

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6062327号  
(P6062327)

(45) 発行日 平成29年1月18日(2017.1.18)

(24) 登録日 平成28年12月22日(2016.12.22)

(51) Int.Cl.

F I

H O 2 P 27/08 (2006.01)  
B 6 O L 9/18 (2006.01)H O 2 P 27/08  
B 6 O L 9/18 J

請求項の数 8 (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願2013-143787 (P2013-143787)  
 (22) 出願日 平成25年7月9日(2013.7.9)  
 (65) 公開番号 特開2015-19458 (P2015-19458A)  
 (43) 公開日 平成27年1月29日(2015.1.29)  
 審査請求日 平成27年12月10日(2015.12.10)

(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 100084412  
 弁理士 永井 冬紀  
 (72) 発明者 安島 俊幸  
 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  
 (72) 発明者 古川 公久  
 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  
 (72) 発明者 明円 恒平  
 茨城県ひたちなか市高場2520番地 日  
 立オートモティブシステムズ株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 インバータ装置および電動車両

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

モータ出力要求に基づいて、直流電圧を交流電圧に変換するためのPWMパルスを生成するPWMパルス生成部と、

前記PWMパルス生成部で生成されたPWMパルスにより直流電圧を交流電圧に変換してモータを駆動するインバータ回路とを備え、

前記PWMパルス生成部は、出力電圧のゼロクロス点を中心に直線近似した角度区間において複数のPWMパルスのオンパルスの中心時間間隔、およびオフパルスの中心時間間隔のいずれか一方を前記モータ出力要求に基づいて変化させてPWMパルスを生成するインバータ装置。

【請求項 2】

モータ出力要求に基づいて、直流電圧を交流電圧に変換するためのPWMパルスを生成するPWMパルス生成部と、

前記PWMパルス生成部で生成されたPWMパルスにより直流電圧を交流電圧に変換してモータを駆動するインバータ回路とを備え、

前記PWMパルス生成部は、出力電圧のゼロクロス点を中心に直線近似した角度区間において、複数のPWMパルスのオンパルスの中心時間間隔とオフパルスの中心時間間隔が前記モータ出力要求に基づいて異なるようにPWMパルスを生成するインバータ装置。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載のインバータ装置において、

前記角度区間は、前記出力電圧の前記ゼロクロス点を基準として少なくとも電気角で $\pm 30$ 度の範囲を含む区間であるインバータ装置。

【請求項 4】

請求項 1 または 2 に記載のインバータ装置において、

前記 P W M パルス生成部は、前記モータ出力要求に応じて前記モータが所定トルクと所定回転速度で駆動されるように前記 P W M パルスを生成するインバータ装置。

【請求項 5】

請求項 1 または 2 に記載のインバータ装置において、

前記 P W M パルス生成部は、前記出力電圧の前記ゼロクロス点を基準として少なくとも電気角で $\pm 30$ 度の範囲を含む区間での変調波の傾きを演算し、前記演算された傾きにより前記 P W M パルスを生成するインバータ装置。

10

【請求項 6】

請求項 5 に記載のインバータ装置において、

前記 P W M パルス生成部は、前記変調波の傾きと前記 P W M パルスを対応付けたテーブルを有し、前記変調波の傾きにより前記テーブルを参照して前記 P W M パルスを生成するインバータ装置。

【請求項 7】

請求項 1 または 2 に記載のインバータ装置において、

前記 P W M パルス生成部は、前記出力電圧のゼロクロス点を中心に直線近似した角度区間において、複数の P W M パルスのオンパルスとオフパルスの面積を積分した値が等しくなるように前記 P W M パルスを演算するインバータ装置。

20

【請求項 8】

モータ出力要求に基づいて、直流電圧を交流電圧に変換するための P W M パルスを生成する P W M パルス生成部と、

前記 P W M パルス生成部で生成された P W M パルスにより直流電圧を交流電圧に変換してモータを駆動するインバータ回路と、

前記直流電圧を昇圧する D C / D C コンバータとを備え、

前記 P W M パルス生成部は、出力電圧のゼロクロス点を中心に直線近似した角度区間において複数の P W M パルスのオンパルスの中心時間間隔、およびオフパルスの中心時間間隔のいずれか一方を前記 D C / D C コンバータの出力電圧に基づいて変化させて P W M パルスを生成する電動車両。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、インバータ装置および電動車両に関する。

【背景技術】

【0002】

P W M (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、キャリア周波数を一定にして P W M 制御する非同期 P W M 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になった場合、P W M パルス数が減少し、インバータの出力誤差が増大する。また、インバータの出力電圧指令が、インバータの最大出力レベル(正弦波)を上回る過変調モード時に出力電圧誤差が増大する。

40

特許文献 1 には、インバータの出力電圧のゼロクロス付近を duty50% にして出力電圧誤差を最小限にする技術が記載されている。

また、特許文献 2 には、インバータの出力誤差が生じない変調率の範囲でインバータ駆動する技術が記載されている。

さらに、特許文献 3 には、インバータの出力誤差が小さくなるようにインバータの出力周波数に応じてキャリア周波数を変更する技術が記載されている。

50

## 【先行技術文献】

## 【特許文献】

## 【0003】

【特許文献1】特開2006-230079号公報

【特許文献2】特開2007-143316号公報

【特許文献3】特開2003-309993号公報

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0004】

特許文献1では、過変調モードにおいて、変調波がduty100%となるハイレベル値及びduty0%となるローレベル値との遷移区間にduty50%となるミドルレベル値を設けてPWMパルスを出力する。このようにすることで、変調波の傾斜が急峻な場合に生じるPWMキャリアとの交差が不連続になって（図7参照）パルス成分が消失する現象を防止している。しかしながら、インバータ出力電圧のゼロクロス付近ではduty50%とするため、その間の平均電圧は0Vになり、インバータ出力が低下してしまう課題がある。

10

## 【0005】

また、特許文献2では、インバータの出力電圧のゼロクロス近傍で変調波の傾きが急峻の場合に電圧指令とPWM信号との関係で生じる位相誤差を、変調率を抑制した変調波によってPWMパルスを発生させることにより位相誤差を低減している。しかしながら、変調率を抑制してPWMパルスを発生させるため、インバータ出力が低下してしまう課題がある。

20

## 【0006】

また、特許文献3では、インバータの出力周波数に応じてPWMキャリア周波数を変更する同期PWMによってインバータの出力電圧の平衡化している。しかしながら、キャリア周波数の変更を行うと、電流検出や制御周期などのスケジューリングも調整する必要が生じるため、マイコン等の制御演算手段の負荷が増大してしまうといった課題がある。

## 【課題を解決するための手段】

## 【0007】

（1）請求項1の発明によるインバータ装置は、モータ出力要求に基づいて、直流電圧を交流電圧に変換するためのPWMパルスを生成するPWMパルス生成部と、PWMパルス生成部で生成されたPWMパルスにより直流電圧を交流電圧に変換してモータを駆動するインバータ回路とを備え、PWMパルス生成部は、出力電圧のゼロクロス点を中心に直線近似した角度区間において複数のPWMパルスのオンパルスの中心時間間隔、およびオフパルスの中心時間間隔のいずれか一方をモータ出力要求に基づいて変化させてPWMパルスを生成することを特徴とする。

30

（2）請求項2の発明によるインバータ装置は、モータ出力要求に基づいて、直流電圧を交流電圧に変換するためのPWMパルスを生成するPWMパルス生成部と、PWMパルス生成部で生成されたPWMパルスにより直流電圧を交流電圧に変換してモータを駆動するインバータ回路とを備え、PWMパルス生成部は、出力電圧のゼロクロス点を中心に直線近似した角度区間において、複数のPWMパルスのオンパルスの中心時間間隔とオフパルスの中心時間間隔がモータ出力要求に基づいて異なるようにPWMパルスを生成することを特徴とする。

40

（3）請求項8の発明による電動車両は、モータ出力要求に基づいて、直流電圧を交流電圧に変換するためのPWMパルスを生成するPWMパルス生成部と、PWMパルス生成部で生成されたPWMパルスにより直流電圧を交流電圧に変換してモータを駆動するインバータ回路と、直流電圧を昇圧するDC/DCコンバータとを備え、PWMパルス生成部は、出力電圧のゼロクロス点を中心に直線近似した角度区間において複数のPWMパルスのオンパルスの中心時間間隔、およびオフパルスの中心時間間隔のいずれか一方をDC/DCコンバータの出力電圧に基づいて変化させてPWMパルスを生成することを特徴とする。

50

## 【発明の効果】

## 【0008】

本発明によれば、非同期PWM方式を採用したインバータ装置において、インバータ回路の出力電圧誤差や位相誤差を低減することができ、モータを高速回転まで安定して制御することができる。

## 【図面の簡単な説明】

## 【0009】

【図1】本発明のインバータ装置の構成を示すブロック図。

【図2】一実施形態における変調波を示す波形図。

【図3】一実施形態におけるゼロクロス付近のPWMを示す波形図。

【図4】一実施形態におけるパルス生成を示す波形図。

【図5】本発明によるインバータ装置が適用された電動パワーステアリング装置の構成図。

【図6】本発明によるインバータ装置が適用された電動車両の構成図。

【図7】従来のゼロクロス近傍を示す波形図。

## 【発明を実施するための形態】

## 【0010】

本発明は、非同期PWM制御で半導体スイッチ素子を駆動するようにしたインバータ装置であって、インバータ出力電圧のゼロクロス付近では、変調波を直線近似して正側と負側の出力電圧を平衡化させるように、PWMパルスのONタイミングまたはOFFタイミングをシフトして高出力なインバータ装置を提供するものである。以下、本発明の一実施形態について図面を用いて説明する。

## 【0011】

図1は、本発明によるインバータ装置100を有するモータ装置500の構成を示すブロック図である。モータ装置500は、モータ300とインバータ装置100を有している。モータ装置500は、モータ300の回転位置センサの取付位置誤差を検出して、モータ駆動の際に補正することでモータ300を高効率に駆動する用途に適したものである。

## 【0012】

インバータ装置100は、電流検出部180、電流制御部120、PWM制御部145、PWM生成器140、インバータ回路110、および回転位置検出部130を有している。バッテリー200は、インバータ装置100の直流電圧源であり、バッテリー200の直流電圧DCVは、インバータ装置100のインバータ回路110によって可変電圧、可変周波数の3相交流に変換され、モータ300に印加される。

## 【0013】

モータ300は、3相交流の供給により回転駆動される同期モータである。モータ300には、モータ300の誘起電圧の位相に合わせて3相交流の印加電圧の位相を制御するために回転位置センサ320が取り付けられており、回転位置検出部130にて回転位置センサ320の入力信号から検出位置 $\theta$ を演算する。ここで、回転位置センサには、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センサや、ホール素子を用いたセンサを用いることができる。

## 【0014】

インバータ装置100は、モータ300の出力を制御するための電流制御機能を有している。電流検出部160は、3相のモータ電流を電流センサIctで検出し、3相の電流検出値( $I_u, I_v, I_w$ )と回転位置 $\theta$ とからdq変換したdq電流検出値( $I_d', I_q'$ )を出力するdq電流変換器160と、dq電流検出値( $I_d', I_q'$ )を平滑して電流検出値( $I_d, I_q$ )を出力する電流フィルタ170とを有する。電流制御器120は、電流検出値( $I_d, I_q$ )と、入力された電流指令値( $I_d^*, I_q^*$ )とが一致するように電圧指令( $V_d^*, V_q^*$ )を出力する。

## 【0015】

PWM制御器145では、電圧指令( $V_d^*$ ,  $V_q^*$ )を回転角度に基づき2相/3相変換し、第三高調波を重畳した3相電圧指令( $V_u^*$ ,  $V_v^*$ ,  $V_w^*$ )を生成すると共に、ゼロクロス付近では変調波を直線近似してパルス幅変調(PWM)を行う。PWM制御器145の出力は、PWM生成器140にてパルス信号に変換され、ドライブ信号PWMとしてインバータ回路110に出力される。インバータ回路110の半導体スイッチ素子はドライブ信号PWMによりオン/オフ制御され、インバータ回路110の出力電圧が調整される。

なお、モータ装置500において、モータ300の回転速度を制御する場合には、モータ回転速度 $r$ を回転位置の時間変化により演算し、上位制御器からの速度指令と一致するように電圧指令あるいは電流指令を作成する。また、モータ出力トルクを制御する場合には、モータ電流( $I_d$ ,  $I_q$ )とモータトルクの関係式あるいはマップを用いて、電流指令( $I_d^*$ ,  $I_q^*$ )を作成する。

#### 【0016】

次に、図2を用いて、一実施形態における変調波を示す波形図について説明する。

図2(a)は変調信号波形とキャリア信号波形を示し、変調率が比較的低い変調信号(変調波1)と、正弦波変調できる最大の変調波(変調波2)と、正弦波変調から100%パルスが連続した(飽和区間)状態となる過変調の状態になる変調波(変調波3)と、インバータ出力が最大となる矩形波状態となる変調波(変調波4)、および変調波信号と大小比較してPWMパルスを生成するキャリア信号とを示している。図2(b)は、変調波1のときのPWMパルス信号を示し、図2(c)は、変調波3のPWMパルス信号を示す。電気角度0~180度のほぼ100%の区間でPWMパルスが連続してオンである。図2(d)は、変調波4のPWMパルス信号を示し、このPWMパルス信号は、電気角度0~180度全区間でオンである。

#### 【0017】

それぞれの変調波は、3相電圧指令( $V_{uc}$ ,  $V_{vc}$ ,  $V_{wc}$ )の1相分の変調波 $H(\quad)$ と等価であり、デッドタイムを無視すればU相の変調波 $H_u(\quad) = V_{uc} / (DCV / 2)$ にほぼ等しい。インバータ出力が飽和しない変調率=1となる時の正弦波の実効値を1とすれば、第3高調波を重畳した変調波 $H(\quad)$ に含まれる基本波成分は1.15倍(115%)である(変調波2)。すなわち、電圧指令が1.15まではインバータ出力は飽和しない。

図2に示すように、第三高調波を重畳させた変調波 $H(\quad)$ は、ゼロクロス付近で直線近似することができる。本実施形態では、変調波のゼロクロス付近では後述するような非同期PWM変調によりPWMパルスを生成し、それ以外の区間では、従来から採用されている非同期PWM変調によりPWMパルスを生成する。

なお、変調波のゼロクロスを中心に電気角度で $\pm 30$ 度の角度区間を直線近似するのが好ましい。

#### 【0018】

また、ゼロクロス付近の直線近似できる区間の変調波の傾き $A$ は、電圧指令値に応じた変調率に比例し、変調波は角度位置に比例する。例えば、ゼロクロス付近の角度を $\theta$ とし、 $\theta$ を $-30^\circ$ ~ $30^\circ$ とすると、ゼロクロス付近の変調波 $H(\theta)$ は式(1)で表すことができる。

$$H(\theta) = A \cdot \theta \quad (1)$$

#### 【0019】

すなわち、ゼロクロス付近の変調波 $H(\quad)$ は、変調率の代わりに変調波の傾き $A$ を用いて表すことができるので、ゼロクロス付近のインバータ出力パルス、すなわちPWMパルスは、変調波の傾き $A$ から決定することができる。本実施形態では、後述するようにPWMパルス生成部は、変調波の傾き $A$ とPWMパルスを対応付けたテーブルを有し、演算された変調波の傾きによりテーブルを参照してPWMパルスを生成する。

ここで、上記テーブルには、変調波の傾き $A$ とPWMパルスのONタイミングとOFFタイミングが対応づけられている。

なお、 $|H(\ )| < |A \cdot \quad |$ となる条件では、変調波 $H(\ )$ の値を用いてインバータ出力パルスを決すれば良い。

#### 【0020】

次に、図3を用いて、一実施形態におけるゼロクロス付近のPWMを示す波形図について説明する。

図3(A)は、変調波と三角波キャリアとの位相関係から、三角波キャリアの前半、すなわち三角波キャリア信号の立ち上がり区間にPWMパルスがオンとなる場合を示す。図3(A)の信号波形をゼロクロス・タイミング1の信号波形と呼ぶ。図3(B)は、変調波と三角波キャリアとの位相関係から、三角波キャリアの後半、すなわち三角波キャリア信号の立ち下がり区間にPWMパルスがオンとなる場合を示している。図3(B)の信号

10

図3(A)、(B)ともに、モータが一定速度で回転しているときの一例であり、一定のPWMキャリア周期の間にモータが回転した時の角度変化幅 $\quad$ がほぼ一定であり、この角度変化幅 $\quad$ がキャリア周期と同等である。また、変調波をゼロクロス近傍で直線近似した区間において、PWMパルスが2~3パルス発生する場合を示す。

#### 【0021】

図3(A)、(B)において、(a)は変調波と三角波キャリア信号を示し、(b)は1PWM周期で出力すべきPWMパルスを示し、(c)は、マイコンを使ってPWMパルス生成する場合のPWMタイマ値を示し、この実施形態では、鋸波状のPWMタイマを示している。

20

#### 【0022】

図3(A)のゼロクロス・タイミング1の信号波形は、上述したように、三角波キャリア信号の立ち上がり区間にPWMパルスがオンとなる場合であり、角度位置 $\quad r$ のタイミングから $\quad / 2$ 以上離れた角度位置 $\quad a$ で変調波が過変調レベル1に達する場合を示している。ゼロクロス・タイミング1の信号波形では、角度位置 $\quad r + \quad$ のタイミング以降でPWMパルスを区間 $\quad 2$ だけHighにする。その後、変調波 $H(\ )$ がゼロになる角度 $\quad c$ までLowパルス出力する。そして、角度 $\quad c$ のタイミングでPWMパルスをHighにし、角度 $\quad c$ 以降にPWMパルスを区間 $\quad 5$ だけLowパルス出力する。その後、変調波は角度 $\quad b$ のタイミングで過変調レベル2に達する。

#### 【0023】

30

従来、特許文献1~3に開示されているように、交流出力の $1/2$ 周期で変化する正側の電圧積分(正側電圧)と負側の電圧積分(負側電圧)のアンバランスを解消するため、出力電圧のゼロクロス付近におけるPWMパルスをこの区間以外の生成方式と変更している。

特許文献1では、インバータの出力電圧のゼロクロス付近を $duty\ 50\%$ にして出力電圧誤差を最小限にしている。また、特許文献2では、インバータの出力電圧のゼロクロス近傍で変調波の傾きが急峻の場合に、変調率を抑制した変調波によってPWMパルスを発生させることにより位相誤差を低減している。したがって、これら2つの文献の従来技術ではインバータ出力が低下してしまう。

そこで、本発明の一実施形態では、変調波がゼロクロスする電気角度の前後の電気角度範囲、たとえば、 $\pm 30$ 度範囲では、 $-30$ 度範囲での正側の出力電圧と、 $+30$ 度範囲での負側の出力電圧が等しくなるようにして、 $\pm 30$ 度の電気角度範囲での出力低下を抑制する。

40

図3(A)、(B)において、 $\quad 2 = \quad 5$ とすれば、変調波のゼロクロスを中心に負側電圧と正側電圧の大きさを平衡にできる。また、変調波のゼロクロス付近において、 $\quad c - a = b - c$ に調整してパルスエッジを発生できるため、インバータ出力の位相誤差を低減できる。更に、PWMパルスは変調波に応じた大きさを正確に発生できるため、インバータ出力の低下も防止できる。

#### 【0024】

ここで、インバータ装置が出力すべきPWMパルス幅について、変調波のゼロクロス点

50

の回転角度  $c$  から過変調レベル 2 に達する回転角度  $b$  の区間を用いて説明する。変調波を規格化して  $-1$  (過変調レベル 1) から  $+1$  (過変調レベル 2) とした場合、回転角度  $c$  の規格化値  $= 0$  から回転角度  $b$  の規格化値  $= 1$  との変調波の面積は、 $1/2$  になる。一方、規格化した変調波  $-1 \sim +1$  の区間 (回転角度  $a \sim b$ ) で出力できる  $OnDuty$  を  $100\%$  とすると、規格化した変調波  $0 \sim 1$  の区間 (回転角度  $c \sim b$ ) での  $OnDuty$  は  $50 \sim 100\%$  ( $50\%$ ) に相当する。すなわち、図 3 (A) における回転角度  $c \sim b$  の区間平均  $OnDuty$  は  $75\%$  になり、回転角度  $c \sim b$  の区間で PWM パルスの  $1.5$  パルス分で、 $OnDuty = 75\%$  となるように、 $4$ 、 $5$ 、 $6$  を決定する。 $4$  と  $6$  は  $OnDuty$  であるので、好ましくは、 $5 = 25\%$  の  $OffDuty$  を設定すればよい。また、回転角度  $a \sim c$  の区間は同様に、 $1$  と  $3$  は  $OffDuty$  を設定し、 $2$  に  $OnDuty = 25\%$  を設定すればよい。

10

このように、PWM パルス生成器 140 は、出力電圧のゼロクロス点  $c$  を中心に直線近似した角度区間  $a \sim b$  において、PWM パルスのオンパルスとオフパルスの面積を積分した値が等しくなるように PWM パルスを生成する。

#### 【0025】

図 3 (B) のゼロクロス・タイミング 2 の信号波形は、上述したように、三角波キャリア信号の立ち下がり区間に PWM パルスがオンとなる場合であり、角度位置  $r$  のタイミングから  $1/2$  以内の角度位置  $a$  で変調波が過変調レベル 1 に達する場合を示している。ゼロクロス・タイミング 2 の信号波形では、角度位置  $a$  で過変調レベル 1 と等しくなる。この点が図 3 (A) と異なる。したがって、変調波と三角波キャリアとの位相関係から三角波キャリアの後半、すなわち立ち下がりスロープ側で PWM パルスが High になる点以外は図 3 (A) と同様である。

20

#### 【0026】

本発明の一実施形態では、非同期 PWM の周期内で変調波のゼロクロス付近でパルス幅が変化するように PWM パルスを生成するため、PWM パルスの ON パルス中心の時間間隔、または OFF パルス中心の時間間隔が異なるように制御することになる。すなわち、PWM パルス生成部は、出力電圧のゼロクロス点を中心に直線近似した角度区間において、複数の PWM パルスのオンパルスの中心時間間隔と、オフパルスの中心時間間隔がインバータ回路の運転状態、すなわち、モータ出力要求に基づいて異なるように PWM パルスが生成される。

30

#### 【0027】

ここで、図 3 では、1 相分の PWM パルスを示しているが、過変調モードにある場合の他の 2 相は過変調レベル 1 あるいは過変調レベル 2 の状態にある。

#### 【0028】

なお、図 3 では、PWM パルスの立ち上がりエッジおよび立ち下がりエッジを PWM キャリア周期のタイミングに同期させた場合を示している。しかし、PWM パルスの立ち上がりエッジおよび立ち下がりエッジを、PWM キャリア周期のタイミングに一致させなくても良く、角度  $c$  を基準に出力電圧の波形を対称波形とすること望ましい。また、モータが一定速度で回転している場合について説明したが、モータが加減速している場合には、加速度あるいは減速度を考慮して  $4$  を演算すれば、同様のロジックにて PWM パルスが作成できる。

40

#### 【0029】

次に、図 4 を用いて、一実施形態におけるパルス生成を示す波形図について説明する。

図 4 の (a) は変調波信号を示し、(b) は鋸波状のタイマカウンタの U 相分の動作を示し、(c) は U 相の PWM パルスを示し、(d) は正弦波変調時の V 相 PWM パルスと、U - V 間の線間電圧相当の PWM パルスを示す。(e) は可変調時の V 相 PWM パルスと、U - V 間の線間電圧相当の PWM パルスを示す。

#### 【0030】

図 4 (b) において、PWM キャリアの中心で PWM パルスを生成する場合、タイマ周期の中心にパルス幅  $Pu1$  を作成するように、タイマ中心値を中心にタイマ比較値  $Vu1$

50

と $V_{u2}$ を設定し、図4(c)のインバータ出力パルス $V_u$ を出力する。モータに印加される電圧パルスは図4(d)の $V_u - v$ になる。図3に示したタイミングでPWMパルスを出力する場合、すなわち、ゼロクロス付近の正側出力電圧と負側出力電圧を均等にするようにPWMパルスのONタイミングとOFFタイミングを決定する場合、パルス幅 $P_{u1}$ のままタイミングをシフトするようにタイマ比較値 $V_{u1}'$ と $V_{u2}'$ を設定し、図4(c)のインバータ出力パルス $V_u'$ を出力することができる。これにより、U相PWMパルスは、図4(a)の変調波のゼロクロス点 $c$ に同期したパルスとなるが、正弦波変調においてモータに印加できるパルスは、図4(d)の $V_u' - v$ に示すPWMパルスとなる。このため、PWMパルスによる電圧誤差を含むことになるものの、正弦波変調においては一般にモータ回転速度(インバータの出力周波数)が低いため、PWMパルス数は多く、電圧誤差の影響は小さい。好ましくは、モータ回転速度が低い場合にパルスシフトを停止する。

10

#### 【0031】

過変調においては、一般にインバータ出力周波数が高く、PWMパルス数が少ないため電圧誤差の影響は大きくなる。図4(e)に示す $V_v''$ は過変調時のV相信号で、U相ゼロクロス付近においてほぼDuty 100%であり、U相をパルスシフトしていない時の $V_u - v''$ はU相変調波のゼロクロスに同期したPWMパルスになっていない。U相をパルスシフトしたときの $V_u' - v''$ は、U相PWMパルスがそのまま出力され、変調波のゼロクロスに同期したインバータ出力が得られる。

#### 【0032】

20

以上説明したインバータ装置100は、モータ出力要求に基づいて、すなわち、インバータ運転状態に基づいて、直流電圧を交流電圧に変換するためのPWMパルスを生成するため、電流制御器120、PWM制御器145、およびPWM生成器140から構成されるPWMパルス生成部と、PWMパルス生成部で生成されたPWMパルスにより直流電圧を交流電圧に変換してモータを駆動するインバータ回路110とを備える。PWMパルス生成部は、出力電圧のゼロクロス点を中心に直線近似した角度区間において複数のPWMパルスのオンパルスの中心時間間隔、およびオフパルスの中心時間間隔のいずれか一方を、モータ出力要求に基づいて変化させてPWMパルスを生成する。PWMパルス生成部は、モータ出力要求に応じてモータが所定トルクと所定回転速度で駆動されるようにPWMパルスを生成する。

30

以上説明した実施形態では、インバータ運転状態に応じてタイマ比較値 $V_{u1}$ と $V_{u2}$ をシフトさせることにより所望のPWMパルスを生成することができる。この方式以外でPWMパルスを生成してもよい。

#### 【0033】

本発明の一実施形態では、PWMキャリア周期内で任意のタイミングにパルスシフトして、変調波のゼロクロス付近のPWMパルスタイミングを調整することができるため、非同期PWM制御においてもインバータ出力電圧(位相含む)誤差の影響を低減したインバータ出力が得られる。また、同期PWM制御に比べてマイコン負荷の増大を抑制することができるといった効果がある。

#### 【0034】

40

PWMパルス生成器140は、変調波の傾きとPWMパルスを対応付けたテーブルを有し、演算された変調波の傾きによりテーブルを参照してPWMパルスを生成するようにしたが、テーブルを使用せずに傾きAからPWMパルスを決定してもよい。また、傾きAを用いることなくPWMパルスを生成してもよい。また、PWMパルス生成器140は、出力電圧のゼロクロス点を中心に直線近似した角度区間において、複数のPWMパルスのオンパルスとオフパルスの面積を積分した値が等しくなるようにPWMパルスを生成することが好ましい。

#### 【0035】

次に、図5を用いて、本発明の一実施形態に示したモータ駆動装置を適用した電動パワーステアリング装置の構成について説明する。

50



## 【 0 0 3 6 】

図 5 は、本発明の一実施形態に示したモータ駆動装置を適用した電動パワーステアリング装置の構成図である。

## 【 0 0 3 7 】

電動パワーステアリングの電動アクチュエータは、図 5 に示すように、トルク伝達機構 9 0 2 と、モータ 3 0 0 と、インバータ装置 1 0 0 とから構成される。電動パワーステアリング装置は、電動アクチュエータと、ハンドル（ステアリング） 9 0 0 と、操舵検出器 9 0 1 および操作量指令器 9 0 3 を備え、運転者が操舵するハンドル 9 0 0 の操作力は電動アクチュエータを用いてトルクアシストする構成を有する。

## 【 0 0 3 8 】

電動アクチュエータのトルク指令 \* は、ハンドル 9 0 0 の操舵アシストトルク指令として操作量指令器 9 0 3 にて作成される。トルク指令 \* により駆動される電動アクチュエータの出力を用いて運転者の操舵力が軽減される。インバータ装置 1 0 0 は、入力指令としてトルク指令 \* を受け、モータ 3 0 0 のトルク定数とトルク指令 \* とからトルク指令値に追従するようにモータ電流を制御する。

## 【 0 0 3 9 】

モータ 3 0 0 のロータに直結された出力軸から出力されるモータ出力  $m$  はウォーム、ホイールや遊星ギヤなどの減速機構あるいは油圧機構を用いたトルク伝達機構 9 0 2 を介し、ステアリング装置のラック 9 1 0 にトルクを伝達する。ラック 9 1 0 に伝達されたトルクにより、運転者のハンドル 9 0 0 の操舵力（操作力）が電動力にて軽減（アシスト）され、車輪 9 2 0 , 9 2 1 の操舵角が操作される。

## 【 0 0 4 0 】

このアシスト量は次のようにして決定される。すなわち、ステアリングシャフトに組み込まれた操舵検出器 9 0 1 により操舵角や操舵トルクが検出され、車両速度や路面状態などの状態量を加味して操作量指令器 9 0 3 によりトルク指令 \* が算出される。

## 【 0 0 4 1 】

本発明の一実施形態によるインバータ装置 1 0 0 は、高速回転した場合にもインバータ出力電圧の平均化により、低振動・低騒音化できる利点がある。

## 【 0 0 4 2 】

図 6 は、本発明によるインバータ装置 1 0 0 が適用された電動車両 6 0 0 を示す図である。電動車両 6 0 0 は、モータ 3 0 0 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。

## 【 0 0 4 3 】

電動車両 6 0 0 のフロント部には、前輪車軸 6 0 1 が回転可能に軸支されており、前輪車軸 6 0 1 の両端には、前輪 6 0 2 , 6 0 3 が設けられている。電動車両 6 0 0 のリア部には、後輪車軸 6 0 4 が回転可能に軸支されており、後輪車軸 6 0 4 の両端には後輪 6 0 5 , 6 0 6 が設けられている。

## 【 0 0 4 4 】

前輪車軸 6 0 1 の中央部には、動力分配機構であるデファレンシャルギア 6 1 1 が設けられており、エンジン 6 1 0 から変速機 6 1 2 を介して伝達された回転駆動力を左右の前輪車軸 6 0 1 に分配するようになっている。エンジン 6 1 0 とモータ 3 0 0 とは、エンジン 6 1 0 のクランクシャフトに設けられたとモータ 3 0 0 の回転軸に設けられたプーリーの間に架け渡されたベルトを介して機械的に連結されている。

## 【 0 0 4 5 】

これにより、モータ 3 0 0 の回転駆動力がエンジン 6 1 0 に、エンジン 6 1 0 の回転駆動力がモータ 3 0 0 にそれぞれ伝達できるようになっている。モータ 3 0 0 は、インバータ装置 1 0 0 によって制御された 3 相交流電力がステータのステータコイルに供給されることによって、ロータが回転し、3 相交流電力に応じた回転駆動力を発生する。

## 【 0 0 4 6 】

すなわち、モータ 3 0 0 は、インバータ装置 1 0 0 によって制御されて電動機として動

10

20

30

40

50

作する一方、エンジン 610 の回転駆動力を受けてロータが回転することによって、3 相交流電力を発生する発電機として動作する。

【0047】

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

【0048】

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

【0049】

電動車両 600 が信号待ちなどの停車時（アイドルストップモード）にあるとき、エンジン 610 を停止させ、再発車時にエンジン 610 を再始動（ホット始動）させる時には、インバータ装置 100 でモータ 300 を駆動し、エンジン 610 を再始動させる。

【0050】

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

【0051】

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

【0052】

電動車両 600 は、モータ出力要求に基づいて、直流電圧を交流電圧に変換するための PWM パルスを生成し、生成された PWM パルスにより直流電圧を交流電圧に変換してモータを駆動するインバータ装置 100 と、直流電圧を昇圧する DC / DC コンバータ 624 とを備えている。インバータ装置 100 は、出力電圧のゼロクロス点を中心に直線近似した角度区間において複数の PWM パルスのオンパルスの中心時間間隔、およびオフパルスの中心時間間隔のいずれか一方を DC / DC コンバータの出力電圧に基づいて変化させて PWM パルスを生成する。

【0053】

本発明によるインバータ駆動装置を用いた電動車両では、直流電圧を制御する DC / DC コンバータ 624 の出力電圧に応じて、インバータ出力電圧のゼロクロス点（図 3 に示す c に相当）を中心に直線近似した角度区間（図 3 に示す a ~ b に相当）の PWM パルスの ON パルス中心の時間間隔、または OFF パルス中心の時間間隔を変化させることにより、電動車両 600 の DC / DC コンバータ 624 の出力電圧を調整してインバータ装置 100 の出力範囲を拡大する制御を安定的に行うことができる。

【0054】

以上説明した本発明によるインバータ装置によれば、以下のような作用効果を奏する。  
（1）本発明のインバータ装置 100 は、モータ出力要求に基づいて、直流電圧を交流電圧に変換するための PWM パルスを生成する PWM パルス生成器 140 と、PWM パルス生成器 140 で生成された PWM パルスにより直流電圧を交流電圧に変換してモータ 300

10

20

30

40

50

0を駆動するインバータ回路110とを備え、PWMパルス生成器140は、出力電圧のゼロクロス点を中心に直線近似した角度区間において複数のPWMパルスのオンパルスの中心時間間隔、およびオフパルスの中心時間間隔のいずれか一方をモータ出力要求に基づいて変化させてPWMパルスを生成するようにした。すなわち、上記直線近似区間では正側、負側の出力電圧を均一化するようにPWMパルスを生成するようにした。これにより、インバータ装置100の運転状態によって生じる出力電圧の大きさと位相の誤差をキャンセルできる。

#### 【0055】

(2)本発明のインバータ装置100は、モータ出力要求に基づいて、直流電圧を交流電圧に変換するためのPWMパルスを生成するPWMパルス生成器140と、PWMパルス生成器140で生成されたPWMパルスにより直流電圧を交流電圧に変換してモータ300を駆動するインバータ回路110とを備え、PWMパルス生成器140は、出力電圧のゼロクロス点を中心に直線近似した角度区間において、複数のPWMパルスのオンパルスの中心時間間隔とオフパルスの中心時間間隔がモータ出力要求に基づいて異なるようにPWMパルスを生成するようにした。すなわち、モータ出力要求に応じてインバータ回路のスイッチング周波数が変動しても、インバータ装置100の運転状態によって生じるPWMキャリア周期を可変することなくインバータ出力電圧の電圧パルスタイミング誤差をキャンセルできる。

#### 【0056】

(3)本発明のインバータ装置100は、角度区間  $a \sim b$  が出力電圧のゼロクロス点  $c$  を基準として少なくとも電気角で $\pm 30$ 度の範囲を含む区間であるようにした。これにより、変調波の直線近似が容易になるため制御プログラムが簡単に構成できる。

#### 【0057】

(4)本発明のインバータ装置100において、PWMパルス生成器140は、モータ出力要求に応じてモータ300が所定トルクと所定回転速度で駆動されるようにPWMパルスを生成するようにした。これにより、インバータ装置100の運転状態によらず安定したインバータ出力ができる。

#### 【0058】

(5)本発明のインバータ装置100において、PWMパルス生成器140は、出力電圧のゼロクロス点  $c$  を基準として少なくとも電気角で $\pm 30$ 度の範囲を含む角度区間  $a \sim b$  での変調波  $H(\theta) = A \cdot \theta$  の傾き  $A$  を演算し、演算された傾き  $A$  によりPWMパルスを生成するようにした。これにより、ゼロクロス点  $c$  付近の最適なPWMパルスのシフトタイミングを演算により容易に求めることができる。

#### 【0059】

(6)本発明のインバータ装置100において、PWMパルス生成器140は、変調波  $H(\theta) = A \cdot \theta$  の傾き  $A$  とPWMパルスに対応付けたテーブルを有し、演算された変調波  $H(\theta) = A \cdot \theta$  の傾き  $A$  によりテーブルを参照してPWMパルスを生成する。これにより、インバータ装置100の出力が飽和する過変調領域の線形化が可能になるため、制御動作を安定させることができる。

#### 【0060】

(7)本発明のインバータ装置100において、PWMパルス生成器140は、出力電圧のゼロクロス点  $c$  を中心に直線近似した角度区間  $a \sim b$  において、複数のPWMパルスのオンパルスとオフパルスの面積を積分した値が等しくなるようにPWMパルスを生成するようにした。これにより、モータ300の回転を安定させることができる。

#### 【0061】

(8)本発明の電動車両600は、モータ出力要求に基づいて、直流電圧を交流電圧に変換するためのPWMパルスを生成するPWMパルス生成器140と、PWMパルス生成器140で生成されたPWMパルスにより直流電圧を交流電圧に変換してモータ300を駆動するインバータ回路110とを有するインバータ装置100と、直流電圧を昇圧するDC/DCコンバータ624とを備え、PWMパルス生成器140は、出力電圧のゼロクロ

10

20

30

40

50

点  $c$  を中心に直線近似した角度区間  $a \sim b$  において複数の PWM パルスのオンパルスの中心時間間隔、およびオフパルスの中心時間間隔のいずれか一方を DC / DC コンバータ 624 の出力電圧に基づいて変化させて PWM パルスを生成するようにした。これにより、電動車両 600 の DC / DC コンバータ 624 の出力電圧を調整してインバータ装置 100 の出力範囲を拡大する制御を安定的に行うことができる。

【0062】

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

【0063】

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

10

【0064】

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。

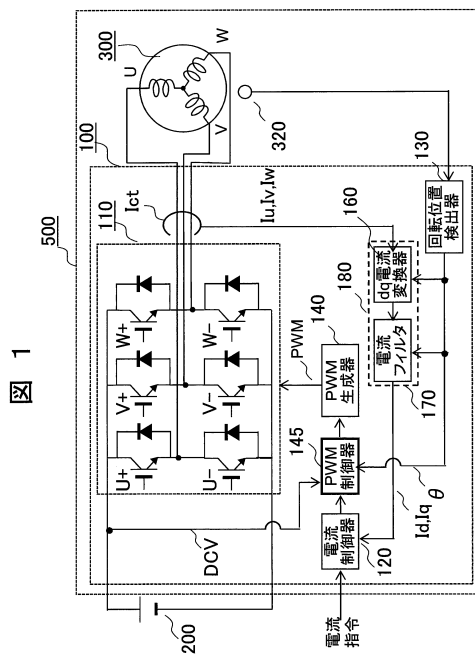
【符号の説明】

【0065】

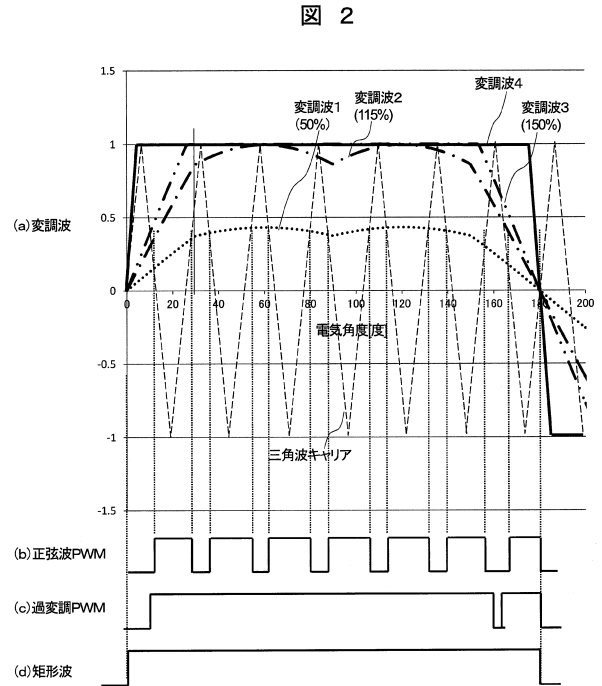
- 100 ... インバータ装置
- 120 ... 電流制御部
- 160 ... 電流検出部
- 110 ... インバータ回路
- 130 ... 回転位置検出部
- 200 ... バッテリ
- 500 ... モータ装置
- 300 ... モータ
- 320 ... 回転位置センサ
- 600 ... 電動車両

20

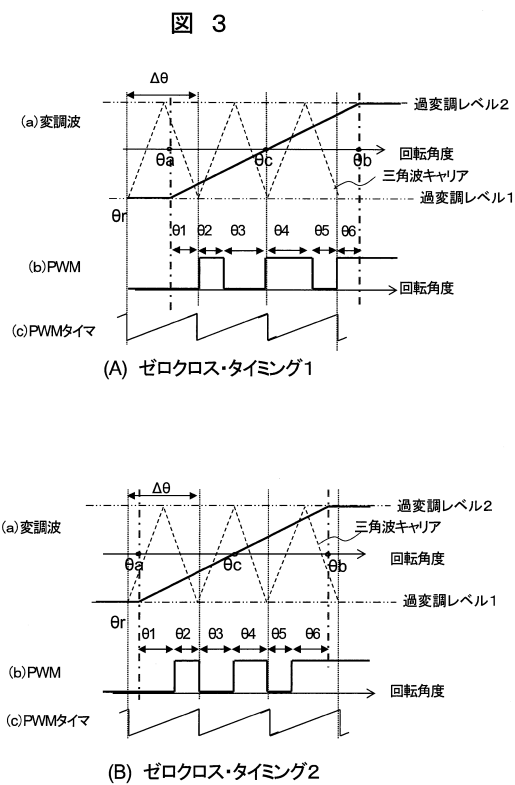
【図 1】



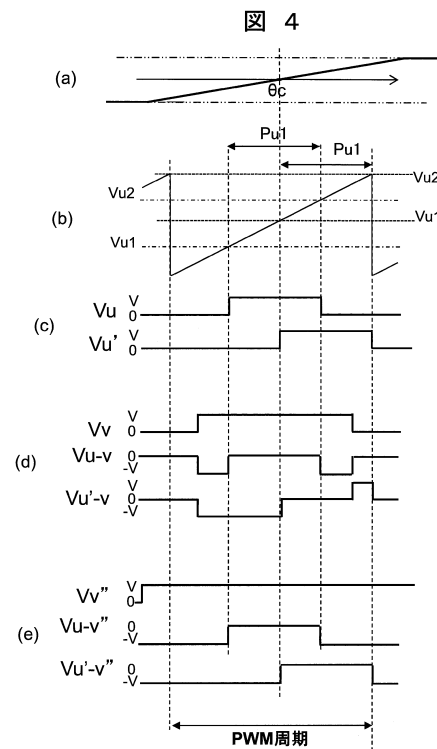
【図 2】



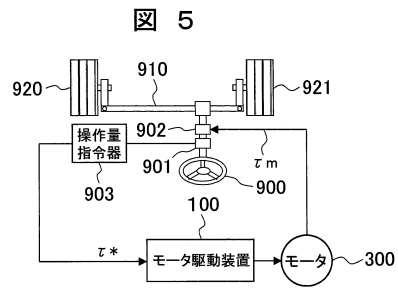
【図 3】



【図 4】

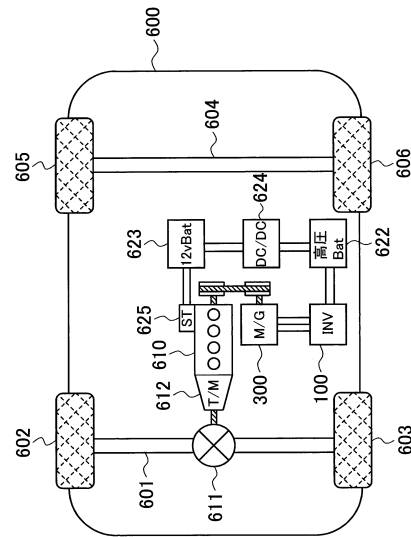


【図 5】



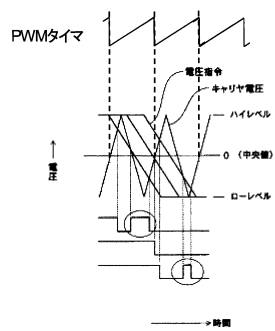
【図 6】

図 6



【図 7】

図 7



---

フロントページの続き

(72)発明者 山田 博之

茨城県ひたちなか市高場2520番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内

審査官 池田 貴俊

(56)参考文献 特開2011-160529(JP,A)

特開2009-207261(JP,A)

特開2000-287479(JP,A)

特開平09-308256(JP,A)

特開平04-004759(JP,A)

中国特許出願公開第102012454(CN,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 27/08

B60L 9/18