

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

**特許第6760218号  
(P6760218)**

(45) 発行日 **令和2年9月23日(2020.9.23)**

(24) 登録日 令和2年9月7日(2020.9.7)

(51) Int. Cl.

**H02M 7/48**

**(2007.01)**

F 1

H02M 7/48

F

請求項の数 1 (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2017-126022 (P2017-126022)  
 (22) 出願日 平成29年6月28日(2017.6.28)  
 (65) 公開番号 特開2019-9956 (P2019-9956A)  
 (43) 公開日 平成31年1月17日(2019.1.17)  
 審査請求日 令和1年9月18日(2019.9.18)

(73) 特許権者 000003207  
 トヨタ自動車株式会社  
 愛知県豊田市トヨタ町1番地  
 (74) 代理人 110000017  
 特許業務法人アイテック国際特許事務所  
 (72) 発明者 山田 堅滋  
 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内  
 (72) 発明者 松原 清隆  
 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内  
 (72) 発明者 下條 和真  
 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 インバータ装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数のスイッチング素子のスイッチングによってモータを駆動するインバータと、  
 前記インバータの制御としてPWM制御を実行し、前記PWM制御を実行する際には、  
 前記モータのトルク指令に基づいて前記モータに供給する電流実効値と電流進角値とを設定し、  
 前記設定した電流実効値と電流進角値とに基づく前記モータの各相の電圧指令と搬送波の電圧との比較により生成されるPWM信号を用いて前記複数のスイッチング素子を  
 スwitchング制御する制御装置と、  
 を備えるインバータ装置であって、  
 前記制御装置は、前記モータの各相の相電流のうちの何れかがゼロクロスする電気角が  
 、前記複数のスイッチング素子のスイッチングにおいてデッドタイムとなる電気角範囲外  
 となるように、前記電流進角値を設定する、  
 インバータ装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、インバータ装置に関し、詳しくは、インバータと、制御装置と、を備えるインバータ装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、この種のインバータ装置としては、インバータと、制御装置と、を備えるものが提案されている（例えば、特許文献1参照）。インバータは、複数のスイッチング素子のスイッチングによってモータを駆動している。制御装置は、インバータの制御としてPWM制御を実行する。そして、PWM制御を実行する際には、モータのトルク指令（要求トルク）に基づいてd軸，q軸の電流指令（指令電流）を設定して、設定したd軸，q軸の電流指令とd軸，q軸の実電流とに基づくモータの各相の電圧指令（指令電圧）からPWM信号を生成する。そして、生成したPWM信号の立ち下がりエッジおよび立ち上がりエッジを、複数のスイッチング素子のスイッチングにおけるデッドタイムの2分の1ずつ補正して、補正前のPWM信号とオン期間が同一の新たなPWM信号を生成する。こうして生成した新たなPWM信号で複数のスイッチング素子をスイッチング制御している。

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特開2012-178950号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

しかしながら、上述のインバータ装置では、デッドタイムに起因する誤差電圧がPWM信号の電圧に重畳されてスイッチング素子へ出力される。デッドタイムに起因する誤差電圧が変化すると、複数のスイッチング素子への出力電圧が変化して、モータから出力されるトルクが変化してしまう。

20

【0005】

本発明のインバータ装置は、デッドタイムによる誤差電圧の変化を抑制することを主目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明のインバータ装置は、上述の主目的を達成するために以下の手段を採った。

【0007】

本発明のインバータ装置は、

複数のスイッチング素子のスイッチングによってモータを駆動するインバータと、

30

前記インバータの制御としてPWM制御を実行し、前記PWM制御を実行する際には、前記モータのトルク指令に基づいて前記モータに供給する電流実効値と電流進角値とを設定し、前記設定した電流実効値と電流進角値とに基づく前記モータの各相の電圧指令と搬送波の電圧との比較により生成されるPWM信号を用いて前記複数のスイッチング素子をスイッチング制御する制御装置と、

を備えるインバータ装置であって、

前記制御装置は、前記モータの各相の相電流のうちの何れかがゼロクロスする電気角が、前記複数のスイッチング素子のスイッチングにおいてデッドタイムとなる電気角範囲外となるように、前記電流進角値を設定する、

40

ことを要旨とする。

【0008】

この本発明のインバータ装置では、インバータの制御としてPWM制御を実行し、PWM制御を実行する際には、モータのトルク指令に基づいてモータに供給する電流実効値と電流進角値とを設定し、設定した電流実効値と電流進角値とに基づくモータの各相の電圧指令と搬送波の電圧との比較により生成されるPWM信号を用いて複数のスイッチング素子をスイッチング制御する。そして、この際に、モータの各相の相電流のうちの何れかがゼロクロスする電気角が、複数のスイッチング素子のスイッチングにおいてデッドタイムとなる電気角範囲外となるように、電流進角値を設定する。ここで「ゼロクロス」とは、電流が正值から負値または負値から正值へ値0を跨いで変化することを言う。モータの各相の相電流のうちの何れかがゼロクロスする電気角（ゼロクロス電気角）は、モータの回

50

転変動に伴って変化する。ゼロクロス電気角が複数のスイッチング素子のスイッチングにおいてデッドタイムとなる電気角範囲内のときに、ゼロクロス電気角が変化するとデッドタイムに起因する誤差電圧も変化してしまう。本発明では、ゼロクロス電気角が複数のスイッチング素子のスイッチングにおいてデッドタイムとなる電気角範囲外となるように、電流進角値を設定することにより、モータの回転変動などでゼロクロス電気角が変化したときでも、デッドタイムによる誤差電圧の変化を抑制することができる。

【 0 0 0 9 】

こうした本発明のインバータ装置において、前記制御装置は、前記インバータの変調率が第 1 所定値以上で前記 P W M 制御における同期数が第 2 所定値未満であるときには、前記電流進角値を、前記モータのトルク指令に基づく電流進角値である第 1 進角値に、前記変調率および前記同期数が小さいときには大きいときに比して大きくなる進角移行量を加えた値に設定してもよい。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 1 0 】

【 図 1 】 本発明の一実施例としての駆動装置を搭載する電気自動車 2 0 の構成の概略を示す構成図である。

【 図 2 】 モータ 3 2 の回転数  $N_m$  とトルクと制御モードとの関係であるマップの一例を示す説明図である。

【 図 3 】 電圧指令  $V_u^*$  とモータ 3 2 の相電流  $I_u$  との関係の一例を示す説明図である。

【 図 4 】 電流指令設定処理の一例を示すブロック図である。

【 図 5 】 第 2 マップの一例を示す説明図である。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 1 1 】

次に、本発明を実施するための形態を実施例を用いて説明する。

【 実施例 】

【 0 0 1 2 】

図 1 は、本発明の一実施例としての駆動装置を搭載する電気自動車 2 0 の構成の概略を示す構成図である。実施例の電気自動車 2 0 は、図示するように、モータ 3 2 と、インバータ 3 4 と、バッテリー 3 6 と、電子制御ユニット 5 0 と、を備える。

【 0 0 1 3 】

モータ 3 2 は、同期発電電動機として構成されており、永久磁石が埋め込まれた回転子と、三相コイルが巻回された固定子と、を備える。このモータ 3 2 の回転子は、駆動輪 2 2 a , 2 2 b にデファレンシャルギヤ 2 4 を介して連結された駆動軸 2 6 に接続されている。

【 0 0 1 4 】

インバータ 3 4 は、モータ 3 2 に接続されると共に電力ライン 4 2 を介してバッテリー 3 6 に接続されている。このインバータ 3 4 は、6 つのトランジスタ  $T_{11} \sim T_{16}$  と、6 つのダイオード  $D_{11} \sim D_{16}$  と、を有する。トランジスタ  $T_{11} \sim T_{16}$  は、それぞれ電力ライン 4 2 の正極母線と負極母線とに対してソース側とシンク側になるように 2 個ずつペアで配置されている。6 つのダイオード  $D_{11} \sim D_{16}$  は、それぞれトランジスタ  $T_{11} \sim T_{16}$  に逆方向に並列接続されている。トランジスタ  $T_{11} \sim T_{16}$  の対となるトランジスタ同士の接続点の各々には、モータ 3 2 の三相コイル ( U 相 , V 相 , W 相 ) の各々が接続されている。したがって、インバータ 3 4 に電圧が作用しているときに、電子制御ユニット 5 0 によって、対となるトランジスタ  $T_{11} \sim T_{16}$  のオン時間の割合が調節されることにより、三相コイルに回転磁界が形成され、モータ 3 2 が回転駆動される。電力ライン 4 2 の正極母線と負極母線とには、平滑用のコンデンサ 4 6 が取り付けられている。

【 0 0 1 5 】

バッテリー 3 6 は、例えばリチウムイオン二次電池やニッケル水素二次電池として構成されている。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 1 6 】

電子制御ユニット50は、CPU52を中心とするマイクロプロセッサとして構成されており、CPU52の他に、処理プログラムを記憶するROM54やデータを一時的に記憶するRAM56、入出力ポートを備える。

## 【 0 0 1 7 】

電子制御ユニット50には、各種センサからの信号が入力ポートを介して入力されている。電子制御ユニット50に入力される信号としては、例えば、モータ32の回転子の回転位置を検出する回転位置検出センサ（例えばレゾルバ）32aからのモータ32の回転子の回転位置  $m$  や、電流を検出する電流センサ32u、32vからのモータ32に流れる相電流  $I_u$ 、 $I_v$  を挙げるができる。また、バッテリー36の端子間に取り付けられた電圧センサ36aからの電圧  $V_b$  や、バッテリー36の出力端子に取り付けられた電流センサ36bからの電流  $I_b$  も挙げるができる。さらに、コンデンサ46の端子間に取り付けられた電圧センサ46aからのコンデンサ46（電力ライン42）の電圧  $V_C$  も挙げるができる。加えて、イグニッションスイッチ60からのイグニッション信号や、シフトレバー61の操作位置を検出するシフトポジションセンサ62からのシフトポジション  $SP$  も挙げるができる。また、アクセルペダル63の踏み込み量を検出するアクセルペダルポジションセンサ64からのアクセル開度  $A_{cc}$  や、ブレーキペダル65の踏み込み量を検出するブレーキペダルポジションセンサ66からのブレーキペダルポジション  $BP$ 、車速センサ68からの車速  $V$  も挙げるができる。

## 【 0 0 1 8 】

電子制御ユニット50からは、各種制御信号が出力ポートを介して出力されている。電子制御ユニット50から出力される信号としては、例えば、インバータ34のトランジスタ  $T_{11} \sim T_{16}$  へのスイッチング制御信号を挙げるができる。電子制御ユニット50は、回転位置検出センサ32aからのモータ32の回転子の回転位置  $m$  に基づいてモータ32の電気角  $e$  や回転数  $N_m$  を演算している。

## 【 0 0 1 9 】

電子制御ユニット50は、電流センサ36bからのバッテリー36の電流  $I_b$  の積算値に基づいてバッテリー36の蓄電割合  $SOC$  を演算している。ここで、蓄電割合  $SOC$  は、バッテリー36の全容量に対するバッテリー36から放電可能な電力の容量の割合である。

## 【 0 0 2 0 】

こうして構成された実施例の電気自動車20では、電子制御ユニット50は、以下の走行制御を行なう。走行制御では、アクセル開度  $A_{cc}$  と車速  $V$  とに基づいて駆動軸26に要求される要求トルク  $T_{d*}$  を設定し、設定した要求トルク  $T_{d*}$  をモータ32のトルク指令  $T_{m*}$  に設定し、モータ32がトルク指令  $T_{m*}$  で駆動されるようにインバータ34のトランジスタ  $T_{11} \sim T_{16}$  のスイッチング制御を行なう。

## 【 0 0 2 1 】

ここで、インバータ34の制御について説明する。実施例では、電子制御ユニット50は、モータ32の回転数  $N_m$  とトルク指令  $T_{m*}$  とに基づいてそれぞれ複数の制御モードから1つの制御モードを選択してインバータ34をスイッチング制御する。図2は、モータ32の回転数  $N_m$  とトルク指令  $T_{m*}$  と制御モードとの関係であるマップの一例を示す説明図である。ここで、インバータ34の制御モードは、それぞれマップにより、モータ32の回転数  $N_m$  およびトルク指令  $T_{m*}$  が低い領域から順に、三角波比較によるパルス幅変調（PWM）制御による正弦波制御モード、トルク指令に応じた電圧位相の矩形波電圧でインバータをスイッチングする矩形波制御モードが選択されるように予め定められている。さらに、インバータ34の正弦波制御モードには、それぞれ、モータの回転数に同期（比例）してキャリアとしての三角波の周波数（キャリア周波数）を変更させる方式である同期キャリアPWM制御方式や、予め定められたキャリア周波数を用いるためモータの回転数に同期しない方式である非同期キャリアPWM制御方式がある。実施例では、非同期キャリアPWM制御方式では、モータの回転数が閾値  $N_{ref}$  未満のときには周波数  $F_{c1}$  を用い、モータの回転数が閾値  $N_{ref}$  以上のときには周波数  $F_{c2}$  を用いるもの

とした。また、同期キャリアPWM制御方式では、インバータを良好に制御可能な範囲内で予め定められた比較的少ない数周期分（例えば6や8など）の三角波形が正弦波状の出力電圧指令値の1周期に丁度含まれるようにキャリア周波数を定めるものとした。同期キャリアPWM制御方式を用いると、インバータ34によるモータ32の制御性を良好にすることができると共に、モータ32の回転数Nmに応じた周波数となるから、非同期キャリアPWM制御方式に比して周波数を小さくすることができる。このため、インバータ34のスイッチング損失を小さくすることができる。正弦波制御モードでは、変調率Rmが値Rmref（例えば、0.70, 0.71, 0.72）未満であるときには、非同期キャリアPWM制御方式を選択し、変調率Rmが値Rmref以上であるときには、同期キャリアPWM制御方式を選択する。ここで、変調率Rmは、インバータ34の入力電圧（電力ライン42の電圧）に対する出力電圧（モータ32の印加電圧）の実効値の割合である。

#### 【0022】

次に、こうして構成された実施例の電気自動車20の動作、正弦波制御モードでインバータ34を制御する際においてトランジスタT11～T16のPWM信号を生成する処理について説明する。

#### 【0023】

正弦波制御モードでは、電子制御ユニット50のCPU52は、まず、モータ32の相電流Iu, Ivや電気角e, 回転数Nm, トルク指令Tm\*, バッテリ36の電圧Vbや電流Ib, 電力ライン42（コンデンサ46）の電圧VCなどのデータを入力する。モータ32の相電流Iu, Ivは、電流センサ32u, 32vによって検出された値を入力する。モータ32の電気角eや回転数Nmは、回転位置検出センサ32aによって検出されたモータ32の回転子の回転位置mに基づいて演算された値を入力する。モータ32のトルク指令Tm\*は、上述の走行制御によって設定された値を入力する。バッテリ36の電圧Vb, 電流Ibは、それぞれ電圧センサ36a, 電流センサ36bによって検出された値を入力する。電力ライン42（コンデンサ46）の電圧VCは、電圧センサ46aによって検出された値を入力する。

#### 【0024】

こうしてデータを入力すると、モータ32の各相（U相, V相, W相）に流れる電流の総和が値0であるとして、モータ32の電気角eを用いて、U相, V相の相電流Iu, Ivをd軸, q軸の電流Id, Iqに座標変換（3相-2相変換）し、続いて、モータ32に供給する電流の実効値である電流実効値Irを設定すると共に、後述の図4の電流指令設定処理により、モータ32に供給する電流のq軸に対する進角値である電流進角値iを設定し、設定した電流実効値Irおよび電流進角値iに基づいてd軸, q軸の電流指令Id\*, Iq\*を設定する。ここで、電流実効値Irは、d軸の電流指令Id\*の二乗とq軸の電流指令Iq\*の二乗との和の平方根として得られるものに相当し、電流進角値iは、d-q座標系におけるd軸, q軸の電流指令Id\*, Iq\*に基づく電流ベクトルのq軸に対する角度（進角値）として得られるものに相当する。

#### 【0025】

次に、d軸, q軸の電流指令Id\*, Iq\*とd軸, q軸の電流Id, Iqとの差分Id, Iqとに基づくフィードバック項と、各軸相互に干渉する項をキャンセルするためのフィードフォワード項と、の和としてd軸, q軸の電圧指令Vd\*, Vq\*を計算する。続いて、d軸の電圧指令Vd\*の二乗とq軸の電圧指令Vq\*の二乗との和の平方根として計算される電圧指令絶対値Vdqを電力ライン42の電圧VCで除して、電圧の変調率Rmを計算する。そして、モータ32の電気角eを用いてd軸, q軸の電圧指令Vd\*, Vq\*を各相の電圧指令Vu\*, Vv\*, Vw\*に座標変換（2相-3相変換）し、この電圧指令Vu\*, Vv\*, Vwと搬送波電圧との比較によってトランジスタT11～T16のPWM信号を生成する。こうしてトランジスタT11～T16のPWM信号を生成すると、このPWM信号を用いてトランジスタT11～T16のスイッチング制御を行なう。トランジスタT11～T16のスイッチング制御では、上アームのトランジスタ

T 1 1 ~ T 1 3 と下アームのトランジスタ T 1 4 ~ T 1 6 とが同時にオンとならないように、上アームのトランジスタ T 1 1 ~ T 1 3 と下アームのトランジスタ T 1 4 ~ T 1 6 とが共にオフとなる期間（デッドタイム）をもってトランジスタ T 1 1 ~ T 1 6 をスイッチングする。

【 0 0 2 6 】

図 3 は、電圧指令  $V_u^*$  とモータ 3 2 の相電流  $I_u$  との関係の一例を示す説明図である。相電流  $I_u$  は、図示するように、電気角  $e$  が値  $a$  ,  $b$  でゼロクロスしている（正值から負値または負値から正值へ値 0 を跨いで変化している）。値  $a$  ,  $b$  は、モータ 3 2 の回転変動に伴って変化する。トランジスタ T 1 1 ~ T 1 6 のスイッチングにおいてデッドタイムとなる電気角範囲  $L_d$  内となっている値  $a$  が変化すると、デッドタイムに起因する誤差電圧が変化し、モータ 3 2 から出力されるトルクが変動する。デッドタイムに起因する誤差電圧の変化は、モータ 3 2 の相電流  $I_v$  ,  $I_w$  と電圧指令  $V_v^*$  ,  $V_w^*$  との関係でも同様である。実施例では、こうしたデッドタイムに起因する誤差電圧の変化を抑制して、モータ 3 2 のトルクの変動を抑制するために、図 4 に例示する電流指令設定処理を実行している。

【 0 0 2 7 】

次に、図 4 の電流指令設定処理について説明する。この電流指令設定処理では、電子制御ユニット 5 0 の CPU 5 2 は、まず、PWM 制御の種別（同期キャリア PWM 制御方式による制御（以下、「同期 PWM 制御」という）を実行中であるか、非同期キャリア PWM 制御方式による制御（以下、「非同期 PWM 制御」という）を実行中であるか）と同期数  $N_s$  と変調率  $R_m$  とに基づいて進角値を変更する変更処理を実施するか否かを判定する実施判定を実行する（ステップ S 1 0 0）。ここでは、同期 PWM 制御を実行中であり、且つ、同期数  $N_s$  が値  $N_{sref}$ （例えば、9 , 1 2 , 1 5 など）未満であり、且つ、変調率  $R_m$  が上述した値  $R_{mref}$  以上であるときに、変更処理を実施すると判定する。非同期 PWM 制御を実行中であつたり、同期 PWM 制御を実行していても同期数  $N_s$  が値  $N_{sref}$  以上であるときや変調率  $R_m$  が値  $R_{mref}$  未満であるときには、変更処理を実施しないと判定する。ここで、「同期数  $N_s$ 」は、各相の電圧指令の 1 周期（電気角  $e$  で 3 6 0 度）当たりの搬送波（三角波）の数である。ステップ S 1 0 0 で、非同期 PWM 制御を実行中であるときに変更処理を実施しないのは、非同期 PWM 制御は、全体として同期 PWM 制御を実行する際に比して回転数  $N_m$  が低く、同期数  $N_s$  が大きくなる傾向にあることから、相電流  $I_u$  ,  $I_v$  ,  $I_w$  の何れかがゼロクロスする電気角  $e$  が電気角範囲  $L_d$  内で変化して、デッドタイムによる誤差電圧が変化してインバータ 3 4 の出力電圧が変化したときでも、比較的早期に出力電圧の変化が抑制されることに基づく。同期 PWM 制御を実行していても同期数  $N_s$  が値  $N_{sref}$  以上であるときに変更処理を実施しないのも、同様の理由に基づく。同期 PWM 制御を実行していても変調率  $R_m$  が値  $R_{mref}$  未満のときに変更処理を実施しないのは、変調率  $R_m$  が値  $R_{mref}$  未満になると、同期 PWM から非同期 PWM 制御へ移行することに基づく。

【 0 0 2 8 】

次に、電流進角値  $i$  を設定する（ステップ S 1 1 0）。ここでは、ステップ S 1 0 0 で変更処理を実施しないと判定したときには電流進角値  $i$  を第 1 進角値  $i_1$  に設定し、ステップ S 1 0 0 で変更処理を実施すると判定したときには電流進角値  $i$  を第 2 進角値  $i_2$  に設定する。

【 0 0 2 9 】

第 1 進角値  $i_1$  は、モータ 3 2 のトルク指令  $T_m^*$  と電流実効値  $I_r$  と電流進角値  $i$  との関係（具体的には、トルク指令  $T_m^*$  と電流実効値  $I_r$  とモータ 3 2 からトルク指令  $T_m^*$  を出力する際に効率が最大となる電流進角値  $i$  との関係）を予め定めて第 1 マップとして ROM 5 4 に記憶しておき、トルク指令  $T_m^*$  と電流実効値  $I_r$  とが与えられると、第 1 マップから対応する電流進角値  $i$  を導出して設定する。

【 0 0 3 0 】

第 2 進角値  $i_2$  は、上述した方法で設定した第 1 進角値  $i_1$  に進角移行量  $d_i$  を

10

20

30

40

50

加えた値に設定する。進角移行量  $d_i$  は、変調率  $R_m$  と同期数  $N_s$  とモータの相電流  $I_u, I_v, I_w$  がゼロクロスする電気角  $e$  を電気角範囲  $L_d$  外とするための進角移行量  $d_i$  との関係性を予め第2マップとしてROM54に記憶しておき、変調率  $R_m$  と同期数  $N_s$  とが与えられると、第2マップから対応する進角移行量  $d_i$  を導出して設定する。図5は、第2マップの一例を示す説明図である。進角移行量  $d_i$  は、図示するように、変調率  $R_m$  が値  $R_{mref}$  未満で同期数  $N_s$  が値  $N_{sref}$  以上であるときには、上述したようにステップS100で変更処理を実施しない判定するから、値0に設定されている。進角移行量  $d_i$  は、変調率  $R_m$  が値  $R_{mref}$  以上で同期数  $N_s$  が値  $N_{sref}$  未満であるときには、変調率  $R_m$ 、同期数  $N_s$  が小さいときには大きいときに比して大きく、即ち、変調率  $R_m$ 、同期数  $N_s$  が小さくなるほど大きく設定される。進角移行量  $d_i$  を変調率  $R_m$ 、同期数  $N_s$  が小さくなるほど大きく設定するのは、以下の理由に基づく。変調率  $R_m$  が同一であるときには、同期数  $N_s$  が小さくなるほど、PWM信号が対応するトランジスタをオンするタイミングとオフするタイミングとの間隔が広がるため、進角移行量  $d_i$  を大きく設定することができる。進角移行量  $d_i$  を大きくすると、回転数  $N_m$  の変動等による相電流  $I_u, I_v, I_w$  の何れかがゼロクロスする電気角  $e$  の変化に対するロバスト性が高くなる。また、同期数  $N_s$  が同一であるときには、変調率  $R_m$  が大きくなるほど、PWM信号が対応するトランジスタをオンオフする回数が減少する。オンオフの回数が減少すると、電流進角値  $i$  を設定可能な電気角  $e$  の範囲が広がるから、進角移行量  $d_i$  をより小さくすることができる。即ち、同期数  $N_s$  が同一であるときには、変調率  $R_m$  が小さくなるほど、進角移行量  $d_i$  を大きく設定する。こうした理由により、進角移行量  $d_i$  を変調率  $R_m$ 、同期数  $N_s$  が小さくなるほど大きく設定している。

#### 【0031】

こうして電流進角値  $i$  を設定すると、設定した電流実効値  $I_r$  および電流進角値  $i$  に基づいてd軸、q軸の電流指令  $I_d^*, I_q^*$  を設定して(ステップS120)、電流指令設定処理を終了する。こうした処理により、ゼロクロス電気角  $a$  を電気角範囲  $L_d$  外となるから、デッドタイムによる誤差電圧の変化を抑制することができる。これにより、インバータ34の出力電圧の変化を抑制することができ、モータ32のトルク変動を抑制することができる。

#### 【0032】

以上説明した実施例の電気自動車20によれば、モータ32の各相の相電流  $I_u, I_v, I_w$  のうちの何れかがゼロクロスする電気角  $e$  が、電気角範囲  $L_d$  外となるように、電流進角値  $i$  を設定することにより、デッドタイムに起因する誤差電圧の変化を抑制することができる。

#### 【0033】

実施例の電気自動車20では、図4に例示した電流指令設定処理のステップS110で、進角値を変更する変更処理を実行するときには、進角移行量  $d_i$  を、変調率  $R_m$  と同期数  $N_s$  とモータの相電流  $I_u, I_v, I_w$  がゼロクロスする電気角を電気角範囲  $L_d$  外とするための進角移行量  $d_i$  との関係性を予め第2マップとしてROM54に記憶しておき、変調率  $R_m$  と同期数  $N_s$  とが与えられると、第2マップから対応する進角移行量  $d_i$  を導出して設定している。しかしながら、進角移行量  $d_i$  を、トルク指令  $T_m^*$  とモータ32の回転数  $N_m$  とモータの相電流  $I_u, I_v, I_w$  がゼロクロスする電気角を電気角範囲  $L_d$  外とするための進角移行量  $d_i$  との関係性を予め第3マップとしてROM54に記憶しておき、トルク指令  $T_m^*$  と回転数  $N_m$  とが与えられると、第3マップから対応する進角移行量  $d_i$  を導出して設定してもよい。この場合、進角移行量  $d_i$  を、トルク指令  $T_m^*$ 、回転数  $N_m$  が小さいときには大きいときに比して大きく、即ち、トルク指令  $T_m^*$ 、回転数  $N_m$  が小さくなるほど大きく設定すればよい。

#### 【0034】

実施例では、本発明を電気自動車20に適用した場合について例示したが、本発明を複数のスイッチング素子のスイッチングによってモータを駆動するインバータを備えるイン

バータ装置に適用してもよい。

【0035】

実施例の主要な要素と課題を解決するための手段の欄に記載した発明の主要な要素との対応関係について説明する。実施例では、インバータ34が「インバータ」に相当し、電子制御ユニット50が「制御装置」に相当する。

【0036】

なお、実施例の主要な要素と課題を解決するための手段の欄に記載した発明の主要な要素との対応関係は、実施例が課題を解決するための手段の欄に記載した発明を実施するための形態を具体的に説明するための一例であることから、課題を解決するための手段の欄に記載した発明の要素を限定するものではない。即ち、課題を解決するための手段の欄に記載した発明についての解釈はその欄の記載に基づいて行なわれるべきものであり、実施例は課題を解決するための手段の欄に記載した発明の具体的な一例に過ぎないものである。

【0037】

以上、本発明を実施するための形態について実施例を用いて説明したが、本発明はこうした実施例に何等限定されるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲内において、種々なる形態で実施し得ることは勿論である。

【産業上の利用可能性】

【0038】

本発明は、インバータ装置の生産産業などに利用可能である。

【符号の説明】

【0039】

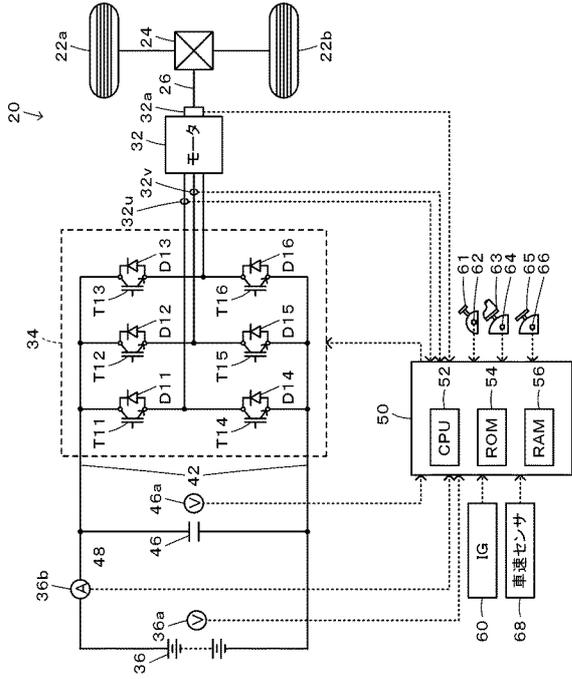
20 電気自動車、22a, 22b 駆動輪、24 デファレンシャルギヤ、26 駆動軸、32 モータ、32a 回転位置検出センサ、32u, 32v, 36b 電流センサ、34 インバータ、36 バッテリ、36a, 46a 電圧センサ、42 電力ライン、46 コンデンサ、50 電子制御ユニット、52 CPU、54 ROM、56 RAM、60 イグニッションスイッチ、61 シフトレバー、62 シフトポジションセンサ、63 アクセルペダル、64 アクセルペダルポジションセンサ、65 ブレーキペダル、66 ブレーキペダルポジションセンサ、68 車速センサ、D11~D16 ダイオード、T11~T16 トランジスタ。

10

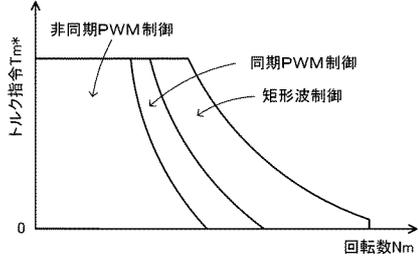
20

30

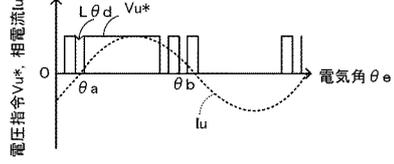
【図1】



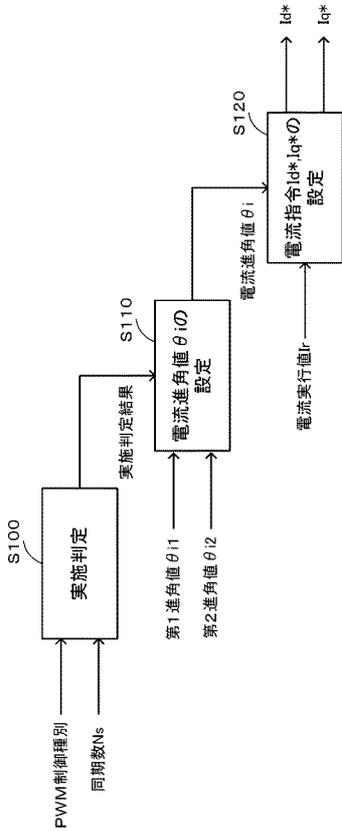
【図2】



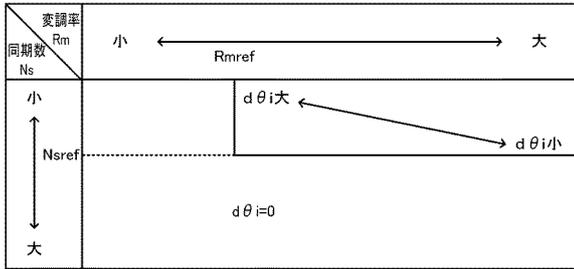
【図3】



【図4】



【図5】



---

フロントページの続き

審査官 佐藤 匡

(56)参考文献 特開2014-068417(JP,A)  
特開平06-062579(JP,A)  
特開2010-068628(JP,A)  
米国特許出願公開第2004/0037097(US,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H02M 7/48  
H02P 27/06