実験結果。

【図 11】実施例 1 の PWM パルス位相制御の説明図。

【図 12】実施例 1 の PWM パルス位相制御の説明図。

【図 13】通常の PWM 制御時及び実施例 1 によるパルスシフト時の線間電圧を示す図

50

【図14】実施例2のPWMパルス位相制御を示す図。

【図15】実施例2のPWMパルスのオン、オフの更新のタイミングを示す図。

【図16】入力波形とキャリアとの関係を示す図。

【図17】実施例2のPWMパルス位相制御の説明図。

【図18】実施例2のPWMパルス位相制御の説明図。

【図19】実施例2によるパルスシフト時の線間電圧を示す図。

【発明を実施するための形態】

【0014】

本発明の実施例について、図面を用いて説明する。

【0015】

なお、電力変換装置から出力される交流電力は回転電機などで構成されるインダクタンス回路に供給され、インダクタンスの作用に基づいて交流電流が流れる。以下の実施例ではインダクタンス回路として電動機や発電機の作用を為す回転電機を例に挙げ説明する。回転電機を駆動する交流電力を発生するために本発明を使用することは、効果の点から最適であるが、回転電機以外のインダクタンス回路に交流電力を供給する電力変換装置としても使用できる。

〔実施例1〕

本発明の実施例に係る電力変換装置は、ハイブリッド用の自動車（以下HEVと記す）や純粋な電気自動車（以下EVと記す）の回転電機を駆動する為の交流電力を発生する電力変換装置に適用した例である。HEV用の電力変換装置もEV用の電力変換装置も基本的な構成や制御において共通するところが多く、代表例として、本発明の実施例に係る電力変換装置をハイブリッド自動車に適用した場合の制御構成と電力変換装置の回路構成について、図1と図2を用いて説明する。

【0016】

図1は、ハイブリッド自動車（以下「HEV」と記述する）の制御ブロックを示す図である。エンジンEGNおよびモータジェネレータMG1は車両の走行用トルクを発生する。また、モータジェネレータMG1は回転トルクを発生するだけでなく、モータジェネレータMG1に外部から加えられる機械エネルギーを電力に変換する機能を有する。

【0017】

モータジェネレータMG1は、同期機でも誘導機でもよく、上述のごとく、運転方法により電動機としても発電機としても動作する。モータジェネレータMG1を自動車に搭載する場合には、小型で高出力を得ることが望ましく、ネオジムなどの磁石を使用した永久磁石型の同期電動機が適している。永久磁石型の同期電動機は誘導電動機に比べて回転子の発熱が少なく、この観点でも自動車用として優れている。

【0018】

エンジンEGNの出力側の出力トルクは動力分配機構TSMを介してモータジェネレータMG1に伝達され、動力分配機構TSMからの回転トルクあるいはモータジェネレータMG1が発生する回転トルクは、トランスミッションTMおよびディファレンシャルギアDEFを介して車輪に伝達される。一方、回生制動の運転時には、車輪から回転トルクがモータジェネレータMG1に伝達され、供給されてきた回転トルクに基づいて交流電力を発生する。発生した交流電力は後述するように電力変換装置200により直流電力に変換され、高電圧用のバッテリー136を充電し、充電された電力は再び走行エネルギーとして使用される。

【0019】

次に電力変換装置200について説明する。インバータ回路140は、バッテリー136と直流コネクタ138を介して電氣的に接続されており、バッテリー136とインバータ回路140との相互において電力の授受が行われる。モータジェネレータMG1を電動機として動作させる場合には、インバータ回路140は直流コネクタ138を介してバッテリー136から供給された直流電力に基づき交流電力を発生し、交流コネクタ188を介してモータジェネレータMG1に供給する。モータジェネレータMG1とインバータ回路14

10

20

30

40

50

0 からなる構成は第 1 電動発電ユニットとして動作する。

【 0 0 2 0 】

なお、本実施例では、バッテリー 1 3 6 の電力によって第 1 電動発電ユニットを電動ユニットとして作動させることにより、モータジェネレータ M G 1 の動力のみによって車両の駆動ができる。さらに、本実施例では、第 1 電動発電ユニットを発電ユニットとしてエンジン 1 2 0 の動力或いは車輪からの動力によって作動させて発電させることにより、バッテリー 1 3 6 の充電ができる。

【 0 0 2 1 】

また、図 1 では省略したが、バッテリー 1 3 6 はさらに補機用の電動機を駆動するための電源としても使用される。補機用の電動機としては例えば、エアコンディショナーのコンプレッサを駆動する電動機、あるいは制御用の油圧ポンプを駆動する電動機である。バッテリー 1 3 6 から直流電力が補機用パワーモジュールに供給され、補機用パワーモジュールは交流電力を発生して補機用の電動機に供給する。補機用パワーモジュールはインバータ回路 1 4 0 と基本的には同様の回路構成および機能を持ち、補機用の電動機に供給する交流の位相や周波数、電力を制御する。

【 0 0 2 2 】

なお、電力変換装置 2 0 0 は、インバータ回路 1 4 0 に供給される直流電力を平滑化するためのコンデンサモジュール 5 0 0 を備えている。

【 0 0 2 3 】

電力変換装置 2 0 0 は、上位の制御装置から指令を受けたりあるいは上位の制御装置に状態を表すデータを送信したりするための通信用のコネクタ 2 1 を備えている。電力変換装置 2 0 0 は、コネクタ 2 1 から入力される指令に基づいて制御回路 1 7 2 でモータジェネレータ M G 1 の制御量を演算し、さらに電動機として運転するか発電機として運転するかを演算し、演算結果に基づいて制御パルスを発生し、その制御パルスをドライバ回路 1 7 4 へ供給する。ドライバ回路 1 7 4 は、供給された制御パルスに基づいて、インバータ回路 1 4 0 を制御するための駆動パルスを発生する。

【 0 0 2 4 】

次に、図 2 を用いてインバータ回路 1 4 0 の電気回路の構成を説明する。なお、以下でスイッチング素子として絶縁ゲート型バイポーラトランジスタを使用しており、以下略して I G B T と記す。上アームとして動作する I G B T 3 2 8 及びダイオード 1 5 6 と、下アームとして動作する I G B T 3 3 0 及びダイオード 1 6 6 とで、上下アームの直列回路 1 5 0 が構成される。インバータ回路 1 4 0 は、この直列回路 1 5 0 を、出力しようとする交流電力の U 相、V 相、W 相の 3 相に対応して備えている。

【 0 0 2 5 】

これらの 3 相は、この実施例ではモータジェネレータ M G 1 の電機子巻線の 3 相の各相巻線に対応している。3 相のそれぞれの上下アームの直列回路 1 5 0 は、直列回路の midpoint 部分である接続点 1 6 9 (中間電極) から交流電流を出力する。この接続点 1 6 9 は、交流端子 1 5 9 と交流コネクタ 1 8 8 との間を接続する後述する交流バスバー 8 0 2 を通して、モータジェネレータ M G 1 へ接続される。

【 0 0 2 6 】

上アームの I G B T 3 2 8 のコレクタ電極 1 5 3 は、正極端子 1 5 7 を介してコンデンサモジュール 5 0 0 の正極側のコンデンサ端子 5 0 6 に電氣的に接続されている。また、下アームの I G B T 3 3 0 のエミッタ電極は、負極端子 1 5 8 を介してコンデンサモジュール 5 0 0 の負極側のコンデンサ端子 5 0 4 に電氣的に接続されている。

【 0 0 2 7 】

上述のように、制御回路 1 7 2 は上位の制御装置からコネクタ 2 1 を介して制御指令を受け、これに基づいてインバータ回路 1 4 0 を構成する各相の直列回路 1 5 0 の上アームあるいは下アームを構成する I G B T 3 2 8 や I G B T 3 3 0 を制御するための制御信号である制御パルスを発生し、ドライバ回路 1 7 4 に供給する。

【 0 0 2 8 】

10

20

30

40

50

ドライバ回路174は、上記制御パルスに基づき、各相の直列回路150の上アームあるいは下アームを構成するIGBT328やIGBT330を制御するための駆動パルスを各相のIGBT328やIGBT330に供給する。IGBT328やIGBT330は、ドライバ回路174からの駆動パルスに基づき、導通あるいは遮断動作を行い、バッテリー136から供給された直流電力を3相交流電力に変換し、この変換された電力はモータジェネレータMG1に供給される。

【0029】

IGBT328は、コレクタ電極153と、信号用エミッタ電極155と、ゲート電極154を備えている。また、IGBT330は、コレクタ電極163と、信号用のエミッタ電極165と、ゲート電極164を備えている。ダイオード156が、コレクタ電極153とエミッタ電極155との間に電氣的に接続されている。また、ダイオード166が、コレクタ電極163とエミッタ電極165との間に電氣的に接続されている。

10

【0030】

スイッチング用パワー半導体素子としては金属酸化物半導体型電界効果トランジスタ(以下略してMOSFETと記す)を用いてもよい、この場合はダイオード156やダイオード166は不要となる。スイッチング用パワー半導体素子としては、IGBTは直流電圧が比較的高い場合に適していて、MOSFETは直流電圧が比較的低い場合に適している。

【0031】

コンデンサモジュール500は、正極側のコンデンサ端子506と負極側のコンデンサ端子504と正極側の電源端子509と負極側の電源端子508とを備えている。バッテリー136からの高電圧の直流電力は、直流コネクタ138を介して、正極側の電源端子509や負極側の電源端子508に供給され、コンデンサモジュール500の正極側のコンデンサ端子506および負極側のコンデンサ端子504から、インバータ回路140へ供給される。

20

【0032】

一方、交流電力からインバータ回路140によって変換された直流電力は、正極側のコンデンサ端子506や負極側のコンデンサ端子504からコンデンサモジュール500に供給され、正極側の電源端子509や負極側の電源端子508から直流コネクタ138を介してバッテリー136に供給され、バッテリー136に蓄積される。

30

【0033】

制御回路172は、IGBT328及びIGBT330のスイッチングタイミングを演算処理するためのマイクロコンピュータ(以下、「マイコン」と記述する)を備えている。マイコンへの入力情報としては、モータジェネレータMG1に対して要求される目標トルク値、直列回路150からモータジェネレータMG1に供給される電流値、及びモータジェネレータMG1の回転子の磁極位置がある。

【0034】

目標トルク値は、不図示の上位の制御装置から出力された指令信号に基づくものである。電流値は、電流センサ180による検出信号に基づいて検出されたものである。磁極位置は、モータジェネレータMG1に設けられたレゾルバなどの回転磁極センサ(不図示)から出力された検出信号に基づいて検出されたものである。本実施例では、電流センサ180は3相の電流値を検出する場合を例に挙げているが、2相分の電流値を検出するようにし、演算により3相分の電流を求めても良い。

40

【0035】

制御回路172内のマイコンは、入力された目標トルク値に基づいてモータジェネレータ192のd, q軸の電流指令値を演算し、この演算されたd, q軸の電流指令値と、検出されたd, q軸の電流値との差分に基づいてd, q軸の電圧指令値を演算し、このd, q軸の電圧指令値からパルス状の駆動信号を生成する。制御回路172は後述する本発明の実施例に係る方式の駆動信号を発生する機能を有する。

【0036】

50

ここで、d軸とは回転子の磁石による主磁束の方向となる軸であり、q軸はd軸に対して電氣的に直交する軸である。

【0037】

本方式は、出力しようとする交流波形のリプルと電動機の磁極位置信号に基づいて、スイッチング素子であるIGBT328, 330のスイッチング動作を制御する変調方式である。

【0038】

ドライバ回路174は、下アームを駆動する場合、パルス状の変調波の信号を増幅し、これをドライブ信号として、対応する下アームのIGBT330のゲート電極に出力する。また、上アームを駆動する場合、パルス状の変調波の信号の基準電位のレベルを上アームの基準電位のレベルにシフトしてからパルス状の変調波の信号を増幅し、これをドライブ信号として、対応する上アームのIGBT328のゲート電極に出力する。これにより、各IGBT328, 330は、入力されたドライブ信号に基づいてスイッチング動作する。こうして制御部174からの駆動信号(ドライブ信号)に応じて行われる各IGBT328, 330のスイッチング動作により、インバータ回路140は、直流電源であるバッテリー136から供給される電圧を、電気角で $2/3$ rad毎にずらしたU相、V相、W相の各出力電圧に変換し、3相交流電動機であるモータジェネレータ192に供給する。なお、電気角とは、モータジェネレータ192の回転状態、具体的には回転子の位置に対応するものであって、0から 2π の間で周期的に変化する。この電気角をパラメータとして用いることで、モータジェネレータ192の回転状態に応じて、各IGBT328, 330のスイッチング状態、すなわちU相、V相、W相の各出力電圧を決定することができる。

【0039】

また、制御回路172内のマイコンは、異常検知(過電流、過電圧、過温度など)を行い、直列回路150を保護している。このため、制御回路172にはセンシング情報が入力されている。例えば、各アームの信号用のエミッタ電極155及び信号用のエミッタ電極165からは各IGBT328とIGBT330のエミッタ電極に流れる電流の情報が、対応する駆動部(IC)に入力されている。これにより、各駆動部(IC)は過電流検知を行い、過電流が検知された場合には対応するIGBT328、IGBT330のスイッチング動作を停止させ、対応するIGBT328、IGBT330を過電流から保護する。

【0040】

直列回路150に設けられた温度センサ(不図示)からは直列回路150の温度の情報がマイコンに入力されている。また、マイコンには直列回路150の直流正極側の電圧の情報が入力されている。マイコンは、それらの情報に基づいて過温度検知及び過電圧検知を行い、過温度或いは過電圧が検知された場合には全てのIGBT328、IGBT330のスイッチング動作を停止させる。

【0041】

図3は本実施例の制御回路172によるモータ制御系である。制御回路172には、上位の制御装置より、目標トルク値としてのトルク指令 T^* が入力される。トルク指令・電流指令変換器210は、入力されたトルク指令 T^* と、回転磁極センサ193により検出された磁極位置信号 r_e に基づいて角速度演算器260により演算された電気角速度 r_e とに基づいて、予め記憶されたトルク-回転速度マップのデータを用いて、d軸電流指令信号 I_d^* およびq軸電流指令信号 I_q^* を求める。トルク指令・電流指令変換器210において求められたd軸電流指令信号 I_d^* およびq軸電流指令信号 I_q^* は、電流制御器(ACR)220に出力される。

【0042】

電流制御器(ACR)220は、トルク指令・電流指令変換器210から出力されたd軸電流指令信号 I_d^* およびq軸電流指令信号 I_q^* と、電流センサ180により検出されたモータジェネレータ192の相電流検出信号 I_u 、 I_v 、 I_w が制御回路172上の図

10

20

30

40

50

示しない3相2相変換器において回転磁極センサからの磁極位置信号 r_e により d 、 q 軸上に変換された I_d 、 I_q 電流信号とに基づいて、モータジェネレータ192を流れる電流が d 軸電流指令信号 I_d^* および q 軸電流指令信号 I_q^* に追従するように、 d 軸電圧指令信号 V_d^* および q 軸電圧指令信号 V_q^* をそれぞれ演算する。電流制御器 (ACR) 220において求められた d 軸電圧指令信号 V_d^* および q 軸電圧指令信号 V_q^* は、パルス変調器230へ出力される。

【0043】

パルス変調器230は、 d 軸電圧指令信号 V_d^* および q 軸電圧指令信号 V_q^* と回転磁極センサからの磁極位置信号 r_e により U 相、 V 相、 W 相の各上下アームにそれぞれ対応する6種類のパルス信号を生成する。そして、生成したパルス信号をドライバ回路174へ出力し、各スイッチング素子に駆動信号が出力される。

10

【0044】

以上説明したようにして、制御回路172からドライバ回路174に対して、パルス信号が変調波として出力される。この変調波に応じて、ドライバ回路174よりインバータ回路140の各IGBT328、330へ駆動信号が出力される。

【0045】

図4にパルス変調器230の詳細を示す。2相3相変換器は、 d 軸電圧指令信号 V_d^* 、 q 軸電圧指令信号 V_q^* 、及び磁極位置信号 r_e に基づいて d 軸電圧指令信号 V_d^* 及び q 軸電圧指令信号 V_q^* を各相の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に変換し、パルス幅変換部へ送る。パルス幅変換部は、PWMパルス位相制御手段によって位相制御された各相の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に基づいてパルス信号を生成する。

20

【0046】

図3に示したモータ制御系では、システム性能からの要求などに応じて、モータジェネレータ192に対する制御周期として、たとえば数百 μs 程度の制御周期が予め定められている。パルス変調器230は、この制御周期ごとに、スイッチング素子であるIGBT328、330の状態を繰り返し演算する。この演算結果に応じて、次の制御周期におけるパルス信号を生成し、ドライバ回路174へ出力する。

【0047】

図5、図6を用いて本実施例のPWMパルス位相制御を説明する。

【0048】

図5は通常のPWMパルス位相制御の例である。キャリア T_c は三角波であり、各相のパルス V_u 、 V_v 、 V_w は、キャリアの山 T_{c_peak} を中心として左右対称となる。

30

【0049】

図6は本実施例のPWMパルス位相制御を示す図である。この図では、 V 相にパルスシフトを行った場合を示している。キャリア周期の2倍を1周期とし、パルス幅変調信号 V_v のオン期間の中心とオフ期間の中心の位相間隔を不等間隔にする。これにより、正負の高周波電圧を作り出す。このとき、平均トルクはゼロとなる。

【0050】

すなわち、本実施例では3相をスイッチング制御し、平均トルクがゼロとなるように制御する。よって、回転電機の回転中に発生する誘起電圧を打ち消す電圧がインバータから発生するように制御するため、回転電機の平均電流は0となり、ブレーキトルクが発生せず、回転中にトルクを出さずに制御することができる。

40

【0051】

このように、少なくとも1相のPWMパルス位相をPWM周期で変化させ、モータ電流を正負に通電することで、平滑コンデンサの電圧を放電させることができる。

【0052】

図7にパルスのオン、オフの更新のタイミングを示す。(a)は通常のPWM時のパルス波形、(b)はキャリア T_c の谷で更新する場合、(c)はキャリア T_c の山で更新する場合の例を示している。

【0053】

50

図 8 に入力波形とキャリア T_c との関係について示す。(a) は入力波形の最大値がキャリア最大値以上で入力波形の最小値がキャリア最小値以上の場合、(b) は入力波形の最大値がキャリア最大値以上で入力波形の最小値がキャリア最小値以下の場合、(c) は入力波形の最大値がキャリア最大値以下で入力波形の最小値がキャリア最小値以下の場合の例を示している。この 3 つの場合においては、(b) に示す入力波形の最大値がキャリア最大値以上で入力波形の最小値がキャリア最小値以下の場合に放電速度がもっとも速くなる。

【 0 0 5 4 】

図 9 に本実施例によるパルスシフトを行った場合の実験結果を示す。図 9 の上側の図の四角で囲んだ領域を拡大したものが図 9 の下側の図である。図 9 の下側の図ではモータの線間電圧で発生させたパルスによって各相電流は脈動しており、これによってモータ損失が発生しコンデンサ電圧が低下している。同時に平均トルクはゼロとなるように制御されているので、放電期間中においてもモータは停止状態を維持している。

10

【 0 0 5 5 】

図 10 に回転電機の回転中に本実施例によるパルスシフトを行った場合の実験結果を示す。図 10 の上側の図の四角で囲んだ領域を拡大したものが図 10 の下側の図である。この下側の図は、モータ 1 回転中に 6 回シフトする相が切り替わり、切り替わり付近で正負のパルスが出ている様を示している。インバータは誘起電圧成分を打ち消すように電圧パルスを発生させるとともに、コンデンサが放電されるようにパルスシフトされている。パルスシフトは平均トルクがゼロとなるように制御されているため、モータにはブレーキトルクが発生しない。

20

【 0 0 5 6 】

図 11、図 12 にパルスシフトの詳細を示す。図 11 に示すように、U 相、W 相 (PWM パルス V_u, V_w) では ON パルスの中心と OFF パルスの中心との間隔が等間隔に制御される。一方、PWM パルス V_v はパルスシフトが行われ、ON パルスの中心と OFF パルスの中心との間隔が不等間隔になる。この制御は電動機の回転速度が所定値以下のときに行われる。また、図 11 では V 相でパルスシフトを行っているが、少なくとも 1 つの相でパルスシフトを行えば本実施例の効果を得ることができる。

【 0 0 5 7 】

すなわち、少なくとも 1 つの相のパルスの周期をキャリア周期の 2 倍相当に変化させればよく、具体的には、一のキャリア周期ではキャリアの山から遠ざけるようにパルスの位相を変位させ、次のキャリア周期ではキャリアの山に集中させるようにパルス位相を変位させることにより、パルス周期をキャリア周期の 2 倍相当に変化させればよい。これにより、電動機電流を正負に通電し、平滑コンデンサの蓄積電荷を放電させることができる。

30

【 0 0 5 8 】

また、電動機の回転速度が所定値以下のとき、少なくとも 1 つの相のパルスの幅をキャリア周期毎に変化させても良い。具体的には、一のキャリア周期ではパルスの幅を増大させるようにパルスを変化させ、次のキャリア周期ではパルスの幅を減少させるようにパルスを変化させることにより、パルスの幅をキャリア周期毎に変化させることができる。

【 0 0 5 9 】

40

図 12 はパルスシフト時の U - V 相間電圧を示しており、パルスシフトにより正負の線間電圧が発生していることが分かる。なお、線間電圧波形の 1 周期はキャリア周期の 2 倍である。

【 0 0 6 0 】

図 13 は通常の PWM 制御時及び本実施例によるパルスシフト時の線間電圧を示す図である。(d) は通常の PWM 制御時の線間電圧例であり、線間電圧波形の 1 周期はキャリア周期と等しく、線間電圧は 1 周期内において等間隔に変化する。(a) は図 12 に示した線間電圧の特例であり、周期後半の線間電圧が連続して発生している。また、線間電圧の波形は (b) のようであっても良い。この場合は、図 12 における負の線間電圧波形が正の線間電圧波形として現れている。(c) は (b) に示した線間電圧の特例であり、周

50

期後半の線間電圧が連続して発生している。なお、(a) - (c)における線間電圧波形の1周期はキャリア周期の2倍である。

〔実施例2〕

以下、本発明の別の実施例を説明する。

【0061】

図14に示す本実施例のPWMパルス位相制御では、V相のパルス幅変調信号V_vをキャリアの山T_c__peakに対して右にシフトし、正負の高周波電圧を作り出す。このとき、平均トルクはゼロとなる。

【0062】

すなわち、本実施例では3相をスイッチング制御し、平均トルクがゼロとなるように制御する。よって、回転電機の回転中に発生する誘起電圧を打ち消す電圧がインバータから発生するように制御するため、回転電機の平均電流は0となり、ブレーキトルクが発生せず、回転中にトルクを出さずに制御することができる。

【0063】

このように、少なくとも1相のPWMパルス位相をPWM周期で変化させ、モータ電流を正負に通電することで、平滑コンデンサの電圧を放電させることができる。

【0064】

図15にパルスのオン、オフの更新のタイミングを示す。(a)は通常のPWM時のパルス波形、(b)はキャリアT_cの山谷で更新する場合、(c)は(b)のオン、オフのタイミングを逆にした場合の例を示している。

【0065】

図16に入力波形とキャリアT_cとの関係について示す。(a)は入力波形の最大値がキャリア最大値以上で入力波形の最小値がキャリア最小値以上の場合、(b)は入力波形の最大値がキャリア最大値以上で入力波形の最小値がキャリア最小値以下の場合、(c)は入力波形の最大値がキャリア最大値以下で入力波形の最小値がキャリア最小値以下の場合の例を示している。この3つの場合においては、(b)に示す入力波形の最大値がキャリア最大値以上で入力波形の最小値がキャリア最小値以下の場合に放電速度がもっとも速くなる。

【0066】

図17、図18に本実施例のパルスシフトの詳細を示す。図17に示すように、U相、W相(PWMパルスV_u, V_w)ではONパルスの中心とOFFパルスの中心の位置が一致するように制御される。一方、PWMパルスV_vはパルスシフトが行われ、ONパルスの中心とOFFパルスの中心がU相、V相に対して不一致となるように制御される。この制御は電動機の回転速度が所定値以下のときに行われる。また、図12ではV相でパルスシフトを行っているが、少なくとも1つの相でパルスシフトを行えば本実施例の効果を得ることができる。

【0067】

すなわち、電動機の回転速度が所定値以下のとき、少なくとも1つの相の上アームのパルスのオン期間の中心とオフ期間の中心の位相間隔が不等間隔となるように制御すれば良い。これにより、電動機電流を正負に通電し、平滑コンデンサの蓄積電荷を放電させることができる。

【0068】

図12はパルスシフト時のU-V相間電圧を示しており、パルスシフトにより正負の線間電圧が発生していることが分かる。なお、線間電圧波形の1周期はキャリア周期の2倍である。

【0069】

図19はパルスシフト時の線間電圧と正弦波PWM制御時の線間電圧の例である。(a), (b)はパルスシフト時の線間電圧の例、(c)は正弦波PWM制御時の線間電圧の例を示している。(a) - (c)において線間電圧の波形の1周期はキャリア周期に等しい。この例では、1周期内でパルスのオン、オフが2回行われ、2つのパルスが現れてい

10

20

30

40

50

る。1周期内において、(a)では2つのパルスの極性は一致するが、パルス幅は不一致である。(b)では2つのパルスの極性は不一致であるが、パルス幅は一致する。(c)では2つのパルスの極性、パルス幅ともに一致する。このように、パルスシフトを行うことにより、パルス極性あるいはパルス幅を不等にすることができる。

【0070】

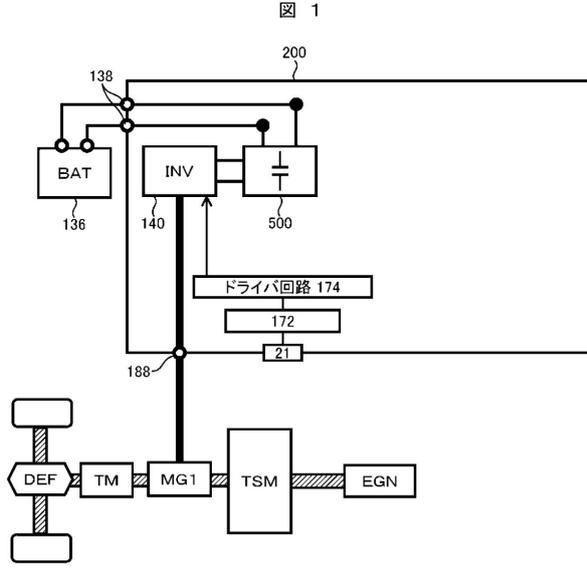
以上説明した実施例および奏する作用効果はあくまで一例であり、本発明は上記の実施例の構成に何ら限定されるものではない。

【符号の説明】

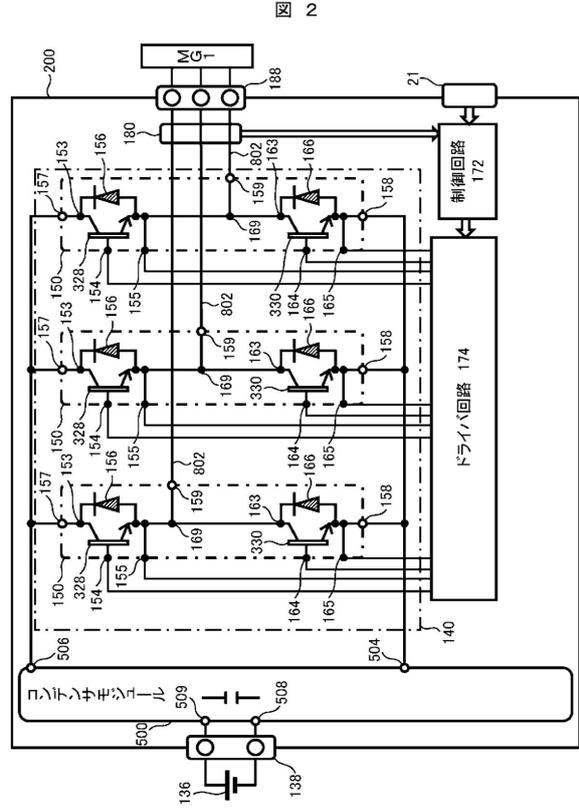
【0071】

136	バッテリー	10
138	直流コネクタ	
140	インバータ回路	
144	パワースイッチング回路	
150	上下アームの直列回路	
153, 163	コレクタ電極	
154, 164	ゲート電極	
155	エミッタ電極	
156, 166	ダイオ - ド	
157	正極端子 (P端子)	
158	負極端子 (N端子)	20
159	交流端子	
164	ゲート電極	
165	エミッタ電極	
169	接続点	
170	制御部	
172	制御回路	
174	ドライバ回路	
180	電流センサ	
186	交流電力線	
188	交流コネクタ	30
192, 194	モータジェネレータ	
193	回転磁極センサ	
200	電力変換装置	
210	トルク指令・電流指令変換器	
220	電流制御器 (ACR)	
230	パルス変調器	
260	角速度演算器	
328, 330	I G B T	
500	コンデンサモジュール	

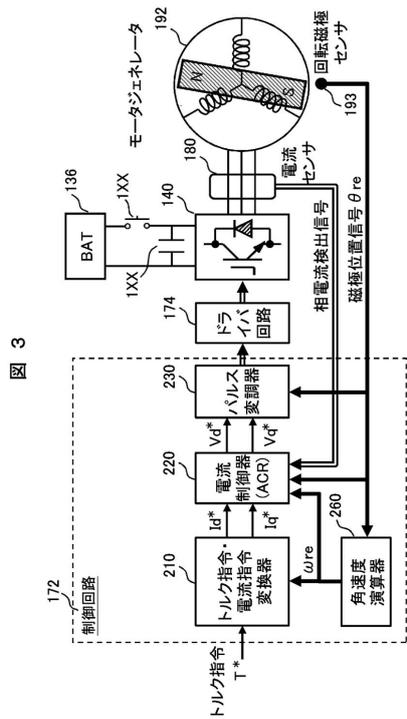
【図1】



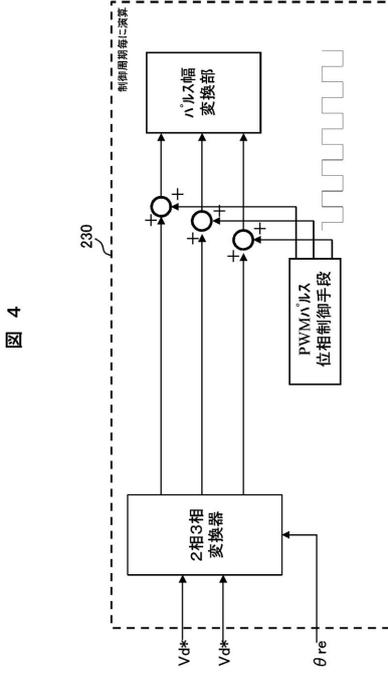
【図2】



【図3】

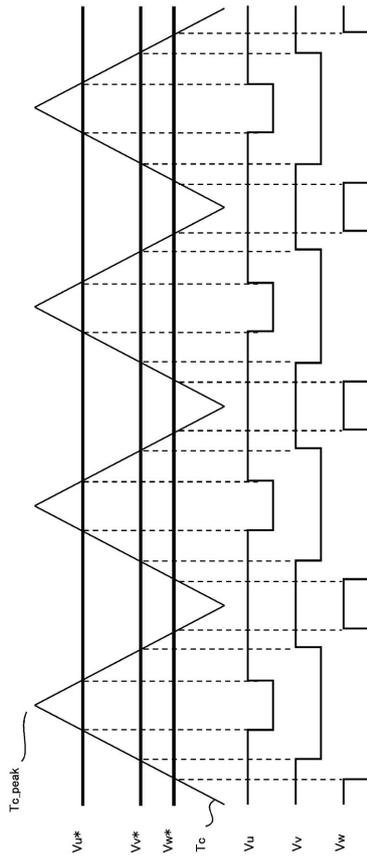


【図4】



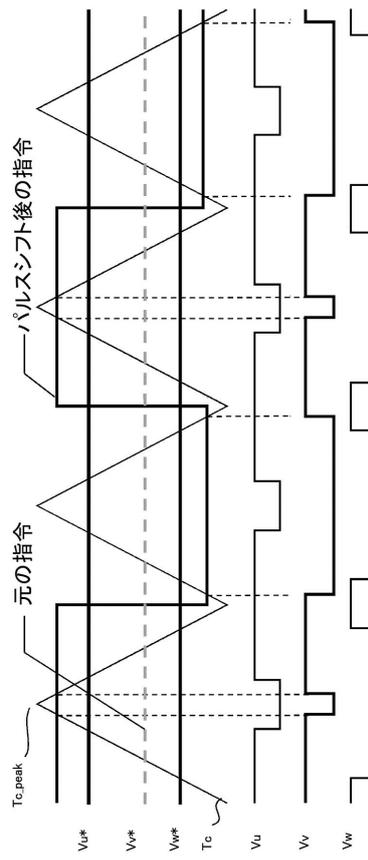
【 図 5 】

図 5



【 図 6 】

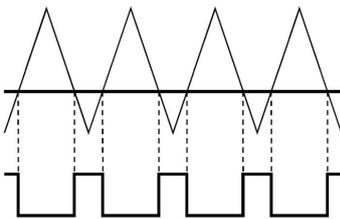
図 6



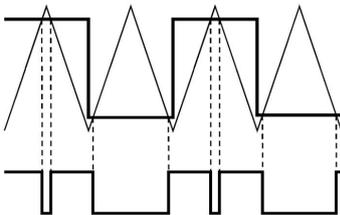
【 図 7 】

図 7

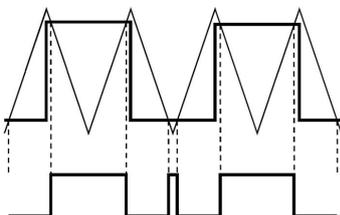
(a) 通常のPWM時のパルス波形



(b) キャリアの谷で更新



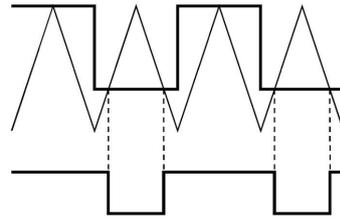
(c) キャリアの山で更新



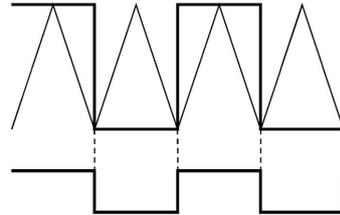
【 図 8 】

図 8

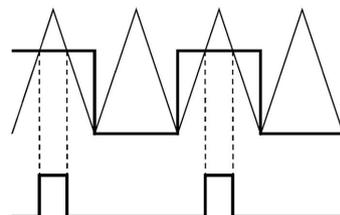
(a) 入力波形の最大値がキャリア最大値以上、
入力波形の最小値がキャリア最小値以上



(b) 入力波形の最大値がキャリア最大値以上、
入力波形の最小値がキャリア最小値以下

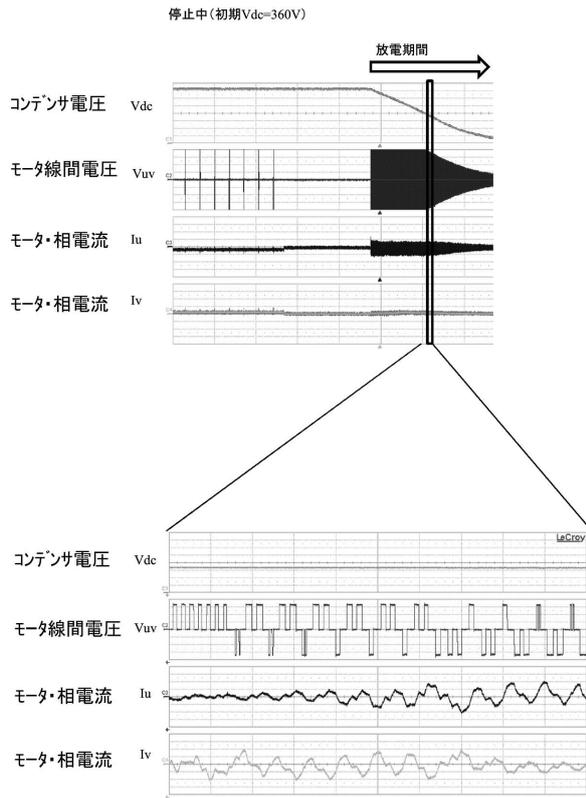


(c) 入力波形の最大値がキャリア最大値以下、
入力波形の最小値がキャリア最小値以下



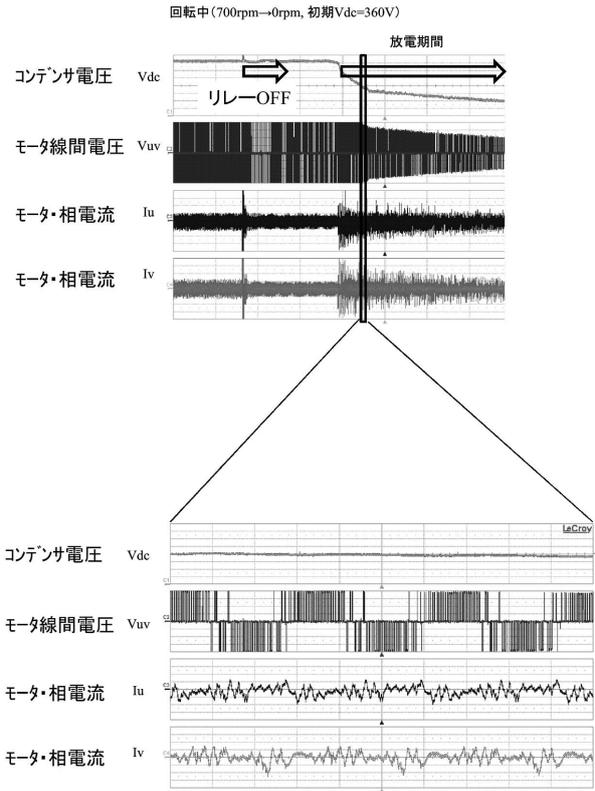
【図9】

図9



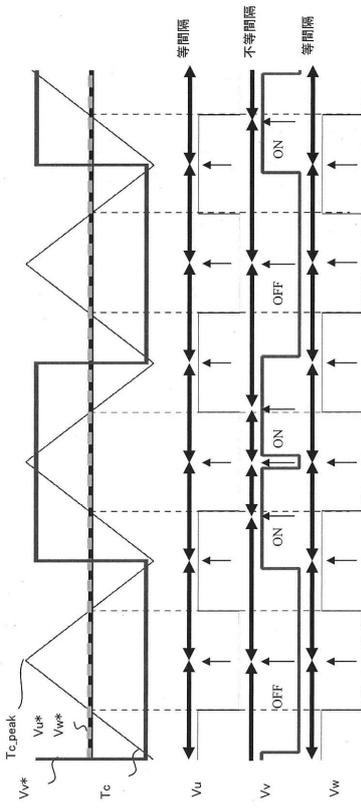
【図10】

図10



【図11】

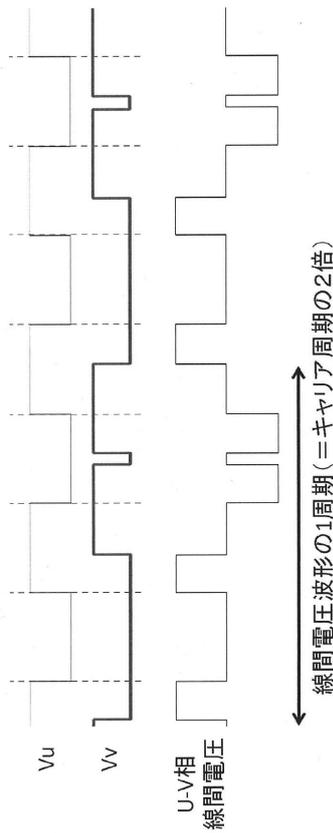
図11



U, W相: ON/VILSの中心とOFF/VILSの中心の間隔が等間隔、
 V相: ON/VILSの中心とOFF/VILSの中心の間隔が不等間隔。

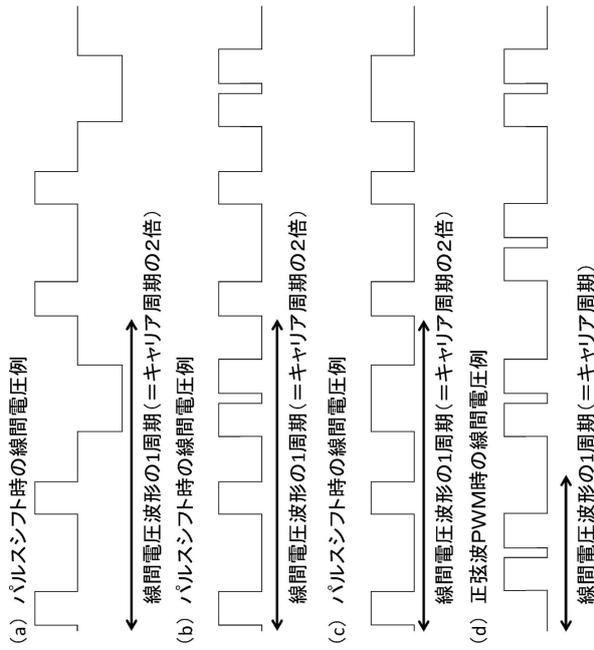
【図12】

図12



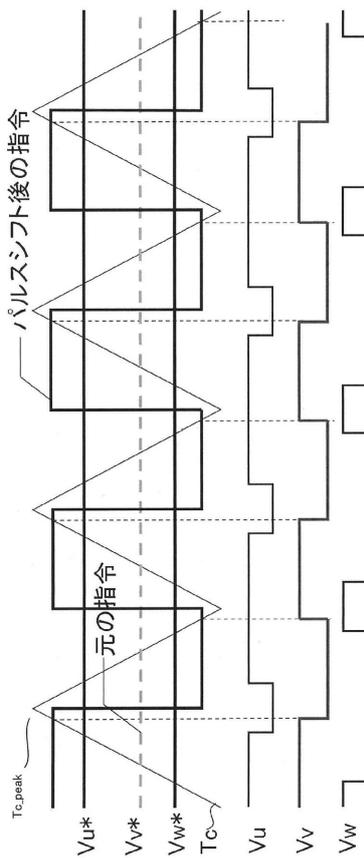
【図13】

図13



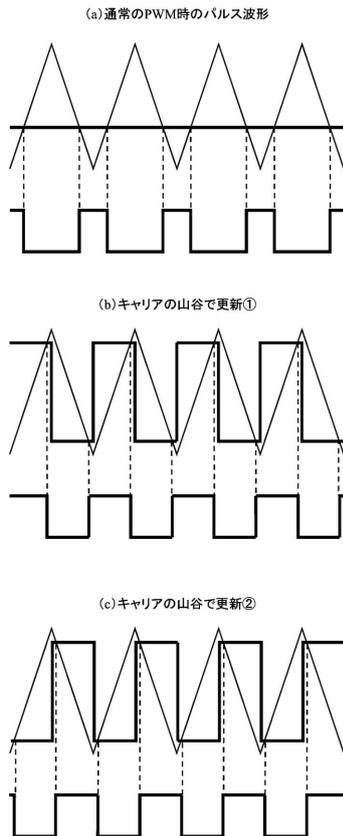
【図14】

図14



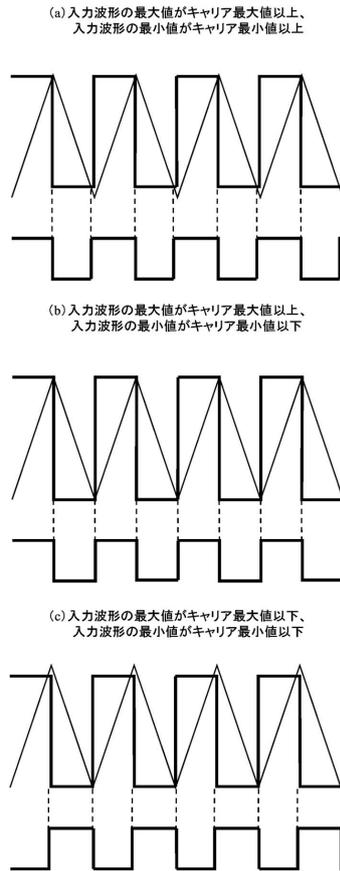
【図15】

図15



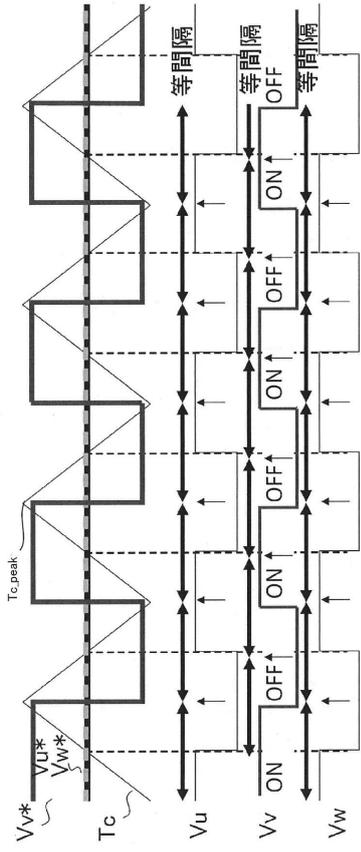
【図16】

図16



【 図 1 7 】

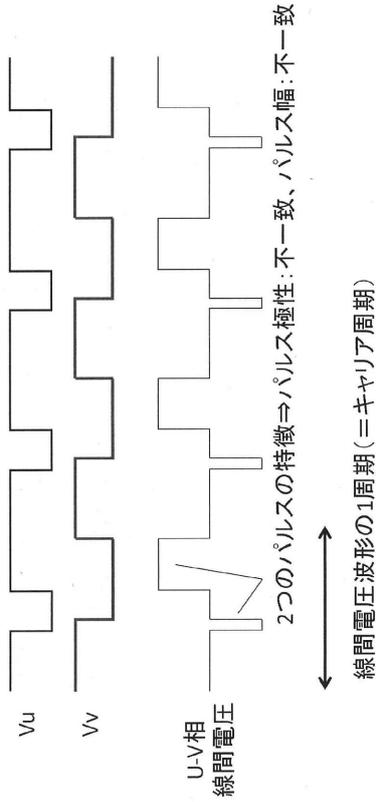
図 17



U, W相: ONパルスの中心とOFFパルスの中心が互いに一致、
 V相 : ONパルスの中心とOFFパルスの中心がU相とW相と不一致。

【 図 1 8 】

図 18



【 図 1 9 】

図 19

- (a) パルスシフト時の線間電圧例(パルス極性:一致、パルス幅:不一致)
 線間電圧波形の1周期 (=キャリア周期)
- (b) パルスシフト時の線間電圧例 (パルス極性:不一致、パルス幅:一致)
 線間電圧波形の1周期 (=キャリア周期)
- (c) 正弦波PWM時の線間電圧例(パルス極性:一致、パルス幅:一致)
 線間電圧波形の1周期 (=キャリア周期)

フロントページの続き

- (72)発明者 安島 俊幸
茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
所内 株式会社 日立製作所 日立研究
- (72)発明者 山田 博之
茨城県ひたちなか市高場2477番地
ング内 株式会社 日立カーエンジニアリ
- (72)発明者 明円 恒平
茨城県ひたちなか市高場2520番地
式会社内 日立オートモティブシステムズ株

審査官 槻木澤 昌司

- (56)参考文献 特開平11-308704(JP,A)
特開2003-348856(JP,A)
特開2011-083123(JP,A)
特開2004-015892(JP,A)
特開2010-130845(JP,A)
特許第4241163(JP,B2)
米国特許出願公開第2011/0133546(US,A1)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 7/48