

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2013-5618

(P2013-5618A)

(43) 公開日 平成25年1月7日(2013.1.7)

(51) Int.Cl.		F I				テーマコード (参考)
H02P	6/10	(2006.01)	H02P	6/02	351G	5H007
H02M	7/48	(2007.01)	H02M	7/48	F	5H125
B60L	9/18	(2006.01)	B60L	9/18	J	5H560

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2011-135234 (P2011-135234)
 (22) 出願日 平成23年6月17日 (2011.6.17)

(71) 出願人 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 洲濱 将圭
 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 田中 和宏
 愛知県安城市藤井町高根10番地 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社内
 (72) 発明者 荻野 大介
 愛知県安城市藤井町高根10番地 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社内

最終頁に続く

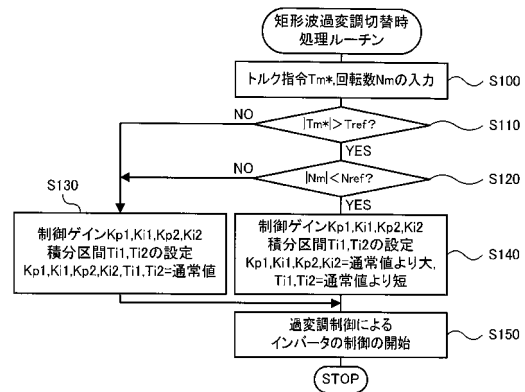
(54) 【発明の名称】 インバータ制御装置および車両

(57) 【要約】

【課題】 矩形波制御から過変調制御に切り替えた後のモータのトルク変動を抑制する。

【解決手段】 過変調制御によってインバータを制御するときに、d軸、q軸の電流 I_d 、 I_q と電流指令 I_d^* 、 I_q^* との差分と比例項、積分項の制御ゲインと積分項の積分区間とを用いた電流フィードバック制御によってd軸、q軸の電圧指令 V_d^* 、 V_q^* を設定してインバータを制御するものにおいて、矩形波過変調切替時に、矩形波過変調切替によるモータのトルク変動が大きくなりやすい変動想定状態のときには (S110、S120)、変動想定状態でないときに比して比例項、積分項のゲインを大きくすると共に積分項の積分区間を短くする (S140)。

【選択図】 図7



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

モータを駆動するためのインバータを、正弦波制御，過変調制御，矩形波制御のいずれかによって制御するインバータ制御装置であって、

正弦波制御または過変調制御によって前記インバータを制御するときには、d 軸，q 軸の電流と前記モータに要求される要求トルクに基づく d 軸，q 軸の電流指令との差分と制御ゲインとを用いた電流フィードバック制御によって d 軸，q 軸の電圧指令を設定し、該設定した d 軸，q 軸の電圧指令を用いて前記インバータを制御し、

更に、矩形波制御から過変調制御に切り替える矩形波過変調切替時に、該矩形波過変調切替による前記モータのトルク変動が大きくなりやすい変動想定状態のときには、前記変動想定状態でないときに比して大きな制御ゲインを電流フィードバック制御に用いる、
インバータ制御装置。

10

【請求項 2】

請求項 1 記載のインバータ制御装置であって、

前記矩形波過変調切替時に、前記変動想定状態のときには、該変動想定状態でないときに比して短い積分区間を電流フィードバック制御に用いる、
インバータ制御装置。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 記載のインバータ制御装置であって、

正弦波制御または過変調制御によって前記インバータを制御するときには、q 軸の電流と q 軸の電流指令との差分と第 1 の制御ゲインとを用いた電流フィードバック制御によって d 軸の電圧指令を設定すると共に、d 軸の電流と d 軸の電流指令との差分と第 2 の制御ゲインとを用いた電流フィードバック制御によって q 軸の電圧指令を設定し、

20

更に、前記矩形波過変調切替時に前記変動想定状態のときには、前記第 2 の制御ゲインに、前記第 1 の制御ゲインより大きな値を用いる、
インバータ制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 ないし 3 のいずれか 1 つの請求項に記載のインバータ制御装置であって、

前記変動想定状態は、前記モータの回転数が所定回転数以下で前記要求トルクの大きさが所定値以上の状態である、
インバータ制御装置。

30

【請求項 5】

走行用のモータと、前記モータを駆動するためのインバータと、請求項 1 ないし 4 のいずれか 1 つの請求項に記載のインバータ制御装置と、を備える車両。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、インバータ制御装置および車両に関し、詳しくは、モータを駆動するためのインバータを、正弦波制御，過変調制御，矩形波制御のいずれかによって制御するインバータ制御装置およびこうしたインバータ制御装置を備える車両に関する。

40

【背景技術】

【0002】

従来、この種のインバータ制御装置としては、交流電動機を駆動するためのインバータの制御方法を、所定の切替判定トルクから算出される電流位相を用いて矩形波電圧制御から PWM 制御（過変調 PWM 制御）に切り替えるものにおいて、トルク指令値に対するトルク偏差の絶対値が所定値以下のときには、トルク指令値を切替判定トルクとして用い、トルク指令値に対するトルク偏差の絶対値が所定値より大きいときには、トルク指令値に所定値を加えた値を切替判定トルクとして用いるものが提案されている（例えば、特許文献 1 参照）。このインバータ制御装置では、こうした処理により、矩形波電圧制御から PWM 制御（過変調 PWM 制御）への切替遅れを抑制している。

50

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特開2010-166707号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

こうしたインバータ制御装置では、矩形波電圧制御からPWM制御（過変調PWM制御）に切り替えたときの交流電動機の駆動状態によっては、その切替後に交流電動機のトルク変動が大きくなりやすい場合がある。

10

【0005】

本発明のインバータ制御装置および車両は、矩形波制御から過変調制御に切り替えた後のモータのトルク変動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制御装置および車両は、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制御装置は、

モータを駆動するためのインバータを、正弦波制御，過変調制御，矩形波制御のいずれかによって制御するインバータ制御装置であって、

20

正弦波制御または過変調制御によって前記インバータを制御するときには、d軸，q軸の電流と前記モータに要求される要求トルクに基づくd軸，q軸の電流指令との差分と制御ゲインとを用いた電流フィードバック制御によってd軸，q軸の電圧指令を設定し、該設定したd軸，q軸の電圧指令を用いて前記インバータを制御し、

更に、矩形波制御から過変調制御に切り替える矩形波過変調切替時に、該矩形波過変調切替による前記モータのトルク変動が大きくなりやすい変動想定状態のときには、前記変動想定状態でないときに比して大きな制御ゲインを電流フィードバック制御に用いる、

ことを要旨とする。

【0008】

30

このインバータ制御装置では、正弦波制御または過変調制御によってインバータを制御するときには、d軸，q軸の電流とモータに要求される要求トルクに基づくd軸，q軸の電流指令との差分と制御ゲインとを用いた電流フィードバック制御によってd軸，q軸の電圧指令を設定し、設定したd軸，q軸の電圧指令を用いてインバータを制御する。そして、矩形波制御から過変調制御に切り替える矩形波過変調切替時に、その矩形波過変調切替によるモータのトルク変動が大きくなりやすい変動想定状態のときには、変動想定状態でないときに比して大きな制御ゲインを電流フィードバック制御に用いる。これにより、矩形波過変調切替時に変動想定状態のときに、その矩形波過変調切替後にd軸，q軸の電流をd軸，q軸の電流指令により迅速に近づけることができる。この結果、矩形波過変調切替後のd軸，q軸の電流や電圧指令の変動（脈動）を抑制することができ、モータのトルク変動の抑制やそのトルク変動の収束に要する時間の短縮を図ることができる。ここで、「正弦波制御」は、パルス幅変調による擬似的三相交流電圧をモータに供給する制御であり、「矩形波制御」は、矩形波電圧をモータに供給する制御であり、「過変調制御」は、擬似的三相交流電圧と矩形波電圧との中間の過変調電圧をモータに供給する制御である。

40

【0009】

こうした本発明のインバータ制御装置において、前記矩形波過変調切替時に、前記変動想定状態のときには、該変動想定状態でないときに比して短い積分区間を電流フィードバック制御に用いる、ものとすることもできる。

【0010】

50

また、本発明のインバータ制御装置において、正弦波制御または過変調制御によって前記インバータを制御するときには、q軸の電流とq軸の電流指令との差分と第1の制御ゲインとを用いた電流フィードバック制御によってd軸の電圧指令を設定すると共に、d軸の電流とd軸の電流指令との差分と第2の制御ゲインとを用いた電流フィードバック制御によってq軸の電圧指令を設定し、更に、前記矩形波過変調切替時に前記変動想定状態のときには、前記第2の制御ゲインに、前記第1の制御ゲインより大きな値を用いる、ものとすることもできる。これは、矩形波過変調切替時に変動想定状態のときには、矩形波過変調切替直後にq軸の電流がd軸の電流より変動しやすくその後d軸の電流とd軸の電流指令との乖離がq軸の電流とq軸の電流指令との乖離に比して大きくなりやすい、という理由に基づく。こうした制御により、d軸，q軸の電流をd軸，q軸の電流指令にバランスよく近づけることができる。

10

【0011】

さらに、本発明のインバータ制御装置において、前記変動想定状態は、前記モータの回転数が所定回転数以下で前記要求トルクの大きさが所定値以上の状態である、ものとすることもできる。

【0012】

加えて、本発明のインバータ制御装置において、正弦波制御または過変調制御によって前記インバータを制御するときには、前記要求トルクとd軸，q軸の電流指令との関係を示す電流指令ラインに前記要求トルクを適用してd軸，q軸の電流指令を設定し、更に、矩形波制御によって前記インバータを制御している最中にd軸，q軸の電流が前記電流指令ラインよりd軸の電流の大きさが小さくなる切替ラインに至ったときに、矩形波制御から過変調制御に切り替える、ものとすることもできる。

20

【0013】

本発明の車両は、走行用のモータと、前記モータを駆動するためのインバータと、上述のいずれかの態様の本発明のインバータ制御装置、即ち、基本的には、モータを駆動するためのインバータを、正弦波制御，過変調制御，矩形波制御のいずれかによって制御するインバータ制御装置であって、正弦波制御または過変調制御によって前記インバータを制御するときには、d軸，q軸の電流と前記モータに要求される要求トルクに基づくd軸，q軸の電流指令との差分と制御ゲインとを用いた電流フィードバック制御によってd軸，q軸の電圧指令を設定し、該設定したd軸，q軸の電圧指令を用いて前記インバータを制御し、更に、矩形波制御から過変調制御に切り替える矩形波過変調切替時に、該矩形波過変調切替による前記モータのトルク変動が大きくなりやすい変動想定状態のときには、前記変動想定状態でないときに比して大きな制御ゲインを電流フィードバック制御に用いる、インバータ制御装置と、を備えることを要旨とする。

30

【0014】

この本発明の車両では、上述のいずれかの態様の本発明のインバータ制御装置を備えるから、本発明のインバータ制御装置が備える効果、例えば、矩形波過変調切替後のモータのトルク変動の抑制やそのトルク変動の収束に要する時間の短縮を図ることができる効果などと同様の効果を奏することができる。

【図面の簡単な説明】

40

【0015】

【図1】本発明の一実施例としてのインバータ制御装置を搭載する電気自動車20の構成の概略を示す構成図である。

【図2】モータ32を含む電機駆動系の構成の概略を示す構成図である。

【図3】電流指令設定用マップの一例を示す説明図である。

【図4】電圧指令大きさ V_r と電圧指令角度 ν_r との一例を示す説明図である。

【図5】切替ラインの一例を示す説明図である。

【図6】モータ32のトルク指令 T_m^* と回転数 N_m とインバータ34の制御方法とのおおよその関係の一例を示す説明図である。

【図7】電子制御ユニット50により実行される矩形波過変調切替時処理ルーチンの一例

50

を示すフローチャートである。

【図 8】変動想定状態で矩形波過変調切替を行なったときのモータ 3 2 のトルク T_m , 変調率 R_m , 電圧位相指令 * または電圧指令角度 v_r の様子の一例を示す説明図である。

【図 9】変形例のハイブリッド自動車 1 2 0 の構成の概略を示す構成図である。

【図 1 0】変形例のハイブリッド自動車 2 2 0 の構成の概略を示す構成図である。

【図 1 1】変形例のハイブリッド自動車 3 2 0 の構成の概略を示す構成図である。

【発明を実施するための形態】

【0 0 1 6】

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。

10

【実施例】

【0 0 1 7】

図 1 は、本発明の一実施例としてのインバータ制御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り、図 2 は、モータ 3 2 を含む電機駆動系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 1 に示すように、駆動輪 2 6 a , 2 6 b にデフレンシャルギヤ 2 4 を介して接続された駆動軸 2 2 に動力を入出力可能なモータ 3 2 と、モータ 3 2 を駆動するためのインバータ 3 4 と、例えばリチウムイオン二次電池として構成されたバッテリー 3 6 と、インバータ 3 4 が接続された電力ライン（以下、駆動電圧系電力ラインという）4 2 とバッテリー 3 6 が接続された電力ライン（以下、電池電圧系電力ラインという）4 4 とに接続されて駆動電圧系電力ライン 4 2 の電圧 V_H を調節すると共に駆動電圧系電力ライン 4 2 と電池電圧系電力ライン 4 4 との間で電力のやりとりを行なう昇圧コンバータ 4 0 と、車両全体をコントロールする電子制御ユニット 5 0 と、を備える。

20

【0 0 1 8】

モータ 3 2 は、永久磁石が埋め込まれたロータと三相コイルが巻回されたステータとを備える周知の同期発電電動機として構成されている。インバータ 3 4 は、図 2 に示すように、6 つのスイッチング素子としてのトランジスタ $T_{11} \sim T_{16}$ と、トランジスタ $T_{11} \sim T_{16}$ に逆方向に並列接続された 6 つのダイオード $D_{11} \sim D_{16}$ と、により構成されている。トランジスタ $T_{11} \sim T_{16}$ は、駆動電圧系電力ライン 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となるよう 2 個ずつペアで配置されており、対となるトランジスタ同士の接続点の各々にモータ 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状態でトランジスタ $T_{11} \sim T_{16}$ のオン時間の割合を調節することにより、三相コイルに回転磁界を形成でき、モータ 3 2 を回転駆動することができる。駆動電圧系電力ライン 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 が接続されている。

30

【0 0 1 9】

昇圧コンバータ 4 0 は、図 2 に示すように、2 つのトランジスタ T_{31} , T_{32} とトランジスタ T_{31} , T_{32} に逆方向に並列接続された 2 つのダイオード D_{31} , D_{32} とリアクトル L とからなる昇圧コンバータとして構成されている。2 つのトランジスタ T_{31} , T_{32} は、それぞれ駆動電圧系電力ライン 4 2 の正極母線，駆動電圧系電力ライン 4 2 および電池電圧系電力ライン 4 4 の負極母線に接続されており、トランジスタ T_{31} , T_{32} 同士の接続点と電池電圧系電力ライン 4 4 の正極母線とにはリアクトル L が接続されている。したがって、トランジスタ T_{31} , T_{32} をオンオフすることにより、電池電圧系電力ライン 4 4 の電力を昇圧して駆動電圧系電力ライン 4 2 に供給したり、駆動電圧系電力ライン 4 2 の電力を降圧して電池電圧系電力ライン 4 4 に供給したりすることができる。電池電圧系電力ライン 4 4 の正極母線と負極母線とには平滑用のコンデンサ 4 8 が接続されている。

40

【0 0 2 0】

電子制御ユニット 5 0 は、CPU 5 2 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、CPU 5 2 の他に処理プログラムを記憶する ROM 5 4 と、データを一時的に記

50

憶するRAM56と、図示しない入出力ポートと、を備える。電子制御ユニット50には、モータ32のロータの回転位置を検出する回転位置検出センサ32aからのモータ32のロータの回転位置 m や、モータ32の三相コイルのU相、V相に流れる相電流を検出する電流センサ23U、23Vからの相電流 I_u 、 I_v 、バッテリー36の端子間に取り付けられた電圧センサ37aからの端子間電圧 V_b 、バッテリー36の出力端子に取り付けられた電流センサ37bからの充放電電流 I_b 、バッテリー36に取り付けられた温度センサ37cからの電池温度 T_b 、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の電圧（駆動電圧系電力ライン42の電圧） V_H 、コンデンサ48の端子間に取り付けられた電圧センサ48aからのコンデンサ48の電圧（電池電圧系電力ライン44の電圧） V_L 、イグニッションスイッチ60からのイグニッション信号、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 、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 Acc 、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 など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からは、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や昇圧コンバータ40のトランジスタ T_{31} 、 T_{32} へのスイッチング制御信号などが出力ポートを介して出力されている。なお、電子制御ユニット50は、回転位置検出センサ32aにより検出されたモータ32のロータの回転位置 m に基づいてモータ32のロータの電気角 e や回転角速度 ω 、回転数 N_m を演算したり、電流センサ37bにより検出されたバッテリー36の充放電電流 I_b に基づいてそのときのバッテリー36から放電可能な電力量の全容量に対する割合である蓄電割合 SOC を演算したり、演算した蓄電割合 SOC と電池温度 T_b とに基づいてバッテリー36を充放電してもよい最大許容電力である入出力制限 W_{in} 、 W_{out} を演算したりしている。

【0021】

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、アクセル開度 Acc と車速 V とに応じて駆動軸22に出力すべき要求トルク T_r^* を設定し、バッテリー36の入出力制限 W_{in} 、 W_{out} をモータ32の回転数 N_m で除してモータ32から出力してもよいトルクの上下限としてのトルク制限 T_{min} 、 T_{max} を設定し、要求トルク T_r^* をトルク制限 T_{min} 、 T_{max} で制限してモータ32から出力すべきトルクとしてのトルク指令 T_m^* を設定し、設定したトルク指令 T_m^* でモータ32が駆動されるようインバータ34のトランジスタ $T_{11} \sim T_{16}$ をスイッチング制御する。また、モータ32のトルク指令 T_m^* とモータ32の回転数 N_m とに応じて駆動電圧系電力ライン42の目標電圧 V_{Htag} を設定し、駆動電圧系電力ライン42の電圧 V_H が目標電圧 V_{Htag} となるよう昇圧コンバータ40のトランジスタ T_{31} 、 T_{32} をスイッチング制御する。以下、インバータ34の制御について説明する。

【0022】

インバータ34は、実施例では、電子制御ユニット50により、正弦波制御、過変調制御、矩形波制御のいずれかによって制御するものとした。ここで、正弦波制御は、モータ32の電圧指令と三角波（搬送波）電圧との比較によってトランジスタ $T_{11} \sim T_{16}$ のオン時間の割合を調節するパルス幅変調（PWM）制御において、三角波電圧の振幅以下の振幅の正弦波状の電圧指令を変換して得られる擬似的三相交流電圧をモータ32に供給する制御である。また、過変調制御は、パルス幅変調制御において、三角波電圧の振幅より大きな振幅の正弦波状の電圧指令を変換して得られる過変調電圧をモータ32に供給する制御である。さらに、矩形波制御は、矩形波電圧をモータ32に供給する制御である。なお、正弦波制御では、駆動電圧系電力ライン42の電圧 V_H に対する正弦波状の電圧指令の振幅の割合としての変調率（電圧利用率） R_m が値0～値 R_{ref1} （約0.61）の範囲となり、過変調制御では、変調率 R_m が値 R_{ref1} （約0.61）～値 R_{ref2} （約0.78）の範囲となり、矩形波制御では、変調率 R_m が値 R_{ref2} （約0.78）で一定となる。以下、まず、正弦波制御や過変調制御について説明し、その後、矩形

波制御について説明する。

【 0 0 2 3 】

正弦波制御や過変調制御では、まず、モータ 3 2 のトルク指令 T_m^* に基づいて d 軸、q 軸の電流指令 I_d^* 、 I_q^* を設定する。ここで、d 軸はモータ 3 2 のロータに埋め込まれた永久磁石によって形成される磁束の方向であり、q 軸は d 軸に対してモータ 3 2 の正回転方向に $\pi/2$ だけ電気角 θ_e が進角した方向である。また、d 軸、q 軸の電流指令 I_d^* 、 I_q^* は、実施例では、モータ 3 2 のトルク指令 T_m^* と d 軸、q 軸の電流指令 I_d^* 、 I_q^* との関係を予め定めて電流指令設定用マップとして ROM 5 4 に記憶しておき、モータ 3 2 のトルク指令 T_m^* が与えられると記憶したマップから対応する d 軸、q 軸の電流指令 I_d^* 、 I_q^* を導出して設定するものとした。ここで、モータ 3 2 のトルク指令 T_m^* と d 軸、q 軸の電流指令 I_d^* 、 I_q^* との関係は、実施例では、トルク指令 T_m^* に対応するトルクをモータ 3 2 から出力させるための電流指令大きさ I_r (電流指令 I_d^* の二乗と電流指令 I_q^* の二乗との和の平方根) が最小となるトルク指令 T_m^* と電流指令 I_d^* 、 I_q^* との関係 (以下、この関係を示すラインを電流指令ラインという) とした。また、電流指令設定用マップの一例を図 3 に示す。図 3 の例では、モータ 3 2 のトルク指令 T_m^* がトルク T_3 のときにこのトルク指令 T_m^* に対応する d 軸、q 軸の電流指令 I_d^* 、 I_q^* を設定する様子を示している。なお、図 3 には、電流指令ラインやトルク指令 T_m^* 、電流指令 I_d^* 、 I_q^* の他に、電流指令大きさ I_r と、電流指令角度 θ_{ir} (電流指令大きさ I_r の方向の q 軸の方向に対する角度) と、についても図示した。

10

20

【 0 0 2 4 】

続いて、モータ 3 2 の三相コイルの U 相、V 相、W 相に流れる相電流 I_u 、 I_v 、 I_w の総和を値 0 としてモータ 3 2 の電気角 θ_e を用いて次式 (1) により相電流 I_u 、 I_v を d 軸、q 軸の電流 I_d 、 I_q に座標変換 (3 相 - 2 相変換) する。そして、モータ 3 2 の回転角速度 ω_m と d 軸、q 軸の電流 I_d 、 I_q と電流指令 I_d^* 、 I_q^* とを用いて次式 (2)、(3) により d 軸、q 軸の電圧指令 V_d^* 、 V_q^* を設定する。ここで、式 (2)、(3) は、d 軸、q 軸の電流 I_d 、 I_q と電流指令 I_d^* 、 I_q^* との差が打ち消されるようにするための電流フィードバック制御における関係式であり、右辺第 1 項はフィードフォワード項であり、右辺第 2 項はフィードバック項における比例項であり、右辺第 3 項はフィードバック項における積分項である。式 (2)、(3) 中、「 L_d 」、「 L_q 」はそれぞれ d 軸、q 軸のインダクタンスであり、「 σ 」は誘起電圧係数である。また、「 K_{p1} 」、「 K_{p2} 」は比例項のゲインであり、「 K_{i1} 」、「 K_{i2} 」は積分項のゲインである。なお、比例項のゲイン K_{p1} 、 K_{p2} や積分項のゲイン K_{i1} 、 K_{i2} 、積分項の積分区間 T_{i1} 、 T_{i2} には、それぞれ、モータ 3 2 の制御性などを考慮して定められる通常値 K_{p1n} 、 K_{p2n} 、 K_{i1n} 、 K_{i2n} 、 T_{i1n} 、 T_{i2n} を用いるものとした。ここで、積分区間 T_{i1} 、 T_{i2} として用いる値 T_{i1n} 、 T_{i2n} については、モータ 3 2 の回転数 N_m に拘わらずモータ 3 2 の制御性を保つために、電気角 θ_e の所定周期 (例えば、2 周期や 2.5 周期、3 周期など) 分に相当する値を用いるものとした。

30

【 0 0 2 5 】

40

【数 1】

$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sin\left(\theta_e + \frac{\pi}{3}\right) & \sin(\theta_e) \\ \cos\left(\theta_e + \frac{\pi}{3}\right) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iu \\ Iv \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$Vd^* = -\omega_m \cdot Lq \cdot Iq^* + Kp1(Iq^* - Iq) + Ki1 \sum (Iq^* - Iq) \quad (2)$$

10

$$Vq^* = \omega_m \cdot Ld \cdot Id^* + \omega_m \cdot \phi + Kp2(Id^* - Id) + Ki2 \sum (Id^* - Id) \quad (3)$$

【0026】

そして、電気角 e を用いて次式(4)、(5)により d 軸、q 軸の電圧指令 Vd^* 、 Vq^* をモータ 32 の三相コイルの U 相、V 相、W 相に印加すべき電圧指令 Vu^* 、 Vv^* 、 Vw^* に座標変換(2相-3相変換)し、座標変換した電圧指令 Vu^* 、 Vv^* 、 Vw^* をインバータ 34 のトランジスタ T11 ~ T16 をスイッチングするための PWM 信号に変換してインバータ 34 のトランジスタ T11 ~ T16 に出力することにより、トランジスタ T11 ~ T16 をスイッチング制御する。ここで、PWM 信号の変換に用いられる正弦波状の電圧指令の振幅としては、電圧指令大きさ Vr (電圧指令 Vd^* の二乗と電圧流指令 Vq^* の二乗との和の平方根) が用いられる。したがって、上述の変調率 Rm は、駆動電圧系電力ライン 42 の電圧 VH に対する電圧指令大きさ Vr の割合として得られることになる。なお、参考のために、正弦波制御や過変調制御によってインバータ 34 を制御するときの電圧指令大きさ Vr と電圧指令角度 vr (電圧指令大きさ Vr の方向の q 軸の方向に対する角度) との一例を図 4 に示す。

20

【0027】

【数 2】

$$\begin{bmatrix} Vu^* \\ Vv^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vd^* \\ Vq^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

30

$$Vw^* = -Vu^* - Vv^* \quad (5)$$

【0028】

次に、矩形波制御について説明する。矩形波制御では、まず、モータ 32 の電気角 e を用いて上述の式(1)によりモータ 32 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、その座標変換によって得られた d 軸、q 軸の電流 Id 、 Iq に基づいてモータ 32 から出力されていると推定される推定トルク $Tmest$ を求める。そして、モータ 32 の推定トルク $Tmest$ とトルク指令 Tm^* とを用いて次式(6)により電圧位相指令 θ^* を設定し、設定した電圧位相指令 θ^* に基づく矩形波電圧がモータ 32 に印加されるよう矩形波信号をインバータ 34 のトランジスタ T11 ~ T16 に出力することにより、トランジスタ T11 ~ T16 をスイッチング制御する。ここで、電圧位相指令 θ^* は、過変調制御や正弦波制御における電圧指令角度 vr に相当する位相指令である。また、式(6)は、モータ 32 の推定トルク $Tmest$ とトルク指令 Tm^* との差が打ち消されるようにするためのトルクフィードバック制御における関係式であり、式(6)中、「 $Kp3$ 」は比例項のゲインであり、「 $Ki3$ 」は積分項のゲインである。なお、比例項のゲイン $Kp3$ や積分項のゲイン $Ki3$ 、積分項の積分区間 $Ti3$ には、それぞれ、モータ 32 の制御性などを考慮して定められる通常値 $Kp3n$ 、 $Ki3n$ 、 $Ti3n$ を用いるものとした。ここで、積分区間 $Ti3$ として用いる値 $Ti3n$ に

40

50

ついては、モータ 3 2 の回転数 N_m に拘わらずモータ 3 2 の制御性を保つために、電気角 e の所定周期（例えば、2 周期や 2 . 5 周期，3 周期など）分に相当する値を用いるものとした。

【 0 0 2 9 】

【 数 3 】

$$\theta^* = Kp3(Tm^* - Tm) + Ki3 \sum (Tm^* - Tm) \quad (6)$$

【 0 0 3 0 】

ところで、正弦波制御と過変調制御との切替は、実施例では、正弦波制御によってインバータ 3 4 を制御している最中に変調率 $R_m (= V_r / V_H)$ が値 R_{ref1} (約 0 . 6 1) を超えたときに正弦波制御から過変調制御に切り替え、過変調制御によってインバータ 3 4 を制御している最中に変調率 R_m が値 R_{ref1} 以下になったときに過変調制御から正弦波制御に切り替えるものとした。また、過変調制御と矩形波制御との切替は、実施例では、過変調制御によってインバータ 3 4 を制御している最中に変調率 $R_m (= V_r / V_H)$ が値 R_{ref2} (約 0 . 7 8) に至ったときに過変調制御から矩形波制御に切り替え、矩形波制御によってインバータ 3 4 を制御している最中に d 軸， q 軸の電流が電流指令ラインより d 軸の電流 I_d の大きさが小さくなる切替ラインに至ったときに矩形波制御から過変調制御に切り替えるものとした。切替ラインの一例を図 5 に示す。図 5 では、参考のために、正弦波制御や過変調制御で用いる電流指令ラインについても図示した。矩形波制御によってインバータ 3 4 を制御しているときには、弱め界磁のために、 d 軸の電流 I_d が電流指令ラインよりも $-d$ 軸の方向に大きな値となることが多い。したがって、実施例では、過変調制御と矩形波制御の頻繁な切替を抑制するために、電流指令ラインよりも d 軸の電流 I_d の大きさが小さくなるよう切替ラインを定めるものとした。

【 0 0 3 1 】

このように正弦波制御，過変調制御，矩形波制御のいずれかによってインバータ 3 4 を制御する場合のモータ 3 2 のトルク指令 T_m^* と回転数 N_m とインバータ 3 4 の制御方法（正弦波制御，過変調制御，矩形波制御）とのおおよその関係の一例を図 6 に示す。図 6 に示すように、モータ 3 2 のトルク指令 T_m^* の大きさや回転数 N_m が小さい側から順に正弦波制御，過変調制御，矩形波制御によってインバータ 3 4 を制御することになる。モータ 3 2 やインバータ 3 4 の特性として、矩形波制御，過変調制御，正弦波制御の順で、モータ 3 2 の出力応答性や制御性がよくなり、出力が小さくなり、インバータ 3 4 のスイッチング損失などが大きくなることが分かっているから、低回転数低トルクの領域では、正弦波制御によってインバータ 3 4 を制御することにより、モータ 3 2 の出力応答性や制御性を良くすることができる。一方、高回転数高トルク領域では、矩形波制御によってインバータ 3 4 を制御することにより、大きなトルクを出力可能とすると共にインバータ 3 4 のスイッチング損失などを低減することができる。

【 0 0 3 2 】

次に、こうして構成された実施例の電気自動車 2 0 の動作、特に、インバータ 3 4 の制御方法の矩形波制御から過変調制御に切り替える矩形波過変調切替時の動作について説明する。図 7 は、電子制御ユニット 5 0 により実行される矩形波過変調切替時処理ルーチンの一例を示すフローチャートである。このルーチンは、矩形波制御によってインバータ 3 4 を制御している最中に d 軸， q 軸の電流 I_d ， I_q が切替ラインに至ったときに実行される。

【 0 0 3 3 】

矩形波過変調切替時処理ルーチンが実行されると、電子制御ユニット 5 0 の CPU 5 2 は、まず、モータ 3 2 のトルク指令 T_m^* と回転数 N_m とを入力し（ステップ S 1 0 0）、入力したトルク指令 T_m^* と回転数 N_m とを用いて、矩形波過変調切替によるモータ 3 2 のトルク変動が大きくなりやすい変動想定状態であるか否かを判定する（ステップ S 1 1 0，S 1 2 0）。この判定は、具体的には、モータ 3 2 のトルク指令 T_m^* の絶対値を閾値 T_{ref} と比較すると共に（ステップ S 1 1 0）、モータ 3 2 の回転数 N_m を閾値 N

10

20

30

40

50

refと比較する(ステップS120)ことによって行なうものとした。ここで、閾値Trefや回転数Nmは、変動想定状態の領域を定めるために用いられるものであり、予め実験や解析によって定めることができる。閾値Trefとしては、例えば、45N・mや50N・m, 55N・mなどを用いることができ、閾値Nrefとしては、例えば、2300rpmや2500rpm, 2700rpmなどを用いることができる。

【0034】

ここで、モータ32のトルク指令 T_m^* や回転数Nmを用いて変動想定状態であるか否かを判定する理由について説明する。モータ32のトルク指令 T_m^* の絶対値が大きく回転数Nmが小さい領域で矩形波制御によってインバータ34を制御するときには、通常、電圧位相指令 θ^* (過変調制御や正弦波制御における電圧指令角度 v_r に相当する位相指令)が90度に近い状態(例えば、75度や80度~100度や105度の範囲など)、即ち、電圧のd軸成分の大きさが大きくq軸成分の大きさが小さい状態となる。そして、d軸, q軸の電流 I_d, I_q が切替ライン上に至ったときに矩形波制御から過変調制御に切り替える場合、その切替後に、矩形波制御における変調率 R_m (値 R_{ref2})と過変調制御における変調率 $R_m(=V_r/V_H)$ との乖離によって変調率 R_m が変動し、切替時のd軸, q軸の電流 I_d, I_q (切替ライン上)とd軸, q軸の電流指令 I_d^*, I_q^* (電流指令ライン上)との乖離によってd軸の電流 I_d (q軸の電圧指令 V_d^*)やq軸の電流 I_q (d軸の電圧指令 V_d^*)が変動(脈動)することがあり、特に、電圧位相指令 θ^* が90度に近くなっている状態で矩形波制御から過変調制御に切り替える場合には、電圧のd軸成分の大きさが大きくq軸成分の大きさが小さいことにより、その切替後に、モータ32のトルク変動につながるq軸の電流 I_q (d軸の電圧指令 V_d^*)が大きく変動しやすい。したがって、モータ32のトルク指令 T_m^* の絶対値が大きく回転数Nmが小さい領域で矩形波制御によってインバータ34を制御している状態で矩形波制御から過変調制御に切り替えると、その切替後にd軸の電圧指令 V_d^* が大きく変動してモータ32のトルク変動が大きくなりやすいと考えられる。以上の理由により、実施例では、モータ32のトルク指令 T_m^* や回転数Nmを用いて変動想定状態であるか否かを判定するものとした。

【0035】

モータ32のトルク指令 T_m^* の絶対値が閾値Trefより小さいときや、モータ32の回転数Nmが閾値Nrefより大きいときには、変動想定状態ではないと判断し、過変調制御や正弦波制御におけるフィードバック制御で用いる比例項, 積分項のゲイン $K_{p1}, K_{p2}, K_{i1}, K_{i2}$ や積分項の積分区間 T_{i1}, T_{i2} にそれぞれ通常値 $K_{p1n}, K_{p2n}, K_{i1n}, K_{i2n}, T_{i1n}, T_{i2n}$ を設定し(ステップS130)、過変調制御によるインバータ34の制御を開始して(ステップS150)、本ルーチンを終了する。こうして過変調制御によるインバータ34の制御を開始すると、設定した比例項, 積分項のゲイン $K_{p1}, K_{p2}, K_{i1}, K_{i2}$ や積分項の積分区間 T_{i1}, T_{i2} を用いて上述の式(2), (3)によりd軸, q軸の電圧指令 V_d^*, V_q^* を設定してインバータ34を制御する。

【0036】

一方、モータ32のトルク指令 T_m^* の絶対値が閾値Tref以上で且つモータ32の回転数Nmが閾値Nref以下のときには、変動想定状態であると判断し、過変調制御や正弦波制御におけるフィードバック制御で用いる比例項, 積分項のゲイン $K_{p1}, K_{p2}, K_{i1}, K_{i2}$ にそれぞれ通常値 $K_{p1n}, K_{p2n}, K_{i1n}, K_{i2n}$ より大きな値 $K_{p1a}, K_{p2a}, K_{i1a}, K_{i2a}$ を設定すると共に積分区間 T_{i1}, T_{i2} に通常値 T_{i1n}, T_{i2n} より小さな T_{i1a}, T_{i2a} を設定し(ステップS140)、過変調制御によるインバータ34の制御を開始して(ステップS150)、本ルーチンを終了する。このように比例項, 積分項のゲイン $K_{p1}, K_{p2}, K_{i1}, K_{i2}$ や積分区間 T_{i1}, T_{i2} を設定することにより、矩形波過変調切替時に変動想定状態のときに、矩形波過変調切替後にd軸, q軸の電流 I_d, I_q をd軸, q軸の電流指令 I_d^*, I_q^* により迅速に近づけることができる。この結果、d軸の電圧指令 V_d^* , 電圧指

10

20

30

40

50

令大きさ V_r の変動（脈動）を抑制することができ、矩形波過変調切替後のモータ 3 2 のトルク変動の抑制やそのトルク変動の収束に要する時間の短縮を図ることができる。また、矩形波過変調切替時に変動想定状態のときには、通常、矩形波過変調切替直後に電流の q 軸成分（電圧の d 軸成分）が比較的大きく変化し、 d 軸の電流 I_d と電流指令 I_d^* との乖離が q 軸の電流 I_q と電流指令 I_q^* との乖離より大きくなりやすいことから、実施例では、値 K_{p1a} , K_{p2a} , K_{i1a} , K_{i2a} については、値 K_{p2a} , K_{i2a} （ q 軸の電圧指令 V_{q^*} の設定（式（3）参照）に用いるゲイン K_{p2} , K_{i2} ）がそれぞれ値 K_{p1a} , K_{i1a} （ d 軸の電圧指令 V_{d^*} の設定（式（2）参照）に用いるゲイン K_{p1} , K_{i1} ）に比して大きくなるよう定めるものとし、値 T_{i1a} , T_{i2a} については、値 T_{i2a} （ q 軸の電圧指令 V_{q^*} の設定に用いる積分区間 T_{i2} ）が値 T_{i1a} （ d 軸の電圧指令 V_{d^*} の設定に用いる積分区間 T_{i1} ）に比して小さくなるよう定めるものとした。これにより、過変調制御によるインバータ 3 4 の制御を開始した後に、 d 軸、 q 軸の電流 I_d , I_q を d 軸、 q 軸の電流指令 I_d^* , I_q^* にバランスよく近づけることができる。

【0037】

図 8 は、変動想定状態で矩形波過変調切替を行なったときのモータ 3 2 のトルク T_m , 変調率 R_m , 電圧位相指令 θ_r^* または電圧指令角度 θ_r の様子の一例を示す説明図である。図中、実線は、変動想定状態のときに変動想定状態でないときに比して比例項、積分項のゲイン K_{p1} , K_{p2} , K_{i1} , K_{i2} を大きくすると共に積分項の積分区間 T_{i1} , T_{i2} を短くする実施例の様子を示し、一点鎖線は、変動想定状態か否かに拘わらず比例項、積分項のゲイン K_{p1} , K_{p2} , K_{i1} , K_{i2} や積分項の積分区間 T_{i1} , T_{i2} にそれぞれ通常の設定する比較例の様子を示す。なお、図 8 の例では、モータ 3 2 のトルク指令 T_m^* は一定とした。比較例の場合、図中の一点鎖線に示すように、矩形波過変調切替を行なった後に、電圧指令角度 θ_r が、 d 軸、 q 軸の電流 I_d , I_q が d 軸、 q 軸の電流指令 I_d^* , I_q^* 近傍に至ったときの電圧指令角度 θ_r としての移動目標角度 θ_{rtag} 近傍で収束するまでの時間が長くなると共に変調率 R_m が比較的大きく変動（脈動）し、モータ 3 2 のトルク変動が大きくなる。一方、実施例の場合、変動想定状態でないときに比して比例項、積分項のゲイン K_{p1} , K_{p2} , K_{i1} , K_{i2} を大きくすると共に積分項の積分区間 T_{i1} , T_{i2} を短くすることにより、図中の実線に示すように、電圧指令角度 θ_r が移動目標角度 θ_{rtag} 近傍で収束するまでの時間が短くなると共に変調率 R_m の変動（脈動）が小さくなり（ d 軸の電圧指令 V_{d^*} の変動が小さくなり）、モータ 3 2 のトルク変動が小さくなる。

【0038】

以上説明した実施例の電気自動車 2 0 によれば、過変調制御によってインバータ 3 4 を制御するとき、 q 軸の電流 I_q と q 軸の電流指令 I_q^* との差分と比例項、積分項の制御ゲイン K_{p1} , K_{i1} と積分項の積分区間 T_{i1} とを用いた電流フィードバック制御によって d 軸の電圧指令 V_{d^*} を設定すると共に d 軸の電流 I_d と d 軸の電流指令 I_d^* との差分と比例項、積分項の制御ゲイン K_{p2} , K_{i2} と積分項の積分区間 T_{i2} とを用いた電流フィードバック制御によって q 軸の電圧指令 V_{q^*} を設定し、設定した d 軸、 q 軸の電圧指令 V_{d^*} , V_{q^*} を用いてインバータ 3 4 を制御するものにおいて、矩形波過変調切替時に、矩形波過変調切替によるモータ 3 2 のトルク変動が大きくなりやすい変動想定状態のときには、変動想定状態でないときに比して比例項、積分項のゲイン K_{p1} , K_{p2} , K_{i1} , K_{i2} を大きくすると共に積分項の積分区間 T_{i1} , T_{i2} を短くするから、矩形波過変調切替時に変動想定状態のときに、矩形波過変調切替後に d 軸、 q 軸の電流 I_d , I_q を d 軸、 q 軸の電流指令 I_d^* , I_q^* により迅速に近づけることができ、矩形波過変調切替後のモータ 3 2 のトルク変動の抑制やそのトルク変動の収束に要する時間の短縮を図ることができる。

【0039】

また、実施例の電気自動車 2 0 によれば、矩形波過変調切替時に変動想定状態のときには、 q 軸の電圧指令 V_{q^*} の設定に用いる比例項、積分項のゲイン K_{p2} , K_{i2} を d 軸

10

20

30

40

50

の電圧指令 V_d^* の設定に用いる比例項，積分項のゲイン K_{p1} ， K_{i1} より大きくし、 q 軸の電圧指令 V_q^* の設定に用いる積分項の積分区間 T_{i2} を d 軸の電圧指令 V_d^* の設定に用いる積分項の積分区間 T_{i1} より短くするものとしたから、 d 軸， q 軸の電流 I_d ， I_q を d 軸， q 軸の電流指令 I_d^* ， I_q^* にバランスよく近づけることができる。

【0040】

実施例の電気自動車 20 では、矩形波過変調切替時に変動想定状態のときには、矩形波過変調切替時に変動想定状態でないときに比して d 軸， q 軸の電圧指令 V_d^* ， V_q^* の設定に用いる比例項，積分項のゲイン K_{p1} ， K_{p2} ， K_{i1} ， K_{i2} を大きくすると共に積分項の積分区間 T_{i1} ， T_{i2} を短くするものとしたが、比例項，積分項のゲイン K_{p1} ， K_{p2} ， K_{i1} ， K_{i2} については矩形波過変調切替時に変動想定状態でないとき

10

【0041】

実施例の電気自動車 20 では、矩形波過変調切替時に変動想定状態のときには、 q 軸の電圧指令 V_q^* の設定に用いる比例項，積分項のゲイン K_{p2} ， K_{i2} を d 軸の電圧指令 V_d^* の設定に用いる比例項，積分項のゲイン K_{p1} ， K_{i1} より大きくし、 q 軸の電圧指令 V_q^* の設定に用いる積分項の積分区間 T_{i2} を d 軸の電圧指令 V_d^* の設定に用いる積分項の積分区間 T_{i1} より短くするものとしたが、少なくとも比例項，積分項のゲイン K_{p1} ， K_{p2} ， K_{i1} ， K_{i2} を矩形波過変調切替時に変動想定状態でないときに比して大きくするものであればよいため、 q 軸の電圧指令 V_q^* の設定に用いる比例項，積分項のゲイン K_{p2} ， K_{i2} を d 軸の電圧指令 V_d^* の設定に用いる比例項，積分項のゲイン K_{p1} ， K_{i1} より大きくするものの d 軸の電圧指令 V_d^* の設定に用いる積分項の積分区間 T_{i1} と q 軸の電圧指令 V_q^* の設定に用いる積分項の積分区間 T_{i2} とについては同一とするものとしてもよいし、 d 軸の電圧指令 V_d^* の設定に用いる比例項，積分項のゲイン K_{p1} ， K_{i1} と q 軸の電圧指令 V_q^* の設定に用いる比例項，積分項のゲイン K_{p2} ， K_{i2} とを同一とすると共に d 軸の電圧指令 V_d^* の設定に用いる積分項の積分区間 T_{i1} と q 軸の電圧指令 V_q^* の設定に用いる積分項の積分区間 T_{i2} とを同一とするものとしてもよい。

20

【0042】

実施例の電気自動車 20 では、矩形波制御から過変調制御に切り替える際、比例項，積分項のゲイン K_{p1} ， K_{p2} ， K_{i1} ， K_{i2} や積分項の積分区間 T_{i1} ， T_{i2} を設定して過変調制御によるインバータ 34 の制御を開始するものとしたが、矩形波制御から過変調制御に切り替えた直後（初めて過変調制御を実行するとき）には、上述の式（2），（3）におけるフィードバック項（右辺第 2 項，第 3 項）を用いずにフィードフォワード項（右辺第 1 項）だけを用いて d 軸， q 軸の電圧指令 V_d^* ， V_q^* を設定するものとしてもよい。

30

【0043】

実施例の電気自動車 20 では、矩形波制御から過変調制御に切り替えるときにおいて、モータ 32 のトルク指令 T_m^* の絶対値が閾値 T_{ref} 以上で且つモータ 32 の回転数 N_m が閾値 N_{ref} 以下のときに変動想定状態であると判断するものとしたが、上述した理由により、矩形波制御から過変調制御に切り替えるときの電圧位相指令 θ^* が所定範囲（例えば、75 度や 80 度～100 度や 105 度の範囲など）内のときに変動想定状態であると判断するものとしてもよい。

40

【0044】

実施例では、駆動輪 26a，26b に接続された駆動軸 22 に動力を入出力可能なモータ 32 を備える電気自動車 20 に適用するものとしたが、例えば、図 9 の変形例のハイブリッド自動車 120 に例示するように、遊星歯車機構 126 を介して駆動軸 22 に接続されたエンジン 122 およびモータ 124 と、駆動軸 22 に動力を入出力可能なモータ 32 と、を備えるハイブリッド自動車 120 に適用するものとしてもよいし、図 10 の変形例のハイブリッド自動車 220 に例示するように、エンジン 122 のクランクシャフトに接続

50

されたインナーロータ 232 と駆動輪 26a, 26b に連結された駆動軸 22 に接続されたアウターロータ 234 とを有しエンジン 122 からの動力の一部を駆動軸 22 に伝達すると共に残余の動力を電力に変換する対ロータ電動機 230 を備えるものとしてもよいし、図 11 の変形例のハイブリッド自動車 320 に例示するように、駆動軸 22 にモータ 32 を取り付けると共に、モータ 32 の回転軸にクラッチ 329 を介してエンジン 122 を接続する構成とし、エンジン 122 からの動力をモータ 32 の回転軸を介して駆動軸 22 に出力すると共にモータ 32 からの動力を駆動軸 22 に出力するハイブリッド自動車 320 に適用するものとしてもよい。

【0045】

実施例では、本発明をハイブリッド自動車の形態として説明したが、自動車以外の車両（例えば、列車など）の形態やインバータ制御装置の形態としてもよい。

10

【0046】

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、バッテリー 36 が「バッテリー」に相当し、モータ 32 が「モータ」に相当し、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「インバータ制御装置」に相当する。

【0047】

ここで、「バッテリー」としては、リチウムイオン二次電池として構成されたバッテリー 36 に限定されるものではなく、ニッケル水素二次電池やニッケルカドミウム二次電池、鉛蓄電池など、如何なるタイプのバッテリーであっても構わない。「モータ」としては、同期発電電動機として構成されたモータ 32 に限定されるものではなく、誘導電動機など、如何なるタイプのモータであっても構わない。「インバータ」としては、インバータ 34 に限定されるものではなく、モータを駆動するためのものであれば如何なるものとしても構わない。「インバータ制御装置」としては、過変調制御によってインバータ 34 を制御するときに、 q 軸の電流 I_q と q 軸の電流指令 I_q^* との差分と比例項、積分項の制御ゲイン K_{p1} , K_{i1} と積分項の積分区間 T_{i1} とを用いた電流フィードバック制御によって d 軸の電圧指令 V_d^* を設定すると共に d 軸の電流 I_d と d 軸の電流指令 I_d^* との差分と比例項、積分項の制御ゲイン K_{p2} , K_{i2} と積分項の積分区間 T_{i2} とを用いた電流フィードバック制御によって q 軸の電圧指令 V_q^* を設定し、設定した d 軸, q 軸の電圧指令 V_d^* , V_q^* を用いてインバータ 34 を制御するものにおいて、矩形波過変調切替時に、矩形波過変調切替によるモータ 32 のトルク変動が大きくなりやすい変動想定状態のときには、変動想定状態でないときに比して比例項、積分項のゲイン K_{p1} , K_{p2} , K_{i1} , K_{i2} を大きくすると共に積分項の積分区間 T_{i1} , T_{i2} を短くするものに限定されるものではなく、正弦波制御または過変調制御によってインバータを制御するときには、 d 軸, q 軸の電流と前記タに要求される要求トルクに基づく d 軸, q 軸の電流指令との差分と制御ゲインとを用いた電流フィードバック制御によって d 軸, q 軸の電圧指令を設定し、設定した d 軸, q 軸の電圧指令を用いてインバータを制御し、更に、矩形波制御から過変調制御に切り替える矩形波過変調切替時に、矩形波過変調切替によるモータのトルク変動が大きくなりやすい変動想定状態のときには、変動想定状態でないときに比して大きな制御ゲインを電流フィードバック制御に用いる、ものであれば如何なるものとしても構わない。

20

30

40

【0048】

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。

【0049】

50

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】

【0050】

本発明は、インバータ制御装置や車両の製造産業などに利用可能である。

【符号の説明】

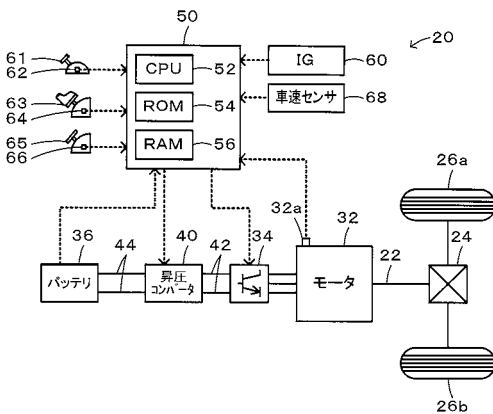
【0051】

20 電気自動車、22 駆動軸、23U, 23V 電流センサ、24 デファレンシャルギヤ24、26a, 26b 駆動輪、32 モータ、34 インバータ、36 バッテリ、37a 電圧センサ、37b 電流センサ、37c 温度センサ、40 昇圧コンバータ、42 駆動電圧系電力ライン、44 電池電圧系電力ライン、46, 48 コンデンサ、46a, 48a 電圧センサ、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、120, 220, 320 ハイブリッド自動車、122 エンジン、124 モータ、126 遊星歯車機構、230 対ロータ電動機、232 インナーロータ、234 アウターロータ、329 クラッチ、D11~D16, D31, D32 ダイオード、L リアクトル、T11~T16, T31, T32 トランジスタ。

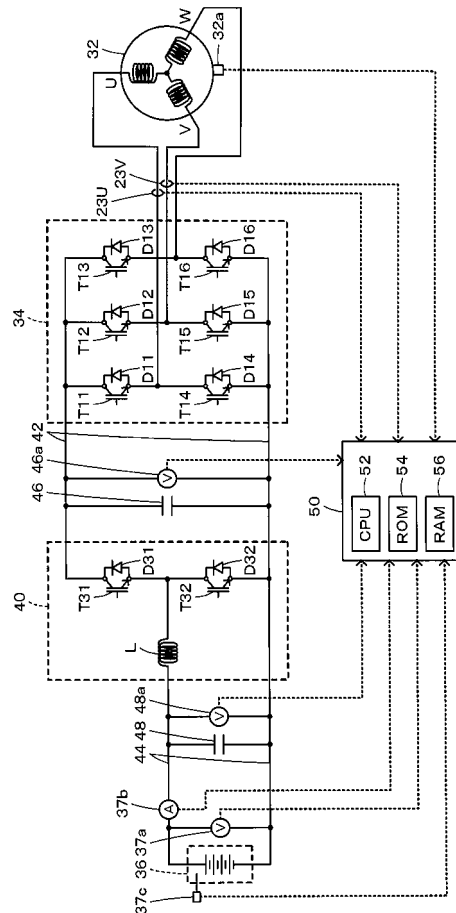
10

20

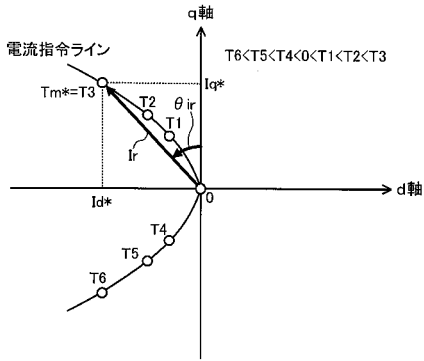
【図1】



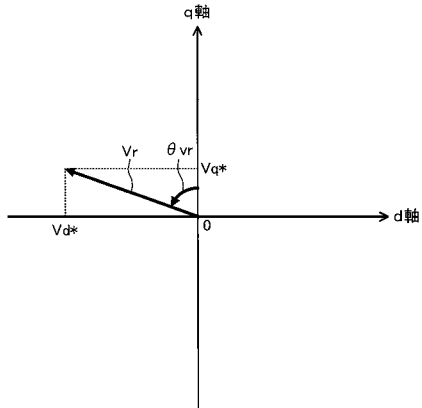
【図2】



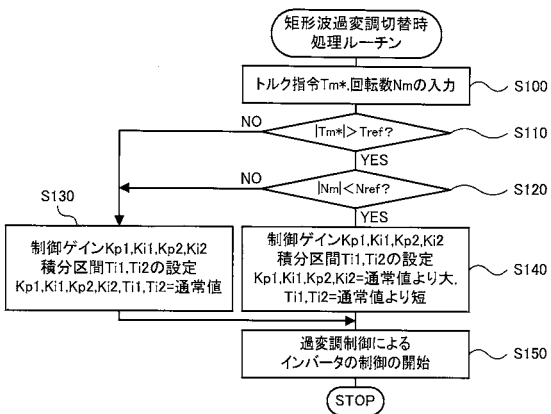
【図3】



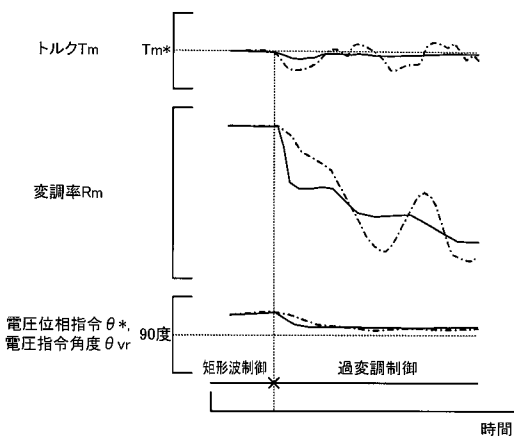
【図4】



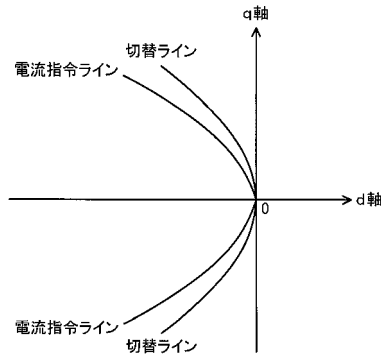
【図7】



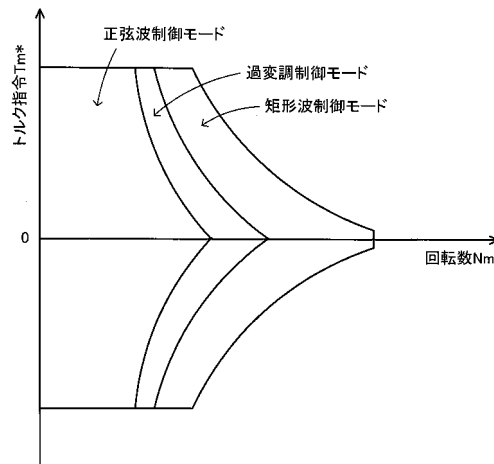
【図8】



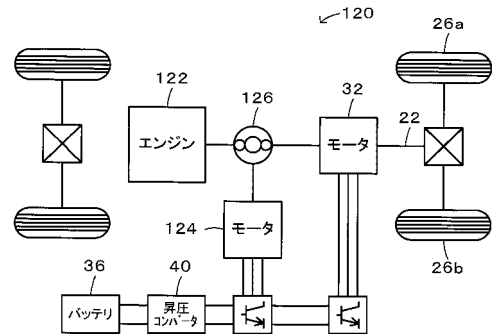
【図5】



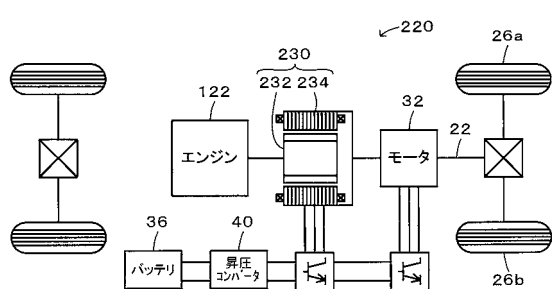
【図6】



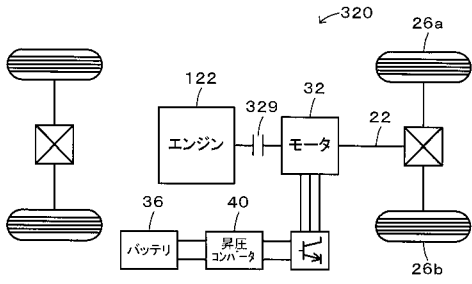
【図9】



【図10】



【図 11】



フロントページの続き

(72)発明者 宮田 和英

愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

Fターム(参考) 5H007 AA06 BB06 CA01 CB05 CC12 CC23 DA05 DB02 DB13 DC02
DC04 DC05 EA02
5H125 AA01 AB01 AC08 AC12 BA01 BB02 CA01 CA08 EE08 EE42
EE52
5H560 AA08 BB04 BB07 BB17 DA00 DB20 DC01 DC05 DC12 DC13
EB01 EC01 EC02 EC07 RR01 SS02 TT11 TT15 UA06 XA02
XA10 XA12 XA13 XA17