

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3555567号
(P3555567)

(45) 発行日 平成16年8月18日(2004.8.18)

(24) 登録日 平成16年5月21日(2004.5.21)

(51) Int. Cl.⁷

F I

H02P 7/74
B60L 11/12
H02M 7/48
H02P 7/63

H02P 7/74 G
B60L 11/12 ZHV
H02M 7/48 R
H02P 7/63 3O2B

請求項の数 6 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2000-266899 (P2000-266899)	(73) 特許権者	000003997
(22) 出願日	平成12年9月4日(2000.9.4)		日産自動車株式会社
(65) 公開番号	特開2002-84790 (P2002-84790A)		神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
(43) 公開日	平成14年3月22日(2002.3.22)	(74) 代理人	100075513
審査請求日	平成15年1月30日(2003.1.30)		弁理士 後藤 政喜
		(74) 代理人	100084537
			弁理士 松田 嘉夫
		(72) 発明者	奥嶋 敬司
			神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
		(72) 発明者	北島 康彦
			神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 回転電機の制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電源に接続され、主に電動機として使用される第1回転電機へ制御電流を供給する第1インバータと、

前記直流電源に接続され、主に発電機として使用される第2回転電機へ制御電流を供給する第2インバータと、

前記第1インバータの動作周波数を規定する第1キャリア信号と、前記第1回転電機へ所望の制御電流を供給するための第1電圧指令値とを比較して、前記第1インバータのスイッチング素子を駆動するパルス幅変調信号を生成する第1インバータ駆動手段と、

前記第1キャリア信号と同じ周期を有し、前記第2インバータの動作周波数を規定する第2キャリア信号と、前記第2回転電機へ所望の制御電流を供給するための第2電圧指令値とを比較して、前記第2インバータのスイッチング素子を駆動するパルス幅変調信号を生成する第2インバータ駆動手段とを備え、

前記第1インバータ駆動手段と前記第2インバータ駆動手段とは、前記第1インバータと前記第2インバータとが同期して動作し、前記第1インバータの電流と前記第2インバータの電流とが逆向きに生じるように制御することを特徴とする回転電機の制御装置。

【請求項2】

前記第1インバータのスイッチング素子と、前記第2インバータのスイッチング素子とが同時期に動作することにより、前記第1インバータの電流と前記第2インバータの電流とが、同時に逆向きに生じるように制御することを特徴とする請求項1に記載の回転電機の

10

20

制御装置。

【請求項 3】

前記第 1 キャリア信号と前記第 2 キャリア信号とは、周期及び位相が等しいことを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 に記載の回転電機の制御装置。

【請求項 4】

前記第 1 回転電機の最高回転数と極数の積と前記第 2 回転電機の最高回転数と極数の積とがほぼ等しいことを特徴とする請求項 1 から請求項 3 のいずれか一つに記載の回転電機の制御装置。

【請求項 5】

通常運転条件のときに、発電電力の目標に応じて前記第 2 回転電機の回転数を制御する一方、特定の運転条件のときに、前記第 2 回転電機の制御電流の基本波の周期が前記第 1 回転電機の制御電流の基本波の周期に近づくように前記第 2 回転電機の回転数を制御することを特徴とする請求項 1 から請求項 4 のいずれか一つに記載の回転電機の制御装置。

10

【請求項 6】

前記第 1 インバータのスイッチング素子回路及び前記第 2 インバータのスイッチング素子回路は、共通の平滑コンデンサを介して前記直流電源に接続されると共に、前記平滑コンデンサと前記第 1 インバータのスイッチング素子間の経路のインダクタンスと、前記平滑コンデンサと前記第 2 インバータのスイッチング素子間の経路のインダクタンスとがほぼ等しいことを特徴とする請求項 1 から請求項 5 のいずれか一つに記載の回転電機の制御装置。

20

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明が属する技術分野】

本発明は、電動車両（ハイブリッド自動車）に用いる回転電機（モータジェネレータ）の制御装置に関し、リップル電流を低減できる回転電機の制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来、ハイブリッド自動車では、通常 2 台のモータジェネレータを搭載し、一方を走行用、もう一方を発電用として使用している。そして、共通の直流電源を用い、モータジェネレータ毎にパルス幅変調（PWM）信号を生成して、この交流電源により走行用モータジェネレータを回転・駆動している。また、原動機により発電用モータジェネレータを回転させ発電し、生成された電流はインバータ装置のスイッチング素子により、直流電流に変換されバッテリーに蓄えていた。

30

【0003】

この具体例として、図 7 に直流電源を使用した交流モータ駆動回路と 1 相分の電流が変化する様子を示す。モータ電流 i_u の極性とスイッチング素子のオン/オフ状態に応じて、電流は a ~ d の経路を流れる。すなわち、スイッチング素子 sw_{11} がオン状態でスイッチング素子 sw_{12} がオフ状態のとき、電流は a の経路を流れ、直流母線には正の電流が流れる。また、スイッチング素子 sw_{12} がオン状態でスイッチング素子 sw_{11} がオフ状態のとき、ダイオードを経由して電流は b の経路を流れ、直流母線には負（逆向き）の電流が流れる。一方、走行用モータジェネレータから流れ出す電流は、スイッチング素子 sw_{11} がオン状態でスイッチング素子 sw_{12} がオフ状態のとき、ダイオードを経由して電流は c の経路を流れ、直流母線には負（逆向き）の電流が流れる。また、スイッチング素子 sw_{12} がオン状態でスイッチング素子 sw_{11} がオフ状態のとき、電流は d の経路を流れ、直流母線には正の電流が流れる。

40

【0004】

これらの瞬時電流の大きさは瞬時モータ電流と同じである。従って、1 位相分についてのみ考えればインバータの直流母線にはモータの極性とスイッチング素子のオン/オフに応じたパルス状の電流が流れる。このパルス状の電流を 3 相分合計したものがインバータの直流母線を流れる電流になる。図 8 に 3 相分を合計した直流母線上の電流波形を示す。そ

50

して、この電流の変動がリップル電流である。また、図9にその電流波形の一部を拡大した波形図とキャリア信号との関係の一例を示す。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

従来、交流モータを駆動させるためのインバータはスイッチング素子を10～20kHzの高周波でスイッチングするので、直流母線上に発生するパルス状のリップル電流の急峻な変動による電氣的な高周波ノイズが発生していた。

【0006】

そして、この高周波ノイズは、近接する電装品に障害を与えるため、その防止策が必要となる。このため、図10に示すように、インバータの直流入力回路にはノイズフィルタとしてのノイズ低減用リアクトルや、リップル耐量の大きい平滑用電解コンデンサが挿入されている。しかし、この方法では大きなリアクトル及び電解コンデンサを使用する必要があり、これらの素子の容積が大きくなることから、インバータのケースが大きくなり、重量も重くなるという問題点があった。

【0007】

そして、ハイブリッド自動車では、前述のように、二つ以上のインバータを搭載しているため、その問題はさらに大きなものとなっていた。

【0008】

また、特願平10-245383号(特開2000-78850号公報)にはスイッチング素子のON・OFFタイミングをずらすことにより、リップル電流を抑制することが提案されている。しかし、このような方法では、走行用モータジェネレータで発生したパルスと発電用モータジェネレータで発生した逆向きのパルスとが交互に直流母線を通ることになり、電氣的な高周波ノイズの原因となるリップル電流を低減することはできない。

【0009】

本発明は、発電用モータジェネレータの制御電流の基本周波数と走行用モータジェネレータの制御電流の基本周波数とを同じにすることにより、リップル電流を低減するモータジェネレータの制御回路を提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】

第1の発明は、直流電源(1)に接続され、主に電動機として使用される第1回転電機(11)へ制御電流を供給する第1インバータ(10)と、前記直流電源に接続され、主に発電機として使用される第2回転電機(21)へ制御電流を供給する第2インバータ(20)と、前記第1インバータの動作周波数を規定する第1キャリア信号と、前記第1回転電機へ所望の制御電流を供給するための第1電圧指令値とを比較して、前記第1インバータのスイッチング素子(sw11～sw16)を駆動するパルス幅変調信号を生成する第1インバータ駆動手段(IGBTドライブ回路14等)と、前記第1キャリア信号と同じ周期を有し、前記第2インバータの動作周波数を規定する第2キャリア信号と、前記第2回転電機へ所望の制御電流を供給するための第2電圧指令値とを比較して、前記第2インバータのスイッチング素子(sw21～sw26)を駆動するパルス幅変調信号を生成する第2インバータ駆動手段(IGBTドライブ回路24等)とを備え、前記第1インバータ駆動手段と前記第2インバータ駆動手段とは、前記第1インバータと前記第2インバータとが同期して動作し、前記第1インバータの電流と前記第2インバータの電流とが逆向きに生じるように制御する。

【0011】

第2の発明は、第1の発明において、前記第1インバータのスイッチング素子と、前記第2インバータのスイッチング素子とが同時期に動作することにより、前記第1インバータの電流と前記第2インバータの電流とが、同時に逆向きに生じるように制御することを特徴とする。

【0012】

第3の発明は、第1又は第2の発明において、前記第1キャリア信号と前記第2キャリア

10

20

30

40

50

信号とは、周期及び位相が等しいことを特徴とする。

【0013】

第4の発明は、第1～第3の発明において、前記第1回転電機の最高回転数と極数の積と前記第2回転電機の最高回転数と極数の積とがほぼ等しいことを特徴とする。

【0014】

第5の発明は、第1～第4の発明において、通常の運転条件のときに、発電電力の目標（例えば、第1回転電機で消費される電力）に応じて前記第2回転電機の回転数を制御する一方、特定の運転条件のときに（例えば、直流母線上のリプル電流が一定の大きさを超えるような運転時）、前記第2回転電機の制御電流の基本波の周期が前記第1回転電機の制御電流の基本波の周期に近づくように前記第2回転電機の回転数を制御することを特徴とする。

10

【0015】

第6の発明は、第1～第5の発明において、前記第1インバータのスイッチング素子及び前記第2インバータのスイッチング素子は、共通の平滑コンデンサ（4）を介して前記直流電源に接続されると共に、前記平滑コンデンサと前記第1インバータのスイッチング素子間の経路（例えば、電源ケーブル2等）のインダクタンスと、前記平滑コンデンサと前記第2インバータのスイッチング素子間の経路（例えば、電源ケーブル2等）のインダクタンスとがほぼ等しいことを特徴とする。

【0016】

なお、上述した括弧内の符号等は、実施の形態に対応して例示的に付したものである。

20

【0017】

【発明の作用および効果】

第1～第3の発明では、第1キャリア信号の周期と第2キャリア信号の周期とを等しくすることにより、直流母線上に発生する走行側パルスの周期と発電側のパルスの周期とを等しくし、両パルスの発生時期をほぼ一致させることができ、直流母線上のリプル電流を低減して電気的高周波ノイズの発生を抑制することができる。

【0018】

第4の発明では、第1回転電機の最高回転数と極数の積と、第2回転電機の最高回転数と極数の積とをほぼ等しくしたので、二つの回転電機の回転数がそれぞれ別個に制御されても二つの回転電機の制御電流の基本波の周期が大きく乖離することがない。

30

【0019】

第5の発明では、通常は発電電力の目標（例えば、第1回転電機で消費される電力）に応じて前記第2回転電機の回転数を制御し、特定の運転条件（例えば、直流母線上のリプル電流が一定の大きさを超えるような運転時）には、前記第2回転電機の制御電流の基本波の周期が前記第1回転電機の制御電流の基本波の周期に近づくように前記第2回転電機の回転数を制御するので、通常運転時は必要な発電電力が確保されると共に、リプル電流が特に大きくなる特定運転時には大きなリプル電流低減効果が確保される。

【0020】

第6の発明は、前記第1インバータのスイッチング素子回路及び前記第2インバータのスイッチング素子回路は、共通の平滑コンデンサを介して前記直流電源に接続されると共に、前記平滑コンデンサと前記第1インバータのスイッチング素子との間、及び、前記平滑コンデンサと前記第2インバータのスイッチング素子との間のインダクタンスがほぼ等しいので、電源ケーブルのインダクタンスにより生じるサージ電圧を低減することができ、スイッチング素子や平滑コンデンサを破損することがなく、平滑コンデンサを小型にすることができる。

40

【0021】

【発明の実施の形態】

次に、本発明の第1の実施の形態について図面を参照して説明する。

【0022】

図1は、本発明の第1の実施の形態のモータジェネレータの駆動回路の回路図である。

50

【0023】

バッテリー1から得られた直流電源は電源ケーブル2を介して走行用インバータ装置10に供給される。後述するが、この電源ケーブル2はリアクタンス成分を有し、スイッチング素子のオン/オフに伴う突入電流の大きさが、インバータから発生するリップル電流の大きさに影響する。

【0024】

この走行用インバータ装置10は、ノイズを除去するためのノイズフィルタ3、平滑化のための電解コンデンサ4、6個のスイッチング素子(例えば、IGBT)sw11~sw16により構成されている。走行用インバータ装置10に接続されている走行用モータジェネレータはU相、V相、W相の3個のステータコイル(C1u、C1v、C1w)を有し、このステータコイルの内側にロータ(図示省略)を有している。

10

【0025】

走行用インバータ装置10のスイッチング素子は2個ずつ対になっており、sw12のコレクタがバッテリー1の正極に、sw12のエミッタがバッテリー1の負極に接続されており、sw11のエミッタとsw12のコレクタとが互いに接続されている。このsw11のエミッタ(sw12のコレクタ)には走行用モータジェネレータ11のU相のステータコイルC1uが接続されている。これと同様に、sw13とsw14とが対になり走行用モータジェネレータ11のV相のステータコイルC1vに、sw15とsw16とが対になり走行用モータジェネレータ11のW相のステータコイルC1wに接続されている。これらのスイッチング素子sw11~sw16は、走行用インバータ装置10を制御する走行用モータコントローラ12からのPWM信号によりオン/オフ動作をする。この走行用モータコントローラ12は走行用インバータ装置10のスイッチング素子sw11~sw16のスイッチング周期を定めるキャリア信号を発生する三角波生成回路13と、三角波生成回路13が生成した三角波に基づきスイッチング素子sw11~sw16に対する制御信号(走行用キャリア信号)を生成するIGBTドライブ回路14から構成されている。

20

【0026】

また、走行用インバータ装置10と同じ構成のスイッチング素子sw21~sw26を有する発電用インバータ装置20と、走行用モータジェネレータ11と同じ構成の発電用モータジェネレータ21が設けられている。なお、本実施の形態では、発電用モータジェネレータ21と走行用モータジェネレータ11と極数、巻数は同一としてあるが、後述するように、両モータジェネレータ11、21は同一の極数、巻数でなくてもよい。

30

【0027】

この発電用インバータ装置20は、走行用インバータ装置10の平滑用電解コンデンサ4とスイッチング素子sw11~sw16との間の直流母線において分岐され、走行用インバータ装置10内に設けられているノイズフィルタ3、平滑用電解コンデンサ4を介してバッテリー1に接続されている。また、発電用インバータ装置20を制御する発電用モータコントローラ22が設けられており、この発電用モータコントローラ22内のIGBTドライブ回路24によりスイッチング素子sw21~sw26に対するPWM制御信号を生成し、スイッチング素子sw21~sw26をオン/オフ動作している。この発電用モータコントローラ22内のIGBTドライブ回路24は走行用モータコントローラ12内の三角波生成回路13からキャリア信号(三角波)が供給されており、走行用インバータ装置10と発電用インバータ装置20とは同じキャリア信号によって、同じ周期で同期をとって動作するように構成されている。

40

【0028】

バッテリー1から走行用インバータ装置10に供給された直流電源は、直流ノイズを低減するためのノイズフィルタ3を通過しノイズ成分を除去した後、平滑化のための電解コンデンサ4を介して、スイッチング素子sw11~sw16に供給される。ここで問題となるリップル電流は、平滑用電解コンデンサ4とバッテリー1間では電解コンデンサ4の平滑化効果によりほとんど発生していない。しかし、平滑用電解コンデンサ4とスイッチング素子との間では、スイッチング素子sw11~sw16のオン/オフに応じて発生するパル

50

ス状電流により走行用モータの極性分（3相分）合計したリップル電流が発生する。

【0029】

本発明では走行用インバータ装置10の平滑用電解コンデンサ4とスイッチング素子sw11～sw16とを繋ぐ直流母線から、走行用インバータ装置10のスイッチング素子sw11～sw16と並列に、発電用インバータ装置20のスイッチング素子sw21～sw26が接続されているため、この直流母線には走行用と発電用とを合計した電流が流れる。ここで、走行用インバータ装置10は走行用モータコントローラ12内の三角波生成回路13から生じたキャリア信号のタイミングによりスイッチング素子のオン/オフ動作をしており、発電用インバータ装置20も走行用モータコントローラ12内の三角波生成回路13から生じたキャリア信号のタイミングによりスイッチング素子のオン/オフ動作をしてるので、走行用インバータ装置10と発電用インバータ装置20とは同じタイミングでスイッチング動作をする。これにより走行用インバータ装置10のスイッチング素子がON動作し、走行用インバータ装置10にプラスの電流が流れるときは、発電用インバータ装置20のスイッチング素子もON動作して、発電用インバータ装置20にはマイナスの電流が流れる。

10

【0030】

この第1の実施の形態では走行用インバータ装置10と発電用インバータ装置20とが共通のキャリア信号生成手段としての三角波生成回路13により生成されたキャリア信号に基づいてPWM信号を発生している。よって、このキャリア信号は二つのインバータ10、20とで同一周期、同一位相となる。しかし、この二つのキャリア信号は同一周期である必要はあるが、両者の位相は同一である必要がない。例えば、逆特性のIGBTを使用して逆相の（位相が180度ずれ、反転した）三角波をキャリア信号として使用することや、IGBTの動作点をずらして、同一周期で位相がずれた三角波をキャリア信号を用いることもできる。

20

【0031】

図2は、第1の実施の形態のモータジェネレータの駆動回路におけるリップル電流波形を示す図である。図2は横軸に時間を、縦軸に電流を示してあり、（1）は走行用モータジェネレータ11（第1の回転電機）で生成されたリップル電流、（2）は発電用モータジェネレータ21（第2の回転電機）で生成されたリップル電流、（3）は両者を合計したリップル電流、（4）は合計したリップル電流を実効値に変換した値を示す。

30

【0032】

前述したように、本実施の形態では走行用インバータ装置10と発電用インバータ装置20とが、同一の三角波生成回路13から生じたキャリア信号によりスイッチング素子のオン/オフ動作をしている。すなわち、走行用インバータ装置10のスイッチング素子がON動作をして走行用インバータ装置10にプラスの電流が流れるときは、発電用インバータ装置20のスイッチング素子もON動作をして発電用インバータ装置20にはマイナスの電流が流れている。よって、走行用インバータ装置10から生じるリップル電流（1）と発電用インバータ装置20から生じるリップル電流（2）とは、値が等しく、互いに逆方向になる。よって、この両者を合計したリップル電流（3）は0A（ゼロアンペア）となる。

40

【0033】

第1の実施の形態では走行用インバータ装置10と発電用インバータ装置20とが、同一の三角波生成回路13から生じたキャリア信号に規定されるタイミングでスイッチング素子がスイッチング動作をしているので走行用インバータ装置10にプラスの電流が流れるときは、発電用インバータ装置20にマイナスの電流が流れる。前述したように、走行用インバータ装置10の直流母線には走行用のプラス電流と発電用のマイナス電流とが流れるので、この走行用のプラス電流と発電用のマイナス電流とを同じ大きさ、同じタイミングとすることで、走行用インバータ装置10のスイッチング素子と発電用インバータ装置20のスイッチング素子とが接続された点とバッテリー1との間の直流母線上では、リップル電流はほとんど発生しなくなる。

50

【0034】

図3は、本発明の第2の実施の形態のモータジェネレータの駆動回路の回路図である。

【0035】

第2の実施の形態では、平滑用電解コンデンサ4を中心に右側に走行用インバータ装置10のスイッチング素子sw11～sw16を、左側に発電用インバータ装置20のスイッチング素子sw21～sw26を配置してある。すなわち、平滑用電解コンデンサ4と走行用インバータ装置10のスイッチング素子sw11～sw16間の距離と、平滑用電解コンデンサ4と発電用インバータ装置20のスイッチング素子sw21～sw26間の距離とを等しくするように、スイッチング素子sw11～sw16、sw21～sw26を配置してある。なお、走行用、発電用のインバータ10、20、モータジェネレータ11、21、モータコントローラ12、22において同じ構成を有するものは同じ符号を付し、その説明を省略する。

10

【0036】

第2の実施の形態でも、前述した第1の実施の形態と同様に、バッテリー1とインバータとの間は電源ケーブル2で接続されている。この電源ケーブル2は、ケーブル長に比例したインダクタンスを有するので、ケーブル長が長くなるとインダクタンスも大きくなり、スイッチング素子のオン/オフ時に突入電流が発生し、これに伴うサージ電圧も大きくなってしまふ。この大きなサージ電圧に耐えるように平滑用電解コンデンサ4、スイッチング素子を選択すると、平滑用電解コンデンサ4、スイッチング素子が大型化してしまふ。本実施の形態では平滑用電解コンデンサ4を走行用と発電用とで共用しているため、長い方の電源ケーブル2のインダクタンスにより発生するサージ電圧に耐えるように、平滑用電解コンデンサ4及びスイッチング素子を選定する必要がある。

20

【0037】

また、本発明では、走行用インバータ装置10のスイッチング素子sw11～sw16と発電用インバータ装置20のスイッチング素子sw21～sw26とが同時にオン/オフするので、サージ電圧も同時に逆向きに発生する。

【0038】

この第2の実施の形態では平滑用電解コンデンサ4から走行用インバータ装置10のスイッチング素子sw11～sw16までの距離と、平滑用電解コンデンサ4から発電用インバータ装置20のスイッチング素子sw21～sw26までの距離を等しくしており、両インバータ装置10、20のスイッチング素子sw11～sw16、sw21～sw26と平滑用電解コンデンサ4との間の電源ケーブル2等の経路で生じるインダクタンスを等しくしている。よって、両インバータ装置10、20のスイッチング素子sw11～sw16、sw21～sw26のオン/オフにより発生するサージ電圧も逆向きで等しい大きさになり、直流母線に両インバータ装置10、20のスイッチングにより生じるサージ電圧が相殺される。

30

【0039】

このように、第2の実施の形態では、平滑用電解コンデンサ4と走行用インバータ装置10のスイッチング素子sw11～sw16間の距離と、平滑用電解コンデンサ4と発電用インバータ装置20のスイッチング素子sw21～sw26間の距離とが等しくなるようにスイッチング素子sw11～sw16、sw21～sw26を配置したので、電源ケーブル2のインダクタンスにより生じるサージ電圧を低減することができ、スイッチング素子sw11～sw16、sw21～sw26や平滑用電解コンデンサ4を破損することがない。また、スイッチング素子sw11～sw16、sw21～sw26や平滑用電解コンデンサ4を小型、低価格のものとすることができ、インバータ10、20の小型化、軽量化が可能となり、価格低減をすることができる。

40

次に、図4に基づいて走行用インバータ装置10と発電用インバータ装置20との制御電流の基本周波数を等しくする必要性、効果について説明する。図4は、本発明の実施の形態において走行用モータジェネレータ11と発電用モータジェネレータ21との制御電流の基本周波数を変化させた場合のリプル電流の実効値の変化を示す図であり、走行用モ

50

ータジェネレータ11の制御電流の基本周波数(走行用キャリア信号)を180Hzとした場合の、横軸に発電用モータジェネレータ21の制御電流の基本周波数(発電用キャリア信号)を、縦軸にインバータのリップル電流の実効値(1目盛10A)を示す。

【0040】

発電用モータジェネレータ21の制御電流の基本周波数が、走行用モータジェネレータ11の制御電流の基本周波数と等しい180Hzのときには、リップル電流の実効値が約5Aと少なく、発電用モータジェネレータ21と走行用モータジェネレータ11との制御電流の基本周波数と等しくした(キャリア信号を同期した)ことにより、リップル電流が低減されている。しかし、発電用モータジェネレータ21の制御電流の基本周波数が900Hz(走行用モータジェネレータ11の制御電流の基本周波数の5倍)のときは、リップル電流が約65Aと大きく発生しており、リップル電流の低減効果がほとんどみられない。このことから、発電用モータジェネレータ21の制御電流の基本周波数と走行用モータジェネレータ11の制御電流の基本周波数とを等しくすることによりリップル電流が低減されることが分かる。

10

【0041】

モータジェネレータの発生するリップル電流は、スイッチング素子のオン/オフ回数により定まる。すなわち、モータジェネレータの回転数と極対数の積により定まる。一般に発電用モータジェネレータ21の駆動用原動機に使用されるガソリンレシプロエンジンの最高回転数は6000rpm程度である。走行用モータジェネレータ11の最高回転数を12000rpmとすると、モータジェネレータが1回転するときの制御電流の基本周波数は、回転数と極対数との積により定まることから、回転数が2倍の走行用モータジェネレータ11の極数が4極対なら、発電用モータジェネレータ21の極数を8極対とすることで、それぞれのモータジェネレータが最高回転数で回転しているときの制御電流の基本周波数を等しくすることができる。

20

【0042】

このように、走行用キャリア信号と発電用キャリア信号との同期をとることによるリップル電流の低減効果はキャリア信号と比較される電圧指令値の周期、すなわち制御電流の基本波の周期が走行側と発電側とで等しいときに最大となり、周期の差が大きいほど小さくなる。しかしながら、制御電流の基本波の周期は各回転電機の回転数と比例関係で対応するものであるから、両者の回転数を任意に制御して二つの制御電流の基本波の周期を常に等しくすることは困難である。そこで、各回転電機の回転数がそれぞれ別個に制御されても二つ制御電流の基本波の周期が大きく乖離することがないようにする必要がある。このため、回転電機の使用回転数範囲のうち効率の良い回転数である最高回転数とモータジェネレータの極数の積を走行用モータジェネレータ11と発電用モータジェネレータ21とでほぼ等しくしておく。

30

【0043】

このように、二つのモータジェネレータ11、21の最高回転数の逆数の比に比例して極対数を定めると、二つのモータジェネレータ11、21の制御電流の基本周波数が同じ又は近い周波数で運転できる領域を拡大することができ、多様な運転条件においてリップル電流を削減することができる。

40

【0044】

図5は、本発明の実施の形態の車両に対する回転電機の配置図である。

【0045】

この電動車両(ハイブリッド自動車)では、二つのモータジェネレータを搭載し、走行用モータジェネレータ11で車両の駆動輪を駆動し、原動機8で発電用モータジェネレータ21を回転駆動し発電するものである。

【0046】

走行用モータジェネレータ11は減速ギヤ5を介して車軸6に接続されている。一方、発電用モータジェネレータ21は増速機7を介して原動機8に接続されている。また、インバータ(走行用インバータ装置10、発電用インバータ装置20)は二つのモータジェネ

50

レータ 11、21 に接続されており、モータコントロールユニット 30 (走行用モータコントローラ 12、発電用モータコントローラ 22) に制御されている。また、原動機はエンジンコントロールユニット 31 に制御されており、さらに、この二つのコントロールユニット (モータコントロールユニット 30、エンジンコントロールユニット 31) は統合制御コンピュータ 32 に統括的に制御され、監視されている。

【 0047 】

この発電用モータジェネレータ 21 と原動機 8 との間に設置された増速ギヤ 7 は、ギヤ比を選定することにより原動機 8 の最高回転数と走行用モータジェネレータ 11 の最高回転数が異なる場合でも、両者の最高回転数を等しくすることができ、2 台のモータジェネレータ 11、21 が最高回転数で回転しているときの制御電流の基本周波数を合わせることができ、2 台のモータジェネレータ 11、21 が最高回転数で回転しているときの制御電流の基本周波数を合わせながらも、モータジェネレータの極数対の選定の自由度が増し、モータジェネレータのスロットの大きさ、ステータコイルの巻数などを決定するうえで制約条件とならず、モータジェネレータを小型化でき、性能を向上することができる。

10

【 0048 】

図 6 は、本発明の実施の形態の回転電機の制御ブロック図である。

【 0049 】

統合制御コンピュータ 32 からの回転数指令信号は、モータ回転数信号との差分に基づき P I 制御手段 40 a によりトルク信号に変換される。このトルク信号は電流指令演算手段 41 a に入力され d 軸電流信号 (トルク電流指令信号) と q 軸電流信号 (励磁電流指令信号) とに変換される。電流制御手段 42 a は d 軸電流信号と q 軸電流信号とを、d 軸電圧信号 (トルク電圧指令信号) と q 軸電圧信号 (励磁電圧指令信号) とに変換し、2 相 / 3 相変換手段 43 a により U 相電圧指令信号、V 相電圧指令信号及び W 相電圧指令信号に変換される。さらに、P W M 信号作成手段 44 a は三角波生成回路 13 からのキャリア信号 (三角波) のタイミングに従って、各相の電圧指令信号を U 相 P W M 信号、V 相 P W M 信号及び W 相 P W M 信号に変換する。電力変換手段 45 a は各相の P W M 信号に基づき走行用モータジェネレータ 11 に加える U 相、V 相及び W 相の電圧信号を生成する。

20

【 0050 】

同様に、統合制御コンピュータ 32 からの回転数指令信号は発電器回転数信号との差分に基づき P I 制御手段 40 b によりトルク信号に変換され、電流指令演算手段 41 b、電流制御手段 42 b、2 相 / 3 相変換手段 43 b、P W M 信号作成手段 44 b 及び電力変換手段 45 b により発電用モータジェネレータ 21 への U 相、V 相及び W 相の電圧信号が生成される。このとき、P W M 信号作成手段 44 b で用いられるキャリア信号 (三角波) は、走行用モータコントローラ 12 の P W M 信号作成手段 44 a で用いられるキャリア信号 (三角波) と同じものであるため、同一の周期、位相を有する。

30

【 0051 】

また、統合制御コンピュータ 32 からの回転数指令信号と走行用モータジェネレータ 11 のトルク信号からは、原動機最適燃焼演算手段 46 により、原動機回転数及び原動機スロットル開度が決定され、リップル電流値読取手段 47 により読み取られたリップル電流に基づき、リップル電流のしきい値に対する大小が判定され、原動機運転条件決定手段 48 により原動機回転数及びスロットル開度が決定され、発電用モータジェネレータ 21 を駆動する発電用原動機 8 に送られる。

40

【 0052 】

すなわち、通常、発電用原動機 8 は走行用モータジェネレータ 11 に与える回転数とトルク指令値とにより、熱効率が最も良い回転数で運転して、走行用モータジェネレータ 11 で消費される電力を上回る電力を発電するように制御されている。しかし、リップル電流の実効値が電気部品 (電解コンデンサ 4、ノイズフィルタ 3、スイッチング素子 s w 11 ~ s w 16、s w 21 ~ s w 26 等) の許容範囲を超えるようなときには、リップル電流低減のため、発電用モータジェネレータ 21 の制御電流の基本周波数と、走行用モータジ

50

エネレータ 11 の制御電流の基本周波数とを合わせるように、原動機運転条件決定手段 48 が原動機を運転する回転数（スロットル開度）を決定する。

【0053】

なお、以上説明した実施の形態は、常に二つのキャリア信号を同期させるようになっているが、二つのモータジェネレータが共に走行用に使用される力行状態となったり、共に発電状態となったりするときには二つのキャリア信号の同期を解除し、非同期状態とするように構成するとよい。

【0054】

特に、二つのモータジェネレータを車両に搭載し、走行用モータジェネレータ 11 で車両の駆動輪を駆動し、原動機で発電用モータジェネレータ 21 を回転駆動し発電をするハイブリッド自動車では、走行用モータジェネレータ 11 の回転数は車両を運転する運転者の意思に応じて制御される必要があるのに対し、発電用モータジェネレータ 21 の回転数はある程度任意に設定することが可能である。そこで、通常運転時には発電能力の目標値である、走行用モータジェネレータ 11 で消費される電力に応じて発電用モータジェネレータ 21 の回転数を制御する。一方、直流母線上のリプル電流が一定の大きさを超えるような運転時には双方のモータジェネレータ 11、21 の制御電流の基本周波数を近づけてリプル電流の低減効果が得られるように発電用モータジェネレータ 21 の回転数を制御する。

【0055】

このように、本発明の実施の形態では、リプル電流の実効値の大きさを参酌して、発電用モータジェネレータ 21 の制御電流の基本周波数と、走行用モータジェネレータ 11 の制御電流の基本周波数とを合わせるように、原動機運転条件決定手段 48 が原動機を運転する回転数を決定するので、原動機の熱効率がよい運転条件を大きく外れることなく、エネルギー効率の悪化を最小限にしつつ、リプル電流を低減することができる。よって、平滑用電解コンデンサ 4、リアクトル（ノイズフィルタ 3）及びスイッチング素子を小型化することができる。また、通常運転時は必要な発電電力を確保しつつ、リプル電流が特に大きくなるような運転条件では大きなリプル電流低減効果が確保される。

【0056】

なお、以上説明した実施の形態では、常に二つのキャリア信号を同期させるようになっているが、二つのモータジェネレータが共に走行用に使用される力行状態となったり、共に発電状態となったりするときには二つのキャリア信号の同期を解除し、非同期状態とするように構成することもできる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 の実施の形態のモータジェネレータの駆動回路の回路図である。

【図 2】第 1 の実施の形態のモータジェネレータの駆動回路におけるリプル電流波形を示す図である。

【図 3】本発明の第 2 の実施の形態のモータジェネレータの駆動回路の回路図である。

【図 4】本発明の実施の形態における回転電機の制御電流の基本周波数によるリプル電流の変化を示す図である。

【図 5】本発明の実施の形態の回転電機の配置図である。

【図 6】本発明の実施の形態の回転電機の制御ブロック図である。

【図 7】従来のモータジェネレータの駆動回路の回路図である。

【図 8】従来のモータジェネレータの駆動回路における直流母線上のリプル電流波形を示す図である。

【図 9】図 8 に示すリプル電流波形の拡大図である。

【図 10】従来のモータジェネレータの駆動回路の別な回路図である。

【符号の説明】

- 1 バッテリ
- 2 電源ケーブル
- 3 ノイズフィルタ

10

20

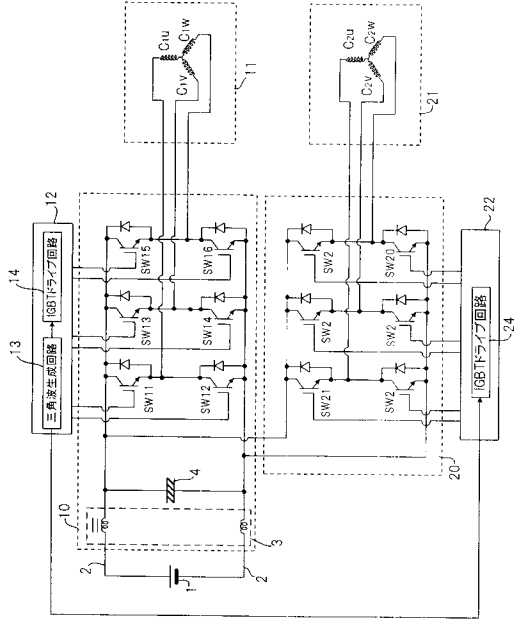
30

40

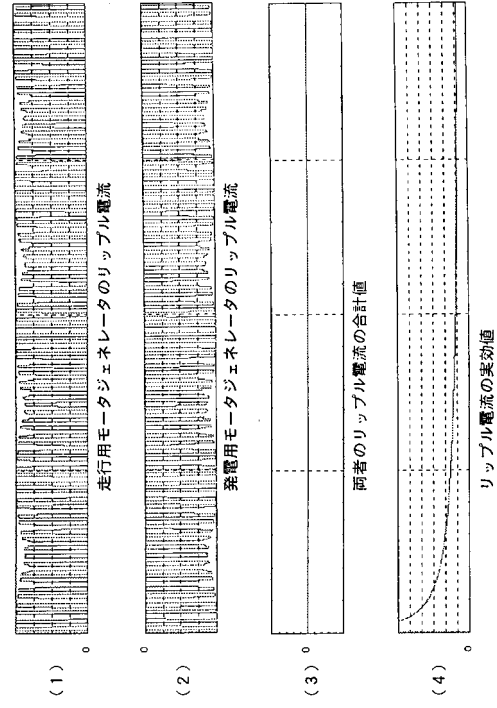
50

4	電解コンデンサ	
5	減速機（減速ギヤ）	
6	車軸	
7	増速機（増速ギヤ）	
8	原動機（エンジン）	
10	走行用インバータ装置（第1インバータ）	
11	走行用モータジェネレータ（第1回転電機）	
12	走行用モータコントローラ	
13	三角波発生回路	
14	I G B Tドライブ回路	10
20	発電用インバータ装置（第2インバータ）	
21	発電用モータジェネレータ（第2回転電機）	
22	発電用モータコントローラ	
23	三角波発生回路	
24	I G B Tドライブ回路	
30	モータコントローラ	
31	エンジンコントロールユニット	
32	統合制御コンピュータ	
40 a、b	P I制御手段	
41 a、b	電流指令演算手段	20
42 a、b	電流制御手段	
43 a、b	2相 / 3相変換手段	
44 a、b	P W M信号生成手段	
45 a、b	電力変換手段	
46	原動機最適燃焼点演算手段	
47	リップル電流値読取手段	
48	原動機運転条件決定手段	
sw 1 1 ~ sw 1 6	スイッチング素子（I G B T）	
sw 2 1 ~ sw 2 6	スイッチング素子（I G B T）	

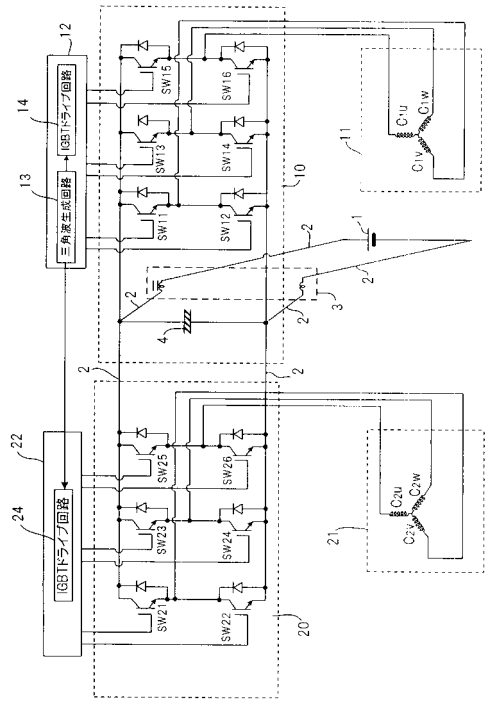
【図1】



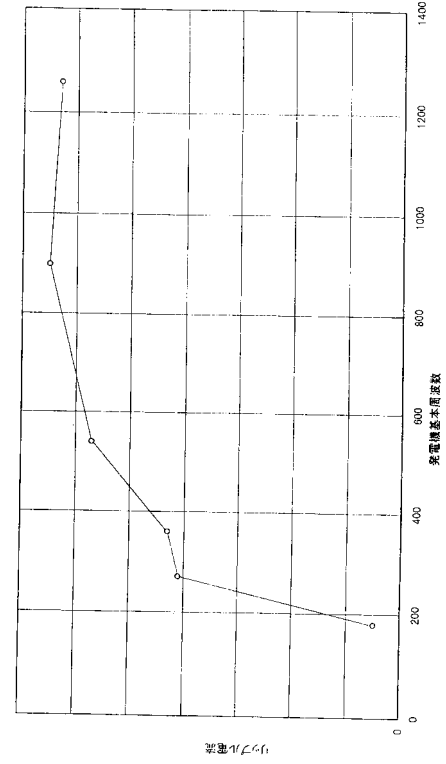
【図2】



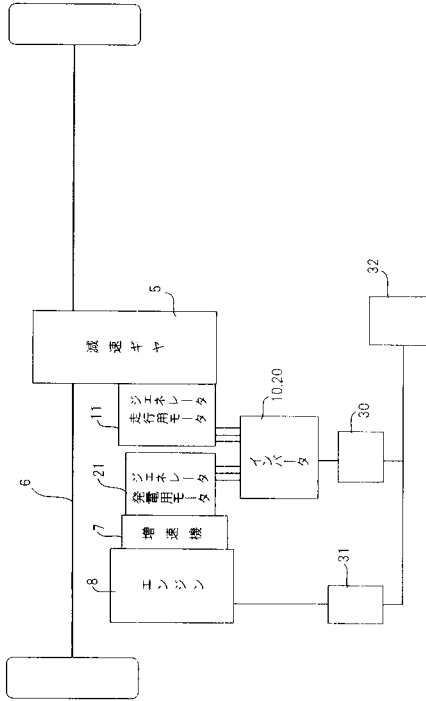
【図3】



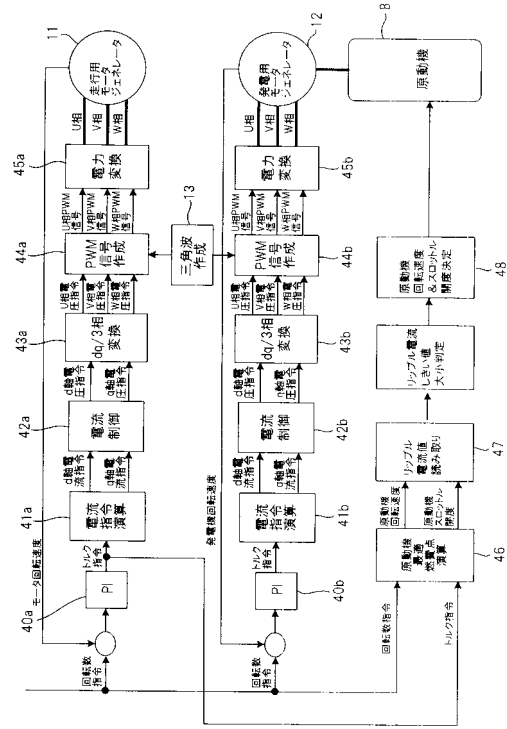
【図4】



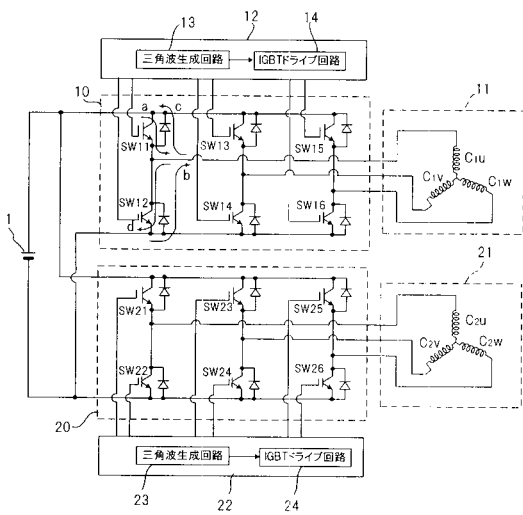
【図5】



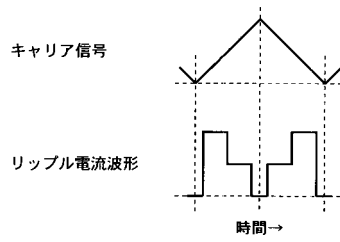
【図6】



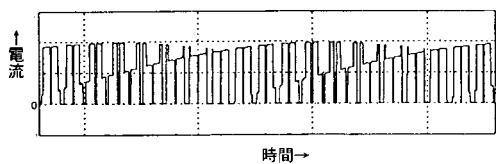
【図7】



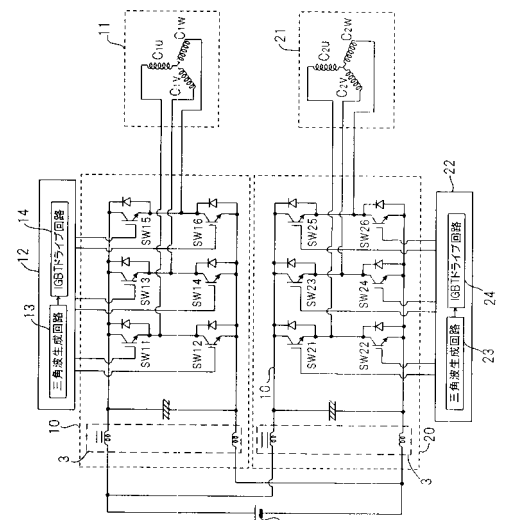
【図9】



【図8】



【図10】



フロントページの続き

- (72)発明者 北田 真一郎
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
- (72)発明者 菊池 俊雄
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
- (72)発明者 金子 雄太郎
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内

審査官 川端 修

- (56)参考文献 特開2000-078850(JP,A)
特開平06-205600(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H02P 7/74

B60L 11/12

H02M 7/48

H02P 7/63