

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B1)

(11) 特許番号

特許第6282331号  
(P6282331)

(45) 発行日 平成30年2月21日 (2018. 2. 21)

(24) 登録日 平成30年2月2日 (2018. 2. 2)

(51) Int. Cl. F I  
 HO 2 M 7/493 (2007. 01) HO 2 M 7/493  
 HO 2 P 27/04 (2016. 01) HO 2 P 27/04

請求項の数 23 (全 43 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2016-213079 (P2016-213079)                  (22) 出願日 平成28年10月31日 (2016. 10. 31)                  審査請求日 平成28年10月31日 (2016. 10. 31)</p> <p>前置審査</p>	<p>(73) 特許権者 000006013                  三菱電機株式会社                  東京都千代田区丸の内二丁目7番3号</p> <p>(74) 代理人 100110423                  弁理士 曾我 道治</p> <p>(74) 代理人 100111648                  弁理士 梶並 順</p> <p>(74) 代理人 100122437                  弁理士 大宅 一宏</p> <p>(74) 代理人 100147566                  弁理士 上田 俊一</p> <p>(74) 代理人 100161171                  弁理士 吉田 潤一郎</p> <p>(74) 代理人 100194939                  弁理士 別所 公博</p> <p style="text-align: right;">最終頁に続く</p>
--	--

(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、  
 複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記駆動モータは、第1駆動モータと第2駆動モータとを有し、

前記駆動モータ用インバータは、前記第1駆動モータを制御する第1駆動モータ用インバータと前記第2駆動モータを制御する第2駆動モータ用インバータとを有し、

前記第1駆動モータ用インバータおよび前記第2駆動モータ用インバータの少なくとも1つを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記第1駆動モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と

前記第1駆動モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、

前記キャリア周波数設定部は、前記第1駆動モータのトルクが大きいほど、キャリア周波数を高く設定する

電力変換装置。

【請求項2】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、  
複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

エンジンの出力により発電する発電モータと、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記発電モータを制御する発電モータ用インバータと、をさらに備え、

前記駆動モータ用インバータおよび前記発電モータ用インバータの少なくとも1つを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記駆動モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と、

前記駆動モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、

前記キャリア周波数設定部は、前記駆動モータのトルクが大きいほど、キャリア周波数を高く設定する電力変換装置。

#### 【請求項3】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、  
複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記駆動モータは、第1駆動モータと第2駆動モータとを有し、

前記駆動モータ用インバータは、前記第1駆動モータを制御する第1駆動モータ用インバータと前記第2駆動モータを制御する第2駆動モータ用インバータとを有し、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで、直流の入力電圧を電圧指令値に従って昇圧し、前記第1駆動モータ用インバータおよび前記第2駆動モータ用インバータの両方に印加する出力電圧を生成するDCDCコンバータをさらに備え、

前記第1駆動モータ用インバータ、前記第2駆動モータ用インバータおよび前記DCDCコンバータの少なくとも1つを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記第1駆動モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と

前記第1駆動モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、

前記キャリア周波数設定部は、前記第1駆動モータのトルクが大きいほど、キャリア周波数を高く設定する

電力変換装置。

#### 【請求項4】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、  
複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

エンジンの出力により発電する発電モータと、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記発電モータを制御する発電モータ用インバータと、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで、直流の入力電圧を電圧指令値に従って昇圧し、前記駆動モータ用インバータおよび前記発電モータ用インバータの両方に印加する出力電圧を生成するDCDCコンバータをさらに備え、

前記駆動モータ用インバータ、前記発電モータ用インバータおよび前記DCDCコンバ

10

20

30

40

50

ータの少なくとも1つを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記駆動モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と、  
前記駆動モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、  
前記キャリア周波数設定部は、前記駆動モータのトルクが大きいほど、キャリア周波数を高く設定する

電力変換装置。

【請求項5】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、  
複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記駆動モータは、第1駆動モータと第2駆動モータとを有し、

前記駆動モータ用インバータは、前記第1駆動モータを制御する第1駆動モータ用インバータと前記第2駆動モータを制御する第2駆動モータ用インバータとを有し、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで、直流の入力電圧を電圧指令値に従って昇圧し、前記第1駆動モータ用インバータおよび前記第2駆動モータ用インバータのいずれか一方に印加する出力電圧を生成するDCDCコンバータをさらに備え、

前記第1駆動モータ用インバータ、前記第2駆動モータ用インバータおよび前記DCDCコンバータの少なくとも1つを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記第1駆動モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と、

前記第1駆動モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、  
前記キャリア周波数設定部は、前記第1駆動モータのトルクが大きいほど、キャリア周波数を高く設定する

電力変換装置。

【請求項6】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、  
複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

エンジンの出力により発電する発電モータと、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記発電モータを制御する発電モータ用インバータと、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで、直流の入力電圧を電圧指令値に従って昇圧し、前記駆動モータ用インバータおよび前記発電モータ用インバータのいずれか一方に印加する出力電圧を生成するDCDCコンバータをさらに備え、

前記駆動モータ用インバータ、前記発電モータ用インバータおよび前記DCDCコンバータの少なくとも1つを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記駆動モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と、  
前記駆動モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、

前記キャリア周波数設定部は、前記駆動モータのトルクが大きいほど、キャリア周波数を高く設定する

電力変換装置。

【請求項7】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、

10

20

30

40

50

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記駆動モータは、第1駆動モータと第2駆動モータとを有し、

前記駆動モータ用インバータは、前記第1駆動モータを制御する第1駆動モータ用インバータと前記第2駆動モータを制御する第2駆動モータ用インバータとを有し、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで、直流の入力電圧を電圧指令値に従って昇圧し、前記第1駆動モータ用インバータに印加する出力電圧を生成する第1DCDCコンバータと、

10

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで、直流の入力電圧を電圧指令値に従って昇圧し、前記第2駆動モータ用インバータに印加する出力電圧を生成する第2DCDCコンバータと、をさらに備え、

前記第1駆動モータ用インバータ、前記第2駆動モータ用インバータ、前記第1DCDCコンバータおよび前記第2DCDCコンバータの少なくとも1つを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記第1駆動モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と

前記第1駆動モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、

前記キャリア周波数設定部は、前記第1駆動モータのトルクが大きいほど、キャリア周波数を高く設定する

20

電力変換装置。

#### 【請求項8】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

エンジンの出力により発電する発電モータと、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記発電モータを制御する発電モータ用インバータと、

30

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで、直流の入力電圧を電圧指令値に従って昇圧し、前記駆動モータ用インバータに印加する出力電圧を生成する第1DCDCコンバータと、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで、直流の入力電圧を電圧指令値に従って昇圧し、前記発電モータ用インバータに印加する出力電圧を生成する第2DCDCコンバータと、をさらに備え、

前記駆動モータ用インバータ、前記発電モータ用インバータ、前記第1DCDCコンバータおよび前記第2DCDCコンバータの少なくとも1つを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

40

前記駆動モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と、

前記駆動モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、

前記キャリア周波数設定部は、前記駆動モータのトルクが大きいほど、キャリア周波数を高く設定する

電力変換装置。

#### 【請求項9】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイド

50

バンドギャップ半導体によって形成され、

前記駆動モータは、第 1 駆動モータと第 2 駆動モータとを有し、

前記駆動モータ用インバータは、前記第 1 駆動モータを制御する第 1 駆動モータ用インバータと前記第 2 駆動モータを制御する第 2 駆動モータ用インバータとを有し、

前記第 1 駆動モータ用インバータおよび前記第 2 駆動モータ用インバータの少なくとも 1 つを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記第 2 駆動モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と

、前記第 2 駆動モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、

前記キャリア周波数設定部は、前記第 2 駆動モータのトルクが大きいほど、キャリア周波数を高く設定する

電力変換装置。

【請求項 10】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記駆動モータは、第 1 駆動モータと第 2 駆動モータとを有し、

前記駆動モータ用インバータは、前記第 1 駆動モータを制御する第 1 駆動モータ用インバータと前記第 2 駆動モータを制御する第 2 駆動モータ用インバータとを有し、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで、直流の入力電圧を電圧指令値に従って昇圧し、前記第 1 駆動モータ用インバータおよび前記第 2 駆動モータ用インバータの両方に印加する出力電圧を生成する D C D C コンバータをさらに備え、

前記第 1 駆動モータ用インバータ、前記第 2 駆動モータ用インバータおよび前記 D C D C コンバータの少なくとも 1 つを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記第 2 駆動モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と

、前記第 2 駆動モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、

前記キャリア周波数設定部は、前記第 2 駆動モータのトルクが大きいほど、キャリア周波数を高く設定する

電力変換装置。

【請求項 11】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記駆動モータは、第 1 駆動モータと第 2 駆動モータとを有し、

前記駆動モータ用インバータは、前記第 1 駆動モータを制御する第 1 駆動モータ用インバータと前記第 2 駆動モータを制御する第 2 駆動モータ用インバータとを有し、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで、直流の入力電圧を電圧指令値に従って昇圧し、前記第 1 駆動モータ用インバータおよび前記第 2 駆動モータ用インバータのいずれか一方に印加する出力電圧を生成する D C D C コンバータをさらに備え、

前記第 1 駆動モータ用インバータ、前記第 2 駆動モータ用インバータおよび前記 D C D C コンバータの少なくとも 1 つを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記第 2 駆動モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と

10

20

30

40

50

、  
前記第 2 駆動モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、  
前記キャリア周波数設定部は、前記第 2 駆動モータのトルクが大きいほど、キャリア周  
波数を高く設定する  
電力変換装置。

【請求項 1 2】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、  
複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆  
動モータ用インバータを備え、

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイド  
バンドギャップ半導体によって形成され、

前記駆動モータは、第 1 駆動モータと第 2 駆動モータとを有し、

前記駆動モータ用インバータは、前記第 1 駆動モータを制御する第 1 駆動モータ用イン  
バータと前記第 2 駆動モータを制御する第 2 駆動モータ用インバータとを有し、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで、直流の入力電圧を電圧指令  
値に従って昇圧し、前記第 1 駆動モータ用インバータに印加する出力電圧を生成する第 1  
D C D C コンバータと、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで、直流の入力電圧を電圧指令  
値に従って昇圧し、前記第 2 駆動モータ用インバータに印加する出力電圧を生成する第 2  
D C D C コンバータと、をさらに備え、

前記第 1 駆動モータ用インバータ、前記第 2 駆動モータ用インバータ、前記第 1 D C D  
C コンバータおよび前記第 2 D C D C コンバータの少なくとも 1 つを構成する複数の電力  
用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記第 2 駆動モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と

、  
前記第 2 駆動モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、  
前記キャリア周波数設定部は、前記第 2 駆動モータのトルクが大きいほど、キャリア周  
波数を高く設定する  
電力変換装置。

【請求項 1 3】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、  
複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆  
動モータ用インバータを備え、

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイド  
バンドギャップ半導体によって形成され、

エンジンの出力により発電する発電モータと、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記発電モータを制御する発  
電モータ用インバータと、をさらに備え、

前記駆動モータ用インバータおよび前記発電モータ用インバータの少なくとも 1 つを構  
成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成  
され、

前記発電モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と、

前記発電モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、

前記キャリア周波数設定部は、前記発電モータのトルクが大きいほど、キャリア周波数  
を高く設定する  
電力変換装置。

【請求項 1 4】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆  
動モータ用インバータを備え、

10

20

30

40

50

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

エンジンの出力により発電する発電モータと、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記発電モータを制御する発電モータ用インバータと、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで、直流の入力電圧を電圧指令値に従って昇圧し、前記駆動モータ用インバータおよび前記発電モータ用インバータの両方に印加する出力電圧を生成するDCDCコンバータをさらに備え、

前記駆動モータ用インバータ、前記発電モータ用インバータおよび前記DCDCコンバータの少なくとも1つを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記発電モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と、

前記発電モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、

前記キャリア周波数設定部は、前記発電モータのトルクが大きいほど、キャリア周波数を高く設定する

電力変換装置。

【請求項15】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

エンジンの出力により発電する発電モータと、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記発電モータを制御する発電モータ用インバータと、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで、直流の入力電圧を電圧指令値に従って昇圧し、前記駆動モータ用インバータおよび前記発電モータ用インバータのいずれか一方に印加する出力電圧を生成するDCDCコンバータをさらに備え、

前記駆動モータ用インバータ、前記発電モータ用インバータおよび前記DCDCコンバータの少なくとも1つを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記発電モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と、

前記発電モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、

前記キャリア周波数設定部は、前記発電モータのトルクが大きいほど、キャリア周波数を高く設定する

電力変換装置。

【請求項16】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

エンジンの出力により発電する発電モータと、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記発電モータを制御する発電モータ用インバータと、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで、直流の入力電圧を電圧指令値に従って昇圧し、前記駆動モータ用インバータに印加する出力電圧を生成する第1DCDCコンバータと、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで、直流の入力電圧を電圧指令値に従って昇圧し、前記発電モータ用インバータに印加する出力電圧を生成する第2DC

10

20

30

40

50

DCコンバータと、をさらに備え、

前記駆動モータ用インバータ、前記発電モータ用インバータ、前記第1DCDCコンバータおよび前記第2DCDCコンバータの少なくとも1つを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記発電モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と、前記発電モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、

前記キャリア周波数設定部は、前記発電モータのトルクが大きいほど、キャリア周波数を高く設定する

電力変換装置。

【請求項17】

前記駆動モータは、二重三相モータである

請求項2、4、6、8、13、14、15、16のいずれか1項に記載の電力変換装置

。

【請求項18】

前記第1駆動モータは、二重三相モータである

請求項1、3、5、7、9、10、11、12のいずれか1項に記載の電力変換装置。

【請求項19】

前記第2駆動モータは、二重三相モータである

請求項1、3、5、7、9、10、11、12のいずれか1項に記載の電力変換装置。

【請求項20】

前記第1駆動モータおよび前記第2駆動モータは、二重三相モータである

請求項1、3、5、7、9、10、11、12のいずれか1項に記載の電力変換装置。

【請求項21】

前記発電モータは、二重三相モータである

請求項2、4、6、8、13、14、15、16のいずれか1項に記載の電力変換装置

。

【請求項22】

前記駆動モータおよび前記発電モータは、二重三相モータである

請求項2、4、6、8、13、14、15、16のいずれか1項に記載の電力変換装置

。

【請求項23】

駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、

複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで前記駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、

前記駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、

前記駆動モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と、

前記駆動モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、

前記キャリア周波数設定部は、前記駆動モータのトルクが大きいほど、キャリア周波数を高く設定する

電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、複数の電力用半導体素子を有し、直流電源と交流駆動モータとの間で電力変換を行う電力変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

昨今、ハイブリッド自動車やプラグインハイブリッド自動車、電気自動車、燃料電池車といった電動パワートレインを搭載した自動車が普及している。以下、ハイブリッド自動

10

20

30

40

50

車をHEVと称し、プラグインハイブリッド自動車をPHEVと称し、電気自動車をEVと称し、燃料電池車をFCVと称する。また、以下、電動パワートレインを搭載した自動車を電動化車両と称する。

【0003】

これらの電動化車両には、従来のガソリンエンジン車の構成に、車両を推進するためのモータと、モータを駆動するための電力変換装置とが追加で搭載されており、燃費および電費を改善するための技術開発が進んでいる。なお、燃費とは、単位燃料量あたりの走行距離のことであり、電費とは、単位電力量あたりの走行距離のことである。

【0004】

ここで、モータ損失を低減するために、モータ損失と電力変換装置の損失とを加算した合計損失が最小となるように、電力変換装置のキャリア周波数を設定する技術が提案されている（例えば、特許文献1参照）。

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特許第4605274号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかしながら、特許文献1に記載された技術は、モータ損失と電力変換装置の損失とを加算した合計損失が最小となるキャリア周波数で、電力変換装置に搭載されるSi-IGBT素子をスイッチングしてモータを駆動する技術であり、合計損失の低減により燃費や電費は改善するものの、その効果が小さいという問題がある。なお、Si-IGBT素子とは、シリコン(Si)半導体素子を用いたIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)のことである。

20

【0007】

この発明は、上記のような課題を解決するためになされたものであり、電力変換装置の損失を小さくして、電動化車両の燃費および電費を改善することができる電力変換装置を得ることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

30

【0008】

この発明に係る電力変換装置は、駆動モータを動力源として走行する車両に搭載される電力変換装置であって、複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、駆動モータは、第1駆動モータと第2駆動モータとを有し、駆動モータ用インバータは、第1駆動モータを制御する第1駆動モータ用インバータと第2駆動モータを制御する第2駆動モータ用インバータとを有し、第1駆動モータ用インバータおよび第2駆動モータ用インバータの少なくとも1つを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成され、第1駆動モータ用インバータのキャリア周波数を設定するキャリア周波数設定部と、第1駆動モータのトルクを検出するモータトルク検出部と、をさらに備え、キャリア周波数設定部は、第1駆動モータのトルクが大きいほど、キャリア周波数を高く設定するものである。

40

【発明の効果】

【0009】

この発明に係る電力変換装置によれば、複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成されている。

ここで、電動化車両に搭載される電力変換装置の電力用半導体素子として、Si-IG

50

B T素子よりも低損失なワイドバンドギャップ半導体素子を使用することで、電動化車両の燃費および電費を改善することができる。

すなわち、電力変換装置の損失を小さくして、電動化車両の燃費および電費を改善することができる電力変換装置を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】この発明の実施の形態1に係る電力変換装置を示すブロック図である。

【図2】この発明の実施の形態1に係る電力変換装置におけるモータ損失、ワイドバンドギャップ半導体を用いたインバータの損失およびこれらを加算した合計損失とキャリア周波数との関係を示す説明図である。

10

【図3】(a)~(c)は、この発明の実施の形態1に係る電力変換装置におけるSi-IGBTおよびワイドバンドギャップ半導体のスイッチング損失と高周波駆動とを示す説明図である。

【図4】この発明の実施の形態1に係る電力変換装置におけるスイッチング素子にSi-IGBTおよびワイドバンドギャップ半導体を用いた場合の、それぞれのインバータ損失とインバータ負荷との関係を示す説明図である。

【図5】この発明の実施の形態1に係る電力変換装置におけるスイッチング素子にSi-IGBTおよびワイドバンドギャップ半導体を用いた場合の、それぞれのインバータ損失とキャリア周波数との関係を示す説明図である。

【図6】この発明の実施の形態1に係る電力変換装置におけるモータ損失、Si-IGBT素子を用いたインバータの損失およびこれらを加算した合計損失とキャリア周波数との関係を示す説明図である。

20

【図7】(a)、(b)は、この発明の実施の形態1に係る電力変換装置において、モータを二重三相巻線とした場合および三相巻線とした場合のモータ損失とキャリア周波数との関係を示す説明図である。

【図8】この発明の実施の形態1に係る電力変換装置におけるモータ損失、ワイドバンドギャップ半導体を用いたインバータの損失およびこれらを加算した合計損失とキャリア周波数との関係を示す説明図である。

【図9】(a)~(c)は、この発明の実施の形態1に係る電力変換装置を適用できる電動化車両を示す構成図である。

30

【図10】この発明の実施の形態2に係る電力変換装置を示すブロック図である。

【図11】(a)~(e)は、この発明の実施の形態2に係る電力変換装置のDCDCコンバータを示す回路構成図である。

【図12】この発明の実施の形態2に係る電力変換装置におけるモータ損失、ワイドバンドギャップ半導体を用いたインバータ損失およびコンバータ損失、並びにこれらを加算した合計損失とキャリア周波数との関係を示す説明図である。

【図13】この発明の実施の形態1に係る電力変換装置におけるスイッチング素子にSi-IGBTおよびワイドバンドギャップ半導体を用いた場合の、それぞれのコンバータ損失とコンバータ負荷との関係を示す説明図である。

【図14】この発明の実施の形態1に係る電力変換装置におけるモータ損失、ワイドバンドギャップ半導体を用いたインバータの損失、Si-IGBT素子を用いたコンバータの損失およびこれらを加算した合計損失とキャリア周波数との関係を示す説明図である。

40

【図15】(a)~(c)は、この発明の実施の形態2に係る電力変換装置を適用できる電動化車両を示す構成図である。

【図16】この発明の実施の形態3に係る電力変換装置を示すブロック図である。

【図17】この発明の実施の形態3に係る電力変換装置における駆動モータの回転速度と損失との関係を示す説明図である。

【図18】(a)、(b)は、この発明の実施の形態3に係る電力変換装置における周波数変更制御を例示する説明図である。

【図19A】この発明の実施の形態3に係る電力変換装置を適用できる電動化車両の構成

50

およびエネルギーフローを示す説明図である。

【図 19 B】この発明の実施の形態 3 に係る電力変換装置を適用できる電動化車両の構成およびエネルギーフローを示す説明図である。

【図 20】この発明の実施の形態 4 に係る電力変換装置を示すブロック図である。

【図 21】この発明の実施の形態 4 に係る電力変換装置における駆動モータのトルク負荷または電流負荷と損失との関係を示す説明図である。

【図 22】(a)、(b)は、この発明の実施の形態 4 に係る電力変換装置における周波数変更制御を例示する説明図である。

【図 23】(a)、(b)は、この発明の実施の形態 4 に係る電力変換装置を適用できる電動化車両の構成およびエネルギーフローを示す説明図である。

10

【図 24】(a)、(b)は、この発明の実施の形態 5 に係る電力変換装置を適用できる電動化車両の構成およびエネルギーフローを示す説明図である。

【図 25】(a)、(b)は、この発明の実施の形態 6 に係る電力変換装置を適用できる電動化車両の構成およびエネルギーフローを示す説明図である。

【図 26】(a)、(b)は、この発明の実施の形態 7 に係る電力変換装置を適用できる電動化車両の構成およびエネルギーフローを示す説明図である。

【図 27】(a)、(b)は、この発明の実施の形態 8 に係る電力変換装置を適用できる電動化車両を示す構成図である。

【図 28】(a)、(b)は、この発明の実施の形態 9 に係る電力変換装置を適用できる電動化車両を示す構成図である。

20

【図 29】(a) ~ (d)は、この発明の実施の形態 10 に係る電力変換装置を適用できる電動化車両を示す構成図である。

【発明を実施するための形態】

【0011】

以下、この発明に係る電力変換装置の好適な実施の形態につき図面を用いて説明するが、各図において同一、または相当する部分については、同一符号を付して説明する。

【0012】

実施の形態 1 .

図 1 は、この発明の実施の形態 1 に係る電力変換装置を示すブロック図である。図 1 において、電力変換装置 1 は、車両 V C L に搭載され、直流電源である高電圧バッテリー B A T の電力を用いて二重三相巻線モータ M 1 を駆動するものである。また、電力変換装置 1 は、平滑コンデンサ C 2、インバータ 1 0 0、インバータ 2 0 0、電流センサ C S 1、電流センサ C S 2、電圧センサ V S、回転速度センサ R S、制御装置 3 0 0 およびゲート駆動回路 4 0 0 を備えている。

30

【0013】

ここで、インバータ 1 0 0、インバータ 2 0 0 を構成する電力用半導体素子であるスイッチング素子は、例えば、炭化珪素、窒化ガリウム系材料、ダイヤモンド等のワイドバンドギャップ半導体素子のチップであり、二重化されたインバータ 1 0 0 およびインバータ 2 0 0 により、二重三相巻線モータ M 1 が駆動される。なお、二重三相巻線モータ M 1 を単にモータ M 1 とも称する。

40

【0014】

高電圧バッテリー B A T としては、例えば、ニッケル水素バッテリー、リチウムイオンバッテリー、鉛蓄電池等の二次電池を用いることができる。また、大容量キャパシタ、燃料電池、ナトリウム硫黄電池、空気電池等を、二次電池とともに、または二次電池に代えて使用してもよい。

【0015】

インバータ 1 0 0 は、高電圧バッテリー B A T からの電源電位  $V_{pn}$  を受けてモータ M 1 を駆動する。好ましくは、インバータ 1 0 0 は、車両 V C L の制動時に、モータ M 1 により回生動作を行い、つまりモータ M 1 を発電機として使用し、モータ M 1 において発電された電力を高電圧バッテリー B A T に戻す。

50

## 【 0 0 1 6 】

また、インバータ100は、複数のスイッチング素子を有しており、正極側電線LPと負極側電線LNとの間に2つのスイッチング素子が直列接続された直列回路が、U相、V相およびW相からなる三相各相の図示しない巻線に対応して3セット設けられたブリッジ回路に構成されている。すなわち、インバータ100は、合計6つのスイッチング素子Q101、Q102、Q103、Q104、Q105、Q106を有している。

## 【 0 0 1 7 】

具体的には、各相の直列回路において、正極側のスイッチング素子のソース端子は、正極側電線LPに接続され、正極側のスイッチング素子のドレイン端子は、負極側のスイッチング素子のドレイン端子に接続され、負極側のスイッチング素子のソース端子は、負極側電線LNに接続されている。また、正極側のスイッチング素子と負極側のスイッチング素子との接続点は、対応する相の巻線に接続されている。なお、正極側電線LPが、高電圧バッテリーBATの正極に接続され、負極側電線LNが高電圧バッテリーBATの負極に接続されている。

10

## 【 0 0 1 8 】

インバータ100は、各スイッチング素子に逆並列接続されたフリーホイールダイオードを有しており、この実施の形態では、6つのスイッチング素子Q101、Q102、Q103、Q104、Q105、Q106のそれぞれに対応して、合計6つのフリーホイールダイオードD101、D102、D103、D104、D105、D106が設けられている。

20

## 【 0 0 1 9 】

フリーホイールダイオードD101、D102、D103、D104、D105、D106は、スイッチング素子Q101、Q102、Q103、Q104、Q105、Q106の寄生ダイオードを用いてもよい。また、インバータとしての電流容量を確保するために、スイッチング素子を並列接続してもよい。

## 【 0 0 2 0 】

インバータ200は、高電圧バッテリーBATからの電源電位 $V_{pn}$ を受けてモータM1を駆動する。好ましくは、インバータ200は、車両VCLの制動時に、モータM1により回生動作を行い、つまりモータM1を発電機として使用し、モータM1において発電された電力を高電圧バッテリーBATに戻す。

30

## 【 0 0 2 1 】

また、インバータ200は、複数のスイッチング素子を有しており、正極側電線LPと負極側電線LNとの間に2つのスイッチング素子が直列接続された直列回路が、R相、S相およびT相からなる三相各相の図示しない巻線に対応して3セット設けられたブリッジ回路に構成されている。すなわち、インバータ200は、合計6つのスイッチング素子Q201、Q202、Q203、Q204、Q205、Q206を有している。

## 【 0 0 2 2 】

具体的には、各相の直列回路において、正極側のスイッチング素子のソース端子は、正極側電線LPに接続され、正極側のスイッチング素子のドレイン端子は、負極側のスイッチング素子のドレイン端子に接続され、負極側のスイッチング素子のソース端子は、負極側電線LNに接続されている。また、正極側のスイッチング素子と負極側のスイッチング素子との接続点は、対応する相の巻線に接続されている。なお、正極側電線LPが、高電圧バッテリーBATの正極に接続され、負極側電線LNが高電圧バッテリーBATの負極に接続されている。

40

## 【 0 0 2 3 】

インバータ200は、各スイッチング素子に逆並列接続されたフリーホイールダイオードを有しており、この実施の形態では、6つのスイッチング素子Q201、Q202、Q203、Q204、Q205、Q206のそれぞれに対応して、合計6つのフリーホイールダイオードD201、D202、D203、D204、D205、D206が設けられている。

50

## 【 0 0 2 4 】

フリーホイールダイオード D 2 0 1、D 2 0 2、D 2 0 3、D 2 0 4、D 2 0 5、D 2 0 6 は、スイッチング素子 Q 2 0 1、Q 2 0 2、Q 2 0 3、Q 2 0 4、Q 2 0 5、Q 2 0 6 の寄生ダイオードを用いてもよい。また、インバータとしての電流容量を確保するために、スイッチング素子を並列接続してもよい。

## 【 0 0 2 5 】

平滑コンデンサ C 2 は、正極側電線 L P と負極側電線 L N との間に接続され、正極側電線 L P と負極側電線 L N との間の直流電圧、いわゆるシステム電圧を平滑化する。

## 【 0 0 2 6 】

ゲート駆動回路 4 0 0 は、複数のスイッチング素子のそれぞれに対応して複数設けられ、対応するスイッチング素子を駆動する。この実施の形態では、12個のゲート駆動回路 4 0 0 が設けられている。各スイッチング素子の制御端子であるゲート端子は、対応するゲート駆動回路 4 0 0 に接続されている。

10

## 【 0 0 2 7 】

各ゲート駆動回路 4 0 0 は、制御装置 3 0 0 から図示しないフォトカプラ等を介して伝達された、各スイッチング素子のオン指令またはオフ指令に応じて、対応するスイッチング素子に対してオン電圧信号またはオフ電圧信号を出力し、スイッチング素子をオン状態またはオフ状態に切り替える。

## 【 0 0 2 8 】

電流センサ C S 1 は、インバータ 1 0 0 からモータ M 1 の巻線に流れる電流 I 1 を検出する。電流センサ C S 1 は、インバータ 1 0 0 と各相の巻線とをつなぐ電線上に複数、例えば3つまたは2つ設けられている。電流センサ C S 1 の出力信号は、制御装置 3 0 0 に入力される。

20

## 【 0 0 2 9 】

電流センサ C S 2 は、インバータ 2 0 0 からモータ M 1 の巻線に流れる電流 I 2 を検出する。電流センサ C S 2 は、インバータ 2 0 0 と各相の巻線とをつなぐ電線上に複数、例えば3つまたは2つ設けられている。電流センサ C S 2 の出力信号は、制御装置 3 0 0 に入力される。

## 【 0 0 3 0 】

電圧センサ V S は、正極側電線 L P と負極側電線 L N との間の直流電圧、いわゆるシステム電圧を検出する。電圧センサ V S の出力信号は、制御装置 3 0 0 に入力される。

30

## 【 0 0 3 1 】

回転速度センサ R S は、ロータの回転速度および回転角度、すなわち磁極位置を検出する。また、回転速度センサ R S は、ロータの回転軸に取り付けられている。回転速度センサ R S としては、レゾルバ、ロータリエンコーダ等が用いられる。回転速度センサ R S の出力信号は、制御装置 3 0 0 に入力される。

## 【 0 0 3 2 】

制御装置 3 0 0 は、インバータ 1 0 0 およびインバータ 2 0 0 を制御することにより、モータ M 1 の制御を行う。制御装置 3 0 0 は、モータ損失演算部 3 0 1、インバータ損失演算部 3 0 2、キャリア周波数設定部 3 0 3、電流検出部 3 0 4、電圧検出部 3 0 5、P W M 制御部 3 0 6 および回転速度検出部 3 0 7 を有している。

40

## 【 0 0 3 3 】

モータ損失演算部 3 0 1 は、モータ M 1 に流れる図示しない電流、モータ M 1 に印加される図示しない電圧等に基づいて、モータ損失を演算する。なお、モータ損失は、モータ M 1 の動作点、すなわち回転数およびトルクによってあらかじめ計算されたマップを用いて演算されてもよい。

## 【 0 0 3 4 】

インバータ損失演算部 3 0 2 は、インバータ 1 0 0 またはインバータ 2 0 0 に流れる図示しない電流、インバータ 1 0 0 またはインバータ 2 0 0 に印加される図示しない電圧等に基づいて、インバータ損失を演算する。なお、インバータ損失は、モータ M 1 の動作点

50

、すなわち回転数およびトルクによってあらかじめ計算されたマップを用いて演算されてもよい。

【0035】

キャリア周波数設定部303は、PWM制御に用いられるキャリア波のキャリア周波数 $F_c$ を設定する。キャリア周波数設定部303は、モータ損失演算部301で演算されたモータ損失と、インバータ損失演算部302で演算されたインバータ損失とを加算した合計損失が最小となるように、キャリア周波数 $F_c$ を変更する周波数変更制御を実行する。

【0036】

具体的には、図2に示されるように、キャリア周波数 $F_c$ を増加させることにより、キャリア周波数 $F_c$ に依存するモータM1の電力損失を減少させることができる。一方で、キャリア周波数 $F_c$ を増加させると、キャリア周波数 $F_c$ に依存するインバータ100およびインバータ200の電力損失が増加する。これらの特性により、モータ損失とインバータ損失とを加算した合計損失が最小となるキャリア周波数 $F_{c\_a}$ が存在し、キャリア周波数設定部303は、キャリア周波数が $F_{c\_a}$ となるように周波数変更制御を実行する。

10

【0037】

電流検出部304は、インバータ100からモータM1の巻線に流れる電流 $I_1$ を検出する。電流検出部304は、制御装置300に入力される電流センサCS1の出力信号に基づいて、各相の巻線に流れる電流 $I_1$ を検出する。また、電流検出部304は、インバータ200からモータM1の巻線に流れる電流 $I_2$ を検出する。電流検出部304は、制御装置300に入力される電流センサCS2の出力信号に基づいて、各相の巻線に流れる電流 $I_2$ を検出する。

20

【0038】

電圧検出部305は、高電圧バッテリーBATからインバータ100およびインバータ200に供給される入力電圧、いわゆるシステム電圧を検出する。電圧検出部305は、制御装置300に入力される電圧センサVSの出力信号に基づいて、入力電圧、いわゆるシステム電圧を検出する。

【0039】

回転速度検出部307は、モータM1の回転速度を検出する。回転速度検出部307は、回転速度センサRSの出力信号に基づいて、ロータの回転速度および回転角度、すなわち磁極位置を検出する。

30

【0040】

PWM制御部306は、複数のスイッチング素子をPWM制御によりスイッチング制御する。ここで、PWM制御は、パルス幅変調(Pulse Width Modulation)制御である。PWM制御部306は、PWM制御において、キャリア周波数 $F_c$ のキャリア波と、各相の交流電圧指令信号との比較により、各相のスイッチング素子をオンまたはオフさせる矩形パルス波のデューティ比を変化させる。PWM制御部306は、モータM1の巻線に流れる電流 $I_1$ および電流 $I_2$ が、電流指令値に近づくようにPWM制御を行う電流フィードバック制御を行う。

【0041】

40

この実施の形態では、インバータ100およびインバータ200のスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体素子を用いている。これは、従前より用いられているSi-IGBT素子よりもスイッチング素子の損失を低減できるため、また、キャリア周波数を高めることができるためである。

【0042】

スイッチング素子の損失は、導通損失とスイッチング損失とに大別することができる。詳細な説明は省略するが、一般に、導通損失は、Si-IGBTよりもワイドバンドギャップ半導体の方が低い。

【0043】

以下、図3を参照しながら、スイッチング損失について説明する。Si-IGBTでは

50

、図3(a)に示されるように、スイッチング素子をオンからオフにした際に、スイッチング素子にテール電流が流れ、このテール電流に起因するスイッチング損失が発生する。

【0044】

これに対して、ワイドバンドギャップ半導体の場合には、図3(b)に示されるように、スイッチング素子をオンからオフにした際に、スイッチング素子に流れるテール電流がない。

【0045】

このため、ワイドバンドギャップ半導体を用いると、Si-IGBTを用いた場合よりも損失を低くできる。加えて、テール電流が発生しないことにより、スイッチング素子をオフからオンに切り替える時間を早めることができるため、図3(c)に示されるように、キャリア周波数を高めることができる。

10

【0046】

インバータ100およびインバータ200のスイッチング素子にSi-IGBTおよびワイドバンドギャップ半導体を用いた場合のそれぞれのインバータ損失とインバータ負荷との関係を図4に示す。前述したように、ワイドバンドギャップ半導体は、Si-IGBTと比較して導通損失およびスイッチング損失が小さく、ワイドバンドギャップ半導体を用いた方が、インバータ負荷に応じたインバータ損失が低くなる。これにより、車両VCLに搭載される電力変換装置1を高効率化することができるため、車両VCLとしての電費を向上することができる。

【0047】

20

インバータ100およびインバータ200のスイッチング素子にSi-IGBTおよびワイドバンドギャップ半導体を用いた場合のそれぞれのインバータ損失とキャリア周波数との関係を図5に示す。前述したように、ワイドバンドギャップ半導体は、Si-IGBTと比較してスイッチング損失が小さいため、ワイドバンドギャップ半導体を用いたインバータは、Si-IGBTを用いたインバータよりもキャリア周波数を増加したときのインバータ損失の増加量が小さくなる。

【0048】

ここで、モータ損失、Si-IGBT素子を用いたインバータの損失およびこれらを加算した合計損失とキャリア周波数との関係を図6に示す。インバータにSi-IGBT素子を用いた場合、ワイドバンドギャップ半導体を用いた場合と比較して、合計損失が最小となるキャリア周波数 $F_{c\_b}$ が低くなる。なお、モータ損失とキャリア周波数との関係を同一とした場合、キャリア周波数 $F_{c\_b}$ は、図2に示したキャリア周波数 $F_{c\_a}$ よりも小さくなる。

30

【0049】

すなわち、インバータにワイドバンドギャップ半導体を用いた場合には、キャリア周波数がより高いときに合計損失が最小となり、かつ合計損失も小さくなる。したがって、キャリア周波数をより高くできるワイドバンドギャップ半導体を用いることは、合計損失の低減にも寄与する。

【0050】

さらに、モータを二重三相巻線とした場合および三相巻線とした場合のモータ損失とキャリア周波数との関係を図7(a)、図7(b)に示す。キャリア周波数 $F_c$ を増加させることにより、キャリア周波数 $F_c$ に依存するモータ損失を減少させることができるが、二重三相巻線モータの方が、より高いキャリア周波数でモータ損失が低くなる傾向にある。

40

【0051】

この理由は、二重三相巻線モータの方が、モータのリアクタンスが低いためである。モータのリアクタンスが低いと、モータに流れ込む電流の高調波成分が大きくなり、これに依存するモータ損失が増大する。モータに流れ込む電流の高調波成分は、キャリア周波数を高めることで低減することができるため、二重三相巻線モータは、より高いキャリア周波数で駆動することでモータ損失を低減することができる。一方、モータのリアクタンスが高い三相巻線モータの場合は、キャリア周波数を一定以上に高めてもモータ損失の低減

50

効果は小さくなる傾向がある。

【 0 0 5 2 】

これらにより、図 8 に示されるように、二重三相巻線モータ M 1 を制御するインバータ 1 0 0 およびインバータ 2 0 0 には、ワイドバンドギャップ半導体を用いた方が、よりキャリア周波数を高めて  $F_c \_ c$  とすることができ、モータ損失とインバータ損失とを加算した合計損失を低減することが可能となる。これにより、車両 V C L に搭載される電力変換装置 1 を高効率化することができるため、車両 V C L としての電費を向上することができる。

【 0 0 5 3 】

この実施の形態を適用できる電動化車両の構成を図 9 に示す。図 9 ( a ) は、モータ M O T、インバータ P D U、高電圧バッテリー B A T、モータ M O T とシャフトで接続されたファイナルギア D F、およびファイナルギア D F とシャフトで接続されたタイヤで構成される E V であり、この実施の形態を適用できる。

10

【 0 0 5 4 】

なお、モータ M O T は、図 1 のモータ M 1 に相当し、簡素化のため三相モータとしている。また、インバータ P D U は、図 1 のインバータ 1 0 0 またはインバータ 2 0 0 に相当する。また、高電圧バッテリー B A T を図示しない燃料電池とした F C V にも、この実施の形態を適用できる。

【 0 0 5 5 】

図 9 ( b ) は、モータ M O T、インバータ P D U、高電圧バッテリー B A T、モータ M O T とシャフトでクラッチ C L T を介して接続されたファイナルギア D F、ファイナルギア D F とシャフトで接続されたタイヤ、およびモータ M O T と同軸に接続されたエンジン E N G で構成される H E V であり、この実施の形態を適用できる。

20

【 0 0 5 6 】

なお、モータ M O T は、図 1 のモータ M 1 に相当し、簡素化のため三相モータとしている。また、インバータ P D U は、図 1 のインバータ 1 0 0 またはインバータ 2 0 0 に相当する。ここで、クラッチ C L T は、図示しないトランスミッションとしてもよい。また、高電圧バッテリー B A T と並列に、図示しない充電器 O B C が接続された P H E V にも、この実施の形態を適用できる。

【 0 0 5 7 】

30

図 9 ( c ) は、図 9 ( b ) のモータ M O T とエンジン E N G との間にクラッチ C L T 2 を設けた H E V であり、この実施の形態を適用できる。ここで、クラッチ C L T 1 は、図示しないトランスミッションとしてもよい。また、高電圧バッテリー B A T と並列に、図示しない充電器 O B C が接続された P H E V にも、この実施の形態を適用できる。H E V や P H E V にこの実施の形態を適用した場合、車両の電費に加えて、燃費を向上することができる。

【 0 0 5 8 】

以上のように、実施の形態 1 によれば、複数の電力用半導体素子がスイッチング制御されることで駆動モータを制御する駆動モータ用インバータを備え、駆動モータ用インバータを構成する複数の電力用半導体素子のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成されている。

40

ここで、電動化車両に搭載される電力変換装置の電力用半導体素子として、S i - I G B T 素子よりも低損失なワイドバンドギャップ半導体素子を使用することで、電動化車両の燃費および電費を改善することができる。

すなわち、電力変換装置の損失を小さくして、電動化車両の燃費および電費を改善することができる電力変換装置を得ることができる。

【 0 0 5 9 】

実施の形態 2 .

図 1 0 は、この発明の実施の形態 2 に係る電力変換装置を示すブロック図である。図 1 0 において、電力変換装置 2 は、車両 V C L に搭載され、直流電源である高電圧バッテリー

50

B A Tの電力を用いて二重三相巻線モータM 1を駆動するものである。

【0060】

また、電力変換装置2は、平滑コンデンサC 1、平滑コンデンサC 2、インバータ100、インバータ200、電流センサCS 1、電流センサCS 2、電圧センサVS 1、電圧センサVS 2、回転速度センサRS、制御装置600、ゲート駆動回路400およびDCDCコンバータ500を備えている。

【0061】

DCDCコンバータ500は、電圧端子V n 1 - V p 1間に入力された直流電圧V 1を、直流電圧V 1よりも大きい直流電圧V 2に昇圧して、電圧端子V n 2 - V p 2間に出力する。また、DCDCコンバータ500は、電圧端子V n 2 - V p 2間に入力された直流電圧V 2を、直流電圧V 2よりも小さい直流電圧V 1に降圧して、電圧端子V n 1 - V p 1間に出力する。

10

【0062】

DCDCコンバータ500の回路構成を図11に示す。DCDCコンバータ500は、複数のスイッチング素子Q 1 ~ Q 4で構成され、図11(a)はチョップパ式DCDCコンバータ、図11(b)は図11(a)のチョップパ式DCDCコンバータを2並列接続したインターリーブ式DCDCコンバータ、図11(c)はリアクトルの磁気結合を利用したインターリーブ式DCDCコンバータ、図11(d)および図11(e)はスイッチドキャパシタ式DCDCコンバータである。

【0063】

なお、図11におけるC 0、C 3、C 4はそれぞれコンデンサ、L、L 1、L 2はそれぞれリアクトル、Mは相互インダクタンス、D 1 ~ D 4はダイオード、DRVはスイッチング素子Q 1 ~ Q 4の駆動信号を生成するゲート駆動回路を示している。

20

【0064】

図11には、非絶縁型DCDCコンバータの一例を示したが、これが例示以外のDCDCコンバータであってもよいし、絶縁型DCDCコンバータであってもよい。なお、この発明では、DCDCコンバータ500を構成する複数のスイッチング素子をSi-IGBT素子とするか、またはワイドバンドギャップ半導体とするかが発明の対象であるため、各DCDCコンバータの動作原理の説明は省略する。

【0065】

ここで、インバータ100、インバータ200を構成する電力用半導体素子であるスイッチング素子は、例えば、炭化珪素、窒化ガリウム系材料、ダイヤモンド等のワイドバンドギャップ半導体素子のチップであり、二重化されたインバータ100およびインバータ200により、モータM 1が駆動される。

30

【0066】

高電圧バッテリーBATとしては、例えば、ニッケル水素バッテリー、リチウムイオンバッテリー、鉛蓄電池等の二次電池を用いることができる。また、大容量キャパシタ、燃料電池、ナトリウム硫黄電池、空気電池等を、二次電池とともに、または二次電池に代えて使用してもよい。

【0067】

インバータ100は、DCDCコンバータ500から電源電位V 2を受けてモータM 1を駆動する。好ましくは、インバータ100は、車両VCLの制動時に、モータM 1により回生動作を行い、つまりモータM 1を発電機として使用し、モータM 1において発電された電力を、DCDCコンバータ500を介して高電圧バッテリーBATに戻す。

40

【0068】

また、インバータ100は、複数のスイッチング素子を有しており、正極側電線LPと負極側電線LNとの間に2つのスイッチング素子が直列接続された直列回路が、U相、V相およびW相からなる三相各相の図示しない巻線に対応して3セット設けられたブリッジ回路に構成されている。すなわち、インバータ100は、合計6つのスイッチング素子Q 101、Q 102、Q 103、Q 104、Q 105、Q 106を有している。

50

## 【 0 0 6 9 】

インバータ 2 0 0 は、D C D C コンバータ 5 0 0 から電源電位  $V_2$  を受けてモータ  $M_1$  を駆動する。好ましくは、インバータ 2 0 0 は、車両  $V C L$  の制動時に、モータ  $M_1$  により回生動作を行い、つまりモータ  $M_1$  を発電機として使用し、モータ  $M_1$  において発電された電力を、D C D C コンバータ 5 0 0 を介して高電圧バッテリー  $B A T$  に戻す。

## 【 0 0 7 0 】

また、インバータ 2 0 0 は、複数のスイッチング素子を有しており、正極側電線  $L P$  と負極側電線  $L N$  との間に 2 つのスイッチング素子が直列接続された直列回路が、 $R$  相、 $S$  相および  $T$  相からなる三相各相の図示しない巻線に対応して 3 セット設けられたブリッジ回路に構成されている。すなわち、インバータ 2 0 0 は、合計 6 つのスイッチング素子  $Q$  2 0 1、 $Q$  2 0 2、 $Q$  2 0 3、 $Q$  2 0 4、 $Q$  2 0 5、 $Q$  2 0 6 を有している。

10

## 【 0 0 7 1 】

平滑コンデンサ  $C_1$  は、正極側電線  $L P$  と負極側電線  $L N$  との間に接続され、正極側電線  $L P$  と負極側電線  $L N$  との間の直流電圧を平滑化する。平滑コンデンサ  $C_2$  は、D C D C コンバータ 5 0 0 の電圧端子  $V_{p2}$  と D C D C コンバータ 5 0 0 の電圧端子  $V_{n2}$  との間に接続され、電圧端子  $V_{p2}$  と電圧端子  $V_{n2}$  との間の直流電圧、いわゆるシステム電圧を平滑化する。

## 【 0 0 7 2 】

ゲート駆動回路 4 0 0 は、複数のスイッチング素子のそれぞれに対応して複数設けられ、対応するスイッチング素子を駆動する。この実施の形態では、1 2 個のゲート駆動回路 4 0 0 が設けられている。各スイッチング素子の制御端子であるゲート端子は、対応するゲート駆動回路 4 0 0 に接続されている。

20

## 【 0 0 7 3 】

各ゲート駆動回路 4 0 0 は、制御装置 6 0 0 から図示しないフォトカプラ等を介して伝達された、各スイッチング素子のオン指令またはオフ指令に応じて、対応するスイッチング素子に対してオン電圧信号またはオフ電圧信号を出力し、スイッチング素子をオン状態またはオフ状態に切り替える。

## 【 0 0 7 4 】

電流センサ  $C S_1$  は、インバータ 1 0 0 からモータ  $M_1$  の巻線に流れる電流  $I_1$  を検出する。電流センサ  $C S_1$  は、インバータ 1 0 0 と各相の巻線とをつなぐ電線上に複数、例えば 3 つまたは 2 つ設けられている。電流センサ  $C S_1$  の出力信号は、制御装置 6 0 0 に入力される。

30

## 【 0 0 7 5 】

電流センサ  $C S_2$  は、インバータ 2 0 0 からモータ  $M_1$  の巻線に流れる電流  $I_2$  を検出する。電流センサ  $C S_2$  は、インバータ 2 0 0 と各相の巻線とをつなぐ電線上に複数、例えば 3 つまたは 2 つ設けられている。電流センサ  $C S_2$  の出力信号は、制御装置 6 0 0 に入力される。

## 【 0 0 7 6 】

電圧センサ  $V S_1$  は、正極側電線  $L P$  と負極側電線  $L N$  との間の直流電圧を検出する。電圧センサ  $V S_1$  の出力信号は、制御装置 6 0 0 に入力される。電圧センサ  $V S_2$  は、電圧端子  $V_{p2}$  と電圧端子  $V_{n2}$  との間の直流電圧、いわゆるシステム電圧を検出する。電圧センサ  $V S_2$  の出力信号は、制御装置 6 0 0 に入力される。

40

## 【 0 0 7 7 】

回転速度センサ  $R S$  は、ロータの回転速度および回転角度、すなわち磁極位置を検出する。また、回転速度センサ  $R S$  は、ロータの回転軸に取り付けられている。回転速度センサ  $R S$  としては、レゾルバ、ロータリエンコーダ等が用いられる。回転速度センサ  $R S$  の出力信号は、制御装置 6 0 0 に入力される。

## 【 0 0 7 8 】

制御装置 6 0 0 は、インバータ 1 0 0 およびインバータ 2 0 0 を制御することにより、モータ  $M_1$  の制御を行う。制御装置 6 0 0 は、モータ損失演算部 6 0 1、インバータ損失

50

演算部 602、キャリア周波数設定部 603、電流検出部 604、電圧検出部 605、PWM制御部 606、回転速度検出部 607 およびコンバータ損失演算部 608 を有している。

【0079】

モータ損失演算部 601 は、モータ M1 に流れる図示しない電流、モータ M1 に印加される図示しない電圧等に基づいて、モータ損失を演算する。なお、モータ損失は、モータ M1 の動作点、すなわち回転数およびトルクによってあらかじめ計算されたマップを用いて演算されてもよい。

【0080】

インバータ損失演算部 602 は、インバータ 100 またはインバータ 200 に流れる図示しない電流、インバータ 100 またはインバータ 200 に印加される図示しない電圧等に基づいて、インバータ損失を演算する。なお、インバータ損失は、モータ M1 の動作点、すなわち回転数およびトルクによってあらかじめ計算されたマップを用いて演算されてもよい。

10

【0081】

コンバータ損失演算部 608 は、DCDCコンバータ 500 に流れる図示しない電流、DCDCコンバータ 500 に印加される図示しない電圧等に基づいて、コンバータ損失を演算する。なお、コンバータ損失は、入力電圧 V1、出力電圧 V2、図示しない入力電流、図示しない出力電流によってあらかじめ計算されたマップを用いて演算されてもよい。

【0082】

キャリア周波数設定部 603 は、PWM制御に用いられるキャリア波のキャリア周波数  $F_c$  を設定する。キャリア周波数設定部 603 は、モータ損失演算部 601 で演算されたモータ損失と、インバータ損失演算部 602 で演算されたインバータ損失と、コンバータ損失演算部 608 で演算されたコンバータ損失とを加算した合計損失が最小となるように、インバータのキャリア周波数  $F_{ci}$  を変更する周波数変更制御を実行する。

20

【0083】

具体的には、図 12 に示されるように、インバータのキャリア周波数  $F_{ci}$  を増加させることにより、インバータのキャリア周波数  $F_{ci}$  に依存するモータ M1 の電力損失を減少させることができる。一方で、インバータのキャリア周波数  $F_{ci}$  を増加させると、インバータのキャリア周波数  $F_{ci}$  に依存するインバータ 100 およびインバータ 200 の電力損失が増加する。

30

【0084】

また、インバータのキャリア周波数  $F_{ci}$  を増加させると、DCDCコンバータのリプル電圧が低減するため、DCDCコンバータ 500 の電力損失を減少させることができる。これらの特性により、モータ損失とインバータ損失とコンバータ損失とを加算した合計損失が最小となるインバータのキャリア周波数  $F_{ci\_a}$  が存在し、キャリア周波数設定部 603 は、インバータのキャリア周波数が  $F_{ci\_a}$  となるように周波数変更制御を実行する。

【0085】

電流検出部 604 は、インバータ 100 からモータ M1 の巻線に流れる電流  $I_1$  を検出する。電流検出部 604 は、制御装置 600 に入力される電流センサ CS1 の出力信号に基づいて、各相の巻線に流れる電流  $I_1$  を検出する。また、電流検出部 604 は、インバータ 200 からモータ M1 の巻線に流れる電流  $I_2$  を検出する。電流検出部 604 は、制御装置 600 に入力される電流センサ CS2 の出力信号に基づいて、各相の巻線に流れる電流  $I_2$  を検出する。

40

【0086】

電圧検出部 605 は、正極側電線 LP と負極側電線 LN との間の直流電圧、および DCDCコンバータ 500 からインバータ 100 およびインバータ 200 に供給される直流電圧、いわゆるシステム電圧を検出する。電圧検出部 605 は、制御装置 600 に入力される電圧センサ VS1 および電圧センサ VS2 の出力信号に基づいて、各直流電圧を検出す

50

る。

【0087】

回転速度検出部607は、モータM1の回転速度を検出する。回転速度検出部607は、回転速度センサRSの出力信号に基づいて、ロータの回転速度および回転角度、すなわち磁極位置を検出する。

【0088】

PWM制御部606は、複数のスイッチング素子をPWM制御によりスイッチング制御する。ここで、PWM制御は、パルス幅変調(Pulse Width Modulation)制御である。PWM制御部606は、PWM制御において、キャリア周波数Fcのキャリア波と、各相の交流電圧指令信号との比較により、各相のスイッチング素子をオンまたはオフさせる矩形パルス波のデューティ比を変化させる。PWM制御部606は、モータM1の巻線を通る電流I1および電流I2が、電流指令値に近づくようにPWM制御を行う電流フィードバック制御を行う。

10

【0089】

この実施の形態では、インバータ100およびインバータ200のスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体素子を用いている。これは、従前より用いられているSi-IGBT素子よりもスイッチング素子の損失を低減できるため、また、キャリア周波数を高めることができるためである。

【0090】

DCDCコンバータ500のスイッチング素子にSi-IGBTおよびワイドバンドギャップ半導体を用いた場合のそれぞれのコンバータ損失とコンバータ負荷との関係を図13に示す。インバータ100およびインバータ200と同様に、ワイドバンドギャップ半導体は、Si-IGBTと比較して導通損失およびスイッチング損失が小さく、ワイドバンドギャップ半導体を用いた方が、コンバータ負荷に応じたコンバータ損失が低くなる。これにより、車両VCLに搭載される電力変換装置2を高効率化することができるため、車両VCLとしての電費を向上することができる。

20

【0091】

ここで、モータ損失、ワイドバンドギャップ半導体を用いたインバータの損失、Si-IGBT素子を用いたコンバータの損失およびこれらを加算した合計損失とキャリア周波数との関係を図14に示す。コンバータにSi-IGBT素子を用いた場合、ワイドバンドギャップ半導体を用いた場合と比較して、合計損失が最小となるキャリア周波数Fc<sub>i\_b</sub>が低くなる。なお、モータ損失とキャリア周波数との関係を同一とした場合、キャリア周波数Fc<sub>i\_b</sub>は、図12に示したキャリア周波数Fc<sub>i\_a</sub>よりも小さくなる。

30

【0092】

すなわち、コンバータにワイドバンドギャップ半導体を用いた場合には、キャリア周波数がより高いときに合計損失が最小となり、かつ合計損失も小さくなる。したがって、キャリア周波数をより高くできるワイドバンドギャップ半導体を用いることは、合計損失の低減にも寄与する。

【0093】

この実施の形態を適用できる電動化車両の構成を図15に示す。図15(a)は、モータMOT、インバータPDU、コンバータVCU、高電圧バッテリーBAT、モータMOTとシャフトで接続されたファイナルギアDF、およびファイナルギアDFとシャフトで接続されたタイヤで構成されるEVであり、この実施の形態を適用できる。

40

【0094】

なお、モータMOTは、図10のモータM1に相当し、簡素化のため三相モータとしている。また、インバータPDUは、図10のインバータ100またはインバータ200に相当する。また、コンバータVCUは、図10のDCDCコンバータ500に相当する。また、高電圧バッテリーBATを図示しない燃料電池としたFCVにも、この実施の形態を適用できる。

【0095】

50

図15(b)は、モータMOT、インバータPDU、コンバータVCU、高電圧バッテリーBAT、モータMOTとシャフトでクラッチCLTを介して接続されたファイナルギアDF、ファイナルギアDFとシャフトで接続されたタイヤ、およびモータMOTと同軸に接続されたエンジンENGで構成されるHEVであり、この実施の形態を適用できる。

【0096】

なお、モータMOTは、図10のモータM1に相当し、簡素化のため三相モータとして  
いる。また、インバータPDUは、図10のインバータ100またはインバータ200に  
相当する。また、コンバータVCUは、図10のDCDCコンバータ500に相当する。  
また、ここで、クラッチCLTは、図示しないトランスミッションとしてもよい。また、  
高電圧バッテリーBATと並列に、図示しない充電器OBCが接続されたPHEVにも、こ  
この実施の形態を適用できる。

10

【0097】

図15(c)は、図15(b)のモータMOTとエンジンENGとの間にクラッチCLT  
T2を設けたHEVであり、この実施の形態を適用できる。ここで、クラッチCLT1は  
、図示しないトランスミッションとしてもよい。また、高電圧バッテリーBATと並列に、  
図示しない充電器OBCが接続されたPHEVにも、この実施の形態を適用できる。HE  
VやPHEVにこの実施の形態を適用した場合、車両の電費に加えて、燃費を向上するこ  
とができる。

また、図15に示した電動化車両において、上述した実施の形態のように、インバータ  
PDUおよびコンバータVCUの両方のスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体  
を用いてもよいし、どちらか一方のスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用  
いてもよい。どちらの場合においても、電力変換装置2の合計損失を低減することができ  
、電動化車両の電費や燃費を向上することが可能である。

20

【0098】

実施の形態3.

図16は、この発明の実施の形態3に係る電力変換装置を示すブロック図である。図1  
6において、電力変換装置3は、車両VCLに搭載され、直流電源である高電圧バッテリー  
BATの電力を用いて駆動モータM1および発電モータG1を駆動するものである。また  
、電力変換装置3は、平滑コンデンサC1、平滑コンデンサC2、インバータ100、イン  
バータ200、電流センサCS1、電流センサCS2、回転速度センサRS1、回転速度  
センサRS2、制御装置700、ゲート駆動回路400およびDCDCコンバータ50  
0を備えている。

30

【0099】

DCDCコンバータ500は、電圧端子Vn1 - Vp1間に入力された直流電圧V1を  
、直流電圧V1よりも大きい直流電圧V2に昇圧して、電圧端子Vn2 - Vp2間に出力  
する。また、DCDCコンバータ500は、電圧端子Vn2 - Vp2間に入力された直流  
電圧V2を、直流電圧V2よりも小さい直流電圧V1に降圧して、電圧端子Vn1 - Vp  
1間に出力する。

【0100】

ここで、インバータ100を構成する電力用半導体素子であるスイッチング素子は、例  
えば、炭化珪素、窒化ガリウム系材料、ダイヤモンド等のワイドバンドギャップ半導体素  
子のチップであり、インバータ100により駆動モータM1が駆動される。

40

【0101】

また、インバータ200を構成する電力用半導体素子であるスイッチング素子は、Si  
- IGBT素子のチップであり、インバータ200により発電モータG1が駆動される。  
インバータ100およびインバータ200の構成は、実施の形態1および2と同様のため  
省略する。

【0102】

高電圧バッテリーBATとしては、例えば、ニッケル水素バッテリー、リチウムイオンバッ  
テリー、鉛蓄電池等の二次電池を用いることができる。また、大容量キャパシタ、燃料電池

50

、ナトリウム硫黄電池、空気電池等を、二次電池とともに、または二次電池に代えて使用してもよい。

【0103】

インバータ100は、DCDCコンバータ500から電源電位V2を受けて駆動モータM1を駆動する。好ましくは、インバータ100は、車両VCLの制動時に、駆動モータM1により回生動作を行い、つまり駆動モータM1を発電機として使用し、駆動モータM1において発電された電力を、DCDCコンバータ500を介して高電圧バッテリーBATに戻す。

【0104】

インバータ200は、DCDCコンバータ500から電源電位V2を受けて発電モータG1を駆動する。また、インバータ200は、トルク分割機構TSを介してエンジンENGと接続される発電モータG1が、エンジンENGの動力により発電モータG1を回転して発電された交流電力を直流電力に変換する。変換された直流電力は、DCDCコンバータ500を介して高電圧バッテリーBATに戻すか、またはインバータ100を介して駆動モータM1を駆動する。

10

【0105】

平滑コンデンサC1は、正極側電線LPと負極側電線LNとの間に接続され、正極側電線LPと負極側電線LNとの間の直流電圧を平滑化する。平滑コンデンサC2は、DCDCコンバータ500の電圧端子Vp2とDCDCコンバータ500の電圧端子Vn2との間に接続され、電圧端子Vp2と電圧端子Vn2との間の直流電圧、いわゆるシステム電圧を平滑化する。

20

【0106】

ゲート駆動回路400は、複数のスイッチング素子のそれぞれに対応して複数設けられ、対応するスイッチング素子を駆動する。各スイッチング素子の制御端子であるゲート端子は、対応するゲート駆動回路400に接続されている。

【0107】

各ゲート駆動回路400は、制御装置700から図示しないフォトカプラ等を介して伝達された、各スイッチング素子のオン指令またはオフ指令に応じて、対応するスイッチング素子に対してオン電圧信号またはオフ電圧信号を出力し、スイッチング素子をオン状態またはオフ状態に切り替える。

30

【0108】

電流センサCS1は、インバータ100から駆動モータM1の巻線に流れる電流I1を検出する。電流センサCS1は、インバータ100と各相の巻線とをつなぐ電線上に複数、例えば3つまたは2つ設けられている。電流センサCS1の出力信号は、制御装置700に入力される。

【0109】

電流センサCS2は、インバータ200から発電モータG1の巻線に流れる電流I2を検出する。電流センサCS2は、インバータ200と各相の巻線とをつなぐ電線上に複数、例えば3つまたは2つ設けられている。電流センサCS2の出力信号は、制御装置700に入力される。

40

【0110】

回転速度センサRS1は、駆動モータM1のロータの回転速度および回転角度、すなわち磁極位置を検出する。また、回転速度センサRS1は、ロータの回転軸に取り付けられている。回転速度センサRS1としては、レゾルバ、ロータリエンコーダ等が用いられる。回転速度センサRS1の出力信号は、制御装置700に入力される。

【0111】

回転速度センサRS2は、発電モータG1のロータの回転速度および回転角度、すなわち磁極位置を検出する。また、回転速度センサRS2は、ロータの回転軸に取り付けられている。回転速度センサRS2としては、レゾルバ、ロータリエンコーダ等が用いられる。回転速度センサRS2の出力信号は、制御装置700に入力される。

50

## 【 0 1 1 2 】

制御装置 700 は、インバータ 100 を制御することにより、駆動モータ M1 の制御を行い、インバータ 200 を制御することにより、発電モータ G1 の制御を行う。制御装置 700 は、キャリア周波数設定部 703、電流検出部 704、PWM 制御部 706 および回転速度検出部 707 を有している。

## 【 0 1 1 3 】

回転速度検出部 707 は、駆動モータ M1 の回転速度を検出する。回転速度検出部 707 は、回転速度センサ RS1 の出力信号に基づいて、駆動モータ M1 のロータの回転速度および回転角度、すなわち磁極位置を検出する。

## 【 0 1 1 4 】

また、回転速度検出部 707 は、発電モータ G1 の回転速度を検出する。回転速度検出部 707 は、回転速度センサ RS2 の出力信号に基づいて、発電モータ G1 のロータの回転速度および回転角度、すなわち磁極位置を検出する。

## 【 0 1 1 5 】

キャリア周波数設定部 703 は、PWM 制御に用いられるキャリア波のキャリア周波数  $F_c$  を設定する。キャリア周波数設定部 703 は、回転速度検出部 707 によって検出された駆動モータ M1 の回転速度が速いほど、キャリア周波数  $F_c$  を高く変更する周波数変更制御を実行する。

## 【 0 1 1 6 】

具体的には、図 17 に示されるように、キャリア周波数  $F_c$  に依存する駆動モータ M1 の電力損失は、駆動モータ M1 の回転速度が速いほど大きくなる。このため、駆動モータ M1 の回転速度が速いほど、キャリア周波数  $F_c$  を高くすることで駆動モータ M1 の電力損失を効果的に低減することができる。

## 【 0 1 1 7 】

例えば、キャリア周波数設定部 703 は、駆動モータ M1 の回転速度に応じて、図 18 (a) に示されるように、直線状にキャリア周波数  $F_c$  を変更するか、または図 18 (b) に示されるように、階段状にキャリア周波数  $F_c$  を変更するように、周波数変更制御を実行する。

## 【 0 1 1 8 】

電流検出部 704 は、インバータ 100 から駆動モータ M1 の巻線に流れる電流  $I_1$  を検出する。電流検出部 704 は、制御装置 700 に入力される電流センサ CS1 の出力信号に基づいて、駆動モータ M1 の各相の巻線に流れる電流  $I_1$  を検出する。

## 【 0 1 1 9 】

また、電流検出部 704 は、インバータ 200 から発電モータ G1 の巻線に流れる電流  $I_2$  を検出する。電流検出部 704 は、制御装置 700 に入力される電流センサ CS2 の出力信号に基づいて、発電モータ G1 の各相の巻線に流れる電流  $I_2$  を検出する。

## 【 0 1 2 0 】

PWM 制御部 706 は、複数のスイッチング素子を PWM 制御によりスイッチング制御する。ここで、PWM 制御は、パルス幅変調 (Pulse Width Modulation) 制御である。PWM 制御部 706 は、PWM 制御において、キャリア周波数  $F_c$  のキャリア波と、各相の交流電圧指令信号との比較により、各相のスイッチング素子をオンまたはオフさせる矩形パルス波のデューティ比を変化させる。

## 【 0 1 2 1 】

PWM 制御部 706 は、駆動モータ M1 の巻線を流れる電流  $I_1$  が電流指令値に近づくように PWM 制御を行う電流フィードバック制御を行う。また、PWM 制御部 706 は、発電モータ G1 の巻線を流れる電流  $I_2$  が電流指令値に近づくように PWM 制御を行う電流フィードバック制御を行う。

## 【 0 1 2 2 】

この実施の形態では、インバータ 100 のスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体素子を用いている。これは、従前より用いられている Si-IGBT 素子よりもスイ

10

20

30

40

50

ッチング素子の損失を低減できるため、また、キャリア周波数を高めることができるためである。これにより、車両VCLに搭載される電力変換装置3を高効率化することができるため、車両VCLとしての電費や燃費を向上することができる。

【0123】

また、この実施の形態では、キャリア周波数設定部703が、駆動モータM1の回転速度に応じてインバータ100を駆動するキャリア周波数を変更しているが、これを発電モータG1の回転速度に応じてインバータ200を駆動するキャリア周波数を変更することでも同様の効果が得られる。

【0124】

加えて、キャリア周波数設定部703により、駆動モータM1の回転速度に応じてインバータ100を駆動するキャリア周波数を変更するとともに、発電モータG1の回転速度に応じてインバータ200を駆動するキャリア周波数を変更することで、車両VCLに搭載される電力変換装置3をさらに高効率化することができるため、車両VCLとしての電費や燃費をさらに向上することができる。

【0125】

この実施の形態を適用できる電動化車両の構成を図19A、図19Bに示す。図19Aは、駆動モータTRC、駆動モータ用インバータTRCPDU、発電モータGEN、発電モータ用インバータGENPDU、コンバータVCU、高電圧バッテリーBAT、駆動モータTRCと発電モータGENとエンジンENGとのトルクを分割するトルク分割機構TS、トルク分割機構TSとシャフトで接続されたファイナルギアDF、ファイナルギアDFとシャフトで接続されたタイヤで構成されるシリーズ・パラレルHEVであり、この実施の形態を適用できる。

【0126】

なお、駆動モータTRCは、図16の駆動モータM1に相当し、駆動モータ用インバータTRCPDUは、図16のインバータ100に相当し、発電モータGENは、図16の発電モータG1に相当し、発電モータ用インバータGENPDUは、図16のインバータ200に相当し、コンバータVCUは、図16のDCDCコンバータ500に相当する。また、トルク分割機構TSは、例えば、プラネタリギアである。また、高電圧バッテリーBATと並列に、図示しない充電器OBCが接続されたPHEVにも、この実施の形態を適用できる。

【0127】

図19Bは、駆動モータTRC、駆動モータ用インバータTRCPDU、発電モータGEN、発電モータ用インバータGENPDU、コンバータVCU、高電圧バッテリーBAT、発電モータGENとクラッチCLT3を介して接続されるエンジンENG、駆動モータTRCとクラッチCLT1を介して、また、エンジンENGとクラッチCLT2を介して接続されるファイナルギアDF、ファイナルギアDFとシャフトで接続されたタイヤで構成されるシリーズ・パラレルHEVであり、この実施の形態を適用できる。

【0128】

なお、駆動モータTRCは、図16の駆動モータM1に相当し、駆動モータ用インバータTRCPDUは、図16のインバータ100に相当し、発電モータGENは、図16の発電モータG1に相当し、発電モータ用インバータGENPDUは、図16のインバータ200に相当し、コンバータVCUは、図16のDCDCコンバータ500に相当する。また、高電圧バッテリーBATと並列に、図示しない充電器OBCが接続されたPHEVにも、この実施の形態を適用できる。

【0129】

また、図19A、図19Bで示す電動化車両は、前輪または後輪駆動式のHEVであるが、図19A、図19Bの構成に、図示しない後輪または前輪駆動モータMOT3、図示しない後輪または前輪駆動モータ用インバータPDU3を搭載した四輪駆動式のHEVにも、この実施の形態を適用できる。

【0130】

10

20

30

40

50

また、この実施の形態では、駆動モータTRCおよび発電モータGENを三相巻線モータとして例示したが、これら的一方、または両方を二重三相巻線モータとしてもよく、それに対応して駆動モータ用インバータTRCPDU、発電モータ用インバータGENPDUを二重三相巻線モータ用のインバータとしてもよい。

【0131】

実施の形態1および2において記述したように、駆動モータTRCおよび発電モータGENを二重三相巻線モータとすることで、インバータのキャリア周波数の周波数変更制御による電力変換装置3の電力損失を、さらに低減することができる。

【0132】

図19A、図19Bに示す電動化車両では、駆動モータ用インバータTRCPDU、発電モータ用インバータGENPDU、コンバータVCUのいずれか1つまたは2つにワイドバンドギャップ半導体を用いてもよいし、すべてのスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いてもよい。

【0133】

いずれの場合においても、図19A、図19Bのエネルギーフローで示すように、電動化車両が走行する際にスイッチング素子を含む構成部品を使用することから、スイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いることで、車両走行時の電力変換装置3の電力損失を低減することができ、電動化車両の電費や燃費を向上することが可能である。

【0134】

実施の形態4 .

図20は、この発明の実施の形態4に係る電力変換装置を示すブロック図である。図20において、電力変換装置4は、車両VCLに搭載され、直流電源である高電圧バッテリーBATの電力を用いて駆動モータM1および駆動モータM2を駆動するものである。また、電力変換装置4は、平滑コンデンサC2、インバータ100、インバータ200、電流センサCS1、電流センサCS2、回転速度センサRS1、回転速度センサRS2、制御装置800およびゲート駆動回路400を備えている。

【0135】

ここで、インバータ100を構成する電力用半導体素子であるスイッチング素子は、例えば、炭化珪素、窒化ガリウム系材料、ダイヤモンド等のワイドバンドギャップ半導体素子のチップであり、インバータ100により駆動モータM1が駆動される。

【0136】

また、インバータ200を構成する電力用半導体素子であるスイッチング素子は、例えば、炭化珪素、窒化ガリウム系材料、ダイヤモンド等のワイドバンドギャップ半導体素子のチップであり、インバータ200により駆動モータM2が駆動される。インバータ100およびインバータ200の構成は、実施の形態1および2と同様のため省略する。

【0137】

高電圧バッテリーBATとしては、例えば、ニッケル水素バッテリー、リチウムイオンバッテリー、鉛蓄電池等の二次電池を用いることができる。また、大容量キャパシタ、燃料電池、ナトリウム硫黄電池、空気電池等を、二次電池とともに、または二次電池に代えて使用してもよい。

【0138】

インバータ100は、高電圧バッテリーBATから電源電位V2を受けて駆動モータM1を駆動する。好ましくは、インバータ100は、車両VCLの制動時に、駆動モータM1により回生動作を行い、つまり駆動モータM1を発電機として使用し、駆動モータM1において発電された電力を、高電圧バッテリーBATに戻す。

【0139】

インバータ200は、高電圧バッテリーBATから電源電位V2を受けて駆動モータM2を駆動する。好ましくは、インバータ200は、車両VCLの制動時に、駆動モータM2により回生動作を行い、つまり駆動モータM2を発電機として使用し、駆動モータM2において発電された電力を、高電圧バッテリーBATに戻す。

10

20

30

40

50

## 【 0 1 4 0 】

平滑コンデンサ C 2 は、正極側電線 L P と負極側電線 L N との間に接続され、正極側電線 L P と負極側電線 L N との間の直流電圧、いわゆるシステム電圧を平滑化する。

## 【 0 1 4 1 】

ゲート駆動回路 4 0 0 は、複数のスイッチング素子のそれぞれに対応して複数設けられ、対応するスイッチング素子を駆動する。各スイッチング素子の制御端子であるゲート端子は、対応するゲート駆動回路 4 0 0 に接続されている。

## 【 0 1 4 2 】

各ゲート駆動回路 4 0 0 は、制御装置 8 0 0 から図示しないフォトカプラ等を介して伝達された、各スイッチング素子のオン指令またはオフ指令に応じて、対応するスイッチング素子に対してオン電圧信号またはオフ電圧信号を出力し、スイッチング素子をオン状態またはオフ状態に切り替える。

10

## 【 0 1 4 3 】

電流センサ C S 1 は、インバータ 1 0 0 から駆動モータ M 1 の巻線に流れる電流 I 1 を検出する。電流センサ C S 1 は、インバータ 1 0 0 と駆動モータ M 1 の各相の巻線とをつなぐ電線上に複数、例えば 3 つまたは 2 つ設けられている。電流センサ C S 1 の出力信号は、制御装置 8 0 0 に入力される。

## 【 0 1 4 4 】

電流センサ C S 2 は、インバータ 2 0 0 から駆動モータ M 2 の巻線に流れる電流 I 2 を検出する。電流センサ C S 2 は、インバータ 2 0 0 と駆動モータ M 2 の各相の巻線とをつなぐ電線上に複数、例えば 3 つまたは 2 つ設けられている。電流センサ C S 2 の出力信号は、制御装置 8 0 0 に入力される。

20

## 【 0 1 4 5 】

回転速度センサ R S 1 は、駆動モータ M 1 のロータの回転速度および回転角度、すなわち磁極位置を検出する。また、回転速度センサ R S 1 は、ロータの回転軸に取り付けられている。回転速度センサ R S 1 としては、レゾルバ、ロータリエンコーダ等が用いられる。回転速度センサ R S 1 の出力信号は、制御装置 8 0 0 に入力される。

## 【 0 1 4 6 】

回転速度センサ R S 2 は、駆動モータ M 2 のロータの回転速度および回転角度、すなわち磁極位置を検出する。また、回転速度センサ R S 2 は、ロータの回転軸に取り付けられている。回転速度センサ R S 2 としては、レゾルバ、ロータリエンコーダ等が用いられる。回転速度センサ R S 2 の出力信号は、制御装置 8 0 0 に入力される。

30

## 【 0 1 4 7 】

制御装置 8 0 0 は、インバータ 1 0 0 を制御することにより、駆動モータ M 1 の制御を行い、インバータ 2 0 0 を制御することにより、駆動モータ M 2 の制御を行う。制御装置 8 0 0 は、キャリア周波数設定部 8 0 3、電流検出部 8 0 4、PWM制御部 8 0 6 および回転速度検出部 8 0 7 を有している。

## 【 0 1 4 8 】

電流検出部 8 0 4 は、インバータ 1 0 0 から駆動モータ M 1 の巻線に流れる電流 I 1 を検出する。電流検出部 8 0 4 は、制御装置 8 0 0 に入力される電流センサ C S 1 の出力信号に基づいて、駆動モータ M 1 の各相の巻線に流れる電流 I 1 を検出する。

40

## 【 0 1 4 9 】

また、電流検出部 8 0 4 は、インバータ 2 0 0 から駆動モータ M 2 の巻線に流れる電流 I 2 を検出する。電流検出部 8 0 4 は、制御装置 8 0 0 に入力される電流センサ C S 2 の出力信号に基づいて、駆動モータ M 2 の各相の巻線に流れる電流 I 2 を検出する。

## 【 0 1 5 0 】

回転速度検出部 8 0 7 は、駆動モータ M 1 の回転速度を検出する。回転速度検出部 8 0 7 は、回転速度センサ R S 1 の出力信号に基づいて、駆動モータ M 1 のロータの回転速度および回転角度、すなわち磁極位置を検出する。

## 【 0 1 5 1 】

50

また、回転速度検出部 807 は、駆動モータ M2 の回転速度を検出する。回転速度検出部 807 は、回転速度センサ RS2 の出力信号に基づいて、駆動モータ M2 のロータの回転速度および回転角度、すなわち磁極位置を検出する。

【0152】

キャリア周波数設定部 803 は、PWM 制御に用いられるキャリア波のキャリア周波数  $F_c$  を設定する。また、キャリア周波数設定部 803 は、上位 ECU よりトルク指令値を入力する。キャリア周波数設定部 803 は、駆動モータ M1 のトルク負荷または電流負荷が高いほど、キャリア周波数  $F_c$  を高く変更する周波数変更制御を実行する。

【0153】

すなわち、キャリア周波数設定部 803 は、上位 ECU から出力されるトルク指令値が高いほど、または、電流検出部 804 によって検出された駆動モータ M1 に流れる電流が大きいほど、キャリア周波数  $F_c$  を高く変更する周波数変更制御を実行する。

10

【0154】

具体的には、図 21 に示されるように、キャリア周波数  $F_c$  に依存する駆動モータ M1 の電力損失は、駆動モータ M1 のトルク負荷または電流負荷が高いほど大きくなる。このため、駆動モータ M1 のトルク負荷または電流負荷が高いほど、キャリア周波数  $F_c$  を高くすることで駆動モータ M1 の電力損失を効果的に低減することができる。

【0155】

例えば、キャリア周波数設定部 803 は、駆動モータ M1 のトルク負荷または電流負荷に応じて、図 22 (a) に示されるように、直線状にキャリア周波数  $F_c$  を変更するか、または図 18 (b) に示されるように、階段状にキャリア周波数  $F_c$  を変更するように、周波数変更制御を実行する。

20

【0156】

PWM 制御部 806 は、複数のスイッチング素子を PWM 制御によりスイッチング制御する。ここで、PWM 制御は、パルス幅変調 (Pulse Width Modulation) 制御である。PWM 制御部 806 は、PWM 制御において、キャリア周波数  $F_c$  のキャリア波と、各相の交流電圧指令信号との比較により、各相のスイッチング素子をオンまたはオフさせる矩形パルス波のデューティ比を変化させる。

【0157】

PWM 制御部 806 は、駆動モータ M1 の巻線を流れる電流  $I_1$  が電流指令値に近づくように PWM 制御を行う電流フィードバック制御を行う。また、PWM 制御部 806 は、駆動モータ M2 の巻線を流れる電流  $I_2$  が電流指令値に近づくように PWM 制御を行う電流フィードバック制御を行う。

30

【0158】

この実施の形態では、インバータ 100 およびインバータ 200 のスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体素子を用いている。これは、従前より用いられている Si-IGBT 素子よりもスイッチング素子の損失を低減できるため、また、キャリア周波数を高めることができるためである。これにより、車両 VCL に搭載される電力変換装置 4 を高効率化することができるため、車両 VCL としての電費を向上することができる。

【0159】

また、この実施の形態では、キャリア周波数設定部 803 が、駆動モータ M1 のトルク負荷または電流負荷に応じてインバータ 100 を駆動するキャリア周波数を変更しているが、これを駆動モータ M2 のトルク負荷または電流負荷に応じてインバータ 200 を駆動するキャリア周波数を変更することでも同様の効果が得られる。

40

【0160】

加えて、キャリア周波数設定部 803 により、駆動モータ M1 のトルク負荷または電流負荷に応じてインバータ 100 を駆動するキャリア周波数を変更するとともに、駆動モータ M2 のトルク負荷または電流負荷に応じてインバータ 200 を駆動するキャリア周波数を変更することで、車両 VCL に搭載される電力変換装置 4 をさらに高効率化することができるため、車両 VCL としての電費をさらに向上することができる。

50

## 【0161】

この実施の形態を適用できる電動化車両の構成を図23に示す。図23(a)は、駆動モータMOT1、インバータPDU1、駆動モータMOT2、インバータPDU2、駆動モータMOT1とシャフトで接続されたファイナルギアDF1、ファイナルギアDF1とシャフトで接続された後輪タイヤ、駆動モータMOT2とシャフトで接続されたファイナルギアDF2、ファイナルギアDF2とシャフトで接続された前輪タイヤで構成されるEVであり、この実施の形態を適用できる。

## 【0162】

なお、駆動モータMOT1は、図20の駆動モータM1に相当し、インバータPDU1は、図20のインバータ100に相当し、駆動モータMOT2は、図20の駆動モータM2に相当し、インバータPDU2は、図20の駆動モータM2に相当する。また、高電圧バッテリーBATを図示しない燃料電池としたFCVにも、この実施の形態を適用できる。

10

## 【0163】

また、図23aの構成に図示しないエンジン、図示しないトルク分割機構または図示しないクラッチを搭載したHEVにも、この実施の形態を適用できる。また、高電圧バッテリーBATと並列に、図示しない充電器OBCが接続されたPHEVにも、この実施の形態を適用できる。

## 【0164】

図23(b)は、駆動モータMOT1、インバータPDU1、駆動モータMOT2、インバータPDU2、駆動モータMOT1とシャフトで接続されたファイナルギアDF1、ファイナルギアDF1とシャフトで接続された後輪または前輪右側タイヤ、駆動モータMOT2とシャフトで接続されたファイナルギアDF2、ファイナルギアDF2とシャフトで接続された後輪または前輪左側タイヤで構成されるEVであり、この実施の形態を適用できる。

20

## 【0165】

なお、駆動モータMOT1は、図20の駆動モータM1に相当し、インバータPDU1は、図20のインバータ100に相当し、駆動モータMOT2は、図20の駆動モータM2に相当し、インバータPDU2は、図20の駆動モータM2に相当する。また、高電圧バッテリーBATを図示しない燃料電池としたFCVにも、この実施の形態を適用できる。

## 【0166】

また、駆動モータMOT1、MOT2がファイナルギアDF1、DF2のないインホイールモータで構成されるEVにも、この実施の形態を適用できる。加えて、図23(b)の構成に、図示しない駆動モータMOT3および図示しないインバータPDU3を搭載して前輪または後輪を駆動する4輪駆動としたEVにも、この実施の形態を適用できる。

30

## 【0167】

さらに、図23(b)の構成に、図示しない駆動モータMOT3、図示しないMOT4および図示しないインバータPDU3、図示しないPDU4を搭載して4輪駆動としたEVにも、この実施の形態を適用できる。

## 【0168】

また、この実施の形態では、駆動モータMOT1および駆動モータMOT2を三相巻線モータとして例示したが、これらの一方、または両方を二重三相巻線モータとしてもよく、それに対応してインバータPDU1、インバータPDU2を二重三相巻線モータ用のインバータとしてもよい。

40

## 【0169】

実施の形態1および2において記述したように、駆動モータMOT1および駆動モータMOT2を二重三相巻線モータとすることで、インバータのキャリア周波数の周波数変更制御による電力変換装置4の電力損失を、さらに低減することができる。

## 【0170】

図23に示す電動化車両では、インバータPDU1、インバータPDU2のいずれか1つにワイドバンドギャップ半導体を用いてもよいし、すべてのスイッチング素子にワイド

50

バンドギャップ半導体を用いてもよい。

【0171】

いずれの場合においても、図23のエネルギーフローで示すように、電動化車両が走行する際にスイッチング素子を含む構成部品を使用することから、スイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いることで、車両走行時の電力変換装置4の電力損失を低減することができ、電動化車両の電費や燃費を向上することが可能である。

【0172】

実施の形態5 .

図24(a)、(b)に示すこの発明の実施の形態5に係る電力変換装置5が適用できる電動化車両は、車両VCLに搭載され、高電圧バッテリーBATの電力を用いて駆動モータMOT1および駆動モータMOT2を駆動するものであり、インバータPDU1、インバータPDU2、コンバータVCU、駆動モータMOT1とシャフトで接続されたファイナルギアDF1、ファイナルギアDF1とシャフトで接続された後輪タイヤ、駆動モータMOT2とシャフトで接続されたファイナルギアDF2、ファイナルギアDF2とシャフトで接続された前輪タイヤで構成される。

【0173】

図24に示すインバータPDU1、インバータPDU2は、実施の形態1~4に記載のインバータ100またはインバータ200と同じ構成をしている。コンバータVCUは、実施の形態2に記載のDCDCコンバータ500と同じ構成をしている。

【0174】

図24に示す電動化車両では、インバータPDU1、インバータPDU2、コンバータVCUのいずれか1つまたは2つにワイドバンドギャップ半導体を用いてもよいし、すべてのスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いてもよい。

【0175】

いずれの場合においても、図24のエネルギーフローで示すように、電動化車両が走行する際にスイッチング素子を含む構成部品を使用することから、スイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いることで、車両走行時の電力変換装置5の電力損失を低減することができ、電動化車両の電費や燃費を向上することが可能である。

【0176】

好ましくは、インバータPDU1またはインバータPDU2の使用頻度が高い方に搭載されるスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いるとよい。また、使用頻度の高いインバータに接続されるコンバータに搭載されるスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いるとよい。これにより、効率的に電力変換装置5の電力損失の低減ができる。

【0177】

図24で示す車両はEVであるが、高電圧バッテリーBATを図示しない燃料電池としたFCVにも、この実施の形態を適用できる。また、図24の構成に図示しないエンジン、図示しないトルク分割機構または図示しないクラッチを搭載したHEVにも、この実施の形態を適用できる。また、高電圧バッテリーBATと並列に、図示しない充電器OBCが接続されたPHEVにも、この実施の形態を適用できる。

【0178】

また、この実施の形態の電力変換装置5に、実施の形態1~4に記載したインバータのキャリア周波数の周波数変更制御を適用してもよい。これにより、電力変換装置5の電力損失を低減することができる。

【0179】

また、駆動モータMOT1および駆動モータMOT2の一方、または両方を二重三相巻線モータとしてもよく、それに対応してインバータPDU1、インバータPDU2を二重三相巻線モータ用のインバータとしてもよい。

【0180】

実施の形態1および2において記述したように、駆動モータMOT1および駆動モータ

10

20

30

40

50

MOT2を二重三相巻線モータとすることで、インバータのキャリア周波数の周波数変更制御による電力変換装置5の電力損失を、さらに低減することができる。好ましくは、駆動モータMOT1または駆動モータMOT2の使用頻度が高い方を二重三相巻線モータにするとよい。これにより、効率的に電力変換装置5の電力損失の低減ができる。

【0181】

実施の形態6.

図25(a)に示すこの発明の実施の形態6に係る電力変換装置6が適用できる電動化車両は、車両VCLに搭載され、高電圧バッテリーBATの電力を用いて駆動モータMOT1および駆動モータMOT2を駆動するものであり、インバータPDU1、インバータPDU2、コンバータVCU、駆動モータMOT1とシャフトで接続されたファイナルギアDF1、ファイナルギアDF1とシャフトで接続された後輪タイヤ、駆動モータMOT2とシャフトで接続されたファイナルギアDF2、ファイナルギアDF2とシャフトで接続された前輪タイヤで構成される。

10

【0182】

また、図25(b)は、駆動モータMOT1、インバータPDU1、駆動モータMOT2、インバータPDU2、コンバータVCU、駆動モータMOT1とシャフトで接続されたファイナルギアDF1、ファイナルギアDF1とシャフトで接続された後輪または前輪右側タイヤ、駆動モータMOT2とシャフトで接続されたファイナルギアDF2、ファイナルギアDF2とシャフトで接続された後輪または前輪左側タイヤで構成される。

20

【0183】

図25に示すインバータPDU1、インバータPDU2は、実施の形態1~4に記載のインバータ100またはインバータ200と同じ構成をしている。コンバータVCUは、実施の形態2に記載のDCDCコンバータ500と同じ構成をしている。

【0184】

図25に示す電動化車両では、インバータPDU1、インバータPDU2、コンバータVCUのいずれか1つまたは2つにワイドバンドギャップ半導体を用いてもよいし、すべてのスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いてもよい。

【0185】

いずれの場合においても、図25のエネルギーフローで示すように、電動化車両が走行する際にスイッチング素子を含む構成部品を使用することから、スイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いることで、車両走行時の電力変換装置6の電力損失を低減することができ、電動化車両の電費や燃費を向上することが可能である。

30

【0186】

好ましくは、インバータPDU1またはインバータPDU2の使用頻度が高い方に搭載されるスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いるとよい。また、使用頻度の高いインバータに接続されるコンバータに搭載されるスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いるとよい。これにより、効率的に電力変換装置6の電力損失の低減ができる。

【0187】

図25で示す車両はEVであるが、高電圧バッテリーBATを図示しない燃料電池としたFCVにも、この実施の形態を適用できる。また、図25の構成に図示しないエンジン、図示しないトルク分割機構または図示しないクラッチを搭載したHEVにも、この実施の形態を適用できる。また、高電圧バッテリーBATと並列に、図示しない充電器OBCが接続されたPHEVにも、この実施の形態を適用できる。

40

【0188】

また、駆動モータMOT1、MOT2がファイナルギアDF1、DF2のないインホイールモータで構成されるEVにも、この実施の形態を適用できる。加えて、図25(b)の構成に、図示しない駆動モータMOT3および図示しないインバータPDU3を搭載して前輪または後輪を駆動する4輪駆動としたEVにも、この実施の形態を適用できる。

【0189】

50

さらに、図25(b)の構成に、図示しない駆動モータMOT3、図示しないMOT4および図示しないインバータPDU3、図示しないPDU4を搭載して4輪駆動としたEVにも、この実施の形態を適用できる。

【0190】

また、この実施の形態の電力変換装置6に、実施の形態1~4で記載したインバータのキャリア周波数の周波数変更制御を適用してもよい。これにより、電力変換装置6の電力損失を低減することができる。

【0191】

また、駆動モータMOT1および駆動モータMOT2の一方、または両方を二重三相巻線モータとしてもよく、それに対応してインバータPDU1、インバータPDU2を二重三相巻線モータ用のインバータとしてもよい。

10

【0192】

実施の形態1および2において記述したように、駆動モータMOT1および駆動モータMOT2を二重三相巻線モータとすることで、インバータのキャリア周波数の周波数変更制御による電力変換装置6の電力損失を、さらに低減することができる。好ましくは、駆動モータMOT1または駆動モータMOT2の使用頻度が高い方を二重三相巻線モータにするとよい。これにより、効率的に電力変換装置6の電力損失の低減ができる。

【0193】

実施の形態7.

図26(a)に示すこの発明の実施の形態7に係る電力変換装置7が適用できる電動化車両は、車両VCLに搭載され、高電圧バッテリーBATの電力を用いて駆動モータMOT1および駆動モータMOT2を駆動するものであり、インバータPDU1、インバータPDU2、コンバータVCU1、コンバータVCU2、駆動モータMOT1とシャフトで接続されたファイナルギアDF1、ファイナルギアDF1とシャフトで接続された後輪タイヤ、駆動モータMOT2とシャフトで接続されたファイナルギアDF2、ファイナルギアDF2とシャフトで接続された前輪タイヤで構成される。

20

【0194】

また、図26(b)は駆動モータMOT1、インバータPDU1、コンバータVCU1、駆動モータMOT2、インバータPDU2、コンバータVCU2、駆動モータMOT1とシャフトで接続されたファイナルギアDF1、ファイナルギアDF1とシャフトで接続された後輪または前輪右側タイヤ、駆動モータMOT2とシャフトで接続されたファイナルギアDF2、ファイナルギアDF2とシャフトで接続された後輪または前輪左側タイヤで構成される。

30

【0195】

図26に示すインバータPDU1、インバータPDU2は、実施の形態1~4に記載のインバータ100またはインバータ200と同じ構成をしている。コンバータVCU1、コンバータVCU2は、実施の形態2に記載のDCDCコンバータ500と同じ構成をしている。

【0196】

図26に示す電動化車両では、インバータPDU1、インバータPDU2、コンバータVCU1、コンバータVCU2のいずれか1つまたは2つまたは3つにワイドバンドギャップ半導体を用いてもよいし、すべてのスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いてもよい。

40

【0197】

いずれの場合においても、図26のエネルギーフローで示すように、電動化車両が走行する際にスイッチング素子を含む構成部品を使用することから、スイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いることで、車両走行時の電力変換装置7の電力損失を低減することができ、電動化車両の電費や燃費を向上することが可能である。

【0198】

好ましくは、インバータPDU1またはインバータPDU2の使用頻度が高い方に搭載

50

されるスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いるとよい。また、使用頻度の高いインバータに接続されるコンバータに搭載されるスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いるとよい。これにより、効率的に電力変換装置 7 の電力損失の低減ができる。

【 0 1 9 9 】

図 2 6 で示す車両は E V であるが、高電圧バッテリー B A T を図示しない燃料電池とした F C V にも、この実施の形態を適用できる。また、図 2 6 の構成に図示しないエンジン、図示しないトルク分割機構または図示しないクラッチを搭載した H E V にも、この実施の形態を適用できる。また、高電圧バッテリー B A T と並列に、図示しない充電器 O B C が接続された P H E V にも、この実施の形態を適用できる。

10

【 0 2 0 0 】

また、駆動モータ M O T 1、M O T 2 がファイナルギア D F 1、D F 2 のないインホイールモータで構成される E V にも、この実施の形態を適用できる。加えて、図 2 6 ( b ) の構成に、図示しない駆動モータ M O T 3 および図示しないインバータ P D U 3 を搭載して前輪または後輪を駆動する 4 輪駆動とした E V にも、この実施の形態を適用できる。

【 0 2 0 1 】

さらに、図 2 6 ( b ) の構成に、図示しない駆動モータ M O T 3、図示しない M O T 4 および図示しないインバータ P D U 3、図示しない P D U 4 を搭載して 4 輪駆動とした E V にも、この実施の形態を適用できる。

【 0 2 0 2 】

また、この実施の形態の電力変換装置 7 に、実施の形態 1 ~ 4 で記載したインバータのキャリア周波数の周波数変更制御を適用してもよい。これにより、電力変換装置 7 の電力損失を低減することができる。

20

【 0 2 0 3 】

また、駆動モータ M O T 1 および駆動モータ M O T 2 の一方、または両方を二重三相巻線モータとしてもよく、それに対応してインバータ P D U 1、インバータ P D U 2 を二重三相巻線モータ用のインバータとしてもよい。

【 0 2 0 4 】

実施の形態 1 および 2 において記述したように、駆動モータ M O T 1 および駆動モータ M O T 2 を二重三相巻線モータとすることで、インバータのキャリア周波数の周波数変更制御による電力変換装置 7 の電力損失を、さらに低減することができる。好ましくは、駆動モータ M O T 1 または駆動モータ M O T 2 の使用頻度が高い方を二重三相巻線モータにするとよい。これにより、効率的に電力変換装置 7 の電力損失の低減ができる。

30

【 0 2 0 5 】

実施の形態 8 .

図 2 7 ( a )、( b ) に示すこの発明の実施の形態 8 に係る電力変換装置 8 が適用できる電動化車両は、この発明の実施の形態 3 において図 1 9 A、図 1 9 B で示した電動化車両のコンバータ V C U を除き、高電圧バッテリー B A T と駆動モータ用インバータ T R C P D U、および、高電圧バッテリー B A T と発電モータ用インバータ G E N P D U とが直結される構成である。

40

【 0 2 0 6 】

図 2 7 に示す電動化車両では、駆動モータ用インバータ T R C P D U、発電モータ用インバータ G E N P D U のいずれか 1 つにワイドバンドギャップ半導体を用いてもよいし、すべてのスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いてもよい。

【 0 2 0 7 】

いずれの場合においても、電動化車両が走行する際にスイッチング素子を含む構成部品を使用することから、スイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いることで、車両走行時の電力変換装置 8 の電力損失を低減することができ、電動化車両の電費や燃費を向上することが可能である。なお、エネルギーフローは、図 1 9 A、図 1 9 B に類似しているため省略している。

50

## 【0208】

好ましくは、駆動モータ用インバータTRCPDUまたは発電モータ用インバータGENPDUの使用頻度が高い方に搭載されるスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いるとよい。これにより、効率的に電力変換装置8の電力損失の低減ができる。

## 【0209】

図27で示す車両は前輪または後輪駆動式のHEVであるが、図27の構成に図示しない後輪または前輪駆動モータMOT3、図示しない後輪または前輪駆動モータ用インバータPDU3を搭載した四輪駆動式のHEVにも、この実施の形態を適用できる。また、高電圧バッテリーBATと並列に、図示しない充電器OBCが接続されたPHEVにも、この実施の形態を適用できる。

10

## 【0210】

また、この実施の形態の電力変換装置8に、実施の形態1~4で記載したインバータのキャリア周波数の周波数変更制御を適用してもよい。これにより、電力変換装置8の電力損失を低減することができる。

## 【0211】

また、駆動モータTRCおよび発電モータGENの一方、または両方を二重三相巻線モータとしてもよく、それに対応して駆動モータ用インバータTRCPDU、発電モータ用インバータGENPDUを二重三相巻線モータ用のインバータとしてもよい。

## 【0212】

実施の形態1および2において記述したように、駆動モータTRCおよび発電モータGENを二重三相巻線モータとすることで、インバータのキャリア周波数の周波数変更制御による電力変換装置8の電力損失を、さらに低減することができる。好ましくは、駆動モータTRCまたは発電モータGENの使用頻度が高い方を二重三相巻線モータにするといよい。これにより、効率的に電力変換装置8の電力損失の低減ができる。

20

## 【0213】

実施の形態9.

図28(a)、(b)に示すこの発明の実施の形態9に係る電力変換装置9が適用できる電動化車両は、この発明の実施の形態3において図19A、図19Bで示した電動化車両のコンバータVCUを除き、高電圧バッテリーBATと駆動モータ用インバータTRCPDUとの間にコンバータVCU1を搭載し、高電圧バッテリーBATと発電モータ用インバータGENPDUとの間にコンバータVCU2を搭載する構成である。

30

## 【0214】

図28に示す電動化車両では、駆動モータ用インバータTRCPDU、発電モータ用インバータGENPDU、コンバータVCU1、コンバータVCU2のいずれか1つまたは2つまたは3つにワイドバンドギャップ半導体を用いてもよいし、すべてのスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いてもよい。

## 【0215】

いずれの場合においても、電動化車両が走行する際にスイッチング素子を含む構成部品を使用することから、スイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いることで、車両走行時の電力変換装置9の電力損失を低減することができ、電動化車両の電費や燃費を向上することが可能である。なお、エネルギーフローは、図19A、図19Bに類似しているため省略している。

40

## 【0216】

好ましくは、駆動モータ用インバータTRCPDUまたは発電モータ用インバータGENPDUの使用頻度が高い方に搭載されるスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いるとよい。また、使用頻度の高いインバータに接続されるコンバータに搭載されるスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いるとよい。これにより、効率的に電力変換装置9の電力損失の低減ができる。

## 【0217】

図28で示す車両は前輪または後輪駆動式のHEVであるが、図28の構成に図示しな

50

い後輪または前輪駆動モータMOT3、図示しない後輪または前輪駆動モータ用インバータPDU3を搭載した四輪駆動式のHEVにも、この実施の形態を適用できる。また、高電圧バッテリーBATと並列に、図示しない充電器OBCが接続されたPHEVにも、この実施の形態を適用できる。

【0218】

また、この実施の形態の電力変換装置9に、実施の形態1～4で記載したインバータのキャリア周波数の周波数変更制御を適用してもよい。これにより、電力変換装置9の電力損失を低減することができる。

【0219】

また、駆動モータTRCおよび発電モータGENの一方、または両方を二重三相巻線モータとしてもよく、それに対応して駆動モータ用インバータTRCPDU、発電モータ用インバータGENPDUを二重三相巻線モータ用のインバータとしてもよい。

【0220】

実施の形態1および2において記述したように、駆動モータTRCおよび発電モータGENを二重三相巻線モータとすることで、インバータのキャリア周波数の周波数変更制御による電力変換装置9の電力損失を、さらに低減することができる。好ましくは、駆動モータTRCまたは発電モータGENの使用頻度が高い方を二重三相巻線モータにするとよい。これにより、効率的に電力変換装置9の電力損失の低減ができる。

【0221】

実施の形態10 .

図29(a)、(b)に示すこの発明の実施の形態10に係る電力変換装置10が適用できる電動化車両は、この発明の実施の形態3において図19A、図19Bで示した電動化車両のコンバータVCUを除き、高電圧バッテリーBATと駆動モータ用インバータTRCPDUとの間にコンバータVCU1を搭載する構成である。

【0222】

また、図29(c)、(d)に示すこの発明の実施の形態10に係る電力変換装置10が適用できる電動化車両は、この発明の実施の形態3において図19A、図19Bで示した電動化車両のコンバータVCUを除き、高電圧バッテリーBATと発電モータ用インバータGENPDUとの間にコンバータVCU2を搭載する構成である。

【0223】

図29に示す電動化車両では、駆動モータ用インバータTRCPDU、発電モータ用インバータGENPDU、コンバータVCUのいずれか1つまたは2つにワイドバンドギャップ半導体を用いてもよいし、すべてのスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いてもよい。

【0224】

いずれの場合においても、電動化車両が走行する際にスイッチング素子を含む構成部品を使用することから、スイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いることで、車両走行時の電力変換装置10の電力損失を低減することができ、電動化車両の電費や燃費を向上することが可能である。なお、エネルギーフローは、図19A、図19Bに類似しているため省略している。

【0225】

好ましくは、駆動モータ用インバータTRCPDUまたは発電モータ用インバータGENPDUの使用頻度が高い方に搭載されるスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いるとよい。また、使用頻度の高いインバータに接続されるコンバータに搭載されるスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いるよい。これにより、効率的に電力変換装置10の電力損失の低減ができる。

【0226】

図29で示す車両は前輪または後輪駆動式のHEVであるが、図29の構成に図示しない後輪または前輪駆動モータMOT3、図示しない後輪または前輪駆動モータ用インバータPDU3を搭載した四輪駆動式のHEVにも、この実施の形態を適用できる。また、高

10

20

30

40

50

電圧バッテリーBATと並列に、図示しない充電器OBCが接続されたPHEVにも、この実施の形態を適用できる。

【0227】

また、この実施の形態の電力変換装置10に、実施の形態1～4で記載したインバータのキャリア周波数の周波数変更制御を適用してもよい。これにより、電力変換装置10の電力損失を低減することができる。

【0228】

また、駆動モータTRCおよび発電モータGENの一方、または両方を二重三相巻線モータとしてもよく、それに対応して駆動モータ用インバータTRCPDU、発電モータ用インバータGENPDUを二重三相巻線モータ用のインバータとしてもよい。

10

【0229】

実施の形態1および2において記述したように、駆動モータTRCおよび発電モータGENを二重三相巻線モータとすることで、インバータのキャリア周波数の周波数変更制御による電力変換装置10の電力損失をさらに低減することができる。好ましくは、駆動モータTRCまたは発電モータGENの使用頻度が高い方を二重三相巻線モータにするとよい。これにより、効率的に電力変換装置10の電力損失の低減ができる。

【0230】

なお、この発明の実施の形態1～10に係る電力変換装置1～10において、インバータPDU、PDU1、PDU2、TRCPDU、GENPDU、コンバータVCU、VCU1、VCU2のスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いることで、Si-IGBT素子を用いた場合よりも電力損失を低減できることに加えて、スイッチング素子を高周波駆動して、具体的には、キャリア周波数を、一般に～15kHzである人間の可聴域以上に設定して、電力変換装置1～10に搭載されるリアクトルやコンデンサに起因する騒音を低減することもできる。

20

【0231】

また、この発明の実施の形態1～10に係る電力変換装置1～10において、コンバータVCU、VCU1、VCU2のスイッチング素子にワイドバンドギャップ半導体を用いることで、スイッチング素子にSi-IGBT素子を用いた場合よりもスイッチング素子を高周波駆動することができるため、コンバータVCU、VCU1、VCU2に搭載されるリアクトルやコンデンサを小型化することもできる。

30

【符号の説明】

【0232】

1～10 電力変換装置、100、200 インバータ、300 制御装置、301 モータ損失演算部、302 インバータ損失演算部、303 キャリア周波数設定部、304 電流検出部、305 電圧検出部、306 PWM制御部、307 回転速度検出部、400 ゲート駆動回路、500 コンバータ、600 制御装置、601 モータ損失演算部、602 インバータ損失演算部、603 キャリア周波数設定部、604 電流検出部、605 電圧検出部、606 PWM制御部、607 回転速度検出部、608 コンバータ損失演算部、700 制御装置、703 キャリア周波数設定部、704 電流検出部、706 PWM制御部、707 回転速度検出部、800 制御装置、803 キャリア周波数設定部、804 電流検出部、806 PWM制御部、807 回転速度検出部。

40

【要約】

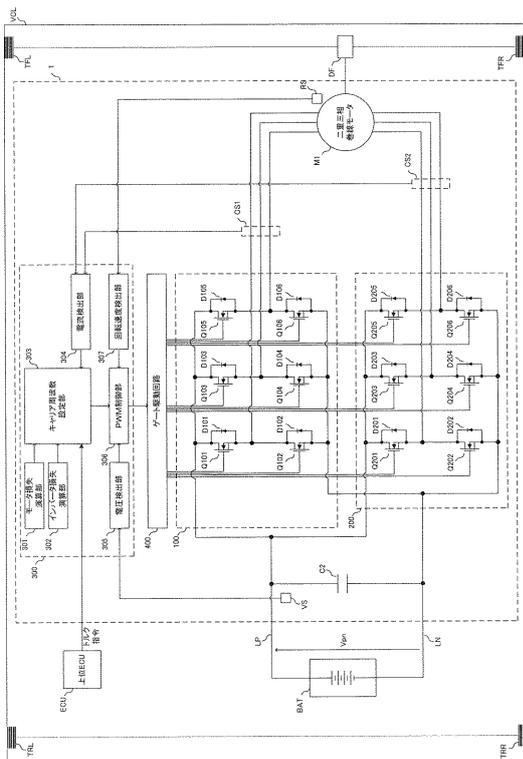
【課題】電力変換装置の損失を小さくして、電動化車両の燃費および電費を改善することができる電力変換装置を得る。

【解決手段】駆動モータ(M1)を動力源として走行する車両(VCL)に搭載される電力変換装置(1)であって、複数のスイッチング素子(Q101～Q106、Q201～Q206)がスイッチング制御されることで駆動モータ(M1)を制御するインバータ(100、200)を備え、複数のスイッチング素子(Q101～Q106、Q201～Q206)のそれぞれは、ワイドバンドギャップ半導体によって形成されている。

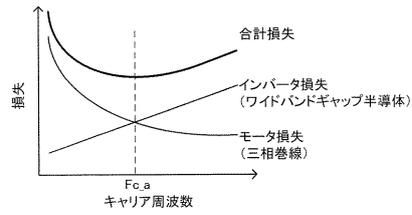
50

【選択図】図1

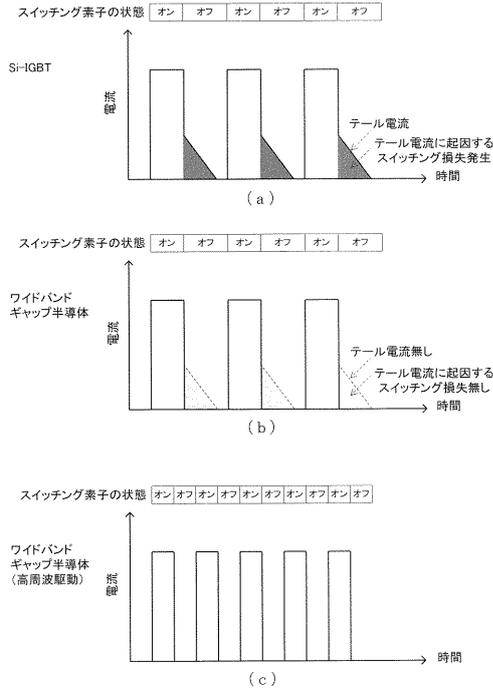
【図1】



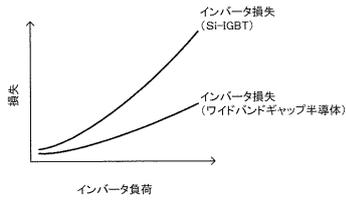
【図2】



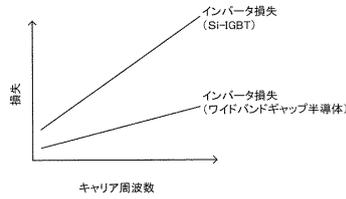
【図3】



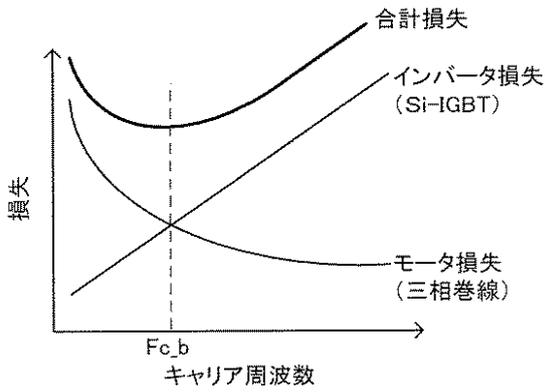
【図4】



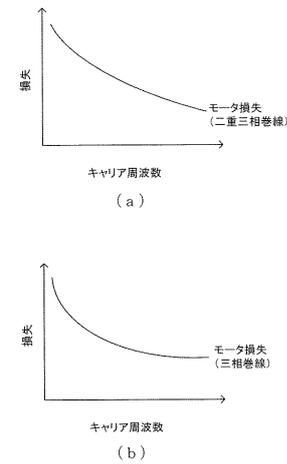
【図5】



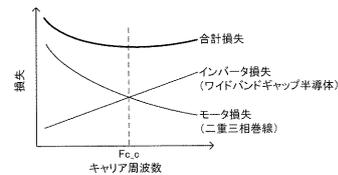
【図6】



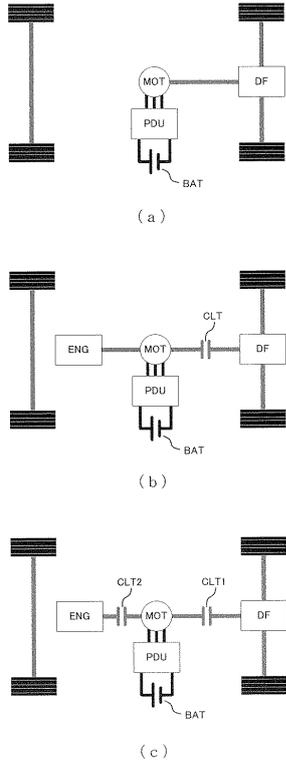
【図7】



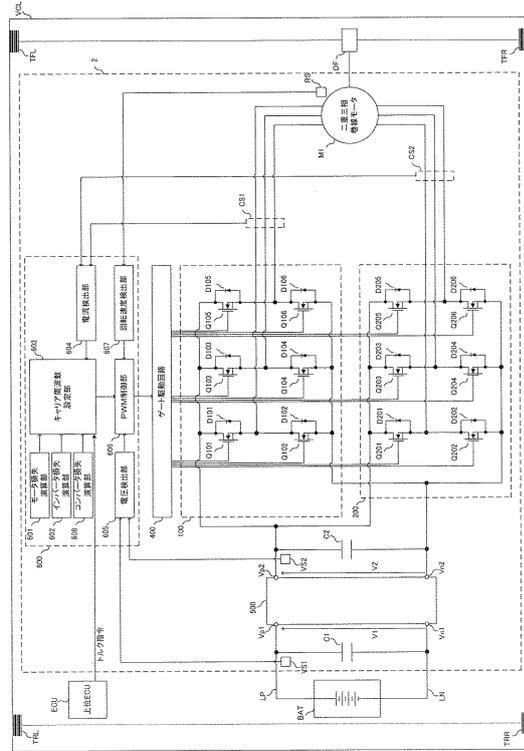
【図8】



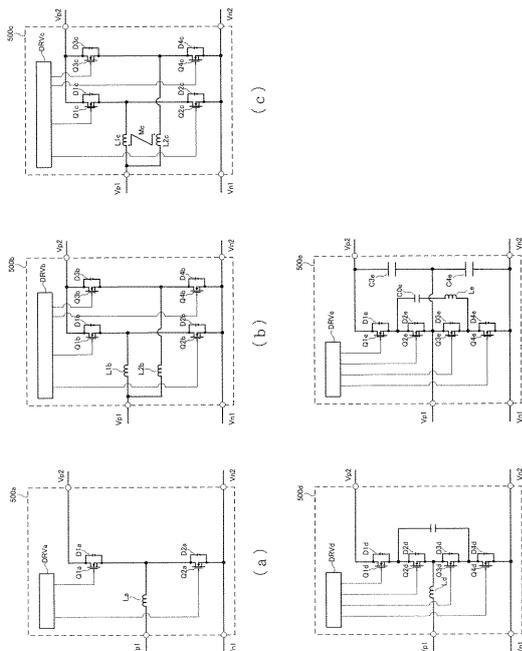
【 図 9 】



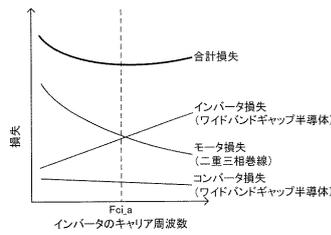
【 図 10 】



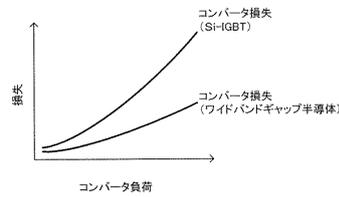
【 図 11 】



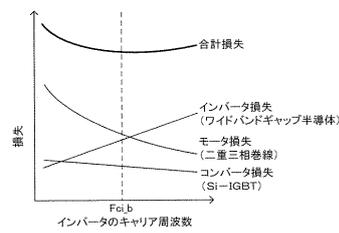
【 図 12 】



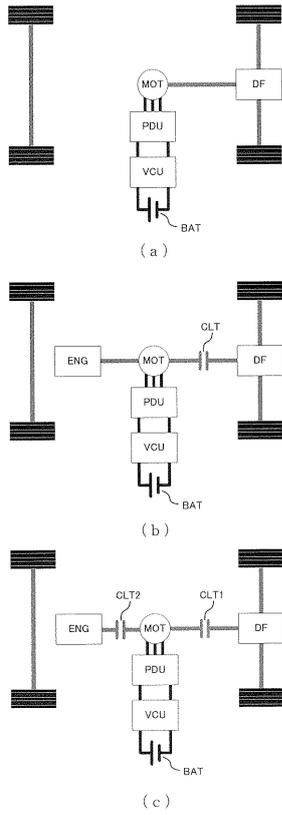
【 図 13 】



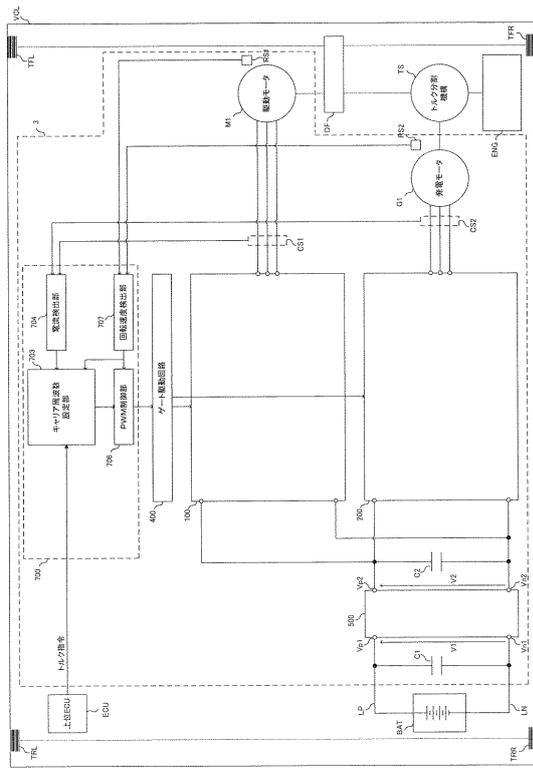
【 図 14 】



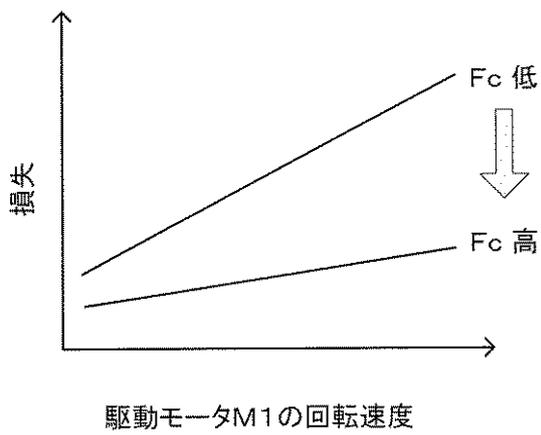
【図 15】



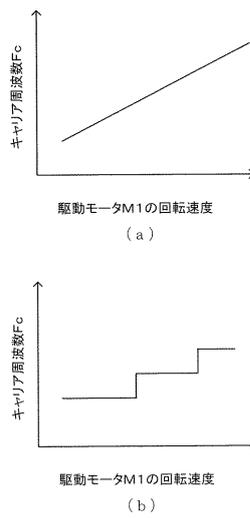
【図 16】



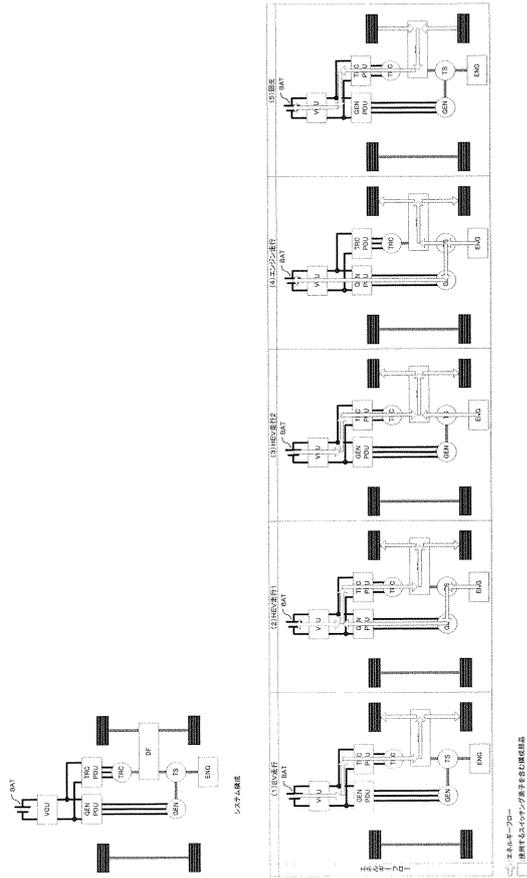
【図 17】



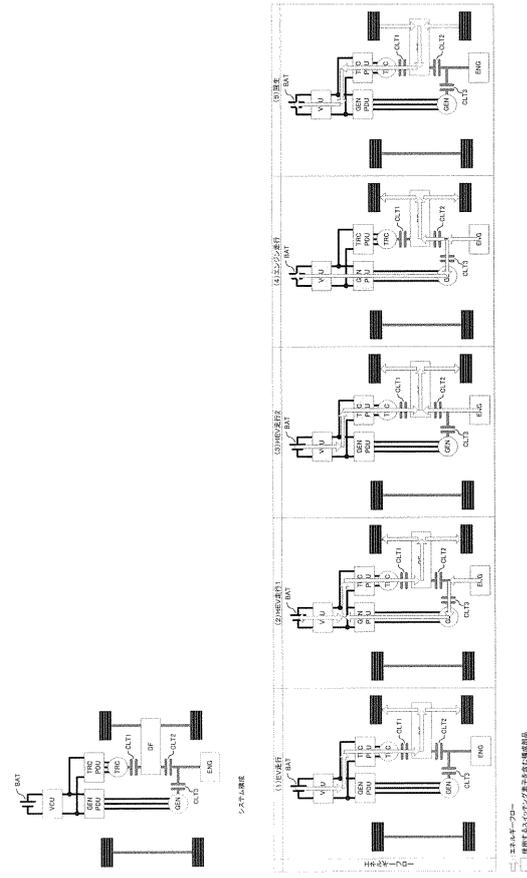
【図 18】



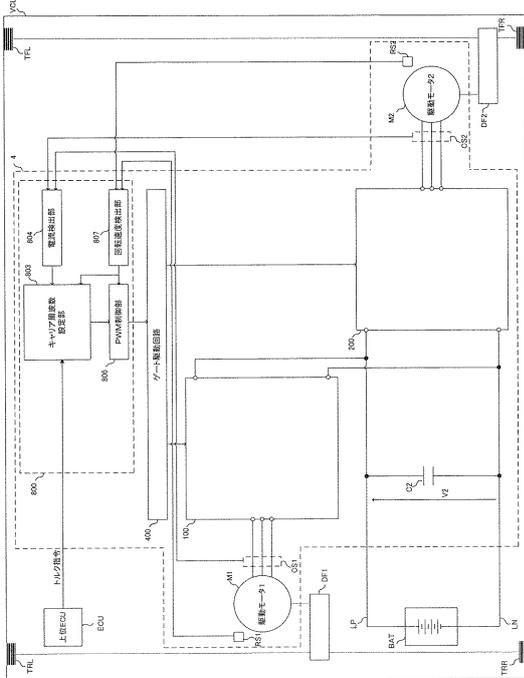
【図19A】



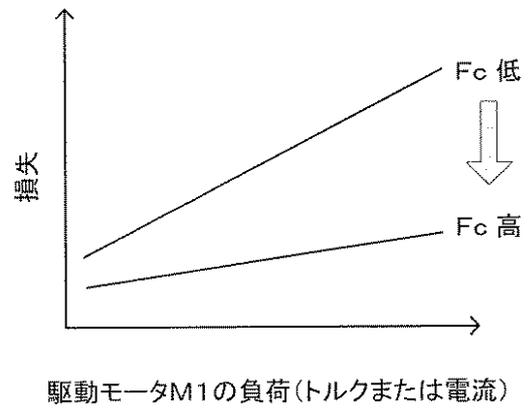
【図19B】



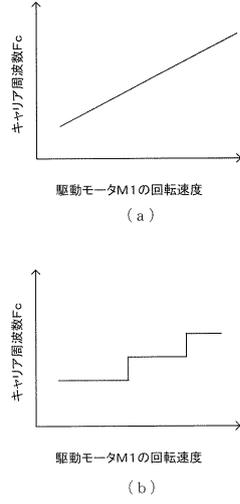
【図20】



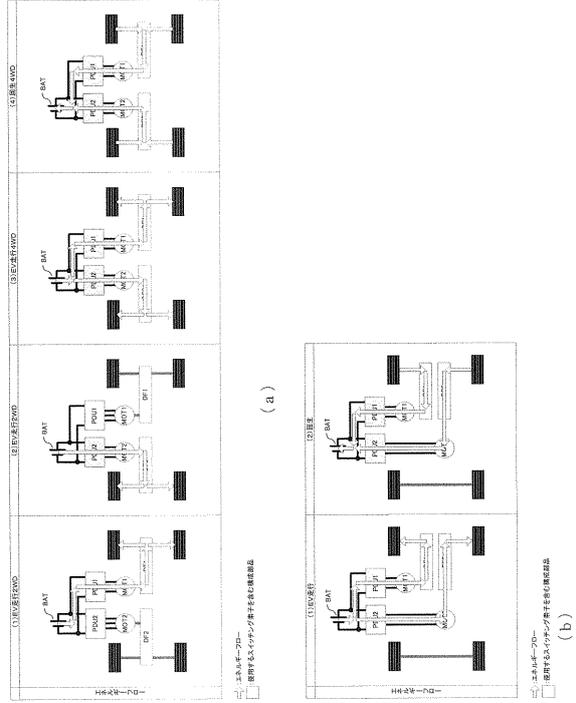
【図21】



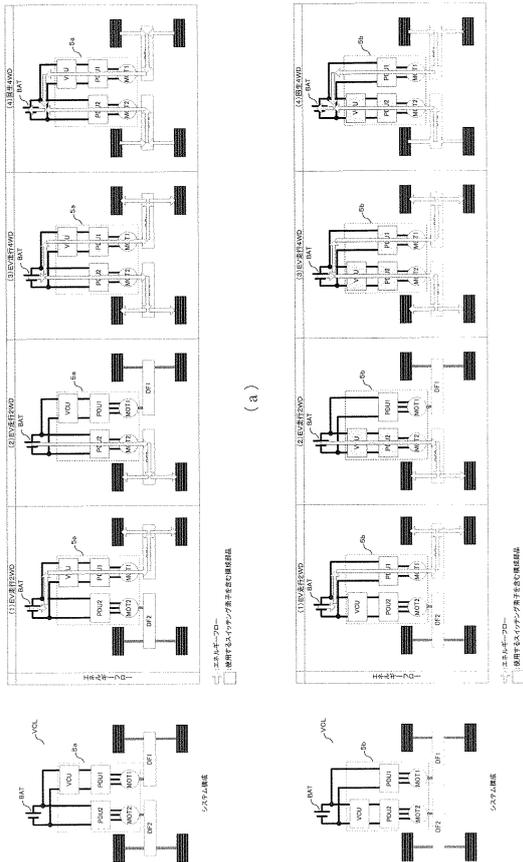
【図22】



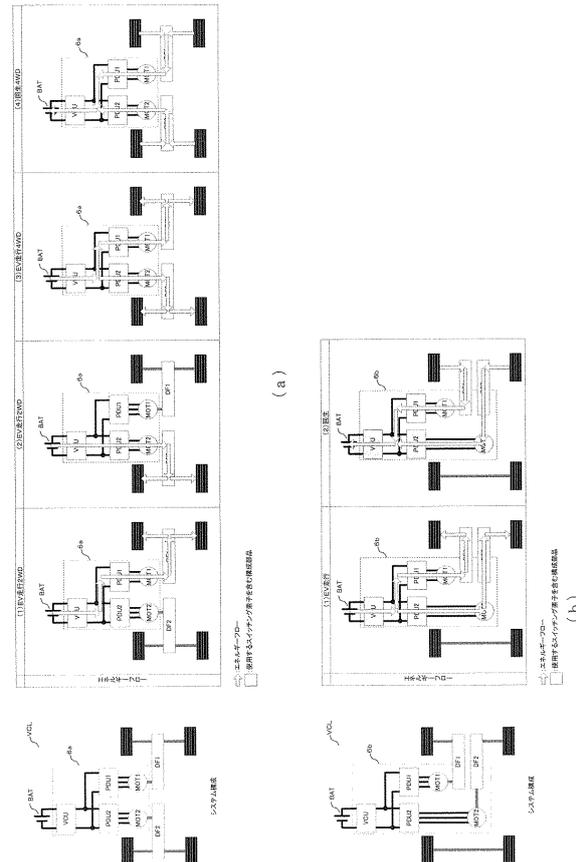
【図23】



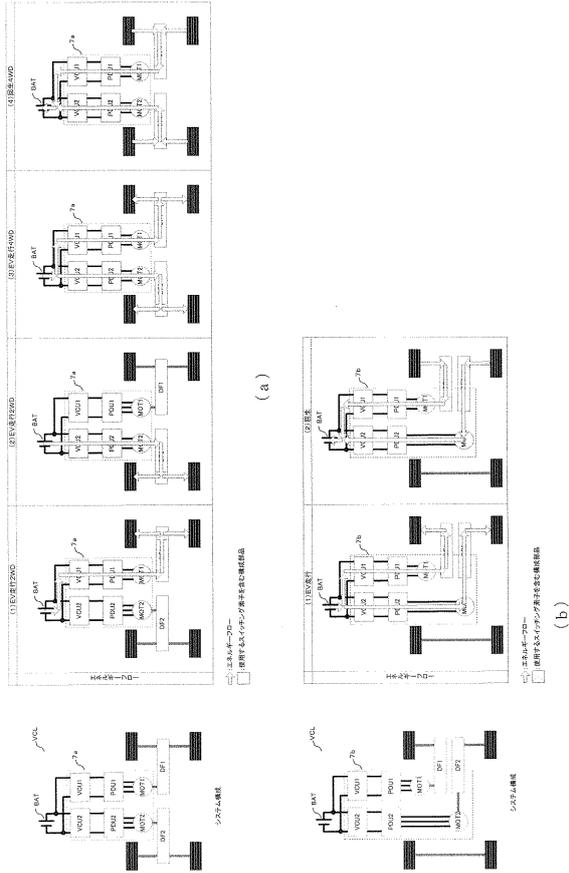
【図24】



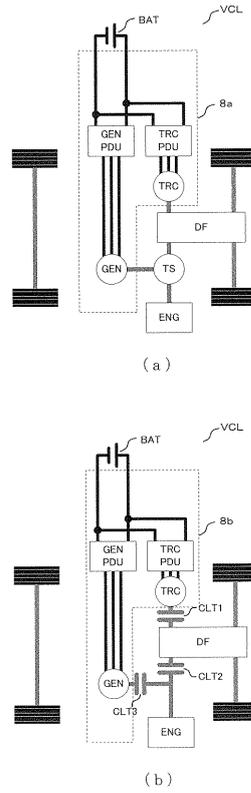
【図25】



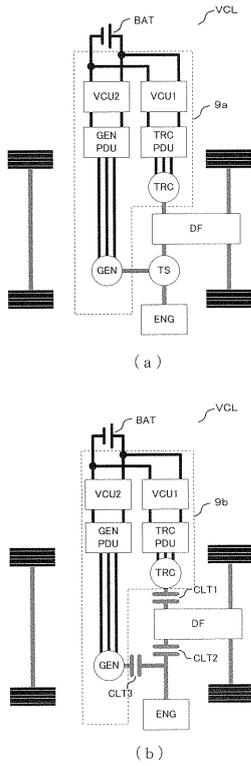
【図 26】



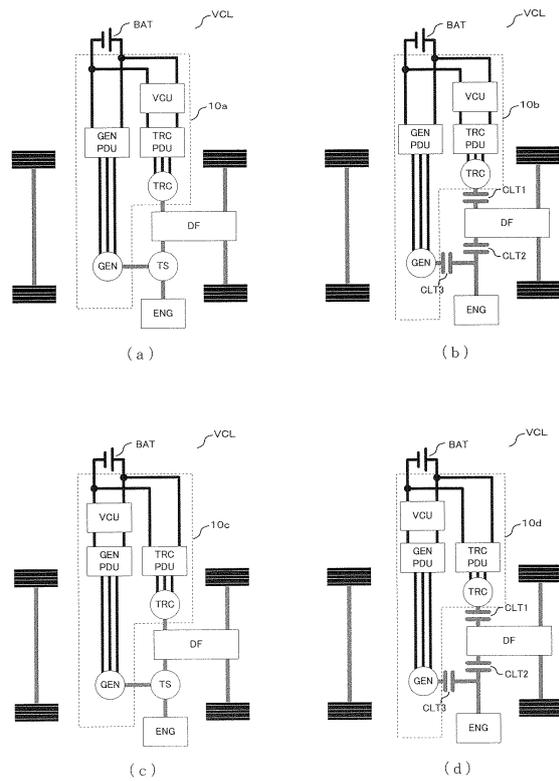
【図 27】



【図 28】



【図 29】



---

フロントページの続き

(72)発明者 湯山 篤  
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

審査官 高野 誠治

(56)参考文献 特開2014-068428(JP,A)  
特開2004-242371(JP,A)  
特開2005-160185(JP,A)  
特表2016-514945(JP,A)  
特開2010-057243(JP,A)  
国際公開第2011/155013(WO,A1)  
特開2000-134990(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H02M 7/42 - 7/98  
H02P 27/04