

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5872502号
(P5872502)

(45) 発行日 平成28年3月1日 (2016.3.1)

(24) 登録日 平成28年1月22日 (2016.1.22)

(51) Int.Cl.	F I
H02M 3/155 (2006.01)	H02M 3/155 W
	H02M 3/155 C
	H02M 3/155 H

請求項の数 17 (全 64 頁)

(21) 出願番号	特願2013-69410 (P2013-69410)	(73) 特許権者	000003609
(22) 出願日	平成25年3月28日 (2013.3.28)		株式会社豊田中央研究所
(65) 公開番号	特開2014-193090 (P2014-193090A)		愛知県長久手市横道41番地の1
(43) 公開日	平成26年10月6日 (2014.10.6)	(73) 特許権者	000003207
審査請求日	平成26年9月22日 (2014.9.22)		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	110001195
			特許業務法人深見特許事務所
		(72) 発明者	戸村 修二
			愛知県長久手市横道41番地の1 株式会
			社豊田中央研究所内
		(72) 発明者	石垣 将紀
			愛知県長久手市横道41番地の1 株式会
			社豊田中央研究所内

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】

電源システムであって、
 負荷と、
 前記負荷に接続された電力線と、
 複数の直流電源と、
 前記複数の直流電源および前記電力線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、
 前記電力変換器は、複数のスイッチング素子を含み、かつ、前記複数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つの動作モードを適用されて動作するように構成され、

前記制御装置は、
 前記負荷の動作状態に応じて、前記電力変換器が前記電力線に出力する出力電圧についての要求電圧を設定するための設定手段と、

前記複数の動作モードのうちの前記要求電圧以上の出力電圧を前記電力変換器が出力可能である動作モード群のうちから、前記電源システムの電力損失が最小となる第1の動作モードを選択するための選択手段と、

前記複数の直流電源のうちのいずれかの直流電源のSOCおよび入出力電力の少なくとも一方が制約値に達している場合に、前記動作モード群のうちから、前記第1の動作モードに代えて、前記複数の直流電源の間での電力配分を制御可能である第2の動作モードを

10

20

選択するための修正手段とを含む、電源システム。

【請求項 2】

前記修正手段が前記第 2 の動作モードを選択した場合における前記第 1 の動作モードは、前記複数の直流電源の間での電力配分を任意には制御できない動作モードである、請求項 1 記載の電源システム。

【請求項 3】

前記第 1 の動作モードは、前記複数のスイッチング素子のオンオフ制御によって、前記複数の直流電源のうちの 1 つ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、その他の直流電源が前記電力線から電氣的に切り離された状態を維持する動作モードを含み、

10

前記第 2 の動作モードは、前記複数のスイッチング素子のオンオフ制御によって、前記複数の直流電源のうちの複数の直流電源が前記電力線との間で並列に直流電圧変換を実行する動作モードを含む、請求項 1 または 2 に記載の電源システム。

【請求項 4】

前記複数の直流電源は、第 1 および第 2 の直流電源によって構成され、

前記電力線は、高電圧側の第 1 の電力線および低電圧側の第 2 の電力線を含み、

前記複数のスイッチング素子は、

第 1 のノードおよび前記第 1 の電力線との間に電氣的に接続された第 1 のスイッチング素子と、

第 2 のノードおよび前記第 1 のノードとの間に電氣的に接続された第 2 のスイッチング素子と、

20

第 3 のノードおよび前記第 2 のノードとの間に電氣的に接続された第 3 のスイッチング素子と、

前記第 2 の電力線および前記第 3 のノードとの間に電氣的に接続された第 4 のスイッチング素子とを含み、

前記電力変換器は、

前記第 2 のノードおよび前記第 2 の電力線との間に前記第 1 の直流電源と直列に電氣的に接続された第 1 のリアクトルと、

前記第 1 のノードおよび前記第 3 のノードとの間に前記第 2 の直流電源と直列に電氣的に接続された第 2 のリアクトルとをさらに含む、請求項 1 記載の電源システム。

30

【請求項 5】

前記複数の動作モードは、

前記第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフ制御によって、前記第 1 および第 2 の直流電源が前記第 1 および第 2 の電力線との間で並列に直流電圧変換を実行する第 1 のモードと、

前記第 3 のスイッチング素子をオン固定するとともに前記第 1、第 2 および第 4 のスイッチング素子をオンオフ制御することによって、前記第 1 および前記第 2 の直流電源が直列接続された状態で前記第 1 および第 2 の電力線との間で直流電圧変換を実行する第 2 のモードとを含み、

前記要求電圧が前記第 1 および第 2 の直流電源の出力電圧の和よりも高いときに、前記第 1 の動作モードは、前記第 2 のモードであり、前記第 2 の動作モードは、前記第 1 のモードである、請求項 4 記載の電源システム。

40

【請求項 6】

前記複数の動作モードは、

前記第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフ制御によって、前記第 1 および第 2 の直流電源が前記第 1 および第 2 の電力線との間で並列に直流電圧変換を実行する第 1 のモードと、

前記第 3 のスイッチング素子をオン固定するとともに前記第 1、第 2 および第 4 のスイッチング素子をオンオフ制御することによって、前記第 1 および第 2 の直流電源が直列接続された状態で前記第 1 および第 2 の電力線との間で直流電圧変換を実行する第 2 のモー

50

ドと、

前記第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフを固定して、前記第 1 および第 2 の電力線に対して前記第 1 および第 2 の直流電源が直列に接続された状態を維持する第 3 のモードとを含み、

前記要求電圧が前記第 1 および第 2 の直流電源の出力電圧の和以下のときに、前記第 1 の動作モードは、前記第 3 のモードであり、前記第 2 の動作モードは、前記第 1 のモードである、請求項 4 記載の電源システム。

【請求項 7】

前記複数の動作モードは、

前記第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフ制御によって、前記第 1 および第 2 の直流電源の一方の直流電源と前記第 1 および第 2 の電力線との間で直流電圧変換を実行する第 4 のモードをさらに含み、

前記要求電圧が前記第 1 および第 2 の直流電源の出力電圧の高い方の電圧よりも高いときに、前記第 1 の動作モードは、前記第 4 のモードであり、前記第 2 の動作モードは、前記第 1 のモードである、請求項 5 または 6 に記載の電源システム。

【請求項 8】

前記複数の動作モードは、

前記第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフを固定して、前記第 1 および第 2 の直流電源の一方が前記第 1 および第 2 の電力線に電氣的に接続される一方で、前記第 1 および第 2 の直流電源の他方が前記第 1 および第 2 の電力線から電氣的に切り離された状態を維持する第 5 のモードと、

前記第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフを固定して、前記第 1 および第 2 の電力線に対して前記第 1 および第 2 の直流電源が並列に接続された状態を維持する第 6 のモードとをさらに含み、

前記要求電圧が前記第 1 および第 2 の直流電源の出力電圧の高い方の電圧よりも低いときに、前記第 1 の動作モードは、前記第 5 または第 6 のモードであり、前記第 2 の動作モードは、前記第 1 のモードである、請求項 5 ～ 7 のいずれか 1 項に記載の電源システム。

【請求項 9】

前記制御装置は、

前記第 1 の直流電源からの出力を制御するための第 1 のデューティ比および前記第 2 の直流電源からの出力を制御するための第 2 のデューティ比を演算するための手段と、

第 1 のキャリア波および前記第 1 のデューティ比の比較、ならびに、第 2 のキャリア波および前記第 2 のデューティ比の比較によるパルス幅変調に従ってそれぞれ得られた第 1 および第 2 の制御パルス信号に基づいて、前記第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフ制御信号を生成するための手段とを含み、

前記第 1 のキャリア波と前記第 2 のキャリア波との位相差は、前記第 1 の制御パルス信号のパルスの遷移タイミングと前記第 2 の制御パルス信号のパルスの遷移タイミングとを合わせるように、前記第 1 および第 2 のデューティ比に応じて可変に制御される、請求項 5 ～ 7 のいずれか 1 項に記載の電源システム。

【請求項 10】

前記電源システムは、車両駆動力を発生するためのエンジンおよび電動機を備えたハイブリッド自動車に搭載され、

前記ハイブリッド自動車は、前記複数の直流電源の蓄積エネルギーの使用効率を最優先する所定の運転モードをユーザが選択できるように構成され、

前記負荷は、前記電力線に対して電氣的に接続された前記電動機を含み、

前記選択手段によって前記第 2 のモードが前記第 1 の動作モードに選択されており、かつ、前記所定の運転モードが選択されている場合において、前記複数の直流電源のうちのいずれかの直流電源の入出力電力が制約値に達したときに、前記第 1 の動作モードの選択を維持するとともに、各前記直流電源の入出力電力が前記制約値よりも小さくなるように前記電動機の出力を制限するための手段をさらに備える、請求項 5 記載の電源システム。

10

20

30

40

50

【請求項 1 1】

前記電源システムは、車両駆動力を発生するためのエンジンおよび電動機を備えたハイブリッド自動車に搭載され、

前記ハイブリッド自動車は、前記複数の直流電源の蓄積エネルギーの使用効率を最優先する所定の運転モードをユーザが選択できるように構成され、

前記負荷は、前記電力線に対して電氣的に接続された前記電動機を含み、

前記選択手段によって前記第 3 のモードが前記第 1 の動作モードに選択されており、かつ、前記所定の運転モードが選択されている場合において、前記複数の直流電源のうちのいずれかの直流電源の入出力電力が制約値に達したときに、前記第 1 の動作モードの選択を維持するとともに、各前記直流電源の入出力電力が前記制約値よりも小さくなるように前記電動機の出力を制限するための手段をさらに備える、請求項 6 記載の電源システム。

10

【請求項 1 2】

前記修正手段によって第 2 の動作モードが選択されている下で、各前記直流電源の前記 SOC および前記入出力電力が前記制約値よりも小さくなると前記第 1 の動作モードを選択するための復帰手段をさらに備え、

前記復帰手段は、

前記第 2 の動作モードに代えて第 1 の動作モードを適用したときの各前記直流電源の入出力電力の予測値が前記制約値に達していないときに、前記第 1 の動作モードへの復帰を指示するための手段と、

前記複数の直流電源のいずれかにおいて前記予測値が前記制約値に達しているときには、前記第 2 の動作モードの選択を維持するための手段とを含む、請求項 1 ~ 8 のいずれか 1 項に記載の電源システム。

20

【請求項 1 3】

前記複数の直流電源のうちのいずれかの直流電源の SOC が前記制約値に達したことにより前記修正手段によって第 2 の動作モードが選択されている場合に、SOC が前記制約値に達した当該直流電源を除く他の直流電源からの出力電力の和を、前記負荷の要求電力よりも高くすることによって当該直流電源を充電するように前記電力変換器を制御するための手段をさらに備える、請求項 1 ~ 8 のいずれか 1 項に記載の電源システム。

【請求項 1 4】

前記制御装置は、

前記電力線の電圧検出値と電圧指令値との偏差に基づいて、前記第 1 および第 2 の直流電源全体から電力線への全体入出力電力を算出するための手段と、

前記動作モードの変更に応じて前記第 1 および第 2 の直流電源間での電力分配比を切替えるための手段と、

前記全体入出力電力および前記電力分配比に従って、前記第 1 の直流電源の第 1 の電力指令値および前記第 2 の直流電源の第 2 の電力指令値を設定するための手段と、

前記第 1 の電力指令値を前記第 1 の直流電源の出力電圧で除算した第 1 の電流指令値に対する前記第 1 の直流電源の電流検出値の偏差に基づいて、前記第 1 の直流電源からの出力を制御するための第 1 のデューティ比を演算するための手段と、

前記第 2 の電力指令値を前記第 2 の直流電源の出力電圧で除算した第 2 の電流指令値に対する前記第 2 の直流電源の電流検出値の偏差に基づいて、前記第 2 の直流電源からの出力を制御するための第 2 のデューティ比を演算するための手段と、

40

第 1 のキャリア波および前記第 1 のデューティ比の比較、ならびに、第 2 のキャリア波および前記第 2 のデューティ比の比較によるパルス幅変調に従ってそれぞれ得られた第 1 および第 2 の制御パルス信号に基づいて、前記第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフ制御信号を生成するための手段とを含む、請求項 5 または 6 に記載の電源システム。

【請求項 1 5】

前記電力分配比は、前記第 1 のモードでは前記第 1 および第 2 の直流電源の動作状態に応じて可変に設定される一方で、前記第 2 のモードでは前記第 1 および第 2 の直流電源の電圧に基づく比率に固定される、請求項 1 4 記載の電源システム。

50

【請求項 16】

前記制御装置は、

前記第 1 のモードにおいて、前記第 1 および第 2 の直流電源について、前記第 1 の電流指令値に基づく電流フィードバック制御によって第 1 および第 2 のデューティ比を演算するための手段と、

前記第 2 のモードにおいて、前記第 1 および第 2 の直流電源の一方の直流電源において前記第 2 の電流指令値に基づく電流フィードバック制御を実行する一方で、前記第 1 および第 2 の直流電源の他方では前記電流フィードバック制御を非実行として前記当該直流電源の出力電圧および前記電圧指令値に基づくフィードフォワード制御を実行することによって、前記第 1 および第 2 のデューティ比を演算するための手段と、

10

前記第 1 および第 2 のモードの各々において、前記第 1 のデューティ比および第 1 のキャリア波の比較によって得られる第 1 の制御パルス信号と、前記第 2 のデューティ比および第 2 のキャリア波の比較によって得られる第 2 の制御パルス信号とに基づいて前記第 1 から第 4 のスイッチング素子の前記オンオフ制御信号を生成するための手段と、

前記第 1 および第 2 のモードの各々において、前記第 1 のキャリア波と前記第 2 のキャリア波との位相差を、前記第 1 の制御パルス信号のパルスの遷移タイミングと前記第 2 の制御パルス信号のパルスの遷移タイミングとを合わせるように、演算された前記第 1 および第 2 のデューティ比に応じて可変に制御するための手段とを含む、請求項 14 記載の電源システム。

20

【請求項 17】

前記制御装置は、

前記第 1 のモードにおいて、前記第 1 の直流電源および前記第 2 の直流電源の間での充放電する循環電力値を設定するための手段をさらに含み、

前記第 1 の電力指令値は、前記全体入出力電力および前記電力分配比と前記循環電力値とに従って、前記第 1 の直流電源の動作状態に応じて設定された電力範囲内に制限されるように設定され、

前記第 2 の電力指令値は、前記全体入出力電力から前記第 1 の電力指令値を減算することによって設定される、請求項 14 記載の電源システム。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】**

30

【0001】

この発明は、電源システムに関し、より特定的には、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を含んで構成された電源システムの制御に関する。

【背景技術】**【0002】**

複数の電源と負荷の間に接続された電力変換器を用いて、複数の電源を組み合わせる負荷へ電源を供給するハイブリッド電源システムが、特開平 7 - 240212 号公報（特許文献 1）および特開 2004 - 199911 号公報（特許文献 2）に記載されている。特許文献 1 では、燃料電池および二次電池を組み合わせたハイブリッド電源装置において、燃料電池出力に対するシステムの総合効率の特性を予め求めておくとともに、二次電池の残容量に応じて、システム総合効率の高い範囲が選択されるように、燃料電池の出力を指示して二次電池を充電することが記載されている。

40

【0003】

また、特許文献 2 では、二次電池を有する燃料電池システムにおいて、燃料電池がハイブリッド電源システムから切り離される特定の制御モードにおいて、二次電池と負荷とをスイッチング動作なしで接続することによって、当該制御モードにおける高効率化を図る制御が記載されている。

【0004】

また、特開 2012 - 70514 号公報（特許文献 3）には、複数のスイッチング素子の制御によって、2 つの直流電源を直列接続した状態で DC / DC 変換を行なう動作モー

50

ド（直列接続モード）と、２つの直流電源を並列に使用する状態でＤＣ／ＤＣ変換を行なう動作モード（並列接続モード）とを切替えることが可能な電力変換器の構成が記載されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【０００５】

【特許文献１】特開平７－２４０２１２号公報

【特許文献２】特開２００４－１９９９１１号公報

【特許文献３】特開２０１２－７０５１４号公報

【発明の概要】

10

【発明が解決しようとする課題】

【０００６】

特許文献３では、電力変換器が複数の動作モードを有することが記載されているが、これらの動作モードを選択するための具体的な処理については詳細に記載されていない。特許文献１，２には、システム全体を高効率で動作させることを目的とする制御が記載されているが、複数の動作モードが選択可能な下での、動作モードの選択と高効率化との関係については特に言及されていない。また、複数の電源を備えたシステムでは、各電源の過充電および過放電を防止するように、過電力からの保護に配慮することも重要となる。

【０００７】

この発明はこのような問題点を解決するためになされたものであって、この発明の目的は、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を含む電源システムにおいて、システム全体の効率向上と、各直流電源の過充電および過放電からの保護性とを両立するように、電力変換器の動作モードを選択することである。

20

【課題を解決するための手段】

【０００８】

この発明のある局面では、電源システムは、負荷と、負荷に接続された電力線と、複数の直流電源と、電力変換器と、電力変換器の動作を制御するための制御装置とを含む。電力変換器は、複数の直流電源および電力線の間に接続される。電力変換器は、複数のスイッチング素子を含み、かつ、複数の直流電源と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つの動作モードを適用されて動作するように構成される。制御装置は、設定手段と、選択手段と、修正手段とを有する。設定手段は、負荷の動作状態に応じて、電力変換器が電力線に出力する出力電圧についての要求電圧を設定する。選択手段は、複数の動作モードのうちの要求電圧以上の出力電圧を電力変換器が出力可能である動作モード群のうちから、電源システムの電力損失が最小となる第１の動作モードを選択する。修正手段は、複数の直流電源のうちのいずれかの直流電源のＳＯＣおよび入出力電力の少なくとも一方が制約値に達している場合に、動作モード群のうちから、第１の動作モードに代えて、複数の直流電源の間での電力配分を制御可能である第２の動作モードを選択する。

30

【０００９】

好ましくは、修正手段が第２の動作モードを選択した場合における第１の動作モードは、複数の直流電源の間での電力配分を任意には制御できない動作モードである。

40

【００１０】

さらに好ましくは、第１の動作モードは、複数のスイッチング素子のオンオフ制御によって、複数の直流電源のうちの１つの直流電源と電力線との間で直流電圧変換を実行するとともに、その他の直流電源が電力線から電氣的に切り離された状態を維持する動作モードを含む。第２の動作モードは、複数のスイッチング素子のオンオフ制御によって、複数の直流電源のうちの複数個の直流電源が電力線との間で並列に直流電圧変換を実行する動作モードを含む。

【００１１】

好ましくは、複数の直流電源は、第１および第２の直流電源によって構成される。電力

50

線は、高電圧側の第 1 の電力線および低電圧側の第 2 の電力線を含む。複数のスイッチング素子は、第 1 から第 4 のスイッチング素子を有する。第 1 のスイッチング素子は、第 1 のノードおよび第 1 の電力線の間に電氣的に接続される。第 2 のスイッチング素子は、第 2 のノードおよび第 1 のノードの間に電氣的に接続される。第 3 のスイッチング素子は、第 2 の直流電源の負極端子と電氣的に接続された第 3 のノードおよび第 2 のノードの間に電氣的に接続される。第 4 のスイッチング素子は、第 3 のノードと、第 1 の直流電源の負極端子と電氣的に接続された第 2 の電力線との間に電氣的に接続される。電力変換器は、第 1 および第 2 のリアクトルをさらに有する。第 1 のリアクトルは、第 2 のノードおよび第 2 の電力線の間に第 1 の直流電源と直列に電氣的に接続される。第 2 のリアクトルは、第 1 のノードおよび第 3 のノードの間に第 2 の直流電源と直列に電氣的に接続される。

10

【 0 0 1 2 】

さらに好ましくは、複数の動作モードは、第 1 および第 2 のモードを含む。第 1 のモードでは、電力変換器は、第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフ制御によって、第 1 および第 2 の直流電源が第 1 および第 2 の電力線との間で並列に直流電圧変換を実行する。第 2 のモードでは、電力変換器は、第 3 のスイッチング素子をオン固定するとともに第 1、第 2 および第 4 のスイッチング素子をオンオフ制御することによって、第 1 および第 2 の直流電源が直列接続された状態で第 1 および第 2 の電力線との間で直流電圧変換を実行する。要求電圧が第 1 および第 2 の直流電源の出力電圧の和よりも高いときに、第 1 の動作モードは、第 2 のモードであり、第 2 の動作モードは、第 1 のモードである。

【 0 0 1 3 】

20

また好ましくは、複数の動作モードは、第 1 から第 3 のモードを含む。第 1 のモードでは、電力変換器は、第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフ制御によって、第 1 および第 2 の直流電源が第 1 および第 2 の電力線との間で並列に直流電圧変換を実行する。第 2 のモードでは、電力変換器は、第 3 のスイッチング素子をオン固定するとともに第 1、第 2 および第 4 のスイッチング素子をオンオフ制御することによって、第 1 および第 2 の直流電源が直列接続された状態で第 1 および前記第 2 の電力線との間で直流電圧変換を実行する。第 3 のモードでは、電力変換器は、第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフを固定して、第 1 および第 2 の電力線に対して第 1 および第 2 の直流電源が直列に接続された状態を維持する。要求電圧が第 1 および第 2 の直流電源の出力電圧の和以下のときに、第 1 の動作モードは、第 3 のモードであり、第 2 の動作モードは、第 1 のモードである。

30

【 0 0 1 4 】

さらに好ましくは、複数の動作モードは、第 4 のモードをさらに含む。第 4 のモードでは、電力変換器は、第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフ制御によって、第 1 および第 2 の直流電源の一方の直流電源と第 1 および第 2 の電力線との間で直流電圧変換を実行する。要求電圧が第 1 および第 2 の直流電源の出力電圧の高い方の電圧よりも高いときに、第 1 の動作モードは、第 4 のモードであり、第 2 の動作モードは、第 1 のモードである。

【 0 0 1 5 】

また、さらに好ましくは、複数の動作モードは、第 5 および第 6 のモードをさらに含む。第 5 のモードでは、電力変換器は、第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフを固定して、第 1 および第 2 の直流電源の一方が第 1 および第 2 の電力線に電氣的に接続される一方で、第 1 および第 2 の直流電源の他方が電力線から電氣的に切り離された状態を維持する。第 6 のモードでは、電力変換器は、第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフを固定して、第 1 および第 2 の電力線に対して第 1 および第 2 の直流電源が並列に接続された状態を維持する。要求電圧が第 1 および第 2 の直流電源の出力電圧の高い方の電圧よりも低いときに、第 1 の動作モードは第 5 または第 6 のモードであり、第 2 の動作モードは第 1 のモードである。

40

【 0 0 1 6 】

あるいは、さらに好ましくは、制御装置は、第 1 の直流電源からの出力を制御するため

50

の第1のデューティ比および第2の直流電源からの出力を制御するための第2のデューティ比を演算するための手段と、第1のキャリア波および第1のデューティ比の比較、ならびに、第2のキャリア波および第2のデューティ比の比較によるパルス幅変調に従ってそれぞれ得られた第1および第2の制御パルス信号に基づいて、第1から第4のスイッチング素子のオンオフ制御信号を生成するための手段とを含む。第1のキャリア波と第2のキャリア波との位相差は、第1の制御パルス信号のパルスの遷移タイミングと第2の制御パルス信号のパルスの遷移タイミングとを合わせるように、第1および第2のデューティ比に応じて可変に制御される。

【0017】

好ましくは、電源システムは、車両駆動力を発生するためのエンジンおよび電動機を備えたハイブリッド自動車に搭載され、ハイブリッド自動車は、数の直流電源の蓄積エネルギーの使用効率を最優先する所定の運転モードをユーザが選択できるように構成され、負荷は、電力線に対して電氣的に接続された電動機を含む。さらに、電源システムは、選択手段によって第2のモードまたは第3のモードが第1の動作モードに選択されており、かつ、所定の運転モードが選択されている場合において、複数の直流電源のうちのいずれかの直流電源の入出力電力が制約値に達したときに、第1の動作モードの選択を維持するとともに、各直流電源の入出力電力が制約値よりも小さくなるように電動機の出力を制限する。

10

【0018】

さらに好ましくは、制御装置は、復帰手段をさらに含む。復帰手段は、修正手段によって第2の動作モードが選択されている下で、各直流電源のSOCおよび入出力電力が制約値よりも小さくなると第1の動作モードを選択する。さらに、復帰手段は、第2の動作モードに代えて第1の動作モードを適用したときの各直流電源の入出力電力の予測値が制約値に達していないときに、第1の動作モードへの復帰を指示するための手段と、複数の直流電源のいずれかにおいて予測値が制約値に達しているときには第2の動作モードの選択を維持するための手段とを含む。

20

【0019】

あるいは好ましくは、制御装置は、複数の直流電源のうちのいずれかの直流電源のSOCが制約値に達したことにより修正手段によって第2の動作モードが選択されている場合に、SOCが制約値に達した当該直流電源を除く他の直流電源からの出力電力の和を、負荷の要求電力よりも高くすることによって当該直流電源を充電するように電力変換器を制御する。

30

【0020】

また好ましくは、制御装置は、電力線の電圧検出値と電圧指令値との偏差に基づいて、第1および第2の直流電源全体から電力線への全体入出力電力を算出するための手段と、動作モードの変更に応じて第1および第2の直流電源間での電力分配比を切替えるための手段と、全体入出力電力および電力分配比に従って、第1の直流電源の第1の電力指令値および第2の直流電源の第2の電力指令値を設定するための手段と、第1の電力指令値を第1の直流電源の出力電圧で除算した第1の電流指令値に対する第1の直流電源の電流検出値の偏差に基づいて、第1の直流電源からの出力を制御するための第1のデューティ比を演算するための手段と、第2の電力指令値を第2の直流電源の出力電圧で除算した第2の電流指令値に対する第2の直流電源の電流検出値の偏差に基づいて、第2の直流電源からの出力を制御するための第2のデューティ比を演算するための手段と、第1のキャリア波および第1のデューティ比の比較、ならびに、第2のキャリア波および第2のデューティ比の比較によるパルス幅変調に従ってそれぞれ得られた第1および第2の制御パルス信号に基づいて、第1から第4のスイッチング素子のオンオフ制御信号を生成するための手段とを含む。

40

【0021】

さらに好ましくは、電力分配比は、第1のモードでは第1および第2の直流電源の動作状態に応じて可変に設定される一方で、第2のモードでは第1および第2の直流電源の電

50

圧に基づく比率に固定される。

【 0 0 2 2 】

さらに好ましくは、制御装置は、第 1 のモードにおいて、第 1 および第 2 の直流電源について、第 1 の電流指令値に基づく電流フィードバック制御によって第 1 および第 2 のデューティ比を演算するための手段と、第 2 のモードにおいて、第 1 および第 2 の直流電源の一方の直流電源において第 2 の電流指令値に基づく電流フィードバック制御を実行する一方で、第 1 および第 2 の直流電源の他方では電流フィードバック制御を非実行として当該直流電源の出力電圧および電圧指令値に基づくフィードフォワード制御を実行することによって、第 1 および第 2 のデューティ比を演算するための手段と、第 1 および第 2 のモードの各々において、第 1 のデューティ比および第 1 のキャリア波の比較によって得られる第 1 の制御パルス信号と、第 2 のデューティ比および第 2 のキャリア波の比較によって得られる第 2 の制御パルス信号とに基づいて第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフ制御信号を生成するための手段と、第 1 および第 2 のモードの各々において、第 1 のキャリア波と第 2 のキャリア波との位相差を、第 1 の制御パルス信号のパルスの遷移タイミングと第 2 の制御パルス信号のパルスの遷移タイミングとを合わせるように、演算された第 1 および第 2 のデューティ比に応じて可変に制御するための手段とを含む。

10

【 0 0 2 3 】

あるいは、さらに好ましくは、複数の動作モードは、第 4 のモードをさらに含む。第 4 のモードにおいて、電力変換器は、第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフ制御によって、第 1 および第 2 の直流電源の一方の直流電源と電力線との間で直流電圧変換を実行するとともに、第 1 および第 2 の直流電源の他方の直流電源が電力線から電氣的に切り離された状態を維持する、要求電圧が第 1 および第 2 の直流電源の出力電圧の和よりも低いときに、第 1 の動作モードは、第 4 のモードであり、第 2 の動作モードは、第 1 のモードである。電力分配比は、第 1 のモードでは第 1 および第 2 の直流電源の動作状態に応じて可変に設定される一方で、第 4 のモードでは、一方の電源からの出力のみによって全体入出力電力が確保されるように設定される。

20

【 0 0 2 4 】

さらに好ましくは、制御装置は、第 1 のモードにおいて、第 1 の直流電源および第 2 の直流電源の間での充放電する循環電力値を設定するための手段をさらに含む。第 1 の電力指令値は、全体入出力電力および電力分配比と循環電力値とに従って、第 1 の直流電源の動作状態に応じて設定された電力範囲内に制限されるように設定される。第 2 の電力指令値は、全体入出力電力から第 1 の電力指令値を減算することによって設定される。

30

【 発明の効果 】

【 0 0 2 5 】

この発明によれば、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を含む電源システムにおいて、システム全体の効率向上と、各直流電源の過充電および過放電からの保護性とを両立するように、電力変換器の動作モードを選択することができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 2 6 】

【 図 1 】 本発明の実施の形態 1 に従う電力変換器を含む電源システムの構成を示す回路図である。

40

【 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動作モードを説明するための図表である。

【 図 4 】 図 1 に示した 2 個の直流電源を異なる種類の電源で構成した場合における両直流電源の特性の一例を示す概念図である。

【 図 5 】 P B モードにおける第 1 の回路動作を説明する回路図である。

【 図 6 】 P B モードにおける第 2 の回路動作を説明する回路図である。

【 図 7 】 P B モードにおける第 1 の直流電源に対する D C / D C 変換（昇圧動作）を説明する回路図である。

50

【図 8】P B モードにおける第 2 の直流電源に対する D C / D C 変換（昇圧動作）を説明する回路図である。

【図 9】P B 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 10】P B 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 11】S B モードにおける回路動作を説明する回路図である。

【図 12】S B モードにおける D C / D C 変換（昇圧動作）を説明する回路図である。

【図 13】S B 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。

10

【図 14】S B 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 15】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 16】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。

【図 17】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 18】本発明の実施の形態 1 に従う電源システムにおける電力変換器での動作モード選択のための制御構成を示す機能ブロック図である。

【図 19】動作モード選択部の機能を説明するための第 1 の機能ブロック図である。

【図 20】図 19 の構成によって推定されるコンバータ損失の動作モード間での比較を説明する概念図である。

20

【図 21】図 19 の構成によって推定されるシステム全体損失の動作モード間での比較を説明する概念図である。

【図 22】図 18 に示した動作モード修正部の動作例を説明するための波形図である。

【図 23】各電圧範囲における動作モード修正部による動作モード選択の修正を示す図表である。

【図 24】動作モード修正部による動作モード選択の修正の第 1 の例を説明するための概念図である。

【図 25】動作モード修正部による動作モード選択の修正の第 2 の例を説明するための概念図である。

30

【図 26】本実施の形態 1 の変形例に従う電力変換器制御によるキャリア位相制御適用時における P B モードの制御動作例を示す波形図である。

【図 27】P B モードにおけるキャリア位相制御による電流位相を説明する波形図である。

【図 28】図 27 の所定期間における電流経路を説明する回路図である。

【図 29】図 27 に示した電流位相でのスイッチング素子の電流波形図である。

【図 30】キャリア波間の位相差 = 0 のときの電流位相を示す波形図である。

【図 31】図 30 に示した電流位相でのスイッチング素子の電流波形図である。

【図 32】直流電源の各動作状態における P B モードでのキャリア位相制御を説明するための図表である。

40

【図 33】S B モードにおける 2 個の直流電源の状態を説明する図である。

【図 34】キャリア位相制御を適用したときの S B モードにおける制御パルス信号を示す波形図である。

【図 35】S B モードでの制御信号の設定を説明するための図表である。

【図 36】本実施の形態 1 の変形例に従う電力変換器制御における P B モードおよび S B モードの動作例を示す波形図である。

【図 37】本実施の形態 2 に従う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 38】本実施の形態 2 に従う電力変換器制御を説明するための第 1 のブロック図である。

50

【図 3 9】本実施の形態 2 に従う電力変換器制御を説明するための第 2 のブロック図である。

【図 4 0】実施の形態 2 に従う電力変換器制御による P B モードでの電源システム内のパワーフローを説明するための概念図である。

【図 4 1】昇圧モードに属する各動作モードにおける制御信号および制御データの設定を説明する図表である。

【図 4 2】実施の形態 2 に従う電力変換器制御による a B モードでの電源システム内のパワーフローを説明するための概念図である。

【図 4 3】実施の形態 2 に従う電力変換器制御による b B モードでの電源システム内のパワーフローを説明するための概念図である。

10

【図 4 4】実施の形態 2 に従う電力変換器制御による S B モードでの電源システム内のパワーフローを説明するための概念図である。

【図 4 5】本発明の実施の形態 3 に従う電力変換器を含む電源システムの構成例を示す回路図である。

【図 4 6】図 4 5 に示した電力変換器が有する複数の動作モードおよび各動作モードでの制御信号および制御データの設定を説明する図表である。

【図 4 7】実施の形態 3 に従う電源システムにおける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。

【図 4 8】実施の形態 3 に従う電源システムにおける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。

20

【図 4 9】実施の形態 3 に従う電源システムにおける各電圧範囲での動作モード修正部による動作モード選択の修正を示す図表である。

【図 5 0】動作モード選択部の機能を説明するための第 2 の機能ブロック図である。

【図 5 1】動作モード選択の修正を終了する際の制御処理を説明するフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0027】

以下に本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。なお、以下では、図中の同一または相当部分には同一符号を付して、その説明は原則的に繰返さないものとする。

30

【0028】

[実施の形態 1]

(電力変換器の回路構成)

図 1 は、本発明の実施の形態 1 に従う電力変換器を含む電源システムの構成を示す回路図である。

【0029】

図 1 を参照して、電源システム 5 は、複数の直流電源 10 a および 10 b と、負荷 30 と、電力変換器 50 とを備える。

【0030】

本実施の形態において、直流電源 10 a および 10 b の各々は、リチウムイオン二次電池やニッケル水素電池のような二次電池、あるいは、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。直流電源 10 a および直流電源 10 b は、「第 1 の直流電源」および「第 2 の直流電源」にそれぞれ対応する。

40

【0031】

直流電源 10 a および 10 b 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 / または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。

【0032】

電力変換器 50 は、直流電源 10 a および 10 b と、電力線 20 との間に接続される。

50

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 V_H とも称する）を電圧指令値 V_H^* に従って制御する。すなわち、電力線 20 は、直流電源 10a および 10b に対して共通に設けられる。

【0033】

負荷 30 は、電力変換器 50 の出力電圧 V_H を受けて動作する。電圧指令値 V_H^* は、負荷 30 の動作に適した電圧に設定される。電圧指令値 V_H^* は、負荷 30 の動作状態に応じて可変に設定されてもよい。さらに、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。

【0034】

電力変換器 50 は、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ と、リアクトル L_1, L_2 とを含む。本実施の形態において、スイッチング素子としては、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)、電力用 MOS (Metal Oxide Semiconductor) トランジスタあるいは電力用バイポーラトランジスタ等を用いることができる。スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ に対しては、逆並列ダイオード $D_1 \sim D_4$ が配置されている。また、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ は、制御信号 $SG_1 \sim SG_4$ 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 $S_1 \sim S_4$ は、制御信号 $SG_1 \sim SG_4$ がハイレベル（以下、Hレベル）のときにオンする一方で、ローレベル（以下、Lレベル）のときにオフする。

【0035】

スイッチング素子 S_1 は、電力線 20 およびノード N_1 の間に電氣的に接続される。リアクトル L_2 は、ノード N_1 と直流電源 10b の正極端子との間に接続される。スイッチング素子 S_2 はノード N_1 および N_2 の間に電氣的に接続される。リアクトル L_1 はノード N_2 と直流電源 10a の正極端子との間に接続される。

【0036】

スイッチング素子 S_3 は、ノード N_2 および N_3 の間に電氣的に接続される。ノード N_3 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 S_4 は、ノード N_3 および接地配線 21 の間に電氣的に接続される。接地配線 21 は、負荷 30 および、直流電源 10a の負極端子と電氣的に接続される。

【0037】

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 S_1, S_2 を上アーム素子とする一方で、スイッチング素子 S_3, S_4 を下アーム素子とする電流双方向の第 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。

【0038】

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。

【0039】

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。なお、図 1 では図示を省略しているが、直流電源 10a の電圧（以下、 V_a と表記する）および電流（以下、 I_a と表記する）、直流電源 10b の電圧（以下、 V_b と表記する）および電流（以下、 I_b と表記する）、ならびに、出力電圧 V_H の検出器（電圧センサ、電流センサ）が設けられている。さらに、直流電源 10a および 10b の温度（以下、 T_a および T_b と表記する）の検出器（温度センサ）についても配置することが好ましい。これらの検出器の出力は、制御装置 40 へ与えられる。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 0 】

図 1 の構成において、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 は、「第 1 のスイッチング素子」~「第 4 のスイッチング素子」にそれぞれ対応し、リアクトル L 1 および L 2 は、「第 1 のリアクトル」および「第 2 のリアクトル」にそれぞれ対応する。

【 0 0 4 1 】

図 2 は、負荷 3 0 の構成例を示す概略図である。

図 2 を参照して、負荷 3 0 は、たと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 3 0 は、平滑コンデンサ C H と、インバータ 3 2 と、モータジェネレータ 3 5 と、動力伝達ギヤ 3 6 と、駆動輪 3 7 とを含む。

【 0 0 4 2 】

モータジェネレータ 3 5 は、車両駆動力を発生するための走行用電動機であり、たとえば、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 3 5 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 3 6 を経由して、駆動輪 3 7 へ伝達される。駆動輪 3 7 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 3 5 は、電動車両の回生制動時には、駆動輪 3 7 の回転力によって発電する。この発電電力は、インバータ 3 2 によって A C / D C 変換される。この直流電力は、電源システム 5 に含まれる直流電源 1 0 a , 1 0 b の充電電力として用いることができる。

【 0 0 4 3 】

モータジェネレータの他にエンジン（図示せず）が搭載されたハイブリッド自動車では、このエンジンおよびモータジェネレータ 3 5 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。この際には、エンジンの回転による発電電力を用いて直流電源 1 0 a , 1 0 b を充電することも可能である。

【 0 0 4 4 】

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車との両方を含むものである。

【 0 0 4 5 】

（電力変換器の動作モード）

電力変換器 5 0 は、直流電源 1 0 a , 1 0 b と電力線 2 0 との間での直流電力変換の態様が異なる複数の動作モードを有する。

【 0 0 4 6 】

図 3 には、電力変換器 5 0 が有する複数の動作モードが示される。

図 3 を参照して、動作モードは、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 の周期的なオンオフ制御に伴って直流電源 1 0 a および / または 1 0 b 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 S 1 ~ S 4 のオンオフを固定して直流電源 1 0 a および / または 1 0 b を電力線 2 0 と電氣的に接続する「直結モード（D）」とに大別される。

【 0 0 4 7 】

昇圧モードには、直流電源 1 0 a および 1 0 b と電力線 2 0 との間で並列な D C / D C 変換を行なう「パラレル昇圧モード（以下、P B モード）」と、直列接続された直流電源 1 0 a および 1 0 b と電力線 2 0 との間で D C / D C 変換を行なう「シリーズ昇圧モード（以下、S B モード）」とが含まれる。P B モードは、特許文献 3 での「パラレル接続モード」に対応し、S B モードは、特許文献 3 での「シリーズ接続モード」に対応する。

【 0 0 4 8 】

さらに、昇圧モードには、直流電源 1 0 a のみを用いて電力線 2 0 との間で D C / D C 変換を行なう「直流電源 1 0 a による単独モード（以下、a B モード）」と、直流電源 1 0 b のみを用いて電力線 2 0 との間で D C / D C 変換を行なう「直流電源 1 0 b による単独モード（以下、b B モード）」とが含まれる。a B モードでは、直流電源 1 0 b は、出力電圧 V H が直流電源 1 0 b の電圧 V b よりも高く制御されている限りにおいて、電力線 2 0 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、b B モードでは、直流電源 1 0 a は、出力電圧 V H が直流電源 1 0 a の電圧 V a よりも高く制御されてい

10

20

30

40

50

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。

【0049】

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 V_H は、電圧指令値 V_H^* 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 $S_1 \sim S_4$ の制御については後述する。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「並列直結モード（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）」が含まれる。

【0050】

PDモードでは、スイッチング素子 S_1 , S_2 , S_4 をオンに固定する一方で、スイッチング素子 S_3 がオフに固定される。これにより、出力電圧 V_H は、直流電源 10a , 10b の出力電圧 V_a , V_b (厳密には V_a , V_b のうちの高い方の電圧) と同等となる。 V_a , V_b 間の電圧差は直流電源 10a , 10b 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。

【0051】

SDモードでは、スイッチング素子 S_2 , S_4 がオフに固定される一方で、スイッチング素子 S_1 , S_3 がオンに固定される。これにより、出力電圧 V_H は、直流電源 10a , 10b の出力電圧 V_a , V_b の和と同等となる ($V_H = V_a + V_b$)。

【0052】

さらに、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）」が含まれる。

【0053】

aD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 と同等となる ($V_H = V_a$)。aD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aD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。このため、aDモードの適用には、 $V_a > V_b$ が必要条件となる。

【0054】

同様に、bD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 と同等となる ($V_H = V_b$)。bD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を維持されて不使用とされる。なお、 $V_a > V_b$ の状態でbD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 に短絡電流が生じる。このため、bDモードの適用には、 $V_b > V_a$ が必要条件となる。

【0055】

直結モードに含まれる、PDモード、SDモード、aDモードおよびbD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。このため、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により、負荷 30 での電力損失が増加する可能性がある。

【0056】

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 の電力損失増加量よりも電力変換器 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 5 全体での電力損失が抑制できる可能性

10

20

30

40

50

がある。

【 0 0 5 7 】

図 3 において、P B モードは「第 1 のモード」に対応し、S B モードは「第 2 のモード」に対応し、P D モードは「第 3 のモード」に対応する。また、a B モードおよび b B モードは「第 4 のモード」に対応し、a D モードおよび b D モードは「第 5 のモード」に対応し、S D モードは「第 6 のモード」に対応する。

【 0 0 5 8 】

図 4 は、直流電源 1 0 a , 1 0 b を異なる種類の電源で構成した場合における両直流電源の特性の一例を示す概念図である。図 4 には、横軸にエネルギー、縦軸に電力をプロットした、いわゆるラゴンプロットが示される。一般的に、直流電源の出力パワーおよび蓄積エネルギーはトレードオフの関係にあるため、高容量型のバッテリーでは高出力を得ることが難しく、高出力型のバッテリーでは蓄積エネルギーを高めることが難しい。

10

【 0 0 5 9 】

したがって、直流電源 1 0 a , 1 0 b は、一方が、蓄積エネルギーが高い、いわゆる高容量型の電源で構成されるのに対して、他方が、出力パワーが高い、いわゆる高出力型の電源で構成されることが好ましい。このようにすると、高容量型の電源に蓄積されたエネルギーを平準的に長期間使用する一方で、高出力型の電源をバッファとして使用して、高容量型の電源による不足分を出力することができる。

【 0 0 6 0 】

図 4 の例では、直流電源 1 0 a が高容量型の電源で構成される一方で、直流電源 1 0 b は高出力型の電源で構成される。したがって、直流電源 1 0 a の動作領域 1 1 0 は、直流電源 1 0 b の動作領域 1 2 0 と比較して、出力可能な電力範囲が狭い。一方で、動作領域 1 2 0 は、動作領域 1 1 0 と比較して、蓄積可能なエネルギー範囲が狭い。

20

【 0 0 6 1 】

負荷 3 0 の動作点 1 0 1 では、高パワーが短時間要求される。たとえば、電動車両では、動作点 1 0 1 は、ユーザのアクセル操作による急加速時に対応する。これに対して、負荷 3 0 の動作点 1 0 2 では、比較的低パワーが長時間要求される。たとえば、電動車両では、動作点 1 0 2 は、継続的な高速定常走行に対応する。

【 0 0 6 2 】

動作点 1 0 1 に対しては、主に、高出力型の直流電源 1 0 b からの出力によって対応することができる。一方で、動作点 1 0 2 に対しては、主に、高容量型の直流電源 1 0 a からの出力によって対応することができる。これにより、電動車両では、高容量型のバッテリーに蓄積されたエネルギーを長時間に亘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。

30

【 0 0 6 3 】

また、直流電源がバッテリーによって構成される場合には、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 5 では、直流電源 1 0 a , 1 0 b の動作状態（特に温度）に応じて、あるいは、上述したような負荷 3 0 の要求に応じて、いずれか一方の直流電源のみを使用した方が、効率的であるケースが存在する。上述したような、直流電源 1 0 a , 1 0 b の一方のみを使用するモード（a B モード, b B モード, a D モード, b D モード）を設けることによって、これらのケースに対応することができる。

40

【 0 0 6 4 】

すなわち、本実施の形態 1 に従う電力変換器 5 0 では、直流電源 1 0 a , 1 0 b および / または負荷 3 0 の動作状態に応じて、図 3 に示した、複数の動作モードのうちのいずれかの動作モードが選択される。動作モードを選択するための処理の詳細については、後程説明する。

【 0 0 6 5 】

50

(各動作モードでの回路動作)

次に、各動作モードにおける電力変換器 50 の回路動作を説明する。まず、直流電源 10 a および 10 b と電力線 20 との間で並列な DC / DC 変換を行なう PB モードでの回路動作について、図 5 ~ 図 8 を用いて説明する。

【0066】

(PB モードにおける回路動作)

図 5 および図 6 に示されるように、スイッチング素子 S 4 または S 2 をオンすることによって、直流電源 10 a および 10 b を電力線 20 に対して並列に接続することができる。ここで、並列接続モードでは、直流電源 10 a の電圧 V_a と直流電源 10 b の電圧 V_b との高低に応じて等価回路が異なってくる。

10

【0067】

図 5 (a) に示されるように、 $V_b > V_a$ のときは、スイッチング素子 S 4 をオンすることにより、スイッチング素子 S 2, S 3 を介して、直流電源 10 a および 10 b が並列に接続される。このときの等価回路が図 5 (b) に示される。

【0068】

図 5 (b) を参照して、直流電源 10 a および電力線 20 の間では、スイッチング素子 S 3 のオンオフ制御によって、下アーム素子のオン期間およびオフ期間を交互に形成できる。同様に、直流電源 10 b および電力線 20 の間では、スイッチング素子 S 2, S 3 を共通にオンオフ制御することによって、昇圧チョッパ回路の下アーム素子のオン期間およびオフ期間を交互に形成できる。なお、スイッチング素子 S 1 は、負荷 30 からの回生を制御するスイッチとして動作する。

20

【0069】

一方、図 6 (a) に示されるように、 $V_a > V_b$ のときには、スイッチング素子 S 2 をオンすることにより、スイッチング素子 S 3, S 4 を介して、直流電源 10 a および 10 b が並列に接続される。このときの等価回路が図 6 (b) に示される。

【0070】

図 6 (b) を参照して、直流電源 10 b および電力線 20 の間では、スイッチング素子 S 3 のオンオフ制御によって、下アーム素子のオン期間およびオフ期間を交互に形成できる。同様に、直流電源 10 a および電力線 20 の間では、スイッチング素子 S 3, S 4 を共通にオンオフ制御することによって、昇圧チョッパ回路の下アーム素子のオン期間およびオフ期間を交互に形成できる。なお、スイッチング素子 S 1 は、負荷 30 からの回生を制御するスイッチとして動作する。

30

【0071】

次に、図 7 および図 8 を用いて、電力変換器 50 の PB モードにおける昇圧動作について詳細に説明する。

【0072】

図 7 には、PB 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) が示される。

【0073】

図 7 (a) を参照して、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 350 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をオンした状態が形成される。

40

【0074】

これに対して、図 7 (b) を参照して、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 10 a のエネルギーとともに出力するための電流経路 351 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。

【0075】

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

50

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返すことにより、図 7 (a) の電流経路 3 5 0 および図 7 (b) の電流経路 3 5 1 が交互に形成される。

【 0 0 7 6 】

この結果、スイッチング素子 S 1 , S 2 のペアを等価的に上アーム素子とし、スイッチング素子 S 3 , S 4 のペアを等価的に下アーム素子とする昇圧チョッパ回路が、直流電源 1 0 a に対して構成される。図 7 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 および 1 0 b は互いに非干渉である。すなわち、直流電源 1 0 a および 1 0 b に対する電力の入出力を独立に制御することが可能である。

10

【 0 0 7 7 】

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。

【 0 0 7 8 】

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

図 8 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。

【 0 0 7 9 】

20

図 8 (a) を参照して、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 3 6 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をオンした状態が形成される。

【 0 0 8 0 】

これに対して、図 8 (b) を参照して、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 3 6 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をオンした状態が形成される。

【 0 0 8 1 】

30

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 の期間とを交互に繰返すことにより、図 8 (a) の電流経路 3 6 0 および図 8 (b) の電流経路 3 6 1 が交互に形成される。

【 0 0 8 2 】

この結果、スイッチング素子 S 1 , S 4 のペアを等価的に上アーム素子とし、スイッチング素子 S 2 , S 3 のペアを等価的に下アーム素子とする昇圧チョッパ回路が、直流電源 1 0 b に対して構成される。図 8 に示される D C / D C 変換動作では、直流電源 1 0 a を含む電流経路がないため、直流電源 1 0 a および 1 0 b は互いに非干渉である。すなわち、直流電源 1 0 a および 1 0 b に対する電力の入出力を独立に制御することが可能である。

40

【 0 0 8 3 】

このような D C / D C 変換において、直流電源 1 0 b の電圧 V b と、電力線 2 0 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 のペアがオンされる期間のデューティ比を D b とする。

【 0 0 8 4 】

$$V H = 1 / (1 - D b) \cdot V b \quad \dots (2)$$

また、図 7 および図 8 から理解されるように、P B モードでは、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 に、直流電源 1 0 a と電力線 2 0 との間の D C / D C 変換による電流と、直流電源

50

10 bおよび電力線20の間でのDC/DC変換による電流との両方が流れる。

【0085】

したがって、両者の電力変換によって流れる電流が、各スイッチング素子において逆方向である場合、たとえば、図7(a)における電流経路350と、図8(a)における電流経路360とが同時に形成されている場合には、両電流経路の電流が打ち消し合うため、スイッチング素子S3の通過電流は小さくなる。このような現象により、PBモードでは、スイッチング素子S1～S4における損失は、単独の直流電源を用いてDC/DC変換を実行するaBモードまたはbBモードと比較して小さくできる場合がある。なお、PBモードにおけるスイッチング素子S1～S4の損失を最小とするための技術については、後ほど変形例として詳細に説明する。

10

【0086】

図9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9には、直流電源10aのPWM制御に用いられるキャリア波Cwaと、直流電源10bのPWM制御に用いられるキャリア波Cwb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。

【0087】

図9を参照して、たとえば、PBモードでは、特許文献3に記載されるように、直流電源10aおよび10bの一方の出力を、出力電圧VHの電圧偏差 $VH(VH = VH^* - VH)$ を補償するように制御(電圧制御)するとともに、直流電源10aおよび10bの他方の出力を、電流Ia、Ibの電流偏差を補償するように制御(電流制御)することが

20

【0088】

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

【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。同様に、直流電源10bの出力を制御するためのデューティ比Dbと、キャリア波Cwbとの比較に基づいて制御パルス信号SDbが生成される。制御パルス信号/SDa、/SDbは、制御パルス信号SDa、SDbの反転信号である。

30

【0090】

図10に示されるように、制御信号SG1～SG4は、制御パルス信号SDa(/SDa)およびSDb(/SDb)の論理演算に基づいて設定される。

【0091】

スイッチング素子S1は、図7および図8の昇圧チョッパ回路の各々で上アーム素子を形成する。したがって、スイッチング素子S1のオンオフを制御する制御信号SG1は、制御パルス信号/SDaおよび/SDbの論理和によって生成される。この結果、スイッチング素子S1は、図7の昇圧チョッパ回路(直流電源10a)の上アーム素子および、図8の昇圧チョッパ回路(直流電源10b)の上アーム素子の両方の機能を実現するように、オンオフ制御される。

40

【0092】

スイッチング素子S2は、図7の昇圧チョッパ回路では上アーム素子を形成し、図8の昇圧チョッパ回路では下アーム素子を形成する。したがって、スイッチング素子S2のオンオフを制御する制御信号SG2は、制御パルス信号/SDaおよびSDbの論理和によって生成される。これにより、スイッチング素子S2は、図7の昇圧チョッパ回路(直流電源10a)の上アーム素子および、図8の昇圧チョッパ回路(直流電源10b)の下アーム素子の両方の機能を実現するように、オンオフ制御される。

50

【0093】

同様にして、スイッチング素子 S_3 の制御信号 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。これにより、スイッチング素子 S_3 は、図7の昇圧チョッパ回路（直流電源10a）の下アーム素子および、図8の昇圧チョッパ回路（直流電源10b）の下アーム素子の両方の機能を実現するように、オンオフ制御される。

【0094】

また、スイッチング素子 S_4 の制御信号 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。これにより、スイッチング素子 S_4 は、図7の昇圧チョッパ回路（直流電源10a）の下アーム素子および、図8の昇圧チョッパ回路（直流電源10b）の上アーム素子の両方の機能を実現するように、オンオフ制御される。

10

【0095】

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 は相補的にオンオフされる。これにより、図5に示した $V_b > V_a$ のときの動作と、図6に示した $V_a > V_b$ の動作とが、自然に切替えられる。さらに、スイッチング素子 S_1 、 S_3 が相補にオンオフされることにより、直流電源10a、10bについて、デューティ比 D_a 、 D_b に従った直流電力変換が実行できる。

【0096】

再び図9を参照して、制御信号 $SG_1 \sim SG_4$ は、図10に示された論理演算式に従って、制御パルス信号 SD_a （ SD_a ）および SD_b （ SD_b ）に基づいて生成される。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り、リアクトル L_1 を流れる電流 $I(L_1)$ およびリアクトル L_2 を流れる電流 $I(L_2)$ が制御される。電流 $I(L_1)$ は直流電源10aの電流 I_a に相当し、電流 $I(L_2)$ は直流電源10bの電流 I_b に相当する。

20

【0097】

このように、PBモードでは、直流電源10a、10bと電力線20との間で並列に直流電力を入出力するDC/DC変換を実行した上で、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。さらに、電流制御の対象と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。

【0098】

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による不足分が、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となる。この結果、PB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 P_H （ $P_H = P_a + P_b$ ）のうちの、直流電源10aおよび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って、他方の直流電源を充電する動作も可能である。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10a、10b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10a、10b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。

30

40

【0099】

（aBモードおよびbBモードにおける回路動作）

直流電源10a、10bの一方のみを用いる昇圧モード（aBモード、bBモード）における回路動作は、図7および図8における回路動作と共通する。

【0100】

aBモードにおいては、図7（a）、（b）に示すスイッチング動作によって、直流電源10bを不使用とする一方で、直流電源10aおよび電力線20（負荷30）の間で双方向のDC/DC変換が実行される。したがって、aBモードでは、直流電源10aの出力を制御するためのデューティ比 D_a に基づく制御パルス信号 SD_a に従って、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ が制御される。

50

【0101】

具体的には、図7(a), (b)に示した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およびS4は、制御パルス信号SDaに従って共通にオンオフ制御される。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S1およびS2は、制御パルス信号/SDaに従って共通にオンオフ制御される。

【0102】

同様に、bBモードにおいては、図8(a), (b)に示すスイッチング動作によって、直流電源10aを不使用とする一方で、直流電源10bおよび電力線20(負荷30)の間で双方向のDC/DC変換が実行される。したがって、bBモードでは、直流電源10bの出力を制御するためのデューティ比Dbに基づく制御パルス信号SDbに従って、

10

【0103】

具体的には、図8(a), (b)に示した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S2およびS3は、制御パルス信号SDbに従って共通にオンオフ制御される。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S1およびS4は、制御パルス信号/SDbに従って共通にオンオフ制御される

(直結モードにおける回路動作)

直結モードでは、図3に従ってスイッチング素子S1~S4のオンオフを固定することによって、PDモード、SDモード、aDモードおよびbDモードのいずれかが実現されることが理解される。

20

【0104】

(SBモードにおける回路動作)

次に、SBモードでの回路動作を、図11および図12を用いて説明する。

【0105】

図11(a)に示されるように、スイッチング素子S3をオン固定することによって、直流電源10aおよび10bを電力線20に対して直列に接続することができる。このときの等価回路が図11(b)に示される。

【0106】

図11(b)を参照して、SBモードでは、直列接続された直流電源10aおよび10bと電力線20の間では、スイッチング素子S2, S4を共通にオンオフ制御することによって、昇圧チョッパ回路の下アーム素子のオン期間およびオフ期間を交互に形成できる。なお、スイッチング素子S1は、スイッチング素子S2, S4のオフ期間にオンされることによって、負荷30からの回生を制御するスイッチとして動作する。また、オン固定されたスイッチング素子S3により、リアクトルL1をスイッチング素子S4と接続する配線15が等価的に形成される。

30

【0107】

次に、図12を用いて、SBモードにおけるDC/DC変換(昇圧動作)を説明する。

図12(a)を参照して、直流電源10aおよび10bを直列接続するためにスイッチング素子S3がオン固定される一方で、スイッチング素子S2, S4のペアがオンし、スイッチング素子S1がオフされる。これにより、リアクトルL1, L2にエネルギーを蓄積するための電流経路370, 371が形成される。この結果、直列接続された直流電源10a, 10b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が形成される。

40

【0108】

これに対して、図12(b)を参照して、スイッチング素子S3をオン固定したままで、図12(a)とは反対に、スイッチング素子S2, S4のペアがオフし、スイッチング素子S1がオンされる。これにより、電流経路372が形成される。電流経路372により、直列接続された直流電源10a, 10bからのエネルギーと、リアクトルL1, L2に蓄積されたエネルギーとの和が電力線20へ出力される。この結果、直列接続された直流電源10a, 10b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が形成される。

50

【 0 1 0 9 】

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 がオフされている第 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返すことにより、図 1 2 (a) の電流経路 3 7 0 , 3 7 1 および図 1 2 (b) の電流経路 3 7 2 が交互に形成される。

【 0 1 1 0 】

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。

10

【 0 1 1 1 】

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

ただし、V a および V b が異なるときや、リアクトル L 1 , L 2 のインダクタンスが異なるときには、図 1 2 (a) の動作終了時におけるリアクトル L 1 , L 2 の電流値がそれぞれ異なる。したがって、図 1 2 (b) の動作への移行直後には、リアクトル L 1 の電流の方が大きいときには電流経路 3 7 3 を介して差分の電流が流れる。一方、リアクトル L 2 の電流の方が大きいときには電流経路 3 7 4 を介して、差分の電流が流れる。

【 0 1 1 2 】

図 1 3 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。

20

【 0 1 1 3 】

S B モードでは、特許文献 3 に記載されるように、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 1 0 に示された昇圧チョッパ回路によって実行される。

【 0 1 1 4 】

図 1 4 に示されるように、制御信号 S G 1 ~ S G 4 は、制御パルス信号 S D c (/ S D c) の論理演算に基づいて設定することができる。

30

【 0 1 1 5 】

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。この結果、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相補的に設けられる。

【 0 1 1 6 】

S B モードでは、直流電源 1 0 a および 1 0 b が直列接続された状態で、電力線 2 0 (負荷 3 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 1 0 a , 1 0 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。

40

【 0 1 1 7 】

$$P a : P b = V a : V b \quad \dots (4)$$

なお、直流電源 1 0 a , 1 0 b からの出力電力の和 (P a + P b) によって負荷 3 0 へ入出力される供給されることは、P B モードと同様である。

【 0 1 1 8 】

(制御モードの選択処理)

50

次に本実施の形態 1 に従う電力変換器制御における制御モードの選択処理について詳細に説明する。

【 0 1 1 9 】

図 1 5 には、図 3 に示した各動作モードにおける直流電源 1 0 a , 1 0 b 間での電力分配比 (k) の制御可否、および、出力電圧 V H の設定可能範囲が示される。

【 0 1 2 0 】

図 1 5 を参照して、P B 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 1 0 a , 1 0 b 間の電力分配比 k を制御することができる。なお、電力分配比 k は、総電力 P H ($P H = P a + P b$) に対する直流電源 1 0 a の出力電力 P a の比で定義される ($k = P a / P H$) 。すなわち、P B 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、P B モードでは、出力電圧 V H は、電圧 V a および V b の最大値である $\max (V a , V b)$ から、出力電圧 V H の制御上限値である上限電圧 V H m a x までの範囲内で制御することができる ($\max (V a , V b) \leq V H \leq V H m a x$) 。なお、 $\max (V a , V b)$ について、 $V a > V b$ のときは $\max (V a , V b) = V a$ であり、 $V b > V a$ のときは $\max (V a , V b) = V b$ である。また、上限電圧 V H m a x は、部品の耐圧等を考慮して定められる上限値である。

10

【 0 1 2 1 】

S B モードでは、電力分配比 k は、(4) 式に示したように、電圧 V a , V b によって自動的に決まるため、各直流電源 1 0 a , 1 0 b の出力電力 P a , P b を独立に制御することはできない。また、出力電圧 V H は ($V a + V b$) よりも低く設定することができない。S B モードでは、出力電圧 V H は、($V a + V b$) から上限電圧 V H m a x までの範囲内で制御することができる ($V a + V b < V H \leq V H m a x$) 。

20

【 0 1 2 2 】

a B モードでは、直流電源 1 0 a のみが使用されるので電力分配比 $k = 1 . 0$ に固定される。そして、式 (1) のデューティ比 D a に基づいて図 8 に示した昇圧チョッパ回路を制御することにより、出力電圧 V H は、 $\max (V a , V b)$ から上限電圧 V H m a x までの範囲内で制御することができる ($\max (V a , V b) < V H \leq V H m a x$) 。

【 0 1 2 3 】

b B モードでは、直流電源 1 0 b のみが使用されるため、電力分配比 $k = 0$ に固定される。そして、式 (2) のデューティ比 D b に基づいて図 8 に示した昇圧チョッパ回路を制御することにより、出力電圧 V H は、 $\max (V a , V b)$ から V H m a x の範囲内で制御することができる ($\max (V a , V b) < V H \leq V H m a x$) 。

30

【 0 1 2 4 】

P D モードでは、直流電源 1 0 a および 1 0 b が並列に電力線 2 0 に対して接続される。このため、電力分配比 k は、直流電源 1 0 a および 1 0 b の内部抵抗に依存して一意に決まるので、各直流電源 1 0 a , 1 0 b の出力電力 P a , P b を独立に制御することはできない。具体的には、直流電源 1 0 a の内部抵抗値 R a および直流電源 1 0 b の内部抵抗値 R b を用いると、 $k = R b / (R a + R b)$ となる。また、 $V H = V a$ ($V H = V b$) に固定されるため、電圧指令値 V H * に応じて出力電圧 V H を制御することはできない。なお、上述のように、P D モードは、電圧 V a および V b の電圧差が小さいときに限定して適用することができる。

40

【 0 1 2 5 】

S D モードでは、直流電源 1 0 a および 1 0 b が直列に電力線 2 0 に対して電氣的に接続される。このため、出力電圧 $V H = V a + V b$ に固定される。すなわち、電圧指令値 V H * に応じて出力電圧 V H を制御することはできない。また、電力分配比 k は、S B モードと同様に、電圧 V a および V b に従って自動的に決まるため、任意には制御できない。

【 0 1 2 6 】

a D モードの適用時には、上述のように $V a > V b$ が条件であるため、直流電源 1 0 b が電力線 2 0 から切り離される一方で、直流電源 1 0 a が電力線 2 0 に対して接続される

50

。このため、出力電圧 $V_H = V_a$ に固定される。また、電力供給は直流電源 10a からのみ実行されるので、電力分配比 $k = 1.0$ に固定される。

【0127】

同様に、bDモードの適用時には、上述のように $V_b > V_a$ が条件であるため、直流電源 10a が電力線 20 から切り離される一方で、直流電源 10b が電力線 20 に対して接続される。このため、出力電圧 $V_H = V_b$ に固定される。また、電力供給は直流電源 10b からのみ実行されるので、電力分配比 $k = 0$ に固定される。

【0128】

図 15 から理解されるように、各動作モードにおいて、電力変換器 50 が出力可能な出力電圧 V_H の範囲が異なる。また、PBモードでは直流電源 10a, 10b の間での電力配分が制御可能である一方で、その他のSBモード、SDモード、aBモード、bBモード、aDモード、bDモードおよびPDモードでは、直流電源 10a, 10b の間での電力配分が任意には制御できない。

【0129】

ここで、負荷 30 へ供給される出力電圧 V_H は、負荷 30 の動作状態に応じて、一定電圧以上に設定することが必要となる。図 2 に例示するように、負荷 30 が、モータジェネレータ 35 を含んで構成される場合には、インバータ 32 の直流リンク側電圧に相当する出力電圧 V_H が、モータジェネレータ 35 のコイル巻線（図示せず）に生じる誘起電圧以上であることが必要である。

【0130】

さらに、モータジェネレータ 35 のトルク制御において、同一トルクを出力する際の電流位相は、インバータ 32 の直流リンク電圧（出力電圧 V_H ）によって変化する。また、モータジェネレータ 35 での電流振幅に対する出力トルクの比、すなわち、モータ効率は、電流位相に応じて変化する。したがって、モータジェネレータ 35 のトルク指令値が設定されると、当該トルク指令値に対応させて、モータジェネレータ 35 での効率が最大、すなわち、モータジェネレータ 35 での電力損失が最小となる最適な電流位相、および、この最適な電流位相を実現するための出力電圧 V_H を定めることができる。

【0131】

これらの要素を考慮して、負荷 30 の動作状態（たとえば、トルクおよび回転数）に応じて、出力電圧 V_H に関する負荷要求電圧 V_{Hrq} が設定される。上述のように、モータジェネレータ 35 の誘起電圧を考慮すると、負荷 30 の制御のためには、少なくとも $V_H \geq V_{Hrq}$ の範囲とすることが必要である。さらに、 $V_H = V_{Hrq}$ とすれば、負荷 30 での損失を抑制することができる。なお、負荷 30 の動作状態としては、モータジェネレータ 35 が搭載された電動車両の動作状態（車速、アクセル開度等）を用いて負荷要求電圧 V_{Hrq} を設定することも可能である。

【0132】

このため、負荷 30 の動作状態に応じて設定された負荷要求電圧 V_{Hrq} の範囲に依存して、 $V_H \geq V_{Hrq}$ を実現できる、すなわち、適用可能な動作モードが異なることが理解される。

【0133】

図 16 には、負荷要求電圧 V_{Hrq} の電圧範囲 $V_{R1} \sim V_{R3}$ の定義が示される。図 17 には、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が示される。

【0134】

図 16 を参照して、負荷要求電圧 V_{Hrq} は、電圧範囲 V_{R1} ($V_{Hrq} \leq \max(V_a, V_b)$)、 V_{R2} ($\max(V_a, V_b) < V_{Hrq} \leq V_a + V_b$) および V_{R3} ($V_a + V_b < V_{Hrq} \leq V_{Hmax}$) のいずれかに設定される。

【0135】

図 17 を参照して、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 V_{R1} 内であるときには、出力電圧 V_H を負荷要求電圧 V_{Hrq} と一致させることができない。したがって、電圧範囲 V

10

20

30

40

50

R 1では、 V_H V_{Hrq} の範囲でなるべく V_H を V_{Hrq} に近付けるため、a Dモード、b DモードおよびP Dモードが、「適用可能な動作モード群」として選択される。

【0136】

なお、上述のように、電圧 V_a 、 V_b の関係に応じて、適用可能な動作モードも異なる。すなわち、 $V_a > V_b$ のときには、a Dモードのみが適用可能である一方で、b DモードおよびP Dモードを適用することができない。同様に、 $V_b > V_a$ のときには、b Dモードのみが適用可能である一方で、a DモードおよびP Dモードを適用することができない。これに対して、 V_a および V_b の電圧差が小さく、 $V_a = V_b$ とみなせる場合には、a Dモード、b DモードおよびP Dモードを適用することが可能である。

【0137】

昇圧モードに属するa Bモード、b BモードおよびP B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。一方で、S B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。

【0138】

電圧範囲V R 2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、a Bモード、b BモードおよびP B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} と一致させることが可能である。一方で、a Dモード、b DモードおよびP Dモードは、適用することができない。

【0139】

さらに、S Dモードは、 V_H V_{Hrq} の条件を満たすため、電圧範囲V R 2において適用可能である。S D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、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5全体の損失については、a Bモード、b BモードおよびP B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、S Dモードについても、電圧範囲V R 2での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、S B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S Dモードよりも大きくなるため、電圧範囲V R 2での適用可能な動作モード群から、S Bモードは除かれている。

【0140】

電圧範囲V R 3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、P Bモード、S Bモード、a Bモード、b BモードおよびP B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} と一致させることが可能である。一方で、各直結モード(a Dモード、b Dモード、P DモードおよびS Bモード)は、適用することができない。

【0141】

図18は、本発明の実施の形態1に従う電源システムにおける電力変換器50での動作モード選択のための制御構成を示す機能ブロック図である。

【0142】

なお、図18を始めとする以下の各機能ブロック図に記載された各ブロックの機能は、制御装置40による、所定のプログラム実行によるソフトウェア処理および/または専用電子回路の動作によるハードウェア処理によって実現されるものとする。

【0143】

図18を参照して、電力変換器50における動作モード選択を制御するための動作モード制御部150は、動作モード選択部160と、動作モード修正部170とを含む。

【0144】

動作モード選択部160は、負荷の30の動作状態に応じて求められた負荷要求電圧 V

10

20

30

40

50

H r q と、直流電源 1 0 a , 1 0 b の動作状態（電源状態）とに基づいて、電源システム 5 全体の損失を最小とするための動作モード（以下、「効率優先モード」）を選択して、当該選択結果に従うモード選択信号 M D 1 を生成する。すなわち、モード選択信号 M D 1 は、図 1 5 に示した 8 個のモードのうちのいずれを「効率優先モード」に選択したかを示す信号である。電源状態は、たとえば、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 P H および電力分配比 k から、直流電源 1 0 a , 1 0 b の出力電力 P a , P b を求めることができる。このように、効率優先モードは「第 1 の動作モード」に対応し、動作モード選択部 1 6 0 の機能は「選択手段」に対応する。

【 0 1 4 5 】

なお、総電力 P H は、電力線 2 0 の出力電圧 V H と電圧指令値 V H * との電圧差に応じて決まる昇 / 降圧のための電力に従って算出することができる。あるいは、さらに、負荷 3 0 によって消費される負荷電力 P L を加算して、総電力 P H を算出することも可能である。図 2 の構成例では、モータジェネレータ 3 5 の動作状態（回転数およびトルク）に基づいて負荷電力 P L を推定することができる。なお、負荷 3 0 の発電時（モータジェネレータ 3 5 の回生時）には $P L < 0$ と示される。

【 0 1 4 6 】

動作モード修正部 1 7 0 は、動作モード選択部 1 6 0 からのモード選択信号 M D 1 と、直流電源 1 0 a , 1 0 b の動作状態および制限値とに基づいて、最終的な動作モードの選択結果を示すモード選択指示信号 M D * を生成する。モード選択指示信号 M D * は、図 1 5 に示した 8 個のモードのうちのいずれを最終的な動作として選択したかを示す信号である。電力変換器 5 0 は、モード選択指示信号 M D * に従う動作モードを適用されて、直流電源 1 0 a および / または 1 0 b と、電力線 2 0 との間で D C / D C 変換を実行する。

【 0 1 4 7 】

直流電源 1 0 a , 1 0 b の制約値（電源制約値）は、直流電源 1 0 a の電力上限値 P a m a x および電力下限値 P a m i n と、直流電源 1 0 b の電力上限値 P b m a x および電力下限値 P b m i n と、直流電源 1 0 a , 1 0 b の S O C 上限値を示す S O C m a x および S O C 下限値を示す S O C m i n とを含む。以下では、S O C m a x および S O C m i n は、直流電源 1 0 a , 1 0 b に共通の値とするが、S O C 上下限値は直流電源毎に別個に定められてもよい。各電力上限値は、放電電力の上限値を示しており、0 または正に設定される。電力上限値 = 0 に設定されたときは、直流電源からの放電が禁止されることを意味する。同様に、各電力下限値は、充電電力の上限値を示しており、0 または負に設定される。電力下限値 = 0 に設定されたときは、直流電源の充電が禁止されることを意味する。

【 0 1 4 8 】

たとえば、直流電源 1 0 a の S O C (State of Charge) および / または温度 T a 等に基づいて、電力上限値 P a m a x および電力下限値 P a m i n が設定される。また、直流電源 1 0 b についても同様に電力上限値 P b m a x および電力下限値 P b m i n を設定することができる。

【 0 1 4 9 】

さらに、直流電源 1 0 a , 1 0 b 全体の電力上限値 P H m a x および電力下限値 P H m i n を設定することができる。たとえば、 $P H m a x = P a m a x + P b m a x$ 、 $P H m i n = P a m i n + P b m i n$ とすることができる。また、負荷電力 P L についても、 $P H m a x \sim P H m i n$ の範囲内に制限される必要がある。すなわち、負荷 3 0 が回生動作または力行動作を行なうための動作指令値は、負荷電力 P L が $P H m i n \leq P L \leq P H m a x$ となる範囲内に制限して生成される。たとえば、図 2 の構成例では、モータジェネレータ 3 5 による負荷電力 P L は、トルクおよび回転速度の積によって決まるため、必要に応じてトルク指令値が制限される。

【 0 1 5 0 】

動作モード修正部 1 7 0 は、直流電源 1 0 a , 1 0 b の少なくともいずれかにおいて、S O C および / または出力電力が電源制約値に達しているときには、モード選択信号 M D

10

20

30

40

50

1 による動作モード（効率優先モード）の選択を取り消して、直流電源 10a, 10b 間での電力分配を制御可能な動作モード（PBモード）を選択するように、モード選択指示信号 MD* を生成する。すなわち、MD* = MD1 とする。

【0151】

一方で、動作モード修正部 170 は、直流電源 10a, 10b の両方において、SOC および出力電力が電源制約値に達していないときには、モード選択信号 MD1 による動作モード（効率優先モード）の選択を維持してモード選択指示信号 MD* を生成する。すなわち、MD* = MD1 とする。このように、動作モード修正部 170 の機能は「修正手段」に対応し、動作モード修正部 170 によって効率優先モードに代えて選択された動作モードは「第2の動作モード」に対応する。

10

【0152】

次に、電圧範囲 VR1 ~ VR3 の各々における効率優先モードの選択について説明する。

【0153】

図19には、電圧範囲 VR2 における動作モード選択部 160 の機能を説明するための機能ブロック図が示される。

【0154】

図19を参照して、動作モード選択部 160 は、負荷損失推定部 161 と、コンバータ損失推定部 162 ~ 164, 166 と、負荷損失推定部 165 と、内部抵抗推定部 171a, 171b と、電源損失推定部 172 ~ 174, 176 と、損失比較部 168 とを含む。

20

【0155】

VHrq 設定部 190 は、負荷 30 の動作状態に応じて、負荷要求電圧 VHrq を設定する。図2の構成例のように、負荷 30 がモータジェネレータ 35 を含む場合には、モータジェネレータ 35 の回転数およびトルクに基づいて、負荷要求電圧 VHrq を決定することができる。上述のように、電源システム 5 では、出力電圧 VH は負荷要求電圧 VHrq 以上に制御される必要がある。VHrq 設定部 190 は「設定手段」に対応する。

【0156】

図17に示したように、電圧範囲 VR2 では、aBモード、bBモード、PBモードおよびSDモードが、適用可能な動作モード群に含まれる。動作モード選択部 160 は、これらの動作モード群から効率優先モードを選択する。これらの動作モード群のうち、aBモード、bBモードおよびPBモードでは、VH* = VHrq に設定することにより、出力電圧 VH を負荷要求電圧 VHrq に制御することができる。一方で、SDモードでは、出力電圧 VH は、負荷要求電圧 VHrq よりも高い、(Va + Vb) となる。

30

【0157】

コンバータ損失推定部 162 は、aBモード適用時における電力変換器 50 でのコンバータ損失 Plcv を推定する。コンバータ損失推定部 163 は、bBモード適用時における電力変換器 50 でのコンバータ損失 Plcv を推定する。

【0158】

コンバータ損失推定部 162 は、直流電源 10a の電圧 Va、負荷要求電圧 VHrq (aBモードでは VHrq = VH) および総電力 PH (aBモードでは PH = Pa) 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、aBモードでのコンバータ損失 Plcv の推定値を算出する。

40

【0159】

同様に、コンバータ損失推定部 163 は、直流電源 10b の電圧 Vb、負荷要求電圧 VHrq (bBモードでは VHrq = VH) および総電力 PH (bBモードでは PH = Pb) 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、bBモードでのコンバータ損失 Plcv の推定値を算出する。

【0160】

コンバータ損失推定部 164 は、PBモード適用時における電力変換器 50 でのコンバ

50

ータ損失 $P_{lc v}$ を推定する。PBモードにおけるコンバータ損失 $P_{lc v}$ の推定値は、負荷要求電圧 $V_{H r q}$ (PBモードでは $V_{H r q} = V_H$)、ならびに、直流電源 $10a$, $10b$ 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、算出することができる。なお、出力電力 P_a , P_b は、総電力 P_H および電力分配比 k から求めることができる。この際の電力分配比 k は、たとえば、直流電源 $10a$, $10b$ の状態 (たとえば、SOCのバランスないし上下限電力のバランス)、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。

【0161】

コンバータ損失推定部166は、SDモード適用時における電力変換器50でのコンバータ損失 $P_{lc v}$ を推定する。SDモードでは、スイッチング素子のオンオフ損失が発生しないため、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。したがって、コンバータ損失推定部166は、総電力 P_H ($P_H = P_a + P_b$) と、出力電圧 V_H に相当する電圧 ($V_a + V_b$) 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算出することができる。なお、負荷損失推定部161, 165およびコンバータ損失推定部162~164の各々で用いられる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。

【0162】

図20は、コンバータ損失の動作モード間での比較を説明するための概略図である。図20では、図19の構成で推定される電圧範囲 V_R2 でのコンバータ損失が比較される。

【0163】

図20において、横軸には総電力 P_H が示され、縦軸にはコンバータ損失 $P_{lc v}$ が示される。図20の例では、PBモードでの電力分配比 $k = 0.5$ ($P_a = P_b$) とし、各動作モード間で V_a , V_b ($V_a = V_b$) および $V_{H r q}$ は所定の一定値としている。また、 $V_a + V_b > V_{H r q} > V_a$ (V_b) として、動作モード間での比較を行なっている。すなわち、SDモードでの出力電圧 V_H ($V_H = V_a + V_b$) は、aBモード、bBモードおよびPBモードでの出力電圧 V_H ($V_H = V_{H r q}$) よりも高い。すなわち、図20においては、aBモードおよびbBモードのコンバータ損失 $P_{lc v}$ は同等である。

【0164】

図20を参照して、総電力 P_H の増加に応じて、コンバータ損失 $P_{lc v}$ が増加するが、その特性は動作モード間で異なる。総電力 P_H の変化に対する、SDモード、PBモードおよび、aBまたはbBモードにおけるコンバータ損失 $P_{lc v}$ の変化が、特性線111~113によってそれぞれ示されている。

【0165】

特性線111~113の比較から、スイッチング素子のオンオフ損失が発生しないSDモードでは、他の動作モードと比較して、コンバータ損失 $P_{lc v}$ が抑制される。反対に、PBモードおよびaB/bBモードでは、スイッチング素子 $S1 \sim S4$ でのオンオフにより、電力損失が増加する。

【0166】

PBモードとaB/bBモードとの間では、総電力 P_H のレベルに応じて、コンバータ損失 $P_{lc v}$ の大小が変化する。低負荷領域 (図20における $P_H < P_t$ の領域) を除くと、図7および図8でも説明した、直流電源 $10a$, $10b$ のそれぞれによるDC/DC変換での電流同士が打ち消し合う効果のため、PBモードの方がaB/bBモードよりもコンバータ損失 $P_{lc v}$ は小さくなる傾向にある。一方、PBモードでは、リアクトル $L1$, $L2$ の両方で鉄損が発生する一方で、aB/bBモードでは、リアクトル $L1$, $L2$ の一方のみで鉄損が発生する。このため、低負荷領域では、総電力 P_H に対するリアクトルの鉄損の影響が大きくなるため、aB/bBモードの方がPBモードよりもコンバータ損失 $P_{lc v}$ は小さくなる傾向にある。

【0167】

このように、直流電源 $10a$, $10b$ の電圧 V_a , V_b 、出力電圧 V_H ($V_{H r q}$) お

10

20

30

40

50

よび総電力 P_H に基づいて、各動作モードでのコンバータ損失 $P_{lc v}$ を推定することができる。

【0168】

再び図19を参照して、負荷損失推定部161は、aBモード、bBモードおよびPBモードの選択時における、負荷損失 $P_{ll d}$ を推定する。これらの動作モードでは、 $V_H^* = V_{H r q}$ に設定することにより、出力電圧 V_H を負荷要求電圧 $V_{H r q}$ に制御することができる。したがって、負荷損失推定部161では、負荷要求電圧 $V_{H r q}$ 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、 $V_H = V_{H r q}$ のときの負荷損失 $P_{ll d}$ の推定値が算出される。

【0169】

負荷損失推定部165は、SDモードの選択時における、負荷損失 $P_{ll d}$ を推定する。SDモードでは、出力電圧 V_H は、負荷要求電圧 $V_{H r q}$ よりも高い、 $(V_a + V_b)$ になる。したがって、負荷損失推定部165では、負荷30の動作状態および電圧 $(V_a + V_b)$ 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、 $V_H = V_a + V_b$ のときの負荷損失 $P_{ll d}$ の推定値が算出される。

【0170】

図21は、コンバータ損失および負荷損失の和を動作モード間で比較するための概略図である。図21では、電圧範囲 $V_{R 2}$ での図20での $P_H = P_x$ のときにおけるトータル損失 $P_{t l}$ が、動作モード間で比較される。

【0171】

電圧範囲 $V_{R 2}$ では、 $V_a + V_b > V_{H r q}$ であるため、SDモードの適用時には、aB/bBモードおよびPBモードの適用時と比較して、負荷30での損失が増加する。SDモードにおける負荷損失 $P_{ll d}$ の増加量 $P_{ll d}$ は、電圧 $(V_a + V_b)$ および負荷要求電圧 $V_{H r q}$ の電圧差が大きいほど増加する。

【0172】

一方で、図20に示したように、コンバータ損失 $P_{lc v}$ は、SDモードで最小となる。このため、SDモード適用による負荷損失の増加量 $P_{ll d}$ を、コンバータ損失 $P_{lc v}$ の減少量が上回ると、コンバータ損失 $P_{lc v}$ および負荷損失 $P_{ll d}$ の和は、SDモードで最小となる。この結果、図21の例では、SDモードが効率優先モードとして有力である。

【0173】

負荷30および直流電源10a, 10bの動作状態が変化することにより、コンバータ損失 $P_{lc v}$ および負荷損失 $P_{ll d}$ が変化するので、これらの損失の和が最小となる効率動作モードについても変化することが理解される。したがって、効率優先モードを的確に選択するためには、図19に示されるように、コンバータ損失 $P_{lc v}$ および負荷損失 $P_{ll d}$ を、現在の動作状態に応じて動作モード毎に推定することが好ましい。また、総電力 P_H が同じでも、動作モード選択に応じて、直流電源10a, 10bの内部で内部抵抗によって生じる損失（電源損失）は変化する。特に、PBモードでは、電流 I_a, I_b の分散効果によって、電源損失が低下することが期待できる。このため、電源損失 $P_{lp s}$ についても、現在の動作状態に応じて動作モード毎に推定することが好ましい。

【0174】

再び図19を参照して、内部抵抗推定部171aは、直流電源10aの状態を示す温度 T_a およびSOCaに応じて、直流電源10aの内部抵抗値 R_a を推定する。同様に、内部抵抗推定部171bは、直流電源10bの状態を示す温度 T_b およびSOCbに応じて、直流電源10bの内部抵抗値 R_b を推定する。たとえば、実機実験等により求められた、温度およびSOCと内部抵抗値との特性関係を反映したマップを予め作成することによって、内部抵抗推定部171a, 171bの機能を実現することができる。

【0175】

電源損失推定部176は、SDモード適用時における電源損失 $P_{lp s}$ を推定する。SDモードにおける電源損失 $P_{lp s}$ の推定値は、推定された内部抵抗値 R_a, R_b (R_a

10

20

30

40

50

+ R_b)、総電力 P_H および電圧 ($V_a + V_b$) 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算出することができる。電源損失推定部 172 は、a B モード適用時における電源損失 P_{lps} を推定する。a B モードにおける電源損失 P_{lps} の推定値は、推定された内部抵抗値 R_a および出力電力 P_a ($P_a = P_H \cdot k$) 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算出することができる。同様に、電源損失推定部 173 は、b B モード適用時における電源損失 P_{lps} を推定する。b B モードにおける電源損失 P_{lps} の推定値は、推定された内部抵抗値 R_b および出力電力 P_b ($P_b = P_H \cdot (1 - k)$) 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算出することができる。また、電源損失推定部 174 は、P B モード適用時における電源損失 P_{lps} を推定する。P B モードにおける電源損失 P_{lps} の推定値は、推定された内部抵抗値 R_a 、 R_b と、 P_H および k から算出される出力電力 P_a 、 P_b との関数として、予め設定されたマップまたは演算式に従って算出することができる。

10

【0176】

負荷損失推定部 161 によって推定された負荷損失 P_{lld} と、コンバータ損失推定部 162 によって算出されたコンバータ損失 P_{lcv} と、電源損失推定部 172 によって算出された電源損失 P_{lps} との和によって、a B モード選択時におけるトータル損失 P_{tl} が推定される。同様に、負荷損失推定部 161 によって算出された負荷損失 P_{lld} と、コンバータ損失推定部 163 によって推定されたコンバータ損失 P_{lcv} と、電源損失推定部 173 によって算出された電源損失 P_{lps} との和によって、b B モード選択時におけるトータル損失 P_{tl} が推定される。

20

【0177】

また、負荷損失推定部 161 によって推定された負荷損失 P_{lld} と、コンバータ損失推定部 164 によって推定されたコンバータ損失 P_{lcv} と、電源損失推定部 174 によって算出された電源損失 P_{lps} との和によって、P B モード選択時におけるトータル損失 P_{tl} が算出される。さらに、負荷損失推定部 165 によって推定された負荷損失 P_{lld} と、コンバータ損失推定部 166 によって推定されたコンバータ損失 P_{lcv} と、電源損失推定部 176 によって算出された電源損失 P_{lps} との和によって、S D モード選択時におけるトータル損失 P_{tl} が算出される。

【0178】

損失比較部 168 は、このようにして推定された、a b モード、b B モード、P B モードおよび S D モードのそれぞれにおけるトータル損失 P_{tl} の比較により、トータル損失 P_{tl} が最小となる動作モードを、効率優先モードとして選択する。さらに、損失比較部 168 は、効率優先モードを示すためのモード選択信号 $MD1$ を生成する。

30

【0179】

再び図 17 を参照して、電圧範囲 $VR2$ では、動作モード選択部 160 は、図 19 に示された構成によるトータル損失の評価に従って、効率優先モードを選択する。

【0180】

電圧範囲 $VR1$ では、動作モード制御部 150 は、適用可能な動作モード群に含まれる、a D モード、b D モードおよび P D モードのうちから、動作モードを選択する。ただし、上述のように、ただし、直流電源 10a、10b の間の電圧差が大きい場合には、a D モード ($V_a > V_b$ のとき)、または、b D モード ($V_b > V_a$ のとき) が自動的に動作モードとして選択される。このときは、効率優先モードを選択する余地はなく、a D モードまたは b D モードが、モード選択指示信号 MD^* によって指定される。

40

【0181】

直流電源 10a、10b の間の電圧差が所定より小さいとき ($V_a = V_b$ のとき) には、動作モード選択部 160 は、適用可能な動作モード群に含まれる、a D モード、b D モードおよび P D モードから、効率優先モードを選択する。基本的には、同一の総電力 P_H を直結モードによって直流電源 10a、10b から供給する場合には、電流分散の効果のためコンバータ損失 P_{lcv} は、P D モードで最小となる。したがって、電圧範囲 $VR1$ において、 $V_a = V_b$ のときには、P D モードが効率優先モードに選択される。

50

【0182】

電圧範囲 V_{R3} では、 $V_{Hrq} > V_a + V_b$ のため、 S_B モードの適用により、 $V_H = V_{Hrq}$ とした上で、同一の負荷電力に対する電流を抑制することができる。このため、基本的には、適用可能な動作モード群に含まれる、 P_B モード、 S_B モード、 a_B モードおよび b_B モードのうちから、 S_B モードを効率優先モードに選択することができる。

【0183】

一方で、 P_B モードの適用時には、電流 I_a , I_b の分散効果によって、 S_B モードにより電流低減効果を上回って、電源損失 P_{lps} が抑制される可能性がある。このため、電圧範囲 V_{R3} においても、トータル損失 P_{tl} を現在の動作状態に応じて動作モード毎に推定することが好ましい。なお、電圧範囲 V_{R3} では、適用可能な動作モード群に含まれる、 P_B モード、 S_B モード、 a_B モードおよび b_B モードのいずれによっても、 $V_H^* = V_{Hrq}$ に設定することにより、出力電圧 V_H を負荷要求電圧 V_{Hrq} に制御することができる。したがって、電圧 V_{R3} では、コンバータ損失 P_{lcv} および電源損失 P_{lps} の和をトータル損失 P_{tl} として動作モード間での比較を行なうことができる。

10

【0184】

図50には、電圧範囲 V_{R3} における動作モード選択部160の機能を説明するための機能ブロック図が示される。

【0185】

図50を参照して、動作モード選択部160は、コンバータ損失推定部162～164、167と、内部抵抗推定部171a、171bと、電源損失推定部172～174、177と、損失比較部168とを含む。

20

【0186】

図19と同様のコンバータ損失推定部162～164によって、予め設定されたマップまたは演算式に従って、 a_B モード、 b_B モードおよび P_B モード適用時におけるコンバータ損失 P_{lcv} は、現在の動作状態に基づいて推定される。コンバータ損失推定部167は、電圧 $V_a + V_b$ 、負荷要求電圧 V_{Hrq} 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、 S_B モードでのコンバータ損失 P_{lcv} の推定値を算出する。

【0187】

図19と同様の電源損失推定部172～174によって、 a_B モード、 b_B モードおよび P_B モード適用時における電源損失 P_{lps} は、予め設定されたマップまたは演算式に従って、現在の動作状態に基づいて推定される。電源損失推定部177は、推定された内部抵抗値 R_a , R_b ($R_a + R_b$)、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、 S_B モードでのコンバータ損失 P_{lcv} の推定値を算出する。

30

【0188】

この結果、コンバータ損失推定部162によって算出されたコンバータ損失 P_{lcv} と、電源損失推定部172によって算出された電源損失 P_{lps} との和によって、 a_B モード選択時におけるトータル損失 P_{tl} が推定される。同様に、コンバータ損失推定部163によって推定されたコンバータ損失 P_{lcv} と、電源損失推定部173によって算出された電源損失 P_{lps} との和によって、 b_B モード選択時におけるトータル損失 P_{tl} が推定される。また、コンバータ損失推定部164によって推定されたコンバータ損失 P_{lcv} と、電源損失推定部174によって算出された電源損失 P_{lps} との和によって、 P_B モード選択時におけるトータル損失 P_{tl} が算出される。さらに、コンバータ損失推定部167によって推定されたコンバータ損失 P_{lcv} と、電源損失推定部177によって算出された電源損失 P_{lps} との和によって、 S_B モード選択時におけるトータル損失 P_{tl} が算出される。

40

【0189】

損失比較部168は、このようにして推定された、 a_B モード、 b_B モード、 P_B モードおよび S_B モードのそれぞれにおけるトータル損失 P_{tl} の比較により、トータル損失

50

P t 1 が最小となる動作モードを、効率優先モードとして選択するとともに、選択した効率優先モードを示すためのモード選択信号 M D 1 を生成する。

【 0 1 9 0 】

次に、動作モード修正部 1 7 0 による機能について、図 2 2 ~ 図 2 5 を用いて説明する。

【 0 1 9 1 】

図 2 2 は、動作モード修正部 1 7 0 の動作例を示す波形図である。図 2 2 には、電圧範囲 V R 3 における動作例が示される。

【 0 1 9 2 】

図 2 2 を参照して、時刻 t 1 以前では、電圧範囲 V R 3 での効率優先モードとして選択された S B モードが適用されて、電力変換器 5 0 が動作する。このため、電圧 V a , V b によって一意に決定される電力分配比 k に従った一定割合で電力 P a , P b (P a > 0 , P b > 0) が直流電源 1 0 a , 1 0 b から出力されることによって、負荷 3 0 へ電力が供給される。直流電源 1 0 a の出力電力 P a は、電力上限値 P a m a x に対して十分余裕がある。

【 0 1 9 3 】

図 2 2 では、直流電源 1 0 b の満充電容量が、直流電源 1 0 b の満充電容量よりも小さい場合の動作が示される。このため、出力電力 P a , P b がほぼ同等であるのに対して、直流電源 1 0 b の S O C (S O C b) は、直流電源 1 0 a の S O C (S O C a) よりも速いレートで低下する。

【 0 1 9 4 】

そして、時刻 t 1 において、S O C b が、電源制約値の 1 つである S O C 下限値 S O C m i n に達する。このため、電源保護の観点からは、直流電源 1 0 b からの放電を停止することが必要である。しかしながら、S B モードでは、電源システム 5 の損失は抑制されるものの、直流電源 1 0 b の出力電力を制御することができない。したがって、動作モード修正部 1 7 0 は、効率優先モードである S B モードに代えて、直流電源 1 0 a , 1 0 b 間での電力配分を制御可能である P B モードを選択するように、モード選択指示信号 M D * を設定する。

【 0 1 9 5 】

時刻 t 1 以降では、P B モードが適用されて電力変換器 5 0 が動作する。これにより、直流電源 1 0 a の出力電力 P a が増加する一方で、直流電源 1 0 b の出力電力 P b が低下する。電力配分が修正されても、 $P H = P a + P b$ を維持することによって、負荷 3 0 への供給に必要な総電力 P H は確保することができる。

【 0 1 9 6 】

さらに、P a P a m a x の範囲内で、 $P a > P L$ となるように出力電力 P a を増加させることにより、負荷電力 P L に対する P a の余剰分によって、S O C が電源制約値に達した直流電源 1 0 b を充電することができる (P b < 0) 。たとえば、電流制御の対象となる直流電源の電流指令値の設定によって、このような動作が実現できる。これにより、S O C a が緩やかに低下し続ける一方で、S O C b は上昇に転じる。

【 0 1 9 7 】

時刻 t 2 では、負荷 3 0 の動作状態が変化して、負荷 3 0 からの回生電力が電力線 2 0 へ供給される。図 2 に示した負荷 3 0 の構成例では、モータジェネレータ 3 5 が搭載された電動車両でブレーキペダルが操作されることによって、回生発電が開始される。この結果、直流電源 1 0 a および 1 0 b の両方が充電される。この際の直流電源 1 0 a , 1 0 b の充電電力の配分についても、P B モードでは制御できる。

【 0 1 9 8 】

S O C b がさらに回復することにより、時刻 t 3 では、動作モード修正部 1 7 0 による動作モード選択の修正が終了される。この結果、時刻 t 3 からは、再び、効率優先モードである S B モードが選択されて、電力変換器 5 0 が動作する。

【 0 1 9 9 】

なお、動作モード選択の終了の際には、効率優先モードへの復帰後、即座に、動作モードが再びP Bモードに切り換えられる、いわゆるチャタリングの発生を防止することが好ましい。たとえば、効率優先モード(S Bモード)への復帰後、即座に、直流電源10a, 10bの少なくとも一方で、出力電力が電源制約値に達すると、電源保護のためにP Bモードが再び選択されることによって、チャタリングが発生する。

【0200】

図51には、動作モード選択の修正を終了する際の制御処理を説明するフローチャートである。たとえば、制御装置40が予め格納されたプログラムを実行することにより、フローチャートに従った一連の制御処理が、動作モード修正部170によって制御周期毎に実行される。

10

【0201】

図51を参照して、制御装置40(動作モード修正部170)は、動作モード選択の修正中(S100のYES判定時)には、チャタリング防止のために、以下のステップS110~S150の処理を実行する。動作モード修正部170によるS110~S150の処理によって、「復帰手段」の機能が実現される。

【0202】

動作モード修正部170は、ステップS110では、修正後の現在の動作モードが適用された下で、直流電源10a, 10bの各々で、SOCおよび出力電力が電源制約値に達しているか否かを判定する。動作モード修正部170は、直流電源10a, 10bが電源制約値に掛かった状態から復帰しており(S110のYES判定時)、効率優先モードへの復帰が可能である場合には、ステップS120により、モード選択信号MD1によって示される効率優先モードが適用されたときの電力指令値 P_a^* , P_b^* の予測値を算出する。たとえば、効率優先モードがS Bモードであるときには、電圧 V_a , V_b から一意に決まる電力分配比 k および現在の総電力 P_H (P_H^*)より、効率優先モード適用時の電力指令値 P_a^* , P_b^* を予測することができる。

20

【0203】

さらに、動作モード修正部170は、ステップS130により、予測された電力指令値 P_a^* , P_b^* を電源制約値(P_{amax} , P_{bmax} , P_{amin} , P_{bmin})と比較する。そして、予測された電力指令値 P_a^* , P_b^* が電源制約値に達していないとき(S130のYES判定時)に限って、動作モード修正部170は、ステップS140に処理を進めて、動作モード選択の修正を終了する。これにより、次に制御周期からは、効率優先モードが選択される。

30

【0204】

一方で、動作モード修正部170は、直流電源10a, 10bが電源制約値に掛かっている状態から復帰していないとき(S110のNO判定時)には、ステップS150により、動作モードの修正を維持して、P Bモードを選択する。さらに、動作モード修正部170は、直流電源10a, 10bが電源制約値に掛かった状態から復帰していても(S110のYES判定時)、効率優先モードの適用時における電力指令値 P_a^* , P_b^* の試算値が電源制約値に達しているときには(S130のNO判定時)、ステップS150に処理を進めて、動作モードの修正を維持する。この場合には、動作モード選択の修正を終了して効率優先モードを適用すると、電源保護のために動作モードを再び修正することになって、チャタリングが生じるからである。

40

【0205】

このように、動作モード修正部170が、図51に示したフローチャートに従って、動作モード修正を終了して効率優先モードへ復帰するか否かを制御することにより、動作モード修正を終了する際に動作モードがチャタリングすることを防止することができる。

【0206】

なお、図22では、直流電源の放電によってSOCが SOC_{min} に達する場合の動作を例示したが、直流電源の充電によってSOCが SOC_{max} に達した場合にも同様に、P Bモードを選択することによって、当該直流電源のSOCの上昇を抑制することができ

50

る。

【0207】

図23には、各電圧範囲における動作モード修正部170による動作モードの修正の一覧が示される。

【0208】

図23を参照して、電圧範囲VR1では、 $V_H \geq V_{Hrq}$ が余儀なくされるので、負荷要求電圧 V_{Hrq} からの電圧差を小さくするために、aDモード、bDモードまたはPDモードが、電圧 V_a 、 V_b の関係に応じて、効率優先モードに選択される。しかしながら、これらの効率優先モードでは、いずれかの直流電源においてSOCおよび/または出力電力が電源制約値に達しても、当該直流電源を保護することができない。したがって、動作モード修正部170は、PBモードを選択するようにモード選択指示信号MD*を生成する。

10

【0209】

なお、この際には、電圧指令値 V_H^* は、少なくとも、 $\max(V_a, V_b)$ よりも高く設定する必要がある。直流電源10aおよび10bの間に短絡電流が生じることを避けるためである。

【0210】

電圧範囲VR2では、図19～図21で説明したトータル損失の評価に従って、効率優先モードが選択される。そして、aBモードの選択時に直流電源10aのSOCおよび/または入出力電力が電源制約値に達した場合、または、bBモードの選択時に直流電源10bのSOCおよび/または入出力電力が電源制約値に達した場合には、動作モード修正部170は、PBモードを選択するようにモード選択指示信号MD*を生成する。

20

【0211】

また、SDモードの選択時に、直列接続された状態の直流電源10a、10bのいずれかでSOCおよび/または出力電力が電源制約値に達した場合にも、動作モード修正部170は、PBモードを選択するようにモード選択指示信号MD*を生成する。

【0212】

電圧範囲VR3では、上述のように、SBモードが効率優先モードに選択される。そして、SBモードの選択時に直流電源10a、10bのいずれかで、SOCおよび/または出力電力が電源制約値に達すると、動作モード修正部170は、PBモードを選択するようにモード選択指示信号MD*を生成する。

30

【0213】

これにより、電力配分を任意には制御できないSBモードが選択された下で、いずれかの直流電源のSOCまたは出力電力が制約値に達した場合には、直流電源10a、10bの出力電力を制御できるPBモードへ動作モードを修正することにより各電源を保護することができる。

【0214】

図24には、動作モード修正部170による動作の一例としてSBモードまたはSDモードからPBモードへの修正例が示される。

【0215】

40

図24を参照して、電圧範囲VR2でSDモードが効率優先モードとして選択されている場合、または、電圧範囲VR3でSBモードが効率優先モードとして選択されている場合には、総電力PHの増加に伴って、出力電力 P_a および P_b は、電圧比に従って一定の比率でそれぞれ増加する。図24に示されるように、 $P_{amax} < P_{bmax}$ であることから、 $PH = P_1$ になった段階で、 P_a が P_{amax} に達する。このため、さらなる総電力PHの増加に対応するためには、出力電力 P_a 、 P_b の間での電力分配を制御する必要がある。したがって、動作モード修正部170は、効率優先モードに代えてPBモードを選択するように動作モード選択を修正する。この結果、 $P_a = P_{amax}$ を維持した上で、すなわち直流電源10aを過電力から保護した上で、 $PH > P_1$ の範囲においても総電力PHを供給することが可能となる。

50

【 0 2 1 6 】

図 2 5 には、動作モード修正部 1 7 0 による動作の他の例として a B モードまたは a D モードから P B モードへの修正例が示される。

【 0 2 1 7 】

図 2 5 を参照して、電圧範囲 V R 2 で a B モードが効率優先モードとして選択されている場合、または、電圧範囲 V R 1 で a D モードが効率優先モードが選択されている場合には、直流電源 1 0 a の出力のみによって電力線 2 0 へ電力が出力される。このため、総電力 P H の増加に伴って、出力電力 P a のみが増加する。

【 0 2 1 8 】

このため、出力電力 P a が P_{amax} に達すると、さらなる総電力 P H の増加に対応するためには、直流電源 1 0 b から電力を出力するとともに、直流電源 1 0 a , 1 0 b の間での電力分配を制御する必要がある。

10

【 0 2 1 9 】

したがって、動作モード修正部 1 7 0 は、効率優先モードに代えて P B モードを選択するように動作モード選択を修正する。この結果、 $P_a = P_{amax}$ を維持した上で、すなわち直流電源 1 0 a を過電力から保護した上で、 $P_H > P_{amax}$ の範囲においても総電力 P H を供給することが可能となる。

【 0 2 2 0 】

このように、本実施の形態 1 に従う電源システムの制御によれば、現在の動作状態に応じてトータル損失 P_{tl} が最小となるように動作モードを選択することができる。さらに、直流電源の S O C および / または出力電力が制約値に達した場合には、当該直流電源のさらなる充放電を回避するように動作モードを修正することができる。この結果、システム全体の効率向上と、各直流電源の過充電および過放電からの保護性とを両立するように、電力変換器 5 0 の動作モードを適切に選択することができる。

20

【 0 2 2 1 】

なお、動作モード選択部 1 6 0 による効率優先モードの選択は、現在の動作状態の下で電源システム全体の損失を最小とする動作モードを選択する限り、任意の手法によって実現することができる。たとえば、図 1 9 の構成例のようにトータル損失 P_{tl} の推定演算を都度行なうのではなく、負荷 3 0 や直流電源 1 0 a , 1 0 b の動作状態から、直接効率優先モードを決定するように、動作モード選択部 1 6 0 を構成することも可能である。

30

【 0 2 2 2 】

また、図 2 に示した負荷 3 0 が、車両駆動力を発生するためのエンジンを備えたハイブリッド自動車に搭載された場合には、負荷 3 0 (モータジェネレータ 3 5) の出力を絞っても、エンジンからの出力によって車両駆動力を確保することができる。このため、本実施の形態に従う電源システムがハイブリッド車両へ搭載された場合には、シリーズモード (S B モードまたは S D モード) の適用中に直流電源 1 0 a , 1 0 b のいずれかが電源制約値に掛かった状態において、動作モードを P B モードに修正する選択肢の他に、シリーズモードを維持したままで負荷電力 P L を絞ることによっても直流電源 1 0 a , 1 0 b の保護を図ることができる。ハイブリッド自動車では、エンジン出力を増加することによって、モータジェネレータ 3 5 の出力を減少させても、車両全体での走行駆動力を確保することができるからである。

40

【 0 2 2 3 】

このため、電力効率 (燃費) を最優先する運転モードがユーザによって選択可能であるハイブリッド自動車では、当該運転モードが選択されているときは、動作モード修正部 1 7 0 による動作モード修正に代えて、シリーズモードでの負荷電力 P L を制限するように制御することも可能である。この場合には、シリーズモードを維持したままで、負荷電力 P L が $\min (P_{amin} / k , P_{Lminb} / (1 - k)) \leq P_L \leq \max (P_{amax} / k , P_{bmax} / (1 - k))$ の範囲内となるように、モータジェネレータ 3 5 の出力 (代表的にはトルク) が制限される。このようにすると、ユーザによる運転モード選択に対応させて、負荷電力の確保よりもシステム効率の向上を優先させるように、電源シス

50

テムを制御することができる。なお、言い換えれば、直流電源 10a, 10b を有効活用して負荷電力を確保する観点からは、実施の形態 1 で説明した動作モードの修正が有利といえる。

【0224】

[実施の形態 1 の変形例]

実施の形態 1 の変形例では、直流電源 10a, 10b の両方を使用する PB モードおよび SB モードでのパルス幅変調制御におけるキャリア波の位相制御（以下、キャリア位相制御）について説明する。

【0225】

図 26 には、キャリア波 CWa, CWb 間に意図的に位相差を設けた場合における PB モードの制御動作例が示される。

10

【0226】

図 26 を参照して、キャリア波 CWa およびキャリア波 CWb は、同一周波数であるが、両者の間には位相差 θ が設けられている。図 26 の例では、位相差 $\theta = 180$ 度である。

【0227】

図 9 に示された $\theta = 0$ 度のときと同様に、キャリア波 CWa およびデューティ比 Da の比較に基づいて制御パルス信号 SDa が生成されるとともに、キャリア波 CWb およびデューティ比 Db の比較に基づいて、制御パルス信号 SDb が生成される。

【0228】

20

図 26 において、デューティ比 Da, Db は図 9 と同一値である。したがって、図 26 の制御パルス信号 SDa は、図 9 の制御パルス信号 SDa と比較して、位相は異なるものの H レベル期間の長さは同じである。同様に、図 26 での制御パルス信号 SDb は、図 9 の制御パルス信号 SDb と比較して、位相は異なるものの H レベル期間の長さは同じである。

【0229】

したがって、キャリア波 CWa, CWb 間に位相差 θ を設けることにより、図 26 の制御信号 SG1 ~ SG4 は、図 9 の制御信号 SG1 ~ SG4 とは異なった波形となる。図 9 および図 26 の比較から、キャリア波 CWa, CWb の間の位相差 θ を変化させることにより、電流 I(L1) および電流 I(L2) の位相関係（電流位相）が変化することが理

30

【0230】

一方で、同一のデューティ比 Da, Db に対して、電流 I(L1), I(L2) の平均値は、図 9 および図 26 の間で同等となることが理解される。すなわち、直流電源 10a, 10b の出力は、デューティ比 Da, Db によって制御されるものであり、キャリア波 CWa, CWb の位相差 θ を変化させても影響が生じない。

【0231】

このため、実施の形態 1 の変形例では、PB モードにおいて、キャリア波 CWa および CWb の間の位相差 θ を適切に調整するキャリア位相制御によって、スイッチング素子 S1 ~ S4 のスイッチング損失の低減を図る。

40

【0232】

以下では、代表的な例として、直流電源 10a および 10b の両方が力行状態、すなわち電流 I(L1) > 0 かつ電流 I(L2) > 0 である状態での制御について説明する。

【0233】

図 27 は、電力変換器 50 において PB モードにおけるキャリア位相制御による電流位相を説明する波形図である。

【0234】

図 27 を参照して、時刻 Ta までは、スイッチング素子 S2 ~ S4 がオンされるので、直流電源 10a, 10b の両方に対して、昇圧チョップ回路の下アーム素子がオンされた状態となる、このため、電流 I(L1) および I(L2) の両方は上昇する。

50

【 0 2 3 5 】

時刻 T_a において、スイッチング素子 S_2 がターンオフされることにより、直流電源 $10b$ に対して昇圧チョッパ回路の下アーム素子がオフされた状態となるので、電流 $I(L_2)$ が下降を開始する。スイッチング素子 S_2 のターンオフと入替わりに、スイッチング素子 S_1 がターンオンされる。

【 0 2 3 6 】

時刻 T_a 以降では、直流電源 $10a$ に対して昇圧チョッパ回路の下アーム素子がオンされ、直流電源 $10b$ に対して昇圧チョッパ回路の下アーム素子がオフされた状態となる。すなわち、電流 $I(L_1)$ が上昇する一方で、電流 $I(L_2)$ が下降する。このとき、電力変換器 50 での電流経路は、図 $28(a)$ のようになる。

10

【 0 2 3 7 】

図 $28(a)$ から理解されるように、時刻 T_a 以降では、スイッチング素子 S_4 には、電流 $I(L_1)$ および $I(L_2)$ の差電流が通過することになる。すなわち、スイッチング素子 S_4 の通過電流が小さくなる。

【 0 2 3 8 】

再び図 27 を参照して、時刻 T_a 以降の状態から、スイッチング素子 S_4 がターンオフすると、直流電源 $10a$ に対して昇圧チョッパ回路の下アーム素子がオフされた状態となるので、電流 $I(L_1)$ が下降を開始する。また、スイッチング素子 S_2 がターンオンすると、直流電源 $10b$ に対して昇圧チョッパ回路の下アーム素子がオンされた状態となるので、電流 $I(L_2)$ が再び上昇を開始する。すなわち、電力変換器 50 での電流経路が、図 $28(a)$ の状態から、図 $28(b)$ の状態に変化する。図 $28(b)$ の状態では、スイッチング素子 S_2 には、電流 $I(L_1)$ および $I(L_2)$ の差電流が通過することになるため、スイッチング素子 S_2 の通過電流が小さくなる。

20

【 0 2 3 9 】

図 $28(a)$ の状態でスイッチング素子 S_4 をターンオフさせることにより、スイッチング素子 S_4 のターンオフ時の電流、すなわち、スイッチング損失を低減できる。また、図 $28(b)$ の状態でスイッチング素子 S_2 をターンオンさせることにより、スイッチング素子 S_2 のターンオン時の電流、すなわち、スイッチング損失を低減できる。

【 0 2 4 0 】

したがって、電流 $I(L_1)$ の下降開始タイミング（極大点）と、電流 $I(L_2)$ の上昇タイミング（極小点）とが重なるように、電流位相、すなわち、キャリア波 CW_a 、 CW_b の位相差を調整する。これにより、図 27 の時刻 T_b において、スイッチング素子 S_2 がターンオンされるとともに、スイッチング素子 S_4 がターンオフされる。

30

【 0 2 4 1 】

再び図 27 を参照して、時刻 T_c では、スイッチング素子 S_1 がターンオフされるとともに、スイッチング素子 S_4 がターンオンされる。これにより、直流電源 $10a$ 、 $10b$ の各々に対して昇圧チョッパ回路の下アーム素子がオンされた状態となる。これにより、上述した時刻 T_a 以前の状態が再現されて、電流 $I(L_1)$ および $I(L_2)$ の両方が上昇する。

【 0 2 4 2 】

図 29 には、図 27 に示した電流位相におけるスイッチング素子 S_2 、 S_4 の電流波形が示される。図 $29(a)$ には、スイッチング素子 S_2 の電流 $I(S_2)$ の波形が示され、図 $29(b)$ には、スイッチング素子 S_4 の電流 $I(S_4)$ の波形が示される。

40

【 0 2 4 3 】

図 $29(a)$ を参照して、電流 $I(S_2)$ は、時刻 T_a までの期間および時刻 T_c 以降の期間では、 $I(S_2) = I(L_2)$ となる。時刻 $T_a \sim T_b$ の期間では、スイッチング素子 S_2 がオフされるので、 $I(S_2) = 0$ である。そして、時刻 $T_b \sim T_c$ の期間では、図 $28(b)$ に示したように、 $I(S_2) = -(I(L_1) - I(L_2))$ となる。

【 0 2 4 4 】

図 $29(b)$ を参照して、電流 $I(S_4)$ は、時刻 T_a までの期間および時刻 T_c 以降

50

の期間では、 $I(S4) = I(L1)$ となる。時刻 $Ta \sim Tb$ の期間では、図28(a)に示したように、 $I(S4) = -(I(L2) - I(L1))$ となる。そして、時刻 $Tb \sim Tc$ の期間では、スイッチング素子 $S4$ がオフされるので、 $I(S4) = 0$ である。

【0245】

図30には、図27と比較するための、図27と同等のデューティ比の下でキャリア波間の位相差 $= 0$ としたときの電流位相が示される。

【0246】

図30を参照して、キャリア波 CWa 、 CWb の位相差 $= 0$ のときには、電流 $I(L1)$ 、 $I(L2)$ が上昇/下降するタイミング(Tx 、 Ty 、 Tz 、 Tw)はそれぞれ別個のものとなる。

【0247】

具体的には、時刻 Tx 以前での、スイッチング素子 $S1$ がオフしスイッチング素子 $S2 \sim S4$ がオンしている状態では、電流 $I(L1)$ および $I(L2)$ の両方が上昇する。そして、時刻 Tx でスイッチング素子 $S4$ がターンオフすることによって、電流 $I(L1)$ が下降を開始する。スイッチング素子 $S1$ は、スイッチング素子 $S4$ のターンオフと入替わりにターンオンする。

【0248】

そして、時刻 Ty では、スイッチング素子 $S3$ がターンオフすることによって、電流 $I(L2)$ が下降を開始する。スイッチング素子 $S4$ は、スイッチング素子 $S3$ のターンオフと入替わりにターンオンする。これにより、電流 $I(L1)$ および $I(L2)$ の両方が下降する。

【0249】

時刻 Tz では、スイッチング素子 $S2$ がターンオフするとともに、スイッチング素子 $S3$ がターンオンする。これにより、直流電源10aに対して昇圧チョップ回路の下アーム素子がオンした状態となるので、電流 $I(L1)$ が再び上昇する。さらに、時刻 Tw では、スイッチング素子 $S1$ がターンオフするとともに、スイッチング素子 $S2$ がターンオンする。これにより、時刻 Tx 以前の状態が再現されるので、電流 $I(L1)$ および $I(L2)$ の両方が上昇する。

【0250】

図31には、図30に示した電流位相におけるスイッチング素子 $S2$ 、 $S4$ の電流波形が示される。図31(a)には、スイッチング素子 $S2$ の電流 $I(S2)$ の波形が示され、図31(b)には、スイッチング素子 $S4$ の電流 $I(S4)$ の波形が示される。

【0251】

図31(a)を参照して、電流 $I(S2)$ は、時刻 Tx までの期間および時刻 Tw 以降の期間では、 $I(S2) = I(L2)$ となる。時刻 $Tx \sim Ty$ の期間では、図28(b)と同様の電流経路が形成されるので、 $I(S2) = -(I(L1) - I(L2))$ となる。そして、時刻 $Ty \sim Tz$ の期間では、直流電源10aに対する上アーム素子として動作するので、 $I(S2) = -I(L1)$ となる。電流 $I(L1)$ 、 $I(L2)$ の両方が下降する時刻 $Ty \sim Tz$ の期間では、スイッチング素子 $S2$ は直流電源10aに対して上アーム素子として動作するので、 $I(S2) = -I(L1)$ となる。時刻 $Tz \sim Tw$ の間では、スイッチング素子 $S2$ がオフされるので、 $I(S2) = 0$ である。

【0252】

図31(b)を参照して、電流 $I(S4)$ は、時刻 Tx までの期間および時刻 Tw 以降の期間では、 $I(S4) = I(L1)$ となる。時刻 $Tx \sim Ty$ の期間では、スイッチング素子 $S4$ がオフされるので、 $I(S4) = 0$ である。電流 $I(L1)$ 、 $I(L2)$ の両方が下降する時刻 $Ty \sim Tz$ の期間では、スイッチング素子 $S4$ は直流電源10bに対する上アーム素子として動作するので、 $I(S4) = -I(L2)$ となる。時刻 $Tz \sim Tw$ の間では、図28(a)と同様の電流経路が形成されるので、 $I(S2) = -(I(L2) - I(L1))$ となる。

【0253】

10

20

30

40

50

図 3 1 (a) の時刻 T_b で生じる電流 $I(S_2)$ と、図 3 1 (a) の時刻 T_w で生じる電流 $I(S_2)$ との比較から、図 2 9 の電流位相となるように位相差 を調整することによって、スイッチング素子 S_2 のターンオン電流、すなわち、ターンオン時のスイッチング損失が低減されることが理解される。さらに、図 2 9 (a) の時刻 $T_b \sim T_c$ での電流 $I(S_2)$ と、図 3 1 (a) の時刻 $T_y \sim T_z$ での電流 $I(S_2)$ との比較から、スイッチング素子 S_2 の導通損失についても低減されることが理解される。

【 0 2 5 4 】

同様に、図 2 9 (b) の時刻 T_b での電流 $I(S_4)$ と、図 3 1 (b) の時刻 T_x での電流 $I(S_4)$ との比較から、図 2 7 の電流位相となるように位相差 を調整することによって、スイッチング素子 S_4 のターンオフ電流、すなわち、ターンオフ時のスイッチング損失が低減されることが理解される。さらに、図 2 9 (b) の時刻 $T_a \sim T_b$ での電流 $I(S_4)$ と、図 3 1 (a) の時刻 $T_y \sim T_z$ での電流 $I(S_4)$ との比較から、スイッチング素子 S_4 の導通損失についても低減されることが理解される

このように、キャリア波 CW_a , CW_b の間に位相差 を設けることにより、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ での損失を低減できる。図 2 7 に示したように、直流電源 1 0 a および 2 0 の両方が力行となる状態では、電流 $I(L_1)$ の下降開始タイミング(極大点)と、電流 $I(L_2)$ の上昇タイミング(極小点)が重なるように、すなわち、スイッチング素子 S_2 のターンオンタイミングと、スイッチング素子 S_4 のターンオフタイミングとが一致するように、位相差 を設定することによって、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ での損失が抑制される。

【 0 2 5 5 】

この結果、直流電源 1 0 a および 2 0 と電力線 2 0 (負荷 3 0) との間の直流電力変換を高効率で実行することができる。このような位相差 では、制御パルス信号 SD_a の立下りタイミング(または立上りタイミング)と、制御パルス信号 SD_b の立上りタイミング(または立下りタイミング)とが重なることになる。言い換えると、制御パルス信号 SD_a のパルスの遷移タイミングと、制御パルス信号 SD_b のパルスの遷移タイミングとを合わせるように、位相差 を調整することが必要となる。なお、遷移タイミングとは、パルスの H レベル / L レベルが切り換わるタイミングを示すものである。

【 0 2 5 6 】

図 9 および図 2 6 から理解されるように、制御パルス信号 SD_a , SD_b は、デューティ比 D_a , D_b によって変化する。したがって、図 2 7 のような電流位相が実現できる位相差 、すなわち、キャリア位相制御による位相差 についても、デューティ比 D_a , D_b に応じて決定されることが理解できる。このため、デューティ比 D_a , D_b と、キャリア位相制御による位相差 との関係を予め求めるとともに、その対応関係を予めマップ(以下、「位相差マップ」とも称する)あるいは関数式(以下、「位相差算出式」とも称する)として制御装置 4 0 に記憶することが可能である。

【 0 2 5 7 】

そして、PB モードにおける直流電源 1 0 a , 1 0 b での電流制御のための PWM 制御では、算出されたデューティ比 D_a , D_b に基づいて、キャリア位相制御のための位相差 を算出することができる。そして、算出された位相差 を有するようにキャリア波 CW_a , CW_b を発生させることにより、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ での損失を抑制した高効率の DC / DC 変換を実現することができる。

【 0 2 5 8 】

図 2 7 ~ 図 3 1 では、直流電源 1 0 a および 2 0 の両方が力行の状態を説明したが、その他の状態においても、同様のキャリア位相制御が実行できる。

【 0 2 5 9 】

図 3 2 は、直流電源の各動作状態における本発明の実施の形態 1 に従うキャリア位相制御を説明するための図表である。

【 0 2 6 0 】

図 3 2 を参照して、状態 A では、上述した、直流電源 1 0 a および 1 0 b の両方が力行

10

20

30

40

50

状態である。図 27 に示したように、電流 $I(L1)$ の下降タイミング（極大点）と、電流 $I(L2)$ の上昇タイミング（極小点）とが図中の Tb で重なるような電流位相となるように、キャリア波の位相差を調整する。これにより、 Tb におけるスイッチング素子 $S2$ のターンオン損失およびスイッチング素子 $S4$ のターンオフ損失を低減できる。さらに、上述のように、 $Ta \sim Tb$ の期間におけるスイッチング素子 $S4$ の導通損失および、 $Tb \sim Tc$ の期間におけるスイッチング素子 $S2$ の導通損失を低減することができる。

【0261】

状態 B では、直流電源 $10a$ および $10b$ の両方が回生状態である。この状態では、電流 $I(L1)$ の上昇タイミング（極小点）と、電流 $I(L2)$ の下降タイミング（極大点）とが図中の Tb で重なるような電流位相となるように、キャリア波の位相差を調整する。これにより、 Tb におけるスイッチング素子 $S4$ のターンオン損失およびスイッチング素子 $S2$ のターンオフ損失を低減できる。さらに、上述のように、 $Ta \sim Tb$ の期間におけるスイッチング素子 $S2$ の導通損失および、 $Tb \sim Tc$ の期間におけるスイッチング素子 $S4$ の導通損失を低減することができる。

【0262】

状態 C では、直流電源 $10a$ が回生状態である一方で、直流電源 $10b$ は力行状態である。この状態では、電流 $I(L1)$ の下降タイミング（極大点）と、電流 $I(L2)$ の下降タイミング（極大点）とが図中の Ta で重なるような電流位相となるように、キャリア波の位相差を調整する。これにより、 Ta におけるスイッチング素子 $S3$ のターンオン損失およびスイッチング素子 $S1$ のターンオフ損失を低減できる。さらに、上述のように、 $Ta \sim Tb$ の期間におけるスイッチング素子 $S1$ の導通損失および、 $Tc \sim Ta$ の期間におけるスイッチング素子 $S3$ の導通損失を低減することができる。

【0263】

さらに、状態 D では、直流電源 $10a$ が力行状態である一方で、直流電源 $10b$ は回生状態である。この状態では、電流 $I(L1)$ の上昇タイミングと、電流 $I(L2)$ の上昇タイミングとが図中の Tc で重なるような電流位相となるように、キャリア波の位相差を調整する。これにより、 Tc におけるスイッチング素子 $S1$ のターンオン損失およびスイッチング素子 $S3$ のターンオフ損失を低減できる。さらに、上述のように、 $Tb \sim Tc$ の期間におけるスイッチング素子 $S1$ の導通損失および、 $Tc \sim Ta$ の期間におけるスイッチング素子 $S3$ の導通損失を低減することができる。

【0264】

このように、直流電源 $10a$ および $10b$ の力行 / 回生状態の組合せによって、スイッチング素子 $S1 \sim S4$ での損失を低減するための位相差が異なる。したがって、力行 / 回生状態の組合せ（図 32 での状態 A ~ D）ごとに、上述した、位相差マップまたは位相差算出式を設定することが好ましい。

【0265】

このように、実施の形態 1 の変形例に従えば、出力電圧 VH を電圧指令値 VH^* に制御するための PB モードでの DC / DC 変換において、上述のキャリア位相制御を組み合わせることができる。これにより、図 7 および図 8 でも説明した、直流電源 $10a$ 、 $10b$ のそれぞれによる DC / DC 変換での電流同士が打ち消し合う効果を最大限に享受して、スイッチング素子 $S1 \sim S4$ の損失が低減された高効率の DC / DC 変換を実行することができる。

【0266】

次に SB モードにおけるキャリア位相制御を説明する。

図 33 に示されるように、 SB モードでは直流電源 $10a$ および $10b$ が直列に接続されるので、直流電源 $10a$ および $10b$ の両方が力行となる状態（図 32 での状態 A）および直流電源 $10a$ および $10b$ の両方が回生となる状態（図 32 の状態 B）のいずれかの状態しか存在しない。

【0267】

したがって、 SB モードにおける制御動作では、キャリア波間の位相差は、図 32 の

10

20

30

40

50

状態 A , B に示されるように、スイッチング素子 S 2 のターンオンとスイッチング素子 S 4 のターンオフとが重なるように、あるいは、スイッチング素子 S 4 のターンオンとスイッチング素子 S 2 のターンオフとが重なるように設定される。

【 0 2 6 8 】

すなわち、制御パルス信号 S D a の立下りタイミングと制御パルス信号 S D b の立上りタイミング、または、制御パルス信号 S D a の立上りタイミングと制御パルス信号 S D b の立下りタイミングとが重なるように、キャリア波 C W a , C W b の位相差 を設定することによって、図 3 2 の状態 A , B に示した電流位相が実現されることになる。

【 0 2 6 9 】

このときのデューティ比 D a , D b を考える。式 (1) を変形することにより、D a に
10
ついて下記 (5) 式が得られる。

【 0 2 7 0 】

$$D a = (V H - V a) / V H \quad \dots (5)$$

同様に、式 (2) を変形することにより、D b について下記 (6) 式が得られる。

【 0 2 7 1 】

$$D b = (V H - V b) / V H \quad \dots (6)$$

図 1 0 に示されるように、P B モードにおける制御信号 S G 3 は、制御パルス信号 S D a および S D b の論理和に基づいて生成される。したがって、制御パルス信号 S D a の立下り (または立上り) タイミングと、制御パルス信号 S D b の立上り (または立下り) タイミングとが重なるように位相差 を設定すると、 $V H > (V a + V b)$ が成立するとき
20
、P B モードにおける制御信号 S G 3 の H レベル期間の比率が 1 . 0 を超えることが理解される。すなわち、 $V H > (V a + V b)$ のときには、デューティ比 D a , D b による P B モードと共通の P W M 制御によっても、制御信号 S G 3 が H レベルに固定される。

【 0 2 7 2 】

図 3 4 には、キャリア位相制御を適用したときの S B モードにおける制御パルス信号を示す波形図が示される。

【 0 2 7 3 】

図 3 4 に示されるように、P B モードにおける制御信号 S G 1 は、制御パルス信号 / S D a および / S D b の論理和に基づいて生成される。上述のように位相差 を設定すると、制御パルス信号 / S D a の立上りタイミングと、制御パルス信号 / S D b の立上りタイ
30
ミングとが重なる。このため、制御信号 S G 1 のデューティ比 $D S G 1 = (1 - D a) + (1 - D b)$ で示される。すなわち、D S G 1 は、下記 (7) 式で示される。

【 0 2 7 4 】

$$D S G 1 = (V a + V b) / V H \quad \dots (7)$$

一方で、デューティ比 D c は、式 (3) を変形することにより、下記 (8) 式で示される。

【 0 2 7 5 】

$$D c = 1 - (V a + V b) / V H \quad \dots (8)$$

したがって、図 3 5 の S B モードでの論理演算に従って、 $S G 1 = / S G c$ とすると、
40
制御信号 S G 1 のデューティ比 D S G 1 は、下記 (9) 式で示される。

【 0 2 7 6 】

$$D S G 1 = 1 - D c = (V a + V b) / V H \quad \dots (9)$$

このように、上述のキャリア位相制御に従って位相差 を設定した場合には、デューティ比 D a , D b による制御パルス信号 S D a , S D b に基づく論理演算、具体的には、/ S D a および / S D b の論理和によって、デューティ比 D c に基づく制御パルス信号 / S D c とデューティ比が等しい信号を生成することができる。すなわち、制御パルス信号 S D a , S D b に基づいて、S B モードにおける制御信号 S G 1 を生成することができる。

【 0 2 7 7 】

また、図 3 5 に示されるように、S B モードにおける制御信号 S G 2 , S G 4 は、制御
50
信号 S G 1 の反転信号である。not (/ S D b or / S D a) の論理演算結果は、

S D a および S D b の論理積 (S D b and S D a) となる。したがって、制御パルス信号 S D c に従って設定されるべき制御信号 S G 2 , S G 4 についても、制御パルス信号 S D a および S D b の論理演算に基づいて生成することができる。

【 0 2 7 8 】

このように、S B モードでは、キャリア位相制御を適用して、制御パルス信号 S D a (/ S D a) および制御パルス信号 S D b (/ S D b) の間でパルスの遷移タイミングを合わせるように、位相差 が設定される。このような位相差 を有するようにキャリア波 C W a , C W b を生成することにより、図 3 5 に示されるように、S B モードにおける、デューティ比 D c に基づいて設定されるべき制御信号 S G 1 ~ S G 4 を、デューティ比 D a , D b に基づく制御パルス信号 S D a , S D b から生成することが可能である。

10

【 0 2 7 9 】

具体的には、上述のように、制御信号 S G 3 は、制御パルス信号 S D a および S D b の論理和によって、H レベルに固定された信号となる。また、制御信号 S G 1 は、制御パルス信号 / S D a および / S D b の論理和によって、デューティ比 D c に基づく P W M 制御と同等のデューティを有するように生成できる。また、S B モードにおいて、制御信号 S G 1 と相補に設定される制御信号 S G 2 , S G 4 についても、制御パルス信号 S D a および S D b の論理積によって生成できる。

【 0 2 8 0 】

なお、S B モードにおける位相差 についても、P B モードにおけるキャリア位相制御と同様に、予め設定された、デューティ比 D a , D b と位相差 との関係を記憶する位相差マップないし位相差算出式に従って、S B モードにおいて算出されたデューティ比 D a , D b に基づいて算出することができる。

20

【 0 2 8 1 】

図 3 6 には、本実施の形態 1 の変形例に従う電力変換器制御における P B モードおよび S B モードの動作例を示す波形図が示される。

【 0 2 8 2 】

図 3 6 を参照して、キャリア波 C W a の山で P B モードから S B への切替指令が発せられる。切替指令の発生前では、直流電源 1 0 a , 1 0 b のそれぞれの電流制御によって算出されたデューティ比 D a , D b に基づいて、制御信号 S G 1 ~ S G 4 が生成される。

【 0 2 8 3 】

切替指令が発せられると、図 3 5 に示した論理演算式に従って、デューティ比 D c を新たに算出することなく、その時点での制御パルス信号 S D a , S D b に基づいて、即座に S B モードでの制御信号 S G 1 ~ S G 4 を生成することができる。

30

【 0 2 8 4 】

このため、P B モードを始めとする昇圧モードに属する他の動作モードと共通に、デューティ比 D a , D b を用いて S B モードにおける制御信号 S G 1 ~ S G 4 を生成することができる。特に、動作モードの切替時に、制御遅れを発生することなく、P B モードおよび S B モードの間の切替処理を実行することができる。

【 0 2 8 5 】

[実施の形態 2]

40

実施の形態 2 では、直流電源 1 0 a , 1 0 b の出力を制御するための電力変換器制御について説明する。実施の形態 2 による。以下の説明で明らかになるように、各動作モードにおいて共通の制御演算が適用される点が、本実施の形態 2 に従う電力変換器制御の特徴の 1 つである。

【 0 2 8 6 】

図 3 7 は、本実施の形態 2 に従う電力変換器制御の基本的な概念を説明する図である。

図 3 7 を参照して、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、本実施の形態 2 に従う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。さらに、総電力 P H を出力電力 P a および

50

P bの間で分配することにより、各直流電源 1 0 a , 1 0 b の出力を電力制御（電流制御）する。

【 0 2 8 7 】

（ P B モードにおける制御動作 ）

まず、 P B モードでの制御動作について説明を進める。

【 0 2 8 8 】

図 3 8 および図 3 9 は、本実施の形態 1 に従う電力変換器制御を説明するためのブロック図である。図 3 8 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れるとともに、図 3 9 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。

10

【 0 2 8 9 】

図 3 8 を参照して、制御装置 4 0 は、電圧制御部 2 0 0 と、パワー管理部 2 9 0 とを含む。

【 0 2 9 0 】

パワー管理部 2 9 0 は、直流電源 1 0 a , 1 0 b および / または負荷 3 0 の動作状態に基づいて、総電力 P H に関する電力上限値 P H m a x および電力下限値 P H m i n と、直流電源 1 0 a の電力上限値 P a m a x および電力下限値 P a m i n と、直流電源 1 0 a および 1 0 b の間の電力分配比 k とを設定する。直流電源 1 0 a , 1 0 b 全体での総電力 P H についても、電力上限値 P H m a x および電力下限値 P H m i n を設定することができる。たとえば、 $P H m a x = P a m a x + P b m a x$ 、 $P H m i n = P a m i n + P b m i n$ とすることができる。

20

【 0 2 9 1 】

実施の形態 1 でも説明したように、 P B モードでは、 $0 < k < 1$ の任意の値に、電力分配比 k を設定することができる。上述のように、電力分配比 k は、たとえば、直流電源 1 0 a , 1 0 b の状態（たとえば、 S O C のバランスないし上下限電力のバランス）、あるいは、出力電力レベル（ P H ）等に基づいて決めることができる。なお、後程詳細に説明するように、電力分配比 k は動作モードに応じて切替えられる

パワー管理部 2 9 0 は、さらに、直流電源 1 0 a , 1 0 b の間で充放電を行なうための循環電力値 P r を設定する。

【 0 2 9 2 】

30

循環電力値 P r は、直流電源 1 0 b を充電するための直流電源 1 0 a からの出力電力に相当する。たとえば、力行動作時には、 $k = 1$ とした上で $P r > 0$ に設定すると、直流電源 1 0 a の出力電力によって、総電力 P H を電力線 2 0 に対して供給しつつ、直流電源 1 0 b を充電することができる。反対に、 $k = 0$ とした上で $P r < 0$ に設定すると、直流電源 1 0 b の出力電力によって、総電力 P H を電力線 2 0 に対して供給しつつ、直流電源 1 0 a を充電することができる。

【 0 2 9 3 】

また、回生動作時（ $P H < 0$ ）には、 $k = 0$ とした上で $P r > 0$ に設定すると、負荷 3 0 からの回生電力と、直流電源 1 0 a からの出力電力との両方によって、直流電源 1 0 b を充電することができる。反対に、 $k = 1$ とした上で $P r < 0$ に設定すると、負荷 3 0 からの回生電力と、直流電源 1 0 b からの出力電力との両方によって、直流電源 1 0 a を充電することができる。

40

【 0 2 9 4 】

循環電力値 P r が設定されないとき（ $P r = 0$ ）には、直流電源 1 0 a および 1 0 b の間での充放電は実行されない。パワー管理部 2 9 0 は、たとえば、直流電源 1 0 a , 1 0 b の S O C が不均衡である場合に、低 S O C 側の直流電源の充電を促進するように循環電力値 P r を設定する。

【 0 2 9 5 】

電圧制御部 2 0 0 は、出力電圧 V H の電圧偏差に基づいて、直流電源 1 0 a , 1 0 b の電力指令値 P a * , P b * を設定する。電圧制御部 2 0 0 は、偏差演算部 2 1 0 と、制御

50

演算部 220 と、リミッタ 230 と、電力分配部 240 と、循環電力加算部 250 と、リミッタ 260 と、減算部 270 とを有する。図 38 の構成において、リミッタ 260 は「第 1 の保護手段」に対応し、リミッタ 230 は「第 2 の保護手段」に対応する。

【0296】

偏差演算部 210 は、電圧指令値 VH^* および出力電圧 VH の検出値の差に従って電圧偏差 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。たとえば、制御演算部 220 は、PI 演算によって、下記 (10) 式に従って PHr を設定する。

【0297】

$$PHr = Kp \cdot VH + (Ki \cdot VH) \dots (10)$$

10

式 (10) 中の Kp は比例制御ゲインであり、 Ki 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 CH の容量値も反映される。式 (10) に従って総電力 PHr を設定することにより、電圧偏差 VH を低減するためのフィードバック制御を実現できる。

【0298】

あるいは、負荷 30 の動作状態から負荷電力 PL を予測できる場合には、この予測値 PL^* をさらに反映して、式 (11) に従って要求される総電力 PHr を設定することも可能である。このようにすると、負荷 30 での電力消費をフィードフォワードする形で出力電圧 VH を制御することができる。

【0299】

20

$$PHr = Kp \cdot VH + (Ki \cdot VH) + PL^* \dots (11)$$

リミッタ 230 は、パワー管理部 290 によって設定された $PHmax \sim PHmin$ の範囲内となるように、電力指令値 PH^* を制限する。もし、 $PHr > PHmax$ のときには、リミッタ 230 により $PH^* = PHmax$ に設定される。同様に、 $PHr < PHmin$ のときには、リミッタ 230 は、 $PH^* = PHmin$ に設定する。また、 $PHmax > PHr > PHmin$ のときには、そのまま $PH^* = PHr$ に設定される。これにより、総電力指令値 PH^* が確定する。

【0300】

電力分配部 240 は、総電力指令値 PH^* 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 $k \cdot PH^*$ 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 $k \cdot PH^*$ と、パワー管理部 290 によって設定された循環電力値 Pr 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 Par を算出する ($Par = k \cdot PH^* + Pr$)。

30

【0301】

リミッタ 260 は、パワー管理部 290 によって設定された $Pamax \sim Pamin$ の範囲内となるように、直流電源 10a の電力指令値 Pa^* を制限する。もし、 $Par > Pamax$ のときには、リミッタ 260 により $Pa^* = Pamax$ に修正される。同様に、 $Par < Pamin$ のときには、リミッタ 260 は、 $Pa^* = Pamin$ に修正する。また、 $Pamax > Par > Pamin$ のときには、そのまま $Pa^* = Par$ とされる。これにより、直流電源 10a の電力指令値 Pa^* が確定する。

40

【0302】

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

【0303】

図 40 は、図 38 に従って設定された電力指令値による電源システム内のパワーフローを説明するための概念図である。

【0304】

図 40 を参照して、出力電圧 VH を電圧指令値 VH^* に制御するために必要な総電力指令値 PH^* は、電力分配比 k に従って電力指令値 Pa^* 、 Pb^* に分配される。すなわち、基本的には、 $Pa^* = k \cdot PH^*$ 、 $Pb^* = (1 - k) \cdot PH^*$ に設定される。これによ

50

り、直流電源 10a, 10b 間での電力比を制御した上で、出力電圧 V_H を制御するための総電力指令値 P_H^* に従った電力を、電力線 20 へ入出力することができる。

【0305】

さらに、循環電力値 P_r を設定することにより、直流電源 10a からの出力電力によって直流電源 10b を充電 ($P_r > 0$)、あるいは、直流電源 10b からの出力電力によって直流電源 10a を充電 ($P_r < 0$) することができる。

【0306】

また、電力指令値 P_a^* がリミッタ 260 によって $P_{amax} \sim P_{amin}$ の範囲内に確実に制限されるので、直流電源 10a を過電力から保護できる。すなわち、直流電源 10a の過充電および過放電を防止できる。

10

【0307】

また、負荷電力 P_L を $P_{Hmin} \sim P_{Hmax}$ の範囲内に制限するとともに、総電力指令値 P_H^* がリミッタ 230 によって $P_{Hmax} \sim P_{Hmin}$ の範囲内に確実に制限されることにより、直流電源 10b についても過電力から保護できる。すなわち、直流電源 10b の過充電および過放電についても防止することができる。

【0308】

図 39 を参照して、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、電流制御部 310、PWM (Pulse Width Modulation) 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 10a の出力を制御する。図 39 の構成において、電流制御部 300 および 310 は「制御手段」に対応し、PWM 制御部 400 は「信号生成手段」に対応する。

20

【0309】

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。

【0310】

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 の検出値の差に従って電流偏差 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。たとえば、制御演算部 306 は、PI 演算によって、下記 (12) 式に従って制御量 $Dfba$ を算出する。

30

【0311】

$$Dfba = Kp \cdot I_a + (Ki \cdot I_a) \dots (12)$$

式 (12) 中の Kp は比例制御ゲインであり、 Ki は積分制御ゲインである。これらの制御ゲインは、式 (10) とは別個に設定される。

【0312】

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 について解くことで得られる $D_a = (V_H - V_a) / V_H$ に沿って、式 (13) に従って設定される。

40

【0313】

$$Dffa = (V_H^* - V_a) / V_H^* \dots (13)$$

FF 加算部 308 は、FB 制御量 $Dfba$ および FF 制御量 $Dffa$ 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 変換を行なう際の、昇圧チョッパ回路 (図 7) 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。

【0314】

同様に、直流電源 10b に対応する電流制御部 310 は、電流指令生成部 312 と、偏

50

差演算部 314 と、制御演算部 316 と、FF 加算部 318 とを有する。

【0315】

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 の検出値の差に従って電流偏差 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_{fb} を算出する。たとえば、制御演算部 316 は、PI 演算によって、下記 (14) 式に従って制御量 D_{fb} を算出する。

【0316】

$$D_{fb} = K_p \cdot I_b + (K_i \cdot I_b) \quad \dots (14)$$

10

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、式 (10) および式 (12) とは別個に設定される。

【0317】

一方で、電圧フィードフォワード制御の FF 制御量 D_{ff} 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 (15) に従って設定される。なお、式 (15) 中において、電圧指令値 V_H^* は出力電圧 V_H の検出値としてもよい。

【0318】

$$D_{ff} = (V_H^* - V_b) / V_H^* \quad \dots (15)$$

FF 加算部 318 は、FB 制御量 D_{fb} および FF 制御量 D_{ff} 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、昇圧チョッパ回路 (図 8) 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。

20

【0319】

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 9 および図 10 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。なお、キャリア波発生部 410 は、実施の形態 1 の変形例で説明したキャリア位相制御を適用してキャリア波 CW_a , CW_b を生成することが好ましい。

30

【0320】

このように、実施の形態 2 に従う電力変換器制御によれば、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から保護することが可能となる。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可能である。

【0321】

特に、直流電源 10a, 10b の一方に対しては、電力指令値を直接制限することができる。図 12 の構成例では、リミッタ 260 により、直流電源 10a の電力指令値 P_a^* を、 $P_{amin} \sim P_{amax}$ 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。

40

【0322】

なお、総電力指令値 P_H^* を $P_{Hmin} \sim P_{Hmax}$ の範囲内に制限して直流電源 10b の電力指令値 P_b^* を設定するとともに、負荷電力 P_L を $P_{Hmin} \sim P_{Hmax}$ の範囲内に制限することによって、直流電源 10b についても間接的に過電力から保護することができる。ただし、図 38 の構成例では、リミッタ 260 によって電力指令値 P_a^* が直接制限される直流電源 10a の方が、直流電源 10b よりも過電力から厳格に保護されることになる。したがって、より厳格に過電力からの保護が必要な直流電源の電力指令値

50

に対して、リミッタ 260 による直接の制限が行なわれる構成とすることが好ましい。

【0323】

(他の昇圧モードにおける制御動作)

図3に示したように、出力電圧 V_H が電圧指令値 V_H^* へ制御される昇圧モードとして、PBモードの他にも、aBモード、bBモードおよびSBモードが存在する。aBモード、bBモードおよびSBモードについても、図38および図39に従う制御構成を共有して、出力電圧 V_H が電圧指令値 V_H^* へ制御される。

【0324】

図41は、昇圧モードに属する各動作モードにおける制御信号および制御データの設定を説明する図表である。

10

【0325】

図41を参照して、昇圧モードにおける各動作モードでは、図38および図39に示された制御構成が共有される。そして、電力分配比 k 、電流フィードバック制御の実行対象となる直流電源、および制御信号 $SG1 \sim SG4$ の演算ロジックを変更することにより、動作モードの違いに対応している。

【0326】

PBモードでは、既に説明したように、電力分配比 k は、 $0 < k < 1.0$ の範囲内で任意に設定できるとともに、循環電力値 P_r についても制御上は任意の値で設定することができる。上述のように、PBモードでは、出力電圧 V_H を制御するための電力指令値に基づいて設定された電流指令値 I_a^* 、 I_b^* に従って、直流電源 10a、10b の両方の電流 I_a 、 I_b が制御される。

20

【0327】

aBモードでは、図7(a)、(b)に示すスイッチング動作によって、スイッチング素子 $S1 \sim S4$ が形成する昇圧チョッパ回路によって、直流電源 10b を不使用とする一方で、直流電源 10a および電力線 20 (負荷 30) の間で双方向の DC/DC 変換が実行される。したがって、aBモードでは、直流電源 10a の出力を制御するためのデューティ比 D_a に基づく制御パルス信号 SD_a に従って、スイッチング素子 $S1 \sim S4$ が制御される。具体的には、図7(a)、(b)に示した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 $S3$ および $S4$ は、制御パルス信号 SD_a に従って共通にオンオフ制御される。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 $S1$ および $S2$ は、制御パルス信号 SD_a に従って共通にオンオフ制御される。

30

【0328】

図41ならびに図38を参照して、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、リミッタ 230 によって、出力電圧 V_H の電圧偏差 V_H に基づいて総電力指令値 PH^* が設定される。なお、直流電源 10b は不使用とされるので、リミッタ 230 に与えられる電力上限値 PH_{max} および電力下限値 PH_{min} は、直流電源 10a の電力上限値 Pa_{max} および電力下限値 Pa_{min} と同等に設定することができる。これに対応して、aBモードでは、負荷 30 の動作指令値は、 $Pa_{min} \leq PL \leq Pa_{max}$ となる範囲内に制限して生成される。

【0329】

40

aBモードでは、直流電源 10b が非使用(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、電力分配比 $k = 1.0$ に固定することにより、電力指令値 $Pa^* = PH^*$ に設定される一方で、電力指令値 $Pb^* = 0$ に設定される。この際に、リミッタ 260 によっても、電力指令値 Pa^* が $Pa_{max} \sim Pa_{min}$ の範囲から外れないように、すなわち、直流電源 10a に過電力が生じないように保護することができる。したがって、aBモードにおいては、リミッタ 230 および 260 の一方を非作動とすることも可能である。

【0330】

さらに、図39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、電力指令値 Pa

50

に従って設定された電流指令値 I_a^ と電流 I_a の検出値との電流偏差に基づく式 (12) に示されたフィードバック制御と、式 (13) に示された電圧比に基づくフィードフォワード制御とによって、デューティ比 D_a を算出する ($D_a = D_{fba} + D_{ffa}$)。

【0331】

これに対して、aBモードでは、上述のように制御パルス信号 SD_b は不要であるので、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 の演算は停止される。

【0332】

図42には、aBモードでの電源システム内のパワーフローを説明するための概念図が示される。

【0333】

図42を参照して、aBモードでは、出力電圧 V_H を電圧指令値 V_H^* に制御するための電力指令値 P_H^* は、全て直流電源 10a に分配される。すなわち、負荷電力 P_L は、直流電源 10a のみによってカバーされる。また、循環電力値 $P_r = 0$ に固定されるため、直流電源 10a、10b の間での充放電は生じない。

【0334】

aBモードにおいても、電力指令値 P_a^* がリミッタ 260 および / または 290 によって $P_{amax} \sim P_{amin}$ の範囲内に確実に制限される。このため、単独使用する直流電源 10a を過電力から保護できる。また、aBモードにおいて、直流電源 10a の電流 I_a のフィードバック制御によってデューティ比 D_a を演算することにより、出力電力 V_H のフィードバック制御によってデューティ比 D_a を演算する制御と比較して、電圧偏差 V_H を速やかに解消することができる。

【0335】

bBモードでは、図8(a)、(b)に示すスイッチング動作によって、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ が形成する昇圧チョッパ回路によって、直流電源 10a を不使用とする一方で、直流電源 10b および電力線 20 (負荷 30) の間で双方向の DC / DC 変換が実行される。したがって、bBモードでは、直流電源 10b の出力を制御するためのデューティ比 D_b に基づく制御パルス信号 SD_b に従って、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ が制御される。具体的には、図8(a)、(b)に示した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 および S_3 は、制御パルス信号 SD_b に従って共通にオンオフ制御される。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 および S_4 は、制御パルス信号 / SD_b に従って共通にオンオフ制御される。

図41ならびに図38を参照して、bBモードにおいても、PBモードおよびaBモードと同様に、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^* が設定される。bBモードでは直流電源 10a は不使用とされるので、リミッタ 230 に与えられる電力上限値 P_{Hmax} および電力下限値 P_{Hmin} は、直流電源 10b の電力上限値 P_{bmax} および電力下限値 P_{bmin} と同等に設定される。同様に、循環電力値 $P_r = 0$ に固定される。

【0336】

さらに、電力分配比 $k = 0$ に固定することにより、電力指令値 $P_b^* = P_H^*$ に設定される一方で、電力指令値 $P_a^* = 0$ に設定される。この際には、リミッタ 260 による制限は不要である。すなわち、bBモードにおいては、リミッタ 230 によって、直接直流電源 10b を過電力から保護することができる。

【0337】

さらに、図39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、電力指令値 P_b^* に従って設定された電流指令値 I_b^* と電流 I_b の検出値との電流偏差に基づく式 (14) に示されたフィードバック制御と、式 (15) に示された電圧比に基づくフィードフォワード制御とによって、デューティ比 D_b を算出する ($D_b = D_{fbb} + D_{ffb}$)。

【0338】

10

20

30

40

50

これに対して、b Bモードでは、上述のように制御パルス信号SDaは不要であるので、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Daの演算は停止される。

【0339】

図43には、b Bモードでの電源システム内のパワーフローを説明するための概念図が示される。

【0340】

図43を参照して、b Bモードでは、出力電圧VHを電圧指令値VH*に制御するために必要な電力指令値PH*は、全て直流電源10bに分配される。すなわち、負荷電力PLは、直流電源10bのみによってカバーされる。また、循環電力値Pr = 0に固定されるため、直流電源10a, 10bの間での充放電は生じない。

10

【0341】

b Bモードにおいても、リミッタ230に与えられる電力上限値PHmaxおよび電力下限値PHminを、直流電源10bの電力上限値Pbmaxおよび電力下限値Pbminと同等に設定することができる。これにより、電力指令値Pb*がPbmax ~ Pbminの範囲内に確実に制限される。また、b Bモードでは、負荷30の動作指令値は、Pbmin PL Pbmaxとなる範囲内に制限して生成されることになる。この結果、単独使用する直流電源10bを過電力から保護できる。また、b Bモードにおいて、直流電源10bの電流Ibをフィードバック制御することにより、直流電圧VHを直接フィードバック制御によって解消する制御と比較して、発生した電圧偏差 VHを速やかに解消

20

【0342】

次に、S Bモードにおける制御動作について説明する。

図44には、S Bモードでの電源システム内のパワーフローを説明するための概念図が示される。

【0343】

図44を参照して、S Bモードでは、直流電源10aおよび10bが直列接続された状態で、電力線20(負荷30)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および直流電源10bを流れる電流は共通となる($I_a = I_b$)。このため、直流電源10aの出力電力Paおよび直流電源10bの出力電力Pbを直接制御

30

【0344】

再び図41を参照して、S Bモードでは、電力分配比kは、式(4)に沿って求められる式(16)に従って、直流電源10a, 10bの電圧Va, Vbの現在値(検出値)に基づいて設定される。

【0345】

$$k = V_a / (V_a + V_b) \quad \dots (16)$$

また、S Bモードでは、直流電源10a, 10b間での充放電はできないので、循環電力値Pr = 0に設定される。

40

【0346】

これにより、図38の構成において、S Bモードと同様に、出力電圧VHの電圧偏差VHに基づいて総電力指令値PH*が設定される。総電力指令値PH*は、リミッタ230によって、PHmax ~ PHminの範囲内に設定することができる。さらに、式(11)に従って、直列接続された直流電源10a, 10bの間での、現在の電圧Va, Vbに基づく電力分配比kに従って、総電力指令値PH*が、電力指令値Pa*およびPb*に分配される。この際に、リミッタ260によって、電力指令値Pa*は、Pamax ~ Paminの範囲内に制限される。

【0347】

図44に示されるように、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

50

は、直流電源 10a, 10b の一方のみで実行する。たとえば、直接電力指令値を制限することが可能である、すなわち、厳格に過電力から保護される直流電源 10a に対して電流フィードバック制御が実行される。

【0348】

再び図 39 を参照して、電流制御部 300 は、PB モードと同様に、電力指令値 P_a^* に従って設定された電流指令値 I_a^* と電流 I_a の検出値との電流偏差に基づく式 (12) に示されたフィードバック制御と、式 (13) に示された電圧比に基づくフィードフォワード制御とによって、デューティ比 D_a を算出する ($D_a = D_{fb a} + D_{ff a}$)。

【0349】

一方、電流制御部 310 では、制御演算部 316 における制御ゲイン、具体的には、式 (14) 中の K_p , K_i を零とすることによって、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 310 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 ($D_b = D_{ff b}$)。FF 制御量 $D_{ff b}$ は、式 (15) に従って設定することができる。

【0350】

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。上述のように、SB モードにおいても、実施の形態 1 の変形例で説明したキャリア位相差制御を組み合わせることによって、制御パルス信号 SD_a ($/SD_a$) および SD_b ($/SD_b$) を用いて (図 35)、SB モードにおける制御信号 $SG_1 \sim SG_4$ を生成することができる。

【0351】

このように、本実施の形態 2 に従う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 38 および図 39 に示した制御構成を共有することができる。

【0352】

具体的には、電力分配比 k や電流制御部 300, 310 の制御ゲインを動作モード間で切替えることによって、図 12 および図 13 に従った共通の制御演算を、各動作モード間で適用することが可能となる。このため、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可能である。

【0353】

さらに、直流電源 10a の電流フィードバック制御によってデューティ比 D_a を演算できるので、出力電圧 V_H のフィードバック制御によってデューティ比 (D_c) を演算する制御と比較して、SB モードでの電圧偏差 V_H を速やかに解消することができる。また、制御演算を各動作モード間で共通化することによって、動作モードを円滑に切替えることが可能となるので、制御性をさらに向上することができる。

【0354】

[実施の形態 3]

実施の形態 3 では、図 1 とは異なる構成の電力変換器に対する電力変換器制御の適用について説明する。

【0355】

図 45 は、本発明の実施の形態 3 に従う電源システム 5 の構成例を示す回路図である。

【0356】

図 45 を参照して、本発明の実施の形態 3 に従う電源システム 5 は、実施の形態 1 に従う電源システム 5 と比較して、電力変換器 50 に代えて、電力変換器 50 を含む点で異なる。電源システム 5 のその他の構成は、電源システム 5 と同様であるので、詳細な説明は繰り返さない。

【0357】

10

20

30

40

50

実施の形態 3 に従う電力変換器 50 は、昇圧チョッパ回路 6, 7 を有する。昇圧チョッパ回路 6 は、直流電源 10a と、負荷 30 と接続された電力線 20 との間で双方向の DC / DC 変換を実行する。昇圧チョッパ回路 6 は、スイッチング素子 S5, S6 およびリアクトル L1 を含む。

【0358】

昇圧チョッパ回路 7 は、直流電源 10b と、直流電源 10a と共通の電力線 20 との間で双方向の DC / DC 変換を実行する。昇圧チョッパ回路 7 は、スイッチング素子 S7, S8 およびリアクトル L2 を含む。

【0359】

スイッチング素子 S5 ~ S8 に対しては、逆並列ダイオード D5 ~ D8 が配置されている。また、スイッチング素子 S5 ~ S8 は、制御装置 40 からの制御信号 SG5 ~ SG8 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。

10

【0360】

このように、電力変換器 50 は、本実施の形態に従う電力変換器 50 とは異なり、直流電源 10a および 10b のそれぞれに対して独立に昇圧チョッパ回路 6, 7 が設けられた構成となっている。昇圧チョッパ回路 6 および 7 は、独立に制御することができる。

【0361】

制御装置 40 は、出力電圧 VH を制御するために、スイッチング素子 S5 ~ S8 のオンオフを制御する制御信号 SG5 ~ SG8 を生成する。

【0362】

20

図 46 は、図 45 に示された電力変換器 50 が有する複数の動作モードが示される。

図 46 を参照して、電力変換器 50 では、電力変換器 50 における SB モードおよび SD モードを除く、他の昇圧モードおよび直結モードを選択することができる。すなわち、電力変換器 50 の動作モードは、昇圧モードに属する PB モード、aB モードおよび bB モード、ならびに、直結モードに属する PD モード、aD モードおよび bD モードを有する。

【0363】

PB モードでは、昇圧チョッパ回路 6, 7 を独立に制御することにより、実施の形態 1 での PB モードと同様に制御することができる。すなわち、図 38 および図 39 の構成に従って、電力分配比 k ($0 < k < 1.0$) および循環電力値 P_r を、直流電源 10a, 10b の動作状態に応じて設定することができる。これにより、図 38 の構成により、出力電圧 VH を電圧指令値 V_H^* に制御するための総電力指令値 P_H^* から、電力分配比 k および循環電力値 P_r を反映して、直流電源 10a, 10b の電力指令値 P_a^* , P_b^* を設定することができる。

30

【0364】

さらに、図 39 の構成に従って、出力電圧 VH を制御するための電力指令値に基づいて設定された電流指令値 I_a^* , I_b^* に従って、直流電源 10a, 10b の両方の電流 I_a , I_b を制御するように、デューティ比 D_a , D_b を算出することができる。昇圧チョッパ回路 6, 7 が独立に制御されるので昇圧チョッパ回路 6 のスイッチング素子 S5, S6 の制御信号 SG5, SG6 は、制御パルス信号 SDa に基づいて生成される。具体的には、下アーム素子を構成するスイッチング素子 S6 の制御信号 $SG6 = \neg SGa$ となり、上アーム素子を構成するスイッチング素子 S5 の制御信号 $SG5 = SGa$ となる。

40

【0365】

同様に、昇圧チョッパ回路 7 のスイッチング素子 S7, S8 の制御信号 SG7, SG8 は、制御パルス信号 SDb に基づいて生成される。具体的には、下アーム素子を構成するスイッチング素子 S8 の制御信号 $SG8 = \neg SGb$ となり、上アーム素子を構成するスイッチング素子 S7 の制御信号 $SG7 = SGb$ となる。

【0366】

電力変換器 50 の PB モードにおいても、図 38 および図 39 に示された制御構成に従って、出力電圧 VH の電圧偏差を電力指令値に変換して電力指令値 P_a^* , P_b^* を設

50

定することによって、各直流電源 10a, 10b の出力を電流制御することができる。さらに、リミッタ 230, 260 により、出力電力ベースでの確実な過電力からの保護が可能となる。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。

【0367】

なお、電力変換器 50 の PB モードでは、スイッチング素子 S_5, S_6 の電流経路と、スイッチング素子 S_7, S_8 の電流経路が重なっていないので、キャリア位相制御を適用してもスイッチング素子 $S_5 \sim S_8$ の電力損失を低減することはできない。したがって、キャリア位相制御の適用は不要であり、位相差は固定（代表的には、 $\theta = 0$ に固定）することができる。

10

【0368】

aB モードでは、昇圧チョッパ回路 6 のみを動作させることにより、直流電源 10b を不使用とする一方で、直流電源 10a および電力線 20 の間での双方向の DC / DC 変換によって、出力電圧 V_H を電圧指令値 V_H^* へ制御することができる。すなわち、電力変換器 50 の aB モード（実施の形態 1）と同様に、電力分配比 $k = 1.0$ かつ循環電力値 $P_r = 0$ とすることにより、リミッタ 230 または 260 により $P_{amin} \leq P_a \leq P_{amax}$ の電力保護を行なった上で、使用される直流電源 10a の電力指令値 P_a^* を設定することができる（ $P_a^* = P_H^*$ ）。

【0369】

さらに、図 39 の構成において、直流電源 10a に対応する電流制御部 300 は、電力変換器 50 の PB モードと同様に動作して、電流フィードバック制御（電流指令値 I_a^* ）と、電圧比に基づくフィードフォワード制御とによって、デューティ比 D_a を算出する（ $D_a = D_{fb a} + D_{ff b a}$ ）。これに対して、aB モードでは、制御パルス信号 S_{Db} の算出は不要であるので、電流制御部 310 の動作は停止することができる。

20

【0370】

aB モードでは、昇圧チョッパ回路 7 を構成するスイッチング素子 S_7, S_8 はオフに維持される。一方で、昇圧チョッパ回路 6 を構成するスイッチング素子 S_5, S_6 は、デューティ比 D_a に基づくパルス幅変調制御によって生成される制御パルス信号 S_{Da} （ $/S_{Da}$ ）に従ってオンオフされる。

【0371】

30

bB モードでは、昇圧チョッパ回路 7 のみを動作させることにより、直流電源 10a を不使用とする一方で、直流電源 10b および電力線 20 の間での双方向の DC / DC 変換によって、出力電圧 V_H を電圧指令値 V_H^* へ制御することができる。これにより、電力変換器 50 の bB モード（実施の形態 1）と同様に、電力分配比 $k = 0$ かつ循環電力値 $P_r = 0$ とすることにより、リミッタ 230 により $P_{bmin} \leq P_b \leq P_{bmax}$ の電力保護を行なった上で、使用される直流電源 10b の電力指令値 P_b^* を設定することができる（ $P_b^* = P_H^*$ ）。

【0372】

図 39 の構成では、直流電源 10b に対応する電流制御部 310 は、電力変換器 50 の PB モードと同様に動作して、電流フィードバック制御（電流指令値 I_b^* ）と、電圧比に基づくフィードフォワード制御とによって、デューティ比 D_b を算出する（ $D_b = D_{fb b} + D_{ff b b}$ ）。これに対して、bB モードでは、制御パルス信号 S_{Da} の算出は不要であるので、電流制御部 300 の動作は停止することができる。

40

【0373】

bB モードでは、昇圧チョッパ回路 6 を構成するスイッチング素子 S_5, S_6 はオフに維持される。一方で、昇圧チョッパ回路 7 を構成するスイッチング素子 S_7, S_8 は、デューティ比 D_b に基づくパルス幅変調制御によって生成される制御パルス信号 S_{Db} （ $/S_{Db}$ ）に従ってオンオフされる。

【0374】

PD モードでは、スイッチング素子 S_5, S_7 をオンに固定する一方で、スイッチング

50

素子 S_6 , S_8 がオフに固定される。これにより、電力変換器 50 での SD モードと同様に、出力電圧 V_H は、直流電源 10a , 10 の出力電圧 V_a , V_b (厳密には V_a , V_b のうちの高い方の電圧) と同等となる。電力変換器 50 と同様に、 V_a , V_b 間の電圧差は直流電源 10a , 10b に短絡電流を生じられるので、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。

【0375】

aD モードでは、スイッチング素子 S_5 がオンに固定される一方で、スイッチング素子 $S_6 \sim S_8$ がオフに固定される。これにより、電力変換器 50 での aD モードと同様に、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 と同等となる ($V_H = V_a$)。上述のように、 aD モードの適用には、 $V_a > V_b$ が必要条件となる。

10

【0376】

bD モードでは、スイッチング素子 S_7 がオンに固定される一方で、スイッチング素子 S_5 , S_6 , S_8 がオフに固定される。これにより、電力変換器 50 での bD モードと同様に、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 と同等となる ($V_H = V_b$)。上述のように、 bD モードの適用には、 $V_b > V_a$ が必要条件となる。

【0377】

このように、実施の形態 3 に従う電力変換器 50 においても、実施の形態 1 で説明した電力変換器 50 と同様に、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複数の動作モード (PB モード、 aB モード、 bB モード) 間で、図 38 および図 39 に示した制御構成を共有することができる。また、電力変換器 50 と同様に、直結モードとして、 PD モード、 aD モードおよび bD モードを実現することができる。

20

【0378】

具体的には、電力分配比 k 等を動作モード間で切替えることによって、図 38 および図 39 に従った共通の制御演算を、各動作モード間で適用することが可能となる。このため、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可能である。さらに、昇圧チョッパ回路 6 , 7 のデューティ比 D_a , D_b を電流 I_a , I_b のフィードバック制御によって演算できるので、出力電圧 V_H のフィードバック制御によって演算する制御と比較して、発生した電圧偏差 V_H を速やかに解消

30

【0379】

あるいは、 PB モードにおいて、特許文献 3 に記載されるように、直流電源 10a および 10b 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 10a および 10b 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 (電流制御) することも可能である。

【0380】

なお、電力変換器 50 の PB モードでは、電力変換器 50 の PB モードのような電流打ち消し効果は生じないので、 PB モードにおけるコンバータ損失 $P_{lc v}$ は、特に負荷電力が大きいときに電力変換器 50 よりも増加する傾向にある。

40

【0381】

実施の形態 3 に従う電源システム 5 においても、実施の形態 1 と同様に、図 18 に示した構成によって、動作モードの選択が制御される。

【0382】

図 47 には、電源システム 5 における負荷要求電圧 $V_{Hr q}$ の電圧範囲 $V_{R1} \sim V_{R2}$ の定義が示される。

【0383】

図 47 を参照して、電源システム 5 では、シリーズモード (SD モードおよび SB モード) が存在しないため、図 16 のように、($V_a + V_b$) を境界として考慮する必要が

50

ない。この結果、負荷要求電圧 V_{Hrq} は、図 16 と同様の電圧範囲 $VR1 (V_{Hrq} \max (V_a, V_b))$ と、 $VR2 (\max (V_a, V_b) < V_{Hreq} \leq V_{Hmax})$ のいずれかに設定される。

【0384】

図 48 には、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が示される。

図 48 を参照して、電力変換器 50 においても、電力変換器 50 と同様に、出力電圧 V_H を $\max (V_a, V_b)$ よりも低い電圧に制御することができない。このため負荷要求電圧 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} と一致させることができない。

【0385】

したがって、電圧範囲 $VR1$ における動作モードの選択は、実施の形態 1 と同様である。すなわち、 aD モード、 bD モードおよび PD モードが、「適用可能な動作モード群」として選択される。さらに、 $V_a > V_b$ のときには、 aD モードのみが適用可能である一方で、 bD モードおよび PD モードを適用することができない。同様に、 $V_b > V_a$ のときには、 bD モードのみが適用可能である一方で、 aD モードおよび PD モードを適用することができない。このように、直流電源 10a, 10b の間の電圧差が大きい場合には、効率優先モードを選択する余地はなく、 aD モードまたは bD モードが、モード選択指示信号 MD^* によって指定される。

【0386】

これに対して、 V_a および V_b の電圧差が小さく、 $V_a = V_b$ とみなせる場合には、動作モード制御部 150 は、適用可能な動作モード群に含まれる、 aD モード、 bD モードおよび PD モードのうちから、動作モードを選択する。基本的には、同一の総電力 P_H を直結モードによって直流電源 10a, 10b から供給する場合には、電流分散の効果のため、電力変換器 50 におけるコンバータ損失 $P_{lc v}$ は、 PD モードで最小となる。したがって、電圧範囲 $VR1$ において、 $V_a = V_b$ のときには、 PD モードが効率優先モードに選択される。

【0387】

電圧範囲 $VR2 (V_{Hrq} > \max (V_a, V_b))$ では、電力変換器 50 による昇圧が必要であるため、昇圧モードに属する 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。一方で、 aD モード、 bD モードおよび PD モードは、適用することができない。

【0388】

昇圧モードに属する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} と一致させることが可能である。このため、 aB モード、 bB モードおよび PB モードの間では、負荷損失 $P_{ll d}$ を比較する必要がある。このため、動作モード選択部 160 は、電力変換器 50 でのコンバータ損失 $P_{lc v}$ の比較に従って、負荷 30 の動作状態に応じた効率優先モードの選択を実行することができる。たとえば、図 19 の構成において、コンバータ損失推定部 162 ~ 164 を電力変換器 50 の特性に従って構成することにより、損失比較部 168 が、コンバータ損失推定部 162 ~ 164 がそれぞれ算出したコンバータ損失 $P_{lc v}$ の推定値を比較することができ

【0389】

また、電圧範囲 $VR1, VR2$ の各々において、直流電源 10a, 10b の電源損失をさらに考慮に入れて、コンバータ損失 $P_{lc v}$ と電源損失との和を動作モード間で比較することも可能である。

【0390】

図 49 には、電源システム 5 における各電圧範囲での動作モードの修正の一覧が示される。

【0391】

図 49 を参照して、上述のように、電圧範囲 $VR1$ では、電源システム 5 と同様に、 a

10

20

30

40

50

Dモード、b DモードまたはP Dモードが、電圧 V_a 、 V_b の関係に応じて、効率優先モードに選択される。しかしながら、これらの効率優先モードでは、いずれかの直流電源においてSOCおよび/または出力電力が電源制約値に達しても、当該直流電源を保護することができない。したがって、動作モード修正部170は、いずれかの直流電源においてSOCおよび/または出力電力が電源制約値に達した場合には、PBモードを選択するようにモード選択指示信号MD*を生成する。上述のように、この際には、電圧指令値 V_H^* は、少なくとも、 $\max(V_a, V_b)$ よりも高く設定される。

【0392】

電圧範囲VR2では、トータル損失 P_{t1} の評価に従って、効率優先モードが選択される。そして、a Bモードの選択時に直流電源10aのSOCおよび/または出力電力が電源制約値に達した場合、または、b Bモードの選択時に直流電源10bのSOCおよび/または出力電力が電源制約値に達した場合には、動作モード修正部170は、PBモードを選択するようにモード選択指示信号MD*を生成する。

10

【0393】

このように、実施の形態3に従う電源システム5においても、主に負荷30の動作状態に応じてトータル損失 P_{t1} が最小となるように動作モードを選択することを基本とした上で、直流電源のSOCおよび/または出力電力が制約値に達した場合には、当該直流電源のさらなる充放電を回避するように動作モードを修正することができる。この結果、システム全体の効率向上と、各直流電源の過充電および過放電からの保護性とを両立するように、電力変換器50の動作モードを適切に選択することができる。

20

【0394】

なお、本実施の形態では、2個の直流電源10a、10bと、共通の電力線20との間でDC/DC変換を実行する電力変換器50、50を例示したが、3個以上の直流電源が設けられる構成に対しても、同様に動作モード選択を制御することが可能である。たとえば、n個($n \geq 3$)の直流電源のそれぞれに対応して昇圧チョッパ回路を並列に設けるように電力変換器50を拡張することができる。特に、実施の形態2で説明した制御構成(図38および図39)についても、n個($n \geq 3$)の直流電源間での電力分配比を設定するとともに、($n - 1$)個の直流電源に対してはリミッタ260(図39)によるのと同等の電力指令値の制限を実行することができる。このときの残りの1個の直流電源に対する電力保護は、リミッタ230(図39)および負荷電力のリミッタ(図示せず)による総電力指令値 P_H^* の制限によって間接的に担保されることになる。また、電力変換器50の構成については、並列配置されるコンバータについて、例示した昇圧チョッパのみならず、少なくとも1つの直流電源に対して昇圧チョッパに代えて昇降圧コンバータを適用することも可能である。

30

【0395】

さらに、負荷30は、直流電圧 V_H によって動作する機器であれば、任意の機器によって構成できる点について確認的に記載する。すなわち、本実施の形態では、電動車両の走行用電動機を含むように負荷30が構成される例を説明したが、本発明の適用はこのような場合に限定されるものではない。

【0396】

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。

40

【符号の説明】

【0397】

5、5 電源システム、6、7 昇圧チョッパ回路、10a、10b 直流電源、15 配線、20 電力線、21 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、50 電力変換器、101、102 動作点、110、120 動作領域、111~113 特

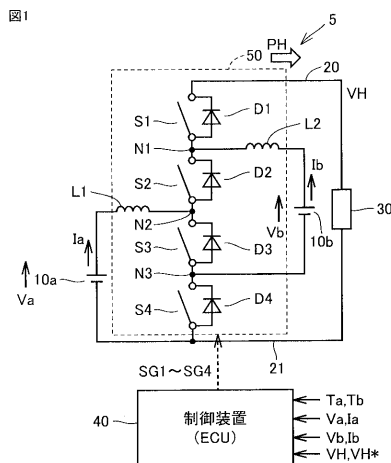
50

性線、150 動作モード制御部、160 動作モード選択部、161, 165 負荷損失推定部、162~164, 166, 167 コンバータ損失推定部、168 損失比較部、170 動作モード修正部、171a, 171b 内部抵抗推定部、172~174, 176, 177 電源損失推定部、190 $VHrq$ 設定部、200 電圧制御部、210, 304, 314 偏差演算部、220, 306, 316 制御演算部、230, 230, 260, 260 リミッタ、240 電力分配部、250 循環電力加算部、270 減算部、290 パワー管理部、300, 310 電流制御部、302, 312 電流指令生成部、308, 318 加算部、350, 351, 360, 361, 370~374 電流経路、400 PWM制御部、410 キャリア波発生部、CH 平滑コンデンサ、CW, CWa, CWb キャリア波、D1~D8 逆並列ダイオード、Da, Db, Dc デューティ比、Dfba, Dfbb FB制御量、Dffa, Dffb FF制御量、Ia, Ib 電流(直流電源)、Ia*, Ib* 電流指令値、L1, L2 リアクトル、MD モード選択指示信号、MD1 モード選択信号、N1~N3 ノード、PH 総電力、PH* 総電力指令値、PHmax, Pamax, Pbmax 電力上限値(放電)、PHmin, Pamin, Pbmin 電力下限値(充電)、PL 負荷電力、Pa, Pb 出力電力(直流電源)、Plcv コンバータ損失、Plld 負荷損失、Pr 循環電力値、Pt1 トータル損失、S1~S8 スwitchング素子、SDa, SDb, SDc 制御パルス信号、SG1~SG8 制御信号(スイッチング素子)、Ta, Tb 温度(直流電源)、VH 出力電圧、VH* 電圧指令値(出力電圧)、VHmax 上限電圧(出力電圧)、VHrq 負荷要求電圧、VR1~VR3 電圧範囲、Va, Vb 電圧(直流電圧)、k 電力分配比。

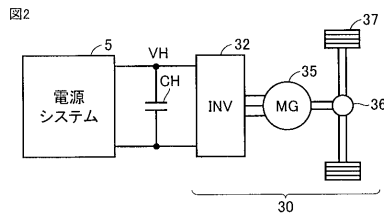
10

20

【図1】



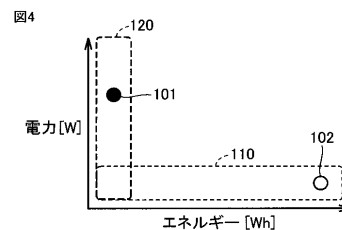
【図2】



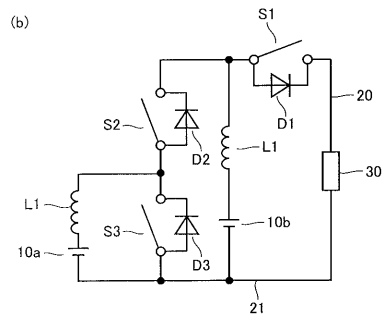
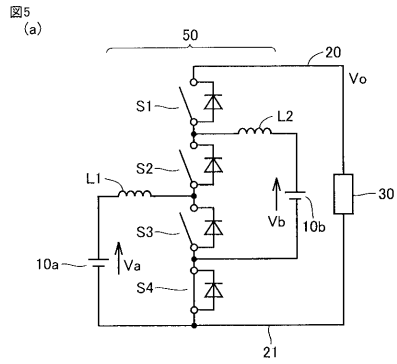
【図3】

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)	$VH \rightarrow VH^*$	PWM制御			
SB	10aおよび10b (直列)	$VH \rightarrow VH^*$	PWM制御			
aB	10aのみ	$VH \rightarrow VH^*$	PWM制御			
bB	10bのみ	$VH \rightarrow VH^*$	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

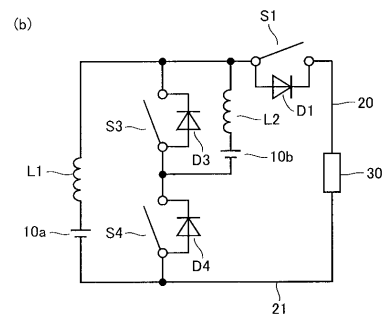
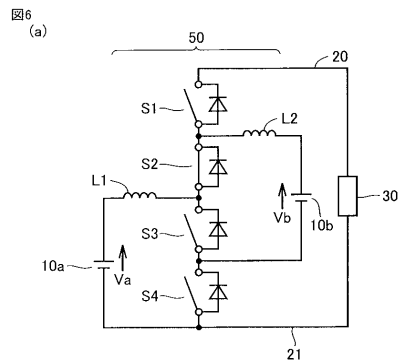
【図4】



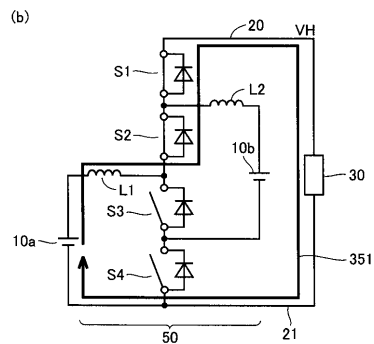
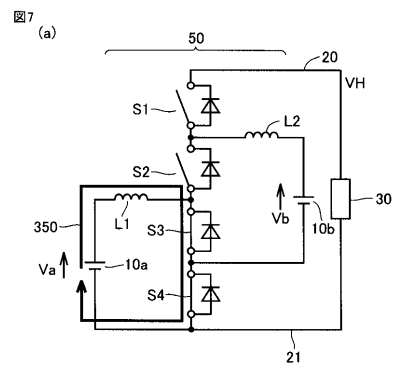
【図 5】



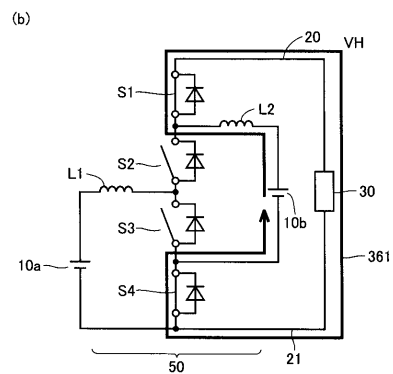
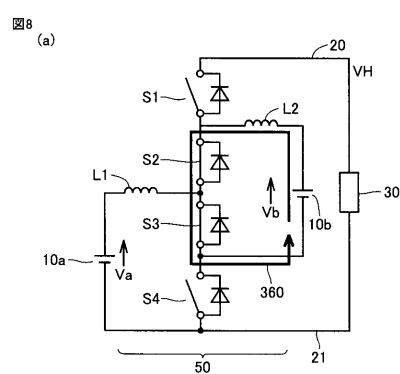
【図 6】



【図 7】



【図 8】



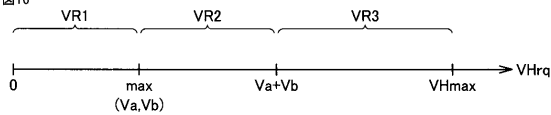
【図 15】

図15

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	$=Vb$

【図 16】

図16



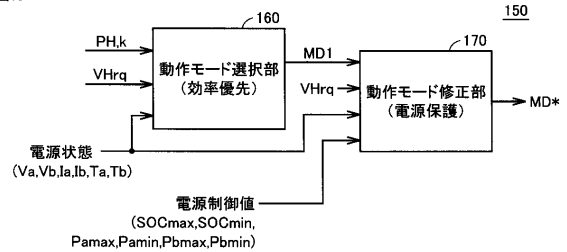
【図 17】

図17

電圧範囲	VR1	VR2	VR3
適用可能なモード	aD, bD, PD ($Va > Vb \rightarrow aD$ のみ) ($Vb > Va \rightarrow bD$ のみ)	aB bB PB SD	PB SB aB bB
MD1	PD ($Va = Vb$)	トータル損失評価 (図19)	SBまたはトータル損失評価 (図50)

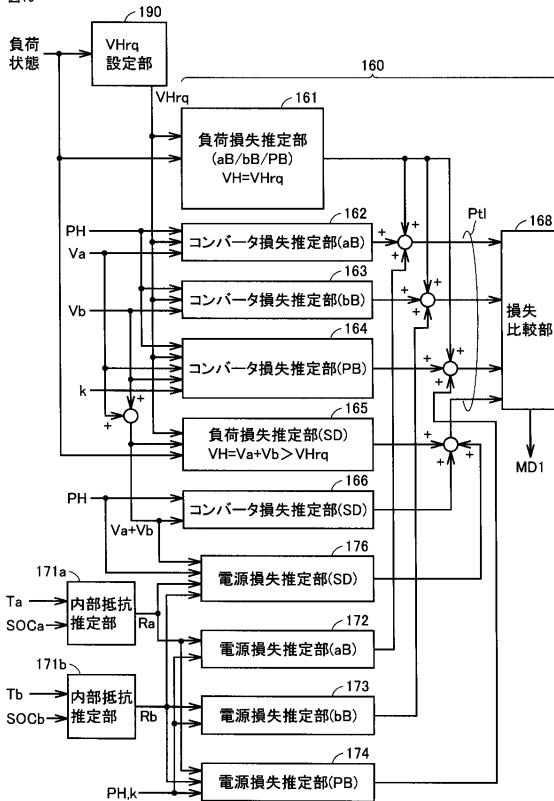
【図 18】

図18



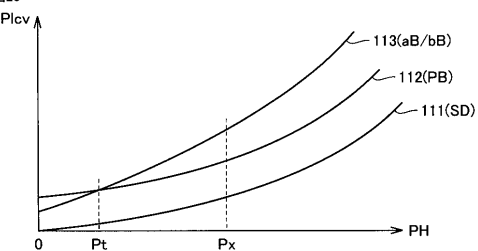
【図 19】

図19



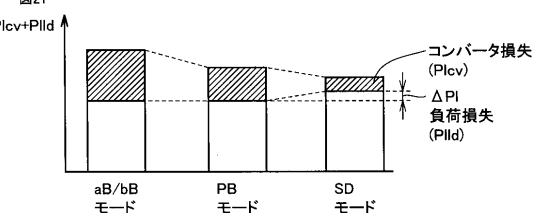
【図 20】

図20

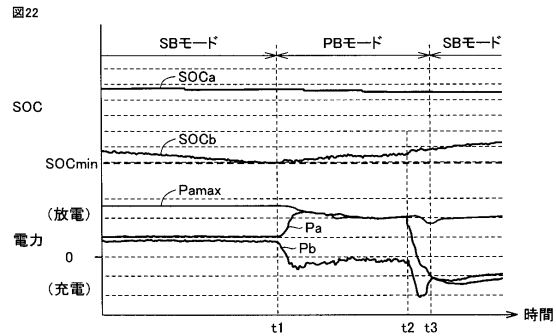


【図 21】

図21



【図 2 2】

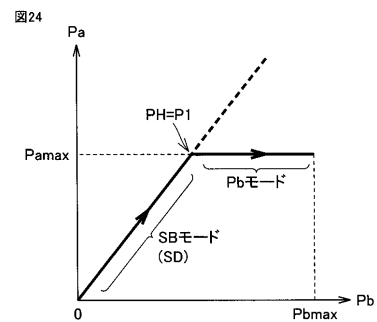


【図 2 3】

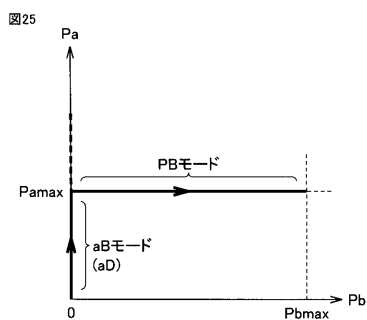
図23

電圧範囲	MD1	MD*
VR1	aD,bD,PD → PB	
VR2	aB,bB → PB	
	SD → PB	
VR3	SB → PB	

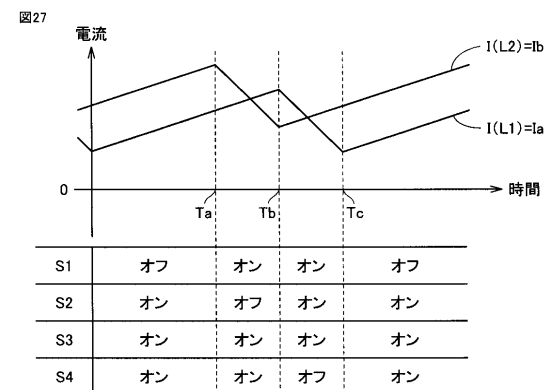
【図 2 4】



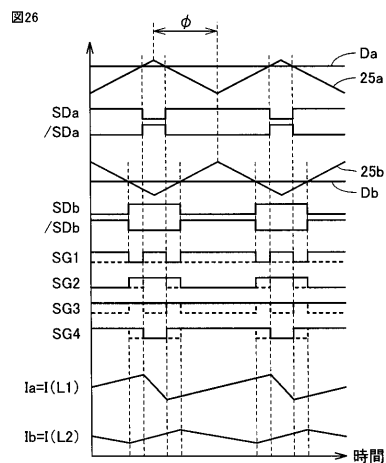
【図 2 5】



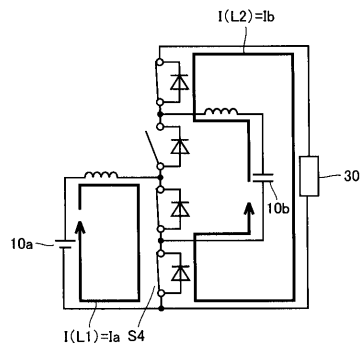
【図 2 7】



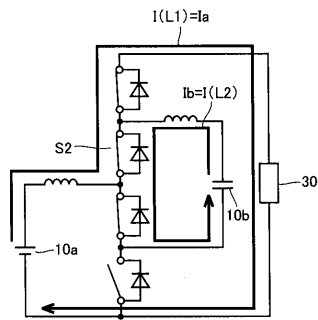
【図 2 6】



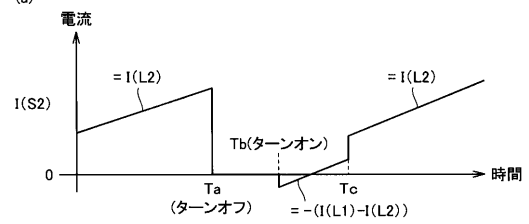
【図 28】

図28
(a)

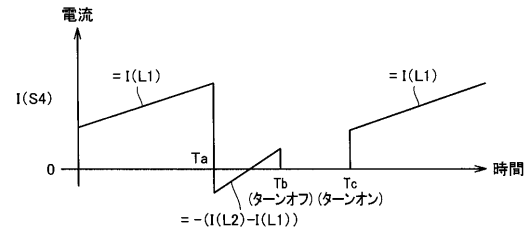
(b)



【図 29】

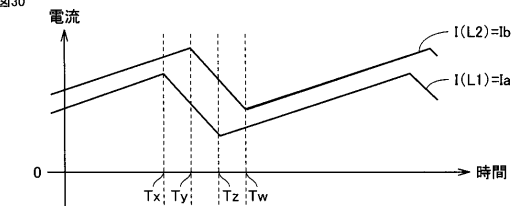
図29
(a)

(b)



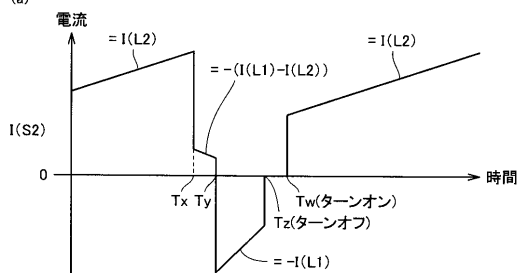
【図 30】

図30

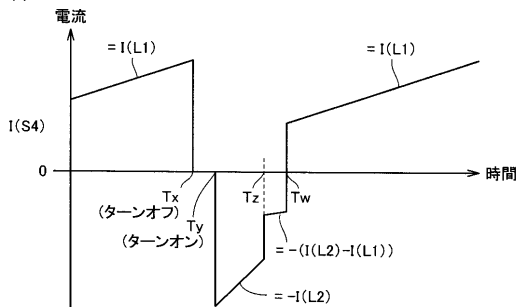


S1	オフ	オンオンオン	オフ
S2	オン	オンオンオフ	オン
S3	オン	オンオフオン	オン
S4	オン	オフオンオン	オン

【図 31】

図31
(a)

(b)



【図 3 2】

図32

動作状態	直流電源10aの状態— 直流電源10bの状態	I(L1), I(L2)の波形	ターンオン 損失が低減	ターンオフ 損失が低減	導通損失が 低減	導通損失が 低減
A	力行—力行		TbでS2	TbでS4	Tb~TcでS2	Tb~TcでS2
B	回生—回生		TbでS4	TbでS2	Ta~TbでS2	Tb~TcでS4
C	回生—力行		TaでS3	TaでS1	Ta~TbでS1	Tc~TaでS3
D	力行—回生		TcでS1	TcでS3	Tb~TcでS1	Tc~TaでS3

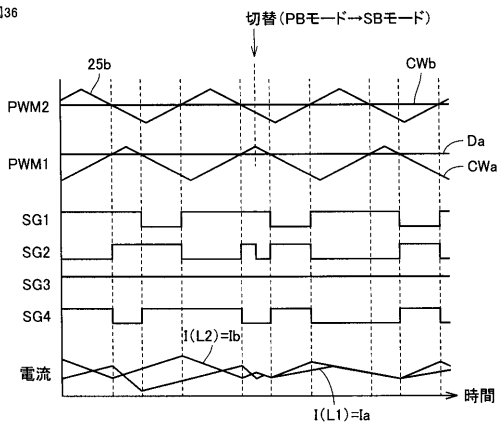
【図 3 5】

図35

	PBモード	SBモード
SG1	/SDa or /SDb	/SDc→/SDa or /SDb
SG2	/SDa or SDb	SDc→SDa and SDb
SG3	SDa or SDb	H固定→SDa or SDb
SG4	SDa or /SDb	SDc→SDa and SDb

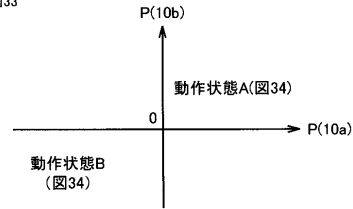
【図 3 6】

図36



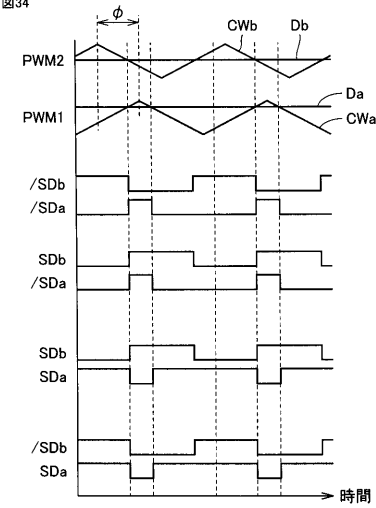
【図 3 3】

図33



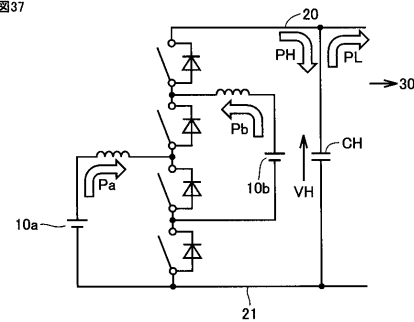
【図 3 4】

図34



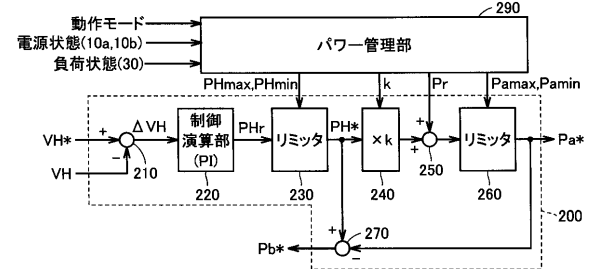
【図 3 7】

図37

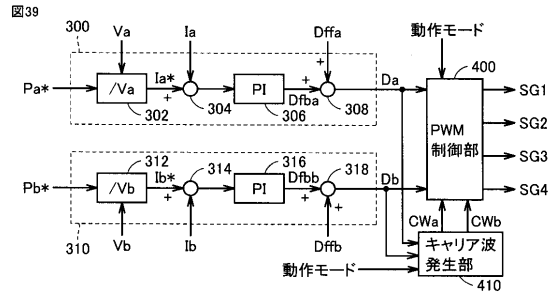


【図 3 8】

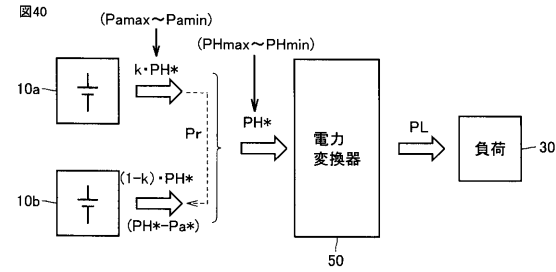
図38



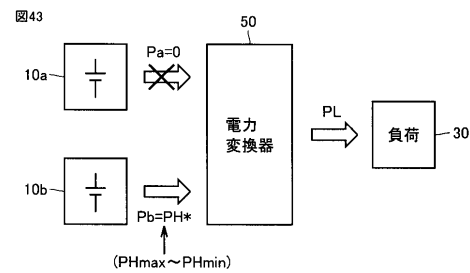
【図 39】



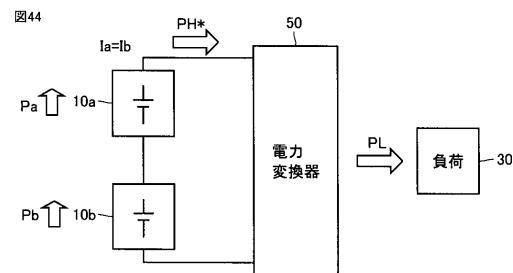
【図 40】



【図 43】



【図 44】

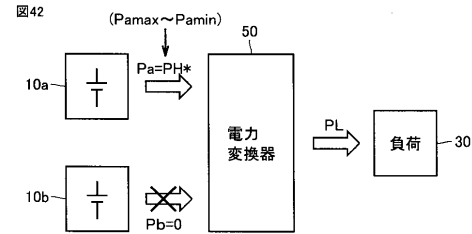


【図 41】

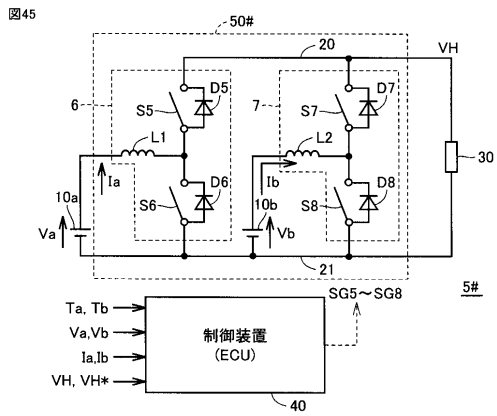
図41

モード	k	Pr	電流FB制御	S1~S4
PB	$0 \leq k \leq 1.0$	任意	Ia, Ib両方	図10
aB	1.0	0	Iaのみ	S1, S2 / SDa S3, S4 SDa
bB	0	0	Ibのみ	S1, S4 / SDb S2, S3 SDb
SB	$Va / (Va + Vb)$	0	Ia, Ib一方のみ	図37

【図 42】



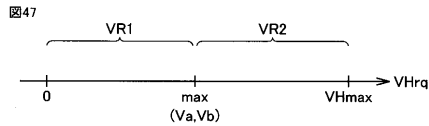
【図 45】



【図 46】

図46	S8	S7	S6	S5	Pr	k	電流FB制御	出力電圧	使用電源	モード
	SDb / SDb	SDb / SDb	SDa / SDb	SDa / SDb	任意	$0 \leq k \leq 1.0$	Ia, Ib両方	VH→VH*	10aおよび10b (並列)	PB
	オフ	オフ	オフ	オフ	0	1.0	Iaのみ	VH→VH*	10aのみ	aB
	SDb / SDb	SDb / SDb	オフ	オフ	0	0	Ibのみ	VH→VH*	10bのみ	bB
	オフ	オン	オフ	オン	0	—	—	VH=Va=Vb	10aおよび10b (並列)	PD
	オフ	オフ	オン	オン	0	—	—	VH=Va(>Vb)	10aのみ	aD
	オフ	オフ	オフ	オフ	0	—	—	VH=Vb(>Va)	10bのみ	bD

【図 47】



【図 48】

図48

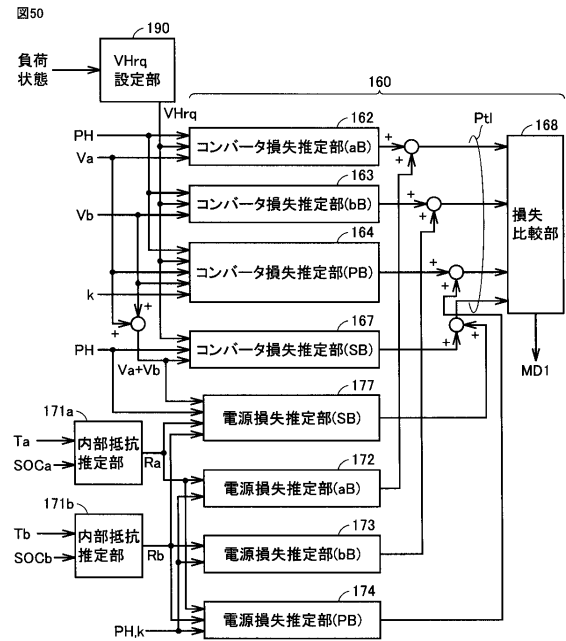
電圧範囲	VR1	VR2
適用可能なモード	aD, bD, PD ($V_a > V_b \rightarrow aD$ のみ) ($V_b > V_a \rightarrow bD$ のみ)	aB bB PB
MD1	PD ($V_a = V_b$)	損失評価

【図 49】

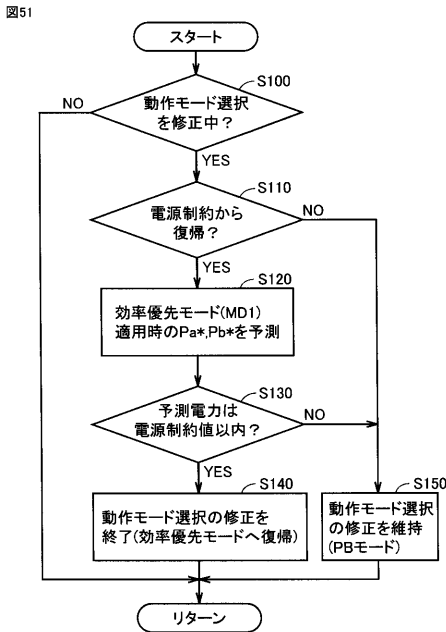
図49

電圧範囲	MD1	MD*
VR1	aD,bD	→ PB
VR2	aB,bB	→ PB

【図 50】



【図 51】



フロントページの続き

- (72)発明者 柳沢 直樹
愛知県長久手市横道4-1番地の1 株式会社豊田中央研究所内
- (72)発明者 岡村 賢樹
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 安食 泰秀

- (56)参考文献 特開平07-240212(JP,A)
特開2004-199911(JP,A)
特開2012-070514(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/155