

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7528797号
(P7528797)

(45)発行日 令和6年8月6日(2024.8.6)

(24)登録日 令和6年7月29日(2024.7.29)

(51)国際特許分類

F I

H 0 2 P 27/08 (2006.01)

H 0 2 M 7/48 (2007.01)

H 0 2 M 3/155(2006.01)

H 0 2 P 27/08

H 0 2 M 7/48

H 0 2 M 3/155

E

P

請求項の数 3 (全17頁)

(21)出願番号	特願2021-8328(P2021-8328)	(73)特許権者	000003207
(22)出願日	令和3年1月21日(2021.1.21)		トヨタ自動車株式会社
(65)公開番号	特開2022-112443(P2022-112443		愛知県豊田市トヨタ町1番地
	A)	(74)代理人	110000017
(43)公開日	令和4年8月2日(2022.8.2)		弁理士法人アイテック国際特許事務所
審査請求日	令和5年8月22日(2023.8.22)	(72)発明者	社本 佳大
			愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自
			動車株式会社内
		審査官	池田 貴俊

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 駆動装置

(57)【特許請求の範囲】
【請求項1】

蓄電装置と、電動機と、前記電動機を駆動するインバータと、前記蓄電装置と前記インバータとの間に取り付けられた昇圧コンバータと、前記インバータのスイッチング素子をスイッチング制御すると共に前記昇圧コンバータを制御する制御装置と、を備える駆動装置であって、

第1矩形波制御モードは、1周期の前半周期または後半周期が矩形波パルスとなる矩形波パルスパターンを用いたモードであり、

第2矩形波制御モードは、前記電動機の回転数が第1共振領域より大きい第1所定回転数以上のときには前記矩形波パルスパターンを用いると共に前記電動機の回転数が前記第1所定回転数未満のときには前記矩形波パルスパターンにおける矩形波パルスが存在している領域に1つ以上のスリットを形成すると共に矩形波パルスが存在していない領域において前記スリットと同一のタイミングに前記スリットと同一幅の短パルスを形成したパターンであって前記第1共振領域におけるLC共振を抑制する第1スイッチングパターンを用いるモードであるとした場合において、

前記制御装置は、前記インバータのスイッチング素子のスイッチング制御については、

前記インバータに作用する電圧が前記蓄電装置からの電流に対して前記昇圧コンバータをフィードバック制御を伴ってデューティ制御により制御したときに前記フィードバック制御による振れ幅によりデューティが100%にはならない電圧として得られる閾値電圧以上となるように前記昇圧コンバータを制御しているときには、変調度に応じてパルス

幅変調制御モードと前記第 1 矩形波制御モードとを切り替え、

前記インバータに作用する電圧が前記閾値電圧未満となるように前記昇圧コンバータを制御しているときには、変調度に応じて前記パルス幅変調制御モードと前記第 2 矩形波制御モードとを切り替える、

ことを特徴とする駆動装置。

【請求項 2】

請求項 1 記載の駆動装置であって、

前記制御装置は、

前記インバータに作用する電圧が前記閾値電圧以上となるように前記昇圧コンバータを制御しているときには、変調度に応じて過変調領域を介してパルス幅変調制御モードと前記第 1 矩形波制御モードとを切り替え、

10

前記インバータに作用する電圧が前記閾値電圧未満となるように前記昇圧コンバータを制御しているときには、変調度に応じて前記第 1 スイッチングパターンにおける前記スリット及び前記短パルスの幅を変化させる中間領域を介してパルス幅変調制御モードと前記第 2 矩形波制御モードとを切り替える、

駆動装置。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 記載の駆動装置であって、

前記第 2 矩形波制御モードは、前記電動機の回転数が前記第 1 所定回転数より小さい第 2 所定回転数未満のときには、前記第 1 スイッチングパターンよりスリット数および短パルス数が多いパターンであって前記第 2 所定回転数より小さい回転数範囲に含まれる第 2 共振領域における LC 共振を抑制する第 2 スイッチングパターンを用いるモードである、

20

駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、駆動装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、この種の駆動装置としては、変調率によりパルス幅変調制御と矩形波制御とを切り替えて電動機を駆動するインバータのスイッチング素子をスイッチング制御する場合において、矩形波制御によりスイッチング制御する際には、電動機の回転数が第 1 共振領域より小さい第 1 所定回転数以上のときには第 1 共振領域における共振を抑制するスイッチングパターンの第 1 スイッチングモードを用いてスイッチング制御を行ない、電動機の回転数が第 1 所定回転数未満のときには第 1 所定回転数より小さい第 2 共振領域における共振を抑制するスイッチングパターンの第 2 スイッチングモードを用いてスイッチング制御を行なうものが提案されている（例えば、特許文献 1 参照）。ここで、第 1 スイッチングパターンは、1 周期の前半周期または後半周期が矩形波パルスとなるパルスパターンを矩形波パルスパターンとしたときに、矩形波パルスが存在している領域に 1 つ以上のスリットを形成すると共に矩形波パルスが存在していない領域において上述のスリットと同一のタイミングにスリットと同一幅の短パルスを形成したパターンであって第 1 共振領域における LC 共振を抑制するパターンである。第 2 スイッチングパターンは、第 1 スイッチングパターンよりスリット数および短パルス数が多いパターンであって第 2 共振領域における LC 共振を抑制するパターンである。

30

40

【0003】

また、第 1 スイッチングパターンから矩形波パルスパターンに切り替える際に第 1 スイッチングパターンのスリットや短パルスの幅が小さくなるように徐変するものも提案されている（例えば、特許文献 2 参照）。

【先行技術文献】

【特許文献】

50

【 0 0 0 4 】

【文献】特開 2 0 1 9 - 1 4 6 2 8 1 号公報

【文献】特開 2 0 2 0 - 1 4 5 7 9 5 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 5 】

しかしながら、上述の駆動装置では、矩形波制御において共振領域における LC 共振を抑制するスイッチングパターンから矩形波パルスパターンに切り替えるときに、スイッチングパターンのスリットや短パルスの幅が小さくなるように徐変しても、スリットや短パルスの幅をデッドタイム以下にすることができないため、デッドタイム幅分に応じた電圧段差が発生し、トルク変動が生じる場合がある。

10

【 0 0 0 6 】

本発明の電動車両の制御装置は、矩形波制御において共振領域における LC 共振を抑制するスイッチングパターンから矩形波パルスパターンに切り替えるときに生じ得る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】

【 0 0 0 7 】

本発明の駆動装置は、上述の主目的を達成するために以下の手段を採った。

【 0 0 0 8 】

本発明の駆動装置は、

20

蓄電装置と、電動機と、前記電動機を駆動するインバータと、前記蓄電装置と前記インバータとの間に取り付けられた昇圧コンバータと、前記インバータのスイッチング素子をスイッチング制御すると共に前記昇圧コンバータを制御する制御装置と、を備える駆動装置であって、

第 1 矩形波制御モードは、1 周期の前半周期または後半周期が矩形波パルスとなる矩形波パルスパターンを用いたモードであり、

第 2 矩形波制御モードは、前記電動機の回転数が第 1 共振領域より大きい第 1 所定回転数以上のときには前記矩形波パルスパターンを用いると共に前記電動機の回転数が前記第 1 所定回転数未満のときには前記矩形波パルスパターンにおける矩形波パルスが存在している領域に 1 つ以上のスリットを形成すると共に矩形波パルスが存在していない領域において前記スリットと同一のタイミングに前記スリットと同一幅の短パルスを形成したパターンであって前記第 1 共振領域における LC 共振を抑制する第 1 スwitchングパターンを用いるモードであるとした場合において、

30

前記制御装置は、前記インバータのスイッチング素子のスイッチング制御については、

前記インバータに作用する電圧が前記蓄電装置からの電流に基づく閾値電圧以上となるように前記昇圧コンバータを制御しているときには、変調度に応じてパルス幅変調制御モードと前記第 1 矩形波制御モードとを切り替え、

前記インバータに作用する電圧が前記閾値電圧未満となるように前記昇圧コンバータを制御しているときには、変調度に応じて前記パルス幅変調制御モードと前記第 2 矩形波制御モードとを切り替える、

40

ことを特徴とする。

【 0 0 0 9 】

この本発明の駆動装置では、蓄電装置と、電動機と、電動機を駆動するインバータと、蓄電装置と前記インバータとの間に取り付けられた昇圧コンバータと、インバータのスイッチング素子をスイッチング制御すると共に昇圧コンバータを制御する制御装置と、を備える。制御装置は、インバータのスイッチング素子をスイッチング制御については、インバータに作用する電圧が蓄電装置からの電流に基づく閾値電圧以上となるように昇圧コンバータを制御しているときには、変調度に応じてパルス幅変調制御モードと第 1 矩形波制御モードとを切り替える。第 1 矩形波制御モードは、1 周期の前半周期または後半周期が矩形波パルスとなる矩形波パルスパターンを用いたモードである。また、制御装置は、イ

50

ンバータに作用する電圧が閾値電圧未満となるように昇圧コンバータを制御しているときには、変調度に応じてパルス幅変調制御モードと第2矩形波制御モードとを切り替える。第2矩形波制御モードは、電動機の回転数が第1共振領域より大きい第1所定回転数以上のときには矩形波パルスパターンを用いると共に電動機の回転数が第1所定回転数未満のときには矩形波パルスパターンにおける矩形波パルスが存在している領域に1つ以上のスリットを形成すると共に矩形波パルスが存在していない領域においてスリットと同一のタイミングにスリットと同一幅の短パルスを形成したパターンであって第1共振領域におけるLC共振を抑制する第1スイッチングパターンを用いるモードである。蓄電装置からの電流は、インバータに流れる電流（負荷電流）に伝達関数を乗じたものとして計算され、伝達関数は回路の伝達関数と昇圧コンバータ制御の伝達関数の積として求めることができる。昇圧コンバータ制御の伝達関数は昇圧コンバータ制御のゲイン（デューティ）を調整することで特性を調整することができるから、昇圧コンバータ制御の伝達関数のカットオフ周波数がLC共振周波数より小さくなるようにゲインを調整すれば、LC共振を回避することができる。したがって、閾値電圧としては、昇圧コンバータ制御の伝達関数のカットオフ周波数がLC共振周波数より小さくなるようにゲインを調整したときにインバータに作用する電圧以上の電圧を用いればよい。このため、インバータに作用する電圧が閾値電圧以上となるように昇圧コンバータを制御しているときに矩形波パルスパターンを用いても第1共振領域においてLC共振を生じるのを回避することができる。また、インバータに作用する電圧が閾値電圧以上となるように昇圧コンバータを制御しているときには第1スイッチングパターンを用いずに矩形波パルスパターンを用いるから、第1スイッチングパターンから矩形波パルスパターンへの切り替えは生じない。この結果、第1スイッチングパターンから矩形波パルスパターンへの切り替えの際に生じ得るトルク変動を回避することができる。なお、インバータに作用する電圧が閾値電圧未満となるように昇圧コンバータを制御しているときには第1スイッチングパターンを用いるから、第1スイッチングパターンから矩形波パルスパターンへの切り替えの際にトルク変動が生じるものの第1共振領域におけるLC共振を抑制することができる。これらの結果、全体として、矩形波制御において共振領域におけるLC共振を抑制する第1スイッチングパターンから矩形波パルスパターンに切り替えるときに生じ得るトルク変動を抑制することができる。特に、第1スイッチングパターンから矩形波パルスパターンへの切り替えは、インバータに作用する電圧が蓄電装置からの電流に基づく閾値電圧未満の場合のみになるため、デッドタイム幅分に応じた電圧段差が小さい場合のみになり、トルク変動を小さくすることができる。なお、閾値電圧は、蓄電装置に入出力される電流、特に放電電流と充電電流により異なるため、蓄電電池からの電流に基づく電圧としている。

【0010】

本発明の駆動装置において、前記閾値電圧は、前記昇圧コンバータをフィードバック制御を伴ってデューティ制御により制御したときに、前記フィードバック制御による振れ幅によりデューティが100%にはならない電圧として前記蓄電装置からの電流に対して予め定められた電圧であるものとすることもできる。デューティが100%のとき、即ち昇圧コンバータにより全く昇圧していない状態のときには、昇圧コンバータ制御の伝達関数は値1となり、伝達関数は回路の伝達関数にのみ依存することになる。したがって、フィードバック制御の振れ幅によりデューティが100%になる頻度が多いと、伝達関数は回路の伝達関数に依存する頻度が多くなり、共振領域でLC共振が生じるようになる。このため、フィードバック制御による振れ幅によりデューティが100%にはならないようにすることにより、伝達関数に昇圧コンバータ制御の伝達関数を反映することができ、共振領域においてLC共振が生じるのを回避することができる。この場合、前記制御装置は、前記フィードバック制御による振れ幅によりデューティが100%にはならないデューティを前記閾値電圧として用いて制御するものとしてもよい。即ち、インバータに作用する電圧に代えてデューティにより制御してもよい。

【0011】

また、本発明の駆動装置において、前記制御装置は、前記インバータに作用する電圧が

10

20

30

40

50

前記閾値電圧以上となるように前記昇圧コンバータを制御しているときには、変調度に応じて過変調領域を介してパルス幅変調制御モードと前記第１矩形波制御モードとを切り替え、前記インバータに作用する電圧が前記閾値電圧未満となるように前記昇圧コンバータを制御しているときには、変調度に応じて前記第１スイッチングパターンにおける前記スリット及び前記短パルスの幅を変化させる中間領域を介してパルス幅変調制御モードと前記第２矩形波制御モードとを切り替えるものとしてもよい。

【００１２】

本発明の駆動装置において、前記第２矩形波制御モードは、前記電動機の回転数が前記第１所定回転数より小さい第２所定回転数未満のときには、前記第１スイッチングパターンよりスリット数および短パルス数が多いパターンであって前記第２所定回転数より小さい回転数範囲に含まれる第２共振領域におけるＬＣ共振を抑制する第２スイッチングパターンを用いるモードであるものとしてもよい。こうすれば、第２共振領域におけるＬＣ共振も抑制することができる。

10

【図面の簡単な説明】

【００１３】

【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２０の構成の概略を示す構成図である。

【図２】電子制御ユニット５０により実行される制御モード設定処理の一例を示すフローチャートである。

【図３】閾値電圧設定用マップの一例を示す説明図である。

20

【図４】高電圧系電圧ＶＨに拘わらず第２矩形波制御モードを実行する際のモータ３２の回転数ＮｍとトルクＴｍと制御モードとの関係の一例を示す説明図である。

【図５】電子制御ユニット５０により実行される矩形波制御モードパルスパターン設定処理の一例を示すフローチャートである。

【図６】矩形波パルスパターンと第１スイッチングパターンと第２スイッチングパターンの一例を示す説明図である。

【図７】電子制御ユニット５０により実行される中間制御モードパルスパターン設定処理の一例を示すフローチャートである。

【図８】中間矩形波パルスパターンと中間第１スイッチングパターンと中間第２スイッチングパターンの一例を示す説明図である。

30

【図９】スリット幅設定用マップの一例を示す説明図である。

【図１０】モータ回転数Ｎｍと第１スイッチングパターンのスリットおよび短パルスの幅ｐとの関係の一例を示す説明図である。

【図１１】高電圧系電圧ＶＨとモータ３２の回転数ＮｍとトルクＴｍと制御モードとの関係の一例を示す説明図である。

【図１２】伝達関数Ｃ（ｓ）を変化させたときのボード線図の一例を示す説明図である。

【図１３】指令値としてのデューティが１００％より若干小さいときの実際のデューティの時間変化とその一部を拡大したものの一例を示す説明図である。

【発明を実施するための形態】

【００１４】

40

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】

【００１５】

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２０の構成の概略を示す構成図である。実施例の電気自動車２０は、図示するように、モータ３２と、インバータ３４と、電源としてのバッテリー３６と、昇圧コンバータ４０と、電子制御ユニット５０と、を備える。

【００１６】

モータ３２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３２の回転子は、駆動輪２

50

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 7 】

インバータ 3 4 は、モータ 3 2 の駆動に用いられる。このインバータ 3 4 は、高電圧側電力ライン 4 2 を介して昇圧コンバータ 4 0 に接続されており、6 つのスイッチング素子としてのトランジスタ T 1 1 ~ T 1 6 と、6 つのトランジスタ T 1 1 ~ T 1 6 のそれぞれに並列に接続された 6 つのダイオード D 1 1 ~ D 1 6 と、を有する。トランジスタ T 1 1 ~ T 1 6 は、それぞれ、高電圧側電力ライン 4 2 の正極側ラインと負極側ライン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。また、トランジスタ T 1 1 ~ T 1 6 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 のコイル) 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 1 1 ~ T 1 6 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。高電圧側電力ライン 4 2 の正極側ラインと負極側ラインとには、平滑用のコンデンサ 4 6 が取り付けられている。

10

【 0 0 1 8 】

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おり、低電圧側電力ライン 4 4 を介して昇圧コンバータ 4 0 に接続されている。低電圧側電力ライン 4 4 の正極側ラインと負極側ラインとには、平滑用のコンデンサ 4 8 が取り付けられている。

20

【 0 0 1 9 】

昇圧コンバータ 4 0 は、高電圧側電力ライン 4 2 と低電圧側電力ライン 4 4 とに接続されており、2 つのトランジスタ T 3 1 , T 3 2 と、2 つのトランジスタ T 3 1 , T 3 2 のそれぞれに並列に接続された 2 つのダイオード D 3 1 , D 3 2 と、リアクトル L と、を有する。トランジスタ T 3 1 は、高電圧側電力ライン 4 2 の正極側ラインに接続されている。トランジスタ T 3 2 は、トランジスタ T 3 1 と、高電圧側電力ライン 4 2 および低電圧側電力ライン 4 4 の負極側ラインと、に接続されている。リアクトル L は、トランジスタ T 3 1 , T 3 2 同士の接続点と、低電圧側電力ライン 4 4 の正極側ラインと、に接続されている。昇圧コンバータ 4 0 は、電子制御ユニット 5 0 によって、トランジスタ T 3 1 , T 3 2 のオン時間の割合が調節されることにより、低電圧側電力ライン 4 4 の電力を昇圧して高電圧側電力ライン 4 2 に供給したり、高電圧側電力ライン 4 2 の電力を降圧して低電圧側電力ライン 4 4 に供給したりする。

30

【 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 に加えて、処理プログラムを記憶する ROM 5 4 や、データを一時的に記憶する RAM 5 6 、入出力ポートを備える。電子制御ユニット 5 0 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 5 0 に入力される信号としては、例えば、モータ 3 2 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) 3 2 a からの回転位置 θ_m や、モータ 3 2 の各相の相電流を検出する電流センサ 3 2 u , 3 2 v からの相電流 I_u , I_v を挙げることができる。また、バッテリー 3 6 の端子間に取り付けられた電圧センサ 3 6 a からの電圧 (バッテリ電圧) V_b や、バッテリー 3 6 の出力端子に取り付けられた電流センサ 3 6 b からの電流 (バッテリ電流) I_b も挙げることができる。さらに、リアクトル L に直列に取り付けられた電流センサ 4 0 a からの電流 I_L や、コンデンサ 4 6 の端子間に取り付けられた電圧センサ 4 6 a からのコンデンサ 4 6 (高電圧側電力ライン 4 2) の電圧 (高電圧系電圧) V_H 、コンデンサ 4 8 の端子間に取り付けられた電圧センサ 4 8 a からのコンデンサ 4 8 (低電圧側電力ライン 4 4) の電圧 (低電圧系電圧) V_L も挙げることができる。加えて、イグニッションスイッチ 6 0 からのイグニッション信号や、シフトレバー 6 1 の操作位置を検出するシフトポジションセンサ 6 2 からのシフトポジション S P も挙げることができる。また、アクセルペダル 6 3 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 6 4 からのアクセル

40

50

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 B_P 、車速センサ 68 からの車速 V も挙げることができる。電子制御ユニット 50 は、回転位置検出センサ 32 a からの回転位置 θ_m に基づいてモータ 32 の回転数 N_m を演算したり、電流センサ 36 b 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 を演算したりしている。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 の蓄電量（放電可能な電力量）の割合である。

【0021】

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を挙げることができる。

【0022】

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。また、走行制御では、モータ 32 をトルク指令 T_m^* で駆動できるように高電圧側電力ライン 42 の目標電圧 V_H^* を設定し、高電圧側電力ライン 42 の電圧 V_H が目標電圧 V_H^* となるように昇圧コンバータ 40 のトランジスタ T_{31} 、 T_{32} のスイッチング制御を行なう。

【0023】

次に、実施例の電気自動車 20 が搭載する制御装置における制御、特にインバータ 34 のスイッチング素子のスイッチング制御について説明する。図 2 は、電子制御ユニット 50 により実行される制御モード設定処理の一例を示すフローチャートである。この処理は所定時間毎に繰り返し実行される。

【0024】

制御モード設定処理が実行されると、電子制御ユニット 50 は、まず、電圧センサ 46 a からの高電圧系電圧 V_H や、電流センサ 36 b からのバッテリー電流 I_b 、モータ 32 の回転数 N_m 、変調度 M などを入力する処理を実行する（ステップ $S100$ ）。モータ 32 の回転数 N_m は、回転位置検出センサ 32 a からの回転位置 θ_m に基づいて演算したものを入力することができる。変調度 M は、電圧ベクトルにおける d 軸成分 V_d と q 軸成分 V_q の 2 乗和の平方根を高電圧側電力ライン 42 の電圧 V_H で除することにより得ることができる。

【0025】

続いて、入力したモータ 32 の回転数 N_m を閾値 N_{ref1} および閾値 N_{ref2} と比較する（ステップ $S110$ ）。閾値 N_{ref1} 、閾値 N_{ref2} については後述する。モータ 32 の回転数 N_m が閾値 N_{ref1} 未満のときには閾値 M_{ref2} に値 M_{set1} を設定し（ステップ $S120$ ）、モータ 32 の回転数 N_m が閾値 N_{ref1} 以上で閾値 N_{ref2} 未満のときには閾値 M_{ref2} に値 M_{set2} を設定し（ステップ $S130$ ）、モータ 32 の回転数 N_m が閾値 N_{ref2} 以上のときには閾値 M_{ref2} に値 M_{set3} を設定する（ステップ $S140$ ）。閾値 M_{ref2} 、値 M_{set1} 、値 M_{set2} 、値 M_{set3} については後述する。

【0026】

次に、変調度 M を閾値 M_{ref1} と比較し（ステップ $S150$ ）、変調度 M が閾値 M_{ref1} 未満であると判定したときには PWM 制御モードを設定する（ステップ $S160$ ）。PWM 制御モードは、擬似的な三相交流電圧がモータ 32 に印加（供給）されるようにインバータ 34 を制御する制御モードである。変調度 M が閾値 M_{ref1} 以上であると判定したときには、バッテリー電流 I_b に基づいて閾値電圧 V_{ref} を設定し（ステップ $S170$ ）、高電圧系電圧 V_H が閾値電圧 V_{ref} 以上であるか否かを判定する（ステップ S

10

20

30

40

50

180)。閾値電圧 V_{ref} は、インバータ34に作用する電圧（高電圧系電圧 V_H ）が昇圧コンバータ40の昇圧制御におけるフィードバック制御量の振れ幅によりデューティが100%（上アーム（トランジスタ T_{31} ）がオン）にはならない電圧として予め定められたものである。閾値電圧 V_{ref} は、実施例では、バッテリー電流 I_b と閾値電圧 V_{ref} との関係を実験などにより予め求めて閾値電圧設定用マップとして記憶しておき、バッテリー電流 I_b が与えられるとマップから対応する閾値電圧 V_{ref} を導出することにより設定するものとした。閾値電圧 V_{ref} の更なる詳細については後述する。

【0027】

ステップS180で高電圧系電圧 V_H が閾値電圧 V_{ref} 未満であると判定したときには、変調度 M が閾値 M_{ref2} 未満であるか否かを判定する（ステップS190）。変調度 M が閾値 M_{ref2} 未満であると判定したときには中間制御モードを設定し（ステップS200）、変調度 M が閾値 M_{ref2} 以上であると判定したときには第2矩形波制御モードを設定して（ステップS210）、本処理を終了する。閾値 M_{ref1} は、パルス幅変調制御モード（以下、PWM制御モードと称す。）と中間制御モードとを区分けする変調度であり、閾値 M_{ref2} は、中間制御モードと第2矩形波制御モードとを区分けする変調度である。第2矩形波制御モードは、基本的には矩形波電圧がモータ32に印加されるようにインバータ34を制御する制御モードである。中間制御モードは、PWM制御モードと第2矩形波制御モードとの切り替えの際に行なう制御であり、詳細は後述するが第2矩形波制御モードにおけるパルスパターンにおいて、相電流が値0を跨ぐゼロクロスするタイミングでスリットまたは短パルスを形成したパルスパターンの電圧がモータ32に印加されるようにインバータ34を制御する制御モードである。高電圧系電圧 V_H に拘わらずに第2矩形波制御モードを実行する際のモータ32の回転数 N_m とトルク T_m と制御モードとの関係の一例を図4に示す。図中、左下の領域がPWM制御モードであり、ハッチングの領域が中間制御モードであり、右上の領域が第2矩形波制御モードである。

【0028】

PWM制御モードにおける制御は周知のパルス幅変調により形成されるパルスパターンを用いており、本発明の中核をなさないからその詳細な説明は省略する。また、説明の容易のために、まず、第2矩形波制御モードにおけるパルスパターンについて説明し、その後、中間制御モードにおけるパルスパターンについて説明する。

【0029】

実施例の電気自動車20が搭載する制御装置では、第2矩形波制御モードは、第1スイッチングパターン、第2スイッチングパターン、矩形波パルスパターンの3つのパルスパターンによりインバータ34を制御する。図5は、電子制御ユニット50により実行される第2矩形波制御モードパルスパターン設定処理の一例を示すフローチャートである。第2矩形波制御モードパルスパターン設定処理では、まず、モータ32の回転数 N_m を入力し（ステップS300）、入力したモータ32の回転数 N_m を閾値 N_{ref1} 、閾値 N_{ref2} と比較する（ステップS310）。閾値 N_{ref2} は、モータ32の電気6次変動周波数によってLC共振が生じる領域をモータ32の回転数に変換した第1共振領域の上限値より大きな回転数であり、閾値 N_{ref1} は、モータ32の電気12次変動周波数によってLC共振が生じる領域をモータ32の回転数に変換した第2共振領域の上限値より大きく第1共振領域の下限値より小さな回転数である。モータ32の回転数 N_m が閾値 N_{ref1} 未満であると判定したときには第2スイッチングパターンを設定し（ステップS320）、モータ32の回転数 N_m が閾値 N_{ref1} 以上で閾値 N_{ref2} 未満であると判定したときには第1スイッチングパターンを設定し（ステップS330）、モータ32の回転数 N_m が閾値 N_{ref2} 以上であると判定したときには矩形波パルスパターンを設定して（ステップS340）、本処理を終了する。

【0030】

図6は、矩形波パルスパターンと第1スイッチングパターンと第2スイッチングパターンの一例を示す説明図である。矩形波パルスパターンは、図示するように、時間 $T_1 \sim T_2$ の1周期の前半周期全体が1つのパルス（矩形波パルス）となると共に後半周期にはパ

10

20

30

40

50

ルスが形成されないパルスパターン（通常の矩形波制御におけるパルスパターン）である。第1スイッチングパターンは、時間 $T_1 \sim T_2$ の1周期の前半周期の矩形波パルスパターンの矩形波パルスが存在する領域に1つのスリットが形成されると共に後半周期のスリットと同じタイミングに1つの短パルスが形成されたパルスパターンであり、電気6次変動周波数成分を高周波化するスイッチングパターンである。電気6次変動周波数成分を高周波化するスイッチングパターンとして、図示するように、1周期に3つのパルスを有するパルスパターンだけでなく、1周期に4つ以上のパルスを有するパルスパターンも有効であるが、第1実施例では、1周期のうち最もパルス数が少ないものを第1スイッチングパターンとして用いた。第2スイッチングパターンは、第1スイッチングパターンに加えて更に1つのスリット（合計2つのスリット）と1つの短パルス（合計2つの短パルス）が形成されたパルスパターンであり、電気6次変動周波数成分に加えて電気12次変動周波数成分を高周波化するスイッチングパターンである。電気6次変動周波数成分に加えて電気12次変動周波数成分を高周波化するスイッチングパターンは、図示するように、1周期に4つのパルスを有するパルスパターンだけでなく、1周期に5つ以上のパルスを有するパルスパターンも有効であるが、第1実施例では、1周期のうち最もパルス数が少ないものを第2スイッチングパターンとして用いた。図4における右上の領域の矩形波制御モードにおいても、閾値 N_{ref1} 、閾値 N_{ref2} により区分される領域により、左から順に第2スイッチングパターン、第1スイッチングパターン、矩形波パルスパターンを示した。

【0031】

以上の説明から、上述の第2矩形波制御モードパルスパターン設定処理では、ステップS310において、モータ32の回転数 N_m が閾値 N_{ref1} 未満であると判定したときには、モータ32の電気12次変動周波数によるLC共振を抑制するために、第2スイッチングパターンを設定し、モータ32の回転数 N_m が閾値 N_{ref1} 以上で閾値 N_{ref2} 未満であるときには、電気6次変動周波数によるLC共振を抑制するために、第1スイッチングパターンを設定し、モータ32の回転数 N_m が閾値 N_{ref2} 以上であるときには、LC共振は生じないことから、矩形波パルスパターンを設定するものとなる。これにより、電気6次変動周波数や電気12次変動周波数によるLC共振によって生じ得る振動を抑制することができる。

【0032】

ここで、図2のステップS110～S140で閾値 M_{ref2} に設定する値 M_{set1} や値 M_{set2} 、値 M_{set3} の意義について説明する。値 M_{set1} は、第2矩形波制御モードにおいて第2スイッチングパターンを用いているときの変調度であり、第1実施例では0.75を用いている。値 M_{set2} は、第1スイッチングパターンを用いているときの変調度であり、値 M_{set1} より大きな値、実施例では0.756を用いている。値 M_{set3} は第2矩形波パルスパターンを用いているときの変調度であり、値 M_{set2} より大きな値、実施例では0.78を用いている。図4に示すように、中間制御モードの変調度 M の上限値としての閾値 M_{ref2} には第2矩形波制御モードにおける変調度を用いるから、モータ32の回転数 N_m が閾値 N_{ref1} 未満のときには第2スイッチングパターンを用いているときの変調度（値 M_{set1} ）となり、回転数 N_m が閾値 N_{ref1} 以上で閾値 N_{ref2} 未満のときには第1スイッチングパターンを用いているときの変調度（値 M_{set2} ）となり、回転数 N_m が閾値 N_{ref2} 以上のときには矩形波パルスパターンを用いているときの変調度（値 M_{set3} ）となる。図2の制御モード設定処理におけるステップS110～S140の処理は、この事情を考慮して閾値 M_{ref2} を設定している。

【0033】

次に、中間制御モードにおけるパルスパターンについて説明する。図7は、電子制御ユニット50により実行される中間制御モードパルスパターン設定処理の一例を示すフローチャートである。中間制御モードパルスパターン設定処理では、まず、モータ32の回転数 N_m を入力し（ステップS400）、入力したモータ32の回転数 N_m を閾値 N_{ref}

10

20

30

40

50

1、閾値 N_{ref2} と比較する（ステップ S 4 1 0）。モータ 3 2 の回転数 N_m が閾値 N_{ref1} 未満であると判定したときには中間第 2 スイッチングパターンを設定し（ステップ S 4 2 0）、モータ 3 2 の回転数 N_m が閾値 N_{ref1} 以上で閾値 N_{ref2} 未満であると判定したときには中間第 1 スイッチングパターンを設定し（ステップ S 4 3 0）、モータ 3 2 の回転数 N_m が閾値 N_{ref2} 以上であると判定したときには中間矩形波パルスパターンを設定する（ステップ S 4 4 0）。中間矩形波パルスパターンと中間第 1 スイッチングパターンと中間第 2 スイッチングパターンの一例を図 8 に示す。中間矩形波パルスパターンは、矩形波パルスパターン（図 6 参照）に対して、時間 $T_1 \sim T_2$ の 1 周期のうち前半周期では相電流が値 0 を跨ぐゼロクロスのタイミング $T_1(1)$ で矩形波パルスにスリットが形成され、後半周期ではゼロクロスのタイミング $T_1(2)$ でスリットと同じ幅の短パルスが形成されるパルスパターンである。即ち、中間矩形波パルスパターンは、矩形波パルスパターンに対して、相電流がゼロクロスするタイミングでパルスが存在しているときにはスリットを形成し、パルスが存在していないときにはスリットと同一幅の短パルスを形成したスイッチングパターンとなる。中間第 1 スイッチングパターンおよび中間第 2 スイッチングパターンは、中間矩形波パルスパターンと同様に、第 1 スイッチングパターンや第 2 スイッチングパターン（図 6 参照）に対して、前半周期ではゼロクロスのタイミング $T_1(1)$ で矩形波パルスにスリットが形成され、後半周期ではゼロクロスのタイミング $T_1(2)$ でスリットと同じ幅の短パルスが形成されるパルスパターンである。即ち、中間第 1 スイッチングパターンおよび中間第 2 スイッチングパターンは、第 1 スイッチングパターンや第 2 スイッチングパターンに対して、相電流がゼロクロスするタイミングでパルスが存在しているときにはスリットを形成し、パルスが存在していないときにはスリットと同一幅の短パルスを形成したスイッチングパターンとなる。図 4 におけるハッチングの領域の中間制御モードにおいても、閾値 N_{ref1} 、閾値 N_{ref2} により区分される領域により、左から順に中間第 2 スイッチングパターン、中間第 1 スイッチングパターン、中間矩形波パルスパターンを示した。

【 0 0 3 4 】

そして、変調度 M に基づいてスリット幅 p を設定し（ステップ S 4 5 0）、本処理を終了する。上述したように、短パルスはスリットと同じ幅であるから、ステップ S 4 5 0 のスリット幅 p の設定は短パルス幅 p の設定と同意となる。スリット幅 p は、実施例では、各パルスパターンにおいて、変調度 M が閾値 M_{ref1} から閾値 M_{ref2} まで変化するように実験などにより求めたパルス幅 p と変調度 M との関係性をスリット幅設定用マップとすることで予め記憶しておき、変調度 M が与えられるとマップから対応するスリット幅を導出することにより設定するものとした。スリット幅設定用マップの一例を図 9 に示す。スリット幅 p は、図示するように、変調度 M が大きくなるほど小さくなり、変調度 M が閾値 M_{ref2} に至ると値 0 となる。即ち、変調度 M が閾値 M_{ref2} に至ると、中間制御モードから矩形波制御モードに切り替えられるため、中間矩形波パルスパターンや中間第 1 スイッチングパターン、中間第 2 スイッチングパターンは矩形波パルスパターンや第 1 スイッチングパターン、第 2 スイッチングパターンに切り替えられる。このとき、スリット幅 p が変調度 M が大きくなるに従って徐々に小さくなって値 0 となるから、中間制御モードから矩形波制御モードへの切り替えの際にトルク変動は生じない。なお、相電流のゼロクロスのタイミングでスリットや短パルスを形成するのは、相電流の波形への影響を小さくするためであると考えている。

【 0 0 3 5 】

次に、第 1 スイッチングパターンから矩形波パルスパターンに切り替える際の動作、即ち、図 4 においてモータ回転数 N_m が閾値 N_{ref2} を超えて大きくなる際の動作について説明する。モータ回転数 N_m が閾値 N_{ref2} の近傍に至ると、図 6 に示す第 1 スイッチングパターンのスリットや短パルスの幅 p を徐々に小さくする。モータ回転数 N_m と第 1 スイッチングパターンのスリットおよび短パルスの幅 p との関係の一例を図 1 0 に示す。モータ回転数 N_m が閾値 N_{ref2} に至るとスリットおよび短パルスの幅 p は値 0 となり、第 1 スイッチングパターンから矩形波パルスパターンに切り替わるが、実際には、デ

10

20

30

40

50

ッドタイムが存在するため、スリットおよび短パルスの幅 p はリニアに変化せず、デッドタイム幅分だけ急変することになる。このため、第 1 スイッチングパターンから矩形波パルスパターンへの切り替えの際にはデッドタイム幅分に応じた電圧段差が発生し、若干のトルク変動が生じる。また、第 2 スイッチングパターンから第 1 スイッチングパターンに切り替える際にも同様のトルク変動が生じる。第 2 スイッチングパターンから第 1 スイッチングパターンへの切り替えは、モータ回転数 N_m が閾値 N_{ref2} の近傍に至ると、図 6 に示す第 2 スイッチングパターンのうち第 1 スイッチングパターンには存在しないスリットと短パルスの幅を徐々に小さくすることによって行なう。このため、このスリットや短パルスの幅を値 0 とする際にデッドタイム幅分に応じた電圧段差が生じ、若干のトルク変動が生じる。

10

【 0 0 3 6 】

図 2 の制御モード設定処理の説明に戻る。ステップ $S180$ で高電圧系電圧 V_H が閾値電圧 V_H 以上であると判定したときには、変調度 M が閾値 M_{ref2} 未満であるか否かを判定する (ステップ $S220$)。変調度 M が閾値 M_{ref2} 未満であると判定したときには過変調制御モードを設定し (ステップ $S230$)、変調度 M が閾値 M_{ref2} 以上であると判定したときには第 1 矩形波制御モードを設定して (ステップ $S240$)、本処理を終了する。この場合、閾値 M_{ref1} は、PWM 制御モードと過変調制御モードとを区分けする変調度となり、閾値 M_{ref2} は、過変調制御モードと第 1 矩形波制御モードとを区分けする変調度となる。第 1 矩形波制御モードは、矩形波パルスパターンを用いる制御モードである。過変調制御モードは、PWM 制御領域を超える変調度 M に対して PWM 制御と同様に三角波を用いてスイッチング素子のオンオフを設定する制御モードである。図 11 に高電圧系電圧 V_H とモータ 32 の回転数 N_m とトルク T_m と制御モードとの関係の一例を示す。図中、 $V_H = V_{ref}$ より上の領域において、左側の領域が PWM 制御モードであり、ハッチングの領域が過変調制御モードであり、過変調制御モードの右側の領域が第 1 矩形波制御モードである。 $V_H = V_{ref}$ より下の領域では、上述したように PWM 制御モードと中間制御モードと第 2 矩形波制御モードとが切り替えられる。図 11 と図 4 とを比較すると解るように、図 11 では第 2 矩形波制御モードは第 1 スイッチングパターンと矩形波パルスパターンが存在し、第 2 スイッチングパターンは存在しないが、 $V_H = V_{ref}$ の曲線の位置により第 2 スイッチングパターンも存在するようになる。 $V_H = V_{ref}$ の曲線の位置は、回路やデューティ制御におけるフィードバック制御の設計により定まる。

20

30

【 0 0 3 7 】

第 1 矩形波制御モードでは、変調度 M が閾値 M_{ref2} 以上の矩形波の領域のすべてで矩形波パルスパターンを用いるため、第 1 スイッチングパターンから矩形波パルスパターンへの切り替えや第 2 スイッチングパターンから第 1 スイッチングパターンへの切り替えは行なわれない。このため、第 1 矩形波制御モードでは、第 1 スイッチングパターンから矩形波パルスパターンへの切り替えや第 2 スイッチングパターンから第 1 スイッチングパターンへの切り替えの際のデッドタイム幅分に応じた電圧段差によるトルク変動は生じない。第 1 スイッチングパターンや第 2 スイッチングパターンは、第 1 共振領域や第 2 共振領域における LC 共振を抑制するものであるから、第 1 矩形波制御モードでは LC 共振が生じる可能性がある。しかし、第 1 矩形波制御モードでは高電圧系電圧 V_H が閾値電圧 V_{ref} 以上の範囲とすることにより、LC 共振は生じないものとしている。以下、LC 共振が生じない理由について説明する。

40

【 0 0 3 8 】

バッテリー電流 I_b とインバータ 40 に流れる電流 I_{load} は、インダクタンスやコンデンサによる回路の伝達関数を $G(s)$ とし、昇圧コンバータ 40 の制御の伝達関数を $C(s)$ とすると、次式 (1) により表わされる。伝達関数 $C(s)$ は、昇圧コンバータ 40 の制御ゲインを調整することにより特性を調整することができるから、伝達関数 $C(s)$ のカットオフ周波数が LC 共振周波数より小さくなるようにゲインを設計すれば LC 共振を回避することができる。伝達関数 $C(s)$ は、昇圧コンバータ 40 により全く昇圧し

50

ていないとき、即ち、昇圧コンバータ 40 のトランジスタ T 3 1 (上アーム) が常時オン (デューティが 100%) のときには値 1 となり、バッテリー電流 I_b は電流 I_{load} に対して伝達関数 $G(s)$ のみに依存することになる。デューティは式 (2) により表わされ、昇圧コンバータ 40 により全く昇圧していないとき (上アームが常時オンとなるとき) が 100% となり、デューティが小さくなるにしたがって高電圧系電圧 V_H が高くなる。なお、式 (2) 中の V_b はバッテリー電圧、 R_b はバッテリー 36 の内部抵抗、 I_b はバッテリー電流、 V_H は高電圧系電圧である。伝達関数 $C(s)$ を変化させたときのボード線図の一例を図 12 に示す。図中、太実線の曲線 A はデューティが 100% のとき (伝達関数 $C(s)$ が値 1 のとき) を示し、実線の曲線 B はデューティが 100% より若干小さいときを示し、細実線の曲線 C はデューティが曲線 B のときより更に小さいときを示し、一点鎖線の曲線 D はデューティが曲線 C より更に小さいときを示している。曲線 A のピークが LC 共振周波数 $(1 / \{ 2 \pi (LC)^{1/2} \})$ である。デューティが 100% より小さいときでも LC 共振が生じるのは、デューティ制御においてフィードバック制御を行っており、フィードバック制御の振れ幅によりデューティが 100% になる頻度が多くなることに基づく。指令値としてのデューティが 100% より若干小さいときの実際のデューティの時間変化とその一部を拡大したものを図 13 に示す。拡大部分に示すように、デューティが 100% になっている間はフィードバック制御の効果は奏しないから、上アームが常時オンと同等の状態となる。実施例では、フィードバック制御の振れ幅によりデューティが 100% にならないときの高電圧系電圧 V_H を閾値電圧 V_{ref} として設定することによって、伝達関数 $C(s)$ のカットオフ周波数を LC 共振周波数より小さくし、LC 共振を回避している。なお、閾値電圧 V_{ref} は、図 3 に示すように、バッテリー電流 I_b が正の値のとき (モータ 32 を駆動制御しているとき) には一定値となり、バッテリー電流 I_b が負の値のとき (モータ 32 を回生制御してバッテリー 36 を充電しているとき) には正の値のときに比して高い値となる。

【 0039 】

$$I_b = G(s) \cdot C(s) \cdot I_{load} \quad (1)$$

$$\text{デューティ} = (V_b - R_b \cdot I_b) / V_H \quad (2)$$

【 0040 】

以上説明した実施例の電気自動車 20 が搭載する駆動装置では、高電圧系電圧 V_H が閾値電圧 V_{ref} 以上となるように昇圧コンバータ 40 を制御しているときには、矩形波パルスパターンを用いた第 1 矩形波制御モードを用いて、変調度に応じてパルス幅変調制御モードと過変調制御モードと第 1 矩形波制御モードとを切り替える。第 1 矩形波制御モードでは矩形波パルスパターンだけを用いるから、第 2 矩形波制御モードのように第 1 スイッチングパターンと矩形波パルスパターンとを切り替えることはない。このため、第 1 スイッチングパターンから矩形波パルスパターンへの切り替えの際のデッドタイム幅分に応じた電圧段差によるトルク変動は生じない。しかも、フィードバック制御の振れ幅によりデューティが 100% にならないときの高電圧系電圧 V_H を閾値電圧 V_{ref} として設定するから、伝達関数 $C(s)$ のカットオフ周波数を LC 共振周波数より小さくすることができ、LC 共振を回避することができる。もとより、高電圧系電圧 V_H が閾値電圧 V_{ref} 未満となるように昇圧コンバータ 40 を制御しているときには、第 1 スイッチングパターンと第 2 スイッチングパターンと矩形波パルスパターンとを用いた第 2 矩形波制御モードを用いて、変調度に応じてパルス幅変調制御モードと中間制御モードと第 2 矩形波制御モードとを切り替えるから、第 1 スイッチングパターンから矩形波パルスパターンへの切り替えの際に若干のトルク変動は生じるものの、LC 共振を抑制することができる。これらの結果、全体として、矩形波制御において共振領域における LC 共振を抑制するスイッチングパターンから矩形波パルスパターンに切り替えるときに生じ得るトルク変動を抑制することができる。

【 0041 】

実施例の電気自動車 20 が搭載する駆動装置では、高電圧系電圧 V_H が閾値電圧 V_{ref} 以上となるように昇圧コンバータ 40 を制御しているときに第 1 矩形波制御モードを用

い、高電圧系電圧 V_H が閾値電圧 V_{ref} 未満となるように昇圧コンバータ40を制御しているときに第2矩形波制御モードを用いるものとした。しかし、昇圧コンバータ40のデューティが閾値デューティ未満のときに第1矩形波制御モードを用い、昇圧コンバータ40のデューティが閾値デューティ以上のときに第2矩形波制御モードを用いるものとしてもよい。この場合、閾値デューティとしては、デューティ制御におけるフィードバック制御の振れ幅によりデューティが100%にならないときのデューティを用いることができる。

【0042】

実施例の電気自動車20が搭載する駆動装置では、中間第1スイッチングパターンや中間第2スイッチングパターンでも相電流がゼロクロスするタイミングでパルスが存在しているときにはスリットを形成し、パルスが存在していないときにはスリットと同一幅の短パルスを形成し、ゼロクロスするタイミングのスリットと短パルスの幅を変調度Mにより変化させるものとした。しかし、第1スイッチングパターンや第2スイッチングパターンにおけるスリットや短パルスの幅を変調度Mにより変化させるものを中間第1スイッチングパターンや中間第2スイッチングパターンとしてもよい。

10

【0043】

実施例の電気自動車20が搭載する駆動装置では、第2矩形波制御モードでは第1スイッチングパターンと第2スイッチングパターンとを用いるものとしたが、第1スイッチングパターンだけを用いるものや第2スイッチングパターンだけを用いるものとしてもよい。

【0044】

20

実施例では、電気自動車20が搭載する駆動装置として説明したが、駆動装置は、ハイブリッド自動車に搭載されるものとしたり、自動車以外の移動体に搭載されるものとしてもよい。

【0045】

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「蓄電装置」に相当し、モータ32が「電動機」に相当し、インバータ34が「インバータ」に相当し、昇圧コンバータ0が「昇圧コンバータ」に相当し、電子制御ユニット50が「制御装置」に相当する。

【0046】

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。

30

【0047】

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】

40

【0048】

本発明は、駆動装置の製造産業などに利用可能である。

【符号の説明】

【0049】

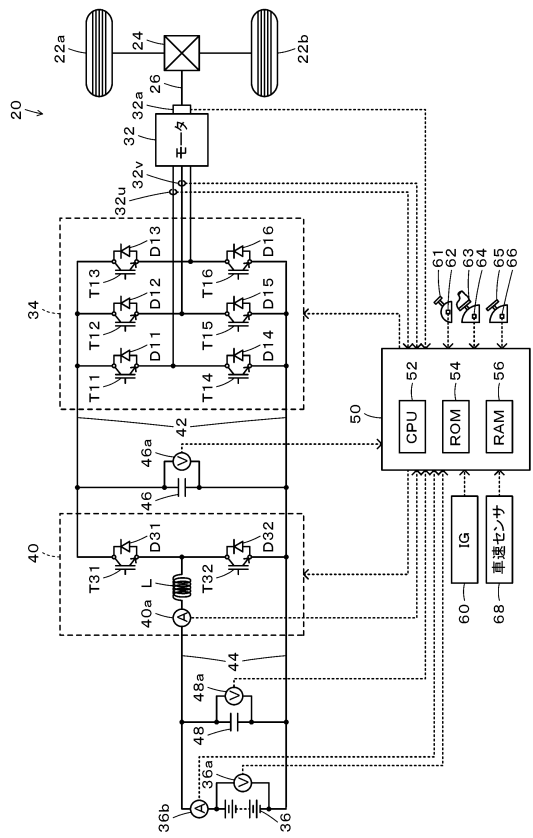
20 電気自動車、22a, 22b 駆動輪、24 デファレンシャルギヤ、26 駆動軸、32 モータ、32a 回転位置検出センサ、32u, 32v 電流センサ、34 インバータ、36 バッテリ、36a 電圧センサ、36b 電流センサ、40 昇圧コンバータ、40a 電流センサ、42 高電圧側電力ライン、44 低電圧側電力ライン、46, 48 コンデンサ、46a, 48a 電圧センサ、50 電子制御ユニット、52 CPU、54 ROM、56 RAM、60 イグニッションスイッチ、61 シフトレバー、

50

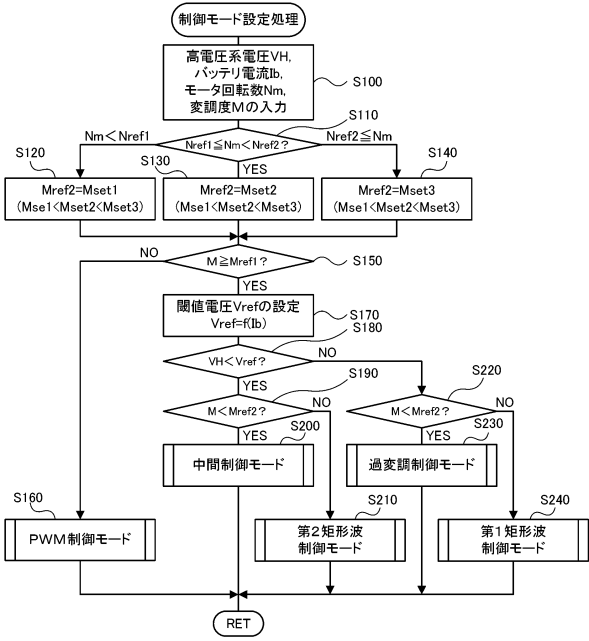
6 2 シフトポジションセンサ、6 3 アクセルペダル、6 4 アクセルペダルポジションセンサ、6 5 ブレーキペダル、6 6 ブレーキペダルポジションセンサ、6 8 车速センサ、D 1 1 ~ D 1 6 , D 3 1 , D 3 2 ダイオード、L リアクトル、T 1 1 ~ T 1 6 , T 3 1 , T 3 2 トランジスタ。

【図面】

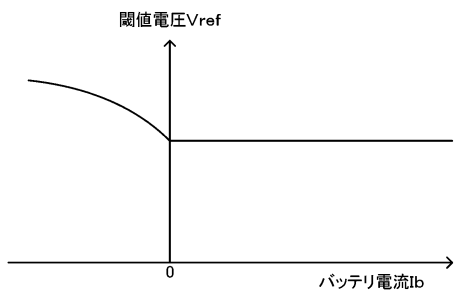
【図 1】



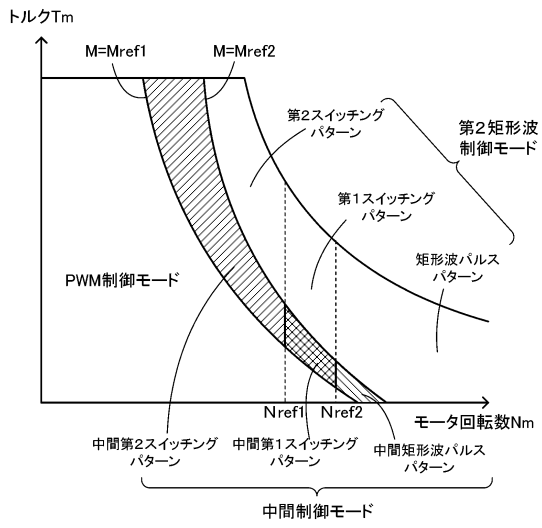
【図 2】



【図 3】



【図 4】



10

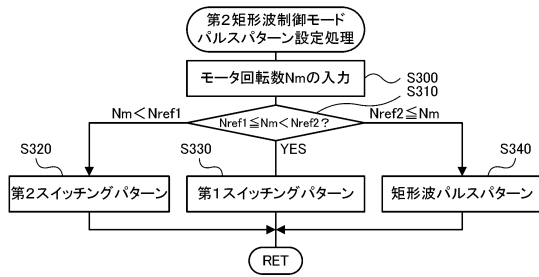
20

30

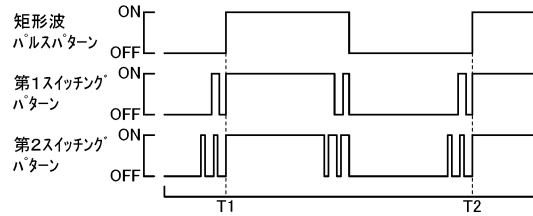
40

50

【 図 5 】

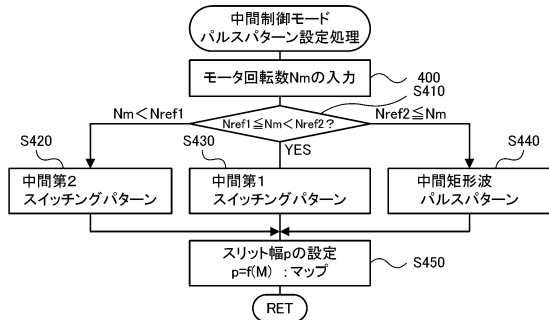


【 図 6 】

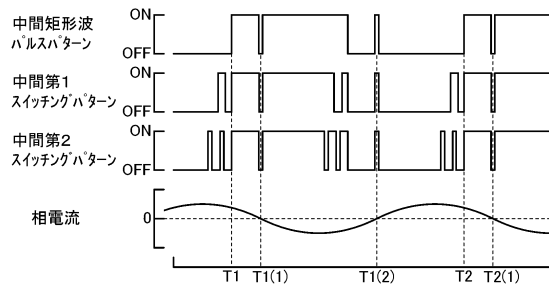


10

【 図 7 】

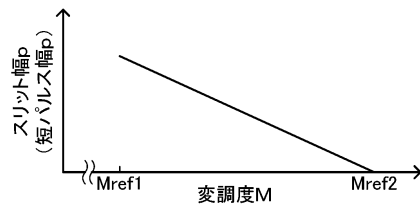


【圖 8】

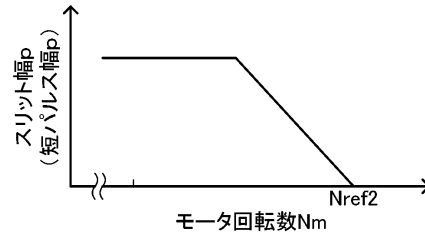


20

【 図 9 】



【 図 1 0 】

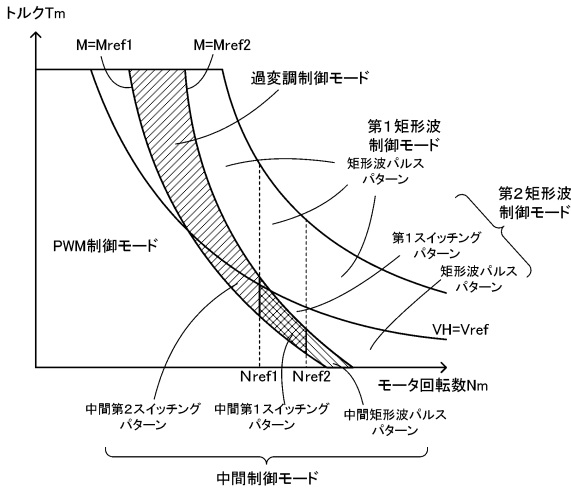


30

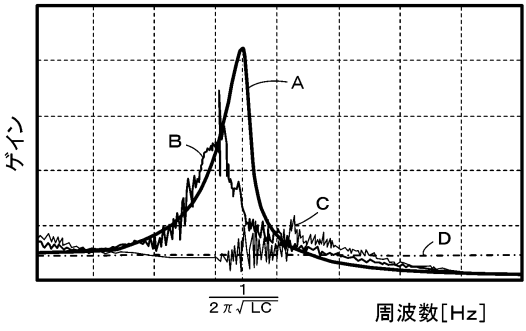
40

50

【図 1 1】

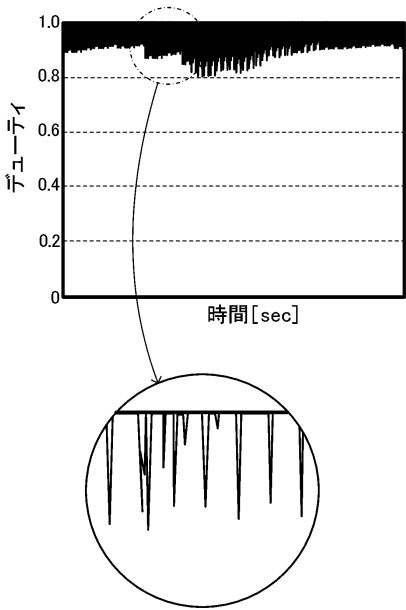


【図 1 2】



10

【図 1 3】



20

30

40

50

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開 2 0 2 0 - 1 4 5 7 9 5 (J P , A)
 特開 2 0 1 9 - 1 4 6 2 8 1 (J P , A)
 米国特許出願公開第 2 0 1 9 / 0 1 6 5 6 9 4 (U S , A 1)
 特開 2 0 0 9 - 2 2 5 6 3 4 (J P , A)
 特開 2 0 1 3 - 0 9 9 1 7 7 (J P , A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl. , D B 名)
- H 0 2 P 2 7 / 0 8
 H 0 2 M 7 / 4 8
 H 0 2 M 3 / 1 5 5