

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4172203号
(P4172203)

(45) 発行日 平成20年10月29日 (2008.10.29)

(24) 登録日 平成20年8月22日 (2008.8.22)

(51) Int.Cl.		F I	
H02M	3/155	(2006.01)	H02M 3/155 F
B60L	3/00	(2006.01)	B60L 3/00 S
H02J	7/34	(2006.01)	H02J 7/34 ZHVA
H02P	27/06	(2006.01)	H02P 7/63 303V

請求項の数 23 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2002-135848 (P2002-135848)	(73) 特許権者	000003207
(22) 出願日	平成14年5月10日 (2002.5.10)		トヨタ自動車株式会社
(65) 公開番号	特開2003-333835 (P2003-333835A)		愛知県豊田市トヨタ町1番地
(43) 公開日	平成15年11月21日 (2003.11.21)	(74) 代理人	100064746
審査請求日	平成17年4月28日 (2005.4.28)		弁理士 深見 久郎
		(74) 代理人	100085132
			弁理士 森田 俊雄
		(74) 代理人	100083703
			弁理士 仲村 義平
		(74) 代理人	100091409
			弁理士 伊藤 英彦
		(74) 代理人	100096781
			弁理士 堀井 豊
		(74) 代理人	100096792
			弁理士 森下 八郎

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電源システム、電源制御方法、および電源制御をコンピュータに実行させるプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

第1の電源と、

前記第1の電源から出力された電圧を変換する電圧変換器と、

前記電圧変換器からの電圧が印加される第2の電源と、

前記電圧変換器および/または前記第2の電源から電圧を受ける電気負荷系と、

前記電力変換器の動作モードを、通常動作モード、前記電力変換器の出力電流を前記通常動作モードよりも制限する出力制限モード、および、前記電力変換器の出力電圧を前記通常動作モードよりも高く制御する高出力モードのいずれかに設定する制御装置とを備え

前記制御装置は、所定の制限条件の成立に応じて前記動作モードを前記出力制限モードに設定した場合には、所定の解除条件の成立に応じて前記出力制限モードを解除した後に、前記高出力モードを所定期間設けるように前記電圧変換器を制御する、電源システム。

【請求項2】

前記制御装置は、前記解除条件の成立後に前記高出力モードを設定可能となってから一定期間経過後に、前記電力変換器による前記高出力モードでの動作を開始させる、請求項1に記載の電源システム。

【請求項3】

前記制御装置は、前記高出力モード時には、前記電気負荷系の消費電力と前記第2の電源の充電電力との和以上の電力を前記電気負荷系および前記第2の電源に供給するために

10

20

必要な出力電圧を出力するように前記電圧変換器を制御する、請求項 1 または請求項 2 に記載の電源システム。

【請求項 4】

前記制御装置は、前記第 1 の電源から前記電力変換器への入力電圧が基準値以下に低下したときに、前記電力変換器の動作モードを前記出力制限モードに設定する、請求項 1 から請求項 3 のいずれか 1 項に記載の電源システム。

【請求項 5】

前記高出力モードに設定する必要がある状態を記憶する記憶手段をさらに備え、前記制御装置は、前記記憶手段に記憶された状態に応じて前記電力変換器の動作モードを前記高出力モードに設定する、請求項 1 に記載の電源システム。

10

【請求項 6】

第 1 の電源から出力された電圧を変換して電気負荷系および第 2 の電源に供給する電圧変換器を含む電源システムにおける電源制御方法であって、

前記電力変換器の出力電流を通常動作モードよりも制限する出力制限モードの設定およびその解除を判定する第 1 のステップと、

前記第 1 のステップにより一旦設定された前記出力制限モードが解除されたときに、前記電力変換器の出力電圧を前記通常動作モードよりも高く制御する高出力モードを、当該解除後に所定期間設けるように前記電圧変換器を制御する第 2 のステップとを含む電源制御方法。

20

【請求項 7】

前記第 2 のステップは、

前記第 1 のステップによる前記出力制限モードの解除時から一定期間経過したことを検出する第 1 のサブステップと、

前記一定期間の経過を検出したことに応じて前記電力変換器を前記高出力モードで制御する第 2 のサブステップとを含む、請求項 6 に記載の電源制御方法。

【請求項 8】

前記第 2 のステップは、

前記第 1 のステップによる前記出力制限モードの解除時から一定期間経過したことを検出する第 1 のサブステップと、

前記一定期間の経過を検出したことに応じて、前記電気負荷系の消費電力と前記第 2 の電源の充電電力との和以上の電力を前記電気負荷系および前記第 2 の電源に供給するために必要な出力電圧を出力するように前記電圧変換器を制御する第 2 のサブステップとを含む、請求項 6 に記載の電源制御方法。

30

【請求項 9】

前記第 1 のステップは、

所定の制限条件の成立に応じて前記電圧変換器を前記出力制限モードに設定する第 1 のサブステップと、

前記電圧変換器が前記出力制限モードに設定されたことを示す情報を記憶手段に記憶する第 2 のサブステップと、

所定の解除条件の成立に応じて前記出力制限モードを解除する第 3 のサブステップとを含む、

40

前記第 2 のステップは、

前記電圧変換器が出力制限モードに設定されたことを示す情報を前記記憶手段から読出す第 4 のサブステップと、

前記情報を読出したことに応じて前記電力変換器を前記高出力モードで制御する第 5 のサブステップとを含む、請求項 6 に記載の電源制御方法。

【請求項 10】

前記第 2 のステップは、前記第 1 のステップによる前記出力制限モードの解除時から一定期間経過したことを検出する第 6 のサブステップをさらに含み、

前記第 5 のサブステップにおいて、前記情報を読出したことおよび前記一定期間の経過

50

を検出したことに応じて前記電力変換器は前記高出力モードで制御される、請求項 9 に記載の電源制御方法。

【請求項 11】

前記所定期間は、前記電力変換器が前記出力制限モードに設定された期間に比例する期間または前記電力変換器が前記出力制限モードに設定された期間と同じ期間である、請求項 6 から請求項 10 のいずれか 1 項に記載の電源制御方法。

【請求項 12】

第 1 の電源から出力された電圧を変換して電気負荷系および第 2 の電源に供給する電圧変換器を含む電源システムにおける電源制御をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体であって、

10

前記電力変換器の出力電流を通常動作モードよりも制限する出力制限モードの設定およびその解除を判定する第 1 のステップと、

前記第 1 のステップにより一旦設定された前記出力制限モードが解除されたときに、前記電力変換器の出力電圧を前記通常動作モードよりも高く制御する高出力モードを、当該解除後に所定期間設けるように前記電圧変換器を制御する第 2 のステップとをコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体。

【請求項 13】

前記第 2 のステップは、

前記第 1 のステップによる前記出力制限モードの解除時から一定期間経過したことを検出する第 1 のサブステップと、

20

前記一定期間の経過を検出したことに応じて前記電力変換器を前記高出力モードで制御する第 2 のサブステップとを含む、請求項 12 に記載のコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体。

【請求項 14】

前記第 2 のステップは、

前記第 1 のステップによる前記出力制限モードの解除時から一定期間経過したことを検出する第 1 のサブステップと、

前記一定期間の経過を検出したことに応じて、前記電気負荷系の消費電力と前記第 2 の電源の充電電力との和以上の電力を前記電気負荷系および前記第 2 の電源に供給するために必要な出力電圧を出力するように前記電圧変換器を制御する第 2 のサブステップとを含む、請求項 12 に記載のコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体。

30

【請求項 15】

前記第 1 のステップは、

所定の制限条件の成立に応じて前記電圧変換器を前記出力制限モードに設定する第 1 のサブステップと、

前記電圧変換器が前記出力制限モードに設定されたことを示す情報を記憶手段に記憶する第 2 のサブステップと、

所定の解除条件の成立に応じて前記出力制限モードを解除する第 3 のサブステップとを含み、

40

前記第 2 のステップは、

前記電圧変換器が出力制限モードに設定されたことを示す情報を前記記憶手段から読出す第 4 のサブステップと、

前記情報を読出したことに応じて前記電力変換器を前記高出力モードで制御する第 5 のサブステップとを含む、請求項 12 に記載のコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体。

【請求項 16】

前記第 2 のステップは、前記第 1 のステップによる前記出力制限モードの解除時から一定期間経過したことを検出する第 6 のサブステップをさらに含み、

前記第 5 のサブステップにおいて、前記情報を読出したことおよび前記一定期間の経過

50

を検出したことに応じて前記電力変換器は前記高出力モードで制御される、請求項 15 に記載のコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体。

【請求項 17】

前記所定期間は、前記電力変換器が前記出力制限モードに設定された期間に比例する期間または前記電力変換器が前記出力制限モードに設定された期間と同じ期間である、請求項 12 から請求項 16 のいずれか 1 項に記載のコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体。

【請求項 18】

前記制御装置は、前記電力変換器の入力電圧および素子温度に基づいて、前記通常動作モード、前記出力制限モード、および前記高出力モードのいずれかを前記動作モードに設定する、請求項 1 から請求項 5 のいずれか 1 項に記載の電源システム。

10

【請求項 19】

前記制御装置は、前記素子温度が所定温度より高いときには、前記高出力モードの設定を禁止する、請求項 18 記載の電源システム。

【請求項 20】

前記電力変換器の動作モードは、前記電力変換器の入力電圧および素子温度に基づいて、前記通常動作モード、前記出力制限モード、および前記高出力モードのいずれかに設定される、請求項 6 から請求項 11 のいずれか 1 項に記載の電源制御方法。

【請求項 21】

前記素子温度が所定温度より高いときには前記電力変換器を前記高出力モードで制御することを禁止する第 3 のステップをさらに含む、請求項 20 記載の電源制御方法。

20

【請求項 22】

前記電力変換器の動作モードは、前記電力変換器の入力電圧および素子温度に基づいて、前記通常動作モード、前記出力制限モード、および前記高出力モードのいずれかに設定される、請求項 12 から請求項 17 のいずれか 1 項に記載のコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体。

【請求項 23】

前記素子温度が所定温度より高いときには前記電力変換器を前記高出力モードで制御することを禁止する第 3 のステップをさらにコンピュータに実行させる、請求項 22 に記載のコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体。

30

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、第 1 の電源から出力される電圧を変換して第 2 の電源および電気負荷系に供給する電源システム、電源システムにおける電源制御方法、および電源システムにおける電源制御をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体に関するものである。

【0002】

40

【従来の技術】

最近、環境に配慮した自動車としてハイブリッド自動車 (Hybrid Vehicle) および電気自動車 (Electric Vehicle) が大きな注目を集めている。そして、ハイブリッド電気自動車は、一部、実用化されている。

【0003】

いわゆるパラレルハイブリッド自動車と呼ばれるものは、従来のエンジンに加え、直流電源またはインバータによって駆動されるモータを動力源とする自動車である。つまり、エンジンを駆動することにより動力源を得るとともに、直流電源からの直流電圧をインバータによって交流に変換し、その変換した交流によりモータを回転することによって動力源を得るものである。また、シリーズハイブリッド自動車と呼ばれるものでは、エンジンに

50

よって駆動された発電機からの電力を利用してモータを駆動する。さらに、電気自動車は、直流電源とインバータとインバータによって駆動されるモータとを動力源とする自動車である。

【0004】

このようなハイブリッド自動車または電気自動車においては、直流電源からの直流電圧を昇圧コンバータによって昇圧し、その昇圧した直流電圧がモータを駆動するインバータに供給されるように構成したシステムについても検討されている。

【0005】

また、ハイブリッド自動車または電気自動車においては、直流電源からの直流電圧を降圧し、その降圧した直流電圧をライト等の負荷に供給することが行なわれている。

10

【0006】

すなわち、ハイブリッド自動車または電気自動車は図13に示す電源システム500を搭載している。図13を参照して、電源システム500は、直流電源B1、B2と、システムリレーSR1、SR2と、電圧センサー501、505と、コンデンサ502、504、510と、コンバータ503と、インバータ506と、電流センサー507と、DC/DCコンバータ509と、負荷511と、制御装置520を含む。

【0007】

直流電源B1は、直流電圧を出力する。電圧センサー501は、直流電源B1の直流電圧を検出して制御装置520へ出力する。システムリレーSR1、SR2は、制御装置520によってオンされると、直流電源B1からの直流電圧をコンデンサ502およびDC/DCコンバータ509に供給する。コンデンサ502は、直流電源B1からシステムリレーSR1、SR2を介して供給された直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧をコンバータ503へ供給する。

20

【0008】

コンバータ503は、コンデンサ502から供給された直流電圧を制御装置520からの制御に従って昇圧し、その昇圧した直流電圧をコンデンサ504へ供給する。コンデンサ504は、コンバータ503から供給された直流電圧を平滑化してインバータ506へ供給する。電圧センサー505は、コンデンサ504の両側の電圧、すなわち、インバータ506への入力電圧を検出する。

【0009】

インバータ506は、コンデンサ504から直流電圧が供給されると制御装置520からの制御に基づいて直流電圧を交流電圧に変換してモータ508を駆動する。これにより、モータ508は、トルク指令値によって指定されたトルクを発生するように駆動される。

30

【0010】

DC/DCコンバータ509は、直流電源B1からシステムリレーSR1、SR2を介して供給された直流電圧を、制御装置520からの制御信号に応じて降圧し、その降圧した直流電圧をコンデンサ510へ供給する。コンデンサ510は、DC/DCコンバータ509から供給された直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧を負荷511および直流電源B2に供給する。直流電源B2は、直流電圧を負荷511に供給する。そして、負荷511は、DC/DCコンバータ509および/または直流電源B2から供給された直流電圧により駆動される。

40

【0011】

制御装置520は、電圧センサー501、505からの電圧、および電流センサー507からのモータ電流等に基づいて、コンバータ503およびインバータ506を制御するための制御信号を生成し、その生成した制御信号をコンバータ503およびインバータ506へ出力する。また、制御装置520は、DC/DCコンバータ509を制御するための制御信号を生成してDC/DCコンバータ509へ出力する。

【0012】

モータ508および負荷511を駆動するとき、制御装置520は、システムリレーSR1、SR2をオンする。そして、直流電源B1は直流電圧を出力し、システムリレーSR

50

1, SR2は、直流電源B1から出力された直流電圧をコンデンサ502およびDC/DCコンバータ509に供給する。また、電圧センサー501は、直流電源B1の直流電圧を検出して制御装置520へ出力し、電圧センサー505は、コンデンサ504の両端の電圧、すなわち、インバータ506への入力電圧を検出して制御装置520へ出力し、電流センサー507はモータ電流を検出して制御装置520へ出力する。

【0013】

制御装置520は、直流電源B1から出力される直流電圧、インバータ506への入力電圧、およびモータ電流等に基づいて、コンバータ503およびインバータ506を駆動するための制御信号を生成し、その生成した制御信号をコンバータ503およびインバータ506へ出力する。

10

【0014】

一方、コンデンサ502は、システムリレーSR1, SR2から供給された直流電圧を平滑化してコンバータ503へ供給する。コンバータ503は、コンデンサ502から供給された直流電圧を、制御装置520からの制御信号に応じて昇圧し、その昇圧した直流電圧をコンデンサ504へ供給する。コンデンサ504は、コンバータ503から供給された直流電圧を平滑化してインバータ506へ供給する。そして、インバータ506は、コンデンサ504から供給された直流電圧を、制御装置520からの制御信号に応じて交流電圧に変換し、その変換した交流電圧をモータ508へ供給してモータ508を駆動する。これにより、モータ508は、所定のトルクを発生する。

20

【0015】

また、制御装置520は、直流電源B1からの直流電圧を降圧するようにDC/DCコンバータ509を制御し、DC/DCコンバータ509は、直流電源B1からの直流電圧を降圧してコンデンサ510に供給する。コンデンサ510は、DC/DCコンバータ509により降圧された直流電圧を平滑化して負荷511および直流電源B2に供給する。これにより、直流電源B2は充電され、負荷511は駆動される。そして、直流電源B2は、DC/DCコンバータ509から負荷511へ供給される電力が負荷511で消費される電力よりも少ないとき直流電圧を負荷511に供給する。

【0016】

このように、ハイブリッド自動車または電気自動車に搭載された電源システム500は、直流電源B1からの直流電圧を昇圧して、所定のトルクを発生するようにモータ508を駆動するとともに、直流電源B1からの直流電圧を降圧して直流電源B2を充電するとともに負荷511を駆動する。

30

【0017】

そして、車両用の駆動モータがメイン電源系に接続され、メイン電源からの電圧を降圧して補機系に供給するためのDC/DCコンバータシステムについては、特開平9-37459号公報に開示されている。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】

図13に示す電源システム500においては、車両用のモータ508を駆動するインバータ506のスイッチング素子の温度上昇を防止するため、モータ508が発生すべきトルクを制限するトルク制限が行なわれる場合がある。

40

【0019】

このようなトルク制限が行なわれると、メイン電源である直流電源B1からDC/DCコンバータ509に供給される直流電圧が低下する。そうすると、DC/DCコンバータ509からコンデンサ510を介して補機系の負荷511に供給される電力は低下するが、このような場合でも、負荷511を正常に動作させなければならず、直流電源B2から負荷511へ電力を供給して負荷511を正常に動作させる。その結果、直流電源B2の電力が消費され、直流電源B2に蓄積された電力が減少する。

【0020】

このような補機系の直流電源B2に蓄積された電力が減少した状態が長期に亘って継続す

50

ると、電源システムが破綻するという問題がある。

【 0 0 2 1 】

そこで、この発明は、かかる問題を解決するためになされたものであり、その目的は、補機系の蓄電量の回復を従来の電源システムに比べて簡単な構成で早期に達成する電源システムを提供することである。

【 0 0 2 2 】

また、この発明の別の目的は、補機系の蓄電量の回復を従来の電源システムに比べて簡単な構成で早期に達成する電源システムにおける電源制御方法を提供することである。

【 0 0 2 3 】

さらに、この発明の別の目的は、補機系の蓄電量の回復を従来の電源システムに比べて簡単な構成で早期に達成する電源システムにおける電源制御をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体を提供することである。

10

【 0 0 2 4 】

【課題を解決するための手段および発明の効果】

この発明によれば、電源システムは、第1の電源と、第1の電源から出力された電圧を変換する電圧変換器と、電圧変換器からの電圧が印加される第2の電源と、電圧変換器および/または第2の電源から電圧を受ける電気負荷系と、電圧変換器から出力される出力電流が通常動作時の電流値よりも低下した第1の状態から回復する第2の状態に移行したとき、電圧変換器から出力される出力電圧を少なくとも所定期間高くするように電圧変換器を制御する制御装置とを備える。

20

【 0 0 2 5 】

好ましくは、制御装置は、第2の状態を検出してから一定期間経過後に出力電圧を所定期間高くする制御を開始する。

【 0 0 2 6 】

より好ましくは、制御装置は、出力電圧を所定期間高くするとき、電気負荷系の消費電力と第2の電源の充電電力との和以上の出力電圧を出力するように電圧変換器を制御する。

【 0 0 2 7 】

さらに好ましくは、第1の状態は、第1の電源の出力電圧が低下した状態である。

【 0 0 2 8 】

さらに好ましくは、出力電圧を所定期間高くする制御を行なう必要がある状態を記憶する記憶手段をさらに備え、制御装置は、記憶手段に記憶された状態に応じ出力電圧を所定期間高くする制御を行なう。

30

【 0 0 2 9 】

また、この発明によれば、電源制御方法は、第1の電源から出力された電圧を変換して電気負荷系および第2の電源に供給する電圧変換器を含む電源システムにおける電源制御方法であって、電圧変換器から出力される出力電圧が通常動作時の電流値よりも低下した第1の状態から回復する第2の状態に移行したことを検出する第1のステップと、電圧変換器から出力される出力電圧を少なくとも所定期間高くするように電圧変換器を制御する第2のステップとを含む。

【 0 0 3 0 】

40

好ましくは、第2のステップは、第2の状態の検出時から一定期間経過したことを検出する第1のサブステップと、一定期間の経過を検出したことに応じて出力電圧を所定期間高くする制御を行なう第2のサブステップとを含む。

【 0 0 3 1 】

好ましくは、第2のステップは、第2の状態の検出時から一定期間経過したことを検出する第1のサブステップと、一定期間の経過を検出したことに応じて、電気負荷系の消費電力と第2の電源の充電電力との和以上の出力電圧を出力するように電圧変換器を制御する第2のサブステップとを含む。

【 0 0 3 2 】

より好ましくは、第1のステップは、電圧変換器が第1の状態にあることを検出する第1

50

のサブステップと、電圧変換器が第1の状態にあったことを示す情報を記憶手段に記憶する第2のサブステップと、電圧変換器が第2の状態に移行したことを検出する第3のサブステップとを含み、第2のステップは、電圧変換器が第1の状態にあったことを示す情報を記憶手段から読出す第4のサブステップと、その情報を読出したことに応じて出力電圧を所定期間高くする制御を行なう第5のサブステップとを含む。

【0033】

さらに好ましくは、第2のステップは、第2の状態の検出時から一定期間経過したことを検出する第6のサブステップをさらに含み、第5のサブステップにおいて、電圧変換器が第1の状態にあったことを示す情報を読出したことおよび一定期間の経過を検出したことに応じて出力電圧を所定期間高くする制御が行なわれる。

10

【0034】

さらに好ましくは、所定期間は、出力電圧が第1の状態にある期間に比例する期間または出力電圧が第1の状態にある期間と同じ期間である。

【0035】

さらに、この発明によれば、第1の電源から出力された電圧を変換して電気負荷系および第2の電源に供給する電圧変換器を含む電源システムにおける電源制御をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体は、電圧変換器から出力される出力電圧が通常動作時の電流値よりも低下した第1の状態から回復する第2の状態に移行したことを検出する第1のステップと、電圧変換器から出力される出力電圧を少なくとも所定期間高くするように電圧変換器を制御する第2のステップとをコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体である。

20

【0036】

好ましくは、第2のステップは、第2の状態の検出時から一定期間経過したことを検出する第1のサブステップと、一定期間の経過を検出したことに応じて出力電圧を所定期間高くする制御を行なう第2のサブステップとを含む。

【0037】

好ましくは、第2のステップは、第2の状態の検出時から一定期間経過したことを検出する第1のサブステップと、一定期間の経過を検出したことに応じて、電気負荷系の消費電力と第2の電源の充電電力との和以上の出力電圧を出力するように電圧変換器を制御する第2のサブステップとを含む。

30

【0038】

より好ましくは、第1のステップは、電圧変換器が第1の状態にあることを検出する第1のサブステップと、電圧変換器が第1の状態にあったことを示す情報を記憶手段に記憶する第2のサブステップと、電圧変換器が第2の状態に移行したことを検出する第3のサブステップとを含み、第2のステップは、電圧変換器が第1の状態にあったことを示す情報を記憶手段から読出す第4のサブステップと、電圧変換器が第1の状態にあったことを示す情報を読出したことに応じて出力電圧を所定期間高くする制御を行なう第5のサブステップとを含む。

【0039】

40

さらに好ましくは、第2のステップは、第2の状態の検出時から一定期間経過したことを検出する第6のサブステップをさらに含み、第5のサブステップにおいて、電圧変換器が第1の状態にあったことを示す情報を読出したことおよび一定期間の経過を検出したことに応じて出力電圧を所定期間高くする制御が行なわれる。

【0040】

さらに好ましくは、所定期間は、出力電圧が第1の状態にある期間に比例する期間または出力電圧が第1の状態にある期間と同じ期間である。

【0041】

この発明においては、メイン電源である第1の電源に接続された、電圧変換器、電気負荷系および第2の電源から成る補機系において、第1の電源から電圧変換器へ供給される電

50

圧が低下し、電圧変換器の出力電流が低電流値になった後、通常動作時の電流値に戻ると、第2の電源は電圧変換器からの通常よりも高い電圧によって充電される。したがって、補機系の充電量を従来に比べ簡単な構成でより早期に回復できる。

【0042】

【発明の実施の形態】

本発明の実施の形態について図面を参照しながら詳細に説明する。なお、図中同一または相当部分には同一符号を付してその説明は繰返さない。

【0043】

図1を参照して、この発明の実施の形態による電源システム100は、直流電源B1、B2と、電圧センサー10、13、27、28と、システムリレーSR1、SR2と、コンデンサC1～C3と、昇圧コンバータ12と、インバータ14と、電流センサー24と、DC/DCコンバータ25と、負荷26と、温度センサー29と、制御装置30とを備える。

10

【0044】

モータM1は、ハイブリッド自動車または電気自動車の駆動輪を駆動するためのトルクを発生するための駆動モータである。あるいは、このモータはエンジンにて駆動される発電機の機能を持つように、そして、エンジンに対して電動機として動作し、たとえば、エンジン始動を行ない得るようなものとしてもよい。この場合には、モータM1を単に始動あるいは発電機能のみを持つものとし、モータM1によって駆動力を得ないように設計してもよい。

20

【0045】

また、負荷26は、ハイブリッド自動車または電気自動車に搭載されるライトおよびエアコン用のインバータ等の車に搭載される各種補機類または電装品である。

【0046】

昇圧コンバータ12は、リアクトルL1と、NPNトランジスタQ1、Q2と、ダイオードD1、D2とを含む。リアクトルL1の一方端は直流電源B1の電源ラインに接続され、他方端はNPNトランジスタQ1とNPNトランジスタQ2との中間点、すなわち、NPNトランジスタQ1のエミッタとNPNトランジスタQ2のコレクタとの間に接続される。NPNトランジスタQ1、Q2は、電源ラインとアースラインとの間に直列に接続される。そして、NPNトランジスタQ1のコレクタは電源ラインに接続され、NPNトランジスタQ2のエミッタはアースラインに接続される。また、各NPNトランジスタQ1、Q2のコレクタ-エミッタ間には、エミッタ側からコレクタ側へ電流を流すダイオードD1、D2が配置されている。

30

【0047】

インバータ14は、U相アーム15と、V相アーム16と、W相アーム17とから成る。U相アーム15、V相アーム16、およびW相アーム17は、電源ラインとアースラインとの間に並列に設けられる。

【0048】

U相アーム15は、直列接続されたNPNトランジスタQ3、Q4から成り、V相アーム16は、直列接続されたNPNトランジスタQ5、Q6から成り、W相アーム17は、直列接続されたNPNトランジスタQ7、Q8から成る。また、各NPNトランジスタQ3～Q8のコレクタ-エミッタ間には、エミッタ側からコレクタ側へ電流を流すダイオードD3～D8がそれぞれ接続されている。

40

【0049】

各相アームの中間点は、モータM1の各相コイルの各相端に接続されている。すなわち、モータM1は、3相の永久磁石モータであり、U、V、W相の3つのコイルの一端が中点に共通接続されて構成され、U相コイルの他端がNPNトランジスタQ3、Q4の中間点に、V相コイルの他端がNPNトランジスタQ5、Q6の中間点に、W相コイルの他端がNPNトランジスタQ7、Q8の中間点にそれぞれ接続されている。

【0050】

50

直流電源 B 1 は、ニッケル水素またはリチウムイオン等の二次電池から成る。そして、直流電源 B 1 は、たとえば、280 V 程度の直流電圧を出力する。電圧センサー 10 は、直流電源 B 1 から出力される電圧 V 1 を検出し、その検出した電圧 V 1 を制御装置 30 へ出力する。システムリレー S R 1 , S R 2 は、制御装置 30 からの信号 S E によりオンされる。コンデンサ C 1 は、直流電源 B 1 から供給された直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧を昇圧コンバータ 12 へ供給する。

【0051】

昇圧コンバータ 12 は、コンデンサ C 1 から供給された直流電圧を昇圧してコンデンサ C 2 へ供給する。より具体的には、昇圧コンバータ 12 は、制御装置 30 から信号 P W U を受けると、信号 P W U によって N P N トランジスタ Q 2 がオンされた期間に応じて直流電圧を昇圧してコンデンサ C 2 に供給する。この場合、N P N トランジスタ Q 1 は、信号 P W U によってオフされている。また、昇圧コンバータ 12 は、制御装置 30 から信号 P W D を受けると、コンデンサ C 2 を介してインバータ 14 から供給された直流電圧を降圧して直流電源 B 1 を充電する。昇圧コンバータ 12 は、たとえば、コンデンサ C 1 から供給された 280 V 程度の直流電圧を 500 V 程度に昇圧してコンデンサ C 2 に供給する。

【0052】

コンデンサ C 2 は、昇圧コンバータ 12 からの直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧をインバータ 14 へ供給する。電圧センサー 13 は、コンデンサ C 2 の両端の電圧、すなわち、インバータ 14 への入力電圧 I V V を検出し、その検出した入力電圧 I V V を制御装置 30 へ出力する。

【0053】

インバータ 14 は、コンデンサ C 2 から直流電圧が供給されると制御装置 30 からの信号 P W M I に基づいて直流電圧を交流電圧に変換してモータ M 1 を駆動する。これにより、モータ M 1 は、トルク指令値 T R によって指定されたトルクを発生するように駆動される。また、インバータ 14 は、電源システム 100 が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車の回生制動時、モータ M 1 が発電した交流電圧を制御装置 30 からの信号 P W M C に基づいて直流電圧に変換し、その変換した直流電圧をコンデンサ C 2 を介して昇圧コンバータ 12 へ供給する。なお、ここで言う回生制動とは、ハイブリッド自動車または電気自動車を運転するドライバーによるフットブレーキ操作があった場合の回生発電を伴う制動や、フットブレーキを操作しないものの、走行中にアクセルペダルをオフすることで回生発電をさせながら車両を減速（または加速の中止）させることを含む。

【0054】

電流センサー 24 は、モータ M 1 に流れるモータ電流 M C R T を検出し、その検出したモータ電流 M C R T を制御装置 30 へ出力する。

【0055】

電圧センサー 27 は、D C / D C コンバータ 25 への入力電圧 V 2 を検出して制御装置 30 へ出力する。温度センサー 29 は、D C / D C コンバータ 25 における素子温度 T C を検出し、その検出した素子温度 T C を制御装置 30 へ出力する。D C / D C コンバータ 25 は、直流電源 B 1 から供給された直流電圧を制御装置 30 からの信号 M D R S によって降圧してコンデンサ C 3 に供給する。この場合、D C / D C コンバータ 25 は、たとえば、280 V 程度の入力電圧を 14 ~ 16 V の範囲の電圧に降圧してコンデンサ C 3 に供給する。

【0056】

コンデンサ C 3 は、D C / D C コンバータ 25 からの直流電圧を平滑化して負荷 26 および直流電源 B 2 に供給する。これにより直流電源 B 2 は充電され、負荷 26 は駆動される。電圧センサー 28 は、直流電源 B 2 の出力電圧 V 3 を検出して制御装置 30 へ出力する。直流電源 B 2 は、D C / D C コンバータ 25 からコンデンサ C 3 を介して負荷 26 へ供給される電力が負荷 26 の消費電力よりも少ないとき直流電圧を負荷 26 に供給する。

【0057】

制御装置 30 は、外部に設けられた E C U (E l e c t r i c a l C o n t r o l U

10

20

30

40

50

n i t) から入力されたトルク指令値 T R およびモータ回転数 M R N、電圧センサー 1 0 からの電圧 V 1、電圧センサー 1 3 からの入力電圧 I V V、および電流センサー 2 4 からのモータ電流 M C R T に基づいて、後述する方法により昇圧コンバータ 1 2 を駆動するための信号 P W U とインバータ 1 4 を駆動するための信号 P W M I とを生成し、その生成した信号 P W U および信号 P W M I をそれぞれ昇圧コンバータ 1 2 およびインバータ 1 4 へ出力する。信号 P W U は、昇圧コンバータ 1 2 がコンデンサ C 1 からの直流電圧を入力電圧 I V V に変換する場合に昇圧コンバータ 1 2 を駆動するための信号である。

【 0 0 5 8 】

また、制御装置 3 0 は、ハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードに入ったことを示す信号 R G E を外部の E C U から受けると、モータ M 1 で発電された交流電圧を直流電圧に変換するための信号 P W M C を生成してインバータ 1 4 へ出力する。この場合、インバータ 1 4 の N P N トランジスタ Q 4、Q 6、Q 8 は信号 P W M C によってスイッチング制御される。すなわち、モータ M 1 の U 相で発電されるとき N P N トランジスタ Q 6、Q 8 がオンされ、V 相で発電されるとき N P N トランジスタ Q 4、Q 8 がオンされ、W 相で発電されるとき N P N トランジスタ Q 4、Q 6 がオンされる。これにより、インバータ 1 4 は、モータ M 1 で発電された交流電圧を直流電圧に変換して昇圧コンバータ 1 2 へ供給する。

10

【 0 0 5 9 】

さらに、制御装置 3 0 は、電圧センサー 2 7 からの入力電圧 V 2、電圧センサー 2 8 からの出力電圧 V 3 および温度センサー 2 9 からの素子温度 T C に基づいて、後述する方法によって D C / D C コンバータ 2 5 を制御するための信号 M D R S を生成し、その生成した信号 M D R S を D C / D C コンバータ 2 5 へ出力する。

20

【 0 0 6 0 】

さらに、制御装置 3 0 は、システムリレー S R 1、S R 2 をオンするための信号 S E を生成してシステムリレー S R 1、S R 2 へ出力する。

【 0 0 6 1 】

図 2 は、制御装置 3 0 の機能ブロック図である。図 2 を参照して、制御装置 3 0 は、モータトルク制御手段 3 0 1 と、電圧変換制御手段 3 0 2 と、コンバータ制御手段 3 0 3 とを含む。モータトルク制御手段 3 0 1 は、トルク指令値 T R、直流電源 B 1 の出力電圧 V 1、モータ電流 M C R T、モータ回転数 M R N およびインバータ 1 4 への入力電圧 I V V に基づいて、モータ M 1 の駆動時、後述する方法により昇圧コンバータ 1 2 の N P N トランジスタ Q 1、Q 2 をオン / オフするための信号 P W U と、インバータ 1 4 の N P N トランジスタ Q 3 ~ Q 8 をオン / オフするための信号 P W M I とを生成し、その生成した信号 P W U および信号 P W M I をそれぞれ昇圧コンバータ 1 2 およびインバータ 1 4 へ出力する。

30

【 0 0 6 2 】

電圧変換制御手段 3 0 2 は、回生制動時、ハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードに入ったことを示す信号 R G E を外部の E C U から受けると、インバータ 1 4 から供給された直流電圧を降圧するための信号 P W D を生成して昇圧コンバータ 1 2 へ出力する。このように、昇圧コンバータ 1 2 は、直流電圧を降圧するための信号 P W D により電圧を降下させることもできるので、双方向コンバータの機能を有するものである。さらに、電圧変換制御手段 3 0 2 は、回生制動時、信号 R G E を外部の E C U から受けると、モータ M 1 が発電した交流電圧を直流電圧に変換するための信号 P W M C を生成してインバータ 1 4 へ出力する。

40

【 0 0 6 3 】

コンバータ制御手段 3 0 3 は、D C / D C コンバータ 2 5 への入力電圧 V 2、直流電源 B 2 の出力電圧 V 3 および D C / D C コンバータ 2 5 の素子温度 T C に基づいて、後述する方法によって信号 M D R S を生成して D C / D C コンバータ 2 5 へ出力する。

【 0 0 6 4 】

図 3 は、モータトルク制御手段 3 0 1 の機能ブロック図である。図 3 を参照して、モータ

50

トルク制御手段 301 は、モータ制御用相電圧演算部 40 と、インバータ用 PWM 信号変換部 42 と、インバータ入力電圧指令演算部 50 と、コンバータ用デューティ比演算部 52 と、コンバータ用 PWM 信号変換部 54 とを含む。

【0065】

モータ制御用相電圧演算部 40 は、インバータ 14 への入力電圧 I_{VV} を電圧センサー 13 から受け、モータ M1 の各相に流れるモータ電流 M_{CRT} を電流センサー 24 から受け、トルク指令値 T_R を外部 ECU から受ける。そして、モータ制御用相電圧演算部 40 は、これらの入力される信号に基づいて、モータ M1 の各相のコイルに印加する電圧を計算し、その計算した結果をインバータ用 PWM 信号変換部 42 へ出力する。インバータ用 PWM 信号変換部 42 は、モータ制御用相電圧演算部 40 から受けた計算結果に基づいて、実際にインバータ 14 の各 NPN トランジスタ Q3 ~ Q8 をオン / オフする信号 PWM I を生成し、その生成した信号 PWM I をインバータ 14 の各 NPN トランジスタ Q3 ~ Q8 へ出力する。

10

【0066】

これにより、各 NPN トランジスタ Q3 ~ Q8 は、スイッチング制御され、モータ M1 が指令されたトルクを出すようにモータ M1 の各相に流す電流を制御する。このようにして、モータ駆動電流が制御され、トルク指令値 T_R に応じたモータトルクが出力される。

【0067】

一方、インバータ入力電圧指令演算部 50 は、トルク指令値 T_R およびモータ回転数 M_RN に基づいてインバータ入力電圧の最適値（目標値）を演算し、その演算した最適値をコンバータ用デューティ比演算部 52 へ出力する。

20

【0068】

コンバータ用デューティ比演算部 52 は、電圧センサー 10 からの出力電圧 V_1 （バッテリー電圧 V_1 ）に基づいて、電圧センサー 13 からの入力電圧 I_{VV} を、インバータ入力電圧指令演算部 50 から出力される最適値に設定するためのデューティ比を演算する。コンバータ用 PWM 信号変換部 54 は、コンバータ用デューティ比演算部 52 からのデューティ比に基づいて昇圧コンバータ 12 の NPN トランジスタ Q1, Q2 をオン / オフするための信号 PWU を生成する。そして、コンバータ用 PWM 信号変換部 54 は、生成した信号 PWU を昇圧コンバータ 12 の NPN トランジスタ Q1, Q2 へ出力する。そして、昇圧コンバータ 12 の NPN トランジスタ Q1, Q2 は、信号 PWU に基づいてオン / オフされる。これによって、昇圧コンバータ 12 は、入力電圧 I_{VV} が最適値になるように直流電圧を変換する。

30

【0069】

なお、昇圧コンバータ 12 の下側の NPN トランジスタ Q2 のオンデューティを大きくすることによりリアクトル L1 における電力蓄積が大きくなるため、より高電圧の出力を得ることができる。一方、上側の NPN トランジスタ Q1 のオンデューティを大きくすることにより電源ラインの電圧が下がる。そこで、NPN トランジスタ Q1, Q2 のデューティ比を制御することで、電源ラインの電圧を直流電源 B1 の出力電圧以上の任意の電圧に制御可能である。

【0070】

図 4 を参照して、DC / DC コンバータ 25 は、MOS トランジスタ 251 ~ 254 と、トランス 255, 256 と、ダイオード 257, 258 と、コイル 259 と、コンデンサ 260 とを含む。

40

【0071】

MOS トランジスタ 251, 252 は、電源ライン 31 とアースライン 32 との間に直列に接続される。また、MOS トランジスタ 253, 254 は、電源ライン 31 とアースライン 32 との間に直列に接続される。MOS トランジスタ 251, 252 は、電源ライン 31 とアースライン 32 との間に MOS トランジスタ 253, 254 と並列に接続される。

【0072】

50

トランス 255 は、その一方端が MOS トランジスタ 251 と MOS トランジスタ 252 との間のノード N1 に接続され、他方端が MOS トランジスタ 253 と MOS トランジスタ 254 との間のノード N2 に接続される。

【0073】

トランス 256 は、トランス 255 に対向して設けられる。ダイオード 257 は、トランス 256 からコイル 259 へ出力電流 I_o を流すようにトランス 256 とコイル 259 との間に接続される。

【0074】

ダイオード 258 は、ダイオード 257 とコイル 259 との間のノード N3 からトランス 256 の低圧側への電流を阻止するようにトランス 256 とノード N3 との間に接続される。コイル 259 は、ダイオード 257 と負荷 26 との間に接続される。

10

【0075】

コンデンサ 260 は、コイル 259 の出力側と接地ノード 261 との間に接続され、コイル 259 からの出力電圧を平滑化して負荷 26 に供給する。

【0076】

MOS トランジスタ 251, 254 がオンされ、MOS トランジスタ 252, 253 がオフされると、電源ライン 31、MOS トランジスタ 251、ノード N1、トランス 255、ノード N2、MOS トランジスタ 254 およびアースライン 32 の経路で入力電流 I_{in} が流れる。そして、トランス 255, 256 は、巻線比に応じて入力電圧 V_{in} を降圧して出力電圧 V_o を出力する。

20

【0077】

DC/DC コンバータ 25 の二次側では、トランス 256、ダイオード 257、コイル 259、負荷 26、および接地ノード 261 の経路、またはトランス 256、ダイオード 257、コイル 259、直流電源 B2、および接地ノード 261 の経路で出力電流 I_o が流れる。

【0078】

MOS トランジスタ 251, 254 がオン/オフされる割合、つまり、デューティ比に応じて、入力電流 I_{in} が変化し、トランス 255 に印加される電圧が変化する。すなわち、MOS トランジスタ 251, 254 のデューティ比が大きくなると、入力電流 I_{in} が増加し、トランス 255 に印加される電圧が増加する。また、MOS トランジスタ 251, 254 のデューティ比が小さくなると、入力電流 I_{in} が減少し、トランス 255 に印加される電圧が減少する。

30

【0079】

そして、トランス 255, 256 は、トランス 255 に印加される電圧を、その電圧レベルに応じて降圧するので、DC/DC コンバータ 25 の二次側の出力電圧 V_o は、トランス 255 に印加される電圧に応じて変化する。

【0080】

コンバータ制御手段 303 は、判定回路 3031 と、メモリ 3032 と、MOSFET 駆動制御回路 3033 とを含む。

【0081】

40

判定回路 3031 は、電圧センサー 27 が検出した DC/DC コンバータ 25 への入力電圧 V_2 と、温度センサー 29 が検出した DC/DC コンバータ 25 における素子温度 T_C とを受ける。そして、判定回路 3031 は、入力電圧 V_2 および素子温度 T_C に基づいて、DC/DC コンバータ 25 におけるモード MDE が出力制限モード、通常出力モードおよび高出力モードのいずれであるのかを判定し、その判定結果を MOSFET 駆動制御回路 3033 へ出力する。この場合、判定回路 3031 は、モード MDE が出力制限モードであるとき判定結果 MDE1 を MOSFET 駆動制御回路 3033 へ出力し、モード MDE が通常出力モードであるとき判定結果 MDE2 を MOSFET 駆動制御回路 3033 へ出力し、モード MDE が高出力モードであるとき判定結果 MDE3 を MOSFET 駆動制御回路 3033 へ出力する。

50

【 0 0 8 2 】

図 5、図 6 および図 7 を参照して、通常出力モード、出力制限モードおよび高出力モードについて説明する。図 5 は、通常出力モードを説明するための図であり、図 6 は、出力制限モードを説明するための図であり、図 7 は、高出力モードを説明するための図である。なお、図 5、図 6 および図 7 においては、メイン電源である直流電源 B 1 に接続された、DC / DC コンバータ 2 5、負荷 2 6 および直流電源 B 2 からなる補機系を簡略化して示す。

【 0 0 8 3 】

図 5 を参照して、通常出力モードにおいては、DC / DC コンバータ 2 5 は、直流電源 B 1 から出力された約 2 8 0 V の直流電圧を約 1 4 V の直流電圧に降圧して負荷 2 6 および直流電源 B 2 に供給する。そして、通常出力モードにおいては、直流電源 B 2 における電力の低下は小さいので、DC / DC コンバータ 2 5 から負荷 2 6 に流れる電流 I 1 は大電流であり、DC / DC コンバータ 2 5 から直流電源 B 2 に流れる電流 I 2 は小電流である。このように、通常出力モードにおいては、DC / DC コンバータ 2 5 は、電力を供給して負荷 2 6 を駆動しながら直流電源 B 2 を充電する。

10

【 0 0 8 4 】

図 6 を参照して、出力制限モードにおいては、直流電源 B 1 から DC / DC コンバータ 2 5 へ供給される直流電圧は低下するため、DC / DC コンバータ 2 5 は、負荷 2 6 で消費される電力を十分に供給できず、直流電源 B 2 が負荷 2 6 を駆動するための直流電圧を殆ど供給する。したがって、DC / DC コンバータ 2 5 から負荷 2 6 に供給される直流電流 I 1 は小電流であり、直流電源 B 2 から負荷 2 6 に供給される直流電流 I 3 は大電流である。このように、出力制限モードにおいては、直流電源 B 2 が負荷 2 6 で消費される直流電力の殆どを供給する。

20

【 0 0 8 5 】

図 7 を参照して、高出力モードにおいては、DC / DC コンバータ 2 5 は、直流電源 B 1 から出力された約 2 8 0 V の直流電圧を 1 5 ~ 1 6 V の範囲の直流電圧に降圧し、その降圧した直流電圧を負荷 2 6 および直流電源 B 2 に供給する。この場合、DC / DC コンバータ 2 5 は、通常出力モードにおける出力電圧（約 1 4 V）よりも高い出力電圧（1 5 ~ 1 6 V）を出力するので、DC / DC コンバータ 2 5 から負荷 2 6 に流れる直流電流 I 1 および DC / DC コンバータ 2 5 から直流電源 B 2 に流れる直流電流 I 2 は大電流である。このように、高出力モードにおいては、DC / DC コンバータ 2 5 は、大電流を供給して負荷 2 6 を駆動するとともに直流電源 B 2 を充電する。

30

【 0 0 8 6 】

再び、図 4 を参照して、MOSFET 駆動制御回路 3 0 3 3 は、DC / DC コンバータ 2 5 におけるモード MDE が出力制限モードであることを示す判定結果 MDE 1 を判定回路 3 0 3 1 から受けると、MOS トランジスタ 2 5 2、2 5 4 をオフし、オンデューティが最小になるように MOS トランジスタ 2 5 1、2 5 4 を駆動する。そして、MOSFET 駆動制御回路 3 0 3 3 は、出力制限モードにおいて MOS トランジスタ 2 5 1 ~ 2 5 4 を駆動したとき、メモリ 3 0 3 2 にアクセスし、メモリ 3 0 3 2 に記憶されたカウント値を“ 1 ”だけ増加する。

40

【 0 0 8 7 】

また、MOSFET 駆動制御回路 3 0 3 3 は、DC / DC コンバータ 2 5 におけるモード MDE が通常出力モードであることを示す判定結果 MDE 2 を判定回路 3 0 3 1 から受けると、出力電圧 V_o が約 1 4 V になるように MOS トランジスタ 2 5 1 ~ 2 5 4 を駆動する。

【 0 0 8 8 】

さらに、MOSFET 駆動制御回路 3 0 3 3 は、DC / DC コンバータ 2 5 におけるモード MDE が高出力モードであることを示す判定結果 MDE 3 を判定回路 3 0 3 1 から受けると、出力電圧 V_o が約 1 5 ~ 1 6 V になるように MOS トランジスタ 2 5 1 ~ 2 5 4 を駆動する。そして、MOSFET 駆動制御回路 3 0 3 3 は、メモリ 3 0 3 2 にアクセスし

50

、メモリ 3032 に記憶されたカウント値を “ 1 ” だけ減少する。

【 0089 】

好ましくは、MOSFET 駆動制御回路 3033 は、判定結果 MDE 3 を判定回路 3031 から受けると、電圧センサー 28 から受けた直流電源 B2 の出力電圧 V3 に基づいて、直流電源 B2 を十分に充電するために必要な充電電力と、負荷 26 の消費電力とを演算し、充電電力と消費電力との和以上の電力を出力するように MOS トランジスタ 251 ~ 254 を駆動する。つまり、MOSFET 駆動制御回路 3033 は、直流電源 B2 の充電電力と負荷 26 の消費電力との和以上の電力を負荷 26 および直流電源 B2 に供給するために必要な出力電圧を出力するように MOS トランジスタ 251 ~ 254 を駆動する。これにより、負荷 26 を正常に駆動するとともに直流電源 B2 を十分に充電するための電力を負荷 26 および直流電源 B2 に供給できる。

10

【 0090 】

なお、必要な充電電力の演算は、次のように行なう。電圧センサー 28 からの出力電圧 V3 は、直流電源 B2 の開放端電圧 (OCV: Open Circuit Voltage) であり、開放端電圧 OCV は、充電容量 (SOC: Scale Of Charge) と一定の関係有するので、直流電源 B2 の現在の開放端電圧 OCV を検出すれば、その検出した開放端電圧 OCV から直流電源 B2 の現在の充電容量 SOC を検出できる。そして、直流電源 B2 の満充電容量は予め解かっているので、満充電容量から現在の充電容量を減算すれば、直流電源 B2 を満充電するために必要な充電容量を検出できる。したがって、MOSFET 駆動制御回路 3033 は、開放端電圧 OCV と充電容量 SOC との関係および直流電源 B2 の満充電容量を保持しており、電圧センサー 28 から受けた出力電圧 V3 に基づいて直流電源 B2 の現在の充電容量を開放端電圧 OCV と充電容量 SOC との関係を参照して検出する。そして、MOSFET 駆動制御回路 3033 は、満充電容量から現在の充電容量を減算して直流電源 B2 を満充電するために必要な充電容量を検出する。

20

【 0091 】

また、負荷 26 における消費電力は予め解っているので、MOSFET 駆動制御回路 3033 は、負荷 26 における消費電力を保持している。

【 0092 】

図 8 を参照して、直流電源 B1、DC/DC コンバータ 25、負荷 26 および直流電源 B2 から成る電源システムにおける動作について説明する。一連の動作が開始されると、コンバータ制御手段 303 の判定回路 3031 は、DC/DC コンバータ 25 への入力電圧 V2 を電圧センサー 27 から受け、DC/DC コンバータ 25 における素子温度 TC を温度センサー 29 から受ける。そして、判定回路 3031 は、入力電圧 V2 が基準値以下であるか否かを判定する (ステップ S1)。より具体的には、判定回路 3031 は、入力電圧 V2 が基準値である 200V 以下であるか否かを判定する。

30

【 0093 】

判定回路 3031 は、入力電圧 V2 が基準値以下ではないと判定したとき、素子温度 TC が出力制限温度 TRA よりも高いか否かを判定する (ステップ S2)。そして、素子温度 TC が出力制限温度 TRA よりも高くないと判定されたとき、ステップ S5 へ移行する。

40

【 0094 】

一方、ステップ S1 において、入力電圧 V2 が基準値以下であるとき、または素子温度 TC が出力制限温度 TRA よりも高いとき、判定回路 3031 は、DC/DC コンバータ 25 におけるモード MDE が出力制限モードにあると判定して判定結果 MDE 1 を MOSFET 駆動制御回路 3033 へ出力する。

【 0095 】

MOSFET 駆動制御回路 3033 は、判定結果 MDE 1 を判定回路 3031 から受けると、MOS トランジスタ 252、253 をオフし、オンデューティーが最小になるように MOS トランジスタ 251、254 を駆動する。したがって、DC/DC コンバータ 25 は負荷 26 に小電流を供給し、直流電源 B2 が大電流を供給して負荷 26 を駆動する。す

50

なわち、出力制限が行なわれる（ステップS3）。そして、MOSFET駆動制御回路3033は、メモリ3032へアクセスし、メモリ3032に記憶されたカウント値を“1”だけ増加する（ステップS4）。その後、ステップS1へ戻る。

【0096】

ステップS2において、素子温度TCが出力制限温度TRA以下であると判定されると、判定回路3031は、素子温度TCが出力復帰温度TRBよりも高いか否かを判定する（ステップS5）。ステップS5において、素子温度TCが出力復帰温度TRBよりも高くないと判定されたとき、判定回路3031は、素子温度TCが高出力可能温度THCよりも高いか否かを判定する（ステップS6）。ステップS6において、素子温度TCが高出力可能温度THCよりも高くないと判定されたとき、判定回路3031は、メモリ3032へアクセスし、メモリ3032に記憶されたカウント値を読み出してカウント値が“1”以上であるか否かを判定する（ステップS7）。 10

【0097】

ステップS5において素子温度TCが出力復帰温度TRBよりも高いと判定されたとき、またはステップS6において素子温度TCが高出力可能温度THCよりも高いと判定されたとき、またはステップS7においてカウント値が“1”以上でないと判定されたとき、判定回路3031は、DC/DCコンバータ25におけるモードMDEを通常出力モードと判定し、判定結果MDE2をMOSFET駆動制御回路3033へ出力する。そして、MOSFET駆動制御回路3033は、DC/DCコンバータ25の出力電圧が約14VになるようにMOSトランジスタ251～254を駆動する。すなわち、通常出力が行な 20

【0098】

なお、ステップS5において、素子温度TCが出力復帰温度TRBよりも高いと判定されたとき、素子温度TCは、出力復帰温度TRB < TC 出力制限温度TRAの範囲にあるので、判定回路3031は、DC/DCコンバータ25を通常出力モードで駆動可能と判定し、通常出力モードでDC/DCコンバータ25を駆動することとしたものである。また、ステップS6において、素子温度TCが高出力可能温度THCよりも高いと判定されたとき、素子温度TCは、高出力可能温度THC < TC 出力復帰温度TRBの範囲にあるので、判定回路3031は、DC/DCコンバータ25を高出力モードで駆動するのは困難であると判定し、DC/DCコンバータ25を通常出力モードで駆動することとした 30

ものである。さらに、ステップS7において、カウント値が“1”以上でないと判定されたとき、DC/DCコンバータ25は出力制限モードで駆動されていないので（ステップS3，S4参照）、直流電源B2の充電容量が減少していない。したがって、判定回路3031は、DC/DCコンバータ25を高出力モードで駆動して直流電源B2を充電する必要がないと判定し、DC/DCコンバータ25を通常出力モードで駆動することとしたものである。

【0099】

一方、ステップS7において、カウント値が“1”以上であると判定されたとき、DC/DCコンバータ25は出力制限モードで既に駆動されているので（ステップS3，S4参照）、直流電源B2の充電容量が消費されている。したがって、判定回路3031は、DC/DCコンバータ25を高出力モードで駆動して負荷26および直流電源B2に大電流を供給する必要があると判定し、判定結果MDE3をMOSFET駆動制御回路3033へ出力する。 40

【0100】

そうすると、MOSFET駆動制御回路3033は、判定結果MDE3に応じて、DC/DCコンバータ25からの出力電圧が15～16Vの範囲になるようにMOSトランジスタ251～254を駆動する。すなわち、DC/DCコンバータ25は、高出力モードで駆動される（ステップS9）。そして、MOSFET駆動制御回路3033は、DC/DCコンバータ25を高出力モードで駆動すると、メモリ3032へアクセスし、メモリ3032に記憶されたカウント値を“1”だけ減少する（ステップS10）。その後、ステ 50

ップ S 1 に戻る。

【 0 1 0 1 】

ステップ S 1 0 において、カウント値を " 1 " だけ減少することにしたのは、D C / D C コンバータ 2 5 を高出力モードで駆動すれば、出力制限モードにおいて減少した直流電源 B 2 の充電容量が補われるからである。

【 0 1 0 2 】

また、この発明においては、図 9 に示すフローチャートに従って、直流電源 B 1、D C / D C コンバータ 2 5、負荷 2 6 および直流電源 B 2 から成る電源システムにおける動作が行なわれてもよい。

【 0 1 0 3 】

図 9 に示すフローチャートは、図 8 に示すフローチャートのステップ S 7 とステップ S 9 との間にステップ S 1 1 を挿入したものであり、その他は図 8 に示すフローチャートと同じである。図 9 を参照して、ステップ S 7 においてカウント値が " 1 " 以上であると判定されたとき、判定回路 3 0 3 1 は、カウント値が " 1 " 以上であると判定してから、すなわち、D C / D C コンバータ 2 5 を高出力モードで駆動すべきと判定してから一定期間が経過したか否かを判定し、一定期間が経過していると判定すると、判定結果 M D E 3 を M O S F E T 駆動制御回路 3 0 3 3 へ出力する (ステップ S 1 1)。そして、ステップ S 9 で移行し、上述したように D C / D C コンバータ 2 5 が高出力モードで駆動される。

【 0 1 0 4 】

ステップ S 1 1 において、一定期間の経過を判定することにしたのは、ステップ S 6 において素子温度 T C が高出力可能温度 T H C 以下であると判定されても、素子温度 T C が高出力可能温度 T H C よりもどの程度低いかは明らかではなく、素子温度 T C が高出力可能温度 T H C よりも十分に低下してから D C / D C コンバータ 2 5 を高出力モードで駆動した方がよいので、D C / D C コンバータ 2 5 を高出力モードで駆動すべきと判定してから一定期間が経過した後、D C / D C コンバータ 2 5 を高出力モードで駆動することとしたものである。

【 0 1 0 5 】

なお、図 8 および図 9 のステップ S 2 で素子温度 T C が出力制限温度 T R A よりも高いと判定することは、D C / D C コンバータ 2 5 の出力電流が低電流モードにあることを判定することに相当し、ステップ S 5 において、素子温度 T C が出力復帰温度 T R B よりも高いと判定することは、D C / D C コンバータ 2 5 の出力電流が低電流モードから回復したモードに移行したことを検出することに相当する。

【 0 1 0 6 】

図 1 0 は、D C / D C コンバータ 2 5 における出力電圧および素子温度の時間経過を示す。図 1 0 を参照して、素子温度 T C が出力制限温度 T R A よりも高い A 点においては、D C / D C コンバータ 2 5 は出力制限モードで駆動されるので (ステップ S 2 ~ S 4 参照)、D C / D C コンバータ 2 5 の出力電圧は大きく低下し、D C / D C コンバータ 2 5 における素子温度 T C も低下する。そして、素子温度 T C が出力復帰温度 T R B よりも高い B 点においては、D C / D C コンバータ 2 5 は通常出力モードで駆動されるので (ステップ S 5, S 8 参照)、D C / D C コンバータ 2 5 の出力電圧は約 1.4 程度に上昇し、素子温度 T C は、ほぼ、出力復帰温度 T R B に保持される。したがって、点 A から点 B までの期間が出力制限期間であり、素子温度 T C が点 B に達した時点でメモリ 3 0 3 2 に記憶されたカウント値が " 1 " だけ増加される。

【 0 1 0 7 】

そして、点 B の後、一定期間が経過し (図 9 のステップ S 1 1 参照)、素子温度 T C が高出力可能温度 T H C よりも低い点 C に達すると、D C / D C コンバータ 2 5 は高出力モードで駆動されるので (ステップ S 9 参照)、D C / D C コンバータ 2 5 は、通常出力モードにおける出力電圧 (約 1.4 V) よりも高い 1.5 ~ 1.6 V の出力電圧を出力し、素子温度 T C は上昇する。したがって、点 C から点 D までの期間が高出力期間であり、点 D の時点でメモリ 3 0 3 2 に記憶されたカウント値が " 1 " だけ減少され、カウント値が " 0 " に

10

20

30

40

50

なる。

【 0 1 0 8 】

なお、高出力期間は、出力制限期間に比例する期間、または出力制限期間と同じ期間に設定される。これは、高出力モードは、出力制限モードにおいて直流電源 B 2 が負荷 2 6 に直流電圧を供給することによって減少した充電容量を補うモードであるからである。

【 0 1 0 9 】

図 1 1 は、D C / D C コンバータ 2 5 における入力電圧および出力電圧の時間経過を示す。図 1 1 を参照して、タイミング t 1 までは通常出力モードであるため、入力電圧および出力電圧は、通常の値を保持する。そして、タイミング t 1 で入力電圧が低下し、出力制限モードに入ると出力電圧も低下する。出力制限期間は、タイミング t 2 まで継続され、タイミング t 2 で入力電圧が通常の値に復帰して通常出力モードになると、出力電圧も通常の値になる。その後、タイミング t 3 で高出力モードに入ると出力電圧は通常の値（約 1 4 V）よりも高い 1 5 ~ 1 6 V になる。そして、タイミング t 4 でメモリ 3 0 3 2 に記憶されたカウント値が " 1 " だけ減少され、カウント値が " 0 " になる。なお、入力電圧は、タイミング t 2 以降、通常の値に保持される。

10

【 0 1 1 0 】

再び、図 1 を参照して、電源システム 1 0 0 における動作について説明する。制御装置 3 0 は、外部の E C U からトルク指令値 T R が入力されると、システムリレー S R 1 , S R 2 をオンするための信号 S E を生成してシステムリレー S R 1 , S R 2 へ出力するとともに、モータ M 1 がトルク指令値 T R を発生するように昇圧コンバータ 1 2 およびインバータ 1 4 を制御するための信号 P W U および信号 P W M I を生成してそれぞれ昇圧コンバータ 1 2 およびインバータ 1 4 へ出力する。

20

【 0 1 1 1 】

そして、直流電源 B 1 は直流電圧を出力し、システムリレー S R 1 , S R 2 は直流電圧をコンデンサ C 1 および D C / D C コンバータ 2 5 へ供給する。コンデンサ C 1 は、供給された直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧を昇圧コンバータ 1 2 へ供給する。

【 0 1 1 2 】

そうすると、昇圧コンバータ 1 2 の N P N トランジスタ Q 1 , Q 2 は、制御装置 3 0 からの信号 P W U に応じてオン / オフされ、直流電圧を変換してコンデンサ C 2 に供給する。電圧センサー 1 3 は、コンデンサ C 2 の両端の電圧であるインバータ 1 4 への入力電圧 I V V を検出し、その検出した入力電圧 I V V を制御装置 3 0 へ出力する。

30

【 0 1 1 3 】

コンデンサ C 2 は、昇圧コンバータ 1 2 からの直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧をインバータ 1 4 に供給する。インバータ 1 4 は、制御装置 3 0 からの信号 P W M I に基づいて、コンデンサ C 2 から供給された直流電圧を交流電圧に変換してモータ M 1 を駆動する。これにより、モータ M 1 は、トルク指令値 T R によって指定されたトルクを発生する。

【 0 1 1 4 】

また、制御装置 3 0 は、上述したように信号 M D R S を生成して D C / D C コンバータ 2 5 へ出力する。D C / D C コンバータ 2 5 は、直流電源 B 1 から供給された直流電圧を降圧してコンデンサ C 3 に供給する。コンデンサ C 3 は、D C / D C コンバータ 2 5 からの出力電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧を負荷 2 6 および直流電源 B 2 に供給する。これにより、負荷 2 6 が駆動され、通常出力モードおよび高出力モードにおいて直流電源 B 2 が充電される。また、出力制限モードにおいては、直流電源 B 2 は直流電流を供給して負荷 2 6 を駆動する。

40

【 0 1 1 5 】

電源システム 1 0 0 が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車の回生制動時、制御装置 3 0 は、回生制動モードに入ったことを示す信号 R G E を外部 E C U から受け、その受けた信号 R G E に応じて、上述した方法によって信号 P W M C および信号 P W D を生成し、その生成した信号 P W M C および信号 P W D をそれぞれインバータ 1 4 および昇圧

50

コンバータ１２へ出力する。

【０１１６】

モータＭ１は、交流電圧を発電してインバータ１４へ供給する。インバータ１４は、制御装置３０からの信号ＰＷＭＣに応じて交流電圧を直流電圧に変換し、その変換した直流電圧をコンデンサＣ２を介して昇圧コンバータ１２へ供給する。そうすると、昇圧コンバータ１２は、制御装置３０からの信号ＰＷＤに応じて、インバータ１４から供給された直流電圧を降圧してコンデンサＣ１およびシステムリレーＳＲ１，ＳＲ２を介して直流電源Ｂ１を充電する。

【０１１７】

上記においては、ＤＣ／ＤＣコンバータはトランス型のＤＣ／ＤＣコンバータ２５であるとして説明したが、この発明においては、ＤＣ／ＤＣコンバータは図１２に示すチョッパ型のＤＣ／ＤＣコンバータ２５Ａであってもよい。

【０１１８】

ＤＣ／ＤＣコンバータ２５Ａは、ＮＰＮトランジスタＱ１０，Ｑ１１と、ダイオードＤ１０，Ｄ１１と、リアクトルＬ２とを含む。

【０１１９】

リアクトルＬ２の一方端は負荷２６および直流電源Ｂ２の電源ラインに接続され、他方端はＮＰＮトランジスタＱ１０とＮＰＮトランジスタＱ１１との中間点、すなわち、ＮＰＮトランジスタＱ１０のエミッタとＮＰＮトランジスタＱ１１のコレクタとの間に接続される。ＮＰＮトランジスタＱ１０，Ｑ１１は、電源ライン３１とアースライン３２との間に直列に接続される。そして、ＮＰＮトランジスタＱ１０のコレクタは電源ライン３１に接続され、ＮＰＮトランジスタＱ１１のエミッタはアースライン３２に接続される。また、各ＮＰＮトランジスタＱ１０，Ｑ１１のコレクタ－エミッタ間には、エミッタ側からコレクタ側へ電流を流すダイオードＤ１０，Ｄ１１が配置されている。

【０１２０】

ＤＣ／ＤＣコンバータがチョッパ型のＤＣ／ＤＣコンバータ２５Ａであるとき、コンバータ制御手段３０３のＭＯＳＦＥＴ駆動制御回路３０３３は、ＤＣ／ＤＣコンバータ２５ＡのＮＰＮトランジスタＱ１０，Ｑ１１をオン／オフするための信号ＴＤＲＳを生成してＮＰＮトランジスタＱ１０，Ｑ１１へ出力する。ＤＣ／ＤＣコンバータ２５Ａが直流電圧を降圧するとき、ＮＰＮトランジスタＱ１０がオンされ、ＮＰＮトランジスタＱ１１がオフされるので、信号ＴＤＲＳは、ＮＰＮトランジスタＱ１０を所定のデューティ比でオン／オフするための信号と、ＮＰＮトランジスタＱ１１をオフするための信号とから成る。そして、ＮＰＮトランジスタＱ１０を所定のデューティ比でオン／オフするための信号は、直流電圧を降圧する割合に応じて決定され、直流電圧を降圧する割合が大きいときＮＰＮトランジスタＱ１０のオン期間は短く設定され、直流電圧を降圧する割合が小さいときＮＰＮトランジスタＱ１０のオン期間が長く設定される。そして、ＤＣ／ＤＣコンバータ２５Ａを上述した各モードで駆動する場合、ＮＰＮトランジスタＱ１０，Ｑ１１が各モードに応じたデューティでオン／オフされる。

【０１２１】

ＤＣ／ＤＣコンバータ２５Ａの各モードにおける制御は、上述した図８および図９に示すフローチャートに従って行なわれる。

【０１２２】

なお、ＤＣ／ＤＣコンバータ２５，２５Ａにおける電圧変換の制御は、実際にはＣＰＵ（Central Processing Unit）によって行なわれ、ＣＰＵは、図８および図９に示すフローチャートの各ステップを備えるプログラムをＲＯＭ（Read Only Memory）から読出し、その読出したプログラムを実行して図８および図９に示すフローチャートに従って、ＤＣ／ＤＣコンバータ２５のＭＯＳトランジスタ２５１～２５４またはＤＣ／ＤＣコンバータ２５ＡのＮＰＮトランジスタＱ１０，Ｑ１１のデューティ比を各モードに応じて可変し、直流電源Ｂ１から供給された直流電圧の出力電圧への降圧を制御する。したがって、ＲＯＭは、図８および図９に示すフローチャートの

10

20

30

40

50

各ステップを備えるプログラムを記録したコンピュータ（ＣＰＵ）読取り可能な記録媒体に相当する。

【０１２３】

この発明の実施の形態によれば、電源システムは、メイン電源に接続された補機系の直流電源の充電容量が減少したとき、ＤＣ／ＤＣコンバータを高出力モードで駆動して補機系の負荷を駆動しながら直流電源を充電するために必要な出力電圧を出力するようにＤＣ／ＤＣコンバータを制御するコンバータ制御装置を備えるので、補機系の直流電源の直流電力が消費されても、直流電源を速やかに充電できる。

【０１２４】

今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は、上記した実施の形態の説明ではなくて特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

【図面の簡単な説明】

【図１】 この発明の実施の形態による電源システムの概略ブロック図である。

【図２】 図１に示す制御装置の機能ブロック図である。

【図３】 図２に示すモータトルク制御手段の機能を説明するための機能ブロック図である。

【図４】 図１に示すＤＣ／ＤＣコンバータの回路図および図２に示すコンバータ制御手段の機能ブロック図である。

【図５】 図１に示すＤＣ／ＤＣコンバータの通常出力モードを説明するための図である。

【図６】 図１に示すＤＣ／ＤＣコンバータの出力制限モードを説明するための図である。

【図７】 図１に示すＤＣ／ＤＣコンバータの高出力モードを説明するための図である。

【図８】 図１に示すＤＣ／ＤＣコンバータの各モードにおける動作を説明するためのフローチャートである。

【図９】 図１に示すＤＣ／ＤＣコンバータの各モードにおける動作を説明するための他のフローチャートである。

【図１０】 出力電圧および素子温度の時間経過を示す図である。

【図１１】 入力電圧および出力電圧の時間経過を示す図である。

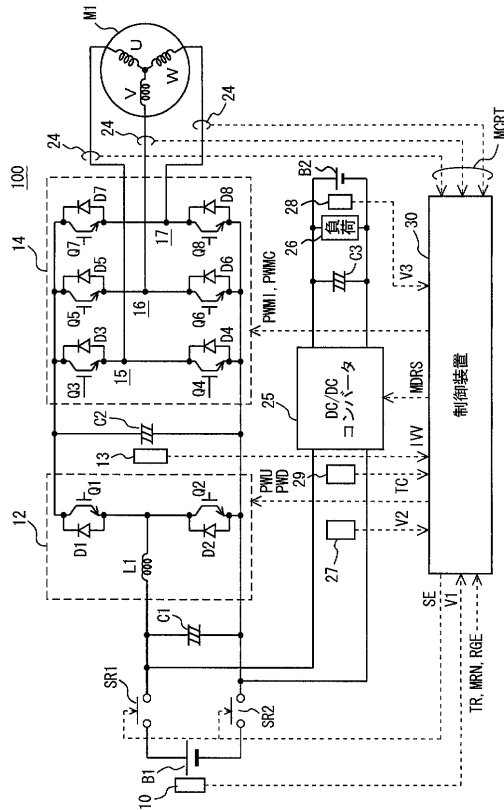
【図１２】 チョップパ型のＤＣ／ＤＣコンバータの回路図である。

【図１３】 ハイブリッド自動車または電気自動車に搭載される電源システムの従来の機能ブロック図である。

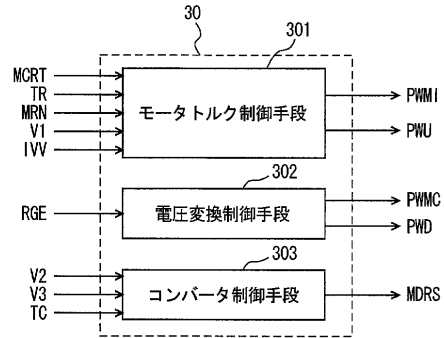
【符号の説明】

１０，１３，２７，２８，５０１，５０４ 電圧センサー、１２ 昇圧コンバータ、１４，５０６ インバータ、１５ Ｕ相アーム、１６ Ｖ相アーム、１７ Ｗ相アーム、２４，５０７ 電流センサー、２５，２５Ａ，５０９ ＤＣ／ＤＣコンバータ、２６，５１１ 負荷、２９ 温度センサー、３０，５２０ 制御装置、３１ 電源ライン、３２ アースライン、４０ モータ制御用相電圧演算部、４２ インバータ用ＰＷＭ信号変換部、５０ インバータ入力電圧指令演算部、５２ コンバータ用デューティ比演算部、５４ コンバータ用ＰＷＭ信号変換部、１００，５００ 電源システム、２５１～２５４ ＭＯＳトランジスタ、２５５，２５６ トランス、２５９ コイル、２６１ 接地ノード、３０１ モータトルク制御手段、３０２ 電圧変換制御手段、３０３ コンバータ制御手段、５０３ コンバータ、３０３１ 判定回路、３０３２ メモリ、３０３３ ＭＯＳＦＥＴ駆動制御回路、Ｂ１，Ｂ２ 直流電源、ＳＲ１，ＳＲ２ システムリレー、Ｃ１，Ｃ２，２６０，５０２，５０４，５１０ コンデンサ、Ｌ１，３１１ リアクトル、Ｑ１～Ｑ１１，３１２，３１３ ＮＰＮトランジスタ、Ｄ１～Ｄ１１，２５７，２５８ ダイオード、Ｍ１，５０８ モータ。

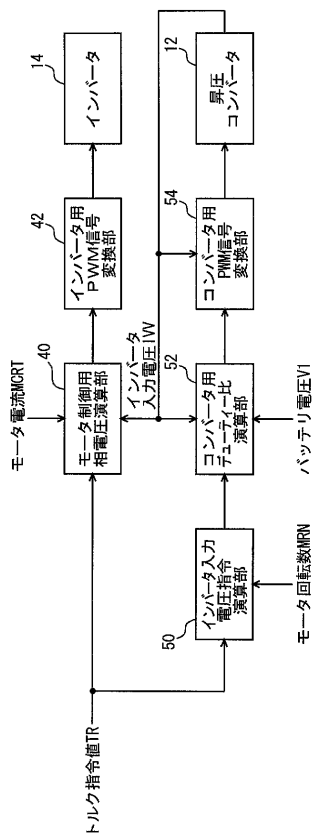
【図 1】



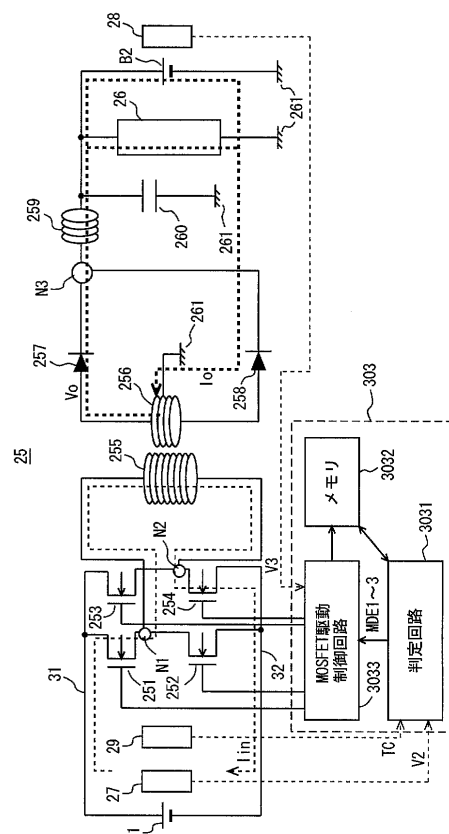
【図 2】



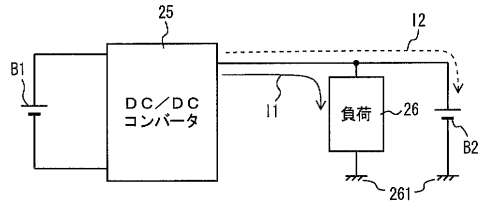
【図 3】



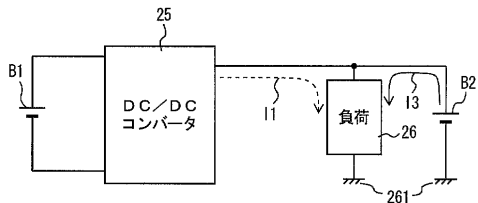
【図 4】



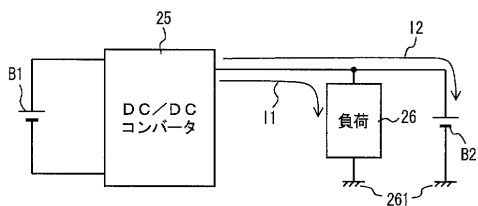
【図 5】



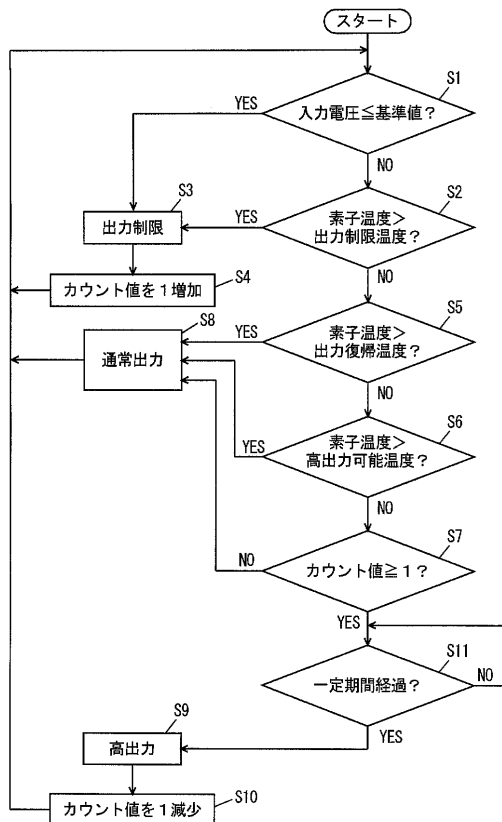
【図 6】



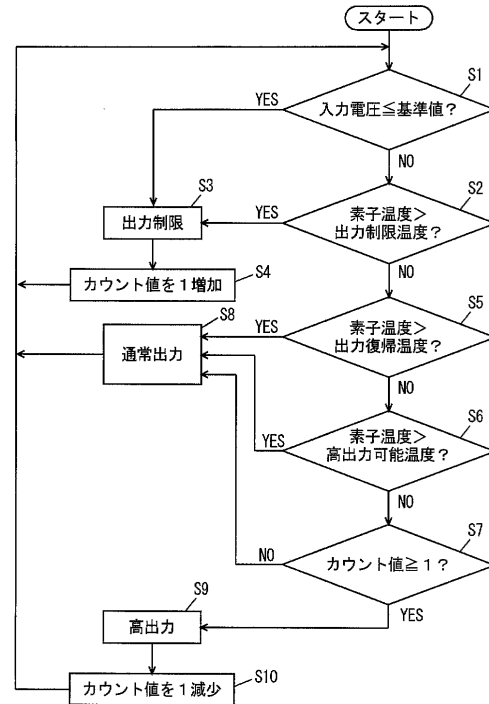
【図 7】



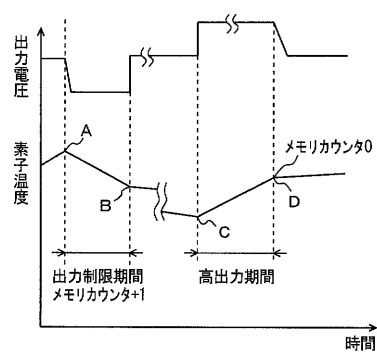
【図 9】



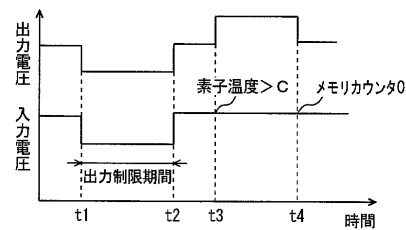
【図 8】



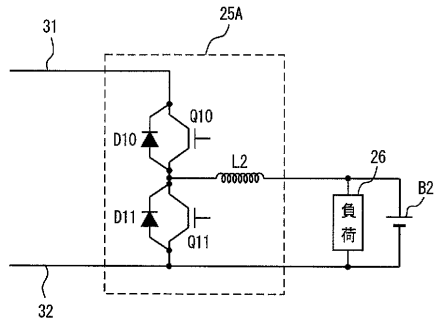
【図 10】



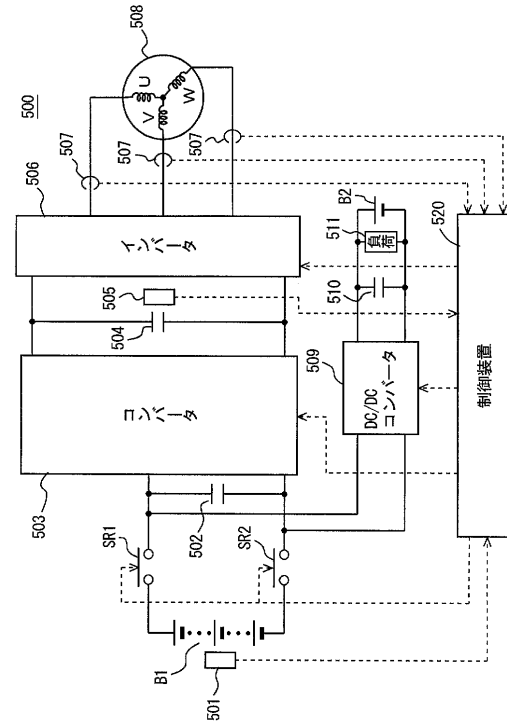
【図 11】



【図 12】



【図 13】



フロントページの続き

(72)発明者 山本 晃
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 安池 一貴

(56)参考文献 特開平10-322806(JP,A)
特開平07-111735(JP,A)
特開平05-278535(JP,A)
特開平05-284737(JP,A)
特開2001-239902(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/155
B60L 3/00
H02J 7/34
H02P 27/06