

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5653258号
(P5653258)

(45) 発行日 平成27年1月14日(2015.1.14)

(24) 登録日 平成26年11月28日(2014.11.28)

(51) Int.Cl. F I
HO2M 3/155 (2006.01) HO2M 3/155 V
 HO2M 3/155 U

請求項の数 9 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2011-49896 (P2011-49896)	(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
(22) 出願日	平成23年3月8日(2011.3.8)	(74) 代理人	100094916 弁理士 村上 啓吾
(65) 公開番号	特開2012-186970 (P2012-186970A)	(74) 代理人	100073759 弁理士 大岩 増雄
(43) 公開日	平成24年9月27日(2012.9.27)	(74) 代理人	100093562 弁理士 児玉 俊英
審査請求日	平成25年2月28日(2013.2.28)	(74) 代理人	100088199 弁理士 竹中 考生
		(72) 発明者	木村 亨 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

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置およびそれを備えた車載電源装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

バッテリーの直流電圧を降圧して出力する第1のDC/DCコンバータと、

上記第1のDC/DCコンバータの出力端子間に該出力電圧を分圧するように直列接続された第1、第2のコンデンサ、上記出力端子間に直列接続された第1、第2のスイッチング素子、および、上記第1、第2のコンデンサの接続点と上記第1、第2のスイッチング素子の接続点との間に接続されたインダクタを有して、上記第1、第2のコンデンサ間で互いに電力授受する第2のDC/DCコンバータと、

上記第1のDC/DCコンバータの出力電圧が目標電圧となるように該第1のDC/DCコンバータを制御し、上記第1、第2のコンデンサの電圧が所望の分圧電圧となるように上記第1、第2のスイッチング素子を駆動制御して上記第2のDC/DCコンバータを制御する制御回路とを備え、

上記所望の分圧電圧として所定の電圧範囲を設け、

上記制御回路は、上記第1、第2のコンデンサの電圧が上記所定の電圧範囲内である時、上記第2のDC/DCコンバータの動作を停止させ、上記第1のDC/DCコンバータのみ動作させることを特徴とする電力変換装置。

【請求項2】

上記第1のDC/DCコンバータの上記目標電圧は電圧範囲を有し、

上記制御回路は、上記第1、第2のコンデンサの電圧が上記所定の電圧範囲内に入るように、上記第1のDC/DCコンバータの出力電圧を上記目標電圧の電圧範囲内で増減し

て調整することを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

上記制御回路は、上記第 1 の DC / DC コンバータのみ動作させても上記第 1、第 2 のコンデンサの電圧が上記所定の電圧範囲内に入らないとき、上記第 1、第 2 のコンデンサの電圧が上記所定の電圧範囲内に近づくように、上記第 1 の DC / DC コンバータの出力電圧を上記目標電圧の電圧範囲内で増減して調整すると共に、上記第 1、第 2 のコンデンサ間の電力授受により上記第 1、第 2 のコンデンサの電圧が上記所定の電圧範囲内に入るように上記第 2 の DC / DC コンバータを動作させることを特徴とする請求項 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

上記第 1 の DC / DC コンバータの出力電力を第 1 の負荷へ供給し、上記第 2 の DC / DC コンバータの上記第 1、第 2 のコンデンサの各直流電力を第 2、第 3 の負荷へ供給することを特徴とする請求項 1 から請求項 3 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 5】

上記第 1、第 2 のコンデンサの上記所望の分圧電圧は、当該分圧電圧にて均衡状態が保持されるように上記第 2、第 3 の負荷に応じて決定されることを特徴とする請求項 4 に記載の電力変換装置。

【請求項 6】

電源電圧が同じ複数の負荷機器を、上記第 2、第 3 の負荷として 2 群に分配して配置し、上記 2 群の分配は、上記第 2 の負荷である各負荷機器を流れる電流合計と、上記第 3 の負荷である各負荷機器を流れる電流合計とが近づくように決定され、

上記制御回路は、上記第 1 の DC / DC コンバータの目標電圧を上記各負荷機器の上記電源電圧の 2 倍に、上記第 1、第 2 のコンデンサの上記所望の分圧電圧を上記電源電圧にして、上記第 1、第 2 の DC / DC コンバータを制御することを特徴とする請求項 5 に記載の電力変換装置。

【請求項 7】

電源電圧が同じ複数の負荷機器を、上記第 2、第 3 の負荷のいずれか一方として配置し、上記複数の負荷機器の 1 つを、補助電源として他の負荷機器に電力供給する第 2 のバッテリーとしたことを特徴とする請求項 4 から請求項 6 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 8】

上記第 2 の DC / DC コンバータ内の上記第 1、第 2 のスイッチング素子はシリコンよりもバンドギャップが広いワイドバンドギャップ半導体により形成されることを特徴とする請求項 1 から請求項 7 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 9】

請求項 1 から請求項 8 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置と、走行用モータ駆動用のバッテリーとして上記バッテリーとを備えたことを特徴とする車載電源装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直流電力を異なる電圧の直流電力に変換して出力する電力変換装置、およびそれを備えた車載電源装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

近年、従来エンジンのみで走行する従来自動車に加えて、エンジンとモータジェネレータを組み合わせたハイブリッド自動車や、モータのみで走行する電気自動車などの電動車両が登場し電動車両の普及が進んできている。電動車両においては、従来の低圧バッテリーに加えて、モータジェネレータにエネルギー供給を行うため高圧バッテリーが用いられている。また、車両電装品として、例えばヒータやエアコンコンプレッサなどの高圧系の負荷、およびヘッドライトやワイパーなどの低圧系の負荷があり、各種負荷の使用電圧はモータの使用電圧より低い場合が多い。このため、高圧バッテリーの電圧を DC / DC コンバー

10

20

30

40

50

タで降圧して負荷に供給している。

【0003】

従来の電力変換装置では、直流電源の出力電圧と同じ電圧の高圧側直流出力と、前記直流電源の出力電圧より低い電圧の低圧側直流出力とを供給可能で、前記直流電源を前記低圧側直流出力と同じ出力電圧の第1の直流電源と、前記高圧側直流出力と第1の直流電源の出力電圧との差の出力電圧を有する第2の直流電源とを直列に接続して構成し、前記第1および第2の直流電源を直列に接続した出力を前記高圧側直流出力として供給し、前記低圧側直流出力として前記第1の直流電源の出力と、前記第2の直流電源に接続した直流-直流変換装置によって降圧した出力とを供給する(例えば、特許文献1)。

【先行技術文献】

10

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2001-136735(図7、図1)

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

上記従来の電力変換装置では、直流電源から第1の直流電源の出力電圧分低い電圧を降圧すれば良いが、第1の直流電源に接続される負荷電力に応じて直流-直流変換装置で扱う電力量が増大するため、直流-直流変換装置の電力容量の低減化は限定的であった。また、高圧側直流出力と低圧側直流出力との2種の電源電圧を得るもので、3種の電源電圧を安定的に得ることはできない。

20

【0006】

この発明は、上記のような問題点を解消するために成されたものであって、バッテリーの電圧を降圧して複数の負荷に供給する電力変換装置において、3種の電源電圧を安定的に生成可能で電力容量が低減された高効率な電力変換装置を得ることを目的とする。また、このような電力変換装置を備えて車両に搭載される車載電源装置を提供することを第2の目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0007】

この発明による電力変換装置は、バッテリーの直流電圧を降圧して出力する第1のDC/DCコンバータと、上記第1のDC/DCコンバータの出力端子間に該出力電圧を分圧するように直列接続された第1、第2のコンデンサ、上記出力端子間に直列接続された第1、第2のスイッチング素子、および、上記第1、第2のコンデンサの接続点と上記第1、第2のスイッチング素子の接続点との間に接続されたインダクタを有して、上記第1、第2のコンデンサ間で互いに電力授受する第2のDC/DCコンバータと、上記第1のDC/DCコンバータおよび上記第2のDC/DCコンバータを出力制御する制御回路とを備える。上記制御回路は、上記第1のDC/DCコンバータの出力電圧が目標電圧となるように該第1のDC/DCコンバータを制御し、上記第1、第2のコンデンサの電圧が所望の分圧電圧となるように上記第1、第2のスイッチング素子を駆動制御して上記第2のDC/DCコンバータを制御する。

30

40

【0008】

またこの発明による車載電源装置は、上記電力変換装置と、走行用モータ駆動用のバッテリーとして上記バッテリーとを備えたものである。

【発明の効果】

【0009】

この発明によると、第2のDC/DCコンバータでは、バッテリーを分圧する第1、第2のコンデンサの各電圧が出力電圧となり、第1のDC/DCコンバータの出力電圧と合わせて3種の電源電圧を安定して生成できる。また、第2のDC/DCコンバータは第1、第2のコンデンサの直流電力を双方向に移行するため、低い電圧変換比で、扱う電力量も格段と低い。このため電力変換装置の電力容量を大きく低減でき、変換効率の向上および

50

装置構成の小型化を効果的に図ることができる。また、第1のDC/DCコンバータの出力電圧が、第2のDC/DCコンバータの2つの出力電圧の和であるため、第1、第2のDC/DCコンバータを連携して変換効率を高める制御が可能になる。

【0010】

またこの発明によると、3種の電源電圧を安定して供給でき、小型で信頼性の高い車載電源装置を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】この発明の実施の形態1による電力変換装置および車載電源装置の構成を示す図である。

10

【図2】この発明の実施の形態2による第1、第2のDC/DCコンバータの動作を説明する図である。

【図3】この発明の実施の形態2による第1、第2のDC/DCコンバータの動作説明図である。

【発明を実施するための形態】

【0012】

実施の形態1

以下、この発明の実施の形態1による電力変換装置および電力変換装置を備えた車載電源装置を図に基づいて説明する。

図1は、この発明の実施の形態1による電力変換装置および車載電源装置の構成図である。

20

図1に示すように、電力変換装置の主回路は、バッテリー1の電圧VAを降圧して電圧V1を出力する第1のDC/DCコンバータ2と、電圧V1を降圧して電圧V2、V3を出力する第2のDC/DCコンバータ20とで構成され、制御回路15は、第1、第2のDC/DCコンバータ2、20を出力制御する。車載電源装置は、車両の走行用モータ駆動用の高圧のバッテリー1と、バッテリー1の電圧を降圧して第1～第3の負荷11～13に電力供給するための電力変換装置とによって構成される。

【0013】

第2のDC/DCコンバータ20は、直列接続された第1、第2のスイッチング素子としての第1、第2のMOSFET3a、3bと、直列接続された第1、第2のコンデンサ5a、5bと、第1、第2のMOSFET3a、3bの接続点と第1、第2のコンデンサ5a、5bの接続点との間に接続されたインダクタ4と、入力端子6a、6bと、出力端子7a、7b、7cとを備える。第1、第2のMOSFET3a、3bは、それぞれダイオードが逆並列接続されているが、このダイオードは素子が内蔵する寄生ダイオードを用いても良い。

30

【0014】

第1のDC/DCコンバータ2は、入力端子2a、2b間に入力されるバッテリー1の電圧VAを降圧して、出力端子2c、2d間に電圧V1を出力する。

第1のDC/DCコンバータ2の出力端子2c、2dは、第2のDC/DCコンバータ20の入力端子6a、6bに接続され、第1のDC/DCコンバータ2の出力電圧V1は、第2のDC/DCコンバータ20の入力端子6a、6b間に入力される。

40

【0015】

第2のDC/DCコンバータ20では、入力端子6bは、第1のMOSFET3aのソース端子と第1のコンデンサ5aの一端と出力端子7cに各々接続され、入力端子6aは、第2のMOSFET3bのドレイン端子と第2のコンデンサ5bの一端と出力端子7aに各々接続される。第1のMOSFET3aのドレイン端子と第2のMOSFET3bのソース端子は互いに接続され、その接続点とインダクタ4の一端が接続される。インダクタ4の他端は、第1のコンデンサ5aの他端と第2のコンデンサ5bの他端と出力端子7bに各々接続される。そして、入力端子6a、6b間に入力される電圧V1が、第1のコンデンサ5a、第2のコンデンサ5bにより分圧され、各出力端子間に電圧V2、V3が

50

出力される。

【0016】

また、第1の負荷11は第1のDC/DCコンバータ2の出力端子2c、2d間に接続される。第2の負荷12は、第1のコンデンサ5aの両端子でもある第2のDC/DCコンバータ20の出力端子7b、7c間に接続される。第3の負荷13は、第2のコンデンサ5bの両端子でもある第2のDC/DCコンバータ20の出力端子7a、7b間に接続される。

【0017】

次に、電力変換装置の動作について以下に説明する。

第1のDC/DCコンバータ2は、バッテリー1からの電圧VA、例えば200V~400Vの高い電圧を降圧して、例えば42Vの電圧V1を生成し、第1の負荷11に電力供給する。第2のDC/DCコンバータ20は、第1のDC/DCコンバータ2から入力される電圧V1を降圧して、第1、第2のコンデンサ5a、5bの電圧V2、V3、例えば14V、28Vを生成し、第2の負荷12、第3の負荷13に電力供給する。

10

【0018】

制御回路15は、第1のDC/DCコンバータ2の各入出力端子2a~2dの電位を取得して、第1のDC/DCコンバータ2の入力電圧VAおよび出力電圧V1を検出し、これらの電圧に基づいて出力電圧V1が目標電圧となるように第1のDC/DCコンバータ2を制御する。

また、制御回路15は、第2のDC/DCコンバータ20の各入出力端子6a、6b、7a~7cの電位を取得して、第2のDC/DCコンバータ20の入力電圧である電圧V1および出力電圧である第1、第2のコンデンサ5a、5bの電圧V2、V3を検出し、これらの電圧に基づいて、第1、第2のMOSFET3a、3bへのゲート信号を出力して第1、第2のMOSFET3a、3bを駆動制御し、第2のDC/DCコンバータ20を出力制御する。

20

第2のDC/DCコンバータ20は、第1、第2のコンデンサ5a、5bの電圧V2、V3が所望の電圧となるように制御される。電圧V2と電圧V3との和は常に電圧V1に等しいため、この場合、電圧V2を目標電圧である、例えば14Vに制御することで電圧V3も28Vに制御できる。

【0019】

なお、第1のDC/DCコンバータ2の出力端子2c、2dと第2のDC/DCコンバータ20の入力端子6a、6bとは兼用しても良く、また電圧V1は、いずれか一方の端子間電圧を検出して第1、第2のDC/DCコンバータ2、20の双方の制御に用いても良い。

30

【0020】

第2のDC/DCコンバータ20の動作の詳細について以下に示す。

第2のDC/DCコンバータ20は、第1、第2のコンデンサ5a、5b間で互いに電力授受するように動作して、電圧V2は目標電圧に制御される。

電圧V2が目標電圧より小さい場合、以下に示す第1の制御により、第2のMOSFET3bがオンオフして第2のコンデンサ5bから第1のコンデンサ5aへエネルギーを移行することで、第1のコンデンサ5aの電圧V2を増加させる。

40

まず、第1のMOSFET3aがオフ状態で、第2のMOSFET3bをオンすると、第2のコンデンサ5b - 第2のMOSFET3b - インダクタ4、の経路で電流が流れ、第2のコンデンサ5bのエネルギーがインダクタ4に移行する。次に、第2のMOSFET3bをオフすると、インダクタ4 - 第1のコンデンサ5a - 第1のMOSFET3aのダイオード、の経路で電流が流れ、インダクタ4のエネルギーが第1のコンデンサ5aに移行する。これらの状態を繰り返すことで、第2のコンデンサ5bから第1のコンデンサ5aへエネルギーを移行し、電圧V2を制御する。

【0021】

一方、電圧V2が目標電圧より大きい場合、以下に示す第2の制御により、第1のMO

50

S F E T 3 a がオンオフして第 1 のコンデンサ 5 a から第 2 のコンデンサ 5 b へエネルギーを移行することで、第 1 のコンデンサ 5 a の電圧 V_2 を低下させる。

まず、第 2 の M O S F E T 3 b がオフ状態で、第 1 の M O S F E T 3 a をオンすると、第 1 のコンデンサ 5 a - インダクタ 4 - 第 1 の M O S F E T 3 a、の経路で電流が流れ、第 1 のコンデンサ 5 a のエネルギーがインダクタ 4 に移行する。次に、第 1 の M O S F E T 3 a をオフすると、インダクタ 4 - 第 2 の M O S F E T 3 b のダイオード - 第 2 のコンデンサ 5 b、の経路で電流が流れ、インダクタ 4 のエネルギーが第 2 のコンデンサ 5 b に移行する。これらの状態を繰り返すことで、第 1 のコンデンサ 5 a から第 2 のコンデンサ 5 b へエネルギーを移行し、電圧 V_2 を制御する。

【 0 0 2 2 】

第 2 の D C / D C コンバータ 2 0 では、電圧 V_2 の目標電圧は、第 1、第 2 のコンデンサ 5 a、5 b が分担する分圧電圧の均衡状態が保持されるように、即ち電圧 V_2 が一定の安定状態となるように、第 2 の負荷 1 2、第 3 の負荷 1 3 に応じて決定される。望ましくは、第 2 の負荷 1 2 を流れる電流と第 3 の負荷 1 3 を流れる電流とが等しくなるように決定される。

第 2 の負荷 1 2 を流れる電流と第 3 の負荷 1 3 を流れる電流が等しい時、第 1、第 2 のコンデンサ 5 a、5 b の電圧 V_2 、 V_3 が分担する分圧電圧の均衡状態が保持され、この均衡状態で電圧 V_2 が目標電圧であれば、第 2 の D C / D C コンバータ 2 0 は停止状態で所望の電圧 V_2 、 V_3 を出力して第 2、第 3 の負荷 1 2、1 3 に電力供給できる。

【 0 0 2 3 】

第 2 の負荷 1 2 を流れる電流が第 3 の負荷 1 3 を流れる電流より大きい場合、電圧 V_2 が小さくなり電圧 V_3 は大きくなる。このため、上記第 1 の制御により第 2 のコンデンサ 5 b から第 1 のコンデンサ 5 a へエネルギーを移行し、電圧 V_2 を制御する。また、第 2 の負荷 1 2 を流れる電流が第 3 の負荷 1 3 を流れる電流より小さい場合、電圧 V_2 が大きくなり電圧 V_3 は小さくなる。このため、上記第 2 の制御により第 1 のコンデンサ 5 a から第 2 のコンデンサ 5 b へエネルギーを移行し、電圧 V_2 を制御する。

【 0 0 2 4 】

このように、第 1、第 2 の D C / D C コンバータ 2、2 0 は、出力電圧 V_1 、 V_2 、 V_3 ($= V_1 - V_2$) を目標電圧に制御することができる。また、第 2 の D C / D C コンバータ 2 0 の扱う電力容量は、第 2 の負荷 1 2 と第 3 の負荷 1 3 との電流差に基づく電力分である電力差分のみとなり、電力容量を大きく低減でき、第 2 の D C / D C コンバータ 2 0 は変換効率が高く小型化も促進できる。このため、第 1、第 2 の D C / D C コンバータ 2、2 0 を備える電力変換装置全体としても、電力容量を大きく低減でき電力変換効率が高く小型の構成で、バッテリー 1 の電力を用いて 3 種の電源電圧を安定して生成できる。また、このような電力変換装置とバッテリー 1 とを用いて、3 種の電源電圧を安定して供給でき、小型で信頼性の高い車載電源装置を得ることができる。

【 0 0 2 5 】

なお、電圧 V_2 の目標電圧は制御回路 1 5 で演算しても良いが、外部の演算装置で演算して制御回路 1 5 に与えられるものでも良い。また、制御回路 1 5 が電圧 V_2 を変動させるように制御して安定する状態を検出し、その時点の電圧 V_2 を目標電圧として制御しても良い。

【 0 0 2 6 】

なお、上記実施の形態 1 では、第 1、第 2 のスイッチング素子 3 a、3 b として M O S F E T を用いて説明を行ったが、バイポーラトランジスタ、または絶縁型バイポーラトランジスタ (I G B T)、またはシリコンカーバイドトランジスタ、またはワイドバンドギャップ半導体によって形成された M O S F E T を用いても同様の効果が得られる。

ワイドバンドギャップ半導体は、シリコンに比べてバンドギャップが大きい半導体であり、例えば、炭化珪素、窒化ガリウム系材料又はダイヤモンドがある。このようなワイドバンドギャップ半導体によって形成されたスイッチング素子は、耐電圧性が高く、許容電流密度も高いため、スイッチング素子の小型化が可能であり、これら小型化されたスイッ

10

20

30

40

50

チング素子を用いることにより、車載電源装置の小型化が促進できる。更に電力損失が低いため、スイッチング素子の高効率化が可能であり、車載電源装置の高効率化が図れる。

またワイドバンドギャップ半導体から成るスイッチング素子は耐熱性も高いため、通常、車載電源装置に併設されているヒートシンクの放熱フィンの小型化や、水冷部の空冷化が可能であるので、車載電源装置の一層の小型化が可能になる。

【0027】

また、上記実施の形態1では、電力変換装置は車載電源装置に適用するものを示したが、車両用以外にも適用可能で、同様の効果が得られる。

【0028】

実施の形態2 .

この実施の形態2では、上記実施の形態1と同様の回路構成の電力変換装置を用い、上記実施の形態1と同様に、第1、第2のDC/DCコンバータ2、20の出力電圧V1、V2、V3(=V1-V2)を目標電圧に制御する。この場合、電圧V2の目標電圧として所定の電圧範囲であるV2下限値~V2上限値を設ける。即ち、電圧V2が、V2下限値~V2上限値の範囲内にある場合は、第2のDC/DCコンバータ20は動作を停止する。このとき、電力変換装置は、第1のDC/DCコンバータ2のみが動作して、電圧V1、V2、V3を出力する。

【0029】

また、第1のDC/DCコンバータ2の出力電圧V1に対しても、目標電圧に電圧範囲(V1下限値~V1上限値)を設定して、出力電圧V1を調整可能にする。

まず、第2の負荷12と第3の負荷13との電流バランスが崩れて、電圧V2の値がV2上限値より大きくなる場合、図2に示すように、第1のDC/DCコンバータ2の出力電圧V1を、V1下限値~V1上限値の電圧範囲内で小さくなるように調整する。これにより、電圧V2と電圧V3(=V1-V2)とを、電圧比を保ちながら低下させ、電圧V2をV2下限値~V2上限値内に制御する。このとき、第2のDC/DCコンバータ20は動作を停止した状態で、第1のDC/DCコンバータ2のみが動作して、電圧V1、V2、V3を出力する。

【0030】

次に、第2の負荷12と第3の負荷13との電流バランスが崩れて、電圧V2の値がV2下限値より小さくなる場合、図3に示すように、第1のDC/DCコンバータ2の出力電圧V1を、V1下限値~V1上限値の電圧範囲内で大きくなるように調整する。これにより、電圧V2と電圧V3(=V1-V2)とを、電圧比を保ちながら増加させ、電圧V2をV2下限値~V2上限値内に制御する。このとき、第2のDC/DCコンバータ20は動作を停止した状態で、第1のDC/DCコンバータ2のみが動作して、電圧V1、V2、V3を出力する。

【0031】

このように、制御回路15は、電圧V2がV2下限値~V2上限値の範囲内に入るように、第1のDC/DCコンバータ2の出力電圧V1を目標電圧の電圧範囲内で増減して調整する。これにより第2のDC/DCコンバータ20での変換損失が無くなり、電力変換装置全体の変換効率が向上する。

【0032】

なお、第1のDC/DCコンバータ2の出力電圧V1を、V1下限値~V1上限値の電圧範囲内で増減して調整しても、電圧V2がV2下限値~V2上限値内に入りきらない場合は、上記実施の形態1と同様に、第2のDC/DCコンバータ20を動作させて電圧V2が、V2下限値~V2上限値内に入るように制御する。

即ち、制御回路15は、電圧V2が、V2下限値~V2上限値内に近づくように、第1のDC/DCコンバータ2の出力電圧を目標電圧の電圧範囲内で増減して調整すると共に、第1、第2のコンデンサ5a、5b間の電力授受により電圧V2がV2下限値~V2上限値内に入るように第2のDC/DCコンバータ20を動作させる。この場合も、第2のDC/DCコンバータ20が変換する電圧比も電力量も、出力電圧V1の調整前と比べて

10

20

30

40

50

低減でき、変換効率を向上できる。

【 0 0 3 3 】

以上は、電圧 V_2 の目標電圧として所定の電圧範囲である V_2 下限値 ~ V_2 上限値を設け、電圧 V_2 が V_2 下限値 ~ V_2 上限値の範囲内に入るように、または V_2 下限値 ~ V_2 上限値内に近づくように、電圧 V_1 を目標電圧の電圧範囲内で増減して調整することを示したが、電圧 V_2 の代わりに電圧 V_3 に対して同様の制御をすることもできる。即ち、電圧 V_3 の目標電圧として所定の電圧範囲である V_3 下限値 ~ V_3 上限値を設け、電圧 V_3 が V_3 下限値 ~ V_3 上限値の範囲内に入るように、または V_3 下限値 ~ V_3 上限値内に近づくように、電圧 V_1 を目標電圧の電圧範囲内で増減して調整する。

さらに、電圧 V_2 の代わりに、電圧 V_2 と電圧 V_3 との双方の電圧とすることもできる。即ち、電圧 V_2 、 V_3 の目標電圧として所定の電圧範囲である V_2 下限値 ~ V_2 上限値および V_3 下限値 ~ V_3 上限値を設け、電圧 V_2 が V_2 下限値 ~ V_2 上限値の範囲内に入るように、かつ電圧 V_3 が V_3 下限値 ~ V_3 上限値の範囲内に入るように、電圧 V_1 を目標電圧の電圧範囲内で増減して調整する。または、 V_2 下限値 ~ V_2 上限値内に近づくように、かつ V_3 下限値 ~ V_3 上限値内に近づくように、電圧 V_1 を目標電圧の電圧範囲内で増減して調整する。

【 0 0 3 4 】

この実施の形態では、上記実施の形態 1 と同様の効果が得られると共に、第 2 の DC / DC コンバータ 20 が扱う電力量をさらに低減でき、さらに高効率化と小型化を促進できる電力変換装置およびそれを用いた車載電源装置が得られる。

【 0 0 3 5 】

実施の形態 3 .

この実施の形態 3 では、上記実施の形態 1 と同様の回路構成の電力変換装置を用い、上記実施の形態 1 と同様に、第 1、第 2 の DC / DC コンバータ 2、20 の出力電圧 V_1 、 V_2 、 V_3 ($= V_1 - V_2$) を目標電圧に制御する。この場合、第 2 の負荷 12 と第 3 の負荷 13 とが同等の電圧、例えば 14 V で駆動されるものとする。また、第 1 の負荷 11 は、第 2、第 3 の負荷 12、13 の 2 倍の電圧、28 V で駆動される。即ち、第 2 の DC / DC コンバータ 20 では、電圧 V_2 と電圧 V_3 とは等しく 14 V に制御し、第 1 の DC / DC コンバータ 2 では、出力電圧 V_1 を電圧 V_2 の 2 倍の 28 V に制御する。

【 0 0 3 6 】

この実施の形態では、同等の電圧 (14 V) で駆動される複数の負荷機器が、2 群に分配され、一方が第 2 の負荷 12 として第 2 の DC / DC コンバータ 20 の出力端子 7b、7c 間に接続され、他方が第 3 の負荷 13 として第 2 の DC / DC コンバータ 20 の出力端子 7a、7b 間に接続される。このとき、上記複数の負荷機器は、第 2 の負荷 12 である各負荷機器を流れる電流合計と、第 3 の負荷 13 である各負荷機器を流れる電流合計とが近づくように分配されて配置される。

【 0 0 3 7 】

この実施の形態においても、上記実施の形態 1 と同様に、第 2 の DC / DC コンバータ 20 の扱う電力容量は、第 2 の負荷 12 と第 3 の負荷 13 との電流差に基づく電力差分のみである。このため、上述したように第 2 の負荷 12 と第 3 の負荷 13 との電流がバランスするように第 2、第 3 の負荷 12、13 を分配配置することで、第 2 の DC / DC コンバータ 20 が扱う電力量を低減でき、さらに高効率化と小型化を促進できる電力変換装置およびそれを用いた車載電源装置が得られる。

【 0 0 3 8 】

なお、この場合も、上記実施の形態 2 を適用できるが、その場合、電圧 V_2 と電圧 V_3 とは、同じ電圧範囲内に制御されるもので、同一電圧でなくても良い。

【 0 0 3 9 】

実施の形態 4 .

この実施の形態 4 では、上記実施の形態 1 と同様の回路構成の電力変換装置を用い、上記実施の形態 1 と同様に、第 1、第 2 の DC / DC コンバータ 2、20 の出力電圧 V_1 、

10

20

30

40

50

V_2 、 $V_3 (= V_1 - V_2)$ を目標電圧に制御する。

この場合、同等の電圧（例えば 14 V）で駆動される複数の負荷機器が、第 2 の負荷 12 として第 2 の DC / DC コンバータ 20 の出力端子 7 b、7 c 間に接続される。そして、この複数の負荷機器の内の 1 つを第 2 のバッテリー 12 a（図示せず）とし、他の負荷機器 12 b（図示せず）に第 2 のバッテリー 12 a から電力供給可能に構成する。この第 2 のバッテリー 12 a には電圧 14 V を出力する鉛バッテリーなどが使われ、他の負荷機器 12 b としては、信頼性の要求が高い負荷、例えばブレーキポンプ、ヘッドライトなどが接続される。

【0040】

通常時、第 1、第 2 の DC / DC コンバータ 2、20 は、上記実施の形態 1 と同様に動作し、バッテリー 1 の電圧を降圧して第 1 ~ 第 3 の負荷 11 ~ 13 に電力供給する。第 2 の負荷 12 は、第 1 のコンデンサ 5 a から電力供給され、第 2 のバッテリー 12 a も、第 2 の負荷 12 の 1 つとして通常時は充電される。

10

第 1 の DC / DC コンバータ 2 または第 2 の DC / DC コンバータ 20 が故障、またはバッテリー 1 が故障すると、第 2 の負荷 12 には第 1 のコンデンサ 5 a から正常に電力供給されなくなるが、このとき、第 2 のバッテリー 12 a から他の第 2 の負荷 12 である負荷機器 12 b に電力供給する。これにより、信頼性の要求が高い負荷機器 12 b には、電力変換装置の異常時にも継続して電力供給でき、電力変換装置および車載電源装置の信頼性が向上する。

【0041】

20

上記実施の形態では、第 2 の負荷 12 として、信頼性の要求が高い負荷機器 12 b と、これらの負荷機器 12 b の補助電源となる第 2 のバッテリー 12 a とを配置した構成を述べたが、第 2 の負荷 12 の代わりに第 3 の負荷 13 を同様の構成としてもよい。

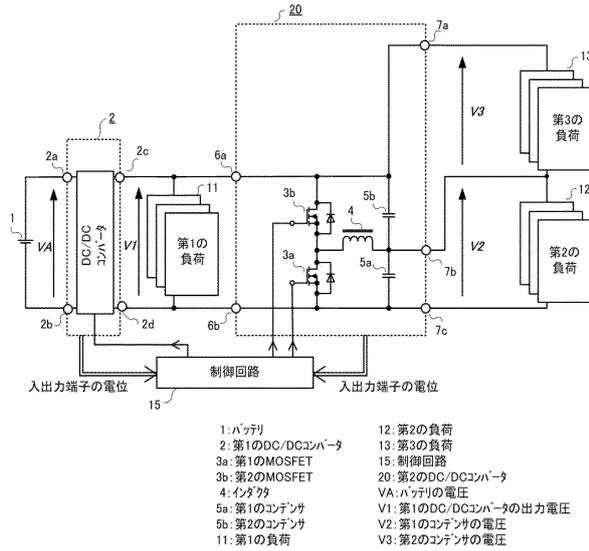
【符号の説明】

【0042】

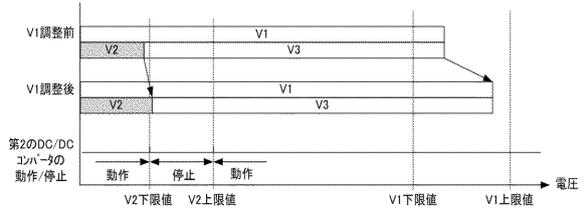
1 バッテリー、2 第 1 の DC / DC コンバータ、3 a 第 1 の MOSFET、
3 b 第 2 の MOSFET、4 インダクタ、5 a 第 1 のコンデンサ、
5 b 第 2 のコンデンサ、11 第 1 の負荷、12 第 2 の負荷、13 第 3 の負荷、
15 制御回路、20 第 2 の DC / DC コンバータ、VA バッテリーの電圧、
V1 第 1 の DC / DC コンバータの出力電圧、V2 第 1 のコンデンサの電圧、
V3 第 2 のコンデンサの電圧。

30

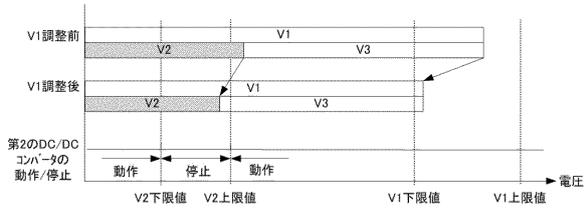
【図1】



【図3】



【図2】



フロントページの続き

- (72)発明者 山田 正樹
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
- (72)発明者 村上 哲
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
- (72)発明者 竹島 由浩
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
- (72)発明者 矢野 拓人
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 鈴木 重幸

- (56)参考文献 特開2006-128915(JP,A)
実開昭60-160086(JP,U)
特開2001-136735(JP,A)
特開2004-350471(JP,A)
特開2003-047238(JP,A)
特開2008-160895(JP,A)
特開2011-036020(JP,A)
特開2004-350344(JP,A)
特開2007-236183(JP,A)
国際公開第2012/017753(WO,A1)
再公表特許第2012/017753(JP,A1)
特許第5420080(JP,B2)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/00 - 3/44
H02J 7/00 - 7/36
B60L 11/12
B60L 11/18