

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4111175号
(P4111175)

(45) 発行日 平成20年7月2日 (2008.7.2)

(24) 登録日 平成20年4月18日 (2008.4.18)

(51) Int. Cl.

F I

H O 2 M 7/48 (2007.01)

H O 2 M 7/48 T

B 6 O L 11/12 (2006.01)

B 6 O L 11/12 Z H V

請求項の数 9 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2004-200483 (P2004-200483)	(73) 特許権者	000003997
(22) 出願日	平成16年7月7日 (2004.7.7)		日産自動車株式会社
(65) 公開番号	特開2006-25518 (P2006-25518A)		神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
(43) 公開日	平成18年1月26日 (2006.1.26)	(74) 代理人	100147485
審査請求日	平成19年5月28日 (2007.5.28)		弁理士 杉村 憲司
早期審査対象出願		(74) 代理人	100113745
			弁理士 藤原 英治
		(74) 代理人	100072051
			弁理士 杉村 興作
		(74) 代理人	100101096
			弁理士 徳永 博
		(74) 代理人	100107227
			弁理士 藤谷 史朗
		(74) 代理人	100114292
			弁理士 来間 清志

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置、及びこれを搭載した2電源系車両

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電圧源の出力電圧をパルス状電圧からなる交流電圧波形に変換して出力する電力変換装置であって、

前記直流電圧源は、共通電位を含めて3つ以上の電位を出力する電圧源出力部を備え、

前記電力変換装置は、前記3つ以上の電位の1つに接続し、当該電位の電圧を電力変換装置の出力部に出力するスイッチング手段を電位毎に各々を備え、

前記各々の電位のスイッチング手段を選択的に接続し、2つの電位間にて、オンオフのパルス幅を制御することにより各々の電位から交流電圧波形を生成する、ことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

請求項1に記載の電力変換装置において、

前記電圧源出力部は、

共通電位と、低電位と、高電位の3つの出力電位を備える、ことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 3】

請求項1または2に記載の電力変換装置において、

前記電圧源出力部は、出力部間の電位を大きさ順に並べた場合、中間の電位に隣接する各々の出力部の電位との電位差が異なる大きさに設定されている、ことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 4】

請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置において、
前記交流電圧波形は、多相交流電圧波形であって、多相交流モータを駆動するための波形である、
ことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 5】

請求項 1 ~ 4 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置において、
前記電力変換装置の出力部は多相交流モータに接続されており、
前記電力変換装置と前記多相交流モータとは、該多相交流モータの相数と同じ数の接続線で接続されている、ことを特徴とする電力変換装置。

10

【請求項 6】

請求項 1 ~ 5 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置において、
前記スイッチング手段は、前記電圧源出力部の各直流電圧源の入出力電力量を制御することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 7】

請求項 1 ~ 6 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置において、
前記直流電圧源の少なくとも 1 つは、キャパシタである、
ことを特徴とする請求項 1 ~ 4 の電力変換装置。

【請求項 8】

請求項 1 ~ 7 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置において、
前記モータと前記電力変換装置とからなる組を複数組備え、
これら電力変換装置に電力を供給する前記直流電圧源は、前記複数の電力変換装置で共用されている、
ことを特徴とする電力変換装置。

20

【請求項 9】

請求項 1 ~ 8 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置を搭載した 2 電源系車両であって、
前記直流電圧源は、電圧の異なる 2 つの直流電圧源手段を備え、
前記直流電圧源手段の電圧の高い方は、モータ駆動用の高負荷用バッテリーである、
ことを特徴とする 2 電源系車両。

【発明の詳細な説明】

30

【技術分野】

【0001】

本発明は、電力変換装置、及びこれを搭載した 2 電源系車両に関する。

【背景技術】

【0002】

従来技術として、燃料電池を主電源として高効率に高応答にモータを駆動するための構成が、特開 2002-118981 号公報（特許文献 1 を参照されたい。）で開示されている。この例は、図 1 に示すように蓄電器が DC-DC コンバータを介して燃料電池と並列に接続された 2 電源を備える車両構成になっており、DC-DC コンバータの出力電圧を制御することで電源としての出力効率を改善することを狙ったものである。

40

また、モータ駆動用の蓄電器と補機駆動用蓄電器の 2 電源を備えた電動車両においても、両蓄電器間に DC-DC コンバータを介して接続することにより両蓄電器間の電力移動を可能としている。

【特許文献 1】特開 2002-118981 号公報（段落 0004 - 0006、図 1）

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

しかしながら、この従来例は、DC-DC コンバータを使って、2 つの蓄電装置を並列に接続する構成となっていたため、DC-DC コンバータを使用しているため、システムのサイズが大きくなるとともに、コストが高く、例えば、両蓄電池の両方の電力を使用し

50

てモータを駆動する場合、またはモータの起電力を蓄電する場合に損失が大きいなどの問題が生じる。

そこで、本発明は複数電源を用いて電圧変換をする変換装置に関するものであるが、その複数電源の入出力電力の切替や配分などを自由にコントロールすることを可能とし、電圧源の供給電力を制御することを可能とすることを第1の目的にする。また本発明では、インバータ損失とモータ損失の両方をより低減することが可能な電力変換装置（器）を提供することを第2の目的にする。さらに、本発明は、このような電力変換装置を搭載した2電源系車両を提供することを第3の目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0004】

10

上述した諸課題を解決すべく、第1の発明による電力変換装置は、
直流電圧源の出力電圧から交流電圧波形をパルス状電圧で生成する電力変換装置であって、

前記直流電圧源は、共通電位を含めて3つ以上の電位を出力する電圧源出力部（端子）を備え、

前記電力変換装置は、前記3つ以上の電位の1つ（端子）に接続し、電圧を前記電力変換装置の出力部に印加するスイッチング手段を各々備え、

前記各スイッチング手段は、オンオフのパルス幅を制御することにより前記パルス状電圧を生成する、（即ち、各スイッチング手段は、1つの電位を選択して接続し、その接続を切り替えることによりパルス状電圧を生成する）、
ことを特徴とする。

20

【0005】

また、第2の発明による電力変換装置は、

前記電圧源出力部が、出力部間の電位を大きさ順に並べた場合、隣接する出力部の電位との電位差が異なる大きさに設定されている、ことを特徴とする。

【0006】

さらにまた、第3の発明による電力変換装置は、

前記交流電圧波形は、多相交流電圧波形であって、多相交流モータを駆動するための波形である、ことを特徴とする。

【0007】

30

さらにまた、第4の発明による電力変換装置は、

さらに、前記スイッチング手段は、前記電圧源出力部の各直流電圧源の入出力電力量を制御する、ことを特徴とする。

【0008】

さらにまた、第5の発明による電力変換装置は、

前記直流電圧源の少なくとも1つは、キャパシタ（コンデンサ）である、ことを特徴とする。

【0009】

さらにまた、第6の発明による電力変換装置は、

前記モータと前記電力変換装置とからなる組を複数組備え、
これら電力変換装置に電力を供給する前記直流電圧源は、前記複数の電力変換装置で共用されている、
ことを特徴とする。

40

【0010】

さらにまた、第7の発明による2電源系車両は、

上述した電力変換装置のいずれかを搭載した2電源系車両であって、
前記直流電圧源は、電圧の異なる2つの直流電圧源手段を備え、
前記直流電圧源手段の電圧の高い方は、モータ駆動用の高負荷用バッテリーである、
ことを特徴とする。即ち、本発明は、上述した電力変換装置を、モータ駆動用の高負荷バッテリーを使用する2電源系車両に搭載して利用することを想定したものである。

50

【発明の効果】

【0011】

第1の発明によれば、3つ以上の入力電位を選択的に接続（即ち、オンオフによっていずれかの電位を断続的に接続する。）するスイッチング手段を備えることによって、モータに印加する電圧として高い電圧が必要な場合、低い電圧で良い場合のいずれの場合においても、モータと電力変換器の両方の損失を小さくすることができる。また、電源からモータまでの間に経由するパワー素子（即ち双方向素子）を1つだけに限定し、他のスイッチではダイオードとする構成を取ることができるため、さらに、低損失、低コスト化を達成することができる。

【0012】

また、第2の発明によれば、電圧源の各出力部間の電位差を異なる値に設定することによって、モータに印加するパルス状電圧の大きさの種類を従来のもの（電位差が同じとなるよう電位が設定されている）と比べ増やすことができるので、損失をより低減することができる。

【0013】

また、第3の発明によれば、交流モータとして最も広く用いられている3相交流モータに適用が可能である。

【0014】

また、第4の発明によれば、各直流電圧源の入出力電力を制御することができるため、複数の電位のいずれを用いてモータを駆動するかを積極的に変えることで各電圧源から供給する電力を変更することができる。また、バッテリーなどの容量が限られた電圧源を用いる場合、各バッテリーから供給される電力をコントロールすることで、各バッテリーのSOCを最適な値にコントロールすることも可能である。

【0015】

また、第5の発明によれば、本電力変換装置は、電源から供給する電力を任意の値に設定可能であるのでエネルギー密度の小さなキャパシタであっても、安定した電圧源として使用することができる。また、キャパシタを使うことでシステムを小型化することができる。

【0016】

また、第6の発明は、複数モータおよび複数の電力変換装置を含み、直流電圧源は前記複数の電力変換装置で共用するシステムであり、シリーズ方式のハイブリッド自動車など複数のモータを備えるシステムでは、複数の電力変換器を協調させて動作させることで、複数のバッテリーのSOC（充電状態）をコントロールしながら効率良く駆動することができるので、より本電力変換装置の特徴である損失の低減と各電圧源の入出力電力を緻密に制御できる。

【0017】

また、第7の発明は、2電源系車両へ容易に適用することが可能であり、従来の2電源系車両に用いられていたDC-DCコンバータが必要なくなるので、システム構成が簡単になるとともに、損失を低減することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0018】

以下、本発明の実施の形態を諸図面を参照しつつ詳細に説明する。

第1の実施態様

まずはじめに、本発明の第1の実施態様として、3相3レベル、全部双方向スイッチングによる電力変換装置を詳細に説明する。図2は、本発明の第1の実施態様による電流変換装置の回路構成を示す図である。図に示すように、第1のバッテリー10と第2のバッテリー20とで直流電圧源が構成されている。直流電圧源は2つのバッテリーの低電圧側を共通電位とすることで3つの電位を生成している。バッテリー10の電圧 V_{bh} はバッテリー20の電圧 V_{bm} より高い電圧になっている。また、 $V_{bh} - V_{bm}$ は V_{bm} より大きい値に設定されている。

つまり

$$V_{bh} > V_{bm} \quad \dots (1)$$

$$V_{bh} - V_{bm} > V_{bm} \quad \dots (2)$$

である。

30は、それらの電圧を変換し交流電圧を生成することで交流モータ40を駆動する電力変換器である。この電力変換器30は、バッテリー10の供給電圧 V_{bh} を安定化させるコンデンサC1と、バッテリー20の供給電圧 V_{bm} を安定化させるコンデンサC2と、モータ40のU相、V相、W相それぞれとバッテリーの共通電位電圧（以下0Vと記す）、バッテリー10の高電位側電圧、バッテリー20の高電位側電圧の中から1つだけを選択的に接続するスイッチ群31、32、33とから構成されている。

10

【0019】

それぞれのスイッチ群は以下のような構成になっている。U相、V相、W相のスイッチ群はいずれも同一の構成であるので、31のU相のスイッチ群についてのみ説明する。Tr11とTr12とで、モータのU相と電圧 V_{bh} との間を断続する双方向のスイッチを構成しているIGBT（パワー素子）である。Tr21とTr22はU相と電圧 V_{bm} との間を断続的に接続する双方向スイッチである。Tr31とTr32はU相と共通電位電圧との間を断続する双方向スイッチである。以上の各スイッチにより、U相のスイッチ群が構成される。Tr11とTr12、Tr21とTr22、Tr31とTr32はそれぞれ組となって双方向のスイッチとして動作するが、ある時間間隔においてこれらの3組のうち1組のみがオンとなる。従って、モータのU相には V_{bh} 、 V_{bm} 、0Vのいずれかの電圧が印加されることになる。V相のスイッチ群32、W相のスイッチ群33もU相のスイッチ群31と全く同様な構成である。

20

【0020】

次に作用を説明する。モータに印加すべき電圧は、単位時間あたり V_{bh} 、 V_{bm} 、0Vが印加される時間の割合を調整することで生成される。

図18は、第1の実施態様におけるU相の出力電圧波形を示すタイミングチャートであり、図19は、第1の実施態様におけるU相のスイッチ群を構成するIGBTのゲート信号の状態を示す図である。以下、これらの図を用いて説明する。即ち、図18では、下記(a)～(c)の3つの場合にU相のスイッチング素子のゲートに印加される信号を示している。図19ではU相の出力電圧を示している。

30

【0021】

(a) 弱め界磁を行なわなくてもバッテリー電圧 V_{bm} でモータ印加電圧生成が可能な場合

V_{bh} に接続されるスイッチ（U相：Tr11とTr12）をオフに保持して、 V_{bm} と0Vに接続されるスイッチ（U相：Tr21とTr22、Tr31とTr32）を交互にオンオフすることによりPWM（パルス幅変調制御）を行なう。この場合、低い電圧である V_{bm} をスイッチングすることになる（図18(a)）のでパワー素子に発生する損失は小さくなり、電力変換器としてのスイッチ群31の損失は当然小さくて済む。また、この時モータに印加されるパルス状電圧は、低い電圧 V_{bm} から生成されたものであるので高調波成分が少なくなりモータ40の鉄損が少なくて済む。

【0022】

(b) V_{bm} では弱め界磁を行う必要があるが $V_{bh} - V_{bm}$ では弱め界磁を行う必要がない場合

40

0Vに接続されるスイッチ（U相：Tr31とTr32）をオフに保持して、 V_{bh} と V_{bm} に接続されるスイッチ（U相：Tr11とTr12、Tr21とTr22）を交互にオンオフすることによりPWMを行なう。この場合、 V_{bh} より小さい電圧 $V_{bh} - V_{bm}$ の電圧をスイッチングすることになる（図18(b)）のでパワー素子で発生する損失は最小で済み、電力変換器としてのスイッチ群31の損失は当然小さくて済む。また、この時モータに印加されるパルス状電圧は、 $V_{bh} - V_{bm}$ から生成されたものであるので高調波成分が少なくなりモータ40の鉄損が少なくて済む。

【0023】

(c) $V_{bh} - V_{bm}$ では弱め界磁を行う必要がある場合

50

V_{bm} に接続されるスイッチ（U相： Tr_{21} と Tr_{22} ）はオフに保持して、 V_{bh} と0 Vに接続されるスイッチ（U相： Tr_{11} と Tr_{12} 、 Tr_{31} と Tr_{32} ）のオンオフによりPWMを行なう（図18(c)）。この場合、弱め界磁電流が少なく済むので電力変換器としてのスイッチ群31とモータ40の損失が少なくて済む。

以上のような動作により、モータには必要な電圧に応じて、大きさが V_{bm} 、 $V_{bh} - V_{bm}$ 、 V_{bh} の3種類の大きさのパルス状電圧を印加することができ、このような構成が好適である。一方、電位を等間隔にした場合、つまり、 $V_{bh} - V_{bm} = V_{bm}$ とした場合には、2種類の大きさのパルス状電圧しか生成できないため、本実施例より損失が大きくなってしま

う。

以上のように、本実施例では従来例と比べ、直流電圧の電位の数と同じであっても電力変換器やモータの損失を小さくすることができる。

【0024】

第2の実施態様

次に、本発明の第2の実施態様として、3相3レベル、一部のみ双方向スイッチングによる電力変換装置を詳細に説明する。図3は、本発明の第2の実施態様による電流変換装置の回路構成を示す図である。図に示すように、図3（本実施態様）と図2（第1の実施態様）とは、各相のスイッチ群31a、32a、33aにおいて、電圧 V_{bh} に接続されているスイッチと0 Vに接続されているスイッチの構成が異なるが、他の構成要素は同様である。U相のスイッチ群について説明するが、他の相も同様である。高い方の電圧 V_{bh} に接続されているスイッチはIGBTの Tr_{11} とダイオードのD1とで構成されている。また、0 Vに接続されているスイッチはIGBTの Tr_{31} とダイオードのD3とで構成されている。本構成では、バッテリー電圧 V_{bh} がバッテリー電圧 V_{bm} より高い値であるので、これら2つのスイッチの逆方向電流のスイッチとして、実施態様1の Tr_{12} と Tr_{32} の代わりにそれぞれダイオードD1、D3を使用している。U相電流 i_u が正である場合でも負である場合でも、 Tr_{11} か、 Tr_{21} と Tr_{22} の組か、 Tr_{31} か、いずれかひとつをオンにすれば、オンにしたスイッチが接続された電圧電位をモータのU相に印加させることができる。なお、本構成では、双方向スイッチ（パワー素子）は各相1つずつで足り、電源からモータまでの間に介在する双方向スイッチが1つのみとなるため、電流の損失のさらなる低減化、さらには低コスト化を図ることができる。

【0025】

図15は、第2の実施態様において最も高い電位のスイッチがオンの場合の電流の流れを説明する図であり、即ち、「 Tr_{11} 」をオンした場合の動作を図示するものである。 Tr_{11} がオンの場合には、 Tr_{21} と Tr_{22} 、 Tr_{31} がオフである。U相電流 i_u が正の場合には Tr_{11} を電流が流れ、負の場合にはD1を流れるので、モータのU相には V_{bh} の電圧が印加される。

図16は、第2の実施態様において2番目に高い電位のスイッチがオンの場合の電流の流れを説明する図であり、即ち、「 Tr_{21} と Tr_{22} 」をオンした場合の動作を図示するものである。 Tr_{21} と Tr_{22} がオンの場合には、 Tr_{11} 、 Tr_{31} がオフである。U相電流 i_u が正の場合には Tr_{21} を電流が流れ、負の場合には Tr_{22} を流れるので、モータのU相には V_{bm} の電圧が印加される。

【0026】

図17は、第2の実施態様においてもっとも低い電位のスイッチがオンの場合の電流の流れを説明する図であり、「 Tr_{31} 」をオンした場合の動作を図示するものである。 Tr_{31} がオンの場合には、 Tr_{11} 、 Tr_{21} と Tr_{22} がオフである。U相電流 i_u が正の場合にはD1を電流が流れ、負の場合には Tr_{31} を流れるので、モータのU相には0 Vの電圧が印加される。

インバータなどの電力変換器ではスイッチング時に短絡が発生することを防止するため、半導体スイッチが同時にオフする時間であるデッドタイムを設けるのが一般的である。デッドタイムを設けた場合、デッドタイム期間中に電流が流れる経路が確保されてなければ、スイッチに過大な電圧が加わることになってしまう。本実施態様では、図4に示すよ

10

20

30

40

50

うに、デッドタイム期間中は電流が正の場合にはダイオードD 1により、電流が負の場合にはD 3により電流が流れる経路が確保されているため、過大電圧がパワー素子に加わることを防止することができる。

【0027】

次に、2つのバッテリーから供給する電力の点から説明する。本実施態様では、2つのバッテリー1、バッテリー2の状態に応じて、それぞれのバッテリーから供給する電力の割合を所望の値に制御することができる。

図13は本実施態様の電力変換器のU相部分及びその駆動信号生成部の構成を示す図であり、図14は各部の信号（駆動スイッチング動作）のタイミングチャートである。この2つの図を用いて説明する。11はU相の駆動信号生成部である。これは、U相の駆動信号である V_{ug} と、どの電位を使ってモータを駆動するかを指示選択するselect信号が入力され、電力変換器のスイッチ群の駆動信号を生成する。11a～cは、短絡を防止するためのデッドタイム生成部、11d～fは、素子を駆動するためのドライブ回路である。なお、select信号は、PWM制御部（図示しない）から供給される。

【0028】

select信号がH（高）の場合には、Tr21とTr22との組がオフになり、Tr11と、Tr31とがU相のPWM信号 V_{ug} に従って交互にオンオフする。従って、モータのU相電圧 V_u は V_{bh} と0Vが交互に現れるパルス状電圧となる。この場合、モータに供給される電力はバッテリー1から供給される（Ph）。

select信号がL（低）の場合には、Tr11がオフになり、Tr21及びTr22の組とTr31とがU相のPWM信号 V_{ug} に従って交互にオンオフする。従って、モータのU相電圧 V_u は V_{bm} と0Vが交互に現れるパルス状電圧となる。この場合、モータに供給される電力はバッテリー2から供給される（Pm）。

select信号をHにする時間とLにする時間の割合を変化させれば、上記2つの動作を行なう時間の割合を変化させることができるので、select信号をコントロールすることでバッテリー1とバッテリー2から供給される電力の割合を所望の値にすることができる。これは、力行の場合も回生の場合も同様である。

【0029】

図12は、実施態様2においてモータが回生動作を行っているときにselect信号をLからH（0から1）に切り替えた場合のシミュレーション結果のタイミングチャートを示す。時間t1でselect信号をLからHに切り替えているが、時間t1以前の状態（select信号がLの状態）の時にはバッテリー10に流れる電流である I_h とバッテリー20に流れる電流である I_m の両方が流れており、どちらのバッテリーにも電力が回生（充電）されている。一方、時間t1以後の状態（select信号がHの状態）の時にはバッテリー20には電流が流れず、バッテリー10にのみ電流（ I_h ）が流れている。この結果からわかるように、select信号により2つのバッテリーへ供給する電力を調整できる。ところで、select信号がLの状態の場合に、バッテリー20だけではなくバッテリー10にも電力が戻っているのは、デッドタイムがあるためである。実際の制御では、このデッドタイム分も考慮してselect信号H/Lの時間割合を決定する。それぞれのバッテリーから供給される電力を任意の値に制御できれば、バッテリーの状態、例えば、それぞれのバッテリーの充電状態に応じて適切な電力を使用することができるという特徴がある。

以上説明したように、本実施例では、電力変換器の構成を簡単にするとともに、2つのバッテリーから供給する電力または2つのバッテリーへ供給する電力の割合を所望の値にすることができる。さらに言えば、この回生電流の最適配分によって複数のバッテリーを最適な充電状態に保つことができるようになる。

【0030】

変形例1-2

次に、3相3レベル、一部のみ双方向スイッチング（即ち、一部はダイオードを使用）による電力変換装置の変形例を2つ示す。

図5は、本発明の第1の変形例による電流変換装置の回路構成を示す図である。図に示

10

20

30

40

50

すように、図 5（本変形例）と図 3（実施態様 2）とは、各相のスイッチ群 3 1 b、3 2 b、3 3 b においてスイッチの構成及び結線が異なり、高電圧側を共通電位にしてあり各相の共通電位側のスイッチのみが双方向スイッチの代わりにダイオードを用いているが、他の構成要素（図 5 では、コンデンサ C 1、C 2 は省略してある）は同様である。

図 6 は、本発明の第 2 の変形例による電流変換装置の回路構成を示す図である。図に示すように、図 6（本変形例）と図 3（実施態様 2）とは、各相のスイッチ群 3 1 c、3 2 c、3 3 c においてスイッチの構成及び結線が異なり、バッテリー 1 0、2 0 が直列接続であり、低電位側のスイッチのみが双方向スイッチの代わりにダイオードを用いているが、他の構成要素（図 6 でも、コンデンサ C 1、C 2 は省略してある）は同様である。これらの変形例においても、前述した実施態様とほぼ同様の効果を得ることができるが詳細は省略する。

10

【 0 0 3 1 】

第 3 の実施態様

本発明の第 3 の実施態様として、3 相 4 レベル、中間電位のみ双方向スイッチングによる電力変換装置を詳細に説明する。図 7 は、本発明の第 3 の実施態様による電流変換装置の回路構成を示す図である。本実施態様は、3 つのバッテリーの低電圧側を共通電位とすることで 4 つの電位を生成し、この電位電圧からモータ印加電圧を生成する電力変換器の例である。最も高い電圧を持つ第 3 のバッテリー 1 0 s h の電圧 V_{bsh} 、第 1 のバッテリー 1 0 の電圧 V_{bh} 、第 2 のバッテリー 2 0 の電圧 V_{bm} の大小関係は以下のようにになっている。

$$V_{bsh} > V_{bh} > V_{bm}$$

20

この実施態様の場合、最大電圧電位に接続されているスイッチと最小電位に接続されているスイッチの逆方向のスイッチをダイオードにしている。このような構成にすることで、スイッチの構成を簡単にしながらも全ての電位の電圧をモータに印加することが可能であり、また、デッドタイム期間中にも電流の経路を確保することができる。即ち、本構成では、双方向スイッチ（パワー素子）を、より低損失かつ低コストのスイッチ（ダイオード）で代用する構成をとっているため、電流が双方向スイッチを流れる機会が少なくなりより低損失、低コスト化を図ることが可能である。

【 0 0 3 2 】

第 4 の実施態様

本発明の第 4 の実施態様として、3 相 3 レベル、一部のみ双方向スイッチングによる電力変換装置を実際の 2 電源系車両に適用したものを詳細に説明する。図 8 は、本発明の第 4 の実施態様による電流変換装置の回路構成を示す図である。本実施態様は、4 2 V 系と 1 4 V 系の 2 電源を備える自動車に適用した例であり、1 4 V 系とは一般的に車両に広く用いられている電圧のことである。例えば、車両の補機（灯火類、室内装備、など）を駆動するための電源であるので比較的負荷が小さく低電位の 1 4 V 程度の蓄電装置が用いられる。

30

一方、近年の自動車は消費電力が大きくなり、且つ、車両の駆動用又はエアコンのコンプレッサなど負荷の大きな機器が搭載されることがあり、1 4 V 系の電源系では電線を流れる電流が大きくなりすぎるため、より高い電圧である 4 2 V 系の電源系を備える車両が登場しつつある。このような車では、例えば、大負荷は 4 2 V 系電源系が、中小負荷には 1 4 V 系が用いられるシステム構成となる。

40

【 0 0 3 3 】

本実施態様における電力変換器 3 0 d の構成は、図 2 に示す第 2 の実施態様の電力変換器と同じである。4 0 はその出力軸が図示されていないエンジンの出力軸と接続されているモータである。1 は 4 2 V のバッテリーであり、2 0 は 1 4 V の電圧源として用いるキャパシタ（コンデンサ）である。L 1 は 4 2 V 系の各種負荷である。L 2 は 1 4 V 系の各種負荷である。モータ 4 0 は、通常はエンジンにより駆動され発電機として動作する。その際、第 2 の実施態様で説明したように、バッテリー 1 0 とバッテリー 2 0 の状態に応じてモータ 4 0 の発電電力を電力変換器 3 0 d のスイッチング構成（3 1 d、3 2 d、3 3 d）によりそれぞれのバッテリーへ最適な分配比で供給することができる。即ち、図示はしていな

50

いが各バッテリーの状態を監視するモニタを設けこれによって各バッテリーの充電状態などに
応じて最適な分配比で電力を供給して、各バッテリーの充電状態を最適な状態に保持するこ
とが可能となる。

【 0 0 3 4 】

図 9 は、従来の 4 2 V 車両の電源系の構成の一例を示す図であるが、従来の構成では、
従来の電力変換器 8 0 が設けられており、発電機からの発電電力は 4 2 V の第 1 のバッテリー
1 0 に充電された後、7 0 の D C - D C コンバータで必要量の電力を 1 4 V に変換し、1
4 V の第 2 のバッテリー 2 0 に供給している。このような従来構成では、4 2 V を 1 4 V に
変換する D C - D C コンバータ 7 0 が必要になる。D C - D C コンバータは、コイルが必要
になることから小型化が難しく、また損失も大きくなる。

10

一方、本実施例では D C - D C コンバータを必要とせず、また、半導体スイッチにより
発電電力を直接分配する構成なので、システムのサイズを大幅に小型化でき、また、損失
も大幅に低減できる。さらに、電力変換器で 1 4 V 系の電力を自由にコントロールできる
ので 1 4 V 系の電圧源としてコンデンサを用いることができ、さらにシステムを小型にす
ることができる。

【 0 0 3 5 】

第 5 の実施態様

本発明の第 5 の実施態様として、3 相 3 レベル、一部のみ双方向スイッチングによる電
力変換装置をシリーズ方式のハイブリッド自動車に適用したものを詳細に説明する。図 1
0 は、本発明の第 5 の実施態様による電流変換装置を組み込んだ車両の機能ブロックを示
す図である。1 0 と 2 0 はバッテリーである。バッテリー 1 0 の出力電圧 V_{bh} とバッテリー 2 0
の V_{bm} とは以下の関係にある。

20

$$V_{bh} > V_{bm}$$

(3)

3 0 A と 3 0 B は、第 2 の実施態様で説明した図 3 の電力変換器 3 0 と同一のものである
。9 0 はエンジンに接続された発電機であり、4 0 は図示されていない車両の駆動輪の
駆動トルクを発生するモータである。電力変換器 3 0 A , 3 0 B は、第 2 の実施態様で説
明したように、2 つのバッテリーに出入りする電力を任意に設定することが可能である。モ
ータ 4 0 に接続されている電力変換器 3 0 B は、バッテリー 1 0 とバッテリー 2 0 の 2 つのバ
ッテリーの電力を使って効率良くモータ 4 0 を駆動する。

【 0 0 3 6 】

30

一方、電力変換器 3 0 A は、それぞれのバッテリーの状態に応じて、発電機の発電電力を
バッテリー 1 0 とバッテリー 2 0 とに振り分ける。このようにすることで、モータを効率良く
駆動しつつ、両方のバッテリーを所望のバッテリー状態、例えば所望の充電状態 (S O C) に
制御することができる。電力変換器 3 0 A がバッテリー 1 0 の電圧を使ってモータ 6 を高効
率に駆動している場合、電力変換器 3 0 A はバッテリー 1 0 の S O C を一定の S O C に保つ
ためにバッテリー 1 0 から電力変換器 3 0 B へ供給されている電力と同じ電力をバッテリー 1
0 へ供給することができる。

【 0 0 3 7 】

図 1 1 に、本実施態様のシミュレーション結果のタイミングチャートを示す。これは、
駆動モータ 6 0 の出力トルクを一定にした状態でモータが加速している場合のシミュレー
ション結果である。時間 t_1 以前は、モータ回転 (N_{mot}) が低く、低い電圧で駆動が可能
であるので、低い電圧のバッテリーであるバッテリー 2 0 の電圧を使って駆動している。時間
 t_1 以後は、回転が高くなり高い電圧のバッテリーであるバッテリー 1 0 の電圧を使って駆動
している。時間 t_1 以前では、バッテリーからの電流はバッテリー 2 0 (I_m) から供給され、
それ以後ではバッテリー 1 0 (I_h) から供給されている。この図には示さないが、電力変
換器 3 からは、それぞれのバッテリーから供給された電力とほぼ同じ電力を供給するように
制御することで、各バッテリーの S O C はほぼ一定に保つことができる。

40

以上説明したように、2 つのモータを用いるシリーズハイブリッド自動車のような用途
では、モータを高効率に駆動しながら、2 つのバッテリーの S O C を所望の値に制御するこ
とができる。

50

【0038】

最後に、本発明の特徴及び利点をまとめる。

1. 複数電源電圧を使って、モータ効率もインバータ効率も高効率にできる。
 - ・モータ印加電圧に応じて使用する電圧を切替 (V_{bh} or V_{bl}) 可能である。
 - ・3レベル駆動で高調波電流を低減できる。
2. 複数電源の入出力電力を独立に制御できる。
 - ・42V系の車であれば、降圧DC/DCコンバータがなくても14V系電源を充電可能である。
 - ・電源のうちのいずれかの電力をその他の電源に移すことも可能である。

3. マトリックスコンバータ、昇圧DC/DCコンバータ+インバータ、従来の3レベルインバータと比べて、構成が簡単である。

10

【0039】

本明細書では、様々な実施態様で本発明の原理を説明してきたが、当業者であれば本開示に基づき本発明に様々な修正や変更を加えることができ、それらも本発明に含まれるものであることに留意されたい。

例えば、スイッチング素子の例示としてIGBTを挙げたが、本発明はGTOやトランジスタなど他のパワー素子などの既知の素子を使用しても良い。

例えば、第5の実施態様では2つのバッテリーを使う構成を説明したが、バッテリーは高電圧側だけにして、低電圧側はキャパシタにして充放電量をコントロールすることで任意の電圧に制御することも可能である。さらに、第5の実施態様では1つのモータのみを使用する構成を説明したが、複数モータの構成を取ることもできその場合は、2つの電圧ラインへの供給パワーの可変幅を大きくできる。同様に、第2の実施態様では2つのバッテリーを使う構成を説明したが、バッテリーは高電圧側だけにして、低電圧側はキャパシタにして充放電量をコントロールすることで任意の電圧に制御することも可能である。

20

【図面の簡単な説明】

【0040】

【図1】従来の3レベルインバータの典型的な回路構成を示す図である。

【図2】本発明の第1の実施態様による電流変換装置の回路構成を示す図である。

【図3】本発明の第2の実施態様による電流変換装置の回路構成を示す図である。

【図4】本発明の第2の実施態様におけるデッドタイム時の電流の流れを説明する図である。

30

【図5】本発明の第1の変形例による電流変換装置の回路構成を示す図である。

【図6】本発明の第2の変形例による電流変換装置の回路構成を示す図である。

【図7】本発明の第3の実施態様による電流変換装置の回路構成を示す図である。

【図8】本発明の第4の実施態様による電流変換装置の回路構成を示す図である。

【図9】従来の42V車両の電源系の構成の一例を示す図である。

【図10】本発明の第5の実施態様による電流変換装置を組み込んだ車両の機能ブロックを示す図である。

【図11】第5の実施態様のシミュレーション結果のタイミングチャートを示す。

【図12】第2の実施態様においてモータが回生動作を行っているときにselect信号をLHとした場合のシミュレーション結果のタイミングチャートである。

40

【図13】第2の実施態様の電力変換器のU相部分及びその駆動信号生成部の構成を示す図である。

【図14】図13で図示した各部の信号（駆動スイッチング動作）のタイミングチャートである。

【図15】第2の実施態様において最も高い電位のスイッチがオンの場合の電流の流れを説明する図である。

【図16】第2の実施態様において2番目に高い電位のスイッチがオンの場合の電流の流れを説明する図である。

【図17】第2の実施態様においてもっとも低い電位のスイッチがオンの場合の電流の流

50

れを説明する図である。

【図 1 8】第 1 の実施態様における U 相の出力電圧波形を示すタイミングチャートである。

【図 1 9】第 1 の実施態様における U 相のスイッチ群を構成する I G B T のゲート信号の状態を示す図である。

【符号の説明】

【 0 0 4 1 】

1 0 第 1 のバッテリー

1 0 s h 第 3 のバッテリー

2 0 第 2 のバッテリー

V b h バッテリー 1 の電圧

V b m バッテリー 2 の電圧

3 0 電力変換器

4 0 交流モータ

C 1、C 2 コンデンサ

3 1、3 2、3 3 U 相、V 相、W 相のスイッチ群

T r 1 1 - 9 2 スイッチ (I G B T)

3 0 a 電力変換器

3 1 a、3 2 a、3 3 a U 相、V 相、W 相のスイッチ群

D 1 - 9 ダイオード

3 0 b、3 0 c 電力変換器

3 1 b、3 2 b、3 3 b U 相、V 相、W 相のスイッチ群

3 1 c、3 2 c、3 3 c U 相、V 相、W 相のスイッチ群

L 1、L 2 負荷

駆動モータ 6 0

7 0 D C - D C コンバータ

8 0 従来の電力変換器

3 0 A、3 0 B 電力変換器

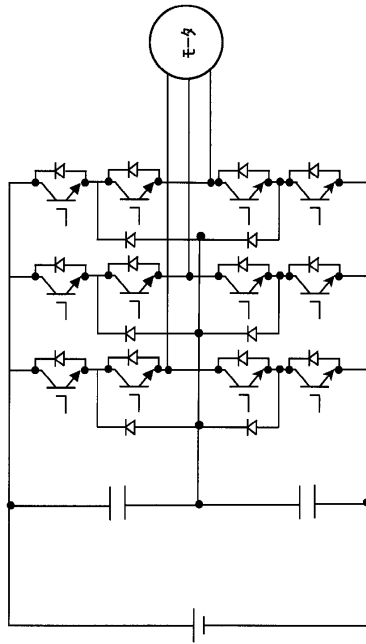
9 0 発電機

10

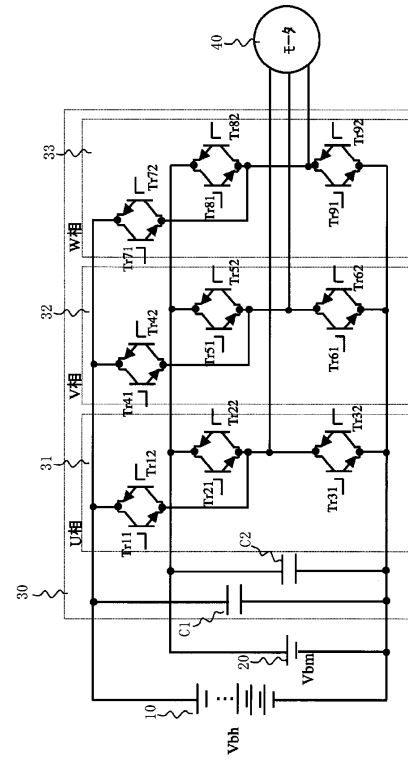
20

30

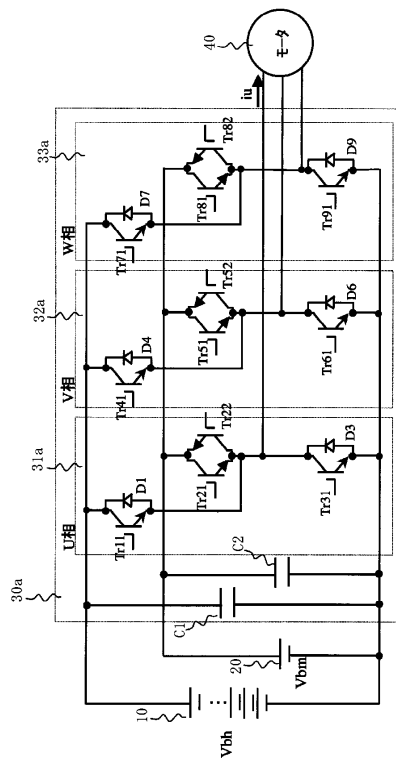
【図 1】



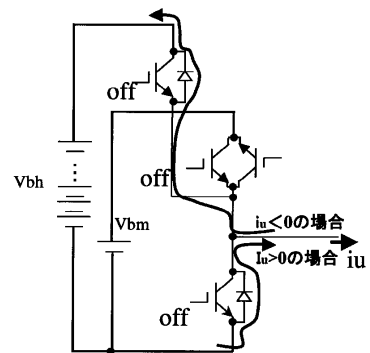
【図 2】



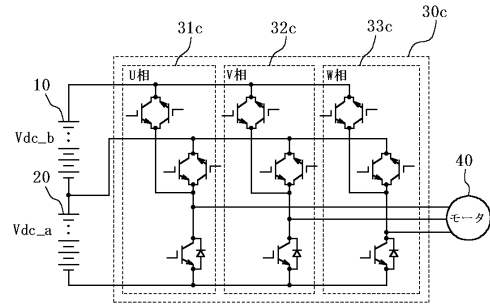
【図 3】



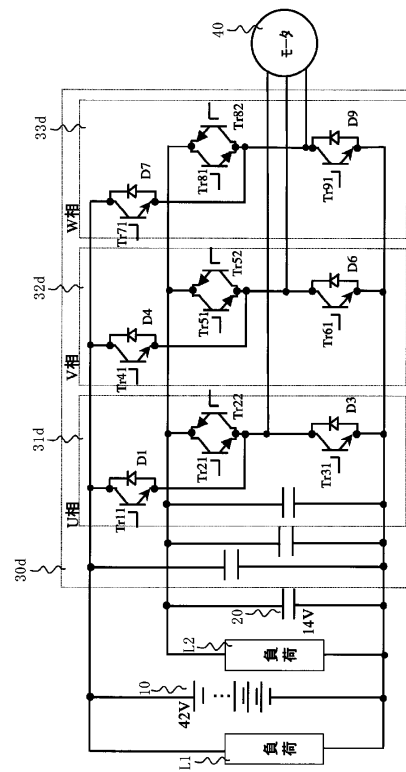
【図 4】



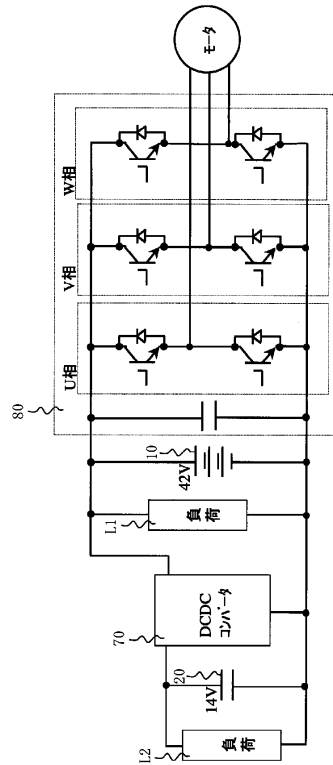
【 図 6 】



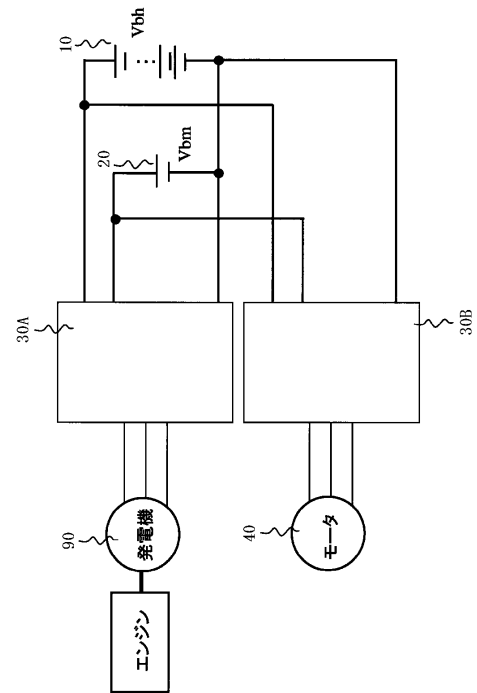
【 図 8 】



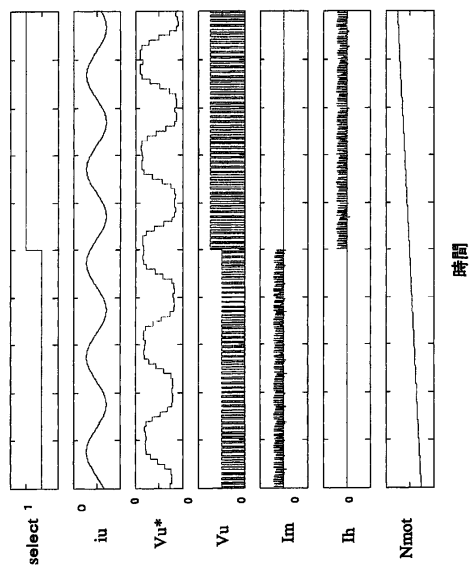
【 図 9 】



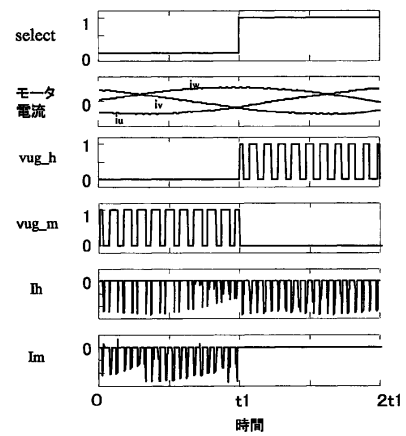
【 図 1 0 】



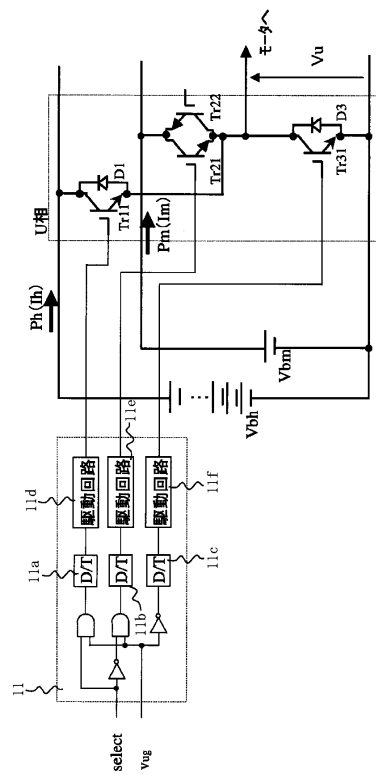
【 図 1 1 】



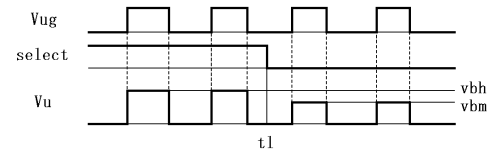
【 図 1 2 】



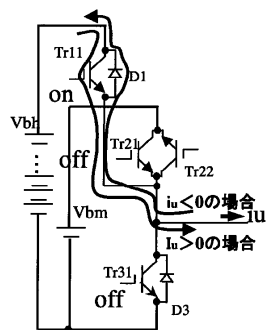
【図 13】



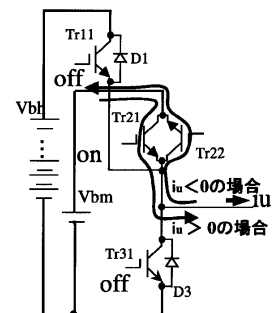
【図 14】



【図 15】

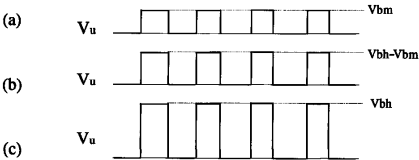
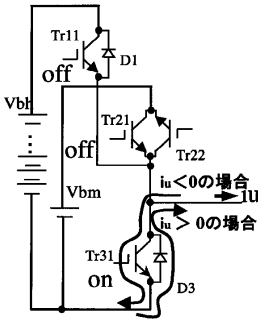


【図 16】



【図 1 7】

【図 1 8】



【図 1 9】

場合	(a)の場合	(b)の場合	(c)の場合
Tr11, Tr12	L	X(PWM)	X(PWM)
Tr21, Tr22	X(PWM)	\overline{X} (PWM)	L
Tr31, Tr32	\overline{X} (PWM)	L	\overline{X} (PWM)

X: H or L
 \overline{X} : Xとは逆の状態

フロントページの続き

- (74)代理人 100119530
弁理士 富田 和幸
- (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
- (72)発明者 田島 豊
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 早見 泰明
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 山際 正憲
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 吉本 貴太郎
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
- (72)発明者 山口 隆太
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 安池 一貴

- (56)参考文献 特開昭56-121374(JP,A)
特開昭59-096876(JP,A)
特開2000-236626(JP,A)
特開2003-180086(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 7/48
B60L 11/12