

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6102841号
(P6102841)

(45) 発行日 平成29年3月29日 (2017.3.29)

(24) 登録日 平成29年3月10日 (2017.3.10)

(51) Int. Cl.

F I

H02M 3/155 (2006.01)
B60L 9/18 (2006.01)
B60L 11/18 (2006.01)
H02J 7/34 (2006.01)

H02M 3/155 H
H02M 3/155 W
B60L 9/18 J
B60L 11/18 B
H02J 7/34 B

請求項の数 5 (全 32 頁)

(21) 出願番号 特願2014-133736 (P2014-133736)
(22) 出願日 平成26年6月30日 (2014.6.30)
(65) 公開番号 特開2016-12996 (P2016-12996A)
(43) 公開日 平成28年1月21日 (2016.1.21)
審査請求日 平成28年1月20日 (2016.1.20)

(73) 特許権者 000003207
トヨタ自動車株式会社
愛知県豊田市トヨタ町1番地
(74) 代理人 110001210
特許業務法人 Y K I 国際特許事務所
(72) 発明者 光谷 典丈
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 東 昌秋

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電源システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

負荷と、

前記負荷に接続された電力線と、

前記負荷に電力を供給可能な第1および第2の直流電源と、

前記第1および第2の直流電源のうち少なくとも一方と前記電力線との間に接続された電力変換器と、

前記電力変換器の動作を制御するための制御装置と、を備える電源システムであって、

前記電力変換器は、複数のスイッチング素子を含み、かつ、前記第1および第2の直流電源と前記電力線との間での電力変換の様相が異なる複数の動作モードのうちの1つの動作モードで動作するように構成され、

前記制御装置は、前記複数の動作モードのうち、前記第1および第2の直流電源が前記電力線に対して並列接続され、かつ、前記第1の直流電源の出力を前記電力変換器によって直流電圧変換して前記電力線に供給し、前記第2の直流電源の出力を直流電圧変換せずに前記電力線に供給する動作モードが選択されたとき、前記第1および第2の直流電源から前記電力線に出力される総電力の最大値を前記第1の直流電源の実電力と前記第2の直流電源の放電制限値との和に制限し、ここで前記実電力は前記第1の直流電源について検出される電流値と電圧値の積であり、前記放電制限値は前記第2の直流電源から放電可能な電力の上限値である、

電源システム。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の電源システムにおいて、

前記第 1 および第 2 の直流電源によって供給される総電力について上限値および下限値が設定されており、前記総電力が前記上限値または下限値を超えた場合に総電力の電力指令値を修正する処理を実行する、電源システム。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載の電源システムにおいて、

前記選択された動作モードでは、前記複数のスイッチング素子のオンオフ制御によって前記第 1 の直流電源と前記電力線との間で直流電圧変換を実行するとともに、前記第 2 の直流電源は前記電力線に直結接続される、電源システム。

10

【請求項 4】

請求項 3 に記載の電源システムにおいて、

前記第 2 の直流電源は前記複数のスイッチング素子のうちの所定のスイッチング素子を含む電流経路を介して前記電力線に接続され、前記選択された動作モードでは前記所定のスイッチング素子がオン状態に固定されて前記第 2 の直流電源が前記電力線に直結接続される、電源システム。

【請求項 5】

請求項 3 に記載の電源システムにおいて、

前記第 1 の直流電源と前記電力線との間には複数のスイッチング素子を含む第 1 の電力変換器が接続されるとともに、前記第 2 の直流電源と前記電力線との間には前記複数のスイッチング素子とは別の複数のスイッチング素子を含む第 2 の電力変換器が接続され、前記選択された動作モードでは前記第 1 の電力変換器における複数のスイッチング素子のオンオフ制御によって前記第 1 の直流電源と前記電力線との間で直流電圧変換を実行するとともに、前記第 2 の電力変換器における複数のスイッチング素子のうち少なくとも 1 つのスイッチング素子がオン状態に固定されて前記第 2 の直流電源が前記電力線に直結接続される、電源システム。

20

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、複数の直流電源と共通の電力線との間に接続された電力変換器とを含んで構成される電源システムに関する。

30

【背景技術】**【0002】**

従来、特開 2010 - 188937 号公報（以下、特許文献 1 という）には、エンジンと、2つのモータと、これらを統括的に制御する制御装置とを備えたハイブリッド車両が開示されている。このハイブリッド車両に2つの直流電源が電力変換器をそれぞれ介して負荷である前記2つのモータに電力供給が可能になっている。制御装置は、一方の直流電源について電圧制御を実行し、他方の直流電源について電力制御を実行することで、各モータの要求出力に必要な電力を供給するように各電力変換器をそれぞれ制御する。

【0003】

40

特許文献 1 のハイブリッド車両において、制御装置は、モータによるエンジンのクランキング時には、モータ要求電力の上限値を各直流電源の制限値の和に設定する一方、エンジンをクランキングしないときには、モータ要求電力の上限値を電力制御側の直流電源の目標電力値と電圧制御側の直流電源の出力制限との和に設定することが記載されている。

【先行技術文献】**【特許文献】****【0004】**

【特許文献 1】特開 2010 - 188937 号公報

【発明の概要】**【発明が解決しようとする課題】**

50

【 0 0 0 5 】

上記特許文献 1 のハイブリッド車両において、エンジンのクランキング時以外のとき、電圧制御側の直流電源から出力制限を超える電力の持ち出しが発生するおそれがある。これは、モータの出力要求電力の変化に対して電力制御側の電力変換器の応答性に遅れが生じ、この遅れによって電力制御側の直流電源から供給すべき電力が一時的に不足した場合に、電力不足分が電圧制御側の直流電源で補われるために出力制限を超えてしまうからである。

【 0 0 0 6 】

本発明の目的は、複数の直流電源を備えた電源システムにおいて、直流電源の出力制限超過を適切に防止して、直流電源の劣化進行を抑制することである。

10

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 7 】

本発明に係る電源システムは、負荷と、前記負荷に接続された電力線と、前記負荷に電力を供給可能な第 1 および第 2 の直流電源と、前記第 1 および第 2 の直流電源のうち少なくとも一方と前記電力線との間に接続された電力変換器と、前記電力変換器の動作を制御するための制御装置と、を備える電源システムであって、前記電力変換器は、複数のスイッチング素子を含み、かつ、前記第 1 および第 2 の直流電源と前記電力線との間での電力変換の態様が異なる複数の動作モードのうちの 1 つの動作モードで動作するように構成され、前記制御装置は、前記複数の動作モードのうち、前記第 1 および第 2 の直流電源が前記電力線に対して並列接続され、かつ、前記第 1 の直流電源の出力を前記電力変換器によって直流電圧変換して前記電力線に供給し、前記第 2 の直流電源の出力を直流電圧変換せずに前記電力線に供給する動作モードが選択されたとき、前記第 1 および第 2 の直流電源から前記電力線に出力される総電力の最大値を前記第 1 の直流電源の実電力と前記第 2 の直流電源の放電制限値との和に制限し、ここで前記実電力は前記第 1 の直流電源について検出される電流値と電圧値の積であり、前記放電制限値は前記第 2 の直流電源から放電可能な電力の上限値である。

20

【 0 0 0 8 】

本発明に係る電源システムにおいて、前記第 1 および第 2 の直流電源によって供給される総電力について上限値および下限値が設定されており、前記総電力が前記上限値または下限値を超えた場合に総電力の電力指令値を修正する処理を実行してもよい。

30

【 0 0 0 9 】

また、本発明に係る電源システムにおいて、前記選択された動作モードでは、前記複数のスイッチング素子のオンオフ制御によって前記第 1 の直流電源と前記電力線との間で直流電圧変換を実行するとともに、前記第 2 の直流電源は前記電力線に直結接続されてもよい。

【 0 0 1 0 】

この場合、前記第 2 の直流電源は前記複数のスイッチング素子のうちの所定のスイッチング素子を含む電流経路を介して前記電力線に接続され、前記選択された動作モードでは前記所定のスイッチング素子がオン状態に固定されて前記第 2 の直流電源が前記電力線に直結接続されてもよい。

40

【 0 0 1 1 】

また、この場合、前記第 1 の直流電源と前記電力線との間には複数のスイッチング素子を含む第 1 の電力変換器が接続されるとともに、前記第 2 の直流電源と前記電力線との間には前記複数のスイッチング素子とは別の複数のスイッチング素子を含む第 2 の電力変換器が接続され、前記選択された動作モードでは前記第 1 の電力変換器における複数のスイッチング素子のオンオフ制御によって前記第 1 の直流電源と前記電力線との間で直流電圧変換を実行するとともに、前記第 2 の電力変換器における複数のスイッチング素子のうち少なくとも 1 つのスイッチング素子がオン状態に固定されて前記第 2 の直流電源が前記電力線に直結接続されてもよい。

50

【発明の効果】

【0012】

本発明に係る電源システムによれば、電圧制御側の直流電源における出力制限の超過を適切に防止することができ、その結果、直流電源の劣化進行を抑制できる。

【図面の簡単な説明】

【0013】

【図1】本発明の一実施形態である電源システムの構成を示す図である。

【図2】図1に示した負荷の構成例を示す概略図である。

【図3】図1に示した電力変換器が有する複数の異なる種類の動作モードを説明するための図表である。

10

【図4】PBモードにおける第1の直流電源に対するDC/DC変換（昇圧動作）を説明する回路図である。

【図5】PBモードにおける第2の直流電源に対するDC/DC変換（昇圧動作）を説明する回路図である。

【図6】PBモードにおける電力変換器のスイッチング素子の制御動作例を示す波形図である。

【図7】PBモードにおける各スイッチング素子の制御信号を設定するための論理演算式を説明するための図表である。

【図8】SBモードにおけるDC/DC変換（昇圧動作）を説明する回路図である。

【図9】SBモードにおける各スイッチング素子の制御動作例を示す波形図である。

20

【図10】SBモードにおける各スイッチング素子の制御動作を設定するための論理演算式を説明するための図表である。

【図11】PBDモードにおける第1の直流電源に対するDC/DC変換と第2の直流電源の直結接続状態を説明する回路図である。

【図12】PBDモードにおける各スイッチング信号の制御動作例を示す波形図である。

【図13】PBDモードにおける各スイッチング素子の制御動作を設定するための論理演算式を説明するための図表である。

【図14】図3に示した各動作モードにおける直流電源間での電力分配比の制御可否および出力電圧の設定可能範囲を比較するための図表である。

【図15】負荷要求電圧の電圧範囲の定義を説明するための概念図である。

30

【図16】図15の各電圧範囲での動作モードの選択を説明するための図表である。

【図17】本実施形態における電力変換器制御の基本的な概念を説明する概念図である。

【図18】本実施形態における電力変換器制御を説明するためのブロック図である。

【図19】本実施形態における電力変換器制御を説明するための別のブロック図である。

【図20】PBDモードにおいて電力制御される直流電源の出力電力が放電制限値を超える場合について説明するための図である。

【図21】PBDモード選択時に電力制限処理を実行するパワー管理部の機能ブロック図である。

【図22】図21のパワー管理部において実行される電力制限処理の手順を示すフローチャートである。

40

【図23】図21に示す電力指令異常処理部の機能を模式的に説明するための図である。

【図24】図21のパワー管理部によって実行される電力制限処理を模式的に示す図である。

【図25】電源システムの別の例の構成を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0014】

以下に、本発明に係る実施形態について添付図面を参照しながら詳細に説明する。この説明において、具体的な形状、材料、数値、方向等は、本発明の理解を容易にするための例示であって、用途、目的、仕様等にあわせて適宜変更することができる。また、以下において複数の実施形態や変形例などが含まれる場合、それらの特徴部分を適宜に組み合わ

50

せて用いることは当初から想定されている。

【0015】

図1は、本発明の一実施形態である電源システムの構成を示す回路図である。電源システム1は、第1の直流電源10aおよび第2の直流電源10bと、負荷30と、制御装置40と、電力変換器50とを備える。

【0016】

本実施形態において、各直流電源10a, 10bは、リチウムイオン電池やニッケル水素電池のような二次電池、または、電気二重層キャパシタやリチウムイオンキャパシタ等の出力特性に優れた直流電圧源要素により構成される。ここで、直流電源10aが「第1の直流電源」に対応し、直流電源10bが「第2の直流電源」に対応する。

10

【0017】

直流電源10a, 10bは、同種および同容量の直流電源によって構成することも可能であり、特性および/容量が異なる直流電源によって構成することも可能である。

【0018】

電力変換器50は、直流電源10a, 10bと、電力線20との間に接続されている。電力変換器50は、負荷30と接続された電力線20上の直流電圧（以下、出力電圧VHとも称する）を電圧指令値VH*に従って制御する。すなわち、電力線20は、直流電源10a, 10bに対して共通に設けられる。

【0019】

負荷30は、電力変換器50の出力電圧VHを受けて動作する。電圧指令値VH*は、負荷30の動作に適した電圧に設定される。電圧指令値VH*は、負荷30の動作状態（例えば、トルク、回転数等）に応じて可変に設定される。また、負荷30は、回生発電等によって、直流電源10a, 10bの充電電力を発生可能に構成されてもよい。

20

【0020】

電力変換器50は、スイッチング素子S1~S4と、リアクトルL1, L2とを含む。本実施形態において、スイッチング素子S1~S4としては、例えばIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)等を用いることができる。スイッチング素子S1~S4には、ダイオードD1~D4が逆並列に接続されている。

【0021】

スイッチング素子S1~S4は、制御信号SG1~SG4にそれぞれ応答して、オンオフを制御することが可能である。すなわち、スイッチング素子S1~S4は、制御信号SG1~SG4がハイレベル（以下、Hレベル）のときオンする一方で、ローレベル（以下、Lレベル）のときにオフする。

30

【0022】

スイッチング素子S1は、電力線20とノードN1との間に電氣的に接続されている。リアクトルL2は、ノードN1と直流電源10bの正極端子との間に接続される。リアクトルL2を流れる電流IL_bは、電流センサ12bにより検出されて、制御装置40へ入力される。スイッチング素子S2は、ノードN1およびノードN2の間に電氣的に接続されている。リアクトルL1はノードN2と直流電源10aの正極端子との間に接続される。リアクトルL1に流れる電流IL_aは、電流センサ12aによって検出されて、制御装置40へ入力される。

40

【0023】

スイッチング素子S3は、ノードN2およびN3の間に電氣的に接続されている。ノードN3は、直流電源10bの負極端子と電氣的に接続される。スイッチング素子S4は、ノードN3および接地配線21の間に電氣的に接続されている。接地配線21は、負荷30と、直流電源10aの負極端子とに電氣的に接続されている。

【0024】

図1から理解されるように、電力変換器50は、直流電源10aおよび直流電源10bの各々に対応して昇圧チョッパ回路を備えた構成となっている。すなわち、直流電源10aに対しては、スイッチング素子S1, S2を上アーム素子とする一方で、スイッチング

50

素子 S_3 、 S_4 を下アーム素子とする直流双方向の第1の昇圧チョッパ回路が構成される。同様に、直流電源10bに対しては、スイッチング素子 S_1 、 S_4 を上アーム素子とする一方で、スイッチング素子 S_2 、 S_3 を下アーム素子とする電流双方向の第2の昇圧チョッパ回路が構成される。

【0025】

そして、第1の昇圧チョッパ回路によって、直流電源10aおよび電力線20の間に形成される電力変換経路と、第2の昇圧チョッパ回路によって、直流電源10bおよび電力線20の間に形成される電力変換経路との両方に、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ が含まれる。なお、図1の構成において、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ が電力変換器50における「複数のスイッチング素子」に対応する。

10

【0026】

制御装置40は、負荷30への出力電圧 V_H を制御するために、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ のオンオフを制御する制御信号 $SG_1 \sim SG_4$ を生成する。制御装置40には、電圧センサ11aによって検出される直流電源10aの電圧 V_a 、図示しない電流センサによって検出される直流電源10aを流れる電流 I_a 、電圧センサ11bによって検出される直流電源10bの電圧 V_b 、図示しない電流センサによって検出される直流電源10bの電流 I_b が入力される。また、制御装置40には、図示しない温度センサによってそれぞれ検出される直流電源10a、10bの温度 T_a 、 T_b も入力される。さらに、制御装置40には、図示しない電圧センサによって検出される電力変換器50の出力電圧 V_H も入力される。

20

【0027】

なお、直流電源10aとリアクトル L_1 との間で補機類への電力分配線が接続されていない場合、リアクトル L_1 を流れる電流 I_{L_a} は直流電源10aの電流 I_a に等しいとみなせる。同様に、直流電源10bとリアクトル L_2 との間で補機類への電力分配線が接続されていない場合には、リアクトル L_2 を流れる電流 I_{L_b} は直流電源10bの電流 I_b に等しいとみなせる。

【0028】

図2は、負荷30の構成例を示す概略図である。負荷30は、例えば電動車両の走行用電動機を含むように構成される。負荷30は、平滑コンデンサ C_H と、インバータ32と、モータジェネレータ35と、動力伝達ギヤ36と、駆動輪37とを含む。

30

【0029】

モータジェネレータ35は、車両駆動力を発生するための走行用電動機であり、例えば、複数相の永久磁石型同期電動機で構成される。モータジェネレータ35の出力トルクは、減速機や動力分割機構によって構成される動力伝達ギヤ36を経由して、駆動輪37へ伝達される。駆動輪37に伝達されたトルクにより電動車両が走行する。また、モータジェネレータ35は、電動車両の回生制動時には、駆動輪37の回転力によって発電する。この発電電力は、インバータ32によって交流電力から直流電力に変換され、電源システム1に含まれる直流電源10a、10bの充電電力として用いることができる。

【0030】

モータジェネレータの他にエンジン（図示せず）を搭載したハイブリッド自動車では、エンジンおよびモータジェネレータ35を協調的に動作させることによって、電動車両に必要な車両駆動力が発生される。この際にも、エンジンの回転による発電電力を用いて直流電源10a、10bを充電することも可能である。

40

【0031】

このように、電動車両は、走行用電動機を搭載する車両を包括的に示すものであり、エンジンおよび電動機により車両駆動力を発生するハイブリッド自動車と、エンジンを搭載しない電気自動車および燃料電池自動車の両方を含むものである。

【0032】

（電力変換器の動作モード）

電力変換器50は、直流電源10a、10bと電力線20との間での直流電力変換の態

50

様が異なる複数の動作モードを有する。

【0033】

図3には、電力変換器50が有する複数の動作モードが示される。図3に示すように、動作モードは、スイッチング素子S1～S4の周期的なオンオフ制御に伴って直流電源10aおよび/または10bの出力電圧を昇圧する「昇圧モード(B)」と、スイッチング素子S1～S4のオンオフを固定して直流電源10aおよび/または10bを電力線20に電氣的に直結で接続する「直結モード(D)」とに大別される。

【0034】

昇圧モードには、直流電源10aおよび10bと電力線20との間で並列なDC/DC変換を行う「パラレル昇圧モード(以下、PBモード)」と、直列接続された直流電源10aおよび10bと電力線20との間でDC/DC変換を行う「シリーズ昇圧モード(以下、SBモード)」と、直流電源10aおよび10bの一方と電力線20との間でDC/DC変換を行うとともに直流電源10aおよび10bの他方と電力線20との間を一方の直流電源に対して並列にかつ電力線20へ直結接続する「パラレル昇圧直結モード(以下、PBDモード)」が含まれる。なお、以下においてPBDモードは、一方の直流電源に対する昇圧動作を伴う動作モードであるため、「昇圧モード(B)」に大別されるものとして説明する。

【0035】

昇圧モードには、さらに、直流電源10aのみを用いて電力線20との間でDC/DC変換を行う「直流電源10aによる単独モード(以下、aBモード)」と、直流電源10bのみを用いて電力線20との間でDC/DC変換を行う「直流電源10bによる単独モード(以下、bBモード)」とが含まれる。aBモードでは、直流電源10bは、出力電圧VHが直流電源10bの電圧よりも高く制御されている限りにおいて、電力線20と電氣的に切り離された状態を維持されて不使用とされる。同様に、bBモードでは、直流電源10aは、出力電圧VHが直流電源10aの電圧よりも高く制御されている限りにおいて、電力線20と電氣的に切り離された状態を維持されて不使用とされる。

【0036】

昇圧モードに含まれるPBモード、SBモード、aBモード、およびbBモードの各々では、電力線20の出力電圧VHは、電圧指令値VH*に従って制御される。これらの各モードにおけるスイッチング素子S1～S4の制御については後述する。

【0037】

直結モードには、直流電源10aおよび10bを電力線20に対して並列に接続した状態を維持する「パラレル直結モード(以下、PDモード)」と、直流電源10aおよび10bを電力線20に対して直列に接続した状態を維持する「シリーズ直結モード(以下、SDモード)」とが含まれる。

【0038】

PDモードは、スイッチング素子S1, S2, S4がオンに固定される一方で、スイッチング素子S3がオフに固定される。これにより、出力電圧VHは、直流電源10a, 10bの出力電圧Va, Vb(厳密にはVa, Vbのうちの高い方)と同等になる。Va, Vb間の電圧差は直流電源10a, 10b間に短絡電流を生じさせるので、当該電圧差が小さいときに限定してPDモードを適用することができる。

【0039】

SDモードでは、スイッチング素子S2, S4がオフに固定される一方で、スイッチング素子S1, S3がオンに固定される。これにより、出力電圧VHは、直流電源10a, 10bの出力電圧Va, Vbの和と同等になる($VH = Va + Vb$)。

【0040】

また、直結モードには、直流電源10aのみを電力線20と電氣的に接続する「直流電源10aの直結モード(以下、aDモード)」と、直流電源10bのみを電力線20と電氣的に接続する「直流電源10bの直結モード(以下、bDモード)」とが含まれる。

【0041】

10

20

30

40

50

a Dモードでは、スイッチング素子 S_1 , S_2 がオンに固定される一方で、スイッチング素子 S_3 , S_4 がオフに固定される。これにより、直流電源10bは電力線20から切り離された状態となり、出力電圧 V_H は、直流電源10aの電圧 V_a と同等になる($V_H = V_a$)。a Dモードでは、直流電源10bは、電力線20と電氣的に切り離された状態を維持されて不使用とされる。なお、 $V_b > V_a$ の状態ではa Dモードを適用すると、スイッチング素子 S_2 を介して直流電源10bから10aに短絡電流が生じることになる。そのため、a Dモードの適用には、 $V_a > V_b$ が必要条件となる。

【0042】

同様に、b Dモードでは、スイッチング素子 S_1 , S_4 がオンに固定される一方で、スイッチング素子 S_2 , S_3 がオフに固定される。これにより、直流電源10aは電力線20から切り離された状態となり、出力電圧 V_H は、直流電源10bの電圧 V_b と同等になる($V_H = V_b$)。b Dモードでは、直流電源10aは、電力線20と電氣的に切り離された状態に維持されて不使用とされる。なお、 $V_a > V_b$ の状態ではb Dモードを適用すると、ダイオードD2を介して直流電源10aから10bに短絡電流が流れることになる。そのため、b Dモードの適用には、 $V_b > V_a$ が必要条件となる。

【0043】

直結モードに含まれるPDモード、SDモード、a Dモードおよびb Dモードの各々では、電力線20の出力電圧 V_H は、直流電源10a, 10bの電圧 V_a , V_b に依存して決まるため、直接制御することができなくなる。そのため、直結モードに含まれる各モードでは、出力電圧 V_H が負荷30の動作に適した電圧に設定できなくなることで、負荷30での電力損失が増加する可能性がある。

【0044】

一方で、直結モードでは、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ がオンオフされないため、電力変換器50の電力損失が大幅に抑制される。したがって、負荷30の動作状態によっては、直結モードの適用によって、負荷30の電力損失増加よりも電力変換器50での電力損失減少量が多くなることにより、電源システム1全体での電力損失を抑制できる可能性がある。

【0045】

このような点は本実施形態における特有の動作モードであるPBDモードについても同様である。すなわち、PBDモードでは、一方の直流電源10aまたは10bが電力線20に対して他方の直流電源10bまたは10aと並列にかつ直結接続されるため、出力電圧 V_H が直流電源10aまたは10bの電圧 V_a または V_b となって直接制御することができない。しかし、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ のうちの直結接続される直流電源に対応する2つのスイッチング素子がオンオフされないため、電力変換器50の電力損失が大幅に抑制され、負荷30の動作状態によってはPBDモードの適用により電源システム1全体での電力損失を抑制できる可能性がある。

【0046】

図3において、PBモード、SBモード、a Bモード、b Bモード、PDモード、SDモード、a Dモードおよびb Dモードが「複数の動作モード」に対応し、PBDモードが「選択された動作モード」に対応する。

【0047】

本実施形態の電源システム1では、例えば、直流電源10aを高出力型の電源で構成する一方、直流電源10bを高容量型の電源で構成するのが好ましい。これにより、電動車両において例えばユーザのアクセル操作によって急加速が要求された場合には高出力型の直流電源10aからの出力で対応し、他方、電動車両において継続的な高速定常走行等の比較的lowパワーが長時間要求されるときは高容量型の直流電源10bからの出力によって対応することができる。このような電動車両では、高容量型の直流電源10bに蓄積されたエネルギーを長時間にわたって使用することによって、電気エネルギーによる走行距離を延ばすことができるとともに、ユーザのアクセル操作に対応した加速性能を速やかに確保することができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 8 】

しかし、直流電源がバッテリーによって構成される場合、低温時に出力特性が低下する可能性や、高温時に劣化進行を抑制するために充放電が制限される可能性がある。特に、電動車両では、搭載位置の差異によって、直流電源 1 0 a , 1 0 b の間に温度差が発生するケースも生じる。したがって、電源システム 1 では、各直流電源 1 0 a , 1 0 b の充放電が制限される状態において、制限値を超える過剰な充放電が生じないように負荷 3 0 の要求電力に対応する電力線 2 0 の出力電力 P H を制限する処理を実行する。その詳細については、後述する。

【 0 0 4 9 】

(P B 動作モードでの昇圧動作)

10

次に、図 4 及び図 5 を参照して P B 動作モードでの昇圧動作について詳細に説明する。図 4 には、P B モードにおける直流電源 1 0 a に対する D C / D C 変換 (昇圧動作) が示される。図 4 (a) に示すように、スイッチング素子 S 3 , S 4 のペアをオンし、スイッチング素子 S 1 , S 2 のペアをオフすることによって、リアクトル L 1 にエネルギーを蓄積するための電流経路 8 0 が形成される。これにより、昇圧チョッパ回路の下アーム素子がオンした状態が形成される。

【 0 0 5 0 】

これに対し、図 4 (b) に示すように、スイッチング素子 S 3 , S 4 のペアをオフするとともに、スイッチング素子 S 1 , S 2 のペアをオンすることによって、リアクトル L 1 の蓄積エネルギーを直流電源 1 0 a のエネルギーとともに出力するための電流経路 8 1 が形成される。これにより、昇圧チョッパ回路の上アーム素子がオンした状態が形成される。このとき、電流経路 8 1 ではダイオード D 1 , D 2 を通って電流が流れるため、スイッチング素子 S 1 , S 2 は負荷 3 0 からの回生電力を直流電源 1 0 a に充電する電流経路を形成するスイッチとして機能する。

20

【 0 0 5 1 】

上記のようにスイッチング素子 S 3 , S 4 のペアがオンされる一方で、スイッチング素子 S 1 , S 2 の少なくとも一方がオフされている第 1 の期間と、スイッチング素子 S 1 , S 2 のペアがオンされる一方でスイッチング素子 S 3 , S 4 のペアの少なくとも一方がオフされている第 2 の期間とを交互に繰り返すことにより、直流電源 1 0 a に対する昇圧チョッパ回路が構成される。ここで、図 4 に示される D C / D C 変換動作では、直流電源 1 0 b への電流流通経路がないため、直流電源 1 0 a , 1 0 b は互いに非干渉である。すなわち、直流電源 1 0 a , 1 0 b に対する電力の入出力を独立に制御することができる。

30

【 0 0 5 2 】

このような D C / D C 変換において、直流電源 1 0 a の電圧 V a と、電力線 2 0 の出力電圧 V H との間には、下記 (1) 式に示す関係が成立する。(1) 式では、スイッチング素子 S 3 , S 4 のペアがオンされる期間のデューティ比を D a とする。

$$V H = 1 / (1 - D a) \cdot V a \quad (1)$$

【 0 0 5 3 】

図 5 には、P B モードにおける直流電源 1 0 b に対する D C / D C 変換 (昇圧動作) が示される。図 5 (a) に示すように、スイッチング素子 S 2 , S 3 のペアをオンし、スイッチング素子 S 1 , S 4 のペアをオフすることによって、リアクトル L 2 にエネルギーを蓄積するための電流経路 8 2 が形成される。これにより、昇圧チョッパ回路の下アーム素子がオンした状態が形成される。

40

【 0 0 5 4 】

これに対し、図 5 (b) に示すように、スイッチング素子 S 2 , S 3 のペアをオフするとともに、スイッチング素子 S 1 , S 4 のペアをオンすることによって、リアクトル L 2 の蓄積エネルギーを直流電源 1 0 b のエネルギーとともに出力するための電流経路 8 3 が形成される。これにより、昇圧チョッパ回路の上アーム素子をオンした状態が形成される。このとき、電流経路 8 3 ではダイオード D 1 を通って電流が流れるため、スイッチング素子 S 1 は負荷 3 0 からの回生電力を直流電源 1 0 b に充電する電流経路を形成するス

50

ッチとして機能する。

【 0 0 5 5 】

スイッチング素子 S_2 , S_3 のペアがオンされる一方でスイッチング素子 S_1 , S_4 の少なくとも一方がオフされている第 1 の期間と、スイッチング素子 S_1 , S_4 のペアがオンされる一方でスイッチング素子 S_2 , S_3 の少なくとも一方がオフされている第 2 の期間とが交互に繰り返されることにより、直流電源 10 b に対する昇圧チョッパ回路が構成される。ここで、図 5 に示される DC / DC 変換動作では、直流電源 10 a への電流流通経路がないため、直流電源 10 a , 10 b は互いに非干渉である。すなわち、直流電源 10 a , 10 b に対する電力の入出力を独立に制御することができる。

【 0 0 5 6 】

このような DC / DC 変換において、直流電源 10 b の電圧 V_b と、電力線 20 の出力電圧 V_H との間には、下記 (2) 式に示す関係が成立する。(2) 式では、スイッチング素子 S_2 , S_3 がオンされる期間のデューティ比を D_b とする。

$$V_H = 1 / (1 - D_b) \cdot V_b \quad (2)$$

【 0 0 5 7 】

図 6 には、PB モードにおけるスイッチング素子の制御動作例を説明するための波形図が示される。図 6 には、直流電源 10 a の PWM (Pulse Width Modulation) 制御に用いられるキャリア波 CW_a と、直流電源 10 b の PWM 制御に用いられるキャリア波 CW_b とは、同一周波数かつ同一位相であるときの例が示される。

【 0 0 5 8 】

図 6 を参照すると、例えば、PB モードでは、直流電源 10 a , 10 b の一方の出力を、出力電圧 V_H の電圧偏差 V_H ($V_H = V_H^* - V_H$) を補償するように制御 (電圧制御) するとともに、直流電源 10 a , 10 b の他方の出力を、電流 I_a , I_b の電流偏差を補償するように制御するように制御 (電流制御) することができる。この際、電流制御の指令値 (I_a^* または I_b^*) は、当該電源の出力電力を制御するように設定することができる。

【 0 0 5 9 】

一例として、直流電源 10 b の出力を電圧制御する一方で、直流電源 10 a の出力を電流制御するようにすると、デューティ比 D_a は電流偏差 I_a ($I_a = I_a^* - I_a$) に基づいて演算される一方で、デューティ比 D_b は電圧偏差 V_H に基づいて演算される。

【 0 0 6 0 】

直流電源 10 a の出力を制御するためのデューティ比 D_a と、キャリア波 CW_a との電圧比較に基づいて、制御パルス信号 SD_a が生成される。同時に、直流電源 10 b の出力を制御するためのデューティ比 D_b とキャリア波 CW_b との比較に基づいて、制御パルス信号 SD_b が生成される。制御パルス信号 $/SD_a$, $/SD_b$ は、制御パルス信号 SD_a , SD_b の反転信号である。

【 0 0 6 1 】

図 7 に示すように、制御信号 $SG_1 \sim SG_4$ は、制御パルス信号 SD_a ($/SD_a$) および SD_b ($/SD_b$) の論理演算に基づいて設定される。具体的には、スイッチング素子 S_1 は、図 4 および図 5 の昇圧チョッパ回路の各々で上アーム素子を構成する。したがって、スイッチング素子 S_1 のオンオフを制御する制御信号 SG_1 は、制御パルス信号 $/SD_a$ および $/SD_b$ の論理和によって生成される。

【 0 0 6 2 】

スイッチング素子 S_2 は、図 4 の昇圧チョッパ回路では上アーム素子を構成し、図 5 の昇圧チョッパ回路では下アーム素子を構成する。したがって、スイッチング素子 S_2 のオンオフを制御する制御信号 SG_2 は、制御パルス信号 $/SD_a$ および SD_b の論理和によって生成される。

【 0 0 6 3 】

スイッチング素子 S_3 は、図 4 および図 5 の昇圧チョッパ回路の各々で下アーム素子を

10

20

30

40

50

構成する。したがって、スイッチング素子 S_3 のオンオフを制御する制御信号 SG_3 は、制御パルス信号 SD_a および SD_b の論理和によって生成される。

【0064】

スイッチング素子 S_4 は、図4の昇圧チョッパ回路では下アーム素子を構成し、図5の昇圧チョッパ回路では上アーム素子を構成する。したがって、スイッチング素子 S_4 のオンオフを制御する制御信号 SG_4 は、制御パルス信号 SD_a および SD_b の論理和によって生成される。

【0065】

図6および図7から理解されるように、PBモードでは、制御信号 SG_2 および SG_4 が相補のレベルに設定されているので、スイッチング素子 S_2 および S_4 は相補的にオン
10
オフされる。また、制御信号 SG_1 および SG_3 は相補のレベルに設定されるので、スイッチング素子 S_1 および S_3 は相補的にオンオフされる。これにより、直流電源 10_a , 10_b について、デューティ比 D_a , D_b に従った直流変換動作が実行できる。

【0066】

図6を再び参照すると、制御信号 $SG_1 \sim SG_4$ に従ってスイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ をオンオフすることによって、リアクトル L_1 を流れる電流 IL_a およびリアクトル L_2 に流れる電流 IL_b が制御される。本実施形態では、電流 IL_a は、直流電源 10_a の電流 I_a に相当し、電流 IL_b は直流電源 10_b の電流 I_b に相当する。

【0067】

このように、PBモードでは、直流電源 10_a , 10_b と電力線 20 との間で並列に直
20
流電力を入出力するDC/DC変換を実行したうえで、出力電圧 V_H を電圧指令値 V_H^* に制御することができる。また、電流制御の対象になる直流電源の電流指令値に応じて、当該直流電源の入出力電力を制御することができる。

【0068】

PBモードでは、負荷 30 の入出力電力（以下、負荷電力 P_L とも称する）に対する、電流制御される直流電源からの出力電力の不足分が、電圧制御される直流電源から出力されることになる。このため、電流制御での電流指令値の設定によって、直流電源間での電力分配比を間接的に制御することが可能になる。その結果、PBモードでは、直流電源 10_a , 10_b 全体が電力線 20 に対して入出力する総電力 P_H ($P_H = P_a + P_b$) のうち、直流電源 10_a , 10_b の電力分配を制御することができる。また、電流指令値の設
30
定によって、一方の直流電源からの出力電力により他方の直流電源を充電する動作も可能になる。なお、以下では、出力電力 P_a , P_b 、総電力 P_H および負荷電力 P_L は、各直流電源 10_a , 10_b の放電時および負荷 30 の力行動作時の電力値を正值で表し、各直流電源 10_a , 10_b の充電時および負荷 30 の回生動作時の電力値を負値で表すこととする。

【0069】

（aBモードおよびbBモードにおける昇圧動作）

aBモードでは、上記PBモードにおいて説明した直流電源 10_a の昇圧動作と同様である。すなわち、図4(a) , (b) に示すスイッチング動作をデューティ比 D_a に従って交互に繰り返すことによって、直流電源 10_a と電力線 20 との間で双方向のDC/D
40
C変換（昇圧動作）が実行される。aBモードが適用されるとき、電力線 20 への出力電力 V_H （すなわち電圧指令値 V_H^* ）を直流電源 10_b の電圧 V_b とほぼ同等に設定することによって、直流電源 10_b に対する入出力を抑制して不使用とすることができる。

【0070】

他方、bBモードでは、上記PBモードにおいて説明した直流電源 10_b の昇圧動作と同様である。すなわち、bBモードでは、図5(a) , (b) に示すスイッチング動作をデューティ比 D_b に従って交互に繰り返すことによって、直流電源 10_b と電力線 20 との間で双方向のDC/DC変換（昇圧動作）が実行される。bBモードが適用されるとき、電力線 20 への出力電力 V_H （すなわち電圧指令値 V_H^* ）を直流電源 10_a の電圧 V_a とほぼ同等に設定することによって、直流電源 10_a に対する入出力を抑制して不使用
50

とすることができる。

【 0 0 7 1 】

(S B モードにおける昇圧動作)

次に、図 8 を参照して、S B モードにおける昇圧動作について説明する。S B モードでは、図 8 (a) に示すように、直流電源 1 0 a , 1 0 b を直列接続するためにスイッチング素子 S 3 がオン固定される一方で、スイッチング素子 S 2 , S 4 のペアがオンし、スイッチング素子 S 1 がオフされる。これにより、リアクトル L 1 , L 2 にエネルギーが蓄積するための電流経路 8 4 , 8 5 が形成される。その結果、直列接続された直流電源 1 0 a , 1 0 b に対して、昇圧チョッパ回路の下アーム素子をオンした状態となる。

【 0 0 7 2 】

これに対し、図 8 (b) に示すように、スイッチング素子 S 3 をオン固定したままで、図 8 (a) とは反対に、スイッチング素子 S 2 , S 4 のペアがオフし、スイッチング素子 S 1 がオンされる。これにより、直接接続された直流電源 1 0 a , 1 0 b に対して、昇圧チョッパ回路の上アーム素子をオンした状態となる。その結果、電流経路 8 6 を介して、直列接続された直流電源 1 0 a , 1 0 b からのエネルギーと、リアクトル L 1 , L 2 に蓄積されたエネルギーとの和が電力線 2 0 へ出力される。

【 0 0 7 3 】

スイッチング素子 S 3 がオン固定された下で、スイッチング素子 S 2 , S 4 のペアがオンされる一方でスイッチング素子 S 1 がオンされている第 1 の期間と、スイッチング素子 S 1 がオンされる一方でスイッチング素子 S 2 , S 4 がオフされている第 2 の期間とを交互に繰り返すことによって、図 8 (a) の電流経路 8 4 , 8 5 と図 8 (b) の電流経路 8 6 とが交互に形成される。

【 0 0 7 4 】

S B モードの D C / D C 変換では、直流電源 1 0 a の電圧 V a 、直流電源 1 0 b の電圧 V b 、および、電力線 2 0 の出力電圧 V H の間には、下記 (3) 式に示す関係が成立する。(3) 式では、スイッチング素子 S 2 , S 4 のペアがオンされる第 1 の期間のデューティ比を D c とする。

$$V H = 1 / (1 - D c) \cdot (V a + V b) \quad (3)$$

【 0 0 7 5 】

図 9 には、S B モードにおけるスイッチング素子の制御動作例を説明するための波形図が示される。S B モードでは、電圧指令値 V H * に対する出力電圧 V H の電圧偏差 $V H (V H = V H * - V H)$ を補償するように、(3) 式のデューティ比 D c が演算される。そして、キャリア波 C W とデューティ比 D c との電圧比較に基づいて、制御パルス信号 S D c が生成される。制御パルス信号 / S D c は、制御パルス信号 S D c の反転信号である。S B モードでは、直流電圧 (V a + V b) と、出力電圧 V H との間の D C / D C 変換が図 8 に示された昇圧チョッパ回路によって実行される。

【 0 0 7 6 】

図 1 0 に示すように、制御信号 S G 3 は、上述したようにスイッチング素子 S 3 をオン固定するために H レベルに固定される。これに対し、制御信号 S G 1 , S G 2 , S G 4 は、制御パルス信号 S D c (/ S D c) の論理和に基づいて設定することができる。制御パルス信号 S D c は、昇圧チョッパ回路の下アーム素子を構成するスイッチング素子 S 2 , S 4 のペアの制御信号 S G 2 , S G 4 とされる。同様に、昇圧チョッパ回路の上アーム素子を構成するスイッチング素子 S 1 の制御信号 S G 1 は、制御パルス信号 / S D c によって得られる。その結果、下アーム素子を構成するスイッチング素子 S 2 , S 4 のペアがオンされる期間と、上アーム素子を構成するスイッチング素子 S 1 がオンされる期間とが反転関係で設けられる。

【 0 0 7 7 】

S B モードでは、直流電源 1 0 a , 1 0 b が直列接続された状態で、電力線 2 0 との間で双方向の D C / D C 変換が実行される。したがって、直流電源 1 0 a の出力電力 P a および直流電源 1 0 b の出力電力 P b を直接制御することができない。すなわち、直流電源

10

20

30

40

50

10 a, 10 b の出力電力 P_a , P_b の比は、電圧 V_a , V_b の比によって、下記 (4) 式に従って自動的に決まる。なお、直流電源 10 a, 10 b からの出力電力の和 ($P_a + P_b$) が負荷 30 へ入出力されることは、PBD モードと同様である。

$$P_a / P_b = V_a / V_b \quad (4)$$

【0078】

(PBD モードの昇圧動作)

次に、図 11 及び図 12 を参照して PBD 動作モードでの昇圧動作について詳細に説明する。図 11 には、PBD モードにおける直流電源 10 a に対する DC / DC 変換 (昇圧動作) と、電力線 20 に対して直流電源 10 a と並列に直流電源 10 b が直結接続される様子が示される。

10

【0079】

PBD モードでは、図 11 (a), (b) に示すように、スイッチング素子 S1 および S4 の各々がオン状態に固定される。これにより、直流電源 10 b が電力線 20 に直結接続される。その結果、直流電源 10 b からリアクトル L2、ダイオード D1 およびスイッチング素子 S1、電力線 20、負荷 30、接地配線 21、ならびに、ダイオード D4 およびスイッチング素子 S4 を電流が流れて直流電源 10 b に戻る電流経路 87 が形成される。

【0080】

電流経路 87 ではダイオード D1, D4 を通って電流が流れることができる。そのため、PBD モードでは、スイッチング素子 S1, S4 をオン固定しなくても、直流電源 10 b が電力線 20 に直結接続されて電流経路 87 が形成される。したがって、直流電源 10 b の出力動作だけを見れば、スイッチング素子 S1, S4 は、下記する直流電源 10 a の昇圧動作時に他のスイッチング素子 S2, S3 と同様にオンオフ制御されもよい。ただし、スイッチング素子 S1, S4 がオフされているとき、負荷 30 からの回生電力を直流電源 10 b に充電する電流経路が形成されないことになる。そのため、本実施形態ではスイッチング素子 S1, S4 をオン固定して、直流電源 10 b に対する回生電力の充電経路を確保している。

20

【0081】

このように PBD モードでは、直流電源 10 b が電力線 20 に直結接続されるため、直流電源 10 b の電圧 V_b が DC / DC 変換 (直流電圧変換) されずに電力線 20 に出力される。これにより、電力線 20 の出力電圧 V_H は直流電源 10 b の電圧 V_b とほぼ等しくなる。そのため、電力線 20 の出力電圧 V_H を制御することができない。したがって、PBD モードは、負荷 30 の要求電力に応じて決まる電力線 20 の出力電圧 V_H の電圧指令値 V_H^* が直流電源 10 b の電圧 V_b 以下の場合に適用することができる動作モードである。なお、直流電源 10 a の電圧 V_a が直流電源 10 b の電圧 V_b よりも大きい場合 ($V_a > V_b$) には、直流電源 10 a を電力線 20 に対して直結接続する一方、直流電源 10 b に対して昇圧動作を行うことで、PBD モードを実行してもよい。

30

【0082】

一方、直流電源 10 a と電力線 20 との間では、図 4 ~ 図 6 を参照して上述した PBD モードとほぼ同様の昇圧動作が実行される。図 11 (a) に示すように、スイッチング素子 S3 をオンし、スイッチング素子 S2 をオフすることによって、リアクトル L1 にエネルギーを蓄積するための電流経路 88 が形成される。これにより、昇圧チョップパ回路の下アーム素子がオンした状態が形成される。

40

【0083】

これに対し、図 11 (b) に示すように、スイッチング素子 S3 をオフするとともに、スイッチング素子 S2 をオンすることによって、リアクトル L1 の蓄積エネルギーを直流電源 10 a のエネルギーとともに出力するための電流経路 89 が形成される。これにより、昇圧チョップパ回路の上アーム素子がオンした状態が形成される。

【0084】

上記のようにスイッチング素子 S3 がオンされる一方で、スイッチング素子 S2 がオフ

50

されている第1の期間と、スイッチング素子S2がオンされる一方でスイッチング素子S3がオフされている第2の期間とを交互に繰り返すことにより、直流電源10aに対する昇圧チョッパ回路が構成される。

【0085】

ここで、図11に示されるDC/DC変換動作は、昇圧後の電圧が直流電源10bの電圧Vb（すなわち電力線20の出力電圧VH）と等しいとみなせる電圧範囲内に制御される。ここで「等しいとみなせる電圧範囲」とは、昇圧後の電圧が直流電源10bの電圧Vbより若干高い場合と若干低い場合も含む意である。直流電源10aの昇圧後の電圧を直流電源10bの電圧Vbより若干高く設定することで、直流電源10bから流れる電流Ibが減るものの直流電源10aから流れる電流Iaが増えることで、電力線20に流れる総電流（ $I_a + I_b$ ）は増加する。その結果、負荷30に供給される総電力PHが増加することになる。

10

【0086】

反対に、直流電源10aの昇圧後の電圧を直流電源10bの電圧Vbより若干低く設定することで、直流電源10aから流れる電流Iaが直流電源10bからの電流増加量以上に減ることによって、電力線20に流れる総電流（ $I_a + I_b$ ）は減少する。その結果、負荷30に供給される総電力PHが減少することになる。

【0087】

PBDモードにおける直流電源10aに対する昇圧後の電圧は、昇圧チョッパ回路の下アーム素子を構成するスイッチング素子S3がオンされる期間のデューティ比Daを調整することによって制御できる。すなわち、スイッチング素子S3のデューティ比を調整することによって、直流電源10aから電力線20に供給される電力量を制御できるとともに、直流電源10a、10b間での電力分配比も所定範囲で制御することができる。ここで、PBDモードにおける直流電源10aの電圧Vaと電力線20の出力電圧VHとの間には、デューティ比Daを含む上記（1）式に示す関係が成立することはPBモードの場合と同様である。

20

【0088】

図12には、PBDモードにおけるスイッチング素子の制御動作例を説明するための波形図が示される。図12を参照すると、本実施形態におけるPBDモードでは、直流電源10bの出力を出力電圧VHとするとともに、直流電源10aの出力を電流Iaの電流偏差を補償するように制御するように制御（電流制御）することができる。この際、電流制御の指令値（ I_a^* ）は、直流電源10aの出力電力を制御するように設定することができる。この場合、デューティ比Ddは、電流偏差 I_a （ $I_a = I_a^* - I_a$ ）に基づいて演算される。

30

【0089】

直流電源10aの出力を制御するためのデューティ比Daと、キャリア波Cwaとの電圧比較に基づいて、制御パルス信号SDaが生成される。制御パルス信号/SDaは、制御パルス信号SDaの反転信号である。これに対し、スイッチング素子S1、S4は、オン状態に維持されるため、上アーム素子に相当するスイッチング素子S1、S4のデューティ比Dbは零で一定に設定される。その結果、図13に示すように制御信号SG1、SG4の各々はHレベルに固定され、いわゆる「上アームオン」の状態となる。

40

【0090】

図12および図13から理解されるように、PBDモードでは、制御信号SG2およびSG3が反転関係にあるため、スイッチング素子S2およびS3は反対にオンオフされる。また、制御信号SG1およびSG4はオン状態に維持される。これにより、直流電源10aについて、デューティ比Daに従った直流変換動作を実行できる。

【0091】

PBDモードでは、負荷電力PLに対する、電流制御される直流電源10aからの出力電力の不足分が、直結接続される直流電源10bから出力されることになる。このため、電流制御での電流指令値の設定によって、直流電源10a、10b間での電力分配比を問

50

接的に制御することが可能になる。その結果、PBDモードでは、直流電源10a, 10b全体が電力線20に対して入出力する総電力PH ($PH = Pa + Pb$)のうち、直流電源10a, 10bの電力分配を制御することができる。また、電流指令値の設定によって、一方の直流電源からの出力電力により他方の直流電源を充電する動作も可能になる。

【0092】

(動作モードの選択処理)

次に、本実施形態における電力変換器制御における動作モードの選択処理について説明する。図14には、図3に示した各動作モードにおける直流電源10a, 10b間での電力分配比kの制御可否、および、出力電圧VHの設定可能範囲が示される。

【0093】

図14を参照すると、PBモードでは、電流制御対象となる直流電源での電流指令値の設定により、直流電源10a, 10b間の電力分配比kを制御することができる。ここで、電力分配比kは、総電力PH ($PH = Pa + Pb$)に対する直流電源10aの出力電力Paの比で定義される ($k = Pa / PH$)。すなわち、PBモードでは、0 ~ 1.0の範囲内で任意の値に、電力分配比kを設定することができる。なお、PBモードでは、出力電圧VHは、電圧VaおよびVbの最大値であるmax(Va, Vb)から、出力電圧VHの制御上限値である上限電圧VHmaxまでの範囲内で制御することができる。この場合、 $Va > Vb$ のときは $max(Va, Vb) = Va$ であり、 $Vb > Va$ のときは $max(Va, Vb) = Vb$ である。また、上限電圧VHmaxは、部品の耐圧等を考慮して定められる上限値である。

【0094】

これに対し、PBDモードでも、電流制御対象となる直流電源10aでの電流指令値Ia*の設定により、直流電源10a, 10b間の電力分配比kを制御することができる。ただし、PBDモードは、各直流電源10a, 10bに対する各デューティ比を独立に制御可能なPBモードとは異なり、直流電源10aに対する昇圧後の電圧が電力線20に対する直流電源10bの出力電圧Vbとほぼ同等にするという制約がある。そのため、電力分配比kの設定範囲は、PBモードよりも狭い範囲に制限される。また、PBDモードでは、電力線20の出力電圧VHは、直結接続されている直流電源10bの電圧Vbに一意に決まる。

【0095】

なお、他の動作モードのうち、一方の直流電源のみを使用するaBモード、bBモード、aDモードおよびbDモードでは電力分配比kは1または0である。また、SBモードおよびSDモードでは、各直流電源10a, 10bの電圧Va, Vbの比によって電力分配比kが一意に決まるため、電力分配制御は行えない。さらに、PDモードでは、並列に直結接続された各直流電源10a, 10bの内部抵抗Ra, Rbの比によって電力分配比kが一意に決まるため、この場合にも電力分配制御は行えない。

【0096】

電源システム1において、負荷30へ供給される出力電圧VHは、負荷30の動作状態(例えば、トルクおよび回転数)に応じて設定される。図2に例示するように、負荷30が、電動車両に駆動力発生源として搭載されたモータジェネレータ35である場合、車速やアクセル開度等に基づいてモータジェネレータ35の負荷要求電圧VHrqが設定される。負荷30への供給電圧となる電力線20の出力電圧VHは、少なくとも負荷要求電圧VHrq以上に設定する必要がある。そのため、負荷30の動作状態に応じて設定された負荷要求電圧VHrqの範囲に依存して、電力変換器50における適用可能な動作モードが異なってくる。

【0097】

図15には、負荷要求電圧VHrqの電圧範囲VR1 ~ VR3の定義が示される。図16は、各電圧範囲における動作モードの選択を説明するための図表である。

【0098】

図15を参照すると、負荷要求電圧VHrqは、電圧範囲VR1 ($VHrq \leq$

10

20

30

40

50

V_a, V_b)), $VR2(\max(V_a, V_b) < V_{Hrq} - V_a + V_b)$ および $VR3(V_a + V_b < V_{Hrq} - V_{Hmax})$ のいずれかに設定される。

【0099】

電力変換器50は、 $\max(V_a, V_b)$ よりも低い電圧を出力することができないため、負荷要求電圧 V_{Hrq} が電圧範囲 $VR1$ 内であるときには、出力電圧 V_H を負荷要求電圧 V_{Hrq} に一致させることができない。したがって、図16に示すように、電圧範囲 $VR1$ では、 $V_H = V_{Hrq}$ の範囲でなるべく V_H を V_{Hrq} に近づけるため、aDモード、bDモード、PDモードおよびPBDモードが、適用可能な動作モード群として選択される。

【0100】

PBDモードを除く昇圧モードに属するaBモード、bDモードおよびPBモードでは、出力電圧 V_H は、 $\max(V_a, V_b) \sim V_{Hmax}$ の範囲内であれば、電圧指令値 V_{H*} に従って制御することができる。一方、SBモードでは、出力電圧 V_H を $(V_a + V_b)$ より低く制御することができない。すなわち、出力電圧 V_H は、 $(V_a + V_b) \sim V_{Hmax}$ の範囲内であれば、電圧指令値 V_{H*} に従って制御することができる。

【0101】

電圧範囲 $VR2$ では、上述した各動作モードでの出力電圧 V_H の制御可能範囲に照らして、aBモード、bBモードおよびPBモードが、適用可能な動作モード群として選択される。これらの動作モードの適用時には、 $V_{H*} = V_{Hrq}$ とすることにより、出力電圧 V_H を負荷要求電圧 V_{Hrq} に一致させることが可能である。一方、aDモード、bDモード、PDモードおよびPBDモードは、電圧不足により適用することができない。

【0102】

また、SDモードは、 $V_H = V_{Hrq}$ の条件を満たすため、電圧範囲 $VR2$ において適用可能である。SDモードでは、出力電圧 V_H ($V_H = V_a + V_b$) を負荷要求電圧 V_{Hrq} に一致させることはできないが、スイッチングしないので電力変換器50での損失が大幅に抑制される。このため、電源システム1全体の損失については、aBモード、bBモードおよびPBモードの適用時よりも抑制できる可能性がある。したがって、SDモードについても、電圧範囲 $VR2$ で適用可能な動作モード群に含めることができる。逆に言うと、SBモードでは、出力電圧 V_H と負荷要求電圧 V_{Hrq} との差、および、電力変換器50での損失がSDモードよりも大きくなるため、電圧範囲 $VR2$ で適用可能な動作モード群からSBモードは除かれている。

【0103】

電圧範囲 $VR3$ は、上述した動作モードでの出力電圧 V_H の制御可能範囲に照らして、PBモード、SBモード、aBモードおよびbBモードが、適用可能な動作モード群として選択される。これらの動作モードの適用時には、 $V_{H*} = V_{Hrq}$ とすることにより、出力電圧 V_H と負荷要求電圧 V_{Hrq} とを一致させることが可能である。一方で、各直結モード(aDモード、bDモード、PDモード、およびSDモード)ならびにPBDモードは、電圧不足により適用することができない。

【0104】

図16を参照すると、各電圧範囲 $VR1, VR2, VR3$ には、複数の動作モードがそれぞれ含まれる。制御装置40では、このうちの1つの動作モードを選択して適用する。この際、制御装置40は、負荷30の動作状態に応じて求められた負荷要求電圧 V_{Hrq} と、直流電源10a, 10bの電源状態(例えば、SOCや充放電制限)とに基づいて、電源システム1全体の損失を最小とするための動作モードを1つ選択することができる。電源状態には、例えば、電圧 V_a, V_b 、電流 I_a, I_b 、温度 T_a, T_b 等を含む。また、総電力PHおよび電力分配比kから、直流電源10a, 10bの出力電力 P_a, P_b を求めることができる。

【0105】

制御装置40が電源システム1全体の損失を考慮して複数の動作モード群から1つの動作モードを選択する一例について具体的に説明する。まず、電源システム1の損失には、

10

20

30

40

50

電力変換器 50 において発生するコンバータ損失 $P_{lc v}$ 、負荷 30 において発生する負荷損失 $P_{ll d}$ 、直流電源 10 a、10 b の内部抵抗 R_a 、 R_b によって発生する電源損失 $P_{lp s}$ などが含まれる。

【0106】

コンバータ損失 $P_{lc v}$ には、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ のオンオフ制御によるスイッチング損失と、リアクトル L_1 、 L_2 の鉄損とが含まれる。ただし、aDモード、bDモード、SDモードおよびPDモードの直結モードでは、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ がオンまたはオフの状態に固定されることからスイッチング損失は発生しない。したがって、この場合、コンバータ損失 $P_{lc v}$ は電力変換器 50 の通過電流に比例することになる。

【0107】

コンバータ損失 $P_{lc v}$ は、負荷要求電圧 $V_{H r q}$ (または出力電圧 V_H)、ならびに、直流電源 10 a、10 b の電圧 V_a 、 V_b および出力電力 P_a 、 P_b の関数として、予め設定されたマップまたは演算式に従って、適用可能な動作モード毎に推定することができる。ここで、出力電力 P_a 、 P_b は、総電力 P_H ($P_H = P_a + P_b$) および電力分配比 k から求めることができる。具体的には、 $P_a = P_H \times k$ 、 $P_b = P_H \times (1 - k)$ により算出できる。この際の電力分配比 k は、例えば、直流電源 10 a、10 b の状態 (例えば、SOC のバランスおよび充放電制限のバランス)、あるいは、出力電力レベル (P_H) 等に基づいて、予め作成されたマップの参照等によって決めることができる。なお、上記のマップまたは演算式は、実験結果またはシミュレーション結果等に基づいて、予め求めることができる。このことは、以下においても同様である。

【0108】

負荷損失 $P_{ll d}$ は、負荷要求電圧 $V_{H r q}$ (または出力電圧 V_H)、トルク、回転数等を含む負荷 30 の動作状態の関数として予め設定されたマップまたは演算式に従って、適用可能な動作モード毎に推定することができる。

【0109】

電源損失 $P_{lp s}$ は、直流電源 10 a、10 b の内部抵抗 R_a 、 R_b と電圧 V_a 、 V_b および総電力 P_H の関数として、予め設定されたマップまたは演算式に従って、適用可能な動作モード毎に推定することができる。直流電源 10 a、10 b の内部抵抗 R_a 、 R_b は、直流電源 10 a、10 b の状態 (例えば、温度 T_a 、 T_b 、SOC a、SOC b など) に応じて変化するから、現在の電源状態からマップまたは演算式に従って内部抵抗 R_a 、 R_b を推定する。

【0110】

制御装置 40 は、上記のようにして推定されたコンバータ損失 $P_{lc v}$ 、負荷損失 $P_{ll d}$ および電源損失 $P_{lp s}$ の和を、適用可能な動作モード毎に算出して比較する。そして、制御装置 40 は、その和が最小となる 1 つの動作モードを複数の適用可能な動作モード群から選択する。このように選択された動作モードを適用して電力変換器 50 を制御することで、電源システム 1 全体の損失を最小にして効率向上を図ることができる。

【0111】

(制御装置による電力変換器制御)

【0112】

図 17 は、本実施形態の電源システムにおける電力変換器制御の基本的な概念を説明する図である。図 17 を参照すると、出力電圧 V_H は、総電力 P_H が負荷電力 P_L よりも大きい状態 ($P_H > P_L$) では上昇する一方で、 $P_H < P_L$ の状態では低下する。したがって、本実施形態における電力変換器制御では、出力電圧 V_H の電圧指令値 V_H^* に対する電圧偏差 V_H に応じて総電力 P_H の指令値を設定する。また、総電力 P_H を出力電力 P_a および P_b に分配することにより、各直流電源 10 a、10 b の出力を電力制御 (電流制御) する。

【0113】

図 18 および図 19 は、本実施形態における電力変換器制御を説明するためのブロック図である。図 18 には、各直流電源の電力指令値を設定する制御演算のための構成が示さ

10

20

30

40

50

れるとともに、図 19 には、設定された電力指令値に従って各直流電源の出力を制御する制御演算のための構成が示される。以下では、まず P B モードの制御構成について説明し、続いて他の昇圧モードの制御動作について説明する。

【 0 1 1 4 】

図 18 を参照すると、制御装置 40 は、パワー管理部 100 と、電力制御部 200 とを含む。

【 0 1 1 5 】

パワー管理部 100 は、直流電源 10a, 10b および / または負荷 30 の動作状態に基づいて、総電力 PH に関する電力上限値 PHmax および電力下限値 PHmin と、直流電源 10a の放電制限値 Paout および充電制限値 Pain と、直流電源 10b の放電制限値 Pbout および充電制限値 Pbin と、直流電源 10a および 10b の間の電力分配比 k とを設定する。ここで、総電力 PH の電力上限値 PHmax は直流電源 10a, 10b の放電制限値 Paout, Pbout の和 ($PHmax = Paout + Pbout$) として設定することができる。また、総電力 PH の電力下限値 Pmin は、直流電源 10a, 10b の充電制限値 Pain, Pbin の和 ($PHmin = Pain + Pbin$) として設定することができる。

【 0 1 1 6 】

また、パワー管理部 100 は、電力分配比 k を設定することができる。上述したように、P B モードでは、 $0 < k < 1$ の任意の値に電力分配比 k を設定でき、P B D モードではこれよりも狭い所定の範囲で電力分配比 k を設定することができる。

【 0 1 1 7 】

さらに、パワー管理部 100 は、直流電源 10a, 10b の間で充放電を行うための循環電力値 Pr を設定することができる。循環電力値 Pr は、直流電源 10b を充電するための直流電源 10a からの出力電力に相当する。例えば、力行動作時には、 $k = 1$ とした上で $Pr > 0$ に設定すると、直流電源 10a の出力電力によって、総電力 PH を電力線 20 に対して供給しつつ、直流電源 10b を充電することができる。反対に、 $k = 0$ とした上で $Pr < 0$ に設定すると、直流電源 10b の出力によって、総電力 PH を電力線 20 に対して供給しつつ、直流電源 10a を充電することができる。

【 0 1 1 8 】

また、回生動作時 ($PH < 0$) には、 $k = 0$ とした上で $Pr > 0$ に設定すると、負荷 30 からの回生電力と、直流電源 10a からの出力電力の両方によって、直流電源 10b を充電することができる。反対に、 $k = 1$ とした上で $Pr < 0$ に設定すると、負荷 30 からの回生電力と、直流電源 10b からの出力電力との両方によって、直流電源 10a を充電することができる。

【 0 1 1 9 】

これに対し、循環電力値 Pr が設定されないとき ($Pr = 0$)、直流電源 10a, 10b の間で充放電はされない。パワー管理部 100 は、例えば、直流電源 10a, 10b の SOC が不均衡である場合に、低 SOC 側の直流電源の充電を促進するように循環電力値 Pr を設定することができる。

【 0 1 2 0 】

電力制御部 200 は、出力電圧 VH の電圧偏差に基づいて、直流電源 10a, 10b の電力指令値 Pa*, Pb* を設定する。電力制御部 200 は、偏差演算部 210 と、制御演算部 220 と、第 1 のリミッタ 230 と、電力分配部 240 と、循環電力加算部 250 と、第 2 のリミッタ 260 と、減算部 270 とを有する。

【 0 1 2 1 】

偏差演算部 210 は、電圧指令値 VH* および出力電圧 VH の検出値の差である電圧偏差 VH ($VH = VH* - VH$) を算出する。制御演算部 220 は、電圧偏差 VH に基づいて、電圧制御のために要求される総電力 PHr を算出する。例えば、制御演算部 220 は、PI 演算によって下記の (5) 式に従って PHr を設定する。

$$PHr = Kp \cdot VH + (Ki \cdot VH) \quad (5)$$

10

20

30

40

50

【 0 1 2 2 】

式(5)中の K_p は比例制御ゲインであり、 K_i は積分制御ゲインである。これらの制御ゲインには、平滑コンデンサ C_H の容量値も反映される。式(5)に従って総電力 P_{Hr} を設定することにより、電圧偏差 V_H を低減するためのフィードバック制御を実現できる。

【 0 1 2 3 】

第1のリミッタ230は、パワー管理部100によって設定された $P_{Hmax} \sim P_{Hmin}$ の範囲内となるように、電力指令値 P_H^* を制限する。もし、 $P_{Hr} > P_{Hmax}$ のときは、第1のリミッタ230によって、 $P_H^* = P_{Hmax}$ に設定される。同様に、 $P_{Hr} < P_{Hmin}$ のときには、第1のリミッタ230は、 $P_H^* = P_{Hmin}$ に設定する。また、 $P_{Hmax} \leq P_{Hr} \leq P_{Hmin}$ のときには、そのまま $P_H^* = P_{Hr}$ に設定される。これにより、総電力指令値 P_H^* が確定する。

10

【 0 1 2 4 】

電力分配部240は、総電力指令値 P_H^* および電力分配比 k に基づいて、直流電源10aが分担すべき出力電力 $k \cdot P_H^*$ を算出する。循環電力加算部250は、電力分配部240によって算出された $k \cdot P_H^*$ と、パワー管理部100によって設定された循環電力値 P_r とを加算することによって、直流電源10aが要求される電力 P_{ar} を算出する($P_{ar} = k \cdot P_H^* + P_r$)。

【 0 1 2 5 】

第2のリミッタ260は、パワー管理部100によって設定された $P_{aout} \sim P_{ain}$ の範囲内となるように、直流電源10aの電力指令値 P_a^* を制限する。もし、 $P_{ar} > P_{aout}$ のときには、第2のリミッタ260により $P_a^* = P_{aout}$ に修正される。同様に、 $P_{ar} < P_{ain}$ のときには、第2のリミッタ260は、 $P_a^* = P_{ain}$ に修正する。また、 $P_{aout} \leq P_{ar} \leq P_{ain}$ のときには、そのまま $P_a^* = P_{ar}$ とされる。これにより、直流電源10aの電力指令値 P_a^* が確定する。

20

【 0 1 2 6 】

減算部270は、総電力指令値 P_H^* から電力指令値 P_a^* を減算することによって、直流電源10bの電力指令値 P_b^* を設定する($P_b^* = P_H^* - P_a^*$)。

【 0 1 2 7 】

図19に示すように、制御装置40は、電力指令値 P_a^* 、 P_b^* に従って直流電源10a、10bからの出力を制御するための、電流制御部300、310、PWM制御部400およびキャリア波発生部410を含む。電流制御部300は、電流制御によって直流電源10aの出力を制御する。電流制御部310は、電流制御によって直流電源10bの出力を制御する。

30

【 0 1 2 8 】

電流制御部300は、電流指令生成部302と、偏差演算部304と、制御演算部306と、FF加算部308とを有する。

【 0 1 2 9 】

電流指令生成部302は、電力指令値 P_a^* と、電圧 V_a の検出値とに基づいて、直流電源10aの電流指令値 I_a^* を設定する($I_a^* = P_a^* / V_a$)。偏差演算部304は、電流指令値 I_a^* および電流 I_a の検出値の差である電流偏差 I_a ($I_a = I_a^* - I_a$)を算出する。制御演算部306は、電流偏差 I_a に基づいて、電流フィードバック制御の制御量 $Dfba$ を算出する。例えば、制御演算部306は、PI演算によって、下記(6)式により $Dfba$ を算出する。

40

$$Dfba = K_p \cdot I_a + (K_i \cdot I_a) \quad (6)$$

【 0 1 3 0 】

式(6)中の K_p は比例制御ゲインであり、 K_i は積分制御ゲインである。これらの制御ゲインは、上記の式(5)とは別個に設定される。

【 0 1 3 1 】

一方で、電圧フィードフォワード制御のFF制御量 $Dffa$ は、式(1)を D_a につい

50

て解くことで得られる $D_a = (V_H - V_a) / V_H$ に沿って、式 (7) により設定される。

$$D_{ffa} = (V_H^* - V_a) / V_H^* \quad (7)$$

【0132】

FF加算部308は、FB制御量 D_{fba} およびFF制御量 D_{ffa} を加算することによって、直流電源10aの出力制御に関するデューティ比 D_a を算出する。デューティ比 D_a は、式 (1) と同様に、直流電源10aの電圧 V_a と出力電圧 V_H との間でDC/DC変換を行う際の、昇圧チョッパ回路 (図4) の下アーム素子 (スイッチング素子 S_3 , S_4) がオンされる期間のデューティ比に相当する。

【0133】

電流制御部310は、電流指令生成部312と、偏差演算部314と、制御演算部316と、FF加算部318とを有する。

【0134】

電流指令生成部312は、電力指令値 P_b^* と、電圧 V_b の検出値とに基づいて、直流電源10bの電流指令値 I_b^* を設定する ($I_b^* = P_b^* / V_b$)。偏差演算部314は、電流指令値 I_b^* および電流 I_b の検出値の差である電流偏差 I_b ($I_b = I_b^* - I_b$) を算出する。制御演算部316は、電流偏差 I_b に基づいて、電流フィードバック制御の制御量 D_{fbb} を算出する。例えば、制御演算部316は、PI演算によって、下記 (8) 式により D_{fbb} を算出する。

$$D_{fbb} = K_p \cdot I_b + (K_i \cdot I_b) \quad (8)$$

【0135】

式 (8) 中の K_p は比例制御ゲインであり、 K_i は積分制御ゲインである。これらの制御ゲインは、上記の式 (5) および (6) とは別個に設定される。

【0136】

一方で、電圧フィードフォワード制御のFF制御量 D_{ffb} は、式 (2) を D_b について解くことで得られる $D_b = (V_H - V_b) / V_H$ に沿って、式 (9) により設定される。

$$D_{ffb} = (V_H^* - V_b) / V_H^* \quad (9)$$

【0137】

FF加算部318は、FB制御量 D_{fbb} およびFF制御量 D_{ffb} を加算することによって、直流電源10bの出力制御に関するデューティ比 D_b を算出する。デューティ比 D_b は、式 (2) と同様に、直流電源10bの電圧 V_b と出力電圧 V_H との間でDC/DC変換を行う際の、昇圧チョッパ回路 (図5) の下アーム素子 (スイッチング素子 S_2 , S_3) がオンされる期間のデューティ比に相当する。

【0138】

PWM制御部400は、電流制御部300, 310によって設定されたデューティ比 D_a , D_b 、ならびに、キャリア波発生部410からのキャリア波 CW_a , CW_b に基づくパルス幅変調制御によって、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ の制御信号 $SG_1 \sim SG_4$ を生成する。PWM制御部400によるパルス幅変調制御および制御信号 $SG_1 \sim SG_4$ の生成は、図6および図7で説明したのと同様に実行されるので、詳細な説明は繰り返さない。

【0139】

このように、本実施形態における電力変換制御によれば、PBモードでのDC/DC変換において、出力電圧 V_H の電圧偏差を電力指令値に変換して、各直流電源10a, 10bの出力を電流制御することによって、出力電圧 V_H を電圧指令値 V_H^* に制御することができる。これにより、各直流電源10a, 10bを、出力電力ベースで確実に過電力 (すなわち過放電および過充電) から保護することが可能になる。また、直流電源10a, 10b間での電力分配比 k や循環電力値 P_r を簡易に制御することができる。

【0140】

特に、PBモードの場合、直流電源10a, 10bの一方に対しては、電力指令値を直

10

20

30

40

50

接制限することができる。図 17 の構成例では、第 2 のリミッタ 260 により、直流電源 10a の電力指令値 P_{a*} を $P_{a\text{in}}$ P_{a*} $P_{a\text{out}}$ の範囲内に確実に制限することができる。これにより、直流電源 10a の過電力を厳密に防止できる。

【0141】

次に、PB モード以外の昇圧モード、すなわち、aB モード、bB モード、SB モード、および、PBD モードの電圧変換器制御について説明する。

【0142】

まず、aB モードにおいても、PB モードと同様に、偏差演算部 210、制御演算部 220 および第 1 のリミッタ 230 によって総電力指令値 P_{H*} が設定される。この場合、直流電源 10b は不使用とされるので、第 1 のリミッタ 230 に与えられる電力上限値 $P_{H\text{max}}$ および電力下限値 $P_{H\text{min}}$ は、直流電源 10a の放電制限値 $P_{a\text{out}}$ および充電制限値 $P_{a\text{in}}$ と同等に設定することができる。

10

【0143】

aB モードでは、直流電源 10a のみが出力電力を供給するため電力分配比 $k = 1$ に設定される。また、直流電源 10b は非使用（充放電回避）とされるので、循環電力値 $P_r = 0$ に固定される。なお、第 2 のリミッタ 260 によっても P_{a*} ($= P_{H*}$) が放電制限値 $P_{a\text{out}}$ および充電制限値 $P_{a\text{in}}$ に制限されるので、この場合の第 1 および第 2 のリミッタのうち一方を非作動とすることもできる。

【0144】

さらに、図 19 の構成において、電流フィードバック制御は、直流電源 10a に対してのみ実行される。すなわち、電流制御部 300 は、PB モードと同様に作動してデューティ比 D_a を生成する。これに対し、aB モードでは、直流電源 10b に対する昇圧動作は不要であるため、電流制御部 310 の動作は停止することができる。すなわち、デューティ比 D_b の演算は行わない。

20

【0145】

続いて、bB モードの制御について説明する。bB モードでは、上述した aB モードの制御と反対の制御が実行される。すなわち、bB モードでは、直流電源 10a は不使用とされるので、第 1 のリミッタ 230 に与えられる電力上限値 $P_{H\text{max}}$ および電力下限値 $P_{H\text{min}}$ は、直流電源 10b の放電制限値 $P_{b\text{out}}$ および充電制限値 $P_{b\text{in}}$ と同等に設定することができる。これにより、総電力指令値 P_{H*} ($= P_{b*}$) は、 $P_{b\text{in}}$ P_{H*} $P_{b\text{out}}$ に制限される。

30

【0146】

bB モードでは、直流電源 10b のみが出力電力を供給するため電力分配比 $k = 0$ に設定される。また、直流電源 10a は非使用（充放電回避）とされるので、循環電力値 $P_r = 0$ に固定される。さらに、図 19 の構成において、電流フィードバック制御は、直流電源 10b に対してのみ実行される。すなわち、電流制御部 310 は、PB モードと同様に作動してデューティ比 D_b を生成する。これに対し、bB モードでは、直流電源 10a に対する昇圧動作は不要であるため、電流制御部 300 の動作は停止することができる。すなわち、デューティ比 D_a の演算は行わない。

【0147】

40

続いて、SB モードの制御について説明する。SB モードは、上述したように、直流電源 10a, 10b が直列接続された状態で、電力線 20 との間で双方向の DC / DC 変換が実行される。したがって、直流電源 10a, 10b を流れる電流は共通になる ($I_a = I_b$)。このため、直流電源 10a の出力電力 P_a および直流電源 10b の出力電力 P_b を直接制御することができず、各出力電力 P_a , P_b の比は電圧 V_a , V_b の比によって上記 (4) 式に従って自動的に決まる ($P_a / P_b = V_a / V_b$)。

【0148】

また、SB モードでは、電力分配比 k は、式 (4) に沿って求められる下記の式 (10) に従って、直流電源 10a, 10b の電圧 V_a , V_b の検出値に基づいて設定される。

$$k = V_a / (V_a + V_b) \quad (10)$$

50

【 0 1 4 9 】

さらに、S Bモードでは、直流電源 1 0 a , 1 0 b 間での充放電はできないので、循環電力値 $P_r = 0$ に設定される。

【 0 1 5 0 】

これらにより、図 1 8 の構成において、P Bモードの同様に、出力電圧 V_H の電圧偏差 V_H に基づいて総電力指令値 P_H^* が設定され、第 1 のリミッタ 2 3 0 によって総電力指令値 P_H^* が $P_{Hmax} \sim P_{Hmin}$ の範囲内に設定される。さらに、式 (1 0) により算出される電力分配比に従って、総電力指令値 P_H^* が電力指令値 P_a^* および P_b^* に分配される ($P_a^* = k \cdot P_H^*$ 、 $P_b^* = P_H^* - P_a^*$)。

【 0 1 5 1 】

S Bモードでは、 $I_a = I_b$ のため電流フィードバック制御は、直流電源 1 0 a , 1 0 b の一方のみで実行される。例えば、第 2 のリミッタ 2 6 0 によって電力指令値 P_a^* を直接制限することができる直流電源 1 0 a に対して電流制御部 3 0 0 により電力フィードバック制御が実行される。

【 0 1 5 2 】

これに対し、電流制御部 3 1 0 では、制御演算部 3 1 6 における制御ゲイン、具体的には上記式 (8) 中の K_p , K_i を零にすることによって、電流フィードバック制御が非実行とされる。したがって、電流制御部 3 1 0 では、電圧 V_b に基づくフィードフォワード制御のみによって、デューティ比 D_b を算出する ($D_b = D_{ffb}$)。

【 0 1 5 3 】

次に、P B Dモードの制御について説明する。P B Dモードにおいても、P Bモードの場合と同様に、電圧指令値 V_H^* および出力電圧 V_H に基づいて、偏差演算部 2 1 0、制御演算部 2 2 0 および第 1 のリミッタ 2 3 0 によって、電力指令値 P_H^* が生成される。

【 0 1 5 4 】

ただし、P B Dモードの場合、直流電源 1 0 b が電力線 2 0 に直結接続されていることから、電力指令値 P_H^* を任意の電力分配比 k ($0 < k < 1$) で電力分配することはできない。すなわち、電力線 2 0 の出力電圧 V_H が直流電源 1 0 b の電圧 V_a に等しいとみなせる電圧範囲でしか制御できないため、直流電源 1 0 b から供給される出力電力もまた P_b (すなわち P_b^*) = $I_b \cdot V_a$ でほぼ一定となる。

【 0 1 5 5 】

したがって、P B Dモードを適用する際、制御装置 4 0 のパワー管理部 1 0 0 は電力分配部 2 4 0 に対し、P Bモードのような任意の電力分配比 k ではなく、電力指令値 P_H^* から直流電源 1 0 b の出力可能な電力指令値 P_b^* を減算した電力値を直流電源 1 0 a の電力指令値 P_a^* とするように、電力分配比 k を与えることになる。このように制約から、P B Dモードにおける電力分配比 k は、P Bモードに比べて狭い範囲に限定されることは上述したとおりである。

【 0 1 5 6 】

なお、P B Dモードにおいても、第 1 のリミッタ 2 3 0 によって P_{Hmin} 電力指令値 P_H^* P_{Hmax} に制限されること、循環電力加算部 2 5 0 によって循環電力 P_r が電力指令値 P_H^* に加算されること、および、第 2 のリミッタ 2 6 0 によって P_{ain} P_a^* P_{out} に制限されることは、P Bモードの場合と同様である。

【 0 1 5 7 】

上記のようにして生成された各直流電源 1 0 a , 1 0 b の電力指令値 P_a^* , P_b^* は、図 1 9 に示す制御構成に与えられる。

【 0 1 5 8 】

電流制御部 3 0 0 では、電力指令値 P_a^* に応じた出力電力 P_a を直流電源 1 0 a から出力するようにP Bモードの場合と同様に電流フィードバック制御が実行される。一方、直流電源 1 0 b については、電力変換器 5 0 のスイッチング素子 S_1 , S_4 がオン固定されて電力線 2 0 に直結接続された状態に維持される。そのため、図 1 9 中の電流制御部 3 1 0 の作動は停止され、直流電源 1 0 b のD C / D C 変換は実行されない。

10

20

30

40

50

【 0 1 5 9 】

このように、本実施形態における電力変換器制御によれば、図 1 に示した電力変換器 50 の制御動作について、出力電圧 V_H を電圧指令値 V_H^* に制御する昇圧モードに属する各動作モード間で、図 1_8 および図 1_9 に示した制御構成を共通化できる。したがって、複数の動作モードを選択的に適用する電力変換器 50 の制御における制御演算負荷を軽減することができる。また、動作モードの切り替えが円滑に行えるので、制御性を向上することができる。

【 0 1 6 0 】

(P B D モードにおける電力制限処理)

次に、図 20 ないし図 24 を参照して、P B D モードにおける電力制限処理について説明する。

10

【 0 1 6 1 】

図 20 は、P B D モードにおける直流電源 10 a , 10 b 間での電力分配例を示す図である。図 20 (a) は、P B D モードにおいて直流電源 10 a から出力される電力だけが示され、(b) は直流電源 10 a , 10 b からそれぞれ出力される電力 P_a , P_b の和として総電力指令値 P_H^* が示される。

【 0 1 6 2 】

図 20 (a) を参照すると、P B D モードにおいて直流電源 10 a から出力される電力 P_a は、図 18 を参照して上述した電力制御部 200 によって生成された電力指令値 P_a^* に従って、図 19 の電流制御部 300 により制御される。また、電力指令値 P_a^* は、電力制御部 200 の第 2 のリミッタ 260 によって、直流電源 10 a の放電制限値 P_{aout} 以下に制限される。これにより、直流電源 10 a において過放電が生じないように制御されている。

20

【 0 1 6 3 】

しかし、電力変換器 50 の応答性の遅れが生じることがある。この場合には、直流電源 10 a の電力指令値 P_a^* に対して、電力変換器 50 から電力線 20 に実際に供給される電力 P_a が不足することが生じ得る。このような電力不足分は生じている間、電力線 20 に直結接続されている直流電源 10 b から引き出されてしまうことによって、直流電源 10 b から出力される電力が直流電源 10 b の放電制限値 P_{bout} を一時的に超えることが発生する。その結果、直流電源 10 b の劣化を進行させることになる。

30

【 0 1 6 4 】

そこで、本実施形態では、P B D モードが適用されている場合に、直結接続される側の直流電源 10 b において過放電が生じるのを適切に抑制するために、下記のような電力制限処理を実行する。

【 0 1 6 5 】

図 21 は、制御装置 40 に含まれるパワー管理部 100 において上記電力制限処理に関わる部分を示す機能ブロック図である。パワー管理部 100 は、動作モード判定部 102 と、電力制限切替部 104 と、電力指令異常処理部 106 とを含む。

【 0 1 6 6 】

動作モード判定部 102 は、図 3 に示される複数の動作モード群から P B D モードが選択されたか否かを判定する機能を有する。P B D モードが選択されているか否かは、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ の動作状態、出力電圧 V_H の電圧値等によって判定できる。具体的には、例えば、電力線 20 の出力電圧 V_H が電圧範囲 V_{R1} (図 15) に属し、スイッチング素子 S_1 , S_4 の制御信号 SG_1 が H レベルに固定された状態でスイッチング素子 S_2 , S_3 の制御信号 SG_2 , SG_3 がデューティ比 D_a に従って制御されているとき、P B D モードが選択されていると判定できる。

40

【 0 1 6 7 】

電力制限切替部 104 は、P B D モードが適用されているとき、総電力 P_H の電力指令値 P_H^* に対する制限値を切り替える機能を有する。より詳しくは、図 18 に示す構成において第 1 のリミッタ 230 により総電力指令値 P_H^* は $P_H^* - P_{Hmax}$ (P_{Hmax}

50

$x = P_{aout} + P_{bout}$) に制限され、第 2 のリミッタ 260 によって直流電源 10a の電力指令値 P_a^* 放電制限値 P_{aout} に制限される。ここで、PBD モード以外の動作モードでは $PH_{max} = P_{aout} + P_{bout}$ に設定されている。これに対し、PBD モードが選択された場合、電力制限切替部 104 は、直流電源 10a の実電力 P_{aact} と直流電源 10b の放電制限値 P_{bout} との和を総電力 PH の最大値 PH_{max} として設定するように切り替える。ここで、直流電源 10a の実電力 P_{aact} は、直流電源 10a について検出される電流 I_a および電圧 V_a の積として算出したものを用いることができる ($P_{aact} = I_a \cdot V_a$)。本実施形態では、電流 I_a に代えて、電流センサ 12a により検出されるリアクトル電流 I_{La} を用いて実電力 P_{aact} を算出することができる。

10

【0168】

電力指令異常処理部 106 は、電源システム 1 のハード構成の性能ばらつきや、電力制御に関連するデータを検出する電圧センサ、電流センサおよび温度センサ等のセンサ誤差を考慮して設定された上限値および下限値を設定し、これらの上下限値を総電力 PH が超えた場合にセンサ異常として電力指令値 PH^* を修正する機能を有する。

【0169】

上記直流電源 10a, 10b のハード構成の性能ばらつきとしては、例えば、同じ直流電源 10a (または 10b) として組み立てられた電源装置の個体間における充放電特性のばらつき等を上げることができる。また、センサ誤差は、電流センサ等に用いるセンサに固有の値として予め規定された誤差値 (または公差) を用いることができる。

20

【0170】

図 22 は、図 21 の構成を有するパワー管理部 100 において実行される電力制御処理の手順を示すフローチャートである。この電力制御処理は、制御装置 40 の記憶部に予め記憶されたソフトウェアまたはプログラムを所定時間ごとに実行することができる。

【0171】

まず、パワー管理部 100 は、ステップ S10 により、電力変換器 50 の動作モードとして PBD モードが選択されているか否かを判定する。この処理は、図 21 に示す動作モード判定部 102 の機能として実行される。ここで肯定判定されるとステップ S12 に進み、否定判定されるとステップ S14 に進む。

【0172】

パワー管理部 100 は、ステップ 10 において動作モードとして PBD モードが選択されていると判定したとき (ステップ S10 で YES)、続くステップ S12 により、電力線 20 に供給される総電力 PH の電力指令値 PH^* の最大値である PH_{max} を、直流電源 10a の実電力 P_{aact} と直流電源 10b の放電制限値 P_{bout} との和に設定する ($PH_{max} = P_{aact} + P_{bout}$)。この処理は、図 21 の電力制限切替部 104 の機能として実行される。

30

【0173】

一方、ステップ S10 において否定判定されたとき (ステップ S10 で NO)、パワー管理部 100 は、続くステップ S14 により、電力線 20 に供給される総電力 PH の電力指令値 PH^* の最大値である PH_{max} を、直流電源 10a, 10b の放電制限値 P_{aout} , P_{bout} の和に設定 (または維持) する ($PH_{max} = P_{aout} + P_{bout}$)。この処理は、図 21 の電力制限切替部 104 の機能として実行される。

40

【0174】

図 24 を参照して上記ステップ S12 の処理を詳しく説明すると、総電力 PH の最大値 PH_{max} が直流電源 10a の実電力 P_{aact} と直流電源 10b の放電制限値 P_{bout} との和に設定されることで、総電力 PH の電力指令値 PH^* に電力変換器 50 の応答性の遅れによって生じた電力指令値 P_a^* と実電力 P_{aact} との差、すなわち電力不足分が電力指令値 P_a^* から差し引かれたものになる。これにより、直流電源 10a, 10b の総電力 PH の電力指令値 PH^* が電力不足分だけ減少した値 PH^*_{mdy} に修正される。その結果、電力線 20 に直結接続された直流電源 10b から上記電力不足分に相当する

50

電力が引き出されるのを回避でき、直流電源 10 の出力電力 P_b が放電制限値 $P_{b\ out}$ を超えないようにすることができる。したがって、出力電力 P_b が放電制限 $P_{b\ out}$ を超えることによる直流電源 10 b の劣化進行を抑制することができる。

【0175】

なお、上記のように総電力 P_H の最大値 $P_{H\ max}$ を制限することにより、電力変換器 50 の応答性が電力指令値 P_a に応じた電力を出力できる程度に回復するまでの間、負荷 30 の動作状態（たとえば、トルク等）が必要に応じて一時的に制限される。電源システム 1 が車両に搭載される場合には、上記のようなトルクの制限によるドライバビリティの悪化を抑制するように、トルク変化を時間的に緩慢にする処理等を施すのが好ましい。

【0176】

図 22 を再び参照して、パワー管理部 100 は、ステップ S12 の処理を実行した後に、ステップ S16 により、総電力 P_H の電力指令値 P_H^* が上限値または下限値を超えているか否かを判定する。そして、続くステップ S18 により、電力指令値 P_H^* が上限値を上回っている場合には P_H^* を上限値に設定し、一方、電力指令値 P_H^* が下限値を下回っている場合には P_H^* を下限値に設定する処理を実行する。これらの処理は、図 21 の電力指令異常処理部 106 の機能として実行される。

【0177】

上記ステップ S16, S18 の処理を詳しく説明する。図 23 は、図 21 に示す電力指令異常処理部 106 の機能を模式的に説明するための図である。図 23 には、横軸に時間 t が取られ、縦軸に総電力 P_H の電力指令値 P_H^* が取られたグラフにおいて、電力指令値 P_H^* の上側に上限値 $P_{H\ th\ up}$ が設定され、電力指令値 P_H^* の下側に下限値 $P_{H\ th\ lw}$ が設定される例が示されている。

【0178】

電力指令値 P_H^* の上限値 $P_{H\ th\ up}$ および下限値 $P_{H\ th\ lw}$ は、電源システム 1 のハード構成による性能ばらつき、電力制御に関連するデータを取得する電圧センサや電流センサ等の誤差（または公差）、および、電力変換器 50 の応答性（時定数）を考慮して設定される。具体的には、電力指令値 P_H^* に関するゲイン G_L, G_H （ここで $0 < G_L < 1, 0 < G_H$ ）、オフセット O_L, O_H （ここで $O_L < 0 < O_H$ ）、および、応答性（時定数） T_L, T_H （ここで $0 < T_L < T_H$ （中央値））とすると、下記の（11）、（12）式によって算出することができる。

上限値 $P_{H\ th\ up} = [P_H^* \times G_H + O_H]$ の時定数 T_H によるなまし (11)

下限値 $P_{H\ th\ lw} = [P_H^* \times G_L - O_L]$ の時定数 T_L によるなまし (12)

【0179】

上記のゲイン G_L, G_H 、オフセット O_L, O_H 、応答性（時定数） T_L, T_H は、電源システム 1 が異常なく動作することを前提して設計により又は統計的に求めることができる。

【0180】

図 22 のステップ S16 では、上記（11）、（12）式によって算出された上限値 $P_{H\ th\ up}$ および下限値 $P_{H\ th\ lw}$ と総電力 P_H の電力指令値 P_H^* が比較される。そして、図 23 中の白丸印 90 で示すように、電力指令値 P_H^* が下限値 $P_{H\ th\ lw}$ を下回っている場合にはステップ S18 により黒丸印 91 で示す下限値に修正する（ $P_H^* = P_{H\ th\ lw}$ ）。あるいは、図 23 中の白三角印 92 で示すように、電力指令値 P_H^* が上限値 $P_{H\ th\ up}$ を上回っている場合にはステップ S18 により黒三角印 93 で示す下限値に修正する（ $P_H^* = P_{H\ th\ up}$ ）。

【0181】

このように電力指令値 P_H^* を修正することで、例えばセンサの異常等によって電力指令値 P_H^* も異常な値となった場合にも、負荷 30 の動作状態が急変するのを回避することができる。したがって、電源システム 1 が車載されている場合に、センサ異常等による急減速や急加速等を回避して、適切な措置（例えばフェールセーフモード）を取ることができる。

【0182】

図22を再び参照して、ステップS18の処理が実行された後、または、上記ステップS16において否定判定されたとき（すなわち $P_{Hthl w} < P_{H*} < P_{Hthup}$ ）、電力制限処理を終了する。

【0183】

上述したように、本実施形態の電源システム1によれば、PBDモードが選択されたときに総電力 P_H の電力指令値 P_{H*} の最大値 P_{Hmax} を直流電源10aの実電力 P_{aact} と直流電源10bの放電制限値 P_{bout} との和に設定することにより、電力線20に直結接続された直流電源10bの過放電を適切に抑制することができ、その結果、直流電源10bの劣化進行を低減できる。

10

【0184】

また、本実施形態によれば、PBDモード以外の動作モードが選択されているとき、総電力 P_H の電力指令値 P_{H*} の最大値 P_{Hmax} は直流電源10a、10bの放電制限値 P_{aout} 、 P_{bout} の和に設定または維持される。これにより、直流電源10a、10bによって供給可能な電力を制約された範囲内で最大限にすることができる。その結果、例えば、電源システム1がハイブリッド自動車に搭載された場合に、エンジンのクランク時に必要な電力を適切に出力することができ、ハイブリッド自動車のエンジン始動性を向上させることができる。

【0185】

さらに、本実施形態によれば、電源システム1のハード構成の性能ばらつきやセンサ誤差等を考慮した上限値 P_{Hthup} および下限値 $P_{Hthl w}$ を総電力 P_H の電力指令値 P_{H*} に設けることとした。これにより、センサ異常等に起因した電源システム1の動作状態の急変を確実に防止することができる。

20

【0186】

なお、本発明は、上述した実施形態およびその変形例の構成に限定されるものではなく、本願の特許請求の範囲に記載された事項およびその均等な範囲内において種々の変更や改良が可能である。

【0187】

例えば、上記の電源システム1では、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ のオンオフ状態を制御することによって2つの直流電源10a、10bを電力線20に対して直列または並列に接続切替可能な構成について説明したが、これに限定されるものではない。図25に示すように、直流電源10a、10bの各々に、独立して制御可能な電力変換器50a、50bが設けられており、電力線20に対して直流電源10a、10bが電力変換器50a、50bを介して並列接続されている電源システム1Aに適用されてもよい。

30

【0188】

図25に示すように、直流電源10用の電力変換器50aは、直流電源10aの正極端子に一端が接続されたリアクトル L_1 と、リアクトル L_1 の他端に接続されたノードN5と電力線20との間に接続された上アーム素子としてのスイッチング素子 S_5 と、ノードN5と接地配線21との間に接続された下アーム素子としてのスイッチング素子 S_6 とを備える。そして、各スイッチング素子 S_5 、 S_6 には、ダイオード D_5 、 D_6 が逆並列に接続されている。

40

【0189】

一方、直流電源10b用の電力変換器50bは、直流電源10bの正極端子に一端が接続されたリアクトル L_2 と、リアクトル L_2 の他端に接続されたノードN7と電力線22との間に接続された上アーム素子としてのスイッチング素子 S_7 と、ノードN7と接地配線23との間に接続された下アーム素子としてのスイッチング素子 S_8 とを備える。そして、各スイッチング素子 S_7 、 S_8 には、ダイオード D_7 、 D_8 が逆並列に接続され、電力線22が直流電源10a側の電力線20に、接地配線23が直流電源10a側の接地配線21にそれぞれ接続されている。なお、電源システム1Aの他の構成は上記実施形態と同様である。

50

【0190】

図25に示す電源システム1Aでは、直流電源10aおよび10bを直列接続状態に切り換えることはできない。したがって、上記実施形態における図3に示す各動作モードのうちSBモードおよびSDモードを実行することはできないが、それ以外の動作モードは適用可能であり、上記実施形態と同様に電力変換器制御を実行することができる。具体的には、電力変換器50bに含まれるスイッチング素子S7をオン固定する一方、電力変換器10aにおいてDC/DC変換することにより、PBDモードを実行することができる。

【0191】

なお、電源システム1Aにおいて電力変換器50bを省略して直流電源10bを電力線20および接地配線21に直結接続してもよい。この場合にも、上述した電源システム1と同様のPBDモードを実行することができる。

【符号の説明】

【0192】

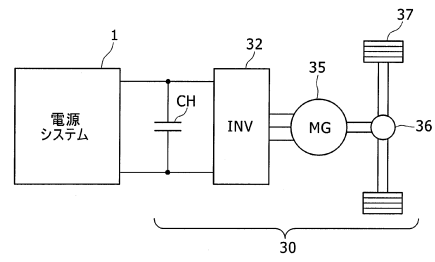
1, 1A 電源システム、10a, 10b 直流電源、11a, 11b 電圧センサ、12a, 12b 電流センサ、20, 22 電力線、21, 23 接地配線、30 負荷、32 インバータ、35 モータジェネレータ、36 動力伝達ギヤ、37 駆動輪、40 制御装置、50, 50a, 50b 電力変換器、80-89 電流経路、100 パワー管理部、102 動作モード判定部、104 電力制限切替部、106 電力指令異常処理部、200 電力制御部、210 偏差演算部、220 制御演算部、230 第1のリミッタ、240 電力分配部、250 循環電力加算部、260 第2のリミッタ、270 減算部、300, 310 電流制御部、302, 312 電流指令生成部、304, 314 偏差演算部、306, 316 制御演算部、308, 318 加算部、400 PWM制御部、410 キャリア波発生部、CH 平滑コンデンサ、D1-D8 ダイオード、Ia, Ib, ILa, ILb 電流、Ia*, Ib* 電流指令値、k 電力分配比、L1, L2 リアクトル、N1, N2, N3, N5, N7 ノード、Pa, Pb 出力電力、Pa*, Pb* 電力指令値、Paact 実電力、Pain, Pbin 充電制限値、Paout, Pbout 放電制限値、Par 電力、PH, PHr 総電力、PH* 総電力指令値、PHmax 電力上限値または最大値、PHmin 電力下限値、PHr 総電力、PHthlw 下限値、PHthup 上限値、Pr 循環電力または循環電力値、Ra, Rb 内部抵抗、S1-S8 スwitchング素子、SDa, SDb, SDc 制御パルス信号、SG1-SG4 制御信号、Ta, Tb 温度、Va, Vb 電圧、VH 出力電力、VH* 電圧指令値、VHmax 上限電圧、VHrq 負荷要求電圧、VR1-VR3 電圧範囲、VH 電圧偏差。

10

20

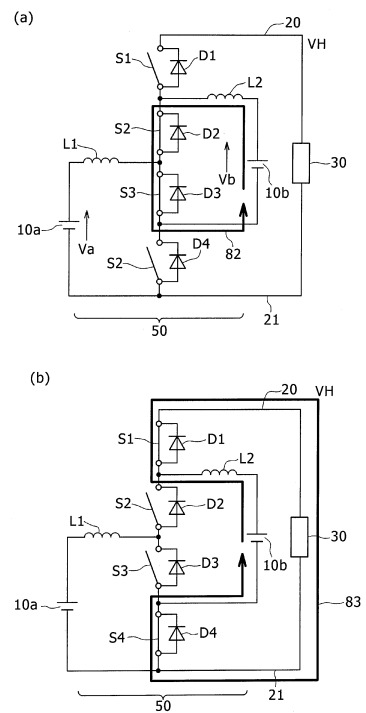
30

【圖 2】

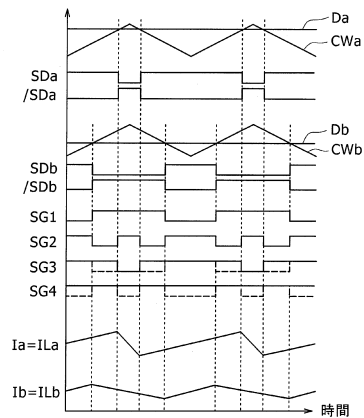


動作モード	使用電源	出力電圧	S1	S2	S3	S4
PB	10aおよび10b (並列)	VH→VH*		PWM制御		
SB	10aおよび10b (直列)	VH→VH*		PWM制御		
aB	10aのみ	VH→VH*		PWM制御		
bB	10bのみ	VH→VH*		PWM制御		
PD	10aおよび10b	VH=Va=Vb	オン	オン	オフ	オン
SD	10aおよび10b	VH=Va+Vb	オン	オフ	オン	オフ
aD	10aのみ	VH=Va (Va>Vb)	オン	オン	オフ	オフ
bD	10bのみ	VH=Vb (Vb>Va)	オン	オフ	オフ	オン
PBD	10aおよび10b (並列・10a直圧・10b直降)	VH=Vb (Vb>Va)	オン	PWM制御		オン

【 図 5 】



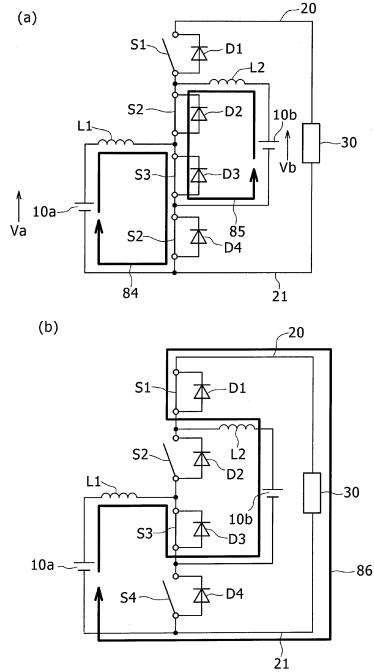
【図 6】



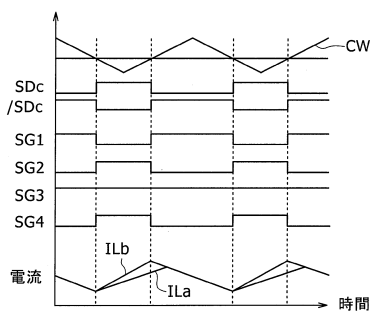
【図 7】

	演算式
SG1	/SDa or /SDb
SG2	/SDa or SDb
SG3	SDa or SDb
SG4	SDa or /SDb

【図 8】



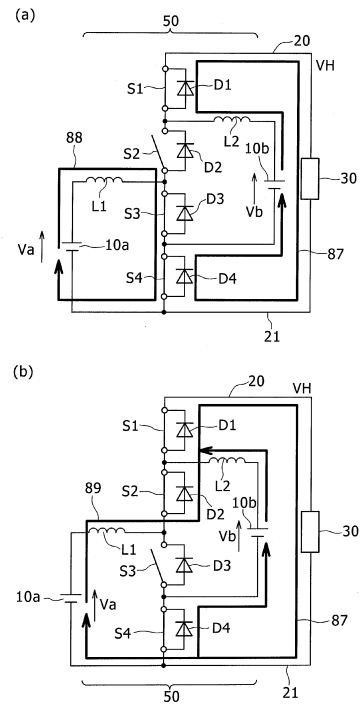
【図 9】



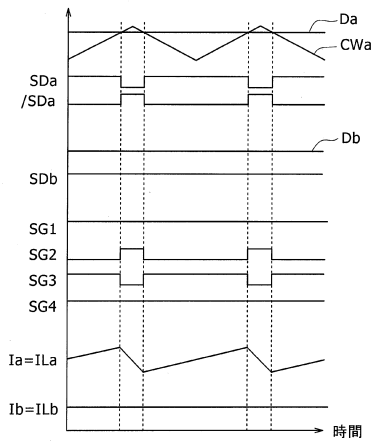
【図 10】

	演算式
SG1	/SDc
SG2	SDc
SG3	H固定
SG4	SDc

【図 11】



【図 12】



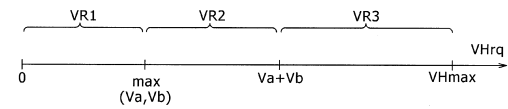
【図 13】

	演算式
SG1	H固定
SG2	/SDa
SG3	SDa
SG4	H固定

【図 14】

動作モード	電力分配比k	VH可能範囲
PB	制御可能	$\max(Va, Vb) \sim VH_{\max}$
SB	$\frac{Va}{Va+Vb}$	$Va+Vb \sim VH_{\max}$
aB	1.0	$\max(Va, Vb) \sim VH_{\max}$
bB	0	$\max(Va, Vb) \sim VH_{\max}$
PD	$\frac{Rb}{Ra+Rb}$	$=Va(=Vb)$
SD	$\frac{Va}{Va+Vb}$	$=Va+Vb$
aD	1.0	$=Va$
bD	0	$=Vb$
PBD	所定範囲で制御可能	$=Vb(\text{or } Va)$

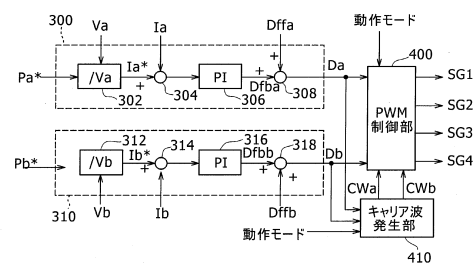
【図 15】



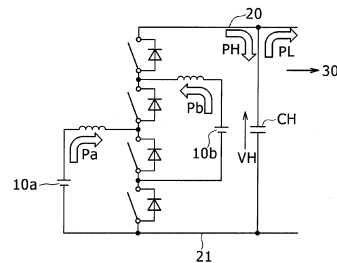
【図 16】

電圧範囲	VR1	VR2	VR3
適用可能なモード	aD, bD, PD, PBD	aB, bB, PB, SD	PB, SB, aB, bB

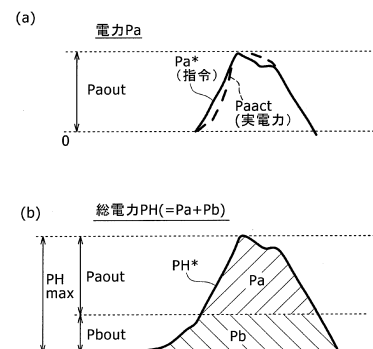
【図 19】



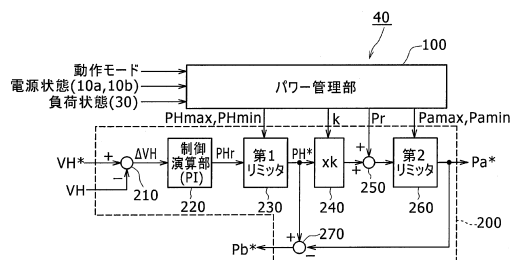
【図 17】



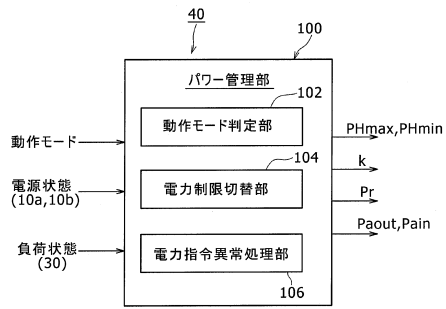
【図 20】



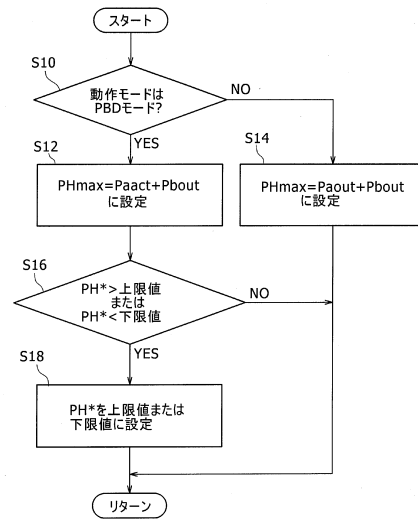
【図 18】



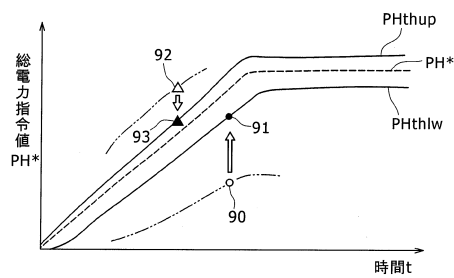
【図 2 1】



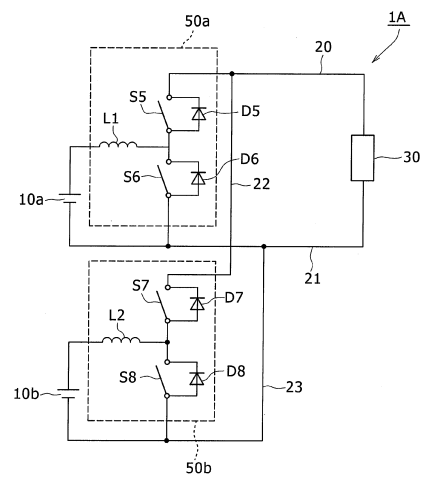
【図 2 2】



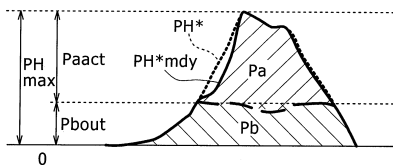
【図 2 3】



【図 2 5】



【図 2 4】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開 2 0 1 3 - 7 7 4 5 2 (J P , A)
特開 2 0 1 3 - 9 3 9 2 3 (J P , A)
特開 2 0 1 0 - 1 5 8 1 3 7 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H 0 2 M	3 / 0 0
B 6 0 L	9 / 1 8
B 6 0 L	1 1 / 1 8
H 0 2 J	7 / 0 0